

향상된 수렴 속도와 근단 화자 신호 검출능력을 갖는 적응 반향 제거기

김 남선, 임 용훈, 박 상택, 차 일환, 윤 대희
연세대학교 전자 공학과

On Improving Convergence Speed and NET Detection Performance for Adaptive Echo Canceller

Nam Sun Kim, Yong Hoon Im, Sang Tack Park, Il Whan Cha and Dae Hee Youn
Department of Electronic Eng., YONSEI Univ.

ABSTRACT

The purpose of this paper is to develop a new adaptive echo canceller improving convergence speed and near-end-talker detection performance of the conventional echo canceller.

In a conventional adaptive echo canceller, an adaptive digital filter with TDL(Tapped-Delay Line) structure modelling the echo path uses the LMS(Least Mean Square) algorithm to cote the coefficients, and NET detector using energy comparison method prevents the adaptive digital filter 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 detectin 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(Adaptive Digital Filter) 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 conventinal echo canceller and the cross-correlation coefficient yields more accurate detection of the start point of the NET signal.

I. 서론

전화 선로에서 반향(echo)은 단방향 4선 루프 신호를 양방향 2선 루프 신호로 변환해 주는 하이브리드(hybrid)와 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[1][2]. 기존의 적응 반향 제거기의 구조는 그

원리와 같다[1][2]. 전화 선로 상에서의 반향은 4선 회로상에서 반향 경로 $H(z)$ 를 TDL(Tapped-Delay Line)구조를 갖고 LMS(Least Mean Square) 알고리즘[3]으로 계수를 조정해 나가는 적응 디지털 필터 $\hat{H}(z)$ 로 추정하여 합성한 반향(replica) $\hat{y}(n)$ 으로 실제의 반향(echo) $y(n)$ 을 상쇄시킴으로써, 근단 화자(Near-End Talker) 신호 $s(n)$ 만을 전송한다. 에너지 비교에 의한 근단 화자 신호 검출기[2]는 원시 입력 신호(primary signal)와 기준 입력 신호(reference signal)와의 크기 비교에 의해 근단 화자 신호를 검출하며 근단 화자 신호에 의하여 적응 디지털 필터 $\hat{H}(z)$ 가 수렴 상태로 부터 벗어나는것을 방지해 준다. 이러한 기존의 적응 반향 제거기는 단순한 구조와 적은 계산량으로 실시간 처리를 가능하게 하였다. 그러나 LMS 알고리즘은 알고리즘의 수렴 속도가 기준입력의 통계적인 특성, 즉

고유치 분포율[3][4]에 의존하므로 음성 신호와 같이 큰 고유치 분포율을 갖는 신호가 가운 입력으로 사용되었을 경우 그 수렴 속도에 제한을 받게 된다.

또한 에너지 비교에 의한 근단 화자 신호 검출 방법은 작은 근단 화자 신호에 대한 검출 능력이 떨어지므로 음성 신호의 경우 음성의 시작 부분에서 검출 지연이 발생한다.

빠른 수렴 속도를 얻기 위해 입력 신호를 직교화시키는 성질을 갖는 lattice 구조의 적응 디지털 필터[3][4], 또는 Gram-Schmidt orthogonalization[3][6]을 이용한 escalator 구조의 적응 디지털 필터를 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 방법이 제안되었다[5]. 본 논문에서는 이러한 방법을 적용 반향 제거기에 적용하여 적은 계산량의 증가만으로 수렴 속도를 향상시키고, 상호 상관 계수(cross-correlation coefficient)와 에너지 비교를 동시에 사용하여 근단 화자 신호 검출 능력을 향상시키는 적응 반향 제거기를 제안하였다.

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

제안한 적응 반향 제거기

일반적으로 백색 잡음(white process)을 여기 신호로 하여 AR 프로세스(Auto-Regressive Process)로 모델링되는[6] 신호는 자기 상관 함수가 증가하여 소유치 분포율이 크게 되지만, 선형 예측 필터를 사용하여 white process 로 만들 수 있다. 그러므로 큰 고유치 분포율을 갖는 음성 신호는 선형 예측 필터를 사용하여 whitening시키고, whitening된 음성 신호를 TDL 구조의 적응 디지털 필터 $\hat{h}(z)$ 의 기준 입력으로 사용하면 자기 상관 행렬의 고유치 분포율은 1에 가깝게 되므로 수렴 속도의 향상을 기대할 수 있다. Pre-whitening 필터를 이용하고, 상호 상관 계수를 이용하여 근단 화자 신호를 검출하는 제안한 적응 반향 제거기의 구조는 그림 2와 같다.

2.1 적응 반향 제거기의 수렴 속도 향상

$1-P(z)$ 는 입력 신호를 whitening 하기 위해 적용해 나가는 선형 예측 필터이다. $H(z)$ 는 LMS 알고리즘을 사용하는 TDL 구조의 적응 디지털 필터이다. 또한 적응 디지털 필터 $\hat{h}(z)$ 가 반향 경로 $H(z)$ 를 FIR(Finite Impulse Response)로 모델링하기 위해서는 $1-P(z)$ 와 $H(z)$ 를 통한 합성 반향 경로와 $H(z)$ 를 통한 실제 반향 경로가 같도록 해야하며, 이를 위해서는 그림 2에

나타낸 바와같이 pre-whitening 필터 $1-P(z)$ 가 반향 경로상에 복사되어,

$$H(z)(1-P(z)) \approx H(z)(1-P(z))$$

인 관계가 만족되어야 한다. 그렇지않은 경우 $\hat{h}(z)$ 는 IIR (Infinite Impulse Response)시스템인 $H(z)(1-P(z))$ 를 추정하게 되고, $H(z)$ 는 필요 이상의 탭수를 필요로 한다. 여기서 근단 화자(NET) 신호 $s(n)$ 은 pre-whitening 필터 $1-P(z)$ 에 의해 신호의 왜곡(distortion)이 발생하므로 근단 화자 신호를 복원하기 위해서는 그림 2에서처럼 출력단에 pre-whitening 필터의 역 필터가 필요하다. 여기서 역 필터는 pole을 갖는 시스템으로 안정성이 문제가 된다. 그러므로 본 논문에서는 역 필터의 안정성을 보장하기 위해서 pre-whitening 필터로서 lattice 구조 예측 필터(lattice predictor)[3][4]와, 신호의 왜곡을 방지하기 위한 역필터로서 inverse lattice 구조의 필터(inverse lattice predictor)[3][4]를 사용하였다. 이와 같은 경우, lattice 구조의 예측 필터에서, 전방 예측 오차(forward prediction error)와 후방 예측 오차(backward prediction error)를 동시에 최소화하도록 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 단위원안에 존재하게 되어 안정성이 보장된다[3][4].

2.2 근단 화자 신호 검출 방법

기존의 근단화자 신호 검출 방법은 하이브리드에서 생성된 반향이 최소한 6dB 감소되는 특성[7][8]을 이용한 에너지 비교에 의한 검출 방법이다. 이는 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][8].

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

이러한 에너지 비교에 의한 검출 방법은 작은 크기의 근단 화자 신호에 대해서는 검출 능력이 떨어지므로 실제 음성 신호의 경우 검출 지연이 발생한다. 이러한 근단 화자 신호의 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 근단 화자 신호 검출 방법을 제안하였다. 상호 상관 계수는 그림 2에서 $\hat{d}(n)$ 과 $\hat{y}(n)$ 사이의 상호 상관 계수를 사용하였으며 그 식은 다음과 같다.

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

$$\hat{d}(n) = \hat{y}(n) + \hat{y}(n) \quad (3)$$

여기서 $\hat{s}(n)$ 은 근단 화자 신호이며 $\hat{y}(n)$ 은 하이브리드 출력 신호이며 $E[\cdot]$ 는 통계적 평균치를 의미한다. 적응 반합 계기가 반향 경로를 추정 했다고 가정하면 $\hat{y}(n)$ 은 $\hat{y}(n)$ 과 같게되어

$$E[\hat{y}(n)\hat{d}(n)] = E[\hat{y}(n)(\hat{y}(n) + \hat{s}(n))] \quad (4)$$

$$E[\hat{d}^2(n)] = E[(\hat{y}(n) + \hat{s}(n))^2] \quad (5)$$

가 된다. 여기서 근단 화자 신호와 하이브리드 출력 신호들은 서로 상관 관계가 없고, 평균 값이 영이라고 가정하면

$$E[\hat{y}(n)\hat{d}(n)] = E[\hat{y}^2(n)] = \sigma_y^2(n) \quad (6)$$

$$E[\hat{d}^2(n)] = E[(\hat{y}(n) + \hat{s}(n))^2] \quad (7)$$

이 된다.

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

(1) : 근단 화자 신호가 존재하지 않을 경우 ($s(n)=0$)

$$\rho_{\hat{y}(n), \hat{d}(n)} = \frac{E[\hat{y}^2(n)]}{\sqrt{E[\hat{y}^2(n)]E[\hat{y}^2(n)]}} \quad (8)$$

$$= \frac{\sigma_y^2(n)}{\sqrt{\sigma_y^2(n) \times \sigma_y^2(n)}} \quad (9)$$

$$= \left(\frac{\sigma_y^2(n)}{\sigma_y^2(n)} \right) = 1 \quad (10)$$

(2) : 근단 화자 신호가 존재 할 경우 ($s(n) \neq 0$)

$$\rho_{\hat{y}(n), \hat{d}(n)} = \frac{E[\hat{y}^2(n)]}{\sqrt{E[\hat{y}^2(n)]E[\hat{y}^2(n) + s^2(n)]}} \quad (11)$$

$$= \frac{\sigma_y^2(n)}{\sqrt{\sigma_y^2(n)(\sigma_s^2(n) + \sigma_y^2(n))}} \quad (12)$$

$$= \left(\frac{\sigma_y^2(n)}{\sigma_s^2(n) + \sigma_y^2(n)} \right)^{1/2} \quad (13)$$

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

$$\left(\frac{\sigma_y^2(n)}{\sigma_s^2(n)} \right) \geq \left(\frac{\sigma_y^2(n)}{\sigma_s^2(n) + \sigma_y^2(n)} \right)^{1/2} \quad (14)$$

위 식에서 나타난 것처럼 근단 화자 신호가 존재할 때의 상호 상관 계수 값은 근단 화자 신호가 존재하지 않을 때의 상호 상관 계수 값보다는 항상 상대적으로 작은 값을 가지므로 적당한 Threshold를 설정함으로써 근단 화자 신호를 검출할 수 있게 된다.

여기서 $\sigma_y^2(n)$ 는 pre-whitening 필터의 작용으로 항상 $\sigma_s^2(n)$ 보다 작다. 그러므로 pre-whitening 필터를 사용하지 않았을 경우보다 사용하였을 경우 상호 상관 계수의 값은 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 근사화 할 수 있다[11].

$$P_3(n) = \lambda \times P_3(n-1) + (1-\lambda) \times \hat{y}^2(n) \quad (15)$$

$$P_2(n) = \lambda \times P_2(n-1) + (1-\lambda) \times \hat{d}^2(n) \quad (16)$$

$$P_{\hat{y}, \hat{d}}(n) = \lambda \times P_{\hat{y}, \hat{d}}(n-1) + (1-\lambda) \times \hat{y}(n) \times \hat{d}(n) \quad (17)$$

$$\hat{c}(n) = \frac{|P_{\hat{y}, \hat{d}}(n)|}{\sqrt{P_3(n) \times P_2(n)}} \quad (18)$$

여기서 근단 화자 신호의 검출은 에너지 비교에 의해 검출을 해도 충분한 hangover time을 설정함으로써 검출 오류를 줄일 수 있다.

III. 모의 실험

3.1 수렴 속도 향상에 관한 실험

그림 3은 실험에 사용한 기준 입력 신호의 스펙트럼이다. 이 신호는 스펙트럼의 동적 범위를 증가시키기 위해, 백색 잡음 신호(white gaussian random signal)를 one-pole LPF(low pass filter)를 통과시킨 신호이다. 하이브리드 시스템은 128탭의 길이를 갖는 FIR(Finite Impulse Response)시스템으로 가정하였으며 그 충격응답(impulse response)은 그림 4와 같다.

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

$$C(\omega) = \int_0^\omega G_m(\omega') d\omega' \quad (19)$$

여기에서, $C(\omega)$ 는 전력 누적 스펙트럼을 나타내고, $G_m(\omega)$ 는 신호의 전력 밀도 스펙트럼이며, ω 는 각 주파수이다.

그림 5는 전력 누적 스펙트럼이다. ②는 선형 예측 필터 입력으로 사용된, 그림 3의 스펙트럼을 갖는 유색 신호의 전력 누적 스펙트럼이고, ③은 ②의 전력 누적 스펙트럼을 갖는 신호를 pre-whitening 필터로서 5단의 lattice 구조의 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 전력 누적 스펙트럼 ②보다 pre-whitening 필터의 출력 신호의 전력 누적 스펙트럼 ③이 백색 잡음의 전력 누적 스펙트럼

럼에 가까워졌음을 알 수 있다. 이는 신호의 고유치 분포율이 감소함을 나타낸다.

LMS 알고리즘을 사용하는 TDL 구조의 적응 반향 제거기와 제안한 적응 반향 제거기의 성능을 평가하기 위하여 시간 n 에서 다음과 같이 정의되는 *ERLE*(Echo Return Loss Enhancement) 값들을 [1][2][7] 비교하였다.

$$ERLE(n) [dB] = 10 \log_{10} \frac{\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M y^2(n)}{\frac{1}{M} \sum_{n=1}^M e^2(n)} \quad (20)$$

그림 6은 *ERLE* 곡선이다. ①은 기존의 적응 반향 제거기의 *ERLE* 곡선이고, ②는 pre-whitening 필터로서 5단의 lattice 구조의 예측기를 사용하였을 경우의 *ERLE* 곡선이며, ③은 10단의 lattice 구조의 예측기를 사용하였을 경우의 *ERLE* 곡선이다. 실험 결과 제안한 방법의 적응 반향 제거기가 기존의 적응 반향 제거기보다 빠른 수렴 특성을 보였다. 그리고 lattice 구조의 예측기를 5단을 사용하였을 경우와 10단을 사용하였을 경우와는 수렴 속도의 차이가 별로 없음을 알 수 있다.

LMS 알고리즘을 사용하는 TDL 구조의 적응 반향 제거기의 수렴 계수는 0.095이고 제안한 방법에서는 pre-whitening 필터로 사용된 lattice 구조의 예측기가 5단일 경우와 10단일 경우 동일한 수렴 계수를 사용하였으며, lattice 구조의 예측기의 수렴 계수는 0.003 이고 TDL 구조의 적응 디지털 필터의 수렴 계수는 0.2이다. 위의 실험 결과로 제안한 적응 반향 제거기는, 수렴 속도에 있어서 pre-whitening 필터로 사용된 lattice 구조의 예측기의 whitening 작용으로 기존의 방법보다 우수함을 알 수 있다. 계산량의 면에서는, 적은 계산량의 증가만으로 LMS 알고리즘을 사용하는 TDL 구조의 적응 반향 제거기가 갖는 실시간 처리시스템의 구현이라는 잇점을 그대로 살리면서도 향상된 수렴 특성을 얻을 수 있었다.

3.2 근단 화자 신호 검출에 대한 실험

그림 7은 제안한 방법의 근단 화자 신호 검출능력을 알아 보기 위하여 사용한 음성 신호들이다. 그림 7-a 는 원단 화자 신호이고 그림 7-b 는 근단 화자 신호이다. 약 9600번째 샘플과 22600번째 샘플에서 근단 화자 신호가 시작되었음을 알 수 있다. 실험에 사용된 신호는 실제 음성 신호이므로 TDL 구조의 적응 디지털 필터 $H(z)$ 의 계수 조정식은 시변 수렴 계수를 갖는 LMS 알고리즘을 [1][2]를 사용하였으며 그 식은 다음과 같다.

$$h_i(n+1) = h_i(n) + \frac{(1-\beta) \tilde{e}(n) \tilde{x}(n-i)}{\sigma_e^2(n)} \quad (21)$$

여기서 $\sigma_e^2(n)$ 은 기준 입력 신호의 분산으로서 다음의 순환식으로 추정 할 수 있다.

$$\sigma_e^2(n) = \beta \sigma_e^2(n-1) + (1-\beta) \tilde{x}^2(n) \quad (22)$$

실험에서 β 는 0.99이고 λ 값은 0.999를 사용하였다.

또한 9000 샘플 이전에는 적응 반향 제거기가 수렴 되지 않은 상태이므로 기존의 에너지 비교에 의한 방법을 이용하였고 9000샘플 이후에는 제안한 방법을 적용하였다. 제안한 방법에서 Threshold 0.9 이다.

그림 8은 제안한 방법에서 사용한 상호 상관 계수 값과 Threshold를 나타낸 것이다. 근단 화자 신호가 시작되는 샘플에서 상호 상관 계수 값이 설정한 Threshold보다 작은 값으로 변화함을 알 수 있다.

그림 9와 그림 10은 근단 화자 신호가 들어온 부분과 적응을 중지하는 부분을 함께 기존의 방법과 제안한 방법에 대해서 각각 비교하였다. 그림 9는 9600 번째 들어온 근단 화자 신호에 대해서 비교한 것이고 그림 10은 22600번째 들어온 근단 화자 신호에 대해서 비교한 것이다.

9600번째 샘플에서 들어온 근단 화자 신호와 같이 큰 신호가 들어 왔을 경우에는 에너지 비교에 의한 근단 화자 신호 검출도 거의 검출 지연이 발생하지 않음을 알 수 있다. 그러나 22600번째 샘플의 근단 화자 신호와 같은 작은 신호의 경우에는 에너지 비교의 경우 상당한 검출 지연이 발생한 반면 제안한 방법의 근단 화자 신호 검출 방법은 거의 검출 지연이 없음을 알 수 있다.

IV. 결 론

LMS 알고리즘을 사용하는 TDL 구조의 적응 반향 제거기는 기준 입력 신호로써 음성 신호와 같이 큰 고유치 분포율을 갖는 신호를 사용할 경우 수렴 속도에 있어서 제한을 받게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 pre-whitening 필터를 이용한 적응 반향 제거 알고리즘을 제안하였다.

또한 기존의 에너지 비교에 의한 근단 화자 신호 검출 방법이 갖는 검출 지연의 문제점을 해결하기 위하여 상호 상관 계수에 의하여 근단 화자 신호의 시작점을 검출하고 에너지 비교에 의하여 근단 화자 신호의 끝점을 검출하는 방법을 제안하였다.

Pre-whitening 필터는 적은 단수를 갖는 lattice 구조의 예측 필터로 구성되며, 기준 입력 신호에 대한 pre-whitening 과정을 통하여 하이브리드 시스템을 추정하는 TDL 구조의 적응 디지털 필터의 수렴 속도를 향상시킨다. 그리고 같은 전달 함수를 갖는 pre-whitening 필터를 원시 입력단에 복사하여 통과시켰고 inverse lattice 구조의 예측기가 근단 화자 신호의 왜곡을 방지하기 위해 사용되었다.

시뮬테이션을 통하여 제안한 적응 반향 제거기가 기존의 적응 반향 제거기보다 향상된 수렴 특성을 보임을 확인하였다. 또한 제안한 적응 반향 제거기는 기존의 적응 반향 제거기에 비해서 pre-whitening 필터로서 사용된 적은 단수의 lattice 구

조의 예측기에 대한 계산량이 부과되므로 실시간 처리 시스템의 구현이 용이하다.

그리고 제안한 근단 화자 신호 검출 방법은 기존의 방법에 비해 작은 크기의 근단 화자 신호에 대해서도 거의 검출 지연이 발생하지 않는 향상된 성능을 보임을 확인하였다.

참고 문헌

- [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] Benjamin Fridlander, "Lattice Filters for Adaptive Processing," *Proc. IEEE*, Vol.70, No.8, 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, 임 종민, 윤 대희, 차 일환, "적용 방향 제거기의 수렴 속도 향상," *한국 통신 학회*, Vol.10, No.3, Nov. 1991.

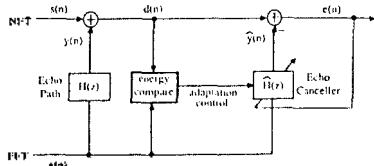


그림 1 기존의 적응 방향 제거기

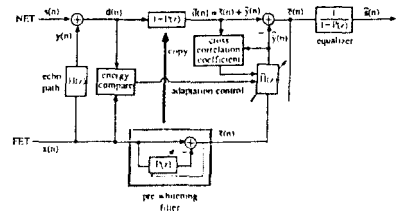


그림 2 제안한 적응 방향 제거기

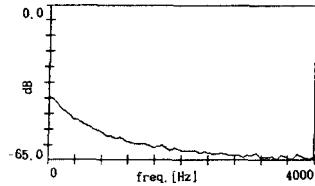


그림 3 기본 입력 신호의 스펙트럼

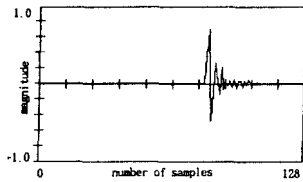
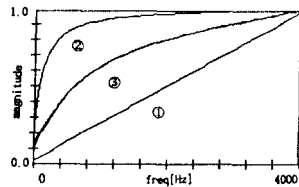
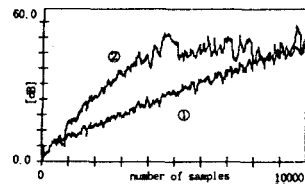


그림 4 하이브리드 충격 응답



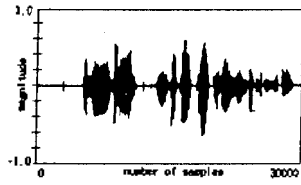
- ① 원래 신호
- ② 유색 신호
- ③ whitening 후의 신호

그림 5 전력 스펙트럼

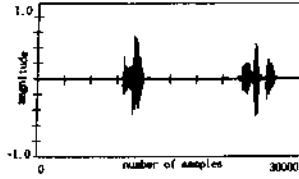


- ① 기존의 방법
- ② 제안된 방법

그림 6 ERLE 곡선



(a) 원단 화자 신호



(b) 근단 화자 신호

그림 7 실험에 사용한 음성 신호

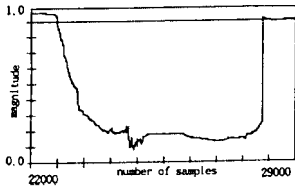
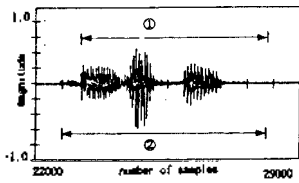
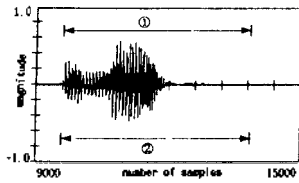


그림 8 상호 상관 계수와 Threshold



- ① 기준의 범위
- ② 세인된 범위

그림 9 근단 화자 신호와 검출 결과