



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2016-0140018  
(43) 공개일자 2016년12월07일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H04L 27/26 (2006.01)  
(52) CPC특허분류  
H04L 27/2662 (2013.01)  
H04L 27/264 (2013.01)  
(21) 출원번호 10-2015-0076074  
(22) 출원일자 2015년05월29일  
심사청구일자 없음

(71) 출원인  
삼성전자주식회사  
경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)  
연세대학교 산학협력단  
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)  
(72) 발명자  
김찬홍  
경기도 화성시 병점4로 38, 504호 (진안동, 서진빌)  
홍대식  
서울특별시 강서구 우장산로 8, 101동 1105호 (내발산동, 우장산월드메르디앙아파트)  
(74) 대리인  
권혁록, 이정순

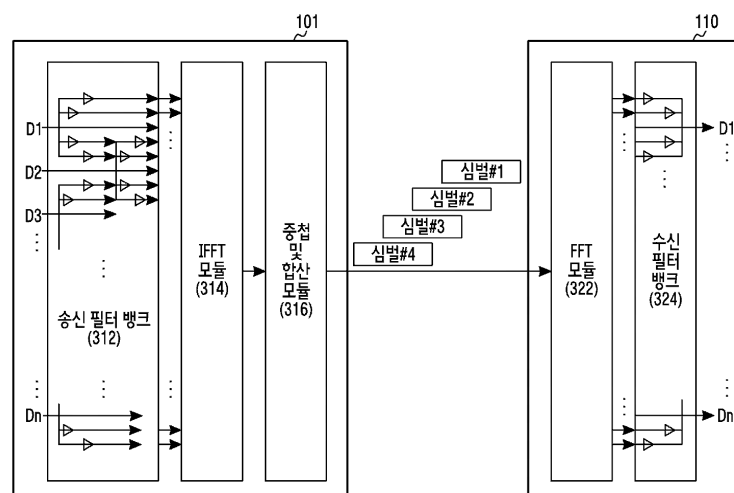
전체 청구항 수 : 총 18 항

(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서의 필터 뱅크 다중 반송파 심벌들을 검출하는 장치 및 방법

(57) 요약

본 개시는 LTE와 같은 4G 통신 시스템 이후 보다 높은 데이터 전송률을 지원하기 제공될 5G 또는 pre-5G 통신 시스템에 관련된 것이다. 본 발명은 필터 뱅크 다중 전송 시스템(Filter Bank Multicarrier System, FBMC)에서 단말 별 서로 다른 전파 시간으로 인해 기지국에 수신되는 신호 간 시간 동기 오차(Time Offset)가 발생할 경우 이를 결정하고 동기 지점을 재결정하는 방법을 개시한다. 본 발명은 EVM(Error Vector Magnitude)을 통해 각 단말 별 동기 오차 크기를 결정하는 단계; 이미 알고 있는 심벌들을 제거하는 메커니즘으로 각 단말 별 동기 오차의 부호(또는 방향)를 결정하는 단계; 결정한 동기 오차의 크기 및 부호를 바탕으로 최적의 동기 지점을 결정하는 단계를 포함한다. 본 발명에 따르면 필터 뱅크 다중 전송 방식에서 여러 단말이 동시에 접속할 경우에도 동기 지점을 최적화 하여 성능 열화를 줄일 수 있다.

대표도



(52) CPC특허분류

**H04L 27/2691** (2013.01)

(72) 발명자

**원성우**

인천광역시 남동구 염전로 440, 103동 508호 (간석  
동, 간석 신동아 파밀리에 명품아파트)

**정원석**

경기도 성남시 분당구 정자일로156번길 12, 타임브  
릿지동 903호 (정자동, 타임브릿지)

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

무선 통신 시스템에서 기지국의 동작 방법에 있어서,  
단말로부터 수신된 신호의 심벌 간 간섭을 결정하는 과정,  
상기 측정된 간섭을 이용하여 상기 신호의 시간 동기 오차를 결정하는 과정,  
상기 시간 동기 오차를 기초로 적어도 하나의 단말로부터 송신된 신호의 검출 구간을 결정하는 과정을 포함하는 방법.

#### 청구항 2

제 1항에 있어서,  
상기 시간 동기 오차를 결정하는 과정은,  
상기 시간 동기 오차의 크기 또는 부호 중 적어도 하나를 결정하는 과정을 포함하는 방법.

#### 청구항 3

제 2항에 있어서,  
상기 시간 동기 오차의 크기를 결정하는 과정은,  
상기 심벌간 간섭과 상기 시간 동기 오차의 관계를 이용하는 과정을 포함하는 방법.

#### 청구항 4

제 2항에 있어서,  
상기 시간 동기 오차의 부호를 결정하는 과정은,  
양(positive)의 값 또는 음(negative)의 값 중 하나의 시간 동기 오차의 부호를 선택하는 과정,  
상기 수신 신호에서 상기 선택된 부호를 기초로 검출 완료된 신호를 제거하고 심벌간 간섭의 변화율을 결정하는 과정,  
상기 심벌간 간섭 변화율을 기초로 시간 동기 오차의 부호를 결정하는 과정을 포함하는 방법.

#### 청구항 5

제 1항에 있어서,  
상기 심벌간 간섭은 EVM(Error Vector Magnitude) 또는 SNR(Signal to Noise Power Ratio) 중 적어도 하나를 포함하는 방법.

#### 청구항 6

제 2항에 있어서,  
상기 시간 동기 오차의 크기를 결정하는 과정은,  
채널 정보(Channel information)를 이용하여 외부 요인이 반영된 시간 동기 오차의 크기를 결정하는 과정을 포함하고,  
상기 외부 요인은 사용자간 간섭(Inter-user interference)을 포함하는 방법.

#### 청구항 7

제 1항에 있어서,

상기 신호의 검출 구간은 하기 수학식에 따라 결정되는 방법.

$$\Delta t_w = - \frac{\sum_i w_i (\Delta t_i) \cdot \Delta t_i}{\sum_i w_i (\Delta t_i)}$$

여기서,  $\Delta t_i$  는 i번째 단말의 시간 동기 오차,  $w_i$  는 i번째 단말의 가중치이고,  $\Delta t_w$  는 현재 기준 지점으로부터 변화시켜야 할 최종 동기 보상 값을 의미함.

#### 청구항 8

제 7항에 있어서,

상기 신호의 검출 구간을 결정하는 과정은,

상기 단말들마다 가중치를 달리하여 결정하는 과정을 포함하는 방법.

#### 청구항 9

제 1항에 있어서,

상기 검출 구간을 기준으로 재결정된 심벌 간 간섭에 기초하여 상기 검출 구간을 다시 결정하는 과정을 더 포함하는 방법.

#### 청구항 10

무선통신 시스템에서 기지국 장치에 있어서,

단말로부터 수신된 신호의 심벌 간 간섭을 결정하고, 상기 결정된 간섭을 이용하여 상기 신호의 시간 동기 오차를 결정하는 통신부와,

상기 결정된 시간 동기 오차를 기초로 적어도 하나의 단말들로부터 송신된 신호의 검출 구간을 결정하는 제어부를 포함하는 장치.

#### 청구항 11

제 10항에 있어서,

상기 통신부는, 상기 시간 동기 오차의 크기 또는 부호 중 적어도 하나를 결정하는 장치.

#### 청구항 12

제 11항에 있어서,

상기 통신부는, 상기 심벌간 간섭과 상기 시간 동기 오차의 관계를 이용하여 상기 시간 동기 오차의 크기를 결정하는 장치.

#### 청구항 13

제 11항에 있어서,

상기 통신부는, 양(positive)의 값 또는 음(negative)의 값 중 하나의 시간 동기 오차의 부호를 선택하고, 상기 수신 신호에서 상기 선택된 부호를 기초로 검출 완료된 신호를 제거하고 심벌 간 간섭 변화율을 결정하고, 상기 심벌간 간섭 변화율을 기초로 시간 동기 오차의 부호를 결정하는 장치.

#### 청구항 14

제 10항에 있어서,

상기 통신부는, 상기 심벌 간섭인 EVM(Error Vector Magnitude) 또는 SNR(Signal to Noise Power Ratio) 중 적어도 하나를 결정하는 장치.

#### 청구항 15

제 11항에 있어서,

상기 통신부는, 채널정보(channel information)를 이용하여 외부 요인이 보상된 상기 시간동기 오차의 크기를 결정하고,

상기 외부 요인은 사용자간 간섭(Inter-user interference)을 포함하는 장치.

#### 청구항 16

제 10항에 있어서,

상기 제어부는, 하기 수식식에 따라 상기 신호의 수신구간을 결정하는 장치.

$$\Delta t_w = - \frac{\sum_i w_i (\Delta t_i) \cdot \Delta t_i}{\sum_i w_i (\Delta t_i)}$$

여기서,  $\Delta t_i$  는 i번째 단말의 시간 동기 오차,  $w_i$  는 i번째 단말의 가중치이고,  $\Delta t_w$  는 현재 기준 지점으로부터 변화시켜야 할 최종 동기 보상 값을 의미함.

#### 청구항 17

제 16항에 있어서,

상기 제어부는, 상기 단말들마다 가중치를 달리하여 상기 신호의 검출 구간을 결정하는 장치.

#### 청구항 18

제 10항에 있어서,

상기 검출 구간을 기준으로 재 결정된 심벌간 간섭에 기초하여 상기 검출 구간을 다시 결정하는 장치.

### 발명의 설명

#### 기술 분야

[0001] 본 발명은 무선 통신 시스템의 상향링크 환경에서 기지국이 여러 단말들로부터 신호를 받을 때 신호들에 대한 동기화를 수행하기 위한 방법 및 장치에 관한 것이다.

#### 배경 기술

[0002] 4G 통신 시스템 상용화 이후 증가 추세에 있는 무선 데이터 트래픽 수요를 충족시키기 위해, 개선된 5G 통신 시스템 또는 pre-5G 통신 시스템을 개발하기 위한 노력이 이루어지고 있다. 이러한 이유로, 5G 통신 시스템 또는 pre-5G 통신 시스템은 4G 네트워크 이후 (Beyond 4G Network) 통신 시스템 또는 LTE 시스템 이후 (Post LTE) 이후의 시스템이라 불리어지고 있다.

[0003] 높은 데이터 전송률을 달성하기 위해, 5G 통신 시스템은 초고주파(mmWave) 대역 (예를 들어, 60기가(60GHz) 대역과 같은)에서의 구현이 고려되고 있다. 초고주파 대역에서의 전파의 경로손실 완화 및 전파의 전달 거리를 증

가시킴을 위해, 5G 통신 시스템에서는 빔포밍(beamforming), 거대 배열 다중 입출력(massive MIMO), 전차원 다중입출력(Full Dimensional MIMO: FD-MIMO), 어레이 안테나(array antenna), 아날로그 빔형성(analog beamforming), 및 대규모 안테나 (large scale antenna) 기술들이 논의되고 있다.

[0004] 또한 시스템의 네트워크 개선을 위해, 5G 통신 시스템에서는 진화된 소형 셀, 개선된 소형 셀 (advanced small cell), 클라우드 무선 액세스 네트워크 (cloud radio access network: cloud RAN), 초고밀도 네트워크 (ultra-dense network), 기기 간 통신 (Device to Device communication: D2D), 무선 백홀 (wireless backhaul), 이동 네트워크 (moving network), 협력 통신 (cooperative communication), CoMP (Coordinated Multi-Points), 및 수신 간섭제거 (interference cancellation) 등의 기술 개발이 이루어지고 있다.

[0005] 이 밖에도, 5G 시스템에서는 진보된 코딩 변조(Advanced Coding Modulation: ACM) 방식인 FQAM (Hybrid FSK and QAM Modulation) 및 SWSC (Sliding Window Superposition Coding)과, 진보된 접속 기술인 FBMC(Filter Bank Multi Carrier), NOMA(non orthogonal multiple access), 및 SCMA(sparse code multiple access) 등이 개발되고 있다.

[0006] 무선 통신 시스템은 신호에 필터를 곱하여 파형의 형태를 변화시킬 수 있다. 이로 인해, 무선 통신 시스템은 시간 지연에 강인하고 측대파(sidelobe) 크기가 작은 신호를 전송할 수 있다. FBMC 기법에서는, 필터링 과정을 통해 심벌 길이가 길어지고, 이 심벌들이 중첩되어 더해진 후 최종적으로 전송될 수 있다, 이 때 시간 및 측대파 크기에서의 이득으로 인해 가드 인터벌(Guard Interval, GI)을 사용하지 않아도 된다는 장점이 있다.

## 발명의 내용

### 해결하려는 과제

[0007] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 이동통신 상향링크(up-link) 환경에서 심벌 간 간섭을 고려하여 동기 오차를 결정하기 위한 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

[0008] 본 발명의 실시예는 무선 통신 시스템에서의 기지국이 필터 뱅크 다중 반송파(Filter Bank MultiCarrier, 이하 'FBMC') 심벌간 간섭(inter symbol interference, ISI)을 이용하여 역으로 사용자 단말 별 시간 동기 오차(time offset)의 크기를 결정하는 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

[0009] 본 발명의 실시예는 무선 통신 시스템에서의 기지국이 결정된 시간 동기 오차의 크기를 이용하여 시간 동기 오차의 부호를 결정하는 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

[0010] 본 발명의 실시예는 무선 통신 시스템에서의 기지국이 사용자간 간섭(Inter-User Interference) 보상을 통한 시간 동기 오차를 결정하는 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

[0011] 또한, 본 발명의 실시예는 무선 통신 시스템에서 사용자 간 서로 다른 전파지연에 의한 성능 열화를 최소화 할 수 있는 수신 구간을 결정하는 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

### 과제의 해결 수단

[0012] 상술한 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 필터 뱅크 다중 반송파(filter bank multi carrier, FBMC) 시스템에서 방법은 단말 별 측정된 SNR(signal to noise power ratio) 또는 EVM(error vector magnitude)에 따라 시간 동기 오차를 결정하여 보상하는 과정을 포함한다.

[0013] 또한, 본 발명의 실시예에 따르면, 무선 통신 시스템에서 동기 오차를 결정하는 방법에 있어서, 심벌간 간섭(inter symbol interference, ISI)에 따른 SNR 및 EVM의 관계와 심벌간 간섭과 동기 오차간의 관계를 바탕으로 동기 오차의 값(크기)을 구하는 단계, 이전 검출 시간에 이미 검출한 심벌의 정보를 현 검출 시간에 이용하여 심벌간 간섭의 가감 여부를 확인하여 동기 오차의 방향(또는 부호)을 결정하는 단계, 상기 동기 오차의 크기 및 방향 검출 방법을 통해 각 단말 별로 결정한 동기 오차 값들을 바탕으로 기지국이 신호 검출을 수행하기 위한 최적의 동기 지점을 결정하는 단계를 포함한다.

### 발명의 효과

[0014] 본 발명의 실시예에 따르면, 필터 뱅크 다중 반송파(filter bank multi carrier, FBMC) 시스템에서 각 단말로부터 송신된 신호의 심벌간 간섭을 역으로 이용하여 시간 동기 오차를 결정하는 방법을 제공할 수 있다. 그리고 여러 단말로부터 서로 다른 전파시간을 통해 기지국에 도달하는 신호들이 가장 검출 오차가 적도록 하는 동기

지점을 결정하는 방법을 제공할 수 있다.

### 도면의 간단한 설명

[0015]

도 1은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 기지국 및 단말들을 나타낸다.

도 2은 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 기지국 장치의 블록 구성을 나타낸다.

도 3은 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 FBMC 심벌의 생성 및 해석을 위한 단말 및 기지국의 기능적 구성의 예를 나타낸다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 FBMC 심벌의 생성 및 해석을 위한 송신단 및 수신단의 기능적 구성의 다른 예를 나타낸다.

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 단말들의 신호 수신 시점의 예를 나타낸다.

도 6은 본 발명의 다양한 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 기지국 장치에서 통신부의 구성도이다.

도 7은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 기지국 장치에서 시간 동기 오차 결정부의 구성도이다.

도 8은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 각 단말로부터 수신된 신호의 시간 동기 오차를 결정하기 위한 흐름도이다.

도 9는 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 시간 동기 오차의 크기를 결정하기 위한 흐름도이다.

도 10은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 시간 동기 오차와 EVM의 관계를 나타내는 그래프를 나타낸다.

도 11은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 기지국의 여러 단말에 대한 시간 동기 오차 추적 및 보상에 대한 흐름도이다.

도 12는 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 시간 동기 오차의 부호 결정 방법을 나타낸다.

도 13은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 최적의 동기 지점을 결정하기 위한 흐름도이다.

도 14는 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 균일 가중치 조건에서 최적의 동기 지점을 결정하는 방법을 나타낸다.

도 15는 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 사용자간 간섭 보상을 통한 최적의 동기 지점을 결정하기 위한 흐름도이다.

도 16 내지 18은 본 발명의 실시예에 따른 효과를 나타내는 모의실험 결과를 나타낸다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0016]

이하, 첨부된 도면들을 참조하여 다양한 실시예들을 상세히 설명한다. 그러나, 이는 본 문서에 기재된 기술을 특정한 실시 형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 본 문서의 실시예의 다양한 변경(modifications), 균등물(equivalents), 및/또는 대체물(alternatives)을 포함하는 것으로 이해되어야 한다. 도면의 설명과 관련하여, 유사한 구성요소에 대해서는 유사한 참조 부호가 사용될 수 있다. 이때, 본 발명의 요지를 흐리게 할 수 있는 공지 기능 및 구성에 대한 상세한 설명은 생략할 것이다. 하기의 설명에서는 본 발명의 다양한 실시예들에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며, 그 이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 흐트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여야 한다.

[0017]

본 문서에서, "가진다," "가질 수 있다," "포함한다," 또는 "포함할 수 있다" 등의 표현은 해당 특징(예: 수치, 기능, 동작, 또는 부품 등의 구성요소)의 존재를 가리키며, 추가적인 특징의 존재를 배제하지 않는다.

[0018]

본 문서에서 사용된 용어들은 단지 특정한 실시예를 설명하기 위해 사용된 것으로, 다른 실시예의 범위를 한정하려는 의도가 아닐 수 있다. 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함할 수 있다. 기술적이거나 과학적인 용어를 포함해서 여기서 사용되는 용어들은 본 문서에 기재된 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 일반적으로 이해되는 것과 동일한 의미를 가질 수 있다. 본 문서에 사용된 용어들 중 일반적인 사전에 정의된 용어들은, 관련 기술의 문맥상 가지는 의미와 동일 또는 유사한 의미로 해석될 수 있으며, 본 문서에서 명백하게 정의되지 않는 한, 이상적이거나 과도하게 형식적인 의미로 해석되지 않는다. 경우에

따라서, 본 문서에서 정의된 용어일지라도 본 문서의 실시예들을 배제하도록 해석될 수 없다.

- [0019] 본 발명의 실시예는 무선 통신 시스템에서 여러 단말들이 상향 링크를 통해 기지국으로 신호를 전송할 때, 기지국에서 각 단말로부터 수신된 신호의 심벌간 간섭을 역으로 이용해서 시간 동기 오차를 결정하기 위한 방법 및 장치를 제공한다. 또한 서로 다른 전파 시간으로 인해 발생하는 동기 오차가 야기하는 성능 열화를 최소화 하기 위한 기지국의 동기 추적 방법 및 장치를 제공한다.
- [0020] 이하 설명에서 사용되는 신호 또는 심벌을 지칭하는 용어, 신호 처리 수단들을 지칭하는 용어, 통신 객체(entity)들을 지칭하는 용어 등은 설명의 편의를 위해 예시된 것이다. 따라서, 본 발명이 후술되는 용어들에 한정되는 것은 아니며, 동등한 기술적 의미를 가지는 다른 용어가 사용될 수 있다.
- [0021] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 기지국 및 단말들을 나타낸다.
- [0022] 상기 도 1은 설명의 편의를 위해 1개의 기지국 및 4개의 단말만을 도시하고 있으며, 더 많은 수의 기지국들 및 단말들이 포함될 수 있다. 기지국 110은 단말들 101 내지 104의 무선 접속을 담당하는 장비로서, 일정 지리적 범위를 담당하는 커버리지(coverage)를 가질 수 있다. 기지국 110은 상기 커버리지 내에 위치한 단말들 101 내지 104의 무선 접속을 제공할 수 있다. 단말들 101 내지 104는 기지국 110과 통신하는 장치로써 데이터 전송의 시발점 또는 종착점이 되는 종단이 될 수 있다. 단말들 101 내지 104는 기지국과 무선 채널을 통해 통신을 수행할 수 있다.
- [0023] 본 발명의 실시예에서, 단말들 101 내지 104는 미리 정해진 프레임에 맞추어 기지국으로 필터 뱅크 다중 반송파(filter bank multi carrier, 이하 'FBMC') 심벌들을 송신 할 수 있다. 기지국 110은 상기 송신된 신호를 수신하고 검출하기 위해 단말들 101 내지 104의 신호를 동시에 처리 한다고 가정한다.
- [0024] 도 1에서 단말들 101 내지 104는 전자 장치의 하나의 예로써 제시된 것이며 그 종류를 제한하지 않는다. 본 문서의 다양한 실시예들에 따른 전자 장치는, 예를 들면, 스마트폰(smartphone), 태블릿 PC(tablet personal computer), 이동 전화기(mobile phone), 영상 전화기, 전자책 리더기(e-book reader), 데스크탑 PC(desktop personal computer), 랩탑 PC(laptop personal computer), 넷북 컴퓨터(netbook computer), 워크스테이션(workstation), 서버, PDA(personal digital assistant), PMP(portable multimedia player), MP3 플레이어, 모바일 의료기기, 카메라(camera), 또는 웨어러블 장치(wearable device) 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.
- [0025] 이하, 첨부 도면을 참조하여, 다양한 실시예들에 따른 전자 장치가 설명된다. 본 문서에서, 사용자(User)라는 용어는 전자 장치를 사용하는 사람 또는 전자 장치를 사용하는 장치(예: 인공지능 전자 장치)를 지칭할 수 있다.
- [0026] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 기지국 장치의 블록 구성을 도시한다. 이하 사용되는 '...부', '...기' 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 소프트웨어, 또는, 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다.
- [0027] 도 2를 참고하면, 기지국 110은 통신부 210, 저장부 220, 제어부 230를 포함한다.
- [0028] 통신부 210은 무선 채널을 통해 신호를 송수신하기 위한 기능들을 수행한다. 예를 들어, 통신부 210은 시스템의 물리 계층 규격에 따라 기저대역 신호 및 비트열 간 변환 기능을 수행한다. 예를 들어, 데이터 송신 시, 통신부 210은 송신 비트열을 부호화 및 변조함으로써 복소 심벌들을 생성한다. 또한, 데이터 수신 시, 통신부 210은 기저대역 신호를 복조 및 복호화를 통해 수신 비트열을 복원한다. 또한, 통신부 210은 기저대역 신호를 무선 주파수(radio frequency, RF) 대역 신호로 상향 변환한 후 안테나를 통해 송신하고, 안테나를 통해 수신되는 RF 대역 신호를 기저대역 신호로 하향 변환한다. 특히, 통신부 210은 FBMC 심벌을 해석하기 위한 수신 필터 뱅크 212를 포함한다. 나아가, 통신부 210은 송신 필터, 수신 필터, 증폭기, 믹서, 오실레이터, DAC, ADC 등을 포함할 수 있다.
- [0029] 또한, 통신부 210은 다수의 무선 주파수(radio frequency, 이하 RF) 체인들을 포함할 수 있다. 나아가, 통신부 210은 빔포밍을 수행할 수 있다. 빔포밍을 위해, 통신부 210은 다수의 안테나들 또는 안테나 요소들을 통해 송수신되는 신호들 각각의 위상 및 크기를 조절할 수 있다. 나아가, 통신부 210은 서로 다른 다수의 무선 접속 기



술들을 지원하기 위해 다수의 통신 모듈들을 포함할 수 있다. 통신부 210은 상술한 바와 같이 신호를 송신 및 수신한다. 이에 따라, 통신부 210은 송신부, 수신부 또는 송수신부로 지칭될 수 있다.

[0030] 저장부 220은 기지국 110의 동작을 위한 기본 프로그램, 응용 프로그램, 설정 정보 등의 데이터를 저장한다. 특히, 저장부 220은 단말과의 시그널링을 위한 데이터, 다시 말해, 단말로부터의 메시지를 해석하기 위한 데이터를 저장할 수 있다. 그리고, 저장부 220은 제어부 230의 요청에 따라 저장된 데이터를 제공한다.

[0031] 제어부 230는 기지국 110의 전반적인 동작들을 제어한다. 예를 들어, 제어부 230는 통신부 210을 통해 신호를 송수신한다. 또한, 제어부 230는 저장부 220에 데이터를 기록하고, 읽는다. 이를 위해, 제어부 230는 적어도 하나의 프로세서를 포함할 수 있다. 예를 들어, 제어부 230는 통신을 위한 제어를 수행하는 CP 및 응용 프로그램 등 상위 계층을 제어하는 AP를 포함할 수 있다. 본 발명의 실시예에 따라, 제어부 230는 선택적으로 이동된 FBMC 심벌들을 수신하고, FBMC 심벌들에 대한 이동 패턴에 기초하여 FBMC 심벌들을 해석할 수 있다. 예를 들어, 제어부 230는 기지국 110이 후술하는 FBMC 심벌 송신 절차들을 수행하도록 제어할 수 있다.

[0032] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 FBMC 심벌의 생성 및 해석을 위한 단말 및 기지국의 기능적 구성의 예를 도시한다. 도 3은 주파수 도메인(domain)에서 필터링이 수행되는 경우를 예시한다. 이하 사용되는 '...부', '...기' 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 소프트웨어, 또는, 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다.

[0033] 도 3를 참고하면, 단말 101은 송신 필터 뱅크 312, 역 고속 푸리에 변환(inverse fast Fourier transform, 이하 'IFFT') 모듈 314, 중첩 및 합산(overlap and sum) 모듈 316을 포함한다. 상기 단말 101은 도 1에서 여러 단말 중 하나의 예로써 제시된 것이다. 기지국 110은 고속 푸리에 변환(fast Fourier transform, 이하 'FFT') 모듈 322, 수신 필터 뱅크 324를 포함한다.

[0034] 송신 필터 뱅크 312는 데이터 심벌 D1 내지 Dn을 오버샘플링(oversampling)한 후, 필터링(filtering)한다. 도 3의 경우, 필터 차수(filter order) K가 2, 오버샘플링 인자(factor)가  $5(=2 \times K + 1)$ 로 예시되었으나, 다른 필터 차수 및 다른 오버샘플링 인자가 적용될 수 있다. 예를 들어, D1의 경우, 송신 필터 뱅크 312는 D1을 오버샘플링함으로써 5개의 D1 값과 동일한 샘플 값들을 생성하고, 5개의 샘플 값들을 필터 계수들과 곱한다. 유사하게, 송신 필터 뱅크 312는 D2 내지 Dn 각각을 오버샘플링한 후, 필터 계수들과 곱한다. 이때, 인접한 데이터 심벌들의 필터링된 샘플들 중 일부는 합산된다. 예를 들어, 필터링된 D1의 샘플들 2개가 필터링된 D2의 샘플들 2개와 각각 합산된다. 이때, 서로 합산된 샘플링된 값들을 기지국 110에서 분리할 수 있도록, 인접한 데이터 심벌들 중 하나는 복소 심벌의 실수 값(real value) 및 허수 값(imaginary value)로 구분되거나, 또는, 인접한 데이터 심벌들에 대하여 서로 다른 필터들이 적용될 수 있다.

[0035] IFFT 모듈 314는 송신 필터 뱅크 312에서 출력되는 필터링된 데이터 심벌들의 샘플들에 대한 IFFT 연산을 수행한다. 다시 말해, IFFT 모듈 314는 필터링된 데이터 심벌들의 샘플들을 이용하여 D1 내지 Dn을 포함하는 FBMC 심벌을 생성한다. 즉, IFFT 모듈 314는 IFFT 연산을 통해 다중 반송파 신호를 생성한다. 이때, 데이터 심벌을 D1 내지 Dn의 오버샘플링으로 인해, 상기 FBMC 심벌의 길이는 데이터 심벌의 개수 n보다 크다. 중첩 및 합산 모듈 316은 IFFT 모듈 314에 의해 생성된 FBMC 심벌들을 부분적으로 중첩 및 합산한다. FBMC 심벌들은 시간 축에서 서로 독립적으로 송신되지 아니하고, 일부 중첩된 상태로 송신된다. 구체적으로, 첫 번째 FBMC 심벌의 후단과 두 번째 FBMC 심벌의 전단이 중첩된다. 즉, 중첩 및 합산 모듈 316은 FBMC 심벌들을 미리 정의된 간격으로 배치하고, 동일 시간 상에 위치한 FBMC 심벌들의 샘플들을 합산함으로써, 송신 신호를 생성한다. 여기서, 미리 정의된 간격은 데이터 심벌 개수 n일 수 있다.

[0036] 도 3에 도시되지 아니하였으나, 기지국 110은 중첩 및 합산 모듈 316에 의해 생성된 송신 신호를 송신하기 위한 적어도 하나의 모듈을 더 포함할 수 있다. 중첩 및 합산 모듈 316에 의해 생성된 송신 신호는 디지털 기저대역 신호이다. 따라서, 송신단은 송신 신호를 아날로그 신호로 변환하고, RF 대역의 신호로 상향 변환하기 위한 적어도 하나의 모듈을 더 포함할 수 있다. 이후, FBMC 심벌들을 포함하는 송신 신호는 기지국 110에 수신될 수 있다. 유사하게, 기지국 110은 수신 신호를 디지털 기저대역 신호로 변환하기 위한 적어도 하나의 모듈을 더 포함할 수 있다.

[0037] FFT 모듈 322은 수신 신호에 대한 FFT 연산을 수행한다. 이때, FFT 모듈 322은 FBMC 심벌들에 대한 중첩 및 합산을 통해 생성된 수신 신호에서, 하나의 FBMC 심벌 길이만큼의 샘플들을 추출하고, FFT 연산을 수행한다. 수신 필터 뱅크 324는 FFT 모듈 322로부터 제공되는 하나의 FBMC 심벌에 대응하는 샘플들을 필터링하고, 다운샘플링

(downsampling)한다. 이에 따라, 데이터 심벌 D1 내지 Dn이 복원될 수 있다. 예를 들어, D1을 복원하기 위해, 수신 필터 뱅크 324는 FFT 연산된 수신 신호의 샘플들 중 5개의 샘플들을 필터 계수들과 곱하고, 합산한다.

- [0038] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 FBMC 심벌의 생성 및 해석을 위한 송신단 및 수신단의 기능적 구성의 다른 예를 도시한다. 도 4는 시간 도메인(domain)에서 필터링이 수행되는 경우를 예시한다. 이하 사용되는 '...부', '...기' 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 소프트웨어, 또는, 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다.
- [0039] 도 4를 참고하면, 단말 101은 IFFT 모듈 414, 송신 필터 뱅크 412, 중첩 및 합산 모듈 416을 포함한다. 기지국 110은 수신 필터 뱅크 422, FFT 모듈 424를 포함한다.
- [0040] IFFT 모듈 414는 데이터 심벌들 D1 내지 Dn에 대한 IFFT 연산을 수행한다. 이에 따라, IFFT 결과는 데이터 심벌의 개수  $n$ 와 같다. 송신 필터 뱅크 412는 IFFT 결과에 대한 시간 축 필터링을 수행한다. 송신 필터 뱅크 412는 도 3의 송신 필터 뱅크 312를 시간 도메인으로 구현한 것으로서, 도 3의 IFFT 모듈 314와 동일한 출력을 생성한다. 도 3의 송신 필터 뱅크 312의 동작은 주파수 축에서의 컨볼루션(convolution) 연산에 해당하며, 대응하는 시간 도메인의 연산은 신호 반복 및 필터링으로 구현될 수 있다. 구체적으로, 송신 필터 뱅크 414는 IFFT 모듈 414로부터 제공되는 IFFT 결과인 IFFT{D}를 도 3의 송신 필터 뱅크 312의 필터 차수 만큼 복제하고, 도 3의 송신 필터 뱅크 312의 주파수 도메인 필터에 대응하는 시간 도메인의 송신 필터를 곱한다. 이에 따라, FBMC 심벌들이 생성된다.
- [0041] 중첩 및 합산 모듈 416은 송신 필터 뱅크 412에 의해 생성된 FBMC 심벌들을 부분적으로 중첩 및 합산한다. FBMC 심벌들은 시간 축에서 서로 독립적으로 송신되지 아니하고, 일부 중첩된 상태로 송신된다. 구체적으로, 첫 번째 FBMC 심벌의 후단과 두 번째 FBMC 심벌의 전단이 중첩된다. 즉, 중첩 및 합산 모듈 416은 FBMC 심벌들을 미리 정의된 간격으로 배치하고, 동일 시간 상에 위치한 FBMC 심벌들의 샘플들을 합산함으로써, 송신 신호를 생성한다. 여기서, 미리 정의된 간격은 데이터 심벌 개수  $n$ 일 수 있다.
- [0042] 도 4에 도시되지 아니하였으나, 단말 101은 중첩 및 합산 모듈 416에 의해 생성된 송신 신호를 송신하기 위한 적어도 하나의 모듈을 더 포함할 수 있다. 중첩 및 합산 모듈 416에 의해 생성된 송신 신호는 디지털 기지대역 신호이다. 따라서, 송신단은 송신 신호를 아날로그 신호로 변환하고, RF 대역의 신호로 상향 변환하기 위한 적어도 하나의 모듈을 더 포함할 수 있다. 이후, FBMC 심벌들을 포함하는 송신 신호는 기지국 110에 수신될 수 있다. 유사하게, 기지국 110은 수신 신호를 디지털 기지대역 신호로 변환하기 위한 적어도 하나의 모듈을 더 포함할 수 있다.
- [0043] 수신 필터 뱅크 422는 송신 필터 뱅크 414에서 사용된 송신 필터에 대응하는 수신 필터를 이용하여 시간 도메인 필터링을 수행한다. 이때, 수신 필터 뱅크 422는 FBMC 심벌들에 대한 중첩 및 합산을 통해 생성된 수신 신호에서, 하나의 FBMC 심벌 길이만큼의 샘플들을 추출하고, 수신 필터링을 수행한다. 그리고, 수신 필터 뱅크 422는 반복 차수에 따라 신호를 분할하고, 분할된 신호들을 합산한다. 이에 따라, 송신 필터링 전의 신호(예: IFFT{D})가 복원될 수 있다. FFT 모듈 424는 수신 필터 뱅크 422로부터 제공되는 신호에 대한 FFT 연산을 수행한다. 이에 따라, 데이터 심벌 D1 내지 Dn이 복원될 수 있다.
- [0044] 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 단말들의 신호 수신 시점의 예를 나타낸다. 도 5에서, 참조부호 510은 도 1에서 단말 101의 신호를 기준으로 하는 제1 동기 지점을 나타내고, 참조부호 530은 단말 103의 신호를 기준으로 하는 제2 동기 지점을 나타낸다.
- [0045] 도 5를 참고하면, 각 단말 101 내지 104는 기지국 110의 프레임에 따라 FBMC 심벌을 기지국 110으로 전송할 수 있다. 이때 기지국 110은 각각의 단말의 신호들에 대해, 시간 및 주파수 영역에서 서로 직교한 자원을 할당할 수 있다. 예를 들어, 기지국 110은 단말 101 및 단말 102에 서로 다른 부반송파를 할당 할 수 있다. 하지만, 단말의 거리에 따라 각 신호들이 기지국 110으로 도달하는 전파 시간이 달라질 수 있다. 이로 인해 같은 시간 슬롯을 할당받은 단말 101 내지 104의 신호들이 기지국 110에 도달하는 시점이 서로 달라질 수 있다. 이러한 문제는 TA(Timing Advance) 제어를 통해, 시간 오차가 일정 범위 안에서 발생하도록 제어함으로써, 일정 부분 해결될 수 있다.
- [0046] 하지만 FBMC 기법은 CP(Cyclic Prefix)를 사용하지 아니한다. 따라서 일정 범위 안에서 발생하는 시간오차에 의

해서도 신호의 검출 시 성능 열화가 발생할 수 있다. 그러므로, 기지국 110은 단말 101 내지 104로부터 수신된 각각의 신호에 대해 기준점으로부터 얼마나 시간이 어긋나 있는지에 결정해야 한다. 또한 기지국 110은 각 단말의 신호들에 대해 시간 오차를 결정한 후, 이를 바탕으로 새로운 동기 지점을 결정할 수 있다. 예를 들어, 도 5에 따르면, 4개의 단말들 101 내지 104가 기지국 110에 신호를 전송할 때, 기지국 110은 각 신호의 시간 동기 오차를 모두 고려하여 신호의 검출 구간을 결정할 수 있다. 여기서, 신호의 검출 구간은 하나의 FBMC 심벌을 검출하기 위해 FFT 연산의 대상이 되는 샘플 값들을 추출하는 구간을 의미할 수 있다. 검출 구간은 ‘검출 윈도우’라 지칭될 수 있으며, 검출 구간의 시작 지점은 ‘검출 지점’, ‘동기 지점’이라 지칭될 수 있다. 구체적인 예로, 기지국 110은 제 1동기 지점 510을 최종 동기 지점으로 결정할 수 있다. 이 경우 단말 101의 신호를 검출할 때는 검출 에러가 매우 작을 수 있다. 반면, 나머지 단말들 102 내지 104의 신호들의 경우, 상대적으로 시간 동기 오차에 의한 왜곡이 크므로, 검출 에러가 높아질 수 있다. 다른 예로, 기지국 110은 단말 102를 기준으로 동기 지점을 결정할 수 있다. 이 경우 단말 102의 신호를 검출할 때는 검출 에러가 매우 작을 수 있다. 하지만 나머지 단말들 101, 103, 104의 신호들은 시간 오차에 의한 왜곡이 발생하여 검출 에러가 높아질 수 있다. 따라서 모든 단말들을 고려하여 성능 열화가 최소가 되는 동기 지점 결정 방법이 필요하다.

- [0047] 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 기지국 장치에서 통신부의 구성도이다. 도 6은 도 2에 도시된 기지국 110의 통신부 210의 기능적 구조를 예시한다.
- [0048] 도 6을 참고하면, 통신부 210은 직렬로 입력된 데이터 크기를 변환시키는 직/병렬 변환 유닛 610, 직/병렬 변환 유닛 610으로부터 입력 받은 데이터 블록을 순차적으로 FFT 연산하는 FFT 모듈 620, 상기 FFT 연산된 데이터 블록을 주파수축에서 블록단위 가중치 합(weighted sum)을 통해 필터링 하는 수신 필터 뱅크 630, 데이터 신호의 크기를 파악하고 채널 정보 601을 시간 동기 오차 추정부 650에 전달하는 채널 추정부 640, 수신 필터 뱅크 630로부터 전달된 주파수 도메인 신호 603 및 채널 추정부 640으로부터 전달된 채널정보 601을 이용하여 시간 동기 오차의 크기 및 부호를 결정하는 시간 동기 오차 결정부 650, 신호를 디맵핑(de-mapping) 하는 디맵퍼(demapper) 660을 포함할 수 있다.
- [0049] 상기 직/병렬 변환 유닛 610은 직렬로 입력된 데이터를 FFT 모듈 620의 크기와 동일한 크기를 갖는 데이터 블록으로 변환하여 상기 FFT 모듈 620에 순차적으로 제공 할 수 있다. 여기서 데이터 블록의 크기는 데이터 길이 또는 데이터의 개수 또는 반송파들의 수(number of subcarriers)로 정의될 수 있다.
- [0050] FFT 모듈 620은 직/병렬 변환 유닛 610으로부터 크기가 M인 K개의 데이터 블록을 순차적으로 입력 받을 수 있다. FFT 모듈 620은 순차적으로 입력받은 K개의 데이터 블록을 순차적으로 FFT 연산할 수 있다.
- [0051] 수신 필터 뱅크 630은 FFT 모듈 620로부터 제공되는 하나의 FBMC 심벌에 대응하는 샘플들을 필터링하고, 다운샘플링(downsampling) 할 수 있다. 그리고 필터링된 주파수 도메인 신호 603을 시간 동기 오차 결정부 650 및 디맵퍼 660에 전달할 수 있다.
- [0052] 채널 추정부 640은 시간, 주파수 영역 상에서 채널상태가 불규칙하게 변하는 페이딩 특성을 갖는 채널에 대해 진폭과 위상 등을 추정할 수 있다. 또한 채널 추정부 640은 동기 검파시 채널에 의해 영향을 받고 있는 반송파의 크기 및 기준 위상을 추정할 수 있다. 채널 추정부 640은 상기 추정된 반송파의 크기 및 기준 위상을 포함하는 채널 정보 601을 시간 동기 오차 결정부 650에 전달할 수 있다.
- [0053] 상기 시간 동기 오차 결정부 650은 수신 필터 뱅크 630으로부터 주파수 도메인 신호 603 및 채널 추정부 640으로부터 채널정보 601을 전달 받을 수 있다. 채널정보 601은 사용자간 간섭(Inter-User Interference, IUI) 보상이 이루어진 심벌간 간섭을 결정하기 위해 사용될 수 있다. 시간 동기 오차 결정부 650은, 또한 디맵퍼 660으로부터 이전 검출 완료된 신호 607을 전달 받을 수 있다. 전달받은 채널정보 601, 주파수 도메인 신호 603 및 검출 완료된 신호 607을 통해, 시간 동기 오차 결정부 650은 각 단말 101 내지 104로부터 수신된 신호의 시간 동기 오차 605를 결정할 수 있다. 상기 결정된 시간 동기 오차 605는 시간 동기 오차의 크기 정보 및 시간 동기 오차의 부호 정보를 포함할 수 있다. 상기 결정된 시간 동기 오차 605를 다시 직/병렬 변환 유닛 610에 전달하여 상기 과정을 반복할 수 있고, 이를 통해 사용자 간섭과 같은 시간 동기 오차 이외의 외부 요인에 의한 효과가 줄어들 수 있다.
- [0054] 디맵퍼 660은 수신 필터 뱅크 630로부터 출력되는 신호들을 처리 경로에 따라 분류하고, 각 처리 블록으로 제공한다. 특히, 디맵퍼 660은 검출 완료된 신호 607을 시간 동기 오차 결정부 650에 전달할 수 있다.

- [0055] 도 7은 본 발명의 다양한 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 기지국 장치에서 시간 동기 오차 결정부의 구성도이다. 도 7은 도 6에 도시된 시간 동기 오차 결정부 650의 기능적 구조를 예시한다.
- [0056] 도 7을 참고하면, 시간 동기 오차 결정부 650은 각 단말로부터 수신된 신호의 심벌간 간섭을 측정하는 심벌간 간섭 측정부 710, 채널 정보를 이용해서 심벌간 간섭 대 시간 동기 오차 테이블을 수정하는 테이블 수정부 730, 상기 측정된 심벌간 간섭 및 상기 수정된 테이블을 이용해서 시간 동기 오차의 크기를 결정하는 시간 동기 오차 절대값 결정부 750, 상기 결정된 절대값에 대한 부호를 양의 값으로 설정해서 검출완료된 신호 607을 제거하고 심벌간 간섭을 재 측정하는 양의 시간 동기 오차 복원부 771, 상기 결정된 절대값에 대한 부호를 음의 값으로 설정해서 검출완료된 신호 607을 제거하고 심벌간 간섭을 재 측정하는 음의 시간 동기 오차 복원부 773, 상기 양의 시간 동기 오차 복원부 771 및 상기 음의 시간 동기 오차 복원부 773에서 재 측정된 심벌간 간섭을 기초로 시간 동기 오차의 부호를 결정하고, 결정된 시간 동기 오차 605를 직/병렬 변환 유닛 610에 전달하는 시간 동기 오차 부호 결정부 790을 포함할 수 있다.
- [0057] 상기 심벌간 간섭 측정부 710은 상기 수신 필터 뱅크 630으로부터 주파수 도메인 신호 603을 전달 받을 수 있다. 심벌간 간섭 측정부 710은 상기 전달받은 신호의 심벌간 간섭(Inter-Symbol Interference, ISI)을 측정할 수 있다. 그리고 측정된 상기 심벌간 간섭을 상기 시간 동기 오차 절대값 결정부 750에 전달할 수 있다. 상기 심벌간 간섭의 측정은 각각의 단말 별로 이루어 질 수 있다. 여기서 상기 심벌간 간섭은 오류벡터치(Error vector Magnitude, 이하 'EVM') 또는 신호대잡음비(Signal to Noise power Ratio, 이하 'SNR') 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.
- [0058] 상기 테이블 수정부 730은 채널추정부 640으로부터 채널정보 601을 전달 받을 수 있다. 상기 채널정보를 기반으로, 테이블 수정부 730은 심벌간 간섭 대 시간 동기 오차 절대값 테이블을 수정할 수 있다. 예를 들어, 수신 신호가 전달되는 채널정보를 통해, 테이블 수정부 730은 채널상태(예를 들면 잡음 정도 등)를 알 수 있다. 그리고 채널 상태에 따라 도 10에서 EVM 1010의 곡률과 세로축 값(y 절편의 값)이 변화 될 수 있다. 예를 들어, 채널 내에 잡음이 많은 경우, EVM 1010의 세로축 절편 값이 커질 수 있다. 반대로 채널 내에 잡음이 보다 작은 경우, EVM 1010의 세로축 절편 값이 작아질 수 있다. 채널 상태에 따른 상기 EVM 1010의 곡률과 세로축 값의 변화에 대응해서 시간 동기 오차의 절대값이 달라질 수 있다. 그리고 테이블 수정부 730은 EVM 1010에 대응하는 시간 동기 오차의 값에 대한 수정된 테이블을 생성 할 수 있다. 그리고 테이블 수정부 730은 상기 수정된 테이블을 시간 동기 오차 절대값 결정부 750에 전달할 수 있다.
- [0059] 시간 동기 오차 절대값 결정부 750은 상기 심벌간 간섭 측정부 710으로부터 심벌간 간섭 값을 전달 받을 수 있다. 또한, 시간 동기 오차 절대값 결정부 750은 상기 테이블 수정부 730으로부터 상기 수정된 테이블을 전달 받을 수 있다. 시간 동기 오차 절대값 결정부 750은 상기 전달 받은 심벌간 간섭 값을 상기 전달받은 수정된 테이블에 적용함으로써, 시간 동기 오차의 절대값을 결정할 수 있다. 그리고 시간 동기 오차 절대값 결정부 750은 결정된 시간 동기 오차 절대값을 양의 시간 동기 오차 복원부 771에 전달할 수 있다. 또한 시간 동기 오차 절대값 결정부 750은 결정된 시간 동기 오차 절대값을 음의 시간 동기 오차 복원부 773에 전달할 수 있다.
- [0060] 양의 시간 동기 오차 복원부 771은 시간 동기 오차 절대값 결정부 750으로부터 시간 동기 오차 절대값을 전달받을 수 있다. 또한, 양의 시간 동기 오차 복원부 771은 상기 디맵퍼 660으로부터 검출 완료된 신호 607을 전달받을 수 있다. 양의 시간 동기 오차 복원부 771은, 상기 전달받은 시간 동기 오차 절대값 및 검출 완료된 신호 607을 기초로 심벌간 간섭을 재 측정할 수 있다. 심벌간 간섭의 재 측정 방법은 다음과 같다. 양의 시간 동기 오차 복원부 771은 검출 완료된 신호 607을 양의 방향으로 상기 결정된 시간 동기 오차의 절대값만큼 변경 시킬 수 있다. 또한 해당 사용자 채널의 효과를 적용하여 상기 변경된 신호를 재차 변경시킬 수 있다. 그리고 상기 변경된 검출 완료 신호를 수신 신호에서 제거하고 수신 신호의 파워를 측정할 수 있다. 그리고 상기 측정된 파워를 양의 시간 동기 오차 복원부 771은 시간 동기 오차 부호 결정부 790에 전달할 수 있다.
- [0061] 음의 시간 동기 오차 복원부 773은 시간 동기 오차 절대값 결정부 750으로부터 시간 동기 오차 절대값을 전달받을 수 있다. 또한, 음의 시간 동기 오차 복원부 773은 상기 디맵퍼 660으로부터 검출 완료된 신호 607을 전달받을 수 있다. 음의 시간 동기 오차 복원부 773은 상기 전달받은 시간 동기 오차 절대값 및 검출 완료된 신호 607을 기초로 심벌간 간섭을 재 측정할 수 있다. 심벌간 간섭 재 측정방법은 다음과 같다. 음의 시간 동기 오차 복원부 773은 검출 완료된 신호 607을 음의 방향으로 상기 결정된 시간 동기 오차의 절대값만큼 변경 시킬 수 있다. 또한 해당 사용자 채널의 효과를 적용하여 상기 변경된 신호를 재차 변경시킬 수 있다. 그리고 상기 변경된 검출 완료 신호를 수신 신호에서 제거하고 수신 신호의 파워를 측정할 수 있다. 그리고 상기 측정된 파워를



음의 시간 동기 오차 복원부 773은 시간 동기 오차 부호 결정부 790에 전달할 수 있다.

[0062] 시간 동기 오차 부호 결정부 790은 양의 시간 동기 오차 복원부 771 및 음의 시간 동기 오차 복원부 773으로부터 각각 전달 받은 신호의 파워를 비교할 수 있다. 비교 결과를 기초로 시간 동기 오차 부호 결정부 790은 시간 동기 오차의 부호를 결정할 수 있다. 시간 동기 오차 부호 결정부 790은 신호의 파워가 낮은 시간 동기 오차 부호를 선택할 수 있다. 예를 들어, 양의 시간 동기 오차 복원부 771로부터 전달된 신호의 파워가 음의 시간 동기 오차 복원부 773으로부터 전달된 신호의 파워보다 작은 경우를 가정할 수 있다. 이 경우, 시간 동기 오차 부호 결정부 790은 시간 동기 오차의 부호를 양의 값으로 결정할 수 있다. 반대로 음의 시간 동기 오차 복원부 773로부터 전달된 신호의 파워가 양의 시간 동기 오차 복원부 771으로부터 전달된 신호의 파워보다 작은 경우를 가정할 수 있다. 이 경우, 시간 동기 오차 부호 결정부 790은 시간 동기 오차의 부호를 음의 값으로 결정할 수 있다. 시간 동기 오차 부호 결정부 790은 결정된 시간 동기 오차 605를 상기 직/병렬 변환 유닛 610에 전달할 수 있다.

[0063] 도 8은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 각 단말로부터 수신된 신호의 시간 동기 오차를 결정하기 위한 흐름도이다. 도 8은 기지국 110의 동작 방법을 예시한다.

[0064] 도 8을 참고하면, 상기 기지국은 811 동작에서 각 단말로부터 수신된 신호를 통해, 각 단말 별 심별간 간섭을 측정할 수 있다. 여기서 상기 심별간 간섭은 EVM 또는 SNR 중 적어도 하나를 포함할 수 있다. 상기 SNR 및 EVM은 다음 수학적 식 1 및 수학적 식 2를 통해 얻어질 수 있다.

#### 수학적 식 1

$$SNR=(P-N)/N$$

[0065]

[0066] 수학적 식 1에서, SNR은 신호대잡음비, N은 평균 노이즈 파워(noise power), P는 상기 평균 노이즈 파워 N과 평균 신호 파워(signal power)의 합을 나타낸다.

#### 수학적 식 2

$$EVM=\sqrt{(1/SNR)}$$

[0067]

[0068] 수학적 식 2에서, EVM은 오류백터치, SNR은 상기 수학적 식 1의 신호대잡음비를 나타낸다.

[0069] 상기 측정된 심별간 간섭을 역으로 이용하여, 상기 기지국 110은 813 동작에서 각 단말 별로 시간 동기 오차를 결정할 수 있다. 상기 시간 동기 오차의 결정은 시간 동기 오차의 크기 및 부호의 결정을 포함할 수 있다.

[0070] 도 9는 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 시간 동기 오차의 크기를 결정하기 위한 흐름도이다. 도 9는 기지국 110의 동작 방법을 예시한다.

[0071] 도 9를 참고하면, 911 동작에서 기지국 110은 각각의 단말 101 내지 104로부터 수신된 신호에 대한 각각의 심별간 간섭(ISI)을 측정할 수 있다. 여기서 상기 심별간 간섭은 EVM 또는 SNR 중 적어도 하나를 포함할 수 있다. FBMC 기법의 경우, 상기 EVM의 값은 시간 동기 오차의 크기와 선형적 관계를 가질 수 있다. EVM 값 및 시간 동기 오차 간 관계는 이하 도 10을 참고하여 보다 상세히 설명된다. 즉 FBMC 무선 통신 시스템에서 EVM은 시간 동기 오차와 일대일 대응관계를 형성할 수 있다.

[0072] 913 동작에서 기지국 110은 상기 측정된 심별간 간섭에 대응하는 시간 동기 오차의 크기를 결정할 수 있다. 예를 들어 기지국 110은 상술한 EVM 및 시간 동기 오차의 특성을 이용하여 측정된 EVM으로부터 시간 동기 오차의

크기를 결정 할 수 있다. 상기 수학식 1 및 수학식 2의 관계를 이용하여, 상기 기지국은 EVM 대신 SNR을 통해 시간 동기 오차의 크기를 결정할 수 있다.

[0073] 도 10은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 시간 동기 오차와 EVM의 관계를 나타내는 그래프를 도시한다. 도 10을 참조하면, 기지국 110은 각 단말로부터 수신된 신호의 심벌간 간섭을 이용하여 시간 동기 오차의 크기를 결정할 수 있다. 예를 들어, 도 10을 참조하면, EVM을 이용하여 상기 수신된 신호의 시간 동기 오차의 크기(절대값)를 결정 할 수 있다.

[0074] FBMC 시스템은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM)과는 다르게 CP를 사용하지 않을 수 있다. 따라서 상기 기지국에서 수신된 신호의 시간 동기 오차가 발생하는 경우 심벌간 중첩으로 인한 간섭(Inter Symbol Interference, ISI)이 발생 할 수 있다. 상기 심벌간 간섭을 이용하여 역으로 시간 동기 오차를 결정할 수 있다. 예를 들어, 도 10에서 EVM을 이용하여 시간 동기 오차를 역으로 결정하는 방법을 제시하고 있다. 도 10에서는 본 발명의 대상인 FBMC 시스템의 EVM 성능뿐만 아니라, 비교 대상으로서 직교 주파수 분할 기법(OFDM) 및 CP-OFDM의 EVM 성능까지 도시하고 있다. 참조부호 1010은 시간 동기 오차에 대한 FBMC/OQAM의 EVM, 참조부호 1030은 시간 동기 오차에 대한 CP-OFDM의 EVM이 될 수 있다. 또한 참조부호 1050은 시간 동기 오차에 대한 OFDM의 EVM, 참조부호 1070은 시간 동기 오차에 대한 FBMC/QAM의 EVM이 될 수 있다. 시간 동기 오차에 따른 EVM은 단지 예로써 제시된 것이며, 채널의 상태에 따라 다른 값을 가질 수 있다.

[0075] 도 10에 따르면, FBMC 시스템은 다른 시스템과 다르게 시간 동기 오차에 따라 EVM 1010이 단순 증가 한다. 즉, EVM과 시간 동기 오차는 일대일 대응 관계를 가질 수 있다. 기지국 110은 측정된 EVM을 통해 시간 동기 오차의 크기를 역으로 결정할 수 있다. 기지국 110은 EVM 1010과 시간 동기 오차의 관계를 테이블로써 도 2의 저장부 220에 저장할 수 있다. 도 10에서, 예를 들어, EVM의 값이 0.05인 경우 역으로 시간 동기 오차는 대략 25임을 알 수 있다. 또는, EVM값이 0.1인 경우 역으로 시간 동기 오차는 대략 50임을 알 수 있다. 하지만 도 10을 통해서, 상기 시간 동기 오차는 그 크기만을 알 수 있고, 방향은 알 수 없다. 이는 FBMC 심벌이 좌우 대칭적 성격을 가지고 있기 때문이다. FBMC/OQAM의 상기 EVM 1010은 채널에 대한 그래프 변화가 둔감하고, 지속된 채널 결정으로 그래프 보상이 가능할 수 있다. 상기 수학식 1 및 수학식 2의 관계를 이용하여, 상기 기지국은 EVM 대신 SNR을 통해 시간 동기 오차의 크기를 결정할 수 있다.

[0076]

[0077] 도 11은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 기지국의 여러 단말에 대한 시간 동기 오차 추적 및 보상에 대한 흐름도이다.

[0078] 도 11을 참고하면, 기지국 110은 1111 동작에서 단말들 101 내지 104로부터 수신된 신호를 통해 각각의 심벌간 간섭을 측정할 수 있다. 다시 말해, 기지국은 단말들 각각의 수신 신호에 대한 오류 정도를 나타내는 지표(metric)를 추정할 수 있다. 기지국은 채널 품질 값(예: SNR)을 측정하고, 채널 품질 값에 기초하여 EVM을 추정할 수 있다. 예를 들어, 기지국은 <수학식 1> 및 <수학식 2>와 같이 EVM을 추정할 수 있다.

[0079] 이후, 상기 기지국 110은 1113 동작에서 상기 측정된 심벌간 간섭을 이용하여 시간 동기 오차의 크기를 결정할 수 있다. 예를 들어, 기지국 110은 EVM 정보를 이용하여 시간 동기 오차의 크기를 결정할 수 있다. 도 10에 도시된 그래프를 참조하면 EVM과 시간 동기 오차의 선형 관계를 가질 수 있다. 이를 통해, 기지국 110은 EVM을 알면 역으로 시간 동기 오차의 크기를 결정할 수 있다.

[0080] 이후, 기지국 110은 1115 동작에서 시간 동기 오차의 부호(또는 방향)를 결정 할 수 있다. 시간 동기 오차의 부호를 결정하기 위해서, 기지국은 중첩 전송 된 신호들 중 이전 심벌을 제거한 후 다시 간섭 정도를 결정할 수 있다. 본 발명의 실시예에 따르면 FBMC 시스템을 따르는 여러 단말의 신호들은 중첩 전송이 되기 때문에 다른 시간 슬롯을 할당 받은 신호 간에도 중첩이 발생할 수 있다. 기지국에서 이 중첩 신호를 수신할 때 서로 다른 시간 슬롯의 신호들로부터 인접 심벌간 간섭이 발생하게 되며, 이로 인해 성능 열화가 발생할 수 있다. 본 발명에서는 인접 심벌간 간섭의 크기를 이용하여 시간 동기 오차의 부호를 결정할 수 있다.

[0081] 도 12를 참조하면, 도 12에서 기지국 110측 수신 범위 1201에 있는 신호들은 검출신호 1210과 인접신호 1230 및 1250으로 나뉘어 구분될 수 있다. 또한 인접신호는 이전 시간 슬롯에서 이미 검출이 완료된 신호 1230과 이후 시간 슬롯에서 검출될 신호 1250으로 구분될 수 있다. 참조번호 1203은 결정된 시간 동기 오차의 크기(또는 절대값)을 나타낸다.

- [0082] 여기서, 검출이 완료된 신호 1230은 디코딩이 완료된 신호로서 기지국에서 알고 있는 정보이기 때문에 복원 및 제거가 가능하다. 본 발명의 실시예에 따르면, 수신 신호에서부터 인접 심벌 간 간섭을 측정하면 이전 및 이후 심벌들로부터의 간섭 신호의 총 합이 결정될 수 있다. 여기서, 검출이 완료된 이전 심벌을 복원하여 정확히 제거하고 인접심벌 간 간섭을 측정하면, 심벌간 간섭이 작아질 수 있다. 하지만 복원된 이전 심벌을 제거할 때 정확한 시간에 제거하지 않으면, 왜곡이 발생할 수 있다. 더 많은 성능 열화를 야기하고 인접심벌 간 간섭이 더 증가할 수 있다.
- [0083] 예를 들어, 도 12를 참조하면, 기지국 110은 시간 동기 오차의 절대값 1203의 부호를 임의로 양의(positive) 값으로 선택할 수 있다. 기지국 110은 상기 선택에 따라 기지국 측 수신 범위 1201에서 단말(예를 들어 상기 단말 101)로부터 수신된 신호의 EVM을 측정할 수 있다. 그리고 기지국 110은 상기 수신 신호에서 복원대상 블록 1205의 신호를 복원하고 그 후 제거할 수 있다. 상기 제거 동작 후 기지국 110은, EVM 측정용 프리앰블 1207과 심벌 간 간섭이 미치는 블록 1209를 기초로 EVM을 재 측정할 수 있다. 그리고 기지국 110은 상기 EVM의 변화율을 관찰할 수 있다.
- [0084] 만약, 상기 EVM 변화율이 음의 부호이면, 다시 말해 EVM이 감소하면, 기지국 110은 상기 임의로 결정한 시간 동기 오차의 부호, 즉 양의 값을 시간 동기 오차의 최종 부호(또는 방향)로 결정할 수 있다. 이와 반대로, 상기 EVM 변화율이 양의 부호일 경우, 다시 말해 EVM이 증가하면, 기지국 110은 시간 동기 오차의 부호를 원래 결정한 부호의 반대, 즉 음의 부호로 결정할 수 있다. 본 발명의 다른 실시예에 따라, 상기 수학식 1 및 수학식 2의 관계를 이용하여, 기지국 110은 EVM 대신 SNR을 통해 시간 동기 오차의 부호(또는 방향)를 결정할 수 있다.
- [0085] 도 13은 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 최적의 동기 지점을 결정하기 위한 흐름도이다.
- [0086] 기지국 110은 1311 동작에서 각각의 단말들 101 내지 104로부터 수신된 신호의 시간 동기 오차를 결정할 수 있다. 시간 동기 오차의 결정 방법은 시간 동기 오차의 크기 및 시간 동기 오차의 부호를 결정하는 것을 포함할 수 있다. 기지국 110은 각각의 단말 101 내지 104로부터 송신되는 신호를 수신할 수 있다. 상기 수신된 신호를 바탕으로, 기지국 110은 각 단말별 심벌간 간섭을 측정할 수 있다. 상기 측정된 심벌간 간섭과 시간 동기 오차와의 특수한 관계를 이용하여, 기지국 110은 각 단말 101 내지 104의 시간 동기 오차의 크기를 결정할 수 있다. 기지국 110은 상기 결정된 시간 동기 오차의 크기를 이용하여 시간 동기 오차의 부호 또는 방향을 결정할 수 있다. 구체적으로, 기지국 110은 임의로 시간 동기 오차의 부호를 결정하여 심벌간 간섭을 측정할 수 있다. 기지국 110은 검증이 완료된 신호에서 복원 대상 신호를 복원할 수 있다. 기지국 110은 수신범위에서 수신된 신호에서 상기 복원신호를 제거하고 그 후 심벌간 간섭을 측정할 수 있다. 이때 심벌간 간섭의 변화율이 음의 부호이면 기지국 110은 처음 임의로 선택한 시간 동기 오차의 부호를 최종 부호로 선택할 수 있다. 반대로 심벌간 간섭의 변화율이 양의 부호이면, 기지국 110은 처음 임의로 선택한 시간 동기 오차의 부호의 반대 부호를 최종 부호로 선택할 수 있다.
- [0087] 1313 동작에서, 기지국 110은 상기 시간 동기 오차의 크기 및 부호 정보를 바탕으로 최적의 동기 지점을 결정할 수 있다. 다시 말해, 기지국 110은 수신 신호에서 신호의 검출 구간을 결정할 수 있다. 여기서, 검출 구간은 하나의 FBMC 심벌을 검출하기 위해 FFT 연산의 대상이 되는 샘플 값들을 추출하는 구간을 의미한다. 상기 최적의 동기 지점 결정은 기지국 110에 포함된 제어부 230을 통해 이루어질 수 있다. 본 발명의 실시예에 따른 기지국 110의 최적 동기 지점 결정 방법은 목적에 따라 수학식 3에 기초하여 결정될 수 있다.

### 수학식 3

$$\Delta t_w = - \frac{\sum_i w_i (\Delta t_i) \cdot \Delta t_i}{\sum_i w_i (\Delta t_i)}$$

[0088]

- [0089] 상기 수학적식 3에서  $\Delta t_i$ 는 i번째 단말의 시간 동기 오차,  $w_i$ 는 i번째 단말의 가중치이고,  $\Delta t_w$ 는 현재 기준 지점으로부터 변화시켜야 할 최종 동기 보상 값을 의미한다.
- [0090] 즉, 기지국 110은 단말들 각각의 시간 동기 오차들에 기초하여 시간 동기 보상 값을 결정할 수 있다. 구체적으로, 기지국 110은 시간 동기 오차들에 대한 가중치를 부여하고 합산한 제1값 결정하고, 시간 동기 오차에 가중치를 부여하고 시간 동기 오차를 곱한 값들을 합산한 제2값을 결정할 수 있다. 그리고 기지국 110은 제1값 및 제2값에 기초하여 동기 보상 값을 결정할 수 있다. 예를 들어, 기지국 110은 제2값을 제1값으로 나눔으로써 동기 보상 값을 결정할 수 있다.
- [0091] 각 단말 별 동기 오차가 서로 다르기 때문에 성능 열화 정도도 다를 수 있다. 기지국에서는 모든 단말들을 형평성에 맞게 고려해야 하기 때문에 이에 단말 별 가중치를 주어 적절한 동기 지점을 찾을 수 있다.
- [0092] 도 14는 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 균일 가중치 조건에서 최적의 동기 지점을 결정하는 방법을 나타낸다. 가중치를 부여한 최적 동기 지점에 대한 예를 들면, 상기 수학적식3에서 모든 단말에 대해  $w_i(\Delta t_i) = 1$ 로 결정하는 방법이 있다. 이 경우 가장 오차가 많은 단말의 성능까지 고려한 최적의 동기 지점을 결정하는 방법이 될 수 있다. 일 예로써, 도 14에서 참조부호 1411은 단말 101로부터 수신된 -1 시간 동기 오차를 갖는 신호, 1413은 단말 102로부터 수신된 -2 시간 동기 오차를 갖는 신호, 1415는 단말 103으로부터 수신된 +6 시간 동기 오차를 갖는 신호가 될 수 있다. 그리고 참조부호 1410은 보정 전 상기 각 단말로부터 수신된 신호 검출 구간(Window)구간이 될 수 있다. 상기 각각의 단말 101 내지 103의 시간 동기 오차값을  $w_i(\Delta t_i) = 1$  조건에서 수학적식3에 적용하면  $\Delta t_w$ 는 -1이 된다. 따라서 현재 기준으로부터 변화시켜야 할 최종 동기 보상 값은 -1이 된다.
- [0093] 도 14에서, 참조 부호 1421, 1423, 1425는 상기 최종 동기 보상 -1이 이루어진 이후의 단말 101 내지 103으로부터 수신된 신호의 시간 동기 오차 -2, -3, +5를 나타낼 수 있다. 그리고 참조부호 1430은 최종 동기 보상 값 -1이 적용됨에 따라 보정된 신호의 검출 구간을 나타낼 수 있다. 상기 각각의 단말 101 내지 103에 대한 보상이 이루어진 시간 동기 오차 값을  $w_i(\Delta t_i) = 1$  조건에서 수학적식 3에 적용하면  $\Delta t_w$ 는 0(Zero)이 된다.
- [0094] 또한 본 발명의 일 실시예에 따른  $w_i(\Delta t_i) = \frac{1}{\Delta t_i}$  조건에서, 기지국의 신호 수신을 위한 최적의 동기 지점을 결정하는 방법을 포함할 수 있다. 상기 수학적식 3에서,  $w_i(\Delta t_i) = \frac{1}{\Delta t_i}$  결정하면, 전체 검출 성능을 최대화 할 수 있는 동기 지점을 결정할 수 있다.
- [0095] 상기 두 가지 조건에서의 실시예는 특별한 경우를 나타낸 것이며, 가중치는 설명된 실시예에 국한되어 정해지는 것이 아니다.
- [0096] 도 15는 본 발명의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 사용자간 간섭 보상을 통한 최적의 동기 지점을 결정하기 위한 흐름도이다.
- [0097] 기지국 110은 1511 동작에서 여러 단말로부터 수신된 신호를 통해 각각의 심벌간 간섭을 측정할 수 있다. 이때, 심벌간 간섭은 상기 기지국 110의 시간 동기 오차 추정부 650에서 측정될 수 있다.
- [0098] 이후, 기지국 110은 1513 동작에서 상기 측정된 심벌간 간섭 정보를 이용하여 시간 동기 오차의 크기를 결정할 수 있다. 상기 테이블 수정부 730에 의해 생성된 심벌간 간섭 대 시간 동기 오차의 수정된 테이블을 기초로 기지국 110은 시간 동기 오차의 크기를 결정할 수 있다.
- [0099] 이후, 기지국 110은 1515 동작에서 시간 동기 오차의 부호(또는 방향)를 결정 할 수 있다. 시간 동기 오차의 부



호를 결정하기 위해서, 기지국 110은 중첩 전송된 신호들 중 검증이 완료된 이전 심벌을 제거한 후 다시 간섭 정도를 측정할 수 있다. 본 발명의 실시예에 따르면 FBMC 시스템을 따르는 여러 단말의 신호들은 중첩 전송이 되기 때문에 다른 시간 슬롯을 할당 받은 신호 간에도 중첩이 될 수 있다. 기지국 110에서 이 중첩 신호를 수신할 때 서로 다른 시간 슬롯으로부터의 신호들로부터 인접 심벌간 간섭이 발생하게 되며, 이로 인해 성능 열화가 발생할 수 있다. 본 발명에서는 인접 심벌간 간섭의 크기를 이용하여 시간 동기 오차의 부호를 결정할 수 있다.

[0100] 이어, 기지국 110은 1517 동작에서 상기 결정된 시간 동기 오차를 기초로 신호의 검출 구간을 변경할 수 있다. 예를 들어, 기지국 110은 상기 <수학식 3>을 통해 신호의 검출 구간을 변경할 수 있다. 신호의 검출 구간 변경을 통해, 사용자 별 채널 추정이 보다 명확해 질 수 있고, 이로 인해 사용자 간섭의 효과가 줄어 들 수 있다.

[0101] 기지국 110은 1519 동작에서 상기 신호 검출 구간 변경의 과정에 대한 반복이 필요한지 판단할 수 있다. 예를 들어, 기지국 110은 검출 구간의 변경 횟수가 미리 정의된 임계치에 도달하거나, 또는 반복에 의해 갱신되는 신호 검출 구간의 변화량이 미리 정의된 임계치 미만인 경우, 검출 구간의 변경에 대한 반복이 필요한지 판단할 수 있다.

[0102] 기지국 110은 검출 구간의 변경에 대한 반복이 필요하다고 판단된 경우, 1511 동작으로 돌아가서 상기 변경된 신호 검출 구간에서 심벌간 간섭을 재 측정할 수 있다. 그리고 1513 동작에서 기지국 110은 상기 검출 구간의 변경에 따라 심벌간 간섭 대 시간 동기 오차의 테이블을 재 수정할 수 있다. 상기 재 측정된 심벌간 간섭과 재 수정된 테이블의 비교를 통해 기지국 110은 시간 동기 오차의 절대값을 결정할 수 있다. 기지국 110은 1515동작에서 상기 결정된 절대값을 기초로 시간 동기 오차의 부호를 재 결정하고, 1517 동작에서 신호 검출 구간을 다시 변경할 수 있다. 상기와 같은 과정의 반복을 통해, 사용자간 간섭 등 시간 동기 오차 이외의 외부 요인의 효과가 감소하고, 기지국 110은 보다 정확한 시간 동기 오차에 대한 결과를 얻을 수 있다.

[0103] 기지국 110은 신호 검출 구간 변경에 대한 반복이 필요하지 않다고 판단되는 경우, 1521 동작에서 마지막으로 변경된 신호 검출 구간을 최종 신호 검출 구간으로 결정할 수 있다.

[0104] 도 16 내지 18은 본 발명의 실시예에 따른 효과를 나타내는 모의실험 결과를 나타낸다. 모의실험은 1024개의 부반송파, 16명의 주파수 분할 동시 사용자, 사용자당 63개의 반송파, 5회의 오버샘플링(oversampling)환경에서 실행된 것이다. 모의 실험은 본 발명에서 제안된 실시예를 이용하여 결정된 시간 동기 오차의 정확도를 분석하기 위한 것이다. 구체적으로 시간 동기 오차의 절대 값 및 시간 동기 오차의 부호에 대한 결정의 정확도를 분석하기 위한 모의실험이다.

[0105] 도 16은 본 발명의 실시예에 따른 기지국측에서 사용자 1 내지 16으로부터 신호를 수신하는 모의실험 환경의 예를 나타낸다. 참조번호 1610은 기지국측에서 설정한 신호 검출 구간 시작 지점을 나타낸다. 참조 번호 1630은 시간 동기 오차의 일반(normal) 분포를 나타낸다.

[0106] 도 17은 본 발명의 실시예에 따른 시간 동기 오차 절대값 추정 성능에 대한 모의실험 결과를 나타낸다. 참조번호 1710은 기지국측에서 수신된 신호의 시간 동기 오차의 표준편차가 4인 경우, 시간 동기 오차의 절대값 측정 에러 대 보완적 누적 분포 함수(complementary cumulative distribution function, 이하 “CCDF”)의 관계에 대한 그래프이다. 참조번호 1730은 기지국측에서 수신된 신호의 시간 동기 오차의 표준편차가 8인 경우, 시간 동기 오차의 절대값 측정 에러 대 CCDF의 관계에 대한 그래프이다. 참조번호 1750은 기지국측에서 수신된 신호의 시간 동기 오차의 표준편차가 16인 경우, 시간 동기 오차의 절대값 측정 에러 대 CCDF의 관계에 대한 그래프이다. 참조번호 1750은 기지국측에서 수신된 신호의 시간 동기 오차의 표준편차가 32인 경우, 시간 동기 오차의 절대값 측정 에러 대 CCDF의 관계에 대한 그래프이다. 도 17에서, 시간 동기 오차의 표준편차가 작아질수록, 기지국측에서 상당히 정확한 시간 동기 오차의 절대값 추정이 가능하다는 것을 알 수 있다.

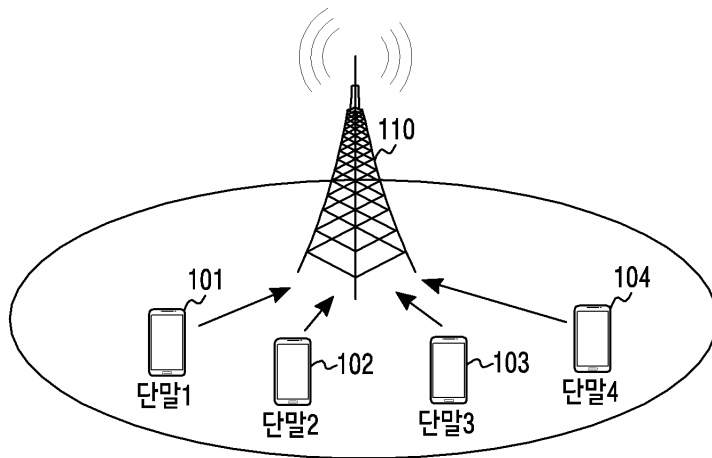
[0107] 도 18은 본 발명의 실시예에 따른 시간 동기 오차 부호 추정 성능에 대한 모의실험 결과를 나타낸다. 참조번호 1810은 시간 동기 오차의 표준편차가 각각 4, 8, 16, 32인 상황에서 시간 동기 오차의 부호 추정의 정확도를 나타낸다. 참조번호 1811 내지 1817은 각각 시간 동기 오차의 표준편차가 4, 8, 16, 32인 상황에서의 부호 추정 성능을 나타내는 그래프이다. 참조번호 1810의 그래프를 통해 시간 동기 오차의 표준편차가 작을수록 정확한 부

호 추정 가능성이 있음을 알 수 있다. 참조번호 1830은 부호 추정의 결과에 대한 막대 그래프를 나타낸다. 참조번호 1830을 통해 지지국측은 매우 정확한 부호 추정이 가능하다는 것을 알 수 있다.

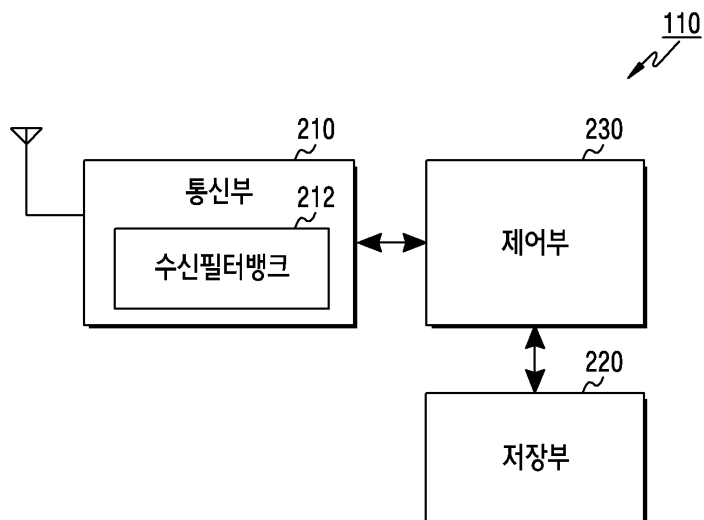
- [0108] 본 발명의 청구항 또는 명세서에 기재된 실시 예들에 따른 방법들은 하드웨어, 소프트웨어, 또는 하드웨어와 소프트웨어의 조합의 형태로 구현될(implemented) 수 있다.
- [0109] 소프트웨어로 구현하는 경우, 하나 이상의 프로그램(소프트웨어 모듈)을 저장하는 컴퓨터 판독 가능 저장 매체가 제공될 수 있다. 컴퓨터 판독 가능 저장 매체에 저장되는 하나 이상의 프로그램은, 전자 장치(device) 내의 하나 이상의 프로세서에 의해 실행 가능하도록 구성된다(configured for execution). 하나 이상의 프로그램은, 전자 장치로 하여금 본 발명의 청구항 또는 명세서에 기재된 실시 예들에 따른 방법들을 실행하게 하는 명령어(instructions)를 포함한다.
- [0110] 이러한 프로그램(소프트웨어 모듈, 소프트웨어)은 랜덤 액세스 메모리(random access memory), 플래시(flash) 메모리를 포함하는 불휘발성(non-volatile) 메모리, 롬(ROM: Read Only Memory), 전기적 삭제가능 프로그램가능 롬(EEPROM: Electrically Erasable Programmable Read Only Memory), 자기 디스크 저장 장치(magnetic disc storage device), 콤팩트 디스크 롬(CD-ROM: Compact Disc-ROM), 디지털 다목적 디스크(DVDs: Digital Versatile Discs) 또는 다른 형태의 광학 저장 장치, 마그네틱 카세트(magnetic cassette)에 저장될 수 있다. 또는, 이들의 일부 또는 전부의 조합으로 구성된 메모리에 저장될 수 있다. 또한, 각각의 구성 메모리는 다수 개 포함될 수도 있다.
- [0111] 또한, 상기 프로그램은 인터넷(Internet), 인트라넷(Intranet), LAN(Local Area Network), WLAN(Wide LAN), 또는 SAN(Storage Area Network)과 같은 통신 네트워크, 또는 이들의 조합으로 구성된 통신 네트워크를 통하여 접근(access)할 수 있는 부착 가능한(attachable) 저장 장치(storage device)에 저장될 수 있다. 이러한 저장 장치는 외부 포트를 통하여 본 발명의 실시 예를 수행하는 장치에 접속할 수 있다. 또한, 통신 네트워크상의 별도의 저장장치가 본 발명의 실시 예를 수행하는 장치에 접속할 수도 있다.
- [0112] 상술한 본 발명의 구체적인 실시 예들에서, 발명에 포함되는 구성 요소는 제시된 구체적인 실시 예에 따라 단수 또는 복수로 표현되었다. 그러나 단수 또는 복수의 표현은 설명의 편의를 위해 제시한 상황에 적합하게 선택된 것으로서, 본 발명이 단수 또는 복수의 구성 요소에 제한되는 것은 아니며, 복수로 표현된 구성 요소라 하더라도 단수로 구성되거나, 단수로 표현된 구성 요소라 하더라도 복수로 구성될 수 있다.
- [0113] 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.

도면

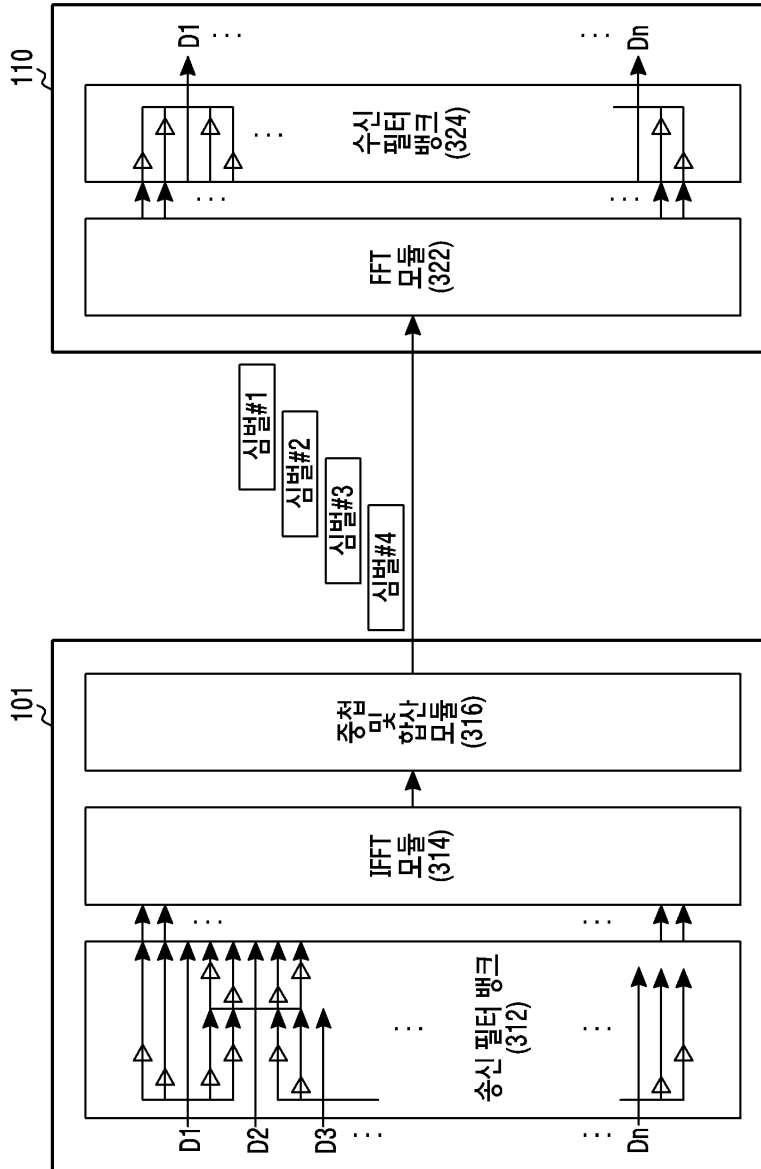
도면1



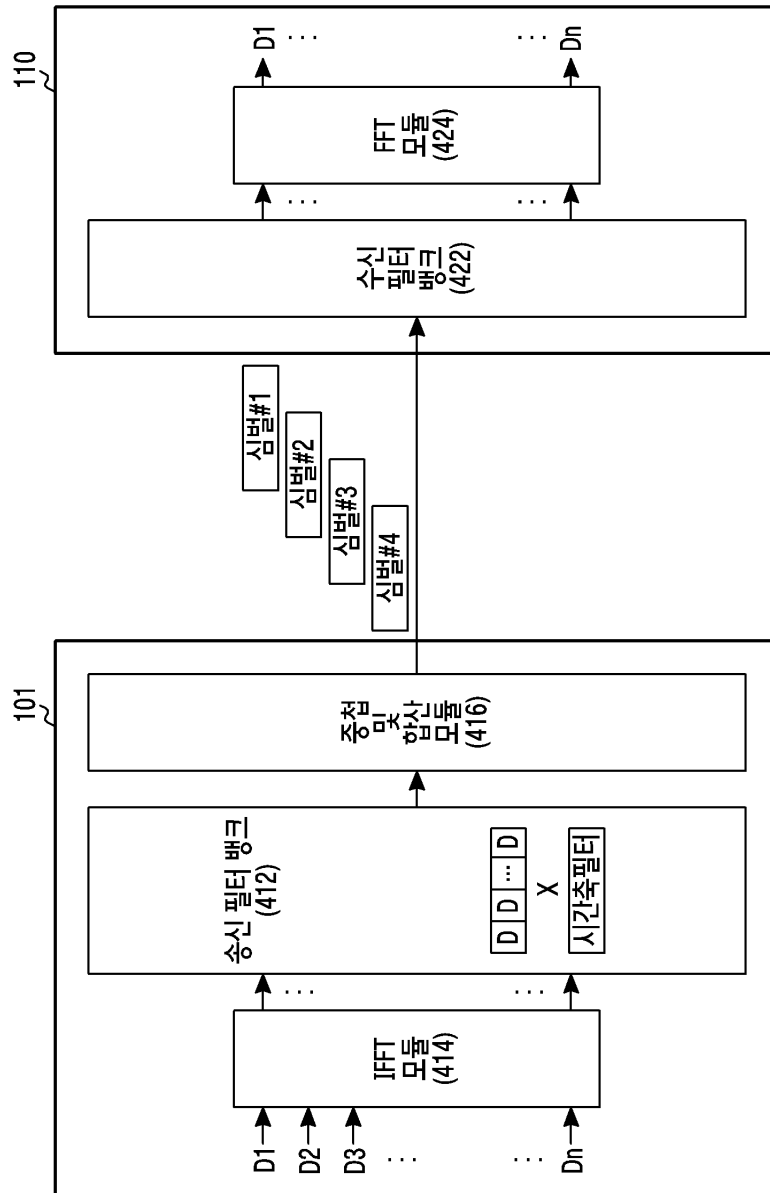
도면2



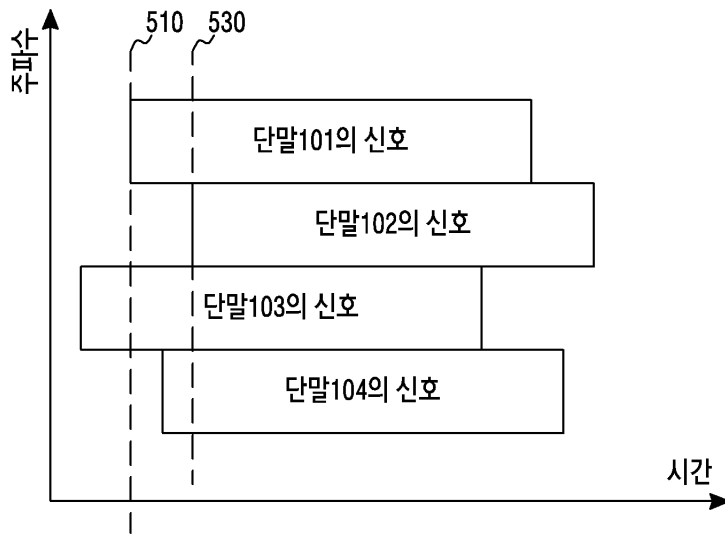
도면3



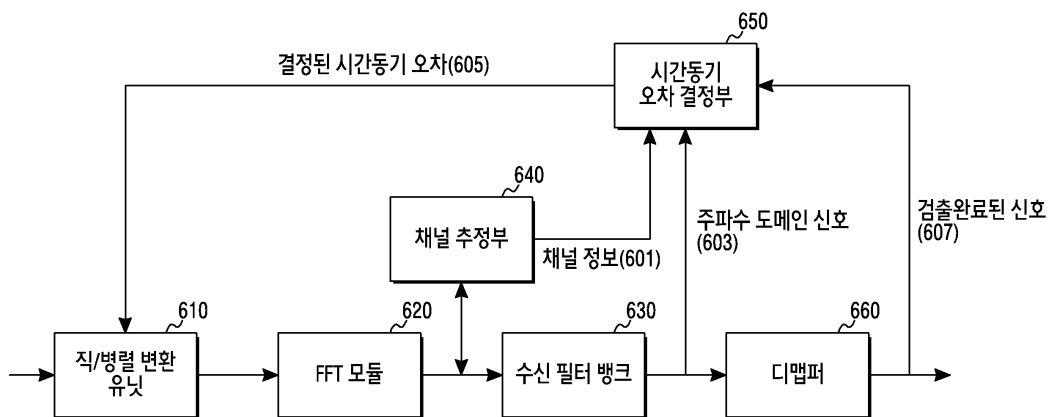
도면4



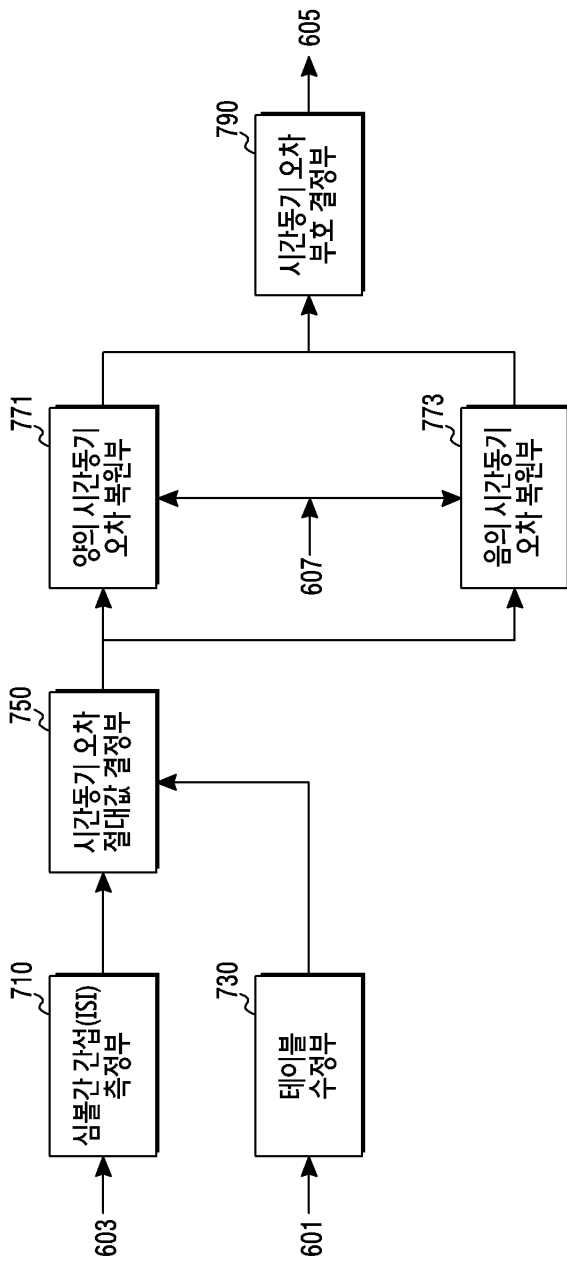
도면5



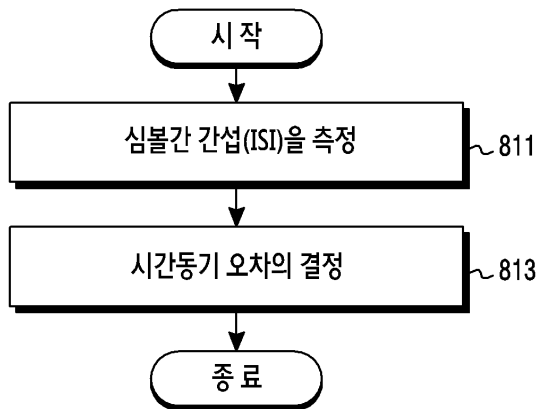
도면6



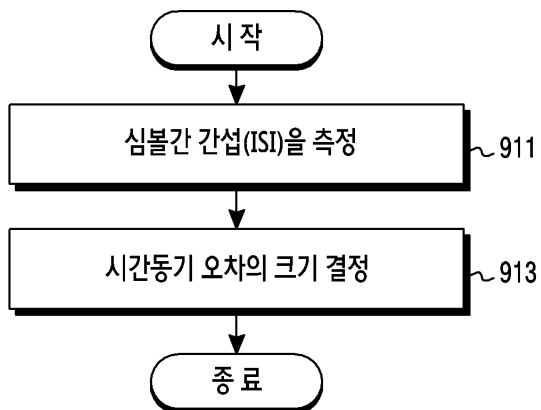
도면7



도면8

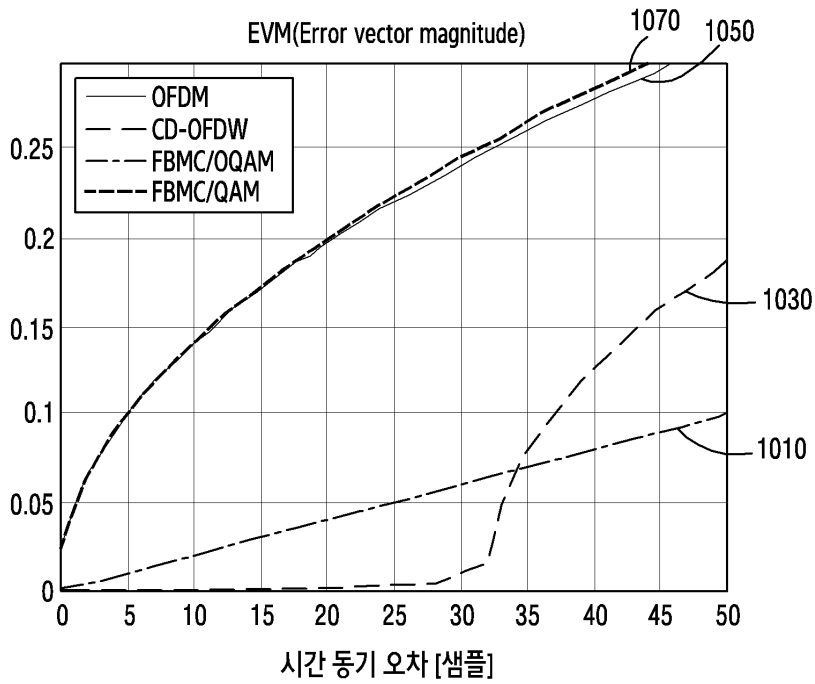


도면9

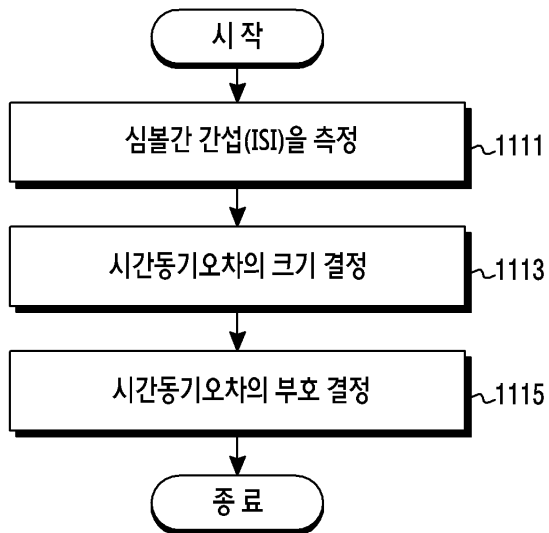




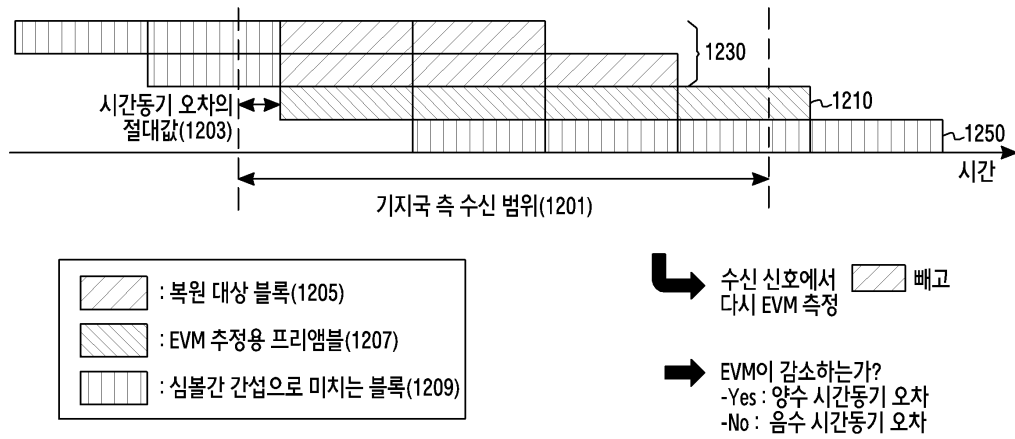
도면10



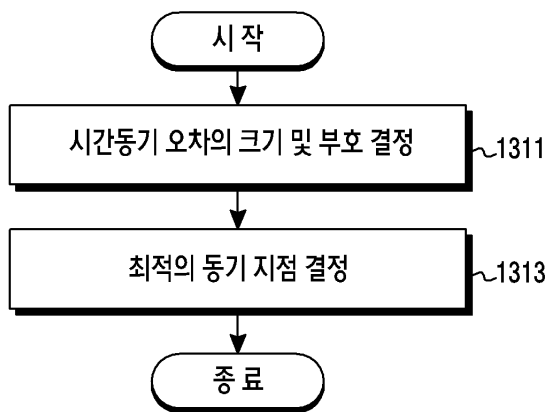
도면11



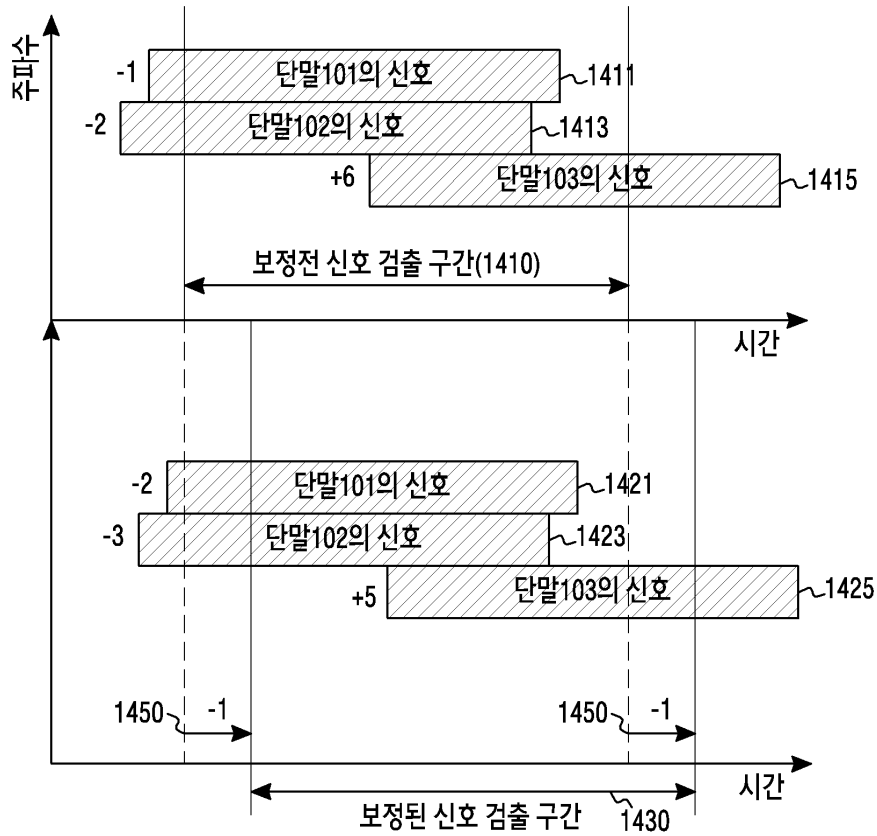
도면12



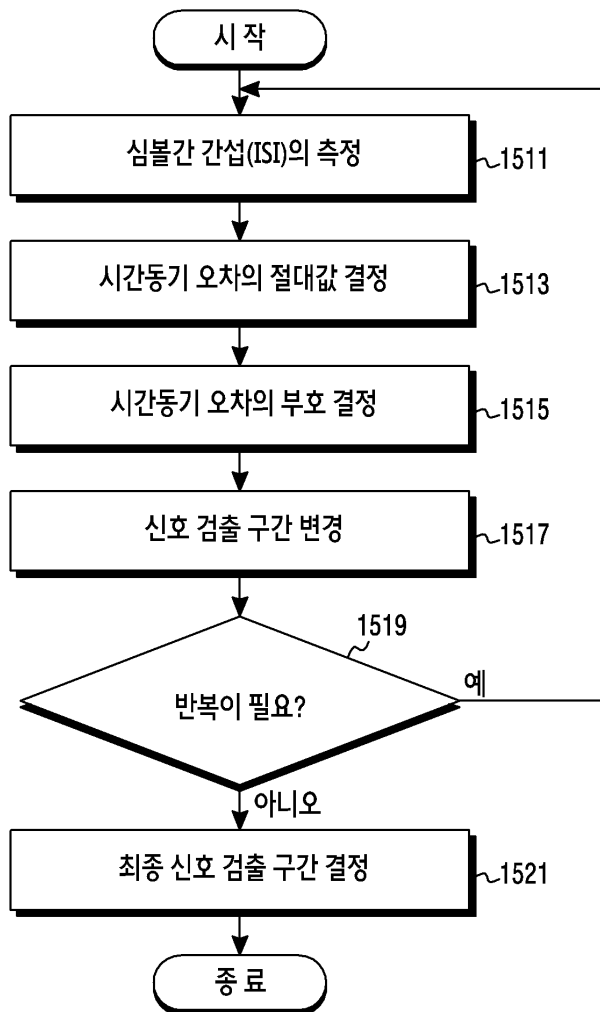
도면13



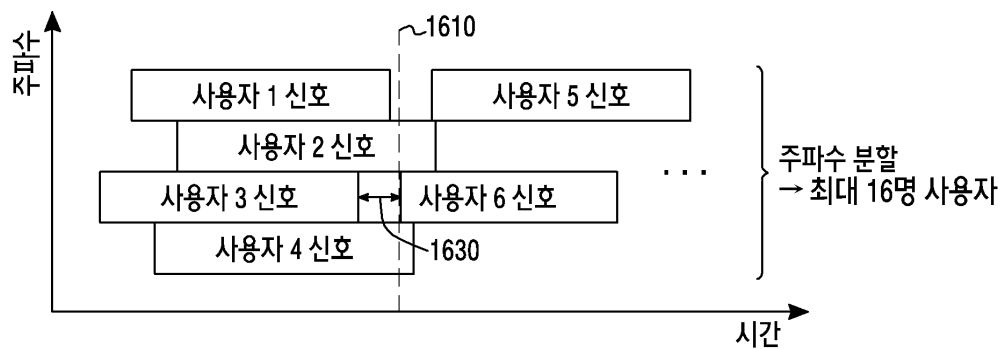
도면14



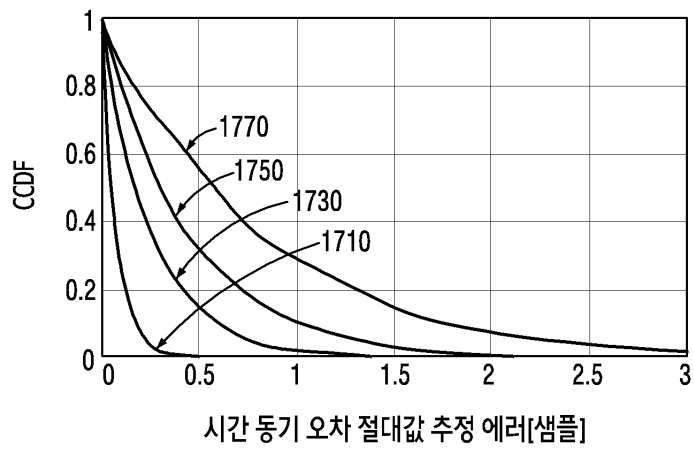
도면15



도면16



도면17



도면18

