

工學碩士 學位論文

터보등화기반 전송효율 향상을 위한 최적의
전송기법 연구

A Study on Optimal Transmission Method for Improving
Throughput based on Turbo Equalizer

指導教授 鄭 智 元

2015年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

權 海 贊

本 論文을 權海贊의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 趙 炯 來



委 員 : 工學博士 金 基 萬



委 員 : 工學博士 鄭 智 元



2015年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

權 海 贊

목 차

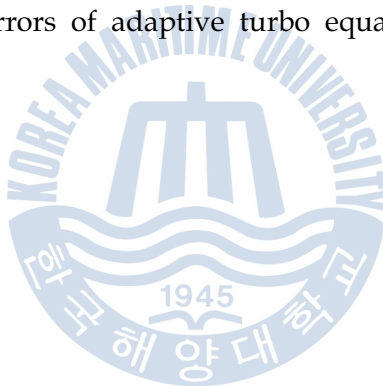
List of Tables	iii
List of Figures	iv
Abstract	v
제 1 장 서론	1
제 2 장 수중 통신에서 고려되는 터보 등화기법	3
2.1 터보 등화기법	3
2.2 터보 부호화 기법	5
2.3 터보 Pi 부호화 기법	8
2.4 채널 등화기법	11
제 3 장 수중 통신에서 전송효율 향상을 위한 처리 기법	16
3.1 고부호화율 기법	16
3.2 8PSK를 이용한 고차변조방식	17
3.3 적응형 터보 등화기 구조	21
제 4 장 수중 실험 결과	24
4.1 수중실험 환경	24
4.2 패킷구조별 터보 등화기 성능 분석	25
4.2.1 네 가지 패킷구조	25
4.2.2 전송신호와 수신신호 분석	27
4.2.3 패킷구조에 따른 성능 분석	28
4.3 부호화율별 성능 분석	31
4.4 8PSK 변조방식에서의 성능 분석	32

4.5 성능 비교	33
제 4 장 결 론	35
감사의 글	37
참고문헌	38



List of Tables

Table 3.1 Block size of Turbo Pi codes according to coding rate	16
Table 3.2 Block size according to coding rate used in underwater channel	17
Table 4.1 Experimental parameter	24
Table 4.2 Number of errors according to packet structure	28
Table 4.3 Analysis of four packet structure	29
Table 4.4 Number of errors according to coding rate	32
Table 4.5 Number of errors of adaptive turbo equalizer(2/3, 8PSK)	33



List of Figures

Fig. 2.1	The structure of turbo equalizer based on iteration	4
Fig. 2.2	RSC(Recursive Systematic Convolutional) Encoder (R=1/2,v=2)	6
Fig. 2.3	Schematic representation of α_k^m, β_k^m	8
Fig. 2.4	Encoder of Turbo pi with Memory ($v=4$)	9
Fig. 2.5	Trellis Diagram of Turbo pi	9
Fig. 2.6	RCS-NG Turbo Pi Encoder(m=2)	10
Fig. 2.7	The comparison of BER Performance by coding rate	11
Fig. 2.8	The structure of LMS-DFE	14
Fig. 3.1	8PSK constellation	18
Fig. 3.2	The transmitter structure of adaptive Turbo equalizer	21
Fig. 3.3	The receiver structure of adaptive Turbo equalizer	22
Fig. 3.4	QPSK conversion method	22
Fig. 4.1	The experimental environment	25
Fig. 4.2	The structure of packet	26
Fig. 4.3	The structure for compensation of multipath effect	27
Fig. 4.4	Transmitted signal and received signal for packet types	27
Fig. 4.5	Number of errors according to packet structure	31
Fig. 4.6	Number of errors according to coding rate	32
Fig. 4.7	Error rate according to channel capacitor	34

A Study on Optimal Transmission Method for Improving Throughput based on Turbo Equalizer

Kwon, Hae Chan

Department of Radio Communication Engineering
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University

Abstract

The transmission of acoustic waves is limited because of various factors such as water temperature, salinity, depth in the underwater acoustic communication with a multi-path channel environment. Also, the performance is limited because the underwater acoustic communication uses low frequency band relative to wireless communication. In the underwater acoustic communication, the performance greatly depends on the characteristics of multi-path channel and the distortion of the received signal is degraded due to reverberation and multi-path. Such channel characteristics cause ISI(Inter-symbol interference). It is necessary to study on equalizer technique and channel coding to correct error by multi-path and ISI because the optimal communication method has to be designed based on characteristics of multi-path channel.

There are various methods in order to countermeasure the multi-path channel. Among of them, one well proven method to counteract ISI is the decision feedback equalized (DFE), which has been used in many underwater communication links. The other way to cope with ISI, iterative equalizer is used which constitutes an outer loop in the receiver. An inner loop consists of

iterative codes. Among the iterative coding techniques, turbo codes are optimal coding technique in aspect to performance and packet size. Turbo codes have error-flooring phenomenon, that is serious problem in underwater channel. In order to eliminate error-flooring phenomenon, turbo pi codes which add the shift register in the encoder. In this thesis iterative coding based equalization was proposed for single carrier underwater communication channels. As an outer code, DFE is used in this thesis. As an inner code, the turbo pi codes are used.

The contents of this thesis are mainly deal with three parts.

First, the performance of turbo equalization was analyzed. The performance of iterative turbo equalizer was studied by using the real data obtained in the underwater. It was confirmed that the performance is improved as increasing the number of iterations. Second, It was decided what kinds of packet structure are most optimal in underwater channel. Four kinds of packets are considered. As a result, consecutive packet structure are most optimal in aspect to performance and throughput. Third, in order to improve throughput, it is suggested which method is optimal among of high coding rates and high order modulation. Among high coding rates with QPSK and turbo coded 8PSK(Octal Phase Shift Keying), it was concluded high coding rates with QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) is effective method in underwater communication. Finally, in aspect to performance and throughput, it was concluded that high coding rates with QPSK based on turbo equalization is most optimal transmission system in underwater communication.

KEY WORDS: Underwater communication; Multipath; Channel coding; Turbo Pi code; Equalizer; Throughput.

제 1 장 서 론

수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 수중에서의 통신은 음파를 이용하여 통신을 하게 된다[1]. 음향 채널의 경우 전달 과정에서 잔향 및 다중 경로 등에 의해 크게 왜곡되며, 수중에서 고속 데이터 전송을 위하여 수중 음향 통신 채널 특성을 결정하는 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중 경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 특히 천해에서의 다중경로는 해면의 시변 산란에 의해 도플러 확산과 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우하게 된다.[2] 이러한 음향 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중음향 통신에서 송신하는 심벌간의 상호간섭(Inter-Symbol Interference : ISI)을 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시키게 되며, 음파통신의 저 대역폭으로 인한 데이터 전송효율을 감소시킨다.

따라서 현재 열악한 채널 환경을 극복하고 전송효율을 향상시키기 위하여 여러 가지 채널부호화 기술과 등화기 기법들이 함께 연구되고 있다. 이에 본 논문에서는 높은 신뢰도를 가지는 터보 Pi 부호화기와 함께 다중경로에 의한 효과를 해결하기 위한 등화기법을 연접하여 수중 환경에서 최적의 패키지구조를 제시하고 전송효율을 향상시키기 위한 최적의 터보 등화기법에 대해 제안한다.

터보 부호화기는 그 성능이 Shannon이 제시하는 이론적 한계 값에 매우 근접하는 우수한 오류정정능력을 보이는 부호화기로서 다중경로 채널 환경에서 고려되는 부호화 기법이다. 터보 부호화기는 1993년 Berrou에 의해 성능이 입증되었고[3], 현재는 각종 무선통신시스템에서 표준안으로 채택되고 있다. 이러한 터보 부호는 높은 SNR에서는 오류 마루 현상이 존재하기 때문에 새로운 터보 부호화 방식인 터보 Pi 부호화기를 이용하여 오류 마루 현상을 극복할 수 있다. 하지만 강력한 오류정정능력을 가진 터보 Pi 부호화기로도 수중통신에서 만족할만한 성능의 향상에는 어려움이 있으며 채널등화기가 필수적이다

[4][5][6]. 본 논문에서는 강력한 오류정정능력을 가진 터보 Pi부호화기와 다중경로에 의한 효과를 해결하기 위해 열악한 환경에서도 빠르게 오차를 추정하고 요구하는 탭 수가 적은 장점을 가진 비선형 등화기인 결정 궤환 등화기, 이를 위한 적응 기법으로 구현하기가 매우 쉽고 계산량이 적은 장점을 가지는 LMS 방식을 적용하였다. 터보 부호에 채널등화기가 적용된 터보 등화기는 수신단에서 등화기와 채널 복호기 사이에 반복적인 연산 과정을 통해 심벌 간 간섭(ISI)을 크게 줄일 수 있는 수중통신기법이다[7][8][9][10]. 이러한 수중통신에 용이한 터보등화기법에 고부호화율과 고차변조방식을 적용하고 실제 실험 데이터를 통해 수중에서 터보등화기법을 기반으로 전송효율을 향상시키기 위한 최적의 전송기법에 대해 연구하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 1장의 서론에 이어 제 2장에서는 높은 신뢰도와 함께 빠른 전송속도를 요구하는 차세대 무선통신을 위해서 부호화 이득을 높여 Shannon's limit에 근접하기 위해 강력한 오류정정 부호인 터보 부호와 수중음향통신에서 다중경로에 의한 효과를 해결하기 위해 필수적인 채널등화기를 소개한다. 제 3장에서는 수중음향통신에서의 전송효율을 향상시키기 위한 기법으로 고부호화율방식과 고차변조방식에 대해 설명한다. 고부호화율을 이용한 방식으로는 QPSK 변조방식에 부호화율을 1/2, 2/3, 3/4로 변화시키며 전송효율을 향상시키고 고차변조방식의 경우 8PSK 변조방식을 사용하였으며 터보 등화기와의 연접을 용이하게 하기위한 방법을 제시한다. 제 4장에서는 터보 등화기법을 이용하여 실제 수중실험을 통해 획득한 수중 데이터를 분석하여 최적의 패킷구조를 제안하고 이를 통해 반복 기반 터보등화기가 반복을 통해 성능이 향상됨을 확인한다. 다음으로 최적의 패킷구조를 바탕으로 두 가지 전송효율을 향상시키기 위한 기법을 적용시켜 성능을 비교 분석하며 수중통신에서 터보 등화기반 전송률 향상을 위한 최적의 전송기법에 대해 제안하였다. 그리고 제 5장의 결론으로 본 논문의 끝을 맺는다.

제 2 장 수중 통신에서 고려되는 터보 등화기법

최근의 통신시스템에서 터보 부호는 우수한 성능을 보이고 있다. 저속 통신 시스템에 주로 적용되며 부호화율의 가변성 측면에서 터보 부호는 천공 패턴을 이용하여 간단하게 부호화율을 변경하는 것이 가능하다. 터보 부호는 수중통신에서 요구하는 바와 같이 큰 사이즈의 블록길이를 요구하고 있지 않으며 등화기와의 결합이 용이하기 때문에 터보 부호는 수중통신에서 효율적이라 할 수 있다. 이에 본 장에서는 터보 Pi부호와 함께 채널 등화기법과의 효율적인 연접 방법 및 성능의 향상을 위하여 등화기와 채널 복호기 사이에 반복적인 연산 과정을 통해 심벌 간 간섭을 크게 줄일 수 있는 터보 등화기에 대해 제시한다.

2.1 터보 등화기법

일반적인 통신 시스템에서는 LMS-DFE 등화기와 채널 부호화 기법을 서로 별개로 적용하여 성능 개선에도 한계가 있다. 따라서 수신단에서 등화기와 채널 복호기 사이에 반복적인 연산 과정을 통해 ISI를 크게 줄일 수 있는 터보 등화기에 대한 연구가 이루어져 왔으며, 최근에는 다중 채널 환경을 가지는 수중 음향 통신에도 적용되고 있다. Oberg 등은 선형 등화기와 터보 복호화를 이용하여 4-QAM 변복조로 전송하여 평균 2.88 [kbps]의 전송율을 얻었으며, Choi 등은 직접 적응형 터보 등화기와 선형 MMSE 터보 등화기를 MIMO 시스템에 적용하여 성능을 비교하였다. 또한 Otnes 등은 수심 10 [m], 송수신기 사이 거리가 85 [m]인 경우 약 한 달간 실제 데이터를 수집하여 성능을 분석하였다. 하지만 국내의 경우 수중에 위치한 센서 간의 거리에 따른 상관 특성이 제시되었으나 아직 실제 해양환경에서 실험적인 방법으로 획득한 실측 데이터를 이용하여 수중 다중 채널 환경에 적합한 터보 등화기를 적용한 연구 사례는 부족한 실정이다.

터보 등화기는 기존의 등화기보다 좋은 성능을 보이지만 원래 MAP 알고리즘

을 사용하기 때문에 복잡도가 채널 길이 등에 대해 지수적으로 증가하는 단점이 있다. 이러한 이유로 인해 터보 등화기의 복잡도를 줄이기 위한 방법으로 MAP 등화기보다 복잡도가 적은 LMS-DFE 등화기를 갖는 터보 등화기를 제안한다. Fig. 2.1은 LMS-DFE 등화기와 터보 Pi 채널 부호기를 연접하여 서로간의 반복적인 연산을 통하여 성능을 개선하는 반복 기반의 터보 등화기 구조를 나타낸다.

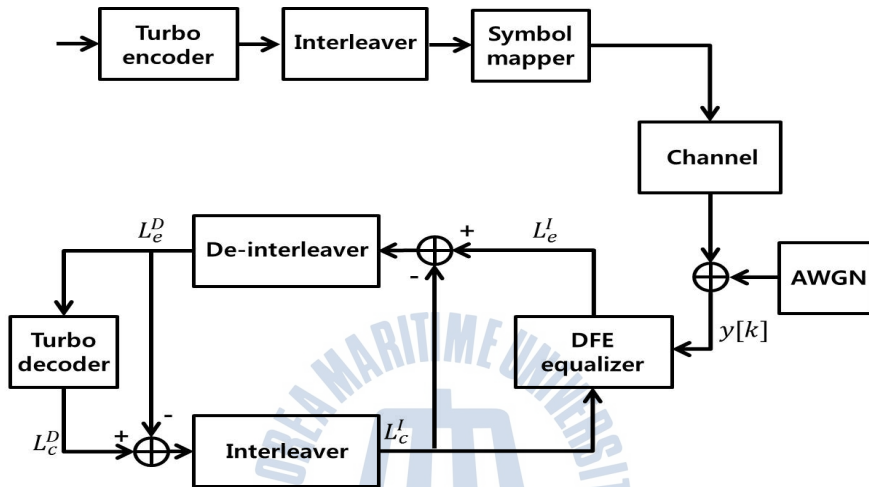


Fig. 2.1 The structure of turbo equalizer based on iteration

데이터는 터보 Pi 채널 부호화기를 거치고 난 뒤 인터리버, 심벌 매핑 후 변조기를 통과한다. 전송된 심벌은 채널을 통과한 후 백색 가우시안 잡음이 더해진다. 수신된 심벌은 먼저 PLL(Phase Locked Loop)을 거쳐서 위상추적을 하여 터보 등화기로 입력된다. 수신단의 터보 등화기는 등화기와 터보 Pi 복호기로 구성되어 있으며, 등화기와 복호기는 인터리버와 역-인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신한다. 인터리버는 송신측에서 한 개 블록 크기의 부호기 출력 값을 재배치시키고, 역-인터리버는 인터리버의 역 과정을 거쳐 송신신호를 복원한다. 복호기에서 출력한 피드백 정보는 다시 인터리빙 과정을 거쳐 정정된 신호를 등화기에 재입력한다. 이러한 인터리빙 과정은 다중 채널 환경에서 수신된 신호의 밀집된 오류를 분산 시키는 역할을 하게 되어 성능을 향상 시킨다. 수신된 신호는 기저대역으로 변환한 후 L_c^I 는 LMS-DFE의 출력

값으로 수신 신호로부터 등화기에서 추정되어진 외부입력 값이다. L_e^D 값은 결정 LMS-DFE의 출력 값 L_e^I 와 L_c^I 의 차를 디인터리빙하여 계산되어져 터보 Pi 복호기로 입력되어 진다. 터보 Pi 복호기에서 추정되어진 외부입력 값 L_c^D 은 식 (2.1)과 같이 구할 수 있다.

$$L_c^D = \log \frac{P(x=+1)}{P(x=-1)} \quad (2.1)$$

외부입력 값 L_c^D 는 터보 복호기의 출력 값으로써 사후 확률 값을 계산하여 0 또는 1의 오류 값을 보정할 수 있는 값이다. 이러한 L_c^D 와 L_e^D 의 차이 값을 다시 인터리빙 하여 L_c^I 를 계산하여 LMS-DFE 등화기에 입력된다. L_c^I 를 업데이트 하여 오류 값을 보정하는 방법을 취하게 되는데, 반복횟수가 늘어남에 따라 업데이트 하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER 성능이 향상된다.

2.2 터보 부호화 기법

1974년 Bahl 등에 의해서 새롭게 인식된 MAP(Maximum-a-posteriori)알고리즘은 이산 무기억 채널(Discrete memoryless channel)을 통하여 전송된 Markov source의 상태와 천이에 대한 APP(A Posteriori Probability)를 계산하여 복호 동작을 수행하는 것이다. 처음 Berrou 등의 논문에서는 변형된 MAP 알고리즘을 제시하여 터보부호의 복호동작으로 사용하였으나 복잡한 구조는 크게 개선되지 않았다. 1994년 Pietrobon등에 의해서 복잡도를 줄이고 하드웨어 구현이 가능한 구조로 MAP 알고리즘을 간단화 한 논문이 제시되었다[11]. 이러한 MAP 알고리즘은 격자복호(trellis decoding)에 대하여 심볼의 에러율을 최소화하는 알고리즘이다. 따라서 전송된 신호가 수신된 후 복호기의 동작은 수신된 심볼에 대하여 likelihood ratio에 의한 복호비트 \hat{d}_k 를 결정하는 것이다.

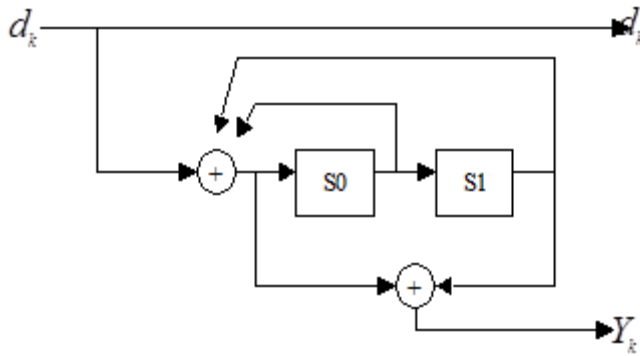


Fig. 2.2 RSC(Recursive Systematic Convolutional) Encoder ($R=1/2, v=2$)

입력 정보비트열 $\{d_k\}$ 이 Fig. 2.2과 같은 RSC부호기에 의해 생성된 d_k 와 y_k 를 QPSK변조시키면, $+1/-1$ 의 값을 가지는 전송신호 a_k 와 b_k 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

시간 k 에서 분산 σ^2 을 가지는 채널잡음 p_k, q_k 가 더해진 수신신호 x_k, y_k 는

$$x_k = a_k + p_k, y_k = b_k + q_k \quad (2.2)$$

으로 나타내지며, N 개의 사이즈를 가지는 수신 심볼 $R_k = (x_k, y_k)$ 를 원소로 하는 수신신호열은 다음과 같다.

$$R_1^N = (R_1, R_2, \dots, R_k, \dots, R_N) \quad (2.3)$$

MAP 복호기는 다음 식 (2.4)와 같이 정의되는 LLR(Log-Likelihood Ratio)를 이용하여 복호한다. 여기서, $P_r(d_k = i | R_1^N) = \sum_m \lambda_k^i(m)$ 이고, k 시점에서 부호기의 메모리가 v 이며, m 은 부호기의 상태번호, 그리고 i 는 입력비트이다. ($m = 0, 1, \dots, 2^{v-1}$)

$$\begin{aligned}
L(d_k) &= \log \frac{\Pr(dk = 1 | \text{observation})}{\Pr(dk = 0 | \text{observation})} \\
&= \frac{P_r(d_k = 1, S_k = m | R_1^N)}{P_r(d_k = 0, S_k = m | R_1^N)} \\
&= \log \frac{\sum_m \lambda_k^{1,m}}{\sum_m \lambda_k^{0,m}}
\end{aligned} \tag{2.4}$$

이는 MAP 복호기의 soft output이며, 식 (2.5)와 같이 $L(d_k)$ 를 임계값 0과 비교함으로써 복호기는 복호비트를 hard-decision 할 수 있다.

$$\begin{aligned}
&\text{if } L(d_k) \geq 0, \text{ the decoded bit is } 1 \\
&\text{if } L(d_k) \leq 0, \text{ the decoded bit is } 0
\end{aligned} \tag{2.5}$$

식 (2.4)에서와 같이 격자도 상의 임의의 한 m 상태와 k 시점에서의 입력비트의 사후확률 $\lambda_k^{i,m}$ 은 수신신호열에 대한 입력 d_k 와 상태번호 S_k 의 조건부 확률로 정의할 수 있으며, 이를 Bayes의 정리를 이용하여 분해하고 정리하면 식 (2.6)과 같이 3개의 조건부 확률성분으로 나눌 수 있다.

$$\begin{aligned}
\lambda_k^{i,m} &= P_r(d_k = i, S_k = m | R_1^N) \\
&= P_r(d_k = i, S_k = m, R_1^N) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(d_k = i, S_k = m, R_1^{k-1}, R_k^N) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(R_1^{k-1}, d_k = i, S_k = m, R_k^N) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) P_r(d_k = i, S_k = m, R_k^N) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) P_r(d_k = i, S_k = m, R_k, R_{k+1}^N) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) P_r(R_{k+1}^N, d_k = i, S_k = m, R_k) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) P_r(R_{k+1}^N, d_k = i, S_k = m, R_k) P_r(d_k = i, S_k = m, R_k) / P_r(R_1^N)
\end{aligned} \tag{2.6}$$

각 확률성분을 다음과 같이 각각 확률함수로 정의한다.

$$\alpha_k^m = P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) \tag{2.7}$$

$$\beta_k^{i,m} = P_r(R_{k+1}^N | d_k = i, S_k = m, R_1^k) \tag{2.8}$$

$$\delta_k^{i,m} = P_r(d_k = i, S_k = m, R_k) \tag{2.9}$$

각 성분의 함수명은 α_k^m 은 FSM(Forward State Metric), β_k^m 은 BSM(Backward State Metric) 그리고 $\delta_k^{i,m}$ 은 BM(Branch Metric)이다. 따라서 최종적인 LLR은 식 (2.10)과 같다.

$$L(d_k) = \log \frac{\sum_m \alpha_k^m \beta_{k+1}^{f(0,m)}, \delta_k^{0,m}}{\sum_m \alpha_k^m \beta_{k+1}^{f(1,m)}, \delta_k^{1,m}} \quad (2.10)$$

FSM, BSM을 격자도상의 동작을 도식적인 표현을 하면 Fig. 2.3과 같이 나타낼 수 있다.

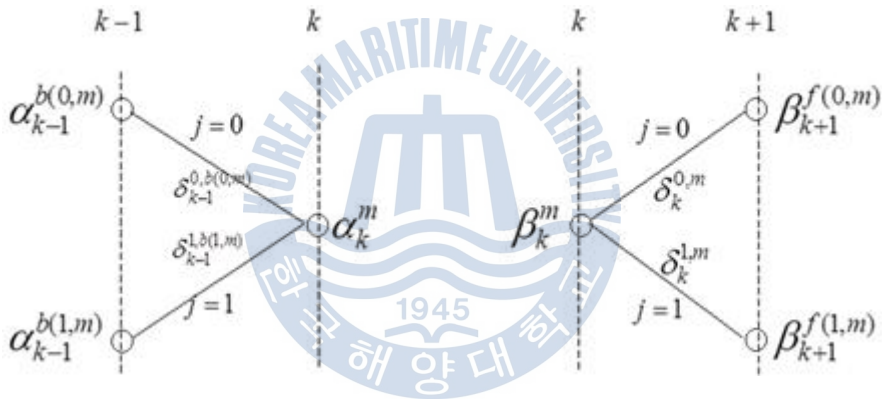


Fig. 2.3 Schematic representation of α_k^m, β_k^m

2.3 터보 Pi 부호화 기법

기존의 DVB-RCS에서 표준으로 사용되는 터보 부호화기는 3개의 S_1, S_2, S_3 메모리를 가지며 8-상태로 구성되어 있다. 이러한 DVB-RCS기반 터보 부호화기 [12][13]는 오류 마루 현상이라는 단점을 가지고 있으며 다중경로가 존재하는 수중통신에 있어 이는 치명적이다. 하지만 터보 Pi 부호화기[14]는 4개의 메모리를 가지며 16개의 상태를 이용하여 각각의 상태가 가지는 해밍거리 차이를 더 크게 만들어 오류 마루 현상을 제거하며 성능을 향상 시킬 수 있는 구조이

다. DVB-RCS 기반으로 한 RCS NG 터보 Pi 부호에서는 CRSC 부호를 사용한다. DVB-RCS의 Double binary 터보 부호를 기반으로 하는 터보 Pi 부호는 두 비트를 입력하고 세 비트를 출력하는 부호이며 CRSC의 구조는 Fig. 2.4와 같다.

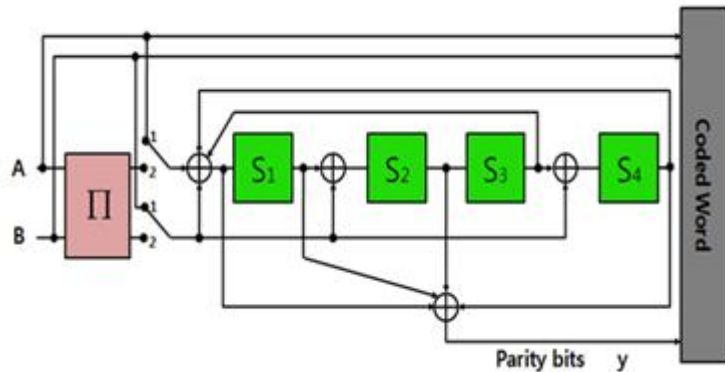


Fig. 2.4 Encoder of turbo pi with Memory ($v = 4$)

메모리가 4개이므로 상태 수는 모두 16개이며 한 상태에서 다음 상태로의 가지 수는 총 4개이다. Fig. 2.5는 Fig. 2.4의 부호화기에 대한 트렐리스 구조도이다.

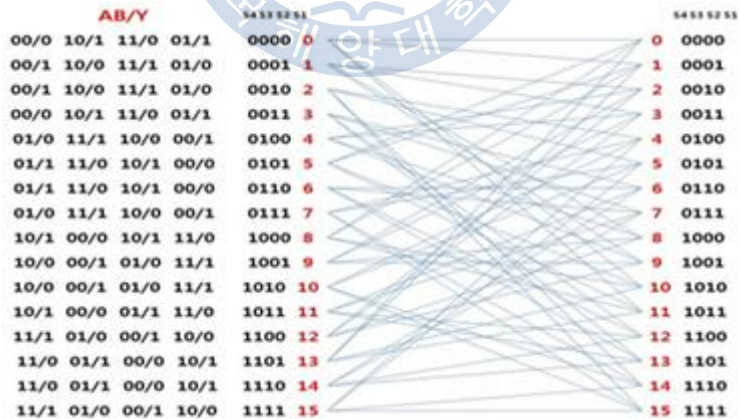


Fig. 2.5 Trellis Diagram of turbo pi

이 방법은 부호화를 할 때 마지막 시점에서 초기의 상태를 보상해줌으로써 트렐리스의 상태는 순환하고 복호할 때 어떤 곳에서든지 초기화 될 수 있다는

것이다.

위 방법을 적용한 circular 부호화 방식은 tail 비트를 첨가함으로써 감소되었던 spectral efficiency를 피할 수 있다. Circular states(Tail-biting) 원리를 좀 더 자세히 살펴보자면, Circular 부호화 방식은 부호화 마지막 단계에서 부호기의 초기 상태를 보상할 수 있고 그래서 circular trellis에 의해 데이터 부호화가 나타난다.

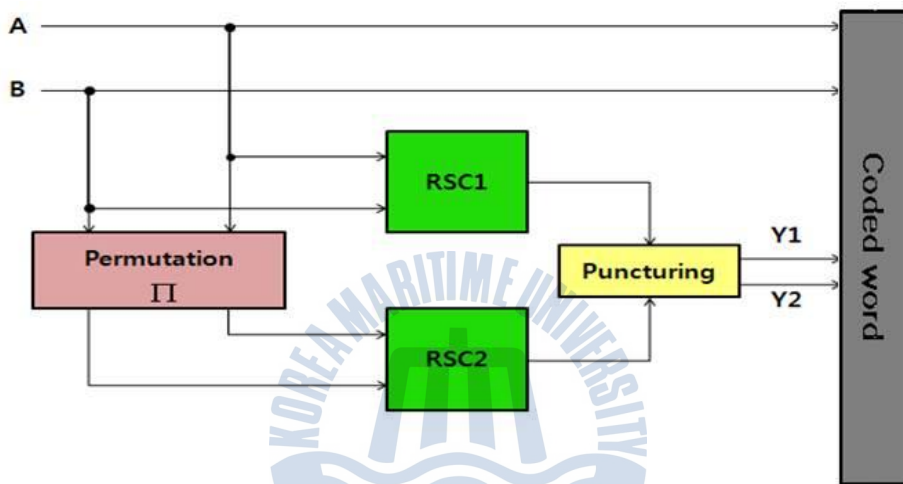


Fig. 2.6 RCS-NG turbo Pi Encoder($m=2$)

Fig. 2.6은 입력 비트(m)가 2개일 때의 DVB-RCS NG 터보 Pi 부호화기의 전체 구조를 나타낸다.

A, B에 비트가 입력되면, Fig. 2.4의 CRSC 부호화기를 거쳐 출력된 비트를 permutation을 한 후 비트를 다시 CRSC 부호화 하여 각 부호화율에 적합하게 puncturing 한다. Permutation은 수신단에서 버스트 에러를 방지하고 error floor를 방지하기 위한 인터리버 효과를 나타낸다.

Fig. 2.7에서 $N(\text{block size})=752$ 일 때, 각 부호화율에 따라서 터보 부호와 터보 Pi 부호의 성능을 여러 가지 부호화율에 따라 비교하였다. Iteration 횟수는 8회로 고정하여 시뮬레이션 하였다. 성능 비교 분석 결과 기존의 DVB-RCS와 성능이 거의 비슷하나, 부호화율이 커질수록 기존 방식에는 발생하는 오류 마

루 현상이 터보 Pi 부호에서는 개선됨과 동시에 해밍거리의 증가로 인하여 성능이 향상됨을 알 수 있다. 따라서 수중 통신 환경에서의 효율적인 반복 기반의 채널 부호화 기법으로 터보 Pi 부호가 가장 적합하다.

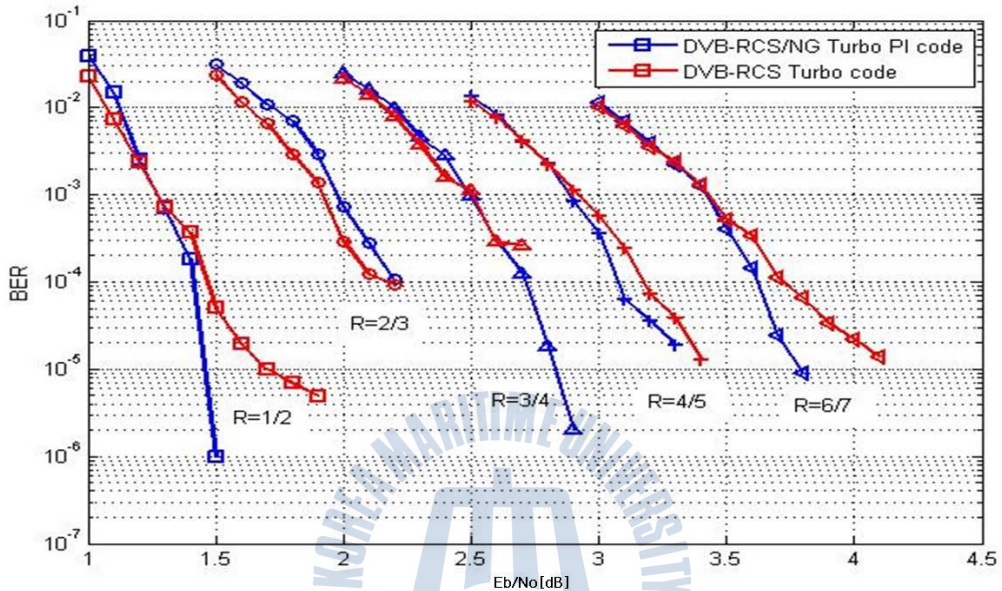


Fig. 2.7 The comparison of BER Performance by coding rate

2.4 채널등화기법

수중 통신에서는 다중 채널 환경의 특성과 도플러 확산 및 심벌간의 간섭으로 인하여 원활한 통신이 이루어지기 힘들다. 따라서 이러한 오류 값들을 보상하는 등화 기법을 적용하여 성능을 향상 시킬 수 있다. 또한 채널의 특성이 고정되어 있지 않고 시·공간적 변동성을 가지기 때문에 적응 등화기가 사용되어야 한다. 이러한 적응 등화기의 구조는 선형 등화기와 비선형 등화기로 구분할 수 있다. 선형 등화기는 구현이 간단하지만 멀티 패스의 간격이 긴 수중 통신에서는 많은 탭 수가 필요하고 오차의 수렴 속도도 비선형 등화기에 비해 느리다는 단점을 가지고 있다. 비선형 등화기인 결정 궤환 등화기는 열악한 환경에서도 빠르게 오차를 추정하고 요구하는 탭 수가 적은 장점을 가지고 있다.

결정 궤환 등화기(DFE : Decision Feedback Equalizer)를 위한 적응 기법으로는 최소 평균 제곱(LMS : Least Mean Square) 알고리즘과 함께 순환 최소 제곱(RLS : Recursive Least Square) 알고리즘이 사용된다. LSM 방법은 구현하기가 매우 쉽고 계산량이 적은 장점을 가지지만 RLS 에 비하여 수렴 속도가 느리다는 장점을 가진다. RLS 방법은 수렴 속도는 빠르지만 LSM 방법에 비하여 계산량의 증가로 인하여 처리 속도가 느리다는 단점이 있다. 수중에서는 저전력으로 통신을 요구하기 때문에 계산량이 적은 LMS 알고리즘을 적용한 결정 궤환 등화기가 적합하다.

일반적으로 LMS 알고리즘은 송수신간의 서로 알고 있는 데이터인 프리앰블 구간의 훈련 신호열(Training Sequence)을 이용한다. 이 훈련 신호열 신호는 길이가 비교적 길고 전 대역에 걸쳐 균일한 스펙트럼을 가진다. 훈련 신호열을 채널의 특성과 등화기의 탭의 계수를 최적에 가깝도록 조정하는데 이용하여 실제 데이터를 전송할 때 다중 채널로 인한 왜곡을 줄일 수 있다. LMS 알고리즘을 용한 등화기의 계수 값을 정하는 것은 다음과 같다.

먼저 알고 있는 훈련 신호열과 다중 채널 통과 후의 수신 신호를 각각 $x(n), y(n)$, 이라 하면 수신 신호는 식 (2.11)과 같다.

$$y(n) = \sum_{l=0}^L h(n)x(n-l) \quad (2.11)$$

$h(n)$ 은 채널 전달 함수 이고, L 은 탭의 개수이다. 식 (2.12)에서 잡음 신호를 무시할 수 있는 훈련 신호열을 이용하면 등화기의 출력 $z(n)$ 은 다음과 같다.

$$z(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \omega_l y(n-l) \quad (2.12)$$

ω_l 은 각 탭의 계수 값을 나타낸다. 식 (2.12)를 벡터로 나타내면 식(2.13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$z(n) = \bar{\omega}^T \cdot \bar{y}(n) \quad (2.13)$$

추정되어진 등화기의 출력 값인 $z(n)$ 과 알고 있는 훈련 신호열 $x(n)$ 을 이용하여 식 (2.14)와 같이 오차를 추정한다.

$$e(n) = x(n) - z(n) = x(n) - \bar{\omega}^T \cdot \bar{y}(n) \quad (2.14)$$

식 (2.14)의 오차의 제곱이 최소화 되도록 등화기의 각 탭의 계수 값인 ω_l 를 업데이트한다. 최종적으로 등화기의 계수를 업데이트하는 과정은 식 (2.15)와 같다.

$$\bar{\omega}(n+1) = \bar{\omega}(n) + \mu \bar{y}(n) e(n) \quad (2.15)$$

μ 는 오차의 수렴을 위한 임의의 작은 실수 값이다. 식 (2.13)~(2.15)의 과정을 반복하여 등화기 필터의 탭 계수 값들을 최적에 가깝도록 조정한다.

LMS를 이용한 DFE 등화기는 피드 포워드 필터와 함께 피드 백워드 필터를 사용한다. LMS-DFE 등화기는 채널 전달 함수의 에러를 최소화 하는 최적의 탭 계수를 LMS 알고리즘과 훈련 신호열을 사용하여 훈련 모드에서 채널을 추정한 후, 등화기의 탭 계수를 채널 특성에 맞게 최적화하고, 입력 데이터가 들어오면 결정 지향(DD : Decision Direct) 모드로 변환하여 데이터를 이용해 채널을 추정하고 등화과정을 반복한다. 이러한 채널 추정 과정은 다음 훈련열 신호가 들어 오기까지 반복된다.

LMS-DFE 등화기는 수렴율이 낮고 빠른 시변 채널에서 수렴 속도가 매우 느리다는 단점이 있는 반면에 간단한 계산으로 steepest descent에 대한 근사값을 쉽게 구할 수 있으며 하드웨어 구현이 용이하며 저전력으로 구성할 수 있다. 또한 추정된 계수 값이 고정되어 채널의 상태가 변하면 정확한 오차를 보상하기 힘든 선형 등화기와는 다르게 결정 지향 모드에서 데이터를 이용하여 계속하여 채널을 추정함으로써 채널의 상태가 시간에 따라 자주 변하는 다중 채널 환경의 수중통신에 적합하다. Fig. 2.8은 LMS-DFE의 구조를 나타낸다[15].

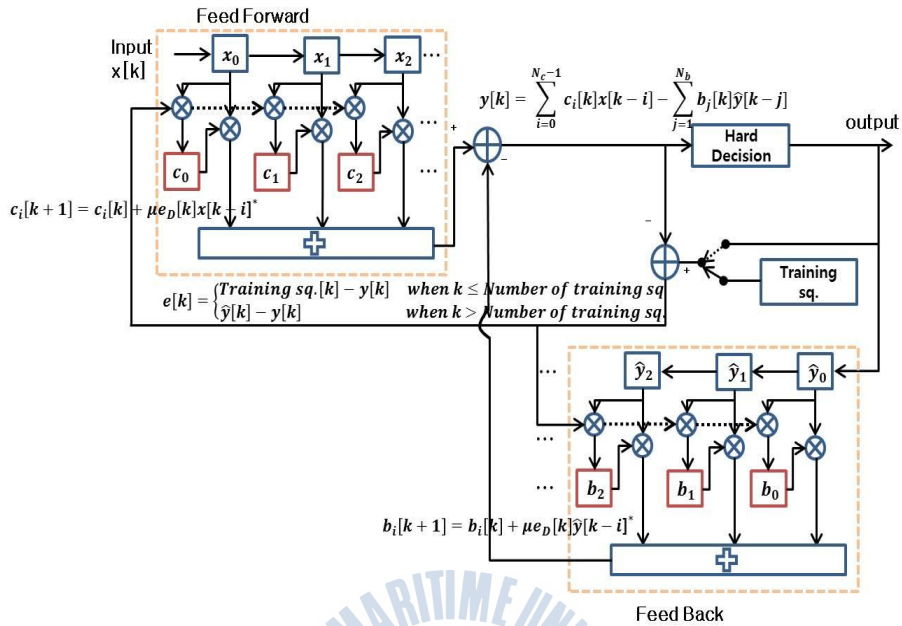


Fig. 2.8 The structure of LMS-DFE

$x[k]$ 는 k 시점에서의 등화기 입력 값이면, k 시점에서의 등화기 출력 값 $y[k]$ 는 식 (2.16)과 같다.

$$y[k] = \sum_{i=0}^{N_c-1} C_i[k]x[k-i] - \sum_{j=1}^{N_b} b_j[k]\hat{y}[k-j] \quad (2.16)$$

$c_i[k](i=0,1,\dots,N_c-1)$ 는 k 시점에서의 피드 포워드 등화기의 탭 계수이며 $\hat{y}[k]$ 는 성상도 상에서 에 가장 가까운 점들인 slicer 출력 값이다.

LMS 알고리즘을 이용한 피드 포워드와 피드 백워드 필터 탭을 업데이트하는 알고리즘은 식 (2.17)과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} c_i[k+1] &= c_i[k] - \mu e_D[k]x[k-i] \\ b_j[k+1] &= b_j[k] + \mu e_D[k]\hat{y}[k-j] \end{aligned} \quad (2.17)$$

여기서 μ 는 오차의 수렴을 위한 임의의 작은 실수 값이고 $e_D = y[k] - \hat{y}[k]$ 는 DD 에러이다.

블라인드 모드에서 LMS 알고리즘을 이용하여 각각의 필터 탭 계수는 식 (2.18)을 통해 업데이트 된다.

$$\begin{aligned} c_i[k+1] &= c_i[k] - \mu f[k] e_D[k] x[k-i] \\ b_j[k+1] &= b_j[k] + \mu f[k] e_D[k] \hat{y}[k-j] \end{aligned} \quad (2.18)$$

$f[k]$ 는 아래 식으로 정의 된다.

$$f[k] = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn}\{e_D[k]\} = \text{sgn}\{e_s[k]\} \\ 0 & \text{if } \text{sgn}\{e_D[k]\} \neq \text{sgn}\{e_s[k]\} \end{cases} \quad (2.19)$$

$\text{sgn}\{.\}$ 은 아래와 같이 정의되는 시그넘 함수이다.

$$\text{sgn}\{x\} = \begin{cases} -1 & \text{when } x < 0 \\ 0 & \text{when } x = 0 \\ +1 & \text{when } x > 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

$e_s[k]$ 는 아래와 같은 Sato 에러이다.

$$e_s[k] = y[k] - \gamma \text{sgn}\{y[k]\} \quad (2.21)$$

여기서 γ 는 식 (2.22)로 정의되는 상수 값이다.

$$\gamma = \frac{E[|a[k]|^2]}{E[|a[k]|]} \quad (2.22)$$

제 3 장 수중 통신에서 전송효율 향상을 위한 처리기법

제 3장에서는 수중음향통신에서 전송효율을 향상시키기 위해 두 가지 방식을 적용하였다. 먼저 QPSK 변조방식에 부호화율을 1/2, 2/3, 3/4로 변화시키며 전송효율을 향상시키는 방식이 있으며, 다음으로 부호화율 2/3에 고차변조방식인 8PSK 변조방식을 적용시켜 전송효율을 높이며 수신단에서는 8PSK 변조된 심볼을 LLR방식을 이용하여 비트 분리하는 방법, 채널의 상태에 따라 변조방식을 선택하여 전송하는 적응형 터보 등화기에 대해 연구하였다.

3.1 고부호화율 기법

DVB-RCS를 기반으로한 터보 Pi 부호에서는 부호화율에 따라 다양한 Block size가 존재한다. 본 연구에서는 QPSK 변조방식에 부호화율 1/2, 2/3, 3/4를 적용하였으며 그에 따른 Block size는 Table 3.1 과 같다.

Table 3.1 Block size of Turbo Pi codes according to coding rate

Rate	K_SIZE	N_SIZE
1/2	472	944
	1504	3008
2/3	680	1020
	920	1380
	2112	3168
	2840	4260
3/4	768	1024
	1040	1388
	1400	1868
	2384	3180
	3200	4268
	4312	5750

여기서 K_SIZE는 정보 비트의 개수이며 N_SIZE는 부호화 비트의 개수이다. 이와 같은 부호화율은 Parity bits를 선택적으로 제거 함으로써 즉, Puncturing

함으로써 얻어질 수 있으며, 이에 따라 Block size가 결정된다.

본 논문에서 확인하고자 하는 수중음향통신에서의 성능은 송신신호가 길어질수록 다중경로에 의한 영향을 많이 받게 되어 열악한 성능을 보이게 되므로 가장 작은 부호화 비트의 크기를 선택하였다. 또한 각 부호화별로 동일한 시간동안 다중경로의 영향을 받도록 하기 위하여 비슷한 크기를 가지는 N_SIZE를 선택하였으며, 이와 같은 조건을 바탕으로 수중음향통신에 적용된 부호화율별 Block size는 Table 3.2 와 같다.

Table 3.2 Block size according to coding rate used in underwater channel

Rate	K_SIZE	N_SIZE
1/2	472	944
2/3	680	1020
3/4	768	1024

3.2 8PSK를 이용한 고차변조방식

수중음향통신에서 전송효율을 향상시키기 위한 기법으로 고부호화율 방식과 부호화율 2/3에서 8PSK 변조방식을 적용하였으며 본 절에서는 8PSK 변조방식과 기존의 비트 분리 방식에 대해 설명한다[16].

QPSK 변조방식의 경우 단순히 수신심볼의 I 채널과 Q 채널 값을 터보 등화기에 입력하면 되지만 8PSK 신호의 경우 송신단에서는 부호기의 출력을 3비트로 묶어서 변조기에 보내게 되고 수신단에서는 각 심볼당 3비트씩을 복조부로 보내기 위해 수신된 I채널과 Q채널을 이용하여 만들 수 있어야한다. 본 논문에서 적용한 8PSK 변조방식의 정상도는 Fig. 3.1과 같으며 각 3비트가 한 개의 심볼이 되어 전송된다.

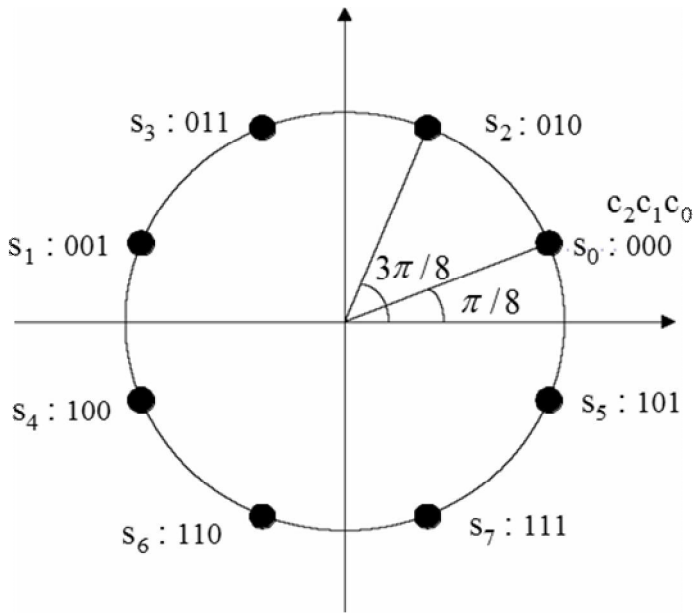


Fig. 3.1 8PSK constellation

송신단에서는 부호기의 신호가 0일 경우에는 +1로, 1일 경우에는 -1로 전송한다. 수신신호에 대한 LLR 값은 식 (3.1)과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 LLR &= \log \frac{P_0}{P_1} & (3.1) \\
 &= \log \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{(r-1)^2}{2\delta^2}}}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{(r+1)^2}{2\delta^2}}} \\
 &= \log e^{-\frac{(r-1)^2 - (r+1)^2}{2\delta^2}} \\
 &= \frac{2}{\delta^2} \cdot r
 \end{aligned}$$

부호기의 각각의 비트는 8PSK 변조방식이 적용된 성상도에 의해 식 (3.2)와 같이 하나의 심볼로 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned}
0 : 000 : C2 C1 C0 : S0 &= \cos(\pi/8) + j \times \sin(\pi/8) \\
1 : 001 : C2 C1 C0 : S1 &= \cos(7\pi/8) + j \times \sin(7\pi/8) \\
2 : 010 : C2 C1 C0 : S2 &= \cos(3\pi/8) + j \times \sin(3\pi/8) \\
3 : 011 : C2 C1 C0 : S3 &= \cos(5\pi/8) + j \times \sin(5\pi/8) \\
4 : 100 : C2 C1 C0 : S4 &= \cos(9\pi/8) + j \times \sin(9\pi/8) \\
5 : 101 : C2 C1 C0 : S5 &= \cos(15\pi/8) + j \times \sin(15\pi/8) \\
6 : 110 : C2 C1 C0 : S6 &= \cos(11\pi/8) + j \times \sin(11\pi/8) \\
7 : 111 : C2 C1 C0 : S7 &= \cos(13\pi/8) + j \times \sin(13\pi/8)
\end{aligned} \tag{3.2}$$

수신된 신호는 각각 8개의 심볼에 관해 잡음이 AWGN이라고 가정하였을 때 최소 오차 확률을 가지는 결정 규칙은 식 (3.3)과 같이 수신신호와 원형 신호 벡터사이의 거리에 의해서 구할 수 있다. r 은 수신신호이며 r_{re} 는 수신신호에 대한 실수 부분, r_{im} 은 수신신호에 대한 허수 부분을 나타낸다.

$$r = r_{re} + j \times r_{im} \tag{3.3}$$

$$\begin{aligned}
\|r - S_0\|^2 &= \{r_{re} - \cos(\pi/8)\}^2 + \{r_{im} - \sin(\pi/8)\}^2 \\
\|r - S_1\|^2 &= \{r_{re} - \cos(7\pi/8)\}^2 + \{r_{im} - \sin(7\pi/8)\}^2 \\
\|r - S_2\|^2 &= \{r_{re} - \cos(3\pi/8)\}^2 + \{r_{im} - \sin(3\pi/8)\}^2 \\
\|r - S_3\|^2 &= \{r_{re} - \cos(5\pi/8)\}^2 + \{r_{im} - \sin(5\pi/8)\}^2 \\
\|r - S_4\|^2 &= \{r_{re} - \cos(9\pi/8)\}^2 + \{r_{im} - \sin(9\pi/8)\}^2 \\
\|r - S_5\|^2 &= \{r_{re} - \cos(15\pi/8)\}^2 + \{r_{im} - \sin(15\pi/8)\}^2 \\
\|r - S_6\|^2 &= \{r_{re} - \cos(11\pi/8)\}^2 + \{r_{im} - \sin(11\pi/8)\}^2 \\
\|r - S_7\|^2 &= \{r_{re} - \cos(13\pi/8)\}^2 + \{r_{im} - \sin(13\pi/8)\}^2
\end{aligned}$$

식 (3.3)에 의해 구한 각각의 거리를 이용하여 식 (3.4)와 같이 8개의 오차 확률을 구할 수 있다.

$$P_0 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{\|r - S_0\|^2}{2\delta^2}} \tag{3.4}$$

$$P_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{\|r - S_1\|^2}{2\delta^2}}$$

$$P_2 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{\|r - S_2\|^2}{2\delta^2}}$$

$$P_3 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{\|r - S_3\|^2}{2\delta^2}}$$

$$P_4 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{\|r - S_4\|^2}{2\delta^2}}$$

$$P_5 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{\|r - S_5\|^2}{2\delta^2}}$$

$$P_6 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{\|r - S_6\|^2}{2\delta^2}}$$

$$P_7 = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{\|r - S_7\|^2}{2\delta^2}}$$

8개의 오차확률을 이용하여 3개의 비트를 구하는 방법은 성상도 상의 매핑점을 이용하여 LLR을 계산하여 구할 수 있다. 첫 번째 비트 c_0 이 0일 때 성상점 S_0, S_2, S_4, S_6 에 관한 오차 확률을 P_0, P_2, P_4, P_6 이 되고 1일 때 성상점 S_1, S_3, S_5, S_7 에 관한 오차 확률은 P_1, P_3, P_5, P_7 이 된다. 두 번째 비트 c_1 이 0일 때 성상점 S_0, S_1, S_4, S_5 에 관한 오차 확률을 P_0, P_1, P_4, P_5 이 되고 1일 때 성상점 S_2, S_3, S_6, S_7 에 관한 오차 확률은 P_2, P_3, P_6, P_7 이 된다. 세 번째 비트 c_2 가 0일 때 성상점 S_0, S_1, S_2, S_3 에 관한 오차 확률을 P_0, P_1, P_2, P_3 이 되고 1일 때 성상점 S_4, S_5, S_6, S_7 에 관한 오차 확률은 P_4, P_5, P_6, P_7 이 된다.

이러한 오차 확률을 이용하여 식 (3.5)와 같이 LLR을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} LLR[C_0] &= \log \frac{P_0 + P_2 + P_4 + P_6}{P_1 + P_3 + P_5 + P_7} \\ LLR[C_1] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_4 + P_5}{P_2 + P_3 + P_6 + P_7} \\ LLR[C_2] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3}{P_4 + P_5 + P_6 + P_7} \end{aligned} \quad (3.5)$$

3.3 적응형 터보등화기 구조

본 논문에서 제안하는 수중통신에서 전송효율 향상을 위한 기법 중 하나인 8PSK 변조방식이 적용된 적응형 터보등화기 시스템의 송신단 구조는 Fig. 3.2와 같다. 이때 다중경로에 의한 ISI효과를 제거하기 위해 수신단의 등화기에서는 송수신단에서 이미 알고 있는 Training symbol을 사용하게 되는데 8PSK의 경우 Training symbol의 크기를 3의 배수로 조정하여야 하며, DVB-RCS 기반 Turbo Pi 부호는 부호화율에 따라 Block size가 정해져있으므로 8PSK 변조방식을 적용하기 위해 데이터 크기를 조정해야한다. 본 논문에서는 부호화율 2/3에서의 비부호화 비트 a_k 를 K_SIZE개, 각각 K_SIZE 만큼의 부호화 비트 b_{k1}, b_{k2} 를 사용하여 8PSK 성상도에 맵핑하였다. 8PSK 성상도 Fig. 3.1 에서 최상위 비트 c_2 는 비부호화 비트 a_k 이며 c_1 과 c_0 은 각각 부호화 비트 b_{k1} 과 b_{k2} 를 나타낸다.

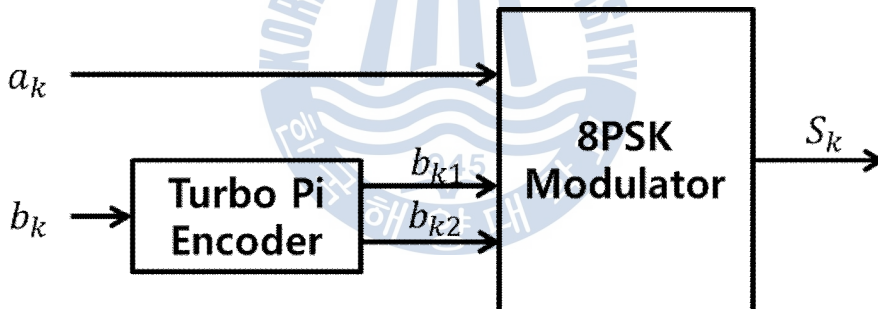


Fig. 3.2 The transmitter structure of adaptive Turbo equalizer

수중음향통신에서 고차변조방식이 적용된 적응형 터보등화기 구조의 수신단 구조는 Fig. 3.3 과 같다.

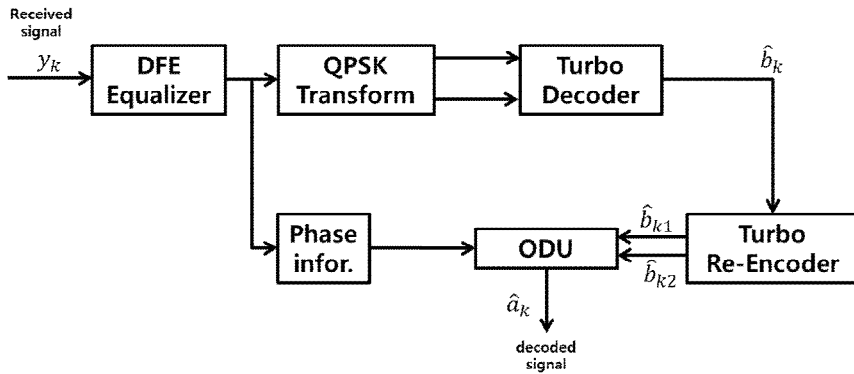


Fig. 3.3 The receiver structure of adaptive Turbo equalizer

송신단에서 전송된 S_k 신호는 수중채널에 의해 다중경로의 영향을 받게 된다. 이에 따라 수신심볼 y_k 는 다중경로에 의한 효과를 제거하기 위해 등화기에 입력된다. 다중경로에 의한 효과가 제거된 등화기의 출력값을 이용하여 복호를 위해 각 심볼에 대한 위상을 Phase infor.에 저장하게 된다. 수신심볼은 터보 복호기에 입력될 수 있도록 기존의 8PSK 비트 분리 방식을 사용하지 않고 Fig. 3.4와 같이 각 심볼을 QPSK 정상점으로 이동시킨다.

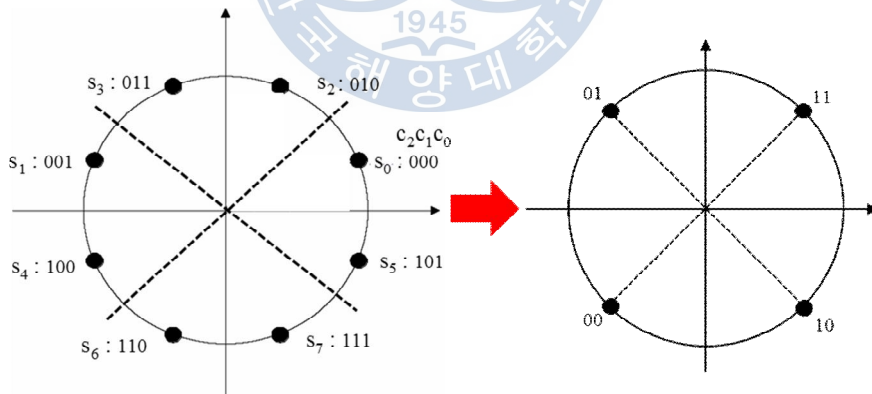
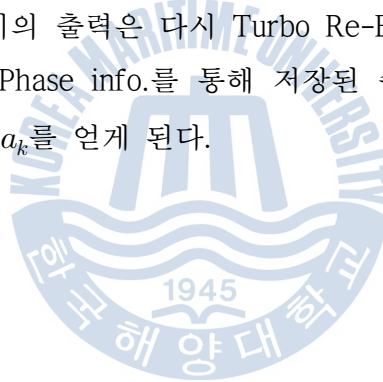


Fig. 3.4 QPSK conversion method

Fig. 3.3과 같이 터보 복호기와 결합의 용이함을 위해 8PSK 심볼로 수신된 신호는 식 (3.6)을 통해 QPSK 정상점으로 이동하게 된다.

$$\begin{aligned}
"000" &: 2 \times (\pi/8 + \pi/2) = 5\pi/4 \\
"010" &: 2 \times (3\pi/8 + \pi/2) = 7\pi/4 \\
"011" &: 2 \times (5\pi/8 + \pi/2) = \pi/4 \\
"001" &: 2 \times (7\pi/8 + \pi/2) = 3\pi/4 \\
"100" &: 2 \times (9\pi/8 + \pi/2) = 5\pi/4 \\
"110" &: 2 \times (11\pi/8 + \pi/2) = 7\pi/4 \\
"111" &: 2 \times (13\pi/8 + \pi/2) = \pi/4 \\
"101" &: 2 \times (15\pi/8 + \pi/2) = 3\pi/4
\end{aligned} \tag{3.6}$$

8PSK 성상점의 최상위 비트를 제외한 c_1 과 c_0 두개의 비트를 기준으로 c_1, c_0 가 "00" 인 경우 QPSK 성상도의 $5\pi/4$ 지점에 매핑시키며, c_1, c_0 가 "01" 인 경우 $3\pi/4$, c_1, c_0 가 "10" 인 경우 $7\pi/4$, c_1, c_0 가 "11" 인 경우 $\pi/4$ 지점에 매핑 시키게 된다. 이렇게 QPSK 성상도에 매핑된 심볼은 송신단에서 b_{k1} 과 b_{k2} 에 대한 정보를 가지고 있으므로 터보 복호기에 입력되고 출력값으로 비트 \hat{b}_k 이 나오게 된다. 터보 복호기의 출력은 다시 Turbo Re-Encoder에 입력되며 Turbo Re-Encoder의 출력값과 Phase info.를 통해 저장된 수신심볼의 위상을 이용하여 최종적으로 송신신호 a_k 를 얻게 된다.



제 4 장 수중실험 결과

제 4장에서는 실제 수중실험을 통해 수집한 데이터를 통해 전송효율 향상을 위한 터보등화기법에 대한 성능을 분석하였다. 먼저 수중실험환경에 대한 설명을 하고 수중음향통신에서 최적의 패킷구조를 찾기 위하여 사일런스 구간의 유무, 데이터의 분리 유무에 따라 네 가지 패킷구조에 대한 성능을 분석한 뒤 최적의 패킷구조를 제안하였다. 선택된 패킷구조에 본 논문에서 제안한 전송효율 향상시키기 위한 기법인 고부호화율, 고차변조방식을 적용하여 수중실험 데이터를 분석하였다.

4.1 수중 실험 환경

수중실험은 경북 문경시 경천호에서 수행되었다. 실험에서 사용된 파라미터는 Table 4.1과 같이 송신기는 Neptune D/17 Model이며, 수신기는 B&K 8106, 송신기와 수신기는 각각 수심 2m, 30m 위치에 고정되어 있으며, 송신기와 수신기 사이의 거리는 400m이다. 정보 데이터는 472bits의 text를 사용하였으며, 부호화 방식은 터보 부호화기, 전송률은 1kbps, 중심 주파수는 16kHz, 샘플링 주파수는 192kHz가 사용되었다. 패킷 구조에 따른 성능분석을 하기 위한 데이터에는 기본적으로 부호화율 1/2, 변조방식으로 QPSK가 사용되었다.

Table 4.1 Experimental parameter

Source	944 bit text
Channel coding	Turbo code
Coding rate	1/2
Input bit size	944bits
Bit rate	1 kbps
Center frequency	16 kHz
Sampling frequency	192 kHz
Modulation	QPSK
Water depth	50m
Distance	400m
Depth	TX : 2m, RX : 30m

Table 4.1을 바탕으로 한 실제 수중실험 모식도는 Fig. 4.1과 같다.

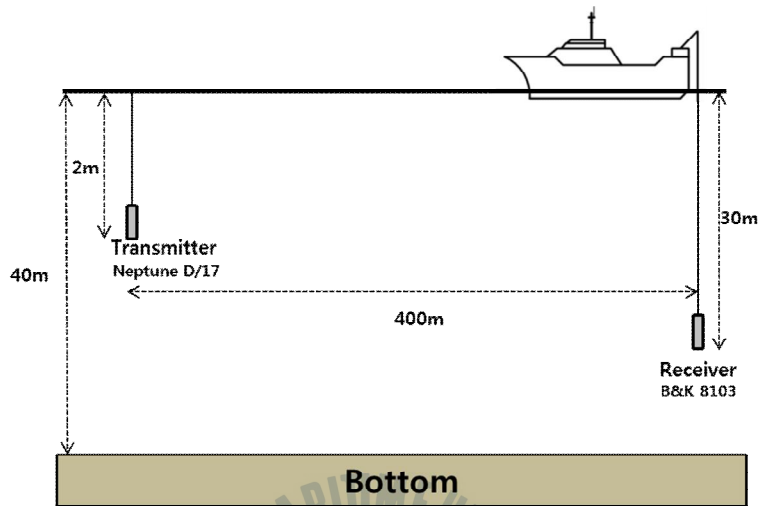


Fig. 4.1 The experimental environment

4.2 패킷 구조별 터보등화기 성능분석

4.2.1 네 가지 패킷 구조

실험에 사용된 패킷 구조는 Fig. 4.2와 같다. 가장먼저 0.2초 동안 신호의 전송 시작을 알기 위한 LFMB(Linear frequency modulation begin)신호를 보내고 0.5초 동안의 사일런스 구간을 둔 뒤, 전송데이터 패킷, 다시 0.5초 동안의 사일런스 구간, 마지막으로 신호의 끝을 나타내는 0.2초 동안의 LFME(Linear frequency modulation begin)신호가 한 패킷으로 구성되어 있다. 본 연구에서는 Fig. 15 에서와 같이 사일런스 구간의 유무와 데이터 분할의 유무로 총 네 가지 패킷구조를 실험하였다. Packet#1의 경우, LFMB신호와 사일런스 구간 뒤에 수신되는 신호의 정확한 타이밍을 잡으며 주파수 보상에 사용되는 256심볼의 PN code, 결정 궤환 등화기에 사용되는 Preamble data 100 심볼, 보내고자 하

는 데이터는 472심볼, 다시 0.5초 동안의 사일런스 구간과 LFMB신호로 구성되어 있다. Packet#2의 경우, Packet#1의 PN code와 Preamble data, 정보 데이터의 사이에 0.1초의 사일런스 구간을 추가한 구조이다. Packet#3의 경우 Packet#1의 구조에서 Preamble data가 20 심볼, 정보 데이터가 100 심볼씩 연속적으로 5번을 전송하는 구조이다. Packet#4의 구조는 Packet#3의 구조에서 Preamble data와 정보데이터 사이에 0.1초의 사일런스 구간이 추가된 구조이다.

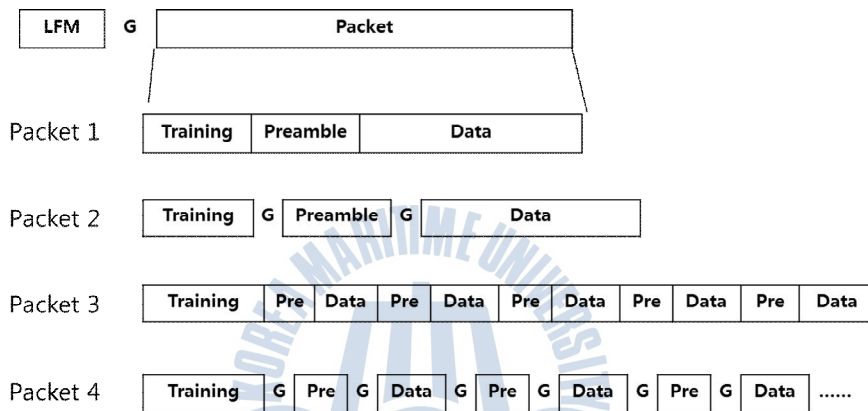


Fig. 4.2 The structure of packet

Fig. 4.2 의 패킷 구조를 바탕으로 수중에서 다중경로로 인해 왜곡된 주파수와 위상을 보상하는 구조는 Fig. 4.3 과 같다. 먼저 PN code 통해 구한 왜곡된 주파수를 Preamble data와 data package에 보상하고, 주파수가 보상된 Preamble data를 이용하여 터보 등화기를 통해 Data package의 위상을 보상한 뒤, 터보 복호기에 입력되는 구조이다.

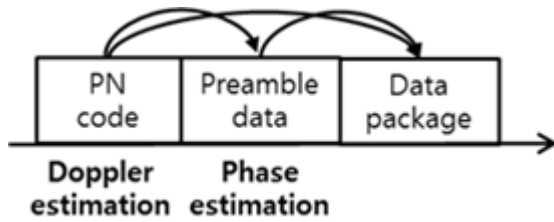


Fig. 4.3 The structure for compensation of multipath effect

4.2.2 전송신호와 수신신호 분석

Fig. 4.2 에서 설명한 네가지 패킷 구조에 대한 전송신호 파형과 수신신호 파형은 Fig. 4.4[(a)~(d)]와 같다. 신호의 전송은 각 패킷 사이에 딜레이를 두며 Packet#1부터 Packet#4까지 연속적으로 네번을 전송하였다. 수신신호의 파형은 Sound forge tool을 이용하여 Normalization과 Band Pass Filter를 통과 시킨 후의 파형이다.

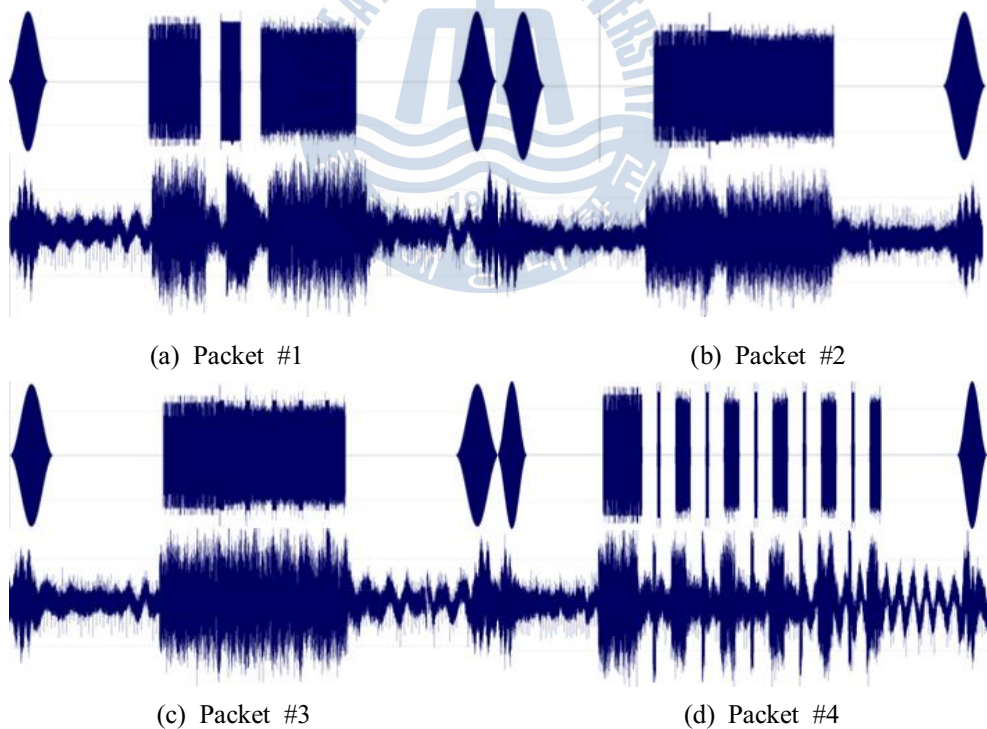


Fig. 4.4 Transmitted signal and received signal for packet types

4.2.3 패킷구조에 따른 성능분석

Table 4.2는 실제 실험을 통해 수신된 데이터에 본 연구에서 제안한 구조를 적용하였을 때의 각 패킷 구조에 따른 성능결과를 나타낸 데이터이다.

Table 4.2의 수신오류를 확인하면 채널상태는 전체적으로 양호하였으며, 각 패킷의 interval 4의 경우, 즉, 마지막에 수신된 신호의 경우만 채널 상태가 좋지 않아 수신오류가 많은 것을 확인 할 수 있다. 실제 수증 데이터에 대한 결정 궤환 등화기로 인한 성능 개선은 Packet#2의 interval 4와 Packet#4의 interval 3의 경우를 제외한 모든 경우에서 확인할 수 있었다. 수신신호에 결정 궤환 등화기와 터보 복호기까지 통과한 뒤의 오류, 즉 외부반복이 1회 일 경우의 복호 오류는 interval 4에서 Packet#2와 Packet#3을 제외한 모든 경우에서 오류를 정정하였다. interval 4에서 Packet#3의 경우는 터보 등화기의 반복횟수를 증가시킬수록 성능 개선을 보였으며 반복횟수가 3회 일 경우 모든 오류를 정정하였고, Packet#2에서는 반복횟수가 증가하여도 오류를 정정하지 못하였다.

Table 4.2 Number of errors according to packet structure

Packet#	Interval	수신오류 (944bits)	Eq 후 오류 (944bits)	외부반복오류 (472bits)			Decoded error (472bits)
				1회	2회	3회	
1	1	43	32	0	0	0	0
	2	117	14	0	0	0	0
	3	41	13	0	0	0	0
	4	370	96	0	0	0	0
2	1	53	27	0	0	0	0
	2	32	9	0	0	0	0
	3	76	15	0	0	0	0
	4	389	473	229	228	226	226
3	1	187	30	0	0	0	0
	2	41	22	0	0	0	0
	3	45	26	0	0	0	0
	4	206	160	72	44	0	0
4	1	126	3	0	0	0	0
	2	32	6	0	0	0	0
	3	69	90	0	0	0	0
	4	200	95	0	0	0	0

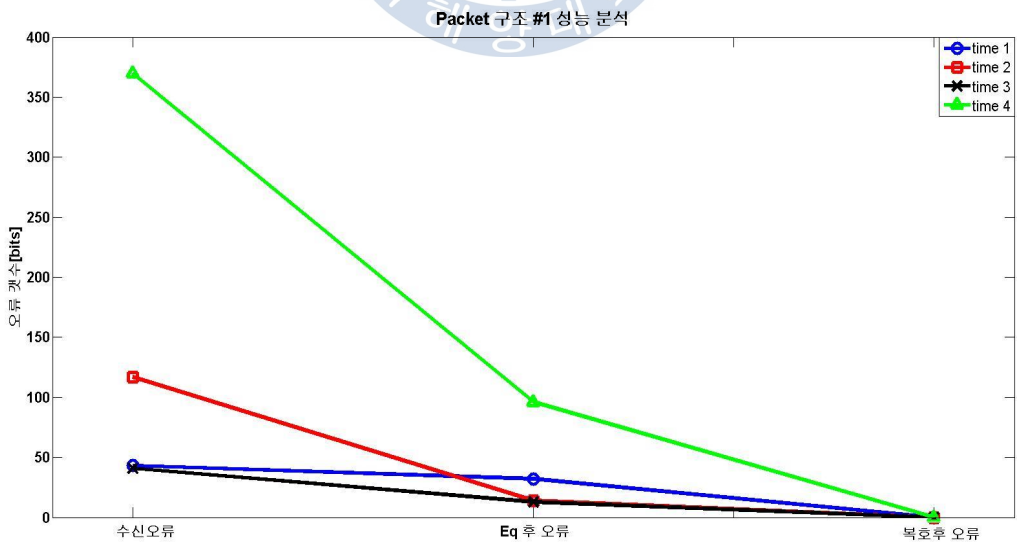
Table 4.3 Analysis of four packet structure

◎ : 우수
○ : 양호
△ : 보통
X : 나쁨

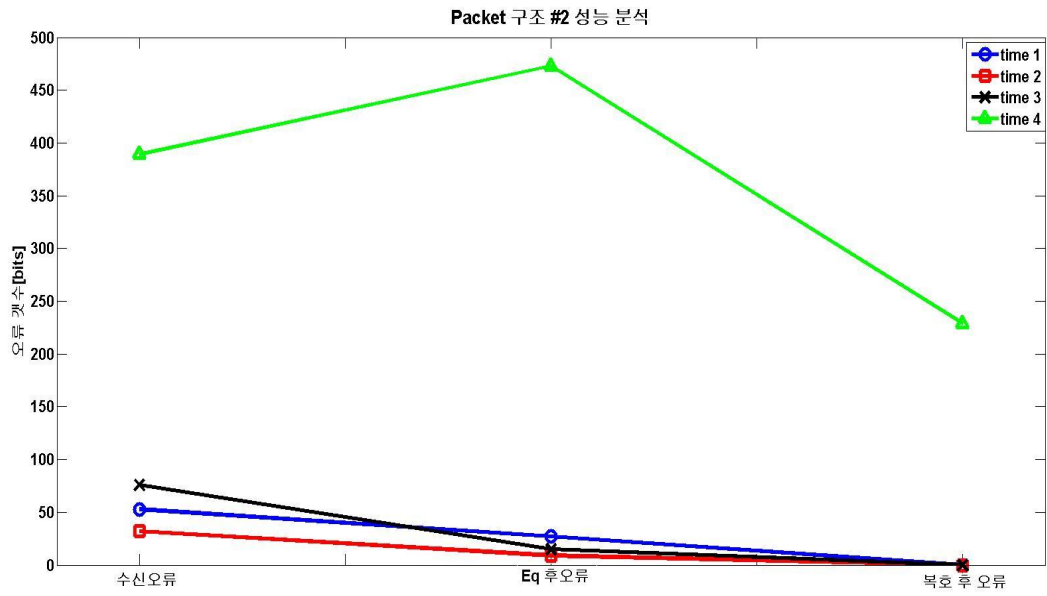
Packet#	등화기성능	Throughput	복호성능
1	◎	◎	◎
2	X	○	X
3	△	◎	△
4	○	X	◎

Table 4.3는 수중통신에서 최적의 패킷 구조를 선정하기 위해 등화기와 복호 성능, Throughput을 관점에서 분석하였다. Packet#1의 경우 모든 부분에서 수중통신에 적합한 패킷 구조임을 확인할 수 있었으며, Packet#2의 경우 등화기와 복호 성능 측면에서 가장 적합하지 않은 패킷 구조임을 확인할 수 있었다. Packet#4은 Throughput 관점에서 우수하지만 등화기와 복호 성능 관점에서 Packet#1이 더 우수함을 확인할 수 있으며, Packet#4는 등화기성능과 Throughput 관점에서 Packet#1에 비해 적합하지 않은 구조이다. 따라서 수중통신에서 Packet#1이 최적의 패킷구조임을 확인할 수 있다.

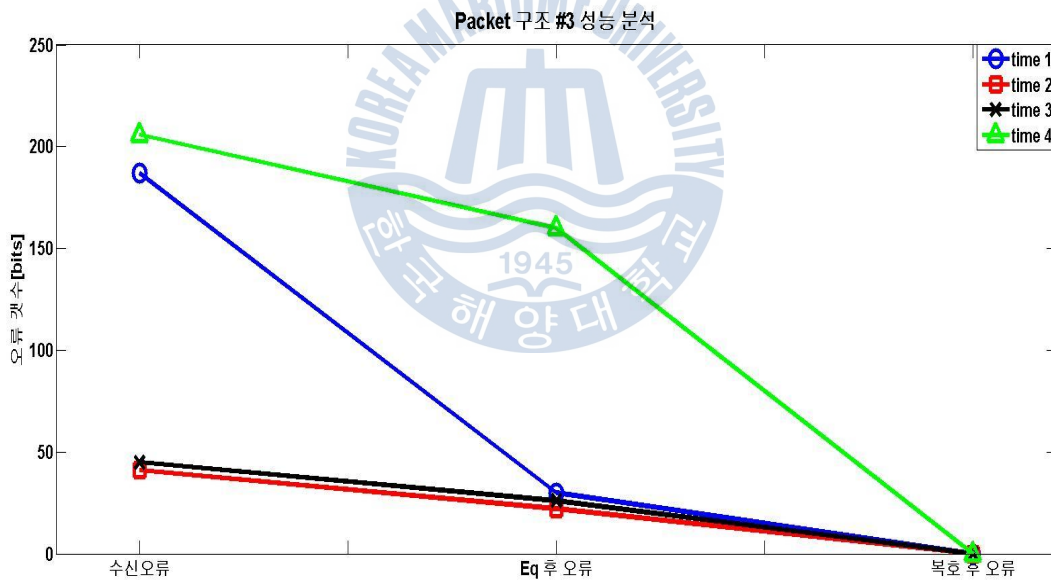
Fig. 4.5는 Table 4.2를 바탕으로 각 패킷구조별 성능 그래프를 나타낸 것이다.



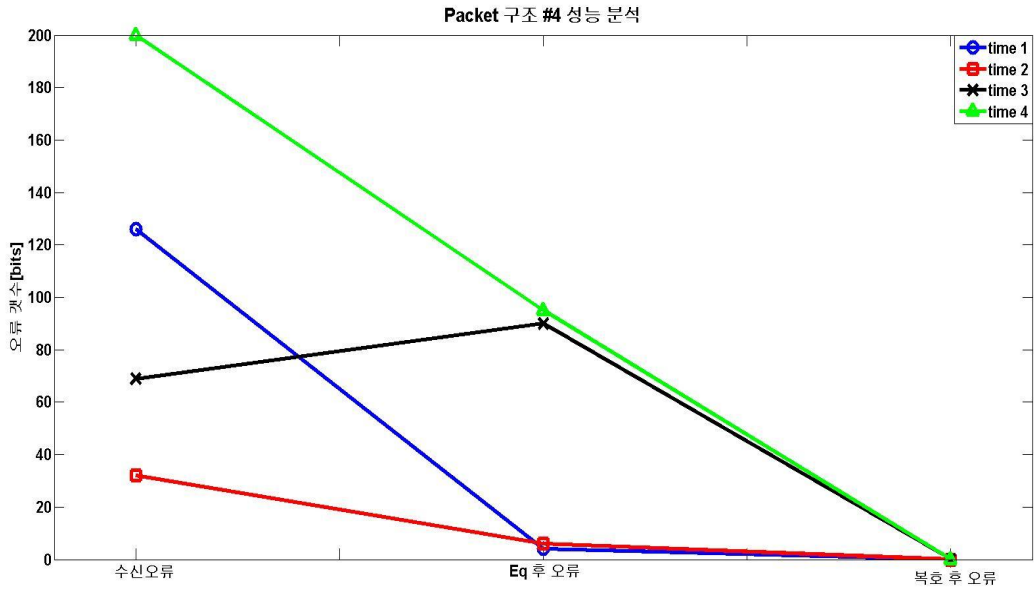
(a) Packet #1



(a) Packet #2



(a) Packet #3



(a) Packet #4

Fig. 4.5 Number of errors according to packet structure

4.3 부호화율별 성능분석

부호화율에 따른 성능분석은 4.2절에서 설명한 패킷구성이 단순하며 등화기와 복호성능, 전송률 측면에서 최적의 패킷 구조인 Packet#1을 바탕으로 QPSK 변조방식에 부호화율 1/2, 2/3, 3/4을 적용하여 성능을 분석하였다. 기본적인 패킷의 구성은 Packet#1과 같으며 부호화율에 따른 전송 신호의 정보데이터 크기는 3.2절에서 설명한 Table 3.2에 의하여 정해진다.

수중음향통신에서 부호화율 1/2, 2/3, 3/4에 대한 터보등화기의 성능은 Table 4.4와 같다. 송신단에서 신호는 부호화율 1/2, 2/3, 3/4의 순서로 전송되었다. 수신신호에서의 오류율은 모든 부호화율에서 약 50%인 것으로 보아 수중채널 상태가 열악하였음을 알 수 있다. 모든 부호화율에서의 수신신호는 등화기를 통과한 뒤 다중경로에 의한 오류를 정정하며 수중통신에서 등화기의 성능을 확인할 수 있었다. 하지만 열악한 채널환경으로 인해 터보 등화기의 모두 3회의 반복을 수행하였음에도 부호화율 1/2에서만 수신신호의 모든 오류를 정정하였다.

부호화율 2/3와 3/4의 경우 반복에 의한 효과는 나타나지 않았으며, 최종 복호 후 오류율은 각각 7.94%, 15.75%의 성능을 보였다.

Table 4.4 Number of errors according to coding rate

Rate	수신오류	Eq 후 오류	외부반복오류			Decoded error	Error rate
			1회	2회	3회		
1/2	518	138	63	56	0	0%	
2/3	452	91	54	53	54	7.94%	
3/4	487	162	121	119	122	15.75%	

Fig. 4.6은 Table 4.4를 바탕으로 나타낸 부호화율별 성능분석 그래프이다. 그림에 나타낸 바와 같이 수신신호에 대한 오류는 열악한 채널환경으로 인해 모든 부호화율에서 약 50%의 오류율을 보이며, 수중통신에서 등화기의 성능을 확인할 수 있다. 수중통신 역시 지상에서 통신과 마찬가지로 최종 복호 후의 부호화율별 성능은 부호화율 1/2에서 가장 우수하며 부호화율 3/4에서 가장 열악한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

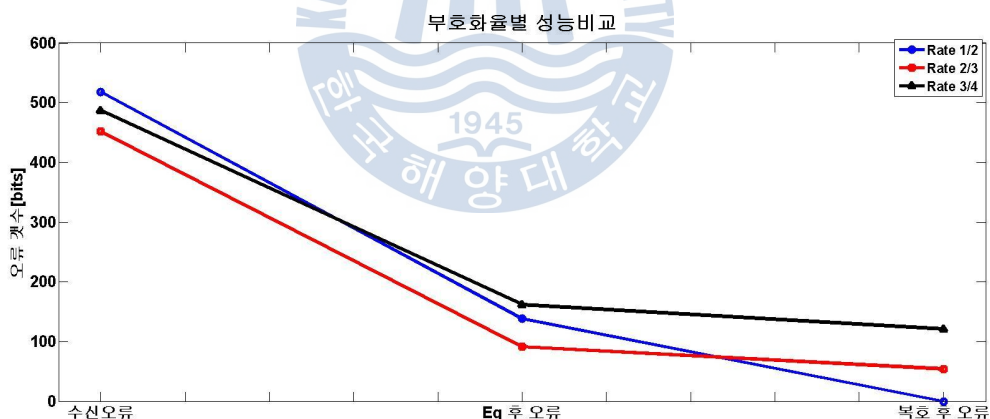


Fig. 4.6 Number of errors according to coding rate

4.4 8PSK 변조방식에서의 성능분석

부호화율 2/3에서 8PSK 변조방식이 적용된 터보 등화기에 대한 성능분석 역시 부호화율별 성능분석과 마찬가지로 4.2절에서 제시한 수중음향통신에서 최

적의 패킷구조인 Packet#1에서 성능을 분석하였다.

Table 4.5는 3.3절에서 제시한 적응형 터보등화기구조에서 8PSK변조방식에 대한 오류 개수를 나타낸다. 수신신호에 대한 오류 개수는 부호화율별 성능과 마찬가지로 수중에서의 열악한 채널환경으로 인해 대부분 50%이상의 오류율을 보이고 있으며 터보등화기를 통과한 뒤의 오류개수는 Time#5를 제외하고 상당히 감소한 모습을 확인 할 수 있다. 최종복호 후 오류개수는 Time#2에서 정보 데이터 944bits중 325bits로 가장 좋은 성능을 보였지만 지상에서와 마찬가지로 수중에서의 통신 역시 부호화율 2/3에서 8PSK변조방식이 QPSK에 비해 전송률은 높지만 오류정정능력이 떨어지는 것을 확인 할 수 있다.

Table 4.5 Number of errors of adaptive turbo equalizer(2/3, 8PSK)

Time#	수신오류 (944bits)	Eq 후 오류 (944bits)	ODU error (472bits)	Decoded error (472bits)	Total_error (944bits)	Error_rate(%)
1	537	366	156	178	334	35.38
2	644	256	120	205	325	34.43
3	653	366	164	182	346	36.65
4	591	369	172	191	363	38.45
5	396	370	178	168	346	36.65

4.5 성능비교

Fig. 4.7는 채널용량에 따른 성능을 나타낸다. 채널용량 C 를 구하는 식은 (4.1)과 같다.

$$C = R \times \tau [\text{bit/sec/Hz}] \tag{4.1}$$

여기서 R 은 부호화율이며 τ 는 식 (4.2)와 같다.

$$\tau = \log_2 M \tag{4.2}$$

여기서 M 은 MPSK변조방식을 나타내며 QPSK의 경우 M 은 4, 8PSK의 경우

M은 8로 나타낼 수 있다.

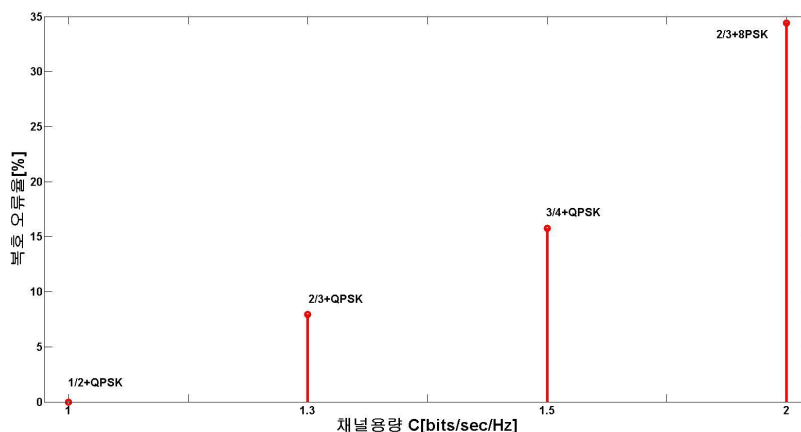


Fig. 4.7 Error rate according to channel capacitor

실제 수중실험을 통해 수집한 데이터에 QPSK 변조방식에 부호화율 1/2이 적용된 터보등화기의 경우 모든 수신 오류를 정정하였다. 부호화율 2/3을 적용한 경우 680bits 중 54bits의 복호 오류가 발생하였다. 부호화율 3/4이 적용된 경우 정보데이터 768bits 중 121bits의 복호 오류가 발생하였으며, 부호화율 2/3에 8PSK 변조방식이 적용된 경우 944bits 중 325bits의 복호오류가 발생하였다. 본 논문에서 제안한 두 가지 전송효율 향상을 위한 기법 중 고부호화율 방식은 부호화율 1/2, 2/3, 3/4에서 최종 복호 후 오류율이 각각 0%, 7.5%, 15.75%로 낮은 오류율을 보였지만, 고차 변조방식인 8PSK 변조방식을 적용한 경우 오류율은 34.43%로 높은 오류율을 가진다. 따라서 수중통신에서 전송효율 향상을 위한 두 가지 기법 중 8PSK를 사용하는 고차변조방식을 통해 전송효율을 향상시키는 것 보다 QPSK에서 고부호화율을 통해 전송효율을 향상시키는 것이 수중통신에서 효율적이라 할 수 있다.

제 5 장 결 론

최근 활용분야가 확대되고 있는 수중통신의 추세는 무선통신과 함께 다양한 서비스, 높은 신뢰도와 함께 높은 전송율을 요구하고 있다. 하지만 수중통신에서의 성능은 다중 채널의 특성에 크게 좌우 되며, 다중 채널 특성에 기반을 둔 최적의 통신 방식이 설계 되어야 하므로 이를 해결하기 위한 수중통신 장애 요인에 강인한 기법의 연구가 필수적이다.

다양한 부호화 방식 중 수중에서 적용되는 작은 패킷 길이, 다양한 부호화율의 적용, 다중경로에 의한 효과를 해결하기 위한 등화기의 활용측면에서 터보 부호기가 가장 적합하다. 하지만 터보 부호는 높은 SNR에서 오류 마루현상이 발생하게 되며, 이 현상을 제거하고 0.3 [dB]의 향상된 성능을 가지는 16상태 구조의 터보 Pi 부호기를 분석하였다.

터보 Pi부호를 이용한 터보 등화기 구조에서 수중 실험을 통해 본 논문에서는 다음과 같은 세 가지 결론을 얻을 수 있었다.

첫째, 터보 등화기 그리고 수중에서의 ISI로 신호의 왜곡을 보상하기 위해 빠르게 오차를 추정하고 요구하는 탭 수가 적은 비선형 등화기인 LMS-DFE 등화기에 대한 분석과 함께 터보 Pi 부호와의 효율적인 연접방안을 제시하였다. LMS-DFE 등화기가 적용된 반복 기반 터보등화기의 성능을 실제 수중통신 실험을 통해 반복횟수 증가 시 성능이 향상됨을 확인하였다.

둘째, 수중에서 최적의 패킷을 설정하기 위해 네 가지 서로 다른 패킷구조를 실험하였다. 수중에서 최적의 패킷구조를 알기 위해 사일런스 구간의 유무와 데이터의 분리 여부에 따라 실험을 수행하였다. 실험 결과 데이터를 분리하지 않으면서 사일런스 구간이 없는 구조와 데이터를 분리하고 사일런스 구간이 존재하는 구조가 우수한 성능을 보였다. 하지만 두 가지 우수한 성능을 보이는 패킷 구조 중에서 단순한 패킷구성과 전송효율 측면에서 효율적인 데이터를 분

리하지 않고 사일런스 구간도 없는 패킷구조가 수중통신에서 최적의 패킷 구조임을 확인할 수 있었다.

셋째, 수중통신에서 요구되는 전송효율 향상을 위해 실험을 통해 확인된 최적의 패킷 구조를 바탕으로 부호화율별, 변조방식별 터보등화기의 성능을 수중 실험을 통해 분석하였다. 전송효율 향상을 위한 고차 변조방식으로는 부호화율 2/3에서 8PSK 변조방식을 적용하였으며 8PSK 심볼과 터보등화기와의 결합을 용이하게 하기 위하여 8PSK 심볼을 QPSK로 변환시켜 복호하는 방법을 제안하였다. 고부호화율 방식에서는 QPSK 변조방식을 사용하는 터보등화기에 부호화율 1/2, 2/3, 3/4를 적용하였다. 실험결과 부호화율에 따른 성능은 무선통신에서와 마찬가지로 수중통신에서 역시 부호화율 1/2에서 수신오류를 모두 정정하며 가장 우수한 오류 정정능력을 보였으며, 2/3에서 7.94%의 오류율, 3/4에서 15.75%의 오류율을 보였다. 8PSK 변조방식이 적용된 경우 최종 복호 후 오류율은 정보 비트 944bits 중 34.43%의 오류율을 보였으며, 수중통신에서 전송효율 향상을 위해 8PSK 변조방식을 적용한 경우 다중경로 효과로 인해 ISI가 크게 발생하여 열악한 성능을 가지는 것을 알 수 있다. 따라서 전송효율 향상을 위한 고부호화율 방식과 고차 변조방식, 두 가지 기법 중 고차 변조방식을 이용하여 전송효율을 높이는 것 보다 고부호화율을 통해 전송효율을 높이는 것이 적합함을 알 수 있다.

따라서 본 논문에서 세 가지 실험을 토대로 최적의 패킷구조 제시, 제시된 패킷 구조를 기반으로 터보등화기의 반복으로 인한 성능 향상을 확인할 수 있었다. 마지막으로 전송효율과 성능을 동시에 향상시키기 위해 터보 등화 구조에서 QPSK 변조 기반의 고부호화율 전송 기법이 수중통신에서 적합하다고 사료된다.

감사의 글

대학에 입학한지 벌써 6년이라는 세월이 지나갔습니다. 긴 시간동안 제 주위의 많은 분들 덕에 지식, 성격 등 많은 부분들이 성장했음을 느낄 수 있었습니다. 제가 이렇게 성장할 수 있도록 많은 도움을 주신 학부, 대학원 시절의 모든 분들께 진심으로 감사드립니다.

먼저, 항상 세심한 지도와 격려로 많이 미흡했던 저의 부족한 부분을 채울 수 있도록 이끌어주신 저의 지도 교수님, 정지원 교수님께 감사의 인사말을 올립니다. 교수님의 지도와 격려 덕분에 한층 성장한 모습을 가진 지금의 저와 완성도 높은 논문을 작성할 수 있었습니다. 그리고 논문의 부족한 부분들을 보완하여 보다 충실한 내용이 될 수 있도록 논문의 심사를 맡아주신 조형래 교수님, 김기만 교수님께 감사드립니다. 또한 학부시절 많은 가르침을 주신 김동일 교수님, 민경식 교수님, 강인호 교수님, 윤영 교수님께도 감사드립니다.

연구실에서 석사 기간 동안 같이 생활하면서 많은 도움을 주신 민혁이형, 태두형, 병수, 군열이형 감사합니다. 연구를 진행하며 힘든 일도 있었지만 덕분에 즐겁고 좋은 기억들 많이 담아갈 수 있었습니다. 함께 취업준비 하던 유나 그리고 3년동안 함께 공부했던 태훈이에게도 항상 고맙다는 말 전하고 싶고 앞으로 하는 일 모두 잘되길 바랍니다. 그리고 남들보다 늦게 대학원에 입학한 창욱이형 짧았지만 유익한 시간이었습니다. 연구실에서 원하는 목표 이루고 나가시길 바랍니다. 내년엔 입학하게 될 건웅이, 태석이, 하현이에게 교수님께 많은 것을 배우며 유익한 2년이 되길 바란다는 말 전하고 싶습니다. 그리고 함께 실험하며 고생했던 DSP 친구들과 학교에서 같이 지냈던 철완이, 종화, 발이, 승구, 상규형, 병철이형, 성용이, 최고, 재송이, 홍운이, 준태 등 모든 동기 및 선후배님들 감사하단 말 전하고 싶습니다.

마지막으로 항상 저를 위해 아낌없는 격려와 지원을 해주시는 아버지, 어머니 그리고 동생에게 항상 감사하게 생각하고 사랑합니다. 언제나 든든한 아들이 되겠습니다.

많은 분들의 관심과 격려 그리고 지원으로 이제 석사를 마치고 새로운 시작을 준비하려 합니다. 기대에 부응하기 위해 항상 최선을 다하는 권해찬이 되겠습니다.

참고문헌

- [1] M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, "Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol.19, no.1, pp.100-111, Jan. 1994.
- [2] R. J. Urick, "Principles of underwater sound 3d ed," McGraw-Hill, pp. 99-201, 1983.
- [3] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shanon Limit Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes," in Proc. ICC93, 1993.
- [4] M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, "Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. 19, no. 1, pp.100-111, Jan. 1994.
- [5] Kim Hyeon-soo, Choe Dong-hyeon, Seo Jong-pil, Jeong Jae-hak, and Kim Sung-il, "The Experimental Verification of Adaptive Equalizers with Phase Estimator in the East Sea," *Acoustical Society of Korea*, vol. 29, no. 4, pp.229-236, May 2010.
- [6] Kim Hyeon-soo, Seo Jong-pil, Jeong Jae-hak, Kim Sung-il, and Kim Jae-young, "Equalizer Mode Selection Method for Improving Bit Error Performance of Underwater Acoustic Communication Systems," *Acoustical Society of Korea*, vol 31, no. 1, pp. 1-10, Jan. 2012.
- [7] M. Tuchler, R. Koetter, and A. Singer, "Turbo Equalization : Principles and New Results," *IEEE Trans. Communications*, vol.50, no.5, pp.754-767, May 2002.

- [8] C. Laot, A. Glavieux, and J. Labat “Turbo Equalization : Adaptive Equalization and Channel Decoding Jointly Optimized,” *IEEE J. Selected Areas in Communications*, vol.19, no. 9, pp.1744-1752, Sep. 2001.
- [9] M. Tuchler, A. Singer, and R. Koetter, “Minimum Mean Squared Error Equalization Using A Priori Information,” *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 50, no. 3, pp.673-683, Mar. 2002.
- [10] F. J. Sifferlen, H. C. Song, S. H. William, W. A. Kuperman, and J. M. Stevenson, “An Iterative Equalization and Decoding Approach for Underwater Acoustic Communication,” *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.33, no.2, pp.182-197, Apr. 2008.
- [11] S. S. Pietrobon, “Implementation and Performance of a Turbo/MAP Decoder,” *International Journal of Satellite Communications*, vol.16, no 1, pp.23-46, Jan. 1998.
- [12] C. Berrou, and A. Glavieux, “Near Optimum Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes,” *IEEE Trans. Communication*, vol. 44, no 10, pp.1261-1271, Oct. 1996.
- [13] European Telecommunications Standards Institute. “Digital Video Broadcasting Second generation framing structure for broadband satellite application,” EN 302 307 V1.1.1, 2005.
- [14] C. Douillard, and C. Berrou, “Turbo Code With Rate- $m/(m+1)$ Constituent Convolutional Codes,” *IEEE Trans. Communication*, vol. 53, no 10, pp.1630-1638, Oct. 2005.
- [15] Hyoung-Nam Kim, Sung Ik Park, Seung Won Kim, and Jae Moun Kim, “Near-Optimum Blind Decision Feedback Equalization for ATSC Digital Television Receivers,” *ETRI Journal*, vol. 26, no 2, pp.101-111, Apr. 2004.
- [16] Jian Liu, Subhash C. Kwatra, and Jungwan Kim, “LSB Coded 8PSK Signals“, *IEEE Transaction on Communications*. vol. 43, no. 2/3/4. February/March/April. 1995.