

적응신호처리를 이용한 음질 개선

Enhancement of Speech Using the Adaptive Signal Processing

신 윤 기*

Yoon-Ki Shin

ABSTRACT

In man-machine communication by speech under the noisy environment, the quality of speech may be degraded severely for the machine to recognize correctly. Especially when the corrupting noise occupies the same band as the speech, the conventional fixed filters cannot filter out the noise effectively. In recent, to resolve such a problem adaptive noise canceller (ANC) is frequently used, which is based upon adaptive filters. The Adaptive recursive filters perform better than adaptive nonrecursive filters due to the added poles, but the stability may be severely threatened. In this paper an ANC system employing the adaptive recursive filter is proposed to enhance the speech corrupted by noise. And the stability of the adaptive recursive filter is guaranteed by employing the adaptive compensator.

Keywords: ANC, Adaptive Recursive Filter, Adaptive Compensator

1. 서 론

배경 잡음이 있는 상황에서 원하는 신호를 분리하는 방법에 대한 연구는 신호처리 분야에서 중요한 분야이다. 특히 배경 잡음이 원하는 신호와 동일한 대역을 점유할 경우는 기존의 고정 필터로서는 분리가 힘들므로 적응 필터를 이용한 적응 신호처리 기술이 많이 활용되고 있다. 특히 근래에 들어서 컴퓨터의 발달과 더불어 사람과 컴퓨터 사이의 신속한 정보 전달을 위해 음성을 전달 수단으로 하고자 하므로 컴퓨터를 이용한 음성신호의 분석과 합성 및 인식 등에 대한 연구가 꾸준히 진행되어 왔다. 그러나 잡음의 영향을 고려하지 않은 대부분의 음성신호 처리 시스템은 실제의 잡음 환경에서 그 성능이 급격히 저하될 수 있다. 따라서 음성신호 처리 기술이 적용된 시스템을 실용화하기 위해서는 잡음에 의해 손상된 음성에 대한 청취성을

* 대전대학교 전자공학과

높여주는 음질 개선 기술에 대한 연구 및 개발이 지속적으로 이루어졌다.

음질 개선에 있어서 배경 잡음, 또는 간섭 신호의 통계적 특성이 알려져 있지 않거나 신호와 동일한 대역을 점유할 경우는 기존의 고정 필터로서는 신호와 잡음을 효과적으로 분리하기 어렵다. 이를 해결하기 위해 적응 필터를 이용한 적응 잡음 제거기(이하 ANC)가 매우 효과적으로 사용될 수 있으며 이에 대한 연구가 많이 진행되어 왔다.[1] [2] [3] [4]

일반적으로 적응 잡음 제거기에는 적응 비순환 필터가 사용되어 왔다. 적응 비순환 필터로 구성된 ANC는 안정적이기는 하나 필터의 차수가 높아 계산량이 많을 뿐 아니라 시스템 모델링에 있어서 대략적인 접근 밖에 할 수 없다는 단점이 있다. 이에 비해 적응 순환 필터는 영점과 극점을 갖는 실제의 잡음에 대한 모델링을 정확히 할 수 있지만 안정성이 보장되지 않는다는 큰 단점이 있어 실제로 사용되지 않았다.[8] [9] [10] 그러나 근자에 적응 보상기를 채용한 초안정적 적응 순환 필터 알고리즘인 ACHARF(Adaptive Compensated Hyperstable Adaptive Recursive Filter)가 제시됨으로써 ANC에 활용이 가능하게 되었다.[5] 본 논문에서는 ACHARF 알고리즘이 음성 인식 분야의 전처리 단계에서 음질 개선 방안의 일환으로 활용이 가능함을 보이고자 한다.

2. 적응 순환 필터를 이용한 ANC 시스템

그림 1의 (a)는 ANC 시스템의 개념도이며 잡음 $d(k)$ 와 $x(k)$ 는 동일한 잡음원 $n(k)$ 로부터 발생한다. 단 $d(k)=d(kT_s)$ 이며 T_s 는 표본 주기이다. 센서 1에는 원하는 신호 $s(k)$ 와 잡음 $d(k)$ 가 동시에 입력되지만 센서 2에는 잡음 $x(k)$ 만 입력되고 원하는 신호는 입력되지 않게 한다. 그림 (a)에서 경로 1과 경로 2의 전달 함수는 알 수 없으며 이들을 각각 $H_1(z)$, $H_2(z)$ 로 하면 $d(k)=H_1(q)n(k)$, $x(k)=H_2(q)n(k)$ 이므로 $d(k)=[H_1(q)/H_2(q)]x(k)$ 의 관계가 성립된다. 따라서 그림 (a)는 그림 (b)와 같은 구조로 모델링할 수 있다. 그림 (b)에서 적응 필터가 $B(z) \rightarrow H_1(q)$ 및 $1-A(z) \rightarrow H_2(q)$ 로 수렴하면 $y(k) \rightarrow d(k)$ 가 되어 $e(k) \rightarrow s(k)$ 로 수렴함으로써 잡음이 제거된 신호를 얻을 수 있는 것이다. 그러나 적응 순환 필터가 $e(k)$ 의 자승이 0으로 수렴하도록 적응되는 과정에서 극점인 $1-A(z)$ 의 근이 단위원 밖으로 나갈 수 있으므로 이를 막기 위해 그림 (c)와 같이 적응 보상기를 채용함으로써 항상 초안정성을 만족하도록 한다.[5]

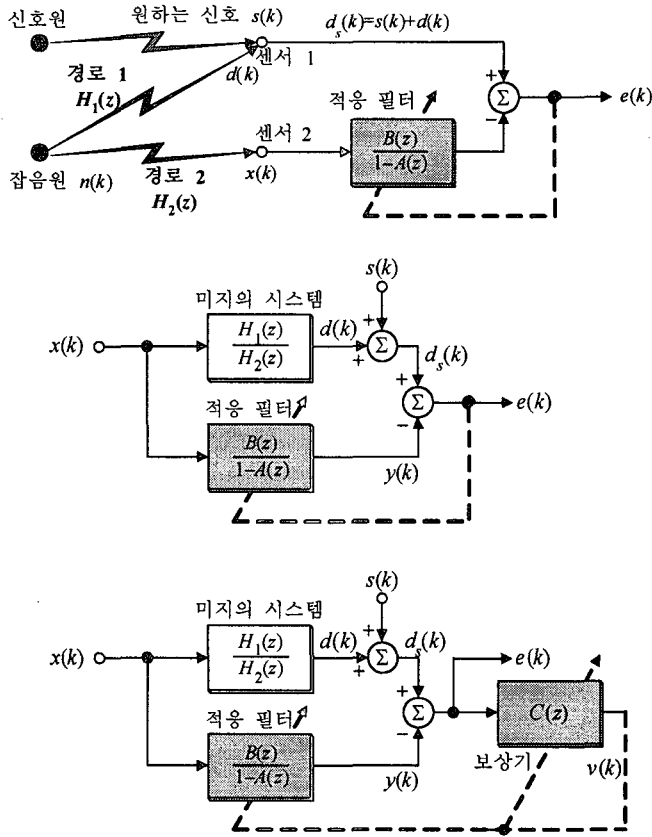


그림 1. 적응 순환 필터를 이용한 ANC 시스템의 (a) 개념도 (위), (b) 구조 (가운데), (c) 보상기 (아래)를 채용한 구조

적응 순환 필터의 전달 함수는

$$\frac{B(z)}{1-A(z)} = \frac{\sum_{j=0}^M b_j(k)z^{-j}}{1 - \sum_{i=1}^N a_i(k)z^{-i}} \tag{1}$$

이며 보상기는 다음과 같다.

$$C(z) = 1 - \sum_{i=1}^N c_i(k)z^{-i} \tag{2}$$

따라서 그림 1(c)의 추정 출력 $y(k)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 y(k) &= B(q)x(k) + A(q)y(k) \\
 &= \sum_{j=0}^M b_j(k-1)x(k-j) + \sum_{i=1}^N a_i(k-1)y(k-i)
 \end{aligned} \tag{3}$$

그리고 추정 오차 $e(k)$ 및 보상기 출력인 처리된 오차 $v(k)$ 는 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 e(k) &= d_s(k) - y(k) \\
 &= d_s(k) - \left[\sum_{j=0}^M b_j(k-1)x(k-j) + \sum_{i=1}^N a_i(k-1)y(k-i) \right]
 \end{aligned} \tag{4}$$

$$v(k) = e(k) - \sum_{l=1}^N c_l(k-1)e(k-l) \tag{5}$$

이상으로 식 (1), (2)의 각 계수들에 대한 적응 알고리즘은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned}
 a_i(k) &= a_i(k-1) + \frac{\mu_i}{1 + \hat{\Phi}_e^T(k)\Lambda_e\hat{\Phi}_e(k)} v^o(k)y(k-i), \quad 1 \leq i \leq N \\
 b_j(k) &= b_j(k-1) + \frac{\rho_j}{1 + \hat{\Phi}_e^T(k)\Lambda_e\hat{\Phi}_e(k)} v^o(k)x(k-j), \quad 0 \leq j \leq M \\
 c_l(k) &= c_l(k-1) + \frac{\gamma_l}{1 + \hat{\Phi}_e^T(k)\Lambda_e\hat{\Phi}_e(k)} v^o(k)e(k-l), \quad 1 \leq l \leq N
 \end{aligned} \right\} \tag{6}$$

단, 식 (6)에서 사전 처리 오차 $v^o(k)$ 는

$$v^o(k) = e^o(k) - \sum_{l=1}^N c_l(k-1)e(k-l) \tag{7}$$

로 정의되며 $e^o(k)$ 는 사전 오차로서 다음과 같다.

$$e^o(k) = d_s(k) - \left[\sum_{j=0}^M b_j(k-1)x(k-j) + \sum_{i=1}^N a_i(k-1)y(k-i) \right] \tag{8}$$

식 (6)에서 데이터 벡터 $\hat{\Phi}_e(k)$ 는

$$\hat{\Phi}_e(k) = [x(k) \cdots x(k-M), y(k-1) \cdots y(k-N), e(k-1) \cdots e(k-N)]^T \quad (9)$$

로 정의된다. 그리고 이득 행렬 Λ_e 는

$$\Lambda_e = \text{diag}[\mu_0 \cdots \mu_M, \rho_1 \cdots \rho_N, \gamma_0 \cdots \gamma_N] \quad (10)$$

로서 μ, ρ, γ 은 모두 상수이며 보편적으로 다음과 같이 정한다.

$$\left. \begin{aligned} \mu_0 &= \cdots = \mu_M = \mu \\ \rho_1 &= \cdots = \rho_N = \rho \\ \gamma_0 &= \cdots = \gamma_N = \gamma \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

보상기 $C(z)$ 의 역할은 적응 필터의 분모 $1-A(z)$ 와 결합하여 다음과 같은 조건을 만족하도록 자체적으로 조정된다.

$$\text{Re} \left[\frac{C(z)}{1-A(z)} \right] \geq 0, \quad \text{모든 } |z|=1 \text{에 대해} \quad (12)$$

고정 보상기를 사용하는 기존의 적응 순환 필터 [6,7]에서는 식 (11)을 만족하도록 $C(z)$ 를 설정하기 위해서는 미지의 시스템 $1-A(z)$ 에 대한 특성이 사전에 알려져 있어야 한다는 모순이 있었다. 그러나 ACHARF 알고리즘에서는 식 (11)을 만족하도록 보상기 $C(z)$ 가 자체적으로 조정되므로 위와 같은 문제가 제거되어 실제 사용이 가능하게 된 것이다.

3. 음질 개선 평가 방법

그림 1의 (c)에서 ANC 기능에 의해 음질 개선이 이루어지기 위해서는 적응 필터가 미지의 시스템의 전달 함수로 수렴하는 것이 필수적이다. 따라서 적응 필터가 미지의 시스템 $H_1(z)/H_2(z)$ 에 수렴하는 정도를 확인하기 위해 다음과 같이 정의되는 계수간 거리 함수 $D(k)$ 를 사용하였다.

$$D(k) = \sqrt{\frac{\sum_{j=0}^M [b_j(k) - h_{1j}]^2 + \sum_{i=1}^N [a_i(k) - h_{2i}]^2}{\sum_{j=0}^M h_{1j}^2 + \sum_{i=1}^N h_{2i}^2}} \quad (13)$$

단, h_{1j} 와 h_{2i} 는 각각 $H_1(z)$ 와 $H_2(z)$ 의 계수들이며 $H_2(z)$ 의 상수항은 1로 한다. 일반적인

음질 개선에서 SNR은 계산이 간단하다는 것이 장점이지만 정확한 음성의 왜곡을 추정하기에는 부족하다[13]. 이것은 모든 시간축에 대한 음성 신호 에너지를 이용하여 SNR을 계산하기 때문에 음성의 에너지가 시간에 따라 변하는 속성을 잘 반영하지 못하기 때문이다. 만일 발생된 음성 신호에 모음이 집중되어 있다면 높은 SNR을 나타내지만 실제의 음질 평가에 있어서는 묵음 및 자음과 같이 에너지가 낮은 부분에 대한 잡음의 영향이 크다. 따라서 이러한 음질 평가 기준에 적합하도록 고안된 세그멘탈 SNR(segmental SNR)을 사용하도록 한다. 세그멘탈 SNR은 여러 프레임의 SNR 값을 평균한 것으로 계산식은 다음과 같다.

$$\text{SNR}_{\text{seg}} = \frac{1}{N_F} \sum_{j=0}^{N_F-1} 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{n=m_j}^{m_{j+1}} s(n)^2}{\sum_{n=m_j}^{m_{j+1}} [s(n) - \hat{s}(n)]^2} \right] \quad (14)$$

위의 식에서 $m_0, m_1, \dots, m_{N_F-1}$ 은 각 프레임의 끝나는 시간이고 N_F 는 프레임의 길이이다.

4. 실험 및 고찰

먼저 ANC 시스템에서 보상기의 독특한 기능을 알아봄과 동시에, 보상기를 사용하지 않는 적응 비순환 필터($A(z)=0, C(z)=1$)에 대한 ACHARF 적응 순환 필터의 우수성을 확인해 보기 위해 표 1과 같은 환경에서 실험하였다. 적응 비순환 필터의 경우는 잘 알려진 기존의 NLMS(Normalized LMS) 알고리즘을 사용하였다. 표 1에서 원하는 신호 $s(k)$ 및 잡음에 의해 손상된 신호 $d_s(k)$ 의 일부 파형은 그림 2와 같으며 이에 대한 ANC 출력의 파형 $e(k)$ 는 그림 3에서 보인 바와 같다. 그림 3의 (a)는 NLMS 적응 비순환 필터를 사용했을 때의 결과이며 그림 3(b)는 ACHARF 적응 순환 필터를 사용했을 때의 결과이다. 이 두 결과를 비교해 보면 ACHARF 알고리즘을 이용하여 처리한 결과가 NLMS 경우보다 더 우수함을 알 수 있으며 ACHARF 알고리즘의 경우는 SNR이 35 dB, NLMS 경우는 25 dB였다.

표 1. 실험 조건 1

미지의 시스템	$\frac{H_1(z)}{H_2(z)} = \frac{2-z^{-1}}{1-z^{-1}+0.75z^{-2}}$
신호	$s(k)$; 구형파(주기=10, 전력=1) $x(k)$; 백색 잡음(전력=1) SNR=0 dB
NLMS 적응 비순환 필터 ($A(z)=0, C(z)=1$)	B(z)의 차수=30차($\mu=0.01, \rho=\gamma=0$)
ACHARF 적응 순환 필터	B(z)의 차수=1차($\mu=0.01$) A(z)의 차수=2차($\rho=0.003$) C(z)의 차수=10차($\gamma=0.001$)

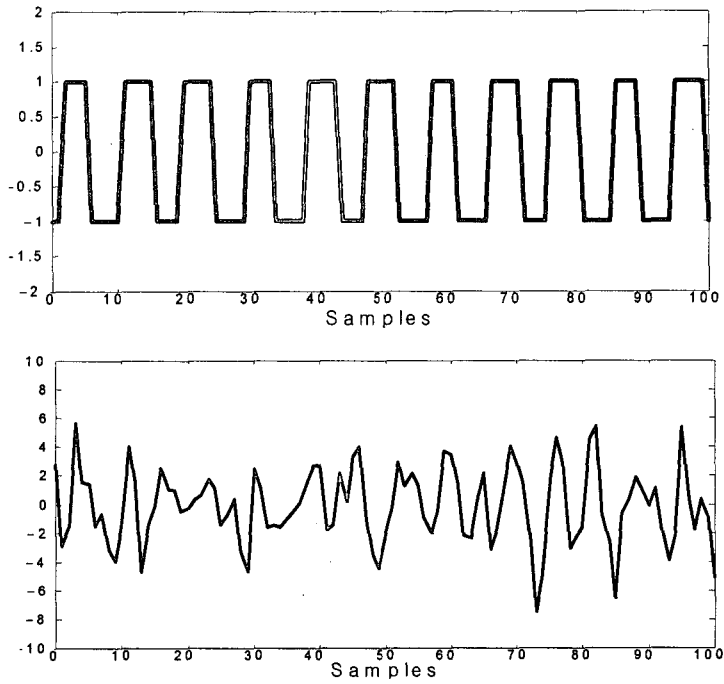


그림 2. 표 1에서 사용된 (a) 원하는 신호 $s(k)$ 의 파형 (위), (b) 잡음으로 손상된 신호 $d_s(k)$ (아래)

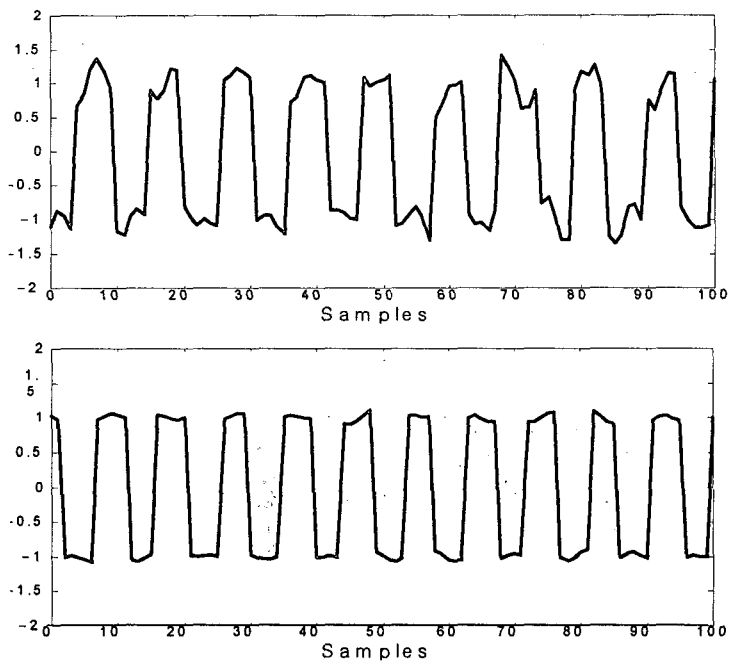


그림 3. ANC의 출력 $e(k)$: (a) NLMS 알고리즘 (위), (b) ACHARF 알고리즘 (아래)

그림 4는 ACHARF 알고리즘의 경우에 대한 계수간의 거리 함수 $D(k)$ 를 보여주며(식 (8)) 영점 및 극점은 모두 1500 번 정도의 적응 후에 수렴함을 알 수 있다. 이와 같이 ACHARF 알고리즘의 영점과 극점이 미지 시스템의 영점과 극점으로 거의 편차 없이 수렴하는 이유는 정상 상태에서 보상기의 주파수 특성이 그림 5와 같이 수렴하기 때문이다. 즉 ACHARF 알고리즘을 이용하는 그림 1의 (c)에서 $e(k)$ 가 $s(k)$ 로 수렴하는 과정에서 보상기는 그림 5와 같이 $s(k)$ 의 스펙트럼에 null을 형성함으로써 $v(k)$ 가 거의 0으로 수렴할 수 있게 한다. 따라서 처리된 오차 $v(k)$ 로써 구동되는 적응 필터는 종국에 미지의 시스템으로 안정되게 수렴할 수 있는 것이다. 이에 비해 그림 1의 (b) 경우는 $s(k)$ 로 근사적으로 수렴하는 $e(k)$ 에 의해 적응 필터가 구동되며 $e(k)$ 는 정상 상태에서의 기울기 잡음 역할을 한다. 따라서 보상기가 없는 NLMS

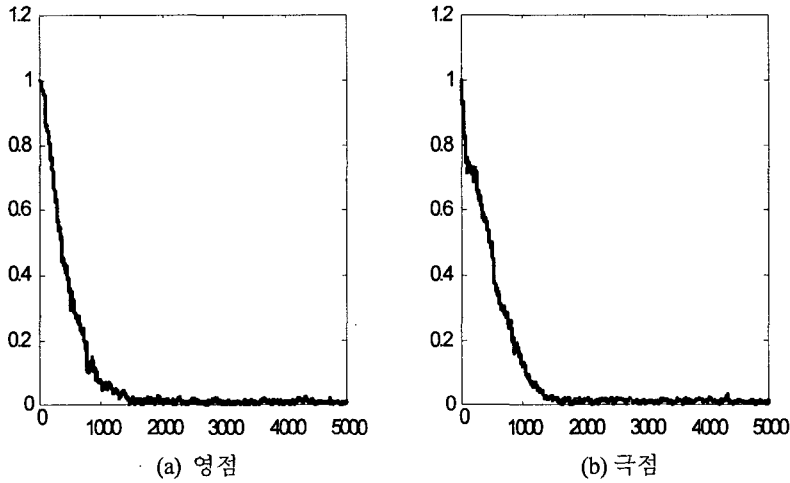


그림 4. ACHARF 알고리즘의 적응 회수에 따른 거리 함수 $D(k)$

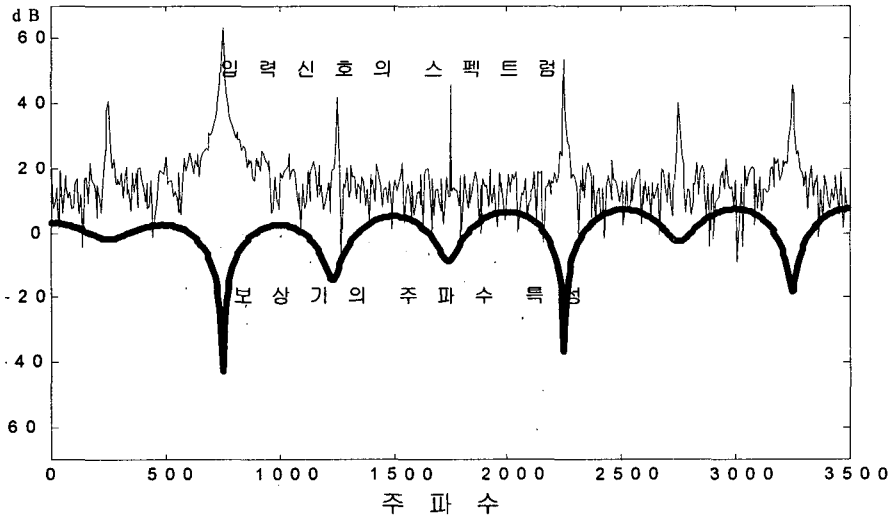


그림 5. 정상 상태에서 ACHARF 알고리즘의 보상기의 주파수 특성

알고리즘의 경우는 그림 3의 (a)와 같이 신호의 SNR이 ACHARF 알고리즘에 비해 상대적으로 낮아지게 된 것이다. 이상의 결과로서 ANC 시스템에서 보상기의 중요한 기능에 대해 확인할 수 있었다. 나아가 영점과 극점을 모두 사용하는 적응 순환 필터가 영점만 사용하는 적응 비순환 필터에 비해 낮은 차수로 보다 나은 잡음 제거 기능을 이룰 수 있음도 확인할 수 있었다.

실제 음성 신호에 대한 ANC 성능을 알아보기 위해 표 2의 실험 환경에서 세그멘탈 SNR을 이용하여 NLMS 알고리즘과 ACHARF 알고리즘의 성능을 비교해 보았다. 실험에 사용한 신호 $s(k)$ 는 20 대의 남성 화자가 발성한 “대진대학교”로 하였으며 표본화 주파수 8 kHz로 3초간 녹음하였다. 먼저 표 2에서 음성 신호 $s(k)$ 와 백색 잡음 $x(k)$ 간의 입력 SNR을 0 dB로 하였으며

표 2. 실험 조건 2

미지의 시스템	$\frac{H_1(z)}{H_2(z)} = \frac{2 - z^{-1}}{1 - z^{-1} + 0.75z^{-2}}$
신호	$s(k)$; 음성 신호(“대진대학교”) $x(k)$; 백색 잡음
NLMS 적응 비순환 필터 ($A(z)=0, C(z)=1$).	B(z)의 차수= $N(\mu=0.01, \rho=\gamma=0)$
ACHARF 적응 순환 필터	B(z)의 차수=1차($\mu=1$) A(z)의 차수=2차($\rho=0.1$) C(z)의 차수=8차($\gamma=0.01$)

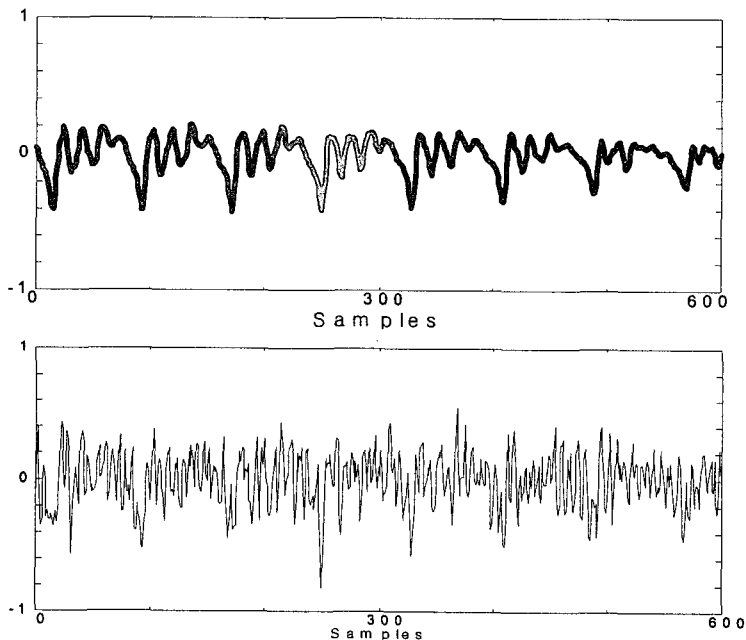


그림 6. 표 2에서 신호 $s(k)$ 와 잡음 $x(k)$ 간의 SNR이 0 dB일 때
 (a) $s(k)$ 의 일부 파형 (위), (b) $d_s(k)$ 의 일부 파형 (아래)

$s(k)$ 와 $d_s(k)$ 의 일부 파형을 도시한 것이 각각 그림 6의 (a) 및 (b)이다. 이 경우 NLMS 알고리즘의 필터 차수 N 에 따른 ANC 성능을 $e(k)$ 의 세그멘탈 SNR로 비교하면 표 3과 같으며 필터의 차수가 30 이상일 때는 ANC 성능 개선에 변화가 없음을 알 수 있다.

표 3. 표 2(SNR=0)에서 NLMS 알고리즘의 차수(N)에 따른 NLMS ANC의 성능 변화

NLMS 차수(N)	5	10	20	30	40
SNR _{seg} (dB)	3.2	6.0	13.4	18.2	18.4

표 2에서 ACHARF 적응 순환 필터의 경우 신호 $s(k)$ 와 잡음 $x(k)$ 간의 입력 SNR이 0 dB일 때 보상기 차수에 따른 ANC의 성능 변화를 관찰한 결과가 표 4와 같았다. 이로부터 ACHARF ANC는 비교적 낮은 차수의 보상기로도 NLMS ANC보다 우수한 성능을 보여줌을 알 수 있으며 보상기 차수가 6차 이상에서는 더 이상의 성능 개선이 없었다. 표 4에서 보상기가 6차인 경우 ACHARF ANC의 출력 파형은 그림 7과 같다.

표 4. 표 2(SNR=0)에서 ACHARF 알고리즘의 보상기의 차수 변화에 따른 ACHARF ANC 성능 변화(영점 차수=1, 극점 차수=2).

보상기 차수	4	6	8	10	12
SNR _{seg} (dB)	17.1	23.4	19.0	17.7	21.4

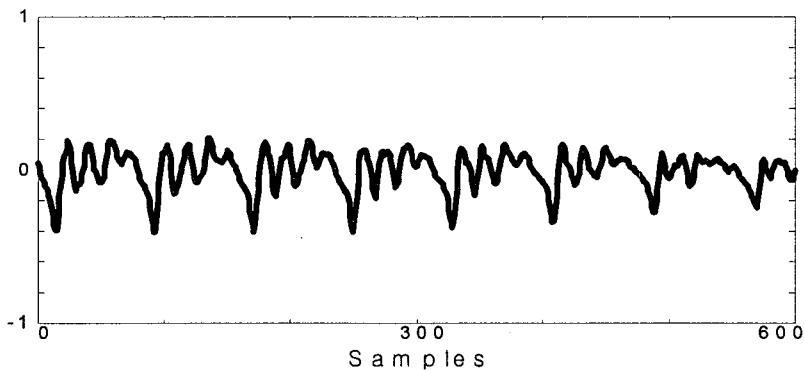


그림 7. 표 4에서 보상기 차수가 6인 경우 ACHARF ANC의 출력 파형.

다음으로 표 2에서 입력 SNR의 변화에 따른 ACHARF ANC의 성능 변화를 관찰한 결과가 표 5와 같았다. 여기서 입력 SNR이 0 dB일 경우는 표 3에서 $N=30$ 인 NLMS ANC와 성능이 비슷함을 알 수 있다.

표 5. 표 2에서 입력 SNR의 변화에 따른 ACHARF ANC 성능 변화(영점 차수=1, 극점 차수=2, 보상기 차수=6)

입력 SNR(dB)	-10	-5	0	5	10
SNR _{seg} (dB)	14.8	15.4	19.4	17.8	8.3

따라서 영점이 1차이고 극점이 2차이며 보상기가 6차인 ACHARF ANC는 30차의 NLMS ANC 성능에 필적함을 알 수 있다. 표 5에서 관찰할 수 있는 특이한 점은 입력 SNR이 0 이상으로 증가하면 오히려 ANC의 성능이 저하된다는 것이다. 이는 ANC 시스템의 근원적인 구조상 문제인 신호와 잡음의 기능 전환에 기인한다. 즉 그림 1의 (a)에서 실제로 우리가 원하는 신호는 $s(k)$ 이며 $d(k)$ 와 $x(k)$ 는 잡음이다. 그러나 그림 1(a)를 모델링한 그림 1(c)의 ANC 시스템에서는 반대로 잡음 $x(k)$ 가 적응 필터의 입력 신호가 되고 신호 $s(k)$ 는 적응 필터의 출력 잡음이 되어 기능이 서로 전도되기 때문이다. 따라서 입력 SNR이 높다는 것은 $x(k)$ 의 전력이 낮다는 것을 뜻하며 이는 적응 필터의 시스템 식별 능력이 저하된다는 것을 의미한다. 따라서 입력 SNR이 어느 한도 이내에서 증가할 때는 적응 필터의 성능 저하로 인한 역효과보다 입력 SNR의 증가에 의한 효과가 크기 때문에 ANC 기능은 상승한다. 그러나 SNR이 어떤 한계 이상으로 증가하면 적응 필터의 성능 저하에 의한 역효과가 SNR 증가에 의한 효과보다 커지기 시작하기 때문에 결국 ANC 기능은 떨어지게 되는 것이다. 이상과 같이 입력 SNR의 증가에 의한 적응 필터 성능 저하를 보인 것이 그림 8이다. 그림 8은 표 5에서 입력 SNR이 -10 dB, 0 dB인 두 경우에 대해 적응 순환 필터의 거리 함수 $D(k)$ 를 비교해 보여주고 있다. 그 결과 SNR이 0 dB인 경우에 비해 -10 dB인 경우가 수렴 속도가 빠를 뿐 아니라 안정된 수렴 상태를 나타낸다.

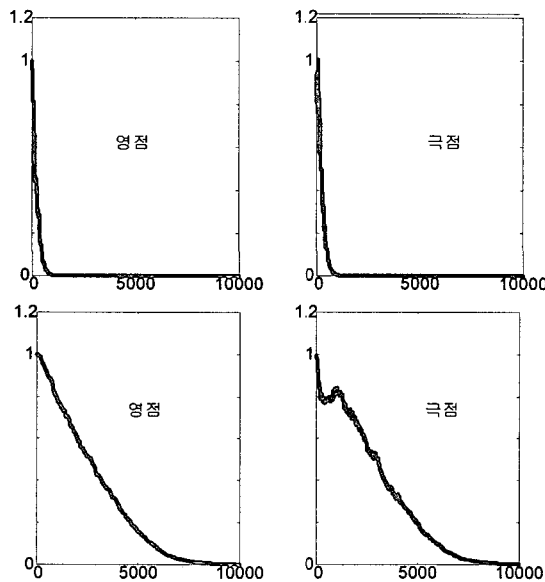


그림 8. 표 5에서 입력 SNR이 -10 dB, 0 dB인 두 경우에 대한 적응 순환 필터의 수렴 상태(영점 차수=1, 극점 차수=2, 보상기 차수=6): (a) -10 dB일 경우 (위), (b) 0 dB일 경우 (아래)

5. 결 론

본 논문에서는 적응 비순환 필터를 이용한 NLMS ANC와 적응 순환 필터를 이용한 ACHARF ANC의 성능을 비교함으로써 ACHARF ANC의 우수성을 입증하였다. 즉 영점과 극점이 모두 있는 ACHARF ANC는 영점만 있는 기존의 NLMS ANC에 비해 충분히 적은 차수로도 보다 나은 성능을 얻을 수 있었음을 확인하였다. 또한 ACHARF ANC의 보상기는 적응 순환 필터의 초안정성을 보장해주는 역할을 할 뿐 아니라, 원하는 신호 $s(k)$ 의 스펙트럼에 대해 null을 형성해 줌으로써 보상기의 출력인 처리된 오차 $v(k)$ 를 0에 충분히 가깝게 수렴시켜 더욱 정확한 시스템 식별이 가능하도록 하는 것을 확인하였다.

특히 그림 1에서 미지의 시스템 $H_1(z)/H_2(z)$ 가 단위원에 가까운 극점을 가질 경우 충격 응답의 길이가 매우 길어진다. 이 경우 극점이 없는 NLMS ANC가 $H_1(z)/H_2(z)$ 의 특성을 아우르기 위해서는 영점의 차수가 충분히 높아져야 되지만, 극점이 포함되는 ACHARF ANC에서는 이러한 차수 증가의 문제점이 발생하지 않는다. 따라서 미지 시스템 $H_1(z)/H_2(z)$ 의 극점이 단위원에 가까울수록 ACHARF ANC는 NLMS ANC에 비해 더욱 유리해진다. 이상의 결과를 종합하면 ACHARF ANC는 NLMS ANC에 비해 충분히 적은 차수로도 정확한 시스템 식별이 가능하기 때문에 뛰어난 잡음 제거 기능이 가능함을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Widrow et al. 1975. "Adaptive noise canceling: principles and application." *Proc. of IEEE*, Vol. 1, 1692-1716.
- [2] Sambur, M. R. 1991. "Adaptive noise canceling for speech signals." *IEEE Trans Acoust, Speech, Signal Processing*, Vol. ASSP 26, No.4, 354-358.
- [3] Boll, S. & D. Pulsipher. 1980. "Suppression of Acoustic Noise in Speech Using Two Microphone Adaptive Noise Cancellation." *IEEE Trans ASSP-28*, 752-753.
- [4] Long, G., D. Shwed & D. D. Falconer. 1987. "Study of a pole-zero adaptive echo canceller." *IEEE Circuits Syst.*, Vol. CAS-34, Special Issue on Adaptive Systems and Applications.
- [5] 윤병우, 신윤기. 1990. "적응 보상기를 채용한 초안정성 적응 순환 필터." *전자공학회 논문지*, 27(3).
- [6] Johnson, C. R. Jr. 1978. "A convergency proof for a hyperstable adaptive recursive filter." *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-2, No. 6.
- [7] Johnson, C. R. Jr. 1981. "SHARF convergency properties." *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing*, Vol. ASSP-29, 659-670.
- [8] Sterns, S. D. 1987. "Error surface of recursive adaptive filters." *IEEE Trans. Circuits Syst.*, Vol. CAS-28, Special Issue on Adaptive System.
- [9] Paul, Gooch R. 1983. *Adaptive Pole-Zero Filtering: The Equation Error Approach*. Ph.D. dissertation, Dept. of Elect. Eng., Stanford University.

- [10] Johnson, C. R. Jr. 1984. "Adaptive IIR filtering: current results and open issue."
IEEE Trans. Inform. Theory. Vol. IT-30, No. 2, 237-250.

접수일자: 2002. 10. 31.

게재결정: 2002. 12. 13.

▲ 신윤기

경기도 포천군 포천읍 (우: 487-711)

대진대학교 전자공학과

Tel: +82-31-539-1901

E-mail: syk@road.daejin.ac.kr