

보청기에서 적응궤환제거의 성능 향상

Improving the Performance of Adaptive Feedback Cancellation in Hearing Aids

김 대 경*, 허 중**, 박 장 식*, 손 경 식***

(Dae Kyung Kim*, Jong Hur**, Jang Sik Park*, Kyung Sik Son***)

요 약

본 논문에서는 보청기에서의 적응궤환 제거 성능을 개선하기 위한 방법들을 제안하였다. 첫번째 방법은 순시 경사치를 모니터링하여 최적해를 추적해가는 것으로 직교원리를 이용한 음향학적 궤환제거 방법이고 다른 하나는 본 실험실에서 제안된 적응 알고리즘인 보상기를 가진 적응알고리즘을 이용한 방법이다.

다양한 시뮬레이션 조건하에서 본 논문에서 제안된 적응 궤환제거 방법이 Greenberg가 제안한 합-방식(Sum-method) 최소자승오차 알고리즘보다 시스템 부정합, 신호대 잡음비(SNR: Signal-to-Noise Ratio) 및 세그먼트 SNR에서 훨씬 좋은 성능을 나타내었다. 또한 적응 궤환제거에 있어서 직교원리를 이용한 방법은 시뮬레이션에서 보상기를 가진 적응알고리즘을 이용한 방법과 유사한 성능을 나타내었다

ABSTRACT

In this paper, two methods were proposed to improve the performance of adaptive feedback cancellation in hearing aids. One is "Orthogonality principle acoustic feedback cancellation method(Orthogonality principle method)" to track optimal solution with monitoring the instantaneous gradient, the other is a method using the CLMS algorithm(CLMS method).

In many simulation conditions, adaptive feedback cancellation method proposed in this paper was much better than Greenberg method by Sum-method LMS algorithm which is known the most excellent method by now in case of system mismatch, SNR and segmental SNR. Also, Orthogonality principle method is as good as CLMS method in terms of adaptive feedback cancellation in many simulation conditions.

1. 서 론

청각 장애인들은 보통의 일상적인 대화 정도의 소리를 들을 수 없다. 따라서 보청기를 통해 외부로부터의 신호를 보청기 마이크로폰으로 받아들여 증폭시켜서 보청기 수신기를 통해 듣게 된다. 그러나, 보청기 수신기의 출력 신호가 보청기에 존재하는 귀속의 공기압을 줄이는 통풍구를 통해서 궤환된다. 이 음향궤환은 보청기의 마이크로폰으로 다시 입력되어 증폭됨으로써 공진이 발생하게 된다. 이러한 궤환은 보청기에서 지속적으로 존재하는 문제

이며 공진으로 인해 귀에 거슬리는 소리가 발생한다 [1][2][4]. 보청기 사용자는 잘 들리도록 큰 증폭이득을 요구하는 반면, 큰 증폭이득의 사용은 보청기를 불안정하게 만든다. 이러한 이유로 이득은 제한된다. 따라서, 음향궤환을 제거함으로써 증폭이득을 증가시킬 수 있다.

음향궤환제거 기술로는 이득제한, notch필터, 주파수 이동 및 변조 그리고, 적응궤환제거(adaptive feedback cancellation(AFC), 이하 AFC) 방법이 있다[1][2][4]. 특히, AFC에는 연속 필터계수 적응방법과 불연속 필터계수 적응방법이 있다. 연속 필터계수 적응방법은 사용자에게 입력신호를 증폭하여 전달함과 동시에 연속적으로 적응필터 계수를 적응시킨다[8][9][10]. 불연속 필터계수 적응방법은 공진이 일어났을 때만 적응필터 계수를 적응시키는 방법이다[4][11].

*동의공업대학 영상정보처리과
**삼성전자 정보통신총괄 무선사업부
***부산대학교 전자공학과
접수일자: 1999년 1월 11일

보청기는 공진이 일어나면 음향제한을 제거하기 위하여 제한경로의 추정을 위해 적응을 시작하도록 설계되어 있다. 보통 50ms정도를 적응구간으로 사용하며 이 구간 동안은 제한경로가 변하지 않는다고 본다[4]. LMS 알고리즘에 의해 적응시키면 적응구간이 끝나는 시점의 적응필터 계수값을 보청기 정상 동작상태(비적응구간)에 사용한다. 그러나, 적응구간의 끝나는 시점의 적응필터 계수값은 보청기 입력신호 크기에 따라 변동한다. 즉, 적응구간 끝점의 적응필터 계수값은 최적해라 볼 수 없고 순시경도가 영이 아니다. 따라서, 적응이 진행되는 동안 순시경도를 계속 추정하고 최소순시경도를 항상 기억하다가 적응구간이 끝나는 점에서 이 순시경도가 최소가 되는 점의 적응필터 계수값을 대치하여 사용하게 할 수 있다.

본 논문에서는 보청기에서의 불연속 필터계수 적응방법에 의한 음향제한 성능을 기존 방법보다 개선하기 위하여 두 가지 방법을 제안한다. 첫째로, LMS 알고리즘의 유도에 사용되는 순시경도(instantaneous gradient)가 최적해에 접근하면 거의 영이 된다는 점을 이용하는 새로운 AFC 방법이다. 이 방법을 직교원리(orthogonality principle)를 이용한 음향제한제거 방법이라 부른다. 둘째로, CLMS 알고리즘[3]을 보청기의 음향제한 제거에 사용하는 방법이다. CLMS 알고리즘은 보청기의 마이크로폰 입력과 추정된 제한신호의 오차에 적응예측기를 직렬(cascade)하여 오차신호의 변화가 적응필터 계수의 변동에 미치는 영향을 최소화시킴으로써 음향제한제거 성능을 향상시킬 수 있다.

제안한 보청기 음향제한제거의 두 방법을 여러 입력음성신호 전력의 변화에 대해 컴퓨터 시뮬레이션하고 그 결과를 지금까지 가장 우수하다고 알려진 Sum-method LMS 알고리즘을 사용한 방법과 비교 검토한다.

II. 적응 음향제한 및 그 문제점

2.1. 음향 제한의 문제

보청기에 있어서 음향제한은 보청기 수신기의 음향신호가 제한경로를 통해 보청기 마이크로폰으로 되돌아감으로써 발생한다. 제한은 보청기 수신기의 진동에 의해 수신기 통로와 보청기 외벽을 통해서 마이크로폰으로 제한되는 기계적 제한과 귀 내부와 외부의 공기압을 조절해주는 통풍구와 보청기 외벽과 귀사이의 틈을 통해서 마이크로폰으로 제한되는 음향적 제한이 있다. 대부분의 경우 통풍구가 주요한 음향제한경로가 된다[4]. 통풍구의 주파수 특성에 있어서 감쇠가 적은 공진 주파수에 해당하는 신호가 증폭기에 의해 공진함으로써 귀에 거슬러는 소리를 발생한다. 그림 1은 귀속형 보청기의 단면도를 나타낸다.

제한신호의 주파수 성분이 주변음향신호와 동위상(in phase)이고, 크기가 크거나 같으면서 마이크로폰에 도달

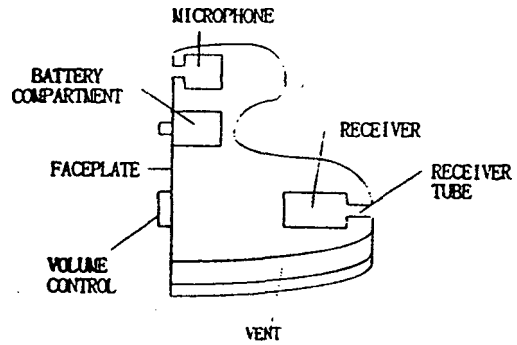


그림 1. 귀속형 보청기의 단면도
Fig. 1. Cross-section of an in-the-ear (ITE) hearing aids.

할 때, 공진이 발생하여 보청기를 사용 할 수 없게 만든다 [1].

제한경로를 통과하면서 보통 40-50 dB 감쇠되고 제한경로의 몇몇 좁은 주파수 대역에서 20 dB만큼 적은 감쇠가 일어나는 반면 보청기에 필요한 증폭이득은 15-50 dB 정도가 요구된다. 따라서 제한되는 음향은 쉽게 주변음향신호에 가까운 크기가 되어 공진하게 된다[1].

2.2. 적응-notch필터

적응-notch필터는 보청기에서 발생하는 공진을 감지하기 위해 사용된다. 적응-notch필터의 설계는 마이크 신호의 가장 큰 공진주파수 성분에서의 전력을 추정함으로써 공진을 감지하기 위해서 사용되어진 필터에 바탕을 두고 있다[4]. 이 전력은 notch필터 입력전력에서 notch필터 출력 전력을 감산함으로써 계산되어 진다. 적응-notch필터는 Bellanger[5]에 의해 제안된 표준구조를 사용한다. 그 구조는 IIR 필터와 LMS 갱신필터의 두 가지 필터로 구성된다. notch필터의 시스템 함수는 아래 식(1)과 같이 나타낸다.

$$H(z) = \frac{1 - \sum_{i=1}^N a_i z^{-i}}{1 - \sum_{i=1}^N a_i \rho^i z^{-i}} = \frac{1 - A(z)}{1 - A\left(\frac{z}{\rho}\right)} \tag{1}$$

N, a 와 ρ는 각각 필터차수, 고차(higher-order) z 계수와 극반경(pole radius)(0 < ρ < 1)이다. LMS갱신필터는 IIR 필터 출력 전력을 최소화 시키는 IIR 필터계수들을 찾음으로써 공진주파수를 추적하는 예측오차필터이다. 구현된 적응-notch필터를 나타내는 식은 다음과 같다.

$$u[n] = x[n] + \rho a[n-1]u[n-1] - \rho^2 u[n-2] \tag{2}$$

$$y[n] = u[n] - a[n-1]u[n-1] + u[n-2] \tag{3}$$

$$a[n] = a[n-1] + 2\mu u[n-1]y[n] \tag{4}$$

여기서 $x[n]$ 은 notch필터 입력, $y[n]$ 은 notch필터 출력, μ 는 적응상수이다. 식 (2), (3)은 2차 IIR notch필터를 나타내고, 식(4)는 LMS 갱신필터를 나타낸다. 아래 식(5)는 마이크로폰 신호의 공진주파수 성분의 전력을 단일극(single-pole)필터에 의해 저역여파한 것이다. 이 값을 임계값과 비교하여 공진여부를 판단하게 된다.

$$p[n] = \beta p[n-1] + (1 - \beta)(x^2[n] - y^2[n]) \quad (5)$$

Bellanger는 적응notch필터의 수렴속도를 빠르게 하기 위해 FLS(fast least square)알고리즘을 제안했다[5]. 그러나 제한의 문제에서는 빠른 수렴속도보다 계산량이 더 중요하므로, 계산량이 적은 LMS알고리즘이 사용된다. IIR필터계수, 즉 전체필터는 적응필터 주파수 계수에 해당하는 단일 변수 $a[n]$ 으로 표현될 수 있다. 결과적으로 적응 notch필터는 각 샘플마다 6번의 곱셈과 5번의 덧셈으로 구현될 수 있다.

$a[n]$ 을 조정함으로써 안정성을 보장할 뿐만 아니라, 적응notch의 주파수를 효과적으로 제한할 수 있다. 다음의 주파수 관계가 양측(bilateral) z변환에 의해 성립한다.

$$a = 2\cos\omega \quad (6)$$

여기서, $\omega = \pi$ 는 샘플링 주파수의 반에 해당한다. $a[n]$ 의 값을 $a[n]_{max}$ 와 $a[n]_{min}$ 사이로 제한함으로써 notch의 중심주파수 ω 는 그에 해당하는 a_{max} 와 a_{min} 사이 값으로 제한되어진다. 안정성을 보장하기 위해 $a[n]$ 의 크기는 2보다 크고, 2보다 작도록 제한된다.

공진주파수외의 다른 주파수에서 강한 신호가 존재하면 notch는 원치 않는 곳으로 움직이게 된다. 특히, 500Hz 아래에서 notch가 움직일 때에는 와블링(warbling)효과라고 하는 심각한 음성제거와 일그러짐이 발생한다. 와블링 효과는 고주파에서는 알아 들을 수 없다. 이런 효과를 완화시키기 위해 기본적인 적응notch에 두 가지 변형을 하였다. 첫째는, notch주파수를 500Hz위로 제한하였다. 이것은 $a[n]$ 을 제한함으로써 가능하다. 둘째는, 500Hz아래에 강한 신호가 존재할 때 notch적응을 중지하였다. 이는 notch필터 입력을 3차 버터워드 LPF를 통과시켜 에너지를 추정하여 특정 임계값을 넘으면 적응을 중단하도록 구현되어졌다.

500Hz 이상의 주파수로 notch동작을 제한하는 것은 전형적인 보청기 제한 경로에서 받아들여 질 수 있는 문제이다. 왜냐하면 저주파에서는 제한경로의 감쇠가 커서 원하는 증폭이득으로 보청기를 동작하기에 적절하기 때문이다.

2.3. AFC

AFC 방법은 제한신호의 크기를 줄임으로써 보청기 성

능을 향상시킨다. 이 방법은 내부에 제한신호와 반대 위상의 신호를 만들어서 수행되어진다. AFC는 적응선형필터를 보청기의 제한 경로 추정에 적용한 것이다. 탐사잡음(probe noise)은 미지의 제한경로(H)를 추정하기 위하여 사용되는 입력신호이며 전형적인 시스템 식별(system identification)에서의 입력신호와 동일하다. 적응기간동안 적응필터는 제한경로, 출력과 적응필터 출력 사이의 차를 최소화하도록 계수를 적용한다. 만약 적응필터 계수가 충분하다면 정확한 추정이 가능하다. H의 추정치, 즉 적응필터 계수를 구한 후에는 보청기 출력을 적응필터에 여파한 값을 보청기 입력에서 감산함으로써 제한신호가 제거되어진다. 이러한 시스템의 일반적인 형태는 그림 2와 같다.

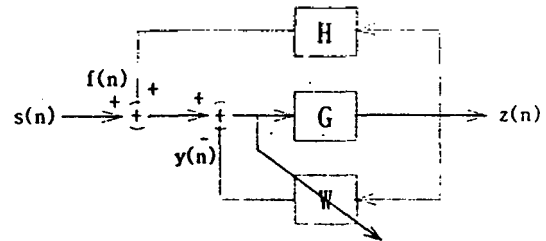


그림 2. AFC 방법의 일반적인 형태
Fig. 2. General form of AFC solution.

여기서, G는 보청기 증폭이득을 나타내고 W는 적응필터를 나타낸다. 그리고, 첫번째 접합점은 마이크 입력을 나타낸다.

AFC 방법에는 연속 필터계수 적응과 불연속 필터계수 적응의 두 가지 방법으로 구분되어진다. 그림 3에 나타난 연속 필터계수 적응은 사용자에게 입력신호를 처리함과 동시에 연속적으로 적응필터 계수를 적용한다[8][9][10]. 보통 기준경로지연(reference path delay)은 제한경로와 관련된 지연을 보상하기 위해 사용된다.

Bustaniant에 의해 제안된 AFC는 탐사잡음(probe noise) N이 존재하지 않는 반면, Engbreton과 Dyrlund에 의해 제안된 시스템에서는 N이 적용된다[8]-[10].

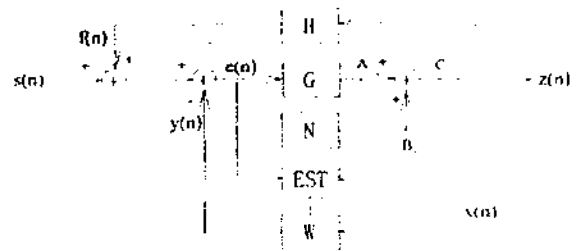


그림 3. 연속 필터계수 적응 방식과 불연속 필터계수 적응 방식의 AFC 방법
Fig. 3. Block diagram of AFC methods using continuous/noncontinuous filter weight adaptation.

불연속 필터계수 AFC 시스템에서는 공진이 일어나면 그림 3의 B점과 C점을 연결하여 음향제한제거를 위한 제한경로 추정을 시작하게 설계되어 있다. 이런 방법은 Graupe, Kates, Maxwell 등에 의해 연구되어졌다 [1][2][4][11].

2.4. 계수 적응에서 입력신호의 영향

보청기 마이크에서 제한경로 출력 이외의 신호가 있는 경우 AFC 시스템의 성능이 저하된다. 이런 문제는 착용자가 거의 대부분 조용한 곳에 있지 않고, 조용한 곳에 있다 하더라도 여전히 마이크 잡음이 있으므로 항상 존재한다. 결과적으로 적응과정의 연속, 불연속 여부에 관계없이 주변신호들의 존재하에서 적응이 진행된다.

AFC의 성능에 나쁜 영향을 주는 입력신호의 영향은 적응잡음제거에서의 상관도가 없는 신호에 의해 적응과정에서 발생하는 오조정(misadjustment)과 똑같은 문제를 발생시킨다[7]. 적응제거의 정상상태 성능은 잔여오차(residual error)의 평균자승값으로 판단할 수 있다. 이런 평균자승오차는 두 가지 요소를 가진다. 첫째는, 적응필터가 최적의 계수벡터로 주어질 때 얻을 수 있는 최소 평균자승오차 ξ_{min} 이고 둘째는, 최적값 주위의 계수벡터의 진동에 의한 오차성분에 의해 발생하는 과도평균자승오차(excess MSE) ξ_e 이다. 정상상태에서 이런 과도오차는 제거되는 신호와 상관도가 없는 신호들의 합을 증가시키게 된다. 이러한 상관도가 없는 신호의 두 가지는 각각 최소잔여오차와 주변음향신호 $s(n)$ 이다. 이 신호들은 최적의 계수벡터 값과는 동떨어진 필터계수를 추정한다. 탐사잡음을 제거하기 위해 적응하는 시스템의 관점에서 보면 음성 신호는 오차를 증가시키는 상관도가 없는 방해신호에 해당한다. Haykin과 Greenberg는 정상상태 과도평균자승오차 $E[\xi_e(\infty)]$ 를 유도했다[12][13].

$$E[\xi_e(\infty)] = \frac{\mu L \sigma_s^2 (\xi_{min} + \sigma_s^2)}{2 - \mu L \sigma_s^2} \quad (7)$$

여기서, σ_x^2 와 σ_s^2 는 각각 $x(n)$ 과 $s(n)$ 의 전력이다. 이 결과식에서 최소 평균자승오차(mean square error(MSE))에 필적하거나 더 큰 전력 σ_s^2 이 존재할 경우에는 AFC의 성능에 나쁜 영향을 준다는 것을 알 수 있다. Kates의 실험에서도 같은 결과가 증명되었다[4]. 입력신호에 의한 영향을 줄여주기 위해서 Greenberg는 식(8)의 적응상수를 가지는 Sum-method LMS알고리즘을 제안하였다[13].

$$\mu_{sum}(n) = \frac{\alpha}{X^T(n)X(n) + E^T(n)E(n)} \quad (8)$$

$\mu_{sum}(n)$ 은 최적의 적응상수에 대한 구현할 수 있는 근사치에 해당한다. 최적의 적응상수가 어떠한 SNR에 대해서

오조정이 0인 반면, $\mu_{sum}(n)$ 은 다음과 같은 오조정을 가진다.

$$M = \frac{E[\xi_{ex}(\infty)]}{\xi_{min}} = \begin{cases} 0 & \lim_{(\xi_{min} + \sigma_s^2) \rightarrow 0} \\ \frac{\alpha \sigma_s^2}{2\xi_{min}} & \lim_{(\xi_{min} + \sigma_s^2) \rightarrow \infty} \end{cases} \quad (9)$$

이것은 μ_{LMS} 를 사용했을 때의 아래의 오조정보다 크게 향상되었음을 알 수 있다.

$$M = \frac{\alpha(\xi_{min} + \sigma_s^2)}{(2 - \alpha)\xi_{min}} \quad (10)$$

이상적인 것은, α 가 최소의 오조정을 가지도록 선택되어야 한다. 그러나, 수렴속도와는 상충관계(trade-off)에 있다. 보청기에서는 공진이 발생할 때, 짧은 시간 안에 안정성을 되찾기 위해 빠른 수렴속도가 요구되어진다.

III. 새로운 AFC 알고리즘의 제안

3.1 직교원리를 이용한 새로운 AFC 알고리즘의 제안

적용구간동안 적응필터가 최소자승오차의 판단기준에서 최적값으로 수렴했을 때 직교원리는 다음과 같다 [12].

$$E[e(n)X(n)] = 0 \quad (11)$$

이것은 음향제한 제거오차 $e(n)$ 이 적응필터 입력 $X(n)$ 과 직교함을 뜻한다. 더구나, $e(n)$ 또는 $X(n)$ 의 평균값이 0 일 때 $e(n)$ 과 $X(n)$ 은 상관도가 없다. 입력신호 $s(n)$ 이 존재할 경우에 $s(n)$ 이 마이크로폰 입력에 나타나고, 오차신호는 더 커지게 된다. 실제상황에서 입력신호 $s(n)$ 이 $X(n)$ 과 상관도가 없다고 가정하면 여전히 직교원리가 성립한다.

$$E[e(n)X(n)] = E[(e'(n) + s(n))X(n)] = 0 \quad (12)$$

$$e'(n) = f(n) - y(n) \quad (13)$$

그러나, (12) 식의 통계적 평균을 실제상황에서 구할 수 없으므로 다음과 같은 추정방법을 본 논문에서 제안한다.

$$P_{e'}(n) = \lambda P_{e'}(n-1) + (1 - \lambda) [e(n)x(n-i)], i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (14)$$

여기서, λ 는 망각상수로 0과 1사이 값을 가지고, N은 적응필터 차수를 나타낸다. NLMS 알고리즘과 Sum-method LMS 알고리즘으로 적응이 진행되는 동안 $P_{e'}(n)$, 즉 순시 정도를 계속 추정하고 최소 순시 정도를 항상 기억하다가

적응구간이 끝나는 점에서 이 순시경도가 최소가 되는 점의 적응필터계수값을 대치하여 사용하는 방법이다. 이렇게 하면 적응필터가 최적값에 수렴되는 시점을 찾게 되기 때문에 정상상태에서의 주변음향신호의 영향을 제거할 수 있다.

3.2 CLMS에 의한 새로운 AFC 알고리즘의 제안

기존의 적응잡음제거기에서 문제가 되는 진동적 수렴을 해결하기 위하여 그 출력단에 적응보상기를 채용한 새로운 적응잡음제거기를 제안하였다[3][14]. 삽입된 적응보상기의 주파수 응답특성은 notch필터의 주파수 응답특성을 갖게하여 추정오차신호의 주파수 스펙트럼을 상쇄시킨다. 따라서 적응보상기의 출력은 영으로 수렴하게 된다. 제안한 적응잡음제거기의 적응필터 및 적응보상기는 안정성을 고려하여 적응 비순환필터(nonrecursive filter)를 사용하였고, 이를 위하여 LMS알고리즘을 수정한 CLMS 알고리즘도 개발하였다. 이와 같은 CLMS 알고리즘을 보청기의 음향계환제거에 사용한다. CLMS 알고리즘은 보청기의 마이크로폰 입력과 추정된 계환신호와의 오차에 적응예측기를 직렬하여 오차신호의 변화가 적응필터 계수의 변동에 미치는 영향을 최소화시킴으로써 음향계환제거 성능을 향상시킬 수 있다. 시간영역에서 살펴보면, 그림 4와 같이 보상기를 AFC 시스템 출력오차신호 뒷단에 삽입하게 된다.

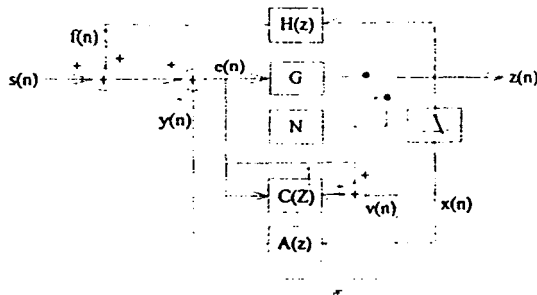


그림 4. 보상기를 채용한 AFC
Fig. 4. AFC employing the compensator.

그림 4에서 적응필터 A(z) 및 보상기 C(z)를 각각 다음과 같은 FIR 시스템 형태로 표시한다.

$$A(z) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i z^{-i} \tag{15}$$

$$C(z) = 1 - \sum_{i=1}^{N-1} c_i z^{-i} \tag{16}$$

식 (15), (16)으로부터 A(z)의 출력 y(n), 추정오차 e(n) 및 처리오차 v(n)는 각각 다음과 같다.

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) = W^T(n)X(n) \tag{17}$$

$$e(n) = d_i(n) - y(n) = d(n) - W^T(n)X(n) \tag{18}$$

$$\begin{aligned} v(n) &= e(n) - \sum_{i=1}^{N-1} c_i(n)e(n-i) \\ &= e(n) - C^T(n)E(n-1) \end{aligned} \tag{19}$$

여기서, W(n), C(n), X(n) 및 E(n-1)은 각각 A(z)의 파라메타 벡터, C(z)의 파라메타 벡터, A(z)의 데이터벡터 및 C(z)의 데이터벡터이며 다음과 같이 정의된다.

$$W^T(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)] \tag{20}$$

$$C^T(n) = [c_0(n) \ c_1(n) \ \dots \ c_{N-1}(n)] \tag{21}$$

$$X^T(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)] \tag{22}$$

$$E^T(n-1) = [e(n-1) \ e(n-2) \ \dots \ e(n-N+1)] \tag{23}$$

여기서 T는 행렬의 전치(transpose)를 의미한다.

A(z)의 파라메타 W(n)에 대한 적응알고리즘은 e²(n) 대신 v²(n)를 최소화하여 벡터 W(n)에 대한 시간 n에서의 추정치 W(n)는 다음과 같은 일반식으로 표시될 수 있도록 만든다.

$$W(n+1) = W(n) + 2\mu(n)v(n)X(n) \tag{24}$$

여기서, μ(n)은 적응상수이다. 식 (24)가 앞으로 사용하고자 하는 알고리즘의 형태이다. LMS알고리즘과의 차이점은 LMS알고리즘에서 W(n)은 e(n)에 의해 적응되는 반면에 식(24)에서는 e(n)를 보상기로 여파한 신호 v(n)에 의해 적응된다는 것이다. 따라서 정상상태에서 e(n)이 s(n)로 수렴하더라도 보상기 C(z)에 의해 v(n)은 0으로 수렴할 수 있는 가능성이 있으며 v(n)에 의해 적응되는 W(n)는 W(n+1) ≈ W(n)이 되어 최적값으로 수렴한 뒤에는 변동이 없게 된다. 이렇게 되면 e(n)는 s(n)에 더욱 가까워지게 되는 것이다. 본 논문에서는 적응구간동안 식(25) 같은 CLMS알고리즘을 사용하여 주변음향신호에 의한 오조정을 감소시켰다. μ₋(n) 와 μ₊(n) 는 적응상수이다.

$$W(n+1) = W(n) + 2\mu_-(n)v(n)X(n) \tag{25}$$

$$\mu_-(n) = \frac{\alpha_-}{X^T(n)X(n)} \tag{26}$$

$$C(n+1) = C(n) + 2\mu_+(n)v(n)X(n) \tag{27}$$

$$\mu_c(n) = \frac{\alpha_c}{X^T(n)X(n)} \quad (28)$$

IV. 컴퓨터 시뮬레이션

4.1. 컴퓨터 시뮬레이션 조건

그림 5는 일반적인 AFC를 위한 보청기 시스템의 블록도이다.

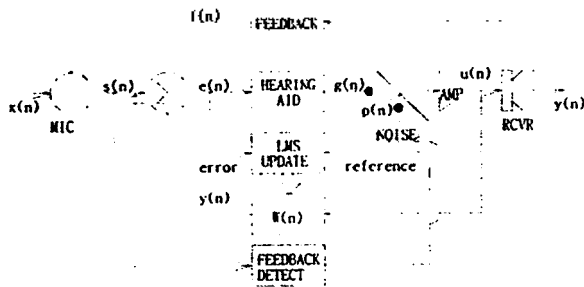


그림 5. AFC 시스템의 블록도
Fig. 5. Block diagram of AFC system.

그림 5에서 Kates는 보청기의 음향제한에 의한 공진음 $s(n)$ 에서 적응 notch필터가 감지하여 정상적인 동작을 멈추고 스위치가 $p(n)$ 으로 붙어 제한경로를 추정하게 된다. 50msec동안 유사난수잡음 탐사신호(probe signal)를 제한 경로와 적응필터로 입력시켜 적응시킨다. 50msec동안의 음성과 50msec동안의 난수잡음이 번갈아 일어나는 것은 신호대잡음비에 관계없이 음성인지도에 단지 작은 감소만을 준다[19]. 이 기간동안 적응이 끝난 다음에는 스위치가 $g(n)$ 으로 연결되어 정상적인 동작을 하게 된다.

시뮬레이션에 사용된 입력음성 신호는 20 kHz의 샘플링율을 가진 "여보세요 충무과가 몇 번이죠?" 라는 ETRI 한국어 부서명 데이터로서 통상적인 대화에 해당하는 60-dB SPL(sound pressure level) 그리고, 그 보다 전력이 낮고 높은 40-dB SPL과 80-dB SPL을 사용하였다.

0-dB SPL은 10⁻¹²의 전력에 해당한다. 50msec동안의 적응구간동안에 유사난수 탐사신호로 균일분포의 백색잡음신호(80-dB SPL)를 사용하였다. 증폭이득은 40dB를 사용하였다. 음향제한경로는 Kates가 사용한 음향제한경로로써 32차 FIR필터로 모델링하여 고정시켜 실험하였다 [4]. 적응필터의 차수도 음향제한경로와 같이 32차 FIR필터를 사용하였다. 음향제한경로에서 대부분의 주파수 영역에서는 증폭이득에 해당하는 40dB보다 더 많은 감쇠가 일어나지만 약 7kHz부근의 주파수 영역에서는 40dB보다 적은 감쇠가 일어나는 것을 알 수 있다[4]. 이 부분의 주파수에 해당하는 음성신호가 보청기 입력으로 들어올 때 공진이 발생하게 된다. 적응알고리즘은 NLMS, Sum-method LMS와 CLMS를 사용하였다. 적응상수 α 는 모두 0.2로 두었고, CLMS에서 적응보상기의 적응상수는 0.0015로 두

었다. 필터입력과 오차신호와의 상호상관도에 대한 추정치를 구할 때 사용되는 단일극점 LPF의 망각상수로는 0.98을 사용하였다. 입력음성신호에 주변잡음이 섞이지 않은 경우와 주변잡음이 섞인 경우에 대하여 적응구간동안 계속 NLMS와 Sum-method LMS알고리즘을 사용한 것, NLMS와 Sum-method LMS알고리즘을 사용하면서 최소 순시경도를 찾는 직교원리를 이용한 음향제한저 방법과 CLMS 알고리즘에 의한 음향제한저 방법 그리고, 얻을 수 있는 최대 성능을 나타내기 위해 적응구간에서의 시스템 부정합의 최소값을 찾아 그때의 적응필터 계수를 적응구간이 끝난 시점에서의 적응필터 계수로 사용한 것을 비교하였다.

성능 비교척도로써 식(29)의 제한경로와 적응필터간의 시스템 부정합(system mismatch)과 신호대잡음비(SNR), 세그먼트(segment) SNR을 사용하였다.

$$\text{tr}\{E\{V^T(k)V(k)\}\} = \text{tr}\{E\{(W(k)-W^*)^T(W(k)-W^*)\}\} \quad (29)$$

세그먼트 SNR 계산에서 각 프레임은 보통 15-25msec인데[3], 본 실험에서는 1 프레임을 20msec로 하였다. SNR과 세그먼트 SNR은 적응이 끝난 시점에서 정상적인 보청기 동작 상황에서 보청기 수신기 출력신호에서 구했다.

4.2. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 및 검토

시뮬레이션은 60-dB SPL, 40-dB SPL과 80-dB SPL의 입력음성신호 각각에 대하여 적응구간동안 전력이 일정한 경우, 감소 및 증가하는 경우에 대하여 100번 반복하여 실험하고 통계적 평균(ensemble average)으로 그 결과를 나타내었다. 또, 세가지 전력의 입력음성신호 각각에 대해서 10번 공진이 발생하도록 하여 각각의 적응구간동안 결과를 구한 후 평균하여 그 값을 구했다. 그리고, 60-dB SPL의 음성신호 외에 +10dB, 0dB, -3dB의 백색 가우시안 잡음이 존재하는 경우, 그 각각에 대하여 역시 공진이 발생하도록 하여 각각의 결과를 구한 후 평균하여 그 값을 구했다.

4. 2. 1. 입력음성신호에 주변잡음이 섞이지 않은 경우의 실험결과 및 검토

60-dB SPL의 입력음성신호에 있어서 적응구간동안의 전력이 일정한 경우에 대한 실험결과는 다음과 같다.

표 1. 적응구간동안 입력음성신호(60-dB SPL)의 전력이 일정한 경우의 실험 결과

Table 1. Simulation results for input speech(60-dB SPL) with constant power for the adaptive procedure.

	NLMS	SUM	직교원리 적용		CLMS	최소 부정합	
			NLMS	SUM		NLMS	SUM
부정합	-30.0	-30.0	-29.6	-29.5	-32.5	-38.9	-38.9
SNR	7.0	7.0	6.2	6.1	9.9	19.2	19.2
SNR _{seg}	0.9	0.9	0.6	0.5	1.3	22.0	21.9

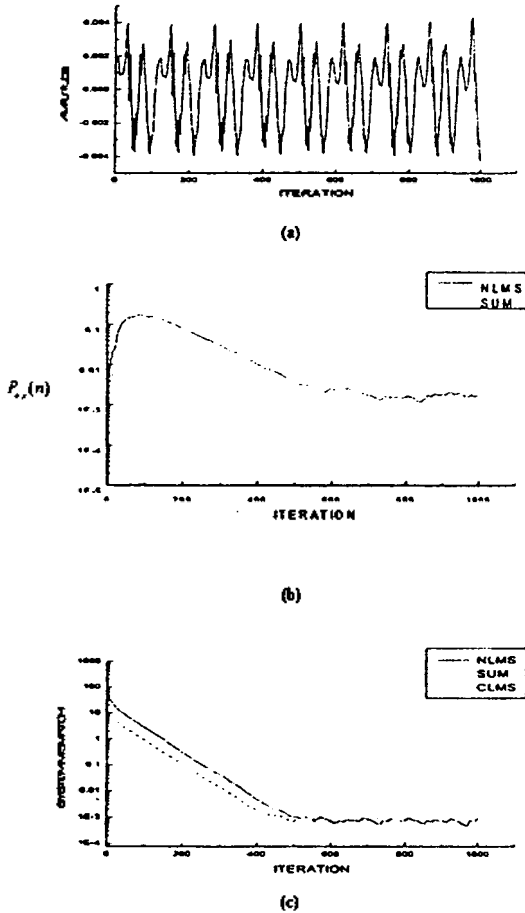


그림 6. 적응구간동안 입력음성신호(60-dB SPL)의 전력이 일정한 경우
 (a) 입력음성신호
 (b) 적응구간동안의 순시경도의 추정치
 (c) 적응구간동안의 각 알고리즘의 시스템 부정합
 Fig. 6. Input speech(60-dB SPL) with constant power case for the adaptive procedure:
 (a) Input speech signal,
 (b) The estimate of instantaneous gradient for the adaptive procedure,
 (c) System mismatch in each algorithm for adaptive procedure.

표 1에서 직교원리를 이용한 음향궤환제거 방법은 NLMS와 Sum-method LMS 알고리즘에 의한 AFC와 거의 비슷한 성능을 보인다. 이는 그림 6(c)에서 보는 바와 같이 NLMS와 Sum-method LMS 알고리즘에 의한 적응은 정상 상태에서 시스템 부정합이 일정하게 유지되기 때문이다. CLMS 알고리즘에 의한 AFC는 NLMS와 Sum-method LMS 알고리즘에 의한 AFC보다 시스템 부정합은 2.5dB, SNR은 2.9dB, SNRseg는 3.4dB 향상됨을 알 수 있다.

60-dB SPL의 입력음성신호에 있어서 적응구간동안의 전력이 감소하는 경우와 증가하는 경우에 대한 실험 결과는 아래 표 2, 3과 같다.

표 2. 적응구간동안 입력음성신호(60-dB SPL)의 전력이 감소하는 경우의 실험 결과

Table 2. Simulation results for input speech(60-dB SPL) with decreasing power for adaptive procedure.

	NLMS	SUM	직교원리 이용		CLMS	최소 부정합	
			NLMS	SUM		NLMS	SUM
부정합	-50.0	-50.0	-49.3	-49.3	-52.1	-54.7	-54.7
SNR	29.2	29.2	27.9	27.8	31.0	33.9	34.0
SNRseg	29.9	29.9	29.9	29.9	32.2	37.5	37.5

표 3. 적응구간동안 입력음성신호(60-dB SPL)의 전력이 증가하는 경우의 실험 결과

Table 3. Simulation results for input speech(60-dB SPL) with increasing power for adaptive procedure.

	NLMS	SUM	직교원리 이용		CLMS	최소 부정합	
			NLMS	SUM		NLMS	SUM
부정합	-34.7	-34.7	-40.6	-41.0	-36.6	-46.5	-46.8
SNR	12.8	12.8	20.1	20.6	14.5	27.7	27.7
SNRseg	15.6	15.5	22.5	22.9	17.5	30.7	30.6

표 2에서도 직교원리를 이용한 음향궤환제거 방법은 NLMS와 Sum-method LMS 알고리즘에 의한 AFC와 비슷한 성능을 보인다. CLMS 알고리즘에 의한 AFC는 NLMS와 Sum-method LMS 알고리즘에 의한 AFC보다 시스템 부정합은 2.1dB, SNR은 1.8dB, SNRseg는 2.3dB 향상됨을 알 수 있다. 표 3에서 직교원리를 이용한 음향궤환제거 방법은 NLMS와 Sum-method LMS 알고리즘에 의한 AFC보다 시스템 부정합은 약 6~7dB, SNR은 약 7~8dB, SNRseg는 약 7~8dB 향상됨을 알 수 있다. CLMS 알고리즘에 의한 AFC는 NLMS와 Sum-method LMS 알고리즘에 의한 AFC보다 시스템 부정합은 1.9dB, SNR은 1.7dB, SNRseg는 약 2.0dB 향상됨을 알 수 있다.

입력음성신호 전력이 각각 40-dB SPL, 80-dB SPL인 경우에 대한 시뮬레이션 결과 전체적인 경향은 60-dB SPL인 경우와 유사하게 나타났다. 특히, 입력음성신호 전력이 증가하는 경우에 대한 시뮬레이션 결과 40-dB SPL인 경우는 60-dB SPL의 입력음성 일 때보다 향상폭이 많이 줄어들었고 80-dB SPL인 경우는 60-dB SPL의 입력음성 일 때보다 향상폭이 크게 나타났다. 그 이유는 입력음성신호의 전력이 상대적으로 작아지거나(40-dB SPL) 커져서(80-dB SPL) 정상상태에서 계수 오조정이 60-dB SPL 경우보다 상대적으로 작아지거나(40-dB SPL) 커지기(80-dB SPL) 때문이다.

한편, 입력음성신호에 있어서 몇 번의 공진이 발생할 경우에 대하여 실험하였다. 본 논문에서는 10번 공진이 일어나도록 하여 적응구간동안 적응시켜 그 때의 시스템 부정합, SNR과 SNRseg값을 평균하여 나타내었다.

표 4. 공진이 발생하는 입력음성신호에 대한 실험결과
(a) 40-dB SPL (b) 60-dB SPL (c) 80-dB SPL

Table 4. Simulation results for input speech with resonance;
(a) 40-dB SPL, (b) 60-dB SPL, (c) 80-dB SPL.

(단위: dB)

	NLMS	SUM	적교원리 이용		CLMS	최소 부정합	
			NLMS	SUM		NLMS	SUM
부정합	-55.7	-55.8	-54.1	-55.5	-58.4	-59.0	-61.2
SNR	34.3	34.3	33.5	34.1	37.4	38.0	40.2
SNRseg	37.0	37.1	36.1	36.8	40.0	40.5	42.8

(a)

(단위: dB)

	NLMS	SUM	적교원리 이용		CLMS	최소 부정합	
			NLMS	SUM		NLMS	SUM
부정합	-34.9	-34.9	-38.3	-37.9	-38.0	-42.1	-46.9
SNR	13.0	13.0	18.8	18.4	18.6	21.1	22.7
SNRseg	15.8	15.9	21.9	21.5	21.7	23.3	30.7

(b)

(단위: dB)

	NLMS	SUM	적교원리 이용		CLMS	최소 부정합	
			NLMS	SUM		NLMS	SUM
부정합	-14.3	-14.3	-16.8	-17.5	-17.7	-27.2	-27.2
SNR	-2.9	-2.9	-1.7	-0.9	0.6	4.8	4.8
SNRseg	-0.6	-0.6	0.5	1.3	1.5	7.1	7.2

(c)

표 4(a)에서 적교원리를 이용한 음향회환제거 방법은 NLMS와 Sum-method LMS 알고리즘에 의한 AFC와 거의 비슷한 성능을 보였다. 이는 입력음성신호의 전력이 60-dB SPL보다 작아 계수 정상상태에서 계수 오조정이 작게 일어나기 때문이다. 주변잡음이 없는 경우에 대한 시뮬레이션 결과 적응구간동안 입력음성신호의 전력이 증가할 수록 성능은 저하됨을 알 수 있다.

4.2.2 주변잡음이 존재할 경우의 실험결과 및 검토

실제환경에서는 주변잡음이 존재하므로 60-dB SPL의 입력음성신호에 신호대잡음비가 +10dB, 0dB, -3dB가 되도록 백색 가우시안 잡음을 보청기 마이크에 입력하여 실험하였다.

표 5에서 보는 바와 같이 주변잡음이 섞인 경우에는 잡음이 많이 존재할수록 성능이 저하됨을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 보청기의 AFC의 성능을 기존의 Sum-method LMS 알고리즘을 사용한 방법보다 더 개선시킬 수 있는 두 가지 알고리즘을 제안하였다. 첫째는, 순시경도를 추적하여 최적해를 찾는 적교원리를 이용한 음향회환

표 5. 신호대잡음비에 따른 AFC 성능 비교
(a) +10 dB (b) 0 dB (c) -3 dB

Table 5. AFC performance comparison with respect to SNR;
(a) +10 dB (b) 0 dB (c) -3 dB.

(단위: dB)

	NLMS	SUM	적교원리 이용		CLMS	최소 부정합	
			NLMS	SUM		NLMS	SUM
부정합	-33.8	-33.8	-35.4	-36.9	-36.5	-42.6	-45.8
SNR	11.2	11.2	13.4	14.7	14.3	21.8	26.7
SNRseg	14.3	14.4	16.5	17.8	17.3	23.9	29.6

(a)

(단위: dB)

	NLMS	SUM	적교원리 이용		CLMS	최소 부정합	
			NLMS	SUM		NLMS	SUM
부정합	-31.4	-31.4	-34.2	-34.0	-32.9	-38.4	-39.2
SNR	8.2	8.2	12.5	12.3	10.3	19.0	19.5
SNRseg	11.4	11.4	15.3	15.2	13.6	21.8	22.2

(b)

(단위: dB)

	NLMS	SUM	적교원리 이용		CLMS	최소 부정합	
			NLMS	SUM		NLMS	SUM
부정합	-30.3	-30.3	-32.8	-32.3	-31.1	-35.8	-34.1
SNR	7.2	7.2	10.3	10.1	8.0	13.8	14.2
SNRseg	10.2	10.2	13.5	13.1	11.1	17.0	17.3

(c)

제거 방법이고 둘째는, CLMS 알고리즘을 사용하는 방법이다.

컴퓨터 시뮬레이션 결과 제안한 두 방법이 지금까지 가장 우수하다고 알려진 Sum-method LMS 알고리즘을 사용한 방법보다 상당히 우수함을 보였다. 또한 적교원리를 이용한 음향회환제거 방법과 CLMS 알고리즘에 의한 음향회환제거 방법의 회환제거 성능은 여러가지 시뮬레이션 결과에서 서로 비슷하였다.

참 고 문 헌

1. J. A. Maxwell and P. M. Zurek, "Reducing acoustic feedback in hearing aids," *IEEE Trans., Speech, Audio, Processing*, vol. 3, No. 4, pp. 304-313, July, 1995.
2. J. A. Maxwell, "Reducing acoustic feedback in hearing aids," M.S.E.E. Thesis, Dep. Elect. Eng. Comp. Sci., Mass. Inst. Technol., Cambridge, MA, May, 1993.
3. 손경식, 신윤기, "비상관 잡음제거를 위한 적응 잡음 제거 시스템 및 알고리즘," 전자공학회 논문지, 제26권, 제1호, pp. 129-139, 1월, 1989.
4. J. M. Kates, "Feedback cancellation in hearing aids:

- results from a computer simulation," *IEEE Trans., Signal Processing*, vol. 39, No. 3, pp. 553-562, Mar. 1991.
5. J. M. Travassos-Romano and M. Bellanger, "Fast least squares adaptive notch Filtering," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-36, no. 9, pp. 1536-1540, 1988
 6. N. Wiener, *Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series, with Engineering Applications*, Wiley, New York, 1949.
 7. B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1985.
 8. D. K. Bustamente, T. L. Worrall, and M. J. Williamson, "Measurement of adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids," in *Proc. 1089 Int. Conf. Acoustics, Speech, Signal Processing* Glasgow, U.K., pp. 2017-2020, 1989.
 9. A. M. Engebretson et. Al., "An adaptive feedback equalization algorithm for CID digital hearing aid," in *Proc. IEEE Ann. Int. Conf. Eng. Med. and Biol. Soc.*, 1990, pp. 2286-2287. Vol. 12.
 10. O. Dyrland and N. Bisgaard, "Acoustic feedback margin improvements in hearing instruments using a prototype DFS system," *Scandinavian Audiol.*, vol. 20, pp. 49-53, 1991.
 11. D. Groupe., J Grosspietsch, and S. P. Basseas, "Method of and means for adaptively filtering screeching noise caused by acoustic feedback," U.S. Patent
 12. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Englewood Cliffs, NJ Prentice-Hall. 1986.
 13. J. E. Greenberg, "Improved design of microphone-array hearing aids," Ph.D. Thesis, Mass. Inst. Of Technol., Cambridge, MA, Sept. 1994.
 14. 손경식, 김수중, "적응보상기를 채용한 주파수영역 적응잡음시스템 및 알고리즘", 전자공학회 논문지, 제27권, 제9호, pp.146-157, 9월, 1990.

▲김 대 경(Dae Kyung Kim): 제 16권 제 8호 참조

▲허 종(Jong Hur):



1996년 2월 : 부산대학교 전자공학과 졸업(공학사)

1998년 2월: 부산대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1999년 3월 ~ 현재 : 삼성전자 정보통신총괄 무선사업부 근무

▲박 장 식(Jang Sik Park): 제 16권 제 8호 참조

▲손 경 식(Kyung Sik Son): 제 16권 제 8호 참조