

變形 非積適應필터 알고리즘을 적용한 분할등화기 성능개선 (Performance Improvement of the Fractionally-Spaced Equalizer with Modified-Multiplication Free Adaptive Filter Algorithm)

尹 達 桓*, 金 建 昊**, 金 明 洙***, 林 濟 鐸*

(Dal Hwan Yoon, Geon Ho Kim, Myung Su Kim and Chae Tak Lim)

要 約

본 논문은 신호전송채널상에서 신호의 간섭현상을 감소시키는 분할등화기(FSE : Fractionally Spaced Equalizer)의 성능개선을 위하여 곱셈 연산이 필요치 않는 변형 비적응필터(MMADF : Modified Multiplication-free Adaptive Filter)알고리즘을 제안한다. 제시된 구조는 기존의 MADF 구조에서 1차 예측 필터를 첨가하여 변형된 구조로서 MSE와 수렴속도로 특성을 비교 평가하였다. 동일한 조건에서 시뮬레이션한 결과 기존의 알고리즘에 비해 신호특성 및 수렴속도가 개선 되었다.

Abstract

An algorithm for MMADF(modified multiplication-free adaptive filter) which need not to multiplication arithmetic operation is proposed to improve the performance of FSE (fractionally spaced equalizer) which reduce the ISI(intersymbol interference) in signal transfer channel. The input signals are quantized using DPCM and the reference signals is processed using a first-order linear prediction filter. The convergence properties of Sign, MADF and M-MADF algorithm for updating of the coefficients of a FIR digital filter of the fractionally spaced equalizer(FSE) are investigated and compared with one another. The convergence properties are characterized by the steady state error and the convergence speed. It is shown that the convergence speed of M-MADF is almost same as Sign algorithm and is faster than MADF in the condition of same steady state error. Especially it is very useful for high correlated signals.

1. 서론

컴퓨터 통신과 같이 빠른 속도로 정보를 전송하는 채널상에서는 신호상호간의 간섭현상(ISI : Intersymbol Interference)이 일어난다.^[1,2] 이때 발생하는 ISI를 감소시키기 위하여 등화기(Equalizer)가 필요하다. 이러한 등화기로는 동기횡단등화기(STE : Synchronous Transversal Equalizer)

*正會員, 漢陽大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Hanyang Univ.)

**正會員, 韓國通信
(Korea Telecom)

***正會員, 國立 서울 産業大學校
(Dept. of Elec. Eng., Seoul Poly. Nat'l Univ.)

接受日字: 1993年 2月 9日

가 있는데^[3], 이것은 Nyquist 주파수대역외의 영역에서 잡음제거와 신호크기 및 위상 조정을 할 수 없다는 단점을 갖고 있다. 따라서 이 문제를 해결하기 위한 한 방법으로 전송신호중 가장높은 주파수의 역수보다 더 작은 텀간격을 갖는 분할 등화기(FSE : Fractionally-Spaced Equalizer)를 제안 하였다.^[4,5]

FSE는 STE보다 채널상의 심각한 지연왜곡을 보상해 주고, 임의의 샘플위상에 대해서도 그 특성이 변하지 않음을 Gitlin과 Weinstein은 보였다.^[4] 그러나 FSE는 과도 샘플링으로 인하여 연산량이 증가하여 성능이 다소 떨어지나, 연산량을 줄이는 방법으로 LMS 알고리즘을 변형하여 추정오차 부호를 필터계수 갱신에 사용하는 Sign 알고리즘을 일반적으로 사용하였다.^[6,7,8] 다른 방법으로 Kim^[9]은 곱셈연산을 완전히 제거한 MADF알고리즘을 제안하였으나, 수렴속도가 늦어지는 단점이 나타난다.

따라서 본 논문은 DPCM과 Sign 알고리즘을 이용한 MADF에서 기준신호를 1차 선형 예측필터로 거치게 하는 MMADF 알고리즘을 제안한다. 또한 기존 알고리즘의 MSE와 수렴속도로 특성을 비교평가하고, FSE성능을 개선한다.

II. MMADF 알고리즘의 기본이론

그림 1은 MMADF 구조를 나타내며, $d(n)$ 과 $x(n)$ 를 적응필터의 기준신호 및 입력신호라고 할때, 기준신호는 적응필터계수를 갱신하기 위하여 사용한다. 이때 DPCM을 Sign 알고리즘의 입력 신호로 사용하는데, 필터의 차수가 N 인 DPCM의 예상입력과 재생입력 벡터로부터 양자기 입력과 출력벡터를 구하면 다음과 같다.^[6,7,8]

$$E(n) = [\epsilon(n), \epsilon(n-1), \epsilon(n-2), \dots, \epsilon(n-N+1)]^T, \quad (1)$$

$$B(n) = [b(n), b(n-1), b(n-2), \dots, b(n-N+1)]^T. \quad (2)$$

여기서 $[\cdot]^T$ 는 전치행렬을 나타내고, 그 결과 N 개의 기준입력벡터를 구하면 아래 식과 같다.

$$\hat{X}(n) = \beta \hat{X}(n-1) \quad (3)$$

이때 DPCM의 일차 예측 계수를 나타내는 β 는 $0 < |\beta| < 1$ 이고,

$$E(n) = X(n) - \hat{X}(n), \quad (4)$$

$$B(n) = Q\{E(n)\}. \quad (5)$$

여기서 $Q\{E(n)\}$ 은 $\epsilon(n)$ 의 각 요소가 가장 가까운 양자화 등급으로 양자화함으로써 얻어지는 벡터를 나타낸다.

$$\bar{X}(n) = \hat{X}(n) - B(n) \quad (6)$$

$$f(n) = B^T(n)H(n) \quad (7)$$

$$\hat{g}(n) = \beta \hat{g}(n-1) \quad (8)$$

$$\bar{g}(n) = \hat{g}(n) + f(n) \quad (9)$$

$$e(n) = d(n) - \bar{g}(n) \quad (10)$$

$$e'(n) = e(n) - \beta e'(n-1) \quad (11)$$

MADF식이 (10)식만을 이용했던 반면, MMADF식은 계수를 갱신하기 위하여 $e(n)$ 에 지연소자를 사용한 (11)식을 얻으므로써 전달함수의 최종 식은 다음과 같다.

$$H(n+1) = H(n) + \mu \nabla(n), \quad (12)$$

여기에서 $\nabla(n) = B(n) \text{sign}\{e'(n)\}$ 이다. (3)식을 (6)식에 대입하면,

$$B(n) = \bar{X}(n) - \beta \bar{X}(n-1) \quad (13)$$

(6)-(12)식으로부터

$$\bar{g}(n) = \beta \bar{g}(n-1) + [\bar{X}^T(n) - \beta \bar{X}^T(n-1)]H(n). \quad (14)$$

(12)식을 (14)식에 대입하면,

$$\bar{g}(n) = \beta \bar{g}(n-1) + \bar{X}^T(n)H(n) - \beta \bar{X}^T(n-1)H(n-1) - \mu \beta \bar{X}^T(n-1)\bar{X}(n-1)\text{sign}\{e'(n-1)\}. \quad (15)$$

초기 조건이 영(zero)이라는 가정하에서 (15)식을 다시 쓰면^[10]

$$\bar{g}(n) = \bar{X}^T(n)H(n) - \mu u(n) \quad (16)$$

식 (16)에서 보면 DPCM의 재생 오차에 대하여 μ 값이 작고, 일반적인 적응필터에서 만들어진 것과 아주 근접하게 표현된다. 하드웨어를 구현할 때 계산의 복잡성을 감소시키기 위하여, μ 값과 β 값을 2^{-n} (n 은 자연수)으로 선택한다. DPCM의 양자화 크기 Δ 도 가능하면 같은 방법으로 선택한다. 이렇게 조정하여 μ , β , Δ 값을 선택하면 (9), (14), (16)식

에서 . 의 곱셈은 한번의 bit 이동 연산과 덧셈연산으로 대체할 수 있다.⁽⁸⁾ 더우기 B(n)의 각 요소는 Δ의 상수곱이기 때문에 (13)식의 각 곱셈은 DPCM의 양자화 수가 5개(-2Δ, -Δ, 0, Δ, 2Δ) 혹은 그 이하인 경우 한번의 bit 이동 연산으로 대체 할 수 있다. 또한 -6Δ에서 6Δ까지 양자화 수가 13일때 각 곱셈은 두번의 bit 이동과 한번의 덧셈연산을 사용할 수 있고 필터구조를 실현하는데는 곱셈연산이 필요없게 된다. 이때 신호간 상호관계를 알아보기 위하여 X(n)의 자기상관 행렬 R_{xx}, d(n)과 X(n)의 상관행렬 R_{dx},

d(n)과 $\tilde{X}(n)$ 의 상관 행렬 \tilde{R}_{dx} 를 계산한다. 여기서 해석을 위하여 다음의 3가지 가정을 한다.

- (가정 1) 입력 d(n), X(n)는 광의에 정상상태 (wide-sense stationary)이고, 평균이 0 인 가우시안 확률과정이다.
- (가정 2) 입력쌍 {d(n), X(n)}은 n과 k가 같지 않을 때, {d(k), X(k)}과 서로 독립이다.
- (가정 3) DPCM의 복원오차 벡터를 다음과 같이 정의 한다.

$$\eta(n) = X(n) - \hat{X}(n) \tag{17}$$

(n)의 각 값은 [-Δ/2, Δ/2] 에서 균일하게 분포하므로 그 분산은 (18)식과 같다.

$$\sigma^2 = \frac{\Delta^2}{12} \tag{18}$$

또한 η (n)은 d(n), X(n)과 상호 연관이 없다. 가정 3에 의해

$$R_{dx} = E\{d(n)[X(n) - \eta(n)]\} = R_{dx} \tag{19}$$

$$R_{xx} = E\{[X(n) - \eta(n)][X^T(n) - \eta^T(n)]\} \tag{20}$$

$$R_{xx} + \sigma^2 I$$

d(n)이 x(n)의 각 성분과 선형조합으로써 추정될 때, 최적필터 계수벡터 H_{opt}와 최적 오차 e_{min}(n)는 다음과 같다.

$$H_{opt} = R_{xx}^{-1} R_{dx} \tag{21}$$

$$e_{min}(n) = d(n) - \tilde{X}^T(n)H_{opt} \tag{22}$$

오차신호와 입력신호의 교직성분과 식(12), (13)을 이용한 계수 B(n)과 H(n)은 다음과 같다.

$$E\{X(n-1)e(n)\} = \mu\beta\sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{1}{\sigma'_e(n)}[2R_1 + tr(R_1)][P - R_1 E\{H(n)\}] \tag{23}$$

$$B(n) = \tilde{X}(n) - \beta \tilde{X}(n-1) \tag{24}$$

$$H(n+1) = H(n) + \mu \tilde{X}(n) \text{sign}\{e(n) - \beta e(n-1)\} - \mu\beta \tilde{X}(n-1) \text{sign}\{e(n) - \beta e(n-1)\} \tag{25}$$

식(25) 양변에 기대값을 취한 후 식(24)를 이용하면 다음과 같다.^(10,11)

$$E\{H(n+1)\} = E\{H(n)\} + \mu\sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{1}{\sigma'_e(n)} [P - R_1 E\{H(n)\}] - \mu^2\beta^2\sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{1}{\sigma'_e(n)} [2R_1 + tr(R_1)][P - R_1 E\{H(n-1)\}] + \mu\beta^2\sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{1}{\sigma'_e(n)} [P - R_1 E\{H(n-1)\}] \tag{26}$$

계수 비정렬 벡터 V(n)와 자기상관 행렬K(n)을 구하여 V(n)의 갱신 방정식을 계산하면 다음과 같다.

$$V(n) = H(n) - H_{opt} \tag{27}$$

$$K(n) = E\{V(n)V^T(n)\} \tag{28}$$

$$V(n+1) = V(n) + \mu B(n) \text{sign}\{e'(n)\} \tag{29}$$

식(26)와 식(29)을 이용하여 계수 비정렬 벡터의 기대값을 구하면 아래와 같다.

$$E\{V(n+1)\} = \left[I - \sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{\mu}{\sigma'_e(n)} R_1 \right] E\{V(n)\} + \mu\beta\sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{1}{\sigma'_e(n)} \left[\mu\beta\sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{1}{\sigma'_e(n)}(2R_1 + tr(R_1)) - \beta \right] R_1 E\{V(n-1)\} \tag{30}$$

이때 계수 비정렬 벡터의 기대값이 수렴할 조건은

$$0 < \mu < \frac{\sqrt{2\pi}\sigma'_e(n)}{2\lambda_{max} + (2 + N)\sigma^2 + \Sigma\lambda_i} \tag{31}$$

여기서 λ_{max}는 R_{xx} 고유치의 최대값이다. 식 (29)에서 계수 비정렬 벡터의 자기상관 행렬을 구하고, 계수 비정렬 벡터의 자기상관 행렬이 수렴할 조건은

$$K(n+1) = K(n) + \mu^2 R_{BB} - \sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{\mu}{\sigma'_e(n)} [K(n)R_{BB} + R_{BB}K(n)] \tag{32}$$

$$0 < \mu < \sqrt{\frac{2}{\pi}}\frac{\sigma'_e(n)}{\lambda_{max}} \tag{33}$$

여기서 λ_{max}는 R_{BB}의 고유치의 최대값이다.

$$K'(n) = Q^T K'(n) Q, \tag{34}$$

$$A = Q^T R_{BB} Q = \text{diag} [\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \dots, \lambda_N] \tag{35}$$

식(34)과 (35)를 이용하여 식(34)가 정상상태에 이르렀을 때의 값을 구하면

$$K'(\infty) = \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{2}{\Pi}} \sigma'(\infty) I \quad (36)$$

$$K(\infty) = K'(\infty) = \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{2}{\Pi}} \sigma'(\infty) I \quad (37)$$

식(37)을 이용하여 정상상태 평균자승오차를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma^2 e'(\infty) &= \xi'_{\min} + \text{tr}\{K(\infty)R_{BB}\} \\ &= \xi'_{\min} + \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{2}{\Pi}} \sqrt{\xi'_{\min}} \text{tr}\{R_{BB}\} \end{aligned} \quad (38)$$

식(22)와 가정들을 이용하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\sigma^2 e'(\infty) = (1 + \beta^2) \sigma^2 e(\infty), \quad (39)$$

$$\xi'_{\min} = (1 + \beta^2) \xi_{\min}. \quad (40)$$

또한 입력신호 $X(n)$ 이 $R_{XX}(1)/R_{XX}(0) = \beta$ 라고 하면,

$$E\{X(n)X^T(n-1)\} = \begin{bmatrix} R(1) & R(2) & R(3) & \cdots & R(N) \\ R(0) & R(1) & R(2) & \cdots & R(N-1) \\ R(1) & R(0) & R(1) & \cdots & R(N-2) \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ R(N-2) & \cdot & \cdot & \cdots & R(1) \end{bmatrix} \quad (41)$$

$$\text{tr}(R) = r_{11} + r_{22} + \cdots + r_{nn}. \quad (42)$$

식(41), (42)를 이용하고, 식(43)을 정리하면

$$\text{tr}\{R_{BB}\} = (1 - \beta^2) \text{tr}\{R_{XX}\} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} \sigma^2 e'(\infty) &= (1 + \beta^2) \sigma^2 e(\infty) \\ &= (1 + \beta^2) \xi_{\min} + \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{2}{\Pi}} \sqrt{1 + \beta^2} \sqrt{\xi_{\min}} (1 - \beta^2) \text{tr}\{R_{XX}\} \end{aligned} \quad (44)$$

결과적으로

$$\sigma^2 e(\infty) = \xi_{\min} + \frac{1 - \beta^2}{\sqrt{1 + \beta^2}} \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{2}{\Pi}} \sqrt{\xi_{\min}} [\text{tr}\{R_{XX}\} + N\sigma_e^2] \quad (45)$$

로 된다. $\sigma^2 e$ 은 DPCM 양자화 오차로 인한 것이며, $\sigma^2 e$ 를 작게 하기 위해서는 입력신호의 상관관계가 큰 신호이어야 한다. Sign알고리즘의 경우 정상상태 평

균자승오차는 μ 값이 충분히 작은 경우 다음과 같다.

$$\sigma^2 e(\infty) \approx \xi_{\min} + \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{2}{\Pi}} \sqrt{\xi_{\min}} \text{tr}\{R_{XX}\} \quad (46)$$

MADF에서 정상상태의 경우 평균자승 추정오차를 살펴보면 다음과 같다.^[10]

$$\sigma^2 e(\infty) \approx \xi_{\min} + \frac{\mu}{2} \sqrt{\frac{2}{\Pi}} \sqrt{\xi_{\min}} [\text{tr}\{R_{XX}\} + N\sigma_e^2] \quad (47)$$

이다. 식(45), (46), (47)을 비교하면 MMADF에 관한 식은 $(1 - \beta^2) \sqrt{1 + \beta^2}$ 의 항상이 있다. 즉 동일한 정상상태 평균자승 추정오차를 나타낼 때 Sign, MADF, MMADF의 수렴속도 및 신호특성을 비교할 수 있다.

III. 분할 등화기 구현

디지털 통신시 채널을 통하여 발생하는 ISI를 줄이기 위하여 등화기 입력 신호의 주파수 대역폭은 $|f| < 1/(2T)$ 을 선택하며, 지연선 탭이 τ 간격인 분할 등화기(FSE)구조를 사용한다.^[9, 11] 이때 $\tau = T/M$ 이고 M은 작은 정수 값으로 선택한다.^[4] 등화기 출력은 다음과 같다.

$$Z_k = \sum_{n=0}^N C_n r(t_0 + kT - nT/M) \quad (48)$$

여기서 C_n 은 필터 계수이고 N 은 필터 탭수이다. 탭간격 $L < T(1 + \alpha)$ 일때 FSE 전달함수는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$C_L(w) = \sum_k C_k e^{-jw k L} \quad (48)$$

$\pi/L < (1 + \alpha)\pi/T$ 라면, 식(48)의 첫번째 반복기간에 과도상태의 스펙트럼을 갖게 된다. 따라서 (48) 식에 $H(w) \exp(jw\tau)$ 를 포함시키므로써 샘플위상을 보정해 줄 수 있다.

T/M 등화기의 계수들은 각 부호에 대해 계산된 오차를 근거로 하여 입력신호마다 갱신된다. 즉

$$\begin{aligned} C_n(k+1) &= C_n(k) - \mu \text{sign}(e^k) r(t_0 - kT - nT/M), \\ n &= 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (49)$$

$C_n(k+1)$ 은 $(k+1)$ 번째 반복계산의 필터계수이고, μ 는 알고리즘 수렴과 정상상태 MSE의 크기에 관계하는 양의 변수이다.

일반적인 適應 등화기에 비해서 분할 등화기를 사용

하는데는 M배 많은 ADC와 동수의 기억소자가 필요하다. 전체 지연에 대하여 등화기 지연소자의 동일한 탭간격을 유지하려면 M배 더 많은 연산을 하여야 한다. 그러나 MMADF 알고리즘을 FSE에 사용하게 되면 약간의 성능 저하는 있으나, 곱셈을 하지 않아 계산의 복잡성을 감소시킬 수 있고, MMADF의 입력부분이 DPCM구조를 하고 있어 FSE에 적용 될 경우 과도샘플링으로 인한 입력신호의 상관계수가 높아져 DPCM의 복원오차 및 정상상태오차가 감소하게 된다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 검토

MMADF알고리즘을 이용하여 FSE를 구현한 전 체구조는 그림 2와 같다. 여기서 그 특성을 살펴보고 기존의 Sign알고리즘 및 MADF 알고리즘과 특성을 비교한다.

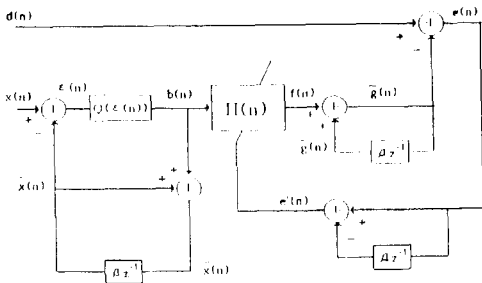


그림 1. MMADF의 구조
Fig. 1. Structure of the MMADF.

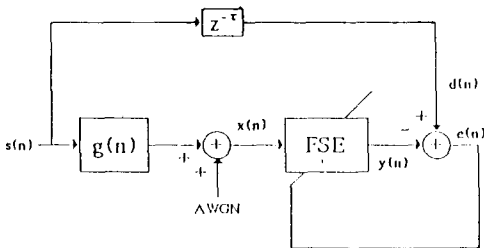


그림 2. 모의 실험 블럭도
Fig. 2. Block diagram of the simulation.

그림 2에서 적응등화기에 FSE를 적용할 경우 Sign, MADF, MMADF의 연산수는 표1과 같다. 여기서 N 은 FSE 탭수로 STE 탭수x2(τ =T/2) 방식으로 계산하여 비교한 것이다. 따라서 위의 세가지 알고리즘을 비교할 때, MADF나 MMADF는 곱셈

수를 완전히 없앨 수 있으나 덧셈연산수는 증가한다. 그럼에도 불구하고 신호특성개선이나 수렴속도개선 면에서는 MMADF가 전의 두가지 알고리즘보다 양호한 특성을 가짐을 보여줄 것이다.

표 1. Sign, MADF, MMADF알고리즘의 연산수

Table 1. The operation number of Sign, MADF, MMADF algorithm

알고리즘	곱셈수	덧셈수
Sign	N	2×N
MADF	0	3×N+5
MMADF	0	3×N+7

그림 2에서 입력신호 s(n)은 평균이 0 이고, ±1 값을 갖는 랜덤신호이다. 채널의 임펄스 응답 g(n)은 raised cosine impulse 응답을 이용했다.

$$g(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} [1+\cos(2\pi (n-2)/W)] & , n=1,2,3 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (50)$$

여기서 시뮬레이션을 위한 변수는 표2와 같은 값들을 사용한다.

표 2. 시뮬레이션을 위하여 선택된 변수
Table 2. Parameters of the simulation.

W	2.9, 3.3
β	r(1) / r(0)
Δ	0.43 * { [1-(r(1)/r(0)) ²] r(0)} ^{1/2}

W 는 채널에 의해 발생하는 진폭왜곡의 양을 조정 하며, 양자화수는 13이고, DPCM의 1 차 예측기에서 β 는 예측상수, Δ는 양자화크기를 나타낸다. 이 때 시뮬레이션 방법은 다음과 같다.

- ① MMADF의 성능실험을 위하여 채널특성을 W = 2.9 또는 3.3, 수렴상수 μ = 0.0078(2⁻⁷), SNR을 30 또는 ∞ dB로 변화시키면서 MSE 를 구한다. 이때 각 채널 DPCM의 β = 0.5, Δ = 0.25로 한다.
- ② 각 알고리즘 비교를 위하여 동일한 정상상태오차를 갖는 수렴상수 μ 를 선정하여 W = 2.9인 채널에서 SNR을 30 또는 dB로 변화시키면서 실험한다. MMADF에서 μ = 0.0078, MADF

에서 $\mu = 0.004$ (2^{-8}), Sign에서 $\mu = 0.008$ 을 사용한다.

- ③ MMADF 알고리즘의 정상상태오차가 MADF보다 작음을 보이기 위해서 동일한 μ 값 (0.004)에서 MMADF와 MADF의 수렴특성을 비교하였다.

실험결과 그림 3은 SNR은 30 dB, β 는 2^1 , Δ 는 2^2 , μ 는 0.0078일때 W 를 2.9 및 3.3 으로한 경우를 나타낸다. 이때 $W = 2.9$ 가 $W = 3.3$ 인 채널에 비하여 정상상태오차가 작고 수렴속도가 빠르다. 이것은 채널 특성에서 입력신호의 상관행렬 고유값 분포가 작은 것이 빨리 수렴하고 정상상태오차가 작으며, 잡음이 커짐에 따라 정상상태오차가 커짐을 알 수 있다.

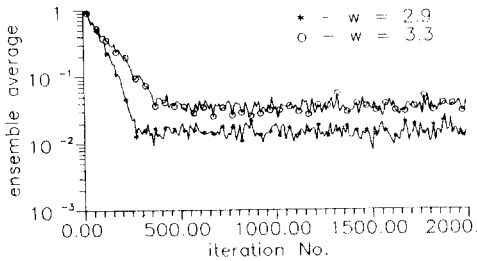


그림 3. $W=2.9$ 및 3.3 로 변화시킬때의 MMADF 수렴곡선

Fig. 3. MMADF convergence curves of $W = 2.9$ and 3.3 .

그림 4는 그림 3에서 수렴속도가 빠른 $W = 2.9$ 를 이용하여 SNR은 30 dB, β 는 2^1 , Δ 는 2^2 로부터 수렴상수 μ 를 변화시킨 결과이다. 여기서 μ 가 클수록 수렴속도는 빨라지나 MSE가 커지는 것을 보인다.

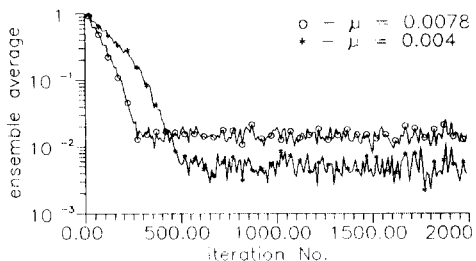


그림 4. $\mu = 0.0078$ 및 0.004 로 변화시킬때의 MMADF 수렴곡선

Fig. 4. MMADF convergence curves of $\mu = 0.0078$ 및 0.004 .

그림 5는 W 는 2.9, SNR은 30 dB, β 는 2^1 , Δ 는 2^1 , 수렴상수 μ 는 0.0078일때 Sign, MADF, MMADF 알고리즘간의 비교를 보인것이다. 이때 MSE에서 수렴속도는 MMADF와 Sign이 비슷하고, MADF가 가장 늦음을 알 수 있다. SNR이 ∞ dB 일때도 이 특성이 동일하다.

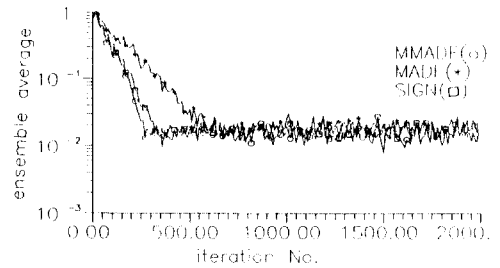


그림 5. 동일 조건에서 MMADF, MADF, SIGN 알고리즘의 특성비교

Fig. 5. Comparison of the characteristics of MMADF, MADF, SIGN at the same condition.

이상의 실험결과에서 MMADF 알고리즘을 FSE에 적용하였을 경우 채널의 특성 변화에 따른 성능 안정도가 좋으며, 특히 기존의 Sign 알고리즘 보다는 곱셈 연산수를 줄여 설계할 수 있었으며, MADF 알고리즘 보다는 덧셈 연산이 약간 증가하나 개선된 특성을 갖게 됨을 알 수 있다.

V. 결론

DPCM과 Sign 알고리즘을 개선한 MADF 구조에서 기준신호를 1차 선형예측필터를 거치게 한 방법보다 필터 계수를 갱신하는 MMADF 알고리즘을 사용한 결과 복원오차 σ_e^2 과 μ 값을 작게 하였을 때 양호한 성능이 나타남을 입증하였다.

Sign 알고리즘을 사용하여 FSE를 설계할 경우, 입력신호를 과도샘플링하여 샘플위상의 의존도를 없애려 하다보니 계산량이 곱셈연산수가 N 개이고, 덧셈 연산수는 $2 \times N$ 개로 증가하였다. 이 문제 해결을 위하여 필터 계수를 갱신하는 MMADF 알고리즘을 제안 하므로써 곱셈연산을 사용하지 않고 덧셈연산만 사용하여 실행횟수가 $3 \times N + 7$ 개로 연산수를 감소시켰다. 따라서 MMADF 알고리즘을 FSE에 적용한 결과 기존의 Sign이나 MADF 알고리즘에 비해 계산량이나 구조적 복잡성이 그리 크지 않고, 동일한 정상상태

오차를 갖는 조건에서 β 를 0.5로 하였을때, 기존의 MADF 알고리즘에 비해 안정된 신호 및 빠른 수렴 특성을 나타내었으며, 수렴속도가 약 2 배 향상됨을 알 수 있었다. 그러므로 계산량과 빠른 수렴특성을 가져야 하는 다른 많은 응용분야에 유용하게 사용할 수 있을 것이라 기대된다.

參考文獻

[1] B.Widrow and S.D.Stearns, Adaptive Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.

[2] S.S.Haykin, Adaptive Filter Theory, Englewood Cliffs, NJ : Prentice- Hall, 1986.

[3] Dr. Kamilo Feher, "Advanced Digital Communications", Englewood Cliffs, Nj : Prentice-Hall, 1987.

[4] R.D.Glitin and S.B.Weinstein, "Fractionally spaced equalization : An improved digital transversal equalizer," B.S.T.J., vol. 60, no. 2, Feb. 1981.

[5] N.A.M. Verhoeckx and T.A.C.M. Claasen, "Some consideration on the design of adaptive digital filters equipped with the sign algorithm", *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-32, no.3, PP.258-266, March 1984.

[6] C.A. Siller Jr. and Walter Debus, "Decision-directed fractionally spaced

equalizer control using time-domain interpolatopn", *IEEE Trans. Comm. Com.*, vol. Com-39, no.2 pp. 182-186, Feb. 1991

[7] J.W.Lee, C.K.Un, and J.C.Lee, "Adaptive digital filtering of differentially coded signals," *Proc. of the IEEE ICASSP.*, Tampa, FL, PP. 1257-1260, March 1985.

[8] V.J.Mathews, "An efficient FIR adaptive filter using DPCM and the sign algorithm," *IEEE Trans. Acoust. . Speech, Signal Processing*, vol. ASSP-37, no. 1, pp.128-133, Jan. 1989.

[9] 김재욱, 조성호, 이두수, "MADF알고리즘을 적용한 분할등화기의 성능평가에 관한 연구," 제 5 회 신호처리 합동 학술대회 논문집, vol. 5, no.1, pp 146 -149, 1992

[10] Sung Ho Cho, "Convergence analysis for efficient adaptive digital filtering algorithms and structures," A dissertation submitted to the faculty of The University of Utah, August 1989.

[11] Sung Ho Cho, and V.J. Mathews "Multiplication adaptive filters", The University of Utah, 1990

[12] N.S.Jayant, Digital Coding of Waveforms Principles and Applications to Speech and Video, Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1984.

著 者 紹 介

尹 達 桓(正會員) 第 29卷 B編 第 11號 參照
현재 한양대학교 박사과정, 육군사관학교 전자과 전임강사



金 建 昊(正會員)
1966年 4月 13日生. 1991年 한양대학교 전자과 졸업(공학사). 1993年 한양대학교 전자과 졸업(공학석사). 현재 한국통신 전자교환 운영연구단 전임연구원. 주관심분야는 디지털 신호처리 및 디지털 통신 등임.

金 明 洙(正會員) 第 28卷 B編 第 8號 參照
현재 국립서울 산업대학 전자공학과 부교수

林 濟 鐸(正會員) 第 29卷 B編 第 11號 參照
현재 한양대학교 전자공학과 교수