

빠른수렴성을 갖는 능동 소음제어 알고리즘에 관한 연구

°나 희 승*, 박 영 진**

Active Noise Control Algorithm having Fast Convergence

°Hee Seung Na, Youngjin Park

ABSTRACT

Many of the adaptive noise control systems utilize a form of the least mean square (LMS) algorithm. In the active control of noise, it is common practice to locate an error microphone far from the control source to avoid the near-field effects by evanescent waves. Such a distance between the control source and the error microphone makes a certain level of time-delay inevitable and, hence, may yield undesirable effects on the convergence properties of control algorithms such as filtered-x LMS.

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. Performances of the new LMS algorithms are presented in comparison with those by the conventional algorithms based on computer simulations and experiments.

1. 서 론

수동 소음제어라 불리어지는 기존의 소음저감 방법으로는 소음 발생원의 저소음화를 위한 각종 제진시스템 설계와 소음 및 진동의 진행경로를 차단하는 차음재와 방진재, 소음을 흡수하는 흡음재의 적용등을 들 수 있다. 이러한 방법들은 적용 대상에 따라 다양한 성능을 나타내고 있으나 시스템이 크고 무거워지며 필요한 음(정보음, 쾌적음)에 대해서도 같은 정도의 제어기능을 가지며, 특히 약 500Hz 이하의 저주파 영역에서는 그 효과가 급격히 떨어지는 문제점을 가지고 있다. 따라서 새로운 개념의 소음제어방법이 요구되면서, 여러 가능성을 보여주는 능동소음제어(Active Noise Control, ANC)에 관한 실용화 연구도 80년대 들어

본격적으로 추진되었다. 일찌기 Rayleigh 에 의해 확인 된 소리의 간섭 효과는 오늘날 대부분의 능동적인 소음감소 시스템에 적용되는 기본 물리현상이 된다. 1936년 독일의 Lueg 는 원소음에 대하여 크기가 같고 음파의 위상이 180도 차이를 갖는 제어음을 발생함으로써 저소음 음장을 구현하는 능동소음 제어 시스템을 최초로 제안하였다. 그 이후 어느정도의 연구는 진행되어 왔으나 아나로그 시스템의 한계와 적합한 제어 알고리즘의 미비로 그 발전과 응용 범위는 상당히 제한되었다. 그러나 최근 능동소음제어 시스템은 적응제어 및 디지털 필터의 응용과 이들의 구현을 가능케 하여 주는 초고속 디지털 신호처리칩(Digital Signal Processor)의 출현으로 많은 분야에서 그 실용화의 가능성을 보여 주고 있으며, 보다 정숙한 소음환경에 대한 요구가 늘면서 지속적이고 심도 있는 연구개발이 분야별로 추진되고 있다[1~2].

* 한국철도기술연구원

** 한국과학기술원(KAIST) 기계공학과

능동소음제어를 위한 알고리즘으로는 LMS 방식의 알고리즘이 있다. 이 방법은 복잡한 전달함수를 실시간으로 구할 수 있기 때문에 소음의 특성과 시스템의 환경변화등에 대하여도 성능이 유지되는 능동소음제어 시스템의 실용화에 기여하고 있다. LMS 알고리즘의 성능을 보완하는 여러 알고리즘들이 개발되었으며 Burgess 는 최소자승오차법에 기초한 filtered-x LMS 알고리즘[3-8]을 관내의 소음 제어기에 적용시켰다.

본 논문의 목적은 능동 소음제어의 효율적인 실제 구현에 관한 연구이다. 기존의 능동 소음제어 기법인 filtered-x LMS 알고리즘을 유도하고 이들의 오차계 시간지연과 안정성에 관련된 문제점을 검토, 분석한다. 이를 해결하기 위하여 음향특성을 고려한 효율적인 알고리즘을 유도한다. 능동소음제어기의 수렴속도 및 안정성을 향상시키기 위하여 새로운 제어기 적응기법, 즉 필터 계수들 사이에 제한 조건을 고려한 제한 filtered-x LMS 알고리즘을 제안한다. 또한 이 알고리즘의 통계적 평균 수렴특성을 기존의 제어 알고리즘과 비교, 분석한다. 본 논문에서 제안한 능동 소음제어 기법의 실제 구현 가능성을 검증하기 위하여 단순화된 모델에 대하여 모의실험을 수행하고 이것의 장단점을 토의, 분석한다. 반무향공간에서 능동 소음제어 시스템을 구성한다. 실험을 통하여 새로운 제어기 적응 기법의 안정성을 검증하고, 비교 분석한다.

2. 소음저감을 위한 능동 소음 제어 알고리즘

관내 소음의 능동제어계에 관한 기본모델을 도식적으로 나타내면 Fig. 1 과 같다. 소음의 진행경로상에 설치된 감지 마이크로폰은 원소음을 측정한다. 측정된 소음신호는 제어기 W 에 의하여 구동신호로 변환되고 이를 이용하여 제어용 스피커로 부터의 제 2 의 소음과 원소음이 상쇄간섭을 일으키도록 제어용스피커를 구동시킨다. 스피커 하단에 설치된 오차마이크로폰은 소음제어효과를 평가, 분석하는데 이용된다. 광대역 소음을 저감하는 방법은 제어기를 FIR 필터와 같은 시계열로 음향 특성에 맞게 모델링하는 것이다. 제어기의 필터는 주어진 음향 환경을 모델링 하지만, 모델링 오차, 음향환경 및 입력소음 특성의 시간에 따른 변화등의 이유로 소음의 완전한 상쇄가 일어

날 수 없다. 따라서 능동 소음 제어방법은 이러한 변화에 대처할 수 있도록 입력소음 중 상쇄음파에 의해 상쇄되지 않은 부분을 다시 에러마이크로폰으로 탐지하여 이 에러신호를 능동소음제어기에 피드백(feedback)시키는 적응필터기법(adaptive filtering)을 사용한다.

2.1 Filtered-x LMS 알고리즘

본 절에서는 능동소음제어에 널리 이용되고 있는 filtered-x LMS 알고리즘을 유도해보고 이 알고리즘의 문제점을 파악한다.

Fig. 2 는 filtered-x LMS 알고리즘을 이용하여 구성된 능동소음 적응제어계의 블럭선도를 보인 것이다. 오차마이크로폰에서 측정된 잔류소음 $e(k)$ 는 원소음과 제어용 스피커에 의하여 발생된 2 차소음의 음향학적 간섭의 결과이다.

$$e(k) = H_e \otimes \{P \otimes x(k) - H_a \otimes (W(k) \otimes x(k))\} \quad (1)$$

여기서 \otimes 는 대합연산자(convolution operator)이고, H_e 는 오차경로(error path)의 전달함수이다. 특히 능동 소음제어 시스템에서 제어용 스피커와 오차마이크로폰사이의 오차경로는 스피커에 의한 근접효과를 방지해 주며, 능동소음제어 시스템을 설치할 경우에 흔히 발생하는 특징이다. 오차마이크로폰의 신호중 제어용 2 차소음은 제어기의 기준 입력신호 $x(k)$, 적응제어기 W^k , 구동계의 전달함수 H_a 및 오차계사이의 대합연산으로 얻어진다. 식(1)에 포함된 오차계 $H_e \otimes H_a$ 의 전달함수는 p 차수의 FIR 필터 $H = [h_0, h_1, \dots, h_p]^T$ 로 평가오차 없이 off-line 모델링되었다고 가정하기로 한다. 적응제어기가 q 차수의 FIR 필터

$W(k) = [w_0(k), w_1(k), \dots, w_q(k)]^T$ 인 경우 식(1)은 다음과 같다.

$$e(k) = d(k) - \sum_{j=0}^p \sum_{i=0}^q h_j w_i(k-j) x(k-j-i) \quad (2)$$

능동소음 제어알고리즘의 특성상 알고리즘의 유도과정에서 제어기 $W(k)$ 가 시불변(time invariant)이란 가정이 필요하며, 이 가정으로부터 다음과 같은식이 성립된다. ($i=0, \dots, q; j=0, \dots, p$)

$$w_i(k-j) = w_i(k) \quad (3)$$

시불변 (time invariant) 가정에 의해 적응 알고리즘은 다음과 같다. ($i=0,1,\dots,q$)

$$\begin{aligned} w_i(k+1) &= w_i(k) - \eta \frac{\partial \varepsilon^2(k)}{\partial w_i(k)} = w_i(k) - 2\eta e(k) \frac{\partial e(k)}{\partial w_i(k)} \\ &= w_i(k) - 2\eta e(k) \sum_{j=0}^p h_j x(k-j-i) \quad (4) \end{aligned}$$

식(4)는 능동소음제어에 널리 이용되고 있는 filtered-x LMS 알고리즘이다. 그러나 filtered-x LMS 알고리즘은 다음과 같은 두가지 문제점이 있다. 첫째, 식(4)는 제어기가 수렴과정하의 변이상태에 있을 경우에는 성립될 수 없는 가정이다. 둘째, H가 일반적인 충격응답함수의 특성을 갖는 경우에는 filtered-x LMS 알고리즘의 수렴특성을 정량적으로 정확히 파악하는 것이 현실적으로 가능하지 않다. Snyder [9], Morgan [10] 등은 자연 최소자승오차법에서와 같이 H가 순수한 시간지연의 특성 $H = [0, \dots, h_n, \dots, 0]$ 을 갖는 경우에 한하여 평균 수렴 특성 η 의 수렴범위를 다음과 같이 규명하였다.

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

여기서, σ_x^2 는 제어기 입력신호의 분산이다. 식(5)에서 알 수 있는 바와 같이 최소자승오차법의 수렴계수의 수렴범위는 H의 시간지연 샘플수 n이 커지게 됨에 따라 수렴계수의 범위가 매우 작게 되어 제어기의 적응속도는 낮아진다. 따라서 filtered-x LMS 알고리즘을 이용하여 능동소음제어기를 구성할 경우, 제어기의 수렴특성은 오차마이크로폰의 위치와 제어용 스피커사이의 거리에 의해 영향을 받는다. 거리가 증가할수록 수렴범위가 작아져서 제어알고리즘의 수렴속도와 안정성이 저하됨을 알 수 있다.

2.2 제한(constrained) filtered-x LMS 알고리즘

본 절에서는 filtered-x LMS 알고리즘의 문제점들을 해결하기 위하여 보다 효율적인 제한 filtered-x LMS 알고리즘을 유도하기로 한다. filtered-x LMS 알고리즘은 오차마이크로폰에서 측정되는 잔류소음 $e(k)$ 로부터 수학적으로 성립할 수 없는 가정인 식(3)에 의해 유도되었다. 이 알고리즘의 문제점은

식(3)을 만족하지 않는 잔류소음 $e(k)$ 에 의해 발생되므로 식(3)을 만족하는 새로운 오차신호를 정의한다.

제한 filtered-x LMS 알고리즘을 유도하기 위해서는 식(3)을 하나의 제한조건 (constraint)으로 보고 변이 과정에서 만족하는 새로운 제한오차신호 $\varepsilon(k)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\varepsilon(k) = d(k) - \sum_{j=0}^p \sum_{i=0}^q h_j w_i(k) x(k-j-i) \quad (6)$$

오차신호 $\varepsilon(k)$ 의 자승치를 최소화하기 위한 적응알고리즘은 다음과 같이 유도될 수 있다. ($i=0,1,\dots,q$)

$$\begin{aligned} w_i(k+1) &= w_i(k) - \eta \frac{\partial \varepsilon^2(k)}{\partial w_i(k)} \\ &= w_i(k) - 2\eta \varepsilon(k) \sum_{j=0}^p h_j x(k-j-i) \quad (7) \end{aligned}$$

이를 제한 filtered-x LMS 알고리즘이라 한다[11, 12]. 오차신호 $\varepsilon(k)$ 는 측정가능하지 않은 신호이나 오차마이크로폰에서 측정된 잔류소음신호 $e(k)$ 로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \varepsilon(k) &= e(k) - \sum_{j=1}^p \sum_{i=0}^q h_j w_i(k) x(k-j-i) \\ &\quad + \sum_{j=1}^p h_j y(k-j) \quad (8) \end{aligned}$$

여기서 $y(k-j) = \sum_{i=0}^q w_i(k-j) x(k-j-i)$ 이다. 식(8)에서 이 알고리즘이 수렴후 정상상태에 도달하면, $w_i(k) = w_i(k-j) = w_i^*$ 이므로 $\varepsilon(k) = e(k)$ 임을 알 수 있다. 식(7)에서 알 수 있듯이 이 알고리즘은 filtered-x 신호 $f(k-i) = \sum_{j=0}^p h_j x(k-j-i)$ 를 입력신호로 하는 LMS 알고리즘이다. 따라서, 제한 filtered-x LMS 알고리즘은 LMS 알고리즘과 동일한 방법으로 수렴계수의 평균 수렴특성으로부터 η 를 다음과 같이 구할 수 있다 [1,11,12].

$$0 < \eta < \frac{1}{(q+1)\sigma_f^2} \quad (9)$$

여기서, σ_f^2 는 $f(k-i)$ 신호의 분산이다. 식 (9)에서 알 수 있는바와같이 오차계의 시간지연이 큰 경우, 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 수렴계수범위는 시간지연인 H의 시간지연 샘플수 n에 관계없이 일정하다. 그러나 이 경우 filtered-x LMS 알고리즘의 수렴계수범위는 매우 작아진다. 따라서 제한 filtered-x LMS 알고리즘이 filtered-x LMS 알고리즘보다 빠르고 안정함을 알 수 있다.

3. 모의 실험

앞절에서 언급된 기존알고리즘의 문제점을 파악하고 제안된 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 효율성을 검증하기 위하여 모의실험을 수행하였다. 간단한 모의실험을 위하여 다음과 같이 주 관계(primary path) P는 차수가 2인 단순화 된 FIR 필터로 하였고 구동계 H_a 는 1로 단순화하였다.

$$P(z) = 1 - 0.5z^{-1} + 0.25z^{-2}$$

$$H_a(z) = 1$$

두 알고리즘의 수렴특성을 비교하기 위하여 오차 경로 H_e 는 순수한 시간지연을 갖는다고 가정하였다. 제어기의 기준입력신호는 정상 불규칙신호가 이용되었다. Fig. 3은 오차경로가 3가지 시간지연 즉, $H_e(z) = z^0, z^{-1}, z^{-8}$ 인 경우에 filtered-x LMS 알고리즘에 대한 모의실험 결과이다. 제어기로는 차수가 2인 FIR 필터가 이용되었고 이들의 초기치는 0으로 설정하였으며 수렴계수 η 는 0.5로 고정하였다. $H_e(z) = z^0, z^{-1}$ 인 모의실험의 경우에 제어기 계수는 충분한 반복회수후에는 최적의 값 즉, $W(z) = 1 - 0.5z^{-1} + 0.25z^{-2}$ 에 수렴하였다. 이 결과로부터 제어기의 수렴속도는 오차경로의 시간지연수에 반비례함을 알 수 있다. $H_e(z) = z^{-8}$ 이고 수렴범위가 0.5로 설정된 경우에는 제어기는 불안정하게 되었다. Fig. 4는 소음제어계 각각의 구성요소를 앞의 경우와 같이 설정하고, $H_e(z) = z^0, z^{-1}, z^{-100}$ 수렴계수 η 는 0.5인 경우에 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 모의실험 결과이다. 이로부터 제어기의 수렴패턴은 오차경로의 시간지연에 의하여 영향을 받지 않고 다만 제어기의 적용이 이루어지는 시작점만이 달라졌을 뿐임을 알 수 있다. 또한 Fig. 4의 모든 수렴패턴은 오차

경로에 시간지연이 없는 경우($H_e(z) = z^0$)의 filtered-x LMS 알고리즘의 수렴패턴과 동일 하였다. 이는 제한오차신호 $\varepsilon(k)$ 에 대해 앞에서 유도한 통계적 수렴특성이 오차경로의 시간지연에 영향 받지 않음을 검증한다.

이상의 모의실험 결과로부터 제안된 제한 filtered-x LMS 알고리즘이 filtered-x LMS 알고리즘보다 제어기의 안정성 및 수렴속도면에서 우수한 성능을 보이고 있음을 알 수 있었고, 이같은 현상은 오차계의 시간지연 즉, 제어용스피커와 오차마이크로폰사이의 거리가 커짐에 따라 더욱 뚜렷해질 것이다.

4. 실험 및 고찰

앞절에서는 능동소음제어에 널리 이용되고 있는 filtered-x LMS 제어알고리즘의 문제점을 해결하기 위하여 보다 효율적인 제한 filtered-x LMS 제어알고리즘을 유도하였다. 본절에서는 반무향공간에서 능동 소음제어 시스템을 구성하고, 실험을 통하여 새로운 제어기 적용기법의 효율성 및 안정성을 비교 검토하기로 한다.

Fig. 5는 간략화된 실험 장치의 구성도이다. 원소음 스피커와 제어용 스피커는 비교적 가까운 위치(151cm)에 설치하였다. 인과성(causality)을 고려하여, 오차마이크로폰은 원소음 스피커로부터 약 259cm, 제어용 스피커로부터 약 156 cm 떨어진 지점에 위치시켰다. 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 컴퓨터를 거쳐서 저역 통과 필터를 통과 시킨 후 다시 스피커로 전달되어 원소음을 생성한다. 특히 실험의 효율성을 위해 원소음을 마이크로폰으로 직접 측정하지 않고, 신호발생기의 신호를 제어기의 입력으로 직접 사용한다. 이 경우 입력신호의 상관도(correlation)가 좋아 Filterd-x LMS 알고리즘과 제한 Filterd-x LMS 알고리즘을 보다 정확히 비교할 수 있는 잇점이 있다. 원소음은 대상계를 통과한 후 오차 마이크로폰에 감지되고, 저역 통과 필터를 통과한 후 오토박스로 보내진다. 제어알고리즘인 filtered-x /제한 filtered-x LMS 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. 이때 사용된 3개의 저역 통과 필터는 모두 차단 주파수가 500Hz이다. 대상계를 통과한 원소음과 오차계를 통과한 제어음이 상쇄간섭을 일으키면서 오차마이크로폰에 감지되고, 위의 과정을 반복하면서 오차마이크로폰이 있는 곳에서의 소음이 최소화된다.

간향이 적은 3차원 반무향공간에서 filtered-x / 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 성능을 비교, 검토하기 위하여 실험을 수행하였다. 소음원은 3종류를 발생시켰으며, 이는 250Hz의 순음과 중간주파수가 250Hz이며 주파수 밴드가 각각 31.6Hz, 100Hz인 대역소음이다. 제어기의 필터 차수는 128개로 하였고 수렴상수는 0.02으로 하였다. 오차계 모델의 차수는 제어기 차수와 동일한 128개로 하였다. 샘플 주파수는 2KHz이다. 실험의 목적은 3종류의 소음원에 대해서 filtered-x /제한 filtered-x LMS 알고리즘의 수렴 속도 및 수렴계수의 안정범위등을 측정하여 서로 비교해 보는데 있다.

Fig. 6, 7, 8은 제어후 잔류소음의 스펙트럼이며, 두 알고리즘에 대해 3종류의 소음원으로 각각 실험을 한 결과이다. 20-40 dB의 소음 저감효과를 보이고 있다. 이론적으로 두알고리즘은 정상상태에서 같은 성능을 갖지만, 제한 filtered-x LMS 알고리즘이 미세하지만 좋은 성능을 보이고 있다. 이는 모의 실험처럼 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 수렴속도가 보다 빠르고, 동일 시간이후(약 30-40 초)에 먼저 정상상태에 도달하기때문이다. 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 효율성을 검증하기 위하여 제어후 잔류 소음자승의 기대값이 기준값 0.0002 이하로 작아지기까지의 소요된 스텝수를 5회 측정하여 평균을 구했으며, 이는 표 1과 같다. 수렴 상수를 증가시켰을 때 특히 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 수렴 속도가 빨라지는 것을 알 수 있다. 표 2는 filtered-x / 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 수렴계수의 최대안정범위를 실험적으로 구한것이다. 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 수렴 범위가 filtered-x LMS 알고리즘의 수렴 범위보다 넓은 것을 알 수있다. 이는 제한 구조를 고려한 알고리즘의 수렴 범위가 더 넓다는것을 검증해 준다.

이상의 실험결과로부터 본 논문에서 제안한 제

한 filtered-x LMS 알고리즘이 filtered-x LMS 알고리즘보다 제어기의 안정성 및 수렴 속도면에서 좋은 성능을 보이고 있음을 알 수 있다.

5. 결 론

능동소음제어기의 적용에 많이 이용되고 있는 filtered-x LMS 알고리즘을 검토해 보고, 수렴특성의 통계적 분석을 통해서 오차계의 시간지연이 제어기의 안정성에 영향을 주는것을 검토하였다. 오차계의 시간지연에 대한 filtered-x LMS 알고리즘의 문제점을 해결하기 위하여 본 연구에서는 필터계수의 시불변 (time-invariant)조건을 만족하는 제한 오차신호를 정의하였다. 이로부터 제어기를 적용시키는 제한 filtered-x LMS 알고리즘을 제안하였다. 또한 제한 filtered-x LMS 알고리즘의 안정성 및 수렴범위가 일반 제어알고리즘보다 넓다는것을 검증하였다. 모의실험 결과로부터 제안된 제한 filtered-x LMS 이 filtered-x LMS 보다 제어기의 안정성 및 수렴속도면에서 장점을 갖고 있음을 알 수 있었다. 이같은 장점은 능동소음제어 시스템을 실제 구현시 존재하는 오차계의 시간지연 즉, 제어용스피커와 오차마이크로폰사이의 거리가 멀수록 뚜렷하다. 실제 적용실험으로써 간향이 적은 3차원 반무향공간에서 실험 장치를 구성 하고, 능동소음제어를 수행하였다. 실험을 통하여 새로운 제어기 적용기법이 기존 방법보다 수렴속도 및 안정성에서 우수함을 입증하였다.

참고 문헌

1. Widrow, B. and Stearns, S. D., 1985, "Adaptive Signal Processing," Prentice Hall.
2. Widrow B., et al., 1975, "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications," Proceedings, IEEE, vol.63, pp. 1692-1716.
3. J.C.Burgess, " Active Adaptive Sound Control in a Duct : A Computer Simulation, " J. Acoust. Soc. Am., Vol. 70(3), pp.715-725, 1981
4. L.A.Poole, G.E.Warnaka and R.C.Cutter, " The Implementation of Digital Filters Using a Modified Widrow-Hoff Algorithm for the Adaptive Cancellation of Acoustic Noise, " IEEE ICASSP, pp.21.7.1-21.7.4, 1984

5. S.J.Elliott, P.Darlington, " Adaptive Cancellation of Periodic, Synchronously Sampled Interference, " IEEE Trans. Acoustics Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-33, No.3, 1985

6. 이종식, " 공조관용 능동소음제어기 개발, " 한국소음진동공학회 추계학술대회 논문집, pp47-50, 1990

7. S.J.Elliott, P.A.Nelson, " The Active Control of Sound, " Electronics & Communication Engineering Journal, pp.127-136, August, 1990

8. M.Tsujino, S.J.Elliott, " A Globally Optimal Formulation for Feedforward Active Sound Control, " Mechanical Systems and Signal Processing, Vol.5(3), pp.167-181, 1991

9. 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

10. 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.

11. 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).

12. 나희승, 1996, "제한 최소 자승 오차법을 이용한 능동 소음/진동 제어," 한국과학기술원 박사학위논문.

Table 2 Comparison of convergence speed for several step size (Filtered-X and Constrained filtered-X algorithm)

	center frequency	frequency band	Filtered-X η_{max}	Constrained Filtered-X η_{max}
1	250	0	0.027	0.114
2	250	31.6	0.047	0.37
3	250	100	0.08	0.43

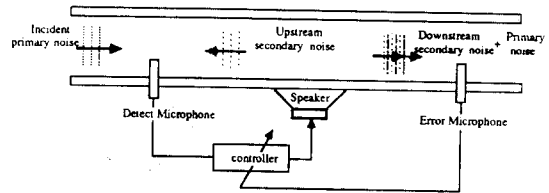


Fig. 1 Schematic diagram of the active noise control process in duct

Table 1 Comparison of convergence speed for several step size (Filtered-X and Constrained filtered-X algorithm)

	Filtered-X $\eta=0.03$	Filtered-X $\eta=0.07$	Constrained Filtered-X $\eta=0.03$	Constrained Filtered-X $\eta=0.07$
1	1536	2017	1243	885
2	1923	1487	1537	851
3	1903	2124	1707	1138
4	1647	1904	1560	1078
5	1239	2132	1573	925
Average (Steps)	1649.6	1932.8	1524	975.4
95% Confidence Interval	± 351.4	± 330	± 211.7	± 156

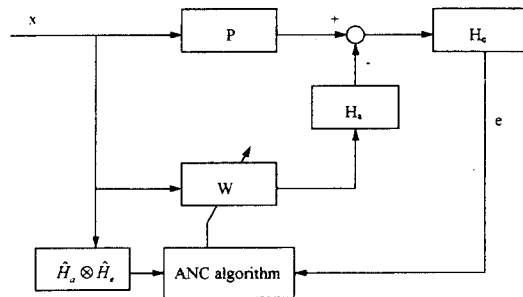


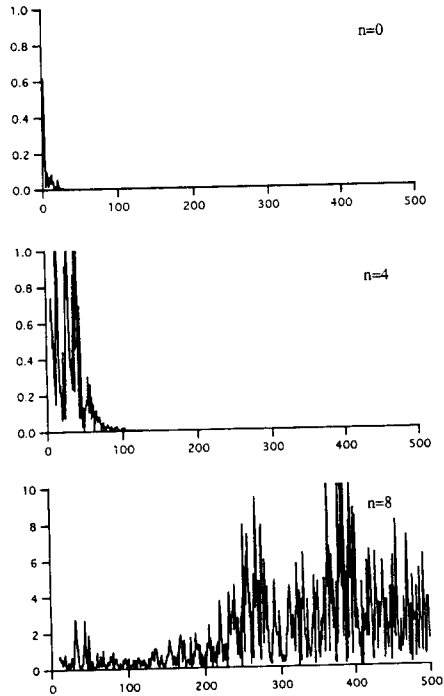
Fig. 2 Block diagram of the active noise control system with an adaptive FIR filter

P : Duct plant between the detect microphone and the control source

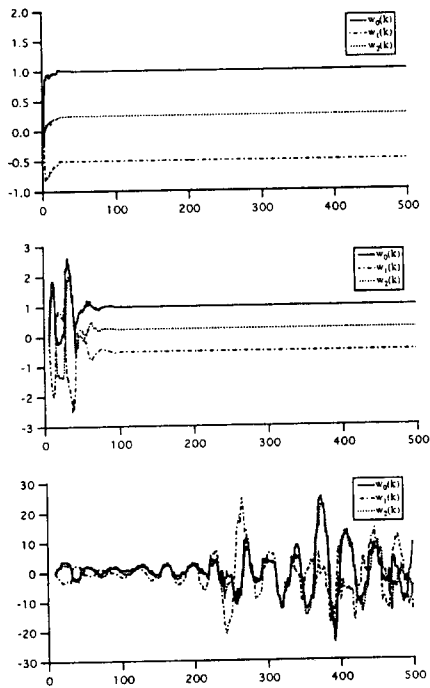
H_a, \hat{H}_a : Actuator and its model

H_e, \hat{H}_e : Error path and its model

W : Controller in the form of an FIR filter

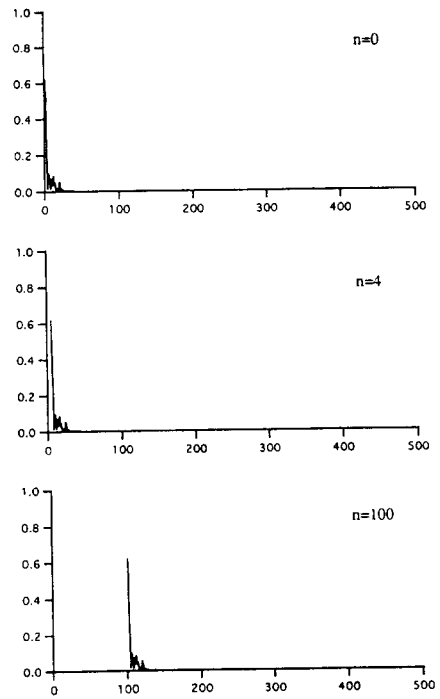


(a) Error versus iteration number

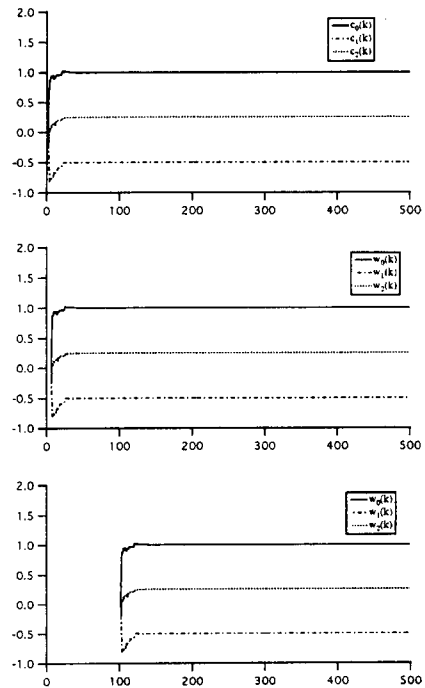


(b) Coefficients adjustment versus iteration number

Fig. 3 Learning curves in case of the filtered-x LMS algorithm($q=2$; $\eta=0.5$; $n=0, 4, 8$)



(a) Constrained error versus iteration number



(b) Coefficients adjustment versus iteration number

Fig. 4 Learning curves in case of the Constrained-x LMS algorithm($q=2$; $\eta=0.5$; $n=0, 4, 100$)

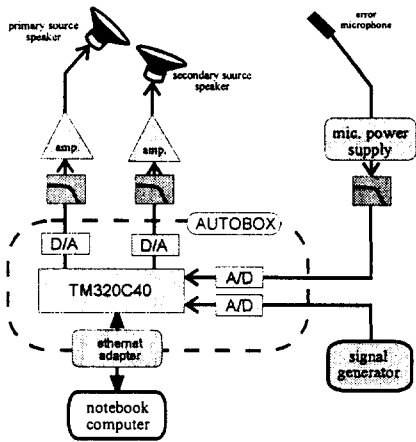
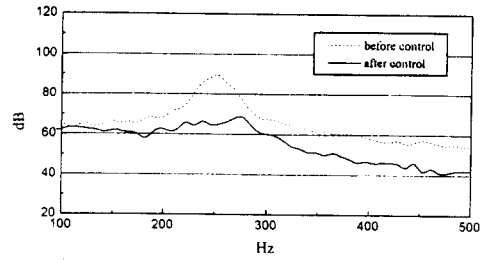
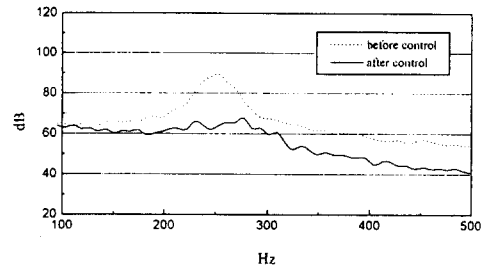


Fig. 5 Experimental setup

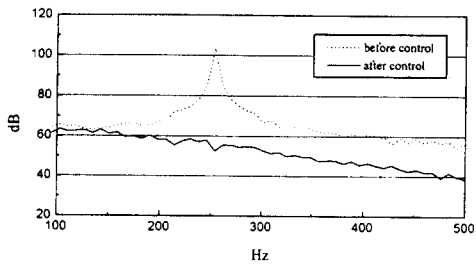


(a) Filtered-X LMS algorithm

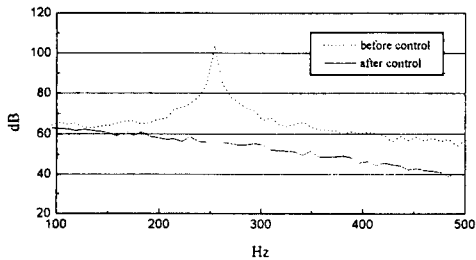


(b) Constrained Filtered-X LMS algorithm

Fig. 7 Spectrum of error mic. signal before and after ANC for 250 Hz center 31.6 Hz banded noise

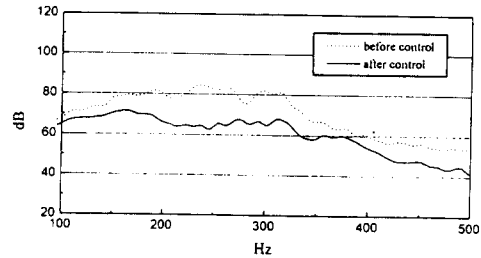


(a) Filtered-X LMS algorithm

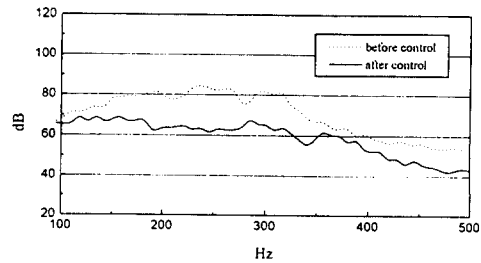


(b) Constrained Filtered-X LMS algorithm

Fig. 6 Spectrum of error mic. signal before and after ANC for 250 Hz pure tone noise



(a) Filtered-X LMS algorithm



(b) Constrained Filtered-X LMS algorithm

Fig. 8 Spectrum of error mic. signal before and after ANC for 250 Hz center 100 Hz banded noise