

광대역 소음의 변환영역 능동소음제어

(Transform Domain Active Noise Control for Broadband Noise)

金鐘夫*, 李泰杓**, 任國顯***

(Jong Boo Kim, Tae Pyo Lee, and Kook Hyun Yim)

요 약

광대역 소음의 능동소음제어(Active Noise Control, ANC)에 사용되는 Filtered-X Least Mean Squares(FXLMS) 알고리즘의 주 결점은 제어 알고리즘의 입력으로 사용되는 필터링된 기준신호가 상관되어 입력신호의 자기상관행렬이 큰 고유치비를 갖게됨으로써 수렴속도가 느려지는 것이다. 이 상관은 그 원인이 기준신호의 자기상관 때문이거나, 기준신호가 오차경로로 필터링되어서 나타난다. Recursive Least Squares(RLS)와 같은 빠른 수렴속도를 갖는 적응 알고리즘이 존재하지만, 이들 알고리즘은 실 계의 구현을 위해 많은 계산을 필요로 하거나, 각 샘플마다 제어기의 최적화가 필요한데, 이는 매우 심각한 제한조건이다. 본 논문에서는 빠른 수렴속도를 갖으면서 FXLMS와 근사한 연산량을 갖는 제어알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘은 수렴속도를 느리게 하는 상관성을 줄이기 위해 이산 Walsh 변환을 사용하는 변환영역 FXLMS이다. 제안한 알고리즘을 광대역 능동소음제어 시스템에 적용, 모의시험한 결과 FXLMS의 문제점인 고유치비가 약 1/40으로 줄어드는 성능 개선 효과를 확인할 수 있었다.

Abstract

The main drawback of filtered-X LMS(FXLMS) algorithm for the ANC of broadband noises is its low convergence speed when the filtered reference signals are strongly correlated, producing a large eigenvalue ratio in correlation matrix. This correlation can be caused either by autocorrelation of the signals of the reference sensors, or by coupling between the error path which introduces intercorrelation in the filtered reference signals. In this paper, we introduce a transform domain FXLMS(TD-FXLMS) algorithm that has a high convergence speed by orthogonal transform's decorrelation properties.

I. 서 론

디지털 신호 처리기(DSP)의 연산능력 향상으로 능동소음제어시스템의 실시간 수행이 점차 가능해지고 있다. 제어기의 발전은 소음점(quiet point) 대신 소음대(quiet zone)를 만들으로써, 밀폐 공간에서의 능동

소음제어를 향상시켰으며,^[1] 또한 인과성 문제를 해결함으로써 반향 공간에서의 정확한 파의 소거를 가능하게 했다^[2]. 이러한 능동소음제어시스템의 실시간 구현에 폭넓게 사용되는 알고리즘이 FXLMS이며, 이 알고리즘은 잘 알려진 LMS 알고리즘에서 고안되어 대부분 유사한 성질을 갖고 있다. LMS 알고리즘은 구조가 간단하고 계산이 복잡하지 않아 디지털 신호처리를 사용하여 많은 실 상황에 응용되고 있다^[1,2]. 또한, 순시에너지와 필터링된 기준신호의 상호상관으로 표준화과정을 포함하는 FX Normalized LMS(FXNLMS)가 존재하며, 이 표준화된 알고리즘은 필터링된 기준신호의 갑작스런 에너지 증가대해 좀 더 강인하다^[3].

그러나, FXLMS나 FXNLMS 알고리즘의 주 결점

* 正會員, 仁德大學 메카트로닉스
(Induk Institute of Technology)

** 正會員, 現代自動車 中央研究所
(Hyundai Motors Co.)

*** 正會員, 太産精密 技術研究所
(Taesan Precision Co.)

接受日字: 1998年8月31日, 수정완료일: 1998年9月21日

은 필터링된 기준신호가 심하게 상관되어있을 때 입력 신호의 자기상관행렬의 고유치비가 커져서 느린 광대역 수렴속도를 갖는 것이다. 이러한 상관이 일어나는 이유는 기준신호로 입력되는 신호의 자체적인 자기상관 때문이거나 저역통과필터로 특성지어지는 오차경로에 의해 필터링되어 상관 성질을 갖게되기 때문이다. 통계적으로 독립된 필터링된 기준신호는 최적 수렴속도를 달성할 수 있으나, 심하게 상관된 신호는 오차표면의 같은 최소치에 다다르기 위해서 수배의 반복갱신이 더 필요하다. 높은 수렴속도를 달성하기 위해 RLS와 같은 알고리즘이 존재하지만 각 샘플마다 제어기의 최적화가 수행되어야 하는 등 과중한 계산이 요구되는데 이는 실 계로의 적용에 매우 심각한 제한조건이며, 또한 비정상(nonstationary)의 경우 안정성을 보장할 수 없다는 치명적인 단점이 있다^[4].

본 논문에서는 수렴속도가 RLS 등의 알고리즘 정도로 빠르면서도 FXLMS와 같이 연산량 부담이 적은 변환영역 적응제어알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 이산 Walsh 변환을 이용하는데, 이 변환은 수렴과정을 느리게 하는 상관의 대부분을 줄인다. 이러한 변환영역 알고리즘을 통해 상관행렬의 고유치비를 작게 하여 각 모드의 수렴속도를 비슷하게 함으로써, 수렴속도와 Excess MSE를 동시에 고려한 최적한 시스템을 구성할 수 있었으며, 1차원 덕트내의 광대역 능동소음제어시스템에 적용한 모의실험을 수행하여 고유치비의 저감 및 수렴속도 향상을 확인해 보았다.

II. FXLMS 알고리즘

FXLMS 알고리즘을 사용한 전향 유한임펄스응답 능동소음제어시스템의 기본적 구조는 그림 1과 같다. $x(n)$ 는 기준센서에 의한 기준소음신호, $\epsilon(n)$ 는 오차센서의 잔여오차신호이고, $R(z)$ 는 소음원에서 오차센서까지의 1차 음향경로, $P(z)$ 는 구동기와 오차센서 사이의 2차 음향경로(오차경로)이며, $C(z)$ 는 능동적응제어기를 나타낸다. 제어기는 필터링된 기준신호와 오차신호로부터 적응필터를 변경하는 최적화 처리과정에 의해 각 샘플마다 실시간에 갱신된다. FXLMS 알고리즘의 유한임펄스응답필터의 제어파라미터 갱신식은 다음과 같다.

$$C(n+1) = C(n) - \mu(n)\epsilon(n)\hat{X}(n) \quad (1)$$

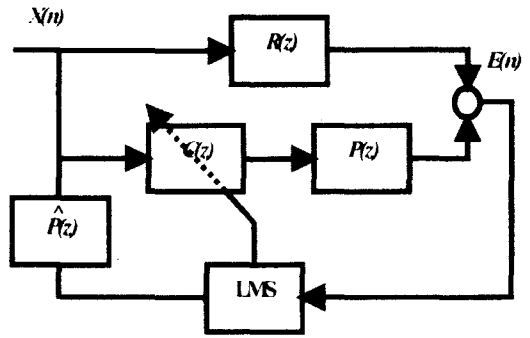


그림 1. FXLMS에 의한 능동소음제어시스템
Fig. 1. Active Noise Control System using FXLMS.

여기서 $C(n) = [c_0(n) \dots c_{L-1}(n)]^T$ 는 시간 n 에서의 적응제어기의 파라미터벡터이며, $\hat{X}(n) = [\hat{x}(n) \dots \hat{x}(n-L+1)]^T$ 는 필터링된 기준입력신호의 최근 L 개 샘플이며, $\epsilon(n)$ 은 시간 n 에서의 오차센서 신호이고, $\mu(n)$ 은 시간 n 에서의 수렴인자이다.

이 경우, $\hat{X}(n)$ 은

$$\hat{X}(n) = \hat{P}^T X(n-1) \quad (2)$$

이며, 여기서 $\hat{P} = [\hat{p}_1 \dots \hat{p}_L]^T$ 은 2차경로의 임펄스 응답이다.

소음제어기의 출력은

$$y(n) = C(n)X^T(n) \quad (3)$$

으로 계산되어지고, 여기서 $X(n) = [x(n) \dots x(n-L+1)]^T$ 은 기준입력신호의 L 개 최신샘플이다. 오차센서신호 $\epsilon(n)$ 은 제거되어야 할 1차 신호 $d(n)$ 과 제어기 출력이 필터링된 신호와의 합으로서, 다음과 같이 주어진다.

$$\epsilon(n) = d(n) + P^T Y(n-1) \quad (4)$$

여기서 $Y(n) = [y(n) \dots y(n-M+1)]^T$ 이고, 우리는 여기서 유한임펄스응답 필터 \hat{P} 이 2차경로의 전달함수를 정확하게 나타낸다고 가정한다.

식(4)는 제어기에서 계산되는 것이 아니므로, FXLMS 적응필터는 갱신 당 $2L+M+1$ 번의 곱셈이 요구되며, $3L+M+2$ 개의 메모리 공간이 필요하다.

그림 1에서, 오차경로에 의해 야기되는 지연 때문에 적응필터의 변경은 일반적으로 오차센서의 신호변화에 즉각적으로 대응하지 못한다^[5]. 이러한 시스템의 2차

경로에 의한 출력지연으로 인해, FXLMS의 수렴을 보장하는 수렴인자의 이론적 범위는 보통 실제적으로는 유효하지 않다. 대신, 일반적으로 이 구조에 맞는 최적의 스텝사이즈를 시행착오에 의해 찾아야 하는데, 일반적으로 이론적 스텝사이즈보다 훨씬 적게되어 결국 수렴속도의 저하의 한 원인이 되고 있다. 이와 같이, 파라미터 갱신시 결과 지연은 수렴을 느리게 하고 안정을 위한 제한된 스텝사이즈 범위 등 전체 성능을 저하시킨다. 본 논문에서는 제어기 파라미터 갱신시 오차신호에서 이 출력지연을 없애기 위한 계산적으로 효율적인 방법을 통하여 입력신호 $\tilde{X}(n)$ 과 요구응답신호 $d(n)$ 을 갖는 표준적인 LMS 알고리즘을 효과적으로 적용할 수 있도록 한다.

이 변형된 FXLMS 알고리즘의 파라미터벡터 갱신은

$$C(n+1) = C(n) - \mu(n)e(n)\tilde{X}(n) \quad (5)$$

$$e(n) = \epsilon(n) - P^T Y(n-1) + X_F^T(n)C(n) \quad (6)$$

이 알고리즘은 갱신당 $3L+2M+1$ 번의 곱셈이 소요되고, $3L+2M+3$ 번의 메모리 공간이 필요하다.

III. Walsh 변환영역 제어알고리즘

FXLMS 알고리즘은 오차경로의 추정치 $\hat{P}(z)$ 로 필터링된 기준소음신호와 오차센서의 잔여소음신호를 가지고, 오차신호가 0이 되도록 적응제어기 $C(z)$ 를 조정한다. 이 시스템의 잔여소음신호는 다음과 같고,

$$e(n) = R(z)x(n) - C(z)P(z)x(n) \quad (7)$$

이 신호가 0으로 수렴하였다고 하면, 제어기 $C(z)$ 는 다음과 같이 1, 2차 경로 전달함수의 비로 나타난다.

$$\lim_{d(n) \rightarrow 0} C(z) = \frac{R(z)}{P(z)} \quad (8)$$

FXLMS의 특성은 대부분 LMS 알고리즘과 유사하므로, ANC 시스템의 분석을 위해 그림 1의 시스템을 그림 2와 같이 등가 변형할 수 있다. 제어기 필터 $C(z)$ 가 상대적으로 느린 변화를 보인다는 가정 하에 그림 2의 등가시스템은 거의 그림 1과 동등한 출력을 낸다. 제어기의 출력이 직접 오차신호를 만들어내므로 이제 LMS 알고리즘의 문제점 해결방법을 적용할 수 있다.

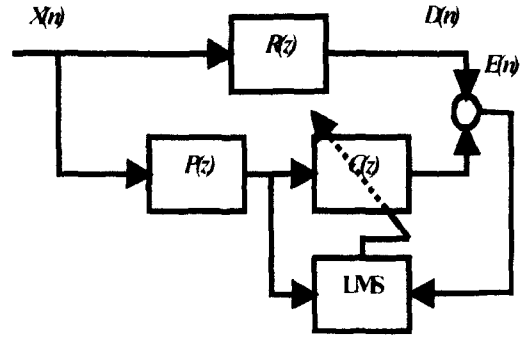


그림 2. (그림 1)시스템의 등가모델
Fig. 2. Equivalent Model of Fig.1. System.

그림 2의 시스템을 다시 한번 등가변형 하면 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

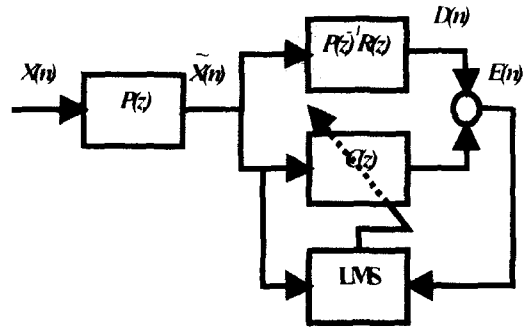


그림 3. FXLMS의 LMS 등가모델
Fig. 3. LMS Equivalent Model of FXLMS.

그림 3의 시스템은 기준신호를 $P(z)$ 로 필터링하여, 이 신호를 입력으로 전달함수 $\frac{R(z)}{P(z)}$ 를 적응 모델링하는 표준적인 LMS 문제와 등가라고 볼 수 있다.

적응필터의 LMS 알고리즘이 안정하기 위한 필요조건은 다음과 같다.

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (9)$$

여기서, λ_{\max} 는 입력 자기상관행렬의 최대 고유치이다. 또한, n번째 모드의 시정수와 고유치와의 관계는 다음과 같다.^[1,6]

$$(\tau_{mse})_n = \frac{1}{4\mu\lambda_n} \quad (10)$$

여기서, μ 는 LMS 알고리즘의 수렴인자이며, 이 수렴인자가 확정되었다고 가정했을 때, 제어기 필터 파라

미터의 수렴속도는 각 모드별 고유치와 반비례한다는 것을 알 수 있다. 만일 고유치비가 크다면 모드별 수렴속도의 차이가 커져서 결과적으로 전체 시스템의 수렴속도가 느려지게 되는 것이다. 이러한 입력 자기상관행렬의 고유치비는 입력신호의 상관도와 관련이 있으며, 이산신호처리에서 이산 Walsh 변환은 심하게 상관된 신호를 직교화한다는 것이 잘 알려져 있다. 필터링된 기준신호를 직교화하는 것은 그것의 자기상관행렬을 대각화하는 과정과 같다. 이제 새로운 필터링된 기준신호 \tilde{w} 를 \tilde{x} 를 이산 Walsh 변환 하므로써 다음과 같이 정의하자.

$$W = T_{DW}\tilde{X} \quad (11)$$

여기서 T_{DW} 는 이산 Walsh 변환행렬로서,

$$T_{DW}(m, k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \prod_{i=0}^{q-1} (-1)^{b_i(m)b_{q-1-i}(k)} \quad (12)$$

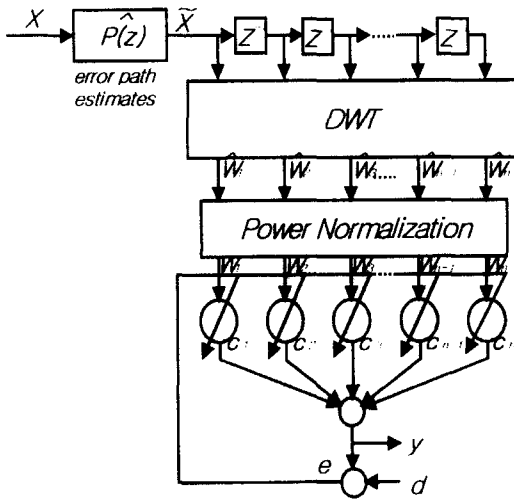


그림 4. 변환영역 LMS 적응 알고리즘
Fig. 4. Transform Domain LMS Adaptive Algorithm.

와 같이 나타내진다^[7]. 여기서 $m, k=0, 1, \dots, N-1$ 이고 $b_i(m)$ 은 m 에 대응하는 이진수의 i 차 비트이다. $L=2^q$ 이므로 이산 Walsh 변환은 2의 거듭제곱의 차수만이 정의된다. 이산 Walsh 변환은 고속 푸리에 변환과 같이 고속변환이 존재하며, 단지 $M \log N$ 번의 덧셈만 필요하게 되어 연산량의 관점에서 볼 때 매우 효과적이다. 그림 4에 이산 Walsh 변환을 도입한 표준

화된 LMS 적응 알고리즘의 구성을 나타내었다.

이산 Walsh 변환은 각 필터링된 기준신호 \tilde{x} 의 자기상관을 대부분 없앤다. 이것은 각 \tilde{x} 내의 다른 스펙트럼요소들이 비상관이 될 것이라는 것을 의미한다. 필터링된 기준신호 \tilde{x} 의 이산 Walsh 변환에 의해 새로운 상관행렬 R_w 가 얻어진다.

$$\begin{aligned} R_w &= E[WW^T] \\ &= E[T_{DW}^T \tilde{X} \tilde{X}^T T_{DW}] \\ &= E[T_{DW}^T R T_{DW}] \end{aligned} \quad (13)$$

여기서, R 은 제어기의 입력의 자기상관행렬이며, R_w 의 대각요소만의 행렬인 R_d 를 정의하면, 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$R_d = Q\Lambda Q^{-1} = Q\Lambda Q^T \quad (14)$$

여기서 Q 는 고유벡터행렬, Λ 는 고유치행렬이며, $R_d^{-1/2}$ 를 계산하여 Walsh 변환을 수행한 \tilde{w} 신호를 표준화할 수 있다.

$$\tilde{w} = R_d^{-1/2} W \quad (15)$$

여기서, $R_d^{-1/2} = Q\Lambda^{-1/2}Q^T$ 이다. 결과적으로, 이산 Walsh 변환과 표준화과정을 거친 자기상관행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{\tilde{w}\tilde{w}} &= E[\tilde{W}\tilde{W}^T] \\ &= E[(R_d^{-1/2})^T WW^T R_d^{-1/2}] \\ &= E[(R_d^{-1/2})^T R_w R_d^{-1/2}] \end{aligned} \quad (16)$$

직교변환에 의해 제어기의 입력 자기상관행렬은 대각요소 이외의 요소들은 0이 되는 대각화가 이루어진다. 이상적인 직교변환인 Karhunen Loeve Transform (KLT)이라면 완전한 대각화가 가능하지만, 이는 신호의 통계적 특성을 정확히 알아야 한다는 조건 때문에 실 계에 사용할 수는 없다^[7,8]. 제한한 이산 Walsh 변환은 연산량이 적으면서도 직교성이 뛰어나므로, 변환 후 자기상관행렬은 식(13)에서 정의한 대각행렬과 근사하다고 볼 수 있다.

$$R_w \approx R_d \quad (17)$$

따라서, 식(14)식에 이 근사식을 적용하면,

$$R_{WN} \approx E[R_d^{-1/2T} R_d R_d^{-1/2}] \quad (18)$$

이며, 여기에 식(13)을 이용하면,

$$\begin{aligned} R_{WN} &\approx E[(Q\Lambda^{-1/2}Q^T)^T(Q\Lambda Q^T)(Q\Lambda^{-1/2}Q^T)] \\ &= E[Q(\Lambda^{-1/2})^T Q^T Q \Lambda Q^T Q \Lambda^{-1/2} Q^T] \\ &= E[Q(\Lambda^{-1/2})^T \Lambda \Lambda^{-1/2} Q^T] \\ &= E[QQ^T] \\ &= I \end{aligned} \quad (19)$$

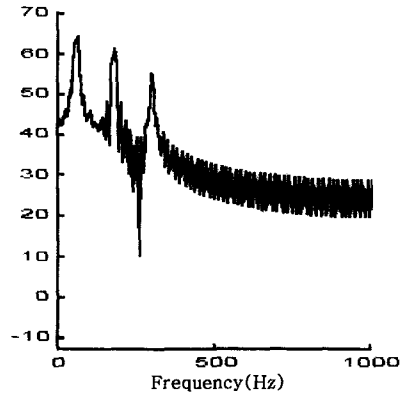
식(19)에서 보는 바와 같이 식(17)의 가정하에 최종 상관행렬의 고유치비는 거의 1이 되는 것을 알 수 있으며, 이것은 필터링된 기준신호의 상관도 문제가 개선될 수 있다는 것을 의미한다.

IV. 모의실험 및 결과고찰

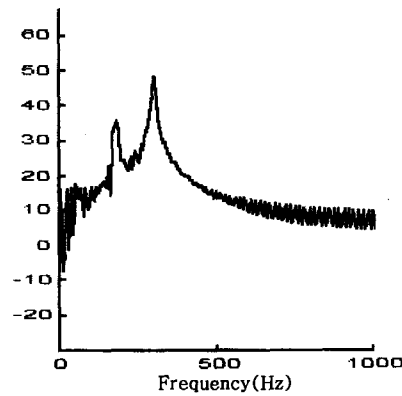
제한한 알고리즘의 수렴특성 모의실험으로, 광대역 소음신호에 대한 ANC 시스템의 모의실험을 수행하였다. 모의한 시스템은 1차원 덕트내에서의 능동소음제어시스템으로 모델링하였다. 소음원과 오차센서와의 거리는 2.5m로 하였고, 제어 스피커와 오차센서는 70cm 떨어졌다고 하였다. 적응제어기와 오차경로의 추정 필터의 차수는 31차로 하였다. 제어스피커에서 기준센서로의 음향계환은 알고리즘의 성능 개선 목적과 분리하기 위해 영향이 없는 것으로 가정하였다. 컴퓨터 시뮬레이션은 MATLAB V5.0을 IBM 호환 Pentium PC(233MHz) 상에서 수행하였으며, 소음, 진동 신호의 현실적인 모의를 위하여 LMS 시뮬레이터를 HP Workstation 상에서 수행하였다.

1. 협대역 소음에 대한 1차원 덕트내 소음제어 (FXLMS 문제점 고찰)

회전속도가 일정한 엔진 등의 소음제어시스템을 모의하기 위해 기준소음신호는 기본 주파수 60Hz에 3, 5고조파인 180, 300Hz가 합성된 신호를 발생하여 모의실험을 수행하였다. 그림 5는 FXLMS 알고리즘에서 초기 값 (0,0)인 제어기 파라미터 c_2 와 c_3 의 시간에 따른 궤적을 보인 것으로, 최적 값(-0.011, -0.023)에 직선방향으로 추적하지 못하고 있음을 확인할 수 있는데, 이는 제어기 입력신호의 상관으로 오차표면의 기울기를 나타내는 고유치의 비가 커진 결과라고 볼 수 있다. 그림 6은 0.6초 후의 잔여오차신호의 주파수



(a)



(b)

그림 5. 잔여오차신호 주파수 스펙트럼
(a) 소음제어 수행 않았을 때
(b) 소음제어 수행시

Fig. 5. Frequency Spectrum of Residual Error Signal.
(a) without noise control
(b) with noise control(FXLMS)

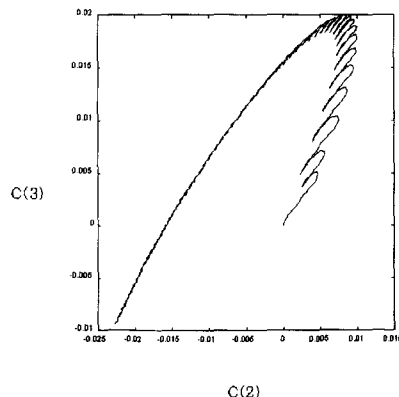


그림 6. 제어기 필터 파라미터 C(2,3)
Fig. 6. Controller Filter Parameter C(2,3).

스펙트럼(dB)을 나타낸 것으로 60Hz와 180Hz의 소음보다 상대적으로 300Hz 소음이 덜 제거된 결과를 얻을 수 있었는데, 그것은 저역통과필터 역할을 하는 오차경로의 추정치를 통과한 기준신호를 사용하므로 인해 상대적으로 주파수 성분이 높은 300Hz 소음이 제거되지 않았기 때문인 것으로 사료된다.

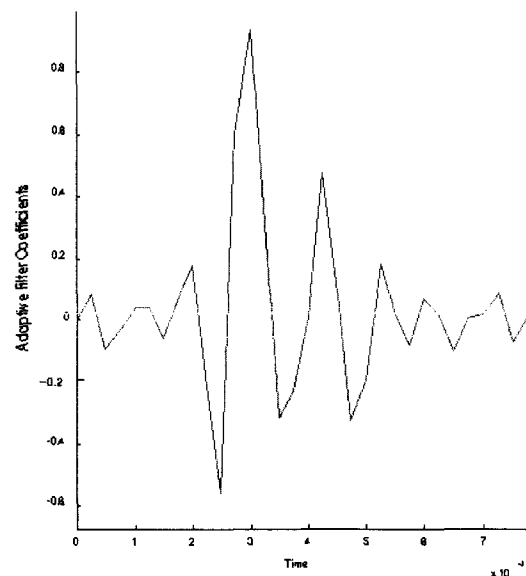
2. 광대역 소음에 대한 1차원 덕트내 소음제어(제한한 알고리즘의 효과 확인)

광대역 소음의 모의실험을 위한 기준신호는 백색잡음을 주파수 대역폭 1800Hz인 저역필터를 통과시킨 광대역의 소음을 사용하였다. 이 경우의 상관도는 주로 오차경로의 필터링에 의한 결과로 나타나게 되며, 여기서 오차경로는 차단 주파수가 약 500Hz의 저역 필터인 것으로 모의하였다.

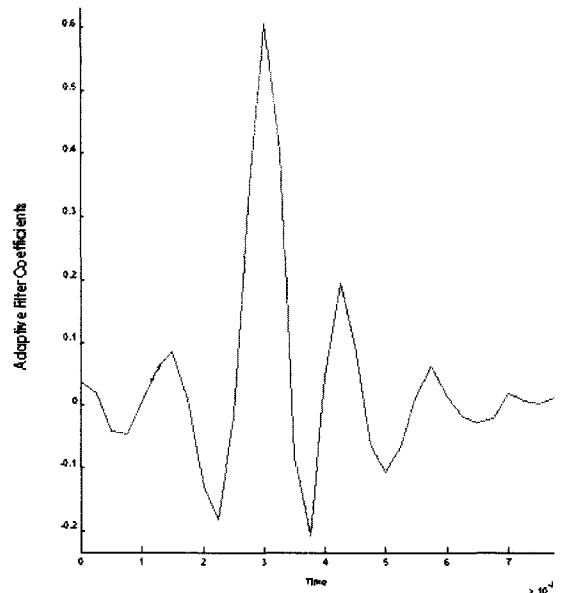
표 1. 각 알고리즘의 고유치비
Table 1. Eigenvalue Ratio of Each Algorithm.

	FXLMS	TD-FXLMS
고유치비	188.19	4.83

이러한 경우, FXLMS와 이산 Walsh 영역 제어알고리즘 간의 고유치비를 표 1에 나타내었으며, 제한된 알고리즘의 고유치비가 약 1/40 정도 감소하여 문제점이 많이 개선되었음을 알 수 있다. 그림 7은 정상상태



(a)



(b)

그림 7. 제어기 임펄스 응답
(a) FXLMS 알고리즘
(b) 제한한 알고리즘

Fig. 7. Controller Impulse Response.
(a) FXLMS Algorithm
(b) Proposed Algorithm

에서의 제어기의 임펄스 응답으로, 두 알고리즘간에 약간의 차이가 존재함을 알 수 있다. 이 차이점은 주파수 응답에서 더욱 명확하게 나타나는 것을 알 수 있다. 그림 8이 적용된 제어기의 주파수 응답으로서, 대부분의 주파수 구간에서 비슷한 응답을 보이나, 500Hz에서 1KHz 구간에서는 제안한 제어기의 주파수 응답이 더 크다는 것을 알 수 있다. 이것은 제안한 이산 Walsh 변환을 이용한 적응 알고리즘의 경우 차단 주파수 500Hz의 오차경로 추정필터로 기준신호의 500Hz 이상 신호의 에너지가 제거되었으나, 이산 Walsh 변환의 직교특성으로 기준신호의 에너지가 전 대역에 걸쳐 고르게 분포하게 되므로써 FXLMS에 비해 상대적으로 주파수 성분이 높은 부분에서 제어기 파라미터의 적응 수렴속도가 빨라진 것으로 판단할 수 있다. 그 결과로 그림 9의 잔여오차신호의 스펙트럼(dB)을 관찰하면 다른 구간에서는 소음 제거능력이 거의 비슷하나 특히 약 700Hz 부근에서 제안한 제어기에 의한 소음제거가 약 15dB 정도 개선되었음을 알 수 있었다.

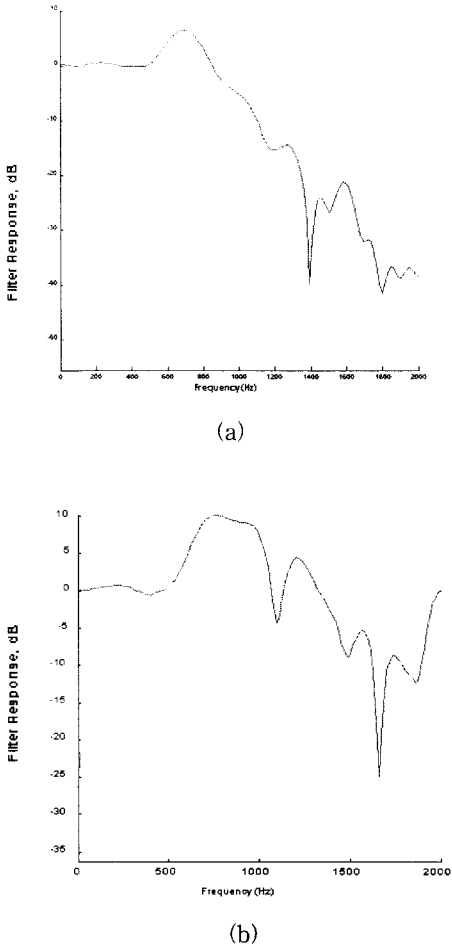


그림 8. 제어기 주파수 응답
 (a) FXLMS 알고리즘
 (b) 제안한 알고리즘
 Fig. 8. Controller Frequency Response.
 (a) FXLMS Algorithm
 (b) Proposed Algorithm

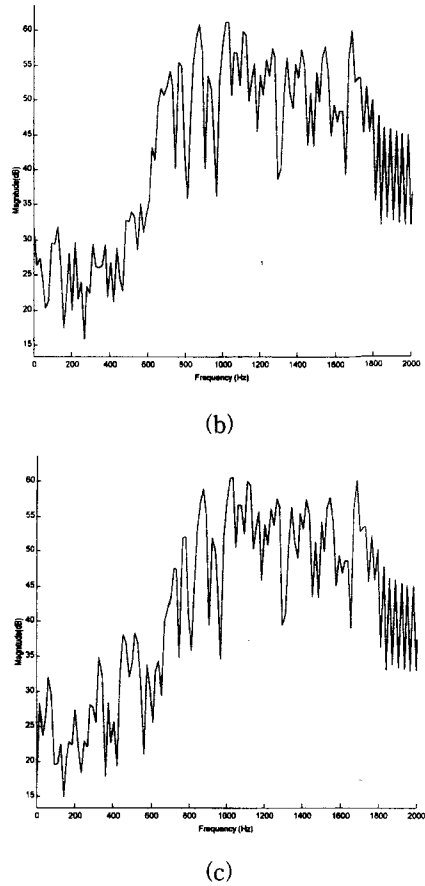
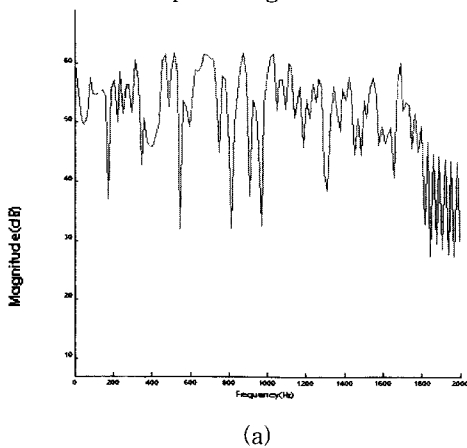


그림 9. 잔여오차신호 주파수 스펙트럼
 (a) 소음제어 수행 않았을 때
 (b) 소음제어 수행시(FXLMS 알고리즘)
 (c) 소음제어 수행시(제안한 알고리즘)
 Fig. 9. Frequency Spectrum of Residual Error Signal.
 (a) without noise control
 (b) with noise control(FXLMS Algorithm)
 (c) with noise control(Proposed Algorithm)

V. 결 론

FXLMS 알고리즘을 사용하는 광대역 능동소음제어 시스템에서 야기되는 입력상관행렬의 큰 고유치비 문제 개선을 위한 알고리즘을 제안하였다.

우선 광대역 능동소음제어시스템이 오차경로로 필터링된 기준신호를 LMS 알고리즘의 입력으로하는 적응 모델링 문제와 등가임을 보였다. 이러한 필터링된 입력에 따른 결점인 고유치비 문제를 해결하기 위해 직교변환인 이산 Walsh 변환을 이용하여 필터링된 기준신호의 상관도를 낮추었다.

광대역 소음에 대한 모의시험결과 이산 Walsh 변환을 사용하여 상관도를 1/40 이상 줄일 수 있었고, 그에 따라 수렴인자의 최적한 선택을 가능하게 하여, 작은 정상상태오차는 보장하면서, 수렴속도가 빠른 변환영역 알고리즘을 확인할 수 있었다. 또한, 이산 Walsh 변환은 고속변환 알고리즘이 $M \log N$ 번의 덧셈만으로 구현되어, 실수 또는 복소수범위의 곱셈연산을 필요로 하는 이산푸리에변환 등의 다른 직교변환에 비해 제어 알고리즘의 연산량 증가가 적어서, 실 구현에서 월등한 장점을 가짐을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] Elias Bjarnason, "Analysis of the Filtered-X LMS algorithm", *IEEE Trans. Speech, audio Processing*, Vol 3, No. 6, Nov. 504-514, 1995.
- [2] B. Widrow, *Adaptive Signal Processing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1985
- [3] M.Miyoshi, "Active control of broadband random noise in reverberant three dimensional space", *Noise Control Engineering*, 36, 85-90, 1991.
- [4] J.C.Lee, C.K.Un, "Performance of Transform-Domain LMS Adaptive Digital Filters" *IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 34, Jun., 1986.
- [5] E. Bjarnason, "Analysis of the filtered-X LMS algorithm," *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, Vol.3, 504-514, Nov, 1995.
- [6] An Efficient Implementation of the Modified Filtered-X LMS Algorithm, *IEEE Signal Processing Letters*, Vol. 4, No. 10, Oct. 1997
- [7] D.F.Marshall, K.R.Rao, *Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing.*, Springer-Verlag, 1975.
- [8] Jong Boo Kim, Tae Pyo Lee, Kook Hyun Yim, "Detection of Misfire in Car Engines using Walsh Discrete Fourier Transform", *International Conference ICE*, China, 1998.
- [9] S.M.Kuo, D.R.Morgan, *Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations*, New York: Wiley, 1996.

저 자 소 개

金 鐘 夫(正會員) 第 35卷 T編 1號 參照

任 國 顯(正會員) 第 35卷 T編 1號 參照

李 泰 杓(正會員) 第 35卷 T編 1號 參照