

광대역 능동소음제어의 수렴속도개선을 위한 변환영역 알고리즘

\*안두수 \*\*김종부 \*\*\*이태표 \*\*\*\*임국현  
\*성균관대 \*\*인덕대 \*\*\*현대자동차 \*\*\*\*태산정밀

Transform domain algorithm for Improving Convergence Speed of Broadband Active Noise Control

\*Doo-Soo Ahn \*\*Jong-Boo Kim \*\*\*Tae-Pyo Lee \*\*\*\*Kook-Hyun Yim  
\*Sung-Kyun-Kwan Univ. \*\*Induk Inst. of Tech. \*\*\*Hyundai Motors \*\*\*\*Taesan Precision

**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 spread 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.

1. 서 론

능동소음제어(ANC)에 사용되는 FXLMS 알고리즘의 주 결점은 여과된 기준신호가 심하게 상관되어있을 때 상관행렬의 고유치비가 커져서 느린 수렴속도를 갖는 것이다[1,2]. 이 상관은 기준센서신호의 자기상관에 의하거나 "오차경로"에 의해 여과된 기준신호의 상관에 의한 것이다. 통계적으로 독립된 기준신호는 최적 수렴속도를 달성할 수 있으나, 심하게 상관된 신호는 최적치에 수렴하기 위해 수배의 반복이 필요하다. 수렴속도의 향상을 위해 고속 알고리즘들이 제안되었으나, 실제에의 적용을 위해서는 과중한 계산이 요구되며, 각 샘플마다 제어기의 최적화가 수행되어야 하는데, 이는 매우 심각한 제한 조건이다[3,4]. 따라서, 본 논문에서는 계산량은 FXLMS 알고리즘과 비슷하면서도, 수렴속도를 향상시키는 방법으로 변환영역 알고리즘(TD-FXLMS)을 제시한다. 변환영역 알고리즘을 통해 상관행렬의 고유치비 ( $\lambda_{max}/\lambda_{min}$ )를 작게하여 각 모드의 수렴속도를 비슷하게 함으로써, 수렴속도와 Excess MSE를 동시에 고려한 최적의 시스템을 구성할 수 있다.

2.1절에서는 기본적인 ANC 알고리즘을 소개하고, 2.2절에서는 FXLMS의 문제점을 적응 모델링으로 등가변환 하여 변환영역 알고리즘을 제시하였다. 2.4절에서 협대역 및 광대역 소음의 ANC 시스템 모의실험을 통해 변환영역 알고리즘의 타당성을 검증하였다.

2. 본 론

2.1 FXLMS 알고리즘

ANC 시스템의 기본구조는 그림 1과 같다[3].  $x$ 는 기준소음신호,  $e$ 는 잔여소음신호이고,  $R(z)$ 는 1차 음향경로,  $P(z)$ 는 2차 음향경로(오차경로)이며,  $C(z)$ 는 제어기를 나타낸다.  $\hat{P}(z)$ 는 오차경로  $P(z)$ 의 추정치이며, 이는 이미 추정되었다고 가정한다.

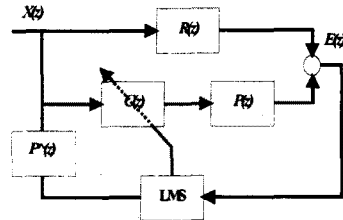


그림 1 FXLMS에 의한 능동소음제어

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,

$$E(z) = R(z)X(z) - C(z)P(z)X(z) \quad (1)$$

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

$$E(z) \rightarrow 0, \quad C(z) = \frac{R(z)}{P(z)} \quad (2)$$

2.2 변환영역 알고리즘

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

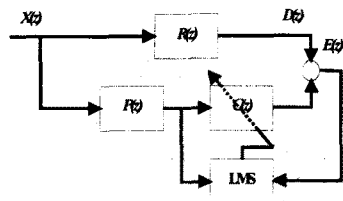


그림 2. (그림 1)시스템의 등가모델

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

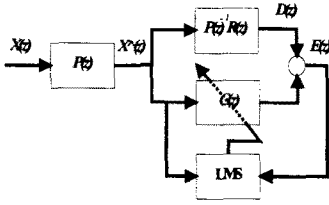


그림 3. FXLMS의 LMS 등가모델

그림 3의 시스템은 기준신호를  $P(z)$ 로 필터링하여, 이 신호를 입력으로  $\frac{R(z)}{P(z)}$ 를 적응 모델링하는 문제와 등가라고 볼 수 있으며, 이는 FXLMS가 색잡음 입력을 갖는 LMS 알고리즘과 동일한 성질을 가질 것이라는 것을 예측할 수 있다.

#### 2.4 직교변환의 효과

이산월쉬변환을 비롯한 직교변환은 변환된 신호의 상관도를 줄이는 특성을 갖고 있다(4). 상관도의 감소는 입력신호 상관행렬의 고유치비를 줄이는 결과를 가져오는데, 이러한 고유치는 적응필터의 안정도 및 수렴속도와 직접적인 관계가 있다. 적응필터의 수렴이 안정하기 위한 필요조건은 다음과 같다.

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (3)$$

또한, n번째 모드의 시정수와 고유치와의 관계는 다음과 같다.

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

이로부터, 수렴계수가 확정되었다고 가정했을 때, 제어기 필터 계수의 수렴속도는 각 모드별 고유치와 반비례한다는 것을 알 수 있다. 만일 고유치비가 크다면 모드별 수렴속도의 차이가 커져서 결과적으로 전체 시스템의 수렴속도가 느려지게 된다.

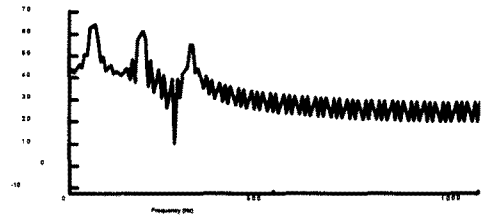
결론적으로, 직교변환에 의해 신호의 상관도를 줄이는 것은 능동소음제어기의 모드별 고유치비를 줄여 각 모드별 최상의 수렴속도를 갖는 최적의 수렴계수를 선택할 수 있다는 것이다.

#### 2.4 모의실험 및 결과고찰

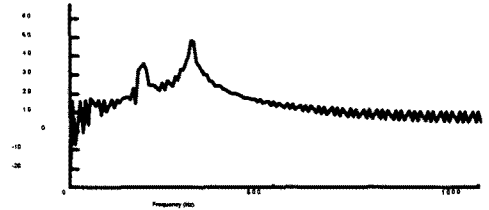
변환영역 알고리즘의 수렴특성 실험으로, 협대역 및 광대역 소음신호에 대한 ANC 시스템의 모의실험을 수행하였다. 샘플링 주파수는 5KHz로 하였으며, 적응제어기의 필터차수는 31차로 하였다. 우선 협대역 실험을 통해 변환영역 알고리즘의 필요성을 확인하고, 광대역 시험에서 그 효과와 의미를 확인한다.

##### 2.4.1 협대역 ANC

기준소음신호는 주파수가 60, 180, 300Hz가 합성된 신호로 하였다.



(a)



(b)

그림 4. 오차신호 주파수 스펙트럼

(a) without control

(b) with control(FXLMS)

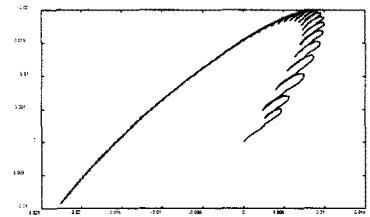


그림 5. 제어기 필터 계수 C(2,3)

그림 4에서 60Hz 소음은 40dB 이상 제거되었으나, 300Hz 소음은 상대적으로 제거되지 않고 있다. 또한, 그림 5에서 제어기 필터계수가 모드별로 수렴속도의 차이가 존재함을 확인할 수 있다. 이러한 수렴속도 차이가 300Hz 소음제거에 영향을 미친 것으로 추정된다.

##### 2.4.2 광대역 ANC

기준신호는 백색잡음을 주파수 대역폭 1800Hz인 저역필터를 통과시킨 광대역의 소음을 사용하였다.

FXLMS와 이산월쉬변환을 사용한 TD-FXLMS에서의 입력신호의 상관행렬 고유치비를 표 1에 나타내었다. 이산월쉬변환에 의해 고유치비가 약 1/40 정도로 줄어들음을 알 수 있다.

표 1. 각 알고리즘의 고유치비 ( $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ )

	FXLMS	TD-FXLMS
고유치비	188.19	4.83

그림 6은 제어기의 임펄스 응답이고, 그림 7이 제어기의 주파수 응답이다. 임펄스 및 주파수 응답은 제어기가 제어기와 오차경로 전체의 응답 특성이 1차경로( $R(z)$ )의 응답과 같아지도록 수렴하는 것을 확인할 수 있다. FXLMS와 TD-FXLMS의 주파수 응답을 비교하면, 500Hz에서 1KHz사이의 크기가 TD-FXLMS가 크게 나타나 있었다.

그림 8은 잔여오차신호의 스펙트럼이다. FXLMS와 TD-FXLMS 모두 500Hz이하의 저주파 소음제거에는 비슷한 특성을 보였으나, 500Hz에서 1000Hz사이의 소음제거에는 TD-FXLMS가 좋은 특성을 보임을 알 수 있었다.

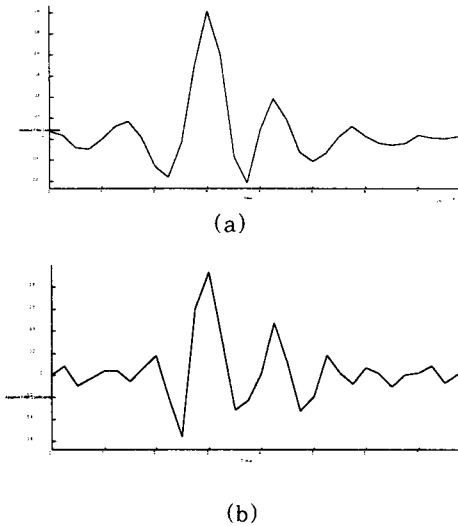


그림 6. 제어기 임펄스 응답  
(a) FXLMS  
(b) TD-FXLMS

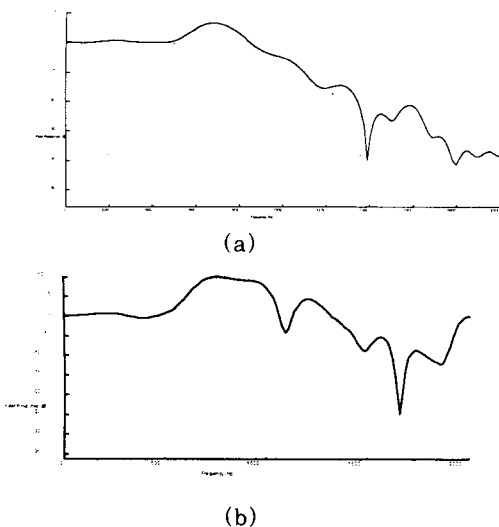


그림 7. 제어기 주파수 응답  
(a) FXLMS  
(b) TD-FXLMS

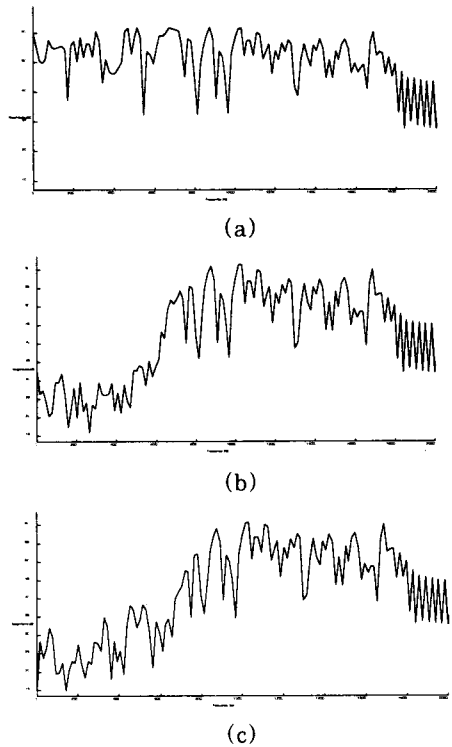


그림 8. 오차신호 주파수 스펙트럼  
(a) without control  
(b) with control(FXLMS)  
(c) with control(TD-FXLMS)

### 3. 결 론

FXLMS 알고리즘을 사용하는 ANC 시스템은 오차경로로 필터링된 기준신호를 LMS 알고리즘의 입력으로 하는 적응 모델링 문제와 등가임을 보였다. 이러한 색잡음 입력에 따른 결점인 고유치비 문제를 해결하기 위해 직교변환인 이산윌쉬변환을 이용하여 필터링된 기준신호의 상관도를 낮추었다. 모의시험결과 이산윌쉬변환을 사용하여 상관도를 1/40 이상 줄일 수 있었고, 그에 따라 수렴계수의 최적한 선택을 가능하게 하여, 작은 정상상태오차는 보장하면서, 수렴속도가 빠른 변환영역 알고리즘을 확인할 수 있었다. 이산윌쉬변환은 고속변환 알고리즘으로 인해 연산량의 증가가 다른 직교변환보다 적어서, 실구현에서 유효한 장점을 가진다.

### (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] D.F. Marshall, K.R.Rao Orthogonal Transforms for Digital Signal Processing., Springer-Verlag, 1975