

---

# OFDMA 하향링크 시스템의 성능 분석

최승국\*

## Performance Evaluation of Downlink OFDMA Systems

Seung-kuk Choi\*

### 요 약

OFDMA 하향링크 시스템에서 비선형 전력 증폭기와 반송파 주파수 편차의 영향을 고려하여 데이터가 주파수 선택적 Rayleigh 도플러 시변 페이딩 채널을 통하여 전송될 때 비트 오류율을 분석한다. 본 논문에서는 우수한 비트 오류율 특성을 위하여 사용자 수에 따라 요구되는 비선형 증폭기의 최대 출력 전력 대 평균 출력 전력 비(OBO)와 반송파 주파수 편차의 크기를 구하며, 도플러 페이딩의 정도에 따라 결정되는 비트 오류율 특성 열화를 분석한다.

### ABSTRACT

I evaluate the BER performance of downlink OFDMA systems in time variant Rayleigh Doppler fading channel, considering the carrier frequency offset and the nonlinear high power amplifier. I obtain the required output back-off of the nonlinear amplifier and value of frequency offset for good BER performance. And I also analyze the BER degradation upon Doppler fading channel.

### 키워드

OFDMA, Nonlinear HPA, Frequency offset, Doppler fading, BER

## I. 서 론

OFDMA(orthogonal frequency division multiplexing access) 접속 방식은 주파수 영역에서 각 사용자에게 여러 개의 부반송파들을 할당하는 방식이다[1]. 각 사용자들은 할당받은 부반송파들을 이용하여 데이터를 OFDM 방식으로 전송한다. OFDM 방식에서는 전송될 데이터를 우선  $N$ 개씩 블록화 한 후에 병렬화 시킨다. 이 병렬화 된 데이터를 서로 다른 주파수를 가지는  $N$ 개의 직교 부반송파로 변조시켜서 동시에 전송함으로써 전송 심볼의 주기를 원래 데이터의 주기보다  $N$ 배 길어지게 한다. 따라서 고속 데이터 전송 시에 발생하는 심볼 간 간섭 문제를 쉽게

해결할 수 있다.

그러나 심볼의 길이가 길어지므로 단말기가 이동할 때 발생하는 도플러(Doppler) 페이딩에 의한 시변(time variant) 채널에 취약하다[2]. 또한 OFDM 변조된 신호는 여러 개의 부반송파 신호들의 합으로 구성되기 때문에 PAPR (peak-to-average power ratio)가 크게 되므로 비선형 고전력 증폭기(HPA: high power amplifier)의 비선형 왜곡에 민감하다[3]. 또한 OFDM 방식은 여러 개의 부반송파를 사용하므로 송·수신단 간의 반송파 주파수 편차에 역시 민감한 단점이 있다[4]. 도플러 페이딩, 비선형 HPA 및 주파수 편차는 부반송파 신호들 간에 인접 부반송파 간섭(ICI: inter carrier interference)을 발생시킴으로써

QAM (quadrature amplitude modulation)된 신호의 성상도 (constellation)의 I(inphase)성분과 Q (quadrature)성분이 분산되며 아울러 회전이 발생된다[2-4]. 그러므로 송신된 데이터가 수신단에서 재생될 때 위 원인들에 의하여 정확한 추정 및 등화(equalization)가 이루어지지 못하여 비트 오류율(BER: bit error rate)이 증가된다.

본 논문에서는 LS(least squared)방식과 LMMSE(linear minimum mean-squared error) 방식으로 채널을 추정하는 OFDM 하향링크 시스템에서 OFDM의 취약점인 도플러 시변 채널, 비선형 HPA 및 주파수 편차를 모두 고려하여 그에 따른 BER 성능을 분석하고자 한다. 이 때 BER 성능 향상을 위하여 STBC(space time block coding) 안테나 다이버시티 기법이 적용된 경우를 고찰한다.

## II. OFDM 전송 시스템

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

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

이 때  $f_n$ 은 변조 주파수이고  $f_k = k\Delta f$  이며 각 부반송파간의 주파수 간격  $\Delta f$  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 소스 심볼을 IFFT (inverse fast fourier transform)한 후, 아날로그 신호로 변환(D/A)시킨 다음 RF(radio frequency) 변조시키는 방법으로 간단하게 실현시킬 수 있다[1].

RF 변조된 신호는 HPA를 통하여 증폭되어 전송되는데, 이러한 HPA의 입출력 관계는 다음과 같은 메모리 없는 비선형 시스템에 관한 식으로 표현될 수 있다[3].

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

$$\phi(r) = \phi_0 \frac{r^2}{1+r^2}, \quad \phi_0 = \pi/6 \quad (3)$$

여기서  $A(r)$ 는 증폭기의 크기 변화 특성,  $\phi(r)$ 은 위상 변화 특성을 나타내고,  $r$ 은 증폭기 입력 신호의 복소 포락선의 크기를 나타낸다. HPA에 의한 비선형 왜곡을 줄이기 위하여 보통 HPA의 출력 신호 전력의 크기가 작게 되도록 HPA를 동작 시킨다 (OBO: Output Back-Off). 이 때 OBO를 아래와 같이 정의한다.

$$OBO = P_{sat}/P_{out} \quad (4)$$

여기에서  $P_{sat}$ 와  $P_{out}$ 은 각각 HPA 출력 신호의 최대 출력 전력과 평균 전력을 나타낸다. 또한

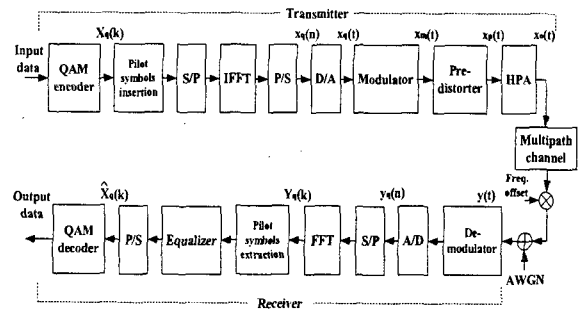


그림 1. OFDM 전송 시스템의 구성도.

Fig. 1 Block diagram of OFDM transmission system

신호의 비선형 왜곡을 감소시키기 위하여 증폭기의 입력단에 보통 3차 사전 왜곡기(predistorter)가 사용된다[3]. 사전 왜곡기는 입력 신호를 HPA 전단에서 미리 HPA의 비선형 특성에 역으로 왜곡시켜서 보상하는 방법이다. 3차 사전 왜곡기에 복소 포락선  $x_q(t)$ 의 신호가 입력될 때 다음과 같은 복소 포락선  $v(t)$ 를 갖는 신호가 출력에 나타난다.

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

그러면 송신기 출력 신호  $x_0(t)$ 가  $t = nT_s$  때마다 샘플링 된 이산 복소 포락선  $x_e(n)$ 은 다음과 같다.

$$x_e(n) = \frac{2v(n)}{1+|v(n)|^2} \exp \left( j\Phi_0 \frac{2|v(n)|^2}{1+|v(n)|^2} \right) \quad (6)$$

송신기 출력 신호  $x_0(t)$ 는 전송 도중에 다중 경로에 의해 주파수 선택적 페이딩이 발생된다. 또한 AWGN 잡음이 추가되며 도플러 영향 등으로 인하여 수신 시 주파수 동기 편차  $f_0$ 가 발생된다. 이 주파수 편차  $f_0$ 을 반송파간의 주파수 간격에 대한 상대 주파수 편차  $\epsilon = f_0/\Delta f$ 로 표시한다.  $J$ 개의 다중 경로로 인한 수신 신호의 이산 복소 포락선  $y_m(n)$ 은 다음과 같다.

$$y_m(n) = \sum_{j=0}^{J-1} h(j) x_e(n-j) \quad (7)$$

위 식에서 채널 응답  $h(j)$ 는 복소 가우스 불규칙 변수이며, 그 크기는 Rayleigh pdf (probability density function)를, 위상은 0에서  $2\pi$ 까지의 균일 분포를 가진다. 상대 주파수 편차  $\epsilon$ 와 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  $y_q(n)$ 은 다음과 같다.

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

이 때  $w(n)$ 은 대역 통과된 AWGN 잡음에 의한 복소 변수이다. 그러면  $N$ 개의  $y_q(n)$ 을 FFT하여  $Y_q(k)$ 를 구

할 수 있다.

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

그러므로 송신 심볼  $X_q(k)$ 가  $k$ 번째 반송파를 통하여 전송되면서 비선형 HPA, 도플러 다중 경로 주파수 선택적 페이딩, AWGN, 및 주파수 편차의 영향을 받아서 그 크기와 위상에 변화가 생긴  $Y_q(k)$ 로 수신단에서 재생된다. 따라서  $Y_q(k)$ 는 각 반송파의 전달 함수  $H(k)$ 로 추정된 채널 전달 함수의 역과 곱해져서 등화된다.

$$\hat{X}_q(k) = Y_q(k) / \hat{H}(k) \quad (10)$$

최종적으로  $\hat{X}_q(k)$ 가 애초에 송신된  $X_q(k)$ 와 같은 성상도 내에 속하는가의 여부에 따라 데이터 BER이 결정된다. 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 (11)과 같이 추정한다(LS 채널 추정 방식).

$$\hat{H}_{LS}(k) = \hat{P}(k) / P(k) \quad (11)$$

여기서 LMMSE 추정 방식을 이용하면 LS 방식으로 추정된 채널 추정 벡터  $\hat{H}_{LS}$ 로부터 AWGN에 대해 더욱 정확한 채널 추정을 할 수 있다. LMMSE 추정 채널 벡터  $\hat{H}_{LMMSE}$ 은 다음과 같은 관계식을 이용하여 구할 수 있다[5].

$$\hat{H}_{LMMSE} = \mathbf{R}_{HH} (\mathbf{R}_{HH} + \sigma_w^2 E\{1/P_k\} \mathbf{I})^{-1} \hat{H}_{LS} \quad (12)$$

이 때  $\mathbf{R}_{HH} = E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\}$ 는 채널 전달 함수의 자기 상관 행렬이고  $(\cdot)^H$ 는 Hermitian 변환을, 그리고  $\mathbf{I}$ 는 단위행렬을 나타낸다. 파일럿 심볼들이 1과 -1로 이루어져 있으면  $E\{1/P_k\} = 1$ 이 된다. LMMSE 방식으로 추정을 하기 위해서는 식 (12)에서 채널의  $\mathbf{R}_{HH}$ 와 AWGN

의 분산  $\sigma_w^2$ 을 알 수 있어야 하는 문제가 있다. 그런데 충분히 크기가 작은 임의의  $\sigma_w^2$ 을 선택한 다음 식 (12)를 이용하여  $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LMMSE}}$ 를 구하여도, 실제의 정확한  $\sigma_w^2$ 값을 사용하는 경우의 채널 추정 값과 그 오차가 크지 않다[5]. 그러므로 본 논문에서도  $\sigma_w^2 = 10^{-4}$ 의 고정된 값을 선택하여 채널을 추정하고  $\mathbf{R}_{\text{HH}}$ 는 파일럿 심볼을 이용하여 추정한다.

### III. OFDMA 하향 시스템의 BER 성능 분석

휴대 인터넷을 위한 TTA phase I 표준에 의하면 FFT의 크기는  $N=1024$ 이며 채널의 대역폭은  $10\text{MHz}$ 이다[6]. 따라서 부반송파 간격  $\Delta f = 9.766\text{kHz}$ 이며 샘플링 주파수는  $10\text{MHz}$ 이다. 반송파 주파수가  $2.3\text{GHz}$ 이며 단말기가  $60\text{km/h}$ 로 이동하면 최대 도플러 주파수  $f_m$ 은 약  $130\text{Hz}$ 가 된다. 여러 사용자가 다중 접속하고자 할 때 본 논문에서는 1024 부반송파를 32개의 band로 순차적으로 나누고 각 band에 속해있는 32개의 부반송파들 중에서 불규칙적으로 한 개의 부반송파를 각 사용자에게 할당하는 방식을 하향링크에 적용한다. 따라서 최대 32 사용자가 사용자당 32개의 부반송파를 할당 받아 각각 데이터를 OFDM 전송하게 된다.

먼저 OFDM 한 블록시간 동안에는 모든 부반송파들에게 해당 채널에 1, -1, ... 모양의 파일럿 심볼들을 전송하여 전송 채널을 추정하고 그 다음 데이터가 보내지는 OFDM 블록 동안에는 수신단에서 추정된 채널 전달 함수를 이용하여 FFT된 심볼들을 등화 시킨다. 이때 데이터 심볼 OFDM 블록 시간동안의 채널 특성 및 그 전 파일럿 심볼 시간 때의 채널 특성은 도플러 페이딩에 의해 계속 변화된다. 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. TTA에서는 매크로 셀 (macro cell) 크기를 반경  $1\text{km}$ 로 비교적 작게 규정하고 있다. 그러므로 본 논문에서는 최대 지연 시간이  $2\mu\text{s}$ 이고 rms 지연 시간이  $0.4\mu\text{s}$ 인 5탭(tap) 전력 지연 프로파일(power delay profile)을 가지는 채널 모델을 선택한다.

하향링크에서는 기지국에서 두개의 송신 안테나를

사용하고 사용자의 이동 단말기에서는 한 개의 수신 안테나만을 사용하는 STBC 방식[1]이 비용이나 단말기 크기 면에서 유리하다. 이 방식에서는 첫 번째 시간  $t$ 에서는 첫 번째 송신 안테나를 통해서 심볼  $X_0(k)$ 가 IFFT된 신호가 송신되며 동시에 두 번째 송신 안테나를 통하여 다른 심볼  $X_1(k)$ 가 IFFT된 신호가 송신된다. 그 다음 두 번째 시간 구간  $t+T$ 에서는  $-X_1^*(k)$ 가 IFFT된 신호가 첫 번째 송신 안테나로 송신되며 동시에  $X_0^*(k)$ 가 IFFT된 신호가 두 번째 송신 안테나로 송신된다. 그러면 수신기에서는 첫 번째 시간  $t$ 에 동시에 도착한 신호를 FFT하여 얻은  $Y_1(k)$ 와 두 번째 시간  $t+T$  때 도착한 신호를 FFT하여 얻은  $Y_2(k)$ 를 결합하여 추정 심볼  $\hat{X}_0(k)$ 와  $\hat{X}_1(k)$ 를 얻는다. STBC 기법에서도 파일럿 심볼 등을 이용하여 얻은 추정 전달 함수  $\hat{H}_1(k)$ 와  $\hat{H}_2(k)$ 가 이용된다. 그러면 STBC 기법으로 추정·재생된  $\hat{X}_0(k)$ 는 다음 식 (13)과 같다.

$$\begin{aligned}\hat{X}_0(k) &= \hat{H}_1^*(k)Y_1(k) + \hat{H}_2^*(k)Y_2^*(k) \\ &= (\hat{H}_1^*(k)H_1(k) + \hat{H}_2^*(k)\hat{H}_2(k))X_0(k) + \hat{H}_1^*(k)H_2(k)X_1(k) \\ &\quad - \hat{H}_2^*(k)H_1^*(k)X_1^*(k) + \hat{H}_1^*(k)W_1(k) + \hat{H}_2^*(k)W_2^*(k)\end{aligned}\quad (13)$$

추정된 채널 전달 함수  $\hat{H}_1(k)$ 와  $\hat{H}_2(k)$ 가 STBC 기법에 요구된다. 정확한 채널 추정이 이루어지는 이상적인 경우에는 STBC의 식 (13)에서 두개 항이 서로 상쇄되어 도플러 효과가 없는 16 QAM OFDM 시스템에서 발생하는 BER은 다음식과 같다[1].

$$P_b(\bar{\gamma}_b) = \frac{\alpha}{2} \left[ 1 - \mu \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2k}{k} \left( \frac{1-\mu^2}{4} \right)^k \right] \quad (14)$$

위 식에서  $\bar{\gamma}_b = \Omega E_b / N_0$ 인데, 이때  $E_b$ 는 한 데이터 비트당 신호의 평균 에너지이고  $N_0$ 는 AWGN의 전력 스펙트럼 밀도이며  $\Omega$ 는 전송 채널의 평균 페이딩 전력이다.  $L$ 과  $M$ 은 송신 안테나와 수신 안테나의 수인데 STBC 경우  $L=2$ ,  $M=1$ 이다.  $\mu = \sqrt{\beta\bar{\gamma}_b / (\beta\bar{\gamma}_b + 2)}$ 로 식 (14)에서  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 16 QAM의 경우 3/4와 4/5이다. 그림 1

의 OFDM 기저 대역 전송 시스템 구성도의 입·출력을 순차적으로 유도한 식(1)~(12)를 이용하여 OFDMA 하향링크에서의 BER 성능을 Monte Carlo 컴퓨터 시뮬레이션 기법으로 구한다. 하향링크에서는 기지국 송신기에서 모든 가입자들의 신호를 같이 전송하므로 그림 2(b)와 같이 전송 경로가 모든 가입자 신호에 대하여 동일하다.

그림 3은 사용자가 8명일 때 각 시스템 파라미터에 따라 구해진 BER 성능을 도시한 것이다. 그림 3(a)와 (b)는 단말기가 이동하지 않아서 도플러 효과가 없는 경우이다. OBO가 7dB인 경우에는 HPA의 비직선성에 따른 BER 성능 열화가 적으나 OBO가 6dB인 경우에는 그에 따른 BER 성능 열화가 발생된다. 또한 주파수 편차  $\epsilon$ 의 크기가 0.04이하인 경우에 그에 따른 BER 성능 열화가 적을 것을 알 수 있다. LMMSE 채널 추정을 하면 LS 추정 의 경우 보다  $\overline{\gamma}_b$ 가 약 2dB 개선된다. 이 그림에서 ideal 곡선은 이상적 선형 HPA를 사용하며 주파수 편차가 없는  $\epsilon = 0.0$ 인 경우이며 아울러 등화를 위한 정확한 채널 추정이 가능한 경우이다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 등화를 위한 정확한 채널 값은 생성되는 채널의 임펄스 응답  $h(j)$ 을 Fourier 변환하여 얻을 수 있다. 이 이상적인 BER 곡선은 식 (14)에 주어진 이론적인 BER 곡선과 일치한다. 다만 사용자가 8명인 경우에는 사용자 1인이 부반송파를 모두 사용하는 식 (14)의 경우보다  $10\log 8 = 9.5dB$ 의  $\overline{\gamma}_b$  손실 효과가 생긴다. 그림 3에서 perfect 곡선은 각 그림에 표시된 OBO를 가지는 비선형 HPA를 사용하며 주파수 편차  $\epsilon = 0.0$ 이고 등화를 위한 정확한 채널 추정의 경우이다. 그림 3(c)와 (d)는 최대 도플러 주파수가 40Hz인 경우이고 그림 3(e)와 (f)는 최대 도플러 주파수가 130Hz인 경우이다. 이 그림 3의 그림들을 모두 비교하여 보면 단말기의 이동 속도에 따라 최대 도플러 주파수가 0, 40, 130Hz로 증가함에 따라 그 BER 성능이 급격하게 저하되는 것을 알 수 있다.

그림 4는 사용자가 32명일 때 각 시스템 파라미터에 따라 구해진 BER 성능을 도시한 것이다. 따라서 32명의 사용자들에게 32 부채널씩 모든 부반송파들을 할당한 경우이다. 따라서 8명의 사용자 경우보다  $10\log 4 = 6dB$ 의  $\overline{\gamma}_b$  손실이 더 발생된다. 그림 4의 (a), (b) 및 (c)는 단말기가 정지 중에 OBO가 5, 6 및 7dB 일 때의 BER 성능이다. 이 그림에서 정지 중에는 주파수 편차가 0.03이하, OBO가 7dB 이상이어야 그에 따른 열화가 적은 BER 특

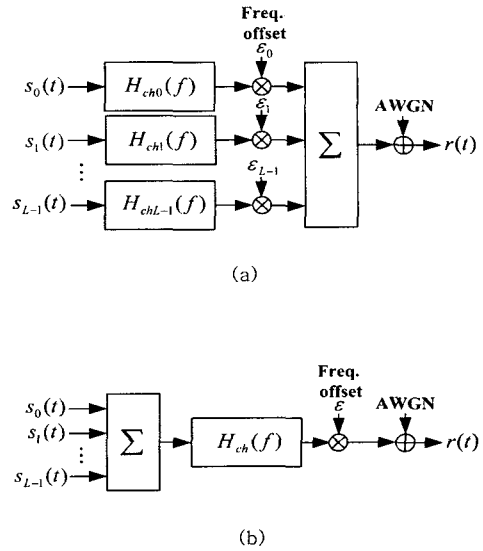
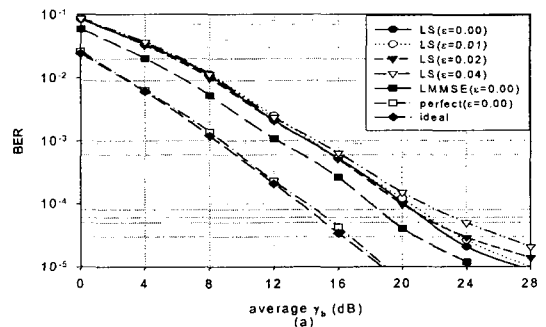


그림 2. 전송채널 구조((a)상향링크, (b)하향링크).  
Fig. 2 Channel structure((a)uplink, (b)downlink)

성을 얻을 수 있는 것을 알 수 있다. 또한 8명 사용자 경우보다 더 많은 부채널을 사용하므로 더욱 많은 부채널 간 상관관계를 알 수 있으므로 32 사용자들의 경우 LMMSE 채널 추정을 하면 LS 추정의 경우 보다  $\overline{\gamma}_b$ 가 약 4dB 개선된다. 또한 최대 도플러 주파수가 130Hz인 그림 3(f)와 그림 4(e)를 비교해 보면 역시 모두 같은 크기의 error floor가 발생된다. 그러므로 이 그림들에서 사용자수, OBO, 주파수 편차 및 도플러 페이딩을 모두 고려할 때 OFDMA 하향링크에서는 OBO는 7dB 이상, 주파수 편차는 0.03 이하이어야 좋은 BER 특성을 얻을 수 있다. 또한 단말기의 이동 속도가 증가하게 되면 이 것에 의한 도플러 페이딩에 의하여 주로 BER 성능이 급격하게 열화되며 error floor가 발생되는 것을 알 수 있다.



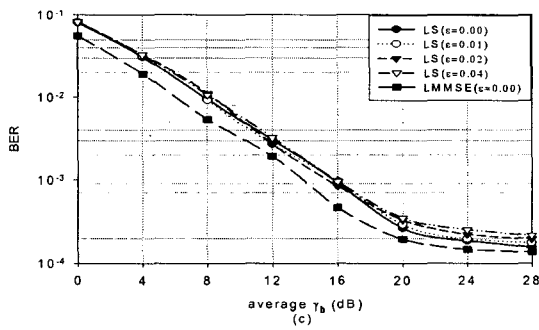
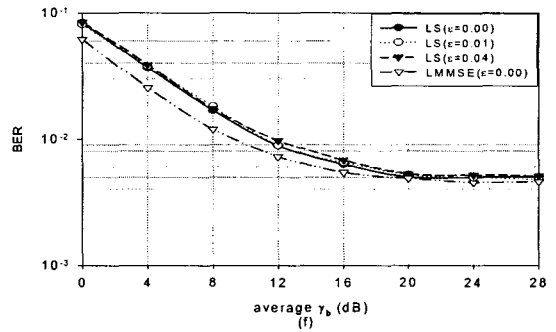
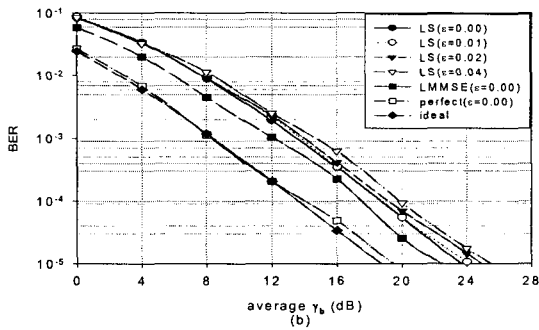
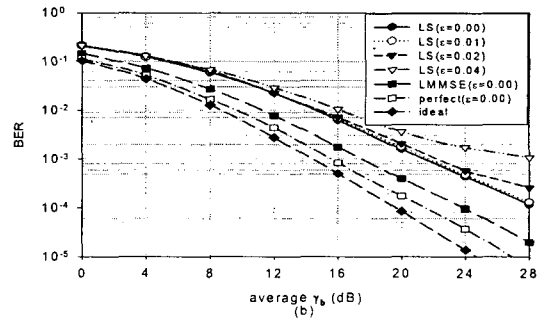
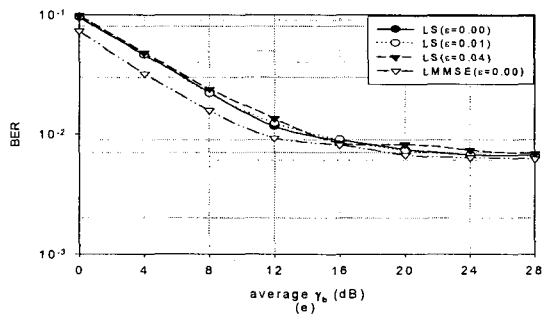
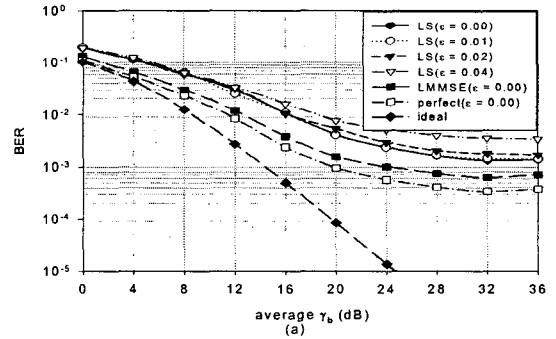
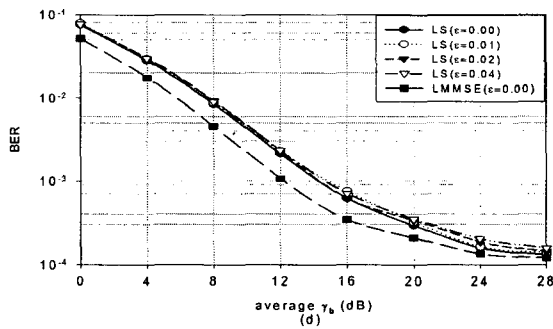


그림 3. 사용자 수가 8명인 OFDMA 하향링크에서의 BER 성능((a)  $f_m=0\text{Hz}$ ,  $OBO=6\text{dB}$  (b)  $f_m=0\text{Hz}$ ,  $OBO=7\text{dB}$  (c)  $f_m=40\text{Hz}$ ,  $OBO=6\text{dB}$  (d)  $f_m=40\text{Hz}$ ,  $OBO=7\text{dB}$  (e)  $f_m=130\text{Hz}$ ,  $OBO=6\text{dB}$  (f)  $f_m=130\text{Hz}$ ,  $OBO=7\text{dB}$ ).

Fig. 3 BER performance of downlink OFDMA systems, # of users=8



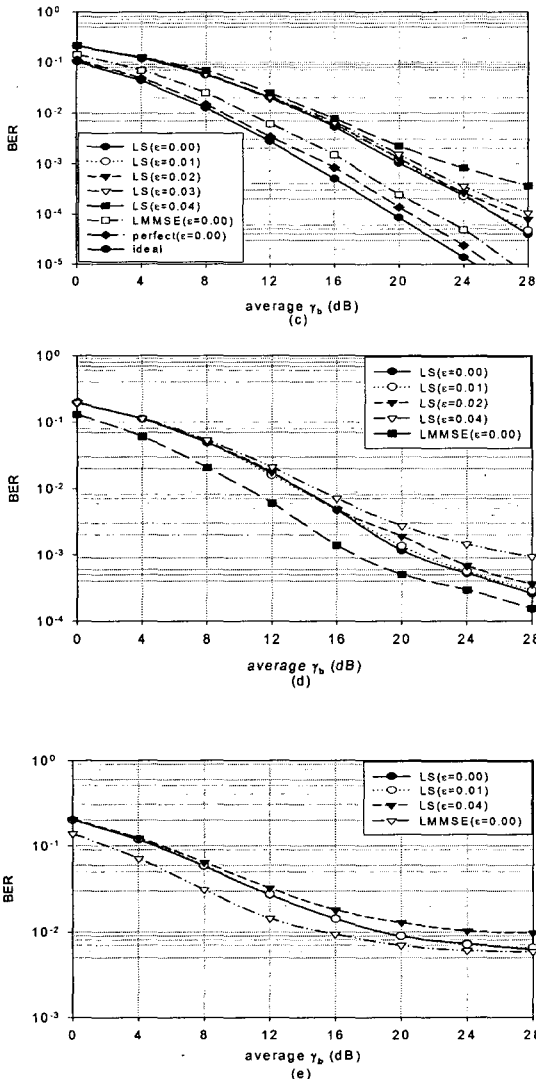


그림 4. 사용자 수가 32명인 OFDMA 하향링크에서의 BER 성능 ((a)  $f_m=0\text{Hz}$ ,  $\text{OBO}=5\text{dB}$  (b)  $f_m=0\text{Hz}$ ,  $\text{OBO}=6\text{dB}$  (c)  $f_m=0\text{Hz}$ ,  $\text{OBO}=7\text{dB}$  (d)  $f_m=40\text{Hz}$ ,  $\text{OBO}=7\text{dB}$  (e)  $f_m=130\text{Hz}$ ,  $\text{OBO}=7\text{dB}$ ).

Fig. 4 BER performance of downlink OFDMA systems, # of users=32

#### IV. 결론

OFDMA 시스템에서 비선형성 HPA와 주파수 편차의 영향 및 도플러 페이딩을 고려하여 BER 성능을 분석하였다. 이러한 방식의 성능을 평가하기 위해서 우선 데이

터가 OFDM 변조, 비선형 전력 증폭, 주파수 선택적 Rayleigh 도플러 페이딩 채널, 주파수 편차가 존재하는 클럭으로 OFDM 복조, 채널 추정, 등화 되는 모든 과정에 대하여 각 시스템 블록마다 채널 추정 오차를 고려하여 그 입-출력 신호 변환 과정을 이상 복소 포락선 함수들로 표현 하였다. 이 수식들을 이용하고 TTA가 정한 휴대인터넷 표준안에 따라 파라미터를 정하여 컴퓨터 모의실험에 의하여 시스템의 BER 성능을 분석하였다.

분석 결과, 사용자수, OBO, 주파수 편차 및 도플러 페이딩을 모두 고려할 때 OFDMA 하향링크에서는 OBO는 7dB 이상, 주파수 편차는 0.03 이하이어야 좋은 BER 특성을 얻을 수 있다. 또한 단말기의 이동 속도가 증가하게 되면 이것에 의한 도플러 페이딩에 의하여 주로 BER 성능이 급격하게 열화되며 error floor가 발생되는 것을 알 수 있었다.

#### 참고문헌

- [1] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [2] M. Russell and G.L. Stüber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," *Proc. IEEE VTC'95, Chicago, IL*, pp.820-824 July 1995.
- [3] 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.
- [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] 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. 931-938, Jul. 1998
- [6] TTA 2.3GHz Portable Internet Project Group, "2.3GHz Portable Internet(WiBro) Overview," May 10 2004.

저자소개



최 승 국(Seung-Kuk Choi)

인천대학교 정보통신공학과 교수