

입력신호와 오차신호의 상관도를 이용한 음향반향제거 알고리즘

류종훈*, 박장식**, 손경식*

* 부산대학교 전자공학과

** 동의공업대학 영상정보처리과

An Acoustic Echo Cancellation Algorithm Using the Correlation of Input Signals and Error Signals

Jong Hoon Ryu*, Jang Sik Park**, Kyung Sik Son*

*Dept. Electronics Engineering, Pusan National University

** Dept. Image Processing, Dong-Eui Institute of Technology

e-mail: {jsipark, ksson}@hyowon.cc.pusan.ac.kr

요약

NLMS 알고리즘을 채용한 음향반향제거기는 주변잡음에 대해서 적응필터의 계수가 오조정되어 반향제거기의 성능이 저하된다. 본 논문에서 음향반향제거기의 마이크 입력신호와 추정 오차신호의 상관도를 이용해서 주변 잡음신호에 의한 계수 오조정이 작은 적응 알고리즘과 잔여반향을 제거하기 위한 후처리기로 구성된 음향반향제거기를 제안한다. 기존의 NLMS 알고리즘이 입력신호의 전력으로 적응상수를 정규화지만 제안하는 알고리즘은 마이크 입력신호와 추정 오차신호의 상관도와 입력신호 전력의 합으로 정규화 한다. 적응필터가 반향 경로를 추정한 경우, 추정 오차신호에는 근단화자 신호가 대부분을 차지한다. 따라서 근단화자 신호가 있는

경우에는 상관도 값이 커져서 적응상수가 작아지고 근단화자 신호에 의한 계수의 오조정을 줄일 수 있다. 후처리기도 마이크 입력신호와 추정 오차신호의 상관도를 마이크 입력신호의 전력으로 정규화한 값으로 추정 오차신호를 감쇠시킴으로써 근단화자 신호는 감쇠를 적게 하고 잔여반향을 감쇠시킨다. 멀티미디어 PC를 이용한 실험을 통해서 제안하는 알고리즘이 기존의 알고리즘에 비해서 우수한 성능을 보임을 확인했다.

1. 서론

음향반향제거기(AEC, acoustic echo canceller)는 원격리 화상회의와 차량의 핸드프리(hands-free) 전화기[1-2]

등의 통신시스템에서 반향(echo)을 제거하여 보다 좋은 음질과 안전 운행을 제공한다. 음향반향제거 알고리즘으로는 NLMS 알고리즘이 주로 사용되고 있다. NLMS 알고리즘은 구조가 간단하여 구현이 용이하지만 음성신호에 대해서 수렴속도가 느려지고 근단화자 음성신호(near-end speech signal)를 포함한 주변 잡음에 의해서 심각하게 성능이 저하된다. RLS(recursive least square)알고리즘이나 AP(affine projection) 알고리즘은 음성신호에 대해서 수렴이 빠르지만 전자는 계산량이 많고 후자는 주변잡음에 민감하다. 주변 잡음에 의한 성능 저하를 막기 위해서 잡음에 강건한 적응 알고리즘(noise robust algorithm)들이 연구되었다[1-4]. 적응필터의 기준 입력신호(reference input signal)와 추정 오차신호(estimate error signal)에 기반한 적응 알고리즘은 수렴 속도가 다소 느려지는 문제가 있다.

본 논문에서는 마이크 입력신호와 추정 오차신호의 상관도(correlation)를 이용하여 적응상수(step-size)를 시변하고 추정 오차신호를 감쇠시킴으로써 잔여반향(residual echo)을 제거하는 음향반향제거기를 제안한다. 제안하는 강건한 적응알고리즘의 적응상수는 기준 입력신호의 전력과 마이크 입력신호와 추정 오차신호 상관도의 합으로 정규화한다. 적응필터가 수렴하여 반향경로를 추정하고 근단화자 신호가 마이크로 입력되면 추정 오차신호에는 근단화자의 음성신호가 대부분을 차지한다. 따라서 마이크 입력신호와 추정 오차신호의 상관도는 커지고 적응상수는 작아져서 적응필터의 오조정이 줄어들 수 있다. 본 논문에서 제안하는 후처리는 적응상수를 시변시키는데 이용한 상관도를 활용한다. 후처리(post-processing)는 마이크 입력신호와 추정 오차신호의 상관도를 마이크 입력신호의 전력으로 정규화하여 추정 오차신호를 감쇠시킴으로써 잔여반향을 제거한다. 동시통화(double-talk) 상황에서는 상관도가 1에 가까워지지만 반향신호만 있는 경우에는 직교원리(orthogonal principle)에 의해서 상관도는 0에 가까워진다. 따라서 근단화자 신호에 대해서 감쇠가 거의 되지 않고 잔여반향은 상당히 감쇠시킴으로써 음향반향제거기의 성능을 향상시킬 수 있다. 본 논문에서는 기존의

NLMS 알고리즘 및 강건한 적응알고리즘을 채용한 음향반향제거기와 제안하는 방법을 개인용 컴퓨터로 실험하여 성능을 비교하여 제안하는 음향반향제거기의 성능이 우수함을 보였다.

2. 제안하는 음향반향제거기

그림 1은 제안하는 음향반향제거기 구조이다. 적응필터로 반향경로를 추정하여 반향을 제거하고 잔여반향을 감쇠기를 후처리하여 전송한다.

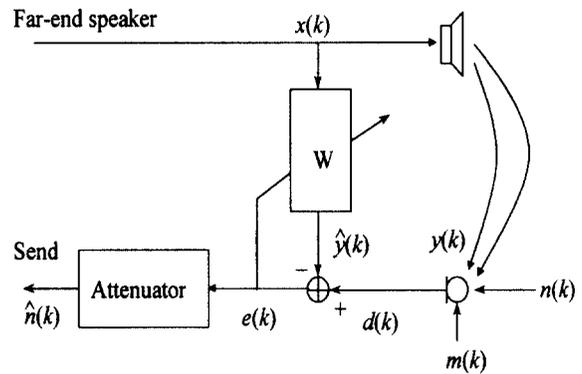


그림 1 음향반향제거기의 구조

기존의 적응잡음제거기는 적응필터를 식(1)과 같이 NLMS 알고리즘으로 적용한다.

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

$$\mu(k) = \frac{\alpha}{E[X^T(k)X(k)]} = \frac{\alpha}{LP_x(k)}$$

$W(k)$ 와 $X(k)$ 는 각각 적응필터와 기준 입력신호의 계수벡터이다. α 는 NLMS 알고리즘의 적응상수이고 $\mu(k)$ 는 기준 입력신호의 전력으로 정규화된 적응상수이다. L 은 적응필터의 차수이며 $P_x(k)$ 는 기준 입력신호의 전력이다. $e(k)$ 는 식(2)로 표현되며 적응필터의 추정 오차신호이면서 음향반향제거기의 출력이다.

$$e(k) = d(k) - \hat{y}(k) = y(k) - \hat{y}(k) + n(k) \quad (2)$$

$$d(k) = y(k) + n(k) = \mathbf{W}_0^T \mathbf{X}(k) + n(k) \quad (3)$$

$y(k)$ 는 반향신호이고, $n(k)$ 는 그림 1에서 주변잡음 $m(k)$ 와 근단화자의 음성신호 $n(k)$ 를 포함하며 기준신호와 상관성이 없는 적응필터에 대해서는 잡음신호이다. $d(k)$ 는 마이크 입력신호이며 반향신호 $y(k)$ 와 잡음신호 $n(k)$ 의 합이다. 따라서 식(1)에 식(2)를 대입하면

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(k+1) &= \mathbf{W}(k) + \mu(k)(y(k) - \hat{y}(k)) \mathbf{X}(k) \\ &\quad + \mu(k)n(k) \mathbf{X}(k) \end{aligned} \quad (4)$$

이다. 따라서 NLMS 알고리즘으로 적용하는 적응필터는 $n(k)$ 에 의해서 오조정된다[1].

2.1 잡음에 강건한 적응 알고리즘

주변 잡음신호 $n(k)$ 에 의해서 적응필터의 계수가 오조정되는 것을 방지하기 제안하는 알고리즘의 적응상수 $\mu(k)$ 를 식(5)와 같다.

$$\mu(k) = \frac{\alpha}{L(P_x(k) + E[e(k)d(k)])} \quad (5)$$

$E[d(k)e(k)]$ 는 마이크 입력신호와 추정 오차신호의 상관도로서 식(3)으로 표현하면

$$\begin{aligned} E[e(k)d(k)] &= E[e(k)y(k) + e(k)n(k)] \\ &= E[e(k) \mathbf{X}^T(k) \mathbf{W}_0 + E[e(k)n(k)]] \end{aligned} \quad (6)$$

이 된다. 적응필터가 반향경로로 수렴한 경우에는 식(6)의 첫 번째항은 직교원리(orthogonal principle)[5]에 의해서 0 이 된다. 두 번째항은 식(2)에 의해서 $E[n(k)e(k)] \approx E[n^2(k)]$ 가 된다. 식(5)의 적응상수는 잡음의 전력이 커지면 작아진다. 따라서 잡음전력이 커

지면 적응상수가 작아져서 식(4)에서 계수 오조정을 줄일 수 있다. 그러나, 적응필터가 수렴초기에 있다면 식(6) 우변의 첫 번째항이 존재함으로써 수렴이 다소 느려질 수 있다.

2.2 잔여반향 제거를 위한 후처리기

그림 1에서 감쇠기(attenuator)로 표시되어 있는 것이 잔여반향을 제거하는 후처리기이다. 후처리기는 마이크 입력신호로 정규화된 추정 오차신호와 마이크 입력신호 간의 상관도, $E[e(k)d(k)]/E[d^2(k)]$ 를 이용하여 식(7)와 같이 추정 오차신호를 감쇠시켜 송신신호 $\hat{n}(k)$ 를 출력한다.

$$\hat{n}(k) = \rho(k) e(k) \quad (7)$$

$$\rho(k) = \frac{E[e(k)d(k)]}{E[d^2(k)]}$$

$\rho(k)$ 는 식(6)을 이용하여 식 (8)과 같이 표시할 수 있다.

$$\rho(k) = \frac{E[e(k)y(k)] + E[e(k)n(k)]}{E[d^2(k)]} \quad (8)$$

그리고, 반향신호 $y(k)$ 와 주변 잡음신호 $n(k)$ 가 서로 상관성이 없기 때문에 $E[y(k)n(k)] = 0$ 이다. 따라서 식(8)에서 분모 항은

$$\begin{aligned} E[d^2(k)] &= E[y^2(k) + n^2(k) + 2y(k)n(k)] \\ &= E[y^2(k)] + E[n^2(k)] \end{aligned} \quad (9)$$

이 되고 식(8)은

$$\rho(k) = \frac{E[e(k)d(k)]}{E[d^2(k)]} = \frac{E[e(k)y(k)] + E[e(k)n(k)]}{E[y^2(k)] + E[n^2(k)]} \quad (10)$$

이 된다.

정규화 상관도 $\rho(k)$ 는 반향신호, 주변 잡음신호 그리고 수렴 정도에 따라 값이 변한다. 본 논문에서는 적응 필터가 수렴하지 않은 상태와 적응필터가 수렴된 상태에서 반향신호만 있는 경우와 근단화자 신호가 있는 경우로 나누어서 각각의 경우에 $\rho(k)$ 의 변화에 대해서 분석했다.

① 적응필터가 수렴하지 않은 경우

적응필터의 적응초기에 근단화자 신호가 반향신호에 비해서 작다고 가정하면

$$\begin{aligned} \rho(k) &= \frac{E[(y(k) - \hat{y}(k))y(k)] + E[(y(k) - \hat{y}(k))n(k)]}{E[y^2(k)] + E[n^2(k)]} \\ &= \frac{E[(y(k) - \hat{y}(k))y(k)]}{E[y^2(k)]} \\ &= \frac{E[y^2(k)] - E[\hat{y}(k)y(k)]}{E[y^2(k)]} \end{aligned} \quad (11)$$

가 된다. 적응필터가 충분히 적응하기 전에는 반향신호와 적응필터의 출력신호의 상관도가 낮다. 따라서 $E[y^2(k)] > E[\hat{y}(k)y(k)]$ 로 둘 수 있고, $0 < \rho(k) < 1$ 가 된다. 적응필터가 반향경로에 가까이 추정할수록 $\rho(k)$ 는 0에 가까워진다.

② 원단화자만 있는 경우(적응필터 수렴)

적응필터가 충분히 수렴 경우에는 적응필터의 직교원리를 이용하여 $\rho(k)$ 의 변화에 대해서 분석한다. 식(6)을 식(10)에 대입하면

$$\rho(k) = \frac{W_o^T E[X(k)e(k)] + E[e(k)n(k)]}{E[y^2(k)] + E[n^2(k)]} \quad (12)$$

이 된다. 근단화자 신호가 없는 경우에는 식(12) 분모의 두 번째 항과 분자의 두 번째 항은 0이 된다. 그리고 분자의 첫 번째 항은 직교원리에 의해서 0이 된다. 따라서 적응필터가 충분히 수렴하고 원단 화자신호만 있는 경우에는 정규화 상관도는

$$\rho(k) = \frac{E[e(k)X^T(k)]W}{E[y^2(k)]} = 0 \quad (13)$$

이 된다. 따라서 잔여반향은 후처리에 의해서 감소되어 제거될 수 있다.

③ 근단화자 신호가 있는 경우(적응필터 수렴)

근단화자 신호가 있고 적응필터가 적절히 수렴한 경우는 식(10)에 직교원리를 적용하면

$$\frac{E[e(k)d(k)]}{E[d^2(k)]} \approx \frac{E[n^2(k)]}{E[y^2(k)] + E[n^2(k)]} \quad (14)$$

이 된다. 그리고 근단화자 신호가 있는 경우에는 $E[n^2(k)] \gg E[y^2(k)]$ 가 된다(실험하는 과정에서도 반향신호는 근단화자 신호에 비해서 약 20 dB 감소되었다.).

$$\frac{E[e(k)d(k)]}{E[d^2(k)]} \approx \frac{E[n^2(k)]}{E[n^2(k)]} = 1 \quad (15)$$

근단화자 신호는 거의 감소되지 않고 송신될 수 있다. 따라서 제안하는 후처리는 근단화자 신호에 대해서는 감쇠가 거의 없고 잔여반향을 감소시킨다. 제안하는 후처리를 이용할 경우 계산량의 큰 증가없이 음향반향 제거 성능을 향상시킬 수 있다.

3. 실험결과 및 검토

입력신호와 오차신호의 상관도를 이용한 음향반향제거 알고리즘

제안하는 음향반향제거 알고리즘을 실험하기 위해서 입력신호의 전력, 상관도 그리고 마이크 입력신호의 전력은 각각 식(16), (17), (18)의 1차 저역통과 필터로 추정한다.

$$P_x(k) = \beta P_x(k-1) + (1-\beta)x^2(k) \quad (16)$$

$$P_{ed}(k) = \beta P_{ed}(k-1) + (1-\beta)d(k)d(k) \quad (17)$$

$$P_d(k) = \beta P_d(k-1) + (1-\beta)d^2(k) \quad (18)$$

음향반향제거 실험은 개인용 컴퓨터에 장착되어 있는 전이중 방식의 사운드 카드를 이용했다. 음성신호는 8 kHz 로 샘플링하고 16 비트로 양자화했다. 적응필터의 차수는 256차로 두었고 정규화 적응상수 $\alpha=0.2$ 로 두고 실험했다. 전력과 상관도를 추정하기 위한 망각지수 β 는 0.998로 두고 실험했다. 그림 2는 제안하는 적응 알고리즘과 기존의 잡음에 강건하도록 적응상수를 시변하는 Akihiro 등이 제안한 알고리즘[1]을 ERLE를 통해서 비교했다. 비교하는 Akihiro가 제안한 적응알고리즘 시변 적응상수는 식(19)~(21)와 같다.

$$\mu(k) = \frac{\alpha P_x(k)}{P_x^2(k) + P_{in}^2(k)} \quad (19)$$

$$P_{in}(k) = \gamma P_M(k) \quad (20)$$

$$P_M(k) = \begin{cases} \beta P_M(k-1) + (1-\beta)e^2(k), & P_e(k) > P_y(k) \\ P_M(k-1), & P_e(k) \leq P_y(k) \end{cases} \quad (21)$$

$P_e(k)$ 와 $P_y(k)$ 는 각각 추정 오차신호와 적응필터의 출력신호의 전력이다. γ 는 실험적으로 정해지는 값으로 성능이 많은 영향을 주는 계수이다. 본 실험에서 50으로 두었고 본 논문에서 제안하는 알고리즘에 대해서도 같은 값을 상관도에 곱해서 비교했다.

제안하는 알고리즘의 수렴속도가 기존의 알고리즘에 비해서 반향 제거 성능이 대체로 우수함을 볼 수 있다. 기존의 알고리즘의 수렴속도는 상당히 느리지만 제안하는 알고리즘은 수렴이 빠른 것을 알 수 있다. 또한 근

단화자의 음성신호가 있는 약 15000 샘플에서 22000 샘플 사이에서는 두 알고리즘의 성능이 비슷함을 알 수 있다. ERLE가 0에 근접한 것은 근단화자의 음성신호가 추정 오차신호의 대부분을 차지함을 의미하고 적응필터의 계수 오조정이 거의 없다는 것을 알 수 있다. 따라서 제안하는 알고리즘은 기존의 알고리즘과 같이 계수 오조정이 아주 작다는 것을 확인할 수 있다.

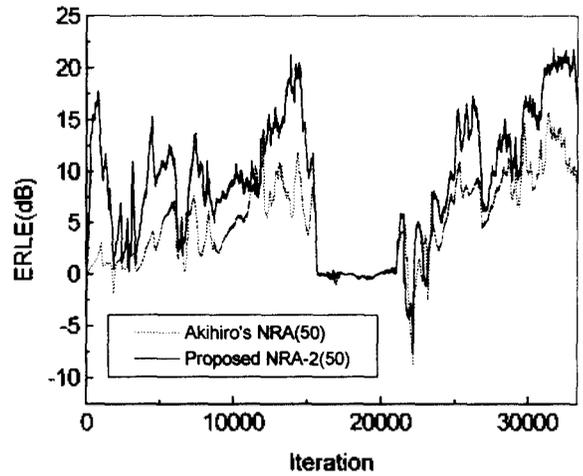


그림 2. ERLE 비교

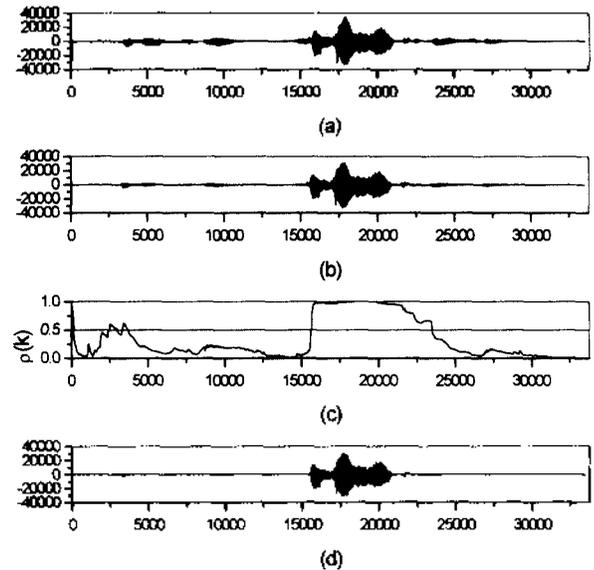


그림 3. 후처리의 효과

그림 3에서는 반향신호, 적응필터에 의해서 여파된 신호 그리고 최종적으로 후처리된 신호를 나타냈다. (a)는 마이크 입력신호로써 반향신호와 근단화자의 음성신호

가 섞여 있다. (b)는 제안하는 적응알고리즘으로 여파한 신호이며 잔여반향이 근단화자의 음성신호의 전후에 있다. (c)는 반향신호를 감쇠시키는 제안하는 후처리기의 감쇠율이다. 근단화자 신호가 있는 구간에서는 1에 가깝고 잔여반향이 있는 구간에서는 0에 가까워서 잔여반향을 효율적으로 감쇠시킨다. (d)는 후처리되어 전송될 신호이다. 잔여 반향이 상당히 감쇠되고 근단화자의 음성신호는 대체로 그 크기가 유지되고 있다.

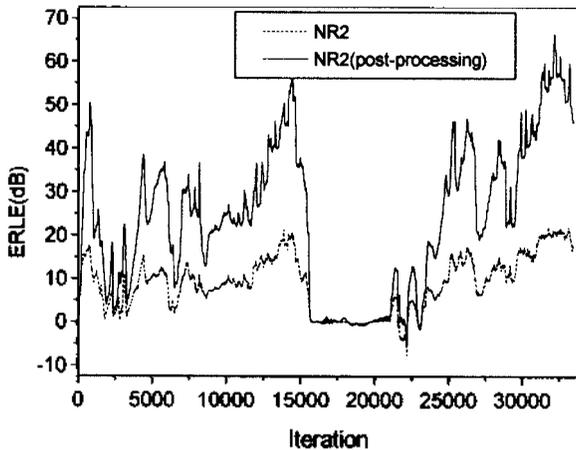


그림 4. 후처리 전후의 ERLE 비교

그림 4는 후처리 전후의 ERLE를 비교한다. 점선으로 표시되어 있는 것이 후처리 전이고 실선으로 표시된 것이 후처리를 한 신호이다. 후처리를 한 후 ERLE가 상당히 개선된 것을 알 수 있다.

NLMS 알고리즘에도 후처리를 활용할 수 있겠지만 잡음에 의해서 계수의 오조정이 심하게 발생한다면 근단화자의 음성신호도 왜곡이 생긴다. 따라서 제안하는 잡음에 강건한 알고리즘과 후처리가 결합되어 잔여반향이 거의 없는 출력신호를 얻을 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 입력신호와 추정 오차신호의 상관도를 이용한 잡음에 강건한 적응알고리즘과 후처리를 제안했다. 동시통화시 두 신호의 상관도는 커지는 것을 이

용해서 적응상수를 시변시킴으로써 수렴속도는 다소 느려지지만, 근단화자 신호에 의한 계수 오조정을 줄일 수 있었다. 또한 같은 상관도를 이용해서 추정 오차신호를 감쇠시킴으로써 전송해야할 근단화자의 음성신호에 거의 영향을 주지 않고 잔여반향을 제거할 수 있음을 보였다.

참고문헌

- [1] Akihiro Hirano and Akihiro Sugiyama, "A Noise-Robust Stochastic Gradient Algorithm with An Adaptive Step-Size Suitable for Mobile Hands-Free Telephones," Proc. of IEEE ICASSP, Detroit, MI, pp.1392-1395, 1995.
- [2] P. Heitkamper and M. Walker, "Optimization of an Acoustic Echo Canceller Combined with adaptive gain control," Proc. of IEEE ICASSP, Detroit, MI, pp. 3047-3050, 1995.
- [3] C. Antweiler, J. Grunwald and H. Quark, "Approximation of Optimal Step Size Control for Acoustic Echo Cancellation," Proc. of IEEE ICASSP, Munich, VOL.1 pp.295-298, 1997.
- [4] Peter Heitkamper, "An Adaptation Control for Acoustic Echo Cancellers," IEEE Signal Processing Letters. VOL. 4, NO. 6, pp. 170-172, June, 1997.
- [5] B. Widrow, S. D. Sterns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall, p. 26, 1985.