

덕트 잡음 제거를 위한 다중 모델 적응 능동 소음 제어 Multiple Model Adaptive Active Control of Noise in a Duct

남 현 도*

단국대학교 전기공학과

정 종 대

수원대학교 전자계산학과

Abstract

Adaptive active attenuation of noise in a duct is considered. A duct is modelled when the acoustic feedback exists. The secondary path transfer function is estimated using multiple model approaches. An IIR structure is assumed for the control filter, and the recursive least mean squares algorithm is used to adjust the filter coefficients.

1. 서론

능동 소음 제어는 회전기에 의한 소음과 같이 500Hz 이하의 저주파의 소음을 감쇄시키는데 있어서 종래의 수동적 방법보다 탁월한 효과를 보여주고 있는데, 효과적인 소음의 상쇄를 위해서는 1차 소음 source로부터 발생한 소음과 2차 source에서 발생한 2차음이 반주기의 차이를 가져야 한다. 그러므로 신호의 주파수와 크기 뿐 아니라 위상도 다루어야 하므로 여러가지 어려운 문제가 생기게 된다.

능동 소음 제어의 개념은 1950년대 Lueg에 의해 처음 발표되었는데 전자 소자의 미발달로 인해 별로 주목을 받지 못하다가 최근에 반도체 소자의 발달과 디지털 신호처리 기술의 발달로 ANC 기술이 비약적인 발전을 이룩하게 되었다.

Lueg의 시스템은 한개의 loudspeaker를 사용하기 때문에 monopole 시스템이라고 불리며 이 시스템이 잡음의 주파수에 영향을 받는 약점을 해결하기 위하여 두개 혹은 세개의 스피커를 사용하는 dipole 혹은 triploe 시스템이 제안되었다.

그러나 이와 같은 시스템은 스피커의 위치에 제한을 받기 때문에 최근에는 발달된 제어기술과 반도체 기술을 바탕으로 넓은 주파수 대역에서도 사용이 가능한 monopole 시스템을 많이 연구하고 있다.

DSP Processor 등 고속연산이 가능한 processor의 발달로 3차원 문제에서도 ANC기법에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있다[1]. 미국의 Nelson Industry의 Eriksson을 중심으로 duct 나 공장의 굴뚝 등 1차원 공간에서 음속이나 시스템의 특성 등이 변하는 경우에도 잘 적응하는 적응 능동 제어에 관한 연구가 이루어지고 있으며[2] 영국의 ISVR을 중심으로 3차원 공간에 대한 소음제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있고[1] 일본의 Toyota, Toshiba 등을 중심으로 이의 실용화가 이루어지고 있는 추세에 있다.

작년부터 초고속 processor의 발달로 그 전까지는 1차원 문제에서만 사용되었던 적응 능동 제어 기법을 3차원 문제에 적용하기 위해 multiple model을 이용한 적응 알고리즘이 발표되었다[3,4].

본 연구에서는 음향 귀환이 존재하는 경우의 Duct를 모델링하고 이에 다중 모델 적응 제어 기법을 적용해서 음속 등 주변 환경이 변하는 경우에도 잘 적응하는 적응 제어 기법을 제시하고자 한다.

2. 적응 능동 소음 제어 기법

능동 소음 제어 기법은 feedback 기법과 feedforward 기법으로 나눌 수 있는데 feedforward 기법은 이 방법은 다른 음향에 영향

을 주지 않고 원하지 않는 소음만 제거할 수 있어 자동차내부의 소음제거나 덕트에서의 fan 소음제거 등에 많이 응용되고 있다. feedforward 제어 기법의 변형 block diagram은 그림 1과 같다.

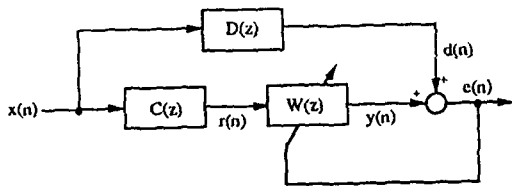


그림 1 Feedforward 기법의 변형 블록선도

그림 1에서 $W(z)$ 는 제어필터이며 $C(z)$ 는 스피커 입력과 마이크론의 출력사이의 전달함수 (2차 경로 전달함수) 이고 $D(z)$ 는 1차 소음원의 전달경로의 전달함수 (1차 경로 전달함수) 이다.

제어 필터 $W(z)$ 는 FIR 혹은 IIR 구조가 모두 사용될 수 있으나 acoustic feedback이 존재할 때는 IIR 구조가 더욱 효과적이고 이상적인 필터의 극점이 단위원 근처에 있게 되면 이론적으로 FIR 필터의 차수가 매우 커져야 하므로 IIR 필터가 더욱 효과적이다.

$C(z)$ 을 안다면 Widrow등에 의해 제안된 filterd-x LMS 알고리즘을 사용할 수 있다. 이때 필터 파라미터 벡터 $\mathbb{W}(n)$ 은 다음과 같이 갱신할 수 있다.

$$\mathbb{W}(n+1) = \mathbb{W}(n) - 2\mu e(n) r(n) \quad (1)$$

여기서 μ 는 수렴상수이고 $e(n)$ 은 오차신호, $r(n)$ 은 입력신호 벡터이다.

만약 $C(z)$ 을 모르거나 시변이면 filtered-x LMS 알고리즘을 적용하기 전에 먼저 $C(z)$ 을 추정하여야 한다.

Headset 등의 경우와 같이 스피커와 마이크론의 거리가 가까울 때는 보통 $C(z)$ 을 1로 둘 수 없으므로 off-line 으로 $C(z)$ 을 추정할 수 있으나 $C(z)$ 이 시변인 경우에는 발산하거나 오차가 커질 수 있으며 $C(z)$ 이 시변이 아닌 경우에도 설치비용이 많이 드는 단점이 있다.

3 덕트 모델링

음향 귀환이 있는 경우의 그림 2와 같은 덕트를 고려해보자.

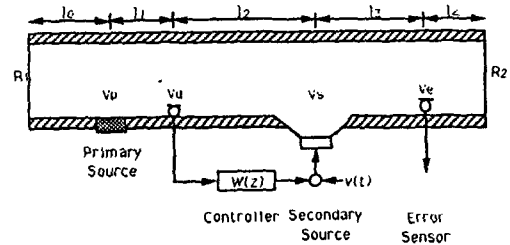


그림 2 덕트

덕트내에서는 평면파만 전파된다고 하면 V_p 와 V_s 두개의 입력과 두개의 출력 V_e 와 V_d 를 가지는 Electro-acoustic 시스템으로 모델링을 할 수 있다. 만약 시스템이 선형이면 출력 V_e 와 V_d 는

$$V_e = D(z)V_p + C(z)V_s \quad (2)$$

$$V_d = B(z)V_p + F(z)V_s \quad (3)$$

전달함수 $C(z)$ 와 $D(z)$, $B(z)$ 와 $F(z)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$D(z) = \begin{bmatrix} V_e \\ - \\ V_s \end{bmatrix}_{V_p=0} = \frac{H_s H_e e^{-k_1 z} [1 + D_s R_2 e^{-2k_1 l_3}] [1 + D_s R_1 e^{-k_1(l_0 + l_1)}]}{[1 - R_1 R_2 e^{-2k_1 l}]} \quad (4)$$

$$B(z) = \begin{bmatrix} V_d \\ - \\ V_p \end{bmatrix}_{V_s=0} = \frac{H_d H_p e^{-k_1 l_1} [1 + D_d R_2 e^{-2k_1(l_2 + l_3 + l_4)}] [1 + D_p R_1 e^{-2k_1 l_0}]}{[1 - R_1 R_2 e^{-2k_1 l}]} \quad (5)$$

$$C(z) = \begin{bmatrix} V_e \\ - \\ V_p \end{bmatrix}_{V_s=0}$$

$$\frac{H_0 H_p e^{-k(1_1+1_2)} [1+D_0 R_2 e^{-2k1_3}] [1+D_p R_1 e^{-k1_0}]}{[1- R_1 R_2 e^{-2k1}]} \quad (6)$$

$$F(z) = \begin{bmatrix} V_d \\ - \\ V_s \end{bmatrix} V_p=0 = \frac{H_d H_s R_1 R_2 e^{-k(21-1_2)} [1+[D_d/R_1] e^{+2k(1_0+1_1)}]}{[1- R_1 R_2 e^{-2k1}] \times [1+D_s/R_2] e^{+2k(1_3+1_4')}} \quad (7)$$

이 덱트에서 사용된 표시의 정의를 정리하면 표 1과 같다.

표 1 덱트에 사용된 표기의 정의

	Primary Source	Detection Sensor	Secondary Source	Error Sensor
input or output voltage	V_p	V_d	V_s	V_e
Electroacoustic Transfer function	H_p	H_d	H_s	H_e
Directivity factor	D_p	D_d	D_s	D_e

4. Multi-model 을 이용한 적응 능동 소음 제어 시스템

연속 추정 기법은 2차 경로 전달함수에 대한 사전 지식이 필요하지 않는 장점이 있으나 계산 양이 많아 다 채널인 경우에 사용이 힘들므로 다 채널의 경우에도 적용이 가능한 새로운 적응 능동 소음 제어 기법을 제안했다.

다중모델 적응제어 (Multi-Model Adaptive Control : MMAC) 기법은 가능한 여러개의 모델을 선정하는 기법으로 채널수가 증가 하더라도 계산 양이 많이 증가하지 않으므로 다 채널의 경우에도 사용이 가능하다. MMAC를 이용한 적응 능동 소음 제어 기법의 블록 선도는 그림 3과 같다.

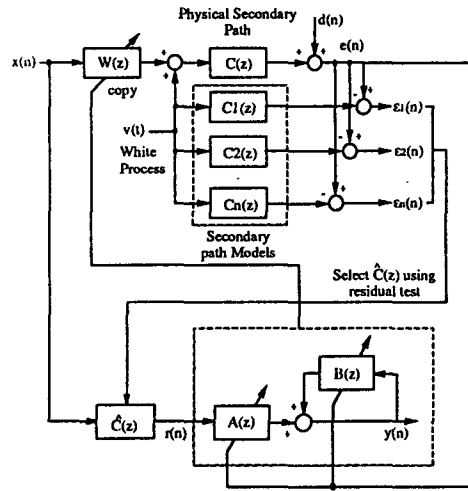


그림 3. MMAC의 블록 선도

여기서 $V(n)$ 은 추정을 위해 입력하는 추정입력으로 보통 백색잡음이 사용된다. 각 모델의 잔차를 이용하여 적절한 모델을 선정할 수 있으며 제어 필터 파라미터를 추정하기 위해 Recursive Least Mean Squares 알고리즘을 사용했다.

5. 컴퓨터 시뮬레이션

제시된 알고리즘의 유용성을 보이기 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 행했다. 문제를 단순화 하기 위해 소리의 속도만 시간에 따라 변한다고 가정했다. 음속뿐만 아니라 다른 여러 변수들 예를 들면 덱트내에서의 공기의 압력이나 속도등이 동시에 바뀌는 경우에는 모델의 갯수를 증가시켜야 할 것이다.

그림 4 와 같이 음속이 330 m/sec 에서 350 m/sec 까지 변한다고 가정했으며 각각 330 m/sec, 340 m/sec, 350 m/sec 에서 잘 맞는 3개의 모델을 사용했다.

그림 5 에서 보듯이 좋은 수렴 특성을 보였다.

6. 결론

본 연구에서는 음향 귀환이 있는 경우의 덱트를 모델링 하였으며 온도등 운전 환경의 변화에 따라 음속 등 덱트의 파라미터가 시간에 따라 바뀌는 경우의 적응 능동 소음 제어 기법을 제시했다.

컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제시된 알고리즘이 잘 수렴한다는 것을 보였다.

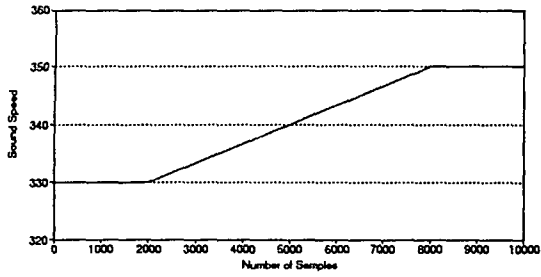
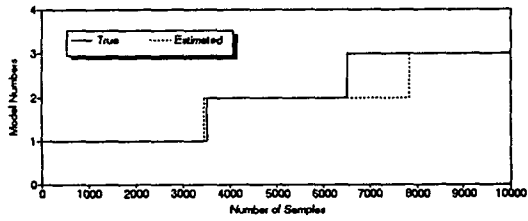
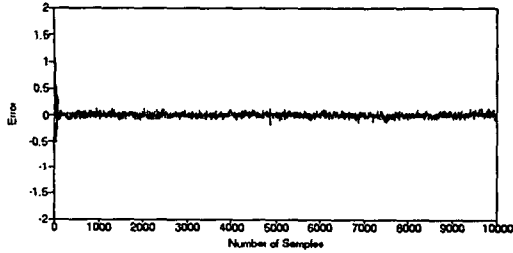


그림 4 음속



(a) True and Estimated Model Number



(b) Error

그림 5 추정 모델 및 오차

참고 문헌

[1] S.J. Elliott I.M. Stothers and P.A. Nelson, "A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration," IEEE Tr. ASSP, Vol. ASSP-35, No.10, pp.1423-1434, 1987.

[2] Eriksson L.J. and Allie M.C., "Use of random noise for on-line transducer modelling in an adaptive active attenuation system," J. Acoust. Soc. Am., Vol. 85, No.2, pp.797-802, 1989

[3] H.D. Nam and S.J. Elliott, "Multiple model adaptive systems for active noise attenuation," IEEE ASSP Workshop on Appl. Sig. Proc. to Audio and Acoustics, New York, 1991.

[4] H.D. NAM and S.J. Elliott, "Adaptive active attenuation of noise using multiple model approaches," submitted to Mechanical Systems and Signal Processing, 1992.

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 수행되었음