



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2017-0069765  
(43) 공개일자 2017년06월21일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04L 27/26 (2006.01)

(52) CPC특허분류

H04L 27/2653 (2013.01)

H04L 27/264 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2015-0177392

(22) 출원일자 2015년12월11일

심사청구일자 없음

(71) 출원인

삼성전자주식회사

경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)

연세대학교 산학협력단

서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)

(72) 발명자

김찬홍

경기도 수원시 권선구 곡선로 10, 503동 1204호(권선동, 수원아이파크시티5단지)

홍대식

서울특별시 강서구 우장산로 8, 101동 1105호(내발산동, 우장산월드메르디앙아파트)

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

권혁록, 이정순

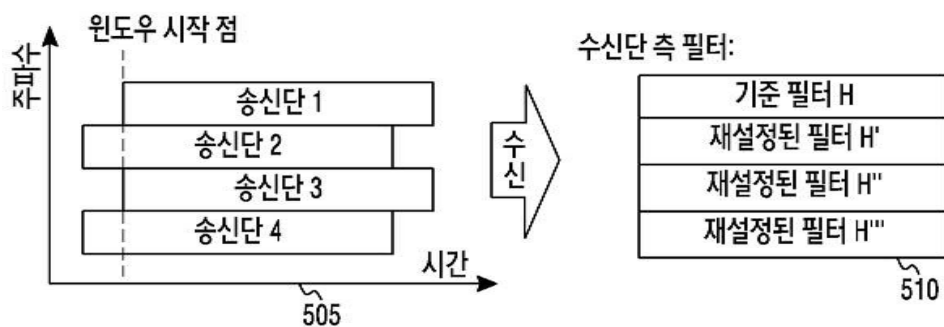
전체 청구항 수 : 총 24 항

(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서 다중 사용자 수신에 관한 방법 및 장치

## (57) 요약

본 개시는 LTE(Long Term Evolution)와 같은 4G(4th generation) 통신 시스템 이후 보다 높은 데이터 전송률을 지원하기 위한 5G(5th generation) 또는 pre-5G 통신 시스템에 관련된 것이다. 본 개시에서는 무선 통신 시스템에서 수신단이 여러 송신단들이 송신한 신호의 시간 동기 오차를 고려하여 송신단 별 필터링을 수행하는 방법이 제공된다. 본 개시에서 무선 통신 시스템에서의 수신단의 동작 방법은, 적어도 하나의 송신단들로부터 신호들을 수신하는 과정과, 상기 적어도 하나의 송신단들 각각에 대한 시간 동기 오차들을 고려하여 송신단 별로 필터들을 구성하는 과정과, 수신된 상기 신호를 상기 송신단 별 필터로 각각 필터링 하는 과정을 포함한다.

대표도 - 도5



(52) CPC특허분류

*H04L 27/265* (2013.01)

*H04L 27/2655* (2013.01)

*H04L 27/2697* (2013.01)

(72) 발명자

**원성우**

인천광역시 남동구 염전로 440, 103동 508호(간석  
동, 신동아파밀리에아파트)

---

**정인식**

서울특별시 서대문구 성산로17길 7-15, 5층 501호  
(연희동)

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

무선 통신 시스템에서의 수신단의 동작 방법에 있어서,  
송신단들로부터 신호들을 수신하는 과정과,  
상기 송신단들 각각에 대한 필터를 별개로 구성하는 과정과,  
상기 신호들을 상기 별개로 구성된 필터들 각각에 대해 필터링 하는 과정을 포함하는 방법.

#### 청구항 2

제 1항에 있어서,  
상기 송신단들이 송신한 신호들 각각에 대한 시간 동기 오차를 계산하는 과정을 포함하고,  
상기 별개로 구성된 필터들은,  
각각 상기 송신단들이 송신한 신호 각각에 대한 시간 동기 오차를 고려하여 서로 다르게 구성되는 방법.

#### 청구항 3

제 2항에 있어서,  
상기 시간 동기 오차는,  
상기 송신단들로부터 수신된 신호와 미리 결정된 신호의 상관 관계 또는 상기 송신단들로부터 수신된 신호의 심  
별 간 간섭을 이용하여 결정되는 방법.

#### 청구항 4

제 2항에 있어서,  
상기 송신단들 각각에 대한 필터는,  
상기 송신단들이 송신한 신호 각각에 대한 시간 동기 오차만큼 기준 필터를 시간 축에 대해 각각 이동시킴으로  
써 구성하는 과정을 포함하는 방법.

#### 청구항 5

제 4항에 있어서,  
상기 기준 필터는,  
상기 송신단들이 송신한 신호 각각에 대한 시간 동기 오차의 평균값에 기반하여 결정되는 방법.

#### 청구항 6

제 1항에 있어서,  
상기 각각 필터링된 신호들을 병합한 단일의 신호에 대해 FFT (Fast Fourier Transform)를 수행하는 과정을 더

포함하는 방법.

#### 청구항 7

제 6항에 있어서,

상기 FFT는,

연산과정에서 상기 송신단들 간 영향을 미치지 않는 연산을 생략함으로써 수행되는 방법.

#### 청구항 8

제 1항에 있어서,

상기 송신단들 간 간섭이 미리결정된 값 이상인 경우, 상기 적어도 하나의 송신단들에 대한 주파수 대역 자원을 재할당하는 과정을 포함하는 방법.

#### 청구항 9

제 8항에 있어서,

상기 송신단들 간 간섭은,

상기 송신단들의 시간 동기 오차에 기반하여 결정되는 방법.

#### 청구항 10

제 8항에 있어서,

상기 적어도 하나의 송신단들에 대한 주파수 대역 자원을 재할당하는 과정은,

상기 주파수 대역에서 인접하게 할당된 송신단들간 시간 동기 오차의 차이가 최소가 되도록 상기 송신단들에게 주파수를 재할당하는 과정을 포함하는 방법.

#### 청구항 11

제 10항에 있어서,

상기 시간 동기 오차의 차이가 최소가 되도록 상기 송신단들에게 주파수를 할당하는 과정은,

상기 송신단들 각각의 시간 동기 오차의 크기가 주파수 대역에서 순차적으로 되도록 주파수를 할당하는 방법.

#### 청구항 12

제 1항에 있어서,

상기 송신단들이 송신한 신호들 각각의 신호의 시작 시점부터 필터링을 위한 신호를 추출하는 과정을 포함하고,

상기 별개로 구성된 필터들 각각에 대해 필터링 하는 과정은,

상기 추출된 신호를 상기 별개로 구성된 필터들 각각에 대해 필터링 하는 과정을 포함하고,

상기 별개로 구성된 필터들은 서로 동일한 방법.

### 청구항 13

무선 통신 시스템에서의 수신단의 장치에 있어서,

송신단들로부터 신호들을 수신하고, 상기 송신단들 각각에 대한 필터를 별개로 구성하고, 상기 신호들을 상기 별개로 구성된 필터들 각각에 대해 필터링 하는 통신부를 포함하는 장치.

### 청구항 14

제 13항에 있어서,

상기 통신부는,

상기 송신단들이 송신한 신호들 각각에 대한 시간 동기 오차를 계산하고,

상기 별개로 구성된 필터들은,

각각 상기 송신단들이 송신한 신호 각각에 대한 시간 동기 오차를 고려하여 서로 다르게 구성되는 장치.

### 청구항 15

제 14항에 있어서,

상기 시간 동기 오차는,

상기 송신단들로부터 수신된 신호와 미리 결정된 신호의 상관 관계 또는 상기 송신단들로부터 수신된 신호의 심벌 간 간섭을 이용하여 결정되는 장치.

### 청구항 16

제 14항에 있어서,

상기 송신단들 각각에 대한 필터는,

상기 송신단들이 송신한 신호 각각에 대한 시간 동기 오차만큼 기준 필터를 시간 축에 대해 각각 이동시킴으로써 구성하는 과정을 포함하는 장치.

### 청구항 17

제 16항에 있어서,

상기 기준 필터는,

상기 송신단들이 송신한 신호 각각에 대한 시간 동기 오차의 평균값에 기반하여 결정되는 장치.

### 청구항 18

제 13항에 있어서,

상기 통신부는,

상기 각각 필터링된 신호들을 병합한 단일의 신호에 대해 FFT (Fast Fourier Transform)를 수행하는 과정을 더 포함하는 장치.

#### 청구항 19

제 18항에 있어서,  
상기 FFT는,  
연산과정에서 상기 송신단들 간 영향을 미치지 않는 연산을 생략함으로써 수행되는 장치.

#### 청구항 20

제 13항에 있어서,  
상기 송신단들 간 간섭이 미리결정된 값 이상인 경우, 상기 적어도 하나의 송신단들에 대한 주파수 대역 자원을 재할당하는 제어부를 더 포함하는 장치.

#### 청구항 21

제 20항에 있어서,  
상기 송신단들 간 간섭은,  
상기 송신단들의 시간 동기 오차에 기반하여 결정되는 장치.

#### 청구항 22

제 20항에 있어서,  
상기 제어부는,  
상기 적어도 하나의 송신단들에 대한 주파수 대역 자원을 재할당하는 위해,  
상기 주파수 대역에서 인접하게 할당된 송신단들간 시간 동기 오차의 차이가 최소가 되도록 상기 송신단들에게 주파수를 재할당하는 장치.

#### 청구항 23

제 22항에 있어서,  
상기 시간 동기 오차의 차이가 최소가 되도록 상기 송신단들에게 주파수를 할당하기 위해,  
상기 송신단들 각각의 시간 동기 오차의 크기가 주파수 대역에서 순차적으로 되도록 주파수를 할당하는 장치.

#### 청구항 24

제 13항에 있어서,  
상기 통신부는,  
상기 송신단들이 송신한 신호들 각각의 신호의 시작 시점부터 필터링을 위한 신호를 추출하고, 상기 별개로 구성된 필터들 각각에 대해 필터링 하기 위해 상기 추출된 신호를 상기 별개로 구성된 필터들 각각에 대해 필터링 하는 과정을 포함하고,  
상기 별개로 구성된 필터들은 서로 동일한 장치.

## 발명의 설명

### 기술 분야

[0001] 본 개시는 무선 통신 시스템에서 다중 사용자 수신에 관한 방법 및 장치에 관한 것이다.

### 배경 기술

[0003] 4G(4th generation) 통신 시스템 상용화 이후 증가 추세에 있는 무선 데이터 트래픽 수요를 충족시키기 위해, 개선된 5G(5th generation) 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(Long Term Evolution) 시스템 이후(Post LTE) 시스템이라 불리어지고 있다.

[0004] 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 증가시키기 위해, 5G 통신 시스템에서는 빔포밍(beamforming), 거대 배열 다중 입출력(massive MIMO), 전차원 다중 입출력(Full Dimensional MIMO, FD-MIMO), 어레이 안테나(array antenna), 아날로그 빔형성(analog beamforming), 및 대규모 안테나 (large scale antenna) 기술들이 논의되고 있다.

[0005] 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.

[0006] 이 밖에도, 5G 시스템에서는 진보된 코딩 변조(Advanced Coding Modulation, ACM) 방식인 FQAM(Hybrid Frequency Shift Keying and Quadrature Amplitude 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.

[0007] FBMC(Filter Bank Multi Carrier) 시스템은 필터를 곱하여 파형의 형태를 변화시키면서 시간 지연에 강인하고 측대파(sidelobe) 크기가 작도록 신호를 전송한다. FBMC 기법에서는 필터링 과정을 통해 심볼 길이가 길어지며 이 심볼들이 중첩되어 더해진 후 최종적으로 전송되며, 이 때 시간 및 측대파 크기에서의 이득으로 인해 GI(Guard Interval)를 사용하지 않아도 된다는 장점이 있다.

[0008] 무선 통신의 상향링크 환경에서는 송신단에서 생성된 신호가 위치에 따라 각기 다른 전파시간을 통해 수신단에 도달하게 되는데, 이렇게 심볼 간 도달 시간 오차를 줄이기 위해 고안된 방법 중 하나는 어느 정도의 피드백 오버헤드를 사용함으로써 송신단들이 전파시간을 고려하여 신호 전송 시점을 조절하는 방법이다.

[0009] 하지만 CIoT(Cellular IoT)와 같은 환경에서는 다수의 송신단들이 적은 트래픽을 동시 다발적으로 유발하기 때문에, 위 기법과 같이 오버헤드가 발생하는 방법의 사용이 특정 환경에서 그 비용이 매우 높을 가능성이 존재한다. 또한 FBMC 시스템은 별도의 보호구간(guard interval, GI)이 없기 때문에 송신단 별 전파시간에 의해 발생하는 시간 동기 오차에 의한 성능 열화가 발생한다.

## 발명의 내용

### 해결하려는 과제

[0011] 본 개시의 실시 예는 무선 통신 시스템에서 다중 사용자 수신에 관한 방법 및 장치를 제공한다.

[0012] 본 개시의 실시 예는 무선 통신 시스템에서 수신단이 여러 송신단들이 송신한 신호의 시간 동기 오차를 고려하여 송신단 별 필터링을 수행하는 방법 및 장치를 제공한다.

[0013] 본 개시의 실시 예는 무선 통신 시스템의 수신단에서 수신 필터와 FFT (Fast Fourier Transform) 블록을 분리하

여 단일 구조의 FFT를 수행하는 방법 및 장치를 제공한다.

- [0014] 본 개시의 실시 예는 무선 통신 시스템에서 여러 송신단들이 송신한 신호의 시간 동기 오차를 고려하여 수신단이 각 송신단의 주파수 자원을 재할당하는 방법 및 장치를 제공한다.

### 과제의 해결 수단

- [0016] 상술한 목적을 달성하기 위한 본 개시의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서의 수신단의 동작 방법은, 적어도 하나의 송신단들로부터 신호들을 수신하는 과정과, 상기 적어도 하나의 송신단들 각각에 대한 시간 동기 오차들을 고려하여 송신단 별로 필터들을 구성하는 과정과, 수신된 상기 신호를 상기 송신단 별 필터로 각각 필터링 하는 과정을 포함한다.

- [0017] 본 개시의 또 다른 실시 예에 따른 무선 통신 시스템에서의 수신단 장치는, 적어도 하나의 송신단들로부터 신호들을 수신하고, 상기 적어도 하나의 송신단들 각각에 대한 시간 동기 오차들을 고려하여 송신단 별로 필터들을 구성하고, 수신된 상기 신호를 상기 송신단 별 필터로 각각 필터링 하는 통신부를 포함한다.

### 발명의 효과

- [0019] 본 개시의 실시 예에 따르면, 무선 통신 시스템에서 수신단은 각 송신단으로부터 송신된 신호를 송신단 별 필터링 및 단일 FFT 수행을 통해 수신 성능을 향상시키고, 복잡도를 줄일 수 있다. 또한, 본 개시의 실시 예에 따르면 무선 통신 시스템에서 송신단들간 간섭을 최소화 할 수 있도록 자원을 할당하여 수신단의 성능을 향상시킬 수 있다.

### 도면의 간단한 설명

- [0021] 도 1은 본 개시의 실시 예에 따른 무선통신 시스템에서 수신단 및 송신단들을 나타낸다.
- 도 2는 본 개시의 실시 예에 따른 무선 통신 시스템에서 수신단 장치의 블록 구성을 나타낸다.
- 도 3은 본 개시의 실시 예에 따른 무선 통신 시스템에서 FBMC 을 송수신하는 송신단 및 수신단의 기능적 구성의 예를 나타낸다.
- 도 4는 본 개시의 실시 예에 따른 무선 통신 시스템에서 FBMC 심벌을 송수신하는 송신단 및 수신단의 기능적 구성의 다른 예를 나타낸다.
- 도 5는 본 개시에 따른 FBMC 시스템의 수신단에서 송신단들간 시간 동기 오차가 발생할 경우 송신단 별로 필터를 구성하는 방법의 일 예를 나타낸다.
- 도 6은 본 개시에 따라 FBMC 시스템의 수신단에서 송신단들의 시간 동기 오차를 고려하여 송신단 별 필터를 구성하는 방법의 흐름도를 나타낸다.
- 도 7은 본 개시에 따라 송신단 별 필터를 구성하기 위한 수신단 장치의 세부 블록 구성의 예를 나타낸다.
- 도 8은 본 개시의 실시 예에 따라 송신단 별 필터링 및 단일 FFT를 수행하는 과정의 흐름도를 나타낸다.
- 도 9는 본 개시의 실시예에 따른 무선통신 시스템에서 시간 동기 오차와 EVM의 관계를 나타내는 그래프이다.
- 도 10은 본 개시의 실시 예에 따라 사이클릭 쉬프트 필터(cyclic shift filter)의 시간 영역 파형을 나타내는 그래프이다.
- 도 11은 본 개시의 실시 예에 따라 잘린 쉬프트 필터(truncated shift filter)의 시간 영역 파형을 나타내는 그래프이다.
- 도 12는 본 개시의 실시 예에 따라 채널 통과 신호를 처리하는 흐름도를 나타낸다.
- 도 13a 및 도 13b는 본 개시의 실시 예에 따라 버터플라이 구조(butterfly structure)의 FFT(fast fourier transform) 다이어그램을 나타낸다.



도 14는 본 개시의 실시 예에 따라 단일 FFT 블록의 세부 구현 다이어그램을 나타낸다.

도 15는 본 개시의 실시 예에 따른 FFT 구조의 복잡도 감소 효과를 나타내는 그래프이다.

도 16은 본 개시의 실시 예에 따라 송신단 별 필터링 및 단일 FFT를 수행했을 때의 복잡도와 벡터 오차 크기(error vector magnitude, EVM)에서 효과를 나타낸다.

도 17a는 본 개시의 실시 예에 따라 인접한 주파수 대역에 스케줄링 된 송신단들간 시간 동기 오차가 큰 경우의 일 예를 나타낸다.

도 17b는 본 개시의 실시 예에 따라 시간 동기 오차가 작아지도록 송신단들을 스케줄링하는 방법의 일 예를 나타낸다.

도 17c는 본 개시의 실시 예에 따라 시간 동기 오차가 작아지도록 송신단들을 스케줄링하는 방법의 또 다른 예를 나타낸다.

도 18은 본 개시의 실시 예에 따라 송신단들을 주파수 대역에 재스케줄링하는 수신단의 동작 흐름도를 나타낸다.

도 19는 본 개시의 실시 예에 따라 송신단 별 필터링을 하는 수신단의 전체 동작 흐름도를 나타낸다.

도 20 내지 22는 본 발명의 실시 예에 따른 효과를 나타내는 모의실험 결과를 나타낸다.

도 23은 본 개시의 실시 예에 따라 송신단 별 버퍼를 이용하여 정합 필터링을 수행하는 과정을 도식적으로 나타낸다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0022]

이하 첨부된 도면을 참조하여 다양한 실시 예들의 동작 원리를 상세히 설명한다. 하기에서 다양한 실시 예들을 설명에 있어 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 그리고 후술되는 용어들은 다양한 실시 예들에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.

[0024]

이하 본 개시는 무선 통신 시스템에서 다중 사용자 수신을 위한 기술에 대해 설명한다.

[0025]

이하 설명에서 사용되는 제어 정보를 지칭하는 용어, 윈도우 시작점(window start point)을 지칭하는 용어, 상태 변화를 지칭하는 용어, 망 객체(network entity)들을 지칭하는 용어, 장치의 구성 요소를 지칭하는 용어, 필터(filter)를 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.

[0027]

도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 무선통신 시스템에서 수신단 및 송신단들을 나타낸다.

[0028]

수신단 110은 송신단들 101 내지 104들이 송신한 신호들을 수신한다. 상기 송신단 및 수신단은 각각 단말과 기지국일 수 있다. 또한, 상기 송신단 및 수신단은, 예를 들면, 다수의 기지국이 하나의 단말에 대해 서비스를 제공하는 것과 같은 CoMP(Coordinated Multi Point)처럼, 각각 기지국과 단말일 수 있다. 송신단 101 내지 104는 수신단 110과 통신하는 장치로써 데이터 전송의 시발점 또는 종착점이 되는 종단이 될 수 있다. 송신단들 101 내지 104는 수신단과 무선 채널을 통해 통신을 수행할 수 있다. 상기 도 1은 설명의 편의를 위해 1개의 수신단 및 4개의 송신단만을 도시하고 있으나, 더 많은 수의 수신단들 및 송신단들이 포함될 수 있다.

[0029]

도 1에서 송신단들 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.

- [0030] 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.
- [0033] 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 무선 통신 시스템에서 수신단 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.
- [0034] 도 2를 참고하면, 수신단 110은 통신부 210, 저장부 220, 제어부 230를 포함한다.
- [0035] 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.
- [0036] 또한, 통신부 210은 다수의 무선 주파수(radio frequency, 이하 RF) 채널들을 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 기술들을 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.
- [0037] 저장부 220은 수신단 110의 동작을 위한 기본 프로그램, 응용 프로그램, 설정 정보 등의 데이터를 저장한다. 특히, 저장부 220은 송신단과의 시그널링을 위한 데이터, 다시 말해, 송신단으로부터의 메시지를 해석하기 위한 데이터를 저장할 수 있다. 그리고, 저장부 220은 제어부 230의 요청에 따라 저장된 데이터를 제공한다.
- [0038] 제어부 230는 수신단 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 수신단 110이 후술하는 FBMC 심벌 송신 절차들을 수행하도록 제어할 수 있다.
- [0040] 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 무선 통신 시스템에서 FBMC 심벌의 생성 및 해석을 위한 송신단 및 수신단의 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.
- [0041] 도 3를 참고하면, 송신단 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 송신단 101은 도 1에서 여러 송신단 중 하나의 예로써 제시된 것이다. 수신단 110은 고속 푸리에 변환(fast Fourier transform, 이하 'FFT') 모듈 322, 수신 필터 뱅크 324를 포함한다.
- [0042] 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( $=2K+1$ )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 수신단 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.

[0043] 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  $n$ 보다 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  $n$ 일 수 있다.

[0045] 도 3에 도시되지 아니하였으나, 수신단 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 수신단 110에 수신될 수 있다. 유사하게, 수신단 110은 수신 신호를 디지털 기저대역 신호로 변환하기 위한 적어도 하나의 모듈을 더 포함할 수 있다.

[0046] FFT 모듈 322는 수신 신호에 대한 FFT 연산을 수행한다. 이때, FFT 모듈 322는 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.

[0048] 도 4는 본 발명의 실시 예에 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.

[0049] 도 4를 참고하면, 송신단 101은 IFFT 모듈 414, 송신 필터 뱅크 412, 중첩 및 합산 모듈 416을 포함한다. 수신단 110은 수신 필터 뱅크 422, FFT 모듈 424를 포함한다.

[0050] 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 차수만큼 복제하고, 도 3의 송신 필터 뱅크 312의 주파수 도메인 필터에 대응하는 시간 도메인의 송신 필터를 곱한다. 이에 따라, FBMC 심벌들이 생성된다.

[0051] 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.

[0052] 도 4에 도시되지 아니하였으나, 송신단 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 기저대역 신호이다. 따라서, 송신단은 송신 신호를 아날로그 신호로 변환하고, RF 대역의 신호로 상향 변환하기 위한 적

어도 하나의 모듈을 더 포함할 수 있다. 이후, FBMC 심벌들을 포함하는 송신 신호는 수신단 110에 수신될 수 있다. 유사하게, 수신단 110은 수신 신호를 디지털 기저대역 신호로 변환하기 위한 적어도 하나의 모듈을 더 포함할 수 있다.

[0053] 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:  $\text{IFFT}\{D\}$ )가 복원될 수 있다. FFT 모듈 424는 수신 필터 뱅크 422로부터 제공되는 신호에 대한 FFT 연산을 수행한다. 이에 따라, 데이터 심벌  $D_1$  내지  $D_n$ 이 복원될 수 있다.

[0055] 본 개시에 따른 실시 예들을 위하여 송신 및 수신시에 다음과 같은 사항들이 가정될 수 있다. 첫째로, 수신단에서는 상관 관계(correlation)이나 블라인드 동기화(blind synchronization) 등의 기법을 이용하여 송신단들이 송신한 신호 각각에 대한 시간 동기 오차를 계산할 수 있다. 예를 들면, 수신단 측에서는 EVM과 시간 동기 오차와의 관계를 이용하여 EVM 값을 이용하여 역으로 시간 동기 오차를 계산하거나, 이미 알고 있는 신호를 수신 신호와 상관 추정 상관도가 가장 높은 지점을 이용하여 시간 동기 오차를 계산할 수 있다. 두 번째로, 랜덤 액세스(random access)방식을 이용하지 않고, 각 송신단이 사전에 스케줄링 된 서로 다른 무선 자원을 사용한다. 예를 들면, 수신단에 신호를 송신하는 송신단들 각각에 대해 시간 및 주파수 영역에서 서로 직교한 자원이 사전에 할당될 수 있다.

[0057] 도 5는 본 개시에 따른 FBMC 시스템의 수신단에서 송신단들 간 시간 동기 오차가 발생할 경우 송신단 별로 필터를 구성하는 방법의 일 예를 나타낸다.

[0058] 그래프 505를 참고하면, 송신단들 101 내지 104에 대한 자원이 주파수 대역에서 인접하게 할당되어 있다. 그래프 505는 4개의 송신단들을 도시하고 있지만, 송신단의 수는 이보다 많거나 또는 적을 수 있다. 또한, 송신단들 간 할당된 주파수 간의 간격이 없는 것으로 도시되어 있지만, 충분한 간격을 두고 인접해 있을 수 있다. 본 개시의 실시 예에서 송신단 101 내지 104는 미리 정해진 프레임에 맞추어 수신단으로 FBMC 신호를 전송한다. 다시 말해서, 송신단들은 수신단의 기준 신호(reference signal, RS)를 수신하고, 상기 기준 신호로부터 판별된 정보에 기반하여 상기 수신단 측에서 상기 송신단들이 송신한 신호들을 최대한 동시에 수신할 수 있도록 한다. 이때, 송신단들의 신호들에 시간 및 주파수 영역에서 서로 직교한 자원이 할당된다. 또한, 본 개시의 실시 예에서 수신단 110은 여러 송신단들이 송신한 신호를 수신하여 신호를 검출하기 위해 송신단들의 신호를 동시에 처리한다. 하지만, 송신단들의 위치 및 거리에 따라 각 신호들이 수신단 110으로 도달하는 전파시간이 다를 수 있으며, 이로 인해 같은 시간에 스케줄링 된 송신단들의 신호가 수신단 110에 도달하는 시점이 서로 다를 수 있다. 그래프 505는 각 송신단 101 내지 104가 송신한 신호의 시작 시점이 서로 다른 것을 도시한다. 다시 말해서, 송신단 110 내지 104가 송신한 신호들에 시간 동기 오차가 존재한다. 송신단 101 및 송신단 103에 대한 신호의 시작 시점은 윈도우 시작점(window start point)과 일치하는 것으로 도시되어 있지만, 윈도우 시작점과 일치하지 않을 수 있다. 수신단 110에서는 각 송신단들이 송신한 신호의 시간 동기 오차를 모두 고려하여 윈도우 시작점을 결정할 수 있다. 윈도우는 수신단이 필터 길이만큼의 수신 샘플을 취할 때 수신 샘플을 추출하는 시간 구간을 의미할 수 있고, 상기 윈도우 시작점은 상기 시간 구간의 시작점을 의미할 수 있다.

[0059] 상기 윈도우 시작점은 송신단들 101 내지 104가 수신한 신호에 대한 시간 동기 오차의 평균을 이용하여 또는 수신 성능을 최적화 시키는 별도의 알고리즘을 이용하여 계산될 수 있다. 상기 윈도우 시작점에서는 시간 동기 오차가 0일 수 있다. 상기 시간 동기 오차는 LTE/LTE-A 등 기존 OFDM 시스템에서 사용되는 일반적인 상관 관계(correlation) 기반의 동기 추정 방법 또는 벡터 오차 크기(error vector magnitude, EVM)와 시간 동기 오차와의 관계를 이용하여 구할 수 있으며, 이에 대해서는 하기에서 상세히 설명한다. 수신단 110에서는 상기 수신된 신호에 대해 윈도우 시작점을 기준으로 필터 길이만큼 수신 샘플들을 추출하고, 상기 수신 샘플들을 기준 필터(original filter)로 필터링한다. 상기 기준 필터는 시간 동기 오차가 없이 수신된 신호, 다시 말해서, 신호의 시작 지점이 윈도우 시작점과 같은 신호와 정합(matched)되는 필터로, 수신된 신호의 전력을 최대로 하여 수신단 110이 최적의 수신 성능을 가지도록 하는 필터를 나타낸다. 상기 기준 필터는 무선 통신 시스템의 수신단 110에서 사용되는 공통 필터일 수 있다. 다시 말해서, 수신단 110은 송신단 101 내지 104가 송신한 신호에 대해 하나의 기준 필터를 사용하여 필터링 할 수 있다.



[0060] OFDM 기반의 시스템에서는 순환 전치(cyclic prefix, CP)라는 보호 구간(guard interval, GI)이 존재한다. 이러한 OFDM 기반의 시스템에서는, 송신단 101 내지 104가 송신한 신호들 간에 시간 동기 오차들의 차이가 있더라도, 상기 CP 또는 GI로 인해 수신단 110에서 수신된 총합 신호가 직각 필터 모양(rectangular filter shape)에서 크기 바뀌지 않는다. 다시 말해서, 캐리어(carrier)간 직교성이 유지되므로, 사용자 간 간섭(inter-user interference, IUI)가 발생하지 않는다. 그러나, FBMC 기반의 시스템에서는 상기 CP 같은 GI가 존재하지 않으므로, 송신단 101 내지 104가 송신한 신호들 간에 시간 동기 오차들의 차이가 존재하는 경우 송신단 필터와 수신단 필터 간의 직교성이 파괴되어, 채널 간 간섭(inter-channel interference, ICI) 및 IUI가 발생하게 된다. FBMC 시스템에서, 송신단 필터와 수신단 필터를 컨볼루션(convolution)하면 나이퀴스트 샘플링 기준(nyquist sampling criterion)을 만족하는 필터가 된다. 상기 나이퀴스트 샘플링 기준을 만족하는 수신단 필터를 통과한 신호에 대해 샘플링을 하면 원하는 부분에서는 신호가 검출되고, 나머지 부분에서는 독립적인 샘플이 검출된다. 다시 말하면, 상기 나이퀴스트 샘플링 기준을 만족하는 수신단 필터를 통과한 신호를 샘플링한 경우 하나의 샘플은 나머지 샘플에 영향을 미치지 않는다. 그러나, 송신단 101 내지 104가 송신한 신호들 간에 시간 동기 오차들의 차이가 존재하는 경우, 수신단 필터를 통과한 신호에 대해 샘플링을 할 경우 상기 나이퀴스트 샘플링 기준을 만족하지 못하게 될 수 있다. 이 경우 하나의 샘플이 나머지 샘플에 영향을 끼치게 된다. 즉, 심볼 간 간섭(inter-symbol interference, ISI)이 발생하게 되고, 캐리어간 직교성이 파괴되어 ICI 및 IUI가 발생하게 된다.

[0061] 상술한 바에 따르면, FBMC 시스템에서는 CP 같은 GI가 존재하지 않기 때문에 수신단에서 수신된 신호에 대해 하나의 기준 필터로, 다시 말해서, 단일한 공통 필터로 필터링을 할 경우 송신단들이 송신한 신호들 간의 시간 동기 오차의 차이로 인해 ISI, ICI 및 IUI가 발생하게 된다. 그래프 505에 따르면 송신단 1 및 송신단 3은 시간 동기 오차가 0이므로, 다시 말해서, 윈도우 시작점과 송신단 1의 신호의 시작 시점이 일치하므로, 기준 필터를 사용하는 경우에도 검출 오류가 발생하지 않는다. 그러나, 송신단 2 및 송신단 4는 시간 동기 오차가 존재하므로, 다시 말해서, 신호의 시작 시점과 윈도우 시작점이 일치하지 않으므로, 기준 필터를 사용하는 경우 검출 오류가 발생할 수 있다. 따라서, 모든 송신단들의 시간 동기 오차를 고려하여 성능 열화가 최소가 되는 필터를 재구성하는 방법이 필요하다. 본 개시에서는 FBMC 시스템에서 상기 ISI, ICI 및 IUI를 줄이고 상기 시간 동기 오차의 차이가 초래하는 수신 성능 열화를 최소화 하기 위해 상기 시간 동기 오차를 고려한 수신 필터를 설계하는 방법을 제공한다. 본 개시에 따른 일 실시 예에서는 각각의 송신단 101 내지 104가 송신한 신호들에 대해 추정된 시간 동기 오차를 바탕으로 개별적인 필터를 적용하여 수신 성능 열화를 줄이는 방법을 제공한다. 도 5에서, 수신단 측 필터 510은 송신단 1 내지 4가 송신한 신호 각각에 대해 시간 동기 오차를 고려하여 서로 다른 재설정된 필터(reconstructed filter)를 구성하는 것을 나타낸다. 수신단 측 필터 510에서 각각의 필터는 송신단 1 내지 4에 대한 필터라는 것을 나타내기 위해 가로줄에서 대응되도록 도시되었다. 송신단 1에 대응되는 필터는 기준 필터로 나타나 있지만, 송신단 1에 시간 동기 오차가 존재하는 경우, 다시 말해서, 송신단 1의 신호의 시작 시점이 윈도우 시작점과 일치하지 않는 경우, 기준 필터가 아닌 또 다른 재설정된 필터일 수 있다. 또한, 수신단 측 필터 510에는 4개의 필터가 도시되어 있지만, 송신단들의 수에 따라 필터의 수는 4개 이상이거나, 미만일 수 있다. 수신단 110은 송신단 1 내지 4로부터 수신한 총합 신호를 복사하여, 수신단 측 필터 510에 구성된 각각의 재설정된 필터에 병렬적으로 필터링 할 수 있다. 상기 재설정된 필터는 상기 기준 필터를 시간 축에 대해 지연(delay) 쉬프트 시키거나 전진(advance) 쉬프트 시킴으로써 구성될 수 있다. 예를 들면, 어떤 송신단이 송신한 신호의 신호의 시작 시점이 윈도우 시작점보다 시간적으로 뒤에 있을 경우, 상기 재설정된 필터는 상기 기준 필터를 상기 신호의 시작 시점과 윈도우 시작점의 차이만큼, 다시 말해서, 시간 동기 오차만큼 지연시킴으로써 구성될 수 있다. 또 다른 예를 들면, 어떤 송신단이 송신한 신호의 신호의 시작 시점이 윈도우 시작점보다 시간적으로 앞에 있을 경우, 상기 재설정된 필터는 상기 기준 필터를 상기 신호의 시작 시점과 윈도우 시작점의 차이만큼, 다시 말해서, 시간 동기 오차만큼 전진시킴으로써 구성될 수 있다. 재설정된 필터를 구성하는 방법에 대한 구체적인 실시 예는 하기에서 상세히 설명한다.

[0063] 도 6은 본 개시에 따라 FBMC 시스템의 수신단에서 송신단들의 시간 동기 오차를 고려하여 송신단 별 필터를 구성하는 방법의 흐름도를 나타낸다.

[0064] 단계 605에서, 수신단 110은 송신단들 101 내지 104가 송신한 신호의 시간 동기 오차를 고려하여 송신단 별 필터를 구성한다. 상기 송신단 별 필터는 기준 필터를 시간 동기 오차만큼 시간축에 대해 전진 쉬프트 시키거나, 지연 쉬프트 시킴으로써 구성될 수 있다.

[0065] 단계 610에서, 수신단 110은 수신 신호를 각 필터로 필터링 및 처리한다. 다시 말하면, 단계 610에서 수신단

110은 상기 송신단들 101 내지 104가 송신한 총합 신호를 필터의 수, 예를 들면, 송신단들의 수만큼 복사하여 단계 605에서 구성된 각각의 필터에 대해 필터링 할 수 있다.

[0067]

도 7은 본 개시에 따라 송신단 별 필터를 구성하기 위한 수신단 장치의 세부 블록 구성의 예를 나타낸다. 송신단들 101 내지 104가 송신한 신호는 채널을 통과하여 수신단 110에서 수신된다. 채널 통과 신호는 시간 동기 및 S/P(serial to parallel) 블록 705로 이동하거나, 유저 별 오프셋 결정부 715로 이동하거나, 또는 둘 모두로 이동할 수 있다. 시간 동기 및 S/P 블록은 시간 동기 기법, 예를 들면, 상관 관계 기법 등을 이용하여 심볼의 시작 지점을 찾고 신호를 심볼 단위로 프레임화 하는 블록이다. 다시 말하면, N개의 병렬적인 심볼 스트림들을 생성하기 위해 직렬로 변조된 심볼들을 병렬 데이터로 변환(즉, 역다중화(de-multiplex))한다. 상기 N은 수신단 101 및 송신단 101 내지 104에서 이용되는 IFFT/FFT 크기일 수 있다. 부반송파의 수개 M개일 때 시간 동기 및 S/P 블록은 들어오는 신호를 M개 단위로 블록화하는데, 이는 송신단 K 필터 710에서 송신단 별 필터가 상기 M개 단위로 신호 입력을 받기 때문이다. 시간 동기 및 S/P 705를 통과한 신호는 필터링을 위해 복사되어 송신단 K 필터 710으로 이동한다. 송신단 K 필터 710은 송신단 101 내지 104가 송신한 신호 각각의 시간 동기 오차를 고려하여 기준 필터를 재설정된 필터, 다시 말하면, 재설정된 필터(reconstructed filter)를 포함한다. 상기 재설정된 필터들은 각각의 송신단들에 대응되도록 구성될 수 있다. 상기 복사된 신호는 송신단 K 필터 710에 구성된 각각의 재설정된 필터에 의해 병렬적으로 필터링 될 수 있다. 송신단 K 필터에 구성된 각각의 재설정된 필터를 통과한 신호들은 통합되어, 단일의 M-point FFT 725를 통과한다. 다시 말하면, M-point FFT 725는 송신단 별로 재설정된 필터에 의해 각각 필터링된 신호를 통합하여 하나의 FFT(fast fourier transform)연산을 통해 주파수 축 신호를 검출한다. 본 개시에에서는 FFT를 수행하는 블록과 PPN(Poly Phase Network) 필터를 분리시켜 송신단 별 필터링을 수행하고, 필터링 된 신호들을 총합하여 하나의 단일 FFT를 수행할 수 있는 방법 및 장치를 제공한다. 유저 별 오프셋 결정부 715는 상기 채널 통과 신호에 포함된 송신단 101 내지 104 각각의 신호에 대한 오프셋, 다시 말하면, 시간 동기 오차를 결정한다. 상기 시간 동기 오차는 LTE/LTE-A 등 기존 OFDM 시스템에서 사용되는 일반적인 상관 관계(correlation) 기반의 동기 추정 방법 또는 벡터 오차 크기(error vector magnitude, EVM)와 시간 동기 오차와의 관계를 이용하여 결정될 수 있다. 유저 별 오프셋 결정부 715를 통해 결정된 각각의 송신단들에 대한 시간 동기 오차는 송신단 스케줄러 730에서 송신단들의 주파수 대역에서 재스케줄링(rescheduling)하는데 사용되거나, 필터 쉬프터 720에서 PPN필터, 다시 말하면, FBMC 공통 필터로부터 각각의 송신단들에 대한 재설정된 필터를 구성하는데 사용될 수 있다. 상기 공통 필터는 시간 동기 오차가 없이 수신된 신호와 정합(matched)되는 필터로, 수신된 신호의 전력을 최대한으로 하여 수신단 110이 최적의 수신 성능을 가지도록 하는 필터로서 송신단 K 필터 710에서 각각의 송신단들에 대한 필터를 재설정하기 위한 기준 필터이다. 송신단 스케줄러 730은 필요시 각각의 송신단들에게 할당 된 재할당 할 수 있다. 다시 말해서, 각각의 송신단들이 송신한 신호들 간의 IUI(inter-user interference)가 미리 결정된 값 이상일 경우, 주파수 재할당을 할 수 있다. 상기 주파수 대역 재할당은 유저 별 오프셋 결정부 715에서 계산한 시간 동기 오차들을 고려하여 수행될 수 있다.

[0068]

등화기 735는 M-point FFT 725를 통과한 신호에 대해 생길 수 있는 변형을 보정하기 위한 것으로, 신호의 특성을 종합해서 균일화한다. 다시 말해서, 등화기 735는 전송로(transmission line)의 진폭 왜곡이나 위상 왜곡에 대해 발생하는 ISI의 영향을 감소시킬 수 있다. 등화기 735는 아날로그 등화기와 디지털 등화기를 포함한다. 상기 아날로그 등화기는 장기간(long-term) ISI를 0으로 만듦으로써 전송로가 시간에 따라 급격히 변화하지 않을 때 사용될 수 있다. 상기 디지털 등화기는 전송로가 시간에 따라 변하는 경우 전달함수를 바꾸면서 ISI를 0으로 만들 수 있다. 등화기 735를 통과한 신호는 송신단 스케줄러 730에서 사용되거나 OQAM(offset quadrature amplitude multiplexing) 디맵퍼에서 사용될 수 있다. OQAM 디맵퍼는 송신단에서의 변조 방식과 동일한 방식으로 등화기 735를 통과한 신호를 복조하여 최종 신호를 생성한다.

[0070]

도 8은 본 개시의 실시 예에 따라 송신단 별 필터링 및 단일 FFT를 수행하는 과정의 흐름도를 나타낸다. 수신단 110은 송신단들로부터 신호를 수신하여, 단계 805에서 송신단 별 오프셋을 계산한다. 상기 송신단 별 오프셋은 LTE/LTE-A 등 기존 OFDM 시스템에서 사용되는 일반적인 상관 관계(correlation) 기반의 동기 추정 방법 또는 벡터 오차 크기(error vector magnitude, EVM)와 시간 동기 오차와의 관계를 이용하여 계산될 수 있다. 본 특허 문서에서는, 상기 송신단 별 오프셋은 시간 동기 오차와 동일한 의미로 사용된다. 단계 810에서는 단계 805에서 계산된 송신단 별 오프셋을 이용하여 윈도우 시작점을 재설정한다. 다시 말하면, 단계 805에서는 송신단들이 송신한 신호에 대한 시간 동기 오차의 평균을 이용하여 또는 수신 성능을 최적화 시키는 별도의 알고리즘을 이용

하여 상기 윈도우 시작점을 계산할 수 있다. 상기 윈도우 시작점에서는 상기 시간 동기 오차가 0일 수 있다. 단계 815에서, 수신단 110은 송신단들이 송신한 신호에 대해 송신단 별 필터링을 수행한다. 다시 말하면, 수신단 110은 단계 805에서 계산한 송신단 별 오프셋을 이용하여 송신단 별로 재설정된 필터를 구성하고, 송신단들이 송신한 신호를 복사하여 상기 재설정된 필터 각각에 대해 병렬적으로 필터링을 수행한다. 상기 재설정된 필터는 기준 필터, 다시 말하면, 시간 동기 오차가 없이 수신된 신호와 정합(matched)되는 필터를 시간 축에 대해 지연(delay) 쉬프트 시키거나 전진(advance) 쉬프트 시킴으로써 구성될 수 있다. 단계 820에서는 각각의 재설정된 필터를 통과한 신호들을 통합하여 단일의 FFT를 처리한다. 다시 말하면, 각각의 재설정된 필터를 통과한 신호들을 통합한 신호에 대해 하나의 FFT(fast fourier transform)연산을 통해 주파수 축 신호를 검출한다. 단계 825에서는 FFT 처리를 한 신호를 등화(equalize)한다. 상기 등화는 전송로(transmission line)의 진폭 왜곡이나 위상 왜곡에 대해 발생하는 ISI의 영향을 감소시키는 과정을 포함한다. 단계 825에서 등화된 신호에 대해, 단계 830에서는 OQAM 디맵핑을 한다. 상기 OQAM 디맵핑 과정을 통해 최종적으로 복조된 신호를 얻을 수 있다.

[0072] 도 9는 본 개시의 실시 예에 따른 무선통신 시스템에서 시간 동기 오차와 EVM의 관계를 나타내는 그래프를 나타낸다. 참조부호 910은 시간 동기 오차에 대한 FBMC/OQAM의 EVM, 참조부호 930은 시간 동기 오차에 대한 CP-OFDM의 EVM이 될 수 있다. 또한 참조부호 950은 시간 동기 오차에 대한 OFDM의 EVM, 참조부호 970은 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.

[0073] 그래프를 참고하면, EVM과 시간 동기 오차는 일대일 대응 관계를 가질 수 있다. 다시 말하면, 각각의 시스템, 예를 들면, OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 915, CP-OFDM(Cyclic prefix based OFDM) 910, FBMC/OQAM 905, FBMC/QAM 920에서 시간 동기 오차가 주어질 경우 EVM을 결정할 수 있다. 역으로, 각각의 시스템에서 EVM이 주어지는 경우, 시간 동기 오차를 결정할 수 있다. 상기 EVM은 하기와 같은 수학식에 의해 계산될 수 있다.

### 수학식 1

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

[0074]

[0075] <수학식 1>에서, SNR은 하기의 수학식을 통해 계산될 수 있다.

### 수학식 2

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

[0076]

[0077] <수학식 2>에서, SNR은 신호대잡음비, N은 평균 노이즈 파워(noise power), P는 상기 평균 노이즈 파워 N과 평균 신호 파워(signal power)의 합을 나타낸다

[0078] 송신단 110은 EVM 910과 시간 동기 오차의 관계를 테이블로써 도 2의 저장부 220에 저장할 수 있다. 도 9에서, 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 9을 통해서, 상기 시간 동기 오차는 그 크기만을 알 수 있고, 부호를 알 수는 없다. 이는 FBMC 심벌이 좌우 대칭적 성격을 가지고 있기 때문이다. FBMC/OQAM의 EVM 910은 채널에 대한 그래프 변화가 둔감하고, 지속된 채널 결정으로 그래프 보상이 가능할 수 있다.

[0079] EVM과 시간 동기 오차와의 관계를 이용하여 EVM으로부터 시간 동기 오차를 추정하는 방법뿐만 아니라, 상관 관계(correlation)를 이용하여 시간 동기 오차를 추정할 수도 있다. OFDM과 같은 다중 부반송파(multi-carrier) 방식에서는 기준 신호(reference signal, RS)에 기반한 상관 관계 방식을 이용한 동기 기법이 적용될 수 있다. 상기 동기 기법은 OFDM 시스템뿐만 아니라 FBMC 시스템에서도 적용될 수 있다. 상기 상관 관계 방식은 이미 알

고 있는 신호를 수신 신호와 상관 추정 하여 첨값(peak)이 발생하는 지점, 다시 말하면, 상관도가 가장 높은 지점을 시간 동기 지점으로 결정하는 방법이다. 상기 상관 관계를 이용한 시간 동기 추정에는 Schmidl, Cox 알고리즘 또는 Minn 알고리즘이 이용될 수 있다. 상기 Schmidl, Cox 알고리즘 및 Minn 알고리즘은 하기와 같은 문서에서 참조된다.

[0080] "Schmidl, T.M.; Cox, D.C., "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," in Communications, IEEE Transactions on, vol.45, no.12, pp.1613-1621, Dec 1997"

[0081] "Minn, H.; Zeng, M.; Bhargava, V.K., "On timing offset estimation for OFDM systems," in Communications Letters, IEEE, vol.4, no.7, pp.242-244, July 2000"

[0082] 예를 들면, 수신단 110은 송신단들로부터 수신한 신호들 각각에 대해 상기 미리 알고 있는 신호를 상관 추정 하여 상기 신호들 각각에 대한 시간 동기 지점을 결정할 수 있다. 상기 시간 동기 지점은 각 신호에 대한 상관 추정 결과 첨값이 발생하는 지점으로 결정될 수 있다. 수신단 110은 상기 신호들 각각에 대해 추정한 시간 동기 지점에 기반하여 각 신호에 대한 시간 동기 오차를 결정할 수 있다. 예를 들면, 수신단 110은 상기 신호들 각각에 대해 추정한 시간 동기값의 평균값을 계산하고, 상기 평균값과 상기 신호들 각각에 대한 시간 동기 값의 차이를 시간 동기 오차로 결정할 수 있다.

[0083] 본 개시에서는 상관 관계 기법을 이용한 시간 동기 추정 방법으로 Schmidl, Cox 알고리즘 및 Minn 알고리즘을 예로 들고 있으나, 이는 단지 예시적인 것이며, 상기 Schmidl, Cox 알고리즘 또는 Minn 알고리즘 이외의 알고리즘을 이용하여 상관 관계를 통해 시간 동기를 추정할 수 있다.

[0085] 도 10은 본 개시의 실시 예에 따라 사이클릭 쉬프트 필터(cyclic shift filter)의 시간 영역 파형을 나타내는 그래프이다. 파형 1005는 기준 필터를 나타낸다. 상기 기준 필터는 시간 동기 오차가 없이 수신된 신호, 다시 말해서, 신호의 시작 지점이 윈도우 시작점과 같은 신호와 정합(matched)되는 필터로, 수신단 110에 수신된 신호의 전력을 최대로 하여 수신단 110이 최적의 수신 성능을 가지도록 하는 필터일 수 있다. OFDM 기반의 시스템에서는 주기적 전치(cyclic prefix, CP)라는 보호 구간(guard interval, GI)이 존재한다. 이러한 OFDM 기반의 시스템에서는, 송신단 101 내지 104가 송신한 신호들 간에 시간 동기 오차들의 차이가 있더라도, 상기 CP 또는 GI로 인해 수신단 110에서 수신된 총합 신호가 직각 필터 모양(rectangular filter shape)에서 크기 바뀌지 않는다. 다시 말해서, 캐리어(carrier)간 직교성이 유지되므로, 송신단 101 내지 104가 송신한 신호에 대해 하나의 기준 필터로 필터링 하여도 사용자 간 간섭(inter-user interference, IUI)가 발생하지 않는다. 그러나, FBMC 기반의 시스템에서는 상기 CP 같은 GI가 존재하지 않는다. 다시 말해서, 송신단 101 내지 104가 송신한 신호들 간에 시간 동기 오차들의 차이가 존재하는 경우 송신단 필터와 수신단 필터 간의 직교성이 파괴되어, 채널 간 간섭(inter-channel interference, ICI) 및 IUI가 발생하게 된다. 따라서, 본 개시에서는 FBMC 시스템에서 송신단들이 송신한 신호들 간에 상기 ICI 및 IUI가 발생하는 것을 줄이기 위해, 시간 동기 오차를 고려하여 기준 필터를 재설정(reconstruct)함으로써 송신단 별로 필터를 구성하는 방법을 제공한다. 본 개시의 실시 예에서는 상기 기준 필터를 시간 축에서 쉬프트하여 송신단 별로 필터를 구성하는 방법을 제공한다. 즉, 상기 기준 필터를 각각의 송신단에 대한 시간 동기 오차만큼 시간 축에서 쉬프트하여 정합 필터링(matched filtering)을 할 수 있도록 구성하는 방법을 제공한다. 파형 1010은 파형 1005를 시간 축에서 쉬프트한 필터의 파형을 나타낸다. 다시 말해서, 파형 1010은 기준 필터를 쉬프트한 필터의 파형을 나타낸다. 예를 들어, 송신단 101 내지 104가 수신한 신호들로부터 계산한 윈도우 시작점이 2048번째 샘플이고, 송신단 101의 시간 동기 오차가 1024 샘플일 경우, 1024개의 샘플에 해당하는 시간만큼 기준 필터를 쉬프트하여 송신단 101이 송신한 신호에 대해 정합 필터링을 수행할 수 있다. 도 10은 시간 동기 오차만큼 기준 필터 파형 1005를 지연 쉬프트(delay shift)하여 재설정된 필터의 파형 1010을 도시한 것이다. 도 5는 기준 필터가 지연 쉬프트된 경우의 파형을 도시하고 있으나, 시간 동기 오차의 방향에 따라 기준 필터가 전진 쉬프트(advance shift)될 수도 있다. 예를 들면, 도 10의 파형 1010은 어떤 송신단이 송신한 신호의 시작 시점이 윈도우 시작점보다 시간적으로 뒤에 있을 경우, 상기 재설정된 필터는 상기 기준 필터를 상기 신호의 시작 시점과 윈도우 시작점의 차이만큼, 다시 말해서, 시간 동기 오차만큼 지연시킴으로써 구성된 경우의 파형이다. 그러나, 어떤 송신단이 송신한 신호의 시작 시점이 윈도우 시작점보다 시간적으로 앞에 있을 경우, 상기 재설정된 필터는 상기 기준 필터를 상기 신호의 시작 시점과 윈도우 시작점의 차이만큼, 다시 말해서, 시간 동기 오차만큼 전진시킴으로써 구성될 수 있다.

[0086] 기준 필터를 시간 축에 대해 쉬프트하게 되는 경우, 필터가 정의되지 않는 영역에서 넘어오는 부분이 생기게 된다. 예를 들면, 도 10의 기준 필터 파형 1005의 경우, 시간이 0보다 작은 영역에서는 필터가 정의되어 있지 않



으므로, 기준 필터를 지연 쉬프트 시키게 될 경우 시간 0부터 지연 쉬프트 시킨 시간 까지의 영역에서는 필터의 파형을 정의할 수 없는 영역이 생길 수 있다. 수신단에서 필터링을 수행하기 위해서는 상기 필터의 파형을 정의할 수 없는 영역에 대해서도 필터값을 정의해 주어야 한다. 도 10은 필터의 파형을 정의할 수 없는 영역의 필터값을 순환적인 값으로 정의한 파형 1010을 도시한다. 다시 말해서, 파형 1010은 상기 기준 필터를 지연 쉬프트할 경우 기준 필터 파형 1005의 우측에서 잘리게 되는 부분의 값을 파형을 정의할 수 없는 영역의 필터값으로 정의할 때의 파형을 나타낸다. 본 특허문서에서는 상술한 방법으로 기준 필터를 쉬프트하여 재설정된 필터를 사이클릭 쉬프트 필터(cyclic shift filter)로 정의한다. 도 10은 상기 기준 필터를 지연 쉬프트한 경우의 사이클릭 쉬프트 필터 파형 1010만 도시하고 있지만, 시간 동기 오차에 따라 상기 기준 필터가 전진 쉬프트된 경우의 파형 또한 고려될 수 있다. 예를 들면, 파형 1010은 상기 기준 필터를 전진 쉬프트할 경우 기준 필터 파형 1005의 좌측에서 잘리게 되는 부분의 값을 파형을 정의할 수 없는 영역의 필터값으로 정의할 때의 파형을 나타낼 수 있다.

[0088] 도 11은 본 개시의 실시 예에 따라 잘린 쉬프트 필터(truncated shift filter)의 시간 영역 파형을 나타내는 그래프이다. 파형 1105는 기준 필터의 파형을 나타낸다. 파형 1010은 상기 기준 필터를 쉬프트하여 재설정된 필터의 파형을 나타낸다. 상기 기준 필터를 쉬프트하는 조건 및 방식은 도 10에서의 경우와 동일하다. 다시 말하면, 어떤 송신단이 송신한 신호의 시작 시점이 윈도우 시작점보다 시간적으로 뒤에 있을 경우, 상기 재설정된 필터는 상기 기준 필터를 상기 신호의 시작 시점과 윈도우 시작점의 차이에 해당하는 시간 동기 오차만큼 지연시킴으로써 구성될 수 있다. 또는, 어떤 송신단이 송신한 신호의 시작 시점이 윈도우 시작점보다 시간적으로 앞에 있을 경우, 상기 재설정된 필터는 상기 기준 필터를 상기 신호의 시작 시점과 윈도우 시작점의 차이에 해당하는 시간 동기 오차만큼 전진시킴으로써 구성될 수 있다. 도 11은 상기 기준 필터를 시간 축에 대해 쉬프트하게 되는 경우, 필터의 파형을 정의할 수 없는 영역의 필터 값을 정의하는 또 다른 방법을 제공한다. 도 11은 필터의 파형을 정의할 수 없는 영역의 필터값을 0으로 정의한(zero padding) 파형 1010을 도시한다. 다시 말해서, 파형 1110은 상기 기준 필터를 지연 쉬프트할 경우 우측에서 발생하는 파형을 정의할 수 없는 영역의 필터값을 0으로 정의할 때의 파형을 나타낸다. 본 특허문서에서는 상술한 방법으로 기준 필터를 쉬프트하여 재설정된 필터를 잘린 쉬프트 필터(truncated shift filter)로 정의한다. 상기 잘린 쉬프트 필터는 시간 동기 오차에 의한 IUI(inter user interference)를 최소화 하기 위해 필터값이 정의되지 않는 영역에 대한 필터의 에너지를 0으로 만드는 것을 특징으로 한다. 도 11은 상기 기준 필터를 지연 쉬프트한 경우의 잘린 쉬프트 필터 파형 1110만 도시하고 있지만, 시간 동기 오차에 따라 상기 기준 필터가 전진 쉬프트된 경우의 파형 또한 고려될 수 있다. 예를 들면, 파형 1110은 상기 기준 필터를 전진 쉬프트할 경우 기준 필터 파형 1005의 우측에서 발생하는 파형을 정의할 수 없는 영역의 필터값을 0으로 정의할 때의 파형을 나타낼 수 있다.

[0089] 어떤 송신단에서 송신한 신호에 대해, 상기 신호에 존재하는 시간 동기 오차를 고려하여 도 10에서의 사이클릭 쉬프트 필터를 이용하여 필터링하는 경우, 상기 송신단 내에서는 ISI(inter-symbol interference)가 발생하지 않을 수 있다. 다시 말해서, 파형 1010의 전체 개형은 기준 필터의 파형 1005를 그대로 유지하므로, 필터의 직교성이 파괴되지 않는다. 이 경우 상기 송신단 내에서는 ISI가 발생하지 않지만, 상기 송신단 및 상기 송신단과 같은 프레임에서 신호를 송신한 다른 송신단 간의 필터의 직교성은 파괴되므로 송신단 간의 ISI 및 ICI(inter-channel interference)는 발생할 수 있다.

[0090] 또한, 어떤 송신단에서 송신한 신호에 대해, 상기 신호에 존재하는 시간 동기 오차를 고려하여 도 11에서의 잘린 쉬프트 필터를 이용하여 필터링하는 경우, 상기 송신단 내에서는 ISI(inter-symbol interference)와 ICI가 발생할 수 있다. 다시 말해서, 잘린 쉬프트 필터의 파형 1110은 쉬프트로 인해 정의되지 않는 영역의 필터값을 0으로 한 필터이므로, 파형 1110의 전체 개형은 기준 필터의 파형 1105를 그대로 유지하지 않는다. 즉, 필터의 직교성이 파괴된다. 이 경우 상기 송신단 및 상기 송신단과 같은 프레임에서 신호를 송신한 다른 송신단 간의 ISI는 발생하지 않지만, 필터 자체의 직교성이 파괴되었으므로 상기 송신단 내에서 ISI와 ICI가 발생한다.

[0091] 상술한 설명에 따르면, 상기 사이클릭 쉬프트 필터 및 상기 잘린 쉬프트 필터 모두는 단점이 존재한다. 다시 말하면, 상기 사이클릭 쉬프트 필터를 이용하여 필터링할 경우 수신단에 같은 프레임으로 신호들을 송신하는 송신단들 간의 ISI 및 ICI(inter-channel interference)가 발생할 수 있고, 상기 잘린 쉬프트 필터를 이용하여 필터링할 경우 하나의 송신단이 송신한 신호에 대해서 ISI 및 ICI가 발생한다. 그러나, 상기 사이클릭 쉬프트 필터 또는 상기 잘린 쉬프트 필터를 이용하여 상기 송신단들이 송신한 신호에 대해 송신단 별 필터링을 수행할 경우 얻을 수 있는 수신 성능의 증가가 상술한 단점들을 상쇄할 수 있다. 다시 말해서, 쉬프트된 필터들을 이용하여 정합 필터링(matched filtering)을 수행함으로써 얻을 수 있는 수신단의 성능 향상이 미치는 영향이 상기 사

이클릭 쉬프트 필터 또는 상기 잘린 쉬프트 필터가 초래하는 부정적 영향보다 더 크다. 쉬프트된 필터들을 이용하여 정합 필터링을 수행함으로써 얻을 수 있는 수신단의 성능 향상에 대한 효과에 대해서는 하기에서 상세히 설명한다.

[0092] 도 10 및 도 11에서는 본 개시에 따라 하나의 송신단에 신호들을 송신하는 송신단들의 시간 동기 오차를 고려하여 송신단 별로 필터를 구성하는 방법의 예들을 나타낸다. 도 10 및 도 11에 사용된 필터의 과형은 중 모양이지만, 목적에 따라 다른 개형의 과형이 사용될 수 있다. 또한, 기준 필터를 시간축에 대해 쉬프트 함으로써 생길 수 있는 필터가 정의되지 않는 영역의 필터값을 새롭게 정의하는 방법으로, 본 개시에서는 필터 쉬프트로 인해 잘린 부분의 값을 필터값으로 정의하거나(사이클릭 쉬프트 필터), 정의되지 않는 영역의 필터 값을 0으로 정의하는(잘린 쉬프트 필터)방법을 제시하나, 수신 성능을 향상시키기 위한 다른 방법이 사용될 수 있다. 또한, 본 개시에서는 송신단 별로 필터를 구성하는 방법으로 송신단들의 시간 동기 오차를 고려하여 기준 필터를 시간축에 대해 쉬프트 시키는 방법을 제공하나, 송신단 별로 필터를 구성하는 방법은 시간축에 대해 쉬프트하는 것에 제한되지 않는다.

[0094] 도 12는 본 개시의 실시 예에 따라 채널 통과 신호를 처리하는 흐름도를 나타낸다. 단계 1205에서는 채널 통과 신호를 이용하여 송신단 별 동기를 추정한다. 다시 말해서, 단계 1205에서는 수신단 110에서는 송신단 101 내지 104가 송신한 신호들을 수신하여 각 신호에 대한 시간 동기 오차를 계산한다. 상기 시간 동기 오차는 LTE/LTE-A 등 기존 OFDM 시스템에서 사용되는 일반적인 상관 관계(correlation) 기반의 동기 추정 방법 또는 벡터 오차 크기(error vector magnitude, EVM)와 시간 동기 오차와의 관계를 이용하여 구할 수 있다. 단계 1205에서 계산한 각각의 송신단 신호에 대한 시간 동기 오차는 송신단 별 필터를 구성하는데 사용된다. 상기 송신단 별 필터를 구성하는 방법의 일 예로, 기준 필터를 시간 동기 오차만큼 시간 축에서 쉬프트 시키는 것이 고려될 수 있다. 상기 기준 필터는 시간 동기 오차가 없이 수신된 신호와 정합(matched)되는 필터로, 수신된 신호의 전력을 최대한으로 하여 수신단 110이 최적의 수신 성능을 가지도록 하는 필터를 나타낸다. 상기 기준 필터는 무선 통신 시스템의 수신단 110에서 사용되는 공통 필터일 수 있다.

[0095] 단계 1210에서는, 단계 1205에서 계산한 각각의 송신단 신호에 대한 시간 동기 오차들을 이용하여 동기 오프셋 평균을 계산한다. 본 특허 문서에서 상기 오프셋은 시간 동기 오차와 동일한 의미로 사용될 수 있다. 동기 오프셋의 평균은 수신단 수신 동기 기준점으로 활용될 수 있다. 다시 말해서, 수신단 110은 상기 동기 오프셋의 평균을 이용하여 수신단 110이 필터 길이만큼의 수신 샘플을 취하는 기준 시간을 설정할 수 있다. 그러나, 상기 수신단 수신 동기 기준점은 동기 오프셋의 평균을 이용하여 설정하는데 제한되지 않고, 예를 들면, 수신 성능을 최적화 시키는 별도의 알고리즘을 이용하여 계산할 수 있다. 상기 수신단 수신 동기 기준점은 윈도우 시작점(windows start point)와 동일한 의미로 사용될 수 있다.

[0097] 도 13a는 본 개시의 실시 예에 따라 버터플라이 구조(butterfly structure)의 FFT(fast fourier transform) 다이어그램을 나타낸다. 본 개시에 따르면, 수신단이 주파수 축 신호를 검출하기 위해 송신단 별로 재설정된 필터로 필터링된 신호들을 통합하여 하나의 FFT 연산을 수행한다. 다시 말해서, 기존의 FBMC 구조에서는 필터링 과정이 FFT와 함께 이루어 졌으나, 본 개시에서는 PPN 필터와 FFT를 수행하는 필터를 분리시켜 송신단 별 필터링이 가능하도록 하고, 필터링 된 신호들을 통합하여 하나의 단일 FFT를 수행할 수 있게 한다. 도 13a는 구현 복잡도를 최소화하기 위한 버터플라이 구조(butterfly structure)의 FFT(fast fourier transform) 다이어그램을 나타낸다. FFT 알고리즘에서, 버터플라이 구조는 더 작은 이산 푸리에 변환(discrete fourier transform, DFT)의 결과를 더 큰 DFT로 통합하거나, 더 큰 DFT 연산을 하위 변환으로 분할하는 것을 의미한다. 상기 버터플라이 구조는 콜리-튜키 FFT 알고리즘(Cooley-Tukey FFT algorithm)에서 사용될 수 있다. 상기 콜리-튜키 FFT 알고리즘에서는 크기  $n$ 을 가지는 DFT를  $r$ 개의 크기  $m$ 을 가지는 더 작은 DFT로 재귀적으로(recursively) 분할한다. 다시 말해서,  $n=rm$ 의 관계가 성립하게 된다. 상기  $r$ 은 상기 변환의 기수(radix)로 정의될 수 있다. 상기 더 작은 DFT는 크기  $r$ 의 DFT인 버터플라이 구조를 통해 통합된다.

[0098] 본 개시에 따른 실시 예에서는 기수 2의 콜리-튜키 알고리즘(radix-2 Cooley-Tukey algorithm)을 이용하여 FFT가 수행될 수 있다. 상기 기수 2의 콜리-튜키 알고리즘에서 버터플라이 구조는 두 개의 값  $(x_0, x_1)$ 을 입력으로 하고 두 개의 값  $(y_0, y_1)$ 을 출력으로 하는 크기 2의 DFT를 나타내며, 도 13b에 나타난 것과 같이 도시할

수 있다. 시간 정선(decimation-in-time, DIT) FFT 알고리즘에서 복잡도는  $O(n \log n)$ 에 의존하며,  $(x_0, x_1)$  및  $(y_0, y_1)$ 는 하기의 수학식을 만족한다.

### 수학식 3

$$\begin{aligned} y_0 &= x_0 + x_1 \omega_n^k \\ y_1 &= x_0 - x_1 \omega_n^k \end{aligned}$$

수학식 1에서,  $\omega_n^k$ 는 아래의 수학식을 통해 정의된다.

### 수학식 4

$$\omega_n^k = e^{-\frac{2\pi i k}{n}}$$

여기서  $n$ 은 입력값의 수를 나타내고, 2의 거듭제곱으로 나타낼 수 있다.  $k$ 는 계산이 되고 있는 FFT 변환 부분에 의존하는 정수이다.  $O$ 는 빅 오 표기법(big O notation)에 따라 복잡도를 나타내는 함수이다. 예를 들면, 상기  $O(n \log n)$ 은 입력 값의 수  $n$ 이 충분히 클 경우, 상기 FFT 알고리즘의 복잡도가  $n \log n$ 에 비례한다는 것을 나타낸다.

FBMC 시스템에서는 단일 FFT를 반복 사용함으로써 주파수 축 신호를 검출할 수 있으나, 본 개시에서는 수신단에 신호를 송신하는 송신단들이 같은 시점에서 서로 다른 주파수대역에 직교적으로 할당되어 있으므로, 단일 FFT를 구현할 경우 사용하지 않는 버터플라이 구조들이 생기게 된다. 다시 말해서, FBMC 시스템에서 여러 개의 송신단들이 송신한 신호 각각에 대해 필터링과 FFT를 함께 수행하는 별개의 수신기를 적용할 경우와 비교하여, 직교적으로 할당된 여러 개의 송신단들이 송신한 신호들을 하나의 수신기로 수신하여 송신단 별 필터링을 한 후 필터링된 신호들을 총합하여 단일한 FFT를 수행할 경우 사용하지 않는 버터플라이 구조들이 생기게 된다. 예를 들면, 도 13a에 표기된 불필요 신호는 사용되지 않는 버터플라이 구조의 예를 나타낸다. 본 개시에서는 상기 사용하지 않는 버터플라이 구조를 제거하여 구현 복잡도를 최소화 할 수 있는 단일 FFT 구현의 실시 예를 제공한다.

도 14는 본 개시의 실시 예에 따라 단일 FFT 블록의 세부 구현 다이어그램을 나타낸다. 본 개시의 실시 예에서 송신단들은 미리 정해진 프레임에 맞추어 수신단으로 FBMC 신호를 송신한다. 다시 말해서, 송신단들은 수신단의 기준 신호(reference signal, RS)를 수신하고, 상기 기준 신호로부터 판별된 정보에 기반하여 상기 수신단 측에서 상기 송신단들이 송신한 신호들을 최대한 동시에 수신할 수 있도록 한다. 이 때, 동일 시점에 할당된 송신단들은 시간 및 주파수 영역에서 서로 직교한 자원을 할당 받는다. 수신단은 수신된 신호에 대해 시간축에서 샘플링을 하고, 상기 샘플링된 신호를 송신단 별 필터를 이용하여 필터링한다. 필터링된 신호들은 병합되어 단일의 FFT 블록을 통해 FFT 연산을 수행한다. 송신단들은 시간 및 주파수 영역에서 서로 직교한 자원을 할당 받았기 때문에, 필터링된 신호에 대해 단일의 FFT 연산을 수행할 경우 하나의 송신단은 다른 송신단이 사용하는 FFT 세부 블록에 영향을 끼치지 않을 가능성이 존재한다. 도 14에서는 4개의 송신단이 각각 2개의 부반송파(subcarrier)를 사용하는 상황에서 FFT를 구현한 것의 일 예이다. 즉, 상기 FFT에서는 8개의 부반송파가 사용된다. 도 14에서, 각 FFT 단계에서 표시된 원(circle)은 도 13의 버터플라이 다이어그램에서 입력 값 또는 출력 값으로 볼 수 있다. 하나의 버터플라이 구조당 복잡도가 고정되어 있기 때문에, 상기 원들은 복잡도 계산에 유용하게 사용될 수 있다. 다시 말하면, 도 14에서 사용되지 않는 것으로 표시된 원들의 수만큼 복잡도가 감소되었다고 볼 수 있다. FFT 단계 1 1405 및 FFT 단계 2 1410에 나타난 모든 원들은 송신단 1 내지 4와 대응된다는

것을 나타내기 위해 일정한 표시가 되어 있다. 그러나, FFT 단계 3 1415 및 FFT 단계 4 1420에 나타난 원들은 송신단 1 내지 4에 대응되도록 표시가 되어 있는 것도 있지만, 표시가 되어 있지 않는 것도 있다. 상기 표시가 되어 있지 않은 원들은 사용되지 않는 버터플라이 구조를 나타낸다. 따라서, 상기 사용되지 않는 버터플라이 구조, 다시 말하면, 사용되지 않는 FFT 세부 블록을 FFT 구현에서 제거하면 수신 복잡도를 줄일 수 있다. 하나의 버터플라이 구조 당 복잡도가 고정되어 있기 때문에, 사용되지 않는 FFT 세부 블록을 FFT 구현에서 제거하면 도 14에서 표시가 되어 있지 않은 원들만큼 FFT 복잡도가 줄어들 수 있다.

[0106]

[0107] 도 15는 본 개시의 실시 예에 따른 FFT 구조의 복잡도 감소 효과를 나타내는 그래프이다. 상기 그래프에서 가로축은 FBMC 시스템에서 신호를 송신하는 송신단의 수를 나타내고, 세로축은 FFT 블록에서 버터플라이 구조의 수를 나타낸다. 하나의 버터플라이 구조당 복잡도는 고정되어 있기 때문에, 버터플라이 구조의 수는 복잡도를 나타낼 수 있다. 즉, 상기 그래프에서 가로축은 FFT를 수행할 때 복잡도를 나타낼 수 있다. 참조번호 1505는 종래의 FFT 방식을 사용할 때 송신단의 수와 복잡도의 관계를 나타내는 그래프이다. 다시 말해서, 참조번호 1505는 FBMC 시스템에서 여러 개의 송신단들이 송신한 신호 각각에 대해 필터링과 FFT를 함께 수행하는 별개의 수신기를 적용할 경우의 복잡도를 나타내는 그래프이다. 참조번호 1510은 본 개시의 실시 예에 따른 FFT를 수행할 경우 송신단의 수와 복잡도의 관계를 나타내는 그래프이다. 본 개시의 실시 예에서는 직교적으로 할당된 여러 개의 송신단들이 송신한 신호들을 하나의 수신기로 수신하여 송신단 별 필터링을 한 후 필터링 된 신호들을 총합하여 단일한 FFT를 수행하므로 사용되지 않는 버터플라이 구조들이 발생하게 된다. 본 개시의 실시 예에 따른 FFT 방식에서는 상기 사용되지 않는 버터플라이 구조의 세부 블록들을 지움으로써 FFT 연산을 수행하므로 복잡도가 감소할 수 있다.

[0108]

전체 부반송파의 수를  $N$ 이라 하고, 유저 당 부반송파의 수를  $M$ 이라 할 경우, 종래의 FFT 방식에 의한 복잡도, 즉, 버터플라이 구조의 수는  $\frac{N^2}{2M} \log_2 N$  개로 표현될 수 있다. 또한, 본 개시의 실시 예에 따른 FFT 방식에 의한 복잡도 즉, 버터플라이 구조의 수는  $M \left( \frac{N}{2^{M-1}} - 1 \right) + \frac{N}{2} (M - 1)$  개로 표현될 수 있다. 도 15에 나타난 참조번호 1505와 1510은 각각 종래의 FFT 방식을 사용한 경우 및 본 개시의 실시 예에 따른 FFT 방식을 사용한 경우와 복잡도의 관계를 도시한 것이다. 도 15를 참고하면, 본 개시의 실시 예에 따른 FFT를 수행할 경우 종래의 FFT 방식을 사용할 때에 비해 약 90%의 버터플라이 수가 감소, 다시 말하면, 약 90%의 복잡도가 감소한 것을 나타낸다. 그러나, 복잡도 감소율은 전체 부반송파의 수와 유저당 부반송파의 수에 따라 90%가 아닌 다른 값을 가질 수 있다.

[0110]

도 16은 본 개시의 실시 예에 따라 송신단 별 필터링 및 단일 FFT를 수행했을 때의 효과를 나타내는 그래프이다. 그래프 1610 및 1630에서는 종래기법과 제안기법에 따른 관계를 나타낸다. 상기 종래기법은 여러 개의 송신단들이 송신한 신호 각각에 대해 필터링과 FFT를 함께 수행하는 별개의 수신기를 적용한 경우를 의미한다. 상기 제안기법은 하나의 수신기에서 FFT를 수행하는 블록과 PPN(Poly Phase Network) 필터를 분리시켜 송신단 별 필터링을 수행하고, 필터링 된 신호들을 총합하여 하나의 단일 FFT를 수행한 경우를 의미한다. 그래프 1610에서는 종래기법을 사용한 경우와 제안기법을 사용한 경우에 대해, 송신단의 수와 FFT에서의 복소 곱셈의 수를 나타낸다. 상기 복소 곱셈의 수는 복잡도를 나타낼 수 있다. 그래프 1610은 종래기법을 사용한 경우 송신단 수가 증가할수록 복소 곱셈의 수, 다시 말하면, 복잡도가 비례하여 증가하는 것을 나타낸다. 반면, 그래프 1610은 제안기법을 사용한 경우 송신단 수가 증가하여도 복소 곱셈의 수가 증가하지 않고 일정한 것을 나타낸다. 다시 말해서, 제안 기법은 송신단 수와 관계 없이 일정한 복잡도를 가질 수 있다. 종래 기법은 송신단들이 송신한 신호 각각에 대해 별개의 수신기를 사용하므로, 다시 말해, 필터링 및 FFT를 송신단들이 송신한 신호 각각에 대해 수행하므로, 높은 복잡도를 가질 수 있다. 반면, 제안 기법의 경우 하나의 수신기에서 FFT를 수행하는 블록과 PPN(Poly Phase Network) 필터를 분리시켜 필터링은 각 송신단에 대해 별개로 수행하나 FFT 연산의 경우 상기 필터링 된 신호들을 총합하여 단일 구조의 FFT 블록을 통해 수행하므로 복잡도가 낮을 수 있다. 그래프 1610에 도시된 종래기법과 제안기법의 관계는 이론적인 것이며, 실제 복잡도는 이와 다를 수 있다. 예를 들면, 제안기법을 사용할 경우 실제로는 송신단 수가 증가할 때 복잡도가 일정하지 않을 수 있다. 그러나, 이론적이든 실제로든, 종래 기법을 사용한 경우와 제안 기법을 사용한 경우를 비교하면 제안 기법을 사용한 경우가 복잡도가 더 낮다는 것을 유추할 수 있다.



[0111] 그래프 1630은 종래기법과 제안기법을 사용한 경우 시간 오프셋과 벡터 오차 크기(error vector magnitude, EVM)와의 관계를 도시한다. 상기 EVM은 수신단이 필터 길이만큼의 수신 샘플을 취할 때 수신 샘플을 취하는 기준 시간인 윈도우 시작점과 송신단이 송신한 신호의 시작 시점과의 차이가 클수록 큰 값을 가질 수 있다. 그래프 1630에서, 종래 기법은 여러 송신단들이 송신한 신호 각각에 대해 독립적인 수신기를 사용하여 필터링 및 FFT를 수행하므로, 각 수신기에서 필터링 되는 신호의 시작 시점과 윈도우 시작점이 거의 일치한다. 즉, EVM이 거의 발생하지 않을 수 있으며, 이는 그래프 1630에서 종래 기법으로 표기된 선과 대응된다. 제안 기법은 여러 송신단들이 송신한 신호를 하나의 수신기에서 처리하므로, 상기 여러 송신단들이 송신한 신호들 간에 시간 동기 오차가 존재할 수 있다. FBMC 기반의 시스템에서는 OFDM 시스템과 달리 CP (cyclic prefix)와 같은 GI (guard interval)가 존재하지 않으므로, 송신단들이 송신한 신호들 간에 시간 동기 오차들의 차이가 존재하는 경우 송신단 필터와 수신단 필터 간의 직교성이 파괴되어, 채널 간 간섭(inter-channel interference, ICI) 및 사용자 간 간섭(inter-user interference, IUI)이 발생하게 된다. 상기 채널 간 간섭 및 사용자 간 간섭은 EVM을 포함할 수 있다. 그래프 1630을 참고하면, 제안 기법인 경우의 벡터 오차 크기가 종래 기법인 경우의 벡터 오차 크기보다 큰 것을 나타낸다. 이는 여러 송신단들이 송신한 신호들에 대해 별개의 독립적인 수신기를 적용하여 필터링을 수행하는 것과 비교하여, 하나의 수신기에서 송신단 별 필터링을 수행하더라도 송신단들 간 시간 동기 오차에 의한 ICI 및 IUI의 영향을 완전히 제거할 수 없기 때문이다. 그러나, 예를 들면, 그래프 1630에서 시간 오프셋이 120 샘플인 경우에, 벡터 오차 크기가 0.1%보다도 더 작은 것을 나타낸다. 다시 말해서, 제안 기법이 종래 기법보다 EVM이 크다고 하더라도, 그 정도는 미미하다는 것을 알 수 있다. 즉, 그래프 1610과 1630을 통해, 본 개시의 실시 예에 따라 하나의 수신기에서 FFT를 수행하는 블록과 PPN(Poly Phase Network) 필터를 분리시켜 송신단 별 필터링을 수행하고, 필터링 된 신호들을 총합하여 하나의 단일 FFT를 수행할 경우 EVM에서의 성능 열화는 미미하나, 복잡도가 많이 줄어드므로 수신단의 성능이 향상된다는 것을 알 수 있다.

[0113] 도 17a는 본 개시의 실시 예에 따라 인접한 주파수 대역에 스케줄링 된 송신단들 간 시간 동기 오차가 큰 경우의 일 예를 나타낸다. 본 예에서, 여러 개의 송신단들이 하나의 수신단에 대해 신호들을 송신한다. 이 경우, 상기 송신단들은 미리 정해진 프레임에 맞추어 수신단으로 FBMC 신호를 전송한다. 다시 말해서, 송신단들은 수신단의 (reference signal, RS)를 수신하여 최대한 여러 송신단들이 하나의 수신단에서 신호를 동시에 수신할 수 있도록 신호를 시간에 맞춰 송신한다. 상기 수신단은 상기 송신단들이 송신한 신호를 수신하여 신호를 검출하기 위해 상기 송신단들의 신호를 동시에 처리한다. 그러나, 상기 수신단에서는 상기 송신단들이 송신한 신호들 간에 시간 동기 오차가 존재할 수 있다. 예를 들면, 상기 송신단들의 지리적 위치로 인해 각 송신단들과 수신단까지의 거리에 따라 각 송신단들이 송신한 신호가 상기 수신단에 도달하는 전파 시간이 달라 송신단들 간 시간 동기 오차가 발생할 수 있다. 도 17a를 참고하면, 송신단 3 1715의 신호의 시작 시점은 송신단들의 시간 동기 오차들의 평균과 일치하는 것을 나타낸다. 다시 말하면, 송신단 3 1715의 신호의 시작 지점은 윈도우 시작점(window start point)과 일치한다. 상기 윈도우 시작점은 상기 수신단이 필터 길이만큼의 수신 샘플을 취할 때 수신 샘플을 취하는 기준 시점으로, 시간 동기 오차가 0인 시점일 수 있다. FBMC 기반의 시스템에서는 OFDM 시스템과 달리 CP (cyclic prefix)와 같은 GI (guard interval)가 존재하지 않으므로, 송신단들이 송신한 신호들 간에 시간 동기 오차들의 차이가 존재하는 경우 송신단 필터와 수신단 필터 간의 직교성이 파괴되어, 채널 간 간섭(inter-channel interference, ICI) 및 사용자 간 간섭(inter-user interference, IUI)이 발생하게 된다. 다시 말해서, 시간 동기 오차가 존재하는 경우 어떤 송신단이 할당된 주파수 대역과 다른 대역에 할당된 송신단에 간섭 영향을 미칠 수 있다. 상기 간섭 영향은 상기 어떤 송신단이 할당된 주파수 대역과 멀리 떨어질수록 작아질 수 있다. 다시 말해서, 인접 주파수 대역에 할당된 송신단들 간 시간 동기 오차의 차이가 클수록 ICI 및 IUI가 많이 발생할 수 있다. 따라서, 인접 주파수 대역에 할당된 송신단들 간의 시간 동기 오차의 차이가 최소가 되도록 상기 송신단들의 주파수 자원을 재할당하는 것이 요구될 수 있다.

[0114] 본 개시에서는 인접 주파수 대역에 할당된 송신단들 간의 시간 동기 오차를 고려하여 상기 송신단들의 주파수 자원을 재할당 하는 방법의 예들을 제공한다. 도 17a에서, 송신단 3 1715는 시간 동기 오차가 존재하지 않으나, 인접 주파수 대역에 할당된 송신단 2 1710 및 송신단 4 1720과의 시간 동기 오차의 차이가 크기 때문에, ICI 및 IUI가 많이 발생할 수 있다. 따라서, 인접 주파수 대역에 할당된 송신단들 간의 시간 동기 오차의 차이가 최소가 되도록 상기 송신단들의 주파수 자원을 재할당하는 것이 요구될 수 있다. 도 17b는 본 개시에 따라 인접 주파수 대역에 할당된 송신단들 간의 시간 동기 오차가 최소가 되도록 송신단들을 스케줄링하는 방법의 일 예를 나타낸다. 도 17b는 수신단에서 송신단 별로 추정된 채널과 각 송신단에 대한 시간 동기 오차를 기반으로 각 송신단의 시간 동기 오차의 순서대로 주파수 대역 자원을 할당함으로써 인접한 주파수 대역에 할당된 송신단들 간

에 시간 동기 오차의 차이가 최소가 되도록 하는 방법의 일 예이다. 다시 말해서, 수신단은 시간 동기 오차가 작은 송신단을 저주파수 대역에 할당하고, 시간 동기 오차가 큰 송신단을 고주파수 대역에 순차적으로 할당하여 인접 주파수 대역에 할당된 송신단들 간 시간 동기 오차의 차이가 최소가 되도록 송신단들의 주파수 자원을 재할당한다. 도 17b에서는 상기 주파수 자원 재할당에 따라 도 17a에 도시된 송신단 2 1710, 송신단 1 1705, 송신단 3 1715, 송신단 6 1730, 송신단 5 1725, 송신단 4 1720가 낮은 주파수 대역부터 순차적으로 할당된 것을 나타낸다. 도 17c는 본 개시에 따라 인접 주파수 대역에 할당된 송신단들 간의 시간 동기 오차가 최소가 되도록 송신단들을 스케줄링하는 방법의 또 다른 예를 나타낸다. 도 17c에서 수신단은 시간 동기 오차가 큰 송신단을 저주파수 대역에 할당하고, 시간 동기 오차가 작은 송신단을 고주파수 대역에 순차적으로 할당하여 인접 주파수 대역에 할당된 송신단들 간 시간 동기 오차의 차이가 최소가 되도록 송신단들의 주파수 자원을 재할당한다. 상기 주파수 자원 재할당에 따라 도 17c는 도 17a에 도시된 송신단 2 1710, 송신단 1 1705, 송신단 3 1715, 송신단 6 1730, 송신단 5 1725, 송신단 4 1720가 낮은 주파수 대역부터 순차적으로 할당된 것을 나타낸다.

[0115] 도 17b 및 도 17c는 각각 인접 주파수 대역에 할당된 송신단들 간의 시간 동기 오차의 차이가 최소가 되도록 주파수 자원을 재할당하는 방법으로 각 송신단들의 시간 동기 오차의 크기에 따라 주파수 대역에서 순차적으로 재할당하는 방법의 일 예를 나타낸다. 그러나, 주파수 자원을 재할당 하는 방법은 상기 도 17b와 도 17c에서 나타나는 예에 한정되지 않고, 송신단들 간 ICI 및 IUI가 작아지도록 송신단들의 주파수 자원을 재할당하는 다른 방법을 포함할 수 있다.

[0117] 도 18은 본 개시의 실시 예에 따라 송신단들을 주파수 대역에 재스케줄링하는 수신단의 동작 흐름도를 나타낸다. 단계 1805에서, 수신단은 송신단들이 송신한 신호들로부터 각 송신단에 대한 시간 동기 오차를 계산한다. 상기 시간 동기 오차는 LTE/LTE-A 등 기존 OFDM 시스템에서 사용되는 일반적인 상관 관계(correlation) 기반의 동기 추정 방법 또는 벡터 오차 크기(error vector magnitude, EVM)와 시간 동기 오차와의 관계를 이용하여 구할 수 있다. 단계 1805에서 시간 동기 오차를 계산한 후, 단계 1810으로 이동하여 수신단은 주파수 자원 재스케줄링, 다시 말해서, 송신단들에 대한 주파수 대역 자원을 재할당 하는 것이 필요한지 여부를 판단한다. 주파수 자원 재스케줄링이 필요한 경우는 주파수 대역에서 인접하게 할당된 송신단들 간에 시간 동기 오차의 차이가 커서 ICI 및 IUI가 허용 수준 이상으로 발생하는 경우일 수 있다. 단계 1810에서 송신단들 간 ICI 및 IUI가 허용 수준 이상으로 발생하지 않았다고 판단되는 경우, 본 알고리즘을 종료한다. 단계 1810에서 송신단들 간 ICI 및 IUI가 허용 수준 이상으로 발생한다고 판단되는 경우, 단계 1815로 이동하여 상기 수신단은 송신단들의 주파수 자원을 재할당한다. 상기 주파수 자원 재할당은 각 송신단들의 시간 동기 오차의 크기 순서대로 낮은 주파수 대역에서 높은 주파수 대역으로 순차적으로 재할당하거나, 높은 주파수 대역에서 낮은 주파수 대역으로 순차적으로 재할당하는 방법을 포함할 수 있다. 그러나, 주파수 자원을 재할당 하는 방법은 이에 한정되지 않고, 인접한 송신단들 간 ICI 및 IUI가 최소가 되도록 송신단들에 대한 주파수 자원을 재할당하는 다른 방법을 포함할 수 있다.

[0119] 도 19는 본 개시의 실시 예에 따라 송신단 별 필터링을 하는 수신단의 전체 동작 흐름도를 나타낸다. 단계 1905에서, 수신단은 적어도 하나의 송신단으로부터 신호들을 수신한다. 상기 신호들은 미리 정해진 프레임에 맞추어 상기 수신단으로 신호를 전송한다. 예를 들면, 송신단들은 수신단의 기준 신호(reference signal, RS)를 수신하고, 상기 기준 신호로부터 판별된 정보에 기반하여 상기 수신단 측에서 상기 송신단들이 송신한 신호들을 최대한 동시에 수신할 수 있도록 한다. 이 때, 상기 송신단들의 신호들은 시간 및 주파수 영역에서 서로 직교한 자원을 할당 받는다. 또한, 상기 수신단은 상기 송신단들이 송신한 신호를 수신하여 신호를 검출하기 위해 상기 송신단들의 신호를 동시에 처리한다. 단계 1905후, 단계 1910에서 상기 수신단은 수신한 신호에 기반하여 상기 송신단 별 시간 동기 오차를 추정한다. 상기 시간 동기 오차는 LTE/LTE-A 등 기존 OFDM 시스템에서 사용되는 일반적인 상관 관계(correlation) 기반의 동기 추정 방법 또는 벡터 오차 크기(error vector magnitude, EVM)와 시간 동기 오차와의 관계를 이용하여 구할 수 있다. 단계 1910에서 추정된 시간 동기 오차는 송신단 별로 필터를 구성하는데 사용되거나, 상기 송신단들의 주파수 자원을 재할당하는데 사용될 수 있다. 단계 1910후, 단계 1915로 이동하여 상기 송신단들 각각에 대해 추정된 시간 동기 오차들을 고려하여 송신단 별 필터를 구성한다. 상기 송신단 별 필터는 시간 동기 오차 없이 수신된 신호와 정합(matched)되는 필터인 기준 필터를 각각의 송신단에 대한 시간 동기 오차만큼 시간 축에 대해 지연(delay) 쉬프트 시키거나 전진(advance) 쉬프트 시킴으로써 구성될 수 있다. 그러나, 송신단 별로 필터를 구성하는 방법은 기준 필터를 시간 축에 대해 쉬프트 시키는 것 이외에 다른 방법이 사용될 수 있다. 송신단 별로 필터를 구성한 수신단은 단계 1920으로 이동하여, 수신된 신

호를 송신단 별 필터로 필터링한다. 상기 송신단 별 필터는 재설정된 필터와 동일한 의미로 사용될 수 있다. 단계 1920에서 수신단은 송신단들로부터 수신한 총합 신호를 복사하여, 단계 1915에서 구성된 각각의 재설정된 필터에 병렬적으로 필터링 할 수 있다. 병렬적으로 필터링된 각 신호는 병합되어, 단계 1925에서 단일 구조의 FFT를 수행한다. 다시 말해서, 본 개시에서는 하나의 수신단에서 FFT를 수행하는 블록과 PPN(Poly Phase Network) 필터를 분리시켜 송신단 별 필터링이 가능하게 하고, 필터링 된 신호들을 총합하여 하나의 단일 FFT를 수행할 수 있다. 단계 1925에서 수행되는 단일 구조의 FFT는 FFT 수행 과정에서 사용되지 않는 버터플라이 구조를 제거하여 복잡도를 줄이는 방식이 사용될 수 있다. 다시 말하면, 본 개시에서는 각 송신단들이 시간 및 주파수 영역에서 서로 직교한 자원을 할당 받았기 때문에, 상기 필터링된 신호에 대해 단일의 FFT 연산을 수행할 경우 하나의 송신단은 다른 송신단이 사용하는 FFT 세부 블록에 영향을 끼치지 않을 가능성이 존재한다. 따라서, 상기 영향을 받지 않는 FFT 세부 블록을 FFT 연산에서 제거하면 수신 복잡도를 줄일 수 있다. 단계 1920에서 FFT 연산을 수행한 수신단은 단계 1930에서 채스케줄이 필요한지 여부를 판단한다. 상기 채스케줄은 주파수 대역에서 각 송신단들의 IUI 및 ICI가 최소화되도록 각 송신단들에 대한 주파수 자원을 재할당 하는 것을 포함한다. 상기 채스케줄이 필요한 경우는 주파수 대역에서 인접하게 할당된 송신단들 간에 시간 동기 오차의 차이가 커서 ICI 및 IUI가 허용 수준 이상으로 발생하는 경우일 수 있다. 단계 1930에서 채스케줄링이 필요하다고 판단된 경우, 상기 수신단은 단계 1935에서 상기 송신단들의 주파수 자원을 재할당한다. 상기 주파수 자원 재할당은 각 송신단들의 시간 동기 오차의 크기 순서대로 낮은 주파수 대역에서 높은 주파수 대역으로 순차적으로 재할당하거나, 높은 주파수 대역에서 낮은 주파수 대역으로 순차적으로 재할당하는 방법을 포함할 수 있다. 그러나, 주파수 자원을 재할당 하는 방법은 이에 한정되지 않고, 인접한 송신단들 간 ICI 및 IUI가 최소가 되도록 송신단들에 대한 주파수 자원을 재할당하는 다른 방법을 포함할 수 있다. 상기 수신단이 단계 1930에서 채스케줄링이 필요하지 않다고 판단된 경우, 상기 수신단은 본 알고리즘을 종료한다.

[0121] 도 20 내지 22는 본 발명의 실시예에 따른 효과를 나타내는 모의실험 결과를 나타낸다. 모의실험은 1024개의 부반송파, 32개의 주파수 분할 동시 송신단들, 하나의 송신단 당 32개의 부반송파, 5회의 오버샘플링(oversampling)환경에서 실행된 것이다. 모의 실험은 본 개시에서 제안된 실시예를 이용하여 송신단 별 필터링을 수행할 경우 시간 동기 오차에 따라 수신 성능의 향상 정도를 분석하기 위한 것이다. 상기 수신 성능 향상 정도는 송신단 별 필터를 사이클릭 쉬프트 필터(cyclic shift filter) 또는 잘린 쉬프트 필터(truncated shift filter)로 구성한 경우 EVM 감소율을 이용하여 측정될 수 있다. 또한, 상기 수신 성능 향상 정도는 시간 동기 오차 추정값과 실제 시간 동기 오차의 차이에 기반한 EVM 감소율을 이용하여 측정될 수 있다.

[0123] 도 20은 본 발명의 실시예에 따른 수신단에서 송신단 1 내지 32로부터 신호를 수신하는 모의실험 환경의 예를 나타낸다. 참조번호 2005은 수신단측에서 설정한 신호 검출 구간 시작 지점을 나타낸다. 참조 번호 2010은 시간 동기 오차의 일반(normal) 분포를 나타낸다.

[0125] 도 21은 송신단 별 필터를 사이클릭 쉬프트 필터(cyclic shift filter) 또는 잘린 쉬프트 필터(truncated shift filter)로 구성한 경우 EVM 감소율을 이용한 수신단의 수신 성능 향상 정도를 나타내는 그래프이다. 상기 EVM 감소율은 종래기법에 대비 제안 기법의 EVM이 감소 비율을 의미한다. 상기 제안 기법은 하나의 수신기에서 FFT를 수행하는 블록과 PPN(Poly Phase Network) 필터를 분리시켜 송신단 별 필터링을 수행하고, 필터링 된 신호들을 총합하여 하나의 단일 FFT를 수행한 경우로서, 도 16에서 사용된 제안 기법과 의미가 동일하다. 그러나, 상기 종래 기법은 여러 송신단들이 송신한 신호를 하나의 수신기로 수신한 후, 이에 대해 하나의 기준 필터에 의한 필터링과 FFT를 수행하는 경우로서, 여러 개의 송신단들이 송신한 신호 각각에 대해 필터링과 FFT를 함께 수행하는 별개의 수신기를 적용한 경우인 도 16의 종래기법과 의미를 달리한다. 도 21을 참고하면, 송신단들의 시간 동기 오차의 차이가 많이 날수록 EVM 감소율, 다시 말해서, 수신 성능의 향상이 더 큰 것을 알 수 있다. 이는 송신단들 간의 시간 동기 오차가 많이 날수록 ICI 및 IUI가 많이 발생하기 때문에, 시간 동기 오차를 고려하여 송신단 별 필터를 통해 정합 필터링(matched filtering)을 수행할 경우 ICI 및 IUI가 효과적으로 제어되기 때문이다. 동일한 시간 동기 오차에 대해서는, 송신단 별 필터를 사이클릭 쉬프트 필터 또는 잘린 쉬프트 필터로 구성한 경우 EVM 감소율의 차이가 크지 않음을 알 수 있다. 이는 상기 사이클릭 쉬프트 필터 및 상기 잘린 쉬프트 필터에 내재하는 서로 다른 단점보다 송신단 별 정합 필터링을 통한 이득이 훨씬 크기 때문이다. 도 21에 도시된 그래프는 모의실험에서 사용된 필터 자체의 특성에 기반한 것일 수 있다. 다시 말해서, 상기 모의 실험



험에서 사용된 필터와 다른 필터를 사용할 경우, 상이한 그래프가 얻어질 수 있다.

[0127] 도 22는 시간 동기 오차 추정값과 실제 시간 동기 오차의 차이에 기반한 EVM감소율을 이용하여 측정된 수신단의 성능 향상 정도를 나타내는 그래프이다. 상기 EVM 감소율은 종래기법에 대비 제안 기법의 EVM이 감소 비율을 의미하며, 상기 종래 기법 및 상기 제안 기법은 도 21에서의 종래 기법 및 제안 기법과 각각 동일한 의미를 가진다. 수신단은 송신단들로부터 신호들을 수신하여 각 송신단에 대한 시간 동기 오차를 추정한다. 상기 시간 동기 오차는 LTE/LTE-A 등 기존 OFDM 시스템에서 사용되는 일반적인 상관 관계(correlation) 기반의 동기 추정 방법 또는 벡터 오차 크기(error vector magnitude, EVM)와 시간 동기 오차와의 관계를 이용하여 추정할 수 있다. 추정된 시간 동기 오차는 실제 시간 동기 오차와 차이가 있을 수 있다. 이 경우, 실제 시간 동기 오차를 고려하여 송신단 별 필터링을 수행할 경우보다 추정 시간 동기 오차를 고려하여 송신단 별 필터링을 수행할 경우에 수신 성능의 향상 정도가 영향을 받을 수 있다. 사이클릭 쉬프트 필터 및 잘린 쉬프트 필터는 기존 필터를 시간 동기 오차만큼 시간축에 대해 쉬프트시켜 각 송신단이 송신한 신호와 정합되도록 구성된 필터이다. 다시 말해서, 시간 동기 오차가 올바르게 추정되지 못한 경우 시간축에서 쉬프트 시킨 상기 필터들은 각 송신단이 송신한 신호와 정합되지 않을 수 있다. 따라서, 시간 동기 오차가 실제 오프셋과 차이가 클 경우 수신 성능 향상 정도가 낮을 수 있다. 도 22는 추정 오프셋 오차가 클수록 EVM 감소율, 다시 말해서, 수신 성능 향상 정도가 줄어드는 것을 나타내는 그래프이다. 추정 오프셋 오차가 클수록 수신 성능 향상 정도가 줄어드나, 약 90%정도의 추정 오프셋 오차가 존재하는 경우에도, 다시 말해서, 오프셋 추정을 상당히 부정확하게 한 경우에도 8% 정도의 수신 성능 향상이 일어난다는 것을 알 수 있다. 동일한 시간 동기 오차에 대해서는, 송신단 별 필터를 사이클릭 쉬프트 필터 또는 잘린 쉬프트 필터로 구성한 경우 EVM 감소율의 차이가 크지 않음을 알 수 있다. 이는 상기 사이클릭 쉬프트 필터 및 상기 잘린 쉬프트 필터에 내재하는 서로 다른 단점보다 송신단 별 정합 필터링을 통한 이득이 훨씬 크기 때문이다. 도 22에 도시된 그래프는 모의실험에서 사용된 필터 자체의 특성에 기반한 것일 수 있다. 다시 말해서, 상기 모의 실험에서 사용된 필터와 다른 필터를 사용할 경우, 상이한 그래프가 얻어질 수 있다.

[0129] 본 개시에서는 수신단에서 송신단들이 송신한 신호들을 수신하여, 상기 신호들 각각에 대한 시간 동기 오차를 고려하여 수신단에서 송신단 별 필터들을 구성한 후, 수신단에서 수신된 신호를 상기 송신단 별 필터들 각각에 대해 정합 필터링을 수행하는 방법의 실시 예를 제공한다. 그러나, 시간 동기 오차를 고려한 송신단 별 필터를 구성하지 않고 단일 필터를 통해서도 송신단 별 필터를 구성하여 송신단들이 송신한 신호 각각에 대해 정합 필터링을 하는 것과 동일한 효과가 나타나게 할 수 있다. 예를 들면, 수신단에서 송신단들이 송신한 신호 각각에 대한 버퍼를 구성하고, 버퍼들의 지연 시간을 조절하여 수신 신호에 대해 단일 필터를 이용하여 정합 필터링을 할 수 있다. 다시 말해서, 수신단에서 송신단들이 송신한 신호 각각에 대한 버퍼를 이용하여 각 송신단이 송신한 신호 별로 샘플 추출 구간을 달리하여 샘플들을 추출한 후, 개별적으로 추출된 샘플들에 동일한 기준 필터를 이용하여 정합 필터링을 수행할 수 있다. 상기 버퍼들은 각 송신단이 송신한 신호의 시간 동기에 따라 필터링을 위한 신호 샘플 구간을 달리하도록 구성될 수 있다. 예를 들면, 상기 버퍼들은 필터링을 위한 샘플을 추출하는 시간 구간의 시작점이 각 송신단이 송신한 신호의 시작 시점과 일치되도록 할 수 있다.

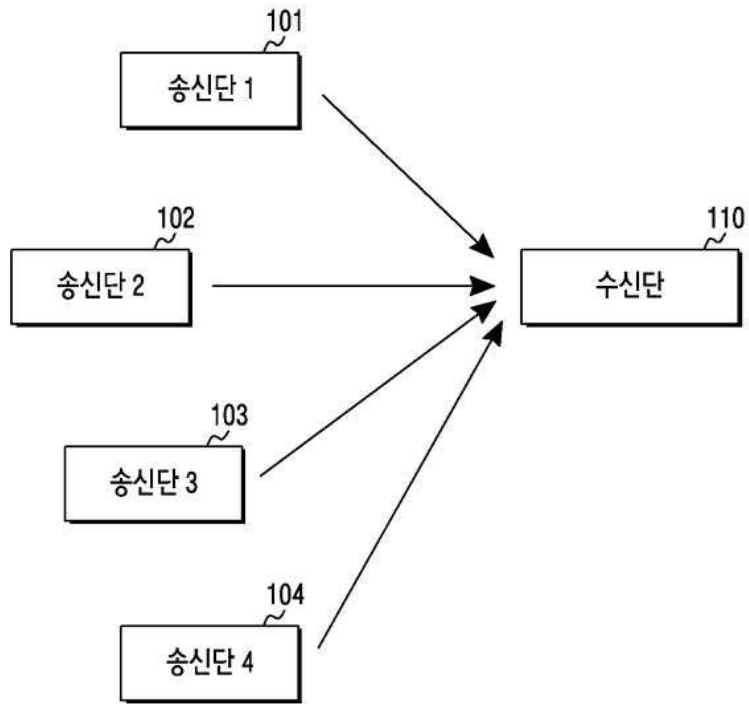
[0130] 상술한 바와 같이 송신단들이 송신한 신호 각각에 대해 버퍼를 구성하여 단일 필터를 이용한 필터링을 하기 위해서는 확장된 수신 윈도우가 필요할 수 있다. 다시 말해서, 수신단에서 신호를 수신하여 수신 샘플을 추출할 때 샘플을 추출하는 시간 구간을 확장시켜야 할 필요가 있을 수 있다. 예를 들면, 본 개시의 일 실시 예에서와 같이, 수신단에서 필터 길이만큼 수신 샘플을 추출할 때 수신 샘플을 추출하는 시간 구간의 시작점, 다시 말해서, 윈도우 시작점은 송신단들이 송신한 신호들의 시간 동기 오차들의 평균으로 설정될 수 있다. 그러나, 시간 동기 오차들의 평균으로 윈도우 시작점이 설정될 경우, 도 5의 그래프 505에서와 같이, 어떤 송신단이 송신한 신호의 시작점은 윈도우 시작점 이전에 존재할 수 있다. 이 경우, 버퍼를 이용하여 필터링을 위한 샘플 추출 시간 구간을 지연시키더라도 상기 시간 구간의 시작점이 어떤 송신단이 송신한 신호의 시작 시점과 일치할 수 없게 될 수 있다. 다시 말해서, 시간 동기 오차들의 평균으로 윈도우 시작점이 설정될 경우 버퍼를 이용하여 각 송신단들이 송신한 신호에 대해 정합 필터링을 할 수 없을 수 있다. 따라서, 수신단에서 수신 샘플을 추출할 때 샘플을 추출하는 시간 구간이 모든 송신단들의 신호의 시작 시점을 포함하도록 수신 윈도우를 확장시키는 것이 필요할 수 있다. 즉, 버퍼마다 필터링을 위한 신호 샘플 구간을 달리 하므로, 모든 버퍼의 요구 신호 샘플들이 추출될 수 있도록 수신 윈도우를 확장시키는 것이 필요할 수 있다.



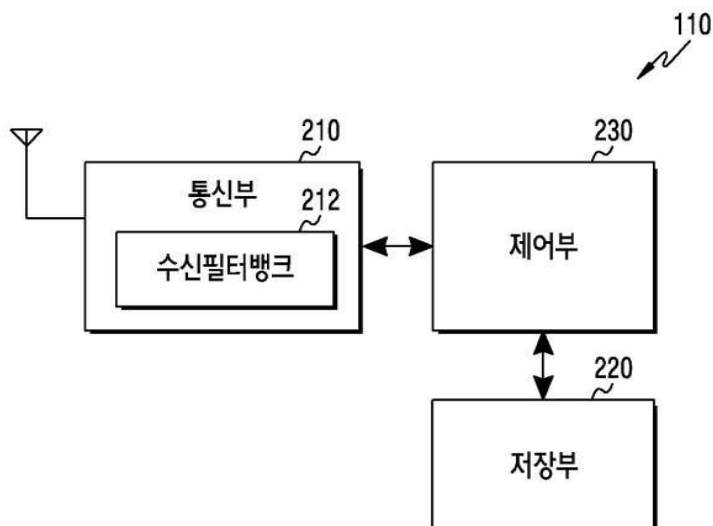
- [0132] 도 23은 본 개시의 실시 예에 따라 송신단 별 버퍼를 이용하여 정합 필터링을 수행하는 과정을 도식적으로 나타낸다.
- [0133] 송신단들이 송신한 신호들은 채널을 통과하여 수신단에서 수신된다. 상기 수신단은 채널 통과 신호를 수신하여, 확장된 수신 윈도우 2310을 이용하여 수신 신호에 대해 샘플을 추출한다. 상기 확장된 수신 윈도우 2310은 상기 수신단에서 수신 샘플을 추출할 때 샘플을 추출하는 시간 구간이 모든 송신단들의 신호의 시작 시점을 포함하도록 구성된다. 다시 말해서, 상기 확장된 수신 윈도우 2310은 버퍼마다 필터링을 위한 신호 샘플 구간을 달리 하므로, 모든 버퍼의 요구 신호 샘플들이 추출될 수 있도록 수신 윈도우가 확장된 것을 의미한다. 확장된 수신 윈도우 2310에서 추출된 신호 샘플들은 각각의 버퍼 2330으로 이동한다. 버퍼 2330에서 각 버퍼는 각 송신단이 송신한 신호의 시작 시점부터 필터링을 위한 샘플들이 추출되도록 샘플 추출 시점을 지연시킬 수 있다. 버퍼 2330을 이용하여 추출된 샘플들은 동일한 기준 필터에 의해 정합 필터링 될 수 있다. 다시 말해서, 버퍼 2330에 도시된 각 버퍼 1 내지 4에 대응되는 필터는 모두 동일하며, 버퍼 2330을 이용하여 추출된 샘플들은 송신단들이 송신한 신호 각각에 대해 시간 동기 오차가 존재하지 않도록 필터링을 위한 샘플 추출 구간을 달리하여 추출된 것이므로, 이에 대해 동일한 기준 필터 적용하여도 정합 필터링을 수행할 수 있다. 필터링된 신호들은 병합되어 단일의 FFT 블록 2350으로 이동한다.
- [0134] 도 23에서 버퍼 2330에는 4개의 버퍼가 도시되어 있다. 그러나, 본 개시의 실시 예에서 사용되는 버퍼의 수는 4개로 제한되지 않는다. 예를 들면, 수신단에 신호를 송신하는 송신단의 수에 따라 버퍼의 수가 결정되므로, 버퍼의 수는 4개보다 적거나 많을 수 있다.
- [0136] 본 발명의 청구항 또는 명세서에 기재된 실시 예들에 따른 방법들은 하드웨어, 소프트웨어, 또는 하드웨어와 소프트웨어의 조합의 형태로 구현될(implemented) 수 있다.
- [0137] 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.
- [0138] 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.
- [0139] 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.
- [0140] 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.
- [0141] 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 특허 청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면

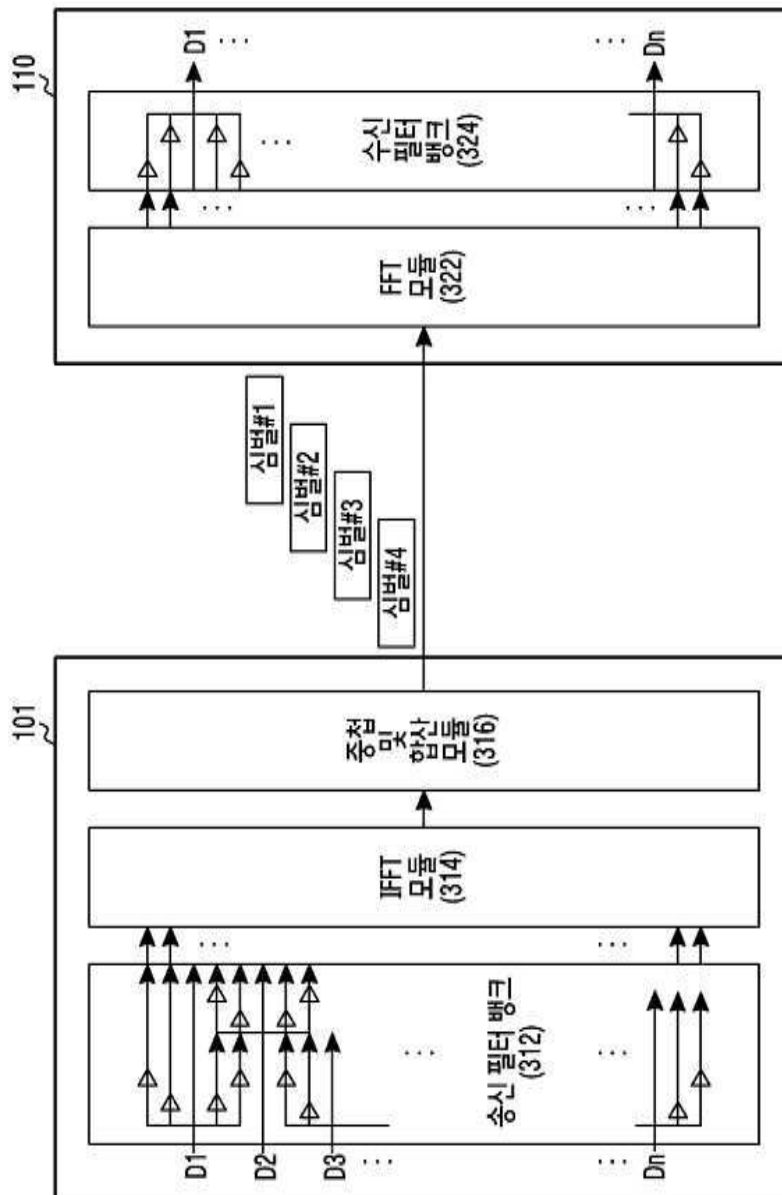
도면1



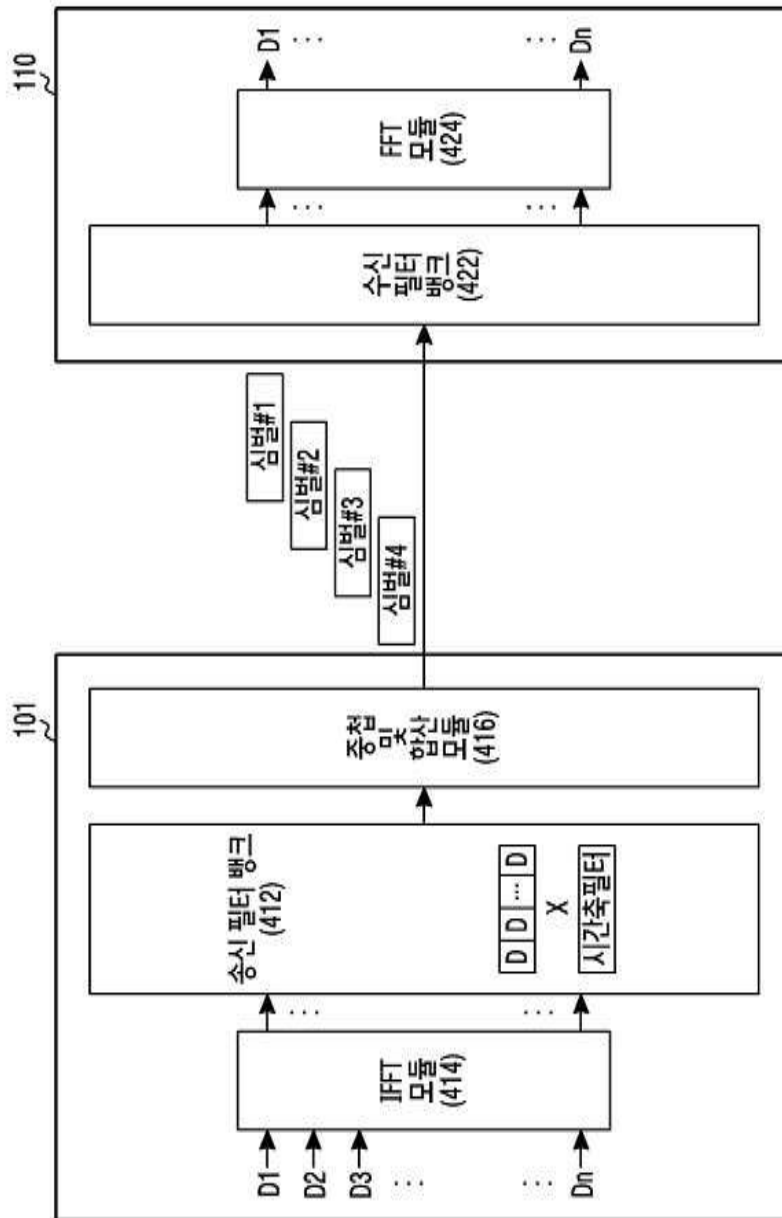
도면2



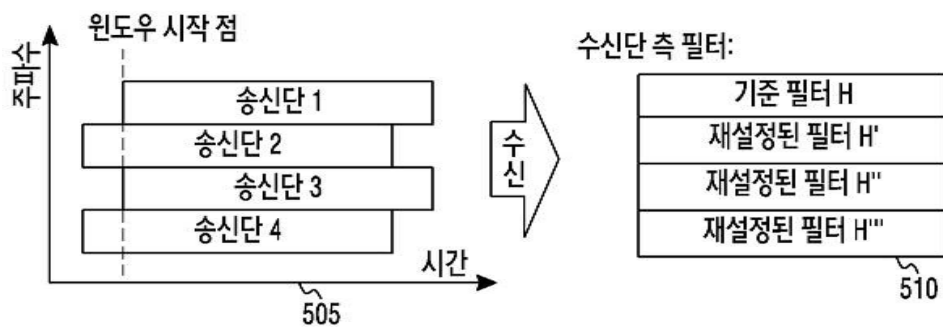
도면3



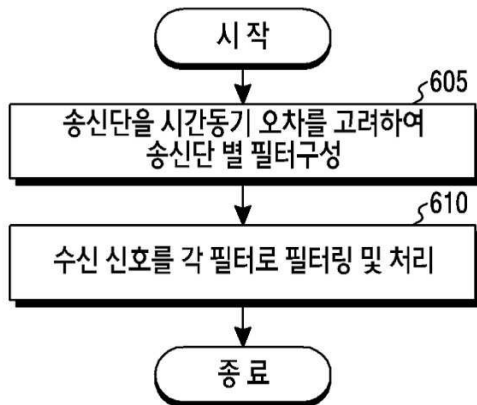
도면4



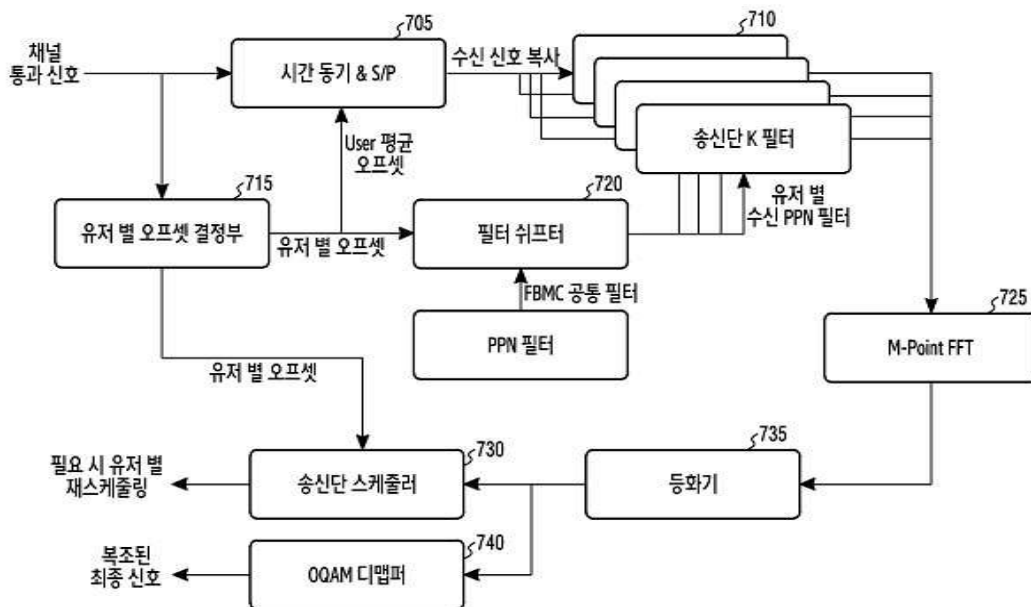
도면5



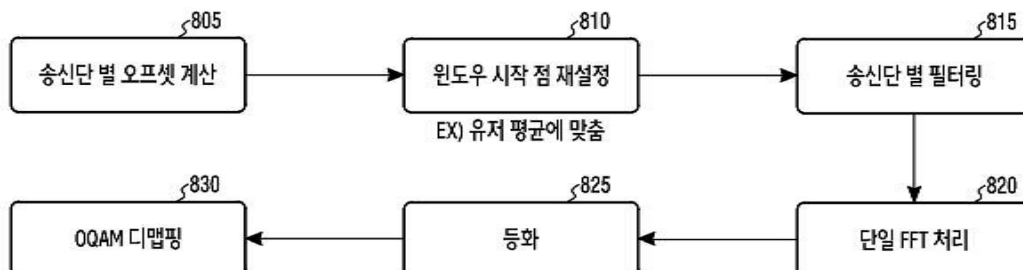
도면6



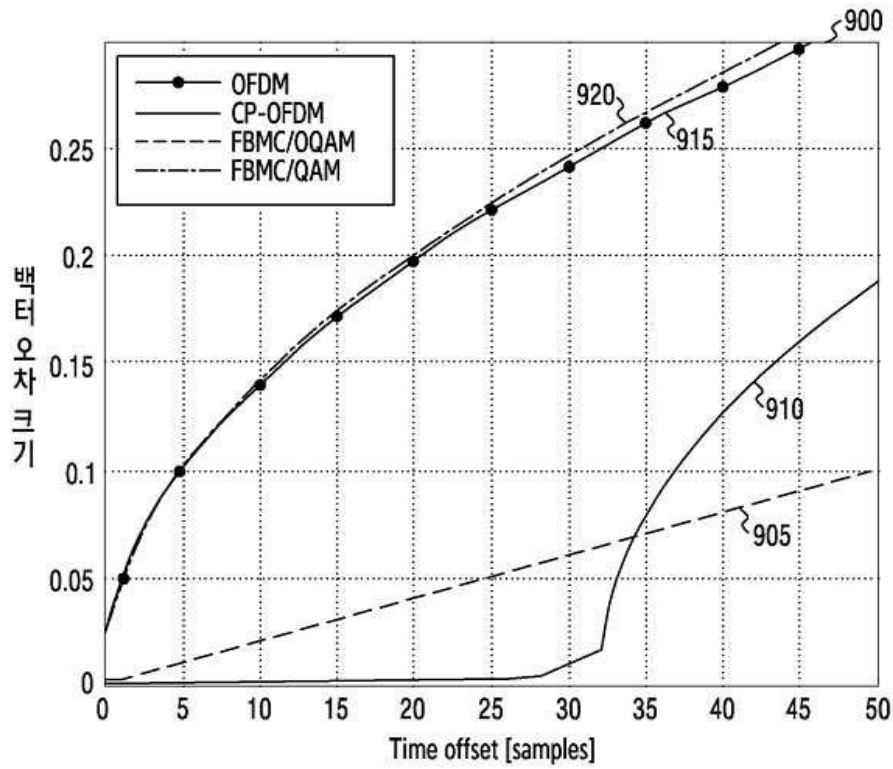
도면7



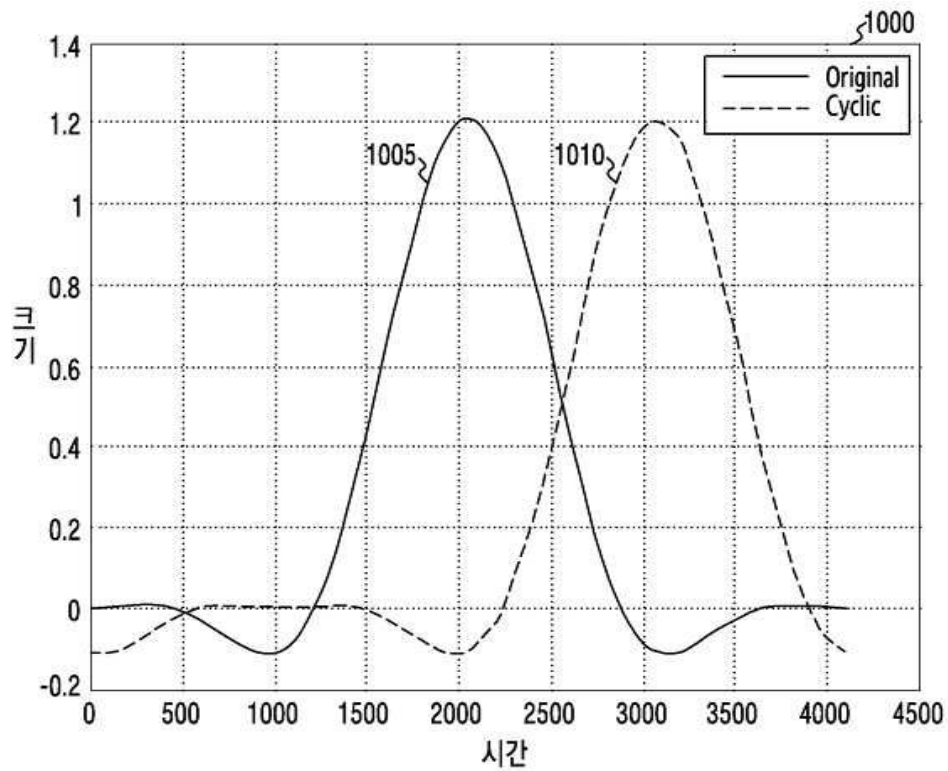
도면8



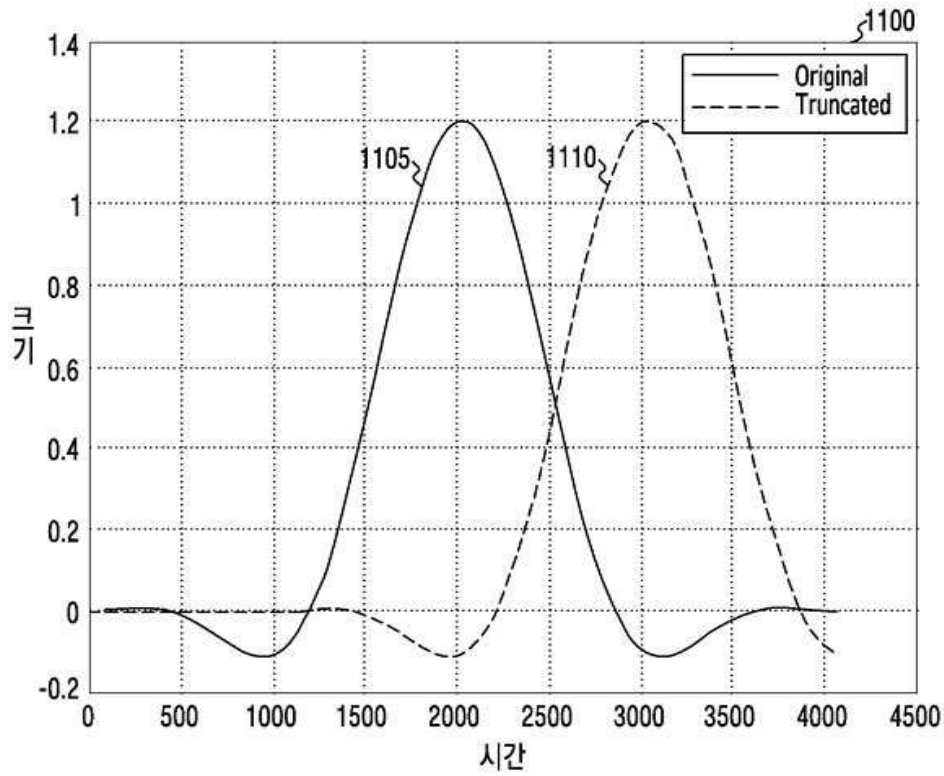
도면9



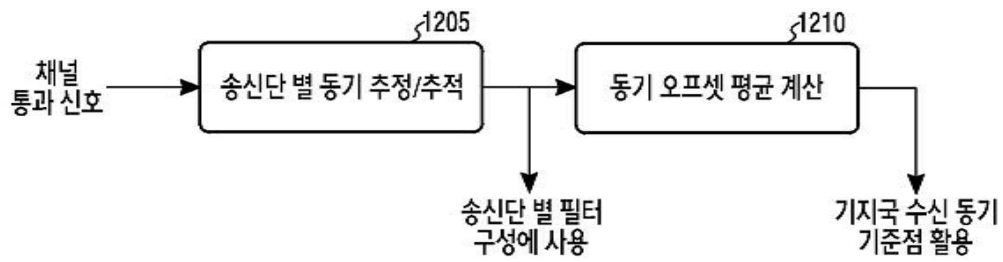
도면10



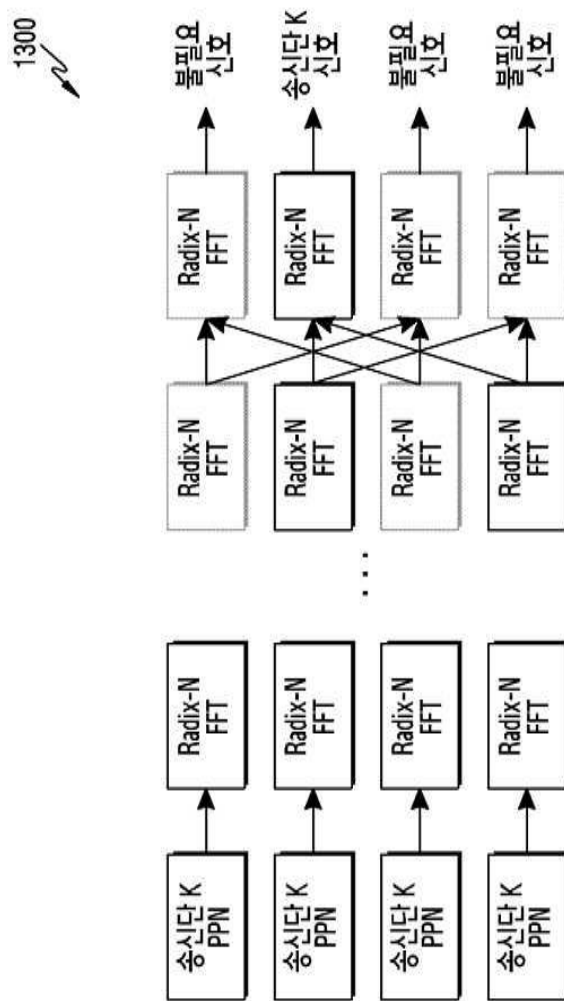
도면11



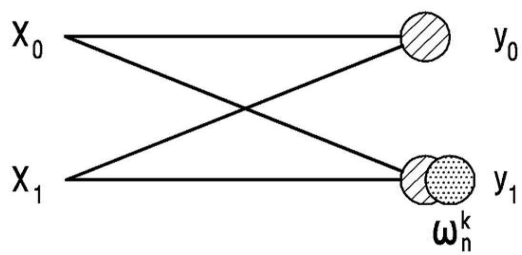
도면12



도면13a

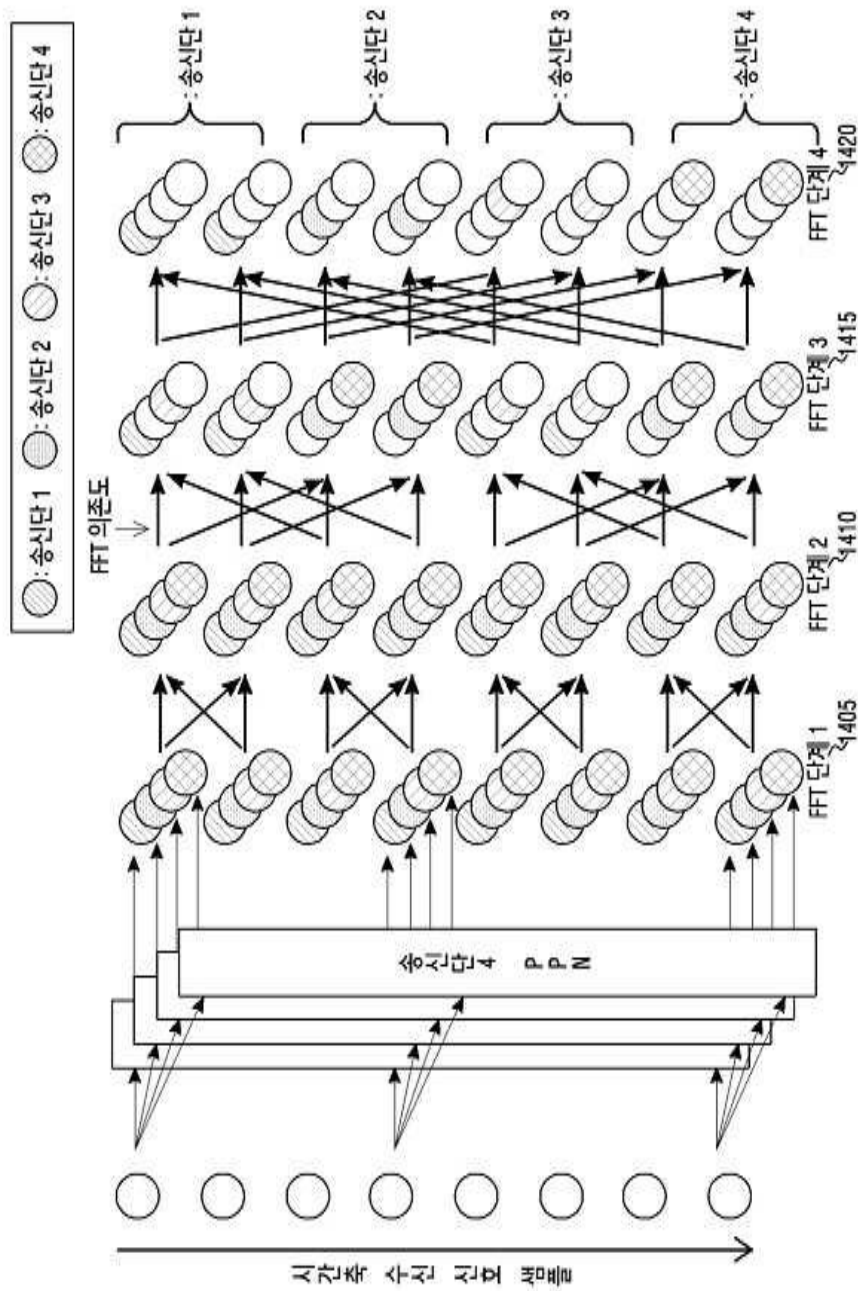


도면13b

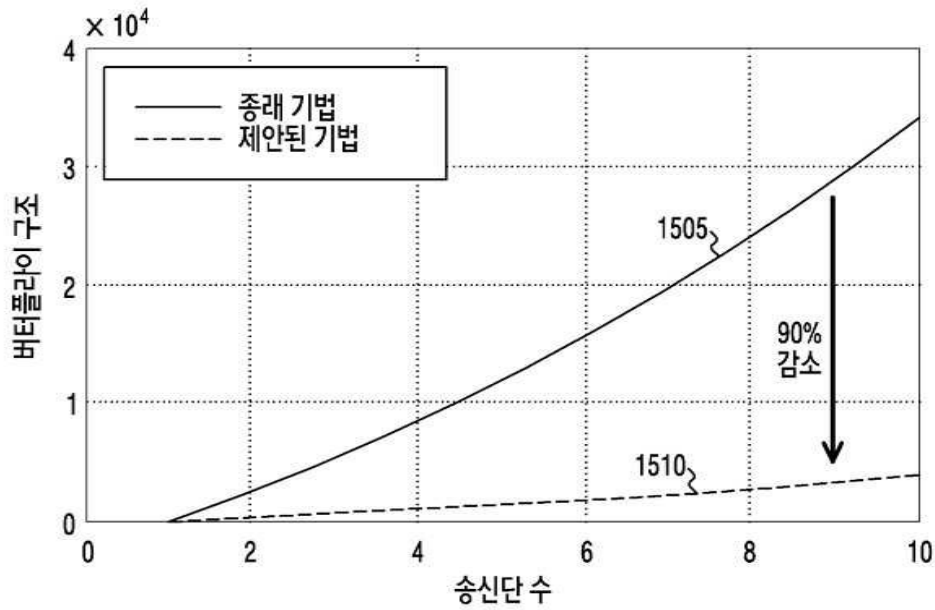




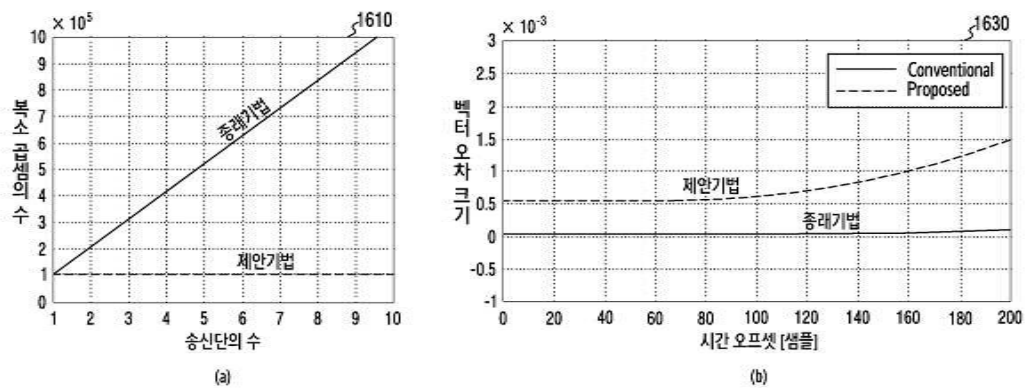
도면14



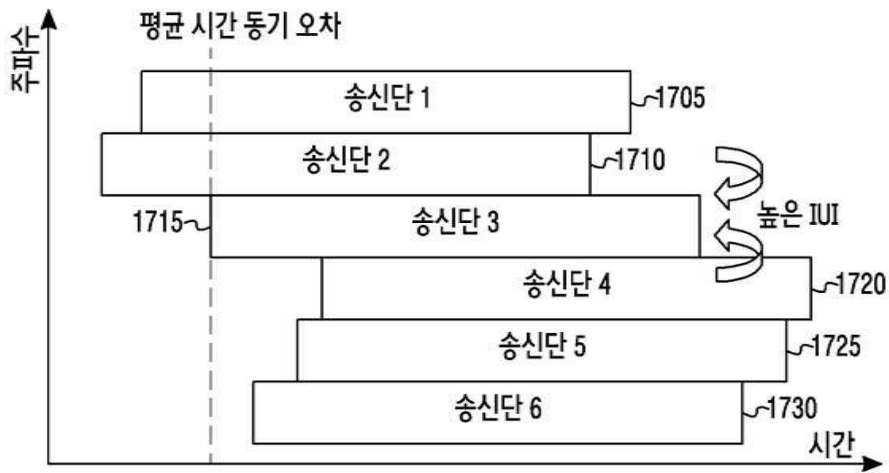
도면15



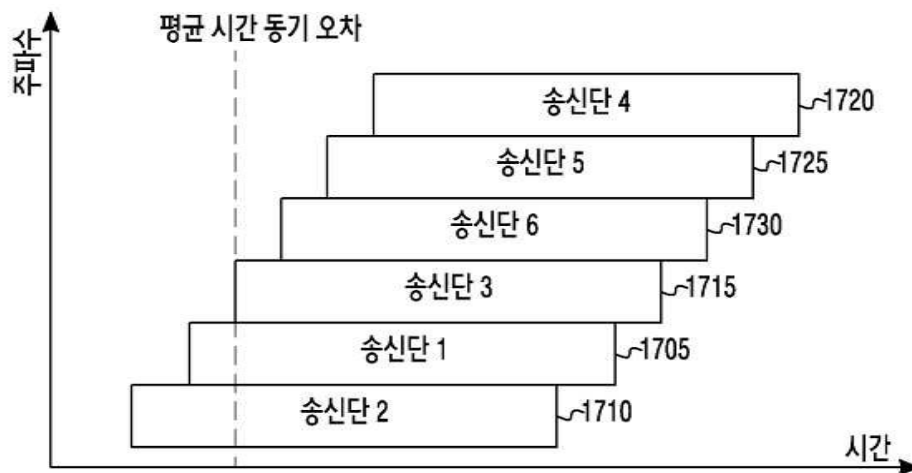
도면16



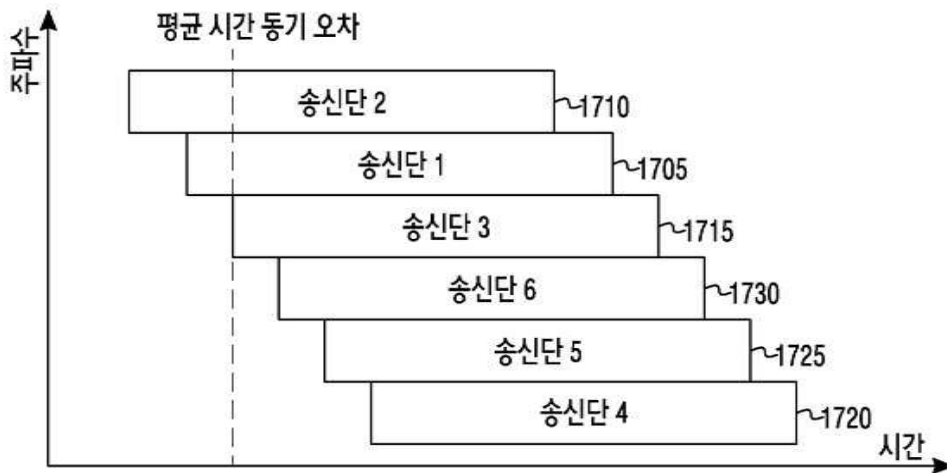
도면17a



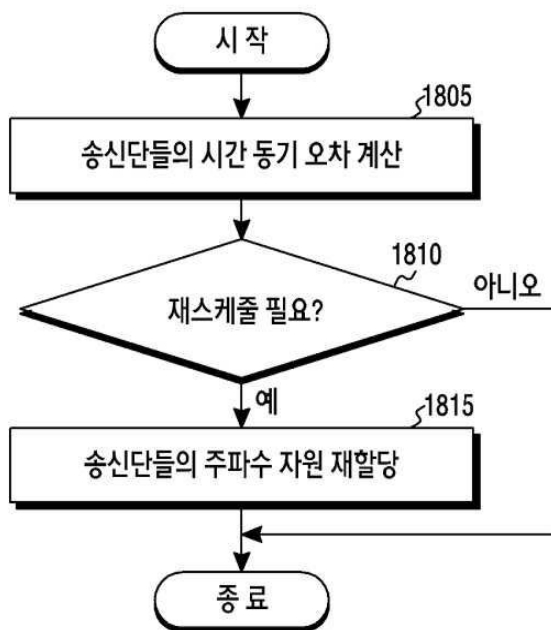
도면17b



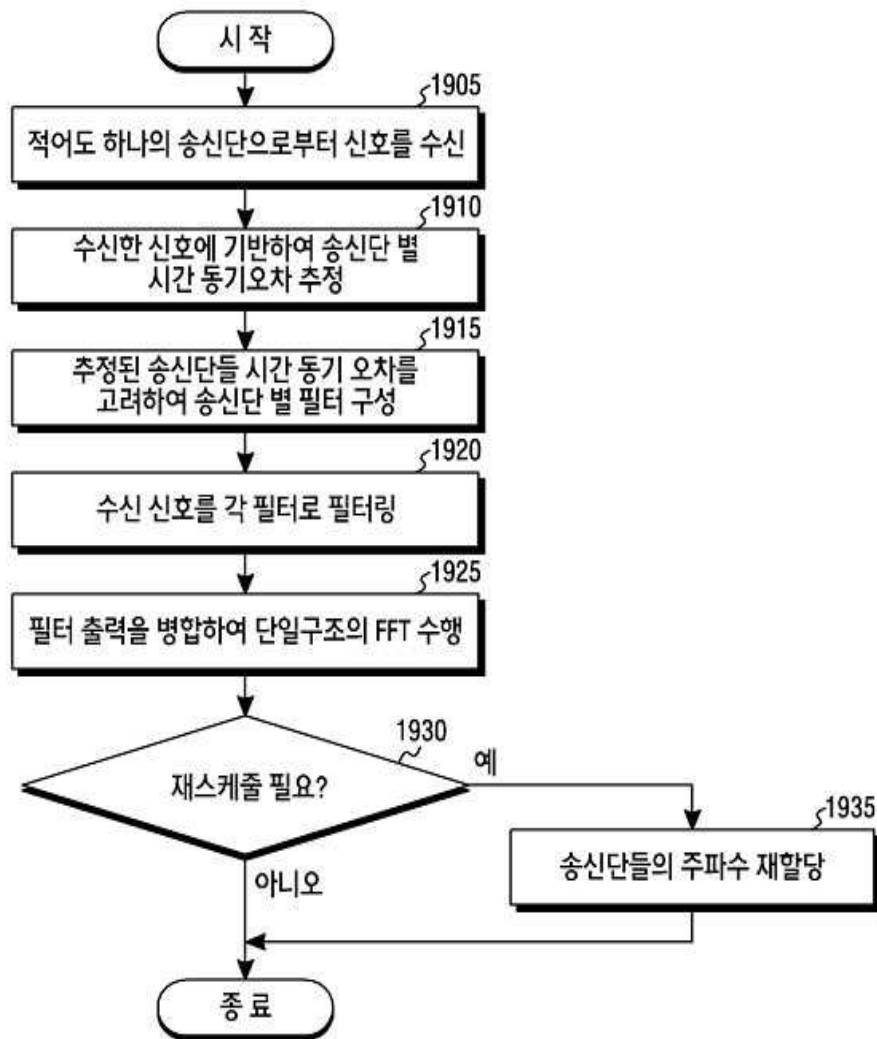
도면17c



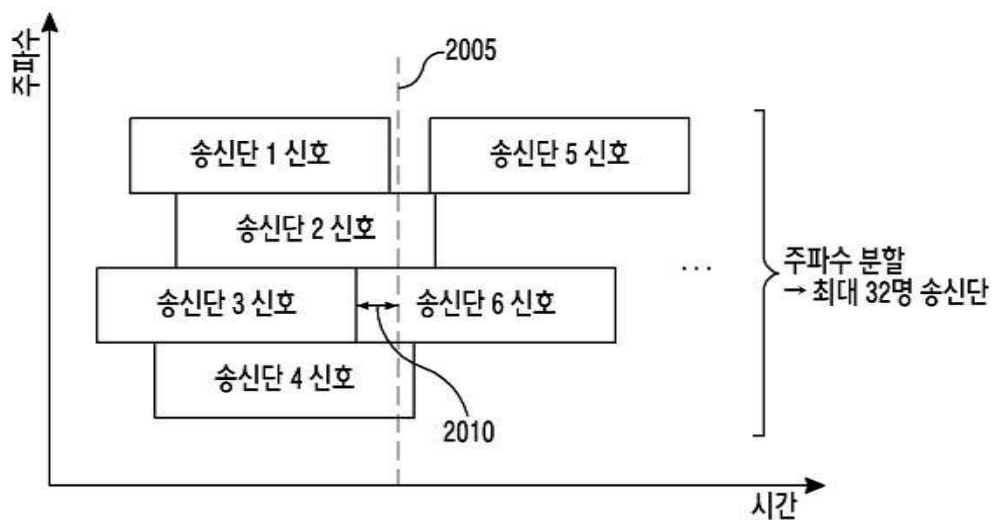
도면18



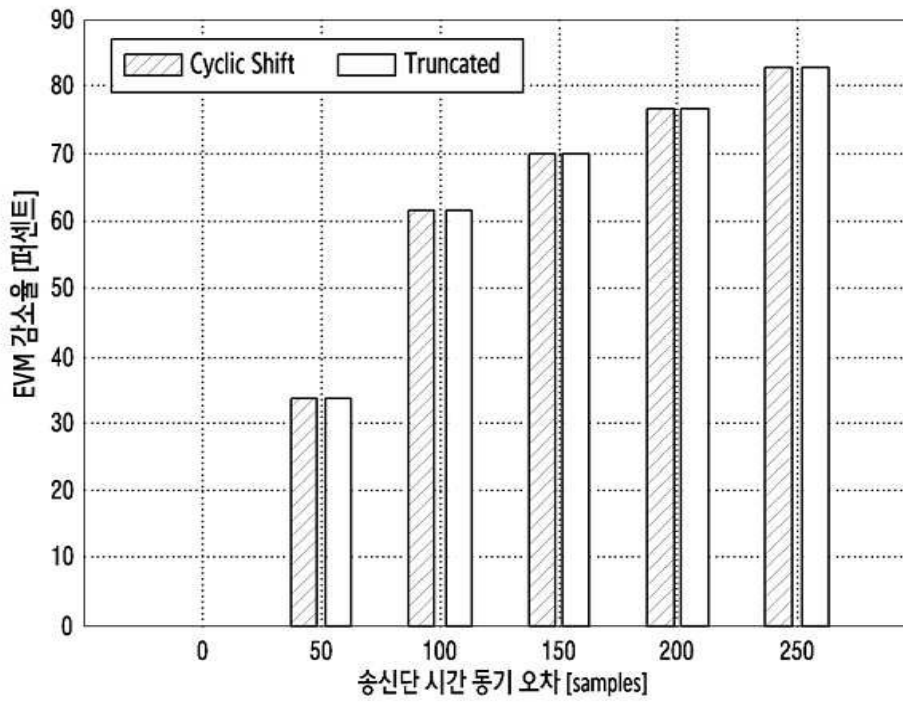
도면19



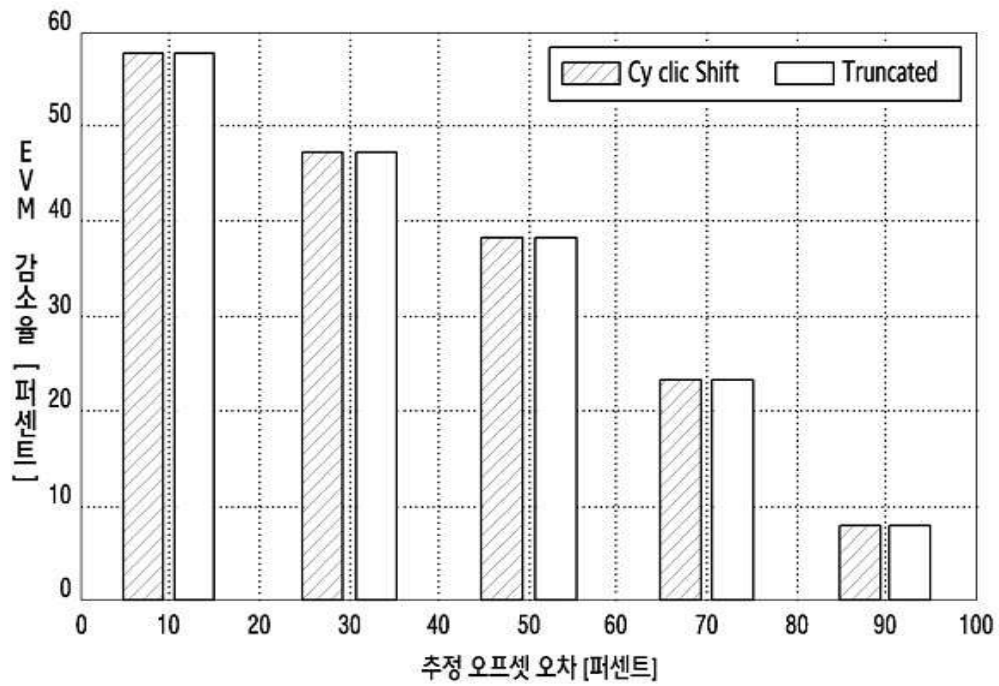
도면20



도면21



도면22



도면23

