

# 휴대 인터넷을 위한 OFDMA 시스템에서 비선형 전력 증폭기와 반송파 주파수 편차의 영향

준회원 박희리\*, 정회원 최승국\*\*

## Effect of Nonlinear Power Amplifier and Carrier Frequency Offset on OFDMA Systems for WiBro Services

Hee-Ra Park\* Associate Member, Seung-Kuk Choi\*\* Regular Member

### 요 약

휴대 인터넷 서비스를 위한 OFDMA의 상·하향링크에서 비선형 전력 증폭기와 반송파 주파수 편차의 영향을 고려하여 데이터가 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 채널을 통하여 전송될 때 비트 오류율을 분석한다. 분석 결과, OFDMA 상향링크가 하향링크 경우에 비하여 비선형 전력 증폭기와 주파수 편차에 더 큰 영향을 받는다. 본 논문에서는 우선 그 원인을 밝히고 우수한 비트 오류율 특성을 위하여 상·하향링크에서 사용자 수에 따라 요구되는 비선형 증폭기의 최대 출력 전력 대 평균 출력 전력 비(OBO)와 반송파 주파수 편차의 크기를 구한다.

Key Words : WiBro, OFDMA, BER

### ABSTRACT

We evaluate the BER performance of OFDMA system for Wibro services in frequency selective Rayleigh fading channel, considering the carrier frequency offset and the nonlinear high power amplifier. In the uplink OFDMA, nonlinear amplifier and frequency offset introduce larger BER degradation than in the downlink. We explain the reason and obtain the required output back-off of the nonlinear amplifier and value of frequency offset for good BER performance.

### I. 서 론

고속 인터넷 서비스와 이동 통신의 보편화로 이동통신망을 통하여 인터넷 서비스를 제공받고자 하는 욕구가 형성됨에 따라, 현재 휴대 인터넷 서비스 계획이 국내·외에서 추진되고 있다. 휴대 인터넷 시스템의 표준화를 위하여 국외에서는 IEEE 802.16e 표준이 제정되었고[1], 국내에서는 한국정보통신기술협회(TTA)에서 IEEE 802.16e 표준에 채택될 수 있는 휴대 인터넷 규격 TTA phase I를 제정하였다

[2]. 새로운 휴대 인터넷 시스템에서는 TDD(time division duplexing)방식으로 상·하향링크가 번갈아 사용되며 여러 사용자를 위하여 OFDMA(orthogonal frequency division multiplexing access) 접속 방식이 사용될 수 있다[1,2].

OFDMA 접속 방식은 전체 주파수 대역을 각 사용자가 요구하는 데이터 전송율에 따라 주파수 영역에서 여러 개의 부반송파들을 할당하는 방식이다. 각 사용자들은 할당받은 부반송파들을 이용하여 데이터를 OFDM 방식으로 전송한다. OFDM 방식에

\* 아이엔와이어리스 S/W개발팀

\*\* 인천대학교 정보통신공학과 디지털통신시스템 연구실(skchoi@incheon.ac.kr)

논문번호 : KICS2004-12-316, 접수일자 : 2004년 12월 18일

\*\* 본 연구는 산업자원부 지정 인천대학교 멀티미디어 연구센터의 지원에 의한 것 입니다.

서는 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 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]. 비선형 HPA와 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[3,4].

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 시스템에 사용된다. PSAM 방식은 데이터 심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 심볼들을 추가로 삽입하여 전송하는 방식이다. 수신단에서는 채널을 통하여 전송되어 온 이 파일럿 심볼들의 크기 및 위상변화로부터 채널 상태를 추정하며, 이 추정치를 이용하여 데이터 심볼들의 크기 및 위상을 등화(equalization)시키는 방식이다. 그러나 부가성 백색 잡음과 위 원인들에 의하여 정확한 추정 및 등화가 이루어지지 못하여 수신단에서 원래 데이터를 재생 시 비트 오류율(BER: bit error rate)이 증가된다. 이외에도 단말기가 이동 시 발생하는 도플러 효과 등에 의해서 전송 채널의 특성이 OFDM 한 블록 심볼 시간 중에 변하는 시변 채널(time variant channel)인 경우에 역시 인접 채널 간섭이 발생된다[5]. 그러나 본 논문에서는 비교적 느린 페이딩이 발생하는 시 불변 채널의 경우를 가정한다.

본 논문에서는 LS(least squared)방식과 LMMSE (linear minimum mean-squared error) 방식[6]으로 채널을 추정하는 PSAM 휴대 인터넷 시스템에서

OFDM의 취약점인 비선형 HPA와 주파수 편차에 따른 BER 성능을 분석하고자 한다. 이 때 BER 성능 향상을 위하여 STBC(space time block coding) [7]와 MRRC(maximal ratio receiver combining) 안테나 다이버시티 기법이 적용된 경우를 고찰한다.

## II. OFDM 전송 시스템

그림 1의 OFDM 기저대역(baseband) 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) 출력에 나타나는 한 블록 소스 심볼들이 OFDM 변조된 신호  $x_m(t)$ 의 모양은 다음과 같다[8].

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

이 때  $f_m$ 은 변조 주파수이고  $f_k = k\Delta f$  이며  $g_T(t)$ 를 폭이  $T$ 인 구형파 모양의 펄스로 선정하면 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 I 성분,  $b(k)$ 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.

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

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)변조 시키는 방법으로 간단하게 실현할 수 있다[8]. RF 변조된 신호는 HPA를 통하여 증폭되어 전송되는데, 이러한 HPA의 입출력 관계는 다음과 같은 메모리 없는 비선형 시스템에 관한 식으로 표현될 수 있다[3].

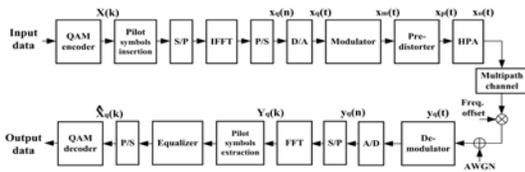


그림 1. OFDM 기저 대역 전송 시스템 구성도.

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

$$\Phi(r) = \Phi_0 \frac{r^2}{1+r^2}, \quad \Phi_0 = \pi/6 \quad (3)$$

여기서  $A(r)$ 는 증폭기의 크기 변환 특성,  $\Phi(r)$ 은 위상 변환 특성을 나타내고,  $r$ 은 증폭기 입력 신호의 복소 포락선의 크기를 나타낸다. PAPR이 매우 큰 OFDM 변조 신호에는 이러한 HPA의 비선형 동작 특성으로 인하여 큰 비선형 왜곡이 발생된다. 그러므로 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 정의 한다.

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

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

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

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 부 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 구할 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 부반송파를 통하여 전송되면서 비선형 HPA, 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 부반송파의 전달 함수  $H(k)$ 로 추정된 채널 전달 함수  $\hat{H}(k)$ 의 역과 곱해져서 등화 된다.

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

최종적으로  $\hat{X}_q(k)$ 가 애초에 송신된  $X_q(k)$ 와 같은 정상도 내에 속하는가의 여부에 따라 데이터 BER이 결정된다. 이 때 PSAM 방식에서는 그림 1의 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  $\hat{\mathbf{h}}_{LS}$ 로부터 AWGN에 대해 더욱 정확한 채널 추정을 할 수 있다. LMMSE 추정 채널 벡터  $\hat{\mathbf{h}}_{LMMSE}$ 은 다음과 같은 관계식을 이용하여 구할 수 있다[6].

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

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 AWGN의 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  $\hat{\mathbf{h}}_{LMMSE}$ 를 구하여도, 실제의 정확한  $\sigma_w^2$ 값을 사용하는 경우의 채널 추정 값과 그 오차가 크지 않다[6]. 그러므로 본 논문에서도  $\sigma_w^2 = 10^{-4}$ 의 고정된 값을 선택하여 채널을 추정하고  $\mathbf{R}_{HH}$ 는 파일럿 심볼을 이용하여 추정한다.

### III. OFDMA 시스템의 BER 성능 분석

휴대 인터넷을 위한 TTA phase I 표준에 의하면 FFT의 크기는  $N = 1024$ 이며 채널의 대역폭은  $10\text{MHz}$ 이다. 따라서 부반송파 간격  $\Delta f = 9.766\text{kHz}$ 이며 샘플링 주파수는  $10\text{MHz}$ 이다. 여러 사용자가 다중 접속하고자 할 때 하향링크에서는 1024의 부반송파들을 여러 개의 band로 나누어서 각 band마다 1개씩의 부반송파를 할당하는 FUSC(full usage of subchannels) 방법들이 사용된다. 상향링크에서는 부반송파들을 3개 인접 부반송파 단위의 타일(tile)로 분할한 뒤, 각 사용자에게 여러 개의 타일들을 할당하는 O-PUSC(optional partial usage of subchannels) 방식 등이 사용된다. 본 논문에서는 그림 2와 같이 1024 부반송파를 32개의 band로 순차적으로 나누고 각 band에 속해있는 32개의 부반송파들 중에서 불규칙적으로 한 개의 부반송파를 각 사용자에게 할당하는 FUSC 방식을 상향링크에 적용한다. 이러한 FUSC 방식은 전 주파수대역에서 골고루 부반송파를 할당하므로 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 장점이 있다. 따라서 최대 32 사

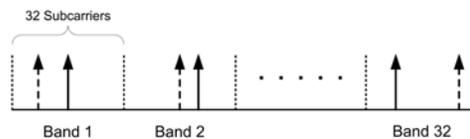


그림 2. FUSC 부반송파 할당 방식.

용자가 사용자당 32개의 부반송파를 할당 받아 각 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. 이 때 데이터 심볼 OFDM 블록 시간 동안의 채널 특성은 그 전 파일럿 심볼 시간 때의 채널 특성과 같은 시 불변 채널의 경우를 가정한다. 그림 1에서의 OFDM 전송 시스템 구성도에서와 같이 입력 데이터는 Gray 코드를 이용하여 16 QAM 심볼로 매핑된다. 이 심볼들은 OFDM 변조되어 다중 경로 채널을 통하여 전송된다. TTA에서는 매크로 셀(macro cell) 크기를 반경 1km로 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.

상향링크에서 BER 성능을 향상시키기 위하여 기지국 수신기에 두 개의 다이버시티 안테나를 사용하는 MRRC 기법이 사용될 수 있다. 각각 다른 채널 전달함수  $H_1(k)$ 와  $H_2(k)$ 를 가지는 두개의 전송 경로를 통하여 각각의 수신 안테나에 도착한 신호는 독립적인 두개의 FFT 프로세서를 통하여 주파수 영역으로 변환된다. 각각 변환된 심볼  $Y_1(k)$ 와  $Y_2(k)$ 는 파일럿 심볼 등을 이용하여 추정된 각 채널의 전달함수의 공액(conjugate)  $\hat{H}_1^*(k)$ ,  $\hat{H}_2^*(k)$ 와 다음식과 같이 곱해진 후 더해진다.

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

그러므로 수신된 추정 심볼  $\hat{X}(k)$ 는 식 (13)과 같이 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 이 때  $W_1(k)$ 는 첫 번째 경로에서 추가되어 대역통과 된 AWGN 잡음이 FFT 변환된 복소 변수이고  $W_2(k)$ 는 두 번째

경로의 AWGN 잡음이 FFT 변환된 복소 변수이다.

하향링크에서는 기지국에서 두개의 송신 안테나를 사용하고 사용자의 이동 단말기에서는 한 개의 수신 안테나만을 사용하는 STBC 방식[7]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 (14)와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_0(k) &= \hat{H}_1^*(k)Y_1(k) + \hat{H}_2^*(k)Y_2^*(k) \\ &= (\hat{H}_1^*(k)H_1(k) + \hat{H}_2^*(k)\hat{H}_2(k))X_0(k) + \hat{H}_1^*(k)H_2(k)X_1(k) \\ &\quad - \hat{H}_2^*(k)H_1^*(k)X_1(k) + \hat{H}_1^*(k)W_1(k) + \hat{H}_2^*(k)W_2^*(k) \end{aligned} \quad (14)$$

추정된 채널 전달 함수  $\hat{H}_1(k)$ 와  $\hat{H}_2(k)$ 가 MMRC와 STBC 기법에 모두 요구된다.  $\hat{H}_1(k)$ 와  $\hat{H}_2(k)$ 가 포함되어 새로이 정리된 식 (13)과 식 (14)를 비교해보면, 같은 크기의 채널 추정 에러 발생시에 MMRC보다 STBC 기법에서 추정·재생된 심볼  $\hat{X}(k)$ 에 더 큰 오차가 존재함을 알 수 있다. 정확한 채널 추정이 이루어지는 이상적인 경우에는 STBC의 식 (14)에서 두개 항이 서로 상쇄되어 MMRC 경우와 똑같은 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 이와 같은 이상적 채널 추정 경우에 STBC나 MMRC 기법을 이용할 때 16 QAM OFDM 시스템에서 발생하는 BER은 다음식과 같다[9].

$$P_b(\bar{\gamma}_b) = \frac{\alpha}{2} \left[ 1 - \mu \sum_{k=0}^{LM-1} \binom{2k}{k} \left( \frac{1-\mu^2}{4} \right)^k \right] \quad (15)$$

위 식에서  $\bar{\gamma}_b = \Omega E_b / N_0$ 인데, 이 때  $E_b$ 는 한 데이터 비트 당 신호의 평균 에너지이고  $N_0$ 는 AWGN의 전력 스펙트럼 밀도이며  $\Omega$ 는 전송 채널의 평균

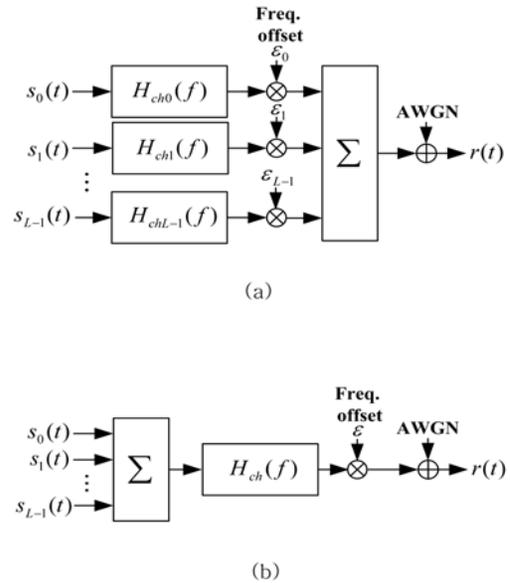


그림 3. 전송 채널 구조 ((a)상향링크, (b)하향링크).

페이딩 전력이다.  $L$ 과  $M$ 은 송신 안테나와 수신 안테나의 수인데 STBC 경우  $L = 2, M = 1$ 이다.  $\mu = \sqrt{\beta\gamma_w / (\beta\gamma_w + 2)}$ 로 식 (15)에서  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 16 QAM의 경우 3/4와 4/5이다. 그림 1의 OFDM 기저 대역 전송 시스템 구성도의 입·출력을 순차적으로 유도한 식(1)~(12)를 이용하여 OFDMA 상·하향링크에서의 BER 성능을 Monte Carlo 컴퓨터 시뮬레이션 기법으로 구한다. 하향링크에서는 그림 3(b)와 같이 전송 경로가 모든 가입자 신호에 대하여 동일하지만 상향링크에서는 그림 3(a)와 같이 각 가입자 신호는 다른 특성의 경로를 통하여 전송된다. 이 때 송신기의 모든 비선형 HPA의 입·출력 관계는 식 (3)과 같은 특성을 갖는다.

MMRC 안테나 다이버시티 기법을 적용한 16 QAM OFDMA 상향링크에서 HPA의 OBO를 7dB로 선정하고 파일럿 심볼을 이용한 LS 방식으로 채널을 추정 했을 때의 BER 성능이 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 방법으로 그림 4에 구해졌다. 이 때 주파수 편차가 없는  $\epsilon = 0$ 인 경우를 가정한다. 그림 4에서와 같이 사용자 수가 증가함에 따라 비선형 HPA에 의하여 BER 성능이 급격하게 나빠지는 문제가 발생한다.

이와 같은 원인을 분석하기 위하여 먼저 OFDM 변조된 신호가 OBO=7dB인 비선형 HPA를 통과했을 때 그 HPA 출력 신호의 주파수 성분을 그림 5와 같이 분석하였다. 이 때 간단한 정성적 분석을

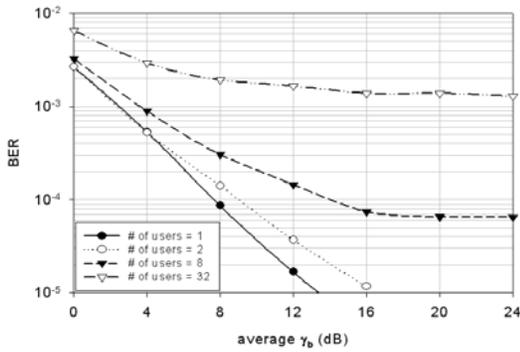


그림 4. 상향링크에서 사용자 수에 따른 BER 성능, OBO=7dB.

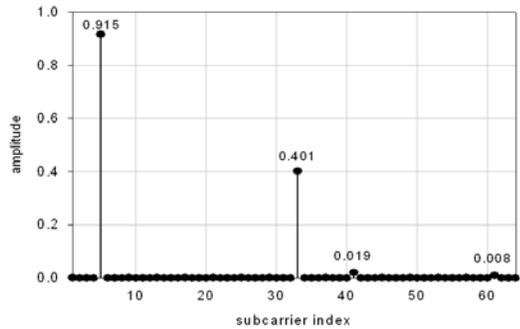


그림 5. 비선형 HPA를 통과한 OFDM 신호의 크기 스펙트럼.

위하여 OFDM 변조 시 1024 FFT 대신 64 FFT를 사용하고, 한명의 사용자에게 5, 33번째인 두 개의 부반송파를 할당한 경우이다. 그림 5에서와 같이 원래의 부반송파 성분 이외에 41, 61 번째 부반송파 성분이 추가로 발생된다. 만일 첫 번째 사용자에게 32, 61번째 부반송파를 할당하고 두 번째 사용자에게 5, 33 번째 부반송파를 할당한 경우를 가정하면, 그림 5에서 61번째 부반송파에 추가로 발생된 주파수 성분의 신호는 첫 번째 사용자의 61번째 반송파 신호에 인접 부반송파 간섭(ICI)을 일으킨다. HPA의 비선형성에 의한 영향을 작게 하기 위하여 보통 OBO 값을 크게 선정하므로 ICI는 그림 5와 같이 그 크기가 작다.

첫 번째 사용자가 먼저 채널 추정을 위해 파일럿 심볼  $P(k)$ 를 OFDM 변조하여 전송할 때, HPA 출력 신호의 주파수 성분 중 자신에 할당된  $k$ 번째 부반송파 성분을  $S_p(k)$ 라고 하자. 그 다음 OFDM 블록 시간 동안에 데이터 심볼  $X(k)$ 를 OFDM 변조시켜 전송할 때, HPA 출력 신호의 주파수 성분 중  $k$ 번째 부반송파 성분을  $S_d(k)$ 라고 하자. 이 때 두 번째 사용자는 첫 번째 OFDM 블록 시간동안 어떤

데이터 심볼을 변조시켜 전송하고 그 다음 OFDM 블록 시간 동안 다른 내용의 데이터 심볼을 변조시켜 전송한다. 두 번째 사용자의 첫 번째 OFDM 신호에 의하여 첫 번째 사용자에게 발생한 ICI 성분을  $I_1(k)$ , 두 번째 사용자의 두 번째 OFDM 신호에 의하여 첫 번째 사용자의 두 번째 OFDM 신호에 발생한 ICI성분을  $I_2(k)$ 라고 하자.

하향링크에서는 각 사용자들의 데이터 심볼들은 기지국에서 한번의 IFFT를 통해 OFDM 변조된 후 HPA를 거쳐 같은 채널을 통해 전송된다. 그러므로 하향링크에서는 그림 3(b)에서와 같이 모든 가입자에 대한 채널 전달 함수는 모두 같다. 이 때  $k$ 번째 부반송파에 대한 채널의 전달 함수를  $H(k)$ 라고 하자. 첫 번째 OFDM 블록 시간 동안 첫 번째 사용자의 신호가 수신단에서 FFT되어 얻어진  $k$ 번째 부반송파 주파수 성분  $R_p(k)$ 는 식 (16)와 같다.

$$R_p(k) = S_p(k)H(k) + I_1(k)H(k) \quad (16)$$

그 후,  $R_p(k)$ 은 식 (11)과 같은 방식으로 채널 추정된다. 이 때 OBO가 커서 ICI가 작은 일반적인 경우에는  $P(k) \approx S_p(k)$ 이므로 추정된 채널 전달 함수  $\hat{H}(k)$ 는 식 (17)과 같이 된다.

$$\hat{H}(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)} \approx H(k) + \frac{I_1(k)}{P(k)}H(k) \quad (17)$$

추정된 채널 전달함수  $\hat{H}(k)$ 는 식 (17)과 같이 ICI의 영향을 받아 추정 오차  $I_1(k)H(k)/P(k)$ 가 발생한다. 시 불변 채널에서는 두 번째 OFDM 블록 시간 신호는 같은 채널 전달 함수  $H(k)$ 를 거쳐 전송된다. 첫 번째 사용자의 두 번째 OFDM 신호가 FFT되어 얻어지는  $k$ 번째 부반송파 주파수 성분  $R_d(k)$ 는 식 (18)와 같다.

$$R_d(k) = S_d(k)H(k) + I_2(k)H(k) \quad (18)$$

그 후  $R_d(k)$ 는 식 (17)과 같이 추정된  $\hat{H}(k)$ 로 나눠주어 채널 등화 된다. OBO가 커서 ICI가 작은 일반적인 경우에는  $X(k) \approx S_d(k)$ 이고 ICI 성분  $I_1(k)$ 는  $S_p(k)$ 에 비해 보통 그 크기가 매우 작으므로 식 (17)에서 추정된 채널 전달  $\hat{H}(k) \approx H(k)$ 이 된다. 그러면 등화 된 추정 심볼  $\hat{X}(k)$ 에는 식 (19)과 같이  $I_2(k)$ 만큼의 오차가 존재한다.

$$\hat{X}(k) = \frac{R_d(k)}{\hat{H}(k)} \approx X(k) + I_2(k) \quad (19)$$

그러나 상향링크의 경우에는 각 사용자들의 신호가 서로 다른 채널을 통해 전송된다. 상향링크에서 첫 번째 사용자의 채널 전달 함수를  $H_1(k)$ , 두 번째 사용자의 채널 전달 함수를  $H_2(k)$ 라 하자. 여러 사용자들의 신호들은 서로 다른 채널을 거친 후 합쳐져 기지국 수신단에 도착된다. 그러면 수신 단에서 FFT되어 얻어지는 첫 번째 파일럿 심볼 OFDM 블록 시간 동안의  $k$ 번째 부반송파 주파수 성분  $R_p(k)$ 는 식 (20)으로 표현된다.

$$R_p(k) = S_p(k)H_1(k) + I_1(k)H_2(k) \quad (20)$$

그러면 첫 번째 사용자의 채널 전달 함수는 다음 식 (21)과 같이 추정된다.

$$\hat{H}_1(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)} \approx H_1(k) + \frac{I_1(k)}{P(k)}H_2(k) \quad (21)$$

그다음 두 번째 OFDM 신호의  $k$ 번째 부반송파 주파수 성분  $R_d(k)$ 는 다음 식 (22)와 같다.

$$R_d(k) = S_d(k)H_1(k) + I_2(k)H_2(k) \quad (22)$$

그 후  $R_d(k)$ 는 식 (21)과 같이 추정된  $\hat{H}(k)$ 로 나눠주어 채널 등화 된다. 이 때 OBO가 커서 ICI가 작은 일반적인 경우에는,  $S_p(k)$ 의 크기는  $I_1(k)$ 의 크기보다 매우 크므로  $H_1(k) \approx \hat{H}_1(k)$ 이고  $X(k) \approx S_d(k)$ 가 되어 채널 등화 된  $\hat{X}(k)$ 는 식 (23)과 같다.

$$\hat{X}(k) = \frac{R_d(k)}{\hat{H}_1(k)} \approx X(k) + I_2(k)\frac{H_2(k)}{H_1(k)} \quad (23)$$

식 (23)에서와 같이 상향링크에서는 심볼 추정 오차가  $I_2(k)H_2(k)/H_1(k)$ 가 된다. 그러므로  $|H_2(k)| > |H_1(k)|$ 인 경우에  $I_2(k)$ 성분이 그 비만큼 더 증폭되어 채널 추정 오차가 증가한다. 그림 6에 랜덤하게 발생시킨 두 사용자의 Rayleigh 채널 전달함수의 크기 응답이 도시되었다. 이 때 채널은 FFT 수가 1024에서 64로 감소됨을 고려하여 3탭 모델을 선택하였다. 그림 6에서와 같이  $|H_1(61)| = 1.45$ 이고  $|H_2(61)| = 0.16$ 인 경우,  $I_2(61)$ 성분은 그 크기가 9배를 증폭되어 커지게 된다. 그러므로 상향링

크에서는 OBO가 큰 경우에도 사용자 수가 증가함에 따라 더욱 심한 BER 성능 열화가 발생된다. 따라서 상향링크에서는 사용자 수가 증가함에 따라 OBO의 크기를 더욱 증가시켜야 한다.

상향링크에서 주파수 편차는 그림 3(a)에서와 같이 여러 사용자에게 서로 다른 주파수 편차가 발생할 수 있다. 첫 번째 사용자의 OFDM 신호  $s_0(t)$ 가 전송되는 과정에서  $\epsilon_0$ 크기만큼의 주파수 편차가 발생되면 첫 번째 사용자의 데이터 재생 시 BER이 증가된다.

또한 다른 사용자들에게 발생하는 주파수 편차의 영향으로 첫 번째 사용자에 부반송파 간섭(ICI)을 일으켜 BER이 더욱 증가될 수 있다. 이때 다른 사용자들에게 발생하는 주파수 편차  $\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_{L-1}$ 은 그 크기가 0에서 최대  $\epsilon_0$  까지 균일 확률 밀도 함수(uniform pdf)를 가지는 불규칙 변수로 가정한다.

MRRC 안테나 다이버시티 기법을 적용한 상향링크에서 주파수 편차의 크기를  $\epsilon_0 = 0.03$ 로 선정하고 파일럿 심볼을 이용한 LS 방식으로 채널 추정했을 때의 BER 성능이 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 방법으로 그림 7에 구해졌다. 이 때 이상적인 선형 HPA를

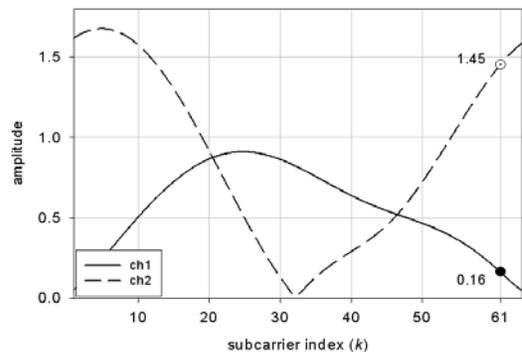


그림 6. 채널 전달 함수.

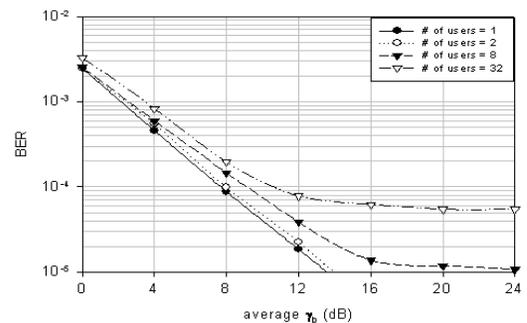


그림 7. 상향링크에서 사용자 수에 따른 BER 성능,  $\epsilon = 0.03$ .

사용한 경우를 가정하였다. 그림 7에서와 같이 사용자 수가 증가함에 따라 BER 성능이 급격하게 저하되는 문제가 발생한다. 반송파 주파수 편차는 비선형 HPA 경우와 마찬가지로 다른 사용자들이 사용하는 부반송파에 간섭(ICI)을 일으킨다[3,4]. 그러므로 앞에서 설명된 비선형 HPA 사용 시에 발생하는 BER 성능 저하의 원인과 역시 같은 이유로 상향링크에서 주파수 편차 시에 그림 7과 같이 심한 BER 성능 열화가 발생된다.

STBC 기법을 사용하는 하향링크에서는 비선형 HPA를 사용하며 주파수 편차가 발생했을 때 BER 성능이 그림 8(a)~(f)에 구해졌다. 그림 8(e)와 (f)

에서 관찰되듯이 사용자 수가 최대인 32명일 때 우수한 BER 성능을 위해서 요구되는 OBO의 크기는 7dB 이상이고 주파수 편차  $\epsilon$ 의 크기는 0.03 이하이다. 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 (15)에 주어진 이론적인 BER 곡선과 일치한다. 그림 (8)에서 perfect 곡선은 각 그림에 표시된 OBO를 가지는 비선형 HPA를 사용하며 주파

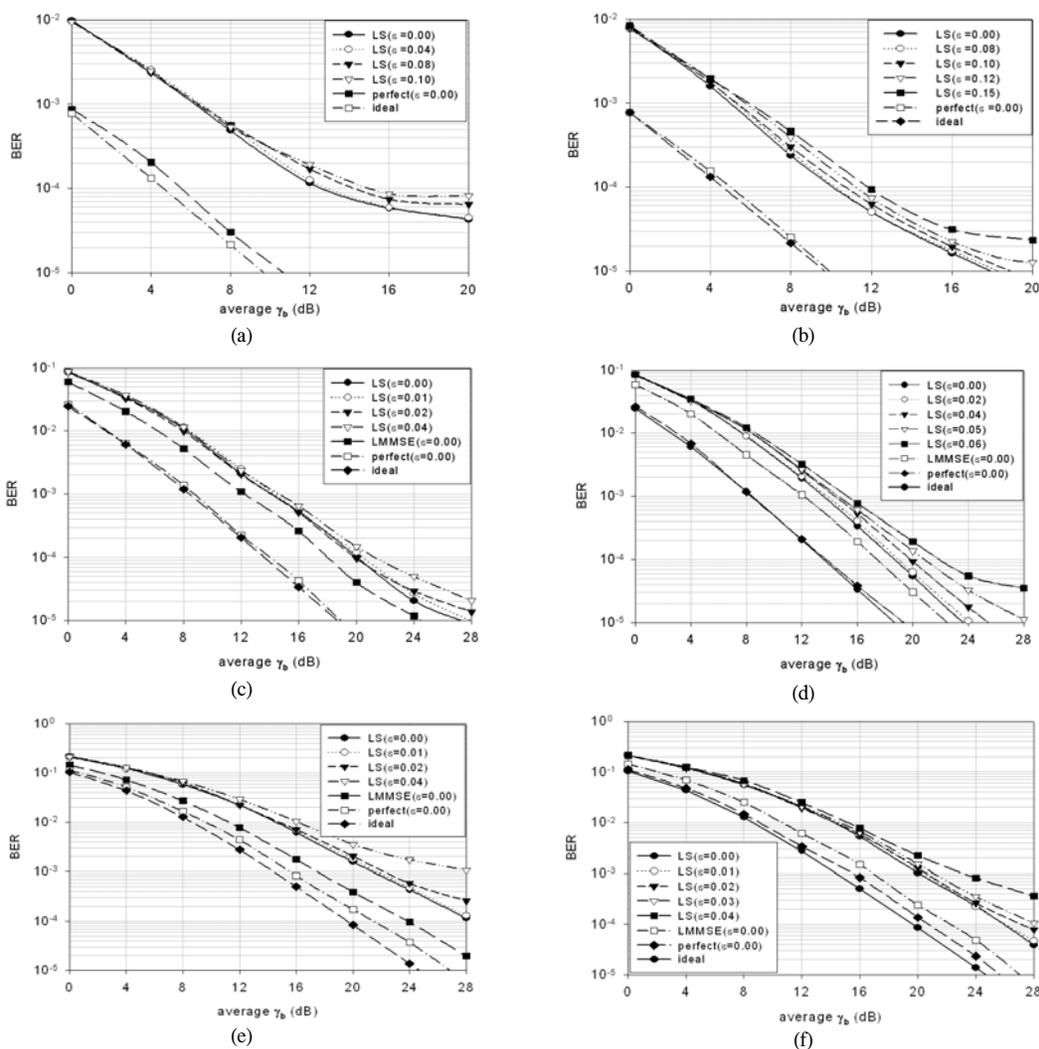


그림 8. STBC를 적용한 하향링크에서 사용자 수, 채널 추정 방식, OBO 및  $\epsilon$ 에 따른 BER 성능((a)사용자 1명, OBO=2dB (b)사용자 1명, OBO=3dB (c)사용자 8명, OBO=6dB (d)사용자 8명, OBO=7dB (e)사용자 32명, OBO=6dB (f)사용자 32명, OBO=7dB).

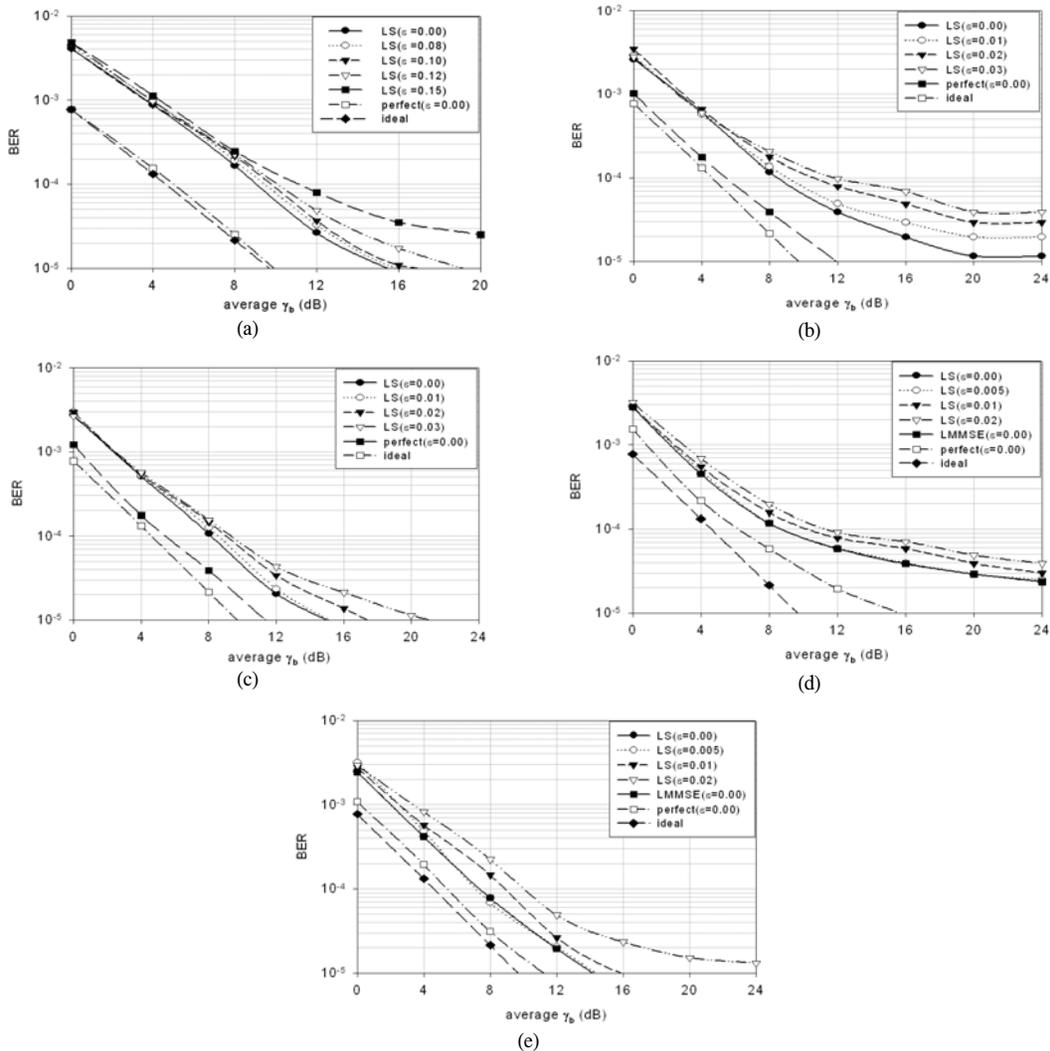


그림 9. MRRC를 적용한 상향링크에서 사용자 수, 채널 추정 방식, OBO 및  $\epsilon$ 에 따른 BER 성능((a)사용자 1명, OBO=2dB (b)사용자 8명, OBO=9dB (c)사용자 8명, OBO=11dB (d)사용자 32명, OBO=12dB (e)사용자 32명, OBO=14dB).

수 편차  $\epsilon = 0.0$  이고 등화를 위한 정확한 채널 추정의 경우이다. 사용자 수가 8명인 경우에는 그림 8(c)와 (d)에서 비교되듯이 OBO가 7dB 이상,  $\epsilon$ 는 0.04 이하가 요구된다. 사용자 수가 1명인 경우에는 다른 사용자에 의한 ICI가 없으므로 그림 8(a)와 (b)에서와 같이 OBO가 3dB 이상이고  $\epsilon$ 가 0.1 이하인 경우에도 BER 성능이 우수하다. LMMSE 채널 추정의 경우에는 사용자 수가 증가할수록 파일럿 심볼 전송을 위한 부반송파의 수가 아울러 증가하므로 더 많은 인접 부반송파간의 상관 값  $\mathbf{R}_{HH}$ (식 (12))을 알 수 있기 때문에 사용자가 증가할수록 LMMSE 채널 추정 시 BER 성능이 더 개선된다.

한편 사용자가 1명일 때에는 오직 32개의 부반송파들에게만 모든 신호 전력이 사용되므로 1024개의 부반송파들을 모두 사용하는 사용자 32명 경우에 비해서  $10\log 32 = 15dB$ 의  $\bar{\gamma}_b$  개선 효과가 생긴다. 그림 8(a)~(f)에서 비교되듯이 사용자 수가 증가함에 따라 우수한 BER 성능을 위하여 더 우수한 HPA와 더 작은 주파수 편차가 요구된다.

MRRC 기법을 사용하는 상향링크에서 비선형 HPA, 주파수 편차 경우에 발생하는 BER 성능이 그림 9(a)~(e)에 구해졌다. 사용자가 1명뿐일 때에는 OBO가 2dB(사실상 backoff를 하지 않은 경우)이고 주파수 편차  $\epsilon = 0.1$  인 경우에도 BER 성능이

우수하다. 이 BER 곡선을 STBC 기법을 사용하는 하향링크 사용자 1명 경우인 그림 8(a)와 비교하면, 파일럿 심볼을 이용한 채널 추정 오차에 의하여 MRRCC 기법을 사용하는 상향링크에서와 같은 BER 을 얻기 위하여  $\bar{\gamma}_b$ 가 1~2dB 더 작게 소요되는 것 을 알 수 있다.

상향링크에서는 우수한 BER 성능을 얻기 위하여 사용자 수가 증가함에 따라 더욱 큰 OBO 값과 더욱 작은 주파수 편차 값이 요구된다. 그림 9(b), (c) 에서와 같이 사용자 수가 8명일 때에는 OBO가 11dB이상  $\epsilon$ 는 0.02이하가 요구된다. 그림 9(e)에서와 같이 사용자 수가 32명일 때에는 OBO는 14dB 이상  $\epsilon$ 는 0.01이하가 요구된다. 상향링크에서는 각 사용자 단말기가 사용할 수 있는 부반송파의 수는 사용자 수에 관계없이 32개로 일정하므로 그림 (9) 에서와 같이 LMMSE 채널 추정 방법을 사용하여 도 LS 방식에 비하여 BER 성능에 큰 차이가 없다. 그림 9의  $\bar{\gamma}_b$ 값은 각 사용자 신호에 대한 신호 대 잡음비 값이므로 하향링크 32명 사용자 경우에 비 하여 15dB 개선효과가 있다.

#### IV. 결 론

휴대인터넷 서비스를 위한 OFDMA 시스템에서 비선형성 HPA와 주파수 편차의 영향을 고려하여 BER 성능을 분석하였다. 이러한 방식의 성능을 평가하기 위해서 우선 데이터가 OFDM 변조, 비선형 전력 증폭, 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 채널, 주파수 편차가 존재하는 클럭으로 OFDM 복조, 채널 추정, 등화 되는 모든 과정에 대하여 각 시스템 블록마다 채널 추정 오차를 고려하여 그 입출력 신호 변환 과정을 이상 복소 포락선 함수들로 표현 하였다. 또한 안테나 다이버시티 기법을 적용하기 위하여 채널 추정 오차를 고려하여 그 송수신과정을 수식적으로 표현하였다. 이 수식들을 이용하고 TTA가 정한 휴대인터넷 표준안에 따라 파라미터를 정하여 컴퓨터 모의실험에 의하여 시스템의 BER 성능을 분석하였다.

분석 결과, 상향링크에서 사용자 수가 증가함에 따라 같은 OBO값 및 같은 주파수 편차 경우에도 그 BER 성능이 급격하게 저하되었다. 본 논문에서는 우선 그 원인을 밝혔으며 우수한 BER 성능을 위하여 상·하향링크에서 사용자 수에 따라 요구되는 비선형 HPA의 OBO값과 주파수 편차의 크기를 제

시하였다.

본 논문에서는 시 불변 채널의 경우 및 간단한 형태의 채널 추정 파일럿 심볼 배치를 가정하였다. 그러므로 도플러 효과를 고려한 시변 채널 및 TTA 와 IEEE 802.16e 표준안에서 제시하는 여러 모양의 파일럿 심볼 배치의 경우에 대한 BER 성능 분석이 더 이루어져야 될 것이다.

#### 참 고 문 헌

- [1] Draft IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands, IEEE P802.16e/D4, August 2004, 270p.
- [2] TTA 2.3GHz Portable Internet Project Group, "2.3GHz Portable Internet(WiBro) Overview," May 10 2004.
- [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] M. Russell and G.L. Stüber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment," *Proc. IEEE VTC'95*, Chicago, IL, July 1995, pp.820-824.
- [6] 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
- [7] 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.
- [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. Eng and L.B. Milstein, “Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multi-path fading,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1134-1143, 1995

최 승 국 (Seung-Kuk Choi)

한국통신학회 논문지 제27권 1B호 참조  
현재 인천대학교 정보통신공학과 교수

정회원

박 희 라 (Hee-Ra Park)

준회원

2003년 2월 인천대학교 정보통신공학과(학사)

2005년 2월 인천대학교 정보통신공학과 대학원(석사)

2005년 3월~현재 아이엔와이어리스 S/W개발팀 사원  
<관심분야> 디지털통신, 이동통신시스템