

논문 2010-47TC-2-2

전력 증폭기의 선형화를 위한 Canonical Piecewise-Linear 모델 기반의 디지털 사전왜곡기

(A Canonical Piecewise-Linear Model-Based Digital Predistorter for
Power Amplifier Linearization)

서 만 중*, 심 희 성*, 임 성 빈**, 홍 승 모***

(Manjung Seo, Heesung Shim, Sungbin Im, and Seungmo Hong)

요 약

최근 들어, 차세대 무선 광대역 통신 시스템의 전송 방식으로 큰 관심을 받고 있는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 다수 반송파 전송의 특수한 형태로 볼 수 있으며 하나의 데이터열이 보다 낮은 데이터 전송률을 갖는 부반송파를 통해 전송된다. OFDM을 사용하는 중요한 이유 중 하나는 OFDM을 사용하면 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 간섭에 대한 강건함이 증가하기 때문이다. 하지만 출력 신호의 크기가 Rayleigh 분포를 갖기 때문에 무선 통신 환경에서 SSPA (Solid State Power Amplifier)와 같은 고풍력 증폭기 (High Power Amplifier; HPA)의 비선형 특성으로 인하여 단일 반송파 전송 방식보다 심각한 비선형 왜곡이 발생하게 된다. 본 논문에서는 OFDM 신호의 높은 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)과 HPA의 비선형성에 의한 신호의 왜곡과 스펙트럼의 확산을 방지하기 위해 canonical piecewise-linear (PWL) 모델 기반의 디지털 사전왜곡기를 제안한다. 제안된 사전왜곡기의 성능평가를 위해 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널 하에서 QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조 방식을 이용하고, 1024-point FFT/IFFT로 구현된 OFDM 시스템에 대한 모의실험을 실시한 결과, 비트오율과 비선형성 개선측면에서 우수한 성능을 나타내었다.

Abstract

Recently, there has been much interest in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) for next generation wireless wideband communication systems. OFDM 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 it is also important to distortion introduced by high power amplifiers (HPA's) such as solid state power amplifier (SSPA) considered in this paper. 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 canonical piecewise-linear (PWL) model based digital predistorter to prevent signal distortion and spectral re-growth due to the high peak-to-average power ratio (PAPR) of OFDM signal and the nonlinearity of HPA's. Computer simulation on an OFDM system under additive white Gaussian noise (AWGN) channels with QPSK, 16-QAM and 64-QAM modulation schemes and modulator/demodulator implemented with 1024-point FFT/IFFT, demonstrate that the proposed predistorter achieves significant performance improvement by effectively compensating for the nonlinearity introduced by the SSPA.

Keywords : OFDM, HPA, DPD, canonical PWL, nonlinearity

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

*** 정회원, (주)알에프윈도우
(RF WINDOW Co., Ltd.)

※ 이 논문은 2009년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(2009-0071811)

※ 이 논문은 (주)알에프윈도우의 연구비 지원에 의해 이루어졌음

접수일자: 2009년10월9일, 수정완료일: 2010년2월17일

I. 서 론

최근 들어, 무선통신 서비스의 종류가 매우 다양해지고 있으며, 정보 처리량과 신뢰도에 대한 사용자들의 요구가 점점 증대하고 있다. 이러한 기술적인 요구로 인해 대용량의 정보를 한꺼번에 전송할 수 있는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)과 같은 다중 반송파 (multi-carrier) 전송 방식이나 다차원의 변조 방식 등이 개발되고 있다. OFDM 시스템은 M-ary QAM (Quadrature Amplitude Modulation)이나 PSK (Phase Shift Keying) 등으로 변조된 신호들을 여러 개의 직교 부반송파 (subcarrier)를 이용해서 전송하는 방식이다. OFDM 시스템은 단일 반송파를 사용하는 시스템과 비교할 때 주파수 선택적 페이딩 (frequency selective fading)이나 협대역 간섭 (narrowband interference) 채널 환경에 강인하고, 변조 및 복조를 FFT (Fast Fourier Transform) 알고리즘을 이용하여 효율적으로 구현할 수 있다는 장점이 있다^[1-2]. 이러한 장점들로 인해 OFDM 방식은 유럽의 디지털 비디오 방송 (DVB : Digital Video Broadcasting)^[3], 광대역 무선 접속 (BWA : Broadband Wireless Access), 디지털 멀티미디어 방송 (DMB : Digital Multimedia Broadcasting) 등에 적용되고 있다. 특히, 국제 표준으로 채택된 WiBro (무선 광대역, 802.11e Mobile WiMax)의 핵심 전송 기술로 사용되고 있으며, WiBro에 위성이 접목된 4G 시스템에서도 발전되어 사용될 가능성이 높은 전송 기술이다. 하지만, 단일 반송파 시스템과는 다르게 OFDM 시스템에서는 출력신호의 크기가 Rayleigh 분포를 갖기 때문에 무선 통신 환경에서 TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier)나 SSPA (Solid State Power Amplifier)와 같은 고풍력 증폭기 (HPA : High Power Amplifier)^[4-5]의 비선형 특성으로 인하여 단일 반송파 전송 방식보다 심각한 비선형 왜곡이 발생하게 된다. 이러한 HPA의 비선형성은 출력 신호 레벨을 선형 영역으로 충분히 백오프 (back-off) 시킴으로써 감소시킬 수 있으나, 이는 송신 신호의 출력을 과도하게 감소시키게 되어 결국 fade margin을 감소시키는 결과를 가져온다^[6]. 따라서 이러한 HPA의 비선형 왜곡을 보상해야만 다중 경로 페이딩에 강한 OFDM의 장점을 효과적으로 활용할 수 있다.

HPA에서 발생하는 가장 심각한 문제는 입력 신호의 진폭과 위상에 비선형 왜곡이 발생한다는 것이다. 일반적으로 HPA의 비선형 왜곡은 AM/AM (amplitude

표 1. 선형화 방식의 성능비교

Table 1. Performance comparison of the linearization schemes.

구분	아날로그 사전왜곡 방식	전방 케환 방식	후방 케환 방식	디지털 사전왜곡 방식
대역폭	very wide	narrow	wide	moderate
선형성	good	good	very good	very good
복잡성	medium	medium	high	high
효율성	high	high	low	high

modulation to amplitude modulation) 변환과 AM/PM (amplitude modulation to phase modulation) 변환에 의해 발생한다. AM/AM 변환은 입력신호의 진폭에 따른 출력신호 진폭의 비선형 특성이며, AM/PM 변환은 입력신호의 진폭에 따른 출력신호의 위상에 대한 비선형 특성을 말한다. HPA의 비선형성을 줄이기 위한 선형화 방식으로는 아날로그 사전왜곡 (predistortion), 전방 케환 (feed-forward) 방식, 후방 케환 (feed-back) 방식, 그리고 디지털 사전왜곡 방식 등이 있다. 표 1에 다양한 선형화 방식에 따른 성능을 비교하였다.

HPA에 의한 비선형 왜곡을 보상하기 위한 방법으로 최근에는 범용 디지털 신호처리 소자들의 발전으로 인해 디지털적으로 처리 가능한 기저대역 (baseband) 기법들이 활발히 연구되고 있다. 특히 송신기에서 사전 왜곡기 (predistorter)를 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 사전왜곡기들이 연구되고 있다^[7-10].

본 논문에서는 OFDM 신호의 높은 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)과 HPA의 비선형성에 의한 신호의 왜곡과 스펙트럼의 확산을 방지하기 위해 canonical piecewise-linear (PWL) 모델 기반의 디지털

사전왜곡기를 제안한 후, 이를 OFDM 시스템에 적용하여 비트오율 (BER : Bit Error Ratio), 오차 벡터 크기 (EVM : Error Vector Magnitude), 선형성 측면에서 성능을 평가하고자 한다.

이를 위해 본 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어 II장에서는 HPA의 비선형 특성에 대하여 간략히 살펴보고 III장에서는 본 논문에서 고려하는 canonical PWL 모델의 동작원리에 대한 설명을 한 후 그 성능을 평가한다. 또한, IV장에서는 제안된 사전왜곡기를 OFDM 시스템에 적용하여 성능을 평가하고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

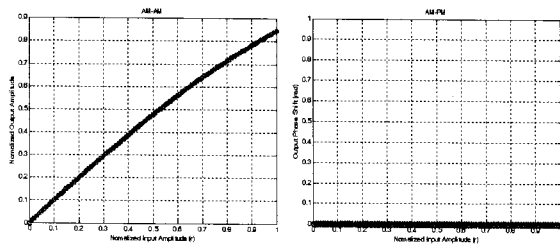
II. 비선형 고출력 증폭기

무선 통신 시스템에서는 일반적으로 신호의 전송 전력을 얻기 위해 HPA를 사용한다. 하지만 HPA의 비선형 왜곡에 의한 성능 열화가 발생한다. HPA는 앞서 언급한 것과 같이 AM/AM 변환과 AM/PM 변환에 의해 입력 신호의 진폭에 따라 출력 신호의 진폭과 위상이 비선형적인 특성을 보인다. 본 논문에서는 HPA의 모델로서 SSPA를 고려한다. SSPA는 대표적인 HPA의 한 종류로써, SSPA의 비선형 특성은 AM/AM 변환 특성과 AM/PM 변환 특성이 각각 식 (1)과 식(2)로 모델링 된다^[5].

$$A(r) = \frac{g_0 r}{[1 + (r/r_{sat})^{2k}]^{1/2k}} \quad (1)$$

$$\phi(r) \cong 0 \quad (2)$$

여기서, g_0 는 SSPA의 이득이고, r_{sat} 는 입력 포화 레벨을 나타낸다. 그리고 k 는 포화 영역에서 곡선의 기울기를 조절할 때 사용되며 정수값을 가진다. SSPA의 AM/PM 변환 특성은 무시할 만큼 작다고 가정한다.



(a) AM/AM 변환 (b) AM/PM 변환

그림 1. SSPA의 비선형 특성
Fig. 1. Nonlinear characteristics of the SSPA.

그림 1은 SSPA의 비선형 특성을 나타낸 것으로 입력 진폭이 증가할수록 출력 이득이 감소하는 AM/AM 변환 특성을 보이며, AM/PM 변환의 경우 0의 특성을 가지므로 SSPA는 진폭에 대한 보상만 필요하다.

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 SSPA의 출력을 최대한 이용하기 위해서는 비선형성의 보상이 필요하게 된다. 특히 단일 반송파 시스템과는 다르게 OFDM 시스템에서는 변조 신호의 진폭이 Rayleigh 분포의 큰 PAPR을 갖는 다중 레벨 특성을 갖기 때문에 입력 신호의 진폭에 따라 비선형 변환이 발생하는 SSPA의 특성에 더욱 심각하게 영향을 받게 된다.

III. Canonical Piecewise-Linear 모델

Canonical PWL 모델은 전자 장비와 회로 모델링 등 비선형 시스템을 분석하는데 있어, 일반적인 비선형 방정식보다 계산적인 측면에서 뿐만 아니라 메모리 효율성에서도 매우 유용하다^[11~13].

그림 2는 본 논문에서 고려하는 canonical PWL 모델의 구조를 나타낸 것으로 연속적인 PWL 함수의 정규 표현은 식 (3)과 같이 표현될 수 있다.

$$f(x) = Bx + a + \sum_{i=1}^{\sigma} C_i |\langle \alpha_i, x \rangle - \beta_i| \quad (3)$$

여기서, a , x , C_i , α_i 는 n 차원 벡터이고, B 는 $n \times n$ 행렬, β_i 는 스칼라, 그리고 \langle, \rangle 는 벡터의 내적을 나타낸다.

이 방법은 중복되는 데이터가 저장되지 않기 때문에

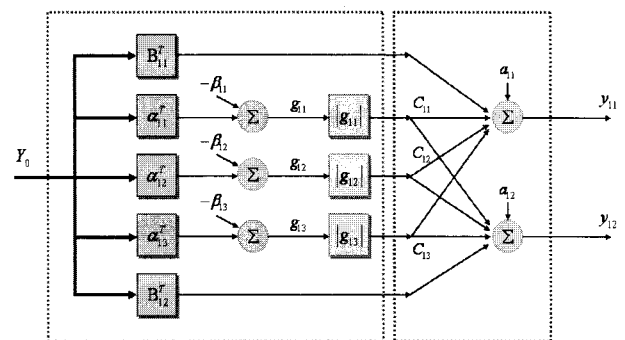


그림 2. Canonical PWL 모델의 구조
Fig. 2. Structure of the canonical PWL model.

장치 매개 변수들의 저장을 위한 메모리 공간이 적게 필요하며, 구현 측면에서도 매우 효율적이다.

식 (3)에 나타난 canonical PWL 모델의 파라미터 업데이트 방정식은 다음과 같다^[14].

$$\alpha_i(n+1) = \alpha_i(n) + 2\mu x \operatorname{sgn}(\langle \alpha_i, x \rangle - \beta_i) C_i^T V_e \quad (4)$$

$$\beta_i(n+1) = \beta_i(n) - 2\mu \operatorname{sgn}(\langle \alpha_i, x \rangle - \beta_i) C_i^T V_e \quad (5)$$

$$C_i(n+1) = C_i(n) + 2\mu |\langle \alpha_i, x \rangle - \beta_i| V_e \quad (6)$$

$$B(n+1) = B(n) + 2\mu V_e x^T \quad (7)$$

$$a(n+1) = a(n) + 2\mu V_e \quad (8)$$

$$V_e(n) = \begin{bmatrix} \epsilon_1(n) \\ \epsilon_2(n) \\ \vdots \\ \epsilon_i(n) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\epsilon_i = (d_i - \hat{y}_i) \quad (10)$$

여기서,

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} +1 & \text{if } x \geq 0 \\ -1 & \text{if } x < 0 \end{cases}$$

이고, μ 는 LMS (Least Mean Square) 알고리즘의 스텝 사이즈를 나타낸다. d_i 와 \hat{y}_i 는 각각 원래의 RF 신호와 모델의 출력 신호를 의미하며, ϵ_i 는 d_i 와 \hat{y}_i 의 오차를 나타낸다.

Canonical PWL 모델의 동작원리를 간략히 살펴보면, 동일한 입력 신호가 target 시스템과 canonical PWL 모델에 입력되고 두 시스템의 출력 신호를 비교하여 오

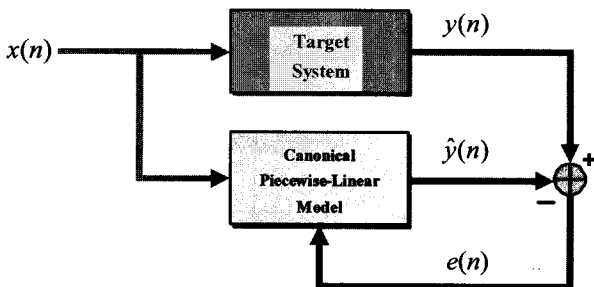


그림 3. 실험 구성도

Fig. 3. Block diagram of the experiment setup.

차를 구한다. 여기서 구한 오차를 앞서 언급한 canonical PWL 모델의 파라미터 업데이트 방정식에 적용하여 오차가 최소화 될 때까지 반복 연산을 수행한다. 그림 3은 canonical PWL 모델의 성능을 평가하기 위한 실험 구성도를 나타낸 것으로 임의의 모델을 설정한 후 랜덤한 입력 신호를 사용하여 target 시스템의 파라미터들을 추정하고자 한다. 이를 위해 표 2에 나타난 실험조건과 같이 랜덤한 두 개의 입력 신호를 생성하여 앞서 언급한 canonical PWL 모델의 동작원리에 따라 target 시스템의 파라미터를 추정하였다. 이 때, 적용된 스텝사이즈는 0.003이다.

실험결과, 표 2에 나타난 것처럼 임의로 설정한 canonical PWL 모델의 초기 파라미터 값들이 target 시스템의 파라미터 값으로 수렴해 가는 것을 알 수 있다.

표 2. 실험조건 및 결과

Table 2. Experiment conditions and results.

Input	$-5 < x_1 < 5$ $-8 < x_2 < 8$
Number of sample	10000
Step size	0.003
Initial parameters	$B_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$ $a_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$ $\alpha_{11} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ $\alpha_{12} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$ $\beta_{11} = 1$ $\beta_{12} = 1$ $C_{11} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ $C_{12} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$
Desired parameters	$B_1 = \begin{bmatrix} 3 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix}$ $a_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ $\alpha_{11} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ $\alpha_{12} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$ $\beta_{11} = 0$ $\beta_{12} = 0$ $C_{11} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ $C_{12} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$
Converged parameters	$\hat{B}_1 = \begin{bmatrix} 2.99 & -1.46e^{-5} \\ -1.87e^{-5} & 1.99 \end{bmatrix}$ $\hat{a}_1 = \begin{bmatrix} 9.0e^{-4} \\ 4.4e^{-4} \end{bmatrix}$ $\hat{\alpha}_{11} = \begin{bmatrix} 1.04 \\ -1.04 \end{bmatrix}$ $\hat{\alpha}_{12} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$ $\hat{\beta}_{11} = -1.28e^{-5}$ $\hat{\beta}_{12} = -4.84e^{-5}$ $\hat{C}_{11} = \begin{bmatrix} 0.95 \\ -0.95 \end{bmatrix}$ $\hat{C}_{12} = \begin{bmatrix} 0.94 \\ 0.94 \end{bmatrix}$

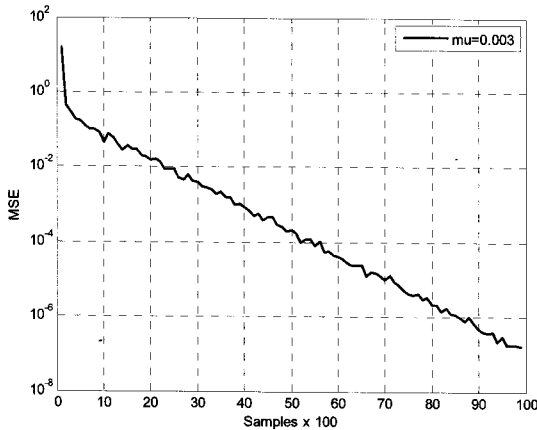


그림 4. Canonical PWL 모델의 MSE 특성 곡선
 Fig. 4. MSE characteristic curve of the canonical PWL model.

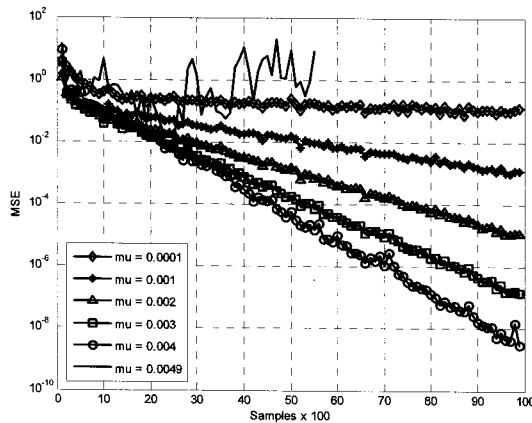


그림 5. 스텝사이즈에 따른 canonical PWL 모델의 MSE 특성 곡선
 Fig. 5. MSE characteristic curves of the canonical PWL model according to the step sizes.

그림 4는 임의로 설정한 canonical PWL 모델의 출력 신호와 target 시스템의 출력신호와의 MSE (Mean Square Error)를 100개의 샘플단위로 평균을 내어 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 canonical PWL 모델의 파라미터들이 계속적으로 업데이트됨에 따라 MSE가 감소하는 것을 알 수 있다.

그림 5는 다양한 스텝사이즈에 따른 MSE 특성 곡선을 나타낸 것으로 스텝사이즈가 증가함에 따라 MSE가 작아진다. 하지만 스텝사이즈가 0.0049일 경우 수렴하지 못하고 그대로 발산해 버리는 것을 알 수 있다. 따라서 canonical PWL 모델은 적절한 스텝사이즈의 설정이 매우 중요하다.

IV. Canonical Piecewise-Linear 모델 기반의 디지털 사전왜곡기

이 장에서는 SSPA에 의해서 야기되는 비선형 왜곡을 보상하기 위해, 제안된 canonical PWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기의 성능을 모의실험을 통하여 평가하였다. 모의실험에서는 QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조 방식에 대하여 HPA의 비선형성에 의한 영향을 살펴보고, 제안된 사전왜곡기가 얼마나 비선형 왜곡을 보상하는가를 검증하기 위해 다중 경로 페이딩 현상이 완전히 보상된 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널을 가정하였다.

1. 제안된 디지털 사전왜곡기

본 논문에서 제안된 사전왜곡기의 파라미터들을 업데이트하기 위해서는 사전왜곡기의 출력값과 원하는 출력값 (사전왜곡된 값)을 비교해야 되는데, 이를 위해 간접 학습 구조 사전왜곡 기법을 사용하였다^[15]. 그림 6은 본 논문에서 제안하는 비선형성을 갖는 HPA에 대한 왜곡을 보상하는 canonical PWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기 구조를 나타낸 것이다. 구조를 살펴보면 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 파라미터들을 구하는 것이다. 여기서, $x(t)$ 는 사전왜곡기의 입력 신호를 나타내고, $v(t)$ 는 HPA에서 발생하는 왜곡을 사전왜곡기의 보상 과정을 통해 왜곡과 반대되는 방향으로 미리 왜곡 시킨 것이다.

제안된 canonical PWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기 구조를 살펴보면 사전왜곡기를 통과한 신호 $v(t)$ 와

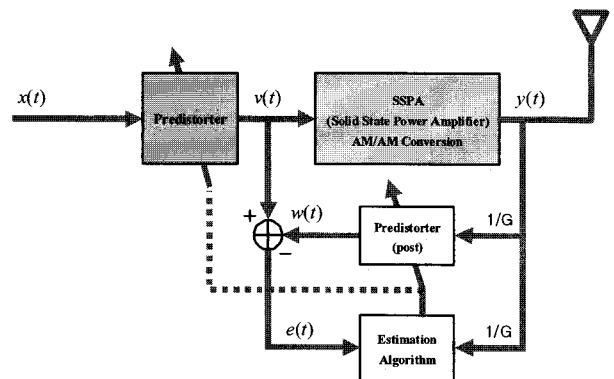


그림 6. 제안된 사전왜곡기의 구조
 Fig. 6. Structure of the proposed predistorter.

간접 학습 블록을 통과한 신호 $w(t)$ 의 오차 신호 $e(t)$ 를 사용하여 간접 학습 블록의 계수를 업데이트하면 $v(t)$ 와 $w(t)$ 의 값이 근접하게 됨으로써 오차 신호 $e(t)$ 가 0으로 수렴하게 되는 학습이 이루어진다. 결과적으로 입력 신호 $x(t)$ 와 HPA의 출력 신호 $y(t)$ 는 근사적으로 동일하게 된다. 사전왜곡기 블록과 간접 학습 블록은 동일하게 canonical PWL 모델 구조를 가지며 간접 학습 블록의 계수가 업데이트 되면 자동으로 사전왜곡기의 계수가 동일하게 업데이트 된다.

2. 제안된 디지털 사전왜곡기의 성능평가

그림 7은 SSPA의 비선형 특성으로 인한 영향을 살펴보기 위한 OFDM 시스템 블록도를 나타낸 것이다. OFDM 시스템에서는 QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조 방식을 고려하였고, 부반송파 변조 및 복조를 위해 1024-point IFFT/FFT를 이용하였다.

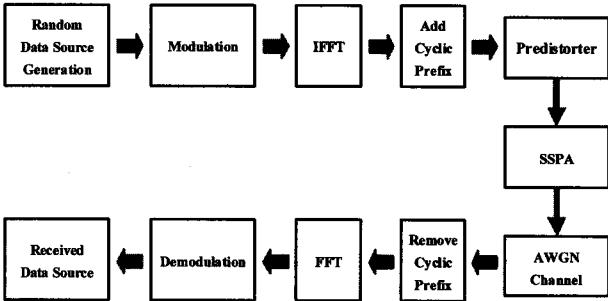


그림 7. SSPA의 비선형 특성 측정을 위한 OFDM 시스템의 구성도
 Fig. 7. Block diagram of the OFDM system for nonlinear characteristics measurement of the SSPA.

가. 성상도와 오차 벡터 크기

그림 8은 QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조에 대한 수신 심볼의 성상도를 나타낸 것으로 좌측의 그림은 사전왜곡기가 없는 경우의 성상도를 나타낸 것이고, 우측의 그림은 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우의 성상도를 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 성상도를 살펴보면 SSPA의 비선형 왜곡이 보상되었음을 알 수 있다. 표 3은 QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조에 대하여 FFT 사이즈를 변화시켜가며 사전왜곡기가 없는 경우와 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우의 오차 벡터 크기를 나타낸 것

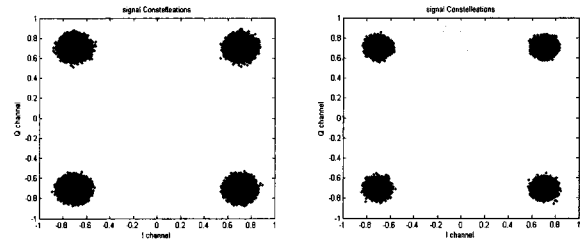
으로 오차 벡터 크기는 다음과 같이 측정하였다.

$$e = r - z \tag{11}$$

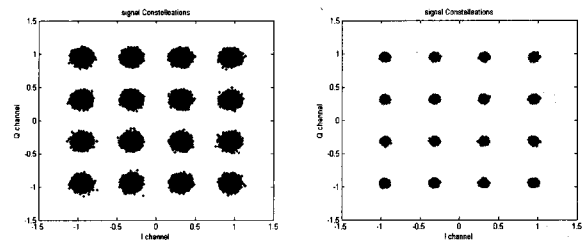
$$EVM = \sqrt{\frac{E[e^2]}{E[r^2]}} \times 100\% \tag{12}$$

여기서, z 는 SSPA를 통과한 후의 신호 (사전왜곡기가 없는 경우와 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우), r 은 원신호, 그리고 e 는 두 신호간의 오차를 나타낸다.

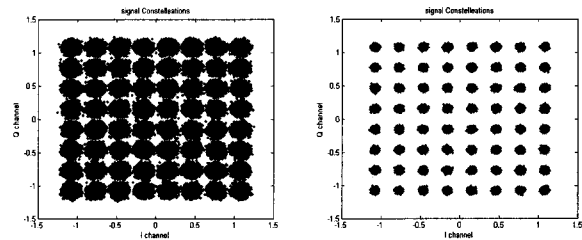
표 3에서 나타낸 것처럼 사전왜곡기가 없는 경우의 오차 벡터 크기는 FFT 사이즈에 따라 약간의 차이가 있지만 전체적인 평균이 약 11.6374% 이고 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우의 오차 벡터 크기는 평균적으로 약 3.57318%로 사전왜곡기를 사용했을 때 오차 벡터 크기가 약 8% 이상 향상됨을 알 수 있다.



(a) QPSK



(b) 16-QAM



(c) 64-QAM

그림 8. QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조에 대한 수신 심볼의 성상도
 Fig. 8. Constellation of QPSK, 16-QAM and 64-QAM, respectively.

표 3. QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조에 대하여 FFT 사이즈에 따른 오차 벡터 크기

Table 3. Error vector magnitudes according to the FFT sizes for QPSK, 16-QAM and 64-QAM, respectively.

구분		EVM (%)	
Modulation level	FFT size	사전왜곡기가 없는 경우	제안된 사전왜곡기를 사용한 경우
QPSK	64	11.5517	5.0223
	128	11.6201	5.0849
	256	11.6246	5.0661
	512	11.6689	5.1551
	1024	11.6892	5.1703
16-QAM	64	11.5685	2.7622
	128	11.6333	2.6585
	256	11.6361	2.8085
	512	11.6689	2.6509
64-QAM	64	11.6028	2.7720
	128	11.6219	2.8024
	256	11.6609	2.9656
	512	11.6492	2.7791
	1024	11.6671	2.7519

나. AM/AM 변환 특성과 비트오율

그림 9는 64-QAM 변조에 대한 AM-AM 변환 특성 곡선을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 사전왜곡기가 없는 경우와 비교했을 때 제안된 사전왜곡기를 사용하였을 경우 비선형성이 개선됨을 관측할 수 있다.

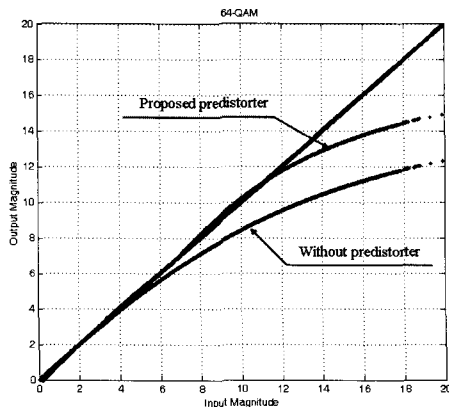
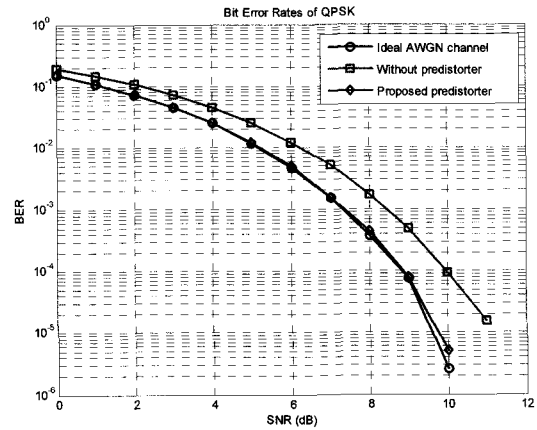


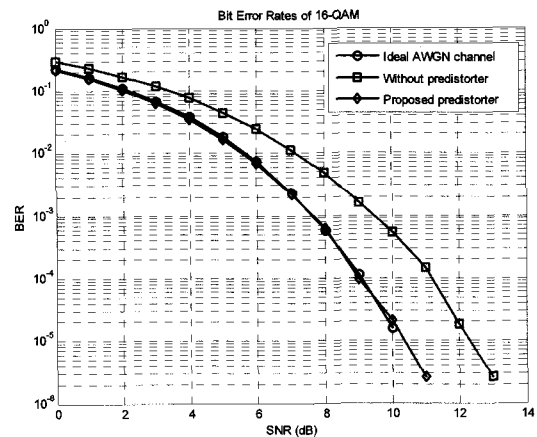
그림 9. 64-QAM 변조에 대한 AM-AM 변환 특성 곡선 비교

Fig. 9. Comparison of the AM-AM conversion characteristic curves for 64-QAM.

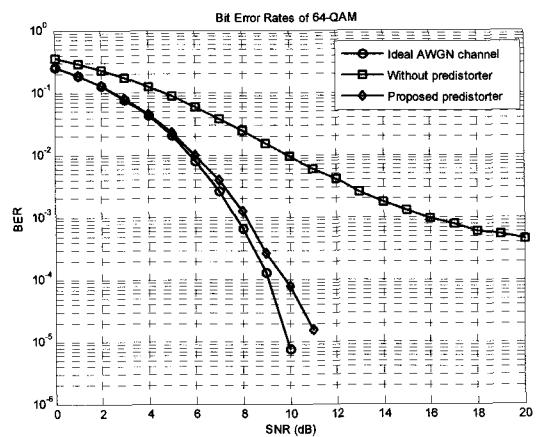
그림 10은 QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조에 대하여 신호 대 잡음비에 따른 비트오율을 나타낸 것이다. 제안된 사전왜곡기를 사용했을 경우 QPSK 변조에서는



(a) QPSK



(b) 16-QAM



(c) 64-QAM

그림 10. QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조에 대하여 신호 대 잡음비에 따른 비트오율 비교

Fig. 10. BER vs. SNR for QPSK, 16-QAM and 64-QAM, respectively.

비트오율이 10^{-4} 일 때, SNR이 약 1 dB 개선되었다. 16-QAM 변조에서는 비트오율이 10^{-5} 일 때, SNR이 약 2 dB 개선되었으며, 64-QAM 변조에서는 비트오율이 10^{-3} 일 때, SNR이 약 8 dB 개선되었다. 따라서 변조 레벨이 높아질수록 비트오율의 성능이 크게 향상되는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 OFDM 신호의 높은 PAPR과 HPA의 비선형성에 의한 신호의 왜곡과 스펙트럼의 확산을 방지하기 위해 canonical PWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기를 제안하였다. Canonical PWL 모델의 업데이트 방정식에 다양한 스텝사이즈를 적용하여 모의실험을 실시한 결과, 스텝사이즈가 증가함에 따라 MSE가 작아진다. 하지만 스텝사이즈가 너무 작거나 클 경우 수렴하지 못하고 그대로 발산해 버리는 것을 알 수 있다. 따라서 canonical PWL 모델은 적절한 스텝사이즈의 설정이 매우 중요하다. 다음으로 본 논문에서 제안된 사전왜곡기의 성능을 평가하기 위해 AWGN 채널 하에서 QPSK, 16-QAM, 64-QAM 변조 방식을 이용하고, 1024-point FFT/IFFT로 구현된 OFDM 시스템에 대한 모의실험을 실시한 결과, 제안된 사전왜곡기를 사용하였을 경우 오차 벡터 크기는 사전왜곡기가 없는 경우와 비교했을 때 평균적으로 약 8% 이상 향상되었고, 비트오율과 비선형성 개선측면에서 우수한 성능을 나타내었다.

참 고 문 헌

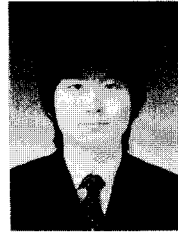
- [1] Ramjee Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, Artech House, 2004.
- [2] L. J. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, no. 7, pp. 665-675, Jul. 1985.
- [3] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," *EBU Review Technical*, no. 224, pp. 168-190, Aug. 1987.
- [4] A. A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [5] C. Rapp, "Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting signal," *Proc. ECSC-2*, Liege, Belgium, pp. 179-184, Oct. 1991.
- [6] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Northwood, MA: Artech House, 1999.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [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] R. Batruni, "A Multilayer Neural Network with Piecewise-Linear Structure and Back-Propagation Learning," *IEEE Trans. Neural Netw.*, vol. 2, no. 3, pp. 395-403, May 1991.
- [15] M. Ghaderi, "Adaptive predistortion lineariser using polynomial functions," *IEEE Proc. Commun.*, vol. 141, no. 2, pp. 49-55, Apr. 1994.

저 자 소 개



서 만 중(학생회원)
 2005년 한국교육개발원
 정보통신공학과 학사
 2007년 숭실대학교
 정보통신공학과 석사
 2007년~현재 숭실대학교
 정보통신공학과
 박사과정 재학중

<주관심분야 : OFDM PAPR 감소기법, DVB-T 시스템, Super-RENS 시스템, 비선형 신호처리>



심 희 성(학생회원)
 2007년 한국교육개발원
 컴퓨터과학과 학사
 2008년~현재 숭실대학교
 정보통신공학과 석사과정
 재학중

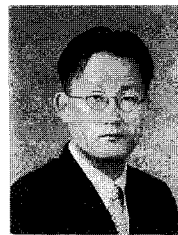
<주관심분야 : 차세대 이동통신 시스템, FPGA>



임 성 빈(정회원)
 1986년 서울대학교
 전자공학과 학사
 1988년 서울대학교
 전자공학과 석사
 1994년 University of Texas at
 Austin 전기 및 컴퓨터
 공학과 박사

1995년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부
 정교수

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



홍 승 모(정회원)
 1999년 숭실대학교
 정보통신공학과 학사
 2002년 숭실대학교
 정보통신공학과 석사
 2008년 숭실대학교
 정보통신공학과 박사

2009년~현재 (주)RF WINDOW 책임 연구원

<주관심분야 : 무선통신 시스템, 고속 디지털 신호처리 및 회로 설계, HPA>