

NLMS 적응 필터 기반의 음향 반향 제거기

정회원 황 성 수*, 학생회원 윤 상 석*, 종신회원 김 석 천*^o, 정회원 이 채 동**

NLMS Adaptive Filter Based Acoustic Echo Cancellor

Sung Sue Hwang* *Regular Member*, Sang Suk Yun* *Student Member*,
Suk Chan Kim*^o *Lifelong Member*, Chae Dong Lee** *Regular Member*

요 약

이 논문은 NLMS (normalized least mean square) 적응 필터 기반의 실시간 반향 제거기에 관해서 연구한다. 동시통화 구간에서 음향 반향 제거기의 성능을 향상시켜 통화 품질 개선하고, 음향 반향 제거기의 적응 연산 제어하여 소모 전력을 줄이는 방법을 제안한다. 제안하는 방법은 NLMS 적응 필터의 수렴 상태를 검사를 통해 추정된 반향 경로를 저장하고 적응필터의 동작 여부를 선택한다. 또한 동시통화가 검출 될 경우에 동시통화 검출기가 놓친 동시통화 시간을 고려하여 저장된 반향 경로를 선택적으로 사용한다. 제안한 방법을 이용할 경우에 간단한 동시통화 검출기를 사용하여 동시통화 구간에서 반향 제거 성능이 향상할 수 있고, 연산을 줄여서 전력 소모를 줄일 수 있다.

Key Words : AEC, NLMS, ERLE, Adaptive Filter, Double Talk

ABSTRACT

In this paper, we study real time AEC (acoustic echo canceller) based on NLMS adaptive filter. Proposed method improves conversation quality by enhancing the performance of AEC during double talk section and reduces the power consumption by controlling the adaption operation of NLMS adaptive filter. Proposed method examines the convergence of the NLMS adaptive filter, stores the estimated echo path and chooses operation of NLMS adaptive filter. Furthermore if double talk is detected, the proposed AEC utilizes the stored echo path optionally considering missed double talk time. When the proposed AEC is used, the performance of the AEC is enhanced although the simple double talk detector is used and the power consumption of the AEC is reduced.

I. 서 론

무선 이동 통신 환경에서 편리함에 대한 요구가 커지면서 핸즈프리 통화와 영상 통화 등에 대한 관심이 높아지고 있다. 이러한 핸즈프리 통화에는 차량과 같은 협소한 공간에 의해서, 그리고 영상 통화에서는 단말의 소형화로 인한 마이크와 스피커의 짧은 거리로 인해서 음향 반향이 발생할 수 있다. 음향 반향은 원단화자의 음성이 스피커를 통해서

출력되고, 반향 경로를 거쳐서 음향 반향 신호로 바뀌어 다시 마이크로 입력되는 것이다. 이때 원단화자는 자신의 음성을 지연하여 다시 듣게 되고 근단화자의 음성도 동시에 듣게 된다. 이로 인해서 원단화자는 근단화자의 음성을 구별하기 힘들게 만들어 통화의 품질을 상당히 떨어뜨린다. 지연 시간이 길어질수록 이러한 문제는 더욱 크게 발생한다. 이러한 문제를 방지하고 통화를 원활하게 하기 위해 음향 반향 제거기에 대한 연구가 진행되고 있고, 필수

※ 본 연구는 교육과학기술부와 한국산업기술진흥원의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임
* 부산대학교 전자전기공학과 통신시스템 연구실(hss@pusan.ac.kr), (sckim@pusan.ac.kr) (°:교신저자)
** 대양전기공업(주) 통신시스템팀(chaedong@daeyang.co.kr)
논문번호 : KICS2010-02-078, 접수일자 : 2010년 2월 12일, 최종논문접수일자 : 2010년 3월 31일

적으로 통신 단말기들에 탑재되고 있다.

시간에 따라 변하는 반향경로와 음향 반향 제거기의 입력신호의 통계적 특성, 실시간 시스템을 위한 연산 제한을 고려하여 주로 LMS(least mean square) 방식의 적응 필터 알고리즘이 반향 경로 추정에 이용되고 있다.^[1] 또한 LMS의 입력신호의 크기에 영향을 받는 특성을 고려하여 입력신호의 크기로 정규화하는 알고리즘인 NLMS 기반의 적응 필터 알고리즘이 사용되고 있으며 더 좋은 성능을 보이고 있다. 따라서 이 논문에서는 NLMS 기반의 적응 필터 알고리즘을 사용한다.

동시통화는 근단화자의 음성 신호와 음향 반향 신호가 동시에 마이크의 입력신호에 존재하는 것으로 음향 반향 제거기에 있어서 동시통화 검출은 매우 중요한 요소이다. 적응 필터는 원단화자의 신호와 마이크 신호를 이용하여 샘플 단위로 반향 경로를 추정한다. 그러나 동시통화 구간동안은 근단화자의 음성으로 인해서 적응 필터가 반향 경로를 추정하지 못하고 발산하게 된다. 따라서 동시통화의 시작점을 정확히 찾는 것은 매우 중요한 요소이다.^{[2],[3]}

일반적으로 동시통화 검출을 위해서 사용되는 알고리즘은 복잡할수록 좋은 검출 성능을 보인다. 그러나 음성신호가 임펄스 형태가 아니므로 복잡한 동시통화 검출 알고리즘이 사용되더라도, 음성신호의 성장 시간 동안에 동시통화를 검출하지 못하는 것을 피할 수 없다. 결과적으로 적응 필터 계수가 왜곡되고 동시통화 동안의 반향 제거 성능이 저하된다. 이 논문에서는 이러한 문제를 개선하고 연산을 줄이기 위해 ERLE(echo return loss enhancement)를 활용하는 방법에 관해서 연구한다.

먼저 음향 반향과 NLMS 적응 필터에 대해서 간략하게 설명하고 제안한 방법을 설명한다. 그리고 제안한 방법의 성능을 모의실험을 통해서 증명하고 마지막으로 결론을 짓는다.

II. 음향 반향

그림 1은 음향 반향의 생성 과정 및 음향 반향 제거기의 개념도를 나타내고 있다. 원단신호 $f[k]$ 신호가 스피커를 통해서 방안으로 출력되고, 반향 경로를 통과하여 음향 반향 신호 $e[k]$ 가 된다.^[4] $e[k]$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$e[k] = \sum_{n=0}^{N-1} h[n]f[k-n] \quad (1)$$

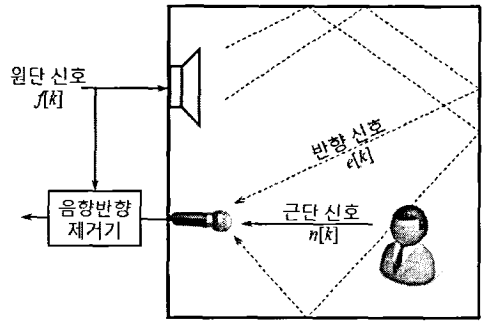


그림 1. 음향 반향 및 음향 반향 제거기 개념도

여기서 $h[k]$, $k=0, \dots, N-1$ 는 반향경로다. 이렇게 생성된 반향신호는 근단 신호 $n[k]$ 와 함께 마이크의 입력 신호로 입력된다. 마이크의 입력신호 $m[k]$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$m[k] = e[k] + n[k] \quad (2)$$

음향 반향은 원단화자가 자신의 음성을 지연하여 다시 듣게 되므로 통화의 품질을 상당히 떨어뜨린다. 따라서 통화 중에 이러한 음향 반향은 반드시 제거되어야 한다.

반향 경로는 시간 지연과 다른 환경적인 요인에 의해서 변화 될 수 있으나, 여전히 추정된 반향 신호는 원단신호와의 유사성을 가지게 된다. 이러한 특성을 이용하면 음향 반향을 다시 추정하고 제거할 수 있다. 즉, 다시 말하면 추정된 반향 신호는 반향 신호와 유사한 원단 신호를 기준 신호로 이용하여 FIR(finite impulse response) 필터를 통해서 만들어진다. 반향 경로는 여러 가지 환경 요인에 의해서 변화하기 때문에 FIR 필터 계수 또한 이러한 변화를 반영하기 위해서 계속해서 변화해야 한다. 따라서 반향 제거기는 샘플 단위의 적응 필터 구조를 가진다.

III. NLMS 적응 필터

적응 필터 계수의 수렴 속도와 복잡도를 결정하는 가장 중요한 요소는 사용되는 적응 알고리즘이다. 일반적으로 복잡도가 높은 적응 알고리즘이 사용되면 시스템 전체 성능이 향상되고, 복잡도 또한 증가한다. 이 논문에서 고려하는 실시간 시스템을 위해서 낮은 복잡도와 입력 신호의 크기에 영향을 받지 않는 NLMS 알고리즘이 주로 이용되고 있다. LMS 알고리즘은 추정 대상 신호와 추정된 신호 사

이의 평균제곱오차를 최소화하는 적응 알고리즘으로, NLMS 알고리즘은 이러한 LMS 알고리즘의 변화된 형태이다. LMS 알고리즘은 입력신호의 크기에 따라 성능이 영향을 받았다. 이러한 문제를 해결하기 위해서 입력신호의 파워로 수렴 상수를 정규화하는 NLMS 알고리즘이 개발되었다. 적응 필터링 과정의 동시통화가 아닌 구간에서만 시행되며, 그 첫 번째 단계는 추정된 반향 신호 $\hat{e}[k]$ 를 얻는 것으로 아래와 같이 표현된다.

$$\hat{e}[k] = \mathbf{W}_k \mathbf{F}_k \mathbf{T} \quad (3)$$

여기서 $\mathbf{W}_k = \{w[k-j]\}$, $j=0, \dots, N-1$ 와 $\mathbf{F}_k = \{f[k-j]\}$ 는 각각 적응 필터 계수와 원단 신호로 이루어진 $N \times 1$ 행렬이다. 마이크 신호에서 $\hat{e}[k]$ 를 제거한 잔여반향 신호 $r[k]$ 는 다음과 같다.

$$r[k] = m[k] - \hat{e}[k] \quad (4)$$

계산된 잔여반향 신호는 아래 식과 같이 \mathbf{W}_k 를 갱신하는데 사용된다.

$$\mathbf{W}_{k+1} = \mathbf{W}_k + \mu \mathbf{F}_k r[k] / \|\mathbf{F}_k\|_2 \quad (5)$$

여기서 $\|\cdot\|_2$ 와 μ 는 유클리디안 노름 (Euclidean norm)이고 수렴 상수 (적응 단계의 크기)이다. μ 는 수렴 속도와 수렴 이후의 오차의 크기를 결정할 수 있는 중요한 값으로, 적응 필터의 안정성을 위해서 $0 < \mu < 2$ 사이의 값을 가진다.^[1]

IV. 음향 반향 제거기

그림 2는 제안한 음향 반향 제거기의 상세한 블록도를 나타낸다. 음향 반향 제거기는 음성검출기, 동시통화검출기, 필터수렴검사기, NLMS 적응 필터로 구성된다. 음성검출기는 원단신호를 입력으로 받아서 원단 신호의 파워를 측정하고 특정 문턱값 보다 클 경우에 음성구간으로 판단하는 기능을 한다. 음성검출기의 기능은 아래 식과 같이 나타낼 수 있다.^[5]

$$p[k+1] = (1 - a_{\text{high}})p[k] + a_{\text{high}}f[k]^2 \geq \epsilon, p[k] \geq p[k-1] \quad (5)$$

$$p[k+1] = (1 - a_{\text{low}})p[k] + a_{\text{low}}f[k]^2 \geq \epsilon, p[k] < p[k-1]$$

여기서 ϵ , a_{high} 와 a_{low} 는 각각 음성검출기의 문턱값, 독립적인 망각인자($a_{\text{high}} \geq a_{\text{low}}$) 들이다. 신호

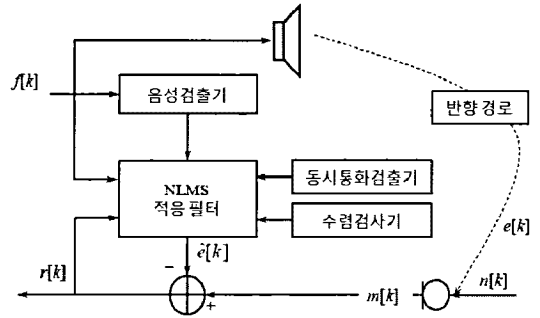


그림 2. 제안한 음향 반향 제거기의 블록도

크기의 상승구간과 하강 구간의 망각인자를 각각 적용하여 더욱 안정적인 원단신호의 파워를 측정할 수 있다.^[6]

동시통화 검출기는 마이크 신호에 반향 신호와 근단 신호가 동시에 존재하는 동시통화 구간을 검출한다. 동시통화 동안의 반향 제거 성능은 좋은 반향 제거기의 필수적인 요소이다. 그리고 동시통화 구간에는 적응 필터가 발산하므로 반향경로를 추정할 수가 없으므로 동시통화 검출기는 아주 중요한 부분이다. 동시통화를 검출하는 알고리즘 중 대표적인 방법으로 Geigel 알고리즘과 상호 상관을 이용하는 알고리즘 등이 있다.^[7] Geigel 알고리즘은 근단 신호의 존재를 마이크의 신호가 문턱값보다 큰 경우에 판단하는 방법으로 아래 식과 같이 표현된다.^[8]

$$\Pi[k] = \max\{|\mathbf{F}_k|/|m[k]|\} < \lambda_1 \quad (6)$$

여기서 $\Pi[k]$ 와 λ_1 는 Geigel 알고리즘의 검정 통계량과 문턱값이다. 상호상관을 이용하는 방법으로 마이크 신호와 잔여반향 신호의 상호 상관을 사용하는 것이 있다. 이 방법은 아래 식과 같이 표현할 수 있다.

$$R_{mr}[k+1] = (1 - \beta_{\text{high}})R_{mr}[k] + \beta_{\text{high}}m[k]r[k] \geq \lambda_2 \quad (7)$$

$$R_{mr}[k] \geq R_{mr}[k-1]$$

$$R_{mr}[k+1] = (1 - \beta_{\text{low}})R_{mr}[k] + \beta_{\text{low}}m[k]r[k] \geq \lambda_2 R_{mr}[k]$$

$$< R_{mr}[k-1]$$

여기서 λ_2 , β_{high} 와 β_{low} 는 각각 상호 상관법의 문턱값이고 안정적인 상호 상관을 얻기 위한 망각인자이다.^[4] 정확한 동시통화 검출을 위해서 설명한 방법들을 동시에 사용하거나 또는 복잡한 알고리즘을 추가하는 방법들이 존재한다. 특히 동시통화를

잠시라도 놓칠 경우 그 동안은 필터가 왜곡되어 고정되므로 동시통화의 정확한 시작점을 찾아내는 것은 더욱 중요한 요소이다.^[8] 일반적으로 복잡한 알고리즘이 정확한 동시통화 검출 성능을 제공하겠지만 실시간 시스템을 위해서 그리고 소모전력 측면에서 적합하지 않다. 또한 음성 신호는 임펄스하게 갑자기 등장하지 않고 음성이 커지는 구간이 존재한다. 다시 말하면 복잡한 알고리즘이 사용된다 하더라도 근단 신호가 커지는 짧은 구간은 놓치게 되는 것이다.

그림 3은 제안하는 방법의 순서도를 설명한다. 제안하는 방법은 간단한 동시통화 검출 알고리즘을 사용하고, 동시통화 검출기가 놓치게 되는 동시통화 시간을 고려하는 방법이다. 수렴한 필터 계수를 저장하고, 동시통화가 시작되면 이전의 필터 계수 W_{con} 를 이용하여 반향신호를 추정한다. 필터 계수가 수렴했는가를 판단하는 것은 수렴 검사기가 수행하며 아래식과 같이 ERLE를 측정하여 판단할 수 있다.^[9]

$$ERLE[k] = 10\log_{10}(\|M_k\|^2 / \|R_k\|^2) \quad (8)$$

여기서 $M_k = \{m[k-j]\}$, $j=0, \dots, N-1$ 와 $R_k = \{r[k-j]\}$ 는 각각 마이크 신호와 잔여반향 신호로 이루어진 $N \times 1$ 행렬이다. 일반적으로 정의된 ERLE는 식(8)과 같이 연산이 많고 안정적인 값을 얻기 어려우므로 아래 식과 같이 망각인자를 적용하여 ERLE를 측정하고

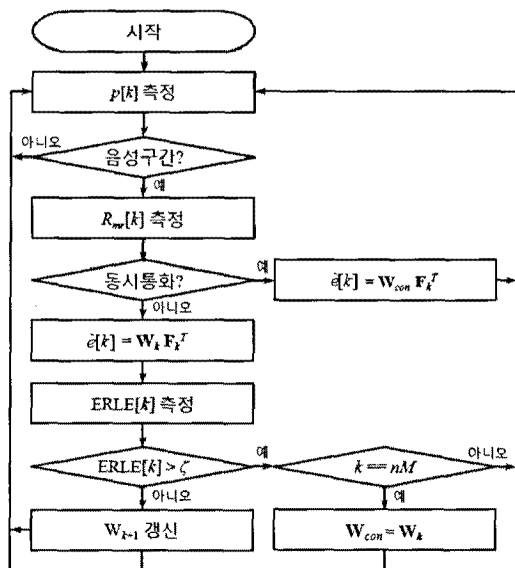


그림 3. 제안한 음향 반향 제거기의 순서도

수렴 여부를 판단한다.

$$ERLE[k+1] = (1 - \gamma_{high})ERLE[k] + \gamma_{high}m[k]^2/r[k]^2 \geq \zeta \quad (9)$$

$$ERLE[k] \geq ERLE[k-1]$$

$$ERLE[k+1] = (1 - \gamma_{low})ERLE[k] + \gamma_{low}m[k]^2/r[k]^2 \geq \zeta.$$

$$ERLE[k] < ERLE[k-1]$$

여기서 ζ_{high} 와 γ_{low} 는 각각 수렴 검사기의 문턱 값이고 망각인자들이다. 연속적인 필터 계수 저장은 저장 공간 측면에서 부담이 되는 것이므로 저장 주기 M 마다 주기적으로 저장하는 것이 필요하다. 저장 주기는 반향 경로의 변화 속도와 동시통화 검출기의 성능을 고려하여 선택되어야 한다. 동시통화 구간에서의 반향제거 성능 비교를 위해서 출력신호에 남아 있는 반향신호의 크기 $P_e[k]$ 를 아래와 같이 정의한다.

$$10\log_{10}(|s[k] - n[k]|^2) = P_e[k] \text{ (dB)} \quad (10)$$

여기서 $s[k]$ 는 반향 제거기의 출력신호이다.

전력 소모를 줄이기 위해서는 불필요한 연산을 줄이는 것이 필요하다. 적응 필터는 매 샘플마다 필터를 갱신하는 과정을 포함하고 있다. 그러나 적응 필터가 수렴하였을 경우에는 지속적인 갱신은 무의미하게 된다. 식 (9)에서 $ERLE[k+1] \geq \zeta$ 경우에 식 (5)를 수행할 필요가 없어지는 것이다. 따라서 측정된 ERLE를 바탕으로 적응 필터의 갱신여부를 조절하여 전체 시스템의 불필요한 연산과 소모 전력을 줄일 수 있다.

V. 모의실험

그림 4는 모의실험에 사용된 원단 신호, 근단 신호와 식(7)의 상호 상관을 이용한 동시통화 검출기에서 검출한 동시통화 구간, 그리고 두 가지 RIR (room impulse response) h_1 과 h_2 를 나타내고 있다. 그림 4에서 거의 대부분의 동시통화 구간이 정확하게 검출된 것을 볼 수 있다. 사용된 두 음성 신호는 남성 두 명의 목소리를 8kHz, 모노 (mono)로 녹음하였다. h_1 과 h_2 의 최대 지연 시간은 32ms로 하였고, 이에 맞추어 적응 필터의 차수를 256으로 사용하였다.^[10]

그림 5는 h_1 을 사용했을 때 제안한 방법 없이 기존의 NLMS 적응 필터를 이용하여 얻어진 $s[k]$, ERLE, $P_e[k]$ 를 나타내고 있다. ERLE가 충분히 높

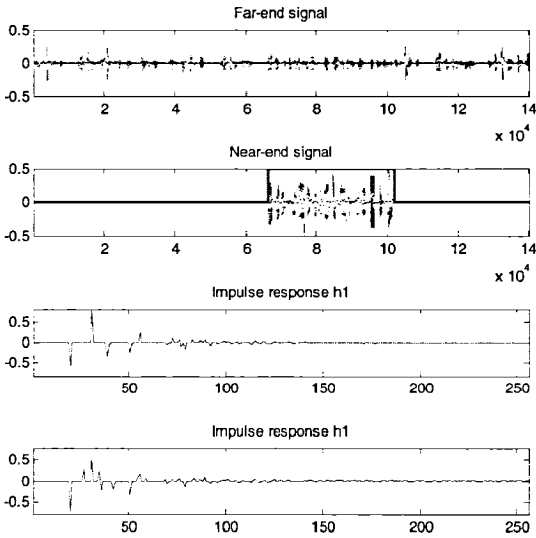


그림 4. 모의실험에 사용된 원단신호, 근단신호와 검출된 동시통화 구간, RIR h1, RIR h2

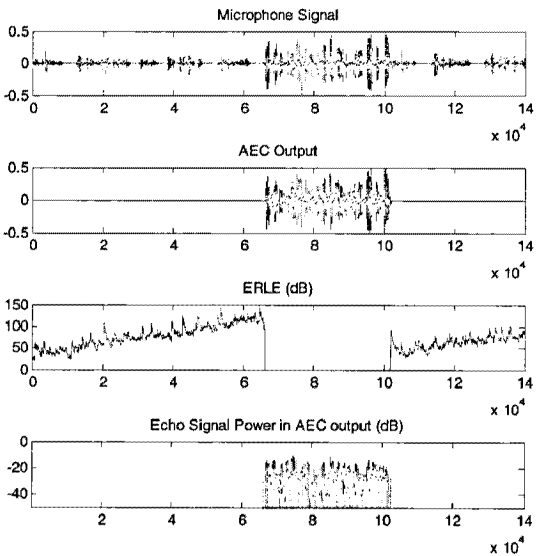


그림 5. 기존의 방법을 할 때 $s[k]$, ERLE(dB), $P_e[k]$

음에도 동시통화 검출기가 놓친 짧은 순간 때문에 필터 계수가 왜곡 되었고, 낮은 크기의 반향 신호가 여전히 남아 있다.

그림 6은 동시통화가 검출된 시작점으로부터 과거의 샘플에서 얻어진 필터 계수를 사용했을 때, 과거 시간에 따라서 $P_e[k]$ 를 나타낸 그래프이다. 모의 실험에 사용한 동시통화 검출기에서는 약 800샘플 떨어진 필터 계수를 사용할 때 $P_e[k]$ 가 거의 없는 것을 확인 할 수 있다.

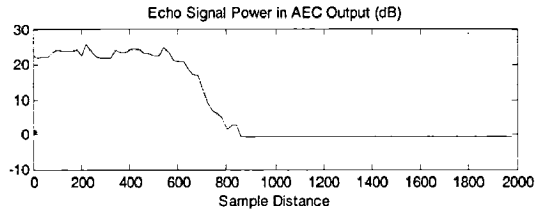


그림 6. 필터 계수의 시간 거리에 따른 $P_e[k]$

그림 7은 문턱값 $\xi=10$ 으로, 저장 주기 M 을 800으로 필터계수를 저장하여 사용하였을 때 $s[k]$ 와 $P_e[k]$ 를 나타내고 있으며 상당히 개선된 것을 확인할 수 있다.

그림 8은 $k=60000$ 에서 $h1$ 에서 $h2$ 로 반향 경로를 변화 시켰을 때 과거의 필터 계수를 사용한 결과이다. 순간적으로 ERLE가 떨어지지만 다시 적응을 시작하여 상승한다. 반향경로가 변하여 $P_e[k]$ 가 그림 7에 비해서 증가하였지만 제안한 방법을 사용하면 기존의 방법에 비해서 개선된 것을 알 수 있다.

그림 9는 연산을 줄이기 위해서 식(9)의 조건에

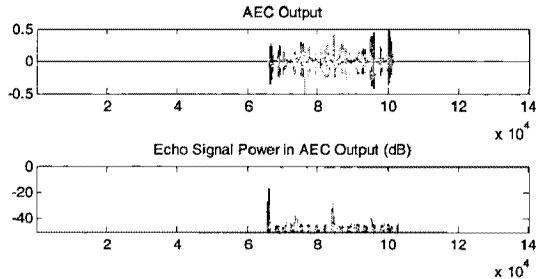


그림 7. 과거의 필터 계수를 이용할 때 $s[k]$ 와 $P_e[k]$

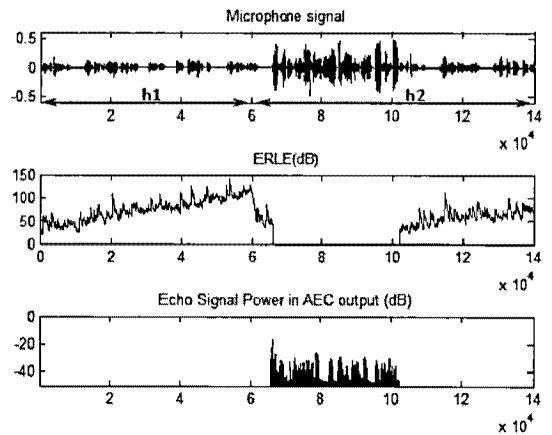


그림 8. RIR이 변할 때 과거의 필터 계수를 이용한 $m[k]$, ERLE, $P_e[k]$

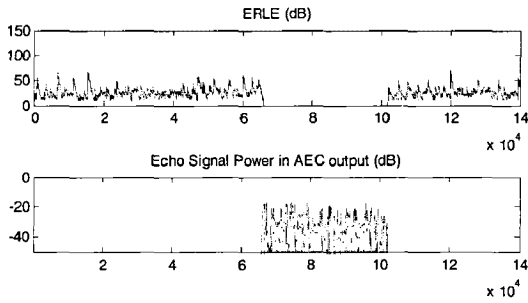


그림 9. $\zeta=10$ 일때 적응 연산을 멈춘 경우 ERLE(dB), $P_e[k]$

서 $\zeta=10$ 으로 적응을 멈춘 경우에 ERLE와 $P_e[k]$ 결과이다. 그림에서와 같이 ERLE가 10dB 주변의 값으로 나온다. 반향제거 결과는 그림(5)와 비교하여 거의 비슷한 결과를 얻을 수 있으면서 동시에 적응 연산을 줄일 수 있다.

그림 10은 $k=60000$ 에서 h_1 에서 h_2 로 반향 경로를 변화 시켰을 때 적응을 멈춘 ERLE와 $P_e[k]$ 결과이다. 반향 경로가 바뀌었지만 큰 차이가 나지 않는 것을 확인 할 수 있다.

그림 11과 12는 반향 경로를 h_1 을 사용했을 때와 반향 경로를 $k=60000$ 일 때 h_1 에서 h_2 로 바꾸었을 때 $M=800$, $\zeta=10$ 일 때 과거의 필터 계수를 사용

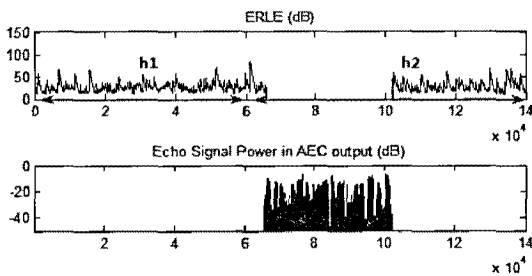


그림 10. RIR이 변하고 $\zeta=10$ 일 때 적응 연산을 멈춘 경우 ERLE(dB), $P_e[k]$

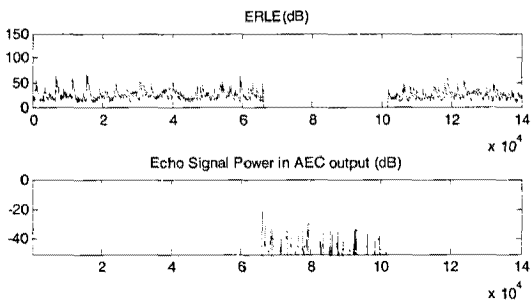


그림 11. RIR h_1 으로 고정하고 $\zeta=10$ 일 때 제안한 방법을 사용한 ERLE 및 $P_e[k]$

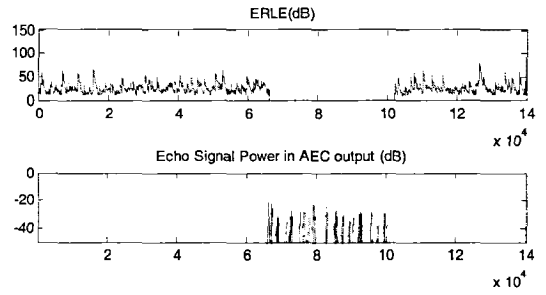


그림 12. RIR이 변하고 $\zeta=10$ 일 때 제안한 방법을 사용한 ERLE 및 $P_e[k]$

하고 적응 연산을 관리하였을 때의 결과이다. 채널이 바뀌었을 때 바뀌지 않은 것에 비해서 $P_e[k]$ 가 조금 늘어났다. 그리고 제안한 방법을 사용한 경우에 기존의 방법에 비해서 성능이 상당히 개선된 것을 확인 할 수 있다.

VI. 결 론

이 논문은 동시통화 동안의 반향 제거 성능을 향상하는 방법과 적응 필터의 연산을 관리하여 연산을 줄이는 반향제거 알고리즘을 제안한다. 제안하는 방법은 ERLE를 측정하여 적응 필터의 수렴상태를 관찰 한다. 그리고 적응 필터가 수렴한 경우에 필터의 계수를 주기적으로 저장하고 동시통화 검출이 시작되면 저장된 필터를 사용하고, ERLE가 문턱값보다 클 경우에 적응 필터의 적응 연산을 중지하여 연산을 줄인다. 제안한 방법은 동시통화 검출기의 오차 동안에 발생하는 적응 필터의 왜곡을 방지하여 동시통화 구간 동안의 반향제거 성능을 향상시키고, ERLE를 바탕으로 적응 연산의 여부를 판단하므로 전력 소모를 줄일 수 있다.

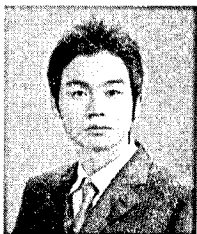
참 고 문 헌

- [1] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory 4th*, Prentice Hall, pp.320-465, 1996.
- [2] M. A. Iqbal, J. W. Stokes, S. L. Grant, "Normalized Double-Talk Detection Based on Microphone and AEC Error Cross-Correlation," IEEE International Conference on Multimedia and Expo, pp.1-4, July, 2007.
- [3] H. K. Jung, N. S. Kim, T. Kim, "A new double-talk detector using echo path estimation," IEEE International Conference on Acoustics,

Speech, and Signal Processing, pp.1897-1900, May, 2002.

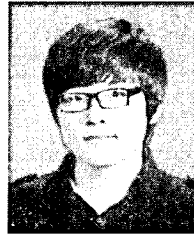
- [4] C. Breinng, P. Dreseitel, E. Hansler, A. Mader, B. Nitsch, H. Puder, T. Schertler, G.Schimidt, and J. Tilp, "Acoustic echo control," IEEE Signal Processing Magazine, pp.42-69, July, 1999.
- [5] Texas Instrument, *Acoustic-Echo Cancellation Software for Hands-Free Wireless Systems*, Texas Instrument Application Report, 1997.
- [6] K.J. Hong, Y.J. Roh, K.H. Jeong, D.W. Kang, K.B. Yun, and K.D. Kim, "Implementation of Hands-Free Phone in a Car Using DSP," J. Inst. Electronics Engineers Korea, Vol.44, No.4, pp.147-156, Dec. 2007.
- [7] J. Benesty, T. Gansler, D.R. Morgan, M.M. Sondhi and S.L. Gay, *Advances in Network and Acoustic Echo Cancellation*, Springer-Verlag, 2001.
- [8] C.G. Cho, S.J. Park, C.Y. Lee and D.H. Youm, "An efficient double talk detection algorithm, using cross-correlation coefficients," J. Korean Inst. Comm. Sciences, Vol.26, No.6, pp.746-751, Jun., 2001.
- [9] Jun'ichi Sakaguchi, "Acoustic echo canceller system materialized with 16-bit fixed point processing type DSP," IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E82-A, No.12, Dec., 1999.
- [10] Stephen G. McGovern., A model for room acoustics, <http://www.2pi.us/rir.html>, 2004.

황 성 수 (Sung Sue Hwang) 정회원



2007년 2월 부산대학교 전자전기정보컴퓨터공학부 학사
 2009년 2월 부산대학교 전자전기공학과 석사
 2009년 3월~현재 부산대학교 전자전기공학과 박사과정
 <관심분야> 신호검출, 채널추정, 무선 통신시스템, 신호처리

윤 상 식 (Sang Seok Yun) 학생회원



2007년 3월~현재 부산대학교 전자전기공학과 학·석사통합과정
 <관심분야> 신호처리, 임베디드 시스템

김 석 찬 (Suk Chan Kim) 종신회원



1993년 2월 부산대학교 전자공학과 학사
 1995년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
 2000년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사
 2000년 7월 한국전자통신연구소 (ETRI) 연구원
 2001년 7월 Princeton대학교 박사후 과정
 2002년 2월 Lehigh대학교 박사후 과정
 2002년~현재 부산대학교 전자공학과 부교수
 2008년~현재 부산대학교 반도체설계교육센터 센터장
 <관심분야> 이동통신, 통신신호처리, OFDM, UWB

이 채 동 (Chae Dong Lee) 정회원



1995년 2월 동아대학교 전기공학과 학사
 1997년 2월 동아대학교 전기공학과 석사
 2006년 부산대학교 전자공학과 박사
 1997년~현재 대양전기공업(주) 책임연구원

<관심분야> 함정용 통합통신망, 유무선 융합통신, 선박 내 무선통신