



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

수중 레이저 통신에서 LDPC 부호화된  
터보 등화 기법 연구

A Study on LDPC-Coded Turbo Equalization  
for Underwater Laser Communication

指導教授 鄭智元



2020年 2月

韓國海洋大學校 大學院

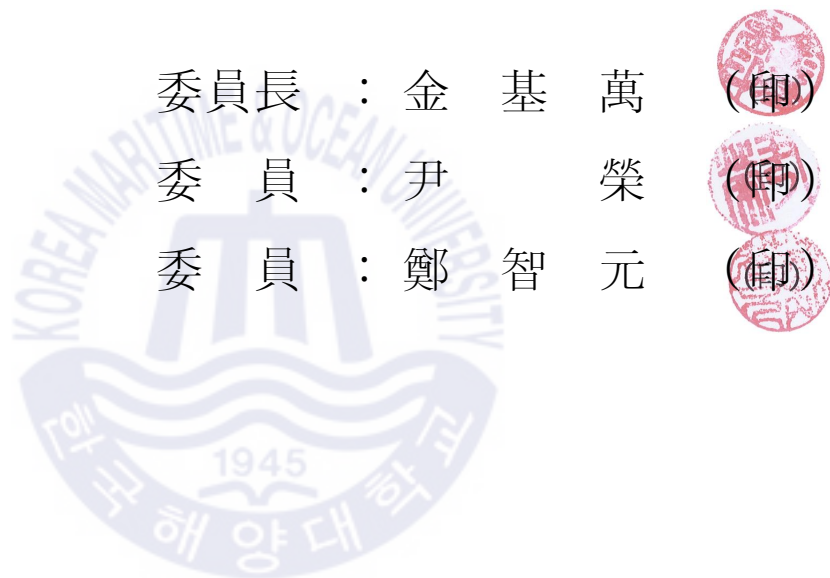
電波工學科  
李兒顯

本 論文을 李兒顯의 工學碩士 學位論文으로 認准함

委員長 : 金 基 萬 (印)

委 員 : 尹 榮 (印)

委 員 : 鄭 智 元 (印)



2019 年 12 月

韓國海洋大學校 大學院

# 목 차

<b>List of Tables</b> .....	iii
<b>List of Figures</b> .....	v
<b>Abstract</b> .....	vi
제 1 장 서론 .....	1
제 2 장 수중 레이저 통신 모델 .....	3
2.1 수중 레이저 통신 송수신 모델 .....	3
2.2 수중 레이저 통신에서 고려되는 채널 부호화 기법 .....	4
2.3 수중 레이저 통신에서 고려되는 변조 기법 .....	6
2.4 수중 레이저 통신 채널 환경 .....	8
제 3 장 제안한 LDPC 부호화된 터보 등화 기법 .....	10
3.1 제안한 터보 등화 기법 모델 .....	10
3.2 SVG 알고리즘 .....	11
3.2.1 M진 PPM 변조 기법에서 SVG 알고리즘 .....	11
3.2.2 M진 QAM 변조 기법에서 SVG 알고리즘 .....	14
제 4 장 시뮬레이션 및 실험 성능 분석 .....	17
4.1 시뮬레이션 성능 분석 .....	17
4.2 수조 실험 결과 .....	20
4.2.1 수조 실험 환경 .....	21
4.2.2 2018년 8월 실험 결과 분석 .....	24
4.2.3 2018년 10월 실험 결과 분석 .....	30
4.2.4 2019년 6월 실험 결과 분석 .....	36
4.2.5 2019년 9월 실험 결과 분석 .....	39
제 5 장 결 론 .....	48

감사의 글 ..... 50

참고문헌 ..... 51



## List of Tables

<b>Table 2.1</b>	Characteristics of the soft decision coding technique .....	5
<b>Table 4.1</b>	Simulation parameters .....	17
<b>Table 4.2</b>	Experimental parameters .....	24
<b>Table 4.3</b>	Results of the 2-ary PPM experiment in 12 m tap water ....	25
<b>Table 4.4</b>	Results of the 2-ary PPM experiment in 8 m 0.8 NTU .....	25
<b>Table 4.5</b>	Results of the 2-ary PPM experiment in 12 m 0.8 NTU .....	26
<b>Table 4.6</b>	Results of the 2-ary PPM experiment in 8 m 1.4 NTU .....	26
<b>Table 4.7</b>	Results of the 4-ary PPM experiment in 12 m tap water ....	27
<b>Table 4.8</b>	Results of the 4-ary PPM experiment in 8 m 0.8 NTU .....	27
<b>Table 4.9</b>	Results of the 4-ary PPM experiment in 12 m 0.8 NTU .....	28
<b>Table 4.10</b>	Results of the 4-ary PPM experiment in 8 m 1.4 NTU .....	28
<b>Table 4.11</b>	Results of the 16-ary QAM experiment .....	30
<b>Table 4.12</b>	Experimental parameters .....	31
<b>Table 4.13</b>	Results of the M-ary PPM experiment .....	31
<b>Table 4.14</b>	Results of the M-ary QAM experiment .....	33
<b>Table 4.15</b>	Experimental parameters .....	36
<b>Table 4.16</b>	Results of the M-ary PPM experiment with water temperature .....	37
<b>Table 4.17</b>	Experimental parameters .....	39
<b>Table 4.18</b>	Results of M-ary PPM experiment of green laser in unmixed water .....	41
<b>Table 4.19</b>	Results of M-ary PPM experiment of red laser in unmixed water .....	41
<b>Table 4.20</b>	Results of M-ary PPM experiment of green laser in mixed water .....	42

<b>Table 4.21</b>	Results of M-ary PPM experiment of red laser in mixed water .....	42
<b>Table 4.22</b>	Results of M-ary QAM experiment of green laser in unmixed water .....	43
<b>Table 4.23</b>	Results of M-ary QAM experiment of red laser in unmixed water .....	44
<b>Table 4.24</b>	Results of M-ary QAM experiment of green laser in mixed water .....	45
<b>Table 4.25</b>	Results of M-ary QAM experiment of red laser in mixed water .....	46
<b>Table 4.26</b>	Value required in QEF area .....	47



## List of Figures

<b>Fig. 2.1</b>	LDPC-coded conventional transceiver model .....	3
<b>Fig. 2.2</b>	M-ary PPM modulation .....	6
<b>Fig. 2.3</b>	16-ary QAM modulation .....	8
<b>Fig. 2.4</b>	Absorption coefficient and attenuation coefficient according to wavelengths and seawater .....	9
<b>Fig. 3.1</b>	Proposed turbo-equalized model for underwater optical communication .....	10
<b>Fig. 3.2</b>	M-ary PPM ( $M=2, 4$ ) .....	12
<b>Fig. 3.3</b>	Constellation of 16-ary QAM .....	14
<b>Fig. 4.1</b>	BER performance comparison for M-ary PPM .....	18
<b>Fig. 4.2</b>	BER performance comparison for M-ary QAM .....	20
<b>Fig. 4.3</b>	Block diagram of the water tank experiment .....	21
<b>Fig. 4.4</b>	Diagram of the water tank experiment .....	22
<b>Fig. 4.5</b>	Experimental equipment and water tank .....	23
<b>Fig. 4.6</b>	Received signal of 4-ary PPM at attenuator gain -35 dB with data rate 100 Mbps .....	29
<b>Fig. 4.7</b>	Scatter plot of 16-ary QAM signal .....	35
<b>Fig. 4.8</b>	BER graph of water tank with bubbles .....	39



# A Study on LDPC-Coded Turbo Equalization for Underwater Laser Communication

Lee, A Hyun

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

## Abstract

In UWOC (Underwater Wireless Optical Communication) systems, scattering and absorption occur due to water molecules and suspended particles, resulting in weak signals at the receiver end. In this thesis, a LDPC (Low-Density Parity-Check) code, which is a kind of error-correcting code, was employed in order to compensate for performance loss, and its performance was improved only when the input values of the decoder were soft decision types.

However, no algorithm has yet been reported that applies a soft decision technique for the M-ary PPM (Pulse Position Modulation) and QAM (Quadrature Amplitude Modulation) schemes in the case of UWOC. Therefore, we developed a SVG (Soft Value Generator) algorithm in order to use a turbo equalizer, which improves the performance over all of the iterations in the case of the M-ary PPM and QAM schemes.

Through simulations, it was confirmed that the proposed method performs

better than the conventional hard decision algorithm. Also it evaluated that the performance of the proposed method through four water tank experiments, in which M-ary PPM and QAM data were employed to perform experiments by varying the turbidity and transmission rates in a water tank. In addition, the experiment was conducted to compare performance with changes in water temperature, and to compare green laser with red laser. And an experiment was done to compare when the water was mixed with when it was unmixed. This again showed that the performance of the proposed algorithm is superior to that of the conventional algorithm.

**KEY WORDS:** Underwater Wireless Optical Communication; LDPC; M-ary PPM; M-ary QAM; Soft Value Generator; Turbo Equalizer;



## 제 1 장 서 론

수중에서 신호를 전송하는 방식에는 대표적으로 음파를 이용하는 수중 음향 통신이 있다. 그러나 음파를 이용하는 경우 전송하고자 하는 신호의 대역폭이 좁아 낮은 데이터 전송률을 가지며 도플러 효과에 의해 제한적이다[1,2]. 따라서 최근에는 비록 기존의 수중 음향 통신에 비해 송수신 거리가 짧더라도 대역폭이 훨씬 넓으며 높은 데이터 전송률을 가지는 수중 레이저 통신에 관한 연구가 활발하다[3]. 그러나 수중 레이저 통신에서는 해수에 의한 레이저 흡수 및 산란 효과로 인해 송신된 신호에 상당한 감쇠가 발생하며, 이는 성능 열화의 주된 원인이 된다. 해수에서의 손실은 매우 크므로 음파에 비해 전송 거리가 제한적이며, 전송률은 송수신 거리와 해수의 탁도 등에 의해 결정되는 SNR (Signal to Noise Ratio)에 의해 제한된다. 이러한 성능 열화를 완화하기 위해서는 수중 레이저 통신 시스템에서 FEC (Forward Error Correction) 채널 부호화 기법을 적용할 수 있다[4,5]. FEC 채널 부호화 기법은 수신된 신호의 오류를 수정할 수 있도록 전송된 신호에 중복 비트를 추가하는 오류 제어 방식이다. FEC 부호화 기법은 통신 시스템의 전송률을 향상시킬 수 있지만 대역폭 효율을 감소시킨다. 최근에는 낮은 신호 대 잡음 비에서 오류 없이 높은 데이터 속도와 원거리 통신을 요구하므로 채널 부호화의 적용이 점점 대두되고 있다.

일반적으로 RS (Reed Solomon) 코드와 같은 블록 코드는 구현이 간단하지만 간섭이 심한 수중 레이저 통신 채널 환경에서는 최적의 성능을 제공할 수 없다 [6]. 따라서 LDPC 코드와 같이 복잡하고 강력한 채널 부호화 기법이 적용된다 [7-14]. 그리고 수중 레이저 통신 시스템은 일반적으로 변조 기법에서 OOK (On Off Keying) 변조 기법이나 PPM 변조 기법과 같은 간단한 구조를 사용한다. OOK 변조 기법과 달리 PPM 변조 기법에서 전송된 모든 비트는 On-Off 시간 슬롯에서 하나의 펄스로 변조되고 펄스의 위치는 송신된 신호의 정보를 담고 있다. 따라서 4진 PPM 변조 기법이나 8진 PPM 변조 기법과 같이 더 복잡한 PPM 변조 기법을 사용하면 대역폭 효율을 향상시킬 수 있으므로 수중 레이저

통신 채널에서 적용이 적합하다[15,16]. 또한 데이터의 전송 속도를 향상시키기 위해 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기반의 QAM 변조 기법을 적용하였다.

수중 레이저 통신에 대한 대부분의 연구는 전송 속도의 관점에서 연구되어져 왔다. 그러나 본 논문에서는, 수중 채널 환경에서 신호의 오류를 줄여 성능을 향상시키는 것에 초점을 두었다. 성능을 향상시키기 위해서는 LDPC 부호화 기법에서 복호기에 입력되는 심볼이 연판정 값을 가져야 내부적인 반복을 통하여 성능 개선이 가능하다[17-19]. 기존의 수중 음향 통신 시스템에서는 연판정 기법에 기반한 터보 등화 알고리즘이 제안되었다[20,21]. 그러나 수중 레이저 통신 시스템에서는  $M$ 진 PPM 변조 기법 및  $M$ 진 QAM 변조 기법에 있어서 연판정 기법을 적용한 알고리즘이 발표되지 않고 있다. 따라서 본 논문에서는  $M$ 진 PPM 변조 기법 및  $M$ 진 QAM 변조 기법에서 전체 반복을 통해 성능을 향상시키는 터보 등화기를 적용하기 위해 연판정 값 생성기 (SVG) 알고리즘을 제안하였고, 시뮬레이션을 통해 제안한 알고리즘의 효율성을 평가하였다. 또한 다양한 채널 조건과 데이터 전송 속도에서 알고리즘의 성능을 확인하기 위해  $M$ 진 PPM 변조 기법과  $M$ 진 QAM 변조 기법의 데이터에 대한 수조 실험을 4회 수행하였다. 시뮬레이션과 수조 실험 결과를 통해, 전체적으로 본 논문에서 제안한 연판정 기반의 터보 등화 알고리즘의 성능을 확인한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 1장의 서론에 이어 제 2장에서는 기존의 수중 레이저 통신에서 사용되는 송수신 모델과 부호화 기법 및 변조 기법을 제시하였으며, 수중 채널 환경을 제시한다. 제 3장에서는 본 논문에서 제안하는 SVG 알고리즘 기반의 터보 등화 기법을 적용한 송수신 모델의 전반적인 알고리즘과 SVG와 결합한  $M$ 진 PPM,  $M$ 진 QAM 변조 기법을 제시한다. 제 4장에서는 기존의 경판정 기법과 제안한 연판정 기반의 터보 등화 기법의 성능을 시뮬레이션과 실험을 통해 비교 분석한다. 그리고 제 5장의 결론으로 본 논문의 끝을 맺는다.

## 제 2 장 수중 레이저 통신 모델

### 2.1 수중 레이저 통신 송수신 모델

수중 레이저 통신에서 사용되는 기존의 LDPC 부호화된 송수신 구조는 Fig. 2.1과 같다.

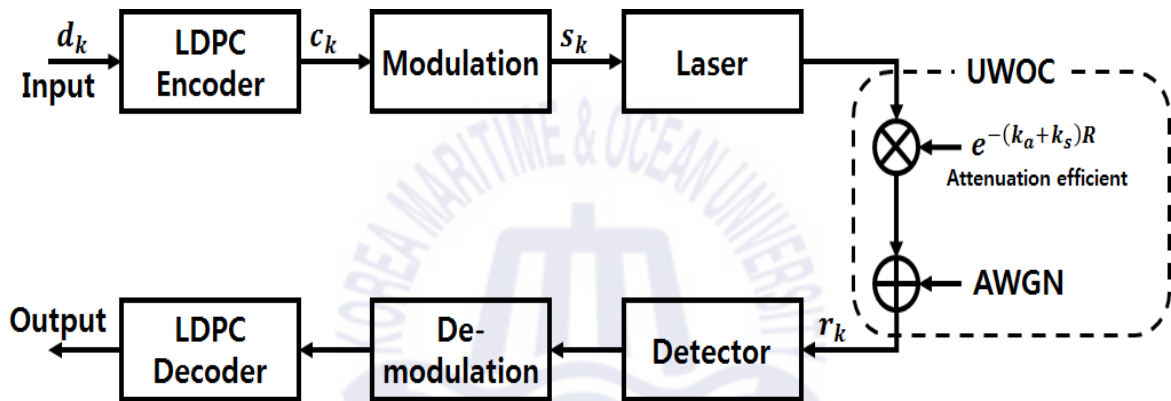


Fig. 2.1 LDPC-coded conventional transceiver model

위의 Fig. 2.1에서 입력 신호  $d_k$ 는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$d_k = \{d_0, d_1, \dots, d_{K-1}\} \quad (1)$$

입력 신호  $d_k$ 는  $(N, K)$  LDPC 부호화기로 입력되고, 부호화된 데이터는  $c_k$ 로 나타낸다.

$$c_k = \{c_0, c_1, \dots, c_{N-1}\} \quad (2)$$

$(N, K)$  LDPC에서  $K$ 는 원신호이며,  $N$ 은 부호화된 신호이다. 부호화 과정 이후  $M$ 진 PPM 변조 또는  $M$ 진 QAM 변조 과정을 거친 송신 신호  $s_k$ 는 수중 레이저 통신 채널로 전송된다. 수신기 (Detector)에 수신된 신호  $r_k$ 는 식 (3)와 같이 표현된다[12].

$$r_k = s_k e^{-(k_a + k_s)R} + n_k \quad (3)$$

여기서  $k_a$ 는 수중에서 흡수 계수,  $k_s$ 는 산란 계수,  $R$ 은 송수신 거리,  $n_k$ 는 잡음을 나타낸다. 수신된 신호는 복조 과정과 복호화 과정을 거친다.

## 2.2 수중 레이저 통신에서 고려되는 채널 부호화 기법

수중 레이저 통신에서 적용이 가능한 부호화 기법으로는 RS 부호화 기법, Convolutional 부호화 기법, 연접 부호화 기법, 반복 부호화 기법 등이 있다. 그러나 RS 부호화 기법과 BCH 부호화 기법은 복호기의 입력 비트가 경판정 되어 복호기로 입력되는데 이는 성능 저하를 초래한다. 따라서 복호 과정에서 반복하는 기술을 통하여 성능의 향상을 가져오는 반복 부호화 기술의 대표적인 Turbo 부호화 기법, LDPC 부호화 기법 그리고 SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) 부호화 기법은 현재 Shannon's limit에 가장 근접한 부호화 기술로써 연구되고 있다.

Turbo 부호화 기법은 연판정 입출력이 가능하고, 정보 신호에 대해서 서로 다른 인터리버에 의해 분리된 2개 이상의 구성 코드들이 병렬 연접된 구성을 하고 있다. Turbo 부호화 기법의 기본 개념은 선행하는 구성 코드의 복호기 연판정 출력 값을 다시 나머지 복호기에 입력하고 이러한 과정을 반복함으로써 성능을 향상시키는 것이다. Turbo 부호화 기법과 비교하였을 때, LDPC 부호화 기법은 Turbo 부호화 기법에서 정정되지 않는 오류들을 대부분 검출할 수 있다. 또한, 복호화의 복잡도가 낮을 뿐만 아니라 좋은 거리 특성으로 오류마루 현상이 나타나지 않고, 완전 병렬 처리로 고속 처리가 가능한 장점이 있다.

SOVA 부호화 기법은 Viterbi 알고리즘을 반복 복호에 적합하도록 변형시킨 알고리즘이다. 이는 내부 부호와 외부 부호를 연쇄시켜서 사용하는 시스템의 성능을 향상시키고자, 내부 복호기의 출력을 연판정 값으로 만드는 기법이다. 이러한 연판정 부호화 기법의 대표적인 3가지 소요 기술의 특징은 다음의 Table 2.1과 같다.

Table 2.1 Characteristics of the soft decision coding technique

Coding technique	Performance	Decoding speed	Encoding bit	Complexity
Turbo	Good	~ 20 Mbps	~ 3000 bits	Decoder
LDPC	Good	~ 1 Gbps	~ 64800 bits	Encoder
SOVA	Good	~ 100 Mbps	Unlimited	Decoder

Table 2.1의 특징을 바탕으로 적용 가능성을 살펴보면, 수중 레이저 통신은 다양한 수중 환경을 극복하여 성능을 향상시켜야 한다는 점과 레이저의 고속적인 특성을 고려하면 복호 속도 및 전력 효율성 측면에서 LDPC 부호화 기법의 적용이 적합한 것을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 LDPC 부호화 기법을 기반으로 성능을 분석하였다.

LDPC 부호화 기법은  $N$ 개의 비트 노드와  $(N-K)$ 개의 체크 노드가 연결되어 있는 패리티 체크 매트릭스  $H$ 에 기반하여 구성된다.  $H$  매트릭스에서 비트 노드와 체크 노드는 행과 열에 맵핑되며, 행과 열의 요소는 서로 연결된다. 비트 노드는 전달하고자 하는 정보 비트 노드와 패리티 비트 노드로 구성되고, 정보 비트 노드는  $H$  매트릭스의 특징에 의해 체크 노드로 연결된다[13,14]. LDPC 복호 과정에서, LLR (Log Likelihood Ratio)는 식 (4)와 같이 얻어진다.

$$L(z_k) = \log \frac{P(c_k = +1)}{P(c_k = -1)} \quad (4)$$

### 2.3 수중 레이저 통신에서 고려되는 변조 기법

수중에서 청록 레이저를 이용한 무선 전송은 주로 광의 유무나 위치를 구분하여 정보를 전송하는 방식이 적용되는데 대표적인 기법으로 OOK 변조 기법과 PPM 변조 기법이 있다. OOK 변조 기법은 펄스의 주기 동안 신호가 “1” 일 때는 광을 전송하며, “0” 일 때는 전송하지 않는 기법이다. OOK 변조 기법은 한 주기 동안 광을 전송해야 하므로 전력 소모량이 많으며, 많은 데이터를 전송하지 못하는 단점이 있다. 반면, 펄스의 위치를 이용하여 다중 정보를 전송하는 PPM 변조 기법은 시간 도약의 개념을 적용하므로 OOK 변조 기법의 단점을 해결할 수 있다. PPM 변조 기법은 기존의 2진 PPM 변조 기법에서  $M$ 진 PPM 변조 기법으로 개념을 확장함으로써 더 많은 정보를 전송할 수 있다. Fig. 2.2은  $M$ 진 PPM을 나타낸다. 펄스의 폭에 대한 샘플 수를  $N_s$ 라 하였을 때,  $M$ 개로 나뉜 위치에 따라 서로 다른 정보가 전송된다. 예를 들어  $M=2$ 인 경우에는 펄스의 위치가 “1” 일 때는 앞, “0” 일 때는 뒤에 위치시켜 전송한다.  $M=4$ 일 때도 마찬가지로 위치에 따라 정보 비트가 “00”, “01”, “10”, “11”로 구분되어 전송된다.  $M$ 이 증가할수록 레이저 통신의 전력 효율은 상승하나 정보를 나타내는 펄스 폭  $W$ 는 아래 식 (5)과 같이 좁아져 성능은 감소한다.

$$W = \frac{N_s}{M} \quad (5)$$

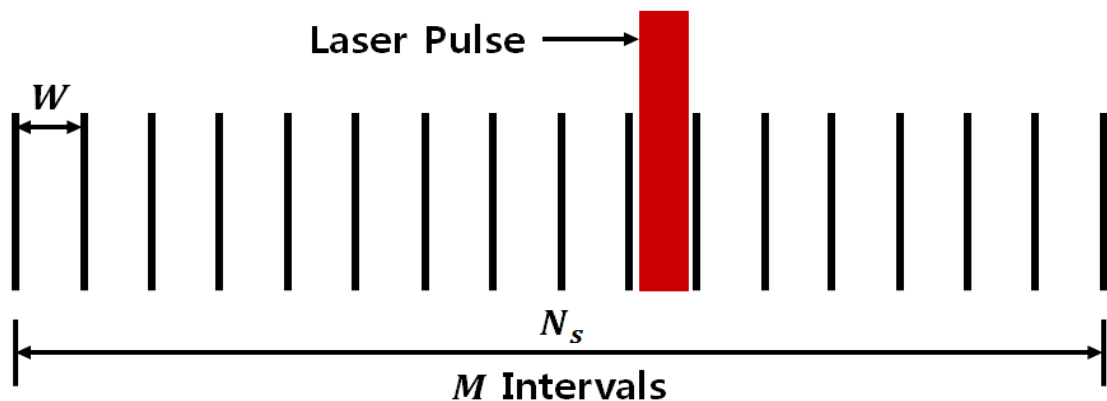


Fig. 2.2 M-ary PPM modulation



또한, 본 논문에서는 전송 속도를 향상시키기 위해  $M$ 진 QAM 변조 기법을 적용하였다.  $M$ 진 QAM 변조 기법은 주로  $2^n$ -QAM이라는 명칭을 사용하는데 여기서  $2^n$ 은 비트열에 대한 맵핑 자리 수이고  $n$ 은 비트 열의 길이이다. 예를 들어 Fig. 2.3와 같이 16진 QAM의 경우,  $2^4$ 이므로 4개의 비트를 하나의 심볼에 맵핑시키며 16개의 맵핑 자리를 갖는다. 100개의 데이터가 있다고 가정할 경우 일반적인 기저대역 통신에서 100개의 심볼로 표현되는 반면, 16진 QAM 변조 기법을 사용할 경우, 25개의 심볼로 표현이 가능하다. 따라서 같은 길이의 데이터를 전송한다고 할 때 전송시간이 1/4로 짧아지게 되고 같은 대역폭을 사용한다고 볼 때 전송률이 4배로 증가하게 된다. QAM 변조된 신호는 몇 가지 특징을 갖고 있는데 첫 번째, 다중 레벨 변조 (Multi-level modulation) 특징을 갖는다. 이는 진폭의 값과 위상의 값을 각각 판단하게 하여  $n$ 개의 비트를 하나의 심볼로 취급하여  $2^n$ 개의 값 중 하나의 값을 식별하여 하나의 심볼에 대응시킨다. 그러므로 QAM은 진폭변조와 위상변조를 동시에 수행하게 된다. 두 번째는 직교 위상 변조 (Quadrature modulation) 특징으로써 동일 주파수를 가지고 위상이  $90^\circ$  만큼 다른 2개의 반송파를 사용하여 각각의 성분을 진폭 변조하고 합성하여 전송한다. 두 개의 반송파를 합성하여도 두 반송파 간의 직교성이 성립되어 분리가 가능하다.

기존의 QAM 전송은 위에서 언급한 것과 같이 직교하는 반송파를 사용하는 코히어런트 전송 방식 가운데 하나이지만 최근에는 OFDM 전송 방식과 결합하여 반송파를 사용하지 않는 IM/DD 방식으로써 더욱 많이 적용되고 있다. 이러한 QAM-OFDM 방식을 통해 전송률을 더욱 높일 수 있는데 최근에 발표된 논문에서는 짧은 전송거리이기는 하지만 12 Gbps급의 전송률을 보고하기도 하였다[22]. 본 논문에서도 이러한 추세에 맞추어 반송파를 사용하지 않는 IM/DD (Intensity Modulation/Direct Detection) 방식의 QAM-OFDM 전송만을 시뮬레이션 및 실험하였다.

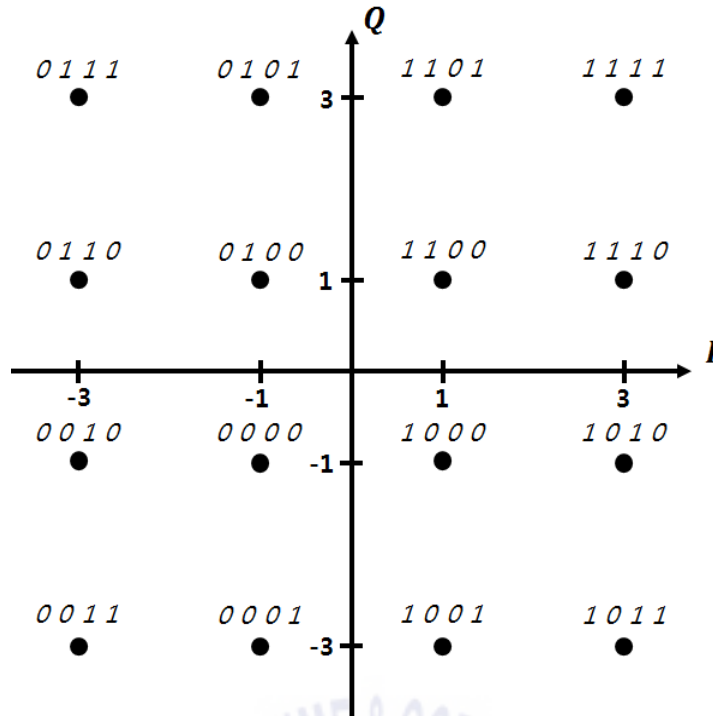


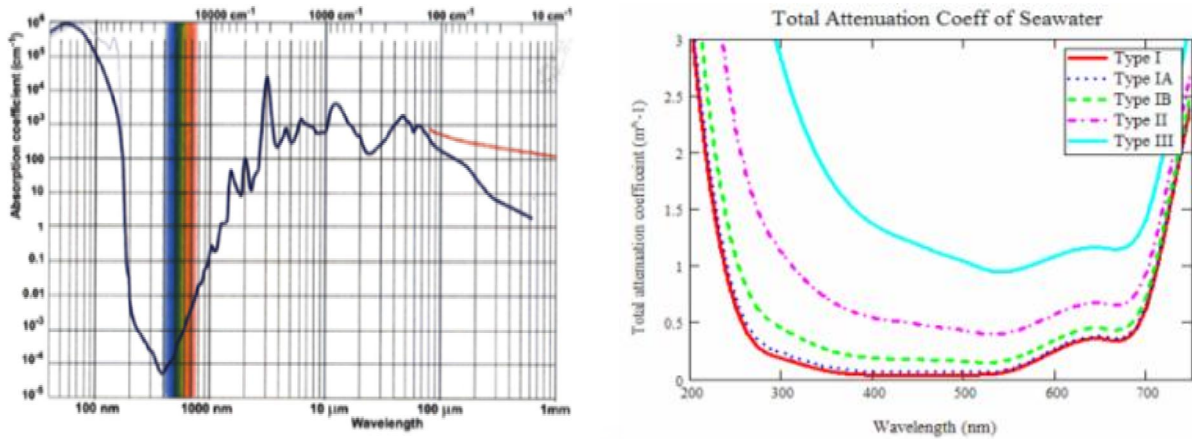
Fig. 2.3 16-ary QAM modulation

## 2.4 수중 레이저 통신 채널 환경

레이저는 대역폭이 넓어 고속, 대용량 데이터 전송이 가능하며, 전송 거리에 따른 손실이 매우 크다. 특히 수중에서 원거리 광통신은 광신호의 감쇠로 인해 제약을 받게 되는데, 이는 주로 흡수와 산란에 의해 발생한다. 흡수는 물 분자 진동에 에너지를 빼기면서 발생하는 것으로 파장에 따라 다른 흡수도를 가진다. 산란은 물 속 입자에 의해 광신호가 여러 각도로 흩어지는 것으로 직선방향 광신호의 감쇠를 가져온다. Fig. 2.4에서는 파장에 따른 흡수 계수 및 파장과 해수의 종류에 따른 감쇠 계수를 분석하였다. 감쇠 계수는 흡수 계수와 산란 계수를 포함하는 것이다. Fig. 2.4 (b)의 Type 1은 Open Pacific을 의미하고, Type 1A은 Eastern Mediterranean, Type 1B은 Western Mediterranean, Type 2은 Coastal Water(Azores), Type 3은 Coastal Water(North Sea)를 나타낸다. Fig. 2.4 (a)에서 흡수율은 파장 450 nm ~ 550 nm 대역에서 상대적으로 낮고, Fig. 2.4 (b)에서 감쇠율 또한 450 nm ~ 550 nm 대역에서 낮음을 알 수 있다.

따라서 본 논문에서는 수중 레이저 통신에서 흡수율과 감쇠율이 상대적으로

적은 파장 450 nm ~ 550 nm 대역의 청록 레이저를 사용하며, 시뮬레이션에서 감쇠 계수는 0.02로 적용한다. 이 때 전송률은 송수신 거리와 해수의 탁도 등에 의해 결정되는 신호 대 잡음 비에 의하여 제한된다.



(a) Absorption coefficient (b) Attenuation coefficient

Fig. 2.4 Absorption coefficient and attenuation coefficient according to wavelengths and seawater (JRC Technical Notes, 2010)

해수에서 일어나는 모든 산란의 절반정도는 입사각의 근처에서 일어난다. 산란 계수는 전방산란에 의해 대부분 결정되는데 청색광은 후방산란에 의해 크게 작용한다. 따라서 청록 레이저는 수중 레이저 통신에 적합하다.

### 제 3 장 제안한 LDPC 부호화된 터보 등화 기법

#### 3.1 제안한 터보 등화 기법 모델

수중 레이저 통신 채널에서는 바닷물에 의한 흡수 및 산란 효과로 인해 전송된 신호에 심각한 감쇠가 발생한다. 수중에서 레이저 신호의 감쇠를 완화시키고 낮은 신호 대 잡음 비에서 낮은 BER (Bit Error Rate)을 유지하기 위해 본 논문에서는 LDPC 부호화된 터보 등화기 모델을 제안한다. 기존의 연구는 PSK (Phase Shift Keying)와 같은 변조 기법에 초점을 맞추고 있으며, 터보 등화기 모델을 구성하는 것이 간단하다[18]. 그러나 수중 레이저 통신의 경우  $M$ 진 PPM 및 QAM 변조 기법에 연관정을 기반한 터보 등화기를 적용한 알고리즘이 연구되지 않고 있다. 따라서 본 논문에서는 Fig. 3.1과 같이 LDPC 부호화 기법에 터보 등화기를 결합한 송수신 모델을 제안한다.

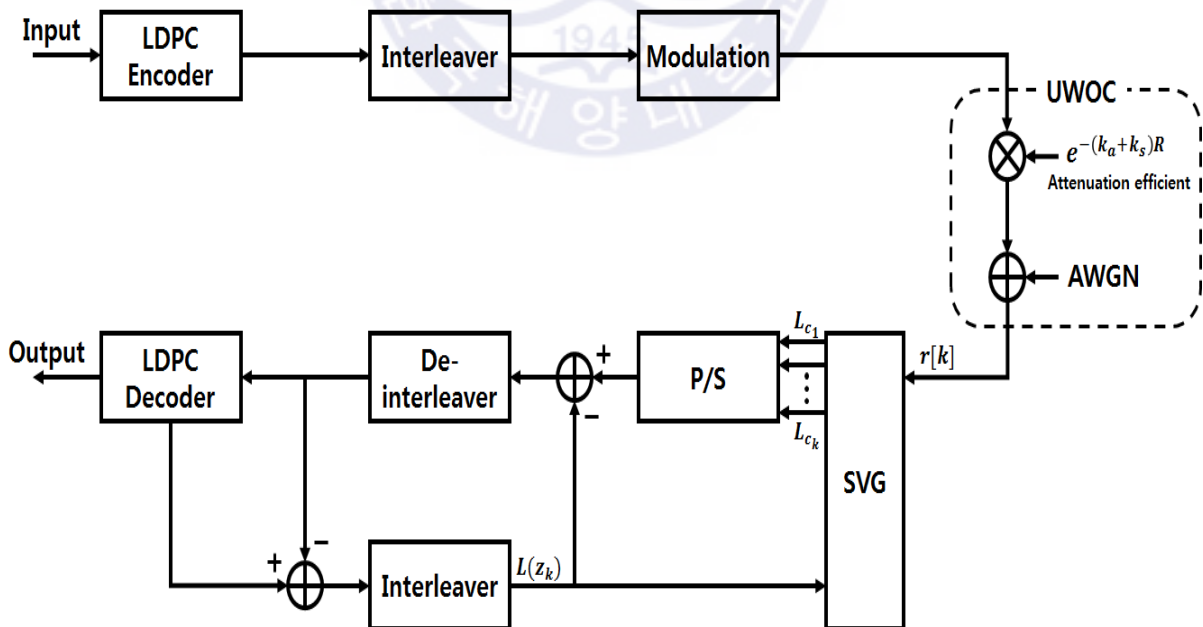


Fig. 3.1 Proposed turbo-equalized model for underwater optical communication

데이터는 LDPC 채널 부호화기를 거치고 난 뒤 인터리버를 지나 심볼 맵핑된 후 변조기를 통과한다. 전송된 심볼은 수중 무선 광 채널을 통과한 후 백색 가우시안 잡음이 더해진다. 수신된 심볼은 먼저 위상추적을 하여 터보 등화기로 입력된다. 수신단의 터보 등화기는 SVG와 LDPC 복호기로 구성되어 있으며, SVG와 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 수신된 신호에 밀집된 오류를 분산 시키는 역할을 하게 되어 성능을 향상시킨다.  $L(z_k)$ 는 복호기 외부 정보로써 오류를 보상한다. 계산된 값의 디 인터리빙은 SVG 블록에서 수신된 신호에 추가된다.

$$L(z_k) = \log \frac{P(c_k = +1)}{P(c_k = -1)} \quad (6)$$

이러한 과정이 반복되어 반복횟수가 늘어남에 따라 업데이트 하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER 성능이 향상된다.

## 3.2 SVG 알고리즘

수중 레이저 수신 신호의 복조부는 “0” 과 “1” 의 값을 복호부로 보내는데, 이는 복호부의 성능이 저하될 수 있다. 수신기 내 반복구조에 따른 터보 등화 기법은 복호부의 입력 값이 연판정 값이 되어야 성능을 향상시킬 수 있다. 따라서 SVG는 복조부에서 수신되는 신호를 연판정 값으로 바꾸어 반복 복호부에서 반복에 따라 성능을 향상시키는 역할을 한다.

### 3.2.1 M진 PPM 변조 기법에서 SVG 알고리즘

M진 PPM 변조 기법은 2진 PPM을 M진 PPM으로 확장함으로써 더 많은 양

의 정보를 전송할 수 있다. Fig. 3.2는  $M=2,4$ 일 때  $M$ 진 PPM 변조 기법을 나타낸다.  $M=2$ 의 경우, 펄스의 위치가 “1” 일 때 앞쪽에 위치하고, 펄스의 위치가 “0” 일 때는 뒤쪽에 위치한다. 마찬가지로  $M=4$ 의 경우, 비트는 펄스의 위치에 따라 “00”, “01”, “10”, “11” 로 분류된 후 전송된다.

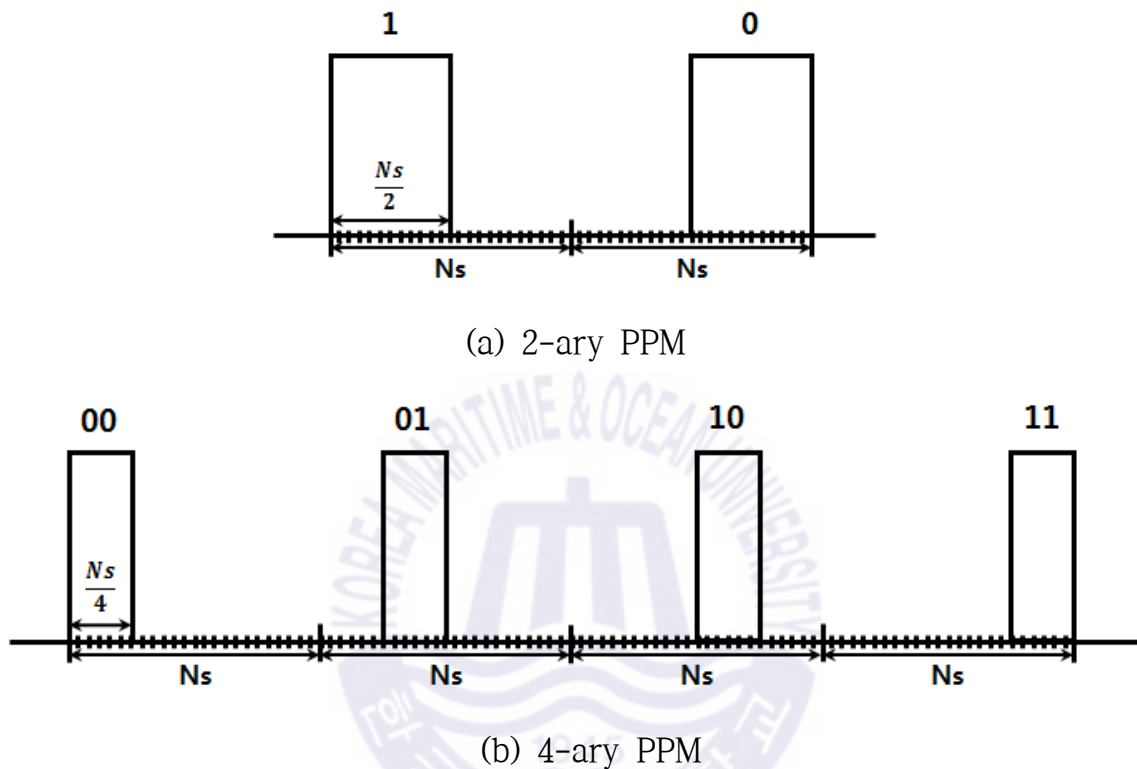


Fig. 3.2 M-ary PPM ( $M=2,4$ )

수신된 신호는 LDPC 복호기로 전달되고 체크 노드와 비트 노드의 확률이 결정된다. LDPC 복호기는 체크 노드와 비트 노드를 반복함으로써 성능이 향상된다. 그러나 LDPC 복호기의 입력값이 경관정 된 값일 경우 반복을 해도 성능 향상이 되지 않고, 연관정 된 값일 경우에만 반복에 따라 성능이 향상된다. 예를 들어, 2진 PPM을 사용하고 샘플 수가  $N_s$ 일 때, 신호는 Fig. 3.2의 (a)와 같이 펄스 위치에 따라 “1” 과 “0” 으로 변조된다. 2진 PPM에서 펄스의 위치가 “0” 일 때 신호를  $S^0$ , “1” 일 때 신호를  $S^1$ 이라 하면 아래의 식으로 표현할 수 있다.

$$S^0 = \{s_0^0, s_1^0, s_2^0, \dots, s_{N_s-1}^0\} \quad (7)$$

$$S^1 = \{s_0^1, s_1^1, s_2^1, \dots, s_{N_s-1}^1\} \quad (8)$$

$T$ 초 동안 수신된 신호가  $R = \{r_0, r_1, r_2, \dots, r_{N_s-1}\}$ 일 때, 연관정 값  $L_c$ 는 식 (9)와 같다.

$$L_{c_k} = \log \frac{d(S^0, R)}{d(S^1, R)} \quad (9)$$

$$d(S^i, R) = \sum_{k=0}^{N_s-1} \frac{(s_k^i - r_k)^2}{N_s} \quad (10)$$

$d(a, b)$ 는  $a$ 와  $b$  사이의 유클리드 거리 함수이다. 수신 신호  $R$ 이 “1” 일 때,  $d(S^1, R)$ 의 값은  $d(S^0, R)$ 의 값보다 작다. 따라서 연관정 값  $L_{c_k}$ 는 “1” 일 때 양의 값을 가지고, “0” 일 때 음의 값을 가지므로 연관정이 가능하다.

2진 PPM에서는 식 (9)와 같은 방법으로 연관정 값을 얻을 수 있다. 그러나 Fig. 3.2 (b)과 같이 4진 PPM일 경우에는 연관정 값을 구하기 어려우므로 첫 번째와 두 번째 비트에 대한 연관정 값을 각각 구해야 한다.

$$L_{c_1} = \log \frac{\sum_{k=0}^1 d(S^{0k}, R)}{\sum_{k=0}^1 d(S^{1k}, R)} \quad (11)$$

$$L_{c_2} = \log \frac{\sum_{k=0}^1 d(S^{0k}, R)}{\sum_{k=0}^1 d(S^{1k}, R)} \quad (12)$$

식 (11)과 식 (12)은 각각 첫 번째 비트와 두 번째 비트의 연관정 값을 나타





$M$ 진 QAM 맵퍼는 LDPC 부호기로부터  $k$ 개의 블록 비트를 받으며,  $1 \leq i \leq k$ 에서 각  $i$ 에 대해 변조기는  $2^k$  크기의 성상도 상에서 심볼  $s_i$ 를 선택하여 보내는 신호  $A = \{s_0, s_1, s_2, \dots, s_{M-1}\}$ 를 만든다. Fig. 3.3와 같이 그레이 코드 16진 QAM을 사용하며, 송신되는 심볼은  $s_{Ik}, s_{Qk} \in \{\pm 1, \pm 3\}$ 의  $s_k = s_{Ik} + js_{Qk}$ 이다. 각각의 변조된 심볼은 LDPC 부호화된 비트  $c_{ik} (i=0, \dots, 3)$ 에서 얻어지고, 맵핑 규칙을 따르면  $s_k = M(c_{0k}, c_{1k}, c_{2k}, c_{3k})$ 이다. 식 (13)는 수신 신호이다.

$$r_k = r_{Ik} + jr_{Qk} = \sqrt{E_s} s_k + n_k \quad (13)$$

$E_s$ 는 수신 신호의 심볼 에너지이고,  $n_k = n_{Ik} + jn_{Qk} = N(0, N_0)$ 는 더해지는 백색잡음이다.  $M$ 진 QAM 변조 기법에서 기존의 경판정 기법은 식 (14)과 같다.

$$s_i = \operatorname{argmin}_{S \in A} |r_k - S|^2 \quad (14)$$

선택된  $s_i$ 에 따라  $c_{0k}, c_{1k}, c_{2k}, c_{3k}$ 을 결정하고, 신호를 역-인터리버와 LDPC 복호기로 보낸다. 반복을 통해 성능을 향상시키기 위해서는 LLR을 구해야 하는데, LLR  $L(c_{ik}|r_k)$ 는 식 (15)과 같다.

$$L(c_{ik}|r_k) = \log \frac{P_r(c_{ik} = 0|r_k)}{P_r(c_{ik} = 1|r_k)} \quad (15)$$

여기서  $P_i(c_{ik} = a|r_k)$ 는 수신 심볼과 맵핑된 점 사이의 거리로 표현할 수 있는 가우스 분포 함수 (GDF, Gaussian Distribution Function)이다.

$$P_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{|r_k - s_i|^2}{2\delta^2}} \quad (i = 0, 1, 2, \dots, 15) \quad (16)$$

예를 들어, 식 (16)에서 16진 QAM 변조 기법에서  $c_0$ 에 대한 LLR을 찾을 때, 오류 확률은  $c_0$ 이 “1” 일 경우  $P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7$ 이고,  $c_0$ 이 “0” 일 경우  $P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}$ 이다. 16진 QAM 성상도를 사용했을 때  $L_{c_0}$ 는 식 (17)과 같다.

$$L_{c_0} = \log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7}{P_8 + P_9 + P_{10} + P_{11} + P_{12} + P_{13} + P_{14} + P_{15}} \quad (17)$$

연관정된  $L_{c_k}$ 는 디 인터리빙 과정을 거쳐 LDPC 복호기에 입력된다. Fig. 3.1와 같이 SVG와 LDPC 복호기는 인터리버와 역-인터리버를 통해 연결되며, 이는 서로의 정보를 반복적으로 업데이트한다. 수신기 측에서 확률적 정보를 반복적으로 교환하는 터보 등화 알고리즘을 사용함으로써 오류율은 크게 감소한다. 기존의 수중 레이저 통신 시스템과 제안된 터보 등화 알고리즘 기반의 수중 레이저 통신 시스템을 비교하면 SVG 알고리즘을 사용하는 제안된 시스템의 복잡도가 더 높다. 그러나 이는 오늘날의 VLSI (Very Large Scale Integration) 기술의 관점에서는 큰 문제가 되지 않는다[23].

## 제 4 장 시뮬레이션 및 실험 성능 분석

### 4.1 시뮬레이션 성능 분석

제 3장에서 제안한 알고리즘을 바탕으로 Table 4.1와 같은 파라메타를 사용하여 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하였다. 수중에서 성능을 저하시키는 산란 계수와 흡수 계수의 합인 감쇠 계수  $k(k = k_a + k_s)$ 는 맑은 물로 간주되는 0.02로 고정하였다. 제로프는 채널 감쇠 계수에 따라 *I, IA, IB, II, III*로 5개의 물 유형을 나누었는데[24,25], 본 논문에서는 맑은 물의 *I* 유형을 고려하였다.

Table 4.1 Simulation parameters

Amount of total data	$10^7$
Channel coding	LDPC (1944,972)
Coding rate	1/2
Number of total iterations for turbo equalization	5
Number of samples ( $N_s$ )	24
Modulation	$M$ -ary PPM ( $M = 2, 4, 8$ ) $M$ -ary QAM ( $M = 16, 32, 64$ )
Channel attenuation coefficient ( $k = k_a + k_s$ )	0.02
Distance ( $R$ )	10 m

$M$ 의 크기는  $M$ 진 PPM인 경우 2, 4, 8로 두고,  $M$ 진 QAM인 경우 16, 32, 64로 두었으며, 송수신 거리  $R$ 는 10 m로 고정하였다. 시뮬레이션에 사용된 채널 부호화 기법은 IEEE 802.11n 표준에서 제안된 바와 같이 블록 길이  $N$ 의 LDPC 부호화 기법이다. LDPC의 내부 반복 횟수는 10회이고 터보 등화 구조의 반복 횟수는 5회로 고정하였으며, 기존의 경관정 알고리즘과 본 논문에서 제안한 SVG 기반의 터보 등화 알고리즘의 성능을 비교하였다.

Fig. 4.1는  $M$ 의 크기가 2, 4, 8일 때  $M$ 진 PPM의 성능을 비교 분석한 그래프이다.

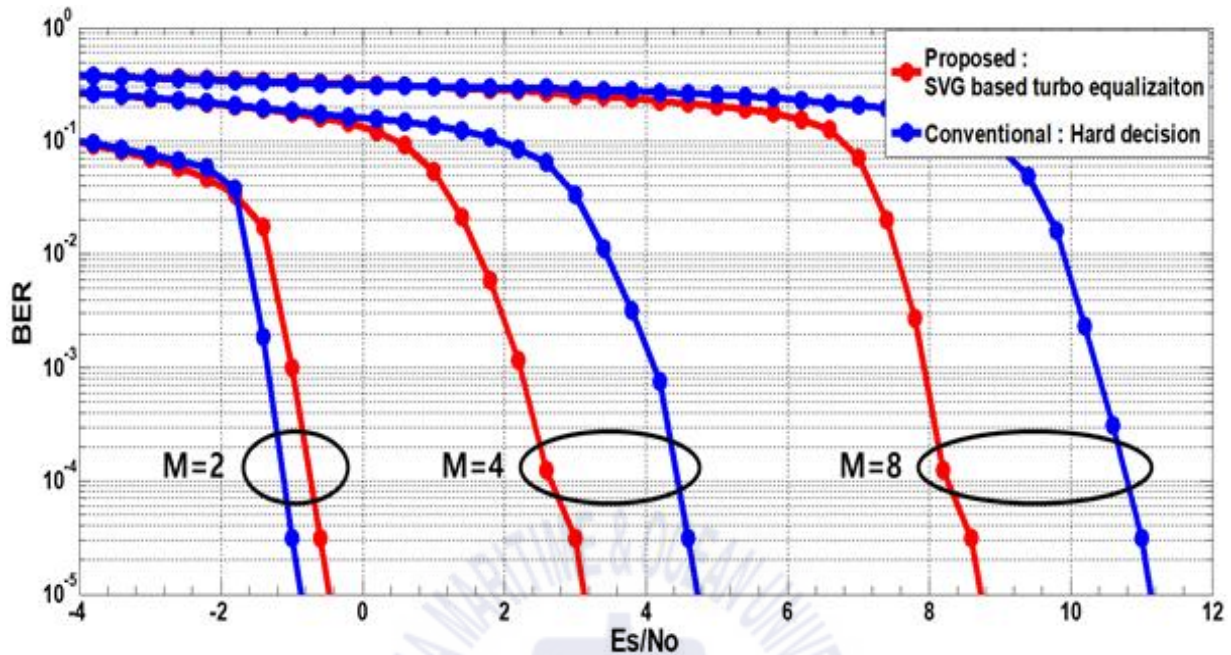
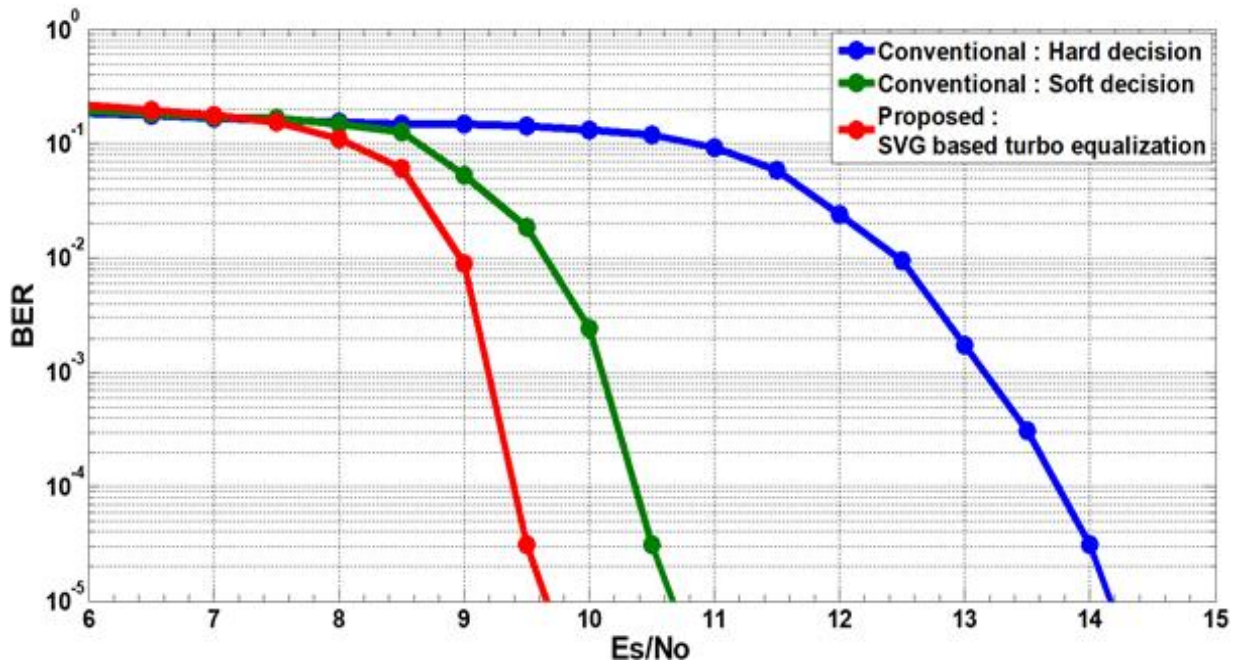


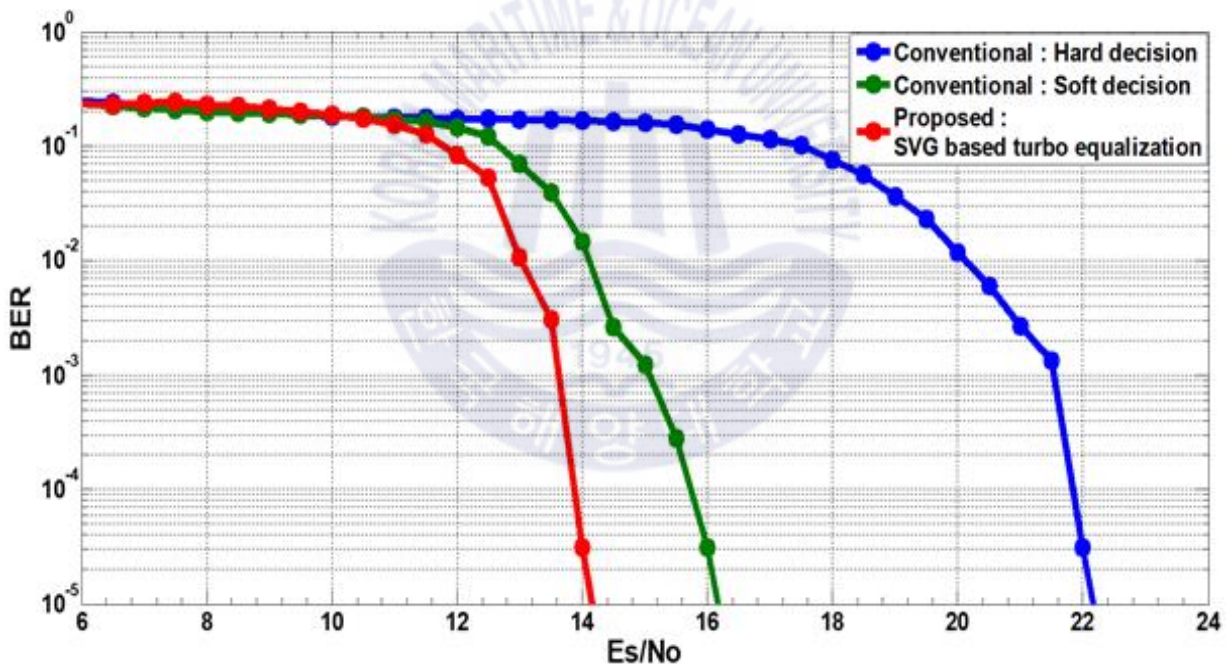
Fig. 4.1 BER performance comparison for M-ary PPM

$10^{-4}$ 에서 BER을 비교해봤을 때,  $M=2$ 일 경우에는 기존의 기법과 제안한 기법의 성능이 거의 동일했다. 그러나  $M=4, 8$ 일 경우, 성능은 2 - 2.2 dB 정도 향상되는 것을 확인할 수 있다.  $Es/No$ 가 낮을수록 성능이 향상되므로 이는  $M$ 의 값이 클수록 제안된 터보 등화 기법의 성능이 더 향상된다는 것을 보여준다.

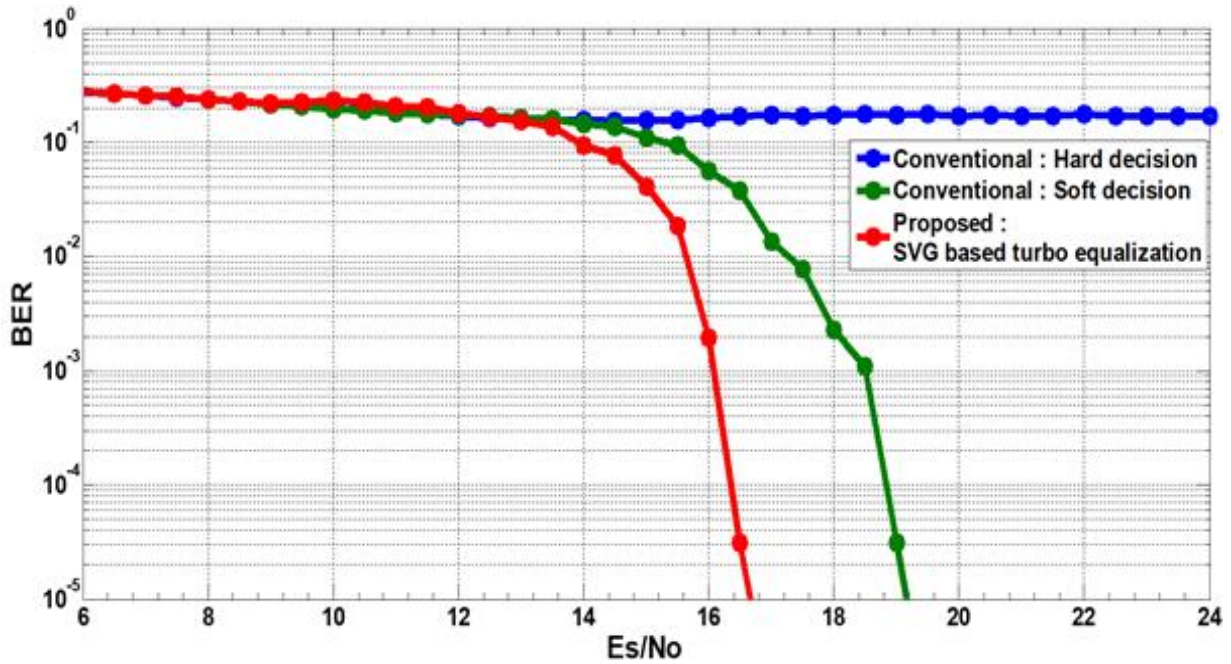
Fig. 4.2의 (a) - (c)는 16진, 32진, 64진 QAM에 대한 성능을 분석한 그래프이다.



(a) 16-ary QAM



(b) 32-ary QAM



(c) 64-ary QAM

Fig. 4.2 BER performance comparison for M-ary QAM

16진 QAM과 32진 QAM의 경우, 제안한 터보 등화 기법을 사용하였을 때 기존의 경판정 기법에 비해 각각 4.2 dB, 8 dB의 성능 향상을 확인 할 수 있다. 또한, 64진 QAM의 경우, 기존의 경판정 기법으로는 복호할 수 없는 오류 마루 현상을 보였지만 제안한 기법을 통해 복호가 가능하였다. 기존의 연판정 기법만 사용하였을 때와 SVG 기반의 터보 등화 기법을 사용하였을 때를 비교하면 1 - 3 dB의 성능 향상을 확인 할 수 있다. 따라서  $M$ 진 PPM과  $M$ 진 QAM 모두 제안한 SVG 기반의 터보 등화 기법을 사용하였을 때 기존의 경판정 및 연판정 기법 때보다 성능이 향상됨을 알 수 있다.

## 4.2 수조 실험 결과

수중 레이저 통신 채널 환경에서 본 논문에서 제안한 연판정 기반의 터보 등화 알고리즘과 기존의 경판정 알고리즘의 성능을 비교하기 위해 실제 수조를 사용하여 수조 실험을 수행하였다. 총 4번의 수조 실험을 수행하였는데, 2018년 8월 수조 실험과 2018년 10월 수조 실험에서는 탁도와 전송 속도를 변화시켰으며, 2019년 6월 수조 실험에서는 탁도 외에도 수온의 변화와 수중 버블의 존재

에 대해서도 실험을 수행하였다. 2019년 9월 수조 실험에서는 청록 레이저 이외에도 적색 레이저를 이용하였고 물을 젖을 때와 젖지 않을 때를 비교하는 실험을 수행하였다. 공통적으로 수조 실험에서 사용된 알고리즘은 Fig. 4.3과 같다.

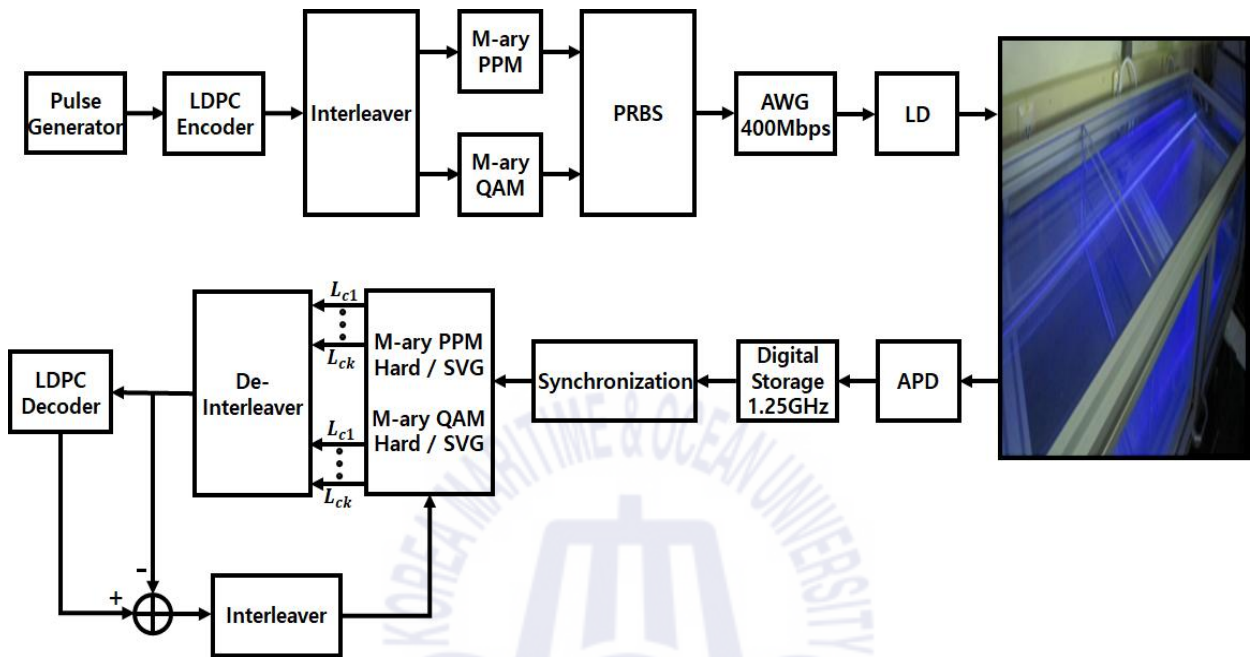


Fig. 4.3 Block diagram of the water tank experiment

부호화 과정과 변조 과정을 거친 신호는 LD (Laser Diode)를 통해 수중으로 송신된다. 수신된 신호는 제안한 SVG 알고리즘에 의해  $k$ 개의 비트로 분리된다. 분리된 데이터는 역-인터리버로 전송되며, 전송된 데이터는 Fig. 4.3과 같이 인터리버와 역-인터리버에 의해 연결된 SVG와 LDPC 복호기의 반복을 통해 서로의 정보를 업데이트하며 성능을 향상시킨다. 수조 실험 설정에서 수신기 측의 동기화에는 128 bits의 PRBS (Pseudo Random Binary Sequence)가 사용되었다.

#### 4.2.1 수조 실험 환경

Fig. 4.4은 수조 실험의 모델 구성을 보여준다. 실험에서 송신 신호는 145 MHz 대역폭인 NI (National Instruments) PXIe\_5451 임의 파형 발생기 (AWG)에 로드되었다. 이 AWG의 샘플링 속도는 400 M samples/s로 설정되었

다. 변환된 아날로그 신호는 광 신호를 생성하기 위해 청색 레이저 다이오드를 구동하는데 사용된다. 송신기에서 온도 제어 마운트가 있는 450 nm 청색 레이저 다이오드 (Thorlabs PL450B)는 열전기 냉각기 (TEC, Thermoelectric Cooler) 모듈 (Thorlabs LDM56/M)에 장착된다. 온도 제어기는 높은 외부 양자 효율을 유지하기 위해 25°C의 동작 온도로 설정하였다. 가변 감쇠기 (Dataray EAM-2)는 광 신호의 강도를 조정하는 데 사용되었다. 청색 레이저 다이오드 빔은 3 - 5개의 2인치 반사경 (Thorlabs BB211-E02)으로 여러 번 굴절되었는데 이는 2 m 길이로 제한된 수조의 크기 안에서 전송 거리를 증가시키기 위함이다. 수신 측에서 2인치 Fresnel 렌즈 (Thorlabs FRP251)를 사용하여 APD (Avalanche Photo Diode, Hamamatsu C5658)에 빛을 집중시켰다. 수신된 신호는 디코딩 프로그램을 사용하기 전에 DSO (Digital Storage Oscilloscope, NI PXIe-5162)를 사용하여 1.25 GHz 샘플링 속도로 수집되었다. 이러한 레이저 다이오드 특성화는 실온에서 수행되었다. 광 신호는 APD에 의해 감지되기 전에 8 - 12 m 거리로 전송되었다. 수조의 양쪽면은 레이저 신호의 투과율을 높이기 위해 반사 방지 (AR, Anti-Reflective) 코팅 유리가 장착되었다. 이 AR 코팅 유리는 450 nm 파장 영역에서 95% 이상의 투과율을 갖는다.

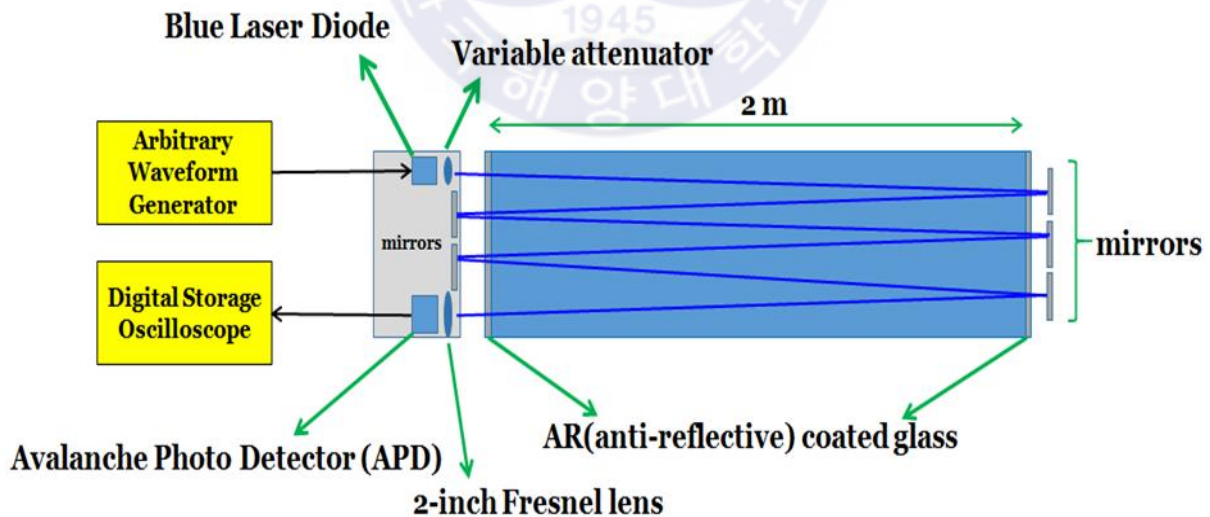
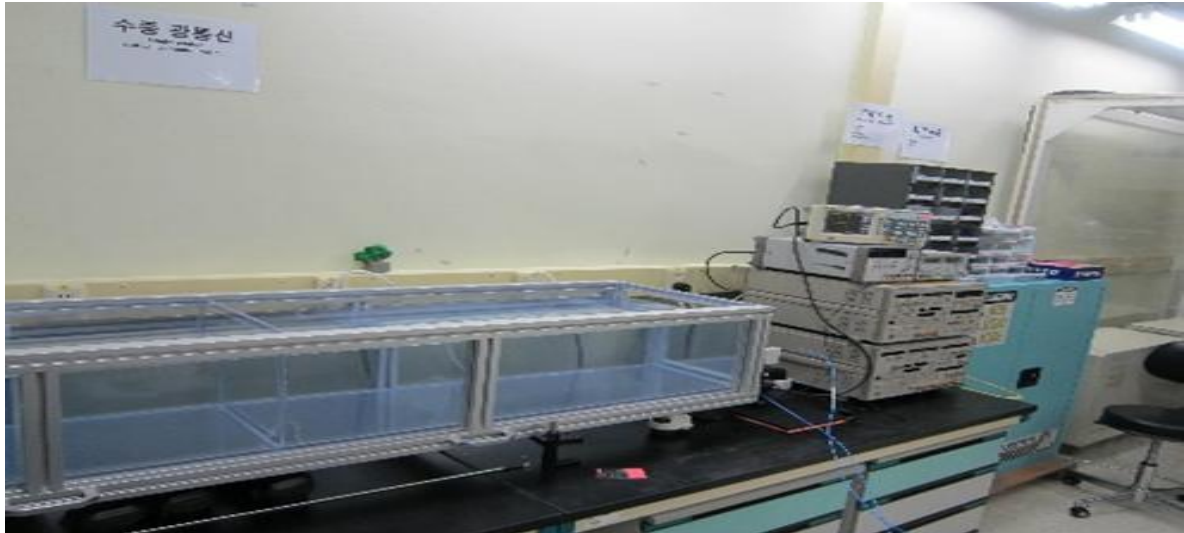
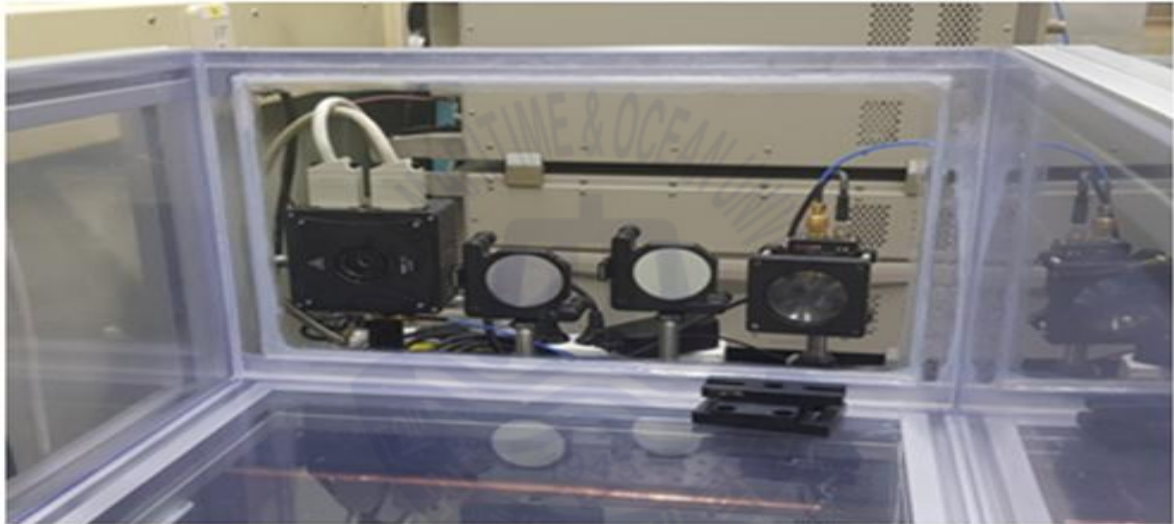


Fig. 4.4 Diagram of the water tank experiment





(a) Overall configuration of the experimental equipment



(b) Structure of laser transceiver

Fig. 4.5 Experimental equipment and water tank

Fig. 4.5 (a)은 수조 실험 구성 전체를 보여주는데 사진에서 우측 하단의 장비들은 임의의 PRBS를 발생시키는 PPG (Pulse Pattern Generator)와 수신된 PRBS로부터 오류율을 계산하는 BERT (Bit Error Rate Tester)이다. 이들은 실시간으로 NRZ-OOK 방식의 전송 성능을 모니터링하기 위해 설치되었다. Fig. 4.5 (b)는 거울이 있는 송수신기 모듈을 보여준다. 이 수조에는 먼저 수돗물로 채워졌고, 탁도를 제어하기 위해 고령토 가루인 카올린 가루를 첨가하였다. 카올린은 SiO<sub>2</sub> 성분으로 구성되며, 표준 탁도를 설정하는데 사용되는 재료 중 하나이다. 탁도를 조절할 때마다 탁도계로 탁도를 측정하였는데 본 실험에

서 탁도는 0.8 NTU와 1.4 NTU로 설정되었다. 이러한 탁도는 실제 부산 앞 바다에서 채취한 해수의 탁도를 측정하여 얻은 값인 0.8 NTU를 고려하여 설정한 것이며, 수돗물의 탁도는 0.1 NTU로 측정되었다.

#### 4.2.2 2018년 8월 실험 결과 분석

2018년 8월 수조 실험에서는 물의 탁도와 전송 속도를 변화시키며 실험을 수행하였다. 실험에서 사용한 파라메타는 Table 4.2와 같다.

Table 4.2 Experimental parameters

Channel coding	LDPC (1944,972)
Data rate	50, 100 Mbps
Modulation	$M$ -ary PPM ( $M=2, 4$ )
	$M$ -ary QAM ( $M=16$ )
Interleaver	Random Interleaver
Turbidity	0.8, 1.4 NTU
Distance ( $R$ )	8, 12 m

$N$ 의 크기가 1944인 LDPC 부호화 기법을 사용하였고 랜덤 인터리버를 사용하였다. 전송 속도는 50 Mbps와 100 Mbps 두 가지로 측정되었고 탁도는 0.8 NTU와 1.4 NTU로 카울린 가루를 통해 조절하였으며, 3개 또는 5개의 거울로 거리에 변화를 주어 성능을 비교 분석하였다.

Table 4.3 Results of the 2-ary PPM experiment in 12 m tap water

Water type	Tap water, 12 m					
M-ary PPM	2-ary PPM					
Data rate	50 Mbps			100 Mbps		
Attenuator gain (dB)	-25	-30	-35	-25	-30	-35
Received power (dBm)	-19.19	-24.178	-29.178	-19.19	-24.178	-29.178
Uncoded BER	0	$2.3 \times 10^{-6}$	$5.56 \times 10^{-2}$	0	$3.3 \times 10^{-3}$	$2.37 \times 10^{-1}$
Hard decision	0	0	0	0	0	$2.1 \times 10^{-1}$
Soft decision	0	0	0	0	0	$1.7 \times 10^{-1}$
Turbo equalizer ( $l = 5$ )	0	0	0	0	0	$1.7 \times 10^{-1}$

Table 4.4 Results of the 2-ary PPM experiment in 8 m 0.8 NTU

Water type	0.8 NTU, 8 m					
M-ary PPM	2-ary PPM					
Data rate	50 Mbps			100 Mbps		
Attenuator gain (dB)	-8	-10	-13	-8	-10	-13
Received power (dBm)	-11.812	-13.606	-16.567	-11.812	-13.606	-16.567
Uncoded BER	0	0	0	0	0	0
Hard decision	0	0	0	0	0	0
Soft decision	0	0	0	0	0	0
Turbo equalizer ( $l = 5$ )	0	0	0	0	0	0

Table 4.5 Results of the 2-ary PPM experiment in 12 m 0.8 NTU

Water type	0.8 NTU, 12 m					
M-ary PPM	2-ary PPM					
Data rate	50 Mbps			100 Mbps		
Attenuator gain (dB)	-8	-10	-13	-8	-10	-13
Received power (dBm)	-19.434	-21.227	-24.189	-19.434	-21.227	-24.189
Uncoded BER	0	0	0	0	0	$2.17 \times 10^{-6}$
Hard decision	0	0	0	0	0	0
Soft decision	0	0	0	0	0	0
Turbo equalizer ( $l = 5$ )	0	0	0	0	0	0

Table 4.6 Results of the 2-ary PPM experiment in 8 m 1.4 NTU

Water type	1.4 NTU, 8 m					
M-ary PPM	2-ary PPM					
Data rate	50 Mbps			100 Mbps		
Attenuator gain (dB)	-10	-13	-15	-10	-13	-15
Uncoded BER	0	0	$5.6 \times 10^{-3}$	0	$3.01 \times 10^{-4}$	$6.7 \times 10^{-2}$
Hard decision	0	0	0	0	0	0
Soft decision	0	0	0	0	0	0
Turbo equalizer ( $l = 5$ )	0	0	0	0	0	0

Table 4.3 - 4.6는 Tap water 및 탁도 0.8, 1.4 NTU에서 거리 8 m 및 12 m에서 50 Mbps와 100 Mbps일 때 감쇠 이득에 따른 2진 PPM의 성능을 분석한 표이다. Tap water 12 m에서는 대부분의 경우 오류를 완벽히 정정하였으며, 100 Mbps에서 이득이 -35 dB일 경우 오류를 수정하지 못함을 알 수 있다 (Table 4.3 참조). 그 외 탁도가 0.8 NTU와 1.4 NTU일 경우 오류를 완벽히 제거함을 알 수 있다 (Table 4.4 - 4.6 참조).

이는 비부호화 오류율 (Uncoded BER)이 일정한 범위를 만족하면 부호화 오

류율 (Coded BER)은 QEF (Quasi Error Free) 영역을 만족함을 알 수 있다. Table 4.3에서 보면 데이터 속도 50 Mbps인 경우, 감쇠 이득이 -35 dB일 때, 비부호화 오류율이 약 6%가 되더라도 부호화 오류율은 QEF 영역을 만족함을 알 수 있으며, 데이터 속도가 100 Mbps인 경우, 감쇠 이득이 -35 dB일 때, 비부호화 오류율이 약 23%가 되면 부호화 오류율은 개선되지 않음을 알 수 있다.

Table 4.7 Results of the 4-ary PPM experiment in 12 m tap water

Water type	Tap water, 12 m					
M-ary PPM	4-ary PPM					
Data rate	50 Mbps			100 Mbps		
Attenuator gain (dB)	-25	-30	-35	-25	-30	-35
Received power (dBm)	-19.19	-24.178	-29.178	-19.19	-24.178	-29.178
Uncoded BER	0	$7.88 \times 10^{-6}$	$7.77 \times 10^{-2}$	0	$3.9 \times 10^{-3}$	$2.09 \times 10^{-1}$
Hard decision	0	0	0	0	0	$2.32 \times 10^{-1}$
Soft decision	0	0	0	0	0	$2.47 \times 10^{-1}$
Turbo equalizer ( $l = 5$ )	0	0	0	0	0	$2.47 \times 10^{-1}$

Table 4.8 Results of the 4-ary PPM experiment in 8 m 0.8 NTU

Water type	0.8 NTU, 8 m					
M-ary PPM	4-ary PPM					
Data rate	50 Mbps			100 Mbps		
Attenuator gain (dB)	-8	-10	-13	-8	-10	-13
Received power (dBm)	-11.812	-13.606	-16.567	-11.812	-13.606	-16.567
Uncoded BER	0	0	0	0	0	0
Hard decision	0	0	0	0	0	0
Soft decision	0	0	0	0	0	0
Turbo equalizer ( $l = 5$ )	0	0	0	0	0	0

Table 4.9 Results of the 4-ary PPM experiment in 12 m 0.8 NTU

Water type	0.8 NTU, 12 m					
M-ary PPM	4-ary PPM					
Data rate	50 Mbps			100 Mbps		
Attenuator gain (dB)	-8	-10	-13	-8	-10	-13
Received power (dBm)	-19.434	-21.227	-24.189	-19.434	-21.227	-24.189
Uncoded BER	0	0	0	0	0	$2.65 \times 10^{-6}$
Hard decision	0	0	0	0	0	0
Soft decision	0	0	0	0	0	0
Turbo equalizer ( $l = 5$ )	0	0	0	0	0	0

Table 4.10 Results of the 4-ary PPM experiment in 8 m 1.4 NTU

Water type	1.4 NTU, 8 m					
M-ary PPM	4-ary PPM					
Data rate	50 Mbps			100 Mbps		
Attenuator gain (dB)	-10	-13	-15	-10	-13	-15
Uncoded BER	0	0	$9.2 \times 10^{-3}$	0	$2.43 \times 10^{-4}$	$8.66 \times 10^{-2}$
Hard decision	0	0	0	0	0	0
Soft decision	0	0	0	0	0	0
Turbo equalizer ( $l = 5$ )	0	0	0	0	0	0

Table 4.7 - 4.10는 Tap water 및 탁도 0.8 NTU, 1.4 NTU에서 거리 8 m 및 12 m에서 50 Mbps, 100 Mbps일 때 감쇠 이득에 따른 4진 PPM의 성능을 분석한 표이다. Tap water 12 m에서는 대부분의 경우 오류를 완벽히 정정하였으며, 100 Mbps에서 이득이 -35 dB일 경우에 2진 PPM과 마찬가지로 오류를 수정하지 못함을 알 수 있다 (Table 4.7 참조). 그 외 탁도가 0.8 NTU와 1.4 NTU일 경우 오류를 완벽히 제거됨을 알 수 있다 (Table 4.8 - 4.10 참조).

이 또한 비부호화 오류율이 일정한 범위를 만족하면 부호화 오류율은 QEF

영역을 만족함을 알 수 있다. Table 4.7를 보면 데이터 속도가 50 Mbps인 경우, 감쇠 이득이 -35 dB일 때, 비부호화 오류율이 약 8%가 되더라도 부호화 오류율은 QEF 영역을 만족함을 알 수 있으며, 데이터 속도가 100 Mbps인 경우, 감쇠 이득이 -35 dB일 때, 비부호화 오류율이 약 30%가 되면 부호화 오류율은 개선되지 않음을 알 수 있다.

Table 4.7에서 데이터 속도가 100 Mbps인 경우, 감쇠 이득이 -35 dB일 때, 경관정보다 연관정 및 터보 등화 기법을 적용하였을 때 오히려 성능이 열악한 경우가 있는데, 이때의 수신 신호 파형을 보면 Fig. 4.6과 같다.

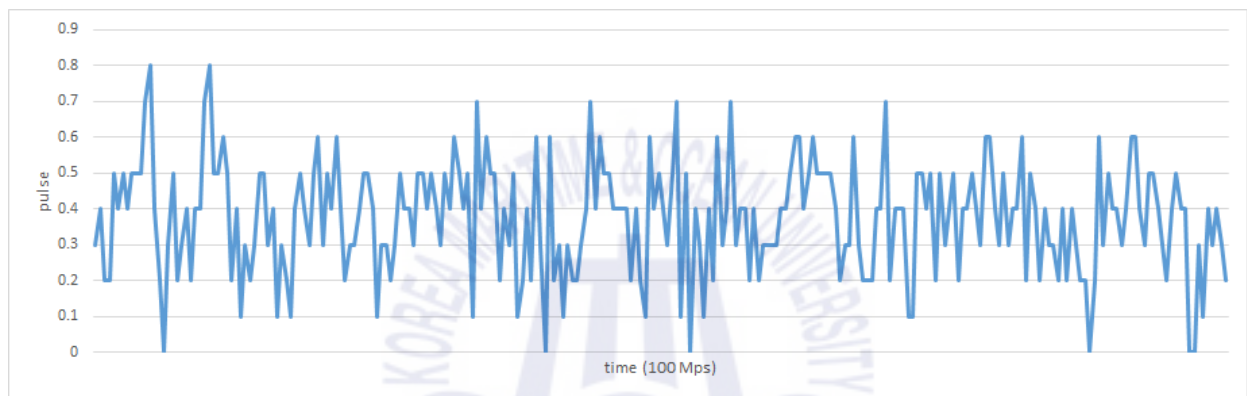


Fig. 4.6 Received signal of 4-ary PPM at attenuator gain -35 dB with data rate 100 Mbps

기존의 경관정 알고리즘은 PPM 변조 기법의 경우 한 주기에서 각 비트가 차지하는 샘플의 전력을 이용하여 비트의 위치를 복조하는데 반해 연관정 알고리즘은 각 비트가 차지하는 샘플치의 차이를 이용하여 복조하는 방식이다. 이에 따라 Fig. 4.6의 수신 파형은 감쇠 및 잡음으로 인하여 각 비트가 차지하는 샘플의 전력차이가 나지 않아 오히려 성능을 감소시키는 요인으로 작용하고 있다. 또한 PPM 변조 기법의 경우 광신호의 Rising time과 Falling time이 인접한 심볼까지 퍼져 있어 경관정 알고리즘이 연관정 알고리즘보다 낮은 SNR에서 성능이 우수할 수 있다.

Table 4.11 Results of the 16-ary QAM experiment

M-ary QAM	16-ary QAM				
Water type	Tap water, 12 m			0.8 NTU, 12 m	1.4 NTU, 8 m
Data rate	50 Mbps			800 Mbps	100 Mbps
Attenuator gain (dB)	-20	-25	-30	-13	-15
Received power (dBm)	-14.19	-19.19	-24.178	-24.189	x
Uncoded BER	0	$5.1 \times 10^{-4}$	$2.2 \times 10^{-2}$	$1.51 \times 10^{-1}$	$9.5 \times 10^{-2}$
Hard decision	0	0	0	$1.5 \times 10^{-1}$	$8.3 \times 10^{-3}$
Turbo equalizer ( $l = 5$ )	0	0	0	$1.29 \times 10^{-1}$	0

Table 4.11는 16진 QAM 변조 기법의 데이터 속도 및 탁도에 따른 성능을 분석한 표이다. Tap water 12 m인 경우에는 대부분 오류를 완벽히 정정하였으며, 0.8 NTU 800 Mbps인 경우에는 오류를 정정하지 못함을 알 수 있다. 1.4 NTU 8 m에서 100 Mbps일 때는 비부호화 오류율이 약 9.5%일 때 경관정 알고리즘에서는 오류를 정정하지 못하였으나 연관정 기반의 터보 등화 기법 알고리즘에서는 오류를 완벽히 정정함을 알 수 있다.

#### 4.2.3 2018년 10월 실험 결과 분석

2018년 10월 수조 실험에서는 물의 탁도와 전송 속도를 변화시키며 실험을 수행하였다. 실험에서 사용한 파라메타는 Table 4.12와 같다.



Table 4.12 Experimental parameters

Channel coding	LDPC (1944,972)
Attenuator gain	-35, -38 dB -15 dB
Data rate	50, 100 Mbps
Modulation	$M$ -ary PPM ( $M=2, 4$ )
	$M$ -ary QAM ( $M=16, 32, 64$ )
Interleaver	Random Interleaver
Turbidity	0.8, 1.4 NTU
Distance ( $R$ )	8, 12 m

$N$ 의 크기가 1944인 LDPC 부호화 기법을 사용하였고 랜덤 인터리버를 사용하였으며, 감쇠기의 감쇠는  $M$ 진 PPM인 경우 -35 dB와 -38 dB로 고정시키고  $M$ 진 QAM인 경우 -15 dB로 고정시켰다. 전송 속도는 50 Mbps와 100 Mbps 두 가지로 측정되었으며, 탁도와 거리는 2018년 8월에 수행한 실험과 같은 설정을 사용하였다.

Table 4.13 Results of the  $M$ -ary PPM experiment

Water type	0.8 NTU, 12 m			
Data rate	100 Mbps			
Attenuator gain (dB)	-35		-38	
Received power (dBm)	-37		-40	
$M$ -ary PPM	2-ary PPM	4-ary PPM	2-ary PPM	4-ary PPM
Uncoded BER	$0.1 \times 10^{-2}$	$0.36 \times 10^{-2}$	$1.15 \times 10^{-1}$	$1.21 \times 10^{-1}$
Hard decision	0	0	$0.2 \times 10^{-2}$	$0.8 \times 10^{-1}$
Turbo equalizer ( $l=5$ )	0	0	0	0

Table 4.13는 탁도 0.8 NTU, 거리 12 m에서 전송 속도를 100 Mbps로 고정시켰을 때 2진 PPM과 4진 PPM의 경판정 기법과 연판정 기반의 터보 등화 기법을 비교한 표이다. 감쇠 이득이 -38 dB일 때 2진 PPM과 4진 PPM은 각각

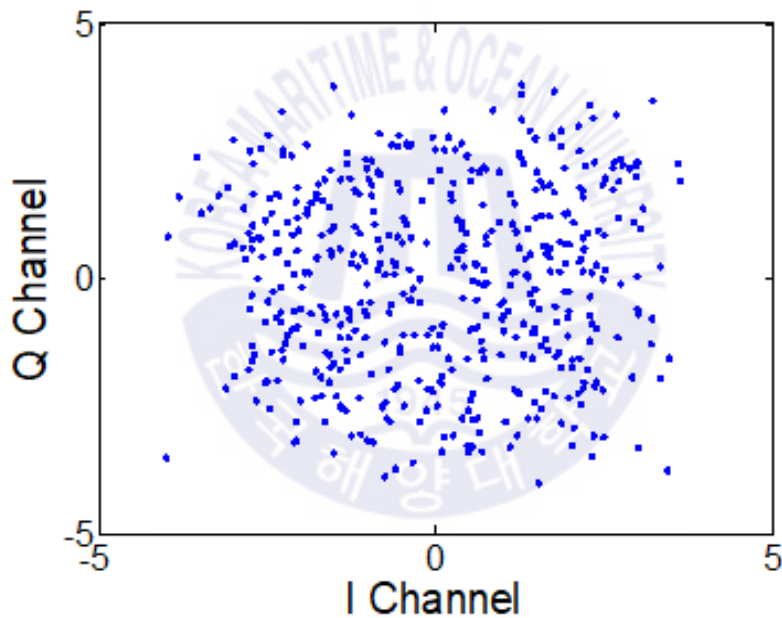
11.5%와 12%의 비부호화 오류율을 가진다. 두 데이터 모두 기존의 경판정 기법을 사용하였을 때 오류가 발생하였으나, 연판정 기반의 터보 등화 기법을 사용하였을 때 오류가 제거됨을 알 수 있다.



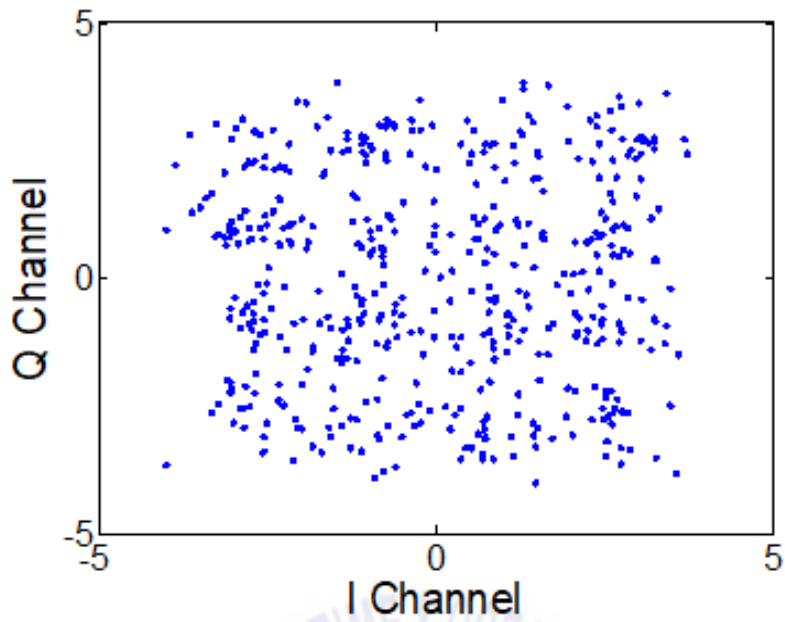
Table 4.14 Results of the M-ary QAM experiment

Attenuator gain (dB)	-15								
Water type	1.4 NTU, 8 m						0.8 NTU, 12 m		
Received power (dBm)	-19.2						-26.2		
Data rate	50 Mbps			100 Mbps			100 Mbps		
M-ary QAM	16-ary QAM	32-ary QAM	64-ary QAM	16-ary QAM	32-ary QAM	64-ary QAM	16-ary QAM	32-ary QAM	64-ary QAM
Uncoded BER	$2.3 \times 10^{-2}$	$7.25 \times 10^{-2}$	$6.68 \times 10^{-2}$	$1.03 \times 10^{-1}$	$1.33 \times 10^{-1}$	$1.4 \times 10^{-1}$	$9.77 \times 10^{-2}$	$3.49 \times 10^{-2}$	$6.4 \times 10^{-2}$
Hard decision	0	$6.68 \times 10^{-2}$	$5.86 \times 10^{-2}$	$9.8 \times 10^{-2}$	$1.24 \times 10^{-1}$	$1.3 \times 10^{-1}$	0	0	$2.9 \times 10^{-2}$
Turbo equalizer ( $l=5$ )	0	0	0	0	0	0	0	0	0

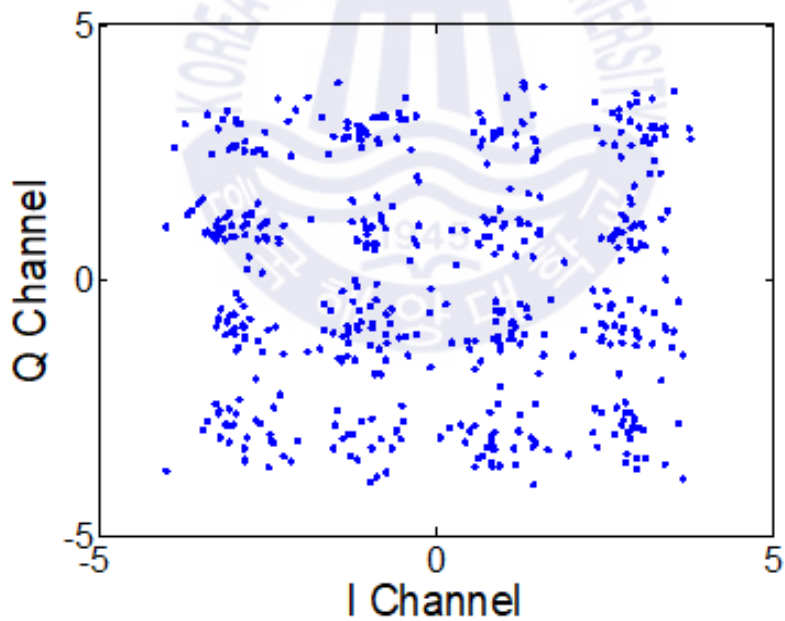
Table 4.14는 수조 실험에서  $M$ 진 QAM의 BER 성능을 보여주는 표이다. 감쇠 이득은 -15 dB로 고정시켰으며 탁도는 각각 0.8 NTU와 1.4 NTU, 데이터 전송 속도는 50 Mbps와 100 Mbps를 사용했다. 탁도가 1.4 NTU이고 8 m일 때 50 Mbps에서 16진 QAM만 오류를 제거하였으나, 제안한 연판정 기반의 터보 등화 기법을 사용하였을 때 32진 QAM과 64진 QAM 또한 오류를 모두 제거함을 알 수 있다. 데이터의 전송 속도가 50 Mbps일 때는 경판정 기법을 사용하였을 경우 16, 32, 64진 QAM 모두 약 10%의 부호화 오류율을 지나 제안한 연판정 기반의 터보 등화 기법을 사용하였을 때 QEF 영역을 만족함을 알 수 있다.



(a) Received signals



(b) Scatter plot after third iteration



(c) Scatter plot after 5th iteration

Fig. 4.7 Scatter plot of 16-ary QAM signal

Fig. 4.7은 16진 QAM 변조 기법의 연관성 기반의 터보 등화 기법에서 반복 횟수의 증가에 따른 신호의 scatter plot를 나타낸다. 탁도가 0.8 NTU이고 거리

가 12 m이며 전송 속도가 100 Mbps인 수신 신호의 scatter plot는 Fig 4.7 (a)과 같다. Fig. 4.7 (b)과 (c)는 각각 터보 등화의 반복 횟수가 3회일 때와 5회일 때의 scatter plot이다. scatter plot의 분포를 통해 터보 등화의 반복 횟수를 늘릴수록 신호가 각 맵핑점에 적절하게 분류됨을 알 수 있다.

#### 4.2.4 2019년 6월 실험 결과 분석

2019년 6월 수조 실험에서는 탁도나 전송 속도가 아닌 수온을 변화시켰으며, 실제 바닷물이라는 가정을 위해 임의로 발생시킨 버블이 있는 상황에서의 실험 또한 수행하였다. Table 4.15는 실험에서 사용된 파라메타이다.

Table 4.15 Experimental parameters

Channel coding	LDPC (1944,972)
Attenuator gain	-35, 38 dB
Data rate	100 Mbps
Modulation	$M$ -ary PPM ( $M=2,4$ )
Temperature	18, 25, 30°C
Interleaver	Random Interleaver
Distance ( $R$ )	12 m

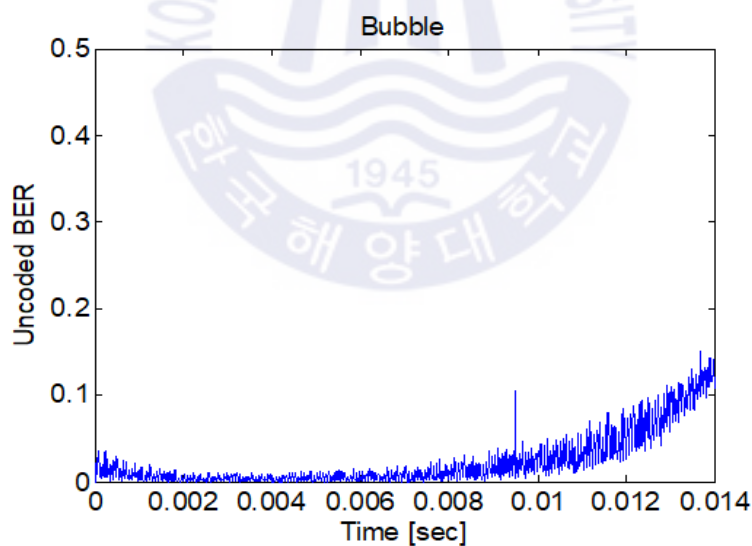
$N$ 의 크기가 1944인 LDPC 부호화 기법을 사용하였고 랜덤 인터리버를 사용하였다. 감쇠기의 감쇠는 -35 dB와 -38 dB로 고정시키고 전송 속도는 100 Mbps로 고정한 상태에서 수온을 18, 25, 30°C로 변화시키거나 수중에 버블을 추가하여 성능을 비교 분석하였다.

Table 4.16 Results of the M-ary PPM experiment with water temperature

M-ary PPM	2-ary PPM						4-ary PPM					
Attenuator gain (dB)	-35			-38			-35			-38		
Temperature	18°C	25°C	30°C	18°C	25°C	30°C	18°C	25°C	30°C	18°C	25°C	30°C
Uncoded BER	$0.1 \times 10^{-1}$	$0.46 \times 10^{-2}$	$1.5 \times 10^{-2}$	$0.88 \times 10^{-2}$	$0.61 \times 10^{-1}$	$1.21 \times 10^{-1}$	$0.36 \times 10^{-2}$	$0.9 \times 10^{-2}$	$1.9 \times 10^{-2}$	$1.15 \times 10^{-1}$	$1.47 \times 10^{-1}$	-
Hard decision	0	0	0	0	$0.51 \times 10^{-1}$	$1.19 \times 10^{-1}$	0	0	0	$0.72 \times 10^{-2}$	$0.97 \times 10^{-1}$	-
Soft decision	0	0	0	0	0	$0.8 \times 10^{-1}$	0	0	0	$0.2 \times 10^{-2}$	$0.77 \times 10^{-1}$	-
Turbo equalizer ( $l=5$ )	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$0.73 \times 10^{-1}$	-

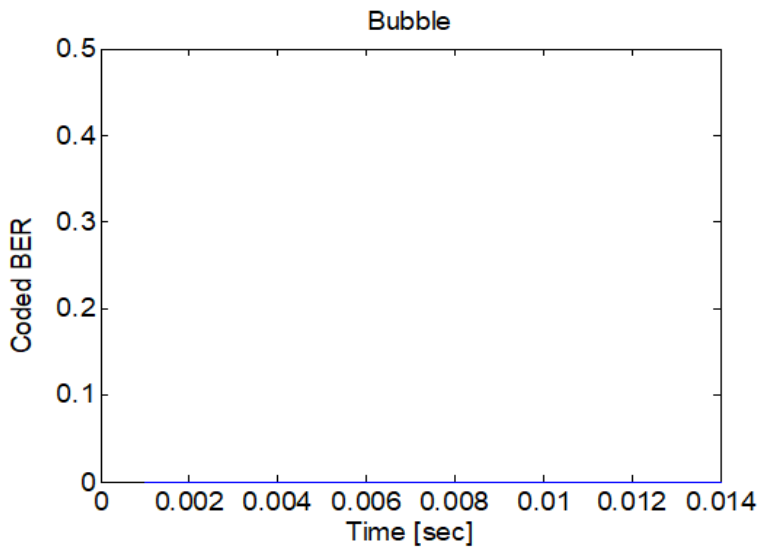
Table 4.16는 감쇠 이득을 -35 dB와 -38 dB로 고정시키고 수온을 변화시킨 실험에서 2진 PPM과 4진 PPM의 BER 성능을 보여주는 표이다. 감쇠 이득이 -35 dB일 때는 경관정 기법과 연관정 기반의 터보 등화 기법에서 모두 부호화 오류율이 QEF 영역을 만족시키는 것을 알 수 있고, 감쇠 이득이 -38 dB일 때 수온이 30°C 인 경우 2진 PPM에서 경관정 기법에서 10%의 오류율을 갖는 데이터를 연관정 기반의 터보 등화 기법을 사용하여 오류를 제거하는 것을 알 수 있다. 감쇠 이득이 -38 dB인 경우 2진 PPM과 4진 PPM 모두 수온이 상승할수록 성능이 저하되는 것을 볼 수 있다.

Fig. 4.7은 수조에 버블을 발생시킨 상태에서 송신한 신호의 BER 그래프이다. Fig. 4.8 (a)에서 비부호화 오류율이 10% 정도인 신호가 제안한 터보 등화 기법의 복호화 과정을 거쳤을 때, Fig 4.8 (b)에서 부호화 오류율이 QEF 영역을 만족하는 것을 알 수 있다.



(a) Uncoded BER graph with bubbles





(b) Coded BER graph with bubbles

Fig. 4.8 BER graph of water tank with bubbles

#### 4.2.5 2019년 9월 실험 결과 분석

2019년 9월 수조 실험에서는 파도를 가정하여 물을 젖을 경우와 젖지 않아 잔잔한 경우를 비교하는 실험을 수행하였으며, 청록색 레이저뿐만 아니라 적색 레이저를 통한 실험도 수행하였다. 물을 젖을 경우 탁도는 0.78 NTU이고 잔잔할 경우의 탁도는 0.39 NTU이다. Table 4.17는 실험에서 사용된 파라메타이다.

Table 4.17 Experimental parameters

Channel coding	LDPC (1944,972)
Attenuator gain	0, 5, 10, 15, 20 dB
Data rate	100 Mbps
Modulation	$M$ -ary PPM ( $M=2, 4$ ) $M$ -ary QAM ( $M=16, 32, 64$ )
Turbidity	0.39, 0.78 NTU
Interleaver	Random Interleaver
Distance ( $R$ )	12 m

$N$ 의 크기가 1944인 LDPC 부호화 기법을 사용하였고 랜덤 인터리버를 사용

하였다. 감쇠기의 감쇠는 0, 5, 10, 15, 20 dB로 둔 상태에서 물을 젖을 때와 잔잔할 때를 비교하였으며, 두 경우의 송신 레이저 색을 청록색과 적색 두 가지로 송신하여 성능을 비교 분석하였다.

Table 4.18 - 4.25는 물을 젖을 때 (mixed)와 젖지 않을 때 (unmixed) 수조에 서 청록색 레이저와 적색 레이저를 송신한  $M$ 진 PPM과  $M$ 진 QAM의 BER 성능을 나타낸다.  $M$ 진 PPM에서 unmixed 상태인 경우 감쇠 이득이 20 dB이어도 청록색 레이저를 사용한 2진 PPM일 때 연관정 기반의 터보 등화 기법을 사용하여 오류를 제거하는 것을 알 수 있으나, mixed 상태인 경우 감쇠 이득이 10 dB보다 클 경우 오류를 제거하지 못하였다. Table 4.22 - 4.25에서 어둡게 칠한 부분은 부복호화 오류율이 약 10%인 데이터를 연관정에 기반한 터보 등화 기법을 통해 QEF 영역을 만족시키는 것을 보여준다. 또한 전반적으로 청록색 레이저를 사용하였을 때 적색 레이저를 사용하였을 때보다 성능이 향상되는 것을 알 수 있다. 따라서 수중 레이저 통신에서는 적색 레이저보다 청록색 레이저를 사용하는 것이 더 적절함을 알 수 있다.

Table 4.18 Results of M-ary PPM experiment of green laser in unmixed water

Unmixed	Green	Attenuator gain (dB)		0	5	10	15	20
		Received power (dBm)		-21.9	-26.9	-31.9	-36.9	-41.9
		2-ary PPM	Uncoded BER	0	0	$1.7 \times 10^{-7}$	$0.62 \times 10^{-2}$	$0.99 \times 10^{-1}$
			Hard decision	0	0	0	0	$1.72 \times 10^{-1}$
			Soft decision	0	0	0	0	$0.45 \times 10^{-1}$
			Turbo equalizer	0	0	0	0	0
		4-ary PPM	Uncoded BER	0	0	0	$1.45 \times 10^{-2}$	$1.5 \times 10^{-1}$
			Hard decision	0	0	0	0	$1.23 \times 10^{-1}$
			Soft decision	0	0	0	0	$1.4 \times 10^{-1}$
			Turbo equalizer	0	0	0	0	$1.47 \times 10^{-1}$

Table 4.19 Results of M-ary PPM experiment of red laser in unmixed water

Unmixed	Red	Attenuator gain (dB)		0	5	10	15	20
		Received power (dBm)		-20	-25	-30	-35	-40
		2-ary PPM	Uncoded BER	0	0	$4.85 \times 10^{-6}$	$3.38 \times 10^{-2}$	$2.99 \times 10^{-1}$
			Hard decision	0	0	0	0	$1.99 \times 10^{-1}$
			Soft decision	0	0	0	0	$1.89 \times 10^{-1}$
			Turbo equalizer	0	0	0	0	$1.86 \times 10^{-1}$
		4-ary PPM	Uncoded BER	0	0	$1.1 \times 10^{-3}$	$0.55 \times 10^{-1}$	$2.08 \times 10^{-1}$
			Hard decision	0	0	0	0	$0.73 \times 10^{-1}$
			Soft decision	0	0	0	0	$1.14 \times 10^{-1}$
			Turbo equalizer	0	0	0	0	$1.08 \times 10^{-1}$

Table 4.20 Results of M-ary PPM experiment of green laser in mixed water

Mixed	Green	Attenuator gain (dB)		0	5	10
		received power (dBm)		-26.02	-31.02	-36.02
		2-ary PPM	Uncoded BER	$0.58 \times 10^{-2}$	$0.6 \times 10^{-1}$	$2.52 \times 10^{-1}$
			Hard decision	0	0	$1.87 \times 10^{-1}$
			Soft decision	0	0	$1.31 \times 10^{-1}$
			Turbo equalizer	0	0	$1.24 \times 10^{-1}$
		4-ary PPM	Uncoded BER	$0.77 \times 10^{-2}$	$0.55 \times 10^{-1}$	$3.34 \times 10^{-1}$
			Hard decision	0	0	-
			Soft decision	0	0	-
			Turbo equalizer	0	0	-

Table 4.21 Results of M-ary PPM experiment of red laser in mixed water

Mixed	Red	Attenuator gain (dB)		0	5	10
		Received power (dBm)		-26.78	-31.78	-36.78
		2-ary PPM	Uncoded BER	$3.49 \times 10^{-6}$	$5.63 \times 10^{-2}$	$3.13 \times 10^{-1}$
			Hard decision	0	0	-
			Soft decision	0	0	-
			Turbo equalizer	0	0	-
		4-ary PPM	Uncoded BER	0	$5.51 \times 10^{-2}$	$3.38 \times 10^{-1}$
			Hard decision	0	0	-
			Soft decision	0	0	-
			Turbo equalizer	0	0	-

Table 4.22 Results of M-ary QAM experiment of green laser in unmixed water

		Attenuator gain (dB)		0	5	10	15	20	
		Received power (dBm)		-21.9	-26.9	-31.9	-36.9	-41.9	
Unmixed	Green	16-ary QAM	100 Mbps	Uncoded BER	$4.79 \times 10^{-4}$	$4.85 \times 10^{-4}$	$1.2 \times 10^{-3}$	$4.62 \times 10^{-2}$	$2.41 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	0	0	0	-
				Soft decision	0	0	0	0	-
				Turbo equalizer	0	0	0	0	-
			800 Mbps	Uncoded BER	$2.55 \times 10^{-2}$	$4.24 \times 10^{-2}$	$1.17 \times 10^{-1}$	$2.96 \times 10^{-1}$	$4.38 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	0	$0.94 \times 10^{-1}$	-	-
				Soft decision	0	0	$0.37 \times 10^{-1}$	-	-
				Turbo equalizer	0	0	0	-	-
		32-ary QAM	100 Mbps	Uncoded BER	$0.47 \times 10^{-2}$	$0.57 \times 10^{-2}$	$1.19 \times 10^{-2}$	$1.09 \times 10^{-1}$	$2.79 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	0	0	$0.66 \times 10^{-1}$	-
				Soft decision	0	0	0	0	-
				Turbo equalizer	0	0	0	0	-
		64-ary QAM	100 Mbps	Uncoded BER	$1.12 \times 10^{-2}$	$1.26 \times 10^{-2}$	$1.8 \times 10^{-2}$	$1.05 \times 10^{-1}$	$2.65 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	0	0	$0.82 \times 10^{-1}$	-
				Soft decision	0	0	0	0	-
				Turbo equalizer	0	0	0	0	-
			1200 Mbps	Uncoded BER	$1.22 \times 10^{-1}$	$1.36 \times 10^{-1}$	$2.54 \times 10^{-1}$	$4.05 \times 10^{-1}$	$5 \times 10^{-1}$
				Hard decision	$1.2 \times 10^{-1}$	$1.3 \times 10^{-1}$	$2.59 \times 10^{-1}$	-	-
				Soft decision	$0.37 \times 10^{-1}$	$1.23 \times 10^{-1}$	$2.79 \times 10^{-1}$	-	-
				Turbo equalizer	0	0	$2.72 \times 10^{-1}$	-	-

Table 4.23 Results of M-ary QAM experiment of red laser in unmixed water

		Attenuator gain (dB)		0	5	10	15	20	
		Received power (dBm)		-20	-25	-30	-35	-40	
Unmixed	Red	16-ary QAM	100Mbps	Uncoded BER	$0.89 \times 10^{-3}$	$0.91 \times 10^{-3}$	$3.2 \times 10^{-3}$	$1.41 \times 10^{-1}$	$3.88 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	0	0	$1.36 \times 10^{-1}$	-
				Soft decision	0	0	0	$1.54 \times 10^{-1}$	-
				Turbo equalizer	0	0	0	$1.16 \times 10^{-1}$	-
			800Mbps	Uncoded BER	$1.66 \times 10^{-2}$	$0.78 \times 10^{-1}$	$1.83 \times 10^{-1}$	$3.65 \times 10^{-1}$	$4.8 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	$2.57 \times 10^{-2}$	$1.73 \times 10^{-1}$	-	-
				Soft decision	0	0	$2.06 \times 10^{-1}$	-	-
				Turbo equalizer	0	0	$1.79 \times 10^{-1}$	-	-
		32-ary QAM	100Mbps	Uncoded BER	$4.1 \times 10^{-3}$	$0.74 \times 10^{-2}$	$0.51 \times 10^{-1}$	$2.76 \times 10^{-1}$	$3.75 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	0	0	-	-
				Soft decision	0	0	0	-	-
				Turbo equalizer	0	0	0	-	-
		64-ary QAM	100Mbps	Uncoded BER	$0.79 \times 10^{-2}$	$2.11 \times 10^{-2}$	$3.28 \times 10^{-2}$	$3.07 \times 10^{-1}$	$3.48 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	0	0	-	-
				Soft decision	0	0	0	-	-
				Turbo equalizer	0	0	0	-	-
			1200 Mbps	Uncoded BER	$0.98 \times 10^{-1}$	$1.86 \times 10^{-1}$	$2.89 \times 10^{-1}$	$4.34 \times 10^{-1}$	$4.83 \times 10^{-1}$
				Hard decision	$0.86 \times 10^{-1}$	$1.97 \times 10^{-1}$	-	-	-
				Soft decision	$2.46 \times 10^{-2}$	$2.06 \times 10^{-1}$	-	-	-
				Turbo equalizer	0	$2.33 \times 10^{-1}$	-	-	-

Table 4.24 Results of M-ary QAM experiment of green laser in mixed water

				Attenuator gain (dB)	0	5	10
				Received power (dBm)	-26.02	-31.02	-36.02
Mixed	Green	16-ary QAM	100 Mbps	Uncoded BER	$2.55 \times 10^{-2}$	$1.02 \times 10^{-1}$	$3.38 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	$0.62 \times 10^{-1}$	-
				Soft decision	0	0	-
				Turbo equalizer	0	0	-
		800 Mbps	Uncoded BER	$2.78 \times 10^{-1}$	$3.37 \times 10^{-1}$	$4.86 \times 10^{-1}$	
			Hard decision	-	-	-	
			Soft decision	-	-	-	
			Turbo equalizer	-	-	-	
		32-ary QAM	100 Mbps	Uncoded BER	$0.83 \times 10^{-1}$	$1.57 \times 10^{-1}$	$3.41 \times 10^{-1}$
				Hard decision	$0.41 \times 10^{-2}$	$1.73 \times 10^{-1}$	-
				Soft decision	0	$2.03 \times 10^{-1}$	-
				Turbo equalizer	0	$1.46 \times 10^{-1}$	-
		64-ary QAM	100 Mbps	Uncoded BER	$0.65 \times 10^{-1}$	$1.19 \times 10^{-1}$	$3.08 \times 10^{-1}$
				Hard decision	$1.64 \times 10^{-2}$	$1.15 \times 10^{-1}$	-
				Soft decision	0	$0.92 \times 10^{-2}$	-
				Turbo equalizer	0	0	-
			1200 Mbps	Uncoded BER	$4.53 \times 10^{-1}$	$4.89 \times 10^{-1}$	$4.97 \times 10^{-1}$
				Hard decision	-	-	-
				Soft decision	-	-	-
				Turbo equalizer	-	-	-

Table 4.25 Results of M-ary QAM experiment of red laser in mixed water

		Attenuator gain (dB)					
		0	5	10			
		Received power (dBm)					
			-26.78	-31.78	-36.78		
Mixed	Red	16-ary QAM	100 Mbps	Uncoded BER	$2 \times 10^{-3}$	$1.08 \times 10^{-1}$	$3.17 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	$4.62 \times 10^{-2}$	-
				Soft decision	0	0	-
				Turbo equalizer	0	0	-
		800 Mbps	Uncoded BER	$1.77 \times 10^{-1}$	$3.99 \times 10^{-1}$	$4.55 \times 10^{-1}$	
			Hard decision	$1.75 \times 10^{-1}$	-	-	
			Soft decision	$2.05 \times 10^{-1}$	-	-	
			Turbo equalizer	$1.93 \times 10^{-1}$	-	-	
		32-ary QAM	100 Mbps	Uncoded BER	$2.15 \times 10^{-2}$	$1.46 \times 10^{-1}$	$3.17 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	$1.51 \times 10^{-1}$	-
				Soft decision	0	$1.47 \times 10^{-1}$	-
				Turbo equalizer	0	$1.01 \times 10^{-1}$	-
		64-ary QAM	100 Mbps	Uncoded BER	$2.84 \times 10^{-2}$	$1.14 \times 10^{-1}$	$3.5 \times 10^{-1}$
				Hard decision	0	$0.55 \times 10^{-1}$	-
				Soft decision	0	0	-
				Turbo equalizer	0	0	-
			1200 Mbps	Uncoded BER	$3.05 \times 10^{-1}$	$4.12 \times 10^{-1}$	$4.78 \times 10^{-1}$
				Hard decision	-	-	-
				Soft decision	-	-	-
				Turbo equalizer	-	-	-



Table 4.26 Value required in QEF area

Decision	Hard decision	Soft decision	Turbo equalizer
Number of Uncoded error	107 - 112	196 - 199	237 - 244
Error rate	5.5%	10%	12.2%
BER	$10^{-1.25}$	$10^{-1}$	$10^{-0.9}$
Received power (dBm)	> -25	> -28	> -29

Table 4.26는 Table 4.18 - 4.25를 바탕으로 부호화 오류율이 QEF 영역을 만족시키는 값을 나타낸다.  $N=1944$ 의 데이터에서 경판정 기법의 경우 비부호화 오류의 개수가 107 - 112개 일 때 QEF 영역을 만족하지만, 제안한 터보 등화 기법의 경우 그 두 배 이상인 237 - 244개의 비부호화 오류를 제거할 수 있다. 따라서 경판정 기법을 사용했을 때보다 연판정 기반의 터보 등화 기법으로 반복을 하였을 때 QEF 영역을 만족시킬 확률이 더 높은 것을 알 수 있다.

## 제 5 장 결 론

데이터의 전송률을 향상시키기 위하여 최근에는 수중 음향 통신보다 수중 레이저 통신에 대한 많은 연구가 진행 중이다. 수중에서의 레이저를 이용한 통신은 해수에 의한 흡수 및 산란 효과로 인해 송신된 신호에 상당한 감쇠가 발생하며, 이는 성능 열화의 주된 원인이 된다. 이러한 성능 열화를 완화하기 위해서는 FEC 채널 부호화 기법과 변조 기법을 적용할 수 있다. 그러나 간섭이 심한 수중 환경에서는 간단한 구조의 블록 부호화 기법은 최적의 성능을 제공할 수 없다. 따라서 LDPC 부호화 기법같이 복잡하고 강력한 채널 부호화 기법을 적용한다. 또한 펄스의 위치에 송신된 신호의 정보를 담을 수 있으며  $M$ 의 크기를 키워 복잡도를 높여 성능을 향상시킬 수 있는  $M$ 진 PPM 변조 기법의 적용이 적합하다.  $M$ 진 PPM 변조 기법은  $M=2$  뿐만 아니라  $M=4, 8$ 까지 사용되었으며, 데이터의 전송 속도를 향상시키기 위해 OFDM 기반의  $M$ 진 QAM 변조 기법 또한 사용되었다.

LDPC 채널 부호화 기법에서 내부적인 반복을 통하여 성능을 향상시키기 위해서는 복호기에 입력되는 심볼이 연판정 값을 가져야한다. 본 논문에서는 LDPC 복호기에 입력되는  $M$ 진 PPM 변조 기법,  $M$ 진 QAM 변조 기법의 출력값을 연판정 값으로 만들기 위해 SVG 알고리즘을 사용하였다. 따라서 SVG 알고리즘을 기반으로 터보 등화 기법을 제안하여 내부 반복을 통해 정보를 갱신하여 성능을 향상시키고자 하는 송수신 모델을 제안한다. 제안한 송수신 모델을 기반으로 시뮬레이션과 4회의 수조 실험을 진행하였다.

시뮬레이션 결과 터보 등화 기법을 사용함으로써 기존의 경판정 기법과 비교하여 4진 PPM과 8진 PPM에서 2 - 2.2 dB의 성능 향상을 확인하였다. 또한 16진 QAM과 32진 QAM 각각 4.2 dB, 8 dB의 성능 향상을 확인하였으며, 64진 QAM에서 기존의 경판정 기법으로 제거하지 못한 오류 마루 현상을 제안한 터

보 등화 기법을 사용하여 제거하는 것을 확인하였다. 같은 알고리즘으로 수행한 2018년 8월, 2018년 10월 수조 실험에서는 물의 탁도와 신호의 전송 속도를 변화하였고, 2019년 6월 수조 실험에서는 탁도 이외에 수온에 변화를 주었으며, 수중에 버블을 추가하여 성능을 분석 하였다. 마지막으로 2019년 9월 수조 실험에서는 청록색 레이저뿐만 아니라 적색 레이저를 사용하여 신호를 송신하여 성능을 비교하였으며, 물을 젖을 때와 젖지 않을 때의 성능 또한 비교 분석하였다.

2018년에 수행한 두 개의 실험 결과 M진 PPM과 M진 QAM에서 경판정 기법의 경우 10%의 오류율을 갖는 데이터를 SVG 기반의 터보 등화 기법의 경우 오류를 모두 제거하는 것을 확인하였다. 2019년 6월의 실험에서 또한 경판정 기법에서 10%의 오류율을 갖는 데이터를 SVG 기반의 터보 등화 기법의 사용으로 오류를 모두 제거하였다. 수온을 18, 25, 30°C 로 변화시켜서 측정한 결과 수온이 상승할수록 성능이 좋지 않은 것을 확인하였다. 2019년 9월의 실험에서는 전체적으로  $N=1944$ 일 때 경판정 기법의 경우 107 - 112개의 오류를 제거하였고 연판정 기법만 사용하였을 경우 196 - 199개의 오류를 제거하였으며, 본 논문에서 제안한 SVG 기반의 터보 등화 기법을 사용하였을 경우 237 - 244개의 오류를 제거하였다. 이를 통해 경판정 기법에서 5.5%의 오류율, 연판정 기법에서 10%의 오류율, 터보 등화 기법에서 12.2%의 오류율까지 QEF 영역을 만족시키는 것을 확인하였다. 따라서 본 논문에서 제안한 SVG 기반의 터보 등화 기법이 수중 레이저 통신 채널 환경에서 매우 효과적으로 사용될 수 있음을 알 수 있다.

## 감 사 의 글

한국해양대학교에 입학하여 공부한 지 어느덧 6년이라는 시간이 지났습니다. 4년의 학사 과정 이후, 공부가 더 하고 싶다는 포부만으로 대학원이라는 곳에 뛰어든 제가 이렇게 성장하고 마무리까지 할 수 있도록 많은 도움을 주신 분들께 진심으로 감사드립니다.

먼저, 많이 부족한 저를 이끌어 주시고 학문적인 가르침뿐만 아니라 인생의 가르침을 주신 정지원 교수님께 감사드립니다. 그리고 제 논문의 부족한 점을 지적해주시고 완성도를 높일 수 있게 논문 심사를 맡아주신 김기만 교수님, 윤영 교수님께도 감사드립니다. 또한, 학부 시절 많은 가르침을 주신 조형래 교수님, 민경식 교수님, 강인호 교수님께도 감사의 말씀 전합니다.

다음으로, 2년 동안 제가 대학원 생활을 잘 할 수 있도록 많은 도움을 주시고 고민 상담도 자주 해주신 창욱이 오빠, 함께 입학해서 많이 도와준 희수 오빠, 이미 졸업하신 정현이 오빠께 감사드리고, 짧은 시간이었지만 함께한 현우, 지은이에게도 고맙습니다. 그리고 다른 연구실이지만 함께 연구하고 공부한 태웅이 오빠, 근혁이 오빠, 주형이 오빠께 감사드립니다. 모두 하시는 일 잘되고 좋은 일만 가득하시길 바랍니다. 그리고 2년 동안 제 옆에서 함께 고민해주고 격려해준 대연동 친구들 수현이, 명지, 성주, 늘 내 편이 되어주는 현정이, 유진이 언니, 가영이 언니, 힘들 때 고민 상담해주는 준영이 오빠, 덕환이 오빠, 부병이에게 고맙다는 말 전하고 싶습니다.

마지막으로, 저에게 야김없이 지원해주시고 격려해주시는 엄마께 항상 감사드리고 제가 많이 사랑합니다. 동생 영현이에게도 항상 고맙습니다.

저는 총 6년의 대학 생활을 마무리하고 이제 새로운 출발을 하려고 합니다. 많은 분들의 관심과 격려를 받으며 제가 성장한 것을 잊지 않으며, 보답하고 베푸는 이아현이 되겠습니다. 항상 감사드립니다.

## 참고문헌

- [1] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol. 25, pp. 4-7, 2000.
- [2] M. Stojanovic and P. P. J. Beaujean, "Acoustic Communication," in *Springer Handbook of Ocean Engineering*, Berlin, Germany, pp. 359-386, 2006.
- [3] H. Kaushal and G. Kaddoum, "Underwater Optical Wireless Communication," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 1518-1547, 2016.
- [4] R. W. Hamming, "Error detecting and error correcting codes," *The Bell system technical journal*, vol. 29, pp. 147-160, 1950.
- [5] J. G. Yuan and W. W. Ye, "Study on FEC code type for optical transmission systems," *Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications*, vol. 1, 2008.
- [6] W. C. Cox, J. A. Simpson, C. P. Domizioli, J. F. Muth and B. L. Hughes, "An underwater optical communication system implementing Reed-Solomon channel coding," *OCEANS*, pp. 1-6, 2008.
- [7] A. H. Lee, C. U. Baek, D. H. Lee and J. W. Jung, "Underwater laser communication using LDPC coded method," *Journal of Korea Institute of Information & Electronic Communication Technology*, vol. 11, pp. 246-252, 2018.

- [8] R. G. Gallager, "Low-density parity-check codes," *IRE Transactions on information theory*, vol. 8, pp. 21-28, 1962.
- [9] Y. A. A. Martinez, O. J. S. Parra and G. M. T. Bermudez, "Performance of IEEE 802.11n LDPC Codes," *International Journal of Mathematical Analysis*, vol. 11, pp. 1065-1073, 2017.
- [10] T. J. Richardson and R. L. Urbanke, "Efficient Encoding of Low-Density Parity Check Codes," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol 47, pp. 638-656, 2001.
- [11] T. T. Nguyen-Ly, T. Gupta, M. Pezzin, V. Savin, D. Declercq and S. Cotofana "Flexible, cost-efficient, high-throughput architecture for layered LDPC decoders with fully-parallel processing units," *Euromicro Conference on Digital System Design (DSD).IEEE*, pp. 230-237, 2016.
- [12] T. Li, H. Zhou and L. Sun, "The study of LDPC code applied to underwater laser communication," in *Conference of Lasers and Electro-Optics/Pacific Rim*, Shanghai, China, pp. 11-27, 2009.
- [13] J. M. Moura, J Lu and H. Zhang, "Structured low-density parity-check codes," *IEEE signal processing magazine*, vol. 21, pp. 42-55, 2004.
- [14] A. Ramamoorthy and R. Wesel, "Construction of short block length irregular low-density parity-check codes," in *2004 IEEE International Conference on Communications*, Paris, France, pp. 410-414, 2004.
- [15] S. L. Che, P. Li and X. M. Wang, "Encoding and Decoding Scheme of LDPC Codes Based on Pulse Position Modulation," *Dianzi Yu Xinxi Xuebao/Journal of Electronics and Information Technology*, vol. 30, pp. 2630-2633, 2008.
- [16] G. Böcherer, F. Steiner and P. Schulte, "Bandwidth efficient and rate-matched low-density parity-check coded modulation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 64, pp. 4651-4665, 2015.

- [17] R. Koetter, A. C. Singer and M. Tuchler, "Turbo equalization," *IEEE signal processing magazine*, vol. 21, pp. 67-80, 2004.
- [18] H. C. Kwon, G. Y. Park, K. M. Kim, T. D. Park, T. H. Kim and J. W. Jung, "Optimizing of iterative turbo equalizer for underwater acoustic channel," in *Fifth International Conference on Ubiquitous and Future Networks*, Da Nang, Vietnam, pp. 43-48, 2013.
- [19] M. Tuchler, R. Ketter and A. C. Singer, "Turbo equalization: principles and new results," *IEEE transactions on communications*, vol. 50, pp. 754-767, 2002.
- [20] C. U. Baek and J. W. Jung, "High throughput receiver structure for underwater communication," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 11, pp. 481576, 2015.
- [21] J. W. Jung and K. K. Kim, "Optimizing of iterative turbo equalizer for underwater sensor communication," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 9, pp. 129781, 2013.
- [22] S. Mhatli, A Aldalbah and M. Jasim, "IM/DD-OFDM modem based on adaptive equalization," in *2019 2nd International Conference on Computer Applications & information Security (ICCAIS)*, Riyadh, Saudi Arabia, 2019.
- [23] H. B. Thameur, G. B. Le, N. Khouja, F. Tlili and C. A. Jago, "A survey on decoding schedules of LDPC convolutional codes and associated hardware architectures," in *IEEE symposium on Computers and Communications*, Heraklion, Greece, pp. 898-905, 2017.
- [24] N. G. Jerlov, "Marine optics," vol. 14, Elsevier, 1976.
- [25] R. C. Smith and K. S. Baker, "Optical properties of the clearest natural waters (200-800 nm)," *Applied optics*, vol. 20, pp. 177-184, 1981.