

비선형 보상을 위하여 Predistorter를 사용한 OFDM 통신 시스템에서 IBO와 BER의 관계

Relation between IBO and BER in the OFDM Communication System using Predistorter for the Nonlinear Compensation

박 주 석 · 이 강 미 · 유 흥 균

Ju-Sok Park · Kang Mi Lee · Heung-Gyoon Ryu

요 약

OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 통신 시스템은 다중 경로 간섭에 효과적이며, 대역효율이 우수한 통신 방식이다. 하지만, OFDM 신호는 높은 PAPR(peak to average power ratio)이 나타나므로 HPA(high power amplifier)에 의해 비선형 왜곡이 발생하게 된다. 본 연구는 HPA의 비선형을 보상하기 위해 predistorter를 사용했을 때, IBO(input back off)에 따른 비선형 특성 변화를 연구하였다. SSPA(solid state power amplifier)에서 IBO=0 dB일 경우인 포화점 동작에서는 오히려 predistorter를 사용하지 않는 것이 시스템 성능이 더 좋았다. 하지만, IBO=3 dB일 때는 predistorter를 사용하는 시스템이 좋은 성능을 보인다. 즉, 적절한 back-off를 해야만 predistorter의 성능이 발휘된다. 결과적으로 본 연구에서는 predistorter의 이득이 발생되기 시작하는 threshold IBO를 OFDM 시스템의 sub-carrier 수와 SSPA의 비선형 파라미터 p 값에 따라 구하였다.

Abstract

OFDM system is very useful for the multi-path channel and highly bandwidth-efficient system. However, OFDM signal shows the high PAPR so that nonlinear distortion can happen in the HPA(high power amplifier). This paper studies BER performance variation according to IBO(input back off) values when the predistorter is used for the compensation for the HPA nonlinearity. In case of the SSPA(solid state power amplifier) of nonlinearity parameter $p=0.5$ and IBO=0 dB, the system with predistorter is poorer than the one without predistorter. But this situation is inverted, if IBO is increased from 0 dB to 3 dB. So, we can find that there is a threshold value of IBO for the predistorter to effectively compensate for the nonlinear SSPA when the sub-carrier number and p value are changed.

Key words : OFDM, PAPR, Threshold IBO, HPA Nonlinearity, Predistorter

I. 서 론

OFDM 시스템은 대역효율이 우수하고 심한 멀티패스 페이딩에 강하기 때문에 DAB, DVB, ASL(asymmetric digital subscriber line) 등 고속 디지털 통신 분야에 응용되고 있다^[1]. 하지만, 멀티 캐리어 방

식인 OFDM 시스템은 단일캐리어 변조 방식에 비해 단점이 있다. 많은 수의 부반송파가 합쳐지게 되므로 신호의 진폭이 심한 변동을 가지게 된다. 그리고, 많은 신호가 합쳐지므로 높은 PAPR이 발생하여 비선형 증폭기에 의해 비선형 왜곡을 받게 된다. 그러므로, 이런 결점이 시스템의 전력 효율을 감소시킬

「본 연구는 과학기술부, 한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신연구센터의 지원에 의한 것임.」

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

· 논문 번호 : 20040429-057

· 수정완료일자 : 2004년 6월 9일

뿐만 아니라 BER 성능에 나쁜 영향을 주게 된다.

OFDM의 높은 PAPR 문제를 보완하기 위해 많은 기존의 연구들이 있었다. 특히 비선형 왜곡을 보완하기 위한 가장 간단한 방법 중의 하나는 OFDM의 신호가 증폭기의 선형 영역에서 동작할 수 있게 단순히 back off를 해주는 것이다. 하지만, 이 방식은 sub-carrier가 많을수록 증폭기의 전력 효율이 매우 낮아지게 된다. 클리핑은 PAPR을 줄이는 관점에서는 가장 간단하고, 효율적인 방식이다. 하지만, 이것은 in-band 및 out-band에 클리핑 노이즈가 발생하여 BER 성능이 악화되고 뿐만 아니라, ACI(adjacent channel interference)가 발생한다^{[2],[3]}. 위상을 조절하는 PAPR 저감 기법으로 SLM(selective mapping)과 PTS(partial transmit sequence)가 있다^{[4],[5]}. SLM은 동일한 정보를 여러 phase sequences를 곱하여 이 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 data sequence를 선택하여 전송하는 방식이다. PTS는 carrier를 여러 개의 subblock으로 나누고 낮은 PAPR의 신호가 되도록 최적의 위상 회전 벡터를 곱하여 전송하는 방식이다. 두 방식 모두 수신기에서 정보를 복원하기 위해서 부가정보 전송이 필요하다. 그리고, 시스템이 매우 복잡해지는 단점을 가지고 있다. 블록 코딩 방식은 출력 OFDM 신호의 PAPR을 3 dB로 고정시키는 방식으로 PAPR 저감 효과가 우수하다. 하지만, sub-carrier 수가 많아지면 코딩 gain이 낮아지게 된다^[6]. 대개의 경우는 predistorter를 사용하여 HPA의 비선형을 보상하는 방법을 사용한다.

본 연구는 HPA의 비선형 보상을 위해 predistorter를 사용했을 때, IBO(input back off)에 따른 비선형 특성 변화를 연구하여 최적의 IBO를 구하고자 한다. Predistorter 사용 전후의 성능이 교차되는 threshold IBO 값을 구하고, 사용자 수에 따른 threshold IBO 값을 시뮬레이션을 통해 구한다. 2절에서 OFDM의 기본 블럭도와 SSPA 및 predistorter를 설명한다. 3절은 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하여 predistorter가 시스템 성능에 어떤 영향을 주는지 알아보고, 4절에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

그림 1은 AWGN(additive white Gaussian noise) 채

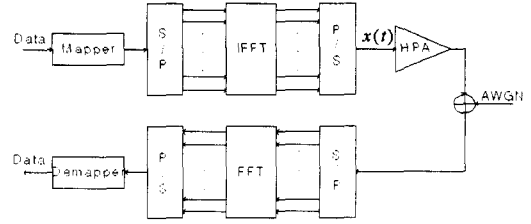


그림 1. HPA가 있는 OFDM 시스템 구성도
Fig. 1. Block diagram of OFDM system with an HPA.

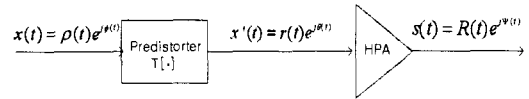


그림 2. 전치왜곡기와 HPA
Fig. 2. Predistorter and HPA.

널에서 OFDM 시스템 구성도이다. OFDM 변조된 신호 $x(t)$ 는

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

여기에서 N 은 carrier 수이고, T_s 는 symbol duration, λ th subcarrier frequency는 $f_{\lambda} = \lambda / NT_s$ 이다. 그리고 $t = nT_s$, ($n = 0, \dots, N-1$) 이므로 $x(t)$ 는

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

$X[\lambda]$ 는 mapper에서 변조된 정보이다. 송신기에서의 OFDM 변조된 신호 $x(t)$ 는 mapping된 신호를 serial to parallel과 IFFT 그리고 parallel to serial conversion 하여 얻게 되고, 변조된 신호는 HPA와 AWGN 채널을 거치게 된다. 수신기에서는 다시 serial to parallel과 FFT 그리고 parallel to serial conversion 한다. 그리고 demapper를 이용하여 수신된 신호를 복조한다.

그림 2에서 predistorter의 구성을 보여준다. 전달 함수 $T[\cdot]$ 은 증폭될 때 발생하는 비선형성을 보상하기 위해 사용하는 부분이다. Memoryless HPA 경우 비선형을 보상하기 위한 전달함수 $T[\cdot]$ 를 찾으면 다음과 같다. 그림 2에서 $x(t) = s(t)$ 이어야 하므로 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$\begin{cases} \rho(t) = A[r(t)] \\ \phi(t) = \theta(t) + \Phi[r(t)] \end{cases} \quad (3)$$

$\rho(t)$ 와 $\phi(t)$ 는 predistorter 입력 전 신호의 진폭과 위상이고, $A[\cdot]$ 와 $\Phi[\cdot]$ 는 비선형 HPA의 AM/AM, AM/PM 전달 함수이다. $r(t)$ 와 $\theta(t)$ 는 predistorter에 의해 전치 왜곡된 신호이다. 그러므로, predistorter의 입력력 관계는 역이 된다.

$$\begin{cases} r(t) = A^{-1}[\rho(t)] \\ \theta(t) = \phi(t) - \Phi[r(t)] \end{cases} \quad (4)$$

SSPA의 AM/AM, AM/PM은 아래 수식과 같다. SSPA model은 parameter p 값에 의해 AM/AM의 smoothness를 결정한다. p 값이 클수록 A_0 까지의 선형성이 커진다. 그리고, AM/PM은 0이기 때문에 phase error는 발생하지 않는다.

$$\text{AM/AM} \quad A[r(t)] = \frac{r(t)}{\left[\left(1 + \frac{r(t)}{A_0} \right)^{2p} \right]^{1/2p}} \quad (5)$$

$$\text{AM/PM} \quad \Phi[r(t)] = 0 \quad (6)$$

SSPA의 inverse function은 $\rho = A_0$ 에서 비연속적인 값을 갖는다. 즉, $\rho(t) \leq A_0^* < A_0$ 에서 보면 다음과 같다(A_0 : 포화점, $A_0^* = 0.99 \cdot A_0$).

$$\text{AM/AM} \quad r(t) = \begin{cases} \frac{\rho(t)}{2\sqrt{1 - \left(\frac{\rho(t)}{A_0}\right)^2}} & 0 \leq \rho(t) \leq A_0^* \\ r(A_0^*) & \rho(t) > A_0^* \end{cases} \quad (7)$$

$$\text{AM/PM} \quad \theta(t) = 0 \quad (8)$$

위 수식은 입력력의 진폭을 HPA의 saturation point로 일반화시킨 것이다. 그림 3은 선형성을 결정하는

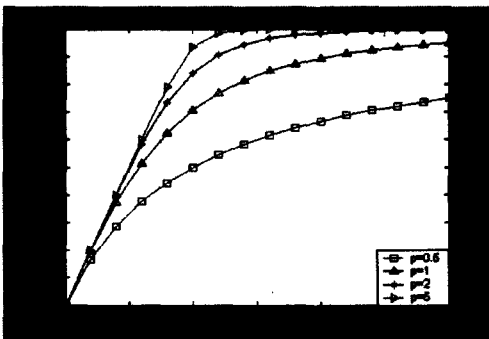


그림 3. Parameter p 에 따른 SSPA 특성($A_0=1$)
Fig. 3. AM/AM SSPA characteristic according to parameter p ($A_0=1$).

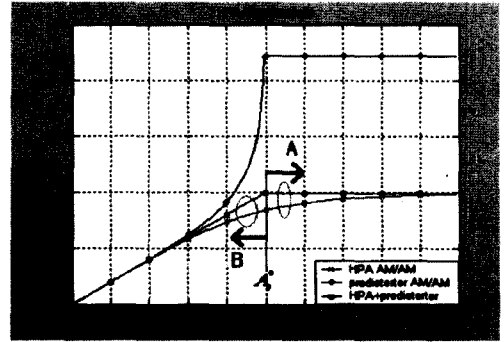


그림 4. SSPA, predistorter 및 SSPA+predistorter 특성
Fig. 4. Characteristics of SSPA, predistorter and SSPA+predistorter.

파라메터 p 값에 의한 SSPA의 AM/AM 특성을 나타낸다. p 값이 클수록 SSPA가 선형 특성을 갖는다.

그림 4는 SSPA와 predistorter와 SSPA+predistorter의 AM/AM 특성만을 나타낸 것이다. 입력 신호가 A_0^* 이상이 들어오게 되면(Region A) 모든 신호가 A_0^* 로 clipping 된다. 즉, clipping error가 발생하게 되어 시스템의 성능 저하에 주요 원인이 된다. 하지만, A_0^* 이하의 진폭을 갖는 신호가 들어오면(Region B) 비선형 구간이 predistorter에 의해 선형화 되었으므로 비선형 영향을 받지 않는다. 즉, SSPA 경우, predistorter는 송신 신호의 진폭 분포가 A_0^* 를 기준으로 어느 부분에 많이 있는냐에 따라 달라진다. 만약, 입력 신호의 분포가 A_0^* 를 기준으로 오른쪽에 많이 있을 경우 predistorter에 의해 더 error가 많이 발생하게 된다. 하지만, 적절한 back off를 이용하여 신호의 진폭을 A_0^* 이하로 내리게 되면 더 많은 성능 향상을 얻게 된다.

III. 시뮬레이션 결과와 분석

비선형 증폭기 SSPA만을 고려하기 위해 채널 환경은 AWGN을 가정한다. OFDM의 sub-carrier는 8, 16, 32, 64 그리고, 변조 방식은 QPSK를 사용한다. 정규화된 SSPA와 마찬가지로 OFDM 한 심볼의 전력은 1로 고정한 상태에서 컴퓨터 시뮬레이션을 한다. SSPA의 파라메터 p 값은 0.5, 1, 2로 변화시키면서 predistorter를 사용하기 전후의 BER 성능을 비교한다. 그림 5는 sub-carrier가 16, SSPA의 파라메터

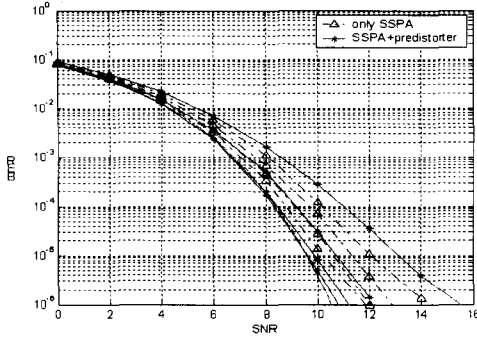


그림 5. Sub-carrier 수 16일 때, SSPA와 SSPA+predistorter의 BER($p=0.5$)

Fig. 5. BERs of SSPA and SSPA+predistorter(sub-carrier=16, $p=0.5$).

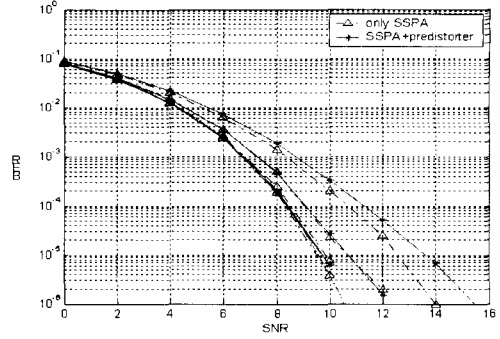


그림 7. Sub-carrier 수 16일 때, SSPA와 SSPA+predistorter의 BER($p=2$)

Fig. 7. BERs of SSPA and SSPA+predistorter(sub-carrier=16, $p=2$).

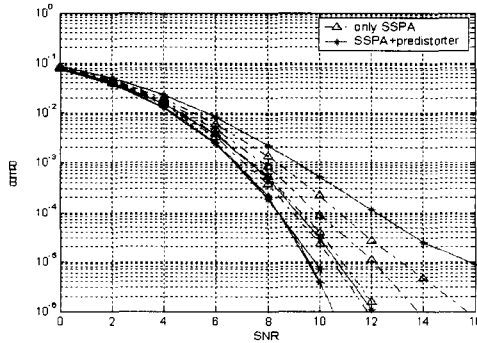


그림 6. Sub-carrier 수 64일 때, SSPA와 SSPA+predistorter의 BER($p=0.5$)

Fig. 6. BERs of SSPA and SSPA+predistorter(sub-carrier=64, $p=0.5$).

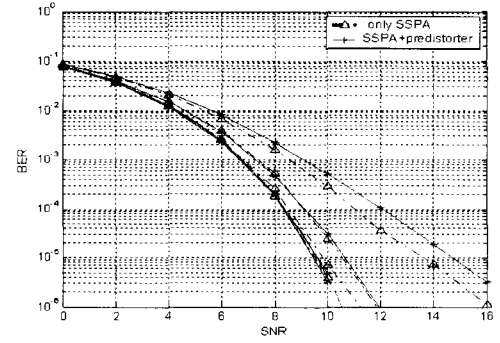


그림 8. Sub-carrier 수 64일 때, SSPA와 SSPA+predistorter의 BER($p=2$)

Fig. 8. BERs of SSPA and SSPA+predistorter(sub-carrier=64, $p=2$).

$p=0.5$ 일 때, IBO를 0, 3, 6, 9 dB로 변화시키면서 오직 SSPA만 사용했을 경우와 predistorter를 함께 사용했을 경우의 BER 성능 커브이다. IBO가 0 dB일 때, $BER=10^{-5}$ 을 만족하기 위해 predistorter를 사용하지 않은 것이 predistorter를 사용한 것보다 1 dB 정도 SNR 이득을 보인다. 하지만, IBO가 3 dB일 때, predistorter를 사용한 것이 predistorter를 사용하지 않은 것보다 약 0.5 dB 정도 SNR 이득을 가진다. 즉 IBO가 커질수록 predistorter를 사용하는 것이 그렇지 않은 것보다 더 좋은 성능을 내는 것을 알 수 있다. 그림 6은 sub-carrier가 64, SSPA의 파라미터 $p=0.5$ 일 때, IBO를 0, 3, 6, 9 dB로 변화시키면서 시뮬레이션한 경우의 BER 성능 커브이다. IBO가 0 dB일 때, $BER=10^{-5}$ 을 만족하기 위해 predistorter를 사용하지

않은 것이 predistorter를 사용한 것보다 2.5 dB 정도 SNR 이득을 보인다. 하지만, IBO가 3 dB일 때, predistorter를 사용한 것이 predistorter를 사용하지 않은 것보다 약 1 dB 정도 SNR 이득을 가진다.

그림 7, 8은 SSPA의 파라미터 $p=2$ 일 때, 그림 5, 6과 동일 조건으로 시뮬레이션한 결과이다. IBO가 0 dB일 경우, $BER=10^{-5}$ 에서 역시 predistorter를 사용하지 않은 것이 약 1 dB 좋은 결과를 보인다. 하지만, IBO가 3 dB일 경우, predistorter를 사용한 경우와 사용하지 않은 경우 거의 비슷한 성능을 보인다. 즉, SSPA의 $p=2$ 이므로 선형성이 증가하여 $p=0.5$ 일 때보다 predistorter의 이득을 많이 보지 못한다. 그러므로 선형성이 커질수록 predistorter는 시스템에 좋은 영향을 주지 못한다.

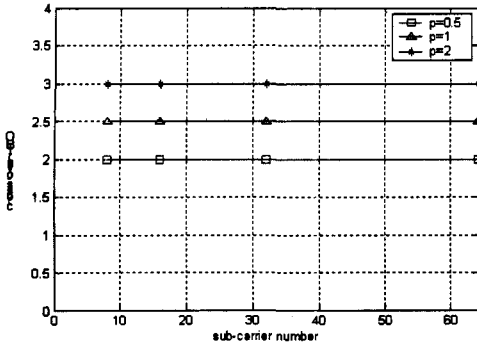


그림 9. 사용자 수에 따른 threshold IBO
Fig. 9. Threshold IBO versus the sub-carrier number.

결과에서 보듯이 predistorter를 사용했을 때 predistorter를 사용하지 않았을 때보다 성능이 더 좋아지는 적절한 threshold IBO가 있다. 그림 9는 사용자 수(user number: 8, 16, 32, 64)와 SSPA 파라미터 p 값에 따른 threshold IBO를 나타낸 것이다. Threshold IBO는 sub-carrier 수에 의해 변하지 않는 것을 볼 수 있다. 이것은 OFDM 한 심볼의 전력을 1로 정규화시켜 OFDM의 신호의 분포가 일정하게 나타나기 때문이다. 하지만, SSPA의 선형성이 클수록 threshold IBO 값이 커진다. 이것은 선형성이 클수록 predistorter의 이득이 줄어들기 때문이다.

IV. 결 론

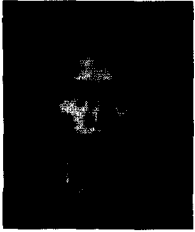
본 논문은 SSPA의 비선형 왜곡을 보상하기 위한 predistorter를 OFDM에 적용하였을 경우 predistorter가 시스템에 어떤 영향을 주는지 알아 보았다. SSPA 경우 predistorter가 항상 시스템에 이득을 주지 않는다. IBO=0 dB일 경우, 오히려 predistorter를 사용하지 않는 것이 시스템 성능이 더 좋았다. 하지만, IBO=3 dB만 하여도 predistorter를 사용하는 시스템이 더 좋은 성능을 보인다. 즉, 적절한 back-off를 해야만 predistorter의 성능이 발휘된다. 그래서, 본 논문은 predistorter의 이득을 보기 시작하는 threshold IBO를 sub-carrier 수와 파라미터 p 값에 따라 구하였다. 파라미터 p 값이 커질수록, 즉 SSPA의 선형성이 커질수록 threshold IBO가 커지게 된다. Threshold IBO는

sub-carrier 수에 의해 변하지 않는 것을 볼 수 있었다. 이것은 OFDM 한 심볼의 전력을 1로 정규화시켜 OFDM의 신호의 분포가 일정하게 나타나기 때문으로 해석된다.

참 고 논 문

- [1] Heung-Gyoon Ryu, Yun-Hee Lee, "A new combined method of the block coding and predistortion for the nonlinear distortion compensation", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 49, pp. 27-31, Feb. 2003.
- [2] Xiaodong Li and Cimini, L. J. Jr., "Effects of clipping and filtering on the performance of OFDM", *IEEE Communications Letters*, pp. 131-133, May 1998.
- [3] Heung-Gyoon Ryu, Byoung-li Jin and In-Bae Kim, "PAPR reduction using soft clipping and ACI rejection in OFDM system", *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, vol. 48, pp. 17-22, Feb. 2002.
- [4] R. W. Bauml, R. F. H. Fischer and J. B. Huber, "Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selective mapping", *IEE Electronic Letters*, vol. 32, no. 22, pp. 2056-2057, Oct. 1996.
- [5] S. H. Muller, J. B. Huber, "OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences", *IEE Electronic Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [6] H. Ochiai, H. Imai, "Block coding scheme based on complementary sequences for multicarrier signals", *IEICE Trans. of Fundamentals*, pp. 2136-2143, Nov. 1997.
- [7] D. Di Zenobio, G. Santella and F. Mazzenga, "Adaptive linearization of power amplifier in orthogonal multicarrier schemes", *IEEE Wireless Comm. System Symposium*, pp. 225-230, Nov. 1995.

박 주 석



2003년 2월: 충북대학교 전기전자
컴퓨터공학부 (공학사)
2003년 3월~현재: 충북대학교 전
자공학과 석사과정
[주 관심분야] 위성 통신시스템, DSP
통신신호처리, 확산 스펙트럼 시
스템 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공
학과 정교수
1999년~현재: IEEE 논문 심사위원
2002년: 한국전자과학회 학술상 수
상
2002 3월~현재: 충북대학교 컴퓨
터정보통신연구소 소장

[주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템,
통신 회로 설계 및 통신 신호 처리

이 강 미



2003년 2월: 충북대학교 전기전자
컴퓨터공학부 (공학사)
2003년 3월~현재: 충북대학교 전
자공학과 석사과정
[주 관심분야] 디지털 이동통신 시
스템, OFDM 시스템 및 통신신호
처리 등