

반사가 있는 관내에서의 능동소음제어

오 상 현*, 김 양 한**

Active Noise Control in Duct with Reflected Wave

(Sang-Heon Oh, Yang-Hann Kim)

1. 서론

관내의 소음은 통상 소음기(silencer)나 흡음재를 사용하여 감소를 꾀하는 것이 일반적이나 소음기의 기하학적인 형상이나 흡음재의 특성으로 인해 제어가능한 주파수 영역이 제한되는 등 근본적인 한계점이 있다. 특히 관내 소음원의 주파수 특성이 변화할 경우에는 수동적 소음감소 방법이 일반적으로 그러하듯이 적용에 한계가 있을 수 밖에 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 있겠다.

관내의 능동소음제어는 초기에는 아날로그 제어를 이용하였으나 1980년대 이후 고속연산 처리장치의 발전과 함께 디지털 신호처리를 응용하게 되었다. 특히 시스템과 음원의 특성이 변하여 제어상황이 달라지는 경우에 적용해 나갈수 있는 적응신호처리(adaptive signal processing)를 적용하게 되면서 능동소음제어 분야는 급격히 발전하게 되었다.⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾

일반적으로 음향탐촉자의 위치 및 제어음원의 위치 등이 능동소음제어에 미치는 영향, 각 제어 알고리즘들의 원리 및 특성 그리고 적용 가능한 음향환경 등이 연구되어 왔으나 관내 능동소음제어의 경우 많은 연구들이 관내에 일반적인 상황에서 존재하는 반사파의 영향을 간과하거나 단순화하여 다루어 온 것이 사실이다. 실제로 관심음장 내에서의 반사음은 능동소음제어 시스템의 성능을 결정하는 중요한 인자이며⁽⁵⁾ 실제 관계의 경우 유한한 길이로 인해 끝단에서 반사가 일어나므로 몇가지 실제적인 모델을 통해 그 효과를 검토하고 나타나는 현상을 검증할 필요성이 있다고 하겠다.

본 연구에서는 무한덕트의 경우를 기준으로 하여 반무한덕트(semi-infinite duct)와 유한덕트에서의 소음제어결과를 비교함으로써 반사에 따른 영향을 실험적으로 고찰하였다. 제어는 광대역의 평면파 소음을 대상으로 하였고 적응필터 기법을 적용하여 실시간으로 감소시키고자 하였다. 또한 원소음의 진행방향과 반대방향의 음에 대한 마이크로폰의 감도(sensitivity) 역시 능동소음제어 시스템의 성능을 결정하는 주요 요소로 볼 수 있으므로⁽⁶⁾ 두 개의 마이크로폰으로써 지향성 마이크로폰을 구성^(7,8). 실험을 통하여 그 결과를 고찰하였다.

2. 덕트모델 해석 및 최적제어기 유도

일반적인 덕트의 능동소음 제어에는 Fig. 1처럼 나타낼 수 있다. R_p 와 R_d 는 덕트 상단과 하단의 반사계수(reflection coefficient)를 표시하고 있고, V_p 와 V_s 는 1차와 2차 스피커를 구동하기 위한 전기적인 입력신호이며, V_d 와 V_s 는 각각 탐지 마이크로폰과 오차 마이크로폰에서 측정되는 전기적인 출력신호를 나타내고 있다.

1차 경로(primary path) 전달함수 $D(j\omega)$ 는 1차 음원만이 작동할 때 오차 마이크로폰과 탐지 마이크로폰에 측정되는 신호의 비로 정의된다. 오차경로(error path) 전달함수 $E(j\omega)$ 는 2차 제어스피커가 작동할 때 오차 마이크로폰의 출력신호와 제어스피커로 들어가는 입력신호의 비로 정의된다. 제어 스피커의 근접효과(nearfield effect) 즉, 스피커에서 발생된 고차의 감쇠 모드 음파가 잔류소음과 함께 측정되는 현상을 피하기 위해 오차 마이크로폰을 제어스피커에서 어느 정도 떨어진 위치에 설치하여야 하고⁽⁹⁾ 따라서 잔류소음의 탐지 위치와 제어스피커를 통한 소음제어 위치가 다른 점을 고려하여야 한다. 오차경로는 이러한 제어스피커와 오차 마이크로폰 사이의 덕트 시스템을 고려하기 위한 것이다. 음향계환계(acoustic feedback path) 전달함수 $F(j\omega)$ 는 제어스피커에서 발생된 제어음파가 상부(upstream)로 전파하여 원소음과 함께 탐지 마이크로폰에 측정되는 효과를 고려하기 위한 것이다. 이러한 음향계환(acoustic feedback)은 전체 제어시스템의 불안정을 야기시키는 주된 원인으로써 이를 해결하는 것이 덕트 능동소음제어에 주요사항이 되어 왔다.

블록 선도(Fig.1)에는 제어필터 W 를 제외하고 네개의 전달 함수(transfer function)가 도시되어 있는데 이들은 각각 덕트 양단의 반사로 인하여 형성되는 신호를 정상상태의 무한급수로 표현함으로써 유도할 수 있다.^(1,6)

$$D(j\omega) = \frac{V_e}{V_d} \Big|_{V_s=0} = \frac{M_e e^{-jk(d-b)}(1+R_d D_e e^{-j2k(l-d)})}{M_d(1+D_d R_d e^{-j2k(l-b)})} \quad (1)$$

$$E(j\omega) = \frac{V_e}{V_s} \Big|_{V_p=0} = \frac{M_e L_s e^{-jk(d-c)}(1+R_u D_s e^{-j2kc})}{1-R_u R_d e^{-j2kl}} \times (1+R_d D_e e^{-j2k(l-d)}) \quad (2)$$

* 한국과학기술원 기계공학과 대학원, 정희원

** 한국과학기술원 기계공학과, 정희원

$$F(j\omega) = \left. \frac{V_e}{V_s} \right|_{V_p=0} = \frac{M_d L_s e^{-jk(c-b)} (D_d + R_u e^{-j2kb})}{1 - R_u R_d e^{-j2kl}} \times (D_s + R_d e^{-j2k(l-c)}) \quad (3)$$

$$B(j\omega) = \left. \frac{V_d}{V_p} \right|_{V_s=0} = \frac{M_d L_p e^{-jk(b-a)} (1 + D_d R_d e^{-j2k(l-b)})}{1 - R_u R_d e^{-j2kl}} \times (1 + D_p R_u e^{-j2ka}) \quad (4)$$

앞의 식들에서 D를 방향계수(directionality coefficient)로 지칭하기로 한다. 이는 소음의 진행방향(downstream)에 대한 윗방향(upstream)의 감도비를 표시하며 무지향성(omnidirectional)인 경우는 '1'이 되고, 고지향성(uni-directional)인 경우는 '0'이 됨을 뜻한다. D_d, D_e 는 각각 탐지 마이크로폰과 오차 마이크로폰의 방향계수를 나타내고, D_p, D_s 는 1차 스피커와 2차 제어스피커의 방향계수를 의미한다. M_d, M_e 는 각 마이크로폰의 감도를 나타내는 것으로서 Volts / Pascal의 단위를 가지며, L_p, L_s 는 스피커를 포함한 구동부의 전달함수로서 Pascal / Volts의 단위를 갖는다. 분모의 $[1 - R_u R_d \exp(-j2kl)]$ 항은 덕트 양단으로부터의 반사에 의한 효과를 나타낸다.

블록선도로부터 원소음의 완전제어가 가능하기 위한 이상적인 제어기의 전달함수 W를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$W(j\omega) = \frac{D(j\omega)}{E(j\omega) - D(j\omega)F(j\omega)} \quad (5)$$

$$= \frac{1}{L_s M_d} \frac{e^{-jk(c-b)}}{1 - D_s D_d e^{-j2k(c-b)}} \quad (6)$$

여기서, 분자항은 탐지 마이크로폰으로부터 제어 스피커까지의 시간지연을 의미하고 분모항은 음향회환 효과를 뜻하고 있다. 제어스피커나 탐지 마이크로폰 중 어느 하나가 완전한 지향특성을 갖는다면 음향회환은 제거되어 최적의 제어기는 단순히 시간지연 항 하나로만 표현된다.

보상필터를 이용하여 음향회환계를 완전히 제거할 수 있다면 W는

$$W(j\omega) = -\frac{D(j\omega)}{E(j\omega)} \quad (7)$$

$$= -\frac{1}{L_s M_d} \frac{e^{-jk(c-b)} (1 - R_u R_d e^{-j2kl})}{(1 + R_u D_s e^{-j2kc})(1 + R_d D_d e^{-j2k(l-b)})} \quad (8)$$

와 같이 표현할 수 있을 것이다.

(6)식과 (8)식으로부터 탐지 마이크로폰과 제어 스피커의 지향특성은 제어기를 결정하는 주요 인자임을 알 수 있다.

이러한 이해를 바탕으로 마이크로폰의 지향특성이 실제 능동소음제어에 끼치는 영향을 구체적으로 고찰하기 위하여 다음절에 기술된 것과 같은 지향성 마이크로폰을 구성하여 실험을 수행하였다.

3. 지향성 마이크로폰의 구성

Fig. 2에서처럼 두개의 마이크로폰이 있고 '+'방향(downstream)으로 진행되는 음파와 '-'방향(upstream)으로 진행되는 음파를 가상하고 마이크로

폰의 간격을 d, 각 마이크로폰 신호의 이득(gain)을 $g(1), g(2)$ 로 나타낸다. $v_1(t)$ 를 첫째 마이크로폰의 출력전압이라 하면 임의의 시간 t에서 '-' 방향으로 진행되는 음에 의해 발생하는 전압 $v^-(t)$ 는

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

와 같이 표현할 수 있다. 또한 '+' 방향으로 진행되는 음에 의해 발생하는 전압 $v^+(t)$ 는

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

로 얻을 수 있다.

여기서 $\tau = d/c$ 이고 $g(1) + g(2) = 0$ 이면 '-' 방향의 진행과에 의한 출력전압은 '영'이 된다. 이 조건을 (10)식에 적용하면 '+' 방향으로 진행되는 음파에 의한 출력전압은

$$v^+(t) = v_1(t)g(1) - v_1(t - 2\tau)g(1) \quad (11)$$

이다. (11)식을 푸리에 변환(Fourier transform)하면

$$V^+(j\omega) = V_1(j\omega)g(1)(1 - e^{-j2\omega\tau}) \quad (12)$$

이고 따라서 주파수 응답(frequency response)은

$$H(j\omega) = V^+(j\omega)/V_1(j\omega) \quad (13)$$

$$= g(1)(1 - e^{-j2\omega\tau}) \quad (14)$$

로 얻어진다.

이득을 1로 하고 $H(j\omega)$ 의 크기(amplitude)와 위상(phase) 곡선을 그려보면 Fig. 3처럼 구해진다. 즉, 지향성 마이크로폰 구성에 따른 출력신호는 크기와 위상곡선에서 특정 주파수를 제외하고는 실제의 음압신호에 대해 오차를 보이고 있음을 알 수 있다. 그러나 탐지 마이크로폰의 지향특성을 갖도록 구성하는 경우 음향회환을 방지할 수 있고, 음압신호 오차는 적응 필터기법을 이용하여 오차 마이크로폰에 감지되는 신호를 최소화하도록 제어필터를 계속 수정해 나가므로 보상될 수 있을 것으로 추측할 수 있다.

4. 제어계 구성

제어를 위해서 비교적 구현이 간단하고 제어계의 안정도가 보장되어 덕트의 능동소음제어에 많이 이용되고 있는 FIR 필터를 이용하는 filtered-x LMS 알고리즘을 이용하였다. (Fig.4) 순간자승오차 $e^2(k)$ 를 최소화 시키도록 시간에 따른 변화를 고려하여 적응필터 계수의 적응식을 구하면 다음과 같다. (10)

$$W_{k+1} = W_k - 2\mu e_k R_k \quad (15)$$

$$W_k = [w_{0k}, w_{1k}, \dots, w_{Lk}]^T \quad (16)$$

$$R_k = [r_k, r_{k-1}, \dots, r_{k-L}]^T \quad (17)$$

여기서 W_k 는 시간지연을 고려한 가중치 벡터(weighting vector)이며 μ 는 수렴계수로서 수렴속도와 안정성을 결정한다. R_k 는 입력신호를 오차경로 전달함수와 필터링한 신호를 나타내는 벡터로서 보통의 LMS 방법에 사용되는 입력신호 X_k 를 대신하게 되어

filtered -x LMS 알고리즘으로 알려지게 되었다.

실제 실험에서 적응소음 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. 그리고 전기적 변화계 H_{fas} 에는 제어시 디지털신호를 아날로그로 변환시켜주기 위한 저주파 통과용 아날로그 필터(f)와 스피커 구동을 위한 파워앰프(a), 그리고 스피커(s)가 포함되어 모델링 된다.

이들 시스템은 역시 Fig. 5에 나타낸 것과 같이 LMS를 이용한 적응방법으로 구한다. 랜덤신호 발생기가 제어스피커의 음원으로 사용되며, 덕트계를 통과하여 각 마이크로폰(탐지 마이크로폰, 오차 마이크로폰)에서 측정된 신호가 모델필터를 거친 신호와 같아지도록 필터의 가중치 값을 계속 조정해 나간다. 이렇게 하여 최종적으로 결정된 적응필터의 가중치 값이 시스템(경로)의 전달특성을 나타내는 충격응답 함수(impulse response function)가 된다. 따라서 시스템 모델에 이용되는 필터의 길이는 충격응답함수를 충분히 표현할 수 있어야 한다.

각 경로에 포함되는 전기적인 변화계를 고려하고 덕트 플랜트를 탐지 마이크로폰에서 제어 스피커까지로 설정한 후 **filtered -x** 알고리즘을 적용한 제어계를 도시하면 Fig. 6처럼 나타낼 수 있다. 여기서 이전에 정의하였던 1차 경로 전달함수 D는 플랜트 P와 덕트의 오차 경로 E의 곱으로 구할 수 있다.

5. 실험 및 고찰

5-1 실험장치 및 방법

Fig. 7은 실험장치를 보여주고 있다. 덕트의 지름은 15cm인 원형덕트로서 첫번째 고차모드에 대한 차단 주파수(cut-off frequency)는 약 1300 Hz이고 두께는 6mm로서 음향학적으로 단단(rigid)하다고 가정할 수 있다. 스피커와 마이크로폰은 덕트면에 일치시켜 수직하게 부착하였다. 실험은 양쪽단을 무반사 처리하여 무한덕트로 가정된 경우와 각각 한쪽단은 무반사 처리하고 한쪽단은 열린(open) 경우 그리고 양단이 모두 열린경우의 네 가지에 대하여 수행하였다. 무반사 처리를 위하여 유리섬유를 썬기 형태로 만들어 끼워넣어 반사계수를 측정한 결과 0.1이하로서 흡음처리는 비교적 실험에 적합하다고 판단되었다.

음향계환에 의한 불안정을 해결하기 위해서 보상필터를 이용하여 제어프로그램에서 상쇄시키는 방법과 두개의 마이크로폰으로써 지향성 탐지 마이크로폰을 구성하여 애초에 음향계환을 방지하고자 한 경우의 실험을 통해 그 결과를 비교하였다.

지향성 마이크로폰의 지향성능은 양쪽단을 무반사 처리한 상태에서 2차 제어스피커에 의해 한개의 마이크로폰에 계속되는 신호와 3절에서 언급한 바처럼 지향성 마이크로폰을 구성한 후 계속되는 신호로써 비교하였다. Fig. 8의 결과를 볼 때 만족스러운 지향특성을 얻을 수 있었다.

시스템 모델링을 위한 필터와 제어필터의 길이는 105개이며 샘플링 주파수는 4kHz이다. 이는 신호처리에 이용한 TMS320C30 칩의 계산능력과 AIC(Akaike Information Criteria) 기준⁽¹¹⁾을 고려하여 정하였다.

5-2 실험결과 및 고찰

제어효과는 제어전과 제어후의 오차 마이크로폰에서 측정된 소음의 파워 스펙트럼(power spectrum)으로써 비교하였다.

우선 음향계환을 상쇄하기 위해 모델링을 통해 제어 프로그램에서 보상해주는 경우의 실험결과를 살펴 보겠다.

양단을 무반사 처리하여 무한덕트로 가정된 경우 450Hz의 정현파의 제어결과 약 50 dB의 소음감소가 이루어졌다. Fig. 9는 중심주파수가 450 Hz이고 주파수 대역이 316 Hz인 랜덤신호에 대한 제어효과를 보여주고 있는데 전반적으로 20dB 이상의 소음감소를 보이고 있다. Fig. 10은 제어에 이용된 모델링 필터계수와 제어후 최종 적응필터를 나타낸다.

상단은 무반사 처리하고 하단은 열린 덕트의 결과를 보면 각 경로를 모델링한 필터에는 하단의 반사로 인해 해당시간후에 또다른 피크(peak)가 나타난다. Fig. 11은 제어전후의 스펙트럼을 비교한 것인데 무반사 처리한 덕트에 비해 몇 개의 주파수에서 효과가 떨어짐을 볼 수 있다. 상단이 열린 상태에서 하단이 무반사 처리된 경우의 결과도 이와 유사한 특성을 보이고 있다. 이 원인에 대해서는 뒤에서 고찰하기로 하겠다.

양단이 다 열린 덕트의 결과를 고찰하면 모델링된 각 경로의 필터에는 양단에서의 반사로 인해 계속되는 피크가 나타나고 105개의 필터길이는 각 경로를 충분히 모델링하지 못하였다. 실제로 충격응답함수를 충분히 표현하기 위해서는 필터길이가 600개 이상이 되어야 함을 확인할 수 있었다. 따라서 음향계환을 상쇄하고자 보상필터를 이용하는 경우는 음향계환 보상이 효과적으로 이루어지지 못한다. 따라서 피드백 루프(feedback loop)가 형성되고 제어계통의 불안정으로 인해 제어계 신호의 오버플로우(overflow)를 수반하여 제어도중 발생하는 결과를 주었다.

이하에서는 두개의 마이크로폰으로써 지향성 탐지 마이크로폰을 구성하여 아래방향으로 진행되는 소음만을 감지하고자 한 경우의 결과를 살펴 보겠다.

무반사 처리한 덕트에 대해서는 Fig. 12(a)의 결과처럼 음향계환계를 보상필터로 상쇄시킬 경우(Fig. 9)와 유사한 결과를 주고 있다. 그러나 하단의 반사 또는 상단의 반사가 있는 경우는 Fig. 12(b)에서처럼 지향성 마이크로폰을 이용한 경우가 소음저감 성능이 좋은 결과를 주고 있다.(Fig. 11과 비교)

원인을 고찰해보면 앞에서 최적제어기 식은 (6) 식으로 유도되었고 보상필터를 이용하여 음향계환계를 상쇄시킨 경우의 최적제어기는 (8) 식으로 나타났다. 음향계환계를 완전히 상쇄 시켰다고 가정할 때 하단의 반사가 있고 탐지 마이크로폰의 방향계수가 영이 아닌 경우는 (8)식의 분모항들에 의해 시간영역에서는 계속되는 펄스신호 형태가 나타나게 되고 주파수 응답함수의 크기(magnitude)는 일련의 날카로운 피크값을 갖는다. 반면에 지향성 마이크로폰을 이용하는 경우는 (6)식에 유도된 바처럼 탐지 마이크로폰과 제어 스피커 중 어느 하나가 완전한 지향특성을 갖는다면 분자의 시간지연 항 하나로 최적 제어기가 결정됨을 알 수 있다.

실제 하단이 열린 경우에 실험장치로부터 구한 충격함수로부터 제어가 따라야할 플랜트의 주파수 응답함수($D/H_{fas, E}$)의 크기를 구하면 Fig. 13처럼 나타나는데 일련의 주파수에서 피크를 보이고 있다. 따라서 제어 필터는 이러한 덕트 플랜트의 특성을 따라갈 수 있어야 하나 현재는 유한한 갯수의 FIR 필터로 구성되어 있으므로 피크의 주파수에서는 성능이 떨어질 것임을 예상할 수 있다. Fig. 11과 Fig. 13를 비교하면 소음감소 효과가 좋지 않은 주파수와 플랜트의 응답함수가 피크값을 보이는 주파수가 일치하고 있음을 볼 수 있다.

Fig. 14는 양단이 열린 경우 지향성 탐지 마이크로폰을 구성하여 소음제어를 실시한 경우의 결과를 보여주고 있는데 보상필터를 이용하여 음향계환을 제거시키고자 한 경우와는 달리 안정적으로 소음제어

가 이루어졌다. 이는 지향성 탐지마이크로폰이 효과적으로 음향쇄환을 방지하고 있음을 의미하고 있다. 또한 105개의 필터길이는 실제의 오차경로를 충분히 모델링할 수는 없으나 filtered-x 알고리즘은 filtered reference 신호를 발생시키기 위한 오차경로의 모델링 에러에 대해 강건(robust)함을 보여주고 있다. Snyder와 Hansen^[12]은 오차경로 모델링시 전달함수의 위상이 $\pm 90^\circ$ 이상의 추정에러를 갖지 않는다면 filtered-x 알고리즘은 안정적으로 수렴함을 유도하였다.

그리고 제어도중에 소음원의 주파수 대역을 변동시킬 경우에도 4초 미만의 짧은 시간내에 완전한 소음감소를 얻을 수 있었고 오랜 시간동안 안정된 제어상태를 유지하였다.

6. 결론

적용필터기법을 적용하여 반사가 있는 몇가지 모델의 덕트내 전파소음에 대해 능동소음 제어를 수행함으로써 덕트끝단에서의 반사가 제어성능에 미치는 영향을 고찰하였다.

반사는 전체 능동소음제어 시스템의 성능에 영향을 주는 요소로써 실험결과로부터 제어성능을 저하시킬 수 있음을 알 수 있었다. 탐지 마이크로폰의 지향특성 역시 이상적인 제어를 결정하는 주요인자임을 확인하였으며, 반사가 있는 모델의 경우 지향성 탐지 마이크로폰을 이용함으로써 소음저감 성능을 향상시킬 수 있을 뿐만 아니라 음향쇄환을 효과적으로 예방하여 안정된 제어결과를 얻을 수 있었다.

적용필터 기법은 덕트의 능동소음 제어에 효과적임을 확인하였고, 전체 제어시스템은 제어도중 주파수 대역의 변화와 장시간의 작동에도 안정된 제어상태를 유지하였다.

○ 참고 문헌

- [1] A.Roure, "Self Adaptive Broadband Active Sound Control System", Journal of Sound and Vibration, Vol.101, 1985, pp.429-441
- [2] L.J.Eriksson, M.C.Allie, C.D.Breimigan and R.A.Greiner, "Active Noise Control Using Adaptive Digital Signal Processing", Proc. IEEE ICASSP, 1988, Paper A3.5, pp.2594-2597
- [3] 이 중 식, "공조덕트용 능동소음제어기 개발", 한국소음진동공학회 추계 학술대회 논문집, 1990, pp.47-50
- [4] "능동소음제어 workshop", jointly organized by ISVR and NOVIC, KAIST, 1992
- [5] R.F.La Fontaine and I.C.Shepherd, "The Influence of Waveguide Reflections and System Configuration on The Performance of an Active Noise Attenuator", Journal of Sound and Vibration, Vol.100, 1985, pp.569-579
- [6] S.J.Elliott and P.A.Nelson, "Models for Describing Active Noise Control In Duct", ISVR Technical Report No.127, 1984
- [7] M.A.Swinbanks, "The Active Control of Sound Propagation in Long Ducts", Journal of Sound and Vibration, Vol.27, 1973, pp.411-436
- [8] R.F.La Fontaine and I.C.Shepherd, "An Experimental Study of a Broadband Active Attenuator for Cancellation of Random Noise in Ducts", Journal of Sound and Vibration, Vol.91, 1983, pp.351-362
- [9] S.W.Kang and Y.H.Kim, "Analysis of Acoustic Wave Equation for Three-Port Chamber", accepted for publication, Journal of Sound and Vibration, August, 1993
- [10] B.Widrow and S.D.Stearns, "Adaptive Signal Processing", Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1985

- [11] S.Lawrence Marple Jr., "Digital Spectral Analysis", Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1987
- [12] S.D.Snyder and C.H.Hansen, "The Influence Of Transducer Transfer Function and Acoustic Time Delays on The Implementation of The LMS Algorithm in Active Noise Control Systems", Journal of Sound and Vibration, Vol.141, 1990, pp.409-424

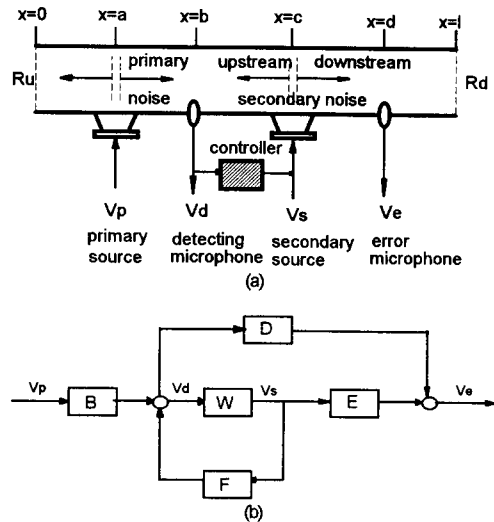


Fig. 1 ANC system in duct (a) Schematic diagram of ANC model (b) Block diagram

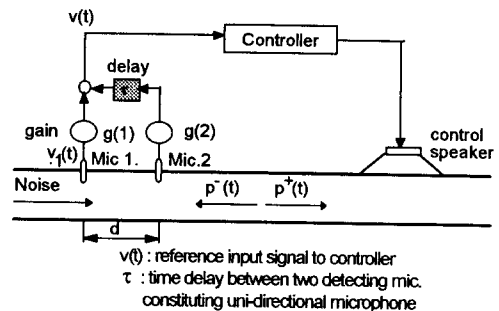


Fig. 2 Uni-directional microphone arrangement

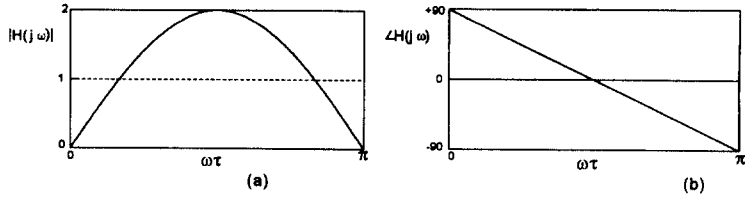


Fig. 3 Characteristics of uni-directional microphone (a) amplitude (b) phase

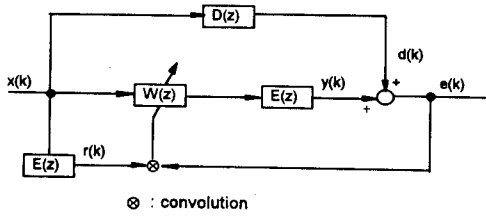
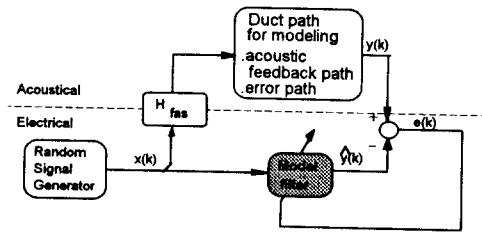
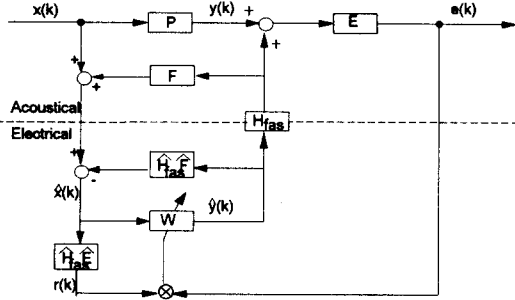


Fig. 4 Block diagram of the filtered-x algorithm



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



P : Duct plant from the defect mic. to control speaker
 F, \hat{F} : 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. 6 Block diagram of ANC system with controller in the form of adaptive FIR filter(filtered-x algorithm)

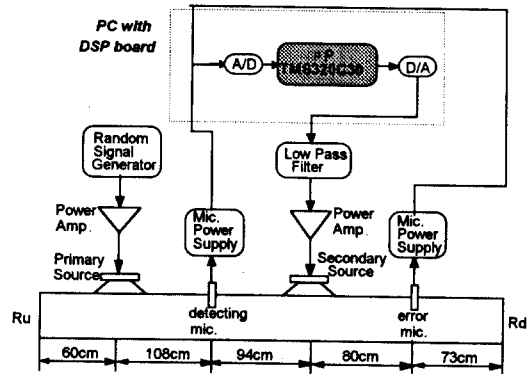


Fig. 7 Experimental setup

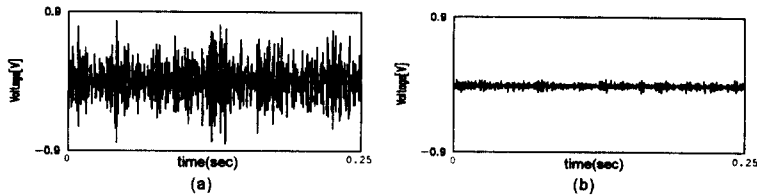


Fig. 8 Consideration of the performance on uni-directional detecting microphone
 (a) upstream going sound detected by one mic.
 (b) upstream going sound detected by uni-directional mic.

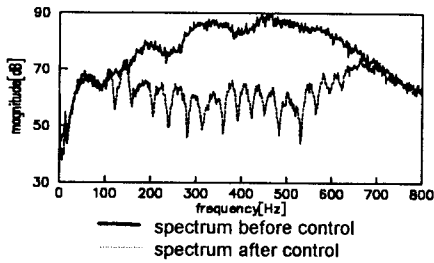


Fig. 9 ANC result of 316Hz band noise using acoustic feedback compensating filter (anechoic-anechoic duct)

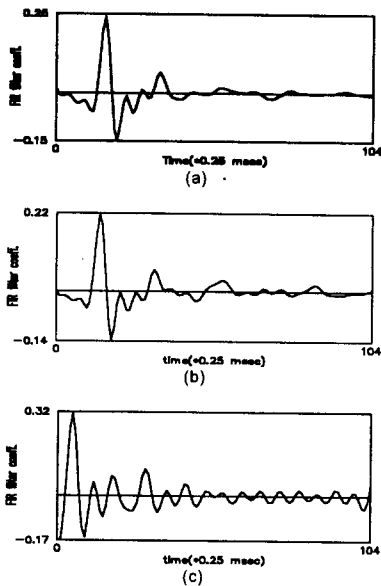


Fig. 10 Elements of ANC system modelled using LMS algorithm (anechoic-anechoic duct)

- (a) acoustic feedback path ($H_{fas} F$)
- (b) error path ($H_{fas} E$)
- (c) adaptive controller filter (W)

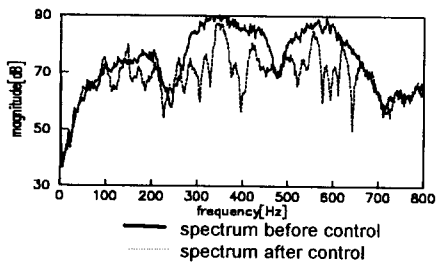


Fig. 11 ANC result of 316Hz band noise using acoustic feedback compensating filter (anechoic - open duct)

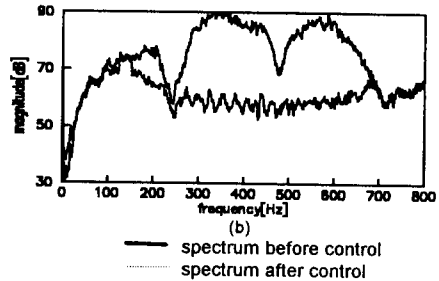
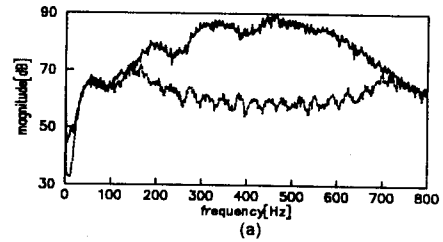


Fig. 12 ANC result of 316Hz band noise using uni-directional detecting microphone
(a) anechoic-anechoic duct
(b) anechoic-open duct

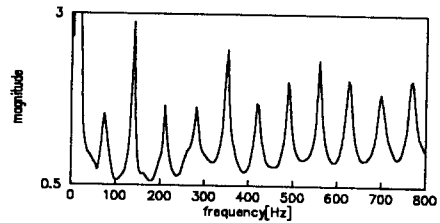


Fig. 13 Frequency response function of $\frac{D}{H_{fas} E}$ evaluated using spectrum analyzer

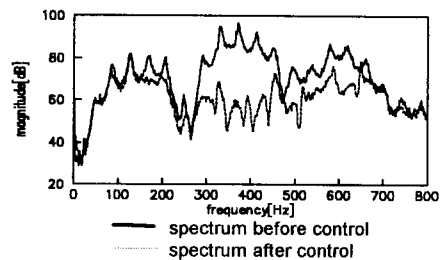


Fig. 14 ANC result of 316Hz band noise using uni-directional detecting microphone (open - open duct)