# 훈련신호의 부호를 사용한 OFDM 시스템의 심볼동기

정회원 황 진 권*

# Symbol Synchronization of OFDM Systems using Signs of Preamble Signals

Jin Kwon Hwang* *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 IEEE 802.11a의 OFDM 시스템에서 짧은 훈련신호(Short Preamble)의 I(inphase)와 Q (quadrature) 성분의 부호만을 사용한 심볼동기 기법을 제시한다. 이 심볼동기 기법에서는 짧은 훈련신호를 2배의 Nyquist 속도로 표본화하고 자기상관(autocorrelation)과 상호상관(cross-correlation)을 모두 적용한다. 이 동기기법의 장점은 짧은 훈련신호 동안에 수신신호의 AGC(automatic gain control)를 병행할 수 있고 그 구현회로도 복잡하지 않다는 것이다. 무선채널의 다중경로, 송수신기의 편차주파수, 그리고 잡음에 대한 모의실험을 통하여 제시된 심볼 동기 기법의 성능을 검증한다.

**Key Words:** OFDM, symbol synchronization, IEEE 802.11a, correlation, sign

ABSTRACT

This paper proposes a symbol synchronization method in the IEEE 802.11a wireless LAN system, which uses only signs of the in-phase and the quadrature signals in the short preamble. The short preamble is sampled with 2 times of Nyquist sampling rate and both of the autocorrelation and the cross-relation are used in the proposed method. This method has some advantages that the AGC (Automatic Gain Control) can be processed concurrently during the short preamble and its implementation is not much complicated. The proposed symbol synchronization method is verified through simulations on frequency offset, multi-path, and white Gaussian noise.

## Ⅰ. 서 론

무선 LAN은 확장과 이동 편리성의 장점이 있어서 최근에 Internet 통신, 화상전송 등의 고속 데이터 전송에 그 사용이 증가하고 있다. 미국과 유럽에서는 최대 54Mbps까지 고속 데이터 전송이 가능한 IEEE 802.11a, IEEE 802.11g와 HIPERLAN2의 무선 LAN규격이 제정되어 있다. 이 규격들은 고속 데이터 전송에서 발생되는 ISI(Inter-Symbol Interference) 문제를 쉽게 해결할 수 있는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multi- plexing) 통신방식을 채택하고 있다. OFDM 통신방식에서는 전송 심볼의 주기를 길게 하기 위하여 전체 전송대역 주파수를 다수의 협대역 직교 부채널(orthogonal sub-channel)로 분할한다. 그리고, 다중경로(multiple-path)에 의한 ISI를 방지하도록 OFDM 심볼 사이에 보호구간(guard interval)을 설정한다. OFDM 심볼의 끝 부분인 cyclic prefix가 이 보호구간에 삽입된다.

OFDM 심볼이 시작되는 표본지점이 정확하지 않으면, 부채널의 직교성이 파괴되고 결과적으로 수신 데이터의 BER(Bit Rate Error)이 저하될 수 있다. 따라서, 심볼동기는 OFDM 수신기의 성능을 결정짓는 매우 중요한 요소이다. IEEE 802.11a[1] 무선

* 우석대학교 전기전자공학부
논문번호 : 040010-0107, 접수일자 : 2004년 1월 7일

LAN에는 심볼동기를 위한 훈련신호(preamble)가 OFDM 프레임의 선두에 전송된다. 이 훈련신호는 짧은 훈련신호(short preamble)와 긴 훈련신호(long preamble)로 구성되고 짧은 훈련신호가 먼저 전송된다. OFDM 수신기는 훈련신호를 통하여 심볼동기 외에 수신신호의 AGC(Automatic Gain Control) 증폭률, 송수신기의 편차주파수[2], 그리고 등화기(equalizer)의 계수[3]를 추정하여야 한다. 송수신기 사이의 거리에 따라 무선신호의 수신세기는 가변적으로 변한다. 수신된 훈련신호의 세기를 측정하여 AGC의 증폭률을 결정할 수 있다. OFDM 수신기에서 심볼동기와 AGC는 다른 기능에 앞서서 선행되어야 하므로 이것들은 짧은 훈련신호 동안에 처리되어야 한다. 긴 훈련신호로 심볼동기를 처리할 경우에, 무선신호 입력에서 데이터의 출력까지의 지연시간이 매우 커질 수 있기 때문이다.

송수신기의 편차주파수, 무선채널의 다중경로, 송수신기의 표본화 시점편차, 그리고 잡음 등이 심볼동기에 고려되어야 한다. 심볼동기에 cyclic prefix[4] 또는 훈련신호[5-6]의 주기성을 이용한 자기상관(autocorrelation) 기법이 사용되고 있다. 이 기법은 자기상관이 특정한 임계치(threshold)보다 커지는 표본 지점을 OFDM 심볼의 시작점으로 설정한다. 자기상관 기법은 송수신 편차주파수와 무선채널의 다중경로에 둔감하다는 장점이 있으나, 잡음에 대한 적절한 임계치의 선정이 어려울 수 있다. 심볼동기에 상호상관(cross-correlation) 기법[7]을 적용할 수 있다. 이 기법은 잡음, 편차주파수 및 무선채널의 다중경로에 대한 임계치의 선정이 쉽지 않다. 주파수 영역에서 심볼동기 기법[8]은 무선채널의 다중경로에 대하여 견실하게 OFDM 심볼 시작점을 찾을 수 있음을 보였다. 그러나, 편차주파수의 교정과 무선채널의 추정 과정에 시간지연이 발생할 수 있다.

지금까지 소개된 심볼동기 기법은 수신신호에 AGC가 선행되어 있다고 가정한 것이다. 그러나, OFDM 수신기의 구현에서는 짧은 훈련신호 동안에 수신신호를 증폭하거나 감폭하면서 적절하게 AGC의 증폭률을 결정하게 된다. AGC 수행에 의하여 짧은 훈련신호의 세기는 변동하므로 수신신호의 세기에 무관하게 수행될 수 있는 심볼동기 기법이 요구된다. 본 논문에서는 AGC와 무관하게 심볼동기를 이룰 수 있도록 짧은 훈련신호의 I(inphase)와 Q(quadrature) 성분의 부호만을 사용하는 IEEE 802.11a OFDM 시스템의 심볼동기 기법을 제시한다. 송수신기의 편차주파수, 무선채널의 다중경로, 송수신기의 표본화 시점편차, 그리고 잡음에 대하여 심볼동기가 견실성을 갖는 방법을 연구한다. 제안된 심볼동기 기법은 짧은 훈련신호를 2 배의 Nyquist의 속도로 표본화하고 자기상관과 상호상관을 모두 사용한다. 이 심볼동기 기법은 AGCdhk 병행처리가 가능하고 곱셈기가 필요하지 않아서 그 구현이 복잡하지 않다는 장점이 있다. 끝으로, 무선채널 환경에 대한 모의실험을 통하여 제시된 심볼동기 기법의 유효성을 검증한다.

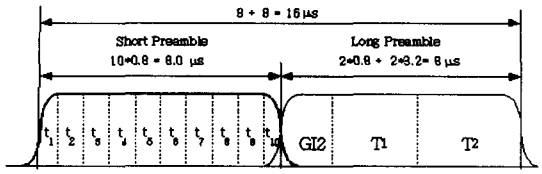



그림 1. IEEE 802.11a 훈련신호 구성

## Ⅱ. IEEE 802.11a OFDM 시스템

IEEE 802.11a의 훈련신호는 그림1과 같이 0.8$\mu s$ 주기 신호가 10 번 반복되는 짧은 훈련신호와 1.6 $\mu s$의 보호시간 구간과 3.2$\mu s$ 주기신호가 2 번 반복되는 긴 훈련신호로 구성된다. 0.8$\mu s$ 주기의 짧은 훈련신호에서 후반부 0.4$\mu s$ 구간의 I 및 Q 성분 신호는 전반부 0.4$\mu s$ 구간의 각기 Q 및 I 성분 신호와 동일하다. 이 두 훈련신호 이후부터 선두에 0.8 $\mu s$의 보호시간이 포함된 4$\mu s$의 신호(Signal) OFDM 심볼과 데이터 OFDM 심볼들이 순차적으로 전송된다. IEEE 802.11a에서 OFDM 심볼 전송에 5GHz 주파수 대역에서 20MHz 대역폭이 사용된다. 이 대역폭은 64개의 부채널로 분할되고 이것들 중에서 48개의 부채널들만이 실제 데이터 전송에 사용된다. IEEE 802.11a 규격에 6Mbps, 9Mbps, 12Mbps, 18Mbps, 24Mbps, 36Mbps, 48Mbps, 그리고 54Mbps의 8개 전송속도가 제공되고 이 전송속도들에 대하여 각기 RF 수신신호의 최소감도(Minimum sensitivity) $S_m$이 규정되어 있다. 이 $S_m$에서 각 전송속도에 대한 최소한의 SNR(Signal to Noise Ratio)을 계산할 수 있다. 가장 작은 $S_m$은 6Mbps 전송속도에서 -82dBm으로 규정되어 있다. 온도가

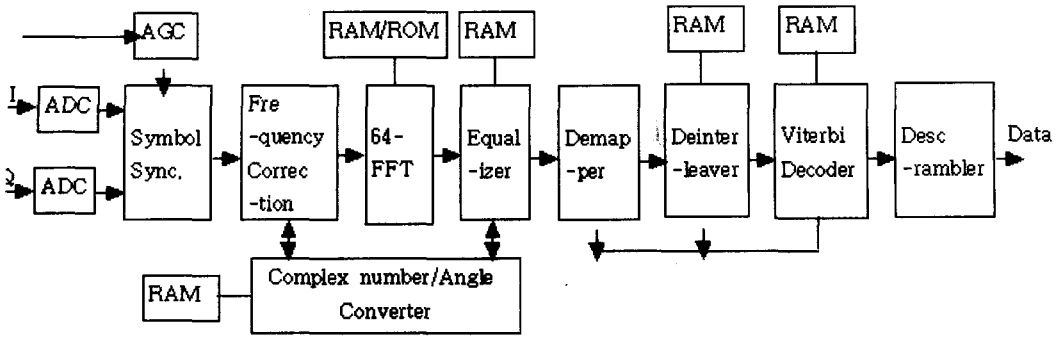



그림 2. IEEE 802.11a 기저대역 수신기 구조

20°C이고 잡음지수(noise figure)가 5dB일 때에 6Mbps 전송속도에서 요구되는 SNR은 14.8dB로 계산된다. 따라서, 심볼동기는 15dB SNR 정도에서 정상적으로 완료되어야 하고 여유를 고려하면 SNR 10dB 정도에서도 심볼동기가 정상적으로 수행될 필요하다.

IEEE 802.11a 규격에 의한 기저대역(base-band) 수신기의 블록도가 그림 2에 나타나 있다. AGC 블록은 짧은 훈련신호를 세기를 측정하고 수신신호가 적절한 크기로 되도록 ADC(Analog Digital Converter)의 입력신호를 dB 단위로 증폭할 수 있는 신호를 출력한다. 심볼동기 블록(Symbol Sync.)은 짧은 훈련신호의 존재에 대한 정보를 AGC 블록에 제공한다. 주파수 교정 블록(Frequency Correction)은 훈련신호의 자기상관을 통하여 송수신기의 편차주파수를 추정하고 수신되는 OFDM 신호에 이것을 교정한다. 등화기 블록(Equalizer)은 긴 훈련신호를 통하여 무선채널을 추정하고 이것을 OFDM 수신신호에 보상하고, 동시에 OFDM 심볼의 파일롯 신호로 미세한 편차주파수를 교정한다. 각도를 복소수로 변환하는 환산표와 이의 역과정의 환산표는 주파수 교정 블록과 등화기 블록에 사용된다. Viterbi 복호기 블록에는 CSI(Channel State Information)에 의한 가중치를 사용하면 수신기의

표 1. 40MHz로 표본화된 짧은 훈련신호와 부호신호

| n | Short Preamble | | Sign | | $F[n]$ | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | $s_i[n]$ | $s_q[n]$ | $s_i[n]$ | $s_q[n]$ | $F_i[n]$ | $F_q[n]$ |
| 31 | 0.0460 | 0.0460 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 30 | -0.0472 | 0.0625 | -1 | 1 | 0 | 0 |
| 29 | -0.1324 | 0.0023 | -1 | 1 | -1 | 0 |
| 28 | -0.1212 | -0.0641 | -1 | -1 | -1 | -1 |
| 27 | -0.0135 | -0.0785 | -1 | -1 | 0 | -1 |
| 26 | 0.1020 | -0.0468 | 1 | -1 | 1 | 0 |
| 25 | 0.1428 | -0.0127 | 1 | -1 | 1 | 0 |
| 24 | 0.1152 | -0.0004 | 1 | -1 | 1 | 0 |
| 23 | 0.0920 | 0.0000 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 22 | 0.1152 | -0.0004 | 1 | -1 | 1 | 0 |
| 21 | 0.1428 | -0.0127 | 1 | -1 | 1 | 0 |
| 20 | 0.1020 | -0.0468 | 1 | -1 | 1 | 0 |
| 19 | -0.0135 | -0.0785 | -1 | -1 | 0 | -1 |
| 18 | -0.1212 | -0.0641 | -1 | -1 | -1 | -1 |
| 17 | -0.1324 | 0.0023 | -1 | 1 | -1 | 0 |
| 16 | -0.0472 | 0.0625 | -1 | 1 | 0 | 0 |

BER 성능을 개선할 수 있다[9]. 그림 2의 FFT 블록부터 2비트 단위로 데이터를 처리하는 기법을 적용하면, 기저대역 수신기에 사용되는 구동 클럭(operating clock)의 주파수를 낮출 수 있다. 그리고, 간결한 회로의 구현을 위하여 2비트 단위로 처리하는 radix-4 Viterbi 복호기[10]의 적용이 필요가 있다.

IEEE 802.11a규격에 주파수 정밀도의 허용범위가 20ppm으로 규정되어 있다. 따라서, 송수신기 오실레이터의 정밀도에 따른 송수신기의 표본화 편차 주파수는 최대 40ppm까지 될 수 있다. 이 표본화 편차주파수에 의하여 0.8$\mu s$의 짧은 훈련신호에 야기되는 위상회전은 심볼동기 수행에서 무시할 수 있다. 그러나, 그림 2에서 ADC의 표본화 주파수가 20MHz일 경우에 송수신기 사이의 표본화 시점차이는 최대 25ns까지 발생할 수 있고 이것은 심볼동기 수행에 영향을 줄 수 있다. 표본화 주파수가 클수록 표본화 시점차이를 줄일 수 있으나 계산량 증가에 따른 심볼동기의 회로 구현이 복잡하게 된다. 본 논문에서는 송수신기의 표본화 시점차이를 12.5ns 이하가 되도록 Nyquist 표본화 속도의 2배인 40MHz로 OFDM 수신신호를 표본화한다. 심볼동기로 설정된 긴 훈련신호의 시작점부터 40MHz로 표본화한 신호에서 주기적으로 한 표본씩 버림으로써 20MHz로 표본화한 신호를 얻을 수 있다. 한편, 본 논문에서 제시하는 심볼동기 기법은 짧은 훈련신호의 부호만을 사용하므로 짧은 훈련신호의 일부분의 정보만을 사용하게 된다. 따라서, 짧은 훈련신호에 대한 보다 정확한 자기상관과 상호상관을 계산하기 위하여서도 짧은 훈련신호의 표본 개수를 늘려야 한다. 수신신호의 I와 Q 성분신호가 0보다 크거나 같으면 I와 Q 성분의 부호신호에 1을 할당하고, 0보다 작으면 I와 Q 성분 부호신호에 -1을 할당한다. 40MHz로 표본화된 짧은 훈련신호의 후반부 16개 표본신호 $s[n]=s_i[n]+j\,s_q[n]$과 그 부호신호가 표 1에 나타나 있다. 여기서 $s[0]$는 현재 수신된 표본이고 $s[n]$은 현재 지점에서 n 번째 전에 수신된 표본이다.

## Ⅲ. OFDM 심볼동기 알고리즘

수신신호의 I와 Q 성분의 부호만을 사용하여 자기상관과 상호상관으로 심볼동기를 수행한다. 이것은 AGC 수행전이나 그 과정 동안에 짧은 훈련신호가 미약하거나 포화되어도 그 신호의 부호는 유지되는 것을 이용할 수 있기 때문이다. 먼저, 자기상관 기법을 사용하여 짧은 훈련신호와 긴 훈련신호의 시작되는 대략적인 표본지점들을 설정한다. 그 다음으로, 상호상관 기법을 사용하여 긴 훈련신호의 정확한 시작점을 찾는다. 여기서부터, 표현의 간결화를 위하여 짧은 훈련신호와 긴 훈련신호의 대략적인 시작점들을 각기 RSPS(Rough Start Point of the Short preamble)와 RSPL(Rough Start of the Long preamble)로 나타낸다.

### 1. 자기상관에 의한 훈련신호 시작점의 설정

자기상관의 구현이 단순화되도록 다음의 자기상관 $A[k]$를 정의한다.

$$A[k]=|A_i[k]|+|A_q[k]|, \tag{1}$$

$$A_i[k]=\sum_{n=0}^{31}(b_i[k+n]\cdot b_i[k+n+32]+b_q[k+n]\cdot b_q[k+n+32]), \tag{2}$$

$$A_q[k]=\sum_{n=0}^{31}(b_q[k+n]\cdot b_i[k+n+32]-b_i[k+n]\cdot b_q[k+n+32]), \tag{3}$$

$$b_i[n]=\frac{r_i[n]}{|r_i[n]|}, r_i[n]\neq 0,$$

$$b_i[n]=1, r_i[n]=0, \tag{4}$$

$$b_q[n]=\frac{r_q[n]}{|r_q[n]|}, r_q[n]\neq 0,$$

$$b_q[n]=1, r_q[n]=0 \tag{5}$$

여기서 $r[n]=r_i[n]+j\,r_q[n]$는 수신신호이고 $b[n]=b_i[n]+j\,b_q[n]$는 그 부호신호이며, $j=\sqrt{-1}$이다. 잡음신호에서 표 1과 같은 짧은 훈련신호를 수신하면, $A[k]$는 64까지 점진적으로 증가된다. 짧은 훈련신호가 시작된다고 판정할 임계치의 설정이 필요하다. 자기상관 $A[k]$가 주어진 임계치보다 커지기 시작하는 표본 지점을 RSPS로 설정

한다. 자기상관 $A[k]$는 잡음에 의하여 변동되므로 잡음에 견실한 임계치의 설정이 요구된다. 짧은 훈련신호 $s[n]=s_i[n]+j\,s_q[n]$에 AWGN (Additive White Gaussian Noise) $w[n]=w_i[n]+j\,w_q[n]$이 있고 SNR이 클 때, 부호 식 (4)와 (5)는 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$b_i[n]=\frac{s_i[n]+w_i[n]}{|s_i[n]+w_i[n]|}\approx\frac{s_i[n]+w_i[n]}{|s_i[n]|},\ s_i[n]+w_i[n]\neq 0,$$

$$b_i[n]=1,\ s_i[n]+w_i[n]=0 \qquad (7)$$

$$b_q[n]=\frac{s_q[n]+w_q[n]}{|s_q[n]+w_q[n]|}\approx\frac{s_q[n]+w_q[n]}{|s_q[n]|},\ s_q[n]+w_q[n]\neq 0,$$

$$b_q[n]=1,\ s_q[n]+w_q[n]=0 \qquad (8)$$

근사식 (7)과 (8)의 $b_i[k]$와 $b_q[k]$을 식(2)과 (3)의 $A_i[k]$와 $A_q[k]$에 대입하여 평균과 분산 $\sigma_a{}^2=\mathrm{var}\{A_i[k]\}=\mathrm{var}\{A_q[k]\}$를 구하면 다음과 같다.

$$E\{A_i[k]\}=64,\ E\{A_q[k]\}=0 \qquad (9)$$

$$\sigma_a^2=\sum_{n=0}^{31}\left[\frac{2\sigma_w^2}{E\{s_i^2[k+n]\}}+\frac{2\sigma_w^2}{E\{s_q^2[k+n]\}}+\frac{2\sigma_w^4}{E\{s_i^2[k+n]s_q^2[k+n]\}}\right] \qquad (10)$$

$$\sigma_w^2=\mathrm{var}\{w_i[k]\}=\mathrm{var}\{w_q[k]\}$$

분산 $\sigma_a{}^2$을 SNR로 나타내면 다음과 같다.

$$\sigma_a^2=\frac{128}{snr}\left(1+\frac{1}{a\cdot snr}\right),\ snr=\sigma_s^2/\sigma_w^2 \qquad (11)$$

$$\sigma_s^2=E\{s_i^2[k]\}=E\{s_q^2[k]\},$$

$$a=2E\{s_i^2[k]s_q^2[k]\}/\sigma_s^4=0.61$$

$\sigma_a{}^2$는 근사적으로 SNR에 반비례하므로, SNR이 클수록 주어진 임계치에 대하여 RSPS의 검출확률이 증가한다. SNR 10dB의 짧은 훈련신호에서 특정한 임계치들에 대하여 RSPS의 미검출 확률을 살펴본다. 짧은 훈련신호가 수신되면 $|A_i[k]|>>|A_q[k]|$이 되므로 $A[k]$의 평균과 분산을 $A_i[k]$의 그것들로 대치할 수 있다. $A_i[k]$는 128개나 되는 다수의 AWGN 변수로 구성되므로 이것을 정규확률 변수로 근사화하고 $A_i[k]$가 임계치보다 작아지는 확률을 계산할 수 있다. SNR 10dB에서 임계치 24, 32, 40, 그리고 48 에 대하여 RSPS의 미검출 확률은 각기 $1.80\times10^{-25}$, $5.59\times10^{-17}$, $2.51\times10^{-10}$, 그리고 $1.69\times10^{-5}$이 된다. 따라서, 임계치를 40 이하로 선정하면 RSPS의 미검출 확률은 매우 작게 된다.

수신신호의 I와 Q의 성분이 AWGN일 때에 식 (4)와 (5)의 부호신호 $b_i[n]$와 $b_q[n]$는 AWGN의 세기와 관계없이 1과 -1이 될 확률이 각기 1/2인 확률변수가 된다. 식 (2)와 (3)에서 $A_i[k]$와 $A_q[k]$는 $b_i[n]$와 $b_q[n]$의 곱셈으로 이루어진 64개의 서로 독립인 확률변수로 구성되므로 중심극한 정리의 적용에 의하여 이것들은 정규확률 변수로 근사화될 수 있다.

$$E\{A_i[k]\}=E\{A_q[k]\}=0,$$

$$\mathrm{var}\{A_i[k]\}=\mathrm{var}\{A_q[k]\}=64 \qquad (12)$$

$A[k]$가 큰 값이 되는 경우는 잡음신호가 짧은 훈련신호와 유사하게 될 때이므로 $A_i[k]$와 $A_q[k]$와 관계는 $|A_i[k]|>>|A_q[k]|$이거나 $|A_i[k]|<<|A_q[k]|$이 된다. 따라서, 임계치 $Th$가 클 때에 $A[k]\geq Th$이 될 확률은 $A_i[k]\geq Th$일 확률의 4 배로 근사화될 수 있다. 잡음신호에 의하여 $A[k]$가 임계치 $Th$=24, 32, 40, 그리고 48을 초과할 확률은 각기 $p_w=5.40\times10^{-3}$, $1.27\times10^{-4}$, $1.15\times10^{-6}$, 그리고 $3.95\times10^{-9}$으로 계산된다. 따라서, 임계치를 48보다 크게 선정하면, 잡음신호에 대한 RSPS의 오검출을 매우 작게 할 수 있다.

한편, 짧은 훈련신호와 긴 훈련신호 사이에 상관

관계가 거의 없으므로 긴 훈련신호가 수신되기 시작하면 $A[k]$는 점진적으로 감소하게 된다. 잡음이 없는 경우에 긴 훈련신호의 처음 32 개 표본 동안에 자기상관 $A[k]$는 64에서 12까지 점진적으로 감소한다. 자기상관 $A[k]$가 주어진 임계치보다 작아지는 표본지점을 RSPL로 설정한다. 잡음에 대한 RSPS의 위치변동은 RSPL의 그것보다 일반적으로 크게 된다. 이것은 RSPS의 검출을 위한 $A[k]$의 계산에 순수한 잡음신호가 일부 구간에서 사용되는 반면에, RSPL의 검출을 위한 $A[k]$의 계산에서는 긴 훈련신호가 사용되기 때문이다. 이러한 이유에서 긴 훈련신호의 정확한 시작점을 찾는 기준점으로 RSPL을 사용한다. 짧은 훈련신호의 주기는 32이므로 RSPL가 긴 훈련신호의 시작점을 찾는 기준점이 되려면, RSPL는 긴 훈련신호의 처음 32 개의 표본 구간 내에 있어야 한다. 잡음에 의한 영향을 고려하여 긴 훈련신호의 처음 16 번째 표본 부근에서 RSPL가 발생하도록 임계치가 설정되어야 한다. 잡음이 없는 경우에 $A[k]$는 긴 훈련신호의 16 번째 표본에서 36이 된다. 그러나, 임계치가 36일 경우에 잡음신호에 대한 RSPS의 오검출 확률이 $1.15\times10^{-6}$ 보다 커진다는 문제점이 있다.

잡음의 영향에 의한 RSPL과 RSPS의 오검출 확률이 작도록, 식 (1)의 자기상관을 식 (13)과 같이 개선한다.

$$B[k]=A[k]+A_d[k],$$
$$A_d[k]=\left|A_{di}[k]\right|+\left|A_{dq}[k]\right|, \tag{13}$$

$$A_{di}[k]=\sum_{n=0}^{31}(b_i[k+n]\cdot b_i[k+n+64]+b_q[k+n]\cdot b_q[k+n+64]), \tag{14}$$

$$A_{dq}[k]=\sum_{n=0}^{31}(b_q[k+n]\cdot b_i[k+n+64]-b_i[k+n]\cdot b_q[k+n+64]) \tag{15}$$

$A[k]$와 $A_d[k]$는 송수신 편차주파수에 의하여 서로 차이가 날 수 있다. RF 송신주파수가 5GHz이고 그 주파수 편차가 50ppm이 있을 경우에 32지점 표본 사이에 위상회전이 $2^\circ$가 야기된다. 따라서, $A[k]$와 $A_d[k]$는 최대 $2^\circ$의 위상 차이가 있는 자기상관이 될 수 있으나, $2^\circ$의 위상차이는 매우 작으므로 $A[k]$와 $A_d[k]$의 크기는 유사하다. 따라서, $B[k]$는 $A[k]$에 비하여 SNR을 3dB 정도로 줄인 효과를 얻게 된다. $B[k]$는 긴 훈련신호의 16 번째 표본지점에서 72 값을 가지므로 본 논문에서는 이것을 $B[k]$에 대한 RSPS와 RSPL의 임계치로 설정한다. $B[k]$에 대한 임계치 72는 $A[k]$에 대한 임계치로 환산하면 $36\sqrt{2}$에 해당된다. 잡음신호에 대하여 $A[k]$에서 임계치 $36\sqrt{2}$에 의한 RSPS를 검출할 확률은 $3.95\times10^{-9}$ 보다 작다. $B[k]$에서 임계치 72에 의한 RSPS는 짧은 훈련신호의 3 번째 주기구간에 위치하게 된다. RSPS가 검출되면 그림 2의 심볼동기 블록은 AGC 블록에 수신신호의 증폭률 조정을 지시한다. 잡음에 대하여 RSPS와 RSPL의 오검출이 작도록 다음의 제약조건을 첨부한다. $B[k]$가 16번 연속적으로 72보다 같거나 커지는 첫 번째 표본지점을 RSPS로 설정하고, $B[k]$가 처음으로 16번 연속하여 72보다 작아지기 시작하는 첫 번째 표본지점을 RSPL로 설정한다. 송수신기의 편차주파수, 표본화시점 편차, 그리고 무선채널의 다중경로는 자기상관 $B[k]$에 미치는 영향은 작으며, III 장의 모의실험을 통하여 이것들의 영향을 살펴본다.

## 2. 상호상관에 의한 긴 훈련신호의 시작점 결정

자기상관 $B[k]$는 SNR에 민감하기 때문에 $B[k]$만의 사용으로 긴 훈련신호의 정확한 시작점을 찾기는 매우 어렵다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 상호상관 $R[k]$를 도입한다.

$$R[k]=\left|R_i[k]\right|+\left|R_q[k]\right|, \tag{16}$$

$$R_i[k]=\sum_{n=0}^{31}(F_i[n]\cdot b_i[k+n]+F_q[n]\cdot b_q[k+n]), \tag{17}$$

$$R_q[k]=\sum_{n=0}^{31}(F_q[n]\cdot b_i[k+n]-F_i[n]\cdot b_q[k+n]),$$

(18)

여기서 $F_i[n]$와$F_q[n]$는 짧은 훈련신호의 I 또는 Q 성분을 표 1과 같이 1, 0, -1로 양자화한 값이다. 이 양자화 기법은 상호상관의 회로가 단순하게 만들 뿐만 아니라 세기가 작은 짧은 훈련신호의 패턴을 0으로 대응시키기 때문에 잡음의 영향도 줄일 수 있다. 10 주기의 짧은 훈련신호가 수신되면 $R[k]$는 32 주기로 단위로 10개의 봉우리(peak)를 갖는다. 짧은 훈련신호 주기의 끝 지점에서 봉우리가 발생되므로 긴 훈련신호의 시작점을 RSPL와 이것에서 구할 수 있다. 잡음이 없는 짧은 훈련신호가 수신될 경우에 짧은 훈련신호 주기의 끝 지점에서 $R[k]$의 최대값은 30이고 $R[k]$의 2 번째 큰 값은 22가 되며 이것들의 위치는 최대값의 양쪽 인접한 지점이다. 송수신기의 표본화 시점편차가 12.5ns인 짧은 훈련신호에 대하여 $R[k]$의 최대값은 30이고 짧은 훈련신호 주기의 끝 지점과 그 다음 지점에 위치한다. 그리고, 두 번째 최대값은 14이고 그 위치는 최대값의 양쪽 인접한 지점이다. 따라서, 표본화 시점차이가 있더라도 $R[k]$는 여전히 봉우리(peak) 형태를 갖게 된다.

짧은 훈련신호에 잡음이 부가되면 봉우리의 크기가 영향을 받게 된다. AWGN이 있을 때에 근사식 (7)과 (8)을 식(17)과 (18)에 대입하면, $R_i[k]$와 $R_q[k]$는 다음과 같이 정리된다.

$$R_i[k]=\sum_{n=0}^{31}(F_i[n]\cdot F_i[k+n]+F_q[n]\cdot F_q[k+n])+N_i[k]$$

(19)

$$R_q[k]=\sum_{n=0}^{31}(F_q[n]\cdot F_i[k+n]-F_i[n]\cdot F_q[k+n])+N_q[k]$$

(20)

$$N_i[k]=\sum_{n=0}^{31}\left(F_i[n]\frac{w_i[k+n]}{|s_i[k+n]|}+F_q[n]\frac{w_q[k+n]}{|s_q[k+n]|}\right)$$

(21)

$$N_q[k]=\sum_{n=0}^{31}\left(F_q[n]\frac{w_i[k+n]}{|s_i[k+n]|}-F_i[n]\frac{w_q[k+n]}{|s_q[k+n]|}\right)$$

(22)

$N_i[k]$와 $N_q[k]$의 평균은 0이 되고 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_n^2=\mathrm{var}\{N_i[k]\}=\mathrm{var}\{N_q[k]\}=\frac{1}{snr}\sum_{n=0}^{31}(F_i^2[n]+F_q^2[n])=\frac{30}{snr}$$

(23)

SNR이 작아지면 분산 $\sigma_n^2$은 이것에 반비례하여 커지므로 봉우리의 크기와 가파름이 비록 작아질 수 있으나 $R[k]$는 여전히 봉우리 형태를 갖게 된다. 수신기의 복조과정에 위상 오프셋이 OFDM 신호에 부가될 수 있다. 짧은 훈련신호 $s[n]$에 위상 오프셋 $\theta$가 있을 때에 그 신호는 $r[n]=s[n]e^{j\theta}$이 된다. 이 위상 오프셋에 대하여서 $R[k]$는 전반적으로 커지게 된다. 이것은, 상호상관 식 (16)의 $R[k]$는 부호신호의 절대치들의 합을 사용하기 때문에, 복소수의 다음과 같은 성질이 적용된 것이다.

$$\left|e^{j(\omega n+\theta)}\right|\le\left|\mathrm{Re}[e^{j(\omega n+\theta)}]\right|+\left|\mathrm{Im}[e^{j(\omega n+\theta)}]\right|$$

(24)

짧은 훈련신호에 편차주파수가 있을 경우에 $R[k]$의 봉우리 기복이 클 수는 있으나 $R[k]$는 여전히 봉우리를 유지한다. 주파수 선택적 무선채널인 경우에 다중경로에 의하여 $R[k]$의 봉우리 크기, 개수, 위치가 변하게 된다. 무선채널의 다중경로는 지연 탭(delay tap)과 상대전력으로 표현되는 전력 지연 프로파일(power delay profile)로 나타낼 수 있다. 일반적으로 무선채널 환경에서 지연된 수신신호의 전력은 지수적으로 감소하므로, $R[k]$의 봉우리는 짧은 훈련신호의 끝 지점 부근에서 위치변동이 있게 된다. 다중경로가 매우 많고 잡음까지 있으면, $R[k]$의 봉우리 형태가 왜곡되고 개수도 변하게 된다. 잡음, 편차주파수, 다중경로에 대하여 보다 뚜렷

한 봉우리를 갖도록 식 (16)의 자기상관을 식 (25)의 $P[k]$와 같이 개선한다.

$$P[k] = R[k] + R_{d1}[k] + R_{d2}[k],$$
$$R_{dm}[k] = |R_{dmi}[k]| + |R_{dmq}[k]|, \quad m = 1,2 \tag{25}$$

$$R_{dmi}[k] = \sum_{n=0}^{31} (F_i[n] \cdot b_i[k+n+32 \cdot m] + F_q[n] \cdot b_q[k+n+32 \cdot m]), \tag{26}$$

$$R_{dmq}[k] = \sum_{n=0}^{31} (F_q[n] \cdot b_i[k+n+32 \cdot m] - F_i[n] \cdot b_q[k+n+32 \cdot m]), \tag{27}$$

$P[k]$는 $R[k]$에 비하여 잡음의 영향을 4.8dB 정도 줄인 효과를 얻는다. (25)에서 (27)까지와 같은 방식으로, $32 \times m$, $(m = 3,4,\cdots,9)$ 지점 떨어진 표본들과 $F[n]$의 상호상관을 계속하여 $P[k]$에 부가시키면 잡음의 영향을 더 줄일 수 있으나 구현의 복잡성이 증대된다.

긴 훈련신호의 시작점은 다음의 방법으로 찾는다. 자기상관 $B[k]$로 구해진 RSPS를 $k = 0$으로 설정한다. RSPS 이후부터 수신신호를 32 개의 표본 단위로 구분하고 각 표본에 $n = 0$부터 $n = 31$까지 번호를 순차적으로 부여한다. 자기상관 $B[k]$로 RSPL에 해당하는 $k$의 값을 찾는다. RSPS부터 RSPL까지 $P[k]$가 최대가 되는 $n$을 찾는다. 구해진 $k$와 $n$을 사용하여 긴 훈련신호의 실제 시작점을 계산한다.

## Ⅳ. 모의실험

본 논문에서 제시한 심볼동기 성능을 편차주파수, 잡음, 그리고 다중경로 대한 모의실험을 통하여 검증한다. 모의실험에 사용된 짧은 훈련신호는 40MHz로 표본화된 10 비트 데이터이고 송신 RF 주파수는 5GHz이다. 모의실험에서 사용된 전력지연 프로파일은 JTC(Joint Technical Committee)에서 제시된 2 개의 모델을 변형한 것이다[11]. 모델 1은 실내 사무실 환경에 대한 5 탭 전력지연 프로파일

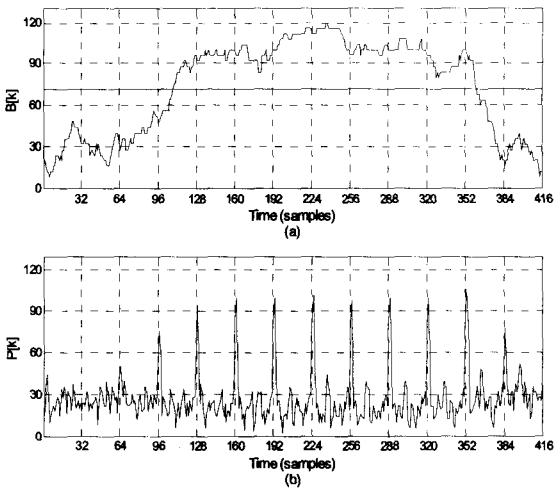



그림 3. SNR=10dB에서 (a) 자기상관 B[k]와 (b) 상호상관 P[k]

으로서 각 탭마다 지연시간은 25ns이고 상대전력은 0ns에서 0dB이고 각 탭마다 2.125dB씩 감소한다. 모델 2는 실외 시가지 환경에 대한 22 탭 전력지연 프로파일로서 0ns의 첫 번째 탭에서 0dB이고 13 번째 탭까지 지연시간은 25ns 단위로 증가하고 상대전력은 0.9dB씩 감소하며 13 번째 탭 이후부터 지연시간은 50ns 단위로 증가하고 상대전력은 1.8dB씩 감소한다.

먼저, AWGN 신호에 대한 10000 번의 모의실험에서 심볼동기가 한번도 발생하지 않음을 확인하였다. SNR 10dB의 짧은 훈련신호에 대한 10000 번의 모의실험을 통하여 긴 훈련신호의 정확한 시작점을 찾을 수 있음을 확인하였다. 이 모의실험의 $B[k]$와 $P[k]$가 그림 3에 도시되어 있다. 수신신호의 초기 32 표본 구간은 WGN 구간이고 33에서 352 표본까지가 10 개 주기의 짧은 훈련신호 구간이고 353 표본부터는 긴 훈련신호 구간이다. 자기상관 $B[k]$는 3 번째 주기의 짧은 훈련신호 구간에서 임계치 72보다 커지고 긴 훈련신호의 초기 32 표본 구간에서 72보다 작아짐을 알 수 있다. $B[k]$가 임계치 72보다 커지는 표본 구간에서 8 개의 뚜렷한 봉우리들이 있고 잡음에 의하여 크기들이 서로 다르며 가장 큰 봉우리는 10 번째 주기의 짧은 훈련신호에 있다. 봉우리들의 위치들은 모두 32 표본 주기로 발생되며 이 위치들은 짧은 훈련신호의 시작점들과 정확히 일치한다. SNR 7dB의 수신신호에 대한 10000 번의 심볼동기 결과가 표 2의 모의실험

1에 나타나 있다. 여기서, 동기오차는 긴 훈련신호의 실제 시작점과 검출된 시작점의 차이이다. 잡음의 영향 때문에 동기오차가 16 지점 이상이 114번 발생이 되어 있다. 동기오차가 32 이상인 모의실험 결과가 그림 4에 도시되어 있다. 상호상관 $P[k]$의 봉우리 크기 변화는 있으나 발생주기는 일정하므로 짧은 훈련신호의 끝 지점을 정확히 찾을 수 있다. 그러나, 잡음의 영향에 의하여 $B[k]$가 72보다 16번 이상 연속적으로 작아지는 지점이 256 부근에서 있어서 심볼동기를 이루지 못하였다. 96 지점 떨어진 표본 사이의 자기상관을 식 (13)의 $B[k]$에 한 번 더 부가하면, 잡음에 대한 심볼동기 성능을 좀 더 향상시킬 수 있다.

송수신기의 표본화 시점차이가 12.5ns이고 수신신호의 SNR이 10dB일 때에 심볼동기 결과가 표 2의 모의실험 2에 나타나 있다. 표본화 주파수의 반 주기 시점차이에 의하여 동기오차는 0 또는 1이 됨을 알 수 있다. 위상 오프셋, 편차주파수, 표본화 시점차이, 그리고 SNR이 각기 45°, 50ppm, 12.5ns, 그리고 10dB일 때의 심볼동기 결과가 표 2의 모의실험 3에 나타나 있다. 이 결과는 모의실험 2의 결과와 유사한데, 이것은 위상 오프셋과 주파수 편차에의하여 심볼동기 성능이 저하되지 않음을 의미한다. 모의실험 3의 $B[k]$와 $P[k]$가 그림 5에 나타나 있고 위상 오프셋 때문에 $B[k]$와 $P[k]$의 크기가 그림 3의 그것들보다 큼을 알 수 있다.

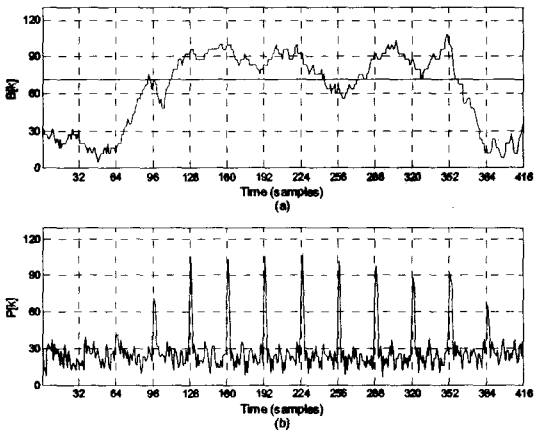



그림 4. SNR=7dB에서 (a) 자기상관 B[k]와 (b) 상호상관 P[k]

표 2. 10000번 모의실험 결과에 의한 긴 훈련신호의 시작지점

| 동기오차 | 모의실험 1 | 모의실험 2 | 모의실험 3 | 모의실험 4 | 모의실험 5 | 모의실험 6 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| -32이하 | 60 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| -17~-31 | 51 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| -16~-13 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| -12 | 0 | 0 | 0 | 0 | 13 | 0 |
| -11~-6 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| -5 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2 |
| -4 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 13 |
| -3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 160 |
| -2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 55 |
| -1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 9886 | 5892 | 5531 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 4108 | 4469 | 265 | 0 | 3 |
| 2 | 0 | 0 | 0 | 9735 | 11 | 813 |
| 3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 4580 | 700 |
| 4 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1276 | 702 |
| 5 | 0 | 0 | 0 | 0 | 16 | 3556 |
| 6 | 0 | 0 | 0 | 0 | 16 | 3761 |
| 7 | 0 | 0 | 0 | 0 | 87 | 223 |
| 8 | 0 | 0 | 0 | 0 | 466 | 7 |
| 9 | 0 | 0 | 0 | 0 | 2834 | 3 |
| 10 | 0 | 0 | 0 | 0 | 693 | 0 |
| 11 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 12~13 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 14 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 15~16 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 17~31 | 0 | 0 | 0 | 0 | 7 | 0 |
| 32이상 | 3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

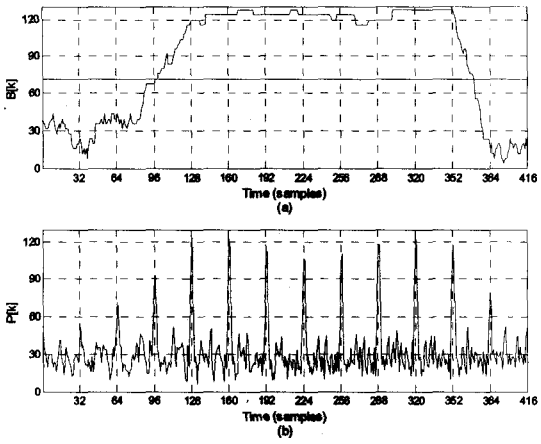



그림 5. 10dB SNR, 45° 위상 오프셋, 50ppm 주파수 편차, 12.5ns 표본화 시점차이에서
(a) 자기상관 B[k]와 (b) 상호상관 P[k]

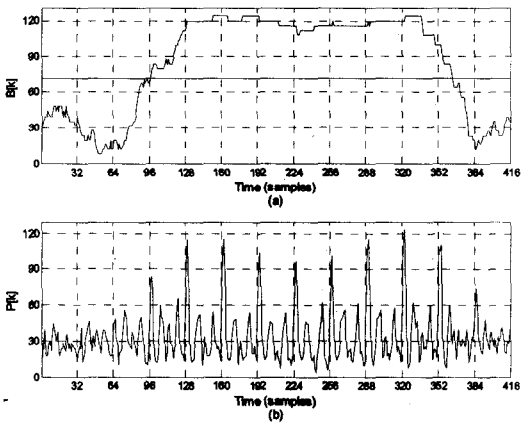



그림 6. SNR, 45° 위상 오프셋, 50ppm 주파수 편차, 12.5ns 표본화 시점차이,5 탭 전력지연 프로파일에서 (a) 자기상관 B[k]와 (b) 상호상관 P[k]

다중경로 모델 1을 모의 실험 3의 조건에 추가한 경우에 심볼동기 결과가 표 2의 모의실험 4에 나타나 있다. 무선채널의 다중경로에 의하여 동기오차는 2에 집중되어 있고 표 2의 모의실험 3 결과보다 대략 1.5 표본 정도 더 크다. 모의실험 4에 대한 $B[k]$와 $P[k]$가 그림 6에 나타나 있다. $B[k]$는 다중경로 채널이 없는 경우인 그림 5의 그것과 유사한데, 이것은 $B[k]$가 무선채널의 다중경로에 큰 영향이 없다는 것을 의미한다. 반면에, 무선채널의 다중경로에 의하여 상호상관 $P[k]$는 짧은 훈련신호

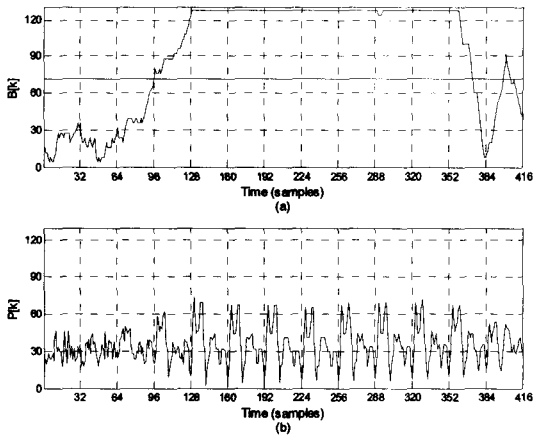



그림 7. SNR=30dB, 22 탭 전력지연 프로파일에서
(a) 자기상관 B[k]와 (b) 상호상관 P[k]

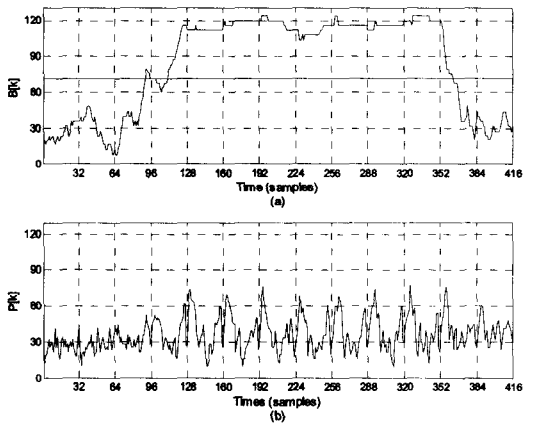



그림 8. SNR 그림 5. 10dB SNR, 45° 위상 오프셋, 50ppm 주파수 편차, 12.5ns 표본화 시점차이, 22 탭 전력지연 프로파일 에서
(a) 자기상관 B[k]와 (b) 상호상관 P[k]

의 1 주기 구간에 큰 봉우리 1개와 작은 봉우리 2개를 가진다. 그러나, 모델 1의 전력지연 탭 수가 5개로 매우 작기 때문에, 큰 봉우리와 작은 봉우리들의 차이는 매우 크다. SNR 30dB의 잡음이 있을 때에 22 탭의 다중경로 모델 2에 대한 $B[k]$와 $P[k]$가 그림 7에 나타나 있다. $P[k]$는 짧은 훈련신호 1 주기에서 표본지점 3과 9에서 크기가 유사한 2 개의 봉우리를 가진다. 이것은 대부분의 심볼동기 위치가 긴 훈련신호의 3 또는 9 번째의 표본지점에서 검출될 수 있음을 의미한다. 모델 2의 무선채널에 SNR 10dB 잡음만 있을 때의 심볼동기

결과가 표 3의 모의실험 5에 나타나 있고 대부분의 동기오차가 3과 9임을 알 수 있다. 모델 2의 채널 환경에서 위상 오프셋, 주파수 편차, 표본화 시점차이, 및 SNR이 각기 $45°$, 50ppm, 12.5ns, 및 10dB일 때에 심볼동기 결과가 표 3의 모의실험의 6에 나타나 있고, 동기오차는 2에서 7사이에 분포되어 있다. 모의실험 6의 $B[k]$와 $P[k]$가 그림 8에 나타나 있으며, 위상 오프셋, 주파수 편차, 표본화 시점차이 등의 복합적인 요인에 의하여 봉우리 형태가 매우 일그러져 있다. 그러나, 전력지연 파일의 지수감소적인 특성에 의하여 $P[k]$는 $k=3$과 $k=9$ 사이에서 최대값을 가진다.

모의 실험을 통하여 동기오차의 주요한 요인은 무선채널의 다중경로이고 특히, 상호상관 $P[k]$는 다중경로 대하여 큰 영향을 받음을 알 수 있었다. 본 논문에서는 다중경로가 많은 무선채널을 고려하여 동기오차를 인위적으로 개선한다. 심볼동기에서 검출한 긴 훈련신호의 시작점보다 8 표본 앞선 지점을 긴 훈련신호의 시작점으로 재조정한다. 긴 훈련신호의 정확한 시작점을 검출한 경우에 20MHz 표본화 주파수의 OFDM 심볼은 보호시간의 후반부 4 표본이 포함된 64 표본들로 구성하게 된다.

## V. 결 론

본 논문은 IEEE 802.11a OFDM 시스템에서 긴 훈련신호의 시작점을 찾는 심볼동기 기법을 제시하였다. 수신신호를 40MHz 주파수로 표본화하고 짧은 훈련신호의 부호만을 사용한 자기상관과 상호상관을 적용하였다. 잡음과 무선채널의 다중경로에 대하여 견실한 심볼동기를 이루도록 짧은 훈련신호의 2 주기와 3 주기를 각기 자기상관과 상호상관의 계산에 사용하였다. 이 기법은 잡음의 세기에 관계없이 항상 고정된 임계치를 자기상관에 사용하고 상호상관에는 임계치의 사용이 필요가 없다. 이 심볼동기 기법에서는 AGC 기능이 짧은 훈련신호 구간 동안에 처리될 수 있고 심볼동기의 회로구현이 복잡하지 않다. 모의실험을 통하여 SNR 10dB의 짧은 훈련신호에서 심볼동기가 정상적으로 수행됨을 보였다. 송수신기의 편차주파수, 표본화 시점차이, 그리고 무선채널의 다중경로에 대하여서도 긴 훈련신호의 시작점을 검출할 수 있음을 보였다. 다중경로가 매우 많은 무선채널을 고려하여 검출된 동기지점보다 8 표본 앞선 지점을 긴 훈련신호의 시작점으로 선정하는 것을 제시하였다.

## 참 고 문 헌


[1] IEEE, Wireless MAC and PHY Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band, P802.11a/D7.0, July 1999.

[2] P. H. Moose, "A techniquefor orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. Commun., vol. 42, no. 10, pp. 2908-2914, Oct. 1994.

[3] O. Edfors, M Sandell, J. J. Van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 7, pp. 931-939, July 1998.

[4] J. J. van de Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, July 1997.

[5] T. M. Schmidl and D. C. Cox,"Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621, Dec. 1997.

[6] T. Keller, L. Piazzo, P. Mandarini, and L. Hanzo, "Orthognal Frequency Division Multiplex Synchronization Techniques for Frequency-Selective Fading Channels," IEEE J. Select Areas Commun., vol. 19, no. 16, pp. 999-1008, June 2001.

[7] 전원기, 조용수, "OFDM 기반 무선 LAN에서의 개선된 심볼옵셋 추정기법," 한국통신학회지, 제27권, 제1B호, pp. 66-78, 2002, 1.

[8] 윤경석, 최승국, "OFDM 방식을 이용한 무선 LAN 시스템의 동기," 한국통신학회지, 제27권, 제1B호, pp. 79-89, 2002, 1.

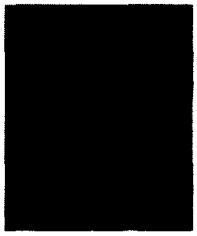
[9] Weon-Cheol Lee, Hyung-Mo Park, Kyung-jin Kang and Kuen-bae Kim, "Performance Analysis of Viterbi Decoder Using Channel State Information in COFDM System,"IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 44, No.4, pp.488-496, Dec. 1998.

[10] P. J, Black, T. H. Meng, "A 140-Mb/s,

32-state, radix-4 Viterbi decoder," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.27, no.12, pp.1877-1885, Dec. 1992.

[11] Development/Testing Ad hoc Group, "Joint Technical Committee (AIR) Standards Contribution, "Sept, 1994.

**황 진 권 (Jin Kwon Hwang)** 정회원



1985년 : 서울대학교 제어계측공학과 학사
1987년 : 서울대학교 제어계측공학과 석사
1997년: 서울대학교 제어계측공학과 박사
1987년~1993년: 삼성전자 전송연구실 선임연구원
2003년~현재: 우석대학교 전기전자공학부 전임강사
<주관심분야> 무선통신, 신호처리, 제어시스템