

구조적특성을 고려한 유한 덕트계의 FIR필터모델링에 의한 능동소음제어

Active Noise Control in Finite Duct by the FIR Filter Modelling Considering the Sturctural Characteristics

이 태 연*, 송 원 식*, 오 재 응**

(Tae Yeon Lee*, Won Shik Song*, Jae Eung Oh**)

요 약

기계구조물로 부터 발생하는 소음을 부가적인 음을 발생하여 능동적으로 제어하는 문제는 오늘날 환경보전의 측면에서 중요한 연구과제가 되고 있다.

길이가 긴 무한덕트에 대한 능동소음제어에 대해 적응필터링 방법을 이용하여 많은 연구가 진행되고 있다. 반면 실제 기계구조물에 있어서 크기의 한계로 인해 덕트의 길이가 짧은 경우가 많으며 이 경우 덕트 내부의 반사나 공명과 같은 음향특성을 고려해 볼 필요가 있다.

본 논문에서는 길이가 짧은 덕트에 대해 전달매트릭스법을 이용하여 음향계의 모델링을 하고 이것으로부터 구한 제어계의 전달함수를 유한한 FIR필터로 구현하여 능동적으로 소음을 제어하는 문제를 검토하였다.

수치적계산에 의한 음향계 모델링방법으로써 최적한 FIR필터의 계수를 구하여 이를 제어계의 모델로 설정하는 방법을 제안하였으며 제어시 실제계에서 발생할 수 있는 음향계 내부의 공명과 제어계의 안정성 및 제어효과를 예측하는 방법을 제시하였다.

ABSTRACT

Recently, the problem which actively control the unwanted noise propagated from the mechanical structure by the generated secondary sound has become considerable topic from the enviromental preservation point of view. In most of these studies, active noise control deals with a plane wave propagation at low frequency using adaptive filtering techniques. On the other hand, in real acoustic systems are mostly short due to the limitation of geometric configuration. In this case, the acoustic properties such as reflections and resonances inside the acoustic system should be considered.

In this paper, the acoustic modeling method for short length duct was introduced using the transfer matrix method, and the active noise control problem was investigated with implementation of FIR filter for the transfer function of control system derived from this modeling method.

The identification methods for the acoustic model of actual control system was proposed by numerical computation technique based on the estimation of optimal FIR filter coefficients. The acceptable attenuation on the real acoustic system and stability of the controller are predicted in this computational simulation.

I. 서 론

*한양대학교 대학원 정밀기계공학과

**한양대학교 자동차공학과

접수일자 : 1992. 3. 15

단으로써 저주파수 대역의 소음저감에 효과적인 능동적인 방법에 의한 소음제어의 연구가 활발히 진행되고 있다.^{(1)~(5)} 그 중 덕트의 길이가 무한하다고 가정하거나 길이가 긴 덕트에 대한 능동소음제어의 문제는 적응필터링 및 적응제어방법을 이용하여 많은 연구가 이루어지고 있으나 음향계의 공명이나 반사가 존재하는 길이가 짧은 덕트에 대한 연구는 다소 미흡한 실정이다.

A.R.D.Curtis 등은 주음원에 의해 형성되는 음원장에서 부가음원의 방사임피던스를 변화시킴으로써 전체적인 음압출력을 최소화 시키는 문제를 고려하였으나 이러한 부가적인 음원의 형상이 실제의 경우에 매우 구현하기 힘든 경우의 모델을 고려하였다.⁽⁶⁾ 최근 Scott D.Snyder 등이 Green함수의 해석적 모델을 이용하여 유한한 덕트에서 주음원과 부가 음원이 동시에 존재하는 음원장을 고려함으로써 전파되는 음원파와의 저감을 예측하였다.⁽⁷⁾ 그러나 이는 덕트 단면의 형상변화가 없는 일정한 형상의 유한 덕트에 대해 몇가지 음원 배열의 형태에 따른 이론적인 음압과 위의 저감을 규명한 것으로 단면의 불연속이나 트인 부분의 고려에 대해서는 언급하지 않았다. 공기조화 배관덕트의 분기단이나 자동차와 같은 기계구조물에 있어서 환기를 위한 선루프(sun roof) 등의 환기구가 있을 수 있으며 또한 소음기등은 크기의 한계로 인해 덕트의 길이가 짧은 경우가 있을 수 있다. 이러한 짧은 덕트의 경우 막힌 쪽과 트인 쪽의 임피던스의 변화를 고려하여야하며 음향계 내부에서 공명이 발생할 수 있으므로 이러한 짧은 덕트계에 대한 음향 특성의 파악은 효과적인 능동 소음 제어의 관점에서 중요한 의미를 갖는다. 따라서 본 연구에서는 막힌 쪽과 트인 쪽의 임피던스 변화를 전달매트릭스의 상태벡터로 하여 음압변화를 고려함으로써 실제 덕트 형상에 최적한 모델링을 수행하는 방법을 도입하였다.

아울러 음향계의 주변환경이 시간에 따라 변화하지 않는 음향구조물에 대해 적응제어 방법을 도입하지 않고서도 제어가 가능한 대안이 필요하며 음향계의 수학적 계산모델에 의해 제어계의 전달함수를 구할 수 있는 이론적 접근이 요구된다. 제어대상계의 특성이 주변환경에 따라 변화하는 음향계의 제어에 효과적인 방법으로 알려진 적응필터링 방법에 의한 능동소음제어에 있어서는 적응필터의 구조나 형태에 따라 필터계수의 적용 시간이 길어지거나 수렴계수의 부적합으로 제어계가 불안정해지는 경우가 있다.⁽⁸⁾ 따라서 음향계의 모델링에 의해 이론적으로 부가적인 제어음을 구현하는 최적필터의 계수를 미리 구

해 둔다면, 적응제어 방법 도입시 적응계수 식별의 적합여부를 검증하는 기준지수(criterion parameter)로 활용할 수 있을 것이다.

음향장의 능동제어에 대한 연구에 있어서는 능동제어 방법의 물리적인 제한성을 설정하기 위해 주파수 영역의 정식화과정을 이용할 수 있다. P.A.Nelson 등은 다수의 부가음원 배열에 의해 음압출력을 최소화 시키는 능동소음제어 문제를 주파수영역의 정식화과정을 이용하여 이론적으로 해석하였다.⁽⁹⁾ 그러나 이러한 주파수 영역에 대한 방법의 적용은 주 소음원(primary source)에 대한 부가음원(secondary source)이 완전한 인과성을 부여하는 필요충분조건을 보장할 수 없는 최적제어방법으로서의 해석 결과를 얻을 수도 있다. 따라서 본 연구에서는 능동 소음제어계가 인과적으로 한정되는 성능한계를 결정하는 일반적인 시간영역의 방법을 제시하고자한다.

본 연구에서는 음향계를 음압과 체적속도의 두 상태벡터를 이용한 전달매트릭스법으로 모델링하고 전달매트릭스의 상태량이 전달되어가는 수치적 계산에 의해 제어계의 전달함수를 FIR(finite impulse response)필터를 사용하여 구현하고 Wiener이론에 의해 구해진 최적필터와 비교하여 그 타당성을 검증하였으며 이러한 음향계 모델링방법에 의해 구해진 FIR 필터 운용에 의한 제어계의 안정성 및 제어효과를 예측하고자 하였다.

II. 음향계 소음전파 모델링

2.1 음향계의 구성

본 연구에서 제어하고자 하는 소음의 관심주파수가 덕트계의 차단주파수이하이며 따라서 단지 평면파만이 덕트를 따라 전파하는 1차원전파로 가정하며 또한 음원의 음향파워 유동변화에 근거한 모델을 설정하기 위해 1차음원과 부가음원 양쪽 다 일정한 체적속도(volume velocity)를 발생한다고 간주한다. 본 연구에서 고려하는 덕트 모델은 Fig.1과 같이 주소음원과 제어용 부가음원을 발생하는 각각의 스피커와 소음을 감지하는 감지용 마이크로폰과 제어된 결과를 평가하는 오차마이크로폰 및 FIR필터 제어부로 구성된다. 덕트의 단면은 18cm×18cm×160cm이고 이 덕트의 차단주파수는 기하학적 조건에 의해 930Hz로 이 주파수 이하의 음파는 평면파로 전파된다고 가정할 수 있다.⁽¹⁰⁾ 그리고 음원용으로 사용되는 스피커의 저주파 특성은 제어신호를 완벽히 구현한다고 간주한다.

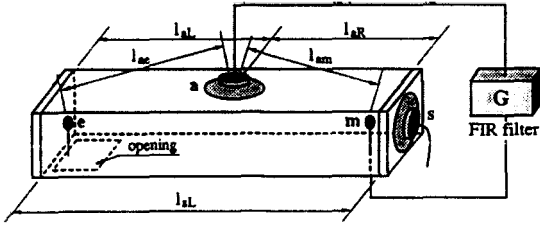


Fig. 1 Active noise control system using FIR filter.

2.2 제어계의 전달함수

감지마이크에서의 응답 m 은 음원용 스피커로의 입력신호 s 와 제어용 스피커로의 입력신호 a 와의 중첩(superposition)으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$m = G_{am} \cdot a + G_{sm} \cdot s \tag{1}$$

여기서 전달함수 G_{sm} 과 G_{am} 은 각각 음원용 스피커 s 와 제어용 스피커 a 로 인한 감지마이크 m 에서의 응답을 나타낸다.

또한 오차마이크에서 응답 e 는 두개의 음원 s 와 a 로 인한 e 에서의 응답인 두 전달함수 G_{se} 및 G_{ae} 로써 다음과 같이 나타낸다.

$$e = G_{se} \cdot a + G_{se} \cdot s \tag{2}$$

그리고 제어계의 이상적인 전달함수를 G 라 하면 제어용 부가음원은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$a = G \cdot m \tag{3}$$

따라서 오차마이크의 응답 e 가 0으로 되는 제어계의 전달함수 G 는 (1),(2),(3)식으로부터 다음과 같이 구해진다.

$$G = \frac{G_{se}}{G_{am} \cdot G_{se} - G_{sm} \cdot G_{ae}} \tag{4}$$

식(4)의 역푸리에변환은 수치적으로 운용할 수 있는 제어제에 대한 실수의 인과적인 임펄스응답이다. 따라서 제어계의 전달함수인 이 G 를 구하기위해 스피커 신호와 마이크 사이의 전달함수를 먼저 계산하여야 한다. 이들 각 전달함수를 구하기 위해 우선 각 스피커 좌·우벽 사이의 전달매트릭스를 구한다.

Fig.1에 나타난 덕트계와 같이 끝단에 사각형의 작은 개구부가 있는 덕트계는 서주파 통과필터로서 Fig.2와 같은 유한필터 회로로 상사시킬 수 있으며, 음압을 P , 체적속도를 U 로 각각 나타내면 평면파 전파이론에 따라 상하류의 상대방정식을 수식으로 나타내면 다음과 같이 나타낼 수 있다.⁽¹¹⁾

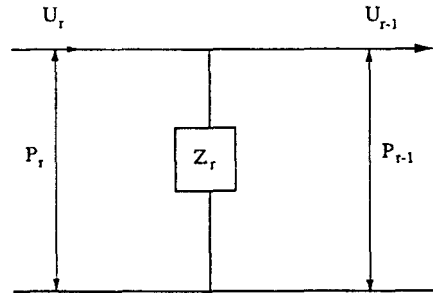


Fig. 2 Shunt lumped element represent in equivalent circuit.

- P : acoustic pressure
- u : volume velocity
- r : represents upstream
- $r-1$: represents downstream

$$P_{r-1} = P_r \cos k \cdot l - j \cdot Y_r \cdot U_r \sin k \cdot l \tag{5}$$

$$U_{r-1} = U_r \cos k \cdot l - j \cdot \frac{P_r}{Y_r} \sin k \cdot l \tag{6}$$

여기서 j 는 단위허수, S 는 덕트의 단면적, ρ 는 공기 밀도,

$$Y_r = \frac{\rho c}{S}$$

이것을 매트릭스식의 형태로 나타내면 식(7)과 같다.

$$\begin{bmatrix} P_r \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos k \cdot l & j \cdot Y_r \cdot U_r \sin k \cdot l \\ j / Y_r & \sin k \cdot l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{r-1} \\ U_{r-1} \end{bmatrix} \tag{7-1}$$

여기서, 음원가진에 의한 정상응답을 구하기위한 전달매트릭스를 얻기 위해 Pestel-Leckey에 의해 제안된 방법으로서, 압력과 체적속도의 상태량에 하나의 음원가진성분(상태량벡터성분으로서 1)을 넣어 전달매트릭스에 대응하는 요소에 외부가진요소를 부여하면 (7-1)식 우변의 전달매트릭스는 3×3 매트릭스

스가 된다.⁽¹⁵⁾

$$\begin{bmatrix} P_r \\ U_r \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos k \cdot l & j \cdot Y_r \cdot U \cdot \sin k \cdot l & 0 \\ j/Y_r & \sin k \cdot l & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{r-1} \\ U_{r-1} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7-2)$$

예를들어, 음원용 스피커의 위치에서 오차마이크로폰까지의 전달매트릭스 $[T_{ts}]$ 는 다음과 같이 된다.⁽¹⁶⁾

$$[T_{ts}] = \begin{bmatrix} \cos k \cdot l_c & j \frac{\rho c}{S} \sin k \cdot l_c & 0 \\ j \frac{\rho c}{S} \sin k \cdot l_c & \cos k \cdot l_c & 0 \\ \hline 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서 c 는 음속이며 k 는 波數(wave number)이다.

마찬가지 방법으로 다른 전달매트릭스 $[T_{tm}]$, $[T_{sm}]$, $[T_{sc}]$, $[T_{sc}]$ 가 구해진다. 또한 마이크와 덕트 양쪽 벽사이의 전달매트릭스 $[T_{mr}]$, $[T_{ml}]$, $[T_{cr}]$ 및 $[T_{cl}]$ 도 같은 방법으로 구할 수 있다.

다음에 음원용 스피커 및 제어용 스피커 전후에서의 전달매트릭스를 각각 $[T_s]$, $[T_c]$ 라 하면 각각의 음원을 mono-pole 음원으로 모델화할 수 있으므로 이 전달매트릭스는 각각 다음과 같다.

$$[T_s] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -U_s \\ \hline 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$[T_c] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -U_c \\ \hline 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서 U_s , U_c 는 각각의 스피커로부터의 체적속도이다.

본 연구에서 사용한 음향계와 같이 덕트의 측면에 트인 부분이 있을 경우 그 전후에서 전달매트릭스를 $[T_r]$ 라 하면 $[T_c]$ 는 다음 식과 같다.

$$[T_c] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{Z_m} & 1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기서 Z_m 은 덕트의 내부에서 트인부분의 외부쪽

을 본 임피던스이고 트인 부분이 사각형일 때의 방사 임피던스로부터 Z_m 은 다음과 같다.⁽¹²⁾

$$Z_m = j \frac{\rho c}{S_c} \left[k \left\{ \frac{4(a^2 + ab + b^2)}{9\pi(a+b)} \right\} + \Delta h \right] \quad (12)$$

여기서, a , b 는 트인부분 직사각형 각변의 길이, S_c 는 면적, Δh 는 덕트의 두께이다. 이와같이 구해진 전달매트릭스를 이용하여 각 지점에서의 음압과 체적속도를 구할 수 있다.

음원 스피커 및 제어용 스피커를 각각 단독으로 동작시켰을 경우에 있어서의 덕트 좌단에에서의 음압과 체적속도를 각각 P_{s1} , U_{s1} , P_{c1} , U_{c1} 그리고 우단측에서의 음압과 체적속도를 P_{sr} , U_{sr} , P_{ar} , U_{ar} 이라하면 이들 관계를 식으로 표현하면 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} P_{s1} \\ U_{s1} \\ 1 \end{bmatrix} = [T_{ss}] \begin{bmatrix} P_{sr} \\ U_{sr} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} P_{a1} \\ U_{a1} \\ 1 \end{bmatrix} = [T_{sa}] \begin{bmatrix} P_{ar} \\ U_{ar} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기서,

$$[T_{ss}] = [T_c][T_{s1}][T_s] \quad (15)$$

$$[T_{sa}] = [T_c][T_{a1}][T_s][T_{ar}] \quad (16)$$

예를들면 음원용의 스피커만을 동작시킬 경우에 덕트좌단에서의 음압과 체적속도는 다음과 같이 구해진다.

$$P_{s1} = T_{ss}(1,1)P_{sr} + T_{ss}(1,2)U_{sr} + T_{ss}(1,3) \quad (17)$$

$$U_{s1} = T_{ss}(2,1)P_{sr} + T_{ss}(2,2)U_{sr} + T_{ss}(2,3) \quad (18)$$

여기서 덕트의 좌우단에 있는 음향 임피던스를 Z_L , Z_R 이라 하면 우측단에서는 덕트의 끝에 있는 1차음원에 기인한 유한한 길이를 갖는 덕트에 의해 제시되는 순수한 reactive 임피던스 Z_R 이 존재하며 좌측단에서는 사각형 트인 부분의 영향으로 복소(complex) 임피던스 Z_L 이 존재한다.⁽¹²⁾

$$Z_R = -j\rho c \cot kl \quad (19)$$

$$Z_L = \frac{1}{16} k^2(a^2 + b^2) - \frac{8j}{9\pi} k \frac{(a^2 + ab + b^2)}{a+b} \quad (20)$$

그러면 덱트좌·우측단에서의 음압 및 체적속도는 위 식(17),(18)로부터

$$P_{sr} = \frac{\frac{T_{ss}(1,3)}{Z_L} - T_{ss}(2,3)}{T_{ss}(2,1) + \frac{T_{ss}(2,2)}{Z_R} - \frac{T_{ss}(1,1)}{Z_L} - \frac{T_{ss}(1,2)}{Z_L Z_R}} \quad (21)$$

$$U_{sr} = P_{sr} / Z_R \quad (22)$$

이와같이하여 덱트 좌·우측단에 있어서 음압과 체적속도가 구해진다. 또한 제어용 스피커만을 동작시켰을 경우의 덱트 양단에서의 음압과 체적속도가 구해지며 이것으로부터 양 마이크 위치에서의 음압을 구할 수가 있다. 즉 본 연구에서와 같이 감지마이크로폰이 덱트 우단에 위치하고 오차마이크로폰이 덱트의 좌단에 위치하는 경우 음압관계식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{sc} &= P_{sl}, P_{sm} = P_{sr} \\ P_{sc} &= P_{sl}, P_{sm} = P_{sr} \end{aligned} \quad (23)$$

2.3 신호 입·출력에 따른 변환기의 특성 고찰

앞에서의 계산에서 얻어지는 것은 스피커의 체적속도와 마이크로폰 위치에서의 음압간의 전달함수이지만 실제 제어계에서 관측되어지는 것은 스피커로의 입력신호와 마이크로폰 음압사이의 전달함수이다. 마이크로폰에서의 음압은 직접 측정이 가능하지만 스피커의 체적속도는 입력신호에 따라 변화하므로 스피커의 특성을 모델화하여 신호가 입력

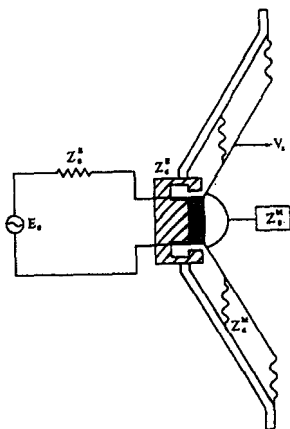


Fig. 3 Modeling of a simple loudspeaker.

될 때 스피커 진동면의 속도를 구해놓을 필요가 있다.

스피커의 기계적임피던스와 전기적 임피던스를 함께 포함하여 모델화하면 Fig.3과 같이 나타내게 되고 스피커 진동면의 진동속도 v_s 는 다음 식(24)와 같다.

$$v_s = \frac{E_0 A}{(Z_0^E + Z_0^M)(Z_0^M + Z_d^M + Z_m^M)} \quad (24)$$

여기서

- E_0 : 전원으로부터의 전기적 기전력
- A : 力係數
- Z_0^E : 전원의 내부저항
- Z_d^M : 고정 임피던스
- Z_0^M : 음향방사 임피던스
- Z_m^M : 스피커의 기계적 임피던스
- $Z_m^M = A^2 / (Z_0^E + Z_0^M)$

제어용 스피커로의 입력신호를 E_s 라하고, 음원용 스피커로의 입력신호를 E_c 라하면 각 전달함수는 입력신호와 덱트 음압의 비로써 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} G_{sw} &= \frac{P_{sc}}{E_s}, & G_{sm} &= \frac{P_{sm}}{E_s} \\ G_{sc} &= \frac{P_{sc}}{E_c}, & G_{sm} &= \frac{P_{sm}}{E_c} \end{aligned} \quad (25)$$

III. 제어계의 FIR 필터 구현

3.1 역푸리에 변환에 의한 FIR 필터 구현

제어계의 전달함수 G 는 덱트의 음향적인 응답특성을 포함한다고 간주하여 Fig.4에 나타낸 바와 같이 유한개의 계수($C_i, i=1,2,\dots$)와 단위지연을 갖는 전자음향전달함수로 나타낼 수 있다. 제어기를 본 연구에서

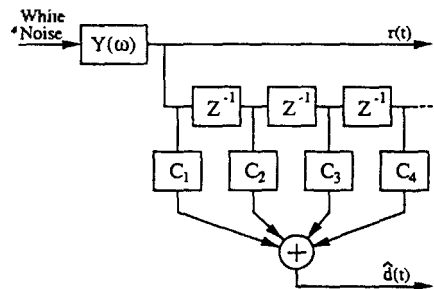


Fig. 4 Active controller with a fixed FIR filter.

와 같이 디지털 FIR(transversal)필터로 구현한다면 실제적인 임펄스응답은 다음 식과 같은 이산 시간함수의 형태가 될 것이다.

$$g_c(z) = \sum_{i=0}^{L-1} b_i z^{-i} \quad (26)$$

여기서 z^{-1} 는 지연 연산자

앞절에서 기술한 식(25)의 각각의 전달함수를 구하기 위해 각 스피커로의 입력신호로써 백색잡음(white noise)을 사용하여 각 마이크 음압간의 전달함수를 구한다. 그리고 식(4)에 이들 전달함수를 대입하여 제어계의 전달함수 G 를 구한다.

백색잡음을 이용하여 미지의 제어계의 전달함수를 최적필터로 구현하는 방법은 P.A.Nelson등에 의해 제안되었으며¹³⁾ 그 도식적 개념을 Fig.5에 나타내었다. 식(4)를 이용하여 구한 전달함수 G 는 주파수영역의 값이므로 이것을 역 푸리에 변환(inverse Fourier transform)하여 최적필터(optimal filter)의 임펄스응답을 구하고 그것을 FIR 필터의 계수로 할 수 있는데, 이것은 Wiener 필터링에 의해 구하여진 최적필터의 계수에 해당한다.

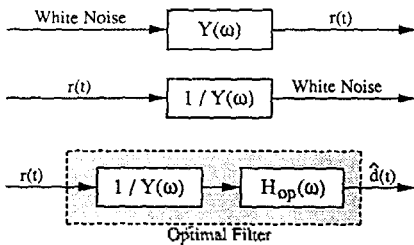


Fig. 5 Schematic view of an optimal filter proposed by Nelson et al.

3.2 Wiener-Hopf 필터

신호의 입·출력 데이터의 자기상관 및 상호상관 관계에 의하여, 임의의 전달함수를 통과한 미지의 계를 완벽히 추정할 수 있는 최적한 필터를 생각할 수 있는데, 이러한 비적응 최적형상필터를 Wiener-Hopf 필터 또는 간단히 Wiener 필터라고한다. 즉 Wiener 필터는 요구되는 신호와 측정된 입력신호간의 최상의 연관관계를 부여하는 최적 FIR(transversal) 필터로서 Wiener-Hopf 필터를 이용하여 미지의 계에 대한 식별을 하는 형태를 도식적으로 나타내면 Fig.5와 같다. 이러한 Wiener-Hopf 필터의 구성에서는 입력과 출력

의 통계적특성이 시간에 따라 변화하지않는다는 통계적 안정성(statically stationarity)을 갖는다고 가정한다. 따라서 출력 $y(k)$ 는 차수가 L 인 필터에 의해 현재의 입력데이터 및 과거의 입력데이터에 가중치를 곱한 값들의 유한합(convolution summing-up)으로 표현되며 이것을 수식으로 나타내면 식(27)과 같다.

$$y(k) = \sum_{i=0}^{L-1} \bar{W}(k)^T \bar{X}(k) \quad (27)$$

여기서 Wiener 필터 W^* 를 구하는 것이 관건으로서 Wiener 필터의 계수 $b_i(i=1,L)$ 는 잘 알려진 Levinson 알고리즘에 의해 최적해를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_{xx}(0) & r_{xx}(1) & \dots & r_{xx}(L) \\ r_{xx}(1) & r_{xx}(0) & \dots & r_{xx}(L-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{xx}(L) & r_{xx}(L-1) & \dots & r_{xx}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{xy}(0) \\ r_{xy}(1) \\ \vdots \\ r_{xy}(L) \end{bmatrix} \quad (28)$$

여기서 $r_{xx}(k) = E[x(k) \cdot x(k)^T]$
 $r_{xy}(k) = E[y(k) \cdot x(k)^T]$

본 연구에서 고려한 기하학적 형태를 갖는 음향계에서 입·출력간의 음향계 전달함수를 구하기 위해 Fig.6과 같이 신호 발생기(noise generator)에서 백색잡음(white noise)을 발생시킨 후 밴드패스필터(band pass filter)를 통해 음원용 스피커에 전달하여 음을 발생시키고 음원용 스피커의 콘(corn)에 가속도계를 부착하여 이 음원용 스피로 측정된 데이터를 $y(k)$ 로 하여 식(28)에 의해 Wiener 필터의 계수를 구할 수 있다. 이러한 Wiener 필터는 이상적인 해이며, $r_{xx}(k)$ 와 $r_{xy}(k)$ 를 결정하는데 있어서 무한한 sample size가 사

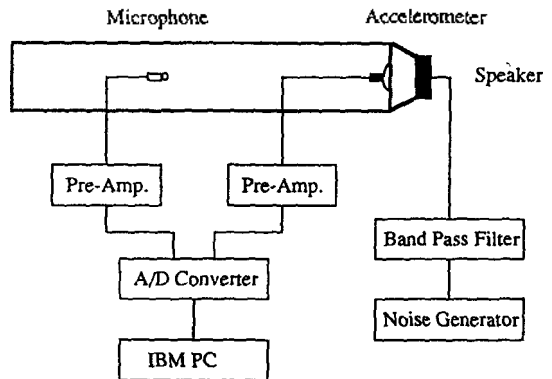


Fig. 6 Experimental setup of identification of the acoustic transfer function.

용될 때에만 성능표면의 정확한 최소값을 결정할 수 있다. 그러나 실제적으로 무한한 크기의 sample size를 이용한다는 것은 하드웨어 구현상 불가능하며 적당한 유한 길이의 데이터 샘플을 이용하여 W^* 의 유용한 근사치를 구할수 있다. 본 연구에서 전달매트릭스법으로 구한 제어계의 임펄스 응답과 Wiener 필터링에 의해 구한 임펄스 응답을 비교함으로써 시스템 모델링에 의해 구한 FIR필터계수가 Wiener 필터의 최적계수와 부합하는 지를 확인하고자 하였으며, 이로써 전달매트릭스법에 의한 시스템모델링이 미지의 제어계를 정확히 식별하고 있는지 여부를 알 수가 있다.

IV. 능동소음제어 시뮬레이션

실제 능동제어 시스템의 제어기를 구성하는 제어계의 전달함수 G 를 구하는데 있어서 스피커의 입력신호로서는 백색잡음(white noise)을 이용하였으며 식(25)로부터 각 마이크 음압 간의 전달함수를 구한다음, 식(4)에 의해 같은 형태의 제어계의 전달함수 G 를 구할 수 있다. 실제 능동 소음제어장치에 있어서

제어계를 구성한다는 것은 여기서 구한 전달함수 G 를 역 FFT하여 제어계의 임펄스 응답함수를 구하며 이것을 FIR필터의 계수로 한다는 것을 의미한다. 본 연구에서 식(4)에 의해 구한 제어계의 전달함수 G 는 주파수 영역의 값이므로 이것을 Winograd FFT 알고리즘을 이용하여 역(inverse)FFT 하였으며 데이터 샘플은 258개로 하였다.

이렇게하여 구한 제어계의 임펄스응답의 적합성을 검증하기위해 식(28)에 의한 Wiener 필터의 해를 비교할 수 있다. 그러나 식(28)의 Wiener 필터의 의미이상적인 최적해는 데이터 샘플의 수가 무한한 경우에만 유일하게 구해질 수 있는 값이므로 본 연구에서는 258개의 유한한 데이터 샘플을 가지고 16회 샘플링한 앙상블(ensemble)을 평균화(averaging)하여 $r_{xx}(k)$ 및 $r_{xy}(k)$ 의 추정치 $\hat{r}_{xx}(k)$ 및 $\hat{r}_{xy}(k)$ 를 먼저 구한 다음 이를 이용하여 Wiener 필터 계수의 근사치를 구하였다. Fig.7은 본 연구에서의 전달 매트릭스법으로 구한 제어계의 임펄스 응답과 Wiener 필터링에 의해 구한 임펄스 응답을 비교하여 나타낸 것으로 시스템 모델링에 의해 구한 FIR필터 계수가 Wiener 필터의 최적계수와 부합하고 있음을 확인할 수 있으며 이는 전달매트릭스법에 의한 시스템모델링이 미지의 제어계를 정확히 식별하고 있음을 나타낸다.

본 연구에서 고려한 Fig.1과 같은 덱트계에서 2절에서 언급한 방법으로 FIR필터로써 구현한 전달함수를 이용하여 제어를 했을 때의 효과는 식(1),(2),(3)에 의해 오차마이크로폰에 관측된 음압 e 로써 다음 식(29)와 같이 나타낼 수 있다.

$$e = \frac{G(G_{sm}G_{sc} - G_{sc}G_{sm}) + G_{sc}}{1 - G \cdot G_{sm}} s \quad (29)$$

제어를 하지 않았을 때의 결과는 제어계의 전달함수 $G=0$ 으로 놓고 계산할 수 있으며 따라서 다음 식(30)과 같이 구할 수 있다.

$$e = G_{sc} \cdot s \quad (30)$$

Fig.8은 시뮬레이션으로 구한 제어계의 전달함수 G 를 나타낸 것이며 Fig.9는 능동제어를 적용했을 경우와 하지 않았을 경우 오차마이크로폰에서 측정된 결과를 비교하여 나타낸 것으로 소음제어효과가 잘 나타나고 있으며 이것으로써 실제 실험에서의 제어 효과를 예측할 수 있다.

식(4)의 전달함수에 대한 임펄스응답을 $G_c(\omega)$ 라 하고 이것을 구현한 FIR필터의 임펄스응답을 $h_c(t)$ 라

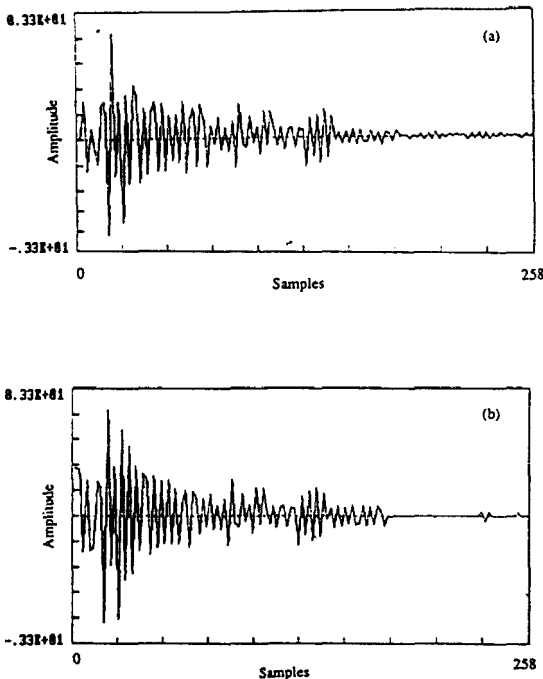


Fig. 7 Impulse response of the controller with optimal filter.
a)calculated by system modeling using transfer matrix method
b)calculated by Wiener filterin technique

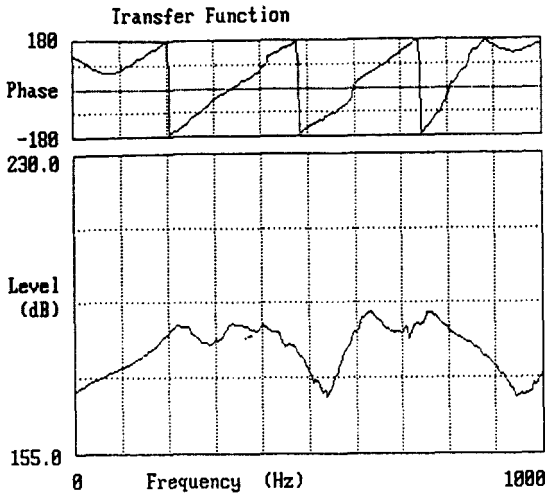


Fig. 8 Transfer function G of the duct shown in Fig.1

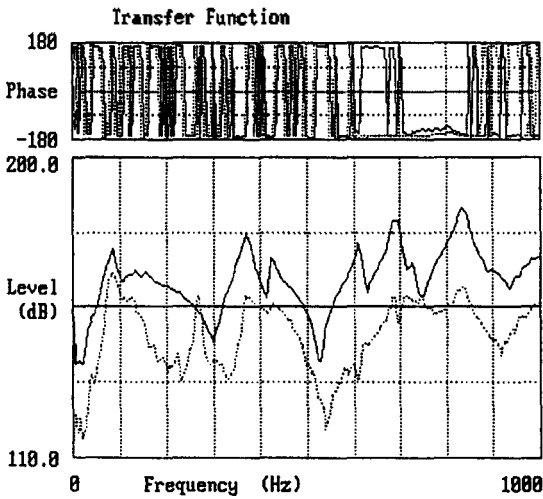


Fig. 9 Active noise control simulation on the duct shown in Fig.1
 solid line : result of before active control
 dashed line : result of after active control

할 때 $G_c(\omega)$ 는 이 FIR필터 임펄스응답의 푸리에변환이다.

$$G_c(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h_c(\omega) e^{-j\omega t} d\omega \quad (31)$$

제어계의 안정성은 식(4)의 전달함수에 대한 임펄스응답을 Laplas변환하여 $G(s)$ 의 식으로 나타내고 이것의 나이키스트선도를 그려서 그것이 $(-1,0)$ 점을

포함하는지 여부에 따라 안정성을 판별할 수 있다.⁽¹⁴⁾ 본 연구에서 구한 FIR필터로 제어기를 구성한 피드포워드(feedforward)제어계의 구조를 그림으로 나타내면 Fig.10과 같이 나타낼 수 있고 여기서 과워츙폭기의 이득을 K_s 로 나타내면 실제 제어계의 전달함수를 G' 는 $K_s \cdot G$ 로 나타낼 수 있다. Fig.11에 전달함수 $G(s)$ 의 나이키스트 선도의 계산결과를 나타내었으며 약 260Hz 부근에서 $(-1,0)$ 점을 넘고 있으며 이득 K_s 를 조정하지 않으면 하우링이 일어나는 것을 나타내고 있다.

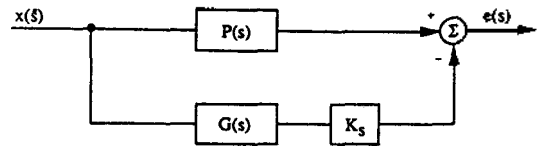


Fig. 10 Block diagram of feedforward control structure.

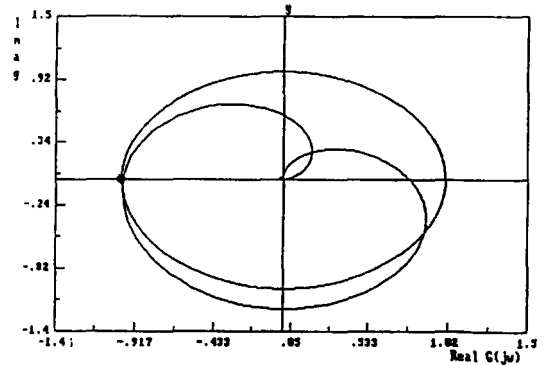


Fig. 11 Nyquist locus for the transfer function showing the effect of howling.

V. 결 론

무한 덕트로 간주하기가 곤란한 비교적 길이가 짧은 덕트에 트인 부분이 있는 경우에 대한 음향계를 전달매트릭스에 의해 모델링하고 제어계의 전달함수를 최적필터의 계수로써 FIR 필터를 구현하여 능동적으로 소음을 제어하는 문제를 제안하였다.

음향계를 전달매트릭스법을 이용하여 모델링함으로써 실제 능동제어실험에 대한 소음제어 효과를 예측할 수 있으며 평면과 근사화가 성립하는 범위에서

음향계 내부에서 발생할 수 있는 공명이나 반사의 영향을 충분히 검토할 수 있다. 또한 강제 경계를 갖는 구조물 내부의 소음전파 시동이 현저히 변화하지 않는 음향계에 대해 본 연구에서 제안한 계수가 고정된 FIR필터의 보조적인 적응필터를 함께 사용함으로써 보다 효과적으로 소음을 저감시킬 수 있는 방법의 연구가 병행되어야 할 것이다.

본 연구에서의 방법으로 구한 제어계의 전달함수를 FIR필터로 구성하여 능동제어 실험을 할 경우 제어계는 anti-aliasing을 위한 필터의 재구성 및 마이크로폰과 스피커의 전자음향반응등을 포함하여야 할 것이다.

참 고 문 헌

1. M.A.Swinbanks, "The Active Control of Sound Propagation in Long Duct," J. Sound and Vib., Vol.27, pp. 411-436, 1973.
2. L.J.Erisson, M.C.Allie and R.A.Greiner, "The Selection of an IIR Adaptive Filter for Use in Active Sound Attenuation," IEEE Trans. on ASSP, Vol.ASSP-35, No.4, April, 1987.
3. 이태연, 김철호, 오재웅, "적용 신호처리기법을 이용한 능동 소음제어에 관한 연구," 대한기계학회논문집 제15권, 제3호, pp.809-823, 1991.
4. 이종식, "공조덕트용 능동소음제어기 개발," 한국소음진동공학회 '90 추계학술대회논문집, pp.47-50, 1990.
5. C.F.Ross, "An Algorithm for Designing a Broad band Active Sound Control System," J.Sound and Vib., Vol.80(3), pp.373-380, 1982.
6. A.R.D.Curtis, P.A.Nelson, S.J.Elliott and A.J. Bullmore, "Active suppression of Acoustic Resonance," J.Acoust. Soc. Am.81, pp.624-631, 1987.
7. Scott D.Snyder and Colin H. Hansen, "Active noise control in ducts : Some physical insights," J.Acoust.Soc.Am. 86 (1), pp.184-194, 1989.
8. S.J.Elliott and P.A.Nelson, "A Stochastic Algorithm for Multichannel Active Sound Control," Pro.2nd IFAC Workshop, Lund, Sweden, pp.329-334, July, 1986.
9. P.A.Nelson, A.R.D. Curtis, S.J.Elliott and A.D.Bullmore, "The Minimum Power Output of Free Field Point Sources and the Active Control of Sound," J.Sound & Vib.Vol. 116(3), pp.397-414, 1987.
10. Douglas D. Reynolds, Engineering Principles of Acoustics-Noise and Vibration Control, Allyn and Bacon, Inc., pp.355-358, 1981.
11. M.L.Munjal, Acoustics of Ducts and Mufflers, John Wiley & Sons, Inc., pp.75-85, 1976.
12. Morse and Ingard, Theoretical Acoustics, MacGraw-Hill Book Company, New York, pp.394, 1968.
13. P.A.Nelson, J.K.Hammond, P.Joseph and S.J.Elliott, "Active Control of Stationary Random Sound Fields," J. Acoust. Soc.Am.87(3), pp.963-975, 1990.
14. M.A.Swinbanks, "The Active Control of Sound Propagation in Long Duct," J.Sound & Vib., 27(3), pp. 411-436, 1973.
15. Eduard C. Pestel and Fredrick A.Lekkie, Matrix Methods in Elasto Mechanics, McGRAW-Hill Book Company, Inc., pp.83, 1963.

▲이 태 연

1955년 7월 22일생

1984년 2월 : 한양대학교 기계공학과 졸업

1986년 2월 : 단국대학교 대학원 기계공학과 졸업

1989년 3월~현재 : 한양대학교 대학원 정밀기계공학과 박사과정

▲송 원 식

1968년 5월 12일생

1991년 2월 : 한양대학교 기계공학과 졸업

1991년 3월~현재 : 한양대학교 대학원 정밀기계공학과 석사과정

▲오 재 응

1951년 1월 2일생

1975년 2월 : 한양대학교 기계공학과 공학사

1980년 3월 : 일본요코하마 국립대학 제어 및 계측공학석사

1983년 3월 : 일본 동경공대 시스템해석 및 소음제어공학박사

1983년 4월 : 한양대학교 기계공학과 조교수

1987년 3월 : 한양대학교 기계공학과 부교수

1988년 8월~1989년 3월 : 캘리포니아 버클리아대학교 교환교수

1992년 3월~현재 : 한양대학교 자동차공학과 교수