

능동 소음 제어를 위한 선택적 결합 알고리즘

The Optional Summed Algorithm for Active Noise Control

권 오 상*, 차 일 환*
(Oh-Sang Kwon*, Il-Whan Cha*)

요 약

능동소음제어를 위한 순방향 제어 시스템은 높은 안정성과 강인한 성능을 특징으로 하는 반면 느린 수렴속도와 상호상관 관계가 있는 참조신호를 필요로 하는 단점이 있다. 이에반해 역방향 제어 시스템은 일반적으로 빠른 수렴속도를 갖고 참조신호를 사용하지 않기 때문에 광대역 능동소음제어 시스템에 사용되지만 이득-대역폭 제한과 안정성 문제가 단점으로 알려져 있다.

본 논문에서는 순방향 제어 시스템과 역방향 제어 시스템을 결합시킨 새로운 능동소음제어 시스템을 제안하여 순방향 제어 시스템의 문제점인 수렴 속도를 향상시킨다. 제안된 시스템은 원래의 참조신호와 오차신호의 가중치 결합인 "선택적 결합 참조신호"가 적응 시스템의 입력으로 사용되는 제안된 알고리즘, 이른바 "선택적 결합" 알고리즘을 사용한다. 따라서, 제안된 시스템은 순방향 또는 역방향 제어 시스템과 거의 같은 계산량으로 Filtered-x LMS 알고리즘을 사용하는 시스템에 대해 향상된 성능과 수렴속도를 가진다.

끝으로 제안된 시스템을 수리적인 해석과 함께 컴퓨터 모의실험을 통하여 그 성능을 평가한다.

ABSTRACT

The feedforward control algorithm for active noise control exhibits high stability and performance robustness. But it has a slow convergence speed and requires a correlated reference signal.

Broadband active control systems typically use feedback control in order to increase the convergence speed and to avoid the problems associated with obtaining and decoupling a suitable reference signal. However, it is well known that conventional feedback control systems have a gain-bandwidth limitation and stability problem.

This paper presents the new system based on the combination of both feedforward and feedback system in order to increase the convergence speed. The proposed system uses a proposed control algorithm termed "optional-summed" algorithm in which the "optional summed reference signal" comprised of weighted sum of an original reference signal and a error signal, is used as an input to an adaptive system. Thus, the proposed system can have faster convergence speed and better performance than either feedforward or feedback system using the Filtered-x LMS algorithm as almost equivalent complexity of computation as it.

Several simulation results demonstrating the good properties of the proposed adaptive system as well as verifying the analytical results are also presented in the paper.

I. 서 론

능동소음제어(Active Noise Control, ANC)는 제어가능한 부음원(secondary source)을 사용하여 소음에 대해 동일크기와 역위상의 인공음을 발생함으로써 원래의 주 소음원(primary noise source)에 의해 발생된 영역을 중첩의 원리에 의해 정음화시키는 기술이다. 정음화되는 효과는

주 소음원과 부음원의 기하학적인 배치와 환경, 그리고 주 소음원에 의해 생성되는 영역의 스펙트럼에 의해 좌우된다. 또한, 원래의 주 소음원에서 제어하는 영역까지의 음향학적인 경로가 시간에 따라 변하므로 제어하는 시스템은 적응성이 있어야 한다.^[1]

일반적으로 많은 응용분야에서 효과적인 능동소음제어를 수행하기 위해 두가지의 제어 방법을 사용한다. 전자는 순방향 제어 방법으로서 높은 안정성과 성능의 강인성으로 인하여 많은 응용분야에서 사용되지만 과도상태 성능이 떨어지고 상호상관이 있는 참조신호가 필요하

*연세대학교 전자공학과
접수일자: 1997년 1월 17일

게 되어 시스템 성능을 결정하는 단점이 있다. 후자는 역방향 제어 방법으로서 좋은 과도상태 성능과 외부의 참조신호를 사용하지 않지만 안정성 문제와 이득-대역폭 제한을 갖는다. 즉, 소음 감쇠 성능이 대역폭에 의해 결정되는 단점이 있다. 또한, 완전한 모델링이 되지 않을 경우에 성능이 떨어지고 안정성 문제를 크게 유발한다^{2,3}.

본 논문에서는 이러한 순방향 제어 시스템과 역방향 제어 시스템의 단점들을 해결하기 위해 양쪽의 시스템을 결합시킨 시스템, 이른바 "선택적 결합" 능동소음제어 시스템을 제안한다. 제안된 시스템은 원래의 참조신호와 오차신호에 가중치를 두어 결합한 새로운 참조신호를 사용하는 방법, 이른바 "가중치 참조신호 기법"을 사용한다. 새로운 참조신호는 원래의 참조신호와 오차신호의 특성에 대해 동시에 영향받으며 순방향 또는 역방향 제어 시스템의 특성을 가중적으로 나타나게 되어 응용분야에 맞게 조절하여 사용할 수 있다. 또한, 단일 순방향 또는 역방향 제어 시스템과 거의 같은 계산량을 가지면서 향상된 성능을 나타내는 특징을 나타낸다. 그리고, 제안된 시스템은 FIR, IIR, LATTICE 등의 구조와 같은 다양한 형태의 적응 디지털 필터에 적용할 수 있는 장점을 가지고 있다.

II. 제안된 시스템 모델

2.1 도출

그림 1은 간단한 순방향 능동소음제어 시스템을 나타낸 것이다. $W(n)$ 은 적응 디지털 필터를 나타내며 $x(n)$ 은 적응 디지털 필터의 입력으로 사용된다. 여기서 순방향 제어 시스템은 참조신호와 상호상관이 있는 주신호 성분들만 제어하게 된다.

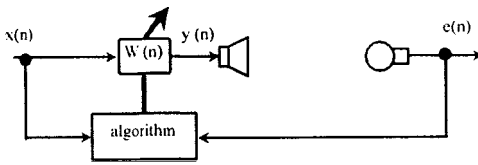


그림 1. 단순 순방향 능동제어 시스템의 블록도
Fig 1. The block diagram of the simple feedforward control system

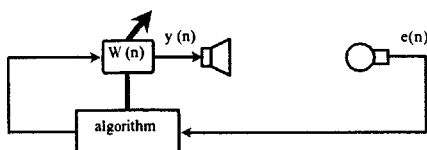


그림 2 단순 역방향 능동제어 시스템의 블록도
Fig 2. The block diagram of the simple feedback control system

그림 2는 간단한 역방향 능동소음제어 시스템을 나타낸 것이다. $W(n)$ 은 적응 디지털 필터를 나타내며 $e(n)$ 은 계환(feedback)을 통해 적응 디지털 필터의 입력으로 사용된다. 역방향 제어 시스템은 예측가능한 주신호 성분들만 제어할 수 있다.

적용 디지털 필터를 I 차수의 FIR 필터로 모델링하고 n 번째 샘플에서 i 번째 계수를 w_i 라고 한다. 이때, 원래의 참조신호와 오차신호가 가중치 기법을 적용한 가중 참조신호 $\alpha x(n)$ 와 가중 오차신호 $\beta e(n)$ 을 필터링하여 얻은 필터 출력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(n) = \sum_{i=0}^I w_i \{ \alpha x(n-i) - \beta e(n-i) \} \quad (1)$$

여기서 α 와 $-\beta$ 는 각각 원래의 참조신호와 오차신호의 가중치이며 음의 계환을 나타낸다.

오차신호를 $e(n)$ 이라 하면 이것은 주음원에 의해서만 발생하는 주신호(primary signal)와 필터 출력의 차로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2a)$$

$$= d(n) - \sum_{i=0}^I w_i \{ \alpha x(n-i) - \beta e(n-i) \} \quad (2b)$$

전체 오차는 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$J = E\{e^2(n)\} \approx e^2(n) \quad (3)$$

여기서 $E\{\cdot\}$ 는 평균치를 표시한다. 만일 가중 참조신호와 가중 오차신호가 적어도 부분적으로 주신호와 상호상관이 있다면 필터 출력에 의해 전체 오차 J 를 감소시킬 수 있다. 전체 오차는 적응 디지털 필터의 계수에 대해 quadratic function이며 전체 오차 J 를 최소화하는데 필요한 최적치는 gradient descent 방법에 의해 계산될 수 있다.

만일 필터 계수가 gradient의 음의 순시값에 비례해서 매 샘플마다 적용된다면 다음과 같이 필터 계수 보상식을 만들 수 있다.

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \mu \{-\nabla_i(n)\} \quad (4)$$

이때, gradient 함수는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} \nabla_i(n) &= \frac{\partial J}{\partial w_i} \approx 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i} \\ &= 2e(n) \{ \alpha x(n-i) - \beta e(n-i) \} \end{aligned} \quad (5)$$

따라서, 필터 계수의 보상식은 다음과 같이 생성된다.

$$\begin{aligned} w_i(n+1) &= w_i(n) + \mu \{-\nabla_i(n)\} \end{aligned} \quad (6a)$$

$$= w_i(n) - a' e(n) x(n-i) + \beta e(n) e(n-i) \quad (6b)$$

여기서 $\alpha' = 2\mu\alpha$ 는 수렴속도와 안정성을 나타내는 값이다. 만일 $\beta' = 2\mu\beta = 0$ 이면 위의 (6)식은 (7)식과 같은 순방향 LMS 보상식과 같게 되며 $\alpha' = 0$ 이면 (8)식과 같이 역방향 LMS 보상식과 같게 된다.

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \alpha' e(n)x(n-i) \quad (7)$$

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \beta' e(n)e(n-i) \quad (8)$$

2.2 해석

가중 참조신호 입력벡터 $X(n)$, 가중 오차신호 벡터 $E(n)$ 과 필터계수 벡터 W 를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$X(n) = [\alpha x(n), \alpha x(n-1), \dots, \alpha x(n-I+1)]$$

$$E(n) = [\beta e(n), \beta e(n-1), \dots, \beta e(n-I+1)]$$

$$W^T = [w_0, w_1, \dots, w_{I-1}]$$

여기서 I 는 적용 필터의 계수 갯수이다.

n 번째 필터 출력 신호는 다음과 같다.

$$y(n) = \sum_{i=0}^{I-1} w_i \{ \alpha x(n-i) - \beta e(n-i) \} \quad (9a)$$

$$= \sum_{i=0}^{I-1} w_i \alpha x(n-i) - \sum_{i=0}^{I-1} w_i \beta e(n-i) \quad (9b)$$

$$= W^T X - W^T E \quad (9c)$$

n 번째 오차 신호는 다음과 같다.

$$e(n) = d(n) + y(n) \quad (10a)$$

$$= d(n) + W^T X - W^T E \quad (10b)$$

$$= d(n) + X^T W - E^T W \quad (10c)$$

$$e^2(n) = d^2(n) + W^T X X^T W + W^T E E^T W + 2d(n)X^T W - 2d(n)E^T W - 2W^T X E^T W \quad (11)$$

전체 오차는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$J = E\{e^2(n)\} = E\{d^2(n)\} + W^T E\{X X^T\} W + W^T E\{E E^T\} W + 2E\{d(n)X^T\} W - 2E\{d(n)E^T\} W - 2W^T E\{X E^T\} W \quad (12)$$

가중 참조신호 벡터 $X(n)$ 이 주신호 $d(n)$ 과 가중 오차신호 벡터 $E(n)$ 과 상호상관이 없다고 한다면 위의 식에서 $E\{d(n)E^T\}$ 와 $E\{X E^T\}$ 는 영이 된다.

따라서, 전체 오차는 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$J = E\{d^2(n)\} + W^T R' W + W^T S W + 2P^T W \quad (13)$$

여기서 R' 은 가중 참조신호의 가중 자기상관행렬로서 다음과 같이 표현된다.

$$R' = E\{X^T X\} = \alpha^2 E \begin{bmatrix} x(n)x(n) & \dots & x(n)x(n-I+1) \\ x(n-1)x(n) & \dots & x(n-1)x(n-I+1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x(n-I+1)x(n) & \dots & x(n-I+1)x(n-I+1) \end{bmatrix} \quad (14a)$$

$$= \alpha^2 R \quad (14b)$$

여기서 R 은 가중치가 첨가되지 않은 원래의 참조신호에 대한 자기상관행렬이다.

S' 는 가중 오차신호의 가중 자기상관 행렬로서 다음과 같이 표현된다.

$$S' = E\{E^T E\} = \beta^2 E \begin{bmatrix} e(n)e(n) & \dots & e(n)e(n-I+1) \\ e(n-1)e(n) & \dots & e(n-1)e(n-I+1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e(n-I+1)e(n) & \dots & e(n-I+1)e(n-I+1) \end{bmatrix} \quad (15a)$$

$$= \beta^2 S \quad (15b)$$

여기서 S 는 가중치가 첨가되지 않은 원래의 오차신호에 대한 자기상관행렬이다.

또한, P' 는 가중 참조신호와 가중 오차신호의 가중 상호상관 벡터로서 다음과 같이 표현된다.

$$P'^T = E\{d(n)X^T\} = \alpha E \begin{bmatrix} d(n)x(n) \\ d(n-1)x(n-1) \\ \vdots \\ d(n-I+1)x(n-I+1) \end{bmatrix} \quad (16a)$$

$$= \alpha P \quad (16b)$$

여기서 P 는 가중치가 첨가되지 않은 원래의 참조신호와 오차신호간의 상호상관벡터이다. gradient 벡터는 다음과 같이 계산된다.

$$\nabla = 2P' + 2R' W + 2S' W \quad (17)$$

따라서, 필터 계수의 최적 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\therefore W^{opt} = (R + S)^{-1} P \quad (18)$$

이 식은 행렬 형태로 나타낸 변형된 Wiener-Hopf 방정식이다.

최소 자승평균 오차는 다음과 같이 표현되며

$$J_{min} = E\{d^2(n)\} - P^T W^{opt} \quad (19)$$

전체 오차 역시 다음과 같이 다시 표현될 수 있다.

$$J = J_{min} + (W - W^{opt})^T (R + S) (W - W^{opt}) \quad (20)$$

여기서 W 와 위너 해 W^{opt} 의 차를 새로운 벡터 V 로 정의한다면 다음과 같이 나타내어진다.

$$V = W - W^{opt} \quad (21)$$

따라서, 전체 오차를 벡터 V 로 다시 표현하면

$$\therefore J = J_{min} + V^T (R + S) V \quad (22)$$

이때 위의 식을 미분하여 생성된 결과는 gradient의 또다른 형태이다.

$$\nabla = 2(R + S)V \quad (23)$$

가중 자기상관 행렬 R 과 S 를 symmetric 하고 positive definite하다고 한다면 다음과 같이 표현된다.

$$R + S = Q\Lambda Q^{-1} = Q\Lambda Q^T \quad (24)$$

여기서 Q 는 $R + S$ 의 직교 모달 행렬이고 Λ 는 다음과 같이 나타내어지는 고유치의 대각행렬이다.

$$\Lambda = \text{diag}(\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{l-1}) \quad (25)$$

위의 식을 사용하여 전체 오차는 다음과 같이 다시 나타내어진다.

$$J = J_{min} + V^T Q\Lambda Q^{-1} V \quad (26)$$

벡터 V 를 벡터 V' 으로 변형하여 표현하면 다음과 같다.

$$V = Q^{-1} V' \quad \text{or} \quad V' = QV \quad (27)$$

여기서 변형된 좌표계는 quadrature surface의 주축이다. 따라서, 전체 오차는 다음과 같이 다시 표현된다.

$$J = J_{min} + V'^T \Lambda V' \quad (28)$$

같은 방식으로 위의 변형을 필터 계수 벡터에 적용시킬 수 있다.

$$W' = Q^{-1} W \quad \text{or} \quad W = QW' \quad (29)$$

steepest descent 방법은 음의 gradient 벡터에 비례해서 필터 계수 벡터 각각에 변화를 일으킨다.

$$W(n+1) = W(n) + \mu\{-\nabla(n)\} \quad (30)$$

여기서 μ 는 수렴속도와 안정성을 나타내는 파라미터이다. 위의 식을 사용하여 표현하면

$$V'(n+1) - (I - 2\mu\Lambda)V'(n) = 0 \quad (31)$$

이 동차(homogeneous) 벡터 차 방정식(difference equation)은 uncoupled 되어 있으며 변형된 좌표계에서 간단한 기하학적 해를 갖는다.

$$V'(n) = (I - 2\mu\Lambda)^n V'_0 \quad (32)$$

여기서 V'_0 는 다음과 같은 초기 조건이다.

$$V'_0 = W'_0 - W'^{opt} \quad (33)$$

수렴을 위해서는 다음의 식을 만족시켜야 한다.

$$\frac{1}{\lambda'^{\max}} > \mu > 0 \quad (34a)$$

또는

$$\frac{1}{\alpha^2 \lambda_R^{\max} + \beta^2 \lambda_S^{\max}} > \mu > 0 \quad (34b)$$

여기서 λ'^{\max} 는 $R' + S'$ 의 최대 고유치이다. 위 (34)식은 기존의 LMS 알고리즘에서 유도한 식과 동일한 형태임을

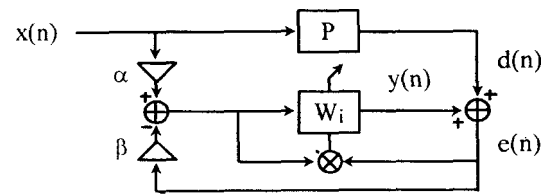


그림 3. 제안된 LMS형 능동제어 시스템의 블럭도
Fig 3. The block diagram of the proposed LMS type control system

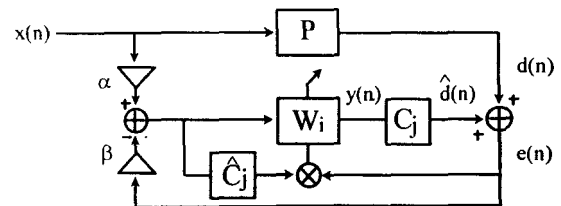


그림 4. 제안된 filtered-x형 능동제어 시스템의 블럭도
Fig 4. The block diagram of the proposed filtered-x type control system

알 수 있다¹³⁾. 그러나, 원래의 참조신호의 최대 고유치는 순방향 가중치(α)의 제곱이 곱해지고 역방향 가중치(β)의 제곱이 곱해진 오차신호의 최대 고유치와 합해져서 새로운 최대 고유치 λ'^{\max} 을 생성한다. 이렇게 생성된 새로운 최대 고유치 λ'^{\max} 는 원래의 최대 고유치 λ^{\max} 보다 작은 값을 가지게 되어 결국 수렴계수 μ 의 범위가 커지므로 수렴속도를 향상시킬 수 있다.

또한, 전체 오차는 다음과 같이 스칼라 형태로 표현될 수 있다.

$$J = J_{\min} + V^T AV \tag{35a}$$

$$= J_{\min} + \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i v_i v_i^* \tag{35b}$$

$$= J_{\min} + \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i |v_i|^2 \tag{35c}$$

III. 컴퓨터 모의실험

제안된 시스템 모델과 소음 감쇠 성능을 확인하기 위해 모의실험을 수행하였다. 모의실험에 사용된 주경로(primary path)와 부경로(secondary path)는 pseudo-random 신호인 maximum-length sequence를 사용하여 하다마드 변환(Hadamard transform)을 통하여 얻었으며 그림 5에 나타나 있다.¹⁴⁾ 컴퓨터 모의실험을 위해 부경로는 256개의 계수로 표현된 FIR필터로 모델링하였으며 참조신호(reference signal)는 협대역 신호들을 사용하였다. 이러한 환경하에서 5가지 모의실험을 수행하여 제안된 시스템과 기존의 filtered-x LMS 알고리즘을 사용한 시스템과의 결과를 비교하여 그 성능을 평가하였다.

첫번째 모의실험에서는 주신호와 상호상관 관계가 없는 참조신호를 사용하여 능동소음제어를 할 때의 성능

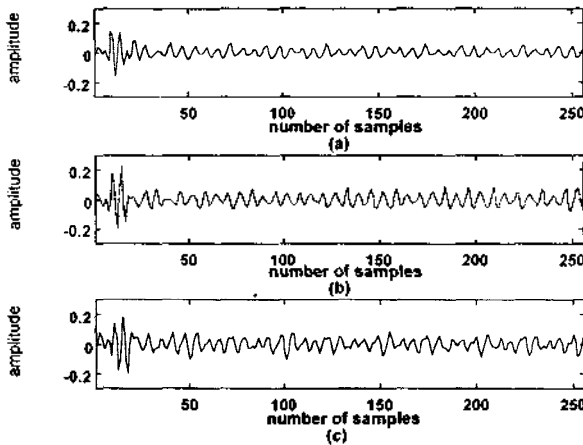


그림 5. 주경로와 부경로의 응답
(a) 주경로 (b) 부경로 1 (c) 부경로 2

Fig 5. The responses of primary path and secondary paths
(a) primary path (b) secondary path 1 (c) secondary path 2

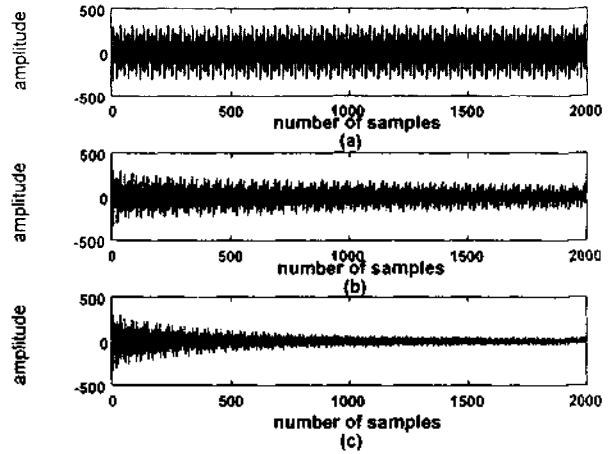


그림 6. 주신호의 감쇠 성능 (시간 영역)
(a) 원래의 주신호
(b) Filtered-x LMS 알고리즘
(c) 제안한 알고리즘

Fig 6. Attenuation performances of primary signal (time domain)
(a) original primary signal
(b) Filtered-x LMS algorithm
(c) proposed algorithm

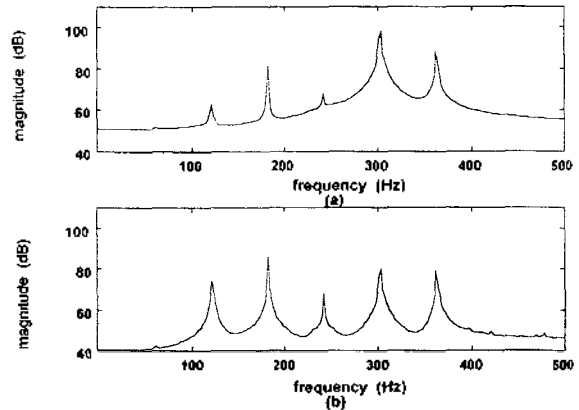


그림 7. 주신호의 감쇠 성능 (점선: 제어전)
(a) Filtered-x LMS 알고리즘 (b) 제안한 알고리즘

Fig 7. Attenuation performances of primary signal (dotted line: no control)
(a) Filtered-x LMS algorithm (b) proposed algorithm

평가를 비교하였다. 참조신호는 3가지 주파수 성분인 120, 240, 360 Hz를 가지고 주신호는 5가지 주파수 성분인 120, 180, 240, 300, 360 Hz를 가질 때의 그 성능을 평가하였다. 그 결과는 그림 6의 시간 영역에서의 성능평가와 그림 7의 주파수 영역에서의 스펙트럼으로 각각 나타내었다. 모의실험에서 사용된 적응 디지털 필터는 13개의 계수를 가지는 FIR 필터를 사용하였으며 필터계수 보상을 위해 filtered-x LMS 알고리즘과 제안된 알고리즘에서의 수렴계수(α)는 동일한 값을 사용하였으며 시스템

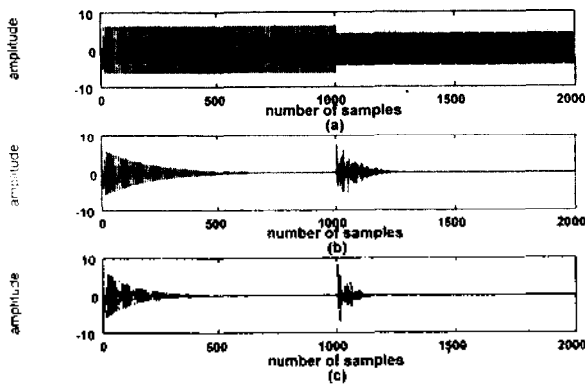


그림 8. 주신호의 감쇠 성능 (100 Hz → 200 Hz)

- (a) 원래의 주신호
- (b) Filtered-x LMS 알고리즘
- (c) 제안한 알고리즘

Fig 8. Attenuation performances of primary signal (100 Hz → 200 Hz)

- (a) original primary signal
- (b) Filtered-x LMS algorithm
- (c) proposed algorithm

가중치(β)는 전자의 알고리즘 경우에 0과 후자의 알고리즘 경우에 0.1 α 를 사용하였다. 그림에서 알 수 있듯이 filtered-x LMS 알고리즘을 사용한 시스템은 주신호의 180, 300 Hz 성분을 제어하지 못했지만 반면에 제안된 시스템은 모든 주파수 성분에 대한 제어가 가능하다는 사실을 얻을 수 있다. 이 경우는 변전소의 변압기 소음과 같이 60 Hz의 기본 주파수 성분이 변압기의 물리적이고 전자과학적인 특성에 의해 주파수가 120, 240, 360 Hz 등의 고조파 성분들을 발생시키는 소음 제어의 경우에 해당한다. 일반적으로는 filtered-x LMS 알고리즘을 사용하는 순방향 소음 제어의 경우에는 60 Hz의 기본주파수로부터 고조파 성분들을 발생시키는 고조파 발생기 등을 사용하여 적절한 참조신호를 얻을 수 있기 때문에 이에 따라 소음제어 성능이 크게 좌우되는 단점이 있다. 반면에 제안된 시스템은 이러한 고조파 발생기 등의 부가적인 신호 처리를 하지 않고 소음의 특성과 크기에 따라 시스템 가중치를 조절하여 소음을 제어하는 장점을 가지고 있다.

두번째 모의실험에서는 주신호의 통계적인 특성이 변화하는 경우로서 능동소음제어 중에 주신호의 주파수가 급격히 변화하는 경우이다. 이 경우는 소음의 주파수가 일정하지 않고 자주 변하는 자동차 소음의 특성에 해당하는 경우로서 모의실험에서는 주신호의 주파수가 100 Hz에서 200 Hz로 변화하는 경우에 대해서 성능평가를 수행하였다. 능동소음제어가 이루어지고 있을 때 소음 주파수가 변하는 경우 그동안 계산된 시스템의 계수가 빨리 변해서 소음 변화에 대한 적응성을 유지해야 좋은 시스템이라 할 수 있다. 그림 8에서 알 수 있듯이 소음제어 후 2000 샘플에서 소음 주파수가 100 Hz에서 200 Hz로

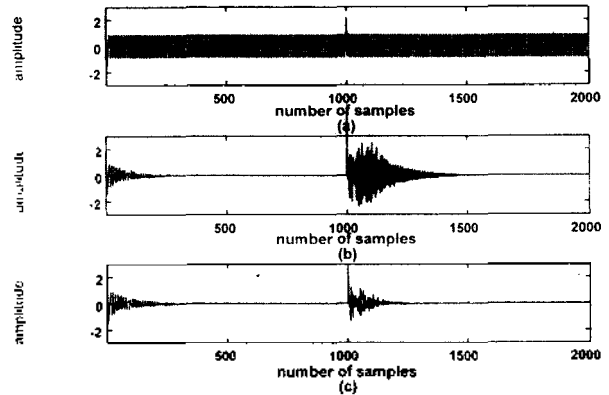


그림 9. 주신호의 감쇠 성능

- (a) 원래의 주신호
- (b) Filtered-x LMS 알고리즘
- (c) 제안한 알고리즘

Fig 9. Attenuation performances of primary signal

- (a) original primary signal
- (b) Filtered-x LMS algorithm
- (c) proposed algorithm

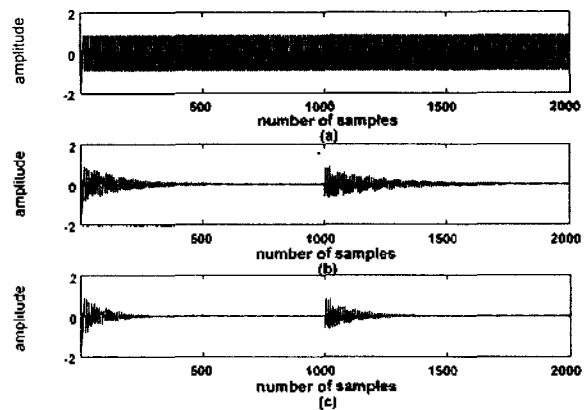


그림 10. 주신호의 감쇠 성능

- (a) 원래의 주신호
- (b) Filtered-x LMS 알고리즘
- (c) 제안한 알고리즘

Fig 10. Attenuation performances of primary signal

- (a) original primary signal
- (b) Filtered-x LMS algorithm
- (c) proposed algorithm

변하는 경우에 제안된 알고리즘이 기존의 filtered-x LMS 알고리즘보다 더 빨리 적응하는 성능의 우수성을 보여준다.

세번째 모의실험에서도 주신호의 통계적인 특성이 변화하는 경우로서 능동소음제어 중에 주신호에 다른 부가적인 신호가 참가되는 경우이다. 이러한 경우는 능동소음제어 중에 분을 닫거나 박수 소리 같은 충격간섭(impulsive disturbance)이 발생하는 경우이다. 그림 9에서 알 수 있듯이 제안된 시스템은 기존의 filtered-x LMS 알고리즘보다 성능을 향상시키는 결과를 보여준다.

네번째 모의실험에서는 스피커와 마이크로폰사이의 부경로가 변화하는 경우로서 스피커나 마이크로폰의 위치가 변하는 경우 등에 해당된다. 모의 실험에서는 능동소음제어를 실행한 후 1000샘플일 때 마이크로폰의 위치를 변화시켜 얻은 그림 5(c)의 경우와 같은 새로운 충격 응답을 그림 5(b)의 기존 충격 응답과 대치하여 사용하였다. 그림 10에서 알 수 있듯이 제안된 시스템이 기존의 기존의 filtered-x LMS 알고리즘보다 성능이 우수하다는 사실을 확인할 수 있다.

다섯 번째 모의실험에서는 능동소음제어의 대상으로 자동차의 엔진소음을 선택하여 성능 평가를 하였다. 자동차 엔진소음은 그 특성상 엔진회전수에 따라 발생하는

소음 주파수가 변하게 되는데 일반적으로는 엔진회전수에 2배가 되는 주파수를 가지는 소음(C2 소음)이 지배적이고 그 외에 3배(C3 소음), 4배(C4 소음) 등의 주파수를 가지는 소음이 발생하게 된다. 따라서, 실험에서 사용된 엔진회전수의 범위가 3000 rpm에서 5000 rpm까지이므로 지배적인 C2 소음 주파수는 100 Hz에서 166.7 Hz까지이다. 또한, 참조신호로는 자동차 엔진 점화신호를 사용하였으며 자동차 실내의 운전석 위치에 마이크로폰을 머리 높이로 설치하여 주신호를 얻었다. 데이터를 얻을 때의 샘플링 주파수는 1000 Hz이며 300 Hz로 저역통과된 신호를 실험에 사용하였다. 이러한 환경에서 모의실험을 수행한 결과 그림 11의 시간영역과 그림 12의 주파수영역에서 알 수 있듯이 제안된 시스템의 성능이 기존의 시스템 성능보다 우수하다는 사실을 확인할 수 있다.

결국 위의 컴퓨터 모의실험을 통하여 알 수 있듯이 제안된 시스템은 filtered-x LMS 알고리즘을 사용하는 기존의 시스템에 대해 계산량면에서 덧셈(또는 뺄셈)이 하나 증가할 뿐 거의 차이가 없으면서 성능면에서 우수하다는 사실을 확인할 수 있다.

IV. 결 과

본 논문에서는 순방향 제어 시스템과 역방향 제어 시스템을 결합시킨 새로운 시스템을 제안하여 Filterd-x LMS 알고리즘의 수렴 속도 문제를 해결하였다. 시스템은 원래의 참조신호와 오차신호의 가중치 결합인 "선택적 결합 참조신호"가 적용 시스템의 입력으로 사용되는 제안된 알고리즘, 이른바 "선택적 결합" 알고리즘을 사용하였다. 다양한 환경에서 컴퓨터 모의실험을 수행한 결과 제안된 시스템은 순방향 또는 역방향 제어 시스템과 거의 같은 계산량으로 Filterd-x LMS 알고리즘을 사용하는 시스템에 대해 향상된 성능과 수렴속도를 가진다는 사실을 확인할 수 있었다. 또한, 제안된 시스템은 참조신호와 상호상관이 없는 주신호에 대해서 추정 가능성이 높고 주신호의 통계적 특성이 변화하는 경우에도 빠르게 적응되어 주신호를 추정함을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

1. S.J.Elliott, I.M.Stothers, and P.A.Nelson, "A Multiple Error LMS Algorithm and Its Application to the Active Control of Sound and Vibration," *IEEE Trans. on Acoust., Speech, and Signal Processing*, vol. ASSP-35, No.10, pp.1423-1434, Oct. 1987.
2. P.M.Joplin and P.A.Nelson, "Active Control of Low-frequency Random Sound in Enclosures," *J.Acoust.Soc. Am.*, vol.87, no.6, pp.2396-2404, June 1990.
3. Bernard Widrow and Samuel D. Stearns, "Adaptive Signal Processing," *Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall*, 1985.

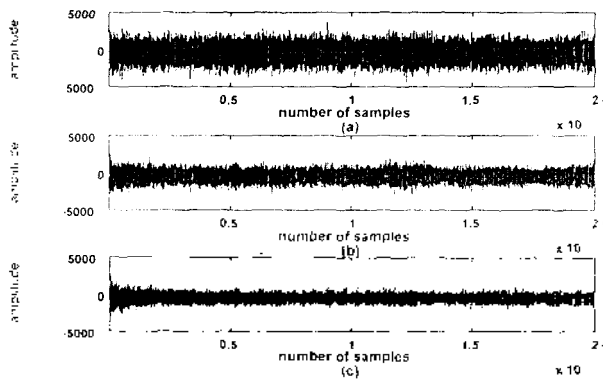


그림 11. 엔진 신호의 감쇠 성능
(a) 원래의 주신호
(b) Filterd-x LMS 알고리즘(c) 제안한 알고리즘
Fig 11. Attenuation performances of Engine Noise
(a) original primary signal
(b) Filterd-x LMS algorithm (c) proposed algorithm

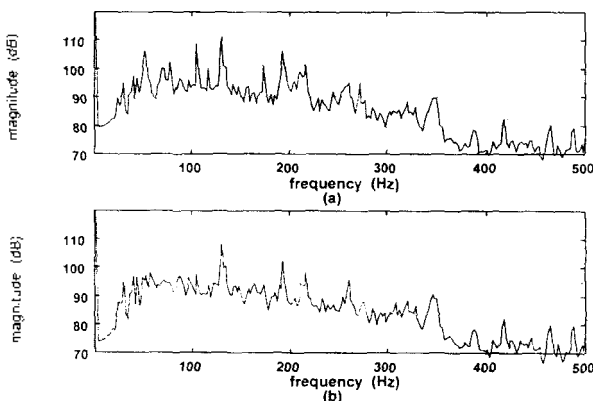


그림 12. 엔진 신호의 감쇠 성능 (점선: 제어전)
(a) Filterd-x LMS 알고리즘 (b) 제안한 알고리즘
Fig 12. Attenuation performances of Engine Noise (dotted line: no control)
(a) Filterd-x LMS algorithm
(b) proposed algorithm References

4. L.J.Eriksson and M.C.Allie, "Use of Random Noise for On-line Transducer Modeling in An Adaptive Active Attenuation System," *J.Acoust.Soc. Am.*, vol.85, no.2, pp.797-802, Feb. 1989.
5. J.Borish and B.Angell, "An Efficient Algorithm for Measuring the Impulse Response Using Pseudorandom Noise," *J.Audio Eng.Soc.*, vol.31, no.7, pp.478-488, 1983.
6. D.D.Rife, "Modulation Transfer Function Measurement with Maximum Length Sequences," *J.Audio Eng.Soc.*, vol.40, no.10, pp.779-789, Oct. 1992.
7. 권오상, "자동차 실내에서의 엔진소음감쇠를 위한 실시간 능동소음제어 시스템의 구현", 석사학위논문, 전자공학과, 연세대학교, 1994.
8. Oh Sang Kwon and Il Whan Cha, "The Multichannel Optional Summed Algorithm for Active Noise Control," *NOISE-CON'97 Proceedings*, no.2, pp.221-230, June. 1997.

▲ 권 오 상

16권 4호 참조

▲ 차 일 환

16권 4호 참조