

적응 전치 왜곡기를 이용한 고전력 증폭기의 선형화 알고리즘

A HPA Linearization Algorithm Using an Adaptive Pre-distorter

†한동석, ††황태원, †이규만

†경북대학교 공과대학 전자전기공학부

††한국전자통신연구원 방송기술연구부 DTV 시스템 연구팀

†Dong-Seog Han, ††Tae-Won Hwang, †Kyu-Man Lee

†School of Electronic & Electrical Engineering, Kyungpook National University

††Electronics and Telecommunications Research Institute, Broadcasting Technology
Department DTV system Team

요 약

일반적인 통신 시스템에서 높은 전력을 가지는 출력 신호를 얻기 위하여 고전력증폭기(HPA)의 사용은 필수적이다. 그러나 HPA를 통과한 신호는 AM/AM 및 AM/PM의 비선형 왜곡이 발생하는 단점을 가지고 있다. 그 결과 송신신호의 대역내 신호 스펙트럼이 왜곡되고 신호의 대역폭을 확장시켜 인접채널에 간섭을 유발한다.

본 논문에서는 HPA의 비선형 왜곡 특성을 보상하기 위하여 기저대역에서 룩업테이블(LUT)을 이용한 전치왜곡기의 동작 알고리즘을 제안한다. 먼저, LUT의 빠른 초기화를 위하여 송신신호로부터 HPA의 특성을 예측하여 LUT를 초기화 시키는 알고리즘을 제안한다. 그리고 통신중에 HPA의 특성이 변화할 경우에 대비하여 평균자승오차를 최소화하는 적응 알고리즘을 제안한다.

I. 서 론

방송의 경우에 높은 송신 전력을 유지하기 위해서는 고전력 증폭기(HPA: high power amplifier)를 사용하여 신호를 증폭시켜야 한다. 그러나 HPA는 입력신호가 큰 영역에서 비선형 특성을 보인다. 비선형 증폭기에 의한 효

과는 진폭 왜곡과 위상 왜곡으로 나타나는데 입력신호의 전력에 따라 진폭의 증폭도가 달라지게 되고, 이것을 AM/AM 변조라고 한다. 그리고 입력신호 전력에 따라 입력신호의 위상과 HPA를 통과한 신호의 위상이 달라지게 되어 위상왜곡을 유발하게 된다. 이것을 AM/PM 변조 특성이라 한다. AM/AM과 AM/PM 변조 효과는 전송신호를 왜곡시키고 대역폭을 넓혀 이웃채널과의 간섭을 유발시킨다[1,2].

HPA의 비선형 특성을 감소시키는 방법은 HPA의 비선형 증폭 특성을 가진 고전력 입력 부분의 특성을 선형화 시키는 전치왜곡 기술이다. 전치 왜곡기는 HPA에 입력되는 신호에 HPA의 왜곡을 보상하기 위하여 HPA와 특성이 역인 왜곡을 미리 줌으로서 HPA의 특성을 선형화 시키는 것이다[3,4].

본 논문에서는 사용되는 증폭기의 형태에 무관하게 기저대역에서 완전디지털로 구현이 가능한 전치 왜곡기와 시간에 따라 변화하는 HPA의 특성에 적응하는 적응 알고리즘을 제안한다. 성능분석을 위하여 제안한 전치 왜곡기를 미국형 HDTV 변조방식인 8 VSB 변조 방식에 적용하였다.

본 논문은 서론에 이어 2장에서 HPA의 모델링에 대하여 다루고, 3장에서 기저대역 전치 왜곡기의 초기화 및 적응 알고리즘을 제안한

다. 4장에서는 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안한 알고리즘의 성능을 분석하고, 5장을 마지막으로 결론을 내린다.

II. HPA 모델링

비선형 HPA는 AM/AM 및 AM/PM 왜곡 특성에 의하여 특징 지워지는데 HPA에 입력되는 입력신호 $x(t)$ 는 다음과 같이 모델링 된다.

$$x(t) = r(t)\cos[\omega_0 t + \psi(t)] \quad (1)$$

여기서, $r(t)$, ω_0 , $\psi(t)$ 는 각각 신호의 진폭, 반송파 주파수, 위상을 나타낸다. 그리고 HPA의 출력 $y(t)$ 는

$$y(t) = A[r(t)]\cos\{\omega_0 t + \psi(t) + \Phi[r(t)]\} \quad (2)$$

가 된다. 여기서 $A(\cdot)$ 와 $\Phi(\cdot)$ 는 각각 AM/AM, AM/PM 왜곡 특성을 나타낸다. 본 논문에서 사용한 HPA는 Saleh[5]가 제안한 TWT(traveling-wave tube) HPA의 모델을 사용하였다. Saleh 모델의 AM/AM 및 AM/PM 특성은

$$A(r) = \alpha_a r / (1 + \beta_a r^2) \quad (3)$$

$$\Phi(r) = \alpha_p r^2 / (1 + \beta_p r^2) \quad (4)$$

와 같다. 본 논문에서는 $\alpha_a = 2.0$, $\beta_a = 1.0$, $\alpha_p = \pi/3$, $\beta_p = 1.0$ 으로 하였다. 이 경우 HPA의 AM/AM 및 AM/PM 특성은 그림 1과 같다.

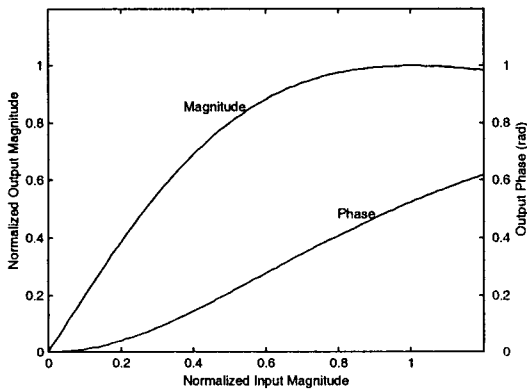


그림 1. HPA의 AM/AM 및 AM/PM 특성
Fig. 1. AM/AM and AM/PM characteristics in the HPA.

III. 제안 알고리즘

1. 고속 초기화 알고리즘

본 장에서 제안하는 알고리즘은 기존의 알고리즘들이 완전한 LUT의 갱신을 위하여 많은 시간이 소요된다는 단점을 제거하기 위한 것이다. 통신용 송신장비에서 HPA의 비선형성을 보상하기 위하여 LUT을 작성해야 될 시점은 신호의 송신 시작 직전이고 방송과 같은 상황에서는 HPA의 시간에 따른 변화를 적응적으로 추적하여 보상을 할 때 필요하다. 전치 왜곡기의 구조는 그림 2와 마찬가지로 신호의 크기에 근거한 HPA의 왜곡 보상을 사용한다.

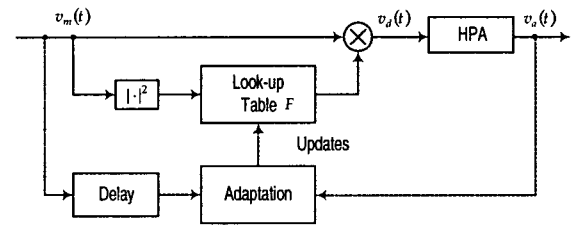


그림 2. 이득을 이용한 전치 왜곡기
Fig. 2. The gain based predistorter.

HPA의 비선형 왜곡을 보상하기 위한 본 논문에서 제안하는 LUT의 갱신 방법은 다음과 같은 3 단계를 거친다.

단계 1: HPA의 특성 파악

먼저, 초기 갱신 시간을 단축시키기 위하여 전송되는 통신신호를 이용하여 입력에 대한 출력의 특성 테이블을 구한다. 이것은 보낸 신호를 알고있으므로 HPA를 통과한 신호를 복조하여 송신신호 비교 및 평균을 취함으로써 가능하다. 표 1은 입력신호 레벨에 대한 HPA의 출력 특성인 그림 1을 도표로 나타낸 것으로 LUT의 크기가 32인 경우, 입력레벨을 32개의 크기로 나누어 고려한 것이다. 이 때 입력신호의 단계간 간격 Δ 는

$$\Delta = (V_{\max} - V_{\min}) / N, \quad (5)$$

로 한다. 여기서 V_{\max} 와 V_{\min} 은 HPA 입력 신

호의 최대 및 최소전압 레벨이다. 그리고 N , 는 LUT의 크기로 주소공간의 수이다.

단계 2: 초기 LUT의 작성

두 번째 단계에서는 HPA 입력에 대한 출력의 역함수를 구하는 것이다. HPA의 AM/AM 특성이 선형일차방정식이 아니기 때문에 HPA의 이득이 1이 되기를 원하는 경우, 다음과 같은 방법으로 LUT의 계수를 결정한다. HPA의 입력레벨이 0.6581에 대하여 출력이 0.6581이 되려면, 표 1에서부터 HPA의 출력이 0.6581이 되도록 하는 입력을 찾는다. 이 경우에 해당하는 입력은 LUT의 11번째 입력 레벨은 0.3871이 되고 이 때 HPA의 진폭이득은 $0.6733/0.3871=1.739$ 가 된다. 그러므로 입력신호의 크기가 0.6581이라면 LUT의 18번째 주소영역 레벨에 해당하고, 이 신호에 대한 전치왜곡기 LUT의 계수를 $1/1.739=0.575$ 로 하면, 전치왜곡기의 출력은 $0.6581 \times 0.575 = 0.3784$ 가 된다. 그리고 이 신호가 HPA를 통과하면 표 1로부터 0.6214가 됨을 알 수 있다. 이 신호는 약간의 왜곡은 있지만 전치왜곡기를 거침으로 상당한 AM/AM 왜곡을 줄일 수 있음을 알 수 있다. LUT의 크기를 늘이면 잔여 왜곡을 상당히 줄일 수 있다. AM/PM 왜곡에 대한 특성을 보정하기 위해서는 AM/AM 왜곡을 보정할 때와 마찬가지로 전치왜곡기 출력 0.3784에 가장 근사한 HPA 입력에 대한 HPA 출력 위상이 0.1365 라디안(7.8°) 차이가 일어난다. 그러므로 전치왜곡기 입력신호에 대하여 미리 $\exp(-j0.1365)$ 의 위상천이를 시키면 된다. 이 경우 HPA를 통과 하더라도 위상특성이 서로 상쇄가 되어 위상오차가 사라진다.

단계 3: LUT의 적응 갱신

단계 1과 2를 거쳐 구한 LUT을 사용하여 전치왜곡기의 역할을 수행하면서 통신 중 천천히 변화하는 HPA의 특성에 적응하기 위한 LUT의 갱신을 수행한다. 이 방법은 다음 절에서 설명할 적응 알고리즘에 따라 LUT의 내용을 갱신한다.

표 1. HPA의 입력전압에 대한 출력특성

Table. 1. The output characteristics of the HPA in terms of the input

번호	HPA 입력 신호 크기	HPA 출력 진폭	HPA 출력위상 [rad]
.	.	.	.
9	0.3097	0.5652	0.0916
10	0.3484	0.6214	0.1133
11	0.3871	0.6733	0.1365
12	0.4258	0.7209	0.1607
13	0.4645	0.7641	0.1859
14	0.5032	0.8031	0.2116
15	0.5419	0.8378	0.2377
16	0.5806	0.8685	0.2640
17	0.6194	0.8953	0.2903
18	0.6581	0.9184	0.3164
19	0.6968	0.9381	0.3422
.	.	.	.
.	.	.	.

2. MSE 최소화를 위한 적응 알고리즘

HPA의 특성은 AM/AM 특성과 AM/PM 특성으로 분리된다. 그리고 이 두 특성은 서로 독립적인 특성을 가지고 있다. 그러므로 HPA의 AM/AM 특성과 AM/PM 특성은 서로 독립적으로 예측할 수 있다. 시간에 따라 HPA의 특성은 천천히 변화하므로 이것에 따라 LUT의 내용도 갱신을 하여야 한다. LUT을 갱신하기 위하여 우선 HPA의 특성을 파악하기 위하여 그림 3과 같은 HPA 특성 예측기를 이용하여 HPA의 변화 특성을 모델링 한다.

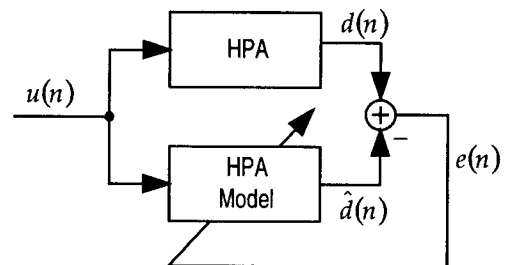


그림 3. HPA 모델을 찾기 위한 블록도

Fig. 3. The HPA training structure.

HPA의 입력을 $u(n)$, 출력을 $d(n)$, HPA 모델의 출력을 $\hat{d}(n)$ 이라 하면

$$u(n) = s(n)e^{j\theta(n)} \quad (6)$$

$$d(n) = k(n)s(n)e^{j\{\theta(n)+\theta_\Delta(n)\}} = k(n)s(n)e^{j\theta_\Delta(n)} \quad (7)$$

$$\hat{d}(n) = \hat{k}(n)s(n)e^{j\{\theta(n)+\hat{\theta}_\Delta(n)\}} \quad (8)$$

과 같이 표현된다. 여기서 $s(n)$ 과 $\theta(n)$ 은 입력신호의 크기와 위상이고, $k(n)$ 과 $\theta_\Delta(n)$ 은 HPA 출력에서의 이득과 위상천이를 나타낸다. 그리고 $\hat{k}(n)$ 과 $\hat{\theta}_\Delta(n)$ 은 HPA 모델의 출력에서의 이득과 위상천이를 나타낸다. 그러므로 HPA 출력과 HPA 모델의 출력간의 에러 $e(n)$ 은

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) \quad (9)$$

이다. 여기서 크기와 위상은 서로 독립이므로 다음과 같이 크기 에러($e_{\text{gain}}(n)$)와 위상에러($e_{\text{phase}}(n)$)로 나눌 수 있다.

$$e_{\text{gain}}(n) = |d(n)| - |\hat{d}(n)| = |d| - |\hat{k}(n)u(n)| \quad (10)$$

$$e_{\text{phase}}(n) = \theta_d(n) - \{\theta(n) + \hat{\theta}_\Delta(n)\} \quad (11)$$

이다. Steepest descent 방법[6]을 따르면 HPA의 모델링 계수 $\hat{k}(n+1)$ 와 $\hat{\theta}_\Delta(n+1)$ 의 갱신을 위한 알고리즘은 다음과 같다.

$$\hat{k}(n+1) = \hat{k}(n) + \mu_{\text{gain}} [d(n)u^*(n) - \hat{k}(n)u^2(n)] \quad (12)$$

$$\hat{\theta}_\Delta(n+1) = \hat{\theta}_\Delta(n) + \mu_{\text{phase}} [\theta_d(n) - \theta(n) - \hat{\theta}_\Delta(n)] \quad (13)$$

식 (12)와 (13)을 이용하여 시간에 따른 HPA 특성을 모델링 할 수 있고, 이 결과를 이용하여 앞장에서 설명한 단계 2를 거치면 시간의 변화에 따른 전치왜곡기 LUT의 내용을 갱신할 수 있다.

IV. 컴퓨터 모의실험 결과

본 장에서는 미국형 HDTV 변조방식인 8-VSB(vestigial sideband) 방식에 제안한 전치왜곡기를 적용하여 그 성능을 분석하였다.

그림 4는 3장에서 제안한 전치 왜곡기의 성능을 보여 주는 것으로 LUT의 크기가 128일 때, 전치왜곡기가 수렴 후 전치왜곡기와 HPA를 직렬 연결한 경우의 전체 AM/AM 및 AM/PM 특성을 나타낸 것이다. 이 결과로부터 제안한 전치왜곡기는 정확하게 동작하여 거의 선형성을 유지함을 알 수 있다.

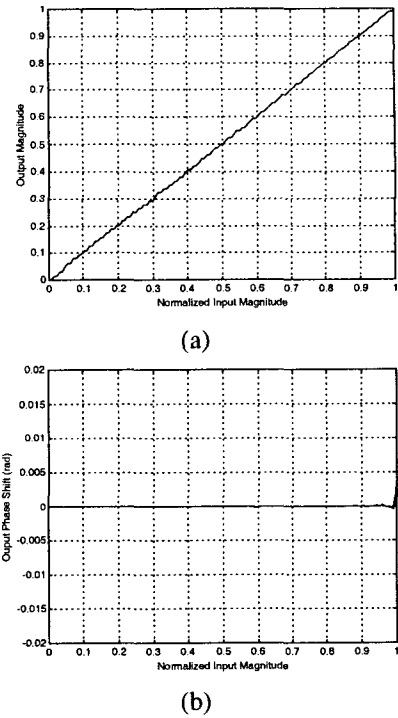


그림 4. LUT 크기가 128인 전치왜곡기와 HPA를 결합한 특성 (a) AM/AM 특성, (b) AM/PM 특성

Fig. 4. The characteristics of the cascaded predistorter with 128 LUT size and HPA. (a) The characteristic of the AM/AM. (b) The characteristic of the AM/PM.

표 2에 LUT의 크기에 따른 성능을 나타내었다. 결과로부터 LUT의 크기는 128이상이어야 우수한 성능을 보임을 알 수 있다.

표2. LUT의 크기에 따른 전치왜곡기의 성능

Table. 2. The performance of the predistorter in terms of the LUT size.

LUT 크기	HPA만 있을 경우의 SNR[dB]	전치왜곡기를 이용한 경우의 SNR[dB]
32	4.35	24.43
64	4.35	25.30
128	4.35	37.85

V. 결론

본 논문에서는 통신용 송신기의 HPA에

의한 신호의 비선형 왜곡의 문제점을 해결하기 위한 전치왜곡기의 빠른 초기화 및 적응 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘은 송신신호로부터 직접 HPA의 출력특성을 관측하고, 전치등화기의 LUT을 갱신하는 방법이다. 이것은 기존의 방법에 비하여 상당히 짧은 시간에 LUT을 초기화할 수 있다는 장점이 있고 LUT의 크기는 128 이상 정도이면 된다는 것을 알 수 있었다. 그리고 LUT의 내용을 HPA의 특성 변화에 적응 가능하도록 하기 위하여 MSE를 최소화하는 기준으로 적응시키는 알고리즘을 제안하였고, 이 알고리즘은 짧은 수렴시간을 가지는 장점이 있음을 보였다.

참고문헌

- [1] S. Andreoli, H.G. McClureet, P. Banelli, and S. Cacopardi, "Digital linearizer for RF amplifiers," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 43, no. 1, pp. 12-18, Mar. 1997.
- [2] Y. Nagata, "Linear amplification technique for digital mobile communications," *Proc. IEEE VTC '89*, pp. 159-164, 1989.
- [3] James K. Cavers, "Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-39, no. 4, pp. 374-382, 1990.
- [4] James K. Cavers, "Adaptation behavior of a feedforward amplifier lineariser," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol. 44, No. 1, pp. 31-40, 1995.
- [5] Adel. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, pp. 1715-1720, Nov. 1997.
- [6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, NJ: Prentice-Hall, 1986.