



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2010년04월01일
(11) 등록번호 10-0950646
(24) 등록일자 2010년03월24일

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2003-0072176

(22) 출원일자 2003년10월16일

심사청구일자 2008년10월06일

(65) 공개번호 10-2005-0036485

(43) 공개일자 2005년04월20일

(56) 선행기술조사문헌

US20020181390 A1

(73) 특허권자

삼성전자주식회사

경기도 수원시 영통구 매탄동 416

(72) 발명자

주용성

경기도용인시기흥읍농서리산14-1

김종한

경기도수원시팔달구영통동황골마을신명아파트201동1408호

(74) 대리인

이건주

전체 청구항 수 : 총 10 항

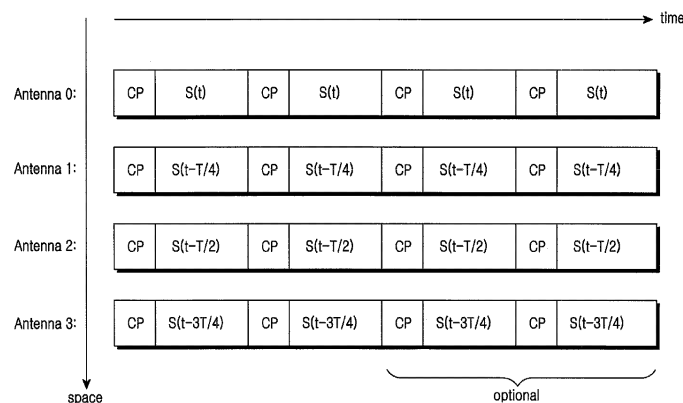
심사관 : 이성영

(54) 다입다출 직교주파수분할다중 통신 시스템의 동기화를 위한 프리앰블 전송 방법

(57) 요약

본 발명은 MIMO OFDM 통신 시스템에서 프레임 동기화와 채널 추정을 위한 프리앰블을 전송하는 방법 및 장치에 관한 것이다. Q개의 송신 안테나들을 사용하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 통신 시스템은 주기적 프리픽스와 주기 T를 가지는 직교 시퀀스 S(t)로 구성되는 프리앰블 시퀀스를 생성한다. 송신 안테나들의 개수 Q가 미리 정해지는 기준값 M보다 작거나 같은 경우, k번째 안테나로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 $S(t-(k-1)T/M)$ 이고, 송신 안테나들의 개수 Q가 미리 정해지는 기준값 M보다 큰 경우, k번째 안테나로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 k가 M보다 작거나 같으면 $S(t-(k-1)T/M)$ 이고 k가 M보다 크면 전송주기 PS에 따라 $(-1)^{(PS-1)}S(t-(k-M-1)T/M)$ 이다. 상기 프리앰블 시퀀스들은 각각의 안테나들로부터 적어도 2회의 전송주기들 동안 반복하여 전송된다. 이러한 본 발명에 따른 프리앰블 구조는 프리앰블의 길이를 융통성 있게 제어 가능하기 때문에 버스트 및 고이동성의 통신에 보다 적합하며, 시퀀스들을 시간적으로 반복하기 때문에 프레임 동기화 및 클럭 옵셋 동기화에 매우 양호한 성능을 나타낸다.

대표도



특허청구의 범위

청구항 1

Q개의 송신 안테나들을 사용하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 통신 시스템에서 프리앰블을 전송하는 방법에 있어서,

주기적 프리픽스와 직교 시퀀스로 구성되는 프리앰블 시퀀스를 생성하는 과정과,

상기 직교 시퀀스를 상기 송신 안테나들마다 미리 정의된 심볼 개수만큼 순환시켜가면서 상기 생성된 프리앰블 시퀀스를 상기 송신 안테나들 각각을 통해 적어도 2회 반복하여 전송하는 과정을 포함하며,

상기 Q개의 송신 안테나들 중 k번째 안테나로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 상기 k가 미리 정해지는 기준 값 M보다 큰 경우 $(-1)^{(PS-1)}S(t-(k-M-1)T/M)$ 을 이용하여 전송되며, 여기서 S(t)는 상기 직교 시퀀스를 나타내고, T는 상기 직교 시퀀스의 주기를 나타내고, 상기 PS는 프리앰블 시퀀스의 전송 주기를 나타내는 인덱스임을 특징으로 하는 프리앰블 전송 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서, 상기 송신 안테나들의 개수 Q가 상기 기준값 M보다 작거나 같은 경우, k번째 안테나로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 $S(t-(k-1)T/M)$ 이며 여기서 S(t)는 상기 직교 시퀀스이고 T는 상기 직교 시퀀스의 주기인 것을 특징으로 하는 프리앰블 전송 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서, 상기 송신 안테나들의 개수 Q가 상기 기준값 M보다 크고, 상기 k가 M보다 작거나 같은 경우, k번째 안테나로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 $S(t-(k-1)T/M)$ 을 이용하여 전송되는 것을 특징으로 하는 프리앰블 전송 방법.

청구항 4

제 2 항 또는 제 3 항에 있어서, 상기 기준값 M은 상기 프리앰블 시퀀스의 길이 N을 부채널의 최대 지연확산 L_0 으로 나눈 값의 정수부인 것을 특징으로 하는 프리앰블 전송 방법.

청구항 5

제 2 항 또는 제 3 항에 있어서, 상기 기준값 M은 4인 것을 특징으로 하는 프리앰블 전송 방법.

청구항 6

제 1 항에 있어서, 상기 직교 시퀀스는 확장 CAZAC 시퀀스인 것을 특징으로 하는 프리앰블 전송 방법.

청구항 7

제 6 항에 있어서, 상기 확장 CAZAC 시퀀스는,

$1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, j, 0, 0, 0, -1, 0, 0, 0, -j, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, -1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, -1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, -j, 0, 0, 0, -1, 0, 0, 0, j, 0, 0, 0, 0$ 인 것을 특징으로 하는 프리앰블 전송 방법.

청구항 8

Q개의 송신 안테나들을 사용하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 통신 시스템에서 프리앰블을 전송하는 방법에 있어서,

주기적 프리픽스 CP와 직교 시퀀스 S(t)로 구성되는 프리앰블 시퀀스를 생성하는 과정과, 여기서 상기 직교 시퀀스 S(t)는 주기 T를 가지며,

제1 시퀀스 전송주기에서 상기 CP와 상기 S(t)로 구성되는 제1 프리앰블 시퀀스를 제1 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 S(t-T/2)로 구성되는 제2 프리앰블 시퀀스를 제2 송신 안테나를 통해 전송하는 과정과,

제2 시퀀스 전송주기에서 상기 제1 프리앰블 시퀀스를 상기 제1 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 제2 프리앰블 시퀀스를 상기 제2 송신 안테나를 통해 전송하는 과정을 포함하며,

상기 Q개의 송신 안테나들 중 k번째 안테나로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 상기 k가 미리 정해지는 기준 값 M보다 큰 경우 $(-1)^{(PS-1)}S(t-(k-M-1)T/M)$ 을 이용하여 전송되며, 여기서 S(t)는 상기 직교 시퀀스를 나타내고, T는 상기 직교 시퀀스의 주기를 나타내고, 상기 PS는 프리앰블 시퀀스의 전송 주기를 나타내는 인덱스임을 특징으로 하는 프리앰블 전송 방법.

청구항 9

Q개의 송신 안테나들을 사용하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 통신 시스템에서 프리앰블을 전송하는 방법에 있어서,

주기적 프리픽스 CP와 직교 시퀀스 S(t)로 구성되는 프리앰블 시퀀스를 생성하는 과정과, 여기서 상기 직교 시퀀스 S(t)는 주기 T를 가지며,

제1 시퀀스 전송주기에서 상기 CP와 상기 S(t)로 구성되는 제1 프리앰블 시퀀스를 제1 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 S(t-T/4)로 구성되는 제2 프리앰블 시퀀스를 제2 송신 안테나를 통해 전송하고, 상기 CP와 S(t-T/2)로 구성되는 제3 프리앰블 시퀀스를 제3 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 S(t-3T/4)로 구성되는 제4 프리앰블 시퀀스를 제4 송신 안테나를 통해 전송하는 과정과,

제2 시퀀스 전송주기에서 상기 제1 내지 제4 프리앰블 시퀀스를 상기 제1 내지 제4 송신 안테나를 통해 각각 전송하는 과정을 포함하며,

상기 Q개의 송신 안테나들 중 k번째 안테나로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 상기 k가 미리 정해지는 기준 값 M보다 큰 경우 $(-1)^{(PS-1)}S(t-(k-M-1)T/M)$ 을 이용하여 전송되며, 여기서 S(t)는 상기 직교 시퀀스를 나타내고, T는 상기 직교 시퀀스의 주기를 나타내고, 상기 PS는 프리앰블 시퀀스의 전송 주기를 나타내는 인덱스임을 특징으로 하는 프리앰블 전송 방법.

청구항 10

6개의 송신 안테나들을 사용하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 통신 시스템에서 프리앰블을 전송하는 방법에 있어서,

주기적 프리픽스 CP와 직교 시퀀스 S(t)로 구성되는 프리앰블 시퀀스를 생성하는 과정과, 여기서 상기 직교 시퀀스 S(t)는 주기 T를 가지며,

제1 시퀀스 전송주기에서 상기 CP와 상기 S(t)로 구성되는 제1 프리앰블 시퀀스를 제1 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 S(t-T/4)로 구성되는 제2 프리앰블 시퀀스를 제2 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 S(t-T/2)로 구성되는 제3 프리앰블 시퀀스를 제3 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 S(t-3T/4)로 구성되는 제4 프리앰블 시퀀스를 제4 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 제1 프리앰블 시퀀스를 제5 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 제2 프리앰블 시퀀스를 제6 송신 안테나를 통해 전송하는 과정과,

제2 시퀀스 전송주기에서 상기 CP와 상기 S(t)로 구성되는 제1 프리앰블 시퀀스를 제1 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 S(t-T/4)로 구성되는 제2 프리앰블 시퀀스를 제2 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 S(t-T/2)로 구성되는 제3 프리앰블 시퀀스를 제3 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 S(t-3T/4)로 구성되는 제4 프리앰블 시퀀스를 제4 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 -S(t)로 구성되는 제5 프리앰블 시퀀스를 제5 송신 안테나를 통해 전송하고 상기 CP와 -S(t-T/4)로 구성되는 제6 프리앰블 시퀀스를 제6 송신 안테나를 통해 전송하는 과정을 포함하는 프리앰블 전송 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

- [0015] 본 발명은 다입다출 직교 주파수 분할 다중 통신 시스템에 관한 것으로서, 특히 프레임 동기화를 위해 프리앰블을 전송하는 방법 및 장치에 관한 것이다.
- [0016] 직교 주파수 분할다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 이하 OFDM 이라 칭함) 기술은 차세대 무선통신을 위한 핵심적인 전송 방식으로 널리 인식되고 있다. 그 이유는, 구현하기가 단순하고, 부반송파들(Sub-carrier frequencies: sub-carriers)로 알려진 각각의 주파수를 통해 고속의 데이터 신호를 전송하는 병렬 구조를 가지고 있어 높은 데이터 전송률을 지원하며, 다중채널 페이딩에 대해서 안정성(robustness)을 갖추고 있기 때문이다. 부반송파들은 서로간에 간섭을 일으키지 않도록 서로간에 직교하며, 부반송파들의 스펙트럼들은 간격이 최소화되도록 상호 중첩된다.
- [0017] OFDM 시스템은 주파수 오프셋, 프레임이나 심볼의 타이밍 에러, 높은 평균대 최대 전력비(peak-to-average power ratio: 이하 PAPR 이라 칭함)로 인한 비선형성 등의 에러 또는 오프셋에 대해 민감하다. 몇몇 시스템에서는, 3dB의 신호대 잡음비(Signal to Noise Ratio: 이하 SNR 이라 칭함) 이득을 더 얻기 위해 차동 변복조(differential modulation and demodulation)보다 코히런트 검출(coherent detection)을 채택하고 있다. 이러한 시스템은 채널상태정보(Channel State Information: 이하 CSI 라 칭함)를 정확하게 알고 있는지에 여부에 따라 그 성능이 상당히 좌우된다.
- [0018] 더욱이 다중 송수신 안테나를 OFDM 시스템에서 이용한다면, 통신 품질 및 처리율을 더욱 향상시킬 수 있다. 이러한 시스템을, 하나의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나를 이용하는 전통적인 단일입력 단일출력(Single-Input, Single-Output: 이하 SISO 라 칭함) 시스템과 구분하여, 일반적으로 다중입력 다중출력(Multi-Input, Multi-output: 이하 MIMO 라 칭함) OFDM 통신시스템이라고 한다.
- [0019] MIMO 시스템은 송신기에서 채널정보를 필요로 하는지의 여부에 관계없이 공간 차원에서 다수의 부채널들(sub-channels)을 형성하여 동시에 데이터를 전송할 수 있다. 여기서 부채널이란 복수의 송신 안테나들로부터 복수의 수신 안테나들로 향하는 각각의 무선 경로(Radio Path)를 의미한다. 이러한 특징 때문에 MIMO 시스템은 SISO 시스템에 비해 증가된 데이터 전송률을 달성할 수 있다.
- [0020] MIMO 또는 SISO를 사용하는 OFDM 시스템에서는, 일반적으로 시간 및 주파수 모두에 있어서 데이터 프레임에 대한 동기화가 필요하다. 채널 파라미터들(channel parameters) 및 잡음 변화에 대한 추정도 일반적으로 필요하다. 이러한 동기화 및 추정을 위해서 트레이닝 심볼들 또는 트레이닝 시퀀스라고도 하는 프리앰블 시퀀스가 사용된다.
- [0021] 도 1은 전형적인 OFDM 통신 시스템에서 프리앰블 시퀀스를 포함하는 OFDM 프레임의 구조를 나타낸 것이다. 상기도 1에 나타낸 바와 같이, 프리앰블 시퀀스는 OFDM 프레임에 프리픽스(prefix)로서 추가되는 몇몇 특수 심볼들을 말한다. 일반적으로, 프리앰블 시퀀스의 구조와 내용은 송신기와 수신기 사이에 알려져 있는(known) 것으로서, 구현하는데 있어서 상대적으로 복잡도가 낮으면서도 동기화 및 채널 추정에 있어서 최대의 성능을 얻도록 정해진다.
- [0022] 우수한 프리앰블 구조는 다음과 같은 특성들을 지녀야 한다:
- [0023] -. 시간 동기화를 위한 우수한 보정특성
- [0024] -. 고효율 전송을 위한 낮은 최대전력대 평균전력비(Peak to Average Power Ratio: 이하 PAPR이라 칭함)
- [0025] -. 채널추정에 적합할 것
- [0026] -. 넓은 범위에 걸쳐서 주파수 오프셋 추정에 적합할 것
- [0027] -. 낮은 연산 복잡도, 낮은 오버헤드, 높은 정확도
- [0028] 이하 MIMO OFDM 프레임의 동기화 및 MIMO OFDM 채널 추정을 위한 종래의 알려진 프리앰블 구조들에 대하여 설명한다.
- [0029] 먼저, MIMO OFDM 프레임의 동기화를 위해 알려진 제1 프리앰블 송수신 기술은 모든 송신 안테나들에서 동일한 정보 시퀀스를 전송하는 것이다.
- [0030] MIMO OFDM 시스템에서는, 서로 다른 송신 안테나들에서 방사되는 시퀀스들 사이의 상호상관(cross-correlation) 뿐만 아니라, 시퀀스들에 대한 시간영역의 주기적인 자기상관(autocorrelation)에 있어서 우수한 특성이 요구된다. 이상적인 경우의 자기상관 특성과 상호상관 특성은 하기의 <수학식 1> 및 <수학식 2>와 같이 나타내어진다.

수학식 1

$$\phi(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_{q,n}^* \cdot s_{q,(n+k)_N} = \begin{cases} 1 & k=0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases}$$

수학식 2

$$\Psi(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_{q,n}^* \cdot s_{q',(n+k)_N} = 0 \text{ for all } k, q \neq q'$$

상기 수학식들에서 위첨자 *는 공액(conjugate) 연산자를 나타내며, N은 시퀀스의 길이를 나타내고, q 및 q'는 송신 안테나를 지시하는 인덱스이다. $s_{q,n}$ 은 q번째 송신 안테나로 전송되는 길이 N의 시퀀스 중 n번째 데이터 심볼을 나타낸다. 상기 <수학식 1>을 만족하는 시퀀스는 직교 시퀀스(orthogonal sequence)라 불린다. 여기서 아래첨자 N은 시퀀스의 주기를 의미한다.

이상적으로는 N개의 송신 안테나들로 송출되는 시퀀스들에 대한 공간-시간 상관 행렬이 단위 행렬(unit matrix)이 되어야 한다. 하지만, 이를 위해서는 송신 안테나들의 개수가 시퀀스의 길이와 동일한 값으로 한정되어야 하기 때문에 이론적으로 불가능하다.

상기 제1 프리앰블 송수신 기술은 프레임 동기를 위한 프리앰블 시퀀스를 설계하기 위해, 하기의 <수학식 3>과 같이 하나의 특정 안테나에 있어서 지정된 직교 시퀀스를 나머지 안테나들에 복사(copy)한다:

수학식 3

$$s_{q,n} = s_n \text{ for all } q$$

상기한 방법의 단점은 상관 채널(correlated channel)인 경우 신호대 잡음비(SNR)가 매우 낮게 될 수도 있다는 것이다. 예를 들어 2개의 송신 안테나들과 2개의 수신 안테나들을 사용하는 2x2 MIMO 시스템의 경우, 수신 신호는 하기 <수학식 4>과 같다.

수학식 4

$$r_j[n,k] = \sum_i H_{ij}[n,k] S[n,k] + n_j[n,k]$$

여기서, $r_j[n,k]$ 는 j번째 수신 안테나의 주파수 영역에서의 수신 신호를 가리키고, $n_j[n,k]$ 는 백색 가우시안 잡음(white Gaussian noise)을 가리키며, H_{ij} 는 i번째 송신 안테나로부터 j번째 수신 안테나로의 채널응답을 나타낸다. 또한 n,k란 n번째 심볼의 k번째 부반송파를 의미한다. 상기한 <수학식 4>에서 알 수 있는 바와 같이 예를 들어 H_{1j} 가 $-H_{2j}$ 와 유사한 경우 수신 신호의 SNR은 매우 낮게 된다.

MIMO OFDM 프레임의 동기화를 위해 알려진 제2 프리앰블 송수신 기술은 직접 변조 가능한 직교 다상 시퀀스(Directly Modulatable Orthogonal poly-phase)를 이용하는 것이다.

변조가능 직교 다상 시퀀스는 처프형 시퀀스(chirp-like sequence)로서, 프리앰블 시퀀스를 형성하는데 이용된다. 상기 직교 다상 시퀀스는 P가 소수일 때 각각 P^2 의 주기를 가지는 (P-1) 개의 직교 시퀀스들로 이루어져 있다. 상기 직교 다상 시퀀스의 우수한 상호상관 특성은 하기 <수학식 5>와 같이 표현된다.

수학식 5

$$\Phi(k) = \sum_{n=0}^{P^2-1} s_{q,n}^* \cdot s_{q',(n+k)_P} = \frac{1}{P^2} \text{ for all } k, q \neq q'$$

상기 제2 프리앰블 송수신 기술에 따르면 송신 안테나들은 (P-1) 개의 직교 시퀀스들로 이루어진 동일한 프리앰블 시퀀스를 전송한다. 상기한 제2 프리앰블 송수신 기술의 단점은 다음과 같다:

1) 직교 다상 시퀀스 길이는 소수의 제곱이지만, 통상적으로 OFDM 프레임의 길이는 64, 128, 256, ..등과 같이 2의 거듭제곱이어야 한다.

[0045] 2) 포인트별로 우수한 프레임의 획득이 이루어져야 하는데, 복소곱 연산들을 줄일 수 없기 때문에, 매우 많은 계산량을 필요로 한다.

[0046] 다음으로 MIMO OFDM 채널 추정을 위해 알려진 프리앰블 송수신 기술에 대해 설명한다.

[0047] 채널 추정을 위한 제1 프리앰블 송수신 기술은 Geoffrey Li의 단일-심볼 최적 트레이닝 기술로서 도 2는 채널 추정을 위한 제1 프리앰블 송수신 기술에 따른 프리앰블 구조를 나타낸 것이다.

[0048] 도시된 바와 같이, Q개의 송신 안테나들이 사용된다고 할 때 각 송신 안테나를 통해 전송되는 프리앰블 시퀀스들은 각각 $S(t)$, $S(t-T/Q)$, ..., $S(t-(Q-1)T/Q)$ 와 같이, 특정 송신 안테나를 통해 전송되는 시퀀스를 송신 안테나마다 소정 심볼 개수 T/Q 만큼씩 순환(Rotation)시킨 형태가 된다. 여기서, $Q=\text{Floor}(N/L_0)$ 이며, N 은 부반송파들의 개수를 나타내고 L_0 은 부채널의 최대 지연확산(maximum time delay spread)을 나타낸다. 또한 $\text{Floor}(\)$ 는 정수값을 구하는 함수이다. 그리고 T 는 프리앰블 시퀀스의 주기를 나타내는 것으로서, 프리앰블 시퀀스에 포함되는 심볼의 개수 N 에 심볼 주기 T_s 를 곱한 값과 같다.

[0049] j번째 수신 안테나에서의 수신신호는 하기 <수학식 6>과 같다.

수학식 6

[0050]
$$r_j[n,k] = \sum_i H_{ij}[n,k] S[n,k] W_N^{k \cdot L_0 + n_j}[n,k]$$

[0051] 이때, W_N 은 N -포인트 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transformation: FFT)을 나타내는 계수이다. $p[n,k] = r[n,k] * S^*[n,k]$ 라고 정의하면, 상기 <수학식 6>은 하기 <수학식 7>과 같이 변형된다.

수학식 7

[0052]
$$P_j[n,k] = \sum_i H_{ij}[n,k] W_N^{k \cdot L_0 + n_j}[n,k] \cdot S^*[n,k]$$

[0053] 상기 $P_j[n,k]$ 의 시간영역 채널 응답특성의 일 예를 도 3에 나타내었다. 상기 도 3에서, h_{0j} 는 첫 번째 송신 안테나로부터 수신기로의 채널 응답 특성이며, h_{1j} 는 두 번째 송신 안테나로부터 수신기로의 채널 응답 특성이며, h_{2j} 는 세 번째 송신 안테나로부터 수신기로의 채널 응답 특성이며, h_{3j} 는 네 번째 송신 안테나로부터 수신기로의 채널 응답 특성이다. 각 송신 안테나로부터 송신된 프리앰블 시퀀스들은 도시된 바와 같이 서로 다른 특성들을 가지는 채널들을 거치게 된다. 여기서 채널들의 시간영역 크기(T/Q)는 송신 안테나들의 개수(Q)에 따라 가변된다.

[0054] 상기 단일-심볼 최적 트레이닝 기술의 평균제곱 에러(Mean Square Error: MSE)는 다음 <수학식 8>과 같다.

수학식 8

[0055]
$$MSE = \frac{L_0}{N} \cdot \sigma_n^2$$

[0056] 상기한 채널 추정을 위한 제1 프리앰블 송수신 기술에 따르면, 프리앰블 시퀀스는 모든 부반송파들을 사용하여 전송되지만, 트레이닝을 위한 시퀀스 구조는 단지 하나만 필요하다. 그러나 하나의 트레이닝 시퀀스가 송신 안테나마다 소정 심볼 개수만큼씩 순환되기 때문에, 상기 순환되는 심볼 개수와 트레이닝 시퀀스의 길이에 따라 송신 안테나들의 개수가 제한된다는 문제점이 있었다.

[0057] MIMO OFDM 채널 추정을 위한 제2 프리앰블 송수신 기술은 Gordon L. Stuber과 Apurva N. Mody에 의한 공간-시간 부호화를 이용하는 것이다. 상기 제2 프리앰블 송수신 기술에서는 기지의(known) 심볼들을 시간 차원과 공간 차원(즉 송신 안테나)에 따라 반전과 공액 등을 적용하여 공간 차원에서 직교하도록 전송한다. 2개의 송신 안테나들과 2개의 수신 안테나들로 구성되는 2x2 시스템에서 사용되는 프리앰블 시퀀스를 행렬의 형태로 나타내면 다음 <수학식 9>와 같다.

수학식 9

$$\begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix}$$

[0058]

[0059]

상기 행렬은 심볼들 S_1 과 S_2 가 첫 번째 송신 안테나를 통해 순서대로 전송되고, $-S_2^*$ 와 S_1^* 가 두 번째 송신 안테나를 통해 순서대로 전송됨을 의미한다.

[0060]

다른 경우 4x4 시스템에서 프리앰블 시퀀스는 다음 <수학식 10>의 행렬로 나타내어진다.

수학식 10

$$\begin{bmatrix} S_1 & S_1 & S_1 & S_1 \\ -S_2 & S_1 & -S_4 & S_3 \\ -S_3 & S_4 & S_1 & -S_2 \\ -S_4 & -S_3 & S_2 & S_1 \end{bmatrix}$$

[0061]

[0062]

도 4는 MIMO OFDM 채널 추정을 위한 제2 프리앰블 송수신 기술에 따른 프리앰블 시퀀스의 송수신을 나타낸 것이다.

[0063]

상기 도 4를 참조하면, 각각 Q개의 심볼들 S_1 내지 S_{Q0} 로 구성되는 Q개의 프리앰블 시퀀스들은 Q개의 OFDM 변조기들을 통해 시간 t로부터 시간 $t+(Q-1)T_s$ 동안에 Q개의 송신 안테나들로 각각 제공된다. 여기서 T_s 는 심볼 구간(Symbol duration)을 의미한다. 상기 프리앰블 시퀀스들은 h_{11} 내지 h_{QL} 의 채널 응답 특성들을 각각 가지는 $Q \times L$ 개의 부채널들을 통해 L개의 수신 안테나들에 도달한다. L개의 OFDM 복조기들은 시간 t로부터 시간 $t+(T-1)T_s$ 동안 상기 L개의 수신 안테나들을 통해 수신된 신호들 R_1 내지 R_{QL} 을 수집하여 $Q \times L$ 의 수신 신호 행렬을 구성한다.

[0064]

상기 제2 프리앰블 송수신 기술에서는, 송신 안테나들 각각을 위해 필요한 트레이닝 심볼들의 최소 개수가 송신 안테나들의 개수와 같게 된다. 트레이닝 심볼들의 개수가 많으면 프리앰블 시퀀스가 길어진다. 이것은 버스트(burst) 혹은 고이동성(high mobility)의 통신에 적합하지 않다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

[0065]

따라서 상기한 바와 같이 동작되는 종래 기술의 문제점을 해결하기 위하여 창안된 본 발명의 목적은, MIMO OFDM 시스템을 위한 효과적인 프리앰블 시퀀스의 구조 및 전송 방법을 제공하는 것이다.

[0066]

본 발명의 다른 목적은, MIMO OFDM 시스템에서 다중심볼 공간-시간 구조의 프리앰블을 생성하는 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

[0067]

상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위하여 창안된 본 발명의 실시예는, Q개의 송신 안테나들을 사용하는 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 통신 시스템에서 프리앰블을 전송하는 방법에 있어서,

[0068]

주기적 프리픽스와 직교 시퀀스로 구성되는 프리앰블 시퀀스를 생성하는 과정과,

[0069]

상기 직교 시퀀스를 상기 송신 안테나들마다 소정 심볼 개수만큼 순환시켜가면서 상기 프리앰블 시퀀스를 상기 송신 안테나들 각각을 통해 적어도 2회 반복하여 전송하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하고,

[0070]

상기 송신 안테나들의 개수 Q가 미리 정해지는 기준값 M보다 작거나 같은 경우, k번째 안테나로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 $S(t-(k-1)T/M)$ 이며,

[0071]

상기 송신 안테나들의 개수 Q가 미리 정해지는 기준값 M보다 큰 경우, k번째 안테나로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 k가 M보다 작거나 같으면 $S(t-(k-1)T/M)$ 이고 k가 M보다 크면 $(-1)^{(PS-1)}S(t-(k-M)T/M)$ 이며, 여기서 $S(t)$ 는 상기 직교 시퀀스이고 T는 상기 직교 시퀀스의 주기이며 상기 PS는 상기 프리앰블 시퀀스의 전송주기를 나타내는 인덱스인 것을 특징으로 한다.

발명의 구성 및 작용

- [0072] 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예에 대한 동작 원리를 상세히 설명한다. 하기에서 본 발명을 설명함에 있어 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 그리고 후술되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.
- [0073] 먼저 본 발명이 적용되는 MIMO(Multiple Input, Multiple Output) OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 구조에 대하여 설명한다.
- [0074] 도 5는 전형적인 MIMO 시스템의 단순화된 구성을 나타낸 것이다. 도시한 바와 같이, Q개의 송신 안테나들을 가지는 송신기(10)와 L개의 수신 안테나들을 가지는 수신기(20)의 사이에 $Q \times L$ 개의 부채널들(30)이 형성되어 있다. 상기 부채널들(30)은 각각 고유한 채널 응답 특성 h_{ql} 을 가지며, 이들 특성들은 $Q \times L$ 의 크기를 가지는 채널 특성 행렬 H_{ql} 로 나타내어진다.
- [0075] 도 6은 본 발명이 적용되는 MIMO OFDM 시스템의 송신기 구조를 나타낸 것이다. 여기에서는 안테나 다이버시티 이득을 얻기 위하여 동일한 사용자 정보를 복수의 송신 안테나들에 나누어 전송하는 구성을 도시하였다.
- [0076] 상기 도 6을 참조하면, 부호기(Encoder: ENC)(102)는 정보 시퀀스 $S(t)$ 를 소정 부호율에 따라 부호화하여 부호화된 시퀀스를 출력한다. 상기 부호화된 시퀀스는 다중화기(Multiplexer: MUX)(104)에 의해 송신 안테나들(112 내지 120)에 대응하는 복수의 인터리버들(Interleavers: INTs)(106 내지 114)로 분배된다. 인터리버들(106 내지 114)은 직렬/병렬 변환기(104)로부터의 입력 비트들을 인터리빙하며, 매핑기들(Mappers: MAPs)(108 내지 116)은 인터리버들(106 내지 114)로부터의 입력 비트들을 PSK(Phase Shifting Keying) 또는 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)과 같은 매핑 규칙에 따라 해당하는 변조 심볼들에 매핑한다.
- [0077] OFDM 변조기들(OFDM Modulators: OFDM MODs)(110 내지 118)은 소정 개수의 변조 심볼들에 채널 추정을 위한 파일럿 심볼들을 삽입하여 OFDM 심볼을 생성하고, 소정 개수의 OFDM 심볼들의 앞에 기지의 심볼들로 구성된 프리앰블 시퀀스를 부가하여 OFDM 프레임을 생성한 뒤, 상기 OFDM 프레임을 역고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform: 이하 IFFT 변환이라 칭함)한다. IFFT된 OFDM 프레임은 RF(Radio Frequency)부(도시하지 않음)를 거쳐 해당하는 송신 안테나들(112 내지 120)을 통해 방사된다.
- [0078] 도 7은 본 발명이 적용되는 MIMO OFDM 시스템의 수신기 구조를 나타낸 것이다. 여기에서는 상기 도 6의 송신기 구조에 대응하는 수신기 구조를 나타내었다.
- [0079] 상기 도 7을 참조하면, 수신 안테나들(202 내지 216)로 수신된 신호들은 RF부(도시하지 않음)를 거쳐 OFDM 복조기들(OFDM Demodulators: OFDM DEMODs)(204 내지 218)로 입력된다. OFDM 복조기들(204 내지 218)은 상기 수신 신호들을 프레임 주기 단위로 나누어 프리앰블 구간과 OFDM 심볼 구간으로 구분하고, 프리앰블 검출에 의해 정확한 프레임 동기화를 획득한 후 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform: 이하 FFT 변환이라 칭함)하여 복수의 변조 심볼들을 출력한다. 도시하지 않을 것이지만 상기 검출된 프리앰블은 송신기로부터 수신기로의 채널 응답 특성들을 추정하는 채널 추정기에 의해 이용된다.
- [0080] 디매핑기들(DeMappers: DEMAPs)(206 내지 216)은 상기 변조 심볼들을 송신기에서 사용된 매핑 규칙에 대응하는 디매핑 규칙에 따라 디매핑하며, 디인터리버들(208 내지 218)은 상기 디매핑기들(206 내지 216)로부터의 입력 비트들을 송신기에서 사용된 인터리빙 규칙에 대응하는 디인터리빙 규칙에 따라 디인터리빙한다. 그러면 복호기(210)는 상기 디인터리빙된 시퀀스를 송신기에서 사용된 부호율에 따라 복호하여 정보 시퀀스 $S(t)$ 를 복구한다.
- [0081] 상기와 같이 구성되는 MIMO OFDM 시스템에서 상기 프리앰블 시퀀스는 OFDM 변조기에 의해 생성되어 OFDM 프레임에 삽입됨으로써 OFDM 프레임의 시작을 알리는 특수한 심볼들로서, 사용자 단말기는 데이터의 수신을 위해 데이터의 시작점에 대한 동기를 맞추어야 하는데, 이를 위하여 데이터를 수신하기 전에 전체 시스템에서 공통으로 사용하는 프리앰블 시퀀스를 포착한다.
- [0082] 프리앰블 시퀀스는 프레임 동기화 및 주파수 동기(즉 주파수 오프셋의 추정)와 채널 추정의 용도로 사용된다. OFDM 통신 시스템에서는 매 프레임 또는 데이터 버스트의 시작에서 사용될 수 있는 프리앰블 시퀀스를 이용하여 시간/주파수/채널 정보를 추정한 후, OFDM 심볼들 간에 심볼간 간섭을 방지하기 위하여 삽입되는 주기적 프리픽

스(CP)와 변조 심볼들 사이에 삽입되는 파일럿 심볼을 이용하여 상기 시간/주파수 채널 정보를 갱신한다.

[0083] 알려진 바와 같이 프레임 동기화는 2개의 단계, 즉 개략 프레임 동기화(Coarse frame synchronization) 및 정밀 프레임 동기화(fine frame synchronization)로 구분하여 수행된다.

[0084] 개략 프레임 동기화는 근사 범위의 샘플 값들에 대해서 OFDM 프레임의 시작점을 찾는 것이다. 개략 동기화 단계에서는, 주기적 프리픽스(Cyclic Prefix: 이하 CP라 칭함)의 상관 피크치(correlation peak)가 이용된다. 하기의 <수학식 11>에 개략 프레임 동기화를 위한 메트릭(metric)을 나타내었다.

수학식 11

$$\phi_n = \left\| \sum_{k=0}^{G-1} (r_{j,n+k}^* \cdot r_{j,n+k+N}) \right\|^2$$

[0085] 여기서 G는 프레임 동기화를 위한 윈도우 크기를 나타내고, $r_{j,x}$ 는 j번째 수신 안테나로 수신된 시퀀스의 x번째 신호를 의미하고 N은 시퀀스의 길이를 의미한다. 그러면 프레임의 개략적인 시작점은 ϕ_n 을 최대화 하는 시간 인덱스 n이 된다.

[0087] 개략 동기화는 정밀 프레임 동기화의 범위를 감소시킨다. 정밀 프레임 동기화에서 상호상관 특성을 계산하는 <수학식 2>의 계산 범위는 다음 <수학식 12>와 같이 완화된다.

수학식 12

$$\Phi(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_{q,n}^* \cdot s_{q',(n+k)_N} = 0 \quad \text{for } k \in K_{\text{catch}}, q \neq q'$$

[0088] 여기서, $s_{q,n}$ 은 q번째 송신 안테나로부터 전송되는 시퀀스의 n번째 데이터 심볼을 나타내고, K_{catch} 는 세밀 프레임 동기화의 범위를 나타낸다. 그러면 프레임의 시작점은 정밀 프레임 동기화 메트릭인 $\Phi(k)$ 가 0이 되도록 하는 시간 인덱스 k가 된다.

[0090] 이하 본 발명에 따른 다중채널 WLAN 시스템에 있어서 프리앰블 시퀀스 구조의 예를 설명한다.

[0091] 도 7은 다중채널 WLAN의 스펙트럼을 나타낸 것이다. 여기서, 제곱평균제곱근(Root Mean Square: RMS) 지연은 50ns이고, 샘플링 시간은 25ns이고, CP의 길이는 32 포인트이고, 데이터의 전체 길이는 128 포인트이다. 또한 데이터의 전체 길이 중 유용한 데이터의 길이는 112 포인트이고, 신호대역의 직류(Direct Current: DC) 및 에지(edge) 성분은 널(NULL)이다. 또한 2개의 송신 안테나들과 2개의 수신 안테나들이 사용되는 2x2 MIMO 시스템이다. 여기서 포인트라 함은 N-포인트 IFFT 변환이 이루어지는 부반송파들의 위치들을 각각 나타내는 것으로서, 예를 들어 CP의 길이가 32 포인트라 함은 CP가 32개의 부반송파들을 사용하여 전송됨을 의미한다.

[0092] 먼저, 직교 시퀀스들(orthogonal sequences)을 생성한다. 이때, 확장 CAZAC(Constant Amplitude Zero Auto-Correlation) 시퀀스(extended CAZAC sequence)를 이용한다.

[0093] 예를 들어, 기본 CAZAC 시퀀스는 다음 <수학식 13>과 같다.

수학식 13

$$1, 1, 1, 1, 1, j, -1, -j, 1, -1, 1, -1, -j, -1, j$$

[0094] 기본 CAZAC 시퀀스의 각 두 요소들 사이에 0을 세 개씩 삽입하면, 다음 <수학식 14>와 같은 확장 CAZAC 시퀀스를 얻을 수 있다.

수학식 14

$$1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, j, 0, 0, 0, -1, 0, 0, 0, -j, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, -1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, -1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 0, -j, 0, 0, 0, -1, 0, 0, 0, j, 0, 0, 0$$

[0097] 상기 확장 CAZAC 시퀀스의 PAPR은 6dB이 된다.

[0098] 상기와 같은 직교 시퀀스는 스펙트럼 정형을 위해 주파수 영역으로 변환된다. 스펙트럼 정형에 의해 생성된 새

로운 시퀀스를 다시 시간영역으로 변환하여 프리앰블 구조를 생성한다.

상기한 예에서, 본 발명에 따른 프리앰블 구조는 다음 <표 1>과 같다:

표 1

CP0	S ₆₄ [1:64]	S ₆₄ [1:64]	안테나 0
CP1	S ₆₄ [33:64] S ₆₄ [1:32]	S ₆₄ [33:64] S ₆₄ [1:32]	안테나 1

도 8은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 프리앰블 구조의 예를 나타낸 것이며, 도 9는 상기 도 8에 도시한 프리앰블 구조의 전송을 나타낸 것이다. 앞서 언급한 바와 같이 도시된 프리앰블 구조는 2x2 MIMO 시스템을 위한 것이다.

상기 도 8을 참조하면 제1 전송주기 동안에 제1 안테나는 전체 64비트의 시퀀스 S[1:64]를 전송하고 제2 안테나는 32비트 순환(rotation)된 시퀀스 S[33:64]S[1:32]를 전송한다. 여기서 32비트라 함은 전체 시퀀스의 길이 64를 송신 안테나들의 개수 2로 나눈 것이다. 상기 시퀀스들은 제2 전송주기에서 반복되어 전송된다. 상기 64비트의 시퀀스가 전송된다 함은 64개의 부반송파들이 사용됨을 의미한다. 따라서 상기 도 9에 나타낸 바와 같이, 제1 안테나는 입력 시퀀스를 부반송파 0으로부터 부반송파 63까지에 할당하여 전송하며, 제2 안테나는 상기 입력 시퀀스를 부반송파 32로부터 부반송파 31까지에 할당하여 전송한다.

그러면 수신기에서는 확장 CAZAC 시퀀스와 수신된 복소 심볼에 대해 상호상관(cross-correlation)을 행하여 다음 <수학식 15>와 같이 세밀 프레임 동기화를 수행한다:

수학식 15

$$\Phi_n = \sum_{q=1}^Q \frac{|\phi_{q,n}|^2}{(P_n')^2}$$

$$\text{where } \phi_{q,n} = \sum_{k=0}^{N-1} (s_{q,k}^* \cdot r_{j,n+k})$$

$$P_n' = \sum_{k=0}^{N-1} |r_{j,n+k}|^2 = \text{constant}$$

여기서 N은 본 발명에 따른 프리앰블 시퀀스의 길이를 나타내고 Q는 송신 안테나들의 개수를 나타내고 s_{q,k}는 q번째 송신 안테나로부터 전송된 프리앰블 시퀀스의 k번째 심볼을 의미하고 r_{j,n+k}는 j번째 수신 안테나로 수신된 프리앰블 시퀀스의 n+k번째 신호를 의미한다.

마찬가지로 프레임의 시작점은 Φ_n 이 되는 시점 n으로 판단된다.

세밀 프레임 동기화에 사용되는 시간 인덱스 n은 FFT 포인트를 나타내는 것이기 때문에, 완전한 복소곱 연산(full complex multiplications)을 수행한다면 복잡도가 매우 커질 것이다. 이에 대해 본 발명에서와 같이 단순한 구조의 CAZAC 시퀀스를 사용하면, 단지 가산 및 스위칭 동작만을 필요로 하게 된다.

본 발명에 따른 시퀀스 순환으로 인해 수신 신호는 다음 <수학식 16>과 같이 된다.

수학식 16

$$r_j(k) = H_0(k)S(k) + H_1(k) \cdot (-1)^k S(k) + n_f(k)$$

채널들이 상관되더라도(correlated), 시스템의 SNR을 감소시키는 것은 불가능하다. 그러나 시뮬레이션 결과에 따르면 모든 안테나들에서 동일한 시퀀스들을 이용하는 종래의 기술에 비해 본 발명은 더욱 안정적(robust)하게 된다.

도 10은 본 발명에 따른 프레임 동기화의 결과를 나타낸 것으로서, 여기에서는 개략 프레임 동기화 메트릭과 정밀 프레임 동기화 메트릭의 시간에 따른 변화를 나타내었다. 도시한 바와 같이, 정밀 프레임 동기화 메트릭의 최대점이 되는 시점들이 특징적으로 나타나고 있음을 알 수 있다.

[0113] 한편, 상기 도 8에서는 본 발명의 일 실시예에 따라 각 안테나에서 시퀀스들을 2회 반복하여 전송하는 프리앰블 구조를 도시하였으나, 다른 바람직한 실시예의 경우 보다 안정적인 프레임의 동기화 및 보다 정확한 채널 추정이 가능하도록 하기 위하여 시퀀스들이 2회 이상의 전송주기들에 걸쳐서 전송될 수 있다.

[0114] 도 11은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 4x4 MIMO 시스템을 위한 프리앰블 구조의 예를 나타낸 것이다.

[0115] 상기 도 11을 참조하면 제1 전송주기 동안에 제1 안테나는 확장 CAZAC 시퀀스 $S(t)$ 를 전송하고 제2 안테나는 $T/4$ 개의 심볼들만큼 순환(rotation)된 $S(t-T/4)$ 를 전송한다. 여기서 T 는 시퀀스의 주기를 의미한다. 마찬가지로 제3 내지 제 4 안테나들은 각각 $T/2$ 및 $3T/4$ 만큼 순환된 $S(t-T/2)$ 와 $S(t-3T/4)$ 를 전송한다. 마찬가지로 각 안테나들은 최소 2개의 전송주기 이상 상기 시퀀스들을 반복하여 전송한다.

[0116] 일반적으로 Q 개의 송신 안테나들이 사용되는 경우 프리앰블 구조는 하기 <표 2>와 같다. 하기 표에서 PS는 프리앰블 시퀀스의 전송주기 인덱스를 의미한다.

표 2

PS	1	2	...
안테나 1	$S(t)$	$S(t)$	...
안테나 2	$S(t-T/Q)$	$S(t-T/Q)$	...
...	...	...	...
안테나 k	$S(t-(k-1)T/Q)$	$S(t-(k-1)T/Q)$	...
...	...	...	...
안테나 Q	$S(t-(Q-1)T/Q)$	$S(t-(Q-1)T/Q)$	...

[0118] 한편 송신 안테나들의 개수가 소정 기준 M 보다 큰 경우, M 번째 이후의 안테나들에서는 다시 원래의 시퀀스를 전송한다. 프리앰블 구조는 동일한 시퀀스를 공간방향으로 수회 반복함으로써 생성된다.

[0119] CP 길이는 프레임 동기화의 범위에서 결정되므로, 지원 가능한 송신 안테나들의 최대 개수 M 은 $\text{floor}(N/L_0)$ 가 된다. 여기서 L_0 은 부채널의 최대 지연확산(maximum time delay spread)을 나타낸다. 송신 안테나들의 개수가 M 보다 큰 경우에는, 프리앰블 구조는 동일한 시퀀스를 공간방향으로 수회 반복함으로써 생성된다. 구체적으로 M 번째 이후의 안테나들에서는 다시 원래의 시퀀스를 전송한다. 또한 채널추정을 안정되게(robustly) 행할 수 있음을 보장하기 위해 시간 방향의 직교 설계가 이용된다.

[0120] 예를 들어, $M=4$ 이고 6개의 송신 안테나들을 사용하는 시스템의 경우의 프리앰블 구조는 다음 <표 3>과 같다.

표 3

안테나 1	$S(t)$	$S(t)$	$S(t)$	...
안테나 2	$S(t-T/4)$	$S(t-T/4)$	$S(t-T/4)$	...
안테나 3	$S(t-T/2)$	$S(t-T/2)$	$S(t-T/2)$	...
안테나 4	$S(t-3T/4)$	$S(t-3T/4)$	$S(t-3T/4)$	...
안테나 5	$S(t)$	$-S(t)$	$S(t)$	...
안테나 6	$S(t-T/4)$	$-S(t-T/4)$	$S(t-T/4)$	...

[0122] 도 12는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 6x6 MIMO 시스템을 위한 프리앰블 구조를 나타낸 것이다.

[0123] 상기 도 12를 참조하면 제1 전송주기 동안에 제1 안테나는 확장 CAZAC 시퀀스 $S(t)$ 를 전송하고 제2 내지 제4 안테나들은 각각 $T/4$, $T/2$, $3T/4$ 만큼 순환된 $S(t-T/4)$, $S(t-T/2)$, $S(t-3T/4)$ 를 전송한다. 그리고 제5 안테나 및 제6 안테나는 다시 $S(t)$ 로부터 시작하는 시퀀스들 $S(t)$, $S(t-T/4)$ 를 전송한다. 마찬가지로 제2 전송주기로부터 제4 전송주기까지 제1 내지 제4 안테나들은 동일한 시퀀스들을 반복적으로 전송한다. 단지 시간 방향의 직교성을 확보하기 위하여, 제2 전송주기 동안에 제5 안테나 이후로부터는 반전된 시퀀스들 $-S(t)$, $-S(t-T/4)$ 를 전송한다.

[0124] 상술한 예에서는, 행렬 블럭 $\begin{bmatrix} A & A \\ A & -A \end{bmatrix}$ 에 의해 시간 방향으로 직교성이 보장된다. 상기 행렬의 행들은 M 개씩의 송신 안테나들을 포함하는 안테나 그룹들을 의미하며, 열들은 시퀀스 주기를 의미한다. 따라서 $M=4$ 인 경우 하나

의 행렬은 4개의 안테나까지 수용 가능하다. 이러한 프리앰블 구조는 M이 4인 경우 8개까지의 송신 안테나들을 지원 가능하다.

[0125] 도 13은 상기 도 12에 나타난 프리앰블 구조를 행렬 블록들로 구분하여 나타낸 것이다. 도시된 바와 같이, 6x6

MIMO 시스템의 경우 행렬 블록의 각 원소 A는
$$\begin{bmatrix} S(t) \\ S(t-T/M) \\ \vdots \\ S(t-(M-1)T/M) \end{bmatrix}$$
가 된다. 여기에서는 각 안테나에서 상기 행렬 블록을 시간 방향으로 수회 반복하여 전송하고 있다. 이러한 경우 복잡도가 증가하지만 프레임 동기화와 채널 추정의 정확도를 향상시킬 수 있다.

[0126] 일반화하여 설명하면, Q개의 송신 안테나들이 사용되는 경우 상기 Q가 기준값 M보다 크다면 각 안테나로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 안테나 그룹에 따라 구분된다. 첫 번째 안테나 그룹, 즉 M번째 이전의 안테나들 중 하나인 k번째 안테나(여기서 k는 M보다 작거나 같음)로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 $S(t-(k-1)T/M)$ 이다. 두 번째 안테나 그룹, 즉 M번째 이후의 안테나들 중 하나인 k'번째 안테나(여기서 k'은 M보다 큼)로 전송되는 프리앰블 시퀀스는 $(-1)^{(P_S-1)}S(t-(k-M-1)T/M)$ 이다. 상기 프리앰블 시퀀스들은 각각의 안테나들로부터 적어도 2회의 전송주기를 동안 반복하여 전송된다.

[0127] 도 14는 본 발명에 따른 프리앰블 구조를 사용하는 다중채널 WLAN 시스템의 채널 추정 이득을 평균제곱에러(MSE)의 관점에서 나타낸 것이다. 여기에서 * 표시는 기존의 프리앰블 구조를 사용하는 경우 신호대 잡음비(SNR)에 따른 MSE를 나타낸 것이고, + 표시는 본 발명에 따른 프리앰블 구조를 사용하는 경우를 나타낸 것이다. 상기 도 14에 도시한 바와 같이, 본 발명에 따른 프리앰블 구조는 모든 신호대 잡음비에 걸쳐서 더 적은 평균제곱에러를 가짐을 알 수 있다.

[0128] 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되지 않으며, 후술되는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

발명의 효과

[0129] 이상에서 상세히 설명한 바와 같이 동작하는 본 발명에 있어서, 개시되는 발명중 대표적인 것에 의하여 얻어지는 효과를 간단히 설명하면 다음과 같다.

[0130] 본 발명에 따른 프리앰블 구조는 프리앰블의 길이를 융통성 있게 제어 가능하기 때문에 버스트 및 고이동성의 통신에 보다 적합하며, 시퀀스들을 시간적으로 반복하기 때문에 프레임 동기화 및 클럭 옵셋 동기화에 매우 양호한 성능을 나타낸다.

도면의 간단한 설명

[0001] 도 1은 전형적인 OFDM 통신 시스템에서 프리앰블 시퀀스를 포함하는 OFDM 프레임의 구조.

[0002] 도 2는 채널 추정을 위한 제1 프리앰블 송수신 기술에 따른 프리앰블 구조.

[0003] 도 3은 $P_j[n,k]$ 의 시간영역 채널 응답특성의 일 예.

[0004] 도 4는 MIMO OFDM 채널 추정을 위한 제2 프리앰블 송수신 기술에 따른 프리앰블 시퀀스의 송수신을 나타낸 도면.

[0005] 도 5는 전형적인 MIMO 시스템의 단순화된 구성도.

[0006] 도 6은 본 발명이 적용되는 MIMO OFDM 시스템의 송신기 구조도.

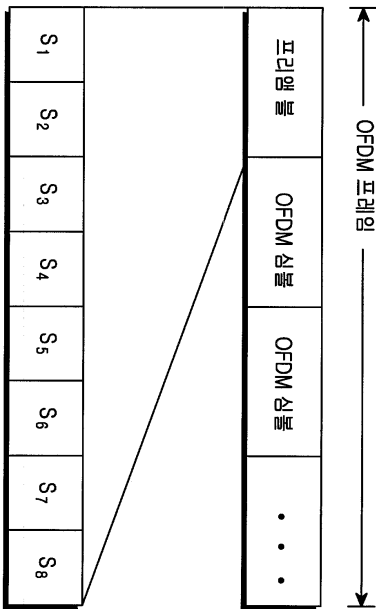
[0007] 도 7은 본 발명이 적용되는 MIMO OFDM 시스템의 수신기 구조도.

[0008] 도 8은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 프리앰블 구조의 예.

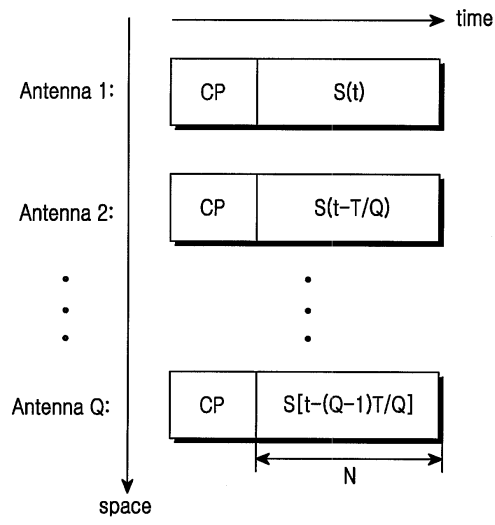
- [0009] 도 9는 상기 도 8에 도시한 프리앰블 구조의 전송을 나타낸 도면.
- [0010] 도 10은 본 발명에 따른 프레임 동기화의 결과를 나타낸 도면.
- [0011] 도 11은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 4x4 MIMO 시스템을 위한 프리앰블 구조의 예.
- [0012] 도 12는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 6x6 MIMO 시스템을 위한 프리앰블 구조.
- [0013] 도 13은 상기 도 12에 나타난 프리앰블 구조를 행렬 블록들로 구분하여 나타낸 도면.
- [0014] 도 14는 본 발명에 따른 프리앰블 구조를 사용하는 다중채널 WLAN 시스템의 채널 추정 이득을 평균제곱에러 (MSE)의 관점에서 나타낸 도면.

도면

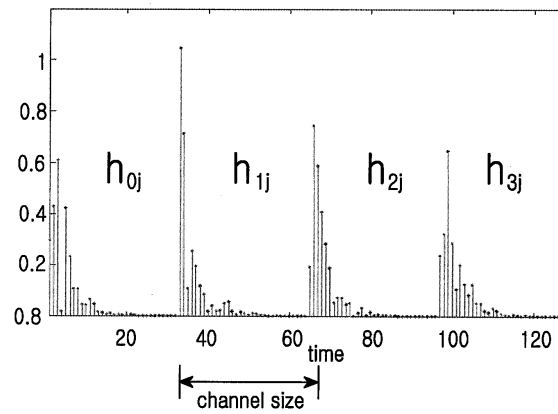
도면1



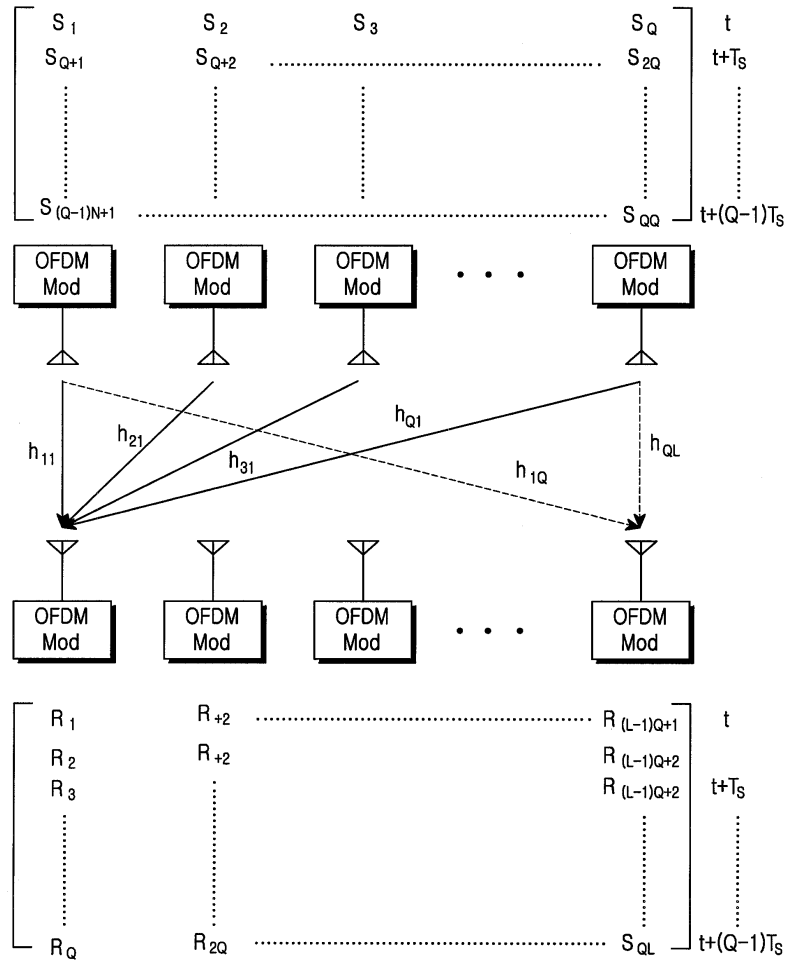
도면2



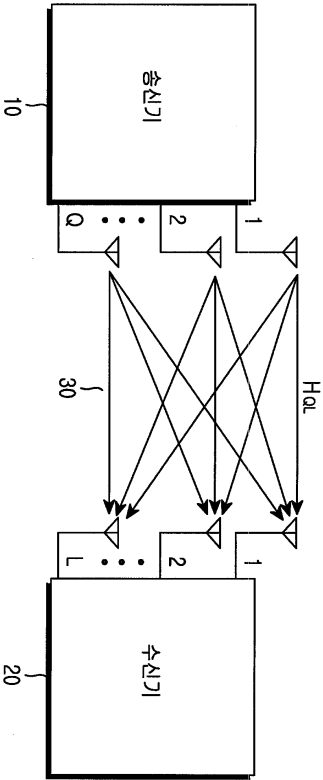
도면3



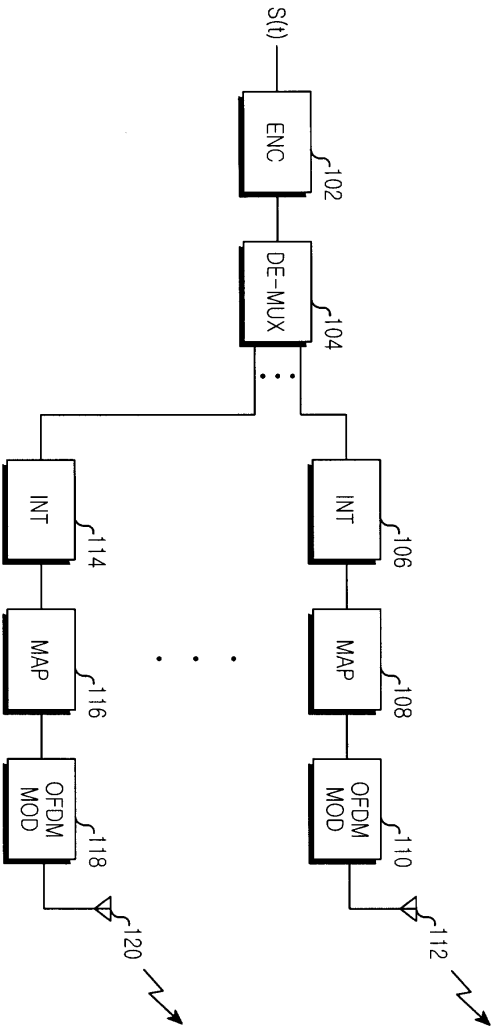
도면4



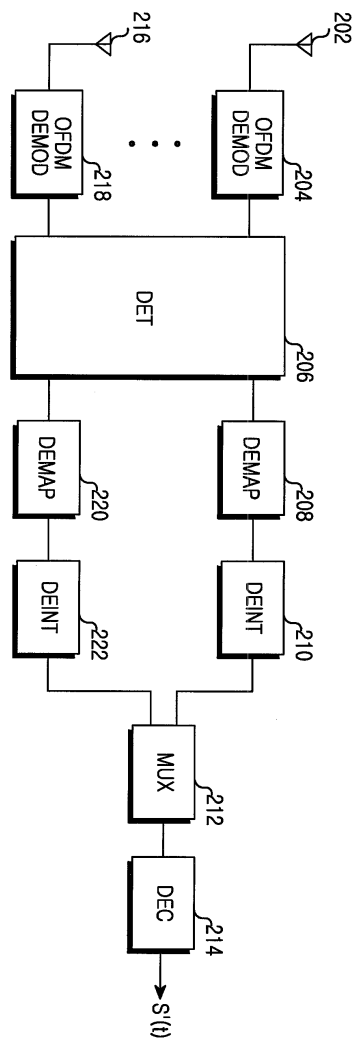
도면5



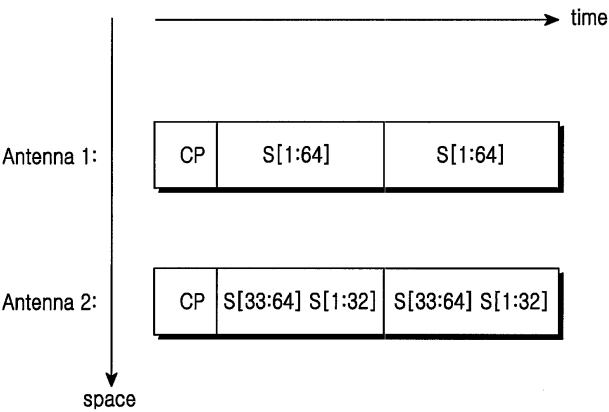
도면6



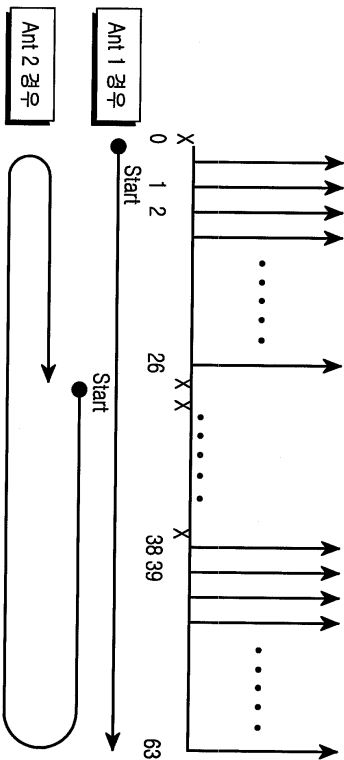
도면7



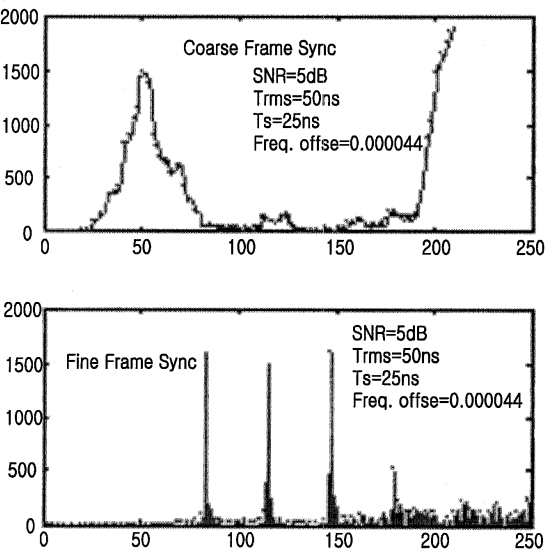
도면8

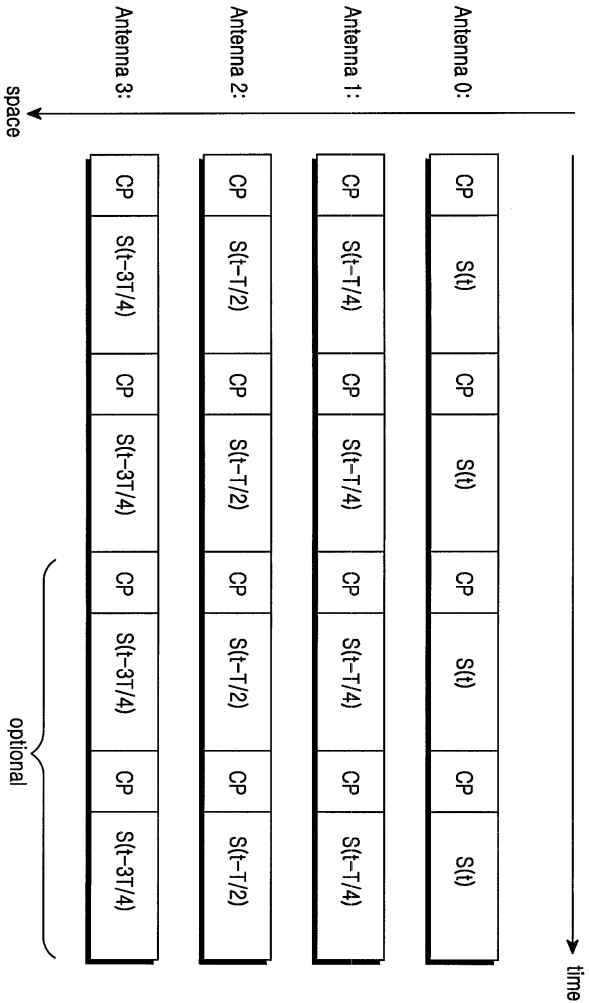


도면9

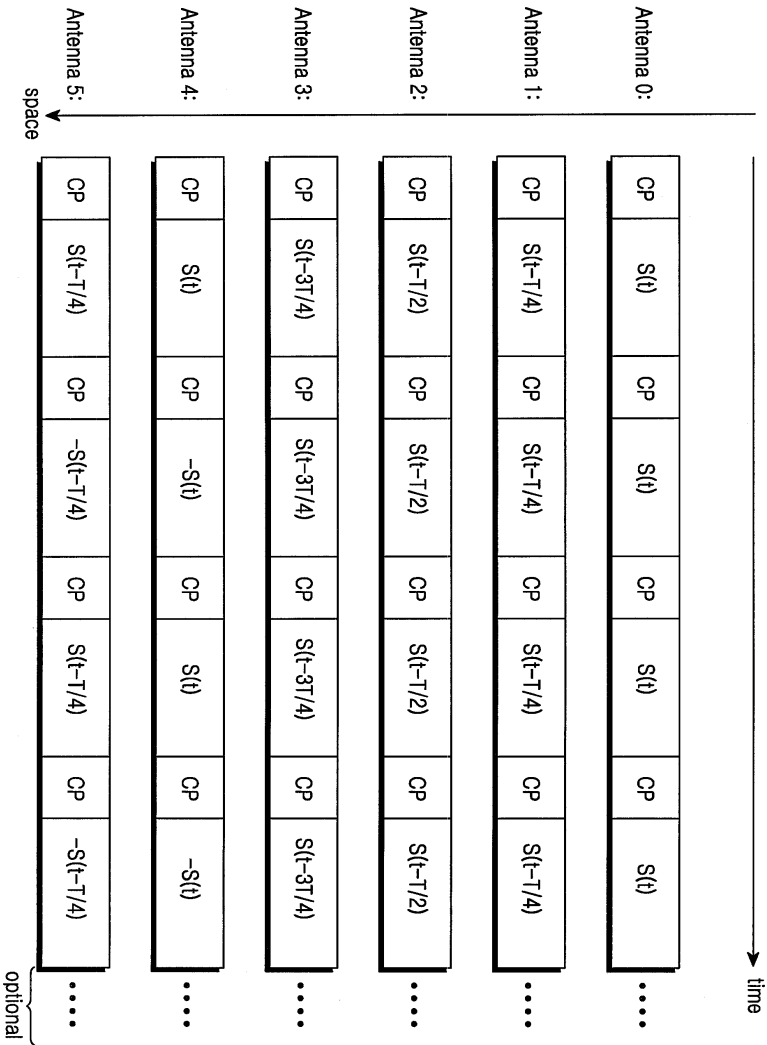


도면10





도면11



도면12

