工學碩士 學位論文

이동무선통신환경에서 ETD-Turbo Codes를 적용한 MC-CDMA 시스템의 성능 분석

2002年 2月

釜慶大學校 大學院

情報通信工學科

朴 朱 蓮

工學碩士 學位論文

이동무선통신환경에서 ETD-Turbo Codes를 적용한 MC-CDMA 시스템의 성능 분석

指導教授 河 德 鎬

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2002年 2月

釜慶大學校 大學院

情報通信工學科

朴 朱 蓮

朴朱蓮의 工學碩士 學位論文을 認准함

2001年 12月 26日

主 審 工學博士 尹 鍾 樂 ㊞

委 員 工學博士 鄭 淵 湖 ㊞

委 員 工學博士 河 德 鎬 ㊞

목 차

그림 목차

표 목차

The Performance Analysis of ETD-Turbo Coded MC-CDMA System in Mobile Radio Communication Environments

Ju-Ryoun Park

Department of Telematics Engineering

Graduate School

Pukyong National University

Abstract

In this thesis, we analyzed the performance of ETD-turbo coded MC-CDMA system over both additive white Gaussian noise (AWGN) and Rayleigh fading channels.

Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) that is a form of combining DS-CDMA and orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is digital modulation technique which known to robust against frequency-selective fading channels and have good spectral efficiency. Therefore, the MC-CDMA technique is appropriate for high data rate wireless communications. As a MC-CDMA signal is composed of N narrowband subcarrier signals each of which has symbol duration much larger than the delay spread, it is not experience the effect of inter-symbol interference (ISI) and inter-chip interference (ICI) as does DS-CDMA and can obtain the frequency diversity effect.

Meanwhile, turbo code is an error correcting code that can achieve near Shannon's capacity limit at a low E_b/N_0 using an iterative decoding algorithm. The turbo encoder is consists of two recursive systematic convolutional (RSC) encoders linked by an interleaver. It is known that a RSC encoder produces increased weight in codewords comparing to a non-recursive systematic convolutional (NSC) encoder and so have better performance. The interleaver has the roles as follows: One avoids the pair of low weight parity bits from two RSC encoders and the other provides the time diversity effect on the output sequences. To increase the time diversity effect of turbo code, we propose a novel turbo coded configuration that add another interleaver to input stage of the first RSC encoder and this is called Enhanced Time Diversity-Turbo Codes (ETD-Turbo Codes).

In this thesis, we show that the performance for ETD-turbo coded MC-CDMA system over both AWGN and Rayleigh fading channels is superior to that for convolutional coded and conventional turbo coded MC-CDMA system. As the result of computer simulations, the performance of ETD-turbo coded MC-CDMA system over a Rayleigh fading channel has remarkable improvement of about 5dB compared to the convolutional coded system. For an AWGN channel, it have improvement of about 3dB compared to the convolutional coded system. And the ETD-turbo coded MC-CDMA system have the lower bit-error-rate (BER) than the conventional turbo coded system, but it requires less signal-to-noise ratios (SNR) compare with the conventional turbo code.

Consequently, the MC-CDMA system using ETD-turbo codes over both AWGN and Rayleigh fading channels can improve bit error rate and transmit high data rate at a low SNR.

Ⅰ. 서론

차세대 이동 통신 시스템에서는 고속의 멀티미디어 데이터의 신뢰성 있는 전송이 요구되며, 이러한 고속 데이터의 신뢰성을 높이기 위해서는 강력한 채널 코딩 및 효율적인 변조 방식이 요구된다.

변조 방식에 대한 많은 연구와 전반적인 통신 기술의 발달로 국내외적으로 여러 기술이 제안되고 있는데, 그 중에서도 코드 분할 다중 접속(Code Division Multiple Access: CDMA) 방식이 각광받고 있다. 이 방식은 기존의 FDMA나 TDMA 방식의 주파수 분할과 시 분할로 인한 구조적 제약을 벗어나 전 대역을 공유하며 동시에 여러 사용자가 통신 가능한 개인 이동 무선 통신 및 무선 멀티미디어 통신 시스템 등의 차세대 통신 방식으로 자리잡기 시작했다. 그러나 이동무선통신 채널은 다중 경로 수신에 의하여 특성화되며, 수신기에 도달하는 신호는 직접파 뿐만 아니라 수많은 반사파를 포함하고 있다. 이들 반사파는 직접파에 영향을 주어 무선망의 성능을 감쇄시키는 원인이 된다. 따라서 무선망은 이 반사파의 영향을 최소화하도록 설계되어야 하며, 주어진 주파수 대역에서 최대의 사용자를 수용할 수 있도록 주파수 효율을 최대한으로 높여야 한다. 대부분의 변조 기술은 채널의 지연 확산에 비하여 채널 심볼율이 크면 ISI(Inter-Symbol Interference)에 민감하게 된다. 일반적인 DS-CDMA 시스템에서는 채널의 지연 확산이 심볼 간격보다 클 경우 심각한 ISI 영향을 받게 되어 실용적이지 못하게 된다. 이 경우 심볼율을 최소화시키는 기술이 매우 중요하다. 또한 DS-CDMA 시스템에서 ISI 영향을 무시할 정도로 전송율을 낮게 하면, 다중 경로 페이딩에 의한 ICI(Inter-Chip Interference) 영향으로 인해 심

각한 성능 감퇴가 발생하게 된다. 특히 DS-CDMA 방식은 사용자 간섭에 의해 시스템의 용량이 제한받는 것으로 알려져 있으며, 이를 제거하기 위해서 채널의 추정, 등화기, 전력 제어기, RAKE 수신기 등과 같은 부가적인 장치가 요구되어 시스템 구성이 복잡하게 된다. 이러한 DS-CDMA 방식의 결점을 보완하기 위해 다수의 부반송파(subcarrier)를 사용하는 MC-CDMA 방식이 제안되었다. 이 방식은 반송파 단위의 대역 확산없이 많은 협대역의 직교 부반송파에 동일한 데이터 심볼을 전송함으로써 ICI 문제를 해결할 수 있다. 사용되는 부반송파의 수는 확산 부호의 길이와 같거나 크며, 이로부터 주파수 다이버시티 효과를 기대할 수 있다[1].

디지털 통신 시스템에서 음성, 문자, 멀티미디어 데이터 등의 정보를 전송할 때 잡음, 간섭 그리고 페이딩으로 인한 오류의 발생은 불가피하다. 이러한 오류를 적절히 제어하여 시스템의 신뢰도를 높이기 위해서는 오류 제어 기법을 도입하는 것이 필요하다. 채널의 특성에 따라 오류 제어 기법은 여러 가지 형태로 변형될 수 있으나, 기본적인 방법은 오류 정정 부호(error correcting code)를 사용하는 것이다. 대수학적인 체계를 바탕으로 점진적으로 발전해 오던 부호 이론은 1955년에 고안된 길쌈 부호(convolutional code)에 의해 변화의 계기를 마련하게 된다. 기존의 블록 부호(block code)는 신호의 심볼 집합을 갈루아 영역(Galois field)으로 제한했던 데 반해, 길쌈 부호는 심볼 집합을 실수 집합 전체로 확장함으로써, 연판정(soft decision)에 의한 성능 개선을 할 수 있게 되었다. 그리고 비터비 알고리즘(viterbi algorithm)이 개발되면서, 길쌈 부호는 블록 부호에 비해 상대적으로 빈약한 이론적 기반에도 불구하고 현재에 이르기까지 끊임없는 연구와 개량이 이루어지고 있다. 1993년 C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima에 의해 처음으로 제안된 터보 부호는 길쌈 부호의 복호 방법으로서 1974년에 Bahl, Cocke 및 Jelinek과 Raviv들에 의해 제안된 'BCJR 알

고리즘[2]'을 수정한 오류 정정 부호이다. 이는 인터리버(interleaver)를 경유하는 형태의 연접 부호(concatenated code)를 적용하여 특유의 반복 복호로 Shannon의 채널 용량(channel capacity)에 근접하는 오류 정정 능력을 보인다 [3]. 터보 부호의 구성 형태는 부호기에 두 개의 RSC (Recursive Systematic Convolutional) 부호가 병렬로 연결되고 두 번째 RSC 입력단 앞에 인터리버를 사용한다. 터보 부호에서는 RSC를 구성 부호로써 사용하고 있는데, 이는 낮은 SNR(Signal-to-Noise Ratio)에서 RSC의 BER(Bit Error Rate)이 같은 구조를 갖는 NSC(Non-Systematic Convolutional)의 BER보다 언제나 작으며, 높은 SNR에서는 NSC의 성능이 RSC 보다 좋게 나타나기 때문이다. 터보 부호에 사용된 인터리버는 병렬 연결된 한 RSC 부호기로부터 나오는 낮은 가중치의 코드 워드가 다른 RSC 부호기의 낮은 가중치의 코드워드와 서로 쌍이 되는 것을 피하게 해주고, 출력되는 코드 워드의 순서를 변화시켜서 복호 과정에서 시간 다이버시티 효과를 얻게 해준다.

본 논문에서는 MC-CDMA 시스템에 기존의 터보 부호 형태에 인터리버를 하나 더 사용하여 복호 단계에서 얻어지는 시간 다이버시티 효과를 증가시킨 새로운 형태의 터보 부호(Enhanced Time Diversity - Turbo Codes: ETD - Turbo Codes)를 적용하여 시스템의 성능을 분석하였다[16]. 2장에서는 DS-CDMA, MC/DS-CDMA 그리고 MC-CDMA 시스템의 특성과 송·수신기 구성에 대하여 검토하고, 3장에서는 일반적인 터보 부호의 구성과 복호 알고리즘, ETD-Turbo Codes의 구성에 대하여 살펴보겠다. 그리고 4장에서는 본 논문에서 실제로 구현한 시스템의 구성과 채널 모델링에 대해 설명하였다. 5장에서는 시뮬레이션을 통해 시스템의 오율 특성을 분석하였으며, 마지막으로 6장에서는 결론을 맺는다.

Ⅱ. CDMA 시스템

CDMA(Code Division Multiple Access) 시스템은 디지털 변조 방식의 일종으로 각 사용자의 정보 신호를 확산 부호를 사용하여 주파수의 대역폭을 광대역으로 확장시킨 후 신호를 송신하는 방식이다. 확산 대역 통신 시스템에서 대역을 확산시키는 방법은 직접 대역 확산(Direct Sequence Spread Spectrum) 방식, 주파수 도약(Frequency Hopping) 방식, 시간 도약(Time Hopping) 방식, 하이브리드(Hybrid) 방식 등이 있다. CDMA 시스템은 위의 방식 중에서 직접 대역 확산 방식을 사용한 시스템이다.

2.1 DS-CDMA 시스템

DS-CDMA 방식은 정보 신호에 직교성을 갖는 확산 코드를 부여하여 대역을 확산시키므로 사용자의 구별이 가능하고 여러 사용자가 동시에 동일한 주파수 대역을 점유할 수 있다. DS-CDMA 시스템에서는 순방향 링크에서 사용자를 분리하기 위해 Hadamard 행렬에 의해 생성되는 Walsh code를 사용하고, 역방향 링크에서는 채널을 분리하기 위해 선형 궤환 이동 레지스터에 의해 생성되는 PN code를 사용한다.

그림 2-1은 처리 이득(processing gain)이 4인 송신기를 나타낸 것으로, 이로부터 발생되는 m번째 사용자의 송신 신호는 다음과 같이 나타낸다.

$$s_{DS}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty}\sum_{k=1}^{G_{DS}} a_m(i)\, c_m^{(k)} p_c(t-(k-1)T_c - iT_b)\cos(2\pi f_c t) \tag{2.1}$$

여기서, $a_m(i)$는 $\{+1, -1\}$로 i번째 입력 정보이고 $c_m^{(k)}$는 이용자 m의 확산부호계열에서 k번째 칩(chip)이다. T_b는 정보 비트 간격, T_c는 확산부호계열의 칩 간격이며, f_c는 임의의 반송파 주파수이다. 또한 $p_c(t)$는 구간 $[0, T_c]$에서 크기 1인 구형파를 의미한다. 그림 2-2는 송신 신호의 확산스펙트럼을 보인다. 단일 반송파 주파수 f_c를 중심으로 대략 $2/T_c$의 대역폭을 갖는다. 처리 이득 G_{DS}는 T_b/T_c로 나타낼 수 있으며, DS-CDMA를 규정하는 중요한 매개변수이다.

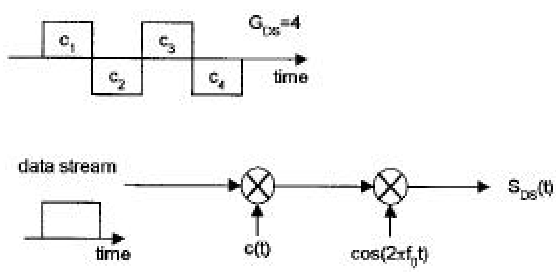


그림 2.1 DS-CDMA 송신기

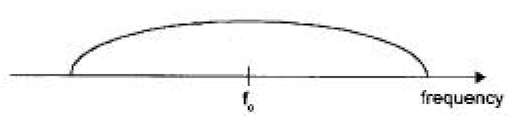


그림 2.2 송신 신호의 확산 스펙트럼

그림 2-3은 DS-CDMA의 수신기 구조이다. 단일 사용자에 대한 DS-CDMA RAKE 수신기는 다중 상관기를 포함하며, 각각은 수신된 신호로부터 분해 가능한 경로에 동기된다. RAKE 수신기에 사용되는 지로 수는 통상 1개에서 4개이며, 이는 성능 개선과 하드웨어 구성의 복잡성에 의해 제약을 받는다. RAKE 수신기에 기초를 둔 DS-CDMA에서는 확산부호계열의 불완전한 자기 상관 특성으로 인해 MAI(Multiple Access Interference)와 자기간섭(Self Interference)으로 시스템 용량이 제한받게 된다. 따라서 DS-CDMA 수신기가 시간 영역에서 여러 방향으로 분산되는 모든 수신 에너지를 이용하는 것은 매우 어렵다[4].

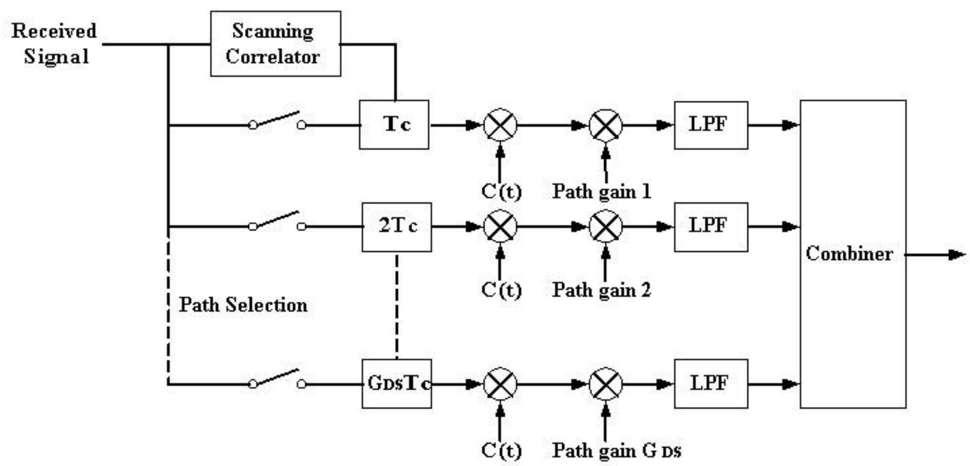


그림 2.3 DS-CDMA RAKE 수신기

2.2 MC-DS/CDMA 시스템

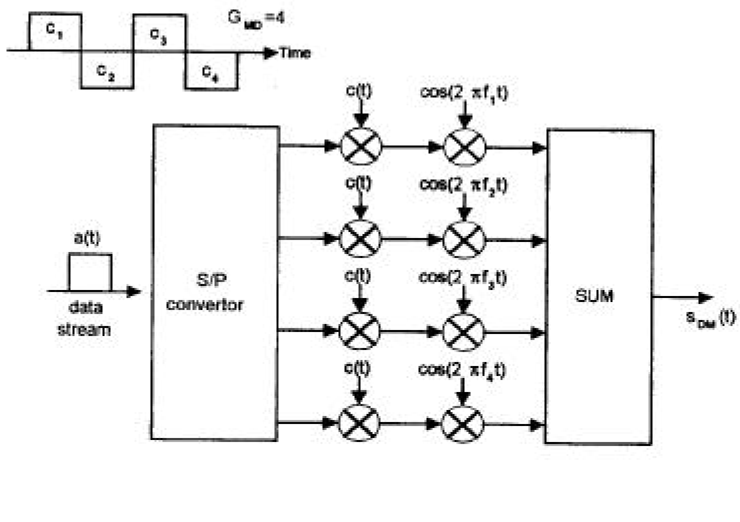
E.A Sourour와 M.Nakagawa에 의하여 제안된 MC-DS/CDMA 방식은 시간 영역에서 병렬로 변환된 정보를 주어진 확산 코드로 확산시킨다. 그 결과 최소의 주파수 간격을 확보하면서 지로간의 직교성을 만족시킬 수 있다. 이 방식의 특징은 각 부채널의 데이터 전송율을 낮춤으로써 칩 주기가 길어져 확산 코드의 동기를 확보하기가 상대적으로 쉽다[5].

그림 2-4와 그림 2-5는 각각 MC-DS/CDMA 송신기와 수신기로써 병렬 지로 $N_c = 4$, 처리 이득 $G_{MD} = 4$일 때를 도시한 것이다. 송신기에서 T_b의 구간을 갖는 정보 비트는 M개의 평행 스트림으로 직 · 병렬 변환된다. 새로운 비트 스트림은 $T = MT_b$의 간격을 갖고, 각 스트림은 동일 정보로 S개의 지로에 들어간다. 이 신호들은 인터리브를 통과하여 직접 확산(Direct Sequence)된 후 서로 다른 부반송파에 의하여 변조되고 결합하여 송신된다. i번째 사용자의 송신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s_{MD}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty}\sum_{j=1}^{N_c}\sum_{m=1}^{G_{MD}} b_j(t)\, c_m^{(k)} p_c(t-(k-1)T_c - iT_b)\cos\{2\pi(f_c+\Delta f)t\} \qquad (2.2)$$

여기서, $b_j(t)$는 i번째 입력 정보 비트의 jT_c번째 지로의 값이며 $c_m^{(k)}$는 사용자 m의 확산부호계열에서 k번째 칩이다. T_b는 각각 확산부호계열의 칩 간격과 정보 비트의 간격이며, $\Delta f(=1/T_b)$는 지로 사이의 간격이다. 그리고 $p_c(t)$는 단위 크기를 갖는 펄스 파형이다.

$$p_c(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & otherwise \end{cases} \tag{2.3}$$



±x림 2.4 MC-DS/CDMA 송신기

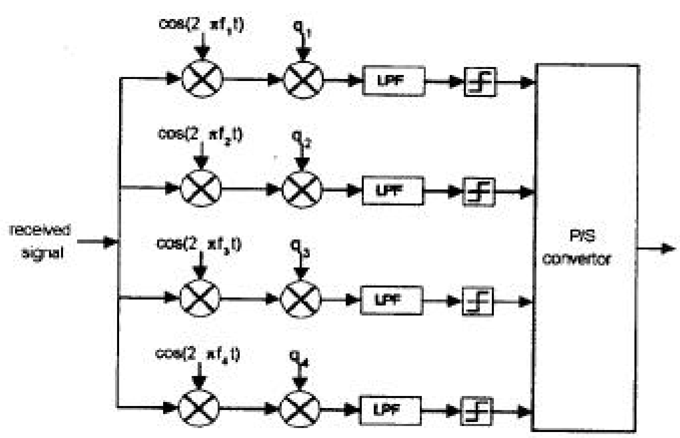


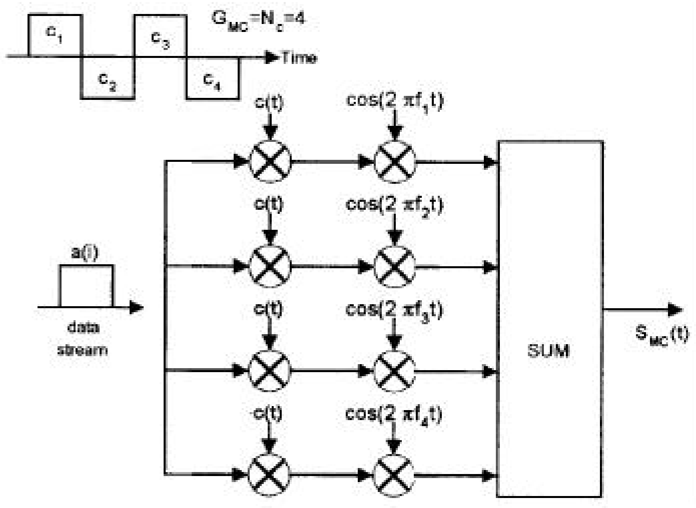
그림 2.5 MC-DS/CDMA 수신기

2.3 MC-CDMA 시스템

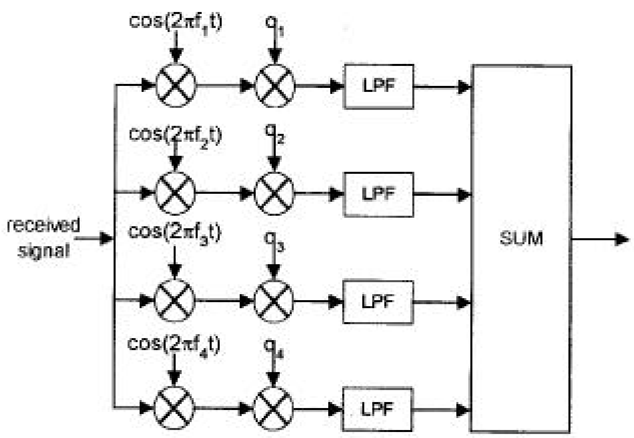
1993년 N.Yee와 J.P.Linnartz에 의해 처음으로 제안된 MC-CDMA 시스템은 주어진 확산부호계열을 이용하여 데이터의 주파수 스펙트럼을 확산한 뒤 주파수 영역에서 서로 다른 반송파 즉, 다수개의 협대역 부반송파를 이용하여 전송하는 방식이다[1],[6],[7].

기존의 DS-CDMA 방식에서는 채널의 지연 확산이 데이터의 심볼 구간보다 클 경우에 ISI(Inter-Symbol Interference)가 발생하고, ISI의 영향을 없애기 위해 낮은 전송률로 전송할 경우에는 ICI(Inter-Chip Interference)가 발생하는 문제점이 있었다. 이를 해결하기 위해서는 채널의 추정, 등화기, 전력제어기, RAKE 수신기 등의 부가적인 장치를 사용하면 되지만 시스템의 구성이 복잡해지게 된다. 따라서 이와 같은 문제점들을 해결하기 위해 다수의 부반송파를 이용한 변조 기술로 MC-CDMA 방식이 제안되었다. 이 방식은 반송파 단위의 대역 확산없이 협대역의 직교 부반송파에 동일한 데이터 심볼을 전송함으로써 ICI 문제를 개선할 수 있으며, 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있다.

그림 2-6과 2-7은 각각 MC-CDMA 시스템의 송·수신기 구조이다. 데이터를 주어진 확산 부호를 사용하여 주파수 영역에서 서로 다른 반송파 즉, 다수개의 협대역 부반송파를 통하여 전송한다. 각 부반송파별로 협대역으로 확산이 수행되므로 확산 부호가 커질 때 발생하는 신호 처리의 복잡성이 줄어들며 동일한 부반송파내에서 각 사용자는 직교 부호에 의해 구별된다.



림 2.6 MC-CDMA 송신기



±×림 2.7 MC-CDMA 수신기

m번째 사용자의 k번째 데이터 비트에 대응되는 송신 신호는 다음 식과 같이

표현된다.

$$S_{MC}(t) = \sum_{i=1}^{N-1} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi f_c t + 2\pi i \frac{F}{T_b} t) p_{T_b}(t - kT_b) \qquad (2.4)$$

여기서, $c_m[i] \in \{-1, 1\}$**는** $i = 0, 1, \cdots, N-1$ **일 때** m**번째 사용자의 확산 부호를 나타내고** $p_{T_b}(t)$**는 구간** $[0, T_b]$**에서 단위 크기를 갖는 펄스 파형이다**. **입력 데이터 심볼** $a_m[k]$**는** $\{-1, 1\}$**로 동일 확률로 전송된다**.

Ⅲ. 터보 부호 (Turbo Codes)

3.1 터보 부호기 (Turbo Encoder)

1993년 C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima는 길쌈 부호의 복호 방식으로써 1974년에 Bahl, Cocke 및 Jelinek과 Raviv들에 의해 제안된 'BCJR 알고리즘'을 개량하여 인터리버를 경유하는 특수한 형태의 연접 부호에 적용시켜, Shannon의 채널 용량 한계에 근접하는 오류 정정 능력을 보이는 터보 부호를 설계하였다.

터보 부호기의 구성 형태는 부호기에 두 개의 RSC 부호가 병렬로 연결되고 두 번째 RSC 부호의 입력단 앞에 인터리버를 사용한다. 낮은 SNR에서는 RSC 부호의 BER이 같은 구조의 NSC 부호의 BER보다 항상 작고, 높은 SNR에서는 NSC 부호의 성능이 좋게 나타난다. 따라서 터보 부호기에서는 RSC 부호를 구성 부호로 사용하고 있다[8].

그림 3-1은 전형적인 터보 부호기 구조이다. 인터리버에 의해 구분된 두 개의 RSC 부호기로 구성되어 있으며, 두 번째 RSC 부호화기는 입력 프레임의 비트들이 인터리버에 의해 재배열된 후 부호화를 수행한다. 따라서 터보 부호의 출력은 RSC 부호기의 출력 뿐 아니라, 인터리버에 의해 재배열된 출력으로 인한 이중의 패리티 정보를 지니게 된다. 또한 RSC 부호기로부터 나온 패리티 스트림을 펑쳐링 과정을 수행하여 원하는 코드율을 얻을 수 있다[9].

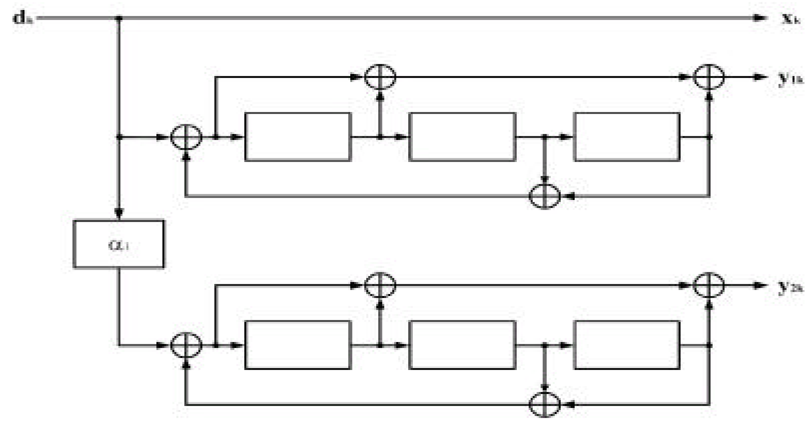


그림 3.1 터보 부호기

3.2 터보 복호기 (Turbo Decoder)

3.2.1 터보 복호기 구조

그림 3-2는 일반적인 터보 복호기 구조이다. 터보 부호기는 병렬로 연결된 형태인데 반해, 터보 복호기는 복호기간의 정보를 서로 공유하여 보다 좋은 성능을 나타내기 위해 직렬로 연결된 형태를 사용한다[10]. 터보 부호기에서 생성된 부호열이 채널로 전송되기 위해서 변조 과정을 거친 후, 채널을 통과하면 AWGN과 페이딩의 영향으로 신호의 왜곡과 오류가 발생하게 된다. 그림에서 보는 것처럼 복호기의 입력은 정보 비트 x_k와 패리티 비트인 y_k로 나뉘게 되

고 y_k는 다시 첫 번째와 두 번째 구성 부호기 중 어느 부호기에서 생성되었는지에 따라 y_{1k}와 y_{2k}로 나뉘게 된다. 즉, DEC1에는 첫 번째 구성 부호기의 출력인 x_k와 y_{1k}가 입력되고, DEC2에는 x_k이 인터리버를 통과한 형태인 x_k'와 두 번째 구성 부호기의 출력인 y_{2k}가 입력된다.

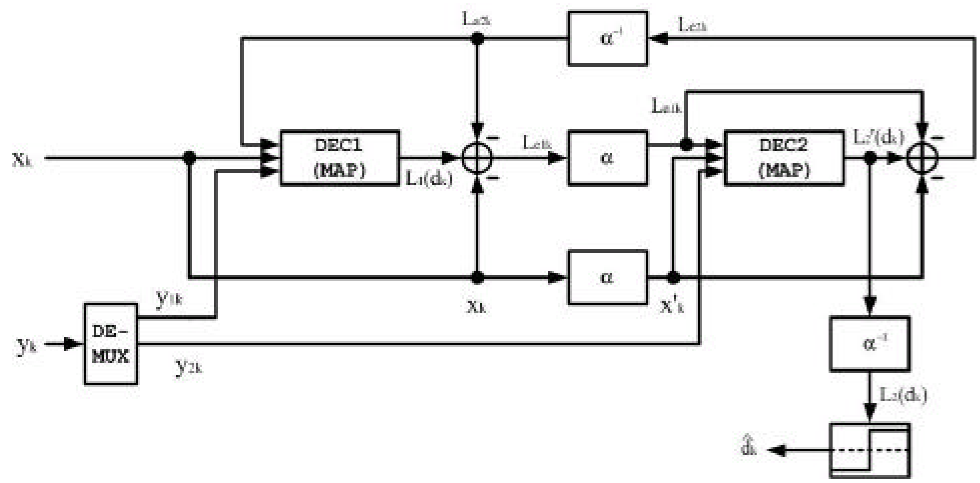


그림 3.2 터보 복호기

첫 번째 반복 복호 단계에서 DEC1은 x_k와 y_{1k}를 사용하여 가능도비(Log Likelihood Ratio: LLR) $L_1(d_k)$를 생성한다. $L_1(d_k)$는 입력된 정보와의 상관성을 없애기 위해 x_k와 사전 정보 L_{a2k}를 제거하면 DEC1의 외부 정보 L_{e1k}가 발생하고, y_{2k}와 순서를 맞춰주기 위해 인터리버를 통과시키면 DEC2를 위한 사전 정보 L_{a1k}가 된다. DEC2에는 x_k'와 y_{2k} 그리고 L_{a1k}가 입력된 후 $L_2'(d_k)$를 출력한다. $L_2'(d_k)$는 x_k'와 L_{a1k}가 제거되면서 L_{e2k}가 발생되고 디

인터리빙(Deinterleaving) 과정을 통해 DEC1의 사전 정보인 L_{a2k}가 된다. 이와 같은 과정을 통해 반복 복호가 이루어지는데, 적절한 반복 횟수만큼 수행된 후 $L_2^{'}(d_k)$는 디인터리빙되고 $L_2(d_k)$를 판정하여 $\widehat{d_k}$를 결정하게 된다.

3.2.2 MAP 알고리즘

터보 부호의 복호 과정을 이해하기 위해서는 우선 BCJR 알고리즘부터 이해하여야 한다. Bahl 등에 의해 제안된 BCJR 알고리즘[2]은 이산 무기억(memoryless) 채널을 통해 전송된 Markov source의 상태와 천이에 대한 사후 확률(A Posteriori Probability: APP)를 예측하기 위해서 제시되었으나 많은 연구를 거듭한 결과, 블록 부호와 격자 부호의 복호화 과정에서 심볼 에러율을 최소화시키는 알고리즘으로 발전하게 되었다. 하지만 RSC 부호를 위해서는 그들의 재귀적인(recursive) 특성을 고려하여 BCJR 알고리즘의 수정이 필요하다 [3]. Berrou 등은 RSC 부호를 병렬로 연결하여 터보 부호를 설계하였고, 이러한 터보 부호의 복호 과정에 BCJR 알고리즘을 적용하기 위해 수정된 BCJR 알고리즘인 MAP (Maximum A Posteriori Probability) 방식을 사용하였다[11].

기억 장치의 수가 ν이고, N개의 입력 데이터 열에 대해 $(2N, N)$인 블록 부호의 형태를 나타내는 데이터율이 $1/2$인 systematic 길쌈 부호화기를 고려해보자. 만약 부호화기의 각 프레임의 시작에서 초기 상태가 모두 '0'이라면 이러한 블록 부호는 선형적이라고 할 수 있다.

만약, 부호기의 상태를 S_k, 입력된 정보 비트를 d_k 그리고 시간 k에서의 패

리티를 y_k라 하고 터보 부호기의 출력 신호가 BPSK 변조되어 AWGN 채널을 통해 전송되었을 때 수신된 시퀀스가 $R_1^N = (R_1, R_2, \cdots, R_k, R_N)$라고 가정하면, 시간 k에서 수신된 시퀀스는 $R_k = (x_k, y_k)$이고 수신된 정보 비트 x_k 및 패리티 비트 y_k은 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_k = (2d_k - 1) + p_k \tag{3.1}$$

$$y_k = (2Y_k - 1) + q_k \tag{3.2}$$

여기서, p_k와 q_k는 평균이 0이고 분산이 σ^2인 가우시안 랜덤 변수(Gaussian random variable)이다. 단일 부호에 사용된 BCJR 알고리즘은 Trellis와 블록 부호의 복호화에 대한 심볼의 에러율을 최소화시킨다. 따라서, 전송된 신호를 수신한 복호기는 가장 가능성있는 비트 d_k를 결정하는 동작을 수행한다. 입력 데이터가 2진 형태이기 때문에 LLR을 구한 후, 이것을 임계값과 비교하여 송신 비트를 예측하게 된다. 시간 k에서의 입력 심볼에 대한 LLR $L(d_k)$는 다음과 같다.

$$L(d_k) = \log \frac{P(d_k = 1 | R_1^N)}{P(d_k = 0 | R_1^N)} \tag{3.3}$$

이 식에서 $P(d_k = i \mid R_1^N)$는 수신된 시퀀스 R_1^N 중에서 $d_k = i$일 APP이다. 복호기는 연판정 출력 $L(d_k)$를 임계값과 비교해서 정보 비트 $\hat{d}_k$를 결정한다.

$$\widehat{d_k} = \begin{cases} 1 : L(d_k) \geq 0 \\ 0 : L(d_k) < 0 \end{cases} \tag{3.4}$$

만약 길쌈 부호화기가 ν개의 메모리를 가진다면, 격자도의 상태수는 $q = 2^{\nu}$ 개가 되며 이 상태들은 시간 k에서의 상태 S_k를 가지고 0부터 $q-1$까지 표시된다. 전송률이 $1/2$인 systematic 길쌈 부호기를 사용한 경우 각 상태들간의 천이는 두 개의 연관된 출력을 갖는다. 이 출력이 입력 비트와 부호기에 의해 만들어진 패리티 비트가 되며 d_k와 y_k는 상태 S_{k-1}에서 상태 S_k까지 천이와 관련된 비트이다. 이러한 조건들과 관련하여 BCJR 알고리즘의 LLR은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$L(d_k) = \left\{ \frac{\sum_{m=0}^{q-1} \sum_{m'=0}^{q-1} \gamma_k^1(R_k, m', m) \cdot \alpha_{k-1}(m') \cdot \beta_k(m)}{\sum_{m=0}^{q-1} \sum_{m'=0}^{q-1} \gamma_k^0(R_k, m', m) \cdot \alpha_{k-1}(m') \cdot \beta_k(m)} \right\} \tag{3.5}$$

여기서,

$$\alpha_k(m) = \frac{\sum_{m'=0}^{q-1} \sum_{i=0}^{1} \gamma_k^i(R_k, m', m) \cdot \alpha_{k-1}(m')}{\sum_{m=0}^{q-1} \sum_{m'=0}^{q-1} \sum_{i=0}^{1} \gamma_k^i(R_k, m', m) \cdot \alpha_{k-1}(m')} \tag{3.6}$$

$$\beta_k(m) = \frac{\sum_{m'=0}^{q-1} \sum_{i=0}^{1} \gamma_k^i(R_k, m, m') \cdot \beta_{k+1}(m')}{\sum_{m=0}^{q-1} \sum_{m'=0}^{q-1} \sum_{i=0}^{1} \gamma_k^i(R_k, m, m') \cdot \alpha_k(m')} \tag{3.7}$$

$$\gamma_k^i(R_k, m', m) = p(x_k|d_k = i, S_k = m, S_{k-1} = m') \cdot p(y_k|d_k = i, S_k = m, S_{k-1} = m') \cdot P(d_k = i|S_k = m, S_{k-1} = m') \cdot P(S_k = m|S_{k-1} = m') \tag{3.8}$$

$\alpha_k(m)$과 $\beta_k(m)$은 격자도에서 각각 순방향과 역방향에 대한 시간 k에서의 상태 메트릭에 대한 가능도비이며, γ_k는 가지 메트릭이다. 이 값들은 반복적으로 수행되며 임의의 시간 k에서의 값은 k보다 작거나 같은 시간에 수신된 심볼들에 대한 함수로 나타낸다. 여기서, m'은 시간 $k-1$에서의 부호기 상태를 나타내며 m은 시간 k에서의 상태를 나타낸다. 각각의 심볼 x_k와 y_k는 상태 m'에서 m으로의 천이에 의해 얻어지는 것들이다. 이러한 천이 확률 $\gamma_k^i(R_k, m', m)$을 다시 쓰면 식(3.9)과 같다.

$$\begin{aligned} \gamma_k^i(R_k, m', m) &= \gamma_k^i(x_k, y_k, m', m) \\ &= P(x_k|d_k = i) \cdot P(u_k = i) \cdot \gamma_k^i{}'(y_k, m', m) \end{aligned} \tag{3.9}$$

여기서, 함수 $\gamma_k^i{}'(y_k, m', m)$는 시간 k에서의 systematic 심볼에 대한 함수도 아니고 d_k에 대한 사전 확률도 아니다. 따라서 $L(d_k)$는 다음과 같이 간략하게 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} L(d_k) &= \log\left\{\frac{P(x_k|d_k = 1)}{P(y_k|d_k = 0)}\right\} + \log\left\{\frac{P(d_k = 1)}{P(d_k = 0)}\right\} \\ &+ \log\left\{\frac{\sum_{m=0}^{q-1}\sum_{m'=0}^{q-1}\gamma_k^1{}'(R_k, m', m)\cdot\alpha_{k-1}(m')\cdot\beta_k(m)}{\sum_{m=0}^{q-1}\sum_{m'=0}^{q-1}\gamma_k^0{}'(R_k, m', m)\cdot\alpha_{k-1}(m')\cdot\beta_k(m)}\right\} \end{aligned} \tag{3.10}$$

결국, $L(d_k)$는 식(3.11)와 같이 표현할 수 있다.

$$
\begin{aligned}
L(d_k) &= L_{systematic} + L_{apriori} + L_{extrinsic} \\
&= L_c x_k + La_{2,k} + Le_{1,k}
\end{aligned}
\tag{3.11}
$$

여기서, $L_c x_k$는 시간 k에서 수신된 정보 심볼에 대한 확률로써, $L_c = 2/\sigma^2$인 일정한 값을 갖는다. $La_{2,k}$는 입력 비트 d_k에 대한 사전 정보(a priori information)이다. 그리고 $Le_{1,k}$는 입력 비트 d_k와 관계되는 새로운 외부 정보(extrinsic information)를 나타내며, 시간 k에서의 systematic 데이터를 제외한 모든 데이터와 패리티 비트들에 대한 정보를 갖는다[12].

3.2.3 Log-MAP 알고리즘

MAP 알고리즘은 비터비 알고리즘에 비하여 상당히 복잡하며, hard decision output의 성능은 거의 비터비의 성능과 유사해서, 지난 20년 동안 거의 사용되지 않았다. 하지만, MAP 알고리즘이 터보 부호에 사용되면서, 이 알고리즘에 대한 관심이 새롭게 모아지고 있으며, 성능에 영향을 미치지 않고 알고리즘의 복잡성을 상당히 감소시킬 수 있는 방법이 있다는 것이 밝혀졌다. 즉, 재귀적 연산을 log 영역으로 치환함으로써 MAP 알고리즘을 상당히 단순화시키고 있다. 1995년 Robertson 등에 의해서 Log-MAP 알고리즘[13]이 제안되었고, 이러한 Log-MAP 알고리즘은 성능면에서는 MAP 알고리즘과 거의 동일하나 복잡성은 감소시켰다. 다음과 같은 E 함수를 사용하여 MAP 알고리즘을 간략화시킬 수 있다.

$$xEy = -\frac{1}{L_c}\ln(e^{-L_c x} + e^{-L_c y}) \tag{3.12}$$

위 식을 전개하여 다시 정리하면 식(3.13)과 같이 나타낼 수 있으며, E 함수 부분을 작은 look-up table을 이용하여 연산에 적용하면 log-MAP이 되며 최종 전개식의 뒷부분이 영(zero)이 되면 max-log-MAP[14]이 된다.

$$\begin{aligned} xEy &= -\frac{1}{L_c}\ln\left(e^{-L_c x} + e^{-L_c y}\right) = -\frac{1}{L_c}\ln\left(r^{-L_c x}(1+e^{-L_c(x-y)})\right) \\ &= x - \frac{1}{L_c}\ln\left(1+e^{L_c(x-y)}\right) = y - \frac{1}{L_c}\ln\left(1+e^{L_c(y-x)}\right) \\ &= \min(x,y) - \frac{1}{L_c}\ln\left(1+e^{-L_c|y-x|}\right) \end{aligned} \tag{3.13}$$

식(3.13)과 같은 E 함수를 이용하여 LLR을 나타내면 다음과 같다.

$$L(d_k) = E_{m=0}^{2^\nu-1}\left[A_k^1(m) + B_k^1(m)\right] - E_{m=0}^{2^\nu-1}\left[A_k^0(m) + B_k^0(m)\right] \tag{3.14}$$

여기서, 새로운 상태 메트릭 $A_k^i(m)$과 $B_k^i(m)$ 그리고 새로운 가지 메트릭 $D_k^i(R_k, m)$은 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$A_k^i(m) = D_i(R_k, m) + E_{j=0}^{1} A_{k-1}^{j}(S_b^j(m)) \tag{3.15}$$

$$B_k^i(m) = E_{j=0}^{1} B_{k+1}^{j}\left(S_f^i(m) + D_j(R_{k+1}, S_f^i(m))\right) \tag{3.16}$$

$$D_i(R_k, m) = \frac{2}{\sigma^2}\left(x_k j + y_k Y^j(m)\right) \tag{3.17}$$

식(3.15)에서 $S_b^j(m)$은 입력이 j일 때 다음 상태가 m이 되는 상태를 의미하고, 식(3.16)에서 $S_f^i(m)$은 입력이 i이고 현재 상태가 m일 때 다음 상태를 의미한다. 마지막으로 식(3.17)의 σ^2은 AWGN 채널에 대한 잡음의 분산이며 $Y^j(m)$은 입력이 j이고 상태가 m일 때 부호기의 출력을 의미한다.

3.3 인터리버 (Interleaver)

3.3.1 블록 인터리버 (Block Interleaver)

블록 인터리버는 일반적으로 $m \times n$ 형태의 행렬로 구성되어 있다. 행렬의 한 행에 순차적으로 정보를 쓰고, 열 단위로 정보를 읽는다. 블록 인터리버의 가장 큰 장점은 구조가 간단하여 하드웨어 구성이 용이하다는 점이다. 그러나 연집 오류(burst error)의 길이가 m보다 클 경우에는 랜덤 오류(random error)로 완전하게 전환하지 못하는 단점이 있다.

1	2	3	4
5	6	7	8
9	10	11	12
13	14	15	16

(a) 인터리빙 전

1	5	9	13
2	6	10	14
3	7	11	15
4	8	12	16

(b) 인터리빙 후

그림 3.3 블록 인터리버의 동작 과정

3.3.2 대각 인터리버 (Helical Interleaver)

대각 인터리버는 블록 인터리버와 비슷한 방식으로 행렬을 이용한다. 사용하는 행렬은 일반적으로 $m \times (m+1)$ 행렬로, 블록 인터리버와 마찬가지로 행으로 데이터를 쓰고 $(m, 1)$ 위치에서부터 대각선으로 정보를 읽는다. 대각 인터리버는 일반적으로 블록 인터리버보다 연집 오류를 랜덤 오류로 바꾸는 성능이 뛰어난 것으로 알려져 있다.

1	2	3	4	5
6	7	8	9	10
11	12	13	14	15
16	17	18	19	20

(a) 인터리빙 전

16	12	8	4	20
11	7	3	19	15
6	2	18	1	10
1	17	13	9	5

(b) 인터리빙 후

그림 3.4 대각 인터리버의 동작 과정

3.3.3 랜덤 인터리버 (Random Interleaver)

랜덤 인터리버는 인터리버 중 가장 우수한 성능을 보이고 있지만 복잡도는 가장 높다. 하지만 실시간 형태의 랜덤 인터리버는 구현 불가능하며, 단지 랜덤 수열 발생기에 의해 발생하는 수열의 저장을 통해 랜덤 인터리버를 구성하게 된다. 랜덤 인터리버를 구성하기 위한 알고리즘은 다음과 같다[15].

1) 크기가 2^M인 배열 A를 0으로 초기화하고 $m = 0$로 둔다.
2) $m \le 2^{M-1}$에 대하여, 0과 2^{M-1} 사이의 난수 p를 얻는다.
3) 만약 $A[p] = 0$이면, $A[p]$를 1로 두고 m 위치의 배열 B에 p를 저장한다. 즉, $B[m] = p$, $m = m + 1$, 단계 2로 간다.

이와 같은 방식으로 배열 B는 소스와 목적지의 관계를 결정한다. 만약 $B[m] = p$이면, 주소 m에 위치한 비트는 주소 p로 보내진다. 일단 배열 B가 얻어지면 ROM에 저장을 해서 look-up table을 이용하는 방식으로 랜덤 인터리버를 구현한다.

3.4 시간 다이버시티 효과를 증가시킨 새로운 형태의 터보 부호 (Enhanced Time Diversity-Turbo Codes) [16]

3.4.1 ETD-Turbo Encoder

그림 3-5은 시간 다이버시티 효과를 증가시키는 ETD-Turbo Encoder 구조이다. 그림 3-1의 전형적인 터보 부호기와는 달리, 새로이 첨가된 인터리버 (α_1)의 영향으로 x_k, y_{1k}와 y_{2k}가 모두 다른 순서를 가지면서 채널을 통과하여 복호기에 입력된다.

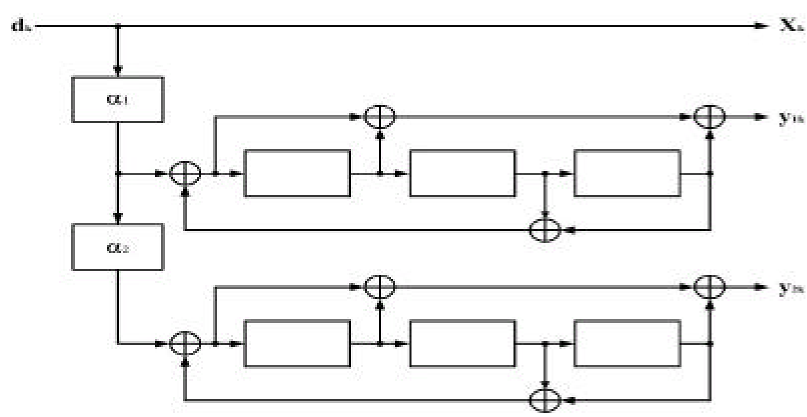


그림 3.5 ETD-Turbo Encoder

여기서 인터리버가 α_1=[5 6 9 1 4 2 8 3 7], α_2=[8 2 7 4 3 6 9 5 1]과 같

은 순서를 갖는다고 가정하면, α_1과 α_2를 통과한 두 번째 RSC 부호의 입력열은 새로운 인터리빙 패턴 α_3=[3 6 8 1 9 2 7 4 5]를 가지게 된다. 즉, 표 3-1과 같은 출력을 갖게 된다.

표 3.1 ETD-Turbo Encoder의 출력 패턴

x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9
y_{15}	y_{16}	y_{19}	y_{11}	y_{14}	y_{12}	y_{18}	y_{13}	y_{17}
y_{23}	y_{26}	y_{28}	y_{21}	y_{29}	y_{22}	y_{27}	y_{24}	y_{25}

기존의 터보 부호 출력은 y_{2k}만 인터리빙되어 다른 순서를 가지고 채널을 통과하게 되지만, ETD-Turbo Codes의 출력은 표 3-1에서 보는 것처럼 x_k, y_{1k}, y_{2k}가 각각 서로 다른 순서를 가지면서 수신기에 도달하게 된다. 이렇게 도달한 정보 비트와 패리티 비트들은 복호기에서 서로 결합되면서 시간 다이버시티 효과를 증가시키게 된다.

3.4.2 ETD-Turbo Decoder

그림 3-6은 시간 다이버시티 효과를 증가시키는 ETD-Turbo Decoder의 구조이다. 복호기의 입력으로 x_k, y_{1k}'와 y_{2k}'가 입력 되게 된다. 여기서 x_k는 입력 열이 그대로 출력된 정보 비트를 의미하고, y_{1k}'는 첫 번째 인터리버(α_1)를

거친 출력 패리티 비트 그리고 y_{2k}'는 α_3를 거친 두 번째 패리티 비트를 의미한다.

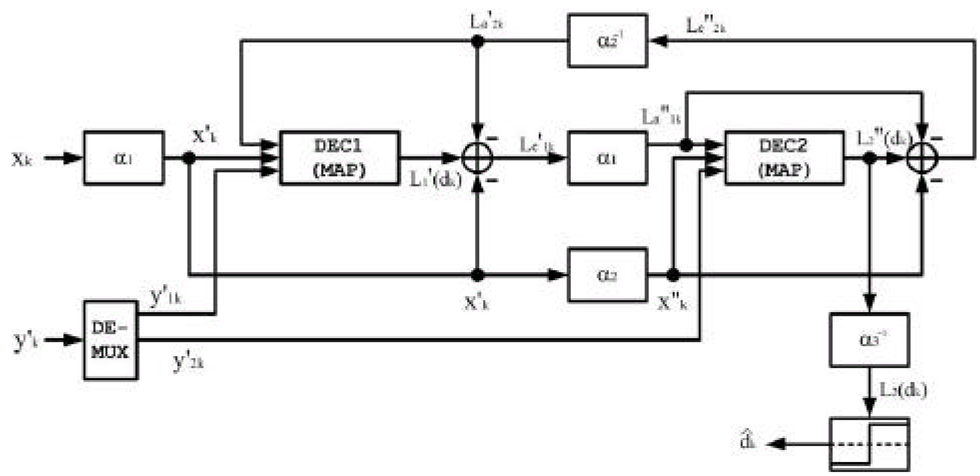


그림 3.6 ETD-Turbo Decoder

표 3-2은 DEC1의 입력 순서를 나타내고 있다. 정보 비트 x_k는 터보 부호기에서 입력된 [1 2 3 4 5 6 7 8 9] 순서로 채널을 통과하게 되지만, y_{1k}'와 순서를 맞추어 복호하기 위해서 DEC1에 입력되기 전 α_1=[5 6 9 1 4 2 8 3 7]에 의해 순서가 변환된 후 DEC1에 입력된다.

표 3.2 DEC1의 입력 패턴

x_5	x_6	x_9	x_1	x_4	x_2	x_8	x_3	x_7
y_{15}	y_{16}	y_{19}	y_{11}	y_{14}	y_{12}	y_{18}	y_{13}	y_{17}

표 3-3은 DEC2의 입력 순서이다. 역시 DEC1과 마찬가지로 정보 비트 x_k를 y_{2k}'와 순서를 맞추기 위해 α_1과 α_2를 거친 α_3=[3 6 8 1 9 2 7 4 5]의 순서로 DEC2에 입력된다.

표 3.3 DEC2의 입력 패턴

x_3	x_6	x_8	x_1	x_9	x_2	x_7	x_4	x_5
y_{23}	y_{26}	y_{28}	y_{21}	y_{29}	y_{22}	y_{27}	y_{24}	y_{25}

그림 3-6의 DEC1 입력은 x_k', y_{1k}'와 L_{a2k}'가 되는데, 모두 같은 인터리버 패턴인 α_1을 통과한 비트들이다. DEC1에서 출력된 LLR $L_1'(d_k)$에서 패리티 비트인 y_{1k}'를 제외한 x_k'와 L_{a2k}'가 제거되면 DEC1의 외부 정보 L_{e1k}'가 된다. 이것은 다시 두 번째 인터리버인 α_2를 거치면서 DEC2의 사전 정보 L_{a1k}''가 된다. DEC2에는 L_{a1k}''와 x_k'' 그리고 y_{2k}'가 입력되는데, 인터리버 α_1과 α_2를 모두 거친 비트들이다. DEC2에서 출력된 $L_2''(d_k)$에서 x_k''와 L_{a1k}''가 제거되면 DEC2의 외부 정보 L_{e2k}''가 된다. L_{e2k}''는 α_2^{-1}에 의해 디인터리빙되어 DEC1의 사전 정보 L_{a2k}'로 입력된다. 이러한 과정을 통해 충분한 반복 복호가 이루어진 후에 $L_2''(d_k)$는 α_3^{-1}에 의해 디인터리빙된 후 경판정(hard decision)에 의해 $\hat{d}_k$를 결정하게 된다.

Ⅳ. 시스템 구현 및 채널 모델링

4.1 시스템 구현

4.1.1 부호기가 없는 MC-CDMA 시스템

에러 정정 부호를 사용하지 않은 MC-CDMA 시스템은 정보 비트를 사용자를 구분하기 위한 직교 부호와 BPSK 변조하여 AWGN 또는 레일레이 페이딩 채널을 통해 전송된 신호를 수신하여 원하는 데이터로 복조하는 시스템이다.

그림 4-1은 부호기를 사용하지 않은 MC-CDMA 시스템의 블록도이다. 정보 비트를 생성하여 확산 부호 길이만큼 데이터를 반복시켜 직교 부호로 확산하고 다중의 협대역 부반송파에 전송한다. 확산된 신호는 BPSK 변조 방식으로 변조되어 AWGN 채널 및 페이딩 채널을 통해 전송되며, 수신기에서는 송신기에서 사용한 것과 동일한 확산 부호를 사용하여 역확산시킨 후 이 값을 0 또는 1로 판정한다.

본 논문의 시스템에서 사용된 확산 부호는 Walsh 부호로, 이것은 E_b/N_0가 낮아 잡음이 많고 페이딩이 존재하는 환경에서 파일롯 위상 참조(pilot phase reference) 채널이 제공되지 않아도 높은 품질의 링크를 얻을 수 있다. Walsh 부호는 Walsh 함수를 균일한 시간 간격으로 샘플링한 Hadamard 행렬로부터 얻을 수 있다. Hadamard 행렬은 통신 시스템에서 직교 부호를 발생시키는 가

장 일반적인 방법으로 모든 부호들이 직교하기 때문에 부호 단위의 검파에 대해서 간섭에 강한 성질을 가지며, PSK 변조 방식을 사용하는 CDMA 시스템에서 비동기 통신을 가능하게 한다. 하지만 다중화 환경에서 비동기 시스템이 유발하는 성능 저하를 보상하기 위해 오류 정정 부호 기법과 함께 사용되고 있다.

전체 $M = 2^k$개의 부호어를 갖는 직교 부호 집합은 $M/2 = 2^{k-1}$ 개의 신호를 갖는 Walsh 부호로부터 얻을 수 있다[17].

$$H_k = \begin{bmatrix} H_{k-1} & H_{k-1} \\ H_{k-1} & \overline{H}_{k-1} \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

여기서, Hadamard 행렬 H_{k-1}의 차원은 $2^{k-1} \times 2^{k-1}$이며, $\overline{H}_{k-1}$은 H_{k-1}의 요소를 반전시킨 행렬이다. 예를 들어, 1 비트 데이터 집합에 의한 직교 부호 행렬 H_1을 $[0]$이라 하면

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \Rightarrow \quad H_4 = \begin{bmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & \overline{H}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

로 주어진다. 이런 형식으로 확장하면 64×64 크기의 Walsh 부호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_{64} = \begin{bmatrix} H_{32} & H_{32} \\ H_{32} & \overline{H}_{32} \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

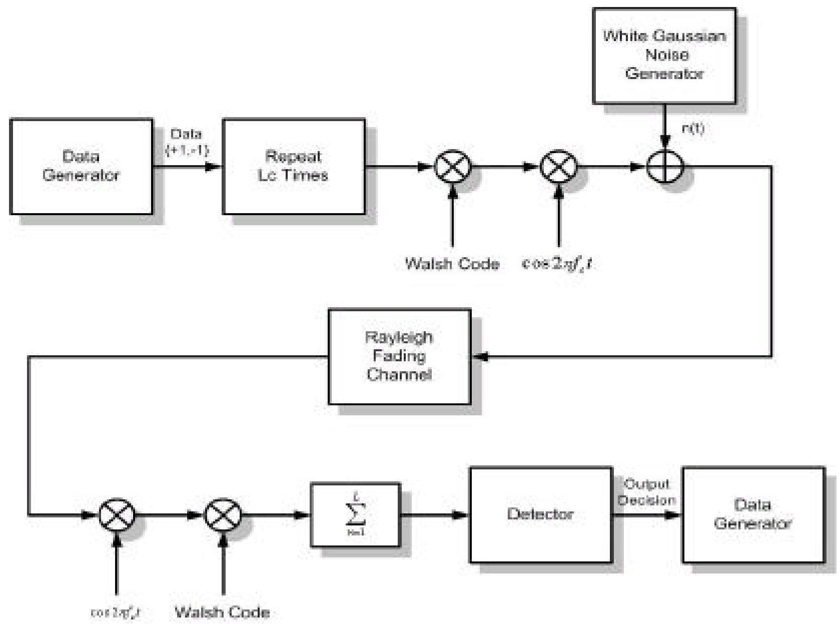


그림 4.1 부호기가 없는 MC-CDMA 시스템 구성도

이와 같은 분석을 바탕으로 AWGN 채널과 레일레이 페이딩 채널에서 모의 실험하여 성능을 비교·분석하였다.

4.1.2 길쌈 부호와 직교 부호 변조를 적용한 MC-CDMA 시스템

그림 4-2는 길쌈 부호와 직교 부호 변조를 적용한 MC-CDMA 시스템의 블럭도이다. 정보 비트는 길쌈 부호기를 통해 1/2의 부호율로 부호화되어 Walsh 부호에 의해서 확산되고 다중의 협대역 부반송파에 전송된다. 확산된 신호는

BPSK 변조 방식으로 변조된 후 AWGN 채널 또는 레일레이 페이딩 채널을 통해 전송된다. 수신된 데이터는 앞의 시스템과는 달리 복호하는 과정에서 16 레벨로 연판정한 다음 비터비 복호 과정을 거쳐 원하는 데이터를 얻게 된다.

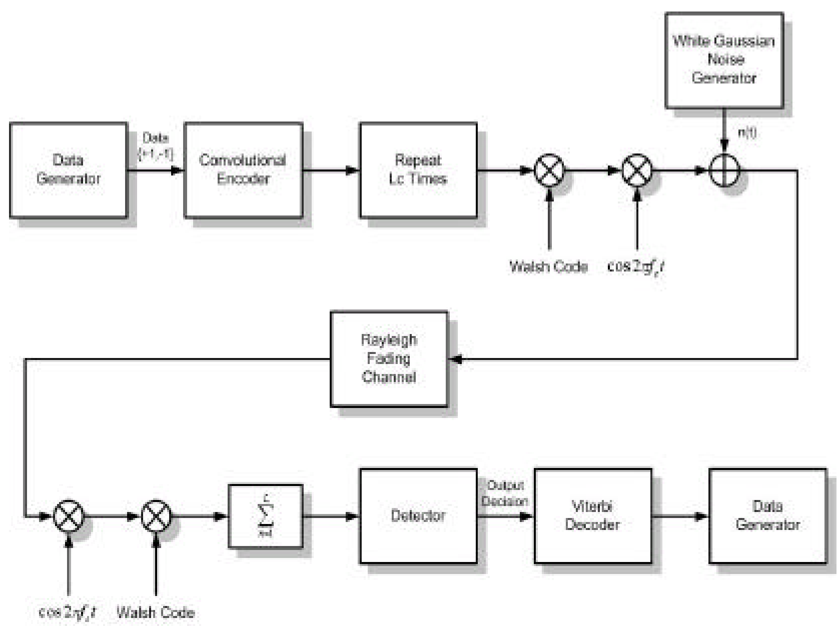


그림 4.2 길쌈 부호와 직교 부호를 적용한 MC-CDMA 시스템 구성도

이와 같은 분석을 바탕으로 AWGN 채널과 레일레이 페이딩 채널에서 모의 실험하여 성능을 비교 분석하였다.

4.1.3 터보 부호와 직교 부호를 적용한 MC-CDMA 시스템

그림 4-3은 터보 부호와 직교 부호 변조를 적용한 MC-CDMA 시스템 블록도이다. 정보 비트는 터보 부호기를 통해 1/2의 부호율로 부호화되어 Walsh 부호에 의해 확산되고 다중의 협대역 부반송파에 심볼을 전송한다. 확산된 신호는 BPSK 변조 방식으로 변조되어 AWGN 채널 또는 레일레이 페이딩 채널을 통해 전송된다. 수신된 데이터는 터보 복호기에서 반복 복호 과정을 거쳐 연판정된 다음 원하는 데이터를 얻게 된다.

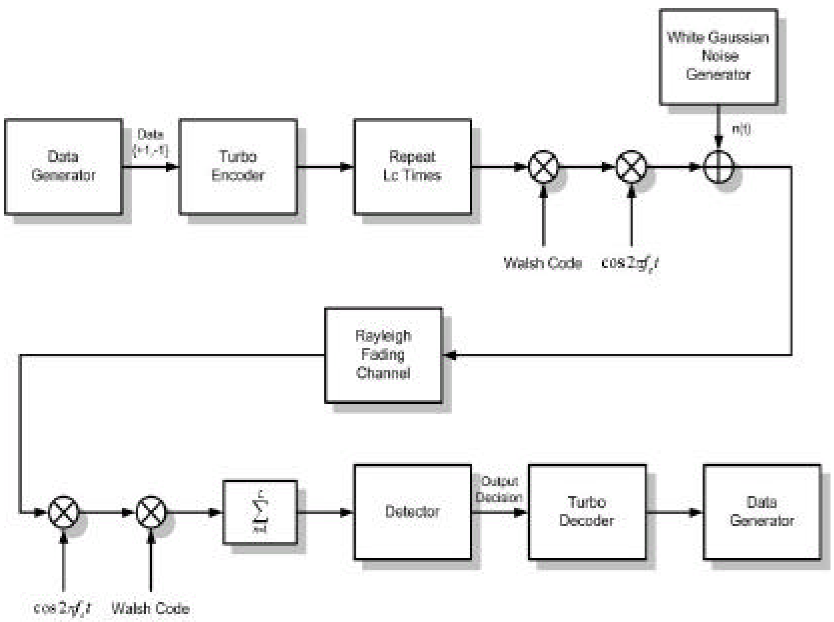


그림 4.3 터보 부호와 직교 부호를 적용한 MC-CDMA 시스템 구성도

이와 같은 분석을 바탕으로 AWGN 채널과 페이딩 채널에서 모의 실험하여 성능을 비교 분석하였다.

4.2 채널 모델링

이동통신 환경에서 전파의 특성은 다중경로전파(multipath propagation), 음영(shadowing), 전송 손실(gross transmission loss) 등으로 구분되어진다. 본 논문에서는 공기 중의 반사나 회절 또는 건물이나 다른 물체로부터의 반사로 인한 다중경로에 따른 무선 전파 환경을 가정하여 모의 실험을 하였다.

4.2.1 레일레이 페이딩 채널

만약 어떤 채널에서 산란이 주파수 영역에서만 일어난다고 할 경우, 이 채널을 통과하는 진폭과 위상은 채널 함수에 의해서만 영향을 받게 되므로 채널은 송신된 파의 어떤 시간 세그먼트들을 선택적으로 변화시킨다. 이와 같이 주파수에서의 채널 산란을 시간 선택적 페이딩 혹은 플랫 페이딩(flat fading) 채널이라 한다. 즉, 시간에 따라 전송된 신호의 세기가 변하는 채널을 의미한다. 그리고 페이딩 함수나 채널 이득은 확률밀도함수와 도플러 확산 혹은 코히런트 대역폭에 의해 표현된다.

본 논문에서는 Clarke가 제시한 레일레이 페이딩 모델을 사용한다. 레일레이 모델은 해석적인 편리는 제공하지만 시스템 설계를 위해서는 가장 까다로운 모델로 알려져 있다[18].

만약 어떤 디지털 통신 시스템이 변조되어 다음 식(4.4)과 같은 신호를 갖는다고 가정해보자.

$$x(t) = A(t)\cos[\omega_c t + \theta(t)] \tag{4.4}$$

여기서, $A(t)$는 진폭, ω_c는 주파수, 그리고 $\theta(t)$는 위상이다. 식(4.4)로 표현되는 변조된 신호가 페이딩 채널을 거쳐 수신측에 수신될 때, 페이딩을 받은 신호 혹은 출력 신호 $y(t)$는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$y(t) = a(t)A(t)\cos[\omega_c t + \theta(t) + \phi(t)] \tag{4.5}$$

송신된 신호 $x(t)$는 페이딩 함수 $a(t)$에 의해 진폭과 위상이 변하게 되며 여기에 부가성 백색잡음 $n(t)$를 도입시키면 수신기에 입력되는 신호 $r(t)$는 다음과 같이 표현된다.

$$r(t) = y(t) + n(t) \tag{4.6}$$

여기서, $n(t)$는 평균이 영이고 분산이 $N_0/2$ (W/Hz)인 AWGN 성분이다. 일반적으로 이산 시스템에서 페이딩의 샘플링은 $1/T_s$의 심볼율로 행해지므로 플랫 페이딩 채널은 도플러 대역과 심볼 주기의 곱(BT_s)을 바탕으로 한 정규화된 스펙트럼에 의해 특징지어진다. 예를 들어, 도플러 대역폭이 10Hz인 페이딩 채널을 통해 초당 10^4개의 심볼을 보내는 셀룰러 시스템은 도플러 대역과 심볼 주기의 곱인 0.001의 대역 특성을 갖게 된다.

그림 4-4는 본 논문에서 구현한 페이딩 시뮬레이터를 나타낸 것이고, 그림 4-5는 이 페이딩 시뮬레이터에 의해 얻어진 서로 다른 BT_s를 갖는 수신된 신

호의 페이딩 변동(fading fluctuation)을 나타낸 것이다.

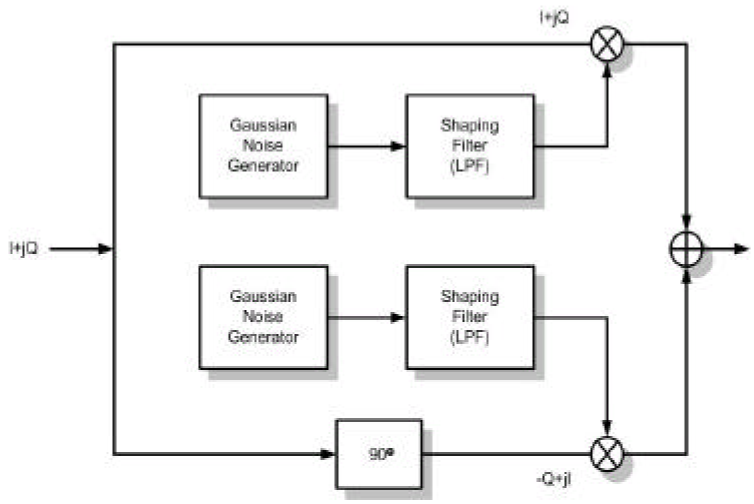


그림 4.4 레일레이 페이딩 시뮬레이터

그림에서 보는 바와 같이, 발생된 가우시안 잡음을 필터링하는 저역통과필터(LPF)의 전달 함수를 주어진 모델에 적용함으로써 원하는 형태의 페이딩을 만들어내는 것이 가능하다.

또한, 레일레이 분포는 다중경로 환경에서 수신된 신호의 통계적 시간 변화 특성을 나타내므로 만약 지금 어떤 이동통신 시스템의 단말기가 어느 한 수신점에서 N개의 수신 전파를 수신한다면, 이때 전계 강도는 각 수신파들의 연속적인 중첩으로 간주할 수 있으므로 전계의 통계적 특성을 유도한 후 중앙극한정리를 이용하면 다음과 같은 레일레이 페이딩에 대한 확률밀도함수 식을 얻을 수 있다.

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \le r \le \infty \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (4.7)$$

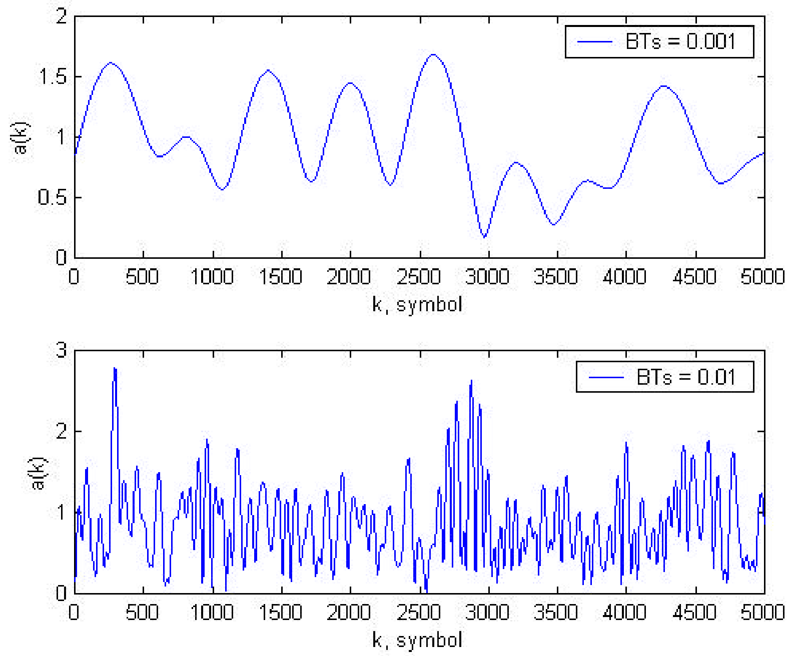


그림 4.5 **페이딩 시뮬레이터에 의해 얻어진 페이딩 변동**

여기서, σ^2**은 포락선 검파전의 수신신호 평균전력 즉, 필터 출력에서의 잡음이다. 그리고 수신된 신호가 특정 값을 넘지 않을 확률은 식**(4.5)**와 같은 누적분포함수**(Cumulative Distribution Function)**에 의해 나타낼 수 있다.**

$$P(R) = \Pr(r \le R) = \int_R^0 p(r)dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.8)$$

레일레이 분포는 중앙치에 의해 나타내거나 평균치에 의해 나타낼 수 있으며 일반적으로 중앙치에 의한 분포를 더 자주 사용하고 있는데 그 이유는 실제 현장에서 측정된 페이딩 데이터와 자주 비교되어지기 때문이다. 따라서 수신 신호 r에 대한 중앙치는 다음 식(4.6)에 의해 구해질 수 있다.

$$\frac{1}{2} = \int_{o}^{r_{median}} p(r)dr \qquad (4.9)$$

다음 그림 4-6은 레일레이 함수의 확률밀도함수 곡선을 나타낸 것이다.

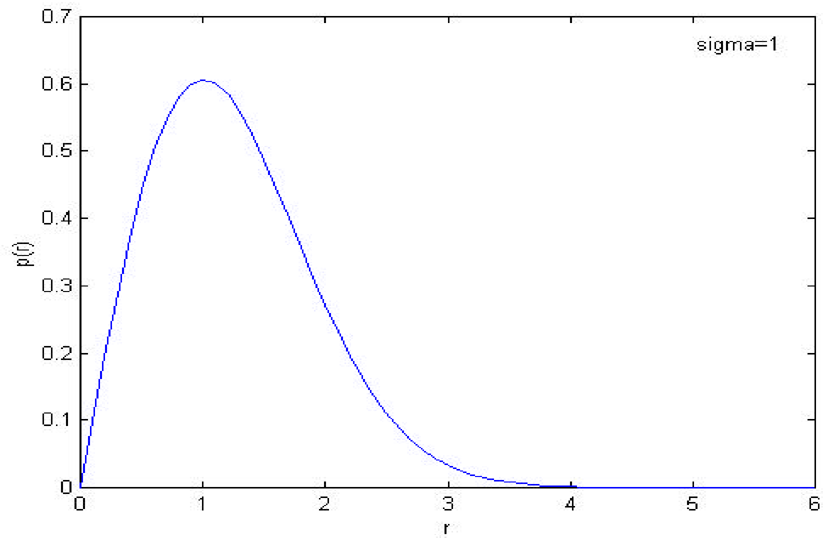


그림 4.6 레일레이 분포 곡선

Ⅴ. 시뮬레이션 결과 및 성능 분석

4장에서 살펴본 세 가지 시스템 구성도를 이용하여 채널 부호화하지 않은 MC-CDMA 시스템의 비트 오율과 부호화한 MC-CDMA 시스템의 비트 오율을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석한다. 여기서 사용한 오류 정정 부호는 길쌈부호와 터보 부호 그리고 시간 다이버시티 효과를 증가시킨 터보 부호이다. 본 논문에서는 시스템의 송·수신기간의 동기가 일치하는 것으로 가정하여 시뮬레이션한다. 직교 부호로써 64-Walsh 부호를 사용하고, 부반송파(subcarrier)의 수를 128개로 하였다. 터보 부호와 길쌈 부호의 부호율은 1/2로 하였으며, 터보 부호의 복호 알고리즘으로는 Log-MAP 방식을 사용한다. 그리고 인터리버는 블록 인터리버, 대각 인터리버, 랜덤 인터리버를 사용하여 시스템의 성능을 분석한다.

그림 5-1은 AWGN 채널 환경과 레일레이 페이딩 채널 환경에서 부호화하지 않은 MC-CDMA 시스템의 오율 특성이다. 그림에서 보는 것처럼 레일레이 페이딩 환경에서 10^{-4} BER을 얻기 위해서는 AWGN 환경에서 필요한 SNR보다 약 2배 정도의 높은 SNR이 필요하고, SNR을 증가시키더라도 시스템의 비트 오율이 크게 개선되지 않는 것을 알 수 있다.

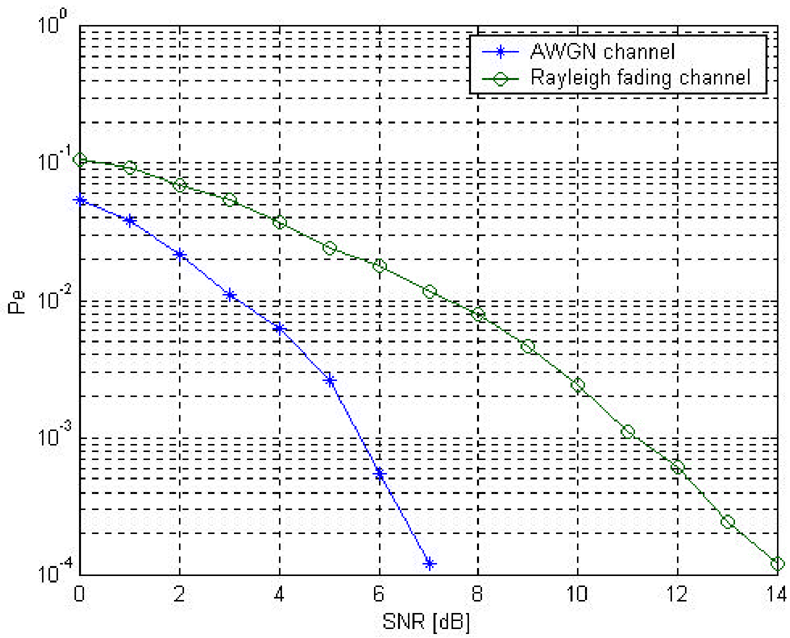


그림 5.1 부호화하지 않은 MC-CDMA 시스템의 오율 특성

그림 5-2는 AWGN 환경에서 부호화하지 않은 MC-CDMA 시스템과 길쌈 부호를 적용한 MC-CDMA 시스템의 오율 특성이다. 길쌈 부호를 적용한 경우 부호화하지 않은 시스템의 경우보다 좋은 비트 오율 특성을 가지며, 약 3 dB 정도의 성능 개선이 있음을 볼 수 있다.

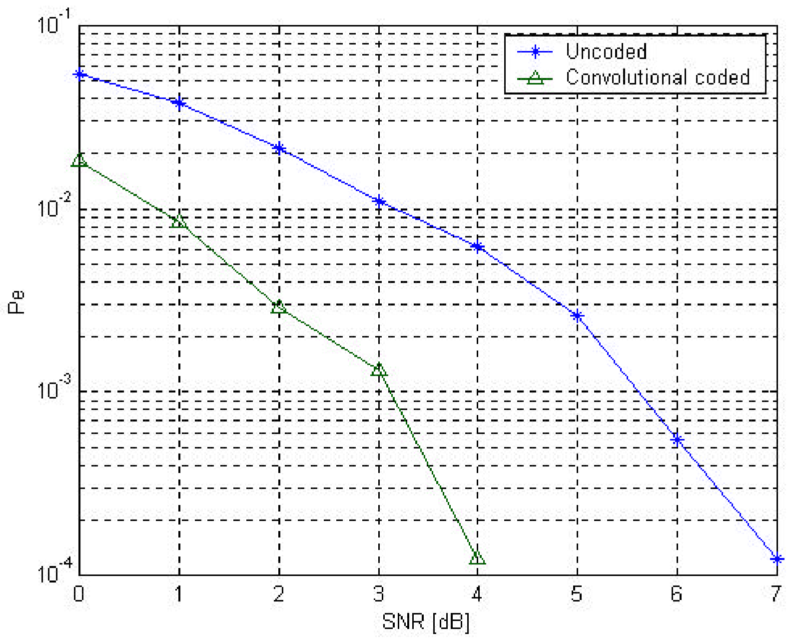


그림 5.2 **길쌈 부호를 적용한** MC-CDMA **시스템의 오율 특성** (1)

그림 5-3**은 레일레이 페이딩 환경에서 부호화하지 않은** MC-CDMA **시스템과 길쌈 부호를 적용한** MC-CDMA **시스템의 오율 특성이다**. AWGN **채널 환경에서처럼 길쌈 부호를 적용한 경우 부호화하지 않았을 때보다 약** 2dB **정도의 성능 개선이 있었으나** AWGN **환경에서보다 높은** SNR**이 필요로 함을 확인할 수 있다**.

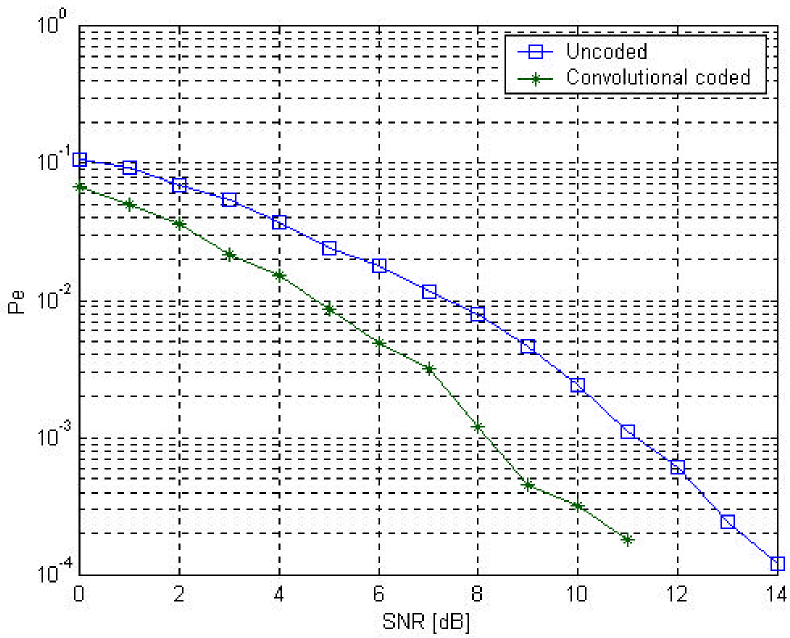


그림 5.3 길쌈 부호를 적용한 MC-CDMA 시스템 오율 특성 (2)

그림 5-4는 AWGN 환경에서 부호화하지 않은 경우와 길쌈 부호를 적용한 경우 그리고 터보 부호를 적용한 경우의 MC-CDMA 시스템의 오율 특성이다. 터보 부호를 적용했을 때 길쌈 부호를 적용한 경우보다 2dB 정도의 성능 개선이 있었으나, 부호화하지 않은 경우보다는 5dB 정도 성능이 개선되었음을 볼 수 있다.

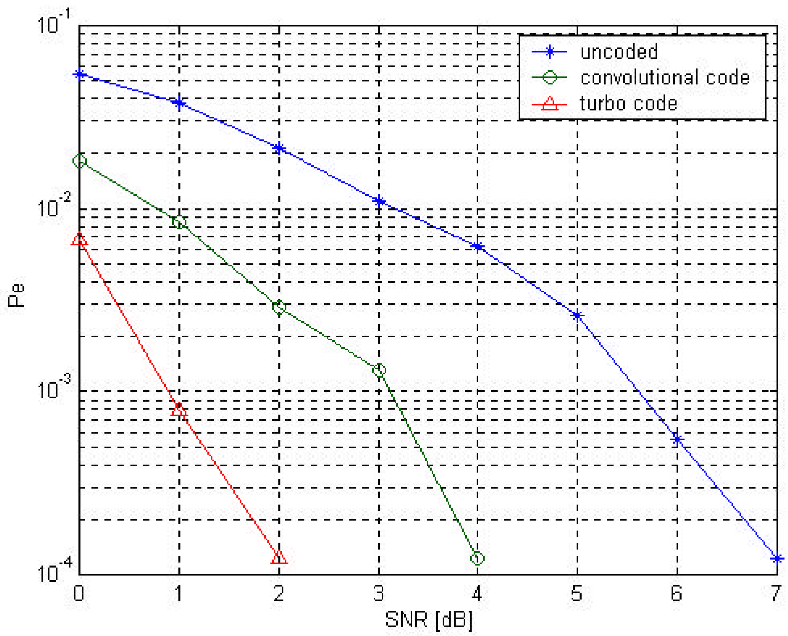


그림 5.4 **부호화 방식에 따른** MC-CDMA **시스템의 오율 특성** (1)

그림 5-5**는 레일레이 페이딩 환경에서 부호화하지 않은 경우와 길쌈 부호를 적용한 경우 그리고 터보 부호를 적용한 경우의** MC-CDMA **시스템의 오율 특성이다. 터보 부호를 적용한 경우 길쌈 부호를 적용하였을 때보다** 5dB **정도의 성능 개선이 있었으나 부호화하지 않은 경우에 비해서는 무려** 10dB **정도의 성능 개선을 보인다. 본 시뮬레이션 결과에서, 터보 부호를 사용할 경우 레일레이 페이딩 채널과 같은 급격히 변화하는 이동 무선 채널의 페이딩 영향을 거의 받지 않으므로 낮은** SNR**에서 고속의 데이터 전송이 가능함을 확인할 수 있다.**

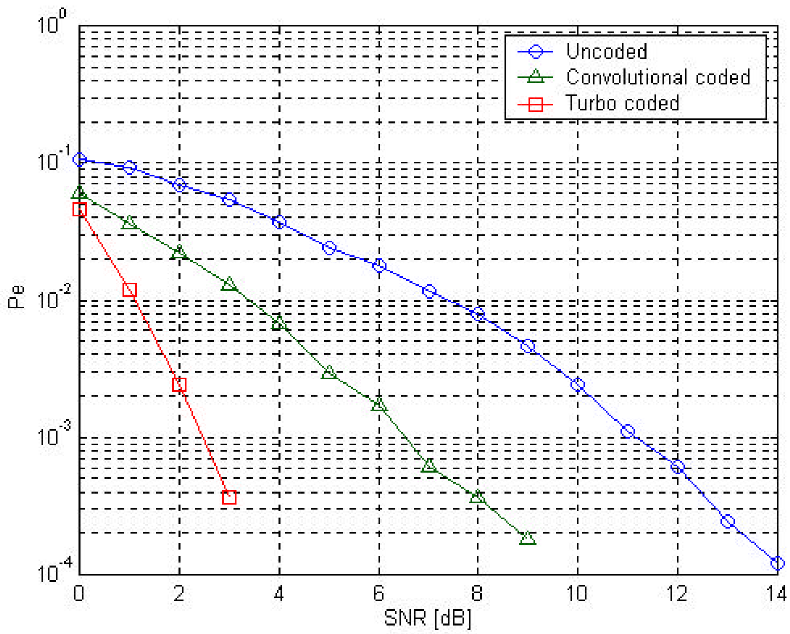


그림 5.5 **부호화 방식에 따른** MC-CDMA **시스템의 오율 특성** (2)

그림 5-6**은 레일레이 페이딩 환경에서 반복 복호 횟수를 달리하였을 때, 터보 부호를 적용한** MC-CDMA **시스템의 오율 특성이다. 반복 복호 횟수를** 1**회에서** 2**회로 증가시켰을 경우에는 약** 1dB **정도 성능이 개선되었으나** 3**회 이상 증가시켰을 경우에는 더 이상의 큰 성능 개선을 볼 수 없었다. 따라서 복호 지연의 원인이 되는 반복 복호 횟수를** 3**회 이상 증가시키지 않고 충분히 고속의 데이터 전송이 가능함을 확인할 수 있다.**

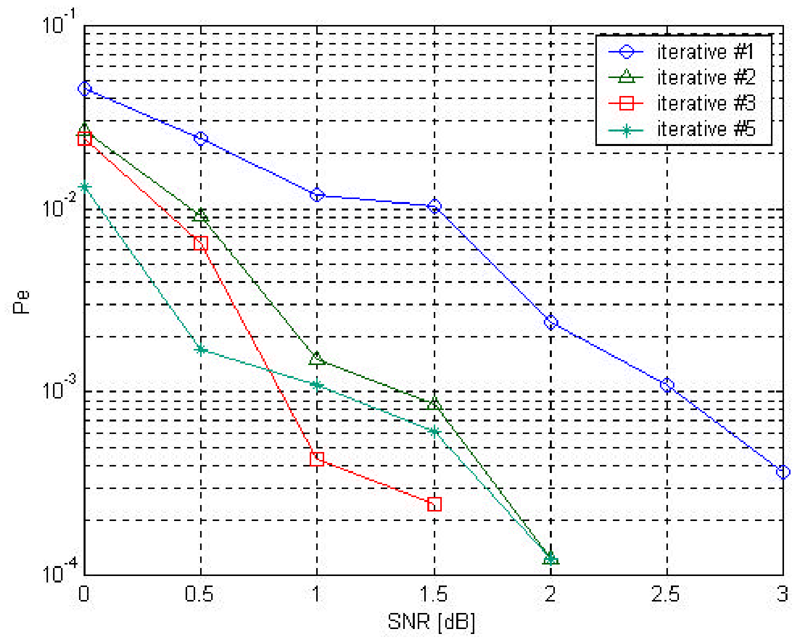


그림 5.6 **반복 복호 횟수에 따른** Turbo Coded MC-CDMA **시스템의 오율 특성**

그림 5-7**은 레일레이 페이딩 환경에서 전형적인 터보 부호를 적용한 시스템과 시간 다이버시티 효과를 증가시킨 터보 부호**(ETD-Turbo Codes)**를 적용한 시스템의 오율 특성이. 블록 인터리버 하나를 사용한 경우보다 두 개의 블록 인터리버를 사용한 터보 부호기를 적용한 경우 시스템의 비트 오율 특성이 개선됨을 볼 수 있었다. 그러나** SNR **값에서는 큰 개선이 없음을 볼 수 있다.**

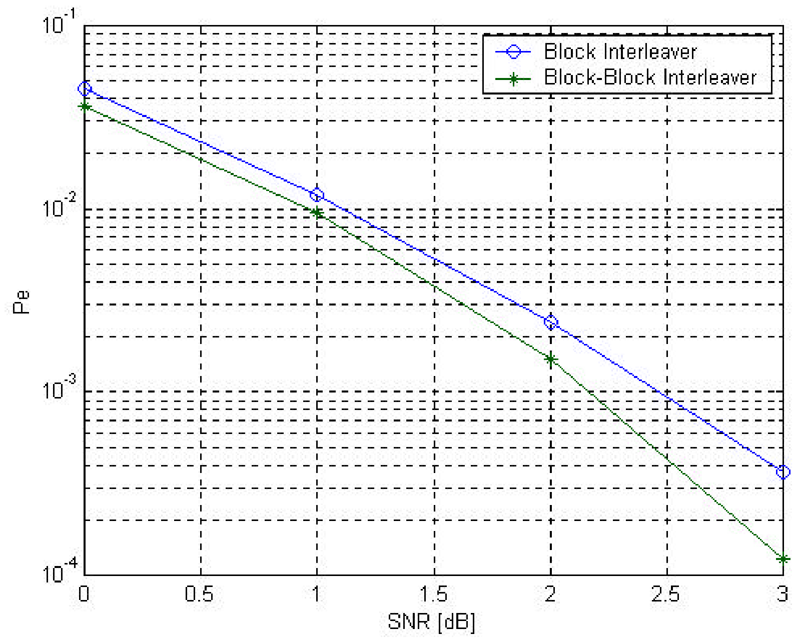


그림 5.7 블록 인터리버를 사용한 MC-CDMA 시스템의 오율 특성

그림 5-8은 레일레이 페이딩 환경에서 인터리버의 종류에 따른 ETD-Turbo Codes를 적용한 MC- CDMA 시스템의 오율 특성이다. 블록 인터리버를 두 개 조합한 경우, 블록 인터리버와 대각 인터리버를 조합한 경우, 블록 인터리버와 랜덤 인터리버를 조합한 경우의 세 가지 시스템 오율 특성을 비교해 보았다. 그 결과 블록 인터리버와 대각 인터리버를 조합한 경우에 가장 성능이 나빴고, 블록 인터리버와 랜덤 인터리버를 조합한 경우가 가장 좋은 오율 특성을 나타냄을 알 수 있다. 그러나 실제 시스템의 구현에 있어서 랜덤 인터리버는 실시간 구현이 어려우므로 블록 인터리버의 조합이 가장 적절한 것으로 생각된다.

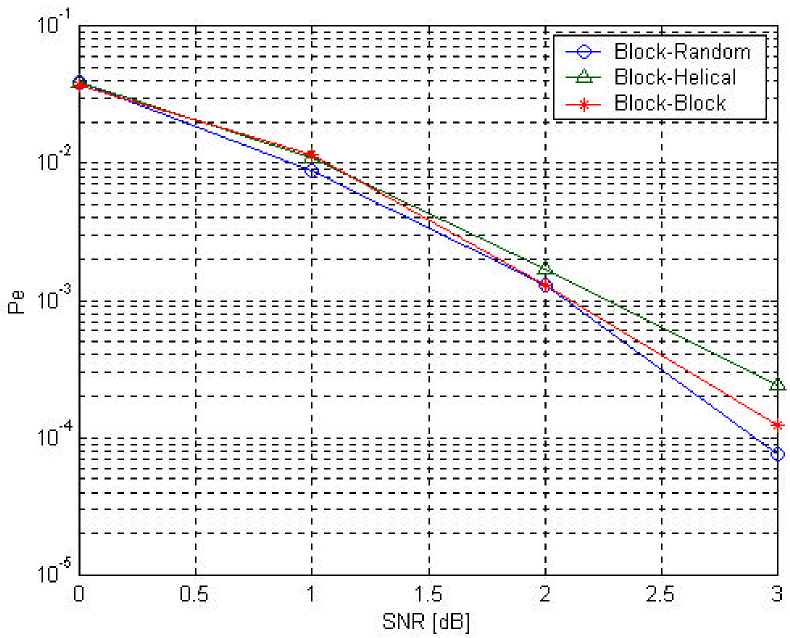


그림 5.8 **인터리버 조합에 따른** ETD-Turbo Coded MC-CDMA **시스템의 오율 특성**

그림 5-9**는 레일레이 페이딩 환경에서 반복 복호 횟수에 따른** ETD-Turbo Codes**를 적용한** MC- CDMA **시스템의 오율 특성이다. 그림에서 보는 것처럼 반복 복호 횟수를 증가시킬수록 시스템에 전형적인 터보 부호를 적용한 경우보다** ETD-Turbo Codes**를 적용했을 경우에 비트 오율 특성이 개선되는 것을 볼 수 있다. 특히 복호 횟수를** 3**회 이상으로 증가시켰을 경우, 전형적인 터보 부호를 적용한 경우에는 오율 특성이 크게 개선되지 않는다. 그라나** ETD-Turbo Codes**를 적용한** MC-CDMA **시스템에는 더 이상의 비트 에러가 발생하지 않**

음을 알 수 있다.

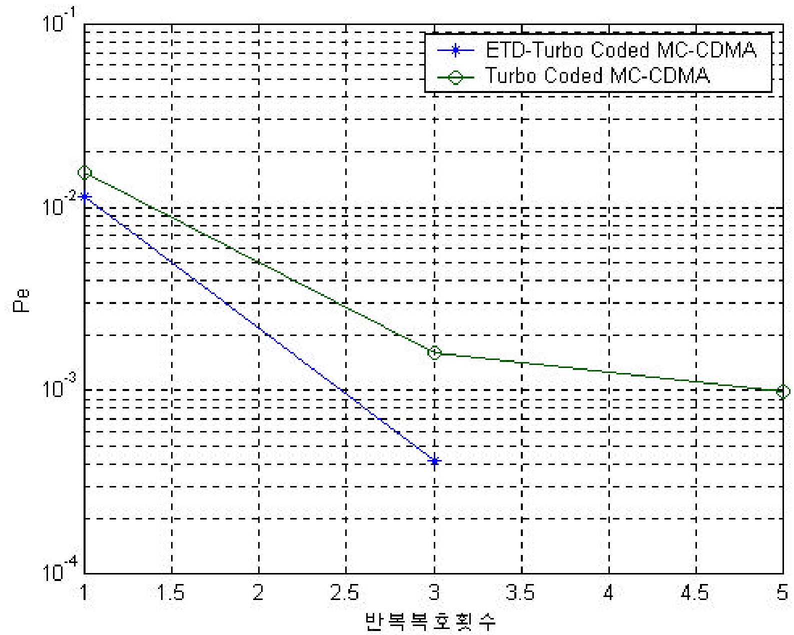


그림 5.9 반복 복호 횟수에 따른 ETD-Turbo Coded MC-CDMA 시스템의 오율 특성

그림 5-10은 레일레이 페이딩 환경에서 반복 복호 횟수에 따라 Turbo Code를 적용한 MC-CDMA 시스템과 ETD-Turbo Codes를 적용한 MC-CDMA 시스템의 성능을 비교한 것이다. 복호 횟수를 3회로 한 ETD-Turbo Codes를 적용한 MC-CDMA 시스템의 경우에 복호 횟수를 5회로 한 Turbo Codes를 적용한 시스템과 거의 동일한 성능을 얻을 수 있음을 확인하였다. 또한, 앞서 그림 5-9에서 살펴보았던 것처럼 복호 횟수를 3회 이상 증가시켰을 경우에 Turbo

Codes를 적용한 시스템의 성능은 크게 개선되지 않았으나 복호 횟수를 5회로 증가시킨 ETD-Turbo Codes를 적용한 MC-CDMA 시스템의 경우에는 0dB에서 10^{-3} BER을 얻을 수 있다.

이상과 같은 시뮬레이션 결과를 통해, 부호화하지 않은 시스템의 경우보다 부호화했을 경우 시스템의 성능이 개선됨을 알 수 있으며 ETD-Turbo Codes를 적용할 경우 낮은 SNR에서 좋은 BER 특성을 가지고 데이터 전송이 가능함을 확인하였다. 그러나 터보 부호에서 반복 복호 횟수의 증가는 시간 지연의 원인이 되므로 가장 적절한 횟수의 결정이 중요하다.

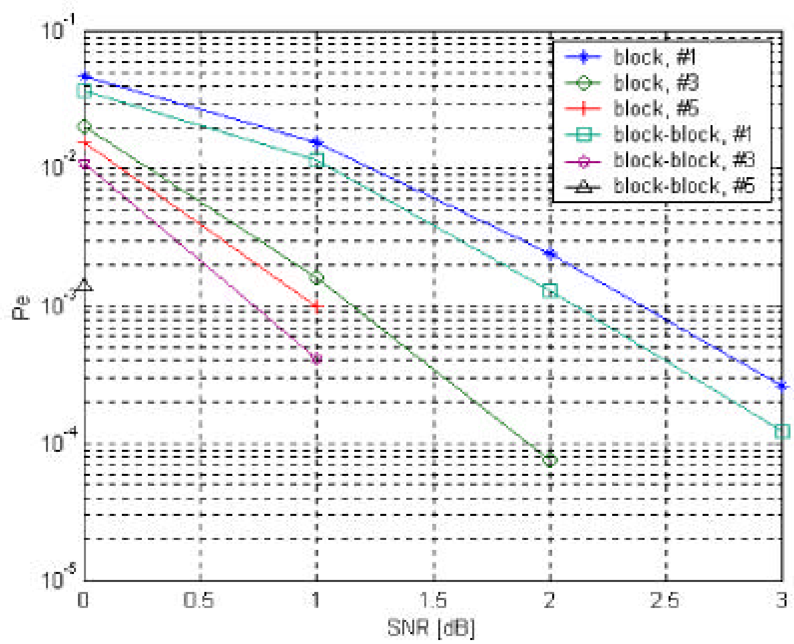


그림 5.10 반복 복호 횟수에 따른 Turbo Coded MC-CDMA 시스템과 ETD-Turbo Coded MC-CDMA 시스템의 성능 비교

Ⅵ. 결론

본 논문에서는 비교적 간단한 부호화와 복호 알고리즘을 가지면서도 특유의 반복 복호 과정을 통해 Shannon의 용량 한계에 근접하는 시스템 성능을 갖는 오류 정정 부호인 터보 부호를 적용하여 MC-CDMA 시스템의 성능을 분석하였다.

MC-CDMA 시스템은 DS-CDMA 시스템과 달리 다중 반송파를 사용하여 반송파 단위의 대역 확산없이 다수의 협대역 직교 부반송파에 동일한 데이터 심볼을 전송함으로써 ICI 문제를 해결할 수 있고, 주파수 다이버시티의 효과를 기대할 수 있다. 이러한 시스템의 성능을 개선시키기 위해 오류 정정 부호를 사용하여 이동 무선 통신 환경에서 시스템의 비트 오율 특성을 분석하였으며, 1/2의 부호율을 갖는 길쌈 부호와 터보 부호를 이용하여 신호 대 잡음비(SNR)에 따른 비트 오율의 변화를 시뮬레이션을 통해 검토하였다.

그 결과 레일레이 페이딩 환경에서 단순히 직교 부호를 사용하여 전송한 MC-CDMA 시스템보다 길쌈 부호나 터보 부호를 사용한 경우에 시스템의 성능이 크게 향상되었다. 또한 길쌈 부호를 적용한 시스템보다 터보 부호를 적용한 경우 신호 대 잡음비에 대한 오율의 변화가 매우 큰 것을 볼 수 있었다. 그러나, 복호 과정에 있어서 시간 지연의 원인이 되는 반복 복호 횟수를 3회 이상 증가시키더라도 더 이상의 큰 성능 개선이 없었으므로 시스템 설계시 적절한 복호 횟수를 제한할 필요가 있다.

본 논문에서는 터보 부호의 시간 다이버시티 효과를 증가시키기 위해 기존의 터보 부호에 인터리버를 하나 더 첨가시킨 새로운 형태의 터보 부호인

ETD-Turbo Codes를 MC-CDMA 시스템에 적용시켜 보았다. 그 결과 전형적인 터보 부호를 적용시켰을 경우에 비해서 비트 오율이 향상되었고, 반복 복호 횟수 증가에 따라 시스템의 성능이 개선되는 것을 볼 수 있었다.

터보 부호는 아직까지 제시된 연구 결과가 부족하기 때문에 다양한 응용 분야에 대한 연구가 더 필요하다고 생각된다. 따라서 보다 간단하면서도 시간 지연이 적은 복호 방식에 대한 연구가 더 이루어져야 할 것이다. 또한 본 논문에서는 1/2의 부호율에 대해서만 고려하였으므로, 향후에는 더욱 다양한 부호율을 적용시켜 시스템의 성능을 분석할 필요가 있다.

그리고 시스템 구성에 있어서, 큰 변화없이 시스템의 성능을 개선시키기 위해서는 다이버시티를 사용할 필요가 있다. 따라서 향후 연구 과제로는 편파 다이버시티와 ETD-Turbo Codes를 적용한 MC-CDMA 시스템의 성능을 개선시키는 연구가 수행되어야 할 것이다.

참고문헌

[1] N.Yee, J.P.M.G.Linnartz and G.Fettweis, "Multi-Carrier CDMA indoor wireless networks", in Proc. 4th Int. Symp. PIMRC, Pacific Yokohama, pp.D1.3.1-D1.3.5, Yokohama, Japna, 1993.

[2] L.R.Bahl, J.Cocke, F.Jelinek and J.Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate", *IEEE Trans*. Information Theory, vol. IT-20, pp.248-287, March 1974.

[3] C.Berrou, A.Glavieux and P.Thitimajshima, "Near Shannon limit error correcting coding and decoding: Turbo-codes(1)", in Proc., IEEE ICC'93, pp.1064-1070, May 1993.

[4] S.Hara and R.Prasad, "DS-CDMA, MC-CDMA and MT-CDMA for mobile multiple media communications", Proc. of IEEE 46th VTC'96, pp.1106-1110, Atlanta, April 1996.

[5] Essam A.Sourour and Masao Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel", IEEE Trans. Comm. vol.44. no.3, pp.356-367, March 1996.

[6] N.Yee and J.P.M.G.Linnartz, "Controlled equalization for Multi-Carrier CDMA, "Proc. of 1994 IEEE VTC'94, pp.1665-1669, Stockholm, Sweden, June 1994.

[7] N.Yee and J.P.M.G.Linnartz, "Winer filtering for Multi-Carrier CDMA", IEEE/ICC conference on Personal Indoor Mobile Radio Communications

(PIMRC) and Wireless Computer Networks(WCN), vol.4, pp.1344-1347 The Hague, September 1994.

[8] J.Hokfelt and T.Maseng, "Methodical interleaver design for turbo codes", in Proc., Int. Symp. on Turbo Codes and Related Topics, pp.212-215, September 1997.

[9] P.Jung and J.Plechinger, "Performance of rate compatable punctured turbo-codes for mobile radio applications", Electronics Letters, vol.33, pp.2102-2103, December 1997.

[10] Fu-hua Huang, "Evaluation of Soft Output Decoding for Turbo Codes", Virginia Tech, 1997

[11] C.Berrou, A.Glavieux, "Near Optimum Error Correcting Coding And Decoding: Turbo-Codes", IEEE Transaction on Communication, vol.44, no.10, pp.1261-1271, October 1996

[12] Bernard Sklar, "A Primer on Turbo Code Concepts", IEEE Communications Magazine, pp.94-102, 1997.

[13] P.Robertson, E.Villebrun and P.Hoeher, "A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain", in Proc. Int. Conf. Communications, pp.1009-1013, June 1995.

[14] W.Koch and A.Baier, "Optimum and sub-optimum detection of coded data distributed by time-varying inter-symbol interference", IEEE Globecom, pp.1679-1684, December 1990.

[15] J.Y.Couleaud, "High Gain Coding Schemes for Space Communications", ENSICA Final Year Report, University of South Australia, September 1995.

[16] **이일홍**, “**시간다이버시티 효과를 증가시키는 새로운** ETD-Turbo Codes **구성에 관한 연구**”, **부경대학교**, **졸업 논문**, 2001.

[17] Bi GA and Evans BG, "Hardware Structure For Walsh-Hadamard Transforms", Electronics Letters, vol.34, no.21, pp.2005-2006, 1998. 10. 15

[18] K.H.Chang and I.S.Jeon, "Frequency selective Rayleigh fading channel and AGC loop modeling for CDMA system", in 2nd APCC, vol.1, March 1995.

감사의 글

많은 기대와 의욕으로 대학원 생활을 시작하던 때가 엊그제 같은데 어느덧 2년이라는 시간이 흘렀습니다. 그동안 어려움도 많았고 아직도 배워야 할 부분들이 많이 남아 있지만 이렇게 논문 제출과 감사의 글을 쓰게 되었습니다.

부족한 저에게 항상 많은 관심과 충고를 아끼지 않으시고, 본 논문이 완성되기까지 지도해주신 하덕호 교수님께 진심으로 감사드립니다. 그리고 저의 미흡한 논문을 읽어주시고 충고해주신 윤종락 교수님과 정연호 교수님께도 감사드립니다. 또한 학부와 대학원 과정동안 제게 많은 지식과 학업에 도움을 주신 정신일 교수님, 김석태 교수님, 장주석 교수님, 김성운 교수님께도 감사드립니다.

지금 이 자리에 오기까지 많은 조언을 아끼지 않으신 김병옥 선생님, 2년 남짓한 시간을 동고동락해온 실험실의 맏형 주현 선배, 저와 같은 연구 분야를 수행하면서 친언니처럼 따뜻한 애정을 나눠준 연화 언니, 대학원 동기 성명 오빠, 정훈 선배에게도 고마운 마음을 전합니다. 지금은 졸업해서 실험실에 없지만 제게 터보 부호에 관해 많은 도움을 주었던 일홍 선배, 언제나 저의 고민을 들어주고 격려해준 인철 선배에게도 고마운 마음을 전합니다. 같이 지낸 시간은 얼마되지 않지만 실험실에 많은 재미를 선사해준 나의 동기 성국, 실험실의 작은 꽃 진숙이, 새 식구가 된 막내 민정이와 수경이에게도 고마운 마음을 전합니다. 실험실에 대소사(大小事)가 있을 때마다 와주신 모든 연구실 선생님들께도 감사의 마음을 전합니다. 그리고 언제나 제가 힘들어할 때면 위로와 격려를 아끼지 않은 나의 소중한 친구들에게도 감사의 마음을 전합니다.

마지막으로 언제나 저를 믿고 말없이 지켜봐주신 사랑하는 부모님과 동생에게 감사드립니다.