무선 OFDM LAN 시스템의 시간 동기

최승국*

Timing Synchronization of Wireless OFDM LAN Systems

Seung-kuk Choi*

요 약

IEEE 802.11a 무선 LAN OFDM 시스템을 위한 시간 동기 처리 방법을 연구한다. 먼저 연속되는 두 개의 윈도우 내에 존재하는 OFDM 수신 신호의 에너지를 계속 측정하여 비교함으로서 신호의 시작 시간을 검출한다. 이어서 짧은 훈련 신호와 수신된 신호간의 상관성을 측정하는 방법으로 정확한 OFDM 심볼 동기가 수행된다. 훈련 신호와 수신 신호 간의 상관값에 대한 분산과 평균값을 구하고, 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 결과 값과 비교한다.

ABSTRACT

A timing synchronization method is presented for IEEE 802.11a wireless OFDM system. First the signal detection is achieved by measuring the moving energy of the received OFDM signal in two consecutive windows. By measuring the correlation between the short training signal and received envelope signal, fine OFDM symbol synchronization can be acquired. The variance and average value of the correlation value is acquired. And the theoretical values are compared with computer simulation results.

키워드

OFDM, 시간 동기, 프레임 검출, 심볼 동기

* 인천대학교 정보통신공학과 교수

접수일자 2008. 12. 02
심사완료일자 2009. 01. 09

Ⅰ. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식에서는 전송될 데이터 심볼을 우선 N개씩 블록화 한 후에 병렬화 시킨다. 이 병렬화 된 심볼을 서로 다른 주파수를 가지는 N개의 직교 부 반송파(subcarrier)로 변조시켜서 동시에 전송함으로써 전송 심볼의 주기를 원래 데이터 심볼의 주기보다 N배 길어지게 한다. 따라서 고속 데이터 전송 시에 발생되는 심볼 간 간섭 문제를 쉽게 해결할 수 있는 장점이 있다. 그러므로 IEEE는 최근에 OFDM 방식의 802.11a 고속 무선 LAN(Local Area Network) 표준 초안을 확정하였다[1].

데이터 심볼은 OFDM 블록 신호로 전송되고, 수신기에는 전송되어 온 OFDM 신호들을 N개씩 블록화 한 후에 복조 하여 원래의 심볼을 재생 한다. 이 때 원래의 OFDM 블록과 시간적으로 같은 시간에 N개의 데이터를 샘플링하지 못하여 시간 동기 편차가 발생하면, 재생되는 심볼 값에 위상 회전이 발생된다[2,3]. 송신되는 OFDM 신호는 주파수 선택적 Rayleigh 다중 경로 채널과 부가성 백색 가우스 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise) 채널을 통하여 전송되면서 그 크기 및 위상이 변화되어 재생되는 심볼 값에 변화가 생긴다. 이러한 심볼 값을 원래의 정확한 모습으로 복원하기 위하여 파일럿 심볼을 이용한 변조 방식(PSAM: Pilot Symbol Assisted Modulation)이 현재 IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템에 사용되고 있다[1].

OFDM 수신기에서 시간 동기를 위하여, 먼저 신호의 존재를 검출하고, 그 다음 OFDM 심볼 동기를 수행한다. IEEE 802.11a 무선 LAN 표준에서는 이러한 시간 동기를 위하여 고유의 프리앰블(preamble) 신호를 사용한다. 본 논문에서는 실제 IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템에서의 시간 동기 처리 방법에 대하여 그 특성을 분석하여, OFDM 수신기에서 정확한 시간 동기 방식을 연구하고자 한다.

Ⅱ. IEEE802.11a OFDM 시스템

그림 1의 OFDM 기저 대역(baseband) 전송 시스템의 구성도 에서와 같이, 인터리빙 된 데이터는 16 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 매핑되어 주기 T_s인 소스 심볼로 변환된 후, 직·병렬 변환기(S/P)를 거쳐 N개의 부 반송파로 각각 변조된다. 소스 심볼들은 N개씩 블록화 된 후 병렬화 되므로 블록의 길이는 $T = NT_s$가 된다. 그림 1의 IQ modulator 출력에 나타나는 한 블록 소스 심볼들이 OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$의 모양은 다음 식(1)과 같다[4].

$$x_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \{ a(k)\cos[2\pi(f_m + f_k)t] - b(k)\sin[2\pi(f_m + f_k)t] \} \quad (1)$$

이때 f_m은 변조 주파수이고 $f_k = k\Delta f$이며 구형파 모양의 펄스로 선정하면 각 부반송파간의 주파수 간격

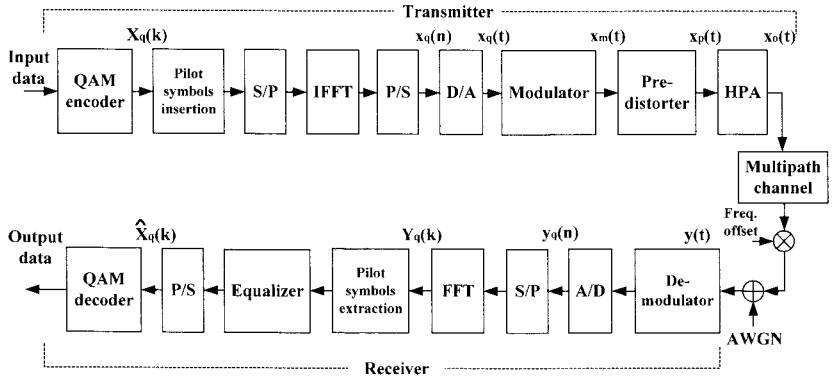


그림 1. IEEE 802.11a OFDM 시스템 구성도
Fig.1 Block diagram of IEEE802.11a OFDM system

Δf가 $1/T$일 때 각 부반송파는 서로 직교성이 있다. 식 (1)에서 $a(k)+jb(k)=X_q(k)$는 QAM mapper 출력에 나타나는 심볼의 성상도를 나타내며 $a(k)$는 k번째 심볼의 I(inphase)성분, $b(k)$는 Q(quadrature)성분의 크기를 나타낸다. 이 OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$의 복소 포락선(complex envelope)이 $t=nT_s$때마다 샘플링 된 신호는 다음 식 (2)와 같다.

$$x_q(n)=(1/\sqrt{N})\sum_{k=0}^{N-1}X_q(k)\exp(\frac{j2\pi kn}{N}) \quad (2)$$

수식 (2)는 $X_q(k)$의 이산 역 Fourier 변환의 모양이다. 그러므로 OFDM 변조를 그림 1의 송신기에서와 같이 소스 심볼을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)한 후, 아날로그 신호로 변환(D/A)시킨 다음, RF 변조시키는 방법으로 간단하게 실현할 수 있다. 변조된 신호는 TWT(Traveling Wave Tube)와 같은 HPA를 이용하여 증폭되어 전송된다.

송신기 출력 신호 $x_0(t)$는 전송 도중에 다중 경로에 의해 주파수 선택적 페이딩이 발생된다. 또한 AWGN 잡음이 추가되며 도플러 영향 등으로 인하여 수신 시 주파수 동기 편차 f_0가 발생된다. 이 주파수 편차 f_0을 부 반송파간의 주파수 간격에 대한 상대 주파수 편차 $\varepsilon=f_0/\Delta f$로 표시한다. I개의 다중 경로로 인한 수신 신호의 이산 복소 포락선 $y(n)$은 다음식 (3)과 같다.

$$y(n)=\sum_{l=0}^{I-1}h(i)\,x_c(n-i) \quad (3)$$

위 식에서 채널 응답 $h(i)$는 복소 가우스 불규칙 변수이며, 그 크기는 Rayleigh pdf(probability density function)를, 위상은 0에서 2π 까지의 균일 분포를 가진다[4]. 한편 OFDM 방식에서는 채널 지연에 의한 심볼 간 간섭을 방지하기 위하여 채널의 최대 지연 시간 보다 긴 보호구간을 심볼의 전단에 추가한다. IEEE 802.11a에서는 $N=64$ 포인트 IFFT를 사용하며 보호구간으로 16개의 cyclic prefix를 사용한다. 보호구간을 포함한 OFDM 한 심볼의 주기 $T=4\,\mu$s이므로 샘플링 주기 T_s는 50 ns가 되며 부반송파 간의 주파수 간격은 312.5 kHz다. 주파수 편차 ε과 대역 통과 AWGN 잡음 $w(t)$의 영향까지 고려할 때, 수신 신호의 복소 포락선이 샘플링 된 이산 복소 포락선 $r(n)$은 다음 식 (4)와 같다[2].

$$r(n)=y(n)\exp(j2\pi\epsilon n/N)+w(n) \quad (4)$$

그러면 N개의 $r(n)$을 FFT하여 심볼 $R(k)$를 재생할 수 있다.

$$R(k)=\sum_{n=0}^{N-1}r(n)\exp(-j2\pi kn/N) \quad (5)$$

송수신기 사이에 심볼 동기 편차 τ_i가 존재하면, 채널 임펄스 응답 $h(i)$에 τ_i 시간 지연이 발생하게 된다. 따라서 심볼 동기 편차의 크기가 $\tau_i=v$ 샘플링 시간만큼 존재하면, 수신 시간 신호를 FFT하여 얻는 심볼 $R(k)$에 $\exp(j2\pi kv/N)$항이 곱해지는 효과가 생기게 된다. 즉 각 심볼 $R(k)$에 $2\pi kv/N$ 만큼의 위상 회전이 발생하게 된다[3]. 각 부 반송파의 주파수 성분 $R(k)$는 송신 증폭기의 비 선형성, 전송 도중에 발생되는 다중 경로 페이딩, AWGN, 주파수 편차 및 시간 편차 등의 영향으로 인하여 각각의 주파수 성분들에 서로 다른 크기 감소와 위상 변화가 발생된다. 따라서 $R(k)$는 각 부 반송파의 전달 함수 $H(k)$로 추정된 전달 함수 $\hat{H}(k)$와 역으로 곱해져서 보상된다(one tap frequency equalizer)[4].

$$\hat{X}_q(k)=R(k)/\hat{H}(k) \quad (6)$$

최종적으로 주파수 보상된 $\hat{X}_q(k)$가 애초에 송신된 $X_q(k)$와 같은 성상도 영역 내에 속하는 가의 여부에 따라 심볼 오류율과 이와 관련된 비트 오류율이 결정된다. 그림 1에서 송신기 D/A 출력에 나타나는 OFDM 변조된 신호 $x_q(t)$에는 전송 데이터 신호 이외에 채널 추정 및 심볼 동기 등을 위한 프리앰블(preamble) 신호가 포함되어 있다. 그림 2에 IEEE 802.11a에 의한 프리앰블 신호가 도시되었다. 데이터의 송·수신을 위해서는 수신기에

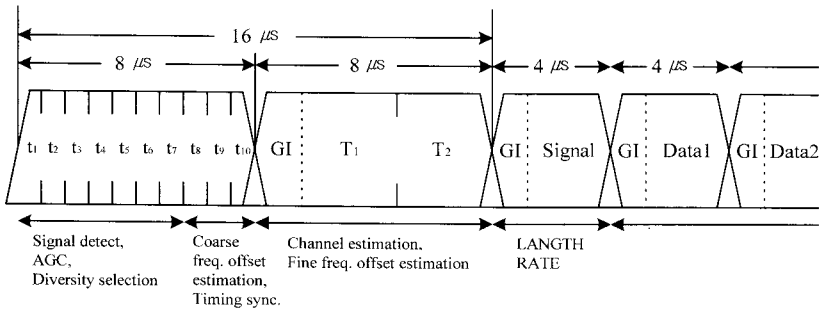


그림 2. OFDM 프리앰블 신호
Fig.2 OFDM preamble signal

서 먼저 전송 신호의 탐지, 수신 신호 크기의 자동 이득 조절, 대략적인 주파수 동기 및 심볼 시간 동기가 이루어져야 한다. 그러므로 프레임의 처음 부분에 짧은 훈련 신호 $t_0 \sim t_{10}$가 먼저 송신된다. 이 짧은 훈련 신호는 아래 식과 같은 12개의 훈련 심볼들 $S_{-26,26}$가 IFFT 입력에 추가 삽입되어 만들어진다.

$$S_{-26,26} = \{0,\ 0,\ 1+j,\ 0,\ 0,\cdots,1+j,\ 0,0\} \quad (7)$$

위와 같은 심볼 수열 $S_{-26,26}$가 IFFT되어 OFDM 변조된 신호가 10번 반복되어 보내진다. 채널 추정과 정확한 주파수 동기를 위하여 그림 2에서와 같이 긴 훈련 신호 T_1과 T_2가 짧은 훈련 신호 다음에 송신된다. 이 긴 훈련 신호는 식 (8)와 같은 52개의 훈련 심볼들 $P_{-26,26}$가 IFFT 입력에 삽입되어 만들어진다.

$$P_{-26,26} = \{1,\ 1,\ -1,-1,\ 1,\ 1,-1,\ 1,\cdots\cdots,1,\ 1\} \quad (8)$$

이러한 파일럿 심볼 수열 $P_{-26,26}$가 IFFT된 훈련 신호가 두 번 반복되어 송신된다. 수신기에서는 똑같은 모양인 두 신호 T_1과 T_2간의 위상차를 측정하여 송신기와 수신기간의 주파수 편차를 추정할 수 있다. 또한 수신기에서 이 52개의 파일럿 심볼들을 재생하여 원래 파일럿 심볼들과 비교함으로서 전송 채널을 추정한다.

Ⅲ. 시간 동기 처리 과정

OFDM 수신기에서 동기 부분을 중점적으로 나타낸 시스템의 구성도가 그림 3에 도시되었다. 수신된 신호는 중간 주파수(Intermediate Frequency)로 주파수 성분이 낮아지고 중간 주파 국부 발진기(IF Local Oscillator)를 이용하여 신호의 기저 대역 I, Q 성분이 재생된다(IQ demodulation). 이때 I성분을 검출하기 위한 중간 국부 발진기 신호 $v_i(t)$와 Q성분을 검출하기 위한 신호 $v_q(t)$는 다음 식 (9)와 같이 표시된다.

$$v_i(t) = 2\cos(2\pi f_i t) \quad (9)$$
$$v_q(t) = 2\sin(2\pi f_i t)$$

국부 발진기의 주파수 f_i는 동기부(sync)에 의해 추정된 주파수 편차 정보(freq sync)에 의해 자동 제어되어 송신기에 있는 국부 발진기 주파수와 일치된다. 중간 주파 혼합기(mixer)의 출력을 $s(t)$라고 하면, 이 신호를 샘플링하기 위한 A/D 변환기 입력 신호 $r(t)$는 다음 식과 같다.

$$r(t) = \mathrm{LPF}\{s(t)\,v_i(t)\} + j\,\mathrm{LPF}\{s(t)\,v_q(t)\} \quad (10)$$

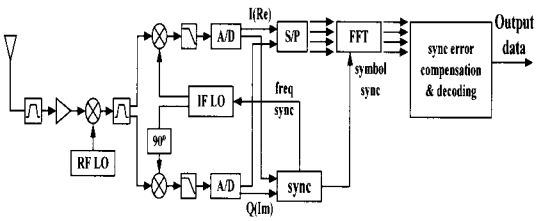


그림 3. OFDM 수신기의 구성도
Fig.3 Block diagram of OFDM receiver

이때 LPF{ · }는 저역 필터링을 의미한다. 위 식에서처럼 I성분과 Q성분을 각각 실수 및 허수 성분으로 표현하면 $r(t)$는 복소함수가 된다. 복소신호 $r(t)$가 m번째 샘플링 시간에 샘플링된 이산 복소수를 r_m이라고 표시한다.

IEEE 802.11a LAN 시스템에서는 그림 2와 같은 구조의 프레임에 따라 데이터를 송신한다. 그러므로 수신기에서는 우선 신호의 존재를 검출하여 프레임의 시작 시점을 찾아야 한다. 이 프레임 동기가 이루어지면 이어서 프레임 내에서의 오차가 $\pm 1/2$ 샘플 주기 시간 이내의 정확한 OFDM 심볼 시작 시간을 찾는다. 프레임의 검출 방법으로 이중 슬라이딩 윈도우를 사용한 방법(double sliding window frame detection)[5]을 사용한다. 이 알고리즘은 그림 4에서 보는 것처럼 수신되는 신호를 연속되는 두 개의 윈도우에 계속 저장한다. 윈도우 A와 B에 저장된 신호 r_m의 에너지 a_d와 b_d를 수식 (11) 및 (12)와 같이 구한 다음, 두 에너지의 비 m_d를 수식 (13)와 같이 계산한다. 이때 d는 샘플링 주기를 단위로 하는 시간 값인데, 신호가 윈도우 내에 입력될 때 마다 d값은 계속 증가 된다.

$$a_d = \sum_{m=0}^{M-1} r_{d-m} r^*_{d-m} = \sum_{m=0}^{M-1} |r_{d-m}|^2 \quad (11)$$

$$b_d = \sum_{l=1}^{L} r_{d+l} r^*_{d+l} = \sum_{l=0}^{L} |r_{d+l}|^2 \quad (12)$$

$$m_d = \frac{a_d}{b_d} \quad (13)$$

OFDM 신호가 전송되기 전에는 AWGN 잡음만 존재하므로 OFDM 포락선 신호의 크기는 작으나, 훈련 신호들이 전송되기 시작하면 수신되는 포락선 신호의 크기는 증가한다. 송신되는 신호가 없이 잡음만 수신되고 있는 상황에서는, 두 윈도우가 비슷한 양의 AWGN 잡음 에너지를 포함하고 있으므로, d값의 증가에 따른 m_d값의 변화는 크지 않다. 신호가 전송되기 시작하여 A 윈도우에 저장되기 시작하면 a_d값이 증가하고, m_d값이 따라서 증가한다. 신호가 A 윈도우를 모두 채우고 B 윈도우에는 잡음 만 존재하게 되면 m_d값은 최대가 된다. 이어서 B 윈도우에도 신호가 저장되기 시작하면 m_d값은 다시 감소하기 시작한다(그림 4).

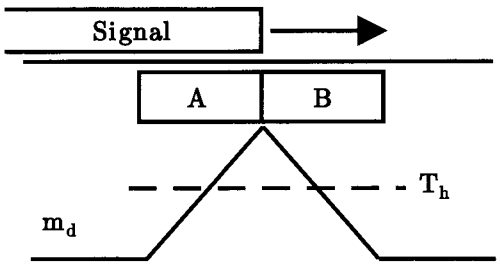


그림 4. 이중 슬라이딩 윈도우 프레임 검출
Fig.4 Double sliding window frame detection

그림 (1) - (3)의 OFDM 송수신 시스템과 이중 슬라이딩 윈도우 방법에 관한 수식 (1)-(13)을 이용하여 MATLAB 시뮬레이션 생성된 m_d값 변화 모양이 그림 5에 도시되었다. 그림 5에서 대략 $d=80$ 시점에서 프레임이 시작된 것을 검출할 수 있다. 이와 같이 프레임의 검출은 m_d이 임계값 T_h를 초과할 경우 이루어진다.

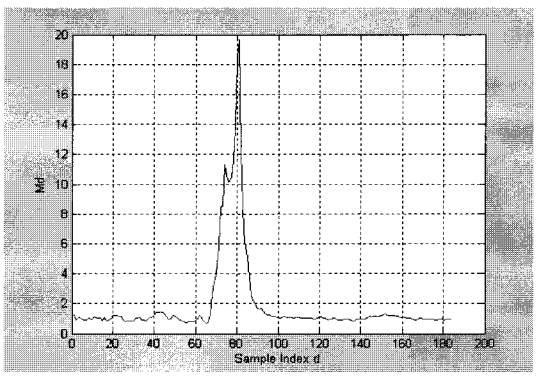


그림 5. 이중 슬라이딩 윈도우 검출에 의한 m_d
Fig.5 Simulated m_d using Double sliding detection

프레임이 시작된 것으로 판정되면, 10번 반복되어 전송되어온 짧은 훈련 신호 160개 샘플 값을 읽어 들여서, 짧은 훈련 신호 16개 값과의 상관성(correlation)을 측정하여, 오차가 $\pm 1/2$ 샘플 시간 이내의 정확한 심볼 동기를 수행한다. 프레임 초기에 16개의 짧은 훈련 심볼들에 의해 생성된 포락선 신호의 전력의 합을 1.0으로 규준화 시켰을 때, 샘플링 된 이 복소 포락선 신호 $p_m = p_{mi} + jp_{mq}$ 은 표 1과 같다. SNR이 10 dB인 경우에는 이 포락선 신호에 분산 $\sigma_W^2 = 0.1$ 인 AWGN 잡음이 추가된다. 수신된 복소 포락선 신호 r_m 과 표 1과 같은 $M = 16$ 개의 복소 포락선 신호 p_m 과의 상관성을 나타내는 아래 식 (16)의 를 측정하여 심볼 동기를 수행한다.

표 1. 짧은 훈련 심볼들에 의한 p_m
Table 1. p_m of Short Training Symbols

m	1	2	3	4
p_{mi}	0.102	-0.293	-0.029	0.317
p_{mq}	0.102	0.005	-0.174	-0.028
m	5	6	7	8
p_{mi}	0.204	0.317	-0.029	-0.293
p_{mq}	0	-0.028	-0.174	0.005
m	9	10	11	12
p_{mi}	0.102	0.005	-0.174	-0.028
p_{mq}	0.102	-0.293	-0.029	0.316
m	13	14	15	16
p_{mi}	0	-0.028	-0.174	0.005
p_{mq}	0.204	0.316	-0.029	-0.293

$$P(d) = \sum_{m=0}^{M-1} (r_{d+m}^* \, p_m) \tag{14}$$

$$Q(d) = \sum_{m=0}^{M-1} |r_{d+m}|^2 \tag{15}$$

$$M(d) = \frac{|P(d)|}{Q(d)} \tag{16}$$

OFDM 시스템에 관한 수식 (1) - (8)과 심볼 동기에 관한 수식 (14) - (16)을 이용하여 MATLAB으로 생성된 수신 신호의 포락선 r_m 과 $M(d)$ 의 계산 값이 그림 6에 도시되었다. p_m 과 같은 모양의 짧은 훈련 신호가 10번 반복되어 수신되므로 $M(d)$ 의 봉우리(peak)도 10번 나타나며 이 봉우리들의 꼭대기가 나타나는 시점 d들이 바로 짧은 훈련 신호가 각각 시작되는 시점이다. SNR = 10 dB인 AWGN 잡음에 의하여 이 꼭대기 $M(d)$ 값들이 0.95를 중심으로 변동된다. 시점들에서 나타나는 $M(d)$ 값의 평균값과 분산을 다음과 같이 구할 수 있다.

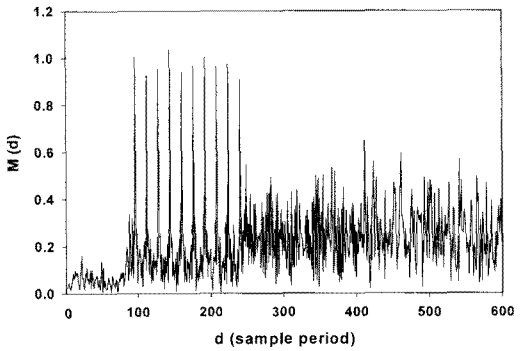


그림 6. r_m 에 대하여 계산된 $M(d)$
Fig.6 Simulated $M(d)$ of r_m

이 r_m 은 신호와 잡음에 의하여 이루어지므로 $r_m = s_m + w_m = (s_{mi} + js_{mq}) + (w_{mi} + jw_{mq}) = r_{mi} + jr_{mq}$ 이며 그 분산은 다음과 같다.

$$E\{s_{mi}^2\} = E\{s_{mq}^2\} = \frac{\sigma_S^2}{2} \tag{17}$$

$$E\{w_{mi}^2\} = E\{w_{mq}^2\} = \frac{\sigma_W^2}{2} \tag{18}$$

수신되는 r_m 의 크기를 규준화 시켜서 항상 $Q(d) = 1.0$ 이 되도록 조정하면 $M(d) = |P(d)|$ 가 되어서 아래 식 (19)가 성립한다.

$$\begin{aligned} M(d) &= \sum_{m=0}^{M-1} |(s_{d+m} + w_{d+m})^* p_m| \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} |s_{d+m}^* p_m + p_m w_{d+m}^*| \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} |(s_{(d+m)i} p_{mi} + s_{(d+m)q} p_{mq} \\ &\quad + p_{mi} w_{(d+m)i} + p_{mq} w_{(d+m)q}) \\ &\quad + j(p_{mq} w_{(d+m)i} - p_{mi} w_{(d+m)q})| \end{aligned} \tag{19}$$

$M(d)$가 봉우리 값을 가지는 시점 d들에서는 m이 0에서 $M-1$로 순서대로 변화할 때 s_{d+m}과 p_m은 그 변화 모양이 서로 같으며 다만 그 절대적인 크기만 다르다. 그러므로 SNR$=\sigma_S^2/\sigma_W^2$인 환경에서 s_{d+m}과 p_m은 다음 식과 같은 관계가 있다.

$$s_{d+m} = \sqrt{\frac{SNR}{1+SNR}}\, p_m \tag{20}$$

또한 표 1에서와 같이 $p_{mi} = p_{(m+8)q}$, $p_{mq} = p_{(m+8)i}$ $(1 \le m \le 8)$의 관계가 있으므로 $\sum_{m=0}^{M-1}(s_{(d+m)i}\, p_{mq} - s_{(d+m)q}\, p_{mi}) = 0$이 된다. 이 관계식이 식 (19)를 유도 시 Im 부분을 간략히 하기 위하여 사용되었다. 식 (19)에서 $w_{(d+m)i}$와 $w_{(d+m)q}$는 독립적이고 평균값이 0인 불규칙 변수이므로 $M(d)$의 평균값을 다음과 같이 구할 수 있다.

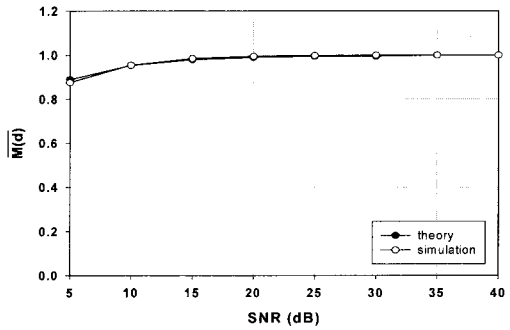
$$E\{M(d)\} = E\left\{\sum_{m=0}^{M-1}(s_{(d+m)i}\, p_{mi} + s_{(d+m)q}\, p_{mq}\right) \tag{21}$$

SNR이 비교적 큰 경우에는 $s_{d+m} \approx p_m$이며 또한 식 (19)에서 Re 부분의 크기가 Im 부분의 크기보다 훨씬 크므로 Im 부분이 생략될 수 있다. 그러면 이 식과 원래 식 (16)을 이용하여 $M(d)$에 대한 아래 근사식을 유도할 수 있다.

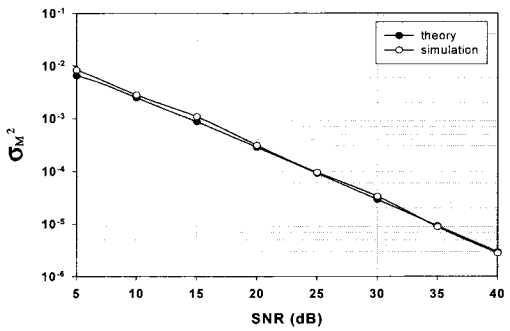
이때 $M(d)$는 가우스 불규칙 변수 w_m의 선형 함수가 되므로 $M(d)$도 역시 가우스 pdf를 갖는다. 식 (22)의 분자항 중에서 $s_{(d+m)i}\, p_{mi} + s_{(d+m)q}\, p_{mq}$는 식 (21)에서와 같이 그 합이 $M(d)$의 평균값이 되므로 $M(d)$의 분산 σ_M^2을 구할 때 이 항은 삭제되어진다. 그러면 SNR이 비교적 큰 경우에 꼭대기 시점들에서 $M(d)$의 분산은 다음 식(23)과 같다.

$$\sigma_M^2 \approx \frac{\sigma_S^2\, \sigma_W^2}{2\, M(\sigma_S^2 + \sigma_W^2)^2} \tag{23}$$

그림 7에 AWGN 채널 환경 하에서 실제 $M=16$인 심볼 동기 수행 시 $M(d)$ 봉우리들에서의 평균값과 분산이 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 방법으로 구해져 이론 식 (21)과 (23)에 의한 값과 비교되었다.



(a)



(b)

그림 7. 봉우리들에서의 $M(d)$의 평균값(a) 및 분산(b)
Fig.7 Mean(a) and Variance(b) of $M(d)$

$$M(d) \approx \frac{\sum_{m=0}^{M-1}(s_{(d+m)i}\, p_{mi} + s_{(d+m)q}\, p_{mq} + s_{(d+m)i}\, w_{(d+m)i} + s_{(d+m)q}\, w_{(d+m)q})}{\sum_{m=0}^{M-1}|r_{d+m}|^2} \tag{22}$$

Ⅳ. 결 론

IEEE 802.11a 무선 LAN OFDM 시스템을 위한 시간 동기 처리 과정을 연구하였다. 이무선 LAN 시스템의 시간 동기 특성을 분석하기 위하여 우선 데이터가 OFDM 변조, 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩, 시간 및 주파수 편차가 존재하는 클럭으로 OFDM 복조, 시간 동기 추정, 채널 추정, 보상되는 모든 과정에 대하여 각 시스템 블록마다 그 입·출력 신호 변환 과정을 이산 복소 포락선 함수들로 표현하였다.

프레임 검출 방법으로 이중 슬라이딩 윈도우 방법을 사용하고, OFDM 심볼 시간 동기는 훈련 신호와 실제 수신되는 OFDM 신호 간의 상관성을 측정하여 수행하였다. 짧은 훈련 신호와 수신된 신호간의 상관성을 나타내는 $M(d)$ 값을 이용한 정확한 심볼 동기 방법을 사용하였으며, $M(d)$의 분산 및 평균값을 구하였다. 또한 위와 같은 OFDM 시스템 구성 및 각 입출력 수식들을 이용하여, 컴퓨터 모의실험에 의한 방법으로, OFDM 송수신 및 시간 동기 처리를 수행하고 이론적인 결과치와 비교 하였다. 그러므로 본 연구의 동기 처리 방법 및 분석 결과가 OFDM LAN 시스템에 필요한 우수한 특성의 시간 동기 처리를 위하여 이용될 수 있을 것이다.

참고문헌

[1] IEEE, "Supplement to Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems-LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless MAC and PHY Specifications: High Speed Physical Layer in the 5-㎓ Band", P802.11a/D7.0, July 2002.

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

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

[4] L. C. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, no. 7, pp. 665 - 675, July 1985.

[5] J. Heiskala and J. Terry, "OFDM wireless LANS: A theoretical and practical guide", Sams Publishing, 2002.

저자소개

최승국(Seung-Kuk Choi)

1988.12 Braunschweig Univ.
공학박사
1989.3-현재: 인천대학교
정보통신공학과 교수

※관심분야: 통신시스템, 이동통신, 동기