

오차보상 NLMS 알고리즘을 이용한 적응 능동소음제어 Adaptive Active Noise Control Using Error Compensated NLMS Algorithm

權 奇 龍*, 許 琯**, 宋 奎 翼**, 李 健 一**

(Ki-Lyong Kwon*, Kwan Heo**, Kyu-Ik Sohng**, Kuhn-Il Lee**)

요 약

본 논문에서는 능동소음제어를 위하여 수렴속도가 빠르면서 정상상태오차를 최소화하는 오차보상 NLMS(normalized least mean square) 알고리즘인 CNLMS(error compensated NLMS) 알고리즘을 제안하였다. 이 CNLMS 알고리즘에서는 수렴속도를 빠르게 하기 위하여 입력소음과 오차소음의 전력에 따라 수렴인자를 가변시킨 NLMS 알고리즘을 사용하였다. 또한, 정상상태오차를 최소화하기 위하여 소음발생기를 사용하지않고 오차경로에서 발생하는 소음오차를 더욱 작아지도록 보상하는 보조시스템을 사용하여 안정된 능동소음제어가 되도록 하였다. 이와 같은 시스템의 성능을 기존의 적응디지틀필터인 LMS 및 NLMS 알고리즘을 이용한 필터의 그 성능과 비교하였다. 각 알고리즘에 대한 시뮬레이션을 행한 결과, 제안한 CNLMS 알고리즘의 소음레벨은 LMS 및 NLMS 알고리즘의 것보다 각각 평균 14dB 및 6dB 정도 더 큰 감쇄효과가 있음을 확인하였다.

ABSTRACT

An error compensated NLMS algorithm(CNLMS) is proposed for an active noise control system. The convergence factor of the algorithm is adaptively varied by the input and the error noise power levels for fast convergence speed. An error compensated auxiliary system, instead of the random noise generator in the error path of the conventional system, is also used to minimize the steady state error. To demonstrate the performance of the system, the proposed CNLMS algorithm is compared with the conventional ones, the LMS and the NLMS algorithms. The simulation results for each algorithm show that the noise level of the proposed CNLMS algorithm is reduced about 14dB and 6dB as compared with the LMS and the NLMS algorithms, respectively.

I. 서 론

능동소음제어기술은 저주파의 소음원에 대하여 위상이 180° 반전된 동일한 진폭의 제 2의 스피커음을 인가하여 상하간섭효과로 소음을 제거하는 것이다.^[1,2] 이 기술은 500Hz이하의 저주파영역에 유효하여 엔진,

송풍기, 압축기 및 산업용 기기의 소음 제거에 유용하다.

1970년대중반에 Widrow 등^[6,9]은 적응신호처리 이론을 개발하였고, 최근에는 DSP chip의 발달로 실시간처리가 가능한 하드웨어 구현으로 능동소음제어 기술이 크게 발달하였다.^[10,11] 1981년에 Burgess^[12]는 LMS 알고리즘을 사용한 적응 시스템 이론을 광대역 및 협대역 음향에 적용하여 적응적인 능동소음제어를 시도하였으나 이 알고리즘은 수렴속도가 느리다는 단점이 있다. 1987년에 Eriksson 등^[13]은 RLMS(recur-

* 昌原專門大學 電子通信科
(Dept. of Elec. Comm., Changwon Junior College)
** 慶北大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Kyungpook National Univ.)
접수일자: 1993년 5월 12일

sive LMS) 알고리즘을 사용한 IIR 적응필터를 사용하여 음향을 저감시켰으나, 이 방법은 알고리즘이 복잡하고 불안정하다는 단점이 있다. 이러한 불안정성을 보완하기 위해 1988년 및 1989년에 Eriksson 등 [14-16]은 오차 경로상에 소음발생기를 부착한 RLMS 알고리즘을 제안하였다. 이 방법은 제한된 성능 범위 내에서 시스템이 안정하게 동작하는 장점이 있으나 소음 발생기의 신호가 새로운 소음원이 될 수도 있어서 전체 소음 감쇄비가 제약을 받는다는 단점이 있다.

본 논문에서는 소음발생기를 사용하지 않고 능동소음제어의 수렴속도가 빠르면서도 정상상태오차를 최소화하는 오차보상 NLMS 알고리즘을 제안하고 이를 이용하여 적응능동소음제어를 수행하였다. 제안 알고리즘에서는 적응필터 및 오차보상기의 수렴인자를 가변시킨 NLMS 알고리즘을 사용하여 수렴속도를 빠르게 하였다. 또한, 정상상태오차를 최소화하기 위하여 오차를 보상하는 보조시스템을 사용하였으며, 이로써 더욱 안정된 능동소음제어를 행하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 결과, 제안한 방법의 기존의 LMS 및 NLMS 알고리즘에 의한 것보다 정상상태오차가 작으면서도 안정된 능동소음제어를 행할 수 있음을 확인하였다.

II. 이 론

1. 능동소음제어의 원리

능동소음제어 기술의 개념은 스피커로부터 입력신호와 동일한 진폭을 갖는 역위상의 음파를 인가하여 음압레벨을 최소화하도록 만드는 것이다. 이 기술의 기본원리를 그림 1에 보였다. 입력 마이크로폰은 소음원에서 소음을 측정하여 제어기의 입력으로 사용하고 이의 출력이 스피커를 구동시킨다. 이 경우 스피커의 출력음은 스피커 위치에서의 소음의 역위상이면서 진폭이 동일해야 한다. 오차 마이크로폰은 소음원으로부터의 소음과 스피커로부터의 제 2의 음이 완전히 상쇄되지 못하고 남는 오차성분의 소음을 감지하여 이를 제어기로 캐환시킨다. 제어기로는 적응 알고리즘이 가장 효과적으로 사용되고 있다.

적응 알고리즘을 사용한 능동소음제어의 블럭다이어그램을 그림 2에 보였다. 하중벡터 $w(i)$ 는 입력 소음 x_i 와 오차소음 e_i 를 입력으로 하여 계수를 새롭게 조정한다. 출력신호 y_i 는 플랜트를 통과한 신호 d_i 와 동일진폭의 역위상인 스피커 음이다.

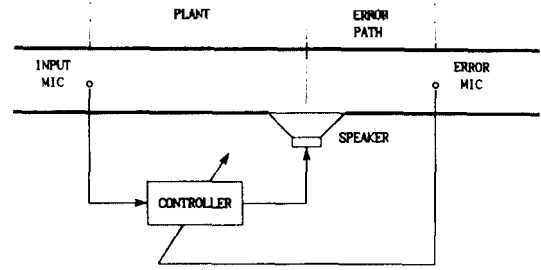


그림 1. 능동소음제어의 기본원리
Fig. 1. Schematic diagram of active noise control system.

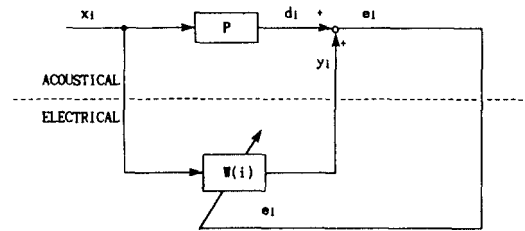


그림 2. 적응능동소음제어의 블럭다이어그램
Fig. 2. Block diagram of the adaptive ANC system.

2. NLMS 알고리즘

적응 필터의 하중값을 변하게 하는 LMS 알고리즘은

$$W(i+1) = W(i) + 2\mu e(i) X(i) \tag{1}$$

이다. 여기서 $W(i)$, $X(i)$, $e(i)$ 는 각각 하중벡터, 입력소음 벡터 및 출력오차로서

$$W(i) = [w_1(i), w_2(i), \dots, w_N(i)]^T$$

$$X(i) = [x_1(i), x_2(i-1), \dots, x_N(i-N+1)]^T$$

$$e(i) = d(i) - y(i)$$

이다. 여기서 μ 는 수렴인자이고 T는 벡터의 전치(轉置)를 나타낸다. LMS 알고리즘은 입력신호가 너무 커질때 불안정해진다. 이를 방지하기 위하여 NLMS 알고리즘은 μ 를 일정한 상수로 두지 않고 입력전력으로 정규화한 것이다. 가변 수렴인자를 갖는 NLMS 알고리즘은

$$W(i+1) = W(i) + 2\mu(i) e(i) X(i) \tag{2}$$

이다. 여기서 수렴인자 $\mu(i)$ 는

$$\mu(i) = \mu_0/P(i) \quad (3)$$

로서, μ_0 는 새로운 수렴인자이며 이는 시스템의 수렴 속도 및 안정도를 결정한다. $P(i)$ 는 입력전력의 추정치로서

$$P(i) = \beta P(i-1) + (1-\beta)x(i)x^*(i) \quad (4)$$

이다. 여기서 β 는 평활계수로서 $0 < \beta < 1$ 이고, *는 복소공액의 표시이다.

3. 오차보상 NLMS 알고리즘(CNLMS)의 제안

제안한 알고리즘의 블럭다이어그램을 그림 3에 나타내었다. 제안방식에서는 오차 소음을 최소화하기 위하여 오차경로에 오차를 보상하는 보조시스템을 추가하였다.

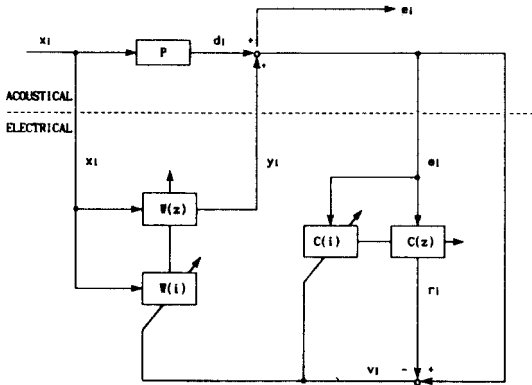


그림 3. 제안한 오차 보상 NLMS 알고리즘의 블럭다이어그램

Fig. 3. Block diagram of the proposed error compensated NLMS algorithm.

그림 3에서 적응필터 $W(z)$ 및 오차보상기 $C(z)$ 는 각각

$$W(z) = \sum_{k=0}^M w_k z^{-k} \quad (5)$$

$$C(z) = 1 - \sum_{k=1}^M c_k z^{-k} \quad (6)$$

로서 FIR 시스템의 형태를 갖는다. 필터출력 $y(i)$,

출력오차 $e(i)$, 보상기출력 $r(i)$ 및 보상오차 $v(i)$ 는 각각

$$y(i) = \sum_{k=0}^M w_k x(i-k) = W^T X(i) \quad (7)$$

$$e(i) = d(i) - y(i) = d(i) - W^T X(i) \quad (8)$$

$$r(i) = \sum_{k=1}^M c_k e(i-k) = C^T E(i) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} v(i) &= e(i) - r(i) \\ &= e(i) - C^T E(i) \\ &= d(i) - W^T X(i) - C^T E(i) \end{aligned} \quad (10)$$

이다. 여기서 C 및 $E(i)$ 는 보상기의 하중벡터 및 데이터 벡터로서 각각

$$C = [c_1, c_2, \dots, c_M]^T$$

$$E(i) = [e(i-1), e(i-2), \dots, e(i-M)]^T$$

이다. 하중벡터 W 및 C 에 대한 최적값은 최소자승오차 방법을 사용하여 $e^2(i)$ 대신 보상오차 $v^2(i)$ 를 최소화하도록 적용시킨다. 보상오차에 대한 최소자승오차는

$$\begin{aligned} \xi_{\min} &= E[v^2(i)] \\ &= E[(d(i) - W^T X(i) - C^T E(i))^2] \end{aligned} \quad (11)$$

이다. 경사법 알고리즘을 사용한 추정 기울기 벡터 $\nabla W(i)$ 는 식 (11)을 이용하여

$$\begin{aligned} \nabla W(i) &= \frac{\partial v^2(i)}{\partial W(i)} = 2v(i) \frac{\partial v(i)}{\partial W(i)} \\ &= -2v(i) X(i) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} W(i+1) &= W(i) + \mu_w (-\nabla W(i)) \\ &= W(i) + 2\mu_w v(i) X(i) \end{aligned} \quad (13)$$

이다. 오차보상기의 하중 벡터에 대한 추정 기울기 벡터 $\nabla C(i)$ 는 식 (11)을 이용하여

$$\begin{aligned} \nabla C(i) &= \frac{\partial v^2(i)}{\partial C(i)} = 2v(i) \frac{\partial v(i)}{\partial C(i)} \\ &= -2v(i) E(i) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} C(i+1) &= C(i) + \mu_c (-\nabla C(i)) \\ &= C(i) + 2\mu_c v(i) E(i) \end{aligned} \quad (15)$$

이다. 식 (13) 및 식 (15)로부터 가변수렴인자를 갖는 오차 보상 NLMS 알고리즘은 다음과 같이 다시 정의할 수 있다.

$$W(i+1) = W(i) + 2\mu_w(i) v(i) X(i) \quad (16)$$

$$C(i+1) = C(i) + 2\mu_c(i) v(i) E(i), \quad (17)$$

여기서 $\mu_w(i)$ 및 $\mu_c(i)$ 는

$$\mu_w(i) = \mu_0/Q(i) \quad (18)$$

$$\mu_c(i) = \mu_1/R(i) \quad (19)$$

로서 μ_0, μ_1 은 새로운 수렴인자이다. $Q(i)$ 및 $R(i)$ 는 입력전력 및 오차전력의 추정치로서

$$Q(i) = \beta_0 Q(i-1) + (1-\beta_0) x(i) x^*(i) \quad (20)$$

$$R(i) = \beta_1 R(i-1) + (1-\beta_1) e(i) e^*(i) \quad (21)$$

이다. 여기서 β_0, β_1 은 새로운 평활계수로서 $0 < \beta_0, \beta_1 < 1$ 이다. 오차 보상 NLMS 알고리즘은

$$W(i+1) = W(i) + 2\mu_w v(i) X(i)/Q(i) \quad (22)$$

$$C(i+1) = C(i) + 2\mu_c v(i) E(i)/R(i) \quad (23)$$

이다. 알고리즘이 안정하기 위한 $\mu_w(i)$ 의 범위는

$$0 < \mu_w(i) < \frac{2}{\text{Tr}(R_X^{-1} R_X)} = 2/N \quad (24)$$

이다. 여기서 $R_X = E[x(i) x^T(i)]$ 이고, $\text{Tr}(\cdot)$ 는 정방행렬의 주대각 요소의 합이다. N 은 필터의 탭수이다. 또한 $\mu_c(i)$ 의 범위는

$$0 < \mu_c(i) < \frac{2}{\text{Tr}(R_v^{-1} R_v)} = 2/M \quad (25)$$

이다. 여기서 $R_v = E[v(i) v^T(i)]$ 이고, M 은 오차보상 필터의 탭수이다.

III. 실험결과 및 고찰

본 논문에서 제안한 오차보상 NLMS 알고리즘을 사용한 능동소음제거 모델은 그림 4에서와 같다. 제안한 알고리즘의 타당성을 확인하기 위하여 컴퓨터

시뮬레이션을 하였다. 시스템의 입력소음신호는 공조기의 덕트계로 전파되는 소음원을 사용하였다. 이 소음원의 데이터는 16 bit로 A/D 변환하였으며 10 kHz로 표본화하였다. 제안한 적응 알고리즘에 사용한 필터 탭 계수는 32개를 사용하였다. 또한 본 시뮬레이션에서는 마이크로폰과 스피커의 주파수 및 왜율특성 등은 관이상 모두 이상적인 것으로 간주하였다.

하중벡터는 입력소음신호 x_i 와 오차소음신호 v_i 를 가지고 수렴인자를 입력소음신호 및 오차소음신호의 전력에 따라 가변되도록 정규화하였다. 출력신호 y_i 는 플랜트를 통과한 요구신호 d_i 와 동일 진폭의 역위상이 발생하도록 한다. 여기에서 사용한 플랜트에서는 입력소음이 전파되는 과정에서 온도과 송풍유속의 변화로 인하여 변형된다고 가정하였다. 그러므로 플랜트의 모델은 입력 마이크로폰 위치에서의 신호가 스피커 위치에서의 신호로 변형이 되도록 $P = 0.7 \exp(-0.8(t-1))$ 로 하였다. 여기서 진폭 및 시정수를 0.7 및 0.8로 둔 것은 단면의 크기가 가로 = 850mm, 세로 = 350mm이고, 마이크로폰에서 스피커까지의 길이 = 2000mm인 실제 덕트 시스템에서 나타날 수 있는 전형적인 값이기 때문이다.

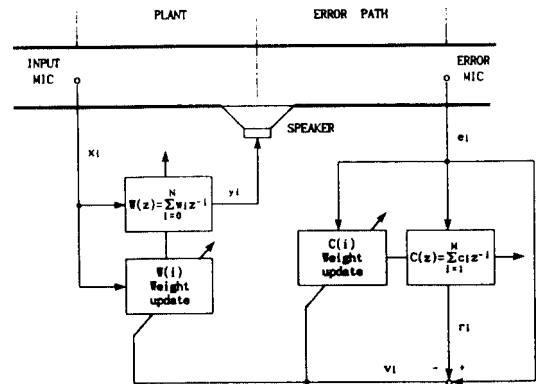


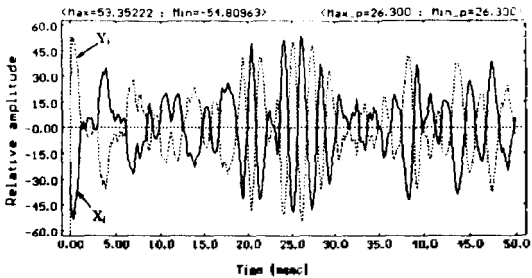
그림 4. 제안한 오차 보상 NLMS 알고리즘의 능동소음제거기 모델

Fig.4. The proposed error compensated NLMS algorithm ANC system model.

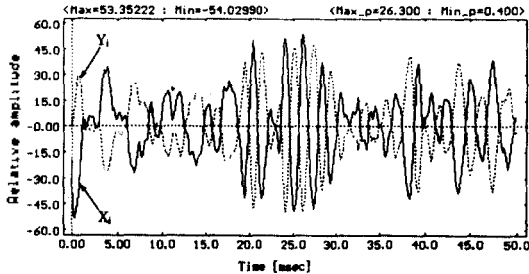
그림 5는 각 적응 알고리즘을 사용한 능동소음제거기의 소음신호 x_i 와 추정된 출력신호 y_i 를 나타낸 것이며, 그림 6은 이들의 오차신호 e_i 를 평균자승오차의 데시벨값으로 나타낸 것이다. 그림 5에서 실선은 x_i

이고, 점선은 y_i 이다. 제안한 CNLMS 알고리즘의 수렴인자로는 $\mu_0=0.001$ 및 $\mu_1=0.001$ 을 사용하였고, 평활계수로는 $\beta_0=0.95$ 및 $\beta_1=0.9$ 를 사용하였다. LMS 알고리즘의 경우에는 $\mu_0=0.00001$ 을 사용하였는데, 이는 입력소음레벨의 변동폭이 심하기 때문에 μ_0 값을 작게 하여 안정시키기 위함이었다. 그리고 NLMS 알고리즘의 경우에는 $\mu_0=0.001$ 및 $\beta_0=0.9$ 를 사용하였다.

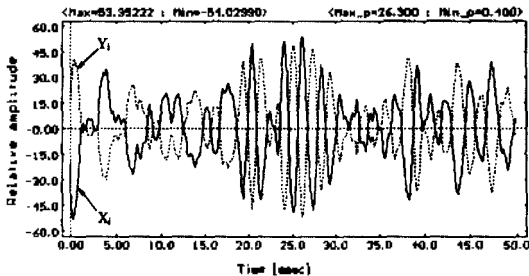
그림 5 및 6에서와 같이 제안한 CNLMS 알고리즘은 수렴속도도 빠르고 오차신호도 작음을 알 수 있다. LMS 알고리즘의 경우는 그림 6(b)의 오차신호에서와 같이 오차신호가 크고 수렴속도도 느림을 알 수 있다. 그림 6(c)의 NLMS 알고리즘의 경우에서



(a) 제안한 CNLMS 알고리즘 ($\mu_0=0.001$, $\mu_1=0.001$, $\beta_1=0.95$, $\beta_1=0.9$)



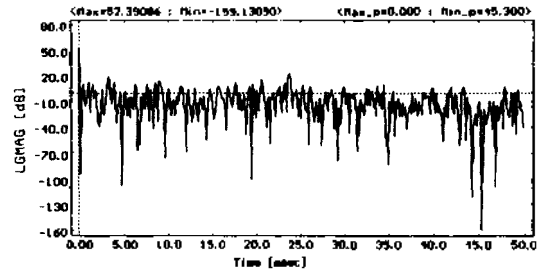
(b) LMS 알고리즘 ($\mu_0=0.00001$)



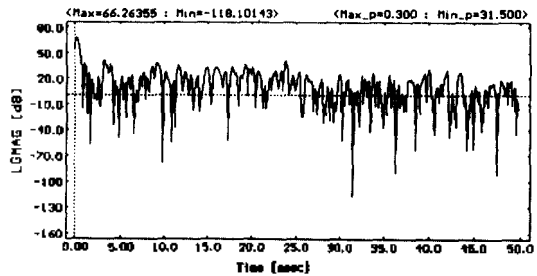
(c) NLMS 알고리즘 ($\mu_0=0.001$, $\beta_0=0.9$)

그림 5. 능동소음제어의 역상신호.

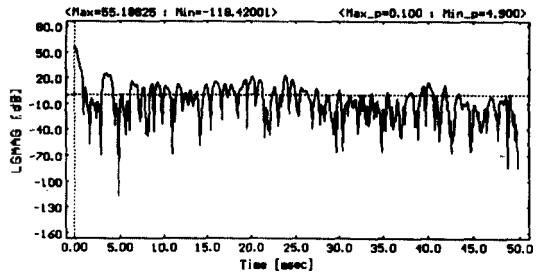
Fig. 5. The anti-phase signal of active noise control system.



(a) 제안한 CNLMS 알고리즘



(b) LMS 알고리즘



(c) NLMS 알고리즘

그림 6. 능동소음제어의 오차신호(mean square error, [dB])

Fig. 6. The error signal of active noise control system.

오차신호는 작으나 수렴속도가 느림을 알 수 있다.

소음의 감쇄효과를 확인하기 위하여 소음 데이터롤 512개씩 10번을 순차적으로 수행한 후 오차신호의 평균을 데시벨(dB)로 나타낸 결과를 표 1에서와 같다. 그 결과 제안한 알고리즘은 입력소음에 대하여 평균 -21dB 정도의 큰 감쇄효과를 가져왔으며, LMS 및 NLMS 알고리즘의 경우에는 각각 평균 -7 및 -15dB 정도의 감쇄효과가 있었을 뿐이다.

그림 7은 표 1의 수행회수 1에 대한 각 오차소음신호의 주파수 스펙트럼을 나타낸 것이다. 이 그림에서 제안한 CNLMS 알고리즘의 경우가 50Hz에서 300Hz 사이의 주파수 대역에서 NLMS 알고리즘보다 5dB에서 20dB 정도가 더 감쇄되었음을 알 수 있다.

표 1. 소음의 감쇄효과(dB)

Table 1. Attenuation effect of noise(dB).

수행 회수	입력소음 신호(dB)	CNLMS 오차소음 (dB)	LMS 오차소음 (dB)	NLMS 오차소음 (dB)
1	51.6	32.7	45.9	38.4
2	51.1	30.5	43.8	36.6
3	51.4	29.5	44.8	35.7
4	52.2	31.8	45.9	38.6
5	52.5	33.2	44.9	36.2
6	50.9	30.7	46.0	39.1
7	53.4	29.9	44.3	35.7
8	52.3	35.0	46.2	39.8
9	53.3	31.1	43.9	37.1
10	51.8	30.5	45.3	37.2
평균	52.1	31.2	45.1	37.4
평균감쇄량	-	-20.9	-7.0	-14.7

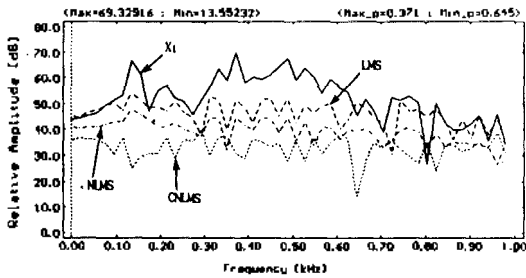


그림 7. 오차소음의 주파수 스펙트럼

Fig. 7. The frequency spectrum of error signals.

IV. 결 론

본 논문에서는 능동소음제어를 위하여 수렴속도가 빠르면서 정상상태오차를 최소화하는 오차보상 NLMS 알고리즘인 CNLMS 알고리즘을 제안하였다. 이 CNLMS 알고리즘에서는 수렴속도를 빠르게 하기 위하여 입력소음과 오차소음의 전력에 따라 수렴인자를 가변시킨 NLMS 알고리즘을 사용하였다. 또한, 정상상태오차를 최소화하기 위하여 소음발생기를 사용하지 않고 오차경로에서 발생하는 소음오차를 더욱 작아지도록 보상하는 보조시스템을 사용하여 안정된 능동소음제어가 되도록 하였다. 이와 같은 시스템의 성능을 기존의 적응디지털필터인 LMS 및 NLMS 알고리즘을 이용한 필터의 그 성과와 비교하였다. 각 알고리즘에 대한 시뮬레이션을 행한 실

과, 제안한 CNLMS 알고리즘의 소음레벨은 LMS 및 NLMS 알고리즘의 것보다 각각 평균 14dB 및 6dB 정도 더 큰 감쇄효과가 있음을 확인하였다. 앞으로 DSP 칩을 사용하여 실시간 처리가 가능한 하드웨어를 제작하여 공조기 소음 및 자동차 엔진 소음제시 등에 응용하고자 한다.

참 고 문 헌

1. R. R. Leitch and M. O. Tokhi, "Active Noise Control Systems," *IEE Proc.*, vol.134, no.6, pp.525-546, June 1987.
2. K. S. Son and Y. K. Shin, "Adaptive Noise Canceller and its Algorithms for the Cancellation of the Uncorrelated Noise," 대한전자공학회, 제 26권, 제 1호, pp.129-138, Jan. 1989.
3. J. S. Lee, "Active Noise Canceller for Duct Systems," 제 3회 진동, 소음제어를 위한 디지털 신호처리 기법 워크샵, Oct. 1991.
4. P. A. Nelson and S. J. Elliott, "Active Control of Sound," Academic Press, 1992.
5. C. S. Chung, Y. W. Chung, and G. W. Yie, "Digital Active Noise Control System Used Inverse Model," *J. Acoust. Soc. Kor.*, vol.11, no.1, pp.56-63, 1992.
6. B. Widrow, et al., "Adaptive Noise Cancelling: Principle and Applications," *Proc. IEEE*, vol.63, pp.1692-1716, Dec. 1975.
7. P. L. Feintuch, "An Adaptive Recursive LMS Filter," *IEEE Proc. Letters*, pp.1622-1624, Nov. 1976.
8. B. Widrow and J. M. McCool, "Comments on An Adaptive Recursive LMS Filter," *IEEE Proc. Letters*, vol.65, no.9, pp.1402-1404, Sept. 1977.
9. N. J. Bershad, "Analysis of the Normalized LMS Algorithm with Gaussian Inputs," *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Proc.*, vol. ASSP-34, no.4, pp.793-806, Aug. 1986.
10. B. Widrow and S. D. Stearns, "Adaptive Signal Processing," Prentice-Hall Inc., 1985.
11. M. C. Allie, C. D. Bremigan, and L. J. Eriksson, "Hardware and Software Consideration for Active Noise Control," *IEEE ICASSP 88*, vol.3, pp.2598-2601, 1988.
12. J. C. Burgess, "Active Adaptive Sound Control in a Duct: A Computer Simulation," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol.70, no.3, pp.715-726, Sept. 1981.
13. L. J. Eriksson, M. C. Allie, and R. A. Greiner, "The Selection and Application of an IIR Adaptive

Filter for Use in Active Sound Attenuation," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-35, pp.433-437, Apr. 1987.


14. L. J. Eriksson, M. C. Allie, and C. D. Bremigan, "Active Noise Control Using Adaptive Digital Signal Processing," *IEEE ICASSP-88*, vol.3, pp.2594-2597, 1988.

15. L. J. Eriksson, M. C. Allie, C. D. Bremigan, and J.

A. Gilbert, "Weight Vector Analysis of an RLMS Adaptive Filter with ON-LINE Auxiliary path modeling," *IEEE ICASSP-89*, vol.2, pp.2029-2032, 1989.

16. L. J. Eriksson M. C. Allie, "Use of Random Noise for On-line Transducer Modeling in an Adaptive Active Attenuation System," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol.85, pp.797-802, Feb. 1989.


▲權 奇 龍(正會員) 1960년 2월 10일생



1986년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1990년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1990년 3월 ~ 현재 : 경북대학교 전자공학과 박사과정


1986년 ~ 1988년 3월 : 현대자동차 승용생산기술부 근무
 1991년 9월 ~ 현재 : 강원전문대학 전자통신과 전임강사
 ※주관심분야 : 적응신호처리, 소음제어 및 음향공학, 비디오공학 등.

▲許 瓊(正會員) 1967년 11월 23일생



1992년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1992년 3월 ~ 현재 : 경북대학교 전자공학과 석사과정
 ※주관심분야 : 적응신호처리, 소음제어 및 음향공학, 비디오공학 등.

▲宋 奎 翼(正會員) 1952년 8월 15일생



1975년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1977년 2월 : 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1990년 3월 : 일본 동북대 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)

1977년 3월 ~ 1982년 2월 : 국방과학연구소 연구원
 1982년 4월 ~ 현재 : 경북대학교 전자공학과 부교수
 ※주관심분야 : 비디오공학 및 다차신호처리 등.

▲李 健 一(正會員) 1991년도 제 24권 제3호 참조
 현재 : 경북대학교 전자공학과 교수