

OFDM 시스템에서의 패킷들의 상관관계를 이용한 주파수 오프셋 예측 알고리즘

정희원 김 상 식*, 광 재 민**, 박 종 수*, 최 종 찬***, 이 용 석*

A Frequency Offset Estimation Algorithm using Frequency Offsets Estimated from Previous Packets in OFDM System

Sang-sik Kim*, Jae-min Kwak**, Jong-su Park*, Jong-chan Choi***,
Yong-Surk Lee* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 패킷기반의 OFDM 무선 통신 시스템에서 주파수 오프셋 예측 결과를 인접한 패킷들의 상관관계를 이용하여 오차를 최소화하는 알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘은 이전 패킷에서 예측된 주파수 오프셋과 현재 패킷에서 예측한 주파수 오프셋의 신뢰도를 판단하고 가장 높은 신뢰도를 가진 예측치를 선택하여 최종 주파수 오프셋 예측치의 오차를 최소화 하였다. 본 논문에서는 IEEE802.11a와 IEEE802.11p의 표준에서 제시한 프리앰블을 훈련심볼로 사용하였다. 실험결과를 통해, 제안된 알고리즘은 주파수 오프셋 예측치의 신뢰도를 판단하기 위해 사용하는 비교 패킷의 수에 따라 주파수 오프셋 예측성능의 차이가 있으며, SNR이 비교적 낮은(2dB 이하) 환경일수록 주파수 오프셋 예측성능이 기존 예측 알고리즘보다 우수함을 확인하였다.

Key Words : OFDM, IEEE802.11a, Frequency offset, SNR, MSE

ABSTRACT

This paper presents a frequency offset estimation scheme which can be used for packet based OFDM communication systems. The proposed scheme detects the failure of performing coarse frequency offset estimation and compensates the error of estimated coarse frequency offset. The preamble structure considered in this paper is based on the preamble specified in IEEE802.11a and IEEE802.11p standards. We performed simulation to compare the performance according to the different number of reference packets used to detect the failure of performing coarse frequency offset estimation. The simulation results show that the proposed scheme has better performance than the conventional scheme in the low SNR(below 2dB) environment.

I. 서 론

최근 들어 정보의 전송 매체인 주파수 대역을 효율적으로 사용하면서 동시에 보다 많은 양의 정보를 빠르게 보낼 수 있는 고속 전송에 대한 수요가

확대됨에 따라 차세대 이동통신 기술로 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송 기술이 큰 관심을 끌고 있다^[1].

OFDM 방식은 전송 효율이 높고, 단일 반송파 방식에 비해 상대적으로 부채널 수만큼 심볼구간을

* 연세대학교 전기전자공학과 프로세서 연구실 (sskim@dubiki.yonsei.ac.kr)

** 목포해양대학교 해양전자통신공학부 (kjm@mmu.ac.kr)

*** 전자부품연구원 SoC연구센터 (choi@keti.re.kr)

논문번호 : KICS2008-03-126, 접수일자 : 2008년 3월 13일, 최종논문접수일자 : 2008년 6월 4일

확대시키는 효과가 있어 심볼간 간섭(ISI : Inter Symbol Interference)에 강하다. 이때, 변조된 부분송파는 한 심볼 구간 동안 직교성을 유지하도록 심볼 구간이 설정되며, 보호구간을 삽입하여 다중경로 채널의 지연확산에도 강하다^{[2][3]}. 그리고 선택적 페이딩 채널(selective fading channel)에서 각각의 부채널이 flat 페이딩처럼 보이기 때문에 채널에 의한 신호의 왜곡을 완화시키는 효과가 있으며 이로 인해 등화기(equalizer)가 간단해진다는 장점도 있다^[4].

그러나 OFDM 방식은 부분송파 간의 간격이 매우 좁기 때문에 주파수 오프셋에 민감하다는 단점이 있다^[5]. 주파수 오프셋은 송신기와 수신기의 발진기(oscillator) 동작의 불일치와 도플러(Doppler) 천이효과로 인해 발생하게 되며^[6], 이를 해결하기 위해 많은 연구가 이루어져 왔다^{[7][11]}. [10][11]에서는 프리앰블을 이용한 주파수 오프셋 예측 및 보상 방법이 제시되었다.

하지만 기존 연구들의 대부분은 수신된 프리앰블 신호를 사용하여 단일 패킷의 정확한 주파수 오프셋을 예측하는 것에 초점을 맞추고 있을 뿐 각 패킷에서 예측한 주파수 오프셋들 사이의 상관관계를 고려하지 않고 있다. 따라서 단일 패킷의 잘못된 주파수 오프셋 예측으로 인해 발생하는 성능열화 현상을 막을 수 없는 문제점이 있다.

본 논문에서는 인접한 패킷들 사이의 상관관계를 이용하여 현재 패킷에서 큰 오차가 발생한 주파수 오프셋 예측치를 이전 패킷에서 예측한 신뢰도가 높은 주파수 오프셋 예측치로 대체함으로써 주파수 오프셋 예측 오차를 최소화하는 알고리즘을 제안한다.

II장에서는 기존의 프리앰블을 이용한 주파수 오프셋 예측기법을 소개하고, 패킷 사이의 상관관계를 이용할 수 있는 타당한 근거를 제시한다. III장에서는 제안하는 알고리즘과 제안하는 알고리즘의 성능에 영향을 미치는 ‘비교 패킷의 수’에 따른 성능차이와 문제점에 대해 분석한다. IV에서는 시뮬레이션을 통해 기존 예측기법과 제안한 알고리즘을 적용한 예측기법의 성능차이를 비교 분석하고, 제안한 알고리즘을 비교 패킷 수를 달리하여 각각의 예측 성능을 비교한다.

II. 주파수 오프셋과 주파수 오프셋 예측

2.1 프리앰블 구조

그림 1은 IEEE802.11a와 IEEE802.11p 표준에서 제시된 프리앰블 구조를 나타내고 있다^{[12][13]}.

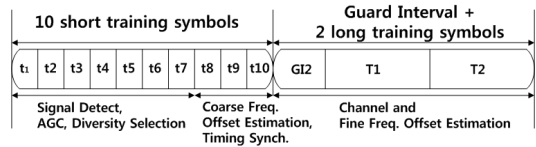


그림 1. IEEE802.11a/p 표준에서 제시된 프리앰블 구조

프리앰블은 동일한 10개의 짧은 훈련심볼과 2개의 긴 훈련심볼로 구성되며, GI2는 64개의 샘플길이를 갖는 T1 또는 T2의 뒷부분의 32개의 샘플길이를 갖는 Cyclic Prefix이다.

2.2 주파수 오프셋 예측 알고리즘

본 절에서는 위 그림 1의 프리앰블을 이용하여 주파수 오프셋을 예측하는 알고리즘에 대해 간단히 소개한다. 그림 1의 프리앰블 신호는 아래와 같은 수식으로 표현된다.

$$x(n) = \begin{cases} x_{short}(n), & n = 1, 2, \dots, 160 \\ x_{long}(n), & n = 161, 162, \dots, 320 \end{cases} \quad (1)$$

수식 (1)에서 $x_{short}(n)$ 은 짧은 훈련심볼의 시간영역 이산신호, $x_{long}(n)$ 은 GI2와 긴 훈련심볼의 시간영역 이산신호를 나타내고 있다. 이 프리앰블 신호가 주파수 오프셋이 존재하는 환경에서, AWGN(Additive White Gaussian Noise)이 존재하는 다중경로를 통해 수신되어 AGC(Automatic Gain Control)와 신호검출과정을 거치게 되면 다음과 같은 이산신호로 표현된다.

$$r(n) = \sum_{l=1}^{N_h} h_l x(n-l) e^{j\frac{2\pi \epsilon n l}{N}} + v(n) \quad (2)$$

수식 (2)에서 h_l 은 다중경로 채널의 임펄스 응답을 나타내고, N_h 은 다중경로 채널의 길이를 나타낸다. $v(n)$ 은 AWGN, N 은 IFFT/FFT 포인트 수이며 ϵ 는 부분송파 간의 간격에 따라 정규화된 주파수 오프셋이다.

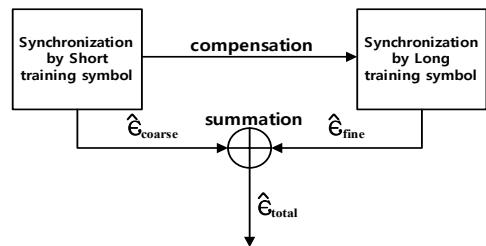


그림 2. 기존의 주파수 오프셋 예측 과정

$r(n)$ 에 대한 주파수 오프셋 예측은 그림 2와 같은 과정을 통해 이루어진다. 먼저 짧은 훈련심볼에서 대략적인 주파수 오프셋($\hat{\epsilon}_{coarse}$)을 예측하고, 이 예측 값을 수신신호에 보상한 후 긴 훈련심볼을 이용하여 보다 세밀한 주파수 오프셋($\hat{\epsilon}_{fine}$)을 예측하고, 이 둘을 더하여 최종 주파수 오프셋 ($\hat{\epsilon}_{total}$)을 예측한다.

짧은 훈련심볼(t_8, t_9, t_{10})을 이용한 대략적인 주파수 오프셋 예측은 다음과 같이 수행된다.

$$\hat{\epsilon}_{coarse} = \frac{N}{2\pi \times 16 \times 2} \left[\arg \left(\sum_{n=113}^{128} r^*(n)r(n+16) \right) + \arg \left(\sum_{n=129}^{144} r^*(n)r(n+16) \right) \right] \quad (3)$$

수식 (3)에 의해 예측한 주파수 오프셋을 수신신호에 보상한 후, 긴 훈련심볼(T_1, T_2)을 이용한 세밀한 주파수 오프셋 예측은 다음과 같이 수행된다.

$$\hat{\epsilon}_{fine} = \frac{1}{2\pi} \arg \left[\sum_{n=193}^{256} r^*(n)r(n+64) \right] \quad (4)$$

수식 (3)과 수식 (4)에 의해 예측한 주파수 오프셋을 이용하여 최종 주파수 오프셋은 다음과 같이 예측된다.

$$\hat{\epsilon}_{total} = \hat{\epsilon}_{coarse} + \hat{\epsilon}_{fine} \quad (5)$$

여기서 주파수 오프셋에 의한 위상 회전량을 계산하기 위해 아크탄젠트 연산을 수행하게 되므로, 주파수 오프셋 예측 범위는 다음과 같다.

$$-\pi < \frac{2\pi\epsilon N_D}{N} < \pi \quad (6)$$

수식 (6)의 N_D 가 짧은 훈련심볼은 16이고 긴 훈련심볼에서는 64이므로, 짧은 훈련심볼과 긴 훈련심볼이 예측할 수 있는 주파수 오프셋의 범위가 서로 다르다. 수식 (6)에 의해 짧은 훈련심볼에 의해 예측할 수 있는 주파수 오프셋의 범위는 $|\epsilon| < 2$ 이고, 긴 훈련심볼에 의해 예측할 수 있는 범위는 $|\epsilon| < 0.5$ 가 된다. 따라서 짧은 훈련심볼에 의한 주파수 오프셋 예측오차가 긴 훈련심볼의 예측가능 범위를 벗어나는 경우(FCFO : Failure of Coarse Frequency Offset estimation)에 긴 훈련심볼에서는 이를 보상할 수 없으므로 최종적인 주파수 오프셋은 그 만큼

의 오차가 발생하게 된다.

2.3 주파수 오프셋

주파수 오프셋은 수신기와 송신기 사이의 발진기(oscillator)의 동작 주파수 불일치와 송·수신기의 움직임으로 인한 도플러(Doppler) 천이현상에 의해 발생한다⁶⁾. 따라서 주파수 오프셋은 매 시간 다른 값을 가지게 되며 이를 보상하기 위해 계속해서 주파수 오프셋을 예측하고 이를 보상해 주어야 한다. IEEE802.11a 표준에서는 수신기와 송신기 발진기 주파수 오차를 20ppm으로 규정하고 있으므로 반송파의 주파수를 5.805GHz로 가정하면 발진기 동작 주파수의 불일치로 나타나는 주파수 오프셋의 최대값은 다음과 같다¹²⁾.

$$f_{oscillator} = \frac{5.805 \times 10^9 \times 20}{10^6} = 116.1 \text{ kHz} \quad (7)$$

하나의 발진기에서 동작 주파수 불일치에 의한 최대 주파수 오프셋이 116.1kHz이기 때문에 송신기와 수신기 각각의 발진기로 인해 발생할 수 있는 최대 주파수 오프셋은 2배인 232.2kHz이다. IEEE802.11a에서 부반송파 간의 간격을 0.3125MHz (=20MHz/64)로 규정하고 있기 때문에 발진기의 동작 불일치로 인한 정규화된 주파수 오프셋의 최대값은 $\epsilon_{oscillator} = 0.74304$ 이다¹²⁾.

그리고 도플러 천이효과에 의해 발생하는 주파수 오프셋은 다음과 같다.

$$f_{doppler} = \frac{v \times f_c}{c} = \frac{200 \text{ km/h} \times 5.805 \text{ GHz}}{3 \times 10^8 \text{ m/s}} = 1.075 \text{ kHz} \quad (8)$$

자동차가 AP(Access Point)가 설치되어 있는 도로를 따라 주행하고, 상수인 빛의 속도는 $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$, 반송파의 주파수는 $f_c = 5.805 \text{ GHz}$, 자동차의 속도는 $v = 200 \text{ km/h}$ 라 가정한다면 도플러 천이효과에 의해 발생하는 주파수 오차의 최대값은 1.075kHz다. 따라서 도플러 천이효과에 의해 발생하는 정규화 주파수 오프셋의 최대값은 $\epsilon_{doppler} = 0.0032$ 이다¹⁴⁾.

위 두 식 (7), (8)에 예측한 결과 값을 보면 도플러 천이에 의한 주파수 오프셋은 전체 주파수 오프셋의 0.4% 정도로 아주 작다. 따라서 송신기나 수신기의 객체가 바뀌지 않는 조건하에서는 시간에 따

른 주파수 오프셋의 변화량이 아주 적음을 예상할 수 있다.

III. 제안하는 주파수 오프셋 예측 알고리즘

3.1 FCFO에 의해 발생하는 주파수 예측오차를 최소화하는 알고리즘

본 논문에서는 짧은 훈련심볼에 의한 대략적인 주파수 오프셋 예측 오차가 클 경우 인접 패킷들의 상관관계를 이용하여 신뢰도가 높은 주파수 오프셋 예측치를 선택하여 보상하는 알고리즘을 제안한다.

앞 절에서 보인바와 같이 AP(Access Point)가 바뀌지 않는 경우에는 정규화 주파수 오프셋의 변화량은 0.01미만으로 긴 훈련심볼이 예측할 수 있는 ± 0.5 범위를 넘지 않게 된다. 그러나 SNR(Signal to Noise Ratio)이 현저하게 낮은 채널환경에서는 짧은 훈련심볼에 의한 주파수 오프셋 예측 오차가 긴 훈련심볼의 예측가능 범위를 벗어나는 경우 (FCFO : Failure of Coarse Frequency Offset estimation)가 발생한다. 표 1은 인접한 5개의 패킷 중 3번째 패킷에서 FCFO가 발생한 경우를 보여주는 예이다. 표 1은 $SNR=0dB$ 의 채널환경에서 $\epsilon=0.631$ 일 때, 실험을 통해 얻은 인접한 5개의 패킷의 주파수 오프셋 예측치이다.

표 1에서 인접한 패킷에서 예측한 주파수 오프셋을 보면 3번째 패킷에서 FCFO가 발생했음을 알 수 있지만, 기존의 주파수 오프셋 예측 알고리즘들은 패킷들의 상관관계를 고려하고 있지 않기 때문에 이러한 경우 FCFO가 발생한 3번째 패킷으로 인하여 주파수 오프셋 예측 성능이 저하되는 문제를 막을 수가 없다.

하지만 본 논문이 제안하는 주파수 오프셋 예측 알고리즘은 이전 패킷에서 예측한 주파수 오프셋을 이용하여 FCFO가 발생하더라도 긴 훈련심볼의 예측 가능한 범위인 ± 0.5 이하의 오차를 갖는 주파수 오프셋으로 대체하여 보상할 수 있다. ± 0.5 이하의 오차를 갖는 신뢰도가 높은 주파수 오프셋 예측치는 이전 패킷들의 비교 주파수 오프셋 예측치

표 1. 인접한 5개 패킷의 주파수 오프셋 예측 결과 ($SNR=0dB$, $\epsilon=0.631$)

Packet index	1	2	3	4	5
$\hat{\epsilon}$	0.6356	0.6429	-0.373	0.6584	0.6299

($\hat{\epsilon}_{reference}$)와 현 패킷의 대략적인 주파수 오프셋 ($\hat{\epsilon}_{coarse}$) 예측치 중에 중간값을 선택함으로써 쉽게 구현이 가능하다. 현 패킷의 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}(n)$ 은 다음과 같다.

$$\hat{\epsilon}(n) = \hat{\epsilon}_s(n) + \hat{\epsilon}_{fine}(n) \quad (9)$$

식 (9)에서 n 은 패킷번호이며 $\hat{\epsilon}_{fine}(n)$ 은 $\hat{\epsilon}_s(n)$ 를 수신신호에 보상한 후, 긴 훈련심볼을 이용하여 예측한 세밀한 주파수 오프셋이다. 가장 신뢰도가 높은 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_s(n)$ 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_s = Median \begin{pmatrix} \hat{\epsilon}_{coarse}(n) \\ \hat{\epsilon}_{reference}(n-1) \\ \hat{\epsilon}_{reference}(n-2) \end{pmatrix} \quad (10)$$

식 (10)의 $\hat{\epsilon}_s(n)$ 를 구하기 위해 사용되는 비교 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_{reference}(n)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\epsilon}_{reference}(n) = \hat{\epsilon}_{coarse}(n) + \hat{\epsilon}_{fine}(n) \quad (11)$$

식 (11)의 $\hat{\epsilon}_{fine}(n)$ 은 $\hat{\epsilon}_{coarse}(n)$ 를 수신신호에 보상한 후, 긴 훈련심볼을 이용하여 예측한 세밀한 주파수 오프셋이다.

수식 (10)의 Median 함수는 변수 중 중간값을 출력하는 함수다. 평균값이 아니라 중간값을 사용하여 대략적인 주파수 오프셋 $\hat{\epsilon}_s(n)$ 을 결정하는 이유는 $\hat{\epsilon}_s(n)$ 의 오차가 ± 0.5 이내 범위 안으로만 들어 오게 되면 최종 주파수 오프셋 예측성능은 긴 훈련심볼에 의해 결정되기 때문에 평균값을 취하는 것이 의미가 없고, 또 FCFO가 발생한 패킷이 존재할 경우 평균값을 취하게 되면 성능열화 현상이 발생하기 때문이다.

여기서 $\hat{\epsilon}_{coarse}(n)$ 이 $\hat{\epsilon}_s(n)$ 으로 선택되지 않더라도 이 예측치를 이용한 세밀한 주파수 오프셋 예측치 $\hat{\epsilon}_{reference}(n)$ 는 다음 패킷의 비교값으로 사용되기 때문에 필요하다. 본 논문에서 제안하는 알고리즘은 기존의 방법^{[10][11]}처럼 각 패킷에 대한 독립적인 주파수 오프셋 예측치는 비교를 위해 유지하며, 이 독립적인 주파수 오프셋 예측치들을 비교 판단하여 $\hat{\epsilon}_{coarse}$ 의 오차가 크게 발생할 경우 보다 적은 오차를 가지는 예측치로 대체하여 보상한다.

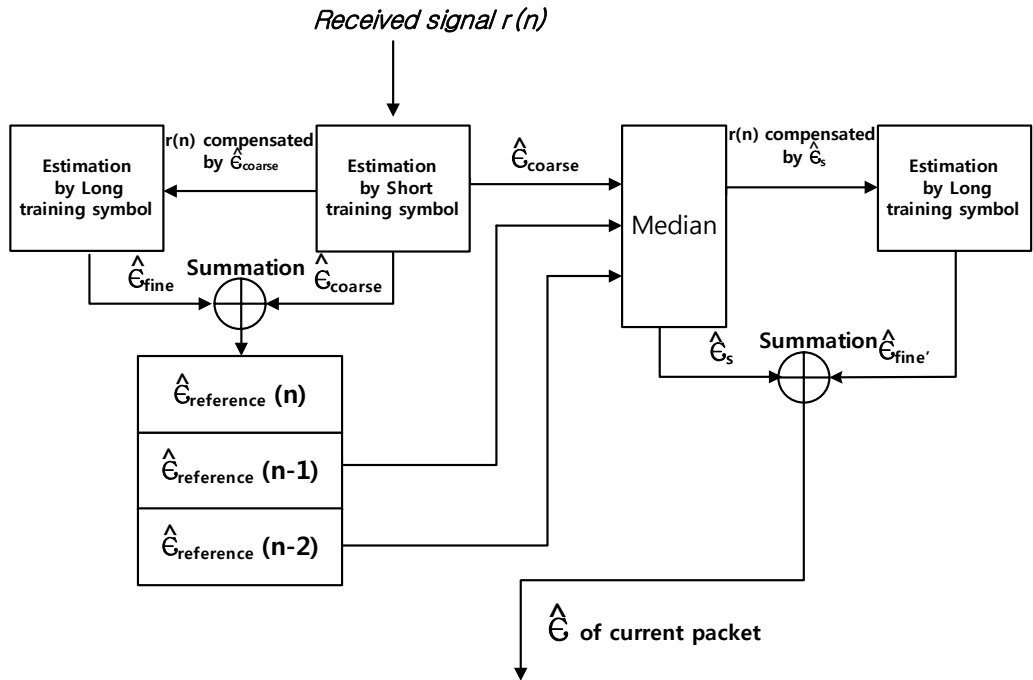


그림 3. 제안하는 주파수 오프셋 예측 알고리즘 (비교 패킷 수가 3인 경우)

3.2 큰 주파수 오프셋 변화에 대한 대처 방법

제안하는 알고리즘은 현재의 패킷에서 예측한 주파수 오프셋을 이전 패킷의 주파수 오프셋 예측치와 비교함으로써 현재 패킷에서 FCFO가 발생하더라도 이를 FCFO가 발생하지 않는 예측치를 이용하여 예측 오차를 줄이는 방법이다. 이는 AP가 바뀌지 않는 환경에서는 수신한 인접 패킷 사이의 주파수 오프셋의 변화량은 매우 적고, 심지어 AP가 바뀌어도 주파수 오프셋의 변화량이 긴 훈련심볼의 예측가능범위를 넘지 않을 경우에 최종 주파수 오프셋 예측성능은 떨어지지 않기 때문이다.

하지만 최악의 경우 AP가 바뀌면서 주파수 오프셋의 변화량이 긴 훈련심볼의 예측가능 범위를 넘어가게 되면, 현재 패킷의 짧은 훈련심볼에 의한 예측치에서 FCFO가 발생하지 않더라도 이전 패킷의 주파수 오프셋을 이용하여 최종 주파수 오프셋을 예측하기 때문에 오차가 발생하게 된다. 그러나 이러한 문제는 현재 패킷의 주파수 오프셋 예측치를 다음에 들어올 패킷의 주파수 오프셋 예측의 비교값으로 사용하기 때문에 비교 패킷 중 FCFO가 발생하지 않은 패킷이 절반이 이상이 되면서 신뢰성있는 오프셋 예측치가 $\hat{\epsilon}_s(n)$ 으로 선택이 된다. 따라서 시간이 지나면 자연스럽게 이러한 상황은 극복된다.

3.3 비교 패킷의 수에 따른 성능차이와 문제점

제안하는 알고리즘에서는 중간값을 취하기 위해 사용되는 비교 패킷들의 수에 따른 성능차이와 문제점이 존재한다.

비교 패킷의 수가 많을수록 인접한 패킷들에서 더 많은 FCFO가 발생하더라도 신뢰성 있는 오프셋 예측치를 얻을 수 있다. 예를 들어, 비교 패킷의 수가 각각 3, 5, 7개일 때 인접한 패킷들에서 각각 최대 1, 2, 3번의 FCFO가 발생하더라도 신뢰성 있는 오프셋 예측치가 선택된다. 따라서 비교 패킷 수가 많아질수록 전체적인 최종 주파수 오프셋 예측성능이 향상된다.

하지만 비교 패킷 수가 많아질수록 3.2 절에서 설명된 큰 주파수 오프셋 변화에 대처하는데 더 많은 시간이 걸린다. 이것은 신뢰성 있는 주파수 오프셋을 중간값으로 선택하기 위해서는 긴 훈련심볼의 예측가능범위 내의 주파수 오프셋 예측치를 가지고 있는 패킷의 수가 반 이상이어야 하기 때문이다. 그렇기 때문에 3, 5, 7개의 비교 패킷의 수를 갖는 경우 큰 주파수 오프셋 변화로 인한 잘못된 예측을 극복하기 위해 각각 2, 3, 4개의 패킷만큼의 시간이 걸리게 된다.

따라서 비교 패킷 수를 늘려 얻게 되는 성능향상

과 큰 주파수 오프셋 변화에 대응하지 못해 발생하는 성능열화 현상은 trade-off 관계에 있다고 말할 수 있다. 따라서 송수신기의 발진기의 동작 주파수 불일치로 의한 주파수 오프셋의 변화량이 비교적 적은 경우와 많은 경우에 따라 비교 패킷 수를 달리 하여 전체적인 주파수 오프셋 예측성능을 향상시킬 수 있을 것이다.

IV. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제안하는 주파수 오프셋 예측 알고리즘과 기존의 예측 알고리즘의 주파수 오프셋 예측성능을 비교하기 위해 다중경로 페이딩 환경 및 AWGN을 고려하여 시뮬레이션을 수행하였다. 본 시뮬레이션은 AGC(Automatic Gain Control)와 패킷 검출, 타이밍 동기는 완벽하다고 가정하였으며, 다중경로 페이딩의 임펄스 응답 h_1 은 3경로를 고려하여 $h_1 = e^{j1.38}$, $h_2 = e^{j0.30}$, $h_3 = e^{-j2.02}$ 로 설정하였다⁷⁾.

앞 절에서 보인 바와 같이 주파수 오프셋 오차는 예상할 수 있는 최대 정규화 주파수 오프셋 오차인 $\epsilon = 0.743$ 와 상대적으로 작은 경우로 $\epsilon = 0.246$ 에 대해 비교 패킷 수를 달리하여 각각 시뮬레이션을 수행하였으며, 동일한 조건하에 각각 100,000회의 몬테카를로 시뮬레이션을 수행하여 SNR에 따른 주파수 오프셋 예측성능을 측정하였다.

그림 4과 그림 5는 각각 $\epsilon = 0.743$ 인 경우와 $\epsilon = 0.246$ 에 대해서, 기존의 주파수 오프셋 예측 알고리즘과 제안한 주파수 오프셋 예측 알고리즘으로 예측한 주파수 오프셋 오차를

비교를 위해 MSE 성능을 각 SNR에 마다 그래프로 나타낸 것이다. 제안한 알고리즘에 대해서는 비교패킷 수를 3, 5, 7개로 각각 달리하여 MSE 성능 변화를 확인하였다,

그림 4과 그림 5를 보면 제안한 주파수 오프셋 예측 알고리즘은 주파수 오프셋의 크기와 상관없이 SNR이 2dB이하의 채널환경에서 비교 패킷 수가 많을수록 성능이 향상됨을 알 수 있다. SNR이 2dB이상인 채널환경에서는 기존 예측 알고리즘과 제안한 예측 알고리즘의 예측성능이 같다는 것을 알 수 있는데, 이는 SNR이 2dB이상에서는 기존 예측 알고리즘에서도 FCFO가 거의 발생하지 않기 때문이다.

그림 6과 그림 7은 각각 $\epsilon = 0.743$ 인 경우와 $\epsilon = 0.246$ 에 대해서, 기존 예측 알고리즘과 제안한 예측 알고리즘의 SNR에 따른 FCFO 발생률을 그래프로 나타낸 것이다.

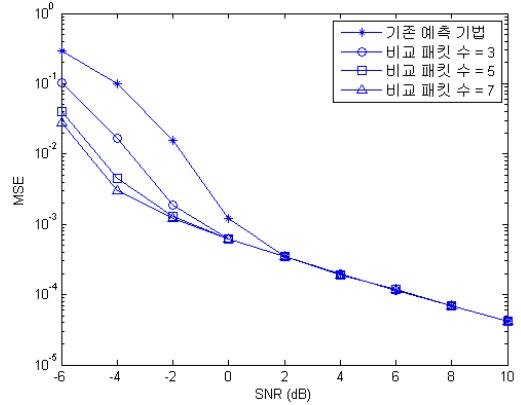


그림 4. 제안한 주파수 오프셋 예측 알고리즘과 기존의 주파수 오프셋 예측 알고리즘의 예측성능 비교 ($\epsilon = 0.743$)

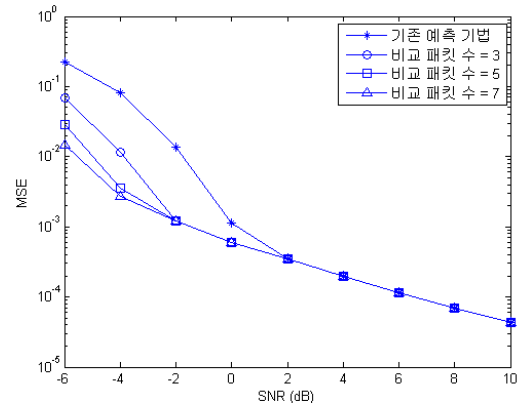


그림 5. 제안한 주파수 오프셋 예측 알고리즘과 기존의 주파수 오프셋 예측 알고리즘의 예측성능 비교 ($\epsilon = 0.246$)

그림 6을 보면 SNR이 -4dB 경우 기존의 예측 알고리즘을 적용한 경우는 전체 패킷 중 8.45%가 FCFO가 발생하였다. 하지만 제안한 예측 알고리즘을 적용한 경우 비교패킷 수가 3개일 때는 0.77%, 비교패킷 수가 7개 인 경우에는 0.01%까지 FCFO의 발생률을 줄일 수 있었다. 그림 4와 5처럼 전체적인 주파수 오프셋 예측성능 향상은 그림 6과 7처럼 제안한 주파수 오프셋 예측 알고리즘이 기존의 알고리즘보다 FCFO 발생률을 현저하게 낮춤으로 달성된다.

만일 수신단에서 SNR을 예측할 수 있다면 SNR이 2dB이하인 채널환경에서는 제안한 주파수 오프셋 예측 알고리즘을 적용하고, 2dB 이상인 채널환경에서는 기존의 예측 알고리즘을 유지함으로써 불필요한 연산과 전력소모를 줄이면서 높은 주파수 오프셋 예측 성능을 얻을 수 있다.

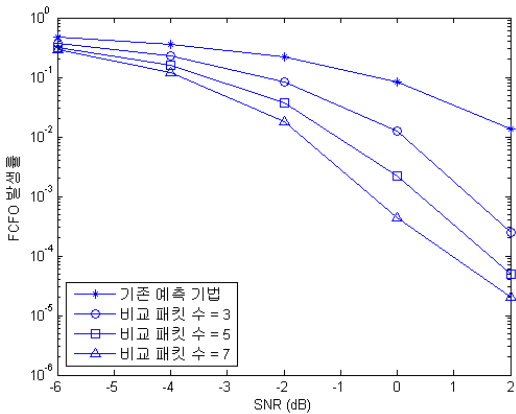


그림 6. 제안된 주파수 오프셋 예측 알고리즘과 기존의 주파수 오프셋 예측 알고리즘의 FCFO 발생률 비교($\epsilon = 0.743$)

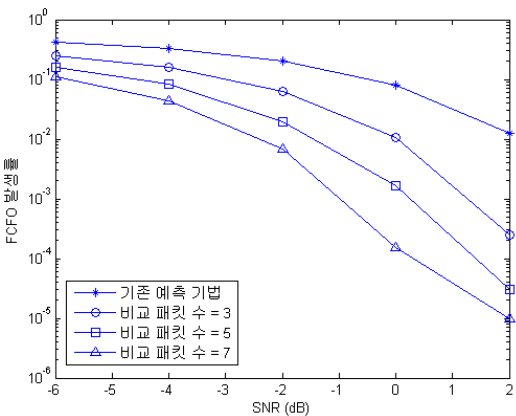


그림 7. 제안된 주파수 오프셋 예측 알고리즘과 기존의 주파수 오프셋 예측 알고리즘의 FCFO 발생률 비교($\epsilon = 0.246$)

V. 결 론

본 논문에서는 IEEE802.11p나 IEEE802.11a 표준과 같은 다양한 OFDM 무선 패킷 통신 시스템에서 보다 높은 성능을 낼 수 있는 새로운 주파수 오프셋 예측 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 이전 패킷의 주파수 오프셋 예측치를 이용하여 현 패킷의 주파수 오프셋 예측에서 긴 훈련심볼의 예측가능 범위보다 큰 오차가 있을 경우 예측가능 범위 안의 주파수 오프셋 예측치로 대체할 수 있도록 하였다. IEEE802.11a/p 표준에서 제시한 프리앰블 구조를 이용하여 시뮬레이션을 수행한 결과, 제안된 주파수 오프셋 예측 알고리즘을 적용한 경우 SNR이 2dB이상인 채널환경에서는 기존의 예측 알고리즘과 동일한 예측성능을 보이며, SNR이 2dB보다 낮은 경우 기존의 예측 알고리즘보다 예측성능

이 향상됨을 확인하였다.

본 논문에서 제안된 주파수 오프셋 예측 알고리즘을 SNR 예측 기법과 함께 적용할 경우 기존의 주파수 오프셋 예측 알고리즘에 비해 높은 예측성능 달성과 함께 불필요한 연산과 전력소모를 줄일 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] John A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," IEEE Comm. Mag., pp.5-14, 1990.
- [2] John Terry and Juha Heiskala, "OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide," SAMS, 2002.
- [3] John Terry and Juha Heiskala, "OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide," SAMS, 2002.
- [4] ETSI Normalization Committee, "Radio Broadcasting Systems, Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable and Fixed Receivers," Norme ETSI, document ETS 300 401, European Telecommunications Standards Institute, Sophia-Antipolis, Valbonne, France, 1995 - 1997.
- [5] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey, "BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Weiner Phase Noise," IEEE Trans. Comm., Vol.43, part 1, pp.191-193, Feb. 1995.
- [6] R. V. Nee and R. Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications," Artech House Publishers, 2000.
- [7] J. Li, G. Liu, and G. B. Giannakis, "Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM-based WLANs," IEEE Signal Process. Lett., Vol.8, pp.80-82, Mar. 2001.
- [8] K. Frazel and S. Kaiser, "Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems," West Sussex, England: John Wiley and Sons, 2003.
- [9] H. Nogami and T. Nagashima, "A Frequency and Timing Period Acquisition Technique for OFDM System," Proc. of IEEE PIMRC, Toronto, Canada, pp.1010-1015, Sep. 1995.
- [10] P. H. MOOSE, "A Technique for Orthogonal

Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Corrention,” IEEE Trans. Comm., Vol.42, No.10, pp.2908-2914, 1994.

- [11] T. M. Schmidl and D. C. Cox, “Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM,” IEEE Trans. Comm., Vol.45, No.12, pp.1613-1621, 1997.
- [12] “Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer in the 5GHz Band,” IEEE Std 802.11a, December 1999.
- [13] “Amendment to Standard for Information Technology, Wireless Access in Vehicular Environments(WAVE),” IEEE 802.11p draft, Jan. 2005.
- [14] Feher and Kalmilo, “Wireless Digital Communications : Modulation and Spread Spectrum Applications : Modulation and Spread,” Prentice-Hall, 1995.

김 상 식 (Sang-sik Kim) 정회원



2006년 8월 경희대학교 전자정보 학부 학사 취득
 2006년 9월 전자부품연구원 SoC 연구센터 연구원
 2007년 3월 연세대학교 전기전 자공학과 석사과정
 <관심분야> 이동통신 신호처리, 마이크로프로세서, SoC

곽 재 민 (Jae-min Kwak) 정회원



1998년 2월 한국항공대학교 통신 정보공학과 졸업(공학사)
 1999년 8월 한국항공대학교 통신 정보공학과 석사 졸업(공학석사)
 2002년 8월 한국항공대학교 통신 정보공학과 박사졸업(공학박사)
 2002년 7월~2003년 7월 한국전 자통신연구원 네트워크 연구소 (Post-doc.)

2003년 7월~2008년 2월 전자부품연구원 SoC연구센 터 책임연구원

2008년 3월~현재 목포해양대학교 해양전자통신공학부 전임강사

<관심분야> 유무선 통신시스템, 이동통신 신호처리

박 중 수 (Jong-su Park) 정회원



2002년 2월 경희대학교 전자공 학과 학사
 2004년 2월 경희대학교 전자공 학과 석사
 2004년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
 <관심분야> 영상처리, 마이크로 프로세서, SoC

최 중 찬 (Jong-chan Choi) 정회원



1985년 경희대학교 학사 졸업
 2002년 서경대학교 석사 졸업
 2005년 충북대학교 박사 졸업
 1985년~1990년 삼성SDI(구 삼선 전관) 종합연구소
 1992년~현재 전자부품연구원 SoC연구센터 센터장

2002년 반도체 20 주년 유공자 산자부장관 표창

2007년 제42회 발명의 날 산자부장관 표창

<관심분야> Platform Based SoC 설계, Automotive Media SoC Platform 연구, 미래가전 SoC Platform 연구, 유비쿼터스 모바일 오브젝트 설계

이 용 석 (Yong-Surk Lee) 정회원



1973년 2월 연세대학교 전기공 학과 학사
 1977년 2월 University of Michi- gan, Ann Arbor 석사
 1981년 2월 University of Michi- gan, Ann Arbor 박사
 1993년~현재 연세대학교 전기 전자공학과 교수

<관심분야> 마이크로프로세서, 네트워크 프로세서, 암 호화 프로세서, SoC