복수조화음에 대한 능동소음제어 시뮬레이션

Simulation of Active Noise Control on Harmonic Sound

권오철*·이경태**·이해진*·양인형***·오재응†

O Cheol Kwon, Gyeong Tae Lee, Hae Jin Lee, In Hyung Yang, Jae Eung Oh

Key Words : Noise Reduction(소음저감), Active Noise Control(능동소음제어), DSP(디지털신호처리기), FXLMS Algorithm Correlation FXLMS Algorithm, Secondary-Path Transfer Function(부가경로전달함수)

ABSTRACT

The method of the reducing duct noise can be classified by passive and active control techniques. However, passive control has a limited effect of noise reduction at low frequencies (below 500Hz) and is limited by the space. On the other hand, active control can overcome these passive control limitations. The active control technique mostly uses the Least-Mean-Square (LMS) algorithm, because the LMS algorithm can easily obtain the complex transfer function in real-time particularly when the Filtered-X LMS (FXLMS) algorithm is applied to an active noise control (ANC) system. However, the convergence performance of the LMS algorithm decreases slightly so it may delay the convergence time when the FXLMS algorithm is applied to the active control of duct noise. Thus the Co-FXLMS algorithm was developed to improve the control performance in order to solve this problem. The Co-FXLMS algorithm is realized by using an estimate of the cross correlation between the adaptation error and the filtered input signal to control the step size. In this paper, the performance of the Co-FXLMS algorithm is presented in comparison with the FXLMS algorithm. Simulation results show that active noise control using Co-FXLMS is effective in reducing duct noise.

기호설명

$x(n)$: 참조신호
$y(n)$: 제어신호
$d(n)$: 제어대상신호
$e(n)$: 오차신호
$S(z)$: 부가경로전달함수
$x'(n)$: 필터링된 참조신호
$R(n)$: 상호상관

1. 서 론

소음을 제어하기 위한 종래의 방법으로는 소음이 방출되는 것을 감소시키기 위해 흡음재, 차음재 또는 소음기 등을 사용하는 수동적인 방법들이 있다. 그러나, 이러한 종래의 방법은 여러 가지 단점을 가지고 있다. 그 중 가장 큰 단점은 500Hz 이하의 저주파 소음에 대해서 감소가 어렵다는 점이다[(1)]. 이것은 저주파의 소음은 파장이 길기 때문이며, 긴 파장에 대해서도 감소시키기 위해서는 그만큼 더 두꺼운 흡음재 또는 차음재를 사용하여야 한다. 그러나 설치장소의 공간적 제약 등으로 흡음재 또는 차음재를 두껍게 하는 데에 한계가 있다. 그리고, 흡음재 또는 차음재의 분진으로 인하여 청정을 요하는 환경에서는 종래의 방법을 사용하기 어려우며, 소음기는 부피를 많이 차지하므로 설치장소의 구조변경 등 또 다른 문제를 발생시킨다[(2)].

이러한 수동적 방법에 대한 단점을 해결하기 위하여, 신호처리기법을 이용하여 전파되는 소음을 분석하여 역 위상의 부가적인 음을 발생시켜 이들의 파괴간섭을 이용한 능동적으로 소음을 제어하는 능동소음제어에 대한 연구가 부각되었다. 90 년대 들어 능동소음제어 시스템은 적응제어 및 디지털 필터의 응용과 이들의 구현을 가능하게 해주는 Digital Signal Processor (DSP)의 출현으로 많은 분야에서 실용화의 가능성을 보여주고 있다. 능동소음제어를 위한 알고리듬으로는 Least-Mean-Square (LMS) 방식의 알고리듬을 주로 사용한다. 이 알고리듬은 복잡한 전달함수를 실시간으로 구할 수 있기 때문에 소음의 특성 변화와 시스템의 환경 변화 등에 대해서도 성능을 유지해야 하는

† 한양대학교 기계공학부
E-mail : jeoh@hanyang.ac.kr
Tel : (02) 2220-0452, Fax : (02) 2299-3153
* 한양대학교 대학원 기계공학과
** 삼성전자 디지털미디어총괄 디지털미디어연구소
*** 한양대학교 기계공학부

능동소음제어 시스템에 사용되어 왔으며, LMS알고리듬의 성능을 보완하는 여러 알고리듬이 개발되었다. 그 중에서 Filtered-x LMS (FXLMS) 알고리듬이 많이 사용되어 왔으며, 진동소음 제어등과 같은 분야에 많이 적용되고 있다. 하지만 급속도로 소음의 크기와 주파수가 변하는 경우 LMS알고리듬의 제어성능은 크게 저하된다[3].

그러므로 본 연구에서는 제어성능을 향상시키고, 안정성을 보장할 수 있는 새로운 적응제어기법인 Correlation FXLMS (Co-FXLMS) 알고리듬을 유도하여 능동소음제어에 적용하였다. Co-FXLMS 알고리듬은 오차신호와 필터링된 참조신호의 상호상관을 기반으로 수렴계수를 설정함으로써 기존의 FXLMS 알고리듬에 비해 수렴속도가 빠르고 안정성이 증대된 알고리듬이다[4]. 따라서 복수조화음에 대해서 Co-FXLMS 알고리듬을 능동소음제어 시스템에 적용한 후 능동소음제어 시뮬레이션을 수행하고 기존의 FXLMS 알고리듬에 의한 능동소음제어 시뮬레이션 결과와 비교 분석하였다.

2. 이 론

2.1 FXLMS 알고리듬(5)(6)

앞먹임 FXLMS 알고리즘의 블록선도는 Fig. 1 과 같다.

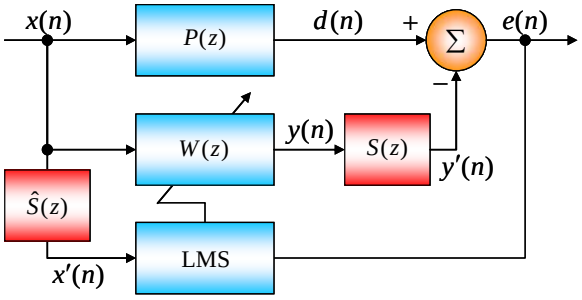


Fig. 1 Block diagram of FXLMS algorithm

오차 센서와 제어 엑츄에이터 사이에 있는 부가경로 전달함수 $S(z)$ 는 오프라인으로 모델링 되도록 하며 그 예측치는 $\hat{S}(z)$ 로 표시한다. 주 음원으로부터의 원하지 않는 신호는 참조신호 센서에 의해 관측된다. 이 참조신호 $x(n)$ 은 적응 필터 $W(z)$ 와 부가경로 전달함수 $S(z)$ 를 통과하여 오차신호 $e(n)$ 을 최소화하기 위한 제어신호 $y'(n)$ 을 발생시키기 위해서 사용된다. 참조신호 $x(n)$ 은 또한 적응필터 $W(z)$ 의 계수를 갱신하기 위해 사용되는 부가경로가 보상된 참조신호 $x'(n)$ 을 얻기 위해서 부가경로 전달함수의 예측치 $\hat{S}(z)$ 에 의해 필터링 된다. 부가경로 전달함수 예측치 $\hat{S}(z)$ 와 함께 적응필터 $W(z)$ 는 유한응답필터로 구현된다. 시간 n 에서의 오차신호 $e(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y'(n) = d(n) - s(n) * y(n) \\ &= d(n) - s(n) * \left[\mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)\right] \end{aligned} \tag{1}$$

여기서, $s(n)$ 은 시간 n 에서의 부가경로 전달함수 $S(z)$ 의 임펄스응답이다. 시간 n 에서 참조신호 $x(n)$ 의 벡터와 적응필터 $W(z)$ 의 계수 벡터는 다음과 같다.

$$\mathbf{x}(n) = \left[x(n)\ \ x(n-1)\ \cdots\ x(n-L+1)\right] \tag{2}$$

$$\mathbf{w}(n) = \left[w_0(n)\ \ w_1(n)\ \cdots\ w_{L-1}(n)\right] \tag{3}$$

여기서, L 은 적응필터 $W(z)$ 의 차수이다. 적응필터의 목적은 순간 평균자승오차(instantaneous mean square error)인 $\hat{\xi}(n) = e^2(n)$ 을 최소화시키는 것이며, 이 목적을 실현시키기 위한 steepet descent algorithm 은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \frac{\mu}{2}\nabla\hat{\xi}(n) \tag{4}$$

여기서, $\nabla\hat{\xi}(n)$ 는 시간 n 에서의 평균자승오차 gradient 의 순간 추정치이며 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \nabla\hat{\xi}(n) &= \nabla e^2(n) = 2\left[\nabla e(n)\right]e(n) \\ &= 2\left[-s(n) * \mathbf{x}(n)\right]e(n) = -2\mathbf{x}'(n)e(n) \end{aligned} \tag{5}$$

식(5)를 식(4)에 대입하면 FXLMS 알고리듬을 구할 수 있으며 다음과 같다.

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu\mathbf{x}'(n)e(n) \tag{6}$$

여기서, μ 는 수렴계수이며, 적응필터 $W(z)$ 가 안정적으로 수렴하려면 μ 는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$0 < \mu < \frac{2}{LP_x}, \qquad P_x = E\left[x^2(n)\right] \tag{7}$$

여기서, P_x 는 참조신호의 파워이다.

2.2 Correlation FXLMS 알고리듬

식(6)에 나타나 있듯이 FXLMS 알고리듬의 적응과정에서 수렴시간과 안정성은 μ 와 $\mathbf{x}'(n)$ 에 의존한다. 또한 FXLMS 알고리듬에서는 고정된 수렴계수를 사용하므로 참조신호의 파워가 작은 경우에는 필터차수 L 을 크게 선정해야 하며 참조신호의 파워가 큰 경우에는 필터차수 L 을 작게 선정해야 한다. 그러나 참조신호의 파워가 시간에 따라 변하는 경우 고정된 수렴계수로는 정상적인 제어 성능을 나타내지 못한다. 따라서 이러한 점을 보완하기 위해 부가경로가 보상된 참조신호 $x'(n)$ 의 파워에 대해 수렴계수를 정규화하였다.

$$\mu(n) = \frac{\alpha}{L\hat{P}'_x}, \quad (0 < \alpha < 2) \tag{8}$$

여기서, α 는 정규화된 수렴계수이고, $\hat{P}'_x$ 는 $x'(n)$ 의 파워에 대한 추정치이다. $\hat{P}'_x$ 을 추정하는 가장 간단한 방법은 $x'^2(n)$ 에 대한 running-average 필터를 사용하는 것이다. 다음은 $x'^2(n)$ 에 대한 M 차 running-average 필터이다.

$$\hat{P}'_x(n) = \frac{1}{M}\sum_{i=0}^{M-1} x'^2(n-i) \tag{9}$$

만약 running-average 필터의 차수가 적응 필터의 차수와 같다면 즉, $L=M$이면 다음과 같다.

$$\hat{P}'_x = \frac{\mathbf{x}'^T(n)\mathbf{x}'(n)}{L} \tag{10}$$

식(10)을 식(8)에 대입하면 다음과 같다.

$$\mu(n) = \frac{\alpha}{\mathbf{x}'^T(n)\mathbf{x}'(n)} \tag{11}$$

식(11)에서 수렴계수는 $\mathbf{x}'(n) = 0$ 일 경우 적응필터 $W(z)$ 가 발산하므로 미소량 δ 를 식(11)의 분모에 더해주면 다음과 같다.

$$\mu(n) = \frac{\alpha}{\delta + \mathbf{x}'^T(n)\mathbf{x}'(n)} \tag{12}$$

적응필터 $W(z)$ 의 계수 벡터인 $\mathbf{w}(n)$ 이 최적의 계수 벡터 $\mathbf{w}^o$ 로 수렴하면 오차신호 $e(n)$ 과 부가경로가 보상된 참조신호 $x'(n)$ 의 상호상관 $R(n)$ 은 0 이 된다는 것이 Co-FXLMS 알고리듬의 기본 개념이며 다음과 같이 표현된다.

$$R(n) = E[e(n)x'(n)] = 0 \tag{13}$$

식(13)의 상호상관 $R(n)$ 은 $e(n)\mathbf{x}'(n)$ 의 기대값과 같으며 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E[e(n)\mathbf{x}'(n)] &\approx E[\{d(n) - \mathbf{w}(n)\mathbf{x}'(n)\}\mathbf{x}'(n)] \\ &= E[d(n)\mathbf{x}'(n) - \mathbf{x}'(n)\mathbf{x}'^T(n)\mathbf{w}(n)] \\ &= E[d(n)\mathbf{x}'(n)] - E[\mathbf{x}'(n)\mathbf{x}'^T(n)]\mathbf{w}(n) \end{aligned} \tag{14}$$

식(14)에서 벡터 $\mathbf{w}(n)$ 이 최적 벡터 $\mathbf{w}^o$ 로 수렴하면 $E[e(n)x'(n)]$ 은 0 이 되기 때문에 Co-FXLMS 알고리듬의 기본 개념이 증명된다. 만약 $\mathbf{w}(n)$ 이 $\mathbf{w}^o$ 에서 멀리 떨어져 있다면 상호상관과 수렴계수는 상대적으로 커지고, $\mathbf{w}(n)$ 이 $\mathbf{w}^o$ 에 점점 다가갈수록 상호상관과 수렴계수는 상대적으로 작아질 것이기 때문에 상호상관 $R(n)$ 과 수렴계수 $\mu(n)$ 은 서로 비례한다고 볼 수 있다. 따라서 식(12)의 수렴계수를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mu(n) = \frac{C}{\delta + \mathbf{x}'^T(n)\mathbf{x}'(n)}R(n) \tag{15}$$

$$R(n) = \lambda R(n-1) + (1-\lambda)x'(n)e(n) \tag{16}$$

여기서, C 는 상수이고 λ 은 0 에서 1 사이의 상수이다. 그러므로 Co-FXLMS 알고리듬은 다음과 같다.

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{CR(n)}{\delta + \mathbf{x}'^T(n)\mathbf{x}'(n)}\mathbf{x}'(n)e(n) \tag{17}$$

3. 제어계의 구성

덕트에 설치할 제어스피커의 위치를 선정하기 위해 음향해석 패키지인 SYSNOISE 를 이용하여 덕트의 음향모드해석을 수행하였고, 이를 통해 안티노드 지점을 조사하였다. 해석을 위한 모델로는 노드 수 12221 개, 사각형 요소 수 10000 개를 사용하였다.

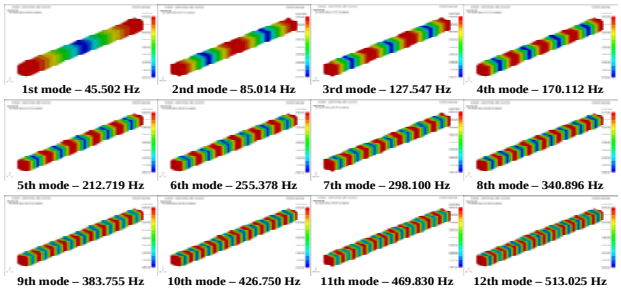


Fig. 2 Analysis result of an acoustic mode of the duct system using SYSNOISE

제어스피커는 소음원과 가까우면서도 안티노드가 있는 지점에 설치되어야 능동소음제어 시 높은 제어효율을 보장할 수 있다. 따라서 각각의 모드에서 소음과 가까우면서도 안티노드가 있는 지점들의 평균적인 지점을 조사할 필요가 있다. 그 결과, 소음원스피커에서 약 1.3m 인 지점이 가장 적합하다고 판단되었다. 따라서 이 결과를 바탕으로 제어스피커박스를 제작 및 설치하였으며 다음과 같다.

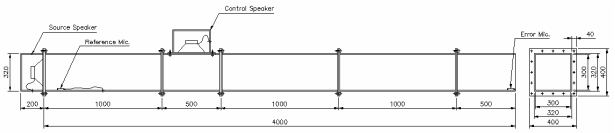
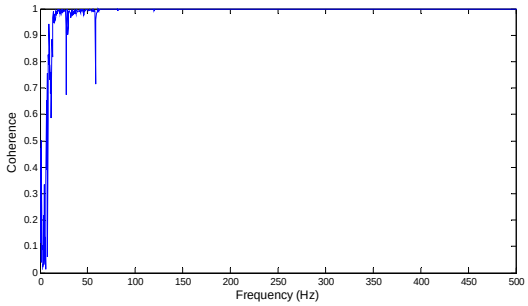


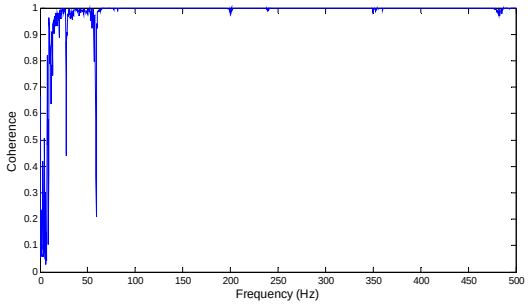
Fig. 3 Drawing of the duct system for active noise control

4. 제어대상 주파수대역의 선정

제어대상 주파수대역을 선정하기 위하여 주음향경로 및 부가음향경로의 입·출력 신호에 대한 기여도(Coherence Function) 및 입·출력 각각의 파워스펙트럼(Power Spectrum)을 측정하고 고찰하였다. 주음향경로의 입·출력 신호는 소음원스피커의 입력신호와 오차마이크로폰의 출력신호를 말하며 부가음향경로의 입·출력 신호는 제어스피커의 입력신호와 오차마이크로폰의 출력신호를 말한다. 소음원스피커 및 제어스피커 각각의 입력신호는 20 kHz 이하의 백색소음(White Noise)을 사용하였다. 관심 주파수대역이 500 Hz 이하일 때, 입력신호인 백색소음과 출력신호인 오차마이크로폰에서 측정된 소음 신호 사이의 기여도를 다음과 같이 나타내었다.



(a) Primary acoustic path from source speaker to error microphone

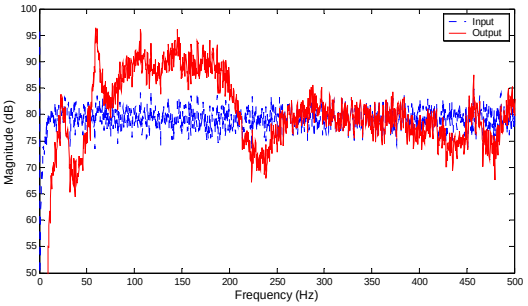


(b) Secondary acoustic path from control speaker to error microphone

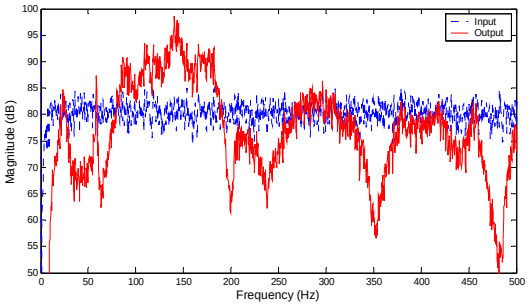
Fig. 4 Coherence function of the acoustic path

측정 결과, 주음향경로 및 부가음향경로의 입·출력 신호에 대한 기여도는 80 Hz ~ 500 Hz 에서 높게 나타났다. 80 Hz 이하의 대역에서 기여도가 낮은 이유는 스피커의 저주파 특성이 좋지 않기 때문이며, 이 결과로부터 능동소음제어 시스템의 가제어성이 보장되는 신뢰성 구간은 80 Hz ~ 500 Hz 임을 알 수 있다.

주음향경로 및 부가음향경로의 입·출력 신호에 대한 파워스펙트럼은 다음과 같다.



(a) Primary acoustic path from source speaker to error microphone



(b) Secondary acoustic path from control speaker to error microphone

Fig. 5 Power spectrum of the acoustic path

측정 결과, 100 Hz ~ 180 Hz 에서 오차마이크로폰의 가관측성이 보장되는 것을 알 수 있었다. 이 결과로부터 능동소음제어 시스템의 가제어성 및 가관측성이 보장되는 신뢰성 구간은 100 Hz ~ 180 Hz 임을 확인하였다. 따라서 본 연구에서 제안한 Co-FXLMS 알고리듬의 성능을 평가하기 위해 기존에 프로토타입으로 제작된 덕트를 이용하여 제어대상 주파수를 100 Hz + 140 Hz, 100 Hz + 180 Hz, 140Hz + 180 Hz, 100Hz + 140Hz + 180Hz 로 선정하였다.

5. 부가경로전달함수의 모델링

덕트의 능동소음제어 시스템에 FXLMS 알고리듬을 적용하려면 참조신호 $x(n)$ 을 부가경로전달함수 $S(z)$ 의 응답 $s(n)$ 으로 필터링해야 한다. 따라서 $s(n)$ 의 추정치인 $\hat{s}(n)$ 을 Fig. 4 와 같은 블록선도로 모델링하였다.

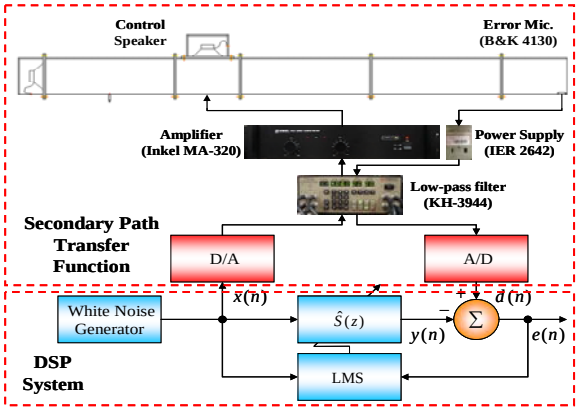


Fig. 6 Experimental setup for off-line secondary-path modeling

부가경로전달함수의 모델링에 사용된 알고리듬은 LMS 알고리듬이며, 이것을 C 로 작성하여 PC32 DSP Board 에 다운로드 하였다. 100 차의 FIR 필터로 모델링 한 결과는 Fig. 5 과 같다. Fig.5 에 나타난 바와 같이 100 차의 FIR 필터로 충분히 부가경로의 응답추정치를 모델링 할 수 있었다.

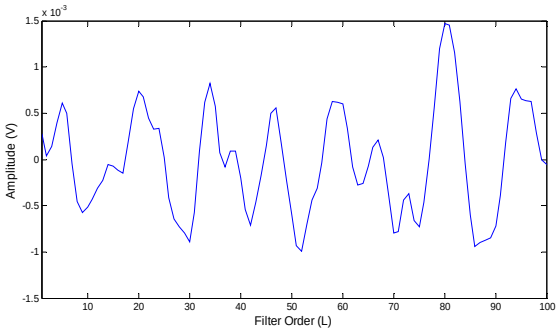


Fig. 7 Filter coefficient of a secondary path

부가경로를 100 차로 모델링한 이유는 필터차수를 10 차에서부터 300 차까지 변화시켜 가면서 모델링 했을 때, 90 차에서 110 차 사이에서 평균자승오차가 최소였기 때문이다.

6. 시뮬레이션결과

제안된 Co-FXLMS 알고리듬의 제어성능을 확인하기 위하여 기존의 FXLMS 알고리듬의 제어성능과 비교하며 능동소음제어 시뮬레이션을 수행하였다. 두 알고리듬에 의한 능동소음제어의 안정성 및 수렴속도를 비교하기 위하여 0.2 동안 Mean Square Error 값의 변화를 관찰하였다.

실험에서 사용된 참조신호는 복수조화 정현파 소음(Sinusoidal Noise)이다. 소음은 함수 발생기를 이용하여 신호를 발생시켜 사용하였으며 500 Hz 저역통과필터에 통과시켜 사용하였다.

능동소음제어 실험에서는 FXLMS 알고리듬과 Co-FXLMS 알고리듬의 성능을 평가하는 것이 주목적이기 때문에 되도록이면 동일한 조건에서 실험을 수행해야 한다. 따라서 두 알고리듬의 필터차수는 100 차로 하였으며, 샘플링 주파수는 4096 Hz 로 설정하였다. 또한 능동소음제어의 재현성을 위해 부가경로 모델링 시 사용하는 LMS 알고리듬의 필터차수 및 샘플링 주파수도 이와 같게 설정하였다. 기타 두 알고리듬의 제어인자 값을 아래의 표에 정리하였다.

Table 6.1 Parameters of FXLMS & Co-FXLMS algorithm for experiment

FXLMS	Co-FXLMS		
μ	c	δ	λ
0.00058	0.03	0.000001	0.7

Fig. 8 ~ Fig. 11 은 덕트계 능동소음제어의 실험 결과이다. FXLMS 알고리듬 및 Co-FXLMS 알고리듬에 의한 제어의 수렴시간을 관측하기 위해서 Mean Square Error 를 그래프로 나타내었다.

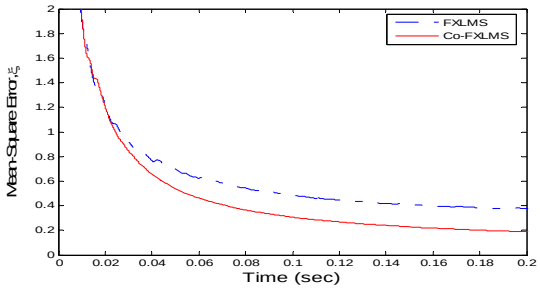


Fig. 8 Mean Square Error for 100Hz + 140Hz

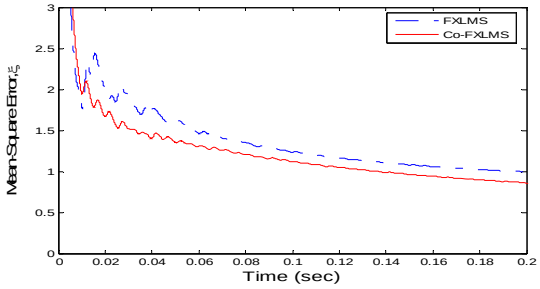


Fig. 9 Mean Square Error for 100Hz + 180Hz

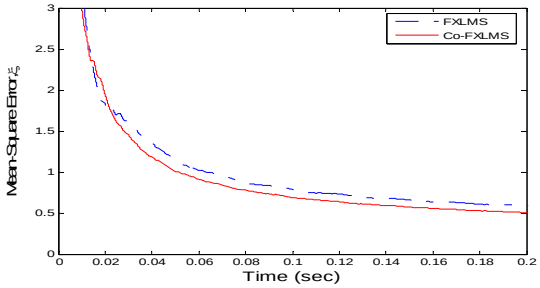


Fig. 10 Mean Square Error for 140Hz + 180Hz

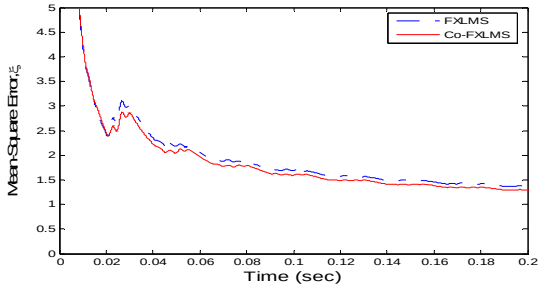


Fig. 11 Mean Square Error for 100Hz + 140Hz + 180Hz

정현파소음에 대해 각 각 Mean Square Error 값을 살펴보면, FXLMS 알고리듬에 의한 제어보다 Co-FXLMS 알고리듬에 의한 제어가 안정적인 제어상태에 더 빨리 도달하는 것을 알 수 있다. 따라서 Co-FXLMS 알고리듬의 수렴속도가 기존의 FXLMS 알고리듬의 수렴속도보다 빠른 것을 확인할 수 있다. 이것은 Co-FXLMS 알고리듬의 적응형 수렴계수가 오차신호와 필터링된 참조신호의 상호상관으로 정의되어 상호상관이 큰 제어초반에는 큰 수렴계수로 제어의 수렴속도를 향상시키고, 상호상관이 작은 제어후반에는 작은 수렴계수로 제어의 안정성을 향상시키기 때문이다. 따라서 복수조화 정현파소음에 대해서는 적응형 수렴계수를 가진 Co-FXLMS 알고리듬의 수렴성능이 확인되었다.

7. 결론

본 연구에서는 Co-FXLMS 알고리듬을 유도하고 덕트에 적용하여 능동소음제어 시뮬레이션을 수행하였다. 이를 통하여 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다. Co-FXLMS 알고리듬에 의한 수렴시간이 FXLMS 알고리듬에 의한 수렴시간 보다 향상되었다. 그리고 소음저감 역시 Co-FXLMS 알고리듬이 FXLMS 알고리듬 보다 줄어드는 것을 확인할 수 있었다.

참고문헌

(1) Lee, C. H., Oh, J. E., Lee, Y. Y., Lee, J. Y., 2003, "The Performance Improvement for an Active Noise Control of Automotive Intake System under Rapidly Accelerated Condition", Transactions of KSAE, Vol. 11, No. 6, pp. 183 ~ 189.

(2) Song, W. S., 2003, "A study on the Active Noise Control in a Duct System using Filtered-U Algorithm", M.S. thesis, Department of Precision Mechanical Engineering, Hanyang University, Seoul, Korea, pp. 1 ~ 2.

(3) Lee, C. H., 2004, "Noise Reduction of the Automotive Intake System using the Active Noise Control Method", Ph.D. thesis, Department of Mechanical Engineering, Hanyang University, Seoul, Korea, pp. 92 ~ 93.

(4) Oh, J. E., Lee, G. T., Lee, H. J., Bang, S. W., Lee, J. Y., 2006, "Active Noise Control of Automotive Intake System under Rapid Acceleration using the Co-FXLMS Algorithm", Proceedings of the KSAE 2006 Spring Conference, Vol. 4, pp. 2177 ~ 2182.

(5) Kuo, S. M., Morgan, D. R., 1996, Active Noise Control Systems, Algorithms and DSP implementations, John Wiley & Sons, New York.

(6) Shan, T. J., Kailath, T., 1988, "Adaptive algorithms with an automatic gain control feature", IEEE Trans. Circuits Syst., CAS-35, 122 ~ 127.