

OFDMA 시스템의 시간 및 주파수 동기 성능 향상을 위한 동기화 알고리즘

준희원 노정호*, 선태형*, 종신회원 장경희*

Algorithm for the Improvement of Time and Frequency Synchronization Performance in OFDMA System

JungHo Noh*, TaeHyounng Sun*, Associate Member
KyungHi Chang* Lifelong Member

요약

OFDMA 방식은 다중 사용자가 서로 다른 부반송파를 통해 동시에 신호를 전송하는 방식으로서, 주파수 효율이 높고, 간단한 단일 탭 등화기로 고속 전송 시 급격히 증가하는 인접 서브캐리어 간 간섭의 보상이 가능하며, FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있기 때문에 최근 고속 데이터 무선 통신을 위한 전송방식으로 사용되고 있다. 하지만 이러한 OFDM 시스템의 장점은 부반송파간의 직교성이 유지되는 경우에만 가능하며, 직교성이 깨지는 경우에는 인접 채널 간섭이 발생되어, 시스템 성능을 저하시키게 된다. 따라서 OFDM 시스템에서는 주파수 및 시간 동기의 중요성이 크게 강조된다. 본 논문에서는 효율적인 동기 성능을 위하여 802.16d/e 및 WiBro 시스템에서 사용되는 프리앰블을 분석하여 기존에 사용되던 방식에 비해 정확도가 높은 Timing Metric 을 유도함으로써 보다 확실한 시간 동기 알고리즘을 제안하고, 시간영역에서 소수배 주파수 오프셋 추정만이 가능한 문제점을 해결하기 위해 정수배 주파수 오프셋 추정이 가능한 주파수 동기화 구조를 제안한다. 제안된 시간 및 주파수 동기 알고리즘을 적용한 시스템의 모의실험을 통하여 OFDMA 시스템에서의 인접 채널 간 간섭에 의한 성능 열화가 저하됨을 알 수 있다.

Key Words : WiBro, 802.16e, OFDM/OFDMA, Synchronization, Timing Metric, Preamble

ABSTRACT

In OFDMA system, multiple users transmit signal through the subcarriers assigned to the user. Capabilities of high data-rate transmission in OFDM system come from the ability to compensate the ICI (Inter Carrier Interference) using a single-tap equalizer and to implement transmitter and receiver by employing high speed FFT circuitry. Issues of time and frequency synchronization in OFDM system is quite essential to preserve the orthogonality among subcarriers not to produce ICI. In this paper, we first analyze the preamble used in 802.16 d/e and WiBro system. Then we propose an effective timing synchronization algorithm, which is more accurate than the conventional one in the sense of timing position, and integral frequency offset estimation scheme for the simultaneous estimation of the fractional and integral frequency offset. Through the simulation utilizing the proposed synchronization algorithm and structure, we show that the performance degradation due to the adjacent channel interference can be mitigated for the than conventional ones.

* 인하대학교 정보통신대학원 이동통신연구실 (khchang@inha.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-01-009, 접수일자 : 2006년 1월 3일, 최종논문접수일자 : 2006년 4월 5일

I. 서론

최근 국내외적으로 4세대 이동통신에 대한 관심이 높아지면서, 4세대 이동통신 시스템의 요구 사항을 만족시키는 시스템에 대한 연구가 활발히 진행 중에 있다. 특히, OFDM 방식은 높은 전송 효율과 간단한 단일 탭 등화기로 채널의 왜곡을 보상하고, 심각한 인접 심볼간 간섭 문제를 Cyclic Prefix 를 사용하여 쉽게 해결할 수 있는 장점을 가지고 있다. 이러한 OFDM 시스템의 장점을 기반으로 하여, 다양한 QoS 를 만족시키기 위한 다중 사용자 접속 방식인 OFDMA(OFDM-FDMA) 시스템에 대한 연구가 진행 중에 있다. OFDMA는 각 사용자에게 서로 다른 서브 캐리어를 할당하는 다중 사용자 접속방식으로서, 사용자의 요구에 맞추어 다양하게 자원을 할당함으로써 다양한 QoS 를 제공할 수 있다는 장점을 가지고 있으며, 주파수 선택적 페이딩 현상과 협대역 간섭에 강한 특성을 가지고 있어 현재 IEEE 802.16a/d/e 표준의 물리계층이며, 한국에서 연구되고 있는 WiBro 시스템과의 연계가 활발히 진행 되고 있는 상태이다. 하지만, 이러한 OFDMA 시스템의 장점은 OFDM 시스템과 마찬가지로 부반송파간의 직교성이 유지되는 경우에만 가능하며, 직교성이 깨지는 경우에는 ICI가 발생되어 시스템 성능을 저하시키게 된다. 따라서 OFDMA 시스템에서는 수신단에서의 시간 및 주파수 동기화의 중요성이 크게 강조된다.

본 논문에서는 OFDMA/TDD 시스템 하향 링크에서의 프리앰블 모델을 분석하고, 기존의 시간 동기화 기법 및 주파수 동기화 기법을 분석하여 문제점을 도출하고 문제점의 해결방법으로 적합한 알고리즘 및 구조를 제안한다. 제안된 알고리즘을 시스템에 적용하여, 그에 따르는 성능을 시뮬레이션 하였다.

논문의 구성은 2장에서 WiBro 시스템의 프리앰블을 살펴보고, 3장에서는 기존의 시간 동기화 기법을 분석하여 문제점을 도출하고, 문제점을 해결하기 위해 단일 최대치를 갖는 Timing Metric을 제안한다. 4장에서 기존의 프리앰블의 문제점과 소수배 주파수 육섯 추정방법을 분석하고, 이를 해결하기 위한 정수배 주파수 육섯 추정구조를 제안한다. 5장에서는 모의 시뮬레이션 결과를 분석하고, 6장에서 결론을 맺는다.

II. WiBro 시스템의 프리앰블

프리앰블을 구성하는 부반송파들은 특정 PN 코

드가 BPSK 변조되어 전송된다. 프리앰블 부반송파 집합은 3가지 타입으로 나뉘며, 각 집합은 아래 식으로 정의된다.

$$\text{PreambleCarrierSet}_n = n + 3 \cdot k \quad (1)$$

$\text{PreambleCarrierSet}(n)$ 은 특정 프리앰블에 할당된 모든 부반송파들의 집합을 나타낸다. n 은 프리앰블 부반송파 집합을 나타내는 인덱스이며 0 또는 1, 2 값을 갖는다. 인덱스 k 는 0 ~ 283 까지의 범위를 갖는다. 각 세그먼트는 아래와 같이 3가지 프리앰블 부반송파 집합 중에서 하나의 부반송파 집합을 사용한다.

- 0번째 세그먼트: 0번째 프리앰블 부반송파 집합 ($\text{PreambleCarrierSet}(0)$)
- 1번째 세그먼트: 1번째 프리앰블 부반송파 집합 ($\text{PreambleCarrierSet}(1)$)
- 2번째 세그먼트: 2번째 프리앰블 부반송파 집합 ($\text{PreambleCarrierSet}(2)$)

단, 2번째 세그먼트에서 DC 부반송파와 마지막 부반송파는 변조되지 않는다. 프리앰블로 전송되는 PN 수열은 세그먼트 번호와 ID_{cell} 파라메타 값에 의해 결정된다. 정의된 각 PN 수열은 오름차순으로 프리앰블 부반송파에 매핑되고, 아래 공식에 따라 BPSK 변조되며 데이터 부반송파 대비 9dB 부스팅 되게 된다. 그림 1은 시간 영역에서의 프리앰블의 구조이다^{[1],[2]}.

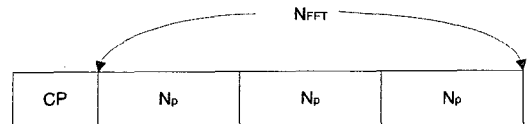


그림 1. 시간영역에서의 프리앰블의 구조
Fig. 1. Preamble structure in time domain

III. 단일 최대치를 갖는 Timing Metric 알고리즘

3.1 기존 초기 타이밍 추정 방법

수신된 OFDM 신호의 매 프레임의 첫번째 심볼은 시간영역에서 세 번 반복 구조를 갖는 프리앰블로 이루어져 있으며 Initial Symbol Timing Synchronization은 이러한 프리앰블 구조를 이용한 자기상관으로 초기 심볼 타이밍과 프레임 시작 위치를 추정한다. 수신된 프리앰블 신호와 N_p 만큼 지연된 신

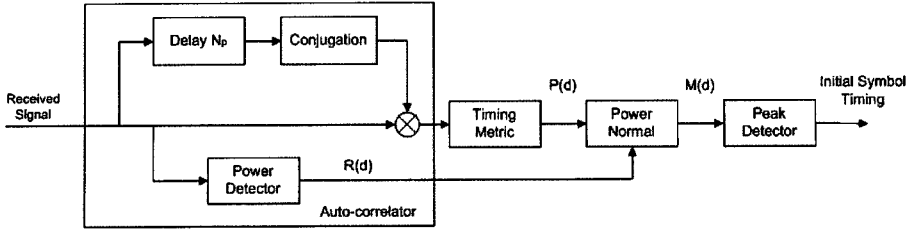


그림 2. 초기 심볼 타이밍 동기화 블록 다이어그램
Fig. 2. Initial timing synchronization block diagram

호와의 자기상관을 구하고 수신된 프리앰블의 파워값으로 정규화한다. 정규화된 자기상관값은 CP의 길이만큼 이동 평균되며, 임의의 시작점 이후

부터 한 샘플씩 이동하며 한 프레임을 측정 하여 최대값을 찾아 프레임 시작 위치 및 초기 심볼 타이밍을 추정한다. 그림 2는 이러한 초기 심볼 타이밍 획득 과정을 나타낸 것이다. 초기 심볼 타이밍 추정과정을 아래와 같이 표현한다. 샘플의 쥘레 (conjugation) 값과의 자기상관값을 $P(d)$ 라 하면 식 (2) 와 같이 표현된다.

$$P(d) = \sum_{m=0}^{2N_p-1} r(d+m)r^*(d+m+N_p) \quad (2)$$

자기상관값을 정규화 하기 위한 수신 신호 전력의 크기를 $R(d)$ 라 하고 식 (3) 과 같이 표현된다.

$$R(d) = \sum_{m=0}^{2N_p-1} |r(d+m)|^2 \quad (3)$$

계산된 자기상관값 $P(d)$ 를 수신 신호의 전력 $R(d)$ 로 나누어 정규화 하여 최종 적으로 Timing Metric $M(d)$ 를 얻게 된다. 이러한 과정은 식 (4)와 같다.

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (4)$$

$M(d)$ 는 보호 구간 길이만큼 평탄한 구간을 가지는 형태로 나타나게 되며 그림 3과 같다^[3].

3.2 기존 초기 타이밍 동기화 방법의 문제점

프레임 시작 위치 및 초기 심볼 타이밍은 Timing Metric 이 최대가 되는 지점에서 획득되게 되는데, 이러한 평탄성은 신호가 무선 채널을 통과할 경우 정확한 타이밍 추정을 어렵게 하며, 추정되는 타이밍의 정확도를 떨어뜨리게 된다. 타이밍 추정 오차는 위상 회전으로 나타나게 되고, 채널 추정기를 통

해 그 오차가 보상되어 무시 될 수 있지만, 오차의 크기가 크게 되면 채널 추정기를 통해 그 오차를 전부 보상 할 수 없게 되어 수신신호의 SNR을 저하시키는 요인이 된다. 따라서 보다 정확한 위치에서 프레임 시작 위치 및 초기 심볼 타이밍을 획득 할 수 있는 알고리즘이 필요하다.

3.3 새로운 초기 타이밍 추정 방법

본 논문에서 기존의 알고리즘에서 Timing Metric 을 계산하는 $P_{new}(d)$ 를 규격에서 제안하고 있는 프리앰블의 특성을 고려하여 다음과 같이 제안한다.

$$P_{new}(d) = \sum_{m=0}^{(2N_p-1)+N_{CP}} r(d+m)r^*(d+m+N_p) \quad (5)$$

식 (5)에서 N_{CP} 는 심볼의 보호구간 길이를 의미한다. 자기상관의 길이를 $(2N_p-1)$ 에서 $(2N_p-1)+N_{CP}$ 로 보호구간 길이만큼 길게 해주게 되면 보호구간 길이만큼 평탄한 구간을 가지는 형태로 나타나던 Timing Metric 의 형태가 심볼의 시작 위치, 즉 OFDM 심볼의 보호 구간이 시작되는 점에서 최대값을 갖는 형태로 나타나게 된다. 이러한 Timing Metric의 특성을 그림 4에 나타내었다. 수신 신호 전력의 크기 역시 기존 알고리즘에서 심볼의 보호 구간 길이만큼 길어지게 되며 식 (6)과 같이 나타낸다.

$$R_{new}(d) = \sum_{m=0}^{(2N_p-1)+N_{CP}} |r(d+m)|^2 \quad (6)$$

기존 알고리즘과 마찬가지로 계산된 자기상관값 $P_{new}(d)$ 를 수신 신호의 전력 $R_{new}(d)$ 로 나누어 정규화 하여 최종적으로 Timing Metric $M_{new}(d)$ 를 얻게 된다. 이러한 과정은 식 (7)과 같다.

$$M_{new}(d) = \frac{|P_{new}(d)|^2}{(R_{new}(d))^2} \quad (7)$$

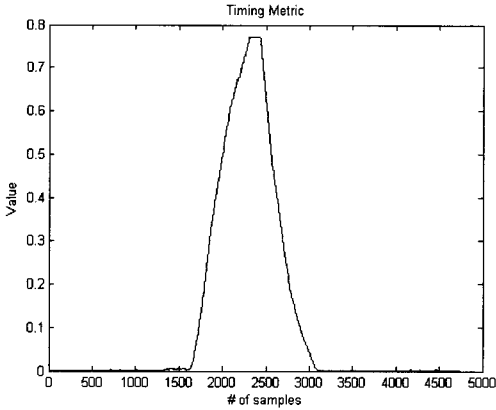


그림 3. 기존 알고리즘의 타이밍 메트릭
Fig. 3. Timing metric of conventional algorithm

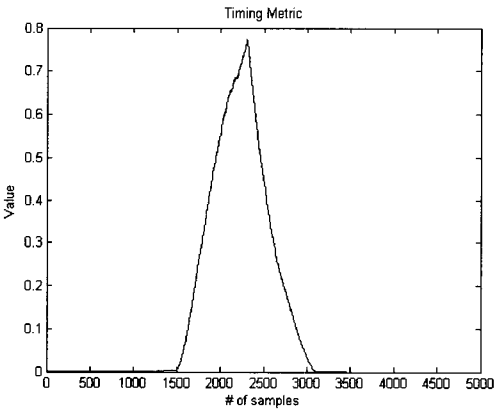


그림 4. 제안된 알고리즘의 타이밍 메트릭
Fig. 4. Timing metric of proposed algorithm

그림 3과 그림 4을 비교해 보면 기존의 Timing Metric이 보호구간의 중간 지점에서 최대값을 갖는데 반해 새로운 Timing Metric $M_{NEW}(d)$ 는 보호 구간이 시작되는 점에서 최대값을 갖는 형태로 나타남을 알 수 있다.

IV. 정수배 주파수 오프셋 추정 가능한 주파수 동기화기 구조

4.1 기존 프리앰블의 문제점 분석

시간영역에서의 OFDM 신호의 주파수 오프셋 추정 은 신호의 반복되는 특성을 이용하게 되며, 상기 과정은 다음과 같다. 전송된 신호를 s_n 이라 하면, 대역통과 신호 y_n 의 복소 기저대역에서의 표현은 식 (8)와 같다.

$$y_n = s_n e^{j2\pi f_n nT_s} \quad (8)$$

식 (8)에서 f_{tx} 는 송신단 반송파 주파수이다. 수신단이 신호를 수신단 반송파 주파수 f_{rx} 로 복조한 후의 잡음을 무시한 수신 신호 r_n 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r_n &= s_n e^{j2\pi f_n nT_s} e^{-j2\pi f_{rx} nT_s} \\ &= s_n e^{j2\pi (f_n - f_{rx}) nT_s} \\ &= s_n e^{j2\pi (\Delta f) nT_s} \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)에서 $\Delta f = f_{tx} - f_{rx}$ 는 송신단과 수신단 반송파 주파수의 차이이다. 반복되는 신호의 샘플 사이의 지연을 D 라고 하고, 매개 변수 z 를 사용하여 주파수 오프셋 추정 과정은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} z &= \sum_{n=0}^{L-1} r_n^* r_{n+D} \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} (s_n e^{j2\pi f_n nT_s})^* s_{n+D} e^{j2\pi f_{\Delta} (n+D)T_s} \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} s_n^* s_{n+D} e^{-j2\pi f_n nT_s} e^{j2\pi f_{\Delta} (n+D)T_s} \\ &= e^{j2\pi f_{\Delta} DT_s} \sum_{n=0}^{L-1} |s_n|^2 \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)에서 마지막으로 계산된 값은 주파수 오프셋에 비례하는 값을 갖는 복소 변수들의 합이다. 주파수 오프셋은 식 (11)를 통해 추정되어 진다.

$$\hat{f}_{\Delta} = \frac{1}{2\pi DT_s} R_z \quad (11)$$

식 (11)에서 z 의 범위는 $[-\pi, \pi]$ 이다. 따라서 최대 추정 가능한 주파수 오프셋은 아래의 식과 같이 정의된다^[4].

$$|f_{\Delta}| \leq \frac{\pi}{2\pi DT_s} = \frac{1}{2DT_s} \quad (12)$$

규격에서 제공하고 있는 프리앰블은 그림 1과 같이 시간영역에서 3번 반복되는 구조를 갖고 있다. 하지만 FFT는 Butter Fly 구조를 갖고 있어 2의 자승 형태로 이루어지므로, 시간영역에서 정확히 3번 반복되지는 않는다. 따라서 시간 영역에서의 주파수 오프셋 추정은 OFDM 신호의 보호 구간의 반복 특성을 이용해야 한다. 이처럼 보호 구간을 이용하여 주파수 오프셋을 추정 할 경우 식 (12)에서 $D = N_{FFT}$ 가 되어 추정 가능한 주파수 오프셋의 범위는 부반송파 주파수 간격의 ± 0.5 이내로 한정되게 되고, 그 이상의 주파수 오프셋을 추정하기 위한 구조

가 필요하게 된다.

4.2 기존의 소수배 주파수 오프셋 추정 방법

소수배 주파수 오프셋 추정은 N_{FFT} 의 시간간격을 가지고 반복 전송되는 Cyclic Prefix를 이용 자기상관을 구해 이동평균을 취하고, 이동평균한 자기상관값의 위상을 이용하여 주파수 오프셋을 추정한다. 주파수 오프셋 추정 과정은 식 (13) 과 같이 표현된다. 여기서 $\hat{\epsilon}$ 는 추정된 주파수 오프셋을 나타낸다^{[5],[6]}.

$$\hat{\epsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{l=0}^{N_{CP}} r^*(d+l)r(d+l+N_{FFT}) \right\} \quad (13)$$

추정된 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}$ 은 AFC의 입력으로 사용되고, AFC Loop Filter 를 거쳐 잡음성분을 제거한 후, PWM Converter를 통해 전압으로 변환되어 VCTCXO 를 조절하게 된다. AFC Loop Filter 의 전달 함수는 다음과 같다.

$$H(z) = 1/(1 - z^{-1}) \quad (14)$$

그림 5는 이러한 AFC 의 구조를 나타내고 있다.

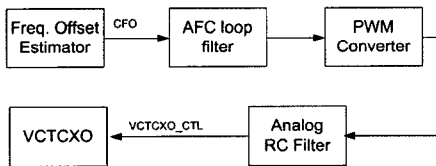


그림 5. AFC의 구조도
Fig. 5. AFC structure

4.3 정수배 주파수 오프셋 추정 방법

802.16과 WiBro 표준에서 지원하는 프리앰블 구조에서는 주파수 오프셋 추정과정에서 정수배 주파수 오프셋을 추정할 수 없다. 따라서 정수배 주파수 오프셋을 추정하는 별도의 과정이 필요하게 되는데, 이러한 과정은 셀 탐색 과정에서 수행 되게 된다. 그림 6은 셀 탐색기의 구조도를 나타내고 있다. 셀 탐색기는 정수배 주파수 오프셋을 추정하기 위하여 추정하고자 하는 정수배 주파수 오프셋이 N인 경우 2N+1 개의 Cross-correlator를 갖는다. 이는 각각의 Cross-correlator는 수신된 주파수 영역의 프리앰블 을 각각 $0 \sim \pm N$ 까지 shift하여 Correlation을 수행 하게 된다. 각각의 Correlator의 최대값을 비교하여 Cell Index와 정수배 주파수 오프셋을 추정해 낸다. 수신기는 수신된 주파수 영역의 프리앰블 $R(k)$ 와 이미 알

고 있는 프리앰블 신호와의 상호상관값의 측정을 통해 셀 확인 작업을 진행한다. 프레임 타이밍이 보호구간 내에서 획득되었다고 가정하면 정확한 FFT 타이밍에서의 타이밍 오차로 인해 수신 신호는 주파수 영역에서 다음과 같은 위상 회전이 이루어진다.

$$R(k) = P(k)e^{j2\pi k\Delta t/N_{FFT}} \quad (15)$$

식 (15)에서 $P(k)$ 는 프리앰블 신호 이고 Δt 는 타이밍 오차이다. 따라서 수신기는 타이밍 오차로 인한 위상 회전과 관계없이 상호상관값의 측정이 가능하도록 식 (16)과 같은 상호상관값을 각각의 Correlator 별로 모든 셀에 대해서 구하고 Correlator의 출력값을 비교하여 최대값의 인덱스를 Cell Index 로 정하고, 그 최대값이 출력된 Correlator 를 정수배 주파수 오프셋으로 추정한다.

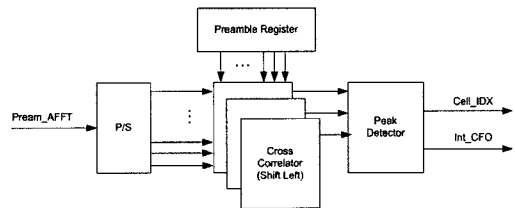


그림 6. 정수배 주파수 오프셋 추정기와 셀 탐색기의 구조도
Fig. 6. Integral Frequency Offset Estimator & Cell Searcher Structure

$$\max_N \left[\left| \sum_{k=0}^{864} \{P_c(k)R(k)\}^* \{P_c(k+3)R(k+3)\} \right| \right] \quad (16)$$

식 (16)에서 $P_c(k)$ 는 c번째 셀 코드를 사용하는 프리앰블 신호를 의미하고, N은 Correlator의 개수를 나타낸다.

V. 시뮬레이션 결과 및 성능 분석

본 장에서는 기존의 WiBro 및 802.16e 프리앰블 구조에 사용될 수 있는 초기 심볼 타이밍 추정 알고리즘과 본 논문에서 제안된 정수배 주파수 오프셋 추정 구조 및 초기 시간 추정 알고리즘의 성능을 시뮬레이션결과를 통해 보여준다. 본 시뮬레이션에서 페이딩 채널은 Jake's Method를 바탕으로 작성하였고, Tapped-delay-line 파라미터에 따른 채널의 임펄스 응답 특성은 ITU-R M.1225 Pedestrian A, B, 그리고 Vehicular A 모델을 참조하였다^[7].

표 1은 본 논문에서 사용한 시뮬레이션 Parameter

표 1. 시뮬레이션을 위한 기본적인 변수
Table 1. Fundamental simulation parameters

Parameters	Values
Carrier frequency	2.3 GHz
Sampling frequency	10 MHz
FFT size	1024
Guard Interval	128
Useful Symbol Timing	102.4 (us)
Guard Time	12.8 (us)
OFDMA Symbol Time	115 (us)

를 나타낸다. WiBro 규격을 고려하여 Carrier Frequency는 2.3 GHz, FFT 크기는 1024, Sample Time은 100 ns으로 설정하였다.

5.1 기존 알고리즘의 성능 분석

5.1.1 초기 심볼 타이밍 추정 동기

그림 7는 초기 심볼 타이밍 추정 성능을 SNR에 따른 Detection, Missing 그리고 False Alarm의 확률로 나타낸 것이다.

채널은 Veh A 60km를 사용하였다. Detection은 초기 심볼 타이밍이 보호 구간 안에 들어왔음을 나타내고, Missing은 Timing Metric 값이 임계값을 넘지 못하여 다음 프레임에서 타이밍 동기 추적을 재시도 함을 나타낸다. 그리고 마지막으로 False Alarm은 Timing Metric 값이 임계값을 넘었으나, 획득된 심볼 타이밍이 보호 구간 밖에 위치함을 나타낸다. 여기서 임계값은 전체 SNR에 대하여 False Alarm 확률이 0.01% 이내에 오도록 설정하였고, 설정된

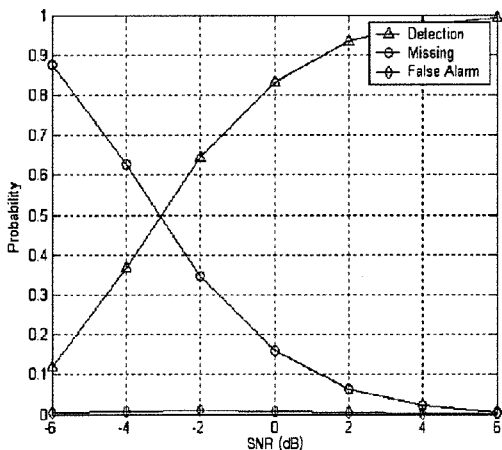


그림 7. 기존의 시간동기화 알고리즘 성능
Fig. 7. Performance of conventional timing synchronization algorithm

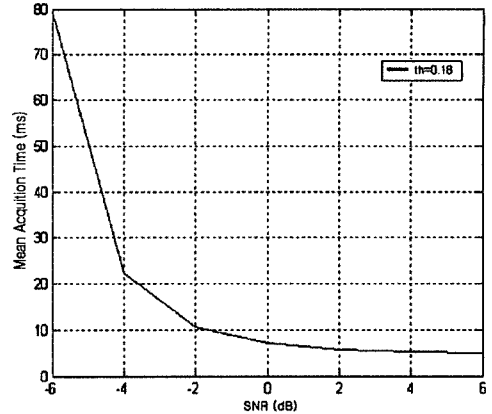


그림 8. 기존 시간동기화 알고리즘의 Mean acquisition time
Fig. 8. Mean acquisition time of conventional timing synchronization algorithm

값은 0.18이다. 따라서 그림 7에서 볼 수 있듯이 SNR에 상관없이 False Alarm 확률은 0.005% 정도로 유지되며 SNR이 높아지면 Detection 확률이 높아지고 Missing 확률이 낮아짐을 볼 수 있다. 그림 8은 Mean Acquisition Time을 보여 준다. 여기서 False Alarm에 의한 Penalty Time은 20ms, Missing은 10ms, Detection은 5ms를 가정하여 식 (17)와 같은 공식을 사용하였다.

$$MAT = \left(\frac{F}{D} * 20\right) + \left(\frac{M}{D} * 10\right) + 5 \quad (17)$$

식 (17)에서 D, M, F는 각각 Detection, Missing, False Alarm 확률이다. 이처럼 False Alarm Penalty Time을 작게 설정한 이유는 초기 프레임 타이밍을 잘못 잡았다 하더라도, 다음 프레임의 DL_MAP안의 CRC를 통해 False를 판단할 수 있기 때문이다. SNR이 높아짐에 따라 Mean Acquisition Time이 한 프레임(5ms)에 수렴하는 것을 알 수 있다.

5.1.2 주파수 오프셋 추정 성능

그림 9는 정수배 주파수 오프셋의 Detect 확률을 채널별로 표현한 것이다. Ped B 10km/h의 성능이 가장 안 좋게 나타나고 있는데, 이는 Ped B의 Delay Profile에 대한 Multi Path 성분이 가장 크기 때문이다. 그림 10는 소수배 주파수 오프셋 추정 성능을 각각의 무선 채널에 대해 SNR에 따른 MSE로 나타낸 것이다. 채널은 Ped A 3km/h, Ped B 10km/h, Veh A 60km를 사용하였고, 부반송파 주파수 간격을 정규화된 0.01%의 오프셋을 인가하였으며, 심볼 타이밍은 정확하다고 가정했다.

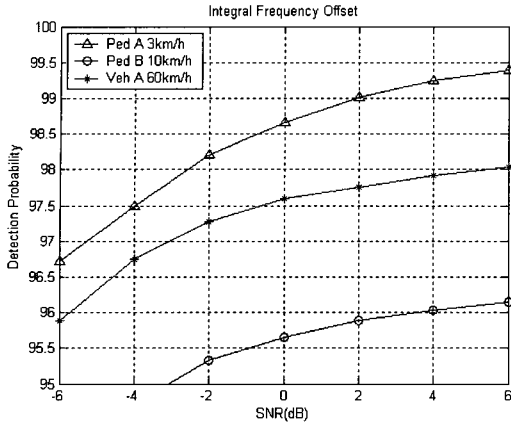


그림 9. 정수배 주파수 오프셋 추정 성능
Fig. 9. Integral Frequency Offset Estimation Performance

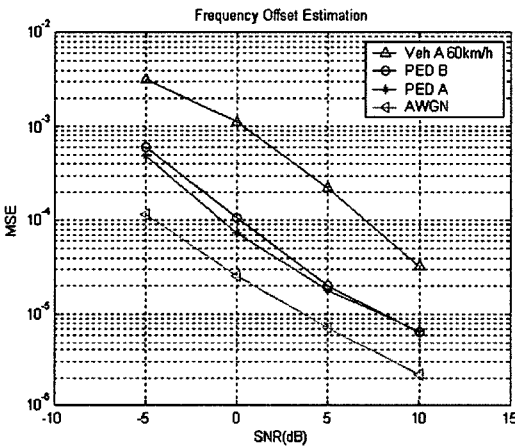


그림 10. 소수배 주파수 오프셋 추정의 MSE 성능
Fig. 10. MSE Performance of Fractional Frequency Offset Estimation

Frequency Offset은 채널의 도플러 주파수에 영향을 받는 성분이기 때문에 Veh A 60km/h가 가장 안 좋은 성능을 보이고, Ped B 10km/h와 Ped A 3km/h는 비슷한 성능을 보이고 있다.

그림 11과 그림 12은 정수배 주파수 오프셋이 이루어지지 않았다고 가정하고 추정된 주파수 오프셋을 이용 AFC의 성능을 나타낸 것이다. AFC 루프 필터 계수 K 값은 모두 0.01로 설정하였다. 각각 SNR-10dB와 10dB의 상황이며 무선 채널은 Veh A 60km/h이다. 그림 11은 그림 12에 비해 SNR이 낮기 때문에 일정 값에 수렴한 이후에도 계속해서 변화가 발생함을 알 수 있다.

그림 11과 그림 12 모두 인가된 주파수 오프셋이 0.2, 0.4인 경우는 AFC가 정상적으로 동작하여 일정 값에 수렴한 이후, VCTCXO의 주파수 오프셋을

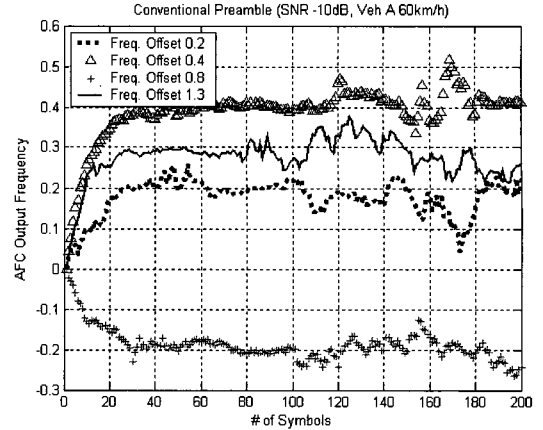


그림 11. AFC의 주파수 오프셋 추정 성능 (-10dB SNR).
Fig. 11. AFC Performace of Frequency Offset Estimation (-10dB SNR)

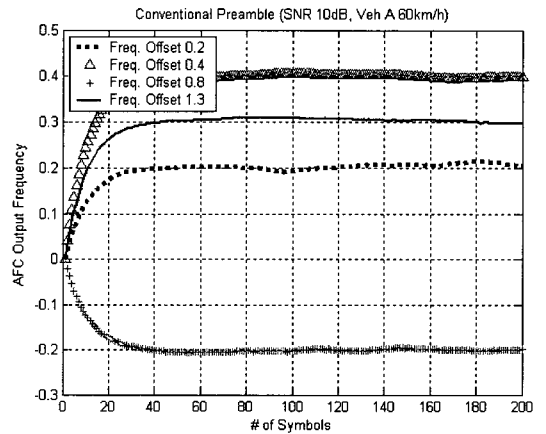


그림 12. AFC의 주파수 오프셋 추정 성능 (10dB SNR).
Fig. 12. AFC Performace of Frequency Offset Estimation (10dB SNR)

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. 이렇게 생성된 주파수 오프셋은 주파수 영역에서의 주파수 오프셋 추정과정을 거쳐 제거될 수 있다.

5.2. 제안된 알고리즘의 성능 분석

5.2.1 Timing Metric 성능 향상 알고리즘

그림 13은 초기 심볼 타이밍의 SNR에 따른 Detection, Missing 그리고 False Alarm의 확률로 성능을 나타낸 것이다. 채널은 Veh A 60km/h를 사용하였다. 여기서 임계값은 0.18인 경우에 대하여 실험하였다. 위의 그림에서 볼 수 있듯이 SNR이 증가함에 따라 False Alarm 확률과 Missing 확률은

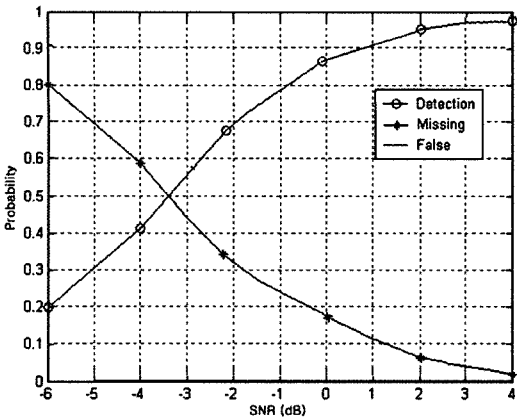


그림 13. 제안된 시간동기화 알고리즘 성능
Fig. 13. Performance of the proposed timing synchronization algorithm

점차 줄어들고 Detection 확률은 높아짐을 볼 수 있다. 그림 14는 각각의 임계값별 Mean Acquisition Time 을 보여 준다. 그림 8과 마찬가지로 False Alarm에 의한 Penalty Time은 20ms, Missing 은 10ms, Detection은 5ms를 가정하였다. 임계값에 상관없이 SNR이 높아짐에 따라 Mean Acquisition Time이 한 프레임(5ms)에 수렴하는 것을 알 수 있고 낮은 SNR 에서 Mean Acquisition Time 을 최소로 하는 임계값은 0.06임을 알 수 있다. 그림 15 은 타이밍 오프셋에 의한 트래픽 채널의 성능 저하를 나타낸 것이다. 트래픽 채널이 16QAM CTC 1/2, 64QAM CTC 2/3인 경우 각각 타이밍 오프셋 5와 64가 인가되었을 때, 어느 정도의 성능 저하가 일어나는지 살펴보도록 한다. 무선 채널은 Veh A 60km/h 를 사용하였다.

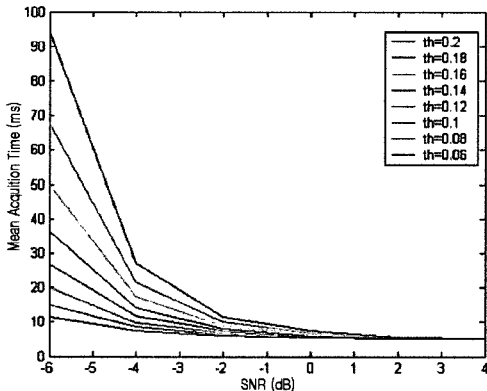


그림 14. 제안된 시간동기화 알고리즘의 Mean acquisition time
Fig. 14. Mean acquisition time by the proposed timing synchronization algorithm

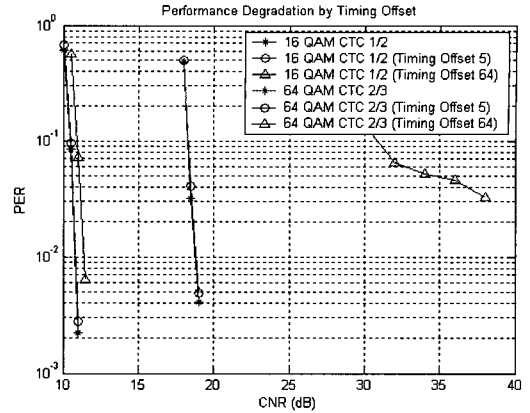


그림 15. 타이밍 오프셋에 의한 트래픽 채널 성능 저하
Fig. 15. Performance Degradation of Traffic Channel by Timing Offset

16QAM과 64QAM 모두 타이밍 오차가 5인 경우는 Ideal한 경우와 거의 유사한 성능을 보이고 있지만, 타이밍 오차가 64인 경우 16QAM의 경우 Target PER 10^{-2} 에서 0.5dB 가량의 성능 저하가 발생함을 알 수 있다. 그러나 64QAM의 경우는 Error Flow 가 나타나 원하는 성능을 얻을 수 없음을 보여주고 있다. 64QAM의 경우 신호의 Euclidian 거리가 16QAM에 비해 짧기 때문에 신호의 위상 회전 특성에 민감함을 알 수 있다. 이러한 실험 결과는 기존의 타이밍 추정 알고리즘의 경우 Fine Timing Synchronization 과정을 거치지 않는다고 가정할 경우 16QAM의 사용에는 크게 문제가 되지 않지만 64QAM은 사용할 수 없음을 의미한다. 반면 본 논문에서 제안하고 있는 타이밍 추정 알고리즘의 경우 별도의 Fine Timing Synchronization 과정 없이도 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있다.

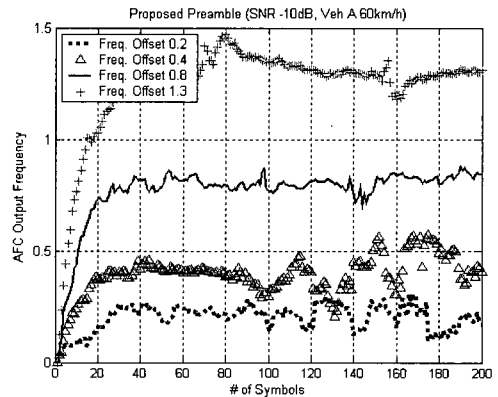


그림 16. AFC의 주파수 오프셋 추정 성능 (-10dB SNR)
Fig. 16. AFC Performance of Frequency Offset Estimation (-10dB SNR)

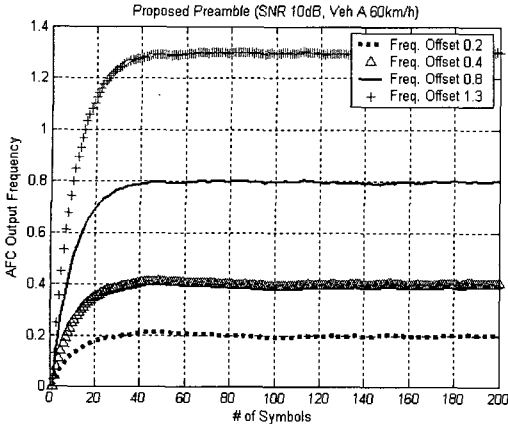


그림 17. AFC의 주파수 오프셋 추정 성능 (10dB SNR)
Fig. 17. AFC Performace of Frequency Offset Estimation (10dB SNR)

5.2.2 제안된 프리앰블의 주파수 오프셋 추정 성능

그림 16과 그림 17는 제안된 정수배 주파수 오프셋 추정 구조를 이용한 이용 AFC 의 성능을 나타 낸 것 이다. AFC 루프 필터 계수 K값은 모두 0.01 로 설정 하였다. 각각 SNR -10dB와 10dB의 상황 이며 무선 채널은 Veh A 60km/h이다. 그림 11의 경우와 마찬가지로 그림 16 역시 SNR이 낮기 때문 에 일정 값에 수렴한 이후에도 계속해서 변화가 일 어 남을 알 수 있다. 구조를 사용한 주파수 오프셋 추 정은 그림 16과 그림 17 모두 인가된 주파수 오프셋 에 관계없이 일정 값에 수렴하여 VCTCXO 의 주 파수 오프셋을 효율적으로 제거함을 알 수 있다. 이는 제안된 정수배 주파수 오프셋 추정 범위가 ±2.0이기 때문이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 효율적인 동기 성능을 위하여 802.16 및 WiBro 시스템에서 사용되는 프리앰블을 분석하여 기존에 사용되던 방식에 비해 보다 정확 한 시간 동기 알고리즘을 제안하고, 기존 프리앰블 의 문제점이었던 시간영역에서의 정수배 주파수 오프셋 추정이 가능한 주파수 동기화기 구조를 제안한 다. 기존의 시간 동기 알고리즘에 사용되던 Schmidl & Cox 방식은 Timing Metric이 OFDM 심볼의 보 호구간에서 평탄하게 나타나게 되어 정확한 심볼 타이밍 추정이 어렵다. 본 논문에서는 802.16 d/e 및 WiBro 규격의 시간영역에서 3번 반복되는 프리 앰블의 특성을 이용 하여 정확한 심볼 타이밍 위치 에서 Peak를 생성시키는 Timing Metric을 제안하고

있다. 성능 그래프에서 확인할 수 있듯이 제안된 알 고리즘을 사용할 경우 특히 낮은 값의 SNR을 갖는 채널 환경 하에서 Mean Acquisition Time과 Detection Probability가 기존의 방식보다 향상된 성 능을 보이는 것을 알 수 있다. 또한, 기존 주파수 오프셋 추정기 구조를 사용할 경우 추정 가능한 주파 수 오프셋 범위가 부반송파 주파수 간격의 ±0.5 이내 였으나, 제안된 구조를 사용할 경우 그 범위가 ±2.0으로 증가됨을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] IEEE P802.16e /D11-2004 IEEE Standards for local and metropolitan area networks part 16: Air interface for fixed broadband wireless access systems.
- [2] Telecommunications Technology Association, Specifications for 2.3GHz band Portable Internet Service Physical Layer, Dec. 2004.
- [3] T.M. Schmidl and D.C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 45, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [4] Juha Heiskala, John Terry, *OFDM Wireless LANS : A Theoretical and Practical Guide*, SAMS, 2001.
- [5] P. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," *IEEE Trans. Comm.*, vol.42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.
- [6] F. Classen, H. Meyr, "Frequency synchronization algorithms for OFDM systems suitable for communications over frequency selective fading channels," in *Proc. of IEEE VTC*, vol. 3, pp. 1655-1659, Jun. 1994.
- [7] Recommendation ITU-R M.1225, *Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000*, 1997.

노 정 호 (JungHo Noh)

준회원



2004년 2월 인하대학교 전자공 학과 공학사
2006년 2월 인하대학교 정보통 신대학원 석사
2006년 3월~현재 LG전자 이동 통신기술 연구소 <관심분야> 4세대 이동통신 시 스템, UWB 및 WiBro 시스템 무선 전송규격

선 태 형 (TaeHyoung Sun)

준회원



2005년 2월 인하대학교 컴퓨터
공학과 공학사
2005년 3월~현재 인하대학교 정
보통신대학원 석사과정
<관심분야> 4세대 이동통신 시스
템, MIMO 시스템 및 WiBro
시스템 무선 전송규격

장 경 희 (KyungHi Chang)

종신회원



1985년 2월 연세대학교 전자공
학과 공학사
1987년 2월 연세대학교 전자공
학과 공학석사
1992년 8월 Texas A & M Univ.,
EE Dept. Ph.D.
1989년~1990년 삼성종합기술원
주임연구원
1992년~2003년 한국전자통신연구원, 이동통신연구소
무선전송방식연구팀장 책임연구원
2003년~현재 인하대학교 정보통신대학원 부교수
<관심분야> 4세대 이동통신 및 3G LTE 무선전송방식,
WMAN 및 DMB 시스템 무선전송기술, Cognitive
Radio, Cross-layer Design