

論 文

One Chip 반향 제거기를 위한 알고리즘
개발에 관한 연구

正會員 姜 正 信* 正會員 白 寅 天* 正會員 朴 商 奉*

正會員 朴 魯 京** 正會員 車 均 鉉*

A Study on Development of Algorithm for
One Chip Echo Canceller

Jung Sin KANG* In Cheon PAIK* Sang Bong PARK* Nho Kyung PARK**

Kyun Hyeon TCHAH* *Regular Members*

요 약 본 논문에서는 기존의 이중 케이블에서 전 이중방식 디지털 데이터 전송을 위한 적응 스토캐스틱 반복 알고리즘 (Adaptive Stochastic Iteration Algorithm)을 제안하였다. 이 알고리즘을 이용한 반향제거기의 Stsp size는 반향의 크기에 따라서 변하므로 기존의 알고리즘에 의한 것 보다 10배 이상의 높은 수렴율을 보였다. 그리고 이것은 기존의 반향 제거기 회로를 단순화 시키는 시퀀스 형태의 적응 디지털 필터와 결합하여 구현되며 LSI 수준으로 구현하기에 적합하다. 두 알고리즘에 대한 이론적인 분석을 제시하고 시뮬레이션 프로그램을 개발하였다.

ABSTRACT This paper proposes ADAPTIVE STOCHASTIC ITERATION ALGORITHM that can be used for the full-duplex digital data transmission over existing twisted-pair cables. The canceller step size changes according to the residual echo level. Thus convergence speed increases by an order of magnitude over the conventional stochastic iteration algorithm. And it can be combined with the sequential type adaptive digital filter that simplifies the conventional echo canceller circuit. Thus it is suitable for LSI implementation. Theoretical analysis on two algorithms is carried out and the algorithm simulation program is developed.

I. 서 론

중합 정보 통신망(ISDN: Integrated Services Digital Network)은 가입자에게 다양한 서비스를 제공하기 위하여 2선 가입자 선로를 포함한 모든 통신망의 디지털화를 필요로 한다. 특히 협대역

ISDN 서비스는 국내상황과 같은 ISDN 개발 초기에 실현할 수 있는 것으로 2B+D 채널을 통한 144 Kbits/s 비트율을 갖는 전 이중 방식 2선 가입자 전송을 필요로 하는데 이것을 가능케 하는 것이 U-트랜시버이다. 국내 2선 가입자 선로를 위한 전송 방식으로 FDM(Frequency Division Multiplexing), TCM(Time Compression Multiplexing), ECM(Echo Canceller Method) 등이 있는데 이중 ECM 방식이 적당함을 보이고 모노리딕 형태의 반향 제거기 칩 개발을 위하여

*高麗大學校 電子 電算工學科
Dept. of Electronic Eng., Korea University.

**湖西大學校 情報通信工學科
Dept. of Information Telecommunication Eng.,
Hoseo University

論文番號 : 90-69(接受 1990. 7. 25)

기존의 SIA(Stochastic Iteration Algorithm)를 개선 시킨 ASIA(Adaptive Stochastic Iteration Algorithm)를 제안한다. 또한 가장 일반적으로 사용되는 SIA와의 이론적 비교 분석을 통해 월등히 빠른 수렴 특성을 갖음을 보인다.

II. 전송방식과 선로모델

1. 전송방식

2선 가입자 선로에서 신호의 송수신이 동일한 선로를 통해 이루어지므로 양단에서 송수신 신호를 효과적으로 분리 할 수 있는 방법이 필요하며, 성공적인 방법으로 TCM과 ECM이 있다. TCM은 근단누화에 의한 영향을 적게 받고 ECM에 비해 다소 간단하지만, 원단 누화에 의한 영향과 전송 속도가 ECM보다 2배 이상 높아 최대 전송거리가 단축되는 단점이 있다. 반면에 ECM은 근단누화에 의한 영향을 받지만 임펄스성 잡음에 대한 영향이 적고, 최대 전송거리가 길다는 장점을 갖는다. 따라서 국내 가입자 선로 전송 방식으로는 비록 ECM이 근단누화의 영향을 받고 이로인하여 발생하는 전송 품질의 저하를 무시 할 수는 없지만 현재의 지질연 케이블보다 절연선이 양호한 케이블을 사용함으로써 개선 될 수 있다. 그리고 음성 및 데이터 형태의 서비스를 전송 할 때 품질 저하를 일으키는 가장 큰 요인이 착오에 의한 것이라 할 때, 국내 가입자 선로의 경우 이러한 착오가 대부분 순간성 임펄스 잡음에 의한 것이고, 긴 전송 거리를 고려해야 하므로 ECM이 TCM보다 적당하다.

2. 2선 가입자 선로 모델과 반향

2선 가입자 선로상에서 전-이중 방식 데이터 전송은 원칙적으로 hybrid coupler를 사용함으로써 얻을 수 있다. 이때 hybrid coupler는 4선과 2선의 인터페이스 함수가 된다. 그러나 hybrid coupler의 사용은 양 끝단의 송신기와 수신기 사이의 불완전한 격리를 가져온다. 따라서 전송된 신호의 일 부분이 hybrid 회로내의 불평형의

결과로 자신의 수신기로 누설되거나, 혹은 2선 가입자 선로에 존재하는 임피던스 부정합이나 불균일에 의해 반사되어 자신의 수신기로 되돌아올 수 있다. 전자를 근단반향이라 부르고 후자를 원단반향이라 부르며 두가지를 조합해서 간단히 ECHO라 부른다.

III. 반향 제거기

1. 반향의 제거

일반적으로 송신기와 수신기 사이의 hybrid 손실은 약 10dB 정도 된다. 그리고 멀리 떨어진 곳으로 부터 수신된 시그널은 약 40dB 정도 감쇄된다. 이것은 반향이 원하는 시그널보다 약 30dB 정도 더 강하다는 것을 의미한다. 수신기에서 검파를 위해 필요한 SNR이 약 20 dB 정도 되므로 전체적으로는 반향이 50dB 정도 감쇄 되어야 한다. 반향 경로는 송신기와 수신기 사이의 전송경로의 결과로써 모델링 할 수 있다. Baseband data 전송에 있어서 이 미지의 반향경로는 기본적으로 선형이고, 시간이 변함에 따라 아주 서서히 변한다. 따라서, 반향을 제거하기 위해 송신기와 수신기 사이에 시간에 따라 그 특성이 변하는 보상회로를 반향경로와 병렬로 연결해야 하는데 ADF(Adaptive Digital Filter)를 사용함으로써 50dB 반향 감쇄와 함께 이 조건을 쉽게 만족 시킬 수 있다. 이때 이 보상회로를 반향 제거기(Echo Canceller)라 한다.

2. 적응 필터를 이용한 반향 제거기

그림 1에 N개의 조정 가능한 이득계수를 갖는 TDL(Tapped Delay-Line)구조의 적응 필터를 보였다.

시간 필터의 입력은 $a(k)$ 라 하고
 필터의 출력 $\hat{e}(k) = \sum_{i=0}^{N-1} C_i a(k-i)$
 이것의 벡터 형태는 $\hat{e}(k) = \mathbf{a}^T(k) \mathbf{c}(k)$
 i번째의 이득계수는 C_k 라 할때

정체 스토캐스틱 프로세스(stationary stochastic process)에 대하여 제곱 평균오차(MSE)의 합은

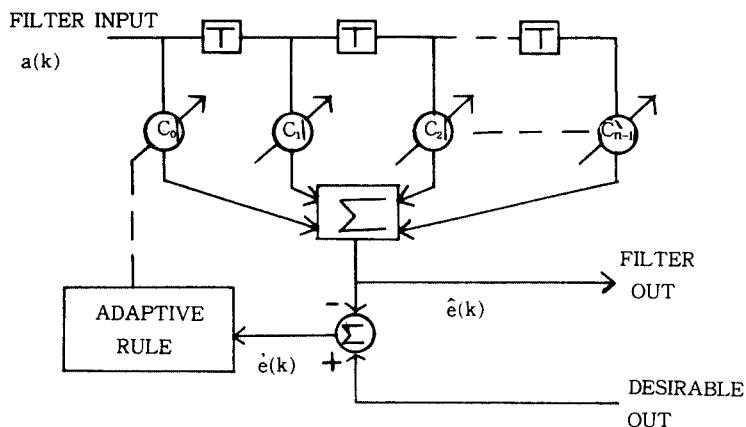


그림 1. TDL 구조의 적응 필터

로 표시되는 성능 측정함수를 정의하면

$$\epsilon(k) = E\{r^2(k)\}$$

ϵ 를 최소화 시키는 계수 가중 벡터(coefficient Weight vector)를 C^0 라 할 때

$$\begin{aligned} \epsilon(k) &= E\{|r(k)|^2\} \\ &= E\{|e(k) - e(k)|^2\} \\ &= E\{|e(k)|^2\} - 2C^T \operatorname{Re}\{E[e^*(k)a(k)]\} \\ &\quad + C^T \cdot E\{a(k) a^h(k)\} \cdot C^* \end{aligned}$$

여기서 표기상 편의를 위해 다음 3가지 항을 정의한다.

- 1) 반향 $e(k)$ 의 기대치 전력 D
 $D \triangleq E\{|e(k)|^2\}$
- 2) 입력 신호 $a(k)$ 의 앙상블 자기상관 행렬 R
 $R \triangleq E\{a(k) a^h(k)\}$
- 3) 반향 $e(k)$ 와 입력 $a(k)$ 의 앙상블 교차 상관 행렬 P
 $P \triangleq E\{e^*(k) a(k)\}$

따라서 $\epsilon = D - 2C^T \cdot P + C^T \cdot R \cdot C$ 가 되며 이때 $C = C^0$ 에서 ϵ 가 최소값을 갖기 위해 다음 두가지

조건이 만족 되어야 한다.

- 1) $C = C^0$ 에서의 ϵ 의 경사(gradient)
- 2) ϵ 의 헤시안 행렬 (Hessian Matrix) H 가 정칙 (positive definite) 이 때 최적 계수 가중 벡터 (optimal coefficient weight vector) C^0 는 \mathbb{R}^N $C = R^{-1} P$

로부터 구할 수 있고, 이 방정식을 정규 방정식이라 부른다.

C^0 를 구하는 과정은 필터에 의해 자동적으로 수행되는데 이러한 동작을 적응(adaptation)이라 하고, 이러한 역할을 하는 것이 적응 알고리즘이다. 적응 필터는 정체 환경(stationary environment) 아래에서는 수렴을 하고, 비정체 환경 아래에서는 추적(tracking)을 한다.

IV. 반향 제거 알고리즘

1. 적응 알고리즘

정규 방정식 (Normal Equation)으로부터 C^0 를 구하는 방법으로 Brute force technique, Iterative technique이 있다. 전자는 입력의 앙상블 자기 상관 행렬의 역을 구해 C^0 를 구하는 방법이고, 후자는 입력 $a(k)$ 의 앙상블 자기 상관 행렬 R 과 반향 $e(k)$ 의 앙상블 교차 상관행렬

P가 주어졌을 때 근사치 $c(k)$ 를 구성한 후 아래의 규칙에 따라 계속적으로 Update를 반복하는 방법이다.

$$c(k+1) = (I - \mu \cdot R) \cdot c(k) + \mu \cdot P, c(0) = 0$$

여기서 $c(k)$ 가 수렴하기 위해 $I - \mu \cdot R$ < 1이라 하면 멱급수 전개로 부터 $c(k) = [I - (I - \mu \cdot R)^k] R^{-1} \cdot P$

$\lim_{k \rightarrow \infty} (I - \mu \cdot R)^k = 0$ 따라서 충분히 작은 양수 μ 를 정하면

$$\lim_{k \rightarrow \infty} c(k) = R^{-1} \cdot P = C^0$$

가 되어 결국 C^0 를 구할 수 있다. 가장 일반적인 반향 제거기의 형태는 TF(Transversal Filter)와 LT(Look-up Table) 구조가 있다. TF는 입력 신호가 이진 신호인 경우 특별히 간단하지만 선형 경로만을 보상할 수 있어서 하이브리드와 A/D 변환기에 비선형성이 존재할 때는 불충분하다. LT는 비 선형성 경로에서도 반향을 보상하는 것이 가능하지만 N이 커짐에 따라 RAM의 WORD 수가 증가하고, 수렴시간도 N에 따라 지수함수적으로 증가한다. 그림 2에 반향 제거기의 블럭도를 보였다.

2. 반향 제거기 알고리즘

(1) 알고리즘의 기하학적 해석

반향 제거기는 반향 $e(k)$ 의 복사판을 만드는 일을 한다. 그러나 반향 제거기는 반향 경로 g 의 계수를 알지 못한다. 시간 k 에서 필터의 잔류 신호를 다시 쓰면

$$\begin{aligned} r(k) &= e(k) - \hat{e}(k) + u(k) \\ &= a^T(k) \cdot (g - c(k)) + u(k) \\ &= a^T(k) d(k) + u(k) \\ &= \epsilon_r(r) + u(k) \end{aligned}$$

위에서 표기상 편의를 위해 2개의 항을 정의했다.

1) 전위벡터 (Misalignment Vector)

$$d(k) = g - c(k)$$

2) 잔류 방향 (Residual Echo)

$$\epsilon_r(k) = d^T(k) \cdot a(k)$$

시간 k 에서 잔류신호 $\epsilon_r(k)$ 는 입력 벡터 $a(k)$ 위에서의 전위벡터 $d(k)$ 의 투영이 된다. 즉

$$d(k) = d_a^I(k) + d_a^L(k)$$

$$a^T(k) d_a^L(k) = 0$$

$a(k)$ 와 같은 방향의 단위 벡터 e_a 를 도입하면

$$e_a = \frac{a(k)}{a}$$

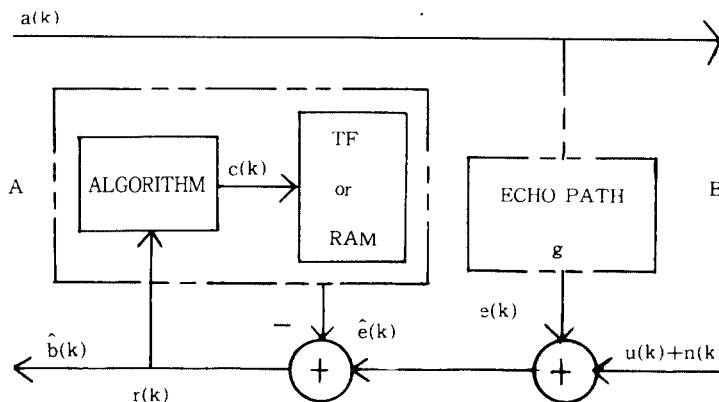


그림 2. 반향 제거기 블럭도

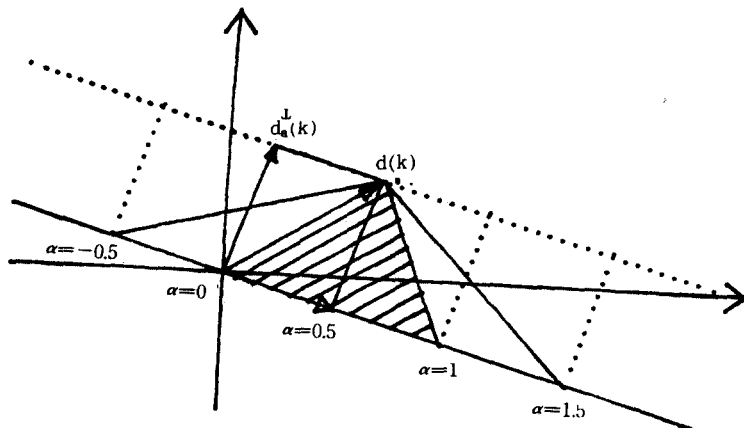


그림 3. 전위 벡터 d(k)가 수렴하기 위한 조건

따라서 $d_a(k) = \frac{\epsilon_r(k)}{\|a\|} e_a(k)$ 가 된다.

|d(k+1)|을 최소화| 만들어 $d_a^{\perp}(k)$ 만 남도록 하면 $\epsilon_r=0$ 가 된다. 따라서 d(k)에서 $d_a(k)$ 을 벡터적으로 감산한다. 이때 $d(k+1)=d(k)-2 \cdot \alpha d_a^{\perp}(k)$ 로 부터 $0 < \alpha < 1$ 사이일 때만 d(k)가 감소한다.(그림 3.)

그림에서 알 수 있듯이 α 가 0과 1사이일 때만 (빗금친 부분) d(k)는 감소하고 특히 $\alpha=0.5$ 일때 최소가 된다. 이때 이 α 의 조건이 곧 알고리즘의 수렴조건이 된다. Gradient estimator $\beta(k)=d_a(k)$ 라 하면

$$\begin{aligned} d(k+1) &= d(k) - 2\alpha \cdot \beta(k) \\ &= d(k) - 2\alpha \cdot \frac{\epsilon_r(k)}{|a(k)|^2} a(k) \quad (0 < \alpha < 1) \end{aligned}$$

전위벡터 $d=g-c(k)$ 이므로

$$[g-c(k+1)] = [g-c(k)] - 2\alpha \frac{\epsilon_r(k)}{|a(k)|^2} a(k)$$

$$c(k+1) = c(k) + 2\alpha \frac{\epsilon_r(k)}{|a(k)|^2} a(k)$$

만약 $\frac{\alpha}{|a(k)|^2} = \alpha'$ 라 두면

$$c(k+1) = c(k) + 2\alpha' \cdot \epsilon_r(k) a(k)$$

가 되어 가장 자주 사용되는 LMS(Least Mean Square) 알고리즘이 된다.

3. 제안된 ASIA와 SIA의 이론적 분석

Uncancellable signal u(k)를 포함한 잔류신호 r(k)의 평균 제곱 값을 $\rho(k)$ 라 하면

$$\begin{aligned} \rho(k) &= E[r^2(k)] \\ &= E[(a^T(k) (g-c(k)) + u(k))^2] \end{aligned}$$

여기서 입력 데이터 a(k)와 b(k) 그리고 잡음 n(k)는 통계적으로 서로 독립이라 가정한다. 또 데이터 값들이 +1을 동일한 확률로 취한다고 가정한다. $\rho(k)$ 의 gradient는

$$\rho(k) = -2 \cdot E[r(k) a(k)]$$

가 된다. 그러므로

$$c(k+1) = c(k) + 2\alpha \cdot E[r(k)a(k)]$$

위 식에서 $E[r(k)a(k)]$ 를 실제로 구하는 것은 어렵다. 따라서 근사치로 표현하면

$$\rho(k) = -2 \cdot r(k)a(k)$$

이 식을 "Stochastic Iteration Algorithm" 이라 한다. 이 estimate는 매 data마다 update를 수행한다.

(1) Stochastic Iteration Algorithm (SIA)

잔류 신호 $r(k)$ 의 (Uncancellable Signal $u(k)$ 는 제외) 성능 평가 함수는

$$\begin{aligned} \epsilon(k) &= E[(e(k) - \hat{e}(k))^2] \\ &= E[(a^T(k) \cdot (g - c(k)))^2] \end{aligned}$$

만약 $a(k)$ 가 BIPHASE 코드이면

$$\epsilon(k) = E[g - c(k)]^T \cdot (g - c(k))$$

이것을 SIA 식에 대입하면

$$\begin{aligned} \epsilon(k) &= E[g - c(k-1) - 2\alpha \cdot a(k-1)a^T(k-1)(g - c(k-1)) \\ &\quad - 2\alpha \cdot a(k-1)u(k-1)]^T (g - c(k-1) - 2\alpha \cdot a(k-1)a^T(k-1) \\ &\quad (g - c(k-1)) - 2\alpha \cdot a(k-1)u(k-1)) \\ &= E[g^T g] (1 - 4\alpha) - E[g^T c(k-1)] (1 - 4\alpha) - E \\ &\quad (c^T(k-1)g) \\ &\quad (1 - 4\alpha) + E(c^T(k-1)c(k-1)) (1 - 4\alpha) + 4\alpha^2 \\ &\quad NE \cdot [(g - c(k-1))^T \\ &\quad (g - c(k-1))] + 4\alpha^2 \cdot NU \\ &= (1 - 4\alpha) \{E[g^T g] - E[g^T c(k-1)] - E[c^T(k-1) \\ &\quad]g\} \\ &\quad + E[c^T(k-1)c(k-1)] + 4\alpha^2 \cdot N \cdot \epsilon(k-1) + \\ &\quad 4\alpha^2 \cdot NU \\ &= (1 - 4\alpha + 4\alpha^2 \cdot N) \epsilon(k-1) + 4\alpha \cdot NU \end{aligned}$$

따라서

$$\begin{aligned} \epsilon(k) &= (1 - 4\alpha + 4\alpha^2 \cdot N) \epsilon(k-1) + 4\alpha^2 \cdot NU \\ &\text{가 된다.} \end{aligned}$$

$$1 - 4\alpha + 4\alpha^2 \cdot N = \phi \text{ 라 하면}$$

1) $a(k)$ 가 BIPHASE 일 때

$$\epsilon(k) = \phi \cdot \epsilon(k-1) + 4\alpha^2 \cdot NU$$

2) $a(k)$ 가 AMI 일 때

$$\epsilon(k) = 0.5 \phi \cdot \epsilon(k-1) + 2\alpha^2 \cdot NU \text{가 된다.}$$

(2) Adaptive Stochastic Iteration Algorithm (ASIA)

반향 제거기 적용을 위한 스텝 크기 $\Delta(k)$ 는 상관기의 출력 신호이다. 상관기를 위한 두개의 입력 신호는 오차 신호 $r(k)$ 의 부호와 반향 복제 신호 $e(k)$ 의 부호이다. 이러한 배치가 잔류 반향 수준에 따라 스텝 크기 $\Delta(k)$ 를 변화 시킨다. 승적기 출력신호 $x(k)$, 적분기 신호 $y(k)$ 그리고 출력신호 $\Delta(k)$ 는

$$\begin{aligned} x(k) &= \text{sign}[r(k)] \text{sign}[\hat{e}(k)] \\ y(k) &= x(k) + (1 - \beta) y(k-1) \\ \Delta(k) &= 2\alpha \cdot \gamma \cdot y(k) \end{aligned}$$

$\bar{x}(k)$, $\bar{y}(k)$, $\bar{\Delta}(k)$ 를 $x(k)$, $y(k)$, $\Delta(k)$ 의 평균치라 하면

$$\begin{aligned} \bar{x}(k) &= E[x(k)] = E[\text{sign}[r(k)] \text{sign}[e(k)]] \\ \bar{y}(k) &= \bar{x}(k) + (1 - \beta) \bar{y}(k-1) \\ \bar{\Delta}(k) &= 2\alpha \cdot \gamma \cdot \bar{y}(k) \end{aligned}$$

따라서 필터 계수 벡터 $c(k)$ 는 아래 식에 의해 update 된다.

$$\begin{aligned} c(k+1) &= c(k) + \Delta(k) r(k) a(k) \\ \text{sign}[\hat{e}(k)] &= \text{sign}[a^T(k) c(k)] = \end{aligned}$$

$$\frac{\text{sign}[(c(k+1)-c(k))^T c(k)]}{\text{sign}[r(k)]}$$

이므로 이 식을 $x(k)$ 에 대입하면

$$\bar{x}(k) = E[\text{sign}[(c(k+1)-c(k))^T c(k)]]$$

$c(k)$, ($i=0, 1, \dots, N-1$)를 계수 벡터 $c(k)$ 의 원소라 하면 수렴 과정 동안에 최소한 한개의 i 에 대해서

$$\begin{aligned} \|c(k+1)_i\| &\geq \|c(k)_i\| \\ \text{sign}[c(k+1)_i] &= \text{sign}[c(k)_i] \end{aligned}$$

따라서 $1/2 \leq x(k) \leq 1$ 이 된다.

수렴 후에 반향 제거기 적응은 정적 상태가 된다.

그러면 $x(k)$ 는 0이 된다. $\bar{x}(k)$ 의 범위로 부터 $\bar{y}(k)$ 의 범위는

$$(1/2 \cdot \beta) \leq y(k) \leq 1/\beta \quad (0 < \beta < 1)$$

$$\bar{\Delta}(k) = 2\alpha \cdot \gamma \cdot \bar{y}(k) \quad \text{이므로}$$

$$\frac{\alpha \cdot \gamma}{\beta} \leq \Delta(k) \leq \frac{2\alpha \cdot \gamma}{\beta}$$

이제 SIA의 2α 를 $\bar{\Delta}(k)$ 로 대치하면

$$\begin{aligned} \epsilon(k+1) &= (1 - 2\bar{\Delta}(k) + \bar{\Delta}(k)^2 \cdot N)(\epsilon(0) - \\ &\frac{\bar{\Delta}(k) \cdot N}{2 - \bar{\Delta}(k) \cdot N} + \frac{\bar{\Delta}(k) \cdot N}{2 - \bar{\Delta}(k) \cdot N}) \end{aligned}$$

이것은 ASIA를 사용하는 반향 제거기의 dynamic behavior를 표시한다.

$\phi = 1 - 2\bar{\Delta}(k) + \bar{\Delta}(k)^2 \cdot N$ 을 사용해 다시 쓰면

$$\begin{aligned} R^2(k) &= \phi^k (R^2(0) - \\ &\frac{\bar{\Delta}(k) \cdot N}{2 - \bar{\Delta}(k) \cdot N} + \frac{\bar{\Delta}(k) \cdot N}{2 - \bar{\Delta}(k) \cdot N}) \end{aligned}$$

수렴은 $|0| < 1$ 로 부터

$$0 < \Delta(k) < 2/N$$

따라서 위에서 구한 $\Delta(k)$ 의 범위와 비교함으로써 수렴을 위한 α 의 범위는 더욱 제한적이 되어

$$0 < \alpha < (\beta/\gamma \cdot N)$$

일때 발생한다.

수렴후 제거 되지 않는 잔류 반향은

$$\delta = 10 \log e(\infty) / U = 10 \log \frac{\bar{\Delta}(k) \cdot N}{2 - \bar{\Delta}(k) \cdot N} \text{ dB}$$

잔류반향을 20 dB 감소 시키는데 필요한 반복 횟수는

$$\begin{aligned} V_{20} &= \frac{-2}{\log(1 - 2\bar{\Delta}(k) + \bar{\Delta}(k)^2 \cdot N)} \\ &= 2.3 / \bar{\Delta}(k) \end{aligned}$$

4. 제안된 ASIA와 SIA의 비교

일반적으로 알고리즘의 수렴 속도는 신호의 통계적인 특성과 adaptation step size α 와 관련이 있다. 만일 α 가 자신의 최대치 근처의 크기를 갖으면 수렴 속도는 증가하나 정적상태 에러가 증가한다. 반대로 α 가 매우 작은 값을 가지면 정적상태 에러는 감소하나 수렴 속도가 느려지므로 적당한 α 를 선택하는 것이 중요하다. 반향 제거기 회로의 복잡도는 여러 인자에 의존한다. 그림 4에 ASIA를 채택한 경우의 반향 제거기 블록도를 보였다. 여기서 ASIA는 시퀀스 형태의 반향 제거기와 조합함으로써 하드웨어를 간단하게 할 수 있다. 일반적인 TF로 반향 제거기를 구성하는 경우 반향 복제 신호 $\hat{e}(k)$ 를 계산하기 위해 N개의 승적기가 필요하고 또한 $2\alpha r(k)a(k)$ 를 계산하는데 2N의 곱셈을 필요로 하므로 LSI 구현이 어렵다. 따라서 LSI 실현시 회로의 복잡도를 감소시키기 위한 방법으로 시퀀스 동작을 통해 덧셈기와 승적기를 공유하는

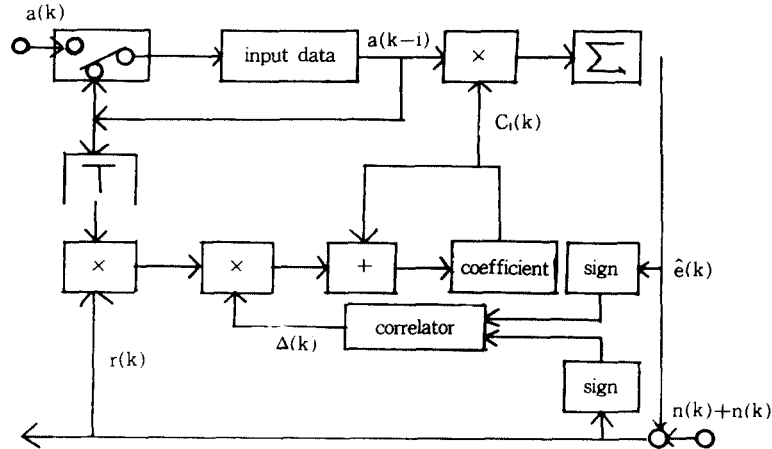


그림 4. 제안된 ASIA 반향 제거기

반향 제거기를 사용한다.

총 2개의 승적기만이 필요한 반면 하드웨어의 동작 속도는 N 배 빨라져야 한다. 반면에 계산 속도는 iteration 당 동작수와 샘플링 비의 함수가 된다. 두 알고리즘의 비교는 표1과 같다.

표 1. AISA와 SIA의 비교

항 목	SIA	ASIA
알고리즘 계수 적용 규칙	$c(k+1)=c(k)+2\alpha \cdot r(k)a(k)$	$c(k+1)=c(k)+\Delta(k)r(k)a(k)$
수렴 조건	$0 < \alpha < N^{-1}$	$0 < \alpha < \beta / \gamma N$
잔여 반향	$10\log(\alpha N / (1-\alpha N))$	$10\log(\Delta(k) \cdot N / 2 - \Delta(k) \cdot N)$
20dB 감쇄시 반복 횟수	1.15 / 2	2.3 / $\Delta(k)$

이론적 분석을 통하여 비교된 SIA, ASIA 두 알고리즘의 성능을 검증하기 위하여 시뮬레이션 프로그램을 개발하여 유도된 식으로 부터의 계산과 비교하여 표2에 보였다.

표 2. ASIA와 SIA의 성능 비교

항 목	SIA	ASIA	
계 산 값	V_{20}	1150	92
	V_{50}	2886	174
	σ	-22.99dB	-10.91dB
시뮬 레이 션 값	V_{20}	1154	93
	V_{50}	2900	203
	σ	-20 dB	-10dB

V. 결 론

이미 제안된 SIA 알고리즘과 본 논문에서 제안된 AISA의 이론적 분석과 시뮬레이션을 통해 두 알고리즘의 성능을 비교 평가하여 ASIA 가 훨씬 빠름을 보였다. SIA의 수렴 속도를 개선 하기 위하여 adaption step size α 를 잔여 반향 수준에 따라 변화 시킨다. 제안된 알고리즘은 기존의 SIA와 비교할 때 다음과 같은 특징을 갖는다.

- 1) 잔여 반향 수준에 따라 adaptation step size의 크기를 변화 시킴으로써 일반적인 SIA에 비하여 월등히 빠른 수렴 속도를 갖는다.
- 2) 기존의 SIA와 같은 적은 정적 에러를 갖는다.
- 3) Step size를 변화 시키기 위해 필요한 하드웨어가 간단하다.

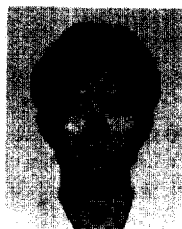
따라서 ASIA 알고리즘은 SIA 하드웨어 실현을 간단히 하기 위해 시퀀스 형태의 반향 제거기와 결합함으로써 단일 칩 형태의 회로 구현에 적당하다.

앞으로 이 ASIA 알고리즘을 시퀀스 형태로 구현할 수 있는 모델 및 설계에 대한 연구가 기대된다.

참 고 문 헌

1. B. Achrafi, P. meschkat and K. Szenchenyi, "Field Trial Results of a Comparison of Time Seperation, Echo Compensation and Four-wire Transmission on Digital Subscriber Loops", Proc. ISSLS'82, pp. 181-185.
2. CCITT SG XVIII: Part B.4 of the report of WP. XVIII/3, report of subworking part XVIII/3 on Q.20/xviii. Brasilia, meeting 2-13 FEB. 1987.
3. H. Kobayashi, "Soimultaneous Adaptive Estimation and Decision Algorithm for Carrier Modulated Data Transmission System", IEEE. Trans. Communication, June 1971, pp. 268-280.
4. Niek A.M. Verhoeckx, Harry C. van den Elzen, Fred. A.M. Snijders, and Piet j.van Gerwen, "Digital Echo Cancellation for baseband Data Transmission", Vol. Assp-27, No. 6, pp.768-781, Dec. 1979.
5. T. A.C.M Claasen, W.F.G. Mecklenbrauker, "Comparison of the Convergence of Two Algorithms for Adaptive FIR Digital Filters", IEEE Trans. Vol. ASSP-29, No.3, pp. 670-678, June. 1981.
6. Holte, N. and S. Stueflotten, "A new digital echo canceller for two-wire subscriber lines", IEEE Trans. Communication, Vol. COM-29, pp. 1573-1581, Nov, 1981.

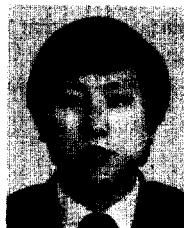
姜 正 信 (Jung Sin KANG) 正會員
 1964年 7月 7日生
 1987年: 高麗大 電子電算工學 卒業
 1989年: 高麗大 大學院 電子科 卒業(碩士)
 1989年~現在: OMNITECH人社



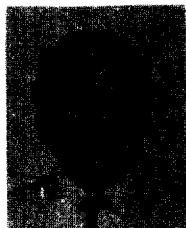
白 寅 天 (In Cheon PAIK) 正會員
 1963年 1月 14日生
 1985年: 高麗大 電子科 卒業
 1987年: 高麗大 大學院 電子科(碩士)
 1987年~現在: 高麗大 大學院 電子科 博士課程



朴 商 奉 (Sang Bong PARK) 正會員
 1962年 3月 8日生
 1985年: 광운대 電子材料科 卒業
 1987年: 高麗大 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)
 1987年~現在: 高麗大 大學院 電子工學科 博士課程



朴 魯 京 (Nho Kyung PARK) 正會員
 1958年 1月 7日生
 1984年 2月: 高麗大 學校 電子工學科 卒業(工學士)
 1986年: 高麗大 學校 大學院 電子工學科 卒業(工學碩士)
 1990年: 高麗大 學校 大學院 電子工學科 卒業(工學博士)
 現在: 호서대 학교 情報通信工學科 助教授
 主關心分野: VLSI信號數理, 회로 & 반도체 CAD 등 處理



車 均 鉉 (Kyun Hyon TCHAH) 正會員
 1939年 3月 26日生
 1965年: 서울大 學校 工學士
 1967年: 美國 일리노이大 學校 工學碩士學位 取得
 1976年: 서울大 學校 工學博士學位 取得
 1987年~現在: 高麗大 學校 電子電算工學科 教授
 ※主關心分野는 CAD 및 通信시스템等.