

음향반향제거기에서 동시통화시의 끝점검출 성능 개선

정회원 김 시 호*, 권 흥 석*, 배 건 성*, 변 경 진**

Performance Improvement of Endpoint Detection of Double-Talking Period in the Acoustic Echo Canceller

Si-ho Kim*, Hong-seok Kwon*, Keun-sung Bae*, Kyung Jin Byun** *Regular Members*

요 약

본 논문은 음향반향제거기에서 상관계수를 이용하여 동시통화(Double-Talk) 구간을 검출할 때 발생하는 끝점검출 지연 문제에 대하여 다룬다. 동시통화가 끝나는 지점과 같이 신호의 전력이 급격하게 줄어드는 구간에서 망각지수(Forgetting Factor)를 사용하여 전력을 추정할 경우, 추정된 현재 전력은 과거 전력의 영향으로 급격하게 줄어들지 못하여 끝점검출 지연이 발생한다. 본 논문에서는 끝점검출 지연을 줄이기 위한 방안으로 두 가지 방법을 제안하였다. 하나는 일정 간격마다 새로운 평균 전력을 구해서 현재의 추정 전력으로 사용하는 방법이고, 다른 하나는 순환식에서 일정 구간마다 과거의 큰 전력 성분을 제거하거나 다른 값으로 대체하는 방법이다. 제안된 방법은 기존의 방법에 비해 계산량에서는 큰 증가를 보이지 않으면서 끝점검출 성능에서는 우수함을 실험을 통해 확인하였다.

ABSTRACT

This paper deals with a delay problem in the endpoint detection of double-talk detection algorithm using correlation coefficient in the acoustic echo canceller. In case that past power is much bigger than current power like at the end of double-talking period, the power, estimated using forgetting factor, decreases slowly to cause a delay problem in the endpoint detection. In this paper, two methods are proposed to solve this problem. One is that the current power is periodically replaced by a new average power and the other is that the past power in recursive equation is periodically removed or replaced by other values. The simulation results show that proposed methods outperform conventional method in the endpoint detection of double-talking periods without increasing the computational burden much more.

I. 서 론

반향(echo)이란 음원에서 발생한 신호가 지연 및 왜곡 현상을 거쳐 본래의 신호원으로 되돌아오는 현상을 말한다. 핸드프리 단말기와 같이 스피커와 마이크가 결합된 음성통신 시스템에서는 스피커로 출력된 음성이 벽이나 물건, 또는 사람의 피부 등에 반사되어 마이크의 입력으로 들어가게 된다. 이렇게 반향된 신호는 송신측으로 재전송되고 송신자는 자신의 음성을 다시 듣게 되어 통화에 어려움을 느끼

게 된다. 최근 핸드프리 전화기, 이동통신 단말기, 멀티미디어 화상회의 시스템 등의 사용 증가로 음향 반향은 점차 중요한 문제로 대두되고 있다.

음향 반향을 제거하는 방법은 여러 가지가 있지만, 그 중에서 최근에 가장 널리 사용되는 방법은 적응 신호처리 이론을 이용하여 전기적으로 음향 반향을 제거하는 방법이다^[1]. 적응 반향제거기는 반향경로를 모델링한 필터를 사용하여 반향신호를 추정하고, 입력신호에서 추정 반향신호를 빼줌으로써 반향신호를 제거할 수 있다. 적응 음향반향제거기는

* 경북대학교 전자·전기공학부(ksbae@ee.knu.ac.kr),
논문번호 : 010212-0804, 접수일자 : 2001년 8월 4일

** 한국전자통신연구원 회로소자연구소

그림 1에서와 같이 오차신호 $e(k)$ 를 이용하여 적응 필터의 탭 계수를 갱신한다. 이 때 오차신호에 근단 화자 신호가 포함되는 동시통화 상태에서는 탭 계수들이 크게 변동하거나 발산하여 반향신호를 제대로 추정하지 못한다. 따라서 적응 음향반향제거기는 마이크 입력신호에 근단화자 신호가 포함되었는지를 검출하여 동시통화라고 판단되면 적응필터의 적응을 멈추어야 한다. 동시통화 검출에 사용되는 알고리즘으로는 원단화자 신호와 마이크 입력신호의 전력을 비교하는 방법^[2], 선형예측계수(Linear Prediction Coefficient)를 비교하는 방법^[3], 그리고 신호 상호간의 상관계수 값을 이용하는 방법^[4-6] 등이 있다. 상관계수 값을 이용하는 방법 중에서 마이크 입력신호와 오차신호의 상호상관계수를 이용하는 방법^[6]이 검출 성능과 연산량에서 우수하여 최근에 널리 사용된다.

상호상관계수의 계산에 사용되는 상관도와 전력은 메모리 문제와 계산량 때문에 일반적으로 망각지수를 사용하여 순환적으로 계산된다. 망각지수를 사용할 경우 과거전력에 지수함수적인 가중치를 두어 현재의 전력 추정에 반영하므로 과거의 전력이 현재의 전력 추정에 많은 영향을 미친다. 이 때 과거의 전력이 매우 커서 가중치를 곱하더라도 최근의 전력보다 현저하게 크다면, 추정된 현재 전력은 최근의 전력 변화를 잘 반영하지 못하여 급격히 감소해야 하는 부분에서 천천히 감소하게 된다. 특히 동시통화가 끝나는 구간과 같이 전력이 급격하게 줄어드는 구간에서 이러한 문제가 자주 발생한다. 따라서 이렇게 잘못 추정된 전력을 이용하여 계산된 상호상관계수 값 또한 실제 보다 천천히 감소하기 때문에 이 값을 이용하여 검출된 동시통화 구간의 끝점은 실제보다 많은 지연이 발생한다. 동시통화 구간 또는 동시통화가 끝난 후에 반향경로가 변하지 않는다면 끝점검출 지연이 크게 문제가 되지 않지만 이동통신 단말기에서와 같이 반향경로가 수시로 변하는 환경에서는 동시통화의 정확한 끝점검출이 바람직하다. 일반적으로 동시통화 상태에서는 제거되지 못한 반향 신호가 근단화자의 음성에 묻혀 잘 들리지 않지만 근단화자 신호가 사라진 후에는 귀에 거슬리므로 동시통화가 끝난 후 빠른 적응을 통해 반향신호를 제거해야 한다. 따라서 본 논문에서는 동시통화 구간의 끝점검출 시에 발생하는 지연 문제를 해결하기 위하여 두 가지 방법을 제안하였다. 하나는 일정 구간마다 새로운 평균 전력을 구해서 현재의 추정 전력으로 사용하는 방법이고

다른 하나는 순환식에서 일정 간격마다 과거의 큰 전력 성분을 제거 또는 다른 값으로 대체하는 방법이다. 제안한 방법은 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 계산량에서 큰 증가를 보이지 않으면서 끝점검출 성능에서 기존의 방법보다 우수함을 보였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 동시통화 검출 알고리즘 및 망각지수를 사용하여 전력을 추정할 때 발생하는 동시통화 끝점검출 지연에 대해 언급하고 III장에서는 이에 대한 해결 방안을 제시한다. IV장에서는 실험을 통해 제안한 알고리즘의 성능을 평가하고 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 동시통화 검출 알고리즘과 끝점검출 지연 문제

그림 1은 적응 음향반향제거기의 기본적인 구조도를 나타내고 있다. 스피커로 출력되는 원단화자 신호 $x(k)$ 는 반향경로를 거쳐 마이크로 입력된다. 적응필터는 스피커와 마이크 사이의 반향경로를 추정하여 $\hat{y}(k)$ 를 추정하고 반향신호 $y(k)$ 에서 $\hat{y}(k)$ 를 빼줌으로써 반향신호를 제거한다. 적응필터에서 탭 계수를 갱신하는 알고리즘으로는 일반적으로 구조가 간단하고 계산량이 적은 NLMS(Normalized Least Mean Square)를 사용하며 식 (1)과 같이 탭 계수를 갱신한다^[7]. 마이크 입력신호 $d(k)$ 에 반향신호 $y(k)$ 만이 존재한다면 식 (1)을 사용하여 탭 계수를 반복적으로 갱신함에 따라 $\hat{y}(k)$ 는 $y(k)$ 의 값으로 수렴하게 된다. 그러나 입력신호에 근단화자 신호 $v(k)$ 가 포함될 경우에는 오차신호 $e(k)$ 가 커져 탭 계수의 변동이 커지거나 심할 경우 발산하여 반향신호를 제대로 추정하지 못한다. 따라서 적응 반향제거기는 근단화자 음성의 유무를 판단하는 동시통화 검출기가 반드시 필요하다.

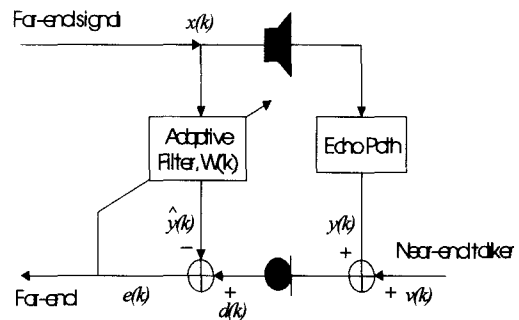


그림 1. 적응 음향반향제거기의 구조

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

$$\mu(k) = \frac{\mu_0}{X^T(k)X(k)}$$

여기서, $\mu(k)$ 는 적응상수, μ_0 는 적응필터의 정규화 적응상수이고, $W(k)$ 와 $X(k)$ 는 각각 적응필터의 계수 벡터와 기준입력신호 벡터이다.

동시통화 검출에는 마이크 입력신호와 오차신호의 상호상관성을 이용하는 방법이 주로 사용된다. 근단화자 신호가 없는 경우에 적응필터가 충분히 수렴했다면 직교원리(orthogonal principle)에 의해 오차신호와 마이크 입력신호의 상관도는 0에 가까워지고, 근단화자 신호가 존재한다면 오차신호의 대부분이 근단화자 신호로 이루어지므로 두 신호 사이의 상관도는 1에 가까워진다. 따라서 0과 1 사이에 존재하는 적당한 문턱값을 정하여 상관계수 값과 비교함으로써 근단화자 신호의 존재 유무를 판단할 수 있다.

근단화자의 신호검출 파라미터로 사용되는 상호상관계수는 식 (2)와 같다. 여기서 σ_{de}^2 는 마이크 입력신호와 오차신호의 상관도를 나타내고 σ_d^2 와 σ_e^2 는 각각 마이크 입력신호와 오차신호의 전력을 의미한다. 전력과 상관도는 일정 길이의 과거 샘플들에 대해 평균 전력을 구함으로써 추정 가능하다. 그러나 이러한 방법은 일정한 길이의 과거 샘플을 저장하고 있어야 하므로 많은 메모리 공간과 계산량이 요구된다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위하여 일반적으로 전력과 상관도는 식 (3), (4), (5)와 같이 망각지수 a 를 사용하여 매 샘플마다 순환적으로 계산된다.

$$Cor(k) = \frac{\sigma_{de}^2(k)}{\sqrt{\sigma_d^2(k) \sigma_e^2(k)}} \quad (2)$$

$$\sigma_d^2(k) = (1-a) \cdot \sigma_d^2(k-1) + a \cdot d(k)^2 \quad (3)$$

$$\sigma_e^2(k) = (1-a) \cdot \sigma_e^2(k-1) + a \cdot e(k)^2 \quad (4)$$

$$\sigma_{de}^2(k) = (1-a) \cdot \sigma_{de}^2(k-1) + a \cdot d(k)e(k) \quad (5)$$

망각지수를 사용하여 현재 전력을 추정하는 식 (3), (4), (5)는 신호의 전력이 시간적으로 천천히 변할 때 유용하게 사용된다. 즉, 신호의 현재 전력이 과거 전력에 비해서 크게 변하지 않는다면 현재 샘플에 의한 전력에 과거의 전력을 적당히 반영함

으로써 부드럽게 현재 전력을 추정할 수 있다. 그러나 동시통화가 끝나는 지점과 같이 과거의 전력이 최근의 전력보다 현저하게 큰 경우에는 추정된 현재 전력이 대부분 과거의 큰 전력 성분에 의존하게 된다. 따라서 최근의 전력 성분을 반영하지 못하고 전력이 급격하게 떨어져야 하는 지점에서 완만하게 떨어져 검출 지연이 발생한다.

III. 제안한 동시통화 끝점검출 알고리즘

2절에서 보았듯이 망각지수를 사용하여 전력을 추정할 때 발생하는 전력 오추정 문제는 현재의 전력 추정에 오래된 과거 전력을 계속해서 반영하기 때문에 발생하는 문제이다. 따라서 이러한 문제를 해결하기 위해서는 오래된 과거 전력을 제거하고 최근 전력의 반영 비율을 높여야 한다. 이를 위해 본 논문에서는 두 가지 방법을 제안하였다. 하나는 일정 구간마다 새로운 평균 전력을 구해서 현재의 추정 전력으로 사용하는 방법이고 다른 하나는 순환식에서 일정 간격마다 과거의 큰 전력 성분을 제거 또는 다른 값으로 대체하는 방법이다.

1. 일정 간격마다 새로운 평균 전력을 구하는 방법

동시통화가 시작되면 일정 구간마다 평균 전력을 구해서 현재의 추정 전력으로 사용하고, 나머지 구간에서는 순환식을 그대로 사용함으로써 주기적으로 과거의 큰 전력 성분을 제거할 수 있다. 이 알고리즘에 대한 순서도는 그림 2와 같다. 동시통화가 시작되면 매 샘플마다 입력 샘플 $x(n)$ 의 전력을 구해서 P_sum 에 더한다. 일정 간격 M 이 되면 M 으로 나누어 과거 M 샘플에 대한 평균 전력을 구해서

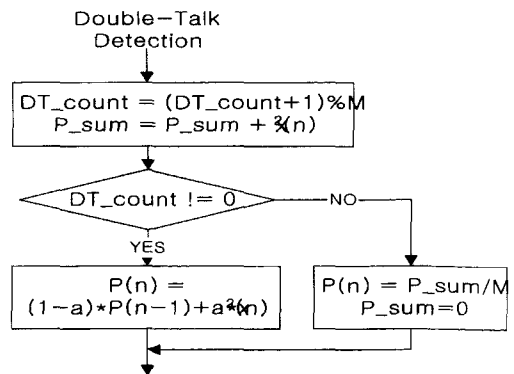


그림 2. 새로운 평균 전력으로 현재 전력을 추정하는 방법의 순서도

현재의 추정 전력 $P(n)$ 으로 사용한다. 나머지 구간에서는 순환식을 그대로 사용하여 현재 전력을 추정한다.

2. 순환식에서 과거의 큰 전력 성분을 제거 또는 다른 값으로 대체하는 방법

입력신호 x 에 대해 망가지수를 이용하여 전력을 추정하는 순환식은 식 (6)과 같이 표현될 수 있다. 식 (6)을 전개하여 과거 k_0 번째 샘플에서의 추정 전력 $\sigma^2_{k_0}$ 와 k_0+1 에서 k 까지의 샘플들에 의한 전력변화 $\Delta \sigma^2_{k_0k}$ 의 합으로 나타내면 식 (7)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \sigma^2_k &= (1-a) \sigma^2_{k-1} + a x^2_k \quad (6) \\ &= (1-a)[(1-a) \sigma^2_{k-2} + a x^2_{k-1}] + a x^2_k \\ &\dots \\ &= a \sum_{i=0}^{k_0} (1-a)^{k-i} x^2_i \\ &= a \sum_{i=0}^{k_0} (1-a)^{k-i} x^2_i + a \sum_{i=k_0+1}^k (1-a)^{k-i} x^2_i \\ &= (1-a)^{k-k_0} a \sum_{i=0}^{k_0} (1-a)^{k_0-i} x^2_i \\ &\quad + a \sum_{i=k_0+1}^k (1-a)^{k-i} x^2_i \\ &= (1-a)^{k-k_0} \sigma^2_{k_0} + a \sum_{i=k_0+1}^k (1-a)^{k-i} x^2_i \\ &= (1-a)^{k-k_0} \sigma^2_{k_0} + \Delta \sigma^2_{k_0k} \quad (7) \end{aligned}$$

식 (7)을 보면 과거 k_0 번째 샘플에서의 전력 $\sigma^2_{k_0}$ 은 가중치 $(1-a)^{k-k_0}$ 이 곱해져 현재의 전력 추정에 반영됨을 볼 수 있다. 일반적으로 가중치 $(1-a)^{k-k_0}$ 은 1보다 매우 작은 값이므로 과거 전력 $\sigma^2_{k_0}$ 은 크게 감소되어 현재의 전력 추정에 반영된다. 그러나 $\sigma^2_{k_0}$ 이 최근의 전력 변화 $\Delta \sigma^2_{k_0k}$ 에 비해 현저하게 크다면 감소성분 $(1-a)^{k-k_0}$ 을 곱하더라도 $\Delta \sigma^2_{k_0k}$ 보다 훨씬 커서, 추정될 현재 전력 σ^2_k 은 대부분 $\sigma^2_{k_0}$ 값에 의존하게 된다. 특히 동시통화가 끝나는 지점과 같이 음성의 크기가 급격히 작아지는 지점에서는 과거의 전력 $\sigma^2_{k_0}$ 이 $\Delta \sigma^2_{k_0k}$ 보다 매우 크므로 동시통화가 끝난 후에도 전력이 빠르게 줄어들지 못한다. 따라서 식 (7)에서 $\sigma^2_{k_0}$ 에 의한 영향을 줄이기 위해서는 $\sigma^2_{k_0}$ 을 제거하거나 다른 값

으로 대체하는 방법을 생각할 수 있다. 본 연구에서는 $\sigma^2_{k_0}$ 을 대체할 수 있는 값으로 3 가지를 제안하고 각 경우에 대해서 살펴본다. $\sigma^2_{k_0}$ 을 대체할 값을 $\sigma^2_{k_0}$ 라고 하고 σ^2_k 에 대해 새로 계산된 값을 σ^2_k 이라고 하면 식 (7)은 식 (8)과 같이 표시된다.

$$\sigma^2_k = (1-a)^{k-k_0} \sigma^2_{k_0} + \Delta \sigma^2_{k_0k} \quad (8)$$

(1) $\sigma^2_{k_0} = 0$ 으로 하는 경우

$\sigma^2_{k_0}$ 를 0으로 두는 것은 k_0 번째 샘플 이전의 과거 전력은 고려하지 않고 k_0 번째 샘플 이후의 샘플만으로 현재 전력을 추정한다는 의미이다. $k-k_0$ 의 길이를 적당히 길게 잡을 경우 그 구간 동안의 샘플만으로 현재 전력은 추정 가능하므로 k_0 번째 이전의 과거 전력은 제거해도 무방하다.

식 (7)을 $\Delta \sigma^2_{k_0k}$ 에 대해서 표현하면 식 (9)와 같다.

$$\Delta \sigma^2_{k_0k} = \sigma^2_k - (1-a)^{k-k_0} \sigma^2_{k_0} \quad (9)$$

$\sigma^2_{k_0} = 0$ 와 식 (9)의 $\Delta \sigma^2_{k_0k}$ 를 식 (8)에 대입하면 식 (10)이 된다.

$$\sigma^2_k = \sigma^2_k - (1-a)^{k-k_0} \sigma^2_{k_0} \quad (10)$$

(2) $\sigma^2_{k_0} = \Delta \sigma^2_{k_0k}$ 으로 하는 경우

앞의 경우에서 k_0 번째 이전의 전력을 완전히 무시하여 0으로 생각하고 단순히 $\Delta \sigma^2_{k_0k}$ 만으로 현재 전력을 추정함으로써 과거의 큰 전력에 의한 영향을 줄일 수 있었다. 그러나 이런 경우 추정된 현재 전력은 $\Delta \sigma^2_{k_0k}$ 의 값에만 의존하므로 급격하게 변할 우려가 있다. 따라서 $\sigma^2_{k_0}$ 에 적당한 값을 부여하여 전력변화를 보다 자연스럽게 할 필요가 있다. 먼저 k_0 번째 이전의 과거 전력에 대한 적당한 값으로 $\Delta \sigma^2_{k_0k}$ 를 이용한다. $\sigma^2_{k_0} = \Delta \sigma^2_{k_0k}$ 와 식 (9)의 $\Delta \sigma^2_{k_0k}$ 를 식 (8)에 대입하여 정리하면 식 (11)과 같이 된다.

$$\sigma^2_k = (\sigma^2_k - (1-a)^{k-k_0} \sigma^2_{k_0}) \cdot (1 + (1-a)^{k-k_0}) \quad (11)$$

(3) $\sigma^2_{k_0} = \sigma^2_k$ 으로 하는 경우

두 번째 경우에서와 마찬가지로 과거의 큰 전력

성분에 의한 영향을 줄이면서 추정 전력의 변화를 부드럽게 하기 위해서 $\sigma_{k_0}^2$ 를 σ_k^2 으로 대체한다.

$\sigma_k^2 = \sigma_{k_0}^2$ 와 식 (9)의 $\Delta \sigma_{k_0}^2$ 를 식 (8)에 대입하면 식 (12)와 같이 정리된다.

$$\sigma_k^2 = \frac{\sigma_k^2 - (1-a)^{k-k_0} \sigma_{k_0}^2}{1 - (1-a)^{k-k_0}} \quad (12)$$

앞에서 제시한 3 가지 경우에 대한 결과식 (10), (11), (12)는 현재 전력을 추정할 때에 k_0 샘플 이전의 전력 성분을 제거하여 과거 전력에 의한 영향을 줄일 수 있음을 보여준다. 따라서 $k-k_0$ 샘플 간격으로 식 (10), (11), (12)을 적용함으로써 주기적으로 과거의 큰 전력 성분을 제거할 수 있다. 이때 $k-k_0$ 는 $\Delta \sigma_{k_0}^2$ 이 최근의 전력을 잘 추정할 수 있도록 충분히 길게 잡아야한다. 앞에서 제시한 두 번째 알고리즘에 순서도는 그림 3과 같고 순서도에서 M은 $k-k_0$ 에 해당한다.

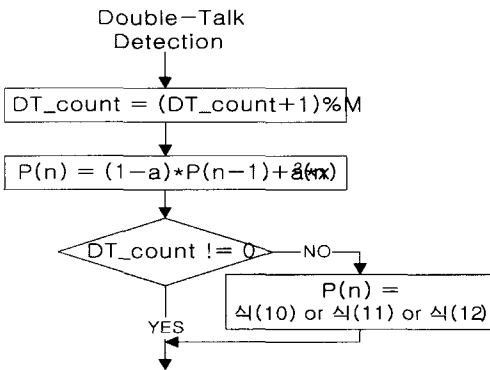


그림 3. 과거의 전력을 대체하여 현재 전력을 추정하는 방법의 순서도

IV. 실험 및 결과

본 절에서는 3절에서 제안한 동시통화 끝점검출 알고리즘의 성능을 평가한다. 실험을 위해 사용된 음향반향제거기는 적응 알고리즘으로 NLMS를 사용하였고, 적응 필터의 탭 수는 256, 적응상수 μ_0 는 0.3으로 하였다. 전력 계산을 위한 망각지수 a 는 탭 수의 역수인 $1/256$ 을 사용하였고 동시통화 검출을 위한 상관계수의 문턱값은 0.7로 하였다. 실험에 사용된 음성신호는 8 kHz 샘플링하고 16 비트로 양자화되었다. 실험에 사용된 각 방법들에 대한 표기는 다음과 같이 정의한다.

방법 A : 동시통화 구간에서 순환식만으로 전력을 계산하는 기존의 방법

방법 B : 제안한 첫 번째 방법으로 일정구간마다 새롭게 평균 전력을 구하는 방법

방법 C : 제안한 두 번째 방법에서 $\sigma_{k_0}^2 = 0$ 으로 하는 경우

방법 D : 제안한 두 번째 방법에서 $\sigma_{k_0}^2 = \Delta \sigma_{k_0}^2$ 으로 하는 경우

방법 E : 제안한 두 번째 방법에서 $\sigma_{k_0}^2 = \sigma_k^2$ 으로 하는 경우

제안한 방법 B, C, D, E에서 사용되는 M의 값은 128로 하였다. 제안한 알고리즘에서 끝점검출 성능의 향상, 즉 끝점검출 지연을 줄이기 위해서는 M을 작게 하는 것이 바람직하지만, 한편으로 M은 평균전력을 구하는데 사용되는 샘플의 개수를 의미하므로 너무 작게 잡을 경우 전력추정이 제대로 이루어지지 않는다. 따라서 M의 값은 전력 추정이 제대로 이루어지는 범위 내에서 가능한 작게 잡는 것이 바람직하다. 즉, 제안한 알고리즘에서 M 값을 설정할 때 먼저 고려해야 하는 것은 전력추정을 위해 필요한 최소한의 샘플 수를 정하는 것이다. 일반적으로 평균전력을 추정할 때 사용되는 샘플의 수는 신호의 특성에 따라 달라질 수 있지만 보통 128 샘플 정도면 큰 무리 없이 전력 추정이 가능함을 실험을 통하여 확인할 수 있었다.

그림 5는 마이크 입력신호로서 7000샘플에서 11500샘플 사이에 근단화자 음성이 존재하는 반향 신호를 보이고 있다. 실험에 사용된 반향신호는 그림 4에서 보이고 있는 256 차수의 임펄스 응답을 갖는 반향경로를 사용하여 만들어졌다.

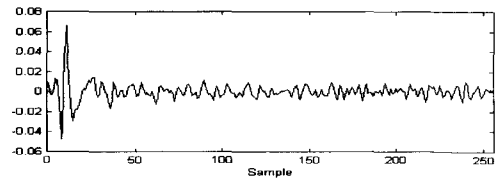


그림 4. 반향경로의 임펄스 응답

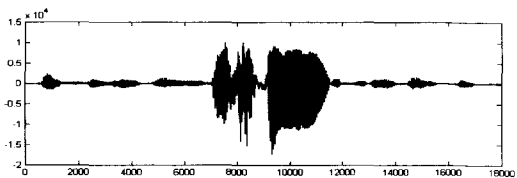


그림 5. 반향신호를 포함한 마이크 입력신호

그림 6과 7을 보면 동시통화가 시작되는 7000 샘플부터는 상관도가 급격히 증가해서 문턱값 0.7을 넘는 순간 동시통화로 판별되고, 그 이후로는 각 방법에 따라 상호상관계수의 값들이 달라진다. 동시통화 중간에는 각 방법에 따른 상관계수 값의 차이가 거의 없지만 동시통화가 끝나는 구간에서는 기존의 방법 A와 본 논문에서 제안한 방법 B, C, D, E 사이에 상당한 차이가 있다. 방법 A로 추정된 상관계수 값은 그림 6에서 보는 것처럼 실제 동시통화의 끝점 11500샘플 근처에서 천천히 떨어지기 시작하여 12800 샘플 근처에서 문턱값 이하로 떨어진다. 따라서 실제 동시통화가 끝나는 지점보다 약 1300 샘플 정도 지연이 된 후에 동시통화가 끝난 것으로 판단한다. 그러나 그림 7에서 방법 B, C, D, E에 의해 계산된 상관계수 값은 동시통화가 끝나는 지점 11500 샘플 근처에서 급격하게 떨어져 문턱값 이하로 내려가는 것을 볼 수 있다. 방법 B, C, D, E의 상관계수 값은 전체적으로 비슷한 값을 나타내지만, 동시통화가 끝나는 지점에서는 약간의 차이를 보이고 있다. 그림 7에서 동시통화가 끝나는 지점 12000 샘플 근처에서의 상관계수 값들은 방법 E, 방법 B, 방법 D, 방법 C의 순으로 작아지는데, 값들의 차이는 미세하기 때문에 실제 끝점 검출에 미치는 영향은 거의 없다고 볼 수 있다.

상관계수 값과 문턱값을 비교하여 끝점을 검출한 결과는 그림 8과 9에서 보여주고 있다. 그림 9에서 제안된 방법 B, C, D, E의 끝점검출 결과는 모두 같으며 그림 8에서 기존의 방법 A에 의해 검출된 지점보다 상당히 앞서 있음을 볼 수 있다. 표 1은

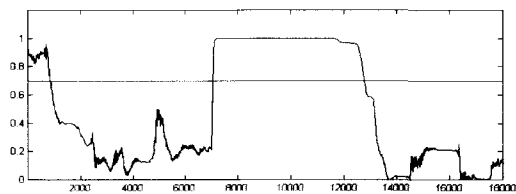


그림 6. 방법 A에 의한 상호상관계수 값의 변화

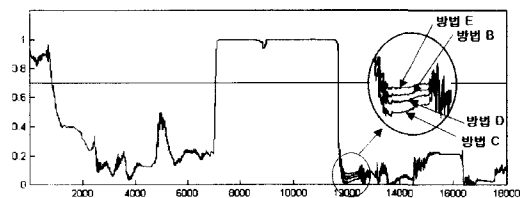


그림 7. 방법 B, C, D, E에 의한 상호상관계수 값의 변화

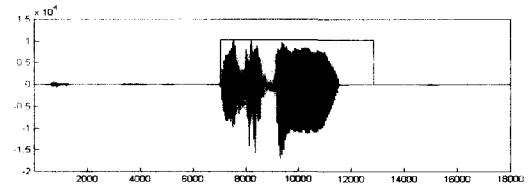


그림 8. 방법 A에 의해 검출된 동시통화 구간

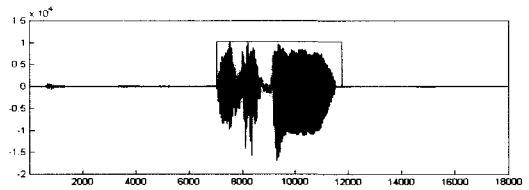


그림 9. 방법 B, C, D, E에 의해 검출된 동시통화 구간

각 방법에 따른 끝점검출 결과와 지연 정도를 샘플 값으로 나타내고 있는데, 제안한 방법 B, C, D, E가 기존의 방법 A에 비해 끝점검출 지연을 상당히 줄였음을 볼 수가 있다. 따라서 제안된 방법은 끝점검출 성능에서 순환식만을 사용하는 기존의 방법보다 우수하다고 말할 수 있다.

표 2는 Teaklite DSP를 사용하여 음향반향제거기를 구현했을 때, 각 방법에 따른 연산량을 비교하고 있다. 제안한 방법 2의 C, D, E는 단지 적용된 식의 차이 외에는 구현상 같으므로, 그 중에서 가장 복잡한 식을 가진 방법 E에 대해서만 연산량을 제시하였다. 제안한 알고리즘은 동시통화 구간에서 기존의 방법 A에 없는 전력 재추정 과정이 추가로 수행되어, 방법 B의 경우에는 66 cycle, 방법 E의 경우에는 132 cycle을 더 필요로 하지만, 이 값은 전체 연산량에서 보았을 때 큰 비중을 차지하지 않는다. 또한 동시통화 구간이 되면 1045 cycle이나 소모하는 적응필터의 계수 갱신 과정이 중단되기 때문에 여기서 남은 연산량을 전력 재추정에 할당할 수 있어서 최대 연산량에는 영향을 미치지 않는다. 따라서 제안한 알고리즘에 의한 연산 추가가 실제 실시간 구현에는 문제가 되지 않음을 알 수가 있다.

표 1. 각 방법에 따른 끝점검출 비교[samples]

	A	B	C	D	E
실제 끝점	11500				
검출 끝점	12852	11745	11745	11745	11745
지연	1352	245	245	245	245

표 2. 각 방법에 따른 연산량 비교

과정	cycles/sample			적용구간
	A	B	E	
초기화 과정	875	875	875	초기
적응필터의 필터링	272	272	272	항상
전력 추정 및 상호상관계수 계산	188	188	188	항상
적응필터의 계수 갱신	1045	1045	1045	비동시통화
통화 구간에서의 전력 재추정	0	66	132	동시통화
후처리 및 기타	260	260	260	항상
최대 요구 사이클	1765	1765	1765	

V. 결론

본 논문에서는 음향반향제거기에서 상관계수를 사용하여 동시통화 구간을 검출할 때 발생하는 끝점검출 지연 문제에 대하여 연구하였다. 동시통화가 끝나는 지점과 같이 전력이 급격하게 줄어드는 구간에서 망각지수를 사용하여 전력을 추정할 경우 전력은 과거의 큰 전력의 영향으로 서서히 감소하여 끝점검출 지연을 유발한다. 따라서 동시통화 구간에서는 전력을 추정할 때 과거의 큰 전력 성분을 제거할 수 있는 방법이 요구되었고 본 연구에서는 이를 위해 두 가지 방법을 제시하였다. 일정 구간마다 최근의 평균 전력을 구해서 추정 전력으로 사용하는 방법과 일정 구간마다 과거의 큰 전력을 다른 값으로 대체하는 방법 두 가지를 제안하였고 실험을 통해 제안된 알고리즘의 성능을 평가하였다. 실험 결과 제안된 방법은 기존의 방법보다 계산량에서 큰 증가를 보이지 않으면서 검출 성능에서는 매우 우수함을 확인하였다.

참고 문헌

[1] Peter Heitkamper, "An Adaptation Control for Acoustic Echo Cancellers," IEEE Signal Processing Letters. Vol.4, No.6, pp.170-172, Jun. 1997.

[2] D. G. Messerschmitt, "Echo Cancellation in Speech and Data Transmission," IEEE J. Select. Areas in Comm., Vol. SAC-2, No.2, pp.283-297, Mar. 1984.

[3] Jae Ha Yoo and Sung Ho Cho, "A New Double Talk Detector Using The Lattice

Predictors For An Acoustic Echo Canceller," Proceeding of IEEE TENCON'97 Speech and Image Technologies for Computing and Telecommunication Vol.2, pp.483-486, 1997.

[4] Hua Ye, Bo-Xiu Wu, "A New Double-Talk Detection Algorithm Based on the Orthogonality Theorem," IEEE Trans. on Communications, Vol.39, No.11, pp.1542-1545, Nov. 1991.

[5] 유재하, 윤대회, 조성호, "효율적인 동시통화 검출을 위한 새로운 알고리즘," 한국통신학회 논문지, Vol. 20 No.7, pp.66-73, Jul. 1995.

[6] 이행우, 은명희, 김종교, "음향반향제거기의 동시통화처리 알고리즘," 한국음향학회 제 17권 제 3호, pp.10-15, 1998.

[7] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd Edition, Prentice-Hall, 1996.

김 시 호(Si-ho Kim)

정회원



1998년 2월 : 경북대학교
전자공학과 졸업

2001년 2월 : 경북대학교
전자공학과 석사

2001년 3월~현재 : 경북대학교
전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 디지털신호처리, 디지털 통신, 멀티미디어 통신 등

권 홍 석(Hong-seok Kwon)

정회원



1997년 2월 : 경북대학교
전자공학과 졸업

1999년 2월 : 경북대학교
전자공학과 석사

1999년 3월~현재 : 경북대학교
전자공학과 박사과정

<주관심 분야> 음성신호처리, 디지털 신호처리, 어레이 프로세싱 등

배 건 성(Keun-sung Bae)

정회원



1977년 2월 : 서울대학교
전자공학과 졸업
1979년 2월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 석사
1989년 5월 : University of
Florida 공학박사

1979 3월~현재 : 경북대학교 전자·전기공학부 교수
<주관심 분야> 음성분석 및 인식, 디지털 신호처리,
디지털 통신, 음성 부호화, 웨이브렛 이론 등

변 경 진(Kyung Jin Byun)

정회원



1987년 2월 : 국민대학교
전자공학과 졸업
2000년 2월 : 한국정보통신대학
원대학교 공학부 석사
2000년 3월~현재 : 한국정보통신대학원대학교 공학부
박사과정

1987년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 통신디지털
회로팀 선임연구원
<주관심 분야> 음성 코딩 및 분석, DSP 설계 및 응용
전자공학, 통신공학, 광통신 공학