

향상된 수렴속도와 근단화자신호 검출능력을 갖는 적응반향제거기

(A New Adaptive Echo Canceller with an Improved Convergence Speed and NET Detection performance)

金南善**, 朴尙澤*, 林龍勳*, 車日煥* 尹大熙*,

(Nam Sun Kim, Sang Taick Park, Yong Hoon Lim,
Ih Whan Cha and Dae Hee Youn)

要約

기존의 적응 반향 제거기는 일반적으로, TDL(Tapped-Delay-Line) 구조를 갖고 LMS(Least Mean Square)알고리즘으로 계수를 조정해 나가는 적응 디지털 필터(adaptive digital filter)와 에너지 비교에 의해 근단 화자 신호(Near-End Talk Signal)를 검출하는 근단 화자 신호 검출기로 구성되어 있다. LMS 알고리즘은 그 수렴 특성이 기준 입력 신호(reference signal)의 고유치 분포율(eigenvalue spread ratio)에 의존하며, 에너지 비교에 의한 근단 화자 신호 검출 방법은 작은 근단 화자 신호에 대해 검출 능력이 떨어진다. 본 논문에서는, 적은 단의 pre-whitening 필터로써 입력신호의 고유치 분포율을 감소시켜 LMS 알고리즘의 수렴특성을 향상시키는 적응 반향 제거 방법을 제안하고, 또한 상호 상관 계수(cross-correlation coefficient)와 에너지 비교 방법을 동시에 사용하여 근단 화자 신호의 검출능력을 향상시키는 적응 반향 제거기를 제안한다. 실험 결과 제안한 적응 반향 제거기가 기존의 적응 반향 제거기보다 빠른 수렴 특성을 보이고 근단 화자 신호에 대해 거의 검출 지연이 발생하지 않음을 증명하였다.

Abstract

In a conventional adaptive echo canceller, an ADF(Adaptive Digital Filter) with TDL(Tapped-Delay Line) structure modelling the echo path uses the LMS(Least Mean Square) algorithm to compute the coefficients, and NET detector using energy comparison method prevents the ADF to update the coefficients during the periods of the NET signal presence. The convergence speed of the LMS algorithm depends on the eigenvalue spread ratio of the reference signal and NET detector using the energy comparison method yields poor detection performance if the magnitude of the NET signal is small.

This paper presents a new adaptive echo canceller which uses the pre-whitening filter to improve the convergence speed of the LMS algorithm. The pre-whitening filter is realized by using a low-order lattice predictor. Also, a new NET signal detection algorithm is presented, where the start point of the NET signal is detected by computing the cross-correlation coefficient between the primary input and the ADF output while the end point is detected by using the energy comparison method. The simulation results show that the convergence speed of the proposed adaptive echo canceller is faster than that of the conventional echo canceller and the cross-correlation coefficient yields more accurate detection of the start point of the NET signal.

*正會員, 延世大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Yonsei Univ.)
**正會員, 三星電子(株)(Samsung Co. LTD.)

※ 본 연구는 한국전자통신연구소의 연구비 지원에
의해 이루어진 것임.
接受日字 : 1992年 10月 23日

I. 서론

전화 선로에서 반향(echo)은 단방향 4선 루프(four-wire loop)신호를 양방향 2선 루프(two-wire loop) 신호로 변환해 주는 하이브리드(hybrid)의 임피던스 부정합(impedance mismatch)에 의해 발생한다.^{[1], [2]} 특히 이러한 반향은 한쪽 하이브리드(hybrid)에서 다른 한쪽 하이브리드까지 약 300ms 이상의 긴 시간 지연을 갖는 장거리 위성 전화 통신망에서는 그 영향이 특히 심각하다. 적응 반향 제거기(adaptive echo canceller)는 이러한 장거리 전화 선로 상에서 발생하는 반향을 제거하는 문제에 효과적으로 적용되었다. 기존의 적응 반향 제거기의 구조는 그림 1과 같이 적응 디지털 필터와 근단 화자 신호 검출기로 구성된다.^{[1], [2]}

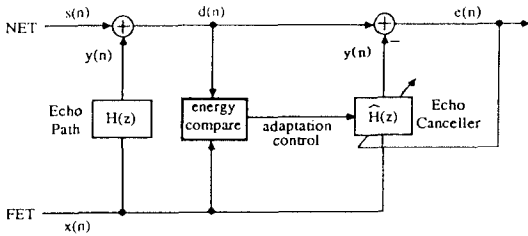


그림 1. 기존의 적응 반향 제거기
Fig. 1. Conventional echo canceller.

4선 회로상에서 반향 경로 H(z)는 TDL(Tapped-Delay Line) 구조를 갖고 LMS(Least Mean Square) 알고리즘^{[4], [5]}으로 계수를 조정해 나가는 적응 디지털 필터 $\hat{H}(z)$ 로 추정하여, 합성한 반향(replica) $\hat{y}(n)$ 으로 실제의 반향(echo)을 상쇄시킴으로써 근단 화자(Near-End Talker) 신호 s(n)만을 전송한다. 그러나 알고리즘의 수렴 속도가 기준 입력의 통계적인 특성, 즉 식 (1)과 같이 정의되는 고유치 분포율^{[3], [4]}에 의존하므로 음성 신호와 같이 큰 고유치 분포율을 갖는 신호가 기준 입력으로 사용되었을 경우 그 수렴 속도에 제한을 받게 된다.

$$\chi(R) = \lambda_{\max} / \lambda_{\min} \quad (1)$$

여기에서 $\lambda_{\max} / \lambda_{\min}$ 은 기준 입력 신호의 자기 상관 행렬(autocorrelation matrix)의 최대 고유치와 최소 고유치를 나타낸다. 빠른 수렴 속도를 얻기 위해 입력 신호를 직교화시키는 성질을 갖는 lattice 구조의 적응 디지털 필터^{[3], [9]}, 또는 Gram-Schmidt 직교화^[3]를 이용한 escalator 구조의 적응 디지털 필

터를 사용하거나 LS(least squares)에 기초한 적응 알고리즘^{[3], [4]} 등을 사용할 수 있으나 많은 계산량이 요구된다.

최근에 기준 입력 신호를 적은 탭수를 갖는 적응 필터로 pre-whitening함으로써 고유치 분포율을 감소시키고 수렴 속도를 향상시키는 적응 필터링 방법이 제안되었다.^[5] 본 논문에서는 이러한 pre-whitening 방법을 적응 반향 제거기에 적용하여 적은 계산량의 증가만으로 수렴 속도를 향상시키는 적응 반향 제거기를 제안하였다.

반향 제거기의 구성요소의 하나로서 근단 화자 신호 검출기는 근단 화자 신호 존재시에 적응 디지털 필터의 계수 조정 기능을 정지시켜서 근단 화자 신호로 인하여 적응 디지털 필터 H(z)의 계수가 수렴 상태로 부터 발산하는 것을 방지해 준다. 기존의 에너지 비교에 의한 근단 화자 신호 검출기^[2]는 하이브리드 출력과 원단 화자 신호의 크기 비교에 의해 근단 화자 신호를 검출하여 적응 디지털 필터의 동작을 정지시킨다. 그러나 이러한 검출 방법은 간단한 계산만으로 효과적인 검출이 가능하지만, 근단 화자 신호의 크기가 작은 경우 검출 능력이 떨어지므로 음성의 시작 부분에서 검출 지연이 발생한다. 본 논문에서는 근단 화자 신호의 시작점에서의 검출 지연을 최소화하기 위해 상호 상관 계수(cross-correlation coefficient)로 근단 화자 신호의 시작점을 검출하고 에너지 비교로 근단 화자 신호의 끝점을 검출하여 근단 화자 신호 검출 능력을 향상시키는 방법을 제안하였다.

II 장에서는 제안한 적응 반향 제거기에 대해 설명하였고, III 장에서는 모의 음성 신호에 대한 시뮬레이션을 통하여 기존의 적응 반향 제거기와 제안한 적응 반향 제거기의 수렴 속도를 비교 평가하였다. 또한 실제 음성 신호를 사용하여 기존의 근단 화자 신호 검출 방법과 제안한 근단 화자 신호 검출 방법의 성능을 비교하였다. 그리고 IV 장에서 결론을 맺었다.

II. 제안한 적응 반향 제거기

1. 적응 반향 제거기의 수렴 속도 향상

음성 신호와 같이 AR 프로세스(autoregressive process)로 모델링(modelling)되는 신호는 자기 상관 함수가 큰 값을 갖게 되어 고유치 분포율이 크게 되지만, 선형 예측 과정을 통하여 white 프로세스로 만들 수 있다.^[6] 그러므로 적응 디지털 필터의 전단에서 선형 예측 필터를 사용하여 신호를 whitening 하고 고유치 분포율이 감소한 신호를 적응 디지털 필

터 $\hat{H}(z)$ 에 입력하면 수렴 속도의 향상을 기대할 수 있다. 본논문에서는 pre-whitening의 개념을 이용한 적응 반향 제거기를 제안하며 그 구조를 그림 2에 나타내었다.

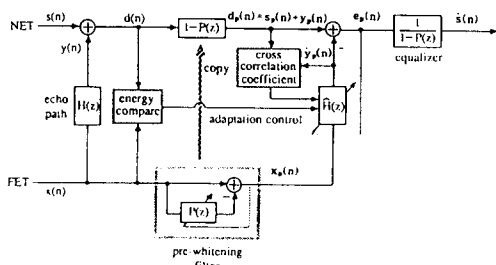


그림 2. 제안한 적응 반향 제거기
Fig. 2. Proposed echo canceller.

$H(z)$ 는 반향 경로 시스템을 나타내며, 다음 식과 같이 FIR 구조의 선형 시스템으로 모델링 된다. [1]

$$H(z) = \sum_{n=0}^{M-1} h(n)z^{-n} \quad (2)$$

$\hat{H}(z)$ 는 반향 경로 시스템 $H(z)$ 를 추정하는 적응 디지털 필터로서, 그림 3과 같은 구조를 갖는다.

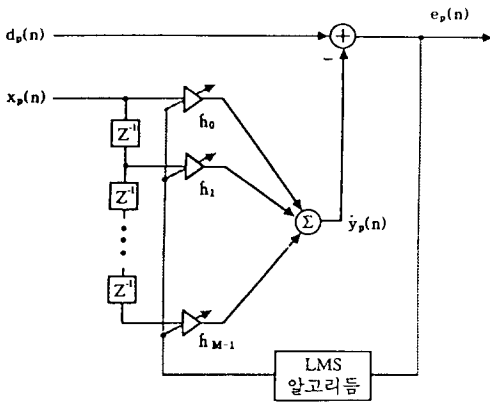


그림 3. TDL 구조의 적응 디지털 필터
Fig. 3. Adaptive digital filter with TDL structure.

$1-P(z)$ 는 원단 화자(FET) 신호 $x(n)$ 을 whitening 하는 선형 예측 필터이며, $x(n)$ 의 고유치 분포율을 감소시켜 $\hat{H}(z)$ 의 수렴 속도를 향상시키는 역할을 한다. 적응 디지털 필터 $\hat{H}(z)$ 가 반향 경로 시스템 $H(z)$ 를 추정하기 위해서는 $1-P(z)\hat{H}(z)$ 를 통한 합성 반향 경로와 $H(z)$ 를 통한 실제 반향 경로 시스템이 같도

록 해야 하며, 이를 위해서는 그림 2에 나타난 바와 같이 pre-whitening 필터 $1-P(z)$ 가 실제 반향 경로 상에 복사되어.

$$\hat{H}(z)(1-P(z)) \equiv H(z)(1-P(z)) \quad (3)$$

인 관계가 만족되도록 해야한다. 그렇지 않은 경우 $\hat{H}(z)$ 는 IIR(Infinite Impulse Response)시스템인 $H(z)/(1-P(z))$ 의 계수를 추정하게 되어 필요 이상의 탭수가 요구된다. $1-P(z)$ 를 반향 경로상에 복사됨으로서 근단 화자(NET) 신호 $s(n)$ 은 $1-P(z)$ 에 의해 왜곡(distortion)이 발생하는 문제가 발생한다. 근단 화자 신호를 복원하기 위해서는 그림 2에서처럼 출력단에 pre-whitening 필터의 역 필터가 필요하다.

$$R(z) = \frac{1}{1-P(z)} \quad (4)$$

역 필터 $R(z)$ 는 pole을 갖는 시스템이므로 안정성을 보장하기 위해서는 z-plane 상에서 $R(z)$ 의 pole이 단위원 안에 존재하도록 하여야한다. [3] [6] 본 논문에서는 역 필터의 안정성을 보장하기 위해서 pre-whitening 필터로서 그림 4와 같은 lattice 구조의 예측 필터(lattice predictor) [3] [4]와, 그 역필터로서 그림 5에 나타난 inverse lattice 구조의 역필터(inverse lattice predictor) [3] [4]를 사용하였다. Lattice 구조의 예측 필터에서, 전방 예측 오차(forward prediction error)와 후방 예측 오차(backward prediction error)를 동시에 최소화 하도록 예측 필터의 계수, 즉 반사 계수(reflection coefficient)를 결정하면, $|k_i| \leq 1$ 을 만족하므로 예측 필터의 반사 계수와 같은 반사 계수를 갖는 역필터의 pole이 단위원 안에 존재하게되어 안정성이 보장된다.

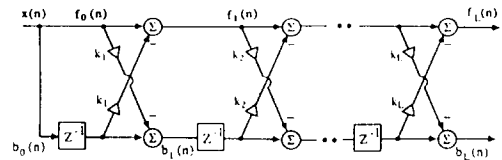


그림 4. Lattice 구조 예측기
Fig. 4. Lattice predictor.

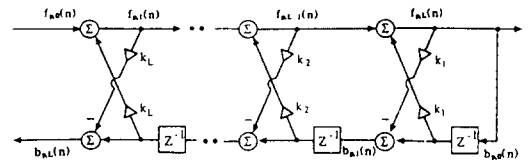


그림 5. Lattice 구조 예측기의 역 모델
Fig. 5. Inverse model of the lattice predictor.

Pre-whitening 필터로서 사용된 lattice 구조의 예측 필터 $1-P(z)$ 의 입출력 관계와 LMS 알고리즘을 사용하는 계수 조정 방법은 다음과 같다.

$$f_0(n) = b_0(n) = x(n) \quad (5)$$

$$f_i(n) = f_{i-1}(n) - k_i(n)b_{i-1}(n-1) \quad 1 \leq i \leq L \quad (6)$$

$$b_i(n) = b_{i-1}(n-1) - k_i(n)f_{i-1}(n-1) \quad 1 \leq i \leq L \quad (7)$$

$$x_p(n) = f_i(n) \quad (8)$$

$$k_i(n+1) = k_i(n) + 2\mu_k[f_i(n)b_{i-1}(n-1) + b_i(n)f_{i-1}(n)] \quad 1 \leq i \leq L \quad (9)$$

여기에서 $f_i(n)$ 과 $b_i(n)$ 은 i 번째단의 전방 예측 오차와 후방 예측 오차를 나타내며, $x_p(n)$ 는 예측기의 출력을 나타낸다. 여기에서 아래첨자 p 는 $1-P(z)$ 에 의해 필터링된 신호임을 나타낸다. $k_i(n)$ 은 시간 n 에서 전방 예측 오차와 후방 예측 오차를 동시에 최소화 하도록 결정된 i 번째 단의 반사 계수이고, μ_k 는 수렴 상수이다.

원시 입력단에 사용한 lattice 구조 예측기는 기준 입력단에서 추정된 반사계수를 사용한다. Pre-whitening 필터에 의해 처리된 원시 입력 신호와 기준 입력 신호는 TDL구조의 적응 디지털 필터에 의해 처리되며 그 입출력 관계는 다음과 같다.

$$e_p(n) = d_p(n) - \sum_{i=0}^{M-1} \hat{h}_i(n)x_p(n-1) \quad (10)$$

$$\hat{h}_i(n+1) = \hat{h}_i(n) + 2\mu_h e_p(n)x_p(n-1) \quad 1 \leq i \leq L \quad (11)$$

여기서 μ_h 는 수렴 속도를 조정하는 수렴 계수이며 M 은 필터 탭 수이다.

TDL구조 적응 디지털 필터의 추정 오차 신호 $e_p(n)$ 에 포함된 왜곡된 근단 화자 신호 $s_p(n)$ 은 inverse lattice 필터에 의해 복원된다. 이때 inverse lattice 구조 예측기의 입출력 관계는 다음과 같다.

$$f_{p,0} = e_p(n) \quad (12)$$

$$f_{p,i}(n) = f_{p,i-1}(n) + k_{L-i+1}(n)b_{p,L-i+1}(n-1) \quad 1 \leq i \leq L \quad (13)$$

$$b_{p,i}(n) = b_{p,i-1}(n-1) - k_i(n)f_{p,L-i+1}(n) \quad 1 \leq i \leq L \quad (14)$$

$$\hat{s}(n) = f_{p,L}(n) \quad (15)$$

여기에서 $\hat{s}(n)$ 은 복원된 근단 화자 신호를 나타낸다.

2. 근단 화자 신호 검출 방법

기존의 에너지 비교에 의한 근단 화자 신호 검출 방법은, 생성된 반향이 하이브리드를 통하여 최소한 6dB 감소되는 특성^{[7] [13]}을 이용하여 다음 식과 같이 기준 입력 신호 $x(n)$ 과 원시 입력 신호 $d(n)$ 의

크기 비교에 의한 간단한 식으로 표현 할 수 있다.^[2]

$$|d(n)| > \frac{1}{2} \max[|x(n)|, |x(n-1)|, \dots, |x(n-M+1)|] \quad (16)$$

이러한 근단 화자 신호 검출 방법은 간단하고 계산량이 적지만 작은 크기의 근단 화자 신호에 대해서는 검출 능력이 떨어지므로 실제 음성 신호의 경우 검출 지연이 발생한다. 이러한 근단 화자 신호 검출 지연은 적응 반향 제거기의 성능에 상당한 영향을 미치게 되며, 검출 지연 시간 동안 적응 반향 제거기는 수렴 상태로부터 크게 벗어나게 된다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 상호 상관 계수로 근단 화자 신호의 시작점을 검출하고 에너지 비교로 근단 화자 신호의 끝점을 검출하는 방법을 제안하였다. 상호 상관 계수는 그림 2에서 $d_p(n)$ 과 $\hat{y}_p(n)$ 사이의 상호 상관 계수를 사용하였으며 그 식은 다음과 같다.

$$\rho_{\hat{y}_p, d_p}(n) = \frac{E[\hat{y}_p(n)d_p(n)]}{\sqrt{E[\hat{y}_p^2(n)]E[d_p^2(n)]}} \quad (17)$$

$$d_p(n) = s_p(n) + y_p(n) \quad (18)$$

여기서 $s_p(n)$ 과 $y_p(n)$ 은 각각 근단 화자 신호와 반향 신호를 $1-P(z)$ 에 통과시킨 신호이며 $E[\cdot]$ 는 통계적 평균치를 의미한다.

적응 반향 제거기가 수렴 상태에 도달했다고 가정하면 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$\hat{y}_p(n) \equiv y_p(n) \quad (19)$$

$$E[\hat{y}_p(n)d_p(n)] = E[y_p(n)y_p(n) + s_p(n)] \quad (20)$$

$$E[d_p^2(n)] = E[y_p(n) + s_p(n)]^2 \quad (21)$$

여기서 근단 화자 신호와 하이브리드 출력 신호는 서로 상관 관계가 없고, 평균 값이 영이라고 가정하면

$$E[\hat{y}_p(n)d_p(n)] = E[y_p^2(n)] = \sigma_{y_p}^2(n) \quad (22)$$

$$E[d_p^2(n)] = E[s_p^2(n) + y_p^2(n)] = \sigma_{s_p}^2(n) + \sigma_{y_p}^2(n) \quad (23)$$

이 된다. 그러므로 상호 상관 계수는 다음과 같이 근단 화자 신호의 존재 유무에 따라 다른 값을 갖게 된다.

1 : 근단 화자 신호가 존재하지 않을 경우 ($s(n) = 0$)

$$\rho_{\hat{y}_p, d_p}(n) \equiv \frac{E[y_p^2(n)]}{\sqrt{E[y_p^2(n)] \cdot E[y_p^2(n)]}} \quad (24)$$

$$= \frac{\sigma_{y_p}^2(n)}{\sqrt{\sigma_{y_p}^2(n) \cdot \sigma_{y_p}^2(n)}} \quad (25)$$

$$= \left(\frac{\sigma_{y_p}^2(n)}{\sigma_{y_p}^2(n)} \right) = 1 \quad (26)$$

2 : 근단 화자 신호가 존재 할 경우 (s(n) ≠ 0)

$$\rho_{\hat{y}_p, d_p}(n) \equiv \frac{E[y_p^2(n)]}{\sqrt{E[y_p^2(n)] \cdot E[s_p^2(n) + y_p^2(n)]}} \quad (27)$$

$$= \frac{\sigma_{y_p}^2(n)}{\sqrt{\sigma_{y_p}^2(n) \cdot (\sigma_{s_p}^2(n) + \sigma_{y_p}^2(n))}} \quad (28)$$

$$= \left(\frac{\sigma_{y_p}^2(n)}{\sigma_{s_p}^2(n) + \sigma_{y_p}^2(n)} \right)^{1/2} \quad (29)$$

여기서 근단 화자 신호의 분산은 항상 영보다 큰 값을 가지므로 근단 화자 신호가 존재할 때와 존재하지 않을 때의 상호 상관 계수 값은 항상 다음 관계를 만족한다.

$$\left(\frac{\sigma_{y_p}^2(n)}{\sigma_{s_p}^2(n)} \right) \geq \left(\frac{\sigma_{y_p}^2(n)}{\sigma_{s_p}^2(n) + \sigma_{y_p}^2(n)} \right)^{1/2} \quad (30)$$

위 식에서 나타난 것처럼 근단 화자 신호가 존재하지 않을 때의 상호 상관 계수 값은 근단 화자 신호가 존재할 때의 상호 상관 계수 값보다는 항상 상대적으로 큰 값을 가지므로 적당한 문턱치(threshold)를 설정함으로써 근단 화자 신호를 검출 할 수 있다.

또한 pre-whitening filter (1-P(z))는 식(29)에 나타난 근단 화자 신호 검출 파라미터인 $\rho_{\hat{y}_p, d_p}(n)$ 이 근단 화자 신호의 유무에 대해 더 민감하게 변화하도록 한다. 식(29)에서 원단 화자 신호 성분인 $y_p(n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_p(z) = \{1 - P(z)\}H(z)X(z) = H(z)\{1 - P(z)\}X(z) \quad (31)$$

$$= H(z) X_p(z) \quad (32)$$

즉, $y_p(n)$ 은 $x(n)$ 의 white 프로세스 $x_p(n)$ 이 하이브리드 시스템 H(z)에 통과 되어 얻어진 신호이기 때문에 $\sigma_{y_p}^2(n)$ 은 $\sigma_{x_p}^2(n)$ 보다 작다. 그러므로 pre-whitening 필터를 사용하지 않았을 경우보다 사용하였을 경우 $\rho_{\hat{y}_p, d_p}(n)$ 은 근단 화자 신호에 대해 더 민감하게 변화한다.

상호 상관 계수 값은 다음과 같이 one-pole LPF (Low Pass Filter)를 사용한 순환식(recursive equation)으로 추정할 수 있다.¹¹

$$P_{y_p}(n) = \lambda \cdot P_{y_p}(n-1) + (1-\lambda) \cdot \hat{y}_p^2(n) \quad 0.9 < \lambda < 1 \quad (33)$$

$$P_{d_p}(n) = \lambda \cdot P_{d_p}(n-1) + (1-\lambda) \cdot d_p^2(n) \quad (34)$$

$$P_{\hat{y}_p, d_p}(n) = \lambda \cdot P_{\hat{y}_p, d_p}(n-1) + (1-\lambda) \cdot \hat{y}_p(n) \cdot d_p(n) \quad (35)$$

$$c(n) = \frac{|P_{\hat{y}_p, d_p}(n)|}{\sqrt{P_{y_p}(n) \cdot P_{d_p}(n)}} \quad (36)$$

여기에서 c(n)은 검출 파라미터 $\rho_{\hat{y}_p, d_p}(n)$ 의 순환 추정치이다.

본 논문에서는 이러한 상호 상관 계수의 변화량을 근단 화자 신호의 시작점을 검출하는데 사용하고, 끝점 검출에는 식(16)에 나타난 기존의 에너지 비교 검출 방법을 사용한다. 근단 화자 신호의 끝점은 에너지 비교에 의해 검출을 해도 충분한 잔류 시간(hang-over time)¹²을 설정함으로써 검출 오류를 줄일 수 있다.

제한한 근단 화자 신호 검출 알고리즘을 요약하면 다음과 같다.

- (과정 1) 식 (16)에 의한 에너지 비교를 한다.
- (과정 2) 에너지 비교와는 독립적으로 식 (34)에 의한 상호 상관 계수를 구한다. 이 값이 Threshold보다 작으면 근단 화자 신호가 있다고 판단하고 Threshold 보다 크면 근단 화자 신호가 없다고 판단한다.
- (과정 3) 상호 상관 계수는 근단 화자신호의 시작점을 검출 하는데 쓰이고, 에너지 비교에 의하여 근단 화자 신호가 없다고 판단 할 때까지 상호 상관 계수 값에 의하여 근단 화자 신호를 검출 한다.
- (과정 4) 에너지 비교에 의해 근단 화자 신호가 없다고 판단되면 다시 상호 상관 계수 값에 의해 근단 화자 신호가 있다고 판단 될 때까지 에너지 비교에 의해 근단 화자 신호를 검출한다.
- (과정 5) (5)(3)과 (4)의 과정을 반복한다.

III 모의 실험

1. 수렴 속도 향상에 관한 실험

그림 6은 실험에 사용한 원단 화자 신호(FET)의 스펙트럼이다. 이 신호는 스펙트럼의 동적 범위를 증가시키기 위해, 백색 잡음 신호(white gaussian random signal)를 다음과 one-pole LPF를 통과시켜 얻었다.

$$T(z) = \frac{0.1}{1 - 0.9z^{-1}} \quad (37)$$

하이브리드 시스템은 128샘(16ms) 길이를 갖는

FIR(Finite Impulse Response)시스템으로 가정하였으며 그 충격응답(impulse response)은 그림 7과 같다. 이때 위 신호에 대한 128×128 자기 상관 행렬의 고유치 분포율은 324.5이었다.

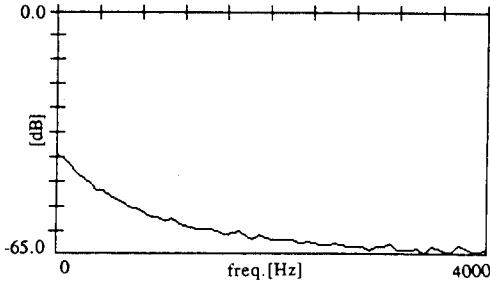


그림 6. 기준 입력 신호의 스펙트럼
Fig. 6. The spectrum of the reference signal.

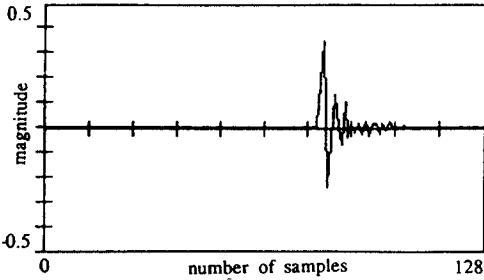


그림 7. 하이브리드 충격응답
Fig. 7. Hybrid impulse response.

Pre-whitening 필터로서 사용된 lattice 구조 예측기의 whitening 정도를 나타내기 위하여 다음과 같이 정의되는 전력 누적 스펙트럼을 사용하였다.

$$C(\omega) = \int_0^{\omega} G_{xx}(\omega') d\omega' \quad (38)$$

여기에서, $C(\omega)$ 는 전력 누적 스펙트럼을 나타내고, $G_{xx}(\omega)$ 는 신호의 전력 밀도 스펙트럼이며, ω 는 각 주파수이다. 그림 8은 전력 누적 스펙트럼이다. ②는 선형 예측 필터 입력으로 사용된, 즉 그림 6의 스펙트럼을 갖는 유색 신호(colored signal)의 전력 누적 스펙트럼이고, ③은 ②의 전력 누적 스펙트럼을 갖는 신호를 pre-whitening 필터로서 5단의 lattice 구조 예측기에 통과시킨 경우 그 출력 신호에 대한 전력 누적 스펙트럼이다. 완전한 백색 잡음의 경우 그 전력 누적 스펙트럼은 ①의 그림과 같은 직선을 나타낸다. 그림에서 보는 것과 같이 유색 신호의 전

력 누적 스펙트럼 ②보다 pre-whitening 필터의 출력 신호의 전력 누적 스펙트럼 ③이 백색 잡음의 전력 누적 스펙트럼에 가까워졌음을 알 수 있다. 이는 신호의 고유치 분포율이 감소함(whitening)을 나타내며, TDL 구조의 적응 디지털 필터 $\hat{H}(z)$ 의 수렴 속도 향상을 기대할 수 있다.

또한 LMS 알고리즘을 사용하는 TDL 구조의 적응 반향 제거기와 제안한 적응 반향 제거기의 성능을 평가하기 위하여 ERLE(Echo Return Loss Enhancement) 곡선^{[1] [2] [5]}을 비교하였다.

$$ERLE(n) = 10 \log_{10} \left(\frac{\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} y^2(n-i)}{\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} e^2(n-i)} \right) \quad [dB] \quad (39)$$

그림 9는 ERLE 곡선이다. ①은 기존의 적응 반향 제거기^{[1] [2]}의 ERLE 곡선이고, ②는 pre-whitening 필터로서 5단의 lattice 구조 예측기를 사용하였을 경우의 ERLE 곡선이다. 제안한 방법의 적응 반향 제거기가 기존의 적응 반향 제거기보다 빠른 수렴 특성을 보였다. 이때 기존의 적응 반향 제거기의 수렴 계수는 0.095이고 제안한 방법에서는 pre-whitening 필터로 사용된 lattice 구조 예측기의 수렴 계수는 0.003 이고 TDL 구조의 적응 디지털 필터 $H(z)$ 의 수렴 계수는 0.2이다. 위의 실험 결과로 제안한 적응 반향 제거기는 수렴 속도에 있어서 pre-whitening 필터로 사용된 lattice 구조 예측기의 whitening 작용으로 기존의 적응 반향 제거기보다 우수함을 알 수 있다. 계산량 면에서는 적은 계산량의 증가만으로 LMS 알고리즘을 사용하는 TDL 구조의 적응 반향 제거기가 갖는 실시간 처리시스템의 구현이라는 잇점을 그대로 살리면서도 향상된 수렴 특성을 얻을 수 있다.

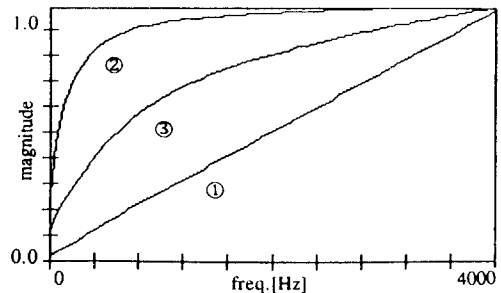


그림 8. 전력 누적 스펙트럼
① 백색 신호 ② 유색 신호
③ whitening후의 신호
Fig. 8. Integral of the power spectrum
① white signal ② cp:pred sogmal
③ signal after whitening

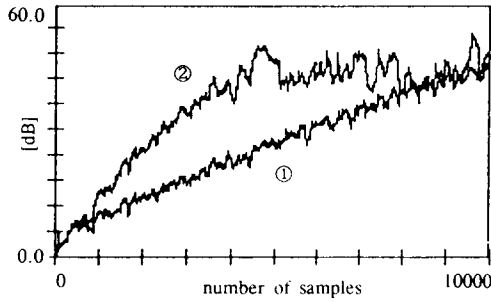


그림 9. ERLE 곡선

- ① 기존의 적응 반향 제거기
- ② 제안한 적응 반향 제거기

Fig. 9. ERLE curve.

- ① conventional echo canceller.
- ② proposed echo canceller.

2. 근단 화자 신호 검출에 대한 실험

그림 10은 제안한 방법의 근단 화자 신호 검출능력을 알아보기 위하여 사용한 음성 신호들이다. 그림 10 (a)는 원단 화자 신호이고 그림 10(b)는 근단 화자 신호이다. 약 9600번째 샘플과 22600번째 샘플에서 근단 화자 신호가 시작되었음을 알 수 있다. 이상적인 근단 화자 신호 검출기는 이러한 근단 화자 신호의 존재 구간을 정확하고 빠르게 검출해야 한다. 실험에 사용된 신호는 실제 음성 신호이므로 TDL 구조의 적응 디지털 필터 $\hat{H}(z)$ 의 계수 조정식은 시변 수렴 계수를 갖는 수정된 LMS(Modified-LMS) 알고리즘^{[3] [4]}을 사용하였으며 그 식은 다음과 같다.

$$\hat{h}_i(n+1) = \hat{h}_i(n) + \frac{(1-\beta)e_p(n)X_p(n-i)}{\sigma_{X_p}^2(n)} \quad 0 \leq i \leq M-1 \quad (40)$$

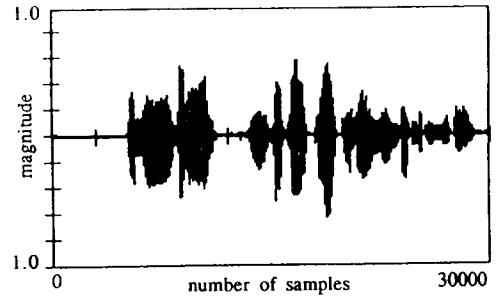
여기서 $\sigma_{X_p}^2(n)$ 은 기준 입력 신호의 분산으로서 다음의 순환식으로 추정할 수 있다.

$$\sigma_{X_p}^2(n) = \beta\sigma_{X_p}^2(n-1) + (1-\beta)X_p^2(n) \quad (41)$$

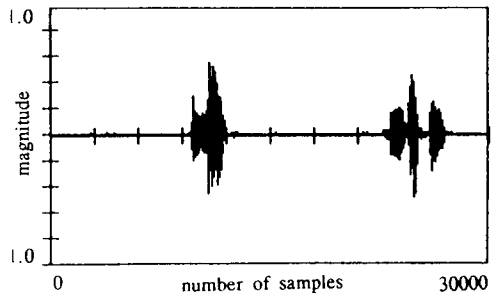
실험에서 β 는 0.99이고, 식(33)~식(36)의 상호 상관 계수를 추정하는 순환식에서 λ 는 0.999이다. 또한 9000 샘플 이전에는 적응 반향 제거기가 수렴되지 않은 상태이므로 기존의 에너지 비교에 의한 방법을 이용하였고 9000샘플 이후에는 제안한 방법을 적용하였다. 제안한 방법에서 근단 화자 신호의 시작점을 검출하기 위해 사용한 Threshold는 0.9이다.

그림 11은 제안한 방법에서 사용한 상호 상관 계수 값과 문턱치를 22600번째 근단 화자 신호에 대해서

나타낸 것이다. 근단 화자 신호가 시작되는 샘플에서 상호 상관 계수 값이 설정한 문턱치보다 작은 값으로 변화함을 알 수 있다. 그림 12는 근단 화자 신호가 들어온 부분과 적응을 중지하는 부분을 기존의 방법과 제안한 방법에 대해서 각각 비교한 것이다. 그림 12(a)는 9600 번째 들어온 근단 화자 신호에 대해서 비교한 것이고 그림 12(b)는 22600번째 들어온 근단 화자 신호에 대해서 비교한 것이다. 9600번째 샘플에서 들어온 근단 화자 신호와 같이 큰 신호가 들어왔을 경우에는 에너지 비교에 의한 근단 화자 신호 검출 방법^[2]도 거의 검출 지연이 발생하지 않음을 알 수 있다. 그러나 22600번째 샘플의 근단 화자 신호와 같이 작은 신호로 시작되는 경우 에너지 비교 방법은 상당한 검출 지연이 발생한 반면 제안한 방법의 근단 화자 신호 검출 방법은 거의 검출 지연이 없음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 10. 근단 화자 신호 검출에 사용한 음성 신호
(a) 원단 화자 신호
(b) 근단 화자 신호

Fig. 10. Speech signal used in NET detection.
(a) far-end talker signal,
(b) near-end talker signal.

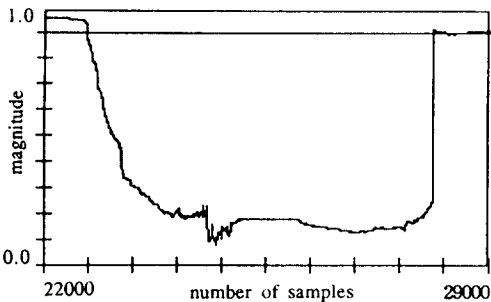
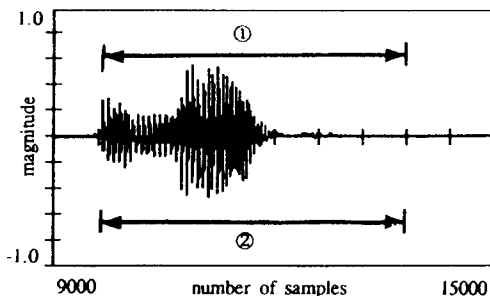
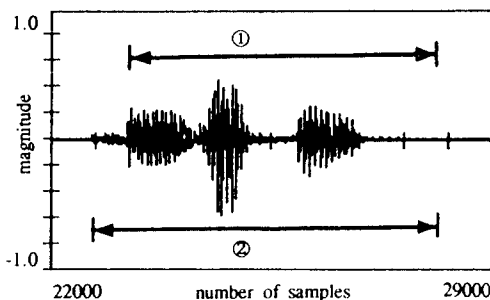


그림 11. 상호 상관 계수와 NET 검출 문턱치
Fig. 11. Cross-correlation coefficient and NET detection threshold.



(a)



(b)

그림 12. 근단 화자 신호와 근단 화자 신호 검출 결과

- ① 기존의 방법
- ② 제안한 방법

Fig. 12. NET signal and NET signal detection results.

- ① conventional method.
- ② proposed method.

IV. 결론

기존의 적응 반향 제거기는 LMS 알고리즘을 사용하는 TDL 구조의 적응 디지털 필터와 에너지 비교에 의해 근단 화자 신호를 검출하는 근단 화자 신호 검출기로 구성되어 있다. LMS 알고리즘은 그 수렴 속도가 기준 입력 신호의 고유치 분포율에 의존하므로 음성 신호와 같이 큰 고유치 분포율을 갖는 신호를 입력으로 사용할 경우, 수렴 속도에 있어서 제한을 받게 된다.

본 논문에서는 pre-whitening 필터를 이용하여 LMS 알고리즘의 수렴 속도를 향상시키는 적응 반향 제거 알고리즘을 제안하였다. Pre-whitening 필터는 적은 단수를 갖는 lattice 구조의 예측 필터로 구성되며, inverse lattice 구조 예측기가 근단 화자 신호의 왜곡을 방지하기 위해 사용되었다.

또한 기존의 에너지 비교에 의한 근단 화자 신호 검출 방법은 작은 근단 화자 신호에 대한 검출 능력이 떨어지므로 음성 신호의 경우 시작 부분에서 검출 지연이 발생한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 상호 상관 계수에 의하여 근단 화자 신호의 시작점을 검출하는 방법을 제안하였다.

시뮬레이션을 통하여 제안한 적응 반향 제거기가 기존의 적응 반향 제거기보다 향상된 수렴 특성을 보이며, 제안한 근단 화자 신호 검출 방법은 작은 크기의 근단 화자 신호에 대해서도 거의 검출 지연이 발생하지 않는 향상된 성능을 보임을 증명하였다.

參考文獻

- [1] M.M.Sondhi and D.A.Berkley, "Silencing Echoes on the Telephone Network," *Proc. IEEE*, vol. 68, no. 8, pp. 948-963, Aug. 1980.
- [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] S.Haykin, *Adaptive Filter Theory*. Prentice-Hall Inc., 1986.
- [4] B.Widrow and S.D.Stearns, *Adaptive Signal Processing*. Prentice-Hall Inc., 1985.
- [5] W.Y.Chen, "Adaptive Pilot Filtering for LMS Algorithm," *ICASSP 91*, pp.1509-1512.

- [6] Athanasios Papoulis, *Probability Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill Book Company, 1984.
- [7] CCITT Recommendation G.165, Echo Cancellers, 1988.
- [8] Hue Ye and Bo-Xiu Wu, "A New Double-Talk Algorithm Based on the Orthogonality Theorem," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 11, pp. 1542-1545, Nov. 1991.
- [9] Benjamine Fridlander, "Lattice Filters for Adaptive Processing," *Proc. IEEE*, vol. 70, no. 8, pp. 829-867, Aug. 1982.
- [10] Jinhui Chao and Schigeo Tsujii, "A New Configuration for Echo Canceller Adaptable during double talk periods," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 9, pp. 969-974, Sep. 1989.
- [11] 김 남선, 임 용훈, 유 재하, 차 일환, 윤 대희, "향상된 수렴 속도와 근단 화자 신호 검출 능력을 갖는 적응 반향 제거기," *신호 처리 학술 대회*, vol. 5, no. 1, pp. 159-163, Sep. 1992.
- [12] 유 재하, "장거리 음성 통신 시스템에서 적응 반향 상쇄기의 실시간 시스템 구현에 관한 연구," *연세대학교 전자공학과 석사 학위 논문*, 1992.

 著 者 紹 介



金南善(正會員)

1967年 7月 30日生. 1991年 2月 연세대학교 전자공학과 졸업. 1993年 2月 연세대학교 전자공학과 석사학위 취득. 1993年 2月 ~ 현재 삼성전자 연구원. 주관심분야는 적응신호처리 및 음성신호처리 등임.

朴尙澤(正會員) 第 30卷 第 8號 參照

현재 연세대학교 산업기술연구소 연구원

車日煥(正會員) 第 30卷 第 10號 參照

현재 연세대학교 전자공학과 교수

林龍勳(正會員) 第 30卷 第 10號 參照

현재 연세대학교 전자공학과 박사과정

尹大熙(正會員) 第 30卷 第 10號 參照

현재 연세대학교 전자공학과 교수