안정화된 다중채널 순환 LMS 필터를 이용한 덕트의 능동소음제어

論 文
55D-8-4

Active Control of Noise in Ducts Using Stabilized Multi-Channel RLMS Filters

南 炫 道† · 南 承 旭*
(Hyun-Do Nam · Seung-Uk Nam)

Abstract - An adaptive IIR filter in ANC(Active Noise Control) systems is more effective than an adaptive FIR filter when acoustic feedback exists, in which cause an order of an adaptive FIR filter must be very large if some of poles of the ideal control filter are near the unit circle. But the IIR filters may have stability problems especially when the adaptive algorithm for adaptive filters is not yet converged.

In this paper, a stabilized multi-channel recursive LMS (MCRLMS) algorithm for an adaptive multi-channel IIR filter is presented. RLMS algorithms usually diverge before the algorithm is not yet converged. So, in the beginning of the ANC system, the stability of the RLMS algorithms could be improved by pulling the poles of the IIR filter to the center of the unit circle, and returning the poles to their original positions after the filter converges.

Computer simulations and experiments for dipole ducts using a TMS320C32 digital signal processor have performed to show the effectiveness of a proposed algorithm.

Key Words : Active Noise Control, Duct, Adaptive IIR Filter, Multi-Channel RLMS, Stabilization

1. 서 론

저주파 영역에서의 효과적인 소음 제어를 위하여 능동 소음제어기법에 관한 실용화 연구는 80년대 들어 본격적으로 추진되었다. 특히 적응제어 및 디지털 필터의 응용과 제어 시스템의 구현을 가능케 해주는 초고속 DSP의 출현으로 소음원이 비교적 저주파이면서 주기적인 특성을 갖는 자동차, 공조 덕트, 선박 및 항공기 등 많은 분야에서 실용화를 위한 연구가 추진되고 있다[1,2].

능동 소음제어 시스템의 적응필터로는 안정도의 문제 때문에 FIR 구조가 많이 사용되고 있으나 같은 정도의 성능을 얻기 위해서 IIR 구조보다 더 높은 차수의 필터가 필요하게 되어 계산량이 많은 단점이 있다[2]. IIR 구조의 필터는 시스템의 작동 초기에 IIR 필터의 극점이 z평면에서 단위 원 밖으로 나가는 경우 시스템 자체가 불안정해질 수 있다[3].

본 논문에서는 시스템의 작동 초기에는 IIR 필터의 극점을 원점방향으로 끌어당겨 안정도를 개선하고 정상상태에는 원위치로 보내 필터성능에는 영향을 미치지 않는 안정도가 강화된 MCRLMS 알고리즘을 제안하였다. 이중극 덕트 ANC 시스템을 음향 중첩모델을 사용하여 모델링하였으며, 제안된 알고리즘을 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 수행한 결과 기존의 IIR 필터 알고리즘을 이용한 단일극 시스템보다 우수함을 확인하였다.

† 교신저자, 正會員 : 檀國大學校 工科大學 電氣工學科 敎授
E-mail : hdnam@dku.edu
* 學生會員 : 檀國大學校 大學院 電氣工學科 碩士課程
接受日字 : 2006年 6月 8日
最終完了 : 2006年 6月 26日

2. MCRLMS 알고리즘

다중채널 RLMS 알고리즘의 블록선도는 그림 1과 같다[4]. 여기서 J는 기준입력신호, K는 제어음원, M은 오차센서의 수이고, P(z)은 주경로 전달함수 행렬로 J×M, S(z)은 2차경로 전달함수 행렬로 K×M 요소를 갖는다.

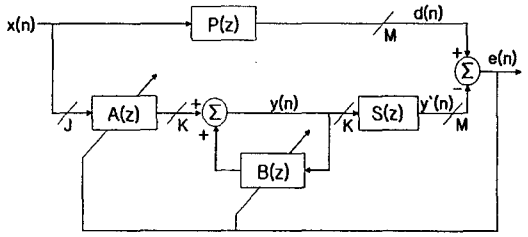

그림 1. 다중채널 순환 LMS 알고리즘의 블록선도
Fig. 1 Block diagram of Recursive LMS algorithm

k번째 2차음원의 출력은 다음과 같다.

$$y_k(n)=\sum_{j=1}^{J}A_{kj}^T(n)X_j(n)+\sum_{i=1}^{K}B_{ki}^T(n)Y_i(n-1),\ k=1,2,..,K \quad (1)$$

여기서

$$X_j(n)\equiv[x_j(n)\ \cdots\ x_j(n-L+1)]^T,\ j=1,..,J \quad (2)$$

$$Y_k(n)\equiv[x_k(n)\ \cdots\ x_k(n-L+1)]^T,\ j=1,..,K \quad (3)$$

L차의 전향제어 필터와 I차의 궤환제어 필터라 하면 필터계수 백터는 다음과 같으며,

$$A_{kj}(n) \equiv [a_{kj,0}(n)\, a_{kj,1}(n) \cdots \quad a_{kj,L-1}(n)]^T \tag{4}$$

$$B_{kk}(n) \equiv [b_{kk,1}(n)\, b_{kk,2}(n) \cdots \quad b_{kk,I}(n)]^T \tag{5}$$

다중채널 RLMS 알고리즘은 다음과 같이 표현된다[2].

$$A_{kj}(n+1) = A_{kj}(n) + \mu_a \sum_{m=1}^{M} X'_{jkm}(n) e_m(n) \tag{6}$$

$$B_{ki}(n+1) = B_{ki}(n) + \mu_b \sum_{m=1}^{M} Y'_{ikm}(n) e_m(n) \tag{7}$$

여기서 $X'_{jkm}(n) \equiv \widehat{S_{mk}}(n) * X_j(n)$ (8)

$$Y'_{jkm}(n) \equiv \widehat{S_{mk}}(n) * Y_i(n) \tag{9}$$

식(8)과 (9)에서 $\widehat{S_{mk}}(n)$은 2차 경로 전달함수 벡터 $S_{mk}(n)$을 추정한 값이다.

일반적으로 다중채널 적응 IIR 필터는 차수에 비해 성능이 좋으나 소음제어 초기에 극점이 z평면의 단위 원 밖으로 빠져나가서 발산하는 경우가 많으므로 초기에 필터 극점의 위치를 단위원의 중심 방향으로 조금 옮겨 주는 전처리 과정을 거침으로써 좀 더 안정된 순환 LMS 알고리즘을 적용할 수 있다[3].

궤환제어 전달함수 행렬 $\mathbb{F}(z)$을 다음식과 같이 정의한다.

$$\mathbb{F}(z) = \begin{bmatrix} f_{11}(z)\, f_{12}(z) \cdots f_{1K}(z) \\ \vdots \quad \cdots \quad \cdots \quad \vdots \\ f_{K1}(z) \quad \cdots \quad \cdots f_{KK}(z) \end{bmatrix} \tag{10}$$

$$f_{kk}(z) = 1 + kb_{kk,1}(n) z^{-1} + \cdots + k^I b_{kk,I}(n) z^{-I},\ 0 \le k \le I \tag{11}$$

궤환제어 전달함수의 $f_{kk}(z) = [1 - b_{kk}(z)]$의 근을 z_1 라 한다면 $f_{kk}(z)$를 만족시키는 근은 kz_1이 된다.

$$f_{kk}(z) = 1 + b_{kk,1}(n) z^{-1} + \cdots + b_{kk,I}(n) z^{-I} = 0 \tag{12}$$

$$f_{kk}(kz_1) = 1 + kb_{kk,1}(kz_1) z^{-1} + \cdots + k^I b_{kk,I}(kz_1) z^{-I}$$
$$,0 \le k \le 1 \tag{13}$$

능동소음제어 초기에 오차가 커서 극점이 크게 변동되기 때문에 k를 0에 가까운 값으로 정해 원점방향으로 당겨주며 정상상태에는 k를 1로 하여 원래의 극점값을 가진다[5]. 즉,

$$k(n+1) = \lambda k(n) + (1-\lambda), k(0) = 0, 0 \le \lambda \le 1 \tag{14}$$

식 (14)와 같이 k를 가변시켜 가면서 순환 LMS 알고리즘의 안정도를 강화할 수 있다.

3. 이중극 덕트의 모델링

단일극 시스템은 제어 음원에서 발생된 업스트림 음파 때문에 소음의 검출 지점에서 음향 궤환이 발생되는 문제점이 있으므로, 제어 음원의 음방사로부터 검출 센서를 격리시키거나 단일 지향성의 음방사를 발생시켜 음향 궤환을 제거함으로써 시스템이 불안정해지는 것을 방지하고자 이중극 시스템이 제안되었다[4].

그림 2에 전기 음향 중첩 모델과 정상 상태에서의 진행파 이론을 적용함으로써 각 덕트 경로에 대한 전달 함수 A, B, C_1, C_2, F_1, F_2를 얻을 수 있다[5].

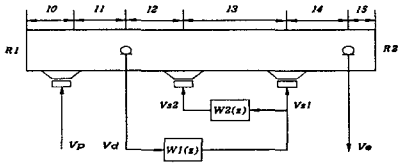

그림 2. 이중극 시스템의 구성도
Fig. 2 Structure of dipole systems

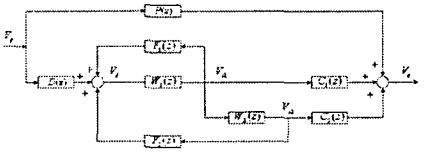

그림 3. 이중극 시스템의 블록선도
Fig. 3 Block diagram of dipole systems

$$P(z) = \frac{e^{-k(l_1+l_2+l_3+l_4)}\{1+R_1 e^{-2kl_0}\}\{1+R_2 e^{-2kl_5}\}}{\{1-R_1R_2 e^{-2kl}\}} \tag{15}$$

$$D(z) = \frac{e^{-kl_1}\{1+R_1 e^{-2kl_0}\}\{1+R_2 e^{-2k(l_2+l_3+l_4+l_5)}\}}{\{1-R_1R_2 e^{-2kl}\}} \tag{16}$$

$$C_1(z) = \frac{e^{-kl_4}\{1+R_1 e^{-2k(l_0+l_1+l_2+l_3)}\}\{1+R_2 e^{-2kl_5}\}}{\{1-R_1R_2 e^{-2kl}\}} \tag{17}$$

$$C_2(z) = \frac{e^{-k(l_3+l_4)}\{1+R_1 e^{-2k(l_0+l_1+l_2)}\}\{1+R_2 e^{-2kl_5}\}}{\{1-R_1R_2 e^{-2kl}\}} \tag{18}$$

$$F_1(z) = \frac{R_1R_2 e^{-k(2l-l_2-l_3)}\{1+(1/R_1)e^{2k(l_0+l_1)}\}\{1+(1/R_2)e^{2k(l_4+l_5)}\}}{\{1-R_1R_2 e^{-2kl}\}} \tag{19}$$

$$F_2(z) = \frac{R_1R_2 e^{-k(2l-l_2)}\{1+(1/R_1)e^{2k(l_0+l_1)}\}\{1+(1/R_2)e^{2k(l_3+l_4+l_5)}\}}{\{1-R_1R_2 e^{-2kl}\}} \tag{20}$$

4. 컴퓨터 시뮬레이션

제안된 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 가솔린 엔진 소음을 측정하여 시뮬레이션 및 실험에 사용하였으며, 샘플링 주파수는 2 [㎑], 음속은 340[m/s]로 선정하여 시뮬레이션을 수행하였다. 스피커 및 센서는 무지향 특성을 가지며, 덕트 양단에서의 반사 계수 R_1, R_2는 0.2, 0.1로 가정하였으며, 덕트의 치수 l_0- l_5는 각각 0.3, 0.5, 1.6, 0.3, 0.5, 0.3 [m]로 두었다.

샘플링 주파수는 2[kHz], FXLMS 알고리즘의 차수는 256차, 제안된 알고리즘의 분자 및 분모의 차수를 각각 96차와 4차(96+4차)로 두었다.

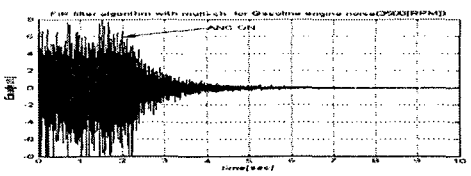

그림 4. 이중극, FXLMS 알고리즘
Fig. 4 Dipole systems, FXLMS algorithm

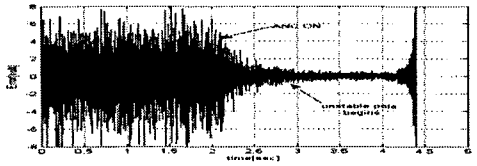

그림 5. 이중극, RLMS 알고리즘
Fig. 5 Dipole systems, RLMS algorithm

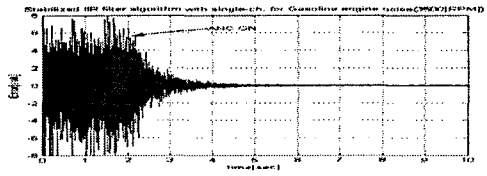

그림 6. 단일극, 제안된 알고리즘
Fig. 6 Monopole systems, proposed algorithm

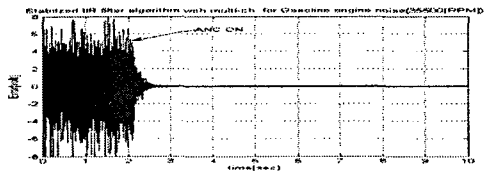

그림 7. 이중극, 제안된 알고리즘
Fig. 7 Dipole systems, proposed algorithm

계산량이 더 적은데도 불구하고 제안된 알고리즘이 더 좋은 수렴 특성을 보였으며, 단일극 보다는 이중극 시스템의 경우가 더 좋은 특성을 보였다. 안정도를 강화하지 않은 기존의 IIR 필터의 경우에는 그림 8에서 보듯이 극점이 단위원 밖으로 나가 발산하였으나 제안된 알고리즘은 그림 9와 같이 극점이 단위원 내부에 머물렀다.

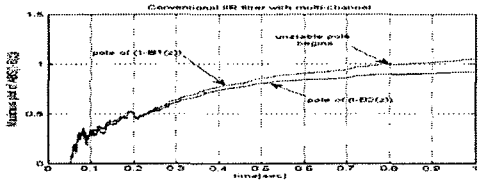

그림 8. 기존의 RLMS의 극점 궤적
Fig. 8 Pole trajectory, conventional RLMS algorithm

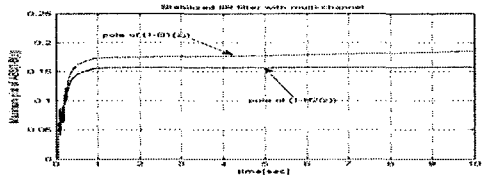

그림 9. 제안된 RLMS의 극점 궤적
Fig. 9 Pole trajectory, proposed RLMS algorithm

5. 실험 및 검토

실험을 위하여 실험용 덕트를 제작하였으며, TMS320VC33 DSP 보드를 이용하여 실험을 수행하였다. 덕트의 치수 및 실험 환경은 4장과 같이 하였다. 필터의 차수는 16+16차로 하였을 때 결과를 그림 10 및 111에 보였으며, 25[dB] 이상 평균 20[dB]의 소음 감쇠를 얻을 수 있었다. 필터의 차수를 늘이면 더 좋은 결과가 기대된다.

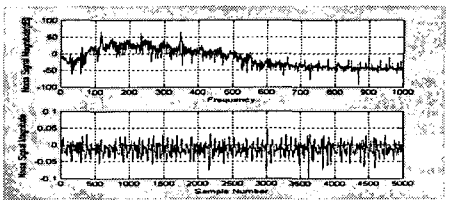

그림 10. 제어전의 FFT 및 소음 파형
Fig. 10 FFT and noise waveform before control

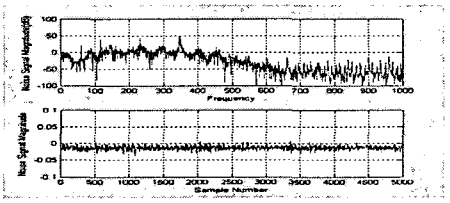

그림 11. 제어후의 FFT 및 소음 파형
Fig. 11 FFT and noise waveform after control

6. 결 론

본 논문에서는 안정도가 강화된 다중채널 RLMS 알고리즘을 제안하고 이를 이용한 이중극 덕트 능동 소음제어 시스템을 실현하였다. 이중극 덕트 ANC 시스템을 음향 중첩모델을 사용하여 모델링하고 제작된 실험용 덕트와 같은 조건에서 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 수행한 결과 제안된 시스템이 기존의 RLMS 알고리즘을 이용한 IIR 필터 및 FXLMS 알고리즘을 이용한 FIR 필터의 경우보다 좋은 결과를 얻었다.

감사의 글

이 연구는 2005 학년도 단국대학교 대학연구비의 지원으로 연구되었음

참 고 문 헌

[1] Tokhi M.O. and Leitch R.R., *Active Noise Control*, Clarendon Press, Oxford, 1992.
[2] Kuo S.M. and Morgan D., *Active Noise Control System*, John Wiley and Sons. Inc., New York, 1996.
[3] Nam H.D. and Baek K.H., "Satbilized recursive LMS algorithms for active noise control," Internoise 2003, Jeju, pp.467-473, 2003.
[4] Swinbanks M. A. "The active control of sound propagation in long ducts, "Journal of Sound and Vibration, 27(3), pp. 411-436. 1973.
[5] Elliot S. J. and Nelson P. A., "Models for describing active noise control in ducts", ISVR Technical Report No. 127, University of Southampton, U. K. 1984.