

OFDM system을 위한 Pre-Equalizer 시스템의 성능 분석

조 경 철*

Performance Analysis of the Pre-Equalizer System for the OFDM System

Kyung-chul Cho*

요 약

본 논문에서는 초고속 멀티미디어 통신에서 고속전송으로 인한 다중경로 페이딩과 인접 심볼간의 간섭현상으로 인한 시스템의 성능 저하를 보상하기 위하여 송신신호를 미리 왜곡시키는 사전등화기를 사용한 OFDM 시스템을 제안하고, C언어를 이용하여 OFDM 시스템을 모델링하였고, 시뮬레이션을 진행하였다. 그 결과 BER이 10^{-3} 에서 약 7dB의 성능향상이 있었고, MMSE 특성 또한 10^{-3} 에서 10^{-4} 으로 향상되었다.

Key Words : MIMO, OFDM, Turbo-code, Equalizer, MMSE

ABSTRACT

In this paper, we propose an OFDM system with a pre-equalizer which pre-distorting a transmission signal to compensate for the degradation of the system by the intersymbol interference and multi-path fading at the high-speed multimedia communications. We model an OFDM system by using C language, a simulation was performed. As a result, there was a performance of BER is about 7dB at 10^{-3} , improved to 10^{-4} on the MMSE property also 10^{-3} .

I. 서 론

멀티미디어 시대를 맞이하여 대용량의 데이터를 고속으로 전송해야 하는 필요성이 최근 들어 급격히 증대되고 있다. 특히, 인터넷을 통한 음성, 비디오, 데이터 통신이 최근 크게 증가하고, 3G 통신이후 초고속 무선시스템이 급속히 보급됨에 따라 이동 중에 사용할 수 있는 무선 광대역 멀티미디어 통신에 대한 기대가 증가하고 있다. 4세대 이후의 이동 통신 시스템에서는 1Gbps 이상의 고속 인터넷과 광대역 멀티미디어 서비스를 제공하는 것을 목표로 하고 있다. 이러한

요구를 만족시키기 위해서는 한정된 주파수 자원을 사용하는 방법으로 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 시스템이 주목 받고 있다¹⁾

OFDM 전송방식은 전체 전송대역을 다수의 협대역 직교 부채널로 분할하여 각 부채널로 데이터를 동시에 전송하는 방식으로 변조와 복조를 각각 IFFT와 FFT를 사용하여 고속으로 구현할 수 있으며, 보호구간을 연속된 두 OFDM 심볼 사이에 삽입하여 심볼간 간섭 및 채널간 간섭을 제거할 수 있기 때문에 등화기의 구조가 매우 간단해지는 장점이 있어 최근 고속의 전송시스템의 표준안으로 채택되었다²⁾

* First Author : Dept. of Broadcasting & Communication, ICT Polytech Institute of Korea, kccho@ict.ac.kr
논문번호: KICS2014-11-456, Received November 10, 2014; Revised December 1, 2014; Accepted December 1, 2014

1993년 C. Berrou에 의해서 제안된 터보 코드는 RSCC(recursive systematic convolutional code)의 구조로서, AWGN 채널 환경에서 비교적 간단한 디코딩 알고리즘을 가지면서 18번의 반복 디코딩시 0.7dB의 낮은 신호대 잡음비에서 10^{-5} 이라는 Shannon limit에 거의 근접하는 오류 성능을 갖는 것으로 알려져 있으며, 또한 페이딩 채널 상에서도 신뢰성 있는 코딩 기법으로 알려져 있다³⁾.

따라서 본 논문에서는 이러한 OFDM 전송방식에 터보 디코딩기술과 등화기술을 접목하였고, 페이딩 및 ISI 채널에 대한 보상을 위하여 송신단에 등화기를 구현한 OFDM 시스템을 제안하였다. 또한, C언어를 이용하여 각각의 시스템을 모델링하고 이를 통하여 시뮬레이션과 성능을 분석한다.

본 논문의 구성은 2장에서는 본 논문에서 제안한 OFDM 시스템의 구성을 설명하고, 3장에서는 등화기의 MSE 수렴성능과 BER 성능을 분석한다. 그리고, 마지막 4장에서는 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템의 구성

본 논문에서 제안된 등화기를 갖는 MIMO- OFDM 시스템의 블록도는 그림 1에 나타내었다³⁾.

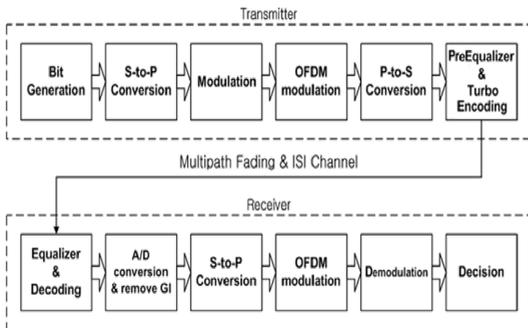


그림 1. 제안된 OFDM 시스템 블록도
Fig. 1. Block Diagram of proposed OFDM system

2.1 터보 코드의 부호기

Turbo Code의 부호화 기법은 하나의 systematic 정보와 두 개의 recursive systematic convolutional 부호기의 출력을 통하여 부호화되며, 두 개의 convolutional 부호기 사이에는 인터리버를 두어 서로 다른 정보를 포함 할 수 있도록 한다. 여기에서 사용하는 콘볼루션 부호기는 기존의 non-systematic 구조와 같은 자유거리를 갖는 특성을 가지고 있다. 여기에서 systematic이란 데이터를 부호화했을 때 정보 데이터가 부가비

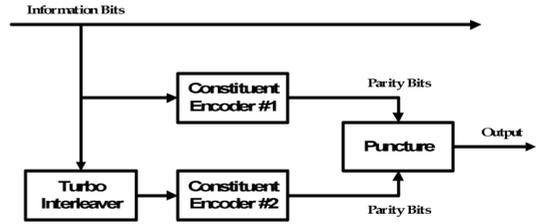


그림 2. 터보코드의 블록도
Fig. 2. Turbo Encoder Block Diagram

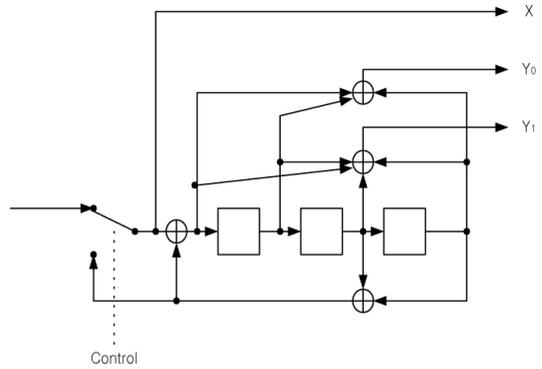


그림 3. 부호기 구조
Fig. 3. Constituent Encoder

트(redundancy or parity check bit)와 분리되어 나타나는 현상을 말하는데 일반적으로 블록 계열에서는 주로 systematic한 데이터를 부호기의 출력으로 한다. 터보 부호기의 구조는 그림 2, 3과 같다.

2.2 OFDM

본 논문에서 제안된 OFDM 시스템의 구조는 그림 1에 나타내었다. 송신단에서 전송되는 전송 OFDM 신호는 다음과 같이 주어진다⁴⁾.

$$T'(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t - nT_s) e^{j2\pi f_k t} e^{j2\pi f_c t} \quad (1)$$

여기서 n 은 시간의 첨자, N 은 부채널의 개수, T_s 는 OFDM 심벌 구간의 길이, P 는 전송되는 파워, $a_{n,k}$ 는 k 번째 부채널의 n 번째 전송되는 심벌, f_k 는 k 번째 부채널의 주파수, f_c 는 반송파의 주파수, 그리고 $g(t)$ 는 구형파의 모양을 갖는 펄스 모양 함수이다. 이러한 전송 신호는 다중경로를 갖는 무선 채널을 통해 전송을 하게 된다.

본 논문에서는 다음과 같은 이중 경로를 갖는 채널을 사용한다.

$$h(t) = \delta(t) + \alpha \delta(t - \tau) \quad (2)$$

여기서, α 는 반사파의 감쇄상수이고, τ 는 delay spread 이다. 또한, 우리는 α 는 레일리 확률 변수라 가정하고, τ 는 보호구간보다 작고 uniform 확률 변수라고 가정한다. 이러한 채널 모델은 직접파가 존재하고, 여러 개의 반사파를 하나의 대표 모델로 표시할 수 있는 무선랜 환경에 매우 적합한 채널 모델이다. 이중 경로를 통해 수신되어지는 수신 신호는 채널의 응답과 Additive White Gaussian Noise(AWGN) 잡음에 의한 합으로 표시된다.

$$R'(t) = T'(t) * h(t) + n(t) \tag{3}$$

여기서 ‘*’는 컨볼루션을 나타내고, $n(t)$ 는 two-side power spectral density, $N_0/2$ 를 갖는 AWGN 잡음이다. 여기서, 전송 신호를 사용하여 수신신호를 표현 하면 다음과 같이 주어진다.

$$R'(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t - nT_s) e^{j2\pi f_k t} e^{j2\pi f_c t} + \alpha \frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t - \tau - nT_s) e^{j2\pi(f_k + f_c)(t-\tau)} \right] + n(t) \tag{4}$$

채널을 통해 수신된 신호는 반송파의 주파수를 곱하여 기저대역 신호로 바뀌게 된다. 여기서, 우리는 반송파의 주파수와 시간에 있어서 동기가 완벽하다고 가정한다. 이러한 가정하에서 기저대역으로 바뀌어진 수신 신호는 다음과 같이 주어지게 된다.

$$R(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t - nT_s) e^{j2\pi f_k t} + \alpha \frac{P}{\sqrt{T_s}} a_{n,k} g(t - \tau - nT_s) e^{j2\pi f_k (t-\tau)} e^{-j2\pi f_c \tau} \right] + n(t) e^{-j2\pi f_c t} \tag{5}$$

기저 대역으로 바뀌어진 수신 신호는 각각 OFDM 시스템의 부채널로 들어가 부채널 주파수가 곱해지고 적분기를 통과하는 Matched Filter (MF)를 지나게 된다. k번째 부채널에서 MF를 지나는 출력신호는 다음과 같이 주어진다.

$$u_{n,k} = Pa_{n,k} + \alpha Pa_{n,k} e^{-j2\pi(f_k + f_c)\tau} + N_{n,k} \tag{6}$$

여기서 $N_{n,k}$ 는 k번째 부채널에서의 AWGN에 의한 등가 잡음으로 Gaussian 분포를 가지게 된다⁴⁾. 우리는 여기서 $N_{n,k}$ 가 independent identically distributed

(iid) process라 가정한다. 이러한 가정에 의해서, $N_{n,k}$ 는 시간에 무관한 확률 변수인 N 으로 대체가 가능하다. 또한, 일반적으로 f_c 가 보다는 크다는 것을 이용하면, f_c 의 값이 1보다 크게 된다. 이러한 조건은 반사파에 의한 위상을 0부터 2사이의 uniform 확률 변수로 모델링 할 수 있게 한다. 이러한 가정과 모델링을 이용하면, k번째 부채널에서 MF출력 신호를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$u_{n,k} = Pa_{n,k} + \alpha Pa_{n,k} e^{-j\theta} + N \tag{7}$$

여기서, $u_{n,k}$ 는 등화기를 갖지 않는 시스템에서는 decision을 위한 값으로 사용이 되고, 등화기를 갖는 시스템에서는 등화기의 입력으로 사용이 된다. 등화기의 구조는 그림 4에 나타내었다.

여기에서 사용되어지는 탭계수의 값은 수신단에서 사용되는 탭계수와 동일하게 적용되며, 송신단에서 사용되어지는 최종 출력신호는 검파기 이전의 신호가 사용되어진다.

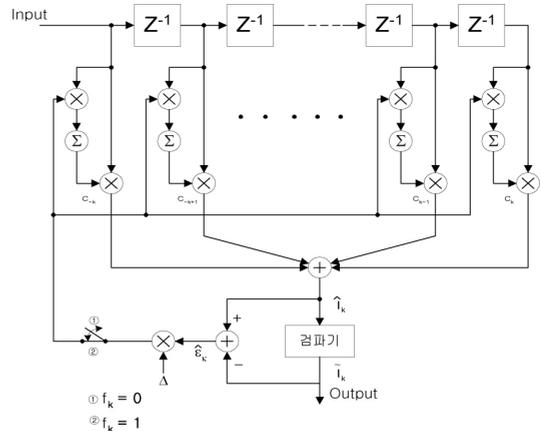


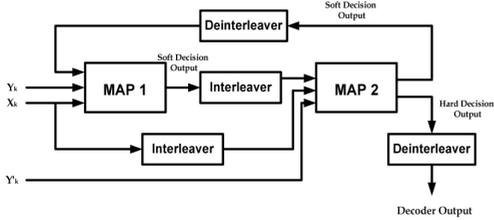
그림 4. Stop-&-Go알고리즘을 이용한 등화기 구성도
Fig. 4. Structure of equalizer using Stop-&-Go algorithm

2.3 터보코드 복호

터보 코드 복호기의 일반적인 구조는 그림 5와 같다. 그림 5에서 앞단과 뒷단에 위치한 MAP 복호기는 SISO(soft input/soft output) 복호기로 구성되며 그 출력 값은 반복 복호에 사용하게 된다.

첫 번째 복호기는 수신된 정보 비트를 사용하여 soft decision 정보를 생성하며, 이 값은 인터리버를 통해 순서를 재배열한 뒤 두 번째 복호기의 2차 복호에 사용된다.

두 번째 복호기는 인터리버에 의해 재배열된 수신



$$L(d_i) = \log \left(\frac{\Pr(d_i = +1 | \text{observation})}{\Pr(d_i = -1 | \text{observation})} \right)$$

$$= \frac{2}{\sigma^2} X_i + L_s(d_i) + L_r(d_i)$$

$$\hat{d}_i = 1 \text{ if } L(d_i) \geq 0$$

$$\hat{d}_i = 0 \text{ if } L(d_i) < 0$$

그림 5. 터보 복호기의 블록도
Fig. 5. Turbo Decoder Block Diagram

정보 비트와 패리티 비트, 그리고 첫 번째 복호기에서 생성된 값을 사용하여 soft- decision 정보를 생성하며, 이 값은 반복 복호시에 첫 번째 복호기의 입력값으로 feedback된다. 이러 방식으로 요구하는 BER 성능을 얻을 때까지 반복되어 진다.

MAP 알고리즘은 BER을 최소화하고, 반복 복호 방식에 있어 가장 중요한 요소인 soft output을 생성한다는 장점이 있지만 복호를 시작하기 전에 전체 데이터 프레임의 수신해야 하는데, 이에 따른 시간 지연의 문제와 인터리버와 디인터리버에 따른 지연 문제 및 구현하기 어렵다는 단점이 있다^[5,6].

본 논문에서 제안하는 디코더의 구조는 기존의 터보 디코더의 구조를 유지하고 있으며, 그림 6에서 MAP1과 MAP2의 복호기의 출력단에 블라인드 등화기를 접목함으로써 반복의 횟수를 줄인다. 이 때, 사용된 등화기는 전체 디코더의 하드웨어 복잡성을 줄이기 위하여 탭 계수의 수를 최소한으로 줄인다. 또한 등화기1과 등화기2에 사용되는 계수를 서로 공유시킴으로써 탭 계수의 수렴 속도를 극대화시킨다.

또한 반복 횟수를 자동적으로 조절하는 알고리즘을 적용하여 불필요한 반복을 없앤다.

기존의 Stop-&-Go 알고리즘의 MSE 수렴성능을 향상시키기 위해 계수 조정식을 다음 식 (8)과 같은

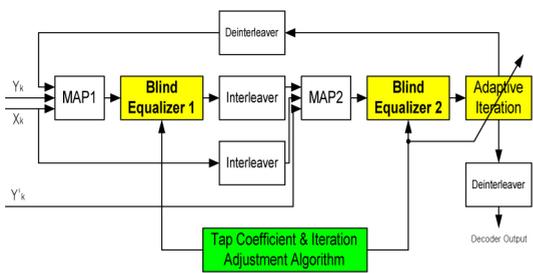


그림 6. 제안된 Turbo Decoder의 블록도
Fig. 6. Block of the proposed the Turbo Decoder

데이터 재활용 탭계수 조정 알고리즘을 적용하였다.

$$C_{n,k-1} = C_{n,k} + \alpha f_{n,k} \hat{e}_{n,k} x_{n,k} \quad (8)$$

한 개의 필터 출력을 만들어 내는 과정에서 기존의 Stop-&-Go 알고리즘의 탭 계수 값들은 한번 갱신되지만 본 논문에서 적용된 데이터 재활용 알고리즘은 한 개의 출력 값을 만들어내는 과정에 재활용 버퍼에 든 데이터의 개수만큼 반복 갱신을 거치게 된다^[7].

본 논문에서는 시뮬레이션 결과 반복 갱신이 3회일 때, 최적의 성능을 보였으며, 앞으로 모든 등화 결과는 반복횟수를 3회로 적용한 결과에 대해서 다룬다^[8].

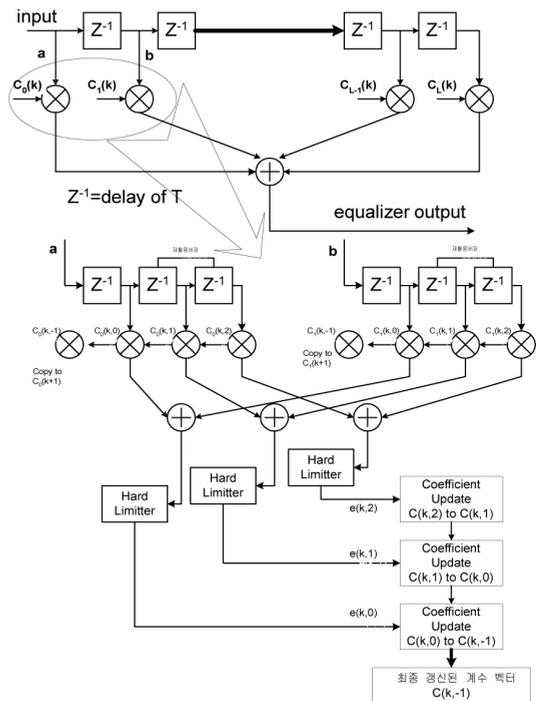


그림 7. 제안한 시스템에 사용된 등화기의 구조
Fig. 7. Structure of the equalizer used in proposed system

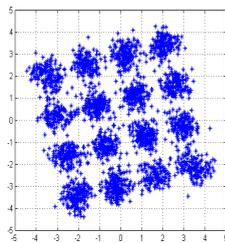
III. OFDM 시스템의 성능 분석

시뮬레이션의 기본 구조는 그림 1과 같이 설정하였으며, 입력데이터는 변·복조부, S/P converter 그리고 IFFT를 수행 후 터보 부호기를 거쳐 페이딩과 ISI 채널로 전송되며 채널을 통한 신호는 수신단에서 송신단의 역의 과정인 FFT, P/S converter 그리고 복조부를 통하여 최종 수신된다. 이때 변·복조부는 16-QAM으로 설정하였으며, 시스템의 변복조부는 동

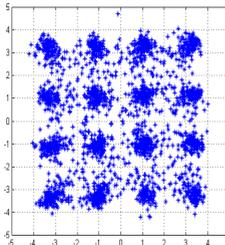
기 되었다고 가정하고, 반송과 위상의 지터는 고려하지 않았다.

그림 8 a, b에서는 사전등화기가 적용되지 않은 경우와 사전등화기가 적용되지 않은 경우의 채널 특성을 볼 수 있는 16-QAM의 정상도이고, 그림 8(c)에서는 사전등화기를 사용한 경우의 16-QAM 정상도로 채널 특성이 안정화 되어지는 것을 시뮬레이션 결과로 알 수 있다.

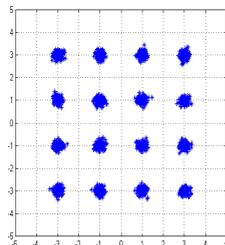
그림 9의 경우는 사전 등화기를 적용한 경우와 적용하지 않은 경우의 BER 성능을 나타내었다. 채널 등화를 사전에 1회 적용하였을 경우 BER이 10^{-3} 에서 20dB에서 13dB로 약 7dB이득이 있다. 또한, MMSE (minimum mean square error) 수렴 특성에서도 사전 등화를 거치지 않은 경우 10^{-3} 에서 수렴하지만 사전 등화를 거친 경우 10^{-4} 에서 수렴하여 그 성능이 향상되었다.



(a) Channel characteristics when no pre-equalizer
(a) 사전등화기가 없는 경우의 채널특성

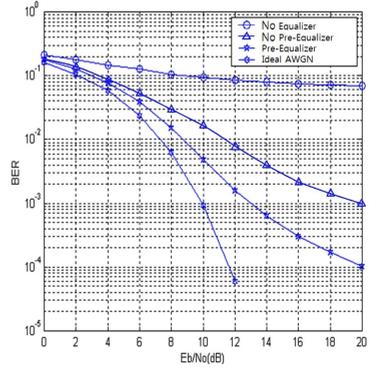


(b) Channel characteristics when applied to pre-equalizer
(b) 사전등화기 사용한 경우의 채널특성

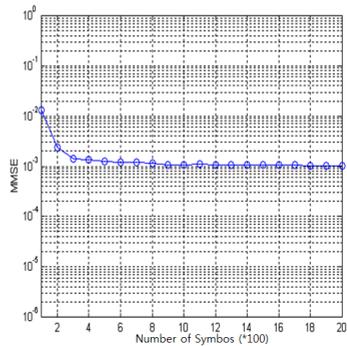


(a) output signal after applied to pre-equalizer
(c) 사전등화기 적용 후의 출력신호

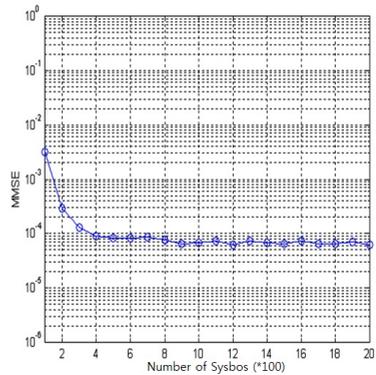
그림 8. 수신신호의 정상도
Fig. 8. Constellation of received signal



(a) performance of BER
(a) BER 성능



(b) MMSE when no pre-equalizer
(b) 사전 등화기가 없는 경우의 MMSE



(c) MMSE when applied to pre-equalizer
(c) 사전 등화기가 적용된 경우의 MMSE

그림 9. BER 및 MMSE 성능
Fig. 9. Performance of BER, MMSE

그림 9 b, c는 사전 등화기가 적용된 경우와 그렇지 않은 경우의 MMSE특성 곡선을 나타내고 있다. 그림에서 보듯이 수렴시간에서는 거의 일치하나, MMSE 값에서 사전등화기가 적용된 경우 매우 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있다.

IV. 결 론

우리는 화상, 동영상 등의 멀티미디어 서비스에 적합한 빠른 수렴 속도를 갖는 등화기를 OFDM 시스템에 적용하였다. 변복조 방식으로는 16-QAM 변복조 방식을 사용하였고, 터보 부호 기술을 적용하고, 수신단에 등화기가 적용된 변형 터보 복호기술을 사용하였다. 송신단에서는 사전등화 기술이 적용되지 않은 경우와 사전 등화 기술이 적용된 경우에 대하여 모의 실험을 행하였다. 또한, 변조된 신호를 이상적인 AWGN 채널과 전형적인 무선채널 환경인 페이딩과 ISI가 공존하는 채널을 모델링하여 시뮬레이션을 하였으며, 시스템의 성능을 측정하기 위하여 사전 등화기가 적용된 시스템과 적용되지 않은 시스템으로 구분하여 비교하였다.

모의 실험결과 사전 등화를 적용한 경우는 적용하지 않은 경우, MMSE 수렴 특성 곡선은 수렴시간에는 약 400개의 심볼 수신 후 수렴이 되는 것으로 거의 차이는 없으나 사전등화기를 적용한 경우의 MMSE 수렴 곡선이 10^{-3} 에서 10^{-4} 으로 향상됨을 알 수 있었으며, AWGN만 존재하는 채널의 경우 10^{-3} 의 BER을 갖기 위해서는 10dB의 E_b/N_0 를 필요하였으며, 사전 등화기를 사용하지 않은 경우는 20dB의 E_b/N_0 가 요구 되었고, 사전 등화기를 사용한 경우는 약 13dB의 E_b/N_0 가 요구 되었다. 그러므로 사전 등화기를 사용한 경우는 그렇지 않은 경우보다 약 7dB 정도의 이득을 얻을 수 있었다. 향후 여러 등화 알고리즘 및 변조 방식을 변경하여 시뮬레이션 할 계획이며, VHDL을 이용하여 원칩화 할 것이다.

References

[1] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channel," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 17, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.

[2] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, no. 2, pp. 100-109, Feb. 1995.

[3] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-Codes," *ICC'93*, pp. 1064-1070, Geneva, Switzerland, May 1993.

[4] W. Hwang and K. Kim, "Performance

analysis of OFDM on the shadowed multipath channels," *IEEE Trans. Consumer Electron.*, vol. 44, no. 4, pp. 1323-1328, Nov. 1998.

[5] R. Koetter, A. C. Singer, and M. Tüchler "Turbo equalization," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 21, no. 1, pp. 67-80, Jan. 2004.

[6] Michael Tüchler and Andrew C. Singer, "Turbo Equalization: An Overview" *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 57, no. 2, pp. 920-952, Feb. 2011.

[7] N. Al-Dhahir, "FIR Channel- Shortening Equalizers for MIMO ISI Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 2, pp. 213-218, Feb. 2001.

[8] K. C. Cho and H. K. Lee "Performance analysis of the turbo-equalizer system for the OFDM system," *J. KICS*, vol. 36, no. 10, pp. 128-133, Oct. 2011.

조 경 철 (Kyung-chul Cho)



1995년 2월 : 순천향대학교 정보통신공학과 학사
 1997년 8월 : 순천향대학교 정보통신공학과 석사
 2001년 8월 : 순천향대학교 정보통신공학과 박사수료
 2003년 2월~현재 : ICT폴리텍

대학 방송통신설비과 교수

<관심분야> MIMO, OFDM, Equalizer, RFID