

파일럿 심볼을 이용한 OFDM 시스템의 성능 분석

정희원 류명규*, 최승국*

Performance Evaluation of OFDM Systems Using Pilot Symbols

Myeong-Kyu Ryu*, Seung-Kuk Choi* *Regular Members*

요 약

파일럿 심볼을 이용하여 페이딩 채널에 의해 변화된 전송 신호의 크기 및 위상을 추정하고 보상하는 기법을 이용하는 OFDM 시스템의 성능을 분석하였다. 전력 증폭기의 비선형성과 수신 주파수 동기 편차의 영향을 동시에 고려하여, OFDM 신호가 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 채널을 통하여 전송될 때 시스템의 비트 오류율을 평가하였다. 정확한 채널 추정 가정의 이상적인 시스템과 파일럿 심볼을 이용하여 추정하는 실제 시스템의 성능을 비교한 결과, 최대출력전력 대 평균출력전력비가 6 dB이고 주파수 편차가 0.01인 경우에 같은 비트 오류율을 얻기 위하여 파일럿 심볼을 이용하는 실제 시스템에서 주파수 편차, 증폭기 비선형 왜곡 및 부가성 백색 잡음으로 인한 채널 추정 오차로 인하여 대략 3~4 dB 정도의 E_b/N_0 가 더 소요된다.

ABSTRACT

This paper evaluates the performance of OFDM systems using pilot symbols for the estimation and compensation of the faded amplitude and phase of transmitted signals. The bit error rate of the OFDM signals over frequency selective Rayleigh fading channels is analyzed considering the influence of amplifier nonlinearities and frequency synchronization errors. The performance of perfect estimated ideal system and pilot symbol assisted real system are compared. The results show that there is a E_b/N_0 penalty of about 3~4 dB for pilot symbol assisted system to achieve a same bit error performance because of the channel estimation errors resulting from frequency errors, amplifier nonlinearities, and AWGN.

I. 서 론

무선 통신 채널을 통해 신호를 전송할 경우에 신호의 다중 경로 전파 때문에 수신되는 신호에 인접 심볼 간섭이 발생한다. 심볼 주기가 짧은 고속 데이터 전송시에는 다중 경로에 의한 주파수 선택적 페이딩 때문에 심볼간 간섭이 더욱 심해진다. 그러므로 다중 경로 페이딩 채널을 통한 고속 데이터의 원활한 전송을 위하여 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식이 사용되기 시작하였다.

OFDM 방식에서는 전송될 데이터를 우선 N개씩 블록화한 후에 병렬화 시킨다. 이 병렬화된 데이터를 서로 다른 주파수를 가지는 N개의 직교 부반송

파(subcarrier)로 변조시켜서 동시에 전송함으로써 전송 심볼의 주기를 원래 데이터의 주기보다 N배 길어지게 한다. 따라서 고속 데이터 전송시에 발생하는 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], 최근에는 IEEE는 OFDM 방식의 IEEE 802.11a 고속 무선 LAN 표준 초안을 확정하였다^[3].

그러나 OFDM 방식은 여러개의 부반송파를 사용하기 때문에 송신단과 수신단의 반송파 주파수가 일치되지 못하면 부반송파 사이의 직교성이 파괴되어 부반송파들 사이에 인접 채널 간섭이 발생한다

* 인천대학교 정보통신공학과 (skchoi@lion.inchon.ac.kr)

논문번호 : 00381-1002, 접수일자 : 2000년 10월 2일

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

[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 발생시킴으로서 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)된 신호의 성상도(constellation)의 I(inphase) 성분과 Q(quadrature) 성분이 분산되며 아울러 회전이 발생된다[5].

반송파의 주파수 편차와 HPA의 비선형 왜곡에 의한 성상도의 변화는 수신단에서 원래 데이터를 재생 시 비트 오류율을 증가시킨다. 이와 같은 주파수 동기의 문제를 해결하기 위하여 다중 경로 채널과 부가성 백색 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise) 환경 하에서 수신단 주파수 편차를 정확하게 추정하기 위한 연구가 이루어지고 있다[6]. 고출력 증폭기에 의한 비선형 왜곡을 감소시키기 위하여 OFDM 신호의 PAPR을 최소화시키는 코딩 방식이 제안되었고[7], 증폭기의 전단에 사전 왜곡기(predistorter)를 두어 왜곡을 보상하는 방법이 사용되고 있다[5].

이외에 단말기가 이동시 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[8]. 또한 수신기에서 전송되어 온 신호들을 N개씩 블록화 한 후에 복조하여 원래의 데이터를 재생할 때 원래의 블록과 시간적으로 같은 구간에서 N개의 데이터를 샘플링하지 못하여 심볼 타이밍 편차가 발생하면 각 부반송파에 위상 지연이 발생된다. 이러한 위상 지연은 그러나 각 부반송파의 주파수에 비례하여 체계적으로 발생하므로 수신단에서 쉽게 보상될 수 있다[9]. 그러므로 본 논문에서는 비교적 느린 페이딩이 발생하는 시 불변 채널(time invariant channel)과 정확한 심볼 시간 동기가 이루어지는 경우를 고려한다.

주파수 선택적 Rayleigh 다중 경로 채널과 AWGN 환경 하에서 원래의 데이터를 에러 없이 OFDM 복조하기 위하여 파일럿 심볼을 이용한 변조 방식(PSAM: Pilot Symbol Assisted Modulation)이 고안되어[10], 현재 실제 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.

지금까지 수행된 OFDM에 대한 연구들은 주파수 편차와 증폭기의 비선형 왜곡이 각각 발생할 때의 시스템 성능과 그 대비책을 별도로 분석하였다[4,7]. 그러므로 본 논문에서는 이러한 문제점들이 동시에 발생하는 실제 OFDM 시스템에 대한 성능을 분석한다. 또한 파일럿 심볼을 이용하여 채널을 추정하는 PSAM 방식에서, 주파수 편차와 비선형 왜곡이 동시에 존재할 때 발생하는 추정 오차로 인한 시스템의 성능 열화에 대하여도 지금까지 연구가 이루어지지 아니하였다. 따라서 본 연구에서는 위와 같은 문제점들이 모두 발생하는 PSAM 방식에서의 성능을 분석하기 위하여 제 II장에서 OFDM 시스템에서 각 블록별로 신호가 처리되는 과정을 수식들로 표현하고 제 III장에서는 이 수식들을 이용하여 컴퓨터 모의 실험에 의한 방법으로 시스템의 성능을 분석하고 마지막 제 IV장에서 본 연구의 결론을 기술한다.

II. OFDM 시스템

OFDM 전송 방식의 성능을 평가하기 위하여 데이터가 OFDM 변조, 전송, 복조 되는 과정을 순서대로 분석하여 각 단계별로 변환되는 신호들을 수식적으로 나타내고자 한다. 전송되어질 데이터는 우선 QAM 되어 주기 T_s 인 소스 심볼로 변환된 후, 직·병렬 변환기(S/P)를 거쳐 N개의 부반송파로 각각 변조된다. 소스 심볼들은 N개씩 블록화된 후 병렬화되므로 블록의 길이는 $T = NT_s$ 가 된다. 그림 1의 Modulator 출력에 나타나는 한 블록 소스 심볼들이 OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$ 의 모양은 다음과 같다[8].

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

이때 f_m 은 RF(Radio Frequency) 변조 주파수이고 $f_k = k\Delta f$ 이며 $g_T(t)$ 를 구형파 모양 펄스(rectangular amplitude shaping pulse)로 선정하면 각 부반송파 간의 주파수 간격 Δf 가 $1/T$ 일 때 각 부반송파는 서로 직교성이 있다. 식(1)에서

$a(k) + jb(k) = X_q(k)$ 는 QAM encoder 출력에 나타나는 심볼의 정상도를 나타내며 $a(k)$ 는 k 번째 심볼의 I 성분, $b(k)$ 는 Q 성분의 크기를 나타낸다. 한편 OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$ 의 복소 포락선 (complex envelope)은 식(2)와 같다^[8].

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

이때 $(1/\sqrt{N})$ 은 단순한 크기 조정 계수이다. 위 식이 $t = nT_s$ 때마다 샘플링된 신호 $x_q(n)$ 은 다음과 같다.

$$x_q(n) = (1/\sqrt{N}) \sum_{k=0}^{N-1} X_q(k) \exp(-j2\pi kn/N) \quad (3)$$

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

식 (3)은 $X_q(k)$ 의 이산 역 Fourier 변환의 모양이다. 그러므로 OFDM 변조를 그림 1의 송신기에 서와 같이 소스 심볼을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)한 후, 아날로그 신호로 변환(D/A)시킨 다음 RF 변조시키는 방법으로 간단하게 실현할 수 있다^[8].

변조된 신호는 TWT(Traveling Wave Tube)와 같은 HPA를 이용하여 증폭되어 전송되는데, 이러한 HPA의 입·출력 관계는 다음과 같이 메모리 없는 비선형 시스템에 관한 식으로 표현될 수 있다^[5].

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

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

여기서 $A(r)$ 는 증폭기의 크기 변환 특성, $\phi(r)$ 은 위상 변환 특성을 나타내고, r 는 증폭기 입력

신호의 복소 포락선 크기를 나타낸다.

식 (4)와 같이 입력 신호의 크기가 증가함에 따라 출력은 더욱 비선형적으로 증폭되는 것을 알 수 있다. 그러므로 입력 신호가 증폭기의 선형 영역에서 동작되도록 보통 입력 신호의 크기를 작게 인가 시키나, 입력 신호를 지나치게 감소시키면 HPA의 출력 전력이 작아지게 되어 페이딩에 대한 여유를 감소시키는 결과를 가져온다. 따라서 고효율 증폭기의 성능을 활용하면서 신호의 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 입력될 때 다음과 같은 복소 포락선 $v(t)$ 를 가지는 신호가 출력에 나타난다.

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

그러면 송신기 출력 신호 $x_0(t)$ 의 이산 복소 포락선 $x_0(t=nT_s)$ 는 다음과 같이 표현된다^[5].

$$x_0(n) = \frac{2v(n)}{1+|v(n)|^2} \exp(j\phi_0 \frac{2|v(n)|^2}{1+|v(n)|^2}) \quad (6)$$

송신기 출력 신호 $x_0(t)$ 는 전송 도중에 다중 경로에 의해 주파수 선택적 페이딩이 발생된다. 또한 AWGN 잡음이 추가되며 도플러 영향 등으로 인하여 수신시 주파수 동기 편차 f_0 가 발생된다. 이 주파수 편차 f_0 을 부반송파 간의 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)

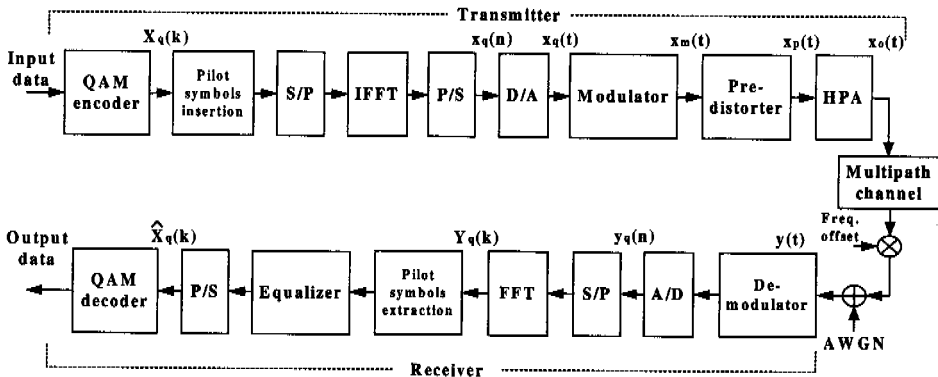


그림 1. OFDM 전송 시스템의 구성도

필터 구조의 채널 모델을 가정한다. L 개의 다중 경로로 인한 수신 신호 $y(t)$ 의 이산 복소 포락선 $y_m(n)$ 은 다음과 같다.

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

위 식 (7)에서 느린 도플러 페이딩이 발생하여 채널 응답 $h(l)$ 이 한 블록 주기 T 시간 동안 일정한 특성을 가지는 시 불변 채널을 가정한다. $h(l)$ 은 복소 가우시안 불규칙 변수이며, 그 크기는 Rayleigh pdf(probability density function)를, 위상은 0에서 2π 까지의 균일 분포를 가진다. 한편 OFDM 방식은 채널 지연에 의한 심벌간 간섭을 방지하기 위하여 채널의 최대 지연 시간보다 긴 보호 구간을 심벌의 전단에 추가한다. 일반적으로 보호 구간에는 심벌의 마지막 부분을 복사하여 삽입하는데 이를 cyclic prefix라고 한다. Cyclic prefix는 송신 신호와 채널간의 식 (7)과 같은 선형 컨볼루션(linear convolution)을 이산 Fourier 영역 고유의 순환 컨볼루션(cyclic convolution) 형태로 만들어 줌으로서 수신단에서 어려움 없이 FFT 복조와 채널 보상을 할 수 있다^[11]. 그 다음 주파수 편차 f_0 와 대역 통과 AWGN 잡음 $w(t)$ 의 영향까지 고려할 때, 수신 신호 $y(t)$ 의 복소 포락선 $y_q(t)$ 와 이 신호가 $t = nT_s$ 때마다 샘플링 된 이산 복소 포락선 $y_q(n)$ 은 다음과 같다^[4].

$$y_q(t) = y_m(t) \exp(j2\pi f_0 t) + w(t) \quad (8)$$

$$y_q(n) = y_m(n) \exp(j2\pi \epsilon n/N) + w(n) \quad (9)$$

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

$$Y_q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_q(n) \exp(-j2\pi kn/N) \quad (10)$$

이러한 각 부반송파의 주파수 성분 $Y_q(k)$ 는 송신 증폭기의 비직선성, 전송 도중에 발생하는 다중 경로 페이딩, 주파수 편차 및 AWGN 등의 영향으로 인하여 각각의 주파수 성분들에 서로 다른 크기 감소와 위상 천이가 발생된다. 따라서 $Y_q(k)$ 는 각

부반송파의 전달 함수 $H(k)$ 로 추정된 복소 계수 $\hat{H}(k)$ 와 역으로 곱해져서 보상된다(zero forcing one tap frequency equalizer)^[11].

$$\hat{X}_q(k) = Y_q(k)/\hat{H}(k) \quad (11)$$

최종적으로 주파수 보상된 $\hat{X}_q(k)$ 가 애초에 송신된 $X_q(k)$ 와 같은 정상도 영역 내에 속하는가의 여부에 따라 심볼 오류율과 이와 관련된 비트 오류율이 결정된다. 이때 PSAM 방식에서는 그림 1의 송신단과 같이 정보 심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 파일럿 심볼 $P(k)$ 를 추가로 삽입하여 전송하며, 채널을 통하여 전송되어 온 이 파일럿 심볼 $\hat{P}(k)$ 로부터 채널의 전달 함수를 추정한다.

$$\hat{H}(k) = \hat{P}(k)/P(k) \quad (12)$$

III. 컴퓨터 모의 실험

OFDM 시스템에서 각 블록별 입·출력 신호 변환 과정이 표현된 식 (1)~(12)를 이용하여 모의 실험에 의한 방법으로 OFDM 시스템의 성능을 분석한다. 다중 경로 채널 모델로 GSM(Global Systems for Mobile communications) 표준 기구에서 TU(Typical Urban area)의 무선 채널 모델로 제시한 12탭 프로파일(profile)을 선택한다^[12]. 이 모델의 시간 지연 프로파일은 표 1과 같으며 각 탭은 표에서와 같이 고정된 시간 지연과 상대 평균 전력을 가지는데 탭 계수의 크기는 Rayleigh pdf를 가지는 랜덤 변수로 매 OFDM 심볼 때마다 서로 독립적으로 그 크기가 변화된다. 데이터를 Gray 코드를 이용하여 16-QAM 변조하였고, OFDM 변·복조를 위하여 512-포인트 IFFT/FFT를 사용하였다. OFDM 한 블록은 표 1의 지연 프로파일에 따라 최소한으로 필요한 32개의 cyclic prefix를 포함하여 544개의 이산 신호로 이루어진다. 그러므로 cyclic prefix의 삽입으로 인하여 0.26 dB의 SNR 손실이 발생한다. Monte Carlo 시뮬레이션 기법으로 모의 실험을 수행하였으며 Matlab을 이용하였다.

OFDM 방식에서는 HPA의 비선형성, 수신 주파수 편차, 다중 경로 페이딩, AWGN 등에 의하여 비트 오류율이 증가하는 문제가 있다. 먼저 각 원인들이 OFDM 시스템에 미치는 영향을 분석한 뒤에 위의 여러 원인들이 종합적으로 작용할 때의 OFDM 성능을 분석한다.

HPA의 비선형성에 의하여 시스템에 성능 저하가 생기므로 보통 HPA 출력을 작게 감소 시켜서 사용한다(OBO: Output Back-Off). 여기에서 OBO를 다음과 같이 정의한다.

$$OBO = P_{sat} / P_{out} \quad (13)$$

여기서 P_{sat} 와 P_{out} 는 각각 HPA의 최대 출력 전력과 평균 출력 전력을 나타낸다. 그림 2에 OBO가 6.0 dB일 때 HPA의 비선형 왜곡으로 인하여 수신단에서 찌그러져 재생된 신호의 정상도가 도시되었다. 이때 AWGN 잡음은 가하지 않았으며, 따라서 오직 증폭기의 비선형성에 의해 수신된 신호의 I 성분과 Q 성분이 분산되며, 아울러 회전하는 것을 알 수 있다.

HPA의 비선형 왜곡으로 분산되고 회전된 신호의 정상도를 보상하기 위하여 송신단에서 3차 사전 왜곡기를 사용하고 수신단에서 정상도를 역회전(rotation) 시키는 보상 방법을 사용했을 때, AWGN 채널 환경 하에서의 비트 오류율이 그림 3에 도시되었다.

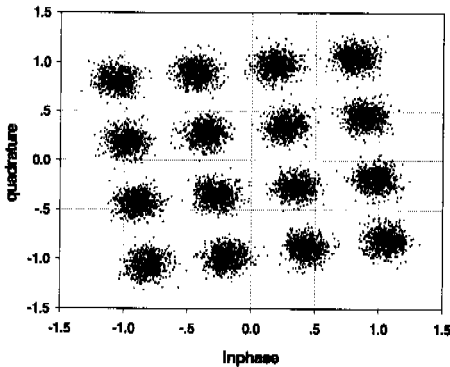


그림 2. OBO=6dB인 HPA를 사용한 경우에 수신단에서 재생된 정상도

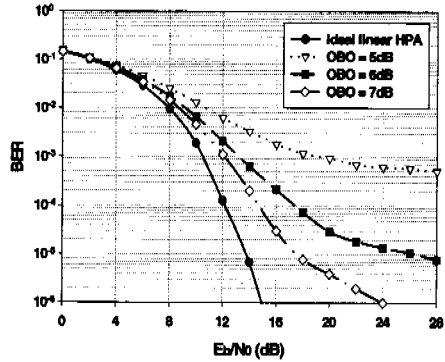


그림 3. AWGN 채널 하에서 HPA의 비선형 왜곡을 보상한 시스템의 비트 오류율

이 그림에서 이상적인 선형 HPA인 경우에 나타나는 비트 오류율 곡선은 Gray 코드로 매핑(mapping)된 16-QAM 시스템에서 발생하는 비트 오류율 $P_b(r_b)$ 에 관한 아래 식과 일치한다.

$$P_b(r_b) = \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{4}{5}} r_b\right) \quad (14)$$

위 식에서 $r_b = E_b/N_0$ 이며 E_b 는 한 비트 당 신호의 평균 에너지이고 N_0 는 AWGN의 전력 스펙트럼 밀도이다. 그리고 $Q(x)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy \quad (15)$$

그림 4에 반송파 주파수 편차 $\epsilon = 0.04$ 인 경우에 수신단에서 재생된 신호의 정상도가 도시되었다. 이때 AWGN은 인가하지 않았으며, 비선형 HPA를 사용 시에 발생하는 정상도에서의 유사한 문제점이 발생된다. 주파수 편차에 대한 보상을 하지 않았을 때 주파수 편차의 크기에 따라 AWGN 채널 하에서 그림 5와 같은 비트 오류율이 나타난다.

AWGN 뿐만 아니라 표 1과 같은 특성의 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 환경 시 OFDM 시스템에

표 1. GSM 권고안에 의한 TU 무선 채널의 12탭 지연 프로파일

탭 번호	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
지연(μ s)	0.0	0.1	0.3	0.5	0.8	1.1	1.3	1.7	2.3	3.1	3.2	5.0
모의실험에서 탭위치	0	1	2	3	5	7	8	11	14	19	20	31
상대 평균 전력(dB)	-4.0	-3.0	0.0	-2.6	-3.0	-5.0	-7.0	-5.0	-6.5	-8.6	-11.0	-10.0
상대 평균 전력	0.092	0.115	0.231	0.127	0.115	0.074	0.046	0.074	0.051	0.032	0.018	0.025

서 발생하는 비트 오류율이 그림 6에 도시되었다. 이때 HPA의 비선형성과 수신 주파수 편차에 의하여 야기되는 정상도의 왜곡을 보상하기 위하여 사전 왜곡기가 사용되었고 정상도에 역회전 보상 기법이 사용된 경우이다.

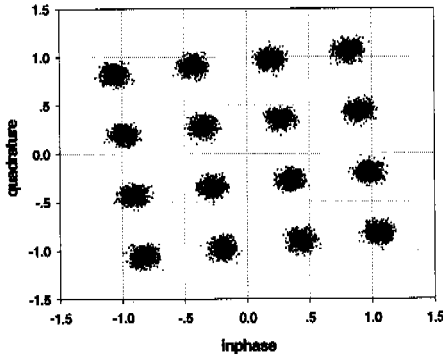


그림 4. 주파수 편차 $\epsilon = 0.04$ 인 경우에 재생된 정상도

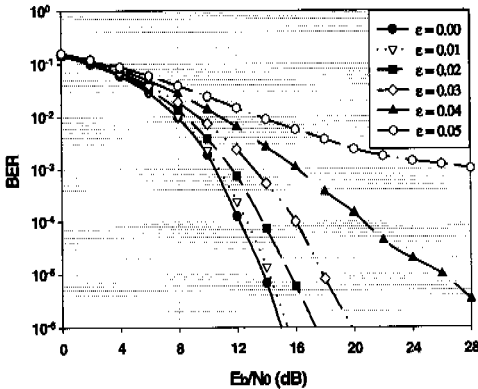


그림 5. AWGN 채널 하에서 주파수 편차의 크기에 따른 시스템의 비트 오류율

주파수 선택적 페이딩 채널에 의해서 발생하는 각 부반송파들의 크기와 위상 변화를 보상하기 위해서는 먼저 각 부반송파들의 전달함수 $H(k)$ 가 추정되어야 한다. 그림 6의 경우에는 정확한 채널 추정이 이루어진 경우를 가정하였다. 모의 실험에서는 표 1에 따라서 각 OFDM 블록 때마다 채널의 임펄스 응답 $h(l)$ 이 생성되는데 채널의 정확한 전달함수 $H(k)$ 는 이 임펄스 응답을 Fourier 변환하여 얻을 수 있다. 그림 6에서 이상적 곡선은 선형적인 HPA, 주파수 편차 $\epsilon = 0.0$ 그리고 정확한 채널 추정이 이루어진 경우에 대해 모의 실험된 비트 오류율 곡선이다. 이 곡선은 주파수 비선형적 페이딩 환

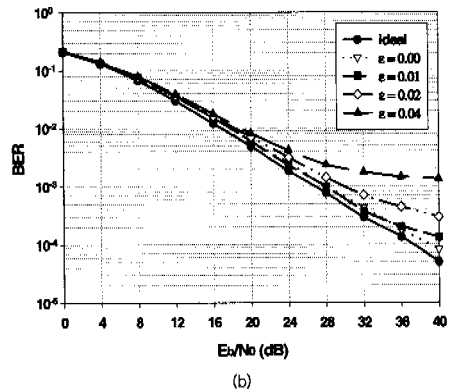
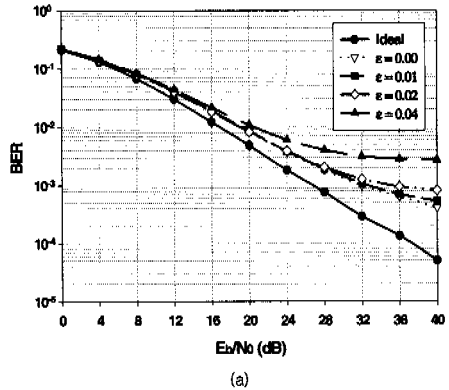


그림 6. 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩과 AWGN 채널하에서 정확한 채널 보상이 이루어진 경우에 OBO 및 주파수 편차에 따른 시스템의 비트 오류율(a) OBO=5 dB, (b) OBO=6 dB

경 하에서 16-QAM 시스템에 발생하는 비트 오류율 $P_b(r_b)$ 에 대한 아래 이론 식에 의한 값들과 일치한다.

$$P_b(r_b) = \int_0^{\infty} P_b(x) p_{r_b}(x) dx \quad (16)$$

$$p_{r_b}(x) = \frac{1}{r_b} e^{-x/r_b} \quad (17)$$

식 (17)은 페이딩 채널에서 불규칙하게 변화하는 r_b 에 대한 Rayleigh pdf이며 r_b 는 그 평균값이다. 실제 PSAM 시스템에서는 그림 1에서와 같이 파일럿 심볼을 삽입하여 전송하며, 채널을 통해 전송되어 온 이 파일럿 심볼로부터 채널의 전달 함수를 추정한다. 이때 파일럿 심볼들도 역시 비선형 HPA, 주파수 편차 및 AWGN의 영향을 받으므로 채널의 정확한 추정이 어렵다.

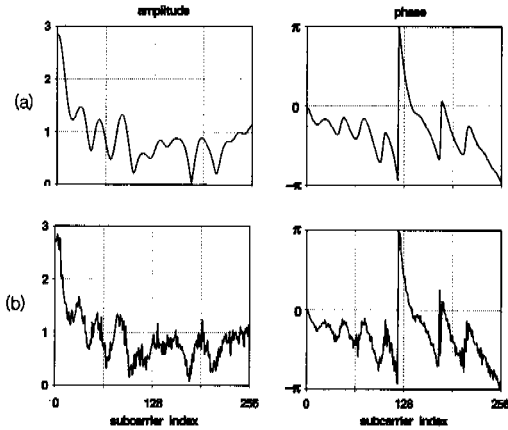


그림 7. 주파수 선택적 페이딩 채널에 대한 채널 추정값
 ((a) 정확한 추정, no AWGN,
 (b) 512개 파일럿 심볼을 이용한 추정, $E_b/N_0=10\text{dB}$)

본 모의 실험에서는 512개의 파일럿 심볼들을 사용하여 각 부반송파에 할당하였으며 파일럿 심볼들은 $\{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, \dots\}$ 모양의 complementary 수열로 구성되었다. 이러한 수열을 사용할 때의 PAPR은 대략 3 dB로 데이터 신호 시의 OFDM 신호보다 그 PAPR의 크기가 훨씬 작아서 HPA의 비선형성에 의한 영향을 작게 할 수 있는 이점이 있다^[7].

그림 7에 E_b/N_0 가 10 dB인 AWGN 채널 하에서 512개의 파일럿 신호들을 이용하여 추정된 채널 전달함수의 크기와 위상이 도시되었다. 이 그림에서 정확한 추정은 채널의 임펄스 응답을 Fourier 변환하여 구한 값이다.

페이딩과 AWGN이 없는 이상적인 채널 하에서 OBO가 6 dB이며 주파수 편차 ϵ 가 0.04인 경우에 PSAM 시스템에서 재생된 신호의 정상도가 그림 8에 도시되었다. 파일럿 심볼들도 HPA 비선형 왜곡과 주파수 편차의 영향을 받으므로 재생된 파일럿 심볼들의 정상도에 도 역시 분산 및 회전이 발생된다. 따라서 식 (11)에 의해서 데이터 심볼들이 보상되는 과정에서 신호의 정상도에 역회전 보상이 그림 8과 같이 이루어지게 된다. 그러므로 PSAM 방식에서는 별도의 역회전 보상이 필요 없게 된다. 파일럿 심볼들을 이용하여 채널 보상이 이루어질 때 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩과 AWGN 채널 하에서 HPA 비선형성 및 주파수 편차에 따른 PSAM 시스템의 비트 오류율이 그림 9에 도시되었다.

이 그림과 정확한 채널 보상의 경우인 그림 6과 비교하여 보면, OBO = 6 dB인 경우에 같은 비트

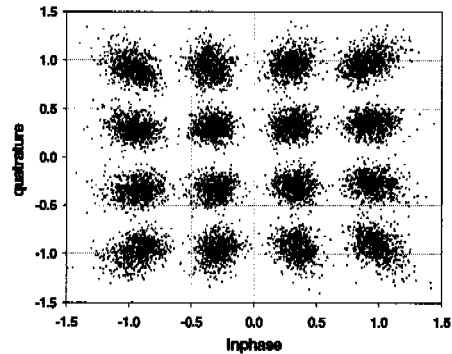


그림 8. OBO가 6dB이며 주파수 편차 ϵ 가 0.04인 PSAM 방식에서 재생된 신호의 정상도

오류율을 얻기 위하여 실제의 PSAM 방식에서 주파수 편차, 증폭기 비선형 왜곡 및 AWGN 등으로 인한 채널 추정 오차로 인하여 E_b/N_0 가 약 3~4 dB 가량 더 소요되는 것을 알 수 있다.

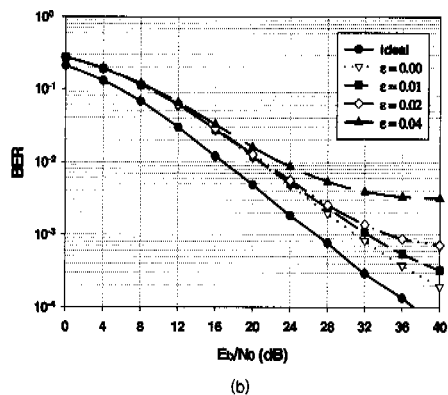
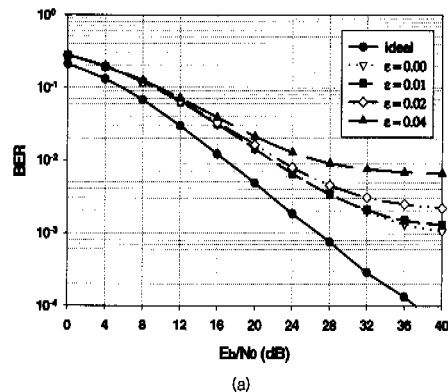


그림 9. 주파수 선택적 Rayleigh 채널 하에서 파일럿 심볼을 이용하여 채널 보상시 OBO 및 주파수 편차에 따른 비트 오류율
 ((a) OBO=5dB, (b) OBO=6dB)

IV. 결론

지금까지의 연구들에서와 달리 HPA의 비선형성과 수신 주파수 편차가 실제 동시에 존재하는 PSAM 방식의 OFDM 시스템 성능을 분석하였다. 이러한 방식의 성능을 평가하기 위하여 우선 데이터가 OFDM 변조, 비선형 전력 증폭, 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩, 주파수 편차가 존재하는 클럭으로 OFDM 복조, 채널 추정, 보상되는 모든 과정에 대하여 각 시스템 블록마다 그 입·출력 신호 변환 과정을 이산 복소 포락선 함수들로 표현하였다. 이 수식들을 이용하여 컴퓨터 모의 실험에 의한 방법으로 시스템의 성능을 분석하였다.

HPA의 비선형성과 수신단의 주파수 편차에 의하여 재생된 성상도에 분산 및 회전이 발생한다. 파일럿 심볼을 이용한 PSAM 방식에서는 성상도를 역회전시키기 위한 별도의 보상이 필요 없는 것이 확인되었다.

OBO가 6 dB 이상이고 주파수 편차 ϵ 가 0.01 이하인 PSAM 시스템인 경우에, 주파수 편차가 없고 선형 증폭기를 사용하며 정확한 채널 추정이 가능한 시스템에서 발생하는 이상적인 비트 오류율에 접근하는 성능 특성을 보였다. 파일럿 심볼을 이용하여 주파수 선택적 Rayleigh 채널을 비교적 정확하게 추정할 수 있었으며 정확한 채널 추정의 이상적 경우와 실제 PSAM 방식을 비교한 결과, OBO가 6 dB인 경우에 같은 비트 오류율을 얻기 위하여 PSAM 방식에서 채널 추정 오차로 인하여 대략 3~4 dB정도의 E_b/N_0 가 더 소요되는 것으로 분석되었다. 빠른 페이딩이 발생하는 시변 채널 하에서 이러한 채널 추정 오차는 더욱 증가할 것이다. 그러므로 시변 채널 하에서 비선형 증폭기와 수신 주파수 편차 등에 의하여 발생하는 채널 추정 오차와 그로 인한 시스템의 성능 열화 및 이 추정 오차를 작게 할 수 있는 방법에 대한 연구가 앞으로 더 이루어져야 할 것이다.

참고 문헌

[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. 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.
 [7] R. L. Frank, "Polyphase complementary codes", IEEE Trans. Information Theory, vol. 26, no. 6, pp. 641 - 647, Nov. 1980.
 [8] 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.
 [9] T. Pollet, P. Spruyt and M. Moeneclaey, "The BER performance of OFDM systems using non-synchronized sampling", Proceedings of Globecom '94, pp. 253 - 257, Nov. 1994.
 [10] (WG1);, "Proposal on channel transfer functions to be used in GSM tests late 1986", Sept. 1986.
 [11] J. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for rayleigh fading channel", IEEE Trans. Veh. Techn., vol. 40, pp. 686 - 693, Nov. 1991.
 [12] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting", IEEE Commun. Mag., vol. 33, pp. 100 - 109, Feb. 1995.
 [13] COST 207 TD(86)51-REV 3 (WG1);,

