

부반송파 할당방식에 따른 OFDM 시스템의 성능 분석

최승국*

Performance Evaluation of OFDM Systems Dependent on Subcarrier Allocation Method

Seung-kuk Choi*

Department of Infor. & Commun. Engineering, Incheon University, Incheon 406-772, Korea

요 약

OFDM 전송방식에서는 여러 개의 부반송파를 사용하여 데이터를 전송한다. 그러므로 송신 비선형 전력증폭기와 반송파 주파수편차에 의하여 부반송파 간 간섭이 발생된다. 또한 OFDM 신호가 도플러 시변 페이딩 채널을 통하여 전송될 때 부반송파 간 간섭이 발생된다. 이러한 부반송파 간섭으로 인하여 수신기에서 비트 오류율이 증가된다. LTE와 WiMAX 표준방식에서는 서로 다른 부반송파 할당방식이 사용되고 있다. 그러므로 본 논문에서는 비선형 전력증폭기, 반송파 주파수편차의 영향을 고려하여, 송신 신호가 다중경로 도플러 페이딩 채널을 통하여 전송될 때, 부반송파 할당방식에 따른 OFDM 시스템의 데이터 비트 오류율 성능을 분석한다.

ABSTRACT

OFDM technique uses multiple sub-carriers for the data transmission. Therefore, inter carrier interference is generated because of nonlinear high power amplifier and carrier frequency offset. Wireless OFDM transmission over Doppler fading channels also causes inter carrier interference. The interference increases the bit error rate in receiver. Sub-carrier allocation methods in LTE and WiMAX standards are different. The performance of OFDM systems using different sub-carrier allocation, gauged by the bit error rate, is analyzed considering the nonlinear high power amplifier, carrier frequency offset and Doppler fading channels.

키워드 : OFDM, 부반송파 할당, 비트 오류율

Key word : OFDM, subcarrier allocation, bit error rate

접수일자 : 2013. 10. 21 심사완료일자 : 2013. 11. 24 게재확정일자 : 2013. 12. 06

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

Department of Infor. & Commun. Engineering, Incheon University, Incheon 406-772, Korea

Open Access <http://dx.doi.org/10.6109/jkiice.2014.18.2.295>

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[1]. OFDM 방식에서는 전송될 데이터를 우선 N개씩 블록화 한 후에 병렬화 시킨 후, 전송함으로써, 전송 심볼의 주기를 원래 데이터의 주기보다 N배 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)를 발생시킴으로써 QAM (quadrature amplitude modulation) 된 신호의 정상도(constellation)의 I(inphase)성분과 Q (quadrature)성분이 분산되며 아울러 회전이 발생된다 [2-4]. 그러므로 정확한 추정 및 등화(equalization)가 이루어지지 못하여 비트 오류율(BER: bit error rate)이 증가된다.

4G 이동통신을 위한 LTE와 WiMAX 표준방식에서는 서로 다른 부반송파 할당방식을 사용하고 있다. WiMAX에서는 사용 주파수대역 내에서 부반송파들의 주파수할당 위치를 서로 분산 이격되게 한 개씩 할당하기도 하는 반면에, LTE에서는 부반송파들의 위치를 주파수영역에서 여러 개 인접하여 연속적으로 할당하는 방식을 사용하고 있다[5]. 따라서 부반송파 간섭 면에서 인접하게 부반송파들을 배치하는 LTE 방식이 WiMAX 방식 보다 불리하다.

본 논문에서는 분산 및 연속적인 부반송파 할당방식의 OFDM 시스템에서 부반송파 간섭을 유발하는 도플러 시변 채널, 비선형 HPA 및 주파수 편차를 모두 고려하여, 그에 따른 BER 성능을 분석하고자 한다. 이때 BER 성능 향상을 위하여 STBC(space time block

coding) 안테나 다이버시티 기법[1]이 적용된 경우를 고찰한다.

II. OFDM 전송 시스템

16-QAM OFDM 시스템 구성도가 그림 1에 도시되었다. 입력 데이터는 우선 I 성분 비트열과 Q 성분 비트열로 나누어진다. 각 I와 Q성분은 함께 복소심볼 X(k)로 매핑된다. QAM 매핑된 복소심볼은 OFDM 변조기로 공급되며 그 복소심볼은 병렬의 N개 부반송파로 역푸리에 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 소스 심볼을 IFFT (inverse fast fourier transform)한 후, 아날로그 신호로 변환(D/A)시킨 다음, RF(radio frequency) 변조 시키는 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].

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

$$\Phi(r) = \Phi_o \frac{r^2}{1+r^2} \quad (2)$$

여기서 A(r)는 증폭기의 크기 변환특성, $\Phi(r)$ 은 위상 변환특성을 나타내고, r은 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.

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

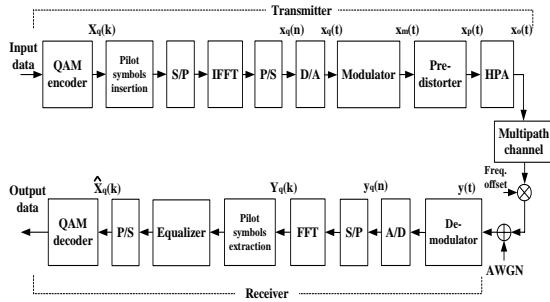


그림 1. OFDM 전송 시스템의 구성도
Fig. 1 Block diagram of OFDM transmission system

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 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.

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

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 등화된다.

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

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 채널추정).

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

여기서 LMMSE 추정방식을 이용하면 LS 방식으로 추정된 채널 추정 벡터 $\hat{\mathbf{H}}_{LS}$ 로부터 AWGN에 대해 더

욱 정확한 채널 추정을 할 수 있다. LMMSE 추정 채널 벡터 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{LMMSE}}$ 은 다음과 같은 관계식을 이용하여 구할 수 있다[6].

$$\hat{\mathbf{H}}_{\text{LMMSE}} = \mathbf{R}_{\text{HH}} (\mathbf{R}_{\text{HH}} + \sigma_w^2 E\{|1/P_k|^2\} \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{\text{LS}} \quad (11)$$

이 때 $\mathbf{R}_{\text{HH}} = E\{\mathbf{H}\mathbf{H}^H\}$ 는 채널 전달 함수의 자기 상관 행렬이고 $(\cdot)^H$ 는 Hermitian 변환을, 그리고 \mathbf{I} 는 단위행렬을 나타낸다.

III. OFDM 시스템의 BER 성능 분석

4G 이동통신을 위한 WiMAX 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.

먼저 OFDM 한 블록시간 동안에는 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 블록시간 동안의 채널특성 및 그 전 파일럿 심볼 시간 때의 채널특성은 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 다중경로 채널을 통하여 전송된다. TTA에서는 매크로 셀(macro cell) 크기를 반경 1km로 비교적 작게 규정하고 있다. 그러므로 본 논문에서는 최대 지연 시간이 2 μs 이고 rms 지연 시간이 0.4 μs 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 방식이 비용이나 단말기 크기 면에서 유리하다. 이 방식에서는 첫 번째 시간 t에서는 첫 번째 송신 안테나를 통해서 심볼 $X_0(k)$ 가 IFFT

된 신호가 송신되며 동시에 두 번째 송신 안테나를 통하여 다른 심볼 $X_1(k)$ 가 IFFT된 신호가 송신된다. 그 다음 두 번째 시간구간 t+T에서는 $-X_1^*(k)$ 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 t에 동시에 도착한 신호를 FFT하여 얻은 $Y_1(k)$ 와 두 번째 시간 t+T때 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 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_0(k) &= \hat{H}_1^*(k)Y_1(k) + \hat{H}_2(k)Y_2^*(k) \\ &= (\hat{H}_1^*(k)H_1(k) + \hat{H}_2^*(k)\hat{H}_2(k))X_0(k) + \hat{H}_1^*(k)H_2(k)X_1(k) \\ &\quad - \hat{H}_2(k)H_1^*(k)X_1(k) + \hat{H}_1^*(k)W_1(k) + \hat{H}_2(k)W_2^*(k) \end{aligned} \quad (12)$$

추정된 채널 전달함수 $\hat{H}_1(k)$ 와 $\hat{H}_2(k)$ 가 STBC 기법에 요구된다. 정확한 채널 추정이 이루어지는 이상적인 경우에는 STBC의 식 (12)에서 두개 항이 서로 상쇄되어, 도플러 효과가 없는 16-QAM OFDM 시스템에서 발생하는 BER은 다음 식과 같다[1].

$$P_b(\bar{\gamma}_b) = \frac{\alpha}{2} \left[1 - \mu \sum_{k=0}^{LM-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1-\mu^2}{4} \right)^k \right] \quad (13)$$

위 식에서 $\bar{\gamma}_b = \Omega E_b / N_o$ 인데, 이 때 E_b 는 한 데이터 비트 당 신호의 평균 에너지이고 N_o 는 AWGN의 전력 스펙트럼밀도, Ω 는 전송채널의 평균 페이딩전력이다.

L과 M은 송신 안테나와 수신 안테나의 수인데 STBC 경우 L=2, M=1이다. $\mu = \sqrt{\beta\bar{\gamma}_b / (\beta\bar{\gamma}_b + 2)}$ 로 식 (13)에서 α 와 β 는 16-QAM의 경우 3/4와 4/5이다. 그림 1 OFDM 기저 대역 전송 시스템 구성도의 입·출력을 순차적으로 유도한 식 (1)-(11)들을 이용하여 OFDM 시스템에서의 BER 성능을 Monte Carlo 컴퓨터 시뮬레이션 기법으로 구한다.

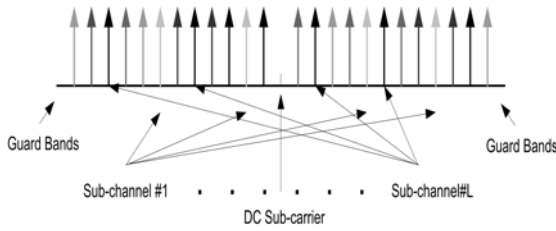


그림 2. FUSC 부반송파 할당방식
Fig. 2 FUSC subcarrier allocation method

WiMAX에서는 FUSC (Full Usage of Sub carriers)와 PUSC(Partially Used Subcarriers)의 몇 가지의 부반송파 할당방식이 있다[5]. FUSC 방식에서는 1024 FFT 경우 사용자 데이터에 할당된 부반송파는 768개이다. 768개의 부반송파들은 우선 주파수영역에서 16개씩 연속해서 48개의 그룹으로 나눈다. 최대 16명의 사용자들은 각각 각 그룹에서 한 개씩 총 48개의 부반송파를 할당받는다. 그러므로 할당된 48개의 부반송파들은 그림 2에서와 같이 사용 주파수대역 내에서 최대한 서로 멀리 격리, 분포되어 한 개씩 할당된다. LTE 표준에서는 반면에 대표적으로 주파수영역에서 연속적으로 인접한 12개씩의 부반송파들을 사용자에게 할당하는 방식등을 사용한다[5].

본 논문에서는 1024개의 부반송파들을 32명 사용자들에게 32개씩 할당한다. FUSC방식과 같이 32개 부반송파들을 한 개씩 서로 최대한 분포적으로 격리시켜 할당하는 경우와, 각 사용자에게 연속적으로 인접하는 32개의 부반송파를 할당하는 경우의 OFDM 시스템 성능을 비교, 분석한다.

그림 3은 8명의 사용자에게 32개의 부반송파들을 서로 이격되게 한 개씩 할당하는 시스템 경우에 구해진 BER 성능곡선이다. 그림 3(a)와 (b)는 단말기가 이동하지 않아서 도플러 효과가 없는 경우이다. OBO가 7dB인 그림 3(b) 경우에는 HPA의 비직선성에 따른 BER 성능 열화가 적으나 OBO가 6dB인 그림 3(b) 경우에는 그에 따른 BER 성능 열화가 발생된다. 또한 주파수편차 ϵ 의 크기가 0.04이하인 경우에 그에 따른 BER 성능 열화가 적은 것을 알 수 있다. LMMSE 채널 추정을 하면 LS 추정인 경우 보다 $\bar{\gamma}_b$ 가 약 2dB 개선된다.

이 그림에서 ideal 곡선은 이상적 선형 HPA를 사용하며 주파수편차가 없는 $\epsilon=0.0$ 인 경우이며 아울러 등

화를 위한 정확한 채널추정이 가능한 경우이다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 등화를 위한 정확한 채널 값은 생성되는 채널의 임펄스응답 $h(j)$ 를 Fourier 변환하여 얻을 수 있다. 이 이상적인 BER 곡선은 식 (13)에 주어진 이론적인 BER 곡선과 일치한다. 다만 사용자가 8명인 경우에는 사용자 1인이 부반송파를 모두 사용하는 식 (13)의 경우보다 $10\log 8 = 9.5dB$ 의 $\bar{\gamma}_b$ 손실 효과가 생긴다.

그림 3에서 perfect 곡선은 각 그림에 표시된 OBO를 가지는 비선형 HPA를 사용하며 주파수 편차 $\epsilon=0.0$ 이고 등화를 위한 정확한 채널추정의 경우이다. 그림 3(c)는 최대 도플러 주파수가 40Hz인 경우이고 그림 3(d)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 4에 1명, 32명의 사용자들에게 32개 부반송파들을 한 개씩 분포적으로 할당하는 시스템에서의 BER 성능이 도시되었다. 이때 OBO=7dB인 경우이며, 최대 도플러 주파수가 40Hz 및 130Hz인 경우이다. 32명의 사용자인 경우에는 1024개 모든 부반송파들이 할당된 경우이므로, 인접 부반송파 간 간섭이 증가하여 그림 4(c), (d)에서와 같이 1명, 8명 사용자 경우 보다 BER 성능이 더욱 열화 된다.

그림 5에 각 사용자에게 연속적으로 인접한 32개씩의 부반송파들을 할당하는 경우의 OFDM 시스템 성능이 도시되었다. 모두 OBO=7dB인 경우이며, 사용자 수가 증가함에 따라 부반송파 간 간섭이 증가하여 BER 성능이 열화 되는 것을 알 수 있다. 이격되게 한 개씩 부반송파들을 할당하는 그림 3 및 4의 경우에 비해서, BER 성능이 더욱 저하되는 것을 알 수 있다. 연속적으로 인접한 부반송파들을 할당하는 경우, 인접 부반송파 간의 채널 상관계수가 크게 된다. 따라서 그림 5에서와 같이 이 경우, LMMSE 채널 추정방식을 이용하면 LS 추정의 경우 보다 큰 크기의 $\bar{\gamma}_b$ 개선 효과가 있다. 그림 5에서와 같이 주파수 편차가 0.02이하, OBO가 7dB 이상이어야 그에 따른 열화가 적은 BER 특성을 얻을 수 있는 것을 알 수 있다.

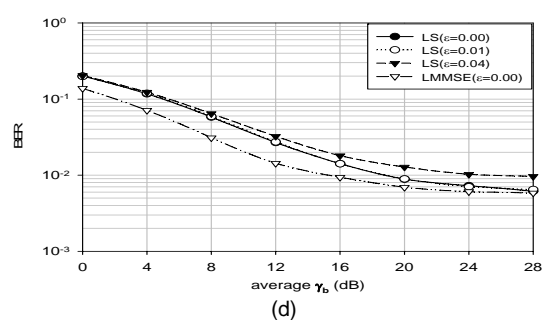
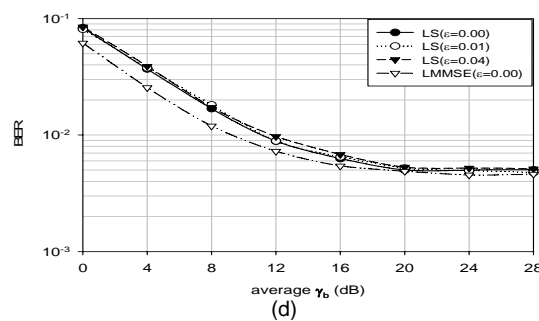
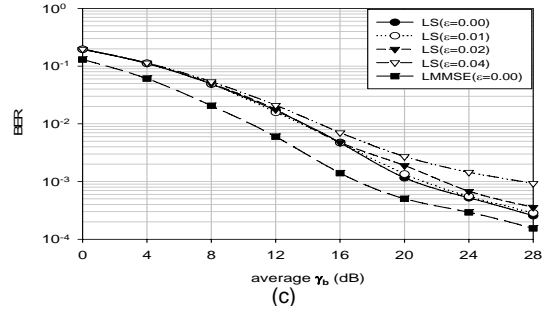
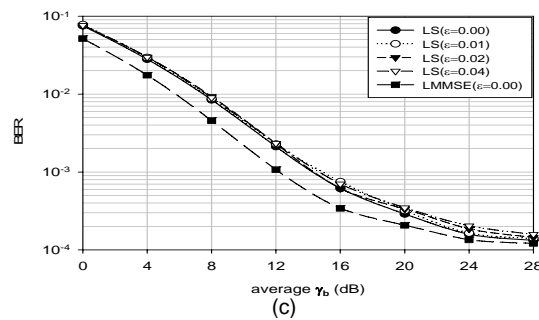
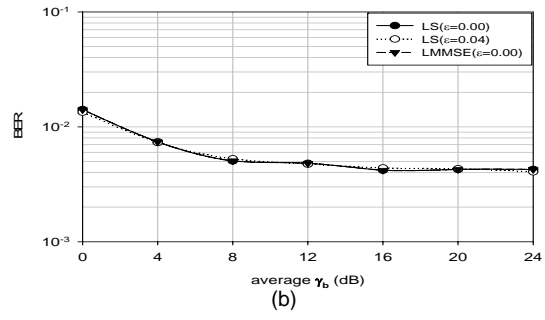
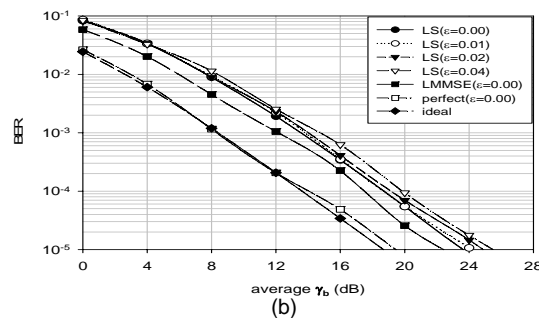
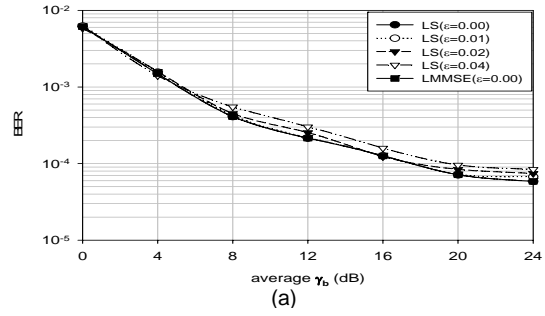
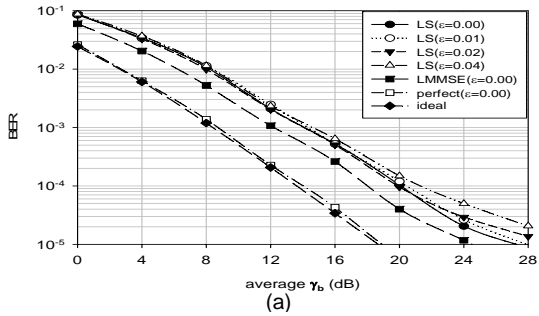


그림 3. 8명의 사용자에게 이격된 부반송파를 한 개씩 할당하는 OFDM 시스템의 BER 성능((a) $f_m=0\text{Hz}$, $\text{OBO}=6\text{dB}$ (b) $f_m=0\text{Hz}$, $\text{OBO}=7\text{dB}$ (c) $f_m=40\text{Hz}$, $\text{OBO}=7\text{dB}$ (d) $f_m=130\text{Hz}$, $\text{OBO}=7\text{dB}$)

Fig. 3 BER performance of OFDM systems with distributed subcarrier allocation, # of users=8

그림 4. 이격된 부반송파를 할당하는 OFDM 시스템의 BER 성능, $\text{OBO}=7\text{dB}$ (a) 사용자수=1, $f_m=40\text{Hz}$ (b) 사용자수=1, $f_m=130\text{Hz}$ (c) 사용자수=32, $f_m=40\text{Hz}$ (d) 사용자수=32, $f_m=130\text{Hz}$)

Fig. 4 BER performance of OFDM systems with distributed subcarrier allocation, $\text{OBO}=7\text{dB}$

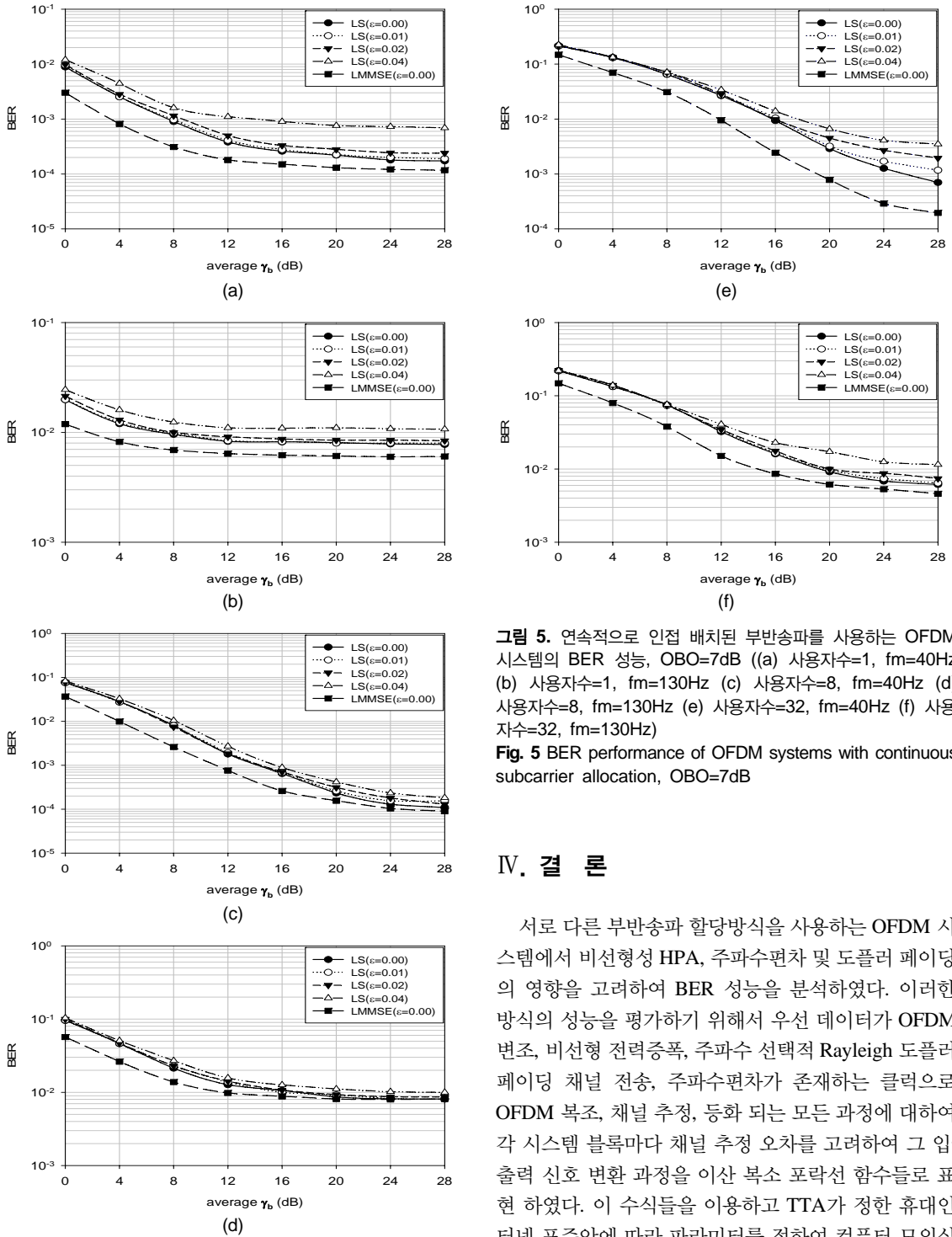


그림 5. 연속적으로 인접 배치된 부반송파를 사용하는 OFDM 시스템의 BER 성능, OBO=7dB ((a) 사용자수=1, fm=40Hz (b) 사용자수=1, fm=130Hz (c) 사용자수=8, fm=40Hz (d) 사용자수=8, fm=130Hz (e) 사용자수=32, fm=40Hz (f) 사용자수=32, fm=130Hz)

Fig. 5 BER performance of OFDM systems with continuous subcarrier allocation, OBO=7dB

IV. 결론

서로 다른 부반송파 할당방식을 사용하는 OFDM 시스템에서 비선형성 HPA, 주파수편차 및 도플러 페이딩의 영향을 고려하여 BER 성능을 분석하였다. 이러한 방식의 성능을 평가하기 위해서 우선 데이터가 OFDM 변조, 비선형 전력증폭, 주파수 선택적 Rayleigh 도플러 페이딩 채널 전송, 주파수편차가 존재하는 클럭으로 OFDM 복조, 채널 추정, 등화 되는 모든 과정에 대하여 각 시스템 블록마다 채널 추정 오차를 고려하여 그 입출력 신호 변환 과정을 이산 복소 포락선 함수들로 표현 하였다. 이 수식들을 이용하고 TTA가 정한 현대인 터넷 표준안에 따라 파라미터를 정하여 컴퓨터 모의실

험에 의하여 시스템의 BER 성능을 분석하였다.

분석 결과, 사용자수, OBO, 주파수 편차 및 도플러 페이딩을 모두 고려할 때, 이격된 부반송파를 한 개씩 할당하는 OFDM 시스템에서는 OBO는 7dB 이상, 주파수 편차는 0.04 이하이어야 좋은 BER 특성을 얻을 수 있다. 반면에, 연속적으로 인접한 부반송파를 할당하는 시스템에서는 OBO는 7dB 이상, 주파수편차는 0.02 이하이어야 좋은 BER 성능을 얻을 수 있다. 또한 단말기의 이동 속도가 증가하게 되면 이것에 의한 도플러 페이딩에 의하여 주로 BER 성능이 급격하게 열화 되며 error floor가 발생하는 것을 알 수 있었다. 연속적인 부반송파 할당방식에서는, 이격 분포된 부반송파 할당방식의 경우 보다, 부반송파 간 간섭의 증가로 인하여 더욱 저하된 BER 성능이 나타난다.

감사의 글

이 논문은 인천대학교 2013년도 자체연구비 지원에 의하여 연구되었음.

REFERENCES

- [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] S. Srikanth and A. Murugesu Pandian, "Orthogonal frequency division multiple access in WiMAX and LTE: a comparison," *IEEE Commun. Mag.* vol.50, no.9, pp.153-161, Sept. 2012.
- [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.



최승국(Seung-kuk Choi)

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