

디지털 청각 보조 시스템의 궤환 잡음 제거기 설계

이현철, 김성환
서울시립대학교 전자공학과

A Design of the Feedback Canceller in Digital Hearing Aids System

H. C. Lee, S. H. Kim
Department of Electronics Engineering, Seoul City University

ABSTRACT

In this paper, we presented WT(wavelet transform) domain feedback canceller in hearing aids system. Most transform methods produce blocking effect, and this effect degrades the performance of feedback canceller and overall hearing aids system. As a solution, we proposed WT based feedback canceller. The performance of this new approach was compared with LOT (lapped orthogonal transform) based method in the frequency domain. As a result, WT based feedback canceller has not shown the blocking effect, and improved convergence rate as compared with the LOT based feedback canceller.

서론

청각 보조 시스템에서 궤환(feedback)은 입력단과 수신단의 완전 분리가 어려워 일어날 수밖에 없는 현상으로써 궤환 성분이 전체 시스템에 미치는 영향은 무시할 수 없다[1]. 이러한 궤환 성분을 제거하기 위한 궤환 잡음 제거기(feedback canceller)에 대해 많은 연구가 이루어 졌다[2]-[4]. Bustamante[2], Kates[3] 등은 시평면에서 디지털 청각 보조 시스템의 궤환 잡음 제거기를 연구하였다. 특히 Kates는 Weiner-filter를 이용하여 연산 시간을 현저하게 줄임으로써 궤환 잡음 제거기의 실시간 구현에 대한 가능성을 보였다. 그러나 시평면의 궤환 잡음 제거기는 청각 보조 시스템의 다른 기능, 즉 frequency shaping, 잡음 제거(noise reduction)등과 통합하기가 어려운 단점이 있다.

그러한 반면에 주파수 평면의 궤환 잡음 제거기는 실시간 구현이 용이하고 청각 보조 시스템의 여러 기능과 통합하기가 수월하여 주목을 받고 있다[4]. 다만 이산 푸리에 변환(discrete fourier transform)이나 이산 여현 변환(discrete cosine

transform)과 같은 기존의 변환 기법들이 블록 변환(block transform)을 하는 과정에서 블로킹 효과(blocking effect)를 일으키는 문제가 있다. 이러한 블로킹 효과는 frequency shaping 에서 오차를 발생시킬 수 있으며 궤환 잡음 제거기를 구현하는 데에 이용하는 적응 필터의 성능 저하를 가져올 수 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 Kuo와 Voepel[4]는 LOT를 이용하여 주파수 평면에서 궤환 잡음 제거기를 제안하였다. 그러나 LOT는 한 블록의 데이터 샘플이 N개일 때 블로킹 효과를 감소시키기 위해 앞 블록에서 N/2 개의 데이터 샘플을, 그리고 다음 블록에서 N/2 개의 데이터 샘플을 이용하여 변환을 해야 하기 때문에 N개의 변환 계수를 얻기 위해서는 2N개의 데이터 샘플을 이용해야 하는 단점이 있다[5].

본 논문에서는 LOT의 단점을 보완하기 위해 웨이브렛 변환 평면에서 궤환 잡음 제거기를 제안하였다. 본 논문에서 제안한 궤환 잡음 제거기의 성능을 평가하기 위해 Kuo와 Voepel이 제안한 방법과 비교하였다.

본론

1. 웨이브렛 변환과 대역 분할 특성

웨이브렛 변환은 mother 웨이브렛 $g(t)$ 를 스케일링 파라미터 a 와 병진 파라미터 τ 에 의해 변화시킨 웨이브렛을 시평면 신호 $f(t)$ 와 내적(inner product)을 취한 플로 식(1)과 같이 나타낼 수 있으며, 웨이브렛 변환을 통해 발생한 웨이브렛 계수들은 서로 스케일링 파라미터 a 와 병진 파라미터 τ 에 대하여 직교성이 성립한다[6].

$$W_g f(a, \tau) = |a|^{-\frac{1}{2}} \int f(t) g^*\left(\frac{t-\tau}{a}\right) dt \quad (1)$$

a : 스케일링 파라미터(scaling parameter)

τ : 병진 파라메터(translation parameter)
 $g(t)$: mother 웨이브렛 함수

웨이브렛 평면에 투사된 함수는 웨이브렛 역변환을 거쳐 다시 복원될 수 있다. 역변환에 관한 정의는 식 (2)와 같다.

$$f(t) = \frac{1}{C_g} \int_{-\infty}^{\infty} W_g f(a, \tau) |a|^{-\frac{1}{2}} g\left(\frac{t-\tau}{a}\right) \frac{d\tau da}{a^2} \quad (2)$$

웨이브렛 변환의 스케일링 파라메터 a 는 신호의 대역을 결정하기 때문에, 주파수 평면에서 웨이브렛 변환의 대역 분할 특성은 그림 1과 같이 상대적인 대역 폭을 갖고 있으며 다양한 응용 분야를 갖는다[7][8].

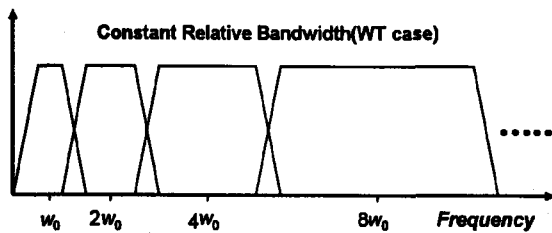


그림 1. 웨이브렛 변환의 대역 분할
 Fig.1. Subband decomposition of wavelet transform

그림 1의 대역 분할 특성은 적절히 정의된 저역 및 고역 통과 필터 $g(n)$ 과 $h(n)$ 에 의해 나타나며, 그림 2는 가장 기본적으로 각각 1개의 저역 및 고역 통과 필터로 구성된 필터 뱅크로서 $\downarrow 2$ 는 2배의 서브 샘플링(subsampling)을 의미한다[9]. $g(n)$ 을

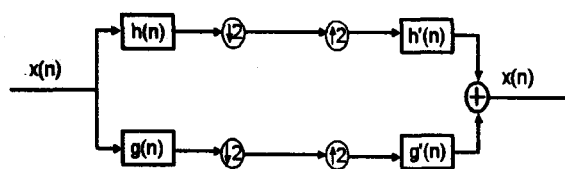


그림 2. 필터 뱅크 구조
 Fig. 2. Filter bank structure

통과한 저주파수 신호에 대해 이런 분해 과정을 계속 반복하면 저주파 대역 폭이 반으로 줄어들고, 주파수 분해능은 두배씩 증가하여 그림 1과 같은 대역 분할을 얻을 수 있다. 뒷부분의 $h'(n), g'(n)$ 은 $h(n), g(n)$ 과 완전 복원(perfect reconstruction) 조건을 만족하도록 설계되어 역변환을 나타낸다[9].

2. 웨이브렛 변환 평면의 궤환 잡음 제거기

청각 보조 장치의 수신단으로 출력되는 신호의 일부가 입력단의 마이크로 폰으로 되돌아옴으로써 발생하는 궤환 성분은 다음의 입력 신호와 중첩되기 때문에 입력 신호를 왜곡시키는 원인이 된다. 전형적인 청각 보조 장치에서의 궤환은 주로 acoustic feedback 형태로 존재한다[10]. 즉 청각 보조 장치의 튜브를 통해 소리가 직접 새어 나가는 경우이다. 이러한 궤환 성분은 청각 보조 장치에서 사용 가능한 이득의 범위를 제한할 수 있으며, 전체 시스템에 대한 응답을 왜곡시킬 수 있다[1]. 따라서 효과적인 알고리즘을 이용하여 궤환 신호를 제거해 주는 것은 필수적이다. 그림 3은 웨이브렛 변환 평면에서의 궤환 잡음 제거기를 나타낸다. 그림에서 $x(n)$ 은 청각 보조 시스템의 입력이다. 앞부분의 $h(n)$ 과 $g(n)$ 으로 구성된 필터 뱅크는 그림 1과 같은 대역 분할 특성을 갖는 웨이브렛 변환을 나타낸다. 반대로 $h'(n)$ 과 $g'(n)$ 으로 이루어진 필터 뱅크는 역변환을 나타낸다. $y(n)$ 은 청각 보조 시스템의 출력, $f(n)$ 는 궤환 성분, $W_k(n)$ 은 적응 필터를 나타낸다. 그림에 나타난 바와 같이 오차 신호를 이용하여 적응 필터의 계수를 갱신시키는 것이다. 만일 적응 알고리즘에 의해 정상 상태(steady state)에서 적응 필터 $W_k(n)$ 이 궤환 경로(feedback path)를 인식하게 된다면 궤환 경

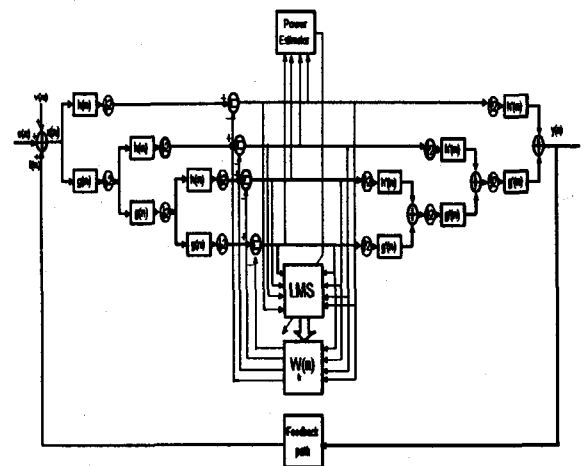


그림 3. 웨이브렛 변환 평면의 궤환 잡음 제거기
 Fig.3. Feedback canceller in wavelet transform domain

로의 출력, 즉 수신단에서 입력단으로 되돌아오는 궤환 성분은 제거된다. 본 논문에서는 이러한 기능을 수행하기 위해 웨이브렛 변환 평면에서 LMS 알고리즘을 이용하였다. 웨이브렛 변환의 결과로 형성된 각 대역간의 성분들은 서로 직교하며, 또한 같은 대역 내에서도 각각의 성분들은 직교성을 만

족한다. 따라서 한 블록의 데이터 개수만큼의 독립적인 적응 필터링이 가능하다. 일반적으로 LMS 알고리즘의 수렴 속도는 입력 자기 상관 행렬(input correlation matrix)의 가장 큰 고유치와 가장 작은 고유치의 비를 나타내는 condition number에 의존한다. 웨이브렛 변환은 직교 변환의 일종이므로 입력 자기 상관 행렬을 대각화시켜 condition number를 줄일 수 있기 때문에 수렴 속도를 향상시킬 수 있다[7]. 웨이브렛 변환 평면에서 LMS 알고리즘은 식(3)~식(7)으로 나타낼 수 있다.

$$Z_k(n) = Y_k(n)W_k(n), k=0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

$$E_k(n) = D_k(n) - Z_k(n), k=0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

$$P_k(n) = \alpha P_k(n-1) + (1-\alpha)|X_k(n)|^2 \quad (5)$$

$$\mu_k(n) = \frac{\mu}{\alpha + P_k(n)}, k=0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

$$W_k(n+1) = W_k(n) + 2\mu_k(n)E_k(n)Y_k(n), \quad (7)$$

$$k=0, 1, \dots, N-1$$

여기서 N 은 한 블록의 길이, 즉 한 블록의 데이터 샘플의 개수를 나타낸다. 식(3)의 $Y_k(n), Z_k(n)$ 은 각각 웨이브렛 변환 평면에서 적응 필터의 입력과 출력을 나타낸다. 식(4)에서 $E_k(n)$ 은 오차 신호를 나타내고, $D_k(n)$ 은 기대 신호(desired signal)를 나타낸다. 기대 신호 $D_k(n)$ 은 궤환 경로 $F_k(n)$ 의 입력으로 $Y_k(n)$ 을 주었을 때 생성되는 출력, 즉 $F_k(n)Y_k(n)$ 을 의미한다. 식(6)과 같이 각각의 웨이브렛 계수들에 대한 N 개의 step size는 전력으로 정규화(normalization)하였다. 전력 추정기는 식(5)과 같이 1차의 IIR(infinite impulse response) 필터로 구성하였다. 식(6)에서 파라미터 α 는 step size를 각 대역의 전력으로 정규화 하는 과정에서 발생할 수 있는 알고리즘의 발산을 방지하는 기능을 한다. 만일 각각의 웨이브렛 변환 계수들로부터 구한 전력 중의 일부가 너무 작아져서 영에 가까워지게 되면 식(6)의 step size가 너무 커져서 알고리즘이 발산하게 된다. 따라서 파라미터 α 를 적절한 값으로 정해 주면 이러한 문제를 해결할 수 있다. 마지막으로 적응 필터의 계수 $w_k(n)$ 은 식(7)에 나타낸 것과 같이 갱신된다.

3. 시뮬레이션 및 결과 고찰

기존의 변환 방법에서 문제시되는 블록킹 효과를 감소시켜 수렴율을 향상시킬 목적으로 Kuo와 Voepel이 제안한 LOT를 이용한 궤환 잡음 제거기와 본 논문에서 제안한 궤환 잡음 제거기의 성능을

비교하기 위한 실험으로써, 두 방법의 수렴율을 비교하였다. 그림 4에 궤환 잡음 제거기의 시뮬레이션 도를 나타내었다. 시뮬레이션에 사용된 음성 데이터는 "away"로써 10kHz로 샘플링 하여 얻은 것이다.

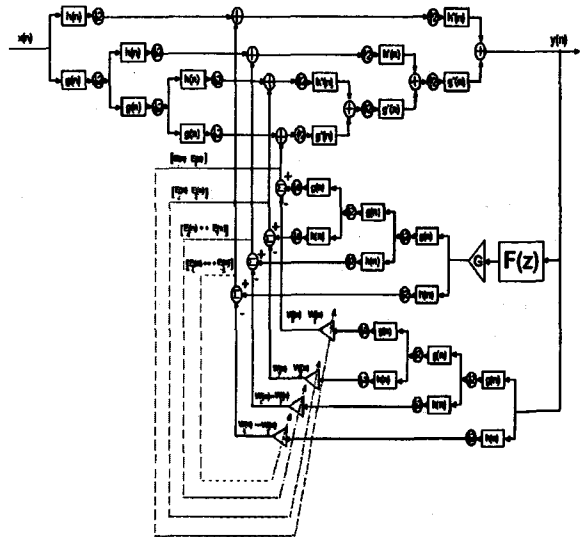


그림 4. 궤환 잡음 제거기의 시뮬레이션
Fig. 4. Simulation of feedback canceller

그림 5는 실험에 사용하기 위해 측정된 궤환 경로의 주파수 응답 특성이다. 백색 잡음을 수신단에 입력한 다음 궤환 경로를 통해 마이크로 폰으로 되돌아오는 성분을 제어 시스템 분석기(HP-3563A)로

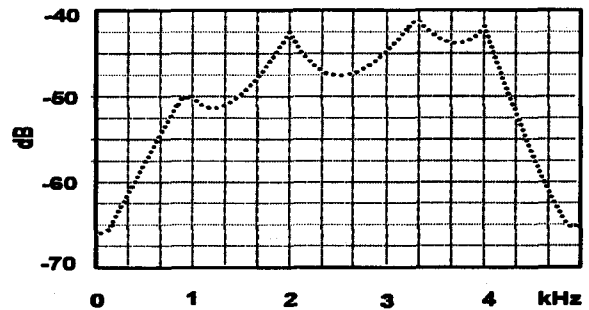


그림 5. 궤환 경로의 주파수 응답
Fig. 5. Frequency response of the feedback path

측정하였다. 그림에 나타난 바와 같이 궤환 성분은 무시할 수 있을 정도로 작지만 계속 축적되어 결국에는 원신호를 왜곡시키게 된다. 궤환 성분이 충분히 커져 무시할 수 없을 정도가 되었다고 가정하기 위해 그림 4의 시뮬레이션 도에 나타낸 것처럼 궤환 경로의 출력에 이득을 주어 시뮬레이션 하였다. 블록 변환을 할 때 한 블록 안의 데이터 샘플 N 은 8로 하였다. Step size μ 의 초기치는 0.1이고 forgetting factor α 는 0.96, 파라미터 a 는 0.09

를 주었다. Mother 웨이브렛은 D_4 를 사용하였다. 그림 4의 궤환 잡음 제거기에서 궤환 경로 $F(z)$ 에 대한 이득 G 는 1000을 주었다. 그림 6은 궤환 잡음 제거기의 실험 결과를 보여준다. 그림 6에서 점선으로 나타낸 것은 LOT를 이용하여 적응 필터링을 수행하여 얻은 평균 자승 오차이다. 본 실험에서는 5개의 음성 데이터 "away" 를 입력으로 하여 반복 실험한 후 오차의 자승에 대해 앙상블 평균 (ensemble average)을 취하였다. 즉, 연속되는 블록을 LOT를 이용하여 변환한 다음 적응 필터링을 수행하고 이때 발생하는 궤환 잡음 제거기의 오차 신호 $E_k(n)$ 을 역변환 하여 제공하였으며, 이러한 실험을 5회 반복하여 얻은 자승 오차에 대한 평균을 구한 것이다. 또한 실선은 웨이브렛 변환 평면에서 수행하여 같은 방법으로 얻은 평균 자승 오차이다.

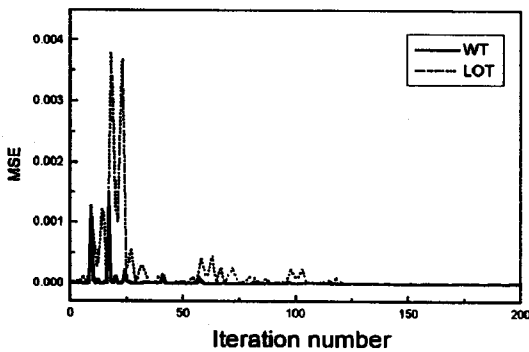


그림 6. 궤환 잡음 제거기에서 발생한 평균 자승 오차 (점선 : Kuo와 Voepel이 제안한 방법, 실선 : 본 논문에서 제안한 방법)

Fig. 6. Mean squared error produced in the feedback canceller (dot line : Kuo and Voepel's method, solid line : proposed method)

그림에 나타난 바와 같이 웨이브렛 변환을 이용하였을 때 20샘플 이후에는 오차 신호가 거의 나타나지 않는다. 반면에 LOT를 이용했을 때에는 초기에 큰 오차와 함께 50샘플 이후에도 계속하여 나타남을 보인다. 이러한 결과로 보아 웨이브렛 변환은 여타의 변환 기법이 블록 변환시에 보이는 블록킹 효과의 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 또한 LOT를 이용했을 때에는 비록 작기는 하지만 오차 신호가 수렴 영역 이후에도 거의 주기적으로 나타나는 것을 볼 수 있는 데, 음성의 비정상적인(nonstationary) 성질로 인하여 음성의 피치(pitch)가 발생하는 부분은 주파수 평면에서 적응 필터링의 성능을 저하시키는 원인이라 할 수 있다. 이 실험의 결과로부터 웨이브렛 변환의 신호 분할 능력이 음성의 비정상성에 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

결론

본 논문에서는 웨이브렛 변환 평면에서 궤환 잡음 제거기를 제안하였다. 궤환 잡음 제거기에 대한 시뮬레이션 결과로부터 여타의 변환 기법에서 문제시되는 블록킹 효과가 웨이브렛 변환을 이용한 궤환 잡음 제거기에서는 거의 영향을 미치지 않음을 알 수 있었다. Kuo와 Voepel이 제안한 궤환 잡음 제거기가 음성의 비정상성으로 인해 수렴율이 떨어졌으나 본 논문에서 제안한 궤환 잡음 제거기는 웨이브렛 변환의 신호 분할 능력은 비정상적인 음성 신호에 대해서 좋은 성능을 보임으로써 LOT를 이용한 궤환 잡음 제거기에 비해 수렴율이 향상되었다.

참고문헌

1. J. M. Kates, "A computer simulation of hearing aid response and the effects of ear canal size", J. Acoust. Soc. Amer., vol. 83, no.5, pp. 1952-1963, 1988.
2. D. K. Bustamante, T. L. Worrall, M. J. Williamson, "Measurement and adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids", Proc. ICASSP, pp. 2017-2020, 1989.
3. J. M. Kates, "Feedback cancellation in hearing aids : Results from a computer simulation", IEEE Trans. Signal Process, vol 39, no. 3, pp. 553-562, 1991.
4. Sen M. Kuo and Steven Voepel, "Digital Hearing Aid with Lapped Transform", Digital Signal Processing 3, pp. 228-239, 1993.
5. Ali N. Akansu, Richard A. Haddad, *Multiresolution Signal Decomposition*, New York, ACADEMIC PRESS, pp. 76-83, 1992.
6. Randy K. Young, *Wavelet Theory and its Application*, Kluwer Academic Publishers, London, pp. 19-24 and 52-60, 1993.
7. Martin Vetterli, "Wavelets and Filter Bank : Theory and Design", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 40, no. 9, 1992.
8. 김종원, 김성환, "웨이브렛 변환과 디지털 신호 처리에의 응용", 전기학회지, 제44권, 제3호, pp.3-8, 1995.
9. M. Vetterli, "Filter Banks Allowing Perfect Reconstruction", Signal Processing Magazine, vol. 10, no. 3, pp. 219-244, 1986.
10. M. C. Pollack, *Amplification for the Hearing Impaired*, New York, Grune & Stratton, 1988.