

부가경로 전달함수의 온라인 예측에 의한 능동 소음 제어의 성능 향상

김흥섭*, 손동구*, 오재웅**

(Performance Improvement of Active Noise Control with On-line Estimation of Secondary Path Transfer Function)

(Kim Heung Seob, Sohn Dong Goo, Oh Jae-Eung)

1. 서론

최근 환경 오염원으로서의 소음에 대한 규제가 사회적 관심이 되고 있으며 또한 생활 수준의 향상으로 정숙한 환경에 대한 요구가 증가되고 있다. 소음을 제거하기 위한 종래의 방법으로는 소음이 방출되는 것을 감소시키기 위해 흡음재, 차음재 또는 소음기 등을 사용하는 수동적인 방법들이 있으나, 500 Hz 이하의 저주파 소음에 대해서 감쇠가 어렵다는 단점이 있다. 이것은 저주파의 소음은 파장이 길기 때문에 이것을 제거하기 위해서는 그만큼 더 두꺼운 흡음재나 차음재를 사용하여야 한다. 그러나, 설치 장소의 공간적 제약 등으로 흡음재나 차음재를 두껍게 하는 데에는 한계가 있다. 최근 신호 처리 방법의 개발과 전자 기술의 발달로 인하여 능동 소음 제어 방법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

기존의 능동 소음 제어에서 이용되어지는 Filtered-x LMS 알고리즘은 사전에 모델링된 제어기와 오차 센서사이의 부가 경로 전달함수를 제어기에 적용하여 수행되어 졌다. 그러므로 모델링된 전달함수에서 모델링 오차가 존재하거나 부가경로의 환경 변화가 발생하는 경우에는 제어가 되지 않고 오히려 오동작이 발생하기도 한다.⁽¹⁾ 부가경로 전달함수가 시변화할 가능성이 있는 플랜트의 능동 소음 제어에서는 이러한 모델링 오차를 온라인으로 극복하기 위한 연구가 진행되고 있는데, 대표적인 방법으로 제어 신호와 상관없는 임의의 랜덤 신호를 제어 신호에 더해 플랜트에 가해주는 인버스 필터링 기법이

있다.⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾ 그러나 기존의 인버스 필터링 방법에서 플랜트를 온라인으로 모델링하기 위한 임의의 랜덤 신호와 주음원에서 발생하는 주음원 신호사이의 신호대 잡음비가 -10 ~ -20 dB로 유지되는 이유 (최종적인 잔류 소음을 최소화하기 위해)로 모델링을 제대로 수행하지 못하거나 모델링에 소요되는 시간이 길어져서 소음 소음 제어 성능에 상당한 영향을 주고 있다.⁽⁵⁾

본 연구에서는 이러한 온라인으로 부가경로계 전달함수를 모델링하기 위한 임의의 랜덤 신호와 주음원사이의 적절한 신호대 잡음비와 결정하고 온라인 시스템 규명을 보조하는 적응 선형 증진기(ALE)를 부착하여 빠른 시스템 규명이 가능하게 연구를 수행하였다. 또한, 부가경로계 전달함수에서 오차가 발생한 경우에 온라인 규명 시스템의 부착 전후에 제어계의 거동을 비교하였다.

2. 부가경로 전달함수의 예측

2.1 Filtered-x LMS 알고리즘의 정식화⁽¹⁾

오차 센서에서 계측된 신호는 각각 주음원, 이차 음원으로 인한 소음 d_k , s_k 두 부분으로 구성된다.

$$e_k = d_k + s_k \quad (1)$$

k 번째에 오차 센서에서 계측된 제어 신호는 액추에이터의 특성 전달함수 A 에 의해 수정되어지고 액추에이터와 오차 센서사이의 한정된 거리로 인해 n 샘플이 지연되어 진다. 또한,

* 한양대 정밀기계공학과 대학원

** 한양대 자동차공학과

전체 오차 신호는 오차마이크로폰 전달함수 M 에 의해 수정되어 진다.

$$e_k = (d_k + W_{k-n}^T X_{k-n} A) M \quad (2)$$

만약 신호가 정현파이라면 오차 마이크로폰과 제어 액츄에이터의 부가경로 전달함수는 단순한 이득과 위상 이동으로, 광대역 소음의 경우에는 유한 임펄스 응답 필터 또는 벡터양으로 생각할 수 있다. 식(2)을 단순화하기 위해 k 번째의 필터링된 주음원 신호 G 그리고 필터링된 참조 신호 F 는 다음과 같이 정의한다.

$$G_k = d_k M, \quad F_k = X_{k-n} A M \quad (3)$$

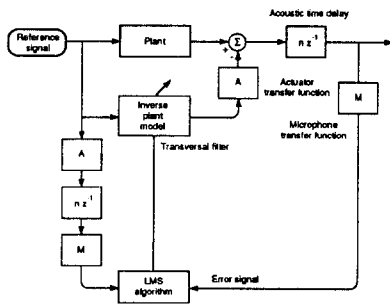
순간 오차 신호에 근거한 경사 예측치는 다음과 같다.

$$\bar{\nabla}_k = \frac{\partial e_k^2}{\partial W} = 2 e_k F_k \quad (4)$$

그러므로 최종적으로 적응필터계수 갱신은 다음과 같이 된다.

$$W_{k+1} = W_k - 2\mu e_k F_k \quad (5)$$

알고리즘 수행의 가능한 블록선도는 Fig.1 에서 보여 준다.



<Fig.1> Block diagram of the practical implementation of a single actuator, single error sensor active control system

참조 신호 X 는 적응 알고리즘에서 사용되기 이전에 액츄에이터와 오차 센서 특성함수의 예측치에서 포함된 n 샘플의 예측치에 의해 지연된다.

$$\hat{F}_k = \hat{X}_{k-n} \hat{A} \hat{M} \quad (6)$$

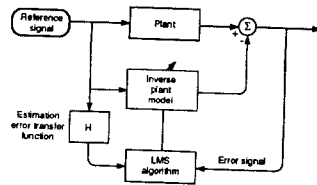
그러므로 알고리즘의 실제적인 수행은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} W_{k+1} &= W_k - 2\mu e_k \hat{F}_k \\ &= W_k - 2\mu (\hat{F}_k G_k + \hat{F}_k F_k^T W_{k-n}) \end{aligned} \quad (7)$$

식(7)에서 전달함수의 예측치는 부정확하기 쉬워 계의 안정성의 한계에 영향을 준다.

2.2 전달함수 예측에러의 효과

예측 에러의 효과를 조사하기 위해 실제적인 시간 지연과 오차 마이크로폰/액츄에이터 전달함수는 계로부터 생략하고 예측 오차 전달함수 H 만을 Fig.2 에 보여주었다. 만약 계의 입력 신호가 정현파이라면 전달함수는 단순한 이득과 위상 변화로 생각할 수 있다.



<Fig. 2> Block diagram of the single actuator, single error sensor active control system with transfunction errors, H

Fig.2 에서 보여준 시스템에서 *Filtered-x LMS* 알고리즘은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} W_{k+1} &= W_k - 2\mu e_k (h X_k) \\ h &= h_R + i h_I \end{aligned} \quad (8)$$

이상적인 경우의 식(7)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$W_{k+1} = W_k - 2\mu h (P_k + R_k W_k) \quad (9)$$

여기서, $P_k = E[d_k X_k]$, $R_k = E[X_k X_k^T]$. 입력 자기상관행렬 R_k 은 대칭으로 대각되어질수 있는데

$$R = Q \Lambda Q^{-1} \quad (10)$$

여기서, Q 는 R 의 정규직교 모달행렬이고, Λ 은 R 의 고유값의 대각 행렬이다. 식(9)은 정규직교 행렬에 의해 대각화되어 질 수 있다.

$$W'_{k+1} = W'_k - 2\mu h(P'_k + \Lambda_k W'_k) \quad (11)$$

식(1)에서 에러의 평균자승에러의 최소화하는 최적계수벡터 W 와 W' 의 차를 계수분산벡터라 정의하면

$$V_k = W_k - W' \quad (12)$$

식(11)의 계수 분산 벡터는 식(10)의 Q 에 의해 주좌표계에 대해 $V'_k = Q^{-1} V_k$ 같이 표현할 수 있는데

$$\begin{aligned} V'_{k+1} &= V'_k - 2\mu h \Lambda_k V'_k \\ &= (I - 2\mu h \Lambda_k) V'_k \end{aligned} \quad (13)$$

식(13)은 비연성화되므로 N 개의 스칼라식으로 볼 수 있다.

$$v'_{i,k+1} = (1 - 2\mu h \lambda_{i,k}) v'_{i,k} \quad (14)$$

$i, k \rightarrow \infty$ 일때 식(14)이 수렴하기 위해서는 $|1 - 2\mu h \lambda_i| < 1$ 이고 h 가 공역 복소수일때 식(14)을 실수, 허수 부분으로 분리해서 전개하면

$$\mu < h_R / \lambda_i | h^2 |, \text{ or } \mu < \cos(\phi_k) / \lambda_i | h | \quad (15)$$

여기서, ϕ_k 는 전달함수의 모델링 오차로 인한 위상 변화이다.

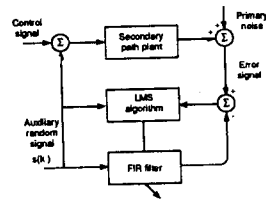
$$0 < \mu < \cos(\phi_k) / \lambda_{\max} | h | \quad (16)$$

정현파 참조 신호의 경우 전달함수 예측에러의 효과는 참조 신호에서 발생하는 위상과 진폭의 크기의 변화에 대해서 볼 수 있다. 첫째로, 수렴계수의 최대 허용값은 거의 $\cos \phi_H$ 에 곱해져 줄어든다. 만약 자기상관행렬의 어떤 고유치의 실수 부분이 음으로 된다면 알고리즘은 수렴계수의 크기에 상관없이 불안정하게 된다.⁽¹⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾ 이것은 X_k 그리고 U_k 사이의 위상 차이가 $\pm 90^\circ$ 이상으로 된다면 발생한다. 둘째로, 수렴계수의 최

대허용 크기는 자기상관행렬 $[X_k * U_k]$ 의 최대 고유치의 크기에 역비례하게 된다. 그러므로, 중첩 적분 $[H * X_k^T]$ 으로 인한 참조 신호의 자기 스펙트럼에서의 어떤 파워의 증가는 비례적으로 μ 의 최대 허용치를 줄인다.

2.3 부가경로 전달함수의 온라인 예측⁽⁵⁾

제어 부분의 적응 알고리즘은 부가경로 전달함수를 필요로 하는데 이 전달함수는 시불변적이고 오프라인 기초하여 구성되어 진다. 많은 경우에 있어 이 전달함수는 시변적이고 온라인으로 구성되어야만 한다. 주음원과 제어 신호사이의 상관성의 존재로 인하여 제어 신호는 규명을 위해서는 사용할 수 없어 주음원과 무관한 임의의 랜덤 소음이 시스템 규명을 목적으로 제어력에 더해져야 한다.



<Fig.3> The structure of identification part in one channel

여기서, $B(k)$ 는 규명부분의 FIR 필터의 계수이고 $S(k)$ 는 임의의 랜덤 신호, $y(k)$ 는 미지계의 출력, $\hat{y}(k)$ 는 적응 필터의 출력이다. Fig.3 에서 주음원과 제어 신호의 존재하에서 플랜트 규명을 위한 적응 필터의 수행은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} B(k+1) &= B(k) + 2\mu_n e_n(k) S(k) \\ &= B(k) + 2\mu_n [y(k) - \hat{y}(k) + n(k)] S(k) \\ &= B(k) + 2\mu_n [y(k) - \hat{y}(k)] S(k) + 2\mu_n n(k) S(k) \end{aligned} \quad (17)$$

여기서, $n(k)$ 는 주음원과 부가 음원으로 인한 $e_n(k)$ 속에 존재하는 소음으로 $2\mu_n n(k) S(k)$ 항은 적응필터의 성능을 저하시키는 요인이 된다. 최악의 경우 $B(k)$ 를 전혀 수렴시키지 못하게 하거나 최적 수렴치 $B^*(k)$ 로 수렴되지 못하게 한다. 지금 μ_n 이 수렴을 확신하기 위한 조건에서 어떤 순간 k_0 에

$B(k)$ 는 어느 정도 $B^*(k)$ 에 접근하였고 $y(k) - \hat{y}(k) \approx 0$ 이면

$$B^*(k_0+k+1) \approx B^*(k_0+k) + 2\mu_n n(k_0+k)S(k_0+k) \quad (18)$$

$$\approx B^*(k_0+k-1) + 2\mu_n \sum_{i=0}^k n(k_0+i)S(k_0+i)$$

식(18)의 B^* 를 좌변으로 옮기고

$$B^*(k+1) - B^* = 2\mu_n \sum_{i=0}^k n(i)S(i) \quad (19)$$

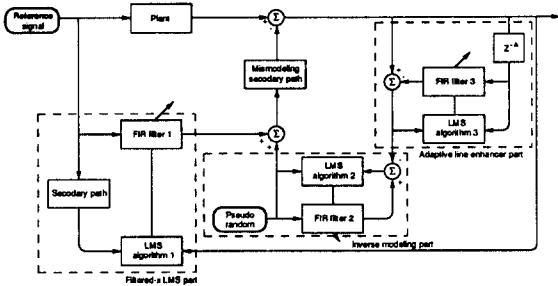
B^* 의 최대 허용 예측 오차 $\nabla b^* = \max\{|B^*(k) - B^*|, k=0, 1, 2, \dots\}$ 로 정의하고 식(19)에서 C_{ns} 를 다음과 같이 정의하면

$$C_{ns} = \max\left\{\left|\sum_{i=0}^k n(i)S(i)\right|, k=0, 1, 2, \dots\right\} \quad (18)$$

식(20)에서 $S(k)$ 와 $n(k)$ 는 서로 무관하므로 C_{ns} 는 무한정일 수는 없다. 따라서 식(19)에서 수렴 계수는 다음과 같다.

$$\mu_n < \nabla b^* / 2C_{ns} \quad (21)$$

식(21)에서 규명의 속도를 빠르게 유지하기 위해서는 C_{ns} 의 크기를 작게 해야 하는데 이것은 $S(k)$ 를 $n(k)$ 와 상관성이 없는 신호를 사용함으로써 가능하다.

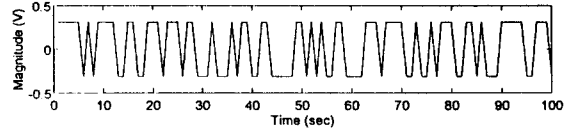


3. 시뮬레이션 및 결과 고찰

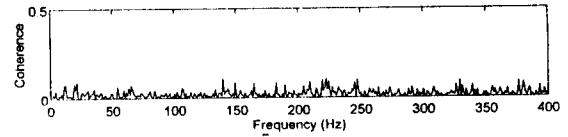
3.1 의사 랜덤 신호⁽⁸⁾

부가경로 전달함수의 온라인 규명을 위해서는 제어 신호와 상관성이 없는 임의의 랜덤 신호를 제어 신호에 더하여 액츄에이터로 보내줘야 한다. TMS320c30에서 피드백을 가진 5비

트 시프트 레지스터를 이용하여 만들어낸 이진수열을 이용하여 Fig.5와 같은 의사 랜덤 신호를 구성하였고 500 Hz 이하의 랜덤 신호와의 기여도를 Fig.6에 나타내었다.



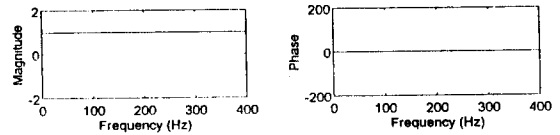
< Fig.5 > The pseudo binary random signal for identifying secondary path plant



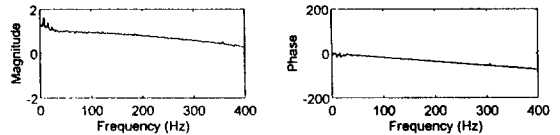
< Fig.6 > The coherence between pseudo binary random signal and low-pass filtered random signal

3.2 전달함수 예측오차에 따른 제어계 변화

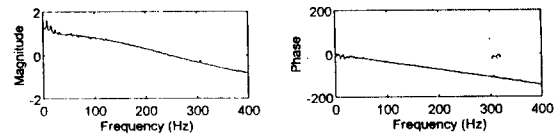
실제의 부가경로 전달함수와 예측된 전달함수사이의 모델링 오차를 단순히 시간 지연으로만 나타낸다고 가정하였다. 시간 지연이 시계열상에서 2 개까지 발생한 경우의 예측오차 전달함수의 크기와 위상을 Fig.7에 나타내었다.



(a) case of zero time delay



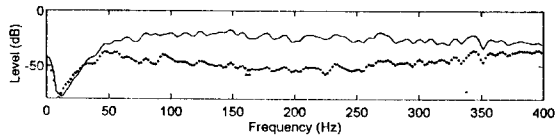
(b) case of one time delay



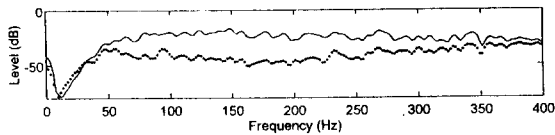
(c) case of two time delay

<Fig.7> Magnitude and phase of transfer function of error which is represented with time delay in time sequence

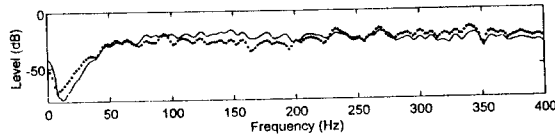
Fig.7 에서 (a)는 시간 지연이 없이 모델링된 경우로 예측오차 전달함수의 크기 1, 위상은 0° 이나 (c)와 같이 시간 지연이 두개인 경우의 예측오차 전달함수의 크기와 위상은 250 Hz 이상에서 각각 음수가 되거나 90° 를 벗어나게 된다. 이것은 식(16)에서 수렴 계수를 아무리 작게 하여도 발산하게 하는 원인이 된다. Fig.8 은 시간지연이 두개인 예측오차 전달함수를 포함한 전체 제어계의 소음제어 결과로 250 Hz 이상에서는 악효과를 유발시킴을 알 수 있었다.



(a) case of zero time delay



(b) case of one time delay



(c) case of two time delay

< Fig.8 > Control results of random noise when modelling error occurs in active noise control system

(— : without mismodeling, ○○ : with mismodeling)

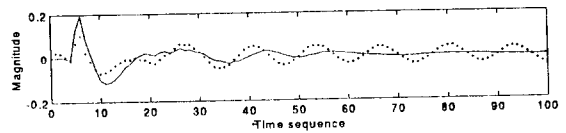
따라서 이러한 부가경로 전달함수의 모델링 과정에서 또는 모델링 이후에 모델링 오차가 발생가능한 계에서는 부가경로 전달함수를 온라인으로 모델링할 필요가 있다.

3.3 S/N 비에 따른 부가경로 전달함수 예측

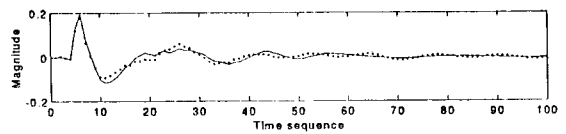
부가경로 전달함수의 온라인화를 위해 사용되는 의사 랜덤 신호는 최종 잔류 소음을 작게하기 위해 플랜트 잡음신호에 비해 작게 유지되어야 하는데 이러한 이유로 의사 랜덤 신호와 플랜트 잡음 신호사이의 S/N 비는 $-10 \sim -20$ dB 이다. 기존의 인버스 모델링 방법만으로는 낮은 S/N 비로 인하여 부가경로 전달함수를 모델링하지 못하거나, 모델링을 오차가 많

이 발생하고 모델링에 소요되는 시간이 긴 단점이 있다. 본 연구에서는 이러한 문제를 적응 선형 증진기⁽⁹⁾를 이용하여 플랜트 잡음 신호를 제거하여 S/N 비를 높임으로써 부가경로 전달함수의 빠른 규명을 가능하게 하였다.

Fig.9 은 S/N 비가 -15 dB 인 경우에 적응 선형 증진기를 부착한 전후의 부가경로 전달함수를 모델링한 결과를 나타낸다. 적응 선형 증진기를 부착하기 전에는 플랜트 잡음으로 인하여 예측된 부가경로 전달함수는 실제의 전달함수와 크기에서 오차가 발생하고 완전히 수렴되지 않음을 볼 수 있다. 그러나 적응 선형 증진기를 부착한 후에는 실제의 전달함수를 거의 예측함을 알 수 있다.



(a) without adaptive line enhancer



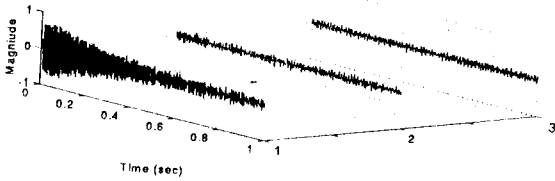
(b) with adaptive line enhancer

< Fig.9 > Estimated transfer function of secondary path without and with adaptive line enhancer is attached
(— : real, ○○○ : estimated)

3.4 온라인 부가경로 전달함수의 모델링에 따른 전체 제어계의 거동

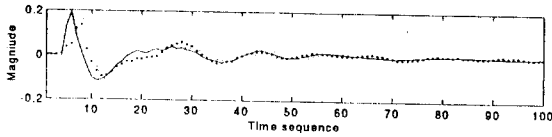
S/N 비가 낮은 상태에서도 부가경로 전달함수를 모델링할 있도록 적응 선형 증진기를 능동 소음 제어계에 부착하였다. 주 소음원은 300 Hz 의 정현파를 사용하였고 예측된 부가경로 전달함수와 실제의 전달함수는 시계열상에서 두개의 시간 지연이 발생하는 차이가 있다고 가정하였다. 실제의 부가경로 전달함수가 변화되었기 때문에 온라인으로 부가경로 전달함수를 모델링하지 않으면 제어계는 발산하게 된다. Fig.4 에서 제안된 알고리즘을 이용하여 부가경로 전달함수를 온라인 으로 모델링하면서 동시에 정현파의 제어를 수행하였다. Fig.10 은 3 초에 걸쳐 정현파의 제어 양상을 보이고 있는데 1 초 이내에

대부분의 소음을 제어할 수 있었다.



< Fig.10 > Control results of primary source noise signal using proposed active noise control algorithm

Fig.11 에서 다시 예측한 부가경로 전달함수와 실제의 전달함수가 일치하는 것에서 인버스 모델링계와 적응 선형 증진기가 제대로 수행되고 있음을 알 수 있다.



< Fig.11 > Estimated transfer function of secondary path using proposed active noise control algorithm
(—: before changing, ...: after changing, ○○: estimated)

4. 결 론

본 연구에서는 플랜트 잡음이 강한 음향 환경에서 기존의 인버스 필터링 방법에 적응 선형 증진기를 부착하여 부가경로 전달함수의 온라인 모델링과 주소음원에 대한 제어 시뮬레이션을 수행하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

첫째로, 신호대 잡음비가 낮은 음향 환경에서 적응 선형 증진기를 이용하여 플랜트 잡음을 제거함으로써 부가경로 전달함수의 온라인 모델링을 수행할 수 있었다.

둘째로, 실제의 부가경로 전달함수가 변한 상태에서 제안된 알고리즘을 이용하여 제어 시뮬레이션을 수행하여 주소음원에 대한 제어와 정확하게 새로운 부가경로 전달함수를 예측할 수 있었다.

향후 본 연구에서 제안된 알고리즘을 실시간 어셈블리화하여 능동 소음 제어 실험한 결과를 발표할 예정이다.

< reference >

1. S.D. Snyder, 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", *Journal of sound and vibration*, Vol.141(3), pp.409~424, 1990
2. Widrow et al. "Adaptive signal processing", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1985
3. S.D. Snyder, C.H. Hansen, "Design considerations for active noise control systems implementing the multiple input, multiple output LMS algorithm", *Journal of sound and vibration*, Vol.159(1), pp.157~174, 1992
4. 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, No.2, pp.797~802, 1989
5. C. Bao, P. Sas and H. Van Brussel, "Adaptive active control of sound of noise in 3-D reverberent enclosure", *Journal of sound and vibration*, Vol.161(3), pp.501~514, 1993
6. D. R. Morgan, "An analysis of multiple correlation cancellation loops with a filter in the auxiliary path", *IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing*, Vol.ASSP-28, NO.4, pp.454~467, 1980
7. S. J. Elliott, I. M. Stothers, P. A. Nelson, "A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration", *IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing*, Vol.ASSP-35, NO.10, pp.1423~1434, 1987
8. R. G. Brown, "Introduction to random signals and applied kalman filtering", John Wiley & Sons, Inc., 1992
9. L. J. Erksson, L. John, "Active sound attenuation using adaptive digital signal processing technoques", University Microfilms International, 1985