

## 볼테라 필터를 이용한 디지털 통신 채널의 적응 비선형 보상기법

### Adaptive Nonlinear Compensation of Digital Communication Channels using a Volterra Filter

김진영, 최봉준, 조관영, 남상원

한양대학교 전기공학과 (Tel: (02) 281-0588; Fax: (02) 297-1569; E-mail: swnam@hyunv2.hanyang.ac.kr)

**Abstracts** : The objective of this paper is to present a new adaptive nonlinear compensation method, which is based upon the Pth-order inverse theory and can be implemented in a systematic way, for weakly nonlinear systems that can be modeled by a Volterra series. In particular, employment of the proposed approach for the linearization of a given nonlinear system leads to the effective elimination of (up to a required order) nonlinearities in the overall system output. To demonstrate the feasibility of the proposed method, simulation results using a satellite communication system model are also provided.

**Keywords** : Adaptive Volterra Filter, Nonlinearity Compensation, Pth-order inverse

#### 1. 서론

그동안 통신 시스템의 비선형 왜곡 현상 보상을 위한 연구가 많이 진행되어 왔다[1-10]. 예로서, 위성 통신 채널의 경우 송신단(transmitter side)에서 전송된 신호는 위성에 도달하기 까지 그 크기가 심하게 감소되어, 손실된 신호의 전력을 증폭하기 위하여 TWT(traveling-wave tube) 소자를 이용하는 데, 위성에서 사용할 수 있는 전력의 양은 한정되어 이를 효과적으로 이용하기 위하여 TWT 증폭기를 포화 영역에서 작동 시킴으로 인하여 원하지 않는 비선형 현상이 나타난다. 이러한 비선형 시스템 특성을 보상(또는 선형화)하기 위한 방법들은 대상 시스템의 위치에 따라 크게 두 가지로 나눌 수가 있는데, (i) 송신단에서 신호를 적절히 짜그려 뜨려 전송하는 방법[4, 7] (전치 왜곡기)과 (ii) 수신단에서 원래의 신호를 복원하는 방법이다[1, 4]. 송신단에서 이용하는 방법은 신호에 잡음이 섞이기 전에 보상하는 방법으로써 잡음 강화 효과(noise enhancement effect)를 방지할 수 있고, 수신단에 등화 회로(equalizer)를 필요로 하지 않으므로 이동통신 등에 유리하다[4]. 특히 수신단에 적용하는 채널 보상기는 사용하는 알고리즘에 따라 최적(optimal)인 MLSE(maximum likelihood sequence estimation)[3], 준최적(suboptimal)의 방법인 적응 필터를 이용한 채널 등화기[1, 4, 5, 7] 등이 있다.

본 논문에서는 볼테라 적응 필터를 이용한 새로운 비선형 통신 채널의 전치 왜곡 보상 방법을 제시한다. 특히 적응 신호처리를 이용할 경우 환경에 따른 비선형 소자의 특성 변화에 대응할 수 있다는 장점을 지닌다. 제안된 새로운 적응 비선형 보상 기법은 기존의 loudspeaker system을 선형화하는데 사용되었던 방법[6]을 개선하였으며 설계가 용이하고, 기존의 방법보다 더 높은 차수까지의 비선형 왜곡 현상을 제거할 수 있다는 장점을 지니고 있다. 모의 실험에서는 기존의 방법과 새로 제시한 방법을 이용하여 위성 채널에 대한 전치 왜곡기를 설계하여 성능을

비교 분석하여 새로 제시한 방법의 응용 가능성을 살펴 보았다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 2절에서는 TWT 증폭 소자와 위성 통신 채널의 볼테라 모델에 대하여 서술 하였고, 3절에서는 기존의 비선형 보상 방법에 대하여 간략히 살펴본 뒤 본 논문에서 제시한 방법에 대하여 서술 하였다. 4절에서는 모의 실험을 통하여 각각의 알고리즘의 성능을 비교 분석하였다.

#### 2. 위성 통신 채널의 볼테라 모델

그림 1은 위성 통신 채널의 baseband 모델을 나타낸다. 이산 복소 입력 신호  $x(n)$ 은 먼저 송신단에 TX 선형 필터를 통과 하며, 이 신호는 다시 TWT 증폭기의 입력으로 들어가고, 그 출력은 다시 수신단(receiver-side)에 있는 RX 선형 필터를 통과 하는 구조를 갖고 있다[4]. 본 논문에서는 TWT 증폭기가 다음의 AM/AM(amplitude modulation to amplitude modulation) 및 AM/PM(amplitude modulation to phase modulation) 변환식으로 모델링되는 경우를 다룬다 [2, 4, 9, 10].

$$A(r) = \frac{\alpha_a r}{1 + \beta_a r^2}$$
$$\Phi(r) = \frac{\alpha_p r^2}{1 + \beta_p r^2} \quad (1)$$

여기서  $r$ 은 TWT 증폭기 입력의 크기를 나타내며 그 크기가 커질수록 비선형 왜곡 현상은 증가한다. 이 증폭기의 변환식은 또한 메모리가 없는 복소 볼테라 급수로 모델링 될 수 있으며 따라서 전송되는 이산 복소신호  $x(n)$ 과 수신된 신호  $y(n)$ 과의 관계를 다음과 같이 표현할 수 있다[2].

$$\begin{aligned}
 y(n) = & \sum_{k_1} h(k_1) x(n-k_1) \\
 & + \sum_{k_1} \sum_{k_2} \sum_{k_3} h(k_1, k_2, k_3) x(n-k_1) x(n-k_2) x^*(n-k_3) \\
 & + \dots
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

여기서 \*는 공액 복소수를 나타낸다. 식 (2)에서 짝수 차수의 비선형성은 위성 통신 채널의 bandpass 특성으로 인하여 나타나지 않는다 [2, 4].

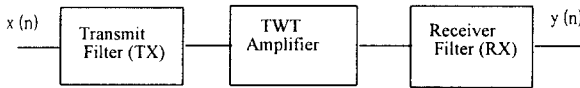


그림 1. 위성 통신 채널의 baseband 모델

Fig. 1. A baseband model for a satellite communication channel

### 3. 위성통신 채널의 비선형 보상 알고리즘

본 절에서는 기존의 비선형 보상 방법으로써 p차 역시스템, Gao의 선형화 방법, direct Volterra, 그리고, neural networks 방법에 대하여 간략히 설명한 후, 기존의 방법들을 좀더 개선한 새로운 선행처리 방법을 기술한다. 그리고 이 절에서는 논의의 편의상 위성 통신 채널이 3차 복소 볼테라 급수로 모델링 될 수 있는 경우를 다룬다.

#### 3.1 p차 역시스템 및 Gao의 선형화 방법

실제 시스템이 1차와 3차만의 커널을 가진 볼테라 급수로 모델링 될 수 있는 경우 p차 역시스템의 구조는 매우 간단하며 Gao의 선형화 방법의 구조와 일치한다 [6, 8]. 이 방법의 적응 알고리즘의 구조는 새로 제시한 방법의 특수한 경우라 생각할 수 있으며 (기본 선형화 block을 1단 사용하는 경우), 그림 3에 나타내었다. 이러한 구조를 사용할 경우, 전체 시스템은 홀수 차수로 이루어진 9차 볼테라 급수로 표현될 수 있으며 이중 3차 비선형 특성을 제거할 수 있다. 따라서 상쇄되지 않은 비선형 부분 (즉, 5차, 7차, 9차)이 클 경우, 성능의 저하를 가져올 수 있다 [4, 6].

#### 3.2 Direct Volterra 및 neural networks을 이용한 보상기법

보상기 설계시, 전치 왜곡기의 비선형 필터 계수 갱신을 위해서는 계산량 및 갱신 과정에 있어서, 상당한 어려움이 있다. 이를 효과적으로 극복할 수 있는 것으로 direct Volterra 및 neural networks (NN) 방법 [4] (그림 2 참조) 들이 있는데, 그림 2에서 나타낸 바와 같이 2개의 동일한 필터 (즉, A 및 copy of A)를 사용하는 구조로서, 위성 통신의 전치 왜곡기를 설계하는데 효과적으로 적용되었다 [4]. 특히, 이 방법은 구조가 간단하며 시스템 식별과정을 필요로 하지 않아서, 시스템에 대한 정보 (시스템 차수, 메모리)를 가지고 있을 경우 유용한 방법이다. 이 구조는 대체적으로 Gao의 선형화 방법보다는 성능이 우수하다.

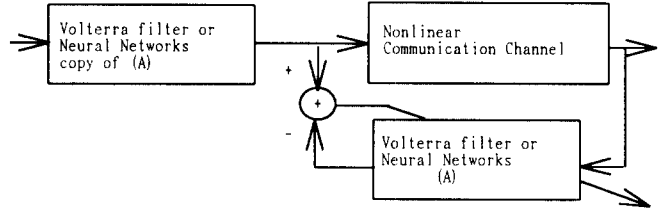
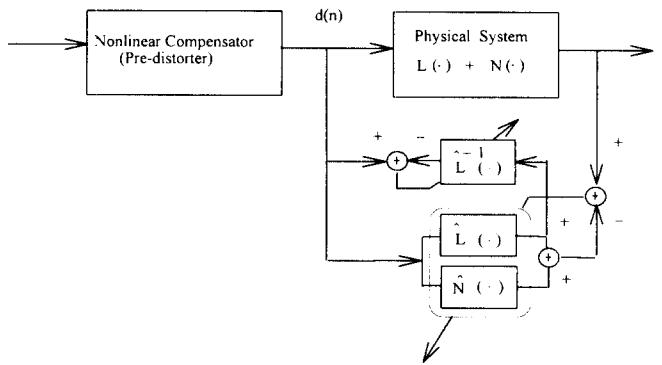


그림 2. direct Volterra 및 NN 방법

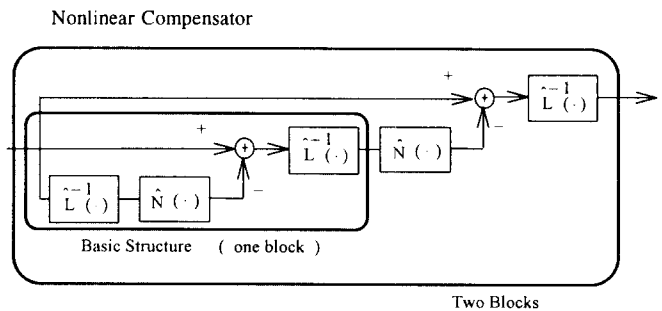
Fig. 2. A predistorter structure for direct Volterra & NN approaches

#### 3.3 새로 제시된 선행처리 방법

제시된 비선형 보상기는 그림 3에 나와 있다. 이 구조는 Gao의 선형화 알고리즘 [6]을 개선한 결과이다. 이 방법은 시스템에 대한 정보를 필요로 한다. 따라서 전치 왜곡된 신호 d(n)을 이용하여 먼저 시스템을 식별하여 선형 커널, 선형 커널의 역 시스템, 비선형 커널을 결정한 후 보상기에 이들 정보를 전달한다.



(a) 전치 왜곡기 적응 알고리즘



(b) 전치 왜곡기의 구조

그림 3. 제시된 비선형 보상기의 구조

Fig. 3. The structure of the proposed method

Gao 방법의 주요 단점은 앞에서 설명된 바와 같이 전체 시스템 출력 중 최저차의 비선형 부분(본 논문의 경우 3차)만을 상쇄할 수 있다는 것이다. 따라서 남아 있는 고차 비선형성의 크기에 따라 그 성능이 결정된다. 그림 3에 제시된 선형 보상기의 구조는 이 단점을 극복한 것으로서, 기본 선형화 block을 단계적으로(그림 3에서는 2단) 사용한 것으로 새로운 block을 추가시킬 수록 전단계의 구조보다 더 높은 차수의 비선형성을 제거할 수 있다. 예를 들면, 기본 선형화 block을 2단으로 사용할 경우 전체 시스템 출력 중 5차까지의 비선형성을 상쇄할 수 있으며 기본 선형화 block을 3단으로 사용할 경우 7차까지 상쇄할 수 있다. 이러한 특성은 아래와 같이 시스템의 출력을 Taylor급수로 전개하여 유도할 수 있다. 기본 선형화 Block을 1단 사용할 경우 전치 왜곡된 신호는 다음과 같다.

$$d_1(n) = \hat{L}^{-1}(x) - \hat{L}^{-1}\hat{N}\hat{L}^{-1}(x) \quad (3)$$

여기서  $\hat{L}^{-1}$ 와  $\hat{N}$ 는 각각 추정된 비선형 채널의 선형부분의 역시스템, 비선형 부분을 나타낸다. 위의 신호를 채널의 입력으로 사용할 경우 채널의 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} y_1 &= L(d_1) + N(d_1) \\ &\approx x - \hat{N}\hat{L}^{-1}(x) + N\{\hat{L}^{-1}(x) - \hat{L}^{-1}\hat{N}\hat{L}^{-1}(x)\} \\ &= x - \hat{N}\hat{L}^{-1}(x) + N\hat{L}^{-1}(x) \\ &\quad + N\hat{L}^{-1}(x) \times \{-\hat{L}^{-1}\hat{N}\hat{L}^{-1}(x)\} \\ &\quad + N''\hat{L}^{-1}(x) \times \{-\hat{L}^{-1}\hat{N}\hat{L}^{-1}(x)\}^2 / 2! \\ &\quad + N'''\hat{L}^{-1}(x) \times \{-\hat{L}^{-1}\hat{N}\hat{L}^{-1}(x)\}^3 / 3! \\ &\approx x + f_{579} \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)에서 알 수 있듯이 전체 시스템의 출력 중 3차 비선형 왜곡부분이 상쇄되었다. 만약 기본 선형화 block을 2단으로 사용하면 전치 왜곡된 신호는 다음과 같다.

$$d_2 = \hat{L}^{-1}(x) - \hat{L}^{-1}\hat{N}\{\hat{L}^{-1}(x) - \hat{L}^{-1}\hat{N}\hat{L}^{-1}(x)\} \quad (5)$$

위의 신호를 채널의 입력으로 사용할 경우 채널의 출력은 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned} y_2 &= L(d_2) + N(d_2) \\ &\approx x - \hat{N}\{\hat{L}^{-1}(x) - \hat{L}^{-1}\hat{N}\hat{L}^{-1}(x)\} \\ &\quad + N[\hat{L}^{-1}(x) - \hat{L}^{-1}\hat{N}\{\hat{L}^{-1}(x) - \hat{L}^{-1}\hat{N}\hat{L}^{-1}(x)\}] \\ &\approx x - \hat{N}\{\hat{L}^{-1}(x) - \hat{L}^{-1}\hat{N}\hat{L}^{-1}(x)\} \\ &\quad + N\{\hat{L}^{-1}(x) - \hat{L}^{-1}\hat{N}\hat{L}^{-1}(x) - \hat{L}^{-1}f_{579}\} \\ &\approx x + f_{79\dots} \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)에서 알 수 있듯이 기본 선형화 block을 2단 사용할 경우 3차와 5차의 비선형 부분을 상쇄할 수 있다. 또한 block을 더 추가할 경우 더 높은 차수까지의 비선형 부분을 제거할 수 있으

며 이는 위와 같은 방법으로 쉽게 증명할 수 있다.

#### 4. 모의 실험

$\text{TX} = [0.8 \ 0.1]$ ,  $\text{RX} = [0.9 \ 0.2 \ 0.1]$   $\alpha_a = 2.0$ ,  $\beta_a = 1.0$ ,  $\alpha_p = \pi/3$ ,  $\beta_p = 1.0$ 인 위성 통신 채널에 대하여 전치 왜곡기를 설계 하였다. 채널의 입력으로 16-PSK 신호를 이용하였다. 특히, 통신 채널 식별을 위해 3차 복소 볼테라 필터를 적용하고, direct Volterra 방법 경우 메모리가 4인 3차 복소 볼테라 필터를 전치 왜곡기로 사용하였으며, 새로 제시된 방법을 위해 4개의 기본 선형화 block을 직렬로 연결하였다. Gao 방법 [6]은 전체 시스템의 출력중 특정 차수의 비선형 부분을 제거하는 방법이며, Direct Volterra 방법은 실제 시스템에 Volterra 필터를 직렬로 연결한 후 전체 시스템의 비선형 출력 부분을 최소화시키는 방법이다. Gao 방법에 대해서는 입력 레벨을 0.81로 하였고, direct Volterra 와 본 논문에 제시된 방법의 입력 레벨로는 0.71을 이용하였다. 이 신호들을 전치 왜곡기의 입력으로 사용할 경우 TWT 증폭기의 입력 레벨의 최대 크기는 1이 된다. 그림 4는 1000개의 입력에 대하여 모의 실험 결과이며, 표 1에 모의 실험의 NMSE를 나타내었다.

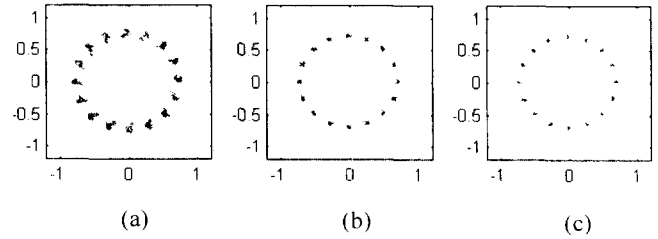


그림 4. 각각의 알고리즘을 이용한 채널의 출력  
(a) Gao 방법  
(b) direct Volterra 방법  
(c) 새로 제시된 방법

Fig. 4. The compensated output of each algorithm  
(a) Gao's approach  
(b) Direct Volterra approach  
(c) Proposed approach

표 1. 각각 알고리즘의 NMSE  
Table 1. The NMSE of each algorithm

	(a)	(b)	(c)
입력 레벨	0.81	0.71	0.71
NMSE	0.011	0.008	0.004

모의 실험에서 알 수 있듯이 Gao 방법은 비교적 큰 고차 비선형 출력을 발생하였으며, 새로 제시된 방법은 위의 두 방법보다

채널의 비선형 특성을 보다 더 효율적으로 보상할 수 있음을 보였다.

## 5. 결론

본 논문에서 제시한 새로운 비선형 적응 알고리즘은 Gao의 선형화 방법과 더불어 대상 시스템을 먼저 식별한 후 그 정보를 이용하여 비선형 왜곡을 보상하는 방법으로, 실제 시스템에 대한 충분한 정보가 없을 경우(즉 시스템 식별이 요구되는 경우) direct Volterra 방법에 비해 좀더 실용적으로 적용이 가능한 방법이다. 특히, 제시된 새로운 적응 비선형 보상 알고리즘은 기존의 방법들보다 보다 체계적이며 효율적으로 비선형 왜곡을 보상할 수 있었으며 그 성능을 모의 실험을 통하여 검증하였다. 특히, 실제 시스템을 좀더 효과적으로 식별할 수 있다면 새로 제시한 방법의 유용성은 더욱 커질 것이다.

본 연구는 96년도 과학재단 핵심전문 연구비  
지원으로 수행된 결과임

## 참고 문헌

- [1] S. Benedetto and E. Biglieri, "Nonlinear equalization of digital satellite channels," *IEEE J. Selected. Areas Communi.*, vol. SAC-1, pp. 57-62, Jan. 1983.
- [2] S. Benedetto, E. Biglieri, and R. Daffara, "Modeling and performance evaluation of nonlinear satellite links-A Volterra series approach," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-15, pp. 494-507, July 1979.
- [3] W. Van Etten and F. Van Vugt, "Maximum likelihood receivers for data sequences transmitted over nonlinear channels," *A. E. T.*, vol. 34, pp. 216-223, 1980.
- [4] Chang-Soo Eun, "Design and Comparison of Nonlinear Compensators," Ph.D. Dissertation, The University of Texas at Austin, Dec. 1995.
- [5] D. D. Falconer, "Adaptive equalization of channel nonlinearities in QAM data transmission," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 57, no. 7, pp. 2589-2611, Sept. 1978.
- [6] F. X. Y. Gao, "Adaptive Linear and Nonlinear Filters," Ph.D. Dissertation, The University of Toronto, Nov. 1991.
- [7] G. Karam and H. Sari, "Analysis of predistortion, equalization, and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, pp. 1245-1253, Dec. 1989.
- [8] G. Lazzarin, S. Pupolin and A. Sarti, "Nonlinearity compensation in digital radio systems," *IEEE Trans. Communi.*, vol. 42, no. 2/3/4, pp. 988-999, Feb. 1994.
- [9] A. A. M. Slech, "Frequency-independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. Com-29, no. 11, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [10] A. A. M. Salech 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.