

(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) Int. Cl.⁷ (45) 공고일자 2005년08월31일
H04L 27/26 (11) 등록번호 10-0511559

(24) 등록일자 2005년08월24일

(21) 출원번호 10-2002-0075014

(65) 공개번호 10-2004-0046967

(22) 출원일자 2002년11월28일

(43) 공개일자 2004년06월05일

(73) 특허권자 한국전자통신연구원
대전 유성구 가정동 161번지

학교법인 중앙대학교
서울 동작구 흑석1동 중앙대학교

(72) 발명자 장경희
대전광역시서구둔산동크로바아파트104동1409호

김윤희
대전광역시서구월평3동다모아아파트110동807호

조용수
서울특별시서초구반포동1-1번지신반포3차아파트25동1006호

박경원
전라남도화순군춘양면가봉리541번지

(74) 대리인 유미특허법인

심사관 : 복진요

(54) 시변 채널 왜곡 제거 기능을 가지는 주파수 분할 다중시스템에서의 송수신 방법

요약

본 발명은 시변 채널 왜곡 제거 기능을 가지는 직교주파수 분할다중 시스템의 송수신 방법에 관한 것이다.

본 발명에서는 송신부가 M개의 부채널을 하나의 데이터 그룹으로 정의하고, 고속 이동 환경에서 시변 채널 왜곡을 유발하는 각 경로의 채널 변화를 근사화하여 수학적으로 분석하고, 이를 토대로 가중치를 산출하여 각 부채널의 송신 데이터에 부여하여 전송한다. 이후, 수신부에서 이들 M개의 부채널의 신호들을 결합하고, 복조를 수행한다.

이러한 본 발명에 따르면, 시변 채널에 의한 왜곡을 크게 감소시켜 비트 오류율을 개선하며, 채널 추정 성능을 개선하는 효과를 얻을 수 있다. 또한 고속 이동 환경에서 동작하는 다중안테나를 갖는 OFDM 시스템에서 시변 채널에 의한 왜곡을 감소시키는 동시에 다이버시티 이득을 얻을 수 있어 고속의 이동성을 지원할 수 있다.

대표도

도 5

색인어

OFDM, 시변 채널, MIMO-OFDM, 채널 추정

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 일반적인 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex) 시스템의 송·수신단 블록도이다.

도 2는 시간영역에서 한 OFDM 심볼 내의 채널 변화 및 주파수 영역에서의 전력누수를 각각 보여주는 도이다.

도 3은 본 발명의 실시예에 따른 OFDM시스템에서 시변 채널에 의한 왜곡 감쇄를 위한 동작 흐름도이다.

도 4a 및 도 4b는 시간영역에 1차와 2차 근사화된 채널과 그에 따른 주파수 응답 특성을 각각 나타낸 도이다.

도 5는 주파수 영역에서 각 부채널의 시변 채널 왜곡을 나타내는 도이다.

도 6은 본 발명의 실시예에 따른 시변 채널 왜곡 감쇄를 위한 심볼 전송 방식을 나타낸 도이다.

도 7은 본 발명의 실시예에 따른 시변 채널의 왜곡 감쇄를 나타내는 도이다.

도 8은 본 발명의 제1 실시예에 따른 다중 안테나를 갖는 OFDM 시스템의 블록도이다.

도 9는 본 발명의 제2 실시예에 따른 시변 채널 왜곡 감쇄를 위한 SFBC(Space-Frequency Block Coded)-OFDM 시스템의 블록도이다.

도 10은 도 9에 도시된 SFBC-OFDM 시스템에서의 각 안테나 심볼 전송방식을 나타낸 예시도이다.

도 11은 본 발명의 제3 실시예에 따른 시변 채널 왜곡 감쇄를 위한 MRRC(Maximal Ratio Receiver Combining)-OFDM 시스템의 블록도이다.

도 12는 본 발명의 제4 실시예에 따른 시변 채널 왜곡 감쇄를 위한 SFTC(Space-Frequency Trellis Coded)-OFDM 시스템의 블록도이다.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교주파수분할다중(Orthogonal Frequency Division Multiplex ;이하 OFDM 이라 함) 방식 기술에 관한 것으로 특히, 고속 이동 환경에서 시변 채널에 의한 왜곡을 줄이기 위한 송수신 방법에 관한 것이다.

OFDM 방식은 인접한 OFDM 심볼 사이에 채널의 임펄스 응답보다 긴 CP(Cyclic Prefix)를 보호구간에 삽입하여 심볼간 간섭을 제거할 수 있어 수신단에서 단일 탭 등화기를 사용하여 간단하게 페이딩 왜곡을 보상할 수 있다. 또한, 송·수신단에의 번·복조과정을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)와 FFT(Fast Fourier Transform)를 사용하여 고속으로 구성할 수 있다.

이러한 OFDM의 장점으로 인해 고속 데이터 전송 시스템, 예를 들어, DAB(Digital Audio Broadcasting), DVB(Digital Video Broadcasting), DTTB(Digital Terrestrial Television Broadcasting), 무선 LAN(Wireless Local Area Network), 무선 ATM(Wireless Asynchronous Transfer Mode)등의 OFDM 무선 통신 시스템들이 개발되고 있으며, 최근에는 4세대 이동통신의 핵심 기술로 활발히 연구되고 있다.

또한, 무선 채널의 링크 버짓(Link Budget)을 개선하기 위하여 SFBC(Space-Frequency Block Coded)-OFDM, SFTC(Space-Frequency Trellis Coded)-OFDM, MRRC(Maximal Ratio Receiver Combining)-OFDM 등 다양한 다중 안테나를 갖는 OFDM 기법이 연구되고 있다. 하지만 상기 다중 안테나를 갖는 OFDM 방식들도 단일 안테나의 경우와 마찬가지로 시변 채널에 의한 왜곡이 발생하며, 다중 안테나의 경우 충분한 다이버시티 이득을 얻을 수 없어 성능이 크게 열화된다.

상기 문제를 해결하기 위한 종래의 기술로 파일럿 심볼을 전송하여 시변 채널 왜곡을 추정하고 이를 보상하는 방법이 제안되었지만 항상 데이터 심볼 전송전에 파일럿 심볼을 전송해야하기 때문에 오버헤드(Overhead)가 크고 한 심볼 전의 추정된 채널을 이용하기 때문에 이로 인한 성능열화가 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

그러므로, 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 종래의 문제점을 해결하기 위한 것으로, OFDM 시스템에 있어서, 고속 이동 환경에서 시변 채널에 의해서 발생하는 왜곡을 줄이고자 하는데 있다.

특히, 본 발명이 이루고자 하는 다른 기술적 과제는 채널 추정 성능을 개선하고 시변 채널 왜곡을 감소시켜 비트 오류율을 개선하며 충분한 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 하는데 있다.

발명의 구성 및 작용

이러한 기술적 과제를 달성하기 위한 본 발명의 특징에 따른 송신 방법은, 적어도 하나 이상의 안테나를 이용하여 신호를 송신하는 OFDM 시스템의 송신 방법으로, a) N개의 전체 부채널 중 인접한 M개의 부채널을 하나의 그룹으로 생성하는 단계; b) 상기 그룹 안의 각 부채널의 송신 데이터에 가중치를 부여하는 단계; 및 c) 상기 가중치가 부여된 그룹 단위로 송신 데이터를 전송하는 단계를 포함한다.

여기서, 상기 b) 단계는, 시변 채널을 다항 함수를 사용하여 근사화하고, 근사화된 다항함수의 계수를 사용하여 주파수 영역에서 인접 부채널에 영향을 주는 전력 누수 값을 계산하고, 이를 토대로 각 송신 데이터에 부여할 가중치를 계산할 수 있다.

한편, 상기 a) 단계는 N개의 전체 부채널을 N/M개의 데이터 그룹으로 나누고, 상기 b) 단계는 각 데이터 그룹안의 M개의 인접 부채널에 근사화된 시변 채널을 이용하여 구한 가중치를 부여할 수 있다.

한편, 상기 a) 단계는 채널에 대한 정보가 없을 경우, 식 $(-1)^i (M-1)! / (i!(M-1-i)!)$ 에 따라 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널에 가중치를 부여한다. 여기서 i는 각 그룹내의 인덱스를 의미한다.

또한, 시변 채널 왜곡이 발생한 경우, 파일럿 신호를 그룹단위로 배치하고, 파일럿 신호의 전력이 송신 데이터의 전력보다 클 경우에는 파일럿 신호에 송신 데이터의 가중치보다 작은 가중치를 부여하여, 파일럿 신호에 의한 시변 채널 왜곡이 감소되도록 하는 단계를 더 포함할 수 있다.

본 발명의 다른 특징에 따른 수신 방법은, 적어도 하나 이상의 안테나를 이용하여 신호를 수신하는 OFDM 시스템의 수신 방법으로, a) 인가되는 수신 신호--상기 수신 신호는 N개의 전체 부채널 중 인접한 M개의 부채널이 하나의 그룹으로 되어 있으며, 상기 그룹의 각각의 부채널에 가중치가 부여되어 있음--을 수신하는 단계; b) 상기 수신된 그룹의 부채널의 신호들을 결합하는 단계; 및 c) 상기 결합된 신호를 복조하는 단계를 포함한다.

여기서, 상기 a) 단계는 수신된 신호를 FFT(Fast Fourier Transform) 한 후, 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널의 신호들을 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼어서 결합한다. 이 때, 상기 a) 단계는 상기 수신된 신호가 두 개의 부채널로 하나의

데이터 그룹을 형성하고 있고, 상기 데이터 그룹의 두 부채널에 서로 반대 부호의 신호가 부여되어 있는 경우, 수신된 신호를 FFT한 후, 각 데이터 그룹의 가중치가 양의 부호로 전송된 부채널의 신호에서 가중치가 음의 부호로 전송된 부채널의 신호를 빼서 결합한다.

본 발명의 다른 특징에 따른 송수신 방법은, 적어도 하나 이상의 안테나를 이용하여 신호를 송수신하는 OFDM 시스템의 송수신 방법으로, a) N개의 전체 부채널 중 인접한 M개의 부채널을 하나의 그룹으로 생성하는 단계; b) 각 데이터 그룹안의 M개의 인접 부채널의 송신 데이터에 근사화된 시변 채널을 이용하여 구한 가중치를 각각 부여하여 송신하는 단계; c) 상기 송신된 신호를 수신하고, 수신된 신호의 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널의 신호들을 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼서 결합하는 단계; 및 d) 상기 결합된 신호를 복조하는 단계를 포함한다.

여기서, 상기 a) 단계는 채널에 대한 정보가 없을 경우, 식 $(-1)^i(M-1)!/(i!(M-1-i)!)$ 에 따라 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널에 가중치를 부여하여 전송하고, 상기 c) 단계는 수신된 신호를 FFT한 후, 각 데이터 그룹에서 가중치가 양의 부호로 전송된 부채널의 신호에서 가중치가 음의 부호로 전송된 부채널의 신호를 빼서 결합할 수 있다.

또한, 본 발명의 다른 특징에 따른 송수신 방법은, NTx개의 송신 안테나와 NRx개의 수신 안테나를 이용하여 신호를 송수신하는 OFDM 시스템의 송수신 방법으로, a) N개의 전체 부채널 중 인접한 M개의 부채널을 하나의 그룹으로 생성하는 단계; b) 각 데이터 그룹안의 M개의 인접 부채널의 송신 데이터에 각각 가중치를 부여하고, NTx개의 송신 안테나를 통하여 각각 송신하는 단계; c) 상기 송신된 신호를 NRx개의 수신 안테나를 통하여 수신하고, 각 안테나 단위로 수신된 신호의 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널의 신호들을 결합하는 단계; 및 d) 상기 결합된 신호를 복조하는 단계를 포함한다.

특히, 상기 시스템이 SFBC(Space-Frequency Block Coded)-OFDM인 경우, 상기 b) 단계는 M개의 인접 부채널에 가중치를 주어 구성된 데이터 그룹을 SFBC 직교행렬에 따라 각 송신 안테나를 통하여 전송하고, 상기 c) 단계는 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 M개의 부채널들의 신호를 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼서 결합한 후, 상기 결합된 신호를 SFBC방식으로 결합한다. 이 경우, 상기 b) 단계는 채널 정보를 알 수 없는 경우에 2개의 인접 부채널로 데이터 그룹을 형성하고, 상기 두 인접 부채널에 서로 반대 부호의 신호를 할당하여 SFBC 직교행렬에 따라 각 송신 안테나를 통하여 전송하고, 상기 c) 단계는 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 가중치가 양의 부호로 전송된 부채널의 신호에서 가중치가 음의 부호로 전송된 부채널의 신호를 빼서 결합한 후, 상기 결합된 신호를 SFBC 방식으로 결합한다.

또한, 상기 시스템이 MRRC(Maximal Ratio Receiver Combining)-OFDM 시스템인 경우, 상기 b) 단계는 M개의 인접 부채널에 가중치를 주어 구성된 데이터 그룹을 하나의 송신 안테나를 통하여 전송하고, 상기 c) 단계는 NRx개의 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 M개의 부채널의 신호들을 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼서 결합한 후, 상기 결합된 수신 신호를 MRRC 결합한다. 이 때, 상기 b) 단계는 채널 정보를 알 수 없는 경우에 M개의 인접 부채널로 하나의 데이터 그룹을 구성하고, 상기 식 $(-1)^i(M-1)!/(i!(M-1-i)!)$ 에 따라 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널에 가중치를 부여하여 하나의 송신 안테나를 통하여 전송하고, 상기 c) 단계는 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 가중치가 양의 부호로 전송된 부채널의 신호에서 가중치가 음의 부호로 전송된 부채널의 신호를 빼서 결합한 후, 상기 결합된 수신 신호를 MRRC 결합한다.

또한, 상기 시스템이 SFTC(Space-Frequency Trellis Coded)-OFDM 시스템인 경우, 상기 b) 단계는 SFTC 부호화를 거친 후, M개의 인접 부채널에 가중치를 주어 구성된 데이터 그룹을 각 송신 안테나를 통하여 전송하고, 상기 c) 단계는 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 M개의 부채널의 신호를 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼서 결합한 후, 상기 결합된 신호를 SFTC 복호한다. 이 때, 상기 b) 단계는 채널 정보를 알 수 없는 경우에 SFTC 부호화 후, M개의 부채널로 하나의 데이터 그룹을 구성하고, 상기 식 $(-1)^i(M-1)!/(i!(M-1-i)!)$ 에 따라 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널에 가중치를 부여하여 각 송신 안테나로 전송하고, 상기 c) 단계는 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 가중치가 양의 부호로 전송된 부채널의 신호에서 가중치가 음의 부호로 전송된 부채널의 신호를 빼서 결합한 후, 상기 결합된 신호를 SFTC 복호한다.

이하에서는 본 발명의 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 본 발명을 용이하게 실시할 수 있는 가장 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시예에 한정되지 않는다.

먼저, 본 발명의 개념에 대하여 설명한다.

도 1에 일반적인 OFDM 시스템의 구조가 개략적으로 도시되어 있다.

일반적으로 OFDM 방식은 병렬화된 N개 송신데이터를 각기 상이한 부반송파 주파수로 멀티플렉싱하고, 멀티플렉싱된 각 데이터를 모두 더해서 전송한다. 여기서, 병렬화된 N개 데이터를 하나의 심볼로 간주한다면, 단위심볼에서의 N개의 각 부반송파는 상호 직교성을 가지도록 하여 부반송파 채널(부채널)간의 영향이 없도록 한다. 따라서, 기존의 단일 반송파 전송 방식과 비교하면, 동일한 심볼 전송율을 유지하면서도 심볼 주기를 부채널 수(N)만큼 증가시킬 수 있기 때문에 다중경로 페이딩에 의한 심볼간 간섭을 줄일 수 있다.

P경로 다중 경로 채널을 통하여 수신된 시간 영역의 OFDM 신호는 다음과 같이 주어진다.

수학식 1

$$y(n) = \sum_{p=0}^{P-1} h_p(n)x(n-n_p) + w(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1$$

여기서 n과 n_p은 각각 시간 영역 인덱스와 p번째 경로의 이산 시간 지연 샘플을 의미한다. 또한 x(n)은 시간영역에서의 전송신호를 나타내며, w(n)은 가산성 백색 잡음(Additive White Gaussian Noise;이하 AWGN라 함)를 나타낸다. 상기 수학식 1의 주파수 영역 신호는 FFT를 통하여 구할 수 있으며 다음 수학과 같이 표현된다.

수학식 2

$$Y(k) = \left(\sum_{p=0}^{P-1} H_p(0)e^{-j2\pi p k/N} \right) X(k) + \sum_{n=0, n \neq k}^{N-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} H_p(k-n)e^{-j2\pi p n/N} \right) X(n) + W(k) \\ = \tilde{H}(k)X(k) + I(k) + W(k)$$

여기에서 k와 N은 각각 주파수 영역 인덱스와 FFT 크기를 나타낸다. X(k)는 주파수 영역에서 전송한 신호를 의미하고, I(k)는 시변 채널 왜곡 항을 나타내며, 그리고 H_p(k)은 X(k)=δ(k)를 전송하였을 때의 p번째 경로의 단일 톤 주파수 영역 응답을 나타내며 다음과 같이 표현된다.

수학식 3

$$H_p(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_p(n)e^{-j2\pi kn/N}$$

상기 수학식 2의 두 번째 항, I(k)은 고속 이동에 의한 시변 채널 왜곡을 나타내며, 채널이 하나의 OFDM 심볼 내에서 변하지 않는다면 상기 수학식 3에서 H_p(k)은 k=0에서만 값을 가지고 k≠0인 경우에는 H_p(k)=0이 된다. 그러나 시변 채널이 한 OFDM 안에서 변하게 되면, k≠0인 경우에도 H_p(k)가 값을 지니므로 다른 부채널에 간섭으로 작용하게 된다. 이러한 시변 채널 왜곡이 발생하면 신호 전력이 증가하더라도 비트 오류율이 감소하지 않는 현상이 발생한다.

도 2는 한 OFDM 심볼 내에서 채널의 변화량과 주파수 영역에서 전력 누수를 각각 보여주는 도이다. 여기서는 FFT 크기가 4096이고 표본화 주파수가 20MHz이며, 반송파 주파수가 3GHz일 경우를 예시하였다.

첨부한 도 2의 (a)와 (b)를 참조하면 이동 속도가 증가할수록 시간영역에서 채널의 변화율이 증가하며, 주파수 영역에서 시변 채널왜곡이 크게 발생한다. 이와 같은 시변 채널에서 부채널당 잡음 환경을 평가하기 위하여 다음 수학과 같이 각 부채널의 반송파 전력대 간섭 잡음 전력비(Carrier-to-Interference Noise Ratio;이하 CINR이라 함)를 정의한다.

수학식 4

$$CINR(k) = \frac{E\left[\left|\tilde{H}(k)X(k)\right|^2\right]}{E\left[\left|I(k)+W(k)\right|^2\right]}$$

여기서 $E[\cdot]$ 은 기대치를 나타낸다. 각 부채널의 CINR은 시변 채널에 의한 인접 채널간 간섭에 의존하며 시변 채널 왜곡은 OFDM 한 심볼 내에서의 채널의 변화량에 의하여 결정된다. AWGN의 전력이 무시할 만큼 작다하더라도 시간영역에서 채널의 변화량이 크게 되면 시변 채널 왜곡항의 전력이 감소하지 않기 때문에 CINR이 변조 차수(Modulation Order)에 따라 요구되는 신호 전력대 잡음보다 작을 경우에는 비트 오류률은 개선되지 않는다.

한편, 시변 채널 왜곡이 발생하면 채널 추정 성능도 크게 열화된다. 실제 존재하는 채널은 시변 채널 왜곡항을 포함하지 만, 시변 채널 왜곡 잡음으로 작용하기 때문에 상기 수학식 2에서 추정하고자 하는 채널의 주파수 응답은 $\tilde{H}(S_f \cdot i)$ 로 간주할 수 있다.

수신측의 복조를 돕기 위해 송신측에서 데이터에 삽입하여 전송하는 파일럿신호간의 간격이 주파수 영역에서 S_f 일 때, 파일럿 기반의 LS(Least Square) 채널 추정식은 다음과 같다.

수학식 5

$$\hat{H}_{LS}(S_f \cdot i) = \tilde{H}(S_f \cdot i) + \frac{I(S_f \cdot i) + W(S_f \cdot i)}{X(S_f \cdot i)}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, N/S_f - 1$$

상기 LS 채널 추정의 평균 자승오차(Mean Square Error)는 다음과 같이 표현된다.

수학식 6

$$\begin{aligned} MSE_{LS} &= E\left[\left(\hat{H}_{LS}(S_f \cdot i) - \tilde{H}(S_f \cdot i)\right)^2\right], \quad i = 0, 1, 2, \dots, N/S_f - 1 \\ &= E\left[\left(\frac{I(S_f \cdot i) + W(S_f \cdot i)}{X(S_f \cdot i)}\right)^2\right] \end{aligned}$$

상기 수학식 6에서 채널 추정의 평균 자승오차(MSE_{LS})는 시변 채널 왜곡에 의해 평균 자승오차가 증가함을 확인할 수 있다.

전술한 바와 같이 고속 이동 환경에서 하나의 OFDM 심볼 내에서 채널이 변하면 시변 채널 왜곡이 발생되며, 이로 인하여 비트 오류률 및 채널 추정의 평균 자승오차가 증가된다.

이에, 본 발명에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 상기 수학식 2의 시변 채널 왜곡을 유발하는 각 경로의 채널 변화를 근사화하여 수학적으로 분석하고, 이를 통하여 주파수 영역에서 상기 전력 누수는 모든 부채널에 동일한 가중치로 작용한다는 점을 확인한다. 그리고, 이를 기반으로 채널 추정 성능을 개선하고 시변 채널 왜곡을 감소시켜 비트 오류률을 개선하며 충분한 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 한다.

이를 위하여, 본 발명에서는 M개의 부채널을 하나의 데이터 그룹으로 정의하고, 적절한 가중치를 가하여 전송하며 수신부에서 이들 M개의 부채널을 결합함으로써 시변 채널 왜곡을 줄이도록 한다.

또한, 파일럿 신호를 상기 데이터를 전송하는 방식과 동일하게 전송하며, 파일럿 인접 부채널의 전력은 전체 전력대 파일럿 전력의 비를 고려하여 조절 가능하도록 전송한다.

또한, 주파수 영역에서 기존의 다중 안테나 방식을 적용한 후, 각 안테나 별로 상기 전송방식을 통하여 데이터를 전송하며, 수신부에서는 인접 채널간 결합한 후, 기존의 다중 안테나 방식의 복조를 수행한다.

도 3에 본 발명에 따른 송수신 방법의 구현을 위한 과정을 보여주는 흐름이 도시되어 있다. 도 3을 참조하면, 본 발명은 시간영역에서 시변 채널을 근사화하고, 이를 통하여 주파수 영역에서 전력누수 현상을 분석한 후, 시변 채널에 의한 왜곡을 감쇄시킬 수 있는 데이터 전송방법 및 가중치를 구하는 방법을 제시하고 상기 데이터 전송에 적절한 시변 채널 추정방법을 제안한다.

먼저, 고속 이동에 의한 순시 시변 채널 왜곡을 수학적으로 분석하기 위하여 근사화 방식을 이용한다. 이러한 경우에 p 번째 경로의 시변 채널은 한 OFDM 심볼 내에서 다음과 같이 D 차 다항함수(Polynomial Function)로 근사화 된다(S100).

수학식 7

$$\begin{aligned} \hat{h}_p(n) &= \sum_{d=1}^D a_{p,d} n^d + b_p, & n=0,1,\dots,N-1 \\ &= a_{p,D} n^D + a_{p,D-1} n^{D-1} + \dots + a_{p,1} n + b_p \end{aligned}$$

여기서 복소 계수 $a_{p,d}$ 와 b_p 은 다음과 같이 LS(Least Square) 방정식을 통하여 구할 수 있다.

수학식 8

$$\mathbf{0} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{y}$$

$$\mathbf{0} = \begin{bmatrix} a_{p,D} \\ \vdots \\ a_{p,1} \\ b_p \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0^D & \dots & 0 & 1 \\ 1^D & \dots & 1 & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ (N-1)^D & \dots & N-1 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} h_p(0) \\ h_p(1) \\ \vdots \\ h_p(N-1) \end{bmatrix}$$

여기서 $h_p(n)$ 은 실제 채널을 의미하며, 근사화된 시변 채널, $\hat{h}_p(n)$ 의 단일 톤 주파수 응답은 다음과 같이 표현된다.

수학식 9

$$\hat{H}_p(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{h}_p(n) e^{-j2\pi kn/N}$$

상기 수학식 7에서 저속 페이딩 채널의 경우에는 1차 혹은 2차 다항함수로 표현될 수 있으며, 1차와 2차 다항함수로 근사화된 시변 채널의 단일 톤 주파수 응답은 상기 수학식 9를 통하여 각각 다음 수학식 10과 11처럼 유도된다.

수학식 10

$$\hat{H}_{p,1}(k) = \begin{cases} b_p + a_{p,1}(N-1)/2, & \text{for } k=0 \\ \frac{a_{p,1}}{2} (-1 + j \cot(\pi k / N)), & \text{for } 1 \leq k \leq N-1 \end{cases}$$

수학식 11

$$\hat{H}_{p,2}(k) = \begin{cases} \hat{H}_{p,1}(0) + a_{p,2}(N-1)(2N-1)/6, & \text{for } k=0 \\ \hat{H}_{p,1}(k) + a_{p,2} \cdot \frac{(N-2)e^{-j2\pi k/N} - N}{(1 - e^{-j2\pi k/N})^2}, & \text{for } 1 \leq k \leq N-1 \end{cases}$$

상기 수학식 10과 11에서 한 OFDM 심볼 내에서 채널이 변하지 않는다면, 즉 $a_{p,1} = a_{p,2} = 0$ 이면 $k=0$ 을 제외하고 모두 0이 되기 때문에 시변 채널 왜곡이 발생하지 않는다.

하지만, 한 OFDM 심볼 내에서 채널이 변하면 $a_{p,1}$ 와 $a_{p,2}$ 가 0이 되지 않으므로, 모든 부채널에 걸쳐 전력 누수가 발생하며 이로 인하여 시변 채널 왜곡이 발생한다. 그리고 복소 계수 $a_{p,1}$ 와 $a_{p,2}$ 은 도플러 주파수(Doppler Frequency)에 의해 결정된다. 상기 수학식 10과 11의 시변 채널에 의한 순시 시변 채널 왜곡은 반송파 주파수 오프셋에 의한 인접 채널간 간섭과 비슷한 영향으로 작용하나, 매 OFDM 심볼마다 그 영향이 달라지며 수학식의 표현도 다르다.

도 4a 및 도 4b는 Jakes채널을 상기 방법을 통하여 시간 영역에서 시변 채널을 1차와 2차 함수로 근사하고 근사화된 시변 채널의 주파수 응답을 나타낸 예시도이다. 여기서, FFT 크기는 4096이고 표본화 주파수는 20MHz이다. 첨부한 도 4a 및 도 4b에서 확인할 수 있듯이 도플러 주파수가 큰 경우에도 2차 함수로 근사화 되며, 주파수 영역에서 전력누수도 일치한다.

도 5는 시변 채널 왜곡을 보다 자세히 분석하기 위해 N개의 송신 데이터를 하나씩 전송하였을 때, 전력 누수를 보여주는 도면이다. 도 5를 참조하면, 시변 채널(52)를 통하여 N개의 부채널을 하나씩 나누어 전송(51)하였을 때, 각 부채널에 전송된 데이터는 모든 부채널에 걸쳐 전력 누수가 발생(53)한다. 결과적으로 각 부채널에서 수신된 신호는 N개의 인접 채널들의 합(53-1)으로 표현되며, 수학식 2와 같다. 도 5에서 확인할 수 있듯이, 각 부채널의 전송 신호가 같을 때, 즉 $X(k)=X_0$ 경우에 시변 채널에 의한 전력누수는 환형이동(Circular Shift)되어 나타나며, 하기 수학식과 같은 결과를 얻을 수 있다.

수학식 12

$$Y(k) = H_p(0)X(k) + \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} H_p(m-k)X(m)$$

$$= \left(H_p(0) + \sum_{m=1}^{N-1} H_p(m) \right) X_0 \approx b_0 X_0, \quad \text{if } X(k) = X_0$$

상기 수학식 12에서 모든 부채널에 동일한 데이터를 보내면 고속 이동에 의한 시변 채널 왜곡항이 0이 되는 것을 확인할 수 있다. 상기 결과를 토대로 각 부채널에 동일한 데이터를 보내면서 적절한 가중치를 가하면 시변 채널 왜곡을 상쇄시킬 수 있음을 알 수 있다(S110).

하지만 상기 수학식 12과 같이 주파수 영역에서 모든 부채널에 동일한 데이터를 전송할 수 없기 때문에, 시변 채널 왜곡 및 대역 효율의 측면에서 동일한 데이터를 전송할 부채널의 수를 선택할 수 있다. 또한, 일부의 부채널만 사용하기 때문에 동일한 데이터를 전송하면, 시변 채널 왜곡의 감소 효과가 줄어들므로 부채널의 위치에 따라 다른 가중치를 주어야 한다. 도 6은 시변 채널 왜곡 제거를 위한 부채널 할당 방법을 나타낸다. 도 6에서 하나의 데이터 그룹은 $M(=M_R+M_L+1)$ 의 부채널로 구성되며, 실제 데이터를 전송할 수 있는 유효 부채널은 N/M이다. 데이터 그룹 내의 각 부채널들은 적절한 가중치가 주어져 전송된다. P경로 다중경로 채널에서 시변 채널 왜곡을 유발하는 항과 이를 보상하기 위하여 동일한 데이터에 가중치가 가해진 신호의 오차를 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 13

$$\varepsilon(k) = \sum_{p=0}^{P-1} H_p(k) e^{-j2\pi m_p k/N} - \sum_{m=-M_L, m \neq 0}^{M_L} \alpha_m \sum_{p=0}^{P-1} H_p(k+m) e^{-j2\pi m_p (k+m)/N}, \quad \text{for } k \neq -M_L, -M_L+1, \dots, M_R$$

여기서 $H_p(k)$ 는 p번째 경로의 시변 채널 왜곡을 유발하는 항이며, $\alpha_m H_p(k+m)$ 은 p번째 경로의 시변 채널 왜곡을 제거하는 항으로 작용한다. 상기 수학식 13에서 오차, $\varepsilon(k)$ 를 최소화시키는 α_m 를 가중치로 하는 데이터를 전송하였을 때, 수신 신호의 시변 채널 왜곡이 최소가 될 수 있다. 가중치, α_m 은 LS 혹은 MMSE(Minimum Mean Square Error) 추정방식을 통하여 구할 수 있으며 한 OFDM 심볼 내에서의 채널의 변화율에 크게 의존한다. 실제적으로 상기 복소 계수 $a_{p,d}$ 와 b_p 은 채널 예측기(Channel Predictor)로 추정이 가능하며 이를 통하여 최적 가중치를 구할 수 있다(S120).

첨부한 도 6과 같이 데이터 그룹 단위로 부채널을 할당하고 각 데이터 그룹내의 신호는 동일한 데이터에 적절한 가중치가 더해져 전송될 때, P 경로 다중경로 시변 채널을 통하여 수신된 데이터를 FFT하면 다음과 같이 표현되는 주파수 영역 신호를 얻을 수 있다.

수학식 14

$$Y(M \cdot l + j) = \sum_{m=0}^{N/M-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} H_p(M(l-m) + j - M_L) e^{-j2\pi_p(M \cdot m + M_L)/N} - \sum_{\substack{i=-M_L \\ i \neq 0}}^{M_R} \alpha_i \sum_{p=0}^{P-1} H_p(M(l-m) + j - i - M_L) e^{-j2\pi_p(M \cdot m + M_L + i)/N} \right) X(m) + W(M \cdot l + j), \quad l=0, 1, \dots, N/M-1; \quad j=0, 1, \dots, M-1$$

상기 수학식 14에서 l은 주파수 영역의 그룹 인덱스를 나타내며, j는 각 그룹 내에서 부채널 인덱스를 나타낸다. $M \cdot l + M_L$ 번째 부채널 신호에 의한 채널 왜곡을 보상하기 위하여 인접 M-1개의 부채널에 상기에서 구한 가중치, α_m 가 곱해진 데이터가 전송된다. 상기 수학식 14를 참조하면 $M \cdot l + M_L$ 번째 부채널에 의해 발생하는 시변 채널왜곡은 인접채널에 의해 상쇄됨을 확인할 수 있다. 또한, 상기 수학식 14는 M개의 부채널이 기본적으로 동일한 데이터이기 때문에 다음과 같이 결합된다.

수학식 15

$$\begin{aligned} \bar{Y}(l) &= Y(M \cdot l + M_L) - \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq M_L}}^{M-1} Y(M \cdot l + j) \\ &= \sum_{m=0}^{N/M-1} B(M(l-m)) X(m) + W(M \cdot l) - \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq M_L}}^M W(M \cdot l + j) \end{aligned}$$

여기서 결합된 시변 채널 왜곡, $B(M(l-m))$ 은 다음과 같이 표현된다.

수학식 16

$$B(M(l-m)) = \sum_{p=0}^{P-1} H_p(M(l-m)) e^{-j2\pi_p(M \cdot m + M_L)/N} - \sum_{\substack{i=-M_L \\ i \neq 0}}^{M_R} \alpha_i \sum_{p=0}^{P-1} H_p(M(l-m) - i) e^{-j2\pi_p(M \cdot m + M_L + i)/N} - \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq M_L}}^{M-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} H_p(M(l-m) + j - M_L) e^{-j2\pi_p(M \cdot m + M_L)/N} - \sum_{\substack{i=-M_L \\ i \neq 0}}^{M_R} \alpha_i \sum_{p=0}^{P-1} H_p(M(l-m) + j - i - M_L) e^{-j2\pi_p(M \cdot m + M_L + i)/N} \right)$$

상기 수학식 15와 16에서 수신부에서 인접 채널간 부채널을 결합함으로써 생성된 시변 채널 왜곡항 $B(M(l-m))$ 은, 인접 채널간 상쇄효과에 의해 순수 OFDM에서의 채널 왜곡 $H_p(k-m)$ 나 상기 수학식 14에서의 채널 왜곡항 보다 작아진다.

도 7은 $a_{p,2} = 7.95e-9 + j8.43e-9$, $a_{p,1} = 5.55e-7 + j3.94e-7$, $b_p = 0.34321 - j2.7511$ 의 계수를 갖는 2차 다항함수로 근사화된 시변 채널에 대하여 본 발명에 따른 시변 채널 왜곡의 감쇄 효과를 보여준다. 여기서 FFT 크기는 4096, 표본화 주파수는 25MHz이며 M=2, $M_R=1, M_L=0$ 이고 $\alpha=1$ 인 경우를 예시한다.

송신부에서 채널정보를 정확히 알고 있으면 상기 수학식 13에서 최적 계수값을 산출할 수 있지만 수신부로부터 반환(Feedback)정보나 송신부에서 채널 예측기가 필요하기 때문에 송신부의 복잡도가 증가하므로 실제 구현이 힘들다.

이러한 이유로 송신부에서 채널정보 없이 시변 채널 왜곡을 제거할 수 있는 가중치를 구할 수 있으면 연산의 복잡도를 줄일 수 있다. 시변 채널에 의한 왜곡, $H_p(k)$ 가 k=0를 중심으로 환형 대칭(circular symmetric)적이고 선형적으로 감소한다면, 각 데이터 그룹의 가중치를 대칭적으로 주는 것이 공평하다. 그래서 송신부에서 채널정보가 없는 경우에 다음과 같은 수학식에 따라 가중치를 산출한다.

수학식 17

$$\alpha_{i-M_L} = (-1)^i \frac{(M-1)!}{i!(M-1-i)!}, \quad i=0,1,\dots,M-1$$

상기 수학식 17에서 α_0 로 정규화하면 $X^{(M \cdot l + M_L)}$ 의 가중치를 1로 만들 수 있다. 상기 수학식 17에 따른 $M=2, M_R=1, M_L=0$ 인 데이터 그룹의 경우에 가중치는 $\alpha_0=1$ 이고 $\alpha_1=-1$ 이며, $M=3, M_R=1, M_L=1$ 인 경우에는 $\alpha_{-1}=1, \alpha_0=-2, \alpha_1=1$ 이고, $M=4, M_R=2, M_L=2$ 인 경우에는 $\alpha_{-1}=1, \alpha_0=-3, \alpha_1=3, \alpha_2=1$ 이다.

도 7을 참조하면 $H_p(k)$ 은 일반적인 데이터 전송방식에 대한 전력누수를 보여주며, $H_p(2(l-m)) - H_p(2(l-m)-1)$ 은 상기 수학식 14에서 $M=2, M_R=1, M_L=1$ 이며 $\alpha=1$ 인 경우의 시변 채널에 의한 전력누수를 보여주며, $-H_p(2(l-m)-1) + 2H_p(2(l-m)) - H_p(2(l-m)+1)$ 은 상기 수학식 15와 같이 그룹 내의 결합에 의한 시변 채널 왜곡의 감소를 보여준다. 도 7에서 확인할 수 있듯이, 그룹 내 결합을 통하여 시변 채널 왜곡을 크게 감소시킬 수 있다.

이에 송신부에서 채널정보 없이 구현 가능한 방법을 단일 안테나를 갖는 OFDM 시스템과 다중 안테나를 갖는 OFDM 시스템에 대하여 본 발명의 일 실시 예로 설명한다. 여기서는 수학식의 단순화와 동기 대역폭(Coherence Bandwidth)을 고려하여 $M=2, M_R=1, M_L=0$ 을 기준으로 설명한다. 본 발명의 일 실시 예에서 송신 데이터는 수학식 17에 따라 다음과 같이 전송된다.

수학식 18

$$X(l+1) = -\alpha X(l), \quad l=0, 2, 4, \dots, N-2$$

본 일 실시 예에서 송신부에서 채널정보를 전혀 알지 못한다는 가정 하에 있기 때문에 상기 수학식에서 일반 데이터 신호일 경우에 $\alpha=1$ 로 전송하는 것이 공정한 반면, 파일럿 신호의 경우에는 전체 전력을 고려하여 $\alpha \leq 1$ 로 설정한다.

이하, 단일 안테나 OFDM 시스템과 SFBC-OFDM, MRRC-OFDM, SFTC-OFDM 등 다중 안테나를 갖는 OFDM 시스템에 대한 본 발명의 일 실시 예는 상기 전송 부채널 그룹 크기를 $M=2, M_R=1, M_L=0$ 의 제한하고 가중치는 송신부에서 채널 정보가 없는 경우에 수학식 17에 따른 기준에서 설명한 것이나, 본 발명은 이에 제한되거나 한정되지 않고 다양한 부채널 그룹 크기 및 다양한 안테나 수로 변형 적용될 수 있다.

단일 안테나 시스템에서 수신된 주파수 영역의 OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다.

수학식 19

$$Y(2l+j) = \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \left(H_p(2(l-m)+j) - \alpha H_p(2(l-m)+j-1) e^{-j2\pi p/N} \right) e^{-j2\pi p(2m)/N} \right) X(m) + W(2k+j),$$

$$l=0, 1, 2, \dots, N/2-1; \quad j=0, 1$$

상기 수학식 19에서 $\left(H_p(2(l-m)+j) - \alpha H_p(2(l-m)+j-1) e^{-j2\pi p/N} \right)$ 항에 의해 고속 이동에 의하여 발생하는 시변 채널 왜곡이 감소된다. 또한, 짝수 부채널과 홀수 부채널은 상기 수학식 18과 같이 배치되었기 때문에 다음과 같이 결합시킬 수 있다.

수학식 20

$$\begin{aligned} \bar{Y}(l) &= Y(2l) - Y(2l+1) \\ &= \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \left(-\alpha H_p(2(l-m)-1)e^{-j2\pi p l/N} + (1 + \alpha e^{-j2\pi p l/N}) H_p(2(l-m)) - H_p(2(l-m)+1) \right) e^{j2\pi p(2m)/N} \right) X(m) + W(2l) - W(2l+1) \\ &= X(l)\bar{H}(l) + \bar{I}(l) + N(l) \end{aligned}$$

여기서 요구되는 채널 $\bar{H}(k)$, 인접 채널간 간섭을 나타내는 $\bar{I}(k)$, AWGN 잡음인 $N(k)$ 은 다음과 같이 주어진다.

수학식 21

$$\begin{aligned} \bar{H}(l) &= \sum_{p=0}^{P-1} \left(-\alpha H_p(-1)e^{-j2\pi p l/N} + (1 + \alpha e^{-j2\pi p l/N}) H_p(0) - H_p(1) \right) e^{-j2\pi p(2l)/N} \\ \bar{I}(l) &= \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq l}}^{N/2-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \left(-\alpha H_p(2(l-m)-1)e^{-j2\pi p l/N} + (1 + \alpha e^{-j2\pi p l/N}) H_p(2(l-m)) - H_p(2(l-m)+1) \right) e^{j2\pi p(2m)/N} \right) X(m) \\ N(l) &= W(2l) - W(2l+1) \end{aligned}$$

상기 수학식 20과 21는 모든 부채널에 정보 데이터를 보내는 경우의 수신 신호를 표현한 수학식 2와 시변 채널 왜곡항 및 목적 채널이 다름을 확인할 수 있다. 인접 채널에 반대 위상의 신호를 전송함으로써, 상기 수학식 21의 시변 채널 왜곡항, $\bar{I}(l)$ 항은 인접 부채널에 의해 서로 상쇄되어 시변 채널 왜곡 전력이 감소되며, 대역폭 효율(Bandwidth Efficiency)이 절반으로 감소하는 반면, 잡음 평균 효과에 의하여 약 3dB의 전력 이득이 있다.

한편, 상기 수학식 18과 같은 부채널 할당에서는 목적 채널이 수학식 2의 $\bar{H}(k)$ 이 아니라 수학식 20에서 $\bar{H}(l)$ 이다. 따라서, 요구되는 채널을 정확히 추정하기 위해서는 파일럿 신호의 인접 채널도 반대 위상 신호를 전송해야 한다. 일반적으로 파일럿 신호는 다른 데이터 채널보다 증가시켜 보내므로 시변 채널에 의한 파일럿 신호의 전력 누수가 다른 부채널에 훨씬 크게 영향을 준다. 그러므로, 인접 채널의 반대 위상 신호도 파일럿 신호에 상응하는 전력을 할당해 주어야 하지만, 파일럿에 의한 신호전력이 커지므로 적절한 크기의 전력을 할당해야 한다. 파일럿 신호 기반의 LS 방식에 의하여 추정된 채널은 다음과 같다.

수학식 22

$$\hat{H}(S_f \cdot i) = \bar{H}(S_f \cdot i) + \frac{\bar{I}(S_f \cdot i) + N(S_f \cdot i)}{X(S_f \cdot i)}, \quad i = 0, 2, 4, \dots, N/S_f - 2$$

또한, 목적 채널과 추정된 채널사이의 평균 자승오차는 다음과 같이 표현된다.

수학식 23

$$MSE = E \left[\left(\hat{H}(S_f \cdot i) - \bar{H}(S_f \cdot i) \right)^2 \right] < MSE_{LS}$$

상기 수학식 23에서 시변 채널 왜곡 전력이 감소하기 때문에 평균 자승오차가 개선된다.

한편, 무선 환경에서 링크 버짓(Link Budget)을 개선하기 위하여 다중 안테나를 갖는 OFDM 기법을 사용하지만, 전술한 바와 같이 고속 이동 환경에서는 시변 채널 왜곡 때문에 충분한 다이버시티 이득을 얻을 수 없다. 따라서 본 발명에서는 다이버시티 이득과 시변 채널 왜곡을 감소시키는 효과를 동시에 얻기 위해서 기존의 다중 안테나를 갖는 OFDM 방식에 상기 시변 채널 왜곡 감쇄 기법을 적용한다.

이하, 첨부된 도면을 참조로 하여 위에 기술된 송수신 방법이 적용된 본 발명의 바람직한 실시 예에 대하여 상세하게 설명한다.

도 8은 본 발명의 제1 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템의 블록도이다.

첨부한 도 8을 참조하면, MIMO-OFDM 시스템은 공간-주파수 부호화부(Space-Frequency Coding unit)(811), 다수의 데이터 그룹 할당부(812), IFFT(813) 및 송신 안테나(1~NTx)를 포함하는 송신부(810)와, 다수의 수신 안테나(1~NRx), FFT(821), 데이터 그룹 결합부(822) 및 공간-주파수 복호화부(823)를 포함하는 수신부(820)를 포함한다.

먼저, 송신부(810)에서는 바이너리 소스가 발생하면 변조 방법에 따라 전송할 소스를 QAM 방식 또는 PSK 변조를 한 후, 주파수-공간 부호화부(811)를 통하여 전송할 데이터를 생성한다. 그리고, 데이터 그룹 할당부(812)는 각 안테나 단위로 생성된 데이터에 대하여 가중치가 가해진 부반송파 그룹으로 부채널을 할당하여 결합하고, 각 데이터 그룹에 대하여 시변 채널 왜곡을 제거할 변조를 수행한다. 이러한 각 데이터 그룹들은 IFFT(813)를 통하여 OFDM 변조된 다음에 각각의 송신 안테나(1~NTx)를 통하여 전송된다. 여기서, 주파수-공간 부호화 기법은 SFBC 혹은 SFTC 등이 사용될 수 있다.

이렇게 송신부(810)로부터 전송된 OFDM 신호는 수신부(820)의 각 수신 안테나(1~NRx)를 통하여 수신된 다음에 각각의 FFT(821)를 거쳐 OFDM 복조된다. 복조된 신호들은 데이터 그룹 결합부(822)에 의하여 수신 안테나 단위로 인접 채널 간 결합되고, 주파수-공간 복호화부(823)에 의하여 복호화된다.

다수의 NTx의 송신 안테나와 NRx의 수신 안테나를 지닌 이러한 OFDM 시스템을 고려할 때, 도 6과 같은 방식으로 데이터가 전송된다면 잔류 시변 채널 왜곡은 다음과 같이 표현된다.

$$\varepsilon(k) = \sum_{nTx=1}^{NTx} \sum_{nRx=1}^{NRx} \sum_{p=0}^{P-1} \left(H_{nTx,nRx,p}(k) e^{-j2\pi_p k/N} - \sum_{m=-M_L, m \neq 0}^{M_R} \alpha_m H_{nTx,nRx,p}(k+m) e^{-j2\pi_p (k+m)/N} \right), \quad \text{for } k \neq -M_L, -M_L+1, \dots, M_R$$

수학식 24

여기서 $H_{nTx,nRx,p}(k)$ 은 nTx 번째 송신 안테나와 nRx 번째 수신 안테나 사이에 형성된 시변 채널의 단일 톤 주파수 응답을 나타낸다. 상기 수학식 24에서 각 안테나 사이의 채널정보를 송신부에서 알고 있을 경우에 가중치, α_m 은 LS나 MMSE 추정방식을 통하여 추정된다.

상기에 제안한 본 발명의 시변 채널을 위한 다중 안테나를 갖는 OFDM 기법의 특성을 수학적 해석을 통하여 2개의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나로 구성된 SFBC-OFDM 기법을 자세히 분석한다.

도 9는 본 발명의 제2 실시예에 따른 SFBC-OFDM 시스템의 블록도이고, 도 10은 도 9에 도시된 SFBC-OFDM 시스템에서의 각 안테나 심볼 전송방식을 나타낸 예시도이다.

도 9를 참조하면 각 안테나의 전송 방법은 위에 기술된 시변 채널 왜곡 감소를 위하여 전송하는 방식과 같으나, SFBC 부호화부(911)에 의하여 두 개의 인접하는 채널간의 데이터 그룹으로 SFBC 부호화가 이루어진다.

SFBC 구조에서는 하나의 부채널 그룹의 크기가 동기대역(Coherence Bandwidth)보다 크게 되면 성능이 열화하므로, 제2 실시 예에서는 전술한 바와 같이 $M=2, M_R=1, M_L=0$ 인 경우를 고려한다. 이러한 경우에 송신 안테나와 수신 안테나 사이에 두 개의 채널이 형성되기 때문에 하나의 수신 안테나에 수신된 OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$Y(2l+j) = \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \left(H_{1,p}(2(l-m)+j) - \alpha H_{1,p}(2(l-m)+j-1) e^{-j2\pi_p/N} \right) e^{-j2\pi_p(2m)/N} \right) X_1(m) + \sum_{m=0}^{N/2-2} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \left(H_{2,p}(2(l-m)+j) - \alpha H_{2,p}(2(l-m)+j-1) e^{-j2\pi_p/N} \right) e^{-j2\pi_p(2m)/N} \right) X_2(m) + W(2k+j),$$

수학식 25

$l=0,1,2,\dots,N/2-1; j=0,1$

여기서 $H_{1,p}(k)$ 와 $H_{2,p}(k)$ 는 각각 첫 번째 송신 안테나와 수신 안테나, 두 번째 송신 안테나와 수신 안테나 사이에 형성된 채널의 단일 톤 주파수 응답을 나타낸다. 상기 수학식 25는 상기 수학식 20과 같이 결합될 수 있다.

수학식 26

$$\begin{aligned} \bar{Y}(l) &= Y(2l) - Y(2l+1) \\ &= X_1(l)\bar{H}_1(l) + X_2(l)\bar{H}_2(l) + \bar{I}_1(l) + \bar{I}_2(l) + N(l) \end{aligned}$$

여기서 첫 번째 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 $\bar{H}_1(l)$ 와 두 번째 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 $\bar{H}_2(l)$ 와 각 채널에 의한 시변 채널 왜곡은 다음과 같이 표현된다.

수학식 27

$$\begin{aligned} \bar{H}_i(l) &= \left(-\alpha H_{i,p}(-1)e^{-j2\pi p l/N} + (1 + \alpha e^{-j2\pi p l/N})H_{i,p}(0) - H_{i,p}(1) \right) e^{-j2\pi p (2l)/N}, & i=1,2 \\ \bar{I}_i(l) &= \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \left(-\alpha H_{i,p}(2(l-m)-1)e^{-j2\pi p l/N} + (1 + \alpha e^{-j2\pi p l/N})H_{i,p}(2(l-m)) - H_{i,p}(2(l-m)+1) \right) e^{-j2\pi p (2m)/N} \right) X_i(m), & i=1,2 \\ N(l) &= W(2l) - W(2l+1) \end{aligned}$$

상기 수학식 26에서 두 인접하는 데이터 그룹의 채널이 같으면, 즉 $\bar{H}_1(l) \approx \bar{H}_1(l+1)$ 이고 $\bar{H}_2(l) \approx \bar{H}_2(l+1)$ 이면, 다음과 같이 SFBC 결합을 할 수 있다.

수학식 28

$$\begin{aligned} \hat{X}(l) &= \left(|\bar{H}_1(l)|^2 + |\bar{H}_2(l)|^2 \right) X(l) + \bar{H}_1^*(l) (\bar{I}_1(l) + \bar{I}_2(l) + N(l)) + \bar{H}_2(l) (\bar{I}_1(l+1) + \bar{I}_2(l+1) + N(l+1))^* \\ \hat{X}(l+1) &= \left(|\bar{H}_1(l)|^2 + |\bar{H}_2(l)|^2 \right) X(l+1) - \bar{H}_1(l) (\bar{I}_1(l+1) + \bar{I}_2(l+1) + N(l+1))^* + \bar{H}_2^*(l) (\bar{I}_1(l) + \bar{I}_2(l) + N(l)) \end{aligned}$$

최종적으로 상기 수학식 27에서 ML(Maximum Likelihood) 검출을 통하여 전송된 신호를 복원한다.

이상의 SFBC 기반의 다중 안테나를 갖는 OFDM 일실시예에서 동기대역(Coherence Bandwidth)은 부채널간 간격보다 커야지만 큰 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 본 발명의 제2 실시예에서는 2개의 전송 안테나와 하나의 수신 안테나를 갖는 시스템에 대하여 설명하였으나, 동일한 방법에 따라 NTx 송신 안테나와 NRx 수신 안테나를 지닌 OFDM 시스템에도 본 발명의 실시예에 따른 송수신 방법을 적용할 수 있다.

도 11은 NRx개의 수신 안테나를 갖는 본 발명의 제3 실시예에 따른 MRRC-OFDM의 블록도이다. 여기서 수학식의 단순화를 위해서 $M=2$, $M_R=1$, $M_L=0$ 이며, 각 부채널의 가중치는 수학식 11과 같을 때 nRx번째 수신 안테나에 수신된 신호는 다음과 같이 표현된다.

수학식 29

$$\begin{aligned} Y_{nRx}(2l+j) &= \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \left(H_{nRx,p}(2(l-m)+j) - \alpha H_{nRx,p}(2(l-m)+j-1) e^{-j2\pi p l/N} \right) e^{-j2\pi p (2m)/N} \right) X(m) + W(2l+j), \\ & l=0,1,2,\dots,N/2-1; j=0,1 \end{aligned}$$

상기 수학에서 각 안테나별 인접 부채널간 결합을 통하여 다음과 같이 표현되는 주파수 영역 신호를 얻을 수 있다.

수학식 30

$$\begin{aligned}\bar{Y}_{nRx}(l) &= Y_{nRx}(2l) - Y_{nRx}(2l+1) \\ &= X(l)\bar{H}_{nRx}(l) + \bar{I}_{nRx}(l) + N_{nRx}(l)\end{aligned}$$

여기서 채널 및 시변 채널 왜곡항, 잡음항은 다음과 같다.

수학식 31

$$\begin{aligned}\bar{H}_{nRx}(l) &= \left(-\alpha H_{nRx,p}(-1)e^{-j2m_p/N} + (1 + \alpha e^{-j2m_p/N})H_{nRx,p}(0) - H_{nRx,p}(1) \right) e^{-j2m_p(2l)/N} \\ \bar{I}_{nRx}(l) &= \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N/2-1} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \left(-\alpha H_{nRx,p}(2(l-m)-1)e^{-j2m_p/N} + (1 + \alpha e^{-j2m_p/N})H_{nRx,p}(2(l-m)) - H_{nRx,p}(2(l-m)+1) \right) e^{-j2m_p(2m)/N} \right) X(m) \\ N_{nRx}(l) &= W_{nRx}(2l) - W_{nRx}(2l+1)\end{aligned}$$

상기 수학식 30과 31은 수신 안테나가 NRx인 것만 제외하고 식 20 및 21과 동일하다. 수신부에서 상기 수학식 30의 인접 부채널간 결합된 채널항을 정확히 알고 있다면 다음과 같이 MRRC 결합이 이루어진다.

수학식 32

$$\begin{aligned}\hat{X}(l) &= \sum_{nRx=1}^{NRx} \bar{Y}_{nRx}(l) \bar{H}_{nRx}^*(l) \\ &= \sum_{nRx=1}^{NRx} \left| \bar{H}_{nRx}(l) \right|^2 X(l) + \bar{I}_{nRx}(l) \bar{H}_{nRx}^*(l) + N_{nRx}(l) \bar{H}_{nRx}^*(l)\end{aligned}$$

상기 수학식 32의 결합된 신호는 ML 검출방식을 통하여 복조되며 상기 수학식에서 시변 채널 왜곡을 감쇄시키며 수신 MRRC를 통하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

이상의 시변 채널 왜곡을 위한 MRRC-OFDM 기법은 특히, 이동통신 시스템에서 단말기의 하드웨어를 줄이기 위해 상향 링크에 이동될 수 있다.

도 12는 본 발명의 시변 채널 왜곡 감쇄를 위한 제4 실시예에 따른 SFTC-OFDM 시스템의 블록도이다. 도 12를 참조하면 주파수 영역에서 각각의 데이터는 기존의 다중 안테나 시스템을 위한 트래리스 부호화부(1211)를 거쳐 부호화된 후, 각 안테나 별로 데이터 그룹 할당부(1212)에 의하여 시변 채널 왜곡 감쇄를 위하여 도 6에 도시된 바와 같이 가중치가 가해진 부반송파 그룹으로 부채널이 할당된 다음에 전송된다. 수신부(1220)에서는 데이터 그룹 결합부(1222)가 각 데이터 그룹을 결합한 후, 트래리스 복호기(1216)를 통하여 복호한다. 본 제4 실시예에서는 수학식의 단순화를 위하여 부채널 할당은 $M=2, M_R=1, M_L=0$ 로 설명할 것이나 이에 제한되거나 한정되지 않고 다양하게 변형할 수 있다.

nRx번째 수신된 신호는 하기 수학식과 같이 표현된다.

수학식 33

$$\begin{aligned}Y_{nRx}(2l+j) &= \sum_{m=0}^{N/2-2} \sum_{nTx=1}^{NTx} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \left(H_{nTx,nRx,p}(2(l-m)+j) - \alpha H_{nTx,nRx,p}(2(l-m)+j-1) e^{-j2m_p/N} \right) e^{-j2m_p(2m)/N} \right) X_{nTx}(m) \\ &+ W(2l+j), \quad l=0,1,2,\dots,N/2-1; j=0,1\end{aligned}$$

여기서 $H_{nTx, nRx, p}(m)$ 은 nTx번째 안테나와 nRx번째 안테나 사이에 형성된 채널의 단일톤 응답을 나타내며, $X_{nTx}(m)$ 은 nTx번째 안테나를 통하여 송신된 m번째 부채널의 신호를 의미한다. 상기 수학식은 다음과 같이 인접 채널간 결합이 가능하다.

수학식 34

$$\begin{aligned} \bar{Y}_{nRx}(l) &= Y_{nRx}(2l) - Y_{nRx}(2l+1) \\ &= \sum_{nTx=1}^{NTx} (\bar{H}_{nTx, nRx}(l) X_{nTx}(l) + \bar{I}_{nTx}(l)) + N_{nRx}(l) \end{aligned}$$

여기서 각 경로의 채널, 시변 채널 왜곡 및 잡음항은 다음과 같이 표현된다.

수학식 35

$$\begin{aligned} \bar{H}_{nTx, nRx}(l) &= \sum_{p=0}^{P-1} \left(-\alpha H_{nTx, nRx, p}(-1) e^{-j2m_p l/N} + (1 + \alpha e^{-j2m_p l/N}) H_{nTx, nRx, p}(0) - H_{nTx, nRx, p}(1) \right) e^{-j2m_p (2l)/N} \\ \bar{I}_{nTx}(l) &= \sum_{nRx=1}^{NRx} \left(\sum_{p=0}^{P-1} \left(-\alpha H_{nTx, nRx, p}(2(l-m)-1) e^{-j2m_p l/N} + (1 + \alpha e^{-j2m_p l/N}) H_{nTx, nRx, p}(2(l-m)) - H_{nTx, nRx, p}(2(l-m)+1) \right) e^{-j2m_p (2m)/N} \right) X_{nTx}(m) \\ N_{nRx}(l) &= W_{nRx}(2l) - W_{nRx}(2l+1) \end{aligned}$$

상기 인접 채널간 결합된 주파수 수신신호는 하기 수학식과 같은 가지 메트릭(Branch Metric) 값을 이용하여 비터비(Viterbi) 복호를 수행한다.

수학식 36

$$\sum_{nRx=1}^{NRx} \left| \bar{Y}_{nRx}(l) - \sum_{nTx=1}^{NTx} \bar{H}_{nTx, nRx}(l) X_{nTx}(l) \right|^2$$

이상의 시변 채널 왜곡 감쇄를 위한 제4 실시예에 따른 SFTC-OFDM 시스템은 각 안테나의 인접 부채널들에 시변 채널 왜곡을 감쇄할 수 있는 가중치를 가하고, 수신단에서 결합후 비터비 알고리즘을 사용하여 다이버시티 이득과 동시에 부호화 이득을 같이 얻을 수 있다.

이상의 본 발명은 상기에 기술된 실시예들에 의해 한정되지 않고, 당업자들에 의해 다양하게 변형 및 변경을 가져올 수 있으며, 이는 첨부된 청구항에서 정의되는 본 발명의 취지와 범위에 포함된다.

발명의 효과

이상에서 살펴본 바와 같이, 종래의 OFDM 시스템은 시변 채널 왜곡에 의하여 심한 성능 열화가 있었으나, 본 발명은 시변 채널에 의한 영향을 근사화시켜 수학적으로 분석함으로써 시변 채널 왜곡에 의한 영향을 감소시킬 수 있다.

또한, 상기 전송방식 및 채널 추정방식을 다중 안테나를 갖는 OFDM 시스템에 적용할 수 있다.

따라서 본 발명의 시변 채널 왜곡 감쇄를 위한 다중 안테나를 갖는 OFDM 기법은 SFBC-OFDM, SFTC-OFDM, MRRC-OFDM 등에 쉽게 적용될 수 있으며, 이 경우 시변 채널 왜곡을 제거함으로써 다이버시티 이득을 충분히 얻을 수 있어 무선 링크 버짓을 개선할 수 있다.

상기와 같은 본 발명의 장점에 의해 OFDM 시스템에서 고속의 이동성을 제공할 수 있는 효과가 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

적어도 하나 이상의 안테나를 이용하여 신호를 송신하는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex) 시스템의 송신 방법에 있어서

- a) N개의 전체 부채널 중 인접한 M개의 부채널을 하나의 그룹으로 하여, 전체 부채널을 N/M개의 그룹으로 나누는 단계;
 - b) 하나의 그룹 안의 각 부채널의 송신 데이터에 가중치를 부여하며, 상기 가중치는 근사화된 시변 채널을 토대로 구해지는 단계; 및
 - c) 상기 가중치가 부여된 그룹 단위로 송신 데이터를 전송하는 단계
- 를 포함하는 송신 방법.

청구항 2.

제1항에 있어서,

상기 b) 단계는,

시변 채널을 다항 함수를 사용하여 근사화하고, 근사화된 다항함수의 계수를 사용하여 주파수 영역에서 인접 부채널에 영향을 주는 전력 누수 값을 계산하고, 이를 토대로 각 송신 데이터에 부여할 가중치를 계산하는 송신 방법.

청구항 3.

삭제

청구항 4.

제1항에 있어서,

상기 a) 단계는 채널에 대한 정보가 없을 경우, 인접하는 M개의 부채널로 하나의 데이터 그룹을 형성하고, 상기 데이터 그룹의 M개의 부채널에 식 $(-1)^{(M-1-i)}/(i!(M-1-i)!)$ --i는 그룹내의 인덱스--에 따라 가중치를 부여하여 전송되도록 하는 송신 방법.

청구항 5.

제1항에 있어서,

시변 채널 왜곡이 발생한 경우, 파일럿 신호를 그룹단위로 배치하고, 파일럿 신호의 전력이 송신 데이터의 전력보다 클 경우에는 파일럿 신호에 송신 데이터의 가중치보다 작은 가중치를 부여하여, 파일럿 신호에 의한 시변 채널 왜곡이 감소되도록 하는 단계를 더 포함하는 송신 방법.

청구항 6.

적어도 하나 이상의 안테나를 이용하여 신호를 수신하는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex) 시스템의 수신 방법에 있어서

a) 인가되는 수신 신호--상기 수신 신호는 N개의 전체 부채널 중 인접한 M개의 부채널이 하나의 그룹으로 되어 있으며, 상기 그룹의 각각의 부채널에 가중치가 부여되고, 상기 가중치는 근사화된 시변 채널을 토대로 구해짐--를 수신하는 단계;

b) 상기 수신된 그룹의 부채널의 신호들을 결합하는 단계; 및

c) 상기 결합된 신호를 복조하는 단계

를 포함하는 수신 방법.

청구항 7.

제6항에 있어서,

상기 a) 단계는 수신된 신호를 FFT(Fast Fourier Transform) 한 후, 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널을 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼어서 결합하는 수신 방법.

청구항 8.

제6항에 있어서,

상기 a) 단계는 상기 수신된 신호가 두 개의 부채널로 하나의 데이터 그룹을 형성하고 있고, 상기 데이터 그룹의 두 부채널에 서로 반대 부호의 신호가 부여되어 있는 경우, 수신된 신호를 FFT한 후, 각 데이터 그룹의 가중치가 양의 부호로 전송된 부채널의 신호에서 가중치가 음의 부호로 전송된 부채널의 신호를 빼서 결합하는 수신 방법.

청구항 9.

적어도 하나 이상의 안테나를 이용하여 신호를 송수신하는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex)시스템의 송수신 방법에 있어서

a) N개의 전체 부채널 중 인접한 M개의 부채널을 하나의 그룹으로 생성하는 단계;

b) 각 데이터 그룹안의 M개의 인접 부채널의 송신 데이터에 근사화된 시변 채널을 이용하여 구한 가중치를 각각 부여하여 송신하는 단계;

c) 상기 송신된 신호를 수신하고, 수신된 신호의 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널의 신호들을 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼서 결합하는 단계; 및

d) 상기 결합된 신호를 복조하는 단계

를 포함하는 송수신 방법.

청구항 10.

제9항에 있어서

상기 a) 단계는 채널에 대한 정보가 없을 경우, 인접하는 M의 부채널로 하나의 데이터 그룹을 형성하고, 상기 데이터 그룹의 M개의 부채널에 식 $(-1)^i (M-1)! / (i!(M-1-i)!)$ 에 따라 가중치를 부여하여 전송하고,

상기 c) 단계는 수신된 신호를 FFT한 후, 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널의 신호들을 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼서 결합하는

것을 특징으로 하는 송수신 방법.

청구항 11.

제9항에 있어서,

시변 채널 왜곡이 발생한 경우, 파일럿 신호를 그룹단위로 배치하고, 파일럿 신호의 전력이 송신 데이터의 전력보다 클 경우에는 파일럿 신호에 송신 데이터의 가중치보다 작은 가중치를 부여하여, 파일럿 신호에 의한 시변 채널 왜곡이 감소되도록 하는 단계를 더 포함하는 송수신 방법.

청구항 12.

NTx개의 송신 안테나와 NRx개의 수신 안테나를 이용하여 신호를 송수신하는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex)시스템의 송수신 방법에 있어서

- a) N개의 전체 부채널 중 인접한 M개의 부채널을 하나의 그룹으로 생성하는 단계;
- b) 각 데이터 그룹안의 M개의 인접 부채널의 송신 데이터에 각각 가중치를 부여하고, NTx개의 송신 안테나를 통하여 각 송신하는 단계;
- c) 상기 송신된 신호를 NRx개의 수신 안테나를 통하여 수신하고, 각 안테나 단위로 수신된 신호의 각 데이터 그룹안의 M개의 부채널의 신호들을 결합하는 단계; 및
- d) 상기 결합된 신호를 복조하는 단계

를 포함하는 송수신 방법.

청구항 13.

제12항에 있어서,

상기 b) 단계는,

시변 채널을 다항 함수를 사용하여 근사화하고, 근사화된 다항함수의 계수를 사용하여 주파수 영역에서 인접 부채널에 영향을 주는 전력 누수 값을 계산하고, 이를 토대로 각 송신 데이터에 부여할 가중치를 계산하는 송수신 방법.

청구항 14.

제13항에 있어서,

상기 a) 단계는 N개의 전체 부채널을 N/M개의 데이터 그룹으로 나누고,

상기 b) 단계는 각 데이터 그룹안의 M개의 인접 부채널에 근사화된 시변 채널을 이용하여 구한 가중치를 주는 송수신 방법.

청구항 15.

제12항에 있어서,

상기 a) 단계는 채널에 대한 정보가 없을 경우, 인접하는 M의 부채널로 하나의 데이터 그룹을 형성하고, 상기 데이터 그룹의 M개의 부채널에 식 $(-1)^i / (i!(M-1-i)!)$ --i는 그룹내의 인덱스--에 따라 가중치를 부여하여 전송하고,

상기 c) 단계는 수신된 신호를 FFT한 후, 각 데이터 그룹의 M개의 부채널을 가중치 부호에 따라 더하거나 빼서 결합하는 송수신 방법.

청구항 16.

제12항에 있어서,

상기 시스템이 SFBC(Space-Frequency Block Coded)-OFDM인 경우,

상기 b) 단계는 M개의 인접 부채널에 가중치를 주어 구성된 데이터 그룹을 SFBC 직교행렬에 따라 각 송신 안테나를 통하여 전송하고,

상기 c) 단계는 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 M개의 부채널들의 신호를 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼서 결합한 후, 상기 결합된 신호를 SFBC방식으로 결합하는 송수신방법.

청구항 17.

제16항에 있어서,

상기 b) 단계는 채널 정보를 알 수 없는 경우에 인접하는 M의 부채널로 하나의 데이터 그룹을 형성하고, 상기 데이터 그룹의 M개의 부채널에 식 $(-1)^i / (i!(M-1-i)!)$ --i는 그룹내의 인덱스--에 따라 가중치를 부여하여 SFBC 직교행렬에 따라 각 송신 안테나를 통하여 전송하고,

상기 c) 단계는 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 M개의 부채널을 가중치 부호에 따라 더하거나 빼서 결합한 후, 상기 결합된 신호를 SFBC 방식으로 결합하는 송수신방법.

청구항 18.

제12항에 있어서,

상기 시스템이 MRRC(Maximal Ratio Receiver Combining)-OFDM시스템인 경우,

상기 b) 단계는 M개의 인접 부채널에 가중치를 주어 구성된 데이터 그룹을 하나의 송신 안테나를 통하여 전송하고,

상기 c) 단계는 NRx개의 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 M개의 부채널의 신호들을 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼서 결합한 후, 상기 결합된 수신 신호를 MRRC 결합하는 송수신방법.

청구항 19.

제18항에 있어서,

상기 b) 단계는 채널 정보를 알 수 없는 경우에 인접하는 M의 부채널로 하나의 데이터 그룹을 형성하고, 상기 데이터 그룹의 M개의 부채널에 식 $(-1)^{i(M-1)/(M-1-i)}$ 에 따라 가중치를 부여하여 하나의 송신 안테나를 통하여 전송하고,

상기 c) 단계는 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 M개의 부채널을 가중치 부호에 따라 더하거나 빼서 결합한 후, 상기 결합된 수신 신호를 MRRC 결합하는 송수신방법.

청구항 20.

제12항에 있어서,

상기 시스템이 SFTC(Space-Frequency Trellis Coded)-OFDM 시스템인 경우,

상기 b) 단계는 SFTC 부호화를 거친 후, M개의 인접 부채널에 가중치를 주어 구성된 데이터 그룹을 각 송신 안테나를 통하여 전송하고,

상기 c) 단계는 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 M개의 부채널의 신호를 가중치의 부호에 따라 더하거나 빼서 결합한 후, 상기 결합된 신호를 SFTC 복호하는 송수신방법.

청구항 21.

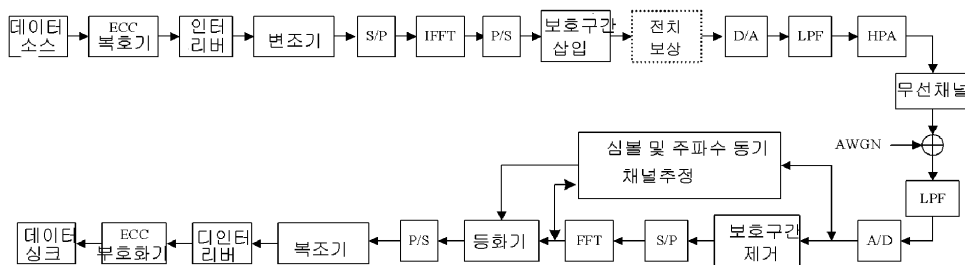
제20항에 있어서,

상기 b) 단계는 채널 정보를 알 수 없는 경우에 SFTC 부호화 후, 인접하는 M의 부채널로 하나의 데이터 그룹을 형성하고, 상기 데이터 그룹의 M개의 부채널에 식 $(-1)^{i(M-1)/(M-1-i)}$ 에 따라 가중치를 부여하여 각 송신 안테나로 전송하고,

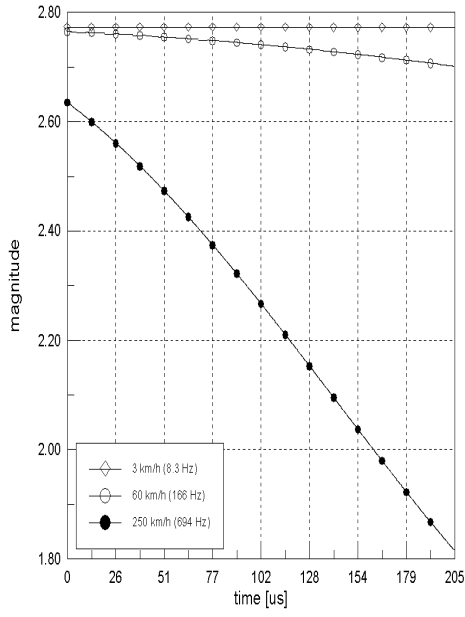
상기 c) 단계는 수신 안테나별로 각 데이터 그룹의 M개의 부채널을 가중치 부호에 따라 더하거나 빼서 결합한 후, 상기 결합된 신호를 SFTC 복호하는 송수신방법.

도면

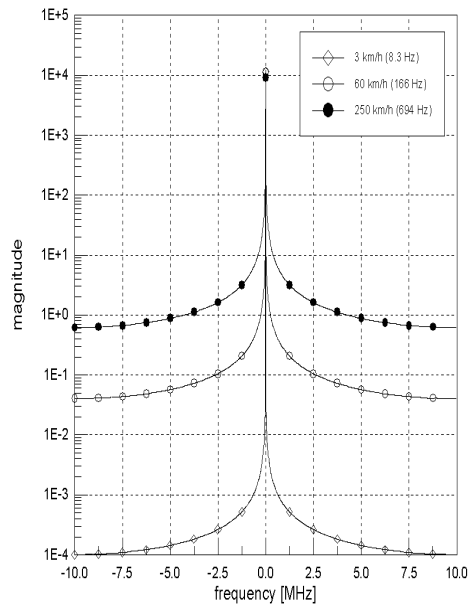
도면1



도면2

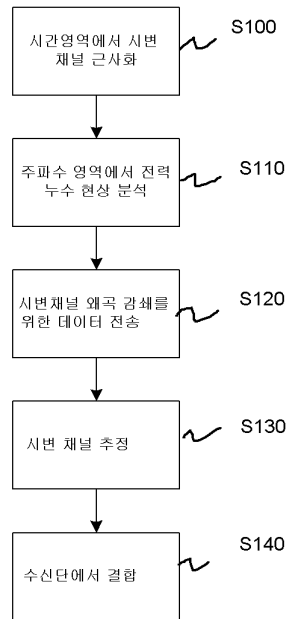


(a)

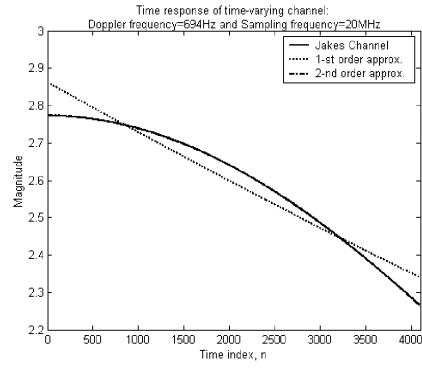


(b)

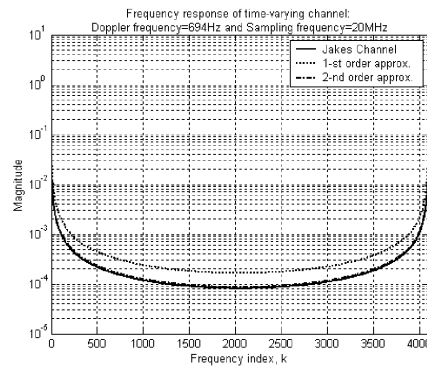
도면3



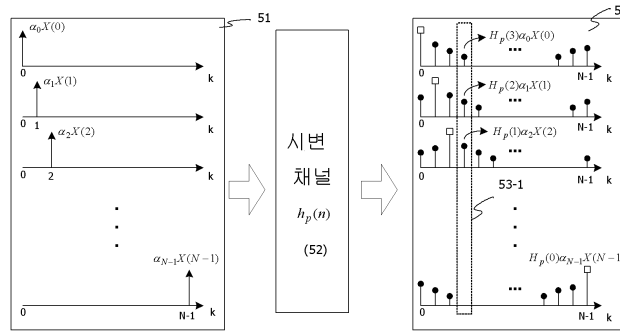
도면4a



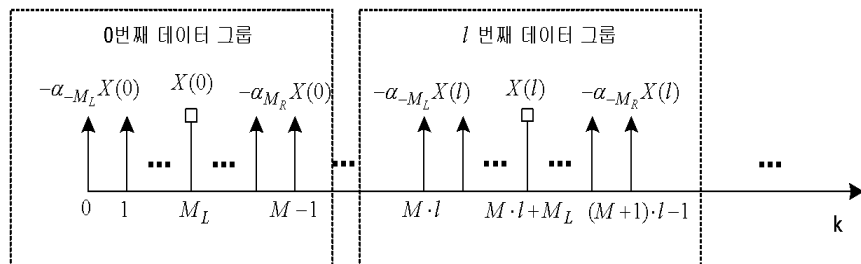
도면4b



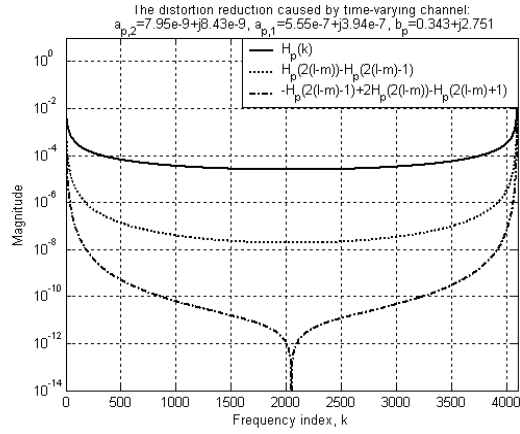
도면5



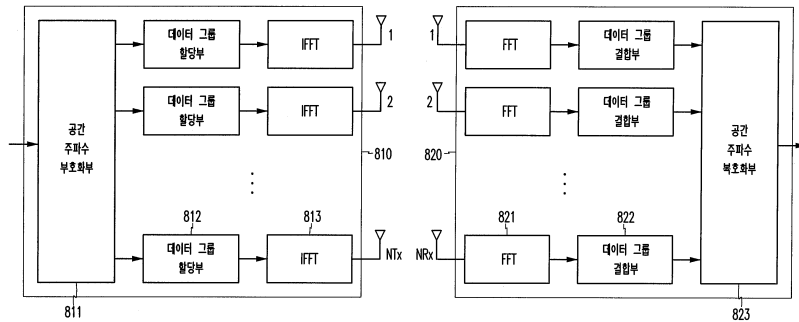
도면6



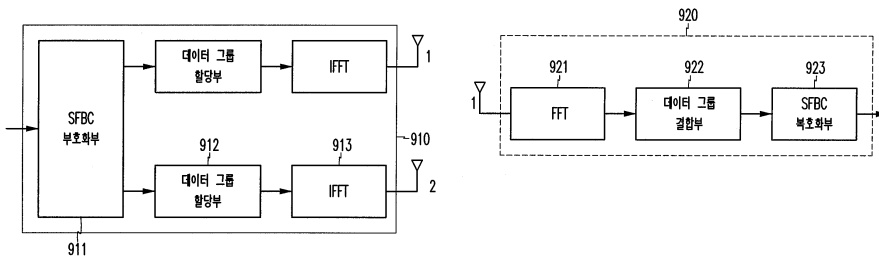
도면7



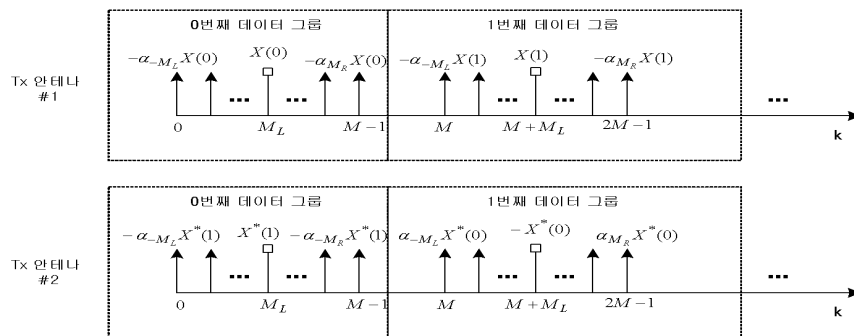
도면8



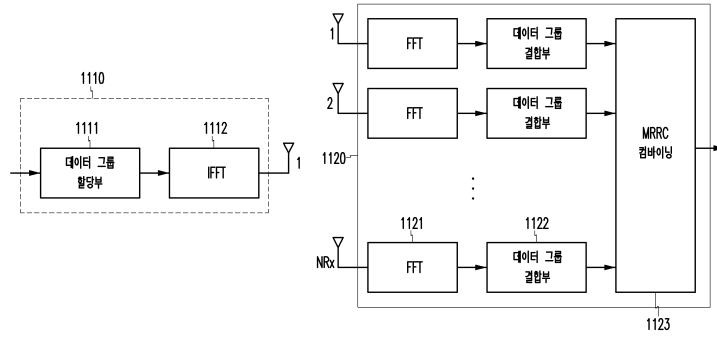
도면9



도면10



도면11



도면12

