

Co-FXLMS 알고리즘을 이용한 능동소음제어 성능의 향상

Performance Improvement of Active Noise Control Using Co-FXLMS Algorithm

권 오 철* · 이 경 태** · 박 상 길* · 이 정 윤*** · 오 재 응†
O-Cheol Kwon, Gyeong-Tae Lee, Sang-Gil Park, Jung-Youn Lee
and Jae-Eung Oh

(2007년 7월 27일 접수 ; 2008년 2월 5일 심사완료)

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

ABSTRACT

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, FXLMS algorithm has the demerit that stability of the control is decreased when the step size become larger but the convergence speed is faster because the step size of FXLMS algorithm is fixed. As a result, the system has higher probability which the divergence occurs. Thus the Co-FXLMS algorithm was developed 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 and experimental results show that active noise control using Co-FXLMS is effective in reducing the noise in duct system.

기 호 설 명

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

1. 서 론

소음을 저감하기 위한 종래의 방법으로는 소음이 방출되는 것을 감소시키기 위해 흡음재, 차음재 또는 공명기 등을 사용하는 수동적인 방법들이 있다. 그러나, 이러한 종래의 방법은 여러 가지 단점을 가지고 있다. 그 중 가장 큰 단점은 500 Hz 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 있고, 흡음재 또는 차음재의 분진으로 인하여 청정을 요하는 환경에서는 종래

† 교신저자: 정희원, 한양대학교 기계공학부
E-mail : jeoh@hanyang.ac.kr

Tel : (02)2220-0452, Fax : (02)2299-3153

* 정희원, 한양대학교 대학원 기계공학과

** 정희원, (주)삼성전자 DM총괄 음향기술센터

*** 정희원, 경기대학교 기계시스템디자인공학부

의 방법을 사용하기 어려우며, 소음기는 부피를 많이 차지하므로 설치장소의 구조변경이 필요한 등 또 다른 문제를 발생시킨다⁽²⁾.

이러한 수동적 방법에 대한 단점을 해결하기 위하여, 신호처리기법에 의해 전파되는 소음을 분석하고 역 위상의 부가적인 음을 발생시켜 이들의 파괴간섭을 이용하여 능동적으로 소음을 제어하는 능동소음제어에 대한 연구가 부각되었다. 90년대 들어 능동소음제어 시스템은 적응제어 및 디지털 필터의 응용과 이들의 구현을 가능하게 해주는 digital signal processor(DSP)의 출현으로 많은 분야에서 실용화의 가능성을 보여주고 있다. 능동 소음제어를 위한 알고리즘으로는 least-mean-square(LMS) 방식의 알고리즘을 주로 사용한다. 이 알고리즘은 복잡한 전달함수를 실시간으로 구할 수 있기 때문에 소음의 특성 변화와 시스템의 환경 변화 등에 대해서도 성능을 유지해야 하는 능동소음제어 시스템에 사용되어 왔으며, LMS 알고리즘의 성능을 보완하는 여러 알고리즘이 개발되었다. 그 중에서 filtered-x LMS (FXLMS) 알고리즘이 많이 사용되어 왔으며, 진동소음 제어등과 같은 분야에 많이 적용되고 있다. 그러나 FXLMS 알고리즘은 수렴계수가 고정되어 있기 때문에 이 수렴계수가 작은 값일 때는 안정성은 보장할 수 있지만 수렴속도가 저하되고, 큰 값일 경우에는 수렴속도는 향상되지만 안정성이 저하되어 임의의 조건에서 발산할 가능성이 높아지는 단점이 있다.

그러므로 이 연구에서는 제어성능을 향상시키고, 안정성을 보장할 수 있는 새로운 능동소음제어용 적응제어기법인 correlation FXLMS(Co-FXLMS) 알고리즘을 유도하여 적용하였다. Co-FXLMS 알고리즘은 오차신호와 필터링된 참조신호의 상호상관을 기반으로 수렴계수를 설정함으로써 기존의 FXLMS 알고리즘에 비해 수렴속도가 빠르고 안정성이 증대된 알고리즘이다. 따라서 Co-FXLMS 알고리즘을 능동소음제어 시스템에 적용한 후 능동소음제어 실험을 수행하고 기존의 FXLMS 알고리즘에 의한 능동소음제어 시뮬레이션 결과와 실험 결과를 비교 분석하였다.

2. 이 론

2.1 FXLMS 알고리즘

앞먹임 FXLMS 알고리즘의 블록선도는 Fig. 1과 같다.

오차 센서와 제어 액추에이터 사이에 있는 부가경로 전달함수 $S(z)$ 는 오프라인으로 모델링 되도록 하며 그 예측치는 $\hat{S}(z)$ 로 표시한다. 주음원으로부터의 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 유한응답 필터로 구현된다. 시간 n 에서의 오차신호 $e(n)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$e(n) = d(n) - y'(n) = d(n) - s(n) * y(n) = d(n) - s(n) * [\mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)] \quad (1)$$

$s(n)$ 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.

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)] \quad (2)$$

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{L-1}(n)] \quad (3)$$

L 은 적응필터 $W(z)$ 의 차수이다. 적응필터의 목적은 순간 평균자승오차(instantaneous mean square error)인 $\xi(n) = e^2(n)$ 을 최소화시키는 것이며, 이 목적을 실현시키기 위한 steepest descent algorithm은 식 (4)와 같이 정의된다.

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

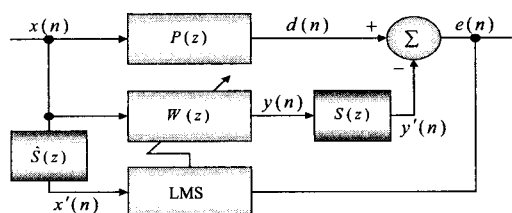


Fig. 1 Block diagram of FXLMS algorithm

$\nabla \hat{\xi}(n)$ 는 시간 n 에서의 평균자승오차 gradient의 순간 추정치이며 다음과 같다.

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

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

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

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

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

여기서, P_x 는 참조신호의 파워이다.

2.2 Correlation FXLMS 알고리즘

식 (6)에 나타나 있듯이 FXLMS 알고리즘의 적응 과정에서 수렴시간과 안정성은 μ 와 $x'(n)$ 에 의존한다. 또한 FXLMS 알고리즘에서는 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.

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

여기서, α 는 정규화된 수렴계수이고, \hat{P}_x 는 $x'(n)$ 의 파워에 대한 추정치이다. \hat{P}_x 를 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.

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

만약 running-average 필터의 차수가 적응 필터

의 차수와 같다면 즉, $L=M$ 이면 다음과 같다.

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

식 (10)을 식 (8)에 대입하면 다음과 같다.

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

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

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

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 0이 된다는 것이 Co-FXLMS 알고리즘의 기본 개념이며 다음과 같이 표현된다.

$$R(n) = E[e(n)x'(n)] = 0 \quad (13)$$

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

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

식 (14)에서 벡터 $\mathbf{w}(n)$ 이 최적 벡터 \mathbf{w}^o 로 수렴하면 $E[e(n)x'(n)]$ 은 0이 되기 때문에 Co-FXLMS 알고리즘의 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 것이기에 때문에 수렴계수를 식 (15)와 같이 설정하였다.

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

$$R(n) = \lambda R(n-1) + (1-\lambda)x'(n)e(n) \quad (16)$$

여기서, C 는 상수이고 λ 은 0에서 1사이의 상수이

다. 그러므로 Co-FXLMS 알고리즘은 다음과 같다.

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

3. 제어계의 구성

덕트에 설치할 제어스피커의 위치를 선정하기 위해 음향해석 패키지인 SYSNOISE를 이용하여 덕트의 음향모드해석을 수행하여 안티노드 지점을 조사하였다.

제어스피커는 소음원과 가까우면서도 안티노드가 있는 지점에 설치되어야 능동소음제어 시 높은 제어 효율을 보장할 수 있으므로 각각의 모드에서 소음원

과 가까우면서도 안티노드가 있는 지점들의 평균값을 조사할 필요가 있다. 그 결과, 소음원 스피커에서 약 1.3m인 지점이 가장 적합하다고 판단되었다. 따라서 이 결과를 바탕으로 제어스피커박스를 제작 및 설치하였으며 Fig. 2, 3과 같다.

덕트의 능동소음제어 시스템에 FXLMS 및 Co-FXLMS 알고리즘을 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. 4와 같은 블록선도로 모델링하였다.

부가경로전달함수의 모델링에 사용된 알고리즘은 LMS 알고리즘이며, 이것을 C로 작성하여 PC32 DSP board에 다운로드 하였다. 100차의 FIR 필터로 모델링 한 결과는 Fig. 5와 같다.

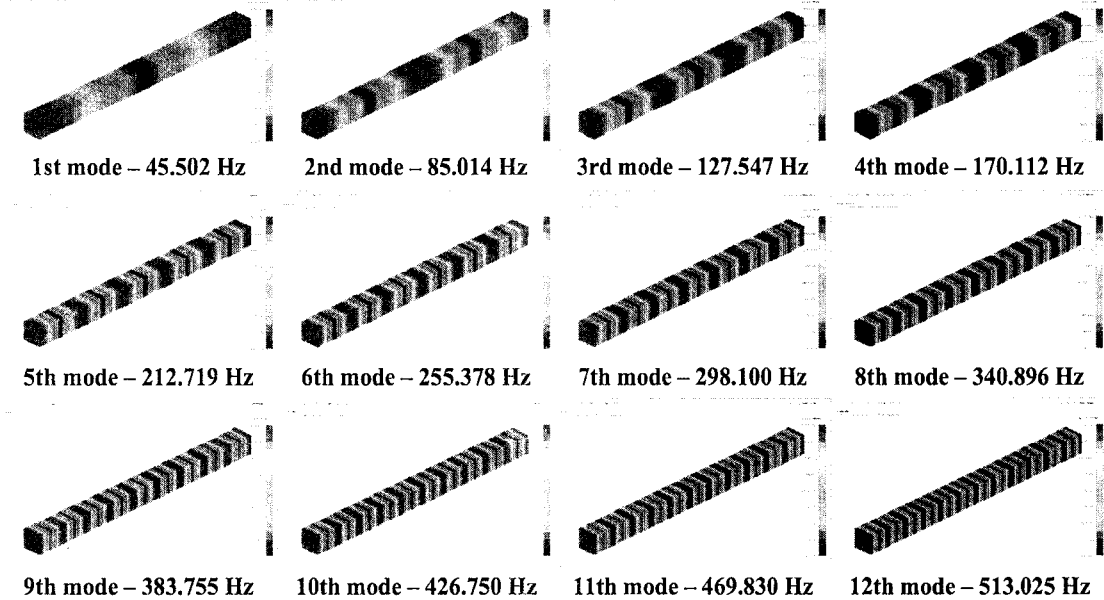


Fig. 2 Analysis result of an acoustic mode of the duct system using SYSNOISE

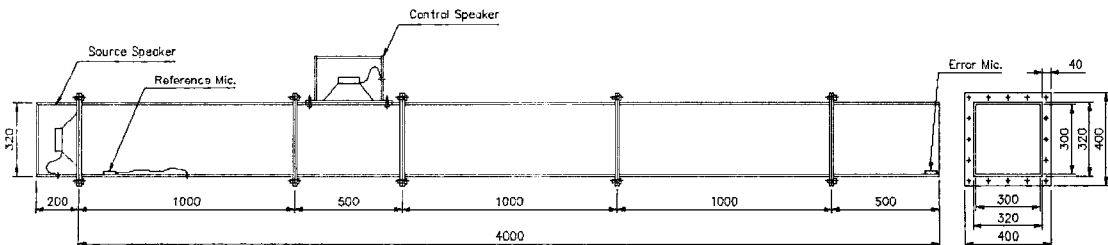


Fig. 3 Drawing of the duct system for active noise control

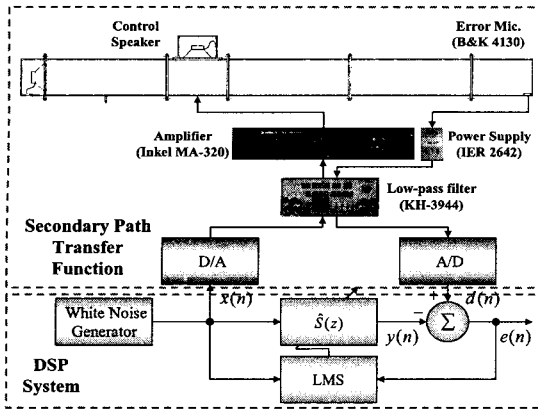


Fig. 4 Experimental setup for off-line secondary-path modeling

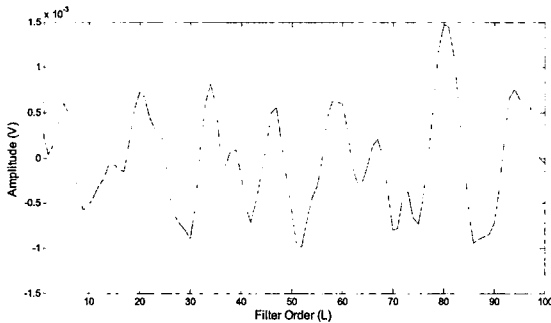


Fig. 5 Filter coefficient of a secondary path

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

4. 시뮬레이션

제안된 Co-FXLMS 알고리즘의 제어성능을 확인하기 위하여 FXLMS 알고리즘의 제어성능과 비교하여 능동소음제어 시뮬레이션을 수행하였다. 두 알고리즘에 의한 능동소음제어의 안정성 및 수렴속도를 비교하기 위하여 0.2초 동안 오차신호의 변화를 관찰하였으며, Co-FXLMS 알고리즘의 적응형 수렴계수의 추이도 살펴보았다.

능동소음제어 시뮬레이션에서 사용된 참조신호는 정현파소음(sinusoidal noise)이다. 정현파소음의 주파수성분은 100 Hz, 120 Hz, 140 Hz, 160 Hz, 180 Hz이다. 주경로 전달함수를 통과한 제어대상 신호와

Table 1 Parameters of FXLMS & Co-FXLMS algorithm for simulation

Frequency (Hz)	FXLMS	Co-FXLMS		
	μ	C	δ	λ
100	0.000257	0.166	0.000001	0.7
120	0.000126	0.116	0.000001	0.7
140	0.000045	0.091	0.000001	0.7
160	0.000017	0.061	0.000001	0.7
180	0.000006	0.033	0.000001	0.7

Table 2 Simulation results of ANC -convergence time

Frequency (Hz)	FXLMS (sec)	Co-FXLMS (sec)
100	0.09	0.05
120	0.08	0.04
140	0.07	0.04
160	0.07	0.04
180	0.08	0.03

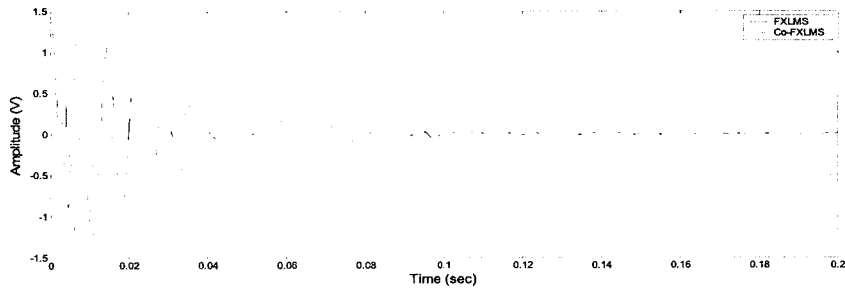
Table 3 Simulation results of ANC - peak level

Frequency (Hz)	Without ANC	FXLMS	Co-FXLMS
	Noise level (dB)	Noise level (dB)	Noise level (dB)
100	86.3	42.7	39.9
120	86.0	39.4	37.6
140	85.9	40.8	35.8
160	85.1	36.7	33.6
180	84.8	40.4	36.7

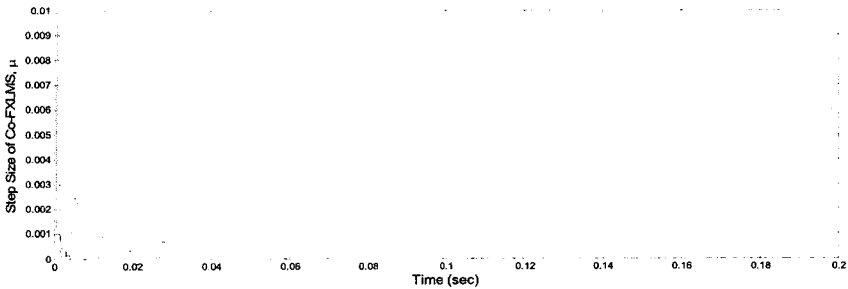
필터링된 참조신호를 얻기 위하여 주경로 및 부가경로 모델링 결과를 시뮬레이션에 적용하였으며, 필터차수는 두 알고리즘 모두 100차로 설정하였다. 기타 제어인자에 대한 값을 주파수 성분별로 Table 1에 정리하였다.

Fig. 6은 140 Hz 정현파소음에 대한 덕트계 능동소음제어의 시뮬레이션 대표 결과이다. 기타 100 Hz ~ 180 Hz에 대한 FXLMS 알고리즘 및 Co-FXLMS 알고리즘에 의한 제어의 수렴시간과 피크 레벨의 저감량을 주파수성분별로 Table 2, 3에 정리하였다.

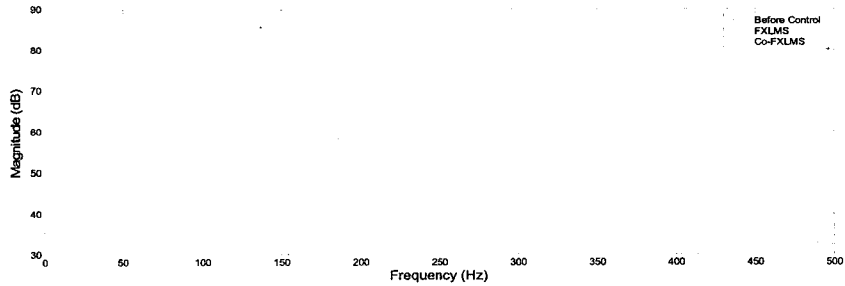
각 주파수성분별로 오차신호와 평균자승오차의 변화를 살펴보면, FXLMS 알고리즘에 의한 제어보다 Co-FXLMS 알고리즘에 의한 제어가 안정적인 제어



(a) Error signal for FXLMS & Co-FXLMS



(b) Step size for Co-FXLMS



(c) Power spectra for FXLMS & Co-FXLMS

Fig. 6 Simulation results for sinusoidal noise - 140 Hz

상태에 더 빨리 도달하는 것을 알 수 있다. 따라서 Co-FXLMS 알고리즘의 수렴속도가 기존의 FXLMS 알고리즘의 수렴속도보다 빠른 것을 확인할 수 있다. 또한 Co-FXLMS 알고리즘의 적응형 수렴계수의 변화를 살펴보면, 안정적인 제어상태에 도달하기 전인 제어초반에는 큰 수렴계수로 제어의 수렴속도를 향상시키고, 제어후반에는 작은 수렴계수로 제어의 안정성을 향상시키는 것을 확인할 수 있다. 따라서 정현파 소음에 대해 상황에 따라 적응하는 수렴계수를 가진 Co-FXLMS 알고리즘의 수렴성능을 확인하였다. 또한 각 주파수성분별로 피크 레벨의 저감량을 살펴보면, Co-FXLMS 알고리즘에 의한 제어가 FXLMS 알고리즘에 의한 제어 보다 추가 저감성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 따라서 정현파

소음에 대해서는 Co-FXLMS 알고리즘의 제어성능이 기존의 FXLMS 알고리즘의 제어성능보다 향상되었음을 확인하였다.

5. 실험 결과

제안된 Co-FXLMS 알고리즘의 제어성능을 확인하기 위하여 Fig. 7과 같이 덕트계의 능동소음제어 시스템을 구성하여 실험을 수행하였다. 함수 발생기(function generator, SEINTEK G5100)에서 발생된 신호는 500 Hz 저역통과필터(low-pass filter, KROHN HITE 3944)를 통과하여 파워앰프(power amplifier, Inkel MA-320) 및 PC32 DSP 보드로 입력된다. 이때, 파워앰프로 입력된 신호는 소음원스

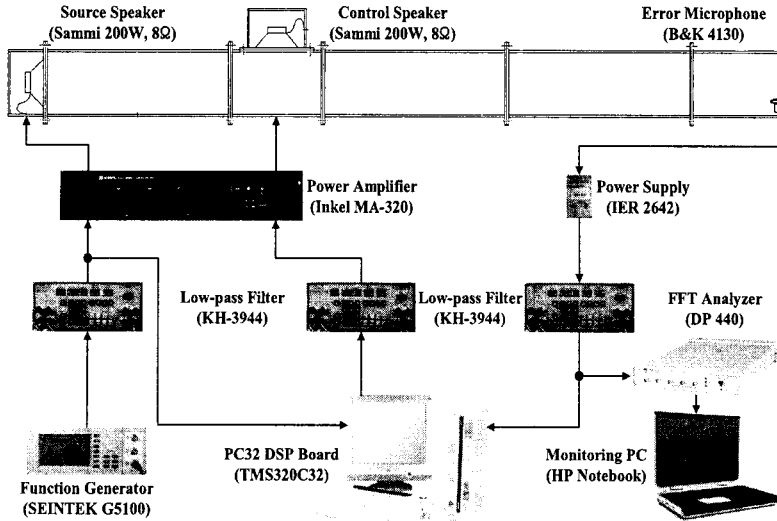


Fig. 7 Experimental setup for ANC

피커를 구동시키고 PC32 DSP 보드로 입력된 신호는 참조신호로 사용된다. 여기서 마이크로폰 대신 함수 발생기로부터의 출력을 참조신호로 사용하는 이유는 제어 불안정성의 요인이 될 수 있는 음향교환(acoustic feedback)을 사전에 방지하기 위함이다. 또한 덕트계의 오른쪽 끝단에 설치된 오차마이크로폰(B&K 4130)에서 측정된 오차신호는 전원공급장치(power supply, IER 2642) 및 500 Hz 저역통과필터를 통과하여 PC32 DSP 보드로 입력된다. PC32 DSP 보드는 사전에 다운로드된 능동소음제어 프로그램에 의해 입력된 참조신호와 오차신호를 사용하여 제어신호를 출력시킨다. 출력된 제어신호는 500 Hz 저역통과필터 및 파워앰프를 통과하여 제어스피커를 구동시킴으로써 덕트계 능동소음제어가 수행된다.

두 알고리즘에 의한 능동소음제어의 안정성 및 수렴속도를 비교하기 위하여 30초 동안 오차신호의 변화를 관찰하였다. 그리고 두 알고리즘에 의한 소음저감성능을 비교하기 위하여 오차신호를 파워스펙트럼으로 나타내었으며, 피크 레벨(peak level)의 변화를 정리하여 표로 나타내었다. 여기서 시뮬레이션에서처럼 Co-FXLMS 알고리즘의 적응형 수렴계수의 변화를 모니터링(monitoring)하지 않은 이유는 DSP의 연산량을 줄여서 오직 실시간 적응신호처리에 집중하기 위함이다.

실험에서 사용된 참조신호는 정현파소음(sinusoidal

Table 4 Parameters of FXLMS & Co-FXLMS algorithm for experiment

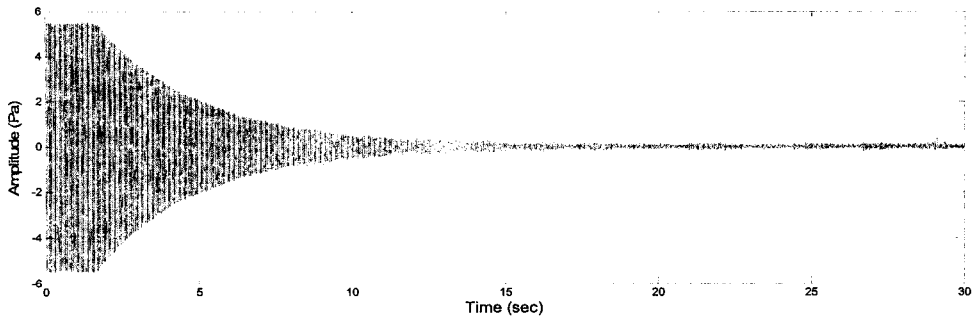
FXLMS	Co-FXLMS		
μ	C	δ	λ
0.000001	0.000001	0.000000001	0.7

noise)이다. 정현파소음은 함수 발생기를 이용해 100 Hz ~ 180 Hz 내에서 20 Hz 간격으로 신호를 발생시켜 사용한다.

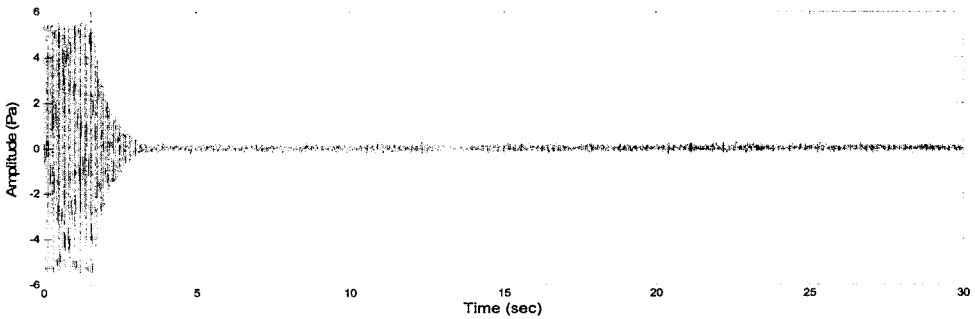
능동소음제어 실험에서는 FXLMS 알고리즘과 Co-FXLMS 알고리즘의 성능을 평가하는 것이 주목적이기 때문에 되도록이면 동일한 조건에서 실험을 수행해야 한다. 따라서 두 알고리즘의 필터차수는 100 차로 하였으며, 샘플링 주파수는 4096 Hz로 설정하였다. 또한 능동소음제어의 재현성을 위해 부가경로 모델링 시 사용하는 LMS 알고리즘의 필터차수 및 샘플링 주파수도 이와 같게 설정하였다. 기타 두 알고리즘의 제어인자 값을 Table 4에 정리하였다.

Fig. 8은 덕트계 능동소음제어의 140 Hz 대표 실험결과이다. 기타 100 Hz ~ 180 Hz에 대한 FXLMS 알고리즘 및 Co-FXLMS 알고리즘에 의한 제어의 수렴시간과 피크 레벨 저감량을 주파수성분별로 표에 정리하였다.

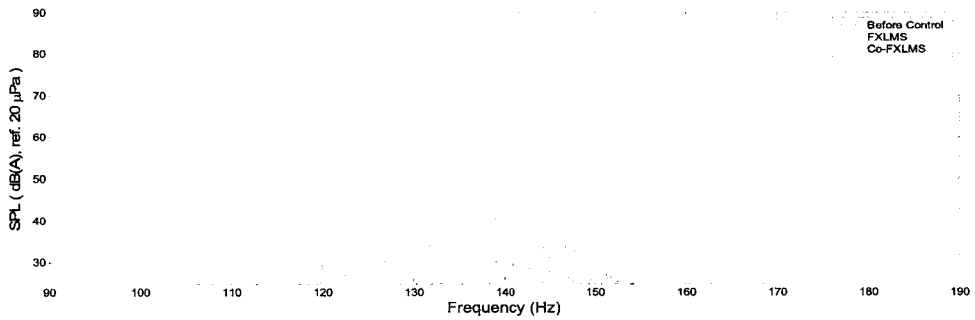
정현파소음에 대해 각 주파수성분별로 오차신호의 변화를 살펴보면, FXLMS 알고리즘에 의한 제어보다 Co-FXLMS 알고리즘에 의한 제어가 안정적인



(a) Error signal for FXLMS



(b) Error signal for Co-FXLMS



(c) Power spectra for FXLMS & Co-FXLMS

Fig. 8 Experimental results for sinusoidal noise - 140 Hz

Table 5 Experimental results of ANC - convergence time

Frequency (Hz)	FXLMS (sec)	Co-FXLMS (sec)
100	8	2
120	18	1
140	12	2
160	20	4
180	15	2

Table 6 Experimental results of ANC - peak level

Frequency (Hz)	Without ANC	FXLMS	Co-FXLMS
	Noise level (dB)	Noise level (dB)	Noise level (dB)
100	86.6	28.9	19.2
120	84.9	44.3	33.3
140	90.4	28.9	26.0
160	87.6	42.2	40.5
180	89.6	37.6	37.6

제어상태에 더 빨리 도달하는 것을 알 수 있다. 따라서 Co-FXLMS 알고리즘의 수렴속도가 기존의 FXLMS 알고리즘의 수렴속도보다 빠른 것을 확인할

수 있다. 이것은 Co-FXLMS 알고리즘의 적응형 수렴계수가 오차신호와 필터링된 참조신호의 상호상관

으로 정의되어 상호상관이 큰 제어초반에는 큰 수렴계수로 제어의 수렴속도를 향상시키고, 상호상관이 작은 제어후반에는 작은 수렴계수로 제어의 안정성을 향상시키기 때문이다. 따라서 정현파소음에 대해서는 적응형 수렴계수를 가진 Co-FXLMS 알고리즘의 수렴성능이 확인되었다. 또한 각 주파수성분별로 피크 레벨 및 오버울 레벨에서 소음의 저감량을 살펴보면, 피크 레벨에서는 Co-FXLMS 알고리즘에 의한 제어가 FXLMS 알고리즘에 의한 제어에 비해 추가 저감성능을 나타내었다. 이것으로부터 Co-FXLMS 알고리즘은 적응형 수렴계수로 인해 피크 레벨의 저감성능이 우수한 장점을 알 수 있다.

여기서 주목할 점은 FXLMS 알고리즘에 의한 수렴시간과 Co-FXLMS 알고리즘에 의한 수렴시간이다. FXLMS 알고리즘에 의해 100 Hz에서 8초로 가장 빠른 시간에 수렴되었고 160 Hz에서 20초로 가장 느리게 수렴되었다. 한편, 제안된 Co-FXLMS에 의한 수렴시간 120 Hz에서 1초로 가장 빠른 시간에 수렴되었고 160 Hz에서 4초로 가장 느린 시간에 수렴되었다. 이 결과는 100 Hz에서 6초, 120 Hz에서 17초, 160 Hz에서 16초나 빠른 제어 시간이다. 이러한 결과로부터 Co-FXLMS 알고리즘은 덕트계에서 피크 레벨의 추가 저감성능뿐만 아니라 빠른 수렴속도를 가지는 것을 알 수 있다.

6. 결 론

이 연구에서는 능동소음제어의 안정성을 보장하면서 수렴속도를 향상시키기 위한 Co-FXLMS 알고리즘을 유도하였고, 이를 적용하고자 덕트계 능동소음 제어 시스템을 구성하여 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 이를 통하여 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

(1) Co-FXLMS 알고리즘에 의한 능동소음제어 시뮬레이션과 실험 결과, 정현파소음에 대해서 Co-FXLMS 알고리즘에 의한 제어가 FXLMS 알고리즘에 비해 안정적인 제어상태에 더 빨리 도달하는 것을 알 수 있었다.

(2) 소음저감량 역시 Co-FXLMS 알고리즘에 의한 제어가 FXLMS 알고리즘 보다 향상된 제어 성능을 보였다.

(3) 이 연구를 통하여 Co-FXLMS 알고리즘을 이용한 능동소음제어의 적용 가능성을 덕트 시스템의 소음제어를 통해 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

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

(2) Nelson, P. A. and Elliot, S. J., 1992, "Active Control of Sound", Academic Press, San Diego.

(3) Widrow, B. and Stearns, S. D., 1985, "Adaptive Signal Processing", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J.

(4) Kuo, S. M., Panahi, I., Chung, K. M., Horner, T., Nadeski M. and Chyan J., 1996, "Design of Active Noise Control Systems with the TMS320 Family", Texas Instruments.

(5) Lee, C. H., Oh, J. E., Lee, Y. Y. and 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.

(6) 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.

(7) Oh, J. E., Lee, G. T., Lee, H. J., Bang, S. W. and 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.

(8) Swinbanks, M. A., 1973, "The Active Control of Sound Propagation in Long Duct", Journal of Sound and Vibration, Vol. 27, pp. 411~436.

(9) Shan, T. J. and Kailath, T., 1988, "Adaptive Algorithms with an Automatic Gain Control Feature", IEEE Trans. Circuits Syst., CAS-35, pp. 122~127.