(19)대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。Int. Cl. 7
H03M 7/00

(11) 공개번호 특2003-0038270
(43) 공개일자 2003년05월16일

(21) 출원번호 10-2001-0069996
(22) 출원일자 2001년11월10일

(71) 출원인 삼성전자주식회사
경기도 수원시 팔달구 매탄3동 416번지

(72) 발명자 주판유
서울특별시강남구도곡동우성리빙텔1702호

강대업
서울특별시송파구신천동20-5시영아파트163-503

고은석
서울특별시서대문구신촌동134번지연세대학교전기전자공학과

홍대식
서울특별시서대문구신촌동134번지연세대학교전기전자공학과

(74) 대리인 이건주

심사청구 : 없음

(54) 직교주파수분할다중 방식의 이동통신시스템에서시공간-주파수 부호화/복호화 장치 및 방법

요약

본 발명은 직교주파수분할다중화(OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식의 이동통신시스템에서 시공간-주파수 블록 부호의 부호화/복호화 장치 및 방법에 관한 것이다. 본 발명은 소정 변조방식에 의해 변조된 변조심벌을 소정 순환 회전시켜 복사본을 발생하고, 상기 변조심벌과 상기 복사본에 해당하는 변조심벌을 하나의 안테나를 통해 송신하고, 수신기가 하나의 안테나를 통해 수신하여 다이버시티 성능을 제공함으로서 송/수신장치 및 방법을 구현하였다.

대표도

도 3

색인어

OFDM 방식, 시공간 블록 부호, 전송 다이버시티, 순환 회전

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 통상적인 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 송신기 구조를 보이고 있는 도면.

도 2는 통상적인 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 수신기 구조를 보이고 있는 도면.

도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 송신기 구조를 보이고 있는 도면.

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 수신기 구조를 보이고 있는 도면.

도 5는 도 3의 복사본 발생기의 상세 구성을 보이고 있는 도면.

도 6은 도 4의 주파수 다이버시티 결합기의 상세 구성을 보이고 있는 도면.

도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 송신기에서 수행하는 제어 흐름을 보이고 있는 도면.

도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 수신기에서 수행되는 제어 흐름을 보이고 있는 도면.

도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 0 번째 부 반송파에 대한 부 반송파들간의 상관성을 보이고 있는 도면.

도 10은 본 발명의 실시 예에 따른 최대 주파수 다이버시티를 얻을 수 있는 복사본의 예를 보이고 있는 도면.

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 직교주파수분할다중화(OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식의 이동통신시스템에서 부호화/복호화 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 시공간-주파수 블록 부호의 부호화/복호화 장치 및 방법에 관한 것이다.

일반적으로, 직교주파수분할다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 이하 'OFDM'이라 칭함) 방식은 주파수 선택적 페이딩과 협대역 간섭에 강한 특성을 가진다. 또한, 상기 OFDM 방식은 서브 채널의 스펙트럼이 상호 직교성을 유지하면서 서로 중첩되어 있어 스펙트럼 효율이 좋은 특성을 가진다. 이러한 특성으로 인해, 상기 OFDM 방식은 디지털 오디오 방송, 지상파 디지털 텔레비전 방송 또는 무선 근거리 네트워크(LAN)의 물리계층을 위한 변조 방식으로 사용되고 있다.

상기 OFDM 방식은 변조가 역 고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform, 이하 'IFFT'라 칭함)에 의해 구현되고, 복조가 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform, 이하 'FFT'라 칭함)에 의해 구현된다.

상기 OFDM 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기와 수신기의 동작을 간략하게 살펴보면 다음과 같다.

상기 OFDM 방식의 송신기에서 입력 데이터는 스크램블러, 부호화기, 인터리버를 거쳐서 부 반송파로 변조된다. 이 때, 상기 송신기는 다양한 가변 전송률을 제공하게 되는데, 상기 전송률에 따라서 각기 다른 부호율, 인터리빙 크기 및 변조방식을 갖게 된다. 통상적으로 상기 부호화기는 1/2, 3/4 등의 부호율을 사용하고, 연집 오류를 막기 위한 인터리버의 크기는 OFDM 심벌당 부호화된 비트 수(NCBPS)에 따라 결정된다. 상기 변조방식은 데이터 전송률에 따라 QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM 등을 사용한다. 한편, 상기한 구성들에 의해 소정 개수의 부 반송파로 변조된 신호는 소정 개수의 파일럿들이 더해지고, 이는 IFFT 블록을 통과하여 하나의 OFDM 심벌을 형성한다. 여기에 다중 경로 채널 환경에서의 심벌간 간섭을 제거하기 위한 보호구간을 삽입한 뒤 심벌 파형 생성기를 통화하여 최종적으로 무선 주파수(RF)부로 입력되어 채널로 전송하게 된다.

이에 대응하여 수신기에서는 상기 송신기의 역 과정이 일어나며 동기화 과정이 첨가된다. 먼저, 정해진 훈련심벌을 이용하여 주파수 옵셋 및 심벌 옵셋을 추정하는 과정이 선행되어야 한다. 그 뒤에 보호구간을 제거한 데이터 심벌이 FFT 블록 을 통과하여 소정 개수의 파일럿들이 더해진 소정 개수의 부 반송파로 복원된다. 경로 지연 현상을 극복하기 위해 등화기는 채널 상태를 추정하여 수신신호로부터 채널에 의한 신호 왜곡을 제거한다. 상기 등화기를 통과하여 채널응답이 보상된 데이터는 비트열로 변환되어 디인터리버를 통화한 다음, 에러 정정을 위한 보호화기와 디스크램블러를 거쳐서 최종 데이터로 출력된다.

전술한 OFDM 방식은 주파수 선택적 페이딩에 강한 특성을 가지고 있지만, 그 성능에는 한계가 있다. 이러한 성능의 한계를 극복하기 위해 제안된 성능 개선 방안들 중 크게 주목을 받고 있는 것이 다중 안테나를 사용하는 다이버시티 기법이다. 상기 다이버시티 기법은 크게 시간 다이버시티 기법, 주파수 다이버시티기법과 공간 다이버시티 기법으로 나뉜다.

상기 시간 다이버시티는 일반적으로 인터리빙 기법과 결합된 채널 부호화 알고리즘에 의해 제공된다. 상기 시간 다이버시티 기법의 경우 채널의 시간적 변화가 클수록 그 이득이 커진다. 상기 주파수 다이버시티는 채널의 다중 경로 성분이 만들어내는 서로 다른 주파수로 신호를 전송함으로써 얻을 수 있다. 따라서, 상기 주파수 다이버시티를 다른 말로 경로 다이버시티라고도 하며, 직접확산-부호분할다중접속 이동통신시스템의 레이크 수신기가 그 예이다. 상기 공간 다이버시티는 다중 송신 및 수신안테나를 통해 서로 독립적인 페이딩 채널을 만들어 냄으로써 얻을 수 있다.

한편, 상기 OFDM 방식의 이동통신시스템에서의 수신 성능을 향상시키기 위해서는 이미 많은 다이버시티 기법들이 제안되었다. 하지만, 상기 OFDM 방식을 사용 하는 이동통신시스템의 고유의 특성을 이용하기보다는 다른 시스템에서 이미 제안된 것들을 결합시키는 것이 대부분이었다. 따라서, 상기 OFDM 방식을 사용하는 이동통신시스템의 특성을 최대한 활용하여 적은 복잡도만으로 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 방법에 대한 연구가 필요하다.

도 1은 통상적인 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 송신기 구조를 보이고 있는 도면이다.

상기 도 1을 참조하면, 송신기에서 입력 데이터는 소정 부호율에 의해 부호화되고, 상기 부호화에 의해 출력되는 부호화 비트들이 인터리빙된 후 데이터(110)는 변조부(QPSK/QAM 사상기)(120)로 제공된다. 상기 부호화 방식으로는 다양한 방식들이 제안되고 있으나 오류 정정 부호인 터보 부호를 이용하여 부호화하는 방식이 대표적으로 사용된다. 이때, 상기 소정 부호율로는 1/2 및 3/4 등이 있다. 상기 변조부(120)는 소정 변조방식에 의해 상기 입력 데이터를 변조하여 변조 심벌들을 출력한다. 상기 변조방식으로는 8PSK, 16QAM, 64QAM, QPSK 등이 있으며, 상기 각각의 변조방식은 고유의 심벌 매핑 방식에 의해 변조 동작을 수행한다. 본 발명에서는 변조방식으로 QPSK와 QAM을 사용하고 있다. 상기 변조부(120)로부터 출력되는 변조 심벌들은 IFFT부(130)로 제공된다. 상기 IFFT부(130)는 상기 소정 변조방식에 의해 변조된 변조심벌에 대해 IFFT를 수행하여 OFDM 심벌을 출력한다. 상기 IFFT부(130)로부터 출력되는 OFDM 심벌들은 보호구간 삽입부(140)로 제공된다. 상기 보호구간 삽입부(140)는 상기 OFDM 심벌에 대해 보호구간(guard interval)을 삽입한다. 통상적으로 상기 OFDM 심벌의 전송은 블록 단위로 처리가 이루어지나 상기 OFDM 심벌이 다중 경로 채널을 통해 전송되는 동안 이전 심벌에 의한 영향을 받게 된다. 이러한 OFDM 심벌들간 간섭을 방지하기 위해 연속된 블록 사이에 상기 보호구간을 삽입한다. 상기 보호구간 삽입부(140)로부터 보호구간이 삽입된 OFDM 심벌들은 RF부(150)를 거쳐 소정 주파수 대역으로 업-컨버젼된 후 안테나(ANT)를 통해 다중 경로 채널로 전송된다.

도 2는 통상적인 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 수신기 구조를 보이고 있는 도면이다.

상기 도 2를 참조하면, 송신기로부터 다중 경로 채널을 통해 전송된 수신신호는 안테나(ANT)를 통해 RF부(210)로 수신된다. 상기 RF부(210)로부터 중간 주파수 대역으로 다운 컨버젼된 수신신호는 동기부(220)로 제공되어 OFDM 심벌의 동기 및 주파수 동기를 맞추는 동기화 과정이 이루어진다. 상기 동기가 맞추어진 OFDM 심벌은 보호구간 제거부(220)으로 제공되어 상기 OFDM 심벌에 삽입되어 있는 보호구간이 제거된다. 상기 보호구간을 제거함으로서 다중경로 채널로 인한 OFDM 심벌들간의 간섭 현상을 제거할 수 있다. 상기 보호구간이 제거된 OFDM 심벌은 FFT부(240)로 제공되어 FFT 과정을 거쳐 변조심벌이 출력된다. 상기 FFT부(240)를 거친 신호는 하기 <수학식 1>로 표현될 수 있다.

수학식 1

$$r(k)=H(k)X(k)+n(k),\ \ 0\leq k\leq N-1$$

상기 <수학식 1>을 다시 행렬식으로 나타내면, 하기 <수학식 2>와 같다.

수학식 2

$$r=H\cdot X+n$$

여기서, r은 N×1 수신 심벌 벡터, x는 N×1 전송 심벌 벡터, n은 N×1 잡음 벡터를 각각 나타내고, H는 채널의 주파수 응답을 나타내는 N×N 대각 행렬이다. 따라서, 주파수 선택적 페이딩 채널이 주파수 비 선택적 페이딩 채널과 같이 표현되므로 다중경로를 가지는 주파수 선택적 페이딩 채널에 강한 특성을 가지게 된다.

전술한 바와 같이 수신된 심벌이 단순히 전송된 심벌에 채널의 주파수 응답이 곱해진 형태로 나타나므로 1탭 등화기(250)와 같은 간단한 등화만으로 신호의 복원이 가능하다. 수신기에서 채널 정보를 완벽히 알고 있다고 가정한다면, 상기 등화기(250)에 의해 수행되는 등화 과정은 하기 <수학식 3>과 같이 이루어진다.

수학식 3

$$\hat{X}(k)=\frac{r(k)}{H(k)},\quad 0\le k\le N-1$$

상기 <수학식 3>을 다시 행렬식으로 나타내면 하기 <수학식 4>와 같다.

수학식 4

$$\hat{X}=H^{-1}\cdot r$$

전술한 바에 의해 등화가 이루어진 신호에 대해 복조부(QPSK/QAM 역사상기)(260)를 통해 전송심벌이 결정된다. 상기 복조부(280)는 소정 변조방식에 의해 심벌 매핑된 변조 심벌들을 복조하여 부호화 비트들을 출력되며, 상기 부호화 비트들은 디인터리빙 및 복호화 과정을 통해 원래의 신호가 출력된다.

전술한 바와 같이 종래 OFDM 방식은 무선 채널에 의한 심볼들간 간섭을 극복하도록 만들어진 방식이다. 하지만 다른 방법 없이 무선 채널의 다중 경로 현상에 의한 신호 감쇠 효과에는 그리 강하지 못하다. 이러한 페이딩 채널에 의한 성능 저하를 개선하기 위해 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 방식의 이동통신시스템들이 제안되었다. 하지만 이미 제안된 대부분의 이동통신시스템들은 OFDM 방식에 있어 고유의 특성을 이용하기보다는 다른 시스템에 이미 적용된 것을 변화 없이 그대로 적용한 것이다.

즉, OFDM 방식의 이동통신시스템이 적용되는 시스템에서는 다중 경로 페이딩 현상에 의한 성능 저하가 두드러지게 나타난다. 이러한 현상을 극복하기 위한 다이버시티 기법의 사용은 필수적이다. 하지만, 지금까지 제안된 다이버시티 기법들을 상기 OFDM 방식의 이동통신시스템에서 활용하기 위해서는 복잡한 구조의 송신기 및 수신기가 필요하다. 더욱이 최근 크게 주목받고 있는 다중 안테나를 이용하는 공간 다이버시티 기법은 송신기 및 수신기의 안테나를 증가시켜야 하므로 상기 송신기 및 수신기의 공간 및 부피의 증가가 불가피하며, 기존의 시스템의 활용이 거의 불가능하다. 그러므로 직교주파수분할다중화 시스템의 특성을 최대한 활용하여 직교주파수분할다중화 시스템에만 적합한 다이버시티 기법의 제안이 절실하다. 떠한, 상기 OFDM 방식의 이동통신시스템 고유의 특성을 이용함으로써 복잡도를 줄이면서 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 방법이 필요하다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서, 상기한 바와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 목적은 직교주파수분할다중화 방식을 이용하여 시공간 블록 부호의 다중 경로 페이딩 현상에 대한 왜곡을 극복하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 주파수 다이버시티를 효율적으로 이용할 수 있는 시공간-주파수 블록 부호화/복호화 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 하나의 송신안테나와 하나의 수신안테나만을 사용하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 시공간 블록 부호를 적용한 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템에서 모든 처리 과정이 선형 연산으로 이루어진 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 직교부호분할다중화 방식에서의 최대 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 순환 회전 기법을 이용한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 직교주파수분할다중화 이동통신시스템에서의 채널의 통계적 특성을 이용하여 순환 회전장치만으로 최대 주파수 다이버시티를 얻을 수 있는 장치 및 방법을 제안한다.

본 발명의 또 다른 목적은 직교주파수분할다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 특성을 최대한 활용함으로써 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템에 적용된 다른 다이버시티 기법에 비해 복잡도가 현저히 낮으면서도 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

전술한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제1견지에 따른 본 발명은, 하나의 안테나을 사용하여 신호를 전송하는 직교주파수변환다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 다이버시티를 수행하는 장치에서, 입력 데이터가 소정 변조방식에 의해 변조된 변조심벌을 입력하고, 상기 변조심벌과 상기 변조심벌을 소정 순환 회전량에 의해 회전시킨 다른 하나의 변조심벌을 출력하고, 상기 두 개의 변조심벌들을 번갈아 출력하는 순환 회전부와, 상기 순환 회전부로부터 번갈아 출력되는 변조심벌과 상기 순환 회전된 변조심벌을 입력으로 하고, 상기 번갈아 순차적으로 출력되는 변조심벌들을 역 고속 푸리에 변환시켜 직교주파수변환다중화 심벌을 출력하는 역 고속 푸리에 변환부를 포함함을 특징으로 한다.

전술한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제2견지에 따른 본 발명은, 하나의 안테나을 사용하여 신호를 전송하는 직교주파수변환다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 다이버시티를 수행하는 방법에서, 입력 데이터가 소정 변조방식에 의해 변조된 변조심벌을 입력하고, 상기 변조심벌과 상기 변조심벌을 소정 순환 회전량에 의해 회전시킨 다른 하나의 변조심벌을 출력하고, 상기 두 개의 변조심벌들을 번갈아 출력하는 과정과, 상기 번갈아 출력되는 변조심벌과 상기 순환 회전된 변조심벌을 입력으로 하고, 상기 번갈아 순차적으로 출력되는 변조심벌들을 역 고속 푸리에 변환시켜 직교주파수변환다중화 심벌을 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

전술한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제3견지에 따른 본 발명은, 하나의 안테나을 사용하여 신호를 전송하는 직교주파수변환다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 수신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 다이버시티를 수행하는 장치에서, 상기 하나의 안테나를 통해 수신되어 보호구간이 제거된 수신신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하는 고속 푸리에 변환부와, 상기 고속 푸리에 변환된 신호를 순환 회전된 심벌과 순환 회전되지 않은 심벌로 구분하고, 상기 순환 회전된 심벌을 소정 순환 회전량에 의해 회전시킨 후 상기 순환 회전되지 않은 심벌과 가산하여 소정 복조방식에 의해 복조하기 위한 변조심벌로 출력하는 주파수 다이버시티 결합기를 포함함을 특징으로 한다.

전술한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제4견지에 따른 본 발명은, 하나의 안테나을 사용하여 신호를 전송하는 직교주파수변환다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 수신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 다이버시티를 수행하는 방법에서, 상기 하나의 안테나를 통해 수신되어 보호구간이 제거된 수신신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하는 과정과, 상기 고속 푸리에 변환된 신호를 순환 회전된 심벌과 순환 회전되지 않은 심벌로 구분하고, 상기 순환 회전된 심벌을 소정 순환 회전량에 의해 회전시킨 후 상기 순환 회전되지 않은 심벌과 가산하여 소정 복조방식에 의해 복조하기 위한 변조심벌로 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

발명의 구성 및 작용

이하 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명하면 다음과 같다.

본 발명은 OFDM 방식의 최대 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 방법으로 순환 회전 기법을 제안하고자 한다. 본 발명에서 제안하고자 하는 순환 회전 기법은 상기 OFDM 방식의 이동통신시스템에서 채널의 공분산 행렬이 순환 허미트 행렬인 고유의 특성을 이용함으로써 간단한 연산만으로도 최대 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

최대 주파수 다이버시티 이득을 얻기 위한 송신기에서의 주파수 다이버시티 부호화기는 다음과 같이 이루어진다.

N개의 부 반송파로 이루어진 하나의 OFDM 심벌이 부호화기에 입력되면, 상기 입력 심벌을 d만큼 순환 회전시켜 다른 OFDM 심벌을 발생시킨다. 여기서, 상기 순환 회전량 d는 OFDM 방식의 이동통신시스템에서의 채널의 통계적 특성을 이용하여 구한 값으로, <FONTIDKOR=2ENG=2HANJA=2JAPAN=2SPECIAL=3>$d=\left|\frac{N}{L}\right|\cdot\left|\frac{L}{2}\right|$<FONTID> 로 정의될 수 있다. 이렇게 순환 회전시켜 발생시킨 OFDM 심벌과 상기 순환 회전시키지 않은 OFDM 심벌을 심벌 단위로 스위칭 선택하여 순차적으로 전송한다. 예컨대, 먼저, 순환 회전시키지 않는 OFDM 심벌을 선택하여 출력하였다면 다음에는 순환 회전시킨 OFDM 심벌을 선택하여 출력한다.

수신기에서는 상기 송신기의 역 과정을 통해 신호가 복원된다. 먼저, 두 개의 OFDM 심벌들을 수신한다. 다음으로, 상기 두 개의 수신된 OFDM 심벌들의 채널 정보를 이용하여 채널의 복소공액(Conjugate)을 각 OFDM 심벌에 곱하는 과정을 거친다. 상기 복소공액이 곱하여진 두 개의 OFDM 심벌들 중 두 번째 OFDM 심벌은 d만 큼 순환 회전시켜 만든 신호이므로 다시 역 순환시켜 원래의 순서대로 신호를 복원시킨다. 상기 역 순환 회전된 심벌과 역 순환 회전시키지 않은 심볼을 서로 합하여 최종 주파수 다이버시티 결합이 이루어진다. 이렇게 결합된 심벌을 채널 정보를 이용하여 가장 거리가 가까운 신호로 결정함으로써 모든 과정이 끝나게 된다.

전술한 과정들을 거침으로써 본 발명의 실시 예는 2차의 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 뿐만 아니라, 모든 과정이 선형 처리만으로 이루어진다.

1. OFDM 시스템에서의 채널의 공분산 행렬

L개의 다중 경로를 가지는 주파수 선택적 페이딩 채널의 임펄스 응답은 L개의 탭을 가지는 유한임펄스응답(FIR) 필터로 모델링 된다. 이는 하기 <수학식 5>으로 표현될 수 있다.

수학식 5

$$g(t)=\sum_{i=0}^{L-1} h(i)\,\delta(t-\tau_i)$$

여기서, h(i)는 I 번째 경로에서의 채널 임펄스 응답의 감쇠 계수이고, τ_i는 I 번째 경로에서의 지연시간을 나타낸다. 채널이 FIR 필터로 모델링 되므로 상기 τ_i는 샘플 간격과 같다. 다중 안테나를 사용하는 시스템에서의 각 채널 계수, h(i)들은 영 평균을 가지는 독립 복소 가우시안 랜덤 변수로 모델링 한다. 따라서 각 채널 탭들의 진폭은 레일리 분포를 이루고 위상은 균일 분포를 이루게 된다. 또한 채널의 전력 지연 프로파일(power delay profile)이 균일하다고 가정할 수 있다.

그러면, OFDM 방식의 이동통신시스템에서의 특성으로 인해 수신기에서의 FFT를 거친 OFDM 심벌의 k번째 부 반송파에 해당하는 채널의 주파수 응답은 하기 <수학식 6>과 같다.

수학식 6

$$H(k)=\sum_{i=0}^{L-1} h(i)\,e^{-j2\pi ki/N},\quad 0\le k\le N-1$$

여기서, N은 OFDM 심벌의 전체 부 반송파 개수이다. 채널의 공분산 행렬을 구하기 위해서 k 번째 부 반송파에 해당하는 채널의 주파수 응답과 (k+Δk) 번째 부 반송파에 해당하는 채널의 주파수 응답과의 상관값은 하기 <수학식 7>과 같이 구해진다.

수학식 7

$$\begin{aligned}\rho_{\Delta k} &= E\left[H(k)H^{*}(k+\Delta k)\right]\\ &= E\left[\left(\sum_{i=0}^{L-1} h(i)e^{-j2\pi ki/N}\right)\cdot\left(\sum_{1=0}^{L-1} h(i)e^{-j2\pi(k+\Delta k)1/N}\right)^{*}\right]\\ &= E\left[\sum_{i=0}^{L-1} h(i)h^{*}(i)e^{j2\pi\Delta ki/N}\right]\\ &= \sum_{i=0}^{L-1}\sigma_i^{2}e^{j2\pi\Delta ki/N}\end{aligned}$$

여기서, 각 채널 탭의 계수들이 상호 상관하지 않는 특성을 수식전개에 사용하였다. 상기 <수학식 7>에서 σ_i^2은 i 번

째 채널 탭 계수의 분산으로 채널의 i 번째 경로의 전력과 같다. 채널의 전력 지연 프로파일이 균일하기 때문에 이고, 은 경로마다 서로 독립이다. 그러므로, 상기 <수학식 7>은 하기 <수학식 8>로 유도된다.

수학식 8

$$\rho_{\Delta k} = \frac{1}{L}\sum_{i=0}^{L-1} e^{j2\pi\Delta ki/N} = \frac{1}{L}\frac{1-e^{j2\pi\Delta kL/N}}{1-e^{j2\pi\Delta k/N}} = \frac{1}{L}\frac{\sin\left(\frac{\pi\Delta kL}{N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi\Delta k}{N}\right)} e^{j\pi\Delta k(L-1)/N}$$

이때, 채널 벡터 H를 하기 <수학식 9>이라고 정의한다.

수학식 9

$$H=[\,H(0)\;H(1)\cdots H(N-1)\,]^{T}$$

따라서, 전체 공분산 행렬 C $_{H}$ 는 하기 <수학식 10>과 같이 구해진다.

수학식 10

$$C_{H}=E[HH^{H}]=\begin{vmatrix} \rho_{0} & \rho_{1}^{*} & \cdots & \rho_{N-1}^{*} \\ \rho_{1} & \rho_{0} & \cdots & \rho_{N-2}^{*} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N-1} & \rho_{N-2} & \cdots & \rho_{0} \end{vmatrix}$$

상기 <수학식 10>의 행렬에서 상기 <수학식 8>에 의해 ρ $_{\Delta k}$ 는 다음의 특성을 가진다.

제1특성 : $\rho_{-\Delta k}=\rho_{\Delta k}^{*}$

제2특성 : $|\rho_{-\Delta k}|=|\rho_{\Delta k}|$

제3특성 : $\rho_{-\Delta k}=\rho_{N-\Delta k}$

따라서, 상기 제1특성 내지 제3특성에 의해 C $_{H}$ 는 순환 허미트(Hermit) 행렬로 표현된다.

2. 최대 주파수 다이버시티를 얻기 위한 최적의 부 반송파 선택

다이버시티의 기본적인 개념은 같은 정보를 가지는 신호의 복사본(replica)들을 독립적인 페이딩 채널을 거쳐 수신기에서 수신할 수 있도록 하는 것이다. 따라서, OFDM 방식의 이동통신시스템에서 주파수 다이버시티를 얻기 위해서는 같은 신호를 서로 다른 부 반송파로 전송하면 된다. 하지만, 다이버시티로 인한 이득을 최대한 얻기 위해서는 각각의 복사본(replica)들이 독립적인 페이딩 채널을 통과해서 수신되어야 한다. 따라서, 상기 OFDM 방식의 이동통신시스

템에서 주파수 다이버시티 이득을 최대한 얻기 위해서는 상기 복사본(replica)들을 서로 상관성을 가지는 부 반송파를 찾고, 상기 찾은 반송파를 통해 신호를 전송하여야 한다.

복소 가우시안 랜덤 변수는 FFT를 거치더라도 그 특성이 변하지 않는다. 그것은 상기 FFT가 선형 함수이기 때문이다. 그러므로 채널의 주파수 응답인 H(k)는 영 평균과 단일 분산을 가지는 복소 가우시안 랜덤 변수로 모델링된다. 따라서, 가우시안 분포의 특성으로 인해 두 개의 가우시안 랜덤 변수가 비상관성을 가지면 상기 두 랜덤 변수는 독립적이다. 그러므로, k_1 번째 부 반송파에 대한 채널 H(k)에 대해 상관성이 없는 k_2 번째 부 반송파에 대한 채널 $H(k_2)$를 찾으면 상기 두 채널은 서로 독립적이다.

임의의 k_1 번째 부 반송파에 대한 채널 $H(k_1)$과 임의의 k_2 번째 부 반송파에 대한 채널 $H(k_2)$의 상관값은 하기 <수학식 11>와 같은 형태로 유도된다.

수학식 11

$$\rho_{k_1,k_2} = E\left[H(k_1)H^*(k_2)\right]$$

$$= \frac{1}{L}\frac{\sin\left(\frac{\pi(k_2-k_1)L}{N}\right)}{\sin\left(\frac{\pi(k_2-k_1)}{N}\right)} e^{j\pi(k_2-k_1)(L-1)/N}$$

여기서, 상관성이 없으려면, $\rho_{k_1,k_2}=0$ 인 조건을 만족해야 한다. 그러므로 상기 조건을 만족하기 위해서는 상기 <수학식 11>는 하기 <수학식 12>의 조건을 만족하면 된다.

수학식 12

$$\sin\left(\frac{\pi\Delta k_{12}L}{N}\right)=0$$

여기서, $\Delta k_{12}=k_2-k_1$ 이다. 단, 상기 <수학식 12>에서 $k_2>k_1$ 이어야 한다. 상기 <수학식 12>에서 보였듯이, 결국 서로 독립적인 채널이 두 개의 부 반송파들간 거리의 함수로 유도된다. 그러므로, 상기 <수학식 12>의 일반적인 해는 하기 <수학식 13>로 표현될 수 있다.

수학식 13

$$\Delta k_{12}=\frac{mN}{L}$$

단, m은 0이 아닌 정수이다. 하지만, 상기 <수학식 13>에서는 $k_2<N$ 의 제한이 있으므로, 상기 m의 제한이 있게 된다. 일반성을 읽지 않으면서, 우리는 k_1 =0으로 놓을 수 있다. 그러면, $\Delta k_{12}=k_2-k_1<N$ 이므로, 하기 <수학식 14>로 표현될 수 있다.

수학식 14

$$\frac{L}{N}\pi \le \frac{\pi\Delta k_{12}L}{N} \le L\pi-\frac{L}{N}\pi$$

상기 <수학식 14>를 상기 <수학식 13>에 적용하여 정리하면 하기 <수학식 15>으로 나타내어질 수 있다.

수학식 15

$$\frac{L}{N} \leq m \leq L-\frac{L}{N}$$

여기서, m이 정수이고, L과 N이 자연수이므로, 상기 m은 하기 <수학식 16>의 조건을 가진다.

수학식 16

$$1 \leq m \leq L-1, \quad \text{단, } m\text{은 정수}$$

따라서, 0 번째 부 반송파에 대해 상관성이 없는 부 반송파의 개수는 L-1개이다. 그러므로, 0 번째 부 반송파를 포함해서 서로 독립적인 부 반송파 채널은 L개가된다. 전술한 채널의 공분산 행렬의 제3특성에 의해, L개의 경로를 가지는 채널에서 임의의 k 번째 부 반송파와 서로 독립적인 부 반송파의 개수는 L개가된다.

3. 최대 주파수 다이버시티를 얻을 수 있는 직교주파수분할다중화 이동통신 시스템의 구조

본 발명의 실시 예에 따른 최대 주파수 다이버시티를 얻는 이동통신시스템을 제안하는데 있어서 고려해야할 사항은 다음과 같다.

첫 번째로, 최대 주파수 및 공간 다이버시티 이득

두 번째로, 모든 부 반송파에 대해 최대한의 거리 유지

세 번째로, 채널의 상관성에 강한 특성

상기 첫 번째 고려해야할 사항인 최대 주파수 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 OFDM 방식의 이동통신시스템에서 복사본(replica)들을 서로 상관성이 없는 부 반송파를 찾아서 그 반송파에 신호를 전송하여야 한다. 도 9는 L=4이고, N=64일 때 0 번째 부 반송파에 대한 각 부 반송파들간의 상관성의 크기 성분만을 보이고 있는 그래프이다.

상기 도 9에서 볼 수 있듯이 가운데로 갈수록 상관성이 적어진다는 것을 알 수 있다. 한편, 상관성의 크기 성분만을 본다면, 전술한 채널의 공분산 행렬의 제2특성에 의해 대칭의 모양을 하고 있다. 그러므로 전술한 세 번째 고려해야할 사항인 채널의 상관성에 강한 특성을 가지도록 하기 위해서는 심벌의 복사본을 상관성이 적은 가운데 쪽으로 넣어야 할 것이다. 또한 채널의 공분산 행렬의 특성 (3)에 의해 채널의 공분산 행렬이 순환 행렬이 되므로, 행렬의 각 행은 첫 행(0번째 부 반송파에 대한 상관성을 나타냄)의 순환 회전된 형태이다. 그러므로 각 부 반송파에 대해 서로 독립적인 채널은 하나씩 서로 순환 회전된 형태로 얻어진다. 따라서, 전술한 세 번째 고려해야할 사항을 만족하기 위한 가장 이상적인 제안은 N/2만큼 부 반송파를 떨어뜨려 놓는 것이다. 이렇게 하면 모든 부 반송파들이 공정하게 모두 N/2만큼 떨어지므로 최대 거리를 유지할 수 있다. 따라서, 전술한 고려해야할 사항들 중 두 번째와 세 번째를 만족시키면서 첫 번째를 만족시키는 부 반송파는 상관성이 0이 되는 부 반송파들 중 가장 가운데 부 반송파이다. 그러므로 상관성이 없는 부 반송파는 상기 <수학식 14>에 의해 전체 부 반송파를 L등분하고, Δk가 정수이므로 전술한 세가지 고려해야할 사항을 최적의 Δk는 하기 <수학식 17>과 같다.

수학식 17

$$\Delta k = d = \lfloor \frac{N}{L} \rfloor \cdot \lfloor \frac{L}{2} \rfloor$$

여기서, $\lfloor x \rfloor$ 는 x를 넘지 않는 최대 정수를 나타낸다.

전술한 채널의 공분산 행렬의 제3특성에 의해 상관성이 순환 회전하므로, k 번째 부 반송파에 대해 최적의 부 반송파 k'는 하기 <수학식 18>과 같이 구해진다.

수학식 18

$$k' = (k+d) \bmod N$$

여기서, 상기 mod는 모듈로 연산을 나타낸다. 예를 들어, L=4이고, N=8일 때 최대 주파수 다이버시티를 얻을 수 있는 복사본은 도 10과 같다.

이하 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명하면 다음과 같다.

(1) 순환회전을 이용한 주파수 다이버시티 송신장치

도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 송신기 구조를 보이고 있는 도면이다.

상기 도 3을 참조하면, 전송하고자 하는 입력 데이터(310)는 변조부(QPSK/QAM 사상기)(320)로 입력되고, 상기 변조부(320)를 거쳐 N개의 부 반송파만큼을 버퍼링한 하나의 변조심벌 s가 출력된다. 상기 변조부(320)로부터 출력되는 s는 하기 <수학식 19>와 같이 표현된다.

수학식 19

$$s = [\, s(0) \cdots s(N-1) \,]^T$$

상기 변조심벌 s를 전송하기에 앞서 최대 주파수 다이버시티를 얻기 위해 순환 회전부(330)를 사용하여 다른 하나의 변조심벌을 발생시킨다. 즉, 상기 변조부(320)로부터 출력되는 상기 s는 상기 순환 회전부(330)로 입력되고, 상기 순환 회전부(330)는 서로 다른 두 개의 심벌들을 출력한다. 상기 순환 회전부(330)로부터 출력되는 두 개의 심벌들 중 하나의 심벌은 원래의 심벌(s) 그대로를 사용하고, 나머지 하나의 심벌은 상기 <수학식 17>에 의해 d를 계산하여 상기 <수학식 18>에 대입함으로서 상기 심벌 s를 순환 회전시킨 것이다. 즉,

$$X_1 = s = [\, s(0) \cdots s(N-1) \,]^T,$$

$$X_2 = [\, s(N-d) \cdots s(N-1)\ s(0) \cdots s(N-d-1) \,]^T$$

이 된다. 상기 d를 계산하는 과정은 도 7의 701단계에서 수행되며, 상기 심벌 s를 순환 회전시키는 과정은 상기 도 7의 702단계에서 수행된다. 상기 도 7의 701단계와 상기 702단계는 상기 순환 회전부(330)에서 수행하는 과정이며, 이에 대 한 구체적인 구성은 도 5에서 보이고 있는 바와 같다.

상기 도 5를 참조하면, 상기 변조기(320)로부터 출력되는 변조심벌 s는 심벌 선택기(504)의 하나의 입력 X_1 (511)로 제공된다. 한편, 상기 s는 순환 회전기(502)로 제공된다. 상기 순환 회전기(502)는 순환 회전량 결정기(503)에 의해 결정된 순환 회전량 d에 의해 상기 s를 순환 회전시켜 상기 심벌 선택기(504)의 두 번째 입력 X_2 (512)로 제공한다. 상기 심벌 선택기(504)는 상기 X_1 과 X_2 를 입력으로 하고, 상기 X_1 과 상기 X_2 를 심벌 단위로 선택하여 출력한다. 즉, 상기 심벌 선택기(504)는 상기 X_1 을 선택하여 출력하고, 그 후 상기 X_2 를 선택하여 출력한다. 따라서, 상기 심벌 선택기(504)로부터 출력되는 심벌은 순환 회전된 심벌과 그렇지 않은 심벌이 반복적으로 출력된다. 상기 X_1 과 상기 X_2 를 순차적으로 선택하여 출력하는 과정은 도 7의 703단계에서 수행된다.

이렇게 상기 순환 회전부(330)를 거쳐 발생된 두 개의 심벌들은 OFDM 방식을 사용하는 송신기의 통상적인 구성들을 통해 각 안테나로 보내진다. 즉, 상기 순환 회전부(330)로부터 출력되는 두 개의 심벌들은 각각 OFDM 방식의 적용을 위해 IFFT부(340)로 제공되어 IFFT가 이루어진다. 상기 IFFT부(340)로부터 출력되는 OFDM 심벌은 보호구간 삽입부(350)에서 보호구간 삽입이 이루어진 후에 RF부(360)를 통해 각 안테나(ANT)에서 신호가 전송된다.

(2) 수신단의 주파수 다이버시티 결합기

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 직교주파수분할다중화 방식의 이동통신시스템의 수신기 구조를 보이고 있는 도면이다.

상기 도 4를 참조하면, N개의 부 반송파들을 갖는 OFDM 방식의 이동통신시스템의 수신기에서 FFT부(416)를 거친 신호는 하기 <수학식 20>과 같이 행렬식으로 표현할 수 있다.

수학식 20

$$r = H \cdot X + n$$

여기서, r은 N×1 수신 심벌 벡터, X는 N×1 전송 심벌 벡터, n은 N×1 잡음 벡터를 나타내고, H는 채널의 주파수 응답을 나타내는 N×N 대각 행렬이다.

OFDM 방식을 사용하는 이동통신시스템의 특성으로 다중 경로 페이딩 채널을 거치더라도 상기 FFT부(416)를 거친 수신신호는 하기 <수학식 21>에 의해 채널의 주파수 응답과 전송 신호의 단순한 곱의 형태로 나타난다. 그러므로 순환회전을 이용한 주파수 다이버시티 전송 장치에 의해 전송된 심벌에 대해 하기 <수학식 21>과 같이 표현할 수 있다.

수학식 21

$$\bar{r} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ H_2 & -H_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} = \bar{H} \cdot \bar{X} + \bar{n}$$

여기서, H_1, H_2는 각 전송 심벌 벡터에 해당하는 채널의 주파수 응답의 대각 행렬이고, X_1, X_2는 각각 전송 심벌 벡터이다.

상기 FFT부(416)로부터 출력되는 신호는 주파수 다이버시티 결합기(418)로 제공되어 상기 송신기에서 순환 회전된 심벌과 그렇지 않은 심벌들에 대한 주파수 다이버시티 결합을 수행한다.

따라서, 도 6의 채널 등화기(604)로부터 채널 상태 정보에 의해 채널 등화된 신호는 채널 행렬 [illegible] 의 허미시안(hermitian)을 곱하여 하기 <수학식 22>와 같이 얻어진다.

수학식 22

$$\tilde{X} = \begin{bmatrix} \tilde{X}_1 \\ \tilde{X}_2 \end{bmatrix} = \bar{H}^H \cdot \bar{r}$$

$$= \begin{bmatrix} H_1^* H_1 & 0 \\ 0 & H_2^* H_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \bar{H}^H \cdot \bar{n}$$

상기 <수학식 22>에서 복호된 심벌 벡터 $\tilde{X}_1$와 $\tilde{X}_2$에서 상기 $\tilde{X}_2$는 상기 $\tilde{X}_1$을 순환 회전시켜 발생시킨 것이므로, 도 6의 역순환 회전기(605)는 상기 도 8의 805단계에서 상기 $\tilde{X}_2$를 상기 송신기에서 수행된 순환 회전의 역동작으로서 d만큼 역 순환 회전시킨다. 상기 역 순환 회전을 위해서는 역 순환 회전할 역 순환 회전량 d가 요구된다. 상기 역 순환 회전량 d는 순환 회전량 결정기(606)에 의해 결정된다. 상기 역 순환 회전량 d는 상기 도 8의 801단계에서 수행된다. 상기 역 순환 회전시켜 발생된 심볼 $\tilde{X}'_1$의 각 부 반송파는 하기 <수학식 23>와 같이 나타난다.

수학식 23

$$\tilde{X}'_1(k) = \tilde{X}_2((k+d) \bmod N), \quad 0 \le k \le N-1$$

$$\tilde{X}'_1 = [\, \tilde{X}_2(d) \cdots \tilde{X}_2(N-1) \;\; \tilde{X}_2(0) \cdots \tilde{X}_2(d-1) \,]^T$$

그러므로 상기 <수학식 22>에 의해 잡음 성분을 제외한 상기 $\widetilde{x}_1$ 는 역 순환 회전에 의해 하기 <수학식 24>와 같이 실제 전송된 OFDM 심벌 s로 표현할 수 있다.

수학식 24

$$\widetilde{x}_1' = \begin{bmatrix} |H_1(d)|^2+|H_2(d)|^2 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & |H_1(N-1)|^2+|H_2(N-1)|^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & |H_1(0)|^2+|H_2(0)|^2 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & |H_1(d-1)|^2+|H_2(d-1)|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s(0) \\ \vdots \\ s(N-d-1) \\ s(N-d) \\ \vdots \\ s(N-1) \end{bmatrix}$$

상기 $\widetilde{x}_1$ 과 상기 $\widetilde{x}_1'$ 가 똑같은 전송 심벌 벡터 s를 포함하고 있으므로, 상기 두 벡터를 더한 심벌 벡터 $\widehat{x}_1$ 의 k 번째 부 반송파는 하기 <수학식 25>와 같이 표현된다.

수학식 25

$$\widehat{x}_1(k) = (|H_1(k)|^2+|H_2((k+d) \bmod N)|^2)\, s(k)$$

$$= \lambda_k \cdot s(k)$$

여기서, [illegible] 이다. 일반적으로 채널이 시간적으로 변하는 특성을 가지고 있지만 두 심볼구간동안 채널이 급격히 변하지는 않는다. 그러므로 두 채널 H_1 과 H_2 는 서로 같은 채널이라고 할 수 있다. 즉, $H_1 \approx H_2$ 이다. 그러므로 제안한 시스템과 달리 순환 회전시키지 않고 똑같은 신호를 반복해서 보내는 시스템은 채널이 아주 급격하게 변하지 않는 이상 다이버시티 이득을 얻을 수 없다. 하지만, 제안된 시스템의 경우는 앞서 <수학식 17>에서 d 값은 각 부 반송파들간 채널이 서로 독립이 되도록 정해졌으므로, $H_1 \approx H_2$ 이더라도 $H_1(k)$와 $H_2(k+d) \bmod N$은 서로 독립이 된다. 그러므로 상기 <수학식 25>는 전송 신호 s(k)는 2차의 주파수 다이버시티 이득을 얻는다는 것을 보여준다. 따라서, 안테나 수의 증가 없이도 안테나를 2개 사용한 시스템과 같은 성능을 내게 된다. 이렇게 주파수 다이버시티 결합된 신호는 QPSK/QAM 역사상기의 입력으로 들어가서 하기 <수학식 26>과 같이 신호가 결정된다.

수학식 26

$$\hat{s}(k) = \arg \min_{\hat{s}(k)} \| \widehat{x}_1(k) - \lambda_k \cdot \hat{s}(k) \|^2, \quad 0 \le k \le N-1$$

발명의 효과

상술한 바와 같이 본 발명에 따른 순환회전을 이용한 주파수 다이버시티 장치는 기존 시스템에 비해 복잡도의 큰 증가 없이 2차의 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 본 발명에서는 직교주파수분할다중화 시스템의 특성을 이용함으로써 송신기에서 순환 회전을 통해 복사본을 발생시켜 전송하는 것만으로 2차의 최대 주파수 다이버시티 이득을 얻는다. 그러므로 다른 다이버시티 기법에 비해 복잡도의 증가 없이 간단한 순환회전과 같은 선형 연산만으로도 성능 개선 효과가 크다. 더욱이 기존의 직교주파수분할다중화 시스템과 완벽한 호환성을 유지하므로 기존의 시스템을 충분히 활용하면서도 성능 개선을 할 수 있다. 그러므로 앞으로의 이동통 신시스템에 적용되어 시스템의 성능을 향상시킬 기법으로 본 발명이 사용될 것이다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

하나의 안테나을 사용하여 신호를 전송하는 직교주파수변환다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 다이버시티를 수행하는 장치에 있어서,

입력 데이터가 소정 변조방식에 의해 변조된 변조심벌을 입력하고, 상기 변조심벌과 상기 변조심벌을 소정 순환 회전량에 의해 회전시킨 다른 하나의 변조심벌을 출력하고, 상기 두 개의 변조심벌들을 번갈아 출력하는 순환 회전부와,

상기 순환 회전부로부터 번갈아 출력되는 변조심벌과 상기 순환 회전된 변조심벌을 입력으로 하고, 상기 번갈아 순차적으로 출력되는 변조심벌들을 역 고속 푸리에 변환시켜 직교주파수변환다중화 심벌을 출력하는 역 고속 푸리에 변환부를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 2.
제1항에 있어서, 상기 순환 회전부는,

상기 순환 회전량을 결정하는 순환 회전량 결정기와,

상기 변조심벌을 상기 순환 회전량 결정기로부터 결정된 순환 회전량에 의해 순환 회전시키는 순환 회전기와,

상기 변조심벌과 상기 순환 회전된 변조심벌을 입력으로 하고, 상기 번조심벌과 상기 순환 회전된 변조심벌을 번갈아 출력하는 심벌 선택기를 포함함을 특징 으로 하는 상기 장치.

청구항 3.
하나의 안테나을 사용하여 신호를 전송하는 직교주파수변환다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 송신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 다이버시티를 수행하는 방법에 있어서,

입력 데이터가 소정 변조방식에 의해 변조된 변조심벌을 입력하고, 상기 변조심벌과 상기 변조심벌을 소정 순환 회전량에 의해 회전시킨 다른 하나의 변조심벌을 출력하고, 상기 두 개의 변조심벌들을 번갈아 출력하는 과정과,

상기 번갈아 출력되는 변조심벌과 상기 순환 회전된 변조심벌을 입력으로 하고, 상기 번갈아 순차적으로 출력되는 변조심벌들을 역 고속 푸리에 변환시켜 직교주파수변환다중화 심벌을 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 4.
제3항에 있어서, 상기 순환 회전과정은,

상기 순환 회전량을 결정하는 과정과,

상기 변조심벌을 상기 결정된 순환 회전량에 의해 순환 회전시키는 과정과,

상기 변조심벌과 상기 순환 회전된 변조심벌을 입력으로 하고, 상기 번조심벌과 상기 순환 회전된 변조심벌을 번갈아 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 5.
하나의 안테나을 사용하여 신호를 전송하는 직교주파수변환다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 수신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 다이버시티를 수행하는 장치에 있어서,

상기 하나의 안테나를 통해 수신되어 보호구간이 제거된 수신신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하는 고속 푸리에 변환부와,

상기 고속 푸리에 변환된 신호를 순환 회전된 심벌과 순환 회전되지 않은 심벌로 구분하고, 상기 순환 회전된 심벌을 소정 순환 회전량에 의해 회전시킨 후 상기 순환 회전되지 않은 심벌과 가산하여 소정 복조방식에 의해 복조하기 위한 변조심벌로 출력하는 주파수 다이버시티 결합기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 6.
제1항에 있어서, 상기 주파수 다이버시티 결합기는,

상기 고속 푸리에 변환된 신호를 채널 상태 정보에 의해 채널 등화하여 상기 순환 회전되지 않은 심벌과 상기 순환 회전된 심벌을 구분하여 출력하는 채널 등화기와,

상기 순환 회전량을 결정하는 순환 회전량 결정기와,

상기 순환 회전된 심벌을 상기 순환 회전략 결정기로부터 결정된 순환 회전량에 의해 순환 회전시키는 역 순환 회전기와,

상기 순환 회전되지 않은 심벌과 상기 역 순환 회전된 심벌을 가산하는 가산기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

청구항 7.

하나의 안테나을 사용하여 신호를 전송하는 직교주파수변환다중화 방식을 사용하는 이동통신시스템의 수신기에서 시공간-주파수 블록 부호에 의한 다이버시티를 수행하는 방법에 있어서,

상기 하나의 안테나를 통해 수신되어 보호구간이 제거된 수신신호에 대해 고속 푸리에 변환을 수행하는 과정과,

상기 고속 푸리에 변환된 신호를 순환 회전된 심벌과 순환 회전되지 않은 심벌로 구분하고, 상기 순환 회전된 심벌을 소정 순환 회전량에 의해 회전시킨 후 상기 순환 회전되지 않은 심벌과 가산하여 소정 복조방식에 의해 복조하기 위한 변조심벌로 출력하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

청구항 8.

제7항에 있어서, 상기 변조심벌을 출력하는 과정은,

상기 고속 푸리에 변환된 신호를 채널 상태 정보에 의해 채널 등화하여 상기 순환 회전되지 않은 심벌과 상기 순환 회전된 심벌을 구분하여 출력하는 과정과,

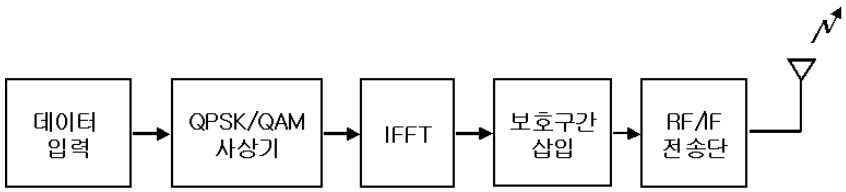
상기 순환 회전량을 결정하는 과정과,

상기 순환 회전된 심벌을 상기 결정된 순환 회전량에 의해 순환 회전시키는 과정과,

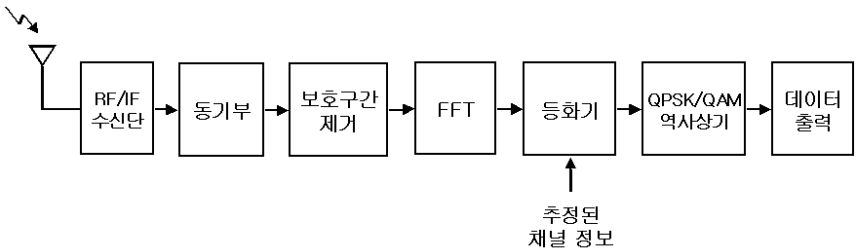
상기 순환 회전되지 않은 심벌과 상기 역 순환 회전된 심벌을 가산하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

도면

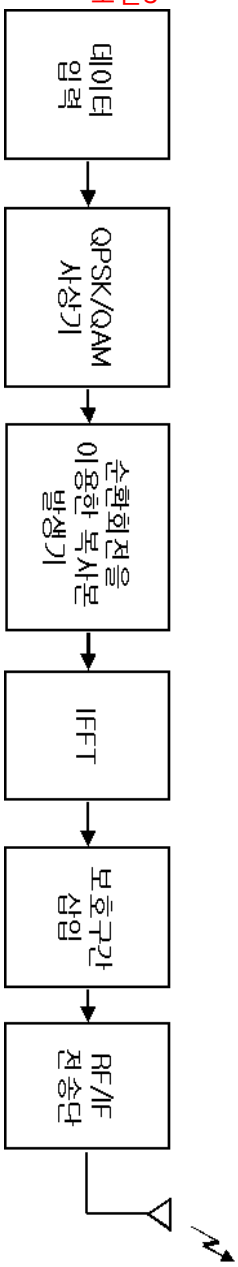
도면1



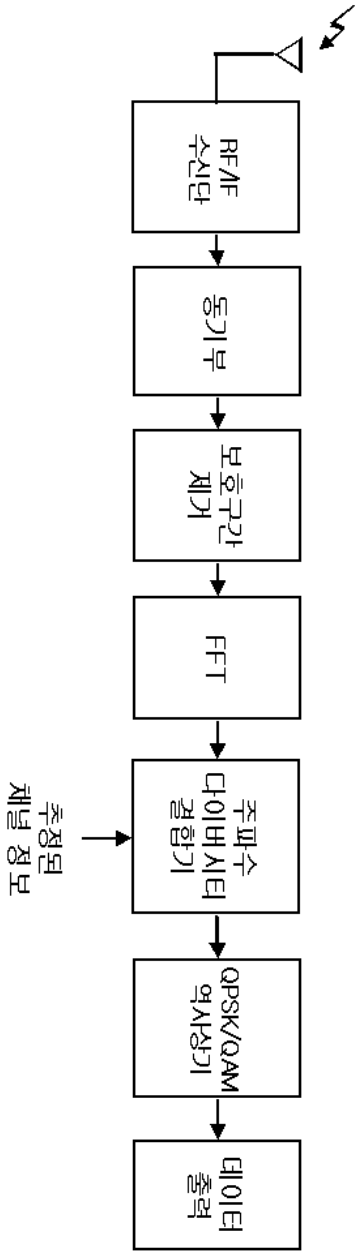
도면2



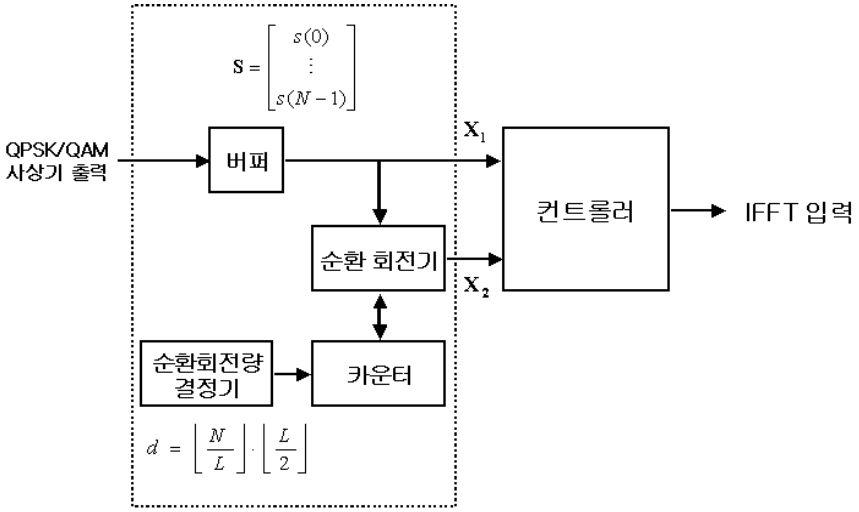
도면3



도면4

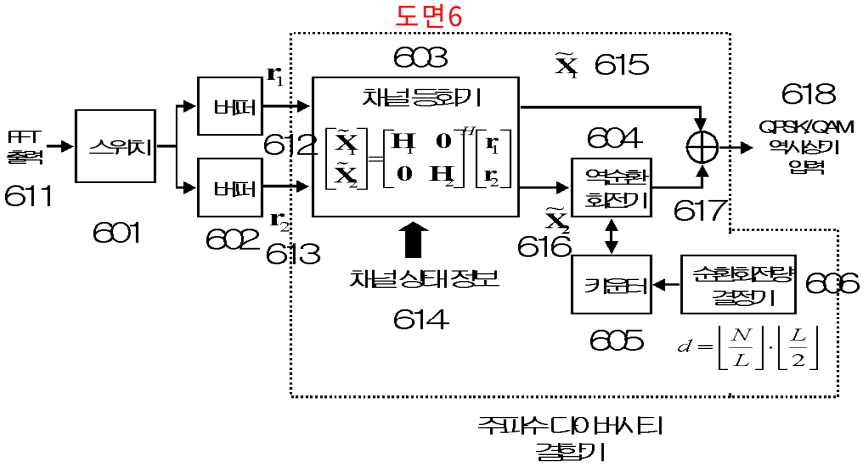


도면5

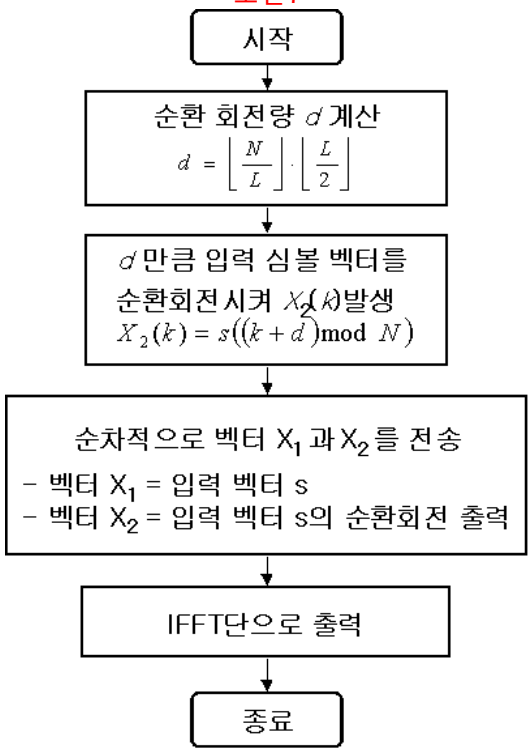


순환회전을 이용한
주파수 다이버시티 전송장치

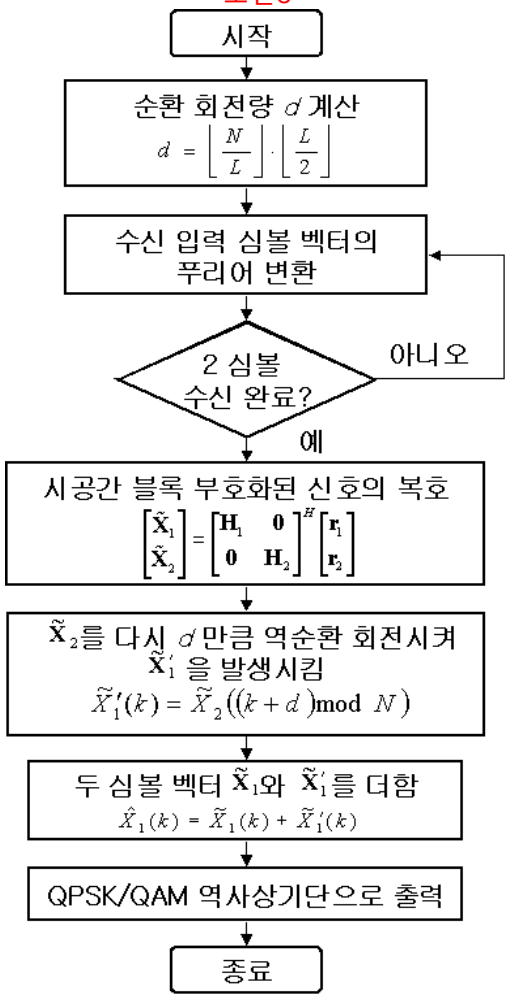
도면6


603
615
618
IFFT 출력
611
스위치
601
버퍼
602
버퍼
612
613
채널등화기
604
역순환 회전기
617
616
채널상태정보
614
카운터
605
순환회전량 결정기
606
주파수다이버시티 결합기

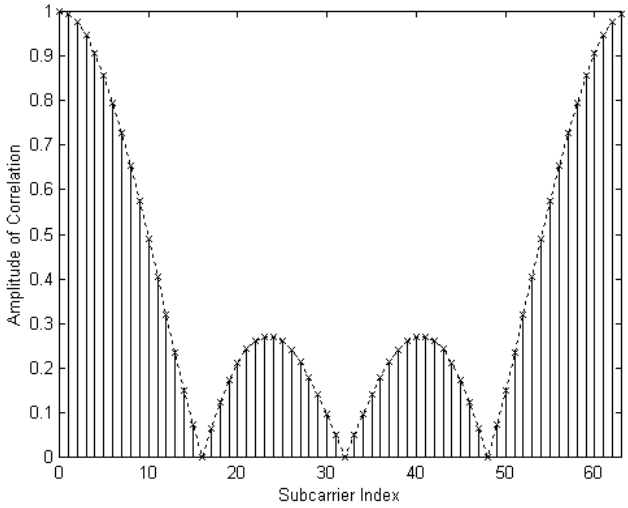
도면7


시작
순환 회전량 d 계산
d만큼 입력 심볼 벡터를 순환회전시켜 X2(k)발생
순차적으로 벡터 X1 과 X2 를 전송
- 벡터 X1 = 입력 벡터 s
- 벡터 X2 = 입력 벡터 s의 순환회전 출력
IFFT단으로 출력
종료

도면8


시작
순환 회전량 d 계산
$d = \left\lfloor \frac{N}{L} \right\rfloor \cdot \left\lfloor \frac{L}{2} \right\rfloor$
수신 입력 심볼 벡터의 푸리어 변환
2 심볼 수신 완료?
아니오
예
시공간 블록 부호화된 신호의 복호
$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{X}}_1 \\ \tilde{\mathbf{X}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_2 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \end{bmatrix}$
$\tilde{\mathbf{X}}_2$를 다시 d만큼 역순환 회전시켜 $\tilde{\mathbf{X}}_1'$ 을 발생시킴
$\tilde{X}_1'(k) = \tilde{X}_2((k+d) \bmod N)$
두 심볼 벡터 $\tilde{\mathbf{X}}_1$와 $\tilde{\mathbf{X}}_1'$를 더함
$\hat{X}_1(k) = \tilde{X}_1(k) + \tilde{X}_1'(k)$
QPSK/QAM 역사상기단으로 출력
종료

도면9


Amplitude of Correlation
Subcarrier Index
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
0
10
20
30
40
50
60

도면10