
직류 성분 편차 및 주파수 편차가 존재하는 OFDM 시스템의 성능 분석

최승국*

Performance Analysis of OFDM Systems in the Presence of DC Offset and Frequency Offset

Seung-kuk Choi*

요 약

직류 성분 편차와 반송 주파수 편차가 모두 존재하는 OFDM 시스템에서의 비트 오류율 특성을 분석한다. 16-QAM 변조 방식을 이용하며 파일럿 심볼을 사용하여 채널을 추정하는 실제 OFDM 시스템에서 직류 성분 편차 및 반송 주파수 편차의 크기들에 따라 변화되는 비트 오류율 특성을 구한다. 분석 결과를 이상적인 OFDM 시스템의 성능과 비교한 결과, 반송 주파수 편차의 크기는 0.01 이하가, 그리고 직류 성분 편차의 크기는 0.007 이하가 요구되는 것을 알 수 있다.

ABSTRACT

I perform bit error rate(BER) analysis of orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) systems impaired by both direct current(DC) offset and carrier frequency offset. By analyzing the BER performance for real OFDM systems employing 16-quadrature amplitude modulation(QAM) and pilot symbol estimation, the dependency of BER on the DC offset and carrier frequency offset is quantified and compared to ideal performance. Results show that the magnitude of frequency offset and DC offset are required to be less than 0.01 and 0.007, respectively.

키워드

OFDM, 반송 주파수 편차, 직류 성분 편차, BER

I. 서 론

무선 통신 채널을 통해 신호가 전송될 때 다중 경로 전파 때문에 수신되는 신호에 인접 심볼 간섭이 발생된다. 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 변조시켜

서 동시에 전송함으로써 전송 심볼의 주기를 원래 데이터의 주기보다 N 배 길어지게 한다. 따라서 고속 데이터 전송 시 다중 경로에 의한 주파수 선택적 페이딩 때문에 발생하는 심볼 간 간섭 문제를 쉽게 해결할 수 있다. 이러한 OFDM의 장점으로 인하여 고속의 데이터 전송에 적합하기 때문에 OFDM 방식은 휴대 인터넷의 표준 전송 방식으로 채택 되었다[1].

OFDM 기저 대역(baseband) 신호를 고주파의 무선 주

파수(RF: radio frequency) 신호로 변환시켜 전송하고, 수신단에서는 이 RF 신호를 다시 기저 대역 신호로 변환시킨다. 이 때 저 전력과 저 경비를 위해서 중간 주파수(IF: intermediate frequency) 단계를 거치지 않고 RF 신호를 직접 기저 대역 신호로 변환 시키는 경우가 많은데, 이 경우에는 더욱 큰 크기의 직류 성분(DC: direct current)이 OFDM 기저 대역 신호에 존재하게 된다[2]. 또한 단말기의 이동에 의한 도플러효과 및 수신기 동기회로의 불완전성에 의하여 송, 수신기의 반송 주파수 간에 편차가 존재하게 된다. 이러한 편차들은 OFDM 부반송파 신호들 간에 인접 부반송파 간섭(ICI: inter carrier interference)을 발생시킨다[3].

송신 심볼이 주파수 선택적 Rayleigh 다중 경로 채널을 통하여 전송될 때 그 크기 및 위상이 변화되어 성상도 상에 변화가 생긴다. 이러한 성상도를 원래의 정확한 모습으로 복원하기 위한 채널 추정 방식으로 파일럿 심볼을 이용한 방식(PSAM: pilot symbol assisted modulation)이 고안되어 현재 시스템에 사용되고 있다[1]. PSAM 방식은 정보 심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 심볼을 추가로 삽입하여 전송하는 방식으로, 수신단에서는 채널을 통하여 전송되어 온 파일럿 심볼들의 크기 및 위상 변화로부터 채널의 상태를 추정하고 이 추정 값을 이용하여 수신된 정보 심볼의 크기 및 위상을 등화(equalization)시키는 방식이다.

그러나 직류 성분 및 반송 주파수 편차가 존재하는 PSAM OFDM 시스템에서는 ICI로 인하여 데이터 비트 오류율(BER: bit error rate)이 증가되는 문제가 있다[4]. 따라서 이러한 BER 성능 열화를 분석하기 위한 연구들이 수행 되었다[3, 4]. 연구 [3]에서는 반송 주파수 편차에 의하여 발생하는 ICI의 크기 및 OFDM 시스템의 BER 성능을 분석하여 주파수 편차등이 존재하지 않는 이상적인 OFDM 시스템의 성능과 비교하였다. 연구 [4]에서는 직류 성분 편차에 의하여 열화 되는 BPSK-OFDM 시스템의 BER 성능을 분석하여 이상적인 OFDM 시스템의 성능과 비교하였다. 그러나 현재 무선 LAN 및 휴대 인터넷 표준등에서는 모두 파일럿 심볼을 이용한 PSAM 등화기법을 실제 사용하며 16-QAM (quadrature amplitude modulation) 변조 방식을 주로 사용한다. 그러므로 본 논문에서는 직류성분 및 반송 주파수 편차가 모두 존재하는 실제 PSAM 16-QAM OFDM 방식에서의 BER 성능을 분석하고자 한다.

II. OFDM 전송시스템

그림 1의 OFDM 기저 대역 전송 시스템의 구성도에 서와 같이 데이터는 QAM 심볼로 매핑 되어 주기 T_s 인 심볼로 변환된 후, 직·병렬 변환기(S/P)를 거쳐 N 개의 부반송파로 각각 변조된다. 심볼들은 N 개씩 블록화 된 후 병렬화 되므로 블록의 길이는 $T = NT_s$ 가 된다. 그림 1의 변조기(modulator) 출력에 나타나는 한 블록 심볼들이 OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$ 의 모양은 다음 식(1)과 같다[1].

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

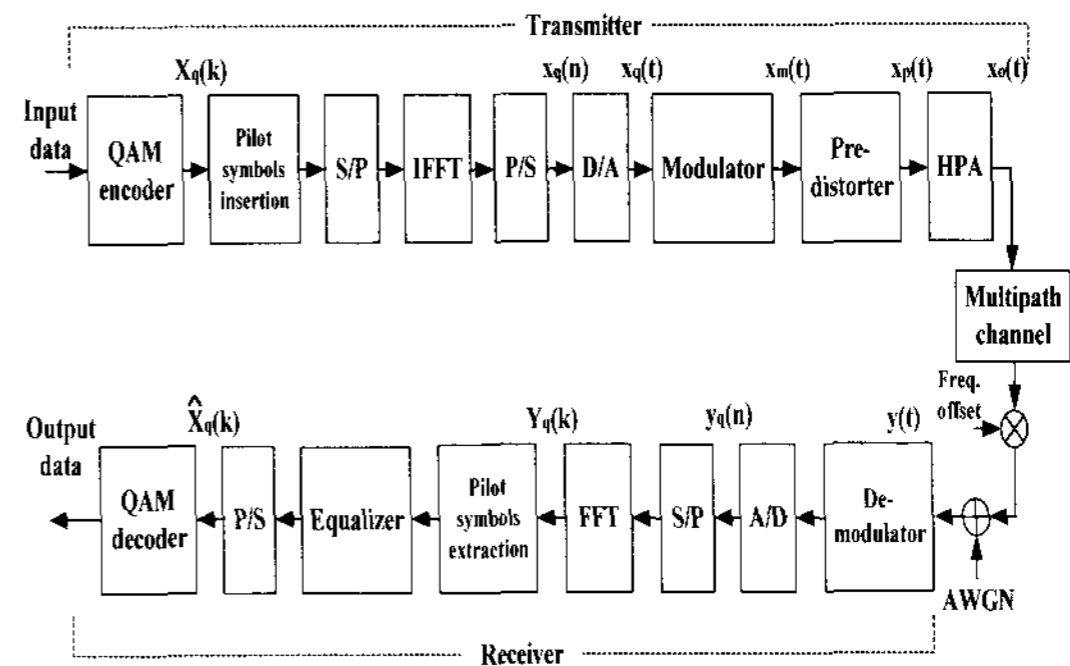


그림 1. OFDM 전송시스템 구성도
Fig.1 Block diagram of OFDM system

이 때 f_n 은 변조 주파수이고 $f_k = k\Delta f$ 이며 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 성상도를 나타내며, $a(k)$ 는 k 번째 심볼의 I성분, $b(k)$ 는 Q성분을 나타낸다. 이 OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$ 의 복소 포락선(complex envelope)이 $t = nT_s$ 때마다 샘플링 된 신호 $x_q(n)$ 은 다음 식과 같다.

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

식 (2)는 $X_q(k)$ 의 이산 역 Fourier 변환의 모양이다.

그러므로 OFDM 변조를 그림 1의 송신기에서와 같이 심볼을 IFFT (inverse fast fourier transform)한 후, 아날로그 신호로 변환(D/A)시킨 다음 RF 변환시키는 방법으로 간단하게 실현시킬 수 있다[1]. 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 부반송파 간의 주파수 간격에 대한 상대 주파수 편차 $\epsilon = f_0 / \Delta f$ 로 표시한다. 이외에 수신기에서 RF 신호를 OFDM 기저 대역 신호로 변환시키는 과정에서 직류 성분 η 가 발생된다. 이 직류 편차 η 의 크기는 수신되는 OFDM 기저 대역 신호의 평균 전력이 1.0인 경우에 발생하는 직류 편차의 크기로 표시한다. 본 논문에서는 매 심볼 때마다 시간적으로 변화하는 탭(tap)값을 가지는 FIR(Finite Impulse Response) 필터 구조의 채널 모델을 가정한다. 채널의 특성이 한 OFDM 블록 T 시간 내에서도 변화하지 않는 시불변 채널인 경우, L개의 다중 경로로 인한 수신 신호의 이산 복소 포락선 $y_m(n)$ 은 다음과 같다.

$$y_m(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) x_e(n-l) \quad (3)$$

위 식에서 $h(l)$ 는 l번째 경로의 채널 임펄스 응답이다. 반송 주파수 편차 ϵ , 직류 성분 편차 η 그리고 대역 통과 AWGN 잡음 $w(t)$ 의 영향까지 고려할 때, 수신 신호의 복소 포락선 $y_q(t)$ 가 $t = nT_s$ 때마다 샘플링 된 이산 복소 포락선 신호 $y_q(n)$ 은 다음과 같다.

$$y_q(n) = (1/\sqrt{N}) \sum_{m=0}^{N-1} (X(m)H(m) \exp(\frac{j2\pi n(m+\epsilon)}{N})) + \eta + w(n) \quad (4)$$

이 때 $w(n)$ 은 대역 통과된 AWGN 잡음에 의한 복소 변수이고, $H(m)$ 은 m번째 부반송파에 대한 채널의 주파수 전달 함수이며 채널 임펄스 응답 $h(l)$ 과 Fourier transform pair의 관계가 있다. 그러면 수신기에서 N개의 $y_q(n)$ 을 FFT하여 심볼 $Y_q(k)$ 를 구할 수 있다. 그러므로 주파수 영역의 송신 심볼 $X_q(k)$ 가 IFFT되어 k번째 부반송파 시간 영역 신호로 전송되면서 다중 경로 주파수 선

택적 페이딩, 반송 주파수 편차, 직류 편차 및 AWGN의 영향을 받아서 변화가 발생한 시간 신호 $y_q(n)$ 로 수신단에 도착한다. 그러면 이 신호는 FFT되어 그 크기와 위상에 변화가 생긴 주파수 영역의 심볼 $Y_q(k)$ 로 수신단에서 재생된다. 그러므로 재생 심볼 $Y_q(k)$ 는 다시 각 부반송파의 전달 함수로 추정된 채널 전달 함수 $\hat{H}(k)$ 의 역과 곱해져서 재생 심볼의 변화가 등화/보상된다. 그러면 원래 송신 심볼 $X_q(k)$ 의 추정 심볼 $\hat{X}_q(k)$ 가 아래 식 (5)와 같이 재생된다.

$$\hat{X}_q(k) = Y_q(k) / \hat{H}(k) \quad (5)$$

이 때 송신단에서 정보 심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 파일럿 심볼 $P(k)$ 를 추가로 삽입하여 전송하며, 채널을 통하여 전송되어 온 이 혼련 신호가 FFT되어 재생된 $\hat{P}(k)$ 로부터 채널의 전달 함수를 다음 식 (6)과 같이 추정한다(PSAM 채널 추정 방식).

$$\hat{H}(k) = \hat{P}(k) / P(k) \quad (6)$$

최종적으로 $\hat{X}_q(k)$ 가 애초에 송신된 $X_q(k)$ 와 같은 정상도 내에 속하는가의 여부에 따라 데이터 BER이 결정된다.

III. OFDM 시스템의 BER 성능 분석

무선 LAN을 위한 IEEE 802.11a 표준에 의하면 FFT의 크기는 $N = 64$ 이다[1]. 부반송파 간격 $\Delta f = 312.5kHz$ 이며 샘플링 주파수는 $20MHz$ 이다. 보호 구간은 $0.8\mu s$ 로 선정되었고 보호 구간을 포함한 한 OFDM 블록의 시간 길이 T는 $4\mu s$ 이다. 그림 1에서의 OFDM 전송 시스템 구성도에서와 같이 입력 데이터는 Gray 코드를 이용하여 16-QAM 심볼로 매핑 된다. 이 심볼들은 OFDM 변조되어 다중 경로 채널을 통하여 전송된다. 유럽의 HIPERLAN(High Performance Local Area Network) 시스템에 대하여 적용되었던 CM1 채널 임펄스 응답을 변형시킨 채널 모델을 사용한다. 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 pdf(probability density function)를 가지는 랜덤 변수로 매 OFDM 프레임 때마다 서로 독립적으로 그 크기가 변화된다.

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

Table 1. Channel model

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	-11.6	-23.6
상대 평균 전력	0.372	0.314	0.194	0.096	0.026	0.002

전송되는 신호의 각 부반송파 성분들은 전송 채널에서 서로 다른 주파수 선택적 페이딩을 겪는다. 또한 AWGN 잡음, 반송 주파수 편차 ϵ 및 직류 성분 편차 η 에 의하여 영향을 받는다. 이때 수신단에 도착되는 OFDM 이산 복소 포락선 신호는 식 (4)의 $y_q(n)$ 과 같다. 수신기에서는 우선 반송 주파수 편차 ϵ 의 크기를 추정 한 후에 그 추정된 편차값 $\hat{\epsilon}$ 만큼 주파수 편차를 보정한다. 그러므로 수신기에서 실제 발생하는 최종 반송 주파수 편차 $\Delta\epsilon = \epsilon - \hat{\epsilon}$ 가 된다. 수신기에 도착한 OFDM 신호 $y_q(n)$ 이 $\hat{\epsilon}$ 만큼 주파수 보정된 다음 FFT되어 얻어지는 심볼 $Y_q(k)$ 는 아래 식 (7)과 같다.

$$Y_q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_q(n) \exp\left(\frac{-j2\pi n\hat{\epsilon}}{N}\right) \exp\left(\frac{-j2\pi nk}{N}\right) \quad (7)$$

채널에 의한 주파수 선택적 페이딩, AWGN 잡음, 반송 주파수 편차 ϵ 및 직류 성분 편차 η 에 의한 영향을 분석하기 위하여 식 (7)의 FFT 결과를 정리하면 아래 식 (8)과 같다.

$$Y_q(k) = \alpha H(k) X(k) + \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} H(m) X(m) \psi(m, k, \epsilon, \hat{\epsilon}) + \eta \zeta(k, \hat{\epsilon}) + W(k) \quad (8)$$

이때

$$\alpha = \exp\left(\frac{j\pi(\epsilon - \hat{\epsilon})(N-1)}{N}\right) \frac{\text{sinc}(\Delta\epsilon)}{\text{sinc}(\Delta\epsilon/N)},$$

$$\psi(m, k, \epsilon, \hat{\epsilon}) = \exp(j\pi(m-k+\Delta\epsilon)\frac{N-1}{N}) \frac{\text{sinc}(m-k+\Delta\epsilon)}{\text{sinc}((m-k+\Delta\epsilon)/N)}$$

$$\eta \zeta(k, \hat{\epsilon}) = \sqrt{N} \exp(-j\pi(k+\hat{\epsilon})\frac{N-1}{N}) \frac{\text{sinc}(k+\hat{\epsilon})}{\text{sinc}((k+\hat{\epsilon})/N)}$$

$$W(k) = (1/\sqrt{N}) \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \exp\left(\frac{-j2\pi(k+\hat{\epsilon})n}{N}\right).$$

위 식 (8)에서와 같이 주파수 편차 보정값 $\hat{\epsilon}$ 때문에 직류 성분 편차가 모든 부반송파들에게 ICI를 발생시킨다. 직류 성분 편차에 의한 ICI의 크기는 주파수 편차 보정값 및 부반송파 인덱스 k 에 의하여 결정되는 것을 알 수 있다. 또한 주파수 편차에 의하여 역시 모든 부반송파들에 ICI가 발생된다. $W(k)$ 는 환형 대칭 확률밀도함수(circularly symmetric pdf)를 가지는 복소 AWGN 잡음 성분을 FFT 변환한 것이다. FFT 과정에서 주파수 편차에 의한 위상 변화는 환형 대칭적인 AWGN 잡음 특성 상 주파수 편차에 의한 FFT 결과의 확률적인 특성은 주파수 편차가 없을 때의 특성과 그 영향 없이 서로 같다.

위의 영향들을 모두 고려하면서 실제의 PSAM 16-QAM OFDM 시스템에서 발생하는 BER 성능을 정량적으로 분석한다. 이 정량적인 성능 분석을 위하여, 그림 1의 OFDM 시스템에 대한 각 블록별 입출력 변환 과정이 표시된 식 (1) - (7)을 이용하고, Monte Carlo 시뮬레이션 기법으로 컴퓨터 모의 실험함으로써, $\gamma_b = E_b/N_0$ 에 따라 변화되는 수신 데이터의 BER 성능을 구한다. 이때 E_b 는 한 데이터 비트 당 수신 신호의 평균 에너지이고 N_0 는 AWGN의 전력 스펙트럼 밀도이다. 본 모의 실험에서는 채널 추정기(estimator)에서 우선 매 첫 번째 OFDM 블록 시간에 파일럿 심볼을 이용하여 모든 부반송파들의 채널 전달 함수를 추정한다. 다음 매 두 번째 OFDM 블록 시간에는 데이터 심볼이 전송되고, 첫 번째 블록 시간에 추정된 채널 전달 함수를 이용하여 두 번째 블록 시간에 전송되어 온 데이터 심볼들을 등화 시킨다. 이 등화된 16-QAM 심볼들에서 원래의 데이터를 재생한 후 BER 성능을 분석한다. 이때 두 OFDM 블록 시간 동안 채널의 특성이 변하지 않는 시불변 채널을 가정한다. OFDM 시스템의 규격은 앞에서 기술한 IEEE 802.11a 표준을 따른다.

그림 2(a) - (d)에 반송 주파수 편차 $\Delta\epsilon$ 및 직류 성분 편차 η 에 따른 BER 성능이 모의 실험 결과로 구해져 도시되었다. 그림 2에서 PERFECT BER 곡선은 완벽한 채널

추정과 $\Delta\epsilon$ 및 η 가 모두 0 인 경우인 16-QAM OFDM에서 발생하는 이론식에 의한 이상적인 성능 곡선이다. 이론적인 BER 곡선식은 아래 식 (9)와 같다[5].

$$P_b(\gamma_b) = \frac{\alpha}{2} \left[1 - \mu \sum_{k=0}^{LM-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1-\mu^2}{4} \right)^k \right] \quad (9)$$

위 식에서 L 과 M 은 송신 안테나와 수신 안테나의 수인데 그림 (2)의 경우 $L=1, M=1$ 이다.

$\mu = \sqrt{\beta\gamma_b/(\beta\gamma_b+2)}$ 로 식 (9)에서 α 와 β 는 16-QAM의 경우 $3/4$ 와 $4/5$ 이다. 그림 (2)에서 PSAM 곡선은 $\Delta\epsilon$ 및 η 가 모두 0 인 경우의 PSAM OFDM 시스템에서 발생하는 이론적인 BER 성능이다. 이때 파일럿 심볼 채널 추정 과정에서 AWGN 잡음에 의하여 추정 에러가 발생되어 PERFECT 채널 추정 곡선보다 같은 BER 특성을 얻기 위하여 γ_b 가 대략 2.5dB 더 소요됨을 알 수 있다. PSAM 16-QAM OFDM에 대한 BER 곡선의 이론식은 아래 식 (10)과 같다[6].

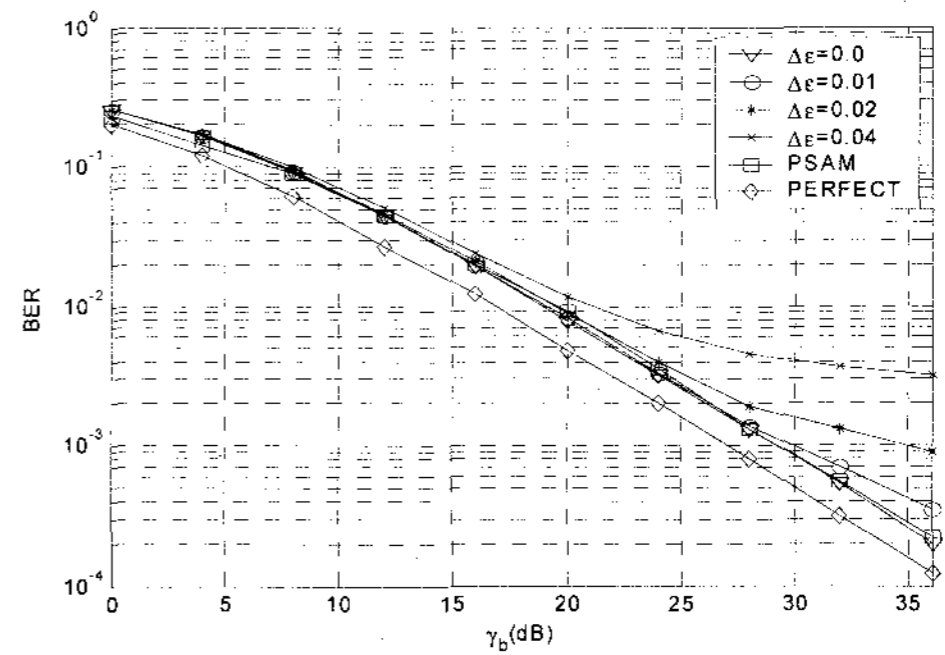
$$P_b(\gamma_b) \approx \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{1}{8} \{ Q[a\alpha(\cos\psi+3\sin\psi)] + Q[a\alpha(\cos\psi+\sin\psi)] + Q[a(\alpha(3\cos\psi+3\sin\psi)-2\hat{\alpha})] + Q[a(\alpha(3\cos\psi+\sin\psi)-2\hat{\alpha})] + Q[a(\alpha(-\cos\psi+3\sin\psi)+2\hat{\alpha})] + Q[a(\alpha(-\cos\psi+\sin\psi)+2\hat{\alpha})] \} \times p(\hat{\alpha}, \psi|\alpha) p(\alpha) d\alpha d\hat{\alpha} d\psi \quad (10)$$

위 식에서 $a = \sqrt{4\gamma_b/5}$ 이며 $Q(\cdot)$ 는 Gaussian Q함수이다. $\psi = \hat{\theta} - \theta$ 인데, θ 는 채널 페이딩 위상, $\hat{\theta}$ 는 추정된 페이딩 위상이므로 ψ 는 위상 추정 에러이다. 또한 $\hat{\alpha}$ 는 추정된 채널 페이딩 크기이고 α 는 채널 페이딩의 크기이며 $p(\alpha)$ 는 $p(\alpha) = 2\alpha \exp(-\alpha^2)$ 인 Rayleigh 페이딩 크기의 확률밀도함수이다. 그러므로 위 식 (10)에서 $p(\hat{\alpha}, \psi|\alpha)$ 은 임의의 α 값에 대한 채널 추정 크기와 위상 추정 에러 값의 결합 확률밀도함수(joint pdf)로 다음 식 (11)과 같다.

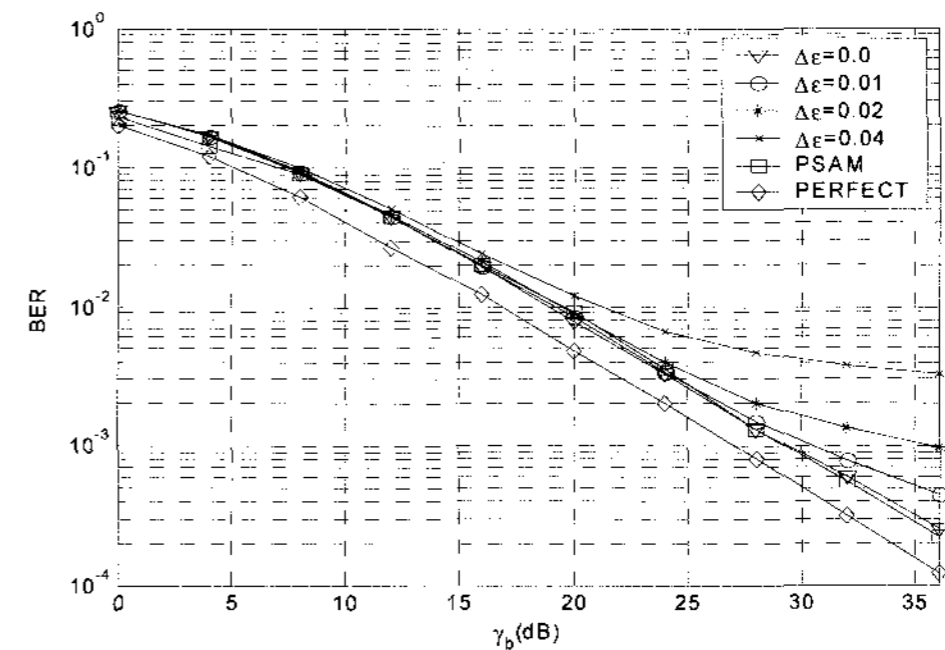
$$p(\hat{\alpha}, \psi|\alpha) = \frac{4\gamma_b \hat{\alpha}}{\pi} \exp[-4\gamma_b(\hat{\alpha}^2 - 2\alpha\hat{\alpha}\cos\psi + \alpha^2)] \quad (11)$$

그림 (2)(a)는 직류 편차 $\eta=0$ 인 경우의 BER 성능이다. PSAM과 PERFECT는 모두 위 이론식에 의한 곡선이다. $\Delta\epsilon=0.0$ 은 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 PSAM OFDM

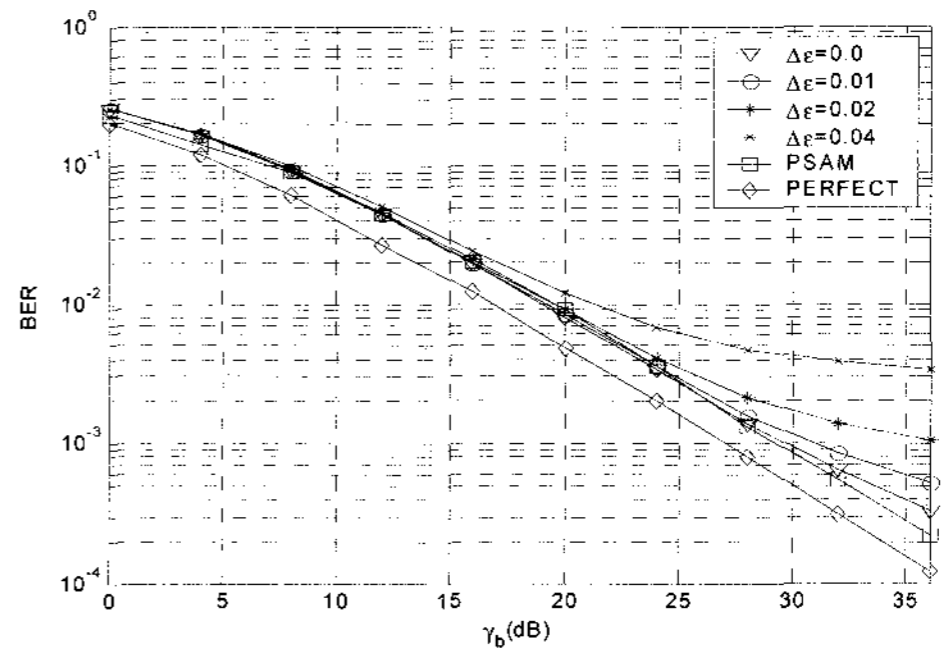
BER 성능 곡선으로 이론적인 PSAM 곡선과 잘 일치함을 알 수 있다. 수신 입력단에서의 반송 주파수 편차 ϵ 의 크기를 0.04, 0.1 및 0.2로 변화시키면서 BER 성능을 분석한 결과, BER 성능은 ϵ 값에 따라 별다른 변화를 보이지 않았다. 그림 2에서 수신 입력단에서의 반송 주파수 편차는 모두 $\epsilon=0.04$ 인 경우이다. 그림 (2) (a) - (d)를 비교하여 보면 우수한 성능의 PSAM OFDM 시스템을 위하여 η 는 0.007 이하, 그리고 최종 주파수 편차 $\Delta\epsilon$ 는 0.01 이하의 값을 가져야 함을 알 수 있다.



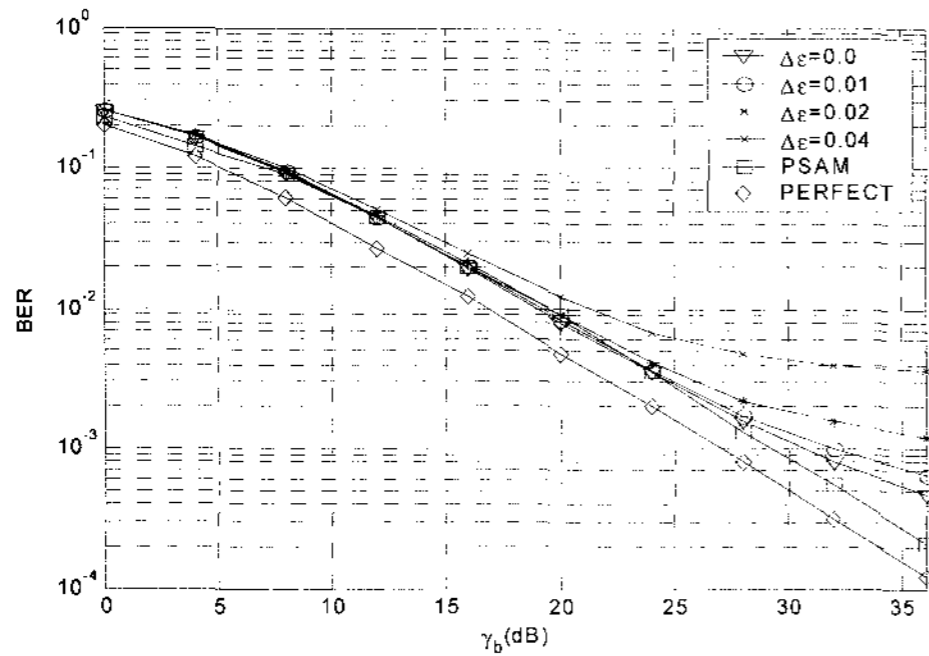
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 2. 16-QAM PSAM OFDM 시스템에서 η 및 $\Delta\epsilon$ 에 따른 BER 성능

((a) $\eta=0.0$, (b) $\eta=0.002$, (c) $\eta=0.007$, (d) $\eta=0.01$)

Fig. 2 BER performance of 16-QAM PSAM OFDM systems depend upon η and $\Delta\epsilon$ value((a) $\eta=0.0$, (b) $\eta=0.002$, (c) $\eta=0.007$, (d) $\eta=0.01$)

IV. 결 론

직류 성분 편차와 반송 주파수 편차가 모두 존재하는 실제의 PSAM 16-QAM OFDM 시스템에서의 BER 특성을 분석하였다. 이러한 경우의 성능을 평가하기 위해서 우선 데이터가 OFDM 변조, 주파수 선택적 Rayleigh 도플러 페이딩 채널, 직류 편차 및 주파수 편차가 존재하는 수신기에서의 OFDM 복조, PSAM 채널추정, 등화 되는 모든 과정에 대하여 각 시스템 블록마다 그 입·출력 신호 변환 과정을 이상 복소 포락선 함수들로 표현 하였다. 이 수식들을 이용하고 IEEE가 정한 무선 LAN 표준안에 따라 파라미터를 정하여 컴퓨터 모의실험에 의하여 시스템의 BER 성능을 분석한 후에 이상적인 시스템 성능과 비교하였다.

분석 결과, 직류 성분 편차와 반송 주파수 편차의 크기가 증가함에 따라 그 BER 성능이 급격하게 열화되며, 아울러 error floor가 발생하는 것을 알 수 있었다. 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 결과를 이상적인 OFDM 시스템의 성능과 비교한 결과, 반송 주파수 편차 $\Delta\epsilon$ 의 크기는 0.01 이하가 그리고 직류 성분 편차의 크기 η 는 0.007 이하가 요구되는 것을 알 수 있었다.

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-GHz Band", P802.11a/D7.0, July 2002.
- [2] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1998
- [3] 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.
- [4] C. H. Yih, "BER analysis of OFDM systems impaired by DC offset and carrier frequency offset in multipath fading channels", *IEEE Commun. Letters*, vol. 11, no. 11, pp. 842-844, Nov. 2007.
- [5] T. Eng and L.B. Milstein, "Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1134-1143, Apr. 1995.
- [6] 최승국, "채널 추정 에러로 인한 OFDM 시스템의 성능 열화", 한국해양정보통신학회논문지, 8권 5호, pp. 983-987, 2004년 10월.

저자소개



최 승 국(Seung-Kuk Choi)

1988.12 Braunschweig Univ. 공학박사
 1989.3-현재 : 인천대학교 정보통신
 공학과 교수
 ※관심분야:통신시스템,이동통신,동기