Canonical PWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기를 이용한 OFDM 시스템의 비선형 왜곡 보상

정회원 서 만 중*, 준회원 심 희 성*, 정회원 임 성 빈*, 정 재 호**, 이 광 천**

Compensation for Nonlinear Distortion in OFDM Systems Using a Digital Predistorter Based on the Canonical PWL Model

Manjung Seo* *Regular Member*, Heesung Shim* *Associate Member*,
Sungbin Im*, Jaeho Jung**, Kwangchun Lee** *Regular Members*

요 약

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 고속의 무선 데이터 전송이 가능한 기술이다. 하지만 OFDM과 같은 다중 반송파 시스템은 비선형 왜곡에 매우 민감하다. OFDM 시스템에서는 심볼들을 다중 반송파를 이용하여 변조 후 더하여 전송함으로써 전송 신호 진폭의 변화가 매우 심하다. 이러한 신호 진폭의 변화와 송신기 내에 사용되는 고출력 증폭기 (High Power Amplifier; HPA)의 비선형 특성으로 인해 심각한 비선형 왜곡을 겪게 된다. 본 논문에서는 OFDM 시스템의 높은 PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)과 HPA에 의한 비선형 왜곡을 보상하기 위해 CPWL (Canonical Piecewise-Linear) 모델 기반의 새로운 디지털 사전왜곡기를 제안한다. 모의실험을 통하여 새로운 사전왜곡 기법의 성능을 TD (Total Degradation)와 비트오율 (Bit Error Ratio; BER) 측면에서 평가한 결과, HPA에 의해 발생하는 비선형 왜곡을 효과적으로 보상함으로써, 우수한 성능 향상이 있음을 확인하였다.

Key Words : OFDM, HPA, predistorter, CPWL, total degradation

ABSTRACT

Orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is an attractive technique for achieving high-bit-rate wireless data transmission. However, multicarrier systems such as OFDM show great sensitivity to nonlinear distortion. The OFDM structure requires a summation of a large number of subcarriers for multicarrier modulation, and as a result of this summation large signal envelope fluctuations occur. These fluctuations make OFDM systems to be very sensitive to nonlinear distortion introduced by the high power amplifier (HPA) at the transmitter. In this paper, we propose a canonical piecewise-linear (CPWL) model based digital predistorter to compensate for nonlinear distortion introduced by the high peak-to-average power ratio (PAPR) and the HPA in OFDM systems. The performance of the new predistortion scheme for OFDM systems is evaluated in terms of total degradation (TD) and bit error rate (BER). The simulation results demonstrated that the proposed predistorter achieves significant performance improvement by effectively compensating for the nonlinear distortion introduced by the HPA.

※본 연구는 한국전자통신연구원 (ETRI)의 지원으로 수행되었음.
* 숭실대학교 정보통신공학과 전송보상 연구실 (baoro33@ssu.ac.kr, sbi@ssu.ac.kr, bluelang@ssu.ac.kr)
** 한국전자통신연구원 (jhjung@etri.re.kr, kclee@etri.re.kr)
논문번호 : KICS2009-09-434, 접수일자 : 2009년 9월 28일, 최종논문접수일자 : 2010년 1월 7일

I. 서 론

최근 들어, W-LAN (Wireless Local Area Network), BWA (Broadband Wireless Access), 휴대인터넷 (WiBro), 차세대 이동통신 등의 고속 멀티미디어 무선 네트워크 및 디지털 라디오와 TV 방송을 위한 무선 전송 방식으로서 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술이 크게 각광받고 있다. OFDM은 변조된 데이터 심볼들을 다수의 직교 부반송파 (subcarrier)를 이용하여 전송하는 방식으로서, 전체 전송 대역을 다수의 협대역 (narrowband) 부채널 (subchannel)로 분할하여 데이터를 전송하게 된다. 이러한 OFDM 시스템은 인접 부반송파 간에 직교성을 유지함으로써 부채널들을 중첩하여 배치할 수 있으므로 높은 대역폭 효율을 가지며, 각각의 부채널에서는 간단한 단일 탭 등화기 (single-tap equalizer)를 사용하여 다중경로 채널로 인한 왜곡을 보상할 수 있기 때문에 단일 반송파를 사용하는 시스템에 비해 주파수 선택적 페이딩 (frequency selective fading)에 강한 특성을 가진다. 또한 송수신단에서 각각 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 및 FFT 알고리즘을 사용하여 보다 간단하게 시스템을 구현할 수 있으며, 각 OFDM 심볼 전송시 발생하는 심각한 인접 심볼간 간섭 (Inter-Symbol Interference; ISI)을 CP (Cyclic Prefix)를 사용하여 간단하게 보상할 수 있다[1]-[3].

한편 OFDM을 포함한 대부분의 무선통신 시스템은 송신단에서 충분한 송신전력을 얻기 위하여 고출력 증폭기 (High Power Amplifier; HPA)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. 이러한 HPA의 비선형 특성은 전송 신호의 진폭 변화에 매우 민감한데, 다수 부반송파로 변조된 신호를 결합하여 전송하는 OFDM 시스템에서는 전송 신호의 진폭이 매우 크게 변하고 결국 전송 신호의 최대전력 대 평균전력 비, 즉, PAPR (Peak-to-Average Power Ratio)이 단일 반송파 시스템에 비해 매우 크게 발생되어 HPA에 의한 성능 열화가 심각해지는 단점을 갖게 된다[1],[2].

HPA의 비선형성은 통신 시스템에서 인접 채널간의 간섭 (Adjacent Channel Interference; ACI)과 심볼간 간섭 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[4]. 따라서 HPA의 효율을 높이고, 주파수 재성장을 방지하기 위한 HPA의 선형화는 중요한 문제로 부각되고 있다. 지금까지 아날로그와 디지털 방식의 다양한 선형화 기법이 연구되었고, 최근에는 범용 디지털 신호처리 소자들의 발전으로 인해 기저대역 (baseband) 디지털 사전왜곡 기법들이 활발히 연구되고 있다. 특히 송신기에서 사전왜곡기 (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[5]-[8].

본 논문에서 고려하는 CPWL (Canonical Piecewise-Linear) 모델은 여러 형태의 CPWL 모델로 개발되어 다양한 비선형 시스템 분석에 적용되고 있다. 참고 문헌 [9]에서는 Wiener 모델의 비선형 특징들을 모델링하기 위해 CS-CPWL (Complex-valued Simplicial CPWL) 모델을 사용하였고, 적용된 모델들의 입·출력 신호는 complex 신호를 고려하였다. 반면 본 논문에서 사용된 HPA의 한 종류인 SSPA (Solid State Power Amplifier)의 경우 AM/PM(Amplitude Modulation to Phase Modulation) 변환 특성이 무시할 만큼 작기 때문에 SSPA의 amplitude 신호만을 고려하여 CPWL 모델의 성능을 평가하였다. 참고 문헌 [10], [11]에서는 SPWL (Smoothed PWL) 모델을 이용하여, MESFET (Metal Semiconductor Field Effect Transistor)/ HEMT (High Electron Mobility Transistor)와 TWTA (Traveling Wave Tube Amplifier)을 모델링 하였다. 참고 문헌 [12], [13]의 경우에는 SCPWL (Simplicial CPWL) 모델을 이용한 사전왜곡기를 제안하여 WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) 시스템에 적용 후 ACPR (Adjacent Channel Power Ratio))관점에서

성능을 평가하였다. 이 때 적용된 HPA는 TWTA와 ZVE-8G (제품명)이다. 본 논문에서는 기존의 CPWL 모델과는 다르게 CPWL 모델의 파라미터들을 업데이트하기 위해 LMS (Least Mean Square) 알고리즘 기반의 파라미터 업데이트 방정식을 적용하여 SSPA의 비선형 특징들을 모델링 하고, 이를 기반으로 새로운 사전왜곡기를 제안한다. 또한 제안된 사전왜곡기를 OFDM 시스템에 적용하여 TD (Total Degradation)와 비트오율 (Bit Error Ratio; BER) 측면에서 성능을 평가하고자 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어 다음 장에서 간단히 OFDM 시스템의 기본적인 원리와 본 논문에서 고려하는 HPA인 SSPA의 비선형 특성에 대하여 살펴보고 Ⅲ장에서는 CPWL 모델에 대해 간략히 설명을 한 후 SSPA의 모델링과 역 모델링을 실시하여 그 성능을 평가한다. Ⅳ장에서는 제안된 사전왜곡기의 성능을 검증하기 위한 모의실험 결과를 기술하고, 마지막으로 Ⅴ장에서 결론을 맺는다.

Ⅱ. 고출력 증폭기를 사용하는 OFDM 시스템

OFDM 시스템에서는 전체 전송 대역을 다수의 협대역 부채널로 분할하여 변조된 데이터 심볼들을 다수의 직교 부반송파를 이용하여 전송한다[1]. 그림 1은 각 부채널에 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 변조 방식을 이용하는 OFDM 시스템의 블록도를 나타낸다. 이러한 OFDM 시스템의 송신단에서는 먼저 입력 데이터 비트들이 PSK (Phase Shift Keying) 또는 QAM 부호기에 의해 L 비트 단위로 묶여 심볼 간격이 T_s (sec)인 N개 변조 심볼 $X_l(l=0,\cdots,N-1)$로 변환된다. 여기서, M-ary 변조 방식을 고려할 경우 $L=N\log_2 M$ 이다. 이러한 N개 변조 심볼들은 주파수 간격이 $\triangle f=1/NT_s$ (Hz)인 N개 직교 부반송파에 의해 변조된 후, 직병렬 변환기 (Serial-to-Parallel Converter)를 통해 직렬 신호로 변환되어 HPA (본 논문의 경우 SSPA)의 입력이 된다. 따라서, N개 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.

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

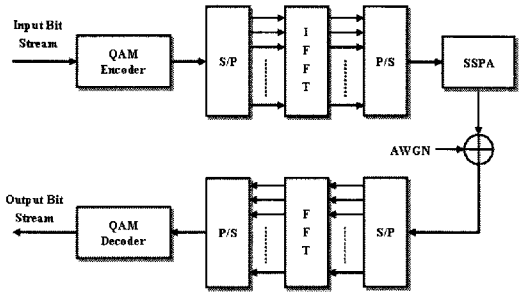


그림 1. HPA를 사용하는 OFDM 시스템 블록도

여기서, X_l은 l번째 부반송파를 통해 전송되는 변조 심볼을 나타내며, f_l은 이러한 변조 심볼 X_l을 전송하기 위한 l번째 부반송파 주파수로서 다음과 같이 정의된다.

$$f_l \equiv l\triangle f=\frac{l}{NT_s}(Hz) \qquad (2)$$

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

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

여기서, 식 (3)은 N개 변조 심볼 X_l에 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 SSPA에 의해 전송에 필요한 출력으로 증폭되며, 이 과정에서 전송 신호의 출력을 높이기 위해 SSPA의 포화 영역에서 동작하게 된다. 하지만 고출력 신호를 얻기 위해 포화 상태에서 동작하게 될 경우 비선형 왜곡을 피할 수 없게 된다.

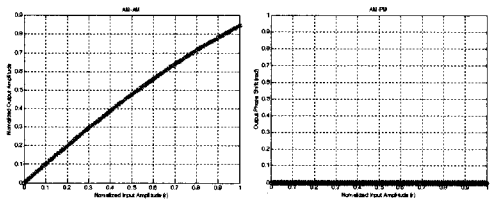
SSPA의 비선형 특성은 식 (4)와 (5) 같이 AM/AM (Amplitude Modulation to Amplitude Modulation) 변환 특성과 AM/PM 변환 특성으로 표현될 수 있다[14].

$$G(A) = \frac{g_o A}{\left[1+\left(\frac{A}{A_{sat}}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \tag{4}$$

$$\Phi(A) \simeq 0 \tag{5}$$

여기서, g_o는 SSPA의 이득이고, A_{sat}는 입력 포화 레벨을 나타나며, p는 포화 영역에서 곡선의 기울기를 조절할 때 사용되며 정수값을 가진다. 그리고 SSPA의 AM/PM 변환 특성은 무시할 만큼 작다고 가정한다.

그림 2는 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 되며, 다음 장에서는 이를 위하여 본 논문에서 제안하는 사전왜곡기가 기반을 두고 있는 CPWL 모델에 대해 기술하고, SSPA의 모델링과 역 모델링을 실시하여 그 성능을 평가하도록 한다.



(a) AM/AM 변환 (b) AM/PM 변환

그림 2. SSPA의 비선형 특성

Ⅲ. Canonical Piecewise-Linear 모델

CPWL 모델은 전자 장비와 회로 모델링 등 비선형 시스템을 분석하는데 있어, 일반적인 비선형 방정식보다 계산적인 측면에서 뿐만 아니라 메모리 효율성에서도 매우 유용하다[15]-[17]. 연속적인 CPWL 함수의 정규 표현은 식 (6)과 같이 나타낼 수 있으며, 그림 3에 본 논문에서 고려하는 CPWL 모델의 구조를 나타내었다.

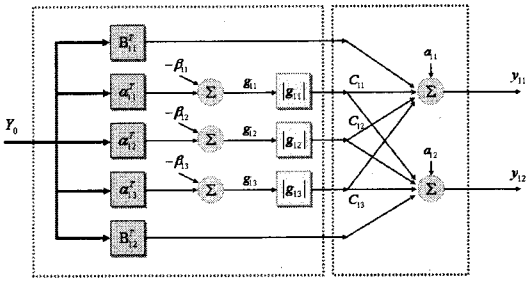


그림 3. CPWL 모델의 구조

$$f(x) = Bx + a + \sum_{i=1}^{\sigma} C_i |\langle \alpha_i, x \rangle - \beta_i| \tag{6}$$

여기서, a, x, C_i, α_i는 n차원 벡터이고, B는 $n \times n$ 행렬, β_i는 스칼라, 그리고 <,>는 벡터의 내적을 나타낸다.

이 방법은 중복되는 데이터가 저장되지 않기 때문에 장치 매개 변수들의 저장을 위한 메모리 공간이 적게 필요하며, 구현 측면에서도 매우 효율적이다[16]. 식 (6)에 나타낸 CPWL 모델의 파라미터 업데이트 방정식은 다음과 같다[18].

$$\begin{aligned} &\alpha_i(n+1) \\ &= \alpha_i(n) + 2\mu x sgn(\langle \alpha_i, x \rangle - \beta_i) C_i^T V_e \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned} &\beta_i(n+1) \\ &= \beta_i(n) - 2\mu sgn(\langle \alpha_i, x \rangle - \beta_i) C_i^T V_e \end{aligned} \tag{8}$$

$$C_i(n+1) = C_i(n) + 2\mu |\langle \alpha_i, x \rangle - \beta_i| V_e \tag{9}$$

$$B(n+1) = B(n) + 2\mu V_e x^T \tag{10}$$

$$a(n+1) = a(n) + 2\mu V_e \tag{11}$$

$$V_e(n) = \begin{bmatrix} \epsilon_1(n) \\ \epsilon_2(n) \\ \vdots \\ \epsilon_i(n) \end{bmatrix} \tag{12}$$

$$\epsilon_i = (d_i - \hat{y_i}) \tag{13}$$

여기서,

$$sgn(x) = \begin{cases} +1 & \text{if } x \geq 0 \\ -1 & \text{if } x < 0 \end{cases} \tag{14}$$

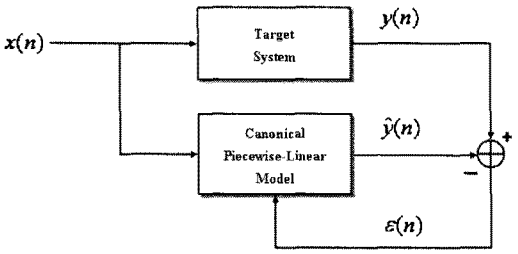


그림 4. CPWL 모델의 성능평가를 위한 실험 구성도

이고, μ는 LMS 알고리즘의 스텝사이즈를 나타낸다. d_i와 $\hat{y}_i$는 각각 원래의 입력 신호와 모델의 출력 신호를 의미하며, ϵ_i는 d_i와 $\hat{y}_i$의 오차를 나타낸다.

3.1 Canonical Piecewise-Linear 모델의 성능평가

그림 4는 CPWL 모델의 성능을 평가하기 위한 실험 구성도를 나타낸 것으로 CPWL 모델의 초기 파라미터를 임의로 설정한 후에 랜덤한 입력 신호를 사용하여 target 시스템의 파라미터들을 추정하였다. 실험에 적용된 CPWL 모델의 초기 파라미터들과 target 시스템의 파라미터들을 표 1에 나타내었다.

$-5 < x_1 < 5$와 $-8 < x_2 < 8$로 스케일된 랜덤한 두 개의 신호를 생성하여 target 시스템과 CPWL 모델에 입력한 후 두 시스템의 출력 신호를 비교하여 오차를 구한다. 여기서 구한 오차 ϵ을 식 (7),

표 1. CPWL 모델의 초기 파라미터와 추정하고자 하는 target 시스템의 파라미터

CPWL 모델의 초기 파라미터	$B_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$ $a_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$ $\alpha_{11} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ $\alpha_{12} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$ $\beta_{11} = 1$ $\beta_{12} = 1$ $C_{11} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ $C_{12} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$
Target 시스템의 파라미터	$B_1 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ $a_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ $\alpha_{11} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$ $\alpha_{12} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$ $\beta_{11} = -1$ $\beta_{12} = 1$ $C_{11} = \begin{bmatrix} 2 \\ -1 \end{bmatrix}$ $C_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

표 2. CPWL 모델의 성능평가 결과

수렴된 CPWL 모델의 파라미터	$\hat{B}_1 = \begin{bmatrix} 0.99 & -0.99 \\ -7.97e^{-6} & 0.99 \end{bmatrix}$ $\hat{a}_1 = \begin{bmatrix} 0.99 \\ -0.99 \end{bmatrix}$ $\hat{\alpha}_{11} = \begin{bmatrix} 1.26 \\ -1.26 \end{bmatrix}$ $\hat{\alpha}_{12} = \begin{bmatrix} 0.90 \\ 0.90 \end{bmatrix}$ $\hat{\beta}_{11} = -1.26$ $\hat{\beta}_{12} = 0.90$ $\hat{C}_{11} = \begin{bmatrix} 1.58 \\ -0.79 \end{bmatrix}$ $\hat{C}_{12} = \begin{bmatrix} 5.22e^{-5} \\ 1.10 \end{bmatrix}$

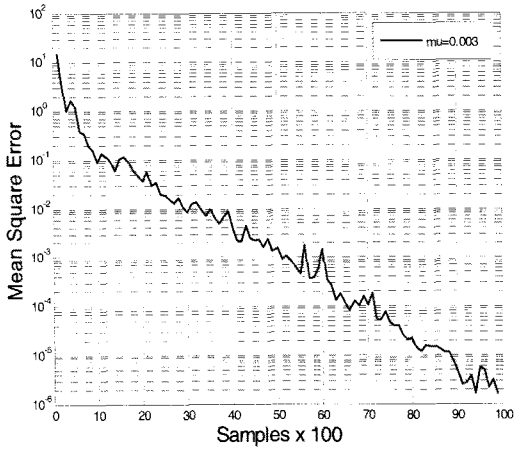


그림 5. CPWL 모델의 MSE 특성 곡선

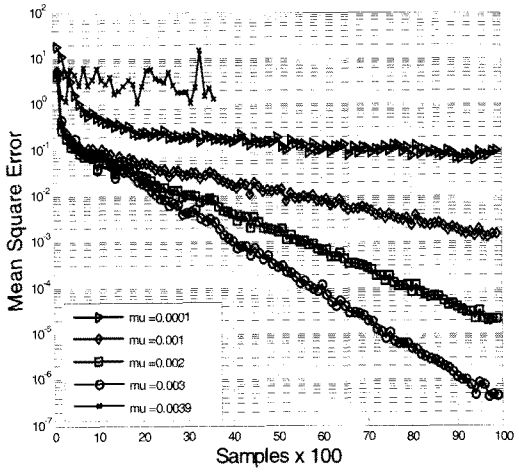


그림 6. 스텝사이즈에 따른 MSE 특성 곡선

(8), (9), (10), (11)에 적용하여 오차가 최소화 될 때까지 CPWL 모델의 파라미터들을 업데이트 한다.

이 때, 적용된 스텝사이즈는 0.003이다. 실험 결과로부터 표 2에 나타낸 것처럼 임의로 설정한 CPWL 모델의 초기 파라미터 값들이 target 시스템의 파라미터 값으로 수렴해 가는 것을 알 수 있다.

그림 5는 임의로 설정한 CPWL 모델의 출력 신호와 target 시스템의 출력 신호와의 MSE (Mean Square Error)를 100개의 샘플단위로 평균을 내어 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 CPWL 모델의 파라미터들이 계속적으로 업데이트됨에 따라 MSE가 점점 작아지는 것을 알 수 있다. 그림 6은 CPWL 모델의 스텝사이즈를 변화시켜가며 MSE를 측정한 것으로 스텝사이즈가 증가함에 따라 MSE가 감소하는 것을 알 수 있다. 하지만 스텝사이즈가 0.0039일 경우 수렴하지 못하고 그대로 발산해 버리는 것을 알 수 있다. 따라서 CPWL 모델은 적절한 스텝사이즈의 설정이 매우 중요하다.

3.2 SSPA 모델링 및 역 모델링

이 절에서는 앞서 언급한 CPWL 모델을 적용하여 대표적인 HPA의 한 종류인 SSPA의 모델링을 실시하고, 이를 기반으로 새로운 사전왜곡기의 개발을 위해 SSPA의 역 모델링을 실시하여 성능을 평가하고자 한다. 그림 7은 SSPA의 모델링을 위한 실험 구성도를 나타낸 것으로 그림 4의 target 시스템을 SSPA로 대체한 것이다. 이 때 적용된 CPWL의 스텝사이즈는 0.003이고, SSPA의 $g_o = 1$, $A_{sat} = 5$, $p = 1$로 설정하였다.

그림 8은 64-QAM 변조에 대하여 SSPA의 입·출력 신호와 CPWL 모델 출력 신호를 주파수 영역에서 비교한 것으로 그림에서 볼 수 있듯이 SSPA의 출력 신호와 CPWL 모델의 출력 신호가 유사한 것을 알 수 있다. 이는 CPWL 모델의 파라미터가

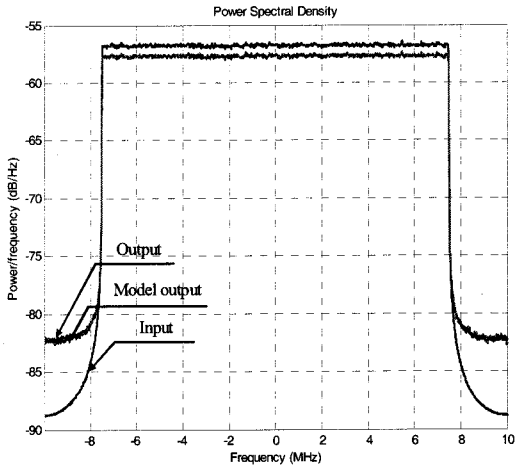


그림 8. 64-QAM 변조에 대하여 SSPA의 입·출력 신호와 CPWL 모델 출력 신호의 스펙트럼 비교

업데이트 되면서 canonical PWL 모델의 출력 신호와 SSPA의 출력 신호의 오차가 점차 줄어들었음을 의미한다. 또한 SSPA의 모델링을 위해 CPWL 모델이 매우 유용하게 활용될 수 있다는 가능성을 확인하였다.

그림 9는 SSPA의 역 모델링을 위한 실험 구성도를 나타낸 것으로 앞서 실험한 모델링과 동일한 조건하에서 실험을 실시하였다. 그림 10은 16-QAM 변조에 대하여 SSPA의 입·출력 신호와 CPWL 모델 출력 신호를 주파수 영역에서 비교한 것으로 그림에서 볼 수 있듯이 역 모델링의 결과는 모델링과는 반대로 SSPA의 입력 신호와 CPWL 모델의 출력 신호가 유사한 것을 알 수 있다. 다음 장에서는 이러한 실험결과를 바탕으로 CPWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기를 개발하여 성능을 평가하고자 한다.

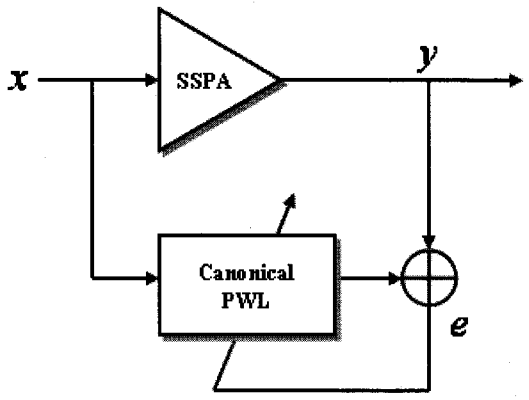


그림 7. SSPA의 모델링 실험 구성도

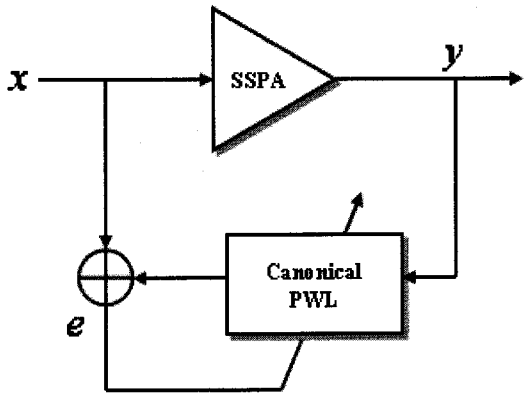


그림 9. SSPA의 역 모델링 실험 구성도

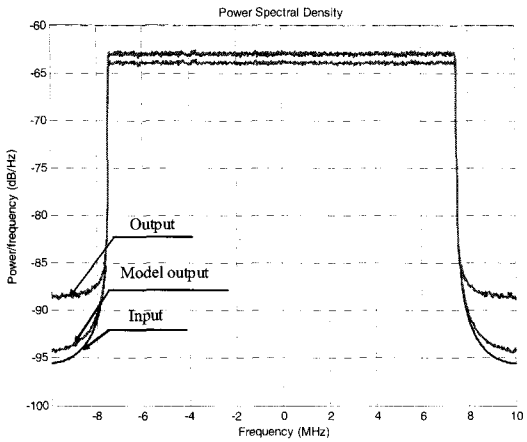


그림 10. 16-QAM 변조에 대하여 SSPA의 입·출력 신호와 CPWL 모델 출력 신호의 스펙트럼 비교

Ⅳ. Canonical Piecewise-Linear 모델 기반의 디지털 사전왜곡기

이 장에서는 SSPA에 의해서 야기되는 비선형 왜곡을 보상하기 위해, 제안된 CPWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기를 OFDM 시스템에 적용하여 TD와 비트오율 측면에서 성능을 검증하고자 한다.

4.1 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[19]. 그림 11은 본 논문에서 제안하는 CPWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기 구조를 나타낸 것으로 크게 사전왜곡기 블록, HPA 블록, 간접 학습 블록 (CPWL 모델)으로 나눌 수 있다. 이 때, 사전왜곡기와 간접 학습 블록은 HPA와 반대되는 특성을 지닌 비선형 시스템이며 학습의 최종 목표는 비선형성을 정확하게 보상하는 사전왜곡기의 파라미터들을 구하는 것이다. 각 입·출력단 신호의 진폭성분 a_x, a_v, a_y, a_w와 위상성분 θ_x, 그리고 증폭기의 이득 A_g의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

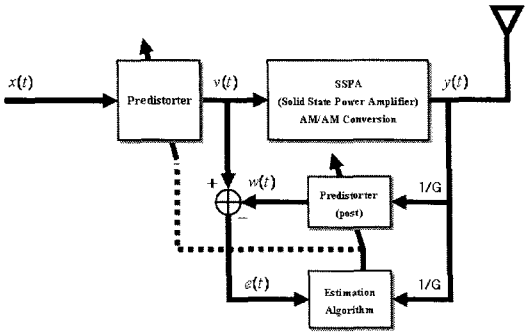


그림 11. 제안된 사전왜곡기의 구조

$$x(t) = a_x(t)\exp[j\theta_x(t)] \tag{15}$$

$$\begin{aligned} v(t) &= A_{pre}[a_x(t)]\exp[j\theta_x(t)] \\ &= a_v(t)\exp[j\theta_x(t)] \end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned} y(t) &= A_{sspa}[a_v(t)]\exp[j\theta_x(t)] \\ &= a_y(t)\exp[j\theta_x(t)] \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned} w(t) &= A_{post}\left[\frac{a_y(t)}{A_g}\right]\exp[j\theta_x(t)] \\ &= a_w(t)\exp[j\theta_x(t)] \end{aligned} \tag{18}$$

$$e(t) = v(t) - w(t) \tag{19}$$

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 CPWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기 구조를 살펴보면 사전왜곡기를 통과한 신호 $v(t)$와 간접 학습 블록을 통과한 신호 $w(t)$의 오차 신호 $e(t)$를 사용하여 간접 학습 블록의 파라미터를 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 CPWL 모델 구조를 가지며 간접 학습 블록의 파라미터가 업데이트 되면 자동으로 사전왜곡기의 파라미터가 동일하게 업데이트 된다.

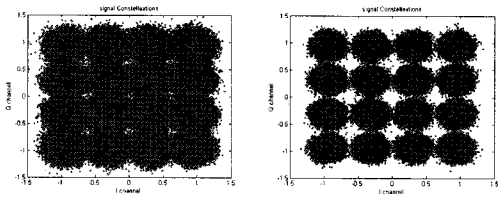
4.2 제안된 디지털 사전왜곡기의 성능평가

본 절에서는 제안된 사전왜곡기의 성능평가를 위해 OFDM 시스템에서는 16-QAM, 64-QAM 변조 방식을 고려하였고, 부반송파 변조 및 복조를 위해 1024-point IFFT/FFT를 이용하였다. 일반적으로 OFDM 시스템에서 HPA를 사용할 경우 신호의 높은 첨두값 (peak)로 인한 비선형 왜곡을 줄이기 위해서는 식 (20)과 같이 정의되는 IBO (Input Back-Off)가 필요하다[20].

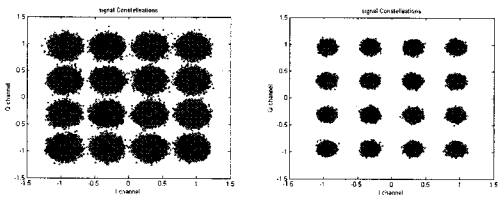
$$IBO = \frac{A_{sat}^2}{P_{in}} \tag{20}$$

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.

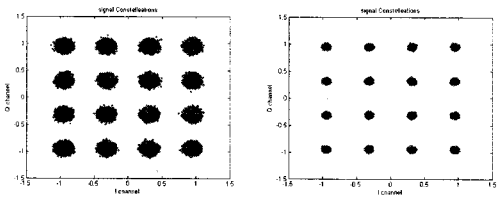
그림 12는 16-QAM 변조에 대한 수신 심볼의 성상도를 나타낸 것으로 좌측 그림은 사전왜곡기가 없는 경우의 성상도를 신호 대 잡음비인 "비트 에너지 대 잡음 전력 스펙트럼 밀도" $E_b/N_o = \infty$dB일 때 IBO를 1~5dB로 2dB 단위로 변화시켜가며 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 사전왜곡기를 사용하지 않는 경우 심각한 비선형 왜곡이 발생함을 알 수 있다. 우측의 그림은 동일한 환경에서 제안된 사전왜곡기를 사용한 경우의 성상도를 나타낸 것으로 HPA에 의한 비선형 왜곡이 보상되었음을 알 수 있다. 그림 13과 14는 각각 16-QAM과 64-QAM 변조에 대하여 신호 대 잡음비가 7~9dB일 때 사전왜곡기를 사용한 경우와 그렇지 않은 경우의 비트오율을 IBO에 따라 나타낸 것으로 사전왜



(a) IBO=1dB



(b) IBO=3dB



(c) IBO=5dB

그림 12. 16-QAM 변조에 대한 수신 심볼의 성상도

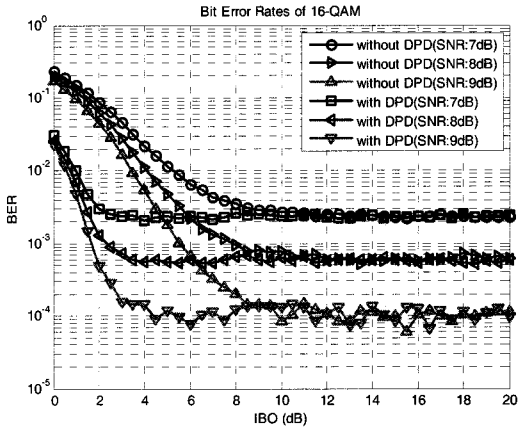


그림 13. 16-QAM 변조에 대하여 input back-off에 따른 비트오율 비교

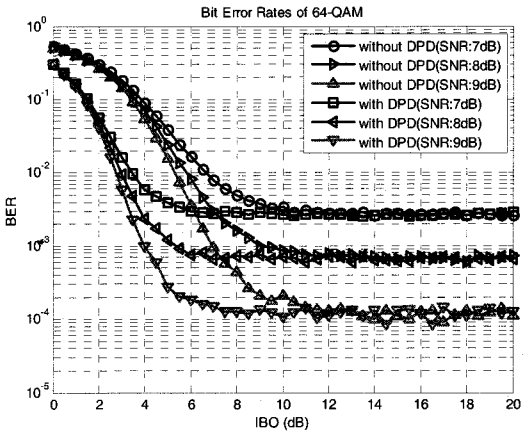


그림 14. 64-QAM 변조에 대하여 input back-off에 따른 비트오율 비교

곡기를 사용했을 경우 현격한 성능 향상이 나타남을 알 수 있다.

예로서, 16-QAM 변조의 경우 (신호 대 잡음비 =9dB) 비트오율이 10^{-3}일 때, 사전왜곡기의 사용으로 인해 약 4dB의 IBO 이득을 얻을 수 있고, 64-QAM 변조의 경우 동일한 환경에서 약 3dB의 IBO 이득을 얻을 수 있다. 하지만 16-QAM 변조에서는 IBO가 약 8dB 이상, 64-QAM 변조일 경우 IBO가 약 10dB 이상일 때는 사전왜곡기의 사용으로 인한 IBO의 이득이 거의 없다.

본 논문에서 제안하는 사전왜곡기의 성능평가 기준으로 고려하는 TD는 시스템에서 목표로 하는 비트오율을 만족하기 위한 HPA의 출력전력과 선형증폭기의 출력전력의 차를 의미한다. 비선형 환경에

서 성능측정을 위해 사용되는 TD는 식 (21)과 같이 정의된다[21].

$$\begin{aligned} &Total\ Degradation \\ &= SNR_{HPA}(IBO) - SNR_{AWGN} + IBO\ [in\ dB] \end{aligned} \quad (21)$$

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

그림 15와 16은 각각 16-QAM 변조와 64-QAM 변조에 대하여 시스템에서 목표로 하는 비트오율을 10^{-3}으로 설정했을 경우 IBO에 따른 TD의 변화를 측정한 것이다. 16-QAM 변조에서 사전왜곡기가 없는 경우 IBO가 5.5dB에서 최소의 TD가 6.8dB이고, 사전왜곡기를 사용했을 경우에는 IBO가 2dB에서 최소의 TD가 2.6dB로 사전왜곡기를 사용함으로써 전력효율이 약 3.5dB (5.5dB-2dB) 향상됨을 알 수 있다. 64-QAM 변조에서는 사전왜곡기가 없는 경우 IBO가 7dB에서 최소의 TD가 8.1dB이고, 사전왜곡기를 사용했을 경우에는 IBO가 4dB에서 최소의 TD가 5.1dB로 사전왜곡기를 사용함으로써 전력효율이 약 3B (7dB-4dB) 향상되었다. 표 3에 최적의 IBO와 TD를 정리하였다.

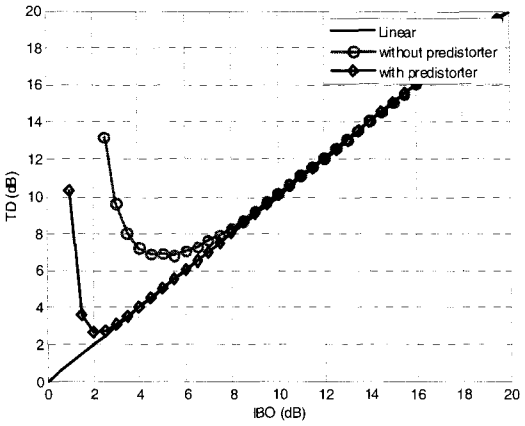


그림 15. 16-QAM 변조에 대한 total degradation (BER=10^{-3})

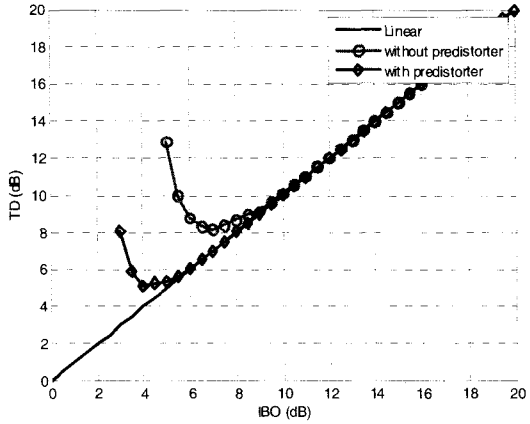


그림 16. 64-QAM 변조에 대한 total degradation (BER=10^{-3})

그림 17과 18은 다양한 back-off 상황에서 각각 16-QAM 변조와 64-QAM 변조에 대하여 사전왜곡기를 사용할 경우와 그렇지 않을 경우 신호 대 잡음비에 따른 비트오율을 나타내고 있으며, 두 경우 모두 신호 대 잡음비가 증가함에 따라 비트오율이 향상된다. IBO를 5dB로 설정하였을 경우 16-QAM 변조에서는 비트오율이 10^{-4}일 때, 신호 대 잡음비가 약 2dB 개선되었고, 64-QAM 변조에서는 비트오율이 10^{-3}일 때, 신호 대 잡음비가 약 8dB 개선되

표 3. 16-QAM과 64-QAM 변조에서 최적의 IBO와 TD

		IBO_{opt}	TD_{opt}
사전왜곡기가 없는 경우	16-QAM	5.5	5.4
	64-QAM	7	8.1
제안된 사전왜곡기를 사용한 경우	16-QAM	2	2.6
	64-QAM	4	5.1

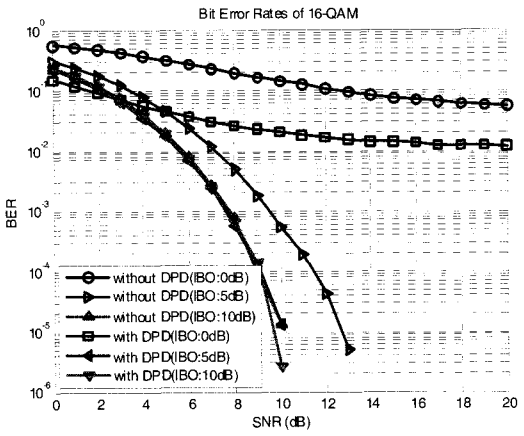


그림 17. 16-QAM 변조에 대하여 신호 대 잡음비에 따른 비트오율 비교

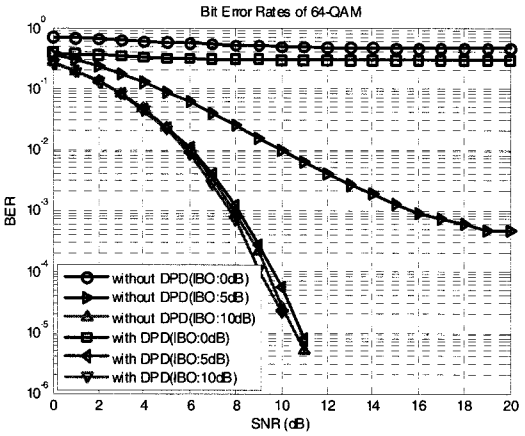


그림 18. 64-QAM 변조에 대하여 신호 대 잡음비에 따른 비트오율 비교

는 것을 알 수 있다. 하지만 IBO가 0dB로 충분하지 않으면 사전왜곡기의 사용 유무에 관계없이 신호 대 잡음비가 증가하여도 비트오율의 향상이 이루어지지 않음을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 OFDM 신호의 높은 PAPR과 HPA의 비선형성에 의한 신호의 왜곡과 스펙트럼의 확산을 방지하기 위해 CPWL 모델 기반의 디지털 사전왜곡기를 제안하였다. CPWL 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 CPWL 모델은 적절한 스텝사이즈의 설정이 매우 중요하다. 다음으로 본 논문에서 제안된 사전왜곡기의 성능을 평가하기 위해 다중 경로 페이딩 현상이 완전히 보상된 AWGN 채널 하에서 16-QAM, 64-QAM 변조 방식을 이용하고, 1024-point FFT/IFFT로 구현된 OFDM 시스템에 대한 모의실험을 실시한 결과, 제안된 사전왜곡기를 사용하였을 경우 효과적인 비선형성 보상에 따른 전력효율과 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〕 L. Hanzo, M. Munster, B. J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-user Communications*, WLANs and Broadcasting, John Wiley & Sons, 2003.

〔4〕 S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Northwood, MA: Artech House, 1999.

〔5〕 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.

〔6〕 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.

〔7〕 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.

〔8〕 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.

〔9〕 J. E. Cousseau, J. L. Figueroa, S. Werner, and T. I. Laakso, "Efficient Nonlinear Wiener Model Identification Using a Complex-Valued Simplicial Canonical Piecewise Linear Filter," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.55, No. 5, pp.1780-1792, May 2007.

〔10〕 M. Lazaro, I. Santamaria, C. Pantaleon, A. M. Sanchez, A. T. Puente, and T. Fernandez, "Smoothing the Canonical Piecewise-Linear Model: An Efficient and Derivable Large-Signal Model for MESFET/HEMT Transistors," *IEEE Trans. Circ. Syst. I*, Vol.48, No. 2, pp.184-192, Feb. 2001.

〔11〕 I. Santamaria, J. Ibanez, M. Lazaro, C. Pantaleon, and L. Vielva, "Modeling Nonlinear

Power Amplifiers in OFDM Systems from Subsampled Data: A Comparative Study Using Real Measurements," *EURASIP J. Appl. Signal Process. 2003:12*, pp.1219-1228, Dec. 2003.

〔12〕 M. Y. Cheong, S. Werner, T. I. Laakso, J. Cousseau, and J. L. Figueroa, "PREDISTOTER DESIGN EMPLOYING PARALLEL PIECE-WISE LINEAR STRUCTURE AND INVERSE COORDINATE MAPPING FOR BROAD-BAND COMMUNICATIONS," *EUSIPCO 2006*, Sep. 2006.

〔13〕 M. Y. Cheong, E. Aschbacher, P. Brumayr, M. Rupp, and T. Laakso, "Comparison and Experimental Verification of Two Low-complexity Digital Predistortion Methods," *Asilomar 2005*, Oct. 2005.

〔14〕 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.

〔15〕 L. O. Chua and R. Ying, "Canonical Piecewise-Linear Analysis," *IEEE Trans. Circ. Syst.*, Vol.CAS-30, No. 3, pp.125-140, Mar. 1983.

〔16〕 L. O. Chua and A. C. Deng, "Canonical Piecewise-Linear Modeling," *IEEE Trans. Circ. Syst.*, Vol.CAS-33, No. 5, pp.511-525, May 1986.

〔17〕 C. Kahlert and L. O. Chua, "A Generalized Canonical Piecewise-Linear Representation," *IEEE Trans. Circ. Syst.*, Vol.37, No. 3, pp.373-383, Mar. 1990.

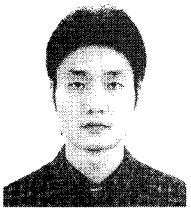
〔18〕 R. Batruni, "A Multilayer Neural Network with Piecewise-Linear Structure and Back-Propagation Learning," *IEEE Trans. Neural Netw.*, Vol.2, No. 3, pp.395-403, May 1991.

〔19〕 M. Ghaderi, "Adaptive predistortion lineariser using polynomial functions," *IEEE Proc. Commun.*, Vol.141, No. 2, pp.49-55, Apr. 1994.

〔20〕 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.

〔21〕 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.

서 만 중 (Manjung Seo) 정회원



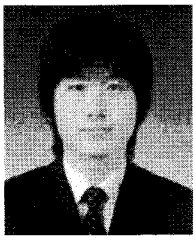
2005년 6월 한국교육개발원 정보통신공학과 학사

2007년 8월 숭실대학교 정보통신공학과 석사

2007년 9월~현재 숭실대학교 정보통신공학과 박사과정

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

심 희 성 (Heesung Shim) 준회원

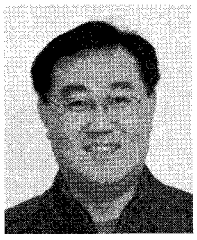


2007년 2월 한국교육개발원 컴퓨터과학과 학사

2008년 3월~현재 숭실대학교 정보통신공학과 석사과정

<관심분야> 차세대 이동통신 시스템, FPGA

임 성 빈 (Sungbin Im) 정회원



1986년 2월 서울대학교 전자공학과 학사

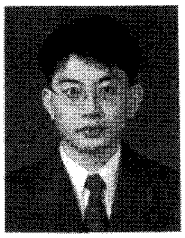
1988년 2월 서울대학교 전자공학과 석사

1994년 12월 University of Texas at Austin 전기 및 컴퓨터공학과 박사

1995년~현재 숭실대학교 정보통신전자공학부 정교수

<관심분야> 비선형 신호처리, 통신 시스템, 디지털 방송 시스템

정 재 호 (Jaeho Jung) 정회원



1994년 경북대학교 전자공학과 학사

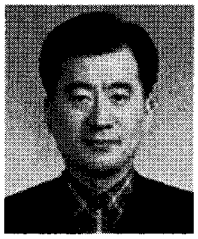
1996년 경북대학교 전자공학과 석사

2004년 경북대학교 전자공학과 박사

2000년~현재 한국전자통신연구원 이동 RF연구팀 선임연구원

<관심분야> 고주파 회로설계, 압전체 수치해석, RF 시스템 설계

이 광 천 (Kwangchun Lee) 정회원



1986년 중앙대학교 전자공학과 학사

1988년 중앙대학교 전자공학과 석사

1988년~현재 한국전자통신연구원 이동 RF연구팀장

<관심분야> 이동통신 RF 시스템, RFIC