Stabilized Adaptive Fuzzy LMS Algorithms for Active Noise Control

안 동 준* · 백 광 현** · 남 현 도†

(Dong-Jun Ahn · Kwang-Hyun Baek · Hyun-Do Nam)

Abstract - In an active noise control systems, an IIR filter may cause a problem in stability because of its poles. For IIR filter, its poles goes sometimes out of a unit circle in a z-plane in the transition state, where the adaptive algorithm converges to the optimum value, which causes the system to diverge. Fuzzy LMS algorithm has a better convergence property than conventional LMS algorithms, but is not applicable to IIR filter because of the reasons. Stabilized adaptive algorithm could be improves stability by moving the pole of IIR filter toward the origin forcibly in the transient state, and by introducing forgetting factor to maintain the optimum convergence when it reaches to the steady state. In this paper, We proposed stabilized adaptive fuzzy LMS algorithms with IIR filter structures, for single channel active noise control with ill conditioned signal case. Computer simulations were performed to show the effectiveness of a proposed algorithm.

Key Words : Active noise control, Adaptive filter, Stabilized algorithm, Fuzzy LMS algorithm

1. 서 론

소음은 일상생활에 방해가 되는 원치 않는 소리로 규정할 수 있는데, 인체에 신체적, 정신적인 피해를 주는 환경 공해라는 것은 오래전부터 인식되어 왔다. 소음의 악영향을 보면 작업 환경을 열악하게 만들어 생산품의 품질 저하를 가져올 뿐만 아니라 인체에 심리적인 스트레스, 청력의 손상 등 심각한 부작용을 가져올 수 있다. 따라서 주거지역, 공장 지역 등에 허용 소음한계를 설정하여 최대 소음 한계를 제한하고 있다. 그리고 보다 조용한 근로 환경을 원하는 근로자들의 욕구 증대와 생활수준의 향상에 따른 쾌적한 주거 환경의 요구가 점차 커지고 있다. 또한 소음 공해가 심한 대부분의 작업환경은 전동기, 발전기, 엔진 그리고 펌프 등 회전에 의해 발생하는 소음(자동차 내부의 엔진 소음, 여객기 내부의 엔진 소음)등이 대부분이므로 이의 저감은 매우 중요한 문제로 대두되고 있다.

원하지 않는 소음의 저감 대책으로는 소음을 소음원으로 부터 어떻게 하면 적게 방출할 수 있게 하는가에 대한 연구와 인체의 귀 근처에 존재하는 소음의 음압을 저감시키는 방법(헤드폰), 그리고 방음재 등을 이용하여 발생한 소음의 전파를 막아 저감시키는 방법에 대한 연구로 나누어 볼 수 있다. 발생한 소음을 저감시키는 대책으로는 수동적인 방

법과 능동적인 방법으로 분류할 수 있는데, 수동적인 방법은 기계, 건축, 재료 공학적인 입장에서 봉합, 장벽, 소음기, 머플러, 흡음재 등을 효과적으로 사용하여 소음을 흡수, 저감시키는 방법으로 소음원의 주파수가 500[Hz]가 넘는 경우에는 좋은 효과를 보이나, 그 이하의 저주파 소음이 대상일 때는 소음파의 파장이 길기 때문에 배기관의 경우 머플러의 소음관 길이가 길어져야 하고 많은 흡음재를 직렬로 배치해야 하며 흡음재의 부피 및 무게가 늘어나게 된다. 따라서 설치비용 증가와 흡음재 열화 등의 문제가 발생하여 유지 보수 경비가 증가하는 등 자동차나 비행기 내부와 같이 체적이 제한되고 쾌적한 환경이 요구되는 경우에 사용이 어려운 문제점이 있다.

수동적인 소음 저감법의 문제점을 해결하기 위하여 제안된 능동 소음제어 방법[1~3]은 음의 간섭 현상을 이용하여 소음원의 위상과 180도 차이가 나고 진폭이 같은 2차 음원에서 음파를 인공적으로 발생시켜 소음원의 음파와 파괴 간섭을 일으킴으로써 소음을 저감시키는 방법으로 마이크로폰에서 감지된 소음 신호를 이용하여 전자 제어기에서 원래의 소음 신호를 상쇄시키는 상쇄파를 만들어 소음 신호를 상쇄시키는 것이다.

능동 소음 제어(Active Noise Control : ANC)의 개념은 1936년 미국의 Paul Lueg[4]가 능동 소음제어 기술에 대한 특허를 출원한 것이 시초인데, 특허에서 Lueg는 특정 주파수를 갖는 음파는 마이크로폰으로 변환된 같은 주파수를 가진 전기적인 신호보다 상대적으로 낮은 속도를 가지므로 음파가 검출된 지점으로부터 감소시키려는 지점까지 진행하는 동안에 전자회로 내에서 그 신호를 처리하여 적절한 상쇄파를 발생시키는데 필요한 충분한 시간 여유가 있으므로 능동 소음 제어 시스템의 물리적인 실현이 가능함을 보였다.

능동소음제어 알고리즘으로 주로 사용되는 LMS(Least

* 정 회 원 : 아주자동차대학 자동차계열 부교수

** 정 회 원 : 단국대학교 공과대학 기계공학과 교수

† 교신저자, 시니어회원 : 단국대학교 공과대학 전자전기컴퓨터 공학부 교수

E-mail : hdnam@dankook.ac.kr

접수일자 : 2010년 9월 27일

최종완료 : 2010년 12월 7일

Mean Square) 알고리즘은 안정도와 수렴특성이 수렴계수와 밀접한 관계가 있어 수렴계수의 적절한 선정이 중요하다. 그러나 이의 적절한 선정은 매우 어려우며, 안정성을 보장하기 위하여 수렴 계수를 고정하면 추정 잡음의 특성이 시간에 따라 변동하는 비정상 프로세스인 경우 만족스런 성능을 얻기가 어렵다[5~6]. 퍼지논리에 의해 LMS 알고리즘의 오 적응도에 따라 수렴 계수를 적절히 가변시키는 최적 수렴 계수를 결정하여 제어계의 안정도를 해치지 않고 수렴 속도가 향상되는 퍼지 LMS 알고리즘[7~8]은 제어계의 구조가 FIR 필터구조인 경우에는 효과적이거나, ANC 시스템에 극점이 존재하는 경우(IIR 구조)에는 급격한 수렴 계수의 변동시에 과도상태에서 전달함수의 극점이 단위원을 벗어나는 경우 급격히 발산하는 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 제어계의 안정도를 해치지 않고 수렴 속도를 향상시키는 기법 중의 하나로 제어시스템의 극점을 강제로 안정영역에 배치시키는 안정화 필터 기법[9~10]이 있다.

본 논문에서는 퍼지논리 LMS 알고리즘과 안정화 필터 기법을 적용하여 수렴성과 안정성이 향상된 능동소음제어계를 설계하였고, 모의 실험을 통하여 이의 유용성을 보였다.

2. 퍼지 LMS 알고리즘

2.1 적응필터 알고리즘

그림 1에 보인 적응필터 알고리즘은 미지의 시스템 계수를 추정하여 제어 목적을 달성하는데 주 목적이 있으며, LMS 알고리즘은 계산량이 필터 차수에 비례하여 신호처리 분야에서 많이 적용되고 있다.

그림 1 적응필터 알고리즘
Fig. 1 Adaptive filter algorithm

그림 1에서 $x(n)$ 은 기준입력 신호, $d(n)$ 은 시스템 출력, $y(n)$ 은 제어 출력, $e(n)$ 은 시스템 출력과 제어 출력의 오차 신호이며, $P(z)$ 는 능동소음제어에서 1차 경로 전달함수, $W(z)$ 는 제어필터 전달함수이다.

LMS 알고리즘은 식 (1)에서 보인 수렴계수 $\mu(n)$ 의 적절한 선택이 시스템의 성능을 좌우하게 되는데, 최적의 수렴계수를 결정하는 많은 연구가 있어 왔으며, 수렴속도의 향상을 위하여 식(2)와 같이 입력 신호 벡터의 norm을 취하여 수렴 계수에 반영하는 NLMS(Normalize LMS) 알고리즘이 주로 적용되었다. NLMS 알고리즘은 수렴계수가 가변되는 구조이기 때문에 이의 적절한 선택이 시스템의 성능을 좌우한다.

$$W(n+1) = W(n) + \mu(n)e(n)X(n) \quad (1)$$

$$\mu(n) = \frac{\alpha}{X^T(n)X(n)} \quad (2)$$

여기서, $W(n)$ 은 LMS 제어필터 벡터, $e(n)$ 은 오차신호, $X(n)$ 은 입력신호 벡터, $\mu(n)$ 는 입력 신호 벡터의 norm, α 는 임의의 상수이다.

2.2 퍼지 LMS 알고리즘의 도출

퍼지 LMS 알고리즘은 LMS 알고리즘의 수렴 계수를 퍼지 알고리즘으로 갱신하는 정규화된 LMS 알고리즘 구조로서, 퍼지 추론 규칙에 의해 추정오차와 추정오차의 변화율을 고려하여 LMS 알고리즘의 양호한 수렴 특성을 얻기 위하여 수렴 계수 μ 를 가변시킬 경우, 논리적인 관점에서 볼 때 알고리즘의 안정도가 보장되는 범위 내에서 다음의 규칙을 고려할 수 있다.

- 1) IF adaptation speed is LOW, THEN μ must be increased
- 2) IF adaptation speed is HIGH, THEN μ must be decreased

따라서 다음과 같이 퍼지 논리를 이용하여 시스템 출력의 오 적응도에 따라 수렴계수를 적절히 가변시키는 퍼지 LMS 알고리즘은

$$W(n+1) = W(n) + \mu(n)e(n)X(n) \quad (3)$$

$$\mu(n) = \frac{v(n)}{(L+1)} \quad (4)$$

여기서, $v(n)$ 는 퍼지 추론 알고리즘에 의하여 계산된 퍼지 출력, L 은 제어필터차수이다.

식(4)의 $v(n)$ 는 그림 2와 같은 추론과정을 거쳐 수렴 계수를 결정하는 퍼지 추론 결과로, 식(5), (6)과 같이 오 적응도의 정량적 척도인 추정오차 $ue(n)$ 와 추정오차의 변화율 $uce(n)$ 에 의하여 결정된다.

식(5)의 오 적응도의 정량적 척도 $ue(n)$ 은 입력신호 벡터와 추정오차간의 상호상관의 norm을 취하고 smoothing 필터를 적용한 것이고, 식 (6)의 $uce(n)$ 은 $ue(n)$ 의 변화율의 norm에 smoothing 필터를 적용한 것이다.

$$ue(n) = \alpha_1 ue(n-1) + (1-\alpha_1) \frac{\|e(n)X(n)\|}{(L+1)} \quad (5)$$

$$uce(n) = \alpha_1 uce(n-1) + (1-\alpha_1) \|ue(n) - ue(n-1)\| \quad (6)$$

여기서 α_1 은 추정오차의 망각 인수이다.

그림 2 $v(n)$ 를 계산하기 위한 퍼지 알고리즘의 블록선도
Fig. 2 Block Diagram of fuzzy algorithm for calculating $v(n)$

입력 퍼지 변수 $ue(n)$, $uce(n)$ 의 소속 함수(membership function)는 그림 3(a)와 같고, 출력 퍼지 변수 $v^0(n)$ 의 소속 함수는 그림 3(b)와 같다.

그림 3 퍼지 입출력
Fig. 3 Fuzzy input/output

퍼지출력 $v^0(n)$ 를 계산하기 위한 언어적 규칙은

$$R_i: \text{IF } ue \text{ is } UC_i \text{ and } uce \text{ is } UCE_i, \text{ THEN } v \text{ is } V_i \quad (7)$$

이러한 언어적 규칙으로 퍼지 출력을 얻으려면 추론과정을 거쳐야 하므로 퍼지 출력 결정을 위한 합성 규칙은,

$$V = R \circ (UE \times UCE) \quad (8)$$

퍼지 출력을 결정하기 위한 언어적 제어 규칙은 표 1과 같으며, 퍼지 출력 $v^0(n)$ 는 추론 규칙으로 주로 많이 쓰이는 max-min 합성연산자로 표현하면,

$$\begin{aligned} v^0(n) &= m_R(UE_i, UCE_i, V_i) \\ &= \max \left[\sum_{i=1}^N \min [m_{UE_i}(ue_i), m_{UCE_i}(uce_i), m_{V_i}(v_i)] \right] \end{aligned} \quad (9)$$

표 1 수렴계수 결정을 위한 언어적 제어규칙

Table 1 Linguistic control rule for decision of convergence coefficient

ue \ uce	VS	S	M	L	VL
VS	VL	L	M	S	VS
S	VL	VL	L	M	S
M	VL	VL	VL	L	M
L	VL	VL	VL	VL	L
VL	VL	VL	VL	VL	VL

퍼지 추론과정을 거쳐 얻어진 출력 $v^0(n)$ 는 퍼지 변수이고 실제 출력은 crisp한 $v(n)$ 이 되어야 하므로 역퍼지화를 위해 이산화된 무게 중심법을 적용하면,

$$v(n) = \frac{\sum_{i=1}^N (v^0(n) m_v(v_i))}{\sum_{i=1}^N (m_v(v_i))} \quad (10)$$

그림 4는 퍼지 논리가 적용된 Filtered_x LMS 알고리즘의 블록다이어그램으로 $S(z)$ 는 상쇄 간섭을 일으키는 제어스피커와 오차 마이크로폰 사이의 전달함수이다[2].

그림 4 퍼지논리 FIR Filtered_x LMS 알고리즘의 블록다이어그램

Fig. 4 Block diagram of fuzzy logic FIR filtered_x LMS algorithm

3. 안정화 적응필터 알고리즘

3.1 IIR 필터구조

능동소음 제어 시스템의 전달함수에 극점이 존재할 경우, 그림 4와 같은 FIR 필터 구조로 제어목적을 달성하기 위해서는 제어필터의 차수가 매우 커져야 하므로 시스템 성능을 저해한다[10~11]. 그림 5와 같은 IIR 필터구조의 LMS 알고리즘은 이를 대응하기 위하여 적용되어 왔는데, 급격한 수렴 계수의 변동 시에 과도상태에서 추정되는 전달함수의 극점이 단위원을 벗어나는 경우 급격히 발산하는 문제점이 있다[12~13]. 이러한 문제는 LMS 알고리즘의 수렴계수를 매우 작게 유지하여야만 해결할 수 있는데, 이는 제어시스템의 느린 수렴 특성으로 인한 성능 저하를 야기하여 적절한 수렴계수의 결정은 매우 어렵다.

그림 5 IIR 필터 구조 능동소음제어시스템

Fig. 5 Active noise control system with IIR filter structure

그림 5에서 입력 $x(n)$, 출력 $y(n)$ 의 전달함수 $H(z)$ 는

$$H(z) = \frac{A(z)}{1-B(z)} = \frac{a_0(n) + a_1(n)z^{-1} + a_2(n)z^{-2} + \dots + a_L(n)z^{-L}}{1 - [b_1(n)z^{-1} + b_2(n)z^{-2} + \dots + b_M(n)z^{-M}]} \quad (11)$$

주요 계수들의 LMS 알고리즘에 의한 갱신 식[12~13]은,

$$\begin{aligned} A(n+1) &= A(n) + \mu_a x(n)e(n) \\ B(n+1) &= B(n) + \mu_b y(n-1)e(n) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 μ_a , μ_b 는 분자다항식과 분모 다항식의 수렴계수이다.

3.2 안정한 적응 알고리즘

IIR 필터구조 LMS 알고리즘은 FIR 필터 구조에 비해 필터 차수가 적어 효율적이거나 과도상태에서 수렴계수의 크기에 따라 극점이 z 평면의 단위 원 밖에 존재할 경우 발산하는 경우가 많으므로 제어 초기에 제한 제어 필터계수의 갱신 식에서 극점의 위치를 단위 원의 원점 방향으로 이동시키는 전처리 과정을 거침으로써 안정화시킬 수 있다[10].

전 처리과정은 식(11)의 분모 다항식 계수를 식(12)과 같은 다항식의 형태로 곱해두면 계수 k 의 크기만큼 극점이 원점 방향으로 이동한다.

$$f(z) = 1 + kb_1(n)z^{-1} + k^2b_2(n)z^{-2} + \dots + k^Mb_M(n)z^{-M} \quad (13)$$

단, $0 \leq k \leq 1$

식(13)에서 k 를 0에 가까운 값으로 정하면 과도상태에서는 불안정한 극점을 원점에 가깝게 이동시키며, 정상상태에는 k 를 1로 하여 원래의 극점 위치를 가지도록 식(14)와 같이 망각인수를 도입한다.

$$k(n+1) = \lambda k(n) + (1-\lambda), \quad k(0) = 0, \quad 0 \leq \lambda \leq 1 \quad (14)$$

그림 6은 안정화 알고리즘이 적용된 Filtered_U LMS 알고리즘의 블록다이어그램이다.

그림 6 안정화 알고리즘이 적용된 IIR 필터 구조 능동소음 제어시스템

Fig. 6 Stabilized active noise control system with IIR filter structure

그림 7은 안정화 알고리즘과 퍼지 LMS 알고리즘이 병합된 전체 블록다이어그램이다.

그림 7 안정화 알고리즘과 퍼지 LMS 알고리즘이 적용된 능동소음제어시스템

Fig. 7 Stabilized adaptive fuzzy LMS ANC system

4. 컴퓨터 모의실험

본 연구에서는 제한한 알고리즘의 유용성을 보이기 위하여 그림 8과 같은 비정상 특성이 존재하는 고속철도 실내 소음을 녹음하여 소음원으로 하였고 제어대상 시스템을 1차원 음장 문제로 정하였다. 식(5)~(8)에서 보인 퍼지논리 추론식을 실시간으로 구현하려면 계산량 부담이 크기 때문에 이를 해소하기 위하여 퍼지 추론 결과를 표 2와 같이 Look-Up table로 만들어 적용하며 실질적으로 계산량은 크게 증가하지 않는다.

표 2 Look-up 테이블로 표현된 수렴계수 결정규칙

Table 2 Representation of decision rule of convergence coefficient with look-up table method

uc \ uce	0.0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
0.0	0.9999039	0.6673976	0.4474044	0.2528595	0.1954584	0.1067995	0.0798354	0.0509968	0.0328022	0.0002904
0.1	0.9999319	0.9661947	0.7147495	0.5364872	0.4298351	0.2552139	0.2337563	0.2107120	0.1768514	0.1067995
0.2	0.9999415	0.9999415	0.9331831	0.8620335	0.6984885	0.5396500	0.5115441	0.4771010	0.4144192	0.2642217
0.3	0.9999040	0.9999040	0.9999040	0.8956626	0.7824113	0.7656360	0.7322301	0.7217901	0.6670499	0.4837283
0.4	0.9999415	0.9999415	0.9999415	0.9290796	0.9331831	0.9134994	0.8620335	0.7912403	0.6984885	0.5563884
0.5	0.9999319	0.9999319	0.9999415	0.9999040	0.9661947	0.8956626	0.8258893	0.7310741	0.6673976	
0.6	0.9999040	0.9999040	0.9999040	0.9999040	0.9661947	0.9626333	0.8956626	0.8258893	0.7824113	0.7824113
0.7	0.9999423	0.9999423	0.9999423	0.9999423	0.9661947	0.9589483	0.8956626	0.8642882	0.8642882	0.8642882
0.8	0.9999415	0.9999415	0.9999415	0.9999040	0.9661947	0.9649969	0.9290796	0.9224684	0.9331831	0.9331831
0.9	0.9999039	0.9999319	0.9999415	0.9999040	0.9661947	0.9661947	0.9999040	0.9999423	0.9999415	0.9999039

그림 8 제어대상 소음원의 비정상 특성(spectrogram)

Fig. 8 Spectrogram of noise source with non-stationary case

식(15) 와 표 3은 컴퓨터 모의실험을 위한 제어대상 시스템을 공조용 덕트[14]로 하고 이를 모형화하였을 때의 전달 함수 및 공통 파라미터이다.

$$P(z) = \frac{z^{-17} + 0.5z^{-21} + 0.06z^{-24}}{1 - 0.06z^{-21}} \quad (15)$$

$$S(z) = \frac{z^{-3} + 0.2z^{-6} + 0.3z^{-35} + 0.06z^{-38}}{1 - 0.06z^{-21}}$$

표 3 주요 모의실험 파라미터

Table 3 computer simulation parameters

구분	자료
음속	340[m/s]
표본화 주파수	2[kHz]
수행 루프	20,000 step(10초)
소음원	고속철도 실내소음
2차경로 필터차수	64차
제어필터 차수	분자:64차, 분모:8차
제어필터 수렴계수	0.003

그림 9는 제안한 알고리즘의 성능을 비교한 것으로, 그림 9(b)는 표 3의 수렴계수를 적용하였을 때의 일반적인 IIR 필터 구조를 적용한 것으로, 수렴계수를 더 크게 하면 발산하였다. 그림 9(c)는 IIR 필터에 안정화 적응알고리즘만 적용한 경우로서, 안정화 알고리즘에 의하여 발산을 억제할 수 있으나, 1.2초 부근에서의 과도 특성은 기존의 알고리즘과 비슷한 특성을 보인다. 그림 9(c)에서는 IIR 필터의 발산을 억제하면서 과도 특성이 안정적임을 보이고 있으며 비정상 프로세스에서 원하는 성능을 얻을 수 있음을 나타낸다.

(a) 원 소음신호

(b) 일반적인 IIR필터 구조를 적용한 경우

(c) IIR 필터에 안정화 (d) 퍼지논리 안정화적응필터 적응알고리즘만 적용한 경우

그림 9 컴퓨터 모의실험 결과

Fig. 9 Result of computer simulation

그림 10은 제안한 퍼지 LMS 알고리즘의 오차 및 오차 변화율의 퍼지 추론 추이(그림 10(a)) 및 이를 근거로 결정된 수렴계수의 추이(그림 10(b))이다.

(a) 오차 및 오차 변화율의 퍼지추론 결과

(b) look-up table로 계산된 수렴계수 추이

그림 10 퍼지 안정화 적응 필터 성능분석

Fig. 10 Analysis of proposed fuzzy stabilized adaptive filter

5. 결 론

LMS 알고리즘은 안정도와 수렴특성이 수렴계수와 밀접한 관계가 있어 수렴계수의 적절한 선정이 중요하다. 그러나 이의 적절한 선정은 매우 어려우며, 고정된 수렴계수로 비정상 프로세스인 경우 만족스런 성능을 얻기가 어렵다. 퍼지논리에 의해 LMS 알고리즘의 오적응도에 따라 수렴 계수를 적절히 가변시키는 퍼지 LMS 알고리즘은 제어계의 구조가 FIR 필터구조인 경우에는 효과적이거나, ANC 시스템에 극점이 존재하는 경우(IIR 구조)에는 급격한 수렴 계수의 변동 시에 과도상태에서 전달함수의 극점이 단위원을 벗어나는 경우 급격히 발산하는 문제점이 있다.

본 논문에서는 제어시스템의 극점을 강제로 안정영역에 배치시키는 안정화 필터 기법과 퍼지논리 LMS 알고리즘을 적용하여 수렴성과 안정성이 향상된 새로운 능동소음제어계를 제안하였고, 컴퓨터 모의실험을 통하여 이의 유용성을 확인하였다.

감사의 글

본 연구는 국토해양부 건설혁신사업의 연구비지원 (과제번호 09기술혁신 E05)에 의해 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] R. R Leitch and M. O. Tokhi, "Active noise control system", IEE Proc., Vol.134, Pt.A, No.6, pp.525-546, 1987.
- [2] Nelson P.A. and Elliott S.J., "Active noise control: A tutorial review," Proceedings of the International Symposium on Active Control of Sound and Vibration, Tokyo, Japan, pp.45-74, April 9-11, 1991.
- [3] S. M. Kuo and D. Morgan, Active Noise Control System, John Wiley and Sons. Inc, New York, 1996.
- [4] Lueq P., "Process of silencing sound oscillations," US Patent 2043 416 1934.
- [5] Muhammad T. and Masahide A., Masauki K., "A New Variable Step Size LMS Algorithm-Based Method for Improved Online Secondary Path Modeling in Active Noise Control Systems," IEEE Trans. on Audio, Speech and Language Processing, Vol. 14, No. 2, 720-726, 2006.
- [6] Yegui X. and Liying M., Koji H., "Properties of FXLMS-Based Narrowband Active Noise Control With Online Secondary-Path Modeling," IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 57, No. 8, 2931-2949, 2009.
- [7] Cheralu M. and Teodorescu H. N., Dumitrascu C., "A fuzzy LMS algorithm," Proceeding of the international conference on Fuzzy Logic & Neural Networks, pp. 107-110, Japan, Isuma, 1990.
- [8] 안동준, "능동소음제어를 위한 적응필터의 설계", 박사 학위논문, 단국대학교 전기공학과, 1995.
- [9] Eriksson L. J. and Allie M. C., Greiner R. A., "The selection and application of an IIR adaptive filter for use in active sound attenuation," IEEE Trans. on ASSP, ASSP-35, 433-437, 1987.
- [10] Nam H. D. and Seo S. D., Yoon K. J., Ahn D. J., "Stabilized multi-channel IIR filters for active control of noise in a duct," ICSV13-Vienna, Austria, July 2-6, 2006.
- [11] Feintuch P. L., "An adaptive recursive LMS filter," Proc. IEEE, 64, 1622-1624, 1976.
- [12] Friedlander B., "A modified prefilter for some recursive parameter estimation algorithms," IEEE Trans. on Automatic Control, AC-27, 232-235, 1982.
- [13] Widrow B. and McCool J. M., "Comment on adaptive recursive LMS filter," Proc. IEEE, 65, 1402-1404, 1977.
- [14] Elliott S.J. and Nelson P.A., "Models for describing

active noise control in ducts," ISVR Technical Report No. 127, University of Southampton, U.K., 1984.

저 자 소 개

안 동 준 (安東俊)

1964년 1월 2일생, 1986년 성균관대 전기공학과 졸업
1995년 단국대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)
1995년-현재 아주자동차대학 자동차계열 부교수
Tel : 041-939-3081
Fax : 041-939-3001
E-mail : ahndj@motor.ac.kr

백 광 현 (白光賢)

1961년 11월 28일생, 1984년 서울대 조선공학과 졸업
1996년 ISVR Univ. Southampton, UK, Ph. D.
현재 단국대학교 기계공학과 교수
Tel : 031-8005-3501
Fax : 031-8005-3509
E-mail : khbaek@dankook.ac.kr

남 현 도 (南炫道)

1956년 3월27일생, 1979년 서울대학교 전기공학과 졸업
1986년 서울대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)
1991년-1992년 Visiting fellow, ISVR, England
1982년-현재 단국대학교 전기공학과 교수
1988년-현재 단국대학교 부설 산업기술연구소장.
Tel : 031-8005-3603
Fax : 031-8005-3622
E-mail : hdnam@dankook.ac.kr