



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

장거리 수중음향통신을 위한 반복부호화 기반의 가중화된 다중밴드 통신기법 연구

A Study on Weighted Multiband Communication Method Based on Iterative
Coding for Long Range Underwater Acoustic 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

李熙秀

本 論文을 李熙秀의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 金 基 萬

(印)

委 員 : 工學博士 尹 榮

(印)

委 員 : 工學博士 鄭 智 元

(印)

2019年 12月

韓國海洋大學校 大學院

목 차

List of Tables	ii
List of Figures	iii
Abstract	iv
제 1 장 서론	1
제 2 장 수중음향통신에서 고려되는 전송 기법	3
2.1 채널 부호화 기법	4
2.2 단일밴드 전송 기법	6
2.3 다중밴드 전송 기법	9
제 3 장 가중화된 다중밴드 통신	12
3.1 임계값 및 가중치 설정 알고리즘	12
3.2 가중화된 다중밴드 기반의 송·수신구조	15
제 4 장 시뮬레이션 및 실험 결과 분석	17
4.1 시뮬레이션	17
4.2 단거리 해양 실험	20
4.3 장거리 해양 실험	26
제 5 장 결 론	35
참고문헌	37
감사의 글	40

List of Tables

Table 4.1	Simulation parameters	18
Table 4.2	Simulation results	19
Table 4.3	Parameters for short distance underwater acoustic communication experiment	21
Table 4.4	Results for short distance underwater acoustic communication experiment	23
Table 4.5	Weight setting	24
Table 4.6	Short distance experiment results for preamble BER based threshold setting algorithm	24
Table 4.7	Parameters for long distance underwater acoustic communication experiment	28
Table 4.8	Results for long distance underwater acoustic communication experiment	30
Table 4.9	Weight setting	33
Table 4.10	Long distance experiment results for preamble BER based threshold setting algorithm	34

List of Figures

Fig. 2.1	Structure of transceiver based on single band	6
Fig. 2.2	Time and Frequency domain of multiband transmission	9
Fig. 2.3	Structure of transceiver based on multi band	10
Fig. 3.1	Silence and Data interval of received signal	13
Fig. 3.2	Structure of threshold detector	14
Fig. 3.3	Structure of transceiver based on weighted multiband	15
Fig. 4.1	Channel impulse response	17
Fig. 4.2	Illustration of the short distance sea experiment	20
Fig. 4.3	Underwater experimental environment	20
Fig. 4.4	Frequency domain of transmission signal	22
Fig. 4.5	Packet structure of transmission signal	22
Fig. 4.6	Illustration of the long distance sea experiment	26
Fig. 4.7	Underwater experimental environment	27
Fig. 4.8	Packet structure of transmission signal	29
Fig. 4.9	Received signal	29
Fig. 4.10	Comparison of received signal	32

A Study on Weighted Multiband Communication Method Based on Iterative Coding for Long Range Underwater Acoustic Communication

Lee, Hui Su

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

Abstract

Recently, underwater acoustic communication is an essential technology for underwater communication in marine research, and its application field is expanding. In addition, with the development of military AUV capable of long-distance movement, there is an increasing need to develop a technology capable of reliably communicating over a long distance for efficient marine surveillance.

In the long distance acoustic communication, as the transmission distance increases, the bandwidth decreases and the throughput efficiency decreases. Multiband transmission technique is an efficient method to improve the transmission distance and performance in long-range underwater acoustic communication. However, sometimes the performance of multiband is lower than that of single bands. This is because in the transceiver model using the conventional multiband transmission technique, signals of different frequency bands are combined with the same weight and input to the decoder, so that

performance degradation of a specific frequency band affects the total band. Accordingly, this thesis propose a weighted multiband transceiver model to improve the performance of the multiband transceiver model.

In the weighted multiband transceiver model, the transmitter uses a convolution code and a turbo code of 1/3 coding rate, and receiver uses a decision feedback equalizer to compensate for multipath distortion after compensating for frequency and phase offsets in each band. And, by applying the turbo equalization technique, the equalizer and the decoder is connected to each other to update the information iteratively to improve performance as the number of iteration increases. In addition, the threshold detector adds weights by setting threshold values through preamble BER(Bit Error Rate) of each band. The weighting method according to the threshold value for each band can improve the performance by reducing the influence of the band having low performance in the total band.

Simulation results show that the performance improves as the number of bands increases when the multiband transmission technique is applied. The performance of the proposed weighted multiband transceiver model analyzed through short and 90 km long-range sea experiments. In the short-range sea experiment, it confirmed that the performance improved with the increase of the number of bands, and that the performance was improved by applying the proposed weighted multiband structure to the data with low performance when the number of bands was four. In addition, the 90 km long-range sea experiment applied a weighted multiband transceiver model for data that did not completely correct errors within 5 iterations in the conventional multiband. As a result, it confirmed that the performance is further improved when the weighted multiband is applied.

KEY WORDS: Underwater acoustic communication; Multi-band; Convolutional code; Turbo code; Turbo equalization; Threshold; Weight

제 1 장 서 론

최근 해양 자원 개발 및 해양 환경에 대하여 관심이 증가하면서 해양과 관련하여 여러 분야에서의 연구가 진행되고 있다. 특히, 수중음향통신은 해양 연구의 필수적인 기술로써 응용분야가 확대되고 있는 추세이다. 또한 최근에 장거리 이동이 가능한 군용 AUV(Autonomous Underwater Vehicle)의 개발과 함께 효율적인 해양 감시를 위해 장거리에서도 안정적으로 통신할 수 있는 기술 개발의 필요성이 대두되고 있다. 하지만 수중음향통신의 채널은 해수면의 변화, 수심에 따른 음속 구조, 전송 거리, 해저 지형 등으로 인해 다양하고 복잡한 특성을 갖는다[1][2][3]. 또한 수중에서는 직접파와 더불어 해수면과 해저면의 반사 등으로 인해 다중경로 전달을 포함한 다양한 특성으로 수중음향통신의 성능 저하를 일으킨다. 특히, 장거리 수중음향통신의 환경은 전송 거리가 증가할수록 대역폭이 줄어들어 전송효율이 떨어지며 낮은 SNR(Signal to Noise Ratio)환경으로 단거리 수중음향통신과 비교하여 더욱 열악한 환경이다[4]. 이러한 수중음향통신의 환경은 성능에 영향을 미치므로 시스템 설계 시 이를 극복할 수 있는 채널 부호화 및 변·복조 기술은 성능을 좌우하는 아주 중요한 기술들이다[5].

수중 채널은 시간에 따라 채널의 특성이 매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 채널로써 동일한 데이터를 서로 다른 주파수 밴드에 할당하여 전송하는 다중밴드 전송 기법은 수중에서의 다중경로, 도플러 확산 등으로 인한 어느 특정한 주파수의 선택적 페이딩 현상을 극복하면서 선택적 페이딩을 극복하여 성능 측면이나 전송 효율 측면에서 효과적일 뿐만 아니라 다양한 수중 채널 환경을 극복하면서 전송 거리를 더욱 확장함과 동시에 성능을 보장하는 기법으로 최근에 많이 응용 연구되고 있다[6][7]. 하지만 기존의 다중밴드 전송 기법에서 단일밴드 전송 기법을 적용하였을 때 보다 성능이 떨어지는 경우가 있다[8]. 이는 각 대역마다 동일한 비중으로 합쳐져 복호기에 입력되어 특정 대역의 성능

저하가 전체 대역의 출력에 영향을 미쳐 성능을 저하시키게 되기 때문이다. 이러한 문제점은 수신부에서 각 대역의 BER(Bit Error Rate)측정 및 임계값을 설정하여 열악한 대역에 낮은 가중치를 할당하는 방식을 통하여 해결할 수 있다. 임계값을 설정하는 방식에는 여러 가지가 있으며 본 논문에서는 preamble 데이터의 BER을 측정하여 임계값을 설정할 수 있도록 제안한다. 또한 각 대역에 대하여 임계값에 따른 가중치를 부가하여 성능을 향상시킬 수 있다.

본 논문에서는 제안한 가중치 기반 다중밴드 전송 기법을 적용하여, 단거리 및 90 km의 장거리 수중음향통신을 실험하였다. 다중밴드 전송 기법을 기반으로 제안한 송·수신 모델에서 송신부는 부호화율 1/3을 가지는 터보 부호[9]와 컨볼루션 부호[10]를 적용하였으며, 수신부는 각 대역에서의 주파수 및 위상 오프셋을 보상 한 후에 다중경로에 의한 데이터의 왜곡을 보상하기 위해 결정 궤환 등화기(DFE : Decision Feedback Equalizer)를 이용한다[11][12]. 또한 터보등화기법을 적용하여 등화기와 복호기는 인터리버와 디인터리버를 통하여 연결되어 서로의 정보를 반복적으로 업데이트하여 반복횟수의 증가에 따라 성능을 향상시킬 수 있다[13].

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 1장의 서론에 이어 제 2장에서는 수중음향통신에서 적용되는 기법들 중에서 장거리 수중음향통신에 적합한 최적의 채널 부호화 기법, 단일밴드 전송 기법, 다중밴드 전송 기법을 설명한다. 제 3장에서는 장거리 수중음향통신에서 최적의 다중밴드 전송 기법 기반 송·수신 모델을 제안하며 다중밴드 전송 기법 적용 시 발생하는 성능 저하의 문제점을 해결하기 위한 임계값 추정 및 설정에 대하여 제안한다. 제 4장에서는 시뮬레이션을 통한 다중밴드 전송 기법에서의 밴드 수의 증가에 따른 성능 향상에 관하여 성능 분석을 하며 호수 실험 및 장거리 해상실험을 통하여 앞서 제안하는 가중화된 다중밴드 전송 기법 송·수신 모델을 사용하여 성능 분석을 하였다. 그리고 제 5장의 결론으로 본 논문의 끝을 맺는다.

제 2 장 수중음향통신에서 고려되는 전송 기법

수중음향통신은 주로 군사적 목적을 위해 제한적으로 사용되어졌으나, 수중 탐지, 운동체 추적, 잠수함, 부이를 이용한 해양의 날씨 변화 등 해양에서의 통신에 대한 연구가 활발히 이루어지며 활용 분야가 확대되고 있는 추세이다. 또한 장거리 이동이 가능한 군용 AUV의 개발과 함께 효율적인 해양 감시를 위해 장거리에서도 안정적으로 통신할 수 있는 기술 개발의 필요성이 대두되고 있다. 하지만 국외에서는 이러한 장거리 수중음향통신을 위한 다양한 연구가 진행되고 있으나 국내의 기술 수준은 해양산업기술의 수요 부족으로 인하여 수중 통신 장거리 수중음향통신 시스템의 개발은 미미한 수준이다[14][15][16].

수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 수중에서의 무선통신에는 음파를 이용하여 통신을 하게 된다. 또한 다양한 해양환경의 변화에 따라 시공간적 변동성을 가지며, 특히 연안 지역과 같은 천해에서는 잔향 및 다중경로 등에 의해 신호가 크게 왜곡되게 된다. 따라서 수중통신을 원활하게 하기 위해서는 채널 특성을 결정하는 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 특히 천해에서의 다중경로는 해면의 시변 산란에 의해 도플러 확산파가 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우하게 된다. 또한 수중에서는 직접파와 더불어 해수면과 해저면의 반사 등으로 인해 다중경로 전달을 포함한 다양한 특성으로 인접 심벌간의 간섭(ISI : Inter-Symbol Interference)을 야기 하여 수중음향통신의 성능 저하를 일으킨다. 또한 수중음향통신에서는 기존 지상에서의 무선통신과 비교하여 가용한 주파수 자원이 한정되어 있으므로 대역폭이 제한되어 데이터의 전송효율이 떨어진다. 이러한 수중음향통신 환경에서 시스템 설계 시 이를 극복할 수 있는 채널 부호화 및 변·복조 기술의 연구가 필요하다.

2.1 채널 부호화 기법

다중 채널환경을 가지는 수중음향통신 채널에서는 해수의 온도, 염분, 수심 등의 다양한 요소에 따라 음파의 전달이 제한되며, 전파를 이용하는 지상 통신과 비교하였을 때 상대적으로 저주파 대역을 사용하기 때문에 제한된 대역폭으로 인하여 성능이 제한되게 된다[1][2][3]. 이러한 수중음향통신에서의 성능은 다중 채널의 특성에 의해 크게 좌우되며, 전달 과정에서의 잔향 및 다중경로 전달 등에 의해 수신 신호의 왜곡이 크다. 또한 장거리 수중음향통신에서는 거리에 따른 전달손실, 페이딩 효과 등으로 인하여 단거리 환경과 비교하여 수신되는 신호의 SNR이 매우 낮아져 성능을 저하시키게 된다[4]. 따라서 이러한 장거리 수중음향통신에서 성능을 향상시킬 수 있는 최적의 등화기 및 채널 부호화 기법의 연구가 필수적이다[5].

이러한 다양한 특성을 가지는 수중음향통신채널에서 적용 가능한 채널 부호화 방식으로는 다양한 부호화 방식이 있으며 장거리 수중음향통신 기반의 모델에서 최적의 부호화 방식의 설정이 중요하다. 채널부호화 기술은 크게 경판정 기반(hard decision based) 부호화 기술과 연판정 기반(soft decision based) 부호화 기술로 나눌 수 있다. 경판정 기반과 연판정 기반을 서로 나누는 기준으로는 수신부에서 채널 복호기에 입력되는 값이 경판정인지 또는 연판정인지에 따라 나눌 수가 있다.

경판정 기반의 채널부호화 기술은 RS 부호, 컨볼루션 부호 등이 있다. RS 부호는 1961년 I. S. Reed 와 G. S. Solomon이 제안하였으며 선형 블록부호에 속하는 순환부호를 기반으로 하여 에러를 정정하는 기법이다[17]. 주로 고속통신에서 적용되며 군집 오류(burst error) 환경에서 강한 성능을 나타낸다. 컨볼루션 부호는 1951년 P. Elias가 제안하였으며 블록 부호화와 달리 메모리를 갖는 부호화 방식이다. 트렐리스 격자 부호기반 복호 알고리즘으로 산발 오류(random error) 환경에서 강한 성능을 나타내며 부호화율은 고정적이지 않고 puncturing기법을 통하여 다양한 부호화율을 적용할 수 있다. 이러한 경판정 기반의 채널부호화 기술은 수신부에서 복조기 또는 등화기의 출력 값을 '0' 또는 '1' 로만 판정을 하여 복호기에 입력된다. 하지만 연판정 기반의 채널부호

화 기술은 복조기 또는 등화기의 출력 값을 실수 또는 기타정보를 포함시켜 판정하여 복호기에 입력되어 등화기와의 결합이 용이하며 일반적으로 경관정 기반의 채널부호화 기술과 비교하였을 때 더욱 우수한 성능을 가진다. 따라서 수중음향통신에 적용 가능한 채널 부호화 기법은 연관정 기반의 채널 부호화 기술이 적합하다.

연관정 기반의 채널부호화 기술들 중에서 장거리 수중음향통신에 적합한 부호화 기술을 선택하기 위하여 세 가지 연관정 기반의 반복 부호화 기술을 비교 분석하였다. SOVA기반 컨볼루션 부호[11], 터보 부호[12], LDPC 부호[18]를 성능과 패킷 생성의 용이성을 고려하여 분석하였다. 데이터 전송 시 수중 채널의 상태에 따라 패킷의 길이를 조절해야 하기 때문에 수중음향통신에서 가장 크게 고려되어야 할 파마메타는 패킷 구성의 용이성이다. SOVA 기반의 컨볼루션 부호는 컨볼루션 부호의 Viterbi 복호기를 반복 가능한 BCJR 복호 알고리즘을 적용한 방식으로 데이터의 길이에 제한이 없다. 터보부호는 다수의 RSC(Recursive Systematic Convolutional Code)를 병렬로 연결시키고 그 사이에 인터리버가 위치하는 구조이며 Shannon의 이론적 채널용량 한계에 근접하는 우수한 성능을 나타낸다. 또한 데이터의 길이에 제한이 있지만 부호어의 길이가 384~1944 비트 정도의 작은 패킷 사이즈로 패킷 구성이 용이하다. 하지만 LDPC 부호는 선형 블록 코드의 일종으로 터보부호와 비교하여 더욱 성능이 뛰어나다. 하지만 부호어의 길이가 2000~64800 비트 정도의 긴 패킷 사이즈로 데이터의 길이가 제한되어 고속의 통신에 적용된다. 성능의 측면에서 고려하였을 때 고려한 세 가지의 부호화 방식 모두 우수한 성능을 나타내지만 LDPC 부호가 가장 우수한 성능을 나타낸다. 하지만 패킷 생성의 용이성의 측면에서 고려하였을 때 LDPC 부호는 성능이 매우 우수하지만 긴 패킷을 요구하며 저속의 수중음향통신에는 적합하지 않다. 따라서 성능과 패킷 구성의 용이성을 종합적으로 고려하였을 때 수중음향통신에서는 성능과 패킷 생성 두 가지 측면 모두 우수한 SOVA 기반의 컨볼루션 부호와 터보 부호가 적합하다.

2.2 단일밴드 전송 기법

수중통신은 매질 특성상 전파 대신 음파를 사용하여야 하고 음파는 고주파 손실이 커서 대역폭이 좁고 배경 잡음의 영향을 많이 받는다. 특히 수중통신 시스템의 성능은 채널의 특성에 의해 좌우되며, 수중 채널의 경우 전달 과정에서 잔향 및 다중경로 전달 등에 의해 수신 신호가 크게 왜곡된다. 이러한 채널 특성의 시공간적인 변화는 인접 심벌간의 간섭을 발생시켜 통신 시스템의 성능을 저하시킨다. 이러한 수중 통신 채널에서 단일밴드 전송기법은 하나의 반송파에 모든 정보를 실어 변조하여 신호를 전송하는 방식으로 과거에는 FSK(Frequency Shift Keying) 등과 같은 비동기 위상 (non-coherent) 변조기법을 이용하여 수중통신 시스템을 구현하였으며[5], 최근에는 PSK(Phase Shift Keying) 변조방식과 QAM(Quadrature Amplitude Modulation) 방식과 같은 동기 위상 (phase-coherent) 변조기법을 활용한 수중통신 시스템 연구가 활발히 진행되고 있다[16].

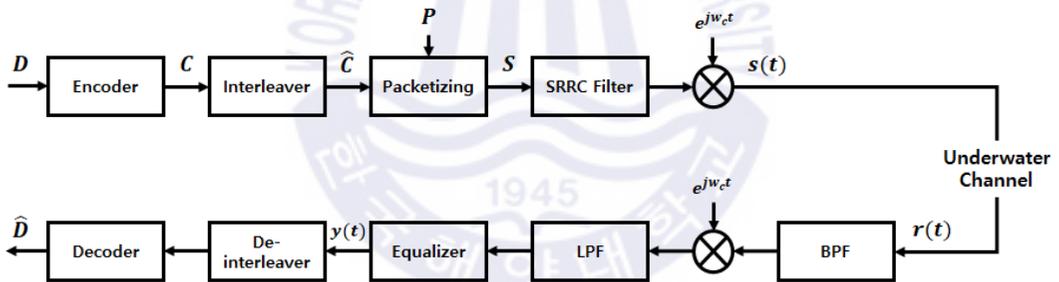


Fig. 2.1 Structure of transceiver based on single band

Fig. 2.1는 수중음향통신에서 단일밴드 전송 기법을 사용한 송·수신 구조의 블록도이다. Fig. 2.1의 송신부에서는 입력되는 K 개의 비트를 d_k 라고 할 때 입력신호의 집합은 아래의 식(1)과 같이 D 로 나타낼 수 있다.

$$D = \{d_1, d_2, \dots, d_K\} \quad (1)$$

입력신호 D 는 (n, k) 채널부호화를 한 뒤, 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{C} = \{c_1, c_2, \dots, c_N\} \quad (2)$$

이때, N 은 부호어의 길이를 나타낸다. 부호어 \mathbf{C} 는 군집 오류를 산발 오류로 바꾸기 위하여 인터리버를 통과한다. $\hat{\mathbf{C}}$ 는 인터리버를 수행한 후 나오는 데이터를 나타내며 아래의 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{C}} = \{\hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_N\} \quad (3)$$

인터리버를 수행한 데이터 $\hat{\mathbf{C}}$ 는 송신부와 수신부에서 서로 알고 있는 n 개의 PN 코드를 데이터의 앞단에 위치시켜 하나의 패킷으로 구성한다. 이때 PN 코드의 비트열 \mathbf{P} 는 식(4)와 같이 나타낼 수 있으며, 패킷으로 구성된 비트열 \mathbf{S} 는 식(5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{P} = \{p_1, p_2, \dots, p_n\} \quad (4)$$

$$\mathbf{S} = \{p_1, p_2, \dots, p_n, \hat{c}_1, \hat{c}_2, \dots, \hat{c}_N\} \quad (5)$$

패킷화된 비트열 \mathbf{S} 는 하나의 반송파에 대하여 변조하여 신호를 전송하며, 단일 밴드 통신의 송신신호 $s(t)$ 는 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \mathbf{S}_i e^{j\omega_c t} \quad i = 1, 2, 3, \dots, n+N \quad (6)$$

송신신호 $s(t)$ 는 하나의 중심 주파수 f_c 에 대하여 $e^{j\omega_c t}$ 를 곱해줌으로써 변조과정을 거친 후 전송한다. 송신신호는 다중 채널과 같은 수중 채널을 통과하게 된다. 다중경로 전달에 의해 수신된 신호는 수중음향통신 시스템에서 인접 심벌간 간섭을 발생시키고, 통신 시스템의 성능 저하를 일으키는 주요 원인 중 하나이다. 음향 신호가 전달되는 과정에서 반사되거나 산란되어 발생하는 잔향 현상이 존재한다.

또한 수심에 따라 달라지는 수온에 의해 음파의 전파 경로가 달라지는 ray bending 현상은 다중경로를 만들게 된다. 이때, 수신신호 $r(t)$ 는 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{s}_l e^{j\omega_l t} h_l(t) + \eta(t) \quad (7)$$

L 은 전체 다중경로의 수를 나타내며 l 은 l 번째의 다중경로를 나타낸다. $h_l(t)$ 는 l 경로에 있는 채널 응답 계수를 나타내며, $\eta(t)$ 는 가우시안 잡음을 나타낸다.

수신부에서 수신신호는 BPF(Band Pass Filter)를 통하여 수신신호가 존재하는 주파수 대역만 통과 시킨 후 복조를 하게 된다. 복조된 데이터는 LPF(Low Pass Filter)를 통하여 고주파 성분을 제거한 후 등화기를 통해 다중경로 효과를 제거한다. 등화기에서 출력된 신호는 디인터리버를 거친 후 복호기에 입력되어 데이터를 복원시킨다.



2.3 다중밴드 전송 기법

다중밴드 전송 기법은 전체 대역폭 채널을 여러 개의 작은 대역폭을 갖는 부채널로 분할하여 다수의 협대역 부반송파를 각 부채널로 다중으로 전송하는 방법이다. 수중음향통신의 채널은 사용되는 주파수에 따라 특성이 다른 페이딩 채널이며 다중밴드 전송 기법은 인접 심별간의 간섭과 주파수 선택적 페이딩 현상을 극복하면서 신뢰성을 향상시킬 수 있다[6][7].

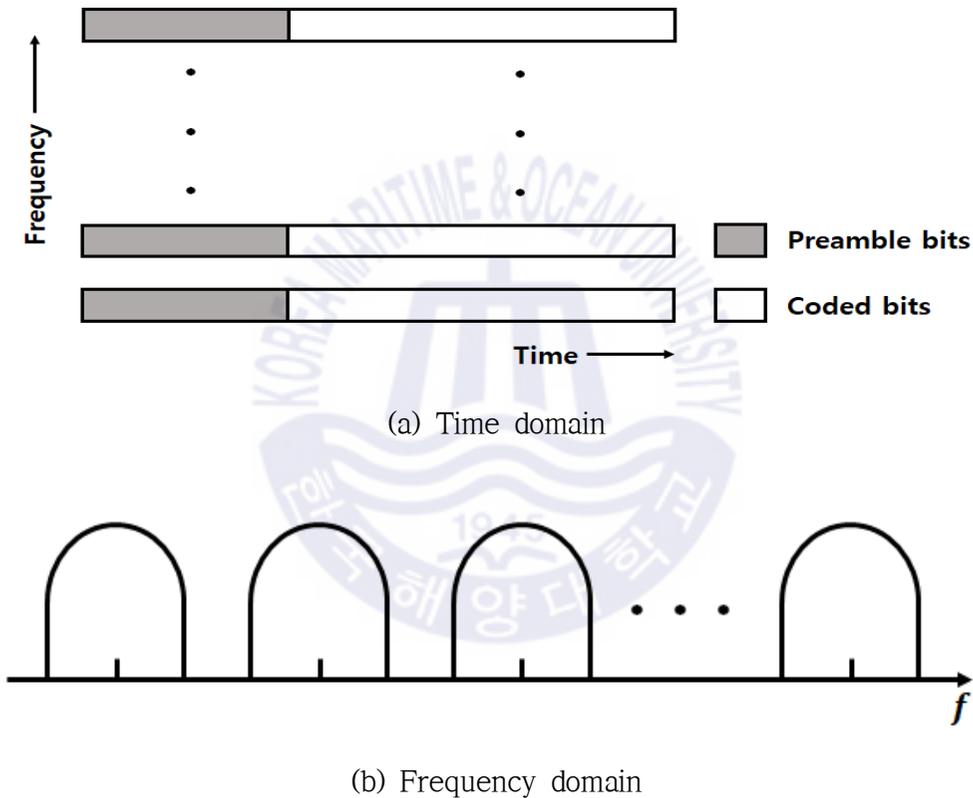


Fig. 2.2 Time and Frequency domain of multiband transmission

Fig. 2.2(a)는 다중밴드 전송 기법의 패킷구조이며, Fig. 2.2(b)는 주파수 영역에서의 파형을 나타낸다. 다중밴드 전송 기법은 전송되는 신호의 주파수에 따라 수중 채널의 특성이 다른 선택적 주파수 페이딩 성질을 이용하여 Fig. 2.2(a)와 같이 동일하게 부호화된 비트열을 서로 다른 주파수로 변조하여 전송하는 방식으로 각

의 주파수 선택 시 부반송파간의 보호 대역(guard band)을 사용하여 도플러 확산과 같은 환경에서도 인접 반송파간의 간섭(ICI : Inter-Carrier Interference)을 받지 않게 된다.

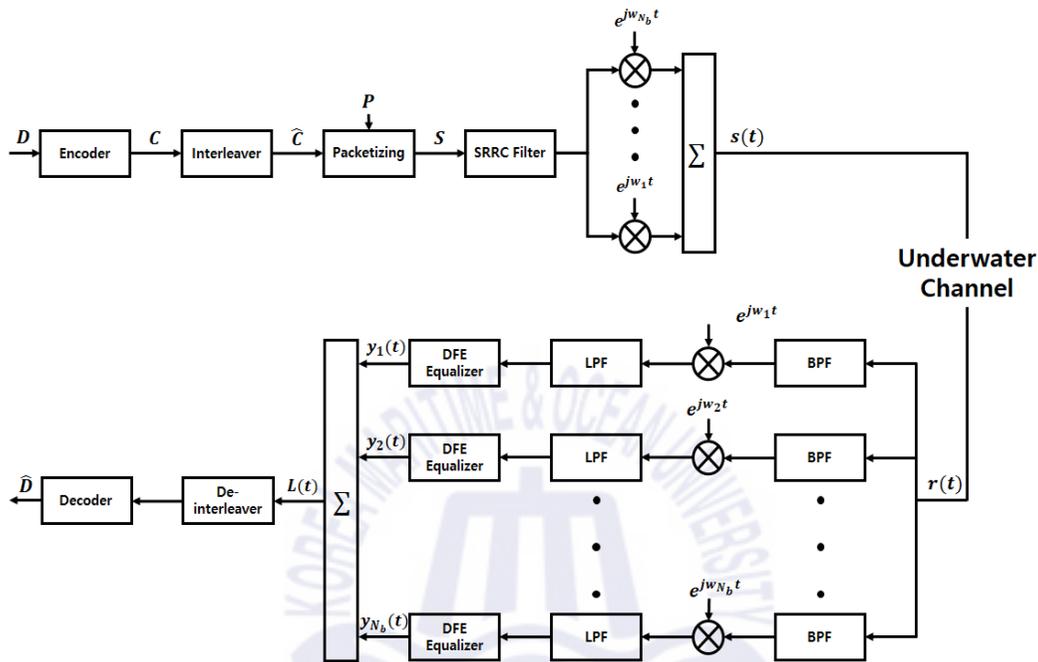


Fig. 2.3 Structure of transceiver based on multi-band

Fig. 2.3는 수중음향통신에서 다중밴드 전송 기법을 적용한 송·수신 구조의 블록도이다. 송신부에서는 Fig. 2.3의 단일밴드 전송 기법을 적용한 송신부와 마찬가지로 채널부호, 인터리버 및 패킷화한다. 그리고 N_b 개의 서로 다른 주파수에 대하여 변조한 뒤 합하여 전송한다. 이때, 송신신호 $s(t)$ 는 식(8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_b} \mathbf{s}_i e^{jw_i t} \quad i = 1, 2, 3, \dots, n + N \quad (8)$$

송신신호 $s(t)$ 는 N_b 개의 서로 다른 밴드에 대해 $e^{jw_i t}$ 를 곱해줌으로써 각 각의

밴드에 대해 변조과정을 거친 후, N_b 개의 밴드에 대한 각 각의 변조된 신호들을 합하여 전송한다. 이때, 수신신호 $r(t)$ 는 식(9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{N_b} \mathbf{s}_i e^{j\omega_k t} h_l(t) + \eta(t) \quad (9)$$

수신부에서 수신신호는 각 밴드에 대하여 신호를 얻기 위하여 N_b 개의 서로 다른 밴드에 대해 BPF(Band Pass Filter)를 각 각 통과하여 다른 대역의 신호를 제거한다. 그리고 N_b 개의 각 밴드에 대하여 복조와 LPF(Low Pass Filter)를 통과하여 다중경로 효과를 제거하기위해 등화기에 입력된다. 이때 등화기를 통과한 k 번째 밴드의 출력신호를 $y_k(t)$ 라고 하였을 때 복호기 입력신호 $L(t)$ 는 식(10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$L(t) = \sum_{k=1}^{N_b} y_k(t) \quad (10)$$

각 대역에 대하여 등화기 출력 신호는 서로 동일하게 합해져 디인터리버를 수행한 후 복호기에 입력되어 데이터를 복원한다. 이러한 다중밴드 전송 기법을 적용한 모델은 밴드수의 증가에 따라 성능을 향상시킬 수 있다.

하지만 이러한 기존의 Fig. 2.3와 같은 구조는 일부 채널 환경에서 단일밴드 전송 기법을 적용하였을 때보다 열악한 성능을 나타내는 경우가 있다. 이는 기존의 수신부는 각 밴드에 따라 복조 후에 등화기 출력 값을 동일한 비중으로 합하여 복호기에 입력되기 때문에 특정 주파수 대역의 성능이 열악할 경우 다른 대역에도 영향을 미치기 때문이다. 다음 장에서는 이러한 기존의 송·수신 구조의 단점을 보완하며 성능을 향상시키기 위한 효율적인 송·수신 구조를 제안한다.

제 3 장 가중화된 다중밴드 통신 기법 제안

기존의 다중밴드 전송 기법을 적용한 수중음향통신에서 수신부는 각 밴드에 대한 등화기의 출력 값을 동일한 비중으로 서로 합하여 복호기에 입력한다. 하지만 이러한 기존의 방식은 특정 주파수 대역의 성능이 열악할 경우에도 다른 주파수 대역의 신호들과 합해져 복호기에 입력되어지며 단일밴드를 적용한 방식보다 성능이 떨어지게 된다. 이러한 다중밴드 전송 기법의 문제점은 성능이 열악한 대역에 대해서는 하위 가중치를 부가하며 성능이 우수한 대역에 대해서는 상위 가중치를 부가하는 방식으로 해결할 수 있다. 하지만 이러한 방식을 수행하기 위해서는 수신된 신호의 각 대역에 대하여 성능을 판단하는 것이 중요하다. 이러한 성능을 판단하는 임계값을 추정하는 방식으로는 여러 가지 방식이 있으며 본 논문에서는 preamble 데이터의 BER을 통하여 임계값을 설정하는 방식을 제안한다. 또한 다중밴드 통신에서 추정한 임계값을 통하여 각 밴드에 가중치를 부가하는 송·수신 구조를 제안한다.

3.1 임계값 및 가중치 설정 알고리즘

기존의 다중밴드 전송 기법에서의 수신부는 각 밴드에 따라 복조 후에 등화기 출력 값을 동일한 비중으로 합하여 복호기에 입력된다. 하지만 이러한 구조에서는 일부 채널 환경에서 단일밴드 전송 기법을 적용하였을 때보다 열악한 성능을 나타내는 경우가 있다. 이는 특정 대역의 채널 상태가 열악할 경우에도 다른 대역의 신호와 동일한 비중으로 합하여 복호기에 입력되기 때문에 성능이 감소하게 된다. 이러한 문제는 각 대역의 BER을 분석하고 임계값을 설정하여 임계값에 따라 하위 대역에 하위 가중치를 할당하여 개선할 수 있다. 임계값을 설정하는 방식으로는 기존의 두 가지 방법이 있다[19][20].

첫 번째로는 ESNR(Effective Signal to Noise Ratio)추정 방식이 있다. ESNR추정

방식은 RSNR(Received SNR)을 추정하기 위해 송신부와 수신부에서 서로 알고 있는 pilot 신호 또는 preamble 신호와 silence 구간에서의 잡음 성분을 사용한다. 수신 SNR은 식(11)과 같이 추정할 수 있다.

$$RSNR = 10\log_{10}\left(\frac{\sigma_{S+N}^2 - \sigma_N^2}{\sigma_N^2}\right) [dB] \quad (11)$$

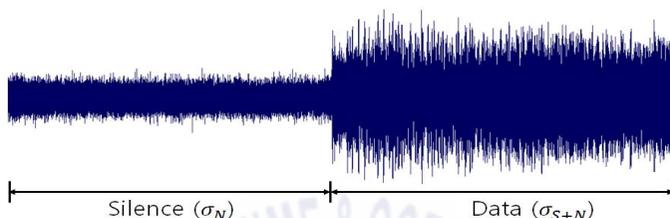


Fig. 3.1 Silence and Data interval of received signal

이때 Fig. 3.1과 같이 σ_N 은 silence 구간에서의 잡음을 나타내며 σ_{S+N} 은 수신신호의 pilot 또는 preamble 신호를 나타낸다. 추정된 RSNR과 채널 부·복호 알고리즘의 비부호화 BER의 상관도를 이용하여 채널 부호화 알고리즘의 QEF(Quasi Error Free)조건을 만족하도록 임계값을 설정하는 방식이다. 하지만 이러한 방식은 단일밴드 전송 방식에서는 측정이 용이하지만 다중밴드 전송 방식에서 이러한 측정 방식은 각 밴드에 대한 잡음성분을 측정하기에 어려움이 있어 적합하지 않다.

두 번째로는 PES(Post-Equalization SNR)추정 방식이 있다. PES추정 방식은 LMS(Least Mean Square) 또는 RLS(Recursive Least Square) 방식[21][22]을 적용하는 등화기에서 수신신호와 등화기의 출력의 차이인 오류 성분을 측정하여 ESNR추정 방식과 마찬가지로 채널 부호화 알고리즘의 QEF 조건을 만족하도록 임계값을 설정하는 방식이다. 이러한 방식은 잡음의 전력 보다는 다중경로로 인한 간섭량에 따른 임계값을 설정하는 방식이므로 다양한 다중경로에서 실제 시스템에서는 정확하지 않을 수 있다.

본 논문에서는 이러한 두 가지 방식과는 다른 preamble 데이터의 BER을 측정하는 방식을 제안한다. 수중 통신에서 데이터를 전송하기 위한 패킷의 구조는 데이

터의 앞부분에 PN코드를 위치시켜 전송한다. preamble 데이터는 송신부와 수신부에서 서로 알고 있는 데이터로써 수신신호의 동기를 얻을 수 있으므로 채널 부호화를 통하지 않고 전송된다. 또한, 비부호화 된 preamble 데이터는 주로 동기를 얻기 위하여 사용되지만 preamble 데이터의 성능을 측정하여 payload의 데이터 성능을 예측할 수 있다. 즉, 제안하는 방식은 preamble 데이터와 payload의 데이터의 BER은 상관성을 가지고 있으므로 preamble 데이터의 BER을 이용하여 payload의 데이터를 복호기 통과 후에 QEF 조건을 만족하도록 임계값을 설정하는 방식이다.

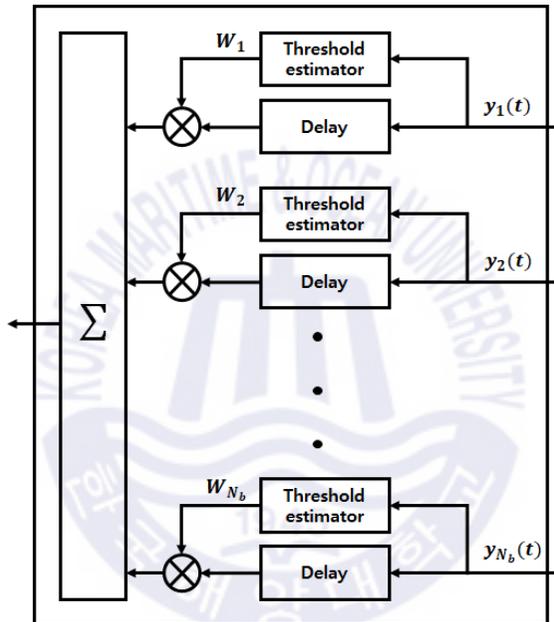


Fig. 3.2 Structure of threshold detector

Fig 3.2와 같이 각 밴드에 대하여 threshold detector에서 preamble 데이터의 BER에 대한 임계값을 추정한 후 임계값에 따라 가중치 W_k 를 부가하게 된다. 기존의 다중밴드는 각 대역을 동일하게 합하여 열악한 대역이 존재할 경우 전체 대역에 영향을 미쳐 성능이 떨어지게 된다. 또한 열악한 대역의 신호와 합해진 다른 대역의 신호는 복호기에 입력되며 터보등화기법을 적용하였을 때 등화기에 입력되는 부가정보에도 영향을 미치게 되어 반복을 통한 성능향상이 어렵다. 하지만 제안하는 방식은 가중치를 임계값에 따라 preamble 데이터의 BER이 높은 대역에 대

해서는 낮은 가중치를 부가하며 preamble 데이터의 BER이 낮은 대역에 대해서는 높은 가중치를 부가하여 합하게 된다. 이로 인하여 환경이 열악한 대역에 대해서는 낮은 가중치로 다른 대역의 신호들과 합해지게 되며 복호기에 입력된다. 복호기에 입력된 신호는 열악한 대역의 신호의 영향을 받지 않게 되며 터보등화기법을 적용하였을 때 반복을 통해 더욱 성능을 향상시킬 수 있다.

3.2 가중화된 다중밴드 송수신모델

송신신호의 패킷 구조는 Fig. 2.2(a)와 같이 PN 코드와 부호화 비트를 하나의 패킷으로 구성하며, 구성된 패킷을 N_b 개의 동일한 패킷으로 구성하여 N_b 개의 서로 다른 주파수를 이용하여 변조된 신호를 합하여 전송한다.

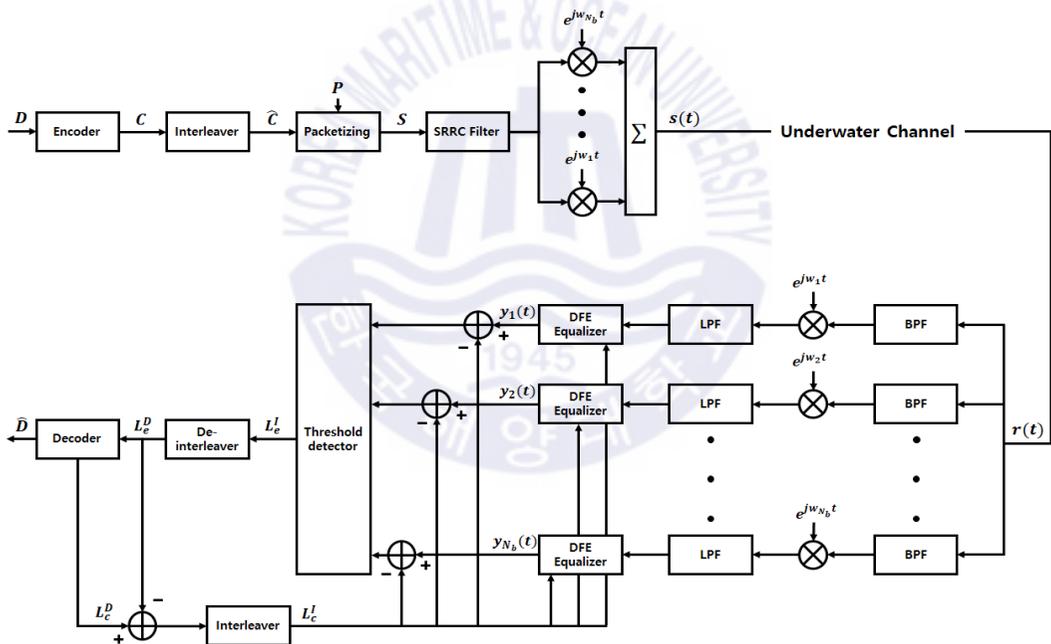


Fig. 3.3 Structure of transceiver based on weighted multiband

Fig. 3.1에서 수신신호는 기존의 다중밴드에서의 식(9)와 같이 나타낼 수 있으며 수신부에서 수신신호는 각 밴드에 대하여 신호를 얻기 위하여 N_b 개의 서로 다른 밴드에 대해 BPF를 각 각 통과한다. 그리고 N_b 개의 각 밴드에 대하여 $e^{-jw_k t}$ 를 곱

하며 LPF를 통하여 고주파 성분을 제거한다. 이때 등화기를 통과한 k 번째 밴드의 출력신호를 $y_k(t)$ 라고 하였을 때 복호기 입력신호 $L_c^I(t)$ 는 식(12)과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_c^I(t) = \sum_{k=1}^{N_b} W_k y_k(t) \quad (12)$$

W_k 는 k 번째 밴드에 대한 가중치 값이다. 수신된 신호는 각 주파수를 분할하기 위해 BPF를 사용하여 각 주파수에 해당하는 정보를 획득하고 난 후 등화기에서 다중경로 간섭을 제거하고 각 밴드의 채널 정보에 따라 임계값을 결정한다. 추정된 임계값에 따라 각 밴드에 대하여 가중치를 두어 복호기의 오류 복호 성능 한계에 근접한 밴드에 해당되는 데이터를 복호한다.

결정 제한 등화기의 출력 값 $y_k(t)$ 는 수신신호로부터 등화기에서 추정되어진 부가정보(extrinsic) 값이다. $y_k(t)$ 와 $L_c^I(t)$ 의 차를 임계값 설정 알고리즘에 적용하여 각 밴드에 대하여 가중치를 부가하여 합한 뒤 역-인터리빙 하여 계산되어져 복호기로 입력되어 진다. 복호기에서 추정되어진 외부입력 값 $L_c^D(t)$ 은 식(13)와 같이 구할 수 있다.

$$L_c^D(t) = \log \frac{P(d_j = +1)}{P(d_j = -1)} \quad (13)$$

외부입력 값 $L_c^D(t)$ 는 복호기의 출력 값으로써 사후 확률 값을 계산하여 ‘0’ 또는 ‘1’의 오류 값을 보정할 수 있는 값이다. 이러한 $L_c^D(t)$ 와 $L_c^I(t)$ 의 차이 값을 다시 인터리빙 후 $L_c^I(t)$ 를 계산하여 등화기에 입력된다. $L_c^I(t)$ 를 업데이트 하여 오류 값을 보정하는 방법을 취하게 되는데, 이러한 터보등화기법을 적용하여 반복 횟수가 늘어남에 따라 업데이트 하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER 성능이 향상된다.

제 4 장 시뮬레이션 및 실험 결과 분석

제 4장에서는 다중밴드 전송 기법의 성능 및 제안하는 가중화된 다중밴드 전송 기법 송·수신 모델의 성능을 확인하기 위하여 시뮬레이션 및 실험을 통하여 성능 분석을 하였다. 시뮬레이션을 통하여 다중밴드 전송기법의 밴드 수에 따른 성능을 확인하였으며 실험을 통하여 제안하는 가중화된 다중밴드의 성능을 확인하였다.

4.1 시뮬레이션

시뮬레이션을 통해 수중통신을 위한 다중밴드 송수신 구조에서 다중밴드의 개수 N_b 가 증가함에 따라 변화하는 성능을 비교, 분석하였다. 시뮬레이션은 Table 4.1의 파라메타로 실행하였으며, Turbo pi 부호기는 K=112 bit, 부호화율 R=1/3을 사용하였다. Turbo pi 복호기의 내부반복 횟수는 5회로 설정 하였으며 터보 등화기의 전체반복 횟수는 5회로 하였다. 송신신호는 preamble bit와 부호화 비트 총합 592 bit이며, QPSK 변조하여 296 symbols 으로 구성하였다. 채널의 다중경로 수는 Fig. 4.1와 같이 3개로 가정하였다.

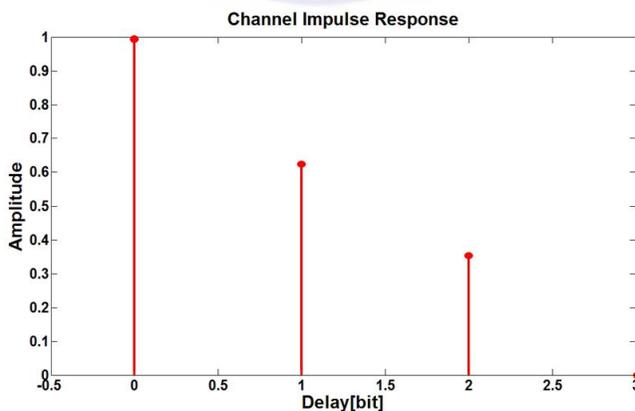


Fig. 4.1 Channel impulse response

Table 4.1 Simulation parameters

Source	112 bits
Preamble bit	256 bits
Number of inner iteration (Turbo decoder internal iteration)	5
Number of total iteration (Iteration between turbo decoder and DFE)	5
Channel coding	Turbo Pi code
Coding rate	1/3
Modulation	QPSK
Packet size	296 symbols
Number of multi-path (l)	$l=3$ $h_1=1.00, h_2=0.62, h_3=0.35$
Equalizer	LMS DFE
Number of bands (N_b)	1~4
Center Frequency of each Band	$f_1=260.41$ Hz $f_2=292.96$ Hz $f_3=325.52$ Hz $f_4=358.07$ Hz
Number of samples (N_s)	480
Bit rate	8.138 bps

시뮬레이션을 위한 상세 파라메타는 Table 4.1와 같으며, 장거리 수중통신이라 가정하여 향후 해양 장거리 실험을 위해 사용할 장비의 규격에 적용하여, 저 주파수 대역, 저 대역폭이라 가정을 하였다. 시뮬레이션 결과는 RSNR을 기준으로 성능을 비교 분석하였으며, RSNR의 측정은 식(11)과 같이 측정하였다. 총 데이터 개수는 입력 비트 112 bit를 90회 반복하여 10080개의 데이터를 적용하였으며 다중경로의 수는 3개라고 가정하였다. Table 4.2의 시뮬레이션 결과는 Table 4.1의 파라메타를 기반으로 시뮬레이션을 하였다.

Table 4.2 Simulation results

Number of bands (N_b)							
1		2		3		4	
RSNR	BER	RSNR	BER	RSNR	BER	RSNR	BER
0.06	$10^{-0.97}$	-4.01	$10^{-1.15}$	-5.03	$10^{-1.62}$	-5.99	$10^{-1.84}$
0.23	$10^{-1.02}$	-3.83	$10^{-1.34}$	-4.79	$10^{-2.10}$	-5.78	$10^{-2.04}$
0.38	$10^{-1.08}$	-3.58	$10^{-1.61}$	-4.61	$10^{-2.26}$	-5.62	$10^{-2.52}$
0.55	$10^{-1.10}$	-3.39	$10^{-1.81}$	-4.43	$10^{-2.55}$	-5.41	$10^{-3.00}$
0.81	$10^{-1.30}$	-3.07	$10^{-1.97}$	-4.10	-	-5.23	-
0.98	$10^{-1.35}$	-2.99	$10^{-2.13}$	-3.99	-	-5.00	-
1.20	$10^{-1.49}$	-2.79	$10^{-3.10}$	-3.80	-	-4.79	-
1.37	$10^{-1.50}$	-2.60	-	-3.61	-	-4.63	-
1.60	$10^{-1.71}$	-2.41	-	-3.20	-	-4.42	-
1.77	$10^{-1.79}$	-2.18	-	-2.98	-	-4.20	-

Table 4.2의 시뮬레이션 결과를 보았을 때 한 개의 밴드를 사용하였을 때는 RSNR이 증가하여도 성능 개선이 나타나지 않으나 2개의 밴드 적용 시 성능이 개선됨을 알 수 있다. 밴드 수가 2개일 경우 RSNR이 -2.6 [dB]일 때 완벽히 복호가 되었으며, 밴드 수를 3개로 증가시킬 경우 RSNR이 -4.10 [dB]일 때 완벽히 복호가 되어 밴드 수가 2개일 경우 보다 약 1.5 [dB]의 성능이 향상됨을 확인할 수 있다. 또한 밴드 수가 4개일 경우 RSNR이 -5.23 [dB]일 때 완벽히 복호가 되어 밴드 수가 3개에서 4개로 증가 시 약 1.13 [dB]의 성능이 향상됨을 확인할 수 있다.

4.2 단거리 해양 실험

수중음향통신에서 다중밴드 전송 기법 및 제안하는 송·수신 모델의 성능을 알아보기 위하여 실제 수중 실험을 진행하였다. 수중 실험은 2018년 3월 부산에 위치한 한국해양대학교 앞 바다에서 수행하였으며 실험을 통하여 수집한 데이터를 통해 다중밴드 전송 기법의 성능 및 제안하는 송·수신 구조에 대한 성능을 분석하였다.

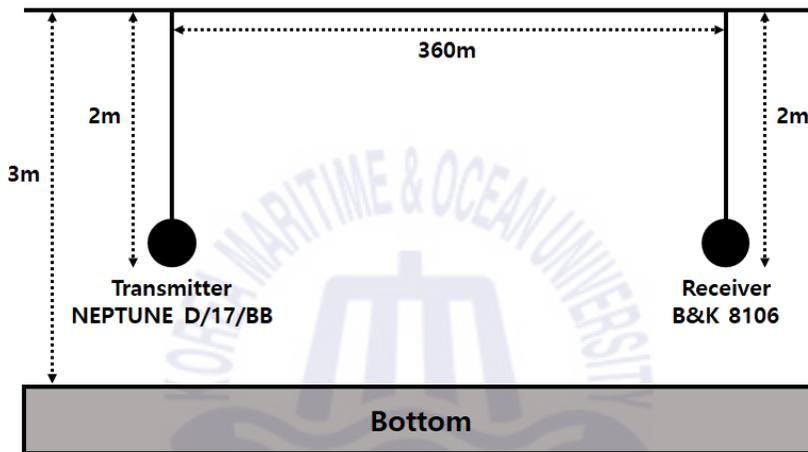


Fig. 4.2 Illustration of the short distance sea experiment

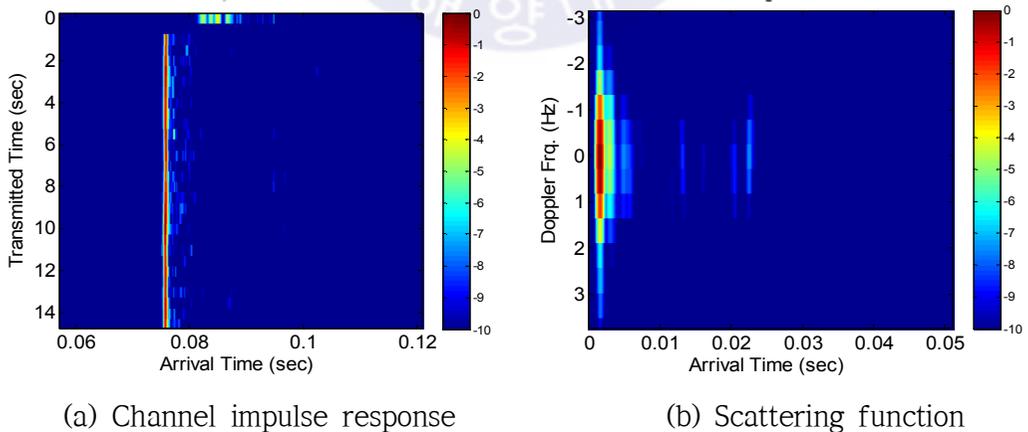


Fig. 4.3 Underwater experimental environment

실제 수중 실험의 모식도와 환경은 Fig. 4.2와 Fig. 4.3와 같다. Fig. 4.2와 같이 약 360 m의 거리와 수심 3 m의 환경에서 진행하였다. 송·수신기는 각각 NEPTUNE D/17/BB와 B&K 8106을 사용하였으며 수면 아래 2 m에 위치시켰다. Fig. 4.3(a)는 CIR(Channel Impulse Response)을 나타내며 LFM(Linear Frequency Modulation)신호를 사용하여 측정하였으며 다중경로에 의한 영향을 확인할 수 있다. Fig. 4.3(b)는 Scattering Function을 나타내며 도플러에 의한 영향을 확인할 수 있다. 실험은 Table 4.3와 같은 파라메타로 진행하였다.

Table 4.3 Parameters for short distance underwater acoustic communication experiment

Source	112 bits
Preamble bit	256 bits
Number of inner iteration (Turbo decoder internal iteration)	5
Number of total iteration (Iteration between turbo decoder and DFE)	6
Channel coding	Turbo Pi code
Coding rate	1/3
Modulation	QPSK
Packet size	296 symbols
Equalizer	LMS DFE
Number of bands (N_b)	1~4
Center Frequency of each Band	$f_1=12k$ Hz $f_2=16k$ Hz $f_3=20k$ Hz $f_4=24k$ Hz
Number of samples (N_s)	384
Sampling frequency	192k Hz
Bit rate	1k bps
Distance	360 m
Water depth	3 m
Depth	Transmitter : 2 m Receiver : 2 m

Table 4.3와 같이 원 데이터는 112 bit 이며 부호화율 1/3의 turbo pi 부호를 사용하여 부호어는 336 bit 으로 preamble 256 bit와 하나의 패킷으로 구성하여 한 패킷의 길이는 592 bit, QPSK 변조를 사용하여 296 symbol 이다. SRRC(Square Root Raised Cosine) Filter를 사용하였으며 roll-off-factor는 0.35으로 설정하였다.

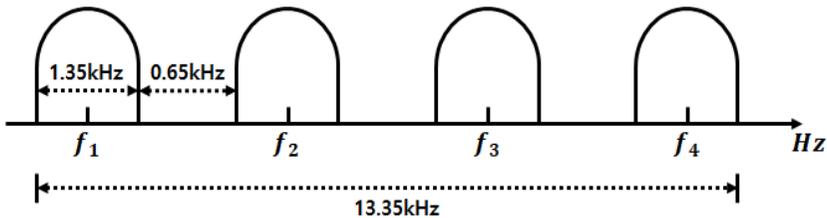


Fig. 4.4 Frequency domain of transmission signal

Fig. 4.4와 같이 송신 신호의 각 밴드의 대역폭은 1.35 k Hz이며 각 밴드들 사이에는 0.65 k Hz의 보호대역을 삽입하였다. 이때 밴드의 개수를 4개라고 하였을 경우 총 대역폭은 13.35k Hz 이다. 송신신호의 패킷 구조는 Fig. 4.5에서 나타낸다.

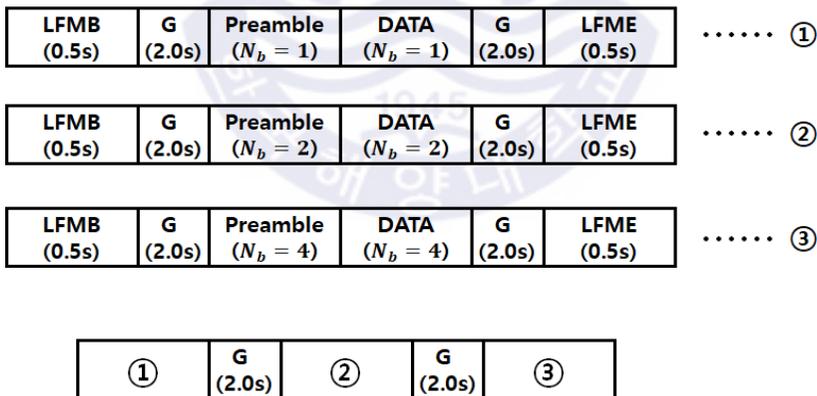


Fig. 4.5 Packet structure of transmission signal

송신신호의 패킷구성은 먼저 0.5초 동안의 LFMB(LFM Begin)와 2.0초 동안의 silence 구간으로 구성되며 다음으로 preamble과 데이터가 변조되어 구성된다. 마지막으로 2.0초 동안의 silence 구간과 0.5초 동안의 LFME(LFM End)을 구성하여

하나의 패킷을 구성한다. 이러한 패킷의 구성으로 송신신호는 밴드 수가 1, 2, 4일 때의 각 각의 패킷들 사이에 2.0초 동안의 silence 구간을 삽입하여 송신신호를 구성한다.

Table 4.4 Results for short distance underwater acoustic communication experiment

N_b	f_c	Preamble BER	Data BER according number of turbo equalization iterations					
			1	2	3	4	5	6
1	f_1	$10^{-0.696}$	$10^{-0.301}$	$10^{-0.301}$	$10^{-0.301}$	$10^{-0.313}$	$10^{-0.309}$	$10^{-0.321}$
2	f_1	$10^{-0.806}$	$10^{-0.524}$	$10^{-0.558}$	$10^{-0.819}$	$10^{-0.859}$	$10^{-0.888}$	$10^{-0.952}$
	f_2	$10^{-0.917}$						
4	f_1	$10^{-0.701}$	$10^{-0.558}$	$10^{-0.651}$	$10^{-0.782}$	$10^{-0.859}$	$10^{-1.873}$	0
	f_2	$10^{-0.718}$						
	f_3	$10^{-1.595}$						
	f_4	$10^{-0.247}$						
4*	f_1	$10^{-0.463}$	$10^{-0.530}$	$10^{-0.436}$	$10^{-0.530}$	$10^{-0.458}$	$10^{-0.544}$	$10^{-0.572}$
	f_2	$10^{-0.718}$						
	f_3	$10^{-0.806}$						
	f_4	$10^{-0.876}$						

수중 실험을 통한 실험 결과는 Table 4.4에 나타내었다. 터보등화기법에 대하여 총 6회 반복을 하였으며 각 반복에 대한 BER을 나타내었다. 단일밴드의 경우 6회 반복 시 데이터 BER이 $10^{-0.321}$, 밴드 수가 2개인 경우 데이터 BER이 $10^{-0.952}$ 그리고 밴드 수가 4개인 경우 최고의 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 실험결과는 밴드 수가 증가함에 따라 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 그리고 밴드 수가 4개일 경우 성능이 열악한 데이터를 획득하기 위하여 몇 분 후에 밴드 수가 4개인 동일한 신호를 재전송하였으며 4*로 표시하였다. 밴드 수가 4개인 경우에 대하여 제안하는 가중화된 송·수신 모델을 적용하였으며 preamble BER에 따른 임계값에 대하여 부가한 가중치는 Table 4.5와 같이 설정하였다.

Table 4.5 Weight setting

Preamble BER Range	Weight (W_k)
$BER < 10^{-1}$	1
$10^{-1} < BER < 10^{-0.7}$	0.8
$10^{-0.7} < BER < 10^{-0.3}$	0.2
$10^{-0.3} < BER$	0.1

Table 4.5와 같이 preamble BER이 $10^{-1.0}$ 이하인 경우 1의 가장 높은 가중치를 부가하며, $10^{-1.0}$ 이상이고 $10^{-0.7}$ 이하인 경우에는 0.8의 가중치를 부가한다. 그리고 $10^{-0.7}$ 이상이고 $10^{-0.3}$ 이하의 열악한 대역에는 0.2의 낮은 가중치를 부가하며, $10^{-0.3}$ 이상의 대역에는 가장 낮은 0.1의 가중치를 부가함으로써 열악한 대역에 대하여 영향을 줄일 수 있다. Table 4.5의 가중치를 적용한 결과는 Table 4.6에서 나타난다.

Table 4.6 Short distance experiment results for preamble BER based threshold setting algorithm

N_b	f_c	Preamble BER	Weight	Data BER according number of turbo equalization iterations					
				1	2	3	4	5	6
4	f_1	$10^{-0.701}$	0.8	$10^{-0.634}$	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-0.718}$	0.8						
	f_3	$10^{-1.595}$	1.0						
	f_4	$10^{-0.247}$	0.1						
4*	f_1	$10^{-0.463}$	0.2	0	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-0.718}$	0.8						
	f_3	$10^{-0.806}$	0.8						
	f_4	$10^{-0.876}$	0.8						

Table 4.6는 밴드수가 4개일 때 제안하는 송·수신 모델을 적용하였을 때의 성능을 나타낸다. N_b 가 4인 경우 기존의 결과는 반복횟수 6회에서 완전히 오류를 정정하였으며 preamble BER에 따라 f_3 의 대역에는 1.0의 가중치를 부가하고 f_1, f_2 의 대역에는 0.8의 가중치를 부가하고 preamble BER이 가장 높은 f_4 의 대역에는 0.1의 가중치를 부가한 결과는 반복횟수 2회에서 완전히 오류를 정정하며 기존의 결과보다 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 또한 기존의 결과에서 반복횟수 6회 이내에 오류를 완전히 정정하지 못한 N_b 가 4*인 경우에는 f_2, f_3, f_4 의 대역에 0.8의 가중치를 부가하며 f_1 의 대역에는 0.2의 가중치를 부가하여 반복횟수 1회에서 오류를 완전히 정정하는 것을 확인할 수 있다.

Table 4.4의 실험결과를 통하여 다중밴드의 밴드수가 증가함에 따라 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있었으며 N_b 가 4인 경우와 같이 다중밴드를 적용하였을 때 단일밴드를 적용하였을 때 보다 성능이 떨어지는 경우가 존재하며 이는 특정 주파수 대역의 성능이 떨어질 경우에 전체 대역에 영향을 미쳐 성능을 떨어뜨리게 된다. 이러한 경우 제안한 가중화된 송·수신 구조를 적용하였을 때 Table 4.5와 Table 4.6과 같이 preamble BER을 통하여 성능이 열악한 특정 주파수 대역의 가중치를 낮게 부가함으로써 성능이 열악한 특정 주파수 대역의 영향을 줄일 수 있다. 따라서 가중치를 부가할 경우 기존의 다중밴드 기법의 성능 보다 더욱 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다.

4.3 장거리 해양 실험

장거리 수중음향통신에서 다중밴드 전송 기법 및 제안하는 송·수신 모델의 성능을 알아보기 위하여 실제 해양 실험을 진행하였다. 해양 실험은 2018년 10월 동해에서 수행하였으며 실험을 통하여 수집한 데이터를 통해 다중밴드 전송 기법의 성능 및 제안하는 송·수신 구조에 대한 성능을 분석하였다.

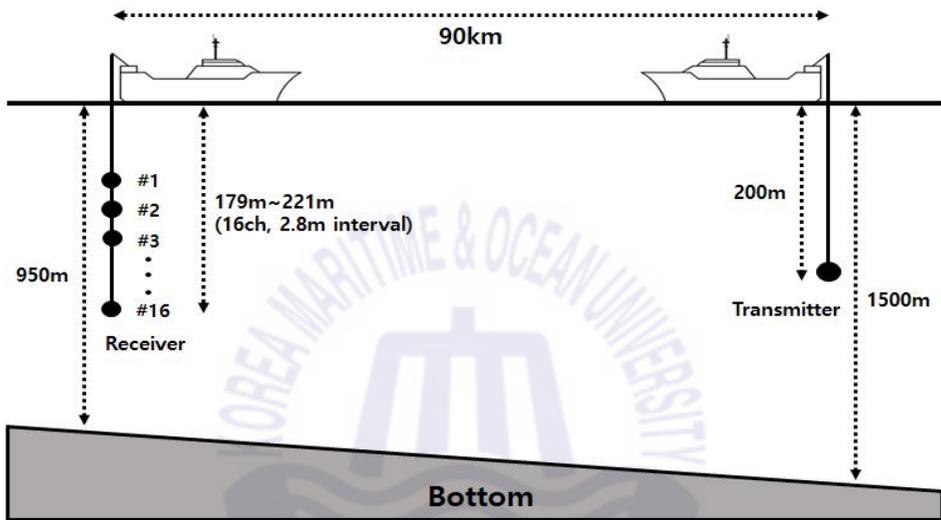
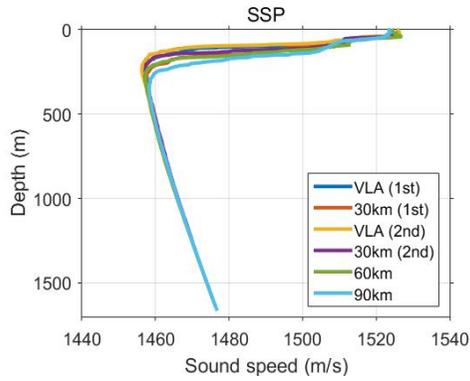


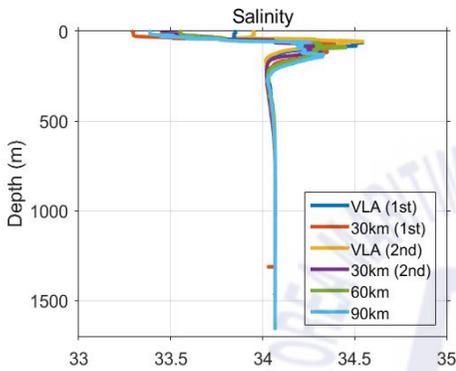
Fig. 4.6 Illustration of the long distance sea experiment

Fig. 4.6는 해양 실험에 대한 모식도를 나타낸다. Fig. 4.6와 같이 약 90 km의 거리에서 실험을 진행하였다. GPS를 통한 송·수신기의 위치는 송신기는 경위도 $36^{\circ} 6' N, 129^{\circ} 50' E$ 에 위치하였으며, 수신기는 경위도 $36^{\circ} 6' N, 130^{\circ} 49' E$ 에 위치하였다. 송신기 위치에서 수심은 약 1500 m, 수신기 위치에서 수심은 약 950 m에서 진행하였다. 송신기는 수면 아래 200 m에 위치시켰고 수신기는 수면 아래 179~221 m 위치에 총 16개의 센서를 2.8 m간격으로 수직 선 배열로 위치시켰다.

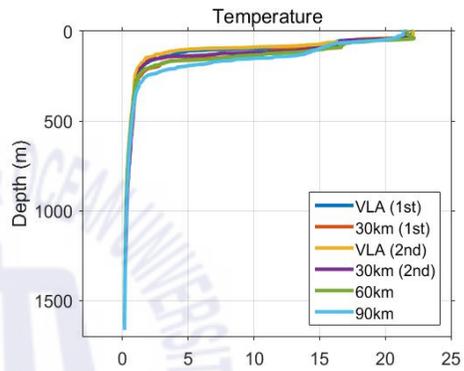
Fig. 4.7(a),(b),(c)는 90 km 지점까지 이동 중 30 km, 60 km, 90 km지점에서 측정한 해양 환경을 나타낸다. Seabird사의 CTD를 사용하여 거리와 수심에 따른 음속, 염분, 수온을 측정하였다.



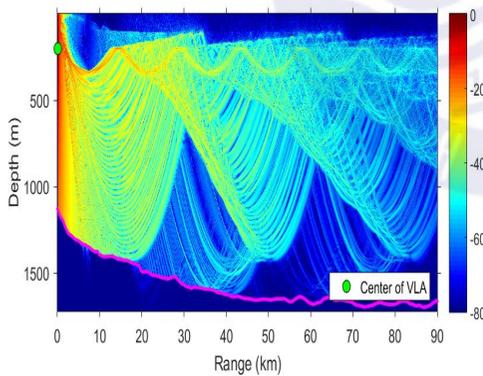
(a) Sound speed



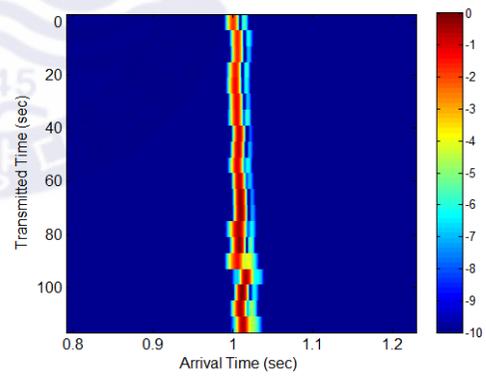
(b) Salinity



(c) Temperature



(d) Transmission loss



(e) CIR

Fig. 4.7 Underwater experimental environment

Fig. 4.7(d)는 수면 아래 200 m에서 수신기 중심에 대해 2.5k Hz에서 BELLHOP을 사용한 전송손실을 나타내며 Fig. 4.7(e)는 90 km지점에서의 CIR를 나타내고 있다.

Table 4.7 Parameters for long distance underwater acoustic communication experiment

Source	30 bits	
Preamble bit	128 bits	
Number of total iteration	5	
Channel coding	Encoding	(3, 1, 9) Convolution
	Decoding	BCJR algorithm
Modulation	BPSK	
Packet size	242 symbols	
Equalizer	LMS DFE	
Number of bands (N_b)	4	
Center Frequency of each Band	$f_1=1750$ Hz	
	$f_2=1800$ Hz	
	$f_3=1850$ Hz	
	$f_4=1900$ Hz	
Number of samples (N_s)	Transmitter	25000
	Receiver	4096
Sampling frequency	Transmitter	100000 Hz
	Receiver	16384 Hz
Bit rate	4 bps	
Distance	90 km	
Water depth	Transmitter	1500 m
	Receiver	900 m
Depth	Transmitter	200 m
	Receiver	179~221 m

실험에 대한 상세 파라메타는 Table 4.7과 같다. 원 데이터는 30 bit 이며 (3,1,9) 컨볼루션 부호를 사용하여 부호어의 길이는 114 bit 으로 preamble 128 bit와 하나의 패킷으로 구성하여 한 패킷의 길이는 242 bit로 구성하였다. 복호기는 낮은 SNR에서도 좋은 복호성능을 나타내는 BCJR algorithm을 사용하였다. 송신신호는 다중밴드 전송 기법을 적용하였으며 4개의 밴드를 사용하였다. 전송율은 4 bps이며 송신신호에 대한 패킷구성은 Fig. 4.8과 같다.

LFMB (10s)	G (5.0s)	Preamble ($N_b = 4$)	DATA ($N_b = 4$)	G (5.0s)	LFME (10s)
----------------------	--------------------	----------------------------------	------------------------------	--------------------	----------------------

Fig 4.8 Packet structure of transmission signal

송신신호는 Fig 4.8와 같이 처음에 신호를 찾기 위하여 10초 동안의 LFMB를 구성하였으며 다음으로 5초 동안의 silence 구간을 삽입하였다. 그 다음으로 다중밴드를 적용한 밴드 수 4개의 preamble과 데이터를 구성하였으며 후미에 5초 동안의 silence 구간과 10초 동안의 LFME와 함께 송신신호를 구성하였다. Fig 4.9는 90 km 지점에서의 수신신호를 나타낸다.

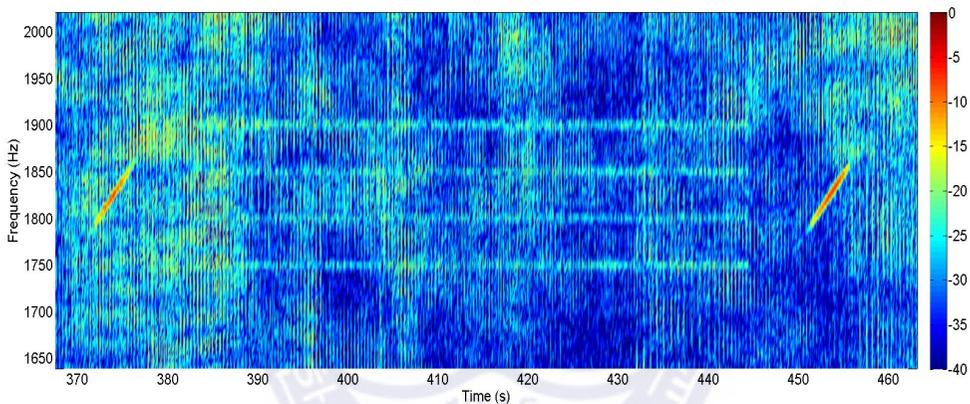


Fig 4.9 Received signal

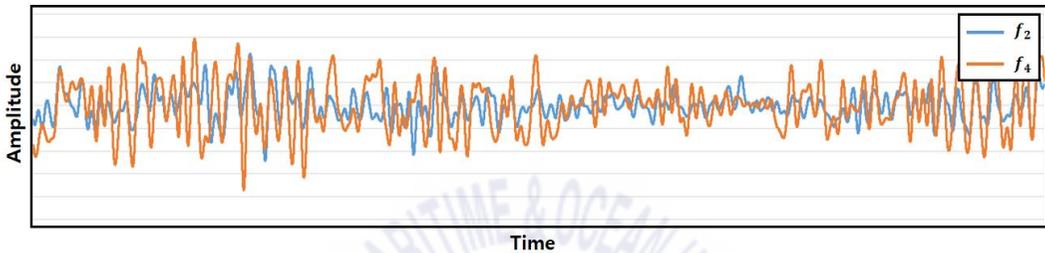
Fig 4.9를 보면 수신 신호의 레벨은 매우 낮게 수신되었으며 수신신호의 레벨과 비슷한 세기의 잡음이 많이 포함되어 있는 것을 확인할 수 있다. Table 4.8에서 실험결과는 총 16개의 센서에 대하여 수신된 신호의 결과를 나타내었다. 실험결과는 각 센서에 대하여 preamble의 BER과 각 밴드에 대하여 임계값 및 가중치 설정을 수행하지 않고 가중치를 모두 1로 부가하였을 때의 데이터의 BER을 나타내었다. 터보등화는 총 5회 반복하였으며 각 반복횟수에 대하여 데이터의 BER을 나타내었다.

Table 4.8 Results for long distance underwater acoustic communication experiment

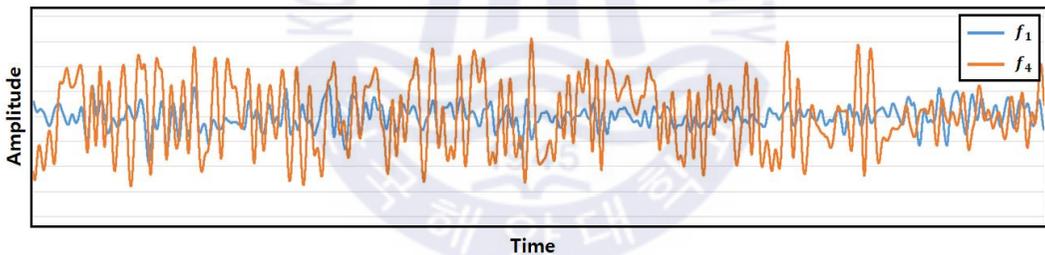
Sensor	f_c	Preamble BER	Number of Turbo Equalization Iterations				
			1	2	3	4	5
1	f_1	$10^{-1.152}$	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-0.692}$					
	f_3	$10^{-0.876}$					
	f_4	$10^{-1.204}$					
2	f_1	$10^{-1.408}$	$10^{-0.273}$	$10^{-0.397}$	$10^{-0.363}$	$10^{-0.778}$	$10^{-0.778}$
	f_2	$10^{-0.516}$					
	f_3	$10^{-0.961}$					
	f_4	$10^{-1.329}$					
3	f_1	$10^{-1.204}$	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-0.764}$					
	f_3	$10^{-1.204}$					
	f_4	$10^{-1.262}$					
4	f_1	$10^{-0.961}$	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-1.152}$					
	f_3	$10^{-1.262}$					
	f_4	$10^{-2.107}$					
5	f_1	$10^{-0.382}$	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-1.329}$					
	f_3	$10^{-1.152}$					
	f_4	$10^{-1.262}$					
6	f_1	$10^{-0.602}$	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-1.329}$					
	f_3	$10^{-1.806}$					
	f_4	$10^{-1.152}$					
7	f_1	$10^{-0.993}$	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-1.329}$					
	f_3	$10^{-2.107}$					
	f_4	$10^{-1.262}$					
8	f_1	$10^{-0.876}$	$10^{-0.301}$	$10^{-0.875}$	$10^{-0.875}$	$10^{-0.875}$	$10^{-0.875}$
	f_2	$10^{-1.408}$					
	f_3	$10^{-1.806}$					
	f_4	$10^{-1.107}$					

9	f_1	$10^{-0.828}$	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-2.107}$					
	f_3	$10^{-2.107}$					
	f_4	$10^{-0.903}$					
10	f_1	$10^{-1.152}$	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-2.107}$					
	f_3	$10^{-1.630}$					
	f_4	$10^{-0.550}$					
11	f_1	$10^{-1.630}$	$10^{-1.176}$	0	0	0	0
	f_2	$10^{-1.630}$					
	f_3	$10^{-1.065}$					
	f_4	$10^{-0.391}$					
12	f_1	$10^{-2.107}$	$10^{-0.632}$	$10^{-0.435}$	$10^{-0.176}$	$10^{-0.273}$	$10^{-0.632}$
	f_2	$10^{-1.408}$					
	f_3	$10^{-0.374}$					
	f_4	$10^{-0.764}$					
13	f_1	$10^{-1.630}$	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-0.692}$					
	f_3	$10^{-0.692}$					
	f_4	$10^{-1.107}$					
14	f_1	$10^{-1.329}$	$10^{-0.330}$	$10^{-0.273}$	$10^{-0.176}$	$10^{-0.397}$	$10^{-0.698}$
	f_2	$10^{-0.408}$					
	f_3	$10^{-1.028}$					
	f_4	$10^{-0.993}$					
15	f_1	$10^{-0.399}$	$10^{-0.632}$	0	0	0	0
	f_2	$10^{-0.876}$					
	f_3	$10^{-1.028}$					
	f_4	$10^{-0.828}$					
16	f_1	$10^{-0.692}$	$10^{-0.246}$	$10^{-0.221}$	$10^{-0.477}$	$10^{-0.435}$	$10^{-0.397}$
	f_2	$10^{-1.028}$					
	f_3	$10^{-1.107}$					
	f_4	$10^{-0.563}$					

실험결과 총 16개의 센서에 대한 16개의 데이터 중에서 11개의 데이터가 반복횟수 5회 이내에서 완벽히 복호하였다. 하지만 다른 5개의 데이터는 오류를 완전히 정정하지 못하였다. Table 4.8에서 2번 센서의 결과를 보면 f_2 의 대역에서 preamble BER이 매우 높게 측정되었으며 다른 f_1, f_3, f_4 의 대역에서는 낮은 preamble BER이 측정되었다. 이러한 결과를 보아 f_2 의 대역의 성능 열화가 다른 대역에도 영향을 미쳐 오류를 완전히 정정하지 못하였다고 추정할 수 있다.



(a) Sensor 2



(b) Sensor 5

Fig 4.10 Comparison of received signal

하지만 5번 센서의 결과와 비교를 해보면 2번 센서와 비슷하게 3개의 대역에서는 낮은 preamble BER이 측정되었으며 1개의 대역에서는 오히려 더욱 높은 preamble BER이 측정되었음에도 반복횟수 5회 이내에서 오류를 완전히 정정하는 결과를 보이고 있다. Fig 4.10의 (a)와 (b)를 비교하여 보면 (a)에서 2번 센서의 경우에는 preamble BER이 높은 f_2 대역과 preamble BER이 낮은 f_4 대역에서 파형의 진폭의 차이가 작지만 (b)의 5번 센서의 경우에는 preamble BER이 낮은 f_4 대

역의 파형이 preamble BER이 높은 f_1 대역의 파형과 비교하였을 때 더욱 큰 것을 확인할 수 있다. 이러한 진폭의 차이로 인하여 5번 센서의 경우에는 2번 센서의 파형과 비교하였을 때 열악한 대역에 대하여 영향을 적게 받는 것을 확인할 수 있다. 이로 인하여 2번 센서와 5번 센서의 preamble BER은 비슷하게 나타나지만 2번 센서에서는 반복횟수 5회 이내에 완전히 오류를 정정하지 못하였으나 5번 센서에서는 반복횟수 5회 이내에서 오류를 완전히 정정하는 것을 확인할 수 있다.

이러한 다중밴드의 성능 열화를 해결하기 위하여 본 논문에서 제안하는 임계값 및 가중치 알고리즘을 적용한 가중화된 다중밴드 전송 송·수신 모델은 5번 센서의 결과와 비슷하게 열악한 대역에 대하여 영향을 최소화하기 위하여 각 밴드에 대한 preamble BER에 따라 가중치를 부가한다. 가중치는 Table 4.9와 같이 설정하였다.

Table 4.9 Weight setting

Preamble BER Range	Weight (W_k)
$BER < 10^{-1}$	1
$10^{-1} < BER < 10^{-0.5}$	0.5
$10^{-0.5} < BER$	0.1

Table 4.9와 같이 preamble BER이 $10^{-1.0}$ 이하인 경우 1의 가장 높은 가중치를 부가하며, $10^{-1.0}$ 이상이고 $10^{-0.5}$ 이하인 경우에는 0.5의 가중치를 부가한다. 그리고 $10^{-0.5}$ 이상의 대역에는 가장 낮은 0.1의 가중치를 부가함으로써 열악한 대역에 대하여 영향을 줄일 수 있다. Table 4.8의 결과표에서 반복횟수 5회 이내에 완전히 오류를 정정하지 못한 5개의 센서에 대한 데이터를 Table 4.9의 가중치를 적용하여 Table 4.10에 나타내었다.

Table 4.10 Long distance experiment results for preamble BER based threshold setting algorithm

Sensor	f_c	Preamble BER	Weight	Number of Turbo Equalization Iterations				
				1	2	3	4	5
2	f_1	$10^{-1.408}$	1.0	$10^{-0.339}$	0	0	0	0
	f_2	$10^{-0.516}$	0.1					
	f_3	$10^{-0.961}$	0.5					
	f_4	$10^{-1.329}$	1.0					
8	f_1	$10^{-0.876}$	0.5	$10^{-0.301}$	$10^{-0.778}$	$10^{-0.875}$	0	0
	f_2	$10^{-1.408}$	1.0					
	f_3	$10^{-1.806}$	1.0					
	f_4	$10^{-1.107}$	1.0					
12	f_1	$10^{-2.107}$	1.0	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-1.408}$	1.0					
	f_3	$10^{-0.374}$	0.1					
	f_4	$10^{-0.764}$	0.5					
14	f_1	$10^{-1.329}$	1.0	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-0.408}$	0.1					
	f_3	$10^{-1.028}$	1.0					
	f_4	$10^{-0.993}$	0.5					
16	f_1	$10^{-0.692}$	0.5	0	0	0	0	0
	f_2	$10^{-1.028}$	1.0					
	f_3	$10^{-1.107}$	1.0					
	f_4	$10^{-0.563}$	0.5					

Table 4.10의 결과를 보면 Table 4.8의 기존의 다중밴드를 적용한 결과에서는 반복횟수 5회 동안 오류를 완전히 정정하지 못하였으나 가중치를 적용하였을 때 2번 센서의 데이터는 반복횟수 2회에서 오류를 완전히 정정하였으며 8번 센서의 데이터는 반복횟수 4회에서 오류를 완전히 정정하는 것을 확인할 수 있다. 또한 12, 14, 16번 센서들의 데이터는 반복횟수 1회에서 오류를 완전히 정정하는 것을 확인할 수 있다.

제 5 장 결 론

최근 수중음향통신은 해양 연구의 필수적인 수중통신의 기술로써 응용분야가 확대되고 있는 추세이다. 또한 최근에 장거리 이동이 가능한 군용 AUV의 개발과 함께 효율적인 해양 감시를 위해 장거리에서도 안정적으로 통신할 수 있는 기술 개발의 필요성이 대두되고 있다. 하지만 국외에서는 이러한 장거리 수중음향통신을 위한 다양한 연구가 진행되고 있으나 국내에서의 장거리 수중음향통신에 대한 연구는 미미한 수준이며 국내에서도 장거리 수중음향통신에 대한 연구 및 시스템 설계가 필요하다.

장거리 수중음향통신의 환경은 전송 거리가 증가할수록 대역폭이 줄어들어 전송효율이 떨어지며 낮은 SNR 환경으로 단거리 수중음향통신과 비교하여 더욱 열악한 환경이다. 단거리 수중음향통신과 비교하여 더욱 열악한 환경을 나타내는 장거리 수중음향통신에서 다중밴드 전송 기법의 적용은 전송 거리와 성능을 향상시킬 수 있는 효율적인 방법이다. 또한 수중음향통신 채널은 주파수에 따라 특성이 다른 페이딩 채널을 나타내며 다중밴드 전송 기법은 인접 심벌 간의 간섭과 주파수 선택적 페이딩 현상을 극복하면서 신뢰성을 향상시킬 수 있다. 이러한 다중밴드 전송 기법은 밴드수의 증가에 따라 성능을 향상시킬 수 있지만 때때로 다중밴드를 적용하였을 때 단일밴드를 적용하였을 때보다 성능이 떨어지는 경우가 발생한다. 이는 기존의 다중밴드 전송 기법을 적용한 송수신 모델에서는 특정 주파수 대역의 신호가 성능이 열악할 경우 다른 주파수대역의 신호와 동일한 비중으로 합해져 복호기에 입력되어 특정 주파수 대역의 성능 열화가 전체 대역에 영향을 미치게 된다. 이러한 문제점을 가지는 기존의 다중밴드 송수신 모델의 성능을 향상시키기 위하여 가중화된 다중밴드 송수신 모델을 제안하였다.

가중화된 다중밴드 송수신 모델은 다중밴드 전송 기법을 기반으로 송신부에

서는 부호화율 1/3의 컨볼루션 부호와 터보부호를 적용하였으며, 수신부는 각 대역에서의 주파수 및 위상 오프셋을 보상한 후에 다중경로에 의한 왜곡을 보상하기 위하여 결정 궤환 등화기를 이용한다. 그리고 터보등화기법을 적용하여 등화기와 복호기는 인터리버와 디인터리버를 통하여 서로 연결되어 정보를 반복적으로 업데이트하여 반복횟수의 증가에 따라 성능을 향상시킬 수 있다. 또한 threshold detector에서 각 대역의 preamble BER을 통하여 임계값을 설정하여 가중치를 부가한다. 각 대역에 대하여 임계값에 따른 가중치를 부가하는 방식은 전체 대역에 열악한 성능을 나타내는 대역의 영향을 줄여줌으로써 성능을 향상시킬 수 있다.

시뮬레이션을 통하여 다중밴드 전송 기법의 적용 시 밴드 수의 증가에 따라 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있었으며, 단거리 및 90 km의 장거리 해양실험을 통하여 제안한 가중화된 다중밴드 송수신 구조의 성능을 분석하였다. 단거리 해양실험에서는 밴드의 수를 1, 2, 4개를 적용하여 실험하였으며 밴드 수의 증가에 따라 성능이 향상되는 것을 확인하였으며 밴드 수가 4개일 경우 단일밴드를 적용하였을 때보다 성능이 떨어지는 경우의 데이터를 획득하여 제안한 가중화된 다중밴드 구조를 적용하였을 때 성능이 향상되는 것을 확인하였다. 또한 90 km의 장거리 해상실험에서 16개의 수신센서에 대하여 16개의 수신 신호에서 터보등화기법의 반복횟수 5회 이내에서 오류를 완전히 정정하지 못한 5개의 신호에 대하여 제안한 가중화된 다중밴드 구조를 적용하였을 때 5개 모두 반복횟수 5회 이내에서 완전히 오류를 정정하며 성능이 향상되는 것을 확인하였다. 본 논문에서 제안한 임계값 측정 알고리즘 및 가중화된 다중밴드 송수신모델이 기존의 다중밴드 구조의 단점을 극복하며 장거리 수중음향통신에서 매우 효과적으로 사용할 수 있음을 알 수 있다.

참고문헌

- [1] M. Stojanovic and P. P. J. Beaujean, “Acoustic Communication,” *Springer Handbook of Ocean Engineering*, pp. 359–386, 2016.
- [2] R. Jiang, S. Cao, C. Xue and L. Tang, “Modeling and analyzing of underwater acoustic channels with curvilinear boundaries in shallow ocean,” *Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Signal Processing Communications and Computing(ICSPCC)*, pp. 1–6, Oct. 2017.
- [3] X. Zhang, J. H. Cui, S. Das, M. Gerla and M. Chitre, “Underwater wireless communications and networks: theory and application: Part 1[Guest Editorial],” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 11, pp. 40–41, Nov. 2015.
- [4] S. H. Byun, S. M. Kim and Y. K. Lim, “Long-range sound transmission characteristics in shallow-water channel with thermocline,” *The Journal of the Acoustical Society of Korea*, vol. 33, no. 5, pp. 273–281, Sep. 2014.
- [5] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer, “The state of the art in underwater acoustic telemetry,” *IEEE J. Oceanic Engineering*, vol. 25, no. 1, pp. 4–27, Jan. 2000.
- [6] Y. Wang, Z. Zeng, Y. Li, J. Zhang and S. Jin, “Multicarrier spread spectrum communication scheme for cruising sensor network in confined underwater space,” *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 10, no. 7, pp. 1–8, July. 2014.
- [7] H. Esmail and D. Jiang, “Review Article: Multicarrier Communication for Underwater Acoustic Channel,” *International Journal of Communications, Network and System Sciences*, vol. 6, no. 8, pp. 361–376, Aug. 2013.

- [8] H. S. Lee, C. U. Baek and J. W. Jung, "A Weighted Turbo Equalized Multi-Band Underwater Wireless Acoustic Communications," *Applied Sciences*, vol. 8, no. 10, pp. 1-11, Sep. 2018.
- [9] C. Douillard and C. Berrou, "Turbo Code with Rate- $m/(m+1)$ Constituent Convolutional Codes," *IEEE Trans. Communications*, vol. 53, no. 10, pp. 1630-1638, Oct. 2005.
- [10] A. J. Viterbi, "Convolutional Codes and their Performance in Communication Systems," *IEEE Trans Communication Technology*, vol. CT-19, pp. 751-771, Oct. 1971.
- [11] 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.
- [12] J. Salz, "Optimum mean-square decision feedback equalization," *Bell System Technical Journal*, vol. 52, no. 8, pp. 1341-1373, Oct. 1973.
- [13] Y. R. Zheng, J. Wu and C. Xiao, "Turbo equalization for single-carrier underwater acoustic communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 11, pp. 79-87, Nov. 2015.
- [14] F. Mosca, G. Matte and T. Shimura, "Low-frequency acoustic source for AUV long-range communication," *MAST Europe*, pp. 1-9, 2011.
- [15] C. Zhan, F. Xu and X. Hu, "Parallel combinatory multicarrier frequency-hopped spread spectrum for long range and shallow underwater acoustic communications," *Proceedings of the Eighth ACM International Conference on Underwater Networks and Systems*, June. 2013.
- [16] T. Shimura, H. Ochi and H.C. Song, "Experimental demonstration of multiuser communication in deep water using time reversal," *The Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 134, no. 4, pp. 3223-3229, Oct. 2013.

- [17] T. Jokela, J. Paavola, H. Himmanen and V. Ipatov, "Performance Analysis of Difference Reed-Solomon Erasure Decoding Strategies at the DVB-H Link Layer," *The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 1-5, Sep. 2006.
- [18] H. C. Kwon, T. H. Kim and J. W. Jung. "A Study on High Speed LDPC Decoder Algorithm based on dc saperation," *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, vol. 17. no. 9, pp. 2041-2047, Sep. 2013.
- [19] L. Wan, H. Zhou, X. Xu, Y. Huang, S. Zhou and Z. Shi, "Adaptive Modulation and Coding for Underwater Acoustic OFDM," *IEEE J. Oceanic Engineering*, vol. 40, no. 2, pp. 327-336, June. 2014.
- [20] C. U. Baek, J. W. Jung and D. W. Do, "Study on the Structure of an Efficient Receiver for Covert Underwater communication Using Direct Sequence Spread Spectrum," *Applied Sciences*, vol. 8, no. 1, pp. 1-10, Jan. 2018.
- [21] E. N. Ayvaz, M. Maras and A. Ozen, "A fast start-up modified LMS algorithm," *2018 26th Signal Processing and Communications Applications Conference. IEEE*. pp. 1-4, May. 2018.
- [22] V. I. Djigan, B. I. Shakhtarin, K. P. Likhoedenko and V. N. Zhurakovskiy, "Multichannel stabilized fast RLS algorithm for nonstationary signal processing," *2017 IEEE East-West Design & Test Symposium*, pp. 1-7. Oct. 2017.

감사의 글

한국해양대학교 전파공학과에 입학하여 공부한지 어느덧 8년이라는 시간이 지났습니다. 제가 이렇게 많은 성장을 할 수 있도록 많은 도움을 주신 모든 분들에게 진심으로 감사드립니다.

먼저, 제가 항상 올바른 길로 나아갈 수 있도록 같이 고민해 주시고 가르침을 주시며 어떠한 선택을 하더라도 항상 믿고 응원해주시는 아버지, 어머니께 진심으로 감사드리고 사랑한다는 말 전하고 싶습니다. 그리고 부족한 저를 항상 이끌어 주시고 지도해주신 지도교수님, 정지원 교수님께 감사드립니다. 교수님의 많은 지도와 가르침으로 저의 부족한 부분을 깨닫고 더욱 성장할 수 있었습니다. 또한, 저의 졸업논문이 보다 나은 논문이 될 수 있도록 부족한 부분들을 지적해 주시고 보완할 수 있도록 도움을 주신 김기만 교수님, 윤영 교수님께 감사드립니다. 제가 학부시절부터 많은 가르침을 주신 김동일 교수님, 조형래 교수님, 강인호 교수님, 민경식 교수님께도 감사드립니다.

실험실 생활을 하며 많은 격려와 도움을 주신 창욱이형, 대학원에 입학할 수 있도록 알려주고 도와주신 하현이형, 건웅이형, 태석이형, 항상 같이 공부하며 제가 할 수 있도록 기다려주고 이끌어준 정현이형 많이 의지하고 힘이 되었습니다. 그리고 대학원에 같이 입학하여 2년 동안 같이 공부하고 서로 도와주며 의지한 아현이에게도 고맙다는 말 전합니다. 또 앞으로 입학하게 될 현우, 지은이도 교수님께 많은 것을 배우길 바라며 항상 잘 따라 줘서 고맙다는 말 전합니다. 다른 실험실이지만 동기 근혁이, 병국이, 상훈이 그리고 DSP, MMIC실험실 분들에게도 감사드립니다.

마지막으로 항상 격려보다는 질타를 먼저 해주는 밀양 친구들 태환이, 상환이, 중현이 바라는 일 모두 잘되고 성공하길 바랍니다.

이제 저는 2년간의 석사 과정을 마치고 새로운 시작을 하려고 합니다. 많은 분들께서 주신 도움 다시 한 번 감사드리며 이를 바탕으로 더욱 성장할 수 있도록 하겠습니다.

감사합니다.