

안정한 적응 IIR 필터를 사용한 능동머플러 구현

방경욱\*, 서성대\*, 남현도\*  
 단국대학교 대학원 전기공학과

Implementation of active mufflers using stabilized adaptive IIR filters

Kyung-Uk Bang\*, Sung-Dae Seo\*, Hyun-Do Nam\*  
 \* Department Of Electrical Engineering, Dankook University

**Abstract** - Noise can make surrounding environments inferior and deteriorates operation efficiency, and it can bring aural damage as well as give a person psychological stress. Therefore, necessity of study about noise control is increased for better labor conditions and agreeable habitat.

In this paper, implementation of active mufflers using a stable IIR adaptive filters is presented. The IIR filter structure is more effective when acoustic feedback exists, but the adaptive IIR filters could be unstable when the filter algorithm is not yet converged. A stabilizing process for adaptive IIR filter is introduced in this paper.

Experiments using a TMS320C32 digital signal processor have performed to show the effectiveness of a proposed algorithm.

1. 서 론

생활의 질이 향상됨에 따라 쾌적한 삶의 추구는 현실적인 문제가 되었다. 특히, 소음은 인간생활에 직, 간접적으로 영향을 미치는 요소로 인식되어 왔으며, 흡음재를 사용하는 기존의 차폐방식으로선 인간에게 큰 영향을 미치는 저주파 대역의 소음을 잘 제거할 수 없어 능동소음제어 기법에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다[1,2].

능동소음제어 기법은 소음원에 의해 발생된 주음원의 음장과 파괴간섭을 일으키는 부가적인 음원을 활용하는 방법으로 비교적 낮은 주파수의 소음 제어에 효과적인 방법이다. 능동 소음제어시스템은 제어용 필터와 적응제어 알고리즘 두 부분으로 이루어져 있는데, 필터의 계수추정 알고리즘이 간단하고 안정성을 감안하여 FIR 구조가 많이 사용되고 있으며, 계수 추정 알고리즘으로는 FXLMS 알고리즘이 사용되어왔다[1].

FIR 필터는 IIR 필터에 비해 비슷한 성능을 얻기 위해 필터의 차수가 커져야 하므로 계산량이 많아지는 단점이 있어 IIR 필터를 사용하는 능동소음 제어 시스템이 제안되고 있다[2]. 그러나 시스템의 작동 초기에 IIR 필터의 극점이 z평면에서 단위 원 밖으로 나가는 경우 시스템 자체가 불안정해질 수 있다.

본 논문에서는 시스템의 작동 초기에는 IIR 필터의 극점을 원점방향으로 끌어당겨 안정도를 개선하고 정상상태에는 원위치로 보내 필터성능에는 영향을 미치지 않는 안정도가 강화된 적응 IIR 필터 알고리즘을 사용하여 자동차의 배기관 소음을 제어하였다.

2. 안정한 적응 IIR 필터를 이용한 다중 스피커 제어 알고리즘

IIR 필터구조를 이용한 적응 필터는 1976년 Feintuch에 의해서 소개 되었으나[3] 능동소음제어를 위한 IIR LMS 알고리즘은 1985년 Eriksson에 의해 제안 되었다[2]. IIR LMS 알고리즘을 위한 간단한 블록 다이어그램

은 그림1과 같이 나타낼수 있다[1]. 여기서 k는 제어 스피커 수이다.  $x(n)$ 과  $y(n)$ 은 각각 기준 입력값과 제어 필터의 출력값이고,  $d(n)$ 과  $e(n)$ 은 각각 제어할 하지않을때의 소음신호와 제어시의 오차값을 의미한다. 입력과 출력이 여러 마이크로폰에 도달시 발생하는 각각의 경로를 감안하여 그 경로를 1차 경로  $P(z)$ , 2차 경로  $S(z)$ 라 한다.

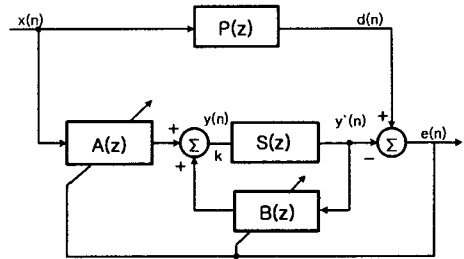


그림 1. IIR LMS 알고리즘 블록 다이어그램

$x(n)$ 과  $y(n)$ 을 입력과 출력으로 하는 전달함수  $H(z)$ 은

$$H(z) = \frac{A(z)}{1 - B(z)} \tag{1}$$

이 되며, L,M차의  $A(z)$ 과  $B(z)$ 이라 하면

$$H(z) = \frac{a_0(n) + a_1(n)z^{-1} + a_2(n)z^{-2} + \dots + a_{L-1}(n)z^{L-1}}{1 - [b_1(n)z^{-1} + b_2(n)z^{-2} + \dots + b_{M-1}(n)z^{M-1}]} \tag{2}$$

라고 할수 있다.

또한, IIR 필터의 계수 벡터  $A(n)$ 과  $B(n)$ 를

$$A(n) \equiv [a_0(n) \ a_1(n) \ \dots \ a_{L-1}(n)]^T \tag{3}$$

$$B(n) \equiv [b_1(n) \ b_2(n) \ \dots \ b_M(n)]^T \tag{4}$$

라고 한다면,

실제 시스템의 출력값은 아래와 같이 나타낼수 있다.

$$y'(n) = s(n) * y(n) = s(n) * [W^T(n)U(n)] \tag{5}$$

여기서 \*는 컨볼루션 연산자이다.

$$W(n) \equiv \begin{bmatrix} A(n) \\ B(n) \end{bmatrix}, U(n) = \begin{bmatrix} X(n) \\ Y(n-1) \end{bmatrix} \tag{6}$$

$$X(n) = [x(n) \ x(n-1) \ x(n-2) \ \dots \ x(n-L+1)] \tag{7}$$

$$Y(n-1) \equiv [y(n-1) \ y(n-2) \ \dots \ y(n-M)]^T \tag{8}$$

를 의미한다. 따라서 시스템의 출력값  $y'(n)$ 은  $A(n)$   $B(n)$ 의 함수라고 할 수 있다.

이때 시스템 오차  $e(n)$ 에 2차 경로 전달 함수  $s$ 를 적용하면

$$e(n) = d(n) - y'(n) = d(n) - s(n) * [W^T U(n)] \quad (9)$$

이다. 이를  $W$ 에 대해 미분하면,

$$\nabla e(n) = -s(n) * U(n) = -U'(n) \quad (10)$$

이때의 순시 자승 오차 값은 아래와 같이 쓸 수 있으므로

$$\nabla e^2(n) = 2[\nabla e(n)]e(n) = -2U'(n)e(n) \quad (11)$$

최소경사법을 이용하여 계수들의 업데이트 식을 구하면

$$W(n+1) = W(n) + \mu U'(n)e(n) \quad (12)$$

라고 쓸 수 있다.  
다중 채널을 갖는 알고리즘은

$$W_k(n+1) = W_k(n) + \mu U_k'(n)e(n) \quad (13)$$

또한 윗식은 다시  $A(n)$ 과  $B(n)$  각각의 업데이트 식으로 나뉘어 쓸 수 있다.

$$A_k(n+1) = A_k(n) + \mu_{ak} X_k'(n)e(n) \quad (14)$$

$$B_k(n+1) = B_k(n) + \mu_{bk} Y_k'(n-1)e(n) \quad (15)$$

위의 식(17)과 식(18)을 이용하면  $\mu_{ak}$ 와  $\mu_{bk}$ 의 값을 각기 달리 줌으로써 각 항을 각각 따로 제어할 수 있다.

### 3. 안정한 IIR LMS 알고리즘을 위한 전처리

IIR LMS는 앞에서 전개한 것같이 항상 극점이 존재하므로 안정성에 제한이 있다. 따라서 이 알고리즘을 안정되게 수행하기 위해서는 항상 극점이 단위 원 안쪽에 있도록 극점의 위치를 확인하여 조정해야 한다.

일반적으로 적응신호처리 시스템에서 필터계수가 완전히 수렴하기 전에 큰 오차가 발생한다. 이 경우 수렴계수의 크기에 따라서 극점이 크게 변동한다. 따라서 소음제어 초기에 극점이  $z$ 평면의 단위 원 밖으로 빠져 나가서 발생하는 경우가 많으므로 초기에 필터 계수의 분모항의 업데이트 식에서 극점의 위치를 단위 원쪽으로 조금 옮겨 주는 전처리 과정을 거침으로써 좀 더 안정된 IIR LMS를 적용할 수 있다.[4] 이를 위해 IIR 적응필터의 전달함수중 분모 즉  $1-B(z)$ 대신에 다음식을 대입한다.

$$F(z) = 1 + kb_1(n)z^{-1} + k^2 b_2(n)z^{-2} + \dots + k^M b_M(n)z^{-M}, \quad 0 \leq k \leq 1 \quad (16)$$

IIR LMS의 분모항  $1-B(z)$ 의 근을  $z_1$ 이라 한다면

$$1-B(z_1) = 1 + b_1(n)z_1^{-1} + b_2(n)z_1^{-2} + \dots + b_M(n)z_1^{-M} = 0 \quad (17)$$

을 만족시키는  $F(z)$ 의 근은  $kz_1$ 이 된다. 즉,

$$F(kz_1) = 1 + kb_1(n)(kz_1)^{-1} + k^2 b_2(n)(kz_1)^{-2} + \dots + k^M b_M(n)(kz_1)^{-M} = 0 \quad (18)$$

이 된다.

따라서  $1-B(z)$ 을 전처리함으로써 극점들  $k$  배 만큼 원점 방향으로 조정이 가능하다. 능동 소음제어 시에는 초기에 오차가 커서 극점이 크게 변동될 때에는  $k$ 를 0에

가까운 값으로 정해 원점으로 당겨주며, 정상상태 시에는  $k$ 를 1로 하여 원래의 극점값을 주어야 한다. 즉,

$$k(n+1) = \lambda k(n) + (1-\lambda), \quad k(0) = 0, \quad 0 \leq \lambda \leq 1 \quad (19)$$

따라서,  $k$ 값을 위와 같이 가변 시켜 가면서 IIR 필터의 분모항  $1-B(z)$ 의 업데이트 식을 전처리하여 안정된 소음제어가 가능하다.

### 4. 자동차 배기관 수학적 모델링

본 논문에서는 소리의 속도는 시분변이라 가정하고 머플러의 능동소음제어를 위해 모델링을 하였다.

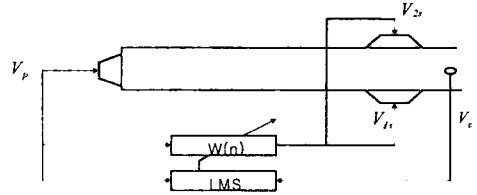


그림 2. 머플러의 능동소음제어 시스템의 구조

일반적인 머플러의 능동소음제어 시스템은 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.  $R_1$ 은 머플러의 상단 반사 계수(reflection coefficient)이며,  $V_p$ 와  $V_s$ 는 소음원 및 제어 스피커를 구동하기 위한 전기적인 입력 신호이고,  $V_e$ 는 검출 및 오차 센서에서 측정되는 전기적인 출력 신호이다.

이를 블록 선도로 나타내면 그림 3과 같다.

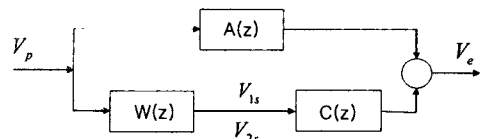


그림 3. 중첩 모델에 의한 머플러 시스템의 블록선도

1차 경로 전달 함수  $A(z)$ 는 소음원만을 동작시킨 경우 오차 및 검출 센서에 측정되는 신호의 비로 정의되며 오차 경로(2차 경로) 전달 함수  $C(z)$ 는 제어 음원만을 동작시켰을 때 오차 센서의 출력 신호이다.

전기적 전달 함수는 다른 입력 전압이 0으로 설정되었다는 조건하에서 입력과 출력사이에서 정의된다.

$$A = \left[ \frac{V_e}{V_p} \right]_{V_{p'}=0, V_s=0} \quad (20)$$

$$C = \left[ \frac{V_e}{V_{1s}} \right]_{V_p=0} = \left[ \frac{V_e}{V_{2s}} \right]_{V_p=0} \quad (21)$$

제어기 전달 함수의 유도는 중첩의 원리와 시스템의 모든 요소가 선형적이라는 가정에 달려있다. 이것이 사실이라면 일반적인 출력 전압은 다음과 같이 될 것이다.

$$V_e = A V_p + C [V_{1s} + V_{2s}] \quad (22)$$

또한, 전기 중첩 모델과 정상 상태 진행과 이론을 그림 2에 적용하면 다음과 같이 각 배기관 경로에 대한 전기 음향 전달 함수를 유도할 수 있다. 첨자  $e$ 는 각각 검출 및 오차 센서의 전달함수 및 지향 지수를 나타내고,

아래 첨자 p와 s는 소음원과 제어 스피커의 전달함수 및 지향 지수를 의미한다.

$$A = H_e H_p e^{-k(l_0 + l_1)} \quad (23)$$

$$C = H_e H_s e^{-k l_1} \times (1 + D_s R_1 e^{-2k l_0}) \quad (24)$$

여기서  $H_p$ ,  $H_s$ ,  $H_e$ 는 소음원, 제어음원, 오차 마이크 폰 각각의 트랜스듀서 전달함수이며,  $D_s$ 는 제어음원의 지향지수이다.

### 5. 실험 및 검토

하드웨어는 크게 DSP, 마이크 증폭기, LPF(Low Pass Filter), 신호 증폭기, 스피커 증폭기 등으로 구성된다. 능동 소음제어는 실시간 처리를 요하므로 고속의 연산이 가능한 DSP를 사용하였다.

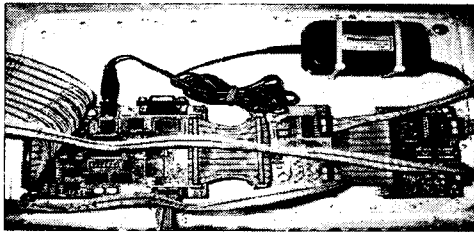


그림 4. DSP보드(TMS320VC33)

그림 4는 실험에 사용된 TMS320VC33 DSP 보드이다. TMS320VC33은 TMS320C31과 비슷한 구조를 가지며, 내부 SRAM 용량이 확대되었고, 더욱 고속 처리가 가능하다. 120MHz 또는 150MHz 클럭으로 동작하여 내부에서 2분주 클럭(H1, H3)으로 1명령 처리가 가능하므로 60MIPS(17nsec) 또는 75MIPS(13nsec)의 처리 능력을 가지므로 능동 소음제어가 가능하다[5].

그림 5는 실험에 사용된 모형 머플러이다. 총 길이는 약 240cm이고, 폭은 약21cm, 높이가 약17cm이다. 소음원에서 제어 스피커까지의 거리는 약190cm이고, 제어 스피커에서 오차 마이크로폰까지는 약20cm이다.

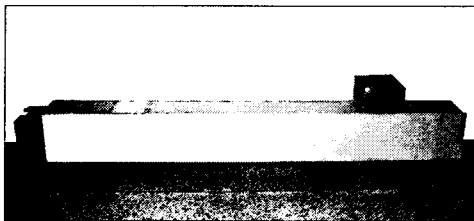


그림 5. 모형 머플러

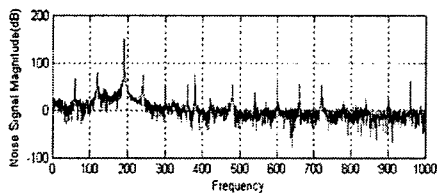


그림 6. 소음 제어전의 소음 스펙트럼(정현파)

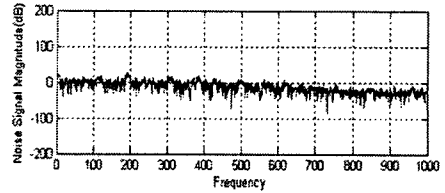


그림 7. 소음 제어후의 소음 스펙트럼(정현파)

실험은 정현파와 실제 자동차의 3500 rpm일 때의 머플러의 소음을 측정하여 사용하였다. 그림 6과 그림 7에서 정현파일 때 최고 150 [dB]의 소음 감쇄 효과를 얻었다. 또, 3500 rpm일 때의 그림 9와 그림 10을 살펴보면 최고 22 [dB]와 평균 10 [dB]정도의 소음 감쇄 효과를 얻었다.

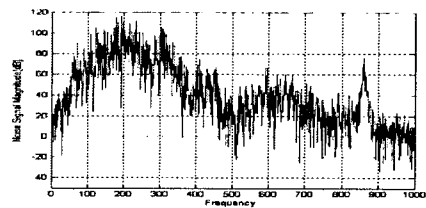


그림 8. 소음 제어전의 소음 스펙트럼(3500rpm)

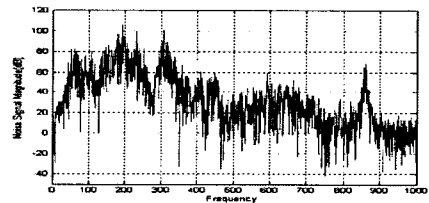


그림 9. 소음 제어후의 소음 스펙트럼(3500rpm)

### 6. 결 론

본 논문에서는 안정한 적응 IIR 필터를 이용하여 자동차 배기관의 능동 머플러를 구현하였다. 모형 머플러를 이용하여 3500 rpm에서의 실험을 통해서 22 [dB]정도의 최고 감쇄 값을 얻을 수 있었으며 평균 감쇄 값으로 10 [dB] 정도의 감쇄 효과를 얻을 수 있었다.

### [참고 문헌]

- [1] S.M. Kuo and D. Morgan, "Active Noise Control System," John Wiley and Sons, Inc, New York, 1996.
- [2] L.J. Eriksson, "Active noise control using adaptive digital signal processing," IEEE transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing vol.5 pp.2594-2597, 1985.
- [3] P.L. Feintuch, "An adaptive recursive LMS filter," Proc. IEEE, vol.64, no.11, pp.1622-1624, 1976.
- [4] B. Friedlander, "A modified prefilter for some recursive parameter estimation algorithms," IEEE Transactions on Automatic Control, vol.27, pp.232-235, 1982.
- [5] Texas Instruments, TMS320VC33 Programmer' s Guide, 2000.