



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

시변 수중통신에서 전송률 향상을 위한  
효율적인 복호 방법 연구

A Study on Effective Decoding Method for  
Improving the Throughput in the Time-Varying  
Underwater Communications



2016年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

白 徹 旭

本 論文을 白倣旭의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 趙 炯 來 (印)

委 員 : 工學博士 金 基 萬 (印)

委 員 : 工學博士 鄭 智 元 (印)



2016年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

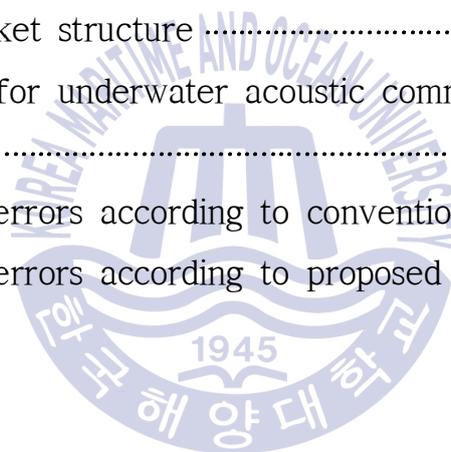
白 倣 旭

# 목 차

List of Tables .....	ii
List of Figures .....	iii
Abstract .....	iv
제 1 장 서론 .....	1
제 2 장 수중통신에서 터보 등화기법 .....	3
2.1 터보 부호 기반의 터보 등화기법 .....	4
2.2 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법 .....	9
2.3 수중통신에서 최적의 터보 등화기법 .....	13
제 3 장 전송률 향상을 위한 복호 방식 제안 .....	17
3.1 패킷 구조 .....	17
3.2 도플러 추정 알고리즘 .....	22
3.3 기존 복호 방식 .....	23
3.4 제안하는 복호 방식 .....	25
제 4 장 수중 실험 결과 .....	27
4.1 수중 실험 환경 .....	27
4.2 성능 비교 분석 .....	29
제 5 장 결 론 .....	36
감사의 글 .....	38
참고문헌 .....	40

# List of Tables

<b>Table 2.1</b>	Parameters for underwater acoustic communication experiment .....	13
<b>Table 2.2</b>	Experimental results of turbo equalizer based on the convolutional coding method .....	14
<b>Table 2.3</b>	Experimental results of turbo equalizer based on the turbo coding method .....	15
<b>Table 2.4</b>	Comparison of the two methods on various parameters .....	16
<b>Table 3.1</b>	Optimal packet structure .....	21
<b>Table 4.1</b>	Parameters for underwater acoustic communication experiment .....	29
<b>Table 4.2</b>	Number of errors according to conventional coding method ....	31
<b>Table 4.3</b>	Number of errors according to proposed coding method .....	33



## List of Figures

<b>Fig. 2.1</b> RSC encoder ( $R=1/2, v=2$ ) .....	5
<b>Fig. 2.2</b> Turbo equalizer structure for turbo coding method .....	8
<b>Fig. 2.3</b> Turbo equalizer structure for convolutional coding method .....	10
<b>Fig. 2.4</b> Trellis structure and metric calculation .....	12
<b>Fig. 2.5</b> The structure of packet for comparison turbo equalizer .....	13
<b>Fig. 3.1</b> Various packet structure .....	17
<b>Fig. 3.2</b> Transmitted signal and received signal for four packet types .....	18
<b>Fig. 3.3</b> Number of errors according to four packet types .....	20
<b>Fig. 3.4</b> Optimal packet structure .....	21
<b>Fig. 3.5</b> Conventional frequency and phase offset procedure .....	23
<b>Fig. 3.6</b> Conventional receiver structure .....	24
<b>Fig. 3.7</b> Proposed frequency and phase offset procedure .....	25
<b>Fig. 3.8</b> Proposed receiver structure for improving the throughput .....	26
<b>Fig. 4.1</b> Illustration of the lake trial .....	28
<b>Fig. 4.2</b> Delay profile in the distance of 400 [m] .....	28
<b>Fig. 4.3</b> Transmitted and received waveforms .....	30
<b>Fig. 4.4</b> Number of errors according to conventional coding method .....	32
<b>Fig. 4.5</b> BER comparison between the conventional and the proposed coding methods .....	34

# A Study on Effective Decoding Method for Improving the Throughput in the Time-Varying Underwater Communications

Baek, Chang Uk

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 and depth in the underwater acoustic communication with a multi-path channel environment. Also the underwater acoustic communication uses low frequency band relative to wireless communication. For the these reasons the performance is limited.

It is well known that underwater channels are often hostile for underwater sensor communications, which impose three major obstacles for coherent transceivers. One is the excessive multipath delay spread in a underwater channel, which usually causes the inter-symbol interference (ISI). Another obstacle is the doppler shift due to the relative motion between the source and the receiver, which causes compression or dilation on the received signals. The last one is the fast time-varying phase drift due to random nature of the underwater acoustic channels.

Various methods to cope with the multipath effect have been

developed. A well-known method to counteract ISI is the decision feedback equalizer (DFE), which has been used in many underwater sensor communication applications. However the use of DFE has difficulties when the multipath with a number of arrivals has equal strength or low SNR. The other way to cope with ISI is to use an iterative equalizer which consists of an outer loop in addition to the inner loop BCJR decoder in the receiver. The assembly utilizes the error correcting capability of the convolutional codes to get an efficient equalizer.

Alternatively, to cope with multipath effect, this thesis adjust the packet length according to the channel coherence time. Due to the very short coherence time only small packet size was transmitted. This caused the throughput decreased. To achieve a high throughput, in this thesis divide a long packet into group of small consecutive packets, and use the estimated channel information of previous packets to compensates for the current and next packets.

In this thesis employ an iterative receiver structure with fine-tuned parameters to process experimental data from a fixed source to a fixed receiver at the data transmission rate of 1 k-symbol/s. The results indicate that the proposed algorithm works effectively well and how much coding gains can be obtained as the iteration number increases. Finally, this thesis concluded that proposed effective decoding method is improving the throughput in the time-varying underwater communications.

**KEY WORDS:** Underwater communication; Channel coding; BCJR; Turbo code; Turbo equalizer; High-throughput.

## 제 1 장 서 론

수중에서 전파는 급격한 감쇠특성으로 인해 수중에서의 무선 통신은 음파를 이용하여 통신을 하게 된다[1]. 또한, 다양한 해양환경의 변화에 따라 시공간적 변동성을 가지며, 특히 연안지역과 같은 천해에서는 잔향 및 다중경로 등에 의해 신호가 크게 왜곡된다. 따라서 수중통신을 원활하게 하기 위해서는 채널 특성을 결정하는 해수면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템 설계에 고려되어야 한다. 특히 천해에서의 다중경로는 해면의 시변 산란에 의해 도플러 확산과 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우하게 된다. 이러한 음향 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중통신에서 송신하는 심벌간의 상호간섭(ISI : Inter-Symbol Interference)을 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시키게 된다[2].

비선형 복합 채널을 가지는 수중통신은 시간에 따라 채널의 특성이 매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 채널이므로, 이를 신뢰성이 있고 올바르게 복조하기 위해서는 여러 특성을 고려한 채널 부호화 방식과 등화기의 기술이 매우 중요하다[3][4]. 비록 성능이 우수한 오류 정정부호를 적용하였음에도 불구하고 수중통신의 성능이 열악한 이유는 데이터 패킷 길이에 의존하기 때문이다. 한 패킷 내에 수중 채널 변화가 존재하는 경우에는 등화기에서 추정된 채널 정보의 변화로 인해 성능 저하를 초래한다. 이러한 이유로 수중통신에서는 데이터 패킷 길이의 적합성 때문에 전송률이 낮은 통신이 될 수밖에 없다.

컨볼루션 부호에 채널등화기가 적용된 터보 등화기는 수신단에서 등화기와 채널 복호기 사이에 반복적인 연산 과정을 통해 심벌 간 간섭(ISI)을 크게 줄일 수 있는 수중통신 기법이다[5][6][7][8].

다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR(Signal to Noise Ratio)에서 우수한 성능을 보이는 부호화 기법인

BCJR(Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv)[9] 기반 컨볼루션 부호와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위해 열악한 환경에서도 빠르게 오차를 추정하고 요구하는 탭 수가 적은 장점을 가진 비선형 등화기인 결정 궤환 등화기(DFE : Decision Feedback Equalizer)[10][11], 이를 위한 적응 기법으로 구현하기가 쉽고 계산 량이 적은 장점을 가지는 최소 평균 제곱(LMS : Least Mean Square) 알고리즘이 결합된 터보 등화기를 기반으로 제한된 대역폭 내에서 전송률을 향상시킬 수 있는 큰 사이즈의 데이터를 효율적으로 복호하는 방법을 제안한다.

이에 본 논문에서는 시변 수중 채널에서 전송률을 향상시키기 위해 긴 패킷 사이즈의 데이터를 분리하여 복호된 데이터를 다음 데이터의 채널 추정에 도움이 되는 정보로 활용하는 복호방법을 제안한다. 실제 수중 실험을 통해 획득한 데이터를 통하여 기존 방식과 제안하는 방식의 성능 차이를 비교 분석하였고, 실험을 통해 제안하는 복호 방식은 시변 채널 환경에서 매우 효과적으로 사용할 수 있음을 확인하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 1장의 서론에 이어 제 2장에서는 터보 부호 기반의 터보 등화기법과 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법에 대해 연구하고, 이를 통해 수중통신에서 최적의 터보 등화기법을 제시한다. 제 3장에서는 제 2장에서 제시한 수중통신에서 최적의 터보 등화기법에서 시변 수중통신에서 전송률 향상을 위한 복호방법을 제안한다. 제 4장에서는 기존의 터보 등화기법과 제안하는 방법을 이용하여 실제 수중실험을 수행하며 획득한 데이터를 통해 그 성능을 비교 분석하였다. 그리고 제 5장의 결론으로 본 논문의 끝을 맺는다.

## 제 2 장 수중통신에서 터보 등화기법

시간에 따라 채널의 특성이 매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 다중 채널 환경은 수중통신에서 왜곡된 데이터를 복원하기 위하여 채널 부호화 기법 만으로는 만족할 만한 성능의 향상이 힘들다.

다중 채널로 인해 변화된 위상 오차 및 도플러 확산에 따른 오차를 등화기를 이용하여 보상하고 채널 복호기를 통하여 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 구분 할 수 있다. 선형 등화기는 구현이 간단하지만 지연 확산 시간이 긴 수중통신에서는 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 등화기를 위한 적응 기법으로는 최소 평균 제곱 알고리즘과 함께 순환 최소 제곱(RLS : Recursive Least Square) 알고리즘이 사용된다. LMS 방법은 구현하기가 매우 쉽고 계산 량이 적은 장점을 가지지만 RLS에 비하여 수렴 속도가 느리다. 수중에서는 저전력 통신을 요구하기 때문에 계산량이 적은 LMS 알고리즘을 적용한 결정 궤환 등화기가 적합하다. 이에 본 장에서는 LMS-DFE를 적용한 터보 부호 기반의 터보 등화기법과 터보 부호의 복잡도를 줄이기 위한 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법에 대해 비교 분석하고 수중 통신에서 최적의 터보 등화기법에 대해 제안한다.

## 2.1 터보 부호 기반의 터보 등화기법

일반적인 통신 시스템에서는 등화기와 채널 부호화 기법을 서로 별개로 적용하여 성능 개선에도 한계가 있다. 따라서 수신 단에서 등화기와 채널 복호기 사이에 반복적인 연산 과정을 통해 ISI를 크게 줄일 수 있는 터보 등화기에 대한 연구가 이루어져 왔으며, 최근에는 다중 채널 환경을 가지는 수중통신에도 적용되고 있다. Oberg 등은 선형 등화기와 터보 복호화를 이용하여 4-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 변복조로 전송하여 평균 2.88 [kbps]의 전송률을 얻었으며[12], Choi 등은 직접 적응형 터보 등화기와 선형 MMSE(Minimum Mean Square Error) 터보 등화기를 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템에 적용하여 성능을 비교하였다[13]. 또한 Otnes 등은 수심 10 [m], 송수신기 사이 거리가 85 [m]인 경우에 약 한 달간 실제 데이터를 수집하여 성능을 분석하였다[14]. 하지만 국내의 경우 수중에 위치한 센서 간의 거리에 따른 상관 특성이 제시되었으나[15] 아직 실제 해양환경에서 실험적인 방법으로 획득한 실측 데이터를 이용하여 수중 다중 채널 환경에 적합한 터보 등화기를 적용한 연구 사례는 부족한 실정이다.

1993년 Berrou[16] 등에 의해 제안된 터보 부호는 연관정 입/출력 (soft-in/soft-out)이 가능하고, 정보신호에 대해서 서로 다른 인터리버에 의해 분리된 2개 이상의 구성코드(component code)들이 병렬연접(parallel concatenation) 된 구성을 하고 있다. 이러한 구성코드의 복호기로는 SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm), MAP(Maximum A-Posteriori), Sub-MAP 복호기 등이 있는데, 채널 잡음분산 평가가 필요하다는 단점이 있지만 일반적으로 성능이 우수한 MAP을 사용한다. 터보 부호의 기본 개념은 선행하는 구성코드의 복호기 연관정 출력 값을 다시 나머지 복호기에 입력하고 이러한 과정을 반복함으로써 향상된 decision을 가능하게 하는 것이다.

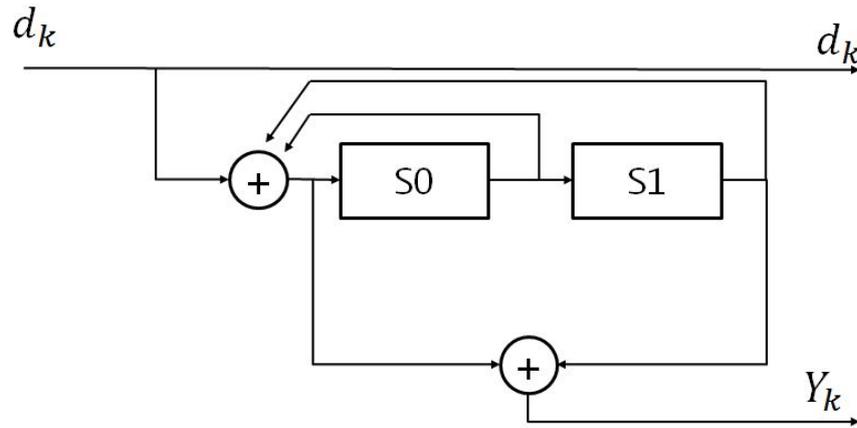


Fig. 2.1 RSC Encoder (R=1/2, v=2)

입력 정보 비트열  $\{d_k\}$  이 Fig. 2.1과 같은 RSC(Recursive Systematic Convolutinonal) 부호기에 의해 생성된  $d_k$ 와  $Y_k$ 를 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 변조시키면,  $+1/-1$ 의 값을 가지는 전송신호  $a_k$ 와  $b_k$ 는 식 (2.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} a_k &= 2 \times d_k - 1 \\ b_k &= 2 \times Y_k - 1 \end{aligned} \quad (2.1)$$

시간  $k$ 에서 전송된 신호  $(a_k, b_k)$ 들을 심벌  $C_k$ 라 정의하면, 가우시안 memoryless 채널에 입력되는 전송 신호 열은 식 (2.2)와 같이 주어진다.

$$C_1^N = (C_1, C_2, \dots, C_k, \dots, C_N) \quad (2.2)$$

시간  $k$ 에서 분산  $\sigma^2$ 을 가지는 채널잡음  $p_k, q_k$ 가 더해진 수신신호  $x_k, y_k$ 는 식 (2.3)과 같다.

$$x_k = a_k + p_k$$

$$y_k = b_k + q_k \quad (2.3)$$

N개의 사이즈를 가지는 수신 심벌  $R_k = (x_k, y_k)$ 를 원소로 하는 수신 신호 열은 식 (2.4)와 같다.

$$R_1^N = (R_1, R_2, \dots, R_k, \dots, R_N) \quad (2.4)$$

MAP 복호기는 식 (2.5)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 입력비트 이다.

$$\begin{aligned}
 & (m = 0, 1, \dots, 2^{v-1}) \\
 L(d_k) &= \log \frac{\Pr(d_k = 1 | \text{observation})}{\Pr(d_k = 0 | \text{observation})} \\
 &= \frac{P_r(d_k = 1, S_k = m | R_1^N)}{P_r(d_k = 0, S_k = m | R_1^N)} \\
 &= \log \frac{\sum_m \lambda_k^{1,m}}{\sum_m \lambda_k^{0,m}}
 \end{aligned} \quad (2.5)$$

이는 MAP복호기의 연판정 출력 값이며, 식 (2.6)와 같이  $L(d_k)$ 를 임계값 0과 비교함으로써 복호기는 복호비트를 경판정할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & \text{if } L(d_k) \geq 0, \text{ the decoded bit is } 1 \\
 & \text{if } L(d_k) \leq 0, \text{ the decoded bit is } 0
 \end{aligned} \quad (2.6)$$

식 (2.5)에서와 같이 격자도 상의 임의의 한  $m$  상태와  $k$  시점에서의 입력 비트의 사후확률  $\lambda_k^{i,m}$ 은 수신 신호 열에 대한 입력  $d_k$ 와 상태번호  $S_k$ 의 조건부 확률로 정의 할 수 있으며, 이를 Bayes의 정리를 이용하여 분해하고 정리하면 식 (2.7)과 같이 3개의 조건부 확률성분으로 나눌 수 있다.

$$\begin{aligned}
\lambda_k^{i,m} &= P_r(d_k = i, S_k = m | R_1^N) & (2.7) \\
&= P_r(d_k = i, S_k = m, R_1^N) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(d_k = i, S_k = m, R_1^{k-1}, R_k^N) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(R_1^{k-1}, d_k = i, S_k = m, R_k^N) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) P_r(d_k = i, S_k = m, R_k^N) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) P_r(d_k = i, S_k = m, R_k, R_{k+1}^N) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) P_r(R_{k+1}^N, d_k = i, S_k = m, R_k) / P_r(R_1^N) \\
&= P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) P_r(R_{k+1}^N, d_k = i, S_k = m, R_k) P_r(d_k = i, S_k = m, R_k) / P_r(R_1^N)
\end{aligned}$$

각 확률성분을 다음과 같이 각각 확률함수로 정의한다.

$$\alpha_k^m = P_r(R_1^{k-1} | d_k = i, S_k = m, R_k^N) \quad (2.8)$$

$$\beta_k^{i,m} = P_r(R_{k+1}^N | d_k = i, S_k = m, R_1^k) \quad (2.9)$$

$$\delta_k^{i,m} = P_r(d_k = i, S_k = m, R_k) \quad (2.10)$$

각 성분의 함수명은  $\alpha_k^m$ 은 FSM(Forward State Metric),  $\beta_k^m$ 은 BSM(Backward State Metric) 그리고  $\delta_k^{i,m}$ 은 BM(Branch Metric)이다. 따라서 최종적인 LLR은 식 (2.11)과 같다.

$$L(d_k) = \log \frac{\sum_m \alpha_k^m \beta_{k+1}^{f(0,m)}, \delta_k^{0,m}}{\sum_m \alpha_k^m \beta_{k+1}^{f(1,m)}, \delta_k^{1,m}} \quad (2.11)$$

터보 등화기는 기존의 등화기보다 좋은 성능을 보이지만 원래 MAP 알고리즘을 사용하기 때문에 복잡도가 채널 길이 등에 대해 지수 적으로 증가하는 단점이 있다. 이러한 이유로 인해 터보 등화기의 복잡도를 줄이기 위한 방법으로 MAP 등화기보다 복잡도가 적은 LMS-DFE 등화기를 갖는 터보 등화기를 사용한다. Fig. 2.2는 LMS-DFE 등화기와 터보 부호기를 연결하여 서로간의 반복적인 연산을 통하여 성능을 개선하는 터보 부호 기반의 터보 등화기 구조를 나타낸다.

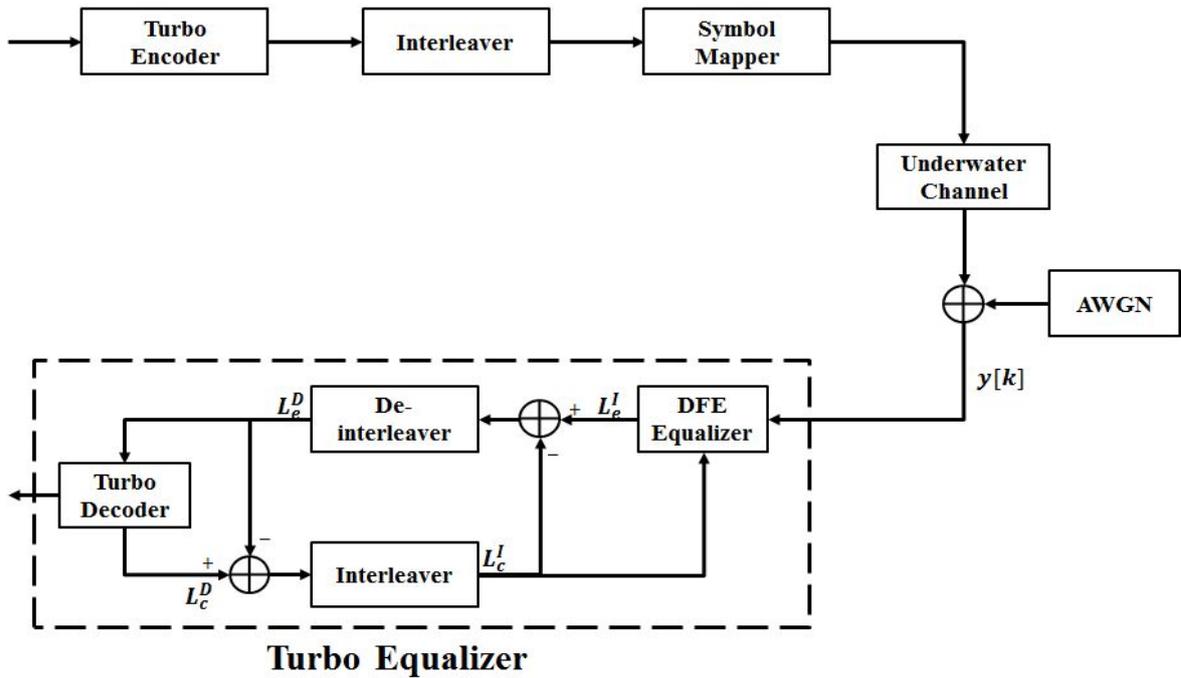


Fig. 2.2 Turbo equalizer structure for turbo coding method

데이터는 터보 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 복호기로 구성되어 있으며, 등화기와 복호기는 인터리버와 역-인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신한다. 인터리버는 송신 측에서 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  $L_e^I$ 는 결정 제한 등화기의 출력 값으로 수신 신호로부터 등화기에서 추정되어진 extrinsic 값이다.  $L_e^D$  값은 결정 제한 등화기의 출력 값  $L_e^I$ 와  $L_c^I$ 의 차를 디인터리빙하여 계산되어져 터보 복호기로 입력되어 진다. 터보 복호기에서 추정되어진 외부입력 값  $L_c^D$ 은 식 (2.12)와 같

이 구할 수 있다.

$$L_c^D = \log \frac{P(x=+1)}{P(x=-1)} \quad (2.12)$$

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 결정 제환 등화기에 입력된다.  $L_c^I$ 를 갱신 하여 오류 값을 보정하는 방법을 취하게 되는데, 반복횟수가 늘어남에 따라 갱신하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER(Bit Error Rate) 성능이 향상된다.

## 2.2 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법

터보 등화기는 기존의 등화기보다 좋은 성능을 보이지만 MAP 알고리즘을 사용하기 때문에 복잡도가 채널 길이 등에 대해 지수 적으로 증가하는 단점이 있다. 터보 등화기에서 터보 부호의 복잡도를 줄이기 위해 컨볼루션 부호를 사용할 수 있다. 일반적으로 컨볼루션 부호의 복호방법으로는 경판정 값을 이용하여 복호를 진행하게 되는 비터비 알고리즘이 사용되고 있다. 하지만 등화기와의 반복을 통하여 성능을 향상시키기 위해서는 경판정 값이 아닌 연판정 값을 필요로 하게 된다. 이에 연판정을 통하여 등화기에 추정된 값을 갱신하기 위해서 BCJR 알고리즘을 사용하였다. 낮은 SNR에서 우수한 성능을 보이는 부호화 기법인 BCJR 기반 컨볼루션 부호는 터보 등화기의 터보 부호의 복잡도를 줄이며 우수한 성능을 보일 수 있다. 복호기인 BCJR 알고리즘은 1974년 처음 제안한 저자 네 명의 이름 첫 글자를 따서 BCJR 이라 불리며 MAP 알고리즘이라고도 한다. BCJR 알고리즘은 각 입력 정보 비트의 사후 확률을 계산하여 입력 정보 비트의 오류가 최소가 되도록 복호를 한다. BCJR 알고리즘은 이산 무기억 채널을 통하여 전송된 Markov source의 상태와 천이에 대한 APP(A Posteriori Probability)를 얻기 위하여 제안 되었으며, 격자 부호(Trellis coded)에 대하여

심벌의 오류율을 최소화하는 알고리즘이다. Fig. 2.3는 LMS-DFE 등화기와 컨볼루션 부호기를 연결하여 서로간의 반복적인 연산을 통하여 성능을 개선하는 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기 구조를 나타낸다.

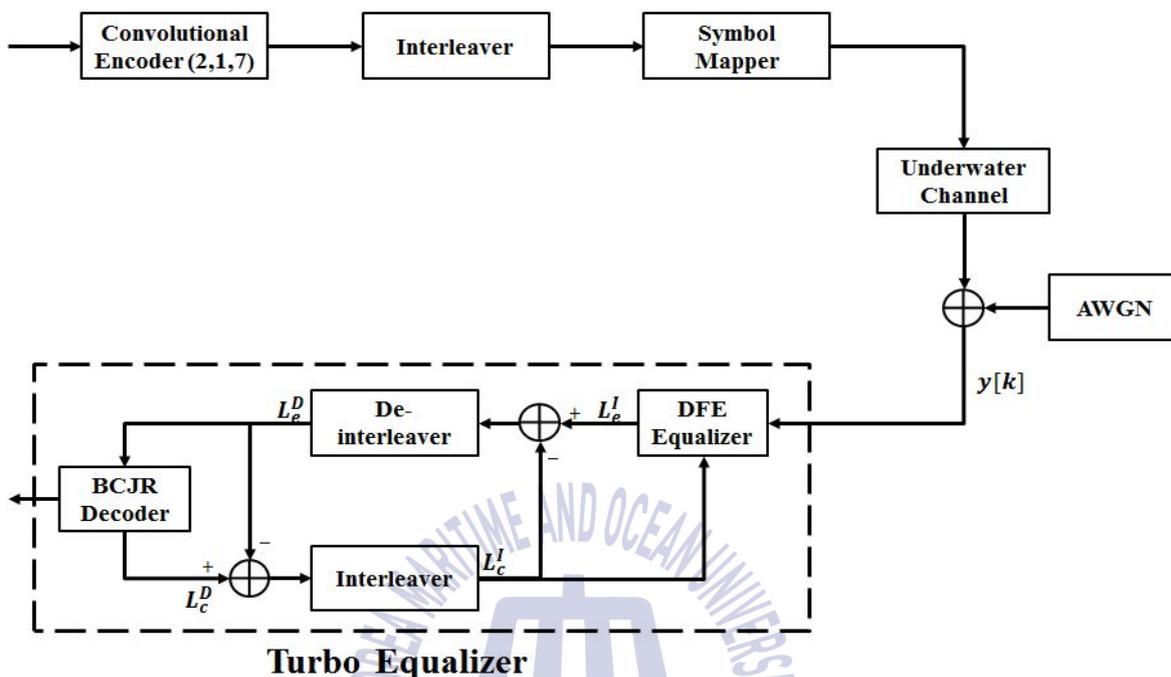


Fig. 2.3 Turbo equalizer structure for convolutional coding method

데이터는 (2.1.7) 컨볼루션 부호화기를 거친 뒤 인터리버, 심벌 매핑 후 변조기를 통과한다. 전송된 심벌은 채널을 통과한 후 백색 가우시안 잡음이 더해진다. 수신단의 터보 등화기는 등화기와 BCJR 복호기로 구성되어 있으며, 등화기와 복호기는 인터리버, 역-인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신한다. 인터리버는 송신 측에서 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. 송신된 신호는 수중채널을 거치고 백색 가우시안 잡음이 더해져 수신된다. 기저대역으로 변환한 후  $L_e^I$ 는 결정 궤환 등화기의 출력 값으로 수신 신호로부터 등화기에서 추정되어진 extrinsic 값이다.

컨볼루션 부호 기반 터보 등화기에서는 복호기인 BCJR에서 BM, FSM, BSM을

구하기 위하여 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도를 이용한다. Fig. 2.4 (a)는 BCJR의 64상태 격자도를 예를 들어 나타낸다. BCJR 연산에 있어 유한한 이전상태, 채널 출력, 다음 상태가 존재한다. 이전 상태는  $s'$ , 현재 상태는  $s = (x_{j-m}, x_{j-m+1}, \dots, x_j, x_{j+1}, \dots, x_{j+m})$ 로 주어지며, 전송된 신호는  $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ , 수신 신호는  $r = (r_1, r_2, \dots, r_n)$ 로 표현하면 전송 신호  $x_j (j=1, 2, \dots, n)$ 에 대한 LLR 값  $L(x_j)$ 은 식 (2.13)과 같이 나타낸다.

$$L(x_j) = \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 0 \\ - \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 1 \quad (2.13)$$

FSM은 식 (2.13)에 의해  $\alpha_j(s) = \log p(s_j = s, r_1^j)$  Fig. 2.4 (b)로 나타낼 수 있다.

$$\alpha_j(s) = \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s)] \quad (2.14)$$

BSM은 식(2.13)에 의해  $\beta_j(s) = \log p(r_{j+1}^n | s' = s)$  Fig. 2.4 (c)로 주어진다.

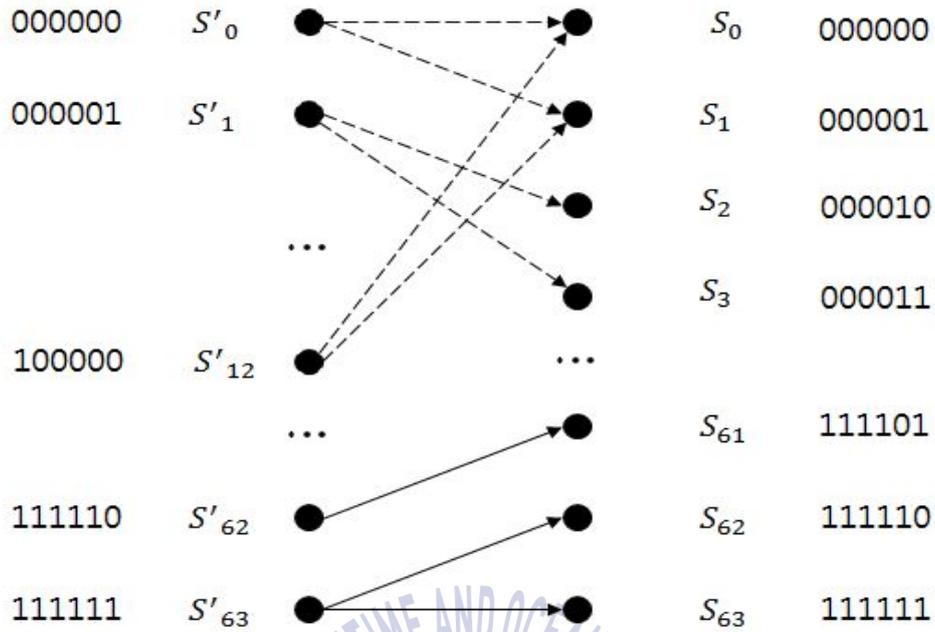
$$\beta_{j-1}(s') = \max^* [\beta_j(s) + \gamma_j(s', s)] \quad (2.15)$$

BM은 식(2.16)과 같다.

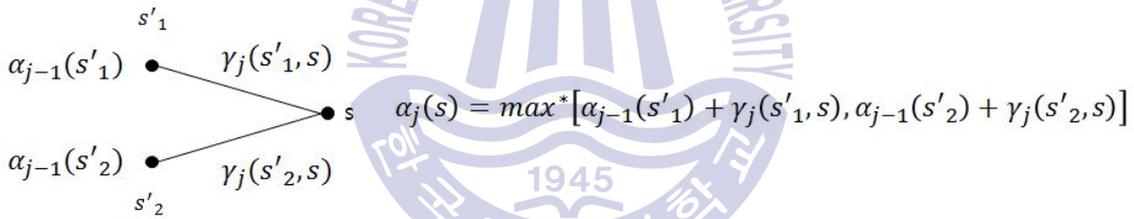
$$r_j(s', s) = \log p(s_j = s, r_j | s_{j-1} = s') \\ = \log p(r_j | x_j) p(x_j) \quad (2.16)$$

$\max^*$ 는 식 (2.17)로 정의된다.

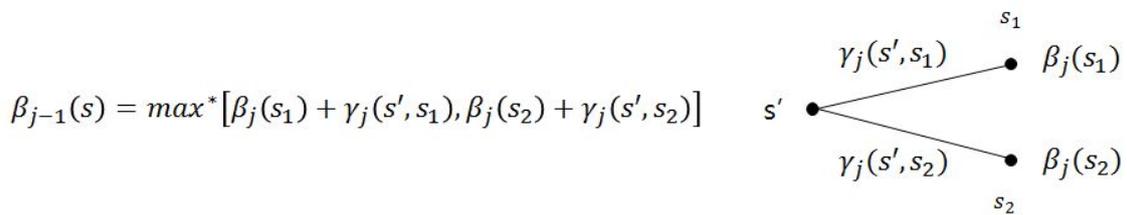
$$\max^*(x, y) = \max(x, y) + \log(1 + e^{|x-y|}) \quad (2.17)$$



(a) Trellis diagram



(b) FSM



(c) BSM

Fig. 2.4 Trellis structure and metric calculation

### 2.3 수중통신에서 최적의 터보 등화기법

수중통신에 적합한 최적의 터보 등화기법을 제안하기 위하여 터보 부호 기반의 터보 등화기법과 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법을 비교 분석하였다. 우선 동일한 실험 환경에서 두 가지 기법을 적용시켜 실제 수중 실험을 통해 그 성능을 분석하였다. 실험에 사용된 패킷 구조는 Fig. 2.5와 같고 파라메타는 Table 2.1과 같다.

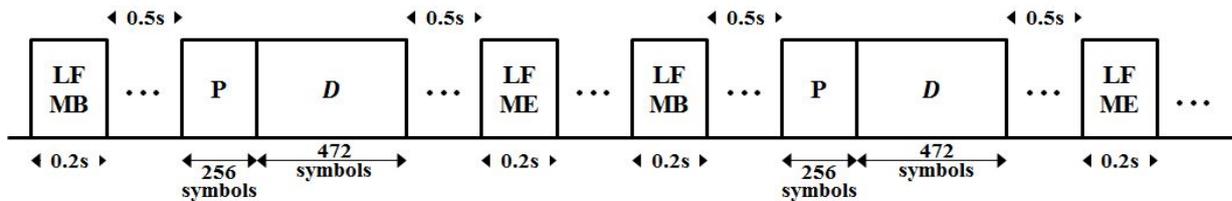


Fig. 2.5 The structure of packet for comparison turbo equalizer

패킷 구조는 신호의 전송 시작을 알기 위한 0.2초의 LFMB(Linear Frequency Modulation Begin) 신호를 보내고, 0.5초 동안 사일런스 구간을 둔 뒤, 수신신호의 정확한 타이밍을 잡고 주파수 보상을 위해 256 심벌의 PN code, 472 심벌의 데이터, 마지막으로 신호의 끝을 나타내는 0.2초의 LFME(Linear Frequency Modulation End) 신호가 한 패킷을 이루도록 구성하였다.

Table 2.1 Parameters for underwater acoustic communication experiment

Source	472 bit text	
Channel coding	(2,1,7) 컨볼루션 부호	터보 부호
Modulation	QPSK	
Packet Size( $D_k$ )	472 [symbols]	
Bit rate	1 [kbps]	
Center frequency	16 [kHz]	
Sampling frequency	192 [kHz]	
Distance	400 [m]	
Water depth	43 [m]	
Depth	Tx : 2 [m], Rx : 20 [m]	

컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법과 터보 부호 기반의 터보 등화기법의 성능을 비교 분석하기 위해서, 부호화율과 원 데이터 길이, 부호화 길이를 동일하게 적용하였다. 2가지 부호화 방식에 따른 동일한 데이터를 16번 반복하여 전송하였고, 각각의 성능을 Table 2.2와 Table 2.3에 나타내었다.

Table 2.2 Experimental results of turbo equalizer based on the convolutional coding method

Trial	Uncoded error	Decoded error	Iteration
1	$1.7 \times 10^{-1}$	0	3
2	$0.68 \times 10^{-1}$	0	1
3	$0.21 \times 10^{-1}$	0	1
4	$1.2 \times 10^{-1}$	$0.084 \times 10^{-1}$	3
5	$4.2 \times 10^{-1}$	$4.68 \times 10^{-1}$	3
6	$0.14 \times 10^{-1}$	0	1
7	$0.80 \times 10^{-1}$	0	1
8	$0.91 \times 10^{-1}$	0	1
9	$0.84 \times 10^{-1}$	0	1
10	$0.44 \times 10^{-1}$	0	1
11	$0.31 \times 10^{-1}$	0	1
12	$1.2 \times 10^{-1}$	$0.063 \times 10^{-1}$	3
13	$0.94 \times 10^{-1}$	0	1
14	$0.24 \times 10^{-1}$	0	1
15	$0.14 \times 10^{-1}$	0	1
16	$1.0 \times 10^{-1}$	0	2

Table 2.3 Experimental results of turbo equalizer based on the turbo coding method

Trial	Uncoded error	Decoded error	Iteration
1	$0.33 \times 10^{-1}$	0	1
2	$0.14 \times 10^{-1}$	0	1
3	$0.13 \times 10^{-1}$	0	1
4	$1.01 \times 10^{-1}$	0	1
5	$0.28 \times 10^{-1}$	0	1
6	$0.15 \times 10^{-1}$	0	1
7	$0.31 \times 10^{-1}$	0	1
8	$5.01 \times 10^{-1}$	$4.78 \times 10^{-1}$	3
9	$0.23 \times 10^{-1}$	0	1
10	$0.27 \times 10^{-1}$	0	1
11	$0.27 \times 10^{-1}$	0	1
12	$1.69 \times 10^{-1}$	$0.46 \times 10^{-1}$	3
13	$0.03 \times 10^{-1}$	0	1
14	$0.06 \times 10^{-1}$	0	1
15	$0.95 \times 10^{-1}$	0	1
16	$1.00 \times 10^{-1}$	0	1

Table 2.2는 컨볼루션 부호 기반의 BCJR 복호기를 이용한 터보 등화기법의 성능이며, Table 2.3은 터보 부호 기반의 터보 복호기를 이용한 터보 등화기법의 성능이다. 각 Table에서 Uncoded error는 LMS-DFE 출력단에서 오류를 측정하였으며, Decoded error는 일정한 반복 횟수에서 각각의 부호화 방식에 따른 복호기 통과 후 최종 오류율을 나타낸다. Table 2.2에서 16번의 시도 중 13번이 오류를 완벽히 정정함을 알 수 있으며, Table 2.3에서는 16번의 시도 중 14번의 오류가 완벽히 정정 됨을 알 수 있다. 복호기 입력단의 오류율 즉, Uncoded error가  $10^{-1}$  이하이면 복호 가능함을 확인 할 수 있었다. 각각의 데이터를 종합적으로 살펴보면 컨볼루션 부호 기반의 터보등화기는 81%의 성공률, 터보

부호 기반의 터보 등화기는 87.5%의 성공률을 나타내는 것으로 성능의 차이는 터보 부호 기반의 터보 등화기가 약간 더 우수하였지만, 그 성능 차이는 크지 않음을 확인할 수 있었다.

따라서 비슷한 성능에서 두 가지의 터보 등화기법 중 수중통신에 적합한 최적의 터보 등화기법을 결정할 파라메타는 Table 2.4와 같다.

Table 2.4 Comparison of the two methods on various parameters

	컨볼루션 부호화	터보 부호화
◎ : 우수		
△ : 보통		
× : 나쁨		
성능	◎	◎
부·복호기 복잡도	◎	×
패킷 구성 용이성	◎	△

수중통신에서 복호 속도는 저속이어서 두 가지 방법의 비교 중 복호 속도에 대한 비교는 중요한 요소가 될 수 없으므로 복호 속도는 배제하였다. 수중통신에서는 다양한 부호어의 길이 생성 또는 등화기와의 결합의 용이성 등이 중요한 파라메타가 될 수 있다. 비슷한 성능을 보이는 두 가지 방법 중 부호기의 복잡도와 패킷 생성에 용이성의 측면에서 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법을 사용하는 것이 유리하다. 터보 부호는 부호화율에 따라 원 데이터의 길이가 제한적인 것에 비해 컨볼루션 부호는 원 데이터의 길이에 제한이 없다. 부호기의 복잡도와 패킷 생성에 용이성이 좋은 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법이 수중 통신에 적합한 터보 등화기법이라고 할 수 있다.

## 제 3 장 전송률 향상을 위한 복호 방식 제안

### 3.1 패킷구조

수중통신에서는 패킷 구조에 따라 그 성능이 달라진다. 수중통신에서 최적의 패킷 구조를 찾기 위하여 사일런스 구간의 유무, 데이터의 분리 유무에 따라 네 가지 패킷구조에 대한 성능을 분석한 뒤 최적의 패킷 구조를 선택하였다. 수중통신에서 최적의 패킷 구조를 선택하기 위해 사용할 패킷 구조는 Fig. 3.1과 같다.

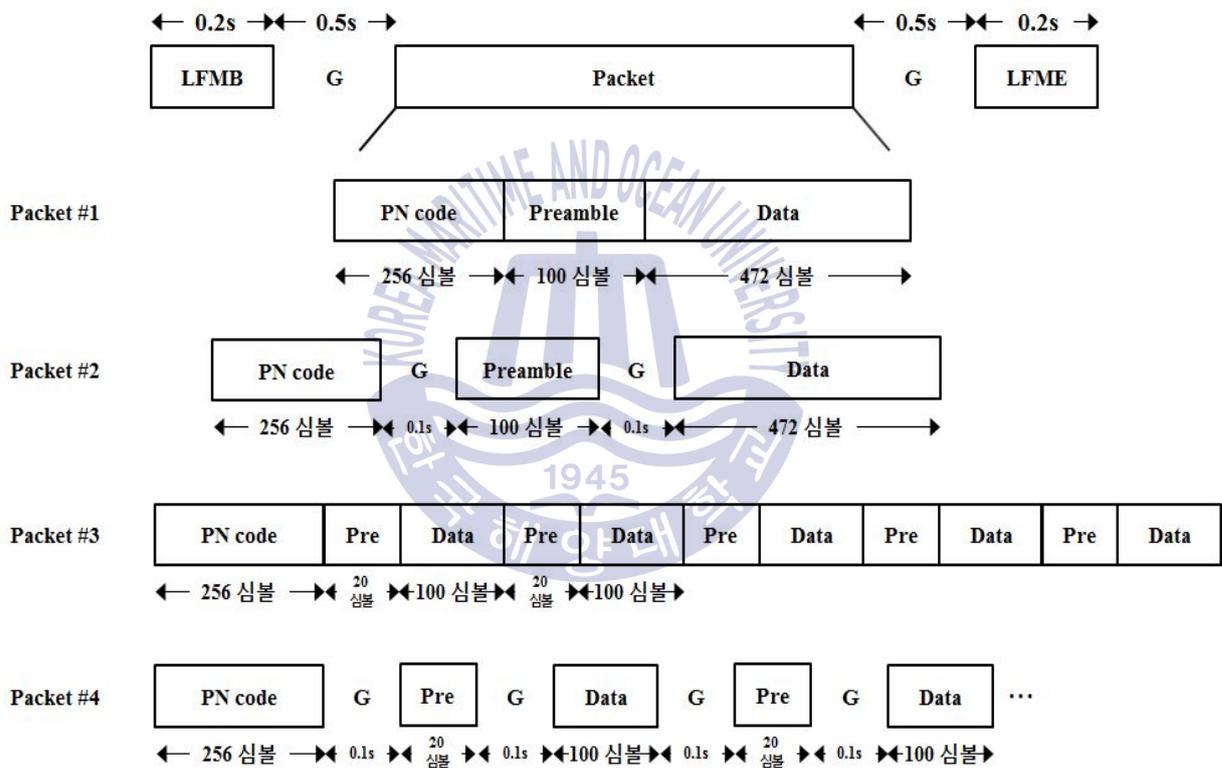


Fig. 3.1 Various packet structure

가장 먼저 0.2초 동안 신호의 전송 시작을 알기 위한 LFMB 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 신호가 한 패킷으로 구성되어 있다

Packet #1의 경우, LFMB 신호와 사일런스 구간 뒤에 수신되는 신호의 정확한 타이밍을 잡으며 주파수 보상에 사용되는 256 심벌의 PN code, 결정 궤환 등화기에 사용되는 100 심벌의 preamble 데이터, 보내고자 하는 데이터는 472 심벌, 다시 0.5초 동안의 사일런스 구간과 LFMB 신호로 구성되어 있다. Packet #2의 경우 Packet #1의 PN code와 preamble 데이터, 정보 데이터의 사이에 0.1초의 사일런스 구간을 추가한 구조이다. Packet #3의 경우 Packet #1의 구조에서 preamble 데이터가 20 심벌, 정보 데이터가 100 심벌 씩 연속적으로 5번을 전송하는 구조이다. Packet #4의 구조는 Packet #3의 구조에서 preamble 데이터와 정보 데이터 사이에 0.1초의 사일런스 구간이 추가된 구조이다.

Fig. 3.2에 네 가지 패킷 구조에 대한 전송 신호 파형과 수신신호 파형을 나타내었다. 수신 신호의 파형은 정규화(normalization)와 대역 통과 필터(BPF : Band Pass Filter)를 통과 시킨 후의 파형이다.

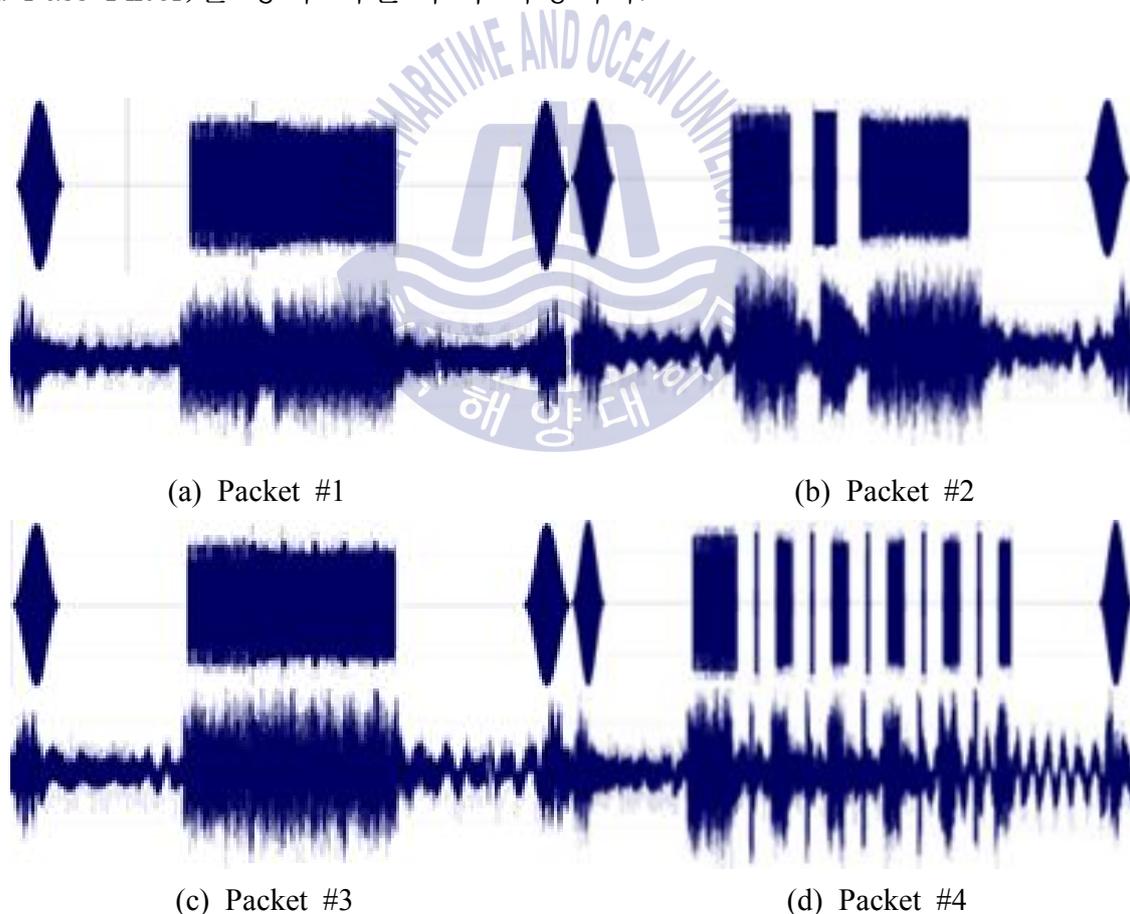
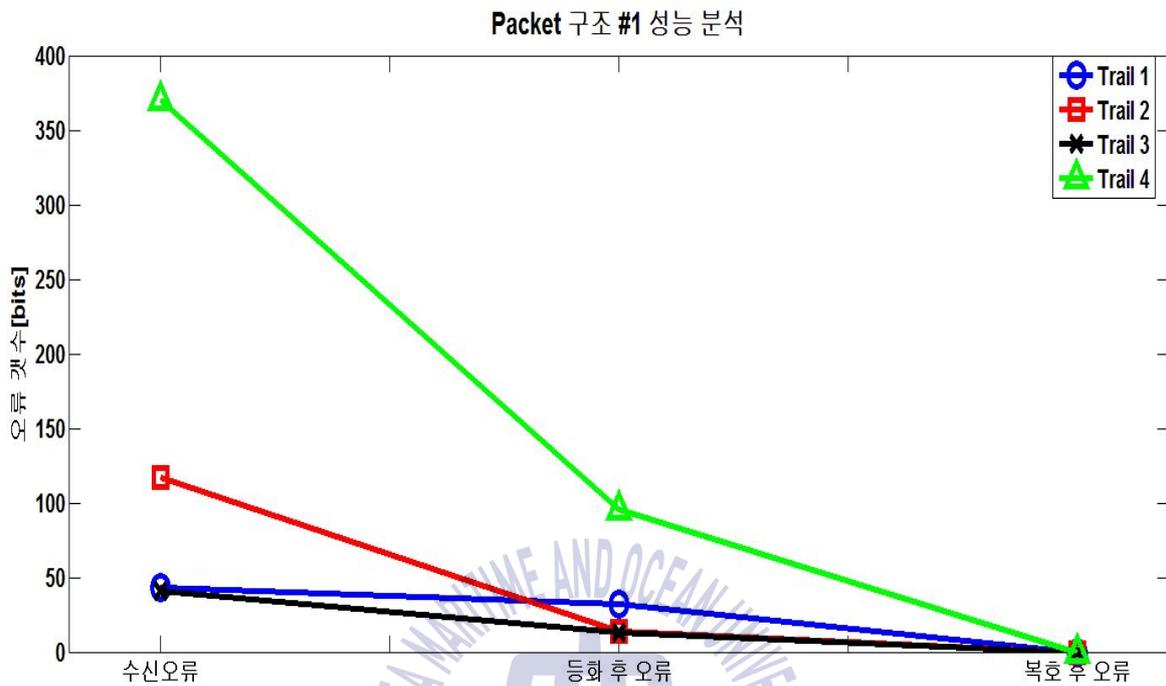


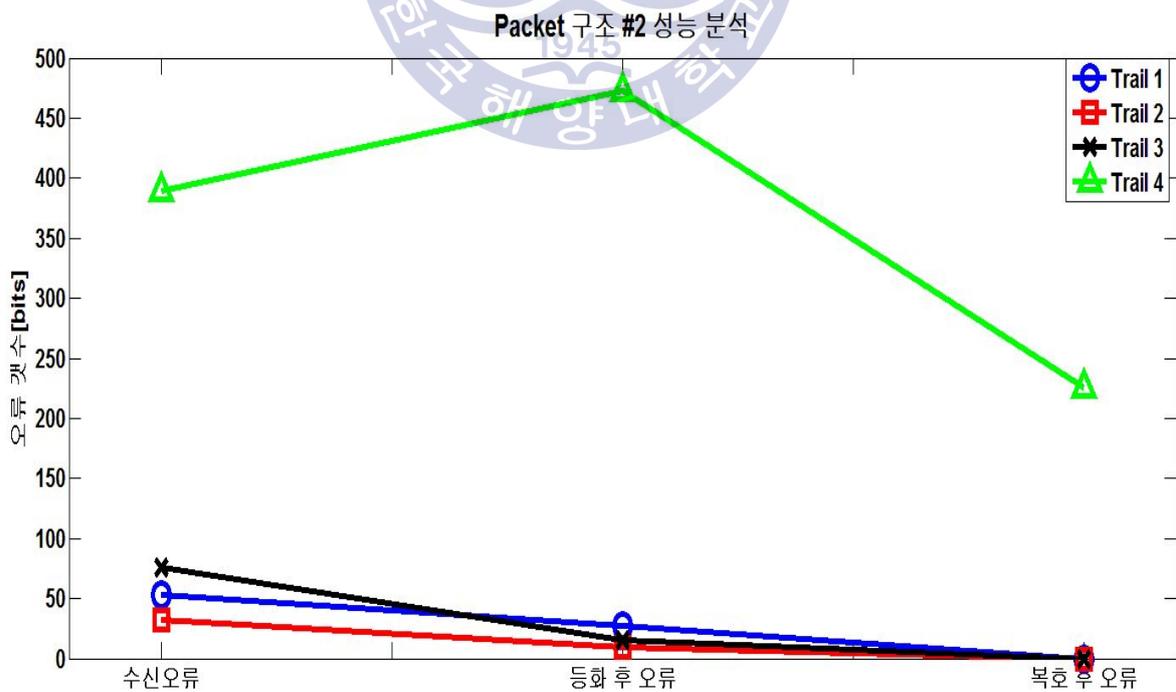
Fig. 3.2 Transmitted signal and received signal for four packet types

수신 신호를 바탕으로 그 성능을 분석하였으며, 이를 Fig. 3.3에 각 패킷 구조

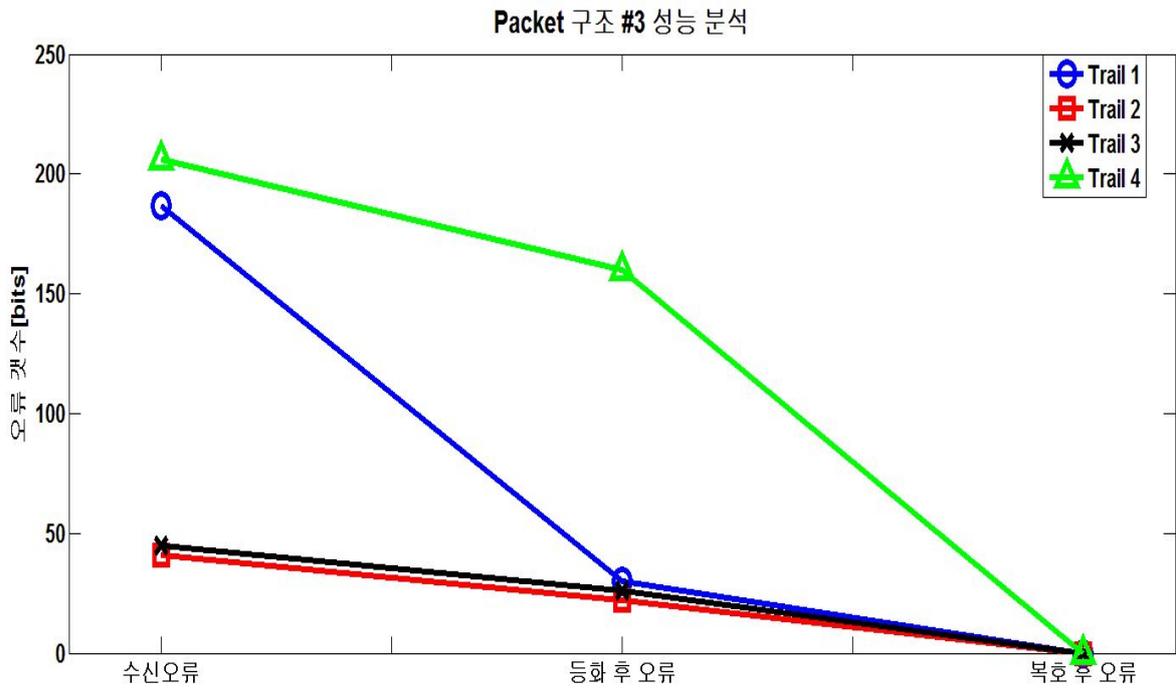
별 성능 그래프로 나타내었다. 각 신호는 딜레이를 두고 4회 반복하여 전송하였다.



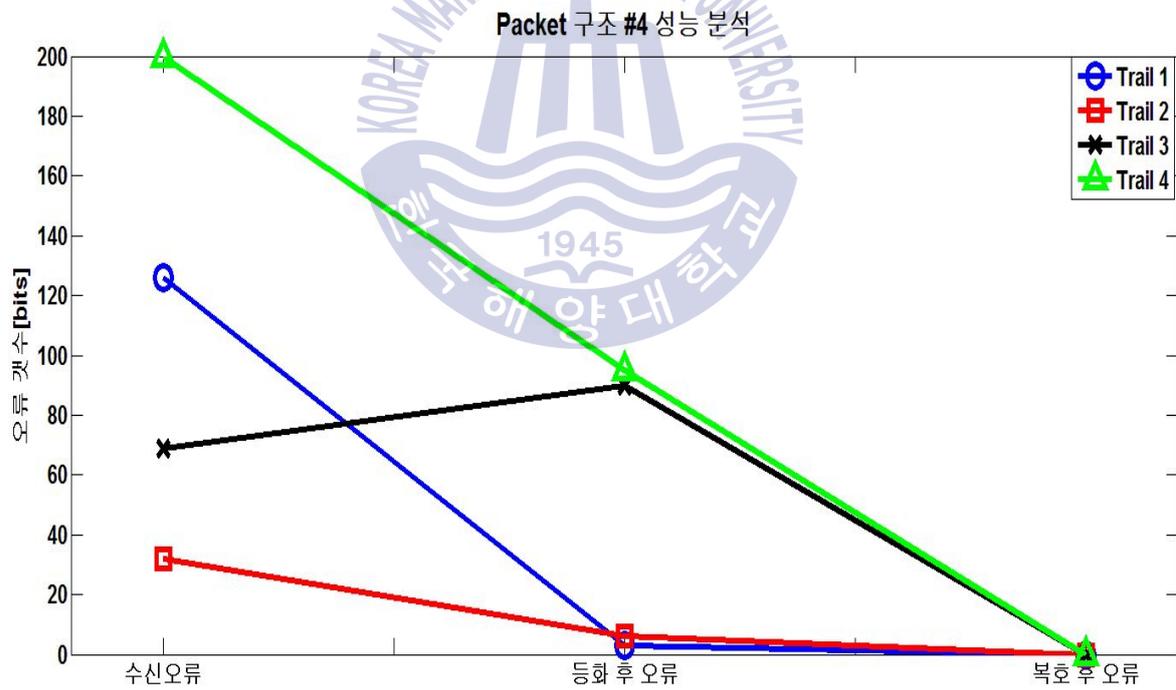
(a) Packet #1



(b) Packet #2



(c) Packet #3



(d) Packet #4

Fig. 3.3 Number of errors according to four packet types

Fig. 3.3의 각 패킷 구조별 성능 그래프를 바탕으로 수중통신에서 최적의 패킷 구조를 선정하기 위해 등화기와 복호기 성능, 전송률 관점에서 성능을 분석하였고, 이를 Table 3.1에 나타내었다.

Table 3.1 Optimal packet structure

Packet #	등화기 성능	전송률	복호성능
1	◎	◎	◎
2	×	○	×
3	△	◎	◎
4	○	×	◎

◎ : 우수  
○ : 양호  
△ : 보통  
× : 나쁨

Packet #1의 경우 모든 부분에서 수중통신에 적합한 패킷 구조임을 확인 할 수 있었으며, Packet #2의 경우 등화기와 복호 성능 측면에서 가장 적합하지 않은 패킷 구조임을 확인할 수 있었다. Packet #4은 전송률 관점에서 우수하지만 등화기와 복호 성능 관점에서 Packet #1이 더 우수함을 확인 할 수 있으며, Packet #4는 등화기 성능과 전송률 관점에서 Packet #1에 비해 적합하지 않은 구조이다. 따라서 수중통신에서 Packet #1이 최적의 패킷 구조임을 확인할 수 있다. Packet #1을 기반으로 본 논문에서 사용할 Packet 구조는 Fig. 3.4와 같다.

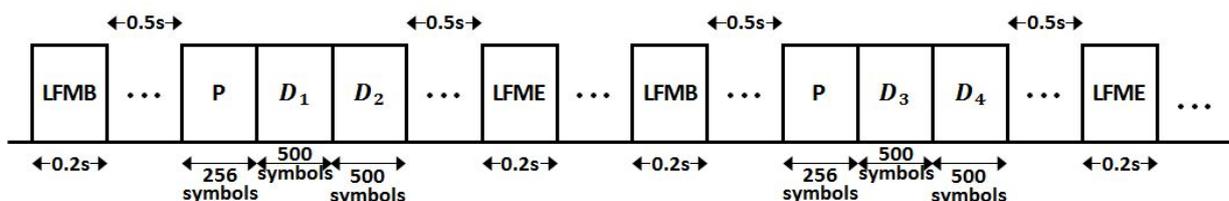


Fig. 3.4 Optimal packet structure

가장 먼저 0.2초 동안 신호의 전송 시작을 알기 위한 LFMB 신호를 전송하고 0.5초 동안의 사일런스 구간을 가지고, 이미 알고 있는 256 심벌에 preamble 데이터와 첫 번째 데이터 패킷 500 심벌과 두 번째 데이터 패킷 500 심벌을 전송한다. 다시 0.5초 동안의 사일런스 구간과 신호의 끝을 나타내는 0.2초 동안의 LFME 신호를 전송한다. 이와 같은 구조를 반복하여 송신한다. 처음과 끝의 LFMB 와 LFME 신호는 패킷의 시작과 끝을 알리는 신호이며, preamble 데이터는 결정 궤환 등화기에서 다중 경로를 추정하기 위해 사용되었다. 사일런스 구간은 데이터가 송신되는 동안 패킷간의 간섭을 회피할 수 있도록 충분히 길어야 한다.

### 3.2 도플러 추정 알고리즘

수중통신에서 해류와 바람에 의한 도플러 효과는 수신 신호를 왜곡시킴으로 성능 저하를 초래한다. 이러한 도플러 주파수를 보상하는 알고리즘은 다음과 같다[17].

수신단에서 수신된 신호  $r_k$ 는 다음과 같다.

$$r_k = c_k e^{j(2\pi f_d k T + \theta)} + n_k \quad (3.1)$$

$c_k$ 는 이미 알고 있는 preamble 데이터,  $f_d$ 는 캐리어 주파수,  $\theta$ 는 캐리어 위상,  $T$ 는 심벌 주기,  $n_k$ 는 가우시안 잡음을 나타낸다. 식 (3.1)은 수신신호에 진폭과, 주파수, 위상 성분이 존재하며 주파수와 위상 성분만을 남기기 위해 식 (3.2)를 적용한다.

$$\begin{aligned} z_k &= c_k^* c_k e^{j(2\pi f_d k T + \theta)} + n_k^* c_k^* \\ &= e^{j(2\pi f_d k T + \theta)} (1 + \tilde{n}_k) \end{aligned} \quad (3.2)$$

$z_k$ 는  $r_k$ 에 수신단에서 이미 알고 있는 신호  $c_k^*$ (complex conjugate of  $c_k$ )를 곱함으로써 주파수 성분과 위상 성분만 남게 된다. 주파수와 위상 성분만 가지는

$z_k$ 를 가지고 식 (3.3)을 통해 왜곡된 주파수 성분  $\hat{f}_d$ 를 구할 수 있다.

$$\hat{f}_d = \frac{1}{2\pi T} \arg \left\{ \sum_{m=1}^{N-1} [R_{m+1} R_m^*] \right\} \quad (3.3)$$

식 (3.3)에서  $R_m$ 은 아래 식 (3.4)와 같이 나타낸다.

$$R_m = \frac{1}{L-m} \sum_{k=m}^{L-1} z_k \times z_{(k-m)}^* \quad (3.4)$$

$(m = 1, 2, \dots, N)$

$L$ 은 주파수 보상을 위해 사용되는 PN code의 데이터 크기를 나타낸다. 식 (3.4)는  $z_k$ 와  $z_{(k-m)}^*$ 을 곱하여 위상성분을 제거하고 주파수 성분만을 남긴 뒤, 주파수 성분의 평균값을 구하여 왜곡된 주파수를 구하는데 사용된다.

### 3.3 기존 복호 방식

수중통신에서 컨볼루션 부호 기반 터보 등화기를 사용하는 복호 방식에서 주파수와 위상을 보상하는 방법은 Fig. 3.5와 같다.

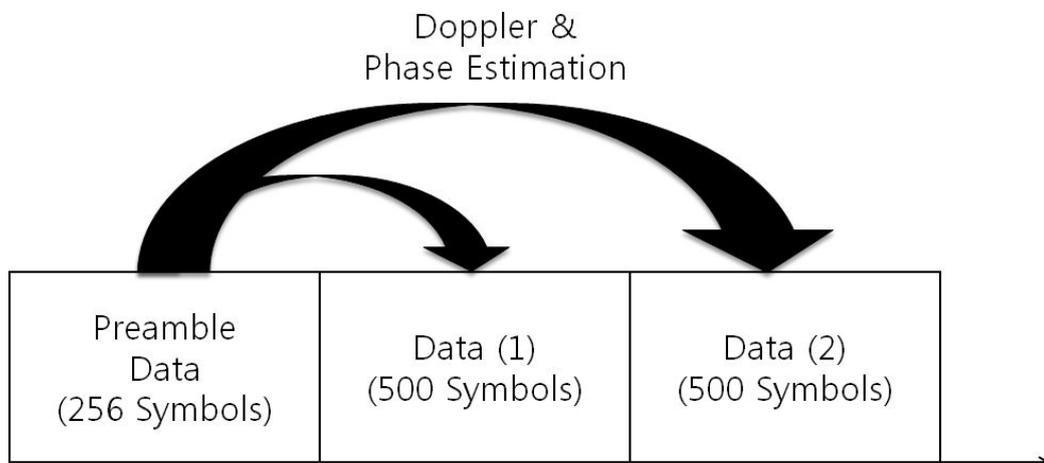


Fig. 3.5 Conventional frequency and phase offset procedure



### 3.4 제안하는 복호 방식

시변 수중통신에서 채널 환경이 변화는 것을 보상하기 위해서 Fig. 3.7과 같은 복호 방식을 제안하였다.

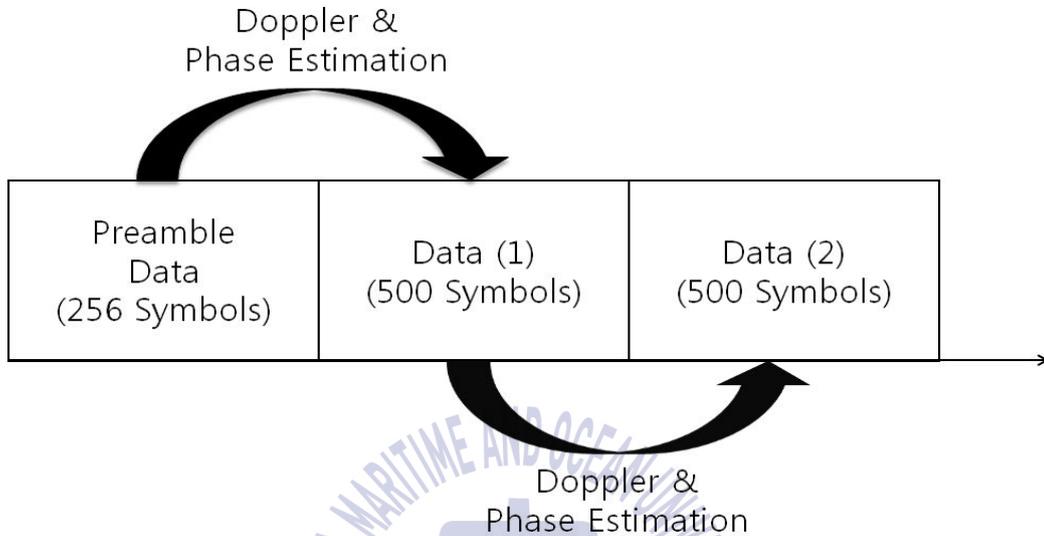


Fig. 3.7 Proposed frequency and phase offset procedure

이미 알고 있는 preamble 데이터 256 심벌을 통해 왜곡된 주파수와 위상을 첫 번째 데이터 패킷 500 심벌에 보상을 해주고, 첫 번째 데이터 패킷을 preamble 데이터로 활용하여 두 번째 데이터 패킷 500 심벌에 보상을 해준다. 보상된 신호를 가지고 터보 등화기에 사용하는 방식이다. 이를 통해 두 번째 데이터 패킷을 복호할 때에 시변 채널 특성에 따라 변화된 채널 정보도 추정하여 두 번째 데이터 패킷을 복호 가능하게 한다. 즉, 전송률을 향상시키기 위하여 연속적인 작은 패킷으로 큰 사이즈의 데이터 패킷을 분할한다. 분할 된 연속적인 작은 패킷을 이용하여 이전 패킷을 통해 채널 정보를 다음 패킷에 보상해준다.

Fig. 3.8은 기존 방식과 다른 효율적인 복호 방식을 위한 송·수신단의 시스템 구조를 나타낸다. 앞서 설명한 기존 복호방식과 다른 점은 버퍼와 Re-encoder, Re-mapper를 가지고 있는 구조이다. 버퍼는 데이터 패킷을 보상하기 위해 수신된 모든 데이터 패킷을 저장한다. Preamble 데이터를 통해 왜곡된 주파수와

위상을 첫 번째 데이터 패킷 500 심벌  $D_1$ 에 보상해 주고, 이를 도플러와 위상 추정 및 복호 과정을 완료한 후, 첫 번째 데이터 패킷  $D_1$ 을 re-encoded와 re-mapped을 해준다. Re-encoded와 re-mapper를 통과한 신호를 preamble 데이터처럼 사용하여 왜곡된 주파수와 위상을 두 번째 데이터 패킷 500 심벌  $D_2$ 에 보상해 준다. 이러한 보상 알고리즘을 통해 시변 채널의 특성에도 전송률을 향상시킬 수 있다.

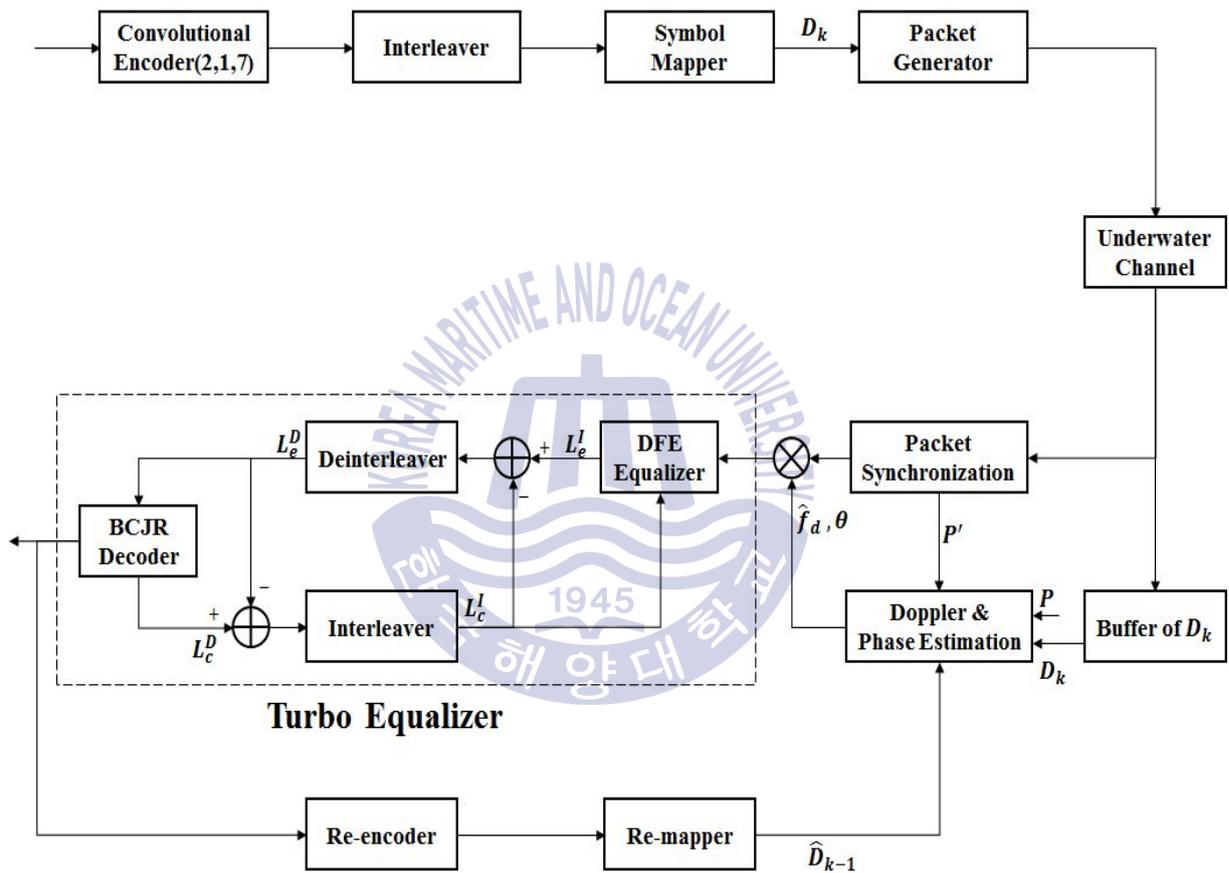


Fig. 3.8 Proposed receiver structure for improving the throughput

## 제 4 장 수중 실험 결과

제 4장에서는 수중통신에 적합한 최적의 패킷 구조를 통해 실제 수중 실험을 진행하였다. 수중 실험은 경북 문경시 경천호에서 수행하였으며, 실험을 통해 수집한 데이터를 통해 기존 복호 방식과 시변 수중통신에서 전송률 향상을 위한 제안하는 복호 방식에 대한 성능을 분석하였다. 먼저 수중 실험 환경에 대한 설명을 하고 수신 신호를 이용하여 기존 복호 방식에 따른 성능을 분석하였다. 그리고 시변 채널 특성에 의해 복호되지 않는 시점의 데이터 패킷을 이용하여 제안하는 방식에 따른 성능을 분석하였으며, 이를 바탕으로 네 가지 종류의 복호 방식에 따른 성능을 분석하였다. 경관정과 연관정 기법을 이용한 비터비 복호기와 기존 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법을 적용한 복호기, 그리고 제안하는 방식의 성능을 비교 분석하였다.

### 4.1 수중 실험 환경

수중 실험은 경북 문경시 경천호에서 2014년 5월에 수행되었다. Fig. 4.1과 같은 환경에서 실제 수중 실험을 수행하였고, 바람에 의한 파도가 있었다. 실험에서 사용된 송신기는 ITC 1001을 사용하였고, 수신기는 B&K 8106을 사용하였다. 송신기와 수신기 사이의 거리는 최대 400 [m]로 하였고, 송신기는 수면 아래 2 [m], 수신기는 20 [m] 아래 위치에 고정시켰다. 반송파 주파수와 샘플링 주파수는 각각 16 [kHz] 및 192 [kHz]로 하였으며, 전송률은 1 [kbps]로 하였다.

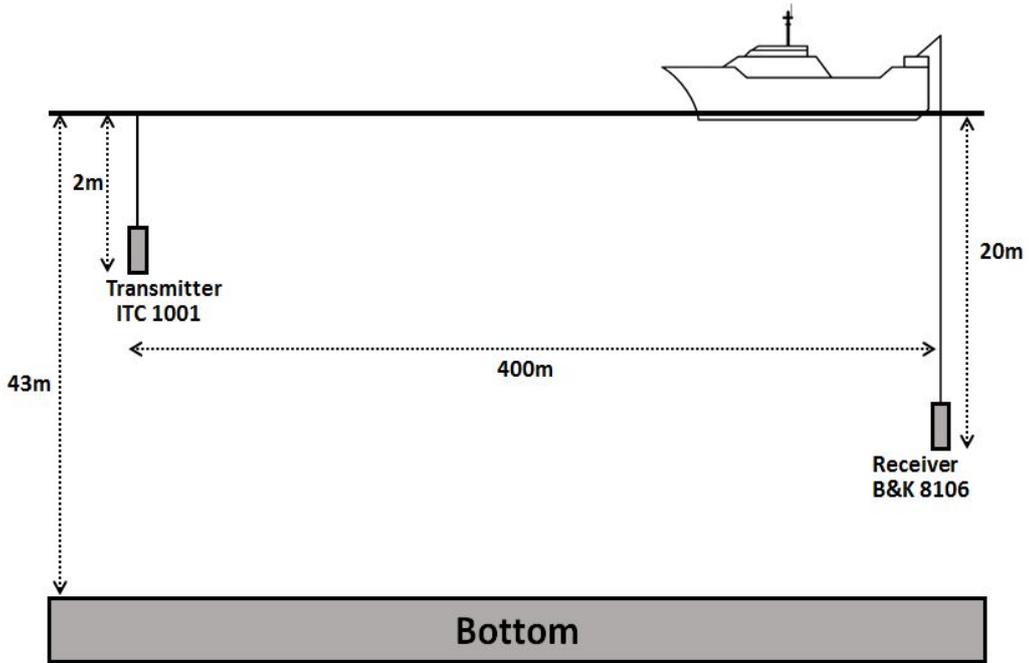


Fig. 4.1 Illustration of the lake trial

Fig. 4.2는 실험 해역에서 측정한 채널 전달 특성을 나타낸 것이다. 이 측정을 위해 약 2 [kHz] 대역폭을 갖는 0.2초 길이의 LFM(Linear Frequency Modulation) 신호를 주기적으로 약 1000회 가량 송신하였다.

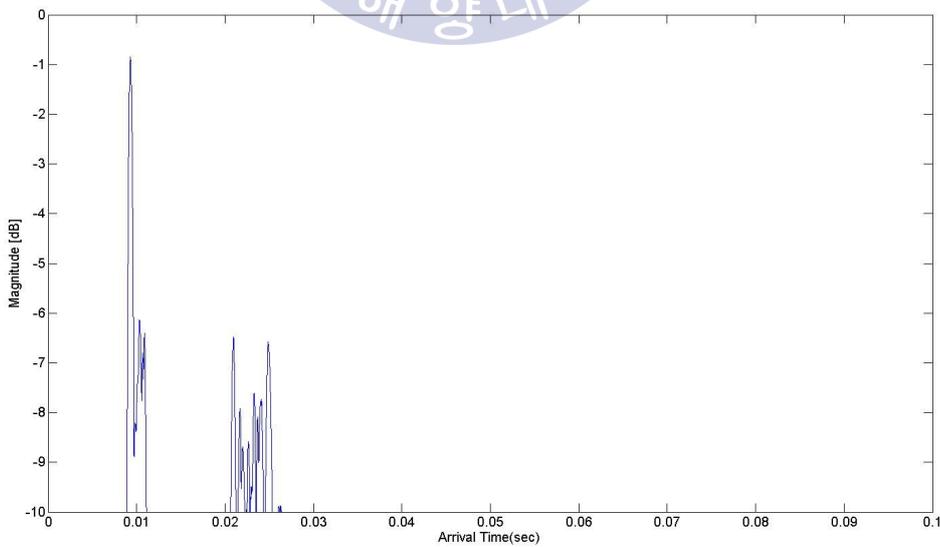


Fig. 4.2 Delay profile in the distance of 400 [m]

Fig. 4.2는 송수신된 LFM 신호의 상관관계를 이용하여 모델링 한 것으로 다중경로에 따른 영향을 받는 것을 확인 할 수 있다. 이는 수면에 반사되어지는 반사파와 바닥에서 반사되어 들어오는 신호들이 있다는 것을 의미한다.

실험에서 사용된 파라메타는 Table 4.1과 같다. 데이터 속도는 1 [kbps], 중심 주파수는 16 [kHz], 샘플링 주파수는 12배인 192 [kHz]를 적용하였다. 컨볼루션 부호화 방식을 적용하였으며, 변조방식은 QPSK 변조 방식을 적용하였다.

Table 4.1 Parameters for underwater acoustic communication experiment

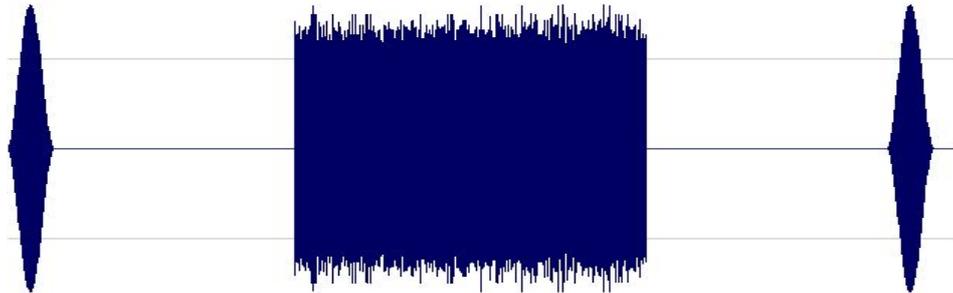
Source	500 bit text
Channel coding	(2,1,7) Convolutional code
Modulation	QPSK
Packet Size( $D_k$ )	500 symbols
Bit rate	1 [kbps]
Center frequency	16 [kHz]
Sampling frequency	192 [kHz]
Distance	400 [m]
Water depth	43 [m]
Depth	Tx : 2 [m], Rx : 20 [m]

## 4.2 성능 비교 분석

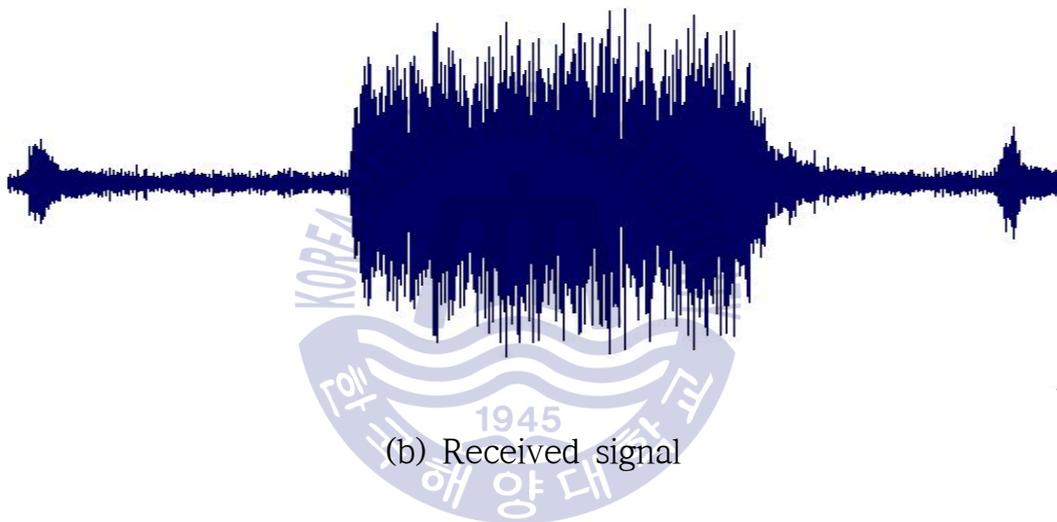
### 4.2.1 전송신호와 수신신호 분석

Fig. 3.4의 패킷 구조로 Table 4.1의 파라메타를 이용하여 실제 실험에서 전송한 신호의 파형과 수신 신호의 파형은 Fig. 4.3과 같다. 신호의 전송은 각 패킷 사이에 딜레이를 두고 연속적으로 5회 반복하여 전송하였다. 수신 신호의 파형은 Sound forge tool을 이용하여 정규화와 대역 통과 필터를 통과 시킨 후의 파형

이다.



(a) Transmitted signal



(b) Received signal

Fig. 4.3 Transmitted and received waveforms

#### 4.2.2 기존 방식 성능 분석

Table 4.2는 기존 방식의 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법을 적용하여 실제 실험을 통해 수신된 데이터에 수신오류와 도플러를 추정한 후에 오류의 개수, 등화기를 통과 한 후에 오류의 개수, 복호기에 반복 횟수에 따른 오류 개수를 나타낸다. 신호의 전송은 각 데이터 패킷 사이에 딜레이를 두고 5번 반복하여 전송하였으며, 시간상의 구분으로 Table 4.2에 나타내었다.

Table 4.2 Number of errors according to conventional coding method

Interval #		1	2	3	4	5	
수신 오류	$D_1$ (1000 bits)	352	600	528	264	433	
	$D_2$ (1000 bits)	637	608	528	285	700	
	합 (2000 bits)	989	1208	1056	549	1133	
도플러 추정 후 오류	$D_1$ (1000 bits)	348	448	176	272	343	
	$D_2$ (1000 bits)	624	580	300	290	405	
	합 (2000 bits)	972	1028	476	562	748	
등화 후 오류	$D_1$ (1000 bits)	336	218	48	434	469	
	$D_2$ (1000 bits)	521	508	95	458	488	
	합 (2000 bits)	857	726	143	892	957	
외부 반복 오류	1회	$D_1$ (500 bits)	244	139	0	261	261
		$D_2$ (500 bits)	253	262	0	261	224
		합 (1000 bits)	497	401	0	522	485
	2회	$D_1$ (500 bits)	251	65	0	243	245
		$D_2$ (500 bits)	251	352	0	265	236
		합 (1000 bits)	502	417	0	508	481
	3회	$D_1$ (500 bits)	236	0	0	262	245
		$D_2$ (500 bits)	249	302	0	244	252
		합 (1000 bits)	485	302	0	506	497
Decoded error (1000 bits)		485	302	0	506	497	

Fig. 4.4는 Table 4.2의 오류 개수에 대해 데이터 패킷  $D_1$  과  $D_2$ 에 대한 성능 곡선을 나타낸다. 시간상의 구분에 따라 Interval #1에서 Interval #5까지의 오류 개수를 나타낸다. 첫 번째 데이터 패킷  $D_1$  500 bits 와 두 번째 데이터 패킷  $D_2$  500 bits로 총 1000 bits에 대한 성능을 나타내었다.

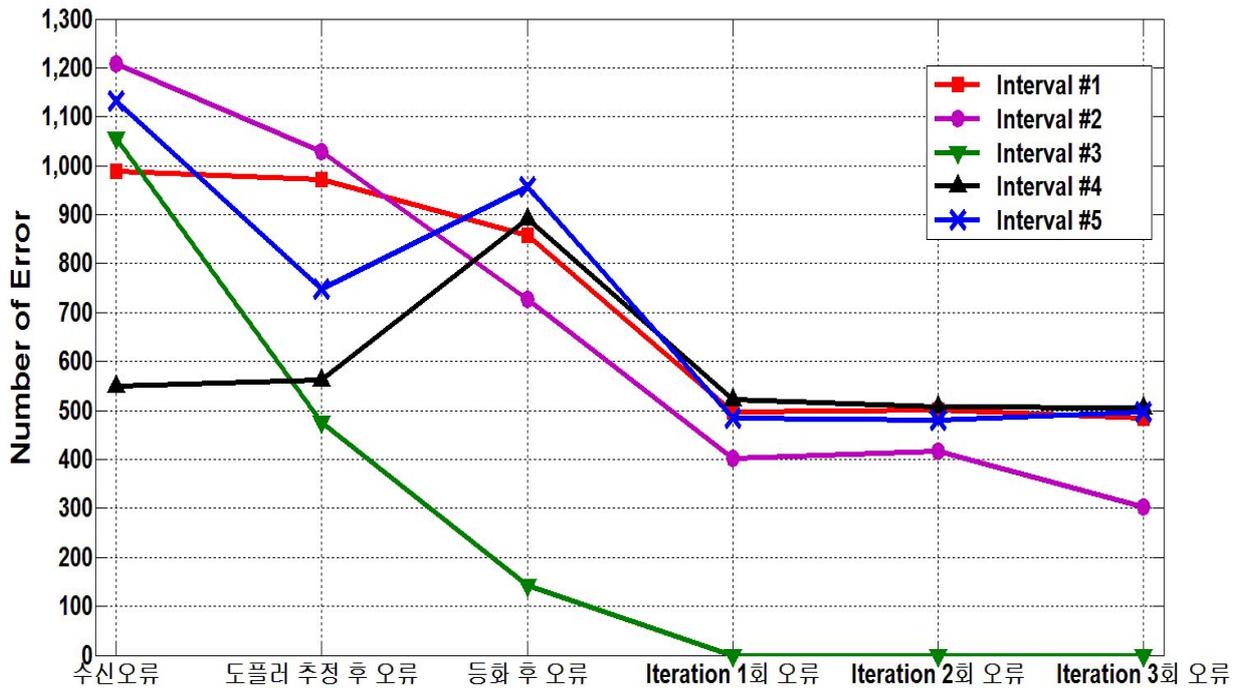


Fig. 4.4 Number of errors according to conventional coding method

도플러 추정 후 오류는 수신 되어진 신호를 도플러를 추정 한 후에 오류 개수를 나타내고 첫 번째 데이터 패킷  $D_1$ 과 두 번째 데이터 패킷  $D_2$  500 심벌에 오류의 합으로 나타내었고, 등화 후 오류는 도플러를 추정한 후 LMS-DFE를 통과한 후의 오류의 개수를 나타낸다. 즉, 등화 후 오류가 나타내는 것은 Uncoded 오류의 개수를 의미한다. LMS-DFE를 통과한 후 복호기에서 반복을 1회에서 3회 수행하였을 때의 오류 개수를 Iteration 1회 후 오류, Iteration 2회 후 오류, Iteration 3회 후 오류로 나타내었다.

Interval #3의 데이터는 반복을 1회 수행하였을 때 모든 데이터를 복호할 수 있었다. 하지만 Interval #2의 데이터는 첫 번째 데이터 패킷의 모든 데이터는 복호 가능하였지만, 두 번째 데이터 패킷의 데이터는 복호가 불가능하였다. 기존 복호 방식은 preamble 데이터를 통해 추정된 채널 정보를 첫 번째 데이터 패킷과 두 번째 데이터 패킷에 각각 보상해주는 방법으로 두 번째 데이터 패킷을 보상해주는 시점에 채널 정보가 변화하는 시변 채널 특성에 의해 두 번째 데이터 패킷은 복호가 불가능하였다.

### 4.2.3 제안하는 방식 성능 분석

Interval #2의 데이터에 제안하는 복호방식을 적용한 실험 결과는 Table 4.3과 같다.

Table 4.3 Number of errors according to proposed coding method

Interval #2		기존방식	제안하는 방식
수신 오류	$D_1$ (1000 bits)	600	600
	$D_2$ (1000 bits)	608	608
	합 (2000 bits)	1208	1208
도플러 추정 후 오류	$D_1$ (1000 bits)	448	448
	$D_2$ (1000 bits)	580	580
	합 (2000 bits)	1028	1028
등화 후 오류	$D_1$ (1000 bits)	218	218
	$D_2$ (1000 bits)	508	508
	합 (2000 bits)	726	726
외부 반복 오류	1회	$D_1$ (500 bits)	139
		$D_2$ (500 bits)	262
		합 (1000 bits)	401
	2회	$D_1$ (500 bits)	65
		$D_2$ (500 bits)	352
		합 (1000 bits)	417
	3회	$D_1$ (500 bits)	0
		$D_2$ (500 bits)	302
		합 (1000 bits)	302
Decoded error (1000 bits)		302	0

Table 4.3의 실험 결과를 바탕으로 본 절에서는 네 가지 종류의 복호 방식에 따른 성능을 분석하였다. 경관정과 연관정 기법을 이용한 비터비 복호기와 기존 방식의 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법을 적용한 복호기, 그리고 제안하는 방식의 복호기의 성능을 각각 비교 분석하였다. 이를 Fig. 4.5에 나타내었다.

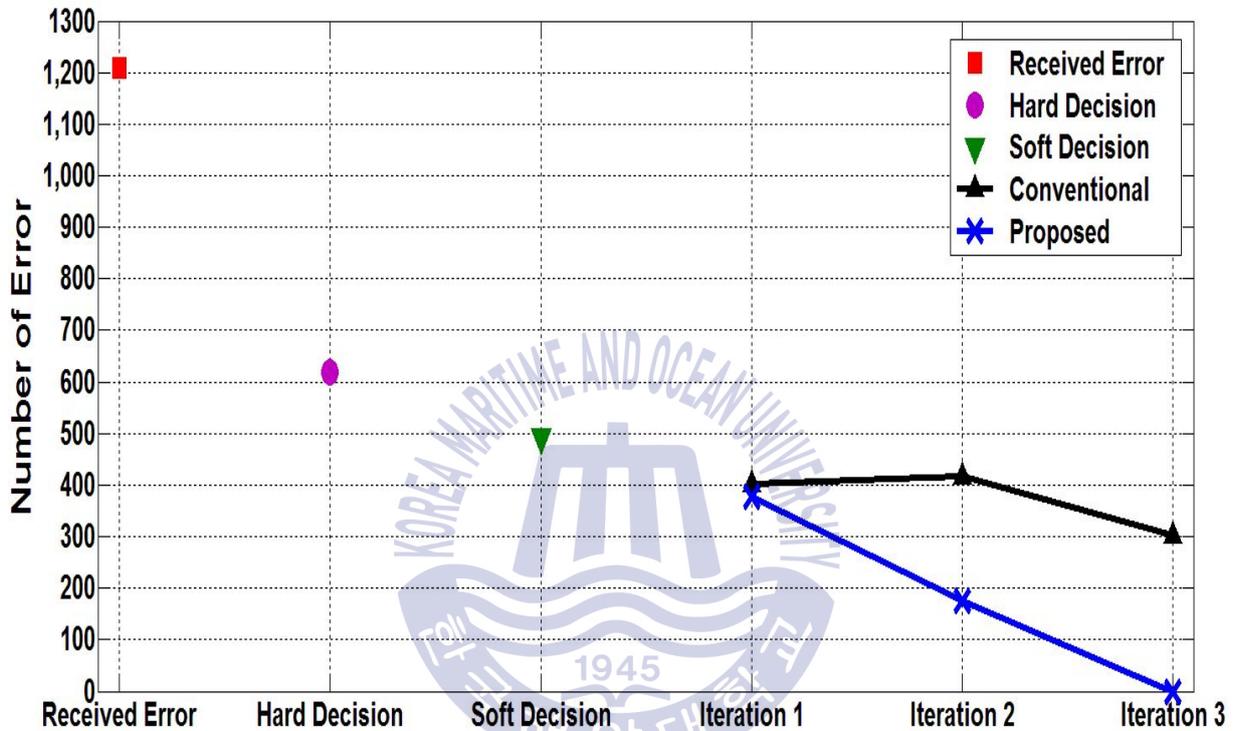


Fig. 4.5 BER comparison between the conventional and the proposed coding methods

수신 신호의 수신오류는 첫 번째 데이터 패킷 500 심벌과 두 번째 데이터 패킷 500 심벌을 합쳐 1208 bit가 발생하였다. 수신 신호를 이용하여 네 가지 종류의 복호 방식에 따른 성능을 분석하였을 때 경관정 비터비 복호기를 적용하면 619 bit의 오류가 발생하였고, 연관정 비터비 복호기를 적용하면 492 bit의 오류가 발생하였다. 기존 방식인 컨볼루션 부호 기반의 터보 등화기법을 적용한 BCJR 복호기에서 반복 복호를 2회와 3회 하였을 경우 각각 417 bit 오류와

302 bit의 오류가 발생하였다. 제안하는 방식에서 반복 복호를 3회 수행하였을 때 모든 데이터를 오류 없이 복호할 수 있었다. 실험을 통해 제안하는 알고리즘은 시변 채널 환경에서 매우 효과적으로 사용할 수 있음을 알 수 있었다.



## 제 5 장 결 론

최근 활용분야가 확대되고 있는 수중통신의 추세는 무선통신과 함께 다양한 서비스, 높은 신뢰도와 함께 높은 전송률을 요구하고 있다. 하지만 다중경로 채널 환경을 가지는 수중통신에서는 해수의 온도, 염분, 수심 등의 다양한 요소에 따라 음파의 전달이 제한되고 전파를 이용하는 육상 통신에 비해 상대적으로 저주파 대역을 사용하기 때문에 제한된 대역폭으로 인하여 성능이 저하되게 된다. 수중통신 채널은 다중 경로 전달 특성을 가지므로 인접 심벌 간의 간섭 현상에 의해 성능이 크게 저하되므로, 다중 채널 특성에 기반을 둔 최적의 통신 방식이 설계되어야 하므로 이를 해결하기 위한 수중통신 장애 요인에 강인한 기법의 연구가 필수적이다.

이에 인접 심벌 간의 간섭 현상으로 신호의 왜곡을 보상하기 위해 빠르게 오차를 추정하고 요구되는 탭 수가 적은 비선형 등화기인 LMS-DFE 등화기와 연접하여 사용하는 터보 부호와 컨볼루션 부호의 성능을 분석하였다. 실험을 통해 수중통신에서 반복 기반의 최적의 터보 등화기법에 대해 제안하였다. 그리고 패킷 구조에 따라 수중통신에서 성능이 달라지므로 4가지 패킷 구조에 따른 성능을 실험을 통해 분석하였고, 등화기 성능, 전송률 및 복호성능 관점에서 최적의 패킷 구조를 제안하였다.

또한, 수중에서는 시변 채널에 영향으로 인해 큰 크기의 데이터 전송 중 채널의 변화에 따라 수신 신호의 높은 에러율에 따라 원활한 통신이 이루어지기 힘들다. 이를 극복하기 위해 본 논문에서는 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR에서 우수한 성능을 보이는 컨볼루션 부호 기반의 BCJR 복호기와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기가 결합된 터보 등화기 구조에 큰 크기의 데이터를 효율적으로 복호 할 수 있는 방법을 제안하였다. 전송률 향상을 달성

하기 위해 preamble 데이터를 통해 추정된 채널 정보를 연속적인 패킷 구조에서 첫 번째 데이터 패킷을 보상해 주고, 첫 번째 데이터 패킷을 preamble 데이터로 활용하여 채널 정보를 다시 추정하여 이를 통해 두 번째 데이터 패킷에 보상하였다. 이를 통해 두 번째 데이터 패킷을 복호할 때에 시변 채널 특성에 따라 변화된 채널 정보도 추정하여 모든 데이터를 복호 가능하게 한다.

제안하는 구조를 바탕으로 2014년 5월 초 경북 문경시 경천호에서 실제 수중 실험을 수행하였다. 수중통신 실험을 통하여 기존 방식과 제안하는 방식의 성능 차이를 확인할 수 있었고, 제안하는 방식을 통해 수신된 심벌의 모든 오류를 정정할 수 있음을 확인하였다. 본 논문에서 제안한 복호 방식은 시변 채널 환경에서 매우 효과적으로 사용할 수 있음을 알 수 있었다.



## 감 사 의 글

늦은 나이에 직장을 그만 두고 학업을 이어 가겠다고 결심하고 대학원에 진학한 지 벌써 2년이라는 시간이 흘렀습니다. 힘든 결정을 하였을 때 도와주신 많은 분들에게 진심으로 감사드립니다.

먼저, 시종일관 세심한 지도와 격려, 그리고 인생에 있어 많은 가르침을 주시고, 결혼식에 주례까지 맡아 주신 저의 지도 교수님, 정지원 교수님께 감사의 말씀 올립니다. 교수님의 지도와 많은 가르침, 그리고 주례사에서 당부하신 말씀을 항상 마음속에 간직하겠습니다. 또한, 논문의 심사를 맡아 논문의 부족한 부분들을 보완하여 보다 충실한 내용이 될 수 있도록 도와주신 조형래 교수님과 김기만 교수님께 감사드립니다. 그리고 학부시절 많은 가르침을 주신 김동일 교수님, 민경식 교수님, 강인호 교수님, 윤영 교수님께도 감사드립니다.

연구실에서 석사 기간 동안 생활하는데 많은 도움을 준 해찬이와 태훈아 고마웠다. 각자 맡은 자리에서 열심히 생활하기 바란다. 오늘도 열심히 공부하는 우리 실험실에 건웅이, 하현이, 태석이 남은 기간동안 열심히 해서 원하는 결과 이루길 바란다. 그리고 함께 실험하며 고생했던 DSP 친구들 찬호, 형우, 지홍이, 창은이, 그리고 택익이와 세림이까지 고마웠다. 이제는 다 떨어져 있지만 최고의 친구들 준우, 동주야 항상 좋은 일만 있고, 자주 보자. 대학 시절 함께 했던, 군열, 재욱, 현구, 현호, 동주, 자랑 등 다들 고마웠다. 대학원의 선배로서 많은 도움을 주신 외형이형, 정우형, 인식이형 또한 감사합니다. 그리고 명절 때마다 뵙는 위성통신설계실험실에 졸업하신 선배님들 자주 뵙지는 못하지만 만날 때 마다 많은 조언 항상 감사합니다. 선배라고 챙겨 주고 따라 쫓던 많은 후배들에게도 감사의 인사말을 올립니다. 또한, 직장 생활 중 많은 가르침을 주셨던 영환이형 정말 감사합니다. 회사 그만 둔다고 할 때도 많은 조언 해주셔서 감사했습니다. 앞으로도 종종 연락드리겠습니다.

부족한 저를 위해 항상 희생하시고 기도 해 주시는 아버님, 어머님께 지면으로나마 감사하고 사랑한다는 말을 전하고, 큰형과 형수님과 작은형에게 고맙다는 말을 전합니다.

직장을 그만두고 대학원에 진학한다고 하였어도 저를 믿고 결혼을 허락해주시고 처가댁에 가면 항상 반겨 주시는 장인, 장모님께도 감사합니다. 앞으로 저희 더 행복하게 잘 사는 모습 꼭 보여드리겠습니다. 그리고 하나 뿐인 처남은 좋은 여자 만나서 결혼하는 모습을 보여줬으면 하는 바람입니다.

마지막으로, 힘든 생활에도 불구하고 항상 긍정적으로 생각하며, 같이 고민하고 도움을 주는 저의 와이프 아름아 사랑한다. 앞으로도 지금처럼 행복하고 즐겁게 살아가자. 내가 선택하는 것에 항상 전폭적으로 믿고 도와줘서 항상 고맙고 미안한 마음이 많이 듭니다. 앞으로 멋진 남편이 되도록 할게.

많은 분들의 관심과 격려, 조언에 힘입어 끝이 아닌 새로운 시작으로 박사과정의 시작을 하려고 합니다. 기대에 부응하기 위해 항상 최선을 다하는 백창욱이 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 3rd ed.*" McGraw-Hill, pp. 99-201, 1983.
- [3] Kim, H.S., Choi, D.H., Seo, J.P., Chung, J.H., and Kim, S.I., "The Experimental Verification of Adaptive Equalizers with Phase Estimator in the East Sea," *J. Acoust. Soc. Kor.*, vol.29, no.4, pp. 229-236, 2010.
- [4] Kim, H.S., Seo, J.P., Kim, J.Y., Kim, S.I., and Chung, J.H., "Equalizer Mode Selection Method for Improving Bit Error Performance of Underwater Acoustic Communication Systems," *J. Acoust. Soc. Kor.*, vol 31, no. 1, pp.1-10, 2012.
- [5] 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.
- [6] C. Laot, A. Glavieux, and J. Labat "Turbo Equalization : Adaptive Equalization and Channel Decoding Jointly Optimized," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.19, no. 9, pp.1744-1752, Sept. 2001.
- [7] 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.

- [8] 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.
- [9] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal Decoding of Linear Codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-20, no. 2, pp.284-287, Mar. 1974.
- [10] J. Salz, "Optimum Mean-Square Decision Feedback Equalization," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 52, no. 8, pp.1341-1373, Oct. 1973.
- [11] K. Berberdis, T. Rontogiannis, and S. Theodoridis, "Efficient block implementation of LMS based DFE," *Proc. 13th Digital Signal Processing Int. Conf.*, vol. 1, pp.143-146, Jul. 1977.
- [12] T. Oberg, B. Nilsson, N. Olofsson, M. L. Nordenvaad, and E. Sangfelt, "Underwater communication link with iterative equalization," *Proc. OCEANS 2006*, pp.1-6, Sept. 2006.
- [13] J. W. Choi, T. J. Riedl, K. Kim, A. C. Singer, and J. C. Preisig, "Adaptive Linear Turbo Equalization Over Doubly Selective Channels," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 36, no. 4, pp.473-489, Oct. 2011.
- [14] R. Otnes, and T.H. Eggen, "Underwater Acoustic Communications : Long-Term Test of Turbo Equalization in Shallow Water," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 33, no. 3, pp.321-334, Jul. 2008.
- [15] H. L. Ko, S. G. Lee, M. S. Kim, D. Y. Cho, K. Y. Kim, B. H. Park, J. W. Park and Y. G. Lim, "Performance Analysis of the Spatial Correlation for Underwater Channel Environments," *J. Acoust. Soc. Kor.*, vol 31, no. 2, pp. 107-113, 2012.
- [16] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shanon Limit Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes," *in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun.(ICC'93)*, pp.1064-1070, May 1993.

- [17] S. Tao, L. Xu-Wen, and C. Xiao-Ting, "Decision-Directed Estimation of Carrier Frequency and Phase for Burst PSK Transmission," in Proc. Int. Conf. on Wireless Commun., Networking and Mobile Computing, WiCom 5th International Conference, Sept. 2009.

