論 文
49D-8-5

적응모델을 이용한 단일채널 능동 소음제어

Single Channel Active Noise Control using Adaptive Model

金 榮 達* · 李 敏 明** · 鄭 昌 京***
(Young-Dal Kim · Min-Myung Lee · Chang-Kyung Chung)

Abstract - Active noise control is an approach to noise reduction in which a secondary noise source that destructively interferes with the unwanted noise. In general, active noise control systems rely on multiple sensors to measure the unwanted noise field and the effect of the cancellation. This paper develops an approach that utilizes a single sensor. The noise field is modeled as a stochastic process, and a time-adaptive algorithm is used to adaptively estimate the parameters of the process. Based on these parameter estimates, a canceling signal is generated. Oppenheim model assumed that transfer function characteristics from the canceling source to the error sensor is only propagation delay. But this paper proposes a modified Oppenheim model by considering transfer characteristics of acoustic device and noise path. This transfer characteristics is adaptively cancelled by adaptive model. This is proved by computer simulation with artificially generated random noises and sine wave noise. The details of the proposed architecture, and theoretical simulation and experimental results of the noise cancellation system for three dimension enclosure are presented in the paper.

Key Words : Active Noise Control, Adaptive Model, Single Channel

1. 서 론

주위에 원하지 않는 소음은 많은 산업용 기기와 자동차 등에 의해 만들어져 인간에게 공해를 주고 있으므로 이러한 환경을 탈피하고자 하는 것이 심리적인 현상으로 최근 들어 사회적 문제로 크게 대두되어 주로 방음벽을 설치하곤 하였다. 그러나 고주파 소음일 경우는 가능하였으나 저주파 소음일 경우 이를 차단하는데 있어 많은 경제적 부담을 안고 있기 때문에 능동 소음제어(active noise control; ANC)라는 새로운 방식이 제안되어 이를 실용화시키기 위해 세계적으로 많은 노력들을 하고 있다[1-3].

이러한 ANC 시스템은 1차 소음원(원하지 않는 소음)과 2차 소음원(제어음원)을 간섭의 원리에 의해 서로 상쇄시키는 것으로, 이 시스템은 대부분이 몇 개의 센서(마이크로폰)와 스피커를 이용한 것으로 1차 음원을 측정하는 센서와 소거된 소음을 측정하는 오차센서 등으로 분류하고 있어 이를 다중채널 ANC 시스템이라 한다[4,5].

또 입력센서와 오차센서 하나씩만 존재하며 두 센서사이에서 전파지연(propagation delay)이 발생하므로 오차센서로 소음을 예측할 수 있는 이중 채널 시스템으로 2차 음원은 입력센서의 출력으로부터 유도된 것이다[6-8].

이러한 다중 또는 이중채널 시스템들은 제어음원의 구성에 있어서 피이드백 영향을 최소화하거나 적응필터를 설계할 때 피이드백 효과를 이용하는 방법 등이 있다[2].

따라서, 본 연구에서는 다중 또는 이중채널을 이용한 ANC 시스템의 장단점을 분석하여 단일채널만을 이용한 새로운 ANC 시스템을 제안하고자 한다.

전통적인 다중채널을 이용하는 시스템에서는 제어음원은 2차 소음원을 만드는데 이용되고 있으나, 단일채널을 이용한 시스템에서는 1차 소음과 2차 소음사이를 추정하는데 이용되며, 스피커와 센서사이의 전파지연에 대한 보상에서 소음의 예측된 값이 이용되고 있다.

AR(autoregressive) 시스템에서 소음을 모델링에 사용함으로써 시간에 따라 변하거나 변하지 않는 소음 모두를 소거하는데 이용할 수 있다[9-11].

본 연구에서 기본 모델을 이용한 참고문헌 [12]에서는 전달함수를 단지 소음경로에 대한 것만 고려한 것으로 참고문헌 [13]에 의하면 이는 음향장비의 전달특성으로 인하여 많은 소음제어 성능을 저하시킬 수 있다고 보고 있기 때문에 참고문헌 [12]의 모델에 스피커-소음경로-센서의 전달특성 $G(z)$을 재구성하여 새로운 모델을 제안하고자 한다.

따라서 제안한 알고리즘에 랜덤신호 및 정현파 신호를 스피커를 통하여 출력시켜 제안된 ANC 시스템으로 적응적으로 추정하여 모의 실험을 통한 소음감쇄 특성을 확인하고자 한다.

또한 3차원 폐공간에서 실시간으로 실험을 하였으며, 이때 사용된 소음은 신호발생기에서 발생된 250[Hz] 정현파 신호를 이용하였다. 이때 스피커와 센서사이의 거리는 1 [m] 이고, 스피커와 센서사이의 전달함수는 소음경로에서의 전파지연과 음향장비의 전달특성을 고려하였다.

* 正 會 員 : 大田産業大 電氣工學科 敎授 · 工博
** 正 會 員 : 大田産業大 電氣工學科 敎授 · 工博
*** 正 會 員 : BK System 代表理事 · 工博
接受日字 : 2000年 3月 29日
最終完了 : 2000年 7月 11日

이상과 같은 모의 실험과 실험의 결과들을 토대로 향후 현장에 적용하기 위한 보완적 연구내용으로 삼고자 한다.

2. 단일채널 능동 소음제어

다중채널 ANC 시스템에서 입력센서는 오차센서와 임의의 거리만큼 떨어진 위치에서 원하지 않는 소음을 측정하는데 사용되며, 측정된 신호는 적응필터의 입력이 된다. 그러나 제어용 라우드스피커(loudspeaker)로부터 입력센서까지 소음이 피이드백 되는 것이 문제점으로 대두되고 있다.

일반적인 단일채널 ANC 시스템에서 센서는 1차 음원 $s(n)$과 제어음원 $c(n)$의 합인 센서의 출력 $m(n)$을 검출하며, 에너지를 최소화시키기 위하여 cancellation 알고리즘에 적용시켜 제어 스피커 입력 $r(n)$을 생성함으로써 이를 스피커를 통하여 $c(n)$을 그림 1 과 같이 출력시킨다. 그림 2 는 이 시스템의 전체 구성도이다.

그림 2 에서 음향경로의 전달함수 $G(z)$는 $r(n)$으로부터 $m(n)$까지의 소음경로에 대한 전파지연 성분만으로 가정하였기 때문에 프로세서 부는 예측기로 놓을 수 있어 $G(z) = z^{-\triangle}$로 된 시스템으로 고려하였다.

$m(n)$은 $s(n)$, $c(n)$, 및 $v(n)$의 합이므로 만약, $G(z)$을 알게 되면 센서에서의 1차 소음원 추정치 $z(n) = s(n) + v(n)$을 $m(n)$으로부터 얻을 수 있다.

$m(n)$의 잉여 오차신호를 최소화하기 위해 $r(n)$은 1차 음원 추정치 $z(n)$의 예측 값으로부터 추정되도록 하여야 함으로 $z(\tau), \{\tau = 1, \cdots, n\}$을 이용하여 최소 평균 자승오차(minimum mean square error; MMSE)를 예측할 수 있다. 즉, $r(n)$은

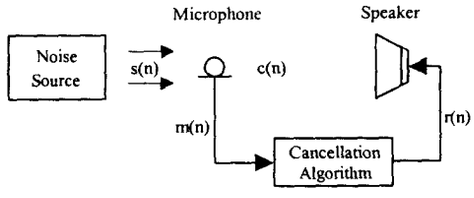


그림 1 일반적인 단일채널 능동 소음제어 시스템

Fig. 1 Generic single-channel active noise control system

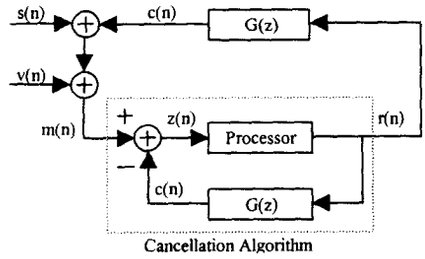


그림 2 Oppenheim의 단일채널 능동 소음 제어 시스템

Fig. 2 Single-channel active noise control system of Oppenheim

$$r(n) = -E\{z(n+\triangle) \mid z(n), z(n-1), \cdots, z(1)\} \tag{1}$$

이고, 이때 $m(n)$은 다음과 같다.

$$m(n) = z(n) - r(n) = z(n) - E\{z(n+\triangle) \mid z(n), z(n-1), \cdots, z(1)\} \tag{2}$$

Oppenheim은 $s(n)$의 MMSE를 구하기 위해 AR 모델로 두고 그 계수를 적응 알고리즘을 통해 추정하였으며, 추정된 계수는 $z(n)$의 예측 값을 알아내어 제어 스피커의 입력을 구하게 된다.

이것을 식으로 나타내면 $z(n)$과 $s(n)$은 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$z(n) = s(n) + v(n) \tag{3}$$

$$s(n) = \sum_{k=1}^{P} a_k s(n-k) + u(n) \tag{4}$$

여기서, 입력 백색잡음 $u(n)$과 $v(n)$은 각각 σ_u^2 와 σ_v^2 의 평균 음향파워 즉, 분산이며, P는 AR 모델 차수이다.

따라서 적응 알고리즘을 통해 시간 n 까지의 예측 값으로부터 구한 $s(n+\triangle)$의 MMSE의 추정치는 $r(n) = -\hat{s}(n+\triangle)$ 일 때 식(1)에서 $\hat{s}(n+\triangle)$를 적응적으로 계산하여 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{s}(n+\triangle) = E\{s(n+\triangle) \mid z(1), z(2), \cdots, z(n)\} \tag{5}$$

따라서, 파라미터 $a_1, a_2, \cdots, a_p, \sigma_u^2, \sigma_v^2$ 을 정확하게 알 수 있다면, 칼만 필터 알고리즘을 사용하여 이 추정치를 구할 수 있다 [12].

칼만 필터 알고리즘에서 사용된 것과 같이 신호원 계수들의 추정 방정식은 다음과 같다.

$$\hat{\alpha}(n+1) = \hat{\alpha}(n) - \gamma_n [\mathbf{Q}_{21}(n) + \mathbf{Q}_{22}(n)\hat{\alpha}(n)] \tag{6}$$

$$\hat{\sigma}_u^2(n+1) = \hat{\sigma}_u^2(n) - \gamma_n [\hat{\sigma}_u^2(n) - \frac{1-\lambda}{1-\lambda^n}[Q_{21}(n) + \mathbf{Q}_{22}(n)\hat{\alpha}(n)]] \tag{7}$$

위 식에서, $Q_{ij}(n)$, $i,j = 1,2$는 반복적으로 계산하는 것이고, 음향파워는 가중치 평균값을 다음과 같이 추정하였다.

$$\hat{\sigma}_v^2(n+1) = \hat{\sigma}_v^2(n) - \delta_n \left[\hat{\sigma}_v^2(n) - \frac{1-\eta}{1-\eta^n}\xi(n)\right] \tag{8}$$

여기서, $\xi(n)$은 $v(n)$의 추정치 σ_v^2가 $E\{[z(n)-s(n)]^2\}$ 임으로 다음 식으로 구할 수 있다.

$$\xi(n) = \eta(\xi(n-1) + [z^2(n) - 2z(n)\hat{s}(n|n) + \hat{s}^2(n)] \quad (9)$$

식(9)에 나타낸 λ 및 η 는 망각인자로써 항상 1 과 0 사이의 값을 갖도록 하여야 하며, γ_n 와 δ_n 은 step size들로서 신호의 세기에 따라 그 크기가 결정된다.

따라서 식(6)~(8)은 역행렬을 이용하지 않았기 때문에 계산이 간단하므로 유용하다고 볼 수 있으며, 이 식을 이용하여 소음원에 관한 계수들을 순차적으로 구할 수 있어 소음원의 계수들에 대한 정보 없이도 Oppenheim 알고리즘을 사용할 수 있을 것이다.

그러나 이 알고리즘은 스피커-센서 사이의 전파경로에 대한 전달특성을 단순히 전파지연만 있는 것으로 가정하였기 때문에 온라인 시스템으로 구성할 경우 스피커와 센서의 전달특성 때문에 소음 제거 성능이 저하된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 Oppenheim 구조에 스피커와 센서의 전달특성을 상쇄시키는 적응 모델을 추가하였다.

3. 단일채널 방식에 의한 적응 능동 소음제어

Oppenheim 구조는 소음 전달경로에 전파지연만 존재하는 시스템으로만 모델링 하였을 뿐 음향장비에 대해서는 전달특성을 고려하지 않았다.

그러나 ANC 시스템으로 소음을 제거할 때의 성능은 음향경로의 전달함수 뿐만 아니라 스피커와 센서의 전달특성으로 인하여 많은 영향을 받게된다[14].

따라서 본 연구에서는 참고문헌 [13]에서 다루었던 음향 시스템의 동특성을 이용하여 소음제거 시스템을 스피커-소음경로-센서의 전달함수 $G(z)$을 재구성하여 새로운 모델을 제안하고자 한다.

즉, 음향장비인 스피커와 센서의 전달특성을 고려한 전달함수는 $g(z)$로, 소음경로에서 나타나는 전파지연을 $Z^{-\Delta}$ 로 각각 가정하여 다음 식과 같이 놓았다.

$$G(z) = g(z) \cdot Z^{-\Delta} \quad (10)$$

스피커-소음경로-센서의 경로에서 전달특성으로 인한 소음제거 성능의 저하를 막기 위하여 Oppenheim 구조에서 스피커-소음경로-센서의 전달함수 $G(z)$와 이로 인한 영향을 상쇄시킬 수 있는 적응 모델 $W(z)$을 연결한 소음제어 시스템을 그림 3 과 같이 나타내었다.

또한 그림 3에서 FXLMS 알고리즘을 이용한 적응모델만을 상세하게 그림 4에 나타내었다.

그림 4 에서 적응 필터 출력 $y(n)$은 다음 식으로 주어진다.

$$y(n) = \mathbf{W}(n)\ \mathbf{r}^T(n) \quad (11)$$

여기서, $\mathbf{W}(n)$과 $\mathbf{r}(n)$은 각각 가중치 벡터와 신호벡터이다.

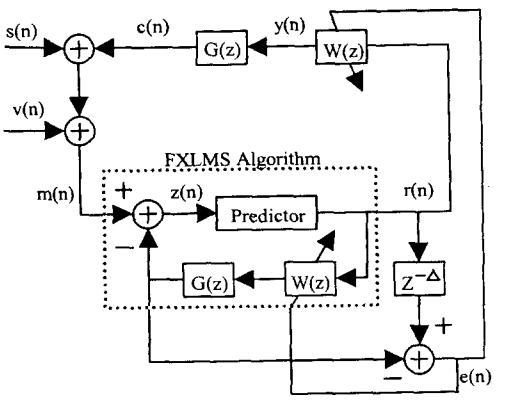


그림 3 적응모델을 이용한 단일채널 능동 소음 제어 시스템

Fig. 3 Single channel active noise control system using adaptive model

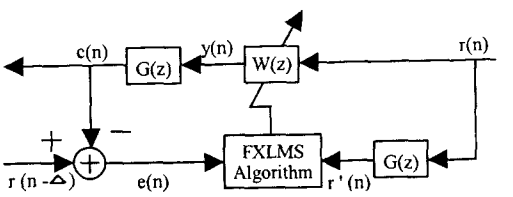


그림 4 FXLMS 알고리즘을 이용한 적응모델

Fig. 4 Adaptive model using FXLMS algorithm.

따라서 소음경로를 지난 소음신호 $c(n)$은 다음과 같이 된다.

$$c(n) = \sum_{j=0}^{L-1} g_{1j}\, y(n-j) + \sum_{i=1}^{P} g_{2i}\, c(n-i) \quad (12)$$

여기서, g_{1j}와 g_{2i}는 IIR 필터 구조를 갖는 $G(z)$의 부분 항들로 다음과 같으며, L과 P는 $g_1(z)$, $g_2(z)$의 계수이다.

$$G(z) = \frac{\sum_{j=0}^{L-1} g_{1j} Z^{-j}}{1 - \sum_{i=1}^{P} g_{2i} Z^{-i}} \quad (13)$$

따라서 $c(n)$과 오차신호 $e(n)$을 정리하여 나타내면 다음과 같다.

$$c(n) = \sum_{j=0}^{L-1} g_{1j}\left[\sum_{i=0}^{N-1} \mathrm{w}(i)\, r(n-i-j)\right] + \sum_{i=1}^{P} g_{2i}\, c(n-i) \quad (14)$$

$$e(n) = r(n-\triangle) - c(n) \quad (15)$$

경사법(steepest descent method)을 이용하여 $\mathbf{W}(n)$을 적응

시켜 정리하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}\hat{\nabla}(n) &= \frac{\partial e^2(n)}{\partial \mathbf{W}(n)} \\ &= 2\cdot e(n)\cdot \frac{\partial}{\partial \mathbf{W}(n)}\cdot \\ &\quad \{r(n-\triangle)-c(n)\} \\ &= -2\cdot e(n)\cdot \mathbf{G}_1\cdot \mathbf{r}(n)\end{aligned} \tag{16}$$

여기서, $\mathbf{G}_1$은 $g_1(z)$을 벡터로 표현한 것으로 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{G}_1 = [g_{10}\ g_{11}\ g_{12}\ \cdots\ g_{1L-1}] \tag{17}$$

그러나 $\mathbf{G}_1\cdot \mathbf{r}(n)$은 적응 필터 입력 $r(n)$이 $G(z)$을 거쳐 나온 출력 값 중에서 입력과 관련된 항이므로 식(16)을 이용하면 가중치 벡터는 다음 식으로 적응된다.

$$\begin{aligned}\mathbf{W}(n+1) &= \mathbf{W}(n)+\mu\{-\hat{\nabla}(n)\} \\ &= \mathbf{W}(n)+2\mu\cdot e(n)\cdot \\ &\quad \mathbf{G}_1\cdot \mathbf{r}'(n)\end{aligned} \tag{18}$$

여기서, $\mathbf{r}'(n)$은 $\mathbf{r}(n)$이 필터된 값으로 가중치를 적응시킬 때 이용된다.

4. 전달함수 계수 추정

스피커-소음경로-센서의 전달함수 $G(z)$는 시간에 따라 변하지 않고 이미 정해진 전달함수이므로 참고문헌 [13]로부터 구할 수 있다[15].

이 전달함수는 각 계수를 추정함으로써 구해질 수 있기 때문에 랜덤 신호를 스피커로 출력시켜 이를 입력신호로 하고 센서의 입력신호를 출력으로 할때 그림 5 와 같이 MATLAB의 SIMULINK를 이용하는 방법으로 전달함수를 추정하는 시스템을 구성하였다. 이때 시스템을 5 차로 가정하였고, 추정 방법은 망각인자를 0.98로 하였다.

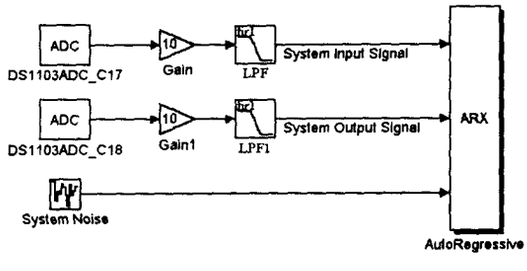


그림 5 전달함수 추정 시스템의 구성도
Fig. 5 Block diagram of estimate system for transfer function

따라서 실험실내의 3차원 공간에서 스피커-소음경로-센서의 음향경로에 대한 추정된 전달함수는 식 (19)와 같다.

식(19)와 같이 추정된 전달함수 $G(z)$를 사전 지식이 있는 것처럼 가정하여 $\hat{G}(z) = G(z)$이라 하였으며, 랜덤신호 및 정현파 신호와 각각의 소거된 신호는 똑같은 전달함수를 갖는 스피커-앰프를 통하여 전달되고 있는 것으로 하였다.

$$\begin{aligned}G(z) &= \frac{0.1057z^{-1}-0.0425z^{-2}}{1-1.6013z^{-1}+0.9167z^{-2}} \\ &\quad \frac{+0.0260z^{-3}-0.0494z^{-4}-0.0047z^{-5}}{-0.3288z^{-3}+0.0819z^{-4}+0.0124z^{-5}}\end{aligned} \tag{19}$$

랜덤신호 및 정현파 신호는 그림 3 의 시스템에서 $z(n)$과 같은 것이며, 소음제어의 목적은 센서의 출력 $m(n)$의 에너지를 최소화하기 위한 것으로써 식(1)에 따라 $r(n)$은 $z(\tau)$, $\tau = n-\triangle,\cdots,1$ 일 때 예측되는 $z(n)$에서 예측오차와 같도록 $m(n)$을 만들었다.

센서로 측정한 소음 σ_u^2의 분산을 추정하기 위해 센서의 출력을 $v(n)$으로 하기 위하여 ANC를 OFF시켰을 때 가장 조용한 곳에 센서를 위치시켰으며, 다음 식을 이용하여 추정하였다.

$$\sigma_v^2 \approx \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} v^2(n) \tag{20}$$

또한 소음 감쇄(attenuation)는 다음 식을 이용하여 계산하였다 [12].

$$attenuation\ (\mathrm{dB}) = -10\log_{10}\frac{E\{m^2(n)\}}{E\{z^2(n)\}} \tag{21}$$

여기서, $E\{z^2(n)\}$는 원 소음 신호에 대한 평균 음향 파워이고, $E\{m^2(n)\}$는 잉여 소음 신호의 평균 음향 파워로 잉여 소음 신호는 예측오차와 같다.

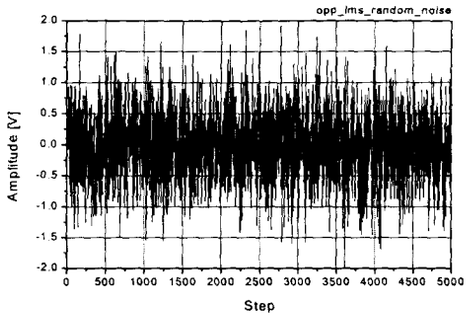
5. 모의 실험 및 결과검토

5.1 각 소음을 예측기에 적용한 경우

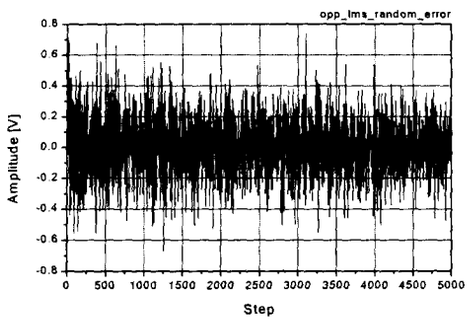
앞에서 살펴본 이론적인 배경을 토대로 랜덤 소음 및 정현파 소음을 이용하여 그림 2 에서 소음경로가 전파지연만 존재할 때의 모의 실험 결과를 그림 6 과 7 에 나타내었다.

5.2 각 소음을 적응모델에 적용한 경우

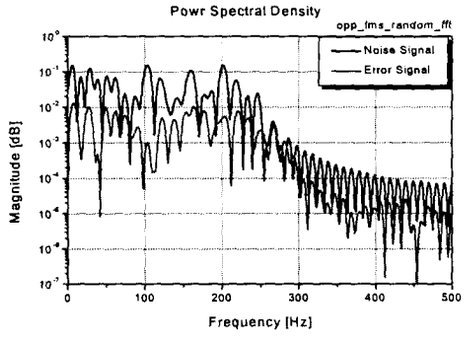
여기서는 랜덤 소음 및 정현파 소음을 이용하여 본 연구에서 제안한 적응모델을 이용한 그림 3 에서 스피커-소음경로-센서의 전달함수 $G(z)$를 식(10)으로 고려한 경우의 모의 실험 결과를 그림 8 과 9 에 나타내었다.



(a) Random noise



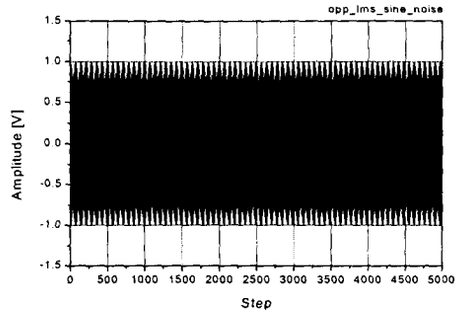
(b) Error signal



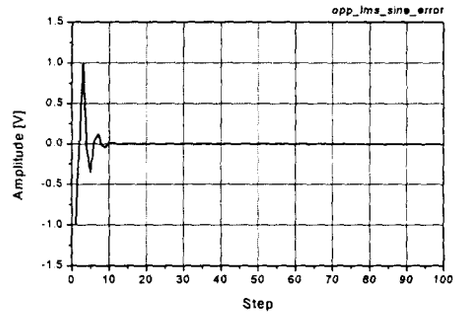
(c) Power spectrum of random noise and error signal

그림 6 랜덤 소음의 Cancellation 결과

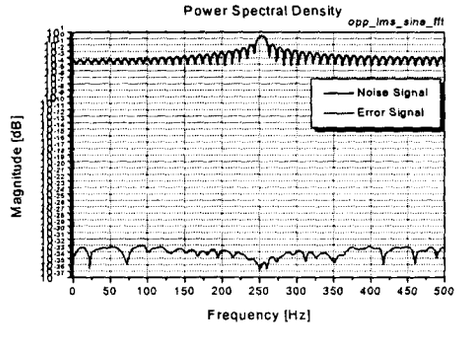
Fig. 6 Cancellation result of random noise



(a) Sine wave noise



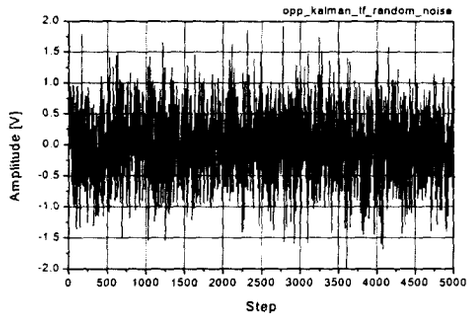
(b) Error signal



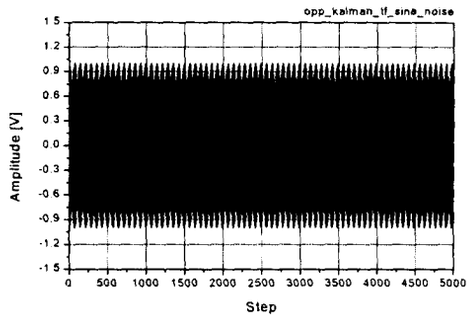
(c) Power spectrum of sine wave noise and error signal

그림 7 정현파 소음의 Cancellation 결과

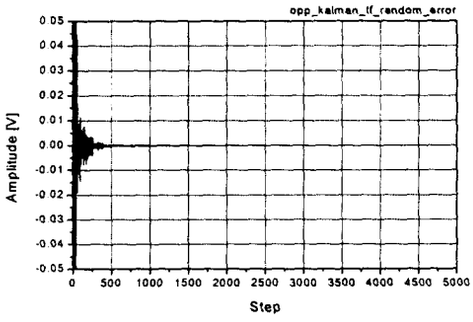
Fig. 7 Cancellation result of sine wave noise



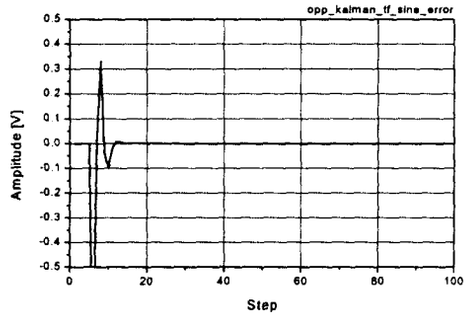
(a) Random noise



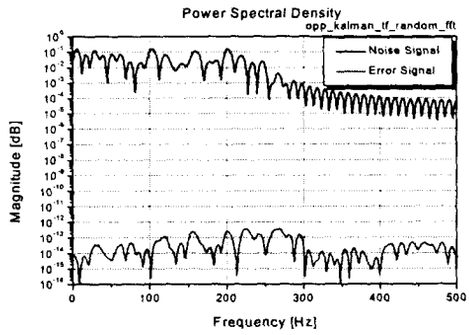
(a) Sine wave noise



(b) Error signal



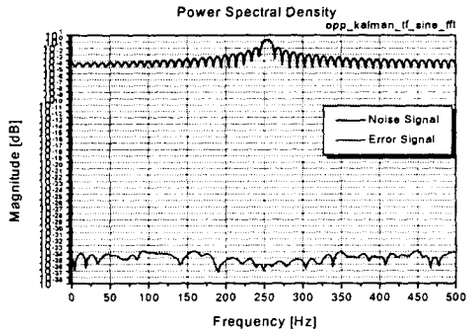
(b) Error signal



(c) Power spectrum of random noise and error signal

그림 8 랜덤 소음의 Cancellation 결과

Fig. 8 Cancellation result of random noise



(c) Power spectrum of sine wave noise and error signal

그림 9 정현파 소음의 Cancellation 결과

Fig. 9 Cancellation result of sine wave noise

5.3 모의 실험 결과 비교 및 검토

모의 실험에 이용한 소음원은 랜덤 신호 및 정현파 신호이며, 각각의 cancellation 결과를 표 1 에 정리하여 나타내었다.

또한 본 연구에서 얻은 모의 실험 결과를 검증하기 위해 3 차원 폐공간 만을 대상으로 한 참고문헌의 결과를 표 2 에 나타내어 비교 검토한바 참고문헌의 결과는 9.12 ~ 45 dB사이의 cancellation 값을 갖고 있으며, 그 중 참고문헌 [12]는 35 ~ 45 dB의 많은 량의 소음 감쇄 결과를 얻고 있으나, 이는 특정 소음을 대상으로 한 것이다.

따라서 본 연구에서는 많은 소음 주파수들이 섞인 혼합 신호임에도 불구하고 18 ~ 43 dB 정도의 소음 감쇄로 보이나, 이는 본 연구에서 제안한 적응모델을 적용한 것만을 대상으로 했을 경우 28 ~ 43 dB로 우수하게 소음감쇄가 이루어졌음이 입증되었다.

특히 본 연구에서 제안한 적응 모델을 이용한 알고리즘의 경우 cancellation을 하고자 하는 소음에 여러 형태의 잡음이 혼합된 경우 순수한 소음보다 더 많은 소음감쇄 효과를 얻을 수 있음을 확인하였다.

표 1 각 알고리즘의 모의 실험 결과
Table 1 Simulation result of the respective algorithm

구분	조건	ANC Result
그림 6	예측기 이용	18 dB
그림 7	예측기이용	25 dB
그림 8	적응모델이용	43 dB
그림 9	적응모델이용	28 dB

표 2 참고문헌의 모의 실험 결과
Table 2 Simulation results for references

Ref. No.	환경	ANC Result
4	3차원 폐공간	500 Hz 이하 : 9.12 dB
6	3차원 폐공간	30 dB
7	3차원 폐공간	30 dB
8	3차원 폐공간	15 dB
12	3차원 폐공간	·Helicopter : 45 dB ·프로펠러비행기: 40 dB ·Jet Airplane : 35 dB

6. 실험 및 결과검토

6.1 실험 조건

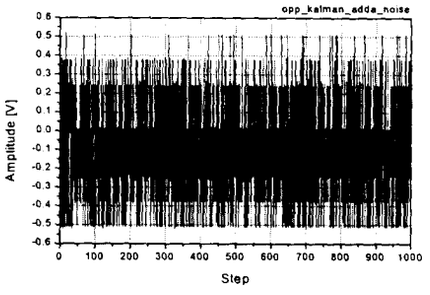
본 연구에서는 제어 알고리즘을 실현할 때 실시간 처리를 하기 위해 IBM PC 컴퓨터보다 속도가 매우 빠른 계산 전용 Power PC를 탑재한 dSPACE의 DS1103 DSP Board를 이용하였다.

또 음향 시스템을 구성하는 장비로는 스피커(한국음향, CSW25E90544), Pre-Amp.(Inkel PP-9113), 마이크로폰(Panasonic, AT806b) 및 Power-Amp.(Inkel, PA-9312) 등이고, 측정 장비로는 Spectrum Analyzer(HP, 3588A)와 Oscilloscope (LeCory, LC534A) 등이다.

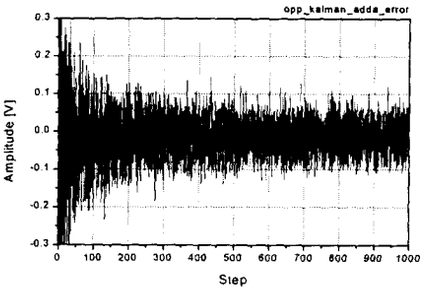
6.2 실험결과 및 비교검토

본 연구에 이용한 소음원 데이터는 신호발생기에서 약 300[Hz]의 정현파 신호를 Power Amp.에 입력하여 소음을 발생시켜 1차 음원으로 이용하였으며, 실험에 이용한 밀폐된 공간 크기는 3.5m(W) * 9m(L) * 3.5m(H)이며, 센서의 높이는 인체의 청각 감지 높이인 1.6 m로 하였다. 이때 1차 음원과 센서사이의 거리는 1[m]로 하였다.

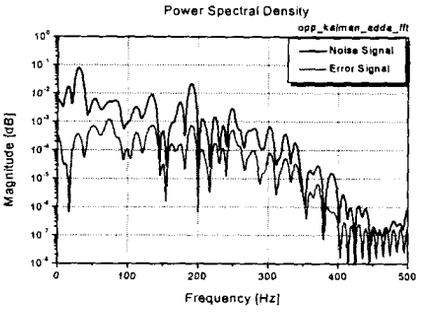
그리고 실험한 결과를 그림 10 에 나타내었으며, 그림 11 은 실시간으로 실험한 상태를 모니터에 display된 것을 capture한 것이다. 이 그림에서 알 수 있듯이 샘플링 시간을 0.00001초이다.



(a) Sine wave noise



(b) Error signal



(c) Power spectrum of sine wave noise and error signal

그림 10 정현파 소음의 Cancellation 결과
Fig. 10 Cancellation result of sine wave noise

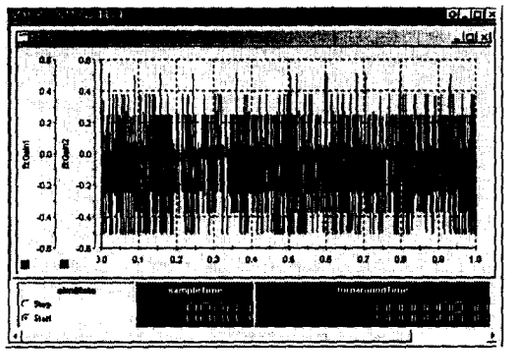


그림 11 Cancellation 결과의 Display
Fig. 11 Display of Cancellation result

본 연구에서 얻은 실험 결과는 18dB의 소음감쇄를 얻었으며, 이를 검증하기 위해 본 연구에 인용한 여러 개의 참고문헌 결과를 표 3 에 보이고 있으며, 3차원 폐공간만을 대상으로 한 참고문헌의 결과와 비교 검토한 바 참고문헌의 결과는 4.7 ~ 16 dB사이의 값을 갖고 있으나, 그 중 참고문헌 [9]의 경우는 200 Hz만을 갖는 단일 주파수 소음을 대상으로 한 것이며, 본 연구에서 얻은 결과는 매우 우수한 것으로 입증할 수 있었다.

표 3 참고문헌의 실험 결과
Table 3 Experiment results for references

Ref. No.	환경	ANC Result
5	3차원 덕트끝	40~600 Hz : 10 dB
9	3차원 폐공간	4~16 dB
10	3차원 차실내	9.2 dB
11	3차원 덕트끝	·100~500 Hz : 8.6 dB ·100~1 kHz : 4.7 dB ·200~500 Hz : 6.4 dB

7. 결 론

음향 시스템의 동특성을 토대로 각종 소음의 데이터를 이용하여 소음제어를 한 결과 능동 소음제어에서 두 센서를 사용하면 소음제거용 신호가 입력센서로 궤환 되어 소음 제거성능을 저하시키기 때문에 Oppenheim은 단일센서를 이용한 능동소음제어 알고리즘을 제안하였다. 그러나 이 알고리즘은 스피커와 센서의 간격을 매우 가까이 두어야 하는 단점이 있기 때문에 스피커와 센서의 위치를 가까이 해야하는 헤드폰 등에 한정적으로 밖에 사용할 수 없었다.

또한 스피커와 센서사이의 소음경로에서만 전파지연이 있는 것으로 가정하였으므로 하드웨어로 구현할 때 스피커와 센서의 전달특성으로 인해 소음감쇄 성능이 현저히 저하될 수 있다.

따라서 본 연구에서는 이러한 단점을 보완하기 위하여 적응 알고리즘으로 사용하는 LMS 알고리즘 대신에 칼만 필터를 이용함으로써 소음신호를 예측할 수 있었고, 실제 상황에 맞도록 스피커-소음전달경로-센서로 이루어지는 전달특성을 모두 고려하는 적응 모델을 이용한 단일채널 능동 소음제어 알고리즘을 제안하였다.

제안된 알고리즘을 이용해 스피커-소음경로-센서의 전달특성이 안정한 경우 단일 소음원과 다중 소음원에 대하여 모의 실험을 함으로써 28~43dB의 매우 우수한 소음감쇄 성능을 보였으며, On-line상태에서 실험한 결과 18dB의 소음감쇄 성능을 보였다.

특히 본 연구에서 제안한 적응 모델을 이용한 알고리즘의 경우 cancellation을 하고자 하는 소음에 여러 형태의 잡음이 혼합된 경우 순수한 소음보다 더 많은 소음감쇄 효과를 얻을 수 있음을 확인하였다.

이상의 결과들을 볼 때 본 연구에서 제안한 알고리즘은 매우 유용함을 확인하였으며, 인용한 참고문헌들의 결과들과 비교하였을 때 우수한 소음감쇄 성능을 보임으로써 본 연구가 매우 높은 실용가능성을 가지고 있음을 타진할 수 있었다.

차후 본 연구의 결과는 발전소, 변전소 및 공장 등에서 사용하는 전기기계 및 회전기계에서 발생하는 소음이 문제가 되는 장소의 작업환경을 획기적으로 개선할 수 있으리라 사료되며, 향후 연구 과제로는 제어 스피커와 오차 마이크로폰의 위치에 따른 제어 효과를 분석하고, 이에 적절한 제어 알고리즘을 제안하여 현장에 적용하고자 한다.

참 고 문 헌

[1] G. B. Chaplin, "Method and apparatus for canceling vibration." U. S. Patent No. 4 489 441 Dec. 18, 1984.

[2] L. J. Eriksson, M. C. Allie, and C. D Bremigan," Active noise control using adaptive digital signal processing," in Proc. ICASSP(New York), 1988, pp. 2594-2597.

[3] G. E. Warnaka, L. Poole, and J. Tichy, "Active attenuator." US Patent 4 473. 906, Sept. 25. 1984

[4] A. J. Efron, and L. C. Han, "Wide-area adaptive active noise cancellation", IEEE Trans. on Circuits and System-II: Analog and Digital Proc., Vol.41, No.6, pp.405-409, 1994.

[5] T. Yamaoka, E. Kojima, and M. Shinada, "Development of Wide-Band Active Noise Control System for One-Dimensional Acoustic Duct", Trans. of The Japan Society of Mechanical Eng., Vol.62, No.596, pp.1403-1411,1996.

[6] P. L. Feintuch, N. J. Bershad, and A. K. Lo, "A Frequency Domain Model for "Filtered" LMS Algorithm - Stability Analysis, Design, and Elimination of the Training Mode -", IEEE Trans. on Signal Processing, Vol.41, No.4, 1993, pp.1518-1531.

[7] D. R. Morgan, and J. C. Thi, "A delayless subband adaptive filter architecture", IEEE Trans. on Signal Proc., Vol.43, No.8, pp.1819-1830, 1995.

[8] 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, 1989, 797-802.

[9] Shoureshi. R., Brackney. L., Kubota. N., and Batta. G., "A Modern Control Approach to Active Noise Control", Trans. ASME, J. Dyn. Syst. Meas. Control, Vol.115, pp.673-678, 1993.

[10] M. Nakamura, M. Sasaki, F. Fujisawa, Y. Yamada and K. Shibata, "Active Control of Periodic Noise with High-Order Harmonic Frequencies(Control Performance Improvement using a Spectrum-Shaping Method)", Trans. of The Japan Society of Mechanical Eng., Vol.63, No.613, pp.3145-3152, 1997.

[11] T. Hayashi, A. Enamito and S. Suzuki, "A Study on Active

Noise Control in 3-Dimensional Space(Active Acoustic Power Control using Acoustic Nodal Points)", Trans. of The Japan Society of Mechanical Eng., Vol.61, No.586, pp.2402-2407, 1995.
[12] A. V. Oppenheim, K. C. Zangi, and D. Gaupe, "Single-Sensor Active Noise Cancellation", IEEE transactions on speech and processing, Vol.2, No.2, pp.285-290, 1994.
[13] 김영달, 정창경, 심재명, "변압기 소음제어를 위한 음향 시스템의 동특성 해석 및 전달함수 추정", 한국 조명·전기 설비학회, Vol.13, No.3, 1999.
[14] S. Suzuki and T. Hayashi, "Adaptive Active Noise Control System with Howling Canceler(2-Microphone Transfer Function Ratio System)", Trans. of The Japan Society of Mechanical Eng., Vol.60, No.569,pp.169-174,1994.
[15] D. Graupe, A. J. Efron, "A Output-Whitening Approach to Adaptive Active Noise Cancellation", IEEE Trans. on Circuit and Systems, Vol.38, No.11, pp.1306-1313, 1991.

저 자 소 개

김 영 달 (金 榮 達)

1957년 11월 5일생. 1986. 2. 대전공업대학 전기공학과 졸업, 1990. 2. 충북대 대학원 전기공학과 졸업(석사), 1999. 2. 명지대학교 대학원 전기공학과 졸업(공박), 현재 대전산업대 전기공학과 교수

관심분야 : 소음제어, 음성 및 화상 신호처리, 이동 로봇
Tel : 042-821-1089, Fax : 042-821-1088
E-mail : zeromoon@tnut.ac.kr

이 민 명 (李 敏 明)

1943년 4월 14일생. 1982년 충남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 뉴질랜드 오클랜드대학 명예연구교수(94~95), 대전산업대 산업대학원장(96~98), 대한전기학회 대전지부장(98 ~ 99), 현재 대전산업대 전기공학과 교수

Tel : 042-821-1097M, Fax : 042-821-1088
E-mail : mmlee@tnut.ac.kr

정 창 경 (鄭 昌 京)

1951년 10월 10일생. 1974년 고려대 물리학과 졸업. 1987년 동 대학원 전자공학과 졸업(공박). 1981년~1995년 명지대 전기공학과 교수. 1995년~현재 (주)비케이시스템 대표이사