

적응필터링에 의한 덕트계의 능동소음제어

Active Noise Control in Ductlike System using Adaptive Filtering

○ 이태연* 김상명* 송원식* 오재웅**
Tae-Yeon Lee Sang-Myeong Kim Won-Shik Song Jae-Eung Oh

1. 서론

최근 기계장치로부터 발생하는 소음을 감소시키는 새로운 방법으로서, 능동적으로 소음을 제어하는 방법에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이것은 원하지 않는 소음을 그 신호의 역위상을 갖는 부가음을 이용하여 능동적으로 감쇠시키는 방법으로서, 저주파수 대역에서 비효율적인 수동적인 방법인 소음기 등에 대한 대안으로 많은 학자들의 관심의 대상이 되어왔다.

초기에는 소음을 줄이기 위해 요구되는 여러가지 음향 요소의 전달함수를 제어하는데 대한 불가능성으로 인해 능동 소음제어에 대한 실질적인 발전이 지연되어 왔으나 최근 마이크로컴퓨터를 비롯한 전자공학의 발전으로 인해 적응신호처리 분야가 등장하게 되었으며 음향계의 소음을 원하는 수준까지 제어하는 능동 소음제어의 실시간 구현이 가능하게 되었다. 그 중에서도 음이 1차원적으로 전파한다고 볼 수 있는 길이가 긴 덕트구조물에서의 능동 소음제어는 가장 기본적인 현실적으로 자동차 배기계나 냉동·공조설비에 있어서 실용적으로 적용할 수 있는 문제인 만큼 많은 연구가 이루어지고 있다.

이러한 능동 소음제어 방법을 음향계에 적용하였을 때, 부가적인 음을 발생하는 제어용 스피커로 인해 입력마이크로폰으로의 음향결환이 존재하고 이에따라 제어계가 불안정해질 수 있으며, 또한 변환기의 사용으로 인한 부가적인 전달함수가 존재하므로 이에 대한 중요한 의미를 갖고 고려하여야 한다.

본 연구에서는 적응 필터링 이론에 의한 소음원의 입력신호에 대한 최적한 예측으로써 부가음을 발생시키고, 입력신호 및 제어된 출력신호간의 차인 오차를 최소화 시키도록하는 오차적응제어법을 이용한 능동소음제어 방법을 제시하였다. 이와 아울러 제어계의 환경변화에 따른 파라메타의 변화에 적응적으로 응답이 가능해야하는 적응 소음제어 시스템에서, 음향결환과 함께 필히 고려해야하는 부가적인 전달함수의 영향을 고려한 능동 소음제어에 대해 연구하였다.

2. 능동소음제어의 적응 알고리즘

2.1 능동소음제어계의 구조

본 연구에서 고려한 능동소음제어계의 기본구조는 Fig. 1에 나타낸 바와 같이 덕트에 전파되는 음을 측정하는 입력 마이크로폰과 입력신호를 필터링하여 오차를 최소화시키기 위해 필터계수를 적응시키는 모델, 모델의 출력을 부가음으로 발생시키는 스피커 그리고 부가음에 의해 감쇠된 음을 감지하는 오차 마이크로폰으로 구성되어 있다.

Fig. 1에서 모델은 적응필터의 계수추정에 의해 입력 마이크로폰의 신호를 식별하고 오차마이크로폰에서 감지되는 출력을 최소화 시키도록 최적한 필터의 계수를 적응적으로 변화 시키려는 예측기의 성능 갖는 제어기(controller)이다. 그리고 스피커는 최소위상의 형성필터(shaping filter)를 통해 발생한 신호를 부가적인 음향으로 변환시켜주는 역류에이터로서 작동된다. 음향계를 통해 전파되는 소음원과 부가적인 음원과의 파괴간섭에 의해 감쇠된 신호가 다시 오차 마이크로폰을 거쳐 모델로 귀환함으로써 본 제어계는 완전한 폐루프(closed-loop) 제어계로 구성된다.

이러한 적응 소음제어계에 있어서는, 오차 마이크로폰의 정확한 위치와 모델을 포함하는 보조경로 내의 부가음원(스피커)의 응답특성에 따라 적응 모델을 수반하는 부가적인 필터 응답(filter response)이 존재할 수 있다. Fig. 1에서 전체적인 전달함수는 입력 마이크로폰과 스피커, 오차 경로 및 오차 마이크로폰의 응답에 대한 전달함수까지를 포함하고 있다. 이러한 부가적인 응답을 능동소음제어 계의 해석문제에 포함시키지 않는다면 이들 부가적인 응답이 오차신호를 변화시켜 수렴을 억제하게 될 것이므로 본 연구에서 이러한 부가적인 전달함수의 영향을 고려하여 능동적으로 소음을 제어하는 적응 알고리즘을 고안하였다.

2.2 모델의 적응 알고리즘

디지털 신호처리 기법에서 널리 이용되는 적응 알고리즘에는 least mean square (LMS) 알고리즘 및 least square 알고리즘 등이 있는데 LMS 알고리즘은 통계적 성질이 불확실한 미지의 시스템에 사용되는 비교적 간단한 적응 필터 (adaptive filter)이다. 이 알고리즘은 자승 평균오차 (mean square error)를 최소화 하기 위하여 사용되는 계수나 가중치 (weight)를 갖는 Fig. 2와 같은 all-pole(AR) 또는 all-zero(MA) transversal filter이다. 오차는 다음과 같이 제어대상계 (plant)의 출력과 모델의 출력과의 차인 식(1)로 정의한다.⁽⁷⁾

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (1)$$

$$\hat{y}(k) = \mathbf{u}_k^T \mathbf{W}_k \quad (2)$$

* 한양대학교 정밀기계과 대학원
** 한양대학교 정밀기계과 교수

$$\nabla_k = \begin{bmatrix} 2 \\ \frac{\partial e_k}{\partial w_0} \\ \vdots \\ 2 \\ \frac{\partial e_k}{\partial w_L} \end{bmatrix} = 2e_k \begin{bmatrix} 2 \\ \frac{\partial e_k}{\partial w_0} \\ \vdots \\ 2 \\ \frac{\partial e_k}{\partial w_L} \end{bmatrix} = 2e_k u_k \quad (3)$$

$$\begin{aligned} w_{k+1} &= w_k - \mu \nabla_k & (4) \\ w_{k+1} &= w_k + 2\mu e_k u_k & (5) \end{aligned}$$

평균 자승 오차는 가중치(weight)의 2차함수로서 오차와 입력의 계승되는 값에 기초한 식(3)의 평균 자승 오차 함수의 기울기(gradient)를 이용하여 순환적으로 갱신된 가중치를 식(5)와 같이 얻을 수 있다. 즉, Fig. 2의 블록선도에서 입력신호 $u_i(k)$ 는 제어대상계 출력의 MA값을 구성하는데 이용되는 계수를 갖는 분기된 지연단(tapped delay line)을 통과하고 그 출력 y_k 는 제어대상계의 출력 $y(k)$ 와 비교되어 지연단으로부터의 신호에 곱하여 진다. 음향제한으로 인해 발생하는 Pole을 제거하기 위해 모델에 AR(all-pole)필터를 추가시키기 위해 N.J Bershead가 제안한 Fig. 3과 같은 순환적 적응 필터(recursive adaptive filter)를 도입하면 이러한 모델은 ARMA(autoregressive moving-average) 백터 모델인 RLMS 모델이 되고⁽⁸⁾ 이러한 RLMS 적응 알고리즘은 단순한 LMS 알고리즘 보다 정확히 제어 대상계를 모사하는 방법이며 보다 빨리 오차를 0에 수렴하도록 할 것이다.

2.3 적응 제어계의 가관측성

동적계(dynamic system)의 상태는 시간 t_0 에서부터의 입력값이 주어진 경우 미래의 모든 시간에 대한 그 계의 출력을 결정하기 위해 주어진 시간 t_0 에서 필요로 하는 모든 정보를 갖고 있다. 가관측성 시스템은 시간 t_0 에서 출발한 어떤 유한한 시간 간격동안의 계의 입출력 정보로부터 주어진 시간 t_0 에 대해 모든 상태가 결정될 수 있는 시스템이다. 가제어성 형태에 대한 상태정보가 계수들 사이의 어떤 특별한 관계가 있을 경우에만 출력단에 나타나서 불안정한 모우드가 대한 적응처리(adaptation process)를 할 경우 불안정한 모우드가 출력단에 나타나지 않으면 정확한 계수를 찾는 데 실패하여 적응처리를 할 수 없게 되는 반면, 가관측성 적응 제어계(adaptive control system)는 출력단에 불안정한 모우드가 있을 지라도 그 출력단에서 안정하게 제어할 수 있으므로 능동소음제어에 적응 모델을 사용하기 위해서는 반드시 가관측성 모델이 되어야 한다.

본 연구에서 선형, 시변시스템으로 고려한 능동소음제어에 RLMS 모델의 상태방정식을 식 (6), (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} X(k+1) &= AX(k) + Bu(k) & (6) \\ y(k) &= CX(k) + Du(k) & (7) \end{aligned}$$

여기서, 시스템 매트릭스 A와 제어벡터 B 및 출력 벡터 C는 다음과 같이 나타낸다.

$$A = \begin{bmatrix} -b_1 & 0 & \dots & \dots & 1 \\ -b_2 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ -b_n & 1 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} a_n \\ a_{n-1} \\ \vdots \\ a_1 \end{bmatrix} \quad C^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

여기서, A와 C 매트릭스(행렬)로부터 구성된 가관측성의 필요충분조건인 $[C \ CA \ \dots \ CA^{n-1}]^T$ 행렬

이 최대 rank n 을 갖게 되어 이 시스템은 항상 가관측성이 된다.

물리적으로 이것은 계수의 값에 관계없이 상태치(estate value)가 주어진 차수의 이 시스템에 대해 항상 출력에서 나타남을 의미한다.

따라서 정확한 계수 추정에 의한 음향신호의 식별과 재구성이 요구되는 능동소음제어에 있어 이러한 모델의 이용은 적절한 형태라 할 수 있을 것이다.

2.4 능동소음제어계의 보조경로 및 오차경로의 구성

능동 소음 제어계를 Fig. 4에 나타난 바와 같이, 미지의 입력 u_1 과 음향파가 전파되는 제어대상계 P, 음향제한 F, 적응 모델 M, 제어된 신호 u_2 를 부가적인 음원인 스피커로 내보내는 데까지의 경로를 보조경로라 하고, 보조경로의 전달함수를 S라 한다. 그리고 전파되는 음향신호와 부가적인 음원에 의해 잡혀진 신호를 오차 마이크로폰으로 받아 다시 모델로 귀환시키는 데까지의 경로를 오차경로라 하고 오차경로의 전달함수를 E라 한다.

Fig. 6에서 입력신호 u_1 에 의해 오차신호인 Y_3 를 생성하는 이러한 능동 소음 제어계의 전달함수를 구하면 다음 식(13)과 같다.

$$Y_1 = U_1 - S \cdot F \cdot U_2 \quad (8)$$

$$U_2 = M \cdot Y_1 \quad (9)$$

$$Y_1 = \frac{U_1}{1 + S \cdot F \cdot M} \quad (10)$$

그리고,

$$Y_2 = P \cdot U_1 - S \cdot U_2 \quad (11)$$

$$\begin{aligned} Y_3 &= E \cdot Y_2 \\ &= E \cdot P \cdot U_1 - E \cdot S \cdot U_2 \\ &= U_1 \cdot E \cdot P - \frac{E \cdot S \cdot M}{1 + S \cdot F \cdot M} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\frac{Y_3}{U_1} = E \cdot P - \frac{E \cdot S \cdot M}{1 + S \cdot F \cdot M} \quad (13)$$

여기서 음향계에 전파되는 잔여파(error power)가 0이 되기 위해서는 Y_3 가 0, 즉 식(12)가 0이 되어야 한다. 따라서 식(12)에서 Y_3 가 0이 되기 위한 모델의 전달함수 M를 구하면 다음 식(14)와 같다.

$$\begin{aligned} M &= \frac{P}{S - P \cdot A \cdot F} \\ &= \frac{P}{S(1 - P \cdot F)} \end{aligned} \quad (14)$$

그리고 두 개의 LMS필터 A와 B로 구성된 모델의 전달함수는 다음 식(15)와 같으므로

$$M = \frac{A}{1 - B} \quad (15)$$

식(14)와 (15)을 비교하면 오차가 0이 되도록 하는 모델, $A = P/S$ 및 $B = P \cdot F$ 가 존재한다는 것이 분명해진다. 그러나 S와 E가 미지이고 적응과정 내에 포함되지 않는다면 RLMS 알고리즘이 이 모델에 대해서 수렴하지 않을 것이다. 따라서 능동 소음 제어계에 있어 스피커를 포함하는 보조경로의 전달함수 S와 오차 마이크로폰을 포함하는 오차 경로의 전달함수 E를 $(n-1)$ line으로 모델링하는 적응 모델의 도입이 필수적인 것이 된다.⁽⁹⁾

3. 부가적인 전달함수의 영향을 고려한 적응제어

3.1 지연오차의 영향

RMS 알고리즘을 적용함에 있어 참고신호 (desired signal)와 적응 필터로부터 출력한 오차 신호가 유용하다고 간주한다. transversal filter의 출력이 모델의 출력으로 부터 구성되는 반면 참고 신호는 제어대상계의 출력으로 부터 얻어진다. 이 알고리즘이 수렴하도록하기 위해 입력신호가 요구되는 제어대상계의 출력과 상관관계가 있도록 하는 것이 필요하다. 이를 위해 입력신호가 지연되는 양만큼 오차가 지연되는 곳에도 역시 LMS 알고리즘을 적용할 수 있다.

부가적인 음원인 스피커와 오차 마이크로폰이 이상적인 응답특성을 갖는다고 간주하면, 유일한 부가적인 전달함수는 부가음원과 오차 마이크로 폰 사이의 음향적인 응답에 기인하는 것이다. 제어대상계가 단순한 적트이면 이 부가적인 전달함수는 순수 지연으로서 나타낼 수 있다.

덕트계의 능동 소음제어에 있어서는 소음의 전파에 따른 음향전달 경로가 존재하며 이 지연오차의 영향을 고려하지 않은 경우의 제어 알고리즘을 적용할 때 이것은 실제계와 부합되지 않는 제어출력값을 얻게될 것이다. 본 연구에서 이용한 적응제어 알고리즘에서 지연(Δ)는 덕트의 길이를 l 이라하고 음속을 C 그리고 샘플링 주파수를 f 라 하면 $\Delta = (l/C) * f$ 로써 결정할 수 있다.

이러한 LMS 알고리즘을 적용한 형태를 Fig. 5에 나타내었는데 오차신호는 출력을 지연시켜 입력으로 부터 빼줌으로서 얻을 수 있다. 능동 소음 제어계에 있어서 공정(plant)은 임의적인 미지의 음향계 P' 이며 이것은 Fig. 5에서 지연(Δ)과 미지의 공정(plant) P 와 의 곱으로 간주할 수 있다. 그리고 오차 경로(error path)의 지연은 모델에 대한 오차 상관기(error correlator)의 보조라인 내의 지연으로 보상이어야 한다.

3.2 보조경로내에서의 필터의 영향

능동 음향제어계의 모델에 연결되는 보조경로 내의 필터의 영향을 분석하여야 하는데 오차 경로 내에서의 필터의 전달함수는 일반적인 pole-zero(ARMA)의 형태이며 앞에서 언급한 단순한 지연은 이것의 특별한 경우이다.

보조경로 내의 필터에 의해 발생된 문제를 해결하는 두가지 연구방법이 Morgan에 의해 제안되었는데(11) Fig. 6에 나타난 그 첫번째 방법은 필터의 영향을 배제하기 위해 원래의 필터와 직렬로 inverse 필터를 설치하는 것이며, 두번째 방법은 제어대상계로부터의 입력과 보조경로로부터의 입력간의 불일치로 인한 영향이 모델의 계수 추정 안산부에 누적되지 않도록하기 위해 오차 상관기(error correlator)에 이어지는 입력라인 내에 똑같은 필터를 설치하는 것이다. 앞에서 설명한 방법과 같이 오차경로나 보조경로 내에서의 지연은 불가적이어서야 한다.

3.3 음향궤환을 고려한 조합된 제어계

오차경도와 마찬가지로 보조경로 (auxiliary path)에도 전달함수가 존재할 때의 능동 음향 제어계의 LMS 알고리즘의 적용을 나타내면 Fig. 7과 같다.

H2와 H3의 영향이 앞에서 설명한 바와 같이 동가적으로 나타나므로 H4는 당연히 H2와 H3의 조합된 영향의 결과로 나타날 것이다. 따라서 순수한 지연에 대해서 H4는 H2와 H3에 기인한 지연의 합이 될 것이다. 입력신호에 대한 H2와 H3에 대한 지연의 합, 즉 H4를 l 과

같이 설정할 수 있는 복잡한 전달함수에 대해 H4는 H2와 H3에 대한 각각의 전달함수의 곱으로 될 것이다.

오차경도 내에서의 전달함수와 비 이상적인 부가 음원에 대한 보상과 함께 온라인 적응방법으로 음향 궤환의 영향을 제거하기 위한 RMS 알고리즘을 이용한 능동 소음 제어에 대한 전체적인 계를 Fig. 10에 나타내었다. 그림에서 나타난 바와 같이 만약 S'와 E'를 안다면 LMS 알고리즘의 입력라인에 S와 E를 추가하거나 오차경도 내의 S와 E를 추가시킴으로써 수렴성을 억제할 수 있는 그 영향을 제거할 수 있다. 따라서 S와 E의 영향에 대한 수정과 함께 온라인 또는 오프라인(off-line) 식별 근거에 의해 그 값을 결정할 필요가 있는데, 능동소음제어계에 있어서 절대온도의 변화에 따른 음속의 변화에 따라 오차경도의 전달함수 E가 변화할 수 있으므로 E를 on-line 으로 결정하는 것이 특히 중요하다.

Fig. 7과 같은 제어계에서 각 요소들간의 관계식을 나타내면 다음과 같다.

$$U_k = h_2 * y_k \quad (16)$$

$$U_{rk} = U_k - U_k \quad (17)$$

$$E_k = h_3 * U_{rk} \quad (18)$$

잔여 체적속도(residual volume velocity)는 식(2), (16), (17)을 조합하여 나타내면,

$$U_{rk} = U_k - h_2 * w_k * U_{k-\Delta} \quad (19)$$

Z 변환을 이용하면 식(19)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$U_{rk}(z) = U(z)[1 - H_2(z)W(z)Z^{-\Delta}] \quad (20)$$

여기서 두가지 보조적인 전달함수를 정의 할 수 있다.

$$W_k(z) = U_k / U(z) = H_2(z)W_k(z)Z^{-\Delta} \quad (21)$$

$$H_k(z) = U_{rk}(z) / U(z) = 1 + W_k(z) \quad (22)$$

W_k 는 입력신호 U_k 의 추정치 \hat{U}_k 를 얻기위해 시간 k 에서 U_k 가 어떻게 필터링 되는 가를 기술하는 것이고 H_k 는 잔차 U_{rk} 를 얻기 위해 U_k 가 어떻게 필터링 되는 가를 묘사하는 것이다. 이 두 전달함수에서 알수 있는 바와 같이 음향궤환을 나타내는 전달함수의 극(pole)부분이 나타나지 않는다. 그러나 실제 능동소음제어계에 있어서 부가적인 음원에 의해 입력마이크로폰으로의 음향궤환이 존재할 것이므로 본 연구에서는 부가적인 음원의 작용에 의한 음향궤환에 따른 전달함수를 고려하기위해 음향제어계를 Fig. 8과 같이 고려하였다.

3.4 적응지연 역(Inverse)모델의 이용

S와 E를 결정하는 한가지 방법은 이 제어계에 있어서, 제어대상계의 적응지연 역(inverse)모델을 이용하는 것이다. 이 방법은 Fig. 9에 나타난 적응 LMS필터를 미지의 제어대상계와 직렬로 연결하는 것이다. RLM S형태에 이용되는 궤환요소의 on-line결정방법과 함께 조합된 S와 E를 off-line으로 결정하는 방법을 이용할 수 있으나 off-line결정방법은 계의 운용동안에는 적용이 되지 않기때문에 보조경로나 오차경도의 전달함수가 제어대상계에 대해 수정되지 않는다. 따라서 S와 E를 on-line으로 결정하는 문제가 선결과제로써 고려되어야할 것이다.

적용지연 역모델의 전달함수를 $H^*(z)$ 라 하고 이 지연 역모델의 최적인 least-square weight의 값을 w^* 라 하면

$$H^*(z) = z\text{-transform of } [W_k^*] \\ = \frac{\Phi_{xy}(z)}{\Phi_{xx}(z)} \quad (23)$$

$$\Phi_{xx}(z) = \Phi_{uu}(z) |P(z)|^2 \quad (24)$$

$$\begin{aligned}\Phi_{xy}(z) &= \Phi_{yx}(z^{-1}) \\ &= z^{-\Delta} \Phi_{uu}(z) P(z^{-1})\end{aligned}\quad (25)$$

따라서, 식(24)와 식(25)를 식(23)에 대입하면

$$H^*(z) = \frac{z^{-\Delta} \Phi_{uu}(z) P(z^{-1})}{\Phi_{uu}(z) |P(z)|^2}\quad (26)$$

여기서 $|P(z)|^2 = P(z) P(z^{-1})$ 이므로

$$H^*(z) = \frac{z^{-\Delta}}{P(z)}\quad (27)$$

따라서 최적한 지연 역 모델의 전달함수는 지연 Δ 을 갖는 부가적인 필터의 전달함수의 역으로 나타나며 이것으로서 능동소음 제어에 있어서의 부가적인 전달함수 영향을 on-line으로 결정할 수 있다.

4. 컴퓨터 시뮬레이션

4.1 부가적인 전달함수의 영향 평가

본 연구에서 고려한 음향제어계의 오차경로에 부가적인 전달함수를 고려할 경우 식(5)의 적응필터의 계수가 다음 식(28)과 같이 갱신된다.

$$W_{k+1} = W_k + 2\mu e_k u_k\quad (28)$$

$$\text{여기서 } u_k = h_4 * u_k\quad (29)$$

$$h_4 = h_2 * h_3\quad (30)$$

그러나 적응필터계수의 갱신(update)이 관측신호 w_k 에 의해 이루어지는 것이 아니라 Fig.7에 나타난 바와 같이 e_k 에 의해 이루어지므로 부가적인 전달함수와 상관관계를 갖는 변조된 신호 u_k 를 본 소음제어 알고리즘에 이용함에 있어 적절한 수렴 결과를 얻지 못하게 될 것이다. 본 시뮬레이션에서 오차경로에 Fig.10과 같은 부가적인 전달함수가 존재한다고 가정하고 이 부가적인 전달함수의 영향을 고려하지 않은 경우의 오차 출력은 Fig.11과 같이 잘 수렴하지 않음을 알 수 있다. 이것은 계수수정부에 대한 입력신호 u_k 에 포함된 부가적인 전달함수 H4가 필터링되는 과정이 없이 직접 오차상관기로 전달되기 때문인 것으로 간주되며 따라서 능동 소음제어계에 있어서는 스피커와 오차마이크로폰에 의한 부가적인 전달함수의 영향을 온-라인(on-line)으로 보상할 수 있는 방법의 도입이 요구된다.

4.2 적응지연 역모델을 이용한 성능 개선

능동 소음제어계에 설치되는 스피커 및 오차마이크로폰에 의한 부가적인 전달함수의 영향을 보상하기 위해 제어계의 역모델(inverse model)을 고려한 전체적인 능동음향제어계의 일반적인 형상을 Fig.12에 나타내었다. Fig.12에서 Widrow의 적응지연 역모델을 도입함으로써 오차경로의 전달함수를 적응적으로 모델링하도록 한다. 즉 Fig.12는 Fig.8에 나타난 음향제어계의 실제적인 운용형태로서 LMS필터 B를 적용시키기 위해 보조경로에서의 임의의 전달함수를 제어대상계에서의 음향전파경로에 따른 지연 Δ 과 같게 설정하고, 오차 경로내에서의 임의의 전달함수를 제어기내에서의 계산 수행 과정상에 나타나는 지연 Δ 와 같게 설정한 Widrow의 지연오차 방법을 조합하여 능동소음 제어계를 구현한 RLM의 완전한 모델을 예시한 것으로 오차 경로의 적응모델 R은 A와 B의 오차상관기(error correlator)로 가는 입력경로 내에 복제된다.

Fig.13에 매 주기마다 세점에서 샘플한 cosine 입력에 대한 능동소음제어 시뮬레이션 결과를 나타내었으며 Fig.14에 랜덤신호 입력에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 각 경우에 있어서 최소오차(잔여소음)의 결과가 얻어지는 우수한 수렴 특성을 보인다.

능동소음제어계의 전달함수를 나타낸 식(13)을 ARMA 모델의 다항식으로 나타내면 식(31)과 같다

$$\begin{aligned}H(z) &= \frac{E(z)}{U(z)} \\ &= \frac{1 + \sum_{k=1}^q B(k)z^{-k}}{1 + \sum_{l=1}^p A(l)z^{-l}}\end{aligned}\quad (31)$$

본 연구에서 RLM 모델링 A의 차수를 3차로 그리고 B의 차수를 4차로 한 경우의 전달함수의 식(31)을 나타내면 다음식 식(32)와 같다. 즉 H(z)는

$$H(z) = \frac{1+B(1)z^{-1}+B(2)z^{-2}+B(3)z^{-3}}{1+A(1)z^{-1}+A(2)z^{-2}+A(3)z^{-3}+A(4)z^{-4}}\quad (32)$$

와 같이 되고, 식(32)의 극(pole)과 영(zero)을 Fig.15의 z 평면상에 나타내었다.

그림에서 알 수 있는 바와 같이 4개의 pole 이 단위원 내에 있으며 이 전달함수는 minimum-phase를 보장하고 계가 안정함을 보여주고 있다.

5. 결론

본 연구에서는 능동소음제어에 대한 한 방법으로서 RLM 알고리즘의 수렴성을 이용한 오차경로와 보조경로의 전달함수의 영향을 고려한 우수한 수렴성능을 갖는 제어 알고리즘을 개발하였다.

일반적으로 능동소음제어계에 포함되는 부가적인 스피커나 마이크로폰으로 인한 전달함수의 영향은 최소소음 수준을 유지하고자 하는 수렴성능을 억제시킨다. 본 연구에서 이러한 전달함수의 영향을 무가치 방법으로 보상시킬 수 있음을 제시하였다. 그 첫번째 방법은 모델의 오차상관기로 이어지는 보조입력라인 내에 복제된 전달함수를 추가시키는 것이며 두번째 방법은 보다 구체적인 실현가능한 제어 시스템으로서 부가적인 전달함수의 지연된 inverse 모델을 이용하는 방법이다. 이것은 오차상관기로 이어지는 보조라인 내에 복제된 지연요소를 추가시킬 필요가 있다.

본 연구에서 주로 고려한 선결과제로서 이들 오차경로와 보조경로의 전달함수값을 on-line으로 결정해야 한다는 점이다. RLM필터를 이용한 적응제어방법을 이용함에 있어서 오차경로와 보조경로의 전달함수를 on-line으로 적용시켜 최적한 수렴계수를 결정할 수 있는 방법을 제시하였다.

참고 문헌

- (1) C. F. Ross, 1981, "A Demonstration of Active Control of Broadband Sound", J. Sound Vib., vol. 74, no. 3, pp. 411-417.
- (2) C. F. Ross, 1982, "An Adaptive Digital Filter for Broadband Active Sound Control", J. Sound Vib., vol. 80, no. 3, pp. 381-388.
- (3) H. A. Swinbanks, 1973, "The Active Control of Sound Propagation in Long Ducts", J. Sound Vib., vol. 27, no. 3, pp. 411-436.

- (4) Kh.Eghtesadi and H.G.Leventhall, 1981, "Active Attenuation of Noise in Ducts ",Acoustics Letters,vol.4,no.10,pp.204-209.
- (5) Kh.Eghtesadi and H.G.Leventhall, 1981, "Active Attenuation of Noise: The Chelsea Dipole", J Sound Vib.,vol.75,no.1,pp.127-134
- (6) D. Guicking and K. Karcher,1984, "Active Impedance Control for One Dimensional Sound", ASME Journal of Vibration, Acoustics, Stress, and Reliability in Design,Vol.106,pp. 393-396, July.
- (7) B.Widrow and S.D.Stearns,1985, "Adaptive Signal Processing",Prentice-Hall,Inc,Englewood Cliffs N.J.
- (8) N.J.Bershead and P.L.Feintuch, 1980, "The Recursive Adaptive LMS Filter-A Line Enhancer Application and Analytical Model for the Mean Weight BEHAVIOR", IEEE Trans,vol. Assp-28,no.6 Dec. pp.653-660
- (9) Lynn A.Poole,Glenn E. Warnaka and Richard CCutter, 1984, "The Implementation of Digital Filters Using a Modified Widrow-Hoff Algorithm for the Adaptive Cancellation of Acoustic Noise", Proceeding of ICASSP 84,PP.21.7.1.-21.7.4.
- (10) J.C.Burgess,1981, "Active Adaptive Sound Control in a Duct:A Computer Simulation",J.Acoust. Soc. Am.,vol.70,no.3,pp.715-726
- (11) Dennis R.Morgan,"An Analysis of Multiple Correlation Cancellation Loops with a Filter in the Auxiliary Path",IEEE Trans. on ASSP, vol.assp-28,no.4,pp.454-467.
- (12) L.J.Eriksson,1980, "Higher Order Mode Effects in Circular Ducts and Expansion Chambers",J.Acoust.Soc. Am.,vol.68,no.2, pp.545-550.

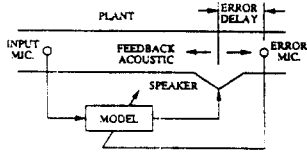


Fig.1 Schematic diagram of active sound control system

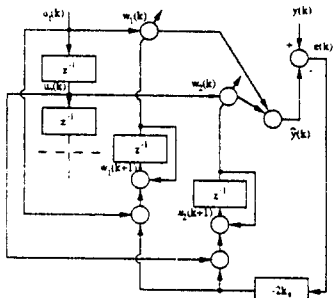


Fig.2 Least mean square algorithm diagram

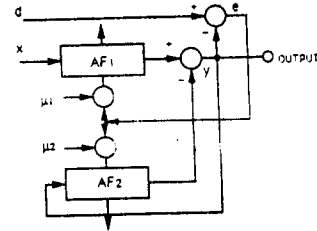
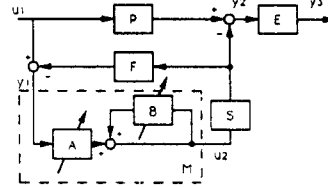


Fig.3 Adaptive recursive filter constructed using two LMS transversal filters.



where u_1 : unknown input to system
 u_2 : controlled input to system
 y_1 : measured output from system
 y_2 : measured output from system

Fig.4 Active sound controller configuration with acoustic feedback error path acoustic and non-ideal source

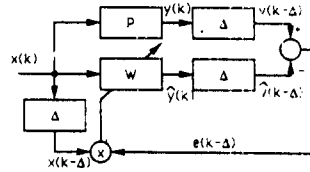


Fig.5 Adaptive LMS predictor application to active attenuation problem with delayed signal and delayed model

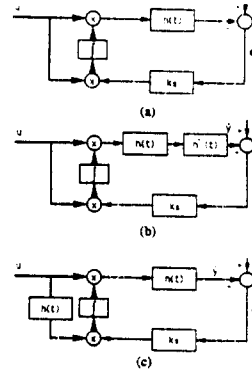
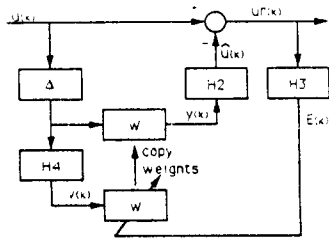


Fig.6 (a) Filter in auxiliary path as considered by Morgan.
 (b) Suggested solution through addition of inverse filter by Morgan
 (c) Suggested solution through duplication of filter to cancel feeding error contributions by Morgan.



where $H4 = H2 = H3$

Fig. 7 Compensation for transfer function H2 and H3 through addition of transfer function H4 as described by Burgess.

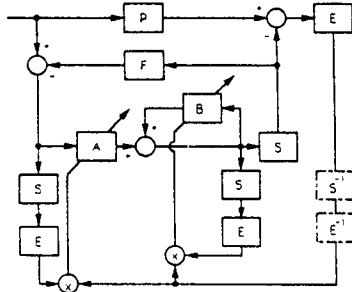


Fig. 8 General solution to compensation for transfer functions due to loudspeaker, S, and error path, E, through addition of duplicate transfer functions or inverse transfer functions.

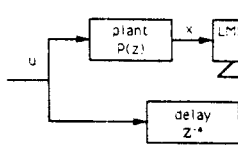


Fig. 9 Delay adaptive plant inverse model as described by Widrow.

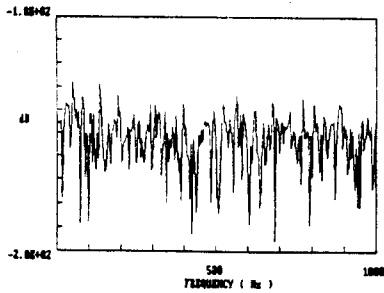


Fig. 10 Additional transfer function due to loudspeaker and error path for computer simulation in system of Fig. 9

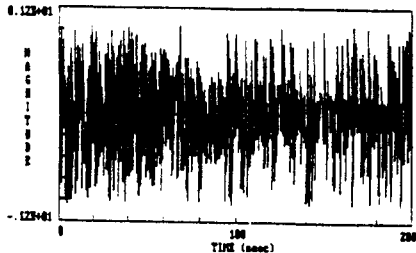
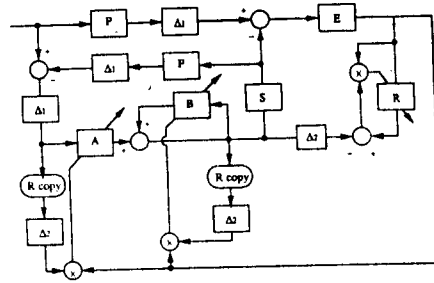


Fig. 11 Computer simulation result affected by the additional transfer function in system of Fig. 9 with uniform random noise



where: $R = \Delta t (SE)^{-1}$

Fig. 12 Complete form of active sound control system with adaptive transfer function mechanism.

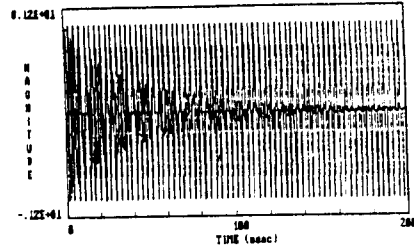


Fig. 13 Computer simulation results in the time domain using system of Fig. 14 to model with a cosine input (light black: primary input, dark black: controlled error output)

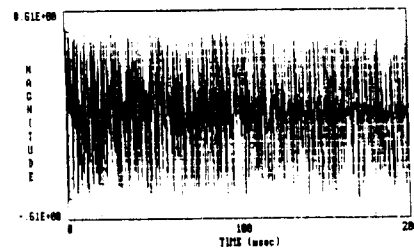


Fig. 14 Computer simulation results in the time domain of Fig. 14 for a cosine input of Fig. 14 to model with uniform random noise (light black: primary input, dark black: controlled error output)

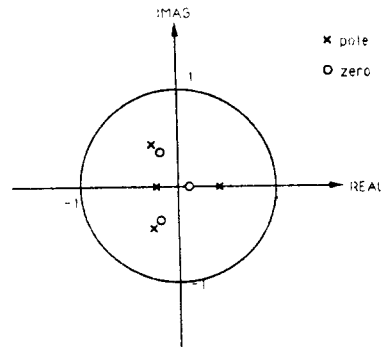


Fig. 15 The position of the poles and zeros of the equivalent transfer function of the active noise control system used in simulation of Fig. 14