

〈論 文〉

# Filtered-x LMS 알고리즘을 응용한 덕트내 평면파 소음의 능동 제어

## Active Noise Control of the Plane Wave Travelling in a Duct Using Filtered-x LMS Algorithm

우재학\* · 김인수\* · 이정권\* · 김광준\*  
J. H. Woo, I. S. Kim, J. G. Ih and K. J. Kim  
(1992년 2월 15일 접수; 1992년 5월 14일 심사완료)

### ABSTRACT

An adaptive signal processing technique is implemented for the active noise cancellation of the plane acoustic wave propagating in a duct. To avoid the instability caused by the acoustic feedback from the control speaker to the detect microphone, an off-line modeling of the acoustic feedback plant is done using the FIR filter. Auxiliary path required for the filtered-x LMS algorithm is modeled as well. Before going into the experiments, a simulation is carried out under the same conditions with experiments. The simulation shows that the longer the length of the adaptive filter is, the better the results are achieved. Experiments have been carried out at lower audio frequency range(50~400Hz), and the results are in good agreements with those of simulation study. As a results of this adaptive noise control, around 50dB is reduced for a pure tone noise, and for a bandlimited noise with the bandwidth of 316Hz, a maximum of 30dB noise reduction is attained.

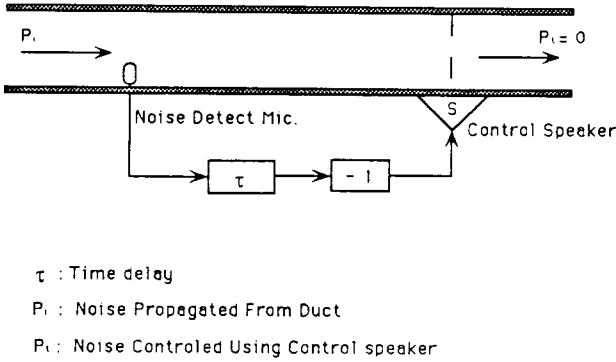
### 1. 서 론

덕트(duct)내 소음의 능동제어는 주로 평면파를 대상으로 연구되어 왔다<sup>(1~3)</sup>. 이는 덕트의 단면형상 및 크기에 의하여 결정되는 1차 차단주파수(fundamental cut-off frequency)이하의 주파수에서는 소음성분 중 평면파만이 전파되기 때문에 소음 제어가 1차원 문제로 간주될 수 있어, 밀폐 공간내의 소음제어와 같은 3차원 문제에 비해서 단순하여지기 때문이다.

1980년대에 들어서면서 디지털 신호처리용 마이크로프로세서의 발전으로 고속의 신호처리가 요구되는 경우에도 이들의 실시간 구현이 가능하게 되었다. 이에 따라 덕트내 소음의 통계적 성질이나 제어에 사용되는 각종 변환기 등의 특성이 시간에 따라 변화하더라도, 그 상황에 적절히 적응할 수 있는 능동소음제어계 구성을 위하여 적응 신호처리기법(adaptive signal processing)을 응용하게 되었다<sup>(4~7)</sup>.

본 연구에서는 적응필터(adaptive filter)를 이용하여 덕트내 평면파 소음의 실시간 능동제어를 구현하였다. 제어 알고리즘으로는 filtered-x LMS 방법<sup>(8)</sup>을 이용하였으며, 이의 수행에 필요한 각종 보조시스템(스피커, low pass 필터, 파워증폭기, 오차덕트)

\* 한국과학기술원 기계공학과 NGVIC센터



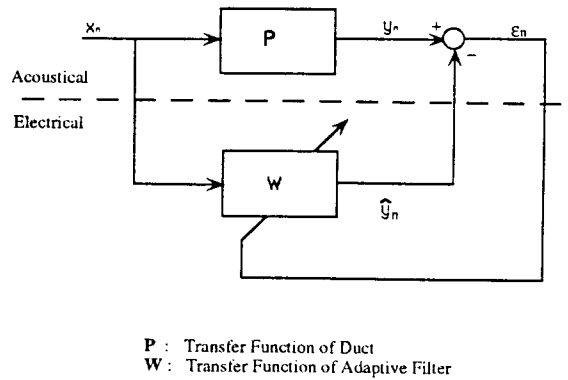
**Fig. 1** Schematic diagram of active noise control in a duct

의 동적특성은 off-line으로 모델링하여 입력하였다. 또한 스피커의 무지향성(omnidirectional property)으로 인해 제어용스피커에서 발생한 음파가 감지마이크로폰으로 입력되는 음향학적 궤환(acoustic feedback)계는 제어기의 불안정을 유발시킬 수 있으므로, 이의 방지를 위하여 off-line으로 모델링된 FIR(finite impulse response)필터 형태의 음향학적 궤환계 모델을 제어계에 포함시켰다. 디지털 신호처리용 프로세서는 최근 능동제어에 많이 사용되는 TMS 320 C 25 칩<sup>(9)</sup>이 내장된 이산신호처리장치(digital signal processing board)를 사용하였다. 이 장치의 신호처리 속도의 한계는 적응필터의 차수 및 제어계가 구동할 수 있는 샘플링 속도(sampling rate)를 한정시키므로, 이에 관련된 계의 모델링 방법, 문제점 그리고 개선책을 제시하였고, 아울러 실험장치 구성에 관련된 여러가지 고려사항에 대해 언급하였다.

## 2. 제어계 구성 및 모의 실험

### 2.1 적응신호처리기법을 이용한 능동제어

Fig. 1은 능동소음제어에 관한 기본원리를 보인 것이다. 통상, 원소음이 덕트를 따라 진행해 오는 경우 감지마이크로폰(detect microphone)을 이용하여 원소음신호를 측정하고, 이를 적절한 시간 지연을 두고 제어용스피커에 내보냄으로써 원소음과 제어용스피커에 의해 발생한 2차 소음이 상호 간섭하도록 하여 소음의 저감을 꾀할 수 있다. 그런데 이 경우 문제가 되는 것은 음향학적 궤환 현상 즉, 스피커 특성이 특히 저주파 영역에서 무지향성이기 때문에 스피커로부터 나오는 소음이 다시 감지 마이크로폰으로



**Fig. 2** Modeling of a duct plant using LMS algorithm

입력되는 것에 의하여 전체 제어계가 불안정하게 된다는 점이다. 1970년대까지의 능동소음제어는 여러 개의 스피커배열로 이루어진 지향성 스피커계를 통하여 음향학적 궤환 문제를 해결하였다<sup>(2,3,10)</sup>. 그러나 이 방법은 주로 아날로그 회로를 이용한 것이어서 적용가능한 주파수 대역이 매우 좁은구간에 한정되고 덕트계 특성자체 및 제어계 구성요소의 변화에 적응될 수 없었다. 일반적으로 덕트계의 특성에 가장 큰 영향을 주는 것은 덕트내의 환경변화 즉, 온도, 습도, 풍속등에 의한 음속의 변화이다. 이같은 덕트계의 변동요인에 제어계를 능동적으로 대처시키기 위해서는 적응신호처리기법을 능동소음제어계 구성시에 응용하여야 한다. 적응신호처리기법은 디지털 신호처리장치 성능이 향상되면서 각광 받기 시작했는데, FIR필터를 사용하는 filtered-x LMS(least mean square) 알고리즘이 비교적 간단하고 실시간 구현에 유리하여, 1980년대 이후에는 능동소음제어에 관한 대부분의 연구가 이를 응용하여 진행되고 있다.

### (1) 계의 모델링 기법

LMS 알고리즘은 정상 불규칙과정(stationary random process)하에 있는 임의의 계를 FIR필터로 실시간으로 모델링하는 방법으로 필터계수의 적응화에 필요한 연산이 비교적 단순하여 많이 사용되어지고 있다. Fig. 2는 LMS알고리즘을 덕트계의 모델링에 응용한 개략도이다. 여기서  $P$ 는 소음이 전파되는 덕트계의 전달함수를 의미한다.  $\hat{y}_n$ 는 덕트계 모델의 평가출력(estimated output)으로서 필터계수와 입력신호와의 대합적분(convolution integration)에 의하여 계산될 수 있다. 이의 연산식은 식 (1)로 나타낼 수 있고, 그 행렬 형태는 식 (2)로 표현된다.

$$\hat{y}_n = \sum_{k=0}^m w_k x(n-k) \quad (1)$$

$$\hat{y}_n = X_n^T W \quad (2)$$

$$W = [w_0 w_1 \cdots w_m]^T$$

$$X_n = [x_n x_{n-1} \cdots x_{n-m}]^T$$

여기서  $W$ 는 FIR 필터 계수의 벡터,  $X_n$ 은 입력신호 벡터이고  $m$ 은 필터차수이다. 덕트계의 실제출력  $y_n$ 과  $\hat{y}_n$  사이의 차이를 오차신호  $\varepsilon_n$ 로 정의하면 이것의 자승 기대치(expected value)는 다음과 같다.

$$E[\varepsilon_n^2] = E[y_n^2] + W_n E[X_n X_n^T] W - 2E[y_n X_n^T] W \quad (3)$$

윗식을 자기상관(auto-correlation) 행렬  $R_{xx}$ 와 상호상관(cross-correlation) 벡터  $R_{xy}$  정의를 이용하여 치환하면 다음과 같다.

$$E[\varepsilon_n^2] = E[y_n^2] + W^T R_{xx} W - 2R_{xy}^T W \quad (4)$$

$E[\varepsilon_n^2]$ 는 필터계수 벡터  $W$ 의 2차함수의 형태이므로  $W$ 에 대한  $E[\varepsilon_n^2]$ 의 최소점은 한점만 존재하게 된다. 따라서  $W$ 에 대한  $E[\varepsilon_n^2]$ 의 도함수로 부터 최적필터  $W^*$ 를 아래와 같이 얻을 수 있고 이같은 방법을 통상 Wiener-filtering<sup>(8)</sup>이라 한다.

$$W^* = R_{xx}^{-1} R_{xy} \quad (5)$$

식 (5)와는 달리 덕트계를 실시간으로 모델링하기 위해서는 매 샘플링마다 최대경사기법(steepest descent)<sup>(6)</sup>에 기초하여 다음과 같이 필터계수를 적응시켜야 한다.

$$\begin{aligned} W_{n+1} &= W_n - \mu \frac{\partial E[\varepsilon_n^2]}{\partial W_n} \\ &= W_n + 2\mu(R_{xy} - R_{xx}W_n) \end{aligned} \quad (6)$$

여기서  $\mu$ 는 수렴상수이다. 그러나 이같은 방법으로 필터계수를 적응시키려면 매 단계마다  $R_{xx}$ 와  $R_{xy}$ 의 계산이 필요하게 되어, 필터차수가 크고 빠른 신호처리가 요구되는 경우에는 매우 비효율적이고 실제로도 가능하지 않다. LMS알고리즘은 식 (6)과는 달리 계가 겪고 있는 과정이 정상상태임을 가정하여 자승오차의 기대값 대신에 각 적응단계에서의 자승오차에 기초하여 필터를 적응시키는 방법이다.

$$W_{n+1} = W_n - \mu \frac{\partial \varepsilon_n^2}{\partial W_n} = W_n + 2\mu \varepsilon_n X_n \quad (7)$$

LMS알고리즘을 이용하여 필터를 적응시키기 위해서는 단지 각 단계  $n$ 에서의 평가 오차 및 입력신호만이 필요하므로 연산속도면에서는 유리하지만, 알고리즘의 수렴특성이 평가오차와 입력신호에 크게 영향을 받게되므로 수렴상수  $\mu$ 의 선정에 주의가 요구된다. Widrow<sup>(8)</sup>에 의하면  $\mu$ 는 다음의 관계식이 만족하는 범위내에서 선택되어야 한다.

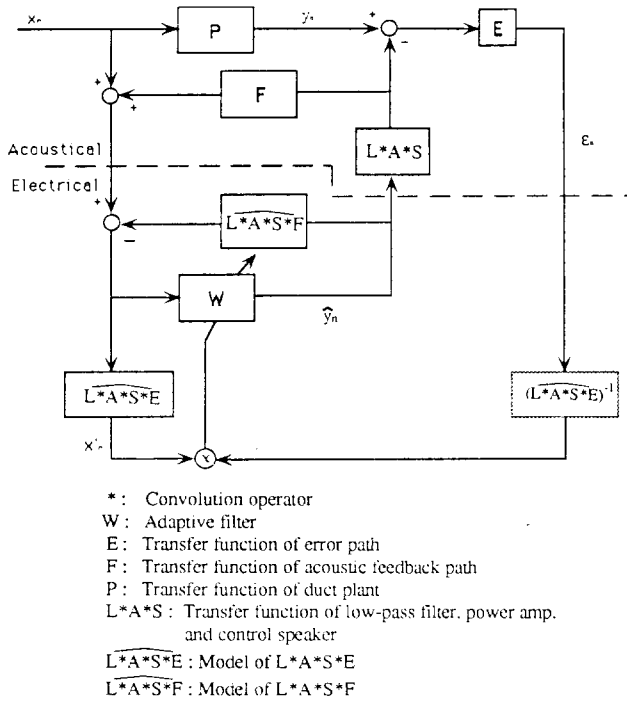
$$0 < \mu < \frac{1}{(m+1)\sigma_x^2} \quad (8)$$

여기서  $\sigma_x^2$ 은 물리적으로는 입력신호의 파워를 의미한다.

## (2) Filterd-x LMS 알고리즘에 의한 제어계 구성

오차마이크로폰(error microphone)에서 측정된 잔류소음에는 적응필터 즉, 제어기의 출력신호 자체보다는 오히려 이것이 물리계와 전기계 사이에 존재하는 여러가지 변환기를 통과한 후의 신호를 포함하고 있다. 이들 변환기에는 필터 출력의 D/A변환 과정에서 유발되는 고주파 성분을 제거하는 low pass filter  $L$ , 파워 증폭기  $A$ , 제어용 스피커  $S$ , 그리고 제어용스피커에서 오차마이크로폰까지의 덕트계로 구성되는 오차계  $E$  등이 포함된다. 오차계  $E$ 가 포함되는 이유는 제어용 스피커의 근접효과 즉, 스피커에서 발생된 감쇠파(evanescent wave)가 감지마이크로폰에 측정되는 현상에 의하여 적응필터의 수렴에 지장을 주는 것을 막기 위함이다. 이같은 이유로 LMS알고리즘은 적응제어기에 그대로 이용될 수 없고, 적응필터의 계수가 잘 수렴하기 위해서는 위의  $L^*A^*S^*E$ (\*는 convolution을 의미)계의 특성을 고려하여야 한다. 이점을 보완한 것이 소위 filtered-x LMS알고리즘으로서 본 연구에서도 이 알고리즘을 이용하여 제어기를 구성하였다.

Fig. 3은 filtered-x LMS알고리즘을 덕트내 소음 제어에 적용한 개략도이다. 점선으로 표시한 부분은 오차마이크로폰에서 측정된 잔류소음신호  $\varepsilon_n$ 과 적응필터 출력신호  $\hat{y}_n$ 의 차원을 맞추기 위하여, 시스템  $L^*A^*S^*E$ 의 역 모델을 이용하여  $\varepsilon_n$ 을 필터링하는 방법이다. 그러나, 이 방법을 사용하기 위해서는  $L^*A^*S^*E$ 의 시간 지연을 보상함으로써 제어기의 최소 위상이 보장되도록 하여야 하는 번거로움이 요구된다



**Fig. 3** Block diagram for active noise control in a duct using filtered x LMS algorithm considering acoustic feedback

(8). 따라서 본 연구에서는 Fig. 3의 제어기 적응루프(loop)에 실선으로 나타낸 바와같이 입력신호  $x_n$ 을  $L^*A^*S^*E$ 의 모델을 이용하여 전초필터링(pre-filtering)하는 방법을 사용하였다. 잔류소음  $\epsilon_n$ 은 원소음성분과 제어용 2차소음의 간섭결과이므로 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} \epsilon_n &= (y_n - \hat{y}_n * L^*A^*S) * E \\ &= (y_n - W * x_n * L^*A^*S) * E \end{aligned} \quad (9)$$

LMS알고리즘의 유도과정과 마찬가지로 잔류소음의 자승치에 기초하여 필터  $W$ 를 반복적으로 적응시키면 다음의 식이 성립된다.

$$\begin{aligned} W_{n+1} &= W_n - \mu \frac{\partial \epsilon_n^2}{\partial W_n} \\ &= W_n + 2\mu \epsilon_n (x_n * L^*A^*S * E) \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)의 제어기의 적응과정은 실제로는  $L^*A^*S^*E$ 의 모델  $L^*A^*S^*E$ 에 의해서 이루어짐을 유의해야 한다.

수렴계수  $\mu$ 의 범위 또한 식 (8)로부터 다음과 같이 변동된다.

$$0 < \mu < \frac{1}{(m+1)\sigma_x^2}; \quad x' = x_n * L^*A^*S * E \quad (11)$$

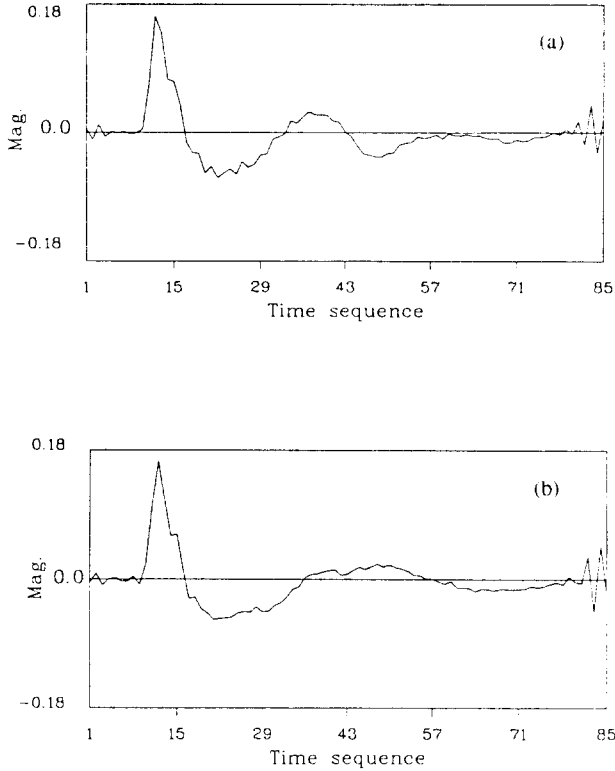
한편, filtered-x LMS알고리즘의 적응필터  $W$ 는 FIR필터로 구현되므로, 제로(zeros) 모델링만 가능하다. 그런데 실제 제어계에서는 앞에서 언급한 바와같이 음향학적 케환이 발생하며, 이것이 전체 제어계의 전달함수에 극점(pole)을 형성하여 제어기의 불안정을 유발시키므로, 전체 제어계에 극점을 상쇄하는 보조루프(auxiliary path)를 첨가 시켜야 한다. Fig. 3에서  $F$ 는 실제의 음향학적 케환을 표시하며  $L^*A^*S^*E$ 는 전체 케환경로를 모델링한 FIR필터를 나타낸다. 따라서 음향학적 케환계와 전초계  $L^*A^*S^*E$ 의 모델오차가 없고 적응필터가 최적의 값에 수렴하게 되면, 다음식이 성립되어 완전한 소음제어가 이루어 진다.

$$W \widehat{L^*A^*S^*E} = P * E \quad (12)$$

## 2.2 소음제어계 구성에 필요한 계의 모델링과 모의실험

앞절에서 언급된 바와같이 능동소음제어계를 구성하기 위해서는 전초계  $L^*A^*S^*E$ 와 음향학적 케환계  $L^*A^*S^*F$ 에 대한 모델링이 선행되어야 한다.  $L^*A^*S^*F$ 의 모델링에 사용될 입력 및 출력신호는, 원소음원은 구동시키지 않은 상태에서, 각각 제어용 스피커의 파워증폭기에 입력된 신호발생기(signal generator)로부터의 랜덤신호와 감지마이크로폰에서 측정된 소음신호로부터 얻어질 수 있다. 또한  $L^*A^*S^*E$ 의 입력 신호는  $L^*A^*S^*F$ 의 경우와 같은 방법으로 얻어질 수 있고, 출력신호는 오차 마이크로폰에서 측정된 신호로부터 얻어진다. 이때 Fig. 3에서 유추할 수 있는 바와같이 제어계의 구성상  $L^*A^*S^*E$ 의 입출력 신호는 동시에 샘플링을 해야 하지만,  $L^*A^*S^*F$ 의 입력은 출력신호에 비하여 1단계 늦게 샘플링하여,  $L^*A^*S^*F$  모델이 1단계 예측(one-step prediction)을 할 수 있게 해야한다. 샘플링 주파수는 능동제어대상으로 정한 소음의 주파수범위가 500Hz이하인 점을 고려하여 2.5kHz로 하였다. 이들 시스템의 모델링에 사용한 방법은 2.1절에서 언급되었던 두가지 방법을 사용하였다.

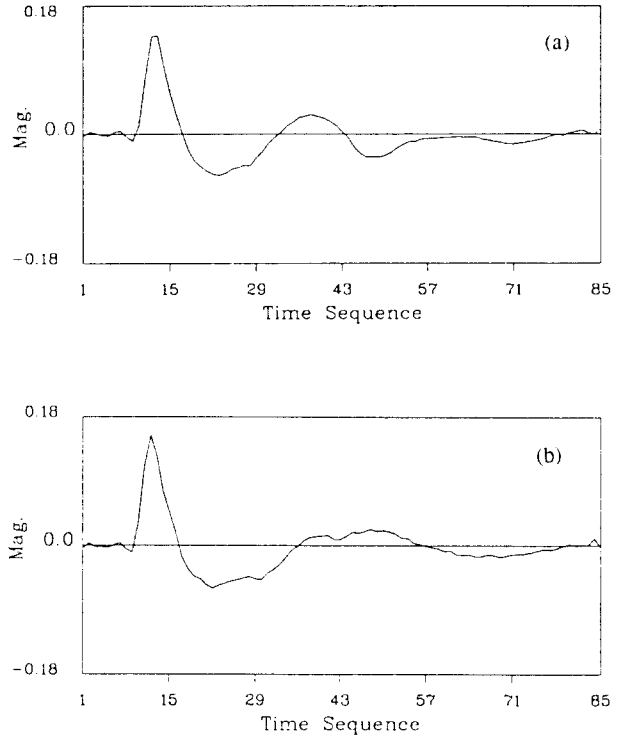
Fig. 4는 Wiener-filtering에 의하여 평가된 두 시스템에 대한 모델이다. 모델 형식은 차수가 85인



**Fig. 4** System modeling by Wiener-filtering. (a) FIR filter coefficients of  $L^*A^*S^*E$ ; (b) FIR filter coefficients of  $L^*A^*S^*F$

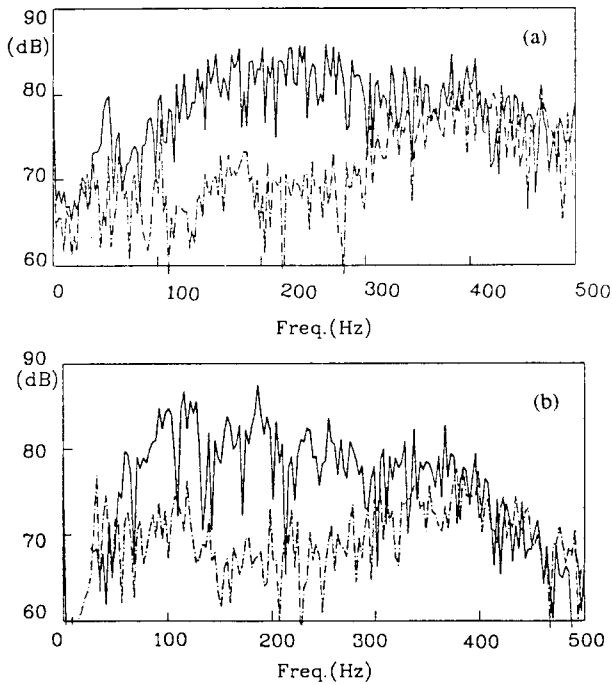
FIR 필터이다. 이같은 필터차수는 신호처리장치의 기억용량 및 제어계의 구동시에 요구되는 연산시간 등을 고려하여 결정하였다. 참고로 신호처리장치의 메모리 중에서 필터계수와 입력신호 및 잔류소음신호의 데이터 벡터를 저장하는 부분으로 각각 on chip block인 B0(256 words)와 block B1(256 words)를 사용하면 연산에 소요되는 시간을 줄일 수 있으며<sup>(9)</sup>, 능동소음제어계의 구성에는 3개의 FIR 필터( $L^*A^*S^*E$  및  $L^*A^*S^*F$  모델을 위한 2개, 제어기로 사용되는 적응필터 1개)가 사용되어야 한다. Fig. 5는 LMS알고리즘을 이용하여 평가된  $L^*A^*S^*E$  및  $L^*A^*S^*F$  모델을 보인 것으로 Fig. 4와 매우 흡사하였고, 이들은 오차신호의 분산치에 대한 모델출력신호의 분산치 비가 80 정도의 비교적 정확한 모델임을 알 수 있었다.

Wiener-filtering에 의하여 평가된 계를 실제 덕트 계로, LMS알고리즘에 의하여 평가된 결과를 이의 모델로 가정하여 filtered-x LMS알고리즘을 이용한 능동소음제어에 대한 모의실험(computer simul-



**Fig. 5** Results of adaptive system identification using LMS algorithm. (a) FIR filter coefficients of  $L^*A^*S^*E$ ; (b) FIR filter coefficients of  $L^*A^*S^*F$

ation)을 수행하였다. 그리고 모의실험을 최대한 실제 상황에 맞게 행하기 위하여, 원소음용 스피커로부터 발생된 음파를 덕트내의 감지 마이크로폰에서 측정하여, 이를 소음제어 대상으로 삼았다. Fig. 6(a)는 오차마이크로폰에서 감지된 음파의 스펙트럼을 나타낸 것으로서, 실선은 제어전, 점선은 제어후의 스펙트럼을 나타낸다. 제어기의 적응을 3072번 반복하였으므로, 샘플링 주파수가 2.5kHz임을 생각할때 모의실험에서 제어기 구동시간은 총 1.2초이다. 여기서 점선은 0.8초에서 1.2초사이의 오차신호 1024개의 데이터를 푸리에변환(Fourier transform)한 것이다. 모의실험 결과를 보면, 100Hz에서 300Hz사이에서 소음제어가 잘 된 것을 알 수 있다. 이것은, 4장에서 언급된 실제 실험결과와 매우 흡사하다. Fig. 6(b)는 필터의 차수가 150개이며, 샘플링 주파수를 3kHz로 하였을때의 모의실험 결과를 보인 것이다. 제어시간은 약 5초이며, 소음제어가 이루어진 주파수 범위는 50Hz에서 400Hz사이이다. 이 결과는 앞에서 언급된 바와같이 신호처리장치의 메모리 한계 때문에

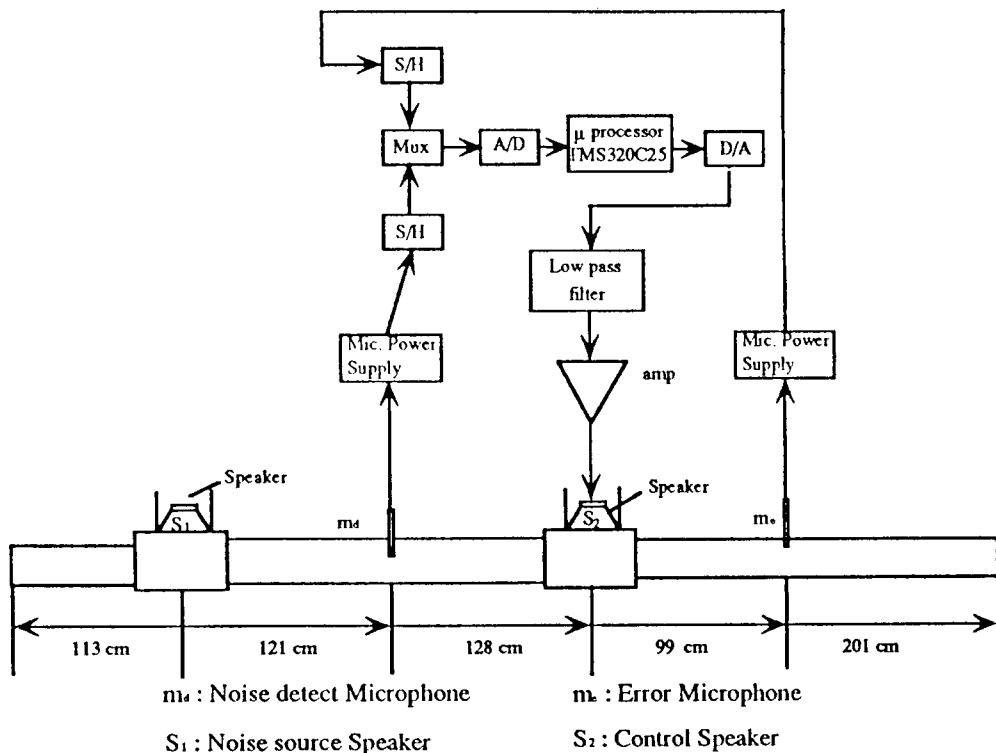


**Fig. 6** Results of computer simulation. (a) Adaptive filter length=85; (b) Adaptive filter length=150; (—), before active control, (---) after active control.

실제의 실험결과와 비교할 수는 없었지만, Fig. 6 (a)에 비하여 제어된 주파수 범위가 넓어졌고 전체적인 소음저감도 조금 더 큰 것을 알 수 있다. 이는 필터의 차수가 증가함으로 인하여 모델의 오차가 적어졌고 제어가 적응횟수가 많았기 때문으로 사료된다.

### 3. 실험

Fig. 7은 실험장치의 구성요소를 보여준 것이다. 덕트는 두께가 0.6cm인 PVC파이프를 이용하여 제작되었고, 지름이 20cm인 원형단면을 가지며, 전체 길이는 641cm이다. 따라서 매질의 유동이 없는 경우, 덕트의 첫번째 차단 주파수는 약 1kHz가 된다<sup>(11)</sup>. 덕트의 양끝단에는 음파의 반사를 줄이기 위하여, 50cm의 유리섬유를 솜이 형태로 만들어서 끼워 넣었다. 원소음원으로는 덕트의 한쪽단 근처에 덕트의 길이방향에 수직하게 장착된 저음용스피커를 이용하였고, 스피커에 들어가는 입력신호로는, 신호발생기 (type 1027 : B & K)에 의해 발생된 중심주파수



**Fig. 7** Experimental setup and dimensions of duct

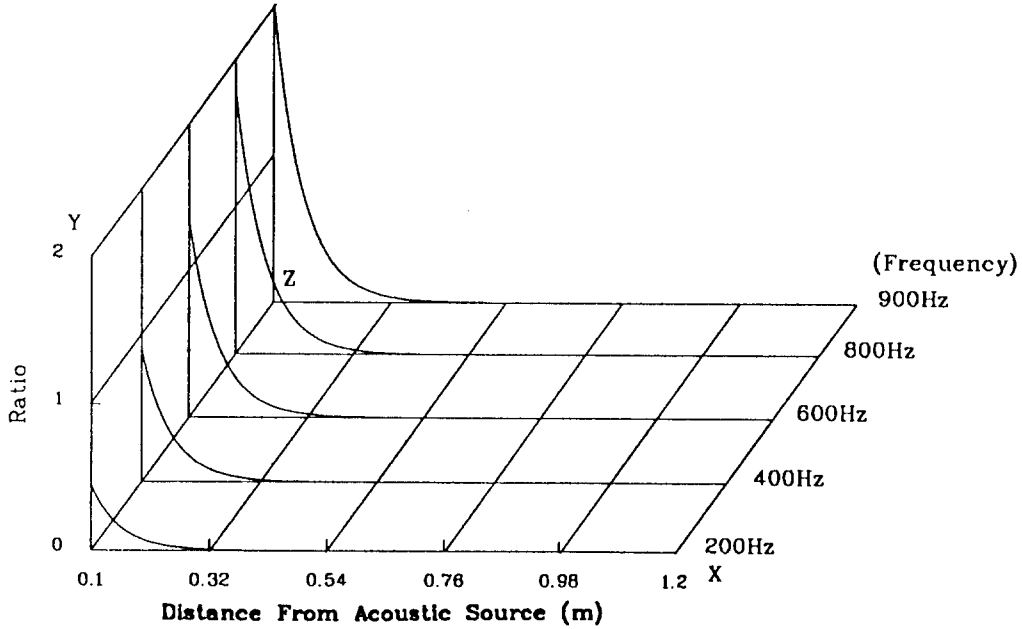


Fig. 8 Magnitude ratio of first cross mode to fundamental one along the distance from the source

(center frequency)가 250Hz이고 주파수대역이 316Hz인 협대역신호를 사용하였다. 소음신호의 측정을 위하여 자유음장형 2개의 마이크로폰(type 4165 : B & K) 즉, 감지마이크로폰 및 오차마이크로폰을 각각 제어용스피커의 상부 및 하부에 설치하였고, 각 마이크로폰의 출력단에는 신호증폭기(type 2807 : B & K)를 부착하였다. 제어용스피커로는(금성사) 직경이 16cm, 최저 공진주파수가 약 50Hz이고, 최대 출력이 40Watt인 것을 사용했다. 이밖에 D/A 변환과정에서 발생하는 고주파제거용 low-pass 필터(model 852 : Wavetech) 및 2채널의 스피커구동용 파워증폭기(type 044864 : Macintosh)가 사용되었다.

감지마이크로폰과 오차마이크로폰의 위치를 결정함에 있어서 유의하여야 할 사항은, 비록 원소음의 주파수대역이 평면파 영역내에 있을지라도 제어용스피커는 고차모드의 감쇠파도 발생시키므로, 마이크로폰을 스피커 근방에 설치할 경우에는 감쇠파 영향을 피할 수 없게 되어 궁극적으로 제어기의 성능저하를 유발시킬 수 있다는 점이다. 여기서 감쇠파란 스피커에서 발생되더라도 덕트를 따라 멀리까지 전파하지는 못하는 음파를 의미하며, 이것의 감쇠율은 주파수나 덕트의 반경등에 따라 달라진다. Fig. 8은 음원에 의해 발생된 소음성분 중에서 음원으로부터 측정점까지의 거리와 음원의 구동주파수 변화에 따른 평

면파와 1차모우드파 사이의 비율 변동을 보인 것으로서, 음원으로부터 측정점까지의 거리가 50cm이상인 경우에는 감쇠파의 영향을 무시할 수 있음을 알 수 있다. 따라서 본 실험장치에서의 두 마이크로폰의 위치는 Fig. 7에 나타냈듯이, 스피커로부터 각각 80cm, 100cm 떨어져 있고, 원소음의 주파수 대역이 평면파만이 전파될 수 있는 주파수대역에 한정되고 있으므로, 감쇠파의 영향은 거의 없다고 할 수 있다. 또한 실험장치 구성 중 마이크로폰들의 위치 뿐만 아니라 장착상태도 중요하다. 마이크로폰의 장착상태는 감지마이크로폰과 오차마이크로폰의 상호기여도에 의하여 평가될 수 있다. 예를들면 마이크로폰을 장착하기 위해서 탐침(microphone probe)을 사용한 경우에는 탐침의 유효길이(effective length)내에서 발생하는 정재파(standing wave)의 영향때문에 이들 두 마이크로폰의 상호 기여도가 떨어질 수도 있다. 따라서 본 연구에서는 마이크로폰을 직접 덕트 안쪽 벽면에 일치하게 삽입하였다.

#### 4. 실험결과 및 토론

Fig. 3에 표시된 능동소음제어기를 신호처리장치(TMS 320 C 25 : Texas instrument)의 전용어셈블러로 프로그래밍시켜 실험을 수행하였고  $L^*A^*S^*E$ 와  $L^*A^*S^*F$ 로는 LMS 알고리즘에 의해 평가된

FIR 필터를 사용하였다. Fig. 9(a)는 400Hz의 정현파에 관한 실험결과이다. 실선은 제어 전, 점선은 제어 후에 오차마이크로폰에서 측정된 소음의 파워스펙트럼이다. 정현과 경우에는 약 50dB 정도의 소음감쇠가 이루어졌으며, 제어기의 수렴시간은 약 0.5초이다. Fig. 9(b)는 협대역 소음에 대한 제어의 결과이다. 100Hz에서 300Hz사이에서 평균 20dB 이상 줄어든 것을 볼 수 있고 이때의 적응시간은 약 8초가 소요되었다. 제어기의 안정성을 시험해보기 위하여 제어기가 구동되고 있는 상태에서 소음의 파워와 주파수대역을 급격히 변화시켜 보았으나, 제어 상황은 매우 안정된 상태를 유지함을 확인할 수 있었다. Fig. 9(c)는 주파수 대역이 Fig. 9(b)의 경우보다 광대역의 소음에 대한 제어결과이다. 소음저감은 스피커의 공진주파수 이하인 25Hz에서부터 400Hz까지 이루어졌고 50Hz에서 350Hz까지는 평균 20dB 이상의 소음저감이 구현되었다. Fig. 10은 오차마이크로폰에 감지된 음압을 제어가 시작되는 순간부터 시간축에 대해 그려놓은 것이다. X축은 0.4초의 시간간격을 나타내고, Y축은 오차마이크로폰에 감지된 음향신호이며, Z축은 제어시작 이후의 시간을 나타낸다. 이것으로부터 짧은 시간(2.4초)내에서도 어느 정도 소음제어가 구현될 수 있으나, 최대의 소음저감을 위해서는 8초 이상이 소요됨을 알 수 있다. Fig. 11은 시간경과에 따른 제어된 소음의 스펙트럼 변화를 보인 것으로서, 제어기가 수렴된 후의 실험결과는 모의실험 결과인 Fig. 6(a)와 비슷한 형태를 나타냈다. 제어에 필요한 시간은 수렴계수의 크기에 따라 달라지지만 최종적인 소음저감의 양은 거의 비슷했다.

본 연구에서 사용된 TMS 320 C 25이 내장된 신호처리장치의 단점은 첫째, 정수연산자(16bit)를 사용하며, 둘째, RAM메모리의 용량이 작고, 셋째, 연산속도의 한계로 인하여 적응제어기의 차수가 크게 제약된다는 점이다. 32-Bit 소수연산이 가능한 TMS 320 C 30이 내장된 신호처리장치는 같은 계열의 TMS 320 C 25에 비하여 연산 속도가 2.5배 이상 빠르므로, 이를 사용하면 제어기차수의 제약이 상당히 완화될 수 있고, 제어기의 적응속도면에서도 유리하여 능동소음제어계의 구현이 더욱 용이하게 이루어질 수 있다. 또한 이것은 제어출력 및 적응화 과정에서 발생할 수 있는 정수 연산자의 오버플로우(overflow) 문제를 근본적으로 해결하므로, 미리 예측할 수 없는 이상 상태의 소음원에 대해서도 제어기의 안정성을 보장할 수 있다. Fig. 12는 0.5mm 광판

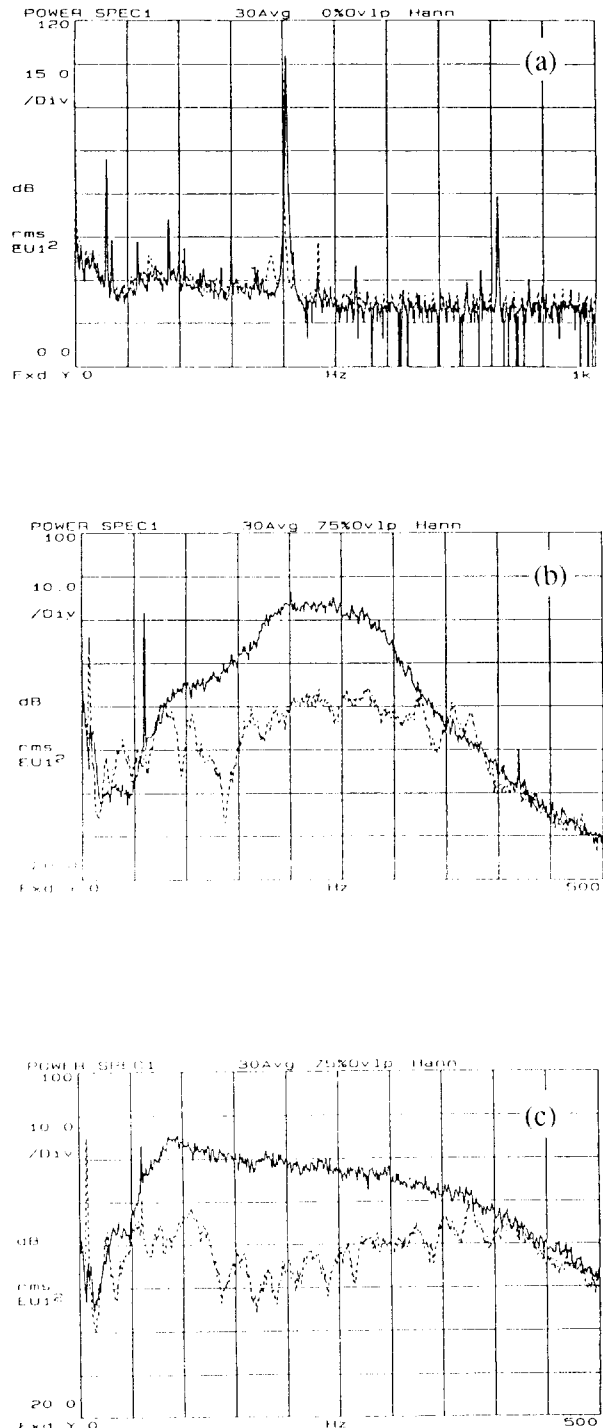


Fig. 9 Relative sound pressure level of noise measured at error microphone with (—) and without(---) active cancellation. Source signals are : (a) pure tone ; (b) 100Hz bandwidth noise ; (c) 316Hz bandwidth noise



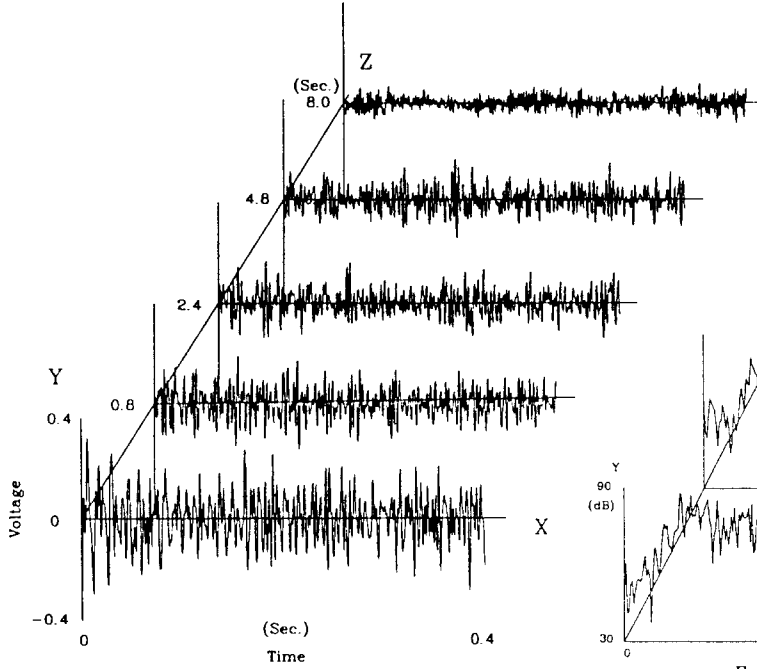


Fig. 10 Change of noise signals with time after control switch on

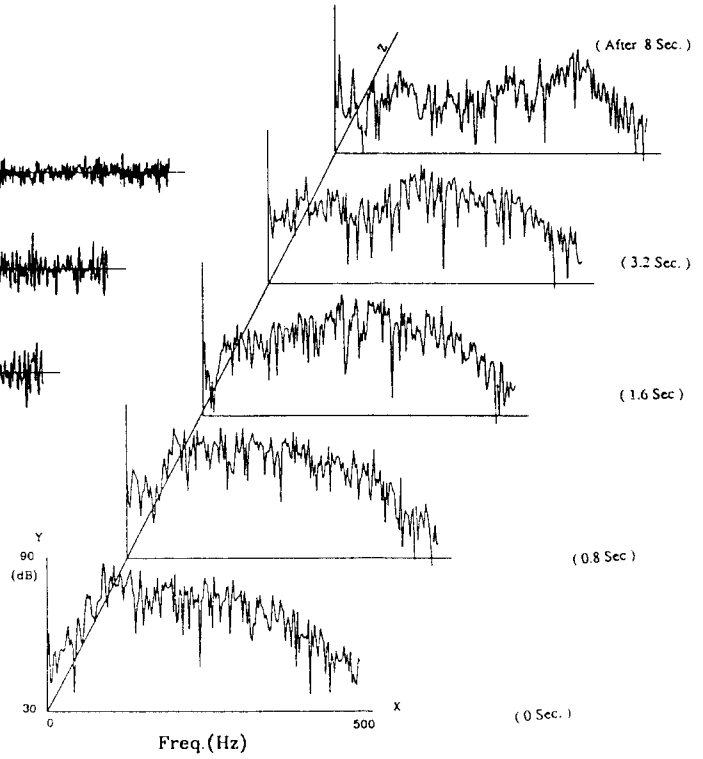


Fig. 11 Change of instantaneous noise spectra with time after control switch on

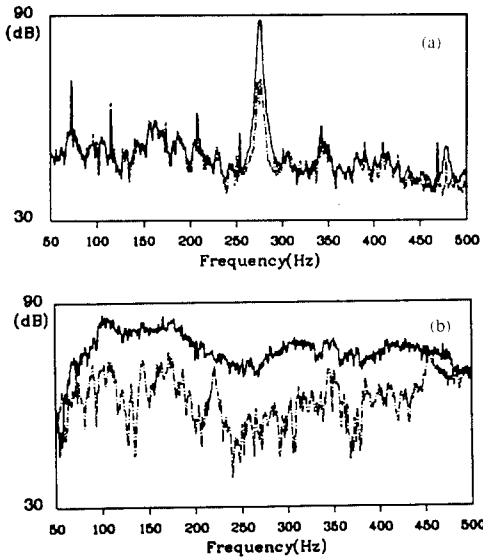


Fig. 12 Relative sound pressure level measured at error microphone of noise with (—) and without (---) active cancellation. Source signals are : (a) pure tone ; (b) 400Hz bandwidth noise

으로 제작된 사각덕트(폭 43.6cm, 높이 22.0cm, 길이 783cm)내의 소음제어 결과를 보인 것으로서 이 경우에는 TMS 320 C 30이 내장된 신호처리장치가 제어계구성에 이용되었다. Fig. 12(a)는 275Hz 정현파 소음의 제어결과이며, Fig. 12(b)는 50~500Hz의 광대역소음에 대한 제어결과를 보인 것이다. 이들로부터, 정현파 소음은 25dB이상, 광대역 소음의 경우에는 15dB이상의 소음저감이 이루어졌음을 알 수 있다. 따라서 앞의 TMS 320 C 25를 이용한 제어계로부터의 실험 결과와 비교해 볼 때, 주파수 대역이 그다지 넓지않고 덕트계의 특성 변화가 심하지 않는 통상의 덕트내 평면파 소음성분에 대해서는, 굳이 이같은 고가의 소수연산자를 사용하지 않아도 성능이 우수한 제어기를 구성할 수 있다고 할 수 있다.

## 5. 결 론

본 연구에서는 수동적 제어 방식이 비효율적인 덕트내 저주파수 소음에 대한 능동소음제어를 실제 구

현하고, 이 과정에서 고려해야할 세부사항과 발생하는 문제점의 파악 및 구체적 해결 방안을 filtered-x LMS 알고리즘을 응용한 예에서 제시하였다. 특히 능동소음제어의 효율성 및 안정성에 큰 영향을 미치는 음향학적 케환 및 감쇠파의 해결 방안을 논하였고, 연산속도, 용량 및 분해능의 제약을 크게 받는 정수 연산자 신호처리장치에서의 구현에 있어서도, 소수 연산자에 못지 않는 결과를 얻을 수 있음을 보여서, 제어 대상과 방법에 따라 싼 가격의 신호처리 장치도 유용하게 쓰일 수 있음을 보였다.

본 연구에서는 매질유동이 없는 상황에서 능동소음 제어를 수행하였지만, 실제 현장에 설치된 덕트의 경우에는 매질유동이 존재하는 경우가 대부분이므로, 이를 고려한 음향학적 케환계 및 진초계에 대한 실시간 모델링기법과 제어계 구성방법에 대한 연구가 차 후 추가되어야 할 것이다.

#### 참 고 문 헌

- (1) G. A. Mangiante, 1977, "Active Sound Absorption," J. Acoust. Soc. Am., Vol. 61(6), pp. 1516~1523.
- (2) M. A. Swinbanks, 1973, "The Active Control of Sound Propagation in Long Duct," J. Sound Vib., Vol. 27(3), pp.411~436.
- (3) 김용국, 1990, "덕트내에서 소음의 능동적 제어," 한국과학기술원 기계공학과 석사학위논문.
- (4) L. J. Eriksson, M. C. Allie, C. D. Breimigan and R. A. Greiner, 1988, "Active Noise Control Using Adaptive Digital Signal Processing," Proc. IEEE ICASSP 88, New York, Paper A3.5, pp.2594~2597.
- (5) L. J. Eriksson, M. C. Allie, and R. A. Greiner, 1987, "The Selection and Application of an IIR Adaptive Filter for Use in Active Sound Attenuation," IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing, Assp-35(4), pp.433~437.
- (6) P. L. Feintuch, 1976, "An Adaptive Recursive LMS Filter," Proc. IEEE, Vol. 64(11), pp.1622~1624.
- (7) 이종식, 1990, "공조덕트용 능동소음제어기 개발," 한국소음진동공학회 추계 학술대회 논문집, pp.47~50.
- (8) B. Widrow and S. D. Stearns, 1985, "Adaptive Signal Processing", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- (9) Texas Instruments, 1983, "TMS320C2X User's Guide", Texas Instruments Inc.
- (10) Kh. Eghtesadi, W. K. W. Hong and H. G. Leventhall, 1983, "The Tight-Coupled Monopole Active Attenuator in a Duct," Noise Control Engineering Journal, Jan. Feb., pp.16~20.
- (11) P. M. Morse and K. U. Ingard, 1968, "Theoretical Acoustics", McGraw-Hill Book Co., New York.