

# 능동소음제어를 위한 망각형 지연 LMS 알고리즘을 이용한 이중루프제어 모델

## A Double Loop Control Model Using Leaky Delay LMS Algorithm for Active Noise Control

權 奇 龍\*, 朴 南 天\*\*, 李 健 一\*\*\*

(Ki-Ryong Kwon\*, Nam-Chun Park\*\*, Kuhn-Il Lee\*\*\*)

### 요 약

본 논문에서는 능동소음제어를 위하여 망각형 지연 LMS(least mean square) 알고리즘을 이용한 이중루프제어 모델을 제안하였다. 제안한 이중루프제어 모델은 계산량을 줄이기 위해 이득과 음향시간지연인자를 이용하여 온라인으로 라우드스피커 특성 및 오차음경로를 추정한다. 이중루프구조를 통한 오차신호의 제어는 보다 견실한 제어시스템이 된다. 음향시간지연을 추정하기 위한 필터의 입력신호는 입력 마이크로폰 신호와 적응필터의 차를 사용한다. 망각형 지연 LMS 알고리즘은 비정상상태에서 계수들의 발산을 방지하기 위해 사용한다. 실제 소음신호에 대하여 제안한 이중루프제어 모델은 소음레벨이 평균 12.9 dB 정도 감쇠되었다.

### ABSTRACT

In this paper, a double loop control model using leaky delay LMS algorithm are proposed for active noise control. The proposed double loop control model estimates the loudspeaker characteristic and the error path transfer function with on-line using only gain and acoustic time delay to reduce computation burden. The control of error signal through double loop control scheme makes the more robust control system. The input signal of filter to estimate acoustic time delay is used difference between input signal of input microphone and adaptive filter output. And also, in nonstationary environments, the leaky delay LMS algorithm is employed to counteract parameter drift of delay LMS algorithm. For practical noise signal, the proposed double loop control model reduces noise level about 12.9 dB.

### I. 서 론

소음제어는 수동소음제어와 능동소음제어 방법이

있다. 수동소음제어에서는 장벽 및 소음기와 같은 차폐물질이나 흡음재를 사용하며, 따라서 차폐물질이 매우 크지 않는 한 공간상으로 전파되는 저주파음을 차단하기란 어려워서 일반적으로 500 Hz 정도 이상의 중고음 영역에서 유효하다.

능동소음제어에서는 제거할 소음에 이와 동일한

\* 창원전문대학 전자통신과

\*\* 경남대학교 전자공학과

\*\*\* 경북대학교 전자공학과

접수일자: 1994년 10월 18일

진폭을 가지면서 역위상인 인위적인 제 2의 음을 라우드스피커로써 인가하여 상호상쇄시켜 소음을 제거 또는 저감시킨다.<sup>[1]</sup> 이 방식은 특히 엔진, 송풍기, 압축기 및 산업용 기기 등에서 발생하는 500 Hz 이하의 저주파영역의 소음제어에도 탁월한 효과를 나타낸다. 이것은 저주파 음향의 파장이 흡음재의 두께에 비하여 훨씬 길기 때문에 차폐가 되지 않고 통과하기 때문이다.

1936년 Lueg는 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 Widrow<sup>[3]</sup>의 적응 시스템 이론을 하드웨어적으로 실현하게 되므로 이를 이용하는 능동소음제어의 연구도 활발히 이루어지고 있다.<sup>[4, 5]</sup> Burgess<sup>[6]</sup>는 전달함수가 오차음경로 및 보조경로 상에 존재할 때에 Widrow<sup>[3]</sup>의 filtered-X LMS 알고리즘을 이용한 능동소음제어기를 제안하였다. 그러나 이 방법에서는 라우드스피커 및 오차음경로의 전달특성을 결정하는 방법에 대하여는 언급이 없었다. Eriksson 등<sup>[7]</sup>은 라우드스피커 및 오차음경로의 전달특성이 변하는 경우 소음발생기를 사용하여 이의 전달특성을 온라인으로 결정하는 연속추정모델을 제시하였다. 이 모델에서는 작은 크기의 랜덤소음을 발생시켜 오차음경로의 인식을 위한 알고리즘의 입력으로 사용하였다. 그러나 이 방법에서는 소음발생기의 음이 새로운 소음원이 될 수 있어서 이 경우 알고리즘의 성능을 저하시킨다.<sup>[8]</sup> Snyder 등<sup>[9]</sup>은 오차음경로의 전달특성을 단지 음향시간지연 성분만으로 고려한 입력필터의 계산량이 적은 오프라인 음향시간지연의 능동소음제어 모델을 제시하였다. 이 모델에서는 오차음경로의 음향시간지연 및 라우드스피커의 전달함수의 오프라인 추정 이 온도 및 유속과 경년에 따라 변하는 실제 시스템에 적용하기에는 정확성이 결여될 수 있다. Kuo 등<sup>[10]</sup>은 오차음경로의 모델을 위해 순수한 지연성분을 사용한 직접제어방식과 이중루프제어방식의 스위치 구조의 적응모델을 제안하였다. 그러나 이 방식은 플랜트의 전달특성을 인식하기 위하여 적응필터외에 부가적인 필터가 더 필요하다는 단점이 있다. Laichi 등<sup>[11]</sup>은 비정상상태의 신호를 제어하는데 있어서 필터계수들의 발산을 막기 위하여 과거의 값을 효과적으로

망각하게 함으로써 시스템의 성능을 개선시킨 망각(leaky) 알고리즘을 제안하였다.

본 논문에서는 능동소음제어를 위한 온라인 방식의 망각형 지연 LMS 알고리즘을 이용한 이중루프제어 모델을 제안하였다. 망각형 지연 LMS 알고리즘은 오차음경로의 전달특성을 단지 음향시간지연 성분만으로 고려하여 입력필터의 계산량을 적게한 알고리즘이다. 이는 실제 단일경로 시스템에서의 오차음경로는 음향시간지연성분이 지배적이기 때문이다. 라우드스피커의 특성 및 음향시간지연인자를 추정하는 필터의 입력신호로는 입력 마이크로폰으로부터의 입력신호와 적응필터의 출력과의 차신호를 사용한다. 이중루프제어는 오차의 변화값을 작게하여 필터가 항상 안정되게 동작하도록 하기 위함이다. 또한 본 논문에서는 비정상상태의 소음신호를 제어하는데 있어서 필터 계수들의 발산을 방지하기 위하여 망각 알고리즘을 사용하였다.

## II. 망각형 지연 LMS 알고리즘을 이용한 이중루프제어 모델의 제안

### 1. 능동소음제어의 원리

능동소음제어 기술의 개념은 입력소음신호에 이와 동일한 진폭을 갖는 역위상의 라우드스피커 음을 인가하여 소음을 상쇄시킨다. 폐환구조를 갖춘 능동소음제어기의 기본 구성도 및 블록도<sup>[6]</sup>는 그림 1 및 그림 2에서와 같다. 그림 1에서 보는 바와 같이, 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 남는 오차소음  $e(n)$ 을 제 2의 마이크로폰 즉, 오차 마이크로폰  $M_2$ 로써 감지하여 제어기로 폐환시킨다. 그림 2에서 보는 바와 같이,  $P_1$ 는 입력 마이크로폰에서 라우드스피커까지의 음향플랜트의 전달함수이다.  $W$ 는 하중벡터로서 전기적 필터를 나타내며, 이는  $x(n)$ 과  $e(n)$ 을 입력으로 하여 이 필터의 계수를 새롭게 조정한다. 이 그림에서,  $H_1$  및  $H_m$ 은 각각 라우드스피커 및 마이크로폰의 전기적 전달함수이고,  $H_2$ 는 오차음경로의 음향 전달함수를 나타낸 것이다.

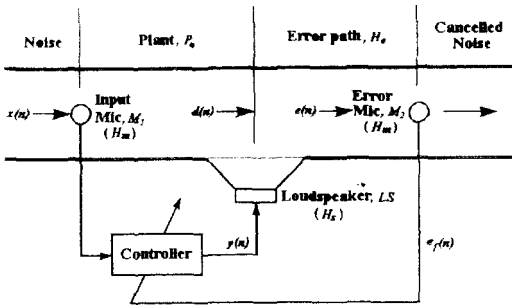


그림 1. 능동소음제어기의 기본 구성도  
Fig. 1. Typical schematic diagram of active noise control system.

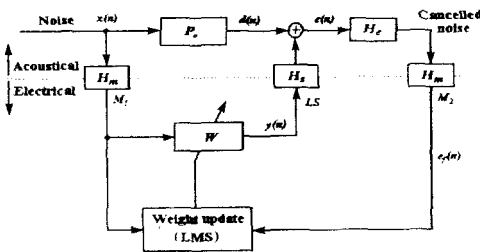


그림 2. 능동소음제어기의 블럭다이어그램  
Fig. 2. Block diagram of active noise control system.

실제 적용을 위하여 그림 3에서와 같이 음향 플랜트 P에 스피커의 특성  $H_s(z)$ 를 포함시킨 새로운 음향 플랜트 전달함수  $P$  및  $H_e(z)$ 에  $H_s(z)$ 를 포함시킨 새로운 오차음 경로 전달함수  $H_c(z)$ 로 모델화한다. 여기서 음향오차출력  $e_f(n)$ 은 음향오차  $e(n)$ 과 새로운 오차음경로 전달함수  $H_c(z)$ 를 컨버전부선한 출력오차이다.

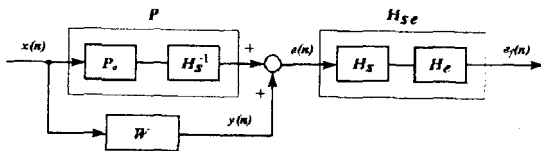


그림 3. 스피커의 전달함수를 음향경로상으로 등가접속한 모델  
Fig. 3. Equivalent connection model of loudspeaker transfer function in acoustic path.

2. 제안한 이중루프제어 모델

실제 단일소음경로 시스템에서 오차음경로는 음향 시간지연성분이 지배적이다.<sup>19, 21</sup> 그러므로 오차음경로의 전달특성은 제어의 안정성을 보장하는 범위에서 음향시간지연성분만을 사용하여도 안정성에 별문제가 없다. 제안한 망각형 지연 LMS 알고리즘을 사용한 이중루프제어 모델은 그림 4에서와 같다.

제안한 이득 및 음향시간지연인자를 추정하는 필터의 입력신호로는 입력 마이크로폰으로부터의 입력신호와 작용필터에서의 출력의 차신호를 사용한다. 시스템인식적인 측면에서  $H_s$  및  $H_e$ 를 가장 정확하게 인식하기 위해서는 필터의 입력신호를 음향오차신호  $e(n)$ 과 같게 하면 된다. 그러나 능동소음제어에서는 별도의 마이크로폰을 사용하지 않는 한 필터의 입력신호를 음향오차신호  $e(n)$ 과 같게 하기란 어렵다. 그러므로 필터의 입력신호를 차신호  $e_f(n)$ 을 사용한 이유는 랜덤신호 발생기 대신에 보다 정확한 시스템 인식을 위하여 음향오차신호  $e(n)$ 과 비슷하게 하기 위함이다.

필터의 출력신호는 이중루프제어를 수행함으로써 견실한 제어가 되도록 한다. 이는 오차의 변화값을 항상 작게하여 필터가 안정되게 동작하도록 하기 위함이다. 이중루프 출력  $e_f(n)$ 은 차신호 입력  $e_f(n)$ 과 음향시간지연인자를 추정하는 필터의 출력  $y_f(n)$ 의 차신호  $e_f(n)$ 을 음향오차 출력  $e_f(n)$ 에서 뺀 오차신호이다. 망각형 지연 알고리즘에 사용한 필터의 추정 이득인자는 입력신호 및 이중루프의 오차신호를 사용한다. 음향시간지연 인자를 추정하는 필터는 이득인자와 입력신호 및 후치차분변을 이용한 이중루프의 오차신호를 사용한다. 추정한 이득 및 음향시간지연인자를 입력필터에 복제하여 적응필터가 안정되게 동작하도록 한다. 또한 실제의 단일소음경로 시스템에서는 외부의 랜덤잡음도 유입되므로 라우드스피커 및  $M_2$ 에 유입되는 랜덤잡음  $g_1(n)$  및  $g_2(n)$ 를 고려하여 모델에 반영하였다.

그림 4에서 이득 및 음향시간지연 인자의 계수 추정을 위하여 필요한 수식은

$$\begin{aligned}
 y_f(n) &= x(n) \cdot (c z^{-d}) = c x(n-d) & (1) \\
 y(n) &= W^T(n)X(n) & (2) \\
 y_f(n) &= e_2(n) \cdot (c z^{-d}) = c e_2(n-d) & (3) \\
 e(n) &= d(n) - y(n) + g_1(n) & (4)
 \end{aligned}$$

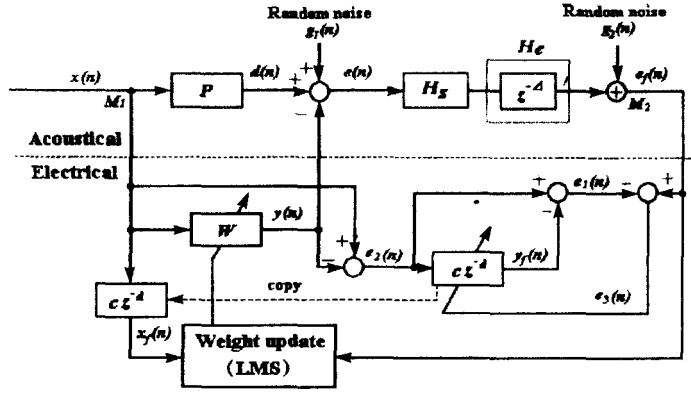


그림 4. 제안한 망각형 지연 LMS 알고리즘을 이용한 이중루프제어 모델  
Fig. 4. Proposed double loop control model using leaky delay LMS algorithm.

$$e_1(n) = e_2(n) - y_f(n) = e_2(n) - c e_2(n-d) \quad (5)$$

$$e_2(n) = x(n) - y(n) \quad (6)$$

$$e_3(n) = e_f(n) - e_1(n) = e_f(n) - (e_2(n) - c e_2(n-d)) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} e_f(n) &= e(n) * (h_s(n) * z^{-d}) + g_2(n) \\ &= e(n-d) * h_s(n) + g_2(n) \\ &= [d(n-d) - W^T(n-d) X(n-d) + g_1(n-d)] * h_s(n) + g_2(n) \\ &= d_f(n-d) - W^T(n-d) X_f(n-d) + g_{1f}(n-d) + g_2(n) \end{aligned} \quad (8)$$

이다. 여기서  $W(n)$  및  $d(n)$ 은 필터계수벡터 및 요구 신호(desired signal)이며,  $X_f(n)$  및  $X(n)$ 은 필터링된 벡터신호 및 입력벡터신호,  $c$  및  $d$ 는 이득인자 및 음향시간지연인자이다.

적용필터의 계수  $W(n)$ 의 최적값을 구하기 위하여  $e_f(n)$ 을 평균자승오차법으로 최소화한다. 평균자승오차의 비용함수는

$$\begin{aligned} \xi_{w_{min}} &= E[e_f^2(n)] \\ &= E[\{d_f(n-d) - W^T(n-d) X_f(n-d) + g_{1f}(n-d) + g_2(n)\}^2] \end{aligned} \quad (9)$$

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

$$\begin{aligned} \nabla \xi_{w_{min}} &= \frac{\partial e_f^2(n)}{\partial W(n)} = -2e_f(n) \frac{\partial W^T(n-d) X_f(n-d)}{\partial W(n)} \\ &= -2e_f(n) X_f(n-d) \end{aligned} \quad (10)$$

이다. 따라서 제안한 능동소음제어의 적용모델에서의 하중벡터를 새롭게 조정하기 위한 계수  $W(n+1)$ 은

$$\begin{aligned} W(n+1) &= W(n) + \mu_w (-\nabla \xi_{min}) \\ &= W(n) + 2\mu_w e_f(n) X_f(n-d) \end{aligned} \quad (11)$$

이다. 여기서  $\mu_w$ 는 적용필터의 수렴인자이다.

이득인자  $c$  및 음향시간지연인자  $d$ 의 최적값을 구하기 위한 평균자승오차는

$$\begin{aligned} \xi_{c_{min}} &= E[e_3^2(n)] \\ &= E[\{e_f(n) - e_1(n)\}^2] \\ &= E[\{e_f(n) - (e_2(n) - c e_2(n-d))\}^2] \\ &= E[\{e_f(n) - (e_2(n) - c e_2(n-d))\}^2] \end{aligned} \quad (12)$$

이며, 이득인자  $c$ 의 최적값을 구하기 위하여 경사법

알고리즘을 사용한 추정 기울기  $\nabla \xi_{c_{min}}$ 은

$$\begin{aligned} \nabla \xi_{c_{min}} &= \frac{\partial e_2^2(n)}{\partial c} = 2e_3(n) \frac{\partial e_3(n)}{\partial c} \\ &= 2e_3(n)e_2(n-d) \end{aligned} \quad (13)$$

이다. 따라서 이득인자를 새롭게 조정하기 위한 스칼라 계수  $c(n+1)$ 은

$$\begin{aligned} c(n+1) &= c(n) + \mu_c (-\nabla \xi_{c_{min}}) \\ &= c(n) - 2\mu_c e_3(n) e_2(n-d) \end{aligned} \quad (14)$$

이다. 여기서  $\mu_c$ 는 이득인자의 수렴인자이다. 음향시간지연인자  $d$ 의 최적값을 구하기 위한 추정 기울기  $\xi_{c_{min}}$

$$\begin{aligned} \nabla \xi_{c_{min}} &= \frac{\partial e_2^2(n)}{\partial d} = 2e_3(n) \frac{\partial e_3(n)}{\partial d} \\ &= 2e_3(n) c(n) e_2'(n-d) (-1) \\ &= 2e_3(n) c(n) [e_2(n-d) - e_2(n-d+1)] \end{aligned} \quad (15)$$

이다. 여기서  $e_2$ 의 미분성분은 후치차분법을 이용하였다. 음향시간지연인자를 새롭게 조정하기 위한 스칼라 계수  $d(n+1)$ 은

$$\begin{aligned} d(n+1) &= d(n) + \mu_d (-\nabla \xi_{d_{min}}) \\ &= d(n) - 2\mu_d e_3(n) c(n) [e_2(n-d) - e_2(n-d+1)] \end{aligned} \quad (16)$$

이다. 여기서  $\mu_d$ 는 이득인자의 수렴인자이다.

본 논문에서 제안한 망각형 지연 알고리즘은 미지의 시스템 계수를 추정하는데 있어서 필터계수들의 발산을 막기 위해 과거의 값을 효과적으로 망각하게 하여 시스템의 성능을 개선시킨 것이다. 제안한 이중루프제어 모델의 망각형 지연 LMS 알고리즘은

$$\begin{aligned} W(n+1) &= (1 - \mu_w \alpha) W(n) \\ &+ 2\mu_w e_f(n) X_f(n-\Delta) \end{aligned} \quad (17)$$

$$c(n+1) = (1 - \mu_c \beta) c(n) - 2\mu_c e_3(n) e_2(n-d) \quad (18)$$

$$\begin{aligned} d(n+1) &= (1 - \mu_d \gamma) d(n) - 2\mu_d e_3(n) c(n) \\ &[e_2(n-d) - e_2(n-d+1)] \end{aligned} \quad (19)$$

이다. 여기서  $\alpha$ ,  $\beta$  및  $\gamma$ 는 시스템의 적응을 위한 망각형 인자들이다.

### III. 실험결과 및 고찰

본 논문에서 제안한 망각형 지연 LMS 알고리즘을 이용한 이중루프제어 모델의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 확인하였다. 입력소음신호는 실제 공조기의 단일경로로 전파되는 소음원을 각각 사용하였다. 이 소음원의 데이터는 각각 10kHz로 표본화하여 16비트로 A/D 변환하였다. 제안한 알고리즘에서는 필터 탭 계수를 32개 사용하였다. 시변 전달함수를 갖는 플랜트  $P_0(z)$ 는

$$\begin{aligned} P_0(z) &= \sum_{i=0}^{L-1} (A \cdot e^{-Bi}) z^{-i}, \\ A &= 0.50 \sim 0.55, B = 0.7 \sim 0.9 \end{aligned} \quad (20)$$

을 사용하였다. 여기에서  $L$ 은 필터의 차수이며, 진폭  $A$ 는 0.50에서 0.55까지 변화하고, 시정수  $B$ 는 0.7에서 0.9까지 변화하는 값으로 하였다. 이는 덕트 단면의 크기가 가로 850mm, 세로 350mm이고, 마이크로폰에서 라우드스피커까지의 길이가 1000mm인 실제 시스템에서 나타날 수 있는 실험치에 의거한 것이다. 외부에서 부가되는 랜덤잡음은 마이크로폰  $M_2$  및  $M_3$ 에 모두 분산이 1.5인 가우시안 잡음을 사용하였다.

시뮬레이션에 사용한 음향시간지연은 10개라고 가정하였으며, 이는 10kHz로 표본화 하였을 경우 라우드스피커와 오차 마이크로폰 사이의 거리가 34cm에 해당하는 지연인자의 수이다. 음향시간지연인자 온도 및 유속의 변화분을 고려하여 분산이 3인 랜덤 상수를 발생시켰다. 또한 이득 및 음향시간지연인자의 초기치는 각각 0.1 및 5개로 하였다. 본 시스템에서 라우드스피커에서 오차 마이크로폰 사이의 길이  $L$ 은 34cm, 음파의 속도  $C$ 는 340 m/sec, 표본시간  $T$ 는  $10^{-4}$ sec로 사용할 경우의 음향시간지연인자는

$$d = 0.34 / (340m/sec \times 10^{-4} sec) \text{ delay} \quad (21)$$

이다. 또한 사용한 필터의 탭수는 32개이고, 음파의 속도는 340 m/sec, 표본시간은  $10^{-4}$ 로 하였을 경우의 플랜트의 길이는

$$L = 32 \text{ tap} \times 10^{-4} \text{ sec} \times 340 \text{ m/sec} = 1.088 \text{ m} \quad (22)$$

이다.

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

$$H_s(z) = \sum_{i=0}^{N-1} (h_s \pm \alpha_i) z^{-i} \quad (23)$$

$$H_e(z) = \sum_{i=0}^{N-1} (h_e \pm \beta_i) z^{-i} \quad (24)$$

를 사용하였다. 여기서  $h_s$  및  $h_e$ 는 각각 라우드스피커 및 오차음경로의 임펄스 응답이다.  $\alpha_i$  및  $\beta_i$ 는 각각  $H_s(z)$  및  $H_e(z)$ 의 전달특성을 시간에 따라서 변화게 하기 위한 랜덤상수이다. 본 논문에서 사용한 스피커의 주파수 특성은 그림 5에서와 같이 시판되는 일반 저음용 라우드스피커의 주파수 특성 데이터를 활용하여 이와 유사한 6차 Butter worth 대역통과필터를 설계하였다. 오차음경로의 전달함수에 대한 주파수 특성은 그림 6에서와 같다.  $h_s$  및  $h_e$ 는 측정된 데이터 값에 분산이 0.001인 랜덤상수를 발생시켜 가변시켰다. 단,

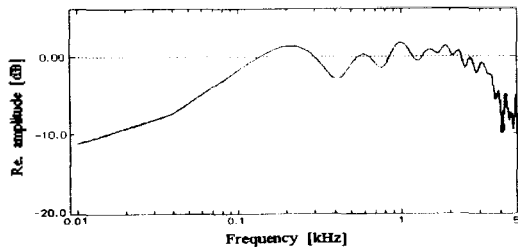


그림 5. 라우드스피커의 주파수특성  
Fig. 5. Frequency characteristic of the loudspeaker.

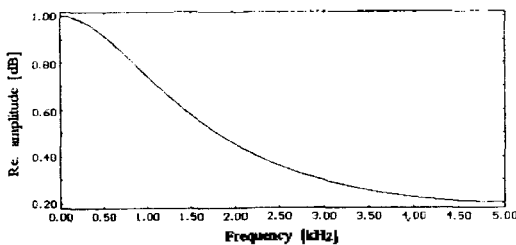


그림 6. 오차음경로의 주파수 특성  
Fig. 6. Frequency characteristic of the noise path.

일반적인 콘덴서 마이크로폰의 전달특성은 본 제어 시스템에서 이용하는 전 주파수대역에 걸쳐 평탄함으로 본 논문에서도 마이크로폰의 전달특성은 이상적인 것으로 간주하였다.

제안한 이중루프제어 모델에서 실제 소음신호를 사용하여 추정된 이득 및 음향시간 지연은 그림 7에서와 같다. 이의 이득 및 음향시간지연은 약 30ms 및 35ms에서 정확히 추정함을 알 수 있다. 입력소음  $x(n)$ 이 공조기의 소음일 때 능동소음제어기에서의 역상인 라우드스피커의 출력신호  $y_1(n)$ 은 그림 8에서와 같다. 이 경우에 진폭이나 위상은 약 28ms에서부터 감아짐을 알 수 있다. 그리고 이들의 오차신호  $e_f(n)$ 은 그림 9에서와 같이 나타내었다.

실제 소음신호를 사용하여 제안한 방식의 오차신호에 대한 1kHz 이내의 주파수 스펙트럼은 그림 10에서와 같다. 이는 1024개의 데이터를 1 프레임으로 하여 처리한 결과이다. 이 결과로부터 제안한 방식에 의해 처리한 소음레벨이 실제 소음신호에 대하여 평균 12.9 dB 정도 감쇠되었음을 알 수 있다.

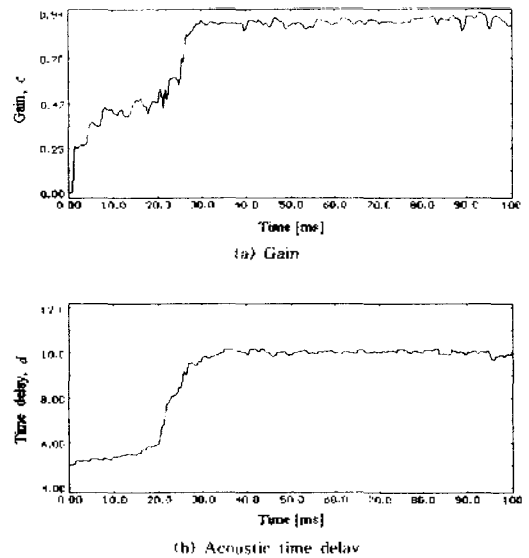


그림 7. 실제 소음신호의 (a) 이득 및 (b) 음향시간지연 추정곡선  
Fig. 7. Estimation curve of (a) Gain and (b) acoustic time delay of practical noise signal.

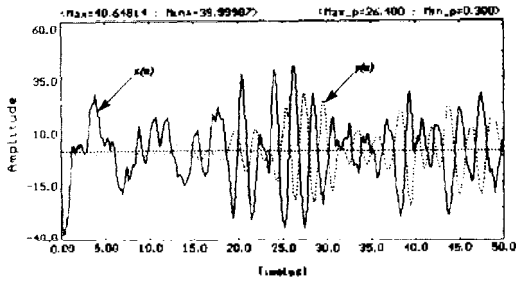


그림 8. 실제 소음신호의 역상신호  
Fig. 8. Out of phase of practical noise signal.

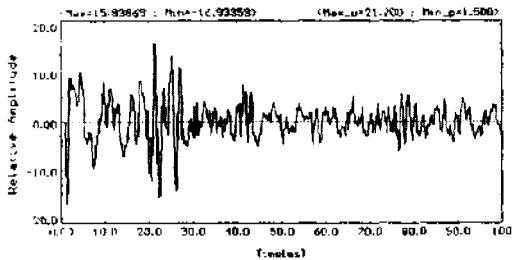


그림 9. 실제 소음신호에 대한 제어 오차신호  
Fig. 9. Control error signal of practical noise signal.

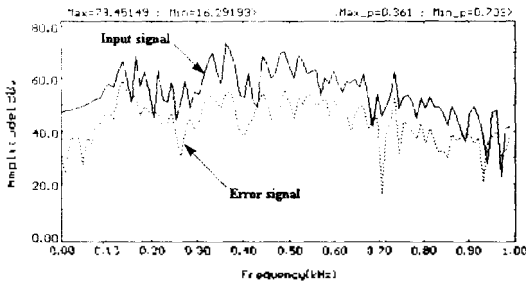


그림 10. 실제 소음신호의 주파수 스펙트럼 비교  
Fig. 10. The frequency spectrum comparison of practical noise signal.

본 논문에서 제안한 온라인 추정 음향시간지연 모델과 Eriksson의 소음 발생기를 사용한 온라인 모델과의 특성 비교를 하였다. 제안 방식의 소음레벨은 Eriksson의 방식보다 수렴 후 5번째 프레임에서 평균 6.3 dB 더 감소되었음을 그림 11에서 알 수 있다. 제안한 이중 투프쳐어 모델의 최적 계수를 추적하는 성능곡선은  $W_0$ 에서  $W_{31}$ 까지의 32개의 필터 탭 계수 중 첫번째 계수  $W_0$ 에 대하여 최적계수 값으로 적용되는

과정을 그림 12에서와 같이 나타내었다. 그림에서 최적계수는 1024개의 한 프레임의 데이터에 대하여 20개마다 한 점을 찍은 것으로서 시작점 0에서 출발하여 평균자승오차가 최소화되는 최적값  $-0.08$ 을 찾아가는 과정을 나타낸 것이다.

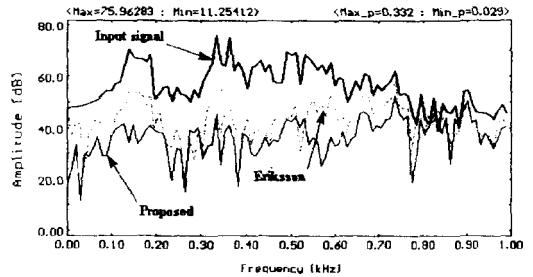


그림 11. 실제 소음신호에 대한 오차신호의 5번째 프레임의 주파수 스펙트럼  
Fig. 11. The frequency spectra of the fifth frame of error signal for practical noise signal.

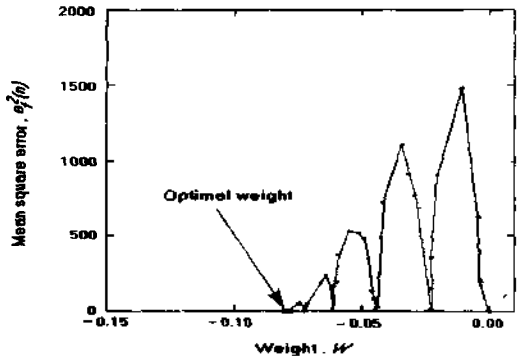


그림 12. 제안한 알고리즘에 대한 최적 계수값 추적과 성능곡선  
Fig. 12. Performance surface contour and optimal weight value tracks for the proposed algorithm.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 능동소음제어를 위한 온라인 방식의 망각형 지연 LMS 알고리즘을 이용한 이중투프쳐어 모델을 제안하였다. 라우드스피커의 특성 및 음향 시간지연인자를 추정하는 필터의 입력신호로는 입력 마이크로폰의 신호와 적응필터의 출력과의 차신호를

사용하였다. 이는 정확한 시스템인식을 위해서 단일 경로모델에서의 플랜트의 특성은 급격한 변화가 없기 때문에 음향오차신호와 비슷하게 하기 위함이다. 이중루프제어는 오차의 변화값을 작게하여 필터가 항상 안정되게 동작하도록 하기 위함이다. 또한 본 논문에서는 비 정상상태의 소음신호를 제어하는데 있어서 필터계수들의 발산을 방지하기 위하여 망각 알고리즘을 사용하였다. 제안한 온라인 방식의 망각형 지연 알고리즘은 입력필터에 스칼라적 계산을 함으로써 컨벌루션이 필요하지 않아 계산량이 감소되었다. 또한 제안한 방식에서는 라우드스피커 특성 및 오차음경로의 전달함수가 온도 및 유속 등의 변화나 경연에 의하여 변화하는 데에 안정되게 대처함을 확인하였다. 본 제안 방식들의 타당성을 확인하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 실제 소음신호에 대하여 실험하였다. 본 제안한 망각형 지연 LMS 알고리즘을 이용한 이중루프제어 모델에서는 실제 소음신호를 인가하였을 경우 평균 12.9 dB 정도 감소되었으며, 수렴 후 5번째 프레임에 대한 Eriksson 모델과는 평균 6.3 dB 정도 개선되었음을 확인하였다.

본 논문에서 제시된 방법을 실시간으로 구현할 때의 문제점으로 오차음경로를 시간 지연인자로만 고려하였으므로 오차음경로의 길이가 길 때에는 전달특성의 변화로 오차음이 커질 우려가 있으므로 오차음경로의 길이 조정에 유의해야한다. 앞으로 본 방식을 이용하여 다중경로로 확장하여 소음제어에 적용할 것이다.

참 고 문 헌

1. L. J. Eriksson and S. J. Elliott, Active Control of Sound, Academic Press, 1992.
2. S. J. Elliott and P. A. Nelson, "Active Noise Control," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 12-35, Oct. 1993.
3. B. Widrow, etc., "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications," *IEEE Proc.*, pp. 1692-1716, Dec. 1975.
4. L. J. Eriksson, "Active Sound Attenuation Using Adaptive Digital Signal Processing Techniques," Ph. D. Thesis, Univ. of Wisconsin-Madison, Aug. 1985.
5. M. J. Allie, C. D. Bremigan, and L. J. Eriksson, "Hardware and Software Considerations for Active

- Noise Control," *IEEE ICASSP*, vol. 3, 2598-2601, 1988.
6. 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, Sept. 1981.
7. 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.
8. H. Fan and R. Vemuri, "Robust Adaptive Algorithms for Active Noise and Vibration Control," *IEEE ICASSP*, vol. 1, pp. 1137-1140, 1990.
9. S. D. Snyder and C. H. Hansen, "The Influence of Transducer Transfer Functions and Acoustic Time Delay on the Implementation of the LMS Algorithm in Active Noise Control Systems," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 141, no. 3, pp. 409-424, 1990.
10. S. M. Kuo and M. Wang, "Parallel adaptive on-line error path modelling algorithm for active noise control systems," *Electronics Letters*, vol. 28, no. 4, pp. 375-377, Feb. 1992.
11. F. Laichi, T. Aboulnasr, and W. Sleenaarl, "Effect of Delay on the Performance of the Leaky LMS Adaptive Algorithm," *IEEE ICASSP*, vol. 3, pp. 515-518, 1993.
12. P. L. Feintuch, N. J. Bershad, and A. K. Lo, "A frequency analysis, design, and elimination of the training mode," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 41, no. 4, pp. 1518-1531, Apr. 1993.

▲ 權 奇 龍 (Ki-Ryong Kwon) 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:적용 신호처리, 음향통신 및 소음제어 등



▲朴 南 天(Nam-Chun Park)

한국음향학회지 1991년도 제10권 제3호 참조

현재: 경남대학교 전자공학과 교수

▲李 儼 一(Kuhn-Il Lee)

한국음향학회지 1993년도 제12권 제5호 참조

현재: 경북대학교 전자공학과 교수