

디지털 신호 처리 기술을 융합한 음향 전력 증폭기의 비선형 보상

은창수¹, 이유철^{2*}

¹충남대학교 전파정보통신공학과, ²(주)카이다스

Compensation of the Non-linearity of the Audio Power Amplifier Converged with Digital Signal Processing Technic

Changsoo Eun¹, Yu-chil Lee^{2*}

¹Department of Radio Information Communications Eng., Chungnam National University

²Kaidas Co., Ltd.

요약 음향 전력 증폭기의 출력단에서 발생하는 비선형성을 보상하는 디지털 신호 처리 기술을 제안하고 그 모의실험 결과를 제시한다. 음향 전력 증폭기에 사용되는 소자에 의한 비선형성을 간접학습구조와 적응형 필터로 구성되는 디지털 신호 처리 기술로 보상한다. 적응형 필터를 사용함으로써 증폭기의 비선형 특성이 시간적으로 변하더라도 이를 적응적으로 보상할 수 있다. 모의실험 결과 전치 보상은 3 차의 다항식으로 구현할 수 있으며 홀수 차 비선형성을 효과적으로 제거할 수 있음을 보였다. 짝수 차 비선형은 출력 신호에 존재하는 직류 오프셋이 가장 큰 부분을 차지하며 이는 제안하는 기술로는 제거가 어려우므로 바이어스 회로 설계 시 유의해야 한다. 제안하는 기술은 아날로그 시스템의 본질적 특성 결함을 디지털 신호 처리 기술로서 보상할 수 있음을 보여준다.

• 주제어 : 아날로그와 디지털 기술의 융합, 비선형 보상, 음향 증폭기, 간접학습구조, 적응형 필터

Abstract We propose a digital signal processing technic that can compensate the non-linearity inherent in audio amplifiers, and present the result of the simulation. The inherent non-linearity of the audio power amplifier arising from analog devices is compensated via a digital signal processing technic consisting of indirect learning architecture and an adaptive filter. The simulation results show that the compensator can be realized using a third-order polynomial and compensates odd-order non-linearity efficiently. The even-order non-linearity is mainly due to the dc offset at the output, which is difficult to eliminate with the proposed method. Care must be taken in designing the bias circuit to avoid the DC offset at the output. The proposed technic has significance in that digital signal processing technic can compensate for the impairment that is an inherent characteristic of an analog system.

• Key Words : Convergence of analog and digital systems, nonlinear compensation, audio amplifier, indirect learning architecture, adaptive filter

*Corresponding Author : 은창수 (eun@cnu.ac.kr)

Received April 21, 2016

Accepted May 18, 2016

Revised April 30, 2016

Published June 30, 2016

1. 서론

공학에서 다루는 대부분의 시스템에서는 입출력 신호의 관계가 선형이라고 가정하는 경우가 많다. 하지만 입력 신호의 범위가 한정되거나 통계적 성질이 평균을 중심으로 분산이 크지 않아 시스템의 비선형 특성 중 일부에서만 동작하게 되어 선형으로 근사할 수 있는 경우가 대부분이다. 신호 크기의 범위가 넓은 전력 증폭기와 같은 경우는 신호가 소자의 비선형성의 영향을 받지 않을 수가 없어 출력 신호의 왜곡이 발생하는 경우가 많다. 통신 시스템에서 송신기의 출력단은 전력 증폭기를 포함하는 경우가 많은데, 증폭기의 비선형이 진폭이 큰 신호에 영향을 줄 경우 출력 신호의 왜곡이 발생하고, 이는 송신 신호의 대역폭 증가로 이어져 인접 채널 간섭을 유발하고 신호의 품질을 떨어뜨린다. 이를 피하기 위해 송신 정격 출력보다 훨씬 용량이 큰 증폭기를 채용하되 필요한 선형성이 보장될 수 있도록 출력을 줄이는 전력 백-오프(back-off) 방식을 많이 이용하여 왔다. 이 방식은 증폭기의 전력 효율이 떨어지고 송신기의 부피가 커진다는 단점이 있다. 통신 분야에서는 이를 극복하기 위해 신호처리 기술을 이용하여 전력 증폭기의 비선형을 보상하는 방식들이 제안되어 왔다[1,2,3,4,5,6,7,8]. 신호처리 기술은 디지털 회로와 소프트웨어를 이용하므로 통신의 출력단에서와 같이 높은 주파수의 신호를 직접 처리할 수는 없어서 신호의 변조 및 복조 과정이 포함되어야 하는 경우가 많다.

진폭이 큰 신호를 증폭하는 또 다른 경우 중의 하나로 음향전력증폭기(이하 '전력 증폭기'라고 함)를 들 수 있다. 고음질(hi-fi) 전력 증폭기(일명 오디오 앰프)는 진공관을 이용하거나 트랜지스터를 이용하는 경우가 많은데, 음질에 대해 어느 쪽이 좋은가에 대해서는 아직도 논란이 많다. 많은 사람들이 진공관 증폭기의 음질을 선호하지만 객관적인 총고조파왜율(THD; total harmonic distortion)의 관점에서는 트랜지스터 증폭기가 훨씬 우수하다. 이는 비선형의 특성에 기인하는 것으로 생각되는데, 진공관은 이차 비선형 특성을 가지고 있고 트랜지스터는 지수함수적인 특성을 가지고 있다. 이차 비선형에 의해서는 입력 신호의 주파수 성분과 2 차 고조파가 성분이 출력 신호에 나타나는데 이 두 주파수 성분이 화음을 이루고, 지수함수적인 비선형 특성에서는 짝수차 고조파 성분뿐만 아니라 홀수차 고조파 성분들도 함께 나타나는데 홀수차 고조파가 불협화음을 일으키고 사람

의 귀는 이에 민감하게 반응한다고 한다[9]. 증폭기의 역할이 충실한 원음의 재생에 있다고 하면 트랜지스터 전력 증폭기가 훨씬 우월한 것임은 말할 것도 없을 뿐만 아니라, 진공관 전력 증폭기의 음질을 원한다면 별도의 신호 처리 과정을 통하여 선택할 수 있어야 한다고 주장하는 기술자들도 많이 있다[9,10,11,12]. 진공관 증폭기의 음질을 선호하는 사람들은 진공관의 비선형 특성을 좋아하는 것이므로 이를 보상하는 것은 의미가 없다고 볼 수 있다.

트랜지스터도 지수함수적인 비선형 특성을 갖지만, 고가의 고품질 전력 증폭기는 피드백을 이용하여 비선형성을 극복하므로 증폭기에서 발생하는 왜곡은 거의 문제가 되지 않을 정도로 적다. 그러나 보급형 공중용(PA; public address) 증폭기와 같은 경우는 왜곡을 보상할 수 있는 경쟁력 있는 다른 방법을 모색해 보는 것도 의미가 있다. 이 논문은 간단한 디지털 신호 처리 기술을 이용하는 비선형 보상을 통해 음질을 향상하는 방법을 제시한다.

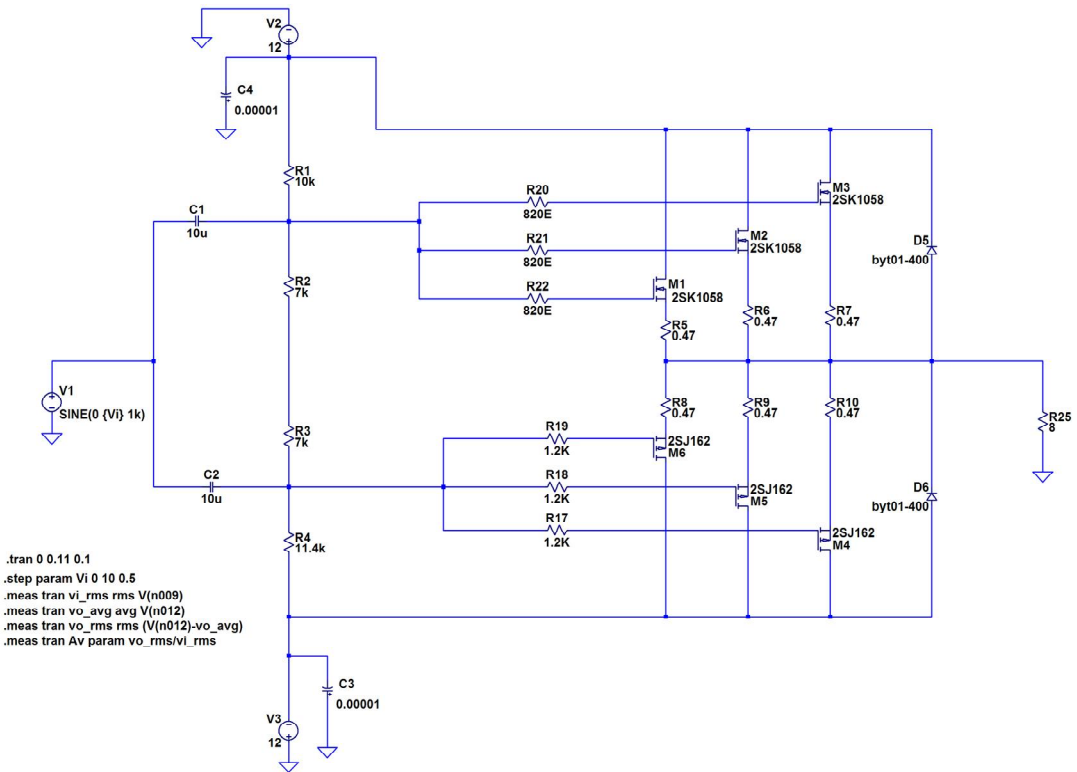
이 논문에서는, 통신 시스템의 송신 및 중계용 전력 증폭기의 비선형성 보상에 이용되었던, 디지털 신호 처리 기술을 이용한 전치 보상 방식을 채용하여 비교적 저비용으로 전력 증폭기의 성능을 향상할 수 있는 방안을 제시한다. 제 II 장에서는 간단한 전력 증폭기의 비선형 특성을 살펴보고, 이를 보상할 수 있는 전치 보상 알고리즘을 소개한다. 제 III 장에서는 모의실험을 통하여 비선형 보상 알고리즘의 성능을 평가하고 제 IV 장에서 결론을 맺는다.

2. 음향 전력 증폭기 비선형 특성 및 보상 알고리즘

2.1 음향 전력 증폭기의 비선형 특성

전력 증폭기의 비선형성은 트랜지스터의 입력 전압과 출력 전류의 관계에 기인한다. 이극성접합트랜지스터(bipolar junction transistor, BJT)는 지수함수의 관계를 갖고, 전계효과트랜지스터(field-effect transistor, FET)는 이차 함수의 특성을 갖는다. 입력 신호의 변화폭이 작은 소신호에 대해서는 관계 곡선 상에서 동작하는 범위가 작아 선형으로 근사할 수 있지만, 전력 증폭기의 출력단과 같은 경우에는 소신호가 아니어서 입출력 관계의 비선형이 출력 신호에 영향을 주게 된다.

전력 효율을 높으려면 B 급 밀고-당김(push-pull) 증



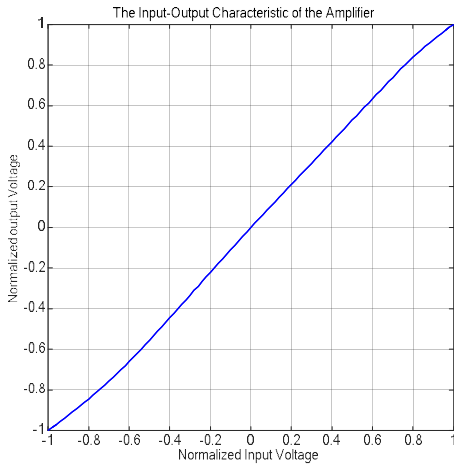
[Fig. 1] The class AB power amplifier circuit used in the experiment.

폭기 회로를 채용하여야 하지만 교차(cross-over) 왜곡이 발생하여 음질을 떨어뜨리므로 잘 사용하지 않는다. 대신 트랜지스터에 약간의 바이어스를 전류를 흘려서 크로스-오버를 피하는 AB 급 회로를 채용하는데, 바이어스 전류가 클수록 선형성이 좋아지지만 전력 효율은 떨어진다. 따라서 선형성과 전력 효율 사이에서 타협점을 찾아야 한다. 여기서는 선형성과 전력 효율을 모두 높이기 위해 최소한의 바이어스 전류를 흘리고 이때 발생하는 비선형성을 디지털 신호 처리 기술을 이용하여 보상한다. 디지털 신호 처리 기술을 적용하기 위하여 먼저 전력 증폭기의 비선형성을 모델링 한다. 전력 증폭기의 비선형성을 모델링하는 이유는 이 논문에서 제시하는 디지털 신호 처리 기술을 실제로 적용하기 위해 비선형 전력 증폭기의 모델이 필요한 것은 아니지만, 비선형 보상 알고리즘의 성능을 평가하는 모의 실험을 위해서는 비선형 전력 증폭기의 모델이 필요하다.

[Fig. 1]에 실험에서 사용한 AB 급 증폭기의 회로를 보였다. 이 회로에서는 MOS 트랜지스터를 사용하였는

데, 전류를 밀고 당기는 방식의 회로에서는 NMOS와 PMOS의 특성이 극성만 제외하고 모두 완전히 동일하여야 하지만 실제로는 그렇지 못해 출력 신호의 형이 양의 값을 가질 때와 음의 값을 가질 때가 완전히 대칭이 아닐 경우가 많다. MOS 트랜지스터는 게이트-소스 간 전압이 임계전압(threshold voltage) 보다 커야 전류가 흐르기 시작하므로 저항 R1-R4로 바이어스 전압을 인가하였다. 부하로는 일반적인 스피커의 입력 임피던스를 나타내는 8Ω의 저항을 사용하였다. 전원 전압은 ±12 V를 인가하였다. 트랜지스터를 NMOS, PMOS 모두 각각 3 개씩 사용한 것은 전력 소모를 분산하기 위해서이다.

[Fig. 2]에 이 회로의 입출력 전압 관계를 보였다. 입력과 출력 신호를 모두 정규화하여 표시하였는데, 이는 비선형성을 갖는 시스템에서 신호를 다룰 때 신호의 크기가 1보다 커질 경우 수렴 속도나 안정성에서 문제가 발생할 수 있기 때문이다. 실제 시스템에 적용하는 신호 처리에서는 신호를 1보다 작은 신호로 정규화 하여 사용하고 시스템에 적용할 때는 정규화 할 때 사용한 계수를 역으



[Fig. 2] The normalized input-output characteristic of the amplifier used in the experiment.

로 적용하여 원래의 크기로 되돌려 주어야 한다. 그림의 특성 곡선에서 신호가 양의 값을 가질 때와 음의 값을 가질 때 특성 곡선에서 약간 차이가 있는 것을 볼 수 있는데, 이는 NMOS와 PMOS의 특징이 완전한 대칭이 아니기 때문이며 짝수 차 비선형으로 표시된다. RF 신호와 같이 고주파를 다룰 때에는 짝수 차 비선형에 의해서는 직류 또는 차수에 비례하는 주파수고조파가 발생하여 관심 주파수 대역 외에 존재하게 되므로 신호의 품질에 영향을 주지 않지만 음향 신호에서는 짝수 차 비선형에 의해 발생하는 왜곡 신호 성분이 가청 주파수 대역 내에 존재할 수 있으므로 보상하지 않으면 안 된다. 여기서는 앞의 서론에서도 언급한 것처럼 짝수 차 비선형에 의해 발생하는 화음 효과도 신호의 왜곡으로 간주한다.

이 회로의 입력 전압을 v_I , 출력 전압을 v_O 라고 하면, 전력 증폭기의 비선형 특성은

$$v_O = f(v_I) \quad (1)$$

와 같이 쓸 수 있다. 여기서 f 는 v_I 와 v_O 사이의 비선형 관계를 나타낸다. 입·출력 신호의 비선형 관계를 구하기 위해 1 kHz의 입력 신호를 진폭을 늘려가며 입력 신호의 크기에 대한 출력의 비를 구한다. 특성을 파악하기 위해 사용한 입력 신호의 진폭 벡터와 측정된 출력 신호의 진폭 벡터는 아래와 같이 표시할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_I &= [V_{I1} \ V_{I2} \ \cdots \ V_{In}] \\ \mathbf{v}_O &= [V_{O1} \ V_{O2} \ \cdots \ V_{On}] \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 n 은 비선형 특성 파악에 사용된 입, 출력 신호의 진폭의 쌍의 개수를 나타낸다. 전력 증폭기의 비선형 입·출력 관계는 여러 가지 비선형 모델로 나타낼 수 있지만, 여기서는 비교적 간단하면서도 정확한 모델링이 가능한 메모리 없는 다항식 모델을 사용한다. 전력 증폭기의 다항식 모델은 식 (3)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} v_O &= f(v_I) = a_0 + a_1 v_I + a_2 v_I^2 + a_3 v_I^3 + \cdots \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} a_i v_I^i \end{aligned} \quad (3)$$

전력 증폭기의 비선형성을 파악하기 위해서는 다항식의 계수 a_i 를 구해야 한다. 비선형의 최고차항이 p 라고 하고 전력 증폭기의 입력 신호의 진폭으로 구성된 행렬 \mathbf{V}_I 를 식 (4)와 같이 정의하면

$$\mathbf{V}_I = \begin{bmatrix} V_{I1} & V_{I2} & \cdots & V_{In} \\ V_{I1}^2 & V_{I2}^2 & \cdots & V_{In}^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{I1}^p & V_{I2}^p & \cdots & V_{In}^p \end{bmatrix} \quad (4)$$

전력 증폭기의 출력 신호의 진폭의 벡터 \mathbf{v}_O 는 아래의 식 (5)와 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{v}_O = \mathbf{V}_I^T \mathbf{a} \quad (5)$$

윗 첨자 T 는 행렬의 전치(transpose)를 나타낸다. 다항식의 계수 벡터 \mathbf{a} 는 입·출력 벡터 쌍으로부터 최소제곱오차방식(least squares; LS)을 사용하여 식 (6)과 같이 구할 수 있다[13].

$$\mathbf{a} = (\mathbf{V}_I \mathbf{V}_I^T)^{-1} (\mathbf{V}_I \mathbf{v}_O) \quad (6)$$

이렇게 비선형 계수로 전력 증폭기의 입출력을 나타내었을 때 다항식 모델의 출력과 실제 전력 증폭기 출력의 정규오차제곱 (NSE; normalized squared error) ϵ_N^2 은

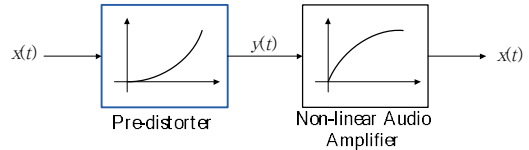
$$\epsilon_N^2 = \frac{(\mathbf{v}_O - \mathbf{V}_I^T \mathbf{a})^T (\mathbf{v}_O - \mathbf{V}_I^T \mathbf{a})}{\mathbf{v}_O^T \mathbf{v}_O} \quad (7)$$

와 같이 주어진다.

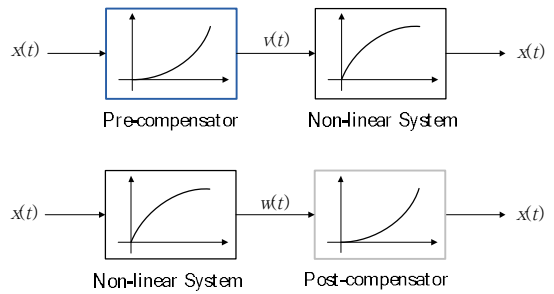
2.2 전치 비선형 보상

전력 증폭기에서 왜곡된 신호를 이후에 보상하는 것은 어렵다. 전력 증폭기가 스피커로 전달되는 경로에서 가장 마지막 단계이므로 이 단계에서 발생하는 왜곡을 보상하는 것은 피드백(피드백)을 통해 앞 단계에서 보상하는 것이 쉽다. 여기서도 전력 증폭기의 출력에서 샘플한 신호를 왜곡이 발생하기 전의 신호와 비교하여 신호가 전력 증폭기에 입력 되기 전에, 왜곡이 발생하는 방향과 반대 방향으로 미리 신호를 보상하여, 이 신호가 전력 증폭기의 비선형을 지나면 그 효과가 상쇄하여 비선형 효과가 나타나지 않도록 하는 것이다. 이를 위하여는 전력 증폭기의 비선형성과 역(逆, inverse)의 관계를 갖는 전치 보상이 필요하다. [Fig. 3]에 전치 보상 방식의 개념도를 보였다. 그림에서 전치 보상부의 특성 곡선이 비선형 시스템의 특성 곡선과 역함수 관계가 됨을 상징적으로 보였다. 여기서 주목해야 할 것은 전치 보상부와 비선형 시스템의 순서를 바꾸어서 비선형 시스템의 역함수를 구하고 그 순서를 다시 바꾸면 보상이 되지 않는다는 것이다. [Fig. 4]에 비선형 시스템에 대한 전치 보상기와 후치 보상기의 위치를 보였다. 그림에서 동일한 비선형 시스템에 대한 전치 보상기와 후치 보상기의 특성은 서로 다르다는 것이다. 이는 비선형성이 신호의 크기에 따라 다르게 작용하기 때문인데, 이 때문에 비선형성의 전치 역함수를 구하는 것이 어려워진다. 간단한 예로서, $y = x + x^3$ 이라는 특성을 갖는 비선형 시스템과

$z = \tan^{-1}y$ 라는 특성을 갖는 시스템이 직렬로 연결되어 있을 경우 $x = 3$ 을 입력하였을 때 $z = 1.54$ 라는 결과가 나오지만, 두 시스템의 순서가 바뀌면 $z = 3.2$ 라는 결과가 나오게 된다.

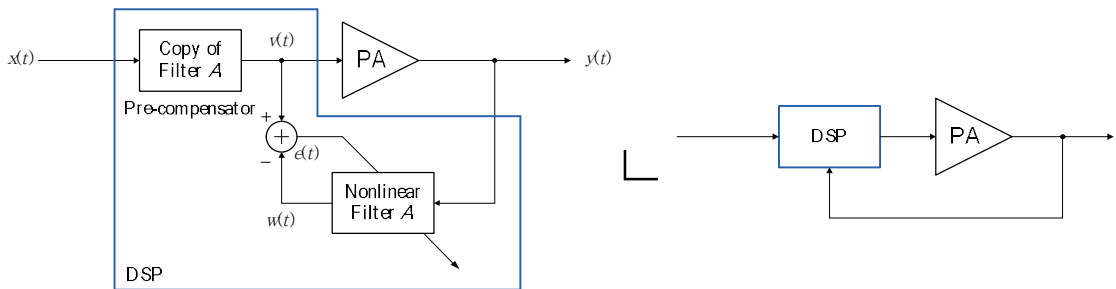


[Fig. 3] The concept diagram of pre-compensator.



[Fig. 4] Pre-compensator and post-compensator.

다항식으로 표현된 비선형 함수의 역함수를 구하는 방법으로는 p -차 역함수 방식 (p -th order inverse method)라는 해석적인 방법이 있는데, 이 방법은 반드시 비선형 시스템의 다항식 모델을 알아야 한다[14,15]. 전력 증폭기와 같이 주변의 온도나 시간의 경과에 따라 특성이 변하는 경우, 이 방법을 적용하려면 그 때마다 비선형 모델을 구해야 한다. 여기서는 비선형 모델을 구할 필요가 없고, 비선형성이 변하더라도 이에 적응적으로 비선형성을 보상할 수 있는 간접학습(indirect learning) 알고리즘을 적용한 전치 보상기를 적용한다. 전치 보상기의



[Fig. 5] The block diagram of the pre-compensating algorithm using indirect learning architecture.

비선형 특성은 학습을 통해 확립되는데, 앞에서 살펴 본 바와 같이 단순히 전력 증폭기의 출력 신호와 입력 신호를 사용하여 전치 보상기를 학습시키면 앞 문단에서 설명한 바와 같이 우리가 원하는 보상이 얻어지지 않는다. 이렇게 구한 보상 시스템은 비선형 시스템의 뒤에 위치해야만 보상을 할 수 있다. 비선형 시스템의 앞에서 신호가 비선형 시스템에 입력 되기 전에 비선형성을 보상하는 것은 이와 같은 방법으로는 곤란하다. 간접 학습 알고리즘은 전치 보상기의 특성을 얻기 위해 필요한 데이터를 간접적으로 얻으므로 이러한 이름이 붙여졌다.

[Fig. 5]에 간접 학습 알고리즘을 적용한 전치 보상기의 블록도를 보였다. 전치 보상기의 훈련에 필요한 데이터는 전치 보상기 블록과 동일한 블록(그림에서 '비선형 필터(Nonlinear Filter) A'로 표시)과 전력 증폭기의 출력을 이용하여 얻는다. 전치 보상기를 통과한 신호 $v(t)$ 가 전력 증폭기를 거치면 비선형이 보상된 신호가 출력되어야 하므로, 전치 보상기가 제대로 학습이 된 후에는 전력 증폭기의 출력 $y(t)$ 와 입력 신호 $x(t)$ 가 같아진다. $y(t)$ 가 $x(t)$ 와 같다는 것은 비선형성이 보상 되었다는 것을 의미한다.

전치 보상기의 모델로는 사용할 수 있는 다항식은 여러 가지가 있으나[16], 여기서는 전력 증폭기의 비선형 특성을 파악에 이용하였던 것과 같이 간단한 p 차 다항식을 이용한다. 전치 보상기의 입출력 관계식은

$$v(t) = h_0 + h_1x(t) + h_2x^2(t) + \dots + h_px^p(t) \quad (8)$$

과 같이 쓸 수 있다. 보상기의 계수를 벡터 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_p]^T$ 로 표시하면 식 (8)을 식 (9)와 같이 벡터 형식으로 나타낼 수 있다.

$$v(t) = \mathbf{h}^T \mathbf{x}(t) \quad (9)$$

여기서 벡터 $\mathbf{x}(t)$ 는 아래의 식과 같다.

$$\mathbf{x}(t) = [1 \ x(t) \ x^2(t) \ \dots \ x^p(t)]^T \quad (10)$$

전력 증폭기의 출력 $y(t)$ 는 '비선형 필터 A'의 입력이 되고 '비선형 필터 A'의 출력을 $w(t)$ 라고 하면, 전치 보상기와 비선형 필터 A의 계수 경신은 두 출력 $v(t)$ 와 $w(t)$ 의 차 $e(t)$ 가 0으로 수렴하도록 이루어진다. 즉,

비선형 필터 A의 출력 $w(t)$ 가 전치 보상기와 비선형 필터 A의 학습을 위한 간접적인(알고리즘을 통하여 간접적으로 얻은) '원하는 출력 (desired output)'이 된다. 전치 보상기 및 비선형 필터 A의 계수 경신에는 가장 계산이 간단한 최소 오차 제곱 평균 (least mean squared error, LMS) 방식을 사용하면 n 번째 단계의 계수 벡터 $\mathbf{h}^{(n)}$ 과 입력 벡터 $\mathbf{x}(t)$, 그리고 오차 $e(t)$ 를 이용하여 $n+1$ 번째 단계의 계수 벡터 $\mathbf{h}^{(n+1)}$ 을 아래의 식 (11)에 의해 구할 수 있다.

$$\mathbf{h}^{(n+1)} = \mathbf{h}^{(n)} + \mu e[n] \mathbf{x}[n] \quad (11)$$

여기서 μ 는 학습 계수를 나타내고, 신호를 이산 시간 영역에서 표현한 것은 계수 경신과 보상이 디지털 영역에서 이루어지기 때문이다.

3. 모의실험 및 성능 평가

3.1 전력 증폭기의 비선형 특성 및 전치 보상

[Fig. 1]의 전력 증폭기에 1 kHz의 정현파를 진폭을 변화해 가며 입력하여, 각 입력 신호의 진폭에 대한 출력 신호의 진폭을 측정하여 [Fig. 2]와 같은 입력 진폭과 출력 진폭 사이의 관계 곡선을 얻었다. 그림에서 신호가 양의 값을 가질 때와 음의 값을 가질 때 그 곡선의 모양이 대칭이 되지 않는 것을 확인할 수 있다. 이는 NMOS의 특성과 PMOS의 특성이 완전히 대칭이 되지 않기 때문이며, 이러한 비대칭은 비선형을 다항식으로 표현했을 때 짝수 차 항으로 표현된다. 여기서 모델 다항식을 구하는 이유는 알고리즘의 검증에 위해 증폭기의 입출력을 표현하기 위한 것이고, 실제로 알고리즘을 적용할 경우에는 증폭기를 직접 사용하게 되므로 이 모델링 과정이 필요 없다. 증폭기의 비선형 특성을 모델링하기 위해 한 개의 다항식을 사용하더라도 무방하지만 [Fig. 2]에서와 같이 양과 음의 신호에 대한 특성이 비대칭일 경우에는 양과 음의 입력과 출력에 대해 다른 다항식을 사용하여 모델링할 수도 있다. 모델링의 자유도가 커지므로 좀 더 정확한 모델링이 가능하다. 직류를 포함하는 4 차 다항식 모델을 가정하고 식 (9)을 이용하여 양의 입·출력 신호와 음의 입·출력 신호에 대해 구한 다항식의 계수는 각각 식 (12), (13)과 같다.

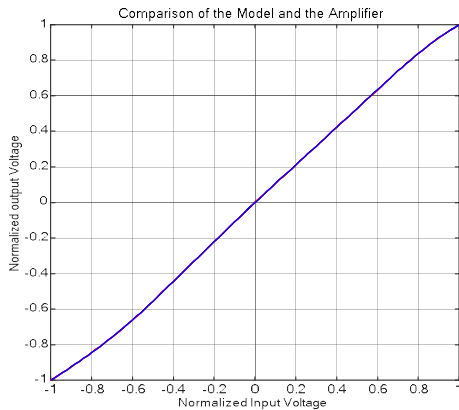
$$\mathbf{a}_p = \begin{bmatrix} -0.1919 & 0.0082 & 0.2464 & -0.1410 \\ & & 1.0765 & -0.0001 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{a}_n = \begin{bmatrix} 0.9834 & 2.3344 & 1.6457 & 0.4489 \\ & & 1.1572 & 0.0019 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{h}_p = \begin{bmatrix} 0.1622 & -0.0308 & -0.1608 & 0.0889 \\ & & 0.9342 & 0.0004 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{h}_n = \begin{bmatrix} 0.1722 & 0.0055 & -0.1483 & -0.1267 \\ & & 0.8544 & -0.0046 \end{bmatrix} \quad (15)$$

벡터의 아래첨자 p 와 n 은 각각 양(positive)과 음(negative)의 신호에 대한 것임을 나타낸다. 식 (13)의 계수의 값이 식 (12)와 달리 모두 양의 값을 갖는 이유는, 음의 신호의 짝수 계수는 양의 값이 되고 이 값이 양의 계수와 곱해지면 양의 수가 되어 음(-)의 출력 신호에서 크기를 줄이는 역할을 하게 되기 때문이다. 따라서 음의 신호에 대한 계수 중 짝수 차 계수가 양수인 것은 신호의 이득을 떨어뜨리는 효과가 있다. 그리고 4 차 계수를 살펴보면 그 영향이 상대적으로 매우 적은 것을 알 수 있는데, 이는 증폭기의 비선형성은 3 차 다항식으로 충분히 모델링할 수 있음을 나타내고 이를 보상하기 위한 전치 보상기의 다항식의 차수도 3 차면 충분하다는 것을 의미한다. 실험에 사용할 증폭기의 모델의 정확도를 살펴보기 위해 [Fig. 6]에 실험으로 구한 증폭기의 입·출력 특성과 증폭기의 다항식 모델의 입·출력 특성을 함께 보였다. 그림에서는 육안으로 구별할 수 없을 정도로 정확하게 모델링 된 것을 확인할 수 있으며 식 (7)에 의해 계산된 정규제곱오차(NMSE)는 1.46×10^{-6} 이다.

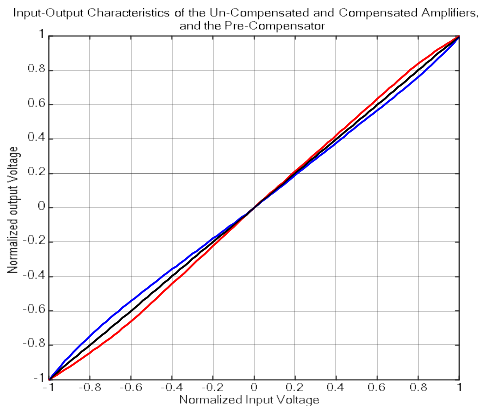


[Fig. 6] Comparison of the input-output characteristic of the amplifier and that of the polynomial model.

위에서 얻은 증폭기의 다항식 모델을 이용하여 제안하는 간접학습 알고리즘을 이용한 전치 보상기를 구하였다. 전치 보상기의 다항식 계수는 식 (14), (15)와 같다.

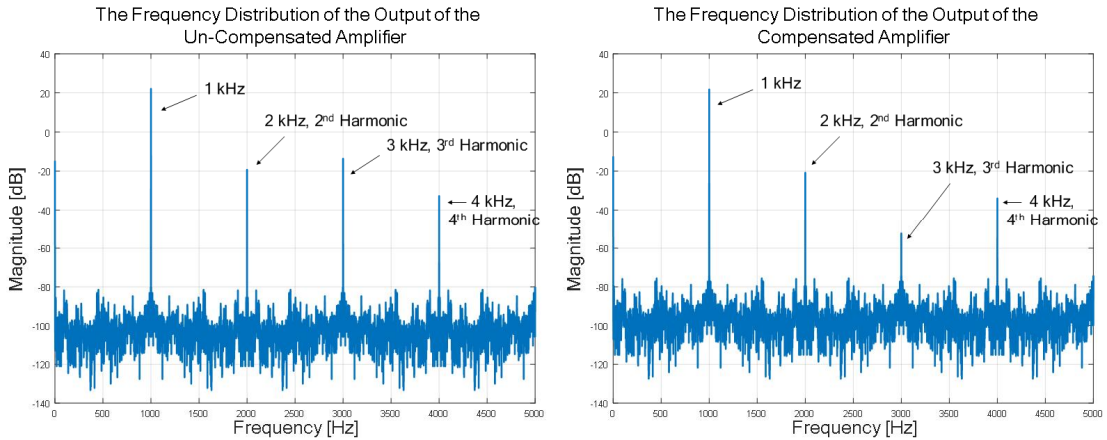
벡터의 아래첨자 p 와 n 은 식 (12), (13)의 경우와 같다.

[Fig. 7]에 증폭기와 전치 보상기, 그리고 보상된 시스템의 입·출력 특성을 함께 보였다. 그림에서 증폭기의 이득이 작은 신호 크기에서는 전치 증폭기의 이득이 커지고, 증폭기의 이득이 큰 신호 크기에서는 전치 증폭기의 이득이 작아진다는 것을 확인할 수 있다. 전치 보상기의 계수를 구하는 학습 데이터는 가우스 랜덤 신호를 사용하였다. 음향 신호를 사용할 경우 샘플링 속도를 높게 할 경우 신호 샘플 간의 상관도가 커져 학습이 잘 이루어지지 않으므로 랜덤 신호의 성질을 확보하기 위한 최적의 신호 표본 속도를 잘 정하여야 한다.



[Fig. 7] The input-output characteristics of the un-compensated and compensated amplifiers, and the pre-compensator.

[Fig. 8]은 1 kHz 신호를 최대 크기로 입력하였을 경우 비선형성 보상 전과 후의 증폭기 출력 신호의 주파수 분포를 보인 것이다. 비선형성 보상 전의 증폭기 출력 신호는 2 차, 3 차, 4 차 고조파가 발생하는 것을 관찰할 수 있다. 이때의 총고조파왜율(THD)는 3.24 %이다. 전치 보상기를 적용하였을 경우 증폭기 출력 신호의 주파수 분포에서는 3 차 고조파가 약 40 dB 정도가 제거된 것을 확인할 수 있다. 짝수 차 고조파는 상대적으로 보상 정도가 약한 것을 확인할 수 있는데, 이는 증폭기 출력에 존



[Fig. 8] The frequency distribution of the amplifier output signal before and after the non-linearity compensation.

제하는 10 mV 정도의 직류 바이어스에 의한 것으로 보인다. 즉, 입력 신호가 존재하지 않을 경우에도 출력에는 10 mV 정도의 직류 전압이 발생하는데 이는 신호 크기에 따른 이득의 조정으로는 잘 보상되지 않는 것으로 보인다. 홀수 차는 양의 신호와 음의 신호에서 대칭성을 갖는 비선형성을 나타내고, 짝수 차는 비대칭성을 갖는 비선형성을 나타내는데, 위의 결과를 종합해 보면 짝수 차 비선형에 가장 큰 영향을 주는 것은 직류 성분인 것으로 생각된다. 보상 후 짝수 차 고조파를 포함한 총고조파왜율은 1.5%이다. 바이어스를 조정하여 출력의 직류 성분을 제거한다면 총고조파왜율은 이보다 훨씬 줄어들 것으로 생각된다. 그리고 서론에서 언급한 바와 같이 2 차 또는 4 차 비선형은 한 옥타브 또는 두 옥타브 높은 고조파를 만들어내어 기저 주파수와 화음을 이루므로 홀수 차 고조파와는 달리 사람의 귀에는 거슬리지 않는다고 알려져 있다. 하지만 원음을 충실히 재현하려면 출력 왜색 성분을 제거해야 함을 알 수 있다.

4. 결론

지금까지 고출력 음향 증폭기의 비선형성을 보상할 수 있는 방안으로서 디지털 신호 처리 기술인 간접학습 구조를 이용한 전치 보상기 제안하고 그 성능을 살펴보았다. 일반적인 음향 증폭기에서 채용하는, 피드백을 이용하는 아날로그 회로를 대신하여 디지털 신호 처리 기술로써 비선형성을 보상할 수 있음을 보였다. 모의실험 결과 고출력 음향 증폭기의 비선형은 3 차 다항식으로 충분히

모델링할 수 있으며 따라서 전치 보상기의 모델도 3 차 다항식이면 충분하다는 것을 살펴보았다. 그렇지만 여기서 제안하는 기술을 적용하기 위해 증폭기의 모델링이 필요한 것은 아니라는 것은 본문에서 논의한 바와 같다.

출력에 존재하는 직류 성분에 의해 짝수 차 비선형이 존재하는데 이는 이 논문에서 제안하는 기술에 의해 잘 보상이 되지 않으므로 충실한 원음 재생을 위해서는 바이어스 회로의 설계 시 출력에 직류 왜색이 발생하지 않도록 주의해야 할 것으로 보인다.

제안하는 기술은 고음질(하이파이, hi-fi)의 음향 증폭기보다는 대전력을 요구하는 공중용 증폭기에 응용할 수 있을 것으로 생각된다.

아날로그 회로에 내재하는 결함을 복잡한 아날로그 회로 대신 비교적 간단한 디지털 신호 처리 기술을 융합함으로써 보상할 수 있음을 보였다는 데 이 논문의 의의가 있다.

ACKNOWLEDGMENTS

이 연구는 충남대학교 학술연구비에 의해 지원되었음.

REFERENCES

- [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, 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, 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, 1990.

[5] James K. Cavers, "Adaptation Behavior of a Feedforward Amplifier Linearizer", *IEEE Trans. On Vehicular Tech.*, Vol. 44, No. 1, pp. 31-40, 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, 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] Min Kim, Hayeon Shin, and Changsoo Eun, "Compensation of the Nonlinearity of the High-Power Amplifiers with Memory Using a Digital Feedforward Scheme," *Journal of IEIE-TC*, Vol. 49, No. 4, pp. 9-17, 2012.

[9] G. Randy Slone, *High-Power Audio Amplifier Construction Manual*, McGraw-Hill, 1999.

[10] G. R. Slone, *The Audiophile's Project Sourcebook*, McGraw-Hill, 2002.

[11] Douglas Self, *Audio Power Amplifier Design Handbook*, Newnes, 2002.

[12] Bob Cordell, *Designing Audio Power Amplifiers*, McGraw-Hill/TAB Electronics, 2015.

[13] Steven Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*, Prentice Hall, 1993.

[14] M. Schetzen, "Theory of p th-Order Inverse of Nonlinear Systems," *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 23, No. 5, pp. 285-291, 1976.

[15] S. Lim and C. Eun, "Predistorter Design for a Memory-

less Nonlinear High Power Amplifier Using the p th-Order Inverse Method for OFDM Systems," *Journal of KICS*, Vol. 31, No. 2C, pp. 191-199, 2006.

[16] Seiji Ohmori, Xu Guangsheng, Osamu Muta and Yoshihiko Akaiwa, "An Adaptive Pre-distortion Method Based on Orthogonal Polynomial Expansion for Non-linear Distortion Compensation", *The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07)*, Athens, 2007.

저자소개

은 창 수(Changsoo Eun) [정회원]



- 1987년 2월 : 서울대학교 전자공학과(공학석사)
- 1995년 12월 : 텍사스 오스틴 주립대학교 박사(공학박사)
- 1987년 1월 ~ 1997년 8월 : (주)대우전자 선임연구원

· 1997년 9월 ~ 현재 : 충남대학교 전자정보통신공학과 교수

<관심분야> : 통신 신호 처리, 아날로그 회로 및 시스템, 디지털 신호처리

이 유 칠(Yu-chil Lee) [정회원]



- 1990년 2월 : 한밭대학교 전자공학과 (공학학사)
- 2007년 8월 : 공주대학교 교육정보대학원 (공학석사)
- 1986년 4월 ~ 1999년 5월 : 한국과학기술원 책임기술기사

· 현재 : ㈜카이다스 대표이사

<관심분야> : 통신 신호 처리, 아날로그 회로 및 시스템, 디지털 신호처리