

자기동조 피드백 제어를 이용한 적응 능동소음제어에 관한 연구

* 신 준*, 이 태연*, 김 홍섭*, 조 성오, 방 승현, 오 재웅**

(A Study on the Adaptive Active Noise Control Using the Self-tuning feedback controller)

(Joon Shin, Tae-Yeon Lee, Heung-Seob Kim, Seong-Oh Jo, Seung-Hyun Bang, Jae-Eung Oh)

Abstract

Active noise control uses the intentional superposition of acoustic waves to create a destructive interference pattern such that a reduction of the unwanted sound occurs.

In active noise control system the choice of a control structure and design of the controller are the main issues of concern. In real acoustic fields there are a vast number of noise sources with time-varying nature and the characteristics of transducers and the geometric set-up of the control system are subject to change. Accordingly the control system should be designed to adapt such circumstances so that required level of performance is maintained.

In this study, the adaptive control algorithm for self-tuning adaptive controller is presented for the application in active noise control system. Self-tuning is a direct integration of identification and controller design algorithm in such a manner that the two processes proceed sequentially. The least mean square algorithm was used for the identification schemes and adaptive weighted minimum variance control algorithm was applied for self-tuning controller.

Computer simulation results for self-tuning feedback controller are presented. And simulation results was shown to be useful for the situation in which the periodic noise sources act on the acoustic field.

1. 서론

능동소음제어 방법은 저주파에서의 소음저감 효과가 뛰어나기 때문에 최근 20년간 많은 연구가 진행되어 왔다. 능동소음제어 방법은 원하지 않는 소음을 줄이기 위해 파괴간섭이 일어나도록 하는 음의 중첩을 이용하는 방법이다. 이러한 능동소음제어 방법의 적용에 있어서 시변적인 음향계의 특성이나 제어기의 특성변화를 고려할 때 적응제어기의 선정이 필수적인 요건이다.

능동소음제어를 위한 적응 제어기의 선정은 모델참조 적응시스템(MRAS)이나 자기동조기(STR)에 의한 방법을 적용할 수 있다. 지금까지의 많은 적응 능동 소음제어 방법들은 적응신호처리 방법을 이용하여 주로 연구해 왔으며 이러한 방법들은 기본적으로 모델참조 적응제어 방법에 기초한 것이다. 그러나 이러한 모델참조 적응제어 방법도 경우에 따라서 그 적용에 있어서 성능의 한계가 있는 것으로 알려져 있다.

3차원 음향계에서 측정된 소음 출력은 소음원으로부터 전파되어온 소음과 구조물(방)로부터의 방사음, 실내의 다른 소음으로부터의 응답등의 합으로써 이들 각각을 분리시켜 판측할 수 없다. 따라서 기계음등의 시끄러운 소음이 산재한 작업장과 같은 3차원 음향계에서 이러한 소음을 저감시키기 위해 결정해야할 적응제어기의 적용 모델을 설정하기가 매우 어렵다. 따라서 제어기의 구조는 기계장치의 소음원에 의해 전파되는 소음과 음향계 내부의 다른 소음이 함께 존재하는 3차원 음향계에서 제어음과 상호작용에 의해 센서에서의 바람직한 응답을 얻기에 적합한 형태이어야한다. 따라서 이러한 복잡한 3차원 음향계에서 주기적인 소음을 저감시키기 위해서는 센서에서 측정된 음향 응답으로부터 파라메타를 식별하여 이에 근거한 제어기의 설계가 이루어져야할 것이다. 이러한 형태의 적응제어 방법으로서 자기동조제어기의 선정이 바람직한 제어기의 형태로 제안된다.

* 한양대학교 대학원 정밀기계공학과

** 한양대학교 자동차공학과 교수 (정희원)

능동 소음제어 시스템에 있어서 적응제어기의 선정과 함께 중요한 과제는 제어방법의 결정이 될 것이다. 적응제어기의 성능을 만족스럽게 유지시키기 위해서는 적절한 제어방법을 결정해야 할 것이다. 일반적으로 제어방법에는 잘 알려진 바와 같이 피드백 제어 방법과 피드 포워드 제어 방법이 있다.

능동소음제어 시스템에 있어서 감지센서와 제어기 및 부가음원의 적절한 상호연결에 의하여 피드 백 제어나 피드 포워드 제어 방법을 이용할 수 있으며 음향특성에 따라서 제어 시스템의 최적한 성능을 얻을 있는 방법을 결정해야 할 것이다.

능동소음제어 장치에 있어서 피드 백 제어 방법은 Lueg(1936)에 의해 제안된 이래 많은 연구가 이루어지고 있다.^(1~4)

피드백 제어방법은 제어의 응답이 감지된 후에 제어기의 적용이 이루어지기 때문에 주 소음원(primary noise source)으로부터의 참고신호(reference signal)를 필요로 하지 않으며, 센서에서 감지된 소음제어 성능을 제한시켜 성능을 향상시킴에 따라 기계장치로부터의 주 소음원뿐만 아니라 3차원 폐공간 내의 모든 음향을 제거하도록 제어기가 동작하므로 소음이 심한 공장 내에서 사용되는 headset 등에 응용되고 있다.

본 연구에서는 자기동조 적응제어 방법을 이용한 능동 소음제어의 적용 방법에 대해 연구하고 자기동조제어기로서의 최소분산제어기의 특성과 소음 제어 성능에 대해 검토하고자 하였다.

2. 3차원 음향계 적응 피드백 제어

2.1 자기 동조 적응제어기

(self-tuning adaptive controller)

적용제어시스템은 제어된 과정과 그 신호의 특성 변화에 따라 제어기의 거동을 수정하도록 설계된다. 적용기구는 식별과 제어라는 두 개의 보충적인 과정으로 특성지울수 있다. 식별과정에 있어서는 제어되는 과정(plant)의 입출력이 똑같은 특성을 나타내도록 하는 적절한 모델이 설정된다. 그리고 제어과정에 있어서는 식별된 모델과 (제어)성능목적에 근거하여 제어력이 결정되어 작용된 다음 그 성능이 검증된다.

이러한 여러가지 형태의 적응제어 알고리즘 중에서 가장 보편적이며 널리 적용되는 방법이 자기동조 적응제어기(self-tuning adaptive controller)이다.

자기동조 방법은 앞에서 언급한 식별과 제어기의 설계라는 두 개의 과정이 연속적으로 진행되도록 통합되는 방법이다. 식별 알고리즘의 형태와 제어기의 설계 방법에 따라 여러가지 형태의 자기 동조제어

알고리즘을 설계할 수 있다. 이러한 알고리즘 중에서 순환최소자승(recursive least square)알고리즘이나 최소평균자승(least mean square) 알고리즘이 있으며, 자기동조 제어기로서는 추정 통계적 최소분산제어 방법의 적용이 일반적이다. 그러나 제어기의 설계방법은 제어대상과 제어 목적에 따라 다른 제어 알고리즘을 이용할 수도 있다. 자기동조는 그 의미에 있어서 이산 시간 추정 통계적 제어이론(stochastic control theory)의 관점으로부터 유도될 수 있는 가장 간단한 적응제어 알고리즘이다. 자기동조 제어기의 특성은 합리적인 제어 환경하에서 입출력 샘플의 수가 무한히 많고 시스템 파라메타가 정확히 추정된다면 최적제어기의 성능에 수렴하게 된다. 이러한 자기동조 적응제어기의 도식적인 개념을 Fig.1 에 나타내었다.

2.2 일반 선형 제어기

적용제어 시스템의 적응과정의 제어대상계(plant)의 전달함수는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$G_P(z) = \frac{y(z)}{u(z)} = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} z^{-d} \quad (1)$$

여기서

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}$$

이와같은 제어대상계의 변수들을 식별하여 요구되는 제어목적을 달성하는 제어기를 설계할 수 있도록 제어기의 전달함수를 구성하는 변수 및 차수(order)들을 적절히 선정할 수 있다. 이러한 선형 제어기의 전달함수를 다음 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_R(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} z^{-d} \quad (2)$$

여기서

$$Q(z^{-1}) = q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_v z^{-v}$$

$$P(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + \dots + p_u z^{-u}$$

일반적인 선형 제어기를 설계하는 방법은 크게 두가지로 나눌 수 있다.

한가지 방법은 변수최적화(parameter optimization) 방법이며 또 다른 한 방법은 극배치(pole placement)방법이다.⁽⁵⁾ 변수 최적화 방법의 경우 많은 수의 파라메타에 대해 많은 양의 계산을 요구하게 된다. 따라서 낮은 차수의 제어기만이 실제적으로 운용될 수 있다. 따라서 본 연구에서는 극배치(pole placement) 방법에 근거한 기본적인 제어기의 설계에 대해 연구하였다.

극배치(pole placement)방법은 적응제어 설계에 있어서 매우 효과적인 방법으로 알려져 있다. 이 방법의 목적은 폐루프계의 모든 극(또는 이와 상용하게 폐루프계 특성항의 계수들)이 미리 규정된 값으로 간주되도록 제어기를 설계하는 방법이다.

$$A_m(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_k z^{-k} \\ = P(z^{-1})A(z^{-1}) + Q(z^{-1})B(z^{-1})z^{-d} \quad (3)$$

즉 식(3)의 우변의 다항식들이 미리 규정된 다항식 $A_m(z^{-1})$ 과 같아지도록 하는 방법이다. 여기서 (3)식을 Diophantine 항등식이라 한다. 식(2)의 차수 k 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.⁽⁶⁾

$$k = \max[m+u, m+d+v] \quad (4)$$

(3)식의 Diophantine 항등식은 $A(z^{-1})$ 과 $B(z^{-1})$ 이 공통인자를 갖지 않는 가제어성과정의 계수 다항식이라면 유일한 해를 갖는다.

2.3 단일 입·출력계의 ARMAX 모델링

시스템의 모델을 선정하는 목적은 시스템의 여러 입·출력간의 관계를 명확히 나타내기 위해서이다. 주어진 제어제에 대한 제어이론의 적용을 위해서 여러가지 모델 중 하나의 모델을 사용할 수 있으나 모델 구조의 선정은 모델링해야 할 시스템의 특성과 제어제에 대한 제어 목적에 따라 그 형태가 결정되어진다. 유향계는 실제적인 시간 지연을 갖고 있으며 또한 일반적으로 경감쇠가 존재한다. 본 연구에 있어서 모델(model)을 선정하는 목적은 제어기의 설계를 용이하게 하기 위해서이다. 이러한 제어기의 운용이 이산시간계(discrete time system)에서 이루어지므로 이산시간계의 모델을 선정하는 것이 합당하지만 이러한 이산시간계 모델의 이용이 절대적으로 필요한 것은 아니다. 이러한 기준을 충족시키는 특정한 이산시간계 모델의 구조를 "Autoregressive Moving-average with auxiliary input(ARMAX)" 모델이라 한다. ARMAX 모델의 단일 입·출력(SISO)계와 단일 입력·다출력(SIMO)계 형태에 대해서 설명하고 부가적인 출력이나 또는 측정가능한 소음신호(disturbance)의 이용이 가능한 계를 모델링하기 위해 단일 입력·다출력(SIMO)모델의 특별한 경우를 정식화 하였다.

SISO 모델의 ARMAX 구조는 현재의 출력 $y(t)$ 를 과거의 출력 y (AR항)의 가중치 합과 과거의 백색잡음 w (MA항) 및 과거 제어 입력 u 의 지연값(exogenous항)들로써 나타낸다. 여기서 t 는 일련의 정수요소이며 현재의 이산

시간을 나타내기 위해 사용된다. 이러한 관계를 시간영역에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(t) = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i y(t-i) + \sum_{i=0}^{n_b} b_i u(t-i-d) + \sum_{i=0}^{n_c} c_i w(t-i) \quad (5)$$

여기서 $d(d \geq 1)$ 는 시간지연이며 $\{w(t)\}$ 는 백색잡음으로 정의되는 균일하게 분포된 독립적인 랜덤변수이다. 즉

$$E\{w(t)\} = 0, \quad E\{w(t)w(t+\tau)\} = \sigma^2 \delta(\tau)$$

여기서 $\delta(\tau)$ 는 Kronecker delta 함수이다.

단위지연 연산자로서 z^{-1} 을 정의하면 $z^{-1}y(t) = y(t-1)$ 과 같이 되고 (5)식은 보다 간편하게 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$A(z)y(t) = z^{-d}B(z)u(t) + C(z)w(t) \quad (6)$$

식(6)의 z -변환은 다음과 같다.

$$A(z)Y(z) = z^{-d}B(z)U(z) + C(z)W(z) \quad (8)$$

여기서 $A(z)$ 와 $B(z)$ 및 $C(z)$ 는 식(7)에서의 표기와 같으며 z 는 변환영역에서의 독립변수로서 해석된다. ARMAX 모델 구조의 블록선도를 Fig. 2에 나타내었다.

주기적인 소음원과 외란이 함께 존재하는 3차원 유향계에서 식(6)의 ARMAX 모델에 대한 실제적인 시스템은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$A(z)y(t) = z^{-d}B(z)u(t) + C\xi(t) \quad (9)$$

여기서 $\xi(t)$ 는 결정적인(deterministic) 성분 $v(t)$ 와 통계적인(stochastic) 성분 $w(t)$ 를 함께 포함하는 소음신호이다. 즉 $\xi(t)$ 는 식(4.1.6)의 ARMAX 모델에서와 같이 필터링된 소음신호로서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$A(z)\xi(t) = B(z)v(t) + C(z)w(t) \quad (10)$$

$\xi(t)$ 가 정상적인(stationary) 과정이라면 $C(z)$ 는 단위원 상이나 또는 단위원 내에 영점을 갖는다고 간주할 수 있다. (Goodwin & Sin, 1984, pp284)

3차원 유향계의 능동소음 제어구성도를 그림으로 나타내면 Fig.3과 같다. 이와같은 능동소음제어계의 ARMAX 모델은 벡터형태를 이용하여 다음과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$y(t) = \theta^T \phi(t) + \xi(t) \quad (11)$$

여기서 계수벡터 θ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\theta = [b_0, \dots, b_n, a_1, \dots, a_n, c_1, \dots, c_n]^T \quad (12)$$

회귀벡터 $\phi(t)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\phi(t) = [u(t-d), \dots, u(t-d-n_b), y(t-1), \dots, y(t-n_a), \xi(t-1), \dots, \xi(t-n_c)]^T \quad (13)$$

2.4 변수식별 알고리즘

적용제어방법에서 전통적으로 많이 이용하고 있는 RLS 파라메타 식별방법은 입력 공분산행렬의 갱신과 결부된 몇가지 문제점들을 고려해야하며 수치적인 연산이 복잡하다. RLS 파라메타 식별 방법에 대한 대안으로서 실시간 처리에 유리한 다른 방법들을 고려할 수 있는데 이러한 방법들에는 LMS 알고리즘과 normalized LMS 알고리즘이 있다. 이러한 알고리즘은 matrix update gain을 이용하는 대신 scalar update gain을 사용하기 때문에 RLS 알고리즘보다 수치적으로 간단하며 마이크로컴퓨터에서보다 쉽게 운용할 수 있다. 그러나 진형적으로 이들 알고리즘의 수렴성이 몇 차 크기 만큼 느리다.

시퀀스 $\{u(t)\}$ 와 출력 시퀀스 $\{y(t)\}$ 를 갖는 동적계(dynamic system)를 고려하면 두 신호의 시퀀스가 시간 t 에서 측정 가능한 정상과정(stationary processes)인 이러한 동력계의 MA 모델을 고려하면

$$\hat{y}(t) = \hat{\phi}(t-d)^T \theta(t) \quad (14)$$

여기서,

$$\hat{\phi}(t) \triangleq [u(t), \dots, u(t-n)]^T \quad (15)$$

$\hat{\theta}(t)$ 는 추정계수 값을 갖는 벡터이다.

θ 를 자승오차 $E\{[y(t) - \hat{y}(t)]^2\}$ 를

최소화시키는 최적계수 벡터라고 한다.

입력 공분산행렬(covariance matrix) $R_{\phi\phi}$ 와 상호 공분산(cross covariance) 벡터 $R_{\phi y}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$R_{\phi\phi} \triangleq E\{\hat{\phi}(t)\hat{\phi}(t)^T\} \quad (16)$$

$$R_{\phi y} \triangleq E\{\hat{\phi}(t)y(t)\} \quad (17)$$

다음의 적응 알고리즘은 $\hat{\theta}$ (시간 t 에서의 θ 의 추정치)를 계산하는 최대경사기법(steepest descent method)의 근사해인 LMS 알고리즘이다.

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + 2\mu\phi(t-d)e(t) \quad (18)$$

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + 2\mu\phi(t-d)e(t) \quad (19)$$

$$e(t) = y(t) - \hat{\phi}(t-d)^T \hat{\theta}(t) \quad (20)$$

식(18)의 알고리즘을 이용함으로써 $\lim_{t \rightarrow \infty} E\{\hat{\theta}(t)\} = \theta$

$$\text{단 } 0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (21)$$

여기서 λ_{\max} 은 $R_{\phi\phi}$ 의 고유치의 최대값이다.

$$\text{또는 } 0 < \mu < \frac{1}{t_r(R_{\phi\phi})} \approx \frac{1}{(n+1)\sigma^2} \quad (22)$$

여기서 $\sigma^2 \triangleq E\{U(t)^2\}$

2.5 최소 분산 제어기

(Minimum variance controller)

2.5.1 최소분산 제어법칙

이 절에서 제시하는 최소 분산 제어기(minimum variance controller)는 최적 d-스텝 ahead 예측기를 근거로한 추정 통계적 제어기이다.

시변 예측기의 경우 단위원 상에서의 $C(z)$ 의 영점이 존재할 가능성이 일반적으로 중요한 고려사항이 된다. 그러나 Regulator 문제의 특별한 경우라고 간주되는 능동소용 제어와 같이 예측된 출력을 0으로 만들어 가는 문제에 있어서 $C(z)$ 항이 추정되지 않으며 따라서 단위원 상에 $C(z)$ 항의 0이 존재함에 따른 문제가 일어나지 않는다.

최소 분산 제어기(minimum variance controller)의 유도에 대해 제어효과(control effect)가 성능 함수에 포함되는 제어 가중치(control weighting)가 있는 2차의(quadratic) 성능 함수를 최소화하는 가중 최소 분산제어(weighted minimum variance control)에 대해 논하기로 한다.

제어법칙은 ARMAX 모델 구조를 근거로 한다. 제시되는 바와 같이 최소분산제어기에서 제어법칙의 효과는 예측되는 출력이 요구하는 출력과 똑같이 되도록 설정하는 것이다. (7)

실제에 있어서 제어효과의 고려가 없는 제어법칙은 큰 제어신호를 요구하게 된다. 비용함수 내에 제어효과를 포함시킴으로써 출력변수에서의 약간의 증가만으로도 제어 효과의 변수를 충분히 감소시킬 수 있다. 또한 추가적인 이점으로서 제어 가중치(control weighting) ρ 를 조절함으로써 페루우프 안정도를 향상시킬 수 있고 수정할 수도 있다. 제어 효과의 가중치(weighting)는 제어시스템 설계자로 하여금 유용한 성능에 기인한 파라메타를 부여할 수 있도록 한다.

식(5)의 시스템이 주어졌을 때 최적예측기로부터 부여되는 다음과 같은 비용함수를 고려한다.

$$J(t) \triangleq E\left\{\frac{1}{2}[y(t+d) - y^*(t+d)]^2 + \frac{\rho}{2}U(t)^2 | \mathcal{F}_t\right\} \quad (23)$$

여기서 $y^*(t+d)$ 는 $y(t+d)$ 의 요구되는 값이다.

$J(t)$ 를 최소화하는 제어법칙은 다음과 같이 주어진다.

$$R(z)U(t) + \frac{\rho}{r_0}U(t) = -S(z)y(t) + [C(z)-1]y^o(t+d|t) + y^*(t+d)$$

$$\text{여기서 } R(z) = F(z)B(z) \quad (24)$$

$$S(z) = G(z)$$

$F(z)$ 와 $G(z)$ 는 다음과 같은 Diophantine identity를 만족시키는 유일한 다항식이다.

$$C(z) = F(z)A(z) + z^{-d}G(z) \quad (25)$$

여기서, $F(z) = 1 + f_1z^{-1} + \dots + f_{d-1}z^{-d+1}$

$$G(z) = g_0 + g_1z^{-1} + \dots + g_nz^{-n}$$

$$n = \max(n_a - 1, n_c - d)$$

또한 $y^o(t+d|t)$ 는 t 시간에서의 $y(t)$ 로써 예측한 $y^*(t+d)$ 의 예측값으로 예측된 출력이 요구되는 출력과 같게하는 최적 d-step

ahead 예측기에 있어서 제어법칙 (24)의 제어효과를 다음과 같이 설정한다.

$$y^*(t+d|t) - y^*(t+d) + \frac{\rho}{r_0} U(t) = 0 \quad (26)$$

따라서 식(24)은 식(26)은 등가적이다.

제어법칙(24)가 모든 시간 t에 대해 사용될 때 페루우프제의 제어법칙은 다음과 같이 기술된다.

$$[R(z) + \frac{\rho}{r_0} C(z)]U(t) = -S(z)y(t) + C(z)y^*(t+d) \quad (27)$$

이것은 C(z)가 안정적인 다항식인 식(26)에서의 결과에 점근적으로 수렴한다.

위의 제어법칙은 적절한 초기조건이 사용되어야 하는 요건을 필요로 한다. 비록 이러한 요건이 비실제적이라고 하더라도 일반적인 피이드백 적용제어방법의 특성을 평가하는데 유용한 결과를 제시할 것이다.

2.5.2 적응 최소분산 제어

(adaptive minimum variance control)

적용 최소 분산 제어 알고리즘은 적합한 파라메타 식별 알고리즘과 함께 앞절의 최소분산제어 법칙과의 직접적인 조합으로부터 구해진다. 앞 절에서 제어 효과에 가중치를 고려한 가중 최소분산제어에 대한 알고리즘을 제안하였으며 이러한 알고리즘에 근거하여 제어대상계의 변수들을 식별하여 제어력을 적용적으로 결정하는 적응 알고리즘을 제시한다.

최적예측기 $y^*(t+d|t)$ 대신에 가능한 준-최적예측기 $\hat{y}(t+d)$ 를 이용하는 제어법칙 식(25)를 고려한 적응 제어법칙은 다음과 같다.

$$U(T) = -\frac{r_0}{\rho + r_0^2} \hat{\theta}(t)^T \phi(t) \quad (28)$$

여기서

$$\hat{\theta}(t) = [\hat{r}_1, \dots, \hat{r}_n, \hat{s}_0, \dots, \hat{s}_m, -\hat{c}_1, \dots, -\hat{c}_{m-1}]^T \quad (29)$$

$$\phi(t) = [u(t-1), \dots, u(t-n_r), y(t), \dots, y(t-n_b), \hat{y}(t+d-1), \dots, y(t+d-n_c), y^*(t+d-n_c)]^T \quad (30)$$

여기서 $n_r = n_b + d - 1$

$$n_b = n = \max(n_c - 1, n_c - d)$$

적용 최소분산 제어를 갖는 ARMAX 모델의 불확실도를 Fig.4에 나타내었다. 파라메타 벡터 $\theta(t)$ 는 RLS(recursive least square)방법이나 LMS(least mean square) 방법등을 이용하여 식별된다.

적용제어 법칙은 요구되는 출력이 예측된 출력과 똑같이 0이 되도록 하는 능동소음제어의 경우에 있어서 매우 간략화

될 수 있다. 이러한 특별한 경우에 대해서 제어법칙을 $\hat{y}(t+d) = y^*(t+d|t) \equiv 0$ 으로 설정한다. 변수 벡터 식(29)와 순환 회귀 벡터의 식(30)은 각각 다음과 같이 축약된다.

$$\hat{\theta}(t) = [\hat{r}_1, \dots, \hat{r}_n, \hat{s}_0, \dots, \hat{s}_m]^T \quad (31)$$

$$\phi(t) = [u(t-1), \dots, u(t-n_r), y(t), \dots, y(t-n_b)]^T \quad (32)$$

각 샘플 주기에 있어서 적용제어법칙을 운용하기 위한 단계의 시퀀스는 다음과 같다.

- (1) 플랜트의 출력 $y(t)$ 를 얻고 이전의 샘플 구간에서 계산된 제어력 $u(t-1)$ 을 내보낸다.
- (2) 예측오차 $e(t) = y(t) - \hat{\theta}(t)^T \phi(t-d)$ 를 계산한다.
- (3) 과거의 식별치 $\theta(t)$ 와 순환벡터 $\phi(t-d)$, 예측오차 $e(t)$ 및 갱신 이득에 근거하여 파라메타를 갱신시킨다.
- (4) 새로운 테이타와 갱신된 파라메타에 근거하여 제어력 $u(t)$ 를 계산한다.

3. 컴퓨터 시뮬레이션 및 고찰

본 연구에서는 직접적인 피이드백 제어방법을 이용한 적용능동소음제어계의 특성을 연구하고 그 제어성능에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하였다.

Fig.3에 나타낸 적응 피이드백 제어계를 운용하여 300Hz 정현파 소음에 대한 제어 시뮬레이션을 수행하였다.

본 시뮬레이션을 위하여 이용된 소음원과 제어응답을 Fig.4에 나타내었다. 그리고 적응과정의 계수값을 Fig.5에 시간의 함수로 나타내었다. 본 시뮬레이션에서의 제어기 시간지연 추정값에 대해 $d = d_c$ 인 정확한 시스템의 지연이 이용되었다.

적용제어기에 있어서 검토해야할 중요한 연구과제는 제어기의 성능에 대한 제어대상계(plant)의 시간지연의 영향이다. 제어기에 있어서 추정된 시간지연은 항상 실제의 계에 대한 시간지연보다 크거나 같도록 해야한다고 일반적으로 알려져 있다.⁽⁶⁾

적용 제어기의 성능은 시간지연 d의 값에 따라 제어계의 안정성에 중요한 영향을 미친다. 본 연구에서의 실제의 시간지연과 다른 추정된 시간지연을 이용한 추가적인 시뮬레이션을 수행하였다. 실제의 시간지연보다 작은 추정된 시간지연을 이용한 시뮬레이션 결과에 대해서 페루우프 계가 불안정하였으며 이것을 Fig.6에 나타내었다. 실제계의 시간지연보다 큰 추정된 시간지연을 이용함으로써 페루우프 시스템이 어느 범위까지는 안정되지만 추정된 시간지연이 실제의 시간지연보다 길어질수록 수렴이 느려지는 경향을 나타낸다. (실제의 시간지연이 4이고 추정된 시간지연이 8인) 계의 시간응답을 Fig.7에 나타내었으며 이것을 추정된 시간지연이 4이고 실제의 시간지연이 4인

경우의 특성을 나타낸 Fig.4와 비교해 봄으로써 추정된 시간지연이 실제의 시간지연보다 너무 큰 값을 갖는 경우 페루우프제가 불안정해짐을 알 수 있다. 적응제어기는 일반적으로 적응필터와 비교하여 상대적으로 낮은 차수이다. 이러한 제어기 차수에 대한 한계 설정의 주된 이유는 사용되는 변수식별 알고리즘이 수치적인 반올림오차에 대해 매우 민감하기 때문인 것으로 이 차수에 대한 민감성은 제어기의 차수가 증가할수록 커지게 된다.

제어대상계의 소음원이 제어기의 설계주파수와 다소 차이가 있을 경우에 제어효과에 적절한 가중치를 도입한 경우의 제어 성능을 평가하기 위해 시뮬레이션하였으며 그 결과를 Fig.8에 나타내었다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 제어기의 설계주파수와 제어대상계의 소음 주파수가 얼마만큼 다른 경우에 있어서 적절한 제어 가중치의 도입으로 전파되는 소음을 효과적으로 제어할 수 있음을 알 수 있다.

주기적인 소음신호의 성분보다 비교적 작은 진폭을 갖는 (± 0.05 범위 내에서 균일하게 분포된 랜덤소음) 외란 신호를 제어신호에 첨가시켜 시뮬레이션한 결과 제어 응답은 안정적인 결과를 나타낸다. Fig.9는 원래의 주기적인 소음과 제어후의 응답을 나타낸 것이다.

랜덤 소음성분의 진폭이 주기적인 소음 성분보다 상대적으로 큰 외란신호를 제어제에 첨가시킨 경우는 전혀 제어가 이루어지지 않았으며 이 결과를 Fig.10에 나타내었다. 이러한 시뮬레이션 결과로부터 주기적인 소음원보다 진폭이 큰 랜덤성분이 존재하는 3차원 음향계에서 주기적인 가진신호를 제어하기 위한 적응제어기로서는 피드백 적응제어기의 선정이 바람직하지 못한 것을 알 수 있다.

적응 피드백 제어의 일반적인 제어방법인 자기동조 제어기에서 단위원 내로 불안정한 극을 단위원 내로 이동시키는 극배치 방법은 일반적인 컴퓨터언어를 이용해서 쉽게 구현할 수 있으나 계산시간이 많이 소요된다는 단점이 있다. 따라서 소음 전파 현상이 복잡한 3차원 음향에서의 소음저감을 위해 다수의 센서 및 다수의 제어기를 이용하여 랜덤성분이 섞인 주기적인 소음을 제어하기 위해서는 전향제어(feed-forward control)와 같은 제어 방법의 도입이 바람직할 것이다.

4. 결론

자기동조 피드백 제어를 이용한 본 연구에서 기술한 최소분산제어기의 운용에 대해 시뮬레이션 연구를 수행한 결과는 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) 피드백 제어를 이용하여 제어대상계에 시간지연이 있는 경우에도 주기적인 소음원을 제어할 수 있다. 그러나 시간

지연이 너무 큰 경우 제어기의 차수를 크게 해야 하므로 실시간 수행을 하는데 불리하다는 점을 유념해야 한다.

- 2) 제어대상계의 소음원이 제어기의 설계주파수와 다소 차이가 있을 경우에도 제어효과에 적절한 가중치를 도입함으로써 소음을 효과적으로 제어할 수 있다.
- 3) 시간지연을 갖는 제어에 대해 최소분산제어 방법을 적용할 경우 외란모델(disturbance model)을 설정하는 것이 효과적임을 알 수 있다. 이것은 하나의 순음과 단 하나의 랜덤의란을 포함하는 소음원을 모델링함으로써 자세히 고찰하였다.

Reference

1. P.Lueg., Process of silencing sound oscillations, U.S. Patent No.2043416,1936
2. M.C.J.Trinder, and P.A.Nelson,"Active noise control in finite length ducts",Journal of Sound and Vibration, 89,(1),pp.95-106,1983
3. Li Cangpu,"Active noise reducing earmuffs",Inter-noise 87,pp.521-524,1987
4. T.Berge,O.K.Petterson and S.Sorsdal,"Active noise cancellation of transformer noise", Inter-noise, 87,pp537-540
5. Karl J. Astrom and Bjorn Wittenmark,Adaptive control, Addison-Wesley reading,Massachusetts, 1989
6. Rolf Isermann,Digital Control System,Springer-Verlag,Berlin,1981
7. Graham C. Goodwin,Kwai Sang Sin,Adaptive filtering prediction and control,Prentice-Hall,Englewood Cliffs,New Jersey,1984

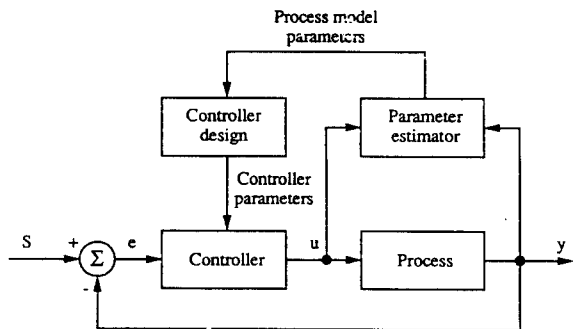


Fig. 1 Structure of self-tuning adaptive controller

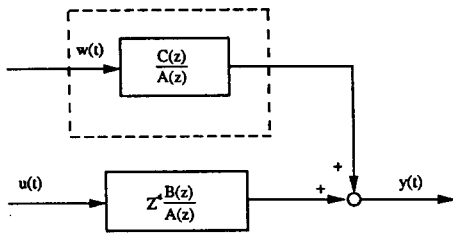


Fig. 2 Block diagram representation of the ARMAX model structure

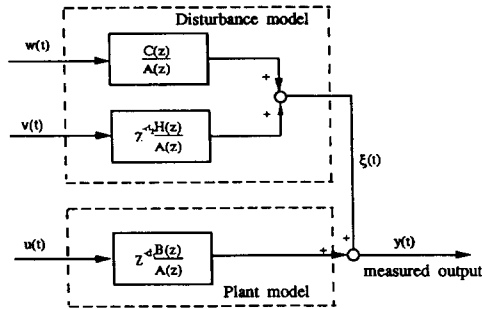


Fig. 3(a) Block diagram representation of process model structure for ARMAX system

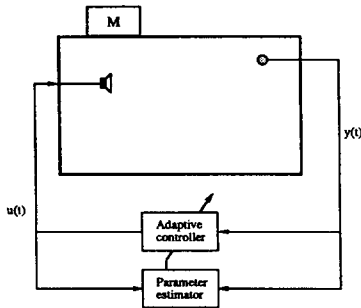


Fig. 3(b) Active noise control problem implemented with feedback controller

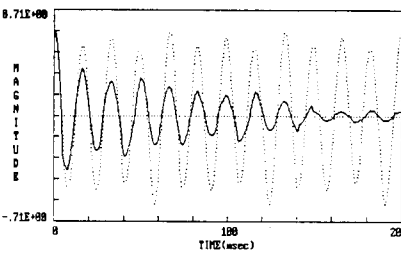


Fig. 4 Adaptive feedback controller response with a pure tone noise disturbance (dashed line: noise signal, solid line: controlled response)

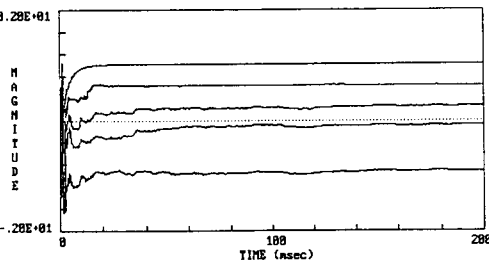


Fig. 5 Coefficient values for adaptive controller simulation of a pure tone noise implemented with the system described in Fig.4

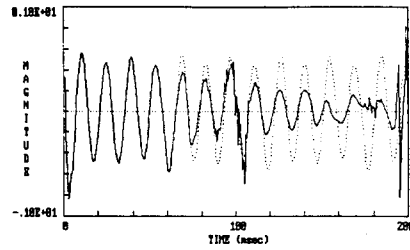


Fig. 6 Unstable controlled response for prediction time delay ($d_e=3$) less than plant time delay ($d=4$) (dashed line : noise signal, solid line : controlled response)

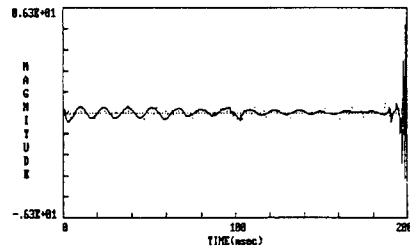
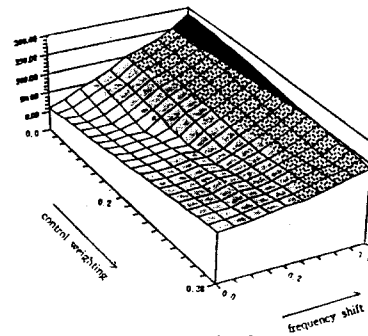


Fig. 7 Unstable controlled response for prediction time delay ($d_e=8$) much greater than plant time delay ($d=4$) (dashed line : noise signal, solid line : controlled response)



$$\text{normalized frequency shift} = \frac{|\text{design frequency} - \text{practical frequency}|}{\text{design frequency}}$$

Fig. 8 Effect of frequency shift from controller design frequency for different values of control weighting

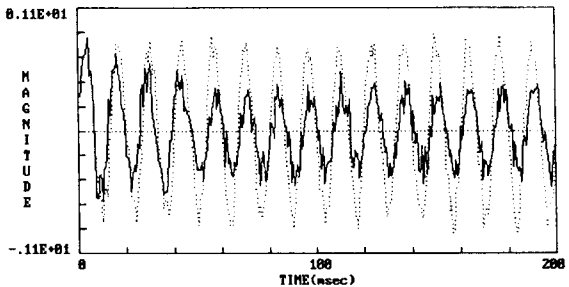


Fig. 9 Stable controlled response with a pure tone noise and small variance ($\sigma^2=0.05$) of random disturbance

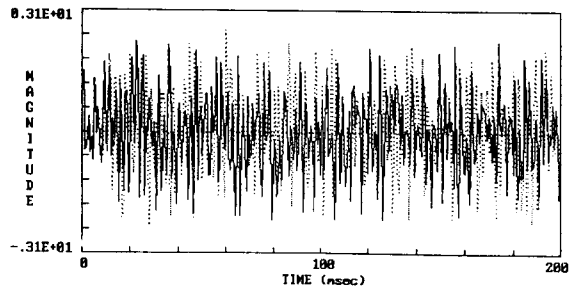


Fig. 10 Unstable controlled response with a pure tone noise and large variance ($\sigma^2=2.0$) of random disturbance