

OFDM 통신 시스템에서 비선형 증폭기 특성을 고려한 전력 효율과 대역 효율

Power and Spectrum Efficiencies Considering the HPA Nonlinearity in OFDM Communication System

이재은 · 윤기호* · 이준서 · 유흥균

Jae-Eun Lee · Kee-Hoo Yoon* · Jun-Seo Lee · Heung-Gyo Ryu

요 약

OFDM 시스템뿐만 아니라 통신 시스템에서는 HPA(High Power Amplifier)의 비선형 특성을 고려하는 것이 중요하다. 본 논문에서는 OFDM 통신 시스템에서 전력 효율과 대역효율을 동시에 고려한 새로운 성능 평가지수(D)를 분석한다. IBO(Input Backoff)의 크기와 부반송파 수에 따라 다른 값을 갖는 비선형 왜곡 잡음 성분(N_d)을 고려하며, 대역폭의 변화에 따른 대역 효율을 사용하여 성능 지수를 구함으로써 IBO에 대해 서로 상반관계(tradeoff)에 있는 전력 효율과 대역 효율의 특성을 분석하였다.

Abstract

It is important to consider the nonlinear effects of the HPA(High Power Amplifier) in the OFDM communication systems and other digital communication systems as well. In this paper, we investigate a new performance figure-of-merit(D) that reflects both power and spectrum efficiencies. The performance figure-of-merit is expressed to include the spectrum and power efficiencies that depend on the magnitude of IBO(Input Backoff) and the number of subcarriers. So, we analyze the variation characteristics of the power efficiency and spectrum efficiency which has the tradeoff relationship.

Key words : OFDM, Nonlinear Distortion, Power Efficiency, Spectrum Efficiency

I. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division MultiPlexing) 통신 방식은 고속 무선 데이터 전송 시스템에 이용되고 있는 방식이다. 연속적인 신호가 입력될 때 각각의 블럭이 직교성을 갖는 다수의 부반송파로 전송되는 OFDM 통신 방식은 단일 반송파를 사용한 변조방식과 비교하여 심각한 다중경로 페이딩에 대해 강한 특성을 갖고 있다. 그리고 디지털 송신기와 수신기를 FFT 알고리즘을 사용하여 간단하

게 구현할 수 있다. 반면, OFDM 통신 방식의 단점 중 하나는 비선형 왜곡에 대해 매우 민감하다는 것이다. 비선형 왜곡은 인접채널에 스펙트럼 확산을 발생시키게 된다. 즉, 인접 채널 간섭을 발생시켜 OFDM 시스템 성능에 큰 문제점을 발생시킨다. 이러한 비선형 왜곡이 발생하는 여러 원인 중 송신기의 전력 증폭기(HPA : High Power Amplifier)는 큰 비중을 차지한다.

전력 증폭기는 비선형 왜곡을 발생시키며 시스템에서 사용되는 전력의 많은 부분을 소모한다. 입출

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

*주성대학교 디지털정보제어공학과(Dept. of Digital Control Engineering, Juseong College)

· 논문 번호 : 20021101-145

· 수정완료일자 : 2003년 3월 27일

력 레벨이 높을 때 비선형 왜곡은 더 크게 발생되어 요구 대역폭이 증가되어야 한다. 따라서 대역 효율이 감소된다. 그리고 증폭기에서 전력효율은 전력의 평균 입출력 레벨이 높을수록 좋다. 그러나 신호의 높은 PAPR로 인하여 선형영역으로 이동하기 위해 backoff를 크게 하면 전력 효율이 낮아진다. 이렇게 되면 전력 소모가 커지게 되므로 이동통신 시스템에서는 적합하지 않다.

1998년 Andreoli S. 등은 증폭기의 비선형 특성을 OBO(Output Backoff)에 따라서 전력 효율을 최대화 하는 것에 대한 연구를 하였다^[1]. 1998년 Keukjoon Bang 등은 시간영역과 주파수영역에서의 등화 기법을 사용하여 대역 효율을 높이고자 했다^[2]. 1999년 Cheng-Po Liang 등은 IBO에 대해서 대역 효율과 전력 효율을 고려하여 성능 평가 지수($D = (E_t/N_o)/(R_b/W)$)를 정의하였다^[3]. 이들은 일반적인 디지털 변조 방식들에 대하여 backoff에 따라 변화되는 전송할 때 RF 출력 전력과 손실된 전력을 모두 고려하여 한 비트 전송 시 필요한 전체 에너지에 대하여 분석하였다. 그리고 대역 효율의 값과 backoff를 변화하면서 성능 평가 지수를 구하여 최적화된 값을 찾았다. 그러나 이 성능 평가 지수에서는 부반송파수에 따른 영향을 알 수 없고, 또한 IBO의 크기에 따른 비선형 잡음에 대한 분석이 없다.

따라서 본 논문에서는 OFDM 통신 방식에서 부반송파 수와 backoff의 크기에 따라 변화하는 비선형 잡음 성분의 영향을 고려한 $E_b/(N_o + N_d)$ 를 구한다. 그리고 IBO와 부반송파 수에 따라 대역폭의 변화를 분석하여 이에 따른 대역 효율을 구한다. 결론적으로 이 두 결과를 사용하여 IBO에 대해 서로 상반관계(tradeoff)에 있는 전력 효율과 대역 효율 사이의 관계를 최적화 할 수 있는 성능평가 지수(D)를 연구한다. BPSK 변조방식을 사용하고, 부반송파 수가 8, 16, 32, 64이고, IBO(Input Backoff)의 크기에 따라 대역폭(W) 변화와 비선형 잡음 성분을 구하여 각각의 경우에서 성능지수(D)를 구한다.

II. 성능 평가 지수

2-1 기준의 성능 평가 지수

1999년 Cheng-Po Liang 등의 기준 연구에서는

HPA의 특성을 고려하여 각 변조 방식에 대한 성능 평가 지수를 사용하였다. 비트 당 필요로 하는 전체 에너지와 대역 효율을 포함한 성능 평가 기준을 정의하였다^[3].

$$D = (E_t/N_o)/(R_b/W). \quad (1)$$

여기에서 E_t/N_o 는 요구 BER에 대해 필요로 하는 전체 비트 에너지 대 잡음 전력 스펙트럼 밀도 비이다. 한 비트 전송 시 필요한 전체 에너지는 식 (2)와 같다.

$$E_t = \overline{P_t}/R_b = \overline{P_{rf}}(1+w)/R_b = E_b + E_w \quad (2)$$

전체 평균 전력은 공급되는 전력과 입력되는 신호 전력의 합으로

$$\overline{P_t} = P_{dc} + \overline{P_{in}} \quad (3)$$

이다. $\overline{P_{rf}}$ 는 출력 RF신호 전력, $w \cdot \overline{P_{rf}}$ 는 증폭기에서 출력으로 나타나지 않고 비효율성에 의해 나타난 소모전력이다. E_b 는 요구 BER과 N_o 에 대하여 필요로 하는 비트 당 수신에너지이고 E_w 는 증폭기의 비효율로 인해 낭비되는 에너지에 해당한다. 요구하는 BER을 만족시키는 E_t/N_o 의 값이 작은 값일수록 전력효율이 좋다고 볼 수 있다. 또한 R_b/W 는 대역 효율로서 W 는 변조방식에 의해 결정되는 두 인접 채널간 주파수 간격, 즉 보호대역(guard band)를 포함한 신호 대역폭을 의미한다. R_b 는 data rate으로 일정한 R_b 를 가질 때 대역폭(W)이 감소함에 따라 대역 효율은 증가한다. 반대로 일정한 R_b 에서 대역 폭이 증가되면 대역 효율이 감소하는 특성을 갖는다. 이 논문에서는 각 변조 방식에 따라 대역 효율과 IBO를 변화시키면서 성능 평가 지수를 구한다.

2-2 제안한 성능 평가 지수

본 논문에서는 OFDM 통신 시스템에서 부반송파 수와 backoff의 크기 변화에 따라 대역폭의 변화와 비선형 왜곡 잡음을 포함하여 성능 평가 기준을 새로이 정의한다.

AWGN 채널을 가정하고, 송신단에서 평균 출력 전력을 $\overline{P_{rf}}$ 라 하면 bit당 에너지는

$$E_b = \frac{\overline{P}_{rf}}{R_b} \quad (4)$$

이다. 여기서 R_b 는 data rate을 나타낸다. backoff에 따라서 변화되는 RF 신호전력을 구한다. 우선 back-off가 0 dB일 때 입력신호의 동작점이 포화점에서 동작을 하여 최대 PAE(Power Added Efficiency) 값을 갖는다고 가정하자. 평균 출력 전력은

$$\overline{P}_{rf} = G \cdot \overline{P}_{in} \quad (5)$$

이다. G 는 HPA 증폭기의 이득이다. IBO에 따라 평균 입력 전력은

$$\overline{P}_{in} = P_{sat} / IBO \quad (6)$$

이다. 따라서 평균 출력 전력

$$\overline{P}_{rf} = G \cdot \overline{P}_{sat} / IBO \quad (7)$$

이 된다. 그리고 DC 전력과 평균 출력 전력은

$$P_{dc} = \alpha \cdot \overline{P}_{rf} \quad (8)$$

의 관계를 갖는다. 여기서 α 는 공급 전력과 평균 출력 전력 사이의 비례상수이다.

$$\alpha = (1 + w) - 1/G \quad (9)$$

일반적으로, PAE(Power Added Efficiency)는

$$PAE = \frac{\overline{P}_{rf} - \overline{P}_{in}}{P_{dc}} \quad (10)$$

으로 정의된다. 따라서 IBO에 따라 변화되는 평균 출력전력에 대해 다시 정리하면

$$\overline{P}_{rf} = \frac{P_{sat}}{IBO} \cdot \frac{G - 1}{\alpha \cdot PAE} \quad (11)$$

이다. 따라서 E_b 는

$$E_b = \frac{\overline{P}_{rf}}{R_b} = \frac{P_{sat}}{IBO} \cdot \frac{G - 1}{\alpha \cdot PAE} \cdot T_s / N \quad (12)$$

가 된다. 여기에서 data rate $R_b = 1/T_b = N/T_s$ 로 주어진다. 여기에서 T_s 는 OFDM 통신 시스템에서 한 개의 OFDM 심볼을 전송하는데 필요한 시간이며, S/P 변환기에 의하여 T_b 의 N 배이다. N 은 부반송파 수를 나타내고, T_b 는 한 개의 비트를 전송할 때 필요한 시간을 나타낸다.

대역 효율을 R_b/W 로 정의된다. 여기에서 W 는 OFDM 통신 시스템의 부반송파수와 HPA의 IBO에 따라 변화하는 대역폭을 나타낸다.

그리고 E_b/N_0 에 HPA의 비선형특성에 의하여 발생되는 왜곡 잡음 성분(N_d)을 고려하였다. 따라서 이 논문에서 제안하는 성능 평가 지수는 다음과 같다.

$$D = (E_b/(N_0 + N_d)) / (R_b/W) \quad (13)$$

III. OFDM 시스템과 비선형 HPA

OFDM 시스템에서는 입력 데이터가 맵퍼(mapper)에서 PSK나 M-ary QAM과 같은 복소 데이터 심볼로 변환된다. 이렇게 맵핑된 신호는 S/P(Serial-to-Parallel)를 거쳐 IFFT를 사용하여 OFDM 변조를 하게 된다. OFDM 변조된 신호 $x(t)$ 는

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X[l] e^{j 2\pi f_l t}, \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (14)$$

여기에서 N 은 부반송파 수이고, T_s 는 OFDM 심볼 전송구간, 1번 째 부반송파의 주파수 $f_l = l/N T_s$ 이다. 그리고 $X[l]$ 은 맵퍼에서 변조된 신호이다.

P/S(Parallel-to-Serial) 변환된 신호는 HPA를 거쳐 전송된다. 채널을 통과한 수신 신호는 송신단의 역 과정을 수행함으로써 원래의 데이터를 복조하게 된다.

HPA에 입력되는 OFDM 변조 신호는 식 (15)이다.

$$x(t) = x_I + jx_Q = r(t) e^{j\phi(t)} \quad (15)$$

여기에서 복소 신호 $x(t)$ 는 I와 Q축의 amplitude는 각각 Gaussian 분포를 지닌다. 따라서 $x(t)$ 의 amplitude $R(t) = \sqrt{x_I^2(t) + x_Q^2(t)}$ 는 식 (16)과 같이 Rayleigh 분포를 갖는다.

$$p(R) = \frac{R}{\alpha^2} \cdot e^{-\frac{R^2}{2\alpha^2}} = \frac{R}{P_x} \cdot e^{-\frac{R^2}{2P_x}} \quad (16)$$

여기에서 $P_x = 2\alpha^2$ 은 복소 기저 신호 $x(t)$ 의 평균 전력이다.

그리고 OFDM 통신 시스템에서 신호의 크기 분포는 그림 1에서처럼 큰 범위에 분포하게 된다. 또한 그림 1에서는 N 이 64인 OFDM 통신시스템에서 IBO에 따른 amplitude의 분포로서 IBO=6 [dB]인 경우에 모든 신호가 포화 영역 이전에 존재하여 비선

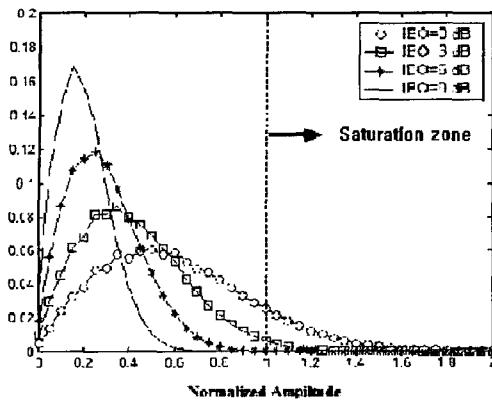


그림 1. OFEM 신호의 Rayleigh 분포
Fig. 1. Rayleigh distribution of OFEM signal.

형 왜곡의 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 또한 비선형 왜곡 영향을 받은 HPA의 출력 신호는 다음과 같다.

$$y(t) = A[\gamma(t)]e^{j[\phi(t) + \theta[\gamma(t)]]} \quad (17)$$

여기서 $A[\gamma(t)]$ 과 $\phi[\gamma(t)]$ 은 비선형 HPA의 AM/AM 그리고 AM/PM 변환 특성을 나타내는 것이다. 먼저 Saleh의 TWTA의 AM/AM, AM/PM 변환 특성은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A[\gamma(t)] &= A_{sat}^2 \frac{\gamma(t)}{\gamma^2(t) + A_{sat}^2}, \\ \phi[\gamma(t)] &= \frac{\pi}{3} \frac{\gamma^2(t)}{\gamma^2(t) + A_{sat}^2} \end{aligned} \quad (18)$$

여기에서 A_{sat} 는 증폭기 입력의 포화 전압을 의미한다. 그리고 SSPA model에서는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A[\gamma(t)] &= \frac{\gamma(t)}{\left[1 + \left(\frac{\gamma(t)}{A_{sat}}\right)^{2p}\right]^{1/2p}}, \\ \phi[\gamma(t)] &= 0. \end{aligned} \quad (19)$$

A_{sat} 는 출력 크기의 최대 값을 의미한다. 그리고 파라미터 p 는 선형 영역에서 리미팅 영역으로의 변화될 때 smoothness를 조절한다.

여기에서 $\overline{P_{IN}}$ 은 HPA의 입력 신호의 평균 전력이고, $\overline{P_{OUT}}$ 은 증폭기 출력 신호의 평균전력이다.

IBO와 OBO가 0 dB 일 때 동작점이 포화점에서 동작하며 가장 큰 PAE를 갖는다. 그림 2에서는 IBO 또는 OBO의 크기에 따른 PAE의 변화를 보여준다.

OBO에 따른 PAE의 변화를 구하면 식 (20)과 같다.

$$PAE_{OBO} [\%] = \frac{P_{sat}}{OBO} \frac{\left[1 - \frac{1}{G}\right]}{P_{dc}} \times 100 \quad (20)$$

여기에서 P_{sat} 은 HPA의 포화전력이다. 또한 IBO에 따른 PAE 변화는

$$PAE_{IBO} [\%] = \frac{P_{sat}}{IBO} \frac{\left[G - 1\right]}{P_{dc}} \times 100 \quad (21)$$

로 주어지게 된다. 두 식 (20), (21)에서 보듯이 backoff와 PAE는 backoff의 크기가 증가함에 따라 감소하는 특성을 나타낸다. 즉, PAE 관점에서 볼 때 비선형 왜곡의 영향을 줄이기 위해서 계속해서 backoff를 증가시키면 전력 효율이 점점 낮아진다. 따라서 적당한 backoff의 값을 결정하는 것은 중요하다.

많은 수의 부반송파를 사용하는 OFDM 변조 신호의 경우 HPA의 비선형 왜곡에 의한 잡음을 Gaussian 분포로 근사화 할 수 있다^{[4],[5]}. 따라서 채널에 잡음 성분이 없다고 가정하면, 수신단의 FFT 출력 단에서의 수신신호 r 은

$$r_k^i = s_k^i + d_k^i \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (22)$$

여기서 i 는 성상점 인덱스, k 는 k 번째 부반송파, s_k^i 는 성상점 인덱스가 i 인 k 번째 부반송파의 신호성분을 의미한다^[7]. 그리고 d_k^i 는 비선형 왜곡에 의한 잡음 성분이고, M 은 성상점의 수를 의미한다. 비선형 왜곡에 의한 잡음 성분, d_k^i 를 Gaussian 형태로 근사화한다.

$$d_k^i = m_k^i + e_k^i \quad (23)$$

m_k^i 는 i 번째 성상점에 대한 constant displacement인데 대개 zero로 가정한다. e_k^i 는 complex zero-mean Gaussian variable이다.

variable e_k^i 의 분산 $\sigma_k^{i,2}$ 은 부반송파(k)와 성상점(i)에 독립적이므로 모든 부반송파와 심볼들에 대한 각각의 분산을 평균하여 구한 σ_e^2 를 비선형 잡음의 분산으로 사용할 수 있다. 모든 부반송파와 심볼에 대한 평균하여 구한 분산값 σ_e^2 는

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{N \cdot M} \sum_{k=1}^M \sigma_k^2 \cong \sigma_I^2 \cong \sigma_Q^2$$

$$\sigma_k^2 = \frac{1}{2} E[e_k^i e_k^{i*}] \cong \sigma_{k,I}^2 \cong \sigma_{k,Q}^2 \quad (24)$$

위와 같이 계산한 비선형 왜곡 잡음 분산 (σ_e^2)는 증폭기의 동작점에 따라 변화한다. backoff가 커짐에 따라 동작점이 선형영역에 들어감으로써 비선형 왜곡이 작아진다. 따라서 비선형 왜곡 잡음의 분산 값은 IBO의 증가에 대해 감소함수 형태를 보인다^[7].

그림 2에서는 SSPA 모델과 TWTA 모델에 대해서 IBO에 따라 변화하는 비선형 왜곡 잡음의 분산을 보여준다. IBO가 증가함에 따라 비선형 잡음의 분산 값이 감소하는 형태를 갖는다. 이것은 IBO를 함으로써 입력신호들이 HPA의 선형영역에서 동작을 하기 때문이다. 그리고 SSPA와 TWTA를 비교해 보면 TWTA의 비선형 왜곡에 의한 잡음 성분이 더 큰 것을 확인할 수 있다. 이것은 TWTA의 경우에는

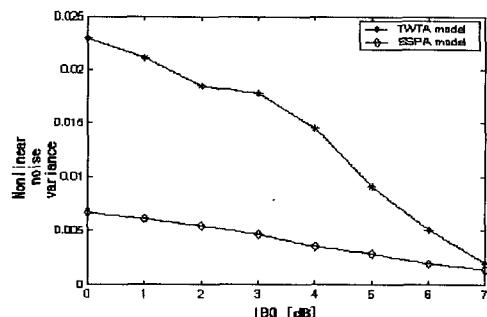


그림 2. IBO에 따른 비선형 왜곡 잡음의 분산
Fig. 2. Nonlinear distortion variance vs. the IBO variation.

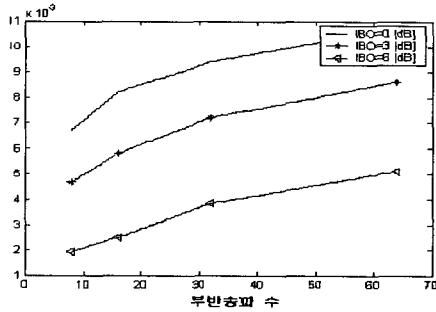


그림 3. 부채널수에 따른 비선형 왜곡 잡음의 분산
Fig. 3. Nonlinear distortion variance vs. the IBO variation.

AM/AM 변환뿐만 아니라 AM/PM 변환이 동시에 발생하기 때문에 더 큰 비선형 왜곡이 발생한다.

그림 3에서는 SSPA 모델에서 부반송파 수에 따른 비선형 왜곡 잡음의 variance를 보여준다. 부반송파의 수가 증가할수록 비선형 잡음의 분산이 증가한다. 부반송파의 수가 증가할수록 PAPR이 증가하기 때문에 비선형 왜곡이 더 크게 발생한다.

IV. 시뮬레이션 결과와 논의

그림 4와 표 1은 BPSK 변조방식을 사용한 OFDM 통신 시스템에서 변조 신호가 HPA를 통과함에 따라 달라지는 대역폭의 변화를 보인 것이다. SSPA 모델을 사용하였고, 부 반송파의 수가 8, 16, 32, 64인 경우에 대해 IBO의 크기가 0, 3, 6, 7, 9 dB 인 경우에 대하여 대역폭의 증가율을 계산하였다. 대역폭의 증가율은

$$\text{대역폭증가율} = \frac{(W_d - W_m)}{W_m} \times 100 [\%] \quad (25)$$

여기에서 W_m 는 HPA 입력신호의 -20 dB 대역폭이고, W_d 는 HPA 출력단에서 IBO와 부반송파 수에

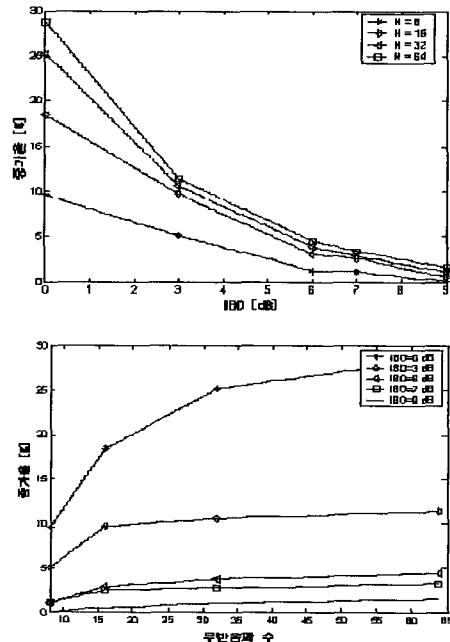


그림 4. IBO와 부반송파수에 따른 대역폭의 증가율
Fig. 4. Increase rate of bandwidth.

표 1. 대역폭 증가율 [%]

Table 1. Bandwidth expansion rate [%].

IBO	SSPA 모델, 대역폭 증가율 [%]				
	0 [dB]	3[dB]	6[dB]	7[dB]	9[dB]
N= 8	9.6	5.1	1.2	1.1	0.1
N=16	18.4	9.7	2.9	2.5	0.6
N=32	25.1	10.6	3.9	2.89	1.1
N=64	28.6	11.4	4.5	3.3	1.64

따라 변화된 -20 dB 대역폭을 측정한 값이다.

그림 4에서 보듯이 IBO가 6 dB로 증가하면 대역폭의 증가율이 약 5% 미만으로 나타남으로써 원래 신호의 대역폭과 거의 같아지는 것을 볼 수 있다. 이것은 IBO를 통해 동작점이 HPA의 선형 영역에서 동작함으로써 부반송파 사이에 발생하는 ACI(Addition Channel Interference)의 발생이 줄어들기 때문이다. 그리고 위의 그림 3, 4에서 보듯이 부반송파의 수가 증가할수록 IBO에 따라서 더 많은 성능 효과를 볼 수 있음을 보여주고 있다. 부반송파 수 $N=8$ 일 때와 $N=64$ 인 경우와 비교를 해 보자. 부반송파 수 $N=8$ 일 경우에는 IBO가 0 dB에서 6 dB로 증가함에 따라 약 10% 정도 대역폭의 효율이 좋아졌다. 반면 $N=64$ 인 경우에는 약 30% 정도 대역폭 효율이 좋아진 것을 확인할 수가 있다. 이처럼 HPA에서 IBO를 하게 되면 차지하는 대역폭이 줄어들게 되어 대역 효율이 향상된다. 그림 5와 식 (19), (20)을 비교해 보면 대역 효율과 증폭기의 전력효율은 IBO에 대해 상반 관계를 갖는 것을 알 수 있다.

비선형 특성에 따른 왜곡 성분은 IBO에 따라 감소한다. 그리고 변조방식에 따라 요구되는 SNR은 일정하다. 따라서 그림 4는 IBO와 N 에 따라 변화하

는 SDNR의 변화 곡선을 보여준다. BER 10^{-4} 을 만족하기 위한 SNR을 기준으로 하였다. 따라서 IBO가 증가함에 따라 비선형 왜곡이 작아진다. 따라서 SDNR의 값이 증가하게 된다. 그러나 작은 IBO에서는 비선형 왜곡의 발생하여 수신 SDNR(Signal-to-Distortion Noise Ratio)이 작아지게 되어 필요한 SNR을 만족시키지 못한다.

그림 6은 IBO에 대해 상반관계에 있는 두 성능지수, 즉 전력효율과 대역효율의 성능을 서로 분석하기 위하여 본 논문에서 제시한 성능 평가지수(D)를 구하였다. 요구 BER이 10^{-4} 인 경우에 대하여 E_b/N_0 를 구하여 변화하는 $E_b/(N_0+N_d)$ 와 $R_b=1$ 로 고정된 경우에 대해 변화된 대역 효율을 사용하여 성능 평가 지수를 구하였다. IBO가 0 dB인 경우에 N 의 수가 클수록 큰 값을 갖게 된다. 즉, IBO가 0 dB인 경우에는 부반송파의 수가 클수록 큰 PAPR을 갖게 되어 선형영역을 벗어나는 경우가 많게 되어 비선형 특성 영향을 많이 받게 된다. 그러나 IBO 크기를 증가시킬수록 부채널의 수가 $8, 16, 32, 64$ 인 경우에 0 dB 경우의 약 10% 내외의 값을 갖는 것을 확인할 수 있다. 하지만 부반송파수에 따라 같은 값을 갖지 않는다. 이것은 6 dB 정도의 backoff的情况下에는 신호들이 대부분 선형영역에서 연산이 수행되기 때문이다. 그림 6에서 보여준 결과는 비선형 왜곡이 부반송파수, IBO에 따라 성능평가지수에 미치는 영향을 고려하여 판단하기 쉽도록 하였다.

V. 결 론

비선형성을 갖는 전력증폭기의 backoff의 크기에 따라, 대역 효율과 전력 효율이 서로 상반관계를 갖는다. 따라서 이를 위해서 시스템 사양에 따라서 두 효율의 크기를 조절하여 적절한 값을 갖도록 한다. HPA의 비선형 특성으로 발생하는 비선형 왜곡 잡음에 대한 부분과 HPA의 입력과 출력 사이의 대역 변화율을 살펴봄으로써 부반송파의 수와 IBO에 따른 특성을 살펴보았다. backoff에 따라 특성은 개선되지만 IBO의 값이 약 6 dB 이상에서는 큰 성능개선을 보이지 않는다. 약 6 dB 이상의 backoff이면 대부분의 신호가 선형영역에서 동작하기 때문이다.

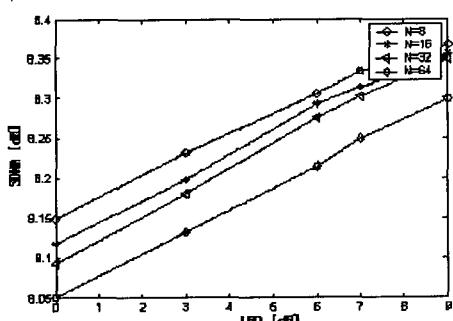


그림 5. 비선형 왜곡을 포함한 SDNR

Fig. 5. SDNR including the nonlinear distortion.

참 고 문 헌

- [1] S. Andreoli, P. Banelli, F. Marrocolo and C. Massini, "HPA non-linear distortions in DVB-T systems simulation and measurement", *ISSSE '98 1998 URSI International Symposium on Signals, Systems and Electronics*, pp. 124-127, 1998.
- [2] Keukjoon Bang, Namshin Cho, Kilnam Oh, Jaehong Park and Daesik Hong, "Improving The Spectral Efficiency for The OFDM System using the Time and Frequency Domain Equalization", *ICCE 1998 Digest of Technical Papers, International Conference on Consumer Electronics*, pp. 468-469, 1998.
- [3] Cheng-Po Liang, Je-hong Jong, Wayne E. Stark and Jack R. East, "Nonlinear Amplifier Effects in Communications Systems", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 8, pp. 1461-1466, Aug. 1999.
- [4] G. Santella, 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.
- [5] 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.
- [6] Giovanni Santella, Franco 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.
- [7] D. Dardari, V. Tralli and A. Vaccari, "A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, no. 10, pp. 1755-1764, Oct. 2000.

이 재 은



2002년 2월: 충북대학교 전기전자
공학부 (공학사)
2002년 3월~현재: 충북대학교 전
자공학과 석사과정
[주 관심분야] CDMA 통신, 무선
LAN 시스템, OFDM 통신시스템 등

윤 기 후



1979년 2월: 충북대학교 전기공학
과 (공학사)
1982년 2월: 성균관대학교 전기공
학과 (공학석사)
1998년 8월: 충북대학교 전자공학
과 박사수료
1992년 3월~현재: 주성대학교 부

교수

[주 관심분야] 디지털 공학, 통신시스템, 통신 회로 설계

이 준 서



2003년 2월: 충북대학교 전기전자
공학부 (공학사)
2003년 3월~현재: 충북대학교 전
자공학과 석사과정
[주 관심분야] 디지털 통신 공학,
이동/위성 통신 시스템, 통신 회
로 설계 및 통신 신호 처리

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공
학과 정교수
[주 관심분야] 디지털 통신 공학,
이동/위성 통신 시스템, 통신 회
로 설계 및 통신 신호 처리