훈련심볼의 위상 반전과 전치순환을 이용한 주파수 오프셋의 계산방법

정회원 김 준 우*, 박 윤 옥*, 종신회원 김 환 우**

A Joint Frequency Offset Measurement Using Inversely Repeated Training Symbol and Cyclic Prefix

Jun-Woo Kim*, Youn-Ok Park* *Regular Members*, Whan-Woo Kim** *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 주파수 오프셋을 측정하는 방법을 제안하였다. 주파수 오프셋의 fractional part를 알기 위해서는 동일하게 반복되는 패턴의 위상차를 측정하면 되는데, OFDM 시스템의 전치순환(cyclic prefix)나 훈련심볼의 반복특성을 이용하면 효과적인 주파수 오프셋의 측정이 가능하다.

두 방법 모두 낮은 SNR 상황에서 주파수 오프셋을 측정하면 잡음의 영향으로 측정 오차가 발생하는데, 반복 패턴의 부호가 바뀌는 구조의 훈련심볼을 이용해 측정한 주파수 오프셋과 전치순환을 이용해 측정한 주파수 오프셋의 평균을 취하면 주파수 오프셋을 더 정확하게 측정하는 것이 가능하다.

이렇게 반복 패턴의 부호가 바뀌는 훈련심볼로는 IEEE 802.16m IMT-advanced WiMax의 primary advanced preamble (PA-preamble)이 있다. 본 논문에서는 IEEE 802.16m 시스템에서 부호가 바뀌며 반복되는 훈련심볼과 전치순환을 모두 이용해 주파수 오프셋을 정확하게 측정하는 방법을 제시하였다.

Key Words : OFDM, IEEE 802.16m, frequency offset

ABSTRACT

In this paper, a new frequency offset estimation method in OFDM system is suggested. To measure fractional part of frequency offset, the repetition feature of cyclic prefix and that of training sequence is adopted. Both method shows relatively large frequency offset estimation error under low SNR circumstances, but this error can be greatly reduced by joint measurement of cyclic prefix and inversely repeated training symbol such as primary advanced preamble (PA-preamble) of IEEE 802.16m IMT-Advanced WiMax system.

In this paper, the performance of suggested frequency offset estimation method is verified in IEEE 802.16m IMT Advanced WiMax system, using its PA-preamble and cyclic prefixes of A-preambles.

Ⅰ. 서 론

주파수 오프셋은 도플러 확산이나 단말국의 부정확한 발진기로 인해 발생하며, OFDM 시스템에서는 부반송파간 직교성을 깨뜨려 부반송파간 간섭(inter-carrier interference, ICI)을 유발한다[1]. 이러한 ICI는 수신 신호의 signal to interference and noise ratio(SINR)을 감소시켜 결국 단말의 수신 성능에 악영향을 미치게 된다.

주파수 오프셋을 측정하는 방법으로는 시간영역에서 동일한 패턴이 반복되도록 전송한 뒤, 수신한 두 패

※ 본 연구는 방송통신위원회의 차세대통신네트워크원천기술개발사업의 연구결과로 수행되었음(KCA-2011-F-041-01)
* 한국전자통신연구원 이동단말모뎀연구팀(jwkim74@etri.re.kr), ** 충남대학교 전자공학과(wwkim@cnu.ac.kr)
논문번호 : KICS2011-04-195, 접수일자 : 2011년 4월 20일, 최종논문접수일자 : 2011년 7월 13일

턴의 위상차이를 이용해 계산하는 방법[2]이 많이 사용되며, IEEE 802.11a/g WLAN[3]에서 짧은 훈련 심볼(short training sequence)과 긴 훈련 심볼(long training sequence)을 이용하는 것이 대표적인 예이다.

WLAN의 긴 훈련 심볼과 유사하게, IEEE의 IMT-advanced 규격인 IEEE 802.16m 시스템[4]의 PA-preamble(primary advanced preamble)도 시간 영역에서 두 번 반복되는 특성을 가지지만, PA-preamble은 반복되는 두 구간의 부호가 다르다는 특성을 가지고 있으므로, 이를 이용해 주파수 오프셋을 측정하기 위해서는 반복 패턴 중 하나의 부호를 뒤집어서 계산을 수행해야 한다.

OFDM시스템의 전치순환(cyclic prefix)[5]또한 시간 영역에서 반복되는 특성을 만들게 되므로 이를 이용해 주파수 오프셋을 계산할 수도 있다.

주파수 오프셋 측정을 위해 훈련심볼을 이용하는 방법과 전치순환을 이용하는 방법들은 모두 낮은 SNR 환경에서 정확도가 감소하는 단점이 있는데, 본 논문에서는 IEEE 802.16m의 PA-preamble과 같이 반복패턴의 위상이 바뀌는 훈련심볼과 전치순환을 같이 사용해 주파수 오프셋을 측정하면 낮은 SNR 상황에서도 측정의 정확도를 크게 높일 수 있음을 보이고 이를 시뮬레이션으로 증명하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 반복 훈련 심볼 및 부호역전 반복 훈련심볼의 생성 원리 및 훈련심볼과 전치순환을 이용한 주파수 오프셋 계산 방법에 대해 설명하고, 3장에서는 두 방법을 연계시켜 정확도를 높이는 방법을 제안하며, 4장에서는 시뮬레이션 결과를 제시한다.

Ⅱ. 훈련심볼의 생성과 주파수 오프셋 계산

2.1 반복 구조 훈련심볼의 생성과 특성

IEEE 802.11a/g WLAN, IEEE 802.16e Mobile WiMax, IEEE 802.16m IMT-advanced WiMax 등 대부분의 OFDM 시스템에서 훈련심볼이나 프리앰블 심볼은 식(1)과 같이 주파수 영역의 부반송파를 일정 간격마다 균등하게 배치하여 시간영역에서 반복특성을 갖도록 설계되었다[6].

$$r(n)=\sum_{k=0}^{N-1}s(k)\exp\left(j\frac{2\pi kn}{N}\right),$$
$$s(k)=\begin{cases}d(k), & k=A+Dk',k'=0,\ldots L-1\\ 0, & otherwise\end{cases} \quad (1)$$

전송되는 OFDM 훈련심볼의 시간영역 값인 $r(n)$은 주파수 영역 값인 $s(k)$를 역퓨리에 변환하여 생성된다. $s(k)$는 일정한 간격 D만큼 떨어진 부반송파들인 $d(k')$의 집합이고, A는 DC 부반송파를 0번으로 두었을 때 첫 번째 유효한 부반송파 앞에 위치하는 null 부반송파의 개수이다. 그림 1에서는 WLAN의 짧은 훈련심볼의 예를 보였으며, 여기서 A는 4, D도 4의 값을 가진다.

식(1)의 $s(k)$를 $d(k')$를 이용해 표현하면 시간영역 송신신호 $r(n)$은 다음과 같이 나타내어질 수 있다.

$$r(n)=\exp\left(j\frac{A\times 2\pi n}{N}\right)\times\sum_{k'=0}^{L-1}d(k')\exp\left(j\frac{D\times 2\pi nk'}{N}\right) \quad (2)$$

이렇게 형성된 $r(n)$은 시간영역에서 반복되는 특성을 가지는데, D는 하나의 OFDM 심볼 내에서 동일한 패턴이 몇 번 반복되는지를 결정하게 되고, A는 반복되는 패턴에 상수의 위상회전 인자가 곱해지는 효과를 낸다. 이 때 인접한 두 반복패턴간의 위상차는 $2\pi\times A/D$가 된다. WLAN의 짧은 훈련심볼을 이용해 확인한 결과, A가 각각 1,2,3,4의 값을 가지게 되면 두 반복패턴의 위상차는 각각 $\pi/2$, π, $3\pi/2$, 2π가 됨을 확인할 수 있었다.

A가 4이고 D도 4인 WLAN의 짧은 훈련심볼에서는 한 심볼에서 같은 패턴이 4번 반복되며, 두 반복패턴간의 위상차이가 없는 반면, IEEE 802.16m의 PA-preamble의 경우에는 A가 1이고 D는 2이므로 동일한 패턴이 PA-preamble 심볼 내에서 두 번 반복되고, 두 패턴의 위상차는 π에 해당하는 -1이 된다. 따라서 IEEE 802.16m의 PA-preamble은 다음 그림과 같은 모양이 된다. 여기서 LCP는 256이고 N은 2048이다.

따라서 부반송파 간격으로 정규화된 주파수 오프셋 ϵ가 있는 상황에서 단말이 수신한 PA-preamble 신호

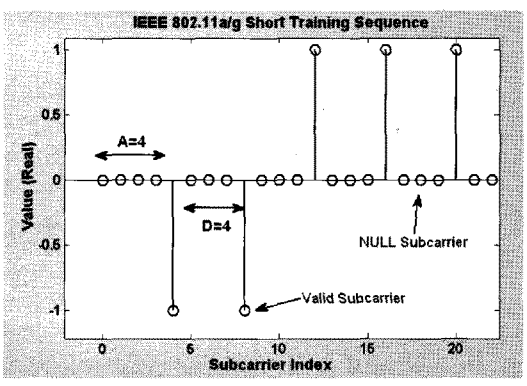


그림 1. IEEE 802.11a/g의 짧은 훈련심볼.

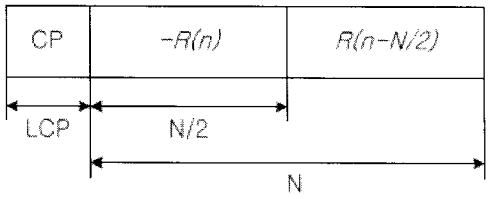


그림 2. IEEE 802.16m에서 PA-preamble의 반복특성.

$y(n)$의 앞부분과 뒷부분의 관계는 다음 식(3)과 같이 표현될 수 있다.

$$y(n)=\begin{cases} -R(n) & , (n=0,1,...,N/2-1) \\ R(n)\exp(j\pi\varepsilon), & (n=N/2,...,N-1) \end{cases} \quad (3)$$

반면 Cyclic Prefix의 반복특성은 다음 식(4)와 같이 표현될 수 있다.

$$y(n)=\begin{cases} r(n) & , (n=0,1,...,LCP-1) \\ r(n)\exp(j2\pi\varepsilon), & (n=N-1,...,N+LCP-1) \end{cases} \quad (4)$$

2.2 훈련심볼을 이용한 주파수 오프셋 계산

주파수 오프셋의 소수 부분(fractional part)은 시간 영역에서 동일하게 반복되는 패턴간의 위상차이로부터 계산될 수 있다[1,2].

하나의 OFDM 심볼에서 동일한 패턴이 위상차 없이 두 번 반복되는 경우에 정규화된 주파수 오프셋은 다음 식(5)와 같이 계산될 수 있다[1].

$$\hat{\varepsilon}=\frac{1}{\pi}\arg\left\{\sum_{k=0}^{N/2-1} y^*(k)\times y\left(k+\frac{N}{2}\right)\right\} \quad (5)$$

반면, IEEE 802.16m의 PA-preamble에서처럼 반복패턴이 위상차를 가지고 반복되는 경우에는 식(3)과 같은 형태이므로, 정규화된 주파수 오프셋을 구하기 위해 식(6)과 같이 반복패턴의 위상차를 보정한 뒤 계산을 수행하면 된다. 본 설계에서는 π만큼의 위상차에 해당하는 -1을 곱해서 보상하였다.

$$\hat{\varepsilon}=\frac{1}{\pi}\arg\left\{\sum_{k=0}^{N/2-1} -y^*(k)\times y\left(k+\frac{N}{2}\right)\right\} \quad (6)$$

2.3 전치순환을 이용한 주파수 오프셋 계산

OFDM의 각 심볼의 전치순환부는 심볼의 뒷부분을 복사한 것이므로 이를 이용한 주파수 오프셋 계산이 가능하다. 식(4)와 같은 전치순환 특성을 이용하여 주파수 오프셋을 계산하는 식은 다음 식(7)과 같다[7].

$$\hat{\varepsilon}=\frac{1}{2\pi}\arg\left\{\sum_{k=0}^{LCP-1} y^*(k)\times y(k+N)\right\} \quad (7)$$

여기서 LCP는 전치순환부의 길이이다. 전치순환부와 심볼 뒷부분의 동일한 패턴간의 거리는 OFDM 심볼 하나의 길이인 N이다.

전치순환을 이용하는 방법은 모든 OFDM 심볼에 전치순환부가 존재하므로 측정할 수 있는 샘플의 개수가 많아 통계적 신뢰성을 높일 수 있다는 장점이 있는 반면, 두 반복 패턴간의 거리가 길어서 측정할 수 있는 주파수 오프셋의 영역이 좁다는 단점이 있다. 따라서, 동일한 주파수 오프셋을 계산하기 위해 식(6)에서는 최종적으로 π로 나눠주지만 식(7)에서는 2π로 나눠주어야 한다.

하나의 OFDM 심볼 내에서 동일패턴이 두 번 반복되는 훈련심볼을 사용하면 ±1까지의 주파수 오프셋을 측정할 수 있는 반면, 전치순환 특성을 이용하면 부반송파 간격의 절반인 ±0.5의 주파수 오프셋을 측정할 수 있으므로 정수배 주파수 오프셋 계산을 더 정밀하게 수행해야 한다.

Ⅲ. 제안하는 주파수 오프셋 계산법

3.1 잡음의 영향을 제거하는 주파수 오프셋 계산법

낮은 SNR 상황에서 수신 신호는 많은 잡음(W) 신호를 포함하므로, 이를 고려한 수신신호 $\tilde{y}(n)$는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\tilde{y}(n)=y(n)+W \quad (8)$$

전치순환을 이용해 주파수 오프셋을 구하는 식(7)에 수식(8)을 대입하면 그 결과로 계산된 주파수 오프셋 $\widehat{\epsilon_{CP}}$는 식 (9)과 같이 표현될 수 있다.

그리고, IEEE 802.16m의 PA-preamble과 같이 반복패턴의 부호가 바뀌는 훈련심볼을 이용해 주파수 오프셋을 구하는 식 (6)에 수식 (8)을 대입하면 PA-preamble을 이용해 구해진 주파수 오프셋 $\widehat{\epsilon_{PA}}$가 식 (10)와 같이 표현된다.

식(9)와 식(10)에서 잡음 성분의 전력인 $|W|^2$가 결

$$\hat{\varepsilon}_{CP}=\frac{1}{2\pi}\arg\left\{\frac{1}{LCP}\sum_{k=0}^{LCP-1}\tilde{y}^{*}(k)\times\tilde{y}(k+N)\right\}=\frac{1}{2\pi}\arg\left\{\frac{1}{LCP}\sum_{k=0}^{LCP-1}\left[\left(r(k)+W\right)^{*}\times\left(r(k+N)+W\right)\right]\right\}$$
$$=\frac{1}{2\pi}\arg\left\{\frac{1}{LCP}\sum_{k=0}^{LCP-1}\left[|r(k)|^{2}+r^{*}(k)W+r(k)W^{*}+|W|^{2}\right]\right\}\square\frac{1}{2\pi}\arg\left\{\frac{1}{LCP}\sum_{k=0}^{LCP-1}\left[|r(k)|^{2}+|W|^{2}\right]\right\} \quad (9)$$

$$\hat{\varepsilon}_{PA}=\frac{2}{\pi}\arg\left\{\frac{2}{N}\sum_{k=0}^{N/2-1}-\tilde{r}^{*}(k)\times\tilde{r}\left(k+\frac{N}{2}\right)\right\}=\frac{2}{\pi}\arg\left\{\frac{2}{N}\sum_{k=0}^{N/2-1}\left[-\left(-R(k)+W\right)^{*}\times\left(R\left(k+\frac{N}{2}\right)+W\right)\right]\right\}$$
$$=\frac{2}{\pi}\arg\left\{\left[\frac{2}{N}\sum_{k=0}^{N/2-1}|R(k)|^{2}-W^{*}R(k)+R^{*}(k)W-|W|^{2}\right]\right\}\square\frac{2}{\pi}\arg\left\{\left[\frac{N}{2}\sum_{k=0}^{N/2-1}|R(k)|^{2}-|W|^{2}\right]\right\} \quad (10)$$

$$\hat{\varepsilon}=\frac{1}{2}\left(\hat{\varepsilon}_{CP}+\hat{\varepsilon}_{PA}\right)=\frac{1}{2\pi}\arg\left\{mean\left(|r(k)|^{2}+|W|^{2}\right)\right\}+\frac{1}{\pi}\arg\left\{mean\left(|R(k)|^{2}-|W|^{2}\right)\right\} \quad (11)$$

과에 반영되는 부호가 다르다는 것을 확인할 수 있다. 즉, 전치순환부를 이용해 주파수 오프셋을 구할 때에는 잡음 전력은 계산된 주파수 오프셋의 크기가 실제보다 크게 구해지게 하며, PA-preamble로 주파수 오프셋을 구할 때에는 계산된 결과가 잡음 전력 때문에 실제보다 작게 구해지게 된다. 따라서 두 식의 평균을 구하면 다음 식 (11)과 같이 잡음 전력의 영향을 제거할 수 있다. 남아있는 잡음의 영향은 에너지값이 아니라 수신 신호에 잡음 성분이 단순히 곱해진 형태이므로 긴 시간동안 누적시키면 0으로 수렴하게 된다. 이러한 주파수 오프셋 계산기의 구조를 그림 3에서 보였다.

PA-preamble과 전치순환부를 이용하여 각각 구해진 주파수 오프셋은 식(11)과 같이 동일한 가중치로 평균을 취해야 한다. 전치순환부의 개수는 PA-preamble보다 훨씬 많기 때문에 전치순환부로 구한 주파수 오프셋 전체에 대한 평균을 먼저 취한 뒤, 그 결과와 PA-preamble로 구한 주파수 오프셋을 평균한다.

전치순환을 이용한 주파수 오프셋 측정은 ±0.5의 주파수 오프셋까지만 측정할 수 있기 때문에 그 이상의 주파수 오프셋이 있는 경우에는 측정 오류가 생기게 된다. 따라서 PA-preamble로 측정한 주파수 오프셋의 절대값이 0.5를 넘으면 전치순환을 이용해 측정한 결과는 정수배 오차를 포함할 것이므로 이를 보상한 후에 식(11)과 같은 과정을 거쳐야 한다.

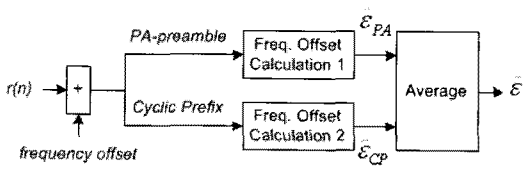


그림 3. 제안하는 주파수 오프셋 계산기의 구조

Ⅳ. 시뮬레이션 환경 및 결과

4.1 시뮬레이션 환경

본 논문에서 제안한 방법의 성능을 검증하기 위해 IEEE 802.16m 시스템 환경에서 시뮬레이션을 수행하였다. IEEE 802.16m의 20ms super frame은 그림 4와 같이 4개의 A-preamble(advanced preamble)로 구성되는데, A-preamble들은 1개의 PA-preamble과 3개의 Secondary advanced preamble (SA-preamble)로 이루어져 있다. PA-preamble은 그림 2와 같이 부호가 역전되며 반복되는 구조를 가지지만, SA-preamble은 전치순환 이외에는 반복특성이 없다.

전치순환을 이용해 주파수 오프셋을 계산할 때에는 A-preamble들의 전치순환들만을 이용하였다. 일반 심볼들의 전치순환은 바로 앞 심볼의 다중경로 페이딩 성분에 의한 심볼간 간섭(ISI)의 영향을 받을 수도 있고, 전송할 데이터가 없으면 OFDM 심볼 자체가 없을

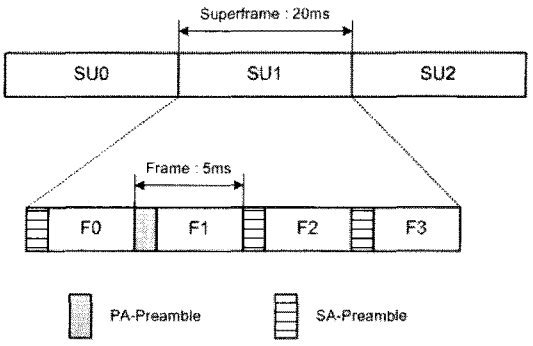


그림 4. IEEE 802.16m의 A-preamble들.

수도 있는 반면, A-preamble들의 바로 앞에는 신호가 전송되지 않는 RTG 구간이 존재하므로 앞 심볼의 다중경로지연 성분의 영향을 받지 않으며, 정해진 시간에 필수적으로 전송되기 때문이다.

시뮬레이션에 사용된 IEEE 802.16m 시스템의 주요 파라미터는 다음과 같다.

표 2, 표 3 및 표 4는 시뮬레이션 및 시험에 사용된

표 1. 시험 및 시뮬레이션에 사용된 parameter

Parameter	Value
Duplex 방식	TDD
Frame 구조	20 ms super frame (4개의 5ms frame으로 구성)
Training symbol	1 PA-preamble, 3 SA-preamble
시스템 대역폭	20 MHz
FFT 크기	2048
Carrier 주파수	2.3 GHz
Sampling 주파수	11.2 MHz
시뮬레이션 채널모델	AWGN, Ped-A, Vehicular-A/B
하향:상향링크비	35:12 (Symbols)
Cyclic prefix 길이	256 Sample
부반송파간 간격	9.766 kHz
TTG+RTG	165.714 us

표 2. Pedestrian-A 채널의 파라미터

Tap	Relative Delay (ns)	Average Power (dB)
1	0	0
2	110	-9.7
3	190	-19.2
4	410	-22.8

표 3. Vehicular-A 채널의 파라미터

Tap	Relative Delay (ns)	Average Power (dB)
1	0	0
2	310	-1.0
3	710	-9.0
4	1090	-10.0
5	1730	-15.0
6	2510	-20.0

표 4. Vehicular-B 채널의 파라미터

Tap	Relative Delay (ns)	Average Power (dB)
1	0	-2.5
2	300	0
3	8,900	-12.8
4	12,900	-10.0
5	17,100	-25.2
6	20,000	-16.0

ITU-R의 pedestrian-A 및 vehicular-A/B 채널[9]의 파라미터를 보이고 있다.

4.2 시뮬레이션 결과

그림 5는 0.01024의 주파수 오차를 인가했을 때 AWGN환경, 그림 5는 pedestrian-A채널 환경에서 주파수 오프셋을 측정한 결과로, 100 super-frame동안 측정한 주파수 오프셋의 평균값을 나타내었다.

PA-preamble을 이용해 측정된 주파수 오프셋과 전치순환을 이용하여 측정된 주파수 오프셋은 높은 SNR 상황에서는 거의 비슷하지만 잡음 전력 레벨이 높아질수록 큰 오차를 보이게 되는데, 식(9)와 (10)에서 보인 것과 같이 두 방법의 오차가 누적되는 방향이 서로 반대임을 확인할 수 있다. 이러한 현상은 AWGN과 페이딩 채널에서 공통적으로 확인된다.

따라서 본 논문이 식(11)에서 제안한 방법대로 PA-preamble과 전치순환에 의해 각각 계산된 주파수 오프셋을 합한 결과는 낮은 SNR 영역에서도 오차를 크게 줄일 수 있음을 확인할 수 있었다.

그림 7은 vehicular-A 60km/h 채널, 그림 8은 vehicular-B 100km/h 채널 환경에서 시뮬레이션한 결

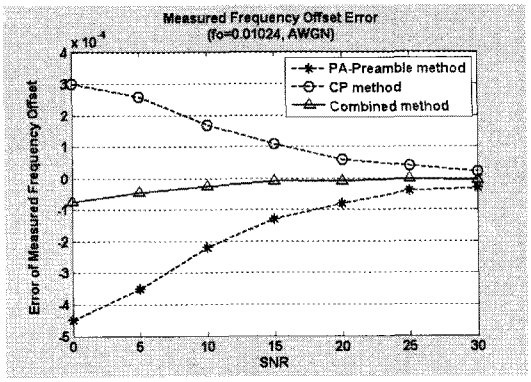


그림 5. 측정된 주파수 오프셋. AWGN 채널.

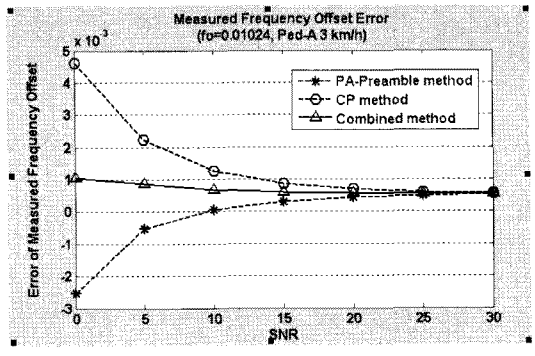


그림 6. 측정된 주파수 오프셋. Ped-A 3km/h.

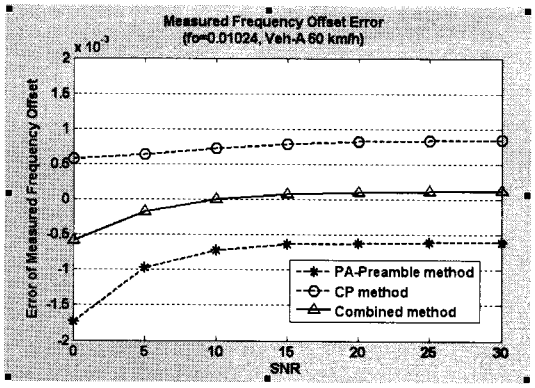


그림 7. 측정된 주파수 오프셋. vehicular-A 60km/h.

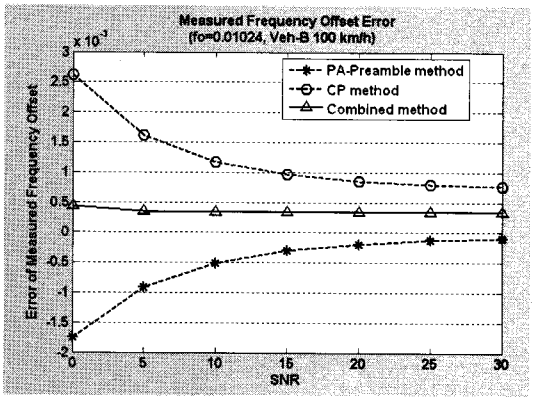


그림 8. 측정된 주파수 오프셋. vehicular-B 100km/h.

과이다.

Vehicular-A 채널에서 본 논문에서 제안한 방법으로 구해진 결과는 기존의 방법들에 비해 오차를 상당히 줄일 수 있었던 것을 확인할 수 있다. 반면 vehicular-B 채널에서 시뮬레이션한 결과는 채널의 초기값 및 시뮬레이션 환경에 따라 다양한 결과를 보여주는데, 통상적으로 전치순환을 이용해 측정한 주파수 오프셋이 PA-preamble을 이용해 측정한 값보다 오차가 큰 경향을 보였다. 그리고 이 경우에도 낮은 SNR 상황에서는 본 논문에서 제안한 방법이 더 높은 신뢰성을 보여준다.

그림 9는 8kHz의 주파수 오차(0.8192)가 발생한 경우를 AWGN채널 환경에서 시뮬레이션한 결과이다. 전치순환을 이용해 측정한 결과는 정수배 주파수 오차가 발생해 약 -0.18의 값을 나타내게 되는데, PA-preamble을 이용해 계산된 값이 0.5보다 크기 때문에 정수배 주파수 오프셋이 발생했음을 인지하고 전치순환으로 측정한 결과에 1을 더해서 보상한 결과를 그림 9에 도시하였다.

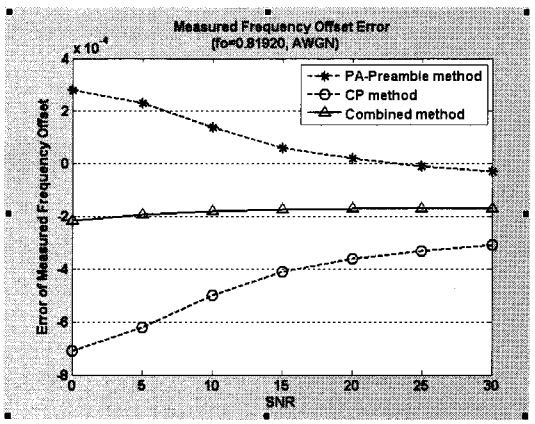


그림 9. 정수배 오차가 있는 경우. AWGN.

일단 정수배 주파수 오차가 발생하면 전치순환을 이용하여 측정한 값은 PA-preamble을 이용하여 계산된 주파수 오프셋 값에 비해 상대적으로 큰 오차를 보인다는 것을 알 수 있다. 페이딩 채널을 포함하여 시뮬레이션한 결과도 유사한 경향을 보였다. 따라서 정수배 주파수 오프셋이 발생했다는 것이 인지되면 우선 PA-preamble로 측정한 주파수 오프셋 값만을 이용하여 주파수 오프셋 보상을 실시한 뒤, 충분히 주파수 오프셋이 작아졌다고 판단되면 그 때 식(11)에서 제안한 것과 같이 PA-preamble과 전치순환부를 모두 이용하여 주파수 오프셋을 측정하는 것이 좋을 것이다.

V. 결 론

본 논문에서는 OFDM 시스템의 훈련심볼이 시간영역에서 반복되며 부호가 바뀌도록 생성하는 방법을 설명하고, 이러한 특징과 전치순환부의 반복특성을 이용한 주파수 오프셋 계산 방법을 제시하였다. 그리고 이러한 구조의 훈련심볼인 IEEE 802.16m 시스템의 PA-preamble을 이용하여 시뮬레이션한 결과도 제시하였다.

훈련심볼의 반복 패턴에서 부호가 바뀌게 되면, 이를 이용해 계산된 주파수 오프셋 값은 전치순환을 이용하여 계산된 주파수 오프셋 값에 비해 잡음과 간섭에 의한 에너지가 반대의 부호로 더해지게 되므로 두 가지 방법에 의해 구해진 주파수 오프셋의 평균을 취하면 잡음 및 간섭의 영향을 거의 배제한 주파수 오프셋을 구할 수 있음을 알 수 있다.

본 논문에서 제시한 방법은 다양한 채널 환경에서 비교대상인 다른 방법들에 비해 우수한 정밀도를 보였으며, 특히 SNR값이 작아 잡음의 영향이 큰 환경일수

록 주파수 오프셋 측정 오차를 크게 줄일 수 있음을 보일 수 있었다.

주파수 오프셋은 부반송파간 간섭을 유발해 시스템의 수신 SNR 수준을 감소시키는 것과 동일한 영향을 미친다. 특히 최근의 많은 OFDM 시스템들은 채널 추정을 위해 여러 OFDM 심볼들의 파일럿 부반송파를 사용하므로 선행 연구[11]에서 보인 것에 비해 복조기의 성능이 주파수 오프셋에 훨씬 더 민감하다. 따라서 본 논문에서 제시한 방법은 정확한 주파수 오프셋의 측정을 통해 특히 낮은 SNR 상황에서의 수신 성능 개선에 큰 기여를 할 수 있을 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

[1] P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. Commun., Vol.42, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

[2] T.M.Schmidl and D.C.Cox, "Low-overhead, low-complexity [burst] synchronization for OFDM," Proc.ICC, pp.1301-1306, 1996

[3] "Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications," Standard for Information Technology, LAN/MAN Standard Committee of the IEEE Computer Society, New York, NY, 2007.

[4] IEEE P802.16m/D12, "DRAFT Amendment to IEEE Standard for Local and metropolitan area networks, Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems," Apr. 2011

[5] Richardvan Nee and R. Prasad, OFDM for wireless MultiMedia Communications, Artech House, 2000

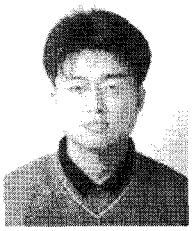
[6] Hua Zhou, Hiroyuki Hayashi, Tokuro Kubo, Jie Zhang, "A Noble carier frequency offset estimation method for IEEE 802.16E system," Globecom 2007, pp.2826-2830

[7] M. Sandell, J. J. van de Beek, and P. O. B¨orjesson, "Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix," in Proc. IEEE Int. Symp. Synchronization, Essen, Germany, Dec. 1995, pp.16-19.

[8] 강승원, 선태형, 장경희, 임인수, 어익수, "IEEE 802.16e OFDMA-TDD 시스템 Digital Front End의 Fixed-point 설계 최적화", 한국통신학회논문지 06-7 Vol.31 No.7C, pp.735-742

[9] ITU-R Rec. M.1225, "Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000."

[10] S. K. Manusani, R. S. Kshetrimayum and R. Bhattacharjee, "Robust Time and Frequency Synchronization in OFDM based 802.11a WLAN systems," Annul India Conference 2006, pp.-4, Sept. 2006.



김 준 우 (Jun-Woo Kim) 정회원

1996년 2월 경북대학교 전자공학과 학사

1998년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사

2006년 3월~현재 충남대학교 정보통신공학부 박사과정

1998년 1월~2001년 9월 데이콤 종합연구소 연구원

2001년 10월~현재 한국전자통신연구원 연구원

<관심분야> 디지틀 신호처리, 디지털 통신

박 윤 옥 (Youn-Ok Park) 정회원

1986년 2월 한양대학교 전자공학과 학사

1997년 2월 충남대학교 컴퓨터공학과 석사

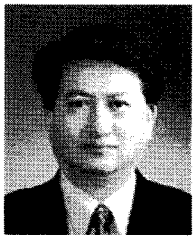
2011년 2월 충남대학교 정보통신공학과 박사

1985년 12월~1987년 1월 삼성전자 종합연구소 연구원

1987년 2월~현재 한국전자통신연구원 팀장(책임연구원)

<관심분야> 디지틀 통신, CDMA, OFDMA, MIMO

김 환 우 (Whan Woo Kim) 종신회원



1977년 2월 서울대학교 전자공학과 학사
1979년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
1988년 6월 University Of Utah 전자공학과 박사
1980년 6월~현재 충남대학교 정보통신공학부 교수

<관심분야> 디지털 신호처리, 초고속 디지털 통신