

---

# 무선 이동 통신을 위한 잡음 예측 결정 궤환 등화기

홍대기\* · 강성진\*\* · 김선희\*\*\* · 김용성\*\*\* · 조진웅\*\*\*

Noise-Predictive Decision-Feedback Equalizer for Wireless Mobile Communications

Dae-Ki Hong\* · Sung-Jin Kang\*\* · Sun-Hee Kim\*\*\* · Young-Sung Kim\*\*\* · Jin-Woong Cho\*\*\*

## 요 약

디지털 통신에서는 전송 채널의 왜곡을 보상해 주는 적응 등화기가 필수적이다. 이러한 적응 등화기는 요구되는 비트 오류율 (BER: Bit Error Rate)을 얻기 위해서 이동 통신 시스템의 특성에 적합하고 최적의 성능을 가지는 적응 알고리즘이 필요하게 된다. 본 논문에서는 무선 이동 채널에서 성능이 우수한 잡음 예측 결정 궤환 등화기 (NPDFE: Noise-Predictive Decision Feedback Equalizer)를 제안한다. 제안된 NPDFE는 직교 위상 변조 (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) 방식을 사용하는 시스템에 대해 가산성 백색 가우스 잡음 (AWGN: Additive White Gaussian Noise)이 발생한다는 기본 가정하에 라이시안 페이딩, 유럽 표준 (ETSI: European Telecommunications Standards Institute) 페이딩, 그리고 레일리 페이딩 채널에서의 성능을 분석한다. 시뮬레이션에서 사용되는 등화기 구조는 선형 등화기 (LE: Linear Equalizer), 결정 궤환 등화기 (DFE: Decision Feedback Equalizer), 그리고 제안된 NPDFE이다. 각 등화 알고리즘을 사용하는 QPSK 변조 방식의 성능 비교는 BER을 통하여 이루어진다.

## ABSTRACT

Adaptive equalizers are inevitable schemes in digital communication systems for compensating the transmission channel distortion. Additionally, to obtain the required BER (Bit Error Rate), the adaptive algorithms appropriate to the mobile communication channels are required. In this paper, we propose the NPDFE (Noise-Predictive Decision Feedback Equalizer) for communication systems performance improvement in mobile communication channels. The performance of the proposed NPDFE with QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) is simulated under AWGN (Additive White Gaussian Noise), Ricean fading, ETSI (European Telecommunications Standards Institute) fading, and Rayleigh fading channels. The equalizers used in simulations are a LE (Linear Equalizer), a DFE (Decision Feedback Equalizer), and a NPDFE. Moreover, the equalizer performance criterion of the QPSK is the BER.

## 키워드

적응 등화기, DFE, 잡음 예측, 이동통신

## I. 서 론

디지털 통신 채널은 제한된 대역폭에 의해 비 이상적

인 특징을 가짐으로 인해 진폭 및 위상에 원하지 않는 심볼 간의 간섭 (ISI: Inter-Symbol Interference)이 발생한다 [1-2]. 이러한 심볼 간의 간섭은 주파수 대역의 효율적인

---

\* 상명대학교 정보통신공학과 전임강사

\*\* 한국기술교육대학교 정보기술공학부 조교수 (교신저자)

\*\*\* 전자부품연구원 통신네트워크연구센터

이용과 성능 향상에 주된 장애 요인이 되고 있다. 특히 고속의 데이터 전송시에는 채널의 왜곡이 심각해져서 심볼 간의 간섭을 없애주지 않으면 통신을 할 수 없다. 따라서 디지털 통신에서는 전송 채널의 왜곡을 보상해주는 적응 등화기가 필수적이다 [3-4].

이러한 적응 등화기는 채널에서 발생하는 신호의 왜곡을 효과적으로 보상하여 주는 역할을 하기 때문에 요구되는 비트 오율 (BER: Bit Error Rate)을 얻기 위해서는 이동 통신 시스템의 특성에 적합하고 최적의 성능을 가지는 적응 필터 알고리즘이 필요하게 된다 [5-6].

본 논문에서는 직교 위상 변조 (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) 방식에 대하여 기저대역 시뮬레이션을 수행하기 위해 가산성 백색 가우스 잡음 (AWGN: Additive White Gaussian Noise)이 발생한다는 기본 가정 하에 라이시안 페이딩, 유럽 표준 (ETSI: European Telecommunications Standards Institute) 페이딩, 레일리 페이딩 채널에서 제안된 잡음 예측 결정 궤환 등화기 (NPDFE: Noise-Predictive Decision-Feedback Equalizer)의 성능을 분석한다.

추가적으로 비교를 위해 선형 등화기 (LE: Linear Equalizer), 결정 궤환 등화기 (DFE: Decision Feedback Equalizer)의 성능도 분석한다. 각 등화 알고리즘을 사용하는 QPSK 변조 방식의 성능 비교는 BER을 통하여 이루어진다.

QPSK 방식에서 최소 평균 자승 (LMS: Least Mean Square) 등화 알고리즘을 사용하는 시스템의 성능 시뮬레이션에서는 일반적으로 알려져 있는 바와 같이 DFE가 LE보다 더 나은 성능을 보인다 [5]. 하지만 DFE는 결정기에서 이전 심볼의 정확한 결정이 수행된다는 가정 하에 완벽한 성능이 보장되기 때문에 [5] 이러한 단점을 보완하고자 변형된 NPDFE를 제안하였다. NPDFE는 기존의 DFE에 비해  $10^{-1}$ 의 BER에서 약 5dB의  $E_b/N_0$  이득을 얻을 수 있었다.

## II. 페이딩 채널 모델

본 장에서는 논문에서 제안된 NPDFE의 시뮬레이션을 수행하기 위한 대역 제한 채널 및 다양한 페이딩 채널 모델을 소개한다.

### 2.1 대역 제한 채널

무선 이동통신 시스템은 이산 심볼로 구성된 정보시퀀스를 대역 통과 채널을 통해 전송하며 대역 통과 주파수 응답 특성의 채널은 등가의 저역 기저 대역 형태로 나타내는 것이 수학적으로 편리하다. 또한 대역 통과 채널을 통해 전송되는 대역 통과 신호도 등가 저역 통과 형태로 나타낼 수 있다. 디지털 변조에 의한 등가 저역 통과 신호  $s(t)$ 는 아래의 식 (1)과 같은 형태를 취하게 된다.

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I(n)g(t-nT) \quad (1)$$

여기서  $\{I(n)\}$ 은 전송하고자 하는 데이터 열을, 아래의 식 (2)에 의해 정의되는  $g(t)$ 는 대역이  $W$ 로 제한된 주파수 응답 특성  $G(f)$ 를 갖는 펄스를 나타낸다.

$$F[g(t)] = G(f) = 0, \quad |f| > W \quad (2)$$

식 (1)에서 나타난 신호를 대역 제한된 주파수 응답 특성이  $c(t)$ 인 채널을 통해 전송시킬 경우 수신단에서의 수신신호  $r(t)$ 는 다음 식 (3)과 같다.

$$r(t) = \sum_{n=0}^{\infty} I(n)h(t-nT) + z(t) \quad (3)$$

이때  $h(t) = g(t)*c(t)$ 이고,  $z(t)$ 는 AWGN을 나타낸다. 수신된 신호가 수신 필터를 통과하고  $1/T$ 의 표본화율로 표본화 된다고 가정 할 경우, 신호의 검파 측면에서의 최적 필터는 수신신호에 정합된 필터 즉 정합 필터 (MF: Matched Filter)라 할 수 있다. 성능 비교 인자로서 BER을 사용할 때 백색 잡음 열을 사용하는 것이 편리하므로 신호  $\{y(k)\}$ 를 백색 잡음화 필터에 통과시켜 잡음 성분을 백색화하는 것이 바람직하다 [1]. 백색 잡음화 필터가 있는 전체 채널을 통과한 신호는 아래의 식 (4)와 같이 나타낼 수 있으며  $\{f_n\}$ 이 전체 등가 이산 채널의 계수가 된다.

$$x(k) = \sum_{n=0}^L f_n I(k-n) + n(k) \quad (4)$$

**2.2 라이시안 채널 모델**

본 논문에서 시뮬레이션에 적용한 라이시안 채널의 파라미터를 살펴보면 다음과 같다. 다중 경로 중 직접파가 존재하는 채널을 라이시안 채널이라 하는데 라이시안 채널의 경우 입력  $x(t)$ 와  $y(t)$ 는 다음과 같은 식 (5)에 의해 출력된다.

$$y(t) = k \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} x(t - \tau_i) \tag{5}$$

식 (5)에서  $k$ 는 다음의 식 (6)과 같이 표현 된다.

$$k = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}} \tag{6}$$

라이시안 계수  $K$ 는 반사 경로에 대한 직접 경로의 전력 비율로서 다음의 식 (7)과 같이 주어진다.

$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^N \rho_i^2} \tag{7}$$

실제 적용된 시뮬레이션 환경에선 라이시안 계수  $K$ 는 10dB를 이용하며 다중 경로의 개수  $N$ 은 20개이다. 표 1은 다중 경로의 감쇠, 위상 그리고 지연을 나타낸다.  $\theta_i$ 는  $i$ 번째 경로의 위상 지연을 의미하며  $\rho_i$ 는  $i$ 번째 감쇠를 의미한다. 그리고  $\tau_i$ 는  $i$ 번째 지연을 표현한다.

**2.3 ETSI 채널 모델**

본 절에서는 이전에서 정의한 라이시안 채널 모델과 유사한 즉, 직접파가 존재하지 않는 채널을 모델링하고자 한다. 본 논문에서 시뮬레이션에 적용한 ETSI 채널 모델은 다음과 같다.

표 라이시안 (상)/ETSI (하) 채널 파라미터  
Table. 1 Ricean (Top)/ETSI (Bottom) Channel Parameters

i	$\rho_i$	$\tau_i[\mu s]$	$\theta_i[\text{rad}]$
0	1	0	0
1	0.057662	1.003019	4.855121
2	0.176809	5.422091	3.419109
3	0.407163	0.51865	5.86447
4	0.303585	2.751772	2.215894
5	0.258782	0.602895	3.758058
6	0.061831	1.016585	5.430202
7	0.15034	0.143556	3.952093
8	0.051534	0.153832	1.093586
9	0.185074	3.324866	5.775198
10	0.400967	1.93557	0.154459
11	0.295723	0.429948	5.928383
12	0.350825	3.228872	3.053023
13	0.262909	0.848831	0.628587
14	0.225894	0.073883	2.128544
15	0.170996	0.203952	1.099463
16	0.149723	0.194207	3.462951
17	0.24014	0.92445	3.664773
18	0.116587	1.38132	2.833799
19	0.221155	0.640512	3.33429
20	0.25973	1.368671	0.393889

i	$\rho_i$	$\tau_i[\mu s]$	$\theta_i[\text{rad}]$
0	0	0	0
1	0.057662	1.003019	4.855121
2	0.176809	5.422091	3.419109
3	0.407163	0.51865	5.86447
4	0.303585	2.751772	2.215894
5	0.258782	0.602895	3.758058
6	0.061831	1.016585	5.430202
7	0.15034	0.143556	3.952093
8	0.051534	0.153832	1.093586
9	0.185074	3.324866	5.775198
10	0.400967	1.93557	0.154459
11	0.295723	0.429948	5.928383
12	0.350825	3.228872	3.053023
13	0.262909	0.848831	0.628587
14	0.225894	0.073883	2.128544
15	0.170996	0.203952	1.099463
16	0.149723	0.194207	3.462951
17	0.24014	0.92445	3.664773
18	0.116587	1.38132	2.833799
19	0.221155	0.640512	3.33429
20	0.25973	1.368671	0.393889

입력  $x(t)$ 와  $y(t)$ 는 다음과 같은 식 (8)에 의해 출력된다.

$$y(t) = \frac{\rho_0 x(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j2\pi\theta_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^N \rho_i^2}} \quad (8)$$

여기서 다중경로의 개수  $N$ 은 20이다. 표 1은 다중 경로의 감쇠, 위상 그리고 지연에 대해 나타낸다.  $\theta_i$ 는  $i$ 번째 경로의 위상 지연을 의미하며  $\rho_i$ 는  $i$ 번째 감쇠를 의미한다. 그리고  $\tau_i$ 는  $i$ 번째 지연을 표현한다.

### 2.4 레일리 채널 모델

채널 임펄스 응답은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$h_k = N\left(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2\right) + jN\left(0, \frac{1}{2}\sigma_k^2\right), 0 \leq k \leq k_{\max} - 1 \quad (9)$$

여기서,  $N(0, \sigma_k^2/2)$ 는 분산  $\sigma_k^2/2$ 과 평균 0을 갖는 가우시안 랜덤 변수를 의미한다. 또한 채널 응답은 그림 1과 같이 표현할 수 있으며 각 파라미터는 아래의 수식과 같이 표현할 수 있다.

$$\sigma_k^2 = \sigma_0^2 e^{-kT_s/T_{ms}} \quad (10)$$

$$\sigma_0^2 = 1 - e^{-T_s/T_{ms}} \quad (11)$$

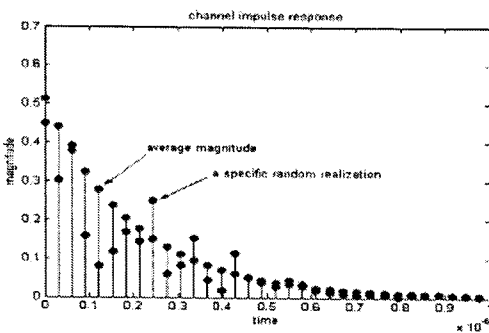


그림 1. 레일리 페이딩 채널 응답  
Fig 1. Rayleigh Fading Channel Response

$$k_{\max} = 10T_{rms}/T_s \quad (12)$$

$$T_{rms} = 100ns \quad (13)$$

$$T_s = 1/(R_c \times 8) = 30.517578125ns \quad (14)$$

채널은 패킷단위 (1000비트)로 고정된다고 가정하였으며 채널 응답은 매 패킷에 대해 독립적이라고 가정한다.

## III. 적응등화기

본 장에서는 논문에서 제안된 NPDFE의 성능과 비교하기 위한 기존의 적응 등화기에 대해 기술한다.

### 3.1 LE

등화를 하기 위해 가장 많이 사용되는 선형 필터는 그림 2에 보인 선형 횡단 필터 (LTF: Linear Transversal Filter)이다. 입력은 시퀀스  $\{v_k\}$ 이고 출력은 정보 시퀀스  $\{\hat{I}_k\}$ 의 추정이 된다.  $k$ 번째 심볼의 추정은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{I}_k = \sum_{j=-K}^K c_j v_{k-j} \quad (15)$$

여기서  $\{c_j\}$ 는 필터의  $(2K+1)$ 탭 가중치 계수이다. 추정치  $\hat{I}_k$ 는 결정치  $\tilde{I}_k$ 를 형성하기 위해 거리에 있어 가장 가까운 정보 심볼로 양자화 된다. 만일  $\tilde{I}_k$ 가 전송된 심볼  $I_k$ 와 동일하지 않으면 에러가 발생된다. 필터 계수  $\{c_j\}$ 를 최적화하기 위해 많은 연구가 행해져 왔다. 디지털 통신 시스템에 있어서 시스템의 성능을 결정짓는 가장 중요한 요소는 에러의 평균 확률이므로 이러한 성능 지수를 최소화하기 위한 계수들을 선택하는 것이 바람직하나 현실적으로 선택에 어려움이 있다. 등화기 계수  $\{c_j\}$ 를 최적화 하는 데에는 2가지 방식이 있는데 하나는 점두 왜곡 기준이고 다른 하나는 평균 자승 오류 (MSE: Mean Squared Error) 방식이다

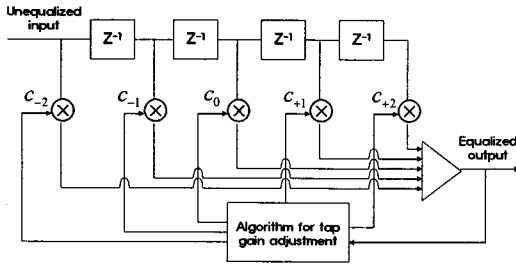


그림 2. 선형 횡단 필터  
Fig 2. Linear Transversal Filter(LTF)

### 3.2 DFE

기본 등화기 구조는 선형이고 케환하지 않는 필터이다. 하지만 심한 왜곡이 있는 채널에 유용한 DFE는 이미 보아온 심볼 간의 간섭을 제거하기 위해 결정 케환을 사용한다. 그림 3은 이런 DFE를 보여준다. 등화된 신호는 등화기의 전치 (FF: Feedforward)과 후치 (FB: Feedback) 부분의 출력들의 합이다. 전치 부분은 앞에 설명한 LE와 같다. 등화된 신호의 결정은 두 번째 선형 등화 필터를 통해 케환된다. 검출된 심볼의 값을 알고 있다면 (과거 결정은 옳다고 가정) 이들 심볼들에 의해 생긴 ISI는 등화기 출력으로부터 적당한 가중치를 곱한 과거 심볼 값을 빼주므로 정확히 없앨 수 있다는 것이 기본적인 개념이다. FF 계수와 FB 계수는 MSE를 줄이기 위해 동시에 조정된다. FF 계수를 위한 갱신 방정식은 LE와 같다. 최적 LMS 값은 영 강제 (ZF: Zero Forcing) 등화기와 비슷한 방법으로 FB 부분의 길이 내에서 ISI를 영으로 줄이는 것들이다. DFE의 FB 부분의 출력은 잡음이 없는 과거 결정의 가중치의 합으로 결정된다. 전체적인 계수의 수가 같게 주어졌을 때 DFE는 LE보다 적은 MSE에 도달할 수 있는가에 대한 정확한 대답은 없다. 각각의 등화기의 성능은 등화기의 실제적인 계수의 수, 주 탭의 위치 뿐만 아니라 특별히 채널의 특성과 샘플러의 위상에 영향을 받는다.

그러나 DFE는 LE에서 만큼의 잡음 강화 없이 진폭 왜곡을 보상할 수 있다. 또한 DFE의 성능은 샘플러의 위상에 덜 민감하다. 이들 장점에 대한 직관적인 설명은 다음과 같다. LE의 계수는 채널과 등화기의 임펄스 응답을 결합한 것이 단위 임펄스에 접근하도록 갱신된다.

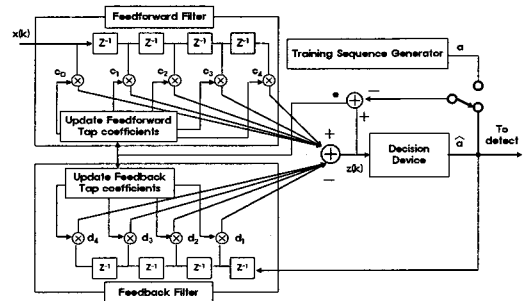


그림 3. 결정 케환 등화기  
Fig 3. Decision Feedback Equalizer(DFE)

DFE에서 많은 과거의 심볼로 인한 ISI를 제거시키는 FB 부분의 능력은 FF 부분의 계수를 고르는데 훨씬 자유롭다. 채널의 임펄스 응답과 FF 부분의 조합은 주 펄스를 따르는 비영 샘플을 받는다. 즉, DFE의 FF 부분은 채널 특성의 역에 접근할 필요가 없으며, 과도한 잡음 강화와 샘플러의 위상에 민감할 필요가 없다. 특별히 부정확한 결정이 케환 됐을 때 DFE의 출력은 부정확한 결정이 케환 회로를 지나는 동안의 다음 몇 샘플에 오차 영향을 준다. 그러므로 앞 샘플의 영향으로 더 부정확한 결정을 내릴 확률이 크다. 등화기의 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$I(k) = \sum_{i=0}^L a_i x(k-i) - \sum_{p=0}^M b_p I(k-p) \quad (16)$$

여기서  $L$ 은 FF 필터 계수의 개수를 의미하고  $M$ 은 후치 FB 필터 계수의 개수를 의미한다. 등화기의 FB 필터 계수는 FF 필터 계수로 표현될 수 있으며 먼저 결정된 심볼이 옳다는 가정하에 결정된 심볼  $I(k)$ 로부터 남은 잔여 ISI를 제거할 수 있다. 계수를 갱신하는 적응 알고리즘에는 LMS, 순환 최소 제곱 (RLS: Recursive Least Square) 알고리즘 등이 있다.

## IV. 개선된 NPDFE

일반적인 DFE는 앞선 그림 3과 같이 표현될 수 있다. DFE에 적용된 알고리즘은 다음과 같다.

$$C(t) = [c(P-1) \cdots c(0) - d(1) \cdots - d(Q)]^T \quad (17)$$

$$y(t) = [y(t+P-1) \cdots y(t) \quad a_{t+1} \cdots a_{t+Q}]^T \quad (18)$$

여기서  $C(t)$ 는 FF 필터와 FB 필터의 탭 계수 행렬을 의미하며  $y(t)$ 는 FF 필터와 FB 필터의 입력 신호 행렬을 나타낸다. 결국 DFE의 출력 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$z(t) = C^T(t) \cdot y(t) \quad (19)$$

DFE의 오류 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e(t) = a_t - z(t) \quad (20)$$

여기서  $a_t$ 는 프리앰블을 의미한다.

본 논문에서는 기존의 DFE에 새로운 잡음 예측 알고리즘을 적용시키고자 한다. 기본적으로 LMS 기법을 이용한 적응 과정에서 등화기는 단지 다중 경로 페이딩으로 인한 심볼 간 간섭 보상 문제에만 연관되기 때문에 보다 나은 성능을 위해 프리앰블을 이용한다. 즉, 프리앰블 길이만큼의 등화기 계수 업데이트 과정에서 이미 알고 있는 프리앰블을 이용해 잡음의 영향을 줄이고자 잡음 예측 알고리즘을 제안한다. 제안된 NPDFE는 다음 그림 4와 같이 구성되며 수식적 알고리즘은 다음과 같다.

$$o(t) = \lambda \left( \frac{N(t) + N(t-1)}{2} \right) \quad (21)$$

$$N(t) = z(t) - D(t) \quad (22)$$

결정기의 입력은

$$N_D(t) = z(t) - o(t) \quad (23)$$

가 된다.

$\lambda$ 는 잡음 예측 필터의 망각 계수이며  $N(t)$ 는 잡음 예측 필터 행렬 (NPFM: Noise Predictive Filter Matrix)의 입력 값,  $o(t)$ 는 NPFM의 출력 값을 나타내며,  $D(t)$ 와  $N_D(t)$ 는 결정기의 출력과 입력을 각각 나타낸다.

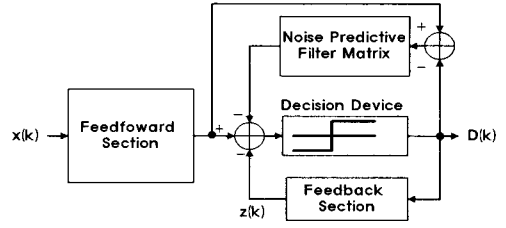


그림 4. 잡음 예측 결정 계환 등화기  
Fig. 4. Noise Predictive DFE(NPDFE)

### V. 시뮬레이션 결과 및 고찰

본 장에서는 QPSK 변조 방식에서 LMS 등화 알고리즘을 사용하는 LE와 DFE, 그리고 본 논문에서 제안한 NPDFE의 성능을 앞의 2장에서 모델링한 이동 통신 채널에서 시뮬레이션을 수행하고 분석하도록 한다. 그림 5, 6, 7은 제안한 NPDFE의 FF 필터와 FB 필터의 탭 수를 각각 11개로 고정시키고 세 가지의 각 채널 환경에 따라 스텝 사이즈 ( $\mu$ )를 변화해 가면서 시뮬레이션을 수행한 결과이다.

일반적으로 스텝 사이즈는 수렴 속도와 MSE에 영향을 미친다. 스텝 사이즈를 너무 크게 해 줄 경우 MSE가 커져서 시스템의 성능이 저하되고, 반면에 너무 작게 해주면 수렴이 제대로 되지 않아 성능이 저하되게 된다. 그림 5에서 알 수 있듯이 스텝 사이즈가 0.001일 때 가장 좋은 성능을 보이며, 그 이상일 때는 성능이 저하되었으며 이 값보다 더 작을 때는 수렴을 하지 않음을 확인하였다. 이 결과는 그림 6, 7에서 나타난 바와 같이 모든 채널 환경에서도 비슷한 결과를 얻을 수 있었다.

그림 8에서는 레일리 페이딩 채널에서 LE, DFE, NPDFE의 성능을 비교하기 위해 함께 나타내었다. 일반적으로 알려져 있는 것과 같이, 같은 탭 수에서 DFE가 LE 보다 우수한 성능을 보이는데 본 논문에서 제안한 NPDFE의 성능을 같이 비교함으로써 DFE보다 NPDFE가 더 우수한 성능을 보임을 알 수 있었다. 구체적으로 NPDFE는 기존의 DFE에 비해  $10^{-1}$ 의 BER에서 약 5dB의  $E_b/N_0$  이득을 얻을 수 있었다.

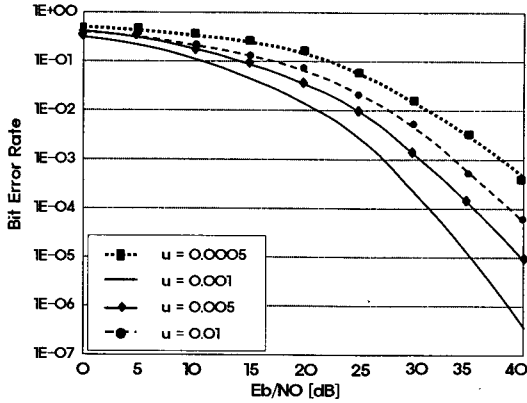


그림 5. 라이시안 채널에서 NPDFE에 대한 BER  
Fig. 5. BER of NPDFE for Ricean Fading Channels

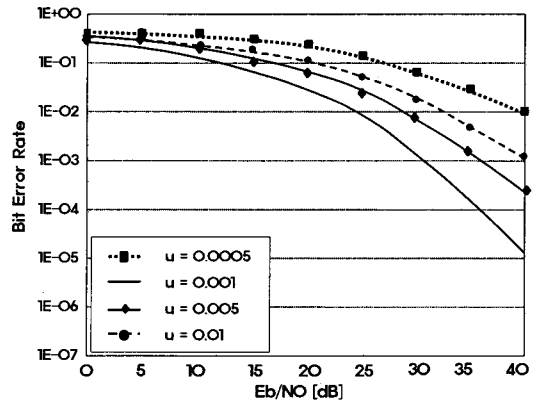


그림 7. 레일리 채널에서 NPDFE에 대한 BER  
Fig.7. BER of NPDFE for Rayleigh Fading Channels

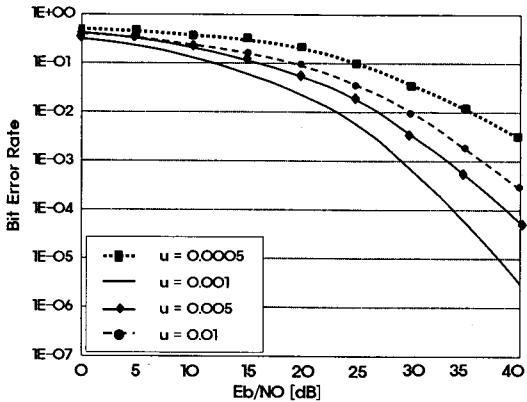


그림 6. ETSI 페이딩 채널에서 NPDFE에 대한 BER  
Fig. 6. BER of NPDFE for ETSI Fading Channels

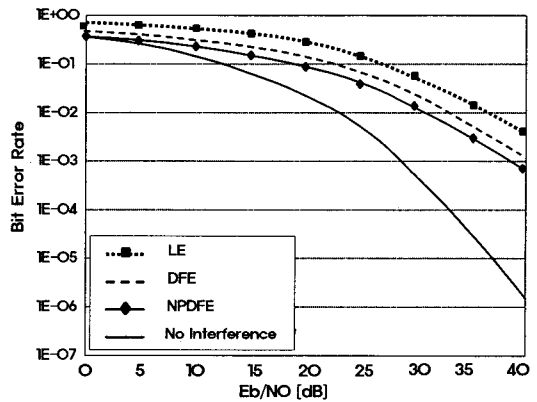


그림 8. 레일리 채널의 경우 LE, DFE, NPDFE에 대한 BER  
Fig. 8. BER of LE, DFE, and NPDFE for Rayleigh Channels

## VI. 결론

본 논문에서는 제안된 NPDFE에 대한 성능을 평가하기 위해 QPSK 변조에 대하여 기저대역 시뮬레이션을 수행하였다. 본문에서 기술한 라이시안 페이딩, ETSI 페이딩, 그리고 레일리 페이딩의 세 가지 채널에서 제안된 NPDFE의 성능을 분석하였다. 각 등화 알고리즘을 사용하는 QPSK 변조 방식의 성능 비교는 BER을 통하여 이루어졌다. 결과에서는 NPDFE는 기존의 DFE에 비해  $10^{-1}$ 의 BER에서 약 5dB의  $E_b/N_0$  이득을 얻을 수 있었다.

## 참고문헌

- [1] J.G. Proakis, Digital Communications, 3rd Edition, McGraw-Hill, 2001.
- [2] Bernard Sklar, Digital Communications, 2nd Edition, Prentice-Hall, 2001.
- [3] W. C. Lindsey and M. K. Simon, Telecommunication Systems Engineering, Prentice-Hall, 1973.
- [4] Simon Haykin, Communication Systems, 4th Edition, John Wiley & Sons, 2003.
- [5] R. D. Gitlin, J. F. Hayes, and J. B. Weinstein, Data

Communications Principles, New-York, 1992.

[6] B. Widrow and S.D. Stern, Adaptive Signal Processing, Prentice-Hall, 1985.

저자소개



홍 대 기 (Dae-Ki Hong)

2002년 1월 전자부품연구원 통신네트  
워크연구센터 선임연구원  
2006년 9월~현재 상명대학교 공과대학  
정보통신공학과 전임강사

※관심분야: 무선통신, 이동통신, WPAN, WLAN



강 성 진 (Sung-Jin Kang)

2002년 9월 전자부품연구원 통신네트  
워크연구센터 책임연구원  
2007년 3월~현재 한국기술교육대학교  
정보기술공학부 조교수

※관심분야: 무선통신, 이동통신, WPAN, WLAN



김 선 희 (Sun-Hee Kim)

2002년 3월 전자통신연구원 연구원  
2005년 3월~현재 전자부품연구원  
전임연구원

※관심분야: SoC, 무선통신, WPAN



김 용 성 (Young-Sung Kim)

2000년 7월 세트리마이크로시스템  
주임연구원  
2003년 11월~현재 전자부품연구원  
통신네트워크센터 선임연구원

※관심분야: 무선통신, WPAN, Modem SoC 설계



조 진 응 (Jin-Woong Cho)

1993년 1월 전자부품연구원  
책임연구원  
2002년 1월~현재 전자부품연구원 통신  
네트워크연구센터 센터장

※관심분야: 무선통신, 이동통신, WPAN, WLAN