한국동력기계공학회지 제14권 제5호 pp.56~62 2010년 10월

RCMAC를 이용한 능동소음 제어시스템의 소음저감 성능개선
Improvement Noise Attenuation Performance of the Active Noise Control System Using RCMAC

한성익 · 여대연 · 김새한 · 이권순
S. I. Han, D. Y. Yeo, S. H. Kim and K. S. Lee

(접수일 : 2010년 7월 12일, 수정일 : 2010년 8월 25일, 채택확정 : 2010년 8월 27일)

Key Words : Active Noise Control(능동소음제어), Recurrent Cerebellar Articulation Controller(순환형 RCMAC), Filtered-x Least Mean Square(필터-xLMS), Duct System(덕트계), KTX Cabin Noise (KTX 객실소음)

Abstract : In this paper, a recurrent cerebellar modulation articulation control (RCMAC) has been developed for improvement of noise attenuation performance in active noise control system. For the narrow band noise, a filter-x least mean square (FXLMS) method has bee frequently employed as an algorithm for active noise control (ANC) and has a partial satisfactory noise attenuation performance. However, noise attenuation performance of an ANC system with FXLMS method is poor for broad band noise and nonlinear path since it has linear filtering structure. Thus, an ANC system using RCMAC is proposed to improve this problem. Some simulations in duct system using harmonic motor noise and KTX cabin noise as a noise source were executed. It is shown that satisfactory noise attenuation performance can be obtained.

1. 서 론

현대사회에서 환경 소음은 중요한 사회적 문제로 등장하고 있으며 산업과 교통수단의 발달은 경제적 발전과 편리한 생활을 보장하지만 반대로 각종 공해의 발생으로 인해 쾌적한 환경에 대한 욕구가 또한 증가하고 있다. 특히 소음공해 문제는 소득의 증가와 더불어 인간의 청각 기능 손상뿐 만이 아니라 정신적인 피로를 유발하는 문제가 있어서 이러한 소음공해를 해결하기 위해 전통적으로 흡음, 차음 및 방음 같은 수동적인 방법을 이용하여 소음문제를 대처해왔다. 그런데 최근까지의 연구결과 수동적인 방법은 민감한 1kHz 이상의 고주파 소음에 대해서는 효과적으로 소음을 감소시키는 장점이 있으나 그런데 저주파 소음은 파장이 길기 때문에 흡/차음재의 밀도가 커야 소음저감 효과가 나타나므로 밀도 증가에 따른 중량의 증가로 경제성이 떨어지는 단점이 있다. 일반적으로 1kHz 이하의 저주파 소음 또한 인간의 피로도를 증가시키므로 고주파 소음과 마찬가지로 소음저감을 해야 한다. 능동소음 제어(Active noise control: ANC)[1,2]는 최근에 수동 소음제어가 어려운 환경이나 상황에 대한 보완으로서 많은 연구가 진행되어 냉난방 덕트, 항공기, 자동차, 철도 등에 적용하여 어느 정도 성능이 입증되었다. 능동소음 제어를 위한 전통적인 제어방법은 실시간 계산 문제와 2차 경로 문제로 인해 FIR(Finite impulse response) 필터에 기반을 둔 FXLMS(Filter-x least mean square)[2,3] 방법이 단순한 구조와 적은 계산부담 때문에 많이 적용되었다. DSP 하드웨어의 발전으로 능동 소음제어 대해 좀더 복잡한 알고리즘의 적용이 가능해졌다.

실제적으로 능동소음 제어시스템을 설계하기 위해서는 두 가지 중요한 점이 고려되어야 한다. 첫째, 2차 경로가 시변특성을 나타낼 수 있다는 점이다. 만약 실제모델과 추정된 모델의 특정주파수에서 위상차가 90° 이상이 되면 능동소음 제어시스템은 불안정해진다. 두 번째, 2차 경로와 1차 경로가 비선형 특성을 나타낼 수 있다. 첫 번째 문제에 대해서 실시간 모델링기법[3~5]이 연구되었으며 두 번째 문제에 대해서는 2차 경로에 대한 모델링이 필요없

이권순(교신저자) : 동아대학교 전기공학과
E-mail : kslee@dau.ac.kr, Tel : 051-200-7749
한성익 : 동아대학교 전기공학과
여대연, 김새한 : 동아대학교 대학원

는 기법[6] 이 연구되었다. 그러나 이러한 방법들은 선형 FXLMS에 속하는 기법으로서 근본적인 단점이 존재한다.

그래서 최근에 이러한 단점을 개선하기 위해서 퍼지[7], 신경망[8], 퍼지신경망[9] 같은 인공지능 기법을 적용하여 이러한 단점을 개선하는 연구가 진행되고 있다. 고속연산이 가능한 DSP보드의 개발로 인해 계산량이 문제가 되었던 인공지능 기법이 등장하게 된 것이다. 그러나 현재까지 이러한 인공지능제어를 이용한 능동소음제어는 많은 연구가 진행되지 않은 상황이다. CMAC (Cerebellar model articulation controller) 기법은 Albus[10]가 제안한 인공지능기법으로서 겹치는 receptive 필드를 갖는 연결된 퍼셉트론 메모리망을 갖는 구조를 갖고 있어서 근사오차가 다른 인공지능 기법에 비해 작은 장점이 있다. 그러나 정적인 학습법을 개선하여 내부 피드백을 갖는 순환형 CMAC (Recurrent cerebellar model articulation controller: RCMAC) 기법[11]이 제안되어 실시간 학습과 빠른 수렴속도가 가능하게 되었다. 그러나 아직까지 RCMAC를 적용한 능동소음제어 기법은 연구되지 않았다.

따라서 본 연구에서는 실시간 구현이 가능하며 기존의 RCMAC에 비해 입력의 피드포워드와 순환 시간지연을 포함한 성능이 개선된 RCMAC 기법을 설계하여 능동소음 제어에 적용하여 시뮬레이션을 통해 기존의 FXLMS를 적용한 능동소음 제어시스템과 소음저감 성능을 비교하기로 한다.

2. 능동소음 제어시스템

2.1 FXLMS 능동소음 제어시스템

FXLMS 능동소음 제어시스템은 Fig. 1과 같이 구성된다. $x(n)$은 기준소음원이고 $d(n)$은 주소음원, $e(n)$은 잔류소음을 나타낸다. 그리고 $P(z)$은 주소음원의 전달함수, $S(z)$은 2차 전달함수를 나타내며 FIR필터에 의해 $\hat{S}(z)$으로 식별하여 FXLMS의 가중치 $W(z)$을 적응규칙에 의해 갱신하는데 이용된다. 시간 n에서의 오차신호$e(n)$은 다음과 같다.

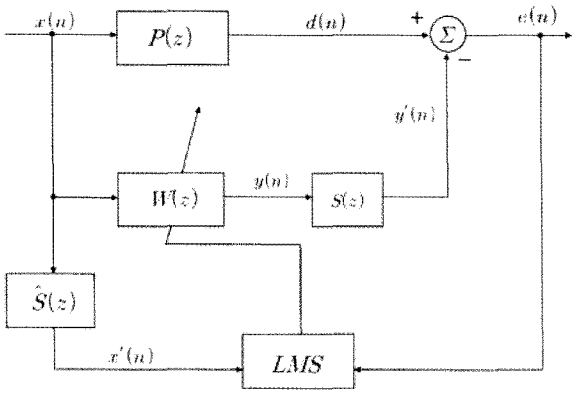

Fig. 1 Diagram of the FXLMS ANC system

$$e(n) = d(n) - s(n) * y(n) \tag{1}$$

여기서 $s(n)$은 2차 경로 전달함수 $S(z)$의 충격응답이며 $*$는 선형 합성적분(convolution)을 나타낸다. FXLMS 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$w(n+1) = w(n) + \mu x'(n) e(n) \tag{2}$$

여기서 $w(n)$은 시간n에서 적응필터 $W(z)$의 계수벡터이며 필터링된 입력벡터 $x'(n)$은 다음과 같이 2차 경로필터 $\hat{S}(z)$를 통과시켜서 구할 수 있다.

$$x'(n) = \hat{s}(n) * x(n) \tag{3}$$

여기서 $\hat{s}(n)$은 2차 경로 $\hat{S}(z)$의 충격응답이다. 실제로 능동소음제어를 수행할 때는 사전에 2차 경로 전달함수 $S(z)$의 충격응답 $\hat{s}(n)$을 구하거나 또는 on-line상에서 추정하여 사용한다.

2.2 RCMAC 능동소음 제어시스템

제안한 RCMAC 능동소음 제어시스템은 Fig. 2에 제시되어 있다. Fig. 3은 RCMAC 구조를 나타낸다. RCMAC는 순환구조를 갖는 입력공간, receptive-field 공간, 가중메모리 공간, 출력공간으로 구성된다. RCMAC의 신호전파와 기본 함수들은 다음과 같다.

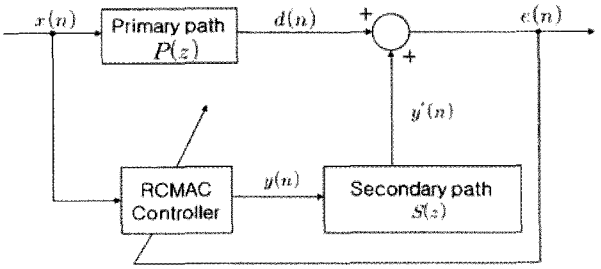

Fig. 2 Diagram of the RCMAC ANC system

1) 입력공간 I (Input space):

주어진 $x = [x_1, x_2, \cdots, x_{n_a}]^T \in R^{n_a}$ 에 대해 각 입력상태변수 x_i는 주어진 제어공간에 따라 이산영

역으로 분할된다. n_a는 이산요소의 수를 나타낸다.

모든 블록 $x_i = [x_{ii}, x_{i2}, \cdots, x_{in_a}]^T \in R^{n_a}$ 의 입력들은 다음과 같이 나타난다.

$$x_i(n+1) = x_i(n) + w_i x_i(n-1) \tag{4}$$

여기서 $w_i = [w_{i1}, w_{i2}, \cdots, w_{ij}, \cdots, w_{in_a}] \in R^{n_a}$,

w_{ij}는 입력공간의 순환형 가중치이고 $x_i(n-1)$는 지연시간에 대한 x_i의 값이다. 이 블록의 입력은 $x_i(n-1)$로 나타나는 과거의 입력정보를 저장하는 동적사상을 나타내는 메모리항을 포함한다.

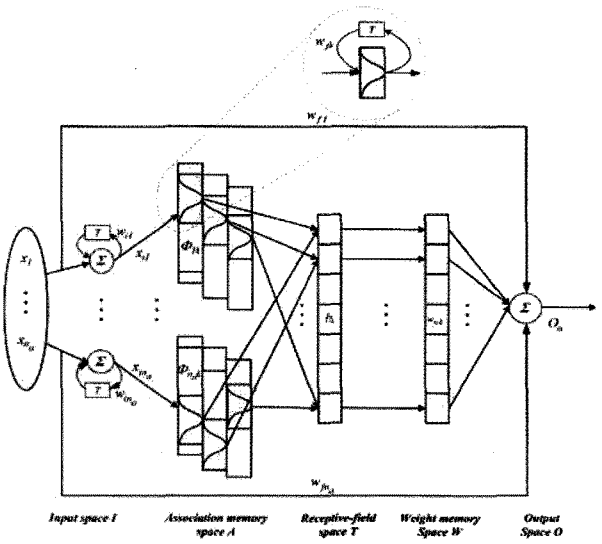

Fig. 3 Structure of the RCMAC network

2) 결합 메모리공간 A(Association memory space):

여러 요소들이 블록 수 n_b인 블록에 겹쳐진다. A는 $n_c(n_c = n_a \times n_b)$ 요소들 갖는 결합메모리 공간을 나타낸다. 이 공간에서 각 블럭은 receptive-field 기저함수를 수행하고 다음과 같은 Gaussian 함수로 표현된다.

$$\Phi(n)_{jk} = \exp\left[-\frac{(x_{ijk}(n) + w_{jk}\Phi_{jk}(n-1) - m_{jk})^2}{(v_{jk})^2}\right],$$
$$k = 1, 2, \cdots, n_b \tag{5}$$

여기서 Φ_{jk}는 평균값 m_{jk}와 분산 v_{jk}를 갖는 j번째 입력에 대한 i번째의 요소 x_{ij}에 대한 k번째 블록의 receptive-field 기저함수를 나타낸다. w_{jk}는 순환가중치, $\Phi_{jk}(n-1)$는 Φ_{jk}에 대한 지연시간을 갖는 값이다. Fig. 4에서 $n_a = 5$, $n_b = 4$이며 n_b는 블록 수를 나타낸다.

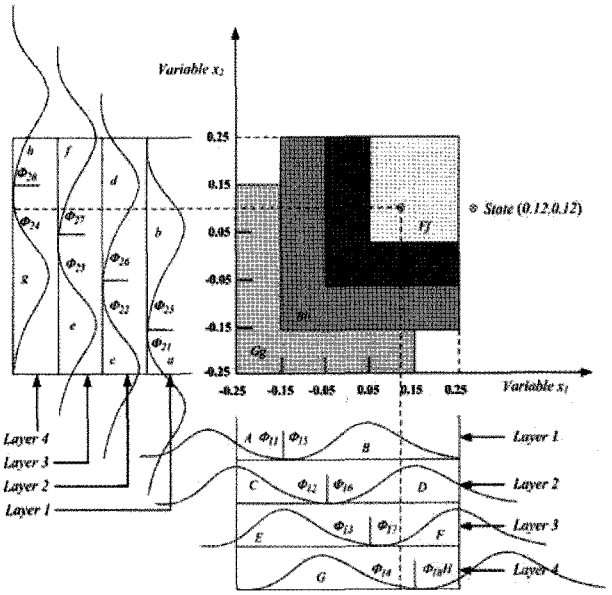

Fig. 4 Two-dimensional RCMAC $n_a = 5$, $n_b = 4$

3) Receptive-field 공간 T:

Ab와 Bb로 형성되는 면적들을 receptive-field 라고 한다. 다음과 같은 다차원 receptive-filed 함수를 정의한다.

$$b_k(n)(x_i, w_i, m_k, v_k, w_k) = \prod_{j=1}^{n_a} \Phi_{jk}(n)$$
$$= \exp\left[\sum_{j=1}^{n_a} - \frac{(x_{ij}(n) + w_{jk}\Phi_{jk}(n-1) - m_{jk})^2}{(v_{jk})^2}\right]$$
$$, k = 1, 2, , \cdots, n_c \tag{6}$$

여기서, $m_k = [m_{k1}, m_{k2}, \cdots, m_{kn_a}]^T \in R^{n_a}$,

$v_k = [v_{k1}, v_{k2}, \cdots, v_{kn_a}]^T \in R^{n_a}$, $w_k = [w_{k1}, w_{k2}, \cdots, w_{kn_a}]^T \in R^{n_a}$이다. 다차원 receptive-field 함수는 다음과 같은 벡터형으로 나타난다.

$$\Theta(n)(x_i, w_i, m, v, w) = [b_1, b_2, \cdots, b_{n_c}]^T \tag{7}$$

여기서, $m = [m_1^T, m_2^T, \cdots, m_k^T, \cdots, m_{n_c}^T]^T \in R^{n_a n_c}$

$v = [v_1^T, v_2^T, \cdots, v_k^T, \cdots, v_{n_c}^T]^T \in R^{n_a n_c}$,

$w_j = [w_1^T, w_2^T, \cdots, w_k^T, \cdots, w_{n_c}^T]^T \in R^{n_a n_c}$ 이다.

4) 가중치 메모리 공간 W:

n_c요소들은 갖는 가중치 메모리 공간에서 특별한

조정값에 대한 각 T의 위치는 다음과 같이 표현된다.

$$W_w = [w_{w1}, w_{w2}, \cdots, w_{wk}, w_{wn_0}] \quad (8)$$

여기서 w_{wk}는 k번째 receptive-field에 연관된 o번째 연결 가중치값을 나타낸다.

5) 출력공간 O:

RCMAC의 출력은 가중치 메모리에서 활성화된 가중치들의 대수적 합이다.

$$O_o(n) = \sum_{k=1}^{n_c} w_{wk} b_k(n) + \sum_{j=1}^{n_a} w_{fj} x(n)_{ij} = W_w^T \Theta + w_f^T x = W_o^T \Theta_o(n) \quad (9)$$

여기서 w_{fj} 는 RCMAC의 출력과 연관된 j번째 입력의 출력 연결강도이고 $W_o = [W_w \quad w_f]^T \in R^{n_d}$, $w_f = [w_{f1}, w_{f2}, \cdots, w_{fn_a}]^T \in R^{n_a}$, $n_d = n_a + n_c$ $\Theta_o = [\Theta \quad x]^T \in R^{n_d}$ 이다.

2.3 RCMAC 파라미터의 온라인 갱신

RCMAC 시스템의 성능은 연결 가중치, 순환 가중치의 강도와 Gaussian 함수의 평균, 분산값에 크게 영향을 받는다. 효율적인 온라인 학습을 위해 최급하강법(Gradient descent method)를 이용하여 RCMAC의 각 파라미터들에 대한 온라인 갱신규칙을 유도한다. 오차함수는 다음과 같이 정의된다.

$$E(n) = \frac{1}{2}[d(n) - \acute{y}(n)]^2 = \frac{1}{2}e^2(n) \quad (10)$$

오차항은 다음과 같이 전파된다.

$$\frac{\partial E(n)}{\partial O_o} = \frac{\partial E(n) \partial e(n) \partial \acute{y}(n)}{\partial E(n) \partial \acute{y}(n) \partial O_o(n)} = -e(n) S(z) \quad (11)$$

출력층의 연결가중치 갱신식은 다음과 같다.

$$\dot{W}_o(n) = -\eta_0 \frac{\partial E(n)}{\partial W_o} = -\eta_0 \frac{\partial E(n)}{\partial O_{o(n)}} \frac{\partial O_o(n)}{\partial W_o} = \eta_0 e(n) S(z) \Theta_o(n) \quad (12)$$

receptive-field와 결합메모리 공간의 갱신식은 다음과 같다.

$$\dot{m}_{jk} = -\eta_m \frac{\partial E(n)}{\partial m_{jk}} = -\eta_m \frac{\partial E(n)}{\partial O_o} \frac{\partial O_o}{\partial b_k} \frac{\partial b_k}{\partial \Phi_{jk}} \frac{\partial \Phi_{jk}}{\partial m_{jk}} = 2\eta_m e(n) S_z(q) w_{wk} b_k \Gamma(n) / v_{jk} \quad (13)$$

$$\dot{v}_{jk} = -\eta_v \frac{\partial E(n)}{\partial v_{jk}} = -\eta_v \frac{\partial E(n)}{\partial O_o} \frac{\partial O_o}{\partial b_k} \frac{\partial b_k}{\partial \Phi_{jk}} \frac{\partial \Phi_{jk}}{\partial v_{jk}} = 2\eta_v e(n) S(z) w_{wk} b_k \Gamma^2(n) / v_{jk} \quad (14)$$

$$\dot{w}_{jk} = -\eta_w \frac{\partial E(n)}{\partial w_{jk}} = -\eta_w \frac{\partial E(n)}{\partial O_o} \frac{\partial O_o}{\partial b_k} \frac{\partial b_k}{\partial \Phi_{jk}} \frac{\partial \Phi_{jk}}{\partial w_{jk}} = 2\eta_w e(n) S(z) w_{wk} b_k \Gamma(n) \Phi_{jk}(n-1) / v_{jk} \quad (15)$$

여기서

$$\Gamma(n) = \frac{[x_{ij}(n) - w_{jk} \Phi_{jk}(n-1) - m_{jk}]}{v_{jk}} \quad (16)$$

$$\dot{w}_i = -\eta_i \frac{\partial E(n)}{\partial w_i} = -\eta_i \frac{\partial E(n)}{\partial O_o} \frac{\partial O_o}{\partial b_k} \frac{\partial b_k}{\partial \Phi_{jk}} \frac{\partial \Phi_{jk}}{\partial w_i} = 2\eta_i e(n) S(z) w_{wk} b_k \Gamma(n) / v_{jk} \quad (17)$$

3. 시뮬레이션 및 검토

본 장에서는 제안한 RCAMAC 능동소음 제어시스템과 FXLMS 능동소음 제어시스템의 소음저감 성능을 시뮬레이션을 통해 보이고자 한다. 능동소음 대상은 다음과 같은 덕트시스템을 대상으로 협대역 조화소음과 KTX 열차의 객실 실측소음인 광대역 소음을 소음원으로 하여 이러한 소음원에 대한 소음저감 성능을 검증하기로 한다.

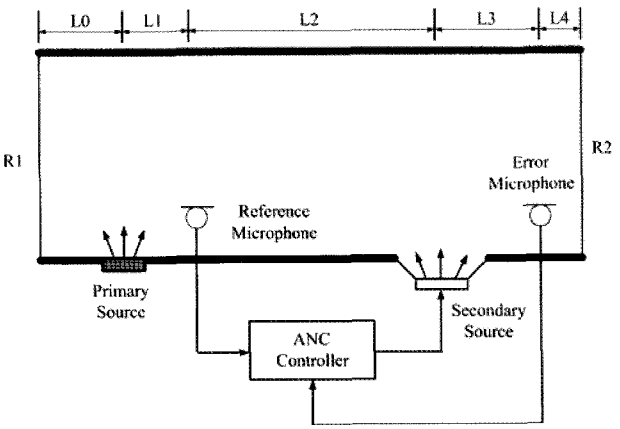

Fig. 5 ANC system for a duct

여기서 L은 덕트의 치수를 나타내며 $L_0 = 0.3m$ $L_1 = 0.5m$, $L_2 = 1.9m$, $L_3 = 0.5m$, $L_4 = 0.3m$이다. $R_1 = 0.2$, $R_2 = 0.1$는 덕트 양쪽 끝의 음파반사계수이다. 소음원으로부터 오차 마이크로폰까지의 주경로(main path)는 덕트시스템에 대한 음향전달

함수에 대한 해석을 통해 다음과 같이 모델링된다.

$$d(n+1) = R_1R_2d(n-21) + x(n-17) + R_1x(n-18) + R_2x(n-21) + R_1R_2x(n-24) \quad (18)$$

그리고 2차 경로(Secondary path)는 다음과 같이 모델링된다.

$$s(n+1) = R_1R_2s(n-21) + x(n-3) + R_1x(n-35) + R_2x(n-6) + R_1R_2x(n-38) \quad (19)$$

샘플링 주파수는 2000Hz, FXLMS의 필터차수는 500, $\mu = 0.0005$로 선정하였다. 그리고 RCMAC 능동소음 시스템의 경우 입력은 $x(n)$, $x(n-1)$, $e(n)$이며 모든 가중함수의 초기값은 랜덤값이며 가중함수 갱신율은 $\eta_0 = 0.35$, $\eta_v = 0.5$, $\eta_m = 0.5$, $\eta_w = 0.2$ $\eta_i = 0.2$로 각각 선정하였다.

시뮬레이션은 Matlab 프로그램을 이용하여 수행하였다. 먼저 모터의 협대역 하모닉 소음에 대해 FXLMS와 RCMAC 능동소음 제어시스템에 대해 시뮬레이션을 수행한 결과는 다음과 Fig. 6과 같다. Fig. 6 (a)는 모터의 하모닉 소음원의 시간역 특성이고 이에 대한 소음저감 결과의 시간역 특성은 Fig. 6 (b), (c)에 나타나 있다. Fig. 6 (d), (e)는 주파수역의 소음저감 특성이며 Fig. 6 (d)의 경우 FXLMS 시스템은 일부 소음원에 대해서는 소음저감성능이 떨어지고 있으며 RCMAC의 경우 거의 모든 하모닉 소음원을 저감하고 있음을 Fig. 6 (e)에서 알 수 있다. 결과적으로 Fig. 6 (b), (c)에서 RCMAC 능동소음 제어시스템이 빠르게 소음을 저감하고 있음을 알 수 있다.

다음에 KTX 경부선 구간에서 개활지 및 터널 주행시 KTX 열차의 객실 중앙부에서 측정한 실측소

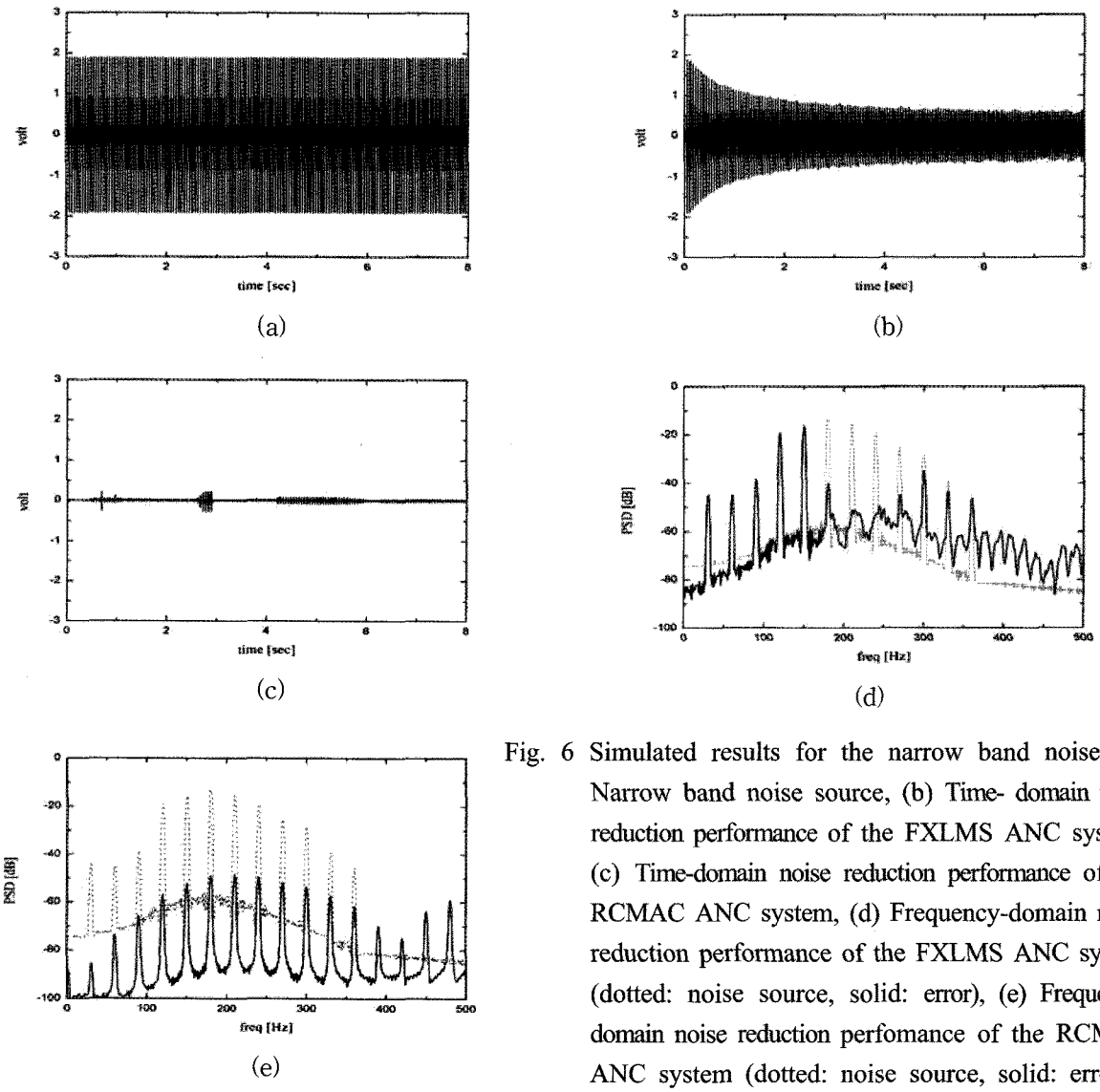

Fig. 6 Simulated results for the narrow band noise: (a) Narrow band noise source, (b) Time- domain noise reduction performance of the FXLMS ANC system, (c) Time-domain noise reduction performance of the RCMAC ANC system, (d) Frequency-domain noise reduction performance of the FXLMS ANC system (dotted: noise source, solid: error), (e) Frequency-domain noise reduction perfomance of the RCMAC ANC system (dotted: noise source, solid: error)

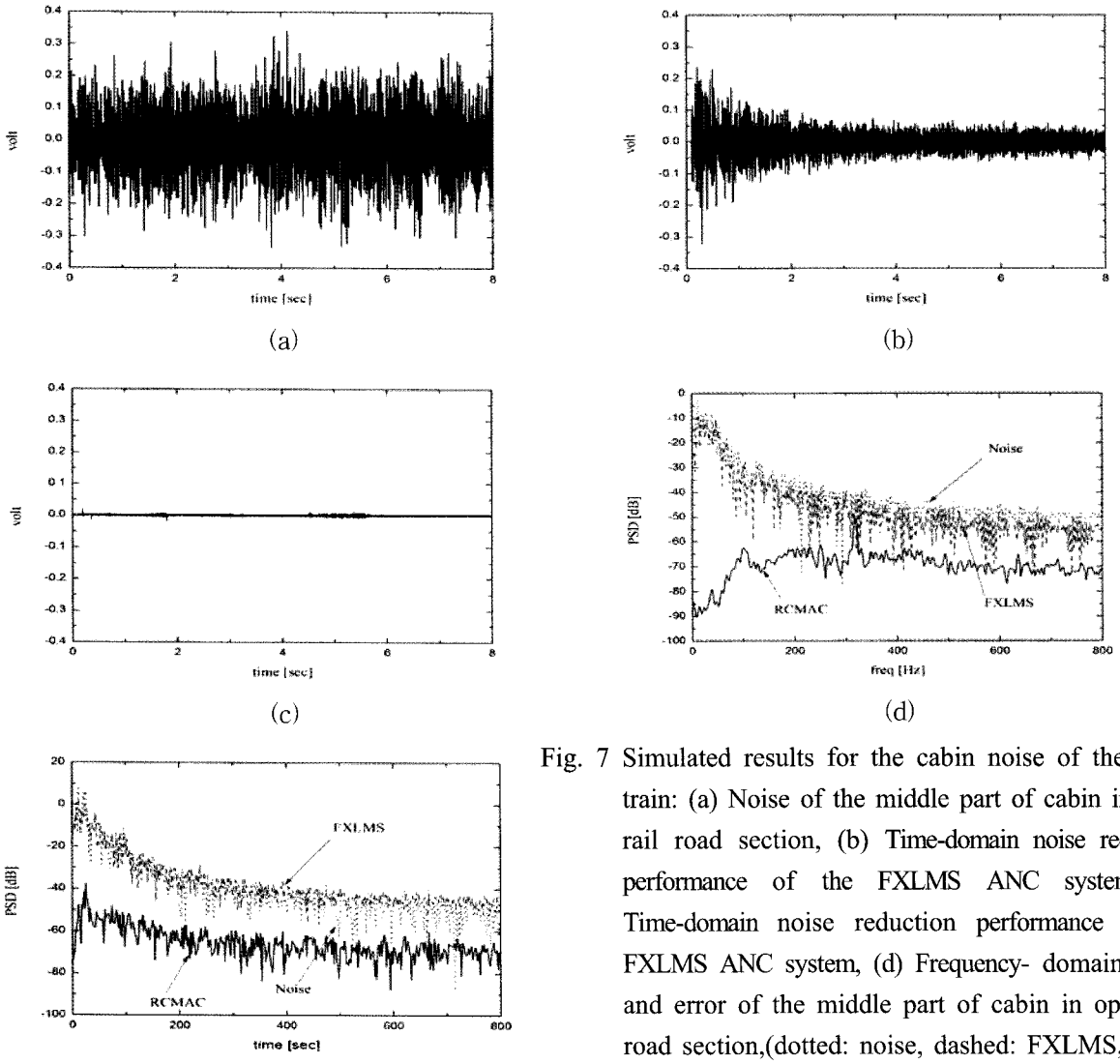

Fig. 7 Simulated results for the cabin noise of the KTX train: (a) Noise of the middle part of cabin in open rail road section, (b) Time-domain noise reduction performance of the FXLMS ANC system, (c) Time-domain noise reduction performance of the FXLMS ANC system, (d) Frequency- domain noise and error of the middle part of cabin in open rail road section,(dotted: noise, dashed: FXLMS, solid: RCMAC), (e) Frequency-domain noise and error of the middle part of cabin in tunnel rail road section, (dotted: noise, dashed: FXLMS, solid: RCMAC)

음원을 이용하여 제안한 RCMAC 능동소음 제어시스템의 소음저감 성능 검증을 위한 능동소음제어 시뮬레이션을 수행하였다. Fig. 7 (a)는 개활지 구간에서의 실내 소음원의 시간역 특성을 나타낸다. 이러한 소음원에 대한 소음저감의 시간역 특성은 FXLMS의 경우 Fig. 7 (b)에 RCMAC의 경우Fig. 7 (c)에 제시되어 있다. FXLMS 능동소음 제어시스템의 경우 잔류소음이 지속적으로 유지되고 있으나 RCMAC 능동소음 제어시스템의 경우 빠르게 소음원을 감소시키고 있다. Fig. 7 (d)에 이에 대한 주파수역 특성이 제시되어 있다. FXLMS 능동소음 제어시스템의 경우 광대역 주파수 특성을 갖는 소음원에 대해서는 성능이 크게 저하되고 있으나 RCMAC 시스템은 광대역 소음원에 대해서도 소음저감 성능이 유지되고 있다. 이것은 FXLMS 능동소음 제어시스템은 선형특성의 소음원에 대해서는 효과적이나 비선형 특성에 취약하기 때문이다. Fig. 7 (e)의 객실 실내소음 레벨이 증가하는 터널 구간에 대한 시뮬레이션 결과에서도 유사하게 RCMAC 능동소음 제어시스템은 효과적인 소음저감효과를 발휘하고 있음을 알 수 있다.

4. 결 론

본 연구에서는 인공지능 제어기법인 RCMAC를 이용하여 능동소음 제어시스템의 성능을 개선하였

다. 전통적으로 선형 필터에 기반을 둔 능동소음제어에 가장 많이 적용되는 FXLMS 기법은 비선형특성이나 광대역 소음원이 존재하는 경우 소음저감 성능이 떨어지는 단점이 있다. 이러한 문제점을 RCMAC를 개발하여 능동소음 제어시스템에 적용한 결과 양호한 소음저감 성능을 얻을 수 있었다.

후 기

본 연구는 2010년도 동아대학교 교내연구비의 지원을 받아 연구하였습니다.

참고문헌

1. Elliot S. J. and Nelson P. A., 1993, "Active Noise Control," IEEE Sign. Process Mag., Vol. 10, pp. 12~35.
2. Kuo S. M. and Morgan D., 1996, "Active Noise Control Systems", Wiley, New York.
3. Kuo S. M. and Morgan D. R.. 1999, "Active Noise Control: a Tutorial Review," IEEE Proc. 87, pp. 973~993.
4. Qiu X. J. and Hansen C. H., 2000, "A Modified Filtered-x LMS Algorithm for Active Control of Periodic Noise with On-line Cancellation Path Modeling," J. of Low Frequency Noise, Vib. and Active Contr., Vol. 19, pp. 35~46.
5. Zhang M., Lan J. and Ser W., 2003, "A Robust Online Secondary Path Modeling Method with Auxiliary Noise Power Scheduling Strategy and Norm Constraint Manipulation," IEEE Trans. on Speech and Audio Proc., Vol. 11, No. 1, pp. 45~53.
6. Maeda Y. and Yoshida T., 1999, "An Active Noise Control without Estimation of Secondary Path-ANC Using Simultaneous Perturbation," Active 1999, Florida, USA, pp. 985~994.
7. Souza J. M., Silva C. A. and Sa da Costa J. M., 2003, "Fuzzy Active Noise Modeling and Control," Inter. J. of Approximate Reason., Vol. 33, pp. 51~70.
8. Qizhi Z. and Yongle J., 2002, "Active Noise Hybrid Feedforward/Feedback Control Using Neural Network Compensation," Trans. ASME, Vol. 124, January, pp. 100~104.
9. Zhang Q. Z., Gan W. S. and Zhou Y. L., 2006, "Adaptive Recurrent Fuzzy Neural Networks for Active Noise Control," J. Sound and Vib., Vol. 296, pp. 935~948.
10. Albus J. S., 1975, "A New Approach to Manipulator Control: The Cerebellar Model Articulation Controller(CMAC)", Trans. ASME, J. Dyn. Syst. Meas. Contr., Vol. 97, No. 3, pp. 220~227.
11. Peng Y. F., Lin C. M. and Lin C. M., 2004, "Intelligent Hybrid Control for Uncertain Nonlinear Systems Using a Recurrent Cerebellar Model Articulation Controller", 2004, IET Control Theoy Appl., Vol. 151, No. 6, pp. 589~600.