

OFDMA 시스템에서 다중 사용자 간섭에 의한 성능 열화

최승국*

Performance Degradation of OFDMA Systems owing to Multi-User Interference

Seung-Kuk Choi*

Department of Information and communications Engineering, Incheon University, Incheon 22012, Korea

요 약

OFDMA 접속방식에서는 각 사용자에게 여러 개의 부반송파를 할당하여 데이터를 전송한다. 송신 비선형 전력증폭기와 반송파 주파수편차에 의하여 부반송파 간 간섭이 발생된다. 또한 OFDM 신호가 도플러 시변 채널을 통하여 전송될 때 부반송파 간 간섭이 발생된다. 이러한 부반송파 간 간섭은 다른 사용자에게 간섭을 일으키게 되어 전송품질이 열화 된다. OFDMA 상·하향링크에서 이러한 다중 사용자 간섭을 고려하여, 데이터가 주파수 선택적 시변 채널을 통하여 전송될 때의 성능을 분석한다. 분석 결과, OFDMA 상향링크가 하향링크에 비하여 다중 사용자 간섭의 영향을 더욱 크게 받는다. 본 논문에서는 우선 그 원인을 밝히고, 우수한 비트 오류율 특성을 위하여 다중 사용자 상·하향링크에서 요구되는 비선형 증폭기의 특성과 반송파 주파수 편차의 크기를 구하며, 도플러 페이딩의 정도에 따라 결정되는 비트 오류율 특성 열화를 분석한다.

ABSTRACT

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technique uses multiple sub-carriers for the data transmission. Therefore, Inter Carrier Interference(ICI) is generated because of nonlinear high power amplifier and carrier frequency offset. Wireless OFDM transmission over Doppler fading channels also causes ICI. In OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access), multiple sub-carriers are allocated to each user. Therefore, inter carrier interference causes interference to other users. I evaluate the BER performance of OFDMA systems in frequency selective fading channel, considering Multi-User Interference (MUI) owing to the carrier frequency offset, the nonlinear high power amplifier, and the Doppler fading. In the uplink OFDMA, multi-user interference introduces larger BER degradation than in the downlink. I explain the reason and obtain the required characteristics of the nonlinear amplifier and the value of frequency offset for good BER performance. And I also analyze the BER degradation upon Doppler fading channel.

키워드 : OFDMA, 다중 사용자 간섭, 도플러 페이딩, 비트 오류율

Key word : OFDMA, Multi-user Interference, Doppler Fading, Bit error rate

Received 05 July 2016, Revised 07 July 2016, Accepted 14 July 2016

* Corresponding Author Seung-Kuk Choi(E-mail:skchoi@incheon.ac.kr, Tel:+82-32-835-8282)

Department of Information and communications Engineering, Incheon University, Incheon 22012, Korea

Open Access <http://doi.org/10.6109/jkice.2016.20.12.2226>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

I. 서 론

OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) 접속 방식은 주파수 영역에서 각 사용자에게 여러 개의 부반송파들을 할당하는 방식이다. OFDM 방식에서는 전송될 데이터를 우선 N개씩 블록화 한 후에 병렬화 시킨 후, 전송함으로써, 전송 심볼의 주기를 원래 데이터의 주기보다 N배 길어지게 하여 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[1]. 또한 OFDM 변조된 신호는 여러 개의 부반송파와 신호들의 합으로 구성되기 때문에 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)가 크게 되므로 비선형 고전력 증폭기(HPA: High Power Amplifier)의 비선형 왜곡에 민감하다. 또한 OFDM 방식은 여러 개의 부반송파를 사용하므로 송수신단 간의 반송파 주파수 편차에 역시 민감한 단점이 있다[2]. 도플러 페이딩, 비선형 HPA 및 주파수 편차는 부반송파 신호들 간에 인접 부반송파 간섭(ICI: Inter Carrier Interference)을 발생 시킴으로써 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 된 신호의 성상도(Constellation)의 I(Inphase) 성분과 Q(Quadrature)성분이 분산되며 아울러 회전이 발생된다[1,2]. 그러므로 정확한 추정 및 등화(Equalization)가 이루어지지 못하여 비트 오류율(BER: Bit Error Rate)이 증가된다.

OFDMA 접속방식은 각 사용자에게 여러 개의 부반송파들을 할당하여 데이터를 전송함으로써, 위와 같은 원

인들로 발생된 ICI는 다른 사용자들에게 간섭을 일으키게 되어 전송 품질이 열화 된다. OFDMA 시스템에서 다중 사용자 간섭(MUI: Multi-User Interference)을 유발하는 도플러 시변 채널, 비선형 HPA 및 주파수 편차를 모두 고려한 성능 분석은 아직 이루어지지 않았으므로, 본 논문에서는 이와 같은 모든 영향을 고려한 OFDMA 시스템의 BER 성능을 분석하고자 한다.

II. OFDM 전송 시스템

16-QAM OFDM 시스템 구성도가 그림 1에 도시되어 있다[2]. 입력 데이터는 우선 I 성분 비트열과 Q 성분 비트열로 나누어진다. 각 I와 Q 성분은 함께 복소심볼 $X(k)$ 로 매핑된다. QAM 매핑된 복소심볼은 OFDM 변조기로 공급되며 그 복소심볼은 병렬의 N개 부반송파로 역 푸리에 변환(IFFT : Inverse Fast Fourier Transform)에 의해 변조된다. IFFT 된 후 출력된 n번째 샘플 값은 다음과 같다.

$$x(n) = (1/\sqrt{N}) \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp(j2\pi nk/N) \quad (1)$$

식 (1)은 $X(k)$ 의 이산 역 Fourier 변환의 모양이다. 그러므로 OFDM 변조를 그림 1의 송신기에서와 같이 소스심볼을 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)한 후, 아날로그 신호로 변환(D/A)시킨 다음, RF(Radio Frequency)변조 시키는 방법으로 간단하게 실현시킬 수 있다.

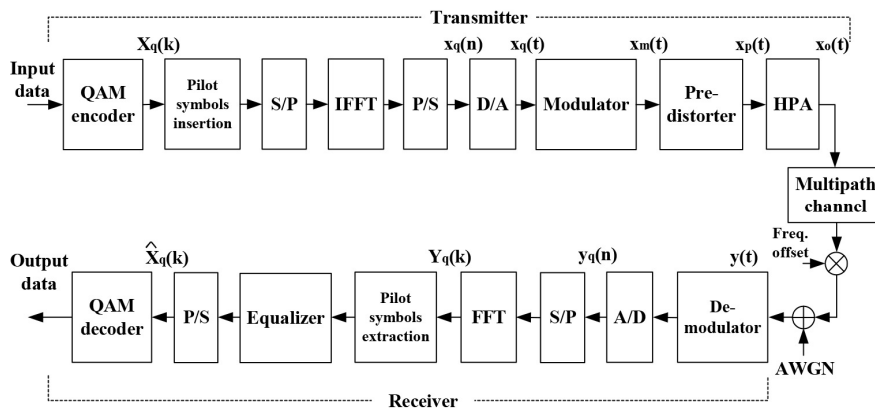


Fig. 1 Block diagram of OFDM transmission system

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

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

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

여기서 $A(r)$ 는 증폭기의 크기 변환특성, $\Phi(r)$ 은 위상 변환특성을 나타내고, r 은 증폭기 입력신호의 복소 포락선의 크기를 나타낸다. HPA에 의한 비선형 왜곡을 줄이기 위하여 보통 HPA의 출력신호 전력의 크기가 작게 되도록 HPA를 동작 시킨다(OBO: Output Back-Off). 이때 OBO를 아래와 같이 정의한다.

$$OBO = \frac{P_{sat}}{P_{out}} \quad (3)$$

여기에서 P_{sat} 와 P_{out} 는 각각 HPA 출력신호의 최대 출력전력과 평균전력을 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 D/A 변환기 출력인 복소 포락선 $x_q(t)$ 의 신호가 입력될 때 다음과 같은 복소 포락선 $v(t)$ 를 갖는 신호가 출력에 나타난다.

$$v(t) = x_q(t) \left[1 + \frac{1}{2} \left(1 - j \frac{\sqrt{3}}{3} \right) |x_q(t)|^2 \right] \quad (4)$$

그러면 송신기 출력신호 $x_o(t)$ 가 $t = nT_s$ 때마다 샘플링된 이산 복소 포락선 $x_e(n)$ 은 다음과 같다[3].

$$x_e(n) = \frac{2v(n)}{1+|v(n)|^2} \exp\left(j\Phi_0 \frac{2|v(n)|^2}{1+|v(n)|^2} \right) \quad (5)$$

송신기 출력 신호 $x_o(t)$ 는 전송 도중에 다중 경로에 의해 주파수 선택적 페이딩이 발생된다. 또한 AWGN 잡음이 추가되며 도플러 영향 등으로 인하여 수신 시 주파수 동기편차 f_o 가 발생된다. 이 주파수편차 f_o 을 부 반송파간의 주파수 간격에 대한 상대 주파수편차

$\epsilon = f_o / \Delta f$ 로 표시한다. J개의 다중경로로 인한 수신 신호의 이산 복소 포락선 $y_m(n)$ 은 다음과 같다.

$$y_m(n) = \sum_{j=0}^{J-1} h(j) x_e(n-j) \quad (6)$$

위 식에서 채널응답 $h(j)$ 는 복소 가우스 불규칙 변수이며, 그 크기는 Rayleigh pdf (Probability Density Function)를, 위상은 0에서 2π 까지의 균일분포를 가진다. 상대 주파수편차 ϵ 와 대역통과 AWGN 잡음 $w(t)$ 의 영향까지 고려할 때, 수신 신호의 복소 포락선 $y_q(t)$ 가 $t = nT_s$ 때마다 샘플링된 이산 복소 포락선 $y_q(n)$ 은 다음과 같다.

$$y_q(n) = y_m(n) \exp(j2\pi\epsilon n / N) + w(n) \quad (7)$$

이 때 $w(n)$ 은 대역 통과된 AWGN 잡음에 의한 복소 변수이다. 그러면 N개의 $y_q(n)$ 을 FFT하여 $Y_q(k)$ 를 구할 수 있다.

$$Y_q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_q(n) \exp(-j2\pi kn / N) \quad (8)$$

송신 심볼 $X_q(k)$ 가 k번째 부반송파를 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 부반송파의 전달함수 $H(k)$ 로 추정된 채널전달함수 $\hat{H}(k)$ 의 역으로 등화 된다.

$$\hat{X}_q(k) = Y_q(k) / \hat{H}(k) \quad (9)$$

최종적으로 추정심볼 $\hat{X}_q(k)$ 가 애초에 송신된 $X_q(k)$ 와 같은 정상도 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 전달함수를 다음 식 (10)과 같이 추정한다(LS(Least Squared) 추정).

$$\hat{H}_{LS}(K) = \hat{P}(K) / P(K) \quad (10)$$

이때 LMMSE(Linear Minimum Mean Squared Error)

추정방식을 이용하면 LS 방식으로 추정된 채널 추정 벡터 \hat{H}_{LS} 로부터 AWGN에 대해 더욱 정확한 채널 추정을 할 수 있다[4].

III. 하향링크 OFDMA 시스템의 BER 성능 분석

이동통신을 위한 표준에 의하면, 많이 사용되는 FFT의 크기는 $N=1024$ 이며 채널의 대역폭은 10MHz이다 [5]. 따라서 부반송파 간격 $\Delta f=9.766\text{kHz}$ 이며 샘플링 주파수는 10MHz이다. 반송파 주파수가 2.3GHz이며 단말기가 60km/h로 이동하면 최대 도플러 주파수 f_m 은 약 130Hz가 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. 이 때 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 구성도 예와 같이 입력 데이터는 Gray 코드를 이용하여 16-QAM 심볼로 매핑 된다. 이 심볼들은 OFDM 변조되어 다중 경로 채널을 통하여 전송된다. 매크로 셀(macro cell) 크기를 반경 1km로 비교적 작게 규정하고 있다. 그러므로 본 논문에서는 최대 지연 시간이 $2\mu\text{s}$ 이고 rms(Root Mean Square) 지연 시간이 $0.4\mu\text{s}$ 인 5탭(tap) 전력 지연 프로파일(power delay profile)을 가지는 채널 모델을 선택한다[6].

하향링크에서는 기지국에서 두개의 송신 안테나를 사용하고 사용자의 이동 단말기에서는 한 개의 수신 안테나만을 사용하는 STBC(Space Time Block Coding) 방식[5]이 비용이나 단말기 크기 면에서 유리하다. 이 방식에서는 첫 번째 시간 t 에서는 첫 번째 송신 안테나

를 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 그 공액(conjugate) $-X_1^*(k)$ 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.

정확한 채널 추정이 이루어지는 이상적인 경우에는 시블변 STBC 16-QAM OFDM 시스템에서 발생하는 BER은 다음식과 같다[7].

$$P_b(\bar{\gamma}_b) = \frac{\alpha}{2} \left[1 - \mu \sum_{k=0}^{LM-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1-\mu^2}{4} \right)^k \right] \quad (11)$$

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 Ω 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 (11)에서 α 와 β 는 16-QAM의 경우 3/4와 4/5이다. 그림 1의 OFDM 기저대역 전송 시스템 구성도의 입·출력을 순차적으로 유도한 식(1)~(10)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 32명일 때 각 시스템 파라미터에 따라 구해진 BER 성능을 도시한 것이다. 따라서 32명의 사용자에게 32 부채널씩 모든 부반송파들을 할당한 경우이다. 그림 3(b)와 (c)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 ϵ 의 크기가 0.03이하인 경우에 그에 따른 BER 성능 열화가 적은 것을 알 수 있다. LMMSE 채널 추정을 하면 LS 추정 의 경우 보다 $\overline{\gamma}_b$ 가 약 4dB 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 (11)에 주어진 이론적인 BER 곡선과 일치한다. 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(d)와 (e)는 최대 도플러 주파수가 40Hz와

IV. 상향링크 OFDMA 시스템의 성능 분석

상향링크에서는 BER 성능을 향상시키기 위하여 기 지국 수신기에 두 개의 다이버시티 안테나를 사용하는 MRRC(Maximal Ratio Receiver Combining) 기법이 사용될 수 있다[5].

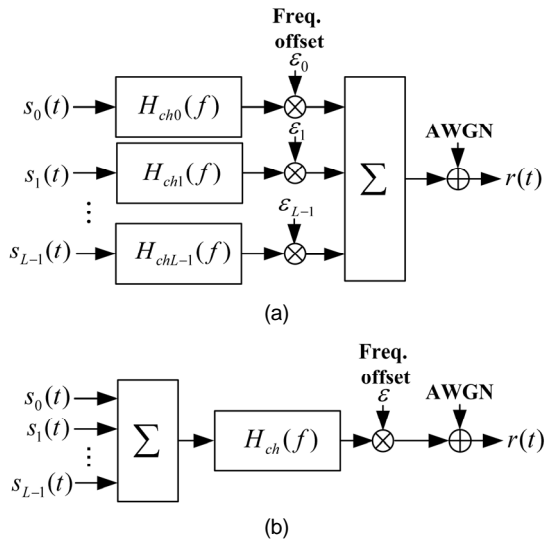
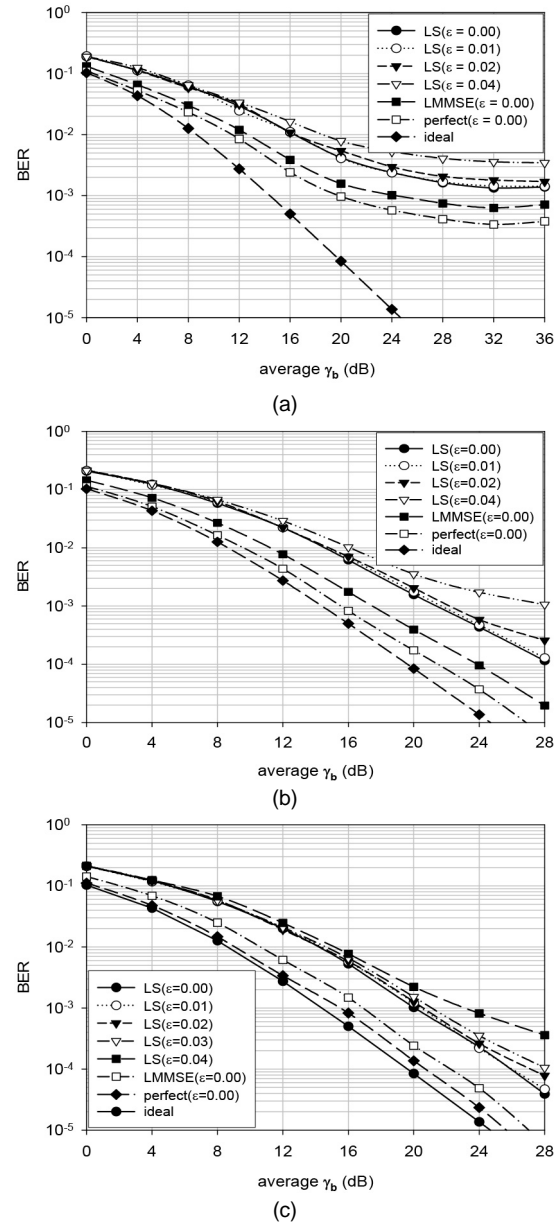


Fig. 2 Channel structure((a)uplink, (b)downlink)

130Hz인 경우이다. 그러므로 이 그림들에서 사용자 수, 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 발생하는 것을 알 수 있다.



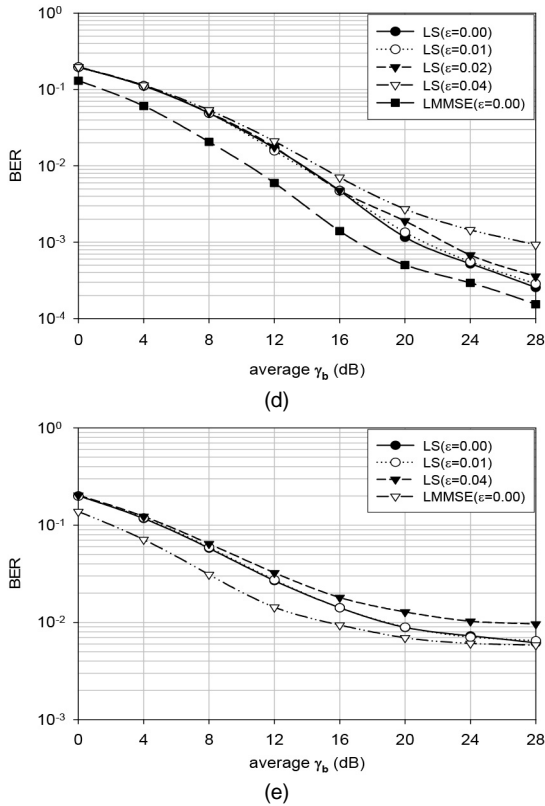


Fig. 3 BER performance of downlink OFDMA systems, # of users=32(a) $f_m=0\text{Hz}$, $\text{OBO}=5\text{dB}$ (b) $f_m=0\text{Hz}$, $\text{OBO}=6\text{dB}$ (c) $f_m=0\text{Hz}$, $\text{OBO}=7\text{dB}$ (d) $f_m=40\text{Hz}$, $\text{OBO}=7\text{dB}$ (e) $f_m=130\text{Hz}$, $\text{OBO}=7\text{dB}$)

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 전달함수 $\hat{H}_1(k)$, $\hat{H}_2(k)$ 의 공액과 곱해진 후 더해진다. 추정된 채널 전달함수 $\hat{H}_1(k)$ 와 $\hat{H}_2(k)$ 가 MRRC 기법에 요구된다. 정확한 채널추정이 이루어지는 이상적인 경우에 도플러 효과가 없는 시불변 채널 하의 MRRC 16-QAM OFDM 시스템에서 발생하는 BER은 STBC 시스템에서의 BER 식 (11)과 동일하다[7]. 하향링크에서는 그림 2(b)와 같이 전송 경로가 모든 가입자 신호에 대하여 동일하지만 상향링크에서는 그림 2(a)와 같이 각 가입자 신호는 다른 특성의 경로를 통하여 전송된다.

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

이와 같은 원인을 분석하기 위하여 먼저 OFDM 변조된 신호가 $\text{OBO}=7\text{dB}$ 인 비선형 HPA를 통과했을 때 그 HPA 출력 신호의 주파수 성분을 그림 5와 같이 분석하였다. 이 때 간단한 정성적 분석을 위하여 OFDM 변조시 1024 FFT 대신 64 FFT를 사용하고, 한명의 사용자에게 5, 33번째인 두 개의 부반송파를 할당한 경우이다. 그림 5에서와 같이 원래의 부반송파 성분 이외에 41, 61번째 부반송파 성분이 추가로 발생된다.

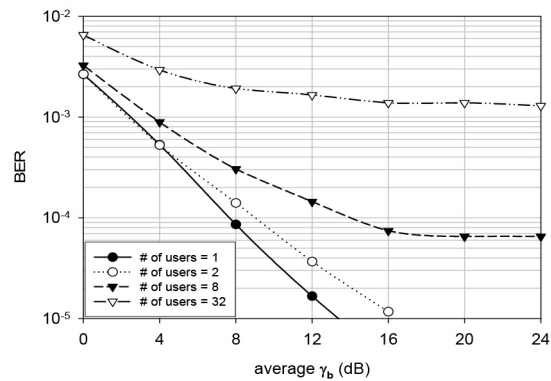


Fig. 4 BER performance of uplink OFDMA systems upon number of users($\text{OBO}=7\text{dB}$)

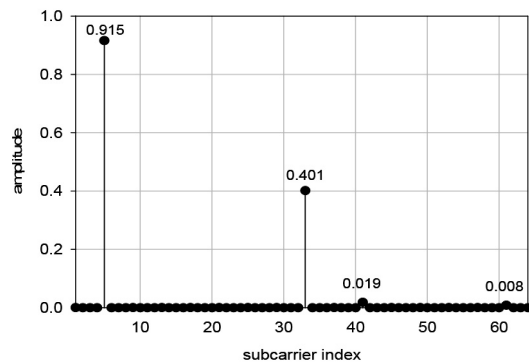


Fig. 5 Amplitude spectrum of HPA output OFDM signal

만일 첫 번째 사용자에게 32, 61 번째 부반송파를 할당하고 두 번째 사용자에게 5, 33 번째 부반송파를 할당한 경우를 가정하면, 그림 5에서 61 번째 부반송파에 추가로 발생된 주파수 성분의 신호는 첫 번째 사용자의 61 번째 반송파 신호에 인접 부반송파 간섭(ICI)을 일으킨다.

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 ICI 성분을 $I_2(k)$ 라고 하자.

하향링크에서는 각 사용자들의 데이터 심볼들은 기지국에서 한번의 IFFT를 통해 OFDM 변조된 후 HPA를 거쳐 같은 채널을 통해 전송된다. 그러므로 하향링크에서는 그림 2(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 (12)와 같다.

$$R_p(k) = S_p(k)H(k) + I_1(k)H(k) \quad (12)$$

그 후, $R_p(k)$ 은 식 (10)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 (13)과 같이 된다.

$$\hat{H}(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)} \approx H(k) + \frac{I_1(k)}{P(k)}H(k) \quad (13)$$

추정된 채널 전달함수 $\hat{H}(k)$ 는 식 (13)과 같이 ICI의

영향을 받아 추정 오차 $I_1(k)H(k)/P(k)$ 가 발생한다. 시분변 채널에서는 두 번째 OFDM 블록 시간에 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 (14)와 같다.

$$R_d(k) = S_d(k)H(k) + I_2(k)H(k) \quad (14)$$

그 후 $R_d(k)$ 는 식 (13)과 같이 추정된 $\hat{H}(k)$ 로 나누어 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 (13)에서 추정된 채널 전달 $\hat{H}(k) \approx H(k)$ 이 된다. 그러면 등화된 추정 심볼 $\hat{X}(k)$ 에는 식 (15)와 같이 $I_2(k)$ 만큼의 오차가 존재한다.

$$\hat{X}(k) = \frac{R_d(k)}{\hat{H}(k)} \approx X(k) + I_2(k) \quad (15)$$

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 (16)으로 표현된다.

$$R_p(k) = S_p(k)H_1(k) + I_1(k)H_2(k) \quad (16)$$

그러면 첫 번째 사용자의 채널 전달 함수는 다음 식 (17)과 같이 추정된다.

$$\hat{H}_1(k) = \frac{R_p(k)}{P(k)} \approx H_1(k) + \frac{I_1(k)}{P(k)}H_2(k) \quad (17)$$

그다음 두 번째 OFDM 신호의 k 번째 부반송파 주파수 성분 $R_d(k)$ 는 다음 식 (18)과 같다.

$$R_d(k) = S_d(k)H_1(k) + I_2(k)H_2(k) \quad (18)$$

그 후 $R_d(k)$ 는 식 (19)와 같이 추정된 $\hat{H}(k)$ 로 나누어

주어 채널 등화 된다. 이 때 OBO가 커서 ICI가 작은 일반적인 경우에는, $S_p(k)$ 의 크기는 $I_1(k)$ 의 크기보다 매우 크므로 $H_1(k) \approx \widehat{H}_1(k)$ 이고 $X(k) \approx S_d(k)$ 가 되어 채널 등화 된 $\widehat{X}(k)$ 는 식 (19)와 같다.

$$\widehat{X}(k) = \frac{R_d(k)}{\widehat{H}_1(k)} \approx X(k) + I_2(k) \frac{H_2(k)}{H_1(k)} \quad (19)$$

식 (19)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. 그러므로 상향링크에서는 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 2(a)에서와 같이

여러 사용자에게 서로 다른 주파수 편차가 발생할 수 있다. 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 ϵ_0 까지 균일 확률 밀도 함수(uniform pdf)를 가지는 불규칙 변수로 가정한다.

그림 6에 사용자가 32명일 때 BER 성능이 도시되었다. 그림 6(a)와 (b)는 시불변 채널 환경 하에서 OBO가 각각 11dB, 14dB인 경우에 주파수 편차에 따른 BER 성능이다. 이 그림에서와 같이 사용자 수가 1명인 경우보다 HPA의 선형성이 더욱 요구되어 OBO가 14dB 이상 요구됨을 알 수 있다. 그림 6(c)는 OBO=14dB이고 최대 도플러 주파수가 40Hz인 시변 채널 하에서의 BER 성능이고, 그림 6(d)는 OBO=14dB이고 최대 도플러 주파수

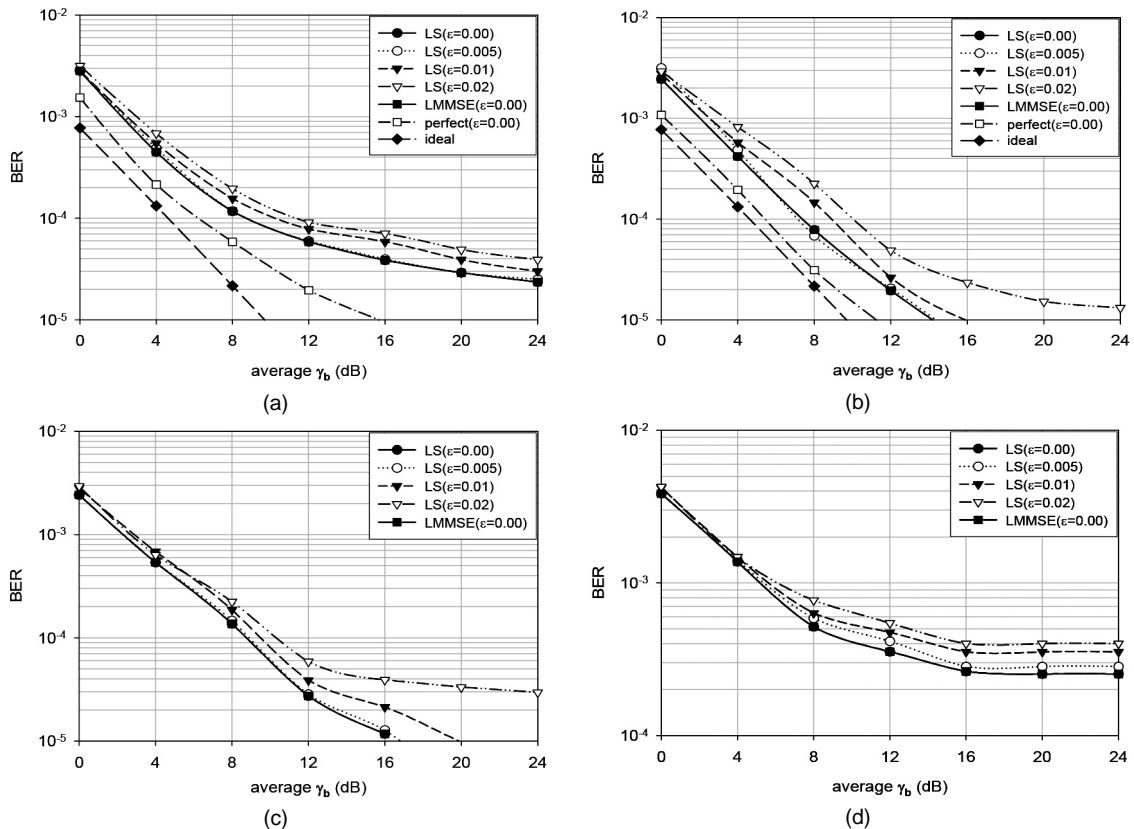


Fig. 6 BER performance of uplink OFDMA systems, # of users=32((a) $f_m=0$ Hz, OBO=11dB (b) $f_m=0$ Hz, OBO=14dB (c) $f_m=40$ Hz, OBO=14dB (d) $f_m=130$ Hz, OBO=14dB)

수가 130Hz인 시변 채널 하에서의 BER 성능이다. 이와 같이 상향링크에서 사용자 수가 증가할수록 HPA의 비선형성 및 주파수 편차의 영향에 의한 MUI가 더욱 증가함으로 사용자 수가 32명일 때 OBO는 14dB 이상, 주파수 편차는 0.01 이하가 요구된다. 또한 단말기의 이동 속도가 증가하게 되면 도플러 페이딩에 의하여 BER 성능이 급격하게 열화되는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

OFDMA 상·하향링크 시스템에서 비선형성 HPA와 주파수 편차의 영향 및 도플러 페이딩에 의한 MUI를 고려하여 BER 성능을 분석하였다. 이러한 방식의 성능을 평가하기 위해서 우선 데이터가 OFDM 변조, 비선형 전력 증폭, 주파수 선택적 Rayleigh 도플러 페이딩 채널, 주파수 편차가 존재하는 클럭으로 OFDM 복조, 채널추정, 등화 되는 모든 과정에 대하여 각 시스템 블록마다 채널추정 오차를 고려하여 그 입·출력 신호 변환 과정을 이산 복소 포락선 함수들로 표현 하였다. 이 수식들을 이용하여 컴퓨터 모의실험에 의하여 시스템의 BER 성능을 분석하였다.

분석 결과, 특히 상향링크에서 사용자 수가 증가함에 따라 같은 OBO값 및 같은 주파수 편차 경우에도 그 BER 성능이 급격하게 저하되었다. 본 논문에서는 그 성능 열화 원인을 설명하였으며 우수한 BER 성능을 위하여 상·하향링크에서 사용자 수에 따라 요구되는 비선형 HPA의 OBO값과 주파수 편차의 크기를 제시 하였다. 또한 단말기의 이동 속도가 증가하게 되면 이것에 의한 도플러 페이딩에 의하여 BER 성능이 급격하게 열화되며, 아울러 error floor가 발생되는 것을 알 수 있었다.

ACKNOWLEDGMENTS

This work was supported by the Incheon National University Research Grant in 2016.

REFERENCES

- [1] M. Paetzold, *Mobile Fading Channels*, Chichester, West Sussex, England; New York: John Wiley, 2002.
- [2] S. Sesia, I. Toufik and M. Baker, *LTE-The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice*, Chichester, West Sussex, England; New York: John Wiley, 2nd ed., 2011.
- [3] G. Karam and H. Sari, "Analysis of predistortion, equalization, and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifiers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 37, no. 12, pp.1245-1253, Dec. 1989.
- [4] O. Edfors, M. Sandell, J. J. van de Beek, S. K. Wilson and P. O. Boerjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 46, no. 7, pp.931-938, Oct. 1994.
- [5] S. Srikanth and A. Murugesu Pandian, "Orthogonal frequency division multiple access in WiMAX and LTE: a comparison," *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 9, pp.153-161, Sept. 2012.
- [6] ETSI Std. 3GPP 36.101, *User Equipment(UE) Radio Transmission and Reception(2014)*, ETSI, Sophia Antipolis Cedex, 2014.
- [7] T. Eng and L.B. Milstein, "Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath fading," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2/3/4, pp.1134-1143, Apr. 1995.



최승국(Seung-Kuk Choi)

1988.12 Braunschweig Univ. 공학박사
1989.3-현재 인천대학교 정보통신공학과 교수
※관심분야 : 통신 시스템, 이동통신, 동기