



(19)대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) 。 Int. Cl.

H04B 1/69 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 7/204 (2006.01)

(11) 공개번호 10-2007-0087449

(43) 공개일자 2007년08월28일

(21) 출원번호 10-2006-0017869

(22) 출원일자 2006년02월23일

심사청구일자 2006년02월23일

(71) 출원인 인하대학교 산학협력단
인천 남구 용현동 253 인하대학교

(72) 발명자 장경희
서울 양천구 목6동 목동신시가지아파트 220-702
노정호
인천 연수구 동춘동 삼성아파트 1동 205호
선태형
광주 남구 월산3동 덕림제일파크맨션 102동 506호

(74) 대리인 이원희

전체 청구항 수 : 총 6 항

(54) OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템에서 주파수오프셋 추정 성능 향상을 위한 프리앰블 구조 및 동기화 방법

(57) 요약

본 발명은 상호 대칭되며 반복되는 프리앰블 구조를 이용하여 시간영역에서 정수배 주파수 오프셋 추정 및 보다 정확한 심볼 타이밍 추정이 가능토록 하는 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템에서 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 프리앰블 구조 및 동기화 방법을 제공한다.

본 발명에 따른 프리앰블은 시간영역에서 제1 샘플군 내지 제4 샘플군에 의해 4회 반복되며, 대칭형 구조를 가지되, 상기 제2 샘플군과 제4 샘플군은 상기 제1 및 제3 샘플군과 동일한 수의 샘플들이 제1 및 제3 샘플군의 샘플들의 수신된 순서와 역순으로 배열되어 정수배 주파수 오프셋 추정이 가능토록 된다.

이러한 본 발명은 시간 영역에서 패턴이 4번 반복되는 형태의 프리앰블 구조를 가짐에 따라 주파수 오프셋 추정 범위가 기존 IEEE802.16a/d/e 및 WiBro 시스템의 ± 0.5 에서 ± 2.0 으로 4배 향상되며, 프리앰블의 상호 대칭되는 특성을 이용한 임펄스 형태의 타이밍 메트릭을 생성함으로써 보다 정확한 심볼 타이밍 획득이 가능하다

대표도

도 3

특허청구의 범위

청구항 1.

이동통신 시스템의 프리앰블 구조에 있어서,

상기 프리앰블은 시간영역에서 제1 샘플군 내지 제4 샘플군에 의해 4회 반복되며, 대칭형 구조를 가지되, 상기 제2 샘플군과 제4 샘플군은 상기 제1 및 제3 샘플군과 동일한 수의 샘플들이 제1 및 제3 샘플군의 샘플들의 수신된 순서와 역순으로 배열되어 정수배 주파수 오프셋 추정 가능성이 가능토록 된 것을 특징으로 하는 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템의 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 프리앰블 구조.

청구항 2.

제 1 항에 있어서, 상기 제1 내지 제4 샘플군의 샘플수는 FFT 크기(Size)의 1/4인 것을 특징으로 하는 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템의 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 프리앰블 구조.

청구항 3.

시간영역에서 제1 샘플군 내지 제4 샘플군에 의해 소정회 반복되며, 대칭형 구조를 가지되, 상기 제2 샘플군과 제4 샘플군은 상기 제1 및 제3 샘플군과 동일한 수의 샘플들이 제1 및 제3 샘플군의 샘플들의 수신된 순서와 역순으로 배열된 프리앰블 구조를 가지는 이동통신 시스템에서 주파수 오프셋 추정부를 통해 주파수 오프셋을 추정하여 동기화하는 방법에 있어서,

d 는 수신된 신호의 샘플 인덱스, l 는 상관(Correlation) 길이 인덱스($0 \sim N_{\text{FFT}}/4$), N_{FFT} : FFT 크기(Size)일 때,

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{l=0}^{N_{\text{FFT}}/4} r^*(d+l)(-r(d+l+N_{\text{FFT}}/4)) \right\}$$
에 의해 주파수 오프셋을 추정하여 주파수 오프셋 추정 범위를 증대시키는 것을 특징으로 하는 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템의 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 동기화 방법.

청구항 4.

시간영역에서 제1 샘플군 내지 제4 샘플군에 의해 소정회 반복되며, 대칭형 구조를 가지되, 상기 제2 샘플군과 제4 샘플군은 상기 제1 및 제3 샘플군과 동일한 수의 샘플들이 제1 및 제3 샘플군의 샘플들의 수신된 순서와 역순으로 배열된 프리앰블 구조를 가지는 이동통신 시스템에서 심볼 타이밍 추정부를 통해 심볼 타이밍 오프셋을 추정하여 동기화하는 방법에 있어서,

$r_{(d)}$ 는 프리앰블의 수신신호이고, N 은 N_{FFT} (FFT 크기(Size))일 때,

$$P(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(d-k+N/2)r(d+k+N/2),$$

$R(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} |r(d+k+N/2)|^2$ 이며, 타이밍 메트릭 $M_{\text{pro}}(d)$ 는
$$M_{\text{pro}}(d) = \frac{|P_{\text{pro}}(d)|^2}{(R_{\text{pro}}(d))^2}$$
일 때, 상기 프리앰블이 $N_{\text{FFT}}/8$ 을 주기로 임펄스 형태를 갖는 특성을 바탕으로 상기 타이밍 메트릭 $M_{\text{pro}}(d)$ 에 대한 이동 평균을 취하여 심볼 타이밍 오프셋을 추정하는 것을 특징으로 하는 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템의 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 동기화 방법.

청구항 5.

제 4 항에 있어서, 상기 이동 평균은

$A_{pro}(d) = \frac{M_{pro}(d) + M_{pro}(d + N_{FFT}/8)}{2}$ 에 의해 얻는 것을 특징으로 하는 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템의 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 동기화 방법.

청구항 6.

제 4 항에 있어서, 초기 심볼 타이밍은 상기 타이밍 메트릭이 최대가 되는 지점에 $N_{FFT}/2$ 만큼 빼주고, 예상되는 채널의 딜레이 확장(delay spread)만큼 추가로 빼준 위치로 설정하는 것을 특징으로 하는 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템의 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 동기화 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 이동통신 시스템의 동기를 위한 프리앰블 구조 및 동기화 방법에 관한 것으로, 특히 상호 대칭되며 반복되는 프리앰블 구조를 이용하여 시간영역에서 정수배 주파수 오프셋 추정 및 보다 정확한 심볼 타이밍 추정이 가능토록 하는 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템에서 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 프리앰블 구조 및 동기화 방법에 관한 것이다.

차세대 통신 시스템인 4세대(4th Generation; 이하 '4G'라 함) 통신 시스템에서는 약 100Mbps의 전송속도를 가지며, 다양한 서비스 품질(Quality of Service; 이하 'QoS'라 함)을 가지는 서비스들을 사용자들에게 제공하기 위한 활발한 연구가 진행되고 있다.

현재 3세대(3rd Generation; 이하 '3G'라 칭하기로 한다) 통신 시스템은 일반적으로 비교적 열악한 채널 환경을 가지는 실외 채널 환경에서는 약 384Kbps의 전송 속도를 지원하며, 비교적 양호한 채널 환경을 가지는 실내 채널 환경에서도 최대 2Mbps 정도의 전송 속도를 지원한다.

한편, 무선 근거리 통신 네트워크(Local Area Network; 이하 'LAN'이라 함) 시스템 및 무선 도시 지역 네트워크(Metropolitan Area Network; 이하 'MAN'이라 함) 시스템은 일반적으로 20Mbps ~ 50Mbps의 전송 속도를 지원한다.

따라서, 현재 4G 통신 시스템에서는 비교적 높은 전송 속도를 보장하는 무선 LAN 시스템 및 무선 MAN 시스템에 이동성(mobility)과 QoS를 보장하는 형태로 새로운 통신 시스템을 개발하여 상기 4G 통신 시스템에서 제공하고자 하는 고속 서비스를 지원하도록 하는 연구가 활발하게 진행되고 있다.

이에 대한 방안으로서 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 및 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식이 고려되고 있다.

OFDM은 멀티캐리어 변조 방식의 일종으로, 멀티패스(Multi-path) 및 이동수신 환경에서 우수한 성능을 발휘한다. 이 때문에 지상파 디지털 TV 및 디지털 음성방송에 적합한 변조방식으로 주목을 받고 있다.

기존의 IEEE 802.11 무선 랜은 직접 확산방식(DSSS, Direct Sequence Spread Spectrum), 주파수 도약방식(FHSS, Frequency Hopping Spread Spectrum), IR(Infrared) 방식을 사용하여 2.4GHz ISM(Industrial, Scientific, and Medical) 대역에서 2Mbps의 전송률을 지원하였다.

그러나 이러한 규격으로는 증가해 가는 높은 전송속도에 대한 요구를 만족시킬 수 없어, 1999년 IEEE 802.11a와 IEEE 802.11b의 새로운 물리계층 표준안이 확정되었다.

IEEE 802.11b는 2.4GHz 대역에서 기존의 DSSS방식을 확장한 CCK(Complementary Code Keying) 방식을 사용하여 11Mbps의 전송률을 지원하며 현재 상품화가 되어 널리 보급이 이루어지고 있다.

한편, IEEE 802.11a는 5GHz대의 U-NII(Unlicensed National Information Infrastructure) 비면허 대역에서 DSSS방식의 한계를 극복하고 더 높은 전송속도를 얻기 위하여 OFDM 변조방식을 채택하였다.

에러 정정을 위하여는 부호율 1/2, 2/3, 3/4의 컨볼루션 부호기와 컨볼루션 코드를 디코딩 하기 위해 1/2비터비 복호기를 사용하며, 부반송파 변조에는 BPSK(Binary Phase Shift Keying), QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), 16-QAM(Quadrature Amplitude Modulation), 64-QAM을 사용한다.

이와 같은 OFDM 시스템의 경우, 송신 신호를 정확히 복조하기 위해서는 주파수 오프셋과 심볼 동기를 고려하여야 한다. 심볼 시작점을 제대로 찾지 못하면 심볼간 간섭(Inter-symbol Interference : ISI)이 발생하여 전송신호를 올바르게 복원할 수 없다.

일반적으로 수신 신호열들 사이의 상관값을 이용하여 심볼의 시작점을 찾으며, 상관값을 구하기 위하여 특정한 프리앰블의 신호열을 사용한다.

프리앰블은 네트워크 통신에서 두 개 이상의 시스템간에 전송타이밍을 동기화하기 위해 사용되는 신호로, 적절한 타이밍은 모든 시스템들이 정보 전달의 시작을 올바르게 해석할 수 있도록 보장한다.

프리앰블은 통상 대략적 동기(coarse synchronization)를 수행하기 위해 필요한 짧은 프리앰블과 미세 주파수 동기를 수행하기 위해 필요한 긴 프리앰블을 연결하여 사용한다.

도 1은 WiBro 및 802.16 d/e 시스템의 프리앰블 구조를 나타낸 것이다.

OFDMA를 기반으로 한 휴대 인터넷 시스템의 하향 링크 프리앰블은 초기시간 동기, 주파수 오프셋 추정, 셀 탐색에 사용되고, IFFT 통과 이후 시간 영역에서 3번 반복되는 고조를 가진다. 프리앰블을 구성하는 부반송파들은 특정 PN(Pseudorandom Noise)코드가 BPSK변조되어 전송되며 시간영역에서 $N_p(N_p = \text{FFT 크기(Size)인 } N_{\text{FFT}} \text{의 } 1/3)$ 의 길이만큼 반복되는 특성을 갖고 있다.

현재 802.16과 WiBro 표준에서 지원하는 프리앰블 구조에서는 주파수 오프셋 추정과정에서 정수배 주파수 오프셋을 추정할 수 없다.

또한, P.Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. Comm., vol.42, pp.2908-2914, Oct. 1994.에는 OFDM 시스템의 보호 구간을 사용한 소수배 주파수 오프셋 추정 방법을 제안하고 있다.

따라서 정수배 주파수 오프셋을 추정하는 별도의 과정이 필요하게 되는데, 이러한 과정은 셀 탐색 과정에서 수행되게 된다.

도 2는 기존 프리앰블을 사용한 주파수 영역에서의 정수배 주파수 오프셋 추정 및 셀 탐색기의 구조를 나타낸 것이다.

셀 탐색기는 정수배 주파수 오프셋을 추정하기 위하여 추정하고자 하는 정수배 주파수 오프셋이 N인 경우 $2N+1$ 개의 상호-상관기(Cross-correlator)를 갖는다.

즉, 수신된 신호에 대하여 FFT가 행해진 신호인 입력신호(Pream_AFFT)가 직/병렬 변환기(10)를 통과한 신호에 대하여 각각의 상호-상관기(20)는 수신된 주파수 영역의 프리앰블을 각각 $0 \sim \pm N$ 까지 쉬프트하여 상관(Correlation)을 수행하게 된다.

그리고 피크 검출기(30)에서 각각의 상호-상관기(20)의 최대값을 비교하여 셀-인덱스(Cell_IDX) 및 최대값을 갖는 상호-상관기(20)의 정보(int_CFO)를 출력하여 도시하지 않은 주파수 오프셋 추정부 등에서 주파수 오프셋을 추정해낼 수 있도록 한다.

즉, 수신기는 수신된 주파수 영역의 프리앰블과 프리앰블 레지스터(40)에 저장되어 있는 이미 알고 있는 프리앰블 신호와의 상호 상관값의 측정을 통해 셀 확인 및 정수배 오프셋을 추정한다.

심볼 타이밍이 보호 구간 내에서 획득되었다고 가정하면 정확한 FFT 타이밍에서의 타이밍 오차로 인해 수신 신호는 주파수 영역에서 다음과 같은 위상 회전이 이루어진다.

$$R(k) = P(k)e^{j2\pi k \Delta t / N_{FFT}} \dots\dots(\text{수학식 1})$$

수학식 1에서 P(k)는 프리앰블 신호이고, Δt 는 타이밍 오차이다.

따라서 수신기는 타이밍 오차로 인한 위상 회전과 관계없이 상호 상관값의 측정이 가능하도록 수학식 2와 같은 상호 상관값을 각각의 상호-상관기(20) 별로 모든 셀에 대해서 구하고 상호-상관기(20)의 출력값을 비교하여 최대값의 인덱스를 셀 인덱스로 정하고, 그 최대값이 출력된 상호-상관기(20)를 정수배 주파수 오프셋으로 추정한다.

$$\max_N \left[\sum_{k=0}^{864} \{P_i(k)R(k)\}^* \{P_i(k+3)R(k+3)\} \right] \dots\dots(\text{수학식 2})$$

수학식 2에서 $P_c(k)$ 는 c번째 셀 코드를 사용하는 프리앰블 신호를 의미한다.

이와 같이, 종래 프리앰플 구조에 따른 주파수 오프셋 추정은 정수배의 주파수 오프셋 추정을 위해 시스템 구현시 복잡도가 증가하는 문제점이 있었다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명은 이러한 점을 감안한 것으로, 본 발명의 목적은 시간영역에서 정수배 주파수 오프셋 추정이 가능한 상호 대칭되며 반복되는 프리앰블 구조를 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 시간영역에서 상호 대칭되며 반복되는 프리앰플 구조를 이용하여 시간영역에서 정수배 주파수 오프셋 추정 및 보다 정확한 심볼 타이밍 추정이 가능토록 한 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템에서 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 동기화 방법을 제공함에 있다.

발명의 구성

상기 본 발명의 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 프리앰블 구조는, 이동통신 시스템의 프리앰블 구조에 있어서, 상기 프리앰블은 시간영역에서 제1 샘플군 내지 제4 샘플군에 의해 4회 반복되며, 대칭형 구조를 가지되, 상기 제2 샘플군과 제4 샘플군은 상기 제1 및 제3 샘플군과 동일한 수의 샘플들이 제1 및 제3 샘플군의 샘플들의 수신된 순서와 역순으로 배열되어 정수배 주파수 오프셋 추정이 가능토록 된 것을 특징으로 한다.

상기 제1 내지 제4 샘플군의 샘플수는 FFT의 크기(Size)의 1/4인 것이 바람직하다.

상기 목적을 달성하기 위한 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템에서 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 동기화 방법은, 시간영역에서 제1 샘플군 내지 제4 샘플군에 의해 소정회 반복되며, 대칭형 구조를 가지되, 상기 제2 샘플군과 제4 샘플군은 상기 제1 및 제3 샘플군과 동일한 수의 샘플들이 제1 및 제3 샘플군의 샘플들의 수신된 순서와 역순으로 배열된 프리앰블 구조를 가지는 이동통신 시스템에서 주파수 오프셋 추정부를 통해 주파수 오프셋을 추정하여 동기화하는 방법에 있어서, d는 수신된 신호의 샘플 인덱스, l는 상관(Corellation) 길이 인덱스($0 \sim N_{FFT}/4$), N_{FFT} : FFT 크기(Size)일 때,

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{l=0}^{N_{FFT}/4} r^*(d+l)(-r(d+l+N_{FFT}/4)) \right\}$$
에 의해 주파수 오프셋을 추정하여 주파수 오프셋 추정 범위를 증대시키는 것을 특징으로 한다.

또한, 본 발명의 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템에서 주파수 오프셋 추정 성능 향상을 위한 동기화 방법은, 시간영역에서 제1 샘플군 내지 제4 샘플군에 의해 소정회 반복되며, 대칭형 구조를 가지되, 상기 제2 샘플군과 제4 샘플군은 상기 제1 및 제3 샘플군과 동일한 수의 샘플들이 제1 및 제3 샘플군의 샘플들의 수신된 순서와 역순으로 배열된 프리앰블 구조를 가지는 이동통신 시스템에서 심볼 타이밍 추정부를 통해 심볼 타이밍 오프셋을 추정하여 동기화하는 방법에 있어서,

$r_{(d)}$ 는 프리앰블의 수신신호이고, N 은 N_{FFT} (FFT 크기(Size))일 때,

$P(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(d-k+N/2)r(d+k+N/2)$, $R(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} |r(d+k+N/2)|^2$ 이며, 타이밍 메트릭 $M_{pro}(d)$ 는 $M_{pro}(d) = \frac{|P_{pro}(d)|^2}{(R_{pro}(d))^2}$ 일 때, 상기 프리앰블이 $N_{FFT}/8$ 을 주기로 임펄스 형태를 갖는 특성을 바탕으로 상기 타이밍 메트릭 $M_{pro}(d)$ 에 대한 이동 평균을 취하여 심볼 타이밍 오프셋을 추정하는 것을 특징으로 한다.

상기 이동 평균은 $A_{pro}(d) = \frac{M_{pro}(d) + M_{pro}(d + N_{FFT}/8)}{2}$ 에 의해 얻어지며, 초기 심볼 타이밍은 상기 타이밍 메트릭이 최대가 되는 지점에 $N_{FFT}/2$ 만큼 빼주고, 예상되는 채널의 딜레이 확장(delay spread)만큼 추가로 빼준 위치로 설정하는 것이 바람직하다.

이하, 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 보다 상세하게 설명한다. 단, 하기 실시 예는 본 발명을 예시하는 것일 뿐 본 발명의 내용이 하기 실시 예에 한정되는 것은 아니다.

도 3은 본 발명에 따른 프리앰블의 시간영역에서의 구조를 나타낸 것이다.

도시한 바와 같이, 프리앰블은 시간영역에서 사이클릭 프리픽스(Cyclic prefix : 이하, CP라 칭함) 이후 동일한 수의 샘플군(A, -A, A, -A)이 4번 반복되는 구조를 가진다.

상기 각 샘플군은 FFT의 크기(Size)인 N_{FFT} 를 4로 나눈 값인 $N_{FFT}/4$ 의 길이를 가지는 샘플개수를 가지며, -A는 A 샘플군과 동일한 수의 샘플들이 수신된 순서와 역순으로 배열된 샘플군을 의미한다. 도 3에서 CP는 128 샘플들을, A 및 -A는 256 샘플들을 가진다.

이와 같은 프리앰블에 대하여 다음의 식을 통해 자세히 살펴보도록 한다. $P_{pro} = [A \ -A \ A \ -A] = [BC \ -B \ C \ -B \ -C]$ (수학식 3)

수학식 3에서 A는 B와 C로 이루어지며, C는 B의 대칭이면서 신호의 실수부에만 음의 부호가 붙은 형태를 의미한다.

도 4와 도 5는 각각 본 발명에 따른 프리앰블의 실수값 및 허수값을 시간영역에서 나타낸 것이다. 수학식 3에서 살펴본 바와 마찬가지로 본 발명에 따른 프리앰블이 시간영역에서 반복되고 대칭됨을 알 수 있다.

도 6은 본 발명에 따른 프리앰블을 사용하여 주파수 오프셋을 추정하기 위한 하드웨어 구성도를 나타낸 것이다.

본 발명의 프리앰블을 이용한 주파수 오프셋 추정은 $N_{FFT}/4$ 의 시간간격을 가지고 반복 전송되는 프리앰블의 특성을 이용하여 자기-상관기(Auto-Correlator)(110)에서 자기 상관된다.

즉, 상기 자기-상관기(110)는 딜레이부(111)에서 수신된 신호를 심볼 사이즈(N_{FFT})의 1/4만큼 지연시키고, 이 지연된 신호의 공액 복소 샘플들이 복소수부(112)를 통해 출력되며, 반전기(113)를 통해 반전된 수신 신호의 반전 신호와 상기 복소수부(112)의 출력이 승산기(114)에서 승산되어 자기 상관된다.

그리고 상기 자기-상관기(110)의 출력으로부터 이동 평균기(120)에서 이동 평균을 취하고, 위상 검출기(130)에서 상기 이동 평균한 자기 상관값의 위상을 검출하며, 이로부터 도시하지 않은 주파수 오프셋 추정부에서 주파수 오프셋을 추정하게 된다.

추정되는 주파수 옵셋은 수학적식 4와 같이 표현된다.

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{l=0}^{N_{FFT}/4} r^*(d+l)(-r(d+l+N_{FFT}/4)) \right\} \dots\dots(\text{수학적식 4})$$

여기서, d : 수신된 신호의 샘플 인덱스, l : 상관(Correlation) 길이 인덱스(0 ~ N_{FFT}/4), N_{FFT} : FFT 크기(Size)로, 입력된 신호의 한 샘플(d)에 대해서 l(0 ~ N_{FFT}/4)을 증가시켜 가면서 상관한 후 모두 더한 값이다.

도 7은 기존의 프리앰블과 본 발명의 프리앰블의 주파수 옵셋 추정 범위를 나타낸 것이다.

시간 영역에서의 OFDM신호의 주파수 옵셋 추정은 신호의 반복되는 특성을 이용하게 되며, 상기 과정은 다음과 같다. 전송된 신호를 s_n라 하면, 대역통과신호 y_n의 복소기저대역에서의 표현은 수학적식 5와 같다.

$$y_n = s_n e^{j2\pi f_n n T_s} \dots\dots(\text{수학적식 5})$$

수학적식 5에서 f_{tx}는 송신단 반송파 주파수이고, T_s는 샘플링 주기이다.

수신단이 신호를 수신단 반송파 주파수 f_{rx}로 복조한 후의 잡음을 무시한 수신 신호 r_n은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_n &= s_n e^{j2\pi f_n n T_s} e^{-j2\pi f_{rx} n T_s} \\ &= s_n e^{j2\pi (f_n - f_{rx}) n T_s} \\ &= s_n e^{j2\pi (\Delta f) n T_s} \dots\dots(\text{수학적식 6}) \end{aligned}$$

수학적식 6에서 Δf = f_{tx} - f_{rx}로 송신단과 수신단 반송파 주파수의 차이이다.

반복되는 신호의 샘플 사이의 지연을 D라고 하고, 매개 변수 z를 사용하여 주파수 옵셋 추정 과정을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} z &= \sum_{n=0}^{L-1} r_n^* r_{n+D} \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} \left(s_n e^{j2\pi f_n n T_s} \right)^* s_{n+D} e^{j2\pi f_{rx} (n+D) T_s} \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} s_n^* s_{n+D} e^{-j2\pi f_n n T_s} e^{j2\pi f_{rx} (n+D) T_s} \\ &= e^{j2\pi f_{rx} D T_s} \sum_{n=0}^{L-1} |s_n|^2 \dots\dots(\text{수학적식 7}) \end{aligned}$$

수학적식 7에서 마지막으로 계산된 값은 주파수 옵셋에 비례하는 값을 갖는 복소 변수들의 합이다. 주파수 옵셋은 수학적식 8을 통해 추정되어 진.

$$\hat{f}_\Delta = \frac{1}{2\pi D T_s} \text{Rz} \dots\dots(\text{수학적식 8})$$

위 식에서 z의 범위는 [-π, π]이고, Rz는 수신신호를 의미한다.

따라서 최대 추정 가능한 주파수 옵셋은 수학적식 9와 같이 정의된다.

$$|f_\Delta| \geq \frac{\pi}{2\pi D T_s} = \frac{1}{2D T_s} \dots\dots(\text{수학적식 9})$$

종래 일반적인 규격에서 제공하고 있는 프리앰블은 도 1과 같이 시간영역에서 3번 반복되는 구조를 갖고 있다.

그러나 FFT는 버터 플라이(Butter Fly) 구조를 가지므로 2의 자승 형태로 이루어지기 때문에, 시간영역에서 정확히 3번 반복되지는 않는다.

따라서 시간 영역에서의 주파수 옵셋 추정 은 OFDM신호의 보호 구간의 반복 특성을 이용해야 한다. 이처럼 보호 구간을 이용하여 주파수 옵셋을 추정할 경우 수학적 식 9에서 $D = N_{\text{FFT}}$ 가 되어 추정 가능한 주파수 옵셋의 범위는 부반송파 주파수 간격의 ± 0.5 이내로 한정되게 된다.

도 3과 같이 본 발명의 프리앰블의 경우 시간영역에서 4번 반복되는 구조를 갖고 있기 때문에, $D = N_{\text{FFT}}$ 가 되고, 이를 수학적 식 9에 대입하면, 추정 가능한 주파수 옵셋의 범위는 ± 2.0 으로 기존의 프리앰블을 사용한 경우보다 주파수 옵셋 추정 범위가 4배 커지게 되고, 별도의 주파수 영역에서의 주파수 옵셋 추정 과정을 거치지 않아도 되게 된다. 따라서 실제 하드웨어 구현시 복잡도 및 연산과정을 크게 줄여 줄 수 있게 된다.

도 8은 본 발명에 따른 프리앰블을 사용한 심볼 타이밍 추정의 타이밍 메트릭(Timing Metric) $M_{(d)}$ 를 도식화한 것이며, 도시하지는 않았지만 본 발명에서의 심볼 타이밍 추정은 이동통신 시스템의 수신기의 심볼 타이밍 추정부에서 행해짐은 물론이다.

본 발명의 프리앰블을 이용한 타이밍 옵셋 추정은 기존의 Schmidl & Cox 방법을 사용하지 않고, 프리앰블의 대칭 반복되는 특성을 이용하여 상호상관 방법을 수학적 식 10과 같이 행한다.

$$P(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(d-k+N/2)r(d+k+N/2) \quad \dots\dots(\text{수학적 식 } 10)$$

수학적 식 10에서 $r_{(d)}$ 는 본 발명에 따른 프리앰블의 수신신호이고, N 은 N_{FFT} 이다.

수학적 식 10은 수신신호의 전력($R_{(d)}$)으로 정규화하는 과정을 거치게 되며, 수신신호의 전력은 수학적 식 11과 같다.

$$R(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} |r(d+k+N/2)|^2 \quad \dots\dots(\text{수학적 식 } 11)$$

수학적 식 10은 수학적 식 11로 정규화되어 타이밍 메트릭 $M_{(d)}$ 를 생성하게 되고, 이는 수학적 식 12와 같다.

$$M_{pro}(d) = \frac{|P_{pro}(d)|^2}{(R_{pro}(d))^2} \quad \dots\dots(\text{수학적 식 } 12)$$

도 9는 타이밍 메트릭 $M_{(d)}$ 를 이동평균을 취해 새롭게 생성된 메트릭 $A_{(d)}$ 를 도식화한 것이다.

생성된 타이밍 메트릭 $M_{(d)}$ 는 기존의 타이밍 메트릭들과 달리 임펄스 형태를 갖고 있음을 알 수 있다.

이는 상호 상관을 계산할 때 프리앰블의 대칭되는 특성을 사용했기 때문이다. 그러나, 계산된 타이밍 메트릭 $M_{(d)}$ 는 신호의 중간지점과 중간지점보다 보호 구간길이 만큼 앞선 지점, 이렇게 두 지점에서 최대값을 갖게 되므로, $M_{(d)}$ 의 최대값을 검출하는 방식으로서는 정확한 타이밍 획득이 어렵게 된다.

이러한 문제는 이동 평균을 취해 줌으로서 해결될 수 있다. 타이밍 메트릭 $M_{(d)}$ 는 수학적 식 3의 β 의 길이 즉, $N_{\text{FFT}}/8$ 을 주기로 임펄스 형태를 갖고 있는데, 이러한 특성을 이용하여 수학적 식 13과 같은 이동 평균을 취하도록 한다.

$$A_{pro}(d) = \frac{M_{pro}(d) + M_{pro}(d + N_{\text{FFT}}/8)}{2} \quad \dots\dots(\text{수학적 식 } 13)$$

도 9를 자세히 살펴보면 타이밍 메트릭이 $N_{FFT}/8$ 을 주기로 임펄스 형태를 띄우고 있고, 심볼의 중앙 즉, $N_{FFT}/2$ 지점에서 최대값을 갖는 형태임을 알 수 있다.

채널이나 간섭신호의 영향이 없는 이상적인 경우 프레임 시작 위치 및 초기 심볼 타이밍은 심볼의 중앙 즉, $N_{FFT}/2$ 지점에서 획득되므로 FFT Window 위치는 획득된 위치에 $N_{FFT}/2$ 길이만큼 더해준 곳이 된다.

그러나 채널의 지연 확산(delay spread)나 간섭 신호에 의한 영향으로 타이밍 메트릭이 이상적인 경우 보다 뒤에 획득될 가능성이 매우 크다.

따라서 초기 심볼 타이밍은 타이밍 메트릭이 최대가 되는 지점에 $N_{FFT}/2$ 만큼 빼주고, 예상되는 채널의 지연 확산(delay spread) 만큼을 추가로 빼준 위치로 설정한다.

도 10은 기존 프리앰블의 주파수 오프셋 추정 성능을 나타낸 도이다.

인가된 주파수 오프셋이 0.2, 0.4인 경우는 AFC(Automatic Frequency Control)가 정상적으로 동작하여 일정 값에 수렴한 이후, VCTCXO의 주파수 오프셋을 효율적으로 제거하지만, 주파수 오프셋이 0.8, 1.3인 경우 추정 가능한 주파수 오프셋 범위를 넘어 가기 때문에 AFC가 정상적으로 동작하지 못하고, 정수배 주파수 오프셋 1로 수렴함을 알 수 있다.

이는 기존 프리앰블의 경우 주파수 오프셋 추정 범위가 ± 0.5 이기 때문이다. 이렇게 생성된 주파수 오프셋은 주파수 영역에서의 주파수 오프셋 추정과정을 거쳐 제거될 수 있으나 정수배 주파수 오프셋 1로 수렴 되가는 과정에서 주파수 오프셋이 점점 더 커지기 때문에 트래픽 채널의 성능 열화를 가져온다.

도 11은 본 발명에 따른 프리앰블의 주파수 오프셋 추정 성능을 나타낸 도이다. 인가된 주파수 오프셋에 관계없이 일정값에 수렴하여 VCTCXO의 주파수 오프셋을 효율적으로 제거함을 알 수 있다. 이는 본 발명의 프리앰블의 경우 주파수 오프셋 추정 범위가 ± 2.0 이기 때문이다.

상술한 바와 같이, 본 발명의 바람직한 실시 예를 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 하기의 특허 청구범위에 기재된 본 발명의 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 또는 변형하여 실시할 수 있다.

발명의 효과

이상에서 살펴본 바와 같이, 본 발명은 역 고속 푸리에 변환(IFFT) 통과 이후 시간 영역에서 패턴이 4번 반복되는 형태의 프리앰블 구조를 제안함에 따라 주파수 오프셋 추정 범위가 기존 IEEE802.16a/d/e 및 WiBro 시스템의 ± 0.5 에서 ± 2.0 으로 4배 향상되며, 이와 같이 프리앰블의 상호 대칭되는 특성을 이용한 임펄스 형태의 타이밍 메트릭을 생성함으로써 보다 정확한 심볼 타이밍 획득이 가능하다.

또한, 패턴이 4번 반복되는 형태의 프리앰블 구조를 OFDM-FDMA/CDMA/TDMA 시스템에 적용하면 정수배 주파수 오프셋 추정 과정이 시간 영역에서 주파수 영역으로 옮겨짐으로써 시스템 구현시 복잡도가 감소하고, 프리앰블의 상호 대칭되는 특성을 이용한 초기 심볼 타이밍 추정 방법을 이용하여 정확한 타이밍을 획득하여 트래픽 채널의 성능 향상을 기대할 수 있게 된다.

도면의 간단한 설명

도 1은 종래 802.16a/d/e 및 WiBro 시스템의 프리앰블 구조를 나타낸 도.

도 2는 종래 프리앰블을 사용한 주파수 영역에서의 정수배 주파수 오프셋 추정 및 셀 탐색기의 구조를 나타낸 도.

도 3은 본 발명에 따른 프리앰블의 시간영역에서의 구조를 나타낸 도.

도 4는 본 발명에 따른 프리앰블의 시간영역에서의 실수값을 나타낸 도.

도 5는 본 발명에 따른 프리앰블의 시간영역에서의 허수값을 나타낸 도.

도 6은 본 발명에 따른 프리앰블을 사용한 주파수 오프셋 추정을 위한 하드웨어 구성도.

도 7은 종래의 프리앰블과 본 발명에 따른 프리앰블의 주파수 오프셋 추정 범위를 비교하여 나타낸 도.

도 8은 본 발명에 따른 프리앰블을 사용한 심볼 타이밍 추정의 타이밍 메트릭 $M_{(d)}$ 를 나타낸 도.

도 9는 본 발명에 따른 프리앰블을 사용한 심볼 타이밍 추정의 타이밍 메트릭 $A_{(d)}$ 를 나타낸 도.

도 10은 종래의 프리앰블의 주파수 오프셋 추정 성능을 나타낸 도.

도 11은 본 발명에 따른 프리앰블의 주파수 오프셋 추정 성능을 나타낸 도.

<도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명>

110 : 자기 상관기 111 : 딜레이부

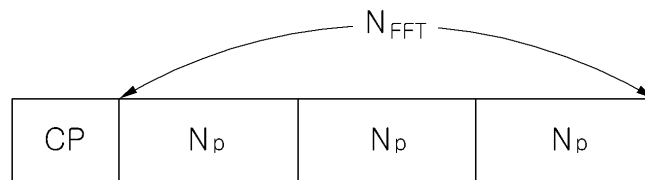
112 : 복소수부 113 : 반전기

114 : 승산기 120 : 이동 평균기

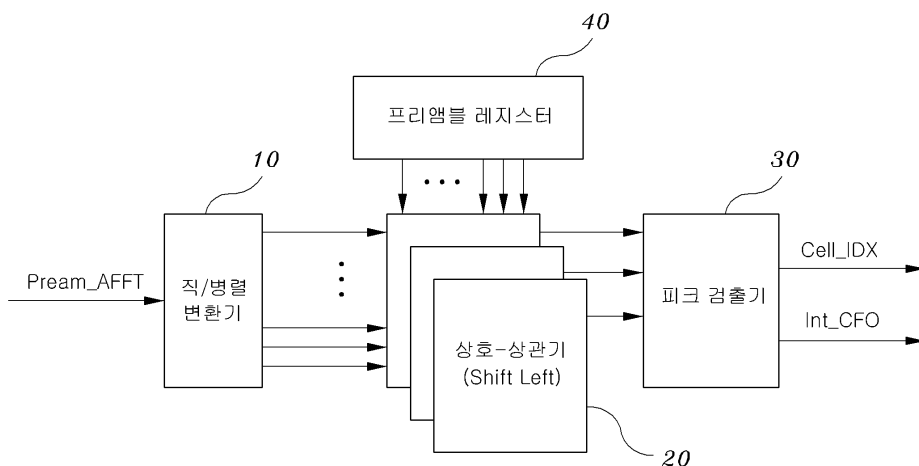
130 : 위상 검출기

도면

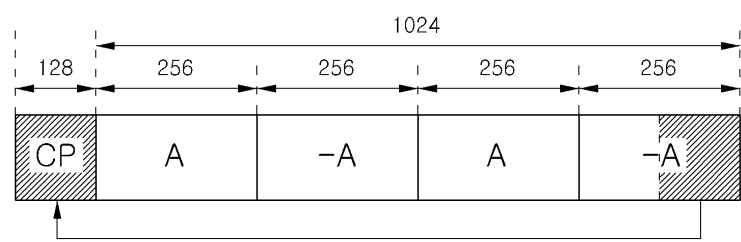
도면1



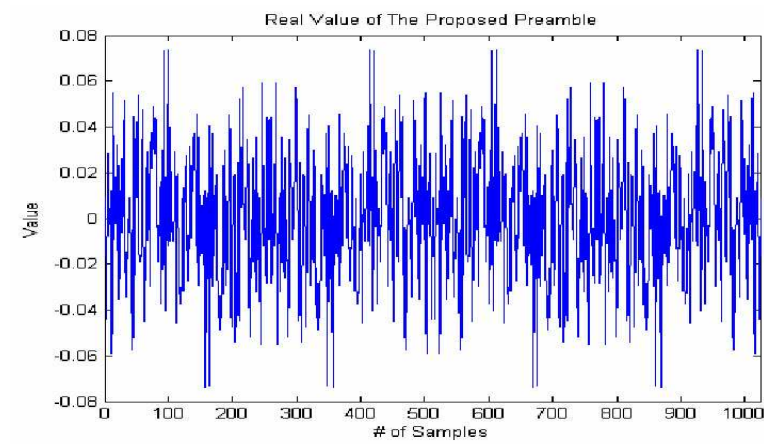
도면2



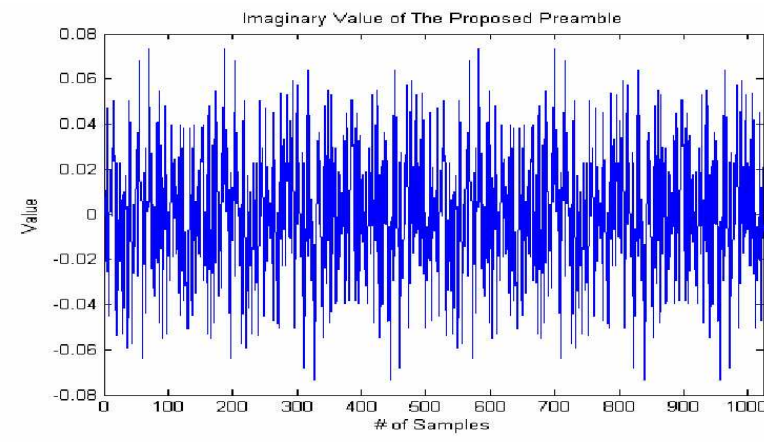
도면3



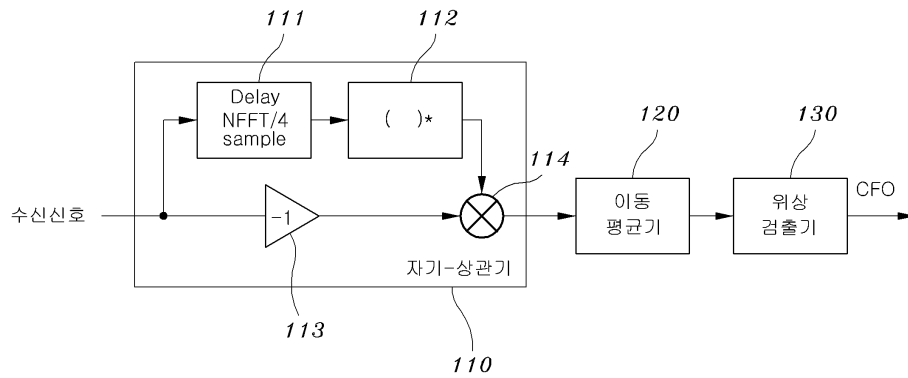
도면4



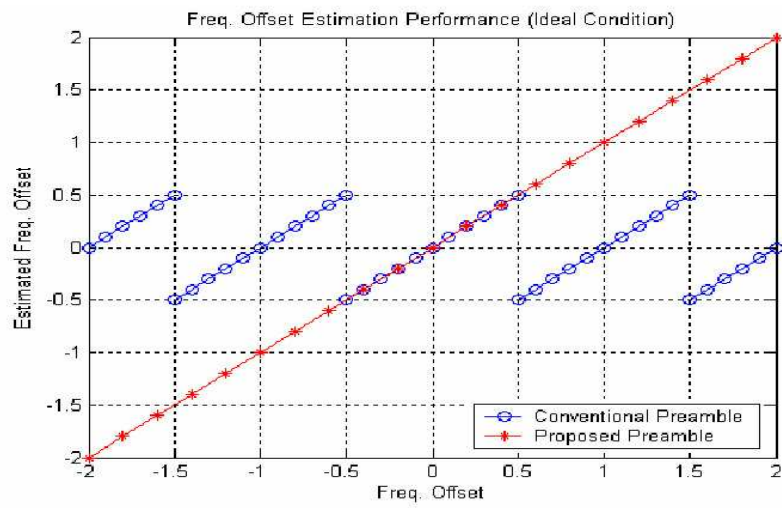
도면5



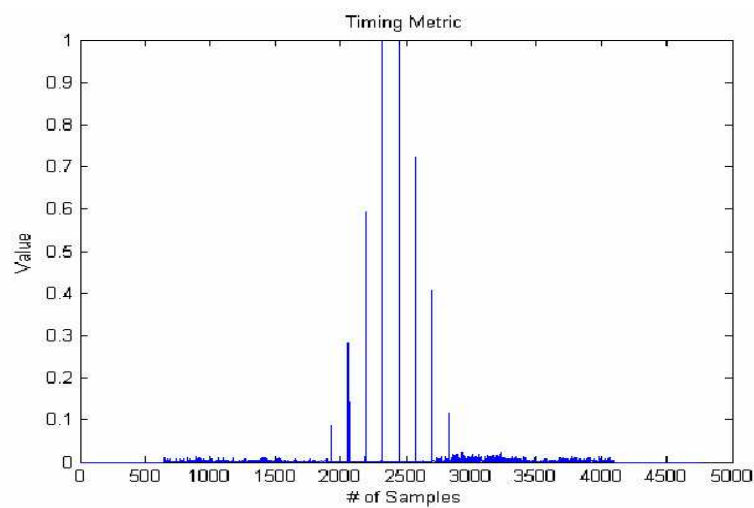
도면6



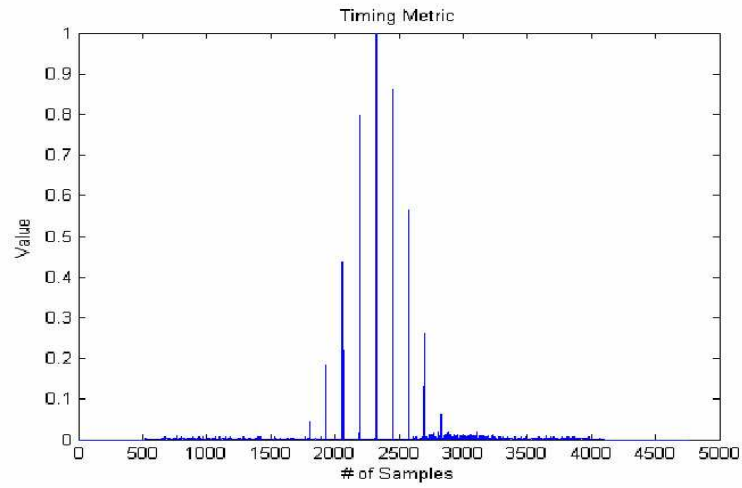
도면7



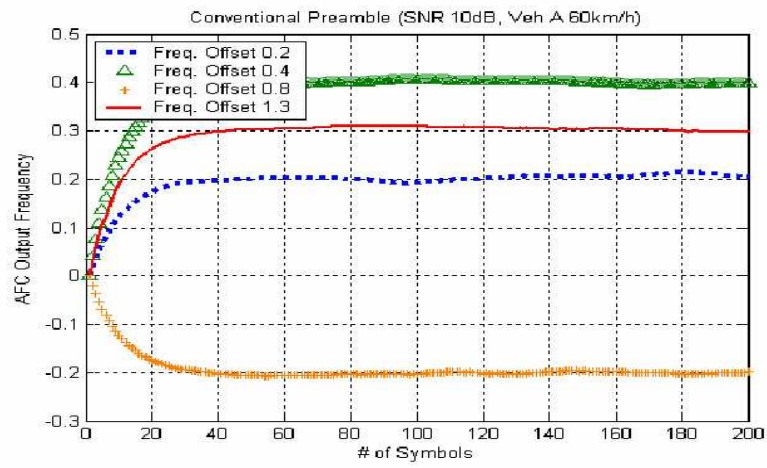
도면8



도면9



도면10



도면11

