

역 적응 볼테라 필터링을 이용한 능동 소음 제어 시스템의 2차 경로 비선형 특성 적응 보상

論 文
53D-12-6

Nonlinearity Compensation in the Secondary Path of Active Noise Control Systems Using An Inverse Adaptive Volterra Filtering

鄭仁錫* · 李寅煥** · 南尚沅†
(I.S. Jeong · I.H. Lee · S.W. Nam)

Abstract - In active noise control (ANC) systems, the error-reduction performance of the conventional Filtered-X Least Mean Square (FXLMS) algorithm may be affected by nonlinear distortions in the secondary path such as in the power amplifiers, loudspeakers and transducers. In this paper, a nonlinear FXLMS algorithm with high error-reduction performance is proposed to compensate for undesirable nonlinearities in the secondary-path of ANC systems by employing the inverse Volterra filtering approach. In particular, the proposed approach is based on the utilization of the conventional P-th order inverse approach to nonlinearity compensation in the secondary path of ANC systems. Finally, the simulation results showed that the proposed approach yields a better nonlinearity compensation performance for the ANC systems with a nonlinear secondary path than the conventional FXLMS.

Key Words : ANC, FXLMS, Nonlinear Secondary Path, Adaptive Volterra Filtering

1. 서 론

능동소음제어(Active Noise Control: ANC)는 그동안 적응 필터링의 응용 분야 중 하나로 활발히 연구되어 왔다 [1] [4]. 구체적으로 능동소음제어를 위해 널리 사용되어온 알고리즘은 Filtered-X LMS(FXLMS) 알고리즘이다[5]-[8]. 이 알고리즘은 능동소음제어 시스템에 적용하기 위해 기존의 LMS 알고리즘을 변형한 것인데, 2차 경로 상에 위치한 소자들의 특성을 보상하기 위해 2차 경로와 동일한 전달함수를 갖는 필터를 이용하여 참조 신호를 미리 필터링한다 [1,2,4,5,6,7,8]. 그림 1은 일반적인 FX-LMS 알고리즘을 이용한 능동소음제어 시스템의 블록도(block diagram)를 나타내고 있다[4,6]. 음향 경로(acoustic-path)인 1차 경로 $P(z)$ 을 통과한 참조 신호 $d(n)$ 을 제거하기 위해, 음향 신호 $x(n)$ 을 전기적인 신호로 제어하여(즉, $W(z)$ 로 필터링하여) 2차 경로 $S(z)$ 를 통해 음향 신호로 변환시켜 참조 신호를 제거하게 된다. 이때 2차 경로의 영향을 보상하기 위해 입력 신호를 2차 경로와 등가인 전달 함수 $\hat{S}(z)$ 로 미리 필터링하게

된다. [5]에서 1차 경로 상에서 높은 소음 압력에 의해 발생하는 비선형 특성을 보상하기 위해, 적응 2차 볼테라 제어기(the second-order adaptive Volterra controller)를 멀티채널(multi-channel)구조로 구현하여 1차 경로의 비선형성을 보상하며 전체 ANC 시스템의 수렴 성능을 향상시킬 수 있음을 보였다. 일반적으로, 2차 경로는 DAC(digital to analog converter), smoothing filter, 전력 증폭기(power amplifier), loudspeaker, 음향경로(즉, loudspeaker로부터 오차 감지 마이크로폰까지의), 오차 감지 마이크로폰, 전치증폭기(pre-amplifier), anti-aliasing filter, 그리고 ADC (analog to digital converter)로 구성된다. 특히, 2차 경로에서의 주요 비선형 왜곡 요인은 신호 변환기 (ADC 및 DAC), 전력 증폭기(power amplifier), 그리고 변환기(transducer) (speakers 및 actuators) 등이다[5]-[9]. 이런 비선형 왜곡은 ANC시스템의 잔여 오차를 증가시켜서, 적응 알고리즘의 수렴 성능을 감소시키고, 적응 제어를 불안정한 상태로 만들 수 있으며, 극단적인 경우 전체 ANC 시스템을 발산하게 한다[7,8]. 또한, 선형 ANC 시스템의 2차 경로 상에서 비선형성이 발생하는 경우, 통계적인 분석을 통해 2차 경로 상에서 발생하는 비선형 왜곡에 의한 선형 ANC 시스템의 동작은 1차 경로를 통과하는 참조 신호에 대한 정확한 추정을 할 수 없으며, 2차 경로의 약한 비선형성 조차도 전체 ANC 시스템의 동작에 있어서 심각한 잔여 오차를 증가시켜 적응 제어기의 수렴 성능을 크게 저하시킬 수 있다고 보고되었으며, ANC 시스템의 소음제거 성능 향상을 위한 2차 경로의 정확한 추정과 비선형 2차 경로의 비선형 특성 보상이 요구되었다 [5,6,7,8].

† 교신저자, 正會員: 漢陽大 電子電氣컴퓨터 工學部教授 · 工博
Email : swnam@hanyang.ac.kr

* 學生會員 : 漢陽大 電子通信電波 工學科 碩士課程

** 正會員 : 漢陽大 電子電氣컴퓨터 工學部 副教授 · 工博
接受日字 : 2004年 10月 8日
最終完了 : 2004年 11月 13日

본 논문에서는 2차 경로의 어느 정도 이상의 비선형 특성 (예: $\sigma^2=4.0$ [8])에서도 ANC 시스템이 여전히 좋은 소음 제어 특성을 보이도록, 3차 볼테라(Volterra) 필터링과 p차 역 시스템(p-th order inverse system)을 적용한 비선형 FX-LMS 알고리즘을 제안한다. 이 접근 방법은 기존의 2차 경로가 선형인 경우의 FX-LMS의 유도 조건, 즉, 그림 1에서 두 선형 시스템의 직렬연결로 구성된 $Q[x(n)]$ (즉, $W(z)$ 와 $S(z)$ 의 연결)와 $\tilde{Q}[x(n)]$ (즉, $S(z)$ 의 복사(copy) 부분인 $\hat{S}(z)$, $W(z)$ 의 복사(copy) 부분인 $\tilde{W}(z)$ 의 연결)의 출력 값들은 각각의 부 시스템(subsystem)들이 선형인 경우 동일하다. 그러나 2차 경로(즉, $S(z)$)가 비선형 특성을 갖는 경우, 일반적으로 위 조건을 만족시킬 수 없으며, $Q[x(n)]$ 과 $\tilde{Q}[x(n)]$ 의 출력 값이 동일하도록 임의의 비선형 시스템 $W(z)$ 와 $\tilde{W}(z)$ 를 배치하여 동일한 출력 값을 갖도록 해야 한다. 본 논문에서는 적응 3차 볼테라 필터와 p차 역 볼테라 필터링을 사용하여 2차 경로에서 존재하는 비선형 특성을 적응적으로 보상하기 위한 비선형 FX-LMS 알고리즘을 제시하였다.

본 논문은 다음과 같이 구성되었다. 2절에서는 볼테라 급수를 이용한 모델링, 비선형 소자를 포함하는 2차 경로의 식별에 대하여 서술하였다. 3절에서는 p차 역 필터 계수 추정을 통한 제안한 비선형 FX-LMS 알고리즘을 유도한다. 4절에서는 제안한 비선형 FX-LMS 알고리즘과 기존의 FX-LMS 알고리즘과의 성능 비교를 위해 모의실험 결과표를 보여준다.

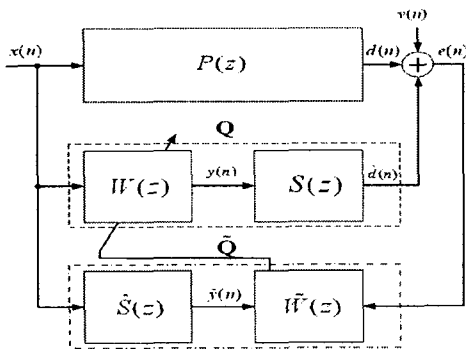


그림 1. 일반적인 FX-LMS 알고리즘을 이용한 능동 소음 제어 시스템 블록도

Fig. 1. Block diagram of an ANC system utilizing the conventional FX-LMS algorithm.

2. 3차 볼테라 필터를 사용한 2차 경로 식별

볼테라(Volterra) 급수는 메모리를 가진 테일러급수(Taylor series)의 확장된 형태이다. 특히, 볼테라 시스템의 출력은 시스템 커널들 관점에서 선형이므로, 기존의 선형 필터 이론이 비선형 시스템 분석에 적용될 수 있다[3,11]. 따라서 2차 경로 식별의 3차 볼테라 급수 표현은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} s_1(i)x(n-i) + \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^{N-1} s_2(i,j)x(n-i)x(n-j) + \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=1}^{N-1} \sum_{k=j}^{N-1} s_3(i,j,k)x(n-i)x(n-j)x(n-k) \quad (1)$$

여기서, $s_1(i)$, $s_2(i,j)$, 그리고 $s_3(i,j,k)$ 은 각각 1차, 2차, 그리고 3차 볼테라 커널(kernel)이다. 또한 2차 및 3차 비선형 커널들(즉, $s_2(i,j)$ 와 $s_3(i,j,k)$)은 대칭적이라고 가정한다. 따라서 입·출력 관계는 다음의 벡터형식으로 간단히 표현할 수 있다.

$$y(n) = \mathbf{s}_v^T \mathbf{x}_v(n) \quad (2)$$

여기서, \mathbf{s}_v 는 비선형 2차 경로에 대한 선형, 2차, 그리고 3차 볼테라 커널들로 구성된 볼테라 커널 벡터이고, $\mathbf{x}_v(n)$ 는 입력 신호의 선형, 2차, 그리고 3차 비선형 조합으로 구성된 볼테라 입력벡터이다. 즉,

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

$$\mathbf{s}_v = [s_1(0), \dots, s_1(N-1), s_2(0,0), s_2(0,1), \dots, s_2(0, N-1), s_2(1,1), \dots, s_2(1, N-1), s_2(2,2), \dots, s_2(N-1, N-1), s_3(0,0,0), \dots, s_3(0,0, N-1), \dots, s_3(N-1, N-1, N-1)]^T \quad (4)$$

그림 2는 오프라인(off-line) 방법으로 ANC 시스템의 2차 경로 (즉, 그림 1에서 전달함수가 $S(z)$ 인 부분) 식별 블록도이며, 그 식별 정보는 ANC 시스템의 2차 경로에 대한 p차 역 볼테라 필터 계수를 추정하는데 이용된다. 실제적인 ANC 시스템을 구동하기 전에 2차 경로에 대한 식별이 먼저 시행되어야 하며, 이때 추정된 2차 경로의 임펄스 응답 함수로 입력 신호를 필터링(즉, filtered-X 알고리즘)하게 된다. 그림 2에서 선형 역 필터(linear inverse filter)는 2차 경로 볼테라 모델의 선형 출력 $\hat{y}_1(n)$ 을 입력으로 적용하여 추정한다.

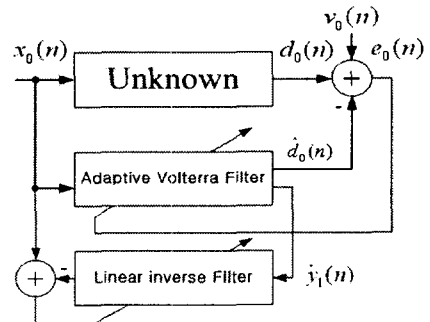


그림 2. 적응 3차 볼테라 필터를 이용한 2차 경로 식별과 선형 역 필터 계수 식별 블록도.

Fig. 2. Adaptive identification of the secondary-path using the adaptive third-order Volterra filtering.

3. 비선형 FX-LMS 알고리즘의 유도

3.1. 선형 FX-LMS 알고리즘

본 절에서는 기존의 선형 FX-LMS 알고리즘에 대해 설명한다. 그림 1에서 시간 n 에서의 적응 필터 $W(z)$ 의 계수 벡터를 보다 간결한 표현을 위해 수식들을 벡터 형태로 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ w_2 \ \dots \ w_{N-1}]^T \quad (5)$$

(5)에서 N 은 적응 필터 \mathbf{w} 의 차수이다. 또한, 시간 n 에서의 입력 신호를 벡터 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{x}(n)=[x(n) \ x(n-1) \ x(n-2) \ \dots \ x(n-N+1)]^T \quad (6)$$

또한, ANC 시스템을 나타내는 그림 1의 1차 경로 $P(z)$ 을 통과한 참조 신호는 다음과 같다.

$$d(n) = \mathbf{p}^T(n)\mathbf{x}(n) \quad (7)$$

여기서, $\mathbf{p}(n)$ 은 1차 경로의 계수 벡터를 의미한다. 또한, 입력 신호가 적응 필터와 2차 경로를 통과한 출력은 다음과 같다.

$$\hat{d}(n) = s(n) * \{\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\} \quad (8)$$

여기서, $s(n)$ 은 선형 2차 경로(즉 그림 1에서의 $S(z)$)의 임펄스 응답을 의미하고 $*$ 는 선형 컨벌루션을 의미한다. 따라서 (7)와 (8)로부터 잔여 출력 오차 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) = \mathbf{p}^T(n)\mathbf{x}(n) - s(n) * \{\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\} \quad (9)$$

특히, ANC 시스템에서의 적응 필터링의 목적은 순간적인 제곱오차 $\hat{\xi}(n) = e^2(n)$ 을 최소화하는 것이다. 이를 위해 널리 사용되는 방법은 LMS 알고리즘이며, 계수 갱신 식은 다음과 같다.

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{\xi}(n) \quad (10)$$

(10)에서 $\nabla \hat{\xi}(n)$ 는 시간 n 에서 순간적인 평균제곱오차(MSE)의 gradient 값이며 다음과 같이 표현된다[4,5,6,10].

$$\nabla \hat{\xi}(n) = 2\{\nabla e(n)\}e(n) \quad (11)$$

(9)로부터 잔여 출력 오차 신호의 gradient 값을 유도할 수 있다. 즉,

$$\nabla e(n) = \frac{\partial e(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} = -s(n) * \mathbf{x}(n) \quad (12)$$

따라서 (12)를 (11)에 대입하면 다음과 같다.

$$\nabla \hat{\xi}(n) = -2e(n)\{s(n) * \mathbf{x}(n)\} \quad (13)$$

끝으로, (13)를 (10)에 대입하여 얻을 수 있는 선형 FX-LMS 알고리즘의 계수 갱신 식은 다음과 같다[1,2].

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n)\{s(n) * \mathbf{x}(n)\} \quad (14)$$

(14)의 두 번째 항의 계수 갱신 식은 입력 신호를 2차 경로 시스템의 등가 필터로 미리 필터링해야 함을 의미하며, 이것

을 소위 filtered-X 알고리즘이라 일컫는다. ANC 시스템에서 (14)는 시스템 $\tilde{W}(z)$ 에서 갱신되며 갱신된 정보를 $W(z)$ 로 복사하여 $P(z)=S(z)W(z)$ 을 만족하도록 한다.

3.2. 비선형 FX-LMS 알고리즘

본 절에서는 비선형 시스템의 능동 소음 제거를 위해 2차 경로를 볼테라 급수를 이용하여 오프라인(off-line)방법으로 식별하며, 3.1절의 선형 FX-LMS 알고리즘을 확장 적용한 비선형 FX-LMS 알고리즘을 유도하려 한다. 그림 3에서와 같이 능동 소음 제어 시스템의 2차 경로 비선형 특성 적응 보상을 위해 2차 경로는 적음 3차 볼테라 필터로 모델링 하였으며, S_1, S_2, S_3 는 각각 2차 경로에 대한 선형, 2차 그리고 3차 비선형 볼테라 시스템 커널들을 의미한다. 또한 2차 경로 앞단에 위치한 비선형 시스템 \mathbf{W}_r ($r=1,2,3$)도 볼테라 모델로서 2차 경로 시스템 \mathbf{S}_m ($m=1,2,3$)과 같은 구조로 가정한다. 우선, 비선형 FX-LMS 알고리즘을 유도하기 위해서는 수학적으로 두 시스템의 연결로 구성된 $Q[x(n)]$ 과 $\tilde{Q}[x(n)]$ 의 출력 값이 동일해야 한다[1]. 이를 가능하게 하기 위해서는 그림 3에서 비선형 시스템 \mathbf{W}_r ($r=1,2,3$)과 $\tilde{\mathbf{W}}_r$ ($r=1,2,3$)의 구조를 각각의 후단과 전단에 존재하는 시스템(즉, \mathbf{S}_m ($m=1,2,3$)과 $\hat{\mathbf{S}}_m$ ($m=1,2,3$))의 p 차 역 시스템으로 구현하면 된다[3].

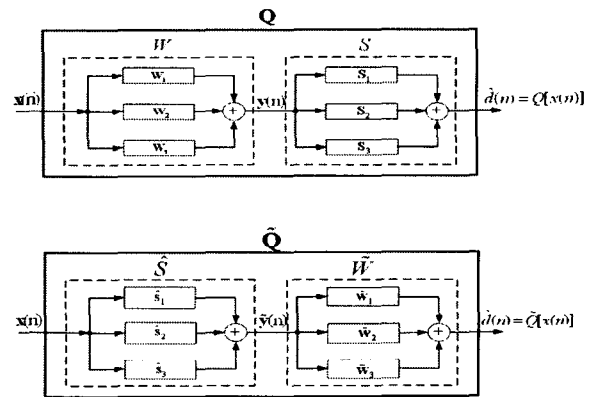


그림 3. 시스템 Q 와 \tilde{Q} 의 선형화를 위한 볼테라 모델링.
Fig. 3. Volterra modeling for the system linearization of the systems Q and \tilde{Q} .

우선, 그림 3에서 시스템 Q 의 선형화를 살펴보면, 입·출력 관계는 다음과 같아야 한다.

$$Q[x(n)] = x(n) + \sum_{l=p+1}^{\infty} Q_l[x(n)] \quad (15)$$

본 논문에서는 2차 경로의 비선형성에 대해서 3차 비선형까지 고려하면(즉, $p=3$), (15)에서 4차 이상의 비선형성은 무시할 수 있다.

그림 3에서 볼테라 시스템 W 의 입·출력 관계를 볼테라 연산자(operator)로 나타내면 다음과 같다[3].

$$y(n) = \sum_{r=1}^3 W_r[x(n)] \quad (16)$$

또한, 2차 경로에 대한 볼테라 시스템 S 의 입·출력 관계를 볼테라 연산자로 다음과 같이 표현하였다.

$$\hat{d}(n) = S[y(n)] = \sum_{m=1}^3 S_m[y(n)] \quad (17)$$

(15)-(17)에서의 볼테라 연산자 Q_l 을 S_m 와 W_p 에 관하여 유도하기 위해서 $x(n)$ 을 $cx(n)$ 으로 대체하면, 두 비선형 시스템의 연결에서 입·출력 관계는 다음과 같다.

$$\hat{d}(n) = Q[cx(n)] = \sum_{l=1}^3 c^l Q_l[x(n)] \quad (18)$$

편의를 위해, 이산 시간을 나타내는 n 을 생략하고 다음 식을 정의할 수 있다.

$$y_p = W_p[x] \quad (19)$$

따라서 (16)를 (17)에 대입하고 식(19)을 이용하면 $\hat{d}(n)$ 에 대한 또 다른 표현식을 얻을 수 있다.

$$\hat{d}(n) = \sum_{m=1}^3 S_m[\sum_{p=1}^3 c^p y_p] \quad (20)$$

연산자 S_m 의 기본적인 m -linear성질을 사용하여 다음 식을 얻을 수 있다[3].

$$S_m[\sum_{p=1}^3 c^p y_p] = \sum_{p_1=1}^3 \dots \sum_{p_m=1}^3 c^{p_1+\dots+p_m} S_m\{y_{p_1}, \dots, y_{p_m}\} \quad (21)$$

(21)을 (20)에 대입하면, c 에 관한 벡급수 형태의 다음 식을 얻는다.

$$\hat{d} = \sum_{m=1}^3 \sum_{p_1=1}^3 \dots \sum_{p_m=1}^3 c^{p_1+\dots+p_m} S_m\{y_{p_1}, \dots, y_{p_m}\} \quad (22)$$

(18)과 (22)에서 c 의 같은 급수에 대한 계수를 구하면 볼테라 연산자 Q_l 은 S_m 과 W_p 에 관하여 표현된다. 예를 들면, 위 두 식에서 c 의 급수가 1인 경우는, $m=1, p=1$ 인 경우이다. 그러므로 c 의 1차에 관하여 풀면,

$$Q_1[x] = S_1[y_1] = S_1 W_1[x] \quad (23)$$

을 구할 수 있고, 반복적으로 c 의 2차, 3차 급수로부터 다음을 구할 수 있다.

$$Q_2[x] = S_1[y_2] + S_2[y_1] = S_1 W_2[x] + S_2 W_1[x] \quad (24)$$

$$Q_3[x] = S_1 W_3 + S_2[W_1 + W_2] - S_2 W_1 - S_2 W_2 + S_3 W_1 \quad (25)$$

(23)-(25)가 (15)와 같은 결과를 보이기 위해(즉, $Q_1[x]=x(n), Q_2[x]=0, Q_3[x]=0$ 이 되도록), 다음과 같이 2차 경로 시스템 S 에 대한 역 비선형 시스템 W_r ($r=1, 2, 3$ 일 경우)의 1, 2, 3차 볼테라 연산자 W_1, W_2, W_3 을 구할 수 있다[3].

$$W_1 = S_1^{-1}[x]$$

$$W_2 = -S_1^{-1} S_2 W_1[x] \quad (26)$$

$$W_3 = -S_1^{-1} \{S_2[W_1 + W_2] - S_2 W_1 - S_2 W_2 + S_3 W_1\}$$

같은 방법으로 시스템 \tilde{Q} 에 대해서도 위와 같은 과정을 수행하면, 다음을 구할 수 있다.

$$\tilde{Q}_1[x] = \tilde{W}_1[\tilde{y}_1] = \tilde{W}_1 \hat{S}_1[x] \quad (27)$$

$$\tilde{Q}_2[x] = \tilde{W}_1[\tilde{y}_2] + \tilde{W}_2[\tilde{y}_1] = \tilde{W}_1 \hat{S}_2[x] + \tilde{W}_2 \hat{S}_1[x] \quad (28)$$

$$\tilde{Q}_3[x] = \tilde{W}_1 \hat{S}_3 + \tilde{W}_2[\hat{S}_1 + \hat{S}_2] - \tilde{W}_2 \hat{S}_1 - \tilde{W}_2 \hat{S}_2 + \tilde{W}_3 \hat{S}_1 \quad (29)$$

이를 선형화하기 위한 시스템 \tilde{W}_r ($r=1,2,3$)의 1, 2, 3차 볼테라 연산자 $\tilde{W}_1, \tilde{W}_2, \tilde{W}_3$ 은 다음과 같다.

$$\tilde{W}_1 = \hat{S}_1^{-1}[x]$$

$$\tilde{W}_2 = -\tilde{W}_1 \hat{S}_2 \hat{S}_1^{-1}[x] \quad (30)$$

$$\tilde{W}_3 = -\{\tilde{W}_2[\hat{S}_1 + \hat{S}_2] - \tilde{W}_2 \hat{S}_1 - \tilde{W}_2 \hat{S}_2 + \tilde{W}_1 \hat{S}_3\} \hat{S}_1^{-1}$$

따라서 시스템 Q 와 \tilde{Q} 가 2차 경로의 비선형성을 보상하면서 동일한 출력을 가질 조건은 두 비선형 시스템 W_r ($r=1,2,3$)과 \tilde{W}_r ($r=1,2,3$)이 각각 (26)과 (30)의 조건을 만족하면서 $W_1 = \tilde{W}_1$ 을 만족하면 된다. 따라서 (26)와 (30)를 만족하는 역 시스템 W 와 \tilde{W} 을 설계하면 시스템 Q 와 \tilde{Q} 의 출력 값은 동일하게 되며, 전체 ANC 시스템은 입력 신호 $x(n)$ 에 대해서 1차 경로의 출력관계와 동일하게 된다. 따라서 기존의 선형 ANC 시스템에서의 FX-LMS 알고리즘과 동일한 형태를 갖는, 비선형으로 확장된 filtered-X 알고리즘인 비선형 FX-LMS 알고리즘을 유도할 수 있고, ANC 시스템의 2차 경로 비선형 특성 보상에 적용할 수 있다. 구체적으로, (26)와 (30)의 결과를 블록도로 표현하면 그림 4와 같고, 2차 경로가 선형인 경우의 FX-LMS 알고리즘(즉, (14))과 유사한 방법으로, 2차 경로가 비선형인 경우에도 그림 1, 그림 3 그리고 그림 4에서의 W_1 에 대한 계수 갱신 식을 구할 수 있다. 즉,

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu e(n) \{s_1(n) * x(n)\} \quad (31)$$

여기서, $s_1(n)$ 은 비선형 2차 경로의 선형 부분의 임펄스 응답을 나타내며, (26)의 볼테라 연산자 $W_1[x] = w_1^T(n)x(n)$ 의 관계를 갖는다.

위 결과들을 종합하여 본 논문에서 제안하는 능동소음제어 시스템의 2차 경로 비선형 특성 적응 보상 시스템은 그림 5와 같으며, filtered-X 알고리즘 유도를 위해 입력 신호의 비선형 조합인 볼테라 입력 벡터($x_1(n)$)를 비선형성을 갖는 2차 경로 $S(z)$ 의 추정 시스템 $\hat{S}(z)$ 을 먼저 통과시키고, 2차 경로 전체 시스템 전달함수가 $P(z) = S(z)W(z)$ 을 만족하도록 $\tilde{W}(z)$ 계수를 (31)에 따라 적응적으로 갱신하게 되고 이를 시스템 $W(z)$ 로 복사한다.

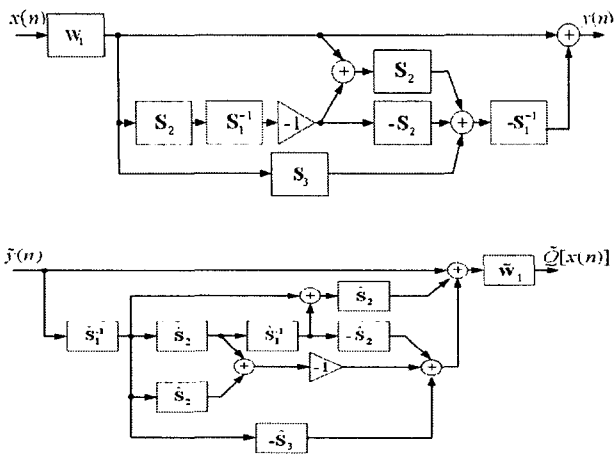


그림 4 비선형 FX-LMS 알고리즘을 위한 두 역 시스템 구조
 (a) 2차 경로의 역 시스템 구조를 갖는 시스템 W
 (b) \hat{S} 의 역 시스템 구조를 갖는 시스템 \tilde{W}

Fig. 4 Two inverse systems for the nonlinear FX-LMS
 (a) W : the inverse system of the secondary path.
 (b) \tilde{W} : the inverse system of \hat{S} .

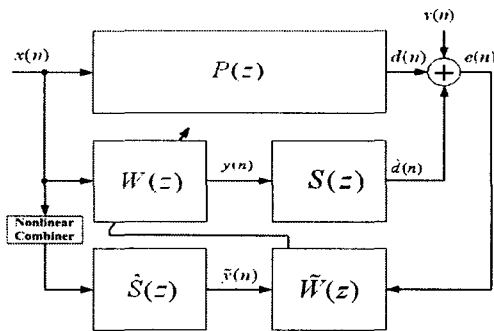


그림 5. 제안한 비선형 FX-LMS 알고리즘을 이용한 능동 소음 제어 시스템의 블록도
 Fig. 5 Block diagram of an ANC system utilizing the proposed nonlinear FX-LMS algorithm.

4. 모의실험

ANC에 대한 시뮬레이션은 우선, 오프라인 방법을 이용하여 2차 경로 식별과 선형 역 필터의 계수 추정부터 수행한다. 식별된 2차 경로에 대한 정보 (즉, 선형 역 필터 S_1^{-1} 와 분배라 컷널들 S_1, S_2, S_3)를 이용하여 그림 4에 제시한 시스템을 구성하고, 그림 5에서와 같이 2차 경로 추정 시스템 $\hat{S}(z)$ (즉, S_1, S_2, S_3 으로 구성)을 구성한 후 전체 ANC 시스템을 구동하게 된다. 본 논문에서 제안한 비선형 FX-LMS 알고리즘의 성능을 검증하기 위해, 2차 경로 $S(z)$

에서 발생하는 비선형 시스템 모델을 다음과 같이 적용하였다[9].

$$\hat{d}(n) = 1.01333y(n) - 0.01333y^3(n) \quad (32)$$

위 비선형 모델은 DAC (digital to analog converter)에서 발생하는 비선형성을 나타내는 모델로서, 1차 경로를 지나는 소음 신호를 제거하기 위해서, 2차 경로에서 전기적인 신호를 음향적인 신호로 변환할 때 DAC를 지나면서 비선형성이 발생하게 된다[7,8,9]. 본 모의 실험에서는 그림 5의 2차 경로가 비선형성을 보이는 유일한 부분이며 시불변이라 가정하고, 성능 평가 척도로 다음과 같은 정규화 된 평균 자승 오차 (NMSE)를 이용하였다[5].

$$NMSE = 10 \log_{10} \frac{E\{e^2(n)\}}{\sigma_d^2} \quad (33)$$

(33)에서 σ_d^2 은 1차 경로를 통과한 참조 신호 $d(n)$ 의 분산 (variance)을 나타낸다. 또한, 그림 5에서의 입력 신호 $x(n)$ 은 균일하게 분포(uniformly distributed)된 랜덤 신호를 사용하였고, $v(n)$ 는 가우시안 잡음이고 측정 시 발생하는 오차 신호를 나타낸다. 시뮬레이션 결과인 그림 6의 NMSE 특성 비교 I에서는 입력 신호는 $[-1,1]$ 에서 균일하게 분포된 랜덤 신호를 이용하여, (i) 선형 FX-LMS의 경우는 SNR=60 dB를 갖는 가우시안 잡음 $v(n)$ 을 첨가하여 좋은 환경을 가정하여 실험하였고, (ii) 비선형 FX-LMS의 경우는 SNR=60, 30, 20 dB의 세 가지 경우의 가우시안 잡음 $v(n)$ 을 고려하였다. 그림 6에서 2차 경로의 비선형성이 존재하는 상황에서 선형 FX-LMS는 큰 bias가 걸려 약 -15 DB까지 밖에 수렴하지 못했다. 그러나 제안된 비선형 FX-LMS는 여러 경우의 출력 잡음 존재(SNR=60, 30, 20 DB) 하에서도 선형 FX-LMS 보다 좋은 오차 감소 성능을 보이고 있다. 그림 7의 NMSE 특성 비교 II에서는 입력 신호는 $[-0.5,0.5]$ 에서 균일하게 분포된 랜덤 신호를 이용하여 그림 6과 동일한 상황을 가정하여 시뮬레이션을 반복 수행했다. 이 경우 전체 ANC 시스템의 잔여 오차 감소 성능은 각각의 SNR(signal to noise ratio) (즉, 60dB, 30dB, 20dB의 경우)에 대해 그림 6의 결과 보다 더 좋은 오차 감소 성능을 보이고 있다. 또한, 계산량에 있어서 일반적인 FX-LMS 알고리즘을 사용한 ANC 시스템은 1차 경로의 필터 차수 $N_p=5$, 2차 경로의 선형 부분의 필터 차수 $N_s=3$ 일 경우 전체 ANC 시스템의 연산이 27회의 연산을 필요로 한다. 반면에, 제안한 비선형 FX-LMS 알고리즘을 사용한 ANC 시스템은 387번의 연산을 필요로 한다. 즉, 제안한 비선형 FX-LMS 알고리즘은 기존의 FX-LMS 알고리즘에 비해 복잡성은 증가하지만, 2차 경로에 비선형 특성이 존재하는 경우 전체 ANC 시스템의 잔여 오차 감소 성능은 상당히 향상됨을 보였다.

5. 결 론

ANC 시스템에서 비선형 2차 경로에 의해 발생하는 약한 비선형의 경우에도 ANC 시스템의 성능에 영향을 준다. 따라서 본 논문에서는 적응 3차 볼테라 필터와 p차 역 볼테라 필터링을 사용하여 2차 경로에서 존재하는 비선형 특성을 적응적으로 보상하기 위한 비선형 FX-LMS 알고리즘을 제시하였다. 제안된 기법의 성능을 고찰하기 위해, 모의실험 결과를 제시하였는데 기존의 알고리즘에 비해 복잡도가 증가하지만, 제안된 비선형 FX-LMS 알고리즘이 일반적인 FX-LMS 알고리즘과 비교한 경우 효과적인 오차 감소 성능을 보임을 확인하였다.

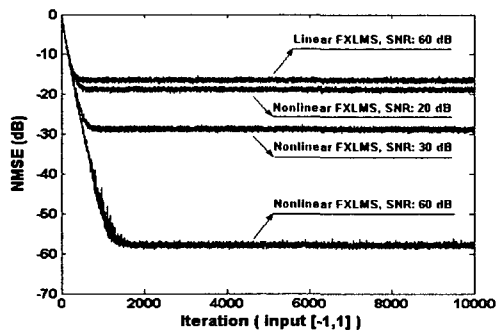


그림 6. 기존 선형 FX-LMS와 제안한 비선형 FX-LMS와의 NMSE 특성 비교 I.

Fig. 6. NMSE performance I in case of the conventional and proposed FXLMS algorithms.

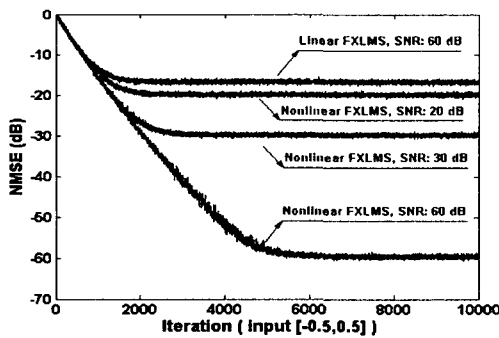


그림 7. 기존 선형 FX-LMS와 제안한 비선형 FX-LMS와의 NMSE 특성 비교 II.

Fig. 7. NMSE performance II in case of the conventional and proposed FXLMS algorithms.

참 고 문 헌

- [1] S.M. Kuo and D.R. Morgan, Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP implementations, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1996.
- [2] S.M. Kuo and D.R. Morgan, "Active noise control: a tutorial review," Proc. of the IEEE, vol. 87, no. 6, pp. 943-972, Jun. 1999.
- [3] M. Schetzen, The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1980.
- [4] E. Bjarnason, "Analysis of the filtered-X LMS algorithm," IEEE Trans. Speech and Audio Processing, vol. 3, no. 6, pp. 504-514, Nov. 1995.
- [5] L. Tan and J. Jiang, "Adaptive Volterra filters for active control of nonlinear noise processes," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 49, no. 8, pp. 1667-1676, Aug. 2001.
- [6] D.P. Das and G. Panda, "Active Mitigation of Nonlinear Noise Processes Using a Novel Filtered-s LMS Algorithm," IEEE Trans. Speech and Audio Processing, vol. 12, no. 3, pp. 313-322, May 2004.
- [7] M.H. Costa, J.C.M. Bermudez, and N.J. Bershad, "Statistical analysis of the FXLMS algorithm with a nonlinearity in the secondary path," Proc. of ISCAS'99, vol. 3, no. 30, pp. 166 - 169, Jun. 1999.
- [8] M.H. Costa, J.C.M. Bermudez, and N.J. Bershad, "Statistical analysis of the filtered-X LMS algorithm in systems with a nonlinear secondary path," IEEE Trans. Signal Processing, vol. 50, no.6, pp. 1327-1342, Jun. 2002.
- [9] O. Agazzi and D.G. Messerschmitt, "Nonlinear echo cancellation of data signals," IEEE Trans. Commun., vol. 30, no.11, pp. 1327-1342, Nov. 1982.
- [10] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 4th Ed., Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, Inc., 2002.
- [11] V.J. Mathews and G.L. Sicuranza, Polynomial Signal Processing, John Wiley & Sons, Inc., 2000.

Acknowledgement

This study was supported by a grant of the Korea Health 21 R & D Project, Ministry of Health & Welfare, Republic of Korea (02-PJ3-PG6-EV08-0001).

저 자 소 개



정 인 석(鄭仁錫)

1977년 7월 9일생. 2003년 인천시립대학교 전자공학과 졸업. 2003년~현재 한양대학교 대학원 전자통신전파공학과 석사 과정

Tel : 017-304-5594, Fax : (02) 2298-1957

E-mail : insuk2000@hanmail.net



남 상 원(南尚沅)

1957년 2월 24일생. 1981년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1990년 Univ. of Texas at Austin 졸업(공학). 1991년~현재 한양대학교 전자전기컴퓨터공학부 교수

Tel : (02) 2281-0588, Fax : (02) 2298-1957

E-mail : swnam@hanyang.ac.kr



이 인 환(李寅煥)

1957년 1월 27일생. 1979년 서울대 전기공학과 졸업. 1994년 Univ. of Illinois at Urbana-Champaign 졸업(공학). 1997년~현재 한양대 전자전기컴퓨터공학부 부교수

Tel : (02) 2290-0378, Fax : (02) 2281-9912

E-mail : ihlee@hanyang.ac.kr