

〈논 문〉

저주파 순음소음저감을 위한 능동 순음 소음제어

Active Tonal Noise Control to Reduce the Low Frequency Tonal Sound

나 희 승* · 박 영 진**

Hee Seung Na and Youngjin Park

(1998년 5월 7일 접수 ; 1998년 11월 20일 심사완료)

Key Words : Active Tonal Noise Control(능동 순음 소음제어), Constrained Adaptive Feedforward Controller (제한 적응 피드포워드 제어기)

ABSTRACT

This paper discusses the dependence of the convergence rate on the acoustic error path in these popular algorithms and introduces new algorithms which increase the convergence region regardless of the time-delay in the acoustic error path. We also propose a novel control algorithm (AFC/CAFC) for tonal noise cancellation. The proposed algorithm estimates the magnitude and phase of the tonal noise. The algorithm uses the steepest descent method for the phase/magnitude estimation. Performances of the CAFC algorithm are presented in comparison with those by the AFC algorithm based on computer simulations and experiments.

1. 서 론

소음은 대역소음(band noise)과 순음소음(pure tone noise)으로 구분될 수 있으며, 순음소음은 각종 구조물에서 흔히 발생되며, 부밍소음을 야기시킨다. 예를 들어 4기통 엔진을 장착한 승용차는 초당 엔진 수의 2배에 해당하는 소음 즉 2차 하모닉 성분의 소음이 주로 발생하게 된다. 보통 차량엔진의 사용범위를 900~6000 rpm 정도라고 할때 진동소음의 주성분은 30~200 Hz가 되어 차량내부의 음향모드의 주파수 대역인 80~250 Hz와 겹치게 된다. 승용차의 경우 음향모드는 위 주파수 대역에서 두개 혹은 세개가 존재하며 이에 따라 차량의 운행중 엔진이 음향모드를 가진하게 되며 이것이 차량소음의 가장 큰 성

분인 부밍성분이다. 이밖에 회전기나 변압기와 같은 기계/전기 구조물등에서 발생하는 소음은 저주파 순음소음이 주성분이다. 이러한 소음성분은 작업환경을 오염시키고, 작업자의 심리를 불안하게하여 작업능률을 떨어뜨린다.

소음을 저감시키는 하나의 방법으로 1936년 독일의 Lueg는 원소음에 대하여 크기가 같고 음파의 위상이 180도 차이를 갖는 제어음을 발생함으로써 저소음 음장을 구현하는 능동소음 제어 시스템을 최초로 제안하였다. 최근 능동소음제어는 적응제어 및 디지털 필터의 응용과 이들의 구현을 가능케 하여주는 초고속 디지털 신호처리칩(digital signal processor)의 출현으로 많은 분야에서 그 실용화의 가능성을 보여 주고 있다^(1,2).

능동소음제어를 위한 알고리즘으로는 LMS방식의 알고리즘이 있다. 이 방법은 복잡한 전달함수를 실시간으로 구할 수있기 때문에 소음의 특성과 시스템의 환경변화등에 대하여도 성능이 유지되는 능동소음제

* 정회원, 한국철도기술연구원

** 정회원, 한국과학기술원 기계공학과

어 시스템의 실용화에 기여하고 있다. LMS 알고리즘의 성능을 보완하는 여러 알고리즘들이 개발되었으며 Burgess는 최소자승오차법에 기초한 filtered-x LMS 알고리즘을 관내의 소음 제어기에 적용시켰다⁽³⁾. 이밖에 Eghtesadi는 주파수 영역에서의 제어 알고리즘을 제안하였고, 이를 전기 머플러 (electronic muffler) 개발에 적용하였다⁽⁴⁾. 이 알고리즘은 시간 영역에서 Glover가 제안한 적응 노치필터를 능동소음제어에 확장한 것으로 특정 주파수의 소음을 제거하는데 유리하다.

Filtered-x LMS 알고리즘은 대역 소음을 저감하는 방법으로 제어기를 FIR필터로 모델링하였다. 이 방법은 모델 차수에 의한 계산량증가 및 음향계환을 고려해야하는 문제점이 있다. 본 논문의 목적은 이러한 문제점을 해결하면서 상술한 저주파 순음소음을 효과적으로 저감하는 능동 순음 소음제어에 관한 연구이다. 능동 순음 소음제어에 필요한 AFC 제어 알고리즘 및 CAFC알고리즘을 유도하고, 모의실험 및 실험을 통하여 AFC/CAFC 제어알고리즘의 효율성을 검증하기로 한다.

2. AFC (Adaptive Feedforward Controller) 알고리즘

본 절에서는 능동 순음 소음제어에 이용할 수 있는 AFC(Adaptive Feedforward Controller) 알고리즘을 유도해보고 이 알고리즘의 문제점을 파악한다. 여기서 소개하는 알고리즘은 sin, cosine을 기저로하는 LMS알고리즘으로 Widrow에 의해 제안되었고 이는 특정 주파수의 잡음을 없애는 적응 노치필터로 사용되었다. 이 알고리즘을 능동소음제어와 같은 오차계가 존재하는 경우에 적용하기 위해서는 오차계의 시간 지연을 고려해야 한다. Eghtesadi는

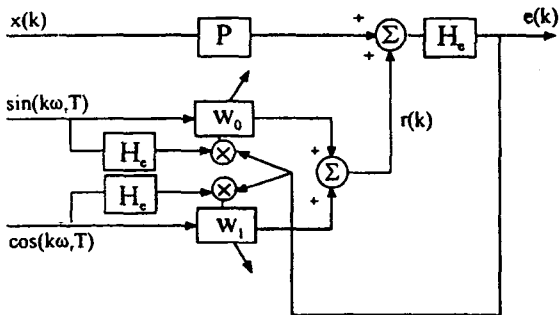


Fig. 1 The block diagram of total ANC system

이를 고려한 알고리즘을 제안하였고 이 알고리즘은 본 논문의 AFC알고리즘과 유사하다. Fig. 1 은 순음 소음저감을 위하여 구성된 능동소음 적응제어계의 블럭선도를 보인 것이다. 오차마이크로폰에서 측정된 잔류소음 $e(k)$ 는 원소음 $x(k)$ 가 대상계를 통과한후 제어용 스피커에 의하여 발생된 2차소음 $r(k)$ 와 음향학적 간섭을 일으킨 결과이다.

$$e(k) = H_e \otimes (P \otimes x(k) + r(k))$$

$$x(k) = X \sin(k \omega_0 T + \phi) \tag{1}$$

$$r(k) = w_0(k) \sin(k \omega_0 T) + w_1(k) \cos(k \omega_0 T)$$

여기서 \otimes 는 대합연산자(convolution operator)이고, H_e 는 오차경로(error path)의 전달함수이며, 이는 제어용스피커에 의한 근접효과를 방지한다. 기저(basis)는 직교성을 유지하면서 주파수를 고려하기에 용이한 삼각함수를 선택하였다.

순음 소음저감을 위한 능동소음 적응제어계의 블럭선도를 살펴보면, 순음소음의 주파수를 알아야한다는 조건이 필요하지만 다음과 같은 두가지 장점이 있는것을 알 수 있다. 첫째, 블럭선도에서 보듯이 원소음을 측정하는 마이크로폰이 필요없다. 제어기에 사용되는 적응필터링 기법은 소음원과의 상관관계가 필요하며, 이를 만족시키기위해 가능한한 소음원의 위치에 가깝게 마이크로폰을 설치하였다. 주파수를 알고 있을경우, 능동 순음소음 제어 시스템은 블럭선도와 같이 sine, cosine 을 인위적으로 발생시켜 상관관계를 해결하고, 원소음의 정확한 위치와 이를 측정하는 마이크로폰이 필요없다. 원소음을 측정하는 마이크로폰이 없을경우, 음향학적 케환 (acoustic feedback) 현상이 일어나지 않고, 이를 보상하기위한 음향계환의 오프라인 모델링을 하지 않아도 되는 장점이 있다. 둘째는 FIR필터로 모델링할 경우 필터의 차수 만큼 계산량이 증가하나 이경우 두개의 필터계수를 사용하므로 계산량을 줄일 수 있는 장점이 있다. 이는 특정 주파수의 소음을 저감하기 위하여 직교성을 갖는 sine, cosine 기저로 적응 노치 필터를 구성하였기 때문이다. 또한 음향계환이 없기때문에 보상필터를 설치할 필요가 없고, 이는 제어 시스템의 전체 계산시간을 감소하는 효과가 있다.

오차계 전달함수 $H_e(z^{-1})$ 가 평가오차 없이 오프라인(off-line) 모델링되었다고 가정하면, 순음소음의 주파수 ω_0 에서 $H_e(e^{-j\omega_0 T}) = h e^{-j\theta}$ 로 표현될 수 있다. 식 (1)은 다음과 같다.

$$e(k) = d(k) + \{h w_0(k-n) \sin(k \omega_0 T - \Phi) + h w_1(k-n) \cos(k \omega_0 T - \Phi)\} \quad (2)$$

여기서, $d(k) = H_e \otimes P \otimes x(k)$ 이고 Φ 는 시스템 지연(system delay)이다. 이산화 시스템을 고려하여 n 은 $\text{Int}(\frac{\Phi}{\omega_0})$ 인 정수값을 사용한다. 이 경우, 적응 알고리즘은 다음과 같이 유도할 수 있다⁽⁷⁻⁹⁾. ($i=0,1$)

$$\begin{aligned} w_i(k+1) &= w_i(k) - \eta \frac{\partial e(k)^2}{\partial w_i(k)} \\ &= w_i(k) - 2\eta e(k) \frac{\partial e(k)}{\partial w_i(k)} \\ &= w_i(k) - 2\eta e(k) \frac{\partial \{h w_0(k-n) \sin(k \omega_0 T - \Phi)\}}{\partial w_i(k)} \\ &\quad - 2\eta e(k) \frac{\partial \{h w_1(k-n) \cos(k \omega_0 T - \Phi)\}}{\partial w_i(k)} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 η 는 수렴상수이다.

제어기 $W(k)$ 가 시불변(time invariant) 또는 천천히 변환(slow time varying)하다는 가정, $w_i(k-n) = w_i(k)$ 에 의해 식 (3)의 적응 알고리즘을 요약하면 다음과 같다.

$$w_0(k+1) = w_0(k) - 2\eta e(k) h \sin(k \omega_0 T + \Phi) \quad (4-a)$$

$$w_1(k+1) = w_1(k) - 2\eta e(k) h \cos(k \omega_0 T + \Phi) \quad (4-b)$$

여기서 η 는 수렴상수이다. 적응 알고리즘인 식 (4)는 AFC (Adaptive Feedforward Controller) 알고리즘이라고 하며, 이는 시간지연(delay) n 을 갖는 기존의 delayed-x LMS 알고리즘과 동일하다. 식 (4)에서 delayed-x 신호는 각각 $[h \sin(k \omega_0 T + \Phi), h \cos(k \omega_0 T + \Phi)]$ 임을 알 수 있다.

AFC 알고리즘의 수렴특성은 다음과 같이 delayed-x LMS 알고리즘의 통계적 수렴특성과 동일함을 알 수 있다. 그러나 delayed-x LMS 알고리즘의 경우, 식 (4)는 제어기가 수렴과정하의 변이상태에 있을 경우에는 성립될 수 없는 가정이다. Snyder⁽⁵⁾, Morgan⁽⁶⁾ 등은 H_e 가 순수한 시간지연 샘플수 n 을 갖는 경우에 평균 수렴특성의 수렴범위를 다음과 같이 규명하였다.

$$0 < \eta < \frac{1}{h^2 \lambda} \sin(\pi / (4n + 2)) \quad (5)$$

여기서 λ 는 AFC 입력의 상호 상관 행렬의 고유치

이며, 상호 상관행렬은

$$\begin{bmatrix} \sin^2(k \omega_0 T) & \sin(k \omega_0 T) \cos(k \omega_0 T) \\ \cos(k \omega_0 T) \sin(k \omega_0 T) & \cos^2(k \omega_0 T) \end{bmatrix} \text{이다.}$$

식 (5)에서 알 수 있는 바와 같이 AFC 알고리즘의 수렴범위는 기존의 제어 알고리즘과 마찬가지로 오차계 $H_e(z^{-1})$ 의 시간지연 샘플수 n 이 커지면 따라 수렴계수의 범위가 작게 되어 제어기의 적응속도는 낮아진다. 따라서 AFC 알고리즘을 이용하여 능동소음제어기를 구성할 경우, 제어기의 수렴특성은 오차마이크로폰의 위치와 제어용 스피커사이의 거리에 의해 영향을 받는다. 거리가 증가할수록 수렴범위가 작아져서 제어 알고리즘의 수렴속도와 안정성이 저하됨을 알 수 있다.

3. 제한(Constrained) AFC 알고리즘

본 절에서는 AFC 알고리즘의 문제점들을 해결하기 위하여 보다 효율적인 제한 AFC 알고리즘을 유도하기로 한다. AFC 알고리즘은 오차마이크로폰에서 측정되는 잔류소음 $e(k)$ 로부터 수학적으로 성립할 수 없는 가정인 시불변(time invariant), $w_i(k-n) = w_i(k)$ 에 의해 유도되었다. 이 알고리즘의 문제점은 시불변을 만족하지 않는 잔류소음 $e(k)$ 에 의해 발생되므로 시불변이라는 가정, $w_i(k-n) = w_i(k)$ 을 만족하는 새로운 제한오차신호 $\epsilon(k)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \epsilon(k) &= d(k) + \{h w_0(k) \sin(k \omega_0 T - \Phi) \\ &\quad + h w_1(k) \cos(k \omega_0 T - \Phi)\} \end{aligned} \quad (6)$$

오차신호 $\epsilon(k)$ 의 자승치를 최소화하기 위한 적응 알고리즘은 AFC 알고리즘과 동일한 방법으로 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$w_0(k+1) = w_0(k) - 2\eta \epsilon(k) h \sin(k \omega_0 T + \Phi) \quad (7-a)$$

$$w_1(k+1) = w_1(k) - 2\eta \epsilon(k) h \cos(k \omega_0 T + \Phi) \quad (7-b)$$

이를 제한 AFC 알고리즘이라 한다. 이는 시간지연(delay) n 을 갖는 제한 filtered-x LMS 알고리즘과 유사성을 갖는다⁽⁷⁻⁹⁾. 따라서 CAFC 알고리즘의 수렴특성은 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 통계적 수렴특성과 동일함을 알 수 있다. $H_e(z^{-1})$ 의 시간지연이 큰 경우, CAFC 알고리즘의 수렴계수범위는

시간지연 샘플수 n 에 관계없음을 알 수 있다. 따라서 CAFC알고리즘이 AFC알고리즘보다 빠르고 안정함을 알 수 있다.

제한오차신호 $\epsilon(k)$ 는 측정가능하지 않은 신호이나 식 (2)와 식 (6)를 이용하면 오차신호 $\epsilon(k)$ 로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \epsilon(k) = & e(k) + \{h w_0(k) \sin(k \omega_o T - \Phi) \\ & + h w_1(k) \cos(k \omega_o T - \Phi)\} \\ & - \{h w_0(k-n) \sin(k \omega_o T - \Phi) \\ & + h w_1(k-n) \cos(k \omega_o T - \Phi)\} \end{aligned} \quad (8)$$

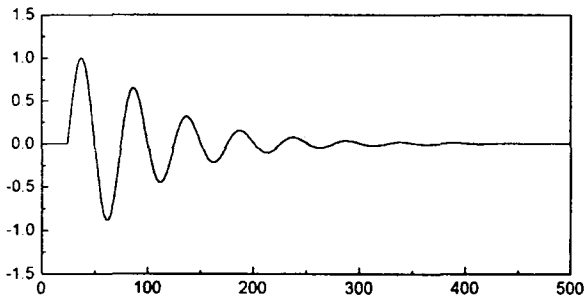
4. 모의 실험

앞에서 유도한 AFC/CAFC알고리즘의 효율성을 검증하기 위하여 간단한 모의실험을 수행한다. 주관계(primary path) $P_e(z^{-1})$, 오차경로(error path) $H_e(z^{-1})$, 소음원 $x(k)$ 를 다음과 같이 가정하였다.

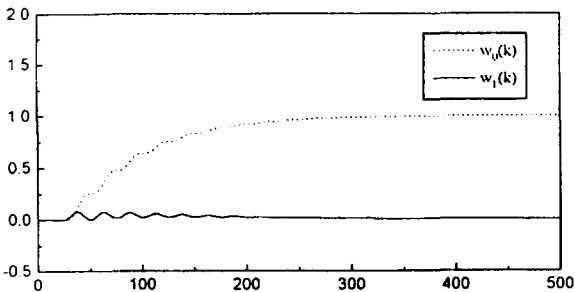
$$x(k) = 1.0 \sin\{2\pi(0.02)k\}$$

$$P(z^{-1}) = z^{-100}$$

$$H_e(z^{-1}) = z^{-25}$$

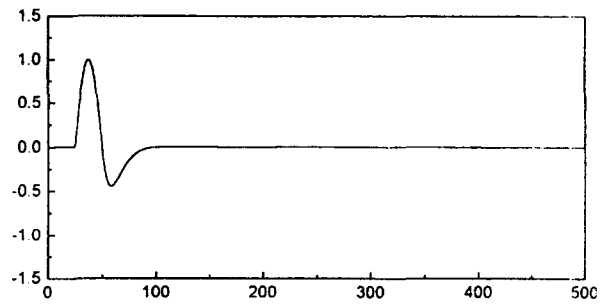


(a) Error

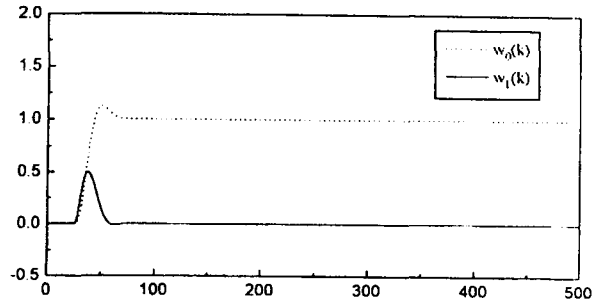


(b) Time history of coefficient update

Fig. 2 Response of the AFC algorithm



(a) Error



(b) Time history of coefficient update

Fig. 3 Response of the CAFC algorithm

여기서 샘플링 주파수는 1 Hz이다. Fig. 2는 AFC알고리즘으로 제어했을 때, 잔류소음과 적응 필터계수의 변화이다. 400스텝안에 순음소음이 제거되었으며, 적응후 필터계수는 일정한값으로 수렴하였다.

다음은 CAFC알고리즘으로 제어하였으며 모의실험결과는 Fig. 3과 같다. 100스텝안에 순음소음이 제거되었으며, AFC알고리즘에 비해 빠른 수렴속도를 보이고있다. 이는 제어기의 수렴성에 영향을 주는 수렴계수의 범위가 오차경로의 시간지연에 의하여 영향을 받지 않기 때문이다. 따라서 CAFC알고리즘이 AFC알고리즘보다 큰 수렴계수를 선택할 수 있으며, 빠른 수렴성을 보인다.

5. 실험 및 고찰

순음 소음 저감에 적합한 AFC/CAFC 제어알고리즘을 유도하였다. 본절에서는 실험을 통하여 새로운 제어기 적응기법의 효율성 및 안정성을 비교 검토하기로 한다. Fig. 4는 간략화된 실험 장치의 구성도이다. 소음원은 250 Hz의 순음을 신호발생기로 발생시켰다. 원소음 스피커와 제어용 스피커는 비교적 가까운 위치에 설치하였다. 제어기(controller)가

내장된 오토박스(autobox)는 노트북 컴퓨터와 연결되어 있고 듀얼포트(dual port)메모리를 이용하여 실험 도중에 데이터의 관찰이 용이하다. 신호 발생기(signal generator)로 발생된 신호는 노트북 컴퓨터

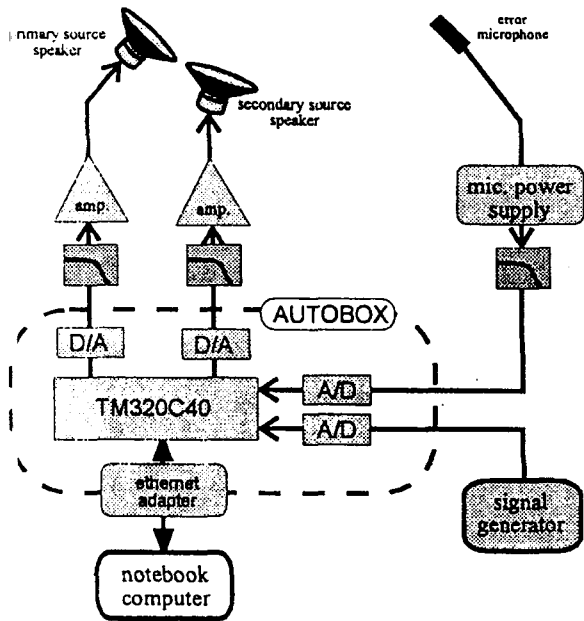
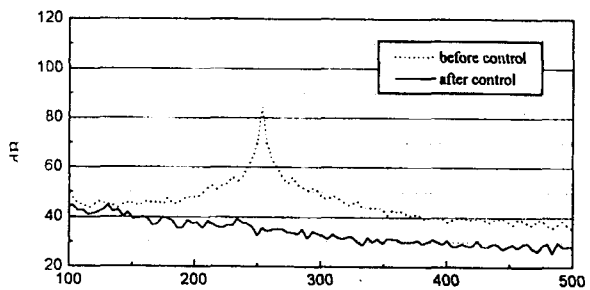
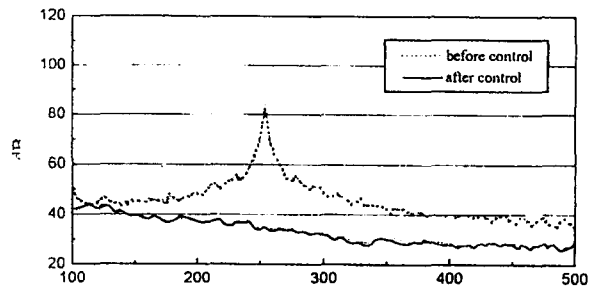


Fig. 4 Experimental setup



(a) AFC algorithm



(b) CAFC algorithm

Fig. 5 Spectrum of error mic. signal before and after ANC for 250 Hz pure tone noise

Table 1 Comparison of convergence speed for several step size(AFC and CAFC algorithm)

	AFC $\eta=2.0$	AFC $\eta=4.0$	CAFC $\eta=2.0$	CAFC $\eta=4.0$
1	549	665	440	434
2	636	497	347	197
3	631	490	660	174
4	330	662	668	415
5	628	671	502	310
Average (Setup)	554.8	597	523.4	306
95 % Confidence interval	± 162.3	± 117.4	± 173.4	± 149

터틀 거처서 저역 통과 필터를 통과 시킨 후 다시 스피커로 전달되어 원소음을 생성한다. 원소음은 대상계를 통과한 후 오차 마이크로폰에 감지되고, 저역 통과 필터를 통과한 후 오토박스로 보내진다. 제어 알고리즘인 AFC/CAFC 알고리즘은 오차 신호를 최소화하는 방향으로 필터 계수를 갱신하고 제어 출력 신호를 발생한다. 이 제어 출력 신호가 D/A 변환되어 저역 통과 필터를 통과한 후 제어 스피커로 보내져 원소음을 상쇄시키게 된다. 이 때 사용된 3개의 저역 통과 필터는 모두 차단 주파수가 500 Hz이다. 대상계를 통과한 원소음과 오차계를 통과한 제어음이 상쇄간섭을 일으키면서 오차마이크로폰에 감지되고, 위의 과정을 반복하면서 오차마이크로폰이 있는 곳에서의 소음이 최소화된다. 제어기의 필터 차수는 2개로 하였고 수렴상수는 2.0으로 하였다. 필터 차수의 감소는 적은 계산량으로 제어 할 수 있는 장점이 있다. 샘플 주파수는 1 kHz이다. 실험의 목적은 순음 소음원에 대해서 AFC/CAFC 제어 알고리즘의 수렴 속도 및 수렴계수의 안정범위등을 측정하여 서로 비교해 보는데 있다. Fig. 5는 제어전후 잔류소음의 스펙트럼이며, 두 알고리즘에 대해 각각 실험을 한 결과이다. AFC 알고리즘과 CAFC 알고리즘은 정상상태에서 비슷한 성능을 갖는다. 수렴 속도를 비교하기 위하여 제어후 잔류 소음자승의 기대값이 기준값 0.0002이하로 작아지기까지의 소요된 스텝수를 5회 측정하여 평균을 구했으며, 이는 Table 1과 같다. 수렴 상수를 증가시켰을 때 CAFC 알고리즘의 수렴 속도가 빨라지는 것을 알 수 있고, 큰 수렴 상수에 대해 안정함을 알 수 있다. 실험적 방법에 의해 AFC 알고리즘과 CAFC 알고리즘의 최대 수렴 상수는 각각 10.5, 22.5이며, CAFC 알고리즘의 수렴 범위가 2배 가량 넓은 것을 알 수 있다.

이는 제한 오차를 고려한 CAFC 알고리즘의 수렴 범위가 더 넓다는 것을 검증해 준다. 이상의 실험 결과로부터, 본과제에서 제안한 CAFC 알고리즘이 AFC 알고리즘에 비하여 제어기의 안정성 및 수렴 속도면에서 좋은 성능을 보이고 있음을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 저주파 순음소음을 효과적으로 저감하는 제어 알고리즘으로 AFC/CAFC 알고리즘 제시하였다. 이 알고리즘은 모델 차수에 의한 계산량 증가 및 음향계환의 문제점을 해결하면서 저주파 순음소음을 효과적으로 저감하는 능동 순음 소음 제어 알고리즘이다. 모의실험 및 3차원 공간에서의 실험을 수행하였고, 새로운 제어기 적응기법의 효율성 및 안정성을 비교 검토하였다.

참 고 문 헌

- (1) Widrow, B. and Stearns, S. D., 1985, Adaptive Signal Processing, Prentice Hall.
- (2) Widrow B., et. al., 1975, "Adaptive Filtering Prediction and Control," Proceedings, IEEE, Vol. 63, pp. 1692~1716.
- (3) J.C.Burgess, 1981, "Active Adaptive Sound Control in a Duct : A Computer Simulation", J. Acoust. Soc. Am., Vol. 70(3), pp. 715~725.
- (4) Kh. Eghtesadi, Eldon Ziegler, 1993, "Frequency Domain Adaptive Control Algorithm for Electronic Muffler Applications", Recent Advances in Active Control of Sound and Vibration, Vol. 1, pp. 574~585.
- (5) Snyder, S.D. and Hansen, C.H., 1986, "The Influence of Transducer Transfer Functions and Acoustic Time Delays on the Implementation of the LMS Algorithm in Active Noise Control Systems", J. Sound and Vibration, Vol. 141(3), pp. 409~424.
- (6) D.R.Morgan, 1980, "An Analysis of Multiple Correlation Cancellation Loops with a Filter in the Auxiliary Path", IEEE Trans. ASSP, ASSP-28, pp. 454~467.
- (7) Kim, I.S., Na, H.S., Kim, K.J., Park, Y., 1994, "Constraint Filtered-x and Filtered-u LMS Algorithms for the Active Control of Noise in Ducts", J. Acoust. Soc. Am. 95 (6).
- (8) 나회승, 1996, "제한 최소 자승 오차법을 이용한 능동 소음/진동 제어", 한국과학기술원 박사학위논문.
- (9) 나회승, 박영진, 1998, "제한 filtered-x LMS 알고리즘을 이용한 능동 소음 제어", 한국소음진동 공학회논문집, 제 8 권, 제 3 권, pp. 485~493.