

음향 반향 제거기를 위한 시변 적응 상수를 갖는 적응 알고리즘

박장식*, 손경식**

* 동의공업대학 영상정보과, **부산대학교 전자공학과

E-mail: jsipark@dit.ac.kr

An Adaptive Algorithm with Time-Varying Step-Size for Acoustic Echo Caneler

Jang Sik Park and Kyung Sik Son

Dept. of Visual Technology, Dongeui Institute of Technology

Dept. of Electronics Eng., Pusan National University

요 약

헨즈프리 음성 통신에 있어 음향 반향 제거 시스템은 필수적인 요소이다. 본 논문에서는 음향 반향을 효과적으로 제거하기 위한 새로운 시변 적응 상수를 갖는 적응 알고리즘을 제안한다. 제안하는 알고리즘은 최적 필터의 직교 원리를 이용하여 적응 알고리즘의 적응 상수를 시변한다. 직교 원리에 따라 적응 상수를 시변하면 적응 초기에는 적응 필터가 반향 경로를 추정하지 못해서 큰 값을 가지지만 수렴 후에는 적응 필터의 입력 신호와 추정 오차 신호 간의 상호 상관도가 작아져서 정상 상태 오차가 작으며 근단화자 등의 주변 잡음 신호에 적응필터 계수가 오조정되는 것을 줄일 수 있다. 본 논문에서 음향 반향 시뮬레이션을 통해서 제안하는 적응 알고리즘이 기존의 방법에 비해서 우수함을 보인다.

1. 서 론

적용필터는 차량 등에서의 통신에서 잡음을 제거 [1-6]하거나 원격리 화상회의 등에서의 반향제거 [7-9]등에 널리 사용되고 있다. 일반적으로 적응 필터를 이용하여 반향을 제거한다. 적응 알고리즘으로는 구조가 간단하고 안정한 적응을 하는 LMS(least mean square) 알고리즘이 주로 사용된다. 그런데 원신호 속에 기준 입력 신호와 상관이 없는 성분이 포함되어 있는 경우 추정 오차 신호에도 기준 입력신호와 상관이 없는 신호성분이 포함된다. 추정 오차 신호 속에 포함된 상관이 없는 원신호 성분은 적응필터의 측정잡음이 되어 계수를 오조정시킨다. 적응 잡음 제거기에서는 주로 전송되어야 하는 목표신호(target signal)가 기준 입력 신호와 상관이 없으면서 적응필터의 계수를 오조정한다[3-5].

적용필터의 계수가 최적계수에 수렴하면 기준 입력신호와 추정 오차신호의 상관도 혹은 적응 필터의 순시 기울기 벡터가 이론적으로 0 이 된다. 이런 성질을 직교원리라고 한다[6]. 본 논문에서는 직교 원리를 이용하여 가변 적응 상수를 결정함으로써 목표 신호에 대해서 강건하면서 수렴 속도가 빠른 적응 알고리즘을 제안한다. 직교 원리에 의해서 수렴 초기에는 기준 입력 신호와 추정 오차 신호의 상호 상관도가 크기 때문에 수렴을 빠르고 정상 상태에서는 상호 상관도가 거의 0 에 접근하여 정상 상태 오차가 작아진다. 그런데 상호 상관도가 적응 초기부터 지속적으로 감소하기 때문에 적응 상수가 적응 초기부터 급격히 작아져서 수렴이 느려진다. 본 논문에서는 상호 상관도를 저역 통과시켜 적응 초기에 적응 상수를 일정 기간 크게 유지함으로써 적응 초기에 수렴이 느려지지 않도록 함으로써 적응 필터의

성능을 향상시킨다. 본 논문에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통해서 효율적으로 반향을 제거할 수 있음을 보인다.

2. 음향 반향 제거기

두 센서를 갖는 전형적인 음향 반향 제거기는 그림 1과 같다. $x(k)$ 는 원단화자의 음성 신호이며, $y(k)$ 는 반향 신호이다. $d(k)$ 와 $n(k)$ 는 각각 마이크 입력 신호와 근단화자의 음성신호를 의미한다.

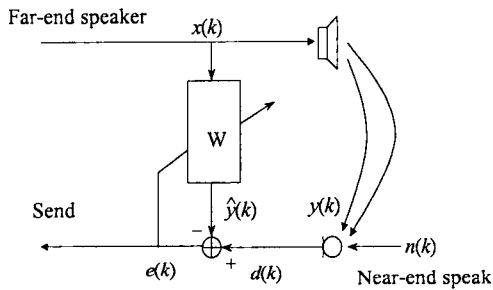


Fig. 1. The concept of acoustic echo cancellation in a hands-free communication system.

음향 반향 경로를 적응필터로 추정하여 원신호 $d(k)$ 로부터 적응필터의 출력 $\hat{y}(k)$ 를 빼주므로써 목표신호에 섞여 있는 잡음을 제거한다. 잡음 전달 경로를 추정하기 위한 적응알고리즘으로는 식(1)~(4)으로 표현되는 NLMS 알고리즘이 일반적으로 이용된다.

$$d(k) = y(k) + n(k) = W_0^T(k) X(k) + n(k) \quad (1)$$

$$e(k) = d(k) - \hat{y}(k) = d(k) - W^T(k) X(k) \quad (2)$$

$$W(k+1) = W(k) + \mu(k)e(k)X(k) \quad (3)$$

$$\mu(k) = \frac{\alpha}{X^T(k)X(k)} \approx \frac{\alpha}{L\sigma_x^2} \quad (4)$$

$X(k)$, $W(k)$ 는 각각 기준 입력 신호 벡터와 적응 필터의 계수 벡터이고 W_0 는 음향 전달 경로를 필터로 모델링한 계수 벡터이다. $\mu(k)$ 는 시변 적응 상수이고 α 는 정규화 적응 상수이다.

L 은 적응필터의 차수이고 $\sigma_x^2(k)$ 는 입력신호의 분산이다. 적응 필터의 계수 벡터 $W(k)$ 는 식 (2)의 두 번째항에 표시된 순시 기울기 벡터 $e(k)X(k)$ 에 의해서 갱신된다. 식(1)에서 $d(k)$ 에 목표신호 $s(k)$ 가 포함되어 있지 않으면 적응필터의 차수 L 이 충분히 크다면 적응필터 계수는 최적값에 가까이 수렴할 수 있다. 그러나 $d(k)$ 에 목표신호가 포함되는 경우에는 식(5)와 같이 추정 오차 신호 속에는 기준 입력 신호와 상관 없는 목표신호가 포함되어 목표신호 만큼 계수 오조정이 생긴다[3-4].

$$W(k) = W(k-1) + \frac{\alpha}{L\sigma_x^2} (W^T(k)X(k) - y(k)) + \frac{\alpha}{L\sigma_x^2} X(k)n(k) \quad (5)$$

식(5)에서 α 가 적으면 목표신호에 의한 계수 오조정이 줄어들지만 수렴속도가 느려진다. 일반적으로 적응필터의 적응상수는 정상상태와 수렴속도에서 상반된 성질이 있다. 따라서 수렴속도가 느려지지 않으면서 정상상태의 성능을 저하되지 않도록 하려면 적응상수가 지능적으로 시변하는 것이 필요하다.

3. 제안하는 적응 알고리즘

적용 필터가 최적값으로 수렴하면 기준 입력 신호와 추정 오차 신호의 상호 상관도는 $E[e(n)X(n)] = 0$ 이 되고 이를 직교 원리라 한다[6, 13]. 직교 원리를 이용하여 기준 입력 신호와 추정 오차 신호의 상호 상관도를 필터의 적응 상수로 사용하면 필터의 수렴 초기에 추정 오차 신호 속에 기준 입력 신호의 성분이 많이 포함되어 있어 적응 상수는 큰 값을 유지하고 적응을 빨리 한다. 적응 필터가 수렴하였을 때는 입력 신호와 추정 오차 신호 사이의 상관도가 0 에 가까운 값을 갖게 된다. 따라서 적응 상수는 작아져서 적응 필터의 계수 오조정이 작아지고 과잉 평균 자승 오차(excess mean square error)도 작아진다.

기준 입력 신호와 추정 오차 신호의 상호 상관도, $E[e(k)X(k)]$ 를 식(6)와 같이 순시 기울기 벡터로 추정한다.

$$\delta_n(k) = \beta\delta_n(k-1) + (1-\beta)x_n(k)e(k) \quad (6)$$

$$n=0, 1, \dots, L-1$$

$\delta_n(k)$ 는 입력 신호와 추정 오차 신호의 상호 상관도를 순시 기울기 벡터로 추정하는 running power estimate 이다. β 는 망각지수(forgetting factor)이며, $x_n(k)$ 는 n 탭의 입력 신호를 나타낸다. L 은 적응 필터의 차수이다. 식 (6)을 전개하면

$$\delta_n(k) = \beta\delta_n(k-1) + (1-\beta)x_n(k)e(k)$$

$$= \beta^k\delta_n(0) + (1-\beta)\sum_{i=0}^k \beta^{k-i}x_n(i)e(i) \quad (7)$$

가 된다. 식 (7)에서 $\delta_n(0)=0$ 라 가정하고 0 샘플에서 임의의 k_0 샘플까지 과거 추정한 상호 상관도와 k_0+1 부터 k 까지의 최근 추정한 상호 상관도로 나누어 정리하면

$$\delta_n(k) = \beta^{k-k_0}(1-\beta)\sum_{i=0}^{k_0} \beta^{k_0-i}x_n(i)e(i)$$

$$+ (1-\beta)\sum_{i=k_0+1}^k \beta^{k-i}x_n(i)e(i) \quad (8)$$

이 된다. $k-k_0$ 가 충분히 크다면 식 (8)의 첫 번째 항은 대부분 감쇠되고 최근 추정한 두 번째 항이 주로 남게된다. 따라서 식 (6)과 같이 LMS 알고리즘의 순시 기울기로 추정하면 최근의 상호 상관도의 변화를 반영할 수 있다. β 가 1에 가까울수록 $k-k_0$ 가 커져야 한다.

식 (6)을 상호 상관도가 1보다 크지 않도록 기준 입력 신호와 추정 오차 신호 전력합으로 식 (9)과 같이 정규화한다.

$$\delta_n(k) = \beta\delta_n(k-1) + (1-\beta)\frac{x_n(k)e(k)}{\sigma_x^2(k) + \sigma_e^2(k)} \quad (9)$$

그림 2는 입력 신호와 추정 오차 신호의 상호 상관도를 추정한 순시 기울기 벡터 중에서 첫 번째 탭에 대한 값을 표시한 것이다. 상호 상관도가 직교원리에 따라 지수적으로 감소하여 정상상태가 되면 수렴 초기에 비해서 상당히 작아진 것을 확인할 수 있다. 그림 2와 같이 상호 상관도 또는

적용 상수가 빠르게 지수적으로 감소하면 적응 초기의 수렴 속도가 현저히 저하되고 적응 필터의 계수 오조정이 커진다.

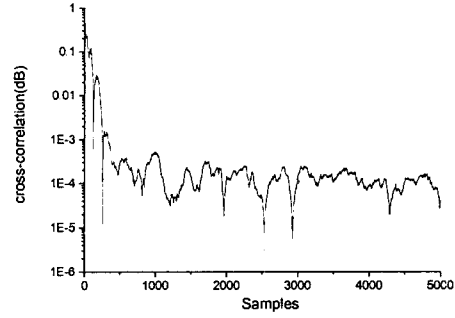


Fig. 2. The cross-correlation of input and estimated error signals which is estimated by instantaneous gradient estimate

따라서 적응 초기에는 적응 상수를 다소 크게 유지하도록 하는 것이 필요하다. 상호 상관도, $\delta_n(k)$ 를 식 (10)과 같이 저역 통과 시켜 수렴 초기에 적응 상수를 크게 유지함으로써 적응 필터의 수렴 속도가 느려지지 않도록 한다

$$c_n(k) = \beta c_{n-1}(k) + (1-\beta)\delta_n(k) \quad (10)$$

저역 통과된 $c_n(k)$ 을 주변 잡음에 의해서 적응 필터의 계수가 오조정되지 않도록 하기 위해서 기준 입력 신호와 추정 오차 신호 전력 합으로 식(11)와 같이 정규화 한다.

$$U(k) = \frac{\alpha c_n(k)}{L(\sigma_x^2(k) + \sigma_e^2(k))} \quad (11)$$

$$n=0, 1, \dots, L-1$$

$U(k)$ 은 적응 필터의 각 탭을 갱신하는 적응 상수 벡터이고 α 는 정규화 적응 상수이다. $c_n(k)$ 는 각 탭을 위한 상호 상관도이다. 상호 상관도에 대해서 절대값을 취하는 것은 적응 상수가 0보다 작아지면 불안정해지기 때문에 이를 방지하기 위한 것이다. 입력 신호와 추정 오차 신호의 전력 합으로 정규화하는 것은 입력 신호와 추정 오차 신호에 의해서 적응 상수가 진동하는 것을 줄이기 위한 것이다.

4. 컴퓨터 시뮬레이션 결과 및 검토

음향 반향 제거 시뮬레이션을 위해서 음성 신호를 8kHz, 16 비트로 양자화하여 근단화자와 원단화자의 음성 신호로 사용하였다. 적응 필터의 탭의 1024 탭을 이용하였다. 그림 3은 음향 반향 제거 시뮬레이션 결과이다. 13000 샘플에서 16000 샘플 사이에서는 동시통화 상황이다. 제안하는 적응 알고리즘이 NLMS 알고리즘에 비해서 성능이 상당히 우수하고 Sum-LMS 알고리즘이 비해서 다소 우수함을 알 수 있다.

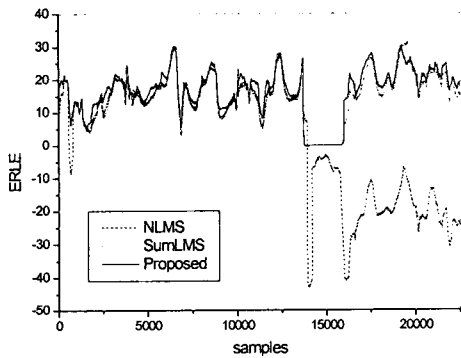


Fig. 3 ERLE of proposed algorithm versus NLMS and SumLMS algorithm

5. 결론

본 논문에서는 핸드 프리 음성 통신 시스템에서 발생하는 반향에 의해서 통화 품질이 저하되지 않도록 반향을 효율적으로 제거하는 적응 알고리즘을 제안하였다. NLMS 알고리즘과 Sum-LMS 알고리즘에 비해서 제안하는 알고리즘이 우수함을 보였다. DSP를 이용하여 제안하는 시변 적응 상수룰 적응 알고리즘을 내장한 반향 제거기 실험을 하고자 한다.

참고 문헌

[1] William A. Harrison, J. S. Lim and Elliot Stinger, "A new application of adaptive noise cancellation," IEEE Trans. ASSP. Vol. ASSP-34, No. 1, pp. 21-27, Feb., 1986.
 [2] B. Widrow et al, "Adaptive noise cancelling: principles and applications," Proc. IEEE,

Vol. 63, pp.1692-1716, Dec., 1975.
 [3] J. E. Greenberg, "Improved design of microphone-array hearing aids," MIT, PhD. Thesis, Sep, 1994
 [4] Joseph A. Maxwell and Patrick M. Zurek, "Reducing acoustic feedback in hearing aids," IEEE Trans. Speech and Audio Processing, Vol. 3, No. 4, pp. 304-313, July, 1995.
 [5] Alex C. Orgren, Soura Dagupta, Charles E. Rohrs and Norbert R. Malik, "Noise cancellation with improved residuals," IEEE Trans. ASSP. Vol ASSP-39, No 12, pp.2629-2639, Dec., 1991.
 [6] B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J. pp. 196-197, 1985.
 [7] S. M. Kuo, Y. C. Huang, and Z. Pan, "Acoustic Noise and Echo Cancellation Microphone System for Videoconferencing," IEEE Trans. Consumer Electronics, VOL. 41, NO. 4, pp. 1195-1150, Nov., 1995.
 [8] S. H. Jensen, "Acoustic Echo Canceller for Hands-free Mobile Radiotelephony," Proc. EUSIPCO, Belgium, pp.1629-1632, 1992.
 [9] P. Heitkamper, "An Adaptation Control for Acoustic Echo Cancellers," IEEE Signal Processing Letters. VOL. 4, NO. 6, pp. 170-172, June, 1997.
 [10] P. M. Clarkson, *Optimal Adaptive Signal Processing*, CRC Press, pp. 182-184, 1993
 [11] V. J. Mathew and Sung Ho Cho, "Improved convergence analysis of stochastic gradient adaptive filters using the sign algorithm," IEEE Trans. ASSP., Vol. 35, No. 4, pp. 450-454, April, 1987.
 [12] B. E. Jun, D. J. Park, Y. W. Kim, "Convergence analysis of Sign-Sign LMS algorithm for Adaptive filters with correlated Gaussian data," ICASSP 95.
 [13] H. Ye and B. X. Wu, "A New Double-Talk Detection Algorithm Based on the Orthogonality Theorem," IEEE Trans. Communications, VOL. 39, NO 11, pp. 1542-1545, Nov., 1991.