

논문 2012-49TC-4-2

# 디지털 피드포워드 방식을 이용한 메모리 효과가 있는 전력 증폭기의 비선형성 보상

( Compensation of the Nonlinearity of the High-Power Amplifiers with Memory Using a Digital Feedforward Scheme )

김민\*, 신하연\*\*, 은창수\*\*\*

( Min Kim, Hayeon Shin, and Changsoo Eun )

## 요약

이 논문에서는 광대역 신호에 대한 전력 증폭기의 메모리 효과를 보이고, 메모리 효과와 결합된 비선형성의 보상 방법을 제시하고 그 성능을 분석한다. 메모리 효과와 결합된 전력 증폭기의 모델링과 보상을 위해 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 그리고 해머스타인 모델을 검토하였다. 보상 방법으로는 디지털 피드포워드 기술을 제안하였다. 이 방식은 아날로그 방식의 피드포워드 방식에 비해 안정성과 환경 적응성 등이 우수하고, 기존의 디지털 비선형 보상 방식들에 비해 구조가 간단하다. 애질런트사의 ADS를 이용한 모의실험을 통하여 성능을 살펴본 결과 주파수대역 재성장이 20 dB 이상 억압되었으며, 최소한 10 dB 정도의 백-오프 효과가 있음을 확인하였다. 보상 성능, 구현의 복잡도, 수렴 속도 등을 고려할 때 위너 모델이 제안하는 방식에 가장 적합하다는 결론을 내릴 수 있다.

## Abstract

In this paper, we show the memory effect of the high-power amplifiers for wide-band signals, present a compensation method for the nonlinearity combined with memory effect, and analyze its performance. For the modeling and the compensation of the nonlinear high-power amplifier with memory effect, we investigate the Volterra series model, the Wiener model, and the Hammerstein model. As a compensator scheme, we propose a digital feedforward technique. Compared to analog feed-forward scheme, the proposed scheme has better stability and adaptability to the environmental changes. It has a simpler structure than the conventional digital nonlinear compensation schemes. The result of computer simulations using ADS of the Agilent shows that spectral re-growth is suppressed by more than 20 dB, which amounts to at least 10 dB back-off. Considering the compensation performance, implementation complexity, and convergence rate, we could conclude the Wiener model is most suitable for the proposed scheme.

**Keywords** : feedforward, compensation, Volterra series model, Wiener model, Hammerstein model.

## I. 서론

최근 통신시스템에서는 다수의 반송파를 사용하여 고속의 데이터 전송이 가능한 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 방식이나 보다 많은 사용자를 수용할 수 있는 CDMA(code division multiple access) 방식 등이 사용되고 있다. 이러한 방식

\* 학생회원, 충남대학교 전자전파정보통신공학과 (Chungnam National University)

\*\* 정회원, 에이알텍 (ARTECH)

\*\*\* 평생회원-교신저자, 충남대학교 (Chungnam National University)

접수일자: 2012년2월17일, 수정완료일: 2012년4월17일

의 신호들은 높은 PAPR(peak to average power ratio)을 가진다. 평균 전력에 비하여 첨두 전력이 매우 큰 신호를 선형적으로 증폭하려면 증폭기의 효율이 감소하거나, 그렇지 않으면 진폭 변조(AM-AM)나 위상 변조(AM-PM) 등의 신호 왜곡이 발생한다.

이러한 증폭기의 진폭 변조 및 위상 변조에 대한 비선형 보상 방식으로는 백-오프(back-off) 방식, 피드백(feedback) 방식<sup>[1]</sup>, LINC 방식<sup>[2~3]</sup>, 룩업 테이블 방식<sup>[4]</sup>, 피드포워드(feedforward) 방식<sup>[5]</sup>, 전치 보상(predistorter) 방식<sup>[6]</sup> 등이 있으며, 주로 적용이 용이한 백-오프 방식과 룩업 테이블 방식을 사용한다. 그러나 증폭기의 입력 레벨을 포화 영역 이하에서 사용하는 백-오프 방식은 증폭기의 효율을 떨어뜨리는 단점이 있고, 룩업 테이블 방식은 테이블 변경이 어려운 단점이 있다.

본 논문에서는 아날로그 피드포워드 방식을 개선한 디지털 보상 기법에 대하여 다룬다. 아날로그 피드포워드 방식은 이론상으로는 성능이 우수하지만, 아날로그 소자의 특성 변화에 적응적으로 대처하기 어렵다. 또한, 기존의 디지털 피드포워드 방식의 경우 디지털 신호 처리기를 사용하여 오차 검출 경로와 왜곡 제거 경로를 제어하였다<sup>[7]</sup>. 하지만 이러한 방법은 오히려 회로의 복잡도를 키우며, 구현의 어려움을 가지고 있다. 제한하는 디지털 피드포워드 방식은 기존의 피드포워드 방식들에 비해 구조가 간단하고, 아날로그 부품들의 특성 변화에 적응적으로 대응할 수 있다. 또, 증폭기 외의 다른 소자들에 의한 선형 및 비선형 왜곡도 보상할 수 있는 장점이 있다. 본 논문에서는 증폭기의 비선형성의 모델링과 보상을 위해 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 그리고 해머스타인 모델을 사용하였고, 모델의 계수를 찾기 위해 LMS 알고리즘과 통계적 경사 근사법을 사용하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성한다. II장에서는 메모리를 갖는 전력 증폭기의 비선형 특성에 대해서 살펴보고, III장에서는 비선형 모델인 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 그리고 해머스타인 모델에 대해 설명한다. IV장에서는 본 논문에서 제안하는 디지털 피드포워드 방식에 대해 설명한다. V장에서는 디지털 피드포워드 방식을 ADS를 통해 성능을 분석하고 타당성을 확인한다. VI장에서는 본 논문의 결론을 제시한다.

## II. 전력 증폭기의 비선형 특성

전력 증폭기의 메모리 효과를 살펴보기 위해, 그림 1

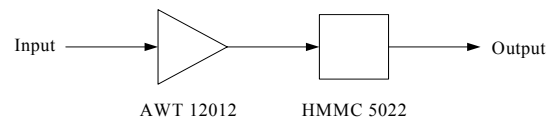


그림 1. ADS의 전력 증폭기 블록도

Fig. 1. The block diagram of the high-power amplifier of ADS.

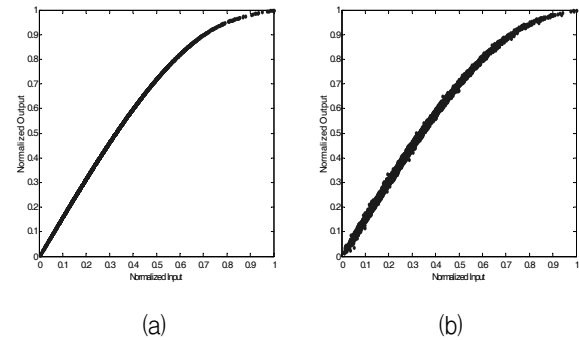


그림 2. OFDM 입력 신호가 그림 1의 증폭기를 통과한 후 정규화된 입·출력 관계

Fig. 2. The normalized input-output relation after OFDM signal passes through the amplifier of Fig. 1.

과 같이 애질런트 사의 고주파 회로 모의실험 도구인 ADS의 AWT 12012 증폭기와 HMMC 5022 증폭기 모델을 사용하였다. AWT 12012는 구동 증폭기이고, HMMC 5022는 비선형 특성을 갖는 단말기용 전력 증폭기이다. 그림 2(a)와 (b)는 각각 8.447 MHz와 42.235 MHz의 대역폭을 갖는 OFDM 신호를 그림 1의 증폭기를 통과시켜 입력과 출력 관계를 정규화 하여 보인 것이다. 그림에서 신호가 광대역이 되면 동일한 크기의 입력에 대해 출력 값이 달라질 수가 있음을 알 수 있는데, 이는 증폭기의 메모리 효과 때문에 출력이 이전의 입력 신호에 영향을 받음을 나타낸다. 이는 단순히 비선형성만 보상함으로써는 신호의 왜곡을 완전히 보상할 수 없음을 의미하며, 따라서 룩업 테이블(look-up table) 방식이나 다항식을 이용한 보상 등으로는 완전한 보상이 이루어질 수 없음을 보여주는 것이다.

## III. 비선형 모델

앞 장에서 살펴본 메모리를 갖는 비선형 전력 증폭기의 모델링과 보상을 위해, 본 논문에서는 볼테라 급수 모델<sup>[6]</sup>, 위너 모델(Wiener model)<sup>[8]</sup>, 그리고 해머스타인 모델(Hammerstein model)<sup>[8]</sup>을 사용하였다.

볼테라 급수 모델은 선형 시스템의 컨벌루션을 메모

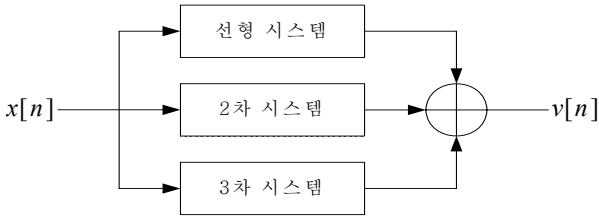


그림 3. 3차 볼테라 급수 모델  
Fig. 3. The third order Volterra series model.

리를 갖는 비선형 시스템으로 확장한 것으로써, 그림 3은 3차 볼테라 급수 모델을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이, 볼테라 급수 모델은 전체 비선형 시스템의 출력을 선형 및 높은 차수들의 비선형 시스템 출력들의 합으로 표현한다. 입력이  $x[n]$ 이고 출력이  $v[n]$ 인 3차 볼테라 급수 모델의 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$v[n] = \sum_{k=0}^{K-1} h_k^{(1)} x[n-k] + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{K-1-k} h_{k,l}^{(2)} x[n-k] x[n-l] + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{K-1-k} \sum_{m=0}^{K-1-k-l} h_{k,l,m}^{(3)} x[n-k] x[n-l] x[n-m] \quad (1)$$

여기서  $K$ 는 메모리의 길이,  $h_k^{(1)}$ ,  $h_{k,l}^{(2)}$ ,  $h_{k,l,m}^{(3)}$ 는 각각 선형, 2차 비선형, 3차 비선형을 표현하는 볼테라 커널을 나타내고 윗 첨자는 차수를 아래 첨자는 메모리를 나타낸다. 식 (1)을 행렬 형태로 나타내면 아래의 식 (2)와 같이 선형식으로 표현할 수 있고 필터 계수를 갱신하기 위해 선형 필터의 알고리즘을 준용할 수 있다.

$$v[n] = \mathbf{h} \mathbf{x}^T[n] \quad (2)$$

여기서  $\mathbf{h}$ 는 볼테라 커널 벡터이고,  $\mathbf{x}[n]$ 은 입력 신호 벡터를 나타내며, 식 (3)과 식 (4)로 각각 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{h} = [h_0^{(1)}, \dots, h_{K-1}^{(1)}, h_{0,0}^{(2)}, \dots, h_{(K-1),(K-1)}^{(2)}, h_{0,0,0}^{(3)}, \dots, h_{(K-1),(K-1),(K-1)}^{(3)}] \quad (3)$$

$$\mathbf{x}[n] = [x[n], \dots, x[n-K+1], x^2[n], \dots, x^2[n-K+1], x^3[n], \dots, x^3[n-K+1]] \quad (4)$$

볼테라 급수 모델은 가장 일반적인 비선형 모델이지만, 항의 갯수가 많고 비선형 시스템의 물리적인 구성을 반영하지 못한다는 단점이 있다. 비선형 시스템의 특별한 경우로서 선형 시스템과 메모리 없는 비선형 시스템이 직렬로 연결된 형태인 위너 모델과 해머스타인

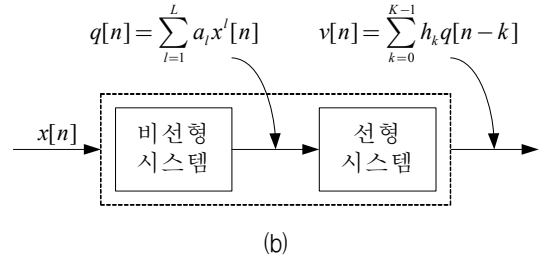
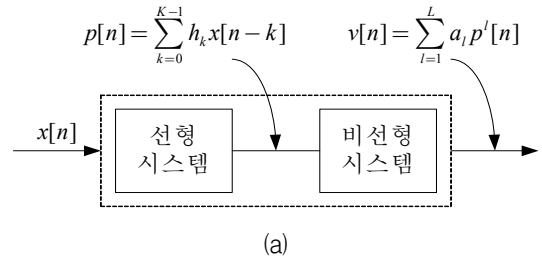


그림 4. 선형 및 메모리 없는 비선형 시스템의 결합으로 표현되는 메모리 있는 비선형 시스템 모델  
(a) 위너 모델 (b) 해머스타인 모델

Fig. 4. The nonlinear system model with memory expressed by the combination of linear and memoryless nonlinear.  
(a) Wiener model (b) Hammerstein model.

모델이 있다.

위너 모델은 선형 시스템과 메모리 없는 비선형 시스템이 차례로 연결된 형태이다. 그림 4(a)는 위너 모델을 그림으로 나타낸 것이다. 이산 시간 영역에서 선형 시스템  $p[n]$ 의 출력은 다음과 같다.

$$p[n] = \sum_{k=0}^{K-1} h_k x[n-k] \quad (5)$$

여기서  $x[n]$ 은 시스템의 입력이고,  $h[n]$ 은 선형 시스템의 임펄스 응답이며,  $K$ 는 이산 시간 영역에서 임펄스 응답 구간 또는 메모리의 갯수이다. 입력이  $p[n]$ 이고 출력이  $v[n]$ 인 메모리 없는 비선형 시스템의 출력  $v[n]$ 을 다항식으로 표현하면 다음과 같다.

$$v[n] = \sum_{l=1}^L a_l p^l[n] \quad (6)$$

여기서  $a_l$ 은 다항식의  $l$ 차 항의 계수이고,  $L$ 은 다항식의 차수이다. 식 (5)와 (6)을 결합하여 이산 시간 영역에서 위너 모델은

$$v[n] = \sum_{l=1}^L a_l \left( \sum_{k=0}^{K-1} h_k x[n-k] \right)^l \quad (7)$$

과 같이 표현할 수 있다.

해머스타인 모델은 메모리 없는 비선형 시스템과 선형 시스템이 차례로 연결된 형태이다. 그림 4(b)는 해머스타인 모델을 그림으로 나타낸 것이다. 입력이  $x[n]$ 이고 출력  $q[n]$ 인 메모리 없는 비선형 시스템의 출력  $q[n]$ 을 다항식으로 표현하면 다음과 같다.

$$q[n] = \sum_{l=1}^L a_l x^l[n] \quad (8)$$

여기서  $a_l$ 은 앞에서와 마찬가지로 다항식의  $l$ 차 항의 계수를 나타낸다.  $q[n]$ 을 입력으로 하는 선형 시스템의 출력은

$$v[n] = \sum_{k=0}^{K-1} h_k q[n-k] \quad (9)$$

와 같이 되고, 식 (8)과 (9)를 결합하여 정리하면, 해머스타인 모델의 입·출력 관계는

$$v[n] = \sum_{k=0}^{K-1} h_k \sum_{l=1}^L a_l x^l[n-k] \quad (10)$$

와 같이 표현된다. 여기서 주목할 것은 메모리 있는 비선형 시스템에 대한 위너 모델과 해머스타인 모델의 선형 및 비선형의 계수는 달라진다는 것이다. 즉, 계수 조정 없이 선형 시스템과 비선형 시스템의 위치를 바꾸면 다른 시스템이 된다는 것이다.

표 1은 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 그리고 해머스타인 모델의 계수를 비교한 것이다. 표 1의 두 번째 열은 메모리가 2이고 1차, 3차 비선형이 존재하는 경우 나타날 수 있는 모든 경우의 항들이다. 비선형이 기함수일 경우 짝수 차 항은 존재하지 않고, 기함수가 아닐 경우라도 짝수 차 항에 의한 출력 성분은 관심 대역 바깥에서 존재하므로 짝수 차 항은 위 모델들에서 고려하지 않는다. 표 1의 세 번째, 네 번째, 다섯 번째 열은 각각 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 해머스타인 모델의 계수들로 표현한 각 항들의 계수를 나타낸다. 표 1에서 확인할 수 있듯이 볼테라 급수 모델과 위너 모델은 모든 경우의 항들이 존재하지만, 해머스타인 모델은 나타나지 않는 항들이 존재한다. 위너 모델은 모든 경우의 항들을 출력하지만, 각 항들의 계수를 표현함에 있어서 볼테라 급수 모델에 비해 그 자유도가 훨씬 떨어진다. 예를 들어  $x^2[n]x[n-1]$  항의 계수는  $3a_3h_0^2h_1$ 인데 이

표 1. 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 해머스타인 모델의 계수를 비교

Table 1. Comparison of the coefficients of Volterra series model, Wiener model, and Hammerstein model.

	모든 항	볼테라 급수 모델의 계수	위너 모델의 계수	해머스타인 모델의 계수
선형	$x[n]$	$h_0^{(1)}$	$a_1h_0$	$h_0a_1$
	$x[n-1]$	$h_1^{(1)}$	$a_1h_1$	$h_1a_1$
	$x[n-2]$	$h_2^{(1)}$	$a_1h_2$	$h_2a_1$
3차	$x^3[n]$	$h_{0,0,0}^{(3)}$	$a_3h_0^3$	$h_0a_3$
	$x^2[n]x[n-1]$	$h_{0,0,1}^{(3)}$	$3a_3h_0^2h_1$	-
	$x^2[n]x[n-2]$	$h_{0,0,2}^{(3)}$	$3a_3h_0^2h_2$	-
	$x[n]x^2[n-1]$	$h_{0,1,1}^{(3)}$	$3a_3h_0h_1^2$	-
	$x[n]x[n-1]x[n-2]$	$h_{0,1,2}^{(3)}$	$6a_3h_0h_1h_2$	-
	$x[n]x^2[n-2]$	$h_{0,2,2}^{(3)}$	$3a_3h_0h_2^2$	-
	$x^3[n-1]$	$h_{1,1,1}^{(3)}$	$a_3h_1^3$	$h_1a_3$
	$x^2[n-1]x[n-2]$	$h_{1,1,2}^{(3)}$	$3a_3h_1^2h_2$	-
	$x[n-1]x^2[n-2]$	$h_{1,2,2}^{(3)}$	$3a_3h_1h_2^2$	-
$x^3[n-2]$	$h_{2,2,2}^{(3)}$	$a_3h_2^3$	$h_2a_3$	

는 세 개의 계수에 의해 결정된다. 위 결과를 바탕으로 볼테라 모델은 두 모델에 비해 성능이 우수할 것으로 예상된다. 하지만, 볼테라 모델의 경우 모든 항들을 표현하기 위해 곱셈기가 27개가 필요한 반면, 위너 모델과 해머스타인 모델은 곱셈기가 각각 7개씩이 필요하다. 이는 볼테라 모델의 경우 시스템 구현상의 복잡도가 다른 두 모델의 비해 훨씬 높은 것을 의미한다. 결론적으로, 볼테라 모델은 다른 두 모델에 비해 성능은 우수하지만 시스템 구현상의 복잡도가 높고, 위너 모델과 해머스타인 모델은 볼테라 모델에 비해 성능은 낮을 수 있지만 시스템 상의 복잡도는 낮다.

#### IV. 디지털 피드포워드 방식

디지털 피드포워드는 증폭기의 메모리와 비선형성을 기저 대역에서 모델링하여 왜곡 성분만 추출하여 이를 증폭기의 최종 출력에서 빼주는 방식이다. 이 방식은 전력 증폭기 외의 다른 소자에 의해 발생할 수 있는 왜곡 성분도 보상할 수 있는 장점이 있다. 그리고, 감쇠기와 위상 천이기와 같은 아날로그 장치를 사용하지 않고, 모델링과 보상에 적응형 알고리즘을 사용하므로 증

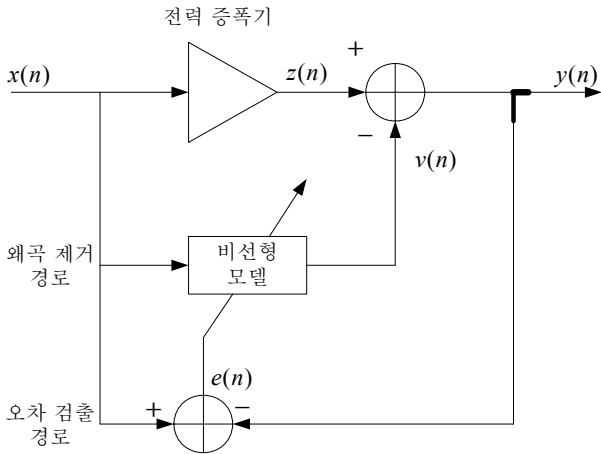


그림 5. 비선형 모델을 이용한 디지털 피드포워드 방식의 블록도

Fig. 5. The block diagram of digital feedforward scheme using a nonlinear model.

폭기의 특성 변화에도 대응할 수 있다.

그림 5는 비선형 모델을 이용한 디지털 피드포워드 방식을 기저대역에서 블록도로 나타낸 것이다. 입력 신호  $x[n]$ 은 전력 증폭기에 입력되는 경로와 오차 신호  $e[n]$ 을 검출하기 위한 오차 검출 경로, 그리고 왜곡 신호를 모델링하고 보상하기 위한 왜곡 제거 경로로 나누어 입력된다. 전력 증폭기의 출력 신호  $y[n]$ 은 오차 검출 경로로 피드백되어 정규화된 후, 입력 신호와 비교되어 오차 신호를 검출하는 데 사용된다. 검출된 오차 신호는 비선형 모델과 계수 추정 알고리즘을 이용하여 왜곡 제거 경로에 있는 메모리가 있는 비선형 모델의 계수를 추정하는 데 이용되고, 비선형 시스템은 추정된 왜곡 신호  $v[n]$ 을 출력한다. 추정된 왜곡 신호  $v[n]$ 을 전력 증폭기의 출력 신호에서 빼줌으로써 비선형성을 보상한다.

오차 신호  $e[n]$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$e[n] = x[n] - y[n] \tag{11}$$

오차 신호가 0에 가까울수록 최종 출력 신호  $y[n]$ 은 입력 신호  $x[n]$ 에 근접할 것이다.

비선형 모델로서 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 그리고 해머스타인 모델을 사용할 경우 각 모델의 계수 추정은 다음과 같이 이루어진다. 볼테라 급수 모델을 사용할 경우 오차 신호의 절대 값 제곱을 최소화 하는 볼테라 커널을 추정하기 위해 가변 스텝 LMS 알고리즘을 사용하였고, 볼테라 커널은 다음과 같이 갱신된다<sup>[9]</sup>.

$$\mathbf{h}[n+1] = \mathbf{h}[n] + \mu[n]e[n]\mathbf{x}[n] \tag{12}$$

여기서  $\mu[n]$ 은 스텝의 크기를 나타내고, 다음과 같이 정의된다.

$$\mu[n+1] = \alpha\mu[n] + \gamma e^2[n] \tag{13}$$

여기서  $\alpha, \gamma$ 는 갱신 량을 결정하기 위한 상수이다.

위너 모델과 해머스타인 모델을 사용하는 경우 오차 신호의 제곱의 합을 최소화 하는 선형 시스템의 임펄스 응답과 비메모리 비선형 시스템의 계수를 찾기 위해 통계적 경사 근사법(stochastic gradient method)을 사용하였다<sup>[10]</sup>. 통계적 경사 근사법은 입출력 데이터 쌍을 이용하여 오차 곡면의 주어진 지점에서 오차를 줄일 수 있는 방향의 벡터를 찾아 그 방향으로 계수를 갱신하는 것이다. 오차 곡면은 각 필터 계수 세트에서의 오차 값으로 구성된다. 오차가 최소가 되는 계수 값들에서는 곡면의 기울기가 0이 된다. 통계적 경사 근사법의 비용 함수는 다음 같이 정의 된다.

$$\begin{aligned} J[n] &= |x[n] - y[n]|^2 \\ &= |x[n] - z[n] + v[n]|^2 \\ &= |(x[n] + v[n]) - z[n]|^2 \end{aligned} \tag{14}$$

여기서,  $y[n]$ 은 전력 증폭기의 출력  $z[n]$ 과 비선형 모델의 출력  $v[n]$ 의 차로 정의된다. 통계적 경사 근사법은  $h_k, a_l$ 을 조정하여 비용 함수  $J[n]$ 을 최소화 하는 것이다. 각각의 계수들은 통계적 경사 근사법을 이용하여,  $J[n]$ 으로 나타나는 오차 곡면 상에서 기울기가 가장 큰 방향, 즉 오차를 가장 크게 줄이는 방향으로 이동하도록 계수 값들을 조정한다. 각 계수들의 갱신을 수학적으로 표현하면

$$\hat{\mathbf{h}}^{(m+1)} = \hat{\mathbf{h}}^{(m)} + \alpha(-\nabla_{\mathbf{h}}J[n]) \tag{15}$$

$$\hat{\mathbf{a}}^{(m+1)} = \hat{\mathbf{a}}^{(m)} + \alpha(-\nabla_{\mathbf{a}}J[n]) \tag{16}$$

와 같다. 여기서  $\alpha$ 는 최급강하(steepest descent) 방향으로의 갱신 양을 결정하는 상수이고, 윗 첨자인  $(m+1)$ 과  $(m)$ 은 각 계수들의  $m+1$  및  $m$ 번째 갱신을 의미한다.

식 (14)~(16)을 이용하면 위너 모델의 계수 갱신은 다음과 같이 표현된다<sup>[10]</sup>.

$$\hat{h}_k^{(m+1)} = \hat{h}_k^{(m)} + \eta e(n)x(n-k) \left( \sum_{l=1}^L l a_l p^{l-1}(n) \right)^*$$

$$, k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (17)$$

$$\hat{a}_l^{(m+1)} = \hat{a}_l^{(m)} + \eta e(n)(p^l(n))^*$$

$$, l = 1, 2, \dots, L \quad (18)$$

여기서,  $\eta$ 는 갱신율을 나타내고,  $K$ 는 이산 시간 영역에서 메모리의 갯수이며,  $L$ 은 비메모리 비선형 시스템의 차수이고,  $p(n)$ 은 식 (5)와 같다. 마찬가지로 해머스타인 모델의 계수 갱신은 다음과 같이 표현된다<sup>[10]</sup>.

$$\hat{a}_l^{(m+1)} = \hat{a}_l^{(m)} + \eta e(n) \left( \sum_{k=0}^{K-1} h_k x^l(n-k) \right)^*$$

$$, l = 1, 2, \dots, L \quad (19)$$

$$\hat{h}_k^{(m+1)} = \hat{h}_k^{(m+1)} + \eta e(n) \left( \sum_{l=1}^L a_l x^l(n-k) \right)^*$$

$$, k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (20)$$

## V. 모의실험

본 장에서는 모의실험을 통하여 제안한 디지털 피드포워드 방식의 성능을 살펴본다. 그림 6은 디지털 피드포워드 보상 방식의 모의실험을 위한 블록도를 나타낸 것이다. 전체 블록도는 크게 메모리를 갖는 비선형 전력 증폭기와 비선형 모델을 이용한 디지털 신호처리부로 나눌 수 있다.

광대역 OFDM 신호는 전력 증폭기와 오차 검출 경로, 그리고 왜곡 신호 성분을 모델링하고 보상하기 위한 왜곡 제거 경로로 나뉘어 입력된다. 전력 증폭기로 입력되는 신호는 주파수 상향 변환을 거치며 왜곡 제거 경로와 오차 검출 경로로 입력되는 신호는 그러한 과정을 거치지 않는다. 오차 신호는 주파수 하향 변환된 증폭기 출력의 기저대역 신호와 기저대역의 입력 신호와의 차로 정의하며, 이 오차 신호와 앞에서 설명한 LMS 알고리즘 또는 통계적 경사 근사법을 이용하여 비선형 모델의 계수를 추정한다. 모델링의 의해 생성된 비선형 신호 성분을 주파수 상향 변환하여 전력 증폭기의 출력

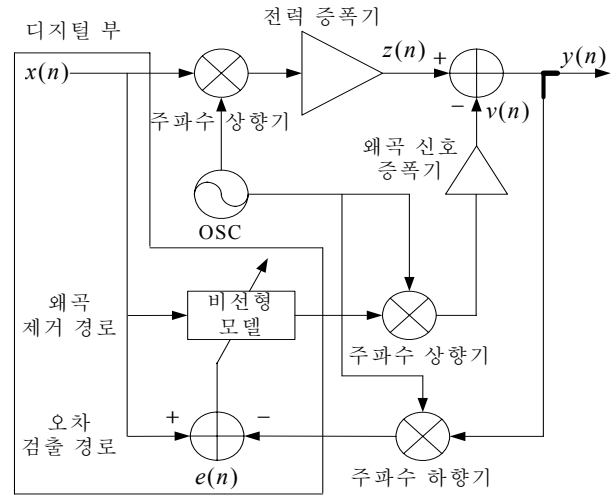


그림 6. 모의실험에 사용된 디지털 피드포워드 보상 방식의 블록도

Fig. 6. The block diagram for the computer simulation of digital feedforward compensation scheme.

신호에서 뺄으로써 비선형성 보상이 이루어진다. 모의 실험에서는 애질런트 사의 ADS를 사용하였으며, 입력 신호로는 메모리 효과를 극적으로 나타내기 위해 WiMax 신호를 참조한 광대역 OFDM 신호를 사용하였다. 신호는 총 864개의 반송파를 사용하였으며, 768개의 데이터 반송파와 82개의 파일럿 반송파로 구성된다. 반송파의 간격은 48.828125 kHz이고, 신호 대역폭은 42.235 MHz이다. 모의실험에서는 2개의 메모리를 가정하였고 볼테라 급수 모델은 3차까지 고려하였다. 위너 모델과 해머스타인 모델은 5차까지 고려하였다. 이는 모의실험 결과 3차 볼테라 급수 모델은 5차 볼테라 급수 모델의 경우와 성능에 큰 차이가 없고, 볼테라 급수 모델은 두 모델에 비해 표현의 자유도가 높기 때문에 3차까지만 고려하더라도 충분한 성능을 보이기 때문이다. 위너 모델과 해머스타인 모델의 경우 5차까지 고려한 이유는, 볼테라 급수 모델과는 다르게 5차 다항식을 사용하였을 경우가 3차 다항식을 사용하였을 경우보다 성능이 좋고, 7차 다항식을 사용하였을 경우는 5차 다항식을 사용한 경우와 성능이 비슷하기 때문이다. 이는 볼테라 급수 모델은 계수를 통해 표현할 수 있는 자유도가 높은 반면 위너 모델과 해머스타인 모델은 볼테라 급수 모델에 비해 자유도가 떨어지므로 볼테라 급수 모델에 비해 차수를 높여야 할 것으로 생각되었기 때문이다. 또한, 짝수 차 다항식을 사용하였을 경우의 성능이 홀수 차 다항식만 사용하였을 경우의 성능과 비슷하였는데, 이는 비선형의 대칭성에 의해 짝수 차 비

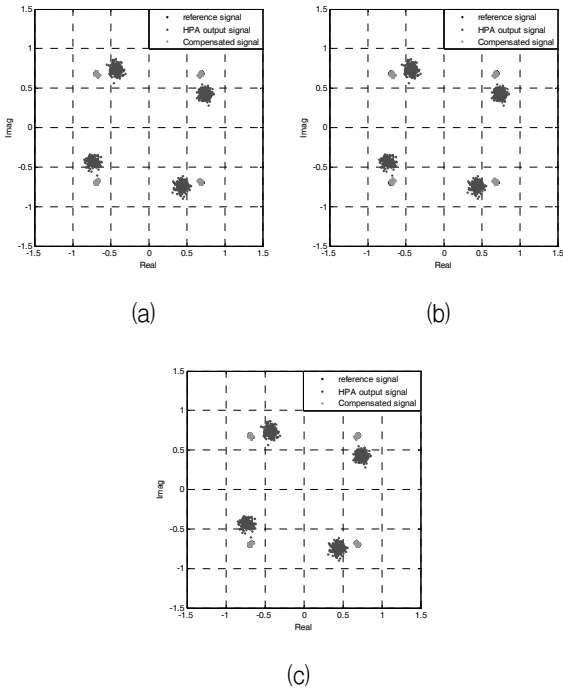


그림 7. 광대역 OFDM 신호에 대해 비선형 모델을 이용하여 보상한 신호의 성상도

- (a) 볼테라 급수 모델 (b) 위너 모델
- (c) 해머스타인 모델

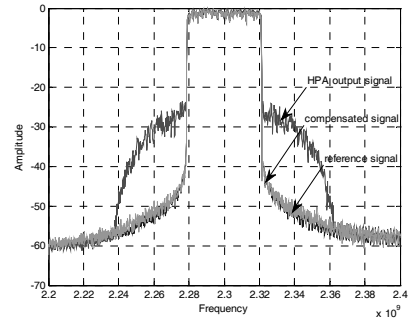
Fig. 7. The constellation of the compensated signals using nonlinear model for the wide-band OFDM signal.

- (a) Volterra series model (b) Wiener model
- (c) Hammerstein model

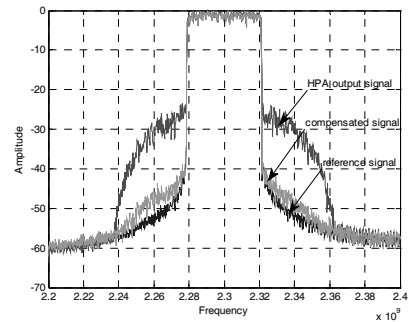
선형은 존재하지 않기 때문에 생각된다. 모의실험에서 볼테라 커널을 갱신하기 위한 LMS 알고리즘의 상수 값은  $\alpha=0.97$ ,  $\gamma=0.00048$ 이고, 통계적 경사 근사법의 학습율은  $\eta=0.4$ 이다.

그림 7은 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 그리고 해머스타인 모델을 이용하여 비선형 성분을 보상한 신호의 성상도이다. 볼테라 급수 모델의 NMSE는 약  $-45$  dB 이고, 위너 모델은 약  $-40$  dB이고, 해머스타인 모델은 약  $-45$  dB이다. 위너 모델의 성능이 다른 모델에 비해 약 5 dB 정도 떨어지지만 그림에서도 알 수 있듯이 실용상 큰 차이는 없을 것으로 생각된다.

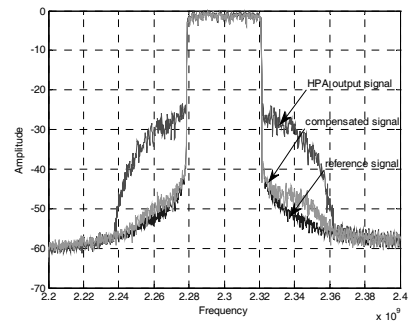
그림 8은 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 그리고 해머스타인 모델을 이용하여 비선형 성분을 보상한 신호의 스펙트럼을 나타낸 것이다. 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 그리고 해머스타인 모델을 이용하여 비선형 성분을 보상한 신호의 스펙트럼 모두 주파수대역 재성장이 20 dB 이상 억압된 것을 확인할 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 8. 광대역 OFDM 신호에 대해 비선형 모델을 이용하여 보상한 신호의 스펙트럼

- (a) 볼테라 급수 모델 (b) 위너 모델
- (c) 해머스타인 모델

Fig. 8. The PSD of the compensated signal using nonlinear model for the wide-band OFDM signal.

- (a) Volterra series model (b) Wiener model
- (c) Hammerstein model

그림 7과 8로부터 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 해머스타인 모델 성능이 실용상 큰 차이가 없음을 확인할 수 있다. 하지만, 수렴에 필요한 샘플 수는 볼테라 급수의 경우 약 20,000개의 샘플, 위너 모델의 경우 약 30,000개의 샘플, 그리고 해머스타인 모델의 경우 약 120,000개의 샘플이다. 이러한 결과를 토대로 볼테라 급

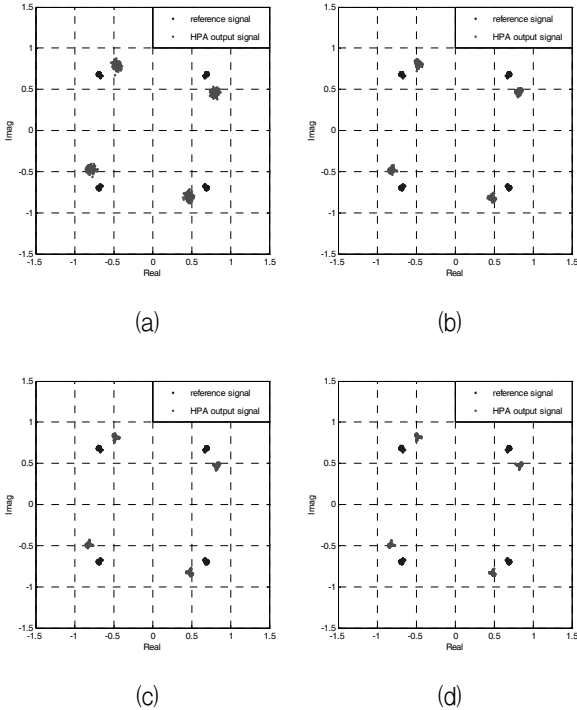


그림 9. 광대역 OFDM 신호에 대해 백-오프를 적용하였을 경우의 신호의 성상도  
 (a) 3 dB 백-오프(약 -25 dB)  
 (b) 6 dB 백-오프(약 -31 dB)  
 (c) 9 dB 백-오프(약 -38 dB)  
 (d) 12 dB 백-오프(약 -47 dB)

Fig. 9. The constellation of the signals with back-off for the wide-band OFDM signal.  
 (a) 3 dB back-off(about -25 dB)  
 (b) 6 dB back-off(about -31 dB)  
 (c) 9 dB back-off(about -38 dB)  
 (d) 12 dB back-off(about -47 dB)

수 모델과 위너 모델이 해머스타인 모델에 비해 수렴 속도가 빠르다. 계수 갱신에 필요한 계산량을 살펴보면, 위너 모델의 계수 갱신에 필요한 곱셈기 갯수는 볼테라 급수 모델과 해머스타인 모델의 경우보다 적은 것으로 나타났다. 위의 결과를 종합하여 보면, 제한한 방식을 이용하여 메모리 효과가 있는 전력 증폭기의 비선형성 보상에 는 구조가 간단하고 수렴 속도가 빠른 위너 모델이 적합하다고 할 수 있다.

다음은 비선형 보상 효과를 백-오프와 비교해 보았다. 그림 9와 10은 광대역 OFDM 신호에 대해 백-오프를 3 dB씩 늘여가며 그림 1의 증폭기를 통과한 신호의 성상도와 PSD(power spectral density)를 각각 보인 것이다. 광대역 OFDM 신호에 대해 백-오프를 3 dB씩 늘여갈수록, 성상도가 수렴하고 주파수 재성장 역시 억압

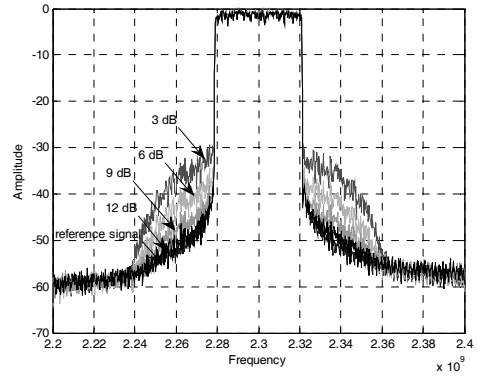


그림 10. 광대역 OFDM 신호에 대해 백-오프를 적용하였을 경우의 신호의 스펙트럼  
 Fig. 10. The PSD of the signals with back-off for the wide-band OFDM signal.

되는 것을 확인할 수 있다. 위 결과로부터 광대역 OFDM 신호에 대해 12 dB 백-오프 방식을 적용하였을 경우, 비선형 모델을 이용하여 비선형 성분을 보상한 효과와 거의 동일함을 확인할 수 있다. 하지만, 백-오프 방식을 적용할 경우 증폭기에 의한 위상 회전은 보상하지 못함을 알 수 있다. 하지만 제한한 보상 방식을 적용할 경우 10 dB 이상의 백-오프 효과는 물론이고 위상 회전 효과까지 보상함을 알 수 있다.

### VI. 결 론

본 논문에서는 광대역 OFDM 신호에 대해 전력 증폭기의 메모리 효과와 결합된 비선형 왜곡에 대해 보이고, 그를 보상할 수 있는 새로운 디지털 피드포워드 방식을 제시하였으며, 모의실험을 통해 성능을 입증하였다. 메모리가 있는 전력 증폭기의 모델링 및 보상을 위해, 볼테라 급수 모델, 위너 모델, 그리고 해머스타인 모델을 이용하였다.

볼테라 급수 모델, 위너 모델, 그리고 해머스타인 모델을 이용하여 비선형 성분을 보상한 신호의 성상도의 NMSE는 약 -40~45 dB이고, 주파수대역 재성장이 20 dB 이상 억압됨을 확인할 수 있다. 이는 10 dB 이상의 백-오프 효과와 유사함을 확인하였다. 하지만, 백-오프 방식으로는 성좌도 상의 위상 회전은 보상하지 못한다. 수렴 속도와 구현 시의 복잡도, 성능 등을 종합적으로 고려하면 위너 모델이 제안하는 방식에 가장 적합함을 확인하였다.

디지털 피드포워드 보상 기법은 경로 전체를 기저 대



역에서 처리하므로 구현이 쉽고, 전력 증폭기의 특성이 변하더라도 적응적으로 보상이 이루어질 수 있다는 장점을 갖는다. 이 방식은 전치 보상기와 달리 통신 시스템의 기저대역부와 분리하여 독립된 선형 증폭기를 제작하기에도 적합하다. 즉, 전치 보상기의 경우 기저대역부의 신호를 변형해야 하지만, 피드포워드 방식은 그럴 필요가 없어 기저대역 부와는 독립적인 선형 증폭기의 개발에 적용이 가능하다.

### 참 고 문 헌

[1] Ballesteros E., Perez F., and Perez J., "Analysis and Design of Microwave Linearized Amplifiers Using Active Feedback", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech.*, Vol. 44, No. 1, pp. 499-504, March 1988.

[2] F. J. Casadevall, "The LINC transmitter", *RF Design*, pp. 41-48, Feb. 1990.

[3] Fernando Casadevall, "On the behavior of the LINC transmitter", *IEEE Trans. On Vehicular Tech.*, pp. 29-34, May 1990.

[4] James K. Cavers, "Amplifier Linearization Using a Digital Predistorter with Fast Adaptation and Low memory Requirements", *IEEE Trans. On Vehicular Tech.*, Vol. 39, No. 4, pp. 374-382, Nov. 1990.

[5] James K. Cavers, "Adaptation Behavior of a Feedforward Amplifier Linearizer", *IEEE Trans. On Vehicular Tech.*, Vol. 44, No. 1, pp. 31-40, Feb. 1995.

[6] Changsoo Eun and Edward J. Powers, "A New Volterra Predistorter Based on the Indirect Learning Architecture", *IEEE Trans. On Signal Processing*, Vol. 45, No. 1, pp. 223-227, Jan. 1997.

[7] Youngoo Yang, Youngsik Kim, Jaehyok Yi, Joongjin Nam, Bumman Kim, Wonwoo Kang, and Shinwook Kim, "Digital Controlled Adaptive Feedforward Amplifier for IMT-2000 Band", *IEEE MIT-S Digest*, pp. 1487-1490, 2000.

[8] Changsoo Eun, *Design and Comparison of Nonlinear Compensators*, Ph. D. Thesis, the University of Texas at Austin, 1990.

[9] B. Widrow, S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall, Inc., pp. 99-116, 1985.

[10] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 2nd Ed., Prentice Hall, Inc., pp. 299-359, 1991.

### 저 자 소 개



김 민(학생회원)  
 2005년 충남대학교 전자전자정보통신공학과 학사 졸업.  
 2007년 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사 졸업.  
 2007년~충남대학교 전자전파정보통신공학과 박사 과정.

<주관심분야 : 무선 통신, 신호처리>



신 하 연(정회원)  
 2009년 충남대학교 전자전파정보통신공학과 학사 졸업.  
 2011년 충남대학교 전자전파정보통신공학과 석사 졸업.  
 2012년 에이알텍 근무

<주관심분야 : 이동 통신, 신호처리, RF 회로>



은 창 수(평생회원)-교신저자  
 1985년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.  
 1987년 서울대학교 전자공학과 석사 졸업.  
 1995년 텍사스 주립대학 (오스틴) 박사 졸업

<주관심분야: 통신 신호 처리, RF 회로>