

주파수 영역 모델 방법을 이용한 평판 구조물의 능동 소음전달 제어

김영식*, 문찬영**, 김인수*

Active Noise Transmission Control Through a Panel Structure Using a Frequency Domain Identification Method

Yeung-Shik Kim*, Chan-Young Moon** and Insoo Kim*

ABSTRACT

This paper analyzes the effectiveness of minimizing vibration and sound transmission on/through a thin rectangular plate by both feedback control and hybrid control which combines adaptive feedforward control with a feedback loop. An experimental system identification technique using the matrix-fractional curve-fitting of the frequency response data is introduced for complex shaped structures. This identification technique reduces the model order of the MIMO(Multi-Input Multi-Output) system which simplifies the practical implementation. The adaptive feedforward control uses a *Multiple filtered-x LMS*(Least Mean Square) algorithm and the feedback control uses a multivariable digital LQG(Linear Quadratic Gaussian) algorithm. Experimental results show that an effective reduction of sound transmission is achieved by the hybrid control scheme when both vibration and noise measurement signals are incorporated in the controller.

Key Words : Active Noise Transmission Control(능동 소음 전달제어), System Identification(시스템 규명), Feedforward Control(앞먹임 제어), Feedback Control(뒤먹임 제어), Hybrid Control(혼합제어)

1. 서론

자동차, 비행기, 선박 및 건물 등 외부의 소음 또는 구조물의 자체 진동으로부터 평판이나 격자판을 통하여 내부로 전달되는 소음은 판의 진동을 제어함으로써 실내소음을 저감하는 방법과^[1-6] 원소음과 위상이 반대인 음파를 이용하여 실내소음

을 저감하는 방법으로^[7-12] 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 구조물의 진동에 의해 내부로 전달되는 소음은 전달매체인 평판의 진동모드 감쇠로부터 얻는 것보다 방사음(Radiation Sound)에 관련된 진동모드만 감쇠 하는 방법이 효과적으로 소음전달을 제어할 수 있다.^[13] 이것은 평판구조물의 진동과 음향이 상호 연결되어 있지만 진동과 진동으로 인한 방사음의 구조가 서로 다르기 때문이다.

접수 2000년 12월 5일

* 금오공과대학교

** 금오공과대학교 대학원

실제 시스템에서는 외부로부터 평판의 진동에 의한 방사소음 전달을 줄이는 것도 중요하지만 구조물의 진동이 시스템의 수명과 승차감 감소 등에 따른 단점을 해소하기 위하여 구조물의 진동과 방사 소음을 동시에 제어할 필요성이 대두되고 있다.

제어를 하기 위하여 실제 구조물의 복잡성과 주변장치인 측정 및 구동기의 동특성을 고려한 모델을 구하여야하나 이론적 모델은 정확하게 얻기가 매우 어렵거나 불가능한 경우가 많이 있다. 따라서 실험에 의하여 입·출력과 잡음의 관계로부터 제어시스템의 모델을 얻는 다양한 방법이 연구되고 있으며 현재 널리 사용되고 있다. 실험적으로 주파수영역과 시간영역에서 모델링 하는 두 가지 접근방법이 있으나, 본 논문에서는 주파수영역에서 모델링하는^[14] 방법에 의해 시스템의 동특성을 규명하였으며, 이 방법은 시간영역에서 모델링했을 경우와 비교하면 시스템의 모델 차수를 줄일 수 있어 실시간 제어에 용이하다는 이점이 있다.

제어 방법으로는 기준신호(Reference Signal)를 필요로 하는 적응 앞먹임제어와 오차신호만을 이용한 되먹임제어 방법들이 있으며, 적응 앞먹임제어 방법에서 Widrow et al.^[15]이 처음으로 filtered-x 알고리즘을 제안하였고, filtered-x와 filtered-m 알고리즘을 함께 사용해서 지속적인 외란에 대한 강건한 제어 알고리즘이 개발하였으며^[8], J. V. Warner et al.^[9]는 3차원의 밀폐 음향공간에 RLMS 알고리즘을 적용하였고^[9], R. J. Silcox et al.^[10]은 밀폐원통실린더에서 소음 제어에 관한 연구를 수행하였다. Nelson et al.^[16]은 filtered-x 알고리즘을 일반화하여 다중 오차 알고리즘으로 발전시켰으며, 나승희^[17]은 능동소음제어기의 수렴속도 및 안정성을 향상시키기 위한 제한 Firtex LMS 알고리즘을 개발하였다. 앞먹임제어는 기준 신호를 필요로 하며 실제 많은 시스템에서 원 소음에 대한 기준신호를 얻는다는 것은 어려운 일이나 최근에는 IMC(Internal Model Control)^[18]에 의하여 기준신호를 예측할 수 있게 함으로써 앞먹임제어의 적용 범위를 확장하였다.

본 논문에서는 평판진동을 통해 밀폐된 구조물 내로 전달되는 소음제어를 위해 평판의 진동신호만을 제어했을 경우와 진동과 내부로 전달되는 소음을 동시에 제어했을 경우에 대하여 두 경우의 차이점을 분석하여 실내소음 제어하기 위한 방향을 제

시하고자 한다. 그리고 각각의 경우에 대하여 되먹임 제어와 혼합제어(적응 앞먹임 제어와 되먹임 제어의 혼합)를 적용하여 나타난 실험결과들을 비교 분석하여 제어 알고리즘의 효율성을 분석하고자 한다. 실험을 위하여 2개의 PZT(압전세라믹)를 구동기로서 사용하였고 평판의 진동을 제어하기 위해 2개의 PZT를 감지기로 사용하였다. 평판의 진동과 실내소음을 동시에 제어하는 경우에는 한개의 PZT와 한개의 마이크로폰을 감지기로 사용하였다. 제어기는 앞먹임 제어기와 되먹임 제어기로 구성되었으며 앞먹임 제어기의 적용에는 다중 filtered-x 알고리즘이 사용되었고 되먹임 제어기는 다변수 이산 LQG기법에 의해 설계되었다.

2. 시스템 규명

복잡한 형태의 구조물과 다중 입출력 (Multi-Input Multi-Output)시스템의 실시간 제어를 가능하기 위하여 주파수 응답을 이용하여 시스템 모델을 구하도록 하였다. 이는 주파수 영역에서 동특성을 규명하는 기법 중 커브피팅(Curve Fitting)이 행렬분할 (Matrix Fraction)에 의해 이루어지므로 커브피팅과정에서 반복계산이 요구하지 않으며 규명된 계의 모델 차수를 낮출 수 있다.^[14] r개의 입력과 m개의 출력을 갖는 다중 입출력 시스템의 전달함수는 z평면에서 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$G(z_k) = R(z_k)Q^{-1}(z_k) \quad (1)$$

여기서 $R(z_k)$ 와 $Q(z_k)$ 는 각각 분모와 분자 행렬이다. $G(z_k)$ 는 측정된 주파수응답으로부터 z평면에서 단위 원을 따라 계산된 이산 전달함수행렬이고 $z_k = e^{j\frac{2\pi k}{l}}$ ($k = 0, \dots, l-1$) 이다.

$Q(z_k)$ 와 $R(z_k)$ 을 전개해 보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Q(z_k) &= I_r + Q_1 z_k^{-1} + \dots + Q_p z_k^{-p} \\ R(z_k) &= R_0 + R_1 z_k^{-1} + \dots + R_p z_k^{-p} \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 I_r 은 r 차의 단위행렬이고, Q_i 와 R_i 는

각각 $r \times r$ 의 실 정방행렬과 $m \times r$ 의 실 직각행렬이며 p 는 이산 전달함수의 차수이다. (2)식을 (1)식에 대입하여 이산 전달함수를 구하면 다음과 같다.

$$G(z_k) = -G(z_k)Q_1z_k^{-1} - \dots - G(z_k)Q_pz_k^{-p} + R_0 + R_1z_k^{-1} + \dots + R_pz_k^{-p} \quad (3)$$

(3)식을 $z_k = e^{j\frac{2\pi k}{T}}$ ($k = 0, \dots, l-1$)에 대해 전개하여 정리하면 다음과 같다.

$$\Psi = \Phi \Theta \quad (4)$$

여기서

$$\Phi = \begin{bmatrix} G(z_0)z_0^{-1} & \dots & G(z_0)z_0^{-p} \\ G(z_1)z_1^{-1} & \dots & G(z_1)z_1^{-p} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G(z_{l-1})z_{l-1}^{-1} & \dots & G(z_{l-1})z_{l-1}^{-p} \\ I_m z_0^{-1}I_m & \dots & z_0^{-p}I_m \\ I_m z_1^{-1}I_m & \dots & z_1^{-p}I_m \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ I_m z_{l-1}^{-1}I_m & \dots & z_{l-1}^{-p}I_m \end{bmatrix}$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} -Q_1 \\ \vdots \\ -Q_p \\ R_0 \\ R_1 \\ \vdots \\ R_p \end{bmatrix}, \quad \text{and } \Psi = \begin{bmatrix} G(z_0) \\ G(z_1) \\ \vdots \\ G(z_{l-1}) \end{bmatrix}$$

Θ 의 최소자승 해는 식(4)의 허수부나 실수부중 하나를 풀어줌으로써 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} Re(\Psi) \\ Im(\Psi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Re(\Theta) \\ Im(\Theta) \end{bmatrix} \Theta \quad (5)$$

그러므로

$$\hat{\Theta} = \begin{bmatrix} Re(\Theta) \\ Im(\Theta) \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} Re(\Psi) \\ Im(\Psi) \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서 $\hat{\Theta}$ 은 Θ 의 추정치 이고 $+$ 는 의사-역행

렬(Pseudo-inverse Matrix)를 나타낸다. 최적제어 이론을 적용하기 위해 규명된 주파수 전달함수는 다음과 같이 상태공간모델로 표현된다.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 A, B, C, D는 시스템행렬이며 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & I_r & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & I_r & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & I_r \\ -Q_p & -Q_{p-1} & -Q_{p-2} & \dots & -Q_1 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ I_r \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} R_p - R_0 Q_p \\ R_{p-1} - R_0 Q_{p-1} \\ \vdots \\ R_2 - R_0 Q_2 \\ R_1 - R_0 Q_1 \end{bmatrix}^T$$

and $D = R_0$

여기서 상첨자 T는 전치행렬을 나타낸다.

3. 제어기 설계

3.1 Filtered-x LMS를 이용한 앞먹임 제어기

다중 filtered-x LMS 알고리즘의 블록선도를 Fig. 1에 나타내었다. n번째 센서에서의 오차신호 $e_n(k)$ 는 외란과 제어에 의한 응답신호들의 합으로 나타낸다. 오차경로의 동적 특성은 저주파 통과 필터, 파워 증폭기, 스피커, PZT 구동기와 감지기, 평판의 동특성, 마이크로폰 및 신호 증폭기를 포함한 p 차의 FIR(Finite Impulse Response) 필터인 $H_{nm} = [h_{nm}(0), h_{nm}(1), \dots, h_{nm}(p)]^T$ 로 표현된다. 또한 m 번째 적응 앞먹임 제어기는 q 차의 FIR 필터

$W_{m,k} = [w_{m,k}(0), w_{m,k}(1), \dots, w_{m,k}(q)]^T$ 로 표현된다. 여기서 시간 간격을 나타내는 하첨자 k

마다 필터 상수들이 갱신된다. k 번째 샘플시간에서의 n 번째의 오차 신호는 다음과 같다.

$$e_n(k) = d_n(k) - \sum_{m=1}^M \sum_{j=0}^p \sum_{i=0}^q h_{nm}(j) w_{m,k-j}(i) x(k-j-i) \quad (8)$$

(n = 1, 2, ..., N)

여기서 $d_n(k)$ 는 외란으로 인한 시스템응답신호이다. 가격함수를 $J = \sum_{n=1}^N e_n^2$ 로 하였을 때, 최급강하법에 의하여 가격함수가 최소 값이 되도록 제어기를 적응시키면 다음과 같다.

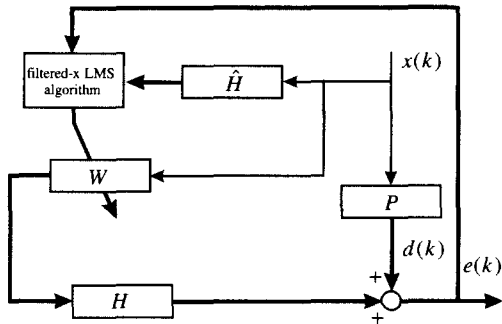


Fig. 1 Multiple filtered-x LMS algorithm

$$w_{m,k+1}(i) = w_{m,k}(i) - \mu \frac{\partial \sum_{n=1}^N e_n^2(k)}{\partial w_{m,k}(i)}$$

$$= w_{m,k}(i) - 2\mu \sum_{n=1}^N e_n(k) \frac{\partial e_n(k)}{\partial w_{m,k}(i)}$$

where $i = 0, 1, \dots, q$

여기서 μ 는 수렴 계수이고 $w_{m,k}(i)$ 는 k 번째 샘플링에서 m 번째 제어기의 i 번째 계수이다. 오차경로의 응답속도에 비해 제어기의 계수들이 서서히 변화된다는 가정 하에 (9)식을 정리하면 다음과 같다.

$$w_{m,k+1}(i) = w_{m,k}(i) + 2\mu(q+1) \times \sum_{n=1}^N e_n(k) f_{nm}(k-i) \quad (10)$$

f_{nm} 은 오차경로 H_{nm} 을 통해 기준입력을 가함으

로써 얻어지는 filtered-x 신호이다.

$$f_{nm}(k-i) = \sum_{j=0}^p h_{nm}(j) x(k-j-i) \quad (11)$$

이와 같은 다중 filtered-x 알고리즘은 하나의 기준 입력과 다중의 동적 오차 경로를 갖는다.

Filtered-x 알고리즘의 수렴조건은 Snyder, Haykin^[19] 등에 의해 분석되었으며 기준신호가 정상상태의 랜덤과정이라는 가정 하에서 수렴 계수 η 의 안정범위는 다음 식과 같이 표현된다.

$$0 < \eta < \frac{\sum_{n=1}^N e_n^2(k)}{\sum_{m=1}^M \sum_{i=0}^q \left\{ \sum_{n=1}^N e_n(k) f_{nm}(k-i) \right\}^2} \quad (12)$$

단일 입력력의 경우 수렴 계수 η 의 안정범위는 다음과 같이 간략화 된다.

$$0 < \eta < \frac{1}{\sum_{i=0}^q f^2(k-i)} \quad (13)$$

여기서 η 는 $\mu(q+1)$ 과 같다. 식 (12)와 (13)으로부터 적응제어기의 수렴계수 η 의 크기는 filtered-x 신호의 파워 또는 오차경로의 충격응답의 자승에 반비례함을 알 수 있다. 특히 외란의 주파수 대역이 시스템의 고유진동수에 근접된 경우에는 충격응답은 크게 나타나고 이로 인하여 수렴계수는 작게 맞추어 지므로 적응제어기의 적응속도가 느리게 되어 시스템을 효과적으로 제어할 수 없다.

3.2 다중 상태 되먹임 제어기 설계

이산 구동부 모델을 기초하여 LQG(Linear Quadratic Gaussian)제어를 이용하여 제어기를 설계하였다. 구동부의 모델을 확률 선형계 (stochastic linear system)로 가정하여 상태공간형식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) + L\xi(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) + \theta(k) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 A, B, C, D는 구동부 시스템 행렬, L은 외란부의 입력벡터, x는 상태벡터, y는 출력이고 u는 제어 입력이다. 여기서 외란 ξ 와 측정잡음 θ 는 랜덤신호로 다음과 같이 가정한다.

$$E[\xi \cdot \xi^T] = Q_0, E[\theta \cdot \theta^T] = R_0, E[\xi \cdot \theta^T] = 0 \quad (15)$$

Q_0 와 R_0 는 각각 외란의 및 측정잡음의 파워행렬이다. 제어 입력은 다음 식에 의해 결정된다.

$$u(k) = -Kx(k) \quad (16)$$

여기서 K는 다음의 가격함수를 최소화함으로부터 정의되는 상태 되먹임 이득 행렬이다.

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} [x^T(k)Qx(k) + u^T(k)Ru(k)] \quad (17)$$

Q는 실 대칭 양의 반 한정 행렬이고 R은 실 대칭 양의 한정 행렬로 정의된다. 이득행렬 K는 다음과 같이 표현된다.

$$K = (R + B^T P B)^{-1} B^T P A \quad (18)$$

여기서 P는 다음에 표현되는 Riccati 방정식의 해이다.

$$\begin{aligned} P - A^T P A + A^T P B (R + B^T P B)^{-1} \\ \times B^T P A - Q = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

상태변수 $x(k)$ 를 직접 측정하는 것은 불가하므로, 식(14)의 $x(k)$ 는 다음과 같이 제어입력 $u(k)$ 및 측정출력 $y(k)$ 를 입력신호로 사용하는 관측기를 이용하여 관측된 $\hat{x}(k)$ 로 대체된다.

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) &= A\hat{x}(k) + Bu(k) \\ &+ K(y(k) - C\hat{x}(k)) \end{aligned} \quad (20)$$

관측기 이득 K_e 는 관측오차의 분산 $E[(X(k) - \hat{X}(k))^T (X(k) - \hat{X}(k))]$ 을 최소화하는 Kalman필터에 관한 다음의 방정식을 이용하여 결정된다.

$$K_e = A P C^T (R_0 + C P C^T)^{-1} \quad (21)$$

여기서 P는 다음에 표현되는 Riccati 방정식의 해이다.

$$\begin{aligned} P - A P A^T + A P C^T (R_0 + C P C^T)^{-1} C P A^T \\ - L Q_0 L^T = 0 \end{aligned} \quad (22)$$

LQG제어 기법을 이용하여 제어기를 설계할 경우에 설계자는 가격함수(J)와 관련된 가중행렬 (Q, R), 외란 및 센서잡음의 분산값 (Q_0, R_0)을 시행착오적으로 적절히 설정하여야 한다.

3.3 혼합 제어기 설계

혼합제어기의 블록선도는 Fig. 2에 나타내었다. 혼합제어기의 진행과정을 쉽게 해석하기 위하여 주파수 영역에서 식을 전개하였다. Fig. 2에서 E는 오차신호, D는 원소음 제어신호, X는 기준신호이며 되먹임 제어기와 앞먹임 제어기는 G와 W로 각각 표시하였다. F는 되먹임 제어시스템의 전달함수를 나타내며 이를 모델링한 \hat{F} 에 의해 앞먹임 제어신호가 결정된다.

혼합제어기의 제어신호 U는 되먹임에 의한 제어신호 U_{FB} 와 앞먹임에 의한 제어신호 U_{FF} 의 합으로 구성되며 다음과 같이 나타낼 수 있다.

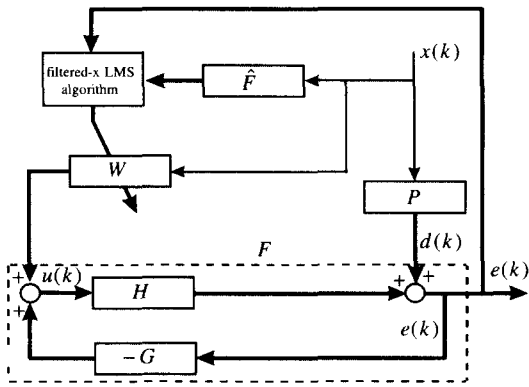


Fig. 2 Multiple Hybrid control algorithm

$$U = U_{FB} + U_{FF} \tag{23}$$

$$= G E + W X$$

여기서 G 는 $M \times N$ 행렬이다. M 과 N 은 각각 구동기와 감지기의 개수이다. 감지기에서의 오차신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E = D - H U \tag{24}$$

여기서 H 는 시스템의 전달함수를 나타낸다. 식 (24)와 (25)를 합성하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$E = (I_{N \times N} - HG)^{-1} D - (I_{N \times N} - HG)^{-1} H W X \tag{25}$$

앞먹임 제어기는 3.1절에서의 방법에 의해 제어기 계수가 시스템 변화에 적응하도록 갱신된다면 주파수 영역에서는 다음과 같이 표현된다.

$$W(k+1) = W(k) + 2\gamma [(I_{N \times N} - HG)^{-1} H X]^* E(k) \tag{26}$$

상첨자 *는 공액 전치(Conjugate Transpose)를 나타낸다. 이식으로부터 앞먹임 제어기는 되먹임제어의 전달함수 $F = (I_{N \times N} - HG)^{-1} H$ 에 대한 filtered-x 신호에 근거하여 갱신되어야 한다. 이식을 시간영역에서의 되먹임 루프를 가지는 앞먹임 제어기의 갱신 식으로 표시하면 다음과 같이 표현

된다.

$$w_{m,k+1}(i) = w_{m,k}(i) + 2\gamma \sum_{n=1}^N e_n(k) \sum_{j=0}^p f_{i, nm}(j) x(k-j-i) \tag{27}$$

여기서 $[f_{i, nm}(0), f_{i, nm}(1), \dots, f_{i, nm}(p)]^T$ 는 되먹임 루프의 전달함수 F 에 대한 충격응답함수 가중치들이고 p 는 필터차수이다. 식 (27)과 (10)의 차이점을 비교하면 식(27)은 되먹임제어의 효과인 시스템의 감쇠증가로 인하여 충격응답함수의 크기가 되먹임 제어기 없을 때에 비해 훨씬 작게 설정할 수 있다는 점이다. 따라서 식(12), (13)에서 유추할 수 있는 바와 같이 혼합알고리즘의 수렴계수인 r 는 적응 앞먹임 제어기만이 있을 때의 수렴계수 η 보다 크게 설정할 수 있어 적응 제어기의 수렴속도를 증가시킬 수 있다. 또한 Nelson^[17] 등에 의해 언급되었듯이 filtered-x 알고리즘의 수렴속도는 filtered-x 신호의 자기상관(auto-correlation) 행렬의 특이값(singular value)의 최대치와 최소치의 비가 1에 가까워질수록 적응 제어기의 수렴속도는 빨라지게 된다. 상기의 특이값의 비가 1에 근접된다는 것은 기준신호가 랜덤신호인 경우에는 오차 경로의 주파수 응답함수의 크기선도가 관심주파수 대역에 대해 평평함을 의미한다. 따라서 원래의 오차경로에 되먹임 경로를 추가시키면 오차경로 공진모드의 감쇠를 증가시킴으로써 적응제어기의 수렴속도를 증가시킬 수 있게 되는 것이다. 이에 따라 앞먹임 제어기에 부착된 되먹임 제어기는 오차경로 모드의 감쇠증가를 통하여 공진주파수에 근접된 주파수 성분의 외란을 제어하는 기능과 앞먹임제어기의 적응속도를 향상시키는 기능을 동시에 수행하게 된다. 이밖에도 혼합형 제어기를 사용하는 경우에는 감쇠증가로 인해 되먹임계의 전달함수를 모델링할 때 FIR 필터 차수를 줄일 수 있어 ($p < \hat{p}$) 실시간 계산속도를 증가 할 수 있는 이점이 있다.

4. 실험 및 실험결과

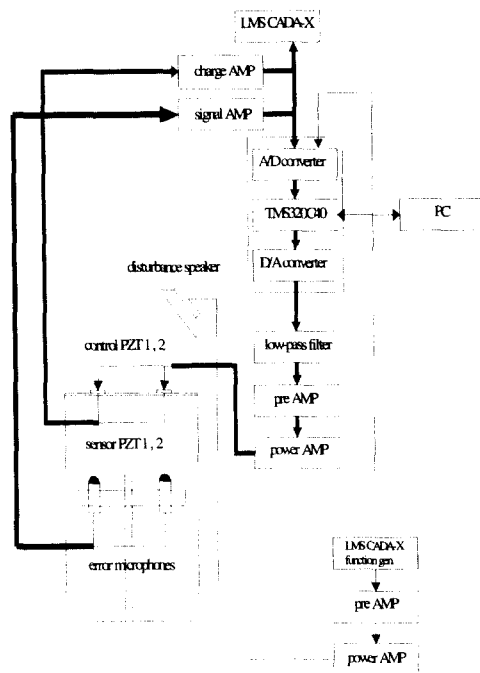
4.1 실험장치

Fig. 3은 다중의 혼합 제어기에 의해 평판의 소음전달율을 제어하기 위한 실험장치 구성을 보인 것이다. 평판으로는 340×300×0.5(mm)의 스테인레스 강판을 이용하였고 소음이 평판과 박스 사이의 간극을 통해 직접 전달되지 않도록 하기 위해 볼트 및 흡진재를 이용하여 평판을 박스에 강력 밀착시켰다. 직사각형의 박스는 300×260×280(mm)의 내부치수를 가지며 20mm의 알루미늄 판을 이용하여 제작하였다. 평판은 외부의 스피커로 가진 하였고 평판의 진동을 측정하기 위해 두 개의 PZT 감지기를 평판 상에 설치하였다. 평판의 진동에 의해 내부로 전달되는 소음을 측정하기 위하여 박스 내부에 하나의 마이크로폰을 설치하였으며 평판 진동제어를 위해 두 개의 PZT 구동기를 평판 상에 부착하였다. PZT감지기와 PZT 구동기는 Fig. 3에 보인 바와 같이 대칭으로 설치하였다.

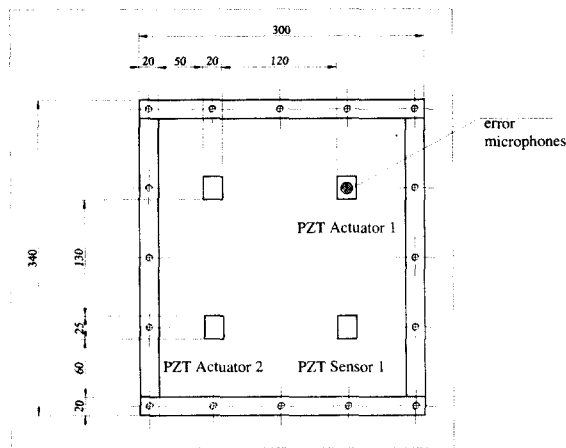
실험에 의한 오차경로 모델링을 위하여 LMS CADA-X를 이용하여 발생된 85-185Hz의 대역폭인 Gaussian 랜덤신호가 평판의 가진 신호원으로 이용되었다. 오차경로의 주파수 응답은 DI-2200 신호분석기(FFT Analyser)를 통하여 취득되었다. 되먹임 제어회환이 포함된 적응 앞먹임 제어기는 0.8KHz의 샘플속도로 12-bit 4 채널 A/D 변환기와 12-bit 2 채널 D/A 변환기를 가지는 고속연산장치(TMS320C30, Loughborough)에 의해서 구현되었다. Fig. 3에서 볼 수 있는 바와 같이 오차경로에는 저주파통과 필터(차단주파수 220 Hz, 차수 3), 파워 증폭기(TECHRON 7540), 각각 두개의 PZT 구동기와 감지기, 마이크로폰, 평판의 진동 특성 및 신호증폭기들의 동특성 등이 포함된다.

4.2 PZT 감지기를 이용한 소음전달 제어

2절에서 기술된 실험적 다중 입출력계의 모델 규명법을 이용하여 2×2 오차경로에 대한 주파수응답으로부터 ARMA(Auto-Regressive Moving Average) 형태의 4개의 오차경로 모델을 구하였다. 오차경로의 주파수 응답은 두개의 PZT 구동기를 이용하여 평판을 지속적(Stationary)으로 가진시킨 상태에서 두개의 PZT 감지기를 이용하여 측정되었다. 실험에서 관심대상의 주파수 영역은 80~180Hz로 설정하였다.



(a)



(b)

Fig. 3 (a) Experimental setup, (b) Location of actuator and sensor on the plate

Fig. 4는 2개의 PZT 구동기와 PZT 감지기 1 사이의 오차경로(H11, H21)에 대한 주파수 전달함수의 측정결과와 모델링된 결과를 보인 것이다. PZT 구동기와 PZT 감지기가 평판 상에 대칭으로

배치된 관계로 PZT 감지기 2에 대한 주파수 응답은 PZT 감지기 1에 대한 주파수 응답과 거의 일치하였다($H_{11} \approx H_{22}$, $H_{12} \approx H_{21}$). 각 모델은 15차의 차수를 가지며 네 개의 모드들을 포함하고 있다. 진동해석 프로그램(ANSYS)을 이용하여 평판에 대한 모드해석 결과로부터 Fig. 4에 보인 고유진동수 93Hz는 (1,2)모드, 108Hz는 (2,1)모드, 142Hz는 (2,2)모드, 168Hz는 (1,3)모드이었고 (1,1)모드는 측정 주파수 범위 밖인 49Hz에 있음을 확인할 수 있었다.

Fig. 5는 오차경로에 LQG기법에 의해 설계된 되먹임 제어기를 부착한 결과를 보인 것으로서 감쇠증가로 인하여 공진피크가 10dB정도 감소하였음을 알 수 있다.

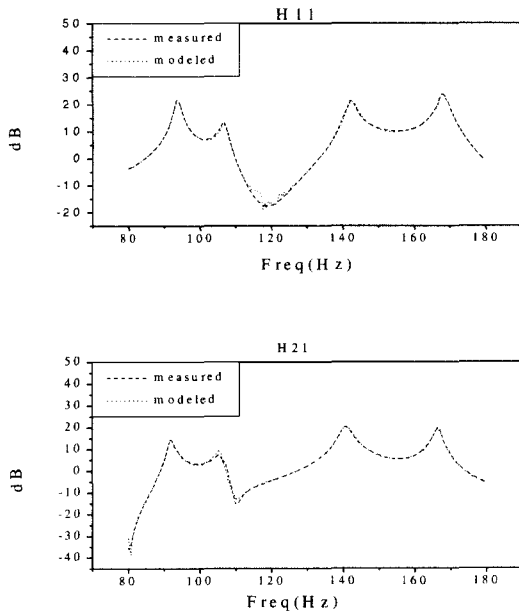


Fig. 4 Frequency response functions (between PZT actuator and PZT sensor)

Fig. 6은 되먹임 제어기 및 혼합제어기를 이용하여 평판 상에 부착된 두개의 PZT 감지기의 진동을 제어함으로써 얻어진 전달소음 제어결과를 보인 것이다. 평판 가진은 80-180Hz의 Gaussian 랜덤 노이즈(Random Noise)로 구동시켜 발생된 외부 스피커 음압에 의해 이루어졌으며 평판의 진동제어 상태에서 평판으로부터 전달된 소음은 박스 내부

에 설치된 마이크로폰에 의해 측정되었다. Fig. 6은 평판의 진동제어를 통해 얻어진 전달소음의 감소는 되먹임 제어 시에 최대 5dB, 혼합제어 시에는 최대 8dB 정도임을 보이고 있다. Fig. 5와 Fig. 6의 비교로부터 외부 소음으로부터 유발된 평판진동과 실내공간으로 전달된 소음의 형태는 상당히 다를 수 있다. 이들 그림의 차이점은 Fig. 6에서 168Hz의 (1,3)모드가 다른 3개의 진동모드에 비해 두드러지게 나타나는 현상이다.

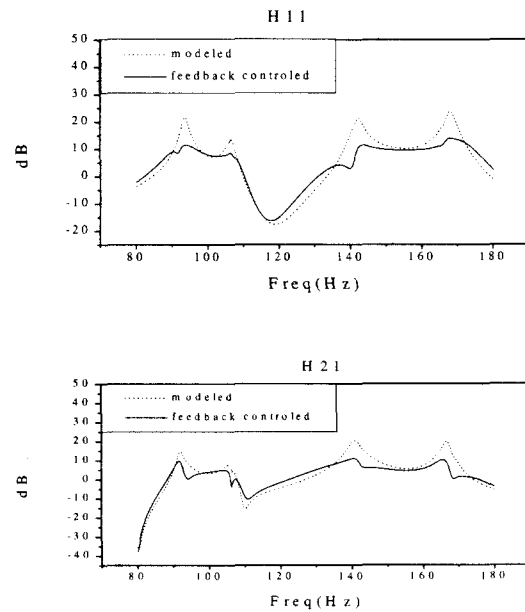


Fig. 5 Frequency response functions for uncontrolled and feedback controlled error path (between PZT actuator and PZT sensor)

이는 Fahy^[13]에 의해 지적된 바와 같이, 짝수모드인 경우 정 위상과 반대 위상의 셀 수가 같아 방사 음이 상호 상쇄되며, 홀수모드인 경우는 상쇄되지 않은 셀에 의해 음이 방사되므로 (홀수, 홀수)모드가 (짝수, 홀수)모드, (홀수, 짝수)모드 또는 (짝수, 짝수)모드보다 방사 음이 우세하기 때문이다.

4.3 PZT 감지기 및 마이크로폰을 이용한 소음전달 제어

PZT 감지기의 평판 진동 신호와 박스 내부의 마이크로폰으로 신호를 오차신호로 이용하여 실내 전달소음의 제어를 수행하였다. 4-2절의 경우에는 두개의 PZT 감지기로 측정된 진동신호를 오차신호로 이용하여 제어한 경우이다.

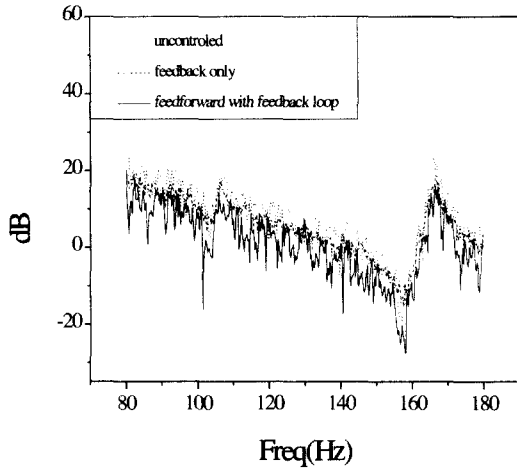


Fig. 6 Power spectrum at microphone controlled using 2 PZT sensors

Fig. 7은 2×2 오차경로 중 PZT 구동기와 마이크로폰 사이의 측정된 주파수 응답과 모델링된 주파수 응답을 보인 것이다. 나머지 두개의 오차경로 모델로는 Fig. 6의 결과를 이용한다. Fig. 6과 Fig. 7을 비교하여 보면 PZT 감지기 신호를 이용하여 모델링한 경우에는 4개의 모드의 크기가 전반적으로 비슷하지만 마이크로폰 신호를 이용하여 모델링한 경우에는 다른 모드에 비해 (1,3)모드의 크기가 우세하게 나타나고 있음을 알 수 있다. 이는 앞 절에서도 언급된 바와 같이 (홀수, 홀수)모드가 소음의 방사효율 면에서 우수하기 때문이다. Fig. 8은 PZT 구동기와 오차마이크로폰 사이의 오차경로에 LQG기법에 의해 설계된 되먹임 제어기를 부착한 결과 즉, 변형된 오차경로의 주파수 응답특성을 보인 것으로서 감쇠증가로 인하여 공진 피크가 5~15dB 감소하였고 특히 (1,3)모드의 제어가 다른 모드에 비해 크게 나타나고 있음을 알 수 있다. 이는 LQG 제어기 설계과정에서 가격 함수 가중행렬 Q 와 외란 분산행렬 Q_0 요소 중에서 출력(음압)에 대한 상태변수 항에 가중치를 크

게 부여한 결과 출력의 기여도가 큰 (1,3)모드제어가 다른 모드에 비해 크게 이루어진 것으로 사료된다.

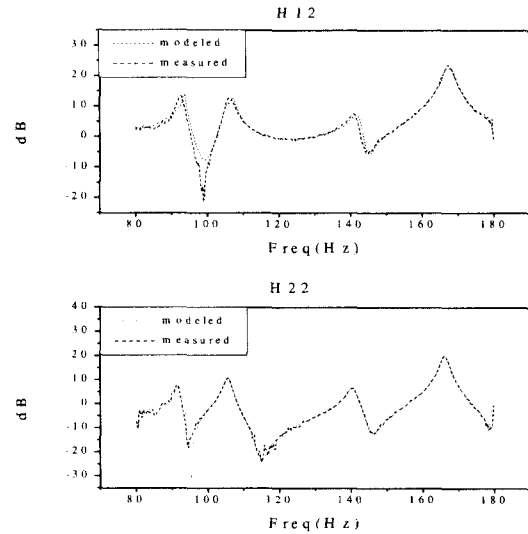


Fig. 7 Frequency response functions (between PZT actuator and microphone)

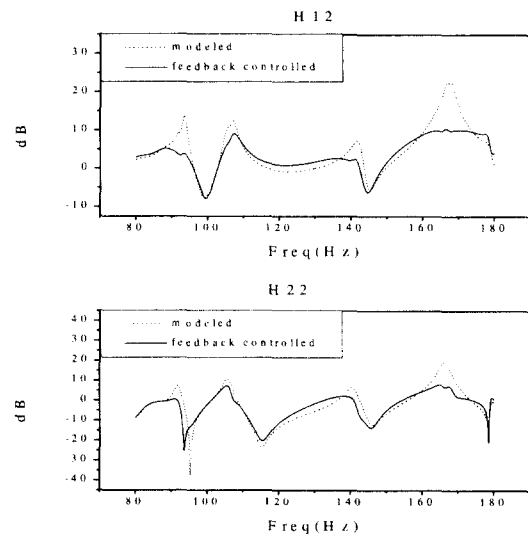


Fig. 8 Frequency response functions for the uncontrolled and the feedback controlled error path (between PZT actuator and microphone)

Fig. 9는 PZT 감지기의 진동신호 및 마이크로폰 신호를 이용하여 되먹임 제어기 및 혼합제어기를 적용한 경우의 전달소음 제어결과를 보인 것이다. 평판 가진은, 4-2절의 실험경우와 동일한 조건하에서, 외부 스피커 소음에 의해 이루어지도록 하였고 전달 소음의 저감은 박스 내부의 마이크로폰에 의해 측정되었다. Fig. 9에서 알 수 있는 바와 같이 전달음향은 되먹임 제어시에 최대 5dB 감소, 혼합 제어시는 13dB 정도 저감되었고 되먹임 제어의 경우에 비해 혼합 제어시에는 관심주파수대역 전단에 걸쳐 전달소음 제어효과가 우수하게 나타나고 있음을 알 수 있다. 이는 지속적인 광대역의 외란 신호에 대해서는 통상 원(primary) 외란 신호와 밀접한 상관관계를 갖는 기준신호를 이용하여 적용되는 앞먹임 제어기(또는 혼합 제어기)가 되먹임 제어기에 비해 보다 우수한 제어특성을 보이기 때문이다^[17].

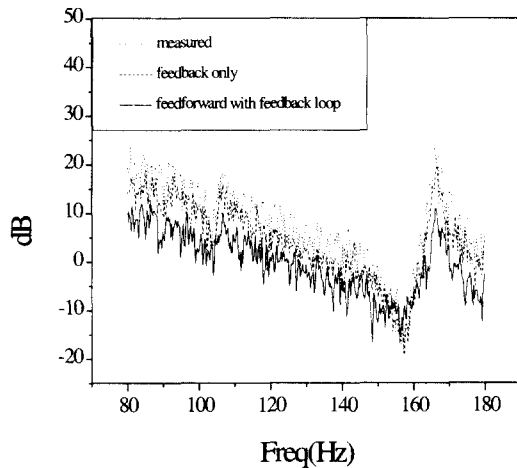


Fig. 9 Power spectrum at microphone controlled using PZT sensor and microphone

Fig. 6과 Fig. 9의 비교로부터 알 수 있는 바와 같이 진동신호만을 이용하여 제어 한 경우에 비해 진동 및 소음신호를 함께 이용하여 제어한 경우가 내부 실내로의 소음전달 저감 효과 면에서 유리함을 알 수 있다. 이는 주파수 변화에 따른 소음 전달율의 변화, 평판 진동모드들 사이의 소음 방사효율의 차이 및 실내 음장 효과 등이 진동 및 소음신호를 함께 이용하여 전달 소음제어를 한 경우에는 오차경로의 모델 및 적용 앞먹임 제어기에 포함될 수 있는 반면에 진동신호만을 이용한 경우

에는 상기의 효과가 고려될 수 없기 때문이다. 그러나 진동 및 소음신호를 함께 이용하여 전달 소음제어를 함으로써 실내소음의 전반적(global) 저감을 기하고자 할 때에는 실내 음장 특성이 복잡하면 제어기의 구성상 다수의 마이크로폰이 필요하기 때문에 제어기 구성이 비효율적이고 비경제적이 될 수도 있다.

5. 결론

주파수영역 모델링 기법을 통하여 평판의 진동특성과 소음전달특성 등이 포함된 오차경로에 대한 모델을 규명하였고, 평판의 진동제어에 의한 전달소음 저감 실험을 수행한 결과 다음의 결론을 얻었다.

- (1) 외부소음으로부터 평판을 통해 실내로 전달되는 방사소음은 평판의 진동신호만 이용한 것 보다 평판의 진동신호와 실내소음신호를 동시에 이용하여 평판을 진동을 제어하는 방식이 주파수 변화에 따른 소음 전달율의 변화, 평판 진동모드들 사이의 소음 방사효율의 차이 등을 고려할 수 있으므로 보다 효과적이다.
- (2) 지속적인 외부의 소음에 의해 가진 된 평판진동을 위해서는 제안된 혼합형 제어기를 이용하면 되먹임 제어기만을 이용하는 경우에 비해 우수한 제어결과를 얻을 수 있다.

후 기

본 논문은 1998년도 한국학술진흥재단의 신진교수과제(1998-003-E00052)에 의하여 지원되었으며 이에 관계자에게 감사 드립니다.

참고문헌

1. D. R. Thomas, P. A. Nelson and S. J. Elliott, "Experiment on the Active Control of the Transmission of Sound through a Clamped Rectangular Plate," J. of Sound and Vibration, 139(2), pp. 351-355, 1990.
2. S. D. Snyder and C. H. Hansen, "Mechanisms of Active Noise Control by Vibration Sources," J. of Sound and Vibration, 147(3), pp. 519-525,

- 1991.
3. C. R. Fuller, C. H. Hansen and S. D. Snyder, "Experimental on Active Control of Sound Radiation from a Panel Using a Piezoceramic Actuator," J. of Sound and Vibration, 150(2), pp. 179-190, 1991.
 4. V. L. Metcalf, C. R. Fuller, R. J. Silcox and D. E. Brown, "Active Control of Sound Transmission/Radiation from Elastic Plates by Vibration Inputs, II: Experiments," J. of Sound and Vibration, 153(3), pp. 387-402, 1992.
 5. R. H. G. Thompsett, S. J. Elliott and F. J. Fahy, "Active Control of Transmitted Sound in Buildings," Active 97, Budapest, Hungary, pp. 475-488, 1997.
 6. Y. S. Kim, I. S. Kim, C. Lee and C. Y. Moon, "Active Suppression of Plate Vibration with Piezoceramic Actuators/Sensors using Multiple Adaptive Feedforward with Feedback Loop Control Algorithm," SPIE's 6th Annual International Symposium on Smart Structures and Materials, Newport Beach, California USA, March 1-5, 1999.
 7. S. J. Elliott, I. M. Stothers and P. A. Nelson, "A Multiple Error LMS Algorithm and Its Application to the Active Control of Sound and Vibration," IEEE Trans. On Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-35, No. 10, 1987.
 8. L. J. Eriksson, M. C. Allie and R. A. Greigner, "The Selection and Application of an IIR Adaptive Filter for Use in Active Sound Attenuation," IEEE Transaction on Acoustics, Speech and Signal Processing, pp. 433-437, 1987.
 9. J. V. Warner and R. J. Bernhard, "Digital Control of Sound Fields in Three-dimensional Enclosure," AIAA 11th Aeroacoustics Conference-Palo Alto, California, 1987.
 10. R. J. Silcox, H. C. Lester and S. B. Abler, "An Evaluation of Active Noise Control in a Cylindrical Shell," ASME J. of Vibration and Acoustics, Vol. 111, pp. 337-342, 1989.
 11. Y. S. Kim, I. S. Kim and C. Lee, "Active Noise Control in the Acoustic Rectangular Enclosure using Multiple Adaptive Feedforward Control with Feedback Loop," The Fourth International Conference on Motion and Vibration Control, pp. 467-472, 1998.
 12. W. K. Tseng, B. Rafaely and S. J. Elliott, "Combined Feedback-feedforward Active Control of Sound in a Room," J. Acoustical Society of America, 104(6), pp. 3417-3425, 1998.
 13. F. Fahy, Sound and Structural Vibration, Academic Press, 1985.
 14. J. N. Juang, Applied System Identification, Prentice Hall, 1994.
 15. B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice Hall, Academic Press, 1985.
 16. P. A. Nelson and S. J. Elliott, Active Control of Sound, Academic Press, 1992.
 17. 나승희, 박영진, "제한 Filter-x LMS 알고리즘을 이용한 능동 소음제어," 한국소음진동공학회, Vol. 8, No. 8, pp.485-493, 1999.
 18. S. J. Elliott, T. J. Sutton, B. Rafaely and M. Johnson, "Design of Feedback Controllers Using a Feedforward Approach," ACTIVE 95, Newport Beach, CA, USA, pp. 863-874, 1995.
 19. S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice Hall, 1986.