

효율적인 동시통화 검출을 위한 새로운 알고리즘

正會員 柳在河*, 尹大熙*, 趙誠鎬**

A New Algorithm for Efficient Double Talk Detection

Jae-Ha Yoo*, Dae-Hee Youn*, Sung-Ho Cho** Regular Members

이 논문은 1992년도 한국과학재단 연구비지원에 의한 결과임
과제번호 : 92-21-00-02

要 約

본 논문에서는 적응 음성 반향제거기의 동시통화검출에 사용되는 새로운 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 계산량과 메모리 소자수 면에서 기존의 알고리즘에 비해 효율적이다. 또한, 배경잡음에 의해 생길 수 있는 오차를 보상하기 위해 두개의 문턱치를 사용하기 때문에 강인한 특성을 갖는다. 제안된 알고리즘은 다양한 컴퓨터 모의실험을 통해 기존의 알고리즘과의 성능 비교가 수행되었고 그 우수성이 입증되었다.

ABSTRACT

In this paper, we propose a new algorithm for the double talk detector that can be used in the adaptive voice echo canceller. The proposed algorithm is efficient in the sense that it requires much less number of computations as well as memory components than the conventional algorithms, and also robust since it makes use of the two threshold levels in order to compensate the estimation error caused by the background noise. Performances of the proposed algorithm are compared with those of the conventional algorithms, and the excellence of this new algorithm is demonstrated by extensive computer simulations.

*연세대학교 전자공학과
Department of Electronics Engineering of
Yonsei University

**한양대학교 전자공학과
Department of Electronics Engineering of
Hanyang University
論文番號 : 94333-1123
接受日字 : 1994年 11月 23日

I. 서론

전화망에서 발생하는 반향은 주로 하이브리드의 임피던스 부정합에 의하여 발생한다. 반향이 통화자에게 미치는 나쁜 영향의 정도는 반향신호의 크기뿐만 아니라 지연시간에 비례한다. 반향제거기는 전이중(full duplex) 통신방식에 전혀 영향을 주지않고 반향신호만을 제거하기 때문에 매우 효율적인 방법이다¹⁾. 상업용 인공위성이 나타나기 시작한 1960년대 중반 이후로 적응 음성반향제거기에 대한 관심이 고조되었고 이는 전화망의 다양한 시스템에서 사용되어 왔다. 전화망에서 사용되는 반향제거기의 기본구조는 그림 1과 같다. 여기서 $x(n)$ 과 $v(n)$ 은 각각 원단신호(far end signal)와 근단화자신호(near end talker signal)를 나타내며 $y(n)$ 은 실제 반향경로(echo path)에 의해 생성되는 반향신호이다. $\hat{y}(n)$ 은 적응필터를 통하여 계산된 추정 반향신호이다. $\xi(n)$ 은 채널 배경잡음을 나타내며 $e(n)$ 은 추정오차신호를 나타낸다. 그러므로 적응필터의 주입력신호(primary input signal) $z(n)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$z(n) = v(n) + \xi(n) + y(n) \tag{1}$$

또한, 추정오차신호 $e(n)$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$e(n) = v(n) + \xi(n) + \epsilon(n) \tag{2}$$

여기서

$$\epsilon(n) = y(n) - \hat{y}(n) \tag{3}$$

은 제거되지 못한 반향 성분이다.

반향제거기의 입력신호인 음성신호와 반향 경로는 시간에 따라 통계적 특성이변화하기 때문에 반향제거기는 적응필터로 구현되어야 한다. 이 때 적응필터는 기준입력신호 $x(n)$ 과 오차신호 $e(n)$ 을 사용하여 반향경로의 임펄스응답을 추정하기 때문에 근단화자신호 $v(n)$ 이 존재하는 경우에는 적응필터의 추정 오차가 커지게 되어 오동작을 일으킬 수 있다. 그러므로 동시통화 검출기를 설치하여 근단화자신호가 존재하는 동안 즉, 동시통화 기간에는 적응필터의 계수 적응을 중단하여야 한다. 또한 반향경로의 변화를 동시통화 상황으로 잘못 판단하여 적응필터의 계수 적응이 필요할 때 오히려 이를 중단하는 일이 없어야 한다.

동시통화 검출기는 적응필터와 더불어 매우 중요한 역할을 담당하기 때문에 이에 관한 많은 연구가 진행되어 왔다. 동시통화 검출기는 근단화자신호의 존재 여부를 빠르고 정확하게 감지할 수 있어야 하며, 반향경로의 변화와 동시통화 상황을 역시 빠르고 정확하게 구별할 수 있어야 한다. 또한, 실시간 처리가 가능하도록 계산량이 적어야 한다.

Ⅱ장과 Ⅲ장에서는 기존의 동시통화 검출 알고리즘과 제안된 알고리즘에 대해서 서술하였다. Ⅳ장에서는 컴퓨터 시뮬레이션 및 그 결과를 고찰하였으며 Ⅴ장에서는 결론을 맺는다.

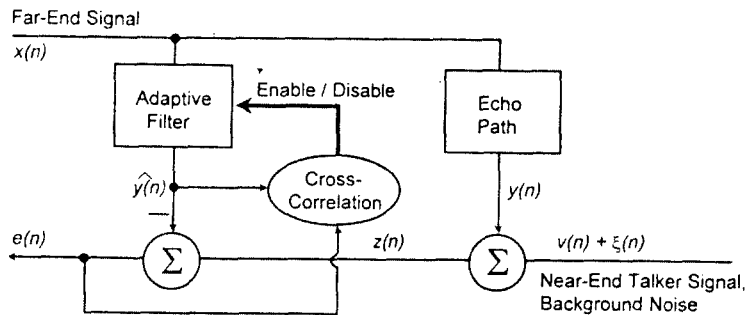


그림 1. 적응 음성반향제거기의 기본 구조
Fig. 1. The basic structure of the new adaptive voice echo canceller.

II. 기존의 동시통화 검출 알고리즘

기존의 동시통화 검출 알고리즘은 크게 두가지로 분류된다. 하나는 적응필터의 신호레벨을 비교하는 크기비교 형태의 동시통화 검출기^{[2][3]}이고 다른 하나는 적응필터의 입력신호들간의 상호상관도를 이용하는 상호상관 형태의 동시통화검출기^[4]이다.

반향 신호는 하이브리드를 통과하는 동안 적어도 6 dB 이상 감쇄되므로 다음과 같이 기준 입력신호 벡터의 원소중 가장 큰 절대값을 갖는 신호와 주입력신호의 절대값을 비교하는 방법을 사용하므로써 동시통화를 검출할 수 있다.

$$\begin{aligned} |z(n)| &\geq \frac{1}{2} \text{Max}(|x(n)|, |x(n-1)|, \dots, \\ &|x(n-M+1)|) \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 M은 적응필터의 탭수를 나타낸다. 즉, 부등식이 만족되면 근단화자신호가 존재한다고 판단하는 방법이다. 그러나 근단화자신호의 레벨이 매우 작은 경우에는 (4)의 검출 조건이 제대로 성능을 발휘하지 못한다.

이와 같은 단점을 개선하기 위하여 주입력신호를 사용하는 대신에 추정오차 신호를 사용하는 방법이 제안되었다^[3]. 이 알고리즘에서는 다음과 같은 조건에 의해 동시통화가 검출된다.

$$Att(n) \leq Att_{opt} \quad (5)$$

이 때, $Att(n)$ 은 시간 n 에서의 감쇄율로서 다음과 같이 정의된다.

$$Att(n) = 10 \log_{10} \frac{\sigma_x^2(n)}{\sigma_e^2(n)} \quad (6)$$

$\sigma_e^2(n)$ 은 시간 n 에서 오차신호의 분산이고, Att_{opt} 은 근단화자신호가 존재하지 않을 때 반향경로와 적응필터를 통하여 일어나는 반향감쇄의 기대치로서 배경잡음을 잘 고려하여 결정하여야 한다. 이 방법은 주입력신호 대신에 오차신호를 사용하기 때문에 근단화자신호의 레벨이 작더라도 동시통화를 빨리 검출할 수 있다. 그러나 배경잡음 신호의 레벨과 반향경로의 성질은 시간에 따라 변화하기 때문에 적합한 Att_{opt} 을 결정하는데 어려움이 많다. 특히, 반향경로의 임펄스응답이 변한 경우에도 동시통화검출기는 이를 동시통화로 잘못 판단하게 된다. 그 결과 실제로는 적응필터의 계수적응이 필요한데도 불구하고 오히려 적응을 중단하게 된다. 그러므로 반향경

로가 변한 경우와 동시통화가 일어난 경우를 구분해 낼 수 있는 방법이 필요하다.

Ye와 Wu는 직교성질을 이용한 동시통화 검출기를 제안하였다(4). 즉, 시간 n 에서 적응필터가 최적치에 수렴한 경우 기준입력신호와 추정오차신호간에는 다음과 같은 직교성질이 만족된다.

$$E[e(n) X(n)] = 0_M \quad (7)$$

여기서 $X(n)$ 은 M개의 원소를 갖는 기준입력신호벡터이고 0_M 은 $M \times 1$ 영벡터(zero vector)이다. 동시통화가 발생하는 경우 적응필터의 주입력신호는 급격히 레벨이 커지게 된다. 그러나 근단화자신호는 기준입력신호와 상관도가 없는 신호이므로 직교성질이 계속 만족된다. 반면, 반향경로의 특성이 변한 경우에는 (7)의 직교성질이 더 이상 만족되지 못한다. 즉, 기준입력신호와 추정오차신호간의 상관도는 동시통화시에는 변화가 없고 반향경로가 변한 경우에는 매우 민감하게 반응한다는 사실을 이용하는 것이다. 그러므로 통화상황에 따른 상관도의 변화는 다음과 같이 분류된다. 즉, 처음 수렴하는 동안과 반향경로가 변한 경우에는 큰 값을 갖고 수렴후 정상상태에서는 근단화자신호의 존재 유무에 관계 없이 작은 값을 갖는다. 이 방법은 다음과 같이 정의되는 평균상관도(average cross correlation : ACC)를 사용하여 작동된다.

$$ACC(n) = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |C_i(n)| \quad (8)$$

$$C_i(n) = \frac{P_{e,i}(n)}{P_e(n) P_i(n)} \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (9)$$

$$P_e^2(n) = \lambda P_e^2(n-1) + (1-\lambda) e^2(n) \quad (10)$$

$$P_i^2(n) = \lambda P_i^2(n-1) + (1-\lambda) x^2(n-i) \quad (11)$$

$$P_{e,i}(n) = \lambda P_{e,i}(n-1) + (1-\lambda) e(n) x(n-i) \quad (12)$$

여기서 λ 는 망각인자(forgetting factor)로서 정확도와 시변신호에 대한 추적능력을 좌우한다. $ACC(n)$ 값은 n 이 커짐에 따라 거의 0에 수렴하게 되므로 정해놓은 문턱치 R_{th} 보다 작은 경우에는 반향제거기가 수렴상태에 도달하였다고 판단하여 근단화자신호에 의해 반향제거기의 필터계수가 발산하는 것을 방지하기 위해 적응을 멈추고, $ACC(n)$ 이 R_{th} 보다 큰 경우에는 수렴이

될 되었거나 반향경로가 변한 경우로 판단하여 계수 적용을 수행한다. 문턱치 R_{th} 는 일반적으로 $ACC(n)$ 의 정상상태 값보다 조금 큰 값을 선택한다.

Ⅲ. 제안된 동시통화 검출 알고리즘

Ye와 Wu가 제안한 방법은 동시통화와 반향경로의 변화를 구분해 낼 수 있는 최초의 것으로 R_{th} 가 잘 결정될 경우 좋은 성능을 발휘한다. 그러나, 실제 구현시에는 다음과 같은 문제점을 가지고 있다. 첫째, [4]에서도 언급되었듯이 많은 기억소자가 필요하다는 것이다. 즉, 상관계수를 구하기 위해 부가적인 3M개의 기억소자가 필요하기 때문에 실제 디지털 신호처리로 구현할 경우 매우 많은 데이터 메모리가 필요하다. 둘째, 오차신호와 기준입력신호벡터의 각 원소간의 상관도를 구하는데 너무 많은 계산량이 필요하다. 셋째, 문턱치 R_{th} 를 결정하는 문제가 매우 어렵다는 것이다. 즉, 너무 큰 R_{th} 를 사용하는 경우 충분한 반향제거율을 얻기 힘든 반면, 너무 작은 R_{th} 를 사용하면 채널잡음이나 근단화자신호에 의해 순간적으로 발생하는 평균상관도값 추정오차에 의해 잘못된 결정을 내리게 된다.

본 논문에서 제안된 방법은 이 같은 문제점을 보완하기 위해서 그림 1에서 보는 바와 같이 반향 추정신호와 오차신호간의 상관계수를 사용한다.

$$\rho_{\hat{y}_e}(n) = \frac{|E[\hat{y}(n)e(n)]|}{\sqrt{E[\hat{y}^2(n)]} \sqrt{E[e^2(n)]}} \quad (13)$$

(13)에서 우변의 각 항은 다음과 같이 단극저역통과 필터(one pole low pass filter)를 사용하여 추정한다¹⁵⁾.

$$E[\hat{y}(n)e(n)] \cong P_{\hat{y}_e}(n) = \lambda P_{\hat{y}_e}(n-1) + (1-\lambda) \hat{y}(n) e(n) \quad (14)$$

$$E[\hat{y}^2(n)] \cong P_{\hat{y}}^2(n) = \lambda P_{\hat{y}}^2(n-1) + (1-\lambda) \hat{y}^2(n) \quad (15)$$

$$E[e^2(n)] \cong P_e^2(n) = \lambda P_e^2(n-1) + (1-\lambda)e^2(n) \quad (16)$$

이 때 λ 는 양수로서 1에 가깝지만 1보다는 작은 값으로 일반적으로 $0.9 < \lambda < 1$ 이다. 근단화자신호가 없고 적응필터가 최적치에 수렴한 경우 $\rho_{\hat{y}_e}(n)$ 은 0에 매우

가깝게 된다. 상관계수 $\rho_{\hat{y}_e}(n)$ 은 근단화자신호에 의해 영향을 받지 않기 때문에 근단화자신호가 있는 경우에도 여전히 0에 가까운 값을 갖게 된다. 반면, 반향경로가 변한 경우에는 적응필터의 계수가 변화된 반향경로의 임펄스응답과는 차이가 있기 때문에 $\rho_{\hat{y}_e}(n)$ 은 증가하게 된다.

제안된 방법은 [4]에 비해서 기억용량면이나 계산량면에서 매우 효율적이다. 표 1은 제안된 방법과 [4]의 방법을 필요한 기억소자수와 계산량면에서 비교한 것이다. 이 때 나눗셈의 계산량은 곱셈에 비해 16배 더 많은 계산량이 필요하다고 가정하였다.

표 1. 제안한 알고리즘과 [4] 간의 필요한 기억소자 용량 및 계산량 비교
Table 1. Comparison of the required number of the memory storages and computational operations between the proposed algorithm and (4).

	[4]	제안한 알고리즘
기억소자수	3M+4	7
계산량	30M + 18	30

[4]에서 R_{th} 를 알맞게 결정하는 일은 매우 어렵다. 이러한 어려움은 하위 문턱치 th_l 과 상위문턱치 th_h 를 함께 사용함으로써 해결할 수 있다. th_l 은 필터계수가 충분히 수렴할 수 있도록 작은 값을 가져야 하며, th_h 는 채널잡음과 동시통화시의 misadjustment에 의한 잘못된 근단화자신호 검출을 방지할 수 있도록 큰 값을 가져야 한다. 제안된 동시통화 검출기는 다음과 같이 동작한다.

- 1) $\rho_{\hat{y}_e}(n) < th_l$: 적응필터는 충분히 수렴했다고 판단하여 적용을 멈추고 문턱치를 th_h 로 바꾼다.
- 2) $\rho_{\hat{y}_e}(n) > th_h$: 반향경로가 변화했거나 적응필터가 충분히 수렴하지 못했다고 판단하여 필터계수의 적용을 진행하고 문턱치를 th_l 로 바꾼다.

Ⅳ. 모 의 실험

본 절에서는 제안된 알고리즘의 우수성을 증명하기 위하여 컴퓨터 모의 실험을 수행하였다. 반향 제거기의 계수적용 알고리즘은 NLMS(normalized least mean square) 알고리즘을 사용하였고 다음과 같이 계수 적용을 한다.

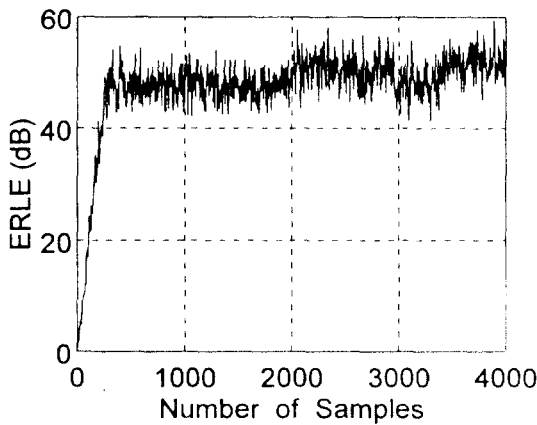
$$H(n+1) = H(n) + \frac{\mu e(n) X(n)}{X^T(n)X(n)} \quad (17)$$

여기서 $H(n)$ 은 시간 n 에서 반향제거기의 필터계수벡터를 나타내며 μ 는 수렴계수를 나타낸다. 워드신호는 평균이 0이고 분산이 1인 백색잡음신호이다. 채널 배경잡음 $\xi(n)$ 은 백색잡음신호로서 반향신호 대 잡음비(ENR: echo to noise ratio)가 40dB가 되도록 설정하였다. 모의실험에 사용된 반향경로는 10탭을 갖는 FIR(finite impulse response) 필터를 사용하였다. 성능비교는 반향제거기의 성능을 평가하는 방법으로 널리 사용되는 ERLE(echo return loss enhancement) 곡선을 사용하였으며 그 값은 다음 식과 같이 필터탭수 M 에 해당하는 10샘플 동안의 값을 평균내어 얻었다.

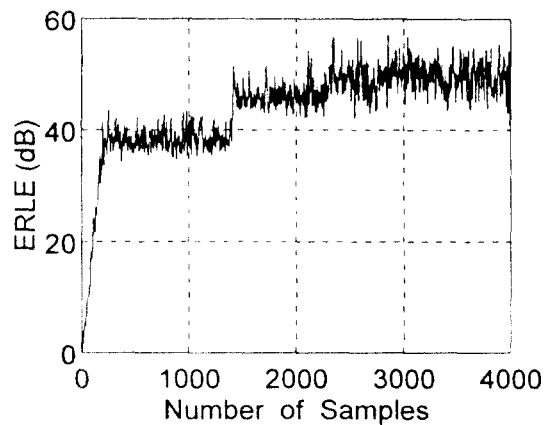
ERLE(n) in dB =

$$10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=0}^{M-1} y^2(n-i)}{\sum_{i=0}^{M-1} (y(n-i) - \hat{y}(n-i))^2} \right) \quad (18)$$

1. 문턱치에 따른 성능의 변화



(a)



(b)

그림 2 문턱치에 따른 성능 비교

(a) ERIE ($R_{th}=0.07$) (b) ERLE ($R_{th}=0.1$)

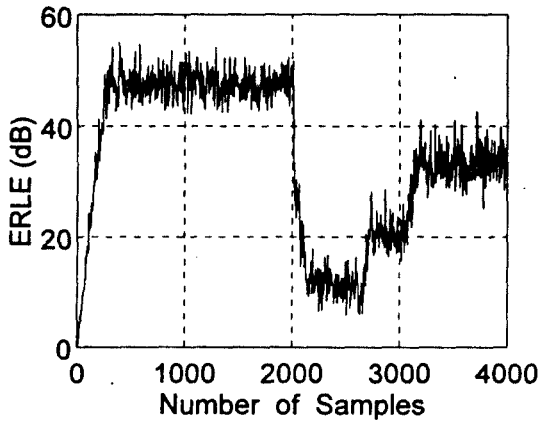
Fig. 2. Comparison of performance with various thresholds.

(a) ERIE ($R_{th}=0.07$) (b) ERLE ($R_{th}=0.1$)

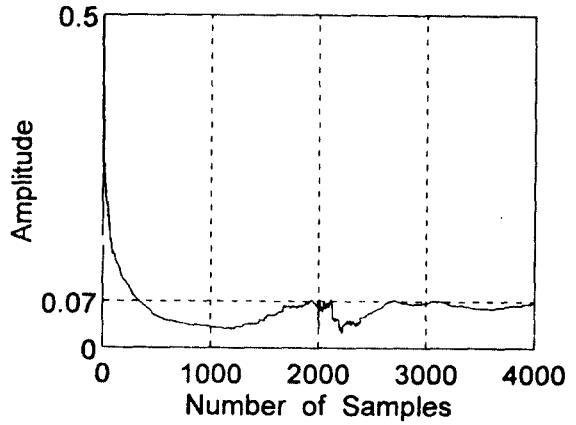
그림 2는 (4)의 방법이 문턱치 R_{th} 에 따라 성능이 크게 좌우됨을 나타낸다. 그림 2의 (a)와 (b)는 각각 R_{th} 가 0.07과 0.1일 때의 ERLE곡선이다. (a)의 경우 문턱치기 작아 충분히 수렴했지만 수렴후 채널잡음이나 근단화자신호에 의해 잘못된 결정을 내려 동시통화시 필터계수를 적용시킬 가능성이 크다. 반면, (b)의 경우 너무 큰 문턱치를 사용하였기 때문에 충분히 수렴하지 못하여 성능이 저하됨을 볼 수 있다.

2 동시통화 검출 성능

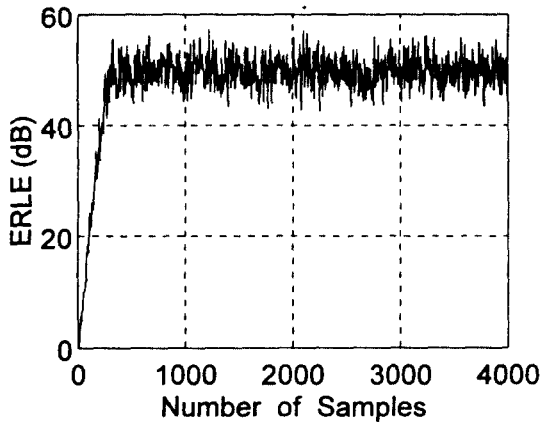
그림 3은 동시통화 구간에서의 성능을 나타낸다. 근단화자신호는 2001번째 샘플부터 400샘플동안 존재하며 평균이 0이고 분산이 1인 백색잡음신호이다. 그림 3의 (a)와 (b)는 (4)의 방법을 사용한 경우의 ERLE곡선과 상관계수 값을 나타내며 (c)와 (d)는 제안된 방법을 사용한 경우의 ERLE곡선과 상관계수 값을 나타낸다. (4)의 방법에서 문턱치 R_{th} 는 0.07이며 제안된 방법에서 하위문턱치 th_l 과 상위문턱치 th_h 는 각각 0.125와 0.375이다. (4)의 경우 동시통화 구간에서 30dB 이상의 성능저하가 발생하는데 이는 동시통화가 발생했을 때 근단화자신호에 의해 순간적으로 상관계수 값이 R_{th} 보다 커지게 되어 필터계수를 적용시키기 때문



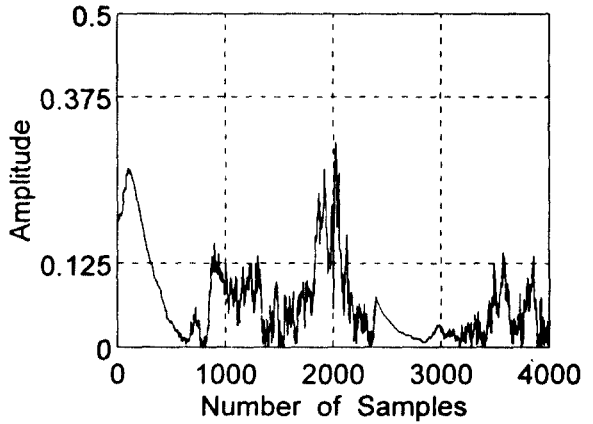
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 3. 동시통화 검출 성능

- (a) ERLE ([4]의 방법) (b) 상관계수 ([4]의 방법)
- (c) ERLE (제안된 방법) (d) 상관계수 (제안된 방법)

Fig. 3. Double talk detection performance.

- (a) ERLE with [4] (b) correlation coefficient with [4]
- (c) ERLE with proposed method (d) correlation coefficient with proposed method

다. 그러나 제안된 방법에서는 근단화자신호에 의해 상관계수 값이 커지더라도 상위문턱치보다는 작기 때문에 필터계수의 적용이 이루어지지 않아 동시통화시에도 단일통화시와 동등한 성능을 유지할 수 있다. 즉, 제안된 방법은 두개의 문턱치를 사용하여 우수한 수렴성능을 얻을 수 있는 동시에 잘못된 동시통화 검출을 피할 수 있

다.

3. 반향경로 추적 성능

그림 4는 제안된 알고리즘의 반향경로 추적성능을 나타내고 있다. 반향경로는 2001번째 샘플에서 다른 임펄스 응답으로 바뀌도록 하였다. 그림 4의 (a)와 (b)는

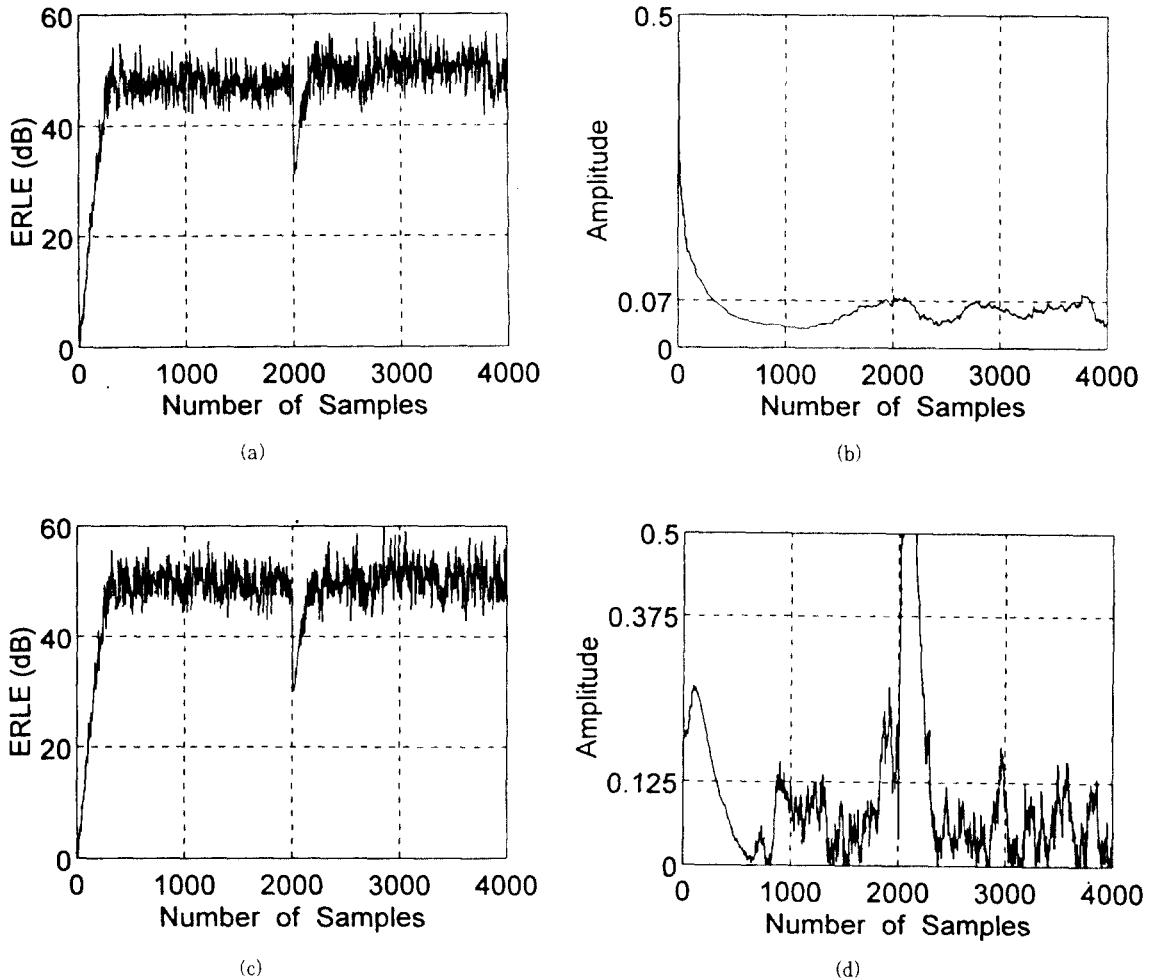


그림 4. 반향경로 추적성능

(a) ERLE ((4)의 방법) (b) 상관계수 ((4)의 방법)
 (c) ERLE (제안된 방법) (d) 상관계수 (제안된 방법)

Fig. 4. Echo path tracking performance.

(a) ERLE with (4) (b) correlation coefficient with (4)
 (c) ERLE with proposed method (d) correlation coefficient proposed method

(4)의 방법을 사용한 경우의 ERLE곡선과 상관계수 값을 나타내며 (c)와 (d)는 제안된 방법을 사용한 경우의 ERLE곡선과 상관계수 값을 나타낸다. (4)의 방법과 제안된 방법 모두 반향경로가 변화하자마자 그 값이 빨리 증가하기 때문에 필터계수의 적응을 시작하여 변화된 반향경로를 빨리 추적할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 음성반향제거기에 사용되는 새로운 동시통화 검출 알고리즘을 제안하였다. 반향추정신호와 오차신호간의 상호상관 계수를 사용하기 때문에 기존의 알고리즘에 비해 계산량과 필요한 기억용량 면에서 매우

효율적이다. 또한 동시 통화 검출을 위해 두 개의 문턱치를 사용하였기 때문에 기존의 방법에 비해 채널 배경 잡음과 근단 신호에 의한 잘못된 동시통화 검출을 피할 수 있었다.

제안된 방법은 우수한 동시통화 검출 능력과 더불어 반향경로의 변화를 빨리 판단할 수 있기 때문에 뛰어난 추적 성능을 가지며 이는 컴퓨터 모의 실험을 통하여 입증되었다.

참고문헌

1. D.G.Messerschmitt, "Echo Cancellation in Speech and Data Transmission," *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. SAC-2, pp.283-297, Mar., 1984.
2. K.Ochiai, T.Araseki, and T.Ogihare, "Echo canceller with two echo path models," *IEEE*

Trans. on Commun., vol. 25, pp.589-595, June, 1977.

3. N.Furuya et al, "High Performance Custom VLSI Echo Canceller," *Proc. ICC '85.*, pp.1470-1476, 1985.
4. H.Ye and B.X.Wu, "A New Double-Talk Detection Algorithm Based on the Orthogonality Theorem," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 39, pp.1542-1545, Nov., 1991.
5. 김남선, 임용훈, 유재하, 차일환, 윤대회, "향상된 수렴 속도와 근단 화자 검출 능력을 갖는 적응 반향 제거기," *신호처리합동학술대회 논문집 제5권 1호*, pp.159-163, 1992.
6. 유재하, 조성호, 윤대회, "반향제거기의 동시통화검출기의 동작에 관한 연구," *신호처리합동학술대회 논문집 제6권 1호*, pp.234-238, 1993.



柳 在 河(Jae Ha Yoo) 정희원

1966년 11월 21일생
 1990년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1992년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

1992년 3월~현재 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정
 *주관심 분야 : 디지털 신호처리, 적응디지털필터 응용

尹 大 熙(Dae Hee Youn) 정희원

현재 : 연세대학교 전자공학과 교수
 한국통신학회 논문지 제20권 2호 참조.

趙 誠 鎭(Sung Ho Cho) 정희원

현재 : 한양대학교 전자공학과 조교수
 한국통신학회 논문지 제20권 2호 참조.