

〈論 文〉

적응 신호처리기법을 이용한 능동 소음제어에 관한 연구

이태연*, 김철호*, 오재응**

(1990년 11월 28일 접수)

A Study on the Active Noise Control Using the Adaptive Signal Processing Technique

Tae Yeon Lee, Chul Ho Kim and Jae Eung Oh

Key Words : Adaptive Signal Processing(적응 신호처리), Active Noise Control(능동 소음제어), Adaptive Filter(적응필터), Minimum Phase(최소위상), Destructive Interference(파괴간섭), Convergence Performance(수렴성능), Parameter Estimation(계수 추정), Mean Square Error(평균 자승 오차), Observability(가관측성), Acoustic Feedback(음향계환)

Abstract

The problem of active noise control has been analyzed using a adaptive signal processing technique. In this methods, the adaptive signal processor or model predicts the primary sound wave travelling along the acoustic plant and generates the secondary source 180° out of phase which attempts to attenuate the undesired noise by the destructive interference. The consequential problem of acoustic feedback due to the additional source and the problem of accoustic propagation delay are considered in detail. In the solutions presented here the acoustic feedback path and acoustic propagation delay are considered a part of the model which used the pole-zero or IIR adaptive filter. Using the concept of observability which shows to be particularly useful for active noise control system, the application of RLMS algorithm enables the controller to control the unstable modes appeared at the output. The effect of error path and auxiliary path transfer function are analyzed and a new on-line technique for error path modeling, adaptive delayed inverse modelling is presented. Using these new concepts, large amounts of attenuation are achieved in computer simulation for sinusoidal and random input. In addition to offering an alternative to traditional passive silencing techniques for low frequency noise, active noise control scheme may offer solutions to applicability to real-time adaptive signal processing.

1. 서 론

현대 산업 사회가 급격한 발전을 거듭하면서 필

* 한양대학교 대학원

** 정회원, 한양대학교 공과대학 정밀기계공학과

연적으로 파생되는 소음의 문제에 직면하게 되었으며, 이러한 음향 소음을 제어하는 문제는 오늘날 환경보전의 측면에서 중요한 연구과제가 되고있다. 현실적인 예로 산업체에서 이용하는 각종 열기관이나 송풍기 및 압축기 등 설비의 대형화와 제작경비의 절감을 위한 구조물의 경량화에 따라 부수적으

로 소음이 증가되는 문제점을 초래하기도 한다. 더 우기 빌딩이나 생산공장과 같이 많은 사람이 밀집해 있는 곳에서 발생하는 각종의 다양한 소음원으로부터 파생되는 여러가지 문제점을 심각히 고려하지 않을 수 없게 되었다.

이러한 음향소음을 제어하는 종래의 방법으로는 소음이 방출되는 것을 감쇠시키기 위해 차음벽이나 소음기등을 사용하는 수동적인 방법이 있으나 이러한 수동적인 소음감쇠 방법은 저주파에서 비효율적이고 소음을 발생시키는 기계구조물의 형태가 커짐에 따라 감쇠기자체의 부피도 커져야하는 단점이 있다. 따라서 이와같은 단점을 보완하기 위하여 원래의 구조물의 형태를 변형하지않고서도 저주파 소음제어에 효과적인 능동적인 소음제어 방법이 제안되게 되었다.

능동적인 음향소음 제어방법은 입력마이크로폰으로 음향계에 전파되는 소음을 감지하고 그 소음을 감쇠시키기위한 역위상의 부가적인 음을 발생시키 이들의 파괴간섭을 이용하여 능동적으로 소음을 감쇠시키거나 제어하는 방법이다. 이것은 기계계에 의해 발생된 음파의 전파속도에 비해 전기적 신호의 전달이 더 빠름으로써 가능한 것으로 1936년 Lueg에 의해 최초로 창안되었다. 그후 1950년대 초 Olson⁽¹⁾이 효과적인 음향감쇠요소인 Helmholtz 공명기(resonator)에 의한 능동적인 음향제어 방법을 소개하였으나 이들 시스템은 그 당시 기술수준의 한계성으로 인해 폭넓게 이용되지 못하였다.

최근에와서 디지털 신호처리에 대한 이론적 개발과 반도체등 전자공학의 발달로 이러한 능동소음제어에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다⁽²⁻⁴⁾. 1980년대 초 Leventhall⁽⁵⁾과 Warnaka⁽⁶⁾등이 아날로그 전자기법에 의한 마이크로폰과 스피커의 배열(array)을 이용하여 음향계에 전파되는 소음의 능동제어에 대해 연구하였다. 그러나 이러한 방법은 스피커와 마이크로폰 배열의 복잡성이 증가하는 다중변환기의 도입 필요성이 제기되고 제한된 주파수영역에서만만의 결과만을 제시하였다. 또한 Ross⁽⁷⁾는 음향제어기가 갖추어야할 최적한 필터 특성을 디지털 신호처리기법에 의해 얻는 방법을 이용하여 소음을 능동적으로 제어하는 방법을 제시하였다. 그의 연구에서 음향계를 시불변계(time invariant system)로 가정하였는바 실제 음향계의 파라메타들이 시변적(time variant)임을 고려할 때, 변환기의 사용으로 인한 부가적인 전달함수의 고려와 함

계 연속적인 환경변화에 온라인으로 적응하는 적응제어의 필요성이 제기되고 있다. 한편 Burgess⁽⁸⁾는 Widrow⁽⁹⁾에 의해 개발된 최소 평균자승(least mean square ; LMS)알고리즘을 이용하여 광대역 소음의 능동적인 적응음향제어에 대한 이론적인 연구결과를 컴퓨터 시뮬레이션으로 제시하였다. 그러나 여기서 음향제환이 존재하지 않는다고 가정하여, 실제 음향제어계에서 부가적으로 음을 발생시키는 스피커로 인해 입력마이크로폰으로 음향제환이 존재하고 있음을 고려할 때 이러한 능동소음제어의 연구결과들이 부분적인 영역의 적용 가능성만을 제시하고 있다.

본 연구에서는 Wiener 필터링 이론⁽¹⁰⁾에 의하여 소음원의 입력신호에 대한 최적한 예측을 할 수 있는 최적예측기(optimal predictor)로써 부가적인 음을 발생시키고 입력신호 및 출력신호 간의 차인 오차를 최소화시키도록하는 적응신호처리방법에 대해 설명하고 이러한 적응 신호처리 방법을 이용한 능동 소음 제어 방법을 제시하였다. 이와아울러 제어계의 환경 변화에 따른 파라메타의 변화에 적응적으로 응답이 가능해야 하는 적응 소음 제어계에서, 음향제환과 함께 필히 고려해야하는 부가적인 전달함수—모델과 스피커를 포함하는 보조경로 및 오차마이크로폰을 포함하는 오차경로의 전달함수의 영향을 고려한 능동소음제어에 대해 연구하였다.

2. 능동소음제어의 적응 알고리즘

2.1 능동소음제어계의 구조

본 연구에서 고려한 능동소음제어계의 기본구조를 Fig. 1에 나타내었다. 도시한 바와 같이 전체적인 제어계는, 덕트에 전파되는 음을 측정하는 입력마이크로폰과 입력신호를 필터링하여 오차를 최소화시키기 위해 필터계수를 적응시키는 모델, 출력을 부가음으로 발생시키는 스피커, 그리고 부가음에 의해 감쇠된 음을 감지하는 오차 마이크로폰으로 구성되어 있다.

Fig. 1에서 모델은 적응필터의 계수추정에 의해 입력마이크로폰의 신호를 식별하고 오차 마이크로폰에서 감지되는 출력을 최소화 시키도록 Wiener 해(Wiener solution)에 의해 최적한 필터의 계수를 적응적으로 변화시켜가는 예측기의 성능을 갖는 제어기(controller)이다. 이 모델은 극배치(pole placement)제어에 의해 최소위상(minimum

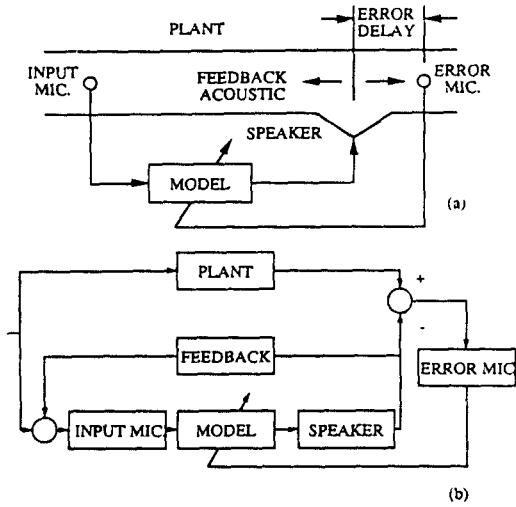


Fig. 1 (a) Schematic diagram of active sound control system
 (b) Block diagram of active sound control system

phase)의 전달함수를 갖도록한다. 그리고 스피커는 최소위상의 형상필터(shaping filter)를 통해 발생된 신호를 부가적인 음향으로 변환시켜주는 액튜에이터로서 작동된다. 음향계를 통해 전파되는 소음원과 부가적인 음원과의 파괴간섭에 의해 감소된 신호가 다시 오차마이크로폰을 거쳐 모델로 제한함으로써 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 능동소음제어계의 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

디자탈 신호처리 기법에서 널리 이용되는 적응

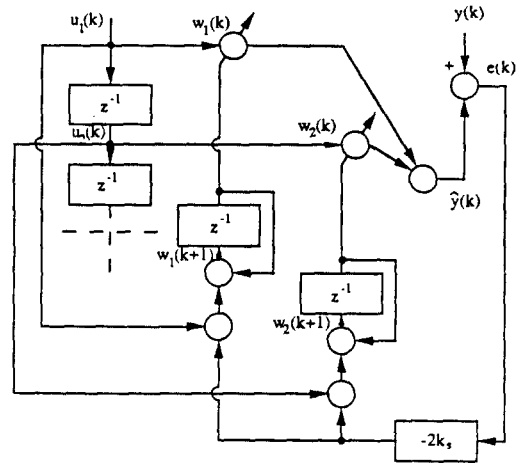


Fig. 2 Least mean square algorithm in block diagram form

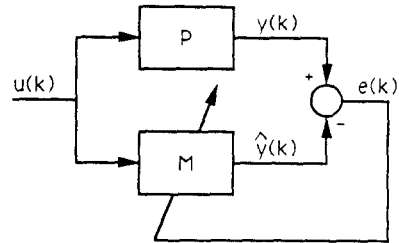


Fig. 3 The output error formulation used with the LMS algorithm

알고리즘에는 최소 평균자승(least mean square ; LMS) 알고리즘 및 최소자승(least square) 알고리즘 등이 있는데 LMS 알고리즘은 통계적 성질이 불확실한 미지의 시스템에 사용되는 비교적 간단한 적응필터(adaptive filter)이다. 이 알고리즘은 평균 자승오차(mean square error)를 최소화하기 위하여 사용되는 계수 또는 가중치(weight)를 갖는 Fig. 2와 같은 all-pole(AR) 또는 all-zero(MA) 모델의 분기된 지연 형상필터(transversal filter)이다. 오차는 Fig. 3에 나타낸 바와 같이 제어대상계(plant)의 출력과 모델의 출력과의 차인 식 (1)로 정의한다⁽¹¹⁾.

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

$$\hat{y}(k) = W^T(k) u(k) \tag{2}$$

$$\nabla(k) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 e(k)}{\partial W_0(k)} \\ \vdots \\ \frac{\partial^2 e(k)}{\partial W_L(k)} \end{bmatrix} = 2e(k) \begin{bmatrix} \frac{\partial e(k)}{\partial W_0(k)} \\ \vdots \\ \frac{\partial e(k)}{\partial W_L(k)} \end{bmatrix}$$

$$= -2e(k) u(k) \quad (3)$$

$$W(k+1) = W(k) - \mu \nabla(k) \quad (4)$$

$$W(k+1) = W(k) + 2\mu e(k) u(k) \quad (5)$$

평균 자승 오차는 가중치(weight)의 2차함수로 서 오차와 입력의 계속되는 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 $u_1(k)$ 는 제어대상계 출력의 MA값을 구성하는데 이용되는 계수를 갖는 분기된 지연단(tapped delay line)을 통과하고 그 출력 $\hat{y}(k)$ 는 제어대상계의 출력 $y(k)$ 와 비교되어 오차신호 $e(k)$ 를 발생하고 이 오차신호가 지연단으로부터의 신호에 곱하여 진다. 음향회환으로 인해 발생하는 극(pole)을 제거하도록 모델에 AR필터를 추가시키기 위해 Bershead가 제안한 Fig. 4와 같은 순환적 적응필터(recursive adaptive filter)를 도입하면 이러한 모델은 ARMA(autoregressive moving-average)벡터 모델인 RLMS(recursive least mean square)모델이 되

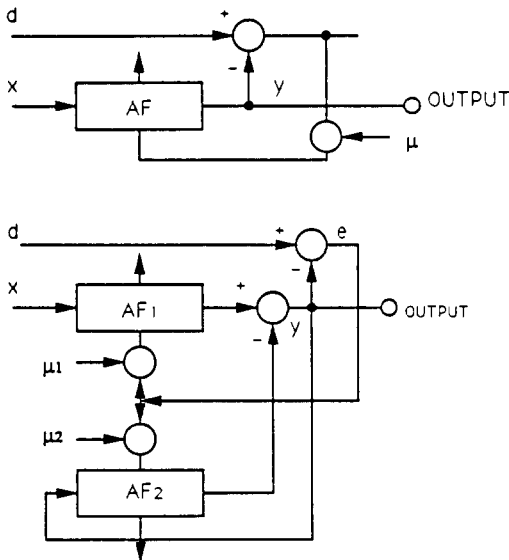


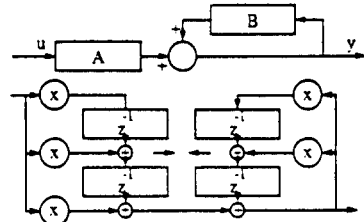
Fig. 4 Adaptive recursive filter constructed using two LMS transversal filters

고⁽¹²⁾ 이러한 RLMS 적응 알고리즘은 단순한 LMS 알고리즘보다 정확히 제어대상계를 묘사하는 방법이 되어 보다 빨리 오차를 0에 수렴하도록 할 것이다.

2.3 적응 모델의 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 간격 동안의 계의 입·출력 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 모드에 대한 적응처리(adaptation process)를 할 경우 불안정한 모드가 출력단에 나타나지 않으면 정확한 계수를 찾는 데 실패하여 적응처리를 할 수 없게 되는 반면, 가관측성 적응 제어계(adaptive control system)는 출력단에 불안정한 모드가 있을 지라도 그 출력단에서 안정하게 제어할 수 있으므로 능동소음제어계에 적응모델을 사용하기 위해서는 반드시 가관측성 모델이 되어야 한다.

Fig. 3과 같은 형태의 출력오차형(output error



$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A & -1 \\ -b_1 & 1 \\ -b_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_2 \pm a_0 b_2 \\ a_1 \pm a_0 b_1 \end{bmatrix} u(k)$$

$$y(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -c & -c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_0 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$\begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -b_1 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{Always observable}$$

Fig. 5 RLMS model structure determining the allowable state to observable form

form) 적응제어계에서 모델에 대한 입력은 제어대상계의 출력과 연관시킬 필요가 있으며 모델이 이 제어대상계의 상태를 정확히 식별하여야한다. 본 연구에서 이용한 RLMS모델의 형태를 Fig. 5와 같이 두개의 모델을 갖는 요소로 나타낼 수 있는데, 두 개의 모델 중 A요소는 아래쪽으로 진행되는 (downward) 음향전파신호를 모델링하며 B요소는 부가음원의 작용에 의한 음향제한 경로를 모델링함으로써 음향계의 모든 상태조건으로부터의 정보가 출력단에서 나타나게 한다. 본 연구에서 이용한 RLMS 모델의 형태를 나타내면 Fig. 5와 같고 이러한 선형, 시변시스템의 상태방정식을 식 (6), (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (6)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (7)$$

여기서, 시스템 매트릭스 A와 제어벡터 B 및 출력벡터 C는 다음과 같이 나타난다.

$$A = \begin{bmatrix} -b_1 & 0 & \dots & \dots & 1 \\ -b^2 & 0 & \dots & \dots & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -bm & 1 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} a_m \\ a_{m-1} \\ \cdot \\ \cdot \\ a_1 \end{bmatrix}, \quad C^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix}$$

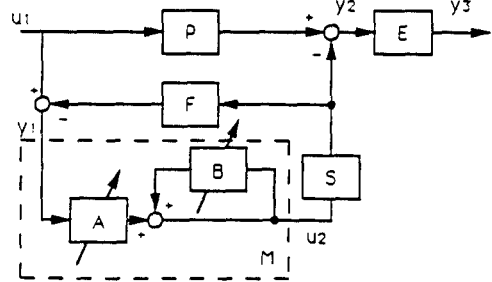
여기서, A와 C 매트릭스로 부터 구성된 가관측성의 필요충분조건인 $[C \ CA \ \dots \ CA^{n-1}]^T$ 행렬이 최대 랭크(rank) n을 갖게 되어 이 시스템은 항상 가관측성이 된다.

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

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

2.4 능동소음제어계의 보조경로 및 오차경로의 구성

능동 소음 제어계는 Fig. 6에 나타낸 바와 같이,



where u_1 : unknown input to system
 u_2 : controlled input to system
 y_1 : measured output from system
 y_3 : measured output from system

Fig. 6 Active sound controller configuration with acoustic feedback error path acoustics and non-ideal source

미지의 입력 U_1 과 음향파가 전파되는 제어대상계 P, 음향제한 F, 적응 모델 M 및 부가적인 전달함수로 구성된다. 제어된 신호 U_2 를 부가적인 음원인 스피커로 내보내는 데까지의 경로를 보조경로라 하고, 보조경로의 전달함수를 S라 한다. 그리고 전파되는 음향신호와 부가적인 음원에 의해 감쇠된 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 소음제어계의 전달함수를 구하면 다음 식 (14)와 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,

$$Y_3 = E \cdot Y_2 \quad (11)$$

$$Y_2 = P \cdot U_1 - S \cdot U_2 \quad (12)$$

$$\begin{aligned} Y_3 &= E \cdot P \cdot U_1 - E \cdot S \cdot U_2 \\ &= E \cdot P \cdot U_1 - E \cdot S \cdot M \cdot Y_1 \\ &= U_1 \cdot E \cdot P - \frac{E \cdot S \cdot M \cdot U_1}{1 + S \cdot F \cdot M} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\frac{Y_3}{U_1} E = P - \frac{E \cdot S \cdot M}{1 + S \cdot F \cdot M} \quad (14)$$

여기서 음향계에 전파되는 잔여파(residual wave)가 0이 되기 위해서는 Y_3 가 0, 즉 식 (13)이 0이 되어야 한다. 따라서 제어대상계의 전달함

수 P 는 다음과 같다.

$$P = \frac{S \cdot M}{1 + S \cdot F \cdot M} \quad (15)$$

모델의 전달함수는 다음 식 (16)과 같고

$$M = \frac{A}{1 - B} \quad (16)$$

식 (16)을 식 (15)에 대입하면

$$P = \frac{S \cdot A}{1 - B + S \cdot F \cdot A} \quad (17)$$

이고 식 (15)에서 모델의 전달함수를 구하면 식 (18)과 같다.

$$M = \frac{P}{S - P \cdot S \cdot F} = \frac{P}{S(1 - P \cdot F)} \quad (18)$$

따라서 식 (16)과 (18)을 비교하면 오차가 0이 되도록 하는 모델, $A = P/S$ 및 $B = P \cdot F$ 가 존재한다는 것이 분명해진다. 그러나 S 와 F 가 미지이고 적응과정 내에 포함되지 않는다면 RLMS 알고리즘이 이 모델에 대해서 수렴하지 않을 것이다. 따라서 능동 소음제어계에 있어 스피커를 포함하는 보조경로의 전달함수 S 와 오차 마이크로폰을 포함하는 오차 경로의 전달함수 F 를 온라인으로 모델링하는 적응 모델의 도입이 필수적인 요건이 된다⁽¹³⁾.

3. 오차경로 및 보조경로의 전달함수를 고려한 적응제어

3.1 지연오차의 영향

RLMS 알고리즘을 적용함에 있어 요구신호(desired signal)와 적응 필터로부터의 출력간의 오차신호가 유용하다고 간주한다. 적응필터(adaptive filter)의 출력이 모델의 출력으로부터 구성되는 반면 요구신호는 제어대상계의 출력으로부터 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 마이크로폰까지의 음향적인 응답에 기인하는 것이다. 제어대상계가 단순한 덤트이면 이 부가적인 전달함수는 순수 지연으로서 나타낼 수 있다.

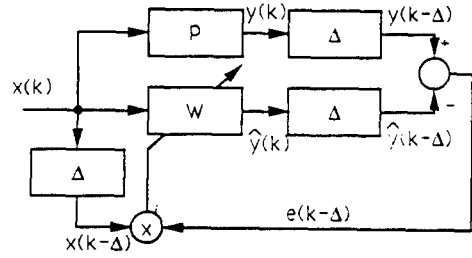


Fig. 7 Adaptive LMS predictor application to active attenuation problem with delayed signal and delayed model

이러한 음향계의 지연오차의 영향을 고려한 LMS 알고리즘을 적용한 형태를 Fig. 7에 나타내었는데 오차신호는 출력을 지연시켜 입력으로부터 빼줌으로서 얻을 수 있다. 능동 소음 제어계에 있어서 제어대상계(plant)는 임의적인 미지의 음향계 P 이며 이것은 Fig. 7에서 지연(Δ)과 미지의 제어대상계(plant) P 와의 곱으로 간주할 수 있다. 그리고 오차경로(error path)의 지연은 모델에 대한 오차상관기(error correlator)의 보조라인 내의 지연으로 보상시키야 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⁽¹⁴⁾ Fig. 8에 나타낸 그 첫번째 방법은 필터의 영향을 배제하기 위해 원래의 필터와 직렬로 역필터(inverse filter)를 설치하는 것이며, 두번째 방법은 제어대상계로부터의 입력과 보조경로로부터의 입력간의 불일치로 인한 영향이 모델의 계수 추정 연산부에 누적되지 않도록하기 위해 오차상관기(error correlator)에 이어지는 입력라인 내에 똑같은 필터를 설치하는 것이다. 앞에서 설명한 방법과 같이 오차경로나 보조경로 내에서의 지연은 등가적이어야 한다.

3.3 음향계환을 고려한 조합된 제어계

오차경로와 마찬가지로 보조경로(auxiliary

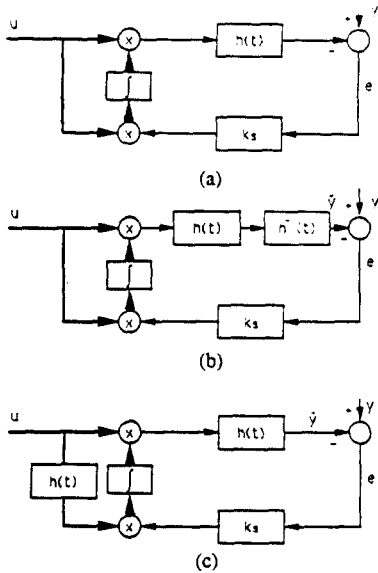


Fig. 8 (a) Filter in auxiliary path as considered by Morgan
 (b) Suggested solution through addition of inverse filter by Morgsan
 (c) suggested solution through of duplicate filter in lines feeding error correlators by Morgan

path)에도 전달함수가 존재할 때의 능동음향 제어 계의 LMS 알고리즘의 적용을 나타내면 Fig. 9와 같다⁽⁶⁾.

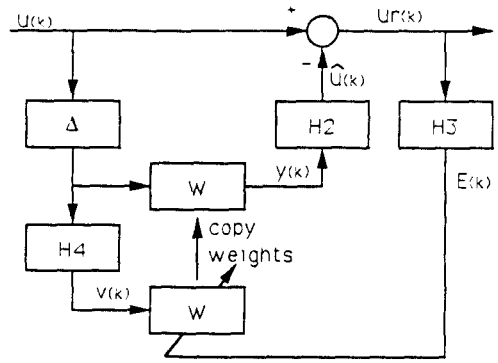
$H2$ 와 $H3$ 의 영향이 앞에서 설명한 바와 같이 동가적으로 나타남으로 $H4$ 는 당연히 $H2$ 와 $H3$ 의 조합된 영향의 결과로 나타날 것이다. 따라서 순수한 지연에 대해서 $H4$ 는 $H2$ 와 $H3$ 에 기인한 지연의 합이 될 것이다. 입력신호에 대한 $H2$ 와 $H3$ 에 대한 지연의 합, 즉 $H4$ 를 1과 같게 설정할 수 없는 복잡한 전달함수에 대해 $H4$ 는 $H2$ 와 $H3$ 에 대한 각각의 전달함수의 곱으로 될 것이다. Fig. 9과 같은 제어계에서 $H2$ 를 보조경로의 전달함수, $H3$ 를 오차경로의 전달함수, $\hat{u}(k)$ 는 입력 $u(k)$ 의 예측값, 그리고 $w(k)$ 를 필터의 가중치라 할때, 각 요소들간의 관계식을 나타내면 다음과 같다.

$$\hat{u}(k) = h_2 * y(k) \tag{19}$$

$$ur(k) = u(k) - \hat{u}(k) \tag{20}$$

$$e(k) = h_3 * ur(k) \tag{21}$$

잔여 체적속도 (residual volume velocity) $ur(k)$ 는



where $H4 = H2 * H3$

Fig. 9 Compensation for transfer function $H2$ and $H3$ through addition of transfer function $H4$ as described by Burgess

식 (2), (19), (20)을 조합하여 나타내면,

$$ur(k) = u(k) - h_2 * w(k) * u(k - \Delta) \tag{22}$$

Z변환을 이용하면 식 (22)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$UR(z) = U(z) [1 - H2(z) W(z) Z^{-\Delta}] \tag{23}$$

여기서 두가지 보조적인 전달함수를 정의할 수 있다.

$$\tilde{W}(z) = \hat{U}(z) / U(z) = H2(z) W(z) Z^{-\Delta} \tag{24}$$

$$\tilde{H}(z) = UR(z) / [1 - \tilde{W}(z)] \tag{25}$$

$\tilde{w}(k)$ 는 입력신호 $u(k)$ 의 추정치 $\hat{u}(k)$ 를 얻기 위해 시간 k 에서 $u(k)$ 가 어떻게 필터링 되는 가를 나타내는 것이며, $\tilde{h}(k)$ 는 잔차 $ur(k)$ 를 얻기 위해 $u(k)$ 가 어떻게 필터링 되는 가를 나타내는 것이다. 이 두 전달함수에서 알 수 있는 바와 같이 음향케환을 나타내는 전달함수의 극(pole)부분이 나타나지 않는다. 그러나 실제 능동소음제어계에 있어서 추가적인 음원에 의해 입력마이크로폰으로의 음향케환이 존재할 것이므로 본 연구에서는 추가적인 음원의 작용에 의한 음향케환에 따른 전달함수를 고려하기 위해 음향제어계를 Fig. 10과 같이 고려하였다.

오차경로 내에서의 전달함수와 비이상적인 추가 음원에 대한 보상과 함께 온라인 적응 방법으로 음향케환의 영향을 제거하기 위한 RLMS 알고리즘을 이용한 능동 소음제어에 대한 전체적인 계를 Fig. 10에 나타내었다. 그림에서 나타낸 바와 같이 만약 S^{-1} 와 E^{-1} 를 안다면 LMS알고리즘의 입력라

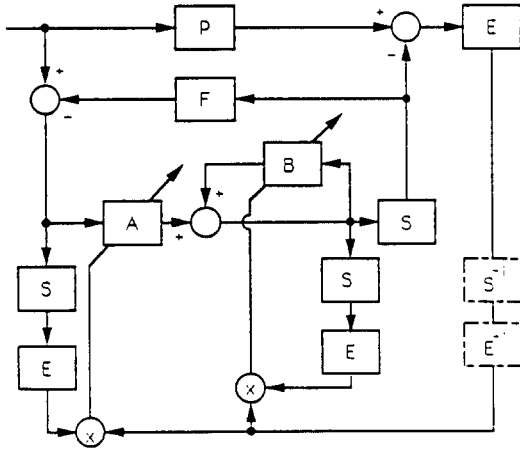


Fig. 10 General solution to compensation for transfer functions due to loudspeaker, S , and error path, E , through addition of duplicate transfer functions or inverse transfer functions

인에 S 와 E 를 추가하거나 오차경로 내에 S 과 E 를 추가시킴으로써 수렴성을 억제할 수 있는 그 영향을 제거할 수 있다. 따라서 S 와 E 의 영향에 대한 수정과 함께 온라인(on-line) 또는 오프라인(off-line) 식별 근거에 의해 그 값들을 결정할 필요가 있는데, Fig. 10은 S 와 E 에 대한 오프라인 식별근거에 따른 페루우프제어계이며, 실시간처리를 위한 능동 소음제어계에 있어서는 절대온도 변화에 따른 음속의 변화에 따라 오차 경로의 전달함수 E 가 변화할 수 있으므로 E 를 온라인으로 결정하는 것이 특히 중요하다.

3.4 부가적인 전달함수의 영향을 고려한 적응 지연 역 모델(Inverse Model)

S 와 E 를 결정하는 한가지 방법은 이러한 음향 제어계에 있어서, 제어대상계의 적응지연 역 모델(inverse model)을 이용하는 것이다⁽¹⁸⁾. 이 방법은 Fig. 11에 나타낸 적응 LMS필터를 미지의 제어대상계와 직렬로 연결하는 것이다. RLMS 형태에 이용되는 계환요소의 온라인 결정방법과 함께 조합된 S 와 E 를 오프라인으로 결정하는 방법을 이용할 수 있으나 오프라인 결정방법은 계의 운용동안에는 적응이 되지 않기 때문에 보조 경로나 오차경로의 전달함수가 제어대상계에 대해 수정되지 않는다. 따라서 S 와 E 를 온라인으로 결정하는 문제가

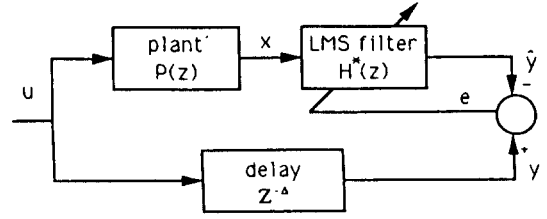


Fig. 11 Delay adaptive plant inverse model as described by Widrow

선결과제로써 고려되어야 할 것이다.

적응지연(adaptive delayed) 역모델의 전달함수를 $H^*(z)$ 라 하고 이 적응지연 역모델의 최적한 최소자승 가중치(least-square weight)의 값을 W_k^* 라 하면 이 관계식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$H^*(z) = z\text{-transform of } [W_k^*] = \frac{\Phi_{xy}(z)}{\Phi_{xx}(z)} \tag{26}$$

여기서, $\Phi_{xx}(z)$ 는 적응지연 역모델에 대한 입력의 자기상관 파워스펙트럼이고 $\Phi_{xy}(z)$ 는 적응지연 역모델에 대한 입·출력간의 상호상관 파워스펙트럼이다.

제어계에 존재하는 미지의 전달함수에 대한 z 변환을 $P(z)$ 라 하면 $\Phi_{xx}(z)$ 및 $\Phi_{xy}(z)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\Phi_{xx}(z) = \Phi_{uu}(z) |P(z)|^2 \tag{27}$$

$$\Phi_{xy}(z) = \Phi_{yx}(z^{-1}) = z^{-d} \Phi_{uu}(z) P(z^{-1}) \tag{28}$$

따라서, 식 (27)과 식 (28)을 식 (26)에 대입하면

$$H^*(z) = \frac{z^{-d} \Phi_{uu}(z) P(z^{-1})}{\Phi_{uu}(z) |P(z)|^2} \tag{29}$$

여기서 $|P(z)|^2 = P(z) P(z^{-1})$ 이므로

$$H^*(z) = \frac{z^{-d}}{P(z)} \tag{30}$$

따라서 최적한 지연 역 모델의 전달함수는 지연 d 을 갖는 부가적인 필터의 전달함수의 역으로 나타내며 이것으로써 능동소음 제어계에 있어서의 부가적인 전달함수의 영향을 온라인으로 결정할 수 있다.

능동 소음제어의 문제는 Fig. 6에 나타낸 바와 같이 고려할 수 있는데 이것은 음향계환과 오차경로의 전달함수가 존재할 때 제어계의 분석을 나타낸 것이다.

여기서 E 를 식별하기위해 Y_2 가 요구되며 Y_2 는

오차 신호로서 직접적으로 이용될 수 있으나 이 경우의 E 는 능동 소음제어계에 있어서 비적절하게 되어 실제에 있어서는 Y_2 를 측정하는 것보다 Y_3 를 측정하는 것이 음향계로부터 방사되는 소음을 보다 정확하게 결정할 수 있다. 따라서 모델에 대한 입력 오차신호로써 Y_3 를 이용함으로써 제어계의 성능을 개선시킬 수 있다.

이것은 부가적인 소음원의 인접부(near field)에서의 Y_2 를 측정하는 것이 시스템을 통해 전파되지 않는 극히 미소한 고차(higher order) 모드에 의해 변조될 수 있기 때문이다⁽¹⁵⁾. 따라서 Y_3 를 측정함으로써 평면파 모드 내에서 전파되는 음향파를 보다 정확히 결정할 수 있다. 본 연구에서, 단일 입력 마이크로폰과 단일 오차마이크로폰 및 스피커를 사용함으로써 단지 평면파 모드만이 존재하는 덕트를 따라 음향파의 압력이 균일하다고 간주하면, 이 제어계는 어떤 고차 모드의 차단주파수(cut-off frequency)보다 낮은 주파수에서 잘 운영될 수 있을 것이다.

4. 컴퓨터 시뮬레이션

실제계의 소음제어에 있어서 소음의 전파에 따른 음향전달 경로가 존재하며 3.1절에서 언급한 지연 오차의 영향을 고려하지 않은 경우의 제어 알고리즘을 적용할 때 이것은 실제계와 부합되지 않는 제어 출력을 얻게될 것이다. 본 연구에서 이용한 RLMS 알고리즘에서 음향계가 단순한 덕트이면서 (22)에서 음향전파에 따른 순수한 지연(Δ)은, 덕트의 길이를 l 이라하고 음속을 C 그리고 샘플링 주파수를 f 라 하면 $\Delta = (l/C) * f$ 로써 결정할 수 있다.

4.1 부가적인 전달함수의 영향 평가

본 연구에서 고려한 음향제어계의 오차경로에 부가적인 전달함수를 고려할 경우 식(5)의 적응필터의 계수가 다음 식 (31)과 같이 갱신된다.

$$w(k+1) = w(k) + 2\mu e(k) \nu(k) \tag{31}$$

여기서 $\nu(k) = h_4 * u(k)$ (32)

$$h_4 = h_2 * h_3 \tag{33}$$

그러나 적응필터계수의 갱신(update)이 잔차신호 $ur(k)$ 에 의해 이루어지는 것이 아니라 Fig. 9에 나타난 바와 같이 $e(k)$ 에 의해 이루어지므로 부가적인 전달함수와 상관관계를 갖는 변조된 신호

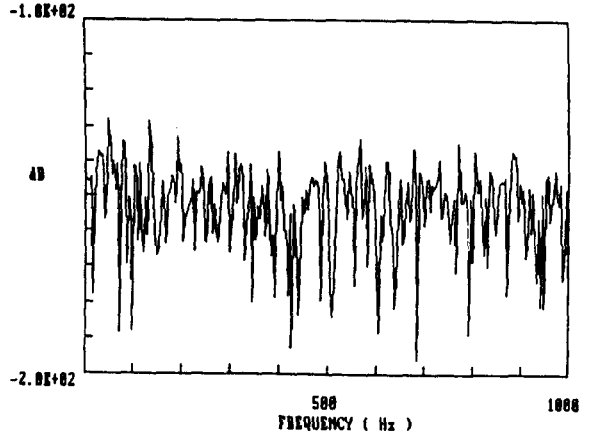


Fig. 12 Additional transfer function due to ludspeaker and error path for computer simulation in system of Fig. 9

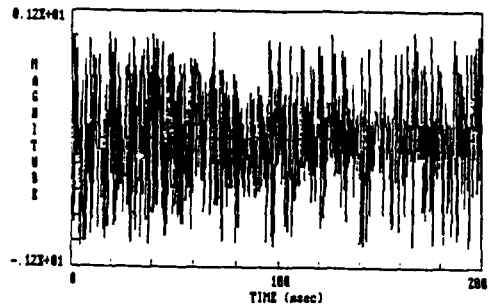


Fig. 13 computer simulation result affected by the additional transier junction in system of fig. 9 with uniform random noise

$\nu(k)$ 를 본 소음제어 알고리즘에 이용함에 있어 적절한 수렴 결과를 얻지 못하게 될 것이다. 본 시뮬레이션에서 오차경로에 Fig. 12와 같은 부가적인 전달함수가 존재한다고 가정하고 이 부가적인 전달함수의 영향을 고려하지 않은 경우의 오차 출력은 Fig. 13과 같이 잘 수렴하지 않음을 알 수 있다. 이것은 신호 $\nu(k)$ 에 포함된 부가적인 전달함수 H_4 가 필터링되는 과정이 없이 직접 오차상관기로 전달되기 때문인 것으로 간주되며 따라서 능동 소음제어계에 있어서는 스피커와 오차마이크로폰에 의한 부가적인 전달함수의 영향을 온라인으로 보상할 수 있는 방법의 도입이 요구된다.

4.2 적응지연 역 모델을 이용한 성능 개선

능동 소음제어계에 설치되는 스피커 및 오차마이크로폰에 의한 추가적인 전달함수의 영향을 보상하기 위해 제어계의 역 모델을 고려한 전체적인 능동 음향제어계의 일반적인 형상을 Fig. 14에 나타내었다. Fig. 14에서 Widrow의 적응지연 역 모델을 도입함으로써 오차경로의 전달함수를 적응적으로 모델링하도록 한다. 즉 Fig. 14는 Fig. 10에 나타난 음향제어계의 실제적인 운용형태로서, LMS필터 B를 적응시키기 위해 보조경로에서의 임의의 전달함수를 제어대상계에서의 음향전파경로에 따른 지연 Δ1과 같게 설정하고, 오차경로내에서의 임의의 전달함수를 제어기내에서의 계산수행 과정상에 나타나는 지연 Δ2와 같게 설정한 Widrow의 지연오차 방법을 조합하여 능동소음 제어계를 구현한 RLMS의 완전한 모델을 예시한 것으로 오차 경로의 적응모델은 A와 B의 오차상관기(errorcorrelator)로 가는 입력경로 내에 복제된다.

Fig. 15에 매 주기마다 세점에서 샘플한 정현파(cosine)입력에 대한 능동소음제어 시뮬레이션 결과를 나타내었고 Fig. 16에 랜덤신호 입력에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 도시한 결과에서 알 수 있는 바와 같이 각 경우에 있어서 우수한 수렴 특성을 보인다.

입력신호의 통계적성질을 미리 알 수 없는 시변적인 non-stationary 환경에서 적응필터의 이용은 적응신호처리 및 적응제어에 있어서 주요한 영역이다. 이러한 환경에서는 최적한 필터 가중치의 수렴속도가 입력 신호의 분산과 관계

가 있음이 알려져 있다⁽⁹⁾. 식 (5)에서 수렴계수 μ 가 수렴하기 위한 안정적인 범위는, R을 입력자기상관행렬이라 할때 $0 < \mu < 1/(\text{trace } R)$ 로써 이 수렴계수는 입력신호의 통계적 성질에 따라 적절히 변화시켜야한다.

본 RLMS알고리즘을 non-stationary 환경에 적용하기 위해서는 입력신호 $u(k)$ 의 분산값 $\sigma^2(k)$ 의 추정치 $\hat{\sigma}^2(k)$ 를 이용하여 필터 가중치의 수렴속도 μ 가 입력신호의 통계치와 관계가 없도록 정규화하여 식 (5)에서의 적응필터 가중치를 다음과 같이 갱신시킨다.

$$w(k+1) = w(k) + \frac{2\mu e(k)u(k)}{(L+1)\hat{\sigma}^2(k)} \quad (34)$$

여기서, L+1은 필터계수의 수

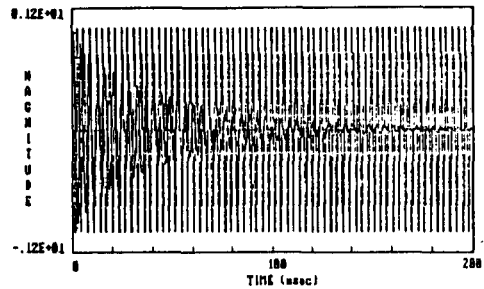


Fig. 15 (a) Computer simulation results in the time domain using system of Fig. 14 to model with a cosine input. (light black : primary input, dark black : controlled error output)

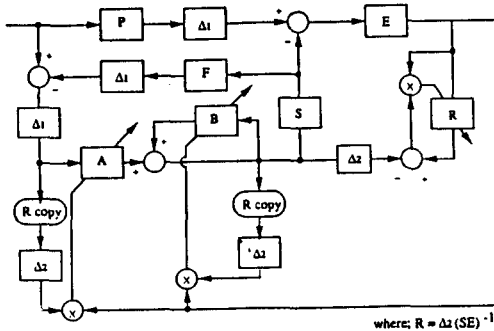


Fig. 14 Complete form of active sound control system with adaptive transfer function mechanism.

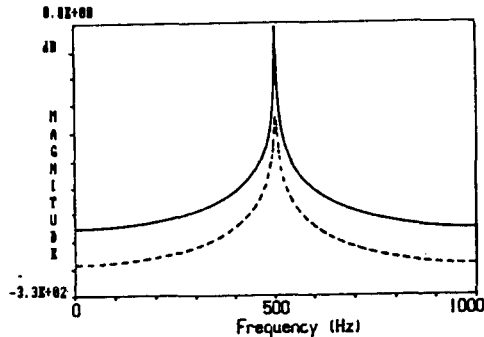


Fig. 15 (b) Computer simulation results in the frequency domain transform of (a) by F.F.T. (solid line : cosine input, dashed line : error output.)

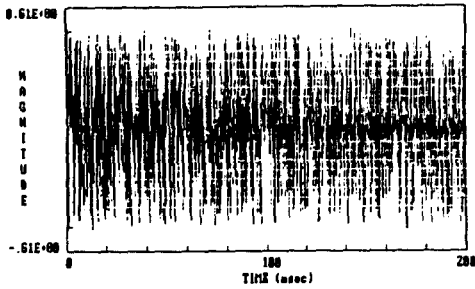


Fig. 16 (a) Computer simulation results in the time domain using system of Fig. 14 to model with uniform random noise.
(light black : primary input, dark black : controlled error output)

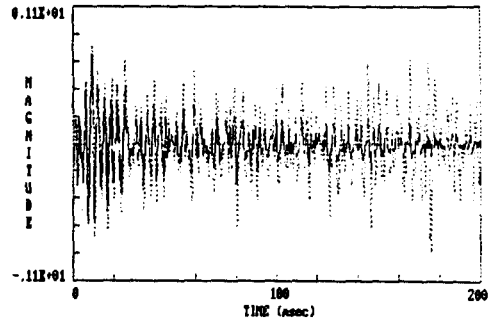


Fig. 17 Computer simulation results in the time domain using system of Fig. 14 to model with nonstationary random noise.
(dashed line : primary input, solid line : error output)

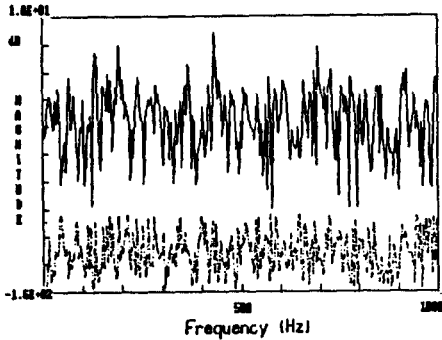


Fig. 16 (b) Computer simulation results in the frequency domain transform of (a) by F.F.T.
(solid line : primary input, dashed line : error output.)

$$\hat{\sigma}^2(k) = \alpha u^2(k) + (1-\alpha)\hat{\sigma}^2(k-1) \quad (35)$$

$$0 \leq \alpha \ll 1$$

여기서, α 는 망각지수(forgetting factor)

식 (35)에서 입력 $u(k)$ 에 대해 추정한 분산값의 순시치 $\hat{\sigma}^2(k)$ 를 계산하기 위해 단순극점(simple pole)을 갖는 저역통과 필터(low pass filter)가 사용되었으며 α 는 과거 입력 신호의 영향을 줄이고 분산값 통계치의 시간변동을 추적할 수 있도록 하기 위해 도입하는 지수로 0에 가까운 값으로 선정한다. 이와같은 알고리즘의 적응 성능을 검토하기 위해 시간 k 에서 각각의 시변요소가 다음 식 (36)과 같이 표현되는 넌스테이셔너리 랜덤 신호를 고려하였다⁽¹⁹⁾.

$$x(k) = \sum_{i=0}^{\infty} h_i(k) \cdot e(k-i) \quad (36)$$

여기서,

$e(k)$: 안정적인(stationary) 백색잡음

$h_i(k)$: 넌스테이셔너리 백색잡음의 시변계수

그리고 넌스테이셔너리 백색잡음의 시정수를 결정하는 계수필터의 전달함수는 다음과 같다.

$$H_i(z) = \frac{1}{1-\gamma z^{-1}}, \quad 0 \ll \gamma < 1 \quad (37)$$

Fig. 17에 넌스테이셔너리 랜덤 입력에 대한 시뮬레이션 결과를 나타내었으며 도시한 결과로부터 본 알고리즘이 넌스테이셔너리 입력에 대해서도 계속 잘 적응함을 알 수 있다.

4.3 적응필터의 차수에 따른 결과 검토

Fig. 5에 나타낸 적응모델에서 B 요소에 0이 아닌 b 의 계수가 있음으로써 이 필터는 순환적인 RLMS 필터가 되며 이 적응필터의 계수 a_i 와 b_i 는 자승오차 $e^2(k)$ 이 최소가 될 때까지 적응과정을 계속한다. 필터 계수의 값에 대한 평균자승오차의 값 $E[e^2(k)]$ 을 나타내는 성능곡면(performance surface)은 일반적으로 이러한 RLMS 필터에 있어서 2차함수(quadratic function)가 아니며 따라서 국부적인 극소점(local minima)을 가질 수 있다⁽¹¹⁾.

Fig. 3에 나타낸 제어대상계(plant)의 전달함수를 C/D 라 하고 모델의 전달함수를 A/B 라 하자. 일반적인 역필터(inverse filter)의 형상을 나타낸 Fig. 18에서 모델의 전달함수 A/B 가 D/C 만큼 충

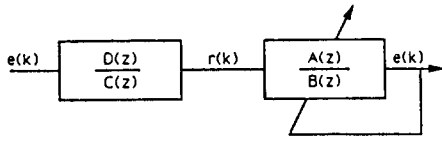


Fig. 18 Inverse filter configuration

분히 많은 극(pole)과 영(zero)을 갖는다면, 전달 함수 D/C 에 백색 잡음(white noise) $e(k)$ 를 통과시켜 참고신호 $r(k)$ 를 얻고 이것을 모델의 전달 함수 A/B 에 통과시켜 백색잡음 $e(k)$ 를 발생시킬 수 있다. 이와같은 충분한 계수를 갖는 적응필터를 능동소음제어계의 적응모델에 이용한다면 백색잡음을 운용한 동일한 환경하에서 RLMS 알고리즘의 성능곡면은 극부적인 극소치를 갖지 않으며 필터계수의 적응이 멈추는 점에서 총체적인 극소점(global minimum)을 보장할 수 있음이 알려져 있다⁽¹⁷⁾. 따라서 RLMS 알고리즘의 총체적인 극소점을 보장하도록 하기 위해 제어대상계의 전달함수보다 많은 극과 영을 갖도록 적응필터의 차수를 충분히 길게 선정할 필요가 있다.

본 연구에서 이용한 RLMS필터 차수변화에 따른 오차출력결과를 비교하기 위해 A 모델(all-zero 모델)과 B 모델(all-pole 모델)의 차수를 변화시켜 시뮬레이션하였으며 평균 자승오차(mean square error)의 값이 6.25×10^{-4} 이 되는 기준치(criteria)를 설정하였으며 Table 1에 적응모델의 필터 차수에 따른 자승오차의 출력값을 비교하여 나타내었다. 표에서 알 수 있는 바와 같이 필터의 차수가 작을 때는 상당한 반복실행에도 오차 값이 기준치에 도달하지 않으며 이것은 적응필터가 제어대상계의 상태치를 완벽히 식별할 수 없음을 나타낸다. case 3의 A 모델에 3개의 적응계수와 B 모델에 4개의 적응계수를 갖는 경우에 있어서는 오차 출력이 요구되는 기준치에 도달해 제어대상계의 완벽한 식별이 이루어짐을 입증하고 있다. 따라서 본 연구에서는 반복 회수 1024번에서 기준치의 오차값을 갖는 $AR(p)$ $MA(q)$ 의 차수 p, q 가 (4, 3)차인 ARMA필터를 선정하여 시뮬레이션하였다. 적응 모델에 사용되는 RLMS필터의 차수가 크면 보다 적은 반복회수에서 기준치의 수렴값이 얻어지나 적응 필터의 치수가 길어짐에 따른 실행시간이 늦어져 실시간 처리(real-time process)에 불리해지므로 실제적인 음향제어계에 본 알고리즘을 적용함에 있

Table 1 Comparison of the averaged mean square errors minimized by the adaptive IIR filter with six different ARMA models

Case	ARMA order	MSE	Iteration	Running time
1	(2, 1)	$6.8 \times E-2$	1575	5 sec
2	(3, 2)	$3.2 \times E-2$	1200	8 sec
3	(4, 3)	$6.2 \times E-4$	1024	14 sec
4	(6, 5)	$5.8 \times E-4$	878	21 sec
5	(8, 6)	$6.1 \times E-4$	665	25 sec

* Running time represents the finite processing time on 16 Bit AT P.C. with coprocessor (using FORTRAN 77 language)

어서는 하드웨어 구비요건에 따라 적절한 절충이 따라야 할 것이다.

본 연구의 시뮬레이션에서 이용한 RLMS 알고리즘의 특성을 더 자세히 알아보기 위해 입력신호 $u(k)$ 와 오차신호 $e(k)$ 간의 관계를 이용하여 선형 시변계(linear time-varying system)의 전달함수를 다음과 같이 구할 수 있다. 식 (14)를 ARMA모델의 다항식으로 표현하면 식 (38)과 같이 나타낼 수 있다.

$$H(z) = \frac{E(z)}{U(z)} = \frac{1 + \sum_{k=1}^q B(k)z^{-k}}{1 + \sum_{l=1}^p A(l)z^{-l}} \quad (38)$$

본 연구에서 RLMS 모델인 A 의 차수를 3차로 그리고 B 의 차수를 4차로 한 경우의 전달 함수의 식 (38)을 다시 쓰면 다음 식 (39)와 같다.

$$H(z) = \frac{1 + B(1)z^{-1} + B(2)z^{-2} + B(3)z^{-3}}{1 + A(1)z^{-1} + A(2)z^{-2} + A(3)z^{-3} + A(4)z^{-4}} \quad (39)$$

식 (39)의 전달함수 식에서 나타낸 ARMA 계수 추정에 대한 대표적인 결과를 Fig. 19에 나타내었다. 최적예측기 개념에 의한 이와같은 음향제어계에 있어서 제어계가 안정하기 위한 충분조건은 제어계의 전달함수가 최소위상을 보장하는 것이며 식 (39)의 전달함수가 최소위상제어인지를 알아보기 위해 이에 대한 극(pole)과 영(zero)을 Fig. 19의 z 평면상에 나타내었다. Fig. 20에서 알 수 있는 바

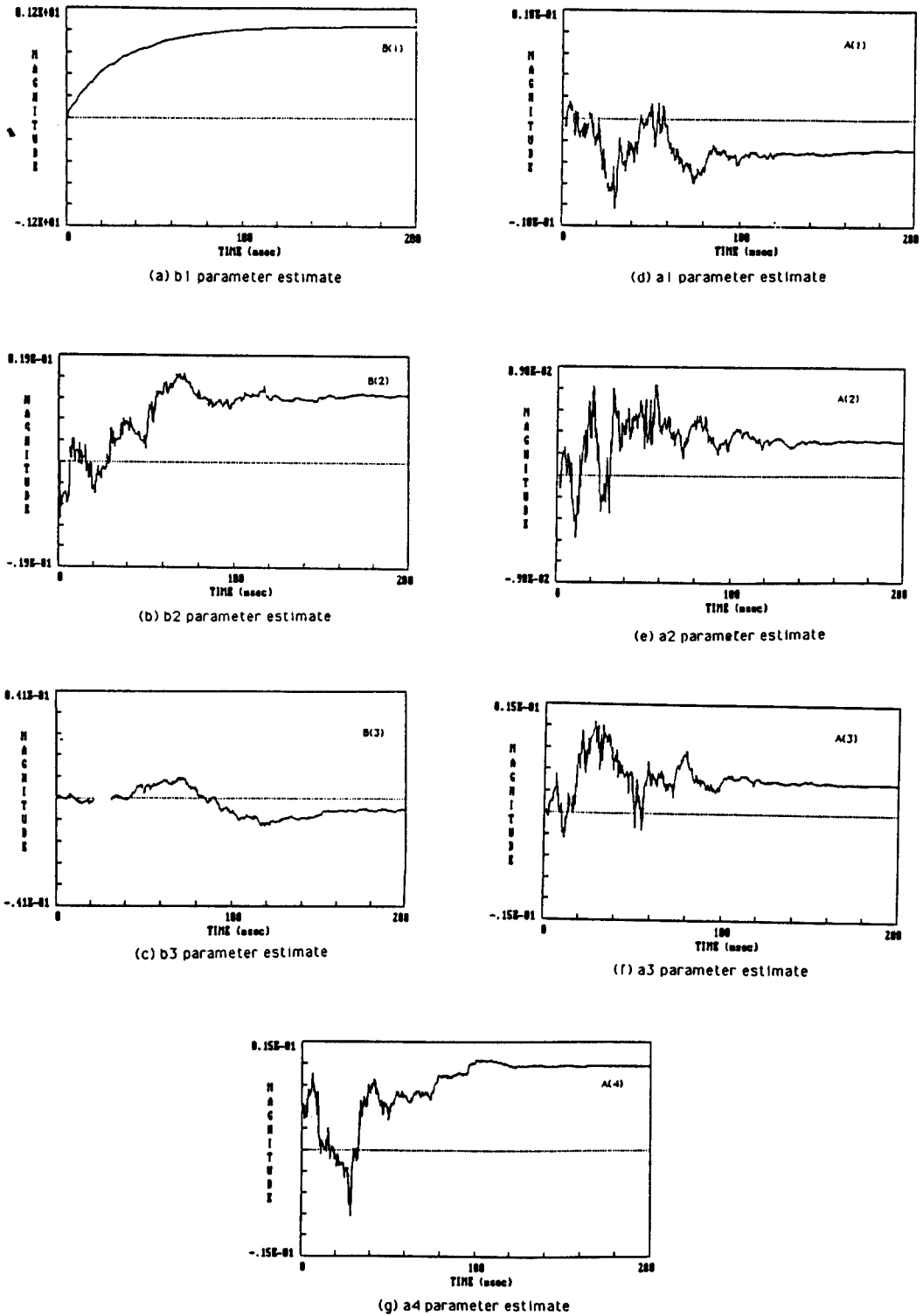


Fig. 19 Trajectory of ARMA parameters in adaptive noise control system of Fig. 14 using RLMS algorithm

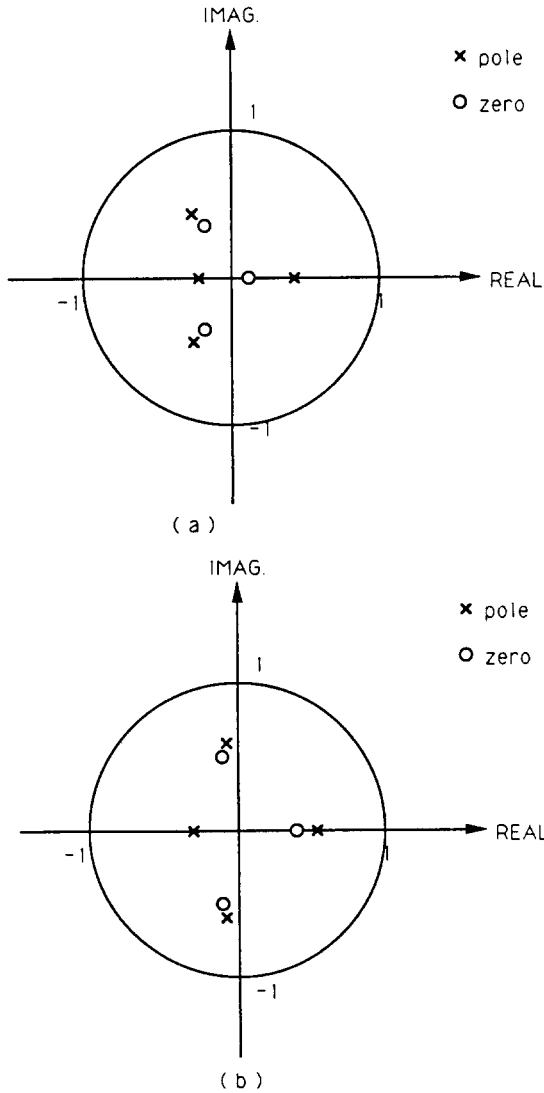


Fig. 20 The position of the poles and zeros of the equivalent transfer function of the active noise control system used in simulation of Fig. 14 (a) sinusoidal input case (b) uniform random input case

와 같이 3개의 영과 4개의 극이 단위원 내에 있으며 이 전달함수는 최소위상(minimum-phase)을 보장하고 계가 안정함을 보여주고 있다.

5. 결 론

적용 신호처리 방법을 이용한 능동소음제어계의

연구로서 제어계에 음향회환과 부가적인 전달함수가 존재할 때 RLMS 적응 알고리즘을 적용한 본 연구의 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

(1) RLMS 알고리즘의 수렴성을 이용한 음향회환과 부가적인 전달함수의 영향을 고려한 우수한 수렴성능을 갖는 제어 알고리즘을 제시하였다.

(2) 오프라인 식별 방법보다 구체적인 실현가능한 제어방법으로 부가적인 전달함수의 적응 지연 역모델(delayed inverse model)을 이용하여 제어계에 존재하는 변환기의 부가적인 전달함수의 영향을 배제할 수 있도록 하였다.

(3) 부가적인 전달함수를 온라인으로 적응시키는 본 알고리즘의 시뮬레이션 결과 정현파 신호 및 랜덤파 신호에 있어서 최소 소음 수준을 유지할 수 있는 수렴성능을 보였다.

(4) 본 연구의 결과를 바탕으로 수동적인 방법으로 감쇠시키기 곤란한 저주파 소음제어에 효과적인 능동 소음제어의 실시간 적용 가능성을 제시하였다.

참 고 문 헌

- (1) Harry, F., 1956, "Electronic Control of Noise, Vibration, and Reverberation", J. Acoust. Soc. Am., Vol.28, No. 5, pp. 966~972.
- (2) 이종식, 1990, "공조 덕트용 능동소음제어기 개발", 한국소음진동공학회 '90추계학술대회 논문집, pp. 47~50
- (3) Warnaka, Glen E., Poole, Lynn A. Tichy, Jiri, 1984, "Active Acoustic Attenuator", U.S. Patent # 4473906, Sep.25
- (4) Nelson, P.A., Curtis, A.R.D., Elliott, S.J. and Bullmore, A.J. 1987, "The Active Kmization of Harmonic Enclosed Sound Fields, Part I : Theory", J. Sound Vib., 107.
- (5) Leventhall, H.G., 1982, "Historical Review and Recent Developement of Active Attenuators", J. Acoust. Soc. Am., Suppl. 1, Vol. 72, Fall, Abstrct Q2, p.529.
- (6) Warnaka, Glenn E., 1982, "Active Attenuation of Noise-The State of the Art", Noise Control Eng., May-June, pp. 100~110.
- (7) Ross., C.F. 1982, "AnAdptive Digital Filter for Broadband Active Sound Control", J. Sound Vib., Vol. 80, No. 3, pp. 381~388.
- (8) Burgess., J.C. 1981, "Active Adaptive Sound Con-

- trol in a Duct : A computer Simulation", J. Acoust. Soc. Am., Vol. 70, No. 3, pp. 715~726.
- (9) Widrow, B., McCool, John M., Larimore Michael G. and Johnson, Jr., C. Richard, 1976, "Stationary and Nonstationary Learning Characteristics of the LMS Adaptive Filter", Proc. IEEE, Vol. 64, No. 8, pp. 1151~1162.
- (10) Haykin, Simon, 1986, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs N. J., pp. 100~121.
- (11) Widrow, B., Stearns, S. D., 1985, Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall, Inc, Englewood Cliffs N. J.
- (12) Bershead, N. J., and Feintuch, P. L., 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.
- (13) Poole, Lynn A., Warnaka, Glenn E., and CCutter, Richard, 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.
- (14) Dennis R. Morgan, "An Analysis of Multiple Corelation Cancellation Loops with a Filter in the Auxiliary Path", IEEE Trans. on ASSP, Vol. Assp-28, No. 4, pp. 454~467.
- (15) Eriksson, L. J., 1980, "Higher Order Mode Effects in Circular Ducts and Expansion Chambers", J. Acoust, Soc. Am., Vol. 68, No. 2, pp. 545~550.
- (16) Stearns, Samuel D. and David, Ruth A., Signal Processing Algorithms", PrenticeHall, Inc., Englewood Cliffs, N. J.
- (17) Stearns, Samuel D. 1981, "Error Surface of Recursive Adaptive Filters", IEEE Trans on CAS, Vol. CAS-28, No. 6, pp. 603~606.
- (18) Widrow, B. McCool, John M. and Medoff, Barry P., 1979, "Adaptive Control by Inverse Modeling", Proc. IEEE 12th Asilomar Conference on Circuit, System and Computer, Pacific Grove, Ca., pp. 90~94.
- (19) Bellanger, Maurice G., 1987, Adaptive Digital Filters and Signal Analysis, Marcel Dekker, Inc., pp. 48~54.