

OFDM 방식을 이용한 고속 무선 LAN 시스템의 성능 분석

정희원 윤경석*, 류명규**, 최승국*

Performance Evaluation of High Speed Wireless LAN Systems Using OFDM Technique

Kyung-Seok Yun*, Myeong-Kyu Ryu*, Seung-Kuk Choi* *Regular Members*

요 약

고전력 증폭기의 비선형성, 수신 주파수 편차 및 심볼 타이밍 편차가 모두 존재하는 실제 IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템의 성능을 분석하였다. 이러한 시스템에서 데이터가 OFDM 변조된 후 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 채널을 통하여 전송될 때의 비트 오류율을 구하였다. 증폭기의 최대 출력 전력 대 평균 출력 전력비가 6 dB 이며 주파수 편차가 0.01이고 심볼 타이밍 편차가 2 샘플링 주기 시간인 경우에, 이 무선 LAN 시스템에서 10⁻⁵의 비트 오류율을 얻기 위하여 필요한 E_b/N_0 의 크기는 대략 20~24 dB로 분석되었다. 이와 같은 실제 시스템과 정확한 채널 추정, 선형 증폭기, 정확한 주파수 동기 및 심볼 동기 가정의 이상적인 시스템간의 성능을 비교한 결과, 같은 크기의 비트 오류율을 얻기 위하여 이 실제 시스템에서 대략 1~3 dB 정도의 E_b/N_0 가 더 소요 된다.

ABSTRACT

This paper evaluates the performance of IEEE 802.11a wireless LAN systems considering the influence of amplifier nonlinearities, frequency synchronization error and symbol timing error. The bit error rate of this OFDM system over frequency selective Rayleigh fading channels is analyzed. The results show that the required value of E_b/N_0 is about 20~24 dB to achieve 10⁻⁵ bit error rate, when output back-off is 6 dB, frequency error is 0.01 and symbol timing error is 2 sampling period. The performance of this real system and the ideal system are compared. There is a E_b/N_0 penalty of about 1~3 dB for the real system to achieve a same bit error performance because of the channel estimation errors, amplifier nonlinearities, frequency offset, and symbol timing errors.

I. 서론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식에서는 전송될 데이터를 우선 N 개씩 블록화한 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 전송시에 발생되

는 심볼간 간섭 문제를 쉽게 해결할 수 있다. OFDM의 이러한 장점으로 인하여 이 방식은 유럽에서 디지털 오디오 방송 및 디지털 지상파 텔레비전 방송의 표준으로 채택되었으며^[1,2], 최근에 IEEE는 OFDM 방식의 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN(Local Area Network) 표준 초안을 확정하였다^[3].

그러나 OFDM 방식은 여러 개의 부반송파를 사용하기 때문에 송신단과 수신단의 반송파 주파수가 일치되지 못하면 부반송파 사이의 직교성이 파괴되

* 인천대학교 정보통신공학과(skchoi@lion.incheon.ac.kr),
논문번호 : K01093-0302, 접수일자 : 2001년 3월 2일

** (주)홍창

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

어 부반송파들 사이에 인접 채널 간섭이 발생한다^[4]. 또한 여러개의 부반송파들을 사용함으로써 OFDM 변조된 신호는 최대전력 대 평균전력의 비(PAPR: Peak-to-Average Power Ratio)가 크기 때문에, 송신단에서 신호를 증폭시킬 때 고출력 증폭기(HPA: High Power Amplifier)의 비선형적인 특성으로 인하여 큰 왜곡이 발생한다. 이 비선형 왜곡은 역시 인접 채널 간섭을 발생시킴으로써 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)된 신호의 성상도(constellation)의 I(inphase)성분과 Q(quadrature)성분이 분산되며 아울러 회전이 발생된다^[5]. 또한 수신기에서 전송되어 온 신호들을 N 개씩 블록화한 후에 복조하여 원래의 데이터를 재생할 때, 원래의 블록과 시간적으로 같은 구간에서 N 개의 데이터를 샘플링하지 못하여 심볼 타이밍 편차가 발생하면, 성상도 상에 회전이 발생된다^[6].

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 성상도에 변화가 생긴다. 이러한 성상도를 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^[3]. PSAM 방식은 데이터 심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 심볼들을 추가로 삽입하여 전송하는 방식이다. 수신단에서는 채널을 통하여 전송되어 온 이 파일럿 심볼들의 크기 및 위상 변화로부터 채널의 상태를 추정하며, 이 추정치를 이용하여 데이터 심볼들의 크기 및 위상을 보상(compensation)하는 방식이다. 그런데 파일럿 심볼들도 HPA 비선형

왜곡, 수신 주파수 편차 및 심볼 타이밍 편차의 영향을 받으므로 재생된 파일럿 심볼들의 성상도에도 역시 데이터 심볼과 같은 모양의 분산 및 회전이 발생된다. 따라서 채널에 의해 변화된 성상도를 파일럿 심볼을 이용하여 추정 및 보상하는 과정에서 위와 같은 세 가지 영향에 의해 변화된 성상도도 역시 보상이 이루어진다. 그러나 부가성 백색 잡음과 위 원인들에 의하여 정확한 추정 및 보상이 이루어지지 못하여 수신단에서 원래 데이터를 재생시 비트 오류율(BER: Bit Error Rate)이 증가된다.

이외에 단말기가 이동 시 발생하는 도플러 효과 등에 의해서 전송 채널의 특성이 OFDM 한 블록 심볼 기간 중에 변하는 시변 채널(time variant channel)의 경우에 역시 인접 채널 간섭이 발생된다^[7]. 실내 LAN 환경에서는 그러나 단말기가 고속으로 이동하지 않으므로 본 논문에서는 비교적 느린 페이딩이 발생하는 시불변 채널(time invariant channel)의 경우를 가정한다. 지금까지 수행된 OFDM에 대한 연구들은 주파수 편차, 심볼 타이밍 편차 및 증폭기의 비선형 왜곡이 각각 발생할 때의 시스템 성능과 그 대비책을 별도로 분석하였다^[4-6]. 그러므로 본 논문에서는 이러한 문제점들이 모두 동시에 발생하는 실제 IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템에 대한 성능을 분석한다.

II. IEEE 802.11a OFDM 전송 시스템

IEEE 802.11 표준화 그룹에서는 5 GHz 대역에서 6~54 Mbit/s의 데이터 전송이 가능한 OFDM 방식의 고속 무선 LAN 표준인 IEEE 802.11a를 확정하였다^[3]. 이 표준에서는 전송하고자 하는 데이터

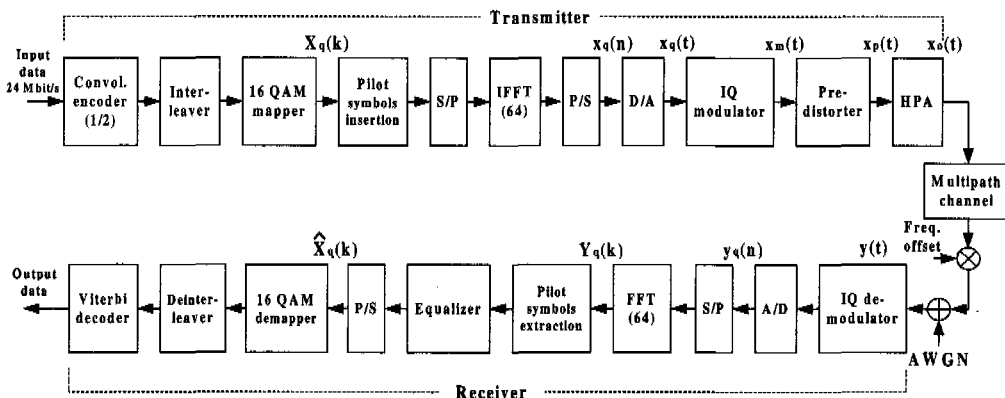


그림 1. IEEE 802.11a OFDM 전송 시스템의 구성도

의 속도에 따라 변조 방식과 에러 코딩을 등에 차
 이가 있는데, 본 논문에서는 대표적으로 24 Mbit/s
 의 데이터를 전송할 때 전송 시스템의 성능을 분석
 한다. 그림 1의 OFDM 전송 시스템의 구성도에서
 와 같이, 송·수신 과정에서 발생하는 비트 에러율
 의 크기를 작게 하기 위하여 송신 데이터는 우선
 컨볼루션 부호화기(convolution encoder)에 의해 부
 호화되고 수신단의 최종단에서 Viterbi 알고리즘을
 이용하여 다시 복호화된다. 이때 부호화율이 1/2이
 고 구속장의 길이가 7인 컨볼루션 부호화기가 사용
 된다. Viterbi 부호화기의 구조는 자세히 규정되지
 않았으며, 본 논문에서는 절단 경로의 길이가 56인
 경관정 Viterbi 부호화기를 사용한다.

주파수 선택적 페이딩 채널을 통해서 무선 신호
 가 전송될 때 깊은 페이딩에 위치하는 부반송파 신
 호들에 심한 크기 감소가 발생되어 수신된 데이터
 에 연립 에러가 발생된다. 그런데 컨볼루션 부호화
 기는 이러한 연립 에러에 취약하기 때문에, 연립 에
 러를 불규칙하게 발생하는 랜덤 에러의 형태로 바
 꾸어주기 위하여 컨볼루션 부호화된 데이터는 인터
 리빙 된다. 인터리빙은 한 OFDM 심볼에 할당되는
 데이터 비트의 수 $N_{CBPS} = 192$ 의 크기를 가지는 블
 록 인터리버에 의해서 이루어지며, 인터리빙되는 법
 칩은 다음 식과 같다.

$$j = s \cdot \text{floor}(i/s) + (i + N_{CBPS} - \text{floor}(16i/N_{CBPS})) \bmod s, \quad (1)$$

$$i = 0, 1, \dots, N_{CBPS} - 1$$

이때 i 는 인터리빙되기 전의 위치이고, j 는 인터리
 빙된 데이터 비트의 위치이며, $\text{floor}(x)$ 는 x 를 초
 과하지 않는 최대 정수를 나타내며, mod 는 modulo
 산술을 나타내고 $s = \max(N_{BPSC}/2, 1)$ 이다. 이때
 N_{BPSC} 는 한 부반송파에 할당되는 부호화된 비트의
 수로 16 QAM을 사용하므로 $N_{BPSC} = 4$, $s = 2$ 가
 된다. 인터리빙된 데이터는 16 QAM 매핑되어 주
 기 T_s 인 소스 심볼로 변환된 후, 직·병렬 변환기
 (S/P)를 거쳐 N 개의 부반송파로 각각 변조된다.
 QAM 매핑 시 Gray 코드가 사용되며 소스 심볼들
 은 N 개씩 블록화된 후 병렬화되므로 블록의 길
 이는 $T = NT_s$ 가 된다. 그림 1의 IQ modulator 출
 령에 나타나는 한 블록 소스 심볼들이 OFDM 변조된
 신호 $x_m(t)$ 의 모양은 다음과 같다^[7].

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

이때 f_m 은 RF(Radio Frequency) 변조 주파수이
 고 $f_k = k\Delta f$ 이며 $g_T(t)$ 를 구형파 모양의 펄스로
 선정하면 각 부반송파 간의 주파수 간격 Δf 가 $1/T$
 일 때 각 부반송파는 서로 직교성이 있다. 식 (2)에
 서 $a(k) + jb(k) = X_q(k)$ 는 QAM mapper 출력에
 나타나는 심볼의 성상도를 나타내며 $a(k)$ 는 k 번째
 심볼의 I성분, $b(k)$ 는 Q성분의 크기를 나타낸다.
 이 OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$ 의 복소 포락선
 (complex envelope)이 $t = nT_s$ 때마다 샘플링된 신
 호는 다음 식과 같다.

$$x_q(n) = (1/\sqrt{N}) \sum_{k=0}^{N-1} X_q(k) \exp(j\frac{2\pi kn}{N}) \quad (3)$$

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

이때 $(1/\sqrt{N})$ 은 단순한 크기 조정 계수이다. 식
 (3)은 $X_q(k)$ 의 이산 역 Fourier 변환의 모양이다.
 그러므로 OFDM 변조를 그림 1의 송신기에서와 같
 이 소스 심볼을 IFFT(Inverse Fast Fourier Trans-
 form)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, 이러
 한 HPA의 입·출력 관계는 다음과 같이 메모리 없
 은 비선형 시스템에 관한 식으로 표현될 수 있다^[5].

여기서 $A(r)$ 는 증폭기의 크기 변환 특성, $\phi(r)$
 은 위상 변환 특성을 나타내고, r 는 증폭기 입력
 신호의 복소 포락선의 크기를 나타낸다. 식 (4)와
 같이 입력 신호의 크기가 증가함에 따라 출력은 더
 욱 비선형적으로 증폭되는 것을 알 수 있다.

$$A(r) = \frac{2r}{1+r^2} \quad (4)$$

$$\phi(r) = \phi_0 \frac{r^2}{1+r^2}, \quad \phi_0 = \pi/6$$

따라서 HPA의 비선형 왜곡을 감소시키기 위하여
 보통 3차 사전 왜곡기가 사용된다^[5]. 사전 왜곡기는
 입력 신호를 HPA 전단에서 미리 HPA의 비선형
 특성에 역으로 왜곡시켜서 보상하는 방법이다. 3차
 사전 왜곡기에서는 복소 포락선 $x_q(t)$ 의 신호가 입
 령될 때 다음과 같은 복소 포락선 $u(t)$ 를 가지는

신호가 출력에 나타난다.

$$v(t) = x_e(t) \left[1 + \frac{1}{2} (1 - j\frac{\sqrt{3}}{3}) |x_e(t)|^2 \right] \quad (5)$$

그러면 송신기 출력 신호 $x_0(t)$ 의 이산 복소 포락선 $x_e(t=nT_s)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$x_e(n) = \frac{2v(n)}{1+|v(n)|^2} \exp(j\phi_0 - \frac{2|v(n)|^2}{1+|v(n)|^2}) \quad (6)$$

송신기 출력 신호 $x_0(t)$ 는 전송 도중에 다중 경로에 의해 주파수 선택적 페이딩이 발생된다. 또한 AWGN 잡음이 추가되며 도플러 영향등으로 인하여 수신 시 주파수 동기 편차 f_0 가 발생된다. 이 주파수 편차 f_0 을 부반송파간의 주파수 간격에 대한 상대 주파수 편차 $\epsilon = f_0/\Delta f$ 로 표시한다. 본 논문에서는 매 심볼 때마다 시간적으로 변화하는 탭(tap) 값을 가지는 FIR(Finite Impulse Response) 필터 구조의 채널 모델을 가정한다. L 개의 다중 경로로 인한 수신 신호 $y(t)$ 의 이산 복소 포락선 $y_m(n)$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_m(n) &= \sum_{l=0}^{L-1} h(l) x_e(n-l) \\ &= h(0)x_e(n) + h(1)x_e(n-1) \\ &\quad + \dots + h(L-1)x_e(n-L+1) \end{aligned} \quad (7)$$

위 식에서 채널 응답 $h(l)$ 은 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 보호 구간을 심볼의 전달에 추가한다. IEEE 802.11a에서는 $N=64$ 포인트 IFFT를 사용하며 보호 구간으로 16개의 cyclic prefix를 사용한다. 한 블록당 48개 데이터 전송을 위하여 48개의 부반송파를 사용하고 지속적인 주파수 동기를 위하여 4개의 파일럿 부반송파를 사용한다. 64 포인트 IFFT 입력단 중에서 나머지 11개에는 null 심볼들을 인가함으로써 이 주파수 대역은 다른 인접한 OFDM 신호간의 간섭을 방지하기 위한 가상 반송파(virtual carrier)에 할당된다. 또한 중앙에 위치한 부반송파에도 역시 심볼을 할당하지 않는다. 보호 구간을 포함한 OFDM 한 심볼의 주기 $T=4 \mu s$ 이므로 샘플링 주기 T_s 는 50 ns가 되

며 부반송파간의 주파수 간격은 312.5 kHz이다. 주파수 편차 ϵ 과 대역 통과 AWGN 잡음 $w(t)$ 의 영향까지 고려할 때, 수신 신호 $y(t)$ 의 복소 포락선이 샘플링된 이산 복소 포락선 $y_e(n)$ 은 다음과 같다^[4].

$$y_e(n) = y_m(n) \exp(j2\pi\epsilon n/N) + w(n) \quad (8)$$

이때 $w(n)$ 은 대역 통과된 AWGN의 이산 복소 포락선을 나타내는 불규칙 변수이다. 그러면 N 개의 $y_e(n)$ 을 FFT하여 $Y_e(k)$ 를 구할 수 있다.

$$Y_e(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_e(n) \exp(-j2\pi kn/N) \quad (9)$$

이때 한 블록 80개의 샘플링 신호들 중에서 보호 구간 바로 다음부터 원래 샘플 값 $N=64$ 개를 취해야 한다. 그러나 이 경우 다음 블록의 OFDM 신호도 잘못 입력될 수 있으므로 여유를 두어 보호 구간 뒤 부분의 샘플링 신호도 일부 포함시켜 N 개의 샘플링 값을 취한다. 그러면 이러한 심볼 타이밍 편차에 의하여 원래의 신호에 시간 지연이 발생되는 효과가 생기게 되어 각 부반송파에 위상 지연이 발생되며 정상도상에 회전이 발생된다^[6]. 그러므로 각 부반송파의 주파수 성분 $Y_e(k)$ 는 송신 증폭기의 비선형성, 전송 도중에 발생하는 다중 경로 페이딩, AWGN, 주파수 편차 및 심볼 타이밍 편차등의 영향으로 인하여 각각의 주파수 성분들에 서로 다른 크기 감소와 위상 변화가 발생된다. 따라서 $Y_e(k)$ 는 각 부반송파의 전달 함수 $H(k)$ 로 추정된 전달 함수 $\hat{H}(k)$ 와 역으로 곱해져서 보상된다(one tap frequency equalizer)^[8].

$$\hat{X}_e(k) = Y_e(k) / \hat{H}(k) \quad (10)$$

최종적으로 주파수 보상된 $\hat{X}_e(k)$ 가 애초에 송신된 $X_e(k)$ 와 같은 정상도 영역 내에 속하는 거의 여부에 따라 심볼 오류율과 이와 관련된 비트 오류율이 결정된다. 이때 PSAM 방식에서는 그림 1의 송신단과 같이 정보 심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 파일럿 심볼을 추가로 삽입하여 전송하며, 채널을 통하여 전송되어 온 이 파일럿 심볼들로 부터 채널의 전달 함수를 추정한다. 그림 1에서 송신기 D/A 출력에 나타나는 OFDM 변조된 신호 $x_e(t)$ 에는 전송 데이터 신호 이외에 채널 추정 및 심볼 동

기등을 위한 프리앰블(preamble) 신호가 포함되어 있다. 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 훈련 심볼들 $S_{-26,26}$ 가 IFFT 입력에 추가 삽입되어 만들어진

$$S_{-26,26} = \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, \dots, 1+j, 0, 0\} \quad (11)$$

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 (12)와 같은 52개의 훈련 심볼들 $P_{-26,26}$ 가 IFFT 입력에 삽입되어 만들어진다.

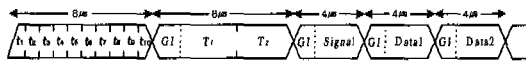


그림 2. OFDM 프리앰블 신호

$$P_{-26,26} = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, \dots, 1, 1\} \quad (12)$$

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 위상차를 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. 식 (12)와 같은 모양의 심볼들을 사용할 때 OFDM 변조된 신호의 PAPR은 3 dB로 매우 작아서 HPA의 비선형성에 의해서 발생하는 채널 추정 에러의 크기를 작게 할 수 있다^[9]. 긴 훈련 신호 다음에 위치한 signal 부분에는 현 프레임으로 전송되는 데이터 octet의 길이 및 데이터 속도등에 대한 정보가 들어있다.

서로 직교성이 있는 여러개의 부반송파들로 OFDM 변조시키는 그림 1의 시스템 구성도에서와 같이 송신 파일럿 심볼 $P(k)$ 는 k 번째 부반송파로 OFDM 변조된 후 전달 함수 $H(k)$ 인 페이딩 채널을 통하여 전송되며 이때 AWGN 잡음이 추가된다. 수신단에 도착한 이러한 신호가 FFT되어 심볼 $Y(k)$ 가 재생된다. 이것을 여러개의 부반송파들에 대한 행렬 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$Y = PH + W \quad (13)$$

이때 Y 는 수신 벡터, P 는 파일럿 심볼을 포함하는 대각 행렬, H 는 채널 전달 함수, W 는 평균이 0 이고 분산이 σ_w^2 인 AWGN 벡터를 나타낸다. 식 (13)과 같이 표시되는 시스템에서 채널 추정을 LS(Least Squares) 추정 방식으로 구하면 다음과 같다^[12].

$$\hat{H}_{LS} = P^{-1} Y = \left[\frac{y_0}{p_0} \quad \frac{y_1}{p_1} \quad \dots \quad \frac{y_{N-1}}{p_{N-1}} \right]^T \quad (14)$$

MMSE(Minimum Mean-Squared Error) 추정 방식을 이용하면 LS 방식으로 추정된 \hat{H}_{LS} 로부터 AWGN 잡음에 더욱 강건한 채널 추정을 할 수 있다. MMSE 추정값은 다음과 같은 관계식을 이용하여 구할 수 있다^[12].

$$\hat{H}_{MMSE} = R_{HH} (R_{HH} + \sigma_w^2 E\{|1/p_k|^2\} I)^{-1} \hat{H}_{LS} \quad (15)$$

이때 $R_{HH} = E\{HH^H\}$ 는 채널 전달 함수의 자기 상관 행렬(auto-correlation matrix), $(\cdot)^H$ 는 Hermitian transpose, 그리고 I 는 단위 행렬을 나타낸다. 채널 추정을 위한 파일럿 심볼값 P_k 들은 식 (12)에서와 같이 1 또는 -1이므로 $E\{|1/p_k|^2\} = 1$ 이 된다. 식 (15)에서와 같이 MMSE 방식으로 채널을 추정하려면 실제 AWGN 잡음의 분산과 채널 전달 함수의 상관 특성을 미리 알 수 있어야 하는 문제가 있다. 그런데 임의의 고정된 모양의 채널 임펄스 응답 모델에 대한 R_{HH} 와 또한 충분히 크기가 작은 임의의 σ_w^2 를 선택한 다음 식 (15)를 이용하여 \hat{H}_{MMSE} 를 구하여도, 실제의 정확한 R_{HH} 및 σ_w^2 값을 사용하지 못한 것으로 인한 추정 오차의 증가는 크지 않은 것이 밝혀졌다^[12]. 그러므로 본 논문

에서도 이와 같이 0에서 15 샘플링 시간 사이에 균 일한 확률 분포로 시간 지연이 발생하는 전력 지연 프로파일(power delay profile)을 선택하여 이 채널 모델이 가지는 고정된 모양의 R_{HH} 와 $\sigma_w^2 = 10^{-4}$ 의 고정된 값을 선택하여 채널을 추정한다.

III. 모의 실험 및 분석

그림 1의 OFDM 시스템에 대한 각 블록별 입·출력 변환 과정이 표시된 식 (1)~(15)를 이용하여 컴퓨터 모의 실험에 의한 방법으로 시스템의 성능을 분석한다. HPA 비선형성 및 수신 주파수 편차의 영향까지 고려된 신호의 변화 과정이 이 식들에 의해 표현되었다. 심볼 타이밍 편차는 수신기에서 FFT 변환을 위하여 N 개의 샘플링 신호를 실제 취할 때 보호 구간의 신호까지 일부 포함된 신호를 사용함으로써 실현시킨다.

두 가지 종류의 다중 경로 채널 모델을 선택한다. 첫 번째 채널 모델은 유럽의 HIPERLAN(High Performance Local Area Network) 시스템에 대하여 적용되었던 CM1 채널 임펄스 응답^[10]을 변형시킨 모델이다. 이 모델에 의한 채널의 전력 지연 프로파일은 표 1과 같다. 각 탭은 표 1에서와 같이 고정된 시간 지연과 상대 평균 전력을 가지는데, 탭 계수의 크기는 Rayleigh pdf를 가지는 랜덤 변수로 본 모의 실험에서는 매 OFDM 프레임 때마다 서로 독립적으로 그 크기를 변화시킨다. 이때 이 탭 계수의 크기가 한 프레임 시간 동안은 변하지 않는 시불변 채널 경우를 가정한다. 두 번째 채널 모델은 JTC(Joint Technical Committee)에서 실내 오피스 환경 채널 모델로 제시한 3탭 프로파일^[11]을 변형시켜 설정한다. 이 변형된 3탭 지연 프로파일에서는 지연이 0 ns인 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.

그림 3(a)와 4(a)에 두 채널 모델의 임펄스 응답을 Fourier 변환하여 얻은 채널의 정확한 주파수 전달 함수가 도시되었다. 두 그림에서 변형된 HIPERLAN 채널이 더 심한 주파수 선택적 채널인 것을 알 수 있다. 또한 파일럿 심볼들을 이용하여 AWGN과 주파수 선택적 페이딩 채널을 LS 방식으로 한 번 추정하여 얻은 채널 추정값과, LS 방식으로 두 번 추정한 뒤 평균하여 더 정확하게 얻은 채널 추정값이 도시되었다. 이때 이 그림들의 중앙에 위치한 주파수 대역에는 신호 전송에 이용되지 않는 11개의 가상 반송파가 위치한다. 아울러 AWGN에 의한 추정 오차의 크기를 더욱 감소시킬 수 있는 MMSE 방식에 의한 추정값도 도시되었다.

OFDM 한 블록은 16개의 cyclic prefix를 포함하여 80개의 이산 신호로 이루어진다. 그러므로 cyclic prefix의 삽입으로 0.97 dB의 SNR(Signal to Noise Ratio)전력 손실이 발생한다. 또한 52개의 부반송파 중 4개는 파일럿 부반송파로 사용하므로 0.35 dB의 SNR 손실이 발생한다. 그런데 52개 부반송파들의 주파수 배치 시 중앙에 위치한 주파수는 사용하지 않고 그 좌우에 각각 26개씩 주파수를 할당한다. 따라서 OFDM 신호의 대역폭이 53/52배 확장되는 결과가 되어 그만큼 더 AWGN 잡음이 대역 통과 필터를 통과하므로 0.08 dB의 SNR 손실이 발생한다. 이때 52개의 부반송파 신호들만 통과시키는 구형파 모양의 이상적 필터를 가정하여 외곽 주파수 대역에 위치하는 가상 반송파 신호와 이 주파수 대역을 통과하는 AWGN의 영향은 고려하지 않기로 한다.

E_b/N_0 에 따라 변화되는 수신 데이터의 비트 오류율을 구하기 위하여 Monte Carlo 시뮬레이션 기법으로 모의 실험 하였다. 이때 E_b 는 한 데이터 비트 당 수신 신호의 평균 에너지이고 N_0 는 AWGN의 전력 스펙트럼 밀도이다. 부호화율이 1/2인 컨볼루션 부호화기를 사용하므로 부호화로 인하여 비트

표 1. HIPERLAN 시스템에 적용된 CM1 모델을 변형한 채널의 전력 지연 프로파일.

탭 번호	1	2	3	4	5	6
지연(ns)	0	50	100	200	400	750
모의 실험에서 탭 위치	0	1	2	4	8	15
상대 평균 전력(dB)	0.00	-0.74	-2.84	-5.88	-11.62	-23.67
상대 평균 전력	0.372	0.314	0.194	0.096	0.026	0.002

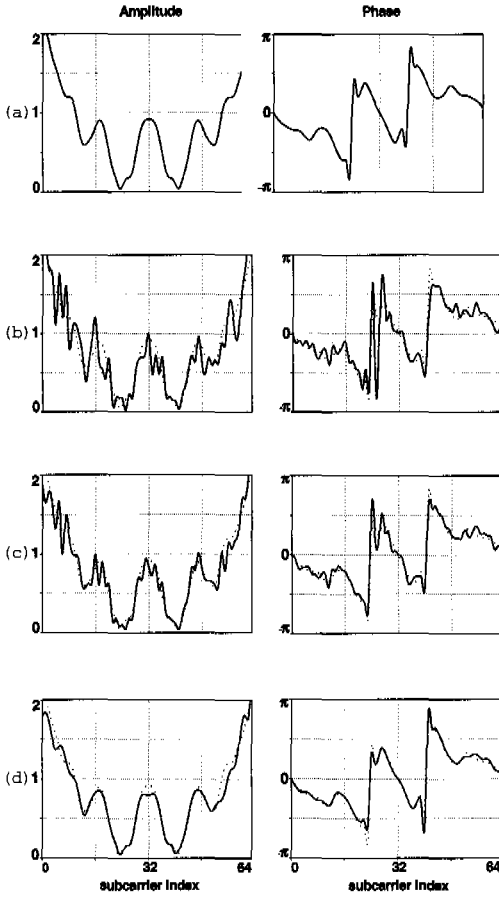


그림 3. 변형된 HIPERLAN 프로파일의 채널 전달 함수
 ((a) 정확한 전달 함수, (b) $E_b/N_0 = 10$ dB일때 LS 방식으로 한 번 추정, (c) LS 방식으로 두 번 추정하여 평균, (d) MMSE 추정).

당 에너지에 3 dB 감소가 발생된다. 그러므로 총 4.4 dB의 SNR 손실이 생기며 이 손실은 앞으로 도시되는 비트 오류율 성능 곡선에 모두 반영되어 표시된다.

그림 1의 OFDM 시스템 구성도에서와 같이 전송될 데이터는 컨볼루션 부호화된 후에 한 블록 192 비트씩 인터리빙된다. IEEE 802.11a에서는 식 (1)과 같이 인터리빙되므로 이 (16, 12) 블록 인터리버 사용 시 인터리빙된 후 데이터 출력 순서는 다음과 같다.

{0, 1, 2, 3, ..., 10, 11, 13, 12, 15, 14, ..., 23, 22, 24, 25, 26, 27, ..., 191, 190}

첫 번째 행(row) 12개의 데이터는 원래 입력 순

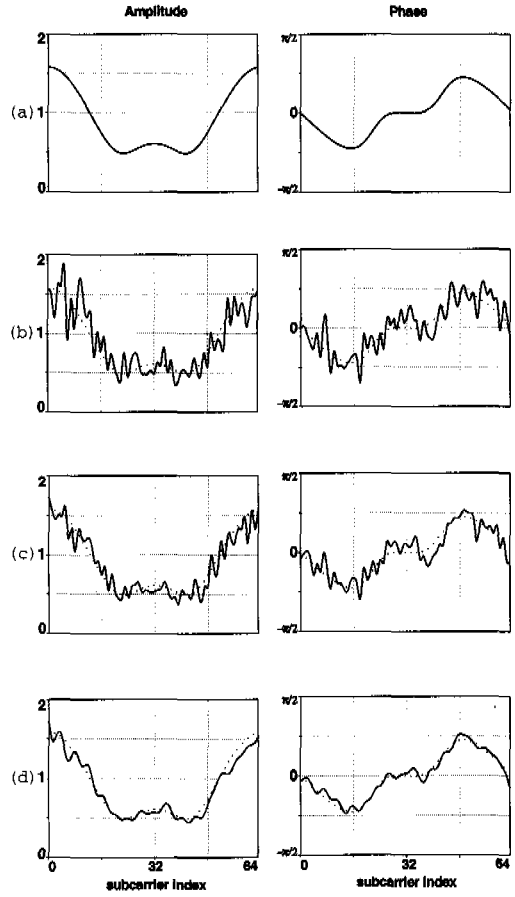


그림 4. 3톤 프로파일의 채널 전달 함수
 ((a) 정확한 전달 함수, (b) $E_b/N_0 = 10$ dB 일때 LS 방식으로 한 번 추정, (c) LS 방식으로 두 번 추정하여 평균, (d) MMSE 추정).

서대로 출력되고 그 다음 두 번째 행 12개의 데이터는 한 쌍씩 홀수, 짝수의 순서가 서로 바뀌고 그 다음 세 번째 행 12개의 데이터는 원래 입력 순서대로 출력된다. 즉 짝수 번째 행들에서만 한 쌍씩 데이터의 순서가 교환되어 출력된다. 그런데 보통 사용되는 일반적인 (12, 16) 블록 인터리버에서는 열(column) 순서대로 데이터를 어레이에 채우고 행 순서대로 이 어레이에 있는 데이터를 출력시킨다^[9]. 그러므로 이 일반적인 인터리버를 사용하면 위 IEEE 802.11a 인터리버의 경우보다 인접 데이터 비트들이 서로 더욱 격리되는 다음과 같은 데이터 출력 순서를 얻을 수 있다.

{0, 12, 24, 36, 48, 60, ..., 168, 180, 1, 13, 25, ..., 179, 191}

OFDM 방식에서는 HPA의 비선형성, 수신 주파수 편차, 심볼 타이밍 편차, 다중 경로 페이딩, AWGN등에 의하여 비트 오류율이 증가하는 문제가 있다. HPA 비선형성의 영향을 적게 하기 위하여 보통 HPA 출력 신호 전력의 크기가 작게 되도록 HPA를 동작시킨다(OBO: Output Back-Off). 여기에서 OBO를 다음과 같이 정의한다.

$$OBO = P_{sat} / P_{out} \quad (16)$$

이때 P_{sat} 과 P_{out} 은 각각 HPA 출력 신호의 최대 출력 전력과 평균 출력 전력을 나타낸다. OBO가 6 dB, 심볼 타이밍 편차가 2 샘플링 시간 (T_s)이고 OFDM 변조된 신호가 변형된 HIPERLAN Rayleigh 페이딩 채널을 통하여 전송 될 때, 수신 주파수 편차 ϵ 과 E_b/N_0 의 크기에 따른 비트 오류율이 그림 5에 도시되었다. 이때 채널 추정은 파일럿 심볼을 이용하여 LS 방식으로 두 번 추정된 뒤 평균을 취하여 얻었으며(그림 3(c) 참조) IEEE 802.11a에 의한 컨볼루션 부호화기와 인터리버를 사용하였다. 그림 5에서 이상적 곡선은 선형적인 HPA, 주파수 편차 $\epsilon = 0.00$, 심볼 타이밍 편차 = 0, 그리고 정확한 채널 추정이 이루어진 경우(그림 3(a) 참조)에 대해 모의 실험된 비트 오류율 곡선이다. 이 인터리버를 일반적인 (12, 16) 블록 인터리버로 교체한 뒤 그림 5와 같은 조건으로 모의 실험 했을 때의 비트 오류율 곡선이 그림 6(b)에 도시되었다. 이때 ϵ 을 0.00~0.06으로 가변 시켰으며 각 경우 모두 LS 방식으로 채널을 두 번 추정하였다. 이 두 그림을 비교하면 인근 데이터 비트들을 더욱 격리시킬 수 있는 일반적인 (12, 16) 블록 인터리버가 주파수 선택적 Rayleigh 채널 환경에 더 강건한 것을 알 수 있다. 그러므로 앞으로 일반적인 인터리버를 사용하는 시스템의 성능을 분석한다. 그림 6(b)에서 MMSE 방식으로 채널 추정시 같은 비트 오류율을 얻기 위하여 LS 방식 때보다 0.4~0.8 dB의 E_b/N_0 이득을 얻는 것을 알 수 있다. 이 MMSE 곡선에서 $\epsilon = 0.00$ 인 경우이다.

그림 6(a)는 다만 OBO의 크기를 5 dB로 변경했을 때의 비트 오류율 성능 곡선이며 주파수 편차 $\epsilon = 0.02$ 인 경우에도 에러 floor가 발생하는 것을 알 수 있다. 이때 파일럿 심볼들도 HPA 비선형 왜곡, 수신 주파수 편차, 심볼 타이밍 편차, 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩의 영향을 데이터 심볼들과 같이 받는다. 그러므로 파일럿 심볼들을 이용하여

페이딩 채널을 추정하여 변화된 정상도를 보상하는 과정에서 역시 위와 같은 여러 원인들에 의해 변화된 정상도도 보상이 이루어지게 된다.

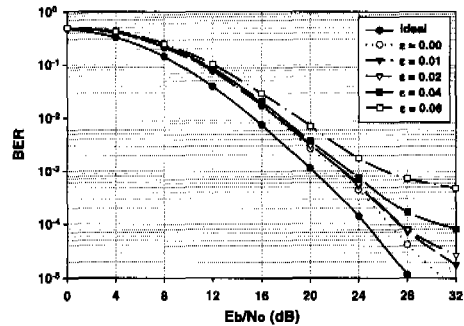


그림 5. IEEE 802.11a의 인터리버와 컨볼루션 부호화기를 사용한 시스템에서 OFDM 신호가 변형된 HIPERLAN Rayleigh 페이딩 채널을 통해서 전송될 때 수신 주파수 편차 ϵ 과 E_b/N_0 의 크기에 따른 비트 오류율. 이때 OBO = 6 dB, 심볼 타이밍 편차 = $2 T_s$.

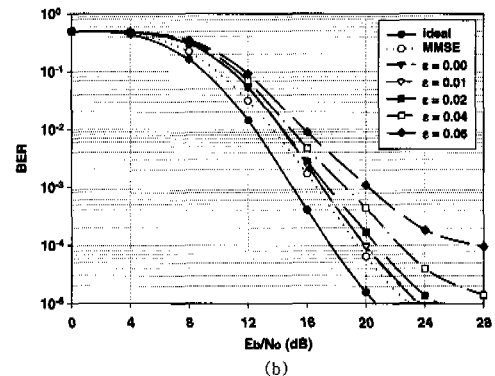
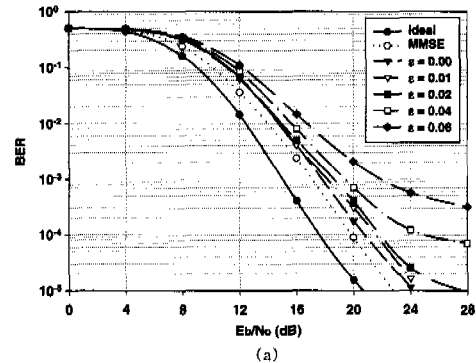


그림 6. 일반적인 (12, 16) 인터리버를 사용하며 심볼 타이밍 편차가 $2 T_s$ 일때 변형된 HIPERLAN 채널 하에서의 비트 오류율 ((a) OBO = 5 dB, (b) OBO = 6dB).

OBO = 6 dB, 일반적인 (12, 16) 인터리버, 변형된 HIPERLAN Rayleigh 채널 환경 하에서 심볼 타이밍 편차의 크기만 가변시켰을 때의 비트 오류율 성능 곡선이 그림 7에 도시되었다. 그림 6과 7에서 심볼 타이밍 편차는 정확하게 보상될 수 있어서 비트 오류율에 영향을 거의 미치지 않는 것을 알 수 있다.

그림 6(a)와 같은 조건이나 다만 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 LS 방식으로 한 번만 추정했을 때 (그림 3(b) 참조) 발생하는 비트 오류율이 그림 8에 도시되었다. 채널을 두 번 추정함으로써 같은 비트 오류율을 얻기 위하여 한 번 추정 시 보다 대략 1~2 dB 정도의 E_b/N_0 이득을 얻는 것을 알 수 있다.

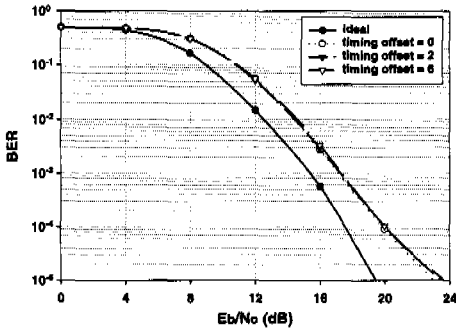


그림 7. 변형된 HIPERLAN 페이딩 채널 하에서 일반적인 (12, 16) 인터리버를 사용하고 OBO = 6 dB, $\epsilon = 0.01$ 일 때 심볼 타이밍 편차의 크기에 따른 비트 오류율.

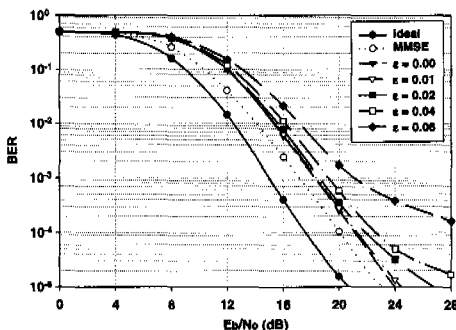


그림 8. 채널을 LS 방식으로 한 번만 추정할 때 일반적인 (12, 16) 인터리버, OBO = 6 dB, 심볼 타이밍 편차 = $2 T_s$, 변형된 HIPERLAN 페이딩 채널 하에서의 비트 오류율.

반면에 LS 방식으로 두 번 추정하여 얻은 \hat{H}_{LS}

를 이용한 MMSE 추정 방식은 LS 방식으로 한 번만 추정하여 얻은 \hat{H}_{LS} 를 이용한 MMSE 추정의 경우보다 0.5 dB 정도의 작은 이득을 얻는다.

HIPERLAN 채널이 아닌 3탭 Rayleigh 페이딩 채널 하에서 역시 채널 추정을 LS 방식으로 두 번 하거나 또는 MMSE 방식으로 추정하고, 일반적인 (12, 16) 블록 인터리버를 사용하며, 심볼 타이밍 편차가 $2 T_s$ 인 시스템에서의 비트 오류율 성능 곡선이 그림 9에 도시되었다.

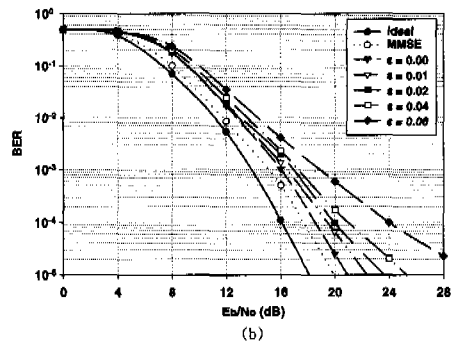
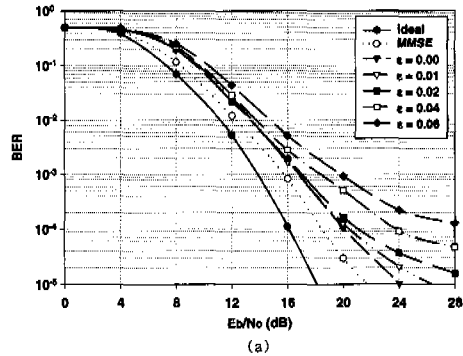


그림 9. 3탭 Rayleigh 페이딩 채널 하에서 일반적인 (12, 16) 인터리버, 심볼 타이밍 편차 = $2 T_s$ 일 때의 비트 오류율
(a) OBO = 5 dB, (b) OBO = 6 dB).

이때 MMSE 곡선의 경우 역시 $\epsilon = 0.00$ 이며 LS 방식에 비하여 1 dB 정도의 이득을 얻는다. 주파수 선택적 페이딩이 더 심한 HIPERLAN 채널 경우 보다 3탭 채널 하에서 더 향상된 비트 오류율을 나타내며 10^{-5} 의 비트 오류율을 얻기 위하여 최소 20 dB의 E_b/N_0 가 요구된다.

종합적으로 그림 6, 7, 9를 분석하여 보면 이상적인 비트 오류율에 접근하는 시스템 성능을 위하여 OBO는 6 dB 이상, 주파수 편차는 0.01 이하가 요

구되는 반면에 심볼 타이밍 편차는 그 크기가 $6 T_s$ 일 때에도 시스템 성능에 큰 영향을 주지 않는다. 또한 이러한 경우에 10^{-5} 의 비트 오류율을 얻기 위하여 E_b/N_0 가 20~24 dB 정도 요구된다. 그러나 이러한 특성의 시스템에서도 채널 추정 에러, HPA 비선형 왜곡, 수신 주파수 편차 및 심볼 타이밍 편차로 인하여 이상적인 경우와 동일한 비트 오류율을 얻기 위하여 실제 시스템의 경우 1~3 dB의 E_b/N_0 가 더 소요된다.

IV. 결 론

HPA의 비선형성, 수신 주파수 편차 및 심볼 타이밍 편차가 모두 존재하는 실제 IEEE 802.11a 무선 LAN OFDM 시스템의 성능을 분석하였다. 이 무선 LAN의 성능을 평가하기 위하여 무선 IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템의 구조를 분석하였다. 이와 같은 시스템 구조에 따라 데이터가 인터리빙, OFDM 변조, 비선형 전력 증폭, 주파수 선택적 시블변 Rayleigh 페이딩, 주파수 편차가 존재하는 클럭으로 OFDM 복조, 파일럿 심볼을 이용한 채널 추정, 보상되는 과정에 대하여 각 블록마다 그 신호 변환 과정을 복소 포락선 함수로 표현하였다. 이 수식들을 이용하여 컴퓨터 모의 실험에 의한 방법으로 시스템의 비트 오류율 성능을 분석하였다.

OBO가 6 dB이상이고 주파수 편차 ϵ 이 0.01 이하인 경우에, 주파수 편차가 없고 선형 HPA를 사용하며 정확한 채널 추정이 가능한 경우에 발생하는 이상적인 비트 오류율에 접근하는 성능 특성을 보인다. 반면에 심볼 타이밍 편차는 그 크기가 6 샘플링 시간일 때에도 시스템 성능에 큰 영향을 주지 않는다. 이러한 특성들을 가지는 IEEE 802.11a 무선 LAN 시스템에서 신호가 주파수 선택적 페이딩 채널을 통하여 전송될 때 10^{-5} 의 비트 오류율을 얻기 위하여 E_b/N_0 가 20~24 dB정도 요구된다. 그러나 위와 같은 특성의 시스템에서도 채널 추정 에러, HPA 비선형성, 수신 주파수 편차 및 심볼 타이밍 편차로 인하여 이상적 경우와 동일한 크기의 비트 오류율을 얻기 위하여 실제 시스템의 경우 1~3 dB의 E_b/N_0 가 더 소요되는 것으로 분석되었다.

참 고 문 헌

[1] ETSI, Digital Audio Broadcasting (DAB), 2nd ed.,

May 1997. ETS 300 401.

[2] ETSI, Digital Video Broadcasting(DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television, August 1997. EN 300 744 V1.1.2.

[3] 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.

[4] 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.

[5] 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.

[6] 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.

[7] 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.

[8] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting", *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, pp. 100 - 109, Feb. 1995.

[9] R. van Nee and R. Prasad, "OFDM wireless multimedia communications", *Artech House*, 2000.

[10] C. Tellambura, Y. Guo and S. Barton, "Equalizer performance for HIPERLAN in indoor channels", *Wireless Personal Commun.*, vol. 3, no. 4, pp. 397 - 410, 1996.

[11] 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.

[12] O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K.

Wilson, and P. O. Börjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 7, pp. 931 - 939, July 1998.

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 석
 사과정
<주관심 분야> 이동 통신 시스템

류 명 규(Myeong-Kyu Ryu) 정회원
한국통신학회 논문지 제 26 권 3A 참조