

OFDM 방식을 이용한 무선 LAN 시스템의 동기

정회원 윤 경 석*, 최 승 국*

Synchronization for Wireless LAN System Using OFDM Technique

Kyung-Seok Yun*, Seung-Kuk Choi* *Regular Members*

요 약

IEEE 802.11a 무선 OFDM 시스템을 위한 동기 처리 방법을 연구하였다. 먼저 수신되는 포락선 신호의 평균 전력을 계속 측정하여 대략적인 심볼 동기를 수행한다. 이때 이 심볼 동기에 대한 판정 확률과 최적의 판별 경계치가 구해졌다. 이어서 짧은 훈련 신호와 수신된 포락선 신호간의 상관성을 측정하는 방법으로 정확한 심볼 동기가 수행된다. 그 다음 긴 훈련 신호를 이용한 주파수 동기가 이루어진다. 심볼 동기 과정에서 발생하는 미세한 심볼 동기 오차에 의한 정상도의 회전 효과는 채널 보상 과정에서 잘 교정될 수 있다. 이와 같이 고안된 동기 방법을 이용하면 주파수 선택적 페이딩 채널 하에서도 특성이 우수한 동기를 획득할 수 있다.

ABSTRACT

A synchronization method is presented for IEEE 802.11a wireless OFDM system. First the coarse symbol synchronization is achieved by measuring the moving power average of the received envelope signal. The detection probabilities and optimum thresholds for the symbol synchronization are derived. By measuring the correlation between the short training signal and received envelope signal, fine symbol synchronization can be acquired. And the frequency synchronization is achieved using long training signal. A symbol synchronization error causes a phase rotation of the constellation. After the compensation for fading channel, the rotation due to the symbol timing error can be corrected. With this method, synchronization can be well achieved over frequency selective channels.

1. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식에서는 전송될 데이터를 우선 N 개씩 블록화 한 후에 병렬화 시킨다. 이 병렬화 된 데이터를 서로 다른 주파수를 가지는 N 개의 직교 부반송파(subcarrier)로 변조시켜서 동시에 전송함으로써 전송 심볼의 주기를 원래 데이터의 주기보다 N 배 길어지게 한다. 따라서 고속 데이터 전송 시에 발생하는 심볼간 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].

그러나 OFDM 방식은 여러 개의 부 반송파를 사용하기 때문에 송신단과 수신단의 반송파 주파수가 일치되지 못하면 부 반송파 사이의 직교성이 파괴되어 부 반송파들 사이에 인접 채널 간섭이 발생한다^[2]. 또한 수신기에서 전송되어 온 신호들을 N 개씩 블록화 한 후에 복조 하여 원래의 데이터를 재 생성할 때, 원래의 블록과 시간적으로 같은 구간에서 N 개의 데이터를 샘플링하지 못하여 심볼 동기 편차가 발생하면, 정상도(constellation) 상에 회전이 발생된다^[3].

송신단에서 신호를 증폭시킬 때 고출력 증폭기(HPA: High Power Amplifier)의 비 선형적인 특성으로 인하여 큰 왜곡이 발생한다. 이 비 선형 왜곡

* 인천대학교 정보통신공학과(skchoi@lion.incheon.ac.kr),

논문번호 : K01191-0827, 접수일자 : 2001년 8월 27일

※ 본 연구는 한국과학재단 지정 인천대학교 멀티미디어 연구센터의 지원에 의한 것입니다.

은 역시 인접 채널 간섭을 발생시킴으로써 QAM (Quadrature Amplitude Modulation)된 신호의 정상도의 I(inphase)성분과 Q(quadrature)성분이 분산되며 아울러 회전이 발생된다⁴⁾. 이외에 단말기가 이동 시 발생하는 도플러효과 등에 의해서 전송 채널의 특성이 OFDM 한 블록 심볼 기간 중에 변하는 시변 채널(time variant channel)의 경우에 역시 인접 채널 간섭이 발생된다⁵⁾. 실내 LAN 환경에서는 그러나 단말기가 고속으로 이동하지 않으므로 본 논문에서는 비교적 느린 페이딩이 발생하는 시 변 채널의 경우를 가정한다.

OFDM 수신기에서 주파수 및 심볼 동기를 위해서 먼저 심볼의 시작 시간을 찾고 주파수 편차를 추정해야 하는데 그 동기 방법은 크게 두 가지로 분류될 수 있다. OFDM 방식에서는 연속되는 심볼 간 간섭을 없애기 위하여 보호구간을 심볼의 앞 부분에 추가 삽입한다. 일반적으로 보호구간에는 심볼의 마지막 부분을 복사하여 삽입하는데 이를 cyclic prefix라고 한다. 첫 번째 방법은 이 cyclic prefix를 이용하여 동기를 수행하는 방법이다⁶⁾. 그러나 이 방법은 부 반송파의 수가 아주 클 때에만 효과적이기 때문에 파일럿 심볼을 이용한 동기 방식이 일반적으로 사용되고 있다^{1),2,7,8)}.

송신 심볼이 주파수 선택적 Rayleigh 다중 경로 채널과 부가성 백색 가우스 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise) 채널을 통하여 전송될 때 그 크기 및 위상이 변화되어 정상도에 변화가 생긴다. 이러한 정상도를 원래의 정확한 모습으로 복원하기 위하여 파일럿 심볼을 이용한 변조 방식(PSAM: Pilot Symbol Assisted Modulation)이 현재 IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템에 사용되고 있다¹¹⁾. 본 논문에서는 실제 IEEE 802.11a 무선 LAN

시스템에서의 동기 방법을 연구하고 이 동기 방법의 성능과 동기 오차에 의한 영향을 분석한다.

II. IEEE 802.11a OFDM 시스템

그림 1의 OFDM 기저 대역(baseband) 전송 시스템의 구성도 에서와 같이, 송·수신 과정에서 발생하는 비트 에러율의 크기를 작게 하기 위하여 송신 데이터는 우선 컨볼루션 부호화기(convolution encoder)에 의해 부호화되고 수신단의 최종단에서 Viterbi 알고리즘을 이용하여 다시 복호화 된다. 컨볼루션 부호화된 데이터는 인터리빙 된다. 인터리빙 된 데이터는 16 QAM 매핑되어 주기 T_s 인 소스 심볼로 변환된 후, 직·병렬 변환기(S/P)를 거쳐 N 개의 부 반송파로 각각 변조된다. 소스 심볼들은 N 개씩 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 다음과 같다⁷⁾.

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

이때 f_m 은 변조 주파수이고 $f_k = k\Delta f$ 이며 $g_T(t)$ 를 구형파 모양의 펄스로 선정하면 각 부 반송파간의 주파수 간격 Δf 가 $1/T$ 일 때 각 부 반송파는 서로 직교성이 있다. 식 (1)에서 $a(k) + jb(k) = X_q(k)$ 는 QAM mapper 출력에 나타나는 심볼의 정상도를 나타내며 $a(k)$ 는 k 번째 심볼의 I성분, $b(k)$ 는 Q성분의 크기를 나타낸다. 이

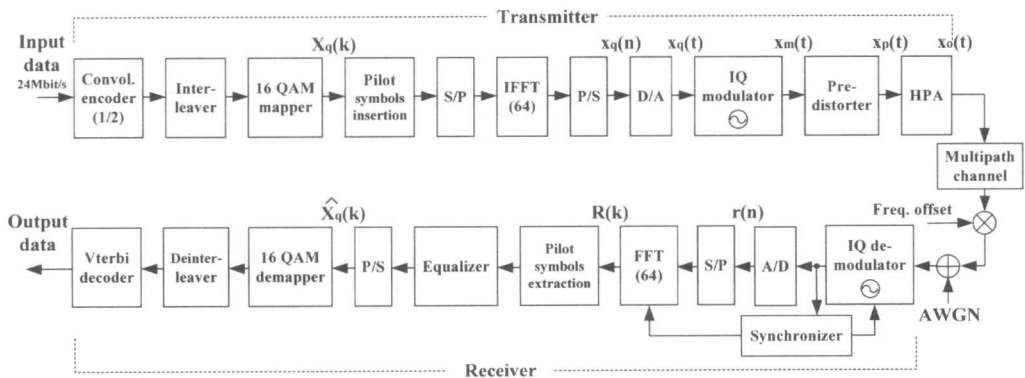


그림 1. IEEE 802.11a OFDM 기저 대역 전송 시스템의 구성도

OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$ 의 복소 포락선(complex envelope)이 $t = nT_s$ 때마다 샘플링 된 신호는 다음 식과 같다.

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

$n = 0, 1, \dots, N-1$

이때 $(1/\sqrt{N})$ 은 단순한 크기 조정 계수이다. 식 (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^[7]. 변조된 신호는 TWT(Traveling Wave Tube)와 같은 HPA를 이용하여 증폭되어 전송되는데, 입력 신호의 크기가 증가함에 따라 출력은 더욱 비 선형적으로 증폭된다. 따라서 HPA의 비 선형 왜곡을 감소시키기 위하여 보통 3차 사전 왜곡기가 사용된다^[4]. 사전 왜곡기는 입력 신호를 HPA 전단에서 미리 HPA의 비 선형 특성에 역으로 왜곡시켜서 보상하는 방법이다.

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_0 가 발생된다. 이 주파수 편차 f_0 을 부 반송파간의 주파수 간격에 대한 상대 주파수 편차 $\epsilon = f_0/\Delta f$ 로 표시한다. I 개의 다중 경로로 인한 수신 신호의 이산 복소 포락선 $y(n)$ 은 다음과 같다.

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

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^[7]. 한편 OFDM 방식에서는 채널 지연에 의한 심볼간 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 $T = 4 \mu s$ 이므로 샘플링 주기 T_s 는 50 ns가 되며 부 반송파 간의 주파수 간격은 312.5 kHz다. 주파수 편차 ϵ 과 대역 통과 AWGN 잡음

$w(t)$ 의 영향까지 고려할 때, 수신 신호의 복소 포락선이 샘플링 된 이산 복소 포락선 $r(n)$ 은 다음과 같다^[2].

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

그러면 N 개의 $r(n)$ 을 FFT하여 $R(k)$ 를 구할 수 있다.

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

각 부 반송파의 주파수 성분 $R(k)$ 는 송신 증폭기의 비 선형성, 전송 도중에 발생하는 다중 경로 페이딩, AWGN, 주파수 편차 및 심볼 타이밍 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)^[7].

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

최종적으로 주파수 보상된 $\hat{X}_q(k)$ 가 애초에 송신된 $X_q(k)$ 와 같은 정상도 영역 내에 속하는 거의 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.

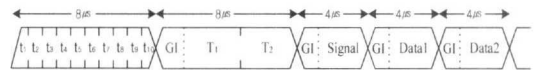


그림 2. OFDM 프리앰블 신호

그림 2에 IEEE 802.11a에 의한 프리앰블 신호가 도시되었다. 데이터의 송·수신을 위해서는 수신기에서 먼저 전송 신호의 탐지, 수신 신호 크기의 자동 이득 조절, 대략적인 주파수 동기 및 심볼 타이밍 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 16개의 훈련 심볼들 $S_{-26,26}$ 가 IFFT 입력에 추가 삽입되어 만들어진다.

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

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_1 과 T_2 가 짧은 훈련 신호 다음에 송신된다. 이 긴 훈련 신호는 식 (8)와 같은 52개의 훈련 심볼들 $P_{-26,26}$ 가 IFFT 입력에 삽입되어 만들어진다.

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

이러한 파일럿 심볼 수열 $P_{-26,26}$ 가 IFFT된 훈련 신호가 두 번 반복되어 송신된다. 수신기에서는 똑같은 모양인 두 신호 T_1 과 T_2 간의 위상 차를 측정하여 송신기와 수신기간의 주파수 편차를 추정할 수 있다. 또한 수신기에서 이 52개의 파일럿 심볼들을 재생하여 원래 파일럿 심볼들과 비교함으로써 전송 채널을 추정한다. 이때 채널 추정을 두 번 한 뒤 그 평균값을 취함으로써 AWGN에 의한 추정 에러를 더욱 작게 할 수 있다. 송신 파일럿 심볼 $P(k)$ 는 k 번째 부 반송파로 OFDM 변조된 후 전달 함수 $H(k)$ 인 페이딩 채널을 통하여 전송되며 이때 AWGN 잡음이 추가된다. 수신단에 도착한 이러한 신호가 FFT되어 심볼 $R(k)$ 가 재생된다. 이것을 여러 개의 부 반송파들에 대한 행렬 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$R = PH + W \quad (9)$$

이때 R 는 수신 벡터, P 는 파일럿 심볼을 포함하는 대각 행렬, H 는 채널 전달 함수, W 는 평균이 0이고 분산이 σ_w^2 인 AWGN 벡터를 나타낸다. 식 (9)와 같이 표시되는 시스템에서 채널 추정을 LS(Least Squares) 추정 방식으로 구하면 다음과 같다^[7].

$$\hat{H}_{LS} = P^{-1}R = \begin{bmatrix} r_0 & r_1 & \dots & r_{N-1} \\ p_0 & p_1 & \dots & p_{N-1} \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

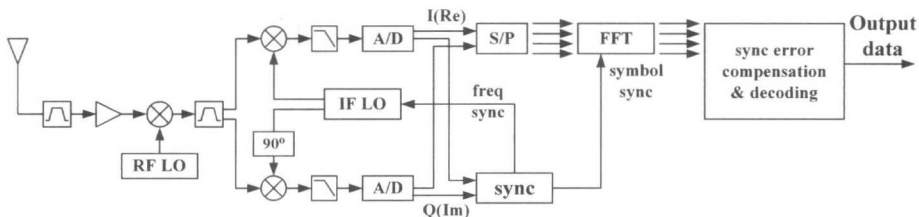


그림 3. OFDM 수신기의 구성도

III. 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 Q 성분을 검출하기 위한 신호 $v_q(t)$ 는 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} v_i(t) &= 2 \cos(2\pi f_i t) \\ v_q(t) &= 2 \sin(2\pi f_i t) \end{aligned} \quad (11)$$

국부 발진기의 주파수 f_i 는 동기부(sync)에 의해 추정된 주파수 편차 정보(freq sync)에 의해 자동 제어(Automatic Frequency Control)되어 송신기에 있는 국부 발진기 주파수와 일치되어야 한다. 중간 주파 혼합기(mixer)의 출력을 $s(t)$ 라고 하면, 이 신호를 샘플링하기 위한 A/D 변환기의 입력 신호 $r(t)$ 는 다음 식과 같다.

$$r(t) = LPF\{s(t)v_i(t)\} + jLPF\{s(t)v_q(t)\} \quad (12)$$

이때 $LPF\{\cdot\}$ 는 저역 필터링을 의미한다. 위 식에서 처럼 I 성분과 Q성분을 각각 실수 및 허수 성분으로 표현하면 $r(t)$ 는 복소 함수가 된다. 복소 신호 $r(t)$ 가 m 번째 샘플링 시간에 샘플링된 이산 복소수를 r_m 이라고 표시한다.

IEEE 802.11a LAN 시스템에서는 그림 2와 같은 구조의 프레임에 따라 데이터를 송신한다. 그러므로 수신기에서는 우선 프레임의 시작 시점을 찾아야 한다. 이 프레임 동기가 이루어지면 프레임 내에서의 심볼 시작 시간을 찾을 수 있게 된다(심볼 동

기). 심볼 동기 편차 τ_i 가 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]. 심볼 동기 편차 $v = 4$ 이고 한 비트 당 신호의 평균 에너지와 AWGN 전력 스펙트럼 밀도의 비 E_b/N_0 가 20 dB 인 경우에 수신단에서 재생된 정상도가 컴퓨터 모의실험에 의한 방법으로 그림 4(a)에 도시되었다. 이때 심볼 동기 편차는 수신기에서 FFT 변환을 위하여 N 개의 샘플링 신호를 취할 때 보호구간 뒷단의 신호 4개와 원래 64개의 심볼 샘플값 중 앞부분 60개를 취함으로써 실현시킨다. 그림 4(b)에는 파일럿 심볼 $P_{-26, 26}$ 을 이용하여 채널 및 동기 편차에 의한 영향을 보상할 때의 정상도가 도시되었다. 채널 최대 지연 시간과 심볼 동기 편차의 합이 cyclic prefix의 크기보다 작을 때에 이 그림에서와 같이 심볼 동기 편차의 영향은 정확히 보상될 수 있어서 시스템의 성능에 큰 영향을 주지 않는다^[3,7]. 이때 주파수 동기 오차에 의한 영향은 고려되지 않았다.

IEEE 802.11a 표준안에서 송·수신기 발진기의 최대 허용 주파수 편차를 20 ppm으로 규정하고 있으므로 송·수신기간의 주파수 편차는 최대 40 ppm 발생될 수 있다. 그런데 한 프레임의 시간 길이는 한 프레임 내에 수용되는 데이터의 수에 따라 가변 되는데 최대 1.28×10^{-3} sec의 크기를 갖는다^[1]. 그러므로 주파수 동기가 이루어지지 못하여 최대 40 ppm 주파수 편차 시 $4 \times 10^{-5} \times 1.28 \times 10^{-3} = 5.12 \times 10^{-8}$ sec, 즉 매 프레임 진행 때마다 최대로 대략 1 샘플링 주기 시간만큼 심볼 동기 오차가 증가 될 수 있다. 수신단에서 인근 다른 심볼의 샘플값을 잘못 취득하면 인근 심볼 간섭이 발생되어 성능의 급격한 열화를 가져오게 되므로 심볼 동기(또는 프레임 동기)는 프레임 시작 때뿐만 아니라 매 프레임 때마다 연속적으로 이루어져야 한다.

그림 5에 고안된 초기 동기 처리 과정이 도시되었다. 먼저 시간 영역에서 심볼 동기를 수행한 후, 긴 훈련 신호를 FFT하여 주파수 영역에서 주파수 동기를 수행한다. 잔여 동기 오차에 의한 정상도의 변화는 긴 훈련 심볼들을 이용하여 보상한다. 심볼 동기는 먼저 대략적으로 프레임 시작 지점을 찾은 후(coarse symbol sync)에 오차가 $\pm 1/2$ 샘플 주기

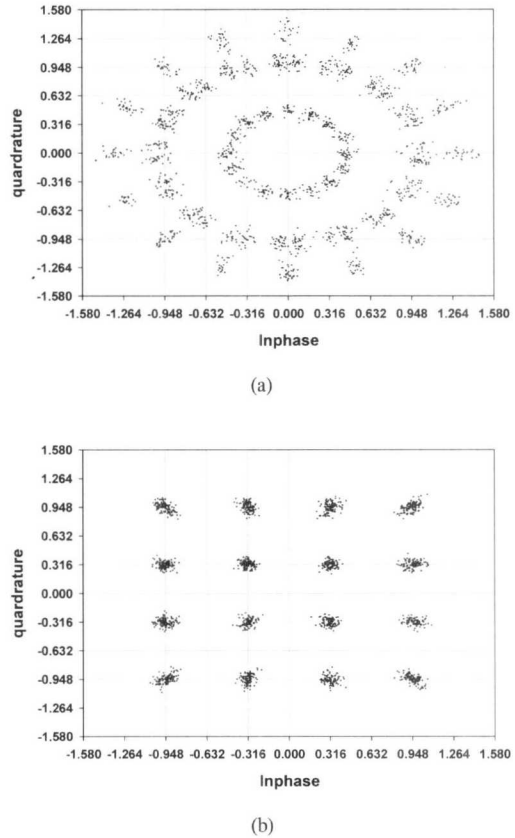


그림 4. 심볼 동기 편차의 크기가 4 샘플링 주기 시간일 때 수신기에서 재생된 신호의 정상도 ((a) 보상전, (b) 보상후).

시간 이내의 정확한 심볼 동기(fine symbol sync)가 이루어진다.

OFDM 신호가 전송되기 전에는 AWGN 잡음만 존재하므로 OFDM 포락선 신호의 크기는 작으나 훈련 신호들이 전송되기 시작하면 수신되는 포락선 신호의 크기는 증가한다. 짧은 훈련 신호에 의한 포락선의 평균 전력 대 AWGN에 의한 포락선 평균 전력의 비(SNR)가 10 dB일 때 전체 포락선의 크기 변화가 그림 6에 도시되었다. 이 그림에서 처음부터 80번째 샘플링 주기 시간 사이에는 AWGN에 의한 포락선 신호의 크기가 도시되었고 그 다음 160 샘플링 주기 시간 사이에서는 짧은 훈련 신호, 그 다음 160 샘플링 시간 사이에서는 긴 훈련 신호, 그리고 그 후에는 불규칙한 이터에 의한 포락선 신호의 크기가 도시되었다. 프레임 초기에 16개의 짧은 훈련 심볼들에 의해 생성된 포락선 신호의 전력의 합을 1.0으로 규준화 시켰을 때, 샘플링 된 이 복소

표 1. 짧은 훈련 심볼들에 의한 이산 복소 포락선 p_m .

m	1	2	3	4	5	6	7	8
\hat{p}_{mi}	0.1021	-0.2939	-0.0299	0.3168	0.2041	0.3168	-0.0299	-0.2939
\hat{p}_{mq}	0.1021	0.0052	-0.1742	-0.0281	0	-0.0281	-0.1742	0.0052
m	9	10	11	12	13	14	15	16
\hat{p}_{mi}	0.1021	0.0052	-0.1742	-0.0281	0	-0.0281	-0.1742	0.0052
\hat{p}_{mq}	0.1021	-0.2939	-0.0299	0.3168	0.2041	0.3168	-0.0299	-0.2939

포락선 신호 $p_m = \hat{p}_{mi} + j\hat{p}_{mq}$ 은 표 1과 같다. SNR이 10 dB인 경우에는 이 포락선 신호에 분산 $\sigma_w^2 = 0.1$ 인 AWGN 잡음이 추가된다. 이때 실제 그림 3의 I단 및 Q단 출력에 나타나는 I성분 잡음 w_i 및 Q성분 잡음 w_q 의 분산은 각각 0.05가 된다.

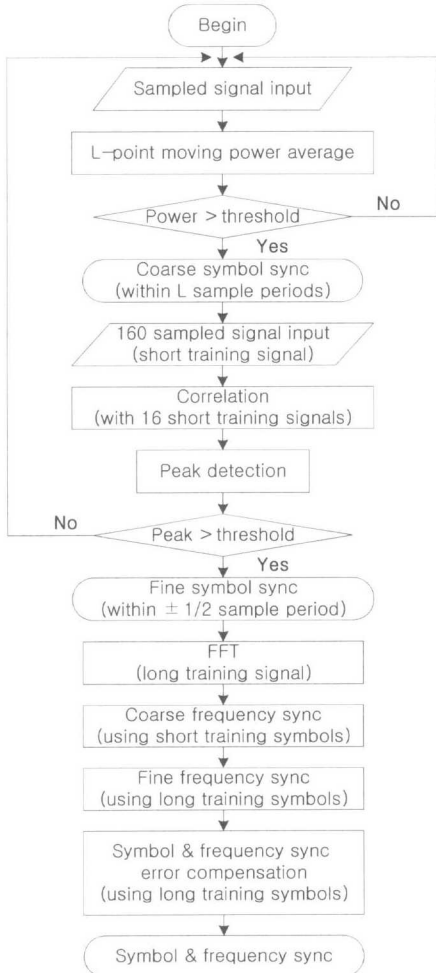


그림 5. 초기 동기 처리 과정.

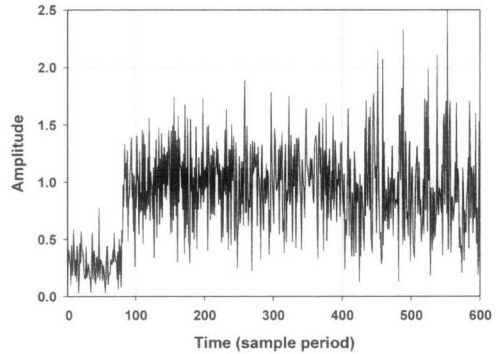


그림 6. SNR = 10 dB 일 때 수신 OFDM 포락선 신호의 크기 변화.

프레임의 대략적인 동기는 이 포락선 신호가 샘플링된 r_m 값을 L 개 취하여 그 평균 전력을 측정함으로써 이루어진다.

$$R(d) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} |r_{d+l}|^2 \quad (13)$$

이때 d 는 샘플링 주기를 단위로 하는 시간 값인데 크기가 L 인 윈도우(window)내 첫 번째 샘플 위치를 나타낸다. d 값은 계속 증가되어 윈도우 내에 짧은 훈련 신호가 올 때까지 매번 평균 전력 $R(d)$ 가 측정된다(L-point moving power average). $R(d)$ 값이 $d = m$ 때 판별 경계치(threshold)를 초과하면 m 과 $m+L-1$ 샘플 시간 사이에 프레임의 시작 시간이 존재하는 것으로 판정한다(정밀도가 L 인 대략적 심볼 동기). 이때 이 판별 경계치가 너무 작게 선정되면 아직 프레임이 시작되지 않았는데도 프레임이 시작된 것으로 잘못 판정될 확률(probability of false detection)이 증가한다. 반대로 이 경계치가 너무 크게 선정되면 짧은 훈련 신호가 시작되었는데도 이것을 검출하지 못할 확률(prob. of miss detection)이 증가한다. 프레임이 시작된 것으로 판정되면 10번 반복되어 전송되어온 짧은 훈련

신호 160개 샘플 값을 읽어 들어서 짧은 훈련 신호 16개 값과의 상관성(correlation)을 측정하여 오차가 $\pm 1/2$ 샘플 시간 이내의 정확한 심볼 동기를 수행한다(그림 5 참조). 그런데 실제 프레임 시작은 이 160개 샘플 시간 중간 부분에 존재하는데도 불구하고 첫 부분에 프레임이 시작된 것으로 잘못 판정(false detection)되면 그 프레임 동안은 심볼 동기가 이루어지지 못하여 그 프레임 내의 데이터를 모두 재생하지 못하는 결과가 초래한다. 따라서 160개 샘플 시간 ($L=16$ 인 경우 10블록 시간)동안에 심볼 동기가 잘못 판정될 확률의 크기가 매우 작아야 한다. AWGN 잡음만 존재할 때 I단 및 Q단에는 분산이 각각 $\sigma_{w_i}^2 = \sigma_{w_q}^2 = 1/2\sigma_w^2$ 인 독립적인 잡음 w_i 와 w_q 가 존재하므로 식 (13)에 의한 불규칙 평균 전력 R 은 다음 식과 같이 표현된다.

$$R = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} (W_i^2 + W_q^2) \quad (14)$$

이와 같이 독립적이고 같은 모양의 분포를 가지는 가우스 불규칙 변수들의 자승의 합으로 이루어지는 변수 R 은 다음과 같은 chi-square pdf를 가진다^[9].

$$p_R(r) = \frac{1}{\sigma^2 2^L \Gamma(L)} r^{L-1} e^{-r/2\sigma^2} \quad (15)$$

이때 $\Gamma(\cdot)$ 는 gamma 함수이고 $\sigma^2 = 1/2L\sigma_w^2$ 이다. 이 불규칙 변수 R 값이 어떤 경계치 r 보다 작은 값을 가질 확률의 합(cdf : cumulative distribution function) $F_R(r)$ 은 다음과 같다.

$$F_R(r) = 1 - e^{-r/2\sigma^2} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{r}{2\sigma^2}\right)^k \quad (16)$$

그러므로 경계치가 r 일 때 평균 전력이 r 값을 초과하여 심볼 동기가 오 판정 될 확률의 크기 P_f 는 $1 - F_R(r)$ 이 된다. 따라서 $L=16$ 인 경우 10블록(160 샘플 시간)동안 한 번 이상 오 판정이 일어날 확률 P_{bf} 는 다음 식과 같다.

$$P_{bf} = \sum_{k=1}^{10} \binom{10}{k} P_f^k (1 - P_f)^{10-k} \quad (17)$$

윈도우 내에 짧은 훈련 신호가 들어오기 시작하면 $R(d)$ 값은 증가하기 시작한다. 그러므로 윈도우 내 L 개의 샘플 신호가 모두 표 1과 같은 크기의 짧은 훈련 신호들과 추가되는 AWGN 잡음으로 채워졌을 때 $R(d)$ 값은 최대가 된다. 이때에도

$R(d)$ 값이 판별 경계치를 초과하지 못하면 프레임 동기를 이루지 못한다(miss detection). 그러면 이때 $R(d)$ 값이 경계치 r 보다 작은 값을 가질 확률의 합(cdf)이 바로 심볼 동기를 이루지 못할 확률 P_m 이 된다. 이때 불규칙 변수 R 은 noncentral chi-square pdf를 가지며 그 cdf는 다음과 같다^[9].

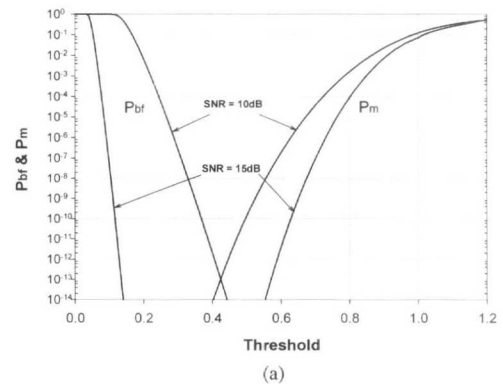
$$P_m = F_R(r) = \int_0^r \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{y}{s^2}\right)^{(L-1)/2} e^{-(s^2+y)/2\sigma^2} I_{L-1}\left(\sqrt{y}\frac{s}{\sigma}\right) dy \quad (18)$$

위 식에서 $I_{L-1}(\cdot)$ 는 1종 $L-1$ 차 변형 Bessel 함수이며, s^2 은 각 불규칙 변수들의 전력의 합으로 훈련 신호의 전력의 합이 되므로 $s^2=1.0$ 이다. 그림 7(a)에 $L=16$ 일 때 판별 경계치에 따른 P_{bf} 와 P_m 이 식 (17)과 (18)에 의해 계산되었다. SNR = 10 dB 이상인 경우의 심볼 동기 확률을 분석하기 위하여 SNR = 10 또는 15 dB를 선정하였다. 이 그림에서 SNR = 10 dB일 때 P_{bf} 와 P_m 가 모두 10^{-13} 의 작은 값을 가질 최적의 경계치(optimum threshold)가 대략 0.42인 것을 알 수 있다. SNR = 6 dB인 열악한 환경에서도 높은 확률로 심볼 동기를 이루기 위해서는 그림 7(b)에서와 같이 L 의 크기가 48 이상이 되어야 한다.

그 다음 재생된 복소 포락선 신호 r_m 과 표 1과 같은 $M=16$ 개의 복소 포락선 p_m 과의 상관성(correlation)을 나타내는 아래 식 $M(d)$ 를 측정하여 정확한 심볼 동기를 수행한다.

$$P(d) = \sum_{m=0}^{M-1} (r_{d+m}^* p_m) \quad (19)$$

$$Q(d) = \sum_{m=0}^{M-1} |r_{d+m}|^2 \quad (20)$$



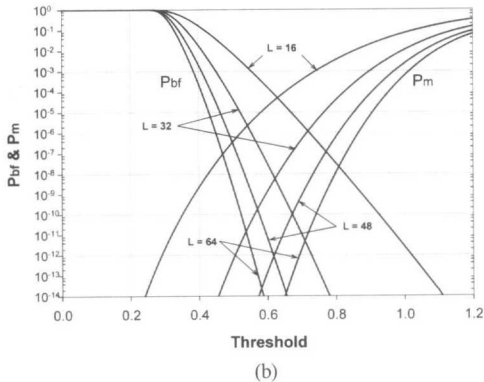


그림 7. 판별 경계치에 따른 P_{bf} 와 P_m ((a) SNR = 10 또는 15 dB, (b) SNR = 6 dB).

$$M(d) = \frac{|P(d)|}{Q(d)} \quad (21)$$

그림 6과 같은 크기로 변화하는 포락선 r_m 에 대하여 계산된 $M(d)$ 의 값이 그림 8에 도시되었다. 똑 같은 모양의 짧은 훈련 신호가 10번 반복되어 보내 지므로 $M(d)$ 의 봉우리(peak)도 10번 나타나며 이 봉우리들의 꼭대기가 나타나는 시점 d 들이 바로 짧은 훈련 신호가 각각 시작되는 시점이다. SNR = 10 dB인 AWGN 잡음에 의하여 이 꼭대기 $M(d)$ 값들이 0.95를 중심으로 변동된다.

이 시점들에서 나타나는 $M(d)$ 값의 평균값과 분산을 다음과 같이 구할 수 있다. 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 같이 표시된다.

$$E\{s_{mi}^2\} = E\{s_{mq}^2\} = \frac{\sigma_s^2}{2} \quad (22)$$

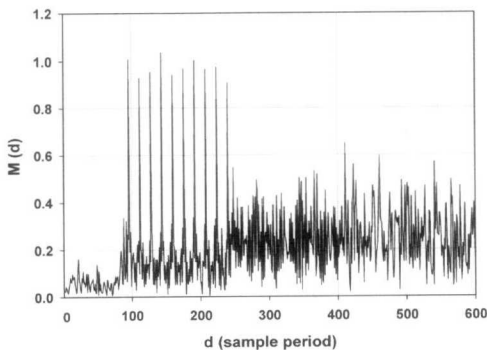


그림 8. 그림 6과 같은 크기로 변화하는 포락선 r_m 에 대하여 계산된 $M(d)$

$$E\{w_{mi}^2\} = E\{w_{mq}^2\} = \frac{\sigma_w^2}{2} \quad (23)$$

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

$$\begin{aligned} M(d) &= \left| \sum_{m=0}^{M-1} (s_{d+m} + w_{d+m})^* p_m \right| \\ &= \left| \sum_{m=0}^{M-1} (s_{d+m}^* p_m + p_m w_{d+m}^*) \right| \\ &= \left| \sum_{m=0}^{M-1} (s_{(d+m)i} p_{mi} + s_{(d+m)q} p_{mq} \right. \\ &\quad \left. + p_{mi} w_{(d+m)i} + p_{mq} w_{(d+m)q}) \right. \\ &\quad \left. + j(p_{mq} w_{(d+m)i} - p_{mi} w_{(d+m)q}) \right| \end{aligned} \quad (24)$$

$M(d)$ 가 봉우리 값을 가지는 시점 d 에서는 m 이 0에서 $M-1$ 로 순서대로 변화할 때 s_{d+m} 과 p_m 은 그 변화 모양이 서로 같으며 다만 그 절대적인 크기만 다르다. 그러므로 SNR = σ_s^2 / σ_w^2 인 환경에서 s_{d+m} 과 p_m 은 다음 식과 같은 관계가 있다.

$$s_{d+m} = \sqrt{\frac{\text{SNR}}{1 + \text{SNR}}} p_m \quad (25)$$

또한 표 1에서와 같이 $p_{mi} = p_{(m+8)q}$, $p_{mq} = p_{(m+8)i}$ ($1 \leq m \leq 8$)의 관계가 있으므로

$$\sum_{m=0}^{M-1} (s_{(d+m)i} p_{mq} - s_{(d+m)q} p_{mi}) = 0 \text{ 이 된다.}$$

이 관계식이 식 (24)를 유도시 Im 부분을 간략히 하기 위하여 사용되었다. 식 (24)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.

$$\begin{aligned} E\{M(d)\} &= E\left\{ \sum_{m=0}^{M-1} (s_{(d+m)i} p_{mi} + s_{(d+m)q} p_{mq}) \right\} \\ &= \sqrt{\frac{\text{SNR}}{1 + \text{SNR}}} E\left\{ \sum_{m=0}^{M-1} (p_{mi}^2 + p_{mq}^2) \right\} \quad (26) \\ &= \sqrt{\frac{\text{SNR}}{1 + \text{SNR}}} \end{aligned}$$

SNR이 비교적 큰 경우에는 $s_{d+m} \approx p_m$ 이며 또한 식 (24)에서 Re 부분의 크기가 Im 부분의 크기 보다 훨씬 크므로 Im 부분이 생략될 수 있다. 그러면 이 식과 원래 식 (21)을 이용하여 $M(d)$ 에 대한 아래 근사 식을 유도할 수 있다.

이때 $M(d)$ 는 가우스 불규칙 변수 w_m 의 선형 함수가 되므로 $M(d)$ 도 역시 가우스 pdf를 갖는다.

$$M(d) \approx \frac{\sum_{m=0}^{M-1} (s_{(d+m)i} \hat{p}_{mi} + s_{(d+m)q} \hat{p}_{mq} + s_{(d+m)i} w_{(d+m)i} + s_{(d+m)q} w_{(d+m)q})}{\sum_{m=0}^{M-1} |r_{d+m}|^2} \quad (27)$$

식 (27)의 분자항 중에서 $s_{(d+m)i} \hat{p}_{mi} + s_{(d+m)q} \hat{p}_{mq}$ 는 식 (26)에서와 같이 그 합이 $M(d)$ 의 평균값이 되므로 $M(d)$ 의 분산 σ_M^2 을 구할 때 이 항은 삭제되어진다. 그러면 SNR이 비교적 큰 경우에 똑대기 시점들에서 $M(d)$ 의 분산은 다음 식과 같다.

$$\sigma_M^2 \approx E \left\{ \frac{\left[\sum_{m=0}^{M-1} (s_{mi} w_{mi} + s_{mq} w_{mq}) \right]^2}{\left[\sum_{m=0}^{M-1} |r_m|^2 \right]^2} \right\} \quad (28)$$

$$= \frac{\sigma_s^2 \sigma_w^2}{2 M (\sigma_s^2 + \sigma_w^2)^2}$$

SNR이 매우 큰 경우에는 식 (28)에서 $\sigma_M^2 \approx 1/(2 M SNR)$ 이 성립된다. 그림 9에 AWGN 채널 환경 하에서 실제 $M=16$ 인 심볼 동기 수행 시 $M(d)$ 봉우리들에서의 평균값과 분산이 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 방법으로 구해져 이론 식 (26)과 (28)에 의한 값과 비교되었다. 지금까지는 AWGN 잡음만이 존재하는 이상적인 주파수 비 선택적 채널의 경우만을 고찰하였지만 더 실제적인 주파수 선택적 전송 채널인 경우를 고려하여야 한다. 이외에 송신기와 수신기의 샘플링 시간은 최대 $\pm 1/2$ 샘플 주기 시간만큼 편차가 생길 수 있다. 주파수 선택적 채널 모델로 JTC(Joint Technical Committee)에서 실내 오피스 환경 채널 모델로 제시한 3 탭 지연 프로파일^[10](3-tap delay profile)을 변형시켜 설정한다. 이 첫 번째 탭의 상대 평균 전력은 0.696, 지연이 50 ns인 두 번째 탭의 상대 평균 전력은 0.236, 그리고 지연이 100 ns인 세 번째 탭의 상대 평균 전력은 0.068이다. SNR = 10 dB이고 3 탭 채널을 통하여 OFDM 신호가 전송되며 수신기에서 포락선 신호를 원래 각 이산 신호의 중간 시점에서 샘플링 하여 1/2 샘플 주기 시간만큼의 타이밍 오차가 발생(worst case incorrect timing)할 때의 $M(d)$ 값이 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 방법으로 생성되어 그림 10에 도시되었다. 그림 10의 (b)는 이 그림 (a)에서 $M(d)$ 값이 0.3을 초과하는 경우만을 도시한 실제의 이산적인 파형이다. 이 그림에서 관찰되었듯이 첨두치의 크기가 AWGN 채널 경우보다 작아졌으며 그림 (b)에 명확히 도시된 것처럼

원래의 봉우리 시점 주위 시간들에서 여러 개의 작은 봉우리들이 존재한다. 이 경우에 최대 봉우리 시점들에서 $M(d)$ 의 평균값 및 분산이 그림 11에 도시되었다.

그러므로 실제적으로 여러 개의 봉우리들이 나타나는 그림 10(b)과 같은 이산적인 $M(d)$ 파형에서 첫 번째 봉우리의 시간 위치를 정확히 찾기 위하여 다음과 같은 알고리즘을 고안하였다. 먼저 160개의 $M(d)$ 값들을 16 샘플링 시간 간격으로 10번씩 더하여 10개 그룹 중 가장 큰 값을 가지는 그룹을 택한다. 즉 첫 번째 그룹은 $d = 1, 17, 33, 49, \dots, 129, 145$ 시간 때의 $M(d)$ 값을 모두 더하고 두 번째 그룹은 $d = 2, 18, 34, 50, \dots, 130, 146$ 시간 때의 $M(d)$ 값을 더한다.

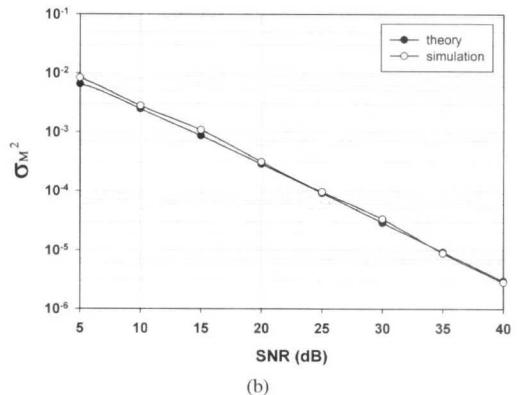
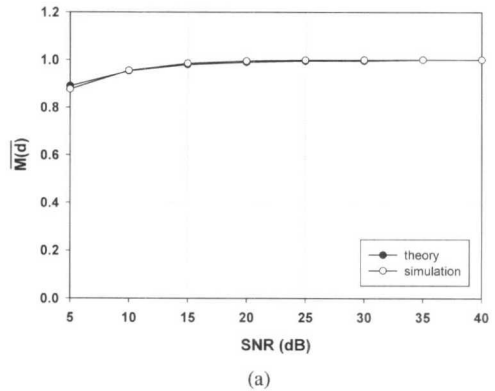


그림 9. AWGN 채널 환경 하에서 봉우리들에서의 $M(d)$ 의 평균값 및 분산 ((a) 평균값, (b) 분산).

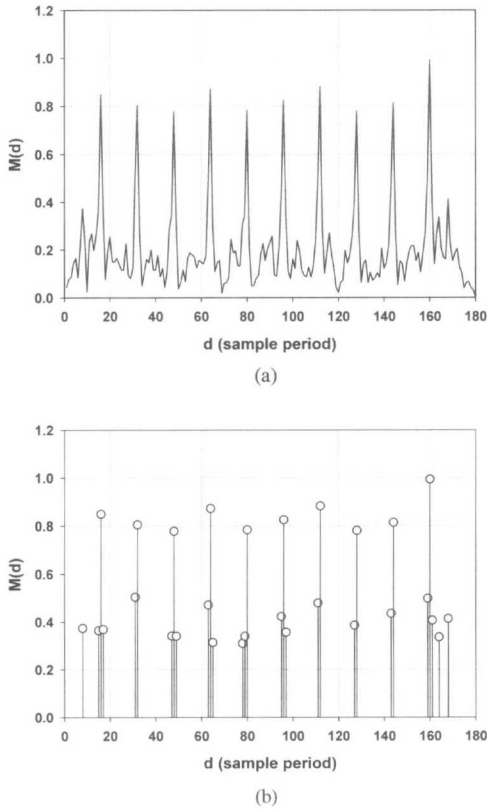


그림 10. 3탭 주파수 선택적 채널 하에서 송·수신기 샘플링 시간 오차가 1/2 샘플링 시간일 때의 $M(d)$

이와 같이 10번째 그룹까지 계속 덧셈을 수행한다. 만일 두 번째 그룹의 덧셈 값이 가장 크다면, 그 그룹의 첫 번째 시간 위치 $d = 2$ 를 프레임의 시작 시점이라고 판정한다. 그리고 그림 5의 동기 처리 과정에서와 같이 이 최대 덧셈 값이 어떤 경계치 보다 작을 때에는 프레임 신호가 없는 경우로 간주하고 다시 초기 동기를 수행함으로써 오 판정 확률을 더욱 감소시킨다. SNR = 10 dB이면 그림 11에서 $\overline{M(d)} \approx 0.825$, $\sigma_M^2 \approx 0.003$ ($\sigma_M \approx 0.055$)이므로, 이때 경계치를 10×0.39 로 취하면 $0.825 - (0.055 \times k) = 0.39$ 에서 $k \approx 8$, 즉 평균값으로부터 표준 편차의 8배 크기만큼의 충분한 여유로 경계치를 설정한 경우가 된다.

심볼 동기가 완료되면 똑같은 모양으로 T 시간 씩 두 번 반복되는 긴 훈련 신호를 이용하여 주파수 동기를 수행한다. 전송되어 온 두 긴 훈련 신호 간에는 다음과 같은 위상 차 $\hat{\phi}$ 가 발생된다^[7].

$$\hat{\phi} = 2\pi f_0 T \quad (29)$$

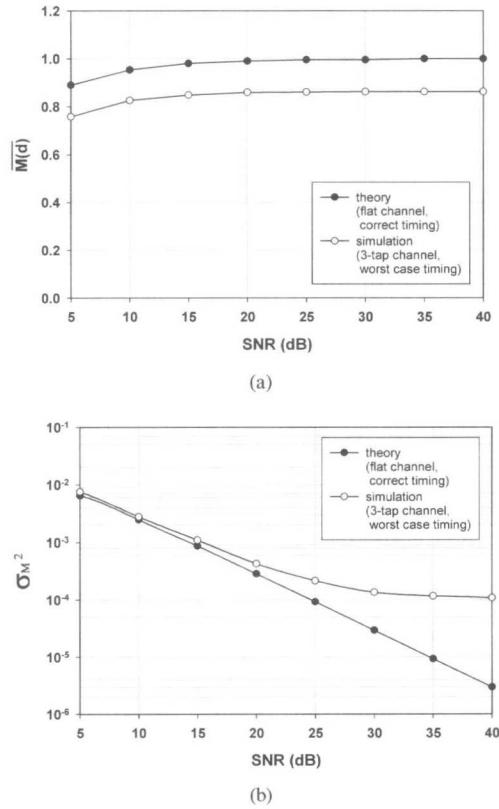


그림 11. 그림 10과 같은 환경 하에서 봉우리들에서의 $M(d)$ 의 평균값 및 분산 ((a) 평균값, (b) 분산).

이때 f_0 는 송·수신기간의 주파수 편차이다. 그러므로 식 (29)을 이용하여 f_0 를 추정할 수 있다. 한 긴 훈련 신호 내에 $N = 52$ 개의 심볼들이 할당되어 있으며 위와 같은 방법의 주파수 편차 추정 시 그 추정 오차의 분산은 다음과 같다^[2].

$$\text{var}[2\epsilon] = \frac{1}{\pi^2 N \text{SNR}} \quad (30)$$

이와 같은 주파수 편차 추정 방식은 주파수 선택적 페이딩 채널 하에서도 잘 동작하며 식 (30)에서와 같이 고품질의 OFDM 전송에 요구되는 $\epsilon < 0.04$ 의 주파수 동기 특성을 만족시킬 수 있다^[2].

IV. 결론

IEEE 802.11a 무선 LAN OFDM 시스템을 위한 동기 처리 과정을 연구하였다. 먼저 수신되는 이산 포락선 신호 L 개에 대한 평균 전력을 측정하여 대략적인 프레임 동기를 수행한다. 이때 이 심볼 동기

에 대한 false detection 확률과 miss detection 확률을 구하였다. SNR = 10 dB 환경에서 L 을 16으로 선정하면 두 확률 값이 모두 10^{-13} 정도의 작은 값을 얻을 수 있으며 이때 최적의 판별 경계치는 0.42 인 것을 밝혔다. 또한 짧은 훈련 신호와 수신된 신호간의 상관성을 나타내는 $M(d)$ 값을 이용한 정확한 심볼 동기 방법을 사용하였으며 $M(d)$ 의 특성을 분석하였다. 이어서 긴 훈련 신호를 이용하여 주파수 동기를 수행하는 방법을 설명하였다. 이러한 동기 과정에서 발생하는 주파수 동기 오차는 재생된 정상도에 회전 및 분산을 야기 시키므로 그 주파수 편차는 작아야 하는데, 이 방법을 이용하면 SNR = 10 dB 환경에서 만족스러운 주파수 동기를 수행할 수 있다. 또한 심볼 동기 오차는 정상도에 회전을 발생시키는데 이 회전 효과는 긴 훈련 신호를 이용한 채널 보상 과정에서 교정될 수 있다. 그러므로 OFDM LAN 시스템에 필요한 우수한 특성의 주파수 및 심볼 동기를 위하여 본 연구의 동기 처리 방법이 이용될 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [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-GHz Band", P802.11a/D7.0, July 1999.
- [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] T. N. Zogakis and J. M. Cioffi, "The effect of timing jitter on the performance of a discrete multitone system", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 7, pp. 799 - 808, July 1996.
- [4] G. Karam and H. Sari, "Analysis of predistortion, equalization, and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifiers", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 12, pp. 1245 - 1253, Dec. 1989.
- [5] 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.
- [6] J. -J. van de Beek, M. Sandell, M. Isaksson, and P. Börjesson, "Low - complex frame synchronization in OFDM systems", *Proc. ICUPC*, pp. 982 - 986, Nov. 1995.
- [7] R. van Nee and R. Prasad, "OFDM wireless multimedia communications", *Artech House*, 2000.
- [8] 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.
- [9] John G. Proakis, "Digital communications", McGraw - Hill, 1995.
- [10] Joint Technical Committee of Committee T1 R1P1.4 and TIA TR46.3.3/TR45.4.4 on Wireless Access, "Draft final report on RF channel characterization", Paper no. JTC(AIR)/94.01.17 - 238R4, Jan. 17, 1994.

최 승 국(Seung-Kuk Choi) 정회원
 한국통신학회 논문지 제 26 권 3A 참조

윤 경 석(Kyung-Seok Yun) 준회원
 2000년 : 인천대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2000년~현재 : 인천대학교 정보통신공학과 석사과정
 <주관심 분야> 이동 통신 시스템