

고출력 증폭기의 비선형성 보상을 위한 메모리를 갖는 적응 데이터 사전왜곡기

正會員 李 濟 碩* 正會員 趙 鏞 洙* 正會員 林 龍 勳** 正會員 尹 大 熙**

An Adaptive Data Predistorter with Memory for Compensation of Nonlinearities in High Power Amplifiers

Jae-Suk Lee*, Yong-Soo Cho*, Yong-Hoon Lim**,
Dae-Hee Youn** *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 QAM 신호를 전송하는 디지털 통신 시스템에서 고출력 증폭기(HPA)의 비선형성을 보상하기 위한 메모리 있는 데이터 사전왜곡 방법을 제안한다. 메모리 없는 HPA의 비선형성을 줄이기 위해 구현된 종래의 데이터 사전왜곡 방법에 비해, 본 논문에서 제안된 방법은 신호 정상도의 비선형 왜곡(warping)을 줄여 줄 뿐만 아니라 메모리 있는 전송 펄스 형성 필터로 인해 일어나는 심볼의 군집(cluster)을 원래의 심볼로 보상한다. 본 논문에서는 사전왜곡단의 메모리 크기를 줄이기 위해 QAM 신호 정상도의 대칭성을 고려하여 modulo-4 연산을 이용한다.

Abstract

This paper presents a new data predistortion technique with memory to compensate for the nonlinearities of high-power amplifiers (HPA's) in digital radio systems employing QAM signal formats. In contrast with the conventional data predistortion technique which is designed to reduce nonlinearity of memoryless HPA's, the proposed technique in this paper compensates not only for nonlinear warping of the signal constellation but also for clustering of the signal points caused by transmitter pulse shaping filter with memory. A practical implementation method which can reduce the size of memory at the predistortion stage is described by utilizing symmetry of QAM constellation format and Modulo-4 operation.

*中央大學校 電子工學科
Dept. of Elec. Eng. Chungang Univ.
**延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronics Engineering, Yonsei University
論文番號 : 93202
接受日字 : 1993年 10月 27日

I. 서 론

최근 디지털 위성통신의 급속한 발달과 함께 위성 통신용 채널의 비선형성에 대한 연구가 활발히 진행 되어 왔다. 특히, 위성 중계기에서 주로 이용되는 고

출력 증폭기(HPA)인 TWT(traveling wave tube) 증폭기는 비선형 왜곡의 주요 원인이 되며 입력 신호의 진폭에 의해서 출력 신호의 진폭과 위상에 비선형 왜곡이 발생하므로 여러개의 진폭을 갖는 QAM(quadrature amplitude modulation) 신호는 일정한 진폭만을 갖는 PSK(phase shift keying) 신호에 비해 비선형성에 더 민감하다. 이러한 비선형성은 TWT 증폭기의 포화 영역으로부터 출력 신호 레벨을 backing-off 시키므로서 선형화할 수 있지만 이 경우 전송 신호 전력을 줄여 fade margin을 떨어 뜨리는 결과를 초래한다. 이에 반하여, 고출력 증폭기 앞단에 장착되는 선형화 회로(linearizer)는 선형성을 높이면서 전송 신호 전력을 유지할 수 있기 때문에 널리 이용되고 있다.

선형화 회로에는 전방饋환(feed-forward), 부饋환(negative feedback) 그리고, 사전왜곡 방법등이 있는데^[1], 이 중 대표적인 방법은 사전왜곡 방법이다. 사전왜곡 방법은 크게 두가지 방법이 있다. 첫번째 방법은 아날로그 신호 사전왜곡 방법^[2]이고 두번째 방법은 데이터 사전왜곡 방법^{[3],[4],[5]}이다.

아날로그 신호 사전왜곡 방법은 D/A 변환기와 QAM 변조기를 통과한 뒤 RF(radio frequency)단이나 IF(intermediate frequency)단에서 연속 신호 파형을 사전왜곡하는 방법으로 비선형 시스템을 역근사함으로써 역 특성을 갖는 시스템으로 구현할 수 있다. 역 근사는 유한차수로 근사화되며, 역 시스템의 차수가 올라 갈수록 실제 하드웨어의 구현은 복잡하게 되므로 시스템의 차수를 p차(일반적으로 3차나 5차)까지 근사화하여 p차까지의 비선형성을 보상할 수는 있지만 p차 이상의 비선형성은 완전히 보상할 수 없다. 데이터 사전왜곡 방법은 고출력 증폭기를 통과한 신호 성상도가 원하는 성상도를 갖게 하기 위해서 D/A 변환과 QAM 변조를 하기 전에 입력 데이터 자체를 사전왜곡하는 방법이다. 본 논문에서는 데이터 사전왜곡 방법에 대해서 논한다.

데이터 사전왜곡 방법은 메모리 없는 데이터 사전왜곡 방법^{[5],[6],[7]}과 메모리 있는 데이터 사전왜곡 방법^[3]으로 분류할 수 있다. 일반적으로 메모리 없는 비선형 고출력 증폭기인 HPA는 그림 1과 같이 메모리를 갖는 선형 소자인 전송 펄스 형성 필터와 함께 사용되는데 이 경우 보상하고자 하는 시스템은 메모리를 갖는 비선형 채널로 표현된다.

위성통신에서 주로 이용되는 TWT 증폭기는 AM/AM 변환과 AM/PM 변환특성에 의해서 특징 지울

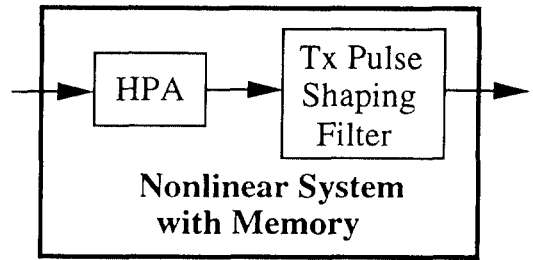


그림 1. 메모리를 갖는 비선형 채널
Fig 1. Nonlinear channel with memory

수 있으며, 일반적으로 식(1)과 (2)과 같이 나타낼 수 있다.^{[5],[6]}

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

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

여기서, Φ_0 는 $\pi/6$ 이고, r은 TWT 증폭기에 입력되는 정규화된 신호의 진폭이며, r의 크기에 따라서 출력 신호의 진폭 A(r)와 위상 $\Phi(r)$ 은 모두 비선형 특성을 갖는다. 이러한 비선형 특성에 의해서 그림 2와 같

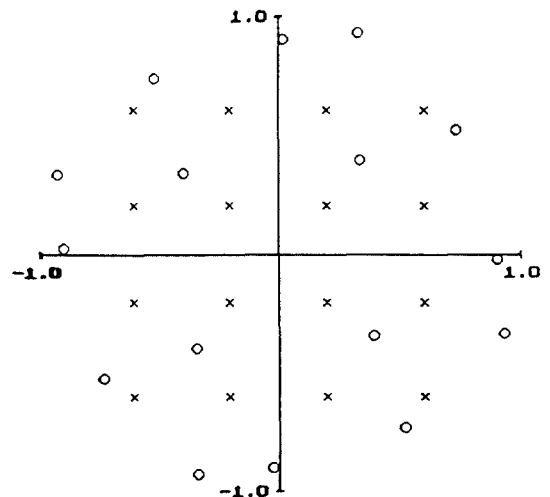


그림 2. TWT 증폭기의 입출력 신호
× : 입력 신호(16-QAM)
○ : 출력 신호

Fig 2. Input and output signal of TWT amplifier
× : Input signal(16-QAM)
○ : Out signal

이 QAM 신호는 원점에 가까운 심볼들 보다 외곽에 위치한 심볼들의 진폭율이 감소하며, 위상왜곡이 더 심해지게 되는 비선형 왜곡(nonlinear warping)이 발생하게 된다. 메모리 없는 데이터 사전왜곡 방법은 이러한 TWT 증폭기의 비선형성을 보상하기 위한 방법이다.

최근 이러한 TWT 증폭기에서의 비선형성을 최소한의 메모리를 사용하여 줄일 수 있는 적응 데이터 사전왜곡 방법이 참고 문헌 [6]에 제안된 바 있다. 여기서 기술한 기존의 방식은 QAM 심볼 갯수 만큼의 RAM을 사전왜곡기에 할당하여 각각의 사전왜곡기가 각각의 해당 심볼의 비선형 왜곡을 보상할 수 있는 구조로 구성되어 있으나, 제안한 방식은 비선형 왜곡의 크기와 위상이 신호의 레벨에 의해서만 결정된다는 식 (1)과 (2)의 결과를 이용하여 같은 크기의 신호 레벨을 갖는 심볼은 동일 사전왜곡기를 사용하게 함으로서 RAM 크기를 줄이고 수렴속도를 빠르게 하였다. 그러나 이 방식 역시 메모리를 갖지 않는 비선형 왜곡의 보상에 한하여 적용 가능하다.

통신 채널에서 일반적인 경우는 그림 1에 나타난 바와 같이 비선형 소자가 메모리를 갖는 선형 필터와 함께 사용되어 전체 채널이 메모리를 갖는 비선형 시스템으로 표현된다. 본 논문에서는 QAM 시스템의 기저대역에서 사용할 수 있는 방법으로 적응력을 갖고 입력 신호 성상도를 사전왜곡시켜 메모리를 갖는 비선형 시스템의 비선형성을 보상하는 메모리를 갖는 적응 데이터 사전왜곡 기법에 대해 기술한다.

II. 비선형 통신 채널의 적응 데이터 사전왜곡기

I절에서 언급한 바와 같이 비선형 통신 채널은 일반적으로 메모리 있는 선형 필터와 메모리 없는 비선형 TWT 증폭기를 전체 시스템으로 하여 메모리 있는 비선형 시스템으로 이루어져 있으며, 일반적으로 식(3)과 같이 볼테라 급수로 나타낼 수 있다^{[7], [8]}.

$$Y(n) = \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n_1} \dots \sum_{n_{2k-1}} X(n-n_1) X(n-n_2) \dots X(n-n_k) \dots X^*(n-n_{k+1}) \dots X^*(n-n_{2k-1}) H_{n_1, \dots, n_{2k-1}}^{(2k-1)} \quad (3)$$

여기서 $X(n)$ 은 입력 데이터 심볼을 나타내며, $Y(n)$ 은 비선형 채널을 통과한 이산 출력 신호를 의미하고, 첨자 $2k-1(k=1,2,3\dots)$ 은 비선형 시스템의 차수를 나타낸다. 첨자 n_1, \dots, n_{2k-1} 은 채널의 메모리 길

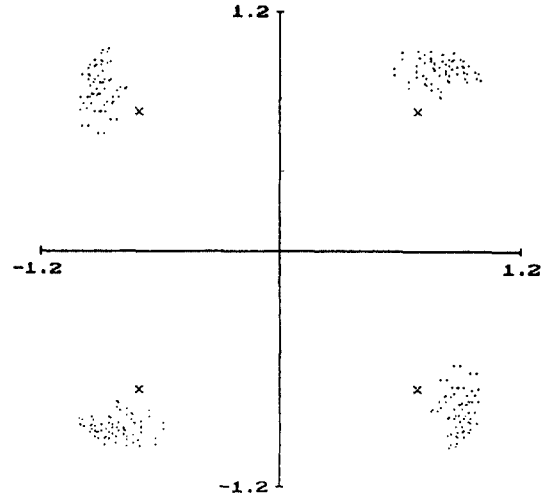


그림 3. 메모리를 갖는 비선형 채널의 입출력 신호

× : 입력 신호(4-QAM)
· : 출력 신호

Fig 3. Input and output signal of a nonlinear channel with memory

× : Input signal(4-QAM)
· : Output signal

이, $H_{n_1, \dots, n_{2k-1}}^{(2k-1)}$ 은 $(2k-1)$ 차 볼테라 계수를 나타낸다.

입력 신호가 식(3)에서 주어진 비선형 채널을 통과한 경우 그 출력 신호는 현재의 입력 신호뿐만 아니라 지연되어 나온 이전 신호들의 조합으로 이루어지기 때문에 이 출력 신호의 성상도는 입력 신호의 성상도와 같이 각각의 심볼들이 하나의 점들로 이루어지지 않고 그림 3과 같이 왜곡되어 산란된 군집(cluster)들로 이루어진다. 곧, 입력 신호 $X(n)$ 의 레벨수가 M 이며 식(3)에서 채널의 메모리 길이가 L 이라 할 경우, 메모리 있는 비선형 채널을 통과한 신호는 진폭과 위상이 비선형적으로 왜곡되며 동시에 L 개의 메모리를 가지게 된다. 이때 M 개의 산란된 군집들내의 모든 심볼 점들의 갯수는 M^L 개로 나타낼 수 있으며 입력 신호의 한 심볼 점에 대응하는 출력 신호의 군집내의 점들의 갯수는 L^L/M 곧, M^{L-1} 개가 된다. 예를 들어, 입력 심볼이 $X_i(i=1,2,\dots,M)$ 인 경우 채널을 통과해 나온 신호는 $Y_j(j=1,2,\dots,M^{L-1})$ 가 된다.

메모리 있는 데이터 사전왜곡 방법은 M^L -QAM 신호 성상도를 사전왜곡함으로써, 전체 시스템을 통과해 나온 신호가 M -QAM 신호 성상도가 되게 하

는 방법이다. 그러나, M^L 개의 심보들을 모두 보상하기 위해서 사전왜곡단에서는 M^L 개의 메모리를 필요로 한다. 메모리 있는 비선형 채널을 통과한 후의 왜곡된 신호 성상도 형태는 그림 3에서와 같이 각 분면들이 서로 대칭을 이루면서 왜곡이 된다. 본 논문에서는 메모리 크기를 줄이기 위한 방법으로 4개 분면의 대칭성을 이용한 사전왜곡기에 대하여 기술한다. 실제 사전왜곡단에 필요한 메모리 수는 M^L 개이지만 QAM 신호 성상도의 4개 분면의 대칭성을 이용하면 실제 필요한 메모리 수는 $1/4$ 로 줄어든 $M^L/4$ 개가 되며, 여기에 필요한 어드레스 비트 수는 2비트가 감소된 $(L \cdot \log_2 M - 2)$ 비트가 된다. 예를 들어, 메모리 3개인 사전왜곡기를 이용하였을 경우에 4-QAM인 경우 필요한 메모리는 16개이고 어드레스 비트는 4개이다. 16-QAM인 경우는 필요한 메모리는 1,024개이며 어드레스 비트는 10개이다. 64-QAM인 경우는 65,536개의 메모리가 필요하며 16개의 어드레스 비트가 필요하다.

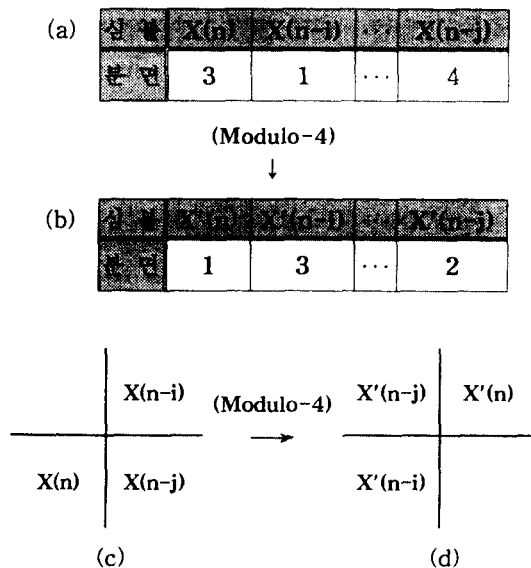


표 1. modulo-4 연산에 의한 소속 사전왜곡 결정 예
(a), (c) : 입력 신호의 소속 분면
(b), (d) : modulo-4 연산에 의해 어드레싱이 이루어진 후의 소속 분면

Table 1. Example for determination of the corresponding predistorter by modulo-4 operation
(a), (c) : Quadrants for input symbols
(b), (d) : Quadrants for symbols after modulo-4 operations are performed

신호 성상도의 대칭성을 이용하는 방법으로 본 논문에서는 modulo-4 연산을 이용하였다. 표 1은 modulo-4 연산을 이용하여 소속 사전왜곡기를 결정하기 위한 예를 보인다. 여기서 $X'(n-i)$ 는 i 번째 이전 신호의 modulo-4 연산후의 소속 분면을 나타낸다.

예를 들어, 현재 입력된 심보가 3분면에 소속된 심보이고 i 번전에 입력된 심보가 1분면, j 번전에 입력되었던 심보가 4분면에 소속된 심보이었다면 현재 심보는 modulo-4에서 연산된 $3-1=2$ 에 의해서 2만큼 이동되어 1분면에 해당하는 사전왜곡단으로 어드레싱되고 이전 심보들도 각각 2만큼씩 이동되어 어드레싱이 이루어져 i 번전에 입력된 심보는 3분면에, j 번전에 입력된 심보는 2분면에 해당하는 사전왜곡단으로 어드레싱이 이루어진다.

그림 4는 신호 성상도의 대칭성을 이용하여 본 논문에서 제안된 메모리를 갖는 사전왜곡기의 블록도이다. 신호 성상도의 4개 분면에 대한 대칭성을 고려하여 입력단과 사전왜곡단 사이에 modulo-4 연산자를 달아 주어 현재 입력된 심보가 소속한 분면에 의해서 지연된 이전 신호들에 의해 왜곡을 보상할 수 있는 사전왜곡단이 정해진다. 사전왜곡단내의 어드레스 점자 $1, m_1, m_2, \dots, m_K$ 는 modulo-4 연산에 의해서 어드레싱이 이루어진 후의 번지수이며, 부첨자 K 를 신호의 지연갯수라 할 경우 메모리 길이 L 은 $K+1$ 로 정의할 수 있다. 사전왜곡단을 통과하여 나온 신호는 D/A 변환기를 통해 아날로그 신호로 변환된 후 Quadrature 변조기를 거쳐 TWT 증폭기와 송신필터를 전체 시스템으로 하는 메모리 있는 비선형 시스템을 통과하게 된다. 이 시스템을 통과하여 왜곡된 신호는 Quadrature 복조기를 거쳐 A/D 변환기를 통과하여 디지털 데이터로 변환되어 적응 처리기로 입력된다. 적응 처리기는 원하는 데이터와 왜곡된 데이터 간의 에러를 산출하여 RAM(사전왜곡단)속의 정보를 갱신하는 중추적인 역할을 담당한다. 충분히 적응된 뒤 사전왜곡기를 통과하여 나온 신호는 메모리 있는 비선형 시스템의 역 특성을 갖게되며 결국 사전왜곡단과 비선형 시스템을 통과한 신호는 원하는 신호 성상도를 갖게 도니다.

그림 5는 그림 4에서 사전왜곡단의 입력 신호가 4-QAM이고 $L=4$ 인 경우의 예를 확대하여 나타내었다. L 이 4인 경우이므로 첫번째 스위치단은 현재 신호, 두번째 스위치단 부터는 이전의 3개 신호까지를 고려하여 총 4단계의 스위치로 형성된다. 입력 신호가 4-QAM이므로 사전왜곡단에서 이루어지는 어드

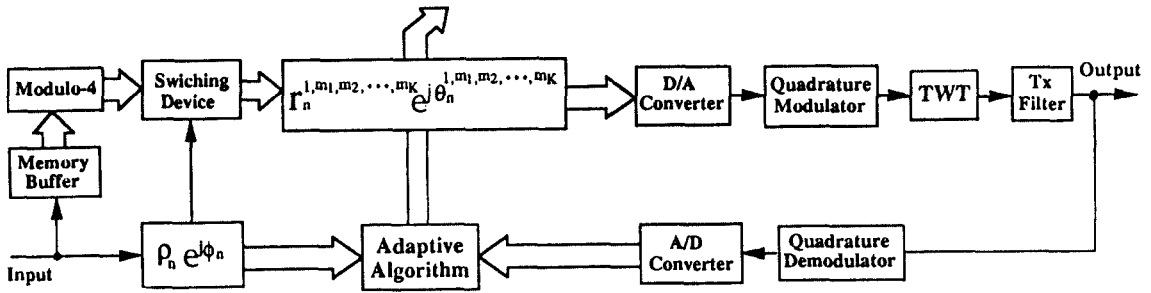


그림 4. 메모리를 갖는 적응 데이터 사전왜곡기의 블록도
 Fig 4. Block diagram for an adaptive data predistorter with memory

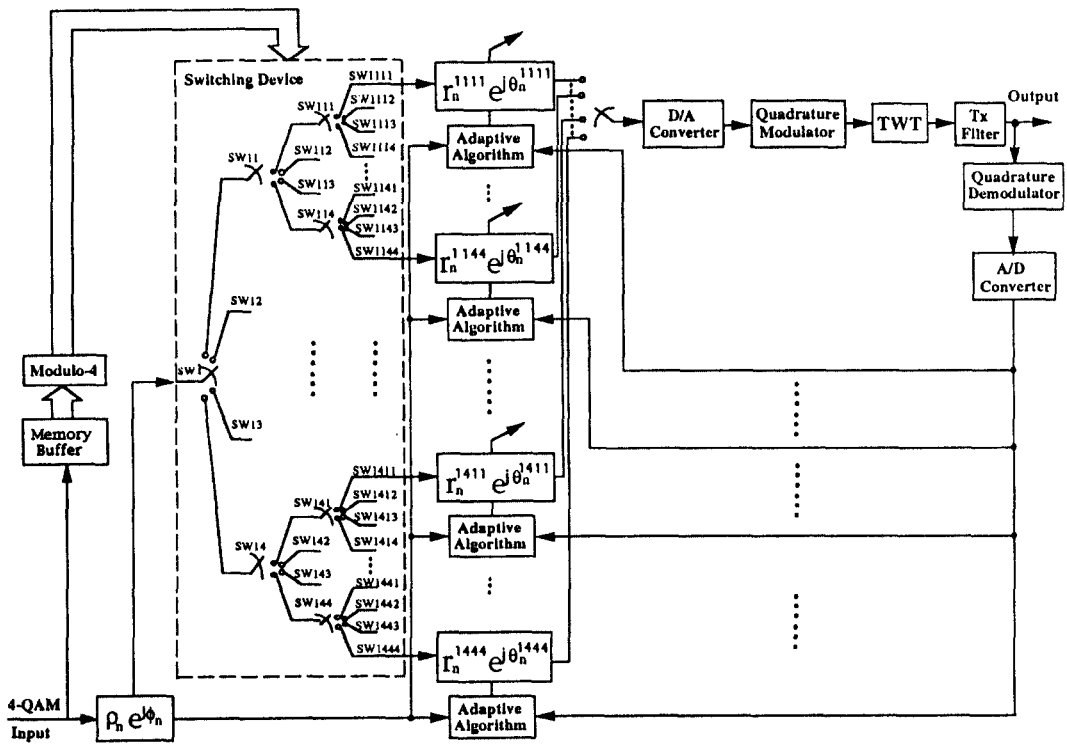


그림 5. 4-QAM을 입력으로 하는 적응 데이터 사전왜곡기의 예(L=4)
 Fig 5. Example of an adaptive data predistorter with 4-QAM input

레싱은 신호 정상도 심볼 갯수에 상응하는 4개의 경우로 나누어 나타낼 수 있으며 첫번째 스위치단은 modulo-4 연산자에 의해서 sw_1 으로만 어드레싱이 이루어진다. 대칭성을 고려하지 않은 경우에는 첫번째 스위치단은 sw_1 에서 sw_4 까지 어드레싱이 이루어져야 하므로 4¹개 즉, 256개의 사전왜곡기가 필요한 반면 대칭성을 고려하여 modulo-4 연산자에 의한 어드레싱이 이루어진 경우에는 이보다 4배 줄어든 64개의 사전왜곡기만으로도 메모리 있는 비선형 채널에 의한 왜곡을 보상할 수 있는 사전왜곡기를 구성할 수 있다.

다음 수식들은 그림 4와 5의 블록도에서 필요한 수식들이다.

$$Re\{x_{(n)}\} + Im\{x_{(n)}\} = \rho_{(n)} \cdot e^{j\phi_{(n)}} \quad (4)$$

식(4)는 입력 신호를 수식적으로 표현한 것이다. 첨자 Re와 Im은 QAM 복소 신호의 실수부와 허수부를 나타내며, 오른쪽 항은 극좌표 형태로 나타낸 것이다. 첨자 n은 식(3)에서와 같이 이산 시간을 나타낸다. 식(4)의 신호는 modulo-4단과 적응 처리기단으로 입력되며, modulo-4 연산에 의해서 어드레싱이 이루어진 뒤 사전왜곡단으로 입력된다.

$$Re\{z_{(n)}\} + Im\{z_{(n)}\} = r_{(n)}^M \cdot e^{j\theta_{(n)}^M} \quad (5)$$

식(5)는 어드레싱이 이루어진 뒤 사전왜곡기내에서 갱신되어야 하는 값들이다. 여기서 M 은 그림 5의 사전왜곡단 내에서의 어드레스 벡터 $\{1, m_1, m_2, \dots, m_M\}$ 를 나타낸다. 사전왜곡단을 통과한 신호는 다음 수식과 같이 나타낼 수 있다.

$$Re\{v_{(n)}\} + Im\{v_{(n)}\} = \rho_{(n)} \cdot r_{(n)}^M \cdot e^{j(\phi_{(n)} + \theta_{(n)}^M)} \quad (6)$$

식(6)은 식(3)에서 주어진 메모리를 갖는 비선형 시스템에 입력이 되며, 이 시스템을 통과하여 왜곡된 신호의 진폭과 위상을 각각 $R_{(n)}^M$ 과 $\psi_{(n)}^M$ 으로 나타내면 원하는 신호와 비선형 시스템을 통과해 나온 신호와의 차이는 식(7)과 (8)과 같은 에러 식으로 나타낼 수 있다.

$$AE_{(n)}^M = N \cdot \rho_{(n)} - R_{(n)}^M \quad (7)$$

$$PE_{(n)}^M = \phi_{(n)} - \psi_{(n)}^M \quad (8)$$

여기서 $AE_{(n)}^M$ 은 신호 진폭의 에러를 나타내며, $PE_{(n)}^M$ 은 신호 위상의 에러를 나타낸다. 식(7)에서 N은 원하는 이득상수이다. 본 논문에서는 이득상수 N을 1로 정규화하였다. 식(7)과 (8)에서 얻어진 에러 값은 식(9)와 (10)에 나와있는 LMS 알고리즘에 적용되어 사전왜곡되는 값 $r_{(n)}^M$ 과 $\theta_{(n)}^M$ 을 갱신한다.

$$r_{(n+1)}^M = r_{(n)}^M + \nabla_x \cdot AE_{(n)}^M \quad (9)$$

$$\theta_{(n+1)}^M = \theta_{(n)}^M + \nabla_\beta \cdot PE_{(n)}^M \quad (10)$$

여기서 ∇_x 와 ∇_β 는 각각 수렴 step-size를 의미한다. 수렴 뒤에 사전왜곡기를 통과한 신호는 비선형 채널의 역 특성을 갖는 군집화로 이루어지며 사전왜곡된 이 신호들이 비선형 시스템을 통과한 뒤 원래의 신호 정상도를 갖게 되어 결국 원하는 결과를 갖게 된다.

III. 모의실험

본 논문의 모의실험에서는 II절에서 언급한 메모리를 갖는 비선형 채널을 이용하였으며, 볼테라 계수는 참고 문헌[7]과 [8]에 주어진 감소된 볼테라 계수를 이용하였다. 본 모의실험에서는 하드웨어의 복잡성을 피하기 위해서 3차 비선형 항까지 고려하였으며, 사전왜곡단에서의 진폭과 위상의 초기치는 각각 1과 0으로 할당하였다.

그림 6은 대칭성을 고려하지 않았을 경우와 제안된 방법을 이용하여 modulo-4 연산자를 이용한 경우의 MSE를 비교함으로써 수렴속도를 비교하였다. 입력 신호로는 4-QAM을 이용하였으며 각각의 심볼 확률에 대해 균일한 확률 분포를 갖는 불규칙 복소 시퀀스를 50,000개 단위로 100번의 Monte-Carlo 방법을 수행하였다. 그림 6(a)는 각각의 step-size를 0.05로 취했을 경우이고 그림 6(b)는 0.5로 취했을 경우이다. Step-size를 크게 취해준 경우가 작게 취해준 경우보다 빠르게 수렴하는 것을 확인할 수 있다. ①과 ④ 곡선은 대칭성을 고려하지 않았을 경우의 MSE를 나타내며, ②와 ⑤ 곡선은 대칭성을 고려한 경우의 MSE를 나타낸다. ③과 ⑥ 곡선은 메모리 없는 데이터 사전왜곡기를 이용한 경우의 결과를 나타낸다. 위의 결과로부터 대칭성을 고려했을 경우 수렴속도가 약 4배 향상되었음을 확인할 수 있다. 그 이유는 대칭성을 고려하지 않았을 경우 M^L 개의 사전왜곡기가 갱신되어야 하는 반면 modulo-4를 이용하여 대칭

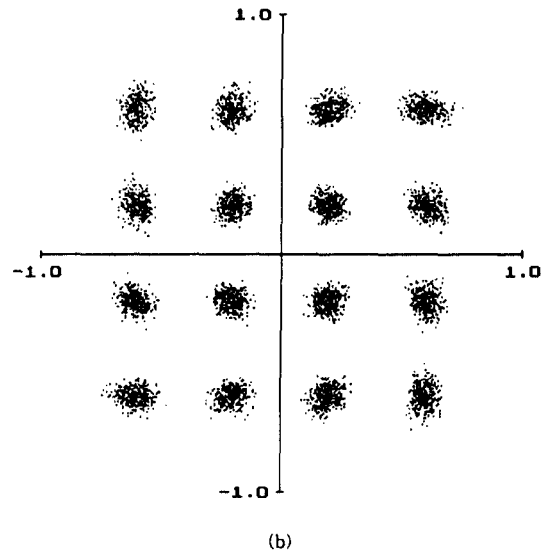
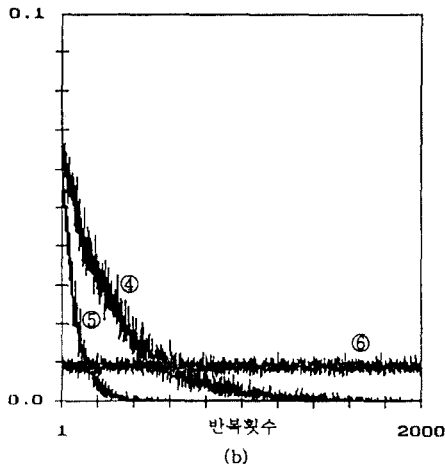
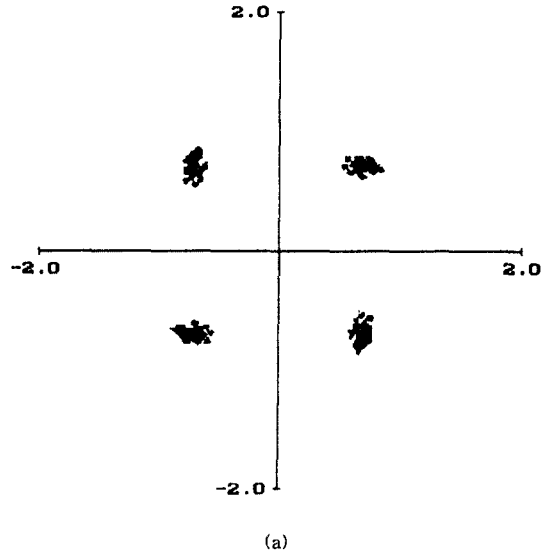
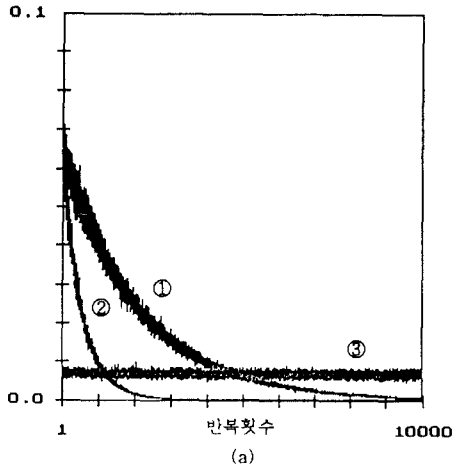


그림 6. 각 데이터 사전왜곡기의 평균 자승 오차 곡선
 (a) step-size : 0.05 (b) step-size : 0.5
 ①, ④ : 대칭성을 고려하지 않은 메모리를 갖는 데이터 사전왜곡기의 경우
 ②, ⑤ : 대칭성을 고려한 메모리를 갖는 데이터 사전왜곡기의 경우
 ③, ⑥ : 메모리 없는 데이터 사전왜곡기의 경우

그림 7. 메모리 있는 비선형 채널에 메모리 없는 데이터 사전왜곡기를 이용한 경우의 출력 신호 성상도
 (a) 4-QAM (b) 16-QAM

Fig 6. Mean square error curves for each data predistorter
 (a) step-size : 0.05 (b) step-size : 0.5
 ①, ③ : when symmetry is not taken into account to data predistorter with memory
 ②, ④ : when symmetry is taken into account to data predistorter with memory
 ③, ⑥ : when memoryless data predistorter is used

Fig 7. Constellation of output signal when memoryless data predistorter is applied to a nonlinear channel with memory
 (a) 4-QAM (b) 16-QAM

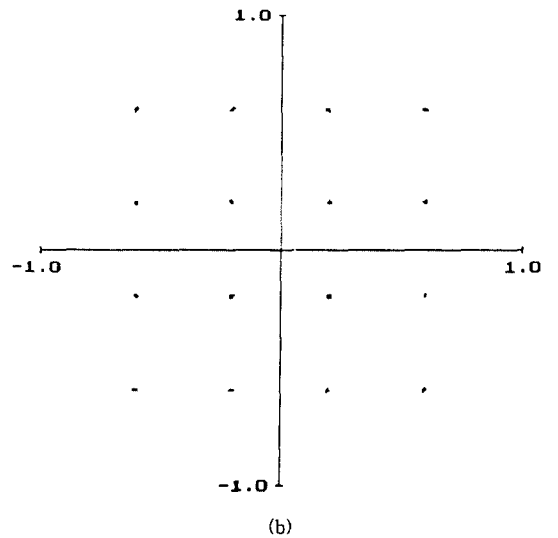
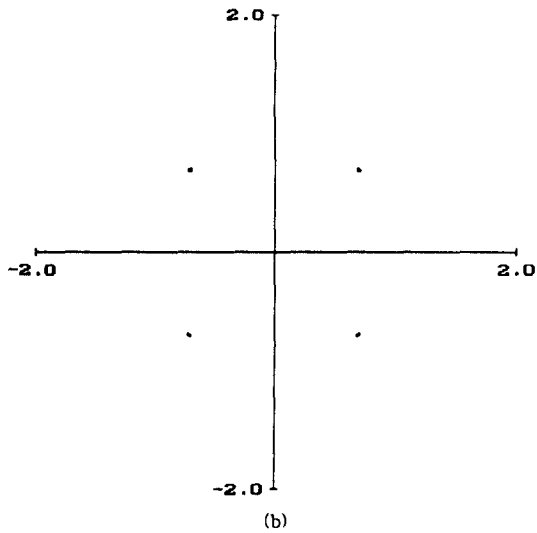
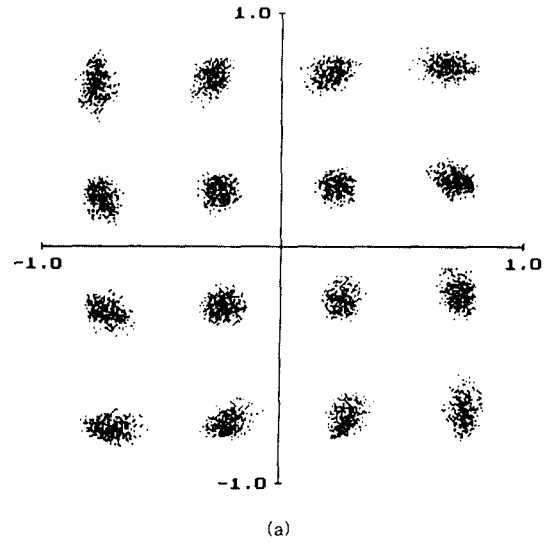
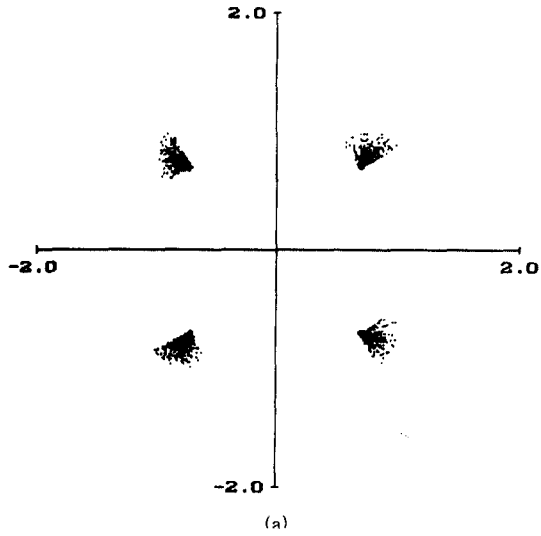


그림 8. 제안된 방법을 이용한 경우의 출력 신호 성상도
(입력신호 : 4-QAM, step size = 0.05)
(a) 수렴 전 (b) 수렴 후

Fig 8. Constellation of output signal when proposed approach is used (Input signal : 4-QAM, step size = 0.05)
(a) Before convergence (b) After convergence

그림 9. 제안된 방법을 이용한 경우의 출력 신호 성상도
(입력신호 : 16-QAM, step size = 0.05)
(a) 수렴 전 (b) 수렴 후

Fig 9. Constellation of output signal when proposed approach is used (Input signal : 16-QAM, step size = 0.05)
(a) Before convergence (b) After convergence

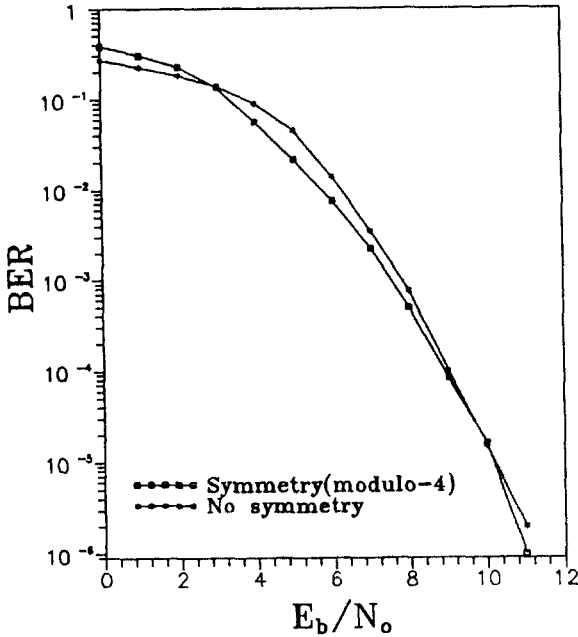


그림 10. 비트 에너지와 잡음밀도와의 비(E_b/N_0)에 따른 비트 에러율(BER)의 성능곡선

Fig 10. Performance curve of bit error rate(BER) for bit energy to noise density ratio(E_b/N_0)

성을 고려한 경우는 그보다 4배 줄어든 $M^L/4$ 개의 사전왜곡기만이 갱신되는데에 기인한 것이다. 메모리 없는 데이터 사전왜곡기를 이용하였을 경우의 MSE 곡선은 QAM 신호의 크기 갯수에 해당하는 사전왜곡기만을 이용하여 메모리 있는 사전왜곡기보다 훨씬 적은 갯수의 사전왜곡기만을 이용하므로 처음부터 급격히 감소하나 그 다음에는 메모리를 고려한 사전왜곡기가 존재하지 않으므로 수렴하지 못한채 일정한 MSE 곡선을 유지하는 것을 볼 수 있다.

그림 7은 메모리 없는 데이터 사전왜곡기를 메모리 있는 비선형 채널에 적용시켰을 경우의 출력 결과이다. 그림 7(a)는 4-QAM에 대한 결과이며 그림 7(b)는 16-QAM에 대한 결과이다. 두 결과 모두 메모리 있는 비선형 채널에 의해 일어나는 왜곡을 보상하지 못하는 것을 확인할 수 있다. 진폭과 위상은 어느 정도 원래의 신호 진폭과 위상으로 회복하고 있으나 메모리에 의한 왜곡, 즉 이전 신호들에 의해 군집형태의 왜곡은 보상하지 못하는 것을 볼 수 있다.

그림 8과 9는 수렴 전후의 출력 신호 성상도를 보

여준다. 그림 8은 제안된 방법에 4-QAM을 적용시킨 결과이며, 그림 8(a)는 수렴하기전에 왜곡된 신호 성상도이고 그림 8(b)는 수렴 뒤의 성상도를 보여 준다. 그림 9는 제안된 방법에 16-QAM을 적용시킨 결과이다. 이 경우 역시 수렴뒤 원하는 성상도를 갖는 것을 알 수 있다. 그림 10은 비트에너지와 잡음밀도와의 비(E_b/N_0)에 따른 비트 에러율(BER)의 성능곡선을 나타낸 것이다. 예상했던 대로 대칭성을 고려하지 않았을 경우와 고려했을 경우의 성능곡선은 그리 큰 차이없이 E_b/N_0 가 증가함에 따라 BER이 감소하는 것을 볼 수 있다.

모의실험 결과 대칭성을 고려하여 modulo-4 연산을 이용한 경우 $M^L/4$ 개의 사전왜곡기를 이용하여 갱신되므로 M^L 개의 사전왜곡기를 이용하여 갱신되는 것보다 메모리 크기가 4배로 감소되었을 뿐만아니라 수렴속도 역시 향상되었으나 BER 성능곡선에는 큰 차이가 없다는 것을 확인할 수 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 메모리 있는 비선형 채널에서 일어나는 왜곡을 보상하기 위해 메모리를 갖는 적응 데이터 사전왜곡기를 제안하였다. 제안된 방법은 HPA의 비선형성에 의한 신호 성상도의 왜곡을 바로 잡아 줄 뿐만 아니라 메모리 있는 전송 펄스 형성 필터로 인해 일어나는 군집형태를 원래의 심볼로 보상해 준다. 실제 구현에서는 사전왜곡기 전단에 modulo-4 연산자를 이용하여 어드레싱이 이루어지므로 RAM 크기를 1/4로 줄일 수 있었으며, 모의실험을 통하여 수렴속도의 향상을 확인할 수 있다. 제안된 방식은 입력 레벨수나 채널의 메모리수가 증가함에 따라 필요한 사전왜곡기의 수가 급격히 증가한다는 단점이 있으나 다른 사전왜곡 방법이나 수신단에서 등화기를 사용하는 방법에 의해 월등히 나은 성능(정확도)을 갖는다.

이 연구는 92년도 한국과학재단 연구비지원(과제번호 : 92-21-00-21)에 대한 결과임

參 考 文 獻

1. 백정기, "위성통신에서의 전파전파 및 초고주파 기술," 전자 공학회지, 19권 10호, pp. 71~86, 1992 월 10월.
2. E. Biglieri, S. Barberis, and M. Catena, "Analysis and Compensation of Nonlinearities in Digital Transmission Systems," *Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 6, No. 1, pp. 42~51, Jan. 1988.
3. G. Karam and H. Sari, "A Data Predistortion Technique with Memory for QAM Radio Systems," *IEEE Tran. on Communications*, Vol. 39, No. 2, pp. 336~343, Feb. 1991.
4. G. Karam and H. Sari, "Data Predistortion Techniques Using Intersymbol Interpolation," *IEEE Tran. on Communications*, Vol. 38, No. 10, pp. 1716~1723, Oct. 1990.
5. A.A.M. Saleh and J. Salz, "Adaptive Linearization of Power Amplifiers in Digital Radio Systems," *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 62, No. 4, pp. 1019~1033, Apr. 1983.
6. 이세석, 조용수, 임용환, 윤대희 "위성통신용 고풍력 증폭기의 비선형 보상을 위한 데이터 predistorter 의 설계," 한국통신 학회 논문지, 1993.10
7. S. Benedetto and E. Biglieri, "Nonlinear Equalization of Digital Satellite Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 1, No. 1, pp. 57~62, Jan. 1983.
8. S. Benedetto, E. Biglieri, and V. Castellani, *Digital Transmission Theory*, Prentice-Hall, 1987.



李 濟 碩 (Jae Suk Lee) 準會員
 1992年 8月 : 中央大學校 電子工學
 科 卒業(工學士)
 1992年 8月 ~ 現在 : 中央大學校 電
 子工學科 大學院 碩士
 課程
 ※ 주관심 분야 : 디지털 신호처리,
 디지털 위성통신,
 비선형 적응 디지
 탈 필터



趙 鏞 洙 (Young Soo Cho) 正會員
 1984年 2月 : 中央大學校 電子工學
 科 卒業(工學士)
 1987年 8月 : 延世大學校 電子工學
 科 大學院 卒業(工學
 碩士)
 1991年 5月 : The University of
 Texas at Austin, De-
 partment of Electrical
 and Computer Engi-
 neering(ph. D)
 1992年 3月 ~ 現在 : 中央大學校 電子工學科 助教授



林 龍 勳 (Yong Hoon Lim) 正會員
 1989年 2月 : 延世大學校 電子工學
 科 卒業(工學士)
 1991年 2月 : 延世大學校 電子工學
 科 大學院 卒業(工學
 碩士)
 1991年 3月 ~ 現在 : 延世大學校 電
 子工學科 大學院 博士
 課程
 ※ 주관심 분야 : 적응 신호처리, 비선형 적응 디지털 필터
 및 음성신호처리



尹 大 熙 (Dae Hee Youn) 正會員
 1977年 2月 : 延世大學校 電子工
 學科 卒業(工學士)
 1975年 5月 : Department of Ele-
 ctrical Engineering,
 Kansas State Unive-
 rsity(M.S)
 1982年 5月 : Department of Ele-
 ctrical Engineering,
 Kansas State Unive-
 rsity(Ph.D)
 1982年 8月 ~ 1985年 6月 : Department of Electrical and
 Computer Engineering, University of Iowa
 助教授
 1985年 9月 ~ 現在 : 延世大學校 電子工學科 教授