

디지털 보청기를 위한 음향쇄환 및 잡음 제거 알고리즘

정회원 이 행 우*

A Combined Acoustic Feedback and Noise Cancellation Algorithm for Digital Hearing Aids

Haeng-Woo Lee* *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 디지털 보청기의 음향쇄환 및 잡음을 제거하기 위한 새로운 알고리즘을 제안한다. 이 알고리즘은 쇠환신호를 제거하기 위한 쇠환제거기와 잡음신호를 감소시키기 위한 잡음제거기를 결합한 구조로 구성된다. 여기서 쇠환제거기는 일반적인 적응 FIR 필터를 사용하여 구현하고 잡음제거기는 Wiener 해법을 이용하여 주파수 영역에서 구현한다. 이 잡음제거기는 각 신호들의 전력 스펙트럼 밀도를 구하여 전달함수를 표현하는 것으로 이루어진다. 본 연구에서 제안한 쇠환 및 잡음제거기의 성능을 검증하기 위하여 시뮬레이션 프로그램을 작성하고 모의실험을 수행하였다. 실험 결과, 제안한 적응 알고리즘을 사용하면 경로이득 0dB에서 기존의 알고리즘을 사용하는 경우보다 평균 10.85dB의 출력 SNR, 경로이득 6dB에서 평균 11.04dB의 출력 SNR을 향상시킬 수 있는 것으로 확인하였다.

Key Words : 보청기, 쇠환 제거, 잡음 제거, 적응 알고리즘, 적응 필터

ABSTRACT

This paper proposes a new algorithm to cancel the acoustic feedback and noise signals in digital hearing aids. The proposed algorithm combines the feedback canceller to remove acoustic feedback signals and the noise canceller to reduce background noises. The feedback canceller is implemented by normal adaptive FIR filter, and the noise canceller is implemented by using the Wiener solution in frequency domain. This noise canceller has the transfer function presented by the power spectral density of signals. To verify the performances of the proposed algorithm, the simulations were carried out for the system. As the results of simulations, it was proved that we can advance 10.85dB output SNR on the average for the forward path gain of 0dB, and 11.04dB output SNR on the average for the forward path gain of 6dB, in the case of using the proposed algorithm.

I. 서 론

최근까지 아날로그 보청기는 마이크를 통해 입력된 음성신호를 전기신호로 변환한 후, 증폭 및 필터링 과정을 거쳐 리시버에 부분적으로 증폭된 음을 공급한다. 이때 시스템에 포함되는 잡음피크제한기, 자동이득조정기 등이 아날로그 신호로 처리되기 때

문에 이로 인해 발생하는 원음의 험(hum), 이득 및 위상오차, 누화 등의 문제가 항상 존재하게 된다. 반면 반도체 및 DSP 기술의 발달에 의해 개발된 디지털 보청기는 아날로그 신호를 디지털 신호로 변환한 후, 각 음색의 최적 파라미터 값을 효율적으로 적용하여 보청기의 기능을 매우 정밀하게 제어할 수 있다. 즉 각 환자의 청각특성에 따라 주파수

※ 본 연구는 2010년도 남서울대학교의 연구비를 지원받아 수행되었습니다.

* 남서울대학교 정보통신공학과 (hwlee@nsu.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-08-411, 접수일자 : 2010년 8월 24일, 최종논문접수일자 : 2010년 10월 1일

대역별로 이득조정을 달리 함으로서 보다 정확하게 청각손실을 보정해줄 수 있다. 디지털 보청기를 사용함에 있어 청력손실뿐만 아니라 배경잡음 및 음향캐환(acoustic feedback) 신호가 보청기 사용자들에게 불쾌감을 주고 음성인식을 어렵게하는 요인이 되고 있다. 음향캐환은 보청기 외벽과 귀 사이의 좁은 틈(vent)을 통하여 리시버 신호의 일부가 마이크로 캐환되는 신호이다. 리시버에서 증폭된 음성출력은 귀 내부와 외부의 공기압을 조절해주는 통풍구 또는 보청기 외벽과 귀 사이의 좁은 틈을 통하여 외부로 유출되고, 이 신호가 다시 마이크를 통하여 유입됨으로서 음향캐환이 발생하게 된다. 이 신호는 감쇠가 적은 공진 주파수에 해당하는 신호가 증폭기에 의해 공진함으로서 귀에 거슬리는 소리를 발생한다. 즉 캐환신호의 주파수 성분이 입력 음향신호와 동위상이고 크기가 같거나 크면 공진이 발생하게 된다. 원활한 음성청취를 위해서는 입력된 디지털 신호에서 음성을 제외한 캐환 및 잡음신호는 적절히 제거되어야 한다.

이와 같이 보청기의 성능을 저하시키는 문제를 해결하기 위하여 음향 캐환경로를 적응적으로 추정하여 캐환성분을 제거하는 적응 캐환제거기가 사용되고 있다. 이러한 방법은 보청기 사용자에게 음향신호를 전달함과 동시에 연속적으로 적응필터 계수를 갱신하는 것으로, 잔차신호에 보청기 입력신호가 포함되어 캐환신호를 제거하는데 장애물로 작용하게 된다. 즉 적응필터는 리시버 출력신호에 따라 캐환경로를 추정하여 캐환신호 성분을 제거하게 되는데, 잔차신호에 입력신호가 존재하면 적응필터가 캐환경로를 추정하는데 어려움이 있다. 또한 보청기의 마이크로 유입되는 신호는 주변 잡음신호가 포함되며, 증폭기에서 음성신호와 함께 증폭되어 음질을 저하시키고 캐환제거기의 수렴을 방해하게 된다. 따라서 보청기 시스템은 캐환신호뿐만 아니라 잡음의 제거 기능도 필요로 한다.^[11-13]

본 연구에서는 캐환제거기와 잡음제거기가 통합적으로 동작하는 방법을 제안하였다. 이것은 일반적인 적응 알고리즘으로 동작하는 캐환제거기와 잡음 및 캐환오차를 포함하는 있는 잔차신호를 주파수 상에서 제거하는 잡음제거기로 구성된다.^{[4],[5]} 이 알고리즘을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 캐환 및 잡음제거 성능을 평가하였다. 논문의 내용은 II절에서 PSD(Power Spectral Density)를 이용한 음향캐환 및 잡음 제거 알고리즘을 제안하였고, III절에서는 이 알고리즘에 대한 시뮬레이션 및

그 결과에 대하여 기술하였으며, 끝으로 IV절에서 결론을 도출하였다.

II. 음향캐환 및 잡음 제거 알고리즘

본 논문에서는 캐환신호를 제거하기 위한 캐환제거기와 잡음신호를 감소시키기 위한 잡음제거기를 결합한 구조에 대하여 연구하였다.^{[6]-[8]} 캐환제거기는 리시버에서 마이크로에 이르는 음향 캐환경로를 특성화하여 리시버신호에 의한 캐환신호의 복제를 구하고, 이를 마이크 출력신호로부터 감산함으로서 음향캐환효과를 제거할 수 있다. 캐환경로의 특성은 시간 및 주위환경, 즉 컷속 내부공간의 크기나 형태, 보청기와 피부 접촉면의 상태, 리시버와 마이크의 상대적 위치, 또는 음의 크기 등에 따라 다양하게 나타나기 때문에 캐환제거기는 적응적으로 동작하는 구조를 갖게 된다.

리시버신호에 의한 캐환신호의 경로는 샘플된 임펄스응답의 선형 시스템으로 모델링되므로 마이크로 입력되는 캐환신호는 적응 FIR 필터를 사용하여 제거할 수 있다. 잡음제거기는 Wiener 해법을 이용하여 주파수 영역에서 각 신호들의 전력 스펙트럼 밀도를 이용하여 전달함수를 표현할 수 있다. 그림 1은 캐환 및 잡음제거 통합시스템의 구조를 보여주고 있다.

음성신호를 $s(k)$, 배경잡음을 $n(k)$, 그리고 음향캐환신호를 $f(k)$ 라 하면 마이크로에는 음성과 잡음 및 캐환신호가 혼합되어 입력되므로

$$m(k) = s(k) + n(k) + f(k) \quad (1)$$

잡음제거기의 출력인 음성추정신호는 캐환되는 리시버 출력신호와 마이크 입력신호를 이용하여 산출되므로

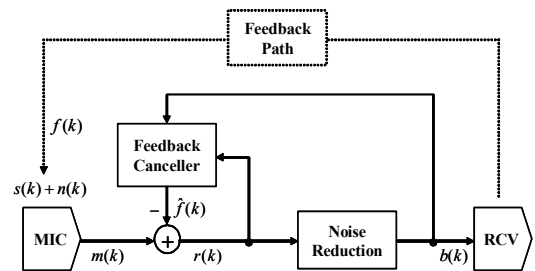


그림 1. 캐환 및 잡음제거 통합시스템
Fig. 1 Combined feedback and noise cancellation system

$$\hat{s}(k) = b(k) * v(k) + m(k) * u(k) \quad (2)$$

여기서 $v(k)$, $u(k)$ 는 리시버 출력신호 및 마이크 입력신호의 임펄스응답을 나타낸다. 적응 알고리즘은 음성추정신호에 대한 평균자승오차(mean square error)를 최소화하는 문제이다.

$$E\{e^2(k)\} = E\{(s(k) - \hat{s}(k))^2\} \quad (3)$$

여기서 $E\{\cdot\}$ 은 평균값(expectation value)을 나타낸다.

$$e^2(k) = s^2(k) - 2s(k)[b(k)*v(k) + m(k)*u(k)] + [b(k)*v(k)]^2 + 2[b(k)*v(k)][m(k)*u(k)] + [m(k)*u(k)]^2 \quad (4)$$

따라서 필터가 완전히 수렴하면

$$\frac{\partial E\{e^2(k)\}}{\partial v(k)} = E\{-2s(k)b(k) + 2b^2(k)*v(k) + 2b(k)m(k)*u(k)\} = 0 \quad (5)$$

$$\frac{\partial E\{e^2(k)\}}{\partial u(k)} = E\{-2s(k)m(k) + 2m(k)b(k)*v(k) + 2m^2(k)*u(k)\} = 0 \quad (6)$$

여기서 상관함수 $r_{ab}(i) = E\{a(k)b(k+i)\}$ 라 하면

$$-r_{sb}(i) + r_{ib}(i)*v(i) + r_{im}(i)*u(i) = 0 \quad (7)$$

$$-r_{sm}(i) + r_{mb}(i)*v(i) + r_{mm}(i)*u(i) = 0 \quad (8)$$

$R_{ab}(\Omega)$ 을 a와 b신호의 전력 스펙트럼 밀도(power spectral density)라 하면 이 식의 주파수 영역 표현은

$$R_{ib}(\Omega) V(\Omega) + R_{im}(\Omega) U(\Omega) = R_{sb}(\Omega) \quad (9)$$

$$R_{mb}(\Omega) V(\Omega) + R_{mm}(\Omega) U(\Omega) = R_{sm}(\Omega) \quad (10)$$

따라서 각 필터의 계수는

$$V(\Omega) = \frac{R_{sb}(\Omega)R_{mm}(\Omega) - R_{sm}(\Omega)R_{im}(\Omega)}{R_{ib}(\Omega)R_{mm}(\Omega) - R_{im}^2(\Omega)} \quad (11)$$

$$U(\Omega) = \frac{R_{ib}(\Omega)R_{sm}(\Omega) - R_{sb}(\Omega)R_{im}(\Omega)}{R_{ib}(\Omega)R_{mm}(\Omega) - R_{im}^2(\Omega)} \quad (12)$$

푸리에 역변환을 $F^{-1}\{\cdot\}$ 으로 표현하면 리시버 신호가 되는 음성추정신호는

$$\hat{s}(k) = [b(k) - m(k) * F^{-1}\left\{\frac{R_{ib}(\Omega)R_{sm}(\Omega) - R_{sb}(\Omega)R_{im}(\Omega)}{R_{ib}(\Omega)R_{mm}(\Omega) - R_{im}^2(\Omega)}\right\}] * F^{-1}\left\{\frac{R_{sb}(\Omega)R_{mm}(\Omega) - R_{sm}(\Omega)R_{im}(\Omega)}{R_{ib}(\Omega)R_{mm}(\Omega) - R_{im}^2(\Omega)}\right\} \quad (13)$$

Wiener 필터구조인 잡음제거기의 전달함수는

$$H(\Omega) = \frac{R_{ss}(\Omega)}{R_{rr}(\Omega)} = \frac{R_{ss}(\Omega)}{R_{ss}(\Omega) + R_{mm}(\Omega) + R_{ff}(\Omega) - R_{\hat{f}\hat{f}}(\Omega)} \quad (14)$$

본 잡음제거기는 prior SNR과 posterior SNR을 이용한다.^[9] FFT 프레임의 크기를 M이라 하면 이산 주파수는 $\Omega_i = 2\pi i/M$. 그리고 캐환오차신호를 $d(k) = f(k) - \hat{f}(k)$ 라 하면 m번째 프레임의 prior SNR는 다음과 같이 정의된다.

$$SNR_{pri}^{(m)}(\Omega_i) = \frac{R_{ss}^{(m)}(\Omega_i)}{R_{nn}^{(m)}(\Omega_i) + R_{dd}^{(m)}(\Omega_i)} \quad (15)$$

분모와 분자를 $R_{ss}^{(m)}(\Omega_i)$ 로 나누면

$$SNR_{pri}^{(m)}(\Omega_i) = \frac{1}{[SNR_{sn}^{(m)}(\Omega_i)]^{-1} + [SNR_{sd}^{(m)}(\Omega_i)]^{-1}} \quad (16)$$

따라서 잡음제거기의 전달함수를 다시 표현하면

$$H^{(m)}(\Omega_i) = \frac{SNR_{pri}^{(m)}(\Omega_i)}{1 + SNR_{pri}^{(m)}(\Omega_i)} \quad (17)$$

개별 SNR $SNR_{sn}^{(m)}(\Omega_i)$ 과 $SNR_{sd}^{(m)}(\Omega_i)$ 은 결정

지향(decision directed) 방식에 의하여 산출된다.

$$SNR_{sn}^{(m)}(\Omega_i) = (1 - \alpha)P(SNR_{post}^{(m)}(\Omega_i) - 1) + \alpha \frac{|H^{(m-1)}(\Omega_i)R^{(m-1)}(\Omega_i)|^2}{R_{nn}^{(m)}(\Omega_i)} \quad (18)$$

$$SNR_{sd}^{(m)}(\Omega_i) = (1 - \alpha)P(SNR_{post}^{(m)}(\Omega_i) - 1) + \alpha \frac{|H^{(m-1)}(\Omega_i)R^{(m-1)}(\Omega_i)|^2}{R_{dd}^{(m)}(\Omega_i)} \quad (19)$$

여기서 함수 $P(x) = (|x| + x)/2$ 이고, posterior SNR은

$$SNR_{post}^{(m)}(\Omega_i) = \frac{|R^{(m)}(\Omega_i)|^2}{R_{nn}^{(m)}(\Omega_i)} \quad (20)$$

여기서 $R^{(m)}(\Omega_i)$ 은 잔차신호의 푸리에 변환이다. 배경잡음의 전력 스펙트럼 밀도 $R_{nn}^{(m)}(\Omega_i)$ 는 ‘minimum statistics’ 또는 ‘spectral minima tracking’을 이용하여 계산한다.^{[10],[11]} 그리고 케환오차신호의 전력 스펙트럼 밀도 $R_{dd}^{(m)}(\Omega_i)$ 는 음향케환을 입력으로 하는 선형시스템의 출력으로 케환오차를 모델링함으로써 구할 수 있다. 즉,

$$D^{(m)}(\Omega_i) = F^{(m)}(\Omega_i) - \widehat{F}^{(m)}(\Omega_i) = G^{(m)}(\Omega_i)F^{(m)}(\Omega_i) \quad (21)$$

여기서 $G^{(m)}(\Omega_i)$ 은 선형시스템의 전달함수이다. 이 식으로부터 전력 스펙트럼 밀도는

$$R_{ff}^{(m)}(\Omega_i) = \frac{1}{(1 - G^{(m)}(\Omega_i))^2} R_{ff}^{(m)}(\Omega_i) \quad (22)$$

$$R_{dd}^{(m)}(\Omega_i) = \left(\frac{G^{(m)}(\Omega_i)}{1 - G^{(m)}(\Omega_i)} \right)^2 R_{ff}^{(m)}(\Omega_i) \quad (23)$$

음성신호 및 잡음과 케환신호가 상호 독립적이고 가정하면

$$R_{mm}^{(m)}(\Omega_i) = R_{ss}^{(m)}(\Omega_i) + R_{nn}^{(m)}(\Omega_i) + R_{ff}^{(m)}(\Omega_i) \quad (24)$$

$$R_{rr}^{(m)}(\Omega_i) = R_{ss}^{(m)}(\Omega_i) + R_{nn}^{(m)}(\Omega_i) + R_{dd}^{(m)}(\Omega_i) \quad (25)$$

식 (22), (23)과 (24), (25)를 결합하면

$$R_{mm}^{(m)}(\Omega_i) - R_{rr}^{(m)}(\Omega_i) = R_{ff}^{(m)}(\Omega_i) - R_{dd}^{(m)}(\Omega_i) = \frac{1 + G^{(m)}(\Omega_i)}{1 - G^{(m)}(\Omega_i)} R_{ff}^{(m)}(\Omega_i) \quad (26)$$

따라서 전달함수는

$$G^{(m)}(\Omega_i) = \frac{R_{mm}^{(m)}(\Omega_i) - R_{rr}^{(m)}(\Omega_i) - R_{ff}^{(m)}(\Omega_i)}{R_{mm}^{(m)}(\Omega_i) - R_{rr}^{(m)}(\Omega_i) + R_{ff}^{(m)}(\Omega_i)} \quad (27)$$

이 식은 $R_{ff}^{(m)}(\Omega_i) \neq 0$ 인 경우에만 성립한다. 구하고자 하는 잡음제거기의 전달함수는 식 (17)에 의하여 계산할 수 있다. 여기서 신호대 잡음비는 식 (16)과 식 (18)-(20)을 이용하여 구하고, 전력 스펙트럼 밀도는 식 (22)-(23)을 이용하여 구하면 된다. 잡음과 음성신호가 서로 독립적이라면 잡음제거기는 결국 전력 스펙트럼 밀도에 의하여 결정된다. 이때 케환제거기의 성능은 입력 음성신호와 잡음에 대한 케환신호의 에너지 비로 정해진다. 음성신호와 잡음에 비해 케환신호의 에너지가 클수록 케환제거기의 수렴속도는 증가한다. 그리고 잡음제거기의 성능은 근단신호의 SNR에 의해 결정된다. 한편 잡음제거기의 지연소자는 근단신호와 케환신호 사이의 상관성을 감소시켜 케환제거기의 성능을 향상시키는 효과가 있다.

III. 모의실험 및 분석

본 논문에서 제안한 케환 및 잡음 통합제거 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 상위수준에서 시뮬레이션 프로그램을 작성하고, 일반적인 적응 필터를 이용한 경우와 제안한 알고리즘을 적용한 경우에 대하여 수렴특성을 관찰하였다. 입력으로 2.18 sec 동안의 녹음신호와 백색잡음을 사용하였으며, 신호의 샘플링 주파수는 8 kHz이다. 그리고 음향 케환 경로의 임펄스 응답은 Steiglitz-McBride 모델을 이용하였으며, 응답의 길이는 약 8 ms이다.

시뮬레이션에 사용된 케환제거기는 64-tap FIR 구조이며, 잡음제거기는 Hamming 윈도우와 50%

오버랩을 사용한 128-point FFT 구조로 주파수 영역에서 구현되었다. 잡음제거기의 성능평가지수는 이동평균 입출력 신호대잡음비 SNR_IN (k), SNR_OUT (k)로부터 얻은 출력 SNR의 이동평균 값 SNR_OUT_avg 를 사용하였다.

$$SNR_IN(k) = 10 \log \frac{E\{s^2(k)\}}{E\{n^2(k)\}} \quad (28)$$

$$SNR_OUT(k) = 10 \log \frac{E\{s^2(k-D)\}}{E\{(b(k) - s(k-D))^2\}} \quad (29)$$

$$SNR_IN_{avg} = \frac{1}{I} \sum_{k=0}^{I-1} SNR_IN(k) \quad (30)$$

$$SNR_OUT_{avg} = \frac{1}{I} \sum_{k=0}^{I-1} SNR_OUT(k) \quad (31)$$

여기서 I는 시뮬레이션에 사용된 총 샘플수를 나타내고, 이동평균값은 $E\{x(k)\} = (1-\eta)E\{x(k-1)\} + \eta x(k)$ 와 같이 계산되며, $0 < \eta < 1$ 의 상수값을 갖는다.

그림 2의 곡선은 잡음제거기에서 마이크 입력 신호의 평균 신호대잡음비 SNR_IN_avg 에 대한 기존의 알고리즘과 제안한 알고리즘의 출력 SNR 특성을 나타낸다. 그림 2의 곡선으로부터 순방향 경로이득 G=0dB일 때 잡음제거기가 기존 알고리즘을 사용할 경우 출력에서 평균 23.35dB, 제안한 알고리즘을 사용할 경우 평균 34.20dB의 SNR을 나타냈다. 따라서 경로이득 G=0dB에서 제안한 알고리즘은 기존의 알고리즘보다 평균 10.85dB의 SNR을

향상시키는 것을 알 수 있다. 그리고 순방향 경로이득 G=6dB일 때는 잡음제거기가 기존 알고리즘을 사용할 경우 출력에서 평균 22.49dB, 제안한 알고리즘을 사용할 경우 평균 33.53dB의 SNR을 나타냈다. 따라서 경로이득 G=6dB에서 제안한 알고리즘은 기존의 알고리즘보다 평균 11.04dB의 SNR을 향상시키는 것을 알 수 있다. 또한 입력신호의 SNR에 대한 출력신호의 SNR은 기존 알고리즘에서는 입력 SNR의 모든 범위에서 거의 일정한 값을 유지 하였으나, 제안한 알고리즘에서는 입력 SNR의 증가에 비례하여 완만하게 증가하였으며, 캐환신호의 이득과는 거의 상관없는 것으로 나타났다.

IV. 결론

본 논문에서는 디지털 보청기의 캐환 및 잡음제거기의 성능을 향상시키기 위한 새로운 알고리즘을 제안하였다. 이 알고리즘은 캐환신호를 제거하기 위한 캐환제거기와 잡음신호를 감소시키기 위한 잡음제거기를 결합한 구조로 이루어진다. 잡음제거기는 Wiener 해법을 이용하여 주파수 영역에서 각 신호들의 전력 스펙트럼 밀도를 구하여 전달함수를 표현하는 것으로 구현한다.

캐환제거기는 일반적인 64-tap 적응 FIR 필터구조로서 NLMS 알고리즘을 사용하고, 잡음제거기는 Hamming 윈도우와 50% 오버랩을 사용한 128-point FFT 구조로서 주파수 상에서 구현하였다. 여기서 각 신호들은 통계적으로 상호 독립이라고 가정한다. 본 연구에서 제안한 캐환 및 잡음제거기의 성능을 검증하기 위하여 시뮬레이션 프로그램을 작성하고 모의실험을 수행하였다. 실험 결과, 제안한 알고리즘을 사용하면 경로이득 0dB에서 기존의 알고리즘을 사용하는 경우에 비해 잡음제거기가 평균 10.85dB의 출력 SNR, 경로이득 6dB에서 평균 11.04dB의 출력 SNR이 향상되는 것으로 나타났다.

참고 문헌

- [1] G. Faucon, R. Le Bouquin Jeannes, "Joint system for acoustic echo cancellation and noise reduction", *Proc. EUROSPEECH'95*, pp.1525-1528, September, 1995.
- [2] R. Le Bouquin Jeannes, G. Faucon, B. Ayad, "How to improve acoustic echo and noise cancellation using a single talk detector",

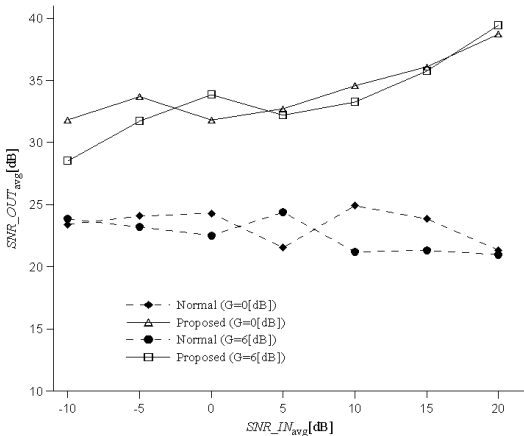


그림 2. 잡음제거기의 SNR 특성
Fig. 2 SNR curves of noise canceller

- Speech Communication*, Vol.20, No.3-4, pp.191-202, 1996.
- [3] S. F. Boll, "Suppression of acoustic noise in speech using spectral subtraction", *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. ASSP-27*, pp.113-120, April, 1979.
 - [4] Y. Ephraim, D. Malah, "Speech enhancement using a minimum mean-square error short-time spectral amplitude estimator", *IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process*, Vol.32, No.6, pp.1109-1121, December, 1984.
 - [5] R. Martin, P. Vary, "Combined acoustic echo cancellation, dereverberation, and noise reduction", *Proc. 3rd Internat. Workshop on Acoustic Echo Control*, pp.125-132, September, 1993.
 - [6] R. Martin, "Combined acoustic echo cancellation, spectral echo shaping, and noise reduction", *Proc. 4th Internat. Workshop on Acoustic Echo and Noise Control*, pp.48-51, June, 1995.
 - [7] R. Martin, S. Gustafsson, "The echo shaping approach to acoustic echo control", *Speech Communication*, Vol.20, No.3-4, pp.181-190, 1996.
 - [8] R. Martin, P. Vary, "Combined acoustic echo control and noise reduction for hands-free telephony", *Proc. EUSIPCO'1996*, pp.1107-1110, 1996.
 - [9] O. Cappe, "Elimination of the musical noise phenomenon with the ephraim and malah noise suppressor", *IEEE Trans. Speech Audio Process*, Vol.2, No.2, pp.345-349, December, 1994.
 - [10] R. Martin, "Spectral subtraction based on minimum statistics", *Proc. EUSIPCO-94*, pp.1182-1185, September, 1994.
 - [11] G. Doblinger, "Computationally efficient speech enhancement by spectral minima tracking in subbands", *Proc. EUROSPEECH'95*, Vol.2, pp.1513-1516, September, 1995.

이 행 우 (Haeng-Woo Lee)

정회원



1985년 2월 광운대학교 전자공학과 학사

1987년 2월 서강대학교 전자공학과 석사

2001년 2월 전북대학교 전자공학과 박사

1987년 2월~1998년 3월 한국

전자통신연구원

2001년 3월~현재 남서울대학교 부교수

<관심분야> 적응 알고리즘, VLSI 회로설계