

## 급가속시 자동차 흡기계의 능동소음제어 성능향상

이 충 휘<sup>1)</sup> · 오 재 응<sup>\*2)</sup> · 이 유 협<sup>1)</sup> · 이 정 윤<sup>3)</sup>

한양대학교 대학원 자동차공학과<sup>1)</sup> · 한양대학교 기계공학부<sup>\*2)</sup> · 경기대학교 기계공학과<sup>3)</sup>

## The Performance Improvement for an Active Noise Control of Automotive Intake System under Rapidly Accelerated Condition

Choong-Hwi Lee<sup>1)</sup> · Jae-Eung Oh<sup>\*2)</sup> · Yoo Yub Lee<sup>3)</sup> · Jung Yoon Lee<sup>4)</sup>

<sup>1)</sup>Department of Automotive Engineering, Hanyang University, Seoul 131-791, Korea

<sup>\*2)</sup>School of Mechanical Engineering, Hanyang University, Seoul 131-791, Korea

<sup>3)</sup>Department of Mechanical Engineering, Kyonggi University, Gyeonggi 131-791, Korea

(Received 17 March 2003 / Accepted 2 October 2003)

**Abstract :** The study of the automotive noise reduction has been concentrated on the reduction of the automotive engine noise because the engine noise is the major cause of automotive noise. However, many studies of automotive engine noise led to the interest of the noise reduction of the exhaust and intake system. Recently, the active control method is used to reduce the noise of an automotive exhaust and intake system. It is mostly used the LMS (Least-Mean-Square) algorithm as an algorithm of active control because the LMS algorithm can easily obtain the complex transfer function in real-time. Especially, Filtered-X LMS (FXLMS) algorithm is applied to an Active Noise Control system. However, the convergence performance of LMS algorithm went bad when the FXLMS algorithm was applied to an active control of the induction noise under rapidly accelerated driving conditions. So, in order to solve this problem, the modified FXLMS algorithm is proposed. In this study, the improvement of the control performance using the modified FXLMS algorithm under rapidly and suddenly accelerated driving conditions was identified. Also, the performance of an active control using the LMS algorithm under rapidly accelerated driving conditions was evaluated through the theoretical derivation using a chirp signal to have similar characteristics with the induction noise signal.

**Key words :** Automotive intake system(자동차 흡기계), Noise seduction(소음저감), Active noise control(능동소음제어), Modified FXLMS algorithm, Rapidly accelerated conditions(급가속 조건)

### 1. 서 론

자동차 소음의 주요원인은 엔진소음이기 때문에 지금까지의 자동차 소음 저감에 관한 연구는 엔진소음에 집중되어 왔다. 하지만, 최근에 엔진소음에 대한 연구와 함께 흡·배기계 소음저감에 대한 연구가 부각되면서 자동차 소음저감뿐 아니라 엔진성능 향

상도 기대할 수 있게 되었다.<sup>1-5)</sup> 흡기계의 소음을 저감하는 방식에는 흡·차음재 또는 공명기를 이용하여 흡기계의 형상을 변경하는 방식과 부가음원(Secondary Source)을 이용하는 능동제어방식이 있다. 흡·차음재는 500Hz미만의 저주파대역에서는 소음저감 효과가 미비하며 공명기의 경우 엔진 룸의 크기가 제한되어 형상변경이 용이하지 못하기 때문에 흡기계의 설계는 엔진룸 설계 이전에 선행되어 공명기의 크기, 위치 등이 결정되어야 한다. 따라서

\* To whom correspondence should be addressed.  
jeoh@ihanyang.ac.kr

공명기에 비해 설치공간이 비교적 작으며 다수의 공명주파수의 소음을 제어할 수 있는 능동소음제어에 최근 관심이 집중되고 있다.

능동소음제어에 주로 사용되는 LMS 알고리듬은 복잡한 전달함수를 실시간으로 구할 수 있기 때문에 소음의 특성 변화와 시스템의 환경변화 등에 대해서도 성능을 유지해야 하는 시스템에서 주로 사용되어 왔다. 이 LMS 알고리듬의 성능을 보완하기 위한 여러 알고리듬이 개발되었는데, 차량의 진동·소음 제어 분야에 Filtered-x LMS (FXLMS) 알고리듬이 많이 적용되고 있다.

흡기 소음은 엔진의 흡입 행정시 피스톤 및 밸브류의 충격음이 흡기관을 타고 외부로 방사되는 성분과 그 조화성분의 조합으로 이루어져 있는 소음으로 주파수 변화와 진폭변화를 보이는 복잡한 신호이다. 특히 급가속시에는 피스톤의 압축가스 압력이 2~3배 커지게 되므로 폭발음과 밸브 개폐의 충격음이 매우 커지게 된다. 더구나 흡기관이나 실내음장의 공명주파수와 공진을 일으켜 가속 소음의 원인이 되기도 한다. 실제로 급가속시의 흡기소음이 감속이나 정상주행 시 보다 현저히 크기 때문에 이 경우에 주목할 필요가 있다.<sup>6)</sup>

하지만 FXLMS 알고리듬을 급가속시 흡기소음 제어에 적용할 경우 LMS 알고리듬의 추종(Tracking) 특성이 현저히 저하되기 때문에 흡기소음의 제어 성능이 저하된다. 따라서 본 연구에서는 급가속시 흡기소음제어에 대한 FXLMS 알고리듬의 한계성을 조사해보고 Modified FXLMS 알고리듬을 적용하여 급가속시 흡기소음 제어 성능을 향상시키고자 하였다.

## 2. 급가속시 LMS algorithm<sup>7)</sup>

이 장에서는 참조신호(reference signal)의 주파수 성분이 시간에 따라 변하는 경우에 대한 LMS 알고리듬의 제어 성능의 한계성을 이론적으로 증명하였다. 주파수가 시간에 따라 변하는 경우에 입력신호  $x(n)$ 을 식 (1)과 같이 복소 지수 함수로 나타낼 수 있다.

$$x(n) = \sigma_s \exp\left[j\left(\omega_0 nT + \frac{\dot{\omega}}{2}(nT)^2 + \phi\right)\right] \quad (1)$$

여기서,  $\omega_0$ 는 신호의 초기 주파수,  $\dot{\omega}$ 는 신호의 주파수 변화율,  $\sigma_s^2$ 은 신호의 파워,  $\phi$ 는 신호의 위상,  $T$ 는 샘플링 간격이다.

일반적인 LMS 알고리듬은 식 (2)와 같다.

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu [d(n) - \mathbf{x}^T(n)\mathbf{w}(n)]\mathbf{x}^*(n) \quad (2)$$

여기서,  $\mathbf{w}(n)$ 은 가중치 벡터,  $d(n)$ 은 plant의 출력,  $\mathbf{x}(n)$ 은 입력신호 벡터,  $y(n)$ 은 필터출력,  $\mu$ 는 수렴계수,  $*$ 는 공액 복소수이고 입력신호  $\mathbf{x}(n)$ 은 시간에 대하여 통계적으로 독립적이며 현재의 가중치 벡터  $\mathbf{w}(n)$ 과  $\mathbf{x}(n)$ 은 확률적으로 독립이라고 가정한다. 위식에서 LMS 알고리듬의 성능을 평가하기 위해 양변에 기대값을 취하면 식 (3)과 나타낼 수 있다.

$$E[\mathbf{w}(n+1)] = E[\mathbf{w}(n)] + \mu [\mathbf{R}_{dx}(n) - \mathbf{R}_{xx}(n)E[\mathbf{w}(n)]] \quad (3)$$

여기서,  $\mathbf{R}_{xx}(n)$ 과  $\mathbf{R}_{dx}(n)$ 은 각각 입력신호의 자기상관 행렬(Auto-correlation matrix)과 입력신호와 plant 출력신호의 상호 상관 벡터(Cross-correlation vector)이다.

식 (3)의 자기 상관 행렬과 상호 상관 벡터의 계산을 위한 간단한 형태로 표현하기 위해 다음과 같은 벡터  $\mathbf{D}(n)$ 를 이용하여 자기 상관 행렬과 상호 상관 벡터를 다음과 같이 나타내었다.

$$\mathbf{D}^T(n) = \begin{bmatrix} e^{j\omega_0 T} & e^{j\dot{\omega}T^2(n+1)} & e^{-j\frac{\dot{\omega}}{2}T^2} & \dots & e^{j\omega_0 TM} & e^{j\dot{\omega}T^2(n+1)M} & e^{-j\frac{\dot{\omega}}{2}T^2M^2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{R}_{xx}(n) = \sigma_n^2 \mathbf{I} + \sigma_s^2 \mathbf{D}(n) \mathbf{D}^H(n) \quad (5)$$

$$\mathbf{R}_{dx}(n) = \sigma_s^2 a(n) \mathbf{D}(n) \quad (6)$$

여기서  $a(n)$ 은 plant를 FIR 필터로 표현했을 때 나타나는 계수로 계산의 편의를 위하여  $a(n)=1$ 로 가정한다. 식 (5)와 식 (6)을 식 (3)에 대입하여 정리하면 다음과 같은 필터 기대치에 대한 차분식을 얻을 수 있다.

$$E[\mathbf{w}(n+1)] = [\mathbf{I} - \mu (\sigma_n^2 \mathbf{I} + \sigma_s^2 \mathbf{D}(n) \mathbf{D}^H(n))] E[\mathbf{w}(n)] + \mu \sigma_s^2 \mathbf{D}(n) \quad (7)$$

식 (7)을 상계수를 가지는 차분식으로 나타내기

위하여  $\mathbf{M}(n)$  을 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{M}(n) = \mathbf{I} + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \mathbf{D}(n) \mathbf{D}^H(n) \quad (8)$$

여기서  $\mathbf{M}(n)$  을 대각행렬로 만들어 주는 변환  $\mathbf{P}(n)$  이 존재한다고 하면 다음과 같은식이 성립한다.

$$\mathbf{P}(n) \mathbf{M}(n) \mathbf{P}^{-1}(n) = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M) \quad (9)$$

그리고 식 (4)의  $\mathbf{D}(n)$  은 다음 식과 같이  $\mathbf{D}(0)$  와  $\mathbf{V}^n$  으로 표현될 수 있다.

$$\mathbf{D}^T(n) = \mathbf{D}^T(0) \mathbf{V}^n \quad (10)$$

여기서,  $\mathbf{V} = \text{diag}(a, a^2, \dots, a^M)$  이고  $a = e^{j\omega T^2}$  이다.

식 (9)의 변환 행렬 또한 고유 벡터로 표현할 수 있으며 다음 식과 같이 나타내어진다.

$$\mathbf{P}^H(n) = \frac{1}{\sqrt{M}} [\mathbf{D}(n), \mathbf{R}_1(n), \dots, \mathbf{R}_{M-1}(n)] \quad (11)$$

식 (10)과 마찬가지로  $\mathbf{P}(n)$  을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{P}(n) = \mathbf{P}(0)(\mathbf{V}^*)^n \quad (12)$$

식 (7)과 같은 차분식의 형태로 나타내기 위하여  $E[\mathbf{w}(n)]$  의 변환  $\mathbf{P}(n)$  을 통과한 새로운 벡터  $\mathbf{Z}(n)$  을 정의한다.

$$\mathbf{Z}(n) = \mathbf{P}(n) E[\mathbf{w}(n)] \quad (13)$$

따라서 식 (7)을  $\mathbf{Z}(n)$  을 이용하여 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}(n+1) &= \mathbf{P}(n+1) \left[ \mathbf{I} - \mu \sigma_n^2 (\mathbf{I} + \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \mathbf{D}(n) \mathbf{D}^H(n)) \right] E[\mathbf{w}(n)] + \mu \sigma_s^2 \mathbf{P}(n+1) \mathbf{D}(n) \\ &= \mathbf{P}(0) \mathbf{V}^* \mathbf{P}^{-1}(0) \left[ \mathbf{I} - \mu \sigma_n^2 \mathbf{P}(n) \mathbf{M}(n) \mathbf{P}^{-1}(n) \right] \mathbf{Z}(n) + \mu \sigma_s^2 \mathbf{P}(0) \mathbf{V}^* \mathbf{D}(0) \\ &= \mathbf{P}(0) \mathbf{V}^* \mathbf{P}(0)^{-1} \left[ \mathbf{I} - \mu \sigma_n^2 \lambda \right] \mathbf{Z}(n) + \mu \sigma_s^2 \mathbf{P}(0) \mathbf{V}^* \mathbf{D}(0) \end{aligned} \quad (14)$$

위 식에서  $\mathbf{P}(0)$  를  $\mathbf{P}_0$ ,  $\mathbf{D}(0)$  를  $\mathbf{D}_0$  로 놓고 정리하면 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Z}(n) = [\mathbf{P}_0 \mathbf{V}^* \mathbf{P}_0^{-1} (\mathbf{I} - \mu \sigma_n^2 \lambda)]^n \mathbf{Z}(0) + \mu \sigma_s^2 \sum_{m=1}^n [\mathbf{P}_0 \mathbf{V}^* \mathbf{P}_0^{-1} (\mathbf{I} - \mu \sigma_n^2 \lambda)]^{m-1} \mathbf{P}_0 \mathbf{V}^* \mathbf{D}_0 \quad (15)$$

여기서  $\mathbf{P}_0 \mathbf{V}^* \mathbf{P}_0^{-1} (\mathbf{I} - \mu \sigma_n^2 \lambda)$  을 고유벡터 행렬  $\mathbf{Q}$  와 고유값 행렬  $\Lambda$  로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{Z}(n) = \mu \sigma_s^2 \sum_{m=1}^n [\mathbf{Q} \Lambda \mathbf{Q}^{-1}]^{m-1} \mathbf{P}_0 \mathbf{V}^* \mathbf{D}_0 \quad (16)$$

이 때,  $\mathbf{Z}_{ss}$  를 정상상태에서의  $\mathbf{Z}(n)$  이라 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{ss} &= \lim_{n \rightarrow \infty} \mathbf{Z}(n) = \mu \sigma_s^2 \mathbf{Q} (\mathbf{I} - \Lambda)^{-1} \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{P}_0 \mathbf{V}^* \mathbf{D}_0 \\ &= \mu \sigma_s^2 [\mathbf{I} - \mathbf{P}_0 \mathbf{V}^* \mathbf{P}_0^{-1} (\mathbf{I} - \mu \sigma_n^2 \lambda)]^{-1} \mathbf{P}_0 \mathbf{V}^* \mathbf{D}_0 \\ &= \mu \sigma_s^2 \mathbf{P}_0 [\mathbf{V} - (1 - \mu \sigma_n^2) \mathbf{I} + \mu \sigma_s^2 \mathbf{D}_0 \mathbf{D}_0^H]^{-1} \mathbf{D}_0 \\ &= \frac{\mu \sigma_s^2 \mathbf{P}_0 [\mathbf{V} - (1 - \mu \sigma_n^2) \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{D}_0}{1 + \mu \sigma_s^2 \mathbf{D}_0^H [\mathbf{V} - (1 - \mu \sigma_n^2) \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{D}_0} \end{aligned} \quad (17)$$

식 (13)으로부터 정상상태에서의 가중치 벡터의 기대치는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} E[\mathbf{w}_{ss}(n)] &= \mathbf{P}^{-1}(n) \mathbf{Z}_{ss} \\ &= \frac{\mu \sigma_s^2 [\mathbf{V} - (1 - \mu \sigma_n^2) \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{D}(n)}{1 + \mu \sigma_s^2 \sum_{k=1}^M \frac{1}{e^{j\omega k T^2} - (1 - \mu \sigma_n^2)}} \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)으로부터  $E[\mathbf{w}_{ss}(n)]$  의 위상은  $\mathbf{D}(n)$  의 위상에 의해 영향을 받고 원소들 사이의 크기는  $[\mathbf{V} - (1 - \mu \sigma_n^2) \mathbf{I}]^{-1}$  에 의해 영향을 받는 것을 알 수 있다.  $\mathbf{V}$  의 정의로부터 정상상태에서의 가중치 벡터의 뒤쪽 원소들이 앞쪽의 원소들 보다 크기가 작아지는 것을 알 수 있으며 필터의 길이가 길수록 필터의 뒤쪽 원소들의 값이 작아지게 됨을 알 수 있다. 따라서 주파수 변화율이 큰 경우에 영향이 적은 필터의 뒤쪽 원소들을 줄임으로써 LMS 알고리듬의 계산 부담을 줄이고 빠른 수렴속도를 가지도록 개선할 수 있다.

### 3. Modified FXLMS Algorithm<sup>5,8,9)</sup>

FXLMS 알고리듬은 자동차의 속도 변화가 크지 않을 경우 효과적인 제어 성능을 얻을 수 있지만 급 가속과 같이 속도 변화가 커지는 경우 효과적인 제어 성능을 얻을 수 없다. 이것은 LMS 알고리듬이 추종특성에 기인하기 때문이다. 따라서 급가속시

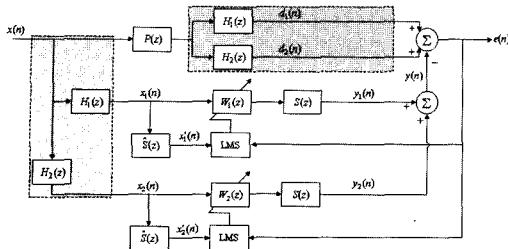


Fig. 1 Block diagram of ANC system using modified FXLMS algorithm

FXLMS 알고리듬의 추종특성을 향상시키기 위하여 Fig. 1과 같은 Modified FXLMS 알고리듬을 제안한다.

LMS방식의 알고리듬의 추종성능은 필터차수와 수렴계수 등에 많은 영향을 받는다. 또한 흡기소음의 주 원인이 시간에 따라 변하는 엔진 폭발 주파수 ( $C_2$ )와 그 조화 주파수( $C_4$ )성분이기 때문에 필터차수를 줄이기 위하여 계측된 참조신호  $x(n)$ 에 대역 통과 필터(Band-pass filter)를 통과시킨 새로운 참조신호로  $x_1(n)$ 과  $x_2(n)$ 을 FXLMS 알고리듬에 적용하였다. 그리고 수렴계수 또한 적응 속도가 빠르도록 Normalized LMS 알고리듬의 수렴계수 범위에서 가장 큰 값을 사용하였다.

Fig. 2에서  $H_1(z)$ 는 1500rpm (50Hz)에서 5400rpm (180Hz)을 10초 동안 50Hz의 일정한 주파수 대역 폭을 가지면서 변화하는 대역 통과 필터이고  $H_2(z)$ 는 100Hz에서 360Hz를 10초 동안 50Hz의 일정한 주파수 대역 폭을 가지면서 변화하는 대역 통과 필터이다.

$$x_1(n) = h_1(n) * x(n),$$

$$x_2(n) = h_2(n) * x(n) \quad (19)$$

$$d_1(n) = p(n) * x_1(n),$$

$$d_2(n) = p(n) * x_2(n) \quad (20)$$

따라서 Modified FXLMS 알고리듬의 필터계수 갱신식은 다음과 같다.

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu_1 x'_1(n) e(n) \quad (21)$$

$$w_2(n+1) = w_2(n) + \mu_2 x'_2(n) e(n) \quad (22)$$

여기서,  $\mu_1$ 과  $\mu_2$ 는 각각 새로운 참조신호  $x_1(n)$ 과  $x_2(n)$ 에 대한 수렴계수이다.

#### 4. 능동흡기소음제어 시뮬레이션

##### 4.1 FXLMS algorithm의 성능 한계

이 절에서는 자동차의 속도 변화 시 FXLMS 알고리듬의 제어성능 한계에 대하여 시뮬레이션 하였다. 대상계(흡기계)와 참조신호의 분석을 위하여 우선 급가속 상태의 실차의 흡기소음을 마이크로폰 (B&K, type4130)을 이용하여 2군데에서 측정하였다. 대상차량은 4기통 엔진, 2400cc급의 승용차로 기어 2단인 상태에서 최대로 가속하였다.

Fig. 3으로부터 흡기소음의 주요 성분이 엔진폭발 주파수와 엔진 폭발 주파수의 조화 성분으로 구성되어 있음을 확인 할 수 있다. 따라서 속도 변화에 따른 FXLMS 알고리듬의 성능 한계를 조사하기 위하여 엔진폭발주파수 성분과 그의 2차 조화성분만



Photo. 1 The experimental vehicle (○ : measuring point)

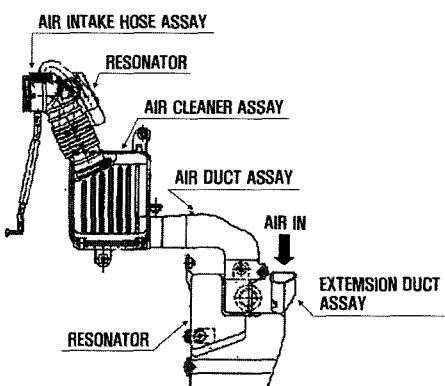


Fig. 2 The scheme of intake system

으로 구성된 시간에 따라 선형적으로 변화하는 참조 신호들을 Table 1에 나타내었다.

Table 1에서 Case 1의 경우가 정지상태에서 가속 페달을 끝까지 밟은 경우를 나타낸다. Fig. 2에 나타낸 흡기계의 전달함수와 부가경로를 실험적으로 구

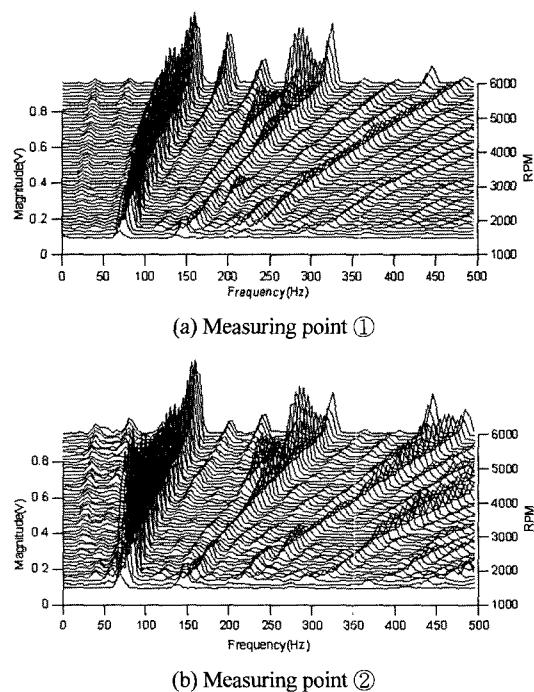


Fig. 3 The Intake noise of the experimental vehicle

Table 1 The various reference signals applied to FXLMS algorithm

	Component of engine firing frequency	First harmonic component of engine firing frequency	No.
Changing rate of RPM per second	450 rpm/s	900 rpm/s	Case 1
	225 rpm/s	450 rpm/s	Case 2
	150 rpm/s	300 rpm/s	Case 3
	90 rpm/s	180 rpm/s	Case 4

Table 2 The control result for the various reference signals

No.	RMS value		Rate of control
	Without control	With control	
Case 1	0.5725	0.2430	57.6 %
Case 2	0.5729	0.2080	63.7 %
Case 3	0.5941	0.1768	70.2 %
Case 4	0.5730	0.1097	80.9 %

한 결과와 Table 1에 나타낸 참조신호를 이용하여 FXLMS 알고리듬에 적용한 결과를 Table 2에 나타내었다. 이 때 수렴계수는 일정한 값을 사용하였다. Table 2에 나타낸 것과 같이 자동차의 가속 정도가 증가할수록 즉 참조신호의 주파수 변화율이 증가할수록 FXLMS 알고리듬을 이용한 제어 성능이 저하됨을 확인할 수 있다.

#### 4.2 Modified FXLMS 알고리듬을 이용한 제어성능 향상

Modified FXLMS의 제어 성능을 비교하기 위하여 FXLMS 알고리듬을 사용하여 제어한 결과를 Fig. 4에 나타내었다. 참조신호는 Fig. 3(a)에 나타낸 실 차신호를 사용하였고 수렴계수는 발산하지 않는 최대의 값을, 필터차수는 수렴하는 최소의 값(100)을 설정하였다. Fig. 4에서 엔진폭발주파수 성분( $C_2$ )은 제어가 되었지만 2차 조화 성분( $C_4$ )은 전혀 제어되지 않음을 볼 수 있다.

급가속시의 FXLMS 알고리듬을 이용한 자동차 흡기소음의 저감 성능을 향상시키기 위하여 FXLMS 알고리듬의 필터차수를 최소화하고 수렴계수를 크

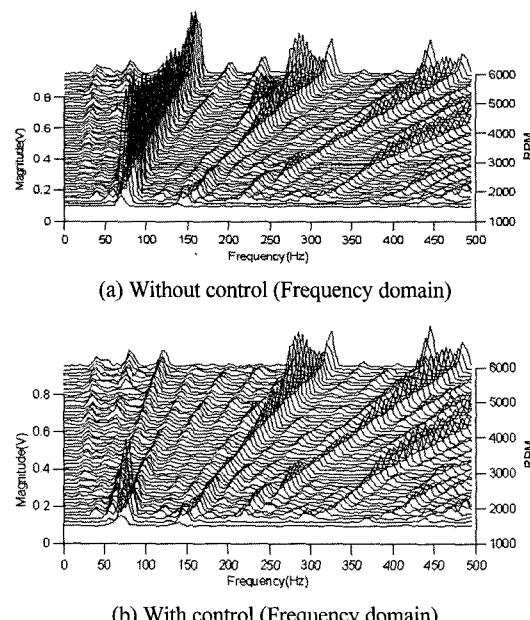
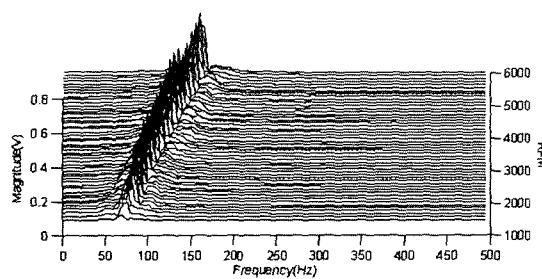
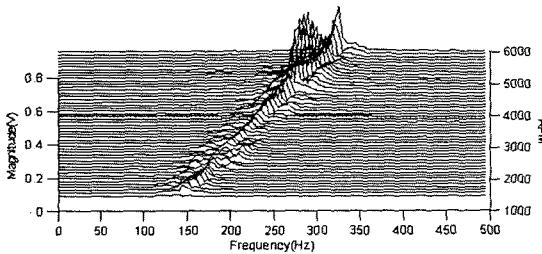


Fig. 4 The comparison of a simulation result between the case without control and the case with control using FXLMS algorithm



(a) The engine firing frequency component

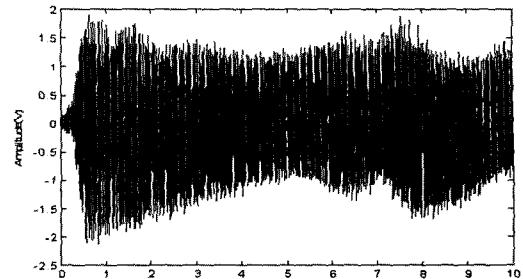


(b) Harmonic component of the engine firing frequency component

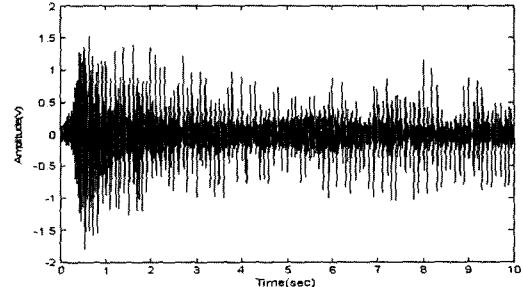
Fig. 5 New reference signal filtered by band pass filter

게 하여 적응 속도를 증가시킴으로써 참조신호의 속도변화에 따른 추종성능을 향상시킬 수 있다. Fig. 3으로부터 흡기소음은 엔진 폭발주파수( $C_2$ )와 그의 조화 성분( $C_4$ )이 주요함을 확인할 수 있고 이 성분들은 시간에 따라 주파수가 변화하는 주기함수이므로 이 성분들만을 줄이기 위한 필터차수를 줄일 수 있다.

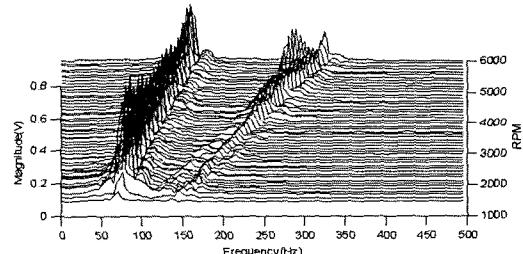
Fig. 3(a)의 실차 신호를 참조신호로 하여 여기에 대역 통과 필터  $H_1(z)$ 과  $H_2(z)$ 를 통과시킨 새로운 참조신호를 Fig. 6에 나타내었다. Fig. 5(a)는 엔진 폭발주파수 성분( $C_2$ )이고 (b)는 2차 조화 성분( $C_4$ )이다. 이 신호들을 참조신호로 하여 Modified FXLMS 알고리듬의 시뮬레이션을 수행 한 결과를 Fig. 6에 나타내었다. 이 때, 수렴계수는 FXLMS 알고리듬의 경우와 마찬가지로 안정성 범위내의 최대 값을 사용하였고 필터 차수는 30으로 하였다. Fig. 6으로부터 Modified FXLMS 알고리듬을 적용한 경우 참조신호의 주파수가 시간에 따라 변하는 경우에도 추종 성능이 저하되지 않음을 알 수 있다.



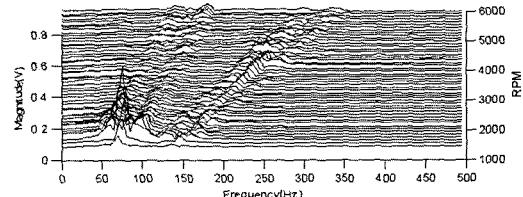
(a) Without control (Time domain)



(b) With control (Time domain)



(c) Without control (Frequency domain)



(d) With control (Frequency domain)

Fig. 6 The comparison of a simulation result between the case without control and the case with control using Modified FXLMS algorithm

## 5. 결 론

능동제어 방식을 이용한 자동차 흡기소음 저감의 연구를 통하여 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

첫째, Modified FXLMS 알고리듬을 이용하여 자

동차 급가속시의 주요성분인  $C_2$ ,  $C_4$ 를 분리하고 제어 시뮬레이션을 수행한 결과 FXLMS 알고리듬을 이용한 제어 시뮬레이션에서 저감되지 않았던  $C_4$ 을 저감시킴으로서 급가속시의 능동소음제어 성능을 향상시켰다. 둘째, 자동차 흡기소음은 급가속시가 문제가 되며 엔진폭발 주파수와 그 조화성분이 주요함을 확인하였다.셋째, LMS 알고리듬의 참조신호의 성분이 변하는 경우 변화속도가 증가함에 따라 LMS 알고리듬의 수렴 성능도 저하됨을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

### References

- 1) D. R. Barth, A. R. Kashani, "Engine Noise Reduction using Narrowband Feedback Control," SAE 951300, 1995.
- 2) H. S. Kim, J. S. Hong, J. E. Oh, "Active Noise Control with the Active Muffler in Automotive Exhaust Systems," JSME International Journal Series C, Vol.41, No.2, pp.178-183, 1997.
- 3) Y. Nishio, T. Kohama, "New Approach to Low-Noise Air Intake System Development," SAE 911042, 1991.
- 4) I. R. McLean, "Active Control of Automotive Air Induction Noise via Source Coupling," SAE 2001011613, 2001.
- 5) T. Y. Lee, J. Shin, H. S. Kim, J. E. Oh, "The Study on the Multi-Channel Active Noise Control for Noise Reduction of the Vehicle Cabin 1: Computer Simulation," Journal of KSAE, Vol.14, No.5, 1992.
- 6) T. C. Kim, S. B. Hong, "Noise Control of an Air Intake System for a Four-Cylinder Engine," KSNVE 1996 Autumn Annual Conference, pp.77-83, 1996.
- 7) N. J. Bershad, P. L. Feintuch, F. A. Reed, "Tracking Characteristics of the LMS Adaptive Line Enhancer-Response to a Linear Chirp Signal in Noise," IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-28, pp.504-516, 1980.
- 8) S. M. Kuo, D. R. Morgan, Active Noise Control Systems algorithms and DSP implementations, John Wiley & Sons, NewYork, 1996.
- 9) Y. Tu, C. R. Fuller, "Multiple Reference Feedward Active Noise Control Part1: Analysis and Simulation of Behavior," Journal of Sound and Vibration, Vol.233, No.5, pp.745-759, 2000.