

효과적인 적응 전처리왜곡기를 이용한 OFDM 시스템에서의 비선형 왜곡 보상

正會員 姜 鉉 宇*, 趙 鏞 洙**, 尹 大 熙***

On Compensating Nonlinear Distortions of an OFDM System Using an Efficient Adaptive Predistorter

Hyun Woo Kang*, Yong Soo Cho**, Dae Hee Youn*** *Regular Members*

※이 연구는 95년도 한국과학재단의 연구비 지원에 의한 결과임.

요 약

본 논문에서는 위성통신 등에서 사용하는 OFDM 시스템에서 메모리를 갖는 HPA의 비선형성에 의한 선형 왜곡과 비선형 왜곡을 효과적으로 보상하기 위한 적응 전처리왜곡 방법을 제안한다. OFDM 시스템에서는 HPA의 가능한 입력 레벨이 무한하기 때문에, 단일 반송파 시스템에서 메모리를 갖는 HPA의 왜곡을 보상하기 위해 제안된 기존의 적응 데이터 전처리보상 방법을 OFDM 시스템에 그대로 적용할 수는 없다. 또한, 비선형 시스템의 왜곡을 보상하기 위한 기존의 적응 전처리왜곡 방법들은 Volterra series에 근거하고 있어서 필터 계수가 많이 필요하고 계산량이 많은 이유로 실시간 구현에는 적합하지 못하다. 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 메모리 없는 HPA 앞단에 선형 필터가 위치한 시스템을 Wiener 시스템으로 모델링하고, 최소의 필터 탭수를 갖는 제안된 적응 전처리왜곡기로 전처리보상한다. 전처리왜곡기의 계수를 갱신하기 위한 적응 알고리즘을 stochastic gradient 방법을 사용하여 유도하였다. 비선형 왜곡이 발생하는 OFDM 시스템에 제안된 효과적인 적응 전처리왜곡기를 적용하는 컴퓨터 모의 실험 결과 작은 수의 필터 계수로 성능을 크게 향상시킴을 확인하였다.

ABSTRACT

This paper presents an efficient adaptive predistortion technique compensating linear and nonlinear distortions

*현대전자산업주식회사 정보통신연구소

**중앙대학교 전자공학과

***연세대학교 전자공학과

論文番號: 97043-0204

接受日字: 1997年 2月 4日

caused by high-power amplifier(HPA) with memory in OFDM systems. The efficient adaptive data predistortion techniques proposed for compensation of HPA with memory in single carrier systems cannot be applied to OFDM systems since the possible input levels for HPA is infinite in OFDM systems. Also, previous adaptive predistortion techniques, based on Volterra series modeling, are not suitable for real-time implementation due to high computational burden and slow convergence rate. In the proposed approach, the memoryless HPA preceded by a linear filter in OFDM systems is modeled by the Wiener system which is then precompensated by the proposed adaptive predistorter with a minimum number of filter taps. An adaptive algorithm for adjusting the parameters of the predistorter is derived using the stochastic gradient method. It is demonstrated by computer simulation that the performance of OFDM system suffering from nonlinear distortion can be greatly improved by the proposed efficient adaptive predistorter using a small number of filter taps.

I. 서 론

최근 직교 주파수 분할 다중화(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 스펙트럼 효율이 높고, 다중 경로 페이딩(multipath fading)과 임펄스 잡음(impulse noise)의 영향을 적게 받는다는 장점으로 인해 많은 연구가 이루어지고 있다[1]. OFDM은 채널의 지연(delay)이 여러 심볼 주기에 걸쳐 나타나는 지상 TV 방송과 같이 높은 전송 속도를 필요로 하는 곳에 효과적인 전송 방식으로 알려져 있다[2][3]. OFDM 시스템에서는 적당한 보호 구간(guard interval)을 삽입함으로써 심볼간 간섭(ISI: inter-symbol interference)과 채널간 간섭(ICI: inter-channel interference)이 발생하는 것을 쉽게 방지할 수 있는 반면에 단일 반송파 변조(single carrier modulation) 방식에서는 성능이 뛰어난 등화(equalization) 방법이 필요하게 된다. 그러나 OFDM을 기반으로 하는 지상 방송 시스템은 단일 반송파 시스템보다 고출력 증폭기(HPA: High Power Amplifier)에 의해 생겨나는 비선형 왜곡에 훨씬 민감한 것으로 알려져 있다[2][3]. 그러므로 OFDM 시스템에서는 이러한 비선형 왜곡을 보상해 주어야만 성능 열화를 막을 수 있다.

고출력 증폭기(HPA: High Power Ampifier)는 비선형 크기변환(AM-to-AM conversion)과 위상변환(AM-to-PM conversion) 특성을 갖기 때문에 포화 영역에서의 비선형 왜곡으로 인해 전송 신호 파워를 최대로 이용하기 어렵다[4]. 출력 신호의 크기를 작게 함으로써(backoff) HPA의 비선형성을 상당히 감소시킬 수 있으나, 출력 신호의 파워가 작아지게 되어 접속 flat-

fade margin이 감소하게 된다. Flat-fade margin을 늘리기 위해서는 HPA를 최대한 포화점(saturation point) 근처에서 동작시켜야 한다. 따라서 HPA의 특성을 선형화시킴으로써 포화 영역 가까운 곳까지 사용하면 시변 환경에도 적용할 수 있는 기능이 필요하다. 그러므로 HPA의 동작점(operating point)은 신호 대 잡음비와 비선형 왜곡 두 가지를 절충하는 곳에서 선택된다.

HPA를 효과적으로 사용하기 위해 비선형 왜곡을 감소시킬 수 있는 보상 방법으로는 전송단에서의 전처리왜곡(predistortion) 방법과 수신단에서의 등화(equalization) 방법이 있다. 위성 통신 채널에서는 비선형 왜곡이 발생하고 전송할 신호가 유효한 전송단에서 비선형 왜곡을 감소시키는 것이 타당하다. 전처리왜곡 방법은 크게 데이터 전처리왜곡 방식[5]과 아날로그 신호 전처리왜곡 방식[6][7]의 두 가지로 구분할 수 있다. 단일 반송파 시스템에서 간단한 하드웨어(RAM과 Look-up 인코더)를 추가함으로써 입력 constellation을 효과적으로 조절하는 적응 데이터 전처리왜곡 방식이 다수 발표되었으나, 단일 반송파 시스템의 입력 레벨은 제한되어 있는 반면에 OFDM 시스템에서 HPA의 가능한 입력 레벨은 무한하기 때문에 기존의 방법을 OFDM 시스템에 그대로 적용할 수는 없다[5]. 최근 OFDM 시스템에서 비선형 왜곡을 줄이기 위한 전처리왜곡 방법으로 해석적인 방식과 적응적인 방식이 제안되었지만[8], 이 방법을 구현하기 위해서는 크기가 큰 메모리(RAM)가 필요하고 또한 갱신되는 메모리 내용의 수렴 속도가 상당히 느리다는 단점이 있다.

HPA는 메모리가 없는 비선형 시스템이지만 실제로는 선형 필터가 앞단에 위치해서 신호의 주파수 분포를 조절하게 된다. 그러므로 전체적으로는 메모리를 갖는 비선형 시스템이 된다. 이러한 시스템을 통과해서 수신된 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 신호는 ISI와 constellation warping을 겪는다. 메모리 없는 비선형 시스템에 대한 전처리필터링 방법이 다수 발표되었으나[5][7], Volterra series 모델링에 기초하고 있는 이런 방법들은 필터 계수가 많이 필요하고 계산량이 많은 이유로 실제 실시간 구현에는 어려움이 있다[9][14][15].

많은 계수를 필요로 하지 않고 비선형 시스템을 모델링하는 다른 방법으로 블럭 구조에 의한 모델링(block-oriented model) 방법이 있다[10]. 이러한 접근 방법은 비선형 시스템이 블럭 단위의 단순한 부시스템(subsystem)들로 구성되어 있고 그 시스템의 구조를 알고 있다는 가정에 기초를 두고 있다. 특히 선형 동적 부시스템(linear dynamic subsystem)과 메모리 없는 비선형 부시스템(memoryless nonlinear subsystem)이 직렬로 연결된 비선형 시스템을 Wiener 시스템[11]이라 하고 이들 부시스템의 순서가 바뀐 형태의 비선형 시스템을 Hammerstein 시스템[12]이라고 한다. 이러한 형태의 시스템들은 신호 처리의 여러 분야에서 비선형 특성을 모델링하기 위해 사용되고 있다. 블럭 구조 모델을 추정하는 방법에 대한 연구가 다수 발표되었는데[10][11][12], 부시스템들은 부시스템 사이를 연결하는 신호에 대한 정보 없이 전체 시스템의 입·출력 신호의 관계에 의해서 추정된다. 또한 메모리 없는 비선형 부시스템의 앞단과 뒷단에 선형 부시스템이 각각 위치한 비선형 시스템을 유한 메모리 비선형 시스템(finite-memory nonlinear system)이라 하는데 이러한 시스템에 대한 추정과 보상 기법이 연구된 바 있다[13].

HPA 앞단에 선형 필터가 위치한 구조는 선형 시스템과 비선형 시스템이 직렬로 연결된 Wiener 시스템으로 생각할 수 있다. Wiener 시스템의 비선형 왜곡을 적은 계산량으로 보상하기 위한 적응 전처리보상 방법에 대한 연구가 이루어져 있다[14][15]. 이를 바탕으로 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 HPA 앞단에 선형 필터가 위치한 Wiener 시스템의 비선형 왜곡을 효과적으로 보상할 수 있는 적응 전처리왜곡 방법을

제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 Wiener 시스템의 왜곡을 보상하기에 적절한 전처리 왜곡 구조(Hammerstein 모델)를 제안하고, 전처리 왜곡기의 계수를 갱신하기 위한 적응 보상 알고리즘을 stochastic gradient 방법을 사용하여 유도한다[16]. 3장에서는 제안된 알고리즘을 OFDM 시스템에서 HPA 앞단에 선형 필터가 위치하는 시스템에 적용하는 모의 실험으로 제안된 알고리즘의 우수성을 입증하고, 4장에서 결론을 내린다.

II. OFDM 시스템에서의 적응 비선형 전처리왜곡기

OFDM 전송 시스템에 대한 기저대역(baseband) 등가 시스템을 그림 1에 간단히 나타내었다. 직렬-병렬 변환 블럭에서는 N 개의 QAM 심볼 블럭을 각 부반송파를 변조시킬 낮은 심볼 율의 데이터 열로 변환시킨다. IFFT에 의해 OFDM 변조가 수행된 뒤, 추정된 채널의 임펄스 응답 길이보다 긴 보호 심볼(Guard Interval)을 삽입하여 ISI와 ICI가 발생하지 않게 한다. 그림 1에서 선형 필터는 보통 기저대역이나 IF(Intermediate Frequency) 단에서 신호의 스펙트럼 모양을 조절하는 전송 필터이다.

대부분의 위성 통신에서는 HPA로 TWT(Travelling Wave Tube)를 사용한다. TWT는 메모리 없는 비선형 특성 특성이 있으며, 다음 식과 같이 정규화된 비선형 크기 변환과 위상 변환으로 표현할 수 있다[4].

$$A(r) = \frac{2r}{1+r^2} \tag{1}$$

$$\Phi(r) = \Phi_0 \frac{2r^2}{1+r^2} \tag{2}$$

여기에서 r 은 입력 신호의 크기이고, Φ_0 는 $\pi/6$ 이다. QAM 신호가 이러한 비선형 왜곡의 영향을 받으면 직사각형 모양의 constellation이 뒤틀리는 constellation warping 현상이 나타난다. 그림 1에서 constellation warping을 보상하고, ISI를 줄이기 위해 기저대역 전처리왜곡기를 삽입하였다.

그림 1에 나타난 전송 시스템에서 TWT 앞단에 선형 필터가 위치한 구조를 메모리 없는 비선형 부시스템 앞단에 선형 동적 부시스템이 위치하는 Wiener 시

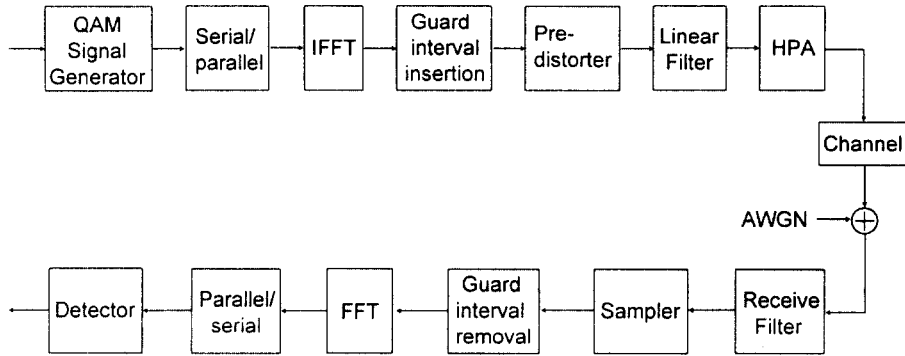


그림 1. OFDM 전송 방식에 대한 기저대역 등가 시스템의 블럭 다이어그램.
 Fig. 1 A simplified block diagram of the baseband-equivalent system for an OFDM transmission system.

스텝[10][11]으로 잘 모델링할 수 있음을 알 수 있다. Wiener 시스템의 비선형성을 보상하기 위해 제안된 적응 전처리왜곡기의 블럭 다이어그램이 그림 2에 있다. 제안된 방법은 적응 알고리즘을 사용하여 Wiener 시스템의 파라미터를 추정하기 위한 시스템 추정기(system estimator)와 비선형 왜곡을 보상하고 ISI를 줄이기 위한 적응 전처리왜곡기로 구성된다. HPA의 입력 레벨이 제한되어 있는 단일 반송파 시스템과는 달리 그림 2에서 OFDM 신호 $x(n)$ 은 전처리왜곡기의 입력(혹은 IFFT의 출력)에서 평균이 0인 복소 가우시안 랜덤(complex Gaussian random) 신호이다. $x(n)$ 의 크기와 위상에 대한 확률 밀도 함수(probability density function)는 각각 Rayleigh 분포와 $[-\pi, \pi]$ 에서 균일 분포를 갖는다.

TWT가 유한 차수의 polynomial 형태로 잘 근사화될 경우, 시스템 추정기의 입력 신호 $u(n)$ 과 출력 신호 $\hat{y}(n)$ 사이에는 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=1}^{N_s} a_i \left(\sum_{k=1}^{N_h} h_k u(n-k) \right)^i \quad (3)$$

여기에서 N_h 와 N_s 는 각각 선형 필터 h_k 의 메모리 길이와 비선형 필터 a_i 의 차수를 나타낸다. 본 논문에서 사용하는 모든 변수들과 계수들은 복소수임을 가정한다. Wiener 시스템의 출력 $y(n)$ 과 시스템 추정기의 출력 $\hat{y}(n)$ 과의 차 신호의 자승 평균 $E\{e_1(n)^2\}$ 이 최소화 되도록 시스템 추정기의 계수 h_k 와 a_i 를 갱신한다[10].

Wiener 시스템의 파라미터를 정확히 추정한 후에, Wiener 시스템의 왜곡을 감소시키기 위해서 이상적인 경우 Wiener 시스템의 역함수가 되는 적응 전처리 왜곡기를 설계한다. Wiener 시스템의 전처리왜곡기 구조가 Hammerstein 모델[12]이 된다는 것을 쉽게 알 수 있기 때문에[13], 그림 2에서 전처리왜곡기는 메모리 없는 비선형 역 필터(inverse filter)와 선형 역 필터가 직렬로 연결된 구조로 되어 있다. 유한 차수의 polynomial 형태를 메모리 없는 비선형 역 필터로 사용하면, 전처리왜곡기는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$u(n) = \sum_{i=1}^{N_r} p_i \sum_{j=1}^{N_s} s_j x^j(n-i) \quad (4)$$

여기에서 N_p 와 N_s 는 각각 선형 역 필터 p_i 의 메모리 길이와 비선형 역 필터 s_j 의 차수를 나타낸다. 전체 시스템의 에러 신호를 다음과 같이 정의한다.

$$e_T(n) = d(n) - y(n) \quad (5)$$

여기에서 desired 신호 $d(n)$ 은 전처리왜곡기의 실현 가능성(causality)을 보장하기 위해 입력 신호 $x(n)$ 을 δ 샘플만큼 지연시켜서 사용한다. 전처리왜곡기의 계수들은 전체 시스템 오차의 자승 평균 $E\{e_T(n)^2\}$ 을 최소화하도록 다음과 같이 stochastic gradient 알고리즘을 적용함으로써 구해진다[16].

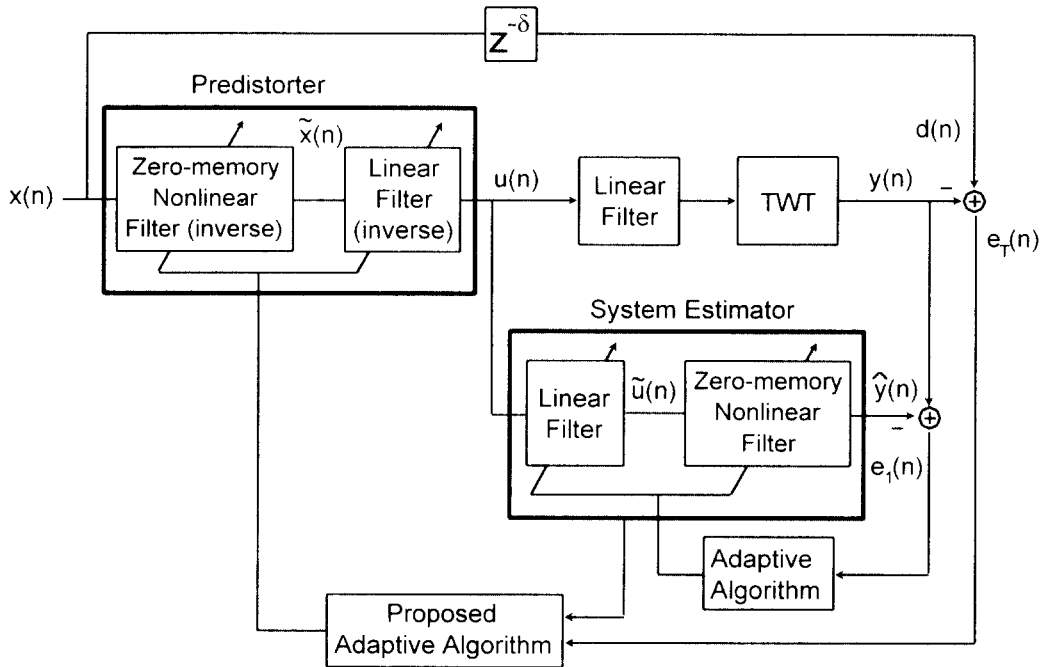


그림 2. 메모리를 갖는 TWT의 적응 전처리왜곡기

Fig. 2 An adaptive predistorter for the TWT preceded by a linear filter.

$$p_m(n+1) = p_m(n) - \frac{\alpha_p}{2} \hat{V}_{p_m}(n), \quad m=1, 2, \dots, N_p \quad (6)$$

$$s_m(n+1) = s_m(n) - \frac{\alpha_s}{2} \hat{V}_{s_m}(n), \quad m=1, 2, \dots, N_s \quad (7)$$

여기에서 α_p 와 α_s 는 각각 선형 역 필터 p_m 과 비선형 역 필터 s_m 의 수렴 상수로 알고리즘의 안정성(stability)과 수렴 속도를 조절한다. 식 (6)에서 \hat{V}_{p_m} 은 선형 역 필터 계수 p_m 에 대한 $E\{e_r^2(n)\}$ 의 추정 순시 기울기로 다음과 같이 정의된다.

$$\hat{V}_{p_m}(n) \equiv \frac{\partial e_r^2(n)}{\partial p_m(n)} \quad (8)$$

$$= -2e_r^*(n) \frac{\partial y(n)}{\partial p_m(n)} \quad (9)$$

시스템 추정기의 계수들이 수렴해서 Wiener 시스템을 정확히 추정했다고 가정하면, 식 (9)에서 Wiener 시스템의 출력 $y(n)$ 을 시스템 추정기의 출력 $\hat{y}(n)$ 으로 대체할 수 있다. $\hat{y}(n)$ 은 입력 신호 $u(n-1)$, $u(n$

-2), ...의 함수이므로 식 (9)는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\hat{V}_{p_m}(n) = -2e_r^*(n) \sum_{r=1}^{N_s} \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial u(n-r)} \frac{\partial u(n-r)}{\partial p_m(n)} \quad (10)$$

편의상 Wiener 시스템의 기울기를 다음과 같이 정의한다.

$$g(r;n) \equiv \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial u(n-r)} \quad (11)$$

식 (3)을 식 (11)에 대입하면 뒷식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$g(r;n) = \sum_{l=1}^{N_s} l a_l h_r \left(\sum_{k=1}^{N_s} h_k u(n-k) \right)^{l-1} \quad (12)$$

또한 식 (10)에서 p_m 에 대한 전처리왜곡기 출력의 기울기를 다음과 같이 정의한다.

$$b_m(r; n) \equiv \frac{\partial u(n-r)}{\partial p_m(n)} \quad (13)$$

식 (4)를 식 (13)에 대입하면 뒷식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$b_m(r; n) = \sum_{j=1}^{N_s} s_j x^j(n-r-m) \quad (14)$$

끝으로 식 (10), (12), (14)를 식 (6)에 대입함으로써 전처리왜곡기에서 선형 역 필터의 적용 알고리즘을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$p_m(n+1) = p_m(n) + a_p e_r^2(n) \sum_{r=1}^{N_s} \sum_{l=1}^{N_s} l a_l h_r \left(\sum_{k=1}^{N_s} h_k u(n-k) \right)^{l-1} \sum_{j=1}^{N_s} s_j x^j(n-r-m) \quad (15)$$

전처리왜곡기에서 비선형 역 필터의 적용 알고리즘도 마찬가지로 유도된다. 식 (7)에서 $\hat{V}_{s_m}(n)$ 은 비선형 역 필터 계수 s_m 에 대한 $E\{e_r^2(n)\}$ 의 추정 순시 기울기로 다음과 같이 정의된다.

$$\hat{V}_{s_m}(n) \equiv \frac{\partial e_r^2(n)}{\partial s_m(n)} \quad (16)$$

$$= -2 e_r^2(n) \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial s_m(n)} \quad (17)$$

또한 식 (17)은 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$\hat{V}_{s_m}(n) = -2 e_r^2(n) \sum_{r=1}^{N_s} \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial u(n-r)} \frac{\partial u(n-r)}{\partial s_m(n)} \quad (18)$$

식 (18)에서 summation 항의 첫 번째 부분은 식 (11)에 이미 정의되어 있으므로, summation 항의 두 번째 부분을 다음과 같이 정의한다.

$$c_m(r; n) \equiv \frac{\partial u(n-r)}{\partial s_m(n)} \quad (19)$$

식 (4)를 식 (19)에 대입하면 뒷식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$c_m(r; n) = \sum_{i=1}^{N_s} p_i x^m(n-r-i) \quad (20)$$

마지막으로 식 (12), (18), (20)을 식 (7)에 대입함으로

써 전처리왜곡기에서 비선형 역 필터의 적용 알고리즘을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$s_m(n+1) = s_m(n) + a_s e_r^2(n) \sum_{r=1}^{N_s} \sum_{l=1}^{N_s} l a_l h_r \left(\sum_{k=1}^{N_s} h_k u(n-k) \right)^{l-1} \sum_{i=1}^{N_s} p_i x^m(n-r-i) \quad (21)$$

전처리왜곡기에서 비선형 역 필터의 계수 s_m 을 구하기 위해서는 전처리왜곡기에서의 선형 역 필터 계수 p_m 과 시스템 추정기에서 추정된 계수 h_k 와 a_l 이 모두 필요하다. 것을 알 수 있다. 결과적으로 식 (15)와 (21)은 Wiener 시스템의 왜곡을 감소시킬 수 있는 전처리 왜곡기의 적용 알고리즘으로 유도된 최종 식이다.

요컨대, 선형 필터와 TWT가 직렬로 연결된 형태의 Wiener 시스템의 선형 왜곡과 비선형 왜곡을 보상하기 위한 전처리왜곡기는 다음과 같은 과정에 따라 설계된다.

- (i) 시스템 추정기에서 선형 필터와 TWT의 계수 h_k 와 a_l 을 구한다.
- (ii) (i)에서 추정된 값들을 식 (15)와 (21)에 대입하고 식 (15)와 (21)을 반복함으로써 비선형 역 필터 계수 s_j 와 선형 역 필터 계수 p_i 를 구한다.
- (iii) 추정된 값 s_j 와 p_i 를 식 (4)에 대입함으로써 전처리왜곡기를 구성한다.
- (iv) 시변 시스템이라면 (i)부터 (iii)을 반복한다.

III. 모의 실험

이 장에서는 OFDM 시스템에서 블럭 구조에 의한 모델링을 사용하여 앞단에 선형 필터가 위치한 TWT의 비선형 왜곡을 보상하기 위해 제안된 전처리왜곡 방법의 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통해서 평가한다. 직렬-병렬 변환기를 거쳐 1024개의 16-QAM 심볼 블럭이 OFDM 변조기에 입력되고, 1024 포인트 IFFT를 통해 각 부채널들로 변조된다. 비선형 왜곡을 보상하기 위한 전처리왜곡기의 효율성을 정확히 살펴보기 위해 다중 경로 페이딩 효과가 완전히 보상된 AWGN (A White Gaussian Noise) 채널로 가정한다. 식 (1)과 (2)에 주어진 TWT 모델을 HPA로 사용하였고, 선형 필터로는 다음과 같은 계수를 갖는 FIR 필터를 사용하였다[7].

$$f = [0.7692, 0.1538, 0.0769] \quad (22)$$

먼저 선형 필터와 TWT가 직렬로 연결된 Wiener 시스템의 파라미터를 시스템 추정기에서 추정한다. 시스템 추정기에서 선형 필터의 메모리 길이 N_h 와 비선형 필터의 차수 N_a 는 각각 3과 5로 하였다. 그림 3에 200회 독립 시행을 하여 얻어진 시스템 추정기의 학습 곡선(learning curve)을 나타내었다. 이 때 선형 필터 계수 h_k 와 비선형 필터 계수 a_l 은 stochastic gradient 방법에 의해 동시에 갱신된다. 선형 필터와 비선형 필터에 대한 수렴 상수를 각각 0.0067과 0.27로 하였을 때 45 dB의 MSE를 얻을 수 있었고, 사용된 Wiener 시스템의 필터 계수를 정확히 추정할 수 있었다.

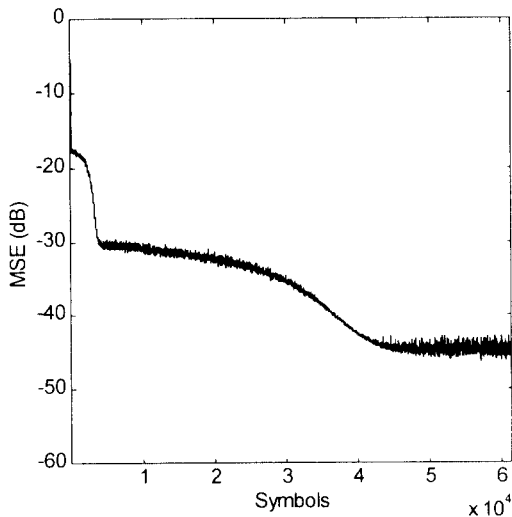


그림 3. 시스템 추정기의 학습 곡선 ($N_h=3, N_a=5$)
Fig. 3 Learning curve of the system estimator ($N_h=3, N_a=5$).

시스템 추정기에서 오차의 자승 평균이 수렴한 것을 확인한 후에, 전처리왜곡기의 필터 계수를 구하기 위해 2장에서 유도된 적응 알고리즘을 적용하였다. 전처리왜곡기에서 비선형 역 필터의 차수 N_s 와 선형 역 필터의 메모리 길이 N_p 를 각각 7과 10으로 하였으며, 입력 신호 $x(n)$ 을 3 샘플 지연시켜서($\delta=3$) desired 신호 $d(n)$ 으로 사용하였다. 그림 4에 200회 독립 시행으로 얻은 전처리왜곡기의 학습 곡선을 나타내었다. 이 때 선형 역필터와 비선형 역필터에 대한 수렴 상

수를 각각 0.4와 1.3으로 하였다. 학습 곡선이 -65 dB 정도로 수렴하는 것을 보아 Wiener 시스템에서 나타나는 선형 왜곡과 비선형 왜곡을 작은 수의 필터 탭수를 사용하는 제안된 적응 전처리왜곡기로 효과적으로 보상할 수 있음을 알 수 있다. 선형 필터와 비선형 필터의 수렴 특성이 다르기 때문에 그림 3과 그림 4의 학습 곡선에서 서로 다른 두개의 기울기가 존재함을 볼 수 있다. 그림 5에는 제안된 전처리왜곡기를

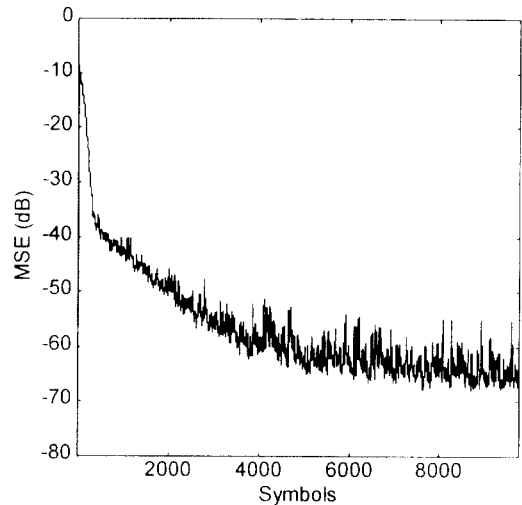
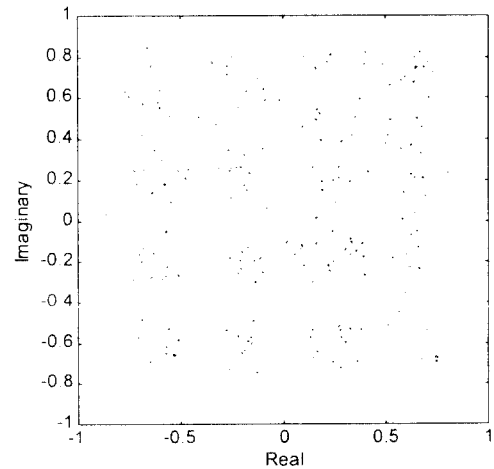
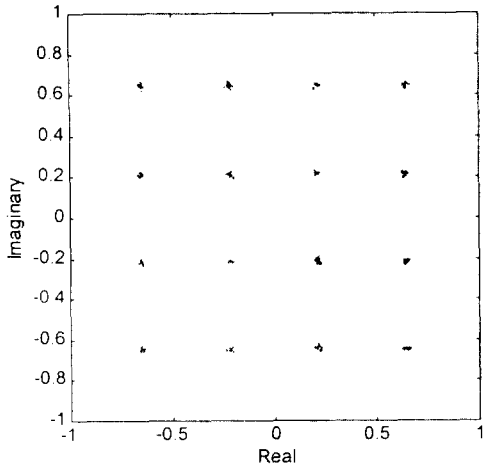


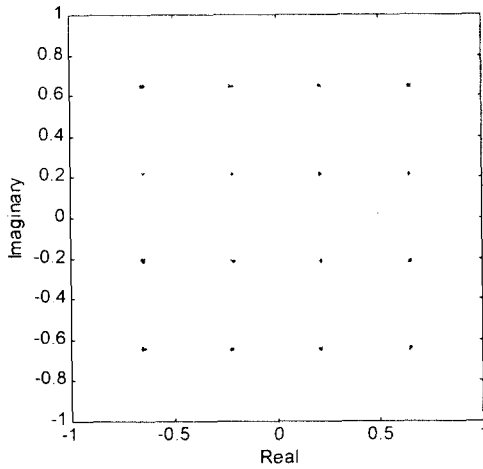
그림 4. 전처리왜곡기의 학습 곡선 ($N_s=7, N_p=10$)
Fig. 4 Learning curve of the predistorter ($N_s=7, N_p=10$).



(a)



(b)



(c)

그림 5. 제안된 전처리왜곡기를 적용하였을 때 검출기 입력에서의 constellation

- (a) 1-200회 학습일 때의 constellation
- (b) 1200-1400회 학습일 때의 constellation
- (c) 2200-2400회 학습일 때의 constellation

Fig. 5 The constellation of detector input when the proposed predistorter is used.

- (a) constellation from 1 to 200 iterations
- (b) constellation from 1200 to 1400 iterations
- (c) constellation from 2200 to 2400 iterations

사용하였을 때 각 심볼의 경로에 따른 검출기(detec-

tor) 입력에서의 constellation을 나타내었다. 이 그림으로부터 각 심볼이 약 2,200회 정도의 반복 학습이면 원하는 위치로 정확히 수렴함을 알 수 있다.

전체 성능 열화(TD: Total Degradation)는 HPA에 의한 비선형 왜곡의 정도를 측정하기 위해 사용되는 전형적인 성능 평가 방법이다. TD_{dB} 는 다음 식과 같이 정의된다.

$$TD_{dB} = B_{dB} + \Delta_{dB}(SNR) \quad (23)$$

여기에서 B_{dB} 는 TWT 출력 단에서 측정된 최대 출력 파워와 전송된 신호의 평균파워 비로 정의되는 TWT 출력 backoff이다. $\Delta_{dB}(SNR)$ 은 비트 에러율(BER: Bit Error Rate)이 10^{-4} 일 때 TWT의 비선형성에 의한 SNR의 감소를 나타내며, TWT에 의해 증폭된 신호가 가우시안 채널을 통해 전송된 후 수신단에서의 BER이 10^{-4} 이 될 때의 채널의 입력 SNR에서 TWT가 없는 경우의 BER이 10^{-4} 이 될 때의 입력 SNR을 뺀 것과 같다. TD_{dB} 를 여러 가지 출력 backoff에 대해 구해서 그림 6에 나타내었으며, 여기에서 TWT 출력 backoff의 최적치를 얻을 수 있다. 그림 6에서 실선

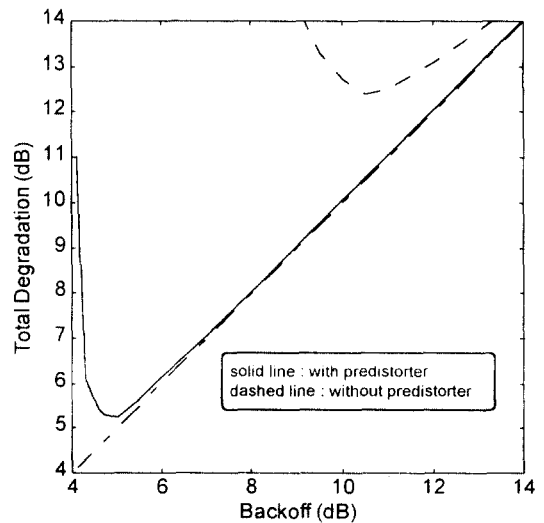


그림 6. 메모리를 갖는 TWT 시스템에 대한 전처리왜곡기의 전체 성능열화 곡선 (BER = 10^{-4})

Fig. 6 Total degradation versus TWT output backoff (BER = 10^{-4}).

(solid line)은 제안된 전처리왜곡기를 사용하였을 때를 나타내고, 단선(dashed line)은 전처리왜곡기를 사용하지 않았을 때를 나타낸다. 제안된 적응 전처리왜곡 방법을 사용하였을 때 최적의 출력 backoff가 5.0 dB로 줄어들음을 알 수 있다. 그림 7은 출력 backoff가 6.0 dB일 때 제안된 방법을 적용했을 경우와 전처리왜곡기를 사용하지 않았을 경우에 대해 BER을 비교하였다. 입력 신호는 16-QAM 신호이며, BER을 비트당 평균 SNR(E_b/N_0)에 대한 함수로 구하였다. 제안된 전처리왜곡기를 적용하여 얻은 결과(solid line)가 왜곡이 전혀 없는 이상적인 경우(broken line)에 근접함을 확인할 수 있다.

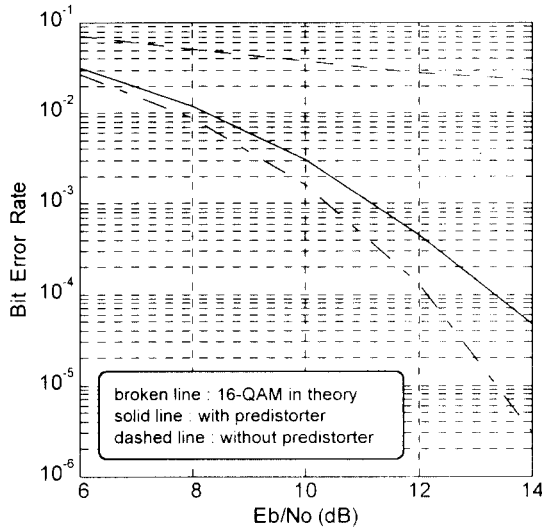


그림 7. 메모리를 갖는 TWT 시스템에 대한 전처리왜곡기의 심볼 에러율(출력 backoff ≅ 6.0 dB)

Fig. 7 Bit error rate versus E_b/N_0 (output backoff ≅ 6.0 dB).

IV. 결 론

OFDM 신호의 크기 정보는 단일 반송파 신호의 경우보다 중요하기 때문에 OFDM 방식은 단일 반송파 방식보다 비선형 왜곡에 훨씬 민감한 것으로 알려져 있다. 본 논문에서는 OFDM 시스템에서 메모리를 갖는 HPA에 의해 야기되는 왜곡을 작은 수의 필터 계수로 보상할 수 있는 효과적인 적응 전처리왜곡 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 앞단에 선형 필터가 위

치한 HPA를 Wiener 시스템으로 모델링하고 Wiener 시스템의 왜곡을 최소의 필터 계수로 보상하기 위해 Hammerstein 모델 형태를 갖는 전처리왜곡기의 적응 알고리즘을 유도하였다. 모의 실험 결과, OFDM 시스템에서 메모리를 갖는 TWT의 선형 왜곡과 비선형 왜곡을 줄이는데 제안된 적응 전처리왜곡기가 매우 효과적이고, 5.0 dB의 작은 출력 backoff를 보장하는 것을 확인하였다. 제안된 적응 전처리왜곡기에서 시스템 추정기와 전처리왜곡기의 안정성 분석에 대한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

1. L. C. Cimini Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency-division multiplexing," *IEEE Tran. on Comm.*, Vol. 33, No. 7, pp. 665-675, Jul. 1985.
2. H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Communication Magazine*, Vol. 33, pp. 100-109, Feb. 1995.
3. Y. Wu and B. Caron, "Digital Television Terrestrial Broadcasting," *IEEE Communication Magazine*, Vol. 32, pp. 46-52, May 1994.
4. A.A.M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," *IEEE Tran. on Comm.*, Vol. COM-29, No. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
5. Goerges Karam and Hikmet Sari, "A Data Predistortion Technique with Memory for QAM Radio Systems," *IEEE Tran. on Comm.*, Vol. 39, No. 2, pp. 336-344, Feb. 1991.
6. Junji Namiki, "An Automatically Controlled Predistorter for Multilevel Quadrature Amplitude Modulation," *IEEE Tran. on Comm.*, Vol. COM-31, No. 5, pp. 707-712, May 1983.
7. C.S. Eun and E.J. Powers, "A Predistorter Design for a Memory-less Nonlinearity Preceded by a Dynamic Linear System," *Proceeding of GLOBE-COM*, pp. 152-156, 1995.
8. A. Brajal and A. Chouly, "Compensation of non-

- linear distortions for orthogonal multicarrier schemes using predistortion," *Proceeding of GLOBE-COM*, Vol. 3, San Francisco, pp. 1909-1914, Nov. 1994.
9. M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*, New York: Wiley, 1980.
10. S.Y. Mao and P.X. Lin, "A Test of Nonlinear Autoregressive Models," *Proc. Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing*, New York, pp. 2276-2279, 1988.
11. W. Greblicki, "Nonparametric Identification of Wiener Systems," *IEEE Tran. on Information Theory*, Vol. 38, No. 5, pp. 1487-1493, Sep. 1992.
12. W. Greblicki and M. Pawlak, "Nonparametric Identification of Hammerstein Systems," *IEEE Tran. on Information Theory*, Vol. 35, No. 2, pp. 409-418, Mar. 1989.
13. 조관영, 강상욱, 김진영, 정지현, 남상원, "유한 메모리 비선형 시스템의 적응 비선형 보상기법," *신호처리합동학술대회 논문집*, Vol. 9, pp. 3-6, 1996년 10월.
14. Hyun Woo Kang, Ki Taek Bae, Yong Soo Cho, and Dae Hee Youn, "Adaptive Precompensation of Wiener Systems," *The Journal of the Acoustical Society of Korea*, Vol. 15, No. 2E, pp. 50-59, Jun. 1996.
15. Hyun Woo Kang, Ki Taek Bae, Yong Soo Cho, and Dae Hee Youn, "Adaptive Precompensation of Block-Oriented Nonlinear Systems," *Proceedings of IEEE International Workshop on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, pp. 1354-1358, Singapore, Nov. 1996.
16. B. Widrow and S.D. Sterns, *Adaptive Signal Processing*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.



姜 鉉 宇(Hyun-Woo Kang) 정회원
 1991년 2월: 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1993년 2월: 연세대학교 본대학원 전자공학과(공학석사)
 1997년 2월: 연세대학교 본대학원 전자공학과(공학박사)
 1997년 2월~현재: 현대전자산업주

식회사 정보통신연구소

※주관심분야: 비선형 적응 신호처리, 오디오 부호화, 음성 부호화

趙 鏞 洙(Yong-Soo Cho)

정회원

현재: 중앙대학교 전자공학과 교수
 한국통신학회논문지 제21권 제6호 참조

尹 大 熙(Dae-Hee Youn)

정회원

현재: 연세대학교 전자공학과 교수
 한국통신학회논문지 제20권 제8호 참조