

〈論 文〉

반사파가 있는 관내의 능동 소음제어

Active Noise Control in a Duct with Reflected Wave

오 상 헌* · 김 양 한**

Sang-Hun Oh and Yang-Hann Kim

〈1994년 2월 15일 접수 ; 1994년 5월 4일 심사완료〉

ABSTRACT

This study is to describe the effects of the duct termination conditions upon the active noise attenuation system. The adaptive filtering algorithm using FIR filter is implemented for duct noise attenuation. To avoid the instability caused by the acoustic feedback, two methods are considered. One is to use a compensating FIR filter. The other is to utilize uni-directional detecting microphone and uni-directional control speaker. Experimental results show that the reflections of sound from duct terminations greatly reduce the performance of ANC system. The directionality of detecting microphone and control speaker is a major factor to decide ANC performance. When there are some reflections from both duct terminations, the noise attenuation using finite FIR filter is not enough to model the duct plant. Especially, the reflection from the upstream termination reduces the noise attenuation in the frequencies related to the distance between control speaker and upstream termination. The performance of the noise attenuation is found to be largely enhanced by using uni-directional coupler, both on detecting microphone and control speaker, even if the duct system has an arbitrary termination conditions.

1. 서 론

각종 유체의 흐름을 인도하기 위한 덕트 및 배관계의 소음감소는 쾌적한 환경유지는 물론 생활소음 규제에 대한 적응을 위하여 그 중요성에 대한 인식이 증대되고 있음은 주지의 사실이다. 공기조화 장치내의 공기팬에 의한 소음과 여러 산업기기, 운송수단 등에 설치된 배기관의 소음 등이 그 대표적인 예라 할 수 있다.

관내의 소음은 통상 소음기(silencer)나 흡음재를

사용하여 감소를 꾀하는 것이 일반적이나 소음기의 기하학적인 형상이나 흡음재의 특성으로 인해 제어 가능한 주파수 영역이 제한되는 등 근본적인 한계점이 있음 또한 일반적으로 인식되고 있는 사실이다. 특히 관내 소음원의 주파수 특성이 변화할 경우에는 수동적 소음감소 방법이 일반적으로 그러하듯이 적용에 한계에 있을 수밖에 없다. 이러한 가변적인 소음원의 경우에는 소음감소 방법론 또한 수동적인 방법에서 소음원의 변화에 적극 대처할 수 있는 방법으로서의 전환이 필요하게 됨은 자명한 결론이고 이러한 이유가 능동소음제어 연구의 지속적인 발전을 유도하였다고 볼 수 있다. 특히 소음원과 제어시스템의 특성이 변하여 제어상황이 달라지는 경우에 적용해 나갈 수 있는 적응신호처리(adaptive signal

*대우조선주식회사

**정회원, 한국과학기술원 기계공학과

processing) 방법을 적용하게 되면서 능동 소음제어 분야는 급격히 발전하게 되었다⁽¹⁻³⁾

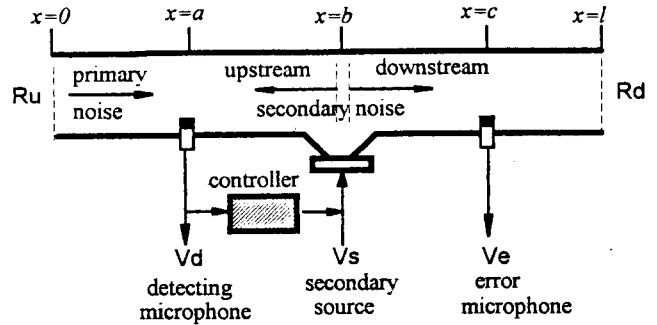
관내 능동소음제어의 경우 많은 연구들이 일반적인 상황에서 관내에 존재하는 반사파의 영향을 간과하거나, 실제로 나타나는 현상을 자세히 다루어오지 않은 것이 사실이다. 실제 관계의 경우 유한의 길이로 인해 끝단에서 반사가 일어나고, 능동소음제어에 나타나는 음향학적인 경로는 반사의 영향을 받을 것이므로 몇가지 실제적인 모델을 통해 그 효과를 검토하고, 나타나는 현상을 검증할 필요성이 있다고 하겠다. 같은 맥락에서 Swinbanks⁽⁴⁾는 반사파의 영향을 고려한 능동소음제어 시스템 구성의 필요성을 오래전에 인식하고 지향성을 갖는 마이크로폰 및 제어음원의 사용을 제안한바 있고 이 방법의 효용성을 명쾌하게 기술한 바 있다.

본 연구에서는 Swinbanks⁽⁴⁾의 결과를 구체적으로 검증하고 그 개념의 실제적용상의 제한점 등을 좀더 구체적으로 규명하기 위하여 무한덕트(infinite duct)의 경우를 기준으로 반무한 덕트(semi-infinite duct)와 유한덕트(finite duct)에서의 소음제어 결과를 비교함으로써 능동소음제어 시스템의 적용시 나타날 수 있는 반사의 영향을 체계적인 실험으로 고찰하였다. 제어는 광대역의 평면파 소음을 대상으로 하였고 적응필터 기법을 적용하여 실시간으로 구현하였다. 원소음의 진행방향과 반대방향의 음에 대한 마이크로폰의 감도(sensitivity)와 제어스피커의 지향특성(directional characteristics) 역시 능동소음제어 시스템의 성능을 결정하는 주요요소로 볼 수 있으므로⁽¹⁾ 지향특성을 갖는 마이크로폰과 스피커를 구성⁽⁴⁾하고 실험을 통하여 그 결과를 고찰하였다.

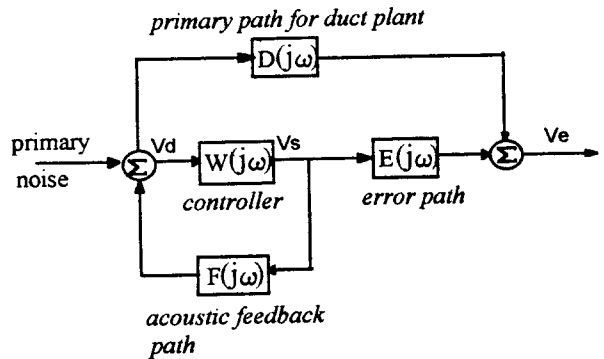
끝으로 실용적인 측면을 보기 위하여 팬이 있는 짧은 관의 경우를 대상으로 실험을 하여 유체의 흐름이 있는 경우에 대한 적용 가능성을 살펴보았다.

2. 덕트모델 해석 및 최적제어기 유도

일반적인 덕트의 능동소음 제어기는 Fig. 1(a)처럼 나타낼 수 있다. R_u 와 R_d 는 덕트 상단과 하단의 반사계수(reflection coefficient)를 뜻한다. V_s 는 2차 스피커를 구동하기 위한 전기적인 입력신호이고, V_d 와 V_e 는 각각 탐지 마이크로폰과 오차 마이크로폰에서 계측되는 전기적인 출력신호이다. 덕트모델로부터 전체시스템을 구성하는 음향학적 세부 시스템에 대한 이해를 쉽게 하기위해 각 경로를 분리하여 블록 선도로 도시하면 Fig. 1(b)처럼 나타낼 수 있다.



(a) Schematic diagram of the ANC model



(b) Block diagram of the ANC model

Fig. 1 Illustration of a duct ANC system

$D(j\omega)$ 는 1차 경로(primary path) 전달함수로서 1차음원만이 작동할 때 탐지 마이크로폰에 계측되는 신호에 대한 오차 마이크로폰에 계측되는 신호의 비로 정의된다. 이 $D(j\omega)$ 는 원소음원(primary source)에 의한 음파가 실제로 진행되는 덕트 플랜트의 전달함수를 나타내는 것이다. $E(j\omega)$ 는 오차 경로(error path) 전달함수로서 2차 제어 스피커가 작동할 때 제어스피커로 들어가는 입력신호에 대한 오차 마이크로폰 출력신호의 비로 정의된다. 제어스피커의 근접장 효과(nearfield effect) 즉, 스피커에서 발생된 고차의 감쇠 모드 음파가 잔류소음과 함께 측정되는 현상을 피하기 위해 오차 마이크로폰을 제어스피커에서 어느 정도 떨어진 위치에 설치하여야 하고,⁽⁵⁾ 이로인해 잔류소음의 탐지 위치와 제어스피커를 통한 소음제어 위치가 다르게 된다. 오차경로는 이러한 제어스피커와 오차 마이크로폰까지의 덕트 시스템을 고려하기 위한 것이다. $F(j\omega)$ 는 음향계환계(acoustic feedback path) 전달함수로서 제어스피커가 작동할 때 제어스피커의 입력신호에 대한 탐지 마이크로폰에 계측되는 출력신호의 비로 정의된다. 이는 제어스피커에서 발생된 제어음파가 상부

(upstream)로 전파하여 원소음과 함께 탐지 마이크로폰에 계측되는 효과를 고려하기 위한 것이다. 이러한 음향제한은 전체 제어시스템의 불안정을 야기시키는 주된 원인으로서는 이의 해결이 덕트 능동소음 제어에 있어서 주요 사항이 되어왔다.

블록 선도에는 제어필터 W 를 제외하고 세 개의 전달함수(transfer function)가 도시되어 있는데 이들은 덕트 양단의 반사로 인하여 정상상태의 무한급수 형태로 각 마이크로폰에 감지되는 신호를 표현함으로써 유도할 수 있다⁽¹⁾.

$$D(j\omega) = \frac{M_e e^{-jk(c-a)} (1 + R_d D_e e^{-j2k(l-c)})}{M_d (1 + D_a R_a e^{-j2k(l-a)})} \quad (1)$$

$$E(j\omega) = \frac{M_e L_s e^{-jk(c-a)} (1 + R_u D_s e^{-j2kb}) (1 + R_d D_e e^{-j2k(l-c)})}{1 - R_u R_a e^{-j2kl}} \quad (2)$$

$$F(j\omega) = \frac{M_a L_s e^{-jk(b-a)} (D_a + R_u e^{-j2ka}) (D_s + R_d e^{-j2k(l-b)})}{1 - R_u R_a e^{-j2kl}} \quad (3)$$

위의 식에서 D 는 방향계수(directionality coefficient)로서 소음의 진행방향(downstream)에 대한 윗방향(upstream)의 감도비(sensitivity ratio)를 표시하며 무지향성(omnidirectional)인 경우는 '1'이 되고, 지향성(unidirectional)인 경우는 '0'이 된다. D_a, D_e 는 각각 탐지 마이크로폰과 오차 마이크로폰의 방향계수이고 D_s 는 제어스피커의 방향계수이다. 그리고 M_η, M_e 는 각각의 마이크로폰의 감도로서 Volts/Pascal의 단위를 가지며, L_s 는 제어스피커를 포함한 구동부의 전달함수로서 Pascals/Volt의 단위를 갖는다. 분모에 있는 $[1 - R_u R_a \exp(-j2kl)]$ 항은 덕트 양단으로부터의 반사에 의해 반속되는 효과를 나타낸다.

블록선도로부터 원소음의 완전제어가 가능하기 위한 이상적인 제어기의 전달함수 $W_{opt}(j\omega)$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$W_{opt}(j\omega) = \frac{-D(z\omega)}{E(j\omega) - D(j\omega)F(j\omega)} \quad (4)$$

$$= \frac{-1}{L_s M_d} \frac{e^{-jk(b-a)}}{1 - D_s D_a e^{-j2k(b-a)}} \quad (5)$$

식 (5)에서 최적의 이상 제어기는 탐지 마이크로폰과 제어스피커의 전기 음향학적 특성($L_s M_d$)과 둘 간의 거리($b-a$), 그리고 지향특성들만에 의해 결정됨을 알 수 있다. 여기서 분자항은 음파가 탐지 마이크로폰과 제어스피커 간을 진행하는데 걸리는 시간지연을 의미하고 있으며, 분모항은 음향제한의 효과를 뜻하고 있다. 만일 $D_s=0$ 또는 $D_a=0$ 인 고지향성 스피커나 탐지 마이크로폰을 사용하는 경우 제어기는 단순히 반대위상으로 탐지 마이크로폰과

제어스피커 사이의 음파의 전달경로에 대한 시간지연만을 고려하면 됨을 알 수 있다.

일반적인 실제의 제어상황에서 제어기는 식 (5)로 표현되는 이상적인 제어기를 구현할 수 없다. 따라서 제어성능을 평가하기 위한 오차 마이크로폰 위치에서의 오차신호는 덕트내의 음향학적 특성인 반사에 의해 영향을 받을 것이므로 반사계수(R_u, R_d) 또한 중요한 고려 요소가 될 것이다⁽⁶⁾.

음향제한에 의한 불안정을 해결하기 위하여 음향제한계를 완전히 제거하는 경우 최적제어기 $W_{opt}(j\omega)$ 는

$$\begin{aligned} W_{opt}(j\omega) &= \frac{-D(j\omega)}{E(j\omega)} \quad (6) \\ &= \frac{-1}{L_s M_d} \\ &\quad \times \frac{e^{-jk(b-a)} (1 - R_u R_a e^{-j2kl})}{L_s M_d (1 + R_u D_s e^{-j2kb}) (1 + R_d D_a e^{-j2k(l-a)})} \quad (7) \end{aligned}$$

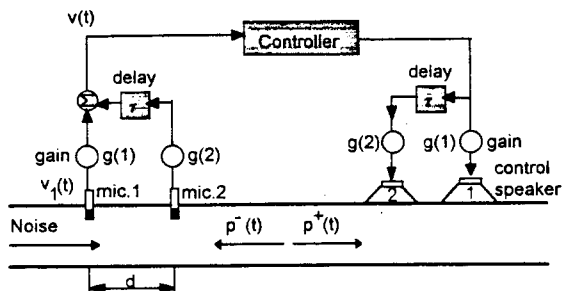
로 얻을 수 있다.

식 (5)와 식 (7)로부터 탐지 마이크로폰과 제어스피커의 지향특성은 제어기를 결정하는 주요인자임을 알 수 있다. 이러한 이해를 바탕으로 탐지 마이크로폰과 제어스피커의 지향특성이 실제 능동소음 제어에 끼치는 영향을 구체적으로 고찰하기 위하여 다음절에 기술된 것과 같은 지향성 커플러(coupler)를 구성하여 실험을 수행하였다.

3. 지향성 커플러 구성

Swinbanks⁽⁴⁾는 덕트벽면에 부착되는 부가음원(제어 스피커)들의 적절한 배치에 의한 시간지연을 이용하여 덕트의 아래방향으로만 제어음이 전파되도록 하고 이들 부가음원들의 동작을 제어하기 위한 간단한 방법들을 제시하였다. 이러한 Swinbanks의 아이디어는 확장적용되어 수 개의 제어 스피커 및 탐지 마이크로폰의 위치를 적절히 조절하여 단일방향, 즉 음의 진행방향으로만 작동하는 제어음원 및 탐지기를 구성하는 방향으로 발전되기도 하였고, 이를 통하여 제어음원과 탐지마이크로폰의 무방향성(omnidirectional characteristics)으로 인해 발생하는 문제를 해결하고자 시도하기도 하였다^(7,8).

전술한 방법을 체계있게 설명하면 다음과 같다. 즉, Fig. 2에서처럼 두개의 마이크로폰이 있고 '+'방향(downstream)으로 진행하는 음파와 '-'방향(upstream)으로 진행하는 음파를 생각한다. 이때



$v(t)$: reference input signal to controller
 τ : time delay between two detecting mic. and control speaker constituting uni-directional coupler(= d/c)

Fig. 2 Uni-directional coupler arrangement according to Swinbanks⁽⁴⁾

음파의 속도를 c , 마이크로폰 간격을 d , 각 마이크로폰 신호의 이득(gain)을 $g(1)$, $g(2)$ 로 표시하기로 한다. 시간지연 τ 는 마이크로폰 간격 d 만큼 음파가 진행하는데 걸리는 시간을 표시한다. $v_1(t)$ 를 첫째 마이크로폰에서의 음압에 의한 출력전압이라 하면 임의의 시간 t 에서 '-'방향으로 진행하는 음에 의해 발생하는 전압 $v^-(t)$ 는

$$v^-(t) = v_1(t)g(1) + v_1(t - \tau + \frac{d}{c})g(2) \quad (8)$$

'+'방향으로 진행하는 음에 의해 발생하는 전압 $v^+(t)$ 는

$$v^+(t) = v_1(t)g(1) + v_1(t - \tau - \frac{d}{c})g(2) \quad (9)$$

로 얻을 수 있다.

식 (8), (9)에서 $g(1) + g(2) = 0$ 이면 '-' 방향의 진행파에 의한 출력전압은 '영'이 됨을 알 수 있다. 이 조건을 식 (9)에 적용하면 '+'방향으로 진행하는 음파에 의한 출력전압은

$$v^+(t) = v_1(t)g(1) - v_1(t - 2\tau)g(1) \quad (10)$$

이다.

이러한 개념은 동일하게 Fig. 2에 나타난 제어스피커에 적용될 수 있고 따라서 그 배열을 통해 제어스피커로부터 발생한 제어음파가 상부로 진행하지 않도록 할 수 있음을 알 수 있다.

4. 제어계 구성

4.1 제어 알고리즘

실험에 이용한 알고리즘은 Widrow⁽⁹⁾에 의해 제안된 FIR필터를 이용하는 filtered-x LMS알고리즘으

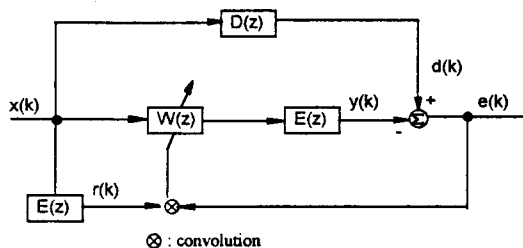


Fig. 3 Block diagram of the filtered-x algorithm

로서 이 방법은 여러 실험적 결과들에서 효과적인 소음감소를 얻을 수 있는 것으로 밝혀져 있다. 참고 문헌(10)~(14)는 국내연구의 예이다. 잘 알려진 바와 같이 filtered-x LMS알고리즘은 비교적 구현이 간단하고 제어계의 안정도(stability)가 보장된다는 잇점이 있다.

Fig. 3은 filtered-x 알고리즘의 블록 선도를 보여 주고 있는데, 순간자승 오차 $e^2(k)$ 과 이 값의 시간에 따른 변화를 고려하여 제어필터를 수정하여 그 변화에 따라가도록 한다. 최급강하법(steepest descent method)⁽¹⁵⁾을 적용하면

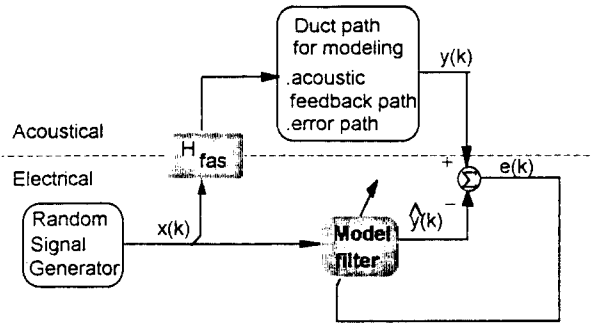
$$\begin{aligned} W_{k+1} &= W_k - \mu \nabla_k \\ &= W_k + 2\mu e(k) R_k \end{aligned} \quad (11)$$

로써 적응 필터계수의 적응식을 구할 수 있다. 여기서 μ 는 수렴계수로서 수렴속도와 안정성을 결정하며 본 실험에서 W_k 는 시간지연을 고려한 가중치(적응 필터 계수) 벡터이며 R_k 는 오차경로를 통과한 입력 신호를 나타내는 벡터이다. 식 (11)을 보면 갱신을 위해 입력신호가 오차계 전달함수와 필터링된 신호를 이용하고 있음을 알 수 있다.

4.2 제어를 위한 시스템 모델링

실제 실험에서 적응 능동소음 제어계를 적용하기 위해서는 두개의 시스템인 음향계환계와 오차경로를 미리 규명하여 두어야 한다. 이들 두 경로의 전달함수는 제어스피커 자체의 전기적인 변화계(H_{fas})와 제어스피커에서 각 마이크로폰까지의 덕트계(F , E)로 구성된다(Fig. 4, 5 참조). 전기적 변화계 H_{fas} 에는 제어시 디지털(digital) 신호를 아날로그로 변환 시켜주기 위한 저주파 통과용 아날로그 필터(f)와 스피커 구동을 위한 파워앰프(a), 그리고 스피커(s)가 모델링에 고려되고 있다.

이들 시스템은 Fig. 4에 나타난 것과 같이 LMS를 이용한 적응방법으로 구할 수 있다. 즉 제어스피커로 하여금 랜덤신호발생기(random noise generator)

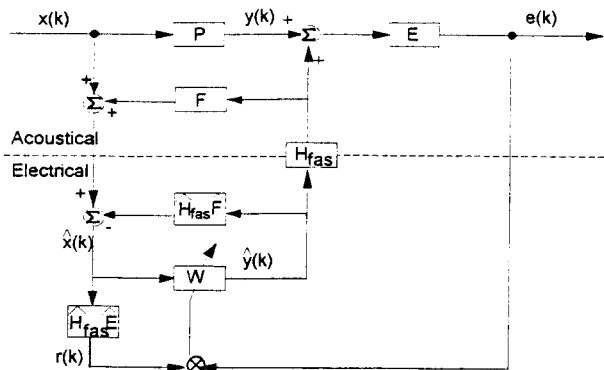


H_{fas} : Transfer function from electrical system to acoustical system
 f : low pass analog filter
 a : power amplifier
 s : loudspeaker

Fig. 4 Off-line modelling of the system path

로부터 입력된 제어주파수 영역의 랜덤신호를 관내로 발생시키게 하고 이때 각 마이크로폰(탐지 마이크로폰, 오차 마이크로폰)에서 측정된 신호가 모델 필터를 거친 신호와 같아지도록 필터의 계수 값을 계속 조정해 나가서 최종적으로 결정된 적응필터의 계수 값이 시스템(경로)의 전달특성을 나타내는 충격응답함수(impulser response function)가 된다.

각 경로에 포함되는 전기적인 변환계를 고려하고 덕트 플랜트를 탐지 마이크로폰에서 제어스피커까지



⊗: convolution
 P : Duct plant from the detecting mic. to control speaker
 F, F̂ : Acoustic feedback path and its model
 H_{fas} , \hat{H}_{fas} : Actuator and its model
 E, \hat{E} : Error path and its model
 W : Controller with FIR filter

Fig. 5 Block diagram of the ANC system with controller in the form of adaptive FIR filter (filtered-x algorithm)

로 선정된 후 filtered-x 알고리즘을 이용한 제어계를 도시하면 Fig. 5처럼 나타낼 수 있다. 여기서 이전에 정의하였던 1차경로 전달함수 D 는 플랜트 P 와 덕트의 오차경로 E 의 곱으로 구할 수 있다.

5. 실험 및 결과

5.1 실험장치 및 내용

Fig. 6은 실험장치 구성을 보여주고 있다. 덕트의 지름은 15 cm인 원형덕트로서 첫번째 고차모드에 대한 차단 주파수(cut-off frequency)는 약 1300 Hz이고 두께는 6 mm로서 음향학적으로 단단(rigid)하다고 가정할 수 있다.

실험은 양쪽단을 무반사 처리하여 무한덕트로 가정한 경우와 각각 한쪽단은 무반사 처리하고 한쪽단은 열린(open) 반무한덕트 그리고 양단이 모두 열린 유한덕트에 대하여 행하였다. 또한 소음원으로써 팬(fan)을 설치한 후 이 팬의 회전에 발생하는 소음을 감소시키고자 하였다.

실험은 중심주파수가 450 Hz이고 대역이 316 Hz인 랜덤신호를 1차 스피커를 통해 발생시켜 실험을 하였다.

음향계환에 의한 불안정을 해결하기 위해서 각 실험 종류에 대해 모델링(보상필터)을 통해 제어프로그램에서 상쇄시키는 방법과 3장에서 언급한대로 두개의 마이크로폰과 제어스피커로써 지향성커플러를 구성한 경우의 실험을 실시하였다.

시스템 모델링을 위한 필터와 제어필터의 길이는 105개이며 샘플링 주파수는 4 kHz이다. 이는 신호처리엔에 이용한 TMS320C30 칩의 계산능력과 AIC (Akaike Information Criteria) 기준⁽¹⁶⁾을 고려하여

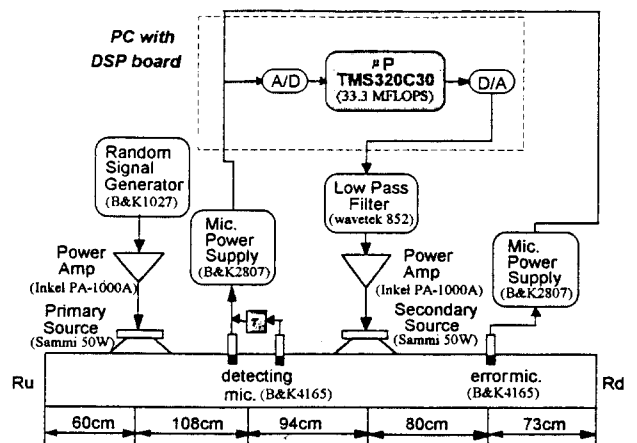


Fig. 6 Experimental setup

정하였다. 필터의 길이와 샘플링주파수를 잘못 선정하는 경우에는 제어 성능이 떨어질 뿐 아니라 제어시스템 모델링 오차가 큰 주파수성분에 의해 발산할 수도 있음을 주의할 필요가 있다.

5.2 실험결과 및 고찰

제어효과는 제어전고 제어후의 오차 마이크로폰에서 측정된 소음의 파워 스펙트럼(power spectrum)으로 비교하였다. 각 그림에 나타난 제어 전후의 파워 스펙트럼들은 30회의 평균을 통해 얻은 결과들이다.

체계적인 기술을 위하여 음향궤환을 상쇄하기 위한 모델링으로써 제어프로그램에서 보상해주는 경우의 실험결과를 "Case 1", 두개의 마이크로폰으로써 지향성 탐지 마이크로폰을 구성하여 아래방향을 진행하는 소음만을 가지하고자 한 경우의 결과를 "Case 2"로 구분하기로 한다. 이상의 실험을 통하여

제어스피커의 지향특성이 주요인자로 작용한다고 생각되는 실험종류에 대해 그 영향을 평가하기 위해 제어스피커가 지향특성을 갖도록 구성한 후 실험을 수행하였다.

실험 종류에 따른 최적제어기 식은 Case 1의 경우는 식 (7), Case 2와 지향특성을 갖는 제어스피커를 이용한 실험의 경우는 식 (5)로 설명할 수 있다.

(1) 무한덕트(infinite duct)모델의 실험

Case 1의 실험결과를 살펴보면 Fig. 7에서 보는 바와같이 전반적으로 20 dB 이상의 소음감소를 보이고 있다. 제어에 걸린 시간은 수렴상수에 따라 달라지기는 하나 안정성을 유지되는 범위에서 수렴상수를 정할 경우, 약 2~3초면 충분한 제어효과를 얻을 수 있었다.

Case 2의 실험결과를 Fig. 8의 결과처럼 Case 1의 경우(Fig. 7)와 유사한 결과를 보여주고 있다. Case 1의 최적제어기 식은 (7)으로 유도되었고 Case 2의

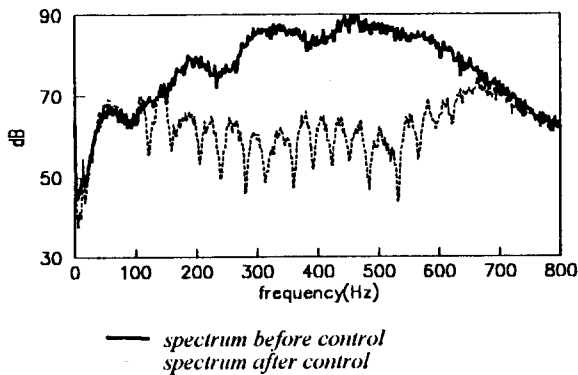


Fig. 7 ANC result of 316 Hz band noise (center frequency : 450 Hz) using acoustic feedback compensating filter in an infinite duct

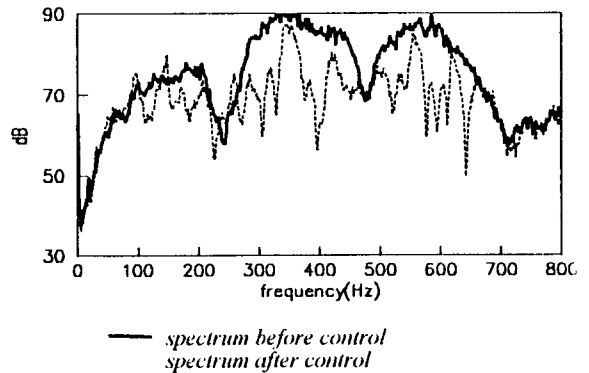


Fig. 9 ANC result of 316 Hz band noise (center frequency : 450 Hz) using acoustic feedback compensating filter in an anechoic-open semi-infinite duct

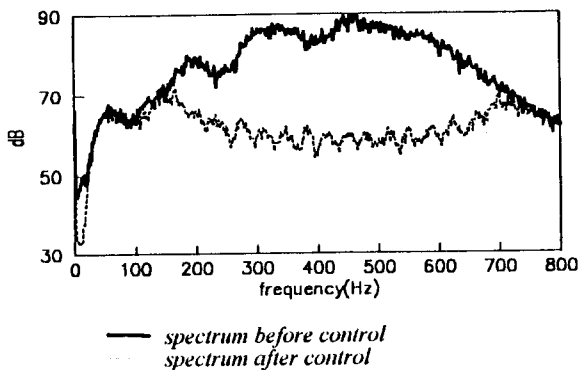


Fig. 8 ANC result of 316 Hz band noise (center frequency : 450 Hz) using uni-directional detecting microphone in an infinite duct

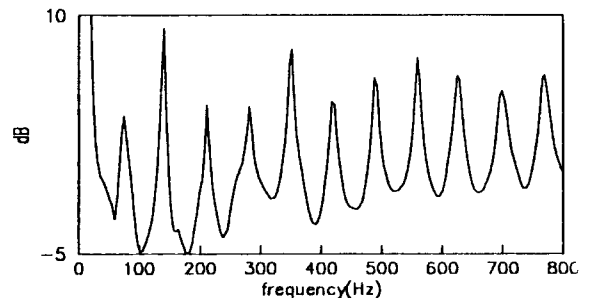


Fig. 10 Frequency response function of the D/H_{rasE} evaluated using spectrum analyzer (HP3563A) in an anechoic-open semi-infinite duct

최적제어기 식은 (5)로 얻을 수 있었는데, 양단에서 반사가 없다고 할 때 두 경우의 최적제어기 식이 동일하게 탐지 마이크로폰과 제어스피커 간의 시간지연 항 하나로 표현되는 것으로부터 유사한 결과를 유추할 수 있음을 알 수 있다.

(2) 반 무한덕트(semi-infinite duct)모델의 실험

상단은 무반사 처리하고 하단은 열린(open) 덕트 모델의 실험결과부터 살펴보면, Case 1의 경우 소음 제어 결과(Fig. 9)는 무반사 처리한 덕트의 결과(Fig. 7)와 비교할 때 몇 개의 주파수에서 효과가 떨어짐을 볼 수 있다. 원인을 고찰해보면 보상필터를 이용하여 음향계환계를 상쇄시킨 경우 음향계환계를 완전히 상쇄시켰다고 가정하면, 하단에 반사가 있고 탐지 마이크로폰의 방향계수가 '1'이므로 식 (7)의 분모항 $(1 + R_a D_a e^{-j2k(l-a)})$ 으로 인하여 계속되는 펄스형태의 신호가 시간영역에서 나타나게 되고 따라서 주파수 영역에서의 주파수 응답함수의 크기는 일련의 날카로운 피크를 보일 것임을 알 수 있다. 실제 하단의 열린 덕트모델로부터 제어가 따라가야 할 플랜트의 주파수 응답 함수 $(D/H_{fas}E)$ 의 크기를 그려보면 Fig. 10처럼 일련의 주파수에서 피크가 나타나고 있다. 따라서 제어 필터는 이러한 덕트 플랜트의 특성을 따라갈 수 있어야 하나 사용된 필터는 이러한 특성을 표현하기에는 충분하지 못한 FIR 필터로 구성되어 있으므로 피크주파수에서는 성능이 떨어질 것임을 예상할 수 있다. Fig. 9와 Fig. 10을 보면 소음감소 효과가 좋지않은 주파수와 플랜트의 응답함수가 피크값을 보이는 주파수가 일치하고 있음을 볼 수 있다.

반면에 Case 2의 경우는 Fig. 11처럼 향상된 소음 감소 성능을 얻을 수 있다. 이는 최저제어기 식 (5)에서 탐지 마이크로폰의 지향특성 $(D_a \approx 0)$ 으로 인해 제어가 시간지연 항 하나로만 결정되기 때문이다.

상단은 열려있고 하단은 무반사 처리한 모델의 실험결과를 살펴보면, Case 1의 경우 상단에 반사가 있고 제어스피커의 방향계수가 '1'이므로 Fig. 12에서 처럼 식 (7) 분모의 $(1 + R_a D_s e^{-j2k(l-a)})$ 항과 제어필터 개수의 제약으로 인해 일련의 주파수에서 제어성능이 떨어지고 있음을 알 수 있다.

Case 2의 실험결과를 보면 전반적으로 제어성능이 향상되었으나 제어스피커와 상단까지의 거리와 관련된 주파수에서 성능이 떨어짐을 볼 수 있다. (Fig. 13) 이는 상단까지 거리를 변화시킴으로써 확인할 수 있었다. 원인은 제어스피커의 무지향성으로 인하여 제어스피커에서 발생된 제어음파가 덕트하부 뿐

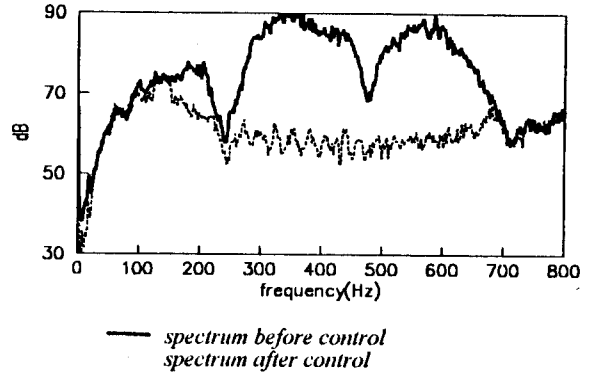


Fig. 11 ANC result of 316 Hz band noise (center frequency : 450 Hz) using uni-directional detecting microphone in an anechoic-open semi-infinite duct

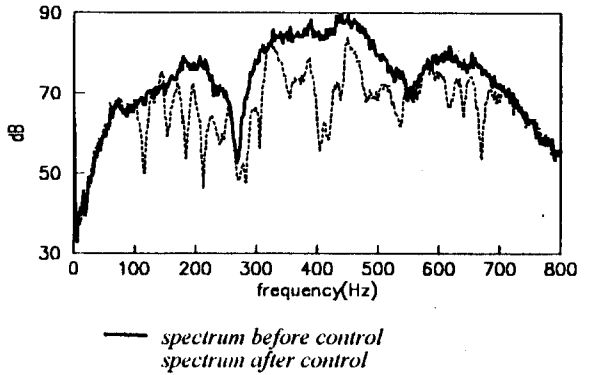


Fig. 12 ANC result of 316 Hz band noise (center frequency : 450 Hz) using acoustic feedback compensating filter in an open-anechoic semi-infinite duct

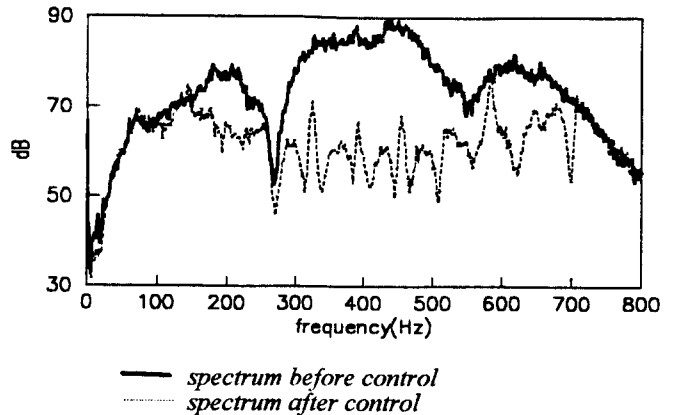


Fig. 13 ANC result of 316 Hz band noise (center frequency : 450 Hz) using uni-directional detecting microphone in an open-anechoic semi-infinite duct

만아니라 덕트상부로 진행하여 상단에서 반사되기 때문이다. 이 반사파가 제어스피커 위치에서 일정한 시간간격을 갖고 하부로 진행되는 제어음파와 중첩되고 이로 인해 특정 주파수에서는 제어스피커 하단에서 제어신호가 작아지는 결과와 같게되어 제어성능이 떨어질 것임을 예상할 수 있다. 따라서 제어스피커의 제어음파가 하단으로만 진행하도록 지향특성을 갖게 하는 경우 상단의 반사에 관계없이 소음저감 성능은 향상될 것임을 예상할 수 있다. Fig. 14는 상단이 열려있고 하단이 무반사처리된 모델에서 제어스피커에 중심주파수가 450 Hz이고 대역이 316 Hz인 랜덤신호를 발생시키도록 하였을 때 오차 마이크로폰에서 계측된 음압 스펙트럼이다. 이 그림으로부터 위와 같은 제어신호의 중첩현상을 볼 수 있으며 스펙트럼의 골을 나타내는 주파수에서 제어성능이 떨어지고 있음을 알 수 있다. (Fig. 13과 14 비교) 골간격은 제어스피커에서 상단까지 거리의 반파장에 해당하는 주파수와 같다.

(3) 유한 덕트(finite duct)모델의 실험

Case 1의 경우 모델링된 각 경로의 필터에는 양단에서의 반사로 인해 계속되는 피크가 나타나고 사용된 106개의 필터길이로는 각 경로를 충분히 모델링하지 못함은 분명하다. 실제로 충격응답함수를 충분히 표현하기 위해서는 필터길이가 600개 이상이 되어야 함을 확인할 수 있었다. 따라서 음향계환계를 상쇄하고자 보상필터를 이용하는 경우, 음향계환보상이 효과적으로 이루어지지 못하게 된다. 이에 대한 결과로서 피드백 루프(feedback loop)가 형성되고 제어시스템의 불안정으로 인한 제어계 신호의 오버플로우(overflow)를 수반하여 제어도중 발산하는 결과를 준다.

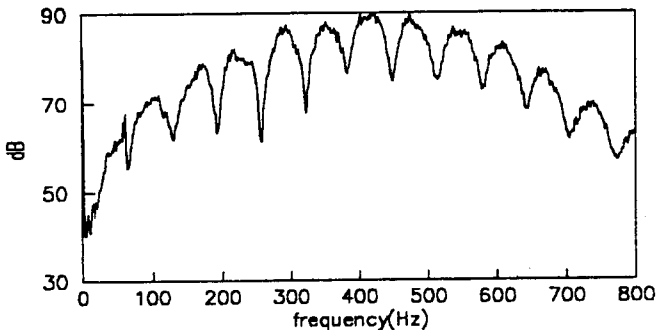


Fig. 14 Spectrum at error microphone when the secondary speaker radiates 316 Hz banded-random sound in an open-anechoic duct

이에 반해 Case 2의 실험에서는 Fig. 15에서 볼 수 있는 것처럼 안정적인 소음제어가 이루어진다. 이는 지향성 탐지 마이크로폰이 효과적으로 음향계환에 의한 불안정을 방지할 수 있음을 의미하고 있다. 또한 105개이 필터길이로 실제의 오차경로를 충분히 모델링할 수는 없으나 filtered-x 알고리즘은 filtered reference 신호를 발생시키기 위한 오차경로의 모델링 에러에 대해 강건함(robust)을 보여주고 있다. 참고로 Synder와 Hansen⁽¹⁷⁾은 오차경로 모델링 시 전달함수의 위상이 $\pm 90^\circ$ 이상의 추정에러를 갖지 않는다면 filtered-x 알고리즘은 안정적으로 수렴함을 증명한 바 있다.

(4) 팬(fan) 소음 제어실험

실제적용 가능성을 살펴보기 위하여 덕트 상단에 팬을 설치하고 팬에 의해 발생하는 소음을 전술한 방법을 이용하여 감소시키려 시도하였다. 실험은 하

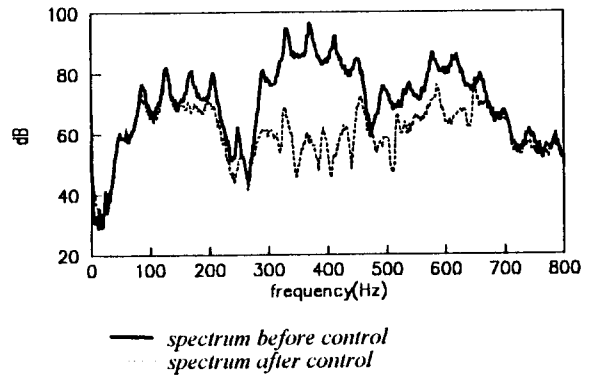


Fig. 15 ANC result of 316 Hz band noise (center frequency: 450 Hz) using uni-directional detecting microphone in an open-open finite duct

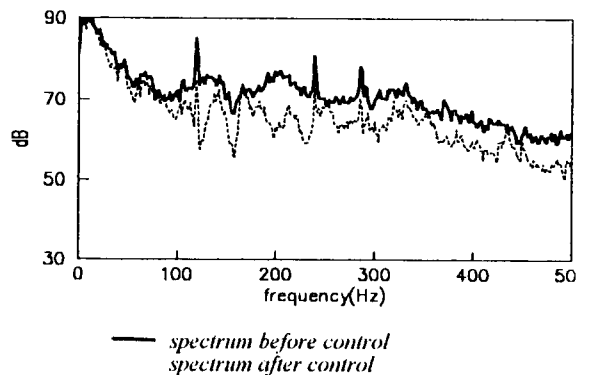


Fig. 16 ANC result of fan noise in a fan-anechoic duct (Fan: number of fan 4, number of blade 7, diameter 13 cm, 2443 rpm)

단을 무반사 처리한 경우와 열린 상태의 두 경우에 대해 실시하였다. Case 1으로 실험을 하였으며 팬에 의한 유속은 위치에 따라 다르나 약 4 m/sec로 측정되었다.

Fig. 16은 하단을 무반사 처리한 경우의 제어결과이다. 스펙트럼으로부터 유체에 의한 광대역의 신호와 팬 자체의 회전에 의한 신호가 섞여 있음을 볼 수 있다. Fig. 17은 탐지 마이크로폰과 오차 마이크로폰에서 측정된 신호의 상관성(coherence)을 측정한 것이다. 두 신호의 상관성은 좋다고 보여지며 따라서 팬 자체에 의한 정현파 신호는 물론 광대역 소음도 감소되고 있음을 볼 수 있다. 일반적으로는 유체의 와류에 의한 소음은 공간상에서 상관성이 와류의 공간상의 구조와 밀접한 관계가 있고 이는 일반적으로 유속, 유체자체의 특성 및 생성된 와류구조의 천이현상 등에 의하여 지배된다. 따라서 유체소음을 능동소음제어 방법으로 제어 혹은 상쇄시키려는 착안은 물리적인 관점에서 현실성이 없다. Fig. 16에 나타난 비교적 넓은 주파수영역에서의 소음감

소는 따라서 탐지 마이크로폰과 오차 마이크로폰 사이의 상관관계가 충분한 소음의 감소라 생각하는 것이 타당하리라 생각된다.

Fig. 18은 하단이 열린 경우의 제어결과이다. Fig. 19는 두 마이크로폰 신호의 상관성을 보여주고 있는데 저주파 영역을 제외하면 상관성이 큰 것으로 볼 수 있고 제어결과 역시 정현파 성분 뿐만 아니라 상관성이 큰 영역에서는 광대역의 소음도 감소됨을 볼

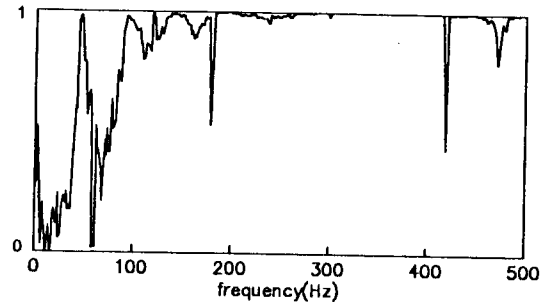


Fig. 19 Coherence between the detecting microphone and error microphone in a fan-open duct

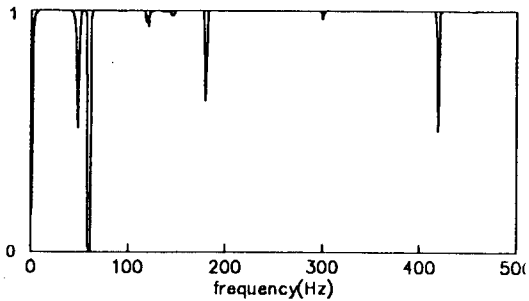


Fig. 17 Coherence between the detecting microphone and error microphone in a fan-anechoic duct

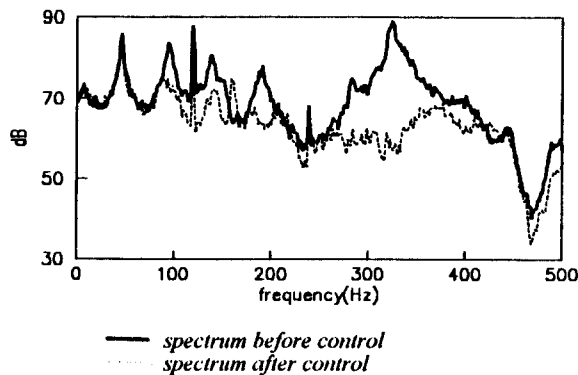
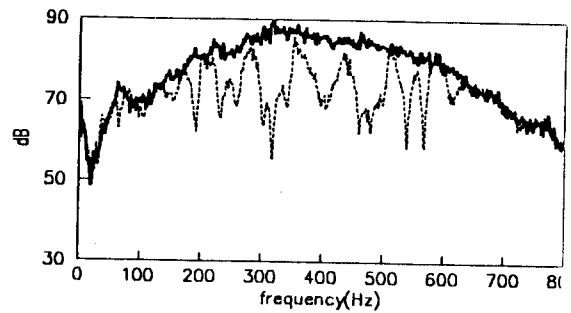
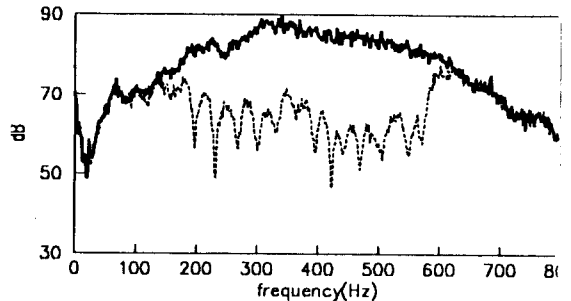


Fig. 18 ANC result of fan noise in a fan-open duct (Fan : number of fan 4, number of blade 7, diameter 13 cm, 2443 rpm)



(a) Using one control speaker



(b) Using uni-directional control speaker

Fig. 20 ANC result of 316 Hz band noise (center frequency : 450 Hz) using acoustic feedback compensating filter in a speaker-anechoic duct

수 있다.

(5) 지향성 제어스피커를 이용한 제어실험

1차 소음원 스피커는 상단 덕트면(face)에 부착하여 상단의 반사를 크게 하였고, 제어스피커에서 상단까지의 길이 영향을 고려하기 위해 이전의 덕트모델에 비해 길이를 짧게 하였다. 실험내용은 지향성 스피커를 구성하였을 때 하단의 반사에 따른 적절한 적응성을 보기 위하여 Case 1과 Case 2의 결과를 비교하여 이를 통하여 앞에서 고찰하였던 내용을 검증해보고자 한다.

(i) 하단이 무반사일 때 실험결과

Fig. 20은 Case 1의 실험결과이다. 무지향성 제어스피커($D_s=1$)의 경우는 (2)절에서 논의한 Fig. 12의 결과와 유사하게 식 (7)의 분모항 $(1+R_u D_s e^{-j2k(l-a)})$ 에 의해 일련의 주파수에서 제어성능이 떨어지고 있다. 이에반해 지향성 제어스피커를 이용한 실험결과에서는 제어스피커의 지향특성으로 인해 식 (7) 분모항인 $(1+R_u D_s e^{-j2k(l-a)})$ 의 영향

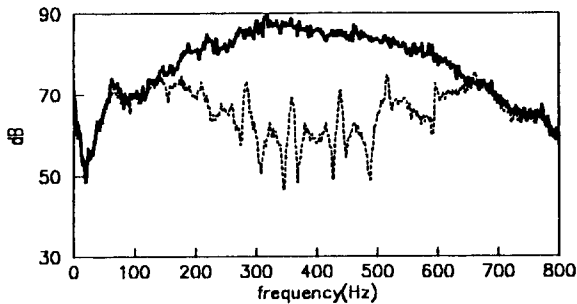
이 줄어들어 성능이 향상되었음을 알 수 있다.

Fig. 21은 Case 2의 실험결과이다. 무지향성 제어스피커의 경우는 제어 스피커와 상단까지의 길이와 관련된 주파수에서 제어성능이 떨어지고 있다. 지향성 스피커의 경우는 상단으로 진행하는 제어음을 발생시키지 않으므로 상단반사에 의한 제어음의 중첩현상이 없게되어 모든 주파수에서 성능이 향상되고 있다.

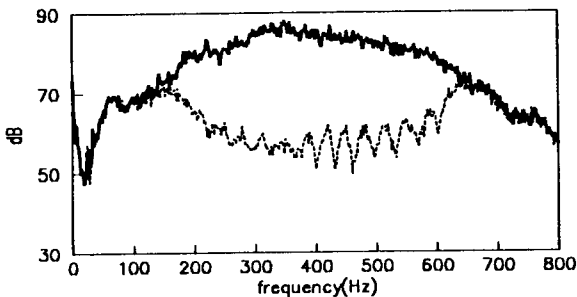
(ii) 하단이 열린 경우의 실험결과

Fig. 22는 Case 2의 실험결과이다. 이 경우 역시 지향성 제어스피커를 이용하면 제어성능이 향상됨을 알 수 있다. 이는 제어스피커의 지향특성으로 인해 상단의 반사에 따른 제어음의 중첩현상이 없게되고, 오차계의 모델링 시 한정된 길이의 필터를 이용함에 따른 모델링 에러가 줄어든 것으로 생각할 수 있다.

이로부터 탐지 마이크로폰과 제어스피커를 모두 지향특성을 갖도록 구성할 경우 양단의 반사가 큰 경우에도 우수한 제어성능을 얻을 수 있음을 알 수



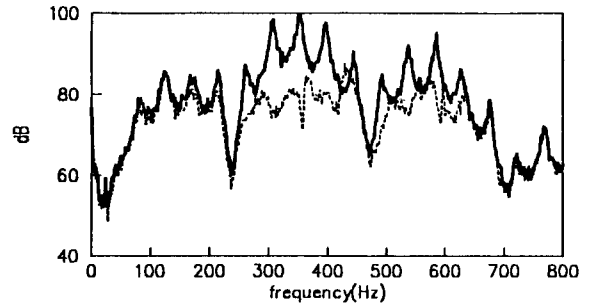
(a) Using one control speaker



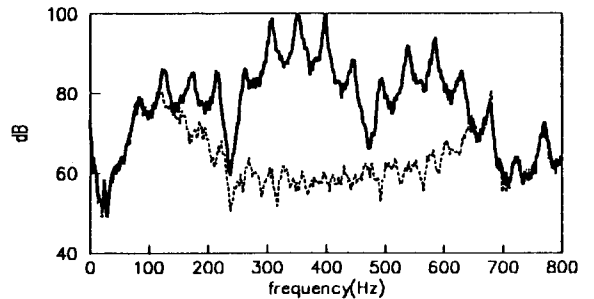
(b) Using uni-directional control speaker

— spectrum before control
 - - - spectrum after control

Fig. 21 ANC result of 316 Hz band noise (center frequency : 450 Hz) using uni-directional detecting microphone in a speaker-anochoic duct



(a) Using one control speaker



(b) Using uni-directional control speaker

— spectrum before control
 - - - spectrum after control

Fig. 22 ANC result of 316 Hz band noise (center frequency : 450 Hz) using uni-directional detecting microphone in a speaker-open duct

있다. 즉, 둘 다 지향특성을 갖는다면 양단의 반사 조건에 관계없이 최상의 제어성능을 얻을 수 있을 것이다.

7. 결 론

적응필터기법을 적용하여 반사가 있는 몇가지 모델의 덕트내 전파소음에 대해 능동소음제어를 수행함으로써 능동소음제어계의 형태에 따라 덕트 끝단에서의 반사가 제어성능에 미치는 영향을 고찰하였다.

각 실험모델에 대해서 음향계환에 의한 불안정을 제거하기 위해 하나의 탐지 마이크로폰을 사용하고 제어프로그램에서 음향계환을 보상해주는 방법과 두개의 마이크로폰과 제어스피커로써 지향성 커플러를 구성한 경우에 대해 나타나는 현상을 고찰하였다.

한쪽 끝단이 열린 모델에 대해서 음향계환을 프로그램에서 보상해주는 경우 105개의 FIR 필터로 구성된 제어기는 플랜트의 특성을 충분하게 따라가지 못함으로써 몇개의 주파수 영역에서 제어성능이 저하되었다. 특히 양단이 열린 모델에 대해서는 짧은 모델링 필터길이를 인하여 음향계환을 효과적으로 상쇄시킬 수 없게되어 불안정을 유발하였다.

이로부터 반사파의 존재는 전체 능동소음제어 시스템의 중요한 성능에 중요한 영향을 주는 요소이며 제어성능을 저하시킬 수 있음을 실험을 통하여 확인할 수 있었다. 특히 상단의 반사가 있는 경우는 상단의 반사로 인해 제어신호간의 중첩 현상이 나타나게 되며 따라서 특정주파수에서 제어성능이 저하된다.

탐지 마이크로폰과 제어스피커의 지향특성 역시 제어성능을 결정하는 주요인자임을 확인할 수 있었다. 반사가 있는 경우 탐지 마이크로폰이나 제어스피커 중 어느 하나를 지향특성을 갖도록 한다면 제어기는 시간지연 항 하나로만 결정되므로 적은 갯수의 제어필터 길이로도 향상된 제어결과를 얻을 수 있으며 음향계환에 의한 불안정을 효과적으로 예방하게 되어 안정된 제어결과를 얻을 수 있다. 상단 반사시 나타나는 제어음의 중첩현상은 제어스피커가 지향특성을 갖도록 함으로써 방지할 수 있고, 탐지 마이크로폰과 제어스피커를 모두 지향특성을 갖도록 구성할 경우 양단의 반사조건에 관계없이 최상의 제어성능을 얻을 수 있다.

팬에 의한 소음감소에 적용하여 본 결과 실제 사용시 그 유용성이 있음을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- (1) Roure, A., 1985, "Self Adaptive Broadband Active Sound Control System," *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 101(3), PP. 429~441.
- (2) Eriksson, L. J., Allie, M. C., Bremigan, C. D. and Greiner, R. A., 1988, "Active Noise Control Using Adaptive Digital Signal Processing," *Institute of Electrical and Electronics Engineers, Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, New York, Vol. 5, pp. 2594~2597.
- (3) 능동소음제어 Workshop, Jointly Organized by ISVR and NOVIC, KAIST, 1992.
- (4) Swinbank, M. A., 1973, "The Active Control of Sound Propagation in Long Ducts," *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 27, No. 3, pp. 411~436.
- (5) Kang, S.-W. and Kim, Y.-H., 1994, "Analysis of the Acoustic Field in Finite Three-Port Circular Chamber by Means of Green's Function," *Journal of Sound and Vibration*, to be appeared in December, 1995.
- (6) Nelson, P. A. and Elliott, S. J., 1992, *Active Control of Sound*, Academic Press Inc.
- (7) Poole, J. H. B. and Leventhall, H. G., 1976, "An Experimental Study of Swinbanks' Method of Active Attenuation of Sound in Ducts," *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 49, No. 2, pp. 257~266.
- (8) La Fontaine, R. F. and Shepherd, I. C., 1983, "An Experimental Study of a Broadband Active Attenuator for Cancellation of Random Noise in Duct," *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 91, No. 3, pp. 351~361.
- (9) Widrow, B. and Stearns, S. D., 1985, *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, pp. 288~294.
- (10) 이종식, 1990, "공조관용 능동소음제어기 개발," *한국소음진동공학회 1990년도 추계학술대회 논문집*, pp. 47~50.
- (11) 이태연, 김철호, 오재용, 1991, "적응 신호처리 기법을 이용한 능동소음제어에 관한 연구," *대한기계학회논문집*, 제15권 제3호, pp. 809~823.
- (12) 우재학, 1992, "Filtered-x LMS알고리즘을 응용한 덕트내 전파소음의 능동 제어," *한국과학기술*

술원, 석사학위논문.

(13) 박영진, 김현석, 1992, "덕트에서의 새로운 능동소음제어 알고리즘," 한국소음진동공학회 1992년 춘계학술대회논문집, pp. 80~84.

(14) 김인수, 1993, "사각관내 고차모우드 소음의 능동제어에 관한 연구," 한국과학기술원, 박사학위논문.

(15) Haykin, S., 1991, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall International Inc., pp. 275~295.

(16) S. Lawrence Marple Jr., 1987, Digital Spectral Analysis, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, p. 30.

(17) Snyder, S. D. and Hansen, C. H., 1990, "The Influence of Transducer Transfer Function and Acoustic Time Delays on The Implementation of the LMS Algorithm in Active Noise Control System," Journal of Sound and Vibration, Vol. 141, pp. 409~424.