

# 에러 궤환을 이용한 적응 결정 궤환 등화기

正會員 金東郁\*, 韓成鉉\*, 殷明秀\*\*, 崔宗秀\*

## An Adaptive Decision Feedback Equalizer Using Error Feedback

Dong-Wook Kim\*, Sung-Hyun Han\*, Myoung-Su Eun\*\*,  
Jong-Soo Choi\* *Regular Members*

### 요 약

결정 궤환 등화기는 선형 등화기에 비해 잡음을 증폭시키지 않으면서 심벌간 간섭이 심한 채널을 보상할 수 있기 때문에 최근에 많이 사용되고 있다. 본 논문에서는 에러의 궤환을 사용하여 결정 궤환 등화기의 성능을 더욱 향상시킨 새로운 결정 궤환 등화기 구조를 제안한다. 피드포워드나 피드백워드 필터로 제거되지 않은 에러 신호의 상관성을 더욱 감소시킴으로써 향상된 성능을 얻을 수 있다. 제안된 방법은 기존의 방법에 비해 적은 수의 탭을 추가적으로 필요로 하므로 하드웨어 구현을 위한 복잡도는 거의 증가하지 않는다. 이론적인 분석과 모의실험을 통해 제안된 알고리즘이 기존의 결정 궤환 등화기에 비해 효율적이며, 심벌간 간섭이 심한 채널의 경우에 더욱 향상된 성능을 가짐을 보인다.

### ABSTRACT

The decision feedback equalizer(DFE) received recent attention since it can compensate for channels with severe intersymbol interference(ISI) without as much noise enhancement as the linear equalizer(LE). In this paper, we propose a new DFE which can increase the performance of DFE further by using error feedback. The performance increase is achieved by reducing correlation of error signal, which cannot be reduced by the feedforward or feedback filter. Hardware complexity for the proposed approach is minimal since it requires only additional few taps to the conventional DFE. Based on theoretical analysis and computer simulations, the proposed approach is shown to be much more effective than the conventional DFE, especially for channels with large ISI.

\* 중앙대학교 전자공학과  
Dept. of Electronic Eng., Chung-Ang Univ.  
\*\* 대우전자 영상연구소  
Video Research Center, Daewoo Electronics Co.  
論文番號: 95344-1004  
接受日字: 1995年 10月 4日

### I. 서 론

송신단에서 전송된 신호는 전송 채널을 거치면서 여러 가지 왜곡이 생긴다. 왜곡을 발생시키는 요인에

는 가우스성 열 잡음, 임펄스 잡음, 페이딩(fading)에 의한 가산형 혹은 승산형 잡음, 주파수 변화, 비선형성, 시간적 분산(time dispersion) 등에 의한 변형이 있다. 이러한 왜곡은 기존의 아날로그 방식에서는 왜곡에 따르는 화질 저하로 나타나지만, 디지털 전송 방식에 있어서는 비트 검출 오류로 인하여 화면 전체가 복원이 불가능할 정도로 그 영향이 심하다. 특히 송신 신호의 시간 지연과 위상 변화에 의한 다중 경로는 심벌간 간섭(InterSymbol Interference: ISI)을 심하게 일으켜 비트 검출 오류의 주원인이 되고 있다. 이렇게 비이상적인 전송 채널에 의해서 발생한 왜곡을 보상함으로써 수신측에서 비트 오류율을 감소시키는 기법, 즉 채널 등화(channel equalization)가 필요하다. 그런데 채널은 송수신기의 위치, 거리, 지형, 건물, 날씨 등 여러 가지 요인에 의하여 가변적이기 때문에, 가변적인 채널에 적응적으로 대처할 수 있는 등화 기법이 요구되는데, 이러한 등화 기법을 적응(adaptive) 채널 등화[1]라 한다.

적응 등화 알고리즘은 Widrow와 Hopf가 LMS (Least Mean Square) 적응 필터기법[2]을 제안한 이후로 현재까지 꾸준히 연구되어 왔다. 초기에는 주로 선형 등화 기법이 연구되어 왔으나, 그후 확률적 등화 기법[3]을 이용하는 방법이 연구되었고, 수렴 특성을 향상시킨 RLS(Recursive Least Square) 알고리즘[4]을 이용한 등화 기법, 결정 제환 등화 기법과 같은 비선형 등화 기법[5]들이 연구되었고, 최근에는 훈련 신호가 필요 없는 블라인드(blind) 등화 기법, RLS 알고리즘의 계산량을 감소시키기 위한 고속(fast) RLS 알고리즘[6] 등이 연구되고 있다.

등화 기법에 의해 채널의 비이상적인 특성을 보상하기 위해서는 송신된 신호와 동일한 신호를 수신측에서 가지고 수신된 신호와 비교하여 채널의 특성을 추정하고 채널의 역함수를 수신 신호에 곱하여 수신된 신호로부터 채널에 의한 왜곡을 보상하여 송신된 신호를 복원한다. 이렇게 채널의 특성을 알아내기 위하여 전송되는 신호를 훈련 신호(training signal)라고 하고 훈련 신호가 전송되는 기간을 훈련 모드(training mode)라고 한다. 훈련 모드가 끝나면 송신측에서는 데이터가 전송되고 수신측에서는 훈련 신호 대신 등화기 출력을 판정하여 등화기 입력으로 사용하는 데 이 기간을 직접 결정(decision-directed) 모드라고 한

다. 훈련 신호로는 의사랜덤신호(pseudo random signal)를 주로 사용한다[7].

적응 등화 기법 중, LMS 알고리즘은 수식의 간편함과 구현의 용이함 때문에 널리 사용되고 있다. 또, 선형 LMS 등화기에 결정 제환(decision feedback) 부분을 추가하여 성능 향상을 도모한 결정 제환 등화기 (Decision Feedback Equalizer: DFE)가 많이 사용된다[8][9]. 결정 제환 등화기는 판정오류 발생율이 충분히 작다면 수신 신호를 추정함에 있어서 잡음 성분이 포함되지 않은 판정된 과거의 수신 신호를 사용하므로 같은 차수의 선형 등화기에 비해 좋은 성능을 나타낸다. 즉, ISI의 전조(precursor) 부분을 이전 심벌에서 판별한 신호를 이용하여 거의 완벽히 제거하므로 선형 등화기에 비해 좋은 성능을 보인다. 하지만 후조(postcursor)부분 등에 제거되지 못한 잔여 에러는 여전히 존재한다.

본 연구는 결정 제환 등화기의 MSE(Mean Square Error)를 감소시키기 위하여 에러 제환 기법을 이용한 새로운 결정 제환 등화 기법을 제안한다. 에러 제환은 양자화에서 발생하는 에러를 줄이기 위해서 일반적으로 사용하는 방법이다[10]. 알려진 바와 같이 에러 제환 기법은 음성 예측 부호화(predictive speech coding)[11], 영상 예측 부호화(predictive image coding)[12] 및 시그마-델타 A/D변환(sigma-delta analog-to-digital conversion) [13]과 같은 응용 분야에 널리 사용된다. 제안한 결정 제환 등화기는 에러 제환을 이용하여 에러의 상관도를 줄임으로써 성능을 향상시키며, 전체 탭 개수에 비해 적은 탭을 에러 제환에 사용하므로 하드웨어상 거의 같은 계산량으로 성능을 향상시킨다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 기존의 결정 제환 등화기와 제안한 결정 제환 등화기를 비교하여 분석하고 적응적인 탭 갱신에 대해 설명한다. 모의 실험과 성능 평가는 III장에서 다루고, 마지막으로 IV장에서 결론을 맺는다.

## II. 에러 제환을 이용한 결정 제환 등화기

본 논문에서 제안한 에러 제환을 이용한 결정 제환 등화기의 성능을 분석하기 위하여, 우선 기존의 결정 제환 등화기를 살펴보고 이를 토대로 제안한 알고리

들을 분석한다.

1. 결정 궤환 등화기

통신상에서 결정 궤환 등화기는 ISI가 큰 상황에서 널리 사용된다. 결정 궤환 등화기가 같은 차수의 선형 등화기보다 성능면에서 훨씬 뛰어나다는 점이 이론적, 실험적으로 모두 입증되었다. 결정 궤환 등화기는 선형 등화기에 결정 궤환 부분을 추가하여 성능향상을 도모한 등화기로 피드포워드(feedforward) 필터와 피드백워드(feedbackward) 필터의 두 부분으로 구성된다. 피드포워드단이 4탭 피드백워드단이 3탭인 결정 궤환 등화기의 블럭도를 그림 1에 보인다.

시간  $k$ 에서 결정 궤환 등화기의 입력을  $X(k)$ , 필터의 계수를  $W$ 라고 하고 이를 벡터 형태로 표시하면

$$X(k) = [x(k) \ x(k-1) \ \dots \ x(k-L) \ \hat{d}(k-1) \ \dots \ \hat{d}(k-M)]^T \quad (1)$$

$$W = [w_{f0} \ w_{f1} \ \dots \ w_{fL} \ w_{b1} \ \dots \ w_{bM}]^T \quad (2)$$

로 쓸 수 있다. 여기서 피드포워드 필터의 탭 수는  $L+1$ 개, 피드백워드 필터의 탭수는  $M$ 개이다. 필터의 출력은 컨벌루션(convolution)의 합으로

$$y(k) = \sum_{l=0}^L w_{fl} x(k-l) + \sum_{m=1}^M w_{bm} \hat{d}(k-m)$$

$$= X(k)^T W = W^T X(k) \quad (3)$$

이 되고,  $\hat{d}(k)$ 는  $k$ 번째 심벌의 추정치이며, 추정 오류가 없다면 기준 신호  $d(k)$ 와 같다. 추정 오차  $e(k)$ 는 기준신호  $d(k)$ 와 필터 출력  $y(k)$ 의 차로

$$e(k) = d(k) - y(k) = d(k) - X(k)^T W = d(k) - W^T X(k) \quad (4)$$

와 같이 정의되며, 이 추정 오차  $e(k)$ 의 자승의 평균을 필터 최적화를 위한 평가 기준  $J$ 로 정의한다. 즉,

$$J = E[e(k)^2] = E[d(k)^2] - 2E[d(k)X(k)^T]W + W^T E[X(k)X(k)^T]W = E[d(k)^2] - 2P^T W + W^T R W \quad (5)$$

로 주어지며, 여기서  $E[\cdot]$ 는 통계적 평균 연산자를 의미한다. (5)식에서  $P, R$ 은

$$P = E[d(k)X(k)^T] = E[d(k)x(k) \ d(k)x(k-1) \ \dots \ d(k)x(k-L) \ d(k) \ \hat{d}(k-1) \ \dots \ d(k) \ \hat{d}(k-M)]^T \quad (6)$$

$$R = E[X(k)X(k)^T]$$

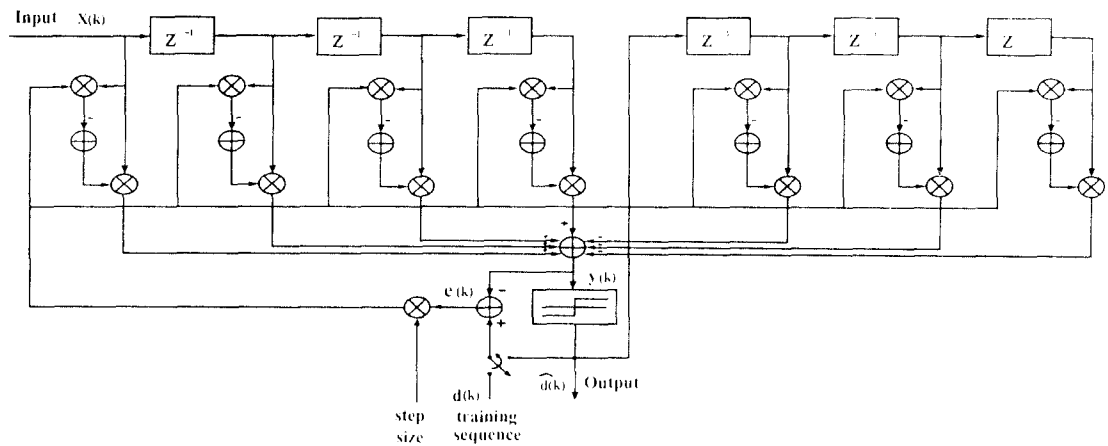


그림 1. 결정 궤환 등화기  
Fig. 1 Decision feedback equalizer

= E

$$\begin{bmatrix}
 x(k)^2 & \dots & x(k)x(k-L) & x(k)\hat{d}(k-1) & \dots & x(k)\hat{d}(k-M) \\
 \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 x(k-L)x(k) & \dots & x(k-L)^2 & x(k-L)\hat{d}(k-1) & \dots & x(k-L)\hat{d}(k-M) \\
 \hat{d}(k-1)x(k) & \dots & \hat{d}(k-1)x(k-L) & \hat{d}(k-1)^2 & \dots & \hat{d}(k-1)\hat{d}(k-M) \\
 \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
 \hat{d}(k-M)x(k) & \dots & \hat{d}(k-M)x(k-L) & \hat{d}(k-M)\hat{d}(k-1) & \dots & \hat{d}(k-M)^2
 \end{bmatrix}
 \quad (7)$$

이며, 각각  $(L+1+M) \times 1$ 인 기준 신호와 입력 신호의 상호 상관 벡터(cross correlation vector),  $(L+1+M) \times (L+1+M)$ 인 입력 신호의 상관 행렬(auto-correlation matrix)이다.

J의 경도(gradient)가 0일 때가 최적의 필터 계수이며, 그 때의 최적 필터 계수  $W^*$ 는

$$W^* = R^{-1} P \quad (8)$$

이다. 또 최적 계수를 갖는 상태에서의 최소(minimum) MSE인  $J_{\min}$ 은

$$J_{\min} = E[d(k)^2] - P^T R^{-1} P \quad (9)$$

이다. 한편, 적응 결정 케환 등화기의 필터 계수 갱신은 MSE가 최소화되도록 LMS 알고리즘에 의해

$$W(k+1) = W(k) + 2\mu e(k) X(k) \quad (10)$$

로 적응적으로 갱신되며, 여기서  $\mu$ 는 스텝크기이다.

### 2. 에러 케환을 이용한 결정 케환 등화기

결정 케환 등화기는 이전 심벌에서 이미 판별한 신호를 사용하므로 판별된 신호가 원신호와 같다면, 결정 케환단에 의해 ISI의 전조 부분을 거의 완벽히 제거할 수 있다. 하지만 ISI의 후조 부분은 여전히 제거되지 않고 남아 있다. 제안한 알고리즘은 에러 케환을 이용하여 에러의 상관도를 낮춰, ISI의 후조 부분을 포함한 잔여 에러를 줄임으로써 성능을 향상시키는데 그 목적이 있다. 제안한 결정 케환 등화기는 기존의 결정 케환 등화기의 구조가 유사하며 에러 케환 필터만 추가된다. 제안한 에러 케환을 이용한 결정 케환기의 블럭도를 그림 2에 보인다.

시간  $k$ 에서 에러 케환을 이용한 결정 케환 등화기의 입력을  $\bar{X}(k)$ , 필터의 계수를  $\bar{W}$ 라고 하고 이를 벡터 형태로 표시하면

$$\bar{X}(k) = [x(k) \ x(k-1) \ \dots \ x(k-L) \ \hat{d}(k-1) \ \dots \ \hat{d}(k-M) \ e(k-1)]^T \quad (11)$$

$$\bar{W} = [w_{f0} \ w_{f1} \ \dots \ w_{fL} \ w_{b1} \ \dots \ w_{bM} \ w_{e1}]^T \quad (12)$$

로 쓸 수 있다. 여기서 피드포워드 필터의 탭 수는  $L+1$ 개, 결정 케환 필터의 탭수는  $M$ 개, 에러 케환 필터의 탭 수는 1개이다. 에러 케환 필터의 탭이 많을 때 성능이 우수하나 수식상의 복잡도 때문에 1탭으로 하였다. 필터의 출력은 컨벌루션의 합으로

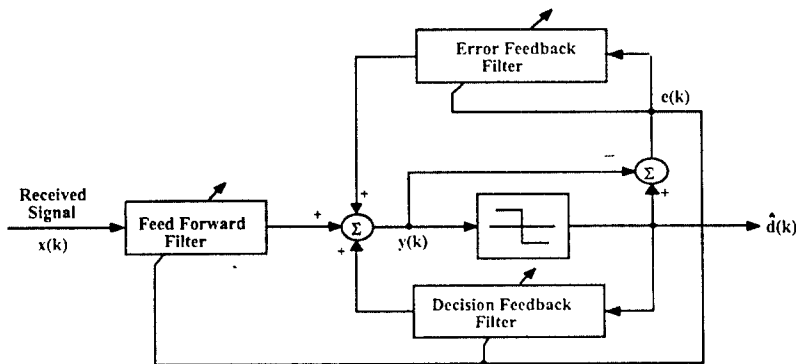


그림 2. 에러 케환을 이용한 결정 케환 등화기  
Fig. 2 Decision feedback equalizer using error feedback

$$y(k) = \sum_{l=0}^L w_{fl} x(k-l) + \sum_{m=1}^M w_{bm} \hat{d}(k-m) + w_{c1} e(k-1)$$

$$= X(k)^T W = W^T X(k) \tag{13}$$

이 되고, 추정 오차는

$$e(k) = d(k) - y(k)$$

$$= d(k) - X(k)^T W = d(k) - W^T X(k) \tag{14}$$

이다. 필터 최적화를 위한 MSE 평가기준  $J$ 는

$$J = E[e(k)^2]$$

$$= E[d(k)^2] - 2E[d(k) X(k)^T] W + W^T E[X(k) X(k)^T] W$$

$$= E[d(k)^2] - 2 P^T W + W^T R W \tag{15}$$

로 주어진다. (15)식에서  $P, R$ 는

$$P = E[d(k) X(k)^T]$$

$$= E[d(k)x(k) \ d(k)x(k-1) \ \dots \ d(k)x(k-L) \ \dots \ d(k)\hat{d}(k-1) \ \dots \ d(k)\hat{d}(k-M) \ d(k)e(k-1)]^T \tag{16}$$

$$R = E[X(k) X(k)^T]$$

$$= E$$

$$\begin{bmatrix} x(k)^2 & \dots & x(k)x(k-L) & x(k)\hat{d}(k-1) & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots \\ x(k-L)x(k) & \dots & x(k-L)^2 & x(k-L)\hat{d}(k-1) & \dots \\ \hat{d}(k-1)x(k) & \dots & \hat{d}(k-1)x(k-L) & \hat{d}(k-1)^2 & \dots \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots \\ \hat{d}(k-M)x(k) & \dots & \hat{d}(k-M)x(k-L) & \hat{d}(k-M)\hat{d}(k-1) & \dots \\ e(k-1)x(k) & \dots & e(k-1)x(k-L) & e(k-1)\hat{d}(k-1) & \dots \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x(k)\hat{d}(k-M) & x(k)e(k-1) \\ \vdots & \vdots \\ x(k-L)\hat{d}(k-M) & x(k-L)e(k-1) \\ \hat{d}(k-1)\hat{d}(k-M) & \hat{d}(k-1)e(k-1) \\ \vdots & \vdots \\ \hat{d}(k-M)^2 & \hat{d}(k-M)e(k-1) \\ e(k-1)\hat{d}(k-M) & e(k-1)^2 \end{bmatrix} \tag{17}$$

이며, 각각  $(L+1+M+1) \times 1$ 인 기준 신호와 입력 신호의 상호 상관 벡터(cross correlation vector),  $(L+1+M+1) \times (L+1+M+1)$ 인 입력 신호의 상관 행렬 (autocorrelation matrix) 이다. DFE에서 기준 신호와 입력 신호의 상호 상관 벡터를  $P$ , 입력 신호의 상관 행렬을  $R$ 이라고 정의하면, (17)식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R = \begin{bmatrix} R & D \\ D^T & \sigma_v^2 \end{bmatrix} \tag{18}$$

여기서,

$$D = [e(k-1)x(k) \ \dots \ e(k-1)x(k-L) \ e(k-1)\hat{d}(k-1) \ \dots \ e(k-1)\hat{d}(k-M)]^T \tag{19}$$

이고,  $e(k)$ 가 정재적(stationary)이라는 가정하에

$$\sigma_v^2 = E[e(k)^2] \cong E[e(k-1)^2] \tag{20}$$

이다.

앞의 경우와 마찬가지로  $J$ 의 강도가 0인 때 제한된 결정 제한 등화기의 최적의 필터 계수가 되며, 그 때의 최적의 필터 계수  $W^*$ 는

$$W^* = R^{-1} P \tag{21}$$

이다. 또, 그 때의 최소(minimum) MSE  $J_{min}$ 는

$$J_{min} = E[d(k)^2] - P^T R^{-1} P \tag{22}$$

이다. 최소 MSE의 단순화를 위해 block matrix inverse [14]를 사용하며 그 식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} S & V \\ U & T \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} S^{-1} + E \Delta^{-1} F & -E \Delta^{-1} \\ -\Delta^{-1} F & \Delta^{-1} \end{bmatrix} \tag{23}$$

여기서,  $\Delta = T - U S^{-1} V$ ,  $E = S^{-1} V$ ,  $F = U S^{-1}$ 이다. 식 (18)은 식(23)에 의해

$$R^{-1} = \begin{bmatrix} R^{-1} + R^{-1} D (\sigma_v^2 - D^T R^{-1} D)^{-1} D^T R^{-1} & -R^{-1} D (\sigma_v^2 - D^T R^{-1} D)^{-1} \\ -(\sigma_v^2 - D^T R^{-1} D)^{-1} D^T R^{-1} & (\sigma_v^2 - D^T R^{-1} D)^{-1} \end{bmatrix} \tag{24}$$

로 되며, 따라서 식 (22)의 오른쪽 두 번째 항은

$$\begin{aligned} \overline{P^T R^{-1} P} &= [P^T E[d(k)e(k-1)]] \overline{R^{-1}} \begin{bmatrix} P \\ E[d(k)e(k-1)] \end{bmatrix} \\ &= P^T R^{-1} P + (\sigma_e^2 - D^T R^{-1} D)^{-1} (E[d(k)e(k-1)] \\ &\quad - D^T R^{-1} P)^2 \end{aligned} \quad (25)$$

로 나타낼 수 있다. 식(25)를 식(22)에 대입하면  $J_{\min}$ 은

$$\begin{aligned} J_{\min} &= E[d(k)^2] - P^T R^{-1} P - (\sigma_e^2 - D^T R^{-1} D)^{-1} \\ &\quad (E[d(k)e(k-1)] - D^T R^{-1} P)^2 \end{aligned} \quad (26)$$

이 된다. 전 심벌에서 판정한 신호에 오류가 없다면  $\hat{d}(k)$ 는  $d(k)$ 와 같다.  $X(k)$ 와  $e(k)$ 가 직교하므로  $D=0$ 이며  $J_{\min}$ 은

$$\begin{aligned} J_{\min} &= E[d(k)^2] - P^T R^{-1} P - (\sigma_e^2)^{-1} \{E[d(k)e(k-1)] - D^T R^{-1} P\}^2 \\ &= E[d(k)^2] - P^T R^{-1} P - (\sigma_e^2)^{-1} E[d(k)e(k-1)]^2 \\ &= E[d(k)^2] - P^T R^{-1} P - (\sigma_e^2)^{-1} E[e(k)e(k-1)]^2 \end{aligned} \quad (27)$$

이 된다. 식(27)의 우항의  $E[d(k)^2] - P^T R^{-1} P$ 는 결정 케환 등화기의 MSE이다. 결국 에러 케환을 이용한 결정 케환 등화기의 최소 MSE가 결정케환 등화기보다  $(\sigma_e^2)^{-1} E[e(k)e(k-1)]^2$  만큼 적어진다. 즉 결정 케환기에서 추정 오차의 상관도의 제곱에 비례하여 에러 결정 케환기의 성능이 향상된다. 한편, 결정 케환 등화기와 마찬가지로 에러 결정 케환기의 필터 계수는 LMS 알고리즘에 의해

$$\overline{W}(k+1) = \overline{W}(k) + 2\mu e(k) \overline{X}(k) \quad (28)$$

로 적응적으로 갱신되며,  $\mu$ 는 수렴 속도와 안정성을 결정하는 스텝 크기이다. 일반적으로,  $\mu$ 값의 상한선은 입력신호의 상관 행렬의 고유치(eigenvalue)에 의해 결정된다. 즉,

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}}$$

을 만족하는  $\mu$ 값을 설정하며  $\lambda_{\max}$ 는 고유치 중 최대 값이다.

### III. 모의 실험

본 절에서는 제안한 알고리즘의 성능 평가를 위하여 가산성 백색 가우시안 잡음을 발생시키는 채널 및 디지털 고밀도 기록 채널상에서 모의 실험을 행하였다.

#### 1. ISI와 가산성 백색 가우시안 잡음을 발생시키는 채널

실험에서는 정재적인  $\pm 1$ 의 2진 랜덤 신호를 사용하였고 ISI를 추가하기 위해 필터 특성이

$$h(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \frac{2\pi(n-1)}{K} \right], & n=0, 1, 2 \\ 0, & otherwise \end{cases} \quad (29)$$

인 필터를 통과시켰다[6][15]. 이 필터에서 상수  $K$ 를 변화함으로써 ISI의 정도를 조절할 수 있다. 사용한 잡음을  $n_k$ , 원신호를  $d_k$ , 필터 입력 신호를  $x_k$ 라 하면

$$x_k = d_k * h_k + n_k \quad (30)$$

로 쓸 수 있다. 여기서  $n_k$ 는 분산이  $\sigma^2$ 인 백색 가우시안 잡음이다. 선형 등화기의 탭은 3개를 사용했고 결정 케환 등화기는 피드포워드 부분에서 3탭, 피드백 워드에서 6탭을, 에러 케환 등화기는 에러 케환에 1탭을 추가하였다. 스텝 크기는 모두 0.01을 사용하였다. 그림 3과 4에서  $K=3.5, 4.0$ 과  $\sigma^2=0.01, 0.03$ 인 채널을 사용했을 때의 MSE 수렴 곡선과 개안도(eye diagram) 결과를 각각 보였다. 각각의 그림에서 위에서부터 선형 LMS 등화기, 예측 결정 케환 등화기(predictive DFE)[5], 결정 케환 등화기, 제안한 알고리즘을 사용했을 때의 결과이다. 그림 3, 4에서 보는 바와 같이 수렴 속도와 잔여 MSE에서 모두 에러 결정 케환기의 성능이 우수하다. 이러한 성능 향상은 개안도에서 더 명확히 볼 수 있다. 즉 결정 케환 등화기보다 제안한 알고리즘의 눈이 더 크게 열려 있음을 확인할 수 있다. 그림 3, 4에서  $K$ 가 클수록 ISI가 크고,  $\sigma^2$ 이 클수록 가산성 백색 가우시안 잡음이 큰 채널이다.

위의 모의실험에서의 성능 향상의 정도를 보다 정확히 평가하기 위해서 각각의 채널 조건에서 SNR(Signal to Noise Ratio)을 구하여 표 1에 제시하였다.

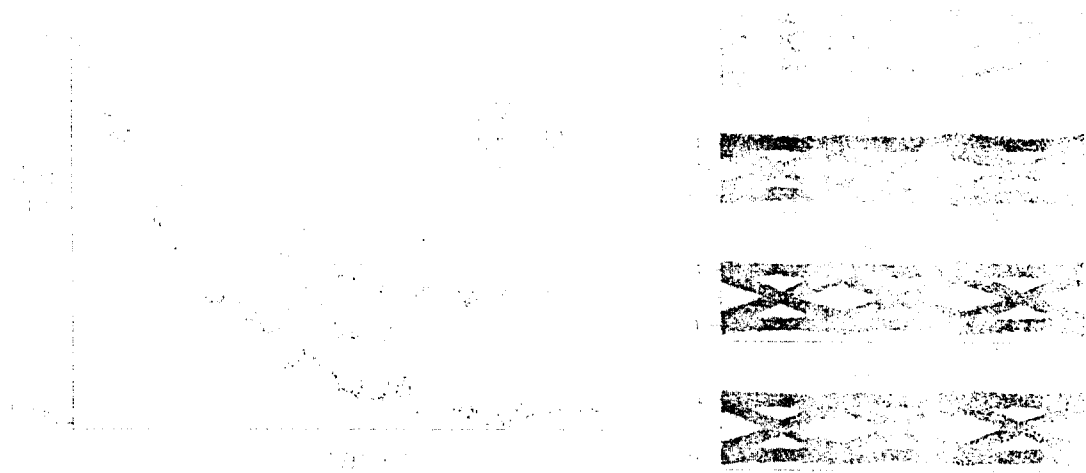


그림 3.  $K = 3.5, \sigma^2 = 0.01$ 인 채널의 MSE와 개안도  
 Fig. 3 MSE learning curve and eye diagram( $K = 3.5, \sigma^2 = 0.01$ )

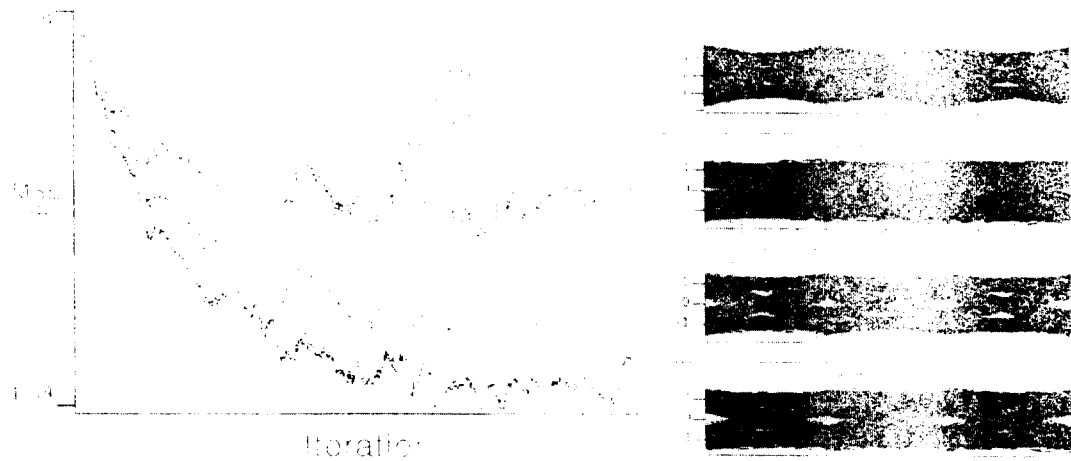


그림 4.  $K = 4.0, \sigma^2 = 0.03$ 인 채널의 MSE와 개안도  
 Fig. 4 MSE learning curve and eye diagram( $K = 4.0, \sigma^2 = 0.03$ )

이 때 SNR은

$$SNR = 10 \log_{10} \left( \frac{E[d^2(k)]}{E[e^2(k)]} \right)$$

표 1에 나타낸 결과는 각 채널에 대한 수렴이 이루어진 5,000회에서 10,000회까지의 SNR 평균치이다. 표 1에서  $\sigma^2 = 0.01$ 일 때를 살펴보면, 결정 궤환 등화

기에 비해 제안한 알고리즘이  $K = 3.5$ 인 채널인 경우에 약 0.8dB,  $K = 4.0$ 인 채널인 경우에 약 1.4dB 정도 높다.  $\sigma^2 = 0.05$ 인 때는  $K = 3.5$ 인 채널인 경우에 약 0.4dB,  $K = 4.0$ 인 채널인 경우에 약 0.5dB 정도 높다. 즉 ISI가 크고 가우시안 잡음이 적을 때 성능이 더욱 향상된 결과를 보인다.

표 1. 채널 조건에 따른 SNR 결과(단위: dB)

Table 1. SNR for various channel conditions(unit: dB)

| $\sigma^2$ | K |         | 3.5     | 4.0     |
|------------|---|---------|---------|---------|
|            |   |         |         |         |
| 0.01       |   | 선형 LMS  | 10.3597 | 6.4491  |
|            |   | 예측 DFE  | 12.8842 | 10.4150 |
|            |   | DFE     | 14.2461 | 11.5315 |
|            |   | 제안한 DFE | 15.0693 | 12.9702 |
| 0.03       |   | 선형 LMS  | 9.0898  | 5.9771  |
|            |   | 예측 DFE  | 11.4260 | 9.4385  |
|            |   | DFE     | 12.1790 | 10.4338 |
|            |   | 제안한 DFE | 12.6962 | 11.2640 |
| 0.05       |   | 선형 LMS  | 8.1960  | 5.5975  |
|            |   | 예측 DFE  | 10.3806 | 8.7255  |
|            |   | DFE     | 10.8742 | 9.6149  |
|            |   | 제안한 DFE | 11.2529 | 10.1582 |

2. 디지털 고밀도 기록 채널

HDD, 디지털 VCR, 광 자기 디스크 기록 장치 등에서 헤드, 기록 매체, 인터 페이스 기술의 발전에 의해 기록 밀도가 꾸준히 증가하여 왔으며 최근 새로운 기법의 신호 처리 방식에 의해 더욱 가속화되고 있

다. 현재 사용되고 있는 대부분의 기록 채널에서는 시스템의 고신뢰도와 고밀도를 얻기 위해 RLL(Run Length Limited) 부호화와 아날로그 검출 방식인 PD (Peak Detection) 방식이 이용되고 있다. 그러나 최근 디지털 신호처리 기술의 발달과 함께 샘플링 검출 방식이라고 불리어지는 디지털 검출 방식이 발표되었고, 고밀도 기록을 위해서는 PRML(Partial Response Maximum Likelihood) 방식 또는 적응 결정 변환 등화기 방식이 우수한 성능을 보인다는 연구 결과가 제시되었다[16][17]. 본 절에서는 선형 등화기, 결정 변환 등화기를 사용한 PR-IV 방식과 제안한 등화기를 사용한 PR-IV 방식의 성능을 비교하였다. 모의 실험은 PW50/T를 1.5에서 3.0까지 0.5씩 변화시킨 4개의 채널을 사용하였다. PW50/T가 클 수록 고밀도 자기 기록 채널이며 따라서 ISI가 큰 채널이다. 등화기 입력은 각 채널을 통과한 신호에 가우시안 잡음을 8.0에서 18dB까지 0.5dB씩 증가시키고, 출력은 1,000,000회 실험한 결과의 BER을 나타내었다. 선형 등화기는 10탭을 사용하였고, 결정 변환 등화기와 제안한 알고리즘의 계산량을 동일하게 하기 위해 결정 변환 등화기는 피드포워드에 10탭, 결정 변환에 5탭을, 제안한 결정 변환 등화기는 피드포워드에 10탭, 결정 변환에 3탭, 에러 변환에 2탭을 사용하였다. 또 각 알

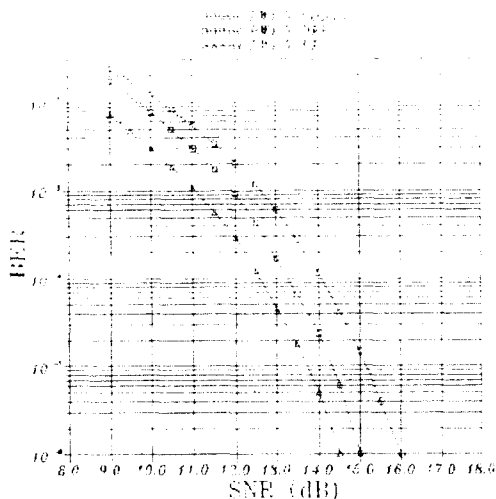


그림 5. PW50/T = 1.5일 때의 BER  
Fig. 5 BER for PW50/T = 1.5

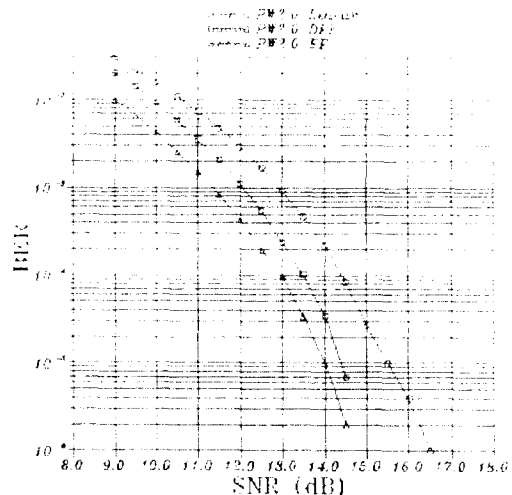


그림 6. PW50/T = 2.0일 때의 BER  
Fig. 6 BER for PW50/T = 2.0



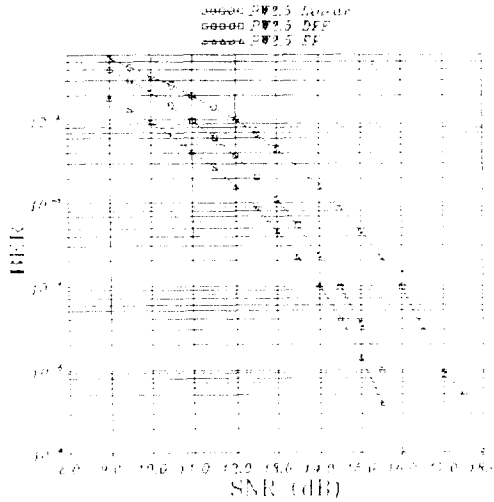


그림 7. PW50/T=2.5일 때의 BER  
Fig. 7 BER for PW50/T=2.5

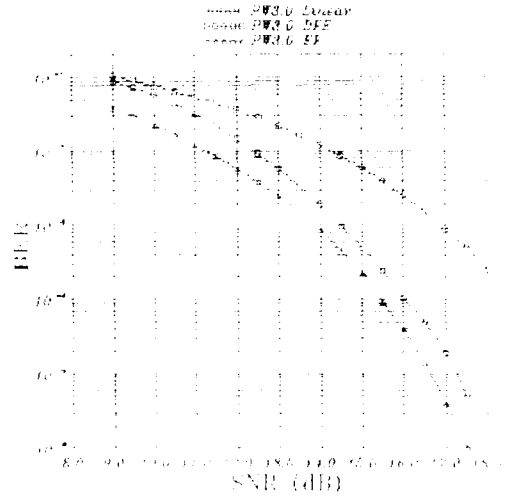


그림 8. PW50/T=3.0일 때의 BER  
Fig. 8 BER for PW50/T=3.0

고리들에서 스텝 크기는 모두 0.005로 고정시켰다. 그림 5~8에 실험 결과를 보였으며, 각 실험 결과는 위에서부터 차례대로 선형 등화기, 결정 궤환 등화기, 제안한 알고리즘을 적용한 등화기의 순이다. PW50/T가 3.0일 때(그림 8)를 살펴보면, 결정 궤환 등화기에 비해 제안한 알고리즘의 입력 SNR이 0.5에서 2dB 정도가 낮을 때 같은 BER 결과를 얻을 수 있다. 즉, DFE에 비해 입력 SNR이 높은 BER에서 2dB정도, 낮은 BER에서 0.5dB정도 이득이 있다. 이 결과는 같은 계산량을 가지고 실험한 결과치이므로 약간의 계산량이 더 추가로 사용될 경우 더 좋은 결과를 얻을 수 있다. 다른 PW50/T 채널의 경우에도 제안한 알고리즘의 성능이 결정 궤환 등화기에 비해 평균 0.5dB 이상 뛰어난 것을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 에리 궤환을 이용하여 에리의 상관도를 줄임으로써 등화기의 성능을 향상시키는 새로운 적응 등화 기법을 제안하였다. 제안된 결정 궤환 등화기는 전체 탭 개수에 비해 적은 탭을 에리 궤환에 사용하므로, 하드웨어 구현시 필요한 계산량이 거의 증가되지 않는다. 전산 모의 실험에서 일반 무선 채널을 사용한 경우 ISI가 큰 채널일 때 기존의 결정

궤환 등화기에 비해 1.4dB 정도 성능이 향상되고, 디지털 코덱도 기록 채널에 응용한 경우 동일한 계산량임에도 불구하고 입력 SNR이 높은 BER 결과를 얻기 위해서는 2dB정도, 낮은 BER인 경우 0.5dB 정도의 이득이 있다. 결과적으로 수신단에서 채널을 보상하기 위한 기법으로 기존 DFE에 비해 제안한 알고리즘이 적합한 구조임을 확인할 수 있다.

이후 에리 궤환에 사용되는 최적의 탭의 개수에 대한 연구와 하드웨어 구현을 위하여 고정 소수점 연산에 대한 연구가 계속되어야 할 것이다.

#### 참 고 문 헌

1. S. U. Qureshi, "Adaptive equalization," *Proc. IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
2. B. Widrow and S. D. Stearns, *Adaptive Signal Processing*, Prentice-Hall Inc., 1985.
3. G. D. Forney, Jr., "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, pp. 363-378, May 1972.
4. D. N. Godard, "Channel equalization using a Kalman filter for fast data transmission," *IBM J. Res. Develop.*, vol. 18, no. 5, pp. 67-73, May 1974.

5. J. G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1989.
6. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 2nd ed., Prentice-Hall Inc., 1991.
7. HDTV 전송채널 모델링 및 등화방법, 대우전자, 1993. 5.
8. D. A. George, R. R. Bowen, and J. R. Storey, "An adaptive decision feedback equalizer," *IEEE Trans. Commun.* vol. COM-19, no. 3, pp. 281-293, June 1971.
9. P. Monsen, "Theoretical and measured performance of DFE modem on fading multipath channel," *IEEE Trans. Commun.* vol. COM-25, no. 10, pp. 1144-1153, Oct. 1977.
10. T. I. Laakso, I. O. Hartimo, "Noise reduction in recursive digital filters using high-order error feedback," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. SP-40, no. 5, pp. 1096-1106, May 1992.
11. N. S. Jayant and P. Noll, *Digital Coding of Waveforms: Principles and Applications to Speech and Video*, Prentice-Hall Inc., 1984.
12. B. Girod, H. Almer, L. Bengtsson, B. Christensson, and P. Weiss, "A subjective evaluation of noise-shaping quantization for adaptive intra-/interframe DPCM coding of color television signals," *IEEE Trans. Commun.* vol. COM-36, no. 3, pp. 332-346, Mar. 1988.
13. R. M. Gray, "Oversampled sigma-delta modulation," *IEEE Trans. Commun.* vol. COM-35, no. 5, pp. 481-489, May 1987.
14. T. Kailath, *Linear System*, Prentice-Hall Inc., 1980.
5. 원용강, 박래홍, 박재혁, 이병욱, "HDTV시스템의 채널 등화 기법," 한국통신학회 논문지, vol. 19, no. 11, pp. 2116-2131, 1994.
16. R. D. Cideciyan, F. Dolivo, R. Hermann, W. Hirt, and W. Schottl, "A PRML system for digital magnetic recording," *IEEE Journal on Selected Areas in Comm.* vol. 10, no. 1, pp. 38-56, Jan. 1992.
17. 손주신, 서광락, 조용수, 임용훈, 윤대회, "디지털

고밀도 기록 채널의 비선형 왜곡 감소를 고려한 PRML," 전자공학회 논문지, vol. 31B, no. 11, pp. 1622-1630, 1994.

金 東 郁(Dong Wook Kim) 정회원  
 1987년 2월:성균관대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사)  
 1992년 2월:중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)  
 1996년 8월:중앙대학교 대학원 전자공학과 박사학위 취득(공학박사)  
 1996년 8월~현재:중앙대학교 기술과학 연구소 선임 연구원  
 ※주관심분야:영상처리 및 부호화, 컴퓨터 시각 등



韓 成 鉉(Sung Hyun Han) 정회원  
 1990년 2월:중앙대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사)  
 1992년 2월:중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)  
 1992년 3월~현재:중앙대학교 대학원 전자공학과 박사과정 재학중

※주관심분야:영상처리 및 부호화, 광 변조, 적외선 신호처리 등



殷 明 秀(Myoung Su Eun) 정회원  
 1994년 2월:중앙대학교 공과대학 전자공학과 졸업(공학사)  
 1996년 2월:중앙대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)  
 1996년 3월~현재:대우전자(주) 영상연구소 근무

※주관심분야:영상처리 및 부호화, 채널 등화 등

崔 宗 秀(Jong-Soo Choi) 정회원  
 1981년 9월~현재:중앙대학교 전자공학과 교수  
 제 21권 제 5호 참조