

# OFDM 통신 시스템에서 비선형 왜곡분석의 새로운 분석기법

## A New Method on the Nonlinear Distortion Analysis in the OFDM Communication System

이 동 훈 · 정 기 호 · 유 흥 균

Dong-Hun Lee · Ki-Ho Chung · Heung-Gyoon Ryu

### 요 약

OFDM 통신 시스템에서는 피크전력대 평균전력비(Peak to Average Power Ratio, PAPR)가 커짐에 따라 전력 증폭기에서 비선형 왜곡이 발생되므로 이를 포함한 전송 성능평가가 중요하다. 본 논문에서는 전력증폭기에서 비선형 왜곡이 있는 OFDM 시스템의 성능을 평가 하는 새로운 혼합 분석기법을 제안한다. 즉, 제안된 혼합 분석 기법은 시뮬레이션을 이용하여 먼저 PAPR의 확률밀도함수와 비선형 잡음의 분산과 평균을 구하고, 이를 이용하여 해석적(analytical) 방법으로 전체 BER을 구하는 방법이다. QPSK 또는 16-QAM 변조방식의 OFDM 시스템에서, 반도체전력증폭기(Solid-State-Power Amplifier, SSPA)의 등가모델을 적용하고, PAPR을 파라미터로 사용하여 IBO 크기에 따른 BER을 분석한다. 제안 방법이 기존의 Monte-Carlo 시뮬레이션에 의한 BER과 거의 동일한 분석 결과를 보이고, 기존 방법보다 BER곡선을 얻는데 필요한 시간이 상당히 감소됨을 보인다.

### Abstract

In the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system, the nonlinear distortion in the high power amplifier(HPA) degrades the system performance because of the high peak-to-average power ratio (PAPR). In this paper, a semi-analytical method is newly proposed for the performance evaluation of the nonlinearly distorted OFDM communication system. In the proposed method, at first, the probability density function (pdf) of the PAPR is generated by computer simulation. Then, mean and variance of the non-linear distortion noise process are computed. Next, the overall BER is found by the analytical method. When the equivalent SSPA model is applied in case of the QPSK/16-QAM and AWGN channel, the BER is calculated for the variation of the IBO(input back-off) and PAPR parameter. It is shown that the results by proposed method are very similar to those of the conventional Monte-Carlo method. The computation time can be considerably reduced than the conventional method that depends on the magnitudes of BER and IBO.

Key words : OFDM 통신시스템, 비선형 왜곡해석, 반도체전력증폭기(Solid-State-Power Amplifier, SSPA), 피크전력대 평균전력비(Peak to Average Power Ratio, PAPR), BER Analysis

### I. 서 론

OFDM(orthogonal frequency division multiple-

xing) 시스템은 유럽의 디지털 오디오 방송(digital audio broadcasting), 디지털 비디오 방송(digital video broadcasting) 및 IEEE 802.11a와 802.11b 그리

충북대학교 전자공학과 및 컴퓨터정보통신연구소(Dept. of Electronic Engineering and Research Institute of Computer, Information & Communication, Chungbuk National University)

· 논문 번호 : 20020215-013

· 수정완료일자 : 2002년 4월 15일

고 HIPERLAN/2에 표준 변조 방식으로 채택되었으며, 주파수 선택적 채널에 강한 중요한 기술이다. 또한 OFDM은 FFT(fast Fourier transform)와 inverse FFT(IFFT)를 이용하여 신호를 효율적으로 변복조할 수 있고, 주파수 선택적 페이딩 채널의 영향을 순환 전치(cyclic prefix)나 에러 정정 부호화(error correcting code)를 이용하여 줄일 수 있다. 하지만 OFDM 시스템의 가장 큰 단점은 높은 PAPR로 인해 전력 증폭기나 클리핑(clipping) 과정에서 발생하는 비선형 왜곡에 민감하다는 것이다. 1998년 G. Santella와 F. Mazzenga는 hybrid analytical-simulation method를 제안하여 전력증폭기의 비선형에 의한 성능 감소를 보였으나, OFDM 시스템의 부반송파에 따른 PAPR 크기 분포를 사용하지 않았다<sup>[1]</sup>. 2000년 G. Vandersteen과 P. Wambacq는 crest factor 크기 분포와 standard quasi-analytical method를 이용하여 수신기의 LNA나 A/D 변환기의 비선형 왜곡에 의한 시스템 성능을 보였<sup>[2]</sup>. 그리고 2000년 C. Van den Bos와 M.H.L. Kouwenhoven는 스펙트럼을 이용하는 해석방법으로 전력증폭기에 의한 비선형 왜곡이 OFDM 신호에 미치는 영향을 연구하였다<sup>[3]</sup>. 1997년 C. L. Liu는 OFDM 시스템 송신단의 전력 증폭기의 비선형에 의한 QPSK-OFDM-QAM 신호의 비선형 영향에 대해 연구하였다<sup>[4]</sup>.

본 논문에서는 [2]와 달리, PAPR의 크기 분포와 [1]에서 제안한 hybrid analytical-simulation method를 이용하여 전력 증폭기의 비선형에 의한 OFDM 통신 시스템의 BER 특성을 분석하는 기법을 제시한다. 우선, [2]에서 제안한 PAPR의 확률밀도함수를 시뮬레이션을 이용하여 먼저 구하고, [1]에서 제안한 hybrid analytical-simulation method를 이용하여 전력 증폭기의 비선형이 있는 OFDM 통신 시스템의 BER을 구한다. QPSK, 16-QAM 변조방식, 가산성 백색 가우시안 잡음 채널환경, 그리고 SSPA의 등가모델을 적용하여 IBO크기에 따라 각 변조방식에서의 BER을 구한다. 제안된 기법을 이용하면 OFDM 통신 시스템과 같은 다중 반송파 시스템의 통신 품질 평가와 시스템 설계에 많은 효율성이 있으리라 생각된다.

## II. OFDM 통신시스템과 비선형성

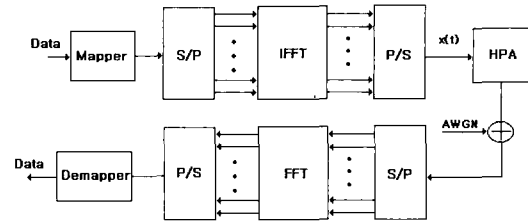


그림 1. OFDM 통신시스템 구성도

Fig. 1. Block diagram of OFDM communication system.

### 2-1 OFDM 시스템

그림 1은 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN) 채널에서 OFDM 시스템의 블록 다이어그램이다. OFDM 변조된 신호  $x(t)$ 는 다음과 같다<sup>[5]</sup>.

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{\lambda=0}^{N-1} X[\lambda] e^{j2\pi f_{\lambda} t} = \frac{1}{N} \sum_{\lambda=0}^{N-1} X[\lambda] e^{j2\pi \lambda t / NT_s} \quad (1)$$

여기서  $N$ 은 부반송파 수이고,  $T_s$ 는 심볼 주기,  $\lambda$  번째 부반송파 주파수  $f_{\lambda} = \lambda / NT_s$  이다. 그리고  $t = nT_s (n=0, \dots, N-1)$ 이므로  $x[n]$ 는 다음과 같다.

$$x(n) = x(nT_s) = \frac{1}{N} \sum_{\lambda=0}^{N-1} X[\lambda] e^{j2\pi \lambda n / N} \quad (2)$$

$X[\lambda]$ 은 변조된 신호로 M-QAM일 때의 정상도(constellation)는 다음과 같다<sup>[1]</sup>.

$$\begin{aligned} \text{Re}(X[\lambda]) &\in A, \quad A = \{2a-1-\sqrt{M}, a=1, 2, \dots, \sqrt{M}\}, \\ \text{Im}(X[\lambda]) &\in A, \quad A = \{2a-1-\sqrt{M}, a=1, 2, \dots, \sqrt{M}\}. \end{aligned} \quad (3)$$

그리고 정상도의 index,  $j$ 는 다음과 같다.

$$j = (a-1)\sqrt{M} + b, \quad 1 \leq j \leq M \quad (4)$$

S/P(serial to parallel)로 변환된 신호는 IFFT 단에서 다중반송파에 의하여 OFDM 변조되는데, 여기에서 큰 PAPR이 발생하여 전력증폭기에서 비선형 왜곡이 발생하게 된다. P/S(parallel to serial)을 거친 OFDM 변조된 신호는 전력증폭기에서 전력 증폭되어 전송된다. 전송된 신호는 AWGN채널을 거쳐 S/P(serial to parallel)로 변환되고 FFT에서 복조되어 demapper에서 신호를 복원한다.

## 2-2 PAPR (Peak-to-Average Power ratio)

PAPR은 다음과 같이 정의된다<sup>[6]</sup>.

$$PAPR = 10 \log_{10} \frac{P_{peak}}{P_{av}} [dB] \quad (5)$$

여기에서,  $P_{peak}$ 와  $P_{av}$ 는 다음과 같다.

$$P_{peak} = \max |x(t)|^2 = |NA|^2 \quad (6)$$

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt = NA^2 \quad (7)$$

여기에서  $x(t)$ 는 식 (1)로 주어지는 IFFT의 출력 신호이다.

따라서 이론적인 최대 PAPR은 다음과 같다.

$$PAPR_{max} = 10 \log_{10} N [dB] \quad (8)$$

PAPR이 높은 OFDM 심볼은 발생 확률은 작지만, 전력증폭기의 비선형성에 의해 큰 비선형 왜곡이 발생되어 BER이 증가되므로, 비선형 왜곡이 있는 OFDM 시스템의 BER은 PAPR의 분포 확률에 깊게 관련된다.

## 2-3 전력증폭기의 비선형 특성

전력증폭기에 입력되는 신호는

$$x(t) = r(t)e^{j\varphi(t)} \quad (9)$$

이고, 전력증폭기의 출력 신호는 다음과 같다.

$$\hat{x}(t) = F_A[r(t)]e^{j[\varphi(t)+F_p[r(t)]]} \quad (10)$$

여기에서  $F_A[r(t)]$ ,  $F_p[r(t)]$ 는 각각 비선형 왜곡이 있는 전력증폭기의 AM/AM, AM/PM 변환이다. SSPA 모델의 AM/AM, AM/PM 변환은 다음과 같다.

$$F_A[r(t)] = \frac{r(t)}{\left[1 + \left(\frac{r(t)}{A_0}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}, \quad F_p[r(t)] = 0 \quad (11)$$

여기에서  $A_0$ 는 포화점에서의 출력진폭,  $p$ 는 전력증폭기의 선형성을 조절하는 파라미터이다. 비선형 왜곡은 IBO(input back-off), OBO(output back-off)와

관계되는데, IBO와 OBO는 다음과 같이 정의된다<sup>[11]</sup>.

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{0,IN}}{P_{IN}} [dB], \quad OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{0,OUT}}{P_{OUT}} [dB] \quad (12)$$

여기에서  $P_{IN}$ 은 전력증폭기 입력신호의 평균 전력이고,  $P_{OUT}$ 은 전력증폭기 출력신호의 평균 전력,  $P_{0,IN}$ 은 전력증폭기의 포화 입력 전력(saturation input power)이고,  $P_{0,OUT}$ 은 포화 입력 전력에 해당하는 전력증폭기의 포화 출력 전력(saturation output power)이다. IBO가 작은 값을 가지면 전력증폭기의 동작점이 포화점 근처에 있으므로 전력 효율은 좋아지지만 비선형 왜곡에 의해 신호 왜곡이 심해진다. IBO가 큰 값을 가지면 전력 증폭기의 동작점이 포화점과 멀리 떨어져 선형영역에 있으므로 왜곡은 크지 않지만 전력 효율이 나빠진다.

## III. 제안된 분석기법

OFDM에서는 PAPR이 커짐에 따라 전력증폭기에서 비선형 왜곡이 발생되므로, 비선형 왜곡이 있는 시스템의 BER과 PAPR의 분포 확률은 밀접한 관계가 있다. 본 논문에서는 PAPR을 파라미터로 하여 구하는 혼합 분석기법을 연구하고 그 성능을 평가한다. 제안된 혼합 분석기법은 시뮬레이션을 이용하여 먼저 PAPR의 확률밀도함수와, 비선형 잡음의 분산과 평균을 구하고, 이를 이용하는 해석적 방법으로서 전체 BER을 구하는 방법이다.

전체 BER은 OFDM 심볼이 갖는 PAPR의 범위를  $K$ -개의 구간으로 나누고, 각 PAPR 구간의 발생 확률을 고려한 구간별 BER을 합쳐서 구한다.

$$P_b = \sum_{i=1}^K P_b^i f(x_i) \quad (13)$$

여기에서  $K$ 는 나누어진 PAPR의 구간 수,  $P_b^i$ 는  $i$ 번째 PAPR 구간에서 발생하는 BER,  $f(\cdot)$ 는  $i$ 번째 PAPR 구간이 발생하는 확률이다. OFDM 심볼이 갖는 PAPR의 확률밀도함수,  $f(\cdot)$ 와  $i$ 번째 PAPR 구간에서 발생하는 BER,  $P_b^i$ 로 전체 BER을 구하는 과정을 단계적으로 설명하면 다음과 같다.

1단계) 변조방식, 부반송파수를 정한다.

2단계) 하나의 PAPR 구간의 크기(grid size)를 정

- 한다. 즉, OFDM 심볼이 갖는 PAPR 구간을  $x_1 \cdots x_k$ 로 총  $K$ 개로 나눈다. ( $1 \leq i \leq K$ )
- 3단계) 랜덤하게 OFDM 심볼을 발생시킨다.
- 4단계) 발생시킨 OFDM 심볼을 해당하는 각 PAPR 구간( $x_1, \dots, x_k$ )으로 분리하고 저장한다.
- 5단계) 식 (14)를 이용하여 OFDM 심볼이 갖는 PAPR의 확률밀도함수를 구한다.

$$f(x_i) = \frac{\text{the number of } x_i}{\text{total number of OFDM symbol}}, \quad 1 \leq i \leq K \quad (14)$$

- 6단계) Matlab을 이용하여 잡음이 없고(noise-free), 전력증폭기가 비선형 특성이 있는 OFDM 시스템의 송수신단을 모델링한다.
- 7단계) IBO와 전력증폭기의 파라미터,  $p$ 를 정한다.
- 8단계) 4단계에서 발생시킨  $i$ 번째 PAPR 구간에 해당하는 신호를 6단계의 OFDM 시스템에 입력신호로 이용하기 위하여 불러온다.
- 9단계) 8단계에서 불러온 신호를 6단계의 OFDM 시스템에 입력신호로 하여 수신단의 FFT 출력인, 결정변수(decision variable)  $r_{j,k}^i$  구한다.
- 10단계) 결정변수,  $r_{j,k}^i$ 을 이용하여 평균,  $m_j^i$ 과 분산,  $\sigma_j^2$ 를 구한다.
- 11단계) 가산성 백색 가우시안 잡음 채널을 고려하였을 때 전체 잡음 전력(total noise variance),  $\sigma_{T,i}^2$ 를 구한다.
- 12단계) 10단계에서 구한 비선형 잡음의 평균,  $m_j^i$ 과 11단계에서 구한 전체 잡음 전력,  $\sigma_{T,i}^2$ 를 이용하여  $i$ 번째 PAPR 구간에서 발생하는 BER을 구한다.
- 13단계) 가산성 백색 가우시안 잡음 채널을 고려하였을 때 전체 BER을 식 (13)을 이용하여 구한다.

부반송파수가 많은 경우 전력증폭기의 비선형 왜곡에 의한 잡음을 가우시안으로 근사화 할 수 있다<sup>1)</sup>. 우선, 가산성 백색 가우시안 잡음이 없는 채널에

서 결정변수는 다음과 같다.

$$r_{j,k}^i = s_{j,k}^i + d_{j,k}^i, \quad j=1, \dots, M \quad (15)$$

여기에서  $i$ 는 PAPR 구간번호( $x_1, \dots, x_k$ )이고,  $j$ 는 정상도의 index이고,  $s_{j,k}^i$ 는 PAPR 구간번호가  $i$ , 정상도의 index가  $j$ 인  $k$ 번째 신호성분이다.

비선형 왜곡에 의한 잡음성분,  $d_{j,k}^i$ 는 다음과 같이 구성된다.

$$d_{j,k}^i = m_j^i + e_{j,k}^i \quad (16)$$

여기에서  $m_j^i$ 는 비선형 왜곡의 constant displacement 성분,  $e_{j,k}^i$ 는 평균이 0인 가우시안 변수(Gaussian variable)이다. PAPR의 구간번호가  $i$ , 정상도의 index가  $j$ 인 비선형 잡음 성분의 평균 constant displacement,  $m_j^i$ 는 다음과 같다.

$$m_j^i = \frac{1}{c} \sum_{k=1}^c d_{j,k}^i \quad (17)$$

여기에서  $c$ 는  $i$ 번째 PAPR 구간에서  $j$ 번째 정상점에 해당하는 데이터 심볼 수이다.  $i$ 번째 PAPR 구간에서 모든 정상점에 대한 비선형 잡음의 분산,  $\sigma_j^2$ 는 다음과 같다.

$$\sigma_j^2 = \frac{1}{g} \sum_j \sum_k \sigma_{j,k}^i{}^2 \quad (18)$$

여기에서  $g$ 는  $i$ 번째 PAPR 구간에서 총 데이터 심볼 수이고,  $\sigma_{j,k}^i{}^2$ 는 다음과 같다.

$$\sigma_{j,k}^i{}^2 = \frac{1}{2} E[e_{j,k}^i e_{j,k}^{i*}] \quad (19)$$

여기에서 식 (17)과 식 (18)로 부터 구한  $i$ 번째 PAPR 구간에서 비선형 잡음의 평균과 분산을 구한다. 다음으로 채널에 의한 가산성 백색 가우시안 잡음과 비선형 잡음을 함께 고려하여 정상도의 index,  $j$ 에 대한 조건부 심볼 에러확률(conditional symbol error rate)은 다음 식 (20)과 같다<sup>1)</sup>.

여기에서  $m_{j,i}^r = \text{Re}\{m_j^i\}$ ,  $m_{j,i}^i = \text{Im}\{m_j^i\}$  이고,  $\sigma_{T,i}^2$ 는 가산성 백색 가우시안 잡음 분산과 비선형 잡음 분산의 합이다. 그리고  $\text{erfc}(\cdot) = 1 - \text{erf}(\cdot)$ 로 여기에

$$P_i^j(j) = \begin{cases} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1+m_{j,i}'}{\sqrt{2\sigma_{T,i}^2}}\right) & j = M - \sqrt{M} + 1, \dots \\ \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1-m_{j,i}'}{\sqrt{2\sigma_{T,i}^2}}\right) & j = 1, 2, \dots, \sqrt{M} \\ \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1+m_{j,i}'}{\sqrt{2\sigma_{T,i}^2}}\right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1-m_{j,i}'}{\sqrt{2\sigma_{T,i}^2}}\right) & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$P_Q^j(j) = \begin{cases} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1+m_{j,Q}'}{\sqrt{2\sigma_{T,i}^2}}\right) & j = \sqrt{M}, 2\sqrt{M}, \dots \\ \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1-m_{j,Q}'}{\sqrt{2\sigma_{T,i}^2}}\right) & j = 1, 1 + \sqrt{M}, \dots \\ \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1+m_{j,Q}'}{\sqrt{2\sigma_{T,i}^2}}\right) + \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{1-m_{j,Q}'}{\sqrt{2\sigma_{T,i}^2}}\right) & \text{otherwise} \end{cases}$$

(20)

서  $\operatorname{erf}(\cdot)$  는 에러함수(error function)이다.  $P_i^j$ ,  $P_Q^j$  는 정상도의 index,  $j$ 에 대한 동위상과 직교위상의 조건부 심볼 에러확률(conditional symbol error rate)이다.

$$\sigma_{T,i}^2 = \sigma_n^2 + \sigma_i^2 \quad (21)$$

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2} E[nn^*] = \frac{M-1}{3 \log_2 M (E_b / N_o)} \quad (22)$$

여기에서  $E_b$ 는 평균 비트 에너지,  $n$ 는 평균이 0인 가산성 백색 가우시안 잡음 변수,  $\sigma_n^2$ 은 분산이다. 만약 그레이 코드로 부호화된 심볼이 서로 독립이고 발생 확률이 같다면 전체 SER(symbol error rate)와 BER(bit error rate)은 다음과 같다.

$$P_S^i = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M [P_i^j(j) + P_Q^j(j) - P_i^j(j)P_Q^j(j)] \quad (23)$$

$$P_b^i = P_S^i / \log_2 M \quad (24)$$

#### IV. 성능 분석 및 평가

제안된 방법의 타당성을 보이기 위해 Monte Carlo 시뮬레이션 분석 기법과 비교한다. 본 논문에서는 구간크기(grid size)가 0.25일 때 PAPR 범위는 2.75에서 12.25 크기이고, 구간크기(grid size)가 0.20인 경우는 2.60~12.00, 전력증폭기의 파라미터,  $p$ 는 2이고, PAPR의 확률밀도함수를 얻기 위하여 50,000개의 OFDM 심볼을 발생시켰다. 구간크기(grid size) 0.2와 0.25를 선정한 이유는 구간크기를 0.25 이상으로 하면 PAPR 분해능이 나빠져서 정확한 BER

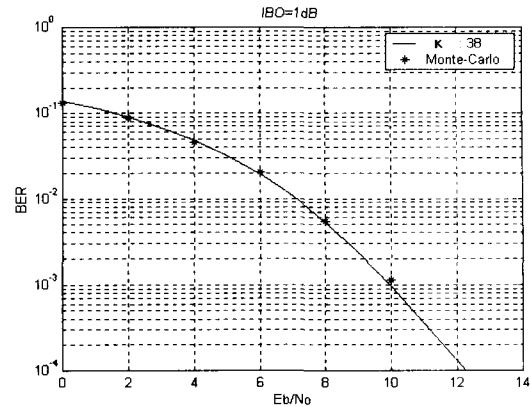


그림 2. BER 성능비교 (QPSK, N=32, IBO=1 dB)  
Fig. 2. BER comparison (QPSK, N=32, IBO=1 dB).

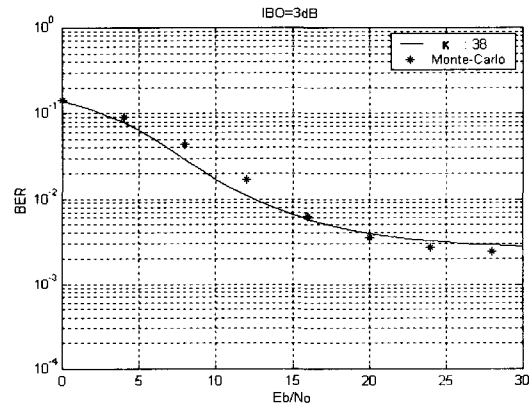


그림 3. BER 성능비교 (16-QAM, N=32, IBO=3 dB, K=38)  
Fig. 3. BER comparison (16-QAM, N=32, IBO=3 dB, K=38).

특성분석결과를 구하지 못한다. 한편 0.2이하로 하면 BER 특성분석결과가 동일하되 계산 시간이 너무 오래 걸리기 때문이다.

그림 2와 3은 본 논문에서 제안한 구간크기(grid size)가 0.25인 혼합 분석방법과 12,000개의 데이터 심볼을 발생시킨 Monte Carlo 방법의 BER 성능을 비교한 것이다. 그림 2는 IBO가 1 dB, 나누어진 PAPR 구간 수,  $K=38$ , 변조방식이 QPSK일 때의 BER이고, 그림 3은 IBO가 3 dB,  $K=38$ , 변조방식이 16-QAM일 때 BER을 보인다. 그림 2과 3으로부터 제안된 방식을 이용하여 구한 BER 성능과 Monte-

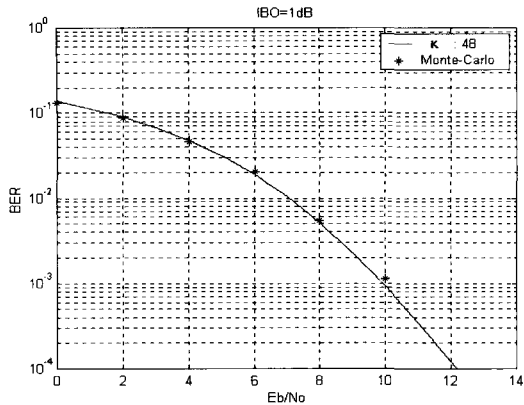


그림 4. BER 성능비교(QPSK, N=32, IBO=1 dB, K=48)

Fig. 4. BER comparison(QPSK, N=32, IBO=1 dB, K=48).

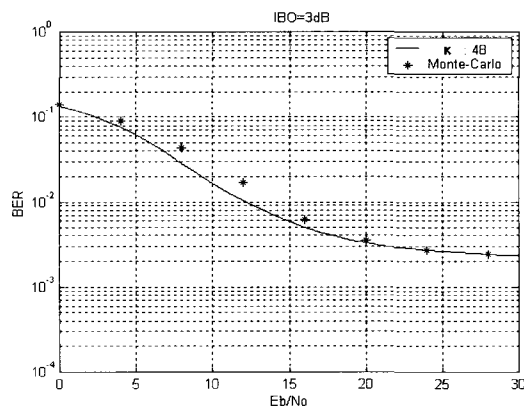


그림 5. BER 성능비교 (16-QAM, N=32, IBO=3 dB, K=48)

Fig. 5. BER comparison(16-QAM, N=32, IBO=3 dB, K=48).

Carlo 방법을 이용하여 구한 BER 성능과 차이가 없음을 것을 알 수 있다.

그림 4, 5는 본 논문에서 제안한 구간크기(grid size)가 0.20인 혼합 분석방법과 Monte Carlo 방법의 BER 성능을 비교한 것이다. 그림 4는 IBO가 1 dB, PAPR의 구간 수  $K=48$ , 변조방식이 QPSK일 때의 BER이고, 그림 5는 IBO가 3 dB,  $K=48$ , 변조방식이 16-QAM일 때 BER을 보인다. 위의 결과로부터 구간크기(grid size)가 0.25와 0.20인 경우의 BER성능

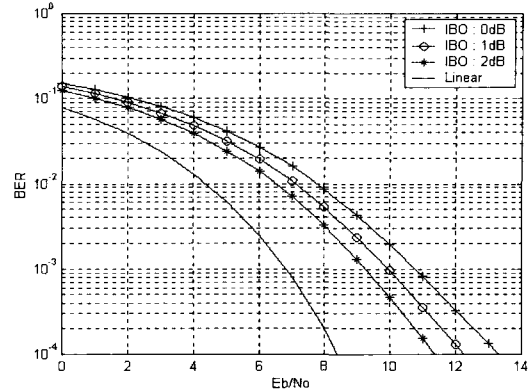


그림 6. IBO에 따른 BER(QPSK, N=32, SSPA)

Fig. 6. BER for the several IBO(QPSK, N=32, SSPA).

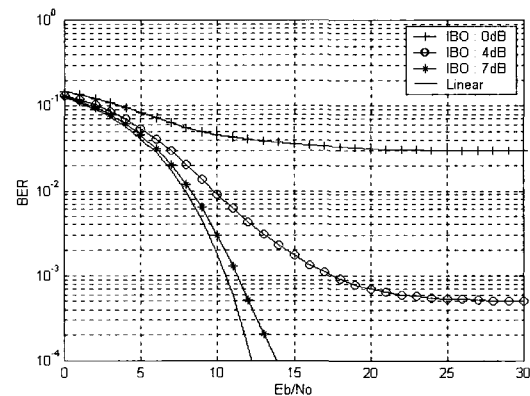


그림 7. IBO에 따른 BER(16-QAM, N=32, SSPA)

Fig. 7. BER for the several IBO(16-QAM, N=32, SSPA).

이 동일함을 알 수 있다. 하지만 BER곡선을 얻는데 필요한 시간은 구간크기(grid size)가 0.20인 경우가 0.25보다 훨씬 증가하므로 구간크기(grid size)를 0.25로 하는 것이 더욱 효과적이다.

그림 6, 7은 구간크기(grid size)가 0.25, 변조방식이 QPSK, 16-QAM일 때 식 (13)을 이용하여 비선형 잡음과 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN)을 고려했을 때  $E_b/N_0$ 에 따른 전체 BER이다. 그림 6으로부터 전력증폭기가 선형인 경우 back-off에 관계없이  $BER=10^{-3}$ 을 만족하기 위해 요구  $E_b/N_0$ 는 약 6.8 dB이지만, 전력증폭기가 비선형인 경우 IBO가 2

dB일 때 약 9 dB이므로 2 dB 더 증가한다. 그림 7로부터 전력 증폭기가 선형인 경우  $BER=10^{-3}$ 을 만족하기 위해 요구  $Eb/No$ 이 약 10.5 dB이지만, 비선형인 경우 IBO가 4 dB일 때 약 17.5 dB이므로 7 dB 더 증가한다. 또한 IBO에 따른 BER성능을 보이는데 변조방식이 QPSK와 16-QAM일 때 모두 IBO가 증가함에 따라 BER이 향상됨을 알 수 있다.

기존의 Monte-Carlo 방법과 새롭게 제안된 분석 기법의 BER을 얻는데 필요한 시간을 비교하기 위해 메모리가 128 MB인 펜티엄 III 프로세서를 이용하였다. Monte-Carlo 방법은 변조방식이 16-QAM 일 때 IBO에 대한 BER곡선 ( $BER > 10^{-4}$ )을 얻는데 약 2시간이 소요되므로 그림 7의 IBO=0,4,7 dB인 경우 총 6시간이 소요된다. 하지만 제안된 방법은 PAPR의 확률밀도함수를 얻는데 대부분의 시간이 소요되기 때문에 구간크기(grid size)가 0.25일 때 IBO에 관계없이 BER곡선을 얻는데 필요한 시간이 약 2시간 30분으로 일정하다.

## V. 결 론

본 논문에서는 전력증폭기의 비선형 왜곡이 있는 OFDM 시스템의 성능을 평가하는 새로운 혼합 분석기법을 제안하였다. 전력증폭기의 비선형 왜곡에 의한 OFDM 시스템의 BER을 PAPR의 확률밀도함수와 비선형 잡음의 평균과 분산을 이용하여 구하였다. 사용된 변조방식은 QPSK와 16-QAM, 부반송파수는 32, 채널환경이 가산성 백색 가우시안 잡음, 그리고 SSPA를 적용하여 IBO 크기에 따라 BER 성능을 분석하였다. 성능분석결과 변조방식이 QPSK, 16-QAM인 경우 전력증폭기의 비선형으로 인해 BER성능이 저하되어  $BER=10^{-3}$ 을 만족하기 위해 요구  $Eb/No$ 이 각각 2 dB, 7 dB 증가하고, 시스템 성능이 back off에 많은 영향을 받는다는 것을 알 수 있었다. 그리고 기존 Monte-Carlo 방법과 새롭게 제안한 방법의 분석결과가 거의 동일하였고, BER곡선을 얻는데 필요한 시간은 제안 방법이 기존 방법

보다 상당히 감소되었다. 그러므로, 제안된 기법을 이용하면 OFDM 통신 시스템과 같은 다중 반송파 시스템의 통신 품질 평가와 시스템 설계에 많은 효용성이 있으리라 생각된다.

## 참 고 문 헌

- [1] G. Santella and F. Mazzenga, "A Hybrid analytical- simulation procedure for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, no. 1, pp. 142-151, Feb. 1998.
- [2] G. Vandersteen, P. Wambacq, Y. Rolain, J. Schoukens, S. Donnay, M. Engels and I. Bolsens, "Efficient Bit-Error-Rate Estimation of Multicarrier Transceivers", *Proc. of Design, Automation and Test in Europe'2001*, pp. 164-168, 2001.
- [3] C. van den Bos, M.H.L. Kouwenhoven and W.A. Serdijn, "The influence of non-linear distortion on OFDM bit error rate", *Proc. of ICC '2000*, vol. 2, pp. 1125-1129, 2000.
- [4] C. L. Liu, "The effect of nonlinearity on a QPSK-OFDM-QAM signal", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 43, no. 3, pp. 443-447, Aug. 1997.
- [5] H. J. Ahn, Y. Shin and S. B. Im, "A block coding scheme for peak-to-average power ratio reduction in an orthogonal frequency division multiplexing system", *Proc. of Vehicular Technology Conference' 2000*, vol. 1, pp. 56-60, 2000.
- [6] D. Wulich, "Reduction of peak to mean ratio of multicarrier modulation using cyclic coding", *IEE Electronic Letters*, vol. 32, no. 5, pp. 432-433, Feb. 29, 1996.

이 동 훈



2001년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)  
2001년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정  
[주 관심분야] CDMA 시스템, OFDM 전송시스템 통신시스템 비선형 해석

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수  
[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리

정 기 호



1991년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)  
1993년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)  
2000년 8월: 충북대학교 박사과정 수료  
현재: 삼성전자 통신연구소 표준연구팀 책임연구원

[주 관심분야] 제4세대 디지털 이동통신 시스템, 정보통신 표준화