

적응 능동소음제어를 위한 새로운 오차 경로 인식 방법을 통한 filtered-X LMS 알고리즘

正會員 權 奇 龍* 正會員 宋 奎 翼* 正會員 金 德 奎* 正會員 李 健 一*

A Filtered-X LMS Algorithm by New Error Path Identification Method for Adaptive Active Noise Control

Ki Ryong Kwon*, Kyu Ik Sohng*, Deock Kyu Kim*,

Kuhn Il Lee* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 적응 능동소음제어를 위한 새로운 오차경로 인식 방법을 통한 filtered-X LMS (least mean square) 알고리즘을 제안하였다. 제안한 알고리즘에서는 3개의 마이크로폰과 이중 루프제어를 이용하여 오차경로의 전달 특성을 온라인으로 정확히 인식하도록 하였다. 덕트를 통한 소음이 정현파인 경우와 실제 공조기의 소음에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 각각 수행한 결과, 제안한 방식은 입력소음에 비하여 각각 평균 29.1dB 및 10.4dB 정도의 소음레벨이 감소됨을 확인하였다. 이는 Eriksson의 방법보다 각각 평균 0.5dB 및 2.5dB 정도 개선된 것이다.

Abstract

In this paper, a filtered-X LMS algorithm by new error path identification method is proposed for active noise control system. The proposed algorithm identifies accurately the error path transfer function using three microphones and the control of error signal through double loop scheme with on-line. In the computer simulation using the sinusoidal and the practical duct noise, the proposed algorithm reduces noise level about 29.1dB and 10.4dB, respectively. We can observe the improvement of about 0.5dB and 2.5dB in noise level compared with that obtained using the filtered-X LMS algorithm of Eriksson model.

I. 서 론

최근 고속 디지털 프로세서의 급속한 발달로 적응시

스텝 이론을 하드웨어적으로 실현하는 능동소음제어 분야의 연구가 활발히 이루어지고 있다.^[1] 능동소음 제어는 제거할 소음에 이와 동일한 진폭을 가지면서 역위상인 제 2의 음을 스피커로써 인가하여 상호상쇄시켜 소음을 제거시키는 기술이다. 이 기술은 특히 엔진, 송풍기, 압축기 및 산업용기기 등에서 발생하

*慶北大學校 電子工學科
Dept. of Electronics, Kyungpook Nat'l Univ.
論文番號: 9453
接受日字: 1994年 2月 22日

는 500Hz 이하의 저주파영역의 소음제어에 탁월한 효과를 나타낸다.^[2,3]

종래의 LMS 알고리즘을 이용한 능동소음제어에서는 스피커 특성 및 음향경로의 전달특성 등에 따라 그 수렴특성이 보장되지 않는 경우가 있다. 1981년 Burgess가 음향경로의 전달특성을 고려한 filtered-X LMS 알고리즘을 제안한 이래 이를 이용한 여러 연구가 발표되었다.^[4-6] 그러나 이들의 제어 알고리즘에서는 스피커 특성 및 오차경로의 전달함수가 불변인 것으로 간주하기 때문에 이들 특성이 온도 및 유속 등의 변화나 경년(aging)에 의하여 변화하는 데에 대처를 못하는 문제가 있다.

Eriksson 등^[11] 피은 두개의 마이크로폰과 소음발생기를 사용하는 연속 추정기법을 이용하여 스피커 특성 및 오차경로의 전달함수를 온라인(on-line)으로 결정하는 모델을 제시하였다. 그러나 이 방법에서는 소음발생기의 음이 새로운 소음원이 될 수 있어 이 경우 알고리즘의 성능을 저하시킨다.

본 논문에서는 능동소음제어를 위한 새로운 오차경로 인식 방법을 통한 filtered-X LMS 알고리즘을 제안하였다. 본 제안 알고리즘에서는 소음발생기 대신에 하나의 마이크로폰을 이용하고 이중 루프제어를 함으로써 오차경로의 전달 특성을 온라인으로 정확하게 인식하며, 이의 구조가 간단하여 하드웨어 실현도 쉬워진다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 이 모델을 이용한 능동소음제어 방법이 Eriksson^[11]의 방법에 비하여 실제 공조가 덕트의 소음제어의 경우에 제어 수렴속도가 5배정도 빠르며 2.5dB 정도 개선효과가 있음을 확인하였다.

II. 이 론

1. Filtered-X LMS 알고리즘

Filtered-X LMS 알고리즘은 스피커의 전기적 전달특성 및 오차경로에서의 음향 전달특성을 고려한 능동소음제어의 알고리즘으로서,^[11-16] 이를 이용한 제어기의 블록도는 그림 1에 나타내었다. 여기서 $H_s(z)$ 및 $H_e(z)$ 는 각각 스피커의 특성 및 오차경로의 전달함수이다.

실제 적용을 위하여 그림 2(b)에서와 같이 음향 플랜트 P_e 에 스피커의 특성 $H_s(z)$ 를 포함시킨 새로운 음향 플랜트 전달함수 P 및 $H_e(z)$ 에 $H_s(z)$ 를 포함시킨 새로운 오차경로 전달함수 $H_{se}(z)$ 로 모델화한다. 여기서 음향오차출력 $e_f(n)$ 은 음향오차 $e(n)$ 과 새로

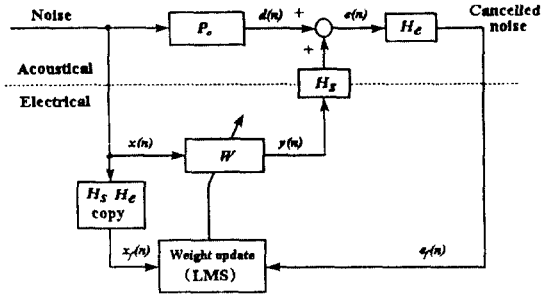
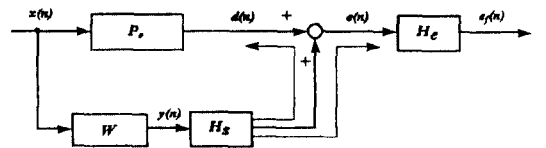


그림 1. Filtered-X LMS 알고리즘을 갖는 능동소음제어기의 블록도

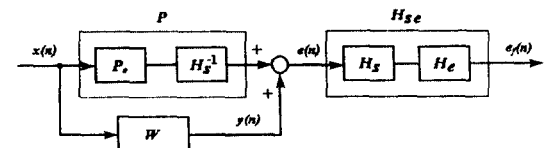
Fig 1. Block diagram of the active noise control system with filtered-X LMS algorithm.

운 오차경로 전달함수 $H_w(z)$ 를 컨버전션한 출력오차이다. 이의 알고리즘이 안정된 수렴 여의 알고리즘이 안정된 수렴특성을 갖게 하기 위해서 오차경로의 전달함수를 입력 $x(n)$ 과 필터링하여 그 출력을 LMS 알고리즘의 입력으로 사용한다. 이에 대한 filtered-X LMS 알고리즘은

$$W(n+1) = W(n) - 2\mu e_f(n) X_f(n) \quad (1)$$



(a) $H_s(z)$ summing junction



(b) Equivalent model of (a)

그림 2. 스피커의 전달함수를 음향경로상으로 등가접속한 모델

Fig 2. Equivalent connection model of loudspeaker transfer function in acoustic path.

이다.

실제적으로 filtered-X LMS 알고리즘을 능동소음 제어에 적용할 경우에는 오차경로의 전달함수가 나트내의 온도 및 유속 등의 변화에 따라 변하는 점을 고려해야 한다. 따라서 이러한 특성의 변화를 온라인으로 인식하는 알고리즘이 필요하다.

Eriksson ^[1] 의 filtered-X LMS 알고리즘은 소음발생기를 사용한 연속 추정기법으로 스피커의 특성 및 오차경로의 전달함수로 모델링한 것으로 그림 3에서와 같다. 이 모델에서는 작은 크기의 랜덤소음을 발생시켜 오차경로의 인식을 위한 알고리즘의 입력으로 사용한다. 그러나 이 방법은 오차경로의 전달함수에 대한 사전 지식이 필요치 않은 장점이 있으나 소음발생기의 소음이 새로운 소음원이 될 수도 있어서 알고리즘의 성능을 저하시키는 단점이 있다.

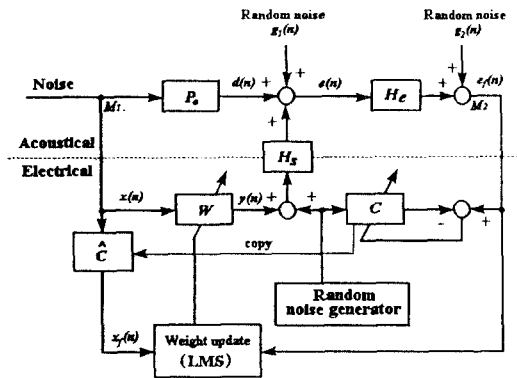


그림 3. Eriksson 모델의 filtered X LMS 알고리즘
Fig 3. Filtered-X LMS algorithm of Eriksson model.

2. 온라인 인식 filtered-X LMS 알고리즘의 제안

본 논문에서는 시간에 따라 변하는 오차경로의 전달특성 $H_e(z)$ 를 온라인으로 인식하는 개선된 filtered X LMS 알고리즘을 그림 4에서와 같이 제안하였다. 제안 모델에서, 오차경로의 전달특성 $H_e(z)$ 를 인식하는 필터 C 의 입력신호로는, 소음원의 출력을 사용하지 않고, 별도의 마이크로폰 M_2 를 이용하여 오차신호 $e_1(n)$ 을 받아 들인다. 그리고, C 의 출력 $y_1(n)$ 과 적응필터 W 의 출력 $y(n)$ 과의 차신호 $e_2(n)$ 을 얻으며, 이 $e_2(n)$ 과 $H_e(z)$ 의 시스템을 통과한 오차신호 $e_1(n)$ 과의 차신호 $e_2(n)$ 으로써 C 를 제어한다. 이와 같은 이중 무프제어를 수행함으로써 더욱 정확한 제어가 이

루어지도록 하였다. 스피커의 특성은 실제 운용에서 변화성분이 적으므로 고정된 전달특성을 갖도록 하였다. 또한 실제의 덕트 시스템에서는 외부의 랜덤잡음도 유입되므로 이를 모델에 반영하였다. 이 랜덤잡음은 M_1 , M_2 및 M_3 에 모두 유입이 되나 M_1 에 유입이 되는 것은 입력소음 $x(n)$ 에 같이 포함시켰으며, M_2 및 M_3 에 유입되는 랜덤잡음 $g_1(n)$ 및 $g_2(n)$ 만을 고려하였다.

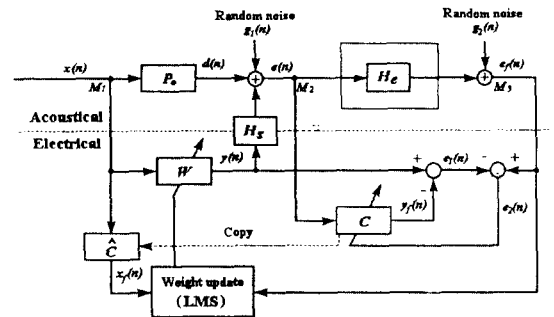


그림 4. 제안한 모델의 filtered X LMS 알고리즘
Fig 4. Filtered X LMS algorithm of proposed model.

그림 4에서 하중 매터 W 및 C 를 각각 새롭게 하기 위하여 필요한 계수식:

$$x_1(n) = x(n) * h_1(n) \tag{2}$$

$$y(n) = W^T(n)X(n) \tag{3}$$

$$y_1(n) = C^T(n)E(n) \tag{4}$$

$$e(n) = d(n) + y(n) + g_1(n) \tag{5}$$

$$e_1(n) = y(n) - y_1(n) = y(n) - C^T(n)E(n) \tag{6}$$

$$e_2(n) = e_1(n) - e_1(n) \tag{7}$$

$$\begin{aligned} e_2(n) &= [d(n) + y(n) + g_1(n)] * h_1(n) + g_2(n) \\ &- [d(n) + W^T(n)X(n) + g_1(n)] * h_1(n) + g_2(n) \\ &= d_1(n) + W^T(n)X_1(n) + g_2(n) \end{aligned} \tag{8}$$

이다. 따라서 $W(n)$ 및 $C(n)$ 은 각각

$$W(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N-1}(n)]^T$$

$$C(n) = [c_0(n), c_1(n), \dots, c_{M-1}(n)]^T$$

이며, 여기서 T 는 벡터의 전치이고 N 및 M 은 필터의 차수를 나타낸다. 그림 4에서 적응필터 $W(z)$ 및 오차 경로 인식필터 $C(z)$ 는 각각

$$W(z) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i z^{-i} \quad (9)$$

$$C(z) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i z^{-i} \quad (10)$$

으로 표현되는 FIR(finite impulse response) 시스템의 형태이다.

제안된 오차경로 인식필터의 하중 벡터 $C(n)$ 의 최적값을 구하기 위하여 $e_2(n)$ 을 최소자승오차법으로 최소화시킨다. 여기서 $e_2(n)$ 은 적응필터의 출력 $y(n)$ 과 오차경로 인식기의 출력 $y_f(n)$ 의 차신호 $e_1(n)$ 을 음향오차 출력 $e_f(n)$ 에서 뺀 오차신호이다. 이의 최소자승오차는

$$\begin{aligned} \xi_{c_{\min}} &= E[e_2^2(n)] \\ &= E[\{e_f(n) - e_1(n)\}^2] \\ &= E[\{e_f(n) - (y(n) - C^T(n)E(n))\}^2] \end{aligned} \quad (11)$$

이며, 경사법 알고리즘을 사용한 추정 기울기 벡터 $\nabla \xi_{c_{\min}}$ 은

$$\begin{aligned} \nabla \xi_{c_{\min}} &= \frac{\partial e_2^2(n)}{\partial C(n)} = 2e_2(n) \frac{\partial e_2(n)}{\partial C(n)} \\ &= 2e_2(n)E(n) \end{aligned} \quad (12)$$

이다. 따라서 제안한 능동소음제어기의 적응모델에서 새롭게 조정된 오차경로 인식기의 하중벡터 $C(n+1)$ 은

$$\begin{aligned} C(n+1) &= C(n) + \mu_c (-\nabla \xi_{c_{\min}}) \\ &= C(n) - 2\mu_c e_2(n) E(n) \end{aligned} \quad (13)$$

이다. 여기서 μ_c 는 오차경로 인식기의 수렴인자이다.

III. 실험결과 및 고찰

본 논문에서 제안한 오차경로의 전달함수의 변화를 온라인으로 인식하는 filtered-X LMS 알고리즘

의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인 하였다. 시스템의 입력소음신호는 정현파 신호 및 실제 공조기의 덕트계로 전파되는 소음원을 각각 사용하였다. 이 소음원의 데이터는 16비트로 A/D 변환하였으며, 10kHz로 표본화하였다. 제안한 알고리즘에서는 필터 탭 계수를 32개 사용하였다. 또한 마이크로폰의 전달특성은 이상적인 것으로 간주하였으며, 시변 전달함수를 갖는 플랜트 $P(z)$ 는

$$\begin{aligned} P_0(z) &= \sum_{i=0}^{L-1} (A \cdot e^{-Bi})z^{-i}, \\ A &= 0.52 \sim 0.54, B = 0.75 \sim 0.85 \end{aligned} \quad (14)$$

을 사용하였다. 여기에서 L 은 필터의 차수이며, 진폭 A 는 0.52에서 0.54까지 변화하고, 시정수 B 는 0.75에서 0.85까지 변화하는 값으로 하였다. 이는 덕트 단면의 크기가 가로 850mm, 세로 350mm이고, 마이크로폰에서 스피커까지의 길이가 1000mm인 실제 시스템에서 나타날 수 있는 실험치에 의거한 것이다. 외부에서 부가되는 랜덤잡음은 마이크로폰 M_2 및 M_3 에 모두 분산이 0.5인 가우시안 잡음을 사용하였다.

오차경로의 특성 즉, 전달함수 $H_c(z)$ 는

$$H_c(z) = \sum_{i=0}^{N-1} (h_c \pm \alpha_i)z^{-i} \quad (15)$$

를 사용하였으며, 여기서 h_c 는 덕트의 임펄스 응답이다. 또한 α_i 는 $H_c(z)$ 를 변하게 하기 위한 랜덤 상수이다. 이 식은 일반 공조기 덕트의 음향 전달특성에 의거한 것으로서 이의 주파수특성은 그림 5에서와 같다. 본 논문에서 사용한 스피커의 주파수 특성은 시판되는 일반 저음용 스피커의 주파수 특성 데이터를 활용하여 이와 유사한 6차 Butterworth 대역통과 필터를 설계하였다. 스피커의 진폭 및 위상에 대한 주파수 특성은 그림 6 및 그림 7에서와 같다. 본 논문에서 사용한 스피커는 위상전이가 90° 이하의 경우의 고정된 전달특성을 갖는다고 가정하였다.

덕트를 통한 플랜트의 출력소음 $d(n)$ 이 300Hz의 정현파인 경우와 일반 공조기의 소음인 경우에 대하여 제안한 알고리즘을 사용한 능동소음제어기의 출력신호 $y(n)$ 을 각각 그림 8 및 9에 나타내었다. 그리고 이들 각각의 오차신호 $e_f(n)$ 은 각각 그림 10 및 11과 같이 나타내었다. 그림 8 및 9에서 실선은 플랜트의 출력 소음 $d(n)$ 을, 점선은 역상인 출력신호 $y(n)$

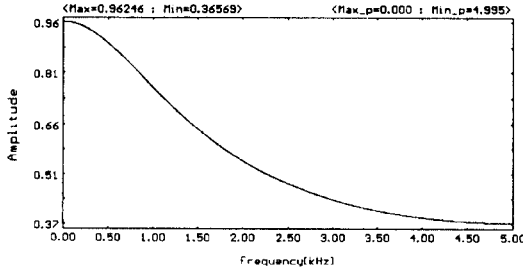


그림 5. 덕트의 주파수특성
Fig 5. Frequency characteristic of the duct.

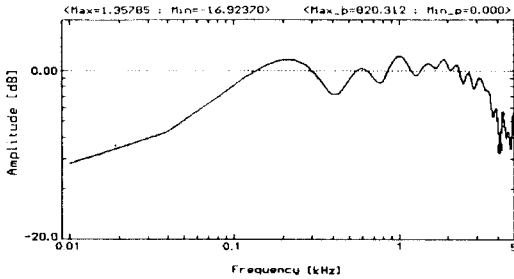


그림 6. 스피커의 진폭의 주파수특성
Fig 6. Amplitude frequency characteristic of the speaker.

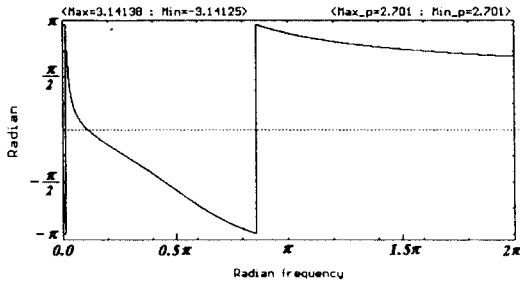


그림 7. 스피커의 위상의 주파수특성
Fig 7. Phase frequency characteristic of the speaker.

을 나타낸다. 이들 그림에서 보는 바와 같이 정현파 입력의 경우에는 16.5ms 정도에서 부터, 실제 공조기 소음의 경우에는 38ms 정도에서 부터 $y(n)$ 은 $d(n)$ 과 동일한 역상이 됨을 알 수 있다.

수렴특성을 확인하기 위하여 실제 소음 데이터를 사용하여 제한한 알고리즘의 $e_c(n)$ 에 대한 평균자승

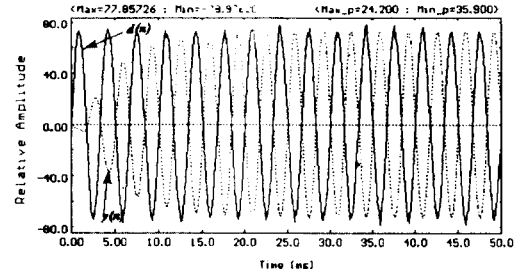


그림 8. 정현파 입력신호와 대응하는 역상신호
Fig 8. The sinusoidal input signal and corresponding out of phase signal.

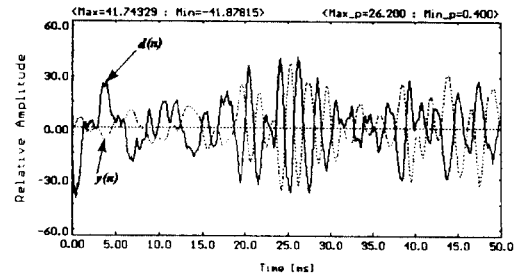


그림 9. 공조기 덕트의 플랜트 소음과 대응하는 역상신호
Fig 9. The airconditioning duct input noise and corresponding out of phase signal.

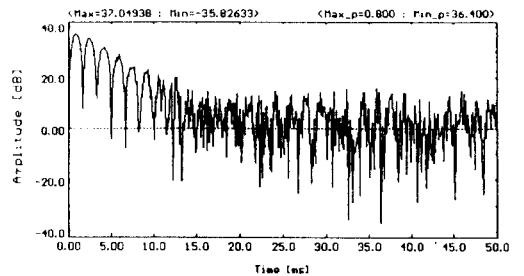


그림 10. 정현파 입력에 대한 오차신호
Fig 10. The error signal for sinusoidal input.

오차와 Eriksson 알고리즘의 $e_c(n)$ 에 대한 평균자승 오차를 각각 30번 양상을 평균한 값은 그림12에서와 같다. 이 결과로부터 제한한 모델의 알고리즘이 Eriksson의 알고리즘보다 수렴속도가 다섯배 정도 빠름을 알 수 있다.

본 논문에서는 스피커에서 M_1 까지의 음향레환 경

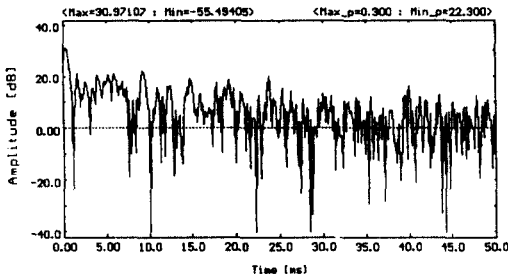


그림 11. 공조기 덕트소음에 대한 오차신호
Fig 11. The error signal for airconditioning duct noise.

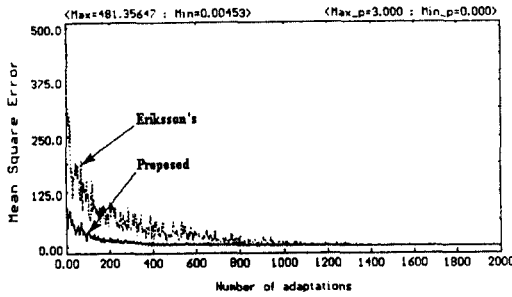


그림 12. 알고리즘의 수렴특성
Fig 12. Convergence characteristics of the algorithms.

로에 대한 영향이 없는 경우의 플랜트의 전달특성을 인식하는 FIR 필터를 구현하였다. 따라서 제안한 모델 및 Eriksson의 모델을 FIR 시스템으로 비교하였다.

300Hz의 정현파 신호 및 실제 공조기의 소음을 사용하여 제안한 방식과 Eriksson 방식의 오차신호에 대한 1kHz 이내의 주파수 스펙트럼을 조사한 결과는 각각 그림 13 및 그림 14에서와 같았다. 이 결과로부터 제안한 방식에 의해 소음레벨이 정현파 및 실제 소음에 대하여 각각 평균 29.1dB 및 10.4dB 정도 감소되었음을 알 수 있다. 이는 Eriksson의 방법의 것보다 각각 평균 0.5dB 및 2.5dB 정도 개선된 것이다. 즉, 본 논문에서 제안한 방식의 감소효과를 Eriksson의 방식에 의한 결과와 비교할 경우 거의 유사하나 입력신호원이 변화가 있는 공조기의 덕트소음인 경우에는 100Hz에서 350Hz 사이의 저주파 영역에서 많은 감소효과가 있었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 적응 능동소음제어를 위한 새로운

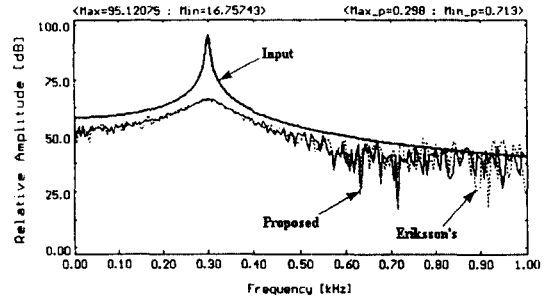


그림 13. 능동소음제어기에서 정현파 입력신호에 대한 주파수 스펙트럼 비교
Fig 13. Relative sound pressure spectra for pure tone input signal with active noise control system.

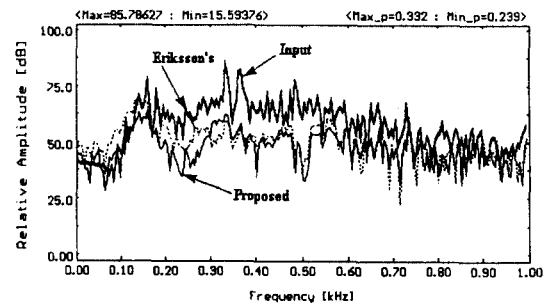


그림 14. 능동소음제어기에서 공조기 덕트소음에 대한 주파수 스펙트럼 비교
Fig 14. Relative sound pressure spectra for airconditioning duct noise with active noise control system.

오차경로 인식 방법을 통한 filtered-X LMS 알고리즘을 제안하였다. 제안한 모델에서는 3개의 마이크로폰과 이중 부피제어를 이용하여 오차경로의 전달 특성을 정확히 인식하도록 하였다.

덕트를 통한 소음이 정현파인 경우와 실제 공조기의 소음에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 각각 수행한 결과, 제안한 방식은 입력소음에 비하여 각각 평균 29.1dB 및 10.4dB 정도의 소음레벨이 감소됨을 확인하였으며, 이는 Eriksson의 방법보다 각각 평균 0.5dB 및 2.5dB 정도 개선된 것이다. 또한 제안한 방법의 수렴속도도 Eriksson의 방법에 비하여 다섯배 정도나 빨랐다.

앞으로 디지털 신호처리 칩을 사용하여 실시간 처리가 가능한 하드웨어를 제작하여 공조기 소음 및 자

동차 엔진 소음제거 등에 응용하고 있다.

참 고 문 헌

1. M. C. Allie, C. D. Bremigan, and L. J. Eriksson, "Hardware and software consideration for active noise control," *IEEE ICASSP 88*, vol. 3, pp. 2598-2601, 1988.
2. R. R. Leitch and M. O. Tokhi, "Active noise control systems," *IEEE Proc.*, vol. 134, no. 6, pp. 525-546, June 1987.
3. L. J. Eriksson and S. J. Elliott, *Active control of sound*, Academic Press, 1992.
4. J. C. Burgess, "Active adaptive sound control in duct : A computer simulation," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 70, no. 3, pp. 715-726, Sept. 1981.
5. S. D. Snyder and C. H. Hansen, "The influence of transducer transfer functions and acoustic time delays on the implementation of the LMS algorithm in active noise control systems," *J. of Sound and Vibration*, vol. 141, no. 3, pp. 409-424, 1990.
6. E. Bjarnason, "Active noise cancellation using a modified form of the filtered X LMS algorithm," *Signal Processing VI: Theories and Applications*, vol. 2, pp. 1053-1056, 1992.
7. 권기룡, 허관, 안상호, 송규익, 이길일, "능동소음제어를 위한 오차경로인식 Filtered-X LMS 알고리즘," 한국통신학회 하계종합학술발표회, vol. 12, no. 1, pp. 173-176, July 1993.
8. 허관, 권기룡, 안상호, 송규익, "능동소음제어를 위한 적응수렴인자를 갖는 Filtered-X LMS 알고리즘," 한국통신학회 하계종합학술발표회, vol. 12, no. 1, pp. 177-180, July 1993.
9. K. L. Kwon, K. Heo, S. H. Ahn, K. I. Sohng, and K. I. Lee, "Filtered-X LMS algorithm identifying loudspeaker and error path characteristics for active noise control," *Proc. of ICIC '93*, pp. T27-T30, Aug. 1993.
11. L. J. Eriksson, M. C. Allie, and C. D. Bremigan, "Active noise control using adaptive digital signal processing," *IEEE ICASSP 88*, vol. 3, pp. 2594-2597, 1988.
12. 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. Amer.*, vol. 85, pp. 797-802, Feb. 1989.



權 奇 龍(Ki Ryong Kwon) 正會員
 1960년 2월 10일생
 1986년 2월: 경북대학교 전자공학과 공학사
 1990년 2월: 경북대학교 전자공학과 공학석사
 1994년 8월: 경북대학교 전자공학과 공학박사

1986년 3월~1988년 3월: 현대자동차 승용생산기술부 근무
 1991년 9월~현재: 창원전문대학 전자통신과 전임강사
 ※주관심분야: 적응신호처리, 음향공학 및 소음제어 등



宋 奎 翼(Kyu Ik Sohng) 正會員
 1952년 8월 15일생
 1975년 2월: 경북대학교 전자공학과 공학사
 1977년 2월: 경북대학교 전자공학과 공학석사
 1990년 3월: 일본 동북대학교 전자공학과 공학박사

1977년 3월~1982년 2월: 국방과학연구소 연구원
 1982년 4월~현재: 경북대학교 전자공학과 부교수
 ※주관심분야: 비디오공학 및 다차신호처리 등

金 德 奎(Deock Kyu Kim)

정회원

1951년 12월 5日生

1973년 2월: 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1977년 8월: 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1989년 3월: 일본 동경대학교 전기공학과 졸업(공학박사)
 1980년 3월~현재: 경북대학교 전자공학과 부교수
 ※주관심분야: 음향 및 비디오공학, 전력전자 등임



李 健 一(Kuhn Il Lee) 正會員
 1943년 2월 16일생

1965년 2월: 경북대학교 물리학과 이학사
 1970년 2월: 경북대학교 물리학과 이학석사
 1984년 8월: 부산대학교 물리학과 이학박사

1969년 2월~현재: 경북대학교 전자공학과 교수
 1982년 12월~1983년 12월: 미국 RPI 공대 연구교수
 ※주관심분야: 비디오공학 및 오디오공학 등