

논문 2007-44TC-1-18

# 계층적 궤환 필터 구조와 연판정 장치를 갖는 적응형 결정 궤환 등화기

( Adaptive Decision Feedback Equalizer using the hierarchical Feedback filter and Soft decision device )

임 동 국\*, 송 정 익\*, 김 재 명\*\*

( Dong guk Lim, Jeong ig Song, and Jae mong Kim )

## 요 약

다중 경로 채널 환경을 이용하는 무선 전송 시스템은 지연확산에 따른 ISI에 의해 많은 영향을 받는다. 이러한 ISI를 효과적으로 제거하기 위한 등화기로는 결정 장치 궤환 필터를 이용하는 결정 궤환 등화기가 있다. 본 논문에서는 ISI를 효과적으로 제거 할 수 있는 적응형 결정 궤환 등화기를 제안한다. 제안된 등화기는 LMS 알고리즘을 이용하는 준 최적의 MMSE 기반의 적응 등화기로서 계층적 궤환 필터 구조와 연판정 장치를 가지는 결정 궤환 등화기이다. 연판정 장치는 결정 부분에 의한 오류로 인해 궤환 필터에서 오류의 전달을 제거하는 역할을 하며 궤환 필터는 크게 두 단계로 나누어져 적응 알고리즘을 이용하여 개별적으로 ISI를 제거한다. 이러한 구조는 기존DFE의 단점인 추정값의 오류로 인한 오류 전달을 제거하여 기존의 DFE에 비해 향상된 ISI제거 성능을 보인다. 또한 궤환 필터 탭의 수를 줄임으로써 보다 큰 step-size를 사용하여 빠르게 MSE를 얻을 수 있다. 본 논문은 컴퓨터 모의 실험을 통하여 UWB 시스템의 채널 모델인 S-V 채널에서 기존의 결정 궤환 등화기와 제안된 등화기의 비트 오류율 성능을 비교한다.

## Abstract

Wireless transmission system using the multipath channel is affected ISI due to the delay spread. So we use a decision feedback equalizer which consist of decision part and feedback filter for remove the ISI effectively. In this paper, we propose a improved adaptive decision feedback equalizer to mitigate ISI effectively. The proposed adaptive decision feedback equalizer is construct by using soft decision device and hierarchical feedback filter based on MMSE sub-optimal equalizer using the LMS algorithm. Soft decision device mitigate the error propagation in feedback filter by incorrectly detected decision symbol and feedback filter which is divided two step independently mitigate the ISI by using a adaptive algorithm. As a result this structure shows better performance than conventional decision feedback equalizer by mitigating the error propagation in filter cause incorrectly detecting symbol. and we get the MSE more rapidly by using larger step-size due to reduce the number of feedback filter tap. In computer simulation, we compare the bit error rate performance of proposed decision feedback equalizer with conventional one on the S-V channel model for UWB system.

**Keywords :** equalization, LMS algorithm, Decision Feedback Equalizer, Hierarchical

## I. 서 론

\* 학생회원, \*\* 평생회원, 인하대학교 정보통신대학원  
(In-ha University)

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음  
(IITA-2006-(C1090-0603-0019))

접수일자: 2006년11월7일, 수정완료일: 2006년12월26일

고속 데이터 전송 시스템에서 지연된 신호에 의한 심볼간의 ISI(Inter Symbol Interference)는 시스템의 성능을 감소시키는 주요 요인이다. 일반적으로 DFE (Decision Feedback Equalizer)는 다중 경로 채널 지연에 의해 발생된 ISI를 제거하기 위한 다양한 수신기중

하나로 현재 많은 디지털 통신 수신기에 사용되고 있다. DFE는 수신된 신호에서 precursor ISI를 제거하는 feedforward 필터와 이미 검출된 심볼에 의한 postcursor ISI를 제거하는 feedback 필터로 구성되어 있다. 이러한 DFE는 채널 추정을 위해 사용되는 적응 알고리즘과 검출된 신호를 결정하는 부분(Decision part)에 의해 성능에 많은 영향을 받는다.<sup>[1]</sup> 준 최적 방법인 MMSE(Minimum Mean Square Error)를 주로 사용하는 적응 알고리즘 중 RLS (Recursive Least Square) 알고리즘은 수렴 속도가 빠르고 수렴 후 오차의 수준이 낮으나 상관함수와 역행렬을 계산하므로 상대적으로 연산량이 많은 단점이 있고 LMS(Least Mean Square) 알고리즘의 경우 이와 반대되는 특성을 가지고 있다. LMS 알고리즘의 성능을 결정하는 중요한 파라미터는 step-size이다. 큰 step-size를 사용할 경우 수렴 속도는 빠르나 수렴 후 오차의 수준이 상대적으로 높아지게 되고 작은 step-size의 경우 이와 반대로 수렴속도는 느리나 수렴 후 오차의 수준이 낮아지게 된다. 이러한 문제점은 VSS(Variable Step-Size) 알고리즘을 사용하여 채널에 적절한 step-size를 사용함으로써 DFE의 성능을 향상시킬 수 있게 된다.<sup>[2]</sup> 그러나 적응 알고리즘과 step-size 결정에 앞서 DFE는 Decision part에서 이미 검출된 심볼을 궤환 필터 (feedback 필터)에서 다시 이용하는 구조로 되어 있기 때문에 결정 장치에서 검출된 심볼이 정확하지 않으면 오류가 feedback 필터를 통하여 다음 심볼의 검출에 영향을 미치게 되는 error propagation이 발생한다. 이러한 error propagation은 DFE가 ISI를 제거하는 대신에 ISI를 증가시키는 역할을 하며 결정 오류의 증가 및 비트 혹은 심볼 오류를 증가 시킨다. 따라서 검출된 심볼의 오류를 줄이기 위한 결정 방법과 검출된 심볼의 error propagation을 제거하기 위한 방법이 필요하다. 본 논문에서는 심볼의 정확한 검출 및 feedback 필터에서의 error propagation을 막기 위한 DFE의 구조를 제시한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장과 III장에서는 LMS알고리즘을 사용하는 DFE와 본 논문에서 제안하는 DFE의 구조 및 동작 알고리즘을 설명한다. 또한 IV장에서 컴퓨터 모의실험과 함께 결과를 설명하며, V장에서 결론을 맺는다.

## II. LMS DFE

결정 궤환 등화기(DFE)는 이전에 검출된 심볼 값들

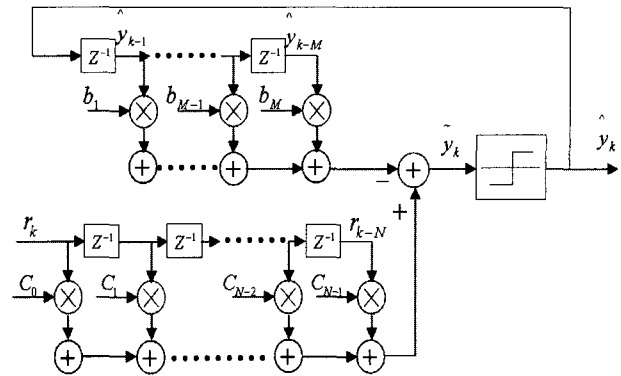


그림 1. 결정 궤환 등화기 구성도  
Fig. 1. The structure of DFE.

을 이용하기 때문에 비선형 구조를 가지며, feedforward 필터와 feedback 필터 그리고 결정 장치 (Decision Device)로 구성되어 있다. Precursor ISI를 제거하는 feedforward 필터의 입력은 수신된 신호열로 linear transversal 필터와 같은 구성을 하고 있다. 그러나 postcursor ISI를 제거하는 feedback 필터는 이전까지 검출된 심볼 값들을 입력으로 하며 이전의 심볼 추정치로부터 발생하는 ISI를 현재의 추정치로부터 제거해주는 방식이다. 즉, 현재 데이터 심볼 이전에 발생한 ISI는 이미 결정된 추정치를 입력으로 하는 feedback 필터를 거쳐 제거되고, 이후에 발생한 ISI는 수신된 신호를 입력으로 하는 feedforward 필터를 거쳐 제거할 수 있다. 만약 현재 심볼을 정확하게 결정하게 된다면 현재 심볼로 인한 다음 심볼에 대한 간섭을 효과적으로 제거할 수 있기 때문에 DFE는 선형등화기보다 개선된 성능을 얻을 수 있다.<sup>[3]</sup> 그림 1은 DFE의 구성도를 보이고 있다.

LMS DFE는 훈련 심볼과 등화기의 출력의 평균 자승 오차(MMSE)를 최소화하는 최적의 필터 계수를 구하는 적응형 등화 알고리즘 LMS를 이용하여 신호를 등화한다. 훈련 신호열(Training sequence)을 사용하는 훈련 모드에서 훈련 신호열을 이용하여 채널을 추정 한 후 DFE의 필터 계수를 채널의 특성에 맞게 최적화 한 후 데이터가 들어오면 결정 지향(Decision direct) 모드로 변환하여 데이터를 이용하여 채널 추정과 등화의 과정을 반복하게 된다. 이러한 과정은 다음 훈련 신호열이 들어올 때까지 반복된다.

그림 2는 LMS DFE의 필터 구조 및 동작 구성도를 나타내고 있다.  $r_i(t)$ 는 등화기로 수신된 신호로 feedforward 필터의 입력이며,  $\{c_i\}, \{b_i\}$ 는 각각 N개의 필터 탭을 갖는 feedforward 필터와 M개의 필터 탭을

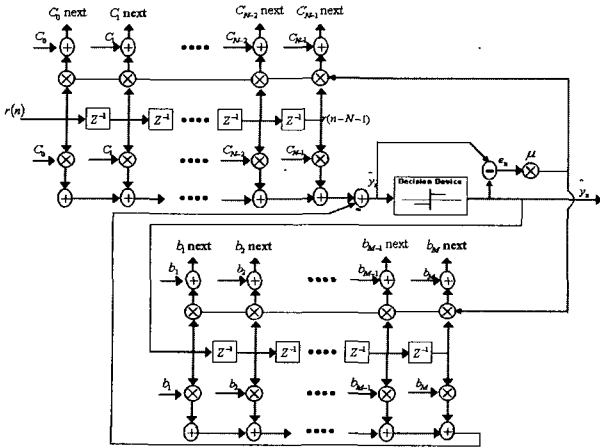


그림 2. LMS 결정 제한 등화기의 필터 구조  
Fig. 2. The structure of LMS DFE filter.

갖는 feedback 필터의 필터 계수값을 나타낸다. 따라서 DFE의 출력값은 다음 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.<sup>[4]</sup>

$$\tilde{y}_n = \sum_{i=0}^{N-1} c_{N-1-i} r_{n+i} - \sum_{i=1}^M b_i \hat{y}_{n-i} \quad (1)$$

기서  $\hat{y}_i$ 은 앞 심볼에 대한 DFE의 결정값으로 feedback 필터의 입력으로 작용한다.  $\tilde{y}_i$ 는 이전에 결정된 추정치,  $\{c_i\}, \{b_i\}$ 는 각각 feedforward 필터와 feedback 필터의 계수이다. 여기서 DFE의 탭 계수들을 최적화하기 위한 기준으로 MSE(Mean Square Error)를 최소화 하는 기준을 사용하며 이전에 결정된 심볼 값들이 정확하다는 가정하에 MSE는 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} MSE &= E|e^2(n)| = E|d(n) - \tilde{y}(n)|^2 \\ &= E|d(n) - (c^H r(n) - b^H \hat{y}(n))|^2 \end{aligned} \quad (2)$$

여기서  $d(n)$ 은  $n$ 번째 시간에서 채널의 영향을 받지 않은 왜곡이 없는 훈련 심볼을 나타내고,  $\tilde{y}(n)$ 은 같은 시간에서 DFE의 출력값을 나타낸다. LMS DFE의 필터 탭 계수들은 MSE를 최소화하는 적응 알고리즘인 LMS에 따라 식(3)과 같이  $n+1$ 번째 시간에서의 필터 탭 계수 벡터를 구할 수 있다.<sup>[5]</sup>

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu u(n)[d^*(n) - u^H(n)\hat{w}(n)] \quad (3)$$

위 식(3)에서  $(\cdot)^H$ 은 Hermitian transposition을 나타낸다. 등화기의 필터를  $N$ 개의 탭을 이용한다면  $\hat{w}(n)$ 은  $N \times 1$ 의 크기를 갖는 필터 계수 벡터를 나타내며,  $u(n)$ 은  $1 \times N$ 의 크기를 갖는 등화기 입력 심볼 벡터를 나타낸다.  $\mu$ 는 step-size로써, LMS 등화기의 수렴 속

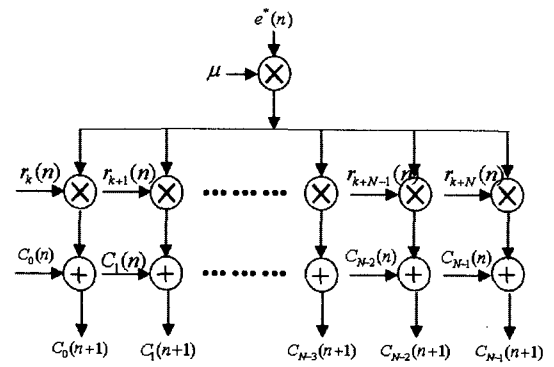


그림 3. 필터 계수 적응 알고리즘  
Fig. 3. Adaptive filter weighting algorithm.

도 및 오차의 수준을 결정하며 필터 탭의 크기와 필터 입력 벡터의 전력에 의해서 결정되며 다음 식(4)와 같은 조건을 만족해야 한다. 여기서  $S_{max}$ 는 필터 입력 벡터의 최대 전력 스펙트럼 밀도를 나타낸다.

$$0 < \mu < \frac{2}{MS_{max}} \quad (4)$$

위 식(3)과 식(4)를 이용하여  $n+1$ 번째 시간에서의 LMS DFE의 feedforward 필터와 feedback 필터의 계수는 아래 식(5)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서  $\mu_f$ 와  $\mu_b$ 는 각각 feedforward 필터와 feedback 필터의 step-size를 나타내며,  $e_n$ 은 등화기에서 추정된 오차로써 채널의 영향을 받지 않은 훈련 신호와 등화기의 출력값  $\hat{y}_n$ 의 차로써 구할 수 있다. 그림 3에서는 MSE를 얻기 위한 필터 계수 적응 알고리즘의 동작을 나타내었다.<sup>[6]</sup>

$$\begin{aligned} c_i(n+1) &= c_i(n) + \mu_f e_n r^*(n) \\ b_i(n+1) &= b_i(n) + \mu_b e_n \hat{y}^*(n) \end{aligned} \quad (5)$$

### III. 제안하는 MMSE adaptive DFE

II장에서는 채널의 다중 경로 지연 확산에 의한 ISI를 제거하기 위해 사용하는 DFE의 구조와 동작 알고리즘에 대해서 설명하였다. 본 장에서는 기존 DFE의 문제점인 결정 오류와 error propagation을 제거하여 DFE의 성능을 개선하기 위해 제안하는 DFE의 구조 및 동작원리를 설명한다. LMS DFE 알고리즘은 간단한 연산으로 낮은 MSE를 쉽게 구할 수 있고 하드웨어 구현이 용이하다는 장점이 있으나 수렴 속도가 매우 느리며 추정된 심볼의 정확도가 떨어지는 단점이 있다. 본 논문에서

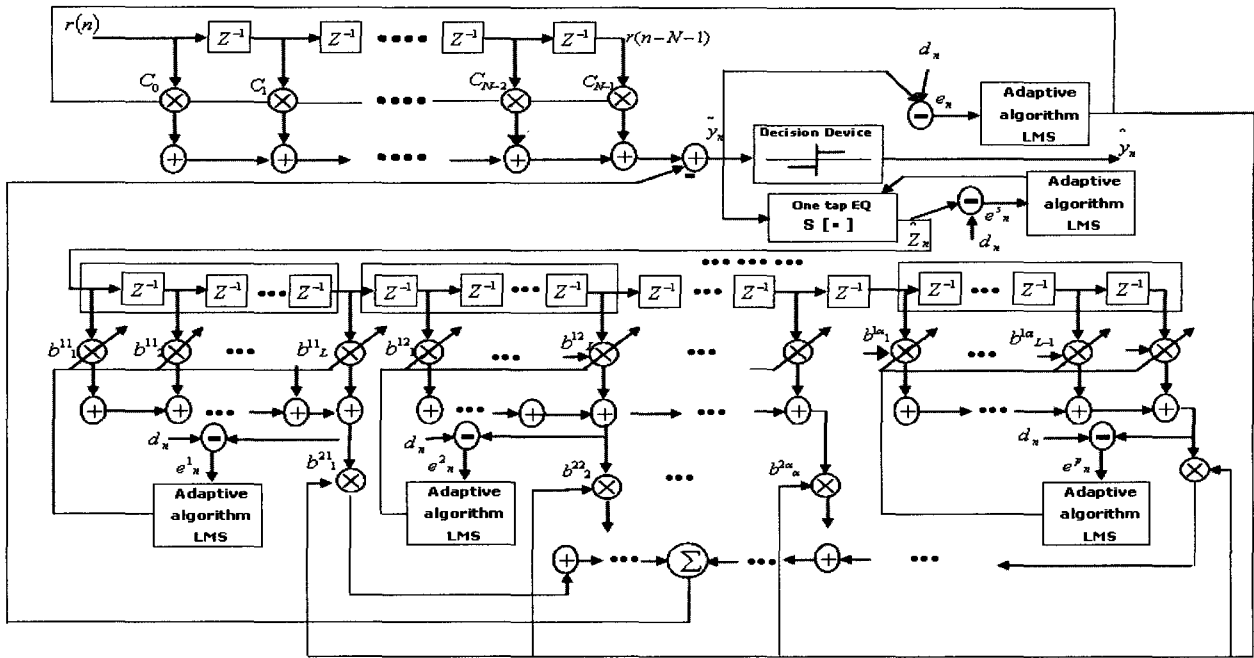


그림 5. 계층적 제한 필터 구조를 갖는 DFE  
Fig. 5. Structure of hierarchical feedback DFE.

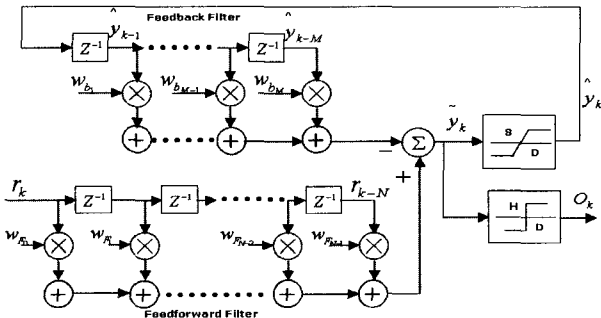


그림 4. 경판정과 연판정을 같이 사용하는 결정 제한 등화기의 구조  
Fig. 4. The structure of DFE using the soft decision feedback and hard decision output.

제안한 DFE는 우선 결정 장치의 경판정에 의한 추정된 심볼의 오류를 줄이기 위해서 기존의 경판정 기기와 같이 병행으로 연판정 기기를 이용하여 보다 정확한 값을 가진 추정 심볼을 feedback 필터로 보내게 된다.<sup>[7][8]</sup> 이러한 결정 장치를 이용하는 DFE의 구조는 그림 4와 같다.

본 논문에서 제안하는 DFE의 구조는 그림 4와 같은 결정 장치를 가지며 계층적으로 sub-feedback 필터가 동작하는 그림 5와 같다.

제안된 등화기는 그림 5와 같이 결정 오류를 줄이기 위해서 결정 장치에 연판정 기기로 제안된 선형 1-tap 등화기를 이용하여 등화기의 출력값( $\hat{y}_n$ )과 훈련 심볼과의 오차 추정 후 추정값( $\hat{Z}_n$ )이 feedback 필터의 입력

값으로 들어가게 된다. 또한 이렇게 검출된 심볼은 두 단계로 나누어진 계층적 구조의 feedback 필터를 통하여 두 단계로 필터 계수를 설정하게 된다. 첫 번째 단계에서는 검출된 심볼에 의한 postcursor ISI를 제거하기 위한 필터 계수를 설정하는 것으로 그림 5에서와 같이 각각의 sub-feedback 필터에서 들어오는 검출된 심볼에 대한 등화를 수행하게 된다. 각각의 sub-feedback 필터를 통하여 나온 출력값들은 두 번째 단계에서 다시 한번 적응 알고리즘을 통하여 완전히 제거되지 않은 ISI를 검출한 후 출력된다. 훈련 신호열 구간이 끝나고 데이터 구간에서의 신호보상은 기존의 등화 방법과 동일하게 진행되며 이때 사용되는 등화기의 필터는 훈련 신호열이 끝난 후 저장되어 있는 값들을 이용한다. 제안된 feedback 필터는 P개의 sub-feedback 필터를 가지며, 각 sub-feedback filter는 L개의 탭을 가지고 있다. 첫 번째 단계에서의 각각의 sub-feedback 필터와 두 번째 단계에서의 sub-feedback 필터는 각각 LMS 알고리즘을 독립적으로 이용하여 오류 측정 및 필터 탭 계수를 설정하며 훈련 신호열에서 보다 낮은 MSE를 가지게 된다. 제안된 DFE의 feedforward 필터의 출력값은 식(6)과 같이 나타내며, 각 단계에서의 sub-feedback 필터의 출력값은 식(7)과 (8)로 나타낼 수 있다.

$$F_{out}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1-i} r_{n+i} \quad (6)$$

$$B_{out}^{1p}(n) = \sum_{i=1}^L b_i^{1p} \hat{Z}_{n-(qL+i)} \quad (7)$$

$$B_{out}^2(n) = \sum_{i=1}^{\alpha} b_i^2 B_{out}^{1,p}(n+i) \quad (p=1,2,\dots,\alpha) \quad (8)$$

여기서  $b_i^1, b_i^2$  는 각각 첫 번째 와 두 번째 단계에서의 sub-feedback 필터 계수를 나타내고  $B_{out}^1, B_{out}^2$  은 각 단계의 sub-feedback 필터의 출력값을 나타낸다. 또한 첫 번째 단계에서의  $i$ 번째 sub-feedback 필터의 출력값은 두 번째 단계에서의  $i$ 번째 필터 탭의 입력신호가 된다.  $\hat{Z}_n$  는 결정 장치에 추가된 연판정 기기인 1-tap 등화기를 통하여 검출된 값으로 다음 식(9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{Z}_n = S[\tilde{y}] = \tilde{y}_n w_n \quad (9)$$

위에 나타낸 각 필터의 출력값의 식으로부터 제안된 DFE의 출력값은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{y}(n) &= F_{out}(n) - B_{out}^2(n) \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1-i} r_{n+i} - \sum_{i=1}^{\alpha} b_i^2 B_{out}^{1,i}(n+i) \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} C_{N-1-i} r_{n+i} - \sum_{i=1}^{\alpha} b_i^2 \sum_{j=1}^L b_j^{1p} \hat{Z}_{n-(qL+j)} \\ &\quad (p=1,2,\dots,\alpha \quad q=0,1,\dots,\alpha-1) \end{aligned} \quad (10)$$

제안된 DFE의 feedforward 필터와 feedback 필터 탭 계수는 기존의 DFE와 같이 LMS 알고리즘을 사용하나 feedback 필터의 경우 각각의 sub-feedback 필터에서 오류를 측정하여 개별적으로 LMS 알고리즘을 이용하여 필터 탭 계수를 업데이트 한다. 업데이트 된 필터 탭 계수는 식 (11)과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} \hat{C}(n+1) &= \hat{C}(n) + \mu_f e(n) r^*(n) \\ \hat{b}^1(n+1) &= \hat{b}^1(n) + \mu_b e^1(n) \hat{Z}^*(n) \\ \hat{b}^2(n+1) &= \hat{b}^2(n) + \mu_b e(n) B_{out}^{1,\alpha}(n) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서  $e(n), e^1(n)$  은 각각 훈련 심볼과 제안된 DFE의 출력값간의 오류와 두 번째 sub-feedback 필터 출력값간의 오류를 나타내며 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - \tilde{y}(n) \\ e_i^1(n) &= d(n) - (F_{out}(n) - B_{out}^{1,i}(n)) \end{aligned} \quad (12)$$

각 필터 탭 계수들은 각각의 step-size와 검출된 오류의 수준에 의해서 영향을 받게 된다. 제안된 DFE는 식 (12)에서와 같이 각각의 필터 탭 계수를 업데이트하기 위해서 개별적으로 각각의 필터 출력값과 훈련 심볼과의 오류를 측정하여 적용하고 있다. 계층적 feedback 필터 구조를 사용하여 단계적으로 오류를 측정하여 이를 제거함으로써 feedback 필터에서 error propagation의 발생을 감쇠시킬 수 있다. 또한 feedback 필터의 탭 수를 줄임으로써 보다 큰 step-size를 사용함으로써 보다 빠르게 MSE를 구하여 오류를 줄일 수 있다.

#### IV. 컴퓨터 모의실험 및 결과 분석

모의 실험은 필터 탭 계수 적응 알고리즘으로 LMS를 사용하여 수행을 하였다. 또한 다중 경로 지연에 의한 ISI 이외의 가우시안 잡음과 같은 다른 잡음을 제거하기 위하여 간단한 BPSK 변조 방식과 구속장 길이 9이고 부호 화율 1/3을 이용하는 Convolution Code를 DFE와 같이 사용하였다. 사용된 채널 모델은 UWB 채널 모델인 Saleh-Valenzuela (SV)로써, 다중 경로 신호의 크기가 Log-normal 분포를 따르고 위상이  $\{\pm 1\}$ 의 랜덤한 값을 갖으며 도플러 효과는 없으나 많은 수의 다중경로가 존재하여 ISI를 발생시키게 된다.<sup>[9][10]</sup> 컴퓨터 모의 실험에 적용된 시스템 파라미터는 표 1과 같다.

모의 실험에서는 같은 탭 수를 가지는 feedforward 필

표 1. 모의실험 파라미터  
Table 1. Parameter of simulation.

parameter	conventional DFE	Proposed DFE
symbol duration	0.74683 ns	
Modulation	BPSK	
Encoding	convolutional Code (k=9, Rate=1/3)	
Channel	Saleh-Valenzuela (CM1, CM2, CM3, CM4)	
# of feedforward filter tap	8,16,32,48,64	
#of feedback filter tap	8,16,32,48,64	
# of sub feedback filter	4(Fixed)	None
# of sub feedback filter tap	2,4,8,12,16	None

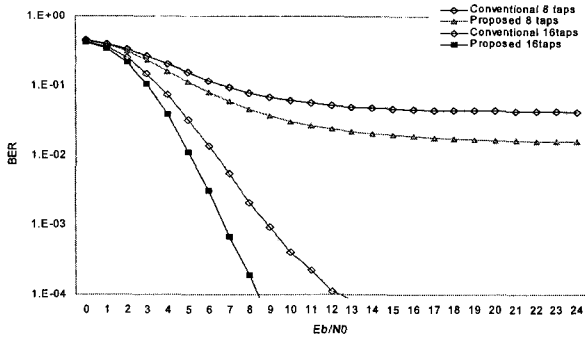


그림 6. CM 1에서 제안된 DFE와 기존 DFE의 성능 비교  
 Fig. 6. Performance comparison between proposed DFE and conventional DFE with CM1.

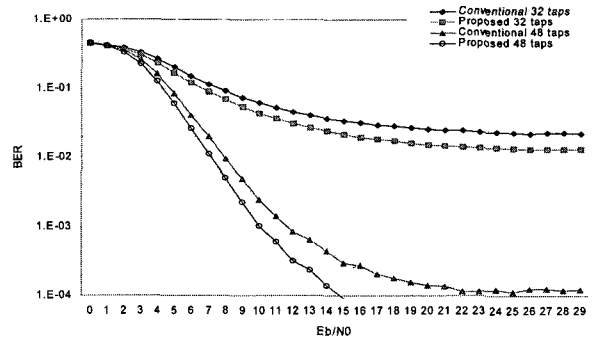


그림 8. CM 3에서 제안된 DFE와 기존 DFE의 성능 비교  
 Fig. 8. Performance comparison between proposed DFE and conventional DFE with CM3.

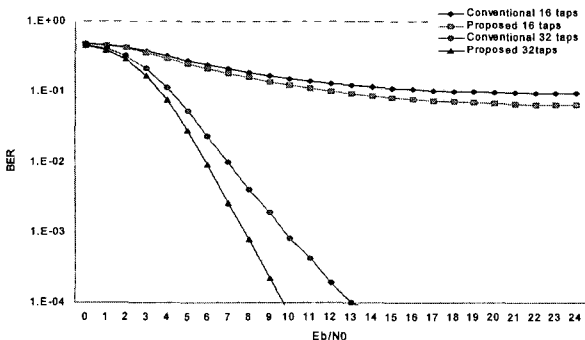


그림 7. CM 2에서 제안된 DFE와 기존 DFE의 성능 비교  
 Fig. 7. Performance comparison between proposed DFE and conventional DFE with CM2.

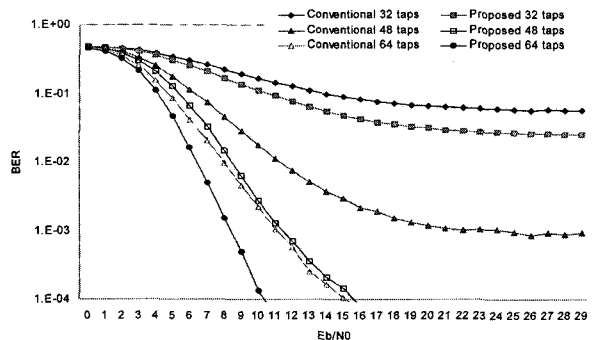


그림 9. CM 4에서 제안된 DFE와 기존 DFE의 성능 비교  
 Fig. 9. Performance comparison between proposed DFE and conventional DFE with CM4.

터와 feedback 필터를 이용하였다. 또한 고정된 수의 sub-feedback filter를 사용하여 기존의 DFE와 제안된 DFE의 성능을 비교하여 이에 따른 BER 성능을 그림 6에서부터 9에 나타냈다.

사용된 채널 중 채널 상태가 가장 양호한 CM1에서는 각각 8개와 16개의 탭을 가지는 필터를 이용하여 성능을 비교하였다. 채널에 의한 심볼의 지연 시간보다 짧은 등화 범위를 갖는 8개의 탭을 이용하는 DFE는  $4 \times 10^{-2}$ 의 BER에서 error floor가 발생하였으나 제안된 DFE의 경우 이보다 낮은 수준의 BER에서 error floor가 발생하는 것을 볼 수 있다. 이는 제안된 DFE가 feedforward 필터에서 정확하게 등화가 되지 않아 잘못된 심볼에 의한 error propagation을 제거하여 주었기 때문이다.

그림 7은 CM2에서의 성능을 나타내고 있다. 채널의 심볼 지연 시간보다 긴 등화 범위를 갖는 32개의 탭을 이용할 경우 Eb/N0가 증가할수록 기존 DFE와 제안된 DFE 모두 계속 감소하는 BER를 나타내고 있으며 제

안된 DFE가 더욱더 높은 감소의 비율을 보이고 있다. 또한 채널의 심볼 지연 시간 보다 적은 등화 범위를 갖는 탭 수를 사용할 경우 기존의 DFE보다 낮은 수준에서 error floor가 나타남을 알 수 있다.

심볼의 지연 시간이 CM2보다 길어지고 ISI 또한 증가한 CM3에서는 필터의 탭 수가 증가할 때 기존의 DFE는 Eb/N0가 증가함에 따라 error floor가 발생하나 제안된 DFE는 지속적으로 감소하는 BER를 보여주고 있다. 또한 채널 중 가장 긴 심볼 지연 시간과 가장 많은 ISI가 발생하는 CM4에 48개의 탭을 이용한 기존의 DFE는 error floor를 가지나 동일한 탭을 사용한 제안된 DFE는 더 많은 탭인 64개의 탭을 사용한 DFE와 비슷하게 지속적으로 감소하는 BER 특성을 보이고 있다. 또한 탭의 수가 증가할수록 제안한 DFE가 기존의 DFE보다 낮은 BER을 가짐을 알 수 있다.

표 2에서는 기존의 DFE와 2단계의 계층적 feedback 필터구조를 가지는 제안된 DFE의 성능을 채널과 필터 탭 수에 따라 나타내었다.

표 2. 채널과 필터 탭 수에 따른 DFE 성능

Table 2. DFE Performance with channel model and # of taps.

Channel	Delay	# of Taps	Conventional	Proposed
CM1	21	8	$4 \times 10^{-2}$ (B)	$1 \times 10^{-2}$ (B)
		16	12 (E)	8.4 (E)
CM2	34	16	$9 \times 10^{-2}$ (B)	$6 \times 10^{-2}$ (B)
		32	13 (E)	9.8 (E)
CM3	47	32	$2.2 \times 10^{-2}$ (B)	$1.3 \times 10^{-2}$ (B)
		48	$1.1 \times 10^{-4}$ (B)	15 (E)
CM4	76	32	$5.6 \times 10^{-2}$ (B)	$2.5 \times 10^{-2}$ (B)
		48	$9.2 \times 10^{-4}$ (B)	15.6 (E)
		64	15 (E)	10.4 (E)

(E) = Eb/N0 at  $10^{-4}$  BER  
(B) = BER at error floor

DFE의 feedback 필터의 구조를 계층적으로 구성하였을 경우 상대적으로 feedback 필터의 탭 수가 줄어들게 되어 상대적으로 큰 step-size를 사용하게 되어 보다 빨리 MSE를 찾을 수 있고 각 sub-feedback 필터에서 독립적으로 적응 알고리즘을 사용하여 필터 계수 값을 측정하므로 기존의 DFE가 가지고 있는 error propagation에 의한 영향을 감소시킬 수 있다. 이는 표2에서와 같이 제안된 DFE가 기존의 DFE보다 좋은 성능을 가짐을 알 수 있다. 또한 채널의 의한 지연시간과 비슷하거나 보다 큰 탭을 사용할 경우, 제안된 DFE와 기존의 DFE간의 성능의 차이가 더욱 크게 남을 알 수가 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 2단계의 계층적 feedback 필터구조와 1-tap equalizer를 연판정 장치로 갖는 적응형 MMSE DFE를 제안하였다. 적응형 MMSE DFE에서 계층적 feedback 필터 구조와 연판정 장치를 같이 사용할 경우, 결정 장치에서 보다 정확한 추정값을 얻을 수 있고, 결정 장치에서 잘못 추정된 심볼에 의한 error propagation을 제거함으로써 ISI를 효과적으로 제거하여 DFE의 채널에 대한 등화 성능을 향상시킬 수 있다. 제안된 DFE의 성능을 검증하기 위해 UWB 시스템의 채널 모델인 S-V채널에서 모의 실험을 수행하였으며, 모든 S-V채널에서 제안된 DFE의 성능이 좋음을

확인 할 수 있었다. 또한 다중 경로의 수가 많거나 혹은 채널 지연의 시간이 긴 채널에서 제안된 DFE는 기존의 DFE와 동일한 탭 수를 사용함으로써 커다란 복잡도의 증가없이 DFE의 성능을 향상시킬 수 있다.

#### 참 고 문 헌

- [1] John G. Proakis "Digital Communications" 4th edition. pp 548-704, Mc-Graw Hill 2001.
- [2] Raymond H. Kwong and Edward W. Johnston "A Variable Step Size LMS Algorithm" IEEE Transactions on signal processing Vol. 40. pp 1633-1642. No. 7. July 1992.
- [3] Donald A. George and Robert R. Bowen and John R. Storey "An Adaptive Decision Feedback Equalizer" IEEE Transactions on Communication Technology, Vol. com-19, No. 3, June 1971.
- [4] Gordon I. Stuber, "Principles of Mobile Communication" Second Edition pp301-381, Kluwer Academic Publishers 2001.
- [5] Simon Haykin "Adaptive Filter Theory" 4th edition. pp 231-319, prentice hall 2002.
- [6] 한종영, 임동국, 김재명, "비대칭 필터 구조를 이용한 적응형 선형 채널 등화기", 한국통신학회논문지, Vol. 30, No. 9A pp830-837, 2005년 9월
- [7] Michael Reuter and Jeffery C. Allen and James R. Zeidler and Richard C. North, "Mitigating' Error Propagation Effects in a Decision Feedback Equalizer", IEEE Transactions on Communications, Vol.49, No 11, November 2001
- [8] John M. Cioffi and Glen P. Dudevior and M. Vedat Eyuboglu and G. David Forney, "MMSE Decision- Feedback Equalizer and Coding-Part I: Equalization Results", IEEE Transactions on Communications, Vol. 43, No 10, October 1995.
- [9] IEEE 802. 15. 3a UWB Channel Model "Submitted to the IEEE Journal on Selected Areas In Communications, Feb. 27, 2005.
- [10] D. Cassioli, M.Z. Win, and A. F.Molisch, "The Ultra-Wide Bandwidth Indoor Channel : From Statistical Study to Simulations" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 20, No. 6, pp. 1247-1257, Aug. 2002.
- [11] Ian J. Fevrier and Saul B. Gelfand and Michael PFitz "Reduced Complexity Decision Feedback Equalization for Multipath Channels with Large Delay Spreads" IEEE Transactions on Communications, Vol. 47, No. 6, June 1999.
- [12] Naofal Al-Dhahir "Time-Varying Versus Time-Invariant Finite-Length MMSE-DFE on

Stationary Dispersive Channels” IEEE Transactions on Communications, Vol. 46, No. 1, January 1998.

저 자 소 개



임 동 국(학생회원)  
2005년 2월 인하대학교  
전자공학과 졸업  
2005년 3월~현재 인하대학교  
정보통신대학원 재학  
<주관심분야 : 채널등화, 광대역  
무선전송, 이동통신>



송 정 익(학생회원)  
2006년 2월 인하대학교  
전자공학과 졸업  
2006년 3월~현재 인하대학교  
정보통신대학원 재학  
<주관심분야 : 무선인지, 통신공  
학>



김 재 명(평생회원)  
1974년 2월 한양대학교  
전자공학과 졸업  
1981년 8월 미국 남가주대학교  
(USC) 전기공학과 석사  
1987년 8월 연세대학교  
전자공학과 박사

1974년 3월~1979년 6월 한국과학기술연구소,  
한국통신기술연구소 근무

1982년 9월~2003년 3월 한국전자통신연구원  
위성통신연구단장  
무선방송연구소 소장역임

2003년 4월~현재 인하대학교 정보통신대학원 교  
수, 한국방송공학회 부회장, 통신위성 우주  
산업연구회 회장 외 정부 및 다수기업에  
기술자문으로 활동중

<주관심분야 : 광대역 무선전송, 이동통신 및 위  
성통신, 디지털 방송분야>