

---

# MC-DS-CDMA 시스템에서 비선형 전력증폭기와 반송파 주파수 편차의 영향

최승국\* · 조경아\*\*

Effect of Nonlinear Power Amplifier and Carrier Frequency Offset  
on MC-DS-CDMA Systems

Seung-Kuk Choi\* · Kyoung-Ah Cho\*\*

---

본 연구는 산업자원부 지정 인천대학교 멀티미디어연구센터의 지원으로 수행되었음

---

## 요 약

MC-DS-CDMA 시스템의 상·하향링크에서 비선형 전력 증폭기와 반송파 주파수 편차의 영향을 고려하여 데이터가 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 채널을 통하여 전송될 때 비트 오류율을 분석한다. 분석 결과, 여러 명 사용자 경우에 상향링크가 하향링크 경우에 비하여 비트 오류율 특성이 우수하다. 본 논문에서는 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.

## ABSTRACT

This paper evaluates the BER performance of MC-DS-CDMA systems in frequency selective Rayleigh fading channel, considering the carrier frequency offset and the nonlinear high power amplifier. In the uplink MC-DS-CDMA, the BER performance is better than in the downlink. This paper presents the required output back-off of the nonlinear amplifier and value of frequency offset for good BER performance.

## 키워드

MC-DS-CDMA, 비선형 증폭기, 주파수 편차, BER

## I. 서 론

MC-DS-CDMA(Multi Carrier Direct Sequence Code Division Multiple Access) 접속 방식은 여러 개의 부반송파들을 이용하여 데이터를 전송한다 [1],[2]. 여러 사용자들의 데이터는 각 사용자에게 시간 영역에서 할당 받은 직교 코드를 이용하여 한 공간을 통하여 동시에 전송될 수 있다. MC-DS-

CDMA 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 발생되는 심볼간 간섭 문제를 쉽게 해결할 수 있다. 그러나 MC-DS-CDMA 변조된 신호는 여러 개의 부반송파

---

\*인천대학교 정보통신공학과 교수

접수일자 : 2005. 3. 7

\*\*한국도로공사 교통관리부 사원

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 MC-DS-CDMA 방식은 여러 개의 부반송파를 사용하므로 송·수신단 간의 반송파 주파수 편차에 역시 민감한 단점이 있다[4]. 비선형 HPA와 주파수 편차는 부반송파 신호들 간에 인접부반송파 간섭(ICI: Inter carrier Interference)를 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 위상 변화로부터 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 발생되는 도플러 효과 등에 의해서 전송 채널의 특성이 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 시불변 채널의 경우를 가정한다.

본 논문에서는 LS(Least Squared) 방식과 MMSE(Linear Minimum Mean-Squared Error) 방식[6]으로 채널을 추정하는 PSAM MC-DS-CDMA 시스템에서 MC-DS-CDMA의 취약점인 비선형 HPA와 주파수 편차에 따른 BER 성능을 분석하고자 한다.

## II. MC-DS-CDMA 전송 시스템

그림 1의 MC-DS-CDMA 시스템 구성도에서와 같이 데이터는 QAM 심볼  $X(k)$ 로 매핑되어 주기  $T_s$ 인 소스 심볼로 변환된 후, 직·병렬 변환기(S/P)를 거쳐  $N$ 개의 부반송파로 각각 변조된다. 소

스 심볼들은  $N$ 개씩 블록화 된 후 병렬화 되므로 블록의 길이는  $T = NT_s$ 로 원래 데이터의 주기보다  $N$  배 길어진다. 이 병렬화된 심볼들은 다시 한 블록 당 비트수가  $I_s$ 인 직교코드  $\{c_{i,l} | i=0, \dots, I_s-1\}$ 로 곱해지므로 다시  $1/I_s$ 배로 심볼 시간 길이가 작아진다. 이때 각 사용자에게 할당되는 직교 코드로 Walsh Hadamard 코드가 사용될 수 있다. 그러면 이 최종 심볼은 아래 식 (1)과 같이 표현 된다.

$$B_i(k) = \frac{X(k)c_{i,l}}{\sqrt{I_s}} \quad (1)$$

이 심볼들은 다중 반송파 변조되어, 변조된 신호의 복소 포락선이  $t=NT_s$  때마다 샘플링된 신호  $x_d(n)$ 은 다음 식 (2)와 같다.

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

그러므로 MC-DS-CDMA 변조를 그림 1의 송신 기에서와 같이 소스 심볼을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)한 후, 아날로그 신호로 변환(D/A)시킨 다음 RF(Radio Frequency) 변조시키는 방법으로 간단하게 실현할 수 있다[1]. RF 변조된 신호는 HPA를 통하여 증폭되어 전송되는데, 이러한 HPA의 입출력 관계는 다음과 같은 메모리 없는 비선형 시스템에 관한 식 (3)으로 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 변환 특성,  $\Phi(r)$ 은 위상 변환 특성을 나타내고,  $r$ 은 증폭기 입력 신호의 복소 포락선의 크기를 나타낸다. PAPR이 매우 큰 MC-DS-CDMA 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 동작시킨다. 이때 HPA 출력신호의 최대 출력전력  $P_{sat}$ 와 실제 동작 출력전력  $P_{out}$ 의 비인 OBO(Output Back-Off)를 아래와 같이 정의한다.

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

또한 신호의 비선형 왜곡을 감소시키기 위하여 종폭기의 입력단에 보통 3차 사전 왜곡기(pre-distorter)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.

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

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

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

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  $f_0$ 를 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 샘플링된 이산 복소 포락선  $y_q(n)$ 은 다음과 같다.

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

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  $X(k)$ 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 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 PSAM 방식에서는 그림 1의 송신단에서 정보 심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 파일럿 심볼  $P(k)$ 를 추가로 삽입하여 전송하며, 채널을 통하여 전송되어온 이 훈련 신호가 FFT되어 재생된  $\hat{P}(k)$ 로부터 채널의 전달 함수를 다음식 (11)과 같이 추정한다(LS 채널 추정 방식).

$$\hat{H}_{LS} = P^{-1}Y = \left[ \frac{y_0}{p_0} \dots \frac{y_{N-1}}{p_{N-1}} \right]^T \quad (11)$$

위 식에서  $Y$ 는 수신 벡터,  $P$ 는 파일럿 심볼을 포함하는 대각 행렬,  $H$ 는 채널 전달 함수 벡터를

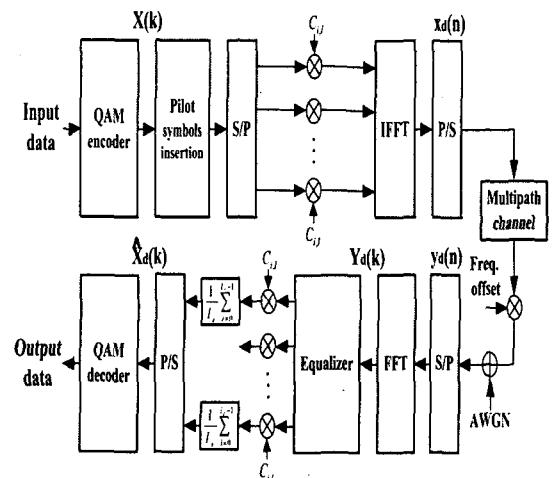


그림 1. MC-DS-CDMA 전송 시스템의 구성도  
Fig. 1. Block diagram of MC-DS-CDMA system.

나타낸다. 한편 MMSE(Minimum Mean-Squared Error) 추정 방식을 이용하면 LS 방식으로 추정된  $\hat{H}_{LS}$ 로부터 AWGN 잡음에 더욱 강건한 채널 추정을 할 수 있다[6].

### III. MC-DS-CDMA 시스템의 BER 성능 분석

FFT의 크기는  $N=1024$ 이고 채널의 대역폭은  $10MHz$ 로 선정한다. 따라서 부반송파 간격  $\Delta f = 9.766kHz$ 이며 샘플링 주파수는  $10MHz$ 이다. 먼저 한 블록시간 동안에는 모든 부반송파들에게 해당 채널에  $1, -1, \dots$  모양의 파일럿 심볼들을 전송하여 전송 채널을 추정하고 그 다음 데이터가 보내지는 블록 동안에는 수신단에서 추정된 채널 전달 함수를 이용하여 FFT된 심볼들을 등화시킨다. 이 때 데이터 심볼 블록 시간동안의 채널 특성은 그 전 파일럿 심볼 시간 때의 채널 특성과 같은 시불변 채널의 경우를 가정한다. 그림 1에서의 전송 시스템 구성도에서와 같이 입력 데이터는 Gray 코드를 이용하여 16 QAM 심볼로 매핑된다. 이 심볼들은 병렬화된 후, MC-DS-CDMA 변조되어 다중 경로 채널을 통하여 전송된다. TTA에서는 매크로 셀(macro cell) 크기를 반경  $1km$ 로 비교적 작게 규정하고 있다. 그러므로 본 논문에서는 최대 지연 시간이  $2\mu s$ 이고 rms 지연 시간이  $0.4\mu s$ 인 5탭(tap) 전력 지연 프로파일(power delay profile)을 가지는 채널 모델을 선택한다.

한 셀 안에서 접속 가능한 최대 사용자 수를 32명으로 하기 위해 확산 코드의 길이  $I_s=32$ 로 정한다. 그림 1의 시스템 구성도를 따라 각 입출력 신호를 나타낸 식 (1)~(11)들을 이용하여 컴퓨터 모의 실험으로 BER 성능을 구한다. 하향링크에서는 그림 2(b)와 같이 전송 경로가 모든가입자 신호에 대하여 동일하지만 상향링크에서는 그림 2(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. 상향링크에서 주파수 편차는 그림 2(a)에서와 같이 여러 사용자에게 서로 다른 주파수 편차가 발생할 수 있다. 첫 번째 사용자의 송신신호  $s_0(t)$ 가 전송되는 과정에서  $\epsilon_0$ 크기 만큼의 주파수 편차가 발생되면 첫 번째 사용자의 데이터 재생 시 BER이 증가된다. 또한 다른 사용자들에게 발생되는 주파수 편차의 영향으로 첫 번째 사용자에 부반송파 간섭(ICI)을 일으켜 BER이 더욱 증가될 수 있다. 이때 다른 사용자들에게 발생되는 주파수 편차  $\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_{L-1}$

은 그 크기가 0에서 최대  $\epsilon_0$ 까지의 균일 확률 밀도 함수(uniform pdf)를 가지는 불규칙 변수로 가정한다.

하향링크에서 데이터 비트 당 신호의 평균전력 대 AWGN 전력스펙트럼의 비  $\gamma_b$ 가  $20dB$ 로 비교적 클 때, OBO 및 반송파 주파수 편차  $\epsilon$ 의 크기에 따른 BER 성능이 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 방법으로 그림 3에 구해졌다. 이 때 perfect는 이상적인 정확 채널 추정의 경우이다. 그림 3에서 관찰되듯이 사용자의 수가 증가함에 따라 BER 성능이 나빠진다. OBO가  $5dB$ 인 그림 3(a)와  $6dB$ 인 그림 3(b)에서의 BER 성능을 비교하면, OBO가  $1dB$  증가함에 따라 BER 성능이 개선된다. 그러나 OBO가 그림 3(b)의  $6dB$ 에서 그림 3(c)의  $7dB$ 로 증가하는 경우에는 BER 성능이 거의 개선되지 않는다. 그러므로 OBO가  $7dB$  이상이 되면 HPA의 비직선성에 의한 BER 성능 열화는 거의 발생하지 않는 것을 알 수 있다. 또한 OBO의 크기가  $7dB$ 로 HPA 비직선성에 의한 BER 성능 열화가 거의 없는 경우인 그림 3(c)에 주파수 편차의 크기에 따른 BER 성능이 역시 분석되었다. 이 그림에서 주파수 편차  $\epsilon$ 의 크기가 0.03 이하일 때 주파수 편차에 따른 BER 성능 열화가 거의 없는 것을 알 수 있다.

반면에 상향링크에서는 그림 4에서와 같이 사용자의 수에 관계없이 BER 성능이 일정하다. OBO가  $5dB$ 인 그림 4(a)와  $6dB$ 인 그림 4(b)에서의 BER 성능을 비교하면, OBO가  $1dB$  증가함에 따라 BER 성능이 개선된다. 그러나 OBO가 그림 4(b)의  $6dB$ 에서 그림 4(c)의  $7dB$ 로 증가하는 경우에는 BER 성능이 거의 개선되지 않는다. 그러므로 OBO가  $7dB$

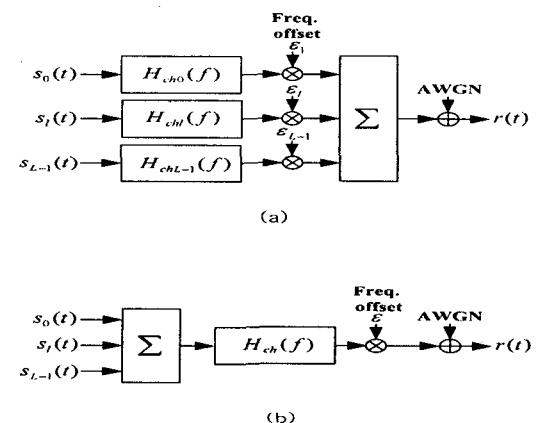


그림 2. 전송채널구조((a)상향링크, (b) 하향링크)  
Fig. 2. Channel structure((a) uplink, (b) downlink).

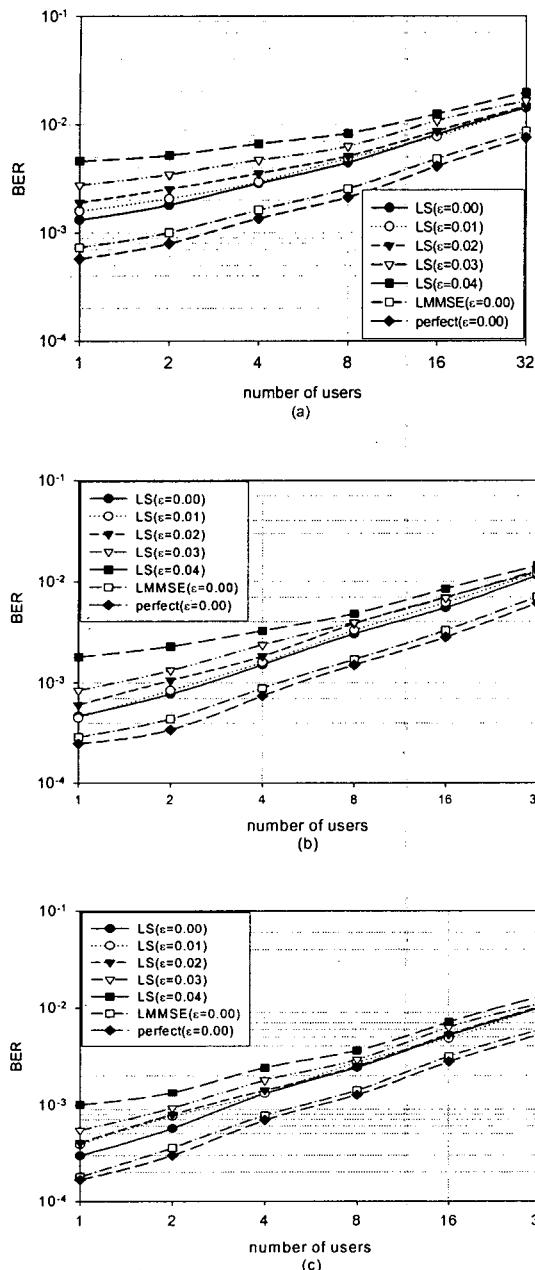


그림 3. MC-DS-CDMA 하향링크에서  $\gamma_b$ 가 20dB일 때  
 BER((a) OBO=5dB, (b) OBO=6dB, (c) OBO=7dB)  
 Fig 3. BER by downlink MC-DS-CDMA,  $\gamma_b=20\text{dB}$   
 ((a) OBO=5 dB, (b) OBO=6 dB, (c) OBO=7 dB).

이상이 되면 HPA의 비직선성에 의한 BER 성능 열화는 거의 발생하지 않는 것을 알 수 있다. 또한

OBO의 크기가 7dB로 HPA 비직선성에 의한 BER 성능 열화가 거의 없는 경우인 그림 4(c)에 주파수 편차의 크기에 따른 BER 성능이 역시 분석되었다.

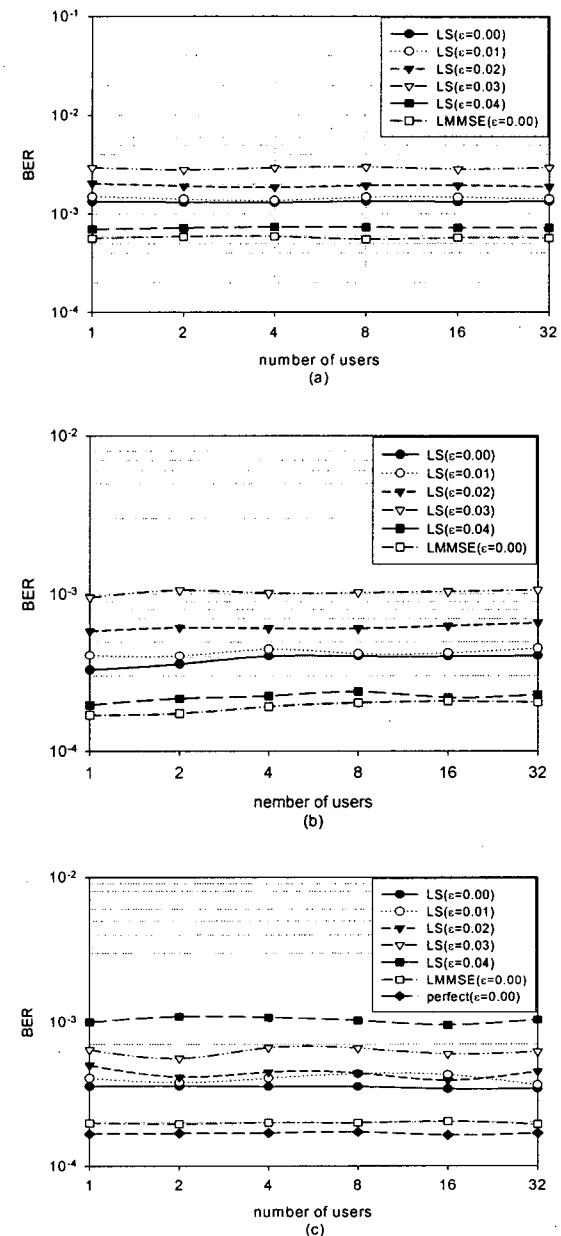


그림 4. MC-DS-CDMA 상향링크에서  $\gamma_b$ 가 20dB일 때  
 BER((a) OBO=5dB, (b) OBO=6dB, (c) OBO=7dB)  
 Fig 4. BER by uplink MC-DS-CDMA,  $\gamma_b=20\text{dB}$   
 ((a) OBO=5 dB, (b) OBO=6 dB, (c) OBO=7 dB).

이 그림에서 주파수 편차  $\epsilon$ 의 크기가 0.02 이하일 때 주파수 편차에 따른 BER 성능 열화가 거의 없는 것을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

MC-DS-CDMA 시스템에서 비선형성 HPA와 반송파 주파수 편차의 영향을 고려하여 BER 성능을 분석하였다. 이러한 방식의 성능을 평가하기 위해서 우선 데이터가 MC-DS-CDMA 변조, 비선형 전력 증폭, 주파수 선택적 Rayleigh 페이딩 채널, 주파수 편차가 존재하는 클럭으로 복조, 채널 추정, 등화되는 모든 과정에 대하여 각 시스템 블록마다 그 입·출력 신호 변환 과정을 이상 복소 포락선 함수들로 표현하였다. 이 수식들과 MATLAB을 이용하여 컴퓨터 모의실험에 의하여 시스템의 BER 성능을 분석하였다.

분석 결과, 하향링크에서 사용자 수가 증가함에 따라 같은 OBO값 및 같은 주파수 편차 경우에도 BER 성능이 저하되었다. 하향링크에서 HPA의 비직선성에 의한 BER 성능 열화가 거의 없기 위하여 요구되는 OBO의 크기는 7dB 이상이며 주파수 편차  $\epsilon$ 의 크기는 0.03 이하이다. 반면에 상향링크에서는 사용자의 수에 관계없이 BER 성능이 일정하다. 상향링크에서 HPA의 비직선성에 의한 BER 성능 열화가 거의 없기 위하여 요구되는 OBO의 크기는 역시 7dB 이상이며 주파수 편차  $\epsilon$ 의 크기는 0.02 이하인 것으로 밝혀졌다.

#### 참고문헌

- [1] T. Eng and L. B. Milstein, "Coherent DS-CDMA performance in Nakagami multipath

- fading", IEEE Trans. Commun., vol. 3, no. 2/3/4, pp. 1134-1143, 1995.  
[2] 최승국, 임정욱, "안테나 다이버시티를 이용한 다중 반송파 시스템의 성능 분석", 한국해양 정보통신학회논문지, 8권 2호, pp.250-257, 2004년 4월.  
[3] G. Karam and H. Sari, "Analysis of pre-distortion, 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.

#### 저자소개

**최승국(Seung-Kuk Choi)**

인천대학교 정보통신공학과 교수

**조경아(Kyoung-Ah Cho)**

한국도로공사 교통관리부 사원