

논문 2010-47TC-10-2

# 비선형 고출력 증폭기의 선형화를 위한 SCPWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기

( A SCPWL Model-Based Digital Predistorter for Nonlinear High Power Amplifier Linearization )

서만중\*, 전석훈\*, 임성빈\*\*

(Manjung Seo, Seokhun Jeon, and Sungbin Im)

## 요약

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 다수 반송파 전송의 특수한 형태로 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 간섭에 대한 강건함이 증가하기 때문에 차세대 무선 광대역 통신 시스템의 전송 방식으로 큰 관심을 받고 있다. 하지만 출력 신호의 크기가 Rayleigh 분포를 갖기 때문에 무선 통신 환경에서 TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier)와 같은 고출력 증폭기 (High Power Amplifier; HPA)의 비선형 특성으로 인하여 단일 반송파 전송 방식보다 심각한 비선형 왜곡이 발생하게 된다. 본 논문에서는 HPA의 비선형성에 의한 비선형 왜곡을 보상하기 위해 SCPWL (Simplicial Canonical Piecewise-Linear) 모델 기반의 새로운 디지털 사전왜곡기를 제안한다. 제안된 사전왜곡기의 성능평가를 위해 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널 하에서 16-QAM과 64-QAM 변조 방식을 이용하고, 1024-point FFT/IFFT로 구현된 OFDM 시스템에서 다양한 실험을 실시하였다. 모의실험 결과, HPA에 의해 발생하는 비선형 왜곡을 효과적으로 보상함으로써 우수한 성능 향상이 있음을 확인하였다.

## Abstract

An orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) system is a special case of multicarrier transmission, where a single data stream is transmitted over a number of lower-rate subcarriers. One of the main reasons to use OFDM is to increase robustness against frequency-selective fading or narrowband interference. However, in the radio systems the distortion introduced by high power amplifiers (HPA's) such as traveling wave tube amplifier (TWTA) considered in this paper, is also critical. Since the signal amplitude of the OFDM system is Rayleigh-distributed, the performance of the OFDM system is significantly degraded by the nonlinearity of the HPA in the OFDM transmitter. In this paper, we propose a simplicial canonical piecewise-linear (SCPWL) model based digital predistorter to compensate for nonlinear distortion introduced by an HPA in an OFDM system. Computer simulation is carried on an OFDM system under additive white Gaussian noise (AWGN) channels with 16-QAM and 64-QAM modulation schemes and modulator/demodulator implemented with 1024-point FFT/IFFT. The simulation results demonstrate that the proposed predistorter achieves significant performance improvement by effectively compensating for the nonlinearity introduced by the HPA.

**Keywords :** OFDM, HPA, DPD, SCPWL, nonlinearity

\* 학생회원, \*\* 평생회원, 송실대학교  
정보통신전자공학부  
(School of Electronic Engineering, Soongsil  
University)

\* 이 논문은 2010년 정부(교육과학기술부)의 재원으로  
한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임  
(2010-0015959)

접수일자: 2010년6월8일, 수정완료일: 2010년10월15일

## I. 서론

최근 들어, W-LAN (Wireless Local Area Network), 광대역 무선 접속 (BWA; Broadband Wireless Access), 휴대인터넷 (WiBro), 차세대 이동통신 등의

고속 멀티미디어 무선 네트워크 및 디지털 라디오와 TV 방송을 위한 무선 전송 방식으로 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술이 크게 각광받고 있다. OFDM을 포함한 대부분의 무선 통신 시스템에서는 송신단에서 충분한 송신 전력을 얻기 위해 고출력 증폭기 (HPA; High Power Amplifier)를 사용하게 된다. 일반적으로 HPA로부터 최대 출력 전력을 얻기 위해서는 포화 영역 근처에 동작점을 설정하여야 하며, 이로 인하여 비선형 왜곡이 발생하여 시스템의 성능을 크게 악화시킨다. 또한, 단일 반송파 시스템과는 다르게 OFDM 시스템에서는 출력 신호의 크기가 Rayleigh 분포를 갖기 때문에 무선 통신 환경에서 HPA의 비선형 특성으로 인하여 단일 반송파 전송 방식보다 심각한 비선형 왜곡이 발생하게 된다. 이러한 HPA의 비선형 특성은 전송 신호의 진폭 변화에 매우 민감한데, 다수의 부반송파로 변조된 신호를 결합하여 전송하는 OFDM 시스템에서는 전송 신호의 진폭이 매우 크게 변하고 결국 전송 신호의 최대전력 대 평균전력 비 (PAPR; Peak-to-Average Power Ratio)가 단일 반송파 시스템에 비해 매우 크게 발생되어 HPA에 의한 성능 열화가 심각해지는 단점을 갖게 된다<sup>[1~2]</sup>.

HPA의 비선형성은 통신 시스템에서 인접 채널간의 간섭 (Adjacent Channel Interference; ACI)과 심볼간 간섭 (Inter-Symbol Interference; ISI) 그리고 진폭과 위상 왜곡을 발생시키고, 신호의 PAPR이 높을수록 왜곡이 더욱 심각하게 나타난다. 이러한 바람직하지 않은 왜곡을 감소시키기 위해 출력 신호 레벨을 선형 영역으로 백오프 (back-off) 시킬 경우에는 HPA의 전력효율과 출력이 감소하게 된다<sup>[3]</sup>. 따라서 HPA의 효율을 높이고, 주파수 재성장을 방지하기 위한 HPA의 선형화는 중요한 문제로 부각되고 있다. HPA의 비선형성을 줄이기 위한 선형화 방식으로는 아날로그 사전왜곡 (predistortion), 전방 케환 (feed-forward) 방식, 후방 케환 (feed-back) 방식, 그리고 디지털 사전왜곡 (digital predistortion) 방식 등이 있다. 최근에는 범용 디지털 신호처리 소자들의 발전으로 인해 디지털적으로 처리 가능한 기저대역 (baseband) 기법들이 활발히 연구되고 있다. 특히 송신기에서 사전왜곡기를 사용하는 방법은 비선형 왜곡의 근원이 있는 송신기에서 입력 데이터를 쉽게 사용하여 보상할 수 있다는 점에서 매우 효과적이라 할 수 있다.

사전왜곡기는 HPA의 전단에 위치하며, HPA에 의해

신호가 왜곡되는 것을 미리 보상하는 방향으로 신호를 사전에 왜곡하여 HPA에 가하여 줌으로써 사전왜곡기와 HPA를 결합한 시스템의 출력이 변조 신호가 선형적으로 증폭된 신호와 같아지도록 동작하게 된다. 이러한 사전왜곡기의 기본 동작은 HPA를 표현하는 비선형 변환의 역변환을 구하는 문제로 이해할 수 있으며, 이에 기반하여 다양한 형태의 사전왜곡기법들이 연구되고 있다<sup>[4~7]</sup>. 본 논문에서는 비선형 HPA에 의해 발생하는 비선형 왜곡을 효과적으로 보상하기 위해 SCPWL (Simplicial Canonical Piecewise-Linear) 모델<sup>[8~9]</sup> 기반의 디지털 사전왜곡기를 제안한 후, OFDM 시스템에 적용하여 다양한 측면에서 성능을 평가하고자 한다.

이를 위해 본 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어 II장에서는 시스템 모델에 대해 살펴보고, III장에서는 본 논문에서 고려하는 SCPWL 모델에 대해 설명한다. IV장에서는 제안된 사전왜곡기를 OFDM 시스템에 적용하여 성능을 평가하고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

### 1. OFDM 시스템

OFDM 시스템에서는 전체 전송 대역을 다수의 협대역 부채널로 분할하여 변조된 데이터 심볼들을 다수의 직교 부반송파를 이용하여 전송한다<sup>[1]</sup>. OFDM 시스템의 송신단에서는 먼저 입력 데이터 비트들이 PSK (Phase Shift Keying) 또는 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 부호기에 의해  $L$  비트 단위로 묶여 심볼 간격이  $T_s$  (sec)인  $N$ 개 변조 심볼  $X_l(l=0, \dots, N-1)$ 로 변환된다. 여기서, M-ary 변조 방식을 고려할 경우  $L = M \log_2 M$  이다. 이러한  $N$ 개 변조 심볼들은 주파수 간격이  $\Delta f = 1/NT_s$  (Hz)인  $N$ 개 직교 부반송파에 의해 변조된 후, 직렬-병렬 변환기 (Serial-to-Parallel Converter)를 통해 직렬 신호로 변환되어 HPA의 입력이 된다. 따라서  $N$ 개 변조 심볼 길이인  $NT_s$  (sec) 동안 OFDM 변조된 기저대역 신호  $x(t)$ 는 적절한 크기 변환을 거쳐 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l e^{j2\pi f_l t} \quad (0 \leq t < NT_s) \quad (1)$$

여기서,  $X_l$ 은  $l$ 번째 부반송파를 통해 전송되는 변조 심볼을 나타내며,  $f_l$ 은 이러한 변조 심볼  $X_l$ 을 전송하기 위한  $l$ 번째 부반송파 주파수로서 다음과 같이 정의된다.

$$f_l \equiv l\Delta f = \frac{l}{NT_s} \text{ (Hz)} \quad (2)$$

한편, 식 (1)에서의 신호  $x(t)$ 를 변조 심볼 간격인  $T_s$  단위로  $t = nT_s$  ( $n = 0, \dots, N-1$ )마다 샘플링한 이산 시간 시스템에서 기저대역 OFDM 전송 신호는 식 (3)과 같이 표현될 수 있다.

$$x_n \equiv x(nT_s) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l e^{j2\pi ln/N} \quad (3)$$

여기서, 식 (3)은  $N$ 개 변조 심볼  $X_l$ 에 대한 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 과정과 동일함을 알 수 있고, 따라서 이는  $N$ -point IFFT를 이용하여 디지털 방식을 통해 효과적으로 구현될 수 있다. 또한 OFDM 시스템의 수신단에서는 이러한 송신단에 대한 역 과정을 수행하게 되며, 특히 부반송파 복조는  $N$ -point FFT로 수행된다.

송신단에서 신호는 IFFT 블록을 통과한 후 HPA에 의해 전송에 필요한 출력으로 증폭되며, 이 과정에서 전송 신호의 출력을 높이기 위해 HPA의 포화 영역에서 동작하게 된다. 하지만 고출력 신호를 얻기 위해 포화 상태에서 동작하게 될 경우 비선형 왜곡을 피할 수 없게 된다. HPA는 AM/AM (Amplitude Modulation to Amplitude Modulation) 변환과 AM/PM (Amplitude Modulation to Phase Modulation) 변환에 의해 입력 신호의 진폭에 따라 출력 신호의 진폭과 위상이 비선형적인 특성을 보인다.

## 2. 비선형 고출력 증폭기

본 논문에서는 HPA의 모델로서 TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier)를 고려한다. TWTA를 고려하는 이유는 위상에 대한 비선형 왜곡이 거의 없는 일반적인 반도체 소자 증폭기와는 달리 TWTA는 입력 신호의 진폭 및 위상 모두에 비선형 왜곡이 발생한다는 점을 들 수 있다. 따라서 이러한 비선형 왜곡의 영향 및 사전왜곡기를 이용한 성능 향상을 관찰하기 위해서는 TWTA가 매우 적합하다고 할 수 있다. 또한 TWTA의 경우 비선형 특성에 대한 정교한 수학적 모

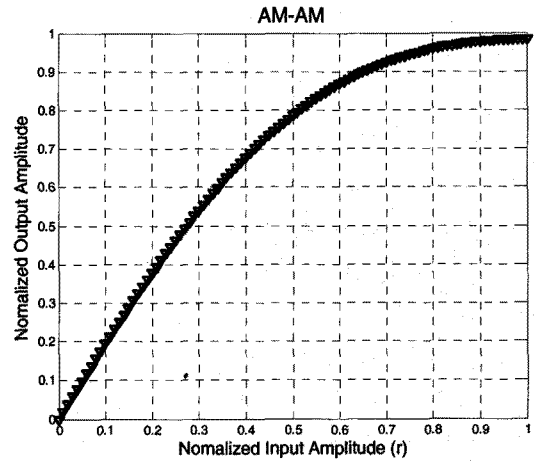


그림 1. TWTA의 AM/AM 변환

Fig. 1. AM/AM conversion of the TWTA.

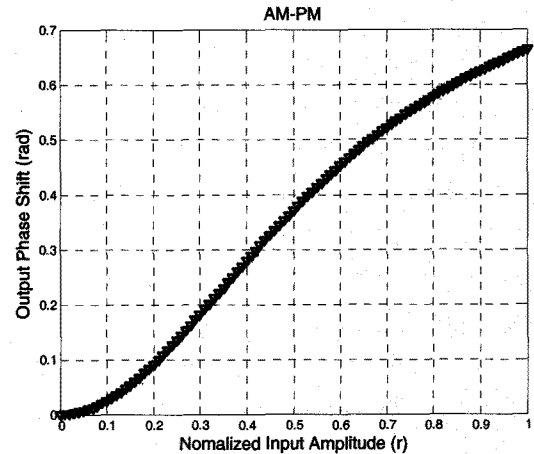


그림 2. TWTA의 AM/PM 변환

Fig. 2. AM/PM conversion of the TWTA.

델이 존재하며, 이를 용이하게 모의실험에 적용할 수 있다는 점이다. 이러한 TWTA의 특성은 일반적으로 기억성이 없는 단일 입력/단일 출력 비선형 변환으로 변환된다.

보편적으로 널리 사용되는 Saleh's two-parameter 모델에 따르면, TWTA의 비선형 특성은 정규화된 입력 신호의 진폭  $r$  ( $0 \leq r \leq 1$ )에 대해 식 (4)와 같은 비선형 AM/AM 변환 특성  $A(r)$ 과 비선형 AM/PM 변환 특성  $\phi(r)$ 로 표현할 수 있다<sup>[10]</sup>.

$$A(r) = \frac{\alpha_a r}{1 + \beta_a r^2}, \quad \phi(r) = \frac{\alpha_\phi r^2}{1 + \beta_\phi r^2} \quad (4)$$

본 논문에서 사용된 파라미터는  $\alpha_a = 1.9638$ ,  $\beta_a = 0.9945$ ,  $\alpha_\phi = 2.5293$ ,  $\beta_\phi = 2.8168$ 로 그림 1과

2는 이러한 파라미터 값들을 사용할 경우의 TWTA의 비선형 특성을 나타낸 것이다. 그림에서 나타낸 것처럼 입력 진폭이 증가할수록 출력 이득이 감소하는 AM/AM 변환 특성을 보이며, 증폭기의 동작점이 포화 영역에 가까워질수록 출력 신호는 더욱 왜곡 된다는 것을 알 수 있다. HPA의 비선형성은 출력 신호 레벨을 HPA의 선형 영역으로 충분히 back-off 시킴으로써 감소시킬 수 있으나, 이는 송신 신호의 출력을 과도하게 감소시키게 되어 결국 fade margin을 감소시키는 결과를 가져온다. 따라서 TWTA의 출력을 최대한 이용하기 위해서는 비선형성의 보상이 필요하게 된다.

### III. Simplicial Canonical Piecewise-Linear 모델

디지털 사전왜곡기의 개발을 위해 본 논문에서 고려하는 SCPWL 모델은 CPWL 모델<sup>[11~13]</sup>에 기반을 두고 있으며, 비선형 시스템을 분석하는데 있어 회로의 동작 영역을 여러 개의 구간으로 나누고, 각 구간에서의 비선형 소자 특성을 선형 함수로 표현하여 처리함으로써, 일반적인 비선형 방정식보다 계산적인 측면에서 뿐만 아니라 메모리 효율성에서도 매우 유용하다. 그림 3은 본 논문에서 고려하는 SCPWL 모델의 구조를 나타낸 것으로 식 (5)와 같이 표현될 수 있다<sup>[9]</sup>.

$$f(x(k)) = a + \sum_{i=1}^{\sigma} c_i \Lambda_i(x(k)) \quad (5)$$

식 (5)를 벡터형태로 나타내면 다음과 같다.

$$f(x(k)) = c^T \Lambda(x) \quad (6)$$

여기서,  $\Lambda(x) = [1 \ \Lambda_1(x(k)) \ \dots \ \Lambda_{\sigma}(x(k))]^T$ 는 기저함수 벡터를 나타내고,  $c = [a \ c_1 \ c_2 \ \dots \ c_{\sigma}]^T$ 는 SCPWL 모델의 계수 벡터를 의미한다. 기저함수  $\Lambda_i(x(k))$ 는 식 (7)과 같이 주어진다<sup>[8~9]</sup>.

$$\Lambda_i(x(k)) = \begin{cases} \frac{1}{2}(x(k) - \beta_i + |x(k) - \beta_i|), & x \leq \beta_{\sigma} \\ \frac{1}{2}(\beta_{\sigma} - \beta_i + |\beta_{\sigma} - \beta_i|), & x > \beta_{\sigma} \end{cases} \quad (7)$$

여기서,  $\beta_i, (1, \dots, \sigma)$ 는 미리 정의된  $i$ 번째 분할 지점을 나타내고,  $\beta_1 \leq \beta_2 \leq \dots \leq \beta_{\sigma}$ 와 같이 동일한 영역으로 분할되어야 한다.

SCPWL 모델의 계수들은 식 (8)과 같이 LMS (Least

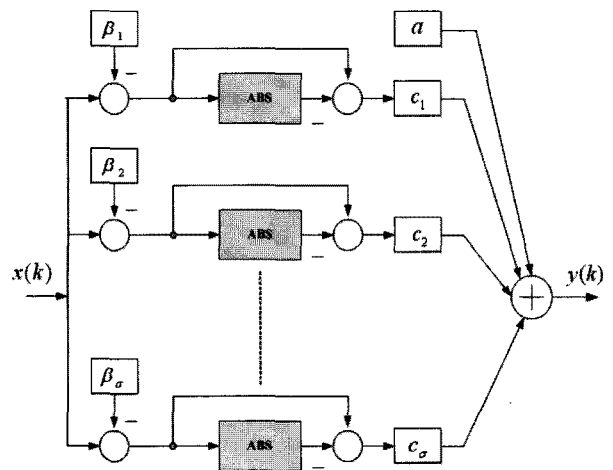


그림 3. SCPWL 모델의 구조  
Fig. 3. Structure of the SCPWL model.

Mean Square) 기반의 알고리즘을 통해 업데이트 된다.

$$c(k+1) = c(k) + \mu_c \Lambda(x) e(k) \quad (8)$$

여기서,  $e(k)$ 는 원래의 입력 신호  $d(k)$ 와 모델의 출력 신호  $y(k)$ 의 오차를 나타낸다. 또한  $\mu_c$ 는 SCPWL 모델의 계수  $c$ 와 관련된 스텝사이즈를 의미하며,  $\mu_c$ 의 범위는 다음과 같다<sup>[14]</sup>.

$$0 < \mu_c < \frac{1}{\left(1 + \sum_{i=1}^{\sigma-1} (\beta_{\sigma} - \beta_i)^2\right)} \quad (9)$$

표 1. 제안된 알고리즘의 요약  
Table 1. Summary of the proposed algorithm.

<b>Definitions :</b>
$y(k)$ : SCPWL model output
$e(k)$ : error signal
<b>Parameters :</b>
$\sigma$ : number of predefined partition points
$\mu_c$ : step size related to $c$ coefficients
<b>Data :</b>
$x(k)$ : input signal
$d(k)$ : desired signal
<b>Initialization :</b>
$c(0) = [0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0]^T$
<b>For each <math>k, k = 1, 2, \dots</math></b>
$y(k) = c^T(k) \Lambda[x]$
$e(k) = d(k) - y(k)$
$c(k+1) = c(k) + \mu_c \Lambda[x] e(k)$

앞서 설명한 SCPWL 모델의 계수들을 구하기 위한 알고리즘을 표 1에 정리하였다.

#### IV. SCPWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기의 성능평가

이 장에서는 TWTA에 의해서 야기되는 비선형 왜곡을 보상하기 위해, 제안된 SCPWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기를 OFDM 시스템에 적용하여 다양한 측면에서 성능을 검증하고자 한다. 그림 4는 제안된 디지털 사전왜곡기를 적용한 OFDM 시스템의 구성도를 나타낸 것으로 OFDM 시스템에서는 16-QAM과 64-QAM 변조 방식을 고려하였고, 부반송과 변조 및 복조를 위해 1024-point IFFT/FFT를 이용하였다.

그림 4에서 볼 수 있듯이 본 논문에서 제안된 사전왜곡기는 간접 학습 구조 사전왜곡 기법<sup>[15]</sup>을 사용한 것으로 크게 사전왜곡기 블록, HPA 블록, 간접 학습 블록으로 나눌 수 있다. 이때, 사전왜곡기와 간접 학습 블록은 HPA와 반대되는 특성을 지닌 비선형 시스템이며 학습의 최종 목표는 비선형성을 정확하게 보상하는 사전왜곡기의 계수들을 구하는 것이다. 여기서,  $x(k)$ 는 사전왜곡기의 입력 신호를 나타내고,  $v(k)$ 는 HPA에서 발생하는 왜곡을 사전왜곡기의 보상 과정을 통해 왜곡과 반대되는 방향으로 미리 왜곡 시킨 것이다.

그림 5는 사전왜곡기를 통과한 신호  $v(k)$ 와 간접 학습 블록을 통과한 신호  $w(k)$ 와의 MSE (Mean Square Error)를 1000개의 샘플단위로 평균을 내어 나타낸 것

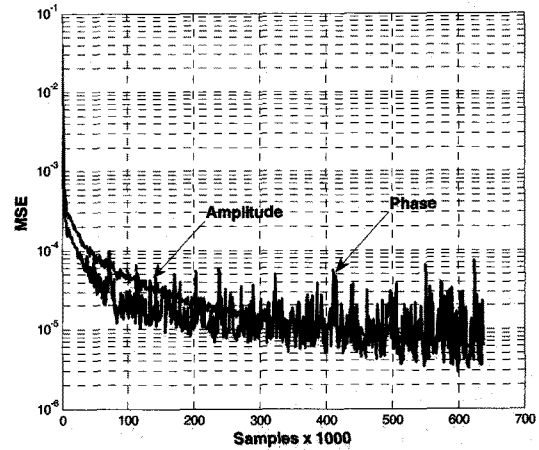


그림 5. SCPWL 모델의 MSE 특성 곡선  
Fig. 5. MSE curves for the SCPWL model.

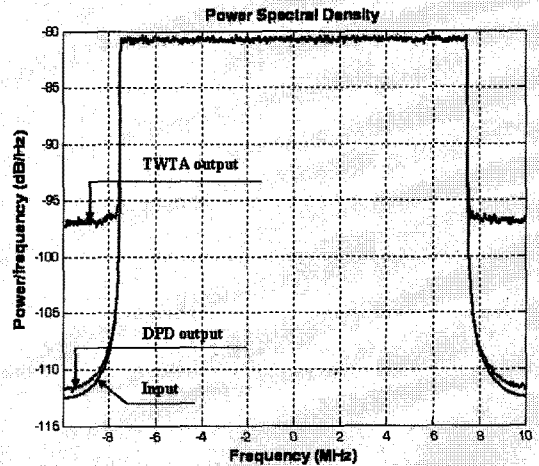


그림 6. 16-QAM 변조에 대한 스펙트럼 비교  
Fig. 6. Comparison of the spectra for 16-QAM.

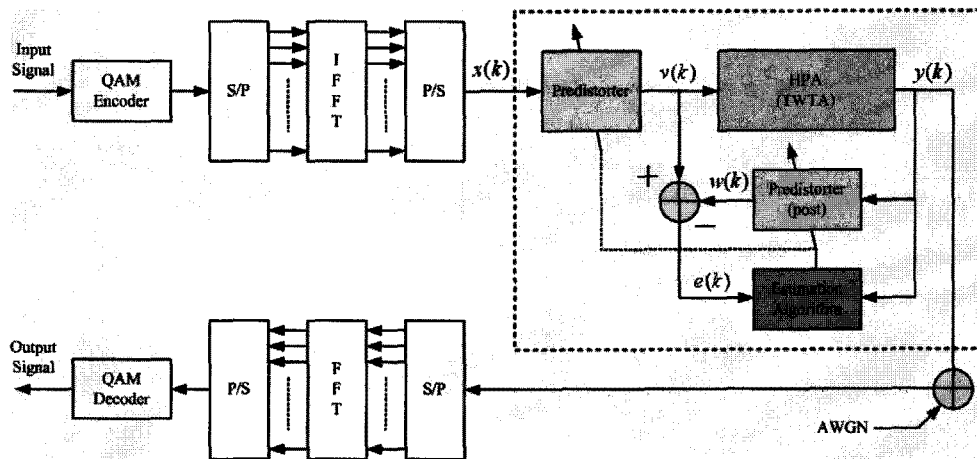
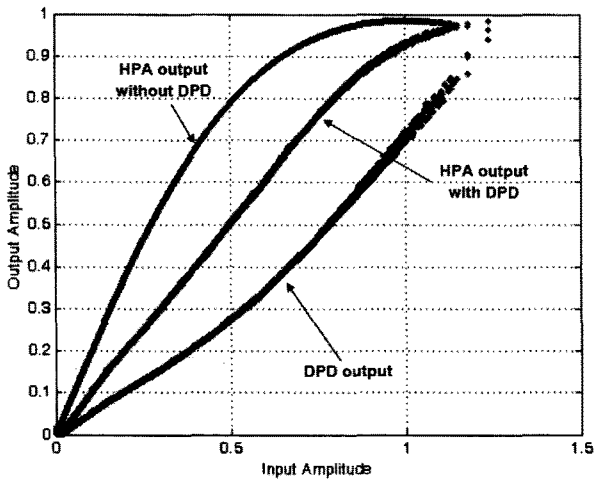
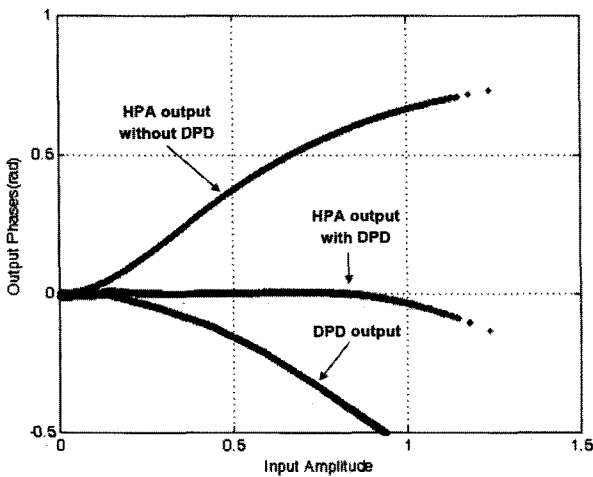


그림 4. 제안된 사전왜곡기를 적용한 OFDM 시스템의 구성도  
Fig. 4. Block diagram of the OFDM system using the proposed predistorter.



(a) AM-AM 변환



(b) AM-PM 변환

그림 7. 16-QAM 변조에 대한 비선형 특성 곡선의 비교  
Fig. 7. Comparison of the nonlinear characteristic curves for 16-QAM.

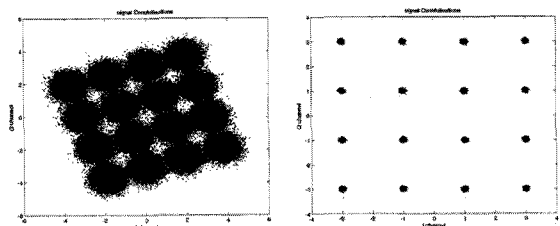
이다. 그림에서 볼 수 있듯이 사전왜곡기의 계수 값들이 계속적으로 업데이트됨에 따라 MSE가 감소하는 것을 알 수 있다. 그림 6은 16-QAM 변조에 대하여 사전왜곡기의 입력신호, TWTA의 출력 신호 및 제안된 사전왜곡기의 출력 신호를 주파수 영역에서 비교한 것으로 TWTA에 의한 비선형 왜곡이 효과적으로 보상됨에 따라 입력신호와 제안된 사전왜곡기의 출력 신호가 유사해짐을 알 수 있다. 그림 7은 16-QAM 변조에 대한 AM/AM 변환 특성과 AM/PM 변환 특성 곡선을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 TWTA의 출력과 반대되는 특성을 나타내는 사전왜곡기의 출력이 TWTA의 비선형 왜곡을 감쇄시킴으로써 출력 신호가 선형적인 특성을 가지게 된다.

일반적으로 OFDM 시스템에서 HPA를 사용할 경우 신호의 높은 첨두값으로 인한 비선형 왜곡을 줄이기 위해서는 식 (10)과 같이 정의되는 IBO (Input Back-Off)가 필요하다<sup>[16]</sup>.

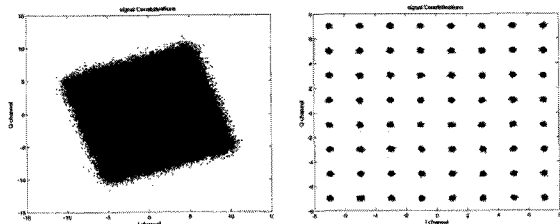
$$IBO = \frac{A_{sat}^2}{P_{in}} \quad (10)$$

여기서,  $P_{in}$ 은 입력 신호의 평균전력이고,  $A_{sat}$ 는 입력 포화레벨을 나타낸다. 따라서 위 식으로부터  $A_{sat}$ 과 IBO가 주어졌을 때 입력 신호의 전력이 결정됨을 알 수 있다.

그림 8은 16-QAM과 64-QAM 변조에 대한 수신 심볼의 정상도를 나타낸 것으로 좌측 그림은 사전왜곡기가 없는 경우의 정상도를 나타낸 것이고, 우측의 그림은 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우의 정상도를 나타낸 것이다. 좌측의 그림에서 알 수 있듯이 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우 심각한 비선형 왜곡이 발생함을 알 수 있다. 하지만 동일한 환경에서 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우의 정상도를 살펴보면 TWTA의 비선형 왜곡이 보상되었음을 알 수 있다. 그림 9는 SNR=∞ dB 일 때, 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우와 그렇지 않은 경우, IBO의 변화에 따른 비트오율을 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 제안된 사전왜곡기의 사용



(a) 16-QAM



(b) 64-QAM

그림 8. 16-QAM과 64-QAM 변조에 대한 수신 심볼의 정상도 (IBO=9dB)

Fig. 8. Constellation of 16-QAM and 64-QAM, respectively (IBO=9dB).

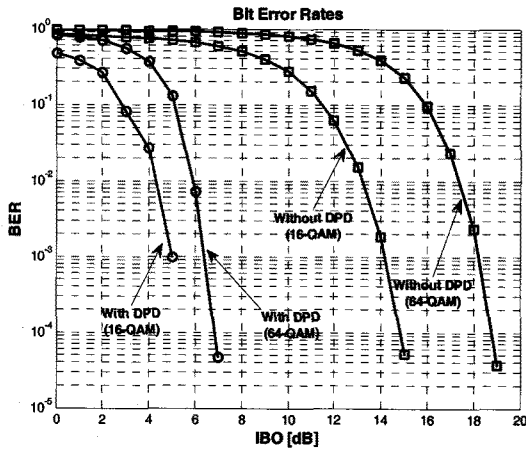
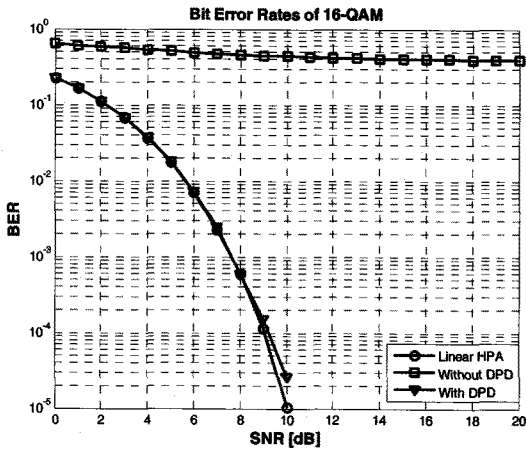
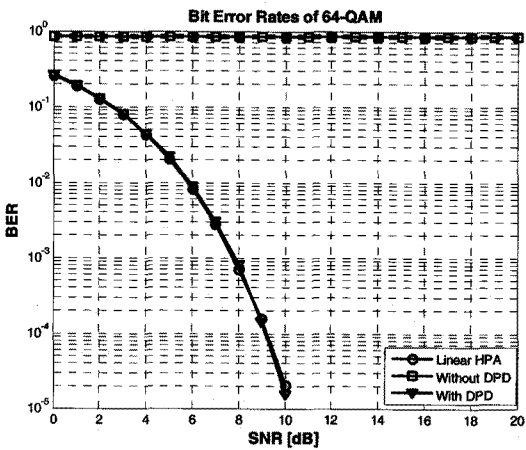


그림 9. IBO에 따른 비트오율의 변화 (SNR=∞)  
 Fig. 9. IBO level vs. BER performance with and without the proposed predistorter (SNR=∞).



(a) 16-QAM



(b) 64-QAM

그림 10. 16-QAM과 64-QAM 변조에 대하여 신호 대 잡음비에 따른 비트오율 비교 (IBO=9dB)  
 Fig. 10. BER vs. SNR for 16-QAM and 64-QAM, respectively (IBO=9dB).

으로 현격한 성능향상이 이루어지는 것을 알 수 있다. 예로서, 16-QAM의 경우, 비트오율이  $10^{-3}$ 일 때 사전왜곡기의 사용으로 인해 약 9dB의 IBO 이득을 얻을 수 있다.

그림 10은 16-QAM과 64-QAM 변조에 대하여 신호 대 잡음비에 따른 비트오율을 비교한 것으로 그림에서 “Linear HPA”는 TWTA가 없는 (즉, 비선형 왜곡이 없는) 이상적인 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널에 대한 비트오율 성능을 나타낸다. 그림에서처럼 IBO가 충분히 주어지더라도 사전왜곡기가 없는 경우에는 SNR이 증가하여도 비트오율 성능이 포화된다. 하지만 제안된 사전왜곡기를 사용함으로써 거의 완벽하게 비선형 왜곡을 보상하여 이상적인 AWGN 채널의 성능에 근접한 매우 우수한 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그림 11은 ISI의 정도를 평가하기 위하여 이상적인 16-QAM 변조에 대한 아이 패턴 (eye pattern)과 제안된 사전왜곡기를 사용할 경우와 그렇지 않을 경우의 아이 패턴을 나타낸 것이다. 그림에서 볼 수 있듯이 사전왜곡기의 사용을 통해 ISI가 감소하여 눈의 열린 정도 (eye opening)가 증가함을 알 수 있다.

본 논문에서 제안하는 사전왜곡기의 성능평가 기준으로 고려하는 TD (Total Degradation)는 시스템에서 목표로 하는 비트오율을 만족하기 위한 HPA의 출력전력과 선형 증폭기의 출력전력의 차를 의미한다. 비선형 환경에서 성능측정을 위해 사용되는 TD는 식 (11)과 같이 정의된다<sup>[17~18]</sup>.

$$\begin{aligned}
 & \text{Total Degradation} \\
 & = SNR_{HPA}(IBO) - SNR_{AWGN} + IBO \text{ [dB]}
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

여기서,  $SNR_{HPA}(IBO)$ 는 주어진 IBO에서 HPA에 의해 발생된 왜곡을 고려하였을 때 요구되는 신호 대 잡음비를 나타내고,  $SNR_{AWGN}$ 는 AWGN 채널에서 달성하고자 하는 비트오율을 얻기 위해 필요한 신호 대 잡음비를 의미한다.

표 2는 16-QAM 변조와 64-QAM 변조에 대하여 시스템에서 목표로 하는 비트오율을  $10^{-3}$ 으로 설정했을 경우의  $IBO_{opt}$ 와  $TD_{min}$ 을 나타낸 것이다. 16-QAM 변조에서 사전왜곡기가 없는 경우 IBO가 17dB에서 최소의 TD가 25.13dB이고, 사전왜곡기를 사용했을 경우에는 IBO가 7dB에서 최소의 TD가 7.18dB로 사전왜곡기를 사용함으로써 전력효율이 약 10dB (17dB-7dB) 향상

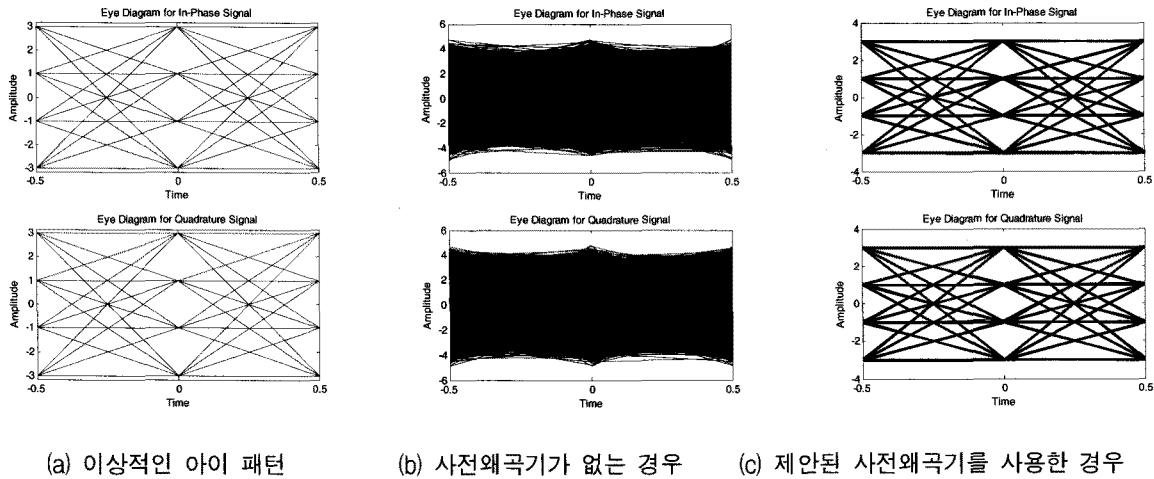


그림 11. 16-QAM 변조에 대한 아이 패턴 비교 (IBO=9dB)  
 Fig. 11. Comparison of the eye patterns for 16-QAM (IBO=9dB).

표 2. 16-QAM과 64-QAM 변조에서 최적의 IBO와 최소의 TD  
 Table 2. Optimal input back-offs and minimum total degradations for 16-QAM and 64-QAM.

구 분		IBO <sub>opt</sub>	TD <sub>min</sub>
사전왜곡기가 없는 경우	16-QAM	17	25.13
	64-QAM	20	27.48
제안된 사전왜곡기를 사용한 경우	16-QAM	7	7.18
	64-QAM	8	8.29

됨을 알 수 있다. 64-QAM 변조에서는 사전왜곡기가 없는 경우 IBO가 20dB에서 최소의 TD가 27.48dB이고, 사전왜곡기를 사용했을 경우에는 IBO가 8dB에서 최소의 TD가 8.29dB로 사전왜곡기를 사용함으로써 전력효율이 약 12dB (20dB-8dB) 향상되었다.

### V. 결 론

본 논문에서는 OFDM 시스템에서 TWTA와 같은 HPA에 의해 발생하는 비선형 왜곡을 효과적으로 보상하기 위해 SCPWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기를 제안하였다. 제안된 사전왜곡기의 성능을 평가하기 위해 다중 경로 페이딩 현상이 완전히 보상된 AWGN 채널

하에서 16-QAM, 64-QAM 변조 방식을 이용하고, 1024-point IFFT/FFT로 구현된 OFDM 시스템에 대한 다양한 모의실험을 실시한 결과, 제안된 사전왜곡기를 사용하였을 경우 효과적인 비선형성 보상에 따른 전력 효율과 비트오율의 향상이 있음을 알 수 있었다.

### 참 고 문 헌

- [1] Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House, 2004.
- [2] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, no. 7, pp. 665-675, Jul. 1985.
- [3] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Northwood, MA: Artech House, 1999.
- [4] A. S. Wright and W. G. Durtler, "Experimental performance of an adaptive digital linearized power amplifier," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 41, no. 4, pp. 395-400, Nov. 1992.
- [5] K. J. Muhonen, M. Kavehrad, and R. Krishnamoorthy, "Look-up table techniques for adaptive digital predistortion: a development and comparison," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 5, pp. 1995-2002, Sep. 2000.
- [6] A. N. D'Andrea, V. Lottici, and R. Reggiannini, "Efficient digital predistortion in radio realy links with nonlinear power amplifiers," *IEE Proc. Commun.*, vol. 147, no. 3, pp. 175-179, Jun. 2000.
- [7] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt, and



- J. Pastalan, "A Generalized Memory Polynomial Model for Digital Predistortion of RF Power Amplifiers," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 54, no. 10, pp. 3852-3860, Oct. 2006.
- [8] P. Julian, A. Desages, and O. Agamennoni, "High level canonical piecewise linear representation using a simplicial partition," *IEEE Trans. Circuits and Systems Part I*, vol. 46, pp. 463-480, Apr. 1999.
- [9] J. L. Figueroa, J. E. Cousseau, and R. J. P. de Figueiredo, "A low complexity simplicial canonical piece-wise linear adaptive filter," *Circ., Syst., Signal Process. J.*, vol. 23, pp. 365-386, Oct. 2004.
- [10] A. A. M. Saleh, "Frequency independent and frequency dependent nonlinear model of TWT amplifier," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, no. 11, pp. 1715-1721, Nov. 1981.
- [11] L. O. Chua and R. Ying, "Canonical Piecewise-Linear Analysis," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-30, no. 3, pp. 125-140, Mar. 1983.
- [12] L. O. Chua and A. C. Deng, "Canonical Piecewise-Linear Modeling," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-33, no. 5, pp. 511-525, May 1986.
- [13] C. Kahlert and L. O. Chua, "A Generalized Canonical Piecewise-Linear Representation," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 37, no. 3, pp. 373-383, Mar. 1990.
- [14] J. N. Lin and R. Unbehauen, "Adaptive nonlinear digital filter with canonical piecewise-linear structure," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 37, pp. 347-353, 1990.
- [15] M. Ghaderi, "Adaptive predistortion lineariser using polynomial functions," *IEEE Proc. Commun.*, vol. 141, no. 2, pp. 49-55, Apr. 1994.
- [16] S. C. Thompson, J. G. Proakis, and J. R. Zeidler, "The Effectiveness of Signal Clipping for PAPR and Total Degradation Reduction in OFDM Systems," *IEEE Globecom 2005*, vol. 5, pp. 2807-2811, Nov. 2005.
- [17] H. A. Al-Asady and M. Ibnkahla, "Performance evaluation and total degradation of 16-QAM modulations over satellite channels," *IEEE CCECE 2004*, vol. 2, pp. 1187-1190, May 2004.
- [18] 한창식, 서만중, 임성빈, "OFDM 시스템에서 시간 및 주파수 영역 클리핑의 Total Degradation 성능 평가," *대한전자공학회논문지*, 제44권, 제7호, 17-22쪽. 2007년 7월.

---

 저 자 소 개
 

---



서만중(학생회원)  
 2005년 한국교육개발원  
 정보통신공학과 학사  
 2007년 숭실대학교  
 정보통신공학과 석사  
 2007년~현재 숭실대학교  
 정보통신공학과  
 박사과정 재학중

<주관심분야 : OFDM PAPR 감소기법, 디지털 사전왜곡기법, Super-RENS 시스템, 비선형 신호처리>



전석훈(학생회원)  
 2010년 숭실대학교  
 정보통신전자공학부 학사  
 2010년~현재 숭실대학교  
 정보통신공학과  
 석사과정 재학중

<주관심분야 : 비선형 신호처리, FPGA>



임성빈(평생회원)  
 1986년 서울대학교  
 전자공학과 학사  
 1988년 서울대학교  
 전자공학과 석사  
 1994년 University of Texas at  
 Austin 전기 및 컴퓨터  
 공학과 박사

1995년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부  
 교수

<주관심분야 : 비선형 신호처리, 통신 시스템, 디지털 방송 시스템>