



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

저피탐 수중음향통신에서 훈련 신호 구간의
오차율에 기반한 레이크 수신기

Rake Receiver Based on BER of Training
Sequence Duration in Low Probability of Detection
for Underwater Acoustic Communication



指導教授 金基萬

2016年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

孫 知 弘

本 論 文 을 孫 知 弘 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함 .

委 員 長 : 工 學 博 士 鄭 智 元



委 員 : 工 學 博 士 趙 炯 來



委 員 : 工 學 博 士 金 基 萬



2016年 2月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

목 차

List of Tables	iii
List of Figures	iv
Abstract	v
제 1 장 서론	1
제 2 장 수중음향 채널 및 탐지확률	3
2.1 수중음향 채널 특성	3
2.1.1 전달 손실	4
2.1.2 다중 경로 전달	5
2.1.3 도플러 효과	6
2.1.4 잡음	8
2.2 채널 페이딩 및 탐지확률	9
2.2.1 채널 페이딩에 따른 탐지확률	9
2.2.1.1 Non-fading	9
2.2.1.2 Gaussian fading	10
2.2.1.3 Log-normal fading	11
2.2.1.4 Rayleigh fading	12
2.2.2 곡선 적합	13
2.2.3 ROC 곡선	15
2.2.4 채널에 따른 탐지 거리	16

제 3 장 오차율 기반 레이크 수신기	19
3.1 기존의 레이크 수신 방법	20
3.2 제안된 레이크 수신 방법	24
 제 4 장 모의실험 및 호수실험 결과	 29
4.1 모의실험 결과	29
4.2 4월 호수실험 결과	35
4.3 5월 호수실험 결과	43
 제 5 장 결론	 51
 참고문헌	 53
 감사의 글	 56



List of Tables

Table 4.1 Parameters for simulation	30
Table 4.2 Parameters for lake experiments (April 2015)	37
Table 4.3 Train BER in lake experiments (April 2015)	38
Table 4.4 Parameters for lake experiments (May 2015)	45
Table 4.5 Train BER in lake experiments (May 2015)	46



List of Figures

Fig. 2.1 Example of multipath propagation in shallow water	6
Fig. 2.2 Constellation according to the Doppler effect	8
Fig. 2.3 Curve fitting	14
Fig. 2.4 ROC curve	15
Fig. 2.5 Transmission loss in accordance with range	17
Fig. 2.6 Probability of counter-detection in accordance with range ..	18
Fig. 3.1 Matched filter output	20
Fig. 3.2 The structure of a rake receiver	21
Fig. 3.3 The schematic diagram of receiver	21
Fig. 3.4 Block diagram of a rake receiver	22
Fig. 3.5 Matched filter output after maximum peak	23
Fig. 3.6 The matched filter output	25
Fig. 3.7 The constellation of each path	25
Fig. 3.8 The block diagram of a proposed rake receiver	26
Fig. 3.9 The block diagram of a proposed rake receiver communication system	27
Fig. 4.1 Channel characteristic for simulation	30
Fig. 4.2 BER in accordance with SNR	31
Fig. 4.3 Curve fitting of envelop in simulations	33
Fig. 4.4 ROC curve in simulations	33
Fig. 4.5 Count-detection range in simulations	34
Fig. 4.6 Setup for lake experiment (April 2015)	35
Fig. 4.7 Underwater acoustic channel characteristics	36
Fig. 4.8 Matched filter output of lake experiment signals (April 2015)	37

Fig. 4.9 The performance comparison with rake receivers (April 2015)	39
Fig. 4.10 The constellation of lake experiment signals (April 2015)	40
Fig. 4.11 Curve fitting of envelop in lake experiments (April 2015)	41
Fig. 4.12 ROC curve in lake experiments (April 2015)	41
Fig. 4.13 Count-detection range in lake experiments (April 2015) ...	42
Fig. 4.14 Setup for lake experiment (May 2015)	43
Fig. 4.15 Underwater acoustic channel characteristics	44
Fig. 4.16 Matched filter output of lake experiment signals (May 2015)	45
Fig. 4.17 The performance comparison with rake receivers (May 2015)	47
Fig. 4.18 The constellation of lake experiment signals (May 2015) ·	48
Fig. 4.19 Curve fitting of envelop in lake experiments (May 2015)	49
Fig. 4.20 ROC curve in lake experiments (May 2015)	49
Fig. 4.21 Count-detection range in lake experiments (May 2015)	50

Rake Receiver Based on BER of Training Sequence Duration in Low Probability of Detection for Underwater Acoustic Communication

Ji-Hong Son

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

Abstract

In recent years, underwater sensor networks can be used for environment monitoring, disaster prevention, and military surveillance. When sound waves are passed through the underwater, they are affected by attenuation, reflection of bottom and surface, scattering, ambient noise, and the Doppler effect caused by movement of the transmitter and the receiver.

In this thesis a type of channel and the channel parameters are investigated to calculate the counter-detection range in underwater acoustic communication channels. A rake receiver that uses the BER (bit error rate) analysis of train signals was proposed, which have the better performance than a conventional rake receiver. A

conventional rake receiver selects the paths which are the matched filter output over threshold. Weights are allocated to selected paths in accordance with path gains. A proposed rake receiver uses the same method to a conventional rake receiver which is path selection, but that uses BER analysis of each path under threshold in the training sequence to assign weights. In accordance with training sequence BER the weights are allocated, the lower train BER the high weighting value. After the envelop of received signals are used in channel fading analysis, the channel types and channel parameters are investigated by curve fitting of the amplitude variability. After the ROC (receiver operating characteristic) curve are calculate by the channel types and channel parameters, as a result, counter-detection range are attained by calculating detection probability in accordance with false alarm probability. In the event of lake experiments the channel type is Rayleigh fading channel. Consequently ROC curve and counter-detection range are analyzed. A non-rake receiver, conventional rake receiver, and proposed rake receiver performance are evaluated in lake experiments. As a result, proposed rake receiver have the error free performance and conventional rake receiver have 12.5% BER performance.

KEY WORDS: Underwater Acoustic Communication, Rake Receiver, Channel Estimation, Counter-detection Range

제 1 장 서 론

수중음향통신은 복잡한 환경적인 특징을 갖는 수중환경 때문에 육상보다 많은 어려움이 따른다. 육상통신과는 달리 수중음향통신은 전자파가 아닌 음파를 이용한다. 음파의 전달속도는 전자파에 비해 매우 느리고 수중온도와 염분 등에 따라 다르며, 음속구배로 인한 굴절로 음파의 이동경로가 바뀌게 된다[1]. 음파가 전달되면서 흡수, 손실됨은 물론 해수면과 해저면에 의한 반사와 산란, 다양한 잡음원, 해류에 의한 송수신기 이동으로 발생하는 도플러 효과까지 수많은 요소들이 복잡하게 작용한다. 본 논문에서는 시변동성을 가진 채널에서 분석을 위하여 곡선 적합(curve fitting)을 수행하고 해당 채널의 탐지 확률 ROC(receiver operating characteristic) 곡선을 구한다. 채널 파라미터에 의한 탐지 확률을 거리에 대한 함수로 표현하고, 거리에 따른 탐지 확률을 계산한다.

최근 해양 자원 개발이 활발해지면서 해양에 대한 관심이 고조되고, 다양한 분야에서의 연구가 진행되고 있다. 해양 환경 모니터링에서부터 수중 센서 네트워크를 위한 통신기법까지 다양한 연구가 국내외에서 이루어지고 있다[2-4]. 특히 해양에서의 수중음향통신은 해양 연구의 필수적인 기술뿐만 아니라 해양 감시체계로써 응용분야가 확대되고 있는 추세이며 [5], 은밀성을 지닌 수중음향통신도 필요하다. 이러한 저피탐 수중음향통신을 위해 낮은 SNR(Signal-to-Noise Ratio) 환경에서도 수중음향통신이 가능하도록 하는 직접 수열 대역 확산 방식과 레이크 수신기가 적용되어 왔다.

수중음향통신에서 레이크 수신기를 이용한 방법은 여러 연구가 진행된 바 있다[6-8]. 몇 가지 대표적인 방법을 소개하면, 첫 번째 방법은 정합

필터를 구성한 후 문턱 값(threshold)보다 높을 경우 하나의 경로로써 두는 방법이다. 선택된 경로는 하나의 finger로써 수신기가 구성된다[7]. 두 번째 방법은 정합 필터 출력 값이 가장 큰 경로를 직접 경로로 여기며, 그 이후로 수신된 경로를 선택하는 방법이다. 위 두 가지 방법은 경로 이득이 가장 큰 경로를 직접 경로로써 큰 가중치를 두어 계산된다. 그러나 경로 이득이 가장 크다고 해서 직접 경로가 아닌 경우가 있다. 이러한 경우를 고려하여 본 논문에서는 선택된 경로마다 혼련 신호를 복구하고 혼련 신호 구간의 BER(bit error rate)을 확인하여 가중치 할당에 이용하는 방법을 제안하였다. 각 finger마다 나온 심볼 값에 가중치를 부과한 후, 합산으로 최종 심볼 값을 추출한다. 성능 비교를 위해 벨합(Bellhop) 모델링[9] 기반의 모의실험과 함께 실제 호수실험을 수행하고 성능을 분석하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다.

제 2 장에서는 수중음향 채널의 특성과 함께 채널 페이딩, 곡선 적합, 해당 채널에 따른 ROC 곡선 및 탐지 거리를 계산한다.

제 3 장에서는 수중음향통신에서 사용되는 기존의 레이크 수신기와 제안한 레이크 수신 방법을 기술한다.

제 4 장에서는 제안한 레이크 수신기 방법의 성능을 분석하기 위해 모의실험을 실시하고, 호수실험을 통한 결과를 기술한다.

마지막으로 제 5 장에서는 결론 및 향후 연구 방향에 대하여 기술한다.

제 2 장 수중음향 채널

2.1 수중음향 채널 특성

수중음향 채널은 통신하기 가장 어려운 환경으로 인식되고 있다. 수중음향 채널은 해수면의 변화, 수심에 따른 음속 구조, 전송 거리, 해저 지형 등으로 인해 다양하고 복잡한 특성을 가진다. 수중에서는 직접파와 더불어 해수면과 해저면의 반사파들에 의해 음파가 전달된다. 특히 천해의 경우, 해수면과 해저면의 반사 등으로 인해 다중 경로 전달을 포함한 다양한 특성으로 수중음향통신의 성능 저하를 일으키며 심해에 비해 음파가 전달되는 형태가 복잡하다. 특히 해저면의 상태에 따른 신호의 지연은 진흙의 경우 10 ms, 모래일 경우 30 ms까지 신호의 지연이 발생하기도 하며[10], 음원에서 발생한 신호의 주파수가 차단 주파수 이하일 경우 원거리까지 전파되지 못한다. 이때의 차단 주파수는 다음 식과 같다[11].

$$f_{cut} = \frac{C_W}{4D\sqrt{1-(C_W/C_B)^2}} \quad (2.1)$$

이때 C_W 는 수중에서의 음속이며, C_B 는 해저에서의 음속, D 는 수심이 다. 해저의 경우 층상구조로 되어 있어 실제의 차단 주파수는 더욱 복잡한 성질을 나타낸다. 일반적으로 음파의 속도는 공기 중에서는 340 m/s, 수중에서는 1,450 ~ 1,540 m/s, 해저에서는 1,500~2,500 m/s로 알려져 있다. 특히 천해의 경우 음파의 속도가 수압의 영향보다는 수온의 영향을 많이 받게 되며 다음과 같이 식 (2.2)로 표현된다[11].

$$C_W = 1449.2 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.00029T^3 + (1.34 - 0.01T)(S - 35) + 0.016z \quad (2.2)$$

이때 $T [^{\circ}\text{C}]$ 는 수온, $S [PPT]$ 는 염분, $z [m]$ 는 수심을 의미한다.

수중음향통신의 성능을 결정하는 요인에는 음향 신호의 거리에 따른 전달 손실과 다중 경로 전달 과정으로 인한 간섭 신호, 배경 잡음, 음원의 이동이나 해수면의 거칠기에 의한 도플러 효과 등이 있다. 데이터의 전송 속도가 증가함에 따라 요구되는 대역폭도 커지게 되는데, 전송 거리와 채널 대역폭은 서로 반비례 관계를 가지며 전송 거리가 증가할수록 대역폭이 줄어들어 데이터 전송효율이 떨어진다.

2.1.1 전달 손실 (transmission loss)

전달 손실은 크게 신호가 모든 방향으로 퍼져 나감으로써 생기는 확산 손실과 신호의 에너지가 매질로 흡수되는 흡수 손실, 그리고 해수면의 기포 등에 의해 발생하는 산란 손실로 구분될 수 있다. 확산 손실은 전송 거리에 따라 달라지며, 흡수 손실은 전송 거리와 주파수에 의해 결정된다. 일반적으로 산란 손실은 예측이 힘들기 때문에 통상적인 전달 손실은 확산 손실과 흡수 손실의 합으로써 식 (2.3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$TL = 10 \log \frac{I_{(R)}}{I_0} = 20 \log R + \alpha_a R 10^{-3} \quad (2.3)$$

위 식에서 I_0 와 $I_{(R)}$ 은 각각 음원으로부터 1 m 거리 및 R m 에서의 Intensity이다. 또한 α_a 는 흡수 계수이며 주파수를 $f [kHz]$ 라 할 때 식 (2.4)와 같다.

$$\alpha_a \approx 3.3 \times 10^{-3} + \frac{0.11f^2}{1+f^2} + \frac{44f^2}{4100+f^2} + 3.0 \times 10^{-4}f^2 \quad (2.4)$$

식 (2.3)에는 포함되지 않는 산란 손실은 해수면은 물론 해저면에서도 서로 다른 매질에 의해 발생한다. 해수면의 산란 손실 α_s 는 식 (2.5)와 같다.

$$\alpha_s = -10 \log[1 - 0.0234(f \cdot H)^{\frac{3}{2}}] \quad (2.5)$$

여기서 f 는 신호 주파수[kHz], H 는 평균 파고[ft]이다. 해저면에서의 산란 손실 α_b 은 반사 계수로 표현되는데, 서로 다른 매질 1과 매질 2의 임피던스를 Z_1, Z_2 라 할 때 반사 계수는 식 (2.6)과 같이 표현된다.

$$R = \frac{Z_2/Z_1 \sin\theta_i - \sin\theta_t}{Z_2/Z_1 \sin\theta_i + \sin\theta_t} \quad (2.6)$$

여기서 θ_i 는 입사각, θ_t 는 투과각이다. 해저면에서 산란손실 α_b 는 다음 식 (2.7)과 같이 정의할 수 있다.

$$\alpha_b = -20 \log_{10}|R| \quad (2.7)$$

2.1.2 다중 경로 (multi-path) 전달

다중 경로 전달에 의해 수신된 신호는 수중음향통신 시스템에서 인접 심벌간의 간섭(Inter Symbol Interference : ISI)을 발생시키고, 통신 시스템의 성능 저하를 가져오는 주요 원인 중 하나이다. 그림 2.1과 같이 음향

신호가 전달되는 과정에서 수신기로 직접 도달되는 직접파와 해수면과 해저면에 반사(reflection)되거나 산란(scattering)되어 발생하는 잔향(reverberation) 현상이 존재한다. 또한 식 (2.2)와 같이 수심에 따라 달라지는 수온에 의해 음파의 전파 경로가 달라지는 ray bending 현상은 다중 경로를 만들게 된다. 통상적으로 수직 채널의 경우 대부분 해수면의 후방 산란에 의해 짧은 시간의 다중 경로 확산이 생기는 반면 수평 채널의 경우 매우 긴 다중 경로 확산이 생길 수 있다. 천해 환경에서는 직접파와 대부분 해수면과 해저면의 잔향에 의한 다중경로 전달 신호가 합해져서 수신되며, 대부분은 ray bending 현상에 의해 발생한다[12-14].

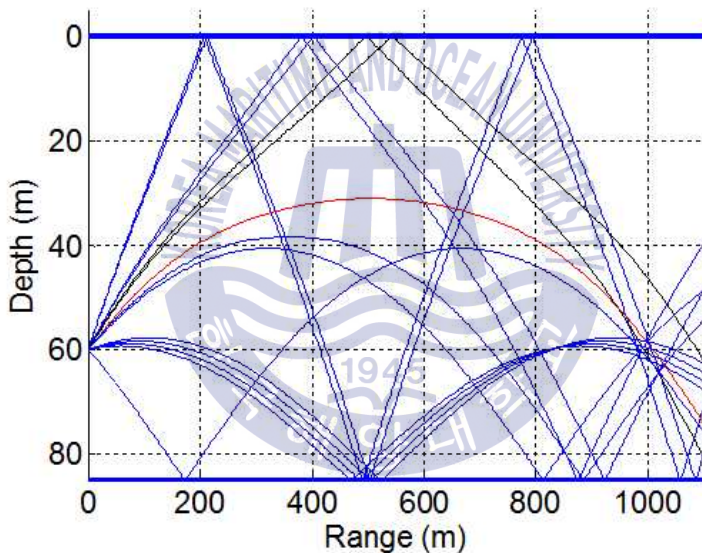


그림 2.1 천해에서 다중 경로 전달의 예

Fig. 2.1 Example of multipath propagation in shallow water

2.1.3 도플러 효과 (Doppler effect)

도플러 효과는 음원과 수신기의 상대속도에 따라 신호의 주파수가 달라지는 현상으로 음파와 같이 매질을 통해 전파되는 경우에는 음원과 수신기의 매질에 대한 상대속도에 따라 변한다. 이러한 도플러 효과는 육상

통신에 사용되는 전자기파에 비해 상대적으로 매우 느린 전파속도를 가진 음파를 이용하는 수중음향통신 시스템의 성능에 상당한 영향을 미친다. 특히 수중음향통신에서 파도 혹은 해류에 의한 송수신기의 움직임은 다중 경로 전달에 도플러가 더해져 더 복잡한 채널 구조를 생성하고, 이는 수신부에서 많은 인접 심볼들 사이에 간섭을 일으킴으로써, 수중음향통신 성능의 저하를 가져온다. 이러한 도플러 효과에 의해 신호의 주파수가 변동되고 퍼지는 도플러 확산 현상이 발생한다. 만약 송수신기간의 상대속도가 일정하면 도플러 천이 주파수 또한 일정하기 때문에 단일 주파수 천이만 발생하여 수신부에서 쉽게 보상할 수 있다. 하지만 도플러 주파수가 시간에 따라 변화한다면 연속적인 주파수 확산을 발생시키게 되며 이러한 경우에는 보상이 매우 어렵다. 특히 고속 데이터 전송을 하게 되면 높은 반송 주파수를 사용하기 때문에 대역폭을 넓게 쓸 수 있으나, 반대로 높은 전송 손실뿐만 아니라 높은 주파수에 비례하여 높은 도플러 확산을 갖게 되는 문제점이 발생한다.

도플러 효과는 통신 주파수의 천이를 유도하는데, 도플러 천이 주파수는 식 (2.8)과 같이 표현된다.

$$f_d = \left(\frac{c+v_r}{c-v_s} \right) f_0 \quad (2.8)$$

f_d 가 도플러 주파수일 때, f_0 는 원래 신호의 주파수, c 는 신호의 전파속도, v_s 및 v_r 은 각각 음원과 수신기의 속도를 뜻하며 두 값 모두 양의 값이면 서로 접근하는 것이고, 음의 값이면 서로 멀어진다. 이러한 주파수 천이는 동기(coherent)식 기법인 PSK(Phase Shift Keying)를 이용하는 통신 시스템에서 반드시 보상해 주어야 한다.

그림 2.2는 도플러 효과가 통신 데이터 심볼에 미치는 영향을 보여준다. BPSK(Biphase Shift Keying) 전송인 경우 정상도를 나타낸 것으로 위상 오차는 존재하지 않는다는 가정 하에 도플러 효과와 잡음만 고려하였다. 그 결과 도플러 효과가 없을 때는 기존의 정상도 형태를 유지하면서 잡음에

의해 약간 퍼지는 형상을 가지나, 도플러 천이 주파수가 존재할 경우에는 심볼이 한 구역에 머물지 못하고 원형으로 도는 것을 확인할 수 있다. 이것은 기존의 통신 주파수와와의 차이에 기인한 위상 오차의 영향으로 시간이 지날수록 위상 오차가 커지게 되어 생기는 현상이다. 만약 도플러 천이 주파수를 보상하지 못한다면 통신 성능은 시간이 지날수록 악화된다.

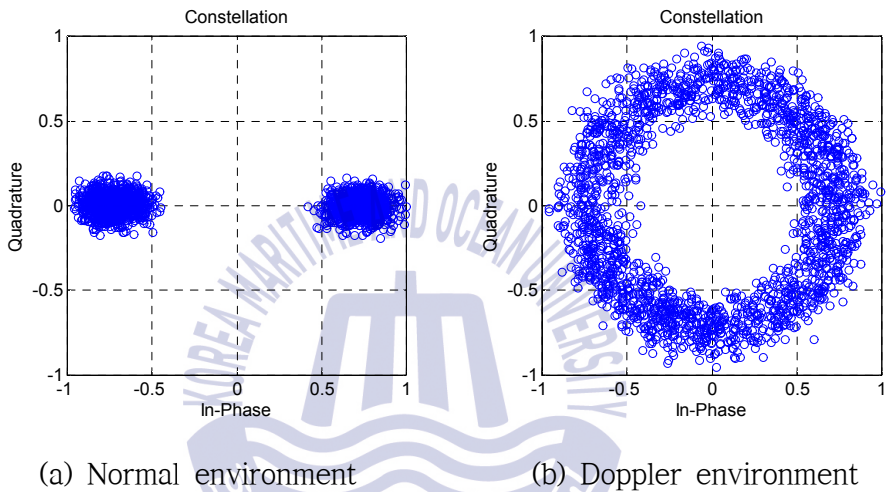


그림 2.2 도플러 효과에 따른 성상도

Fig. 2.2 Constellation according to the Doppler effect

2.1.4 잡음

수중음향 환경에서 통신 성능은 채널의 잡음에 크게 의존한다. 특히 통신 가능 거리와 대역폭(bandwidth), SNR을 결정짓는 요소이다. 해양환경에서의 잡음은 크게 인공 잡음(man-made noise)과 주변 잡음(ambient noise)으로 구분할 수 있다. 전자는 항해중인 선박과 같이 전기 및 기계 소음을 말하며, 후자는 해류, 폭풍, 바람, 지진, 해저 화산 활동, 비, 부빙 등의 자연 현상과 수중 포유류 및 새우 등의 해양 생물에 의해 발생하는 소음이다[15].

바람과 주파수에 따른 주변 잡음은 식 (2.9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$NL = 50 + 7.5w^{(1/2)} + 20\log_{10}(f) - 40\log_{10}(f + 0.4) \quad (2.9)$$

여기서 w 는 풍속[m/s]이고, f 는 주파수[kHz]이다.

2.2 채널 페이딩 및 탐지확률

물은 매우 유동적인 매질이며 기상이나 해류, 수온, 바람의 영향으로 인해 채널의 페이딩 영향을 매우 심하다. 음향 신호의 전송에 있어 이러한 채널의 영향은 수중음향통신 시스템의 성능에 큰 영향을 미치는 요인이다. 채널의 페이딩은 결국 신호의 변화를 유발하게 되어 지속적인 데이터 전송을 제한하게 되며, 통신 데이터 패킷 구성에 있어 패킷 길이와 실질적인 데이터 프레임의 비율인 전송효율을 감소시키게 된다. 이러한 신호를 탐지하기 위해서 에너지 탐지기를 이용한다. 각 채널에 따라 탐지확률이 달라지며, 채널에 따른 탐지확률을 ROC 곡선으로 나타낼 수 있다[6].

2.2.1 채널 페이딩에 따른 탐지확률

일반적으로 여러 종류의 채널이 있으나, 대표적으로 non-fading, Gaussian, Log-normal, Rayleigh fading 채널 4가지를 소개한다.

2.2.1.1 Non-fading

첫 번째 기본적인 non-fading 채널로 Rician fading 채널의 형태로 식 (2.10)과 같이 나타난다[16]. 이 식을 에너지 탐지(energy detector)의 출력값으로 나타내면 식 (2.11)과 같이 나타난다[6].

$$\begin{cases} P_D(x) = \int_{\eta}^{\infty} \frac{x}{\sigma_N^2} \exp(-(x^2 + a^2)/2\sigma_N^2) I_0(ax/\sigma_N^2) dx \\ P_{FA}(x) = \int_{\eta}^{\infty} \frac{x}{\sigma_N^2} \exp(-x^2/2\sigma_N^2) dx \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\begin{cases} P_D(y) = \int_{\eta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp(-(y/2\sigma_N^2 + m)) I_0(2\sqrt{my}/2\sigma_N^2) dy \\ P_{FA}(y) = \int_{\eta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp(-y/2\sigma_N^2) dy \end{cases} \quad (2.11)$$

여기서 a 는 크기 값, $m = a^2/2\sigma_N^2$ 은 에너지 탐지기 입력 값의 평균 SNR이며, I_0 는 0차 수정 베셀 함수, η 는 문턱 값, P_D 는 탐지확률, P_{FA} 는 오경보 확률이다. 식 (2.11)에서 문턱 값 η 에 따른 오경보확률을 계산하면 식 (2.12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{FA} = \int_{\eta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left[-\frac{y}{2\sigma_N^2}\right] dy = \exp\left[-\frac{\eta}{2\sigma_N^2}\right] \quad (2.12)$$

식 (2.11)의 신호가 있을 때, 문턱 값 이상인 부분에 대한 정적분 값을 탐지확률로 나타낼 수 있다. 이를 오경보확률에 따른 탐지확률의 식으로 나타내면 식 (2.13)과 같다.

$$\begin{aligned} P_D &= \int_{\eta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp(-(y/2\sigma_N^2 + m)) I_0(2\sqrt{my}/2\sigma_N^2) dy \\ &= \int_{-\ln(P_{FA})}^{\infty} \exp(-(u + m)) I_0(2\sqrt{mu}) du \end{aligned} \quad (2.13)$$

여기서 $u = y/2\sigma_N^2$ 정적분의 적분변수이고, m 은 입력 SNR의 평균이다.

2.2.1.2 Gaussian fading

가우시안 페이딩 채널에서의 오경보확률을 non-fading 채널에서의 오경보확률 식 (2.11)과 같다. 탐지확률은 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 P_D &= \int_0^\infty p_{D|S} p_S(s) ds \\
 &= \int_0^\infty p_S(s) \int_\eta^\infty \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp[-(y+s^2)/2\sigma_N^2] I_0(s\sqrt{y}/\sigma_N^2) dy ds
 \end{aligned} \tag{2.14}$$

여기서 순시 신호 크기 s 을 가지는 신호에 대한 $p_{D|S}$ 는 탐지 조건부 확률이다. p_S 는 신호의 크기 분포 값이다. Gaussian fading 채널에서 신호 분포 값은 다음과 같다.

$$p_S(s) = \frac{1}{\sigma_s \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(s-\mu_s)^2}{2\sigma_s^2}\right] \tag{2.15}$$

위 식 (2.15)을 식 (2.14)에 대입하면 식 (2.16)와 같다.

$$\begin{aligned}
 P_D &= \int_\eta^\infty \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_N^2}\right) \int_0^\infty \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{s\sqrt{y}}{\sigma_N^2}\right) \\
 &\quad \times \frac{1}{\sigma_s \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(s-\mu_s)^2}{2\sigma_s^2}\right) ds dy
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

식 (2.16)를 오경보확률에 대한 관계식으로 나타내면 식 (2.17)과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_D &= \int_{-\ln(P_{FA})}^\infty \exp(-u) \int_0^\infty \exp(-m\alpha^2 s^2) I_0(2s\alpha\sqrt{mu}) \\
 &\quad \times \frac{1}{\sigma_s \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(s-\mu_s)^2}{2\sigma_s^2}\right) ds du
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

여기서 $m = E(S^2)/2\sigma_N^2 = \mu_s^2/2\sigma_N^2$ 는 입력 SNR의 평균, $\alpha = 1/\sqrt{E(S^2)}$ 는 신호 크기의 제곱 평균 제곱근의 역수 값이다.

2.2.1.3 Log-normal fading

Log-normal fading 채널에서의 오경보확률을 non-fading 채널에서의 오경보확률 식 (2.11)과 같다. 탐지 확률은 식 (2.14)와 같이 조건부 탐지 확률을 이용한다. Log-normal fading 채널에서 신호 분포 값은 다음과 같다.

$$p_S(s) = \frac{1}{s\sigma_s\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln s - \mu_s)^2}{2\sigma_s^2}\right] \quad (2.18)$$

위 식 (2.18)을 식 (2.14)에 대입하면 식 (2.19)와 같다.

$$P_D = \int_{\eta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_N^2}\right) \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{s\sqrt{y}}{\sigma_N^2}\right) \times \frac{1}{s\sigma_s\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln s - \mu_s)^2}{2\sigma_s^2}\right) ds dy \quad (2.19)$$

식 (2.19)를 오정보확률에 대한 관계식으로 나타내면 식 (2.20)과 같다.

$$P_D = \int_{-\ln(P_{FA})}^{\infty} \exp(-u) \int_0^{\infty} \exp(-m\alpha^2 s^2) I_0(2s\alpha\sqrt{mu}) \times \frac{1}{s\sigma_s\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln s - \mu_s)^2}{2\sigma_s^2}\right) ds du \quad (2.20)$$

여기서 $m = E(S^2)/2\sigma_N^2 = e^{2\mu_s + 2\sigma_s^2}/2\sigma_N^2$ 는 입력 SNR의 평균, $\alpha = 1/\sqrt{E(S^2)}$ 는 신호 크기의 제곱 평균 제곱근(root-mean-square)의 역수 값이다.

2.2.1.4 Rayleigh fading

레이리 페이딩 채널에서 오정보확률은 non-fading 채널에서의 오정보확률은 식 (2.11)과 같다. 탐지 확률은 식 (2.14)와 같이 조건부 탐지 확률을 이용한다. Rayleigh fading 채널에서 신호 분포 값은 다음과 같다.

$$p_S(s) = \frac{s}{\sigma_s^2} \exp\left[-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}\right] \quad (2.21)$$

식 (2.21)를 식 (2.14)에 대입하여 전개하면 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned}
P_D &= \int_{\eta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_N^2}\right) \left[\int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{s\sqrt{y}}{\sigma_N^2}\right) \frac{s^2}{\sigma_s^2} \exp\left(-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}\right) ds \right] dy \\
&= \int_{\eta}^{\infty} \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_N^2}\right) \frac{\sigma_N^2}{\sigma_s^2 + \sigma_N^2} \exp\left[\frac{\sigma_s^2 y}{2\sigma_N^2(\sigma_s^2 + \sigma_N^2)}\right] dy \\
&= \exp\left[\frac{-\eta}{2(\sigma_s^2 + \sigma_N^2)}\right] \tag{2.22}
\end{aligned}$$

식 (2.22)은 문턱 값 η 에 의한 탐지확률 식이다. 이를 오경보확률와의 관계식으로 나타내면 식 (2.23)과 같다.

$$P_D = (P_{FA})^{\frac{1}{1+m}} \tag{2.23}$$

여기서 $m = 2\sigma_s^2/2\sigma_N^2 = \sigma_s^2/\sigma_N^2$ 은 입력 SNR의 평균이다.

2.2.2 곡선 적합 (curve fitting)

수중음향 채널은 해면의 변동에 의한 해수면 반사, 해저면 반사, 매질의 전파특성이 시변적으로 나타나는 채널을 지닌다. 수중음향 채널 환경에서의 채널의 주파수에 따른 페이딩의 통계적인 특성을 알아보기 위해 곡선 적합을 수행한다. 수신된 신호의 곡선 적합을 통해서 채널이 지닌 통계적인 특성, 채널의 종류, 채널 파라미터 값을 최대 우도 추정법(maximum likelihood estimation)을 이용하여 구한다[17].

Non-fading 채널은 Rician 분포 함수 식으로써 확률 밀도 함수는 식 (2.24)와 같다.

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(x^2 + \mu^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{x\mu}{\sigma^2}\right) \tag{2.24}$$

여기서 μ 는 크기 값, σ 는 분산 값, I_0 는 0차 수정 베셀 함수이다. Rayleigh, Log-normal, Gaussian 페이딩 채널에서의 확률 밀도 함수는 각각

식 (2.25), 식 (2.26), 식 (2.27)과 같다.

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.25)$$

$$p(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.26)$$

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.27)$$

위 식을 이용하여 수신된 신호를 통해 채널의 종류와 통계적인 특성을 도출하게 된다. 2011년도 동해 해상 실험에서 획득한 데이터에 곡선 적합을 수행한 결과가 그림 2.3과 같다.

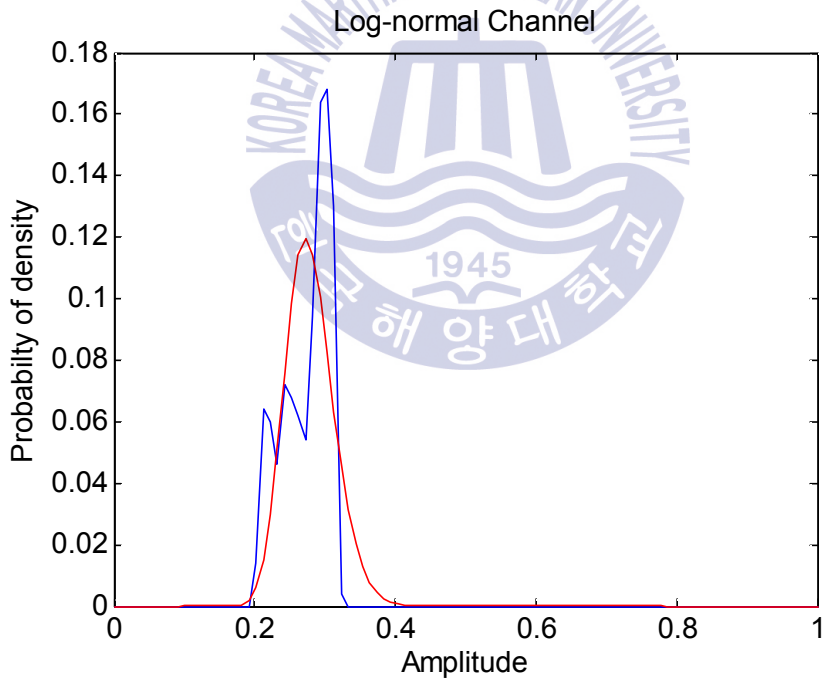


그림 2.3 곡선 적합

Fig. 2.3 Curve fitting

그림 2.3을 보면 처리된 신호는 Log-normal 채널과 가까운 형태의 곡선 적합이 이루어졌다. Log-normal의 곡선 적합이 이루어지고 채널 파라미터는 $\mu = -1.2847$, $\sigma^2 = 0.0151$ 의 값으로 나타났다.

2.2.3 ROC (receiver operating characteristic) 곡선

ROC 곡선은 확률론적 탐지를 이용하여 군사, 의료, 기상 분야 등 여러 가지 분야에서 많이 사용되는 유용한 기법이다[18]. 본 논문에서는 수중음향 채널에서 오경보확률에 따른 탐지확률의 관계를 ROC 곡선을 이용하여 나타내고자 하였다. 각 채널에 따른 ROC 곡선은 그림 2.4와 같다.

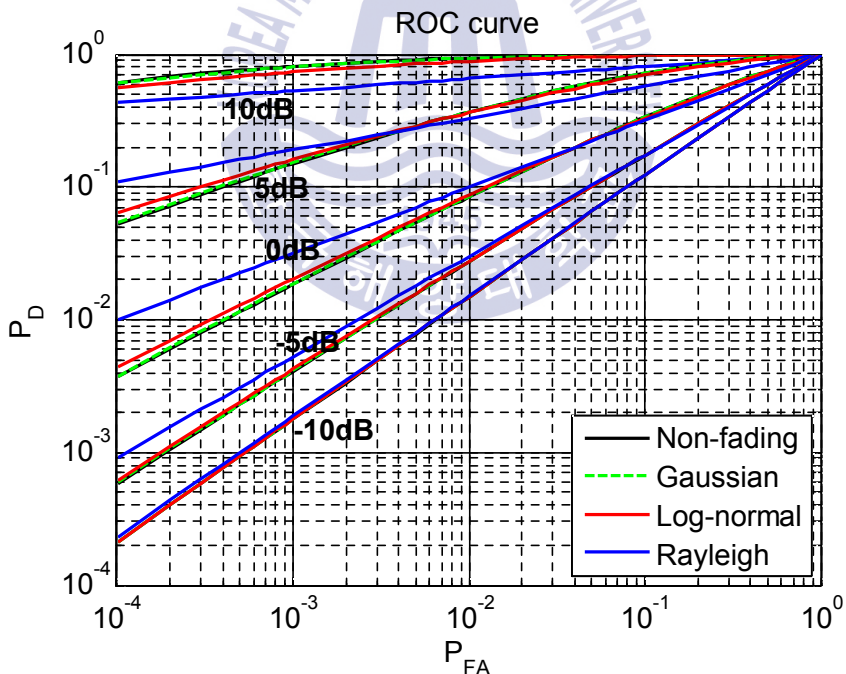


그림 2.4 ROC 곡선

Fig. 2.4 ROC curve

그림 2.4는 채널 별 ROC 곡선을 나타낸다. SNR이 -10 dB의 경우, 곡선이 대각선에 가까우며 오경보확률에 따른 탐지확률이 채널마다 차이가 거의 나타나지 않는다. SNR이 -5 dB의 경우, Rayleigh 채널을 제외한 다른 채널의 탐지확률은 비슷하나, Rayleigh 채널은 탐지확률이 높다. SNR이 0 dB인 경우, 모든 채널에서의 탐지확률이 비슷하나, 오경보확률이 4×10^{-2} 보다 작을 경우에는 Rayleigh 채널에서의 탐지확률이 다른 채널에 비해 매우 크다. SNR이 5 dB인 경우, 오경보확률이 3.6×10^{-3} 까지는 Rayleigh 채널의 탐지확률이 더 낮으나, 그 이후부터 다른 채널에 비해 큰 탐지확률을 가진다. SNR이 10 dB인 경우, 다른 채널의 경우 비슷한 탐지확률을 지니며, 모든 오경보확률에서 Rayleigh 채널의 탐지확률 보다 높게 나타난다.

2.2.4 채널에 따른 탐지 거리

해당 채널에 따른 탐지 거리를 구하기 위해, 식 (2.3)의 전달 손실, 식(2.9)의 주변 소음, 식 (2.4)의 흡수 계수, 식 (2.5)의 해수면의 산란 손실 등의 식을 이용하여 탐지 거리를 계산한다. 수신된 신호의 SNR은 다음과 같이 계산된다.

$$SNR = SL - TL - NL \quad [\text{dB}] \quad (2.28)$$

여기서 SL 은 신호 레벨, TL 은 전달 손실, NL 은 주변 소음이다. 전달 손실은 거리의 함수이므로 거리에 따른 수신된 신호의 SNR 값을 나타낼 수 있다. 식 (2.3)의 전달 손실 값을 거리 20 km까지 나타내면 그림 2.5와 같이 모델링할 수 있다.



그림 2.5 거리에 따른 전달 손실

Fig. 2.5 Transmission loss in accordance with range

거리에 따른 전달 손실을 이용한 탐지 확률을 계산하기 위해 풍속과 신호 세기, 해당 채널의 파라미터가 필요하다. 풍속은 10m/s로 가정하고, 이때 주변 소음의 값은 약 49dB가 된다. 신호 세기는 190dB로 가정하였다. 채널 파라미터는 Log-normal 채널의 경우 $\mu = -1.2847$, $\sigma^2 = 0.0151$, 가우시안 채널의 경우 $\mu = 0.8812$, $\sigma^2 = 0.0002527$ 의 값으로 지정하였다. 이 수치들은 2011년 동해 해상에서 실험한 결과로 나온 채널 파라미터이다. 오탐지 확률이 0.001일 때, 거리에 따른 전달 손실을 이용한 탐지 확률은 그림 2.6과 같이 나타난다.

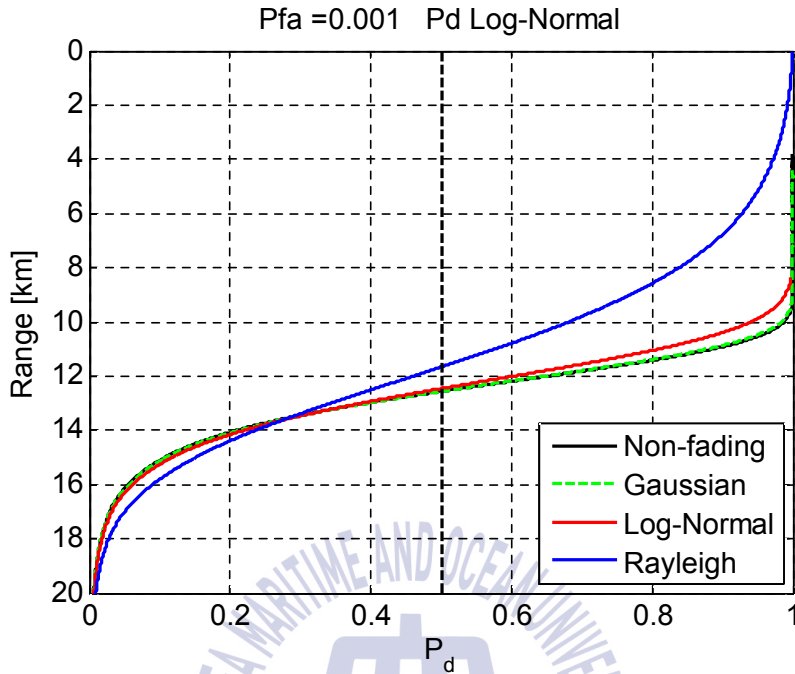


그림 2.6 거리에 따른 피탐지 확률

Fig. 2.6 Probability of counter-detection in accordance with range

Non-fading과 Gaussian의 경우 차이가 거의 없는 것을 관찰할 수 있다. Log-normal의 경우 non-fading과 비슷하지만, non-fading보다 더 가까운 거리에서 탐지확률이 낮아지는 것을 알 수 있다. 이는 non-fading과 Gaussian보다 어느 정도 왜곡이 있는 채널이기 때문에 더 가까운 거리에서 탐지 확률이 낮아진다. Rayleigh의 경우 신호가 심하게 왜곡되는 경향이 있으므로 다른 채널에 비해 가까운 거리에서 탐지확률이 낮아지는 것을 관찰할 수 있다.

제 3 장 오차율 기반 레이크 수신기

저피탐지 수중음향통신을 수행하기 위해 낮은 SNR에서도 통신이 가능한 직접 수열 대역 확산(direct sequence spread spectrum) 방식이 연구되어 왔으며, 동시에 레이크 수신기가 적용되었다. 일반적으로 레이크 수신기는 시간 다이버시티 효과를 얻을 수 있으며, 저전력 통신이 가능하다. 이러한 방식들은 전력 문제에 민감한 셀룰러 등 CDMA와 같은 육상통신에서 많이 이용되었다[19]. 실제로 수중음향통신에서 레이크 수신기와 직접 수열 대역확산 방식을 이용하여 실험적으로 결과를 도출한 연구가 진행되었다[6,20].

직접 수열 대역확산 방식의 레이크 수신기에서 동기를 획득하는 방식 중에 대표적인 두 가지 방법이 있다. 첫 번째, PN(pseudo noise) 코드를 이용하여 정합필터를 구성하는 방법으로 각 심볼마다 도플러 주파수를 추정할 수 있으며 심볼 당 레이크 수신기를 적용하여 동기를 획득할 수 있다. 그러나 SNR이 낮은 환경에서는 정합 필터 출력이 불명확하여 동기화가 어려운 문제점을 갖고 있다. 이를 보완하기 위해서는 낮은 전송률을 지닌 신호를 전송해야 한다. 두 번째로 훈련 신호를 이용하여 정합 필터를 구성하는 방법이다. 이 방법은 훈련 신호를 이용하여 동기를 잡으며 경로를 찾는 것이기 때문에, 각 심볼당 도플러 주파수 추정은 어려우나 훈련 신호 구간에서의 도플러 주파수를 추정할 수 있다. 그리고 훈련 신호가 각 심볼 당 PN 코드에 비해 길이가 길기 때문에 낮은 SNR 환경에서도 구분이 명확한 정합 필터 출력을 얻을 수 있다. 따라서 두 번째 방법을 이용하여 패킷의 동기를 얻으며, 경로를 구분하여 경로 당 수신기 finger를 구성한다.

본 장에서는 대표적인 두 가지 레이크 수신기 기법을 소개하고, 기존의 레이크 수신기 방법을 변형하여 좀 더 안정적으로 경로를 추정하는 기법을 제안한다.

3.1 기존의 레이크 수신 방법

정합 필터는 잡음이 있는 통신 채널 환경에서 수신기가 신호를 수신하는데 있어 이의 영향을 최소화함으로써 SNR을 최대로 하여 신호 검출을 용이하게 하는 필터이다[19]. 훈련신호를 이용하여 정합 필터를 구성하면 수신기에서 정합 필터의 출력으로 그림 3.1과 같이 동기와 경로 구분이 가능해진다.

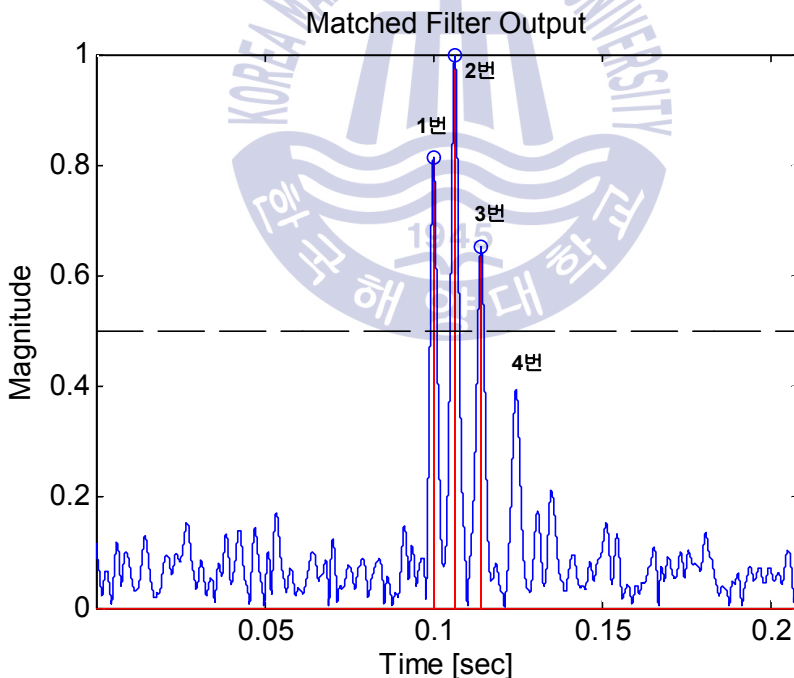


그림 3.1 정합 필터 출력

Fig. 3.1 Matched filter output

그림 3.1의 정합 필터 출력을 보면 1번 경로처럼 0.1초 이전의 잡음 구간에 비해 진폭이 매우 크게 상승한 것을 알 수 있다. 그리고 뒤쪽에 2~4번까지 다중 경로 전달에 의한 지연된 신호가 수신되는 것을 알 수 있다. 이러한 다중 경로 전달이 발생한 신호를 레이크 수신기에 적용하여 시간 다이버시티 효과를 얻는다.

기존의 레이크 수신기는 일반적으로 문턱 값보다 높은 정합 필터 출력 시간을 수집하여 각각의 finger로 수신기를 구성한다. 예를 들어, 그림 3.1의 경우 문턱 값이 0.5일 때, 1~3번 세 개의 경로가 있는 존재하는 것을 알 수 있다. 그리고 세 개의 finger를 구성하여 수신부에서 신호처리 과정을 거친다.

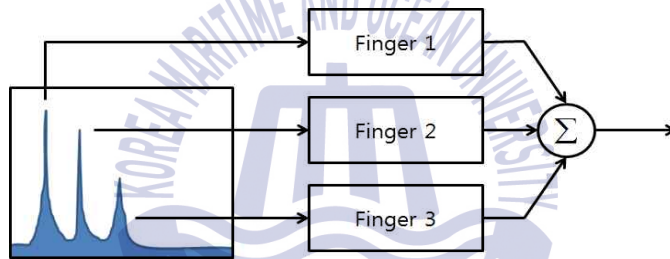


그림 3.2 레이크 수신기 구조

Fig. 3.2 The structure of a rake receiver

정합 필터 출력 값이 문턱 값을 초과하였을 때, 하나의 finger로 수신기를 구성한다. 하나의 finger는 하나의 수신기와 같으며 수신기의 구성은 그림 3.3과 같다.

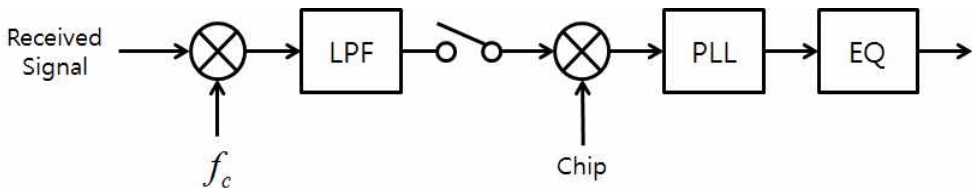


그림 3.3 수신기 계통도

Fig. 3.3 The schematic diagram of receiver

그림 3.3에서 LPF는 저역 통과 필터, PLL은 위상 동기 루프, EQ는 등화기를 의미한다. 그리고 f_c 는 중심 주파수, chip은 대역 확산을 위한 칩이다. 등화기 출력 부분에서 각 경로의 정합 필터 출력 이득에 따라 심볼에 가중치를 다르게 할당하여 합산한다.

하나의 finger에서 나온 심볼은 경로 이득에 따라 가중치 값이 조정된다. 경로 별 가중치의 총합이 1이 되는 정규화된 가중치를 부가한다[7]. 기존의 가중치 할당 방법은 다음과 같다.

$$\alpha_m = \frac{Z_m^2}{\sum_{m=1}^M Z_m^2} \quad (3.9)$$

여기서 α_m 은 m번째 finger에서 나온 심볼에 적용되는 가중치, Z_m 은 m번째 경로의 정합 필터 출력이다. 그림 3.4는 경로가 세 개일 경우, 레이크 수신기의 구조와 가중치 적용 방법을 표시한 블록선도이다.

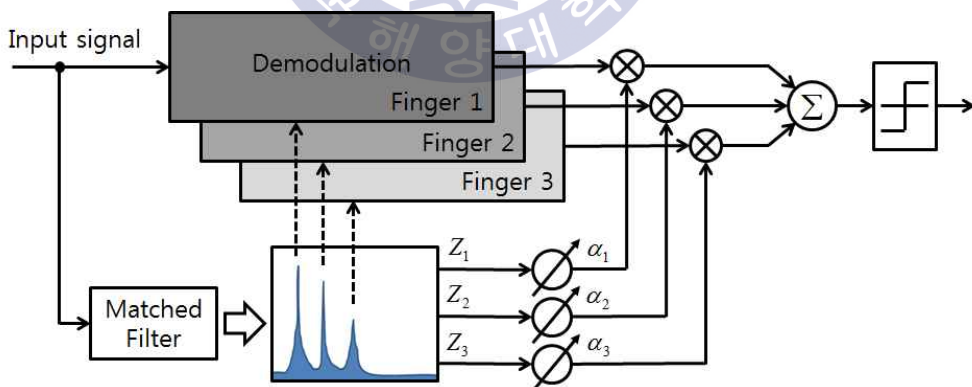


그림 3.4 레이크 수신기 블록선도

Fig. 3.4 Block diagram of a rake receiver

입력된 신호가 정합 필터를 통과한 후, 문턱 값보다 높은 수치를 지닌 경로의 개수에 따라 수신기 finger를 구성한다. 이후 각 finger에서 역대역 확산, PLL, 등화기 등의 복조과정을 거친다. 이후 정합 필터에서 경로 별 이득에 따라 가중치를 계산한다. 계산된 가중치를 각 finger의 최종적으로 출력되는 심볼에 부가된다. 가중치가 적용된 각 finger의 심볼을 합산한 뒤, 경관정을 수행하여 데이터를 추출한다.

각 finger를 구성하는 다른 방법으로써 maximum peak path selection 방법은 정합 필터 출력이 최대치가 나타난 이후의 경로들을 선택한다. 기존의 레이크 수신기는 특정한 문턱 값보다 높은 수치인 정합 필터 출력을 경로로 선택하였지만, 이 방법은 기존의 방법과 같이 문턱 값을 사용하여 정합 필터가 최대치를 찾아낸 후, 그 이후에 수신된 경로들을 수신기 finger로 구성한다.

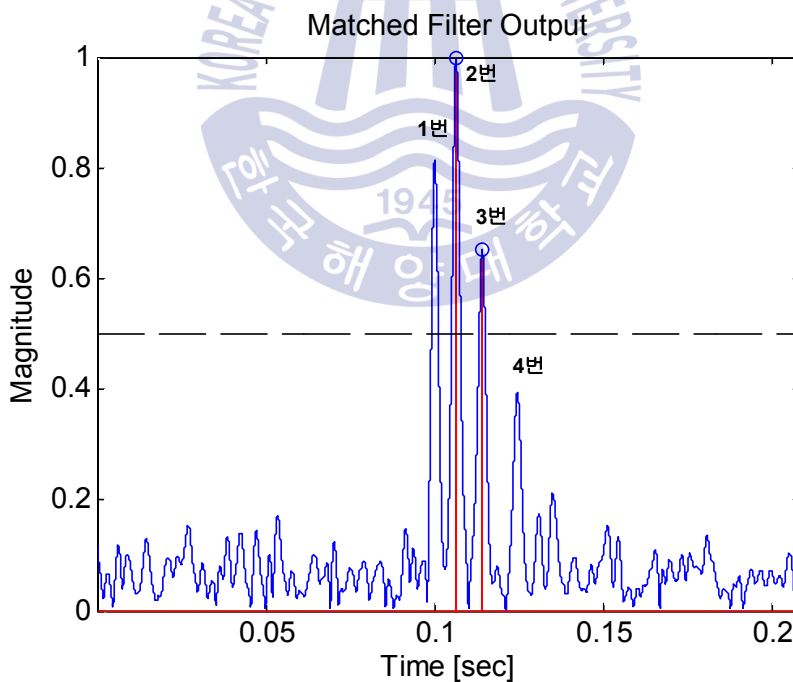


그림 3.5 최대치 이후 정합 필터 출력

Fig. 3.5 Matched filter output after maximum peak

그림 3.5는 maximum peak path selection 정합 필터 출력 값이다. 문턱 값이 0.5일 때, 약 0.1초에 문턱 값을 초과하는 정합 필터 출력(1번)이 있지만 최대치가 아니므로 무시한다. 약 0.11초에 최대치를 갖는 정합 필터 출력 값을 얻는다. 이후 문턱 값을 초과하는 정합 필터 출력을 선택하여 수신기 finger를 구성한다. 그림 3.5의 경우 0.1초 경로는 무시하며, 이후 문턱 값을 초과하는 나머지 2~3번 경로로 수신기를 구성한다.

Maximum peak path selection의 가중치 할당 방법은 기존의 레이크 수신기의 가중치 할당 방법인 식 (3.9)와 같다. 첫 경로가 정합 필터 출력의 최대치이므로 항상 첫 finger에 적용되는 가중치가 가장 큰 값을 지닌다.

3.2 제안된 레이크 수신 방법

기존의 레이크 수신기와 maximum peak path selection 방법은 정합 필터 출력의 크기에 따라 가중치 이득을 조절한다. 하지만 제안된 레이크 수신 방법은 수신기 finger를 문턱 값에 따라 구성하고, 가중치 할당은 훈련 신호 구간의 오차율에 따라 값을 조절한다. 이를 위해 훈련 신호 구간의 오차율에 대한 문턱 값을 설정한다. 훈련 신호를 분석하여 훈련 신호 구간에서의 BER을 측정하고 오차율 문턱 값보다 낮은 오차율을 갖는 경로의 신호만 이용하여 가중치를 구하고 합산한다.

일반적인 수중음향통신 채널에서 정합 필터 출력 값이 가장 높은 출력 값을 갖는 경로이더라도 채널 왜곡으로 인해 데이터 부분의 오류 복구가 원활하게 이루어지지 않는 경우가 있다. 그림 3.6은 그러한 채널을 모델링하여 수신된 신호의 정합 필터 출력 값이다. 신호는 BPSK 변조 방식을 이용하였고, 전송 속도는 1 kbps로 1,000개의 심볼이 전송되었다. 그림 3.6과 같이 2번 경로가 가장 큰 정합 필터 출력 값을 지닌다.

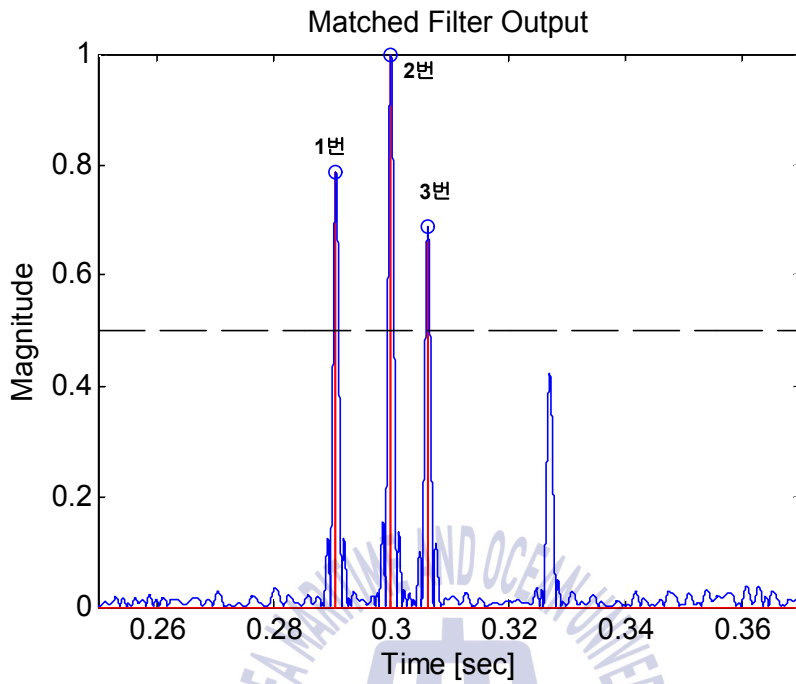


그림 3.6 정합 필터 출력
 Fig. 3.6 The matched filter output

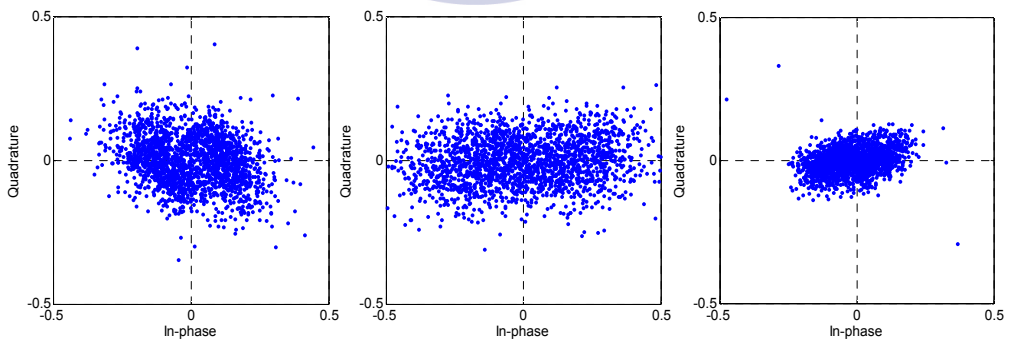


그림 3.7 각 경로의 성상도
 Fig. 3.7 Constellations of each path

그림 3.7은 각 경로의 정상도이다. 경로에 따른 오차율을 구하였을 때, 1번 경로는 7.6%, 2번 경로는 11.8%, 3번 경로는 33.8%의 오차율이 나타났다. 이와 같이 가장 큰 정합 필터 출력 값은 2번 경로이지만 실제 오차율은 1번 경로가 가장 낮게 나타났다. 이 때 훈련 신호 구간에서의 오차율은 1번 경로가 10.45%, 2번 경로 path가 14.65%, 3번 경로가 22.46%로 나타났다. 이와 같이 정합 필터 출력이 가장 높다하더라도 오히려 오차율이 높은 채널이 존재하기 때문에 훈련 신호 구간에서의 오차율을 확인하여 신호 왜곡이 적은 경로를 선택하여 가중치를 주고, 레이크 수신기를 구성하여 신호를 복구하도록 하였다.

그림 3.8은 제안된 레이크 수신기의 블록선도이다. 우선 정합 필터 출력 후, 문턱 값에 따라 수신기 finger를 구성하는 방법은 기존의 레이크 수신기와 같다. 이후 복조기를 거쳐 수신된 심볼에서 훈련 신호 부분의 BER을 분석하여 가중치를 할당한다.

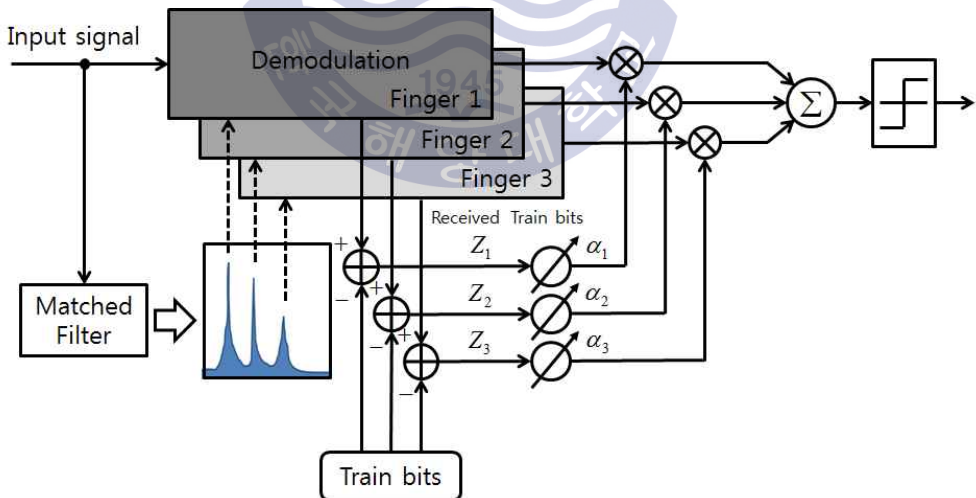


그림 3.8 제안된 레이크 수신기 블록선도

Fig. 3.8 The block diagram of a proposed rake receiver

제안된 레이크 수신기에서는 훈련 신호의 BER을 이용하여 가중치를 구한다. 그림 3.8에서 Z 는 다음 식과 같다.

$$Z = 1 - \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |d(n) - r(n)| \quad (3.10)$$

식 (3.10)의 두 번째 항은 BER을 구하는 식이다. 여기서 $d(n)$ 는 훈련 신호 비트이며, $r(n)$ 은 수신된 훈련 신호 비트이다. 그리고 훈련 신호의 BER을 구한 후, BER이 낮을수록 높은 이득을 지니도록 하여야 하므로 1과의 차로 Z 값을 구할 수 있다. 훈련 신호의 BER를 이용하여 Z 값을 구한 후 이를 가중치 α 를 구하는 식 (3.9)에 적용하여 가중치 값을 얻는다.

송수신기가 포함된 직접 수열 대역 확산 BPSK 변조 방식을 이용한 제안된 레이크 수신기의 전체적인 블록선도는 그림 3.9와 같다.

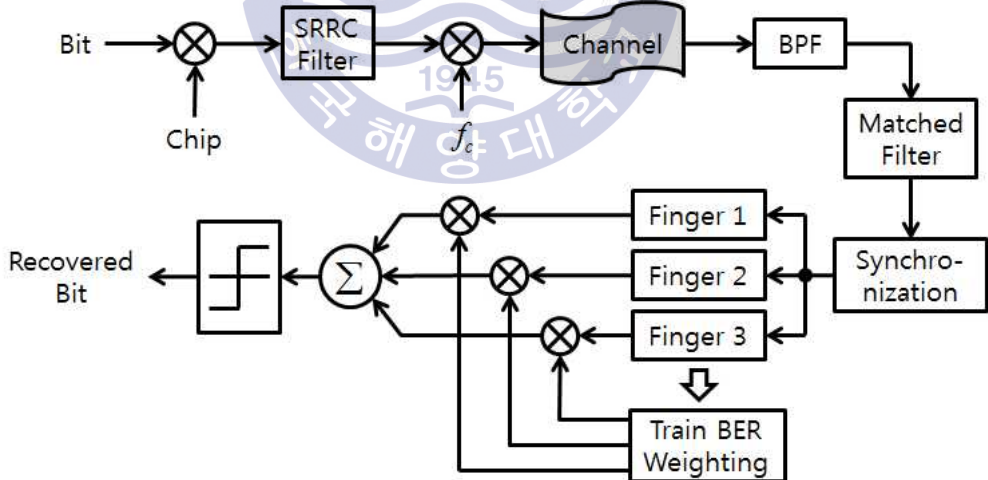


그림 3.9 제안된 레이크 수신기 통신 시스템 블록선도

Fig. 3.9 The block diagram of proposed a rake receiver communication system

그림 3.9는 정합 필터 출력이 문턱 값을 초과하는 3개의 경로를 지닌 신호를 처리하는 제안된 레이크 수신기의 블록선도이다. 여기서 finger의 블록선도는 그림 3.3과 같다. 훈련 신호의 오차율에 따른 가중치는 식 (3.9)와 식 (3.10)을 이용하여 계산한다.

$$\bar{e} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M e(m) \quad (3.11)$$

$$\eta_{ber} = \bar{e} + \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (e(m) - \bar{e})^2 \quad (3.12)$$

식 (3.12)과 같이 제안된 레이크 수신기의 훈련 신호 오차율 문턱 값을 설정할 수 있다. 여기서 M 은 finger의 개수이고, e 는 훈련 신호 오차율이다. 문턱 값 설정은 전체 finger의 훈련 신호 오차율의 평균과 분산의 합으로 나타낼 수 있다. 평균과 분산의 합으로 설정할 경우, 높은 훈련 신호 오차율을 지닌 finger의 출력은 차단하게 되며 비슷한 훈련 신호의 오차율을 지닌 finger의 출력은 신호 복구에 이용된다.



제 4 장 모의실험 및 호수실험 결과

제안한 훈련신호 구간에서의 오차율 기반 레이크 수신 방식을 이용한 직접 수열 대역 확산 수중음향통신 시스템의 성능을 고찰하기 위해 벨합을 기반으로 하는 VirTEX(Virtual Time series Experiment) [9]를 이용한 모의실험을 수행하였다. 또한 2015년 5월 경상북도 문경에 위치한 경천호수에서 실험을 통하여 실제 데이터를 획득하였으며, 이를 이용하여 제안한 방법의 성능을 기존의 방법과 비교·분석하였다.

4.1 모의실험 결과

모의실험을 위해 실제 문경 경천호수에서 측정된 음속 구조(sound speed profile)를 이용하여 실험 환경을 구성하였다. 이 때 해수면과 해저면은 평탄하다고 가정하였다. 해저면 바닥에서의 음속은 1600 m/s , 해저면 밀도는 1.23 g/cm^3 , 해저면 감쇄계수는 $0.95 \text{ dB}/\lambda$ 로 하였다. 송신기가 위치한 바닥면까지의 수심은 40 m , 수신기가 위치한 바닥면까지의 수심은 30 m 로 하였으며, 송신기 수심은 15 m 와 수신기 수심은 20 m 지점에 위치하였다. 도플러 주파수는 3 Hz 로 하였다. 그림 4.1은 모의실험에 사용된 음속 구조, 음선 분포, 채널응답 특성을 나타낸다.

음원 신호는 DSSS BPSK(direct sequence spread spectrum binary phase shift keying)로 변조하였다[19]. 비트 전송률은 200 bps , 변조 주파수 및 샘플링 주파수는 각각 $16, 192 \text{ kHz}$ 를 사용하였으며, 별도의 채널 부호화 기법은 적용하지 않았다. 훈련구간과 데이터구간 사이에는 신호의 지연으로 인한 왜곡을 피하기 위해 0.2 초의 무음구간을 두었다. 모의실험을 위한 여러 매개변수들은 표 4.1과 같이 정하였다. 표에서 DFE는 결정 궤환

등화기(decision feedback equalizer)를 의미한다.

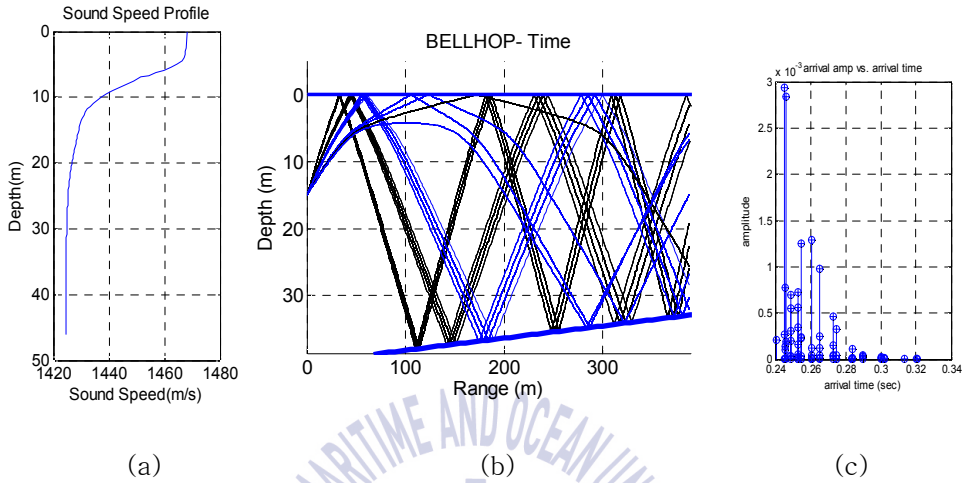


그림 4.1 모의실험 채널 특성,
(a) 음속 구조, (b) 음선 분포, (c) 채널응답 특성

Fig. 4.1 Channel characteristic for simulation,
(a) Sound speed profile, (b) Eigen-rays, (c) Channel impulse response

Table 4.1 Parameters for simulation

	Element	Contents
Packet structure	Modulation	DSSS BPSK
	Data length	256 symbols
	Training sequence length	128 symbols
	Spreading factor	20
	Transmission speed	200 bps
PLL	gamma	0.1
DFE	feed-forward / feed-backward tap length	10 / 10
	Delta / lambda	999 / 0.999

SNR에 따른 성능 차이를 나타내기 위해 레이크 수신기를 사용하지 않은 수신기, 기존의 레이크 수신기와 제안된 레이크 수신기의 BER을 분석하였다. 모의실험은 각 SNR당 천 번의 반복 실험을 통해 평균적인 BER로 성능을 분석하였다.

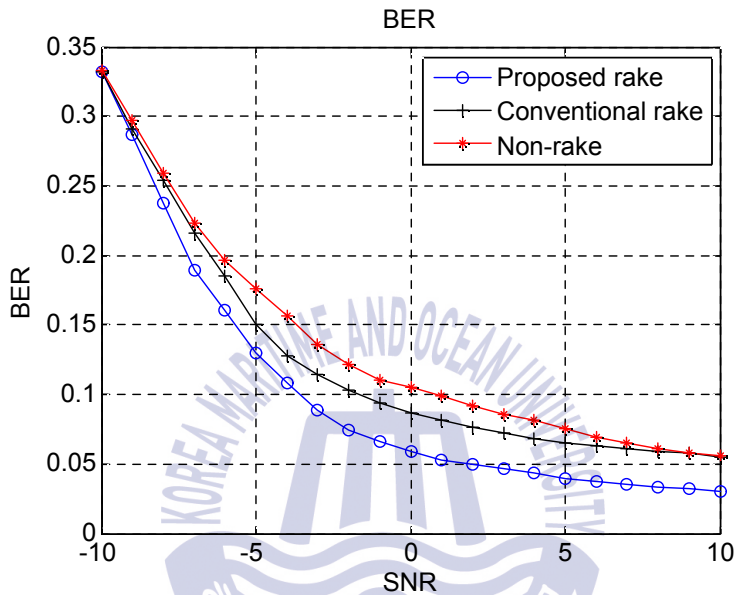


그림 4.2 SNR에 따른 BER

Fig. 4.2 BER in accordance with SNR

그림 4.2는 모의실험 결과를 SNR에 따른 BER로 나타낸 그래프이다. 모의실험에 나타난 BER은 모두 부호화되지 않은 BER이다. 일반적으로 -10 dB인 경우 성능 차이가 나지 않지만 SNR이 높아질수록 BER이 낮아지면서 차이가 발생하는 것을 확인할 수 있다. SNR이 높아질수록 BER이 낮아지는 기울기가 완만해지며 7~8 dB에서 레이크 수신기를 사용하지 않았을 때와 기존의 레이크 수신기와의 BER 차이가 거의 없다. 하지만 제안된 레이크 수신기는 기존의 방법보다 평균적으로 SNR에 따른 BER이 낮은 BER로 나타나는 것을 알 수 있다. 제안된 레이크 수신기는 기존의 레

레이크 수신기 보다 평균적으로 약 2.3%의 성능 향상이 있으며, 레이크 수신기를 사용하지 않을 때보다 평균적으로 약 3.45%의 성능 향상이 나타났다.

기존의 레이크 수신기와 레이크 수신기를 사용하지 않은 수신기가 높은 SNR에서 성능이 같아지는 이유는 다음과 같다. 레이크를 사용하지 않는 경우 직접 경로만 선택하고, 기존의 레이크 수신기는 직접 경로와 문턱 값을 넘는 경로를 선택한다. SNR이 높을 때는 직접 경로의 가중치 이득이 매우 커지기 때문에 레이크 수신기를 사용하지 않을 때와 큰 차이가 없어진다. 반면, 제안된 레이크 수신기는 문턱 값을 넘는 여러 경로들 중에서 혼련 신호의 BER을 분석하여 경로에 가중치를 할당하기 때문에 기존의 방법보다 향상된 성능이 나타난다.

모의실험 환경에서의 피탐지 거리를 확인하기 위해 채널 파라미터가 필요하다. 채널 추정의 위한 방법으로는 여러 가지 연구가 진행되었다 [21,22]. 여기서는 수신된 신호의 포락선을 검출하여 진폭 변화를 통해 채널의 종류 및 파라미터를 추정하였다[23]. 그림 4.3은 모의실험에서 수신된 신호의 포락선을 곡선 적합한 것이다.

곡선 적합을 통해 가장 유사한 채널의 형태는 레일리 채널이며, 추출한 채널 파라미터 $\sigma^2 = 0.0623$ 이다. 곡선 적합을 통해 추출한 채널 파라미터 값을 ROC 곡선 식 (2.17)에 적용하여 SNR에 따라 나타내면 그림 4.4와 같다.

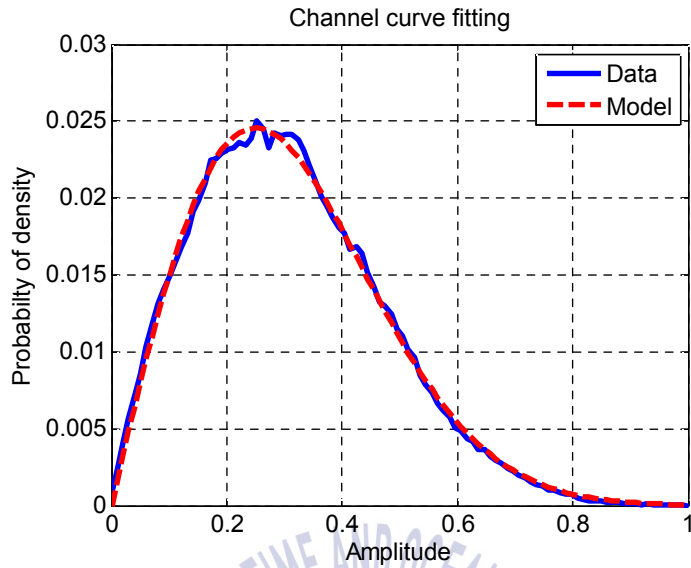


그림 4.3 모의실험에서 포락선의 곡선 적합
 Fig. 4.3 Curve fitting of envelop in simulations

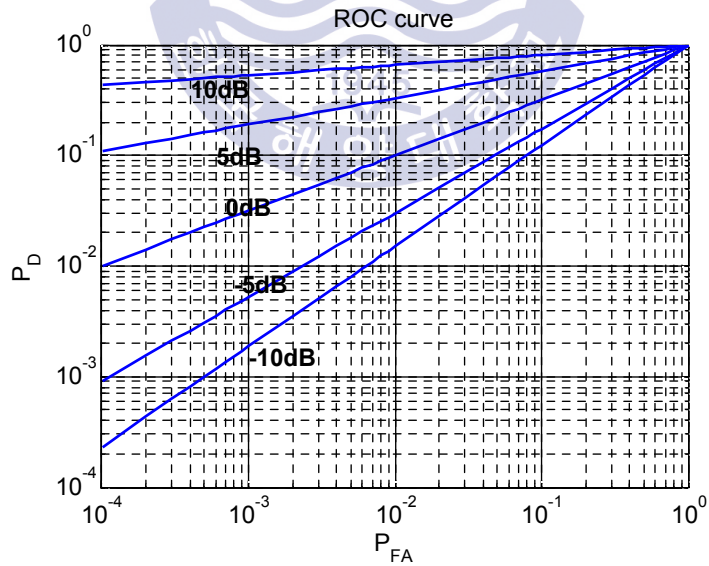


그림 4.4 모의실험에서 ROC 곡선
 Fig. 4.4 ROC curve in simulations

피탐지 거리를 계산하기 위해 수신된 신호의 SNR을 분석하기 위해 식 (2.28)을 이용하였다. 소스 신호 레벨 SZ 는 155 dB로 두고, 풍속은 $10m/s$ 로 가정하였다. 그리고 오탐지확률 P_{FA} 를 0.001로 설정하여 피탐지 확률을 계산하였다.

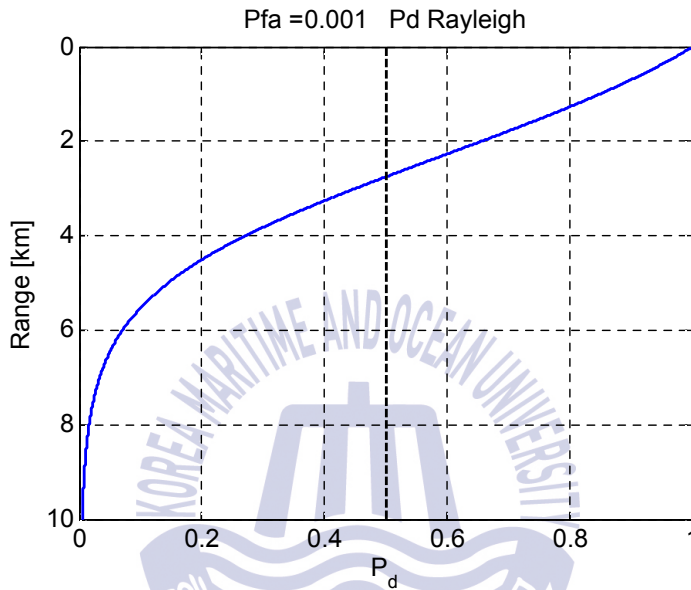


그림 4.5 모의실험의 피탐지거리

Fig. 4.5 Counter-detection range in simulations

그림 4.5와 같이 송수신기 간의 거리가 가까운 경우, 매우 높은 피탐지 확률을 지니는 것을 알 수가 있으며 거리가 멀어짐에 따라 피탐지확률이 빠르게 감소하는 것을 알 수 있다. 신뢰성 있는 피탐지확률을 0.5 이상인 경우라고 가정하였을 때, 모의실험의 피탐지거리가 $P_d < 0.5$ 되는 거리는 약 $2.75km$ 지점이다. 결과적으로 모의실험 채널 환경에서는 레일리 특성을 지니는 환경이 나타나며 신호 레벨이 155 dB일 때, 송수신기 간의 거리가 약 $2.75km$ 보다 멀어지면 피탐지 성능이 나타나는 것을 알 수 있다.

4.2 4월 호수실험 결과

2015년 4월 경상북도 문경에 위치한 경천호수에서 실험을 수행하였다. 실험 환경은 그림 4.6과 같이 송신부가 위치한 수심은 약 40 m, 수신부가 위치한 수심은 약 36 m로 관측되었다. 송신기와 수신기는 Neptune D/17/BB 모델과 B&K 8106 모델이 사용되었으며, 각각 4, 15 m 수심에 위치시켰다. 송신 신호 증폭을 위해서 전력 증폭기가 사용되었다. 송신기는 고정되었으며, 송수신기간의 거리가 340 m 지점에서 실험을 진행하였다.

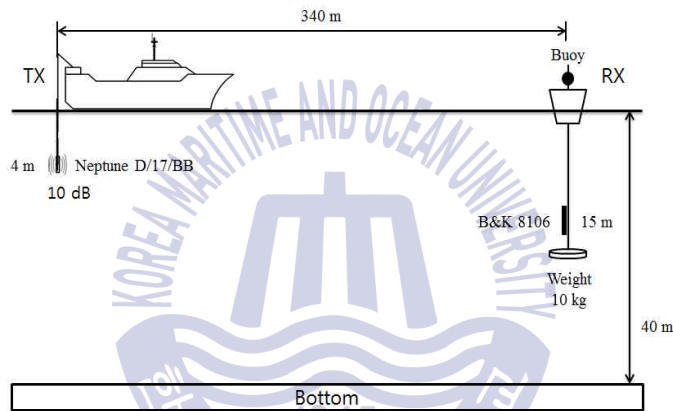
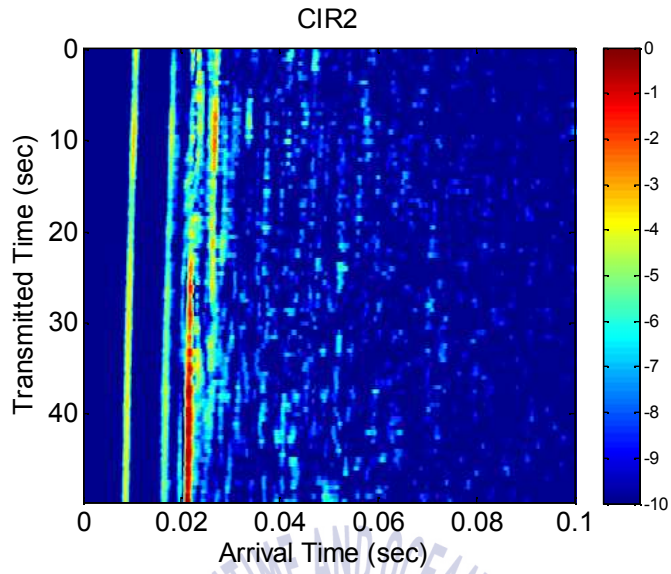


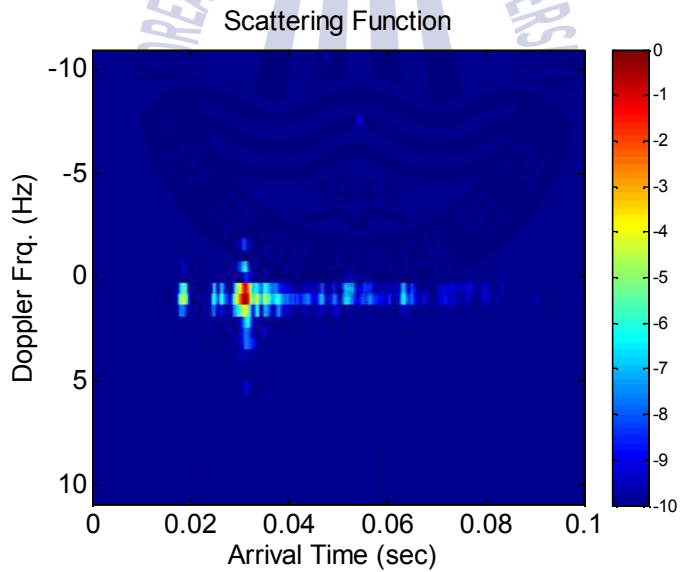
그림 4.6 4월 호수실험 구성

Fig. 4.6 Setup for lake experiment (April 2015)

통신 신호를 보내기 전에 채널 전달 특성을 추정하였다. 선형 주파수 변조(Linear Frequency Modulation : LFM) 신호를 반복적으로 송수신 하여 채널응답 특성을 추정하였고, m-sequence 신호를 이용하여 산란함수(scattering function)를 구하였다. 그 결과 실험 당시 채널의 특성은 그림 4.7과 같이 나타났다. 직접 경로의 신호가 수신기로 도달되고 약 7 ms 이후 다중 경로 전파 신호가 관측되었다. 산란함수의 결과를 통해 도플러 천이 주파수가 약 1.3 Hz 발생한 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 4.7 수중음향 채널 특성, (a) 채널응답 특성, (b) 산란함수

Fig. 4.7 Underwater acoustic channel characteristics, (a) channel impulse response, (b) scattering function

Table 4.2 Parameters for lake experiments (April 2015)

	Element	Contents
Packet structure	Modulation	DSSS BPSK
	Data length	512 symbols
	Training sequence length	256 symbols
	Spreading factor	16
	Transmission speed	100 bps
PLL	gamma	0.1
DFE	feed-forward / feed-backward length	4 / 4
	Delta / lambda	999 / 0.999

호수실험에 사용된 변조방식, 주파수 및 데이터 크기는 표 4.2와 같다. 수신된 신호의 SNR은 약 8.736 dB였으며, 정합 필터 출력 값은 그림 4.8과 같다.

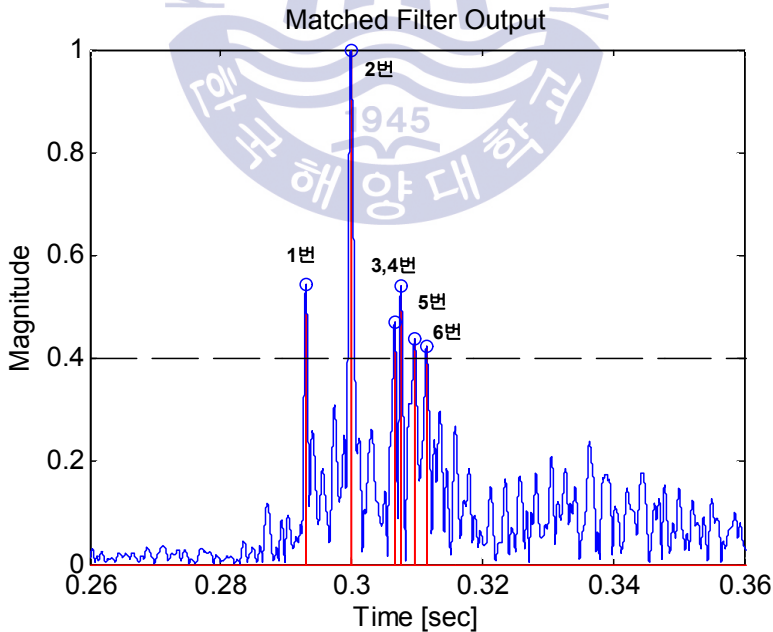


그림 4.8 호수실험 신호의 정합 필터 출력 (2015년 4월)

Fig. 4.8 Matched filter output of lake experiment signals (April 2015)

문턱 값은 0.4로 하였으며 훈련 신호의 정합 필터 출력 값은 그림 4.8과 같이 나타났다. 따라서 0.4를 초과하는 정합 필터 출력부는 총 6개의 경로가 나타나는 것을 알 수 있다. 각 경로의 훈련 신호 구간에서의 BER은 표 4.3와 같다.

Table 4.3 Train BER in lake experiments (April 2015)

Path number	BER [%]
1	10.549
2	0.781
3	7.422
4	6.641
5	2.734
6	5.078

훈련 신호 구간에서 BER의 문턱 값을 평균과 분산의 합으로 나타나는 데, 5.65%로 설정되어 제안된 레이크 수신기를 이용하여 신호를 복구하였다. 복구된 심볼의 정상도는 그림 4.10와 같다. 그림 4.10와 같이 제안된 레이크 수신기는 기존의 레이크 수신기보다 정상도의 심볼 형태가 산란이 되어있지 않은 것을 알 수 있다. 전체 전송된 비트 512개 중에서 최종 복구된 신호의 BER은 제안된 레이크 수신기의 경우 8개의 비트가 오류로 나타났으나 기존의 레이크 수신기의 경우 45개의 비트가 오류로 나타났다. 레이크 수신기를 사용하지 않은 수신기를 이용한 경우 72개의 비트가 오류로 나타났다. 이는 잘못된 경로에 높은 가중치가 할당되어 신호 복구에 사용되어 오차율이 높게 나타난 것이다.

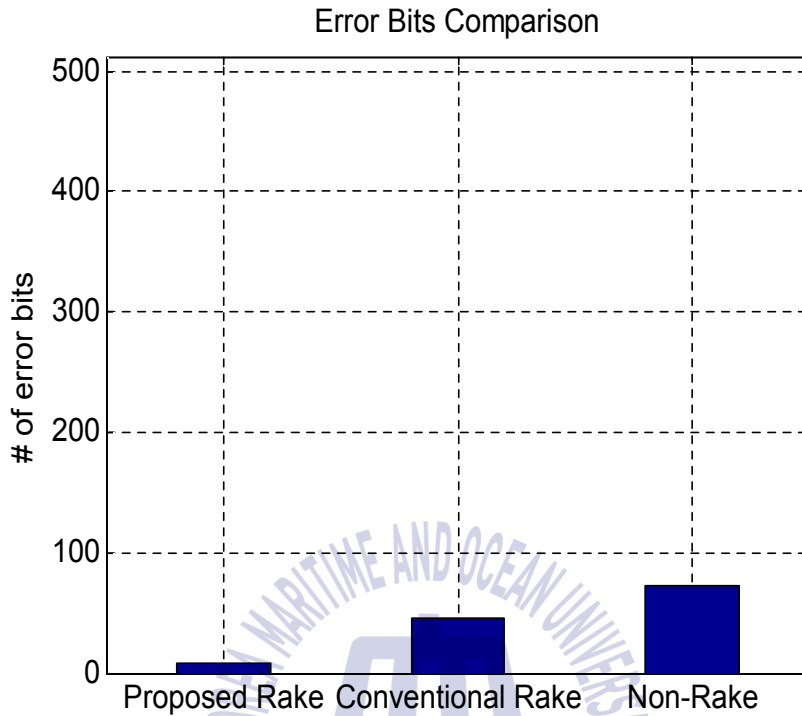


그림 4.9 레이크 수신기 성능 비교 (2015년 4월)

Fig. 4.9 The performance comparison with rake receivers (April 2015)

기존의 레이크 수신기는 오차율이 높은 경로의 신호를 같이 처리하는 반면, 제안된 레이크 수신기는 오차율이 높은 경로의 신호를 혼련 신호를 통해 파악하고 이를 제거함으로써 잡음의 추가적인 부가를 막는 역할을 한다. 따라서 성능이 향상된 결과가 나타나는 것을 알 수 있다.

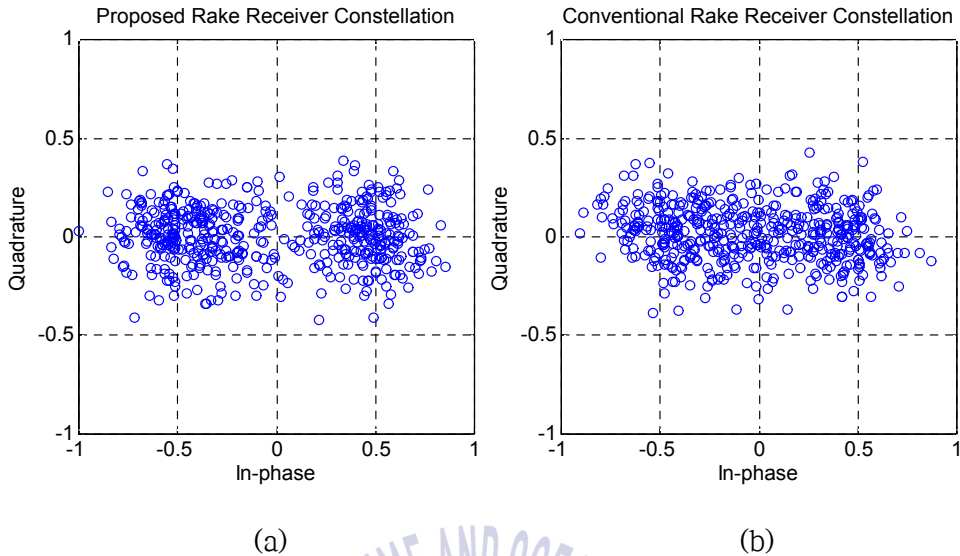


그림 4.10 4월 호수실험 신호의 성상도,

(a) 제안된 수신기의 성상도, (b) 기존 수신기의 성상도

Fig. 4.10 The constellation of lake experiment signals (April 2015),
 (a) Proposed rake receiver constellation, (b) Conventional rake receiver constellation

4월 호수실험 환경에서의 피탐지 거리를 추정하기 위해 수신된 신호의 포락선을 검출하여 채널 파라미터를 도출하였다. 그림 4.11은 호수실험에서 수신된 신호의 포락선을 곡선 적합한 것이다. 곡선 적합을 통해 호수 실험의 가장 유사한 채널의 형태는 Rayleigh 채널이며, 추출한 채널 파라미터 $\sigma^2 = 0.0112$ 이다. 수신된 신호의 SNR은 약 8.736 dB이므로 그에 따른 추출한 채널 파라미터 값을 ROC 곡선에 적용하여 SNR에 따라 나타내면 그림 4.12과 같다. 피탐지 거리를 계산하기 위해 수신된 신호의 SNR을 분석하기 위해 식(2.28)을 이용하였다. 신호 레벨 SL 는 165 dB로 하였고, 풍속은 $10m/s$ 로 가정하였다. 그리고 오탐지확률 P_{FA} 를 0.001로 설정하여 피탐지 확률을 계산하였다.

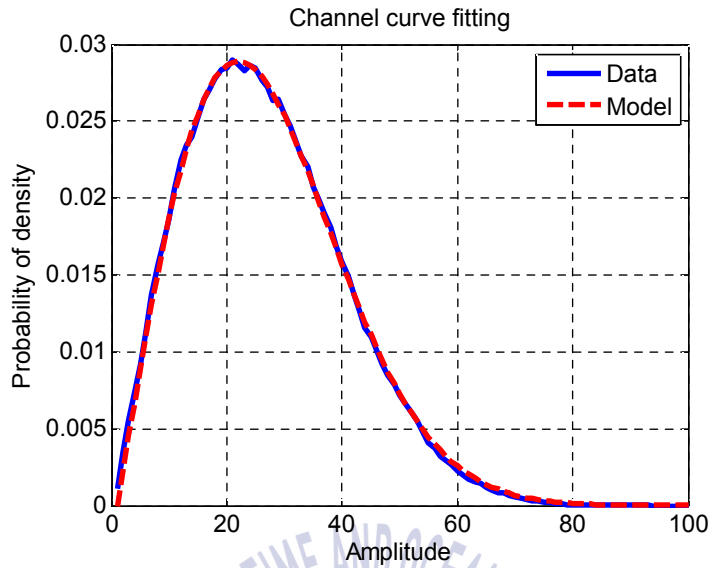


그림 4.11 호수실험에서 포락선의 곡선 적합 (2015년 4월)

Fig. 4.11 Curve fitting of the envelop in lake experiments (April 2015)

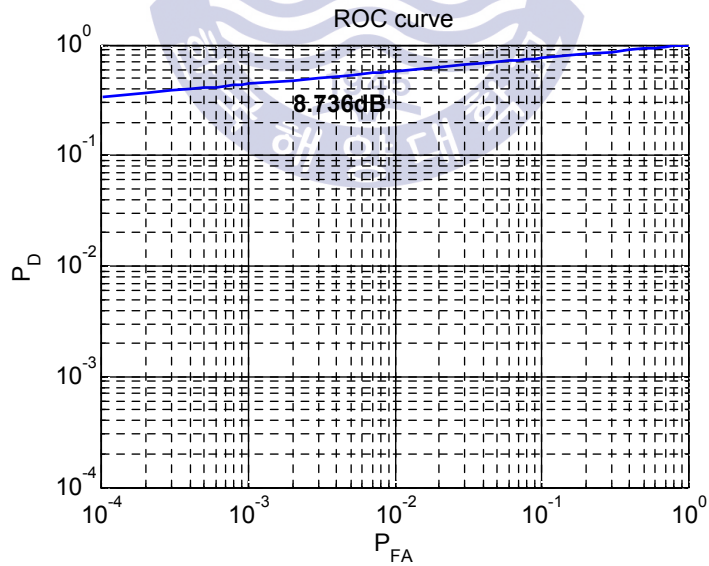


그림 4.12 호수실험에서 ROC 곡선 (2015년 4월)

Fig. 4.12 ROC curve in lake experiments (April 2015)

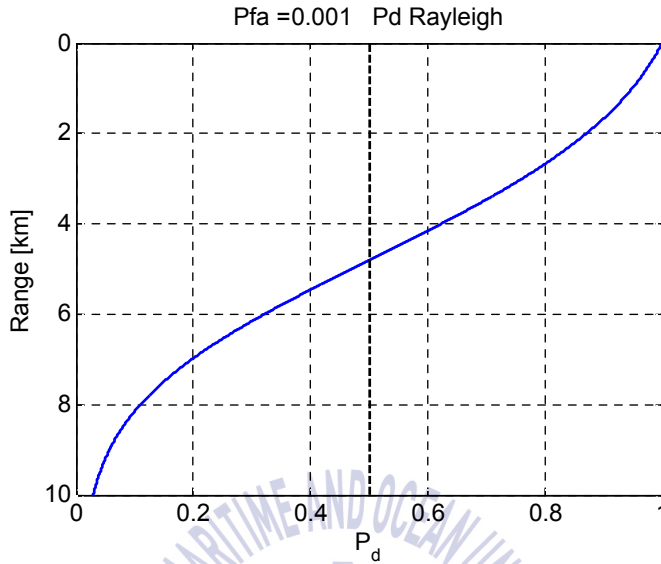


그림 4.13 호수실험에서 피탐지거리 (2015년 4월)

Fig. 4.13 Counter-detection range in lake experiments (April 2015)

그림 4.13와 같이 송수신기 간의 거리가 가까운 경우, 매우 높은 피탐지 확률을 지니는 것을 알 수가 있으며 거리가 멀어짐에 따라 피탐지확률이 하강하는 것을 알 수 있다. 신뢰성이 있는 피탐지확률을 0.5 이상인 경우라고 가정하였을 때, 호수실험의 피탐지거리가 $P_D < 0.5$ 되는 거리는 모의실험과 마찬가지로 약 $4.8km$ 지점이다. 결과적으로 실험이 수행된 호수 채널과 같은 환경에서는 Rayleigh 특성을 지니는 환경이 나타나며, 신호 레벨이 165 dB일 때 송수신기 간의 거리가 약 $4.8km$ 보다 멀어지면 피탐지 성능이 나타나는 것을 알 수 있다.

4.3 5월 호수실험 결과

2015년 5월 경상북도 문경에 위치한 경천호수에서 실험을 수행하였다. 실험 환경은 그림 4.14과 같이 송신부가 위치한 수심은 약 40 m, 수신부가 위치한 수심은 약 30 m로 관측되었다. 송신기와 수신기는 Neptune D/17/BB 모델과 B&K 8106 모델이 사용되었으며, 각각 15, 20 m 수심에 위치시켰다. 송신 신호 증폭을 위해서 전력 증폭기가 사용되었다. 송신기는 고정되었으며, 송수신기간의 거리가 350 m 지점에서 실험을 진행하였다.

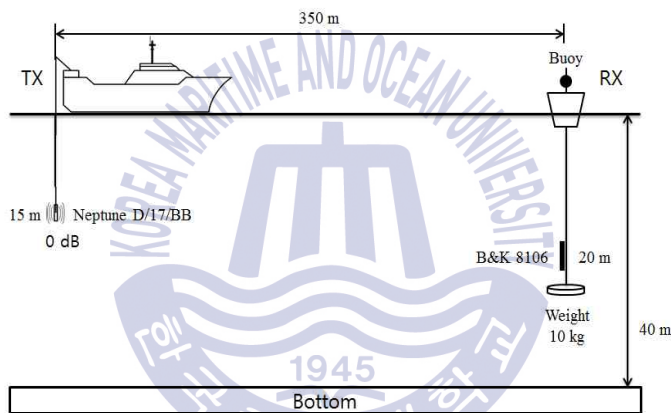


그림 4.14 5월 호수실험 구성

Fig. 4.14 Setup for lake experiment (May 2015)

통신 신호를 보내기 전에 채널 전달 특성을 추정하였다. 선형 주파수 변조(Linear Frequency Modulation : LFM) 신호를 반복적으로 송수신 하여 채널응답 특성을 추정하였고, m-sequence 신호를 이용하여 산란함수(scattering function)를 구하였다. 그 결과 실험 당시 채널의 특성은 그림 4.15과 같이 나타났다. 직접 경로의 신호가 수신기로 도달되고 약 6 ms 이후 다중 경로 전파 신호가 관측되었다. 산란함수의 결과를 통해 도플러 천이 주파수가 약 -2 Hz 발생한 것을 알 수 있다.

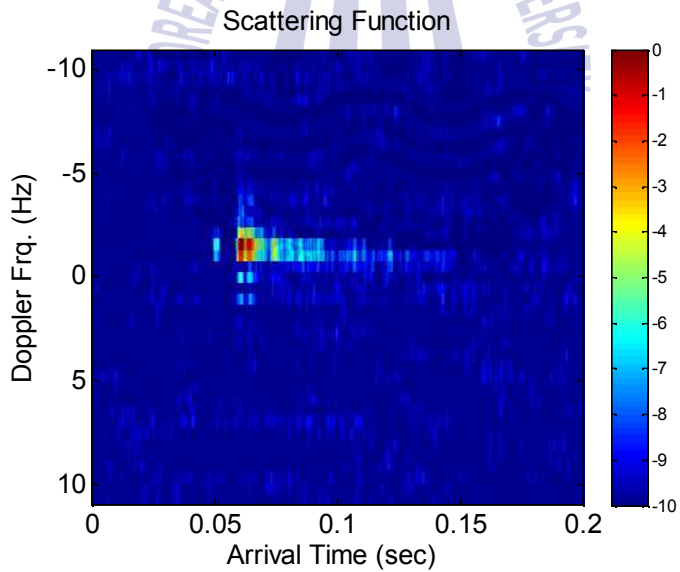
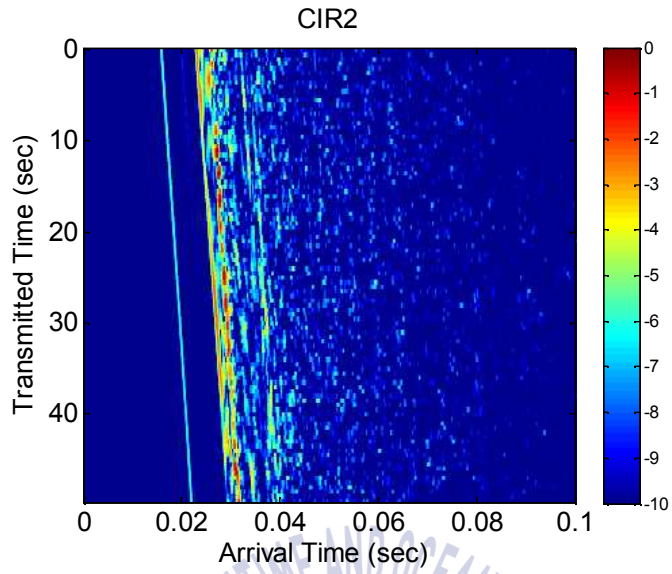


그림 4.15 수중음향 채널 특성, (a) 채널응답 특성, (b) 산란함수
 Fig. 4.15 Underwater acoustic channel characteristics,
 (a) channel impulse response, (b) scattering function

Table 4.4 Parameters for lake experiments (May 2015)

	Element	Contents
Packet structure	Modulation	DSSS BPSK
	Data length	32 symbols
	Training sequence length	128 symbols
	Spreading factor	20
	Transmission speed	20 bps
PLL	gamma	0.1
DFE	feed-forward / feed-backward length	4 / 4
	Delta / lambda	999 / 0.999

호수실험에 사용된 변조방식, 주파수 및 데이터 크기는 표 4.4와 같다. 수신된 신호의 SNR은 약 4.78 dB였으며, 정합 필터 출력 값은 그림 4.16과 같다.

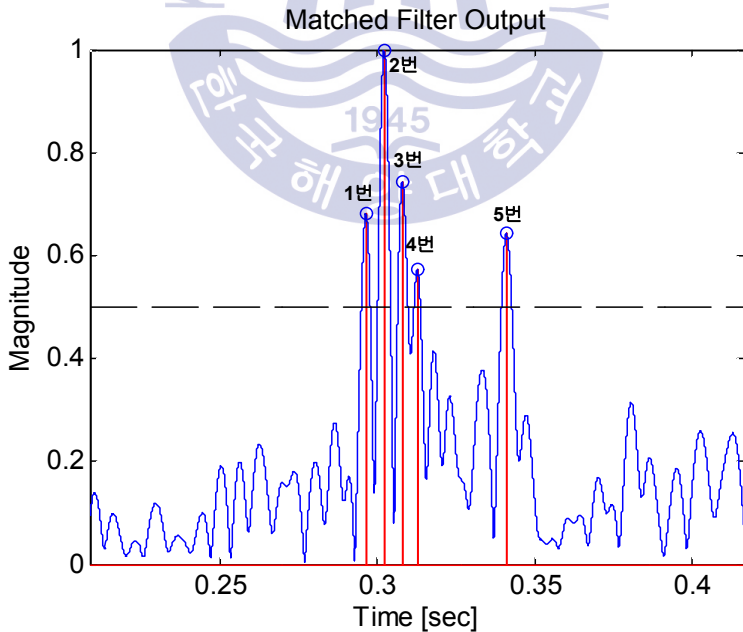


그림 4.16 호수실험 신호의 정합 필터 출력 (2015년 5월)

Fig. 4.16 Matched filter output of lake experiment signals (May 2015)

문턱 값은 0.5로 하였으며 훈련 신호의 정합 필터 출력 값은 그림 4.16과 같이 나타났다. 따라서 0.5를 초과하는 정합 필터 출력부는 총 5개의 경로가 나타나는 것을 알 수 있다. 각 경로의 훈련 신호 구간에서의 BER은 표 4.5와 같다.

Table 4.5 Train BER in lake experiments (May 2015)

Path number	BER [%]
1	40.6
2	39.1
3	3.9
4	28.9
5	30.5

훈련 신호 구간에서 BER의 문턱 값을 평균과 분산의 합으로 나타내는데, 30.76%로 설정되어 제안된 레이크 수신기를 이용하여 신호를 복구하였다. 복구된 심볼의 정상도는 그림 4.18와 같다. 그림 4.18와 같이 제안된 레이크 수신기는 기존의 레이크 수신기보다 정상도의 심볼 형태가 보다 선명하게 집중 되어있는 것을 알 수 있다. 그에 비해 기존의 레이크 수신기는 제안된 레이크 수신기보다 정상도의 심볼 형태가 산란되어 나타나는 것을 알 수 있다. 전체 전송된 비트 32개 중에서 최종 복구된 신호의 BER은 제안된 레이크 수신기의 경우 1개의 비트 오류나 나타났으나 기존의 레이크 수신기의 경우 4개의 비트가 오류로 나타났다. 레이크 수신기를 사용하지 않은 수신기를 이용한 경우 13개의 비트가 오류로 나타났다. 이는 잘못된 경로를 선택하여 신호 복구에 사용되어 오차율이 높게 나타난 것이다.

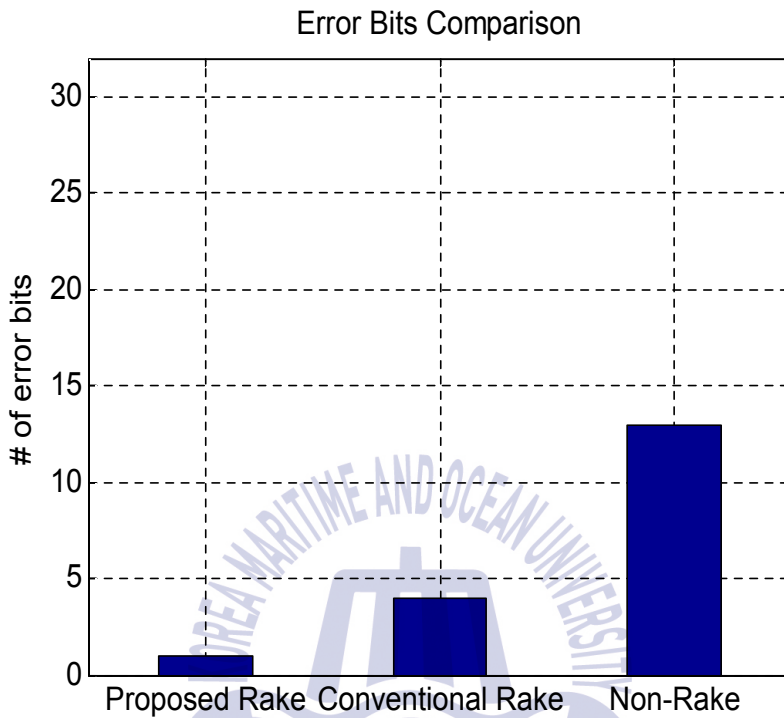


그림 4.17 레이크 수신기 성능 비교 (2015년 5월)

Fig. 4.17 The performance comparison with rake receivers (May 2015)

기존의 레이크 수신기는 오류가 많이 발생한 신호임에도 불구하고 처리하는 반면, 제안된 레이크 수신기는 오류가 많이 발생한 신호를 혼련 신호를 통해 파악하고 이를 제거함으로써 잡음의 추가적인 부가를 막는 역할을 한다. 따라서 성능이 향상된 결과가 나타나는 것을 알 수 있다.

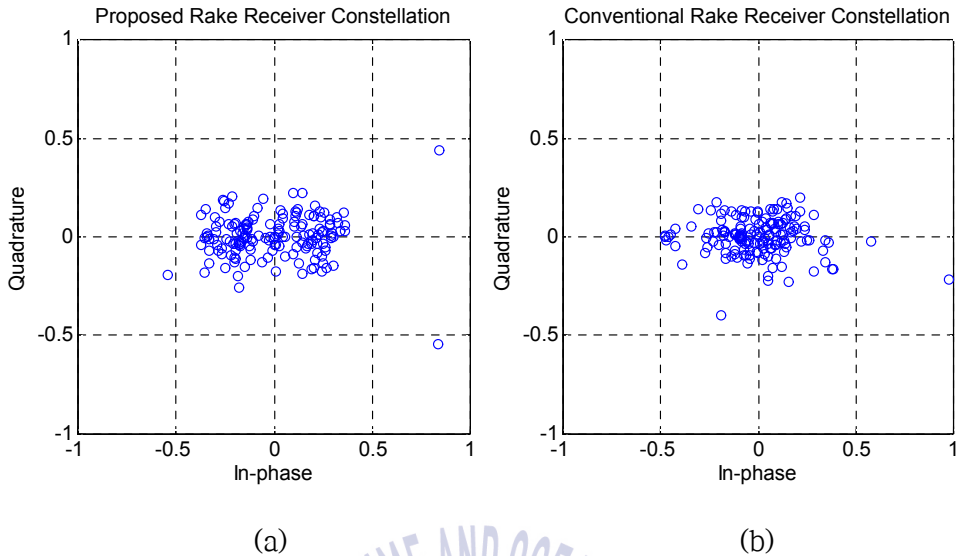


그림 4.18 5월 호수실험 신호의 성상도,

(a) 제안된 수신기의 성상도, (b) 기존 수신기의 성상도

Fig. 4.10 The constellation of lake experiment signals (May 2015),
 (a) Proposed rake receiver constellation, (b) Conventional rake receiver constellation

호수실험 환경에서의 피탐지 거리를 추정하기 위해 수신된 신호의 포락선을 검출하여 채널 파라미터를 도출하였다. 그림 4.19은 호수실험에서 수신된 신호의 포락선을 곡선 적합한 것이다. 곡선 적합을 통해 호수 실험의 가장 유사한 채널의 형태는 Rayleigh 채널이며, 추출한 채널 파라미터 $\sigma^2 = 0.0233$ 이다. 수신된 신호의 SNR은 약 4.78 dB이므로 그에 따른 추출한 채널 파라미터 값을 ROC 곡선에 적용하여 SNR에 따라 나타내면 그림 4.20과 같다. 피탐지 거리를 계산하기 위해 수신된 신호의 SNR을 분석하기 위해 식(2.28)을 이용하였다. 신호 레벨 SL 는 155 dB로 하였고, 풍속은 $10m/s$ 로 가정하였다. 그리고 오탐지확률 P_{FA} 를 0.001로 설정하여 피탐지 확률을 계산하였다.

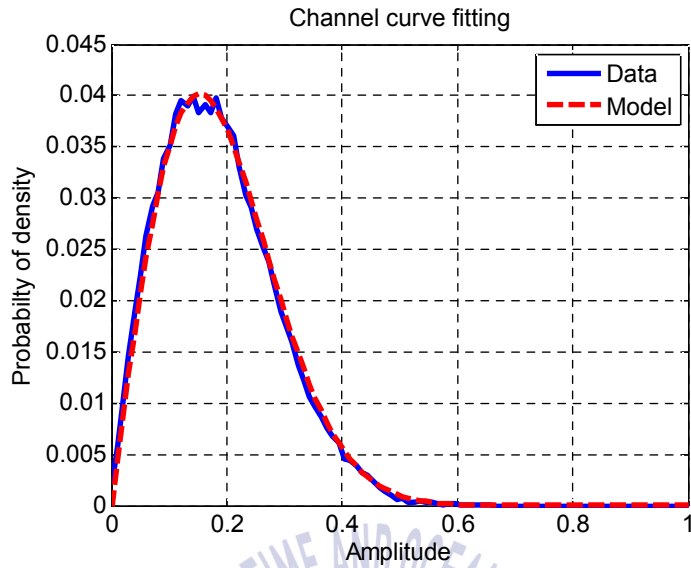


그림 4.19 호수실험에서 포락선의 곡선 적합 (2015년 5월)

Fig. 4.19 Curve fitting of the envelop in lake experiments (May 2015)

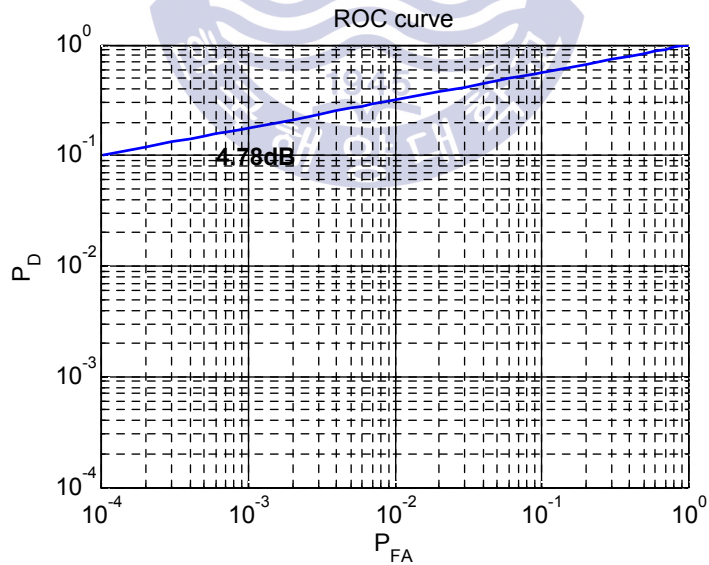


그림 4.20 호수실험에서 ROC 곡선 (2015 5월)

Fig. 4.20 ROC curve in lake experiments (May 2015)

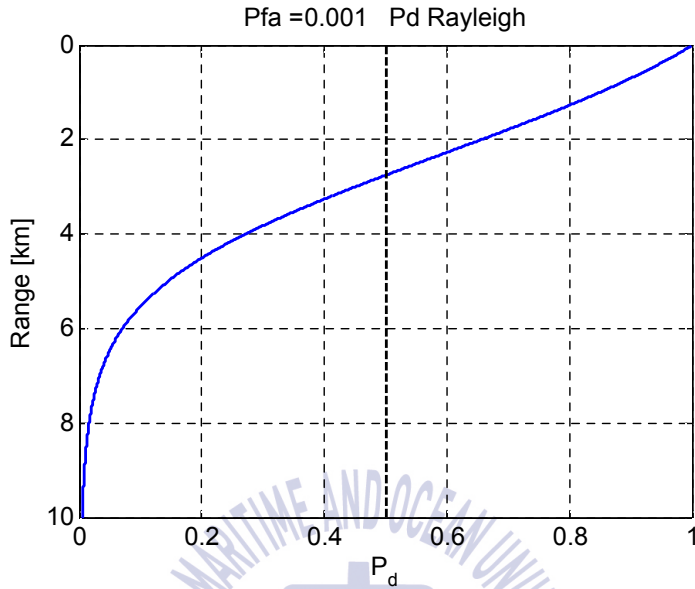


그림 4.21 호수실험에서 피탐지거리 (2015년 5월)

Fig. 4.21 Counter-detection range in lake experiments (May 2015)

그림 4.21와 같이 송수신기 간의 거리가 가까운 경우, 매우 높은 피탐지 확률을 지니는 것을 알 수가 있으며 거리가 멀어짐에 따라 피탐지확률이 빠르게 하강하는 것을 알 수 있다. 신뢰성이 있는 피탐지확률을 0.5 이상인 경우라고 가정하였을 때, 호수실험의 피탐지거리가 $P_D < 0.5$ 되는 거리는 모의실험과 마찬가지로 약 $2.75km$ 지점이다. 결과적으로 실험이 수행된 호수 채널과 같은 환경에서는 Rayleigh 특성을 지니는 환경이 나타나며, 신호 레벨이 155 dB일 때 송수신기 간의 거리가 약 $2.75km$ 보다 멀어지면 피탐지 성능이 나타나는 것을 알 수 있다.

제 5 장 결 론

수중음향 채널 환경은 수심에 따른 수온 분포 및 염분, 수압 등에 따라 음파의 전달 속도가 다르고, 해수면과 해저면에 의한 다중 경로 전달 특성을 가진다. 그리고 송수신기의 움직임이나 해수면의 거칠기로 인한 도플러의 영향도 존재한다. 이에 본 논문에서는 수중음향통신 채널 파라미터를 도출하여 피탐지확률을 계산하였다. 또한 훈련 신호 구간에서의 BER 분석을 통한 레이크 수신기를 제안하고, 모의실험과 호수실험을 통해 기존의 레이크 수신기와 성능을 비교하였다.

기존의 레이크 수신기는 정합 필터의 출력 값이 문턱 값을 초과하는 경로를 선택하여 이득에 따라 가중치를 다르게 부여하였다. 제안된 레이크 수신기는 선택된 경로에서 훈련 신호 구간에서의 BER을 분석하여 문턱 값보다 낮은 경로만을 이용하여 신호 복구에 이용한다. 그리고 훈련 신호 구간에서의 BER에 따라 가중치가 부여되는데 BER이 낮을수록 높은 가중치가 부여되도록 구성하였다. 또한 수신된 신호의 포락선을 검출하여 페이딩 현상을 분석한 후, 곡선 적합을 통해 채널 파라미터를 구하였다. 채널 파라미터에 따라 ROC 곡선을 계산하고, 오탐지확률에 따른 피탐지확률의 값을 계산하여 최종적으로 피탐지거리를 분석하였다.

모의실험에서 제안된 레이크 수신기는 기존의 레이크 수신기 보다 BER이 평균적으로 약 2.3%의 성능 향상이 있으며, 레이크 수신기를 사용하지 않을 때보다 평균적으로 약 3.45% 성능이 향상되었다. 전체 전송된 비트 32개 중에서 호수실험에서 최종 복구된 신호의 BER은 제안된 레이크 수신기의 경우 모든 오류가 복구되었으나 기존의 레이크 수신기는 4개, 레이크 수신기를 사용하지 않은 수신기를 이용한 경우 13개의 비트가 오류

로 나타났다. 실험에 사용된 채널은 모두 Rayleigh 페이딩 특성을 갖는 것으로 나타났으며, 그에 따른 ROC 곡선과 피탐지거리를 분석하였다.

향후 다양한 채널의 종류에 대한 피탐지거리를 조사하고, 포락선을 이용한 방법이 아닌 정합필터를 이용한 채널 추정 방법 등의 여러 가지 채널 추정 방법을 적용이 필요하다. 그리고 제안된 레이크 수신기에서 선택된 경로의 가중치 할당 방법에 대한 추가적인 연구가 필요하다.



참 고 문 헌

- [1] G. Han, C. Zhang, L. Shu, N. Sun, and Q. Li, "A Survey on Deployment Algorithms in Underwater Acoustic Sensor Networks," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 2013, Article ID 314049, 11 pages, 2013.
- [2] E. T. Michailidis, G. Tuna, G. Gezer, S. M. Potirakis, and K. Gulez, "ANN-Based Control of a Multiboat Group for the Deployment of an Underwater Sensor Network," *International Journal of Distributed Sensor Networks*, vol. 2014, Article ID 786154, 12 pages, 2014.
- [3] S. Pack and S.R. Lee, "Marine disasters prediction system model using marine environment monitoring," *The J. Korea Inf. and Comm. Society (KICS)*, vol.38C, no.3, pp.263-270, 2013.
- [4] T.D. Park, S.R. Lee, B.M. Kim, and J.W. Jung, "Analysis of an optimal iterative turbo equalizer for underwater acoustic communication," *The J. Korea Inf. and Comm. Society (KICS)*, vol.38C, no.3, pp.303-310, 2013.
- [5] X. Lurton, *An Introduction to Underwater Acoustics: Principles and Applications*, Springer, 2002.
- [6] T. C. Yang and Wen-Bin Yang, "Low probability of detection underwater acoustic communications using direct-sequence spread spectrum," *J. Acoust. Soc. Am*, vol.124, no.6, pp.3632-3647, Dec. 2008.
- [7] Tommi Heikkilä, "Rake receiver," *S-72.333 Postgraduate Course in Radio Communications*, 2004.
- [8] F. Blackmon, E. Sozer, M. Stojanovic, and J. Proakis, "Performance Comparison of RAKE and Hypothesis Feedback Direct Sequence," *OCEANS '02 MTS/IEEE*, vol.1, pp.594-603, Oct. 2002.

- [9] M. Siderius and M. B. Porter, "Modeling broadband ocean acoustic transmissions with time-varying sea surface," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 124, pp. 137-150, Apr. 2008.
- [10] A. Kaya and S. Yauchi, "An acoustic communication system for subsea robot," *MTS/IEEE Oceanic Eng. Conf.*, pp.765-770, Sept. 1989.
- [11] F. B. Jensen, *Computational Ocean Acoustics*, Springer, 1994.
- [12] L. Brekhovskikh and Y. Lysanov., , *Fundamentals of Ocean Acoustics*, Springer, 1982.
- [13] R.J. Urick., *Principles of underwater sound*, McGraw-Hill, 1983.
- [14] P.E. Etter, *Underwater Acoustic Modeling and Simulation. 3rd Edition*, Spon Press, 2003.
- [15] K.R. Curtis, B.M. Howe and J.A Mercer, " Low-frequency ambient sounds in the North Pacific: Long time series observations," *J. Acoust. Soc.*, vol.106, pp.3189-3200, 1999.
- [16] Mischa Schwartz, *Information Transmission Modulation and Noise*, Mc-Graw Hill, 1970.
- [17] Johann Pfanzagl and R. Hamböcker, *Parametric statistical theory*, Walter de Gruyter, 1994.
- [18] William L. Melvin, and James A. Scheer, *Principles of Modern Radar*, Scitech, 2014.
- [19] Bernard Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications. 2nd Edition*, Prentice Hall, 2001.
- [20] J. H. Park, Jr., "LPI techniques in the underwater acoustic channel," Proceeding of IEEE Military Communication Conference, vol.1, pp.10.5.1-10.5.5, 1986.
- [21] 권병철, 이외형, 김기만, "수중음향채널에서 Sparse 채널 추정 기법에 관한 연구," *한국정보통신학회 논문지*, 제18권, 제5호, pp.1061-1066, 2014년 5월.

- [22] Joonsuk Kim, Il-Suek Koh, and Yongshik Lee, "Short-term fading model for signals reflected by ocean surfaces in underwater acoustic communication," IET Commun., vol.9, pp.1147-1153, 2015.
- [23] 김종주, 배민자, 박지현, 박규철, 윤종락, "천해 수중 음향 통신 채널의 페이딩 특성 변화," 한국음향학회 2015년 춘계학술대회 발표논문집, pp.21, 2015년 5월.



감사의 글

이 논문이 완성되기까지 그 동안 정말 많은 분들에게 도움을 받았습니다. 학부 시절과 대학원 시절, 그렇게 짧지 않은 시간이지만 많은 것을 알려주시고 깨우쳐 주셨습니다. 논문이 완성되기까지 논문뿐만 아니라 모든 면에서 지도와 가르침을 주신 김기만 교수님께 감사의 말씀을 드리고 싶습니다. 실험실에 있는 시간이 너무나 짧게 느껴져서 아쉬움이 많이 남습니다. 사람의 단점만 보는 것이 아니라 장점을 보는 그러한 교수님의 가르침을 바탕으로 앞으로 사회의 한 일원이 되어 열심히 살겠습니다. 졸업하더라도 학창 시절에 많은 것을 깨우쳐 주신 교수님의 은혜 잊지 않겠습니다. 논문 심사 때, 세심하게 미흡한 점을 보충해주시고 충고를 아끼지 않으셨던 조형래 교수님, 정지원 교수님께 감사의 말씀을 드리고 싶습니다. 교수님들의 수업을 들으며 견문을 한층 더 넓일 수 있었습니다. 그리고 전과공학에 대해서 어렵지만 쉽게 가르쳐 주시던 김동일 교수님, 강인호 교수님, 민경식 교수님, 윤영 교수님께도 감사를 드리며 항상 건강하시길 바랍니다.

논문이 정리됨과 더불어 곁에서 많은 도움을 주신 분들이 생각납니다. 같은 분야를 공부하면서 많은 가르침과 충고를 아끼지 않으셨던 정우형님과 찬호형님 그리고 형우형님, 창은이에게도 감사의 마음을 전하고 싶습니다. 그리고 비록 다른 분야를 공부하였지만, 실험실 생활하면서 여러 가지 과업에 대해 알려주신 외형이형님과 병철이형님께 깊은 감사의 뜻을 전해드리고 싶습니다. 업무하는데 많은 도움을 주신 장현이형님과 창욱이형님에게도 감사의 말씀을 드리고 싶습니다. 학부 때부터 오랫동안 같이 공부하고 많은 도움을 주었던 은혜에게도 고맙다는 말을 전합니다. 그리고 열심히 하는 모습을 보여준 택익이랑 세림이에게도 감사의 마음을 전합니다. 대학 생활 내내 오랫동안 같이 공부하고 다른 실험실에 있으면서도 많은 도움을 주었던 건용이, 태석이, 수정이, 하현이랑 학교 생활하면서 항상 즐겁게 지냈던 우리 학번 동기 친구들에게도 고맙다는 말 전하고 싶습니다. 여기에 직접 말씀을 전하지는 않았으나 주위에 정말 많은 분들께 도움을 받았습니다. 정말 모든 분들에게 감사의 뜻을 전하고 싶습니다.

마지막으로 우리 가족들에게 감사의 말씀을 전하고 싶습니다. 끝까지 응원과 지원을 아끼지 않으셨던 부모님께 감사의 마음을 전합니다. 큰누나, 작은누나, 큰자형, 작은자형, 그리고 귀염둥이 지윤이와 수하에게도 감사의 인사를 드립니다. 끝으로 어머니의 빠른 쾌유를 빌며 이 글을 마칩니다.