

OFDM 통신시스템의 비선형 왜곡 보상을 위한 NLMS 알고리즘 방식의 디지털 적응 전치 왜곡기

Adaptive Digital Predistorter Using the NLMS Algorithm for the Nonlinear Compensation of the OFDM Communication System

김상우 · Nguyen Thanh Hieu · 강병무 · 유흥균

Sang-Woo Kim · Nguyen Thanh Hieu · Byoung-Moo Kang · Heung-Gyoon Ryu

요 약

본 논문에서는 OFDM 통신 시스템에서 발생하는 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio) 문제를 해결하기 위해 NLMS(Normalized Least Mean Square) 알고리즘을 이용한 전치왜곡 기법을 제안한다. 제안된 기법은 기본적으로, HPA(High Power Amplifier)의 비선형 왜곡 특성을 추정하고, HPA에 그와 반대되는 특성으로 신호를 변환하여 입력함으로써 비선형 왜곡에 대한 보상이 이루어진다. 뿐만 아니라, NLMS 알고리즘을 통하여 전치 왜곡기의 특성이 자동적으로 갱신되므로 HPA의 비선형 왜곡 특성의 변화에도 그에 맞는 정확한 보상이 이루어질 수 있다. 성능분석 결과, 제안된 NLMS 전치 왜곡기는 IBO(Input Back Off)가 0 dB일 경우, 기존의 적응성이 없는 수직적인 전치 왜곡기보다 약 0.5 dB의 SNR 손실을 보인다. 하지만 IBO가 3 dB 이상에서 이들의 성능의 거의 같아지며, 제안된 전치 왜곡기는 HPA의 특성 변화에 적응성을 가지므로 실제 시스템에서 기존의 수직적인 전치 왜곡기보다 매우 효과적이라 할 수 있다.

Abstract

In this paper, we propose a pre-distortion method using the NLMS(Normalized Least Mean Square) algorithm to cope with high PAPR(Peak to Average Power Ratio) problem in OFDM communication system. This proposed scheme estimates the distortion characteristics of HPA, and changes the characteristic against the distortion. Therefore, it can be shown that the adaptive characteristic of the NLMS pre-distorter is good to track the various nonlinear characteristic of HPA, even though HPA characteristic is changed by temperature variation or aging. From the performance analysis, SNR efficiency of NLMS pre-distorter is about 0.5 dB less than that of common numerical non-adaptive pre-distorter, when IBO(Input Back Off) is 0 dB. However, the NLMS pre-distorter is better than the common numerical pre-distorter, because these two pre-distorters have similar performance in higher than 3 dB IBO, and the NLMS pre-distorter maintains the constant performance even though characteristic of HPA is changed.

Key words : Adaptive Digital Pre-Distorter, NLMS Algorithm, Nonlinear Compensation, OFDM Communication

I. 서 론

최근 통신의 발전에 따라 광대역 멀티미디어 전송을 위해 고속 데이터 전송이 필요하게 되었다.

OFDM 시스템은 대역효율이 우수하고 심한 멀티패스 페이딩에 강하기 때문에 DAB(Digital Audio Broadcasting), DVB(Digital Video Broadcasting), ASL(Asymmetric digital Subscriber Line) 등 고속 디지털

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

· 논문 번호 : 20050112-002

· 수정완료일자 : 2005년 3월 17일

텔 통신 분야에 응용되고 있다. 하지만, 멀티 캐리어 방식인 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 뿐만 아니라 BER(Bit Error Rate) 성능을 감소시키는 원인이 된다^[1].

이런, 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 백오프를 해주는 것이다. 하지만, 이 방식은 부반송파가 많을수록 증폭기의 전력 효율이 매우 낮아지게 되므로 직접적인 해결방안이 되지 않는다. 또 다른 방식으로 어느 일정한 크기의 입력신호를 자르는 클리핑 방식이 있다. 이것은 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]}. 이런 문제를 해결하기 위해, 위상을 조절하는 PAPR 저감 기법으로 SLM(Selective Mapping)과 PTS(Partial Transmit Sequence)가 있다^{[4],[5]}. SLM은 동일한 정보를 여러 위상 시퀀스를 곱하여 이 중에서 가장 낮은 PAPR을 갖는 위상 시퀀스를 선택하여 전송하는 방식이다. PTS는 반송파를 여러 개의 서브블록으로 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, 부반송파수가 많아지면 코딩 이득이 낮아지게 되는 단점이 있다^[6]. 또 다른 방법으론 HPA(High Power Amplifier) 전에 OFDM 신호를 왜곡시키는 전치 왜곡 기법이다^{[7],[8]}. 이 방법은 비교적 간단하면서 전력효율을 유지시키면서 HPA의 비선형 왜곡을 줄이는 것이다. 그러나 실제 시스템에서 HPA는 온도의 변화나 노화 현상에

의해 그 특성이 변화될 수 있으며, 이러한 변화는 HPA의 특성과 전치 왜곡기의 특성이 서로 어긋나게 함으로써 시스템의 성능 열화를 초래한다. 본 연구는 NLMS(Normalized Least Mean Square) 알고리즘을 이용하여 이러한 HPA의 노화나 온도 변화에 따른 특성 변화를 추정할 수 있는 전치 왜곡기를 설계한다.

성능 평가를 위해 비선형 HPA는 AM/AM, AM/PM의 특성을 다 가지고 있는 TWTA(Traveling-Wave Tube Amplifier)를 사용하였다. QPSK 변조 방식을 사용하고, 부반송파수는 32, 64, 128일 때 AWGN 채널 환경하에서 연구한다. NLMS 전체 왜곡기의 적응성을 알아보기 위해 HPA의 특성을 변화시키면서 시뮬레이션 한다. 기존의 수식적인 전치 왜곡기와 적응형 NLMS 전치 왜곡기를 사용했을 경우 OFDM 통신 시스템의 BER 성능을 비교한다.

II. HPA 및 전치 왜곡기 모델

다수 사용자의 신호를 합친 X_n 는 높은 PAPR을 가진다. 이것을 보완하기 위해 본 연구는 그림 1과 같이 HPA 앞에 전치 왜곡기를 사용한다.

그림 1은 전치 왜곡기의 원리를 보여준다. 전달함수 $T[\bullet]$ 은 증폭될 때 발생하는 비선형성을 보상하기 위해 사용하는 부분이다.

Memoryless HPA의 경우 비선형성을 보상하기 위한 전달함수 $T[\bullet]$ 를 찾으면 다음과 같다. 먼저, 그림 1에서 $X_n = s_n$ 이어야 하므로 다음과 같은 조건을 만족해야만 한다.

$$\begin{cases} \rho_n = A[u_n] \\ \phi_n = \varphi_n + \Phi[u_n] \end{cases} \quad (1)$$

ρ_n 와 ϕ_n 는 전치 왜곡기 입력 전 신호의 진폭과 위상이며, $A[\bullet]$ 와 $\Phi[\bullet]$ 는 비선형 HPA의 AM/AM, AM/PM 전달 함수이다. u_n 와 φ_n 는 전치 왜곡기에 의해 전치 왜곡된 신호이다. 그러므로 전치 왜곡기의

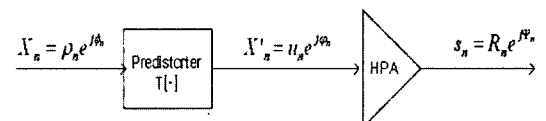


그림 1. 전치 왜곡기 구성도
Fig. 1. Block diagram of predistorter.

입출력 관계는 식 (1)의 역이 된다.

$$\begin{cases} u_n = A^{-1}[\rho_n] \\ \phi_n = \phi_n - \Phi[u_n] \end{cases} \quad (2)$$

가장 일반적으로 알려진 Saleh 모델의 HPA인 TWTA와 SSPA의 경우에 대한 설명과 각각에 대한 수식적인 전치 왜곡기를 구한다.

SSPA의 AM/AM, AM/PM은 아래 수식과 같다. SSPA 모델은 파라미터 p 값에 의해 AM/AM의 선형성을 결정한다. p 값이 클수록 A_0 까지의 선형성이 커진다. 그리고, AM/PM은 '0'이기 때문에 위상 에러는 발생하지 않는다. 즉, SSPA의 비 선형성은 p 값에 의해 조절된다.

- AM/AM $A[r(t)] = \frac{r(t)}{\left[1 + \frac{r(t)}{A_0}\right]^{2p}}$ (3)

- AM/PM $\Phi[r(t)] = 0$. (4)

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

- AM/AM $r(t) = \begin{cases} \frac{\rho(t)}{\sqrt[2p]{1 - \left(\frac{\rho(t)}{A_0}\right)^{2p}}} & 0 \leq \rho(t) \leq A_0^* \\ r(A_0^*) & \rho(t) > A_0^* \end{cases}$ (5)

- AM/PM $\phi[r(t)] = 0$. (6)

위 수식은 입출력의 진폭을 HPA의 포화점으로 일반화시킨 것이다.

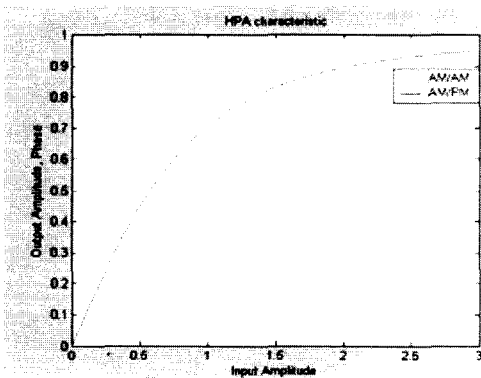


그림 2. SSPA 특성($A_0=1, p=1$)
Fig. 2. Characteristic of SSPA($A_0=1, p=1$).

그림 2는 $A_0=1, p=1$ 일 때 SSPA의 AM/AM, AM/PM 특성이고, 그림 3은 SSPA 전치 왜곡기의 특성을 나타낸다. 그림 4는 입력 신호가 전치 왜곡기와 SSPA를 거친 경우 입출력 관계를 나타낸다. 그림 4에서 보듯이 A_0^* 까지는 전치 왜곡기에 의해 SSPA의 비선형성이 모두 사라지는 것을 볼 수 있다. 하지만, A_0^* 이상의 입력 신호는 모두 출력 진폭이 1로 고정된다. 이것은 SSPA만 있을 경우보다 더 좋지 않은 결과를 얻게 된다.

TWTA는 진폭과 위상 둘 다 비 선형 왜곡이 존재한다. TWTA의 AM/AM, AM/PM은 아래 수식과 같다. TWTA는 AM/AM 왜곡의 영향도 크지만 SSPA와 다르게 AM/PM 왜곡이 매우 크게 나타난다. TWTA의 특성을 일반화 시키면 입력과 출력의 포화점은 1로 동일하게 된다.

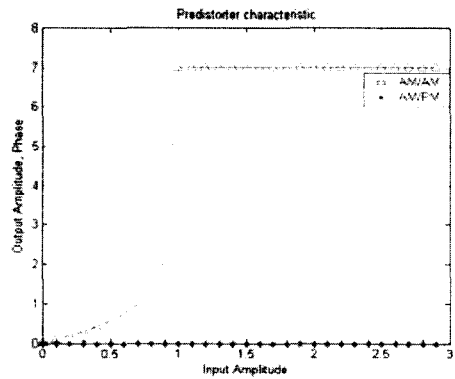


그림 3. SSPA 전치 왜곡기 특성
Fig. 3. Characteristic of SSPA's predistorter.

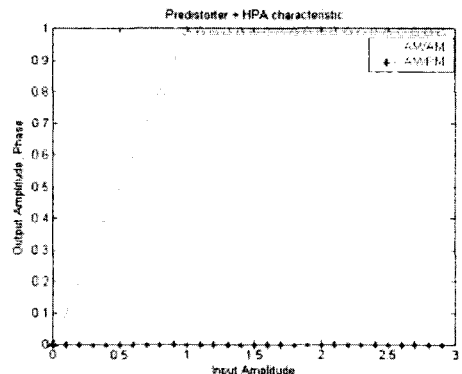


그림 4. 전치 왜곡기 + SSPA 특성
Fig. 4. Characteristic of predistorter + SSPA.

$$\cdot \text{AM/AM } A[r(t)] = \frac{2r(t)}{r(t)^2 + A_0^2} \quad (7)$$

$$\cdot \text{AM/PM } \Phi[r(t)] = \frac{\pi r(t)^2}{3(r(t)^2 + A_0^2)} \quad (8)$$

TWTA인 경우, 그림 5에서 보듯이 AM/AM 특성이 일대일 대응 관계가 아니기 때문에 $\rho(t) \leq A_0$ 인 경우일 때 역함수를 구한다. 그리고, 입력 진폭 $\rho(t)$ 가 A_0 보다 크게 들어오는 경우는 1로 clipping 시킨다. 그러므로 AM/AM의 전치 왜곡기는 다음과 같다.

$$\cdot \text{AM/AM } r(t) = \begin{cases} \frac{1 - \sqrt{1 - \rho(t)^2}}{\rho(t)} & \rho(t) \leq A_0 \\ 1 & \rho(t) > A_0 \end{cases} \quad (9)$$

$$\cdot \text{AM/PM } \phi[r(t)] = \begin{cases} -\frac{1 - \sqrt{1 - \rho(t)^2}}{6} \cdot \pi + \phi(t) & \rho(t) \leq A_0 \\ -\frac{\pi}{6} + \phi(t) & \rho(t) > A_0 \end{cases} \quad (10)$$

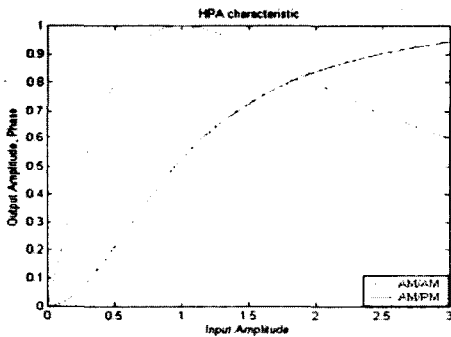


그림 5. TWTA 특성($A_0=1$)
Fig. 5. Characteristic of TWTA($A_0=1$).

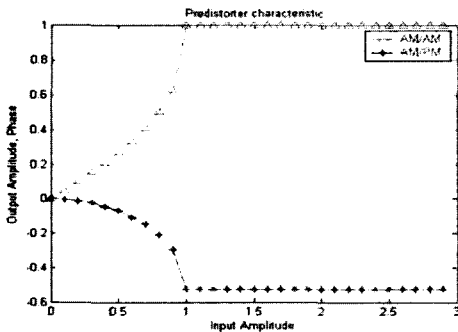


그림 6. TWTA 전치 왜곡기 특성
Fig. 6. Characteristic of TWTA's pre-distorter.

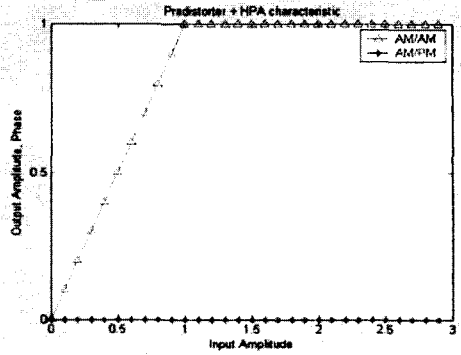


그림 7. 전치 왜곡기+TWTA 특성
Fig. 7. Characteristic of pre-distorter+TWTA.

그림 5는 TWTA의 AM/AM, AM/PM 특성이고, 그림 6은 TWTA의 전치 왜곡기 특성을 나타낸다. 그림 7은 입력신호가 전치 왜곡기와 TWTA를 거친 경우 입출력 관계를 나타낸다. TWTA의 AM/AM 특성이 전치 왜곡기를 사용함으로써 전까지의 입력신호는 비 선형성이 없어진다. 하지만, A_0 이후의 신호는 clipping 되므로 여전히 신호의 왜곡은 발생하게 된다. 하지만, AM/PM 특성은 전치 왜곡기에 의해 완전히 사라지는 것을 볼 수 있다. 즉 입력 진폭에 상관없이 동일한 위상 응답을 갖는다.

HPA 입력 전압의 비선형 부분에서 왜곡이 발생하는 것을 막기 위해 HPA의 동작점을 선형 영역으로 옮기는 back-off에는 2 가지가 있으며, 각각 IBO (Input Back-Off), OBO(Out Back-Off)로써 다음과 같이 정의된다.

$$IBO = 10 \log_{10} \frac{P_{IN,sat}}{P_{IN}} [dB], \quad OBO = 10 \log_{10} \frac{P_{OUT,sat}}{P_{OUT}} [dB] \quad (11)$$

여기에서 P_{IN} 과 P_{OUT} 은 증폭기의 평균 입력, 출력 전력이고, $P_{IN,sat}$ 과 $P_{OUT,sat}$ 은 증폭기의 입력과 출력의 포화 전력이다. back-off를 많이 할수록 HPA 비선형 왜곡의 영향을 줄일 수 있지만 이 경우 전력 효율 (power efficiency)의 손실을 가져온다.

III. NLMS 전치 왜곡기

그림 8은 NLMS 베이스 밴드 전치 왜곡기 블록도이다. OFDM 신호는 HPA의 역함수 특성이 저장되어 있는 LUT(Look Up Table)을 거쳐 전치 왜곡된다.

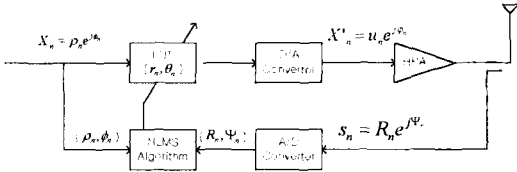


그림 8. NLMS 전치 왜곡기 블록도
Fig. 8. A block of NLMS pre-distorter.

이 신호는 다시 D/A 변환기를 거쳐 비선형 특성을 가진 HPA를 거쳐 송신하게 된다. 이 신호는 다시 궤환되어서 LUT의 내용을 NLMS 알고리즘에 의해 HPA의 변화 특성을 추정하여 항상 업데이트 되게 된다.

베이스 밴드 OFDM 신호의 진폭에 해당되는 전치 왜곡신호가 출력된다.

- 입력신호: $X_n = \rho_n e^{j\phi_n}$. (12)
- LUT 출력 신호: $X'_n = u_n e^{j\psi_n}$. (13)

여기에서 $u_n = \gamma_m$, $\psi_n = \phi_n + \theta_n$ 이다.

이러한 신호는 D/A 변환기를 거친 후, 비선형 HPA에 입력된다.

- HPA 출력 신호: $s_n = R_n e^{j\psi_n}$. (14)

여기서, $R_n = A[u_n]$, $\psi_n = \Phi[u_n] + \varphi_n$ 이고, $A[\bullet]$ 와 $\Phi[\bullet]$ 는 AM/AM, AM/PM 왜곡 특성 함수이다. 이 출력 신호는 A/D 변환기를 통해 궤환되고, NLMS 알고리즘을 통해 LUT의 계수를 규칙적으로 갱신하는데 사용되어진다.

- HPA 출력 신호: $\begin{cases} e_A = \rho_n - R_n \\ e_\rho = \phi_n - \psi_n \end{cases}$. (15)

LUT의 계수를 갱신하는 NLMS 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{cases} r_{n+1} = r_n - \nabla_{r_A} e_A \\ \theta_{n+1} = \theta_n - \nabla_{\rho} e_\rho \end{cases} \quad (16)$$

여기서, ∇_{r_A} 와 ∇_{ρ} 는 진폭과 위상의 update step size이다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 고찰

4-1 HPA 특성 변화 및 적응 특성

HPA는 온도 변화나 노화에 따라 특성이 변화한다.

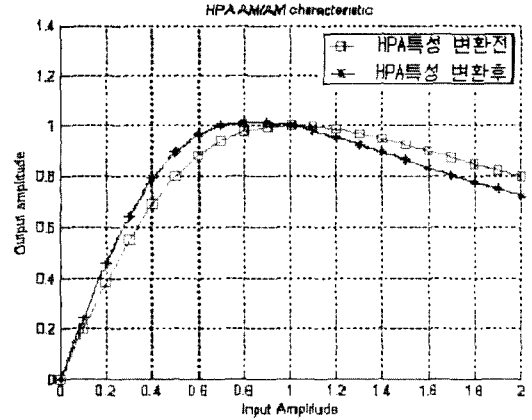


그림 9. HPA 특성 변화
Fig. 9. Variation of the SSPA's characteristic.

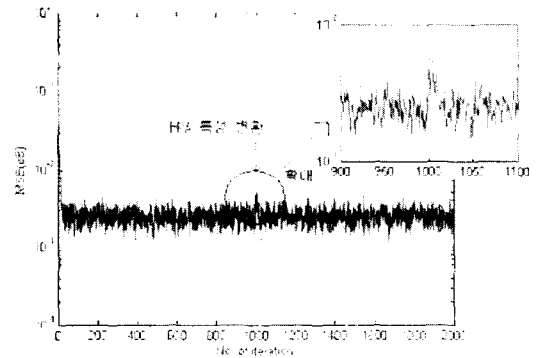


그림 10. NLMS 추적 특성
Fig. 10. NLMS tracking curve.

그림 9는 노화나 온도에 따른 변화로 HPA의 특성이 변화를 나타낸다. 이때 그림 10은 이런 변화에 따른 MSE(Mean Square Error)를 나타낸다. HPA의 특성 변화는 1,000번째 data에서 빨간 선에서 파란 선으로 변화되었다. 특성 변화 전 약 MSE가 10^3 dB을 유지하다 1,000번째 데이터(HPA의 특성이 변환되는 시점)에서 갑자기 10^2 까지 상승한 것을 볼 수 있다. 하지만, 곧 바뀌기 전처럼 MSE가 10^3 으로 유지되는 것을 볼 수 있다. 즉 적응형 NLMS 전치 왜곡기는 온도 변화나 노화에 따른 HPA의 특성 변화를 추정하여 시스템 성능을 유지할 수 있다.

그림 11과 12는 32개의 부반송파와 IBO는 3 dB일 때, 그림 9와 같이 TWTA의 특성이 변화했을 경우의 OFDM 성능 BER이다. 그림 11은 수식적인 전치 왜곡기를 사용했을 경우로써, HPA의 특성이 변화하면

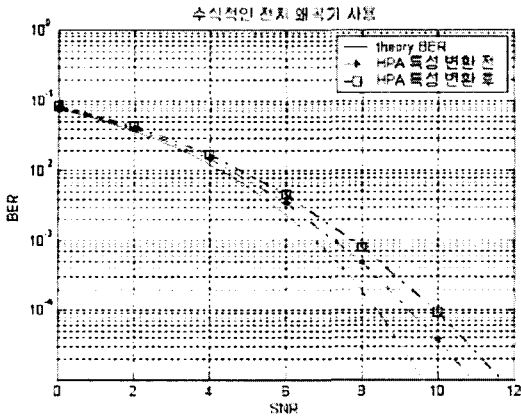


그림 11. HPA 특성 변화 전후의 BER 성능(수식적인 전치 왜곡기 사용)

Fig. 11. BER before and after HPA's characteristic variation(numerical predistorctor).

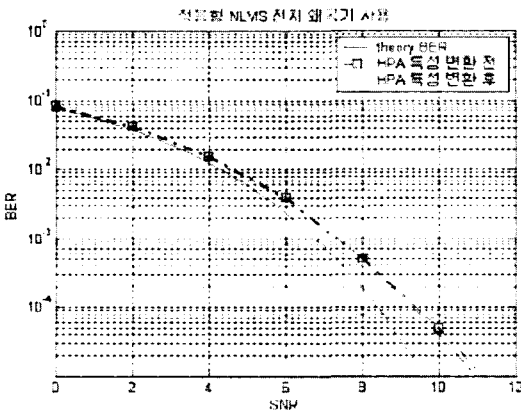


그림 12. HPA 특성 변화 전후의 BER 성능(NLMS 전치 왜곡기 사용)

Fig. 12. BER before and after HPA's characteristic variation(NLMS predistorctor).

OFDM 성능이 악화되는 것을 볼 수 있다. 즉, 제안된 NLMS 전치 왜곡기는 BER이 10^{-4} 일 때 기존의 것보다 약 0.5 dB의 성능 저하를 가져오게 된다. 하지만, 본 연구에서 사용한 적응형 NLMS 전치 왜곡기는 그림 12에서 보는 것처럼 HPA의 특성이 변하더라도 동일한 성능을 유지하는 것을 볼 수 있다. 결국, 적응형 NLMS 전치 왜곡기는 HPA의 노화나 온도 등 오랜 사용에 의한 특성 변화에도 유동적으로 작동하여 항상 같은 성능을 유지할 수 있다.

4-2 OFDM 전력 스펙트럼

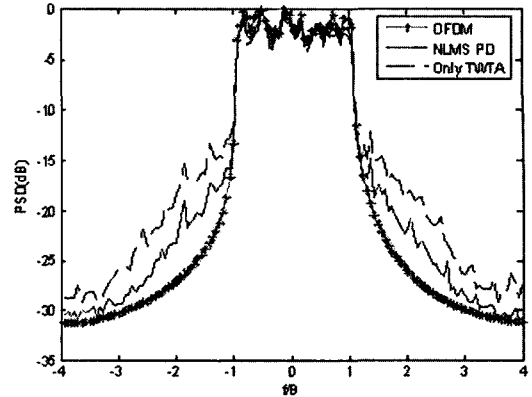


그림 13. OFDM 전력 스펙트럼
Fig. 13. Power spectrum of OFDM.

그림 13은 IBO=0 dB일 때, HPA를 사용하지 않은 경우, TWTA만을 사용한 경우, NLMS 전치 왜곡기를 사용한 경우 각각의 전력 스펙트럼을 보여준다. TWTA만 사용한 경우 누설전력이 큰 것을 볼 수 있다. 이 누설 전력은 옆 채널의 간섭을 줄 뿐만 아니라 OFDM 통신 시스템의 성능에 많은 열화를 가져오게 된다. 하지만, NLMS 전치 왜곡기를 사용한 경우, 선형적인 HPA를 사용한 경우보다는 누설전력이 발생하지만, TWTA만을 사용한 경우보다 in-band 쪽으로 들어오는 것을 볼 수 있다.

4-3 BER 성능 비교

그림 14는 32개의 부반송파일 때, IBO가 각각 0, 3, 6 dB일 경우의 BER 성능이다. IBO=0 dB일 경우, BER= 10^{-4} 을 기준으로 수식적인 전치왜곡기보다 적응형 NLMS 전치 왜곡기가 약 0.5 dB 정도의 SNR 손실을 보인다. 하지만, IBO=0 dB일 경우를 제외하면, 적응형 NLMS 전치 왜곡기와 수식적인 전치 왜곡기를 사용하였을 때, OFDM 통신 시스템의 BER 성능이 비슷한 것을 볼 수 있다. 또, IBO=3 dB일 경우, 10^{-4} 일 때 TWTA만 사용했을 경우보다 NLMS 전치 왜곡기를 사용하였을 때 4.5 dB의 SNR 이득을 가진다. 그리고, NLMS 전치 왜곡기를 사용할 경우 IBO=6 dB만 해도 이론적인 성능과 같은 효과를 보인다.

그림 15는 64개의 부반송파일 때, IBO가 각각 0, 3, 6 dB 일 경우의 BER 성능이다. 32부반송파일 경우와 마찬가지로, IBO=0 dB일 경우를 제외하면, 적

응형 NLMS 전치 왜곡기와 수식적인 전치 왜곡기를 사용하였을 때, OFDM 통신 시스템의 BER 성능이 비슷한 것을 볼 수 있다. 또, IBO=3 dB일 경우, 10^{-4} 일 때 TWTA만 사용했을 경우보다 NLMS 전치 왜곡기를 사용하였을 때 6 dB의 SNR 이득을 가진다.

그림 16은 128개의 부반송파일 때, IBO가 각각 0, 3, 6 dB일 경우의 BER 성능이다. 32부반송파인 경우와 마찬가지로, IBO=0 dB일 경우를 제외하면, 적응형 NLMS 전치 왜곡기와 수식적인 전치 왜곡기를 사용하였을 때, OFDM 통신 시스템의 BER 성능이 비슷한 것을 볼 수 있다. 또, IBO=3 dB일 경우, 10^{-4}

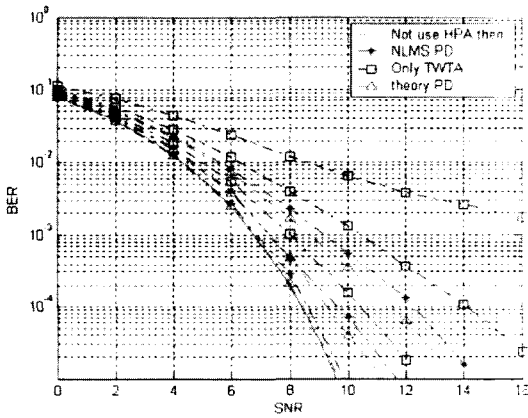


그림 14. 32개의 부반송파일 때 BER 성능(IFO=0, 3, 6 dB)
Fig. 14. BER performance of 32 sub-carrier(IFO=0, 3, 6 dB).

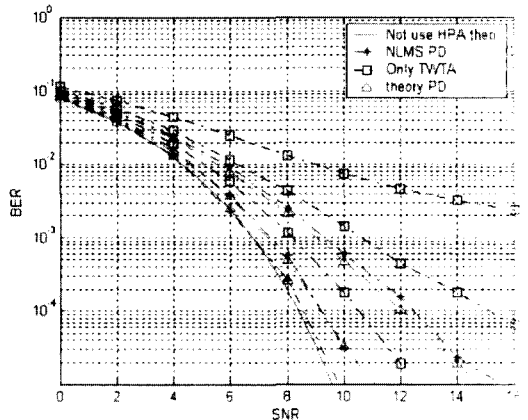


그림 15. 64개의 부반송파일 때 BER 성능(IFO=0, 3, 6 dB)
Fig. 15. BER performance of 64 sub-carrier(IFO=0, 3, 6 dB).

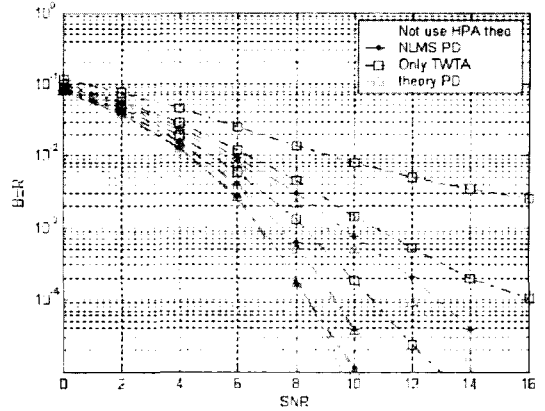


그림 16. 128개의 부반송파일 때 BER 성능(IFO=0, 3, 6 dB)
Fig. 16. BER performance of 128 sub-carriers(IFO=0, 3, 6 dB).

일 때 TWTA만 사용했을 경우보다 NLMS 전치 왜곡기를 사용하였을 때 6.5 dB의 SNR 이득을 가진다.

V. 결 론

본 논문에서는 NLMS 전치 왜곡기는 HPA의 온도나 노화에 따른 특성 변화를 추정하여 항상 일정한 성능을 유지할 수 있음을 연구하였다. 실제 시뮬레이션 상에서 HPA의 특성이 변화했을 경우 기존의 수식적인 전치 왜곡기는 BER 성능이 악화된다. 하지만, 적응형 NLMS 전치 왜곡기를 사용하였을 경우에는 HPA 특성이 변화하기 전이나 후나 같은 BER 성능을 나타내는 것을 보였다. 또 기존의 수식적인 전치 왜곡기와 적응형 NLMS 전치 왜곡기를 사용했을 경우 BER 성능 비교를 하였다. IBO가 0 dB일 경우, 수식적인 전치 왜곡기와 NLMS 전치 왜곡기보다 약 0.5 dB의 SNR 이득을 보인다. 하지만, IBO가 0 dB를 제외하고, IBO가 3 dB만 할 경우에도 두 가지가 비슷한 성능을 보이는 것을 볼 수 있다. 또, IBO가 3 dB일 때, 전치 왜곡기를 사용할 경우 오직 TWTA만 사용한 경우보다 약 4.5 dB(32 부반송파), 6.0 dB(64 부반송파) 6.5 dB(128 부반송파)의 SNR 이득을 보인다.

참 고 문 헌

[1] Heung-Gyoon Ryu, Yun-Hee Lee, "A new com-

- bined 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, Cimini, and 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.
- [8] T. Kubo, N. Fudaba, "A highly efficient adaptive digital predistortion amplifier for IMT-2000 base station", *IEEE VTC*, vol. 4, pp. 2216-2220, Apr. 2003.

김 상 우



2003년 2월: 한밭대학교 전자공학과 (공학사)
 2003년 3월~2005년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 2005년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] OFDM 통신시스템,

UWB 통신 및 무선 LAN 등

강 병 무



1990년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)
 1999년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학석사)
 1990년 3월~2000년 6월: 국방과학연구소 선임연구원
 2000년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 디지털 통신, OFDM, 에러정정코드

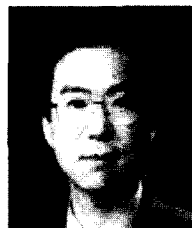
Nguyen Thanh Hieu



1999년 6월: 베트남 하노이 국립대학 전자통신공학과 (공학사)
 2003년 6월: 베트남 하노이 국립대학 전자통신공학과 (공학석사)
 2000년 1월~2004년 6월: 베트남 하노이 국립대학 전자통신공학과 강사

2004년 9월~현재: 충북대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 디지털 통신, OFDM 통신시스템 등

유 흥 균



1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수
 1999년~현재: IEEE 논문 심사위원
 2002년: 한국전자파학회 학술상 수상
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장

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