

라우스스피커 및 음향전달특성을 온라인 인식하는 새로운 적응 능동소음제어 모델

正會員 權奇龍*, 安相昊**, 宋奎翼***, 李健一***

An New Adaptive Active Noise Control Model for On-line Identification of Loudspeaker and Acoustic Transfer Characteristics

Ki Ryong Kwon*, Sang Ho Ahn**, Kyu Ik Sohng***, Kuhn Il Lee*** Regular Members

要 約

본 논문에서는 음향전달특성의 온라인 인식을 위한 적응 능동소음제어 모델을 제안하였다. 제안한 모델에서는 하나의 마이크로폰으로 라우드스피커 및 오차음경로의 전달특성을 독립적으로 인식하였다. 라우드스피커의 특성을 인식하기 위한 필터의 입력신호로는 입력 마이크로폰 신호와 적응필터의 출력신호 사이의 차를 이용한다. 오차음경로의 전달특성을 인식하기 위한 필터의 입력신호로는 마이크로폰으로 부터 감지되는 오차신호를 사용한다. 음향 플랜트의 특성을 인식하는 적응필터는 filtered-X LMS(least mean square) 알고리즘을 사용한다. 덕트를 통한 소음이 300 Hz의 정현파 및 실제 소음에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 각각 수행한 결과, 제안한 filtered-X LMS 알고리즘은 입력소음에 비하여 각각 평균 20.7 및 14.1dB 정도의 소음레벨이 감쇠됨을 확인하였다.

ABSTRACT

In this paper, an adaptive active noise control model is proposed for on-line identification of acoustic transfer characteristic. The proposed model identifies transfer characteristics of the loudspeaker and error path using a microphone independently. To identify the loudspeaker characteristic, the input signal of filter uses the difference between input microphone signal and adaptive filter output signal so that it is similar to acoustic error signal for accurate identification. To identify the transfer characteristic of error path, the input signal of filter uses the signal sensed from error noise sensing microphone. Adaptive filter identifying acoustic plant characteristic uses filtered-X LMS algorithm. In the computer simulation using the sinusoidal signal of 300 Hz and the practical noise, the proposed filtered-X LMS algorithm reduces noise level about 20.7 and 14.1 dB, respectively.

* 昌原專門大學 電子通信科

Dept. of Elec. Comm., Changwon Junior College

** 仁濟大學校 電子工學科

Dept. of Elec. Eng., Inje Univ.

*** 慶北大學校 電子工學科

Dept. of Elec. Eng., Kyungpook National Univ.

論文番號 : 94220-0823

接受日字 : 1994年 8月 23日

I. 서론

능동소음제어는 제거할 소음에 이와 동일한 진폭을 가지면서 역위상인 제 2의 음을 라우드스피커로써 인가하여 상호상쇄시켜 소음을 제거시키는 기술이다.⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾ 이 기술은 특히 송풍기, 엔진, 압축기 등에서 발생하는 소음과 같이 주요 주파수 스펙트럼 성분이 500Hz 정도 이하의 낮은 주파수대에 분포하는 소음을 수동제어할 경우에는 흡음재나 차음재의 크기가 너무 커지고 시설에 많은 경비가 소요되는 등의 문제가 따르므로 능동소음제어가 효과적이다.

1936년 Lueg⁽⁵⁾는 소음을 마이크로폰으로 감지하고 이를 증폭한 역상의 음파를 라우드스피커로써 인가하는 개루프(open loop) 방식의 능동소음제어를 최초로 제안하였다. 그 이후 이에 대한 연구는 전자기술의 한계성 등으로 별다른 진전이 없었으나, 최근 고속 디지털 프로세서의 급속한 발달로 적응시스템 이론⁽⁶⁾을 하드웨어적으로 실현하게 되므로써 이를 이용하는 능동소음제어의 연구도 활발히 이루어지고 있다.⁽⁷⁾⁻⁽¹⁰⁾

1981년 Burgess⁽¹¹⁾는 Widrow⁽⁶⁾의 적응제어기법인 filtered-X LMS 알고리즘을 이용한 능동소음제어기를 제안하였다. 이 제어기는 적응필터의 출력으로부터 라우드스피커까지의 전기적 경로 및 라우드스피커에서 오차 마이크로폰까지의 오차음경로 각각의 전달함수를 제어모델에 포함시켜 소음을 제거할 수 있게 하였다. 그러나 이들 전달함수를 결정하는 방법에 대하여는 언급이 없었다.

1989년 Eriksson 등⁽¹²⁾은 소음발생기를 이용하여 라우드스피커 및 오차음경로 각각의 전달특성을 온라인(on-line)으로 인식하는 새로운 모델을 제시하였다. 이 모델에서는 소음발생기의 음을 라우드스피커 및 오차음경로를 인식하는 필터의 입력기준신호로 사용하였는데, 이 음이 새로운 소음원으로 될 수 있으며, 이 경우 알고리즘의 성능은 저하된다.⁽¹³⁾

본 논문에서는 음향경로의 전달특성을 마이크로폰으로 온라인 인식하는 건설한 적응 능동소음제어 모델을 제안하였다. 이 모델에서는 라우드스피커와 오차음 마이크로폰과의 사이에 전달특성 인식 마이크로폰을 위치시켰으며, 이 마이크로폰의 위치 이전 및 이후의 전달특성을 각각 독립적으로 인식하는 두개의 LMS 알고리즘의 필터를 사용하였다. 그리고 음향 플랜트의 특성을 인식하

는 적응필터에는 filtered-X LMS 알고리즘을 사용하였다.

제안 방식의 타당성을 확인하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션 실험을 하였다. 제안방식 중 음향경로의 전달특성을 마이크로폰으로 온라인 인식하는 방식을 300Hz의 정현파 음 및 실제 덕트소음에 대하여 실험한 소음레벨이 각각 평균 20.7 및 14.1dB 감소되었다. 이들 값은 Eriksson의 결과에 비하여 각각 평균 2.2 및 1.1dB 정도 더 개선된 것이다.

II. 적응 능동소음제어 모델

1-1. 기본 구성

능동소음제어에서는 입력소음신호에 이와 동일한 진폭을 갖는 역상의 라우드스피커 음을 인가하여 소음을 상쇄시킨다. 폐환 구조를 갖춘 능동소음제어 모델중에서 가장 간단한 블럭도는 그림 1에서와 같다.

소음원으로 부터의 소음 $x(n)$ 을 입력 마이크로폰 M_1 으로 측정하여 이를 제어기의 입력으로 사용하고, 이 제어기의 출력 $y(n)$ 으로 라우드스피커 LS를 구동시킨다. 이 경우 라우드스피커의 출력음은 라우드스피커 위치에서의 소음 $d(n)$ 과 역상이면서 진폭이 동일하여야 한다. 그러나 이들이 서로 완전히 동일하지 못할 경우에 상쇄되지 못하고 남은 오차소음 $e(n)$ 을 제 2의 마이크로폰 즉, 오차 마이크로폰 M_2 로써 감지하여 제어기로 폐환시킨다. P_0 는 라우드스피커까지의 음향 플랜트의 전달함수이다. W 는 하중벡터로서 전기적인 필터를 나타내며, 이는 $x(n)$ 과 $e(n)$ 을 입력으로 하여 이 필터의 계수를 새롭게 조정한다. 이 그림에서, H_0 및 H_m 은 각각 라우드스피커 및 마이크로폰의 전기적 전달함수이고, H_e 는 오차음경로의 음향 전달함수를 나타낸 것이다.

일반적으로 능동소음제어에서는 라우드스피커의 전달함수 H_0 및 오차음경로의 전달함수 H_e 를 실제로 적용을 위하여 음향경로상이나 전기적 경로상으로 접합시킨다. 한가지 방법으로는 그림 2의 (a)에서와 같은 filtered-X LMS 알고리즘 모델에서 H_0 를 (b)에서와 같이 H_e 의 음향경로상으로 포함시킨 새로운 오차음경로의 전달함수 H_{ee} 로 모델화한다. 여기서 $e_r(n)$ 은 $e(n)$ 과 H_{ee} 를 컨벌루션한 출력오차이다.

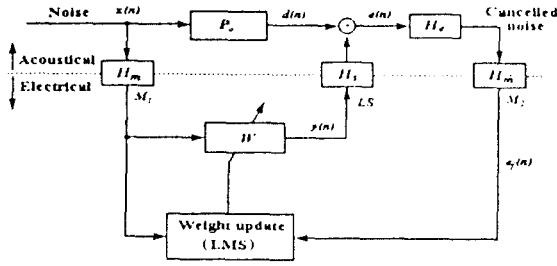


그림 1. 일반 능동소음제어기의 블럭도
Fig. 1. Block diagram of the typical active noise control system.

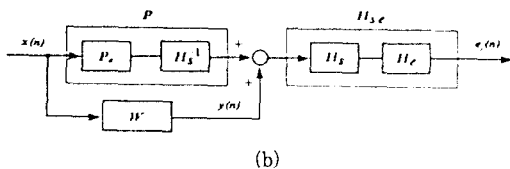
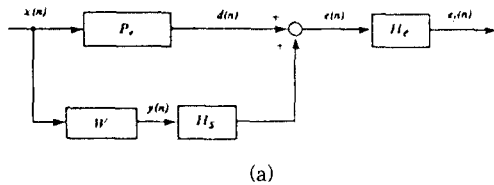


그림 2. (a) 전형적인 filtered-X LMS 알고리즘 모델과 (b) H_s 를 음향경로상에 포함시킨 모델의 블럭도
Fig. 2. The block diagrams of (a) a typical filtered-X LMS algorithm model and (b) H_s summing model of acoustic path.

1-2. Eriksson 모델

Eriksson⁽¹²⁾은 그림 3에서와 같이, 소음발생기를 사용하여 라우드스피커 및 오차음경로의 전달특성을 온라인으로 인식하는 새로운 모델을 제안하였다. 이 모델에서는 소음발생기로서 작은 크기의 랜덤소음을 발생시켜 라우드스피커의 특성을 포함하는 오차음경로를 인식하기 위한 알고리즘의 입력으로 사용하였다. 이 방법은 오차음경로의 전달함수에 대한 사전 지식이 필요치 않

는 장점을 가지나, 소음발생기의 음이 새로운 소음원이 될 수도 있으며, 이 경우 알고리즘의 성능은 저하된다.⁽¹³⁾

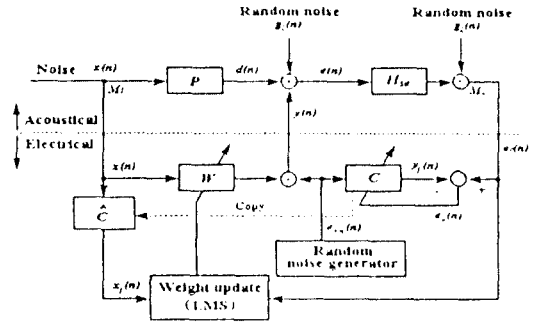


그림 3. Eriksson의 소음발생기를 사용한 온라인 모델의 블럭도
Fig. 3. Block diagram of Eriksson's on-line model using random noise generator.

Ⅲ. 적응 능동소음제어 방식의 제안

실제의 능동소음제어기에서는 오차음경로 및 라우드스피커 등의 전달특성이 온도, 유속 및 경년 등에 따라 변하는 점을 고려해야 한다. 따라서 이러한 특성의 변화를 온라인으로 인식하는 알고리즘이 필요하다.

본 논문에서는 라우드스피커 특성 H_s 및 오차음경로의 전달특성 H_e 를 온라인으로 인식하는 새로운 filtered-X LMS 알고리즘의 모델을 그림 4에서와 같이 제안하였다. 이 제안 모델에서는 제 2의 마이크로폰 M_2 를 이용하여 H_s 및 H_e 를 각각 독립적으로 인식함으로써 정확한 제어가 되도록 하였다. 라우드스피커의 특성을 인식하기 위한 필터 C_1 의 입력신호로는 입력 마이크로폰 M_1 으로 부터의 신호 $x(n)$ 과 적응필터에서의 출력 $y(n)$ 의 차신호 $e_1(n)$ 을 사용하였다. H_s 및 H_e 를 가장 정확하게 시스템 인식을 하기 위해서는 필터 C_1 의 입력신호를 음향오차신호 $e(n)$ 과 같게 하면 된다. 그러므로 필터 C_1 의 입력신호를 차신호 $e_1(n)$ 을 사용한 이유는 보다 정확한 시스템 인식을 위하여 음향오차신호 $e(n)$ 과 비슷하게 하기 위함이다. 또한 오차신호는 M_2 로 부터의 입력신호 $e_1(n)$ 과 C_1 에서의 출력 $y_1(n)$ 의 차신호 $e_2(n)$ 을 사용하여 이의 오차가 최소가 되도록 하였다.

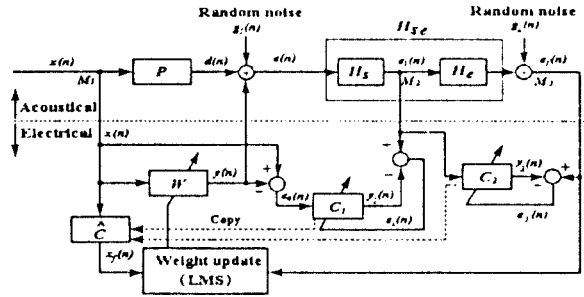


그림 4. 제안한 능동소음제어 모델의 블록도
Fig. 4. The block diagram of proposed active noise control model.

오차음경로의 전달특성을 인식하기 위한 필터 C_2 의 입력신호로는 $e_1(n)$ 을 사용하였다. 또한 오차신호는 음향오차출력 신호 $e_f(n)$ 과 오차음경로 인식필터 C_2 에서의 출력 $y_2(n)$ 의 차신호 $e_3(n)$ 을 사용하여 이의 오차가 최소가 되도록 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 별도로 고려하였다.

그림 4에서 하중 벡터 $W(n)$, $C_1(n)$ 및 $C_2(n)$ 을 각각 새롭게 하기 위하여 필요한 계수는

$$x_f(n) = x(n) * h_s(n) * h_e(n) \quad (1)$$

$$y(n) = W^T(n)X(n) \quad (2)$$

$$y_1(n) = C_1^T(n)E_4(n) \quad (3)$$

$$y_2(n) = C_2^T(n)E_1(n) \quad (4)$$

$$e(n) = d(n) + y(n) + g_1(n) \quad (5)$$

$$e_1(n) = e(n) * h_s(n) \quad (6)$$

$$e_2(n) = e_1(n) - y_1(n) \quad (7)$$

$$e_3(n) = e_f(n) - y_2(n) \quad (8)$$

$$e_4(n) = x(n) - y(n) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} e_f(n) &= e_1(n) * h_e(n) + g_2(n) \\ &= e(n) * h_s(n) * h_e(n) + g_2(n) \\ &= [d(n) + W^T(n)X(n) + g_1(n)] * \\ &\quad h_s(n) * h_e(n) + g_2(n) \\ &= d_f(n) + W^T(n)X_f(n) + g_1f(n) \\ &\quad + g_2(n) \end{aligned} \quad (10)$$

이다. 따라서 $W(n)$, $C_1(n)$ 및 $C_2(n)$ 은 각각

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

$$C_1(n) = [c_0(n), c_1(n), \dots, c_{M-1}(n)]^T$$

$$C_2(n) = [c_0(n), c_1(n), \dots, c_{L-1}(n)]^T$$

이며, 여기서 T는 벡터의 전치이고 N, M 및 L은 필터의 차수를 나타낸다. 그림 4에서 적응필터 $W(z)$ 및 오차음경로 인식필터 $C_1(z)$ 및 $C_2(z)$ 는 각각

$$W(z) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i z^{-i} \quad (11)$$

$$C_1(z) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i z^{-i}, \quad (12)$$

$$C_2(z) = \sum_{i=0}^{L-1} c_i z^{-i} \quad (13)$$

로 표현되는 FIR(finite impulse response) 시스템의 형태이다.

적용필터의 하중벡터 $W(n)$ 의 최적값을 구하기 위하여 $e_f(n)$ 을 평균자승오차법으로 최소화시킨다. 이의 평균자승오차 $\xi_{w_{min}}$ 은

$$\begin{aligned} \xi_{w_{min}} &= E[e_f^2(n)] \\ &= E[\{d_f(n) + W^T(n)X_f(n) \\ &\quad + g_1(n) + g_2(n)\}^2] \end{aligned} \quad (14)$$

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

$$\begin{aligned} \nabla \xi_{w_{min}} &= \frac{\partial e_f^2(n)}{\partial W(n)} \\ &= 2e_f(n) \frac{\partial e_f(n)}{\partial W(n)} \\ &= 2e_f(n) X_f(n) \end{aligned} \quad (15)$$

이다. 따라서 능동소음제어기의 적용모델에서 새롭게 조정된 적응필터의 하중벡터 $W(n+1)$ 은

$$\begin{aligned} W(n+1) &= W(n) + \mu_w (-\nabla \xi_{w_{min}}) \\ &= W(n) - 2\mu_w e_f(n) X_f(n) \end{aligned} \quad (16)$$

이다. 여기서 μ_w 는 적응필터의 수렴인자이다.

제안한 라우드스피커의 특성을 인식하는 필터의 하중벡터 $C_1(n)$ 의 최적값을 구하기 위하여 $e_2(n)$ 을 평균자승오차법으로 최소화시킨다. 여기서 $e_2(n)$ 은 마이크로폰 M_2 의 출력신호 $e_1(n)$ 에서 라우드스피커 인식필터의 출력 $y_1(n)$ 을 뺀 오차신호이다. $e_2(n)$ 의 평균자승오차 ξ_{c1min} 은

$$\begin{aligned} \xi_{c1min} &= E[e_2^2(n)] \\ &= E[\{e_1(n) - y_1(n)\}^2] \\ &= E[\{e_1(n) - C_1^T(n)E_1(n)\}^2] \end{aligned} \quad (17)$$

이며, 이에 대한 경사법 알고리즘을 사용한 추정 기울기 벡터 $\nabla \xi_{c1min}$ 은

$$\begin{aligned} \nabla \xi_{c1min} &= \frac{\partial e_2^2(n)}{\partial C_1(n)} \\ &= 2e_2(n) \frac{\partial e_2(n)}{\partial C_1(n)} \\ &= -2e_2(n) E_1(n) \end{aligned} \quad (18)$$

이다. 따라서 제안한 능동소음제어기의 적용모델에서 새롭게 조정된 라우드스피커 특성 인식필터의 하중벡터 $C_1(n+1)$ 은

$$\begin{aligned} C_1(n+1) &= C_1(n) + \mu_{c1} (-\nabla \xi_{c1min}) \\ &= C_1(n) + 2\mu_{c1} e_2(n) E_1(n) \end{aligned} \quad (19)$$

이다. 여기서 μ_{c1} 은 라우드스피커 특성 인식필터의 수렴인자이다.

제안한 오차음경로의 전달특성을 인식하는 필터의 하중벡터 $C_2(n)$ 의 최적값을 구하기 위하여 $e_3(n)$ 을 평균자승오차법으로 최소화시킨다. 여기서 $e_3(n)$ 은 음향오차 출력신호 $e_f(n)$ 에서 오차음경로 인식필터의 출력 $y_2(n)$ 을 뺀 오차신호이다. $e_3(n)$ 의 평균자승오차 ξ_{c2min} 은

$$\begin{aligned} \xi_{c2min} &= E[e_3^2(n)] \\ &= E[\{e_f(n) - y_2(n)\}^2] \\ &= E[\{e_f(n) - C_2^T(n)E_1(n)\}^2] \end{aligned} \quad (20)$$

이며, 이에 대한 경사법 알고리즘을 사용한 추정 기울기 벡터 $\nabla \xi_{c2min}$ 은

$$\begin{aligned} \nabla \xi_{c2min} &= \frac{\partial e_3^2(n)}{\partial C_2(n)} \\ &= 2e_3(n) \frac{\partial e_3(n)}{\partial C_2(n)} \\ &= -2e_3(n) E_1(n) \end{aligned} \quad (21)$$

이다. 따라서 제안한 능동소음제어기의 적용모델에서 새롭게 조정된 오차음경로 인식필터의 하중벡터 $C_2(n+1)$ 은

$$\begin{aligned} C_2(n+1) &= C_2(n) + \mu_{c2} (-\nabla \xi_{c2min}) \\ &= C_2(n) + 2\mu_{c2} e_3(n) E_1(n) \end{aligned} \quad (22)$$

이다. 여기서 μ_{c_2} 는 오차음경로 인식필터의 수렴인자이다.

IV. 실험 결과 및 고찰

본 논문에서 제안한 라우드스피커 특성 및 오차음경로의 전달함수의 변화를 온라인으로 인식하는 filtered-X LMS 알고리즘의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인하였다. 입력신호로는 인위적인 정현파신호와 일반 단일경로 시스템으로 전파되는 실제의 소음을 각각 사용하였다.

이들 입력신호를 10 kHz로 표본화하여 16 비트로 A/D 변환시켜 사용하였다. 제안한 알고리즘에서는 필터 탭 계수를 32개 사용하였으며, 시변 전달함수를 갖는 플랜트 $P_0(z)$ 로는

$$P_0(z) = \sum_{i=0}^{L-1} (A \cdot e^{B_i}) z^{-i} \quad (23)$$

을 사용하였다. 여기에서 L은 필터의 차수이며, 진폭 A는 0.50에서 0.55까지, 시정수 B는 0.7에서 0.9까지 각각 변화하는 값으로 하였다. 이들은 덕트 단면의 크기가 850×350 mm이고, 마이크로폰에서 라우드스피커까지의 길이가 1000 mm인 실제 시스템에서 나타날 수 있는 실험치에 의거한 것이다. 외부에서 부가되는 랜덤잡음은 마이크로폰 M_2 및 M_3 에 모두 분산이 1.5인 가우스 잡음을 입력시키도록 하였다.

시변 특성을 갖도록 모델링한 라우드스피커의 특성 $H_s(z)$ 및 오차음경로의 전달함수 $H_e(z)$ 는 각각

$$H_s(z) = \sum_{i=0}^{N-1} (h_s \pm \alpha_i) z^{-i} \quad (24)$$

$$H_e(z) = \sum_{i=0}^{N-1} (h_e \pm \beta_i) z^{-i} \quad (25)$$

를 사용하였다. 여기서 h_s 및 h_e 는 각각 라우드스피커 및 오차경로의 임펄스 응답이다. α_i 및 β_i 는 각각 $H_s(z)$ 및 $H_e(z)$ 의 전달특성을 변하게 하기 위한 랜덤상수이다. 이 식은 시판되는 일반 저음용 라우드스피커의 특성과 위에서 논한 단일경로의 음향 전달특성을 고려한 것

으로서, 이의 주파수 특성은 그림 5 및 그림 6에서와 같이 변한다고 가정하였다. 단, 일반적인 콘덴서 마이크로폰의 전달특성은 본 제어 시스템에서 이용하는 전 주파수대역에 걸쳐 평탄함으로 본 논문에서도 마이크로폰의 전달특성은 이상적인 것으로 간주하였다.

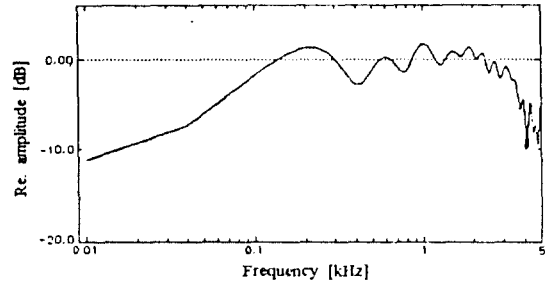


그림 5. 실험에 사용한 일반 저음용 라우드스피커의 주파수 특성
Fig. 5. A frequency characteristic of the typical loudspeaker of woofer used in simulation.

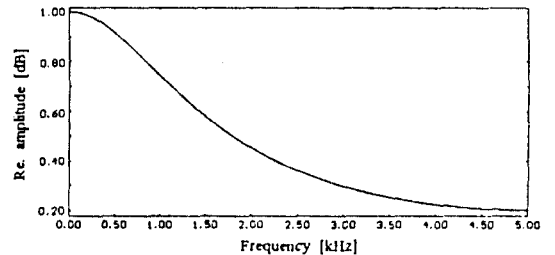


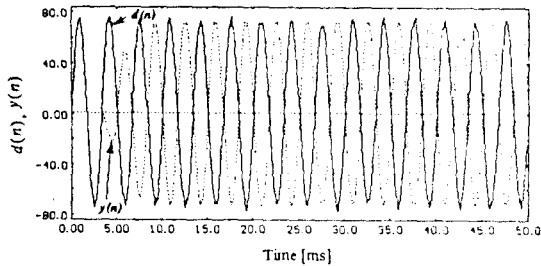
그림 6. 실험에 사용한 단일음향 경로의 주파수 특성
Fig. 6. A frequency characteristic of the typical single acoustic path

덕트를 통한 플랜트 출력신호 $d(n)$ 이 300Hz의 정현파인 경우 및 실제 소음의 (a) 및 (b)인 경우에 대하여 제안한 알고리즘을 사용한 능동소음제어기의 출력신호 $y(n)$ 은 각각 그림 7의 (a) 및 (b)에서와 같았으며, 이들 각각의 오차신호 $e_f(n)$ 은 그림 8의 (a) 및 (b)에서와 같았다. 그림 7에서 실선은 라우드스피커 위치에서의 플랜트 출력신호 $d(n)$ 을, 점선은 역상인 출력신호 $y(n)$ 을 각각 나타낸다. 이들 그림에서 보는 바와 같이 정현파 입력의 경우에는 약 10ms 정도에서 부터, 실제 소음의 경우에는 약 30ms 정도에서 부터 각각의 출력신호가 만족할 만큼의 역상신호가 됨을 알 수 있다.

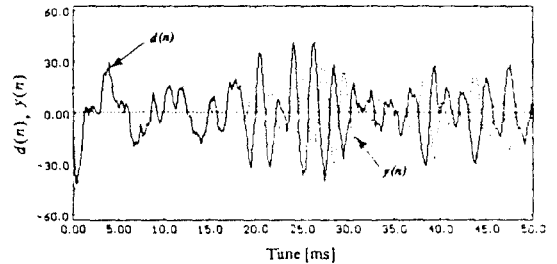
수렴특성을 확인하기 위하여 실제 소음 데이터를 사용하여 제안한 알고리즘과 Eriksson⁽¹²⁾의 알고리즘 각각에 대한 평균자승오차를 각각 30번 수행하여 얻은 양상을 평균값은 그림 9에서와 같았다. 이 결과로부터 제안한 알고리즘이 Eriksson의 알고리즘보다 수렴속도가 1000번 갱신(iteration)한 후 약 10dB 정도 차이가 남을 알 수 있었다. Eriksson의 알고리즘에 사용한 소음발생기의 분산은 3으로 사용하였다. 왜냐하면 1024개의 데이터를 한 프레임으로 할 경우 첫번째 프레임은 오차값이 크므로 버리고 두번째 프레임부터 11번째 프레임까지의 분산의 평균값을 구한 결과가 3.3이었

기 때문이다.

300Hz의 정현파 신호 및 실제 소음데이터를 사용하여 제안한 방식과 Eriksson 방식의 오차신호에 대한 1kHz 이내의 주파수 스펙트럼을 조사한 결과는 그림 10에서와 같았다. 이 결과로부터 제안한 방식에 의해 소음레벨이 정현파 및 실제 소음에 대하여 각각 평균 20.7 및 14.1dB 정도 감쇠되었으며, 이는 Eriksson의 방법의 것보다 각각 2.2 및 1.1dB 정도 개선된 것임을 알 수 있었다.



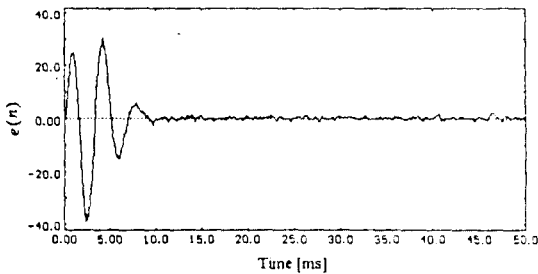
(a)



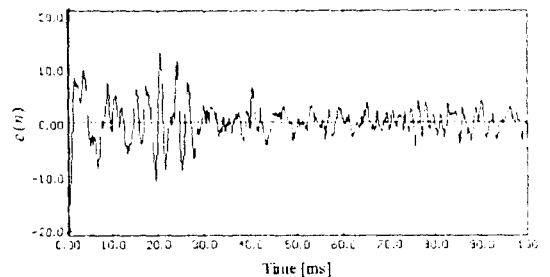
(b)

그림 7. (a) 300 Hz의 정현파 및 (b) 실제의 소음에 대한 제안한 능동소음제어기의 플랜트 출력신호 $d(n)$ 및 역상 신호 $y(n)$

Fig. 7. The plant output signals $d(n)$ and filter output signals $y(n)$ of the proposed active noise control system for (a) a sinusoidal of 300 Hz and (b) a practical noise.



(a)



(b)

그림 8. (a) 300 Hz의 정현파 및 (b) 실제의 소음에 대한 제안한 능동소음제어기의 오차신호 $e(n)$

Fig. 8. The error signals $e(n)$ of the proposed active noise control system for (a) a sinusoidal of 300Hz and (b) a practical noise.

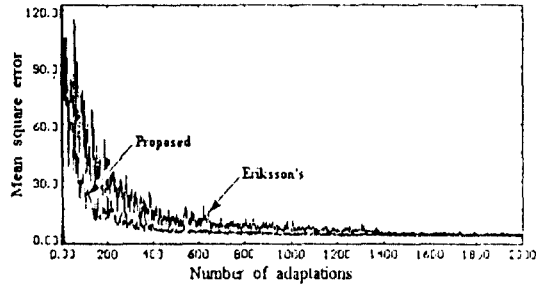


그림 9. 실제 소음에 대한 제안 알고리즘 및 Eriksson 알고리즘의 수렴특성
 Fig. 9. Convergence characteristics of the proposed and Eriksson's algorithms for a practical noise.

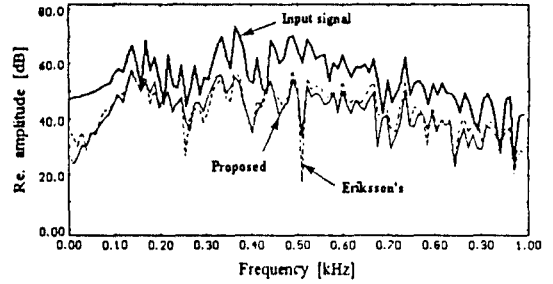
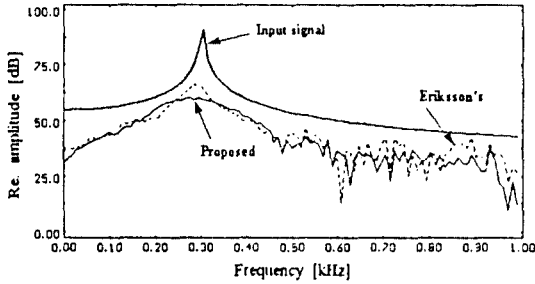


그림 10. (a) 300 Hz의 정현파 및 (b) 실제 소음 각각에 대한 오차신호의 주파수 스펙트럼
 Fig. 10. The frequency spectra of error signal for (a) a sinusoidal of 300 Hz and (b) a practical noise.

V. 결 론

본 논문에서는 음향경로의 전달특성을 마이크로폰으로 온라인 인식하는 건설한 적응 능동소음제어 모델을 제안하였다. 이 모델에서는 라우드스피커와 오차음 마이크로폰과의 사이에 전달특성을 인식하는 마이크로폰을 위치시켰으며, 이 마이크로폰의 이전 및 이후의 전달특성을 각각 독립적으로 인식하는 두개의 LMS 알고리즘의 필터를 사용하였다. 그리고 음향 플랜트의 특성을 인식하는 적응필터에는 filtered-X LMS 알고리즘을 사용하였다.

제안 방식의 타당성을 확인하기 위하여 정현파 음, 실제 단일음향 경로 시스템에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 실험을 하였으며, 각 실험 결과를 기존의 Eriksson의 것

과 비교하였다.

제안방식 중 음향경로의 전달특성을 마이크로폰으로 온라인 인식하는 방식을 단일음향경로 시스템에 적용한 실험의 경우, 300Hz의 정현파 음 및 실제 소음에 대하여 소음레벨이 각각 평균 20.7 및 14.1dB 감소되었으며, 이는 Eriksson의 결과에 비하여 각각 평균 2.2 및 1.1dB 정도 더 개선되었다.

앞으로 본 방식을 디지털 신호처리용 프로세서를 사용하여 실시간 처리가 가능한 하드웨어로 구현하고자 한다.

참고문헌

1. L. J. Eriksson, "Active sound attenuation using adaptive digital signal processing tech-

- niques," *Ph. D. Thesis, Univ. of Wisconsin Madison, Aug. 1985.*
2. R. R. Leitch and M. O. Tokhi, "Active noise control systems," *IEE Proc.*, vol. 134, no. 6, pp.525-546, June. 1987.
 3. L. J. Eriksson and S. J. Elliott, *Active control of sound*, Academic Press, San Diego, ch. 7, pp.204-230, 1992.
 4. S. J. Elliott and P. A. Nelson, "Active noise control," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 10, no. 4, pp.12-35, Oct. 1993.
 5. P. Lueg, "Process of silencing sound oscillations," *U.S. Patent*, no. 2,043,416, June 1936.
 6. B. Widrow, "Adaptive filters," in *Aspects of Networks and System Theory*, Part IV, edited by R. E. Kalman and N. DeClaris, New York: Holt, Rinehart, and Winston, pp.563-587, 1971.
 7. L. J. Eriksson, M. C. Allie, and R. A. Greiner, "The selection and application of an IIR adaptive filter for use in active sound attenuation," *IEEE Trans. on ASSP*, vol. 35, no. 4, pp.433-437, Apr. 1987.
 8. M. J. Allie, C. D. Bremigan, and L. J. Eriksson, "Hardware and software considerations for active noise control," *IEEE ICASSP*, vol. 3, pp.2598-2601, 1988.
 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 ICEIC '93*, pp.T27-T30, Aug. 1993.
 10. 권가룡, 허관, 송규익, 이권일, "오차보상 NLMS 알고리즘을 이용한 적응 능동소음제어," *한국음향학회지*, vol. 12, no. 5, 1993년 12월.
 11. J. C. Burgess, "Active adaptive sound control in a duct: a computer simulation," *J. of Acoustical Society of America*, vol. 30, no. 3, pp.715-726, Sep. 1981.
 12. L. J. Eriksson and M. C. Allie, "Use of random noise for on-line transducer modeling in an adaptive active attenuation system," *J. of Acoustical Society of America*, vol. 85, no. 2, pp.797-802, Feb. 1989.
 13. H. Fan and R. Vemuri, "Robust adaptive algorithms for active noise and vibration control," *IEEE ICASSP*, vol. 1, pp.1137-1140, 1990.



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

1986년 3월~1988년 3월 : 현대자동차 승용생산 기술연구부
근무

1991년 9월~현재 : 창원전문대학 전자통신과 조교수

* 주관심분야 : 적응 신호처리, 음향통신 및 소음제어 등

安 相 昊 (Sang-Ho Ahn)

정회원

한국통신학회 논문지 제 20권 제 1호 pp. 265 참조
현재 : 인제대학교 전자공학과 조교수

宋 奎 翼 (Kyu-Ik Sohng)

정희원

李 健 一 (Kuhn-Il Lee)

정희원

한국통신학회 제20권 제1호 pp.244 참조
현재 : 경북대학교 전자공학과 부교수

한국통신학회 논문지 제20권 제1호 pp.244 참조
현재 : 경북대학교 전자공학과 교수