

디지털보청기 시스템의 성능향상을 위한 고속 웨이브렛 기반 적응알고리즘에 관한 연구

오신범, 이채욱, 박세기, 강명수
대구대학교 정보통신공학부
전화 : 053-850-4728 / 핸드폰 : 019-212-3556

A Study on Fast Wavelet Based Adaptive Algorithm for Improvement of Hearing Aids

Shin-Byum Oh, Chae Wook Lee, Se Ki Park, Myung Soo Kang
Dept. of Computer and Information Engineering, Taegu University
E-mail : osb58@hotmail.com

Abstract

In this paper, we propose a wavelet based adaptive algorithm which improves the convergence speed and reduces computational complexity using the fast running FIR filtering efficiently. We compared the performance of the proposed algorithm with time and frequency domain adaptive algorithm using computer simulation of adaptive noise canceler based on synthesis speech.

I. 서론

보청기 사용자가 잡음이 포함된 환경 하에서 음성을 청취할 경우 잡음으로 인해 음성을 구별하는 능력이 상실하는 경우가 종종 있다. 이것은 실제 보청기 시스템이 음성과 잡음을 똑같이 증폭함으로써 발생하는 문제점이다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 최근에 등장한 기법이 멀티채널 마이크로폰을 이용한 적응 빔포밍(adaptive beam-forming)방법이다. 적응 빔포밍 방법은 대규모의 하드웨어가 필요하게 되어 연산량이 많이 요구되어지는 단점이 있지만, 최근 고속 디지털신호처리용프로세서 등장으로 적응신호처리 문제점을 해결할 수 있는 강력한 대안으로 등장하고 있다.

보청기 시스템에서 적응 빔포밍기법은 보청기 사용

자의 전면 방향으로 들어오는 신호를 강조하고 나머지 다른 방향으로 들어오는 신호를 억압하는 방식을 사용한다. 또한 실시간 처리와 휴대성의 관점으로부터 연산량이 적은 것이 요구되므로 마이크로폰의 개수는 많아 두 개 정도가 제일 적당하다.

한편, 적응신호처리 분야에서 steepest descent 방식인 LMS(Least Mean Square) 알고리즘은 식이 간단하고 계산량이 비교적 적기 때문에 널리 사용되고 있다. 그러나 시간영역에서 처리할 경우 입력신호의 고유치 변동폭이 넓게 분포되어 수렴속도가 저하하는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위하여 신호를 FFT(Fast Fourier Transform)나 DCT(Discrete Cosine Transform)으로 변환하여 신호간의 상관도를 제거함으로써 시간영역에서 LMS알고리즘을 적용할 때 보다 수렴속도를 크게 향상시킬 수 있다[1][2].

그러나 FFT나 DCT를 이용한 변환영역 적응알고리즘의 수행은 시간영역 신호를 변환영역으로 바꾸기 위해서는 추가적인 계산량이 필요하다. 이러한 대안으로 WTLMS(Wavelet Transform LMS)적응알고리즘이 발표되었으며 WTLMS 알고리즘은 기존의 변환영역 알고리즘에 비해 그 수렴성능이 우수하다[3].

본 논문에서는 수렴속도 향상을 위해 시간영역의 적응 알고리즘을 직교변환인 웨이브렛(wavelet)변환을

이용하여 적응알고리즘을 변환영역에서 수행하며, 변환영역에서 수렴성능 향상과 계산량을 줄이기 위하여 웨이브렛 기반 적응알고리즘을 제안한다. 제안한 알고리즘을 적응 빔포머(adaptive beamformer)로 구성된 디지털보청기 시스템 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 하였으며, 각 알고리즘들의 계산량, 수렴속도를 비교, 분석하여 제안한 알고리즘의 성능이 우수함을 입증하였다.

II. 적응 빔포머

그림 1은 Griffiths-Jim이 제안한 빔포머에 대한 블록다이어그램이다. 빔포머를 이용한 디지털보청기 시스템은 보청기 사용자가 대담자 방향에서 음성을 청취하고, 나머지 다른 방향으로 잡음이 들어온다고 가정한다.

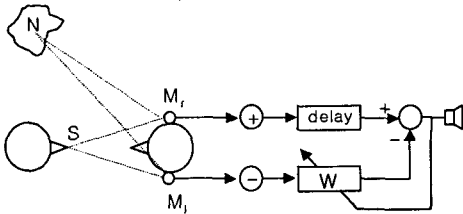


그림 1. 디지털보청기 시스템에 대한 적응 빔포머

그림 1에서 보는 것처럼 사람의 귀 근처에 소리를 인식할 수 있는 두 개의 마이크로폰이 놓이게 되며, 이 때 목적신호원의 방향은 두 개의 마이크로폰을 잇는 선분에 대해서 수직이므로 목적신호원은 동시에 두 마이크로폰에 신호가 도달하게 된다. 반면에 수직방향이 아닌 곳에 위치한 잡음원은 약간의 시간차를 가지고 두 마이크로폰에 도달하게 된다.

각 마이크로폰에 대하여 z 변환식을 취해서 나타내면 다음과 같다.

$$M_+(z) = N(z)F_{\phi}(z) + S(z)F_{\phi}(z) \quad (1)$$

$$M_-(z) = N(z)F_{-\phi}(z) + S(z)F_{\phi}(z) \quad (2)$$

$F_{\phi}(z)$ 는 목적신호원과 마이크로폰 사이에 전달함수이며, F_{ϕ} 와 $F_{-\phi}$ 는 잡음원과 두 개의 마이크로폰 사이에 전달함수이다.

식(1)과 식(2)로 전달된 신호는 두 신호의 합과 차의 과정을 거치면서 적응 디지털필터의 입력인 바라는 신호(desired signal)와 참조신호(reference signal)이 된다. 바라는신호는 두 개의 마이크로폰의 합으로 구성되어 지며 두 개의 마이크로폰으로 입력되는 모든 신

호를 포함하게 된다. 반면에 참조신호는 두 개의 마이크로폰의 차 신호로서 목적음원은 상쇄되고 잡음신호만을 포함한 신호가 된다. 이 두 개의 신호는 적응알고리즘의 입력신호를 구성하게 되며 적응알고리즘은 적응과정에서 바라는신호에서 참조신호와 상관관계에 있는 신호성분을 제거하고 우리가 원하는 신호를 적응필터 출력으로 내보내게 된다.

II. 웨이브렛 기반 적응알고리즘

시간영역에서 적응알고리즘을 처리할 경우 입력신호의 고유치 분포폭이 넓게 분포되어 수렴속도가 저하하는 문제점이 있다. 그러므로 본 연구에서는 시간영역이 적응알고리즘을 웨이브렛 변환을 하여 적응알고리즘을 변환영역에서 수행하고자 한다.

먼저 $N \times N$ 웨이브렛 변환 행렬을 T_w 라 정의하고 입력벡터 $X(n)$ 이 있을 때 웨이브렛 변환영역 입력벡터 $z(n)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z(n) = T_w x(n) \quad (3)$$

여기서 T_w 은 웨이브렛 저역통과필터와 고역통과필터로부터 구성되어진 행렬이다. 바라는신호 $d(n)$ 가 있을 때, 입력신호에 대한 자기상관(autocorrelation)행렬과 상호상관(inter-correlation)벡터는

$$\begin{aligned} R_{zz} &= E[z(n)z^T(n)] \\ &= E[T_w x(n)x^T(n)T_w^T] \\ &= T_w R_{xx} T_w^T \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} P_{zd} &= E[d(n)z(n)] \\ &= T_w P_{xd} \end{aligned} \quad (5)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 R_{xx} 와 P_{xd} 는 각각 시간영역에서 입력신호에 대한 자기상관행렬과 상호상관벡터이다. 식(6)이 적응알고리즘의 오차는 바라는 신호에서 적응알고리즘을 통과한 출력으로 계산되어진다.

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (6)$$

식 (7)의 MSE(Mean Square Error)을 최소화하기 위한 Wiener Solution은

$$g_{opt} = R_{zz}^{-1} P_{zd} \quad (7)$$

로 나타낼수 있으며, 웨이브렛변환의 직교성을 이용하여 원래 시간영역의 최적 임펄스응답인 h_{opt} 는 아래의 식에 의해 환원될 수 있다.

$$g_{opt} = T_w h_{opt} \quad (8)$$

적응알고리즘의 웨이트 벡터를 업데이트 시키는 알고리즘인 LMS알고리즘에 대하여 WTLMS알고리즘은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$g(n+1) = g(n) + \mathcal{R}_{zz^{-1}}^{-1}(n)z(n)e(n) \quad (9)$$

여기서

$$\mathcal{R}_{zz^{-1}}^{-1}(n) = \text{diag} [z_0^{-1}(n), z_1^{-1}(n), \dots, z_{N-1}^{-1}(n)] \quad (10)$$

이다. N 은 적용필터의 차수를 나타내며, 식(12)이 대 각행렬은 다음과 같은 방법으로 추정할 수 있다.

$$Z_i(n) = \beta Z_i(n-1) + (1-\beta)(Z_i^2(n)), \quad (11)$$

$$0 < \beta < 1$$

III. 제안하는 알고리즘

일반적인 M 차 멀티레이트 분석, 합성 필터 뱅크를 그림 2에 나타내었다. 그림 2은 N 주기로 서브샘플링(subsampling)되고, 채널신호에 대한 필터링을 가지는 구조로서 아주 일반적인 형태의 멀티레이트 분석, 합성 필터구조라고 할 수 있다[4].

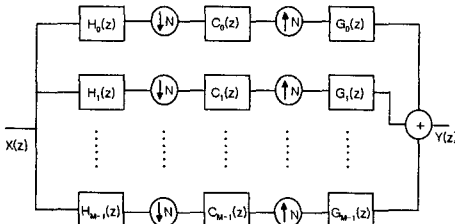


그림 2. 일반적인 M 차 멀티레이트 분석, 합성필터 뱅크

먼저 입력신호 $x(n)$ 에 대한 z 변환(z transform)을 $X(z)$ 라 하고 N 에 의해 서브샘플된 출력신호 $y(n)$ 에 대한 z 변환을 나타내면 다음과 같다.

$$Y(z) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X(W_N^n z^{1/N}), \quad W_N = e^{-j2\pi/N} \quad (12)$$

역으로 입력신호 $x(n)$ 에 대한 업샘플링(upsampling)된 신호에 대한 z 변환은

$$Y(z) = X(z^N) \quad (13)$$

로 나타낼 수 있다.

컨벌루션 알고리즘은 입력신호와 임펄스응답을 z 변환하면 z 변환 영역에서는 변환된 신호들이 다항식들의 곱형태로 나타낼 수 있으므로 효율적으로 수행할 수 있다. 먼저 $N=2$ 로 서브샘플되고, 다음에 따르는 필터구조를 갖는 3채널 필터뱅크가 있다는 가정 하에 고속컨벌루션 알고리즘을 유도하기로 하겠다.

$$h(z) = [z^{-1}, 1 + z^{-1}, 1]^T \quad (14)$$

$$C(z^2) = \text{diag}[H_0(z^2), H_0(z^2) + H_1(z^2), H_1(z^2)]^T \quad (15)$$

$$g(z) = [1 - z^{-1}, z^{-1}, z^{-2} - z^{-1}]^T \quad (16)$$

식 (12)과 식 (13)의 관계를 이용하여 그림 2의 시스템의 출력을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y(z) = [z^{-1} \cdot H_0(z^2) + z^{-2} \cdot H_1(z^2)] \cdot X(z) \quad (17)$$

이제 원하는 필터(desired filter)가 $H(z)$ 주어질 때 $H_0(z^2), H_1(z^2)$ 은 다음 방법으로 나타낼 수 있다.

$$H_0(z^2) = \frac{1}{2} [H(z) + H(-z)] \quad (18)$$

$$H_1(z^2) = \frac{1}{2} [H(z) - H(-z)] \quad (19)$$

여기서 $H(z)$ 의 필터 차수가 $2K$ 일 때, 식 (18), 식 (19)의 필터차수는 K 로 줄어든다. 식 (18), 식 (19)을 사용하여, 식 (17)을 나타내면,

$$Y(z) = z^{-1} \cdot H(z) \cdot X(z) \quad (20)$$

로 나타낼 수 있다. 식 (20)과 식 (18), 식 (19)에서 보는 것처럼 한 개의 지연소자를 추가함으로써 원래 FIR 필터가 가지는 필터차수보다 반으로 줄어든 3개의 필터로 대체할 수 있다. 즉 25% 출력 샘플당 곱셈수를 줄일 수 있다. 반면에 추가비용으로 두 개의 입력당 한번의 덧셈과 두 개의 출력당 3번의 덧셈이 필요하다. 알고리즘에 대한 블록도를 그림 3에 나타내었다.

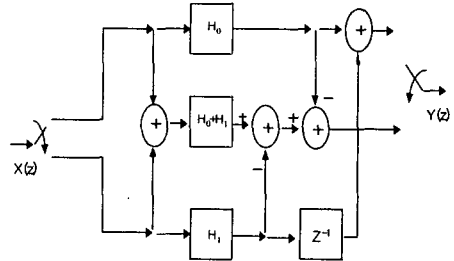


그림 3. short-length fast running FIR 알고리즘

FIR 필터의 차수를 L 이라 가정했을 때, 기존의 FIR 필터와 고속 FIR 알고리즘 사이에 수학적인 계산량을 비교해 보면, 기존의 FIR 필터가 한 개의 출력당 L 번의 곱셈과 $(L-1)$ 번이 덧셈이 필요한 반면, 고속 FIR 알고리즘인 그림 3은 출력 한 개당 $(3/4)L$ 번의 곱셈과 $2 + (3/2)(L/2 - 1) = (3/4)L + 1/2$ 번의 덧셈이 필요하다.

VI. 시뮬레이션

실험은 그림 1과 같은 디지털보청기 시스템에 적용하였다. 목적음원과 잡음은 청취자로부터 0.6m에 위치하여 있으며, 그 때 방위각은 목적음원은 두 마이크로폰 선분에 대해서 직각인 방향이며, 잡음은 45도 각을 이루는 방향이다. 목적신호원과 잡음은 다같이 12kHz

로 샘플링되고, 16비트로 양자화된 남성화자의 음성을 사용하였으며 잡음은 백색잡음을 사용하였다. 실험을 위해서 2.5m×5m×7m인 사무실에서 획득한 신호를 컴퓨터 시뮬레이션하였다. 이때 입력 SNR은 0dB가 되도록 하였다. 필터의 차수는 각 알고리즘 모두 256차로 하고, FLMS(Fast LMS)알고리즘인 경우는 블록길이와 필터차수의 길이를 갖게 하였다. WLMS 알고리즘인 경우 웨이블릿 변환은 Daubechies D4 웨이블릿 필터를 사용하였다. 적응상수 μ 값은 LMS 알고리즘에 대하여 여러 번의 실험을 통해서 가장 우수한 값을 채택하였고, 다른 알고리즘에도 똑같이 사용하였다.

LMS와 주파수영역 알고리즘인 FLMS를 제안한 알고리즘인 WLMS 알고리즘 사이의 수렴성능을 MSE(Mean Square Error)와 SNR을 통하여 비교하였다.

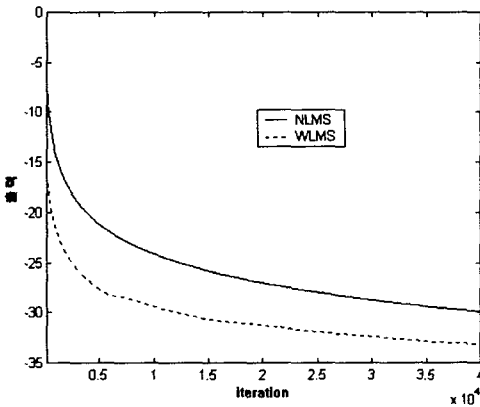


그림 4. NLMS 알고리즘과 WLMS 알고리즘의 MSE 비교 그래프

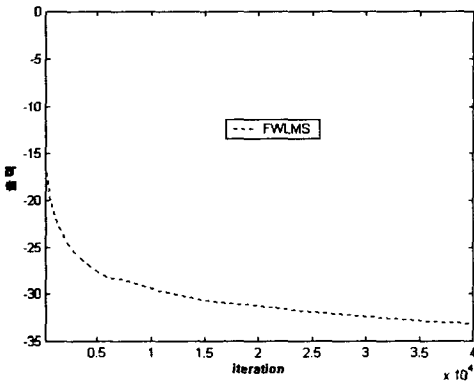


그림 5. 고속 웨이블릿 알고리즘에 대한 MSE 그래프

그림 5는 각 알고리즘별 MSE의 성능 곡선을 dB로 나타낸 그림이다. 그림 5에서 보는 것처럼 시간영역이 LMS 알고리즘보다 변환영역에서 적응알고리즘을 처리했을 때가 입력 신호의 상관도를 제거시킴으로써 보다 좋은 성능을 보임을 알 수 있으며, 주파수 영역 알고리즘보다 웨이블릿 기반에서 적용한 WLMS 알고리즘이 성능이 우수함을 알 수 있다.

VII. 결론

본 논문에서는 적응빔포빔 기법을 이용한 디지털보청기 시스템의 수렴속도를 향상시키기 위해서 시간영역의 적응알고리즘을 웨이블릿 변환을 이용한 웨이블릿 기반 적응 알고리즘에 대하여 연구하였다. 또한 웨이블릿 변환을 보다 고속으로 처리하기 위한 알고리즘을 이용하여 곱셈의 계산량을 줄임으로써 보다 빠른 스피드로 알고리즘이 수행되도록 하였다. 그 결과 제안한 알고리즘은 적은 계산량으로도 기존의 알고리즘에 비해 안정되고 빠른 수렴특성을 보여 주었다.

제안한 알고리즘은 음성을 사용한 적응신호처리 분야에 응용될 수 있으리라 본다. 향후 연구과제로는 웨이블릿 변환 특성에 대한 수학적 분석과 적응신호처리의 여러 분야에 웨이블릿 변환을 적용하는 연구에 대한 수행이 진행되어야 할 것이다.

참고문헌(또는 Reference)

- [1] S.S. Narayan, M. Peterson, and J. Narasimha, "Transform domain LMS algorithm" IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. Assp-31, pp. 609-615, June. 1983.
- [2] D.F. Marashall, W.K. Jenkins and J.J. Murphy "The use of orthogonal transform of adaptive filters" IEEE Trans. Circ. Syst., pp. 474-484, Apr. 1989.
- [3] Hosur and A.H. Tewfik, "Waelet Transform Domain LMS Algorithm", Proc. ICASSP-93, pp. 508-510, April 1993.
- [4] Z. J. Mou P. Dauhamel, "Short-length FIR filters and their use on fast nonrecursive filtering", IEEE Trams. Signal Proc., vol 39, pp. 1322-1332, June 1991.