

Dual Decision Feedback Equalizer를 위한 LMS 알고리즘과 변형된 Steepest Descent 알고리즘이 결합된 새로운 적응 등화 알고리즘

공형윤 · 서성호
전자공학과

<요약>

Decision Feedback Equalizer(DFE)는 심한 심볼간 간섭이 존재하는 채널을 보상하는데 있어서 선형 등화기 보다 잡음 성분의 증폭이 적으므로 현재도 통신 시스템 및 하드 디스크 드라이브와 같은 자기 기록 장치의 채널 등화에 사용된다. 또한 최근에 동일한 구조의 DFE 두 개를 병렬로 사용하고 적은 메모리를 사용하여 성능을 향상시킨 Dual Decision Feedback Equalizer(DDFE)가 제안되었다. DDFE는 shift register를 사용하여 등화성능을 향상시킨 반면 시간 지연으로 인하여 Least Mean Square(LMS) 알고리즘과 같은 적응 등화 알고리즘을 적용하는데 어려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 일반적으로 시불변 채널을 보상하는데 사용되는 DDFE가 시변 채널에 있어서도 효과적인 등화를 할 수 있도록 DDFE에 알맞은 등화 기법을 제안하였다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안한 적응 등화 알고리즘이 LMS 알고리즘을 적용한 DFE와 대등한 성능을 가짐을 확인하였다.

New Adaptive Equalization Algorithm by Using Combined LMS/Modified Steepest Descent Algorithm for Dual Decision Feedback Equalizer

Hyung-Yun Kong · Sung-Ho See
School of Electrical Engineering

* 본 연구는 반도체교육설계센터의 지원으로 수행되었음

<Abstract>

The Decision Feedback Equalizer(DFE) is one of currently used equalizers in communication and magnetic recording systems such as hard-disk drive since it can compensate for channels with severe inter-symbol interference(ISI) without as much noise enhancement as the linear equalizer(LE). To improve the performance of DFE, Dual Decision Feedback Equalizer(DDFE), which is constructed by using parallel combination of two DFEs and its performance is superior to the DFE, was suggested. However, DDFE is a preset equalizer which is used in a known channel. It is very difficult to make DDFE system applicable to unknown channel environment occurred in wireless communications. Because DDFE has shift registers which cause time delay. To make DDFE system applicable to unknown channel environments, we suggest proper adaptive equalization technique for the DDFE in this paper. Through computer simulation, we show that the proposed adaptive equalization technique for the DDFE is comparable to the performance of conventional LMS algorithm for DFE which doesn't have time delay.

I. 서 론

신호의 전송과 수신에 있어서 신호와 채널의 임펄스 응답과의 convolution에 의하여 발생하는 신호의 퍼짐 현상은 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference : ISI)을 야기 시켜 수신 신호의 오류율을 증가시킨다. 따라서 이러한 심볼간 간섭의 제거, 즉 전송되는 신호와 채널이라는 시스템과의 convolution 효과의 보상은 데이터의 부호화와 함께 효율적인 데이터의 전송 및 기록에 있어서 매우 중요한 역할을 하며 이를 등화(equalization or deconvolution)라 한다. 등화는 심볼의 첨두치 왜곡(peak distortion)의 제거에 중점을 둔 Zero-Forcing 알고리즘을 적용한 선형등화기가 Lucky에 의해 1965년 등장한 이후 1967년 Austin에 의해 DFE가 제안되었으며 현재까지 가장 우수한 등화 성능을 갖는 것으로 알려진 Maximum Likelihood Sequence Estimator(MLSE)가 1972년 Forney에 의해서 개발되었다. MLSE의 경우 길쌈 부호의 복호에 사용되는 비터비 알고리즘을 이용하는데 심볼간 간섭이 퍼져있는 구간의 증가에 따라 계산량이 지수적으로 증가함으로 실제로 긴 구간에 걸쳐 존재하는 심볼간 간섭을 제거하는데는 적합하지 않으며, 짧은 구간에 걸쳐 심한 심볼간 간섭이 존재하는 채널의 등화에 주로 사용된다. 반면 DFE의 경우 과거에 판정된 데이터를 이용하여 과거 신호들의 영향에 의한 심볼간 간섭을 없앤다는 특징을 가지고 있으며 MLSE 보다는 등화의 성능에서 조금 떨어지지만 넓은 구간에 걸쳐 심볼간 간섭이 퍼져 있을 경우에도 등화기 제작비용의 증가가 적으며 지연(delay)이 없으므로 현재도 MLSE와 함께 등화기로 가장 널리 사용되고 있다 [1][2][3]. 이러한 DFE에 대하여 적은 지연 소자(shift register)를 사용하여 DFE의 단점인 오류 전달(error propagation)을 방지하고 서로 다른 임계값(threshold)을 가진 동일한 구조의 두 개의 DFE를 사용하여 성능을 향상시킨 DDFE가 제안되었다[4]. 이러한 DDFE는 적은 비용의 추가로 MLSE 등화기에 버금가는 성능을

나타내므로 데이터 오류율에 대하여 성능에 민감한 영향을 받는 하드디스크 드라이브와 같은 장치에 있어서 상업적으로도 경쟁력을 가지고 이용될 것이 예상된다.

본 논문에서는 이러한 DDFE에 대하여 심볼의 침투치 왜곡뿐만 아니라 부가 잡음의 영향까지 고려한 Minimum Mean Square Error(MMSE) criterion을 적용하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 DDFE의 우수한 성능을 검증하였다. 아울러 자기 기록 장치 등과 같이 아무리 안정적인 채널일지라도 시변성을 가질 수 있다는 가정 아래 DDFE에 알맞은 적응 등화 기법을 제안하였으며 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안된 알고리즘을 적용한 DDFE가 시간 지연의 특성, 즉 출력신호가 어느 정도의 시간 지연 후에 최종적으로 판정된다는 구조적으로 적응 등화 기법을 적용하기 어려움에도 불구하고 시간 지연 없이 판정되는 DFE와 수렴후 대등한 MSE(Mean Square Error) 성능 및 BER(Bit Error Ratio)성능을 가지며 오히려 더 열악한 SNR의 영역에 있어서 적응 등화기로 동작함을 증명하였다. 따라서 본 논문에서 제안한 DDFE에 알맞은 적응 등화 기법을 사용함으로써 일반적으로 시불변(time invariant) 채널로 간주되어 고정된 탭 계수를 가진 등화기(preset equalizer)를 사용하는 자기 기록 장치 채널의 등화나 Local Multi-point Distribution Service(LMDS)등과 같은 무선 가입자망 채널의 등화에 있어서 어느 정도 발생할 수 있는 채널의 시변성을 극복하고 DDFE를 사용할 수 있을 것으로 기대된다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 선형 등화기와 DFE, 그리고 기존 DDFE의 구조와 알고리즘에 대하여 설명하였고, 3장에서는 MMSE criterion을 적용하여 DDFE의 성능을 다른 등화기들과 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교 검증하였다. 4장에서는 일반적으로 DFE에 사용되는 LMS 알고리즘과 제안된 DDFE에 알맞은 적응 등화 알고리즘에 대하여 설명하였고, 5장에서 그 성능을 검증 분석하였으며 6장에서 결론 및 향후 연구 방향을 언급하였다.

II. 선형 등화기, DFE, DDFE의 구조와 동작

1. 선형 등화기

일반적인 선형 등화기는 다음과 같이 표현된다.

$$q_n = \sum_{j=-K}^K c_j x_{n-j} \quad j=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K \quad (1)$$

여기에서 q_n 은 등화기의 출력, x_n 은 수신된 입력 신호를 나타내며 $2K+1$ 이 등화기 계수의 길이가 된다. 선형 등화기는 송신 신호와 한정된 메모리를 갖는 채널의 convolution에 의해 발생하는 신호간 간섭을 수신 신호와 Finite Impulse Response(FIR) filter의 구조를 가진 선형 등화기의 탭 계수와 convolution에 의해 보상한다는 등화기의 기본 원리에 충실한 반면 구조상으로 부가 잡음 성분을 증폭시키므로 현재는 거의 쓰이지 않고 있다. 등화기의 탭 계수 결정 방법으로 탭 계수가 고정된 등화기의 경우 심볼의 침투치 왜곡을 고려한 Zero-Forcing, 부가 잡음의 영향까지도 고려한 MMSE criterion등이 사용된다 [1][5].

2. DFE

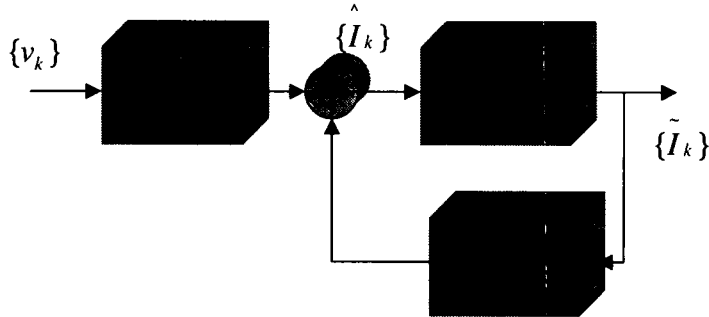


그림1 DFE의 구조 (Fig1 the structure of DFE)

그림1은 일반적인 DFE의 구조를 나타내고 있으며 수식은 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{I}_k = \sum_{j=-K_1}^0 c_j v_{k-j} + \sum_{j=1}^{K_2} c_j \hat{I}_{k-j} \quad (2)$$

DFE는 과거에 판정된 판정값들을 이용하여 과거 심볼들의 영향에 의한 심볼간 간섭을 없앤다는 특징을 가지고 있으며, 이로 인해 부가 잡음의 증폭 없이 심볼간 간섭을 제거할 수 있다. 선형등화기와 마찬가지로 등화기의 계수 결정 방법으로는 Zero-forcing, MMSE criterion등이 사용된다[2][5].

3. DDFE의 구조와 동작

그림2와 같은 DDFE의 입력 신호는 $z_k = (a * q)_k + n_k$ 와 같이 표현되며 여기서 $a_k \in \{-1, 1\}$ 는 송신 데이터이며 q_k 는 채널의 충격과 응답이고 n_k 는 부가잡음이다(“*”

는 convolution 연산을 나타낸다). FBF는 DFE의 Feedback Filter를 나타내며 그림상에 Feedforward Filter는 생략되어 있다. T라고 표현된 부분은 shift register를 나타낸다.

상·하 대칭의 동일한 구조로 구성된 DDFE에서 두 개의 판정기(detector)는 서로 다른 임계값 $-\alpha$, α 를 가지고 일반적으로 서로 독립적으로 동작하며 수신 데이터를 동일한 값으로 판정한다. 그러나 $k = k_0$ 에서 수신 데이터가 $[-\alpha, \alpha]$, 즉 $-\alpha$, α 사이의 값이라면 위쪽의 판정기는 수신 데이터를 $\hat{a}^1_{k_0} = +1$, 아래쪽의 판정기는 $\hat{a}^2_{k_0} = -1$ 로 판정한다. 이 때가 erasure period가 시작되는 시기이며 k_0 부터 $k_0 - \delta - 1$ 까지를 erasure period라 정의한다. 판정기가 erasure period를 감지하게 되면 상·하 판정기는 임계값을 0으로 두어 오판 에러의 전파(error propagation)를 방지한다.

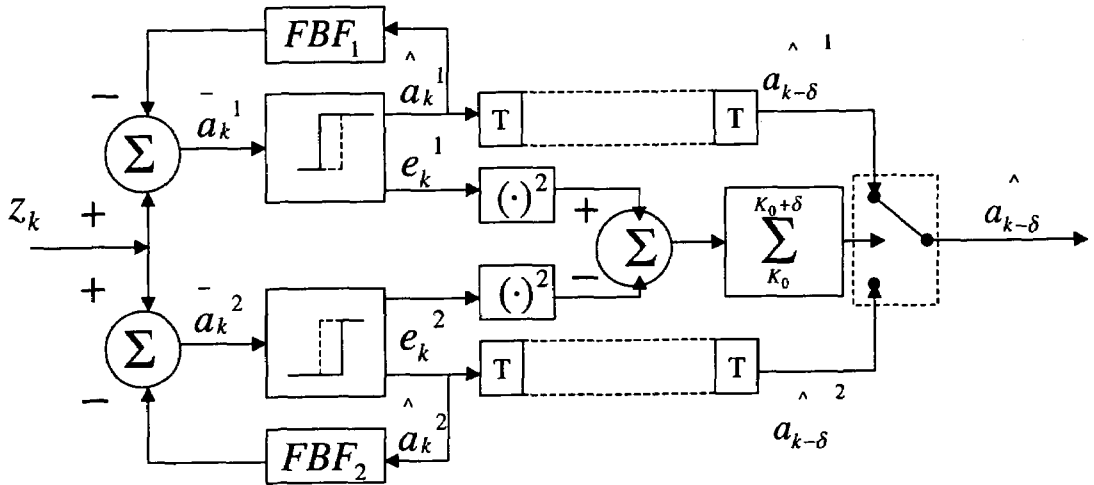


그림2 DDFE의 구조 (Fig2 the structure of DDFE)

동시에 erasure period에서 상·하 판정기는 error sequences $e_k^1 = \bar{a}_k^1 - \hat{a}_k^1$ 와 $e_k^2 = \bar{a}_k^2 - \hat{a}_k^2$ (\bar{a}_k 는 판정기의 입력을 나타낸다)를 계산하여 제곱을 취한 후 상·하 판정기 각각의 값을 빼 준 다음 erasure period동안 적분해 준다. 또한 erasure period 동안 상·하 판정기의 판정값은 각각 개 δ 의 register를 가진 shift register에 저장된다. Erasure period의 마지막 단계에서 error sequences의 연산 값이 양의 값을 가지면 아래 DFE의 shift register의 값을 선택하고 음의 값을 가지면 위쪽 DFE의 shift register값을 선택하여 최종적인 수신 데이터로서 내보내게 된다. Erasure period가 끝나면 detector는 다시 임계값을 $-\alpha$, α 로 하여 수신 데이터를 판정하게 된다. 이러한 DDFE의 동작을 통해서 일반적으로 DFE의 성능을 악화시키는 오판 에러의 전파현상이 방지되며, 임계값이 다른 두 개의 판정기의 판정이 상반될 때 두 가지 경우의 데이터 열에서 최소의 에러를 갖는 최적의 데이터열을 최종적으로 선택하게 되므로 DFE보다 우수한 성능을 갖게 된다[4].

III. MMSE Criterion을 이용한 DDFE의 성능 분석

1. 선형 등화기, DFE, DDFE에 대한 MMSE criterion의 적용

본 논문에서는 2장에서 설명한 DDFE의 성능을 검증하기 위하여 선형 등화기, DFE, DDFE에 첨두치 왜곡에 의한 심볼간 간섭뿐만 아니라 부가 잡음의 영향도 고려한 등화기의 계수 결정 방법인 MMSE criterion을 적용하였다. 일반적인 선형 등화기의 수학적 표현은 (1)식과 같으며, MSE는 다음과 같이 표현된다[5].

$$MSE = E[|a_n - q_n|^2] = E[|a_n - \sum_{j=-K}^K c_n x_{n-j}|^2] \quad (3)$$

MSE를 최소로 하기 위하여 (3)에서 $\frac{\partial MSE}{\partial c_j} = 0$ 을 만족하는 계수 c_j 를 구하면 이 계수가 MMSE를 만족하는 선형 등화기의 계수가 된다.

마찬가지로 DFE는 식(2)와 같이 표현되며, MSE는 다음과 같이 나타낼 수 있다[5].

$$MSE = E[|I_k - \hat{I}_k|^2] = E[|I_k - [\sum_{j=-2}^0 c_j v_{k-j} + \sum_{j=1}^2 c_j \hat{I}_k]|^2] \quad (4)$$

($k=0$ 을 기준으로 전·후 2개씩 심볼간 간섭이 존재한다고 가정하였다).

MMSE를 만족하는 DDFE의 계수는 DFE와 같다.

2. 시뮬레이션을 통한 DDFE의 성능분석

DDFE의 성능향상은 erasure period에서 DDFE가 결과적으로 얼마나 올바른 판정을 하느냐에 달려 있으며 상·하 DFE 중에서 하나가 올바른 판정을 할 확률은 다음과 같은 수식으로 표현할 수 있다[4][6].

$$p_x = Q\left(\frac{1-\alpha}{\sigma}\right) - Q\left(\frac{1+\alpha}{\sigma}\right) \approx Q\left(\frac{1-\alpha}{\sigma}\right) \quad (5)$$

여기서 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left\{-\frac{y^2}{2}\right\} dy$ 로 정의한다.

다음 판정부터 erasure period가 끝날 때까지 상·하 DFE의 임계값이 모두 0으로 고정되므로 $Q(1/\sigma)$ 의 확률을 가지며 결과적인 확률은 다음과 같이 표현된다[4][6].

$$p_a = Q\left(\frac{1-\alpha}{\sigma}\right) Q\left(\frac{1}{\sigma}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2-2\alpha+\alpha^2}{\sigma^2}}\right) \quad (6)$$

반면 상·하 DFE가 모두 잘못된 판정을 확률은 식 (7)과 같이 표현된다[4][6].

$$p_3 = Q([1+\alpha]/\delta) \quad (7)$$

상·하 DFE의 최적의 임계값 α , $-\alpha$ 는 (6)식과 (7)의 연립으로서 구할 수 있으며 그림 3에 그 원리를 도시하였다.

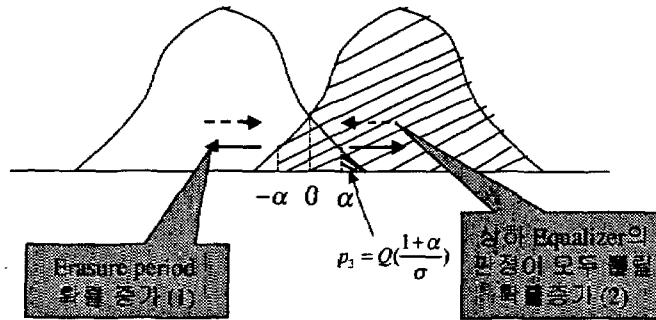


그림3 상·하 DFE 임계값의 결정
(Fig3 The decision of threshold values)

그림4와 그림5는 MMSE criterion을 적용한 선형 등화기, DFE, DDFE의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교한 것이다. 그림4의 경우 채널을 $[-0.1, 0.38, 0.8738, -0.25, 0.4]$ 의 탭 계수를 가지는 FIR 필터로 가정하였으며 채널 임펄스 응답의 주파수 영역 특성이 양호한 경우이다. 그림5의 경우는 채널을 $[0.407, 0.815, 0.407]$ 의 탭 계수를 가지는 FIR 필터로 가정한 경우로서 채널의 임펄스 응답은 그림4의 경우보다 짧지만 주파수 영역특성이 매우 열악한 경우이다. DDFE의 경우 shift register를 4개 사용하였다.

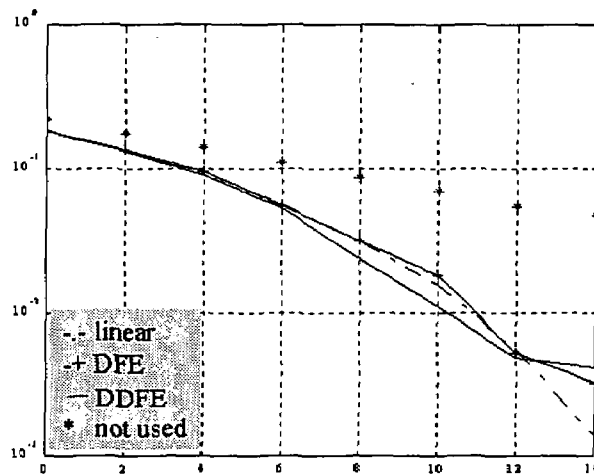


그림4 MMSE Criterion을 적용한 등화기들의 성능 비교
(심불간 간섭이 심하지 않을 경우)

Fig4 the performance analysis of various equalizers based on MMSE Criterion (Not severe ISI)

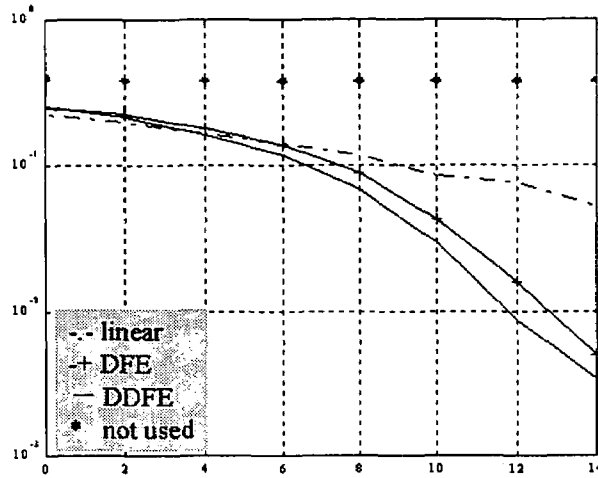


그림5 MMSE Criterion을 적용한 등화기들의 성능비교
(심한 심볼간 간섭이 존재 할 경우)

Fig5 the performance analysis of various equalizers based on
MMSE Criterion (Severe ISI)

그림4와 그림5로부터 DFE가 심한 심볼간 간섭이 존재하는 채널의 등화에 있어서 선형 등화기 보다 우수한 성능을 가짐을 알 수 있으며 이 보다 DDFE가 더욱 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다. 특히 심볼간 간섭이 심하지 않은 채널의 등화에 있어서 DFE가 선형 등화기에 비해 열악한 성능을 보인 반면에 DDFE는 SNR의 대부분의 영역에 있어서 우수한 성능을 나타내었다.

IV. DDFE에 적합한 적응 등화 알고리즘의 제안 및 성능 분석

1. 일반적인 DFE의 LMS 알고리즘

LMS 알고리즘이란 이동 통신이나 네트워크 채널과 같이 시간에 따라 변화하는 채널을 등화 할 수 있도록 등화기의 출력 신호와 판정기를 통과한 판정값과의 차이, 즉 에러를 사용하여 등화기의 계수를 계속적으로 갱신해 주는 등화기의 계수 결정 알고리즘으로 등화기의 입력 신호가 WSS(Wide Sense Stationary) 조건을 만족할 때 사용할 수 있는 알고리즘이다[7]. 일반적인 DFE의 LMS 알고리즘에 있어서 등화기의 계수는 다음 행렬식과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} c_{-2}(k+1) \\ c_{-1}(k+1) \\ c_0(k+1) \\ c_1(k+1) \\ c_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{-2}(k) \\ c_{-1}(k) \\ c_0(k) \\ c_1(k) \\ c_2(k) \end{bmatrix} + \Delta \begin{bmatrix} (y_{k+2}) \cdot e_k^* \\ (y_{k+1}) \cdot e_k^* \\ (y_k) \cdot e_k^* \\ (I_{k-1}) \cdot e_k^* \\ (I_{k-2}) \cdot e_k^* \end{bmatrix}$$

판정되는 심볼을 기준으로 전·후 각각 2개의 심볼간 간섭이 존재한다고 가정하였으며 y_k 는 등화기의 입력 신호를 I_k 는 판정된 신호를 나타내며 Δ 는 step-size parameter를 나타낸다.

2. 제안된 DDFE에 알맞은 적응 등화 알고리즘

제안된 DDFE에 알맞은 적응 등화 알고리즘은 다음과 같다. 등화기의 입력 신호는 WSS를 만족한다고 가정하였다.

- 1) 정상 상태에서 상·하 DFE는 일반적인 DFE의 LMS 알고리즘과 동일하게 등화기의 계수를 갱신하며, 따라서 상·하 등화기의 계수는 동일하다.
- 2) Erasure period에서 상·하 DFE는 서로 다른 판정을 하며, 결과적으로 등화기의 계수를 갱신시켜주는 error 값도 달라져 상·하 DFE는 서로 다른 계수를 가지게 된다. 하지만 이렇게 되면 서로 다르게 판정한 데이터 열에서 유클리디안 거리(error 제곱의 합)로서 최소의 error를 갖는 데이터 열을 선택 할 수 없게 되므로 erasure period에서 상·하 등화기의 error의 평균값을 구하여 최종적으로 $\delta-1$ 에서 유클리디안 거리가 짧은 데이터 열의 평균 error 값(즉 선택된 데이터 열의 평균 error 값)을 상·하 각 등화기의 계수를 갱신시켜주는 error로서 사용하였다. 이것은 DDFE가 shift register라는 시간 지연을 갖는 소자를 사용함으로써 WSS, 즉 현재 입력되는 신호는 바로 이전에 들어온 신호와 가장 큰 상관성을 지닌다는 가정 하에 성립되는 LMS 알고리즘의 조건을 만족시킬 수 없기 때문에 error의 평균값을 사용하는 일종의 steepest descent 알고리즘을 적용한 것이다. 결과적으로 등화기의 계수는 erasure period에서도 상·하 동일하게 되며 두 개의 등화기가 각기 다르게 판정한 데이터 열에서 최적의 데이터열을 지속적으로 선택할 수 있게 된다.

V. 제안된 적응 등화 알고리즘을 사용한 DDFE의 성능

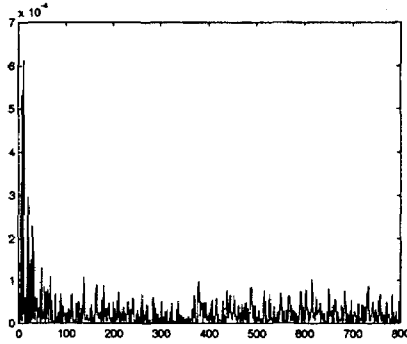


그림6 DDFE의 수렴성능(Top DFE)
Fig6 MSE(Top DFE)

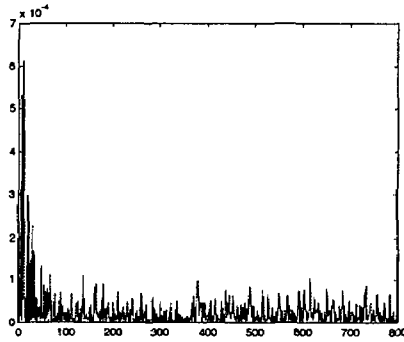


그림7 DDFE의 수렴성능(Bottom DFE)
Fig7 MSE(Bottom DFE)

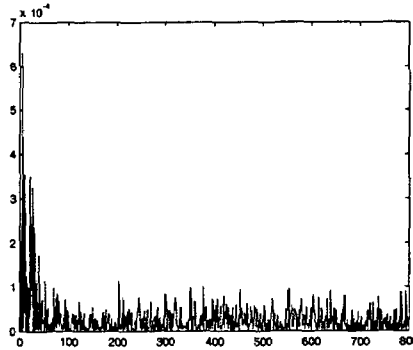


그림8 LMS 알고리즘을 적용한 DFE의 수렴성능
Fig8 MSE(DFE based on LMS algorithm)

그림6과 그림7은 SNR이 40dB이고 심볼간 간섭이 그다지 심하지 않은 그림4 경우의 채널을 사용하여 제안된 적응 등화 알고리즘을 사용한 DDFE의 MSE를 나타낸 것이며 그림 8은 동일한 환경 하에서 LMS 알고리즘을 적용한 DFE의 MSE를 나타낸 것이다. step-size parameter는 0.045로 설정하였다. DDFE와 DFE가 거의 동일한 수렴 속도와 성능을 가지고 있는 것을 알 수 있다. 그러나 SNR이 열악해 지면서 DDFE의 MSE가 DFE 보다 커지게 되는데 이것은 DDFE가 erasure period에서 동작하는 경우가 발생하기 때문이다. 그림9는 SNR의 변화에 따른 제안된 적응 등화 알고리즘을 사용한 DDFE와 LMS 알고리즘을 사용한 DFE의 BER 성능을 나타낸 것이다. 채널은 심볼간 간섭이 그다지 심하지 않은 그림4의 시뮬레이션에서 사용된 채널을 이용하였다.

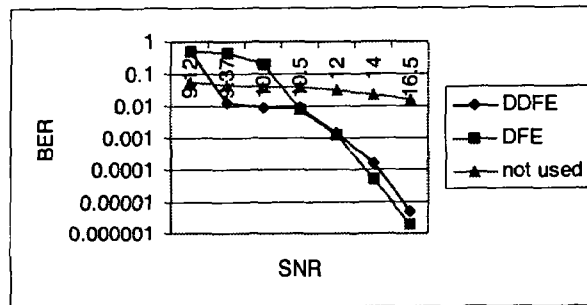


그림9 SNR의 변화에 따른 DDFE와 DFE의 BER
(Fig9 the comparison of BER performance)

그림9에서 알 수 있듯이 제안된 알고리즘을 사용한 DDFE와 DFE가 SNR의 변화에 따라 대등한 BER 성능을 나타내며 DFE가 SNR이 10.5dB 이하인 지점에서 등화기로서의 기능을 상실한 반면 DDFE는 9.3dB 까지 등화기의 성능을 유지하였다. 이러한 결과는 DDFE와 DFE, 두 등화기의 MSE의 크기의 차이보다는 두 개의 다른 임계값을 갖는 판정기로부터 최적의 데이터 열을 선택한다는 DDFE의 근본 원리에 기인한다. 그러나 높은

SNR에서 DDFE가 DFE보다 열악한 BER 성능을 보이는데 이것은 erasure period 동작시 DDFE의 MSE가 증가하며 또한 shift register를 사용함으로써 얼마간의 시간 지연 뒤에야 등화기의 계수를 갱신(up-date) 해주기 때문이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 MMSE criterion을 선형 등화기, DFE, DDFE에 적용하여 DDFE의 우수한 성능을 확인하였다. 그러나 이것은 shift register를 사용한 DDFE의 시간 지연 특성으로 인해 탭 계수가 고정된 preset equalizer일 경우에만 해당되며 채널이 시불변을 만족하여 impulse training으로 채널을 완벽하게 알고 있는 조건하에서만 가능하다. 따라서 채널의 특성이 매우 안정적인 하드 디스크 드라이브등의 자기 기록 장치나 line of sight를 만족해야 하는 LMDS등의 무선 가입자망 등에서 사용이 가능할 것으로 보여진다. 하지만 자기 기록 장치등의 채널 환경도 완벽하게 시불변성을 만족하기가 매우 어렵다는 것은 자명한 사실이며 공장에서 대량 생산되어 나오는 제품들이 모두 동일한 임펄스 응답을 갖는 채널을 가진다는 것은 더더욱 불가능해 보인다. 따라서 본 논문에서는 DDFE에 알맞은 적응 등화 알고리즘을 제안하였으며 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 shift register라는 시간 지연의 요소를 가지고 있음에도 LMS 알고리즘을 적용한 DFE와 대등한 성능을 가지는 것을 증명하였다. 본 논문에서 제안한 DDFE에 알맞은 적응 등화 알고리즘을 사용하여 DDFE의 계수를 결정하는데 있어서 impulse training을 사용하지 않고도 안정적으로 채널을 추정 등화기의 탭 계수를 결정할 수 있으며 아울러 느린 시변 특성을 갖는 채널의 등화에도 DDFE가 적응 등화기로서 효과적으로 사용할 수 있을 것으로 기대된다.

참고문헌

1. Lucky, R. W., "Automatic Equalization for Digital Communication", Bell Syst. Tech. J., vol 44, pp. 547-588, April 1965
2. M. Austin, "Decision-feedback equalization for digital communication over dispersive channel", M. I. T. RES. Lab. Electron, Tech. Rep. 461, Aug. 1967.
3. G. D. Forney Jr., "Maximum likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of inter symbol interference," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-18, pp. 363-378, May 1972
4. J. W. M. Bergmans, J. O. Voorman, and H. W. Wong-Lam, "Dual Decision Feedback Equalizer", IEEE Trans. Commun., vol. 45, NO. 5, pp.514-518, May 1997.
5. J. G. Proakis, "Digital Communications", 3rd ed., pp. 601-627, 636-650, McGraw-Hill, 1995.
6. J. W. M. Bergmans, F. M. J. Willems, and G. S. M. Kerpen, "On the performance of data receivers with a restricted detection delay", IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 2315-2324, June 1994.
7. S. Haykin, "Adaptive Filter Theory", 3rd ed., pp. 365-439, Prentice-Hall, Inc., 1996.