

(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)(11) 공개번호 10-2020-0126663  
(43) 공개일자 2020년11월09일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04L 27/26 (2006.01)

(52) CPC특허분류

H04L 27/2614 (2013.01)

G06F 17/16 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2019-0050576

(22) 출원일자 2019년04월30일

심사청구일자 2019년04월30일

(71) 출원인

연세대학교 산학협력단

서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)

(72) 발명자

홍대식

서울특별시 서대문구 연세로 50, 연세대학교 제3공학과 C721호(신촌동)

김혜진

서울특별시 서대문구 연희로10길 79-18, 202호(연희동, 예국빌라)

김진태

서울특별시 서대문구 연희로6길 21, 104호(연희동)

(74) 대리인

민영준

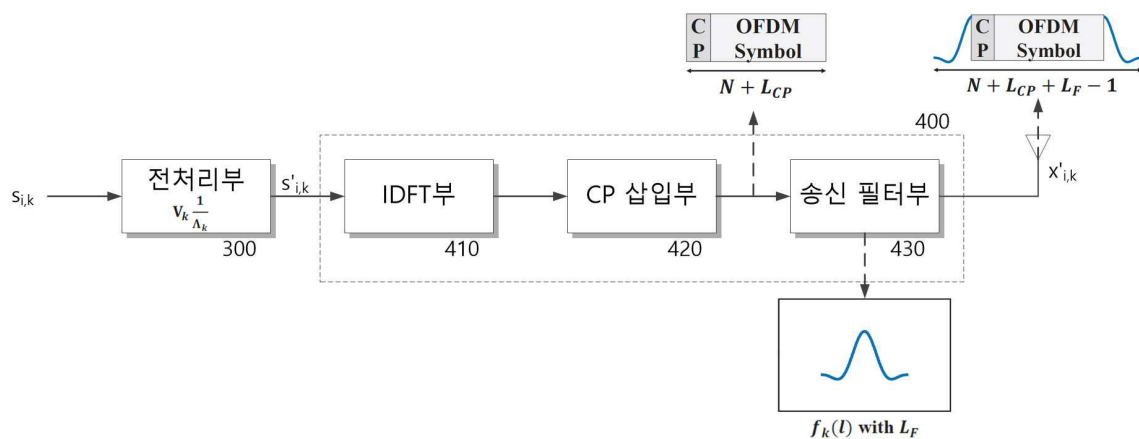
전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 발명의 명칭 특이값 분해 기반 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템 및 이의 송수신 방법

## (57) 요약

본 발명은 전처리 행렬과 후처리 행렬에 따른 특이값 분해 기법에 따라 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템의 송신 및 수신 시에 전처리 및 후처리를 수행함으로써, 높은 연산 복잡도를 요구하는 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템의 필터 길이를 줄여 연산 복잡도를 크게 저감시킬 수 있고, 송신기와 수신기의 필터 길이를 서로 상이하게 설정할 수 있으며, 낮은 아웃 오브 밴드 방출과 낮은 비트 오류율 및 낮은 피크대 평균 전력비를 제공하는 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템 및 이의 송수신 방법을 제공할 수 있다.

## 대표도 - 도4



(52) CPC특허분류

*H04L 27/2626* (2013.01)

*H04L 27/2647* (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711084015
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	중견연구자지원사업
연구과제명	(후속)6세대 무선 통신 시스템의 간섭 문제 해결을 위한 비직교 통신 기술

개발(2/3)(2018.3.1~2021.2.28)

기 여 율	1/2
과제수행기관명	연세대학교 산학협력단
연구기간	2019.03.01 ~ 2020.02.29

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711081178
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	정보통신기획평가원(한국연구재단부설)
연구사업명	정보통신방송연구개발사업
연구과제명	[이지바로] IoT 환경에서 Massive connectivity를 위한 5G 기반 저전력, 저복잡도의
전송 및 변조·부호화 원천	기술 개발 (4/4)

기 여 율	1/2
과제수행기관명	연세대학교 산학협력단
연구기간	2019.01.01 ~ 2019.12.31

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

F-OFDM(Filtered-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 송신기에 있어서,

송신 데이터를 인가받아 미리 설정된 전처리 행렬에 따라 전처리하여 전처리된 송신 데이터를 획득하는 전처리부; 및

상기 전처리된 송신 데이터로부터 기지정된 방식으로 CP-OFDM 심볼을 획득하고, 상기 CP-OFDM 심볼을 기지정된 필터 길이( $L_F$ )를 갖는 송신 필터를 이용하여 필터링하여 획득되는 SF-OFDM 심볼을 전송하는 송신부;를 포함하고,

상기 전처리부는

상기 F-OFDM 시스템에서 상기 전처리부와 상기 전처리부에 대응하여 수신기에 포함되는 후처리부를 제외한 나머지 구성이 수행하는 모든 처리에 대응하는 시스템 행렬( $C_k$ )을 특이값 분해(이하 SVD) 기법에 따라 다수의 행렬로 분해하고, 분해된 다수의 행렬 중 적어도 하나를 이용하여 획득되는 전처리 행렬에 따라 상기 송신 데이터를 전처리하는 F-OFDM 시스템의 송신기.

#### 청구항 2

제1 항에 있어서, 상기 전처리 행렬은

상기 시스템 행렬( $C_k$ )을 복소 단위 행렬인 제1 및 제2 특이 행렬 벡터( $U_k, V_k^H$ )와 대각 행렬( $\Lambda_k$ )로 분해하고, 분해된 제2 특이 행렬 벡터( $V_k^H$ )의 에르미트 행렬( $V_k$ )과 대각 행렬( $\Lambda_k$ )의 역수( $1/\Lambda_k$ )를 이용하여,  $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ 로 획득되는 F-OFDM 시스템의 송신기.

#### 청구항 3

제1 항에 있어서, 상기 송신부는

상기 전처리된 송신 데이터를 지정된 방식으로 OFDM 심볼로 변환하는 IDFT부;

상기 OFDM 심볼에 기지정된 길이의 주기적 전치 부호를 삽입하고, 직렬화하여 상기 CP-OFDM 심볼을 획득하는 CP 삽입부; 및

상기 송신 필터를 이용하여 상기 CP-OFDM 심볼을 필터링하여 상기 SF-OFDM 심볼을 획득하여 전송하는 송신 필터부;를 포함하는 F-OFDM 시스템의 송신기.

#### 청구항 4

F-OFDM 시스템의 수신기에 있어서,

송신기에서 전송된 SF-OFDM 심볼을 인가받아 기지정된 필터 길이( $L_F$ )를 갖는 수신 필터를 이용하여 필터링하여 CP-OFDM 심볼을 획득하고, 상기 CP-OFDM 심볼로부터 기지정된 방식으로 수신 데이터를 획득하는 수신부; 및

상기 수신 데이터를 인가받아 미리 설정된 후처리 행렬에 따라 후처리하여 후처리된 수신 데이터를 획득하는 후처리부;를 포함하고,

상기 후처리부는

상기 F-OFDM 시스템에서 상기 후처리부와 상기 후처리부에 대응하여 송신기에 포함되는 전처리부를 제외한 나머지 구성이 수행하는 모든 처리에 대응하는 시스템 행렬( $C_k$ )을 특이값 분해(이하 SVD) 기법에 따라 다수의 행렬

로 분해하고, 분해된 다수의 행렬 중 적어도 하나를 이용하여 획득되는 후처리 행렬에 따라 상기 수신 데이터를 후처리하는 F-OFDM 시스템의 수신기.

#### 청구항 5

제4 항에 있어서, 상기 후처리 행렬은

상기 시스템 행렬( $C_k$ )을 복소 단위 행렬인 제1 및 제2 특이 행렬 벡터( $U_k, V_k^H$ )와 대각 행렬( $\Lambda_k$ )로 분해하고, 분해된 제1 특이 행렬 벡터( $U_k$ )의 에르미트 행렬( $U_k^H$ )로 획득되는 F-OFDM 시스템의 수신기.

#### 청구항 6

제4 항에 있어서, 상기 수신부는

상기 수신 필터를 이용하여 상기 SF-OFDM 심볼을 필터링하여 CP-OFDM 심볼을 획득하는 수신 필터부;

상기 CP-OFDM 심볼에 기지정된 길이로 삽입된 주기적 전치 부호를 제거하고, 병렬화하여 OFDM 심볼을 획득하는 CP 제거부; 및

OFDM 심볼을 지정된 방식으로 상기 수신 데이터로 변환하는 DFT부; 를 포함하는 F-OFDM 시스템의 수신기.

#### 청구항 7

F-OFDM 시스템의 송신 방법에 있어서,

송신 데이터를 인가받아 미리 설정된 전처리 행렬에 따라 전처리하여 전처리된 송신 데이터를 획득하는 전처리 단계; 및

상기 전처리된 송신 데이터로부터 기지정된 방식으로 CP-OFDM 심볼을 획득하고, 상기 CP-OFDM 심볼을 기지정된 필터 길이( $L_F$ )를 갖는 송신 필터를 이용하여 필터링하여 획득되는 SF-OFDM 심볼을 전송하는 송신 단계; 를 포함하고,

상기 전처리 단계는

상기 F-OFDM 시스템에서 상기 전처리 단계와 상기 전처리에 대응하여 수신 시에 수행되는 후처리 단계를 제외한 모든 과정을 분석 및 통합하여 획득되는 시스템 행렬( $C_k$ )을 특이값 분해(이하 SVD) 기법에 따라 다수의 행렬로 분해하고, 분해된 다수의 행렬 중 적어도 하나를 이용하여 획득되는 전처리 행렬에 따라 상기 송신 데이터를 전처리하는 F-OFDM 시스템의 송신 방법.

#### 청구항 8

제7 항에 있어서, 상기 전처리 행렬은

상기 시스템 행렬( $C_k$ )을 복소 단위 행렬인 제1 및 제2 특이 행렬 벡터( $U_k, V_k^H$ )와 대각 행렬( $\Lambda_k$ )로 분해하고, 분해된 제2 특이 행렬 벡터( $V_k^H$ )의 에르미트 행렬( $V_k$ )과 대각 행렬( $\Lambda_k$ )의 역수( $1/\Lambda_k$ )를 이용하여  $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ 로 획득되는 F-OFDM 시스템의 송신 방법.

#### 청구항 9

제7 항에 있어서, 상기 송신 단계는

상기 전처리된 송신 데이터를 지정된 방식으로 OFDM 심볼로 변환하는 단계;

상기 OFDM 심볼에 기지정된 길이의 주기적 전치 부호를 삽입하고, 직렬화하여 상기 CP-OFDM 심볼을 획득하는 단계; 및

상기 송신 필터를 이용하여 상기 CP-OFDM 심볼을 필터링하여 상기 SF-OFDM 심볼을 획득하여 전송하는 단계; 를 포함하는 F-OFDM 시스템의 송신 방법.

## 청구항 10

F-OFDM 시스템의 수신 방법에 있어서,

SF-OFDM 심볼을 인가받아 기지정된 필터 길이( $L_F$ )를 갖는 수신 필터를 이용하여 필터링하여 CP-OFDM 심볼을 획득하고, 상기 CP-OFDM 심볼로부터 기지정된 방식으로 수신 데이터를 획득하는 수신 단계; 및

상기 수신 데이터를 인가받아 미리 설정된 후처리 행렬에 따라 후처리하여 후처리된 수신 데이터를 획득하는 후처리 단계; 를 포함하고,

상기 후처리 단계는

상기 F-OFDM 시스템에서 상기 후처리 단계와 상기 후처리에 대응하여 송신 시에 수행되는 전처리 단계를 제외한 모든 과정을 분석 및 통합하여 획득되는 시스템 행렬( $C_k$ )을 특이값 분해(이하 SVD) 기법에 따라 다수의 행렬로 분해하고, 분해된 다수의 행렬 중 적어도 하나를 이용하여 획득되는 후처리 행렬에 따라 상기 수신 데이터를 후처리하는 F-OFDM 시스템의 수신 방법.

## 청구항 11

제10 항에 있어서, 상기 후처리 행렬은

상기 시스템 행렬( $C_k$ )을 복소 단위 행렬인 제1 및 제2 특이 행렬 벡터( $U_k, V_k^H$ )와 대각 행렬( $\Lambda_k$ )로 분해하고, 분해된 제1 특이 행렬 벡터( $U_k$ )의 에르미트 행렬( $U_k^H$ )로 획득되는 F-OFDM 시스템의 수신 방법.

## 청구항 12

제10 항에 있어서, 상기 수신 단계는

상기 수신 필터를 이용하여 상기 SF-OFDM 심볼을 필터링하여 CP-OFDM 심볼을 획득하는 단계;

상기 CP-OFDM 심볼에 기지정된 길이로 삽입된 주기적 전치 부호를 제거하고, 병렬화하여 OFDM 심볼을 획득하는 단계; 및

OFDM 심볼을 지정된 방식으로 상기 수신 데이터로 변환하는 단계; 를 포함하는 F-OFDM 시스템의 수신 방법.

## 발명의 설명

### 기술 분야

[0001] 본 발명은 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템 및 이의 송수신 방법에 관한 것으로, 특이값 분해 기반 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템 및 이의 송수신 방법에 관한 것이다.

### 배경 기술

[0002] 현재 무선 통신 시스템에서는 주기적 전치 부호-직교 주파수 분할 다중화 방식(Cyclic Prefix-Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 이하 CP-OFDM)이 이용되고 있다. 그러나 최근에는 주기적 전치 부호(Cyclic Prefix: 이하 CP)가 부가됨으로 CP-OFDM에 발생하는 단점을 보완하기 위한 다양한 기법이 연구되었다.

[0003] 이중 하나로 CP-OFDM에 매우 큰 주파수 감쇄 특성을 갖는 필터 추가로 적용하여, CP-OFDM보다 매우 낮은 아웃 오브 밴드(out-of-band: 이하 OOB) 방출을 갖도록 하는 필터 직교 주파수 분할 다중화(Filtered-Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 이하 F-OFDM) 방식이 있다. F-OFDM은 CP-OFDM보다 매우 낮은 OOB 방출을 갖기 때문에 신호가 인접한 서브 밴드(subband)에서 비동기적으로 수신되는 경우에도 서브 밴드들 간의 간섭이 거의 없다는 장점이 있다. 즉 F-OFDM은 인접한 서브 밴드 사이의 간섭 관리가 주요 이슈인 동기/비동기 시스템의 혼합하여 이용할 수 있도록 한다.

[0004] 그러나 F-OFDM은 추가되는 필터의 높은 연산 복잡도와 높은 피크대 평균 전력비(Peak to Average Power Ratio: PAPR) 등의 문제로 인해 무선 통신 시스템에 적용이 어렵다는 한계가 있다.

[0005] 이러한 F-OFDM의 단점을 보완하기 위해 이전 제안된 자원 블록 필터 직교 주파수 분할 다중화(Resource Block

Filtered-Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 이하 RB-F-OFDM), 고속 컨볼루션 필터 직교 주파수 분할 다중화(Fast Convolution Filtered-Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 이하 FC-F-OFDM)등이 제안되었다.

- [0006] 그러나 RB-F-OFDM은 대역폭을 다수의 리소스 블록으로 나누어 크기가 작은 IFFT, FFT 및 필터를 사용하여 복잡도를 줄이지만, 짧은 심볼 길이로 인해 오류 성능이 저하되는 문제가 있다. 그리고 FC-F-OFDM은 시간 영역의 필터링 윈도우를 주파수 영역의 필터링 윈도우로 변환하여 복잡도를 줄이지만, 추가되는 IFFT 및 FFT 모듈의 오버랩 구조로 인해 역 호환성을 제공하지 못한다는 문제가 있다.

## 선행기술문헌

### 특허문헌

- [0007] (특허문헌 0001) 한국 등록 특허 제10-0996535호 (2010.11.18 등록)

## 발명의 내용

### 해결하려는 과제

- [0008] 본 발명의 목적은 특이값 분해를 통해 낮은 연산 복잡도를 갖는 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템 및 이의 송수신 방법을 제공하는데 있다.
- [0009] 본 발명의 다른 목적은 필터 길이가 제약되지 않는 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템 및 이의 송수신 방법을 제공하는데 있다.
- [0010] 본 발명의 또 다른 목적은 송신기와 수신기의 서로 상이한 길이의 필터를 가질 수 있는 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템 및 이의 송수신 방법을 제공하는데 있다.

### 과제의 해결 수단

- [0011] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템의 송신기는 송신 데이터를 인가받아 미리 설정된 전처리 행렬에 따라 전처리하여 전처리된 송신 데이터를 획득하는 전처리부; 및 상기 전처리된 송신 데이터로부터 기지정된 방식으로 CP-OFDM 심볼을 획득하고, 상기 CP-OFDM 심볼을 기지정된 필터 길이( $L_f$ )를 갖는 송신 필터를 이용하여 필터링하여 획득되는 SF-OFDM 심볼을 전송하는 송신부;를 포함하고, 상기 전처리부는 상기 F-OFDM 시스템에서 상기 전처리부와 상기 전처리부에 대응하여 수신기에 포함되는 후처리부를 제외한 나머지 구성이 수행하는 모든 처리에 대응하는 시스템 행렬( $C_k$ )을 특이값 분해(이하 SVD) 기법에 따라 다수의 행렬로 분해하고, 분해된 다수의 행렬 중 적어도 하나를 이용하여 획득되는 전처리 행렬에 따라 상기 송신 데이터를 전처리할 수 있다.
- [0012] 상기 전처리 행렬은 상기 시스템 행렬( $C_k$ )을 복소 단위 행렬인 제1 및 제2 특이 행렬 벡터( $U_k, V_k^H$ )와 대각 행렬( $\Lambda_k$ )로 분해하고, 분해된 제2 특이 행렬 벡터( $V_k^H$ )의 에르미트 행렬( $V_k$ )과 대각 행렬( $\Lambda_k$ )의 역수( $1/\Lambda_k$ )를 이용하여,  $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ 로 획득될 수 있다.
- [0013] 상기 송신부는 상기 전처리된 송신 데이터를 지정된 방식으로 OFDM 심볼로 변환하는 IDFT부; 상기 OFDM 심볼에 기지정된 길이의 주기적 전치 부호를 삽입하고, 직렬화하여 상기 CP-OFDM 심볼을 획득하는 CP 삽입부; 및 상기 송신 필터를 이용하여 상기 CP-OFDM 심볼을 필터링하여 상기 SF-OFDM 심볼을 획득하여 전송하는 송신 필터부;를 포함할 수 있다.
- [0014] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 다른 실시예에 따른 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템의 수신기는 수신기에서 전송된 SF-OFDM 심볼을 인가받아 기지정된 필터 길이( $L_f$ )를 갖는 수신 필터를 이용하여 필터링하여 CP-OFDM 심볼을 획득하고, 상기 CP-OFDM 심볼로부터 기지정된 방식으로 수신 데이터를 획득하는 수신부; 및 상기 수신 데이터를 인가받아 미리 설정된 후처리 행렬에 따라 후처리하여 후처리된 수신 데이터를 획득하는 후처

리부; 를 포함하고, 상기 후처리부는 상기 F-OFDM 시스템에서 상기 후처리부와 상기 후처리부에 대응하여 송신기에 포함되는 전처리부를 제외한 나머지 구성이 수행하는 모든 처리에 대응하는 시스템 행렬( $C_k$ )을 특이값 분해(이하 SVD) 기법에 따라 다수의 행렬로 분해하고, 분해된 다수의 행렬 중 적어도 하나를 이용하여 획득되는 후처리 행렬에 따라 상기 수신 데이터를 후처리할 수 있다.

[0015] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템의 송신 방법은 송신 데이터를 인가받아 미리 설정된 전처리 행렬에 따라 전처리하여 전처리된 송신 데이터를 획득하는 전처리 단계; 및 상기 전처리된 송신 데이터로부터 기지정된 방식으로 CP-OFDM 심볼을 획득하고, 상기 CP-OFDM 심볼을 기지정된 필터 길이( $L_f$ )를 갖는 송신 필터를 이용하여 필터링하여 획득되는 SF-OFDM 심볼을 전송하는 송신 단계; 를 포함하고, 상기 전처리 단계는 상기 F-OFDM 시스템에서 상기 전처리 단계와 상기 전처리에 대응하여 수신 시에 수행되는 후처리 단계를 제외한 모든 과정을 분석 및 통합하여 획득되는 시스템 행렬( $C_k$ )을 특이값 분해(이하 SVD) 기법에 따라 다수의 행렬로 분해하고, 분해된 다수의 행렬 중 적어도 하나를 이용하여 획득되는 전처리 행렬에 따라 상기 송신 데이터를 전처리할 수 있다.

[0016] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템의 수신 방법은 SF-OFDM 심볼을 인가받아 기지정된 필터 길이( $L_f$ )를 갖는 수신 필터를 이용하여 필터링하여 CP-OFDM 심볼을 획득하고, 상기 CP-OFDM 심볼로부터 기지정된 방식으로 수신 데이터를 획득하는 수신 단계; 및 상기 수신 데이터를 인가받아 미리 설정된 후처리 행렬에 따라 후처리하여 후처리된 수신 데이터를 획득하는 후처리 단계; 를 포함하고, 상기 후처리 단계는 상기 F-OFDM 시스템에서 상기 후처리 단계와 상기 후처리에 대응하여 송신 시에 수행되는 전처리 단계를 제외한 모든 과정을 분석 및 통합하여 획득되는 시스템 행렬( $C_k$ )을 특이값 분해(이하 SVD) 기법에 따라 다수의 행렬로 분해하고, 분해된 다수의 행렬 중 적어도 하나를 이용하여 획득되는 후처리 행렬에 따라 상기 수신 데이터를 후처리할 수 있다.

### 발명의 효과

[0017] 따라서, 본 발명의 실시예에 따른 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템 및 이의 송수신 방법은 높은 연산 복잡도를 요구하는 필터 직교 주파수 분할 다중화 시스템의 필터 길이를 줄여 연산 복잡도를 크게 저감시킬 수 있으며, 송신기와 수신기의 필터 길이를 서로 상이하게 설정할 수 있도록 한다. 또한 낮은 아웃 오브 밴드 방출과 낮은 비트 오류율 및 낮은 피크대 평균 전력비를 제공할 수 있다.

### 도면의 간단한 설명

[0018] 도 1은 F-OFDM 시스템의 개략적 구조를 나타낸다.

도 2 및 도 3은 필터 길이에 따른 시간 및 주파수 영역에서의 필터 응답 특성을 나타낸다.

도 4 및 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템의 송신기와 수신기의 개략적 구조를 나타낸다.

도 6 및 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템의 송수신 방법을 나타낸다.

도 8 내지 도 14는 본 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템의 성능을 시뮬레이션한 결과를 나타낸다.

### 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0019] 본 발명과 본 발명의 동작상의 이점 및 본 발명의 실시예에 의하여 달성되는 목적을 충분히 이해하기 위해서는 본 발명의 바람직한 실시예를 예시하는 첨부 도면 및 첨부 도면에 기재된 내용을 참조하여야만 한다.

[0020] 이하, 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 설명함으로써, 본 발명을 상세히 설명한다. 그러나, 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며, 설명하는 실시예에 한정되는 것이 아니다. 그리고, 본 발명을 명확하게 설명하기 위하여 설명과 관계없는 부분은 생략되며, 도면의 동일한 참조부호는 동일한 부재를 나타낸다.

[0021] 명세서 전체에서, 어떤 부분이 어떤 구성요소를 "포함"한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성요소를 제외하는 것이 아니라, 다른 구성요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다. 또한, 명세서에 기재된 "...부", "...기", "모듈", "블록" 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 소프트웨어 또는 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다.



[0022] 본 명세서에서  $a^*$  는 스칼라  $a$ 의 켤레 복소수를 의미하고,  $A_{a \times b}$  는  $a \times b$  차원의 행렬을 의미하며,  $[A]_{ij}$ 는 행렬  $A$ 의  $i$ 행  $j$ 열의 원소를 의미한다. 그리고  $A^T$  는  $i$ 행  $j$ 열의 원소가  $[A]_{ji}$  인 전치 행렬(transpose matrix)을 나타내고,  $A^H$  는  $i$ 행  $j$ 열의 원소가  $[A]_{ji}^*$  인 켤레 복소 행렬(complex conjugate matrix)인 에르미트 행렬(Hermitian matrix)을 나타낸다. 또한  $I_a$  는  $a \times a$  차원의 항등 행렬(identity matrix)을 나타내고,  $0_{a \times b}$  는  $a \times b$  차원의 0 행렬(zero matrix)을 나타낸다.

[0023] 이하에서는 본 실시예의 SVD 기반 F-OFDM 시스템을 설명하기에 앞서, 우선 F-OFDM 시스템을 설명한다.

[0024] 도 1은 F-OFDM 시스템의 개략적 구조를 나타낸다.

[0025] 도 1을 참조하면, F-OFDM 시스템은 송신기(100)와 수신기(200)를 포함한다. 그리고 송신기(100)는 IDFT부(110), CP 삽입부(120) 및 송신 필터부(130)를 포함하고, 수신기(200)는 수신 필터부(210), CP 제거부(220) 및 DFT부(230)를 포함할 수 있다.

[0026] 여기서는  $K$ 개의 서브밴드 각각이  $M$ 개의 서브 캐리어를 가지고, 전체  $N(N \leq KM)$ 개의 서브 캐리어를 갖는 F-OFDM 시스템을 가정한다. 그리고  $i$ 번째 심볼 구간에서  $k$ 번째 서브 밴드의 변조된 송신 데이터( $s_{i,k}$ )는  $s_{i,k} = [s_{i,k}(0), s_{i,k}(1), \dots, s_{i,k}(M-1)]^T$ 와 같이 벡터로 표현될 수 있다.

[0027] IDFT부(110)는 전송할 송신 데이터( $s_{i,k}$ )를 각 서브 밴드별로 역 이산 푸리에 변환을 수행하여 OFDM 심볼을 출력한다. CP 삽입부(120)는 OFDM 심볼을 인가받아 직렬화하고, CP를 삽입하여 CP-OFDM 심볼을 출력한다. 송신 필터부(130)는 CP-OFDM 심볼을 필터링하여 F-OFDM 심볼( $x_{i,k}$ )을 송신한다. 여기서 송신 필터부(130)는  $k$ 번째 서브 밴드에 대한 싱크 필터(Sinc filter)와 0이 아닌(non-zero) 샘플을 갖는 길이가  $L_w$  인 윈도우 함수와의 곱으로 구현되는 송신 필터 행렬( $F_k$ )로 CP-OFDM 심볼을 필터링함으로써, F-OFDM 심볼( $x_{i,k}$ )을 획득할 수 있다.

[0028] 송신기(100)에서  $i$ 번째 심볼 구간에  $k$ 번째 서브 밴드에서 송신되는 F-OFDM 심볼( $x_{i,k}$ )은 수학식 1로 표현 될 수 있다.

### 수학식 1

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{i,k} &= \underbrace{\mathbf{F}_k \mathbf{R}_t \mathbf{W}_k^H}_{\mathbf{A}_k} \mathbf{s}_{i,k} \\ &= \mathbf{A}_k \mathbf{s}_{i,k}, \end{aligned}$$

[0029]

[0030] 여기서  $\mathbf{W}_k^H$  는  $a$ 행  $b$ 열의 원소( $[\mathbf{W}_k^H]_{ab}$ )가  $[\mathbf{W}_k^H]_{ab} = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{\frac{2\pi j(a-1)(b-1)}{M}}$  인  $k$ 번째 서브 밴드에 대한 IDFT 행렬로서, IDFT부(110)의 변환 행렬이다. 그리고  $\mathbf{R}_t$ 는 CP 삽입부(120)가 OFDM 심볼에 지정된 길이( $L_{CP}$ )의 CP를 추가한 행렬로서,  $\mathbf{R}_t = [[\mathbf{0}_{L_{CP} \times (N+L_{CP})}, \mathbf{I}_{L_{CP}}]; \mathbf{I}_N]$  이다.  $\mathbf{F}_k$ 는 송신 필터부(130)의 송신 필터 행렬로서  $[f_k(0), 0_{1 \times (N+L_{CP}-1)}]^T$ 의 제1 열과  $[f_k(0), 0_{1 \times (N+L_{CP}-1)}]$ 의 제1 행을 갖는 퇴플리츠 행렬(Toeplitz matrix)이며, 여기서  $f_k$  는  $L_F$  길이를 갖는  $k$  번째 서브 밴드에 대한 송신 필터의 임펄스 응답으로  $f_k = [f_k(0), f_k(1), \dots, f_k(L_F-1)]$ 이다.

[0031] 수학식 1에서  $\mathbf{A}_k$  는  $k$ 번째 서브 밴드로 송신 데이터( $s_{i,k}$ )에 대응하는 F-OFDM 심볼을 전송하기 위한 전체 과정에 대한 송신 처리 행렬로서  $\mathbf{A}_k = \mathbf{F}_k \mathbf{R}_t \mathbf{W}_k^H$  로 정의된다.

[0032] 그리고 필터 꼬리(filter tail)를 오버랩 한 후, F-OFDM 심볼( $x_{i,k}$ )은  $k$ 번째 서브밴드에서 전송된다.



[0033] 한편, 수신기(200)에서 수신 필터부(210)는  $k$  번째 서브 밴드의 데이터( $s_{i,k}$ )를 복원하기 위해, 수신된 F-OFDM 심볼을 필터링한다. 수신 필터부(210)는 송신 필터부(130)의 송신 필터 행렬( $F_k$ )에 대응하여 구성된 수신 필터 행렬( $G_k$ )로 수신된 F-OFDM 심볼을 필터링한다.  $k$  번째 서브 밴드에 대한 수신 필터( $g_k$ )의 임펄스 응답을  $L_G$  길이를 갖는  $g_k = [g_k(0), g_k(1), \dots, g_k(L_G-1)]$ 로 가정할 수 있다.

[0034] CP 제거부(220)는 수신 필터부(210)에서 필터링되어 출력되는 CP-OFDM 심볼에서 CP와 함께 필터 꼬리를 제거하고, 병렬화하여 OFDM 심볼을 출력한다. DFT부(230)는 CP 제거부(220)에서 출력되는 OFDM 심볼에서  $N$ 개의 샘플을 이산 푸리에 변환하여 수신 데이터( $y$ )를 획득한다. 수신 신호( $y$ )에는 심볼 간 간섭(inter symbol interference: 이하 ISI) 및 노이즈가 포함되므로,  $i$  번째 심볼 구간에서  $k$  번째 서브 밴드의 수신 데이터( $y_{i,k}$ )는 수학식 2로 표현된다.

## 수학식 2

$$y_{i,k} = y_{DES,k} + y_{ISI,k} + \tilde{n}_k$$

[0036] 여기서,  $y_{DES,k}$  는 획득하고자 하는 요구 데이터이고,  $y_{ISI,k}$  와  $\tilde{n}_k$  는 각각  $k$  번째 서브밴드에서의 ISI 성분과 노이즈 성분이다.

[0037] 수학식 2에서 요구 데이터( $y_{DES,k}$ )에는 송신 데이터( $s_{i,k}$ )가 포함되며, 수학식 3으로 표현될 수 있다.

## 수학식 3

$$y_{DES,k} = \underbrace{W_k R_r G_k H_k}_{B_k} x_{i,k}$$

$$= B_k H_k x_{i,k}$$

[0039] 수학식 3에서  $H_k$  는 채널 행렬로서 제1 열이  $[h_k, 0_{1 \times (N+L_{CP}+L_F+L_G-L_{CH}-2)}]^T$  이고, 제1 행이  $[h_{i,k}(0), 0_{1 \times (N+L_{CP}+L_F+L_G-3)}]$  인 토플리츠 행렬이며,  $h_k$  는 최대 지역 확산 길이( $L_{CH}$ )를 갖는  $k$  번째 서브 밴드에 다중 경로 채널의 임펄스 응답으로  $h_k = [h_k(0), h_k(1), \dots, h_k(L_{CH}-1)]$ 이다. 그리고  $G_k$  는 송신 필터부(210)의 수신 필터 행렬로서 제1 열이  $[g_k, 0_{1 \times (N+L_{CP}+L_F-2)}]^T$  이고, 제1 행이  $[g_k(0), 0_{1 \times (N+L_{CP}+L_F-2)}]$  인 토플리츠 행렬이다. 한편,  $R_r$ 은 CP 제거부(220)가 CP와 필터 꼬리를 제거하기 위한 행렬로  $R_r = [0_{M \times (L_{CP} + \frac{L_F+L_G}{2} - 1)}, I_M, 0_{M \times (\frac{L_F+L_G}{2} - 1)}]$  이다.

[0040]  $W_k$  는  $k$  번째 서브 밴드에 대한 DFT 행렬로서, DFT부(230)의 변환 행렬이다.

[0041] 수학식 3에서  $B_k$  는  $k$  번째 서브 밴드에서 수신된 F-OFDM 신호로부터 요구 데이터( $y_{DES,k}$ )를 획득하기 위한 전체 과정에 대한 수신 처리 행렬로서  $B_k = W_k R_r G_k$  로 정의된다.

[0042] 한편 수학식 3에서 채널 행렬( $H_k$ )의 곱셈은  $h_m(m \in [0, M-1])$ 로 정의된 채널의 주파수 응답과 대각 행렬의 곱인 채널 계수 행렬( $\text{diag}\{h_m\}$ )로 근사화 될 수 있으며, 따라서 수학식 3은 수학식 1을 참조하여 수학식 4로 다시 표현될 수 있다.

#### 수학식 4

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{DES,k} &\approx \text{diag}\{h_m\} \underbrace{\mathbf{B}_k \mathbf{A}_k}_{\mathbf{C}_k} \mathbf{s}_{i,k} \\ &= \text{diag}\{h_m\} \mathbf{C}_k \mathbf{s}_{i,k} \end{aligned}$$

[0043]

[0044]

수학식 4에 따르면,  $\mathbf{C}_k = \mathbf{B}_k \mathbf{A}_k$  는 F-OFDM 시스템에서 k번째 서브 밴드에 대한 전체 신호 처리 과정에 대한 시스템 행렬로 정의될 수 있다. 그리고 시스템 행렬( $\mathbf{C}_k$ )이 항등 행렬이면, 왜곡없이 수신된 신호를 복원할 수 있다. 그러나 일반적으로 F-OFDM은 유한 임펄스 응답(FIR)을 사용하기 때문에, 시스템 행렬( $\mathbf{C}_k$ )은 정확한 항등 행렬이 될 수 없다. 그러나 시스템 행렬( $\mathbf{C}_k$ )은 동등한 파워의 대각 원소와 0과 유사한 파워의 비대각(non-diagonal) 원소를 갖는다. 이는 서브 밴드 내에서 동등한 파워로 채널간 간섭(channel interference: ICI)가 거의없이 수신 될 수 있음을 의미한다.

[0045]

한편 수학식 2에서 ISI 성분( $\mathbf{y}_{ISI,k}$ )은 다중 경로 채널의 지연 확산과 (i-1) 번째 및 (i + 1) 번째 수신된 F-OFDM 심볼의 필터 꼬리로 인해 발생된 심볼간 간섭 성분으로 수학식 1과 수학식 3 및 4에 따라 수학식 5와 같이 표현될 수 있다.

#### 수학식 5

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{ISI,k} &= \mathbf{W}_k \mathbf{R}_r \mathbf{G}_k \mathbf{H} (\bar{\mathbf{x}}_{i-1,k} + \hat{\mathbf{x}}_{i+1,k}) \\ &\approx \text{diag}\{h_m\} \mathbf{W}_k \mathbf{R}_r \mathbf{G}_k (\bar{\mathbf{x}}_{i-1,k} + \hat{\mathbf{x}}_{i+1,k}) \end{aligned}$$

[0046]

[0047]

수학식 5에서  $\bar{\mathbf{x}}_{i-1,k}$  는 이전 전송된 심볼( $\mathbf{x}_{i-1,k}$ )의 마지막 ( $L_F-1$ )개의 샘플이고,  $\hat{\mathbf{x}}_{i+1,k}$  는 다음 전송되는 심볼( $\mathbf{x}_{i+1,k}$ )의 첫 번째 ( $L_F-1$ )개의 샘플로서 각각 수학식 6으로 표현된다.

#### 수학식 6

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}_{i-1,k} &= [x_{i-1,k}(N + L_{CP}), x_{i-1,k}(N + L_{CP} + 1), \dots, \\ &\quad x_{i-1,k}(N + L_{CP} + L_F - 2), \mathbf{0}_{1 \times (N + L_{CP})}], \\ \hat{\mathbf{x}}_{i+1,k} &= [\mathbf{0}_{1 \times (N + L_{CP})}, x_{i+1,k}(0), x_{i+1,k}(1), \dots, \\ &\quad x_{i+1,k}(L_F - 2)] \end{aligned}$$

[0048]

[0049]

그리고 다중 경로 채널의 최대 지연 확산 및 수신 필터( $\mathbf{g}_k$ )의 길이( $L_G$ )를 고려하면, ISI는 수학식 7로 재작성될 수 있다.

#### 수학식 7

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{ISI,k} &\approx \text{diag}\{h_m\} \mathbf{W}_k \\ &\quad \cdot ([\eta_0, \eta_1, \dots, \eta_{L_F-1}, 0, \dots, 0] \\ &\quad + [0, \dots, 0, \epsilon_0, \epsilon_1, \dots, \epsilon_{L_n-1}]) \end{aligned}$$

[0050]

[0051] 여기서  $[\eta_0, \dots, \eta_{L_p-1}, 0, \dots, 0]$  와  $[0, \dots, 0, \epsilon_0, \dots, \epsilon_{L_n-1}]$  는 각각 수신 필터( $G_k$ )가 필터링하고, CP와 필터 꼬리를 제거한 이후 시간 도메인에서의 나머지 이전 심볼( $x_{i-1,k}$ ) 및 다음 심볼( $x_{i+1,k}$ )을 의미한다.

[0052] 일반적으로 F-OFDM에서 송신 필터( $f_k$ )와 수신 필터( $g_k$ ) 각각의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )는 전체 서브 캐리어의 개수( $N$ )에 대해 동일하게  $N/2+1$ (OFDM 심볼 길이의 1/2)로 제약되므로, 이전 심볼( $x_{i-1,k}$ ) 및 다음 심볼( $x_{i+1,k}$ )에 의해 야기되는 ISI 각각은 수학적 식 8에 따른 0이 아닌  $L_p$  및  $L_n$  개의 샘플 개수, 즉 길이를 가진다.

### 수학적 식 8

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{L_F + L_G}{2} - L_{CP} - 1 \\ &= \frac{N}{2} - L_{CP}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L_n &= \frac{L_F + L_G}{2} - 1 \\ &= \frac{N}{2} \end{aligned}$$

[0053]

[0054] 수학적 식 8을 참조하면, 이전 심볼( $x_{i-1,k}$ ) 및 다음 심볼( $x_{i+1,k}$ ) 각각에 의한 ISI의 길이( $L_p$ ,  $L_n$ )는 송신 필터( $f_k$ )와 수신 필터( $g_k$ )의 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )에 의존하지만, 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 고정되기 때문에 ISI의 길이( $L_p$ ,  $L_n$ ) 또한 변화하지 않는다.

[0055] 상기한 F-OFDM 시스템은 송신기(100) 및 수신기(200) 양측에서 필터링이 수행되고, 필터링은 컨볼루션 연산 등으로 수행되므로, 높은 연산 복잡도를 갖는다. 높은 연산량을 요구하는 복소수 곱셈(complex multiplication)의 개수(CM)를 기준으로 송신기(100)의 연산 복잡도( $CM_{TX}$ )와 수신기(200)의 연산 복잡도( $CM_{RX}$ ) 각각은 수학적 식 9와 같이 계산할 수 있다.

### 수학적 식 9

$$\begin{aligned} CM_{TX} &= \frac{N}{2} \log_2 N + L_F(N + L_{CP}) \\ &= \frac{N}{2} \log_2 N + \left(\frac{N}{2} + 1\right)(N + L_{CP}), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} CM_{RX} &= \frac{N}{2} \log_2 N + L_G(N + L_{CP} + L_F - 1) \\ &= \frac{N}{2} \log_2 N + \left(\frac{N}{2} + 1\right)(N + L_{CP} + \frac{N}{2}) \end{aligned}$$

[0056]

[0057] 수학적 식 9에 따르면, F-OFDM 시스템에서 송신기(100)의 연산 복잡도는 송신 필터( $F_k$ )의 길이( $L_F$ )에 의존하지만, 수신기(200)의 연산 복잡도는 수신 필터( $G_k$ )의 길이( $L_G$ )뿐만 아니라, 송신 필터( $F_k$ )의 길이( $L_F$ )에도 영향을 받는다.

[0058] 상기한 바와 같이, 일반적으로 F-OFDM 시스템에서는 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ ) 각각의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 동일하게  $N/2+1$ 로 제약되기 때문에 긴 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )에 의해 연산량이 증가하여 높은 복잡도를 가지며, 이는 F-OFDM 방식을 무선 통신 시스템에 적용하는데 장애 요소가 되고 있다.

[0059] 따라서 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ ) 각각의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )를 줄일 수 있다면, 연산 복잡도를 크게 줄일 수 있다. 또한 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ ) 각각의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 상이하게 설정될 수 있다면 송신기(100) 또는 수신기(200)의 설계 및 구현 시에 크기나 제조 비용 등으로 인한 한계를 극복하여 F-OFDM 방식이 용

이하에 무선 통신 시스템에 적용되도록 할 수 있다.

- [0060] 다만 필터( $f_k$ ,  $g_k$ )의 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 일반적으로 지정된 길이( $N/2+1$ )보다 짧아지면 수신되는 데이터에 왜곡이 발생할 수 있다.
- [0061] 도 2 및 도 3은 필터 길이에 따른 시간 및 주파수 영역에서의 필터 응답 특성을 나타낸다.
- [0062] 도 2 및 도 3에서는 전체 서브 캐리어의 개수( $N$ )가 1024개( $N=1024$ )이고, 각각 36개( $M = 36$ )의 서브 캐리어를 이용하는 3개의 자원 블록(Resource Block: RB)에 대해 도시하였다.
- [0063] 도 2 및 도 3은 싱크 필터(Sinc filter)와 0이 아닌 샘플을 갖는 길이( $L_w$ )의 윈도우 함수가 곱해져서 구현되는 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ )의 싱크 임펄스 응답이며 주파수 도메인에서는 사각 형태로 나타난다.
- [0064] 필터( $f_k$ ,  $g_k$ )의 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 짧아지게 되면, 즉 윈도우 함수에서 0이 아닌 샘플을 갖는 길이( $L_w$ )가 짧아지게 되면, 도 2에 도시된 바와 같이 필터 꼬리가 시간 도메인에서의 필터 꼬리가 더 짧아진다. 이는 도 3에 도시된 바와 같이, 주파수 도메인에서 사각형 형태의 응답을 갖지 않도록 되어 더 많은 변화를 유발한다.
- [0065] 따라서 짧은 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )의 필터( $f_k$ ,  $g_k$ )를 이용하는 경우, 수학적 4에서 시스템 행렬( $C_k$ )이 불균등 전력을 갖는 대각 원소를 갖는다. 따라서 수신된 신호의 신호 대 노이즈비(이하 SNR)가 서브 밴드 내의 서브 캐리어들에서 일정하지 않게 되어 오류 성능이 저하된다.
- [0066] 한편 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ ) 각각의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 서로 상이( $L_F \neq L_G$ )하면, 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 동일할 때 정합 필터링에 의해 발생하는 SNR 최대화 효과를 이용할 수 없으며, 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 짧아지는 경우와 마찬가지로, 시스템 행렬( $C_k$ )이 불균등 전력을 가져 오류 성능이 저하되는 문제를 초래한다.
- [0067] 이에 본 실시예에서는 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ ) 각각의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 전체 캐리어 수( $N$ ) 대비  $N/2+1$  미만( $L_F < N/2 + 1$ ,  $L_G < N/2 + 1$ )이거나 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 서로 상이한 경우( $L_F \neq L_G$ )에 발생할 수 있는 데이터 왜곡을 SVD 기반으로 해소 할 수 있도록 함으로써, F-OFDM 시스템의 연산 복잡도를 크게 낮출 수 있도록 한다. 이하에서는 본 실시예에 따른 특이값 분해(Singular Value Decomposition : 이하 SVD) 기반 F-OFDM 시스템을 SF-OFDM 시스템이라 한다.
- [0068] 도 4 및 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템의 송신기와 수신기의 개략적 구조를 나타낸다.
- [0069] 도 4 및 도 5를 참조하면, 본 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템은 송신기 및 수신기를 포함한다. 송신기는 전처리부(300)와 송신부(400)를 포함할 수 있다. 그리고 송신부(400)는 IDFT부(410), CP 삽입부(420) 및 송신 필터부(430)를 포함하고, 수신기는 수신부(500)와 후처리부(600)를 포함할 수 있으며, 수신부(500)는 수신 필터부(510), CP 제거부(520) 및 DFT부(530)를 포함할 수 있다.
- [0070] 즉 도 4에 도시된 본 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템은 도 1에 도시된 SF-OFDM 시스템에 비해 송신기에 전처리부(300)가 더 포함되고, 수신기에 후처리부(600)가 더 포함된다.
- [0071] 여기서 전처리부(300)와 후처리부(600)는 송신 필터부(430)와 수신 필터부(510)의 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ ) 각각의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 OFDM 심볼 길이의 1/2 미만( $L_F < N/2 + 1$ ,  $L_G < N/2 + 1$ )이거나 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 서로 상이한 경우( $L_F \neq L_G$ )에도 사전 및 사후 처리로 데이터 왜곡을 보상할 수 있도록 하기 위함이다.
- [0072] 본 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템에서 전처리부(300)와 후처리부(600)는 시스템 행렬( $C_k$ )이 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )와 무관하게 항등 행렬(identity matrix)이 되도록 함으로써, 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )에 의한 데이터 왜곡이 발생하는 문제를 해결한다.
- [0073] 도 4에서 송신부의 IDFT부(410)는 전처리부(300)에서 전처리된 송신 데이터( $s'_{i,k}$ )를 각 서브 밴드별로 역 이산 푸리에 변환을 수행하여 OFDM 심볼을 출력한다. 그리고 CP 삽입부(420) 및 송신 필터부(430) 각각은 도 1에서 (a)의 CP 삽입부(120)와 송신 필터부(130)와 마찬가지로 OFDM 심볼에 CP를 삽입하여 CP-OFDM 심볼을 출력하고, CP-OFDM 심볼을 필터링하여 SF-OFDM 심볼( $x'_{i,k}$ )을 송신한다.

- [0074] 한편, 도 5에서 수신부의 수신 필터부(510), CP 제거부(520) 및 DFT부(530)는 도 1의 (b)의 수신 필터부(210), CP 제거부(220) 및 DFT부(230)와 마찬가지로 수신된 SF-OFDM 심볼을 필터링하고, 수신 필터 행렬( $G_k$ )로 수신된 SF-OFDM 심볼을 필터링하며, 필터링되어 출력되는 CP-OFDM 심볼에서 CP와 함께 필터 꼬리를 제거하고, 병렬화하여 OFDM 심볼을 획득하고, OFDM 심볼에서 N개의 샘플을 이산 푸리에 변환하여 수신 데이터( $y_{i,k}$ )를 획득한다.
- [0075] 여기서 도 5에 도시된 바와 같이, 수신 필터부(510)의 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_G$ )는 송신 필터부(430)의 송신 필터( $F_k$ )의 필터 길이( $L_F$ )와 상이( $L_F \neq L_G$ )할 수 있으며, 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_G$ )는 OFDM 심볼 길이의 1/2 미만( $L_F < N/2 + 1$ ,  $L_G < N/2 + 1$ )일 수 있다.
- [0076] 후처리부(600)는 수신 데이터( $y_{i,k}$ )에 대해 후처리를 수행하여 보상된 수신 데이터( $y'_{i,k}$ )를 출력한다.
- [0077] 본 실시예에서는 MIMO(multiple-input multiple-output) 시스템에서 균일한 서브 채널 이득을 제공하기 위해 주로 이용되는 SVD 기법을 이용하여, 전처리부(300) 및 후처리부(600)가 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )에 의한 데이터 왜곡을 보상할 수 있도록 한다.
- [0078] 이에 수학적 식 4의 시스템 행렬( $C_k$ )을 SVD 기법에 따라 수학적 식 10과 같이 복소 단위 행렬(complex unitary matrices)( $U_k$ ,  $V_k^H$ )과 음수가 아닌 실수( $\Lambda_k$ )를 대각 원소로 갖는 대각 행렬( $\Lambda_k$ )로 분해한다.

### 수학적 식 10

$$\begin{aligned} C_k &= B_k A_k \\ &= \underbrace{W_k R_r G_k}_{\text{RX processing}} \cdot \underbrace{F_k R_t W_k^H}_{\text{TX processing}} \\ &= U_k \Lambda_k V_k^H \\ &= U_k \begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_{M-1} \end{bmatrix} V_k^H \end{aligned}$$

- [0079]
- [0080] 여기서  $U_k$ 는  $C_k C_k^H$ 의 고유 벡터(Eigenvector)로 구성되는 제1 특이 행렬 벡터이고,  $V_k^H$ 는  $C_k^H C_k$ 의 고유 벡터로 구성되는 제2 특이 행렬 벡터이다.
- [0081] 전처리부(300)는 k번째 서브밴드에서 변조된 송신 데이터( $s_{i,k}$ )를 대각 행렬( $\Lambda_k$ )의 역수( $1/\Lambda_k$ )와 제2 특이 행렬 벡터( $V_k^H$ )의 에르미트 행렬( $V_k$ )을 이용하여 수학적 식 11과 같이 전처리함으로써, 전처리된 송신 데이터( $s'_{i,k}$ )를 출력한다.

### 수학적 식 11

$$s'_{i,k} = V_k \frac{1}{\Lambda_k} s_{i,k}$$

[0082]

[0083] 즉 수학식 11에서  $\mathbf{V}_k \frac{1}{\Lambda_k}$ 를 전처리부(300)가 송신 데이터( $\mathbf{s}_{i,k}$ )에 대해 전처리를 수행하는 전처리 행렬로 볼 수 있다. 이에 수학식 1을 참조하면, 송신기에서 전송되는 SF-OFDM 심볼( $\mathbf{x}'_{i,k}$ )은 수학식 12와 표현될 수 있다.

### 수학식 12

$$\begin{aligned}\mathbf{x}'_{i,k} &= \mathbf{A}_k \mathbf{s}'_{i,k} \\ &= \mathbf{A}_k \mathbf{V}_k \frac{1}{\Lambda_k} \mathbf{s}_{i,k}\end{aligned}$$

[0084]

[0085] 수학식 12에 따르면, 송신기는 송신 데이터( $\mathbf{s}_{i,k}$ )에 대해 송신 처리 행렬( $\mathbf{A}_k$ )과 전처리 행렬( $\mathbf{V}_k \frac{1}{\Lambda_k}$ )의 곱으로 정의되는 송신 처리를 수행하여, SF-OFDM 심볼( $\mathbf{x}'_{i,k}$ )을 획득할 수 있다.

[0086] 한편, 수신기에서 후처리부(600)는 제1 특이 행렬 벡터( $\mathbf{U}_k$ )의 에르미트 행렬( $\mathbf{U}_k^H$ )을 이용하여 수신 데이터( $\mathbf{y}_{i,k}$ )에 대해 수학식 13과 같이 후처리함으로써, 후처리된 수신 데이터( $\mathbf{y}'_{i,k}$ )를 출력한다.

### 수학식 13

$$\begin{aligned}\mathbf{y}'_{i,k} &= \mathbf{U}_k^H \mathbf{y}_{i,k} \\ &= \mathbf{y}'_{DES,k} + \mathbf{y}'_{ISI,k} + \tilde{\mathbf{n}}'_k\end{aligned}$$

[0087]

[0088] 여기서  $\tilde{\mathbf{n}}'_k$ 는 후처리 이후의 수신 노이즈로  $\tilde{\mathbf{n}}'_k = \mathbf{U}_k^H \mathbf{n}_k$ 이다.

[0089] 수학식 13에서  $\mathbf{U}_k^H$ 는 후처리부(600)가 수신 데이터( $\mathbf{y}_{i,k}$ )에 대해 후처리를 수행하는 후처리 행렬로 볼 수 있다.

[0090] 수학식 4에 송신 데이터( $\mathbf{s}_{i,k}$ )와 F-OFDM 심볼( $\mathbf{x}_{i,k}$ ) 대신 전처리된 송신 데이터( $\mathbf{s}'_{i,k}$ )와 SF-OFDM 심볼( $\mathbf{x}'_{i,k}$ )을 대입하고, 수학식 11을 참조하면, 수학식 13에서 보상된 요구 데이터( $\mathbf{y}'_{DES,k}$ )는 수학식 14로 다시 표현될 수 있다.

### 수학식 14

$$\begin{aligned}\mathbf{y}'_{DES,k} &= \mathbf{U}_k^H \mathbf{y}_{DES,k} \\ &\approx \mathbf{U}_k^H \text{diag}\{h_m\} \mathbf{C}_k \mathbf{s}'_{i,k} \\ &= \text{diag}\{h_m\} \underbrace{\mathbf{U}_k^H \mathbf{U}_k}_{\mathbf{I}_M} \mathbf{A}_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{s}'_{i,k} \\ &= \text{diag}\{h_m\} \mathbf{A}_k \underbrace{\mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_k}_{\mathbf{I}_M} \frac{1}{\Lambda_k} \mathbf{s}_{i,k} \\ &= \text{diag}\{h_m\} \mathbf{s}_{i,k}\end{aligned}$$

[0091]

[0092] 즉 보상된 요구 데이터( $\mathbf{y}'_{DES,k}$ )는 채널 계수( $h_m$ )를 곱한 송신 데이터( $\mathbf{s}_{i,k}$ )와 동일한 형태로 복구된다. 즉 데이터 왜곡 없이 복구될 수 있음을 의미한다. 이는 SVD 기반 전처리부(300)의 전처리 및 후처리부(600)의 후처리



가 전체 시스템 행렬( $C_k$ )을 단위 매트릭스로 전환하기 때문이다.

[0093] 결과적으로 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )는 OFDM 심볼 길이의 1/2 미만( $L_F < N/2 + 1$ ,  $L_G < N/2 + 1$ )이거나, 서로 상이( $L_F \neq L_G$ )하더라도 전처리 및 후처리를 통해 데이터 왜곡 없이 송신 데이터( $s_{i,k}$ )를 복구할 수 있다는 것을 알 수 있다.

[0094] 한편, 수학적식 5 및 수학적식 7을 참조하면, 이전 전송된 심볼( $x'_{i-1,k}$ )과 다음 전송되는 심볼( $x'_{i+1,k}$ )에 의한 보상된 ISI 성분( $y'_{ISI,k}$ )은 수학적식 15와 같이 표현될 수 있다.

### 수학적식 15

$$\begin{aligned} y'_{ISI,k} &= \mathbf{U}_k^H \mathbf{y}_{ISI,k} \\ &= \mathbf{U}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{R}_p \mathbf{G}_k \mathbf{H} (\bar{\mathbf{x}}'_{i-1,k} + \hat{\mathbf{x}}'_{i+1,k}) \\ &\approx \text{diag}\{h_m\} \mathbf{U}_k^H \mathbf{W}_k \left( \left[ \eta'_0, \eta'_1, \dots, \eta'_{L'_p-1}, 0, \dots, 0 \right] \right. \\ &\quad \left. + \left[ 0, \dots, 0, \epsilon'_0, \epsilon'_1, \dots, \epsilon'_{L'_n-1} \right] \right) \end{aligned}$$

[0095]

[0096] 여기서  $\bar{\mathbf{x}}'_{i-1,k}$  와  $\hat{\mathbf{x}}'_{i+1,k}$  는 이전 전송된 심볼( $x'_{i-1,k}$ )의 마지막 ( $L_F-1$ )개의 샘플과 다음 전송되는 심볼( $x'_{i+1,k}$ )의 첫 번째 ( $L_G-1$ )개의 샘플이다.

[0097] 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )는 OFDM 심볼 길이의 1/2 미만( $L_F < N/2 + 1$ ,  $L_G < N/2 + 1$ )이거나, 서로 상이( $L_F \neq L_G$ )할 수 있으므로, 수학적식 8을 참조하여 이전 심볼( $x'_{i-1,k}$ ) 및 다음 심볼( $x'_{i+1,k}$ )에 의해 야기되는 ISI 각각은 수학적식 16에 따른 0이 아닌  $L'_p$  및  $L'_n$  개의 샘플 개수, 즉 길이를 가진다.

### 수학적식 16

$$\begin{aligned} L'_p &= \frac{L_F + L_G}{2} - L_{CP} - 1 \\ &< \frac{N}{2} - L_{CP} = L_p, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L'_n &= \frac{L_F + L_G}{2} - 1 \\ &< \frac{N}{2} = L_n \end{aligned}$$

[0098]

[0099] 수학적식 16을 참조하면, 보상된 ISI 성분( $y'_{ISI,k}$ ) 또한 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )의 길이를 고려해야 하지만, 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 짧아지면, ISI 성분의 샘플 개수( $L'_p$ ,  $L'_n$ )가 줄어들어 ISI 를 오히려 줄일 수 있다. 또한 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )를 송신기 및 수신기 각각의 성능에 따라 서로 상이하게 조정하여 ISI 를 줄일 수 있다.

[0100] 즉 본 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템은 F-OFDM 시스템의 시스템 행렬( $C_k$ )을 SVD 기법에 따라 2개의 복소 단위 행렬( $U_k$ ,  $V_k^H$ )과 대각 행렬( $\Lambda_k$ )의 곱으로 분해( $C_k = U_k \Lambda_k V_k^H$ )하고, 분해된 2개의 복소 단위 행렬( $U_k$ ,  $V_k^H$ ) 중 제2 특이 행렬 벡터( $V_k^H$ )의 에르미트 행렬( $V_k$ )과 대각 행렬( $\Lambda_k$ )을 이용하여 송신기가 송신 데이터( $s_{i,k}$ )에 대해 수학적식 11에 따라 전처리하고, 수신기는 제1 특이 행렬 벡터( $U_k$ )의 에르미트 행렬( $U_k^H$ )을 이용하여 수신 데이터( $y_{i,k}$ )에 대해 수학적식 13에 따라 후처리 함으로써, 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )에 무관하게 데이터 왜곡 없이 데이터를 전송할 수 있도록 한다.



- [0101] 수학식 9에 따르면, F-OFDM 시스템에서 송신기(100)의 연산 복잡도는 송신 필터( $F_k$ )의 길이( $L_F$ )에 의존하지만, 수신기(200)의 연산 복잡도는 수신 필터( $G_k$ )의 길이( $L_G$ )뿐만 아니라, 송신 필터( $F_k$ )의 길이( $L_F$ )에도 영향을 받는다.
- [0102] 도 6 및 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템의 송수신 방법을 나타낸다.
- [0103] 도 4 및 도 5를 참조하여, 도 6의 SF-OFDM 시스템의 송신 방법을 설명하면, 우선 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ ) 각각의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )를 설정한다(S11). 여기서 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ ) 각각의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )는 OFDM 심볼 길이의 1/2 미만( $L_F < N/2 + 1$ ,  $L_G < N/2 + 1$ )이거나 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 서로 상이( $L_F \neq L_G$ )하게 설정될 수 있다.
- [0104] 그리고 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 설정되면, 설정된 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )에 따른 F-OFDM 시스템을 분석하여, 송신 처리 행렬( $A_k$ )과 수신 처리 행렬( $B_k$ ) 및 송신 처리 행렬( $A_k$ )과 수신 처리 행렬( $B_k$ )로부터 시스템 행렬( $C_k$ )을 획득한다(S12).
- [0105] 시스템 행렬( $C_k$ )이 획득되면, 획득된 시스템 행렬을 SVD 기법에 따라 수학식 10과 같이 제1 및 제2 특이 행렬 벡터( $U_k$ ,  $V_k^H$ )와 음수가 아닌 실수( $\lambda_m$ )를 대각 원소로 갖는 대각 행렬( $\Lambda_k$ )로 분해한다(S13). SVD 기법에 따라 시스템 행렬( $C_k$ )이 제1 및 제2 특이 행렬 벡터( $U_k$ ,  $V_k^H$ )과 대각 행렬( $\Lambda_k$ )로 분해되면, 제2 특이 행렬 벡터( $V_k^H$ )의 에르미트 행렬( $V_k$ )과 대각 행렬( $\Lambda_k$ )의 역수( $1/\Lambda_k$ )를 이용하여 전처리 행렬( $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ )을 획득한다(S14).
- [0106] 여기서 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )를 설정하는 단계(S11)부터 전처리 행렬( $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ )을 획득하는 단계(S14)까지는 송신기를 설정하는 단계로서, 송신기는 전처리 행렬( $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ )이 획득되면, 이후 SF-OFDM 방식으로 신호를 전송할 수 있다. 즉 송신기를 설정하는 단계는 송신기의 구성 시에 적용되며, 이후 송신 데이터를 송신하는 경우에는 반복적으로 적용될 필요가 없다.
- [0107] 송신기를 설정하는 단계 이후, 송신 데이터를 전송하는 단계에서는 획득된 전처리 행렬( $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ )에 따라 수학식 11과 같이  $k$ 번째 서브밴드에서 변조된 송신 데이터( $s_{i,k}$ )를 전처리하여 전처리된 송신 데이터( $s'_{i,k}$ )를 획득한다(S15).
- [0108] 그리고 전처리된 송신 데이터( $s'_{i,k}$ )를 OFDM 심볼로 변환한다(S16). 이때 송신기는 일예로 전처리된 송신 데이터( $s'_{i,k}$ )에 대해 IDFT를 수행하여 OFDM 심볼로 변환할 수 있다. 이후 OFDM 심볼에 CP를 삽입하고 직렬화하여 CP-OFDM 심볼을 획득한다(S17). CP-OFDM 심볼이 획득되면, 기지정된 필터 길이( $L_F$ )를 갖는 송신 필터( $F_k$ )를 이용하여 CP-OFDM 심볼을 필터링함으로써, SF-OFDM 심볼( $x'_{i,k}$ )을 획득한다(S18). 그리고 획득된 SF-OFDM 심볼( $x'_{i,k}$ )을 적어도 하나의 안테나를 통해 전송한다(S19).
- [0109] 한편, 도 7의 SF-OFDM 시스템의 수신 방법을 살펴보면, 도 6과 유사하게, 우선 송신 필터( $F_k$ )와 수신 필터( $G_k$ ) 각각의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )를 설정한다(S21). 그리고 설정된 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )에 따른 F-OFDM 시스템을 분석하여, 송신 처리 행렬( $A_k$ )과 수신 처리 행렬( $B_k$ ) 및 송신 처리 행렬( $A_k$ )과 수신 처리 행렬( $B_k$ )로부터 시스템 행렬( $C_k$ )을 획득한다. 이때 채널의 주파수 응답에 따른 채널 계수 행렬( $\text{diag}\{h_m\}$ )을 함께 획득할 수 있다.
- [0110] 시스템 행렬( $C_k$ )이 획득되면, 획득된 시스템 행렬을 SVD 기법에 따라 수학식 10과 같이 제1 및 제2 특이 행렬 벡터( $U_k$ ,  $V_k^H$ )와 음수가 아닌 실수( $\lambda_m$ )를 대각 원소로 갖는 대각 행렬( $\Lambda_k$ )로 분해한다(S23). 그리고 제1 특이

행렬 벡터( $U_k$ )의 에르미트 행렬( $U_k^H$ )을 후처리 행렬로 획득한다(S24).

[0111] 여기서 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )를 설정하는 단계(S21)부터 후처리 행렬( $U_k^H$ )을 획득하는 단계(S34)까지는 도 6의 송신을 설정하는 단계에 대응하는 수신기를 설정하는 단계로 볼 수 있으며, 후처리 행렬( $U_k^H$ )이 획득되면, 수신기는 SF-OFDM 방식으로 전송되는 SF-OFDM 심볼( $x'_{i,k}$ )을 수신하여 데이터를 복원할 수 있다. 수신기를 설정하는 단계는 수신기의 구성 시에 적용되며, 이후 SF-OFDM 심볼( $x'_{i,k}$ )을 수신하는 경우에는 반복적으로 적용될 필요가 없다.

[0112] 수신기를 설정하는 단계에 의해 수신기가 구성되면, SF-OFDM 심볼( $x'_{i,k}$ )을 수신한다(S25). SF-OFDM 심볼( $x'_{i,k}$ )이 수신되면, 기지정된 필터 길이( $L_G$ )를 갖는 송신 필터( $G_k$ )를 이용하여 SF-OFDM 심볼( $x'_{i,k}$ )을 필터링함으로써, CP-OFDM 심볼을 획득한다(S26). 그리고 CP-OFDM 심볼에서 CP를 제거하고 병렬화하여, OFDM 심볼을 획득한다(S27). OFDM 심볼이 획득되면, OFDM 심볼을 기지정된 방식으로 변환하여 수신 데이터( $y_{i,k}$ )를 획득한다(S28). 여기서 수신 데이터( $y_{i,k}$ )는 일예로 OFDM 심볼에 대해 DFT를 수행하여 획득될 수 있다.

[0113] 이에 획득된 후처리 행렬( $U_k^H$ )에 따라 수신 데이터( $y_{i,k}$ )를 수학적 식 13과 같이 후처리하여, 후처리된 수신 데이터( $y'_{i,k}$ )를 획득한다. 여기서 후처리된 수신 데이터( $y'_{i,k}$ )에는 보상된 요구 데이터( $y'_{DES,k}$ )가 포함되어 있으며, 수학적 식 14와 같이 채널 계수 행렬( $\text{diag}\{h_m\}$ )을 이용하여 보상된 요구 데이터( $y'_{DES,k}$ )로부터 송신 데이터( $s_{i,k}$ )를 복구할 수 있다.

[0114] 도 8 내지 도 14은 본 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템의 성능을 시뮬레이션한 결과를 나타낸다.

[0115] 이하에서는 전체 서브 캐리어의 수( $N$ )가 1024개( $N = 1024$ )이고, 각 자원 블록(RB)이 36개( $M = 36$ )의 서브 캐리어수를 갖는 것으로 설정하여 시뮬레이션을 수행하였다. CP의 길이( $L_{CP}$ )를 72인 것으로 지정하였으며, 송신 필터( $F_k$ ) 및 수신 필터( $G_k$ )는 해밍 윈도우(Hamming window)를 이용하여 생성되었다.

[0116] 도 8은 본 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템의 연산 복잡도를 시뮬레이션한 결과로서, 6개의 자원 블록(RB)이 있는 경우에 송신 필터( $F_k$ ) 및 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )에 따른 연산 복잡도를 도시하였다.

[0117] 도 8에서 x축은 송신 필터( $F_k$ )의 필터 길이( $L_F$ )를 나타내고, y축은 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_G$ )를 나타내고, 우측의 레벨은 전체 복잡도를 나타낸다.

[0118] 본 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템은 F-OFDM에 비해 전처리 및 후처리를 위해 송신 처리 행렬( $A_k$ )에 전처리 행렬( $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ )을 곱하고, 수신 처리 행렬( $B_k$ )에 후처리 행렬( $U_k^H$ )을 곱하는 추가 단계를 가지고 있다.

[0119] 이에 본 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템은 복소수 곱셈의 개수(CM)를 기준으로 송신기의 연산 복잡도( $CM_{SF, TX}$ )와 수신기의 연산 복잡도( $CM_{SF, RX}$ ) 각각은 서브 밴드별 서브 캐리어의 수가  $M$ 개인 경우, 수학적 식 17과 같이 계산된다.

### 수학적 식 17

$$CM_{SF, TX} = \frac{N}{2} \log_2 N + L_F(N + L_{CP}) + M^2,$$

$$CM_{SF, RX} = \frac{N}{2} \log_2 N + L_G(N + L_{CP} + L_F - 1) + M^2$$

[0121] 수학적 식 17에 따라 시뮬레이션된 도 8을 참조하면, 송신 필터( $F_k$ )의 필터 길이( $L_F$ ) 또는 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_G$ ) 중 적어도 하나가 감소함에 따라 SF-OFDM 시스템의 연산 복잡도(CM)가 감소한다. 만일 본 실시예의 SF-OFDM 시스템이 F-OFDM 시스템과 동일하게 513의 필터 길이( $L_F = L_G = N/2 + 1 = 513$ )를 이용하는 경우, F-OFDM

시스템의 연산 복잡도인  $1.397e + 06$  CM보다 조금 더 큰  $1.408e + 06$  CM의 연산 복잡도를 필요로 한다.

- [0122] 그러나 본 실시예의 SF-OFDM 시스템은 F-OFDM 시스템보다 더 짧은 길이의 필터를 이용할 수 있으며, 일예로 257의 필터 길이( $L_F = L_G = N/8 + 1 = 257$ )를 이용하는 경우, SF-OFDM 시스템은 F-OFDM 시스템보다 53.50 % 적은 복소수 곱셈 연산(CM)을 갖는다. 또한 33의 필터 길이( $L_F = L_G = N/32 + 1 = 33$ )를 이용하는 경우, SF-OFDM 시스템은 F-OFDM 시스템보다 93.27% 적은 복소수 곱셈 연산을 갖는다.
- [0123] 도 9 및 도 10은 각각 송신 필터( $F_k$ )의 필터 길이( $L_F$ )와 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_G$ )에 따른 SF-OFDM 시스템과 F-OFDM 시스템 및 CP-OFDM 시스템의 파워 스펙트럼 밀도(Power Spectral Density: 이하 PSD)를 비교하여 시뮬레이션한 결과이다.
- [0124] 도 9에서 SF-OFDM 시스템은 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_G$ )가 F-OFDM 시스템에서와 같이  $L_G = N/2+1$ 를 사용하는 경우를 가정하였다. SF-OFDM 시스템은 송신 필터( $F_k$ )의 필터 길이( $L_F$ )가 F-OFDM 시스템과 같이  $L_F = N/2+1$ 인 경우, 거의 동일한 낮은 OOB 방출을 갖는다. 그러나 송신 필터( $F_k$ )의 필터 길이( $L_F$ )가 짧아질수록 더 높은 OOB 방출이 발생된다. 다만, 송신 필터( $F_k$ )의 필터 길이( $L_F$ )가  $L_F = N/32+1$ 로 매우 경우에도 CP-OFDM보다 훨씬 낮은 OOB 방출을 가짐을 알 수 있다.
- [0125] 도 10에서 SF-OFDM 시스템과 F-OFDM 시스템은 송신 필터( $F_k$ )의 필터 길이( $L_F$ )가  $L_G = N/2+1$ 인 경우를 가정하였다. 수신 필터( $G_k$ )의 필터 길이( $L_G$ )가 클수록 서브 밴드에서 중앙 서브캐리어에 대한 에지 서브캐리어의 전력이 더 큼을 알 수 있다. 그러나 필터 길이( $L_G$ )가 변경되더라도 서브 밴드 외부의 서브 캐리어의 전력은 크게 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 즉 전처리하는 서브 밴드 내의 서브 캐리어의 전력에는 영향을 미치지만, OOB 방출에는 거의 영향을 미치지 않음을 알 수 있다.
- [0126] 따라서 본 실시예의 SF-OFDM 시스템은 송신 필터링의 효과로 인해 F-OFDM 시스템과 같이 낮은 OOB 방출을 가지며, 더 작은 송신 필터 길이( $L_F$ )는 SF-OFDM 시스템의 OOB 방출을 증가 시키지만, 여전히 CP-OFDM의 낮은 OOB 방출을 가진다. 또한, SF-OFDM 시스템의 OOB 방출은 송신 필터 길이( $L_G$ )에 크게 의존하지 않는다는 것을 알 수 있다.
- [0127] 결과적으로, SF-OFDM 시스템은 또한 CP-OFDM 시스템보다 인접한 서브 밴드로부터의 간섭을 훨씬 덜 받는 F-OFDM 시스템의 장점을 유지한다.
- [0128] 도 11 및 도 12는 매우 긴 지연 확산(delay spread)을 갖는 TDL-A 채널에서 각각 변조가 16 QAM과 64 QAM 인 SF-OFDM 시스템, F-OFDM 시스템 및 CP-OFDM 시스템의 비트 오류율(Bit Error Rate: 이하 BER)을 나타낸다.
- [0129] 도 11 및 도 12의 BER은 표 1의 파라미터에 따라 3개의 서브 밴드 각각에서 14개의 심볼이 전송되는 경우를 시뮬레이션 하여 가운데 서브 밴드의 BER을 평가하였다.

표 1

Modulation	16 QAM / 64 QAM
Channel model	TDL-A channel [20]
Maximum delay spread	$9.6586 \times 10^3$ [ns]
Sampling frequency	15.36 [MHz]
Symbol length (N)	1024
CP length	72
# of subbands	3
# of subcarriers for each subband (M)	72
# of transmitted symbols	14

[0130]

[0131]

도 11에서는 본 실시예에 따른 SF-OFDM 시스템뿐만 아니라 F-OFDM 시스템의 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ ) 또한 다양하게 변형하여 비교하였다. 도 11에 도시된 바와 같이, F-OFDM 시스템의 경우, 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 짧아지면 BER 성능이 크게 저하되는데 반해, 본 실시예의 SF-OFDM 시스템은 SVD에 기반하여 전처리 및 후처리를 수행함에 따라 거의 동일한 BER 성능을 유지함을 알 수 있다. 즉 본 실시예의 SF-OFDM 시스템은 짧은 길이 또는 서로 다른 길이의 필터( $F_k$ ,  $G_k$ )를 이용하더라도, 데이터 왜곡이 발생하는 것을 방지할 수 있다. 또한 서브 밴드 내의 모든 서브 캐리어에서 동일한 전력을 갖는 신호를 수신할 수 있다.

[0132]

도 13은 16QAM 변조에서 다중 사용자를 고려한 BER을 나타낸다.

[0133]

여기서 제1 및 제3 서브밴드에서 신호가 비동기적으로 수신되는 것으로 가정하고,  $[0, M/4]$ 에 각 서브 밴드의 시간 오프셋( $\tau$ )을 랜덤하게 설정하였다. 비동기적으로 수신된 신호는 인접한 서브 밴드들로의 간섭 유발하고, 따라서 BER 성능을 저하시킨다. 비동기 시스템으로부터의 CP-OFDM 시스템의 BER 저하는 F-OFDM 시스템보다 더 크다. 이는 CP-OFDM 시스템의 높은 OOB 방출이 F-OFDM 시스템보다 인접한 서브 밴드에 더 큰 간섭을 야기하기 때문이다. 그에 반해 본 실시예의 SF-OFDM 시스템은 짧은 필터 길이( $L_F$ )의 송신 필터( $F_k$ )를 이용하지만 비동기 다중 사용자의 경우에도 BER이 크게 저하되지 않음을 알 수 있다. 이는 SF-OFDM 시스템이 짧은 필터 길이( $L_F$ )의 송신 필터( $F_k$ )를 이용하더라도, 도 9에 CP-OFDM보다 여전히 OOB 방출이 낮기 때문이다.

[0134]

결론적으로, 본 실시예의 SF-OFDM 시스템은 변조 차수에 상관없이 CP-OFDM 시스템 및 F-OFDM 시스템과 유사한 BER 레벨을 갖는다. 특히, 다중 사용자의 경우, SF-OFDM 시스템은 CP-OFDM 시스템보다 낮은 BER을 갖는다. 또한 SF-OFDM 시스템은 낮은 OOB 방출로 인해 인접 서브 밴드들 사이의 낮은 간섭을 갖는 F-OFDM의 이점을 갖는다.

[0135]

도 14는 SF-OFDM 시스템, F-OFDM 시스템 및 CP-OFDM 시스템의 피크대 평균 전력비(Peak to Average Power Ratio: 이하 PAPR)의 보완적 누적 분포 함수(Complementary Cumulative Distribution Function: CCDF)를 나타낸다. 도 14에서도 SF-OFDM 시스템은 필터 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )가 변경될 뿐만 아니라 서로 다르게 설정되는 경우도 함께 도시하였다.

[0136]

PAPR은 수학식 18로 계산될 수 있다.

## 수학식 18

$$PAPR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{|x_{peak}|^2}{x_{rms}^2}$$

[0137]

[0138]

여기서  $|x_{peak}|$ 는 송신된 신호의 피크 진폭이고,  $x_{rms}$ 는 송신된 신호의 전력의 제곱 평균 제곱근(RMS) 값이다.

[0139]

도 14를 참조하면, F-OFDM 시스템은 송신 필터링으로 인해 높은 PAPR을 가지며, 이는 매우 작은 값의 송신 필터 꼬리를 가짐으로써 PAPR의 분모인 필터링된 신호의 평균 전력( $x_{rms}$ )을 낮추기 때문이다. 그러나 송신 필터 길이( $L_F$ )가 짧아질수록 평균 전력( $x_{rms}$ )이 증가되고, PAPR은 감소된다.

[0140]

SF-OFDM 시스템은 짧은 송신 필터 길이( $L_F$ )를 이용하는 경우, 낮은 PAPR을 갖는다. 이는 짧은 필터로 인한 데이터 왜곡 문제를 해결했기 때문이다. 송신 필터 길이( $L_F$ )가  $L_F = N / 32 + 1$  인 송신 필터( $F_k$ )를 사용할 때, 본 실시예의 SF-OFDM은 CP-OFDM과 유사한 PAPR을 갖는다. 또한, 수신 필터 길이( $L_G$ )는 송신에서의 전처리에 영향을 미치지만, PAPR에 거의 영향을 주지 않음을 알 수 있다.

[0141]

높은 연산 복잡도 이외에도 F-OFDM 시스템의 주된 단점은 송신 필터링이 PAPR을 증가시킨다는 것이다. 그러나 본 실시예의 SF-OFDM 시스템은 짧은 길이의 송신 필터의 사용을 가능하게 함으로써, CP-OFDM 시스템과 유사한 낮은 PAPR을 달성할 수 있다.

[0142]

즉, SF-OFDM 시스템은 데이터 왜곡을 발생시키지 않으면서, 짧은 길이( $L_F$ ,  $L_G$ )의 송신 및 수신 필터( $F_k$ ,  $G_k$ )를 사용할 수 있도록 함으로써 F-OFDM의 주요 단점인 높은 연산 복잡도 및 높은 PAPR을 해결할 수 있다.

[0143]

본 발명에 따른 방법은 컴퓨터에서 실행 시키기 위한 매체에 저장된 컴퓨터 프로그램으로 구현될 수 있다. 여기서 컴퓨터 판독가능 매체는 컴퓨터에 의해 액세스될 수 있는 임의의 가용 매체일 수 있고, 또한 컴퓨터 저장 매체를 모두 포함할 수 있다. 컴퓨터 저장 매체는 컴퓨터 판독가능 명령어, 데이터 구조, 프로그램 모듈 또는 기타 데이터와 같은 정보의 저장을 위한 임의의 방법 또는 기술로 구현된 휘발성 및 비휘발성, 분리형 및 비분리형 매체를 모두 포함하며, ROM(판독 전용 메모리), RAM(랜덤 액세스 메모리), CD(컴팩트 디스크)-ROM, DVD(디지털 비디오 디스크)-ROM, 자기 테이프, 플로피 디스크, 광데이터 저장장치 등을 포함할 수 있다.

[0144]

본 발명은 도면에 도시된 실시예를 참고로 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다.

[0145]

따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

## 부호의 설명

[0146]

300: 전처리부    410: IDFT부

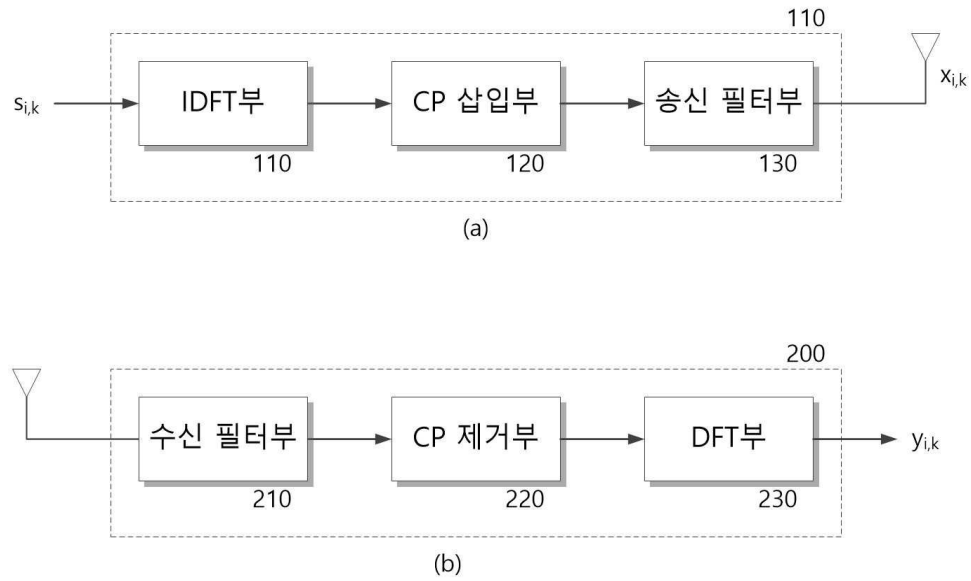
420: CP 삽입부    430: 송신 필터부

510: 수신 필터부    520: CP 제거부

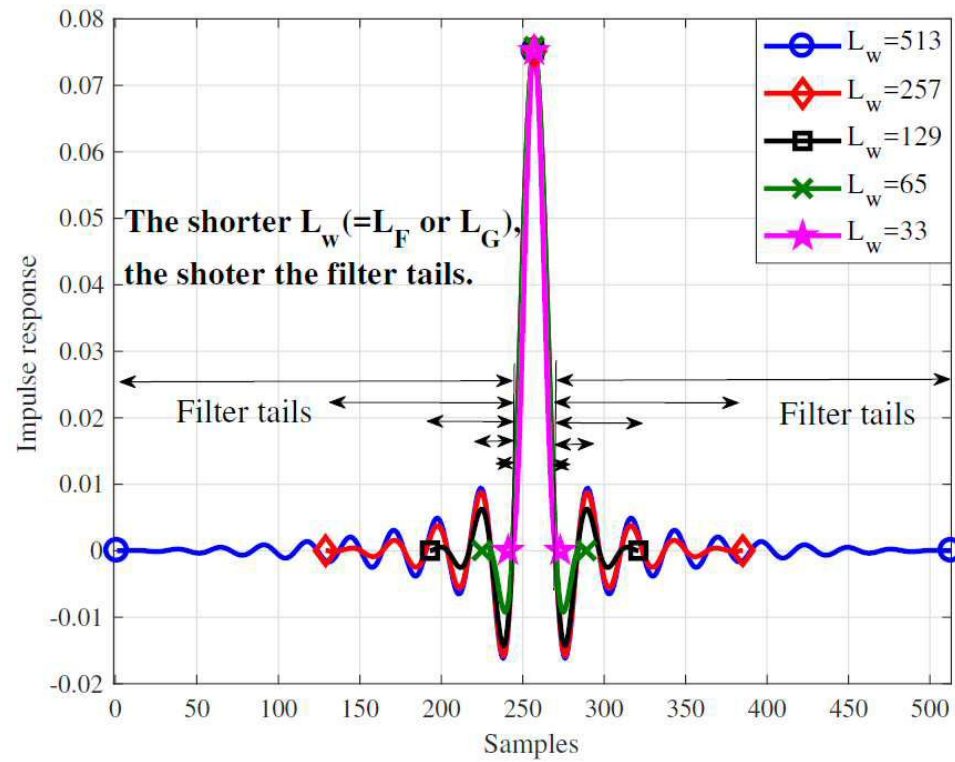
530: DFT부    600: 후처리부

도면

도면1

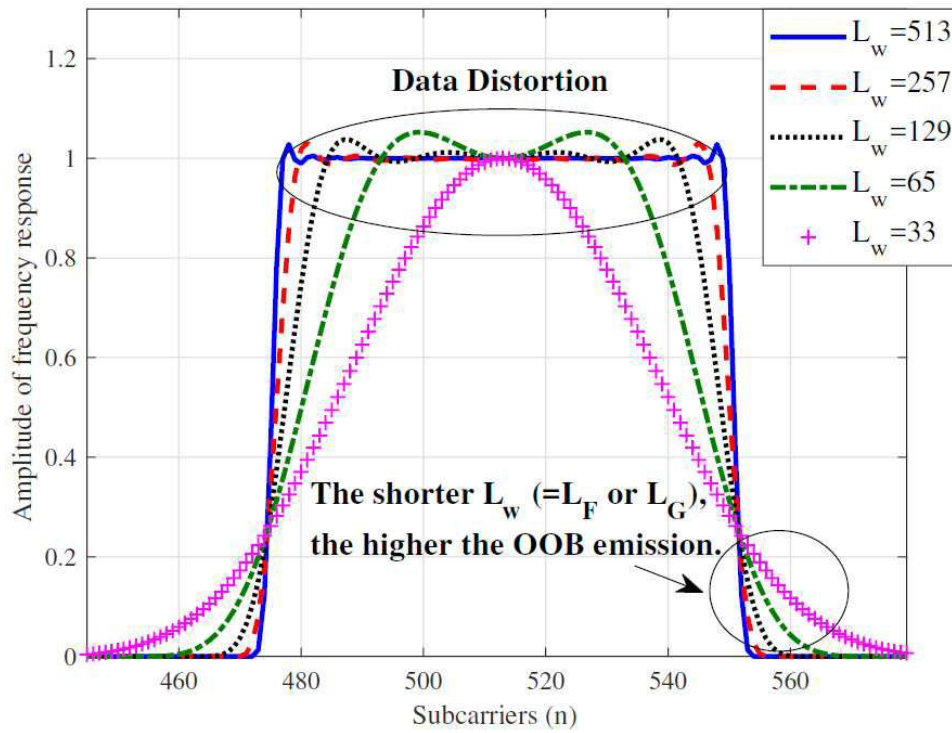


도면2

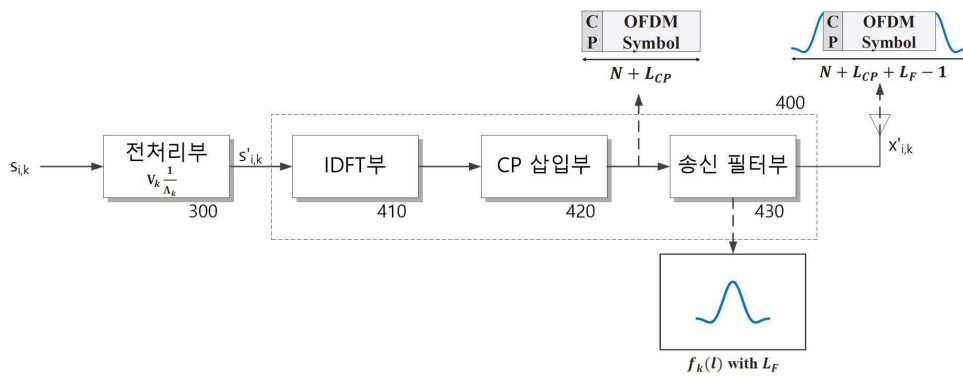




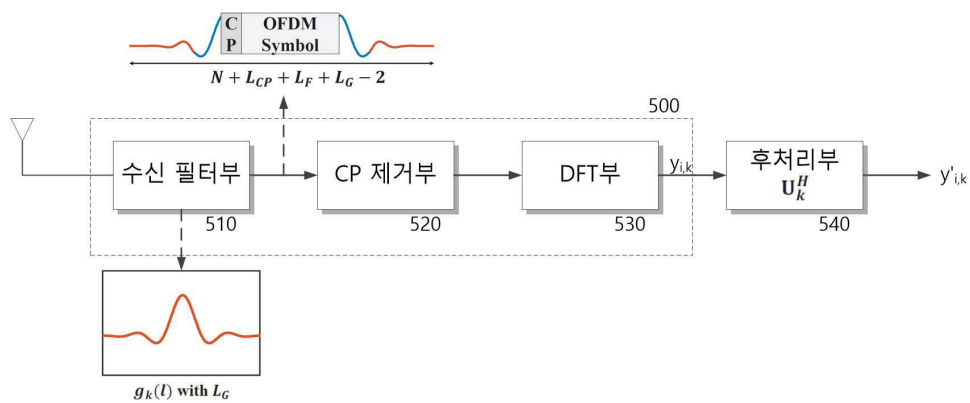
도면3



도면4

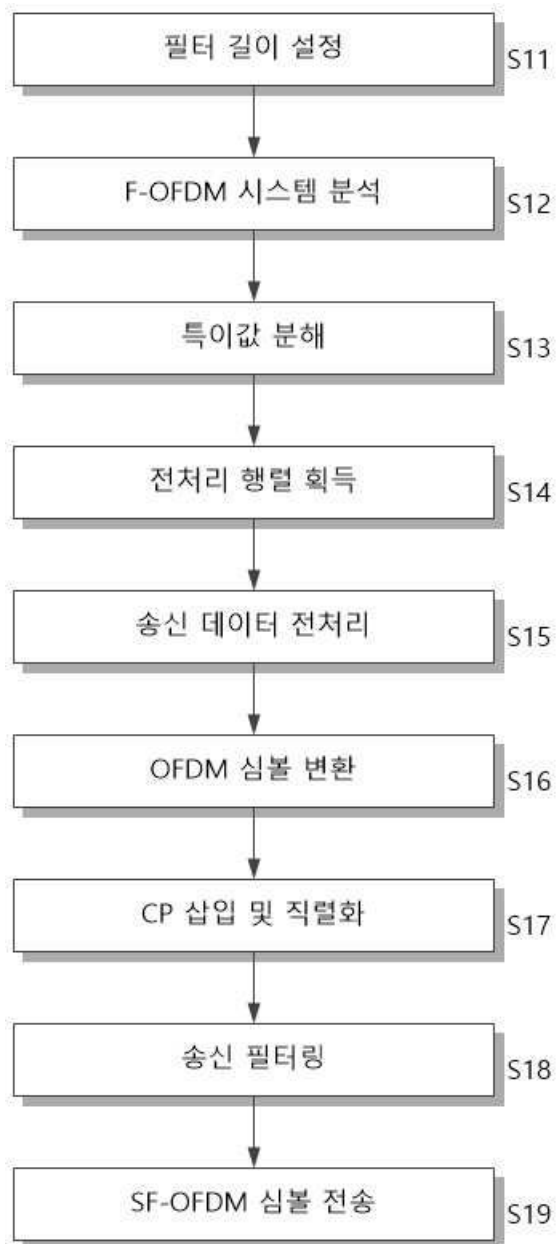


도면5

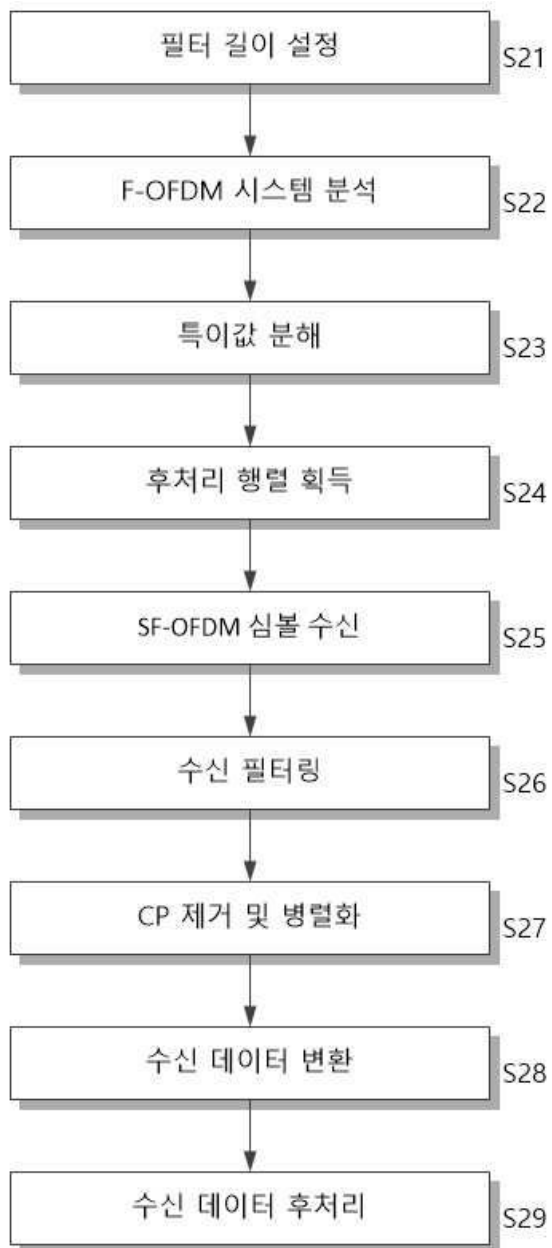




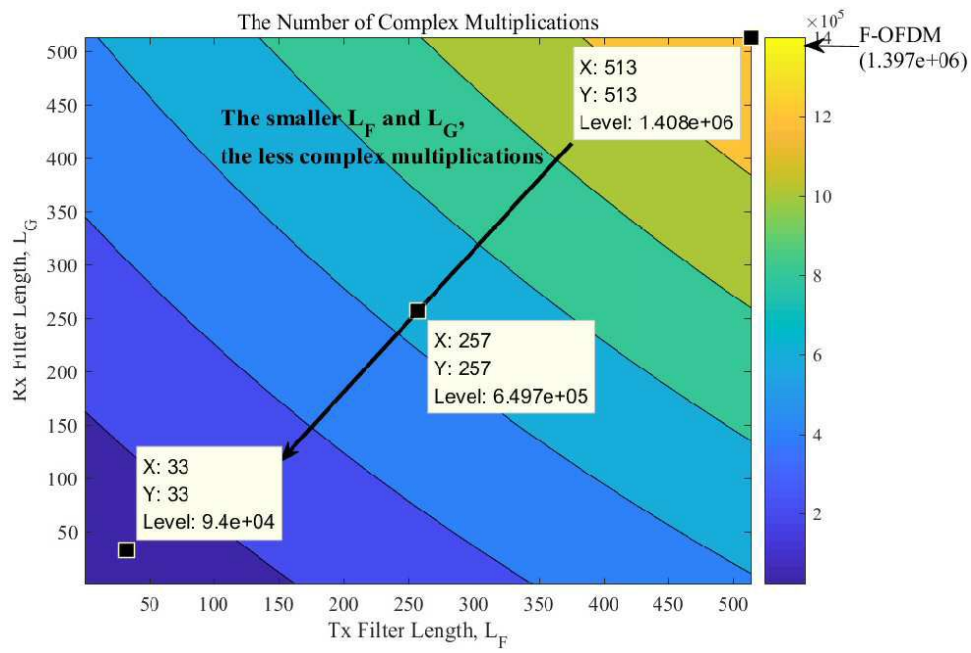
도면6



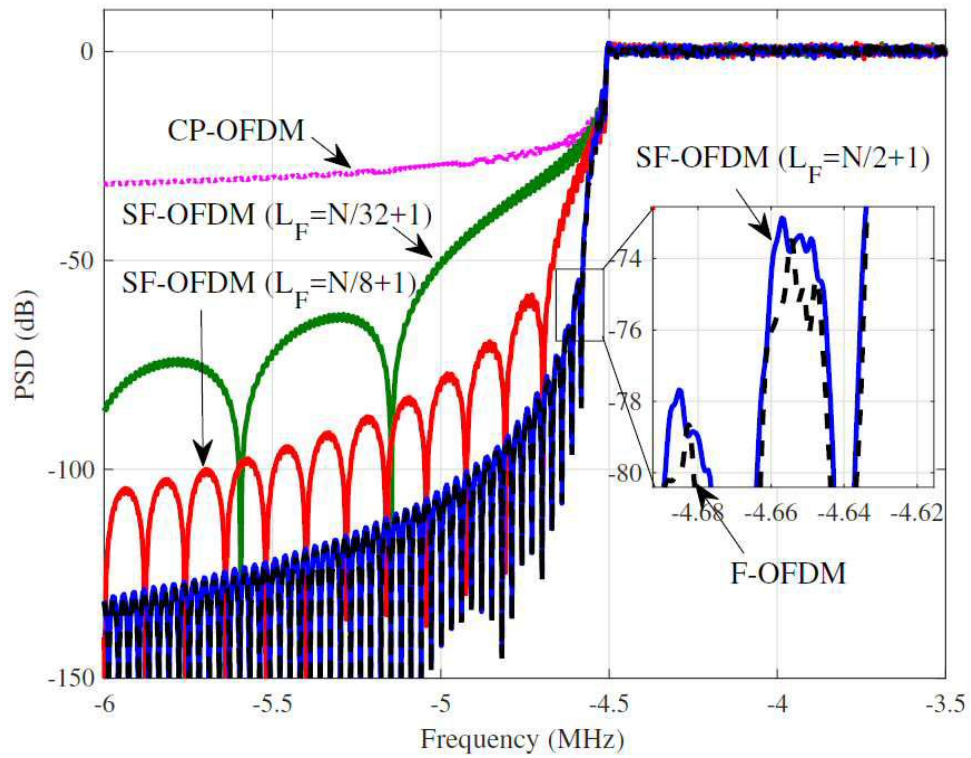
도면7



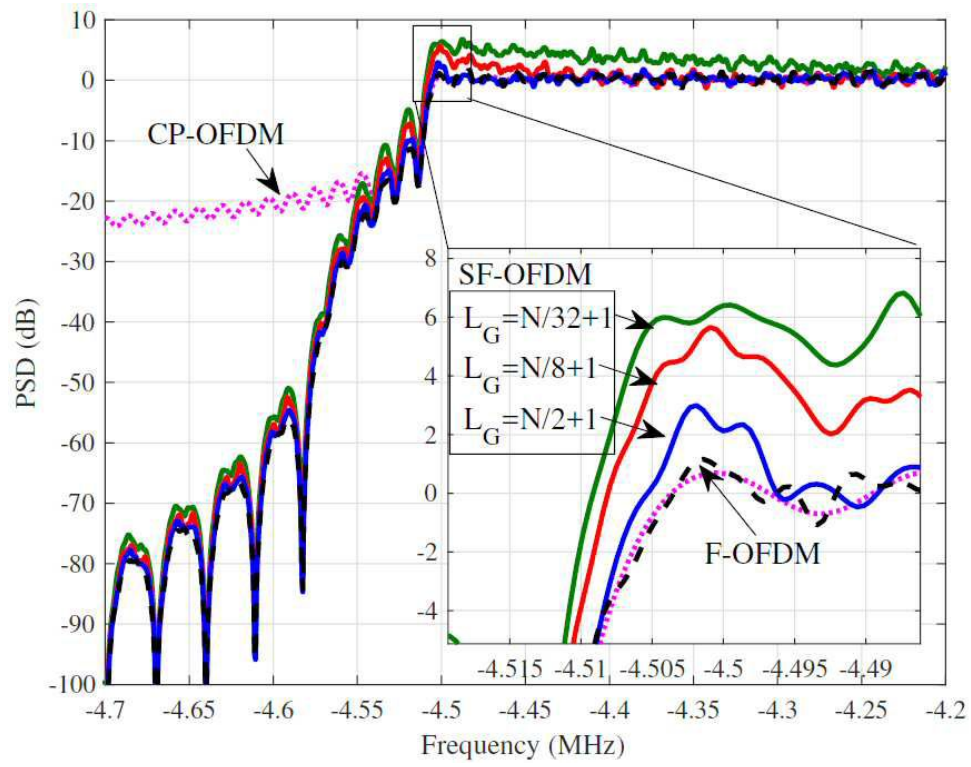
도면8



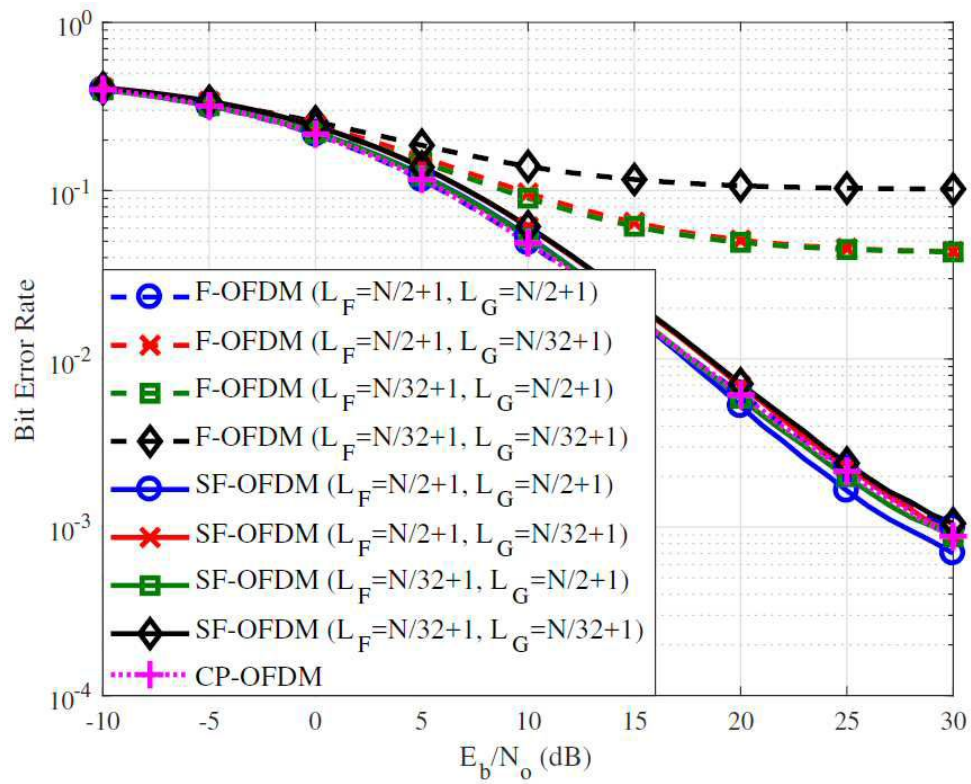
도면9



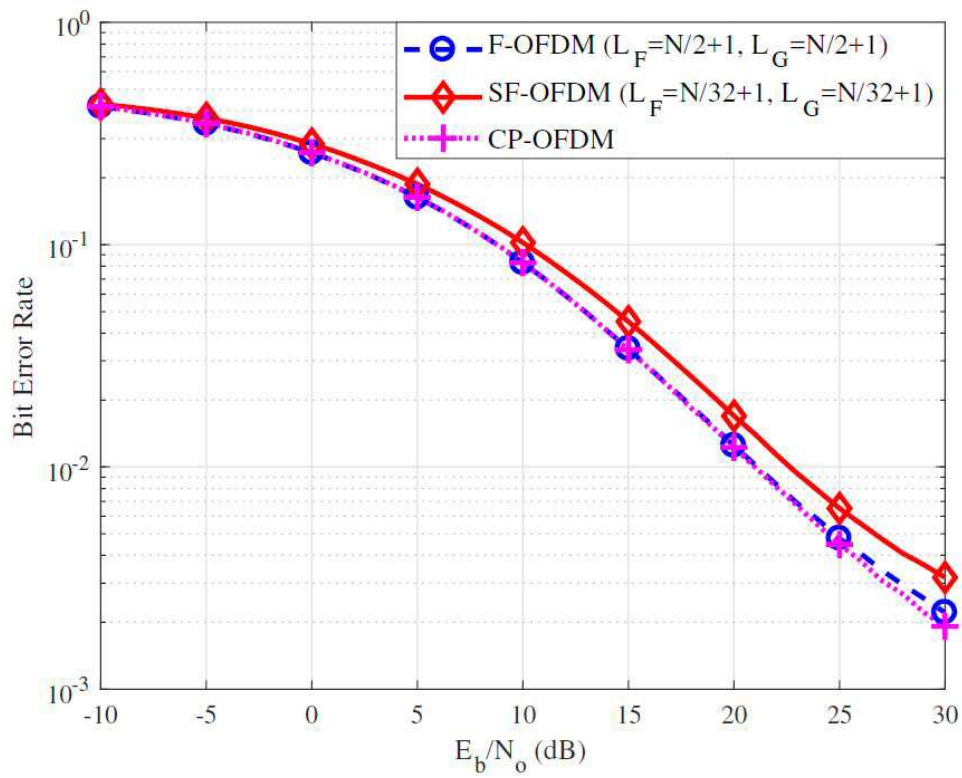
도면10



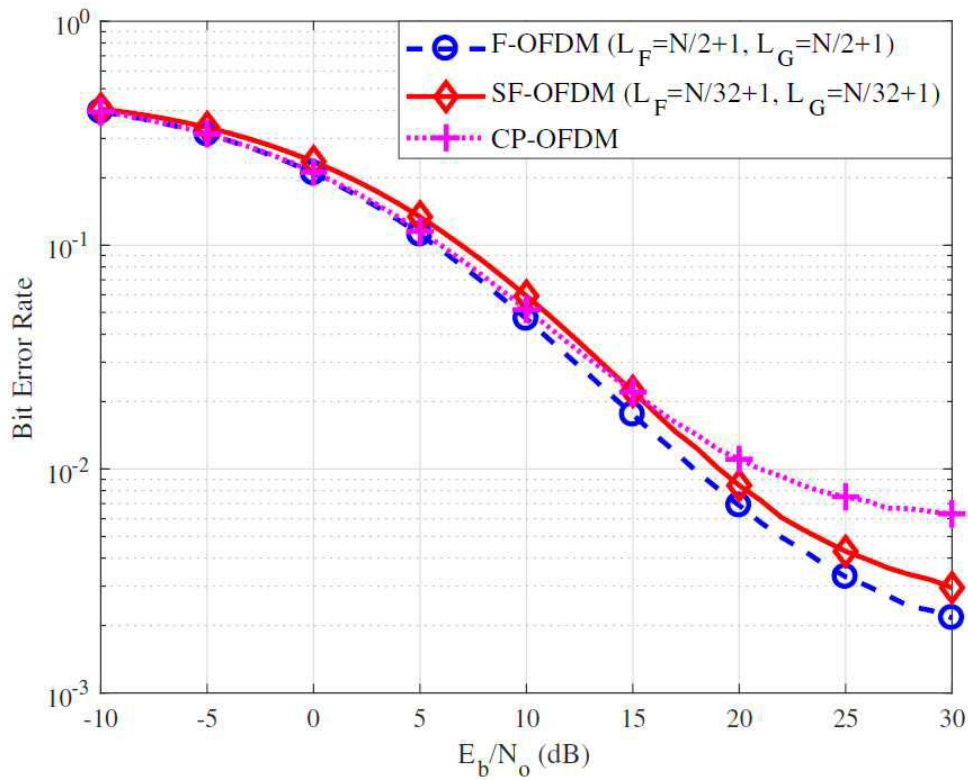
도면11



도면12



도면13



도면14

