Regular paper http://dx.doi.org/10.13067/JKIECS.2014.9.12.1337

양방향 최소 평균 제곱 알고리듬과 반향 제거로의 응용

권오상*

The Bi-directional Least Mean Square Algorithm and Its Application to Echo Cancellation

Oh-Sang Kwon*

요 약

디지털 가입자회선과 같은 통신에서 반향 제거기의 목적은 수신 경로에서 하이브리드 회로에 의해 누출되는 전송 신호를 보상하는 것이다. 일반적으로 전이중 통신에서 사용되는 반향 제거기는 지엽적인 신호에 의해 동작되는 적응 시스템이며, 최소 평균 제곱 알고리듬으로 구현된 반향 제거기가 많이 사용되어 왔지만 적은 계산 양의 장점을 가지는 반면에 느린 수렴 성능을 보인다. 또한, 반향 제거기의 길이는 성능과 수렴속도에 직접적인 영향을 미치며, 긴 시간동안 변화하는 반향을 제거하기 위해서는 반향 제거기의 계수 개수가 커야 하는데, 이것은 적응 필터의 수렴 속도를 감소시킨다. 본 논문에서는 통신 채널에서의 반향 제거에 대한 새로운 방법을 제안한다. 제안한 방법은 순방향 알고리듬과 역방향 알고리듬의 가중 결합으로 구성된 양방향 최소 평균 제곱 알고리듬을 사용하여 반향 제거기의 최적의 계수를 계산한다. 마지막으로 수학적 해석 및 모의실험을 통해 제안한 반향 제거기가 계산 양의 증가가 없이 거의 동일한 계산 양으로 기존의 반향 제거기보다 수렴 속도가 빠르다는 사실을 확인하였다.

ABSTRACT

The objective of an echo canceller connected to any end of a communication line such as digital subscriber line (DSL) is to compensate the outgoing transmit signal in the receiving path that the hybrid circuit leaks. The echo canceller working in a full duplex environment is an adaptive system driven by the local signal. Conventional echo canceller that implement the least mean square (LMS) algorithm provides a low computational burden but poor convergence properties. The length of the echo canceller will directly affect both the degree of performance and the convergence speed of the adaptation process. To cancel long time-varying echoes, the number of tap coefficients of a conventional echo canceller must be large, which decreases the convergence speed of the adaptive filter. This paper proposes an alternative technique for the echo cancellation in a telecommunication channel. The new technique employs the bi-directional least mean square (LMS) algorithm for adaptively computing the optimal set of the coefficients of the echo canceller, which is composed of weighted combination of both feedforward and feedback algorithms. Finally, Simulation results as well as mathematical analysis demonstrates that the proposed echo canceller has faster convergence speed than the conventional LMS echo canceller with nearly equivalent complexity of computation.

키워드

Echo Canceller, LMS, Bi-Directional, Convergence Speed, Complexity of Computation
반향제거기, 최소평균제곱, 양방향, 수렴속도, 계산 양

* 교신저자((corresponding author) : 고려사이버대학교 전기전자공학과(narcis@cuk.edu)
접수일자 : 2014. 10. 13 심사(수정)일자 : 2014. 11. 21 게재확정일자 : 2014. 12. 15

Ⅰ. 서 론

디지털 가입자 회선(Digital Subscriber Line; DSL)과 같은 고속 통신 환경에서는 하이브리드 회로를 거쳐 하나의 전송선로를 이용하여 전 이중(full duplex) 통신이 이루어진다. 이때, 임피던스 부정합 문제 때문에 하이브리드 회로는 반향신호를 만들게 된다. 전형적인 반향 신호의 응답을 그림 1에 나타내었는데, 초기의 시간적으로 짧고 급격하게 변하는 부분과 뒤의 시간적으로 길고 천천히 변화하는 꼬리 부분으로 구분된다. 일반적으로 적응 FIR 필터가 사용되어 이 반향을 제거하게 되는데, 많은 탭 수가 필요하게 되며 수렴속도가 늦다는 단점을 가지게 된다. 특히, HDSL (High bit rate DSL), HDSL2, SHDSL (Single pair High speed DSL), VDSL (Very high data rate DSL)과 같은 고속 통신 응용에서는 반향 신호가 매우 길므로 더 많은 탭 수가 필요하며, 그만큼 수렴속도가 더 느려지게 된다. 이를 개선하기 위하여 여러 방법이 소개되었으나, 계산 양의 증가가 필요하고 시스템적으로 불안정하거나 수학적으로 해석하기 힘든 방법들이 대부분이다[1-5].

따라서, 본 논문에서는 계산 양의 증가가 거의 없고, 시스템적으로 안정하며, 수학적으로 해석이 간단한 새로운 알고리듬을 제안한다. 이 알고리듬은 “양방향 최소 평균 제곱(Bi-directional Least Mean Square)” 알고리듬이라 불리며, FIR 필터에 많이 사용하는 순방향 적응 알고리듬에 궤환(feedback)을 가지는 역방향 적응 알고리듬을 결합한 형태로 구성된다. 일반적으로 순방향 적응 알고리듬의 대표 격인 최소 평균 제곱 (LMS) 알고리듬의 경우 적응 필터의 입력으로 들어가는 참조신호를 미리 측정해야 하며, 이 참조신호는 상호상관도가 높아야 하고, 안정성이 우수한 대신에 느린 수렴속도를 가진다는 사실이 잘 알려져 있다. 이에 반해 역방향 적응 알고리듬은 순방향 적응 알고리듬의 단점인 느린 수렴속도를 향상시키거나 상관도가 있는 참조신호를 얻을 수 없을 때 사용한다. 하지만 역방향 적응 알고리듬은 주어진 대역폭에서 제한적인 이득을 얻을 수 있는 이득-대역폭 제한의 단점과 적응 필터가 불안정해진다는 단점이 있다.

본 논문에서는 순방향 적응 알고리듬과 역방향 적응 알고리듬의 결합을 통해 양 알고리듬의 장점을 극

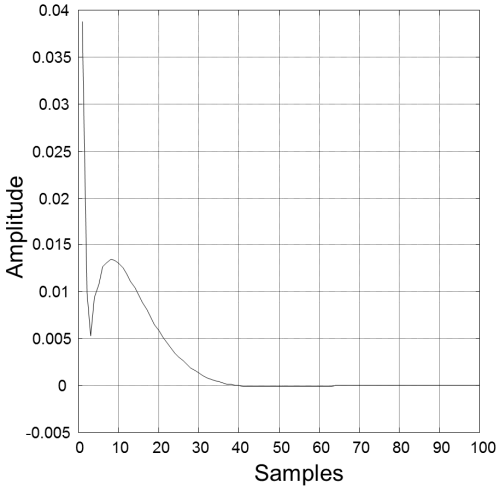

그림 1. 디지털가입자회선에서의 전형적인 반향 응답
Fig. 1 Typical echo response in digital subscriber line

대화시키는 방향으로 새로운 알고리듬을 제안하였으며, 제안된 알고리듬은 안정성을 가지면서도 빠른 수렴속도와 좋은 성능의 장점을 가지게 된다. 또한, 주어진 파라미터의 선택에 따라 순수한 순방향 적응 알고리듬이나 역방향 적응 알고리듬으로 사용할 수 있다. 즉, 주어진 응용영역의 특성에 따라 알고리듬을 변형하여 사용할 수 있으며, 계산 양 측면에서 덧셈과 곱셈이 한번 증가했을 뿐 계산 양의 증가가 거의 없다는 장점을 가지고 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 수학적인 해석을 통해 양방향 최소 평균 제곱 알고리듬을 논하고, 3장에서는 제안한 양방향 최소 평균 제곱 알고리듬의 성능을 디지털 가입자 회선에서의 반향 제거라는 모의실험을 통해 증명하였으며, 4장에서 결론을 맺었다.

Ⅱ. 양방향 최소 평균 제곱 알고리듬

2.1 도출

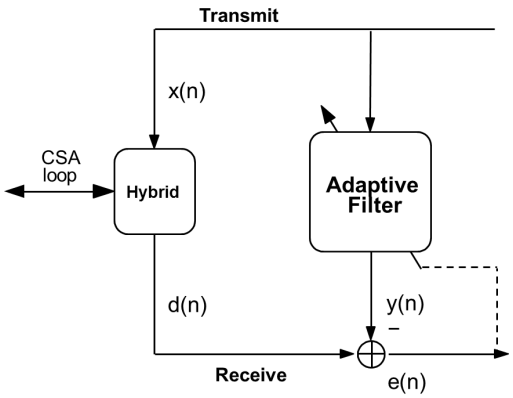

그림 2. 기존의 반향제거기 구조
Fig. 2 Structure of conventional echo canceller

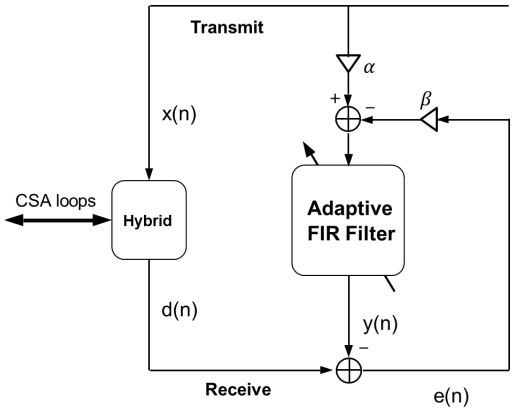

그림 3. 제안한 반향제거기 구조
Fig. 3 Structure of proposed echo canceller

지금까지 통신 응용분야에서 널리 사용된 반향제거기의 구조는 그림 2와 같다. 송신 단에서 송신된 신호 $x(n)$이 하이브리드의 임피던스 부정합에 의하여 일부 신호가 수신 단으로 누출되는데 이를 반향이라 하며, 신호 $d(n)$으로 표현하였다. 반향제거기는 일반적으로 적응 디지털 필터로 구현될 수 있는데, FIR 형태의 필터가 가장 많이 사용되었다. 입력신호 $x(n)$을 참조신호로 사용하며, 반향신호 $d(n)$을 제거 또는 최소화하는 목적으로 적응 필터의 계수를 보상하는 적응 알고리듬이 사용되었다. 적응 알고리듬으로서는 LMS 알고리듬이 널리 사용되었는데, 그 이유는 안정적이며, 간단하고 해석이 용이하기 때문이다. 하지만 적응 필터의 탭 수가 길어지면 수렴속도가 늦어지는 단점을 가지고 있다.

본 논문에서 제안한 반향제거기의 구조는 그림 3과 같다. 그림 3에서 n번째 표본에서의 i번째 계수가 $w_i(n)$이라고 한다면 필터 출력은 다음의 (1)식과 같이 표현할 수 있다.

$$y(n)=\sum_{i=0}^{I-1} w_i[\alpha x(n-i)-\beta e(n-i)] \tag{1}$$

여기서 I는 적응 FIR 필터의 계수 개수이며, α와 β는 각각 원래의 참조신호와 궤환 오차신호의 가중도를 결정하는 파라미터이다. 위의 (1)식으로부터 n번째 오차 신호는 다음의 (2)식과 같이 쓸 수 있다.

$$e(n)=d(n)+y(n) \tag{2}$$

오차 센서의 출력 $e(n)$은 주신호 $d(n)$과 필터 출력의 합과 같다. 이때, 비용 함수 또는 전체 오차를 다음의 (3)식과 같이 정의할 수 있다.

$$J=E[e^2(n)] \fallingdotseq e^2(n) \tag{3}$$

여기서 $E[\bullet]$는 평균값이다. 따라서, 경사도 함수는 다음의 (4)식과 같이 계산할 수 있다.

$$\nabla_i(n)=\frac{\partial J}{\partial w_i}=2e(n)\frac{\partial e(n)}{\partial w_i} \tag{4a}$$

$$=2e(n)\{\alpha x(n-i)-\beta e(n-i)\} \tag{4b}$$

$$=2e(n)x_b(n-i) \tag{4c}$$

여기서 $x_b(n-i)$는 양방향 최소 평균 알고리듬의 참조신호가 되며, 위의 (4)식을 이용하여 적응 필터 계수의 값을 보상하는 관계식을 다음의 (5)식과 같이 만들 수 있다.

$$w_i(n+1)=w_i(n)+\mu\{-\nabla_i(n)\} \tag{5a}$$

$$=w_i(n)-2\mu e(n)[\alpha x(n-i)$$

$$-\beta e(n-i)] \tag{5b}98o$$

$$=w_i(n)-2\mu e(n)x_b(n-i) \tag{5c}$$

$$= w_i(n) - \alpha' e(n)x(n-i)$$

$$+ \beta' e(n)e(n-i) \quad (5d)$$

여기서 μ는 수렴속도와 안정성을 결정하는 수렴상수이며, $\alpha' = 2\mu\alpha$와 $\beta' = 2\mu\beta$는 각각 상수가 곱해진 원래의 참조신호와 궤환 오차 신호의 가중도를 결정하는 파라미터이다. 여기서 만약 β가 0이라면, 즉, 궤환 오차신호가 존재하지 않는다고 하면 위의 (5)식은 순방향 LMS 알고리듬과 동일하게 되며, 만약 α가 0이라면 즉, 원래의 참조신호가 존재하지 않고 궤환 오차신호만 존재한다고 가정하면, 역방향 LMS 알고리듬과 동일하게 된다.

2.2 수학적 해석

먼저 가중된 참조신호 입력 벡터, 가중된 오차신호 벡터, 그리고 필터 계수 벡터를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$X(n) = [\alpha x(n), \alpha x(n-1), \cdots, \alpha x(n-I+1)]$$
$$E(n) = [\beta e(n), \beta e(n-1), \cdots, \beta e(n-I+1)]$$
$$W^T = [w_0, w_1, \cdots, w_{I-1}]$$

여기서 I는 적응 필터의 계수 개수이다.

n번째 출력신호는 다음의 (6)식과 같이 표현할 수 있다.

$$y(n) = \sum_{i=0}^{I-1} w_i \{\alpha x(n-i) - \beta e(n-i)\} \quad (6a)$$

$$= \sum_{i=0}^{I-1} w_i \alpha x(n-i)$$

$$- \sum_{i=0}^{I-1} w_i \beta e(n-i) \quad (6b)$$

$$= W^T X - W^T E \quad (6c)$$

또한, n번째 오차신호는 (6)식을 이용하여 다음의 (7)식과 같이 표현할 수 있다.

$$e(n) = d(n) + y(n) \quad (7a)$$

$$= d(n) + W^T X + W^T E \quad (7b)$$

$$= d(n) + X^T W + E^T W \quad (7c)$$

$$e^2(n) = d^2(n) + W^T X X^T W + W^T E E^T W$$
$$+ 2d(n) X^T W + 2d(n) E^T W$$
$$+ 2 W^T X E^T W \quad (7d)$$

이때, 비용 함수 또는 전체 오차는 다음의 (8)식과 같이 쓸 수 있다.

$$J = E\{e^2(n)\}$$
$$= E\{d^2(n)\} + W^T E\{XX^T\} W$$
$$+ W^T E\{EE^T\} W + 2E\{d(n)X^T\} W$$
$$+ 2E\{d(n)E^T\} W + 2 W^T E\{XE^T\} W \quad (8)$$

위의 (8)식에서 가중된 오차 벡터 $E(n)$이 각각 가중된 참조 벡터 $X(n)$과 주신호 $d(n)$과 상호상관관계가 없다고 가정하면, $E\{XE^T\}$과 $E\{d(n)E^T\}$는 0이 된다[8].

따라서, 위의 (8)식에서 표현된 비용 함수를 다음의 (9)식과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$J = E\{d^2(n)\} + W^T R W + W^T S W$$
$$+ 2P^T W \quad (9)$$

위의 (9)식에서 R은 원래의 참조신호에 대한 가중된 자기상관 행렬이며, 다음의 (10)식과 같이 표현할 수 있다.

$$R = E\{X^T X\}$$

$$= \alpha^2 E\begin{pmatrix} x^2(n) & \cdots x(n)x(n-I+1) \\ \vdots & \ddots \quad \vdots \\ x(n-I+1)x(n) \cdots & x^2(n-I+1) \end{pmatrix} \quad (10)$$

위의 (9)식에서 S는 궤환 오차신호에 대한 가중된 자기상관 행렬이며, 다음의 (11)식과 같이 표현할 수 있다.

$$S = E\{E^T E\}$$

$$= \beta^2 E\begin{pmatrix} e^2(n) & \cdots e(n)e(n-I+1) \\ \vdots & \ddots \quad \vdots \\ e(n-I+1)e(n) \cdots & e^2(n-I+1) \end{pmatrix} \quad (11)$$

또한, P는 참조신호와 오차신호 사이의 가중된 상호 상관 벡터이며, 다음의 (12)식과 같이 표현할 수 있다.

$$P^T = E\{d(n)X^T\}$$

$$= \alpha E\begin{pmatrix} d(n)x(n) \\ \vdots \\ d(n-I+1)x(n-I+1) \end{pmatrix} \quad (12)$$

위의 (9)식을 필터 계수 벡터에 대해 미분하여 경사도 함수를 구하면 다음의 (13)식과 같다.

$$\nabla = 2RW + 2SW + 2P \quad (13)$$

따라서, 필터 계수에 대한 최적의 벡터를 다음의 (14)식과 같이 구할 수 있다.

$$W_{opt} = -(R+S)^{-1}P \quad (14)$$

위의 (14)식은 행렬 형태의 변형된 Wiener-Hopf 방정식이다. 또한, 최소 평균 제곱 오차(MSE)와 전체 오차를 각각 다음의 (15)식과 (16)식으로 표현할 수 있다.

$$J_{\min} = E\{d^2(n)\} + P^T W_{opt} \quad (15)$$

$$J = J_{\min} + (W - W_{opt})^T (R+S)(W - W_{opt}) \quad (16)$$

이번에는 W와 W_{opt}의 차이를 벡터 V라고 아래의 (17)식과 같이 정의하여 여러 가지 특성들을 살펴볼 수 있다.

$$V = W - W_{opt} \quad (17)$$

위의 (17)식에서 정의된 벡터 V를 이용하여 (16)식을 다음의 (18)식과 같이 간단히 표현할 수 있다.

$$J = J_{\min} + V^T (R+S) V \quad (18)$$

위의 (18)식을 미분하면 다음의 (19)식과 같은 형태의 경사도 함수를 구할 수 있다.

$$\nabla = 2(R+S)V \quad (19)$$

위의 (19)식에서 입력 상관 행렬은 대칭이고 양의 정부호 행렬이므로 다음의 (20)식과 같이 표현할 수 있다.

$$R+S = Q\Lambda Q^{-1} = Q\Lambda Q^T \quad (20)$$

여기서 Q는 입력 상관 행렬 $R+S$의 직교 모드행렬이고, Λ는 아래의 (21)식과 같은 고유치를 갖는 대각선 행렬이다.

$$\Lambda = diag(\lambda_0, \lambda_1, \cdots, \lambda_{I-1}) \quad (21)$$

위의 (20)식을 이용하여 전체 오차를 다음의 (22)식과 같이 표현할 수 있다.

$$J = J_{\min} + V^T Q \Lambda Q^{-1} \quad (22)$$

여기서 만약 벡터 V의 변환된 버전을 아래의 (23)식과 같이 V'로 정의한다면 위의 (22)식은 다음의 (24)식과 같이 정규형의 형태로 표현할 수 있다.

$$V' = Q^{-1}V \quad \text{or} \quad V = QV' \quad (23)$$

$$J = J_{\min} + V'^T \Lambda V' \quad (24)$$

마찬가지로 위와 같은 변환을 다음의 (25)식과 같이 필터 계수 벡터에 적용할 수 있다.

$$W' = Q^{-1} W \quad \text{or} \quad W = QW' \tag{25}$$

최급강하법(steepest descent method)은 다음의 (26)식과 같이 필터 계수 벡터 각각의 변화가 경사도 벡터의 음의 값에 비례하여 나타나게 한다.

$$W(n+1) = W(n) + \mu(-\nabla(n)) \tag{26}$$

여기서 μ 는 수렴 파라미터이다.
위의 식을 이용하면

$$V'(n+1) - (I - 2\mu\Lambda) V'(n) = 0 \tag{27}$$

위의 균질한 벡터 계차방정식은 다음의 (28)식과 같이 변환된 좌표에서 서로 연결되어 있지 않으며, 간단한 기하학적인 해를 갖게 된다.

$$V'(n) = (I - 2\mu\Lambda)^n V_0' \tag{28}$$

여기서 V_0'은 아래의 (29)식과 같이 정의된 초기 조건이다.

$$V_0' = W_0' - W_{opt}' \tag{29}$$

수렴을 위해서는 아래의 조건을 만족하여야 한다.

$$\frac{1}{\lambda_{\max}} > \mu > 0 \tag{30}$$

$\lambda_{\max}$는 $R+S$의 최대 고유치이며 아래의 (31)식과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{1}{\lambda'^{\max}_R + \lambda'^{\max}_S} > \mu > 0 \tag{31}$$

여기서 $\lambda'^{\max}_R$와 $\lambda'^{\max}_S$는 각각 가중된 참조신호의 자기상관 행렬과 가중된 궤환 오차신호의 자기상관 행렬에 대한 최대 고유치이다. 위의 (31)식에서 경계 방정식의 형태는 널리 알려진 LMS 알고리듬의 형태와 유사하다[6]. 그러나, 새로운 최대 고유치 $\lambda_{\max}$는 참조신호에 대한 변형된 자기상관 행렬의 최대 고유치와 오차신호에 대한 변형된 자기상관 행렬의 최대 고유치를 합한 것과 같다. 따라서, 새롭게 생성된 최대 고유치는 원래의 자기상관 행렬의 최대 고유치보다 작아 수렴 파라미터의 경계는 더 크게 되므로 전체적으로 수렴속도가 더 빨라진다.

또한, 전체 오차를 스칼라 형태로 아래의 (32)식과 같이 표현할 수 있다.

$$J = J_{\min} + V'^{T} \Lambda V' \tag{32a}$$

$$= J_{\min} + \sum_{i=0}^{I-1} \lambda_i v_i' v_i'^{*} \tag{32b}$$

$$= J_{\min} + \sum_{i=0}^{I-1} \lambda_i |v_i'|^2 \tag{32c}$$

III. 모의 실험

먼저 반향 경로의 충격응답을 알기 위하여 그림 4와 같은 전형적인 여덟 개의 CSA(Carrier Serving Area) 루프를 선택하였다. 반향 경로의 충격 응답은

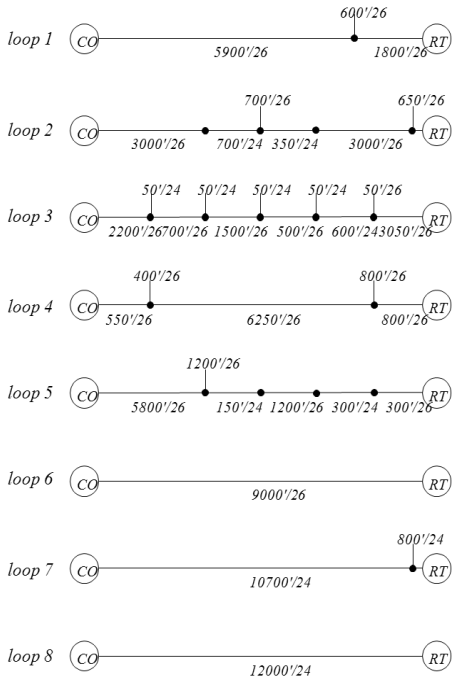

그림 4. 전형적인 여덟 개의 CSA 루프
Fig. 4 Typical eight CSA loops

여덟 개의 루프 모델로부터 얻을 수 있는데, 변압기를 포함하는 경우 종단에 100 ohm 저항을 달았을 때에 얻은 평균적인 응답을 그림 1에 나타내었다. 그림에서 알 수 있듯이 CSA 루프 충격 응답은 크게 빠르게 변화하는 초기 부분과 느리게 감소하는 꼬리 부분으로 구성되어 있으며, 전체적으로 시간이 긴 형태의 응답을 가지고 있다. 일반적으로 초기 부분은 임피던스 부정합에 의하여 송신 신호가 반사되어 나타나며, 꼬리 부분은 회선 변압기의 인덕턴스에 관계되어 나타난다.

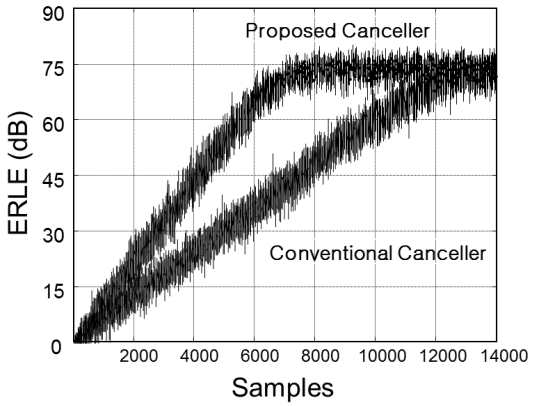

그림 5. ERLE 성능 비교
Fig. 5 ERLE performance comparison

본 논문에서는 널리 알려진 LMS 알고리듬을 사용하는 기존의 반향제거기에 대해 제안한 양방향 LMS 알고리듬을 사용하는 새로운 반향제거기의 성능을 모의실험을 통해 확인하였다. 모의실험을 위해 송신 신호로서는 4 레벨(-3, -1, +1, +3)로 이루어진 가성 랜덤 신호를 사용하였으며 실험은 여덟 개의 루프에 대해서 독립적으로 50번 수행한 후 그 평균값을 계산하였다. 이때, 사용된 FIR 반향 제거기의 탭 수는 모두 64개이며 기존의 반향제거기와 제안한 반향제거기의 환경을 동일하게 구성하였다.

시간에 대한 평균적인 반향 제거기의 성능을 나타내기 위하여 다음과 (33)식과 같이 정의된 ERLE (Echo Return Loss Enhancement, dB) 곡선을 이용하여 표현하였다.

$$ERLE\,[dB] = 10 \cdot \log_{10}\frac{E[d^2(n)]}{E[e^2(n)]} \tag{33}$$

그림 5는 변압기가 존재하는 경우의 반향 제거 성능을 ERLE 곡선으로 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 제안한 양방향 LMS 알고리듬을 사용한 반향제거기가 기존의 LMS 반향제거기보다 수렴 속도가 2배정도 빠르다는 사실을 확인할 수 있었다. 기존의 반향제거기는 13000번째 표본에서 70 [dB] 정상상태에 도달하지만, 제안한 반향제거기는 7000번째 표본에서 70 [dB] 정상상태에 도달함을 알 수 있었다. 또한, 계산 양 측면에서 기존의 LMS 반향 제거기보다 덧셈 한 개와 곱셈 한 개만 추가되었을 뿐 전체적으로 추가적인 계산 양의 증가가 없이 더 좋은 성능을 얻을 수 있었다. 안정성 측면에서도 고정밀 구현 (high precision implementation)을 필요로 하지 않으므로 안정적인 시스템 구현이 가능하다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 기존의 널리 알려진 최소 평균 제곱 알고리듬 반향 제거기를 향상시킨 양방향 최소 평균 제곱 알고리듬 반향 제거기를 제안하였다. 제안한 알고리듬은 순방향 적응 알고리듬과 역방향 적응 알고리듬의 결합을 통해 양 알고리듬의 장점을 극대화시키는 방향으로 구성되었으며, 특히 순방향 적응 알고리듬의 안정성과 역방향 적응 알고리듬의 우수한 과도 수렴 특성을 장점으로 반영하고 있다. 또한, 가중도를 결정하는 파라미터의 값에 따라 순수한 순방향 적응 알고리듬이나 역방향 적응 알고리듬으로도 사용할 수 있다. 즉, 주어진 응용영역의 특성에 따라 알고리듬을 최적의 형태로 변형하여 사용할 수 있다. 계산 양 측면에서는 덧셈과 곱셈이 한번 증가했을 뿐 계산 양의 증가가 없고 시스템적으로 안정하며, 수학적으로 해석이 간단한 새로운 알고리듬으로서 뛰어난 성능을 가지고 있다.

모의실험을 위해 고속통신 기술의 한 가지인 디지털 가입자 회선에서 발생하는 반향에 대해 제안한 알고리듬을 사용하는 반향제거기의 성능을 기존의 알고리듬을 사용하는 반향제거기의 성능과 비교하였다. 실험 결과, 동일한 환경에서 디지털 가입자 회선에서 요구하는 70 [dB] 반향 제거 조건에 대해 제안한 반향제거기가 기존의 반향제거기보다 수 배 빠르게 도달

함을 확인할 수 있었다. 또한, 제안한 양방향 최소 평균 제곱 알고리듬은 다양한 적응 신호처리 분야에 적용될 수 있는 장점을 가지고 있다[7-8].

References

[1] F. Wallin and C. Faller, “Perceptual quality of hybrid echo canceller/suppressor,” *Proc. of Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 4, 2004, pp. 157-160.

[2] S. S. Lin and W. R. Wu, “A low complexity adaptive echo canceller for xDSL applications,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 5, May. 2001, pp. 1461-1465.

[3] F. Lindstorm, C. Schuldt, and I. Claesson, “A hybrid acoustic echo canceller and suppressor,” *Signal Processing*, vol. 87, 2007, pp. 739-749.

[4] M. Bai, C. Yang, and K. Hur, “Design and implementation of a hybrid sub-band acoustic echo canceller (AEC),” *J. of Sound and Vibration*, vol. 321, 2009, pp. 1069-1089.

[5] H. Kang, “Study on Improvement of Convergence Rate of Acoustic Echo Canceller,” *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 4, no. 1, 2009, pp. 64-67.

[6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, New York: Prentice-Hall Inc, 1995.

[7] C. Lee and D. Kim, "Adaptive Noise Reduction of Speech Using Wavelet Transform," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 4, no. 3, 2009, pp. 190-196.

[8] J. Choi, "Speech and Noise Recognition System by Neural Network," *J. of the Korea Institute of Electronic Communication Sciences*, vol. 5, no. 4, 2010, pp. 357-362.

저자 소개

권오상(Oh-Sang Kwon)

1992년 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1994년 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1999년 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
1999년~2003년 삼성전자 책임연구원
2005년~현재 고려사이버대학교 전기전자공학과 교수
※ 관심분야 : 통신, 멀티미디어, 신호처리