



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

LPI 기반의 대역 확산 기법을 이용한 은밀 수중
통신 방식 연구

A Study on Covert Underwater Communication System
Using the LPI Based on Spread Spectrum



指導教授 鄭智元

2017年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

安泰錫

本 論文을 安泰錫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)



2017年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

安 泰 錫

목 차

List of Tables	ii
List of Figures	iii
Abstract	iv
제 1 장 서론	1
제 2 장 은밀 수중 통신 기법	3
2.1 대역 확산 기법	4
2.2 은밀 수중 통신에 적합한 채널 부호화 기법	6
2.3 대역확산 기반 수중 음향 통신 모델	8
제 3 장 은밀 수중 통신에서 효율적인 복호 방식 제안	10
3.1 반복기반의 터보 등화 복호 방식	10
3.2 RAKE 기반의 터보 등화 복호 방식	13
3.3 시뮬레이션 성능 비교 분석	17
3.4 실제 수중 실험을 통한 성능 비교	24
제 4 장 은밀 다중 접속을 위한 송수신 구조	32
4.1 은밀 다중 접속 송신 구조	33
4.2 은밀 다중 접속 수신 구조	36
4.3 시뮬레이션 성능 분석	39
4.4 실제 수중 실험을 통한 성능 분석	41
제 5 장 결 론	46
감사의 글	38
참고문헌	40

List of Tables

Table 2.1	Various channel coding methods for underwater communications	7
Table 2.2	Comparison of the three methods for various parameters	8
Table 3.1	Simulation parameters	18
Table 3.2	Parameters for underwater acoustic communication experiment	24
Table 3.3	Number of errors according to $N_{T_c} = 8$ bits	26
Table 3.4	Number of errors according to $N_{T_c} = 8$ bits by RAKE receiver	27
Table 3.5	Number of errors according to $N_{T_c} = 16$ bits	28
Table 3.6	Number of errors according to $N_{T_c} = 16$ bits by RAKE receiver	29
Table 3.7	Number of errors according to $N_{T_c} = 32$ bits	30
Table 3.8	Number of errors according to $N_{T_c} = 32$ bits by RAKE receiver	31
Table 3.9	Total number of errors	32
Table 4.1	Simulation parameters	39
Table 4.2	Parameters for underwater acoustic communication experiment	42
Table 4.3	Number of errors (U=2)	44
Table 4.3	Number of errors by RAKE receiver (U=2)	45

List of Figures

Fig. 2.1	Block diagram of DSSS system	5
Fig. 2.2	Spreading and de-spreading in DSSS technique	6
Fig. 2.3	Transceiver based on DSSS	9
Fig. 3.1	Transceiver based on turbo equalization	11
Fig. 3.2	Turbo equalizer transceiver based on RAKE receiver	14
Fig. 3.3	Proposed RAKE receiver	16
Fig. 3.4	Proposed RAKE receiver with weighted coefficient	17
Fig. 3.5	Delay profile channel	18
Fig. 3.6	The comparison of BER performance by δ value	19
Fig. 3.7	The comparison of BER performance by iteration	20
Fig. 3.8	Performance of turbo equalizer transceiver based on RAKE structure by N_{T_c}	21
Fig. 3.9	Performance of turbo equalizer transceiver based on RAKE structure with weighted coefficient	22
Fig. 3.10	Performance comparison of the three models by N_{T_c}	23
Fig. 3.11	Illustration of the underwater trial	25
Fig. 4.1	Correlation value at PN code 16 bits	34
Fig. 4.2	Transmission for multiple user	36
Fig. 4.3	Covert multiple user acoustic communication based on SIC/RAKE receiver	37
Fig. 4.4	Covert multiple user acoustic communication based on turbo equalized RAKE receiver	39
Fig. 4.5	BER performance graph by number of user	40
Fig. 4.6	BER performance comparison	41
Fig. 4.7	Illustration of the underwater trial	43
Fig. 4.8	Channel impulse response	43

A Study on Covert Underwater Communication System Using the LPI Based on Spread Spectrum

Ahn, Tae Seok

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

Abstract

Researches for oceans are limited to military purpose such as underwater sound detection and tracking system. Among the various ocean technologies, for the purpose of personal or military security, underwater acoustic communications with low-probability-of-interception covert characteristics were received much attention recently. Covert underwater acoustic communication system is designed for the transmission signal is not intercepted by the unintended another receivers. Covert communication system must operate at low signal-to-noise ratio. Therefore, typical covert communication systems use a spread spectrum communication technology.

Spread spectrum signals used to hide the transmitted signal by transmitting it at low power and making it difficult for an unintended listener to detect the signal in the presence of background noise.

The problem for spread spectrum communications in an underwater

acoustic channel is the multipath arrivals, which create severe interchip and inter symbol interferences. In order to improve performance in multipath underwater channel, this thesis proposed turbo equalization techniques based on RAKE receiver for spread spectrum communications. RAKE receiver was applied threshold comparison and weighted coefficient. In this thesis, the performance of the proposed transceiver model is analyzed.

This thesis focused not only single user but also multiuser. Many earlier works focused on the single-user detection problem. They are often inspired by advances made in wireless radio communications and sometimes dedicated to the underwater acoustic communications. In a single user code acquisition algorithm was proposed. However, the growing interest in underwater communications led researchers to consider the multiuser detection and acquisition problem in an underwater communication network system.

By expanding single user communication concept, this thesis proposed a multiuser access communication system based on turbo equalized RAKE model. Thesis analyzed the performance of the proposed multiple access communication for covert communication by simulations. Also number of users are fixed on two, underwater experiment was conducted and demonstrate that proposed model is very effective for covert multiuser underwater communications.

KEY WORDS: Underwater communication; Low-Probability-of-Interception; Spread spectrum; RAKE receiver; Multiuser.

제 1 장 서 론

최근 해양 자원 개발이 활발해지면서 해양에 대한 관심이 고조되고, 다양한 분야에서의 연구가 진행되고 있다. 특히 해양에서의 수중 음향 통신은 해양 연구의 필수적인 기술로써 응용분야가 확대되고 있는 추세이다. 최근에는 개인의 보안 또는 군사적 목적으로 피감청(LPI : Low Probability of Interception) 특성을 가진 수중 음향 통신에 대하여 활발히 연구가 진행 중이다[1][2][3]. 은밀 수중 음향 통신 시스템은 송신 신호가 의도된 수신기 외에는 다른 수신기에 의해 감청되지 않기 위해 설계된 통신 시스템이다. 은밀성을 유지하기 위해 수신기 주변 위치에서의 송신 음향 준위를 주변 배경소음 이하로 낮추어 피탐지 확률을 감소시키고, 외부로부터의 간섭을 최소화하는데 목적이 있다. 은밀 통신 시스템의 특징은 낮은 신호 대 잡음 비(SNR : Signal to Noise Ratio) 영역에서 동작이 되어야 하는데 대표적인 통신 방식으로 대역 확산 통신기법이 있다[4][5].

실제 은밀 수중 음향 통신 시스템을 설계하고자 하는 경우 이에 적합한 시스템 설계와 전송 성능이 어떻게 나타나는지에 대한 정보가 필수적이다. 즉, 전송되는 정보들의 가로채기 확률을 감소시키기 위한 LPI 기술을 적용함으로써 통신 성능에 미치는 영향을 분석하고, 이를 통해 최적의 은밀 수중 음향 통신 시스템의 설계가 필요하다.

본 논문에서는 LPI 특성을 가지기 위하여 대역 확산 기법을 기반으로 송·수신 모델을 제안한다[6]. 송신부는 다중 경로 환경과 같은 수중 통신에서 우수한 성능을 보이며 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR에서 우수한 성능을 보이는 부호화 기법인 BCJR(Bahl, Cocke, Jelinek, Raviv) 기반 convolutional 부호를 적용한다[7]. 수신부는 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위해 결정 궤환 등화기(DFE : Decision Feedback Equalizer)를 이용하여 은밀 수중 음향 통신에 대하여 효율적으로 복호하는 수신 구조를 제안한다

[8][9][10]. 제안된 송·수신 모델은 모의실험과 수중 실험을 통하여 성능을 비교 분석하였다.

그리고 최근 수중 음향 통신에서 여러 장소에서 동시적인 정보의 수집, 환경 모니터링, 탐색 기타 등등 단일 사용자에게 대한 정보 검출뿐만 아니라 다중 사용자에게 대한 정보 검출 및 취득 문제에 대하여 많은 관심이 고조되고 있다. 이러한 수중 통신에서 다중 사용자 접속(multiple access)에 대한 연구는 단일 사용자에게 대한 연구보다 많이 부족한 상태이다[11][12]. 따라서 본 논문에서는 은밀 수중 음향 통신 연구를 기반으로 하여 대역 확산 기법의 특성을 이용한 은밀 다중 접속을 위한 송·수신 구조 또한 제안한다.

다중 접속 통신에서 대역 확산 기법의 특징은 각 사용자들에게 식별 코드를 부여함으로써 동일한 주파수 대역을 사용하여 동시에 전송이 가능하며 신호 에너지의 확산으로 인하여 소음 수준 이하로 만들어 LPI 특성을 가지게 된다. 이러한 대역 확산 기법의 특징을 이용하여 송신 구조와 다중 사용자 검출을 위한 효율적인 수신 구조를 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제 1장의 서론에 이어 제 2장에서는 은밀 수중 통신 기법 중 대역 확산 기법과 수중 통신에 적합한 최적의 채널 부호화 기법을 제시한 후, 은밀 대역 확산 기반 수중 음향 통신 모델을 제시한다. 제 3장에서는 은밀 수중 통신에서의 복호 방식 중 기존의 복호 방식과 반복기반의 터보 등화 복호 방식, RAKE 기반의 터보 등화 방식에 대하여 모의실험과 실제 수중 실험을 통하여 최적의 복호 방식을 제안한다. 제 4장에서는 앞서 연구 한 은밀 수중 음향 통신을 기반으로 하여 다중 접속을 위한 송신 구조와 수신 구조에 대하여 제안한다. 그리고 제 5장의 결론으로 본 논문의 끝을 맺는다.

제 2 장 은밀 수중 통신 기법

LPI란 의도되지 않은 레이더, 음향, 광학, 자기탐지 등의 탐지 장비로부터 탐지 및 가로채기(intercept) 될 확률을 낮게 하는 것이다[1][2][3]. 통신 시스템에 있어서 가로채기를 당할 기회를 최소화하기 위해서는 짧은 신호 구간을 가져야 하며, 짧은 시간 구간 안에 많은 양의 데이터를 담아야 하기 때문에 넓은 대역폭이 필요하다. 하지만 수중 채널의 대역폭은 육상에 비해 매우 좁기 때문에 이러한 요건을 충족하기 어렵다. 따라서 넓은 대역폭을 사용하는 방법이 아닌 다른 접근 방법이 필요하다. 은밀성을 유지하기 위해 수신기 주변의 위치에서의 송신 음향 준위를 주변 배경 소음 이하로 낮추어 피탐지 및 가로채기 될 확률을 감소시키고, 외부로부터의 간섭을 최소화한다. 은밀 수중 음향 통신 시스템은 송신 신호가 의도된 수신기 외에는 다른 수신기에 의해 감청되지 않기 위해 설계된 통신 시스템으로 이러한 LPI 특성을 가지는 것을 은밀 수중 음향 통신이라고 한다.

본 논문에서는 은밀 수중 음향 통신을 위해 다양한 변조기법 중 대역 확산 기법을 이용한다[4][5]. 수중 통신에서의 성능은 다중 경로의 특성에 의해 크게 좌우되며, 전달 과정에서의 잔향 및 다중 경로 전달 등에 의해 수신 신호의 왜곡이 크다. 이러한 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 통신에서 송신하는 심벌간의 상호 간섭(ISI : Inter-Symbol Interference)을 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시킨다. 따라서 다중 채널 특성에 기반을 둔 최적의 통신 방식이 설계되어야 하므로 잔향, 도플러 및 잡음 등의 통신 장애 요인에 강인한 다중 경로에 의한 통신 간섭 현상을 최소화 하거나 보상하는 등화기 및 채널 부호화 기법의 연구가 필수적이다[13].

2.1 대역 확산 기법

은밀 수중 음향 통신을 위하여 대역 확산 통신 기법을 적용하였다. 대역 확산 통신이란 변조 후의 신호의 대역폭을 더욱 넓혀서 전송을 하게 되면 수신측에서는 이를 수신하여 다시 대역폭을 좁힌 후 복조하여 정보를 복원하는 통신 방식을 말한다. 대역 확산 통신의 장점으로는 전송 과정에서 발생하는 간섭에 대한 강인성, 제 3자로부터의 도청에 대한 통신 내용의 보안(security)등이 있으며 단점으로는 전송 대역폭이 넓으며 대역의 역확산을 위한 동기와 같은 복잡한 시스템 구성이 있다. 이러한 대역 확산 통신은 다양한 확산 기법이 있는데 직접 수열 대역 확산(DSSS : Direct Sequence Spread Spectrum), 주파수 도약 대역 확산(FHSS : Frequency-Hopping Spread Spectrum) 등이 대표적인 방식이라 할 수 있다. 대역 확산 기법의 기본 원리는 송수신단이 미리 알고 있는 의사 잡음 부호(PN code : Pseudo Noise code)를 이용하여 주파수 및 시간적으로 변조를 시켜 전송하는 것이다. 주파수 도약 방식은 송신하고자 하는 데이터를 PN 부호 별로 주파수를 여러 개로 나뉘어 전송하는 방식이다. 직접 수열 대역 확산 방식은 보내고자 하는 송신 신호에 직접 PN 부호를 곱해 줌으로써 은밀성이 보장되는 것으로 널리 연구되는 방식이다.

본 논문에서는 PN 부호 적용으로 인해 LPI 특성이 뛰어나며, 다중 경로 전달에 의한 신호 왜곡이나 재밍(jamming)에 강인한 특성을 가져 은밀 수중 음향 통신 분야에서 많은 연구가 이루어지고 있는 직접 수열 대역 확산 기법을 적용한다. 직접 수열 대역 확산 기법은 기저 대역의 신호를 매우 넓은 대역폭의 디지털 신호로 직접 변조하여 확산시키는 방식이다. Fig. 2.1과 같이 송·수신기간의 신호에 상관관계가 적은 부호를 부여하고 서로 약속된 부호만을 사용함으로써 원하지 않은 신호는 잡음으로 처리하여 원하는 신호만 추출한다.

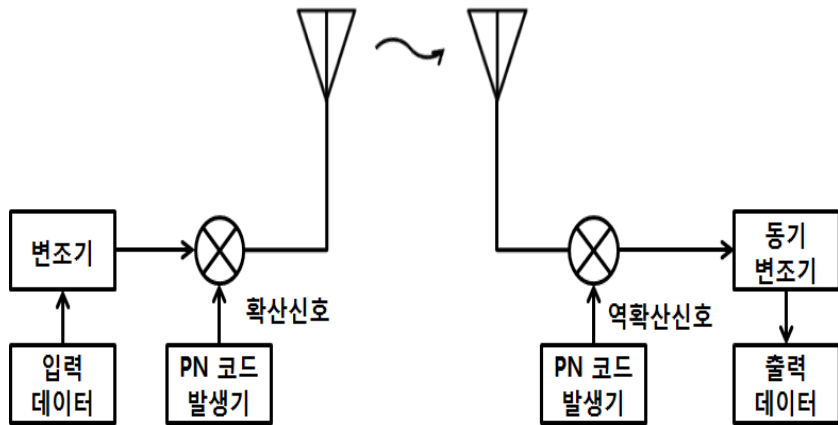


Fig. 2.1 Block diagram of DSSS system

정보 신호에 반송파를 이용하여 변조하는 과정을 1차 변조(primary modulation)라고 하며 1차 변조시킨 데이터를 직접 고속의 직교성을 가지는 PN 부호와 재 변조하여 전송하는 방식으로 1차 변조된 전송 신호를 광대역의 주파수에 걸쳐 확산시킴으로서 전력량을 최소화 할 수 있다. 송신측에서는 데이터로 변조된 반송파를 직접 고속의 확산 부호를 이용하여 다시 변조하여 스펙트럼 대역을 확산시켜 전송하고 수신측에서는 송신측에서 이용한 확산 부호와 동기화되고, 동일한 역 확산 부호를 이용하여 원래의 스펙트럼 대역으로 환원 시킨 다음 복조하는 방식이다.

수신단에서 신호 확산 신호를 수신한 후에는 다음 Fig. 2.2에서 관찰할 수 있는 것과 같이 전송에 사용된 펄스열과 같은 펄스열을 다시 곱하여 원래의 신호로 복조시킬 수 있다. 송신기에서 대역확산으로 사용된 확산 파형으로 확산시키면 수신기에서는 확산 코드 파형을 곱하여 역 확산된 파형으로 신호를 복원할 수 있는데 이 과정을 역확산(de-spreading)이라고 한다. 직접 수열 대역확산 방식의 장점은 송신기 신호의 출력 주파수 효율이 비확산 데이터 변조 반송파의 출력 주파수 효율보다 낮게 유지되고 동일 대역을 사용하는 협대역 주파수 채널과의 간섭 확률이 낮다.

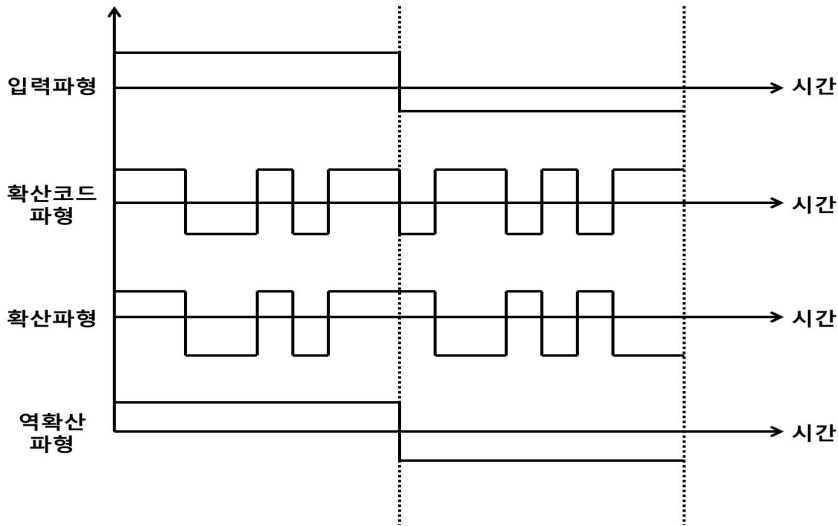


Fig. 2.2 Spreading and de-spreading in DSSS technique

직접 수열 대역 확산 방식에서 대역 확산된 데이터는 주파수 영역에서 관찰을 하게 되면 기존의 데이터보다 넓은 대역폭을 가진 것을 관찰할 수 있다. 또한 대역 확산된 신호의 레벨이 매우 낮아져 주변의 배경 소음과 같은 레벨로 전송하기 때문에 피탐지 확률이 감소하게 되고 이러한 특징으로 LPI 특성을 가지게 된다.

2.2 은밀 수중 통신에 적합한 채널 부호화 기법

다중 채널 환경을 가지는 수중 통신에서는 해수의 온도, 염분도, 수심 등의 다양한 요소에 따라 음파의 전달이 제한되고 전파를 이용하는 육상 통신에 비해 상대적으로 저주파 대역을 사용하기 때문에 제한된 대역폭으로 인하여 성능이 제한되게 된다. 이러한 수중 통신에서의 성능은 다중 채널의 특성에 의해 크게 좌우되며, 전달 과정에서의 잔향 및 다중 경로 전달 등에 의해 수신 신호의 왜곡이 크다. 따라서 등화기 및 채널 부호화 기법의 연구가 필수적이다[13].

다중 경로 환경과 같은 수중 채널에서 적용가능한 부호화 방식으로는 RS 부호[14], Convolutional 부호[15][16], 연접 부호, 반복 부호방식 등이 있으며, 다중 채널, 저속 음파 통신 기반의 모델에서 최적의 부호화 방식의 설정이 중요하다.

채널 부호화 기술은 Table 2.1과 같이 경판정 기반(hard decision based) 부호화 기술, 연판정 기반(soft decision based) 부호화 기술, 경/연판정 기반(hard/soft decision based) 부호화 기술로 나눌 수가 있다. Table 2.1과 같이 나누는 기준은 수신기의 채널 복호기로 입력되어지는 값이 경·연 판정되어 입력되는 것에 따라 나눌 수가 있다.

Table 2.1 Various channel coding methods for underwater communications

경판정 기반 부호화 기술	RS 부호	수중음향통신에서 Burst 잡음 환경에서 유리
	Convolutional 부호	트렐리스 격자 부호기반 복호 알고리즘으로 puncturing을 이용하여 여러 부호화를 제공
	연접부호	내부/외부 부호를 이용함으로써 오류 정정 능력 향상과 함께 Burst 잡음에 강함
연판정 기반 부호화 기술	SOVA기반 Convolution 부호	Convolutional 부호의 Viterbi 복호기를 반복 가능한 BCJR 복호 알고리즘을 적용하여 성능 향상시킴
	터보 부호	N=384~1944 비트 정도의 작은 패킷 사이즈에 적용가능하며, 저속통신에 적용
	LDPC 부호	N=2000~64800 비트 정도의 긴 패킷 사이즈에 적용가능하며, 고속통신에 적용

LPI 기반 수중음향통신에 적용 가능한 채널 부호화 기법은 연판정 기반의 반복 부호화 기술이 적합하다. 또한, 최적의 부호화 기법을 선택하기 위해 여러 가지 연판정 기반의 반복 부호화 기술을 비교 분석하였다. 수중음향통신에 적합한 최적의 부호화 기술을 결정할 파라메타는 Table 2.2와 같다. 세 가지의 채널 부호화 방식 중 성능적인 측면은 모두 우수하나, 수중 통신에서 가장 중요한 파라메타는 데이터 전송 시 수중 채널 상태에 따라 패킷의 길이를 조정해야 하기 때문에 이에 대한 용이성이 제일 중요한 파라메타가 될 수 있다. 따라서 본 논문에서는 SOVA 기반의 convolutional 부호를 적용한 LPI 수중 통신 복호 방식을 연구한다.

Table 2.2 Comparison of the three methods for various parameters

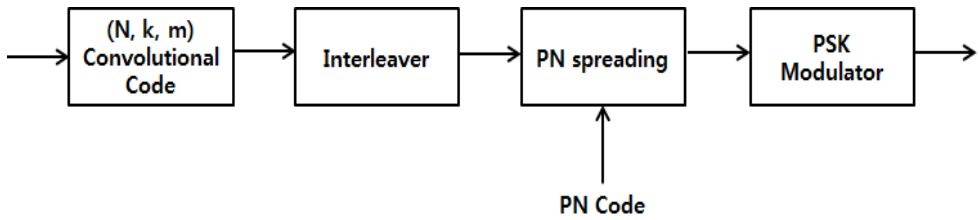
	SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm)	터보 부호화	LDPC 부호화
◎ : 매우우수			
○ : 우수			
△ : 보통			
× : 나쁨			
성능	○	◎	◎
부·복호기 복잡도	◎	×	×
패킷 구성 용이성	◎	△	×

2.3 대역 확산 기반 수중 음향 통신 모델

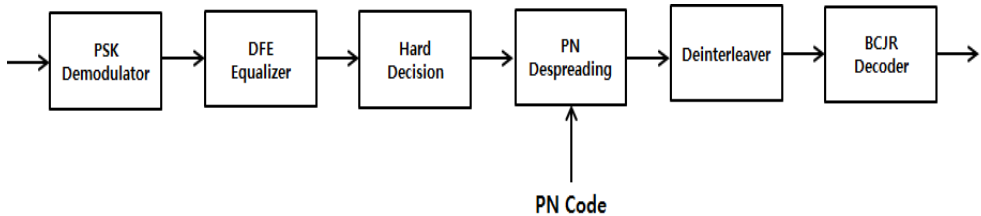
은밀 수중 음향 통신을 위한 송수신 모델은 직접 수열 대역 확산을 기반으로 하여 다중 경로 환경과 같은 수중 통신에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR에서 우수한 성능을 보이는 부호화 기법인 BCJR기반 convolutional 부호와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위해 결정 궤환 등화기를 이용한다. Fig. 2.3은 은밀 수중 음향 통신 송·수신부를 나타낸 블록이다.

송신부에서는 (N, k, m) convolutional Code를 통하여 채널 부호화를 한 뒤, 군집 오류(burst error)를 산발 오류(random error)로 바꾸기 위한 인터리버 과정을 거치게 된다. 그리고 대역 확산을 시키기 위하여 PN 부호를 부호화된 신호에 직접 곱해주는 PN 확산 과정을 거친 후 변조를 통하여 전송하게 된다.

송신부에서 전송되는 신호는 다중 채널과 같은 수중 채널을 통과하게 된다. 다중 경로 전달에 의해 수신된 신호는 수중 음향 통신 시스템에서 인접 심벌간 간섭을 발생시키고, 통신 시스템의 성능 저하는 가져오는 주요 원인 중 하나이다. 음향 신호가 전달되는 과정에서 반사(reflection)되거나 산란(scattering)되어 발생하는 잔향(reverberation) 현상이 존재한다. 또한 수심에 따라 달라지는 수온에 의해 음파의 전파 경로가 달라지는 ray bending 현상은 다중 경로를 만들게 된다.



(a) Transmitter



(b) Receiver

Fig. 2.3 Transceiver based on DSSS

통상적으로 수직 채널의 경우 대부분 해수면의 후방 산란에 의해 짧은 시간의 다중 경로 확산이 생기는 반면 수평 채널의 경우 긴 다중 경로로 확산이 생길 수 있다. 천해 환경에서는 직접파와 대부분 해수면과 해저면의 잔향에 의한 다중 경로 전달 신호가 합해져서 수신되며, 대부분은 ray bending 현상에 의해 발생한다.

수신부에서는 복조 후 등화기를 통해 다중 경로 효과를 제거하고 대역 확산된 데이터를 본래의 대역으로 만들어주기 위하여 PN 역확산 과정을 거친다. PN 성분이 제거된 신호는 디인터리버를 거친 후 BCJR 복호기에 입력된 후 데이터를 복원시킨다. 이러한 기본적인 모델은 수신부에서 PN 역확산을 시행하는 과정에서 등화기의 출력 값이 연관성 심볼이 아니라 경관성 심볼이어야 한다는 점이 성능을 저하시키는 단점이 된다. 그리고 (N, k, m) 복호기와 같은 BCJR 복호기의 성능은 경관성 값이 입력되는 것에 비해 연관성 값이 입력되어야 우수한 성능을 가져올 수 있다. 또한 수신된 심볼들은 수중 음향 통신이라는 관점에서 관찰 할 때 해저면 등의 음파 산란 및 송·수신부의 이동에 따라 주파수와 위상이 변한다. 이러한 도플러 및 위상의 추정이 행해져야 한다. 다음 장에서는 기본적인 모델의 단점을 보완하며 수중 음향 통신이라는 점을 고려하여 효율적인 복호방법을 소개한다.

제 3 장 은밀 수중 통신에서 효율적인 복호 방식 제안

기존의 은밀 수중 통신 모델에서는 수중 통신이라는 관점에서 수신 신호에 대하여 도플러 보상 및 위상 추적이 필요하다. 그리고 수신부에서 등화기의 출력 값이 경관정 심볼이어야 한다는 점은 복호기의 성능을 저하시키고 반복을 통한 성능 향상을 기대하는 것도 힘들다. 제 3장에서는 이러한 단점을 보완하고 성능을 향상 시킬 수 있는 복호 방식을 연구하고 제안한다.

3.1 반복기반의 터보 등화 복호 방식

반복기반의 터보 등화 복호 방식은 등화기의 출력 값이 경관정 심볼로 출력되어 성능저하를 초래하는 것을 방지하고 반복을 통하여 성능 향상을 도모하는 방식이다. 반복기반 터보 등화 복호 방식은 PN 역확산 과정을 따로 행하지 않고 복조과정에서 송신부에서 사용한 PN 부호를 함께 곱해줌으로써 복조과정과 PN 역확산 과정을 동시에 한다. 그리고 복호기에 연관정 값을 입력 할 수 있게 되고 복호기를 반복함으로써 성능을 향상 시킨다. 수신 신호를 $r(n)$ 이라 하였을 때 식 (3.1)로 나타낼 수 있다.

$$r(n) = d(n)p(t)\cos(w_c n) + w(n) \quad (3.1)$$

n 시점에서 $d(n)$ 은 채널 부호화를 거친 데이터를 나타내며 t 만큼의 길이를 가지는 $p(t)$ 는 PN 부호, $w(n)$ 은 가우시안 잡음을 나타낸다. 복조와 PN 역확산 후, LPF(Low Pass Filter) 출력 값을 식 (3.2)와 같은 과정으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} x(n) &= r(n) \times p(t)\cos(w_c n) \\ &= d(n)p^2(t)\cos^2(w_c n) + w(n)p(t)\cos(w_c n) \\ &= d(n) + \bar{w}(n) \end{aligned} \quad (3.2)$$

$\bar{w}(n)$ 또한 복조 후 가우시안 잡음을 나타낸다. $p(t)$ 은 ‘-1’, ‘1’로 되어 있으므로 제곱이 되어 PN 성분은 제거된다. 그리고 고주파수 성분은 필터를 통하여 제거한다. PN 역확산 과정의 위치를 복조과정에서 함께 시행하여도 기존

의 송수신 모델과 같은 결과를 가져 올 수 있지만 복호기에 연관정 값을 입력할 수 있으므로 반복구조를 이용하여 성능이 향상된다.

Fig. 3.1은 기존의 은밀 수중 통신에서 복호기에 연관정 값을 입력하기 위하여 PN 역확산의 위치와 반복구조를 고려하여 터보 등화 모델의 송·수신부를 나타내는 블록도이다.

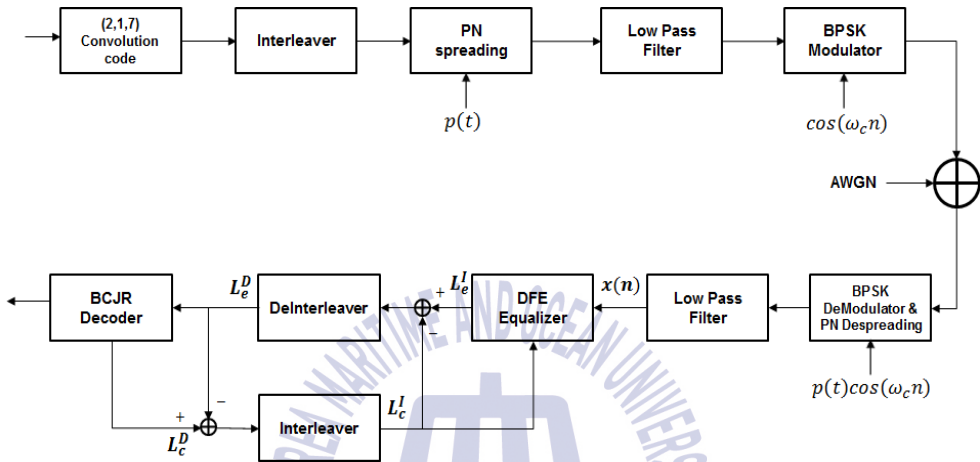


Fig. 3.1 Transceiver based on turbo equalization

기존의 은밀 수중 음향 통신과 마찬가지로 소스(source) 데이터는 채널 부호화를 거치고 난 뒤 인터리버를 거치게 된다. 그 후 대역확산을 위하여 PN 부호를 곱해주고 대역확산이 된 비트열은 심벌 매핑 후 변조되어 수중으로 전송된다.

다중 경로 채널에 의해 왜곡되어진 수신 심벌은 복조과정에서 PN 성분을 제거하기 위해 송신부에서 사용한 것과 동일한 PN 성분인 $p(t)$ 과 $\cos(\omega_c n)$ 를 함께 곱해준다. 기존의 송수신 모델과 달리 복조과정과 PN 역확산 과정을 함께 함으로써 연관정 값을 이용할 수 있도록 한다. 연관정 값은 터보 등화기로 입력이 된다. 터보 등화기는 등화기와 BCJR 복호기로 구성되어 있다.

BCJR 복호기에서는 BM(Branch Matrix), FSM(Forward State Matrix), BSM(Backward State Matrix)를 구하기 위하여 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도를 이용하여 복호한다. BCJR 복호기를 통하여

수신 비트 스트림 크기만큼의 LLR(Log Likelihood Ratio)값이 출력된다. BCJR의 복호 방식은 터보 부화의 복호 방식과 동일하며, 각 상태에서 ‘0’의 확률과 ‘1’의 확률을 계산하여 FSM, BSM을 계산하여 최종적으로 $LLR = \log \frac{p(x=+1)}{p(x=-1)}$ 값을 계산한다. 등화기와 BCJR 복호기는 인터리버와 디인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신한다. 인터리버는 송신 측에서 한 개 블록 크기의 부호기 출력 값을 재배치시키고, 디인터리버는 인터리버의 역 과정을 거쳐 송신신호를 복원한다. BCJR 복호기에서 출력한 피드백 정보는 다시 인터리빙 과정을 거쳐 정정된 신호를 등화기에 재입력된다. 송신된 신호는 수중채널을 거치고 백색 가우시안 잡음이 더해져 수신된다. 기저대역으로 변환한 후 L_e^I 는 결정 궤환 등화기의 출력 값으로 수신 신호로부터 등화기에서 추정되어진 부가정보(extrinsic) 값이다. 수신신호 $y[k]$ 를 k 시점에서의 등화기 입력 값이라 하면, 등화기의 출력은 식 (3.3)과 같이 정의 할 수 있다.

$$L_e^I[k] = \sum_{i=0}^{N_b-1} c_i[k]y[k-i] - \sum_{j=1}^{N_a} b_j[k]\hat{L}_e^I[k-j]. \quad (3.3)$$

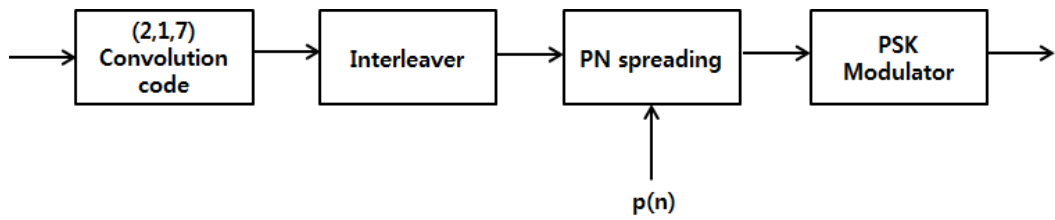
$c_i[k]$, $b_j[k]$ 는 k 시점에서의 포워드 및 백워드 탭 계수이며, $\hat{L}_e^I[k]$ 는 정상도 상태에서 $L_e^I[k]$ 에 가장 가까운 점들인 slicer 출력 값이다. 결정 궤환 등화기의 출력으로부터 추정된 $L_e^I[k]$ 와 slicer 출력 값이 $\hat{L}_e^I[k]$ 의 오차를 이용하여 피드백을 통하여 결정 궤환 등화기의 출력 오차를 줄이는 계수 값인 $c_i[k+1]$, $b_j[k+1]$ 을 갱신하기 위하여 사용된다. 부가정보 값 L_e^D 는 복호기의 출력 값으로써 사후 확률 값을 계산하여 ‘0’ 또는 ‘1’의 오류 값을 보정 할 수 있는 값이다. 이러한 L_e^D 와 L_e^I 의 차이 값을 인터리빙한 L_e^I 가 결정 궤환 등화기에 입력된다. L_e^I 를 업데이트 하여 오류 값을 보정하는 방법을 취하게 되는데, 반복횟수가 늘어남에 따라 업데이트하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 비트 오류율(BER : bit error ratio) 성능이 향상된다.

3.2 RAKE 기반의 터보 등화 방식

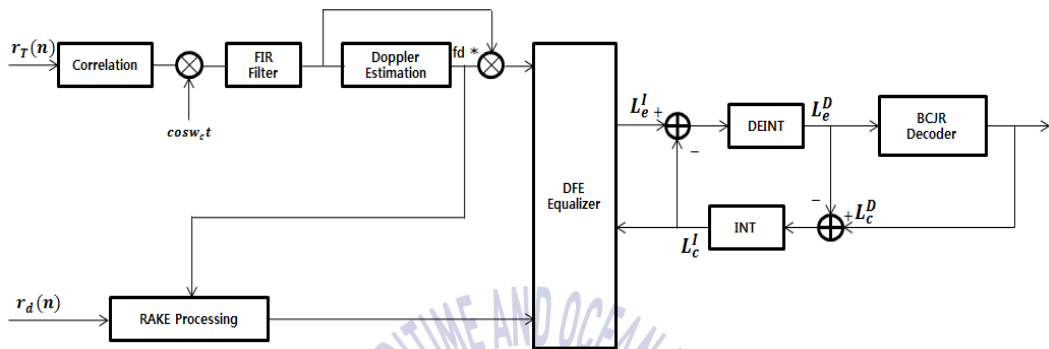
반복기반의 터보 등화 모델은 기존의 송수신 모델과 달리 PN 역확산 과정을 따로 행하지 않고 복조과정에서 송신부에서 사용한 PN 부호를 함께 곱해줌으로써 복조과정과 PN 역확산 과정을 동시에 수행한다. 이로 인하여 터보 등화기에 연판정 값을 입력 할 수 있게 되고, 반복 구조를 통해 성능을 향상시킬 수 있다. 하지만 낮은 SNR을 요구하는 대역확산 기법을 기반으로 한 LPI 수중 통신 시스템이라는 점에서 터보 등화 모델은 만족할 만한 성능을 갖지 못한다. 따라서 다중 경로 환경에서도 원활한 통신이 가능하며, 낮은 SNR에서도 우수한 성능을 보일 수 있는 기존의 RAKE receiver를 적용한다[17]. 본 논문에서는 RAKE 기반의 은밀 수중음향통신 시스템을 제안한다.

기존의 RAKE 기반의 모델은 DPSK(differential phase shift keying) 변조 방식을 제안하여 적용하였는데, 역확산 과정에서 오류 전파(error propagation)로 인한 성능 감소를 초래한다. 따라서 본 절에서 제안하는 RAKE 기반의 터보 등화 기법은 PSK 변조 기법을 적용시켜, 반복기반 터보 등화 모델과 동일한 반복구조에 RAKE receiver를 결합하여 시간 다이버시티 효과를 가지며, 오류 전파도 발생하지 않아 성능을 향상시킬 수 있다.

Fig. 3.2는 대역확산 기법 중 직접 수열 대역확산 방식을 적용한 RAKE 기반의 터보 등화 모델을 나타내는 블록도이다. 송신부에서 (2, 1, 7) convolution 부호화기를 통과한 신호는 군집 오류(burst error)를 산발 오류(random error)로 바꾸기 위한 인터리버를 거친다. 인터리버 후, 대역확산을 시키기 위하여 부호화 된 데이터에 PN 부호를 곱하는 PN 확산 과정을 거친다. 대역확산 된 신호는 신호 매핑을 통한 변조를 하여 전송하게 된다.



(a) Transmitter



(b) Receiver

Fig. 3.2 Turbo equalizer transceiver based on RAKE receiver

다중 경로 채널에 의해 왜곡된 수신된 신호는 training 데이터 부분인 $r_T(n)$ 과 주파수 보상 알고리즘을 이용하여 채널 추정 및 도플러 오프셋 값을 계산하여 주파수를 보상한다[18]. 주파수 보상 값인 f_d 는 RAKE 과정으로 전달된다. RAKE 수신기에서 수신된 심벌 중 데이터 신호인 $r_d(n)$ 은 주파수 보상 값 f_d 를 이용하여 주파수를 보상하고 RAKE 과정을 거친 후 터보 등화기로 입력된다. 터보 등화기는 결정 궤환 등화기와 BCJR 복호기로 구성되어 있다. 등화기와 복호기는 인터리버와 역-인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신하고, 이를 통해 성능이 향상된다.

RAKE 과정은 다음과 같다. RAKE receiver에서 수신된 신호는 페이딩의 영향으로 에러를 증가시키고, 시간지연에 따른 신호 간 간섭을 유발한다. 따라서 RAKE receiver는 여러 경로를 통해 수신기에 도착한 신호를 PN 부호의 chip 길이인 T_c 만큼 지연 시켜 다중 경로로 통해 수신된 수신 신호의 전력을 구하

여 합하는 과정이다. T_c 만큼 지연된 신호의 모든 합을 구하는 것이 아니라 각각의 가지에서 임계 값 이상일 때만 출력 신호에 반영한다. 이유는 임계 값보다 낮은 레벨의 신호는 신호를 출력하는데 있어서 오류 성분으로 영향을 줄 수 있기 때문이다. 임계 값은 각각 가지에서 역확산을 한 후의 상관관계 값들 중 가장 큰 값을 제외한 나머지 큰 값으로 설정을 한다.

제안하는 RAKE 기반의 터보 등화기법은 PSK 기법을 적용시킴으로써 기존 RAKE 기반의 모델의 단점을 고안하여 성능을 향상시킨다. Fig. 3.3은 제안하는 PSK 변조 방식을 적용한 RAKE receiver이다. 다중 경로에 따른 수중 채널 환경을 탭 지연 라인으로 표현 하면 RAKE 구조는 최적의 채널 탭들을 선택하여 활용한다. 시간 지연으로 인한 수신 신호는 PN 부호의 비트 수 만큼의 T_c 탭을 이용해서 PN 성분을 제거하기 위한 PN 역확산 과정을 거친다. 각각의 탭에서 주파수 보상 값 f_d 와 송신 측에서 대역확산을 위하여 사용한 PN 부호를 다시 곱하여 상관관계를 구한다. 이러한 연산은 PN 역확산 과정도 포함된다. PN 부호는 이상적으로 지연되지 않았을 경우, 가장 큰 상관관계 값을 가지게 되고 그 외의 경우에는 상관관계 값이 매우 작아진다. 상관관계를 구하고 적분을 통하여 복조를 한 다음, 각각의 탭들의 출력 값들을 이용하여 최대 비 합성법(MRC : maximum ratio combining)을 사용하여 합성 한 뒤 신호를 복호하게 된다.

최대 비 합성법은 여러 가지(branch)로부터 입력된 신호를 최적의 성능을 얻기 위해 중첩하고, 합성 전에 동기를 취하는 방식이다. 극심한 페이딩 신호인 상관관계 값이 작은 값에 대해서는 기여도를 적게 하고, 시간 지연이 되지 않은 상관관계 값이 큰 값은 기여도를 크게 하여 합성효과가 커지도록 한다. 최대 비 합성법에서 각각의 탭들의 출력 값들은 시간 지연이 되지 않은 가장 큰 상관관계를 제외한 나머지 값들은 의도치 않게 self-noise가 된다. 이러한 self-noise가 된 값들은 RAKE 과정에 영향을 주게 된다. 그 결과 수신기의 성능 저하를 야기시키게 된다. 하지만 이 문제는 threshold comparison인 임계 값을 줌으로써 해결을 한다. 각각의 탭의 출력 값에 임계 값을 주어 임계 값 미만의 값인 self-noise 값들을 제거하여 신호들의 합에서 잡음들이 감소하게 되어 성능 향상에 도움이 된다.

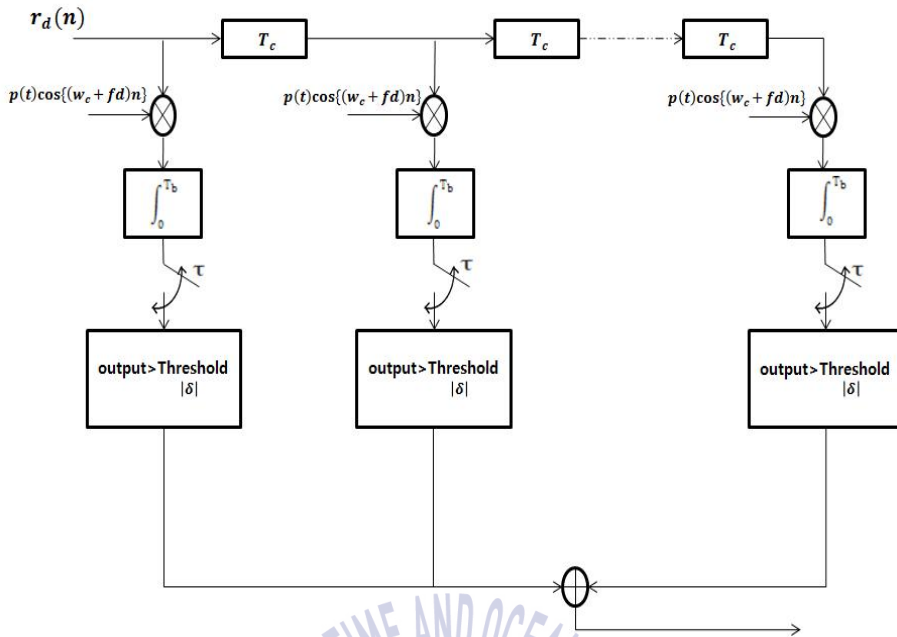


Fig. 3.3 Proposed RAKE receiver

또한 RAKE receiver의 성능은 가중치 값(weighted coefficient)을 이용하여 더욱 향상시킬 수 있다. Fig. 3.4는 가중치 값을 적용한 RAKE receiver를 나타낸 그림이다. 가중치 값을 RAKE receiver의 여러 가지(branch)에 입력되는 신호에 대하여 상관관계가 큰 값은 더 크게 만들고, 작은 값은 더 작게 만들어 RAKE receiver에서 self-noise을 줄여주고 MRC 단계에서 합성 효과를 더욱 크게 만들어주는 효과를 가지고 있다. 가중치 값을 threshold 과정 이전에 행해지며 가중치 값 $c_i(n)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$c_i(n) = z_i^2(n) / \sum_{i=1}^L z_i^2(n) \quad i = 1, 2, 3, \dots, L \quad (3.18)$$

$z_i(n)$ 는 각각의 가지에서 출력된 값을 나타내고 L 은 T_c 만큼의 크기를 나타낸다. 가중치 값 $c_i(n)$ 를 구한 뒤, 가지에서 출력된 상관관계 값인 $z_i(n)$ 와 곱하여 threshold 과정을 거친 후에 합성된다.

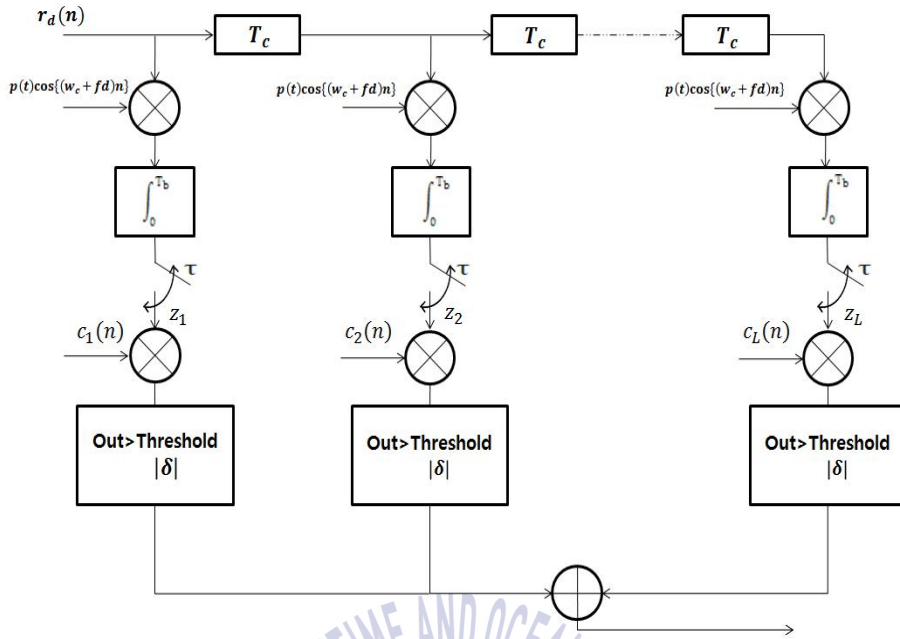


Fig. 3.4 Proposed RAKE receiver with weighted coefficient

3.3 시뮬레이션 성능 비교 분석

제안한 RAKE 기반 수중통신의 성능을 알아보기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션을 위한 수중 채널 환경은 일반적인 가우시안 잡음만이 존재할 때의 환경으로 고려하였다. 또한 심볼 주기 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 다중경로 채널로써 주기 동안에는 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널을 정확히 알고 있다는 가정하여 모의실험을 하였다. 시뮬레이션을 위해 적용된 채널 응답은 Fig. 3.5와 같다. 가장 먼저 도착한 신호는 해수면이나 해저면에 부딪히지 않고 바로 들어온 신호로써 amplitude가 0.6으로 가장 크다. 가장 먼저 도착한 신호를 시작으로 1 bit 만큼의 시간 차이인 5 msec 간격으로 신호들이 수신된다. 마지막으로 들어온 신호는 위상이 반전되며 amplitude가 가장 작다.

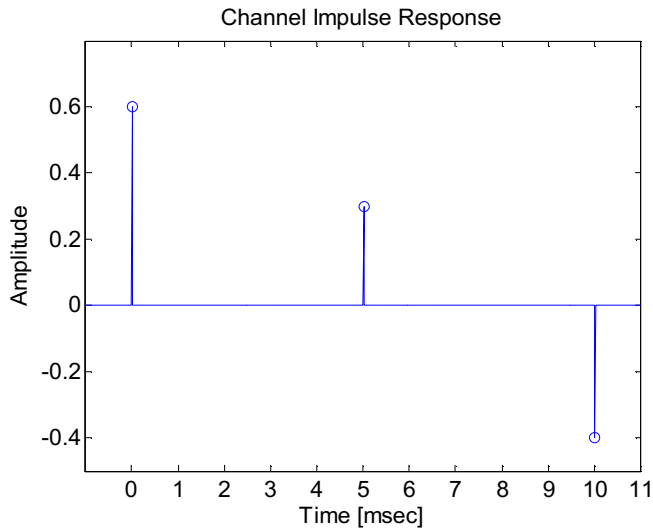


Fig. 3.5 Delay profile channel

복호 방식에 따른 성능을 비교하기 위한 파라메타는 Table 3.1과 같다. 데이터 비트 수를 1000 bits로 하였고 대역 확산을 위한 PN 부호의 비트 수 N_{T_c} 는 각각 8, 16, 32 bits로 조정하였다. 그리고 채널 부호화기로 (2, 1, 7) convolution 부호화기를 사용하였으며, 변조방식은 BPSK를 사용하였다. 복호기로는 BCJR 복호기를 사용하였다. 중심 주파수와 샘플링 주파수로는 16 [kHz], 192 [kHz]로 설정하였다. N_{T_c} 에 따라 BER 성능을 분석하였다.

Table 3.1 Simulation parameters

Source	1000 bits
PN Code 비트 수 N_{T_c}	8, 16, 32 bits
Channel Coding Method	(2, 1, 7) Convolution
Modulation	BPSK
Decoding Method	BCJR
Center Frequency	16 [kHz]
Sampling Frequency	192 [kHz]
Bit rate	187.5 [bps]

우선 제안하는 RAKE 기반의 터보 등화 모델에서의 최적의 조건을 찾기 위하여 PN 부호 비트 별 threshold 값인 δ 값과 반복 횟수에 따른 성능을 분석하였다. Fig. 3.6은 threshold 값, δ 값에 따른 RAKE 기반의 터보 등화 모델의 성능을 나타낸 그래프이다.

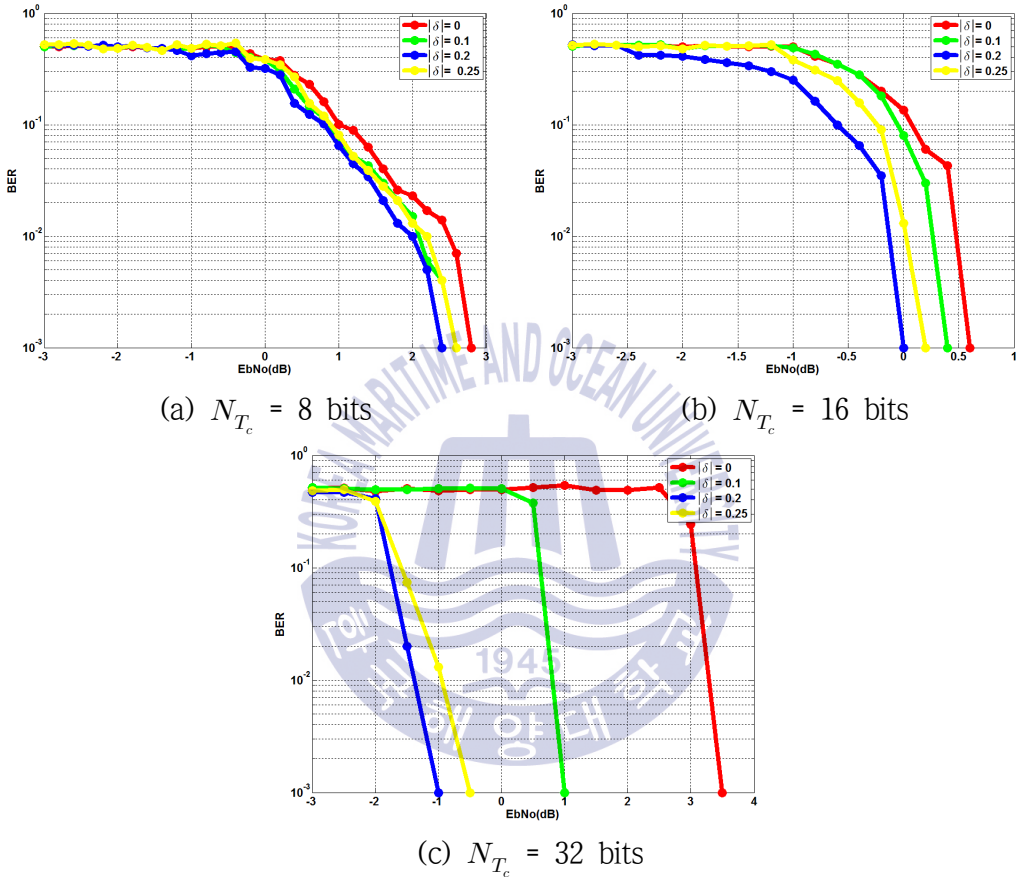


Fig. 3.6 The comparison of BER performance by δ value

N_{T_c} 가 8 bits와 16 bits일 경우에는 threshold comparison 과정이 있을 때 성능이 0.2 [dB], 0.6 [dB] 만큼 향상되었지만 N_{T_c} 가 32 bits일 경우, threshold comparison 과정이 있을 때 월등히 우수한 성능을 보여준다. Threshold comparison 과정이 없는 경우, PN 부호는 N_{T_c} 가 클수록 탭의 수가 증가하게 되고, 탭의 수가 증가함에 따라

self-noise 값들이 늘어나게 된다. 그 결과, 최대 비 합성을 하는 과정에서 self-noise 값들이 영향을 미쳐 성능은 감소하게 된다. N_{T_c} 가 가장 긴 32 bits 일 경우, 그만큼 self-noise 값들이 많아져 성능이 오히려 다른 N_{T_c} 보다 성능이 열악하다. 따라서 RAKE 수신기의 성능 감소를 초래하지 않기 위해서 threshold comparison 과정이 필요하다. 위의 그림에서도 알 수 있듯이 최적의 δ 값은 0.2 이다.

Fig. 3.7은 각각의 N_{T_c} 별 최적의 반복 횟수를 찾기 위하여 복호기와 등화기의 반복 횟수를 증가시켜 모의실험을 한 결과를 나타내었다. N_{T_c} 가 8 bits인 경우에는 반복을 통한 성능 향상을 볼 수 없지만, N_{T_c} 가 16 bits 또는 32 bits 일 경우에는 반복 횟수를 5 회 이상 수행 할 때, 1회 수행 하였을 때보다 0.5 [dB] 만큼의 성능이 향상 되었다.

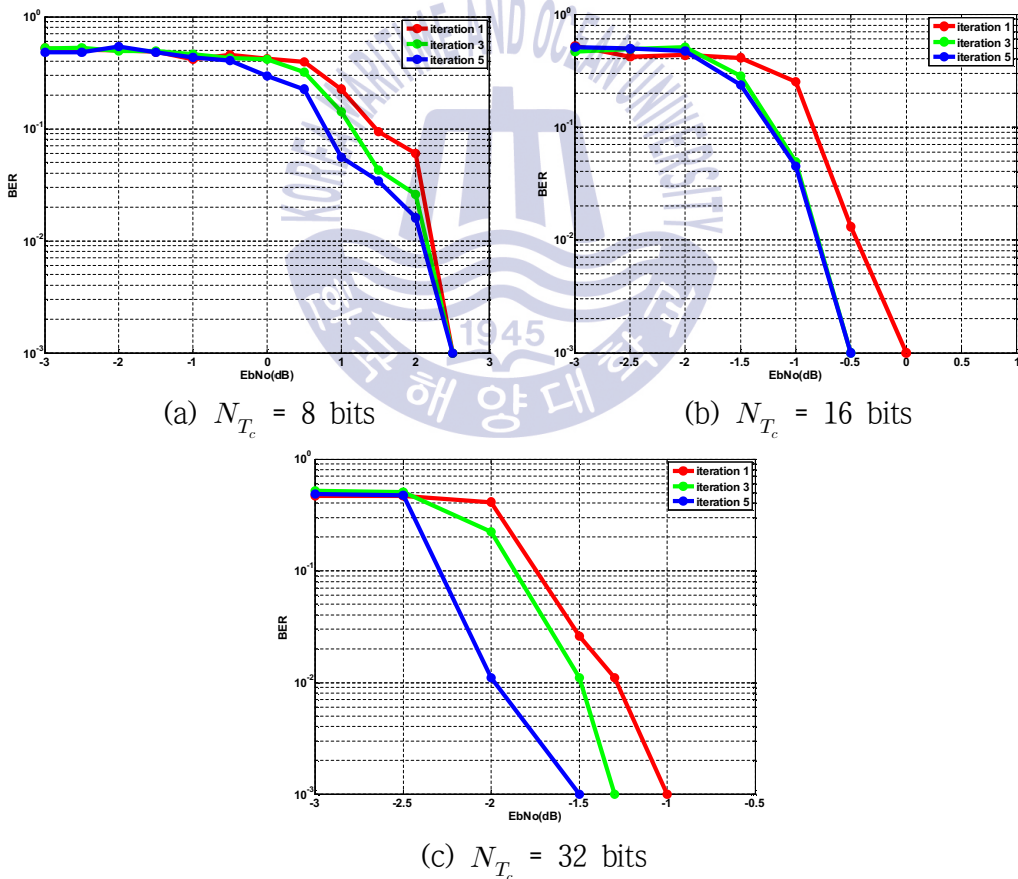


Fig. 3.7 The comparison of BER performance by iteration

반복 횟수를 6회 이상 하였을 경우, 반복 횟수가 5회의 성능과 차이를 볼 수 없었다. 따라서 반복 횟수 6회 이상은 시스템의 계산량은 증가되지만 성능이 향상 되지 않으므로 최적의 반복 횟수는 5회라는 것을 알 수 있다.

복호기와 등화기간의 반복 횟수가 5회 일 때 가장 성능이 우수한 것을 확인 하였다. 이에 따라 반복 횟수를 5회로 고정시키고 threshold comparison을 적용 하였을 때의 N_{T_c} 별 BER 성능을 Fig. 3.8에 나타내었다.

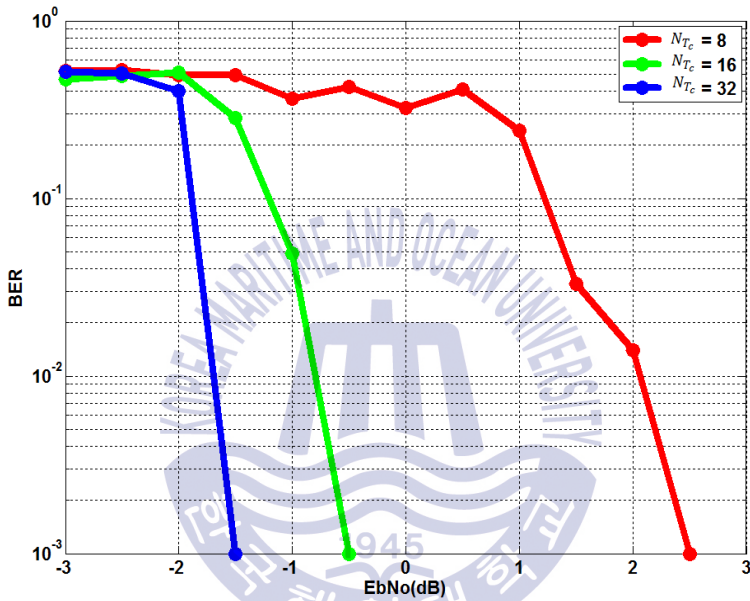


Fig. 3.8 Performance of turbo equalizer transceiver based on RAKE structure by N_{T_c}

N_{T_c} 가 8 bits 인 경우 2.5 [dB]에서 모든 데이터를 오류 없이 복호 가능 하였고, N_{T_c} 가 16 bits 인 경우 -0.5 [dB]에서 모든 데이터를 오류 없이 복 호 가능하였으며, N_{T_c} 가 32 bits 인 경우 -1.5 [dB]에서 모든 데이터를 오류 없이 복호 가능하였다. N_{T_c} 가 가장 짧은 8 bits 인 경우보다 N_{T_c} 가 가장 긴 32 bits에서 4 [dB]만큼의 성능이 향상됨을 알 수 있다. 즉, N_{T_c} 가 증가함에 따라 성능이 향상되는 것을 확인하였다.

다음 Fig. 3.9는 Fig. 3.8과 같이 반복 횟수를 5회로 고정하였으며 threshold 값을 적용하였고 추가적으로 RAKE receiver의 성능을 향상 시키는 방법인 RAKE receiver에 가중치 값을 적용하였을 때의 BER 성능을 나타낸 그래프이다. BER 성능은 N_{T_c} 별로 나타내었다.

N_{T_c} 가 8 bits 인 경우 3 [dB] 만큼의 성능 향상을 볼 수 있었으며, N_{T_c} 가 16 bits 인 경우 0.5 [dB] 만큼 성능이 향상 되었다. N_{T_c} 가 32 bits 인 경우에는 성능 차이가 없었다.

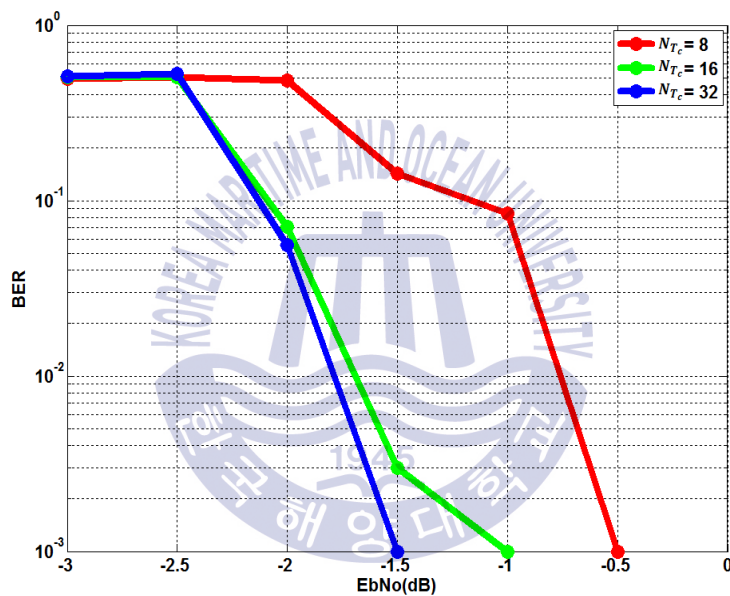


Fig. 3.9 Performance of turbo equalizer transceiver based on RAKE structure with weighted coefficient

Fig. 3.10은 기존의 복호 방식, 반복기반의 터보 등화 복호 방식과 RAKE 기반의 터보 등화 복호 방식을 동일한 N_{T_c} 를 적용하였을 때 성능을 비교한 그래프이다.

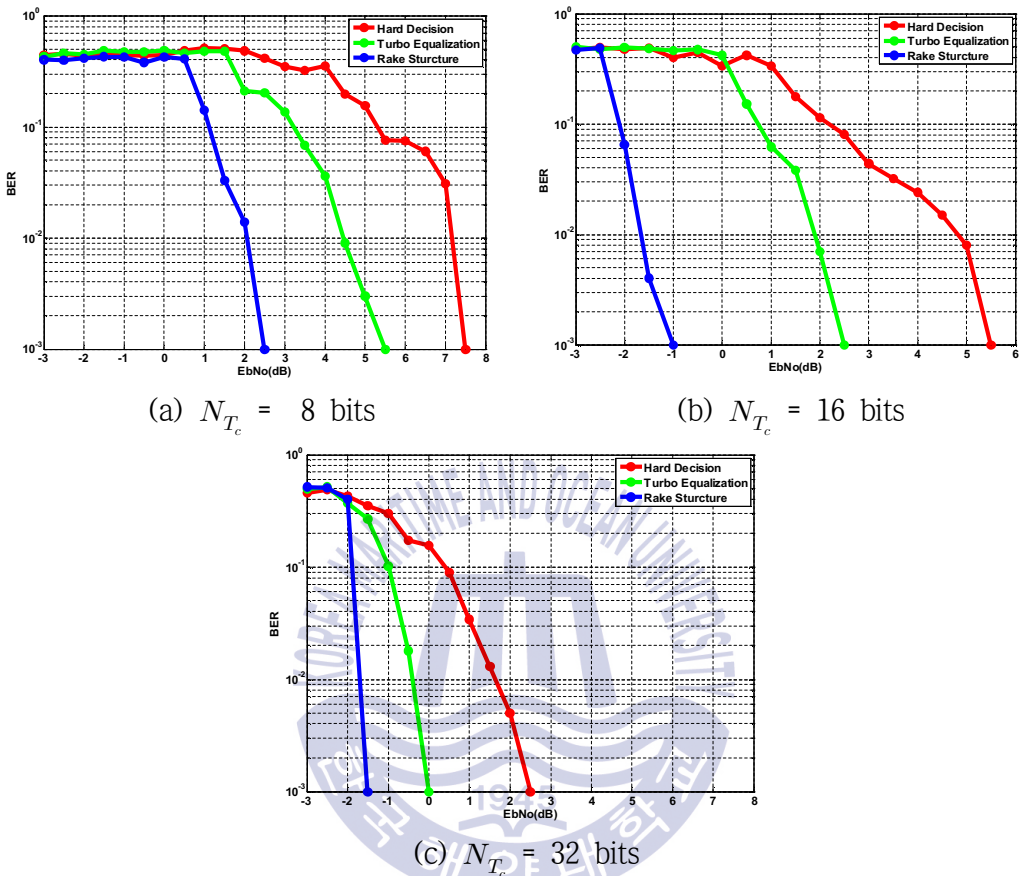


Fig. 3.10 Performance comparison of the three models by N_{T_c}

시뮬레이션 결과, 3가지 모델 모두 N_{T_c} 가 증가함에 따라 성능이 향상됨을 알 수 있다. 하지만 동일한 N_{T_c} 일 때 기존의 복호 방식보다 RAKE 기반의 터보 등화의 복호방식이 5 [dB]에서 6.5 [dB] 만큼의 성능 차이를 보여주었다.

LPI 특성을 지닌 대역확산을 이용한 수중 음향 통신은 대역확산 기법이 수중 채널과 같은 다중 경로 환경에서 열악한 성능을 보여주지만 반복구조와 RAKE 수신기를 적용함으로써 성능이 저하되는 문제를 해결할 수 있다. 따라서 수중채널에서 RAKE 기반의 터보 등화모델이 최적의 은밀 수중 음향 통신 모델로 사료된다.

3.4 수중 실험을 통한 성능 분석

은밀 수중 음향 통신의 성능을 알아보기 위하여 실제 수중 실험을 진행하였다. 수중 실험은 한국해양대학교 앞 바다에서 수행하였으며 실험을 통해 수집한 데이터를 통해 제안하는 수신 구조에 대한 성능을 분석하였다.

수중 실험 환경은 Table 3.2와 Fig. 3.11과 같다. 수중 실험은 시뮬레이션과 동일한 파라메타를 적용하여 수행하였다. 원 신호는 10^3 bits로 하였으며, 대역 확산 신호를 위한 PN 부호의 bits는 각각 8, 16, 32 bits를 적용하였다. 중심 주파수와 샘플링 주파수는 16 [kHz]와 192 [kHz]로 설정하였다. 송·수신기의 거리는 41 [m]로 하였으며, 깊이는 수면에서 각각 3 [m]로 적용하여 수중 실험을 수행하였다.

Table 3.2 Parameters for underwater acoustic communication experiment

Source	1000 bits
PN Code bits 수 N_{T_c}	8, 16, 32 bits
Channel Coding Method	(2, 1, 7) Convolution
Modulation	BPSK
Decoding Method	BCJR
Center Frequency	16 [kHz]
Sampling Frequency	192 [kHz]
Bit rate	187.5 [bps]
Distance	41 [m]
Water depth	4.3 [m]
Depth	Tx : 3 [m], Rx : 3 [m]

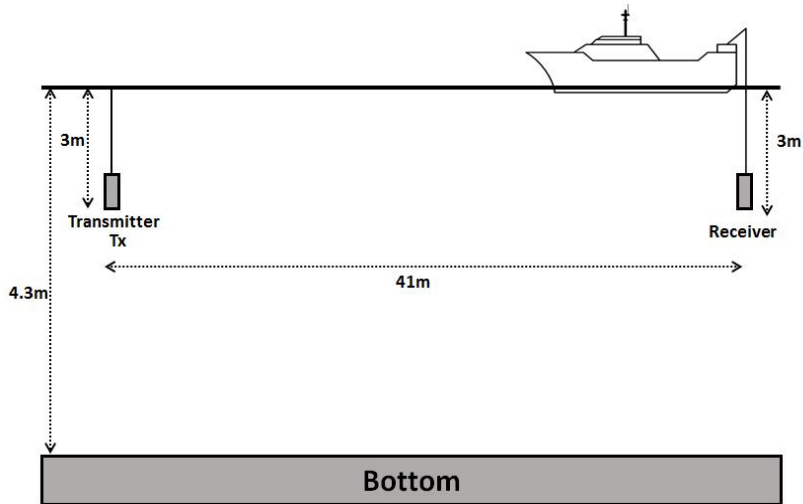


Fig. 3.11 Illustration of the sea trial

실제 수중 실험에서는 제안하는 RAKE receiver에 대하여 성능을 분석하기 위하여 PN 부호 bits 수 N_{T_c} 를 달리하여 데이터를 송신하였다. 신호의 전송은 각 데이터 패킷 사이에 딜레이를 두고 10번 반복하여 전송하였다.

RAKE receiver를 통과 한 후에 오류의 개수, 등화기를 통과 한 후에 오류의 개수, 복호기를 통과 한 후에 오류의 개수를 나타내었으며, 시간상의 구분으로 패킷을 나타내었다. 또한 RAKE receiver는 임계 값과 가중치 값을 적용하였으며 복호기의 반복 횟수를 5회로 하여 오류의 수를 나타내었다. 그리고 10개의 패킷 중 모든 데이터를 복호한 패킷만을 이용하여 RAKE receiver의 성능을 비교 분석하였다. RAKE receiver에 임계 값과 가중치 값을 적용하지 않았을 경우, 임계 값만 적용하였을 경우, 임계 값과 가중치 값을 모두 적용하였을 경우로 나누어 나타내었다.

Table 3.3-3.8은 N_{T_c} 별 오류의 수를 나타낸 표와 모든 데이터를 복호한 패킷을 RAKE receiver 방식에 따른 오류의 수를 나타낸 표이다.

Table 3.3 Number of errors according to $N_{T_c} = 8$ bits

Interval #		1	2	3	4	5
RAKE receiver	Training data (512 bits)	122	175	91	268	265
	Data (2012 bits)	671	1050	281	948	897
Interval #		6	7	8	9	10
RAKE receiver	Training data (512 bits)	121	90	221	206	225
	Data (2012 bits)	224	297	948	934	894
Interval #		1	2	3	4	5
등화 후 오류	Training data (512 bits)	121	160	21	254	281
	Data (2012 bits)	487	978	121	987	912
Interval #		6	7	8	9	10
등화 후 오류	Training data (512 bits)	95	65	231	253	247
	Data (2012 bits)	141	116	869	986	874
Interval #		1	2	3	4	5
Decoded error (1000 bits)		265	482	0	495	415
Interval #		6	7	8	9	10
Decoded error (1000 bits)		0	0	532	478	476

Table 3.4 Number of errors according to $N_{T_c} = 8$ bits by RAKE receiver

Interval #		3	6	7
RAKE receiver	RAKE receiver (Data 2012 bits)	865	924	847
	등화 후 오류 (Data 2012 bits)	871	847	749
	Decoded error (Data 1000 bits)	491	478	471
Interval #		3	6	7
RAKE receiver with threshold	RAKE receiver (Data 2012 bits)	324	958	307
	등화 후 오류 (Data 2012 bits)	184	781	115
	Decoded error (Data 1000 bits)	0	485	0
Interval #		3	6	7
RAKE receiver with weighted coefficient	RAKE receiver (Data 2012 bits)	281	224	297
	등화 후 오류 (Data 2012 bits)	121	141	116
	Decoded error (Data 1000 bits)	0	0	0

Table 3.5 Number of errors according to $N_{T_c} = 16$ bits

Interval #		1	2	3	4	5
RAKE receiver	Training data (512 bits)	237	239	105	228	78
	Data (2012 bits)	814	941	798	798	347
Interval #		6	7	8	9	10
RAKE receiver	Training data (512 bits)	31	201	236	91	31
	Data (2012 bits)	265	917	875	313	158
Interval #		1	2	3	4	5
등화 후 오류	Training data (512 bits)	220	217	117	208	31
	Data (2012 bits)	719	845	458	716	184
Interval #		6	7	8	9	10
등화 후 오류	Training data (512 bits)	28	225	207	37	31
	Data (2012 bits)	104	910	851	97	158
Interval #		1	2	3	4	5
Decoded error (1000 bits)		429	387	104	479	0
Interval #		6	7	8	9	10
Decoded error (1000 bits)		0	478	468	0	0

Table 3.6 Number of errors according to $N_{T_c} = 16$ bits by RAKE receiver

Interval #		5	6	9	10
RAKE receiver	RAKE receiver (Data 2012 bits)	853	824	747	681
	등화 후 오류 (Data 2012 bits)	771	843	811	588
	Decoded error (Data 1000 bits)	494	430	474	391
Interval #		5	6	9	10
RAKE receiver with threshold	RAKE receiver (Data 2012 bits)	420	565	341	312
	등화 후 오류 (Data 2012 bits)	289	147	131	68
	Decoded error (Data 1000 bits)	59	0	0	0
Interval #		5	6	9	10
RAKE receiver with weighted coefficient	RAKE receiver (Data 2012 bits)	347	265	313	158
	등화 후 오류 (Data 2012 bits)	184	104	97	24
	Decoded error (Data 1000 bits)	0	0	0	0

Table 3.7 Number of errors according to $N_{T_c} = 32$ bits

Interval #		1	2	3	4	5
RAKE receiver	Training data (512 bits)	13	41	40	174	46
	Data (2012 bits)	251	234	985	542	287
Interval #		6	7	8	9	10
RAKE receiver	Training data (512 bits)	32	61	204	81	78
	Data (2012 bits)	651	240	968	312	958
Interval #		1	2	3	4	5
등화 후 오류	Training data (512 bits)	9	32	47	147	15
	Data (2012 bits)	35	121	884	321	142
Interval #		6	7	8	9	10
등화 후 오류	Training data (512 bits)	27	31	217	61	74
	Data (2012 bits)	389	107	891	54	980
Interval #		1	2	3	4	5
Decoded error (1000 bits)		0	0	425	67	0
Interval #		6	7	8	9	10
Decoded error (1000 bits)		59	0	479	0	480

Table 3.8 Number of errors according to $N_{T_c} = 32$ bits by RAKE receiver

Interval #		1	2	5	7	9
RAKE receiver	RAKE receiver (Data 2012 bits)	710	807	851	835	831
	등화 후 오류 (Data 2012 bits)	723	784	824	784	794
	Decoded error (Data 1000 bits)	321	481	476	482	469
Interval #		1	2	5	7	9
RAKE receiver with threshold	RAKE receiver (Data 2012 bits)	321	410	277	330	388
	등화 후 오류 (Data 2012 bits)	98	110	87	284	94
	Decoded error (Data 1000 bits)	0	0	0	39	0
Interval #		1	2	5	7	9
RAKE receiver with weighted coefficient	RAKE receiver (Data 2012 bits)	251	234	287	240	312
	등화 후 오류 (Data 2012 bits)	35	121	142	107	54
	Decoded error (Data 1000 bits)	0	0	0	0	0

Table 3.9 Total Number of errors

	RAKE receiver	등화 후 오류	Decoded error
	Total Data (2×10^4 bits)	Total Data (2×10^4 bits)	Total Data (10^4 bits)
$N_{T_c} = 8$	3.572×10^{-1}	3.236×10^{-1}	3.143×10^{-1}
$N_{T_c} = 16$	3.113×10^{-1}	2.521×10^{-1}	2.345×10^{-1}
$N_{T_c} = 32$	2.714×10^{-1}	1.962×10^{-1}	1.51×10^{-1}

Table 3.3-3.8에서는 N_{T_c} 가 8 bits에서는 10개 패킷 중에 3개의 패킷에서 모든 데이터를 복호하였고, N_{T_c} 16 bits는 4개의 패킷에서 모든 데이터를 복호하였으며, N_{T_c} 32 bits에서는 5개의 패킷에서 모든 데이터를 복호 하였다. 또한 RAKE receiver 방식 중 가중치 값을 적용 하였을 때 성능이 가장 우수하였다. Table 3.9에서는 RAKE receiver와 등화기를 통과 한 후에 전체 오류의 개수는 점점 줄어드는 것을 확인 할 수 있었고 N_{T_c} bit 수가 늘어남에 따라 전체의 오류의 개수가 작아짐을 확인하였다.

수중 실험 결과, 대역확산을 위한 PN 부호의 bit 수가 늘어남에 따라 성능이 향상되며 가중치를 적용한 제안된 수신 구조가 수중에서 가장 효율적으로 사용할 수 있음을 알 수 있었다.

제 4 장 은밀 다중 접속을 위한 송수신 구조

과거 해양에 관한 연구는 군사적인 목적에 국한되어 주로 수중 음원 탐지 및 추적에 관한 연구가 이루어졌다. 하지만 최근 해양 자원 개발이 활발해지면서 해양에 대한 관심이 고조되고, 다양한 분야에서의 연구가 진행되고 있다. 최근 수중 음향 통신에서는 여러 장소에서 동시적인 정보의 수집, 환경 모니터링, 탐색 기타 등등 단일 사용자에게 대한 정보 검출뿐만 아니라 다중 사용자에게 대한 정보 검출 및 취득 문제에 대하여 많은 관심이 고조되고 있지만 이러한 수중 통신에서 다중 사용자 접속에 대한 연구는 단일 사용자에게 대한 연구보다 많이 부족한 상태이다.

다중 사용자 접속 수중 통신을 위해서는 각 구조물에서의 정보를 획득하기 위한 방법으로는 동일한 주파수 대역에서 서로 다른 직교 성분을 가지는 부호를 곱함으로써 수신측에서 각 구조물의 상태를 개별적으로 정보를 획득할 수 있는 대역확산 방식을 주로 사용한다. 대부분의 경우 일대일 수중 통신에서는 비동기 방식인 DPSK 방식을 이용한 RAKE 수신기를 적용하며, 다중 사용자일 경우에는 SIC(successive interference cancelation) 방식을 이용하여 다른 사용자의 간섭을 제거하여 RAKE 방식을 적용한다. 하지만 일대일 통신에서의 비동기 방식 적용은 오류 전파 효과가 있어 성능이 감소되며, 다중 사용자 통신 환경에서는 채널 정보가 정확치 않으면 오히려 성능이 감소되는 단점들이 있다. 따라서 본 장에서는 이러한 단점들을 보완하고 앞 장에서 언급한 은밀 수중 음향 통신 기법과 효율적인 복호 방식을 이용하여 은밀 다중 접속을 위한 수중 통신 구조를 제안하며, 이에 대한 효율적인 복호 구조를 제안한다.

4.1 은밀 다중 접속을 위한 송신 구조

각 구조물에서의 정보를 동시에 동일한 주파수 대역에서 전송하기에 적합한 방식으로 대역 확산 방식이 있다. 대역 확산 기법의 기본 원리는 송수신단이 미리 알고 있는 PN 부호를 이용하여 주파수 및 시간적으로 변조를 시켜 전송하는 것이다. 대역 확산 방식 중 대표적인 방식으로 직접 수열 대역 확산 방식은 보내고자 하는 여러 사용자의 송신 신호에 직접 서로 다른 PN 부호를 곱해 줌으로써 사용자 식별이 가능하게 되고 은밀성 또한 보장이 된다. 따라서 다양한 대역 확산 통신 기법 중 은밀 다중 사용자 통신에 가장 적합한 직접 수열 대역 확산 통신 기법을 적용한다.

다중 사용자 접속을 위해서는 각기 다른 사용자들의 신호들을 식별하여 원하는 데이터를 복원 할 수 있어야한다. 따라서 사용자 식별을 위한 PN 부호는 자기 상관관계 값 (auto-correlation)은 높아야하며 동시에 상호 상관관계 값 (cross-correlation)은 낮아야 함쳐진 수신 신호에서 다른 사용자들의 신호에는 영향을 주지 않으면서 사용자 식별이 가능해진다. Fig. 4.1은 PN 부호가 16 bit 일 경우에 자기 상관관계 값과 상호 상관관계 값을 나타낸 그래프이다.

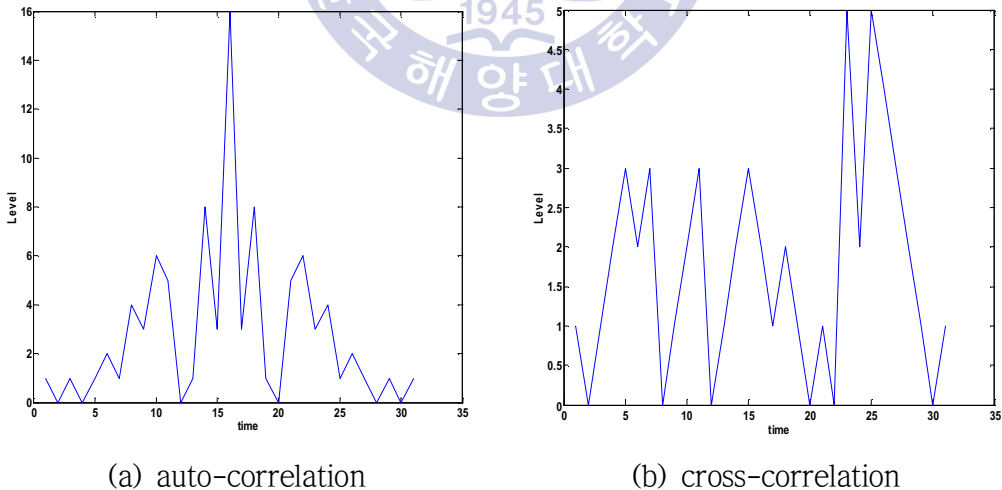


Fig. 4.1 Correlation value at PN code 16 bit

직접 수열 대역 확산 방식 기반의 다중 사용자에게 대한 송신부의 형태는 Fig. 4.2와 같이 나타낼 수 있다. k 번째 사용자가 보내고자 하는 데이터는 다중 채널 환경과 같은 수중 채널에서 우수한 성능을 보이는 연관정 기반의 채널 부호화 기술인 (2, 1, 7) convolution 부호와 군집 오류를 산발 오류로 바꾸기 위한 인터리버를 거친다. 채널 부호화와 인터리버를 거친 데이터는 대역 확산을 위하여 PN 부호인 $p(T_c)$ 을 곱해준다. 그리고 각 사용자를 식별하기 위한 사용자 식별 부호인 $p_{userk}(T)$ 을 대역 확산된 데이터에 곱해준 뒤, 변조기를 통하여 변조되어 송신된다.

동일한 방식으로 다른 사용자들 또한 송신하게 되는데 최종적인 송신 신호는 다른 모든 사용자들의 송신 신호들이 합쳐진 뒤 최종적으로 송신하게 된다.

k 번째 사용자의 송신 신호를 $x_k(n)$ 이라고 할 때, $x_k(n)$ 은 식 (4.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_k(n) = b_k(n)p(T_c)p_{userk}(T)\cos(w_c n) \quad (4.1)$$

$b_k(n)$ 은 k 번째 사용자가 보내고자 하는 데이터를 나타내며 T_c 와 T 는 각각 대역 확산을 위한 PN 부호인 $p(T_c)$ 과 사용자 식별을 위한 사용자 식별 부호인 $p_{userk}(T)$ 의 길이를 나타낸다.

변조과정까지 마친 k 번째 사용자들의 송신 신호 $x_k(n)$ 은 다른 사용자들의 송신 신호와 겹쳐진 후 보내게 되는데 최종적인 송신 신호 $s(n)$ 은 식 (4.2)와 같이 다른 모든 사용자의 데이터들의 합으로 나타낼 수 있다.

$$s(n) = \sum_{k=1}^K x_k(n) \quad (4.2)$$

K 는 전체 사용자 수를 나타낸다.

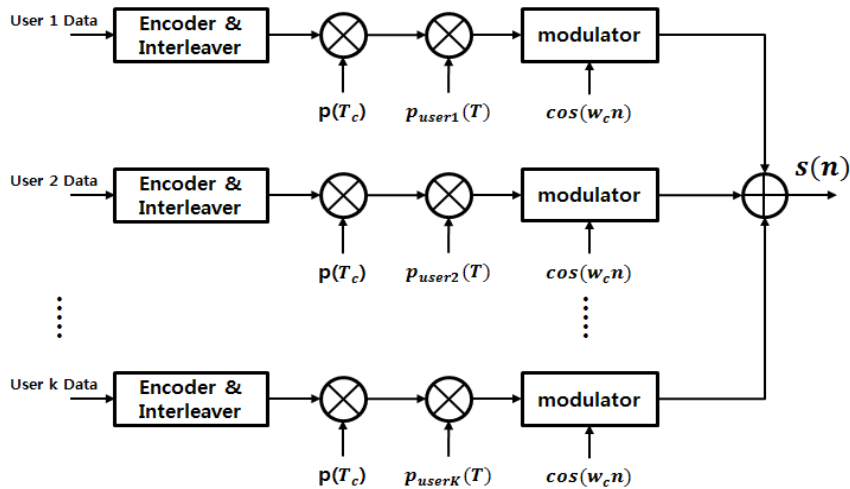


Fig. 4.2 Transmission for multiple user

4.2 은밀 다중 접속을 위한 효율적인 수신 구조

다중 접속을 위한 효율적인 수신 구조로 은밀 수중 음향 통신 기법과 마찬가지로 다중 경로 환경에서도 원활한 통신이 가능하며, 낮은 SNR에서도 우수한 성능을 보일 수 있는 RAKE receiver를 적용한 RAKE 기반의 수신 구조를 기반으로 수신 구조를 제안한다.

여러 사용자의 신호들은 수신될 때 신호들이 합쳐져 들어옴으로써 자기 자신 이외의 신호들은 신호를 검출 할 때 방해가 된다. 이러한 사용자 간 간섭을 다중 접속 간섭 (MAI : multiple access interference)라 한다. 다중 접속 간섭을 억제하기 위해 다중 사용자에 대한 복호 방법은 다양하게 발전되어왔다. 다중 경로 환경과 같은 수중 채널에서 효율적인 수신 구조인 RAKE 구조에 기초하여 다중 접속 간섭을 억제 하는 방법 중 SIC 방식을 이용하여 인접 사용자 간섭을 제거하는 방법이 널리 적용된다. SIC/RAKE 수신 구조는 여러 사용자의 송신 신호가 합쳐진 수신 신호에 복원을 원하는 사용자에 데이터를 검출하기 위하여 다른 사용자에 대한 데이터를 단계별로 여러 사용자의 중첩된 신호에서 제거함으로써 다중 간섭을 제거하는 방식이다. 다중 간섭을 제거함으로써 SIC/RAKE 수신 구조는 다중 사용자 검출에 대하여 성능 향상을 기대 할 수 있다. 다음 Fig. 4.3은 SIC/RAKE 수신구조를 나타낸 그림이다.

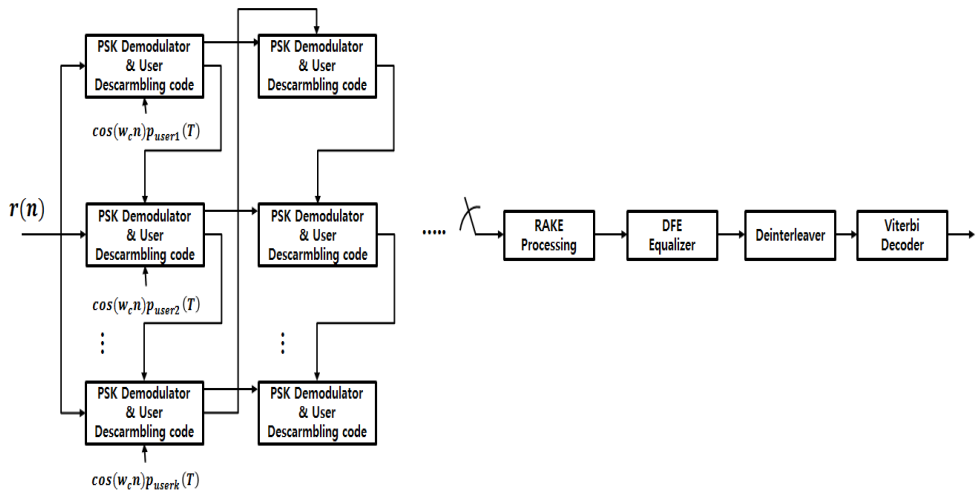


Fig. 4.3 Covert multiple user acoustic communication based on SIC/RAKE receiver

수신신호 $r(n)$ 은 모든 사용자에 대해서 사용자 식별과 복조 과정을 거치게 된다. 첫 번째 사용자에 대한 사용자 식별과 복조를 한 신호는 다중 간섭을 제거하기 위하여 두 번째 사용자 신호를 빼주게 된다. 그리고 동일한 방법으로 마지막 사용자에 대한 신호까지 빼줌으로써 다중 간섭을 제거한다. 다중 간섭을 제거한 후 RAKE 과정을 거친 다음 복조기로 입력된다. SIC/RAKE 수신구조는 정확한 채널 추정이 필요하며 사용자가 증가할수록 계산량이 급격히 늘어나는 단점이 있다.

SIC/RAKE 수신 구조의 단점인 채널 추정이 정확하지 않으면 성능이 열화되며 사용자 수가 증가되면 지수적으로 계산량이 많은 단점을 가진 SIC 부분을 제거한 후 본 논문에서 제안한 터보 등화 기반의 RAKE 수신 구조는 Fig 4.4과 같다. 송신부에서 보내진 송신 신호는 다중 경로와 같은 수중 채널 특성에 의하여 왜곡되어 수신부에 수신되어진다. 수신신호 $r(n)$ 은 다중 경로를 통하게 되고, 잡음이 더해져 들어옴으로 다음과 같은 식 (4.3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(n) = \sum_{l=1}^L c_{K,l}(n)s(n) + w(n) \quad (4.3)$$

L 은 전체 다중 경로의 수를 나타내며 l 은 l 번째의 다중 경로를 나타낸다. $c_{k,l}(n)$ 은 k 번째 사용자의 l 경로에 있는 채널 응답 계수를 나타내며 $w(n)$ 은 가우시안 잡음을 나타낸다.

수신부측에서는 수신 된 신호를 복원하기 위하여 각 사용자마다 송·수신부가 서로 알고 있는 훈련신호를 통하여 채널 추정 및 주파수 보상 알고리즘을 이용하여 주파수를 보상한다. 복조과정과 함께 복원을 원하는 사용자의 해당하는 사용자 식별 부호를 곱해준다. 사용자 식별 부호는 ‘1’ 과 ‘-1’ 로 구성되어 있기 때문에 같은 사용자 식별 부호를 곱하였을 때 ‘1’ 로써 사용자 식별 부호 성분은 제거 되어 진다. 또한 사용자 식별 부호는 높은 자기 상관관계 값을 구할 수 있으므로 원하는 사용자의 데이터를 찾을 수 있다.

수신 신호 $r(n)$ 에 복조를 위한 $\cos(w_c n)$ 과 사용자 식별 부호인 $p_{userk}(T)$ 을 곱하여 주계 되면 고주파수 성분은 필터를 통하여 제거되어지고 사용자 식별 부호 성분은 사라지면서 k 번째 사용자의 데이터를 뽑아 낼 수 있다. 다음 식 (4.4)는 수신신호 $r(n)$ 에서 k 번째 사용자에 대한 데이터를 복원하기 위한 복조 과정을 나타낸 식이다.

$$\begin{aligned}
 y_k(n) &= r(n)p_{userk}(T)\cos(w_c n) & (4.4) \\
 &= \sum_{l=1}^L c_{k,l}(n)s(n)p_{userk}(n)\cos(w_c n) + w(n)p_{userk}(n)\cos(w_c n) \\
 &= \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K c_{k,l}(n)b_k(n)p(T_c)p^{2_{userk}}(n)\cos^2(w_c n) + \bar{w}(n) \\
 &= \sum_{l=1}^L c_{k,l}(n)b_k(n)p(T_c) + \bar{w}(n)
 \end{aligned}$$

$y_k(n)$ 는 수신신호에서 k 번째 사용자에 대한 신호를 뽑아낸 데이터이며 $\bar{w}(n)$ 은 잡음을 나타낸다. 사용자 식별이 끝난 뒤, 복원을 원하는 데이터는 다중 경로와 같은 수중 채널 환경에서 우수한 성능을 보여주는 수신 구조인 RAKE 과정을 거치게 된다. RAKE 과정을 거친 후 수신 심볼들은 터보 등화기로 입력된다. 터보 등화기는 결정 궤환 등화기와 BCJR 복호기로 구성되어 있다. 등화기와 복호기는 인터리버와 역-인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신하고, 이를 통해 성능이 향상된다.

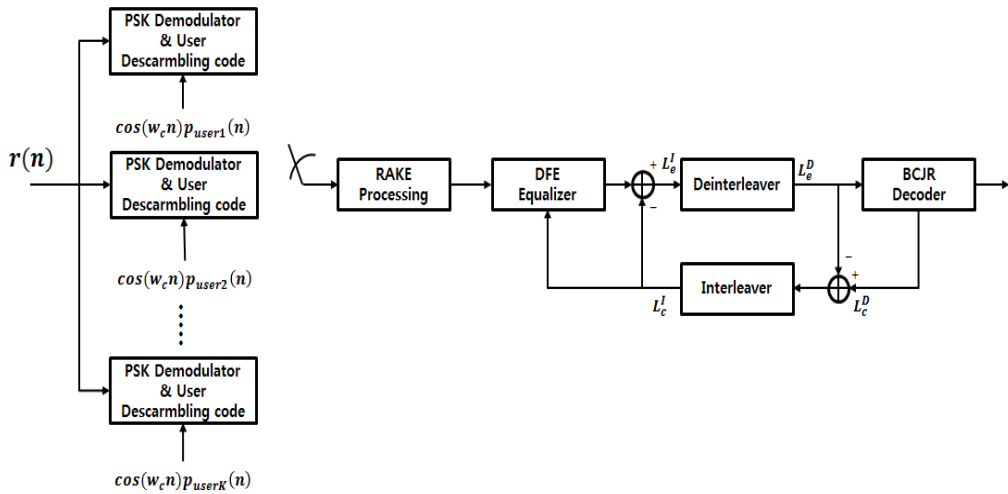


Fig. 4.4 Covert multiple user acoustic communication based on turbo equalized RAKE receiver

4.3 시뮬레이션 및 수중 실험을 통한 성능 분석

시뮬레이션 환경은 Table 4.1과 같다. 수중에서 송신하고자 하는 사용자의 수를 한 개에서 세 개로 정하고, 데이터 bits수를 10^4 bit로 하고 대역확산을 위한 PN sequence bits수를 8 bit로 하였고 각 센서의 식별을 위한 채널 식별 부호를 8 bit로 설정하였다. 채널 부호화기로는 (2, 1, 7) 컨볼루션 부호화기를 사용하였고, 변조방식으로는 BPSK를 사용하였으며 복호기는 BCJR을 사용하였다. 중심 주파수는 16 [kHz], 샘플링 주파수는 192 [kHz]로 하였고, 데이터 속도는 187.5 [bps]로 하였다. 시뮬레이션은 사용자 수에 따른 RAKE 기반의 터보 등화 모델의 성능을 알아본 뒤, SIC/RAKE 수신 모델과 성능을 비교하였다.

시뮬레이션 환경은 앞 장에서의 채널 응답 특성을 이용하였으며, 각 사용자들의 채널 응답 특성은 동일하다고 가정하였다.

Table 4.1 Simulation parameters

Source	10000 bits
PN Code	8 bits
사용자 식별 부호	8 bits
사용자 수 u	1, 2, 3
Channel Coding Method	(2, 1, 7) Convolution
Modulation	BPSK
Decoding Method	BCJR
Center Frequency	16 [kHz]
Sampling Frequency	192 [kHz]
Bit rate	187.5 [bps]

Fig. 4.5는 사용자의 수에 따른 RAKE 기반의 터보 등화 모델에 대한 성능을 나타낸 그래프이다. 수신 구조의 최적의 값으로 임계 값을 사용자의 수에 따라 설정하고 반복 횟수를 3으로 고정하였다. 사용자의 수가 하나일 경우 2.5 dB에서 모든 데이터를 복호하였으며 사용자의 수가 2, 3일 경우에는 각각 7 dB와 8 dB에서 모든 데이터를 복호하였다.

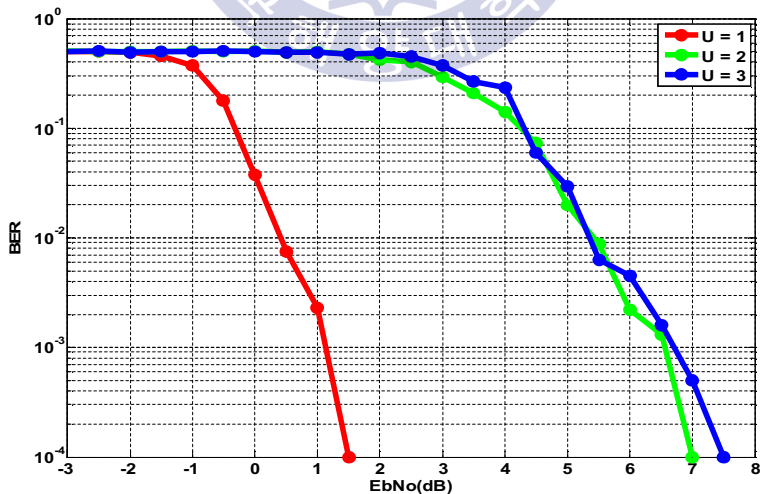


Fig. 4.5 BER performance graph by number of user

Fig. 4.6은 사용자 수를 3일 때 SIC/RAKE 수신 구조와 제안하는 RAKE 기반의 터보 등화 모델에 대하여 각 사용자의 평균 성능을 BER 곡선 그래프로 나타내었다. SIC/RAKE 수신 구조는 12 dB에서 모든 데이터를 복호할 수 있었다. 이에 반해 제안한 터보 등화 기반의 RAKE 수신구조는 7.5 dB에서 모든 데이터를 복호할 수 있었다.

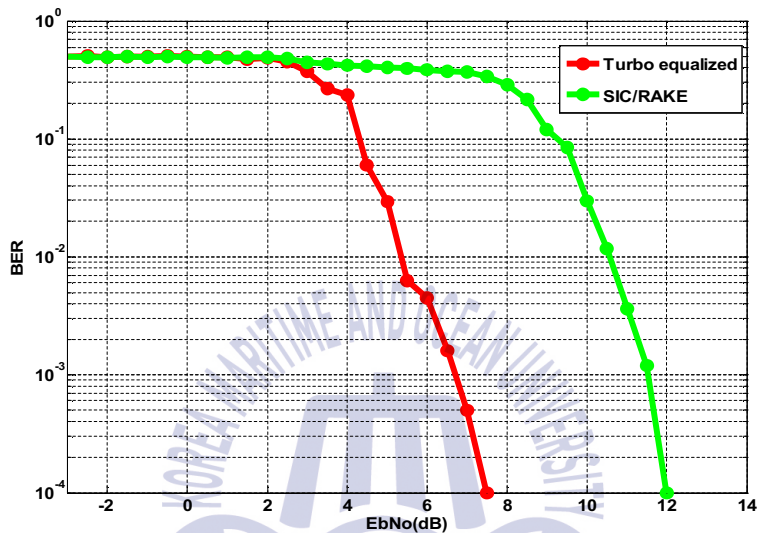


Fig. 4.6 BER performance comparison U=3

시뮬레이션 결과, 다수의 사용자에 대한 송신하여 수신하였음에도 RAKE 기반의 수신 구조를 이용하여 원하는 사용자의 데이터를 모두 복호가 가능함을 확인하였으며 기존의 다중 경로 환경과 같은 수중 채널에서 효율적인 수신 구조인 RAKE 구조에 기초하여 다중 접속 간섭을 억제 하는 방법 중 SIC방식을 이용한 SIC/RAKE 수신 모델보다 제안하는 RAKE 기반의 터보 등화 모델이 더 우수한 성능을 보여주었다.

4.4 수중 실험을 통한 성능 분석

은밀 다중 접속을 위한 수중 음향 통신의 성능을 알아보기 위하여 실제 수중 실험을 진행하였다. 수중 실험은 한국해양대학교 앞 바다에서 수행하였으며 실험을 통해 수집한 데이터를 통해 제안하는 수신 구조에 대한 성능을 분석하였

다. 실제 실험에서는 2대의 송신기에서 동시에 신호를 송신하여 하나의 수신기에서 송신 신호를 수신한다. 수신된 데이터에서 원하는 송신기에서 보낸 송신 데이터를 복호가 가능한지 분석하였다.

실제 수중 실험 환경과 모식도는 Table 4.2와 Fig. 4.7과 같다. 데이터 bits 수를 500 bits로 하였고, 송신기의 수를 2개로 하여 사용자의 수 U를 2개로 하였고, 송신기와 수신기 사이의 거리는 각각 41 [m]와 36 [m]이고, 송신기 사이의 거리는 5 [m]로 하였으며, 송수신기의 깊이는 수면에서 3 [m]로 하였다.

실제 수중 실험에서는 제안하는 RAKE receiver에 대하여 성능을 분석하기 위하여 대역확산을 위한 PN code bits 수와 사용자 식별 부호 수를 각각 16 bits로 하여 데이터를 송신하였다. 신호의 전송은 각 데이터 패킷 사이에 딜레이를 두고 10번 반복하여 전송하였다.

Table 4.2 Parameters for underwater acoustic communication experiment

Source	500 bits
PN Code bits	16 bits
사용자 식별 부호	16 bits
The number of Tx (U)	2
Channel Coding Method	(2, 1, 7) Convolution
Modulation	BPSK
Decoding Method	BCJR
Center Frequency	16 kHz
Sampling Frequency	192 kHz
Water depth	4.3 [m]
Distance (Tx-Rx)	Tx1 : 41 [m], Tx2 : 36 [m]
Distance (Tx1-Tx2)	5 [m]
Depth	Tx1, Tx2 : 3 [m], Rx : 3 [m]

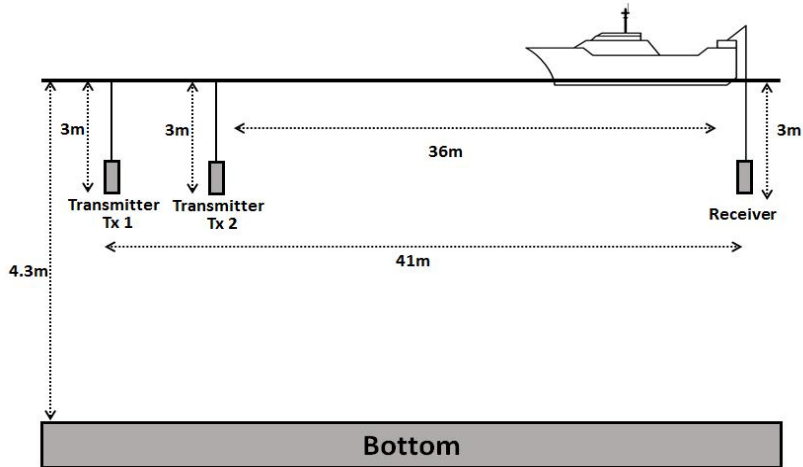


Fig. 4.7 Illustration of the sea trial

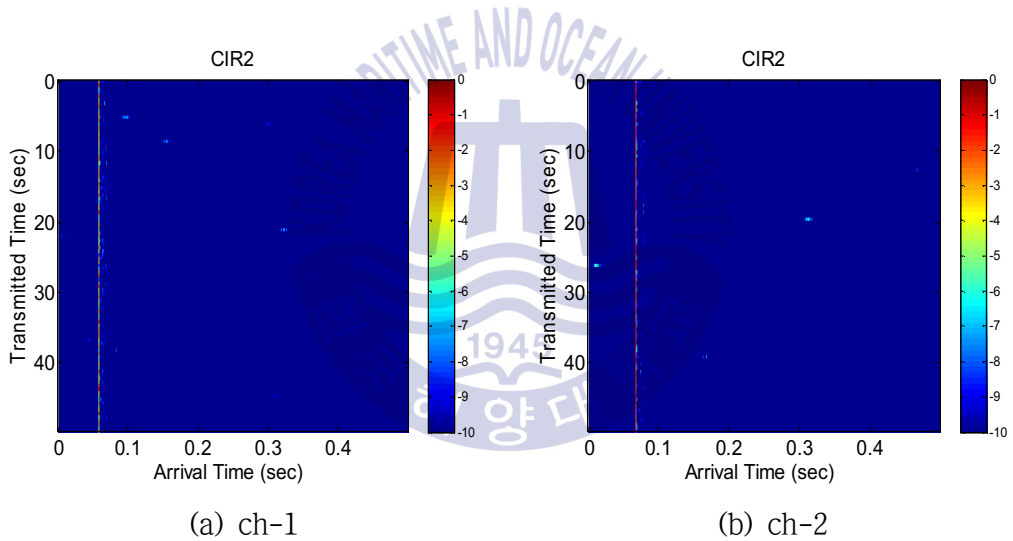


Fig. 4.8 Channel impulse response

실험 분석은 각 패킷 별 오류의 개수로 나타내었다. RAKE receiver를 통과한 후에 오류의 개수, 등화기를 통과 한 후에 오류의 개수, 복호기를 통과 한 후에 오류의 개수를 나타내었으며, 시간상의 구분으로 표로 나타내었다. RAKE receiver는 가중치 값을 적용하였으며, 복호기를 3회 반복하였고, 임계 값을 적용하였다.

Table 4.3은 위의 파라메타를 이용하여 수행한 실험 데이터를 오류의 개수로 나타내었다. 오류 개수는 첫 번째 송신부에서 나온 신호를 기준으로 하여 나타내었다. 실험 결과, RAKE receiver 과정과 등화기를 통하여 오류의 개수가 줄어드는 것을 확인할 수 있었고, 10개의 패킷 중 2개의 패킷에서 500 bits 중에서 각각 75 bits, 38 bits의 오류가 났고, 3개의 패킷에서 모든 데이터를 복호하였다.

Table 4.3 Number of errors (U=2)

Interval #		1	2	3	4	5
RAKE receiver	Training data (512 bits)	110	89	122	170	210
	Data (1012 bits)	305	114	214	354	462
Interval #		6	7	8	9	10
RAKE receiver	Training data (512 bits)	215	129	122	227	178
	Data (1012 bits)	359	193	114	408	398
Interval #		1	2	3	4	5
등화 후 오류	Training data (512 bits)	75	25	65	171	234
	Data (1012 bits)	132	51	97	334	495
Interval #		6	7	8	9	10
등화 후 오류	Training data (512 bits)	198	129	65	269	182
	Data (1012 bits)	357	193	73	498	367
Interval #		1	2	3	4	5
Decoded error (500 bits)		75	0	0	245	219
Interval #		6	7	8	9	10
Decoded error (500 bits)		231	38	0	258	247

Table 4.4 Number of errors by RAKE receiver (U=2)

Interval #		2	3	8
RAKE receiver	RAKE receiver (Data 1012 bits)	428	441	409
	등화 후 오류 (Data 1012 bits)	505	519	414
	Decoded error (Data 500 bits)	244	239	238
Interval #		2	3	8
RAKE receiver with threshold	RAKE receiver (Data 1012 bits)	348	202	142
	등화 후 오류 (Data 1012 bits)	328	69	98
	Decoded error (Data 500 bits)	211	0	0
Interval #		2	3	8
RAKE receiver with weighted coefficient	RAKE receiver (Data 1012 bits)	114	241	114
	등화 후 오류 (Data 1012 bits)	51	97	73
	Decoded error (Data 500 bits)	0	0	0

Table 4.4는 모든 데이터를 복호한 패킷을 이용하여 RAKE receiver에 따른 오류의 개수를 나타낸 표이다. RAKE receiver만 적용하였을 때보다 threshold 값과 가중치 값을 적용하였을 때 성능이 점점 향상 되는 것을 관찰 할 수 있다. 실제 수중 실험을 통하여 제안한 송·수신 구조가 은밀 다중 접속을 위한 통신 모델에 적합함을 알 수 있다.

제 5 장 결 론

최근 개인 또는 군사적 목적으로 피감청 특성을 가진 수중 음향 통신에 대하여 많은 연구가 진행 중이다. 기존의 은밀 수중 음향 통신에 대한 연구는 시변 동성을 갖는 수중 채널에서 전송을 향상이나 송수신 거리 증대 관점에서만 이루어졌으며, 실제 은밀성이 강조되는 환경에서의 전송 성능에 대한 언급은 거의 없는 실정이다. 따라서 실제 은밀 수중 음향 통신 시스템을 설계하고자 하는 경우 이에 적합한 시스템 설계와 전송 성능이 어떻게 나타나는지에 대한 분석이 필수적이다. 즉, LPI 기술을 적용함으로써 통신 성능에 미치는 영향을 분석하고, 이를 통해 최적의 LPI 은밀 수중 음향 통신 시스템의 설계가 필요하다.

이에 LPI 은밀 수중 음향 통신을 위하여 직접 수열 대역 확산 방식을 적용하였고, 송수신 모델을 제시하였다. 수중 통신이라는 관점이라는 점을 고려하여 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 컨볼루션 부호 기반의 BCJR 복호기와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기가 결합된 터보 등화기 구조에 RAKE 수신 구조를 적용하여 효율적인 복호 방식을 제안하였다. 가중치 값을 적용한 RAKE 수신기 설계 시 최적의 임계 값을 제시하였으며, 임계 값과 가중치 값 설정에 따른 PN 부호의 bits 수 별로 성능을 비교 분석하였다. 반복횟수 또한 PN 부호의 bits수가 클수록 영향을 많이 받는다는 것을 알 수 있었다.

그리고 은밀 수중 음향 통신 연구를 기반으로 하여 단일 사용자에 대한 통신 시스템 구조뿐만 아니라 은밀 다중 사용자 접속에 대한 송수신 구조를 제안하였다. 기존의 다중 경로 환경과 같은 수중 채널에서 효율적인 수신 구조인 RAKE 구조에 기초하여 다중 접속 간섭을 억제 하는 방법 중 SIC방식을 이용한 SIC/RAKE 수신 모델보다 제안하는 RAKE 기반의 터보 등화 모델이 더 우수한 성능을 확인 할 수 있었다.

시뮬레이션을 통하여 기존의 방식과 제안하는 방식에 대한 성능 차이를 확인할 수 있었으며, 실제 수중 실험을 통하여 제안하는 방식을 통해 수신된 심벌의 모든 오류를 정정할 수 있음을 확인하였다. 본 논문에서는 제안된 은밀 수중 음향 통신 모델이 다중 경로와 같은 수중 채널 환경에서 매우 효과적으로 사용할 수 있음을 알 수 있었다.



참고문헌

- [1] J. H. Park Jr, "LPI Techniques in the Underwater Acoustic Channel," *IEEE Military Communication conference*, vol. 1, pp. 10.5.1-10.5.5, Oct. 1986.
- [2] E. M. Sozer, J. G. Proakis, M. Stojanovic, J. A. Rice, A. Benson and M. Hatch, "Direct Sequence Spread Spectrum Based Modem for Under Water Acoustic Communication and Channel Measurements," *IEEE. Oceans'99 MTS*, vol. 1, pp. 228-233, Sep. 1999.
- [3] G. D. Weeks, J. K. Townsend and J. A. Freebersyser, "A Method and Metric for Quantitatively Defining Low Probability of Detection," *Proceeding of IEEE Military Communication Conference*, vol. 3, pp. 812-826, Oct. 1998.
- [4] T. C. Yang and W. B. Yang, "Low signal-to-noise-ratio underwater acoustic communication using direct-sequence spread spectrum signals," *IEEE Oceans 2007*, pp. 821-826, Jun. 2007.
- [5] M. Stojanovic, J. G. Proakis, J. A. Rice and M. D. Green, "Spread Spectrum Underwater Acoustic Telemetry," *IEEE OCEANS '98 Conference Proceedings*, vol. 50, pp. 650-654, Oct. 1988.
- [6] T. C. Yang and W. B. Yang, "Low probability of detection underwater acoustic communication using direct-sequence spread spectrum," *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 124, pp. 3632-3647, Dec 2008.
- [7] 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.

- [8] M. Tuchler, R. Koetter, and A. C. Singer, "Turbo Equalization: principles and new results," *IEEE Trans Communications*, vol. 2, pp. 754-767, Oct. 2002.
- [9] R. Koetter, A. C. Singer and M. Tuchler, "Turbo Equalization," *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 67-80, Oct. 2004.
- [10] K. Berberdis, T. Rontogiannis, and S. Theodoridis, "Efficient block implementation of LMS based DFE," *Proc. 13th Digital Signal Processing Int. Conf.*, vol. 1, pp.143-146, Jul. 1977.
- [11] Z. Zhao, and S. Guo, "Design of an Acoustic Communication System Based on FHMA for Multiple Underwater Vehicle," *Scientific Research*, vol. 1, No. 1, 2010.
- [12] K. Ouertani, S. Saodio, M. Ammar, and S. Houcke, "Performance Comparison of RAKE and SIC/RAKE Receivers for Multiuser Underwater Acoustic Communication Applications," *IEEE OCEANS 2007-Europe*, pp. 1-6, 2007.
- [13] G. Ungerboeck, "Channel coding with multi level/phase signals," *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol. IT-28, No. 1, Jan. 1982.
- [14] 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.
- [15] A. J. Viterbi, "Convolutional Codes and their Performance in Communication Systems," *IEEE Trans Communication Technology*, Vol. CT-19, pp. 751-771, Oct. 1971.
- [16] G. Rettweis and H. Meyr, "High-Speed Viterbi Processor: Systolic Array Solution," *IEEE Journal on Select Area in Communication*, Vol. SAC-8, pp. 1520-1534, Oct. 1990.
- [17] F.Blackmon, E. Sozer, M. Stojanovic and J. Proakis, "Performance Comparison of RAKE and Hypothesis Feedback Direct Sequence Spread

Spectrum Techniques for Underwater Communication Applications,”
Proceeding of MTS/IEEE OCEANS, Vol. 1, pp.594-603, Feb. 2002.

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



감 사 의 글

대학원을 입학하고 어느새 졸업이 다가왔습니다. 대학원 생활을 하면서 학문적으로도 많은 성장을 하였고, 학문 이외의 많은 것들 또한 배울 수 있는 좋은 경험이었습니다. 이처럼 제가 많은 부분에 성장 할 수 있었던 것은 학과 교수님들, 실험실 선배님들, 친구들과 가족들 덕분입니다.

특히 대학원 생활에서 많은 지식과 교훈을 주신 정지원 교수님께 감사의 말씀을 드립니다. 대학원에 입학하였을 때, 미흡한 저를 세심한 지도와 격려를 해주시며 지금까지 이끌어주셔서 감사드립니다. 연구에서 많은 도움과 지도를 통하여 지금의 논문을 완성할 수 있었습니다. 그리고 이 논문을 좀 더 충실한 내용을 담을 수 있게 도와줄 수 있도록 논문 심사를 맡아주신 김기만 교수님과 윤영 교수님께도 감사드립니다.

실험실 생활에서 가장 오랫동안, 바로 옆에서 많은 일들을 함께 했던 창욱이 형과 건웅이, 하현이가 있어 어려울 때 힘이 되고, 잊지 못할 많은 추억거리를 만들 수 있어서 좋았습니다. 그리고 먼저 졸업한 실험실 선배님들에게 감사드리고 특히 해찬이 형과 태훈이 형에게 감사합니다. 그리고 다른 실험실이지만 많은 것을 도와준 지홍이과 은혜, 택익이, 수정이 등 모든 전과과 실험실 대학원생들에게 감사하고, 학부 때부터 친구인 현세, 순근이, 진관이 등 모두가 있어 즐겁게 학교생활을 즐겁게 하였습니다. 실험실 후배로 들어온 정현이와 희수에겐 많은 것을 도와주지 못해 미안하고, 잘 따라 줘서 고맙다는 말 전하고 싶습니다. 그리고 진솔이, 준현이, 원혁이, 종현이 등 우리 대구 패밀리 모두 성공해서 꼭 소원 이루었으면 좋겠습니다.

마지막으로 이처럼 아무 걱정 없이 대학원 생활을 할 수 있도록 저를 믿고 맡겨주신 아버지와 어머니 감사드리고, 동생도 고생 많았습니다. 앞으로 주위의 기대에 보답 드리기 위해 항상 노력하고 최선을 다하는 사람이 되겠습니다.