



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2020년12월28일
(11) 등록번호 10-2195907
(24) 등록일자 2020년12월21일

(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

(65) 공개번호 10-2020-0126663

(43) 공개일자 2020년11월09일

(56) 선행기술조사문헌

KR1020070108419 A*

(뒷면에 계속)

(73) 특허권자

연세대학교 산학협력단

서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)

(72) 발명자

홍대식

서울특별시 서대문구 연세로 50, 연세대학교 제3 공학과 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 8 항

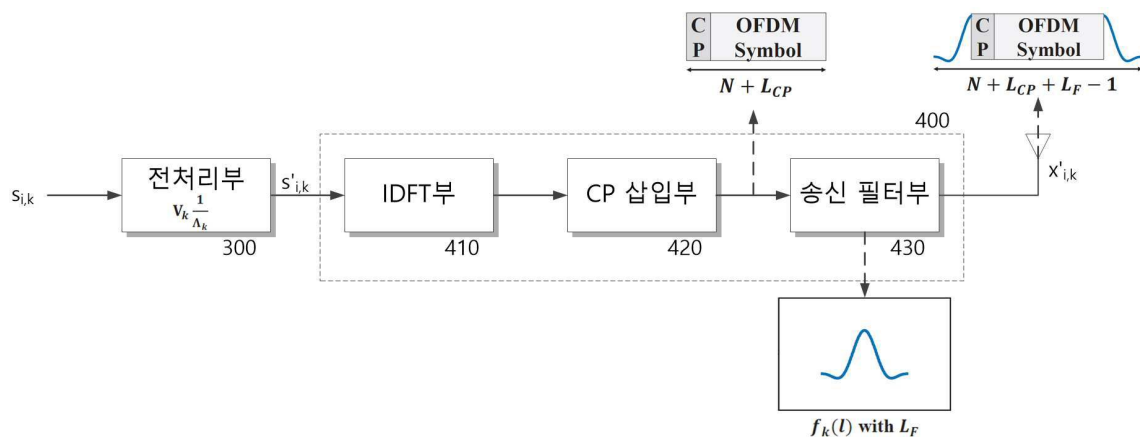
심사관 : 광현선

(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)

(56) 선행기술조사문헌

KR1020170082205 A*

KR1020060068082 A

KR1020050055592 A

KR1020180027300 A

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

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 전처리하고,

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(Λ_k)로 분해하고, 분

해된 제2 특이 행렬 벡터(V_k^H)의 에르미트 행렬(V_k)과 대각 행렬(Λ_k)의 역수($1/\Lambda_k$)를 이용하여, $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ 로 획득되는 F-OFDM 시스템의 송신기.

청구항 2

삭제

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 행렬로 분해하고, 분해된 다수의 행렬 중 적어도 하나를 이용하여 획득되는 후처리 행렬에 따라 상기 수신 데이터를 후처리하고,

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(Λ_k)로 분해하고, 분해된 제1 특이 행렬 벡터(U_k)의 에르미트 행렬(U_k^H)로 획득되는 F-OFDM 시스템의 수신기.

청구항 5

삭제

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 전처리하고,

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(Λ_k)로 분해하고, 분

해된 제2 특이 행렬 벡터(V_k^H)의 에르미트 행렬(V_k)과 대각 행렬(Λ_k)의 역수($1/\Lambda_k$)를 이용하여 $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ 로 획득되는 F-OFDM 시스템의 송신 방법.

청구항 8

삭제

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 후처리하고,

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(Λ_k)로 분해하고, 분해된 제1 특이 행렬 벡터(U_k)의 에르미트 행렬(U_k^H)로 획득되는 F-OFDM 시스템의 수신 방법.

청구항 11

삭제

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] 이 중 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 기 지정된 방식으로 CP-OFDM 심볼을 획득하고, 상기 CP-OFDM 심볼을 기 지정된 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(Λ_k)로 분해하고, 분해된 제2 특이 행렬 벡터(V_k^H)의 에르미트 행렬(V_k)과 대각 행렬(Λ_k)의 역수($1/\Lambda_k$)를 이용

하여, $V_k \frac{1}{\Lambda_k}$ 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 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 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 실시에 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 부재임을 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 R_t 는 CP 삽입부(120)가 OFDM 심볼에 지정된 길이(L_{CP})의 CP를 추가한 행렬로서, $R_t = \begin{bmatrix} 0_{L_{CP} \times (N+L_{CP})} & I_{L_{CP}} \\ I_N & 0 \end{bmatrix}$ 이다. 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 토플리츠 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 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 $A_k = F_k R_t W_k^H$ 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

[0035]
$$y_{i,k} = y_{DES,k} + y_{ISI,k} + \tilde{n}_k$$

[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

[0038]
$$y_{DES,k} = \underbrace{W_k R_t G_k}_{B_k} H_k x_{i,k}$$

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

[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 지연 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_t 는 CP 제거부(220)가 CP와 필터 꼬리를 제거하기 위한 행렬로 $R_t = \begin{bmatrix} 0_{M \times (L_{CP} + \frac{L_F+L_G}{2} - 1)} & I_M \\ 0_{M \times (\frac{L_F+L_G}{2} - 1)} \end{bmatrix}$ 이다.

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

[0041] 수학식 3에서 B_k 는 k번째 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

$$\begin{aligned} y_{DES,k} &\approx \text{diag}\{h_m\} \underbrace{B_k A_k}_{C_k} s_{i,k} \\ &= \text{diag}\{h_m\} C_k s_{i,k} \end{aligned}$$

[0043]

[0044] 수학식 4에 따르면, $C_k = B_k A_k$ 는 F-OFDM 시스템에서 k번째 서브 밴드에 대한 전체 신호 처리 과정에 대한 시스템 행렬로 정의될 수 있다. 그리고 시스템 행렬(C_k)이 항등 행렬이면, 왜곡없이 수신된 신호를 복원할 수 있다. 그러나 일반적으로 F-OFDM은 유한 임펄스 응답(FIR)을 사용하기 때문에, 시스템 행렬(C_k)은 정확한 항등 행렬이 될 수 없다. 그러나 시스템 행렬(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($y_{ISI,k}$)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

$$\begin{aligned} y_{ISI,k} &= W_k R_r G_k H (\bar{x}_{i-1,k} + \hat{x}_{i+1,k}) \\ &\approx \text{diag}\{h_m\} W_k R_r G_k (\bar{x}_{i-1,k} + \hat{x}_{i+1,k}) \end{aligned}$$

[0046]

[0047] 수학식 5에서 $\bar{x}_{i-1,k}$ 는 이전 전송된 심볼($x_{i-1,k}$)의 마지막 (L_F-1)개의 샘플이고, $\hat{x}_{i+1,k}$ 는 다음 전송되는 심볼($x_{i+1,k}$)의 첫 번째 (L_F-1)개의 샘플로서 각각 수학식 6으로 표현된다.

수학식 6

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

[0048]

[0049] 그리고 다중 경로 채널의 최대 지연 확산 및 수신 필터(g_k)의 길이(L_G)를 고려하면, ISI는 수학식 7로 재작성될 수 있다.

수학식 7

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

[0050]

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.

[0051]

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 수학식 8에 따른 0이 아닌 L_p 및 L_n 개의 샘플 개수, 즉 길이를 가진다.

[0052]

수학식 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]

수학식 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.

[0054]

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 수학식 9와 같이 계산할 수 있다.

[0055]

수학식 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]

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.

[0057]

- [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 용이하게 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 해소할 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 수

신 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 4의 시스템 행렬(C_k)을 SVD 기법에 따라 수학적 10과 같이 복소 단위 행렬(complex unitary matrices)(U_k , V_k^H)과 음수가 아닌 실수(λ_m)를 대각 원소로 갖는 대각 행렬(Λ_k)로 분해한다.

수학적 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(Λ_k)의 역수($1/\Lambda_k$)와 제2 특이 행렬 벡터(V_k^H)의 에르미트 행렬(V_k)을 이용하여 수학적 11과 같이 전처리함으로써, 전처리된 송신 데이터($s'_{i,k}$)를 출력한다.

수학식 11

$$\mathbf{s}'_{i,k} = \mathbf{V}_k \frac{1}{\Lambda_k} \mathbf{s}_{i,k}$$

[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

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

[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 후처리가 전체 시스템 행렬(\mathbf{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($\mathbf{s}_{i,k}$)를 복구할 수 있다는 것을 알 수 있다.

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

수학식 15

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

[0095]

[0096] 여기서 $\overline{\mathbf{x}}'_{i-1,k}$ 와 $\hat{\mathbf{x}}'_{i+1,k}$ 는 이전 전송된 심볼($\mathbf{x}'_{i-1,k}$)의 마지막 (L_F-1)개의 샘플과 다음 전송되는 심볼($\mathbf{x}'_{i+1,k}$)의 첫 번째 (L_F-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, 수학식 8을 참조하여 이전 심볼($\mathbf{x}'_{i-1,k}$) 및 다음 심볼($\mathbf{x}'_{i+1,k}$)에 의해 야기되는 ISI 각각은 수학식 16에 따른 0이 아닌 L'_p 및 L'_n 개의 샘플 개수, 즉 길이를 가진다.

수학식 16

$$L'_p = \frac{L_F + L_G}{2} - L_{CP} - 1$$

$$< \frac{N}{2} - L_{CP} = L_p,$$

$$L'_n = \frac{L_F + L_G}{2} - 1$$

$$< \frac{N}{2} = L_n$$

[0098]

[0099]

수학식 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 ISI를 오히려 줄일 수 있다. 또한 필터 길이(L_F , L_G)를 송신기 및 수신기 각각의 성능에 따라 서로 상이하게 조정하여 ISI를 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(Λ_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(Λ_k)을 이용하여 송신기가 송신 데이터($s_{i,k}$)에 대해 수학식 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 수학식 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(λ_m)를 대각 원소로 갖는 대각 행렬(Λ_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(Λ_k)로 분해되면, 제2 특이 행렬 벡터(V_k^H)의 에르미트 행렬(V_k)과 대각 행렬(Λ_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 수학적 식 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-OFMD 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 수학적 식 10과 같이 제1 및 제2 특이 행렬 벡터(U_k , V_k^H)과 음수가 아닌 실수(λ_m)를 대각 원소로 갖는 대각 행렬(Λ_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(S24)까지는 도 6의 송신기를 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 필

터(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 후 처리를 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 M개인 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, 일례로 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 전처리는 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 방

출을 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	9.6586×10^3 [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 11 에서는 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(τ)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.

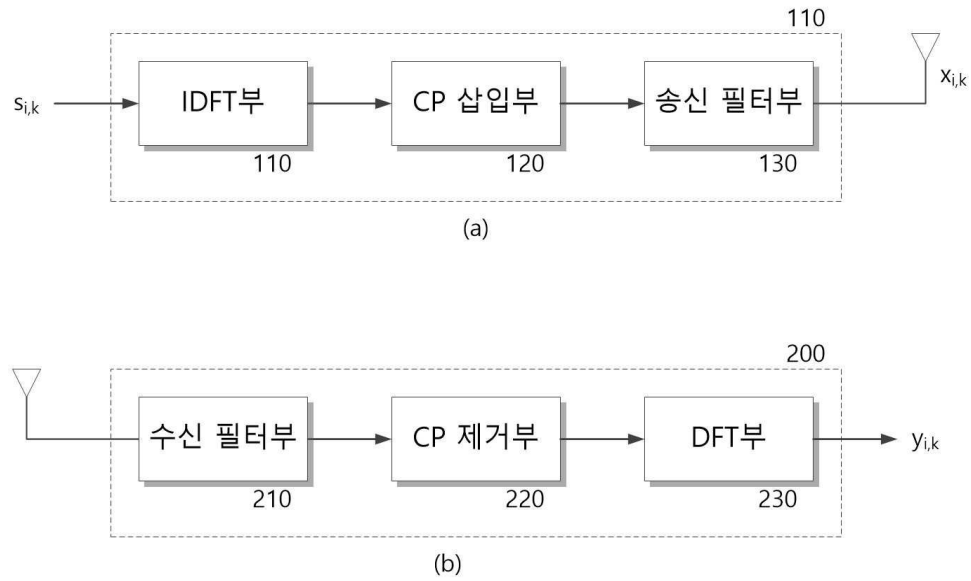
[0145] 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

부호의 설명

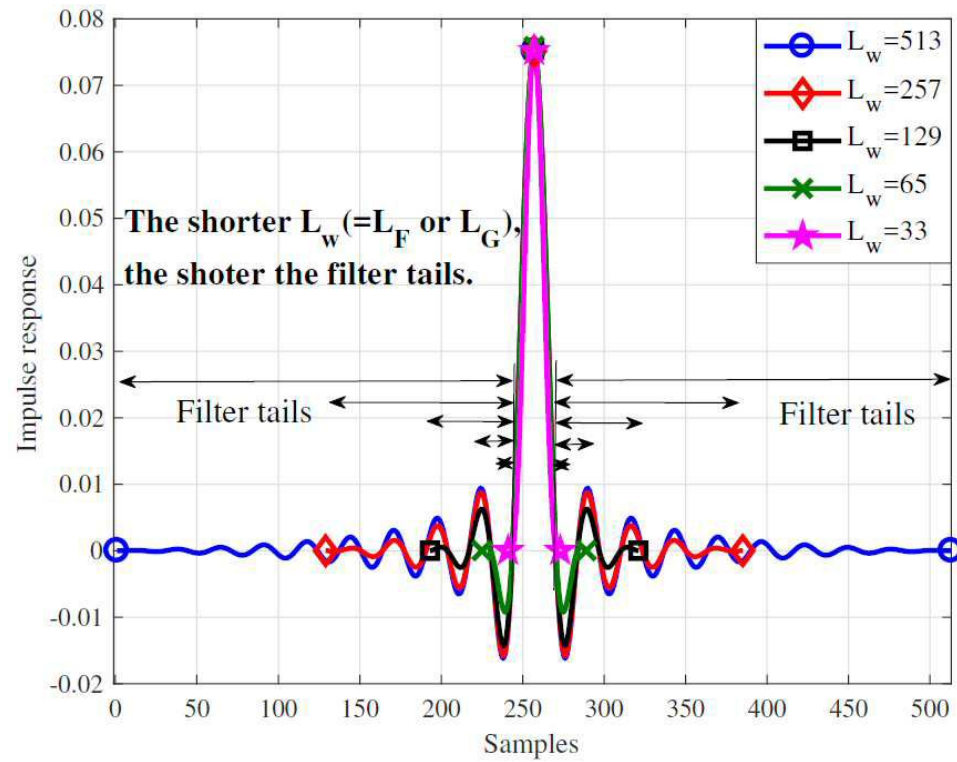
[0146]	300: 전처리부	410: IDFT부
	420: CP 삽입부	430: 송신 필터부
	510: 수신 필터부	520: CP 제거부
	530: DFT부	600: 후처리부

도면

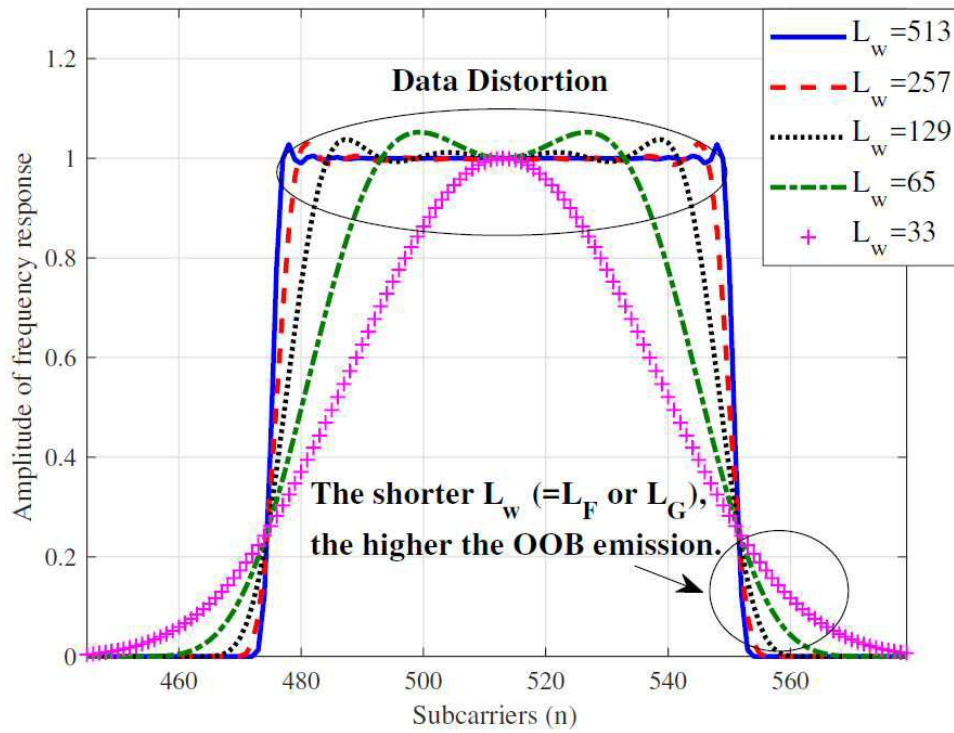
도면1



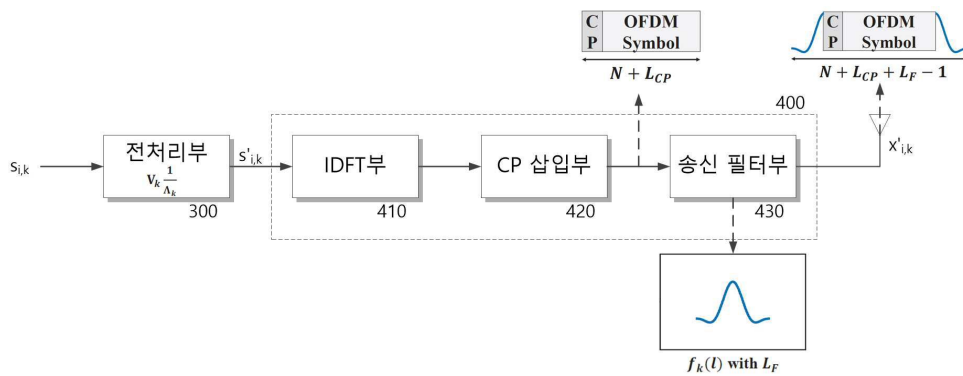
도면2



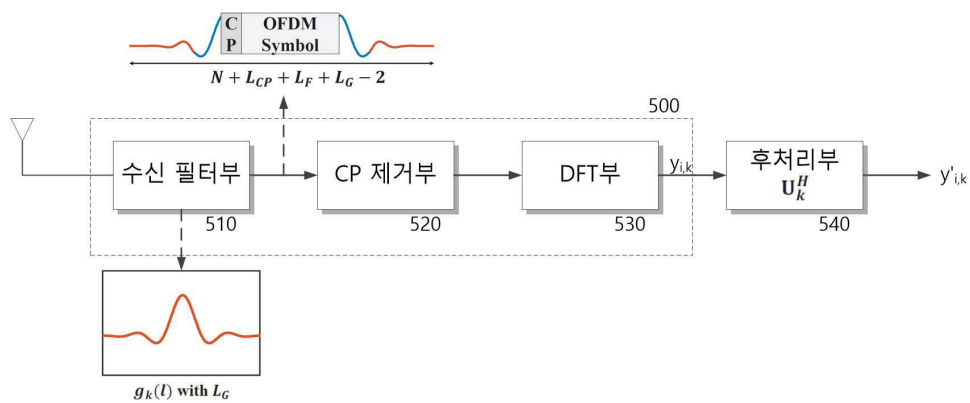
도면3



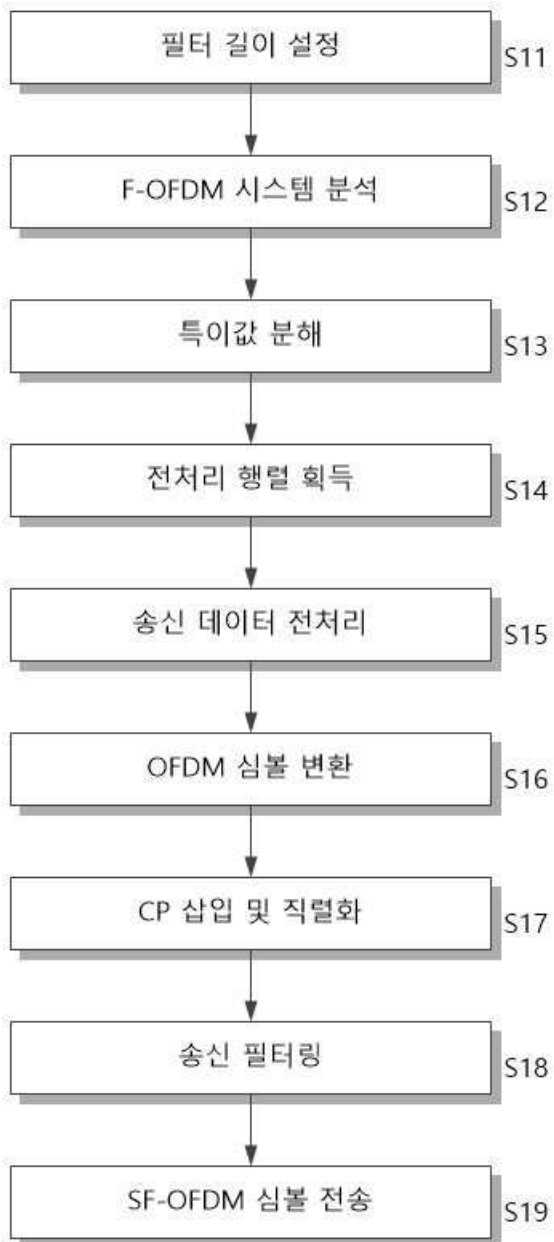
도면4



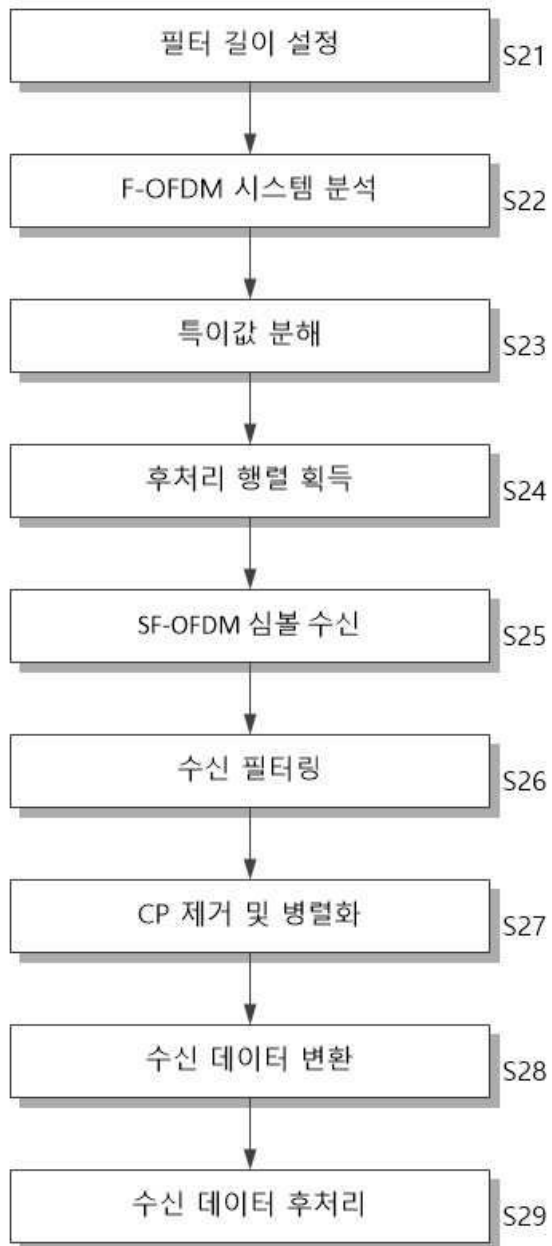
도면5



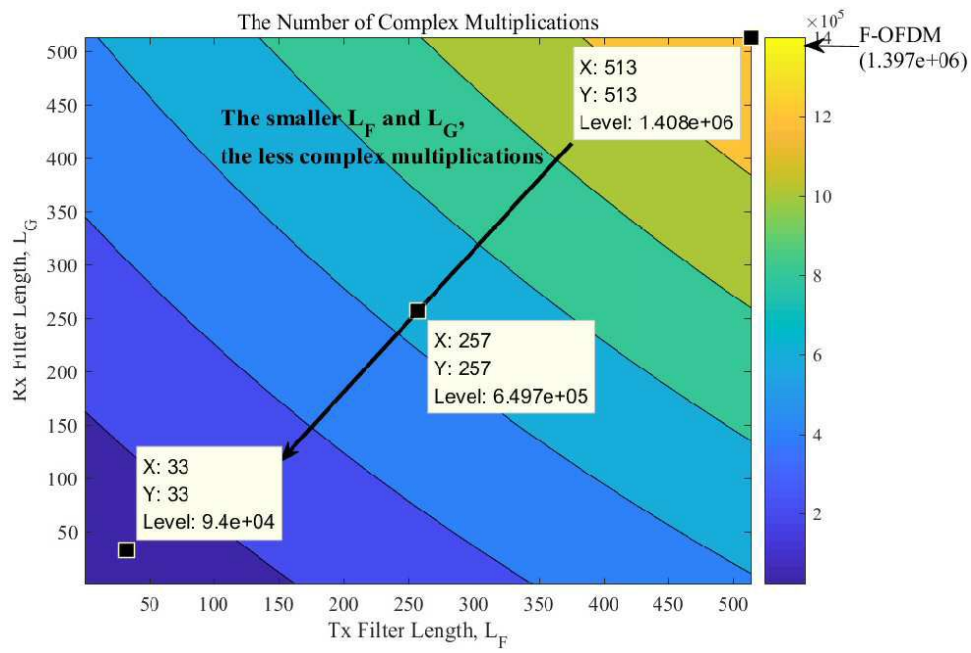
도면6



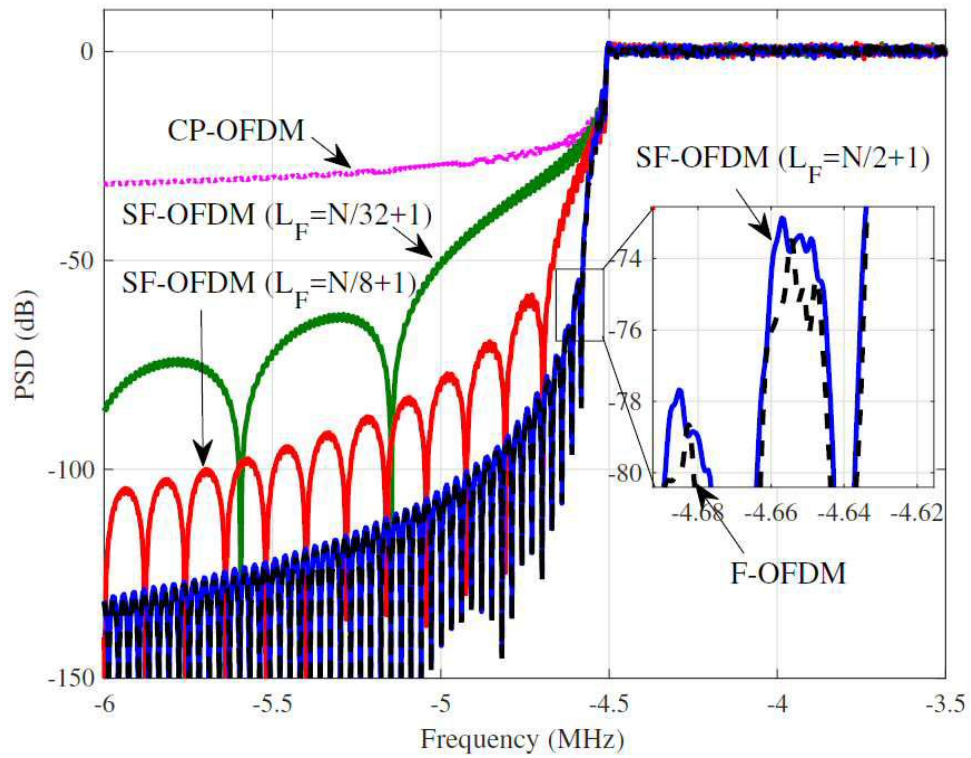
도면7



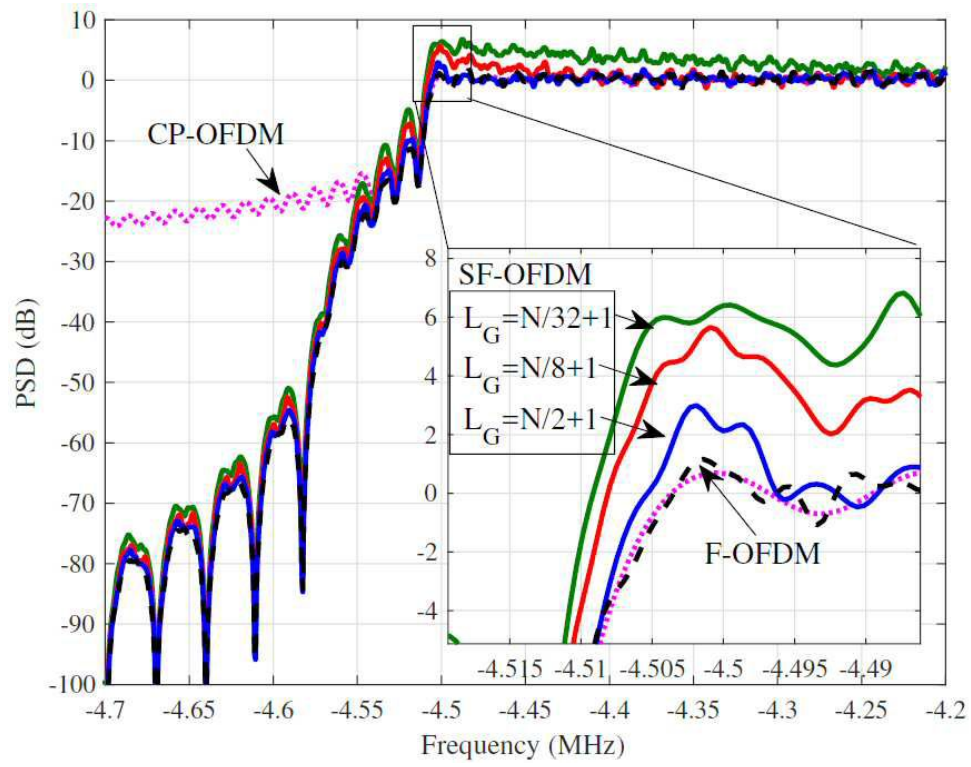
도면8



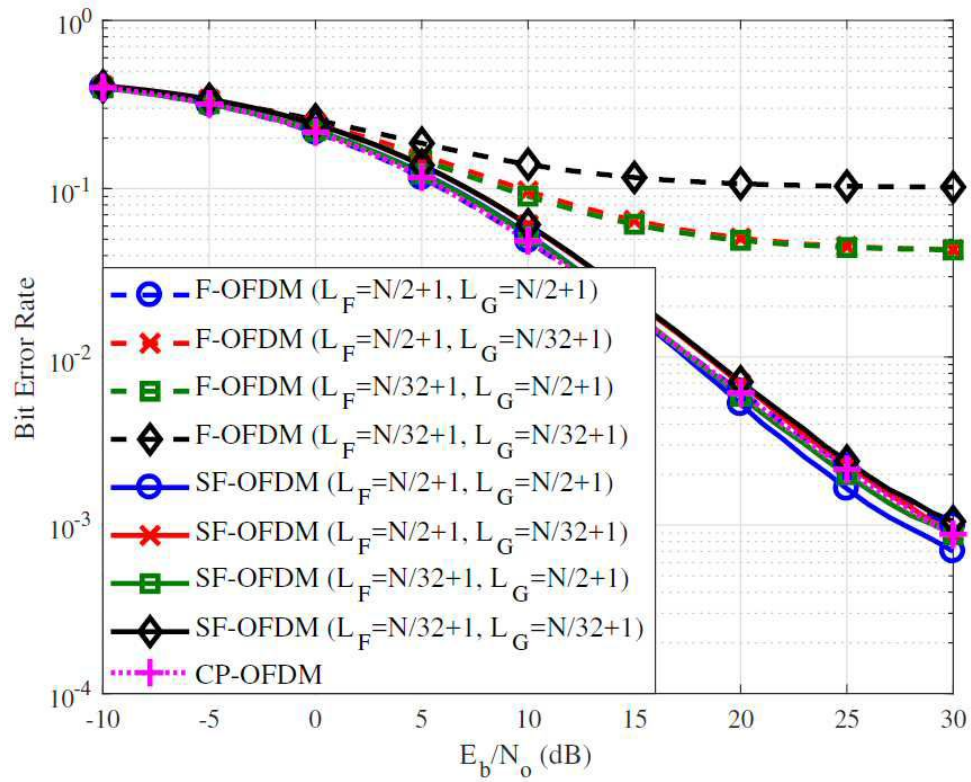
도면9



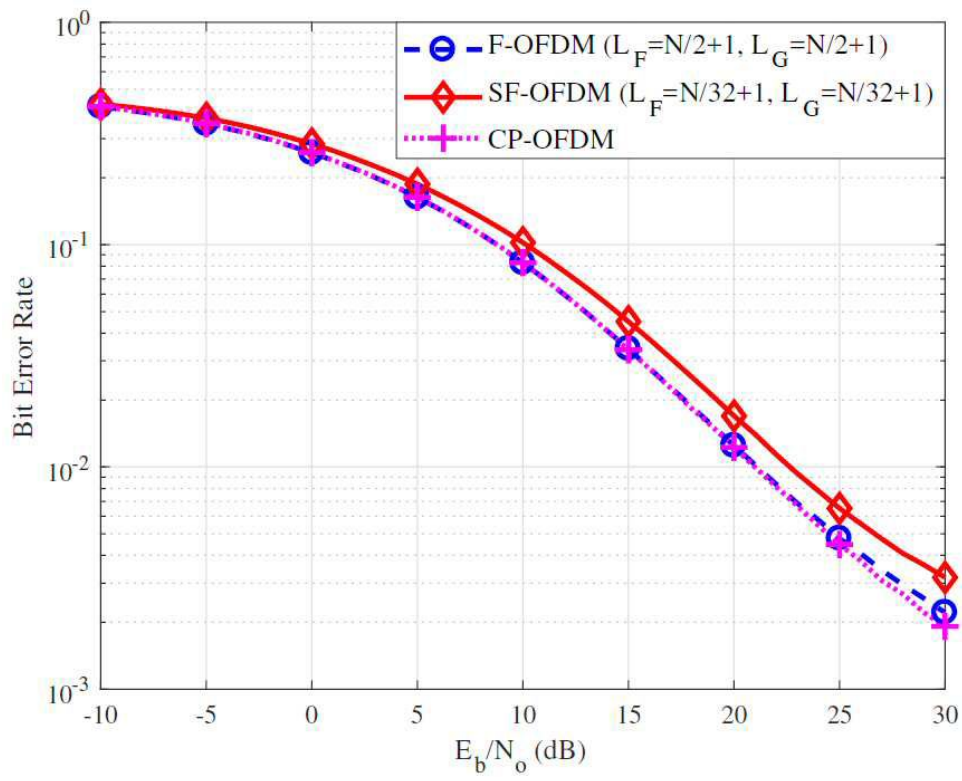
도면10



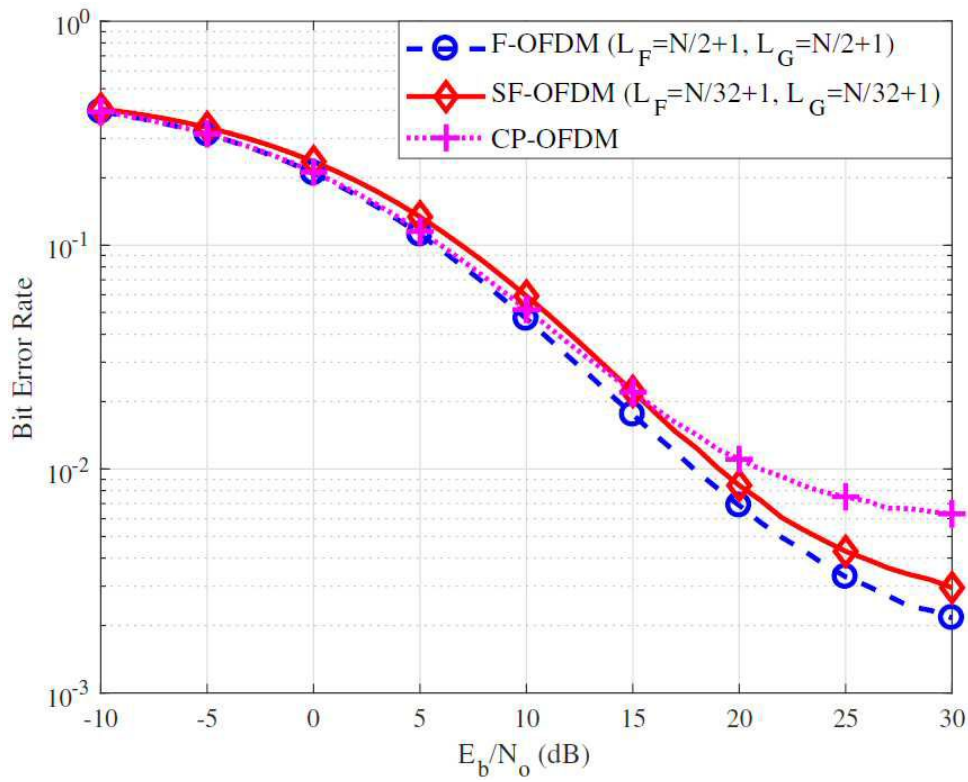
도면11



도면12



도면13



도면14

