

음성신호로 인한 잡음전달경로의 오조정을 감소시킨 적응잡음제거 알고리즘

準會員 박 장 식*, 正會員 김 형 순*, 김 재 호*, 손 경 식*

Adaptive Noise Cancellation Algorithm Reducing Path Misadjustment due to Speech Signal

Jang Sik Park*, Hyung Soon Kim*, Jae Ho Kim*, Kyung Sik Son* *Regular Members*

ABSTRACT

General adaptive noise canceller(ANC) suffers from the misadjustment of adaptive filter weights, because of the gradient-estimate noise at steady state. In this paper, an adaptive noise cancellation algorithm with speech detector which is distinguishing speech from silence and adaptation-transient region is proposed. The speech detector uses property of adaptive prediction-error filter which can filter the highly correlated speech. To detect speech region, estimation error which is the output of the adaptive filter is applied to the adaptive prediction-error filter. When speech signal appears at the input of the adaptive prediction-error filter, The ratio of input and output energy of adaptive prediction-error filter becomes relatively lower. The ratio becomes large when the white noise appears at the input. So the region of speech is detected by the ratio. Sign algorithm is applied at speech region to prevent the weights from perturbing by output speech of ANC. As results of computer simulation, the proposed algorithm improves segmental SNR and SNR up to about 4 dB and 11 dB, respectively.

I. 서 론

배경잡음이 있는 상황에서 원하는 신호를 분리하여 배경잡음을 감쇄시키는 것은 신호처리분야에서 중요한 문제이다. 가청 영역의 배경잡음이 많은 상황에서는 음성신호의 청취능력이 현저히 저하되기 때문에 잡음제거는 통신에서 중요한 기술이다[1]. 그리고, 차량의 기능을 음성으로 제어하기 위한 음성인식

시스템의 성능을 향상시키기 위해서 배경잡음을 제거하여 음성신호의 음질을 향상시키는 것이 필요하다[2].

음질을 향상시키기 위해서 여러 방법이 제안되었고, 특히, 배경잡음의 통계적 특성을 알지 못하고, 환경이 변하는 경우에 적용할 수 있는 적응잡음제거(ANC, adaptive noise cancellation)에 대한 연구가 많이 되었다[3]. 일반적으로, 적응잡음제거는 잡음원 근처에 입력장치를 설치하여 기준신호(reference input)로 입력하고, 음성신호와 특정한 전달경로를 통과한 잡음이 합쳐진 주신호(primary input)를 적응필터로

*부산대학교 전자공학과
論文番號: 96010-0105
接受日字: 1996年 1月 5日

입력하여 음성신호를 분리한다. ANC의 적응필터를 적용시키는 적응알고리즘은 주로 LMS 알고리즘을 이용한다[1]-[5]. 그러나, LMS 알고리즘을 이용한 ANC는 출력신호인 음성신호에 의해서 적응계수의 오조정(misadjustment)이 커지는 문제가 있다. 정상상태에서 오조정을 적게 하기 위해서 작은 값의 적응상수를 선정하면, 오조정은 적어지지만, 수렴이 느려진다[4].

수렴속도에 크게 영향을 주지 않으면서 음성신호에 의한 오조정을 줄이기 위해서 적응보상기를 가진 ANC구조가 제안되었다[6][7]. 적응필터에 부가적으로 적응보상기를 첨가하여, 적응보상기의 출력으로 적응필터를 적용시킨다. 적응보상기는 적응예측-오차필터(adaptive prediction-error filter)이며, 상관도가 있는 성분은 제거하여 상관도가 적은 신호를 출력한다[8]. 적응보상기의 출력으로 적응필터를 적용시킴으로써 상관도가 큰 음성신호의 영향을 줄이고, 백색잡음은 통과시킴으로써 초기의 수렴속도가 크게 느려지지 않게 한다. 이 방법은 음성구간에서 LMS 알고리즘에 비해 오조정이 적지만, 적응보상기가 음성을 완전히 추정하지 못하기 때문에 묵음(silence)구간에서 다소 성능이 저하되었다.

수렴이 느려지지 않으면서 정상상태에서 음성에 의한 오조정을 적게 하기 위해서 수렴천이 구간과 음성구간을 판단하여 수렴천이 구간에서는 수렴을 빠르게 하고, 음성구간에서는 오조정이 적은 적응 알고리즘을 적용해야 한다.

본 논문에서는 적응예측-오차필터를 이용한 묵음 및 수렴천이 구간과 음성구간을 판단하기 위한 방법을 제안한다. 적응예측-오차필터의 입력으로 ANC의 출력 음성신호를 입력하여 그 출력으로 감쇄된 신호를 얻는다. 앞에서 기술한 적응예측-오차필터의 입출력 특성[8] 때문에 그 입력과 출력의 에너지 비가 적으면 입력신호의 상관도가 큰 음성구간으로 판단하고, 상대적으로 비가 크면 묵음 및 적응천이 구간으로 판단한다. 음성구간으로 판단된 구간에는 SA 알고리즘(sign algorithm)을 적용하였다[9]. SA 알고리즘은 수렴속도는 느리지만 오차의 크기는 1을 가지고 그 방향은 유지하기 때문에 LMS 알고리즘의 오차를 정규화하는 효과를 가진다. 따라서, 음성구간에서의 음성신호에 의한 오조정을 줄일 수 있다. 음성신호에 백색잡음이 더해진 경우에 대한 컴퓨터 시뮬레이션

을 통해서 제안하는 ANC 방법이 기존의 방법에 비해서 성능이 향상되었음을 보였다.

II. 기존의 적응잡음제거

적응잡음제거의 기본구조는 그림 1과 같이 일반적으로 두 개의 입력센서를 이용한다. 기준입력신호는 적응필터의 입력되고, 음성신호와 특정한 잡음전달 경로를 지난 잡음은 주입력신호, $d(k)$ 로 입력된다. 주입력신호와 적응필터의 출력신호 $y(k)$ 의 차, $e(k)$ 가 ANC의 출력이다.

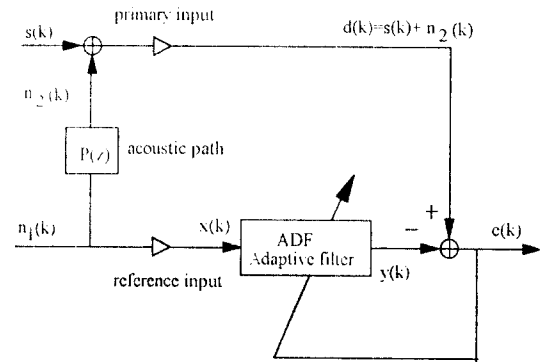


그림 1 두 개의 입력센서를 가진 적응잡음제거 구조
Fig 1. The structure of adaptive noise cancellation with two input sensor

ANC를 위한 적응알고리즘은 주로 식(1), (2)의 LMS 알고리즘을 이용한다.

$$e(k) = d(k) - y(k) \tag{1}$$

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

$e(k)$ 는 각각 적응필터의 계수벡터, 적응필터의 입력 벡터이고, $W(k)$, $X(k)$ 는 각각 적응필터의 계수벡터, 적응필터의 입력벡터이고, μ 는 적응상수이다. $E[e^2(k)]$ 를 최소화함으로써 적응필터가 최적값으로 수렴하고, $y(k)$ 는 $n_2(k)$ 를 근사적으로 추정하게 된다. 따라서, ANC는 $s(k)$ 에 근사한 신호 $e(k)$ 를 출력한다. 한편, 식 (2)에 식 (1)을 대입하면

$$W(k+1) = W(k) + 2\mu X(k)(n_2(k) - y(k)) + 2\mu X(k)s(k) \tag{3}$$

이 된다. 적응필터가 수렴한 정상상태에서는 $y(k) \approx n_2(k)$ 로 가정할 수 있다. 따라서, 적응 필터계수 $W(k)$ 는 주로 음성신호 $s(k)$ 에 의해서 적응되고, 음성의 에너지가 큰 구간에서 오조정이 커진다.

이러한 정상상태에서의 오조정을 줄이기 위해서 적응보상기를 가진 ANC 구조가 제안되었다[5][6]. 적응보상기는 신호의 상관도가 높은 성분을 제거하는 적응 예측-오차필터(APE, adaptive predict-error filter)이다. ANC의 출력신호 $e(k)$ 를 적응보상기로 입력시키고, 그 출력으로 적응필터와 적응보상기를 식(4)~식(7)로 적응시킨다.

$$e(k) = d(k) - y(k) \tag{4}$$

$$v(k) = e(k) - \sum_{i=1}^L c_i(k) e(k-i) \tag{5}$$

$$W(k+1) = W(k) + 2\mu_w X(k) v(k) \tag{6}$$

$$C(k+1) = C(k) + 2\mu_c E(k-1) v(k) \tag{7}$$

$v(k)$ 는 적응보상기의 출력이고, μ_w 와 μ_c 는 각각 적응필터와 적응보상기의 적응상수이다. $C(k)$ 와 $E(k-1)$ 은 각각 적응보상기의 계수벡터, 적응필터의 출력벡터이다. 상관도가 높은 유성음은 적응보상기에 의해서 많이 감쇄되어 음성에 의한 적응필터 계수의 오조정을 줄인다. 그러나, 감쇄된 오차에 의해서 적응필터가 적응하기 때문에 이 방법은 수렴이 다소 느려지고, 유성음에서 묵음구간으로 천이할 때, 성능이 저하된다.

III. ANC의 출력에서 음성구간 검출방법

LMS 알고리즘을 이용하는 ANC의 성능을 향상시키기 위해서는 음성구간과 묵음 및 적응천이 구간을 검출하여 음성구간에서는 정상상태에서 오조정이 적은 적응알고리즘을 적용시켜야한다. 일반적으로 음성신호는 유성음구간에서 상관도가 높으며 에너지가 크고, 무성음이나 묵음구간에서는 에너지가 적다[10]. 따라서 정상상태에서 ANC의 추정오차 $e(k)$ 의 에너지를 측정하여 임계값 이상으로 큰 에너지가 검출되면 적응상수를 적게하여 음성에 의한 적응필터의 계수가 진동하는 것을 적게할 수 있다. 그러나, 적응필터가 수렴하기 전에도 추정오차의 에너지가 크기 때

문에 추정오차의 에너지만으로 적응상수 등을 조정하는 것은 적응초기의 수렴을 느리게하고, 잡음전달 경로가 변하는 경우에 추종능력(tracking)이 떨어지게 된다. 그러므로, 수렴이 느리지 않고 음성에 의한 오조정이 적은 ANC를 구현하기 위해서는 음성구간과 묵음 및 적응천이 구간의 판단이 필요하다.

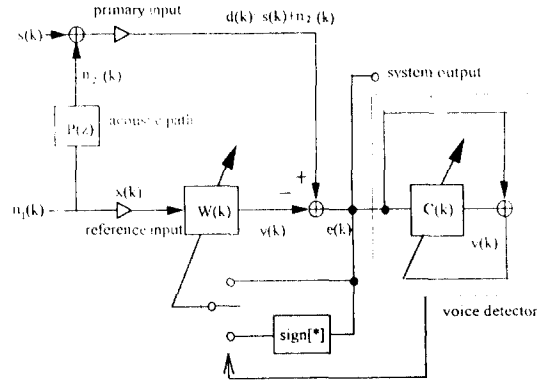


그림 2 음성구간과 묵음 및 적응천이 구간을 판단하는 ANC 구조

Fig. 2. The ANC structure distinguishing speech from silence and transient region

음성구간과 묵음 및 적응천이 구간을 판단하여 처리하는 ANC 구조는 그림 2와 같다. 음성검출기는 ANC의 출력 $e(k)$ 를 입력받아 예측오차 $v(k)$ 를 출력하는 적응예측-오차필터이다. 식 (8)과 같이 적응예측-오차필터의 입력과 출력의 에너지 비를 구해서 음성구간과 묵음 및 적응천이 구간을 판단한다.

$$P_r(k) = \frac{P_e(k)}{P_v(k)} \tag{8}$$

$$P_e(k) = \sum_{i=0}^M e^2(k-i), P_v(k) = \sum_{i=0}^M v^2(k-i)$$

$P_e(k)$ 와 $P_v(k)$ 는 각각 적응예측-오차필터의 입력과 출력의 에너지고, $P_r(k)$ 는 그 에너지 비이다. M 은 입력, 출력신호의 에너지를 추정하기 위한 1 프레임(10~20 msec)의 샘플수이다. 적응예측-오차필터는 식(5)와 식(7)로 적응하고, 그 차수가 충분히 높을 경우, 입력신호의 상관도가 높은 성분은 여파하는 성질이 있다[8]. 따라서, 음성구간 특히 오조정을 크게하는 유성

음 구간에서 상관도가 높기 때문에 출력신호가 많이 감쇄되고, 적응예측-오차필터의 입력과 출력의 에너지 비는 작아진다. 배경잡음의 주파수 특성이 백색이라 가정하면, ANC의 출력 즉 적응예측-오차필터의 입력은 묵음 및 적응천이 구간에서 백색의 주파수 특성을 보이고, 그 출력은 크게 감쇄되지 않고, 입출력 에너지의 비는 상대적으로 커진다. 그러므로, 적응예측-오차필터의 입력과 출력의 에너지 비로써 음성구간과 묵음 및 적응천이 구간의 판단이 가능하다. 적응초기 즉, 수렴천이 구간과 정상상태가 구별되기 때문에 LMS 알고리즘만을 채용한 ANC 에서 생기는 적응상수를 설정문제에 대해서 자유로워 질 수 있다. 또한, 수렴천이 구간에서는 보다 빠른 적응알고리즘을 적용할 수 있다.

음성구간에서 음성에 의한 오조정을 줄이기 위해서 본 논문에서 적용한 적응알고리즘은 Sign 알고리즘(SA)이다. SA는 LMS 에 비해서 수렴이 느리지만, 추정오차의 부호만을 고려하기 때문에 계산량이 LMS 알고리즘보다 적다[9]. SA 알고리즘은 음성구간에 오차의 크기를 1 로 제한하고, 그 방향은 유지하여 오차를 정규화하는 효과를 가진다. 따라서, 적응필터의 추정오차이면서 ANC 의 출력인 음성신호의 크기가 1 로 제한되어 출력음성신호에 의한 적응필터 계수의 오조정을 줄일 수 있다. 그리고, 음성검출기가 음성구간을 잘못 검출하더라도 음성구간에서 느린 적응을 통해서 보상할 수 있다. 제안하는 ANC 를 위한 계산 순서는 표 1과 같다.

표 1. 제안하는 ANC 알고리즘
Table 1. The proposed ANC algorithm

$$\begin{aligned}
 \text{(I)} \quad & e(k) = d(k) - y(k) \\
 \text{(II)} \quad & v(k) = e(k) - \sum_{i=1}^L c_i(k) e(k-i) \\
 \text{(III)} \quad & P_e(k) = \sum_{i=1}^M e^2(k-i), P_v(k) = \sum_{i=1}^M v^2(k-i) \\
 \text{(IV)} \quad & P_r(k) = \frac{P_e(k)}{P_v(k)} \\
 \text{(V)} \quad & \alpha(k) = \begin{cases} 2\mu_w e(k), & P_r(k) > P_{th} \\ \mu_s \text{sign}[e(k)], & P_r(k) \leq P_{th} \end{cases} \\
 \text{sign}[t] = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ -1, & t < 0 \end{cases}
 \end{aligned}$$

P_{th} ; threshold of the ratio

$$\begin{aligned}
 \text{(VI)} \quad & W(k+1) = W(k) + \alpha(k) W(k) \\
 \text{(VII)} \quad & C(k+1) = C(k) + \frac{2\mu_c E(k-1)v(k)}{E^T(k-1)E(k-1)} \\
 & C(k) = [c_1(k), c_2(k), \dots, c_L(k)]^T
 \end{aligned}$$

표1에서 $c_i(k)(i=1 \dots L)$ 는 적응예측오차필터의 계수이며, L은 적응예측오차필터의 차수이고, 음성신호를 충분히 추정할 수 있는 차수가 주어져야 한다. 성도(vocal tract)를 표현하기 위해서는 샘플링 주파수(kHz)만큼의 극점(pole)이 필요하고, 부가적으로 음원의 스펙트럼과 방사부하를 표현하기 위해서는 3~4개의 극점이 더 필요하다[11]. 음성신호를 8 kHz 로 샘플링하는 경우 12차 정도의 차수가 필요하게 된다. $a(k)$ 는 음성검출기의 출력값에 따라서 변하는 LMS 알고리즘의 추정오차 혹은 SA를 위한 추정오차의 부호이다. $a(k)$ 는 묵음구간이나 적응천이 구간에서 추정오차, $e(k)$ 이고, 음성이 검출되면 $\text{sign}[e(k)]$ 를 그 값으로 갖는다. μ_w 는 각각 추정오차 $e(k)$ 로 적용할 때의 적응상수이고, μ_s 는 SA 의 적응상수이다. 제안하는 ANC 와 기존의 ANC의 성능을 분석하기 위해서 식 (9)와 같이 오조정계수벡터를 정의한다.

$$V(k) = W(k) - W_o \tag{9}$$

W_o 는 최적계수, 즉 잡음전달경로를 모델링하는 필터계수이다.

ANC의 주신호는 식 (10)과 같이 입력음성신호와 잡음전달경로를 거친 $n_2(k)$ 의 합이다.

$$d(k) = s(k) + n_2(k) \tag{10}$$

따라서, 식 (1)에 식 (10)을 대입하고, 식(9)의 $V(k)$ 로 표현하면,

$$e(k) = s(k) - W^T(k) X(k) + W_o^T X(k) = s(k) - V^T(k) X(k) \tag{11}$$

가 된다.

식 (11)을 식 (2)에 대입하여 오조정계수벡터로 정리하면,

$$V(k+1) = (1 - \alpha X(k) X^T(k)) V(k) + \alpha s(k) X(k) \quad (12)$$

가 되고, 전개의 편이를 위해서 $\alpha = 2\mu$ 로 두었다.

오조정계수벡터의 변화량을 알아보기 위해서 식 (12)의 양변을 제곱하고, 통계적평균을 취하면,

$$\begin{aligned} Q(k+1) &= E[(1 - \alpha X(k) X^T(k))^2 V(k) V^T(k) \\ &\quad + \alpha^2 s^2(k) X(k) X^T(k) \\ &\quad + 2\alpha(1 - \alpha X(k) X^T(k)) V(k) s(k) X(k)] \\ &= (1 - \alpha R)^2 Q(k) + \alpha^2 E[s^2(k)] R \end{aligned} \quad (13)$$

이고

$$Q(k) = E[V(k) V^T(k)] \quad (14)$$

이다. 적응필터의 입력신호가 정적(stationary)이라 가정하면

$$R = E[X(k) X^T(k)] \quad (15)$$

이다. 그리고, 식 (13)에서는 입력음성신호와 잡음은 상관도가 없는 것으로 가정하였다. 적응필터가 안정 되도록 적응상수를 정하면, 정상상태(steady state)에서는 식 (13)의 우변 첫항은 0이 되고, 오조정계수벡터가 음성신호의 전력에만 영향을 받는다는 것을 알 수 있다.

$$Q(\infty) = \alpha^2 E[s^2(k)] R \quad (16)$$

또한, 음성신호의 묵음구간에서는 오조정계수벡터가 거의 0 이 되고, 음성음과 같이 에너지가 큰 구간에서 에너지 만큼의 오조정이 발생한다는 것을 알 수 있다. 식 (11)의 양변을 제곱하고 통계적 평균을 취하면 평균자승오차를 구할 수 있다. 그리고 음성신호와 오차신호가 상관도가 없다고 가정하면 식 (17)을 얻을 수 있다.

$$E[e^2(k)] = E[s^2(k)] + Tr[Q(k) R] \quad (17)$$

식 (17)에서 오조정계수벡터가 ANC의 출력에 영향을 주고, ANC의 SNR이 두 번째항만큼 저하된다

는 것을 알 수 있다.

한편, 음성구간에 SA를 적용하면 적응필터는 식 (18)과 같이 적응한다.

$$W(k+1) = W(k) + \gamma \text{sign}[s(k) - V^T(k) X(k)] X(k) \quad (18)$$

$\gamma = 2\mu_s$ 이다.

음성신호의 묵음구간에서는 음성신호의 전력이 거의 0이므로, 식 (13)의 두 번째항이 0이 된다. 따라서, $W(k)$ 는 W_0 로 수렴하고, 잡음전달경로의 출력과 적응필터의 출력의 차를 나타내는 $V^T(k) X(k)$ 는 0으로 근사화될 것이다. 따라서 식 (18)은 식 (19)와 식 (20)으로 근사화될 수 있다.

$$W(k+1) = W_0 + \gamma \text{sign}[s(k)] X(k) \quad (19)$$

$$V(k+1) = \gamma \text{sign}[s(k)] X(k) \quad (20)$$

그리고 정상상태에서 오조정계수벡터의 2차 통계적평균(variance)은 식 (21)과 같이 근사화된다.

$$Q(\infty) = \gamma^2 (\text{sign}[s(k)])^2 R = \gamma^2 R \quad (21)$$

식 (16)과 식 (21)을 비교하면, LMS 알고리즘은 음성신호 전력의 영향을 받지만, SA는 음성신호의 영향을 받지 않는다는 것을 알 수 있다. SA가 LMS 알고리즘에 비해서 수렴속도는 느리지만 입력음성신호의 영향을 받지 않기 때문에 음성구간에 SA를 적용함으로써 음성신호에 의해서 ANC의 성능이 입력음성신호에 의해서 저하되는 것을 개선할 수 있다.

IV. 컴퓨터 시뮬레이션

ANC를 컴퓨터 시뮬레이션하기 위해서 잡음전달 경로는 32차 FIR필터를 이용하였다. 음성신호는 8 kHz로 샘플링하고 16 비트로 양자화한 신호를 사용하였다. 잡음신호는 평균이 0이고, Gauss 분포를 갖는 백색잡음을 이용하였다. 적응필터와 적응예측-오차필터는 적응상수 결정이 편리한 NLMS 알고리즘으로 적용시켰고, NLMS 알고리즘은 적응상수를 입력신호의 전력로 정규화하는 것이므로 오조정(misadjustment)을 10%로 맞추기 위해서 적응필터의 적응

상수는 0.1로 두었다. 또한 적응필터의 차수는 잡음전달경로와 같은 차수가 되도록 32차로 하였다. 본 논문에서는 8 kHz로 샘플링로 음성신호를 사용하였고 음성의 발생경로를 AR로 가정하면, 적응예측-오차필터로 음성신호를 충분히 추정하기 위해서 차수는 12차로 하고[11], 적응예측-오차필터의 적응상수는 0.01로 두고 실험하였다. 음성구간에 적용하는 SA 알고리즘의 적응상수는 0.7E-07로 두고 실험하였다. 그리고, 일반적으로 음성신호가 1프레임(10-20 msec)내에서는 통계적특성으로 정적(stationary)이라 가정하여 식 (8)의 입,출력에너지 비를 구하기 위한 적응예측-오차필터의 입력에너지와 출력에너지는 1 프레임, 즉 160 샘플(20 msec)의 입,출력신호로 구했다. 제안하는 ANC 를 위한 적응예측-오차필터의 입,출력 에너지 비 임계값을 0.35로 하였다. 이것은 묵음구간에서 수렴이 끝났을 때, 그 에너지 비값에 근사한 값이다. 이 임계값은 그림 3의 (b)에서 묵음구간에서 처음 수렴했을 때의 값이다.

그림 3의 (a)는 시뮬레이션에 사용한 “저, 거기 운영관리실 번호가 몇 번이지요.”라는 한국어이다. 그림 3의 (b)는 제안하는 방법에서 음성구간과 묵음 및 적응천이 구간을 판단하는 에너지 비의 분포이다. 적응초기와 묵음구간에서 크게 나타나고, 유성음 구간에서 그 값이 작다. 그림 3 (c)는 임계값을 0.35로 했을 때, 음성구간과 묵음 및 적응천이 구간을 판단한 것이다. 음성구간은 0, 묵음 및 적응천이 구간은 1로 표시하였다. 음성구간이 잘 구별되는 것을 알 수 있다.

제안하는 방법과 기존의 방법을 비교하기 위해서 식 (22)로 계산한 계수 오조정지수를 측정하였다.

$$W_{var}(k) = \frac{\sum_{i=0}^N (W_o(i) - W_k(i))^2}{\sum_{i=0}^N W_o^2(i)} \quad (22)$$

$W_o(i)$ 는 잡음전달경로의 필터계수이고, $W_{var}(k)$ 는 각 샘플의 오조정지수이다. 그림 4의 (a)는 NLMS 알고리즘을 이용한 ANC 에 의한 계수 오조정지수의 분포이다. 음성신호의 에너지 큰 유성음구간에서 계수 오조정이 크게 나타나는 것을 알 수 있다. 그림 4의 (b)는 적응보상기를 이용한 방법이다. 유성음 구간에서 오조정이 현저히 줄어들었지만 여전히 오조정

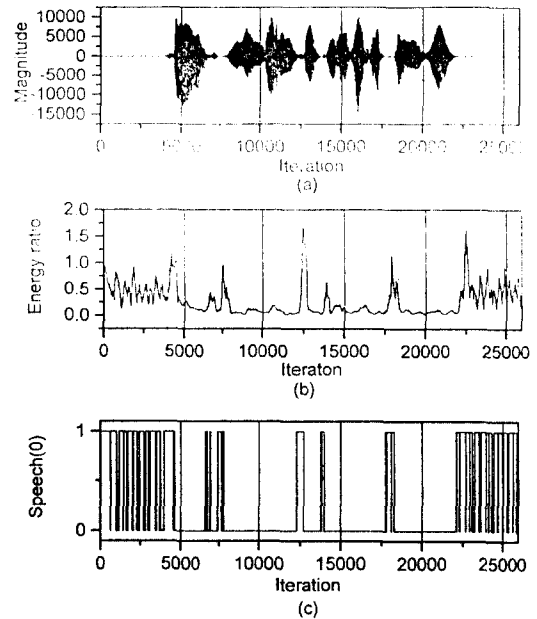


그림 3. 적응예측-오차필터의 입출력 에너지 비와 음성구간의 검출

Fig. 3. The ratio of input-output energy of adaptive predict-error filter and the detection of speech region

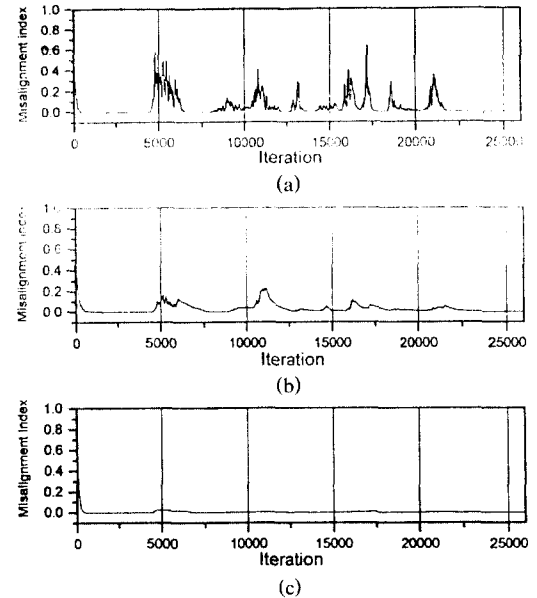


그림 4. 각 알고리즘의 계수 오조정지수

Fig. 4. Weight misadjustment of each algorithm

이 나타난다. 그림 4의 (c)는 제안하는 방법에 의한 계수 오조정치수의 분포이다. 기존의 알고리즘에 비해서 오조정이 적어 성능이 향상되었음을 알 수 있다.

그림 5는 입력 SNR을 -3.0 dB로 했을 때, 기존의 방법들과 제안하는 방법의 ANC 출력 SNR과 세그먼트 SNR을 구한 것이다. 적응보상기를 가진 ANC 가 세그먼트SNR 이 NLMS 보다 떨어지는 것은 묵음 구간에서의 수렴이 느려서 전체성능이 저하되었기 때문이다. 제안하는 방법은 기존의 방법에 비해서 SNR 과 세그먼트 SNR이 각각 약 11 dB, 4 dB 정도 향상되었다.

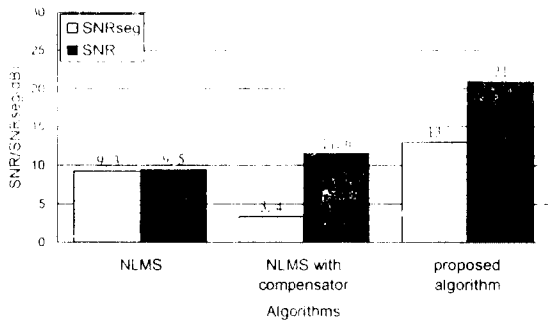


그림 5. 세그먼트 SNR과 SNR에 의한 성능 비교
Fig. 5. The performance comparison by segmental SNR and SNR

V. 결 론

본 논문에서는 음성구간과 묵음 및 적응천이 구간을 적응예측-오차 필터로 구분하여 음성구간에서는 오조정이 적은 SA 알고리즘을 적용하고, 묵음 및 적응천이 구간에서는 LMS 알고리즘을 적용하는 방법을 제안하였다. 제안하는 방법은 음성구간과 묵음 및 적응천이 구간을 판단하기 위해서 적응예측-오차필터의 입출력 신호의 에너지를 구해야 하기 때문에 계산량이 증가한다. 그러나, 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 제안하는 ANC 방법이 정상상태에서 적응필터의 계수 오조정이 거의 없으며, SNR과 세그먼트 SNR이 향상됨을 보였다. 수렴천이 구간에 대해서 LMS 알고리즘을 적용하여 제안하는 방법이 LMS에 상응하는 수렴속도를 보였지만, 수렴이 빠른 알고리즘을 적용

할 수도 있을 것이다. 그리고, 적응예측-오차필터의 입출력 에너지 비를 이용하여 음성구간을 검출하는 방법은 음향반향제거(acoustic echo cancellation)와 적응반향제거(adaptive echo cancellation)에서 동시통화 검출기로 활용이 가능할 것이다.

참 고 문 헌

- William A. Harrison, Jae S. Lim, and Elliot Stinger, "A new application of adaptive noise cancellation," IEEE Trans. ASSP. Vol. ASSP-34, No. 1, Feb., pp. 21-27, 1986.
- R. B. Wallace and R. A. Goubran, "Improved tracking adaptive noise canceler for nonstationary environments," IEEE Trans., SP., Vol. 40, No. 3, pp. 700-703, Mar., 1992.
- John R. Deller, Jr., John G. Proakis and John H. L. Hansen, *Discrete-Time Processing of Speech Signals*, Macmillan, pp 501-556, 1993.
- Gagan Mirchandani, Richard L. Zinser, Jr., and Joseph B. Evans, "A new adaptive noise cancellation scheme in the presence of crosstalk," IEEE Trans. Circuits and Systems II, Vol. 39, No. 10, Oct., pp. 681-694, 1992.
- Steven F. Boll and Dennis C. Pulsiper, "Suppression of acoustic noise in speech using two microphone adaptive noise cancellation," IEEE Trans. ASSP., Vol. ASSP-28, No. 6, pp752-755, Dec., 1980.
- 손경식, 신윤기, "비상관 잡음제거를 위한 적응잡음제거 시스템 및 알고리즘," 전자공학회 논문지, 제26권, 제1호, pp. 129-139, 1989년 1월.
- 김대경, 박장식, 김형순, 김재호, 손경식, "DSP를 이용한 적응보상기가 있는 적응잡음제거기의 하드웨어 구현," 한국통신학회 논문지, 제20권, 제7호, pp. 1885-1895, 1995년 7월
- Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 2nd ed., Prentice Hall, Englewood Cliffs, N. J. p. 216, 1990.
- Sung Ho Cho, V. John Mathews, "Tracking analysis of the sign algorithm in nonstationary environments," IEEE Trans. ASSP., Vol. 38, No. 12, pp. 2046-

2057, Dec., 1990.

10. L. R. Rabiner and M. R. Sambur, "An algorithm for determining the endpoints of isolated utterances," Bell Syst. Tech. J., 54, pp. 297-315, Feb, 1975.
11. L. R. Rabiner and R. W. Schafer, *Digital Processing of Speech Signals*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N. J., p. 419, 1978.



박 장 식(Jang Sik Park) 준회원
1965년 11월 15일생
1992년 2월:부산대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사)
1994년 2월:부산대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1994년 3월~현재:부산대학교 대학원 전자공학과 박사과정
※주관심 분야: 디지털신호처리, 적응신호처리, Halftoning

김 형 순(Hyung Soon Kim) 정회원
1960년 8월 21일생
1983년 2월:서울대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1984년 2월:한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정(박사과정 조기진학)
1989년 2월:한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사)
1987년 1월~1992년 6월:디지털 정보통신연구소 연구부장
1992년 7월~1994년 9월:부산대학교 전자공학과 전임강사
1994년 10월~현재:부산대학교 전자공학과 조교수
※주관심 분야: 음성인식, 음성합성, 디지털 통신 및 신호처리

김 재 호(Jae Ho Kim) 정회원
1957년 3월 23일생
1980년 2월:부산대학교 전기기계공학과 졸업(공학사)
1982년 2월:한국과학기술원 산업전자공학과 졸업(공학석사)
1990년 2월:한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사)
1990년 8월~1992년 2월:삼성전자통신연구소 화상통신연구실 수석연구원
1992년 3월~1993년 2월:삼성전자 자문교수
1993년 3월~1996년 4월:부산대학교 전자공학과 조교수
1993년 3월~현재:파라다이스 비치호텔 전산화 자문교수
1996년 3월~현재:부산대학교 전자공학과 부교수
※주관심 분야: 영상처리, VLSI설계, Halftoning

손 경 식(Kyung Sik Son) 정회원
1950년 3월 25일생
1973년 2월:부산대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1977년 8월:부산대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1979년~1982년:부산대학교 전자공학과 전임강사
1985년 10월:부산대학교 전자공학과 조교수
1991년 8월:경북대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
1991년 10월~현재:부산대학교 전자공학과 부교수
※주관심 분야: 디지털신호처리, 신경회로망 등