

NPVSS-NLMS 알 · 고리즘과 온라인 선형 피드백 경로 모델링을 이용한 비선형 능동 소음 제어

논문
59-5-25

Nonlinear ANC using a NPVSS-NLMS algorithm and online modelling of an acoustic linear feedback path

서재범* · 남상원†
(Jae-Beom Seo · Sang-Won Nam)

Abstract - Acoustic feedback and background noise variation can degrade the performance of an active noise control (ANC) system. In this paper, nonlinear ANC using a non-parametric VSS-NLMS (or NPVSS-NLMS) algorithm and online feedback path modeling is proposed, whereby the conventional linear ANC with online acoustic feedback-path modeling is further extended to nonlinear Volterra ANC with a linear acoustic feedback path. In particular, the step-size of the NPVSS-NLMS algorithm is controlled to reduce the effect of background noise variation in the ANC system. Simulation results demonstrate that the proposed approach yields better nonlinear ANC performance compared with the conventional nonlinear ANC method.

Key Words : Acoustic feedback path, adaptive Volterra filter, nonlinear active noise control (ANC)

1. 서론

소음신호를 차단, 흡수하는 흡음재를 사용하거나 구조를 변경하여 소음을 제어하는 수동 소음 제어 방식과 달리 능동 소음 제어(active noise control: ANC)는 소음 신호와 크기가 같으면서 위상이 반대인 신호를 출력하여 해당 소음 신호를 제어하는 방식이다. 특히, ANC는 수동 소음제어 방식에 비해 부피가 작고 500Hz 이하의 저주파의 소음 감쇠 성능이 우수하여 자동차, 헤드폰, 비행기 등 다양한 분야에 활용되고 있다 [1]. 대부분의 ANC 시스템은 구조가 간단하고 연산량이 적은 least mean square (LMS) 알고리즘 기반의 filtered-x LMS (FXLMS) 알고리즘을 사용해 왔다. 그러나, LMS 알고리즘은 수렴 성능이 낮은 단점이 있어 적은 연산량이 요구되면서 수렴 성능도 빠른 적응 알고리즘에 대한 개발이 계속되어 왔다. 최근 제안된 non-parametric VSS-NLMS (or NPVSS-NLMS) 알고리즘은 배경잡음에 적응적으로 step-size를 변화시켜 배경잡음이 변화하는 상황에서도 강인한 수렴 성능을 보이고 있다 [2]. 또한, ANC 시스템에서는 소음신호를 제거를 위한 반대위상의 신호를 출력해주는 스피커에 소음 신호 측정을 위한 reference 마이크로폰이 가까울 경우 스피커 출력 신호가 입력으로 귀환되는 문제가 발생하게 된다. 이러한 acoustic feedback 신호는 시스템을 불안정하게 만드는 요인이 된다 [3]. 많은 실제 환경에서 1차 경로는 비선형적인 특성을 보이는 경우가 있어서 선형 적응 필터 알고리즘으로는 한계를 갖고 있다 [4-5]. 이

러한 문제를 해결하기 위해 online acoustic feedback 경로 모델링과 볼테라 필터링을 이용한 비선형 ANC 방법이 제안되었다 [6].

본 논문에서는 기존의 방법보다 우수한 수렴 및 ANC 성능을 보이는 3차 볼테라 필터 기반 NPVSS-NLMS 알고리즘과 online feedback path modeling을 이용한 비선형 ANC 방법을 제안한다.

2. NPVSS-NLMS algorithm with 3rd-order Volterra filtering for nonlinear ANC

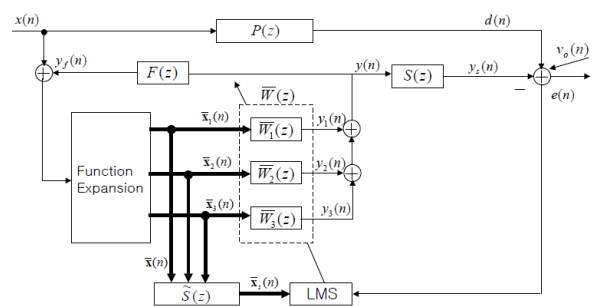


그림 1 음향 피드백 경로 $F(z)$ 를 갖는 3차 볼테라 시스템의 능동소음제어
Fig. 1 ANC of a Volterra system with a linear acoustic feedback path $F(z)$

그림 1은 선형 feedback 경로를 갖는 3차 볼테라 필터를 이용한 비선형 ANC 시스템 구조이다. 그림 1에서 $F(z)$, $P(z)$, $S(z)$ 는 각각 음향 피드백 경로, 1차 및 2차 경로를 각

* 정희원 : 한양대학교 전자컴퓨터통신공학과 박사과정

† 교신저자, 정희원 : 한양대학교 융합전자공학부 교수

E-mail : swnam@hanyang.ac.kr

접수일자 : 2009년 12월 30일

최종완료 : 2010년 3월 16일

각 나타낸다. $\tilde{S}(z)$ 는 $S(z)$ 를 추정한 값이며, $x(n)$ 은 소음 신호, $d(n)$ 은 비선형 1차 경로를 통과한 제거 대상 소음 신호이다. 또한, $e(n)$ 은 오차 신호를 나타내며 microphone을 통해 error 신호가 입력된다. 특히, 비선형성을 가지는 1차 경로는 아래와 같이 3차 볼테라 필터로 모델링되었다 [4].

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} w_1(m)x(n-m) + \sum_{m_1=0}^{N-1} \sum_{m_2=m_1}^{N-1} w_2(m_1, m_2)x(n-m_1)x(n-m_2) + \sum_{m_1=0}^{N-1} \sum_{m_2=m_1}^{N-1} \sum_{m_3=m_2}^{N-1} w_3(m_1, m_2, m_3)x(n-m_1)x(n-m_2)x(n-m_3) \quad (1)$$

식 (1)에서 $w_1(m)$ 과 $w_2(m_1, m_2)$, $w_3(m_1, m_2, m_3)$ 는 각각 선형, 2차 및 3차 볼테라 커널을 나타낸다. 출력과 볼테라 커널간의 선형관계와 볼테라커널의 대칭성을 이용하면, 볼테라 시스템 출력은 다음의 벡터 식으로 표현할 수 있다.

$$y(n) = \bar{\mathbf{w}}^T(n) \bar{\mathbf{x}}(n) \quad (2)$$

$$\bar{\mathbf{w}}(n) = [\bar{\mathbf{w}}_1(n) \ \bar{\mathbf{w}}_2(n) \ \bar{\mathbf{w}}_3(n)]^T \quad (3)$$

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = [\bar{\mathbf{x}}_1(n) \ \bar{\mathbf{x}}_2(n) \ \bar{\mathbf{x}}_3(n)]^T \quad (4)$$

$$\bar{\mathbf{w}}_1(n) = [w_1(0), \dots, w_1(N-1)] \quad (5)$$

$$\bar{\mathbf{w}}_2(n) = [w_2(0,0), \dots, w_2(0, N-1), w_2(1,1), \dots, w_2(1, N-1), w_2(2,2), \dots, w_2(2, N-1), \dots, w_2(N-1, N-1)] \quad (6)$$

$$\bar{\mathbf{w}}_3(n) = [w_3(0,0,0), \dots, w_3(0,0, N-1), w_3(1,1,1), \dots, w_3(1,1, N-1), w_3(2,2,2), \dots, w_3(2,2, N-1), \dots, w_3(N-1, N-1, N-1)]^T \quad (7)$$

$$\bar{\mathbf{x}}_1(n) = [x(n), \dots, x(n-N+1)] \quad (8)$$

$$\bar{\mathbf{x}}_2(n) = [x^2(n), \dots, x(n)x(n-N+1), x^2(n-1), \dots, x(n-1)x(n-N+1), x^2(n-2), \dots, x(n-2)x(n-N+1), \dots, x^2(n-N+1)] \quad (9)$$

$$\bar{\mathbf{x}}_3(n) = [x^3(n), \dots, x(n)x(n)x(n-N+1), x(n)x^2(n-1), \dots, x^3(n-1), \dots, x^2(n-1)x(n-N+1), \dots, x^3(n-2), \dots, x^2(n-2)x(n-N+1), \dots, x^3(n-N+1)] \quad (10)$$

그림 1에서 $\tilde{S}(z)$ 를 통과한 reference 입력 신호 $\bar{\mathbf{x}}_s(n)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다 [4].

$$\bar{\mathbf{x}}_s(n) = [\bar{\mathbf{x}}_{s1}(n) \ \bar{\mathbf{x}}_{s2}(n) \ \bar{\mathbf{x}}_{s3}(n)]^T \quad (11)$$

또한, Volterra 필터 기반의 NPVSS-NLMS 알고리즘에 의해 볼테라커널 벡터 $\bar{\mathbf{w}}(n)$ 는 아래와 같이 업데이트될 수 있다 [2].

$$\bar{\mathbf{w}}_1(n+1) = \bar{\mathbf{w}}_1(n) + \mu(n)e(n)\bar{\mathbf{x}}_{s1}(n) / (\bar{\mathbf{x}}_{s1}^T(n)\bar{\mathbf{x}}_{s1}(n) + \delta) \quad (12)$$

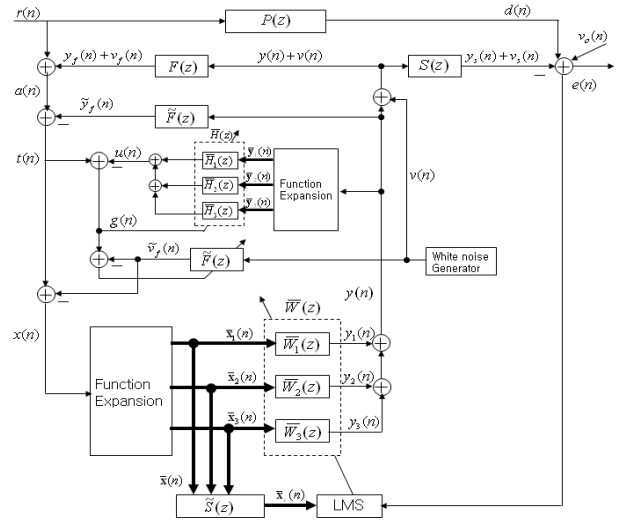


그림 2 온라인 피드백 경로를 갖는 3차 볼테라 시스템의 능동소음제어

Fig. 2 ANC of a third-order Volterra system with online feedback path modeling

$$\bar{\mathbf{w}}_2(n+1) = \bar{\mathbf{w}}_2(n) + \mu(n)e(n)\bar{\mathbf{x}}_{s2}(n) / (\bar{\mathbf{x}}_{s2}^T(n)\bar{\mathbf{x}}_{s2}(n) + \delta) \quad (13)$$

$$\bar{\mathbf{w}}_3(n+1) = \bar{\mathbf{w}}_3(n) + \mu(n)e(n)\bar{\mathbf{x}}_{s3}(n) / (\bar{\mathbf{x}}_{s3}^T(n)\bar{\mathbf{x}}_{s3}(n) + \delta) \quad (14)$$

$$\mu(n) = \left| 1 - \frac{\sqrt{\sigma_v^2}}{\delta + \sqrt{\sigma_e^2}} \right| \quad (15)$$

식 (15)에서 σ_e^2 및 σ_v^2 는 error 신호와 배경 잡음의 power를 각각 나타낸다. 또한, δ 는 regularization factor로서 step-size $\mu(n)$ 이 ill-condition이 되는 것을 방지해 주며, 배경 잡음의 변화에 따라 step-size를 조절하여 배경잡음이 변화하는 환경에서도 우수한 능동 소음 제어 성능을 보이게 된다.

3. Nonlinear ANC with online feedback path modeling

그림 2는 선형 온라인 음향 피드백 경로를 갖는 비선형 ANC 시스템을 나타낸다. 음향 피드백 경로 모델링 (feedback path modeling: FBPM) 필터 1개와 적응 볼테라 필터 2개로 구성되어 있다. 구체적으로 $v(n)$ 은 음향 피드백 경로 $F(z)$ 를 모델링하기 위한 레퍼런스 신호로 인가되는 white gaussian 신호이고, 볼테라 필터 출력 $y(n)$ 은 [6]에서와 같이 $S(z)$ 를 통과한 후 제거 대상 소음 신호 $d(n)$ 에 더해져 소음 저감에 이용되는 동시에, $F(z)$ 를 통과해 reference microphone으로도 전달된다. 이 경우 입력단의 reference microphone으로 입력되는 신호 $a(n)$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$a(n) = r(n) + y_f(n) + v_f(n) \quad (16)$$

식 (16)에서 $r(n)$ 은 1차 경로에 인가되는 시스템 입력 신호를 나타내며, $y_f(n)$ 와 $v_f(n)$ 은 각각 $y(n)$ 와 $v(n)$ 신호가

피드백 경로를 통과한 신호들로서 ANC 시스템의 수렴 속도가 늦어지고 불안정성을 갖게 하는 요인이 된다. 따라서, $y_f(n)$ 와 $v_f(n)$ 신호를 추정한 $\tilde{y}_f(n)$ 및 $\tilde{v}_f(n)$ 를 이용하여 다음과 같이 $y_f(n)$ 와 $v_f(n)$ 신호를 제거하여 $r(n)$ 신호만 추출하는 것이 필요하다.

$$x(n) = r(n) + y_f(n) - \tilde{y}_f(n) + v_f(n) - \tilde{v}_f(n) \quad (17)$$

특히, $\tilde{y}_f(n)$ 및 $\tilde{v}_f(n)$ 를 추정하기 위해 FBPM 필터와 adaptive noise cancellation (ADNC) 필터를 이용하였고, 구체적으로 FBPM과 ADNC 필터는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{\mathbf{f}}(n+1) = \tilde{\mathbf{f}}(n) + \mu_f [g(n) - \tilde{v}_f(n)] \mathbf{v}(n) \quad (18)$$

$$\tilde{v}_f(n) = \tilde{\mathbf{f}}^T(n) \mathbf{v}(n) \quad (19)$$

$$g(n) = t(n) - u(n) \quad (20)$$

$$t(n) = r(n) + y_f(n) + v_f(n) - \tilde{y}_f(n) \quad (21)$$

식 (18)은 LMS 알고리즘을 이용하여 피드백 경로인 $F(z)$ 를 추정하기 위한 식 $\tilde{\mathbf{f}}(n)$ 의 업데이트 식이다. $g(n)$ 은 $F(z)$ 추정을 빠르게 하기 위해 ADNC 필터를 이용하여 $v_f(n)$ 외의 잡음 신호를 제거한 신호이다. 이 경우 ADNC 필터 $\bar{H}(z)$ 와 $\bar{W}(z)$ 는 역관계이기 때문에 $t(n)$ 과 $y(n)$ 사이에 비선형성이 존재하게 된다. 이를 위해 p-th order inverse 관계와 3차 볼테라 필터를 이용한 비선형 ADNC 필터는 다음과 같이 표현될 수 있다 [6].

$$u(n) = \bar{\mathbf{h}}^T(n) \bar{\mathbf{y}}(n) \quad (22)$$

$$\bar{\mathbf{h}}(n) = [\bar{h}_1(n) \quad \bar{h}_2(n) \quad \bar{h}_3(n)]^T \quad (23)$$

$$\bar{\mathbf{y}}(n) = [\bar{y}_1(n) \quad \bar{y}_2(n) \quad \bar{y}_3(n)]^T \quad (24)$$

$$\bar{h}_1(n) = [h_1(0), \dots, h_1(N-1)] \quad (25)$$

$$\bar{h}_2(n) = [h_2(0,0), \dots, h_2(0, N-1), h_2(1,1), \dots, h_2(1, N-1), h_2(2,2), \dots, h_2(2, N-1), \dots, h_2(N-1, N-1)] \quad (26)$$

$$\bar{h}_3(n) = [h_3(0,0,0), \dots, h_3(0,0, N-1), h_3(1,1,1), \dots, h_3(1,1, N-1), h_3(2,2,2), \dots, h_3(2,2, N-1), \dots, h_3(N-1, N-1, N-1)] \quad (27)$$

$$\bar{y}_1(n) = [y(n), \dots, y(n-N+1)] \quad (28)$$

$$\bar{y}_2(n) = [y_2(0,0), \dots, y_2(0, N-1), y_2(1,1), \dots, y_2(1, N-1), y_2(2,2), \dots, y_2(2, N-1), \dots, y_2(N-1, N-1)] \quad (29)$$

$$\bar{y}_3(n) = [y_3(0,0,0), \dots, y_3(0,0, N-1), y_3(1,1,1), \dots, y_3(1,1, N-1), y_3(2,2,2), \dots, y_3(2,2, N-1), \dots, y_3(N-1, N-1, N-1)] \quad (30)$$

식 (23)-(27)에서 $\bar{h}_1(n)$, $\bar{h}_2(n)$, $\bar{h}_3(n)$ 은 각각 1차, 2차, 3차 볼테라 커널 벡터이며, 식 (24)에서 $\bar{y}_1(n)$, $\bar{y}_2(n)$, $\bar{y}_3(n)$ 은 1차, 2차, 3차 볼테라 출력 벡터를 나타낸다. 특히, 제환 신호를 제거해주는 비선형 ADNC 필터의 업데이트 식은 다음과 같다 [6].

$$\bar{h}_1(n+1) = \bar{h}_1(n) + \mu_{h_1} g(n) \bar{h}_1(n) \quad (31)$$

$$\bar{h}_2(n+1) = \bar{h}_2(n) + \mu_{h_2} g(n) \bar{h}_2(n) \quad (32)$$

$$\bar{h}_3(n+1) = \bar{h}_3(n) + \mu_{h_3} g(n) \bar{h}_3(n) \quad (33)$$

식 (31)-(33)에서 μ_{h_1} , μ_{h_2} , μ_{h_3} 는 step size 이다. $\tilde{F}(z)$ 가 $F(z)$ 와 동일하게 되면 $x(n) \approx r(n)$ 이 되어 $x(n)$ 은 $y(n)$ 의 음향 피드백에 더 이상 영향을 받지 않게 된다. 이를 통해 음향 피드백이 발생하는 상황에서도 안정된 능동 소음 제어가 가능하다. 다음 장에서는 모의 실험을 통해 제안하는 방법과 기존의 비선형 ANC 방법 간의 성능을 비교하였다.

4. 모의 실험

본 모의 실험에서는 제안한 방법의 비선형 능동소음제거 성능 평가를 위해 비선형 1차 경로를 통과한 잡음 신호 $d(n)$ 을 아래의 3차 다항식으로 모델링하였다 [4].

$$d(n) = f(n) + 0.08f^2(n) - 0.04f^3(n) \quad (34)$$

$$f(n) = \mathbf{q}^T(n) \mathbf{r}(n) \quad (35)$$

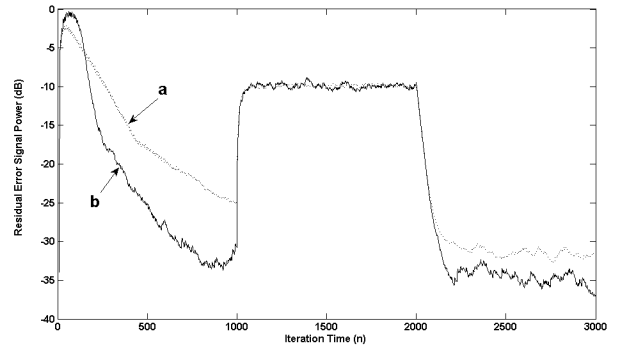


그림 3 감소된 오차신호 e(n)의 파워 신호
(a) 기존의 VFXLMS 알고리즘을 이용한 방법,
(b) 제안한 NPVSS-NLMS 알고리즘을 이용한 방법

Fig. 3 Powers of the residual error e(n) by
(a) the conventional VFXLMS algorithm and
(b) the proposed NPVSS-NLMS algorithm

식 (35)에서 $\mathbf{q}(n)$ 은 $Q(z) = 0.071z^{-5} - 0.59z^{-6} + 0.9z^{-7}$ 인 FIR 필터의 임펄스 응답 이고 $\mathbf{r}(n)$ 은 소음원에서 발생하는 소음 신호로 $r(n) = 2 \cdot \sin(2\pi \times 500 \times n / 8000)$ 이며, 레퍼런스 마이크를 통해 입력된 신호이다. 피드백 경로 $F(z)$ 의 추정을 위한 랜덤 신호 $v(n)$ 은 평균이 0이고 분산이 0.05인 white gaussian noise 신호를 사용하였다. 음향 피드백 경로 $F(z) = 1 + 0.5z^{-1} - 0.5z^{-2} - z^{-3} - z^{-4}$ 인 FIR 필터로 구성되어 있다 [3]. 실험에 사용된 Volterra filtered-x LMS (VFXLMS) 알고리즘의 step-size는 $\mu_f = 1 \times 10^{-1}$, $\mu_{h_1} = 5 \times 10^{-2}$, $\mu_{h_2} = 1 \times 10^{-2}$, $\mu_{h_3} = 1 \times 10^{-3}$, $\mu_{w_1} = 1 \times 10^{-4}$, $\mu_{w_2} = 5 \times 10^{-5}$, 그리고 $\mu_{w_3} = 5 \times 10^{-6}$ 를 사용하였다. 배경잡음 v_o 는 입력신호와 independent한 white gaussian noise 신호

로서 SNR이 10dB인 잡음 신호이다. 특히, 배경잡음의 변화에 대해 기존의 비선형 ANC 방법들과 제안하는 방법의 ANC 성능을 비교하기 위해 1000 - 2000 구간에서 10dB의 배경 잡음 신호 v_0 를 발생하여 추가하였다. 그림 3은 모의실험 결과를 나타내었는데, 기존 및 제안한 방법들에서의 감소된 오차신호 $e(n)$ 에 대한 파워를 나타내며, 제안한 방법이 기존의 VFXLMS 알고리즘 방법보다 음향 피드백 신호 및 배경잡음이 발생하는 상황에서도 소음감쇠 성능이 더 우수함을 확인할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 3차 볼테라 필터링 기반의 NPVSS-NLMS 알고리즘과 online 음향 피드백 경로 모델링을 이용한 비선형 능동 소음 제어 시스템을 제안하였다. 모의실험을 통해 배경잡음이 변화하고 음향 피드백이 있는 경우에도 제안한 방법이 기존의 방법보다 비선형 능동 소음제어 성능이 더 우수함을 확인할 수 있었다.

감사의 글

이 논문은 중소기업청이 주관하는 2009년 산학연 공동 기술 개발 지원 사업 참여로 인한 결과물임.

참 고 문 헌

[1] S.M. Kuo and D.R. Morgan, "Active noise control: A tutorial review," *Proc. of IEEE*, vol. 87, no. 6, pp. 943 - 973, Jun. 1999.

[2] J. Benesty, H. Rey, L. Rey Vega, and S. Tressens, "A nonparametric VSS NLMS algorithm," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 13, no. 10, pp. 581 - 584, Oct. 2006.

[3] M.T. Akhtar, M. Abe, and M. Kawamata, "On active noise control systems with online acoustic feedback path modeling," *IEEE Trans. on Audio Speech Language Process.*, vol. 15, no. 2, pp. 593-600, Feb. 2007.

[4] L. Tan and J. Jiang, "Adaptive Volterra filters for active control of nonlinear noise processes," *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 49, no. 8, pp. 1667 - 1676, Aug. 2001.

[5] P. Strauch and B. Mulgrew, "Active control of nonlinear noise processes in a linear duct," *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 46, no. 9, pp. 2404 - 2412, Sep. 1998.

[6] J.J. Lee and S.W. Nam, "Active noise control of a Volterra system with a linear acoustic feedback path," *Proc. of ICCAS2008*, pp. 2494 - 2497, 14-17 Oct. 2008.

저 자 소 개



서 재 범 (徐在範)

1982년 9월 2일생. 2005년 한국 산업기술대학교 졸업. 2007년 한양대학교 대학원 전자통신 컴퓨터 공학과 석사졸업
2007-현재 한양대학교 대학원 전자통신 컴퓨터 공학과 박사과정
Tel : (02) 2281-0588
E-mail : poscos@paran.com



남 상 원 (南尙沅)

1957년 2월 24일생. 1981년 서울대학교 전자공학과 졸업. 1990년 Univ. of Texas at Austin 졸업(공학). 1991년~현재 한양대학교 융합전자공학부 교수.
Tel : (02) 2220-0346
Fax : (02) 2298-1957
E-mail : swnam@hanyang.ac.kr