

# 고속 Binary CDMA 시스템에서 MMSE-DFE에 대한 SNR 추정 오차의 영향

## Effect of SNR Estimation Error on MMSE-DFE in High-speed Binary CDMA System

강성진\*

Sung-Jin Kang\*

### 요 약

본 논문에서는 고속 Binary CDMA 시스템에서 신호대잡음비의 추정 오차가 MMSE-DFE의 BER 성능에 미치는 영향을 분석하였다. MMSE 등화 알고리즘은 입력신호의 신호대잡음비 값이 필요하기 때문에, 프리앰블의 CAZAC 시퀀스로부터 신호대잡음비를 추정해야한다. 그러나 잡음과 ISI가 존재하는 환경에서는 정확한 신호대잡음비 추정이 불가능하므로 추정 오차가 발생하고, 이로 인해 등화기의 성능이 열화된다. 본 논문의 실험 결과는 MMSE-DFE 설계시에 SNR 추정 알고리즘의 선택 기준으로 활용될 수 있다.

### Abstract

In this paper, we have analyzed the effect of SNR estimation error on the BER performance of MMSE-DFE in high-speed binary CDMA system. Since MMSE equalization algorithm requires the SNR value of input signal, it should be estimated using CAZAC sequence in preamble. However, when AWGN and ISI exist simultaneously, it is impossible to estimate the exact SNR value of input signal and thereby equalizer's performance may be deteriorated. The simulation results can be used as a guideline for selection of SNR estimation algorithm for MMSE-DFE design.

Key words : Binary CDMA, CAZAC, SNR estimation error, MMSE, DFE

### I. 서 론

최근 유무선 통신 기술의 발달로 인해 기기, 시간, 장소에 구애받지 않고 가정내 기기들을 제어할 수 있는 홈 네트워크 기술이 주목받게 되었다. 특히 무선 통신 기술의 발달로 인하여 복잡한 초기 설치 과정이나, 재설치, 장소의 제약이 없이 홈 네트워크 기술을

제공할 수 있게 되었다. 이러한 무선 통신 기술에 대한 대표적인 국제 표준은 Bluetooth, HomeRF, ZigBee 등이 있다. 국내에서는 Binary CDMA(Code Division Multiple Access) 기술을 독자적으로 개발하여 무선 홈 네트워크 표준으로 정하고 국제 표준으로 만들기 위한 노력을 하였다. Binary CDMA는 Bluetooth와 CDMA방식의 단점을 개선하기 위하여 제안된 무선

\* 한국기술교육대학교 전기전자통신공학부(Korea Univ. of Tech. and Educ., School of EEC)

· 제1저자 (First Author) : 강성진

· 투고일자 : 2011년 8월 12일

· 심사(수정)일자 : 2011년 8월 12일 (수정일자 : 2011년 10월 4일)

· 게재일자 : 2011년 10월 30일

통신 방식으로, Bluetooth보다 데이터의 전송거리가 길며, CDMA보다 단순한 전송 방식을 사용하여, 사용자가 필요로 하는 서비스를 제공한다[1].

Binary CDMA 기술은 ISO/IEC JTC1 SC6에서 2009년에 국제 표준으로 채택되었다[2]. Binary CDMA 시스템은 2.4GHz대역에서 8MHz간격으로 총 10개의 채널이 할당되어있다. Rate 1~Rate 4까지 4종류의 전송 속도를 제공하며, QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)변조를 사용한다. Rate 4를 사용할 때는 6.2Mbps의 전송 속도를 제공한다[2].

최근에는 멀티미디어 전송에 대한 요구가 증가함에 따라 무선 통신 기술도 더 빠른 전송 속도가 요구되고 있다. Binary CDMA 기술도 이러한 요구에 맞춰 칩율(chip rate)를 높이고, 고차 변조(high-order modulation)을 채용하여 최대 55Mbps 전송 속도를 지원하고 있다[3]. 이러한 고속 Binary CDMA 기술은 55Mbps를 지원하기 위해 64-QAM(Quadrature Amplitude Modulation)을 사용하기 때문에, 등화기의 성능이 매우 중요하게 된다.

고속 Binary CDMA 시스템에서는 16심볼 CAZAC(Constant Amplitude Zero Autocorrelation) 시퀀스를 32번 반복하여 프리엠블을 구성한다[2]. 이러한 CAZAC 시퀀스는 상관특성이 우수하여 다른 WPAN(Wireless Personal Area Network) 시스템에서도 사용된다[4,5]. 수신기는 프리엠블 구간 동안에 AGC(Automatic Gain Control), 패킷 검출, 타이밍 동기, 프레임 동기, 주파수 오프셋 추정 및 보상, 채널 등화를 수행해야한다. 그러나, 페이딩 채널 환경에서 이러한 기능을 수행하기에 프리엠블 길이가 충분치 않은 경우가 자주 발생한다. 따라서 짧은 프리엠블 구간 동안에 채널 등화를 할 수 있도록 수신기를 구현해야하므로, 훈련열을 이용하여 등화기를 적응시키는 일반적인 채널 등화 방식으로는 이러한 요구사항을 만족하기 어렵고, 짧은 CAZAC 시퀀스로 채널을 추정후에 payload 구간에서 채널 등화를 할 수 있는 MMSE(Minimum Mean Squared Error) 등화 알고리즘이 사용되어야한다. MMSE 등화 알고리즘은 입력 신호에 대한 SNR(Signal to Noise Ratio) 추정을 필요로 한다. SNR 추정은 프리엠블 신호를 이용하여 수행되는데, 잡음과 ISI(Inter-Symbol Interference)가

존재하는 채널 환경에서는 추정 오차가 생기기 때문에, 등화기의 성능이 열화되는 원인이 된다.

본 논문에서는 고속 Binary CDMA 시스템에서 SNR 추정 오차가 존재할 때, MMSE-DFE(Decision Feedback Equalizer)의 BER(Bit Error Rate) 성능을 분석하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 고속 Binary CDMA 시스템에 대한 개략적인 설명을 하고, 3장에서는 MMSE-DFE에 대해 다룬다. 4장에서는 시뮬레이션 실험 결과를 설명하고, 5장에서 결론을 맺는다.

## II. 고속 Binary CDMA 시스템 개요

Binary CDMA 시스템의 패킷은 그림 1과 같이 프리엠블, 헤더, 페이로드로 구성된다.

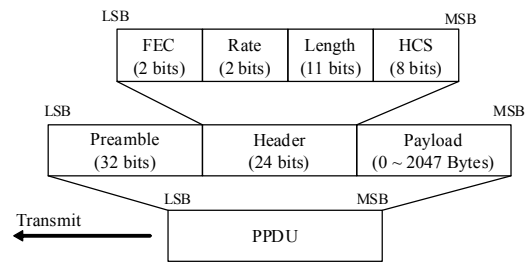


그림 1. 패킷 구조  
Fig. 1. Packet Format

프리엠블은 32bit는 [1 1 ... 1 1 0 0]이다. 즉, 30개 '1'과 2개'0'으로 구성된다. 이 32bit는 16개의 심볼로 구성되는 CAZAC 시퀀스에 의해 확산된다. 따라서 프리엠블 구간동안 전송되는 QPSK 심볼은 512개이다. CAZAC 시퀀스는 다음과 같으며, 프리엠블 비트가 1이면 CAZAC 시퀀스에 -1을 곱하고, 프리엠블 비트가 0이면 CAZAC 시퀀스에 1을 곱한다.

$$[ e^{j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{3\pi}{4}} e^{j\frac{5\pi}{4}} e^{j\frac{7\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (1) \\ e^{j\frac{5\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{5\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{7\pi}{4}} e^{j\frac{5\pi}{4}} e^{j\frac{3\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{4}} ]$$

헤더 24bit는 그림 2와 같이 변조되어 전송되며, RATE 1은 [2]에 정의되어 있다. 페이로드 부분은 RATE 1~RATE 4까지 전송이 가능하며, QPSK 변조를 사용한다.

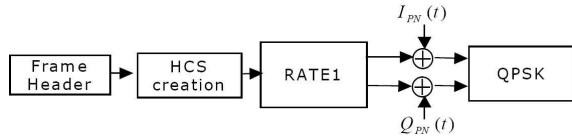


그림 2. 헤더 변조  
Fig. 2. Header Modulation

고속 Binary CDMA에서는 프리엠블과 헤더의 구조는 같고, 페이로드 부분의 변조방식이 표 1과 같이 RATE 5~RATE 8이 추가 되었다. RATE 5에서는 DQPSK(Differential QPSK)변조를 사용하고 RATE 6~RATE 8은 TCM(Trellis Coded Modulation) 기술을 이용하며 사용되는 변조 방식은 각각, 16QAM, 32QAM, 64QAM이다[3].

표 1. 고속 Binary CDMA시스템의 변조방식  
Table 1. Modulation scheme of high-speed Binary CDMA Systems

RATE	변조방식
RATE 5	DQPSK
RATE 6	16QAM+TCM
RATE 7	32QAM+TCM
RATE 8	64QAM+TCM

### III. MMSE-DFE

ISI가 발생하는 시불변(time-invariant) 채널의 출력은 식 (2)와 같이 표현된다. 시불변의 의미는 채널이 시간에 따라 변하지 않는다는 것을 의미하기도 하지만, 패킷통신에서는 패킷의 길이를 채널의 시간 변화보다 짧게 함으로써, 한 패킷동안에는 채널이 변하지 않는 환경을 만들 수 있다.

$$y(t) = \sum_l x_l h(t-lT) + n(t) \quad (2)$$

여기에서,  $y(t)$ 는 채널의 출력이고,  $x_l$ 는 채널의  $l$ 번째 입력 심볼,  $h(t)$ 는 채널의 임펄스 응답,  $T$ 는 심볼의 주기,  $n(t)$ 는 잡음을 나타낸다.

수신신호  $y(t)$ 는 샘플링 되어 등화기에 입력된다. 그림 3은 MMSE-DFE 구조를 나타내며, 등화기 출력 신호  $z_k$ 는 식 (3)과 같다.

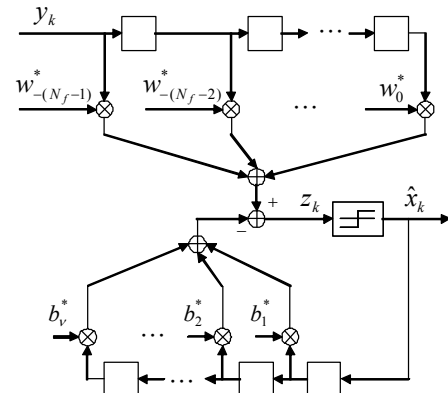


그림 3. MMSE-DFE 구조  
Fig. 3. MMSE-DFE structure

$$z_k = \sum_{i=0}^{N_f-1} w_{-i}^* y_{k+i} - \sum_{j=1}^{\nu} b_j^* \hat{x}_{k-j} \quad (3)$$

여기에서,  $w_i$ 는 DFE의 전방필터(Feedforward Filter, FFF) 계수,  $b_j$ 는 케환필터(Feedback Filter, FBF)의 계수이다. 그리고,  $N_f$ 는 FFF의 길이,  $\nu$ 는 FBF의 필터 길이를 나타낸다. MMSE-DFE의 최적의 계수는 식 (4)를 만족하고, FBF의 탭 계수는 식 (5)과 같이 계산된다[6].

$$\mathbf{b}^* \mathbf{R}_{xy} = \mathbf{w}^* \mathbf{R}_{yy} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{b}_{opt} \end{bmatrix} = \mathbf{l}_{N_f-1} \quad (5)$$

여기에서  $\mathbf{l}_{N_f-1}$ 는 식 (6)과 같이 얻어지고, 행렬  $L, D$ 는 각각 식 (7), (8)과 같이 정의되며,  $L$ 은 하삼각행렬이다.

$$\mathbf{R} \equiv \mathbf{H}^* \mathbf{H} + \mathbf{I}_{N_f+\nu} / SNR = \mathbf{L} \mathbf{D} \mathbf{L}^* \quad (6)$$

$$\mathbf{L} \equiv [\mathbf{l}_0 \quad \dots \quad \mathbf{l}_{N_f+\nu-1}] \quad (7)$$

$$\mathbf{D} \equiv \begin{bmatrix} d_0 & & & \\ & \cdot & & \\ & & \cdot & \\ & & & d_{N_f+\nu-1} \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기에서 식 (5)에 의해 FBF의 탭 계수가 결정되면, 식 (9)에 의해 FFF(FeedForward Filter)의 탭계수를 결정할 수 있다.

$$\mathbf{w}_{opt}^* = [\mathbf{0} \quad \mathbf{b}_{opt}^*] \mathbf{H}^* (\mathbf{H}\mathbf{H}^* + \mathbf{I}_{N_f}/SNR)^{-1} \quad (9)$$

식 (5)~(9)을 통해 MMSE-DFE는 채널의 임펄스 응답과 신호대잡음비(SNR)를 추정을 해야 최적의 탭 계수를 얻을 수 있음을 알 수 있다.

#### IV. 시뮬레이션 결과 및 고찰

고속 Binary CDMA시스템은 WPAN 시스템이므로, 실내 무선 환경에서 주로 사용되어진다. 실내 무선 환경에서는 단말의 이동속도가 느리고, 반사파의 경로가 짧기 때문에 RMS(root mean square) 지연  $T_{rms}$ 가 실외 환경보다 작게 나타난다. 식 (2)의 채널 임펄스 응답은 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$h(t) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k \delta(t - kT_s) \quad (10)$$

여기에서  $T_s$ 는 샘플링 주기를 나타내며,  $\delta(\cdot)$ 는 충격함수를 나타낸다. 일반적으로 실내 환경(indoor environment)에서는  $T_{rms}$ 는 20~25nsec의 범위를 갖는다고 알려져 있다[7]. 식 (10)의  $k$ 번째 복소 채널 계수는  $h_k = \alpha_k + j\beta_k$ 로 표현할 수 있는데,  $\alpha_k$ 와  $\beta_k$ 는 서로 독립이며 평균이 0이고, 분산이  $\sigma_k^2$ 인 Gaussian 분포를 갖는 랜덤 변수로 모델링 된다.  $k$ 번째 채널 탭에서 분산  $\sigma_k^2 = Ce^{-kT_s/T_{rms}}$ 의 관계를 가지며, 일반적으로 상수  $C$ 는 채널의 입력 신호의 전력과 출력 신호의 전력이 같게 하기 위해  $\sum \sigma_k^2 = 1$ 이 되도록 선택되어지며, 채널의 길이는  $L+1 \leq 10 \cdot T_{rms}/T_s$ 를 만족한다[7]. 채널 계수  $h_k$ 는 한 패킷 내에서는 변하지 않는다고 가정한다. 표 2는 시뮬레이션에 사용된 채널에 대한 정의이다. 여기에서 고속 binary CDMA 시스템의 심볼율  $T_s$ 는

1/11M이다. ch1은 다경로 지연이 작은 실내(indoor) 환경과 유사하고, ch2는 다경로 지연이 상대적으로 큰 실외(outdoor) 환경과 유사하다고 볼 수 있다.

표 2. 채널 파라미터  
Table 2. Channel Parameters

채널	파라미터
ch1	$T_{rms}/T_s=0.5, L=3$
ch2	$T_{rms}/T_s=3, L=7$

시뮬레이션에 사용된 MMSE-DFE는 FFF 10tap, FBF 6tap으로 고정하였으며, 프리엠블은 CAZAC 시퀀스이고, 페이로드는 64QAM만 고려하고 길이는 512심볼로 가정하였다. SNR의 오차에 의한 영향을 살펴보기 위해 원래 SNR로부터 -10dB~10dB까지 1dB 단위로 변화시키면서 등화기 출력신호의 BER 성능 변화를 관찰하였다. 아래의 모든 시뮬레이션 결과는 패킷을 3000번 전송하여 계산된 것이다.

그림 4~그림 7은 ch1과 ch2에 대해 채널 추정이 완벽하다는 가정하에 SNR 추정 오차의 변화에 따른 등화기 출력의 BER 곡선이다. 그림 4와 그림 5를 비교하면, SNR 추정이 원래의 값 보다 작게 추정된 그림 5의 BER 성능 변화가 크다는 것을 알 수 있다. 그러한 특징은 그림 6과 그림 7에서도 나타나고 있다.

그림 5와 그림 7을 비교하면, 채널 상태가 좀 더 열악한 ch2에서 SNR 추정 오차가 커짐에 따라 BER 성능이 더 많이 나빠지고 있음을 볼 수 있다.

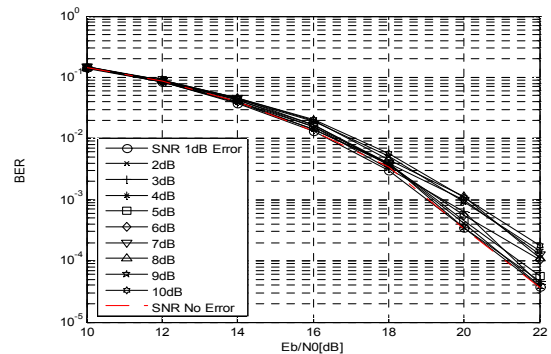


그림 4. BER 성능(SNR 오차:0dB~10dB,ch1)  
Fig. 4. BER performance(SNR Error:0dB~10dB,ch1)

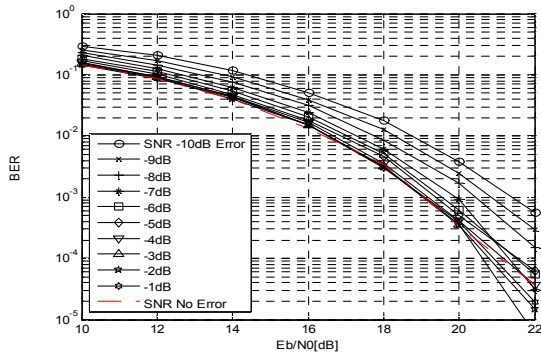


그림 5. BER 성능(SNR 오차: -10dB~0dB, ch1)  
Fig. 5. BER performance(SNR Error: -10dB~0dB, ch1)

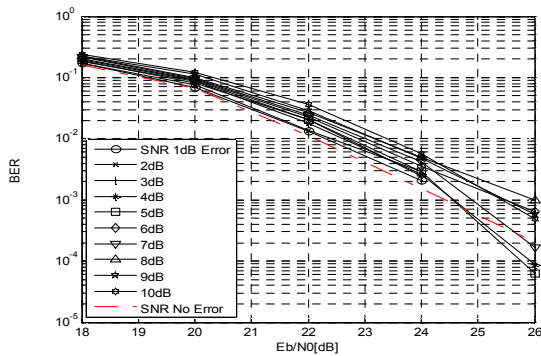


그림 6. BER 성능(SNR 오차: 0dB~10dB, ch2)  
Fig. 6. BER performance(SNR Error: 0dB~10dB, ch2)

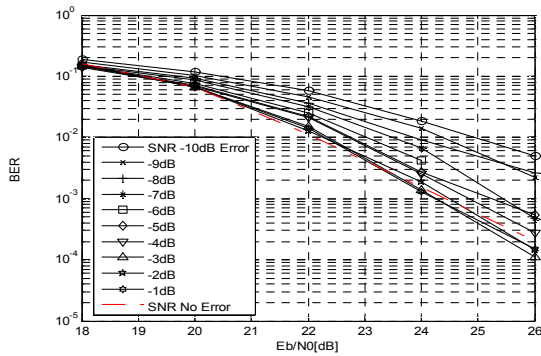


그림 7. BER 성능(SNR 오차: -10dB~0dB, ch2)  
Fig. 7. BER performance(SNR Error: -10dB~0dB, ch2)

그림 8~그림 11은 Maximum Likelihood(ML) 채널 추정 방식[8]을 사용했을 때, SNR 추정 오차의 변화에 따른 등화기 출력의 BER 곡선이다. 그림 8과 그림 9를 비교하면, 앞의 결과와 유사하게 SNR 추정이 원래 값보다 작게 추정되었을 때 BER 성능이 더 나빠지는 것을 볼 수 있다. 그림 10과 그림 11에서도 유사한 특징을 발견할 수 있다. ML 채널 추정 방식을 사용하는 경우의 결과를 종합하면, 채널 상태와 무관한

게 BER  $10^{-3}$  기준에서 -3dB~3dB 오차 범위내로 SNR 추정하게 되면 BER 성능의 열화를 최소화할 수 있음을 알 수 있다.

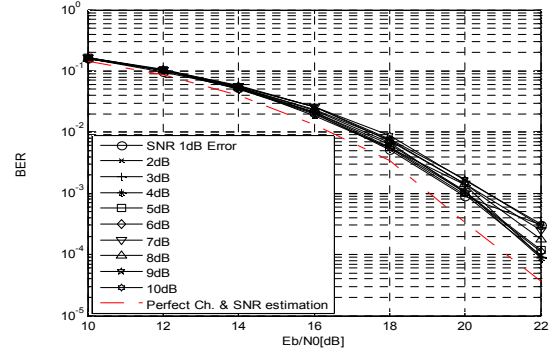


그림 8. BER 성능, ML 채널 추정  
(SNR 오차: 0dB~10dB, ch1)  
Fig. 8. BER performance, ML channel estimation  
(SNR Error: 0dB~10dB, ch1)

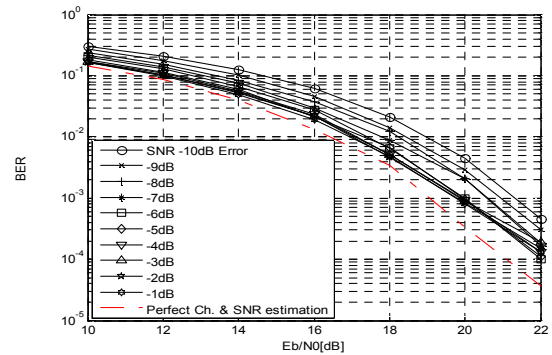


그림 9. BER 성능, ML 채널 추정  
(SNR 오차: -10dB~0dB, ch1)  
Fig. 9. BER performance, ML channel estimation  
(SNR Error: -10dB~0dB, ch1)

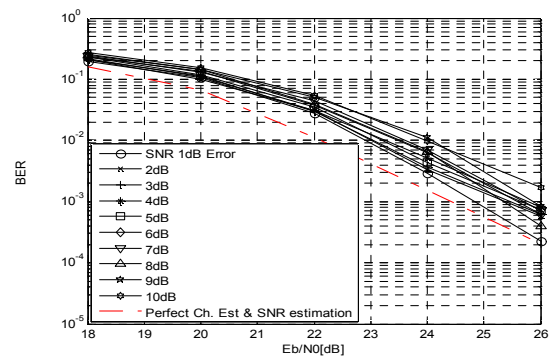


그림 10. BER 성능, ML 채널 추정  
(SNR 오차: 0dB~10dB, ch2)  
Fig. 10. BER performance, ML channel estimation  
(SNR Error: 0dB~10dB, ch2)

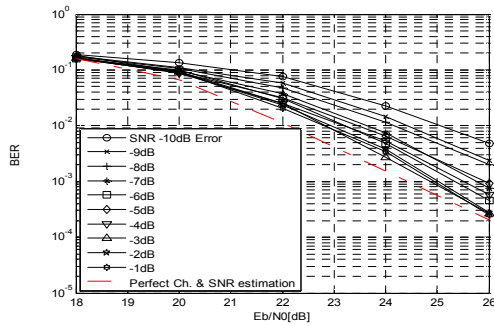


그림 11. BER 성능, ML 채널 추정  
(SNR 오차: -10dB~0dB, ch2)  
Fig. 11. BER performance, ML channel  
estimation  
(SNR Error: -10dB~0dB, ch2)

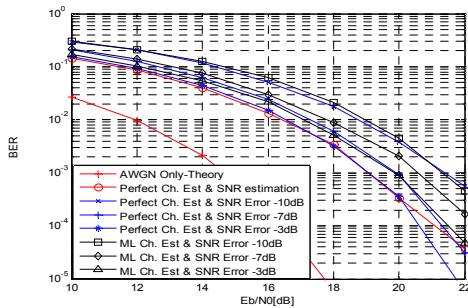


그림 12. ch1에서 BER 성능비교  
Fig. 12. BER performance comparison over  
ch1

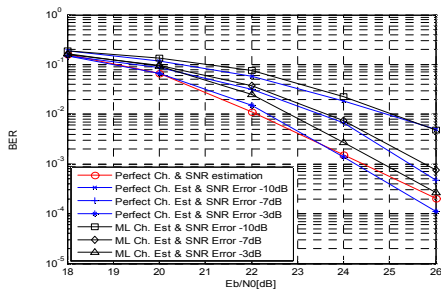


그림 13. ch2에서 BER 성능비교  
Fig. 13. BER performance comparison over  
ch2

그림 12와 그림 13은 ch1과 ch2에서 완벽한 채널 추정과 ML 채널 추정 방식에 따른 BER 성능을 비교한 결과이다. ML 채널 추정 방식의 추정 오차로 인해 어느 정도 BER 성능 열화가 발생했기 때문에, 상대적으로 SNR 추정 오차에 대한 BER 성능의 변화가 작게 나타나는 특징을 발견할 수 있다. 그림 13에서 SNR 추정 오차가 -10dB와 -7dB인 경우에 채널 추정 방식과 무관하게 BER 성능이 비슷하게 나타남을 알

수 있다. 열악한 채널에서는 비록 완벽하게 채널 추정을 했을지라도 SNR 추정이 잘못되면 성능이 열화됨을 볼 수 있다.

지금까지의 결과를 종합하면 -3dB~3dB 오차 범위내로 SNR 추정을 하게 되면 SNR 추정 오차로 인한 BER 성능 열화를 최소화 할 수 있다. 또한, SNR 추정은 가능하면 원래의 값보다 작지 않게 추정하도록 설계하는 것이 유리하다고 할 수 있다.

MMSE-DFE를 사용하는 수신기는 프리앰블로부터 채널을 추정하기때문에, ML 방식으로 잡음의 전력을 추정할 수 있다[5].

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{\beta} \|\mathbf{y} - \mathbf{x}\hat{\mathbf{h}}\|^2 \quad (11)$$

여기에서, ML 추정은  $\beta$  값을 수신 심볼 개수  $N$ 으로 설정하는 것이다. 그러나 unbiased 추정을 하기 위해서는  $\beta = N - L - 1$ 로 설정해야한다[5]. 여기에서  $L$ 은 채널 메모리이다.

본 논문의 실험 결과에 의하면, SNR 추정이 원래 값보다 크게 추정하도록 하는 것이 유리하기 때문에, 식 (11)과 같이 잡음 전력을 추정하여  $\overline{SNR}$ 를 계산한 후에 식 (12)와 같이 상수 항  $\alpha$ 를 파라미터로 두어 송수신 시스템에 맞게 설정하면 SNR 추정 오차에 따른 영향을 최소화 할 수 있을 것이다.

$$\widehat{SNR} = \overline{SNR} + \alpha \quad (12)$$

## V. 결 론

본 논문에서는 고속 Binary CDMA 시스템에서 신호대잡음비의 추정 오차가 MMSE-DFE의 BER 성능에 미치는 영향을 분석하였다. 실험결과로부터 SNR 추정 오차가 -3dB~3dB 이내일 때 BER 성능의 열화를 최소화할 수 있음을 확인하였다. 또한, 원래 SNR 값보다 더 작은 값으로 추정이 되었을 때 BER 성능의 변화가 크게 일어남을 확인하였다. 본 논문의 실험 결과는 MMSE-DFE 설계시에 SNR 추정 알고리즘의 선택 기준으로 활용될 수 있다.

감사의 글

이 논문은 2010년도 한국기술교육대학교 교육연구진흥비 지원에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

[1] 지충원, 최현석, 김정선, “Binary CDMA 기반의 무선 홈 오디오 시스템,” *한국정보과학회 가을 학술발표논문집*, vol.34, No.2(D), pp.417-421, 2007.

[2] ISO/IEC 24771, MAC/PHY standard for ad hoc wireless network to support QoS in an industrial work environment, April 2009.

[3] 김용성, 조진웅, “Binary CDMA 기반 Guardian Modem의 구현 및 성능 분석,” *대한전자공학회 하계종합학술대회*, pp.197-198, 2009.

[4] A. Milewski, “Periodic Sequences with Optimal Properties for Channel Estimation and Fast Start-Up Equalization,” *IBM Journal of Research and Development*, Vol.27, No.5, pp.426-431, Sept. 1983.

[5] Wireless Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs), *IEEE Std 802.15.3-2003*.

[6] N. Al-Dhahir, J. Cioffi, “Fast Computation of Channel-Estimate Based Equalizers in Packet Data Transmission,” *IEEE Trans. on Signal Proc.*, vol.43, no.11, pp.2462-2473, Nov. 1995.

[7] W. Li, M. Tomisawa, “A New Receiver Architecture for Joint Carrire, Channel, and Data Estimatin for High-rate WPAN Systems,” *in Proc. of VTC 2002*, pp.1637-1641, Sept. 2002.

[8] M. Pukkila, “Iterative Receivers and Multichannel Equalisation for Time Division Multiple Access Systems,” *Ph.D Dissertation, Helsinki University of Technology*, 2003.

[9] M. Magarini, A. Spalvieri, “MMSE Decision Feedback Equalizer from Channel Estimate,” *in Proc. of PIMRC*, pp.1722-1726. 2002

강 성 진 (姜聲辰)



1992년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1994년 8월 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1998년 8월 : 연세대학교 전자공학과 (공학박사)  
 1998년 12월~2000년 1월 : ETRI  
 무선방송기술연구소 선임연구원  
 2000년 3월~2002년 8월 : (주)이노텔리텍 기술이사  
 2002년 9월~2007년 2월 : 전자부품연구원 통신네트워크연구센터 책임연구원  
 2007년 3월~현재 : 한국기술교육대학교 전기전자통신공학부 부교수  
 관심분야 : WLAN, WPAN, Modem SoC