

주파수영역에서의 1차원 능동소음제어기법

°김재권*, 이정권**

(1-D Active Noise Control Technique in Frequency Domain)

(Jae-Kwon Kim, Jeong-Guon Ih)

1. 서 론

소음을 제어하는 데에 있어서는 크게 흡음, 차음, 재진동의 수동적인 방법과 반대위상을 갖는 제어음원을 사용하는 능동소음제어 방법이 있다. 흡음, 차음, 재진의 방법은 오래전부터 사용되어 왔으나 저주파수 영역에서는 충분한 소음저감을 싼 가격에 이룰 수 없이 최근 능동 소음 제어 기법이 제안되었다.

Lueg[1]에 의해 처음으로 능동소음제어의 개념이 제안된 이래, 초기에는 아날로그 회로를 많이 이용하였고, 그 후 80년대에 들어서면서 디지털 신호처리용 마이크로 프로세서의 발전으로 직용신호처리 기법을 사용하게 되었다. 이때 오차계가 있는 능동소음제어 시스템에 Filtered-x LMS (Least Mean Square) 알고리즘이 주로 사용되는데, 세산량의 감소나 제어음원, 잔류소음 감지센서의 복수화를 위한 알고리즘의 개발이 그 후 이루어졌다.

한편 제어에 사용되는 마이크로폰이나 스피커가 지향성이 없기 때문에 제어스피커에서 발생된 제어음원소음 감지 마이크로폰에 다시 입력되는 음향폐환 문제가 생긴다. Swinbanks[2], Fontain과 Sheperd[3], Eriksson[4] 등은 음향폐환 문제해결을 위해 마이크로폰 렐, IIR (Infinite Impulse Response) 필터 등을 사용했다.

본 논문에서는 음향폐환 문제해결을 위한 한 방법으로써, 넓은 주파수 영역에서 단일지향특성을 가질 수 있도록 주파수영역에서 음파분리를 하여, 하류측으로

전파되는 음파를 제어하는 새로운 방법을 제시한다.

2. 음파분리와 적응제어

2.1 음파분리기법[5]

덕트에 평면파만 존재하면 1차원 문제로 단순화될 수 있으며, 이때 하향음파 (downstream wave)는 $a(t) \exp[j(\omega t - kx)]$ 로, 상향음파 (upstream wave)는 $b(t) \exp[j(\omega t + kr_x)]$ 로 표현된다. 여기서 ω 는 각주파수, k_x 는 하향음파의 파수 (wave number), k_r 은 상향음파의 파수이다. 그림 1과 같이 마이크로폰 2개를 $x=x_1$ 과 $x=x_2$ 인 두 지점에 위치시켜 음압을 측정하면 하향음파와 상향음파를 분리할 수 있다. 음파분리를 위해서 필요한 값은 두 마이크로폰의 위치, 파수 (wave number)와 각 마이크로폰에서 얻은 신호의 스펙트럼이다. 두 마이크로폰 사이의 간격 d 는 관심있는 주파수의 범위에 따라 결정하는데 $0.1 \leq kd \leq 1.3$ 범위를 만족하도록 구하는 것이 오차를 최소화 한다[6]. 본 연구에서는 대략 100-900Hz의 유효범위를 갖도록 $d=7.5\text{cm}$ 로 하였다. 마이크로폰에서 얻은 신호는 아래 식과 같이 표현할 수 있다:

$$p_1(\omega, x_1) = a(t) \exp[j(\omega t - k, x_1)] + b(t) \exp[j(\omega t + k, x_1)]. \quad (1a)$$

$$p_2(\omega, x_2) = a(t) \exp[j(\omega t - k, x_2)] + b(t) \exp[j(\omega t + k, x_2)]. \quad (1b)$$

* 한국과학기술원 기계공학과 대학원

** 한국과학기술원 기계공학과, 정회원

이때, 이 음압신호들의 스펙트럼은 다음과 같이 표시가 가능하다:

$$P_1(\omega) = A(\omega) \exp[-jk, x_1] + B(\omega) \exp[jk, x_1], \quad (2a)$$

$$P_2(\omega) = A(\omega) \exp[-jk, x_2] + B(\omega) \exp[jk, x_2]. \quad (2b)$$

여기서 $A(\omega)$ 와 $B(\omega)$ 는 하향음파와 상향음파의 스펙트럼이며, 윗 식을 풀면 다음과 같이 스펙트럼을 구할 수 있다:

$$A(\omega) = \frac{P_1 \exp[jk, x_2] - P_2 \exp[jk, x_1]}{\exp[j(k, x_2 - k, x_1)] - \exp[j(k, x_1 - k, x_2)]}, \quad (3a)$$

$$B(\omega) = \frac{-P_1 \exp[-jk, x_1] + P_2 \exp[-jk, x_2]}{\exp[j(k, x_2 - k, x_1)] - \exp[j(k, x_1 - k, x_2)]}. \quad (3b)$$

식(3)의 결과는 Seybert[5]의 방법과 동일한 결과를 얻을 수 있다. Seybert는 자기 스펙트럼 (Auto spectrum)과 상호 스펙트럼 (cross spectrum)으로 부터 유도하였다.

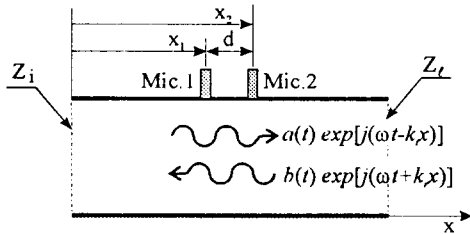


Fig. 1 Configuration of input microphones.

2.2 적응 제어 방법

적응제어기법에 사용되는 알고리즘은 최소자승법 (Least Mean Square)으로, 간단하고 수렴성이 좋기 때문에 많이 사용된다. 오차신호 $e(n)$ 의 자승을 최소로 하는 필터값 \mathbf{w} 를 찾기 위해 최급경사법 (Steepest Descent Method)을 쓴다. $J(\mathbf{w}) = e(n)^2$ 평면에서 \mathbf{w} 에 대한 기울기는 다음과 같이 나타내어 진다:

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \mathbf{w}} = -2e(k)\mathbf{x}(k-1). \quad (5)$$

이에 따라 필터 \mathbf{w} 의 갱신식은 다음 식으로 주어진다:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + 2\mu e(n)\mathbf{x}(n). \quad (6)$$

이때,

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n) w_1(n) \cdots w_{N-2}(n) w_{N-1}(n)]^T, \quad (7)$$

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) x(n-1) \cdots x(n-N+1)]^T, \quad (8)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{x}^T \cdot \mathbf{w}(n). \quad (9)$$

이고, μ 는 정규화 수렴상수, N 은 필터의 차수, 윗첨자 T 는 Transpose를 나타내고, 굵은 문자는 벡터를 나타내고, 소문자는 시간영역 변수, 대문자는 주파수 영역 변수를 나타낸다. 식 (6)에서는 매 단계마다 필터의 갱신이 이루어 진다. 이를 N 개 단위로 갱신식을 다시쓰면 다음과 같다:

$$\mathbf{w}(n+N) = \mathbf{w}(n) + 2\mu \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{x}(n+i) \cdot e(n+i). \quad (10)$$

갱신식 (10)을 잘 살펴보면 기울기 ∇ 는 다음과 같이 주어진다:

$$\begin{aligned} \nabla(k) &= \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{x}(kN+m) \cdot e(kN+m) \\ &= \begin{bmatrix} x(n) & \cdots & x(n+N-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x(n-N+1) & \cdots & x(n) \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} e(n) \\ \vdots \\ e(n+N-1) \end{Bmatrix}. \quad (11) \end{aligned}$$

식(11)을 원형승적 (circular convolution)을 이용하여 주파수 영역에서 적은 계산량으로도 얻어낼 수 있다. 즉,

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(k+1) &= \\ \mathbf{W}(k) + 2\mu \cdot \text{FFT} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{IFFT} \{ \mathbf{X}(k) \cdot \mathbf{E}(k) \} \right\}. \quad (12) \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(k)^T &= \\ \text{FFT} \{ w_0(k) \quad w_1(k) \quad \cdots \quad w_{N-1}(k) \quad 0 \quad \cdots \quad 0 \}. \quad (13) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(k)^T &= \\ \text{diag FFT} \{ x(k-N+1) \quad \cdots \quad x(k+N-1) \}. \quad (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(k)^T &= \\ \text{FFT} \{ 0 \quad \cdots \quad 0 \quad e(k) \quad \cdots \quad e(k+N-1) \}. \quad (15) \end{aligned}$$

이며, FFT는 푸리에 변환을, diag는 대각성분만 취하여 벡터를 만들을, IFFT는 역푸리에 변환을, I는 단위행렬을 의미한다.

음파 분리법에 의해 구해진 하향음파의 스펙트럼 $A(\omega)$ 와 상향음파의 스펙트럼 $B(\omega)$ 를 사용하여 대상계의 전달함수를 구하면, 즉, FDAF (Frequency Domain Adaptive Filters) 알고리즘의

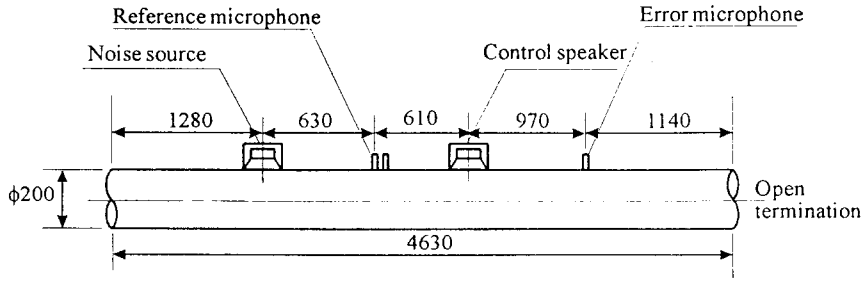


Fig.3 Experimental setup (units in mm).

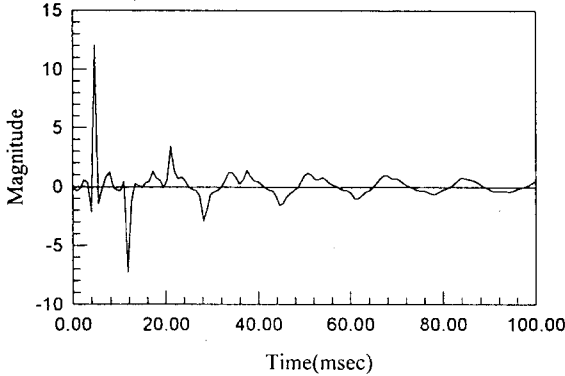


Fig.4 Impulse response of the duct system.

실행코드를 만들고, C 언어를 사용하여 구동하였다.

3.2 모델차수의 결정

LMS알고리즘을 사용할 때 가장 중요한 점은 FIR필터의 차수를 결정하는 것이다. 차수의 잘못된 결정은 많은 오차를 유발하거나, 무의미한 계산의 반복을 초래한다. 필터계수의 결정기준은 Akaike[7]가 제시한 Final Prediction Error (FPE)와 Akaike Information Criteria (AIC)가 있다. 이 값이 가장 작을 때의 i 값을 필터의 차수로 택한다. N 값이 클 때에는 FPE와 AIC가 동일한 결과를 보인다.

$$FPE(i) = \frac{N+i}{N-i} \sigma_i^2, \quad (23)$$

$$AIC(i) = N \ln \sigma_i^2 + 2i. \quad (24)$$

여기서, i 는 필터의 차수, N 은 데이터의 총 개수, σ_i 는 모델링 오차의 표준편차를 의미한다. 그림 5는 네트워크에서, 소음원의 중심주파수가 250Hz 이고 100Hz의

밴드폭을 가질 때 AIC를 나타낸 그림으로 AIC는 $i=96$ 정도에서 최저치를 나타낸다. 따라서, 주어진 조건하에서 이 시스템의 차수는 96이 적절함을 알 수 있다. 본 연구에 사용된 필터의 차수는 2ⁿ이어야 하므로 64와 128차인 경우에 대하여 그 결과를 보이기로 한다.

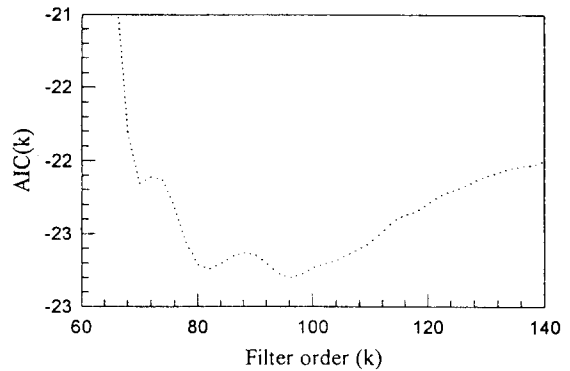


Fig.5 Akaike information criteria (AIC) for optimal filter order.

3.3 실험결과

실험은 중심주파수가 250Hz이고, 순음, 100Hz밴드, 300Hz밴드폭을 갖는 소음원에 대하여 수행하였다. 본 논문에서 제시한 음파분리와 FDAF알고리즘을 사용한 실험결과와 기존에 널리 사용되는 filtered-x 알고리즘을 사용한 결과를 비교 분석하였다. 음파분리를 이용하면 음향계환부를 온라인 (on-line)으로 모델링하여 음향계환 신호를 소거할 수 있으나, filtered-x 방법은 불가능하므로 오프라인으로 제어전에 모델링하여 음향계환 신호를 소거하였다. 그림 6을 보면 순음성분을 제어할 경우 모든

경우에 대해 50dB 이상의 저감을 보였다. 이는 underdetermined된 경우이므로 이론상 완전한 제어가 가능하다고 보아진다.

소음이 밴드폭으로 이루어진 경우는 양상이 달라진다. 덕트 끝단에 반사파가 존재하므로 시스템의 증폭응답이 길다. 따라서 완전한 소음제어는 불가능하다. 소음제어 결과를 보면 그림 7에서 100Hz 밴드폭을 갖는 소음원일때 두가지 방법 모두 14dB내외의 소음제어 결과를 보였다. 300Hz 밴드폭을 갖는 경우는 역시 두가지 방법 모두 8dB 내외의 소음제어 결과를 보였다. 본 논문에서 제시한 방법은 온라인으로 음향계환 신호를 소거하면서 기존의 filtered-x LMS 알고리즘과 동일한 제어 성능을 나타내었다. 따라서 능동 소음 제어 시스템의 특성이 변하더라도 적용할 수 있는 장점을 지닌다.

감지 마이크로폰에 음파분리를 이용할 경우 외부 잡음에 대한 특성을 보기 위한 실험을 수행 하였다. 즉, 덕트 끝단에 원소음과 독립적인 (uncorrelated) 제 3의 외부소음을 가하여서 시스템의 제어 안정성을 시험 하였다. 외부 소음은 중심주파수가 200Hz이고 100Hz 밴드폭을 갖는 소음을 75dB 정도 되도록 하이 사용하였다. 원소음 감지 마이크로폰과 오차신호 마이크로폰에 외부에서 혼입된 소음성분이 존재하기 때문에 소음감소량이 줄고, 수렴속도가 늦어졌다. 원소음이 100Hz 밴드 폭을 갖는 경우 외부 소음이 없을 때 14dB의 소음 저감이 가능했으나, 외부소음이 존재할 때 (그림 9) 는 10dB의 소음 저감만이 가능했다.

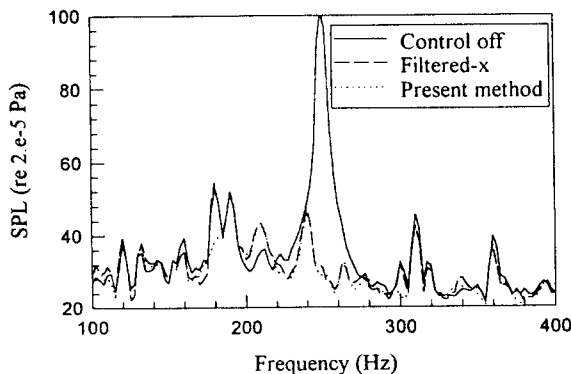


Fig.6 Control result with the filter of order 64 on puretone noise.

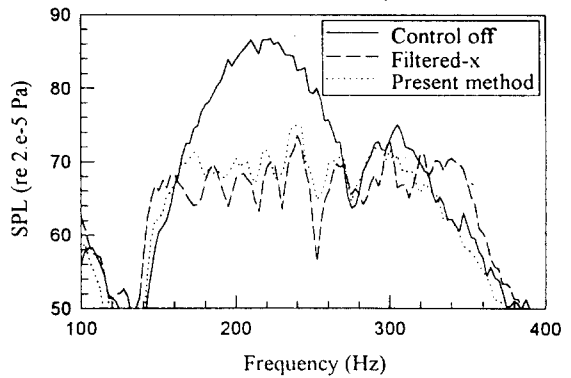


Fig.7 Control result with the filter of order 128 on 100Hz bandlimited noise.

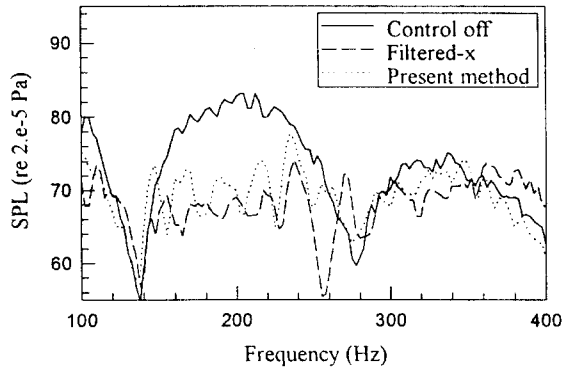


Fig.8 Control result with the filter of order 128 on 300Hz bandlimited noise.

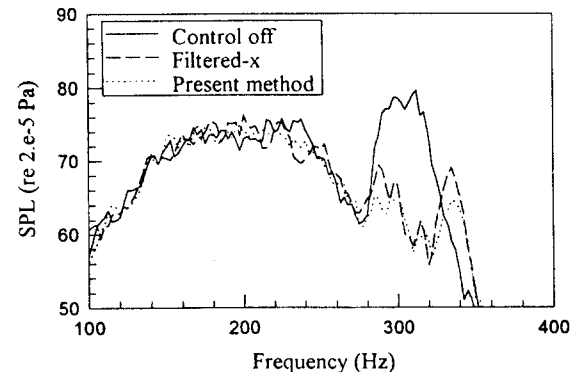


Fig.9 Control result with the filter of order 128 on 32Hz bandlimited noise with uncorrelated noise.

4. 결론

본 논문에서는 덕트내의 능동소음제어시, 통상적으로는 시간영역에서 구현하고 음향계환에 대한 보상 계산을

오프라인 (off-line)으로 하는데 반하여, 음파분리기법을 이용하여 주파수 영역에서 음향케환부를 온라인 (on-line)으로 모델링하는 기법을 사용하였다. 이 때 소음제어의 결과는 시간영역에서 오프라인 모델링에 의해 음향케환부를 보상해주는 Filtered-x 알고리즘과 동일한 것으로 나타났다.

또, 원소음과 독립적인 외부 소음성분이 침투할 경우도 Filtered-x LMS 알고리즘과 동일한 강건한 제어결과를 나타냈다.

따라서, 본 연구에 의해 제안된 능동소음제어기법은 기존의 제어 알고리즘과는 다른 방법이므로, 앞으로 국내 산업계에 있어서 선진외국의 특허권을 침해하지 않고 사용할 수 있어서 상용화 될 수 있다고 생각된다.

본 논문에서 사용된 기법은 주파수 영역에서 접근하기 때문에 얻을 수 있는 잇점이 있다. FDAF 알고리즘의 계수 갱신식에 존재하는 수렴상수가 주파수의 함수형태로 나타나기 때문에 각 주파수마다 다른 수렴상수를 줄 수 있다는 점이다. 따라서, 3차원 내부음장에는 모드가 존재하므로, FDAF 알고리즘을 이용한다면 새로운 접근 방법이 될 것이다.

5. 참고 문헌

[1] P.Lueg, "Verfahren zur Dämpfung von Schallschwingungen", German Patent No. 655508, Jan. 1933 (US Patent No. 2043416, March 1934).

[2] M.A. Swinbanks, "The Active Control of Sound Propagation in Long Ducts," J. Sound Vib. 27(3), pp.411-436 (1973).

[3] R.F.La Fontaine and C. Shepherd, "An Experimental Study of a Broad band Active Attenuation for Cancellation of Random Noise in Ducts," J. Sound Vib. 91(3), pp. 351-362 (1983).

[4] L.J. Eriksson, M.C. Allie, and R.A. Greiner, "The Selection and Application of IIR Adaptive Filter for Use in Active Sound Attenuation," IEEE Trans. on ASSP Vol. ASSP-35, No 4, pp. 433-437 (1987).

[5] A. F. Seybert, "Two-Sensor Method for the Measurement of

Sound Intensity and Acoustic Properties in Ducts," J. Acoust. Soc. Am. 83(6), pp. 2233-2239 (1988).

[6] S.J.Yang and A.J. Ellison, Machinery Noise Measurement, pp. 99-105, (Oxford University Press, 1985)

[7] S.M. Kay, Modern Spectral Estimation, pp. 234-237. (Prentice Hall, 1988).

[8] 우재학, 김인수, 이정권, 김근준 "Filtered-x LMS 알고리즘을 응용한 덕트내 평면파 소음의 능동제어," 한국소음진동공학회지 제2권 2호, pp. 107-116 (1992).