



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2015-0049862

(43) 공개일자 2015년05월08일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04J 11/00 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2013-0130978

(22) 출원일자 2013년10월31일

심사청구일자 2013년10월31일

(71) 출원인

서강대학교산학협력단

서울특별시 마포구 백범로 35 (신수동, 서강대학교)

(72) 발명자

김영록

서울 마포구 월드컵북로47길 37, 102동 602호 (상암동, 상암카이저팰리스클래식)

이진용

서울 영등포구 63로 45, 16동 53호 (여의도동, 여의도시범아파트)

(74) 대리인

장완수

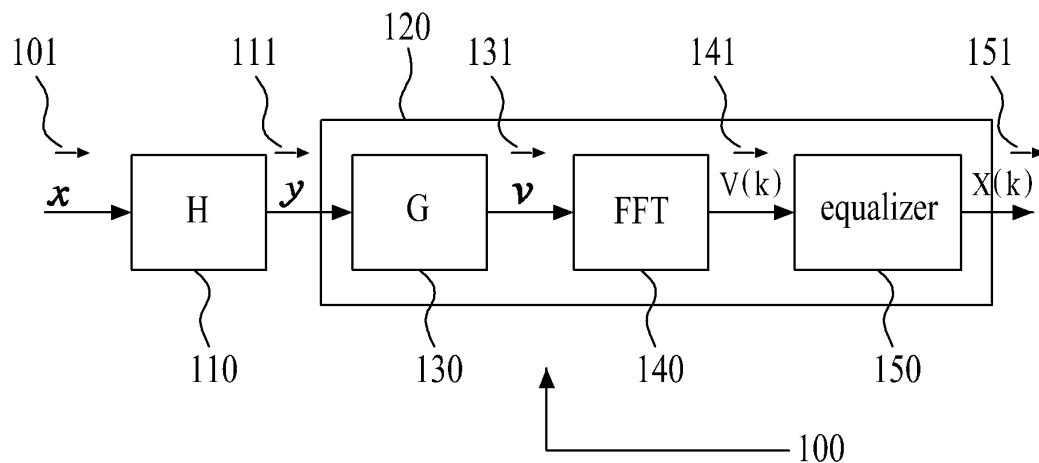
전체 청구항 수 : 총 28 항

(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법

(57) 요약

무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법은, 송신 채널을 통해 전달된 복수의 부반송파를 갖는 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계 및 상기 수신 신호 시퀀스로부터 상기 복수의 부반송파 간 간섭을 수신 필터를 통해 필터링하는 단계를 포함하고, 상기 송신 채널은 평균 채널 행렬 및 변환 행렬의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력은 근사 평균 채널 행렬 및 상기 수신 신호 시퀀스의 곱으로 구성되며, 시변 채널 특성을 갖는 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스를 시불변 채널 특성을 갖도록 필터링함으로써, 부반송파의 개수가 많고 단말의 이동속도가 고속인 경우에도 ICI를 효과적으로 감소시킬 수 있다.

대표도 - 도1



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 IITP-2015-H8601-15-1004

부처명 미래창조과학부

연구관리전문기관 정보통신기술진흥센터

연구사업명 ICT융합고급인력과정지원사업

연구과제명 현장진료를 위한 IT융합 휴대용 초음파 영상 시스템 개발

기 여 율 4/10

주관기관 서강대학교 산학협력단

연구기간 2012.06.01 ~ 2015.12.31이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 B551179-12-06-00

부처명 미래창조과학부

연구관리전문기관 국가과학기술연구회

연구사업명 국가과학기술연구회 연구운영비지원

연구과제명 철도시스템 미래형 무선 스마트 autonomous 센싱 기술

기 여 율 3/10

주관기관 한국철도기술연구원

연구기간 2012.07.01 ~ 2015.06.30이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 B0101-14-0171

부처명 미래창조과학부

연구관리전문기관 정보통신산업진흥원 산하 정보통신기술진흥센터

연구사업명 글로벌전문기술개발사업

연구과제명 소형셀 radio unit과 millimeter-wave를 이용한 무선link unit이 결합된 fronthaul system 개발

기 여 율 3/10

주관기관 (주)케이엠더블유

연구기간 2014.07.01 ~ 2016.06.30

명세서

청구범위

청구항 1

무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법에 있어서,
 송신 채널을 통해 전달된 복수의 부반송파를 갖는 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계; 및
 상기 수신 신호 시퀀스로부터 상기 복수의 부반송파 간 간섭을 수신 필터를 통해 필터링하는 단계를 포함하고,
 상기 송신 채널은 평균 채널 행렬 및 변환 행렬의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력은 근사 평균 채널 행렬 및 상기 수신 신호 시퀀스의 곱으로 구성되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,
 상기 필터링하는 단계는 N개의 송신 신호 시퀀스의 수의 입력 주기의 k/N 배의 시간 주기로 필터 계수가 업데이트되는 단계를 포함하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 3

제2항에 있어서,
 상기 근사 평균 채널 행렬은 상기 업데이트되는 필터 계수에 의해 상기 평균 채널 행렬로 변환되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,
 상기 평균 채널 행렬은 시불변 채널 행렬이고, 상기 변환 행렬은 상기 시불변 채널을 시변 채널로 변환하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,
 상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 푸리에 변환하는 단계; 및
 상기 푸리에 변환된 수신 신호 시퀀스로부터 채널 등화된 송신 신호를 추정하는 단계를 더 포함하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 6

제1항에 있어서,
 상기 송신 신호 추정 단계는 현재 시각에서의 수신 신호 및 상기 현재 시각 바로 이전의 시각에서의 수신 신호를 일차 결합하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 7

무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치에 있어서,
 송신 채널을 통해 전달된 복수의 부반송파를 갖는 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 수신부; 및
 상기 수신부로부터 수신된 상기 수신 신호 시퀀스로부터 상기 복수의 부반송파 간 간섭을 필터링하는 단계를 수행하는 수신 필터를 포함하고,
 상기 송신 채널은 평균 채널 행렬 및 변환 행렬의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력은 근사 평균 채널

행렬 및 상기 수신 신호 시퀀스의 곱으로 구성되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 수신필터는 N 개의 송신 신호 시퀀스의 수의 입력 주기의 k/N 배의 시간 주기로 필터 계수를 업데이트하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 근사 평균 채널 행렬은 상기 업데이트되는 필터 계수에 의해 평균 채널 행렬로 변환되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 10

제7항에 있어서,

상기 평균 채널 행렬은 시불변 채널 행렬이고, 상기 변환 행렬은 상기 시불변 채널을 시변 채널로 변환하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 11

제7항에 있어서,

상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 푸리에 변환하는 푸리에 변환기; 및

상기 푸리에 변환된 수신 신호 시퀀스로부터 채널 등화된 송신 신호를 추정하는 채널 등화기를 더 포함하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 12

제11항에 있어서,

상기 채널 등화기는 현재 시각에서의 수신 신호 및 상기 현재 시각 바로 이전의 시각에서의 수신 신호를 일차 결합하는 1-tap 채널 등화기인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 13

무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법에 있어서,

시변 채널 특성을 갖는 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스로부터 복수의 부반송파 간 간섭을 수신 필터를 통해 필터링하는 단계; 및

상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 이용하여 송신 신호 시퀀스를 추정하는 단계를 포함하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 14

제13항에 있어서,

상기 송신 채널은 평균 채널 행렬 및 변환 행렬의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력은 근사 평균 채널 행렬 및 상기 수신 신호 시퀀스의 곱으로 구성되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 15

제13항에 있어서,

상기 필터링하는 단계는 N 개의 상기 송신 신호 시퀀스의 수의 입력 주기의 k/N 배의 시간 주기로 필터 계수가 업데이트되는 단계를 포함하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 16

제15항에 있어서,

상기 근사 평균 채널 행렬은 상기 업데이트되는 필터 계수에 의해 상기 평균 채널 행렬로 변환되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 17

제14항에 있어서,

상기 평균 채널 행렬은 시불변 채널 행렬이고, 상기 변환 행렬은 상기 시불변 채널을 상기 시변 채널로 변환하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 18

제13항에 있어서,

상기 송신 신호를 추정하는 단계는,

상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 푸리에 변환하는 단계; 및

상기 푸리에 변환된 수신 신호 시퀀스 간의 심볼 간 간섭(ISI: Inter Symbol Interference)을 제거하는 단계를 포함하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 19

제18항에 있어서,

상기 심볼 간 간섭을 제거하는 단계는 현재 시각에서의 수신 신호 및 상기 현재 시각 바로 이전의 시각에서의 수신 신호를 일차 결합하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법.

청구항 20

무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치에 있어서,

시변 채널 특성을 갖는 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스로부터 복수의 부반송파 간 간섭을 필터링하는 수신 필터; 및

상기 수신 필터로부터 상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 이용하여 송신 신호 시퀀스를 추정하는 송신 신호 추정기를 포함하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 21

제20항에 있어서,

상기 송신 채널은 평균 채널 행렬 및 변환 행렬의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력은 근사 평균 채널 행렬 및 상기 수신 신호 시퀀스의 곱으로 구성되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 22

제20항에 있어서,

상기 수신 필터는 N개의 상기 송신 신호 시퀀스의 수의 입력 주기의 k/N 배의 시간 주기로 필터 계수를 업데이트하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 23

제22항에 있어서,

상기 근사 평균 채널 행렬은 상기 업데이트되는 필터 계수에 의해 상기 평균 채널 행렬로 변환되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 24

제21항에 있어서,

상기 평균 채널 행렬은 시불변 채널 행렬이고, 상기 변환 행렬은 상기 시불변 채널을 상기 시변 채널로 변환하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 25

제20항에 있어서,

상기 송신 신호 추정기는 상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 푸리에 변환하는 푸리에 변환기; 및

상기 푸리에 변환기로부터 상기 푸리에 변환된 수신 신호 시퀀스 간의 심볼 간 간섭(ISI: Inter Symbol Interference)를 제거하는 채널 등화기를 포함하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 26

제25항에 있어서,

상기 채널 등화기는 현재 시각에서의 수신 신호 및 상기 현재 시각 바로 이전의 시각에서의 수신 신호를 일차 결합하는 1-tap 채널 등화기인, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 27

무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치에 있어서,

송신 채널을 통해 전달된 복수의 부반송파를 갖는 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 수신 수단; 및

상기 수신 수단으로 상기 수신된 수신 신호 시퀀스로부터 상기 복수의 부반송파 간 간섭을 필터링하는 수신 필터링 수단을 포함하고,

상기 송신 채널은 평균 채널 행렬 및 변환 행렬의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력은 근사 평균 채널 행렬 및 상기 수신 신호 시퀀스의 곱으로 구성되는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

청구항 28

무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치에 있어서,

시변 채널 특성을 갖는 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스로부터 복수의 부반송파 간 간섭을 필터링하는 수신 필터링 수단; 및

상기 수신 필터링 수단으로부터 상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 이용하여 송신 신호 시퀀스를 추정하는 송신 신호 추정 수단을 포함하는, 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001]

본 발명은 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법 및 장치에 관한 것이다. 보다 상세하게는, 직교 주파수 분할 다중 접속(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)을 이용한 무선 통신 시스템에서 캐리어 간 간섭(ICI: Inter Carrier Interference)를 제거하여 송신 신호를 효율적으로 추정하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002]

OFDM 기법에 기반한 무선 통신 또는 디지털 방송 시스템에서, 무선 페이딩 채널의 다중 경로에 기인한 심볼 간 간섭 (ISI: Inter Symbol Interference)은 복수의 부반송파들 간의 직교성에 의해 상쇄된다. 그러나, 무선 채널들의 시변(time-variant) 특성은 부반송파 직교성의 손실을 초래하고, 이는 캐리어 간 간섭(ICI: Inter Carrier Interference)을 발생시키고 데이터 검출 성능을 열화시킨다. ICI를 감소시키기 위한 알고리즘으로 시간 영역에서 제로 포싱(ZF: Zero Forcing) 및 최소 평균 자승 오차법(MMSE: Minimum Mean Square Error) 등이 있으나, $O(N^2)$ 의 계산 복잡도 때문에, 부반송파의 개수는 128개로 제한된다.

[0003]

주파수 영역 알고리즘은 상대적은 작은 ICI 계수들을 무시함으로써 계산 복잡도를 $O(N)$ 로 감소시킬 수 있으나, 정규 도플러 주파수(NDF: Normalized Doppler Frequency)가 충분히 작은 경우에 효과적이다. 그러나 NDF가

0.1보다 큰 경우에 $O(N^2)$ 의 계산 복잡도로 인하여 성능 열화가 발생한다. 이를 해결하기 위한 반복 방법 (Iterative method)은 큰 NDF에 대해서도 $O(N)$ 의 계산 복잡도를 가지나, 부반송파의 수가 적은 시스템의 경우에만 적용된다. 부반송파의 개수가 500 이상인 경우에, 반복 방법은 ICI를 효과적으로 감소시킬 수 없다.

[0004] 이와 관련하여, 한국등록특허 제10-0809017호, "부반송파간 간섭 제거 방법 및 이를 이용한 수신 장치"라는 명칭의 발명에는 시간 영역에서 시변 회소 행렬 성분을 제거할 때, 하드웨어 결정부에 의해 케환된 추정 벡터를 이용하여 병렬 간섭 제거 과정을 거친 후 부반송파간 간섭 성분을 제거하는 구성이 개시되어 있다.

선행기술문헌

특허문헌

[0005] (특허문헌 0001) 한국등록특허 제10-0809017호, "부반송파간 간섭 제거 방법 및 이를 이용한 수신 장치"

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 본 발명은 전술한 문제점을 해결하기 위한 것으로, 부반송파의 개수가 많고 단말의 이동속도가 고속인 경우에도 ICI를 효과적으로 감소시키는 것을 목적으로 한다.

[0007] 또한, 본 발명은 부반송파의 개수가 많은 OFDM과 같은 통신 시스템에서 고속으로 이동하는 단말에 대하여 ICI를 효과적으로 감소시켜, 수신 신호로부터 송신 신호를 효과적으로 추정하는 것을 목적으로 한다.

과제의 해결 수단

[0008] 전술한 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법은, 송신 채널을 통해 전달된 복수의 부반송파를 갖는 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 단계; 및 상기 수신 신호 시퀀스로부터 상기 복수의 부반송파 간 간섭을 수신 필터를 통해 필터링하는 단계를 포함한다. 여기서, 상기 송신 채널은 평균 채널 행렬 및 변환 행렬의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력은 근사 평균 채널 행렬 및 상기 수신 신호 시퀀스의 곱으로 구성된다.

[0009] 상기 필터링하는 단계는 N개의 송신 신호 시퀀스의 수의 입력 주기의 k/N 배의 시간 주기로 필터 계수가 업데이트되는 단계를 포함한다.

[0010] 상기 근사 평균 채널 행렬은 상기 업데이트되는 필터 계수에 의해 상기 평균 채널 행렬로 변환된다.

[0011] 상기 평균 채널 행렬은 시불변 채널 행렬이고, 상기 변환 행렬은 상기 시불변 채널을 시변 채널로 변환한다.

[0012] 상기 송신 신호를 추정하는 방법은, 상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 푸리에 변환하는 단계 및 상기 푸리에 변환된 수신 신호 시퀀스로부터 채널 등화된 송신 신호를 추정하는 단계를 더 포함한다.

[0013] 상기 송신 신호 추정 단계는 현재 시각에서의 수신 신호 및 상기 현재 시각 바로 이전의 시각에서의 수신 신호를 일차 결합한다.

[0014] 전술한 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 송신 채널을 통해 전달된 복수의 부반송파를 갖는 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 수신부; 및 상기 수신부로부터 수신된 상기 수신 신호 시퀀스로부터 상기 복수의 부반송파 간 간섭을 필터링하는 단계를 수신 필터를 포함한다. 여기서, 상기 송신 채널은 평균 채널 행렬 및 변환 행렬의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력은 근사 평균 채널 행렬 및 상기 수신 신호 시퀀스의 곱으로 구성된다.

[0015] 전술한 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 송신 채널을 통해 전달된 복수의 부반송파를 갖는 복수의 수신 신호 시퀀스를 수신하는 수신 수단; 및 상기 수신 수단으로부터 수신된 상기 수신 신호 시퀀스로부터 상기 복수의 부반송파 간 간섭을 필터링하는 단계를 수신 필터링 수단을 포함한다. 여기서, 상기 송신 채널은 평균 채널 행렬 및 변환 행렬의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력은 근사 평균 채널 행렬 및 상기 수신 신호 시퀀스의 곱으로 구성된다.

[0016] 전술한 목적을 달성하기 위한 본 발명의 다른 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법

은, 시변 채널 특성을 갖는 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스로부터 복수의 부반송파 간 간섭을 수신 필터를 통해 필터링하는 단계; 및 상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 이용하여 송신 신호 시퀀스를 추정하는 단계를 포함한다.

[0017] 전술한 목적을 달성하기 위한 본 발명의 다른 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 시변 채널 특성을 갖는 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스로부터 복수의 부반송파 간 간섭을 필터링하는 수신 필터; 및 상기 수신 필터로부터 상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 이용하여 송신 신호 시퀀스를 추정하는 송신 신호 추정기를 포함한다.

[0018] 전술한 목적을 달성하기 위한 본 발명의 다른 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 장치는, 시변 채널 특성을 갖는 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스로부터 복수의 부반송파 간 간섭을 필터링하는 수신 필터링 수단; 및 상기 수신 필터링 수단으로부터 상기 필터링된 수신 신호 시퀀스를 이용하여 송신 신호 시퀀스를 추정하는 송신 신호 추정 수단을 포함한다.

발명의 효과

[0019] 본 발명에 따르면, 시변 채널 특성을 갖는 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스를 시불변 채널 특성을 갖도록 필터링함으로써, 부반송파의 개수가 많고 단말의 이동속도가 고속인 경우에도 ICI를 효과적으로 감소시킬 수 있다.

[0020] 본 발명에 따르면, 시변 채널 특성을 갖는 송신 채널을 통해 전달된 복수의 수신 신호 시퀀스를 시불변 채널 특성을 갖도록 필터링함으로써, 부반송파의 개수가 많은 OFDM과 같은 통신 시스템에서 고속으로 이동하는 단말에 대하여 ICI를 효과적으로 감소시켜, 수신 신호로부터 송신 신호를 효과적으로 추정할 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0021] 도 1은 수신 신호로부터 송신 신호를 추정하기 위한 본 발명에 따른 통신 시스템 모델을 도시한다.
- 도 2는 도 1의 통신 시스템 모델을 이용하여, 수신 신호로부터 송신 신호를 추정하기 위한 방법의 흐름도이다.
- 도 3은 다양한 NDF에 대하여 업데이트 레이트에 따른 비트 에러 레이트(BER: Bit Error Rate)를 도시한다.
- 도 4는 다양한 NDF에 대하여 대역폭 W에 따른 비트 에러 레이트(BER: Bit Error Rate)를 도시한다.
- 도 5는 N에 따른 정규화된 프로비니우스(Frobenius) 행렬 크기 $|E|_F/N$ 를 도시한다.
- 도 6 및 도 7은 NDF = 0.05인 경우에, 각각 QPSK 및 16-QAM에 대하여 신호 대 잡음 비(SNR)에 대응하는 BER 성능을 도시한다.
- 도 8 및 도 9는 NDF = 0.2인 경우에, 각각 QPSK 및 16-QAM에 대하여 신호 대 잡음 비(SNR)에 대응하는 BER 성능을 도시한다.
- 도 10은 채널 추정이 불완전한 경우에 BER 성능을 도시한다.
- 도 11은 SNR = 30dB인 경우에 부반송파의 수에 따른 BER 성능을 도시한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0022] 이하에서는, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명은 무선 통신 시스템에서 송신 신호를 추정하는 방법 및 장치에 대해 상세히 설명한다.

[0023] 도 1은 수신 신호로부터 송신 신호를 추정하기 위한 본 발명에 따른 통신 시스템 모델을 도시한다. 상기 통신 시스템 모델(100)은 송신 채널(110) 및 수신 장치(120)를 포함한다. 상기 수신 장치(120)는 수신 필터(130) 및 푸리에 변환기(140) 및 채널 등화기(150)를 포함한다.

[0024] 복수의 송신 신호 시퀀스(101)는 상기 송신 채널(110)을 통해 상기 수신 장치(120)로 전달된다. 즉 상기 수신 장치(120)는 상기 송신 채널(110)을 통해 복수의 부반송파를 갖는 복수의 수신 신호 시퀀스(111)를 수신한다. 상기 송신 채널(110)은 무선 전파 환경에 따라 채널 특성 H는 시변(time-variant) 또는 시불변(time-invariant) 채널 특성으로 모델링 된다. 상기 수신 필터(130)는 상기 수신 신호 시퀀스(111)로부터 상기 복수의 부반송파 간 간섭을 필터링한다. 보다 구체적으로 상기 수신 필터(130)는 시변 채널 특성을 갖는 상기 송신

채널(110)을 통해 전달된 상기 복수의 수신 시퀀스(111)를 시불변 채널 특성을 갖도록 필터링한다. 여기서, 상기 송신 채널의 채널 행렬(H_{tv})은 평균 채널 행렬(H_{ave}) 및 변환 행렬(F)의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력(131)은 근사 평균 채널 행렬(G) 및 상기 수신 신호 시퀀스(111)의 곱으로 구성된다.

[0025] 상기 푸리에 변환기(140)는 상기 필터링된 수신 신호 시퀀스(131)를 푸리에 변환하여, 시간 영역 신호(131)로부터 주파수 영역 신호(141)를 획득한다. 상기 채널 등화기(150)는 상기 푸리에 변환된 수신 신호 시퀀스들(141)로부터 채널 등화된 송신 신호(151)를 추정한다. 즉 무선 전파 채널은 다중 경로에 의해 서로 다른 시간에 전송된 신호들이 합이 도달하는데 이러한 신호들을 복원하기 위하여 채널 등화가 필요하다. 상기 채널 등화기(150)는 $t = t_n$ 에서의 현재의 수신 신호 및 $t = t_{n-1}, \dots, t = t_{n-k}$ 에서의 이전의 k 개의 수신 신호들을 일차 결합하여 현재 송신 신호를 추정한다. 상기 등화기(150)는 현재 시각에서의 수신 신호 및 상기 현재 시각 바로 이전의 시각에서의 수신 신호를 일차 결합하는 1-tap 채널 등화기가 이용될 수 있다.

[0026] 도 2는 도 1의 통신 시스템 모델(100)을 이용하여, 수신 신호로부터 송신 신호를 추정하기 위한 방법의 흐름도이다. 상기 송신 신호 추정 방법은 수신 시퀀스 수신 단계(S210), 수신 시퀀스 필터링 단계(S220), 푸리에 변환 단계(S230) 및 채널 등화 단계(S240)를 포함한다. 상기 수신 시퀀스 수신 단계(S210)에서, 상기 수신 장치(120)는 시변 채널 특성을 갖는 상기 송신 채널(110)을 통해 전달된 복수의 부반송파를 갖는 상기 복수의 수신 신호 시퀀스(111)를 수신한다. 상기 수신 시퀀스 필터링 단계(S220)에서, 상기 복수의 수신 신호 시퀀스(111)로부터 상기 복수의 부반송파 간 간섭을 상기 수신 필터(130)를 통해 필터링한다. 상기 필터링에 의해 시변 채널 특성을 갖는 상기 송신 채널(110)은 시불변 채널 특성을 갖도록 필터링된다. 여기서 상기 송신 채널(G)은 평균 채널 행렬(H_{ave}) 및 변환 행렬(F)의 곱으로 구성되고, 상기 수신 필터의 출력(131)은 근사 평균 채널 행렬(G) 및 상기 수신 신호 시퀀스(111)의 곱으로 구성된다.

[0027] 상기 수신 시퀀스 필터링 단계(S220)에서, 필터 계수는 N 개의 상기 송신 신호 시퀀스(101)의 입력 주기의 k/N 배의 시간 주기로 필터 계수가 업데이트된다. 상기 근사 평균 채널 행렬(G)은 상기 업데이트되는 필터 계수에 의해 상기 평균 채널 행렬로 변환된다. 여기서, 상기 평균 채널 행렬은 시불변 채널 행렬이고, 상기 변환 행렬은 상기 시불변 채널을 시변 채널로 변환한다. 이에 대해서는 OFDM 시스템 모델을 이용하여 후술 상세히 설명하도록 한다.

[0028] 상기 푸리에 변환 단계(S230)에서, 상기 필터링된 수신 신호 시퀀스(131)는 푸리에 변환되어 시간 영역 신호(131)로부터 주파수 영역 신호(141)가 획득된다. 상기 채널 등화 단계(S240)에서, 상기 푸리에 변환된 수신 신호 시퀀스들(141)로부터 채널 등화된 송신 신호(151)를 추정한다.

[0029] 한편 본 발명의 일 실시예에 따르면, 상기 통신 시스템 모델(100)은 N -포인트 역 이산 푸리에 변환(IDFT: Inverse Discrete Fourier Transform) 및 순환 프리픽스(CP: Cyclic Prefix)를 이용하는 OFDM 시스템 모델일 수 있다. 이 때, 채널 길이 L 이 CP 길이보다 짧은 가정 하에, CP 부분을 제거한 이후에 상기 수신 시퀀스(111)는 상기 송신 신호 시퀀스(101) 및 상기 송신 채널(110)을 이용하여 아래의 식(1)과 같은 행렬로 표현된다.

$$y = H_{tv} \cdot x + n \quad (1)$$

[0031] 여기서 x , y , n 은 아래의 식 (2) 내지 (4)와 같이 각각 길이 N 의 송신 신호 시퀀스, 수신 신호 시퀀스 및 잡음 시퀀스에 대한 열 벡터들이고, 여기서, $m=0, 1, \dots, N-1$ 에 대하여 $x(m)$, $y(m)$, $n(m)$ 으로 표시된다.

$$x = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T \quad (2)$$

$$y = [y(0), y(1), \dots, y(N-1)]^T \quad (3)$$

$$n = [n(0), n(1), \dots, n(N-1)]^T \quad (4)$$

[0035] 여기서, 시변 채널 행렬 임펄스 응답은 아래의 식 (5)로 표현되고, 여기서 채널 임펄스 응답은 $m=0, 1, \dots, N-1$ 및 $n=0, 1, \dots, L-1$ 에 대하여 $h(m, n)$ 으로 표현된다. 여기서, N 및 L 은 각각 데이터 시퀀스의 길이 및 채널 스프레드의 길이이다.

$$H_{tv} = \begin{bmatrix} h(0,0) & 0 & \dots & 0 & h(0,L-1) & \dots & h(0,2) & h(0,1) \\ h(1,1) & h(1,0) & \dots & \dots & 0 & h(1,L-1) & \dots & h(1,2) \\ \dots & h(2,1) & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & \dots \\ h(L-1,L-1) & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & h(L-2,L-1) \\ 0 & h(L,L-1) & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \dots & 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & h(N-2,L-1) & \dots & h(N-2,1) & h(N-2,0) & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & h(N-1,L-1) & \dots & h(N-1,1) & h(N-1,0) \end{bmatrix} \quad (5)$$

채널이 시불변이면 채널 매트릭스 H_{tv} 는 원형(circular) 및 밴디드 (band) 형태를 갖지만, 시변 채널 상황에서는 그렇지 않다. 기존의 제로 포싱(ZF: zero forcing) 및 MMSE 방식에 기반한 선형 등화 또는 선형 필터링 알고리즘은, 부반송파들의 개수 N 이 큰 OFDM 시스템을 구현하는 경우에는 매우 복잡하다. 부반송파들의 개수 N 이 큰 경우, 시변 채널 임펄스 응답 $h(m,n)$ 을 아래의 식(6)과 같이 시변 및 시불변 요소들의 중첩으로 표현된다.

$$h(m,n) = h_{ave}(n) + h_{var}(m,n) \quad (6)$$

여기서, 시불변 요소 $h_{ave}(n)$ 은 한 시퀀스 프레임 동안에 모든 채널 임펄스 응답을 평균함으로써 획득될 수 있으며, 아래의 식 (7)과 같이 표현된다.

$$H_{rv} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} h(m,n) \quad (7)$$

식 (6)의 시변 채널 모델의 행렬 표현은 아래의 식(8)과 같이 표현된다.

$$H_{tv} = H_{ave} + H_{var} \quad (8)$$

평균 채널 행렬 H_{ave} 는 원형 밴디드 행렬이고 시변 요소 H_{var} 도 H_{ave} 와 같이 밴디드이다. 즉, 길이 N 의 각 행 또는 열은 L 개의 비-제로 성분을 갖는다. 이러한 채널 모델을 이용하여, 상기 수신 시퀀스(111)는 아래의 식 (9)와 같이 시불변부분 및 ICI 부분으로 분리될 수 있다.

$$y = H_{ave} \cdot x + H_{var} \cdot x + n \quad (9)$$

시간 영역 신호 모델에 기반한 이전의 알고리즘들은 피드백 정보를 이용하여 수신된 시퀀스로부터 식(9)의 시변 요소를 차감함으로써 ICI를 감소시킨다. 반복 알고리즘은 식(7)에서의 채널 임펄스 응답의 평균을 이용하여 입력 시퀀스 $x(n)$ 을 추정한다. 그리고 나서, 식(9)의 ICI 시퀀스($H_{var}x$)가 계산되고 ICI 없는 시퀀스를 얻기 위하여 수신된 시퀀스로부터 차감된다. 이러한 두 단계 절차가 반복된다. 이러한 방법은 부반송파들의 개수 및 이동 속도가 작은 경우에 반복 당 $O(N)$ 의 복잡도를 가지고 동작한다. 그러나, 피드백 시퀀스의 큰 오차는 많은 반복에 의해서도 효과적으로 복구될 수 없기 때문에, 성능 열화는 부반송파의 개수가 증가함에 따라 심각해진다.

본 발명에서 제안하는 시변 채널 모델은 식 (10)과 같이 시변 채널 행렬이 시불변 채널 행렬의 선형 변환에 의해 정의된다.

$$H_{tv} = F \cdot H_{ave} \quad (10)$$

채널이 시불변인 경우에, 변환 행렬 F 는 크기 N 의 단위 행렬이 되어, $H_{tv} = H_{ave}$ 가 된다. 평균 채널 행렬 H_{ave} 가 토폴리스 원형 행렬인 경우에, 식(10)으로부터 H_{tv} 의 i 번째 행 벡터는 F 의 i 번째 행 벡터 및 시불변 채널 임펄스 응답의 원형 컨볼루션이 됨을 알 수 있고, 식(11)과 같이 벡터 형태의 원형 컨볼루션으로 표현될 수 있다.

$$h_{tv}^{(i)} = f^{*} h_{ave} \quad (11)$$

모든 $i=0, 1, \dots, N-1$ 에 대하여, * 는 원형 컨볼루션을 나타낸다. 여기서 h_{tv} 및 $f^{(i)}$ 는 각각 H_{tv} 및 F 의 $(i+1)$ 번째 행 벡터들이고, h_{ave} 는 H_{ave} 의 제1 행 벡터이고, h_{ave} 는 아래의 식 (12)와 같이 표현된다.

$$h_{ave}=[h_{ave}(0),0,...,0,h_{ave}(L-1)] \quad (12)$$

식(11)으로부터, 행렬 F 의 성분들은 식(13)에 의해 획득된다.

$$f^{(i)}=IDFT \frac{H_{tv}^{(i)}(k)}{H_{ave}^{(i)}(k)} \quad (13)$$

여기서, $k=0, 1, \dots, N-1$ 에 대하여 $H_{tv(i)}(k)$ 및 $H_{ave}(k)$ 는 $h_{tv}(i)$ 및 h_{ave} 의 DFT를 나타낸다.

식(10)을 식(1)에 대입하면, 수신 시퀀스(111)는 아래의 식(14)로 표현된다.

$$y=F \cdot H_{ave} \cdot x+n \quad (14)$$

$G \cdot F=I_N$ 을 만족하는 역변환 G 를 곱하여 ICI 는 감소될 수 있고, 여기서 I_N 은 크기 N 의 단위 행렬이다. 행렬 G 를 갖는 수신 시퀀스의 선형 변환에 의해 획득된 ICI 없는 시퀀스는 아래의 식(15)로 표현된다.

$$v=G \cdot y=H_{ave} \cdot x+G \cdot n \quad (15)$$

ICI 성분들을 제거한 이후에, 시불변 채널 성분은 주파수 영역에서 제거될 수 있다.

ZF 및 MMSE를 이용한 역행렬 G 의 계산은 H_{tv} 의 역변환에 비하여 이점이 없기 때문에, 부반송파의 개수가 큰 OFDM 시스템의 실제 구현에 대하여 근사화된 방법이 제안된다. $G \cdot F=I_N$ 및 $F \cdot G=I_N$ 을 만족하므로, 아래의 식(16)과 같이 표현된다.

$$f^{(i)} \cdot g^{(i)} = \begin{cases} 1 & (j=i) \\ 0 & (j \neq i) \end{cases} \quad (16)$$

모든 $i, j=0, 1, 2, \dots, N-1$ 에 대하여, $f^{(i)}$ 는 행렬 F 의 $(i+1)$ 번째 열 벡터이고 $g^{(i)}$ 는 행렬 G 의 $(i+1)$ 번째 열 벡터이다. 시불변의 경우에, H_{ave} 의 각 행은 서로 원형 천이된 버전이다. 그러나, 시변 상황에서, 식(16)은 식(6)을 이용하여 아래의 식(17)과 같이 표현된다.

$$h(j,n)=h(i,n)+h_{var}(j,n)-h_{var}(i,n)=h(i,n)+w_{ij}(n) \quad (17)$$

H_{tv} 의 행 벡터는 다른 행의 원형 천이된 버전 및 상대적으로 작은 값을 갖는 시변 요소 $w_{i,j}(n)=h_{var}(j,n)-h_{var}(i,n)$ 의 합이다. 식(17)을 식(11)에 대입하면, 아래의 식(18)과 같이 표현된다.

$$f^{(j)}(n)=f^{(j)}(n+i-j)_N+d_{ij}(n) \quad (18)$$

여기서 $(n)_N$ 은 모듈로 N 의 나머지(residue)이고, $f^{(i)}(n)$ 는 $f^{(i)}$ 의 $(n+1)$ 번째 요소이고, $d_{i,j}(n)$ 은 $f^{(j)}(n)$ 은 시변 요소이다.

변환 행렬은 아래의 식(19)와 같이 원형 행렬 및 상대적으로 작은 오차 행렬의 합으로 표현된다.

$$F=F_C^{(i)}+E^{(i)} \quad (19)$$

여기서, $F_c^{(i)}$ 는 자신의 첫번째 행 벡터가 $f^{(i)}$ 인 원형 행렬에 의해 정의되고, 오차 행렬 $E^{(i)}$ 의 요소들은 $e_{j,n}(n)$ 이다. $F \cdot g^{(i)} = F_c^{(i)} \cdot g^{(i)} + E^{(i)} \cdot g^{(i)}$ 및 $F_c^{(i)} \cdot g^{(i)}$ 는 원형 컨볼루션을 나타내기 때문에, $f^{(i)}$ 의 역 필터를 아

래의 식(20)과 같이 $g^{(i)}$ 의 근사화로 표현할 수 있다.

$$f^{(i)} = IDFT \frac{1}{F^{(i)}(N-k)_N} = IDFT \frac{H_{ave}(N-k)_N}{H_n^{(i)}(N-k)_N} \quad (20)$$

여기서, $k=0,1,2, \dots, N-1$ 에 대하여 $F^{(i)}(k)$ 는 $f^{(i)}$ 의 이산 푸리에 변환이며, 아래의 식(21)과 같이 행렬 $G \cdot F$ 는 정확히 단위 행렬이기보다는 대각 우세 (diagonally dominant) 행렬이 될 것이다. 식(15)에 근사 역변환을 적용하면 아래의 식 (22)와 같이 표현된다.

$$f^{(i)} \cdot g^{(i)} = \begin{cases} 1 & (j=i) \\ \varepsilon_{ij} & (j \neq i) \end{cases} \quad (21)$$

$$v = G \cdot y = H_{ave} \cdot x + E \cdot H_{ave} \cdot x + G \cdot n \quad (22)$$

여기서, $E = G \cdot F - I_N$ 이며, 식 (22)에서 첫 번째 및 두 번째 term을 더하면 $(I+E)H_{ave} \cdot x$ 가 되며, $(I+E)H_{ave}$ 은 근사 평균 채널 행렬에 해당한다. 제안된 방법은 E 가 작지만 영 행렬은 아니기 때문에 ICI를 완벽하게 제거할 수는 없고, 잔여 ICI 성분은 제안된 방법의 성능을 제한한다. 본 발명에서 제안된 방법은 많은 부반송파를 갖고 단말의 이동 속도가 빠른 환경에서, 필터 계수 업데이트 주기를 적절히 조절하여 행렬 E 의 성분들을 빠른 시간 내에 적은 값을 갖도록 하여 부반송파 간 간섭(ICI)를 효과적으로 제거할 수 있다.

여기서, 성능 열화 없이 효과적으로 구현될 수 있는 복잡도 감소 방식들이 제안된다. $N=2048$ 인 OFDM 시스템에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션 결과에 기반하여 복잡도 감소는 수행된다. 5개의 다중 경로를 갖는 테이퍼된 지연 라인(TDL: Tapered delay line) 채널 모델이 무선 전파 채널에 적용되고, 이는 Jake 채널 모델에 의해 생성된다. 각 탭의 지연들은 이고, 각각의 상대 전력은 이다. 심볼 길이는 이고, 변조 방식으로 직교 위상 천이 키잉(QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) 및 16-직교 진폭 변조(16-QAM: Quadrature Amplitude Modulation)이 변조 방식으로 사용된다. 채널은 알려진 것으로 가정하고, 최소 자승 방법이 1-tap 등화에 적용된다.

필터 계수들 $g^{(i)}(n)$ 은 모든 $i=0,1,2, \dots, N-1$ 에 대하여 추정되어야 하고, 이는 구현하기에 복잡하다. 따라서, 매 D 시간 간격마다 필터 계수들이 계산되고 나서, 잔여 필터 계수들을 획득하기 위하여 선형 내삽이 적용된다. $K = N/D$ 로 정의되는 업데이트 레이트는 계산 복잡도를 감소시키기 위하여 최소화되어야 한다.

도 3은 다양한 NDF에 대하여 업데이트 레이트에 따른 비트 에러 레이트(BER: Bit Error Rate)를 도시한다. 이동 속력이 260km/h에 대응하는 NDF 0.2의 경우에도, $K=8$ 이면 BER이 10^{-3} 이하의 값을 가지므로, 업데이트 시간 간격은 $N/8$ 이 되면 충분하다는 것을 알 수 있다.

계산 복잡도를 감소시키기 위하여 G 에서 비-제로 요소들의 개수는 최소화되어야 한다. 행렬 G 는 대각 우세 행렬이고 상대적으로 작은 대역폭을 갖는 밴드 행렬임을 알 수 있다. 도 4는 다양한 NDF에 대하여 대역폭 W 에 따른 비트 에러 레이트(BER: Bit Error Rate)를 도시한다. N 이 0.2보다 작은 경우에 BER이 10^{-3} 이하의 값을 가지기 위해서는 $W=128$ 이상이 되어야 함을 알 수 있다.

위에서 설명된 복잡도 감소 방식을 이용하여, 제안된 방법은 복잡도 $O(N)$ 을 가지고 동작한다. 반복 방법은 두 번의 반복을 필요로 하고, 각 프로세스는 복잡도 $(N \log_2(N))$ 을 갖는 두 개의 N -포인트 고속 푸리에 변환(FFT)을 포함한다. 다양한 N 에 따른 복소 연산의 수가 표 1에 도시된다. 제안된 방법의 복잡도는 반복 방법의 복잡도의 약 두 배임을 알 수 있다.

표 1

N	128	256	512	1024	2048
반복 방법 (Iterative)	11,776	24,576	51,200	106,496	221,184
제안 방법 (Proposed)	26,624	53,248	106,496	212,992	425,984

Rate	2.3	2.2	2.1	2.0	1.9
------	-----	-----	-----	-----	-----

[0081] 표2는 제안된 방법의 데이터 검출 성능 시뮬레이션을 위한 시스템 파라미터이다.

표 2

Parameter	Value
FFT point (N)	2,048
Carrier Frequency (GHz)	1 GHz
symbol length	0.2 μ s
Bandwidth of G (W)	128
Update rate (K)	8
Modulation method	QPSK, 16-QAM
NDF	0.05, 0.2

[0083] 행렬 $G \cdot F$ 의 비-대각 성분들의 합은 제안된 방법의 성능을 결정한다. 도 5는 N에 따른 정규화된 프로비니우스(Frobenius) 행렬 크기 $|E|_F/N$ 를 도시한다. 도 4로부터 정규화된 크기가 -30 dB이하인 경우에 제안된 방법은 N이 250보다 큰 경우에 적합함을 알 수 있다. N이 작은 경우에 E의 크기가 상대적으로 크기 때문에, 제안된 방법은 작은 N을 갖는 OFDM 시스템에 대해서는 효율적으로 동작하지 않을 수 있다.

[0084] 도 6 및 도 7은 NDF = 0.05인 경우에, 각각 QPSK 및 16-QAM에 대하여 신호 대 잡음 비(SNR)에 대응하는 BER 성능을 도시한다. 여기서 채널 임펄스 응답은 알려진 것으로 가정한다. 도 6으로부터 NDF = 0.05이고 QPSK를 이용하는 경우에, SNR = 35dB에 대하여 ISI 감소를 이용하지 않은 경우 BER이 0.08%임을 알 수 있고, 동일한 조건에서 제안된 방법은 BER이 0.03%로 감소함을 알 수 있다. 도 7로부터 16-QAM을 이용하는 경우에, 반복 방법의 0.22%의 BER은 제안된 방법에 의해 0.15%로 감소함을 알 수 있다. 도 8 및 도 9는 NDF = 0.2인 경우에, 각각 QPSK 및 16-QAM에 대하여 신호 대 잡음 비(SNR)에 대응하는 BER 성능을 도시한다. 이 경우 QPSK 및 16-QAM에 대하여 각각 1.3%에서 0.8%로 그리고 3.2%에서 0.4%로의 성능 개선이 있음을 알 수 있다. 표 3은 반복 방법과 제안된 방법에 대한 비트 에러 레이트 결과를 나타낸다.

[0085] 도 10은 채널 추정이 불완전한 경우에 BER 성능을 도시한다. 시뮬레이션 파라미터는 도 8의 경우와 동일하고, 채널 추정의 평균 자승 오차(MSE)가 증가할수록 전체적인 검출 성능은 열화 된다. 도 10으로부터 제안된 방법은 반복 방법보다 양호한 BER 성능을 가짐을 알 수 있다.

[0086] 도 11은 SNR = 30dB인 경우에 부반송파의 수에 따른 BER 성능을 도시한다. 도 11로부터 반복 방법은 부반송파의 개수가 300보다 작은 경우에 효과적으로 동작하지만, 부반송파의 개수가 증가함에 따라 성능은 열화 됨을 알 수 있고, 제안된 방법은 부반송파의 개수가 약 500보다 큰 경우에 반복 방법보다 효과적임을 알 수 있다.

[0087] 또한, 본 발명의 실시예들은 다양한 컴퓨터로 구현되는 동작을 수행하기 위한 프로그램 명령을 포함하는 컴퓨터 판독 가능 매체를 포함한다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체는 프로그램 명령은 본 발명을 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 기록 매체의 예에는 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체(magnetic media), CD-ROM, DVD와 같은 광기록 매체(optical media), 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 같은 자기-광 매체(magneto-optical media), 및 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함된다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다.

[0088] 지금까지 본 발명에 따른 구체적인 실시예에 관하여 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서는 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로, 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안되며, 후술하는 특허청구범위뿐 아니라 이 특허청구범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

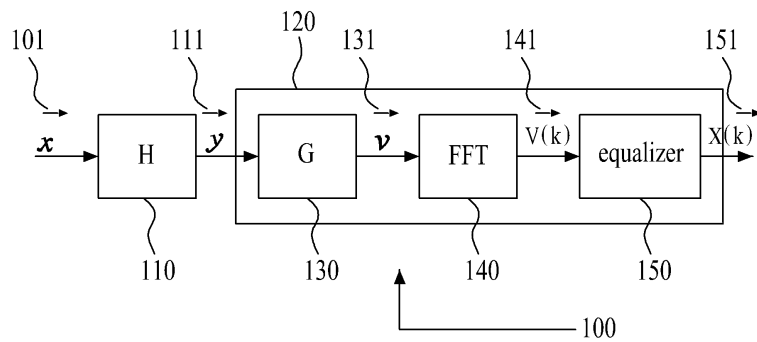
부호의 설명

[0089] 100: 통신 시스템 모델

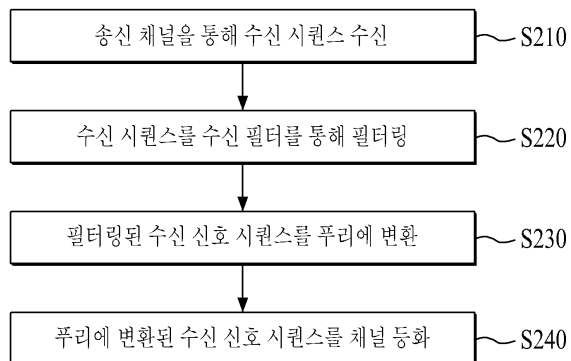
- 110: 송신 채널
- 120: 수신 장치
- 130: 수신 필터
- 140: 푸리에 변환기
- 150: 채널 등화기

도면

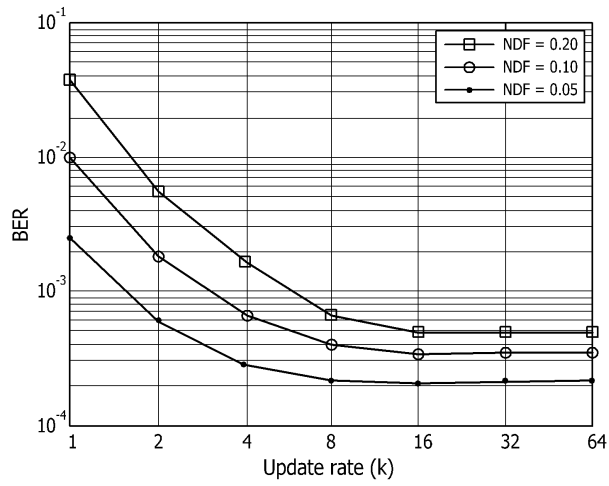
도면1



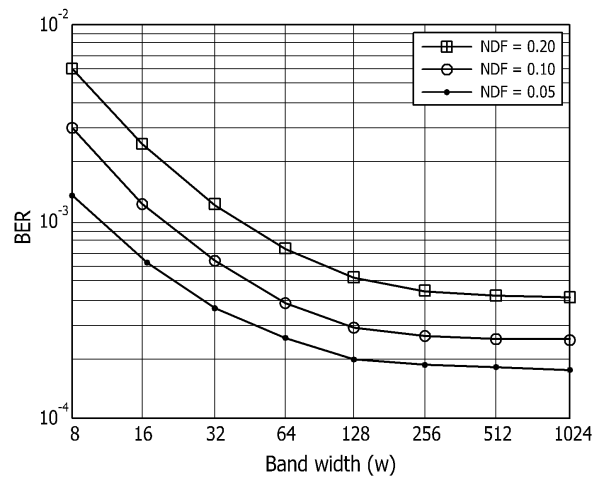
도면2



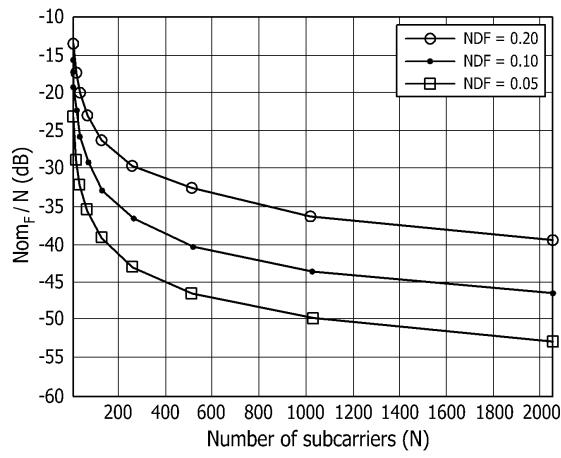
도면3



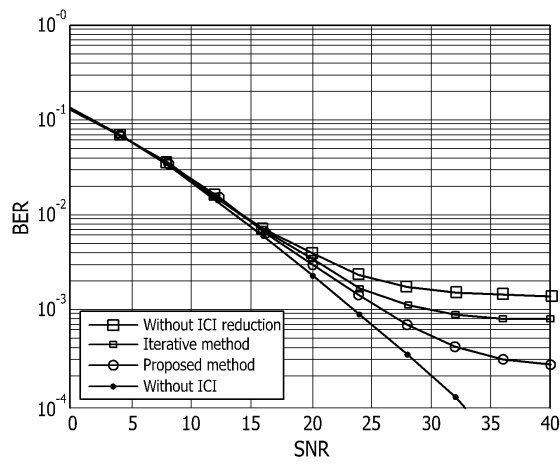
도면4



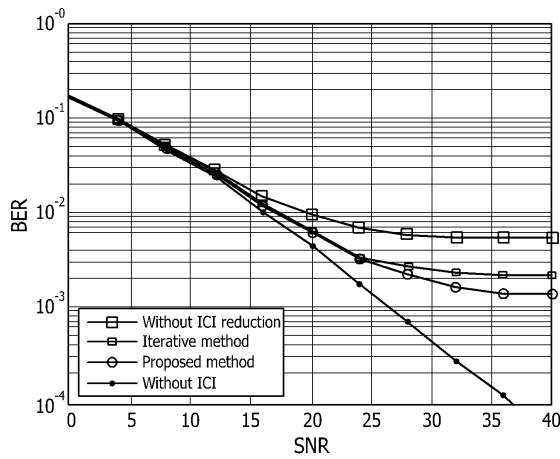
도면5



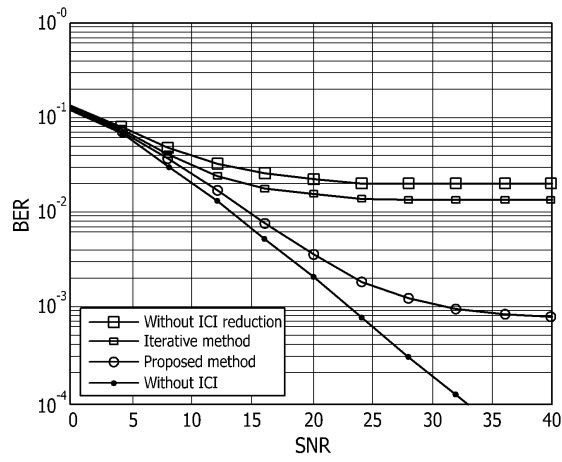
도면6



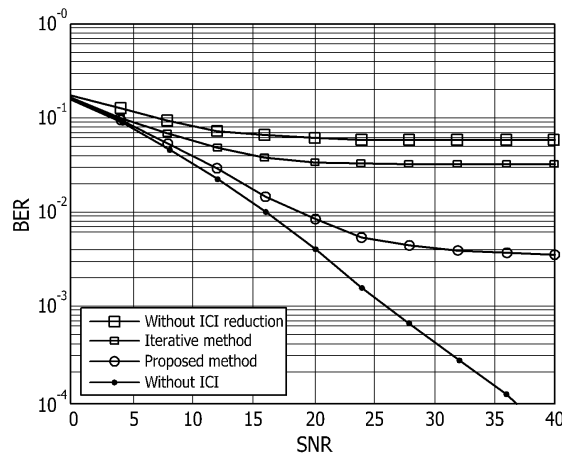
도면7



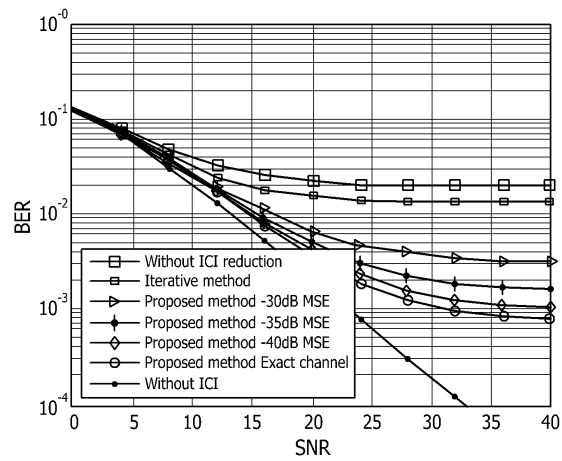
도면8



도면9



도면10



도면11

