



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

차동위상천이 방식을 갖는 저피탐
수중음향통신 시스템 설계

Design of an Underwater Acoustic
Communication System for Low Probability of
Detection using Differential Phase Shift Keying

指導教授 金基萬



2017年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

全 恩 慧

本 論 文 을 全 恩 慧 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함 .

委 員 長 : 工 學 博 士 鄭 智 元 (印)

委 員 : 工 學 博 士 尹 榮 (印)

委 員 : 工 學 博 士 金 基 萬 (印)



2017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	4
2.1 전달 손실	5
2.2 다중 경로 전달	6
2.3 도플러 효과	7
2.4 잡음	9
제 3 장 전이 상관기를 이용한 DPSK-DSSS 수신기	11
3.1 기존의 DPSK 송수신 방법	11
3.2 기존의 DPSK-DSSS 송수신 방법	13
3.2.1 직접 수열 대역확산 방식	13
3.2.2 기존의 DPSK-DSSS 송수신 방법	16
3.3 상관 폭 기반 DPSK-DSSS 수신 방법 제안	20
제 4 장 모의실험 및 해상실험 결과	24
4.1 모의실험 결과	24
4.1.1 DPSK-DSSS 수중음향통신 시스템 설계	25

4.1.2 VirTEX 모의실험 결과	27
4.2 해상실험 결과	30
제 5 장 결론	35
참고문헌	37



List of Tables

Table 4.1 Packet design	26
Table 4.2 Parameters for simulation	27
Table 4.3 Parameters for sea trial	33
Table 4.4 Uncoded BER results of C/P(Conventional/Proposed method) in sea trial	33



List of Figures

Fig. 2.1 Example of multipath propagation in shallow water	7
Fig. 2.2 Constellation according to the Doppler effect	9
Fig. 3.1 DPSK differential encoding process	12
Fig. 3.2 DPSK signal restoration process	12
Fig. 3.3 The method of direct sequence spread spectrum	14
Fig. 3.4 The block diagram of direct sequence spread spectrum	15
Fig. 3.5 The effect of despreading	16
Fig. 3.6 The block diagram of signal restoration at DPSK-DSSS receiver	17
Fig. 3.7 Transition correlator outputs	19
Fig. 3.8 Comparison of transition correlator outputs	20
Fig. 3.9 The block diagram of a proposed transition correlator	21
Fig. 3.10 Estimated main peak of correlator outputs	23
Fig. 4.1 Simulation channel characteristic	25
Fig. 4.2 Channel model for underwater acoustic communication	27
Fig. 4.3 The Block diagram of transmitter and receiver	28
Fig. 4.4 BER performance of conventional method and proposed method according to SNR	29
Fig. 4.5 BER performance of conventional method and proposed method according to Doppler shift frequency	29
Fig. 4.6 Setup for sea trial	31
Fig. 4.7 Underwater acoustic channel characteristics during sea trial	32

Design of an Underwater Acoustic Communication System for Low Probability of Detection using Differential Phase Shift Keying

Eun-Hye Jeon

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

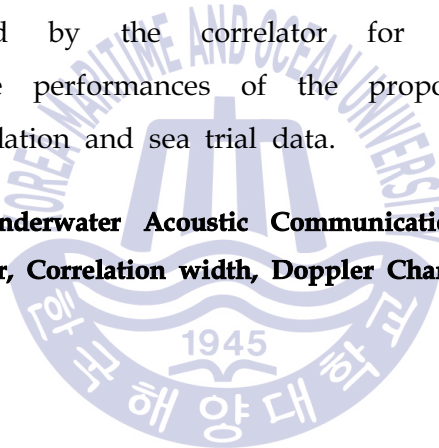
Abstract

In recent years, underwater sensor networks can be used for environment monitoring, disaster prevention, and military surveillance. When acoustic 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.

This thesis presents constructing transmitter and receiver by using a direct sequence spread spectrum techniques to DPSK (differential phase shift keying) scheme in underwater acoustic communication. Using direct sequence spread spectrum is helpful to overcome the jamming unlike other spread spectrum methods and has strong security between user. Since DPSK signal can be demodulated if the

receiver knows only the phase difference between the adjacent bits, DPSK receiver structure has the advantage of being simplified. In the conventional receiver, two adjacent symbols of transmitted signal before despread are passed to the transition correlator that detects data by comparing maximum correlation outputs. At this time, the error for maximum value of the correlator output may increase because of low SNR (signal-to-noise ratio) or high Doppler shift frequency according to the underwater channel. In this thesis, a new method is proposed for accurate detection result. The proposed method uses the peaks' width as well as the its magnitude among outputs produced by the correlator for BER performance enhancement. The performances of the proposed method was evaluated by simulation and sea trial data.

KEY WORDS : Underwater Acoustic Communication, DPSK Receiver, Transition Correlator, Correlation width, Doppler Channel



제 1 장 서 론

수중음향통신은 복잡한 환경적인 특징을 갖는 수중환경 때문에 육상보다 많은 어려움이 따른다. 육상통신과는 달리 수중음향통신은 매질의 특성으로 인하여 전자파가 아닌 음파를 이용한다. 음파의 전달속도는 전자파에 비해 매우 느리고 수중 온도와 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.

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 대역확산(direct sequence spread spectrum, DSSS) 방식이 적용되고 있다[6].

직접 수열 대역확산 방식의 변조 과정은 전송하고자 하는 신호의 전송률보다 더 높은 칩(chip) 전송률의 의사 잡음(pseudo-noise) 부호를 이용하여 넓은 대역폭을 갖도록 신호의 대역폭을 확산시키는 기법으로 송수신기가 서로 의사 잡음 부호를 알고 있어야만 정확한 복조가 가능해진다. 다른 대역 확산 기법들에 비해 잡음과 재밍에 강하며, 허가된 사용자 이외

에는 수신에 어렵다는 장점을 가지고 있어 수중음향통신 분야에서도 지속적으로 연구가 이루어졌다[7].

수중음향통신 분야에서 PSK(phase shift keying) 변복조 방법이 많이 연구되었지만 이 방식은 위상에 정보신호를 실어 보냄으로써 복조 과정에 동기검파가 필요하기 때문에 PLL(phase locked loop) 등을 이용하여 정확한 위상동기를 추정해야 하는 어려움이 있다. 이를 보완한 것이 DPSK 변복조 방식이다[8]. DPSK 방식은 연속적인 심볼 사이의 반송파 위상 차이로 정보를 전송하고 수신부에서는 전송된 신호의 인접 심볼 간 위상차만 알고 있으면 복조가 가능해진다. 따라서 비동기식 검파를 하는 DPSK는 동기식 검파와 달리 위상 추정기가 필요하지 않기 때문에 수신기의 복잡도가 상대적으로 감소된다[9]. 기존에 이러한 DPSK 방식 수신기의 성능을 향상시키기 위해 직접 수열 대역확산 방식과 접목된 DPSK-DSSS 방법이 제안되었다 [10]. 하지만 이 방법은 수신부에서 칩 사이의 상관도 크기 값을 비교하기 때문에 SNR이 낮거나 도플러 천이 주파수가 상대적으로 높은 경우에는 성능이 떨어진다.

이 논문에서는 DPSK-DSSS 수신기에서 전이 상관기(transition correlator) 출력들의 크기뿐만 아니라 간격을 이용하여 더욱 정확하게 심볼을 검출할 수 있도록 하는 방법을 제안한다. 이를 통해 보다 낮은 SNR과 높은 도플러 천이 주파수가 발생하는 채널에 강한 DPSK 수신기를 설계하고, 모의 실험과 해상실험을 통하여 기존의 방법과 제안한 방법의 성능을 비교하였다.

이 논문의 구성은 다음과 같다.

제 2 장에서는 수중음향 채널의 특성에 대하여 기술한다.

제 3 장에서는 수중음향통신에서 연구된 기존의 DPSK 및 DSSS-DPSK 수신기와 제안한 방법의 DPSK-DSSS 수신기에 대해 기술한다.

제 4 장에서는 제안한 DPSK-DSSS 수신기의 성능을 분석하기 위한 모의 실험 결과와 해상실험 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 수심이다. 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 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.

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

2.2 다중 경로 (multi-path) 전달

다중 경로 전달에 의해 수신된 신호는 수중음향통신 시스템에서 인접 심벌간의 간섭(Inter Symbol Interference : ISI)을 발생시키고, 통신 시스템

의 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].

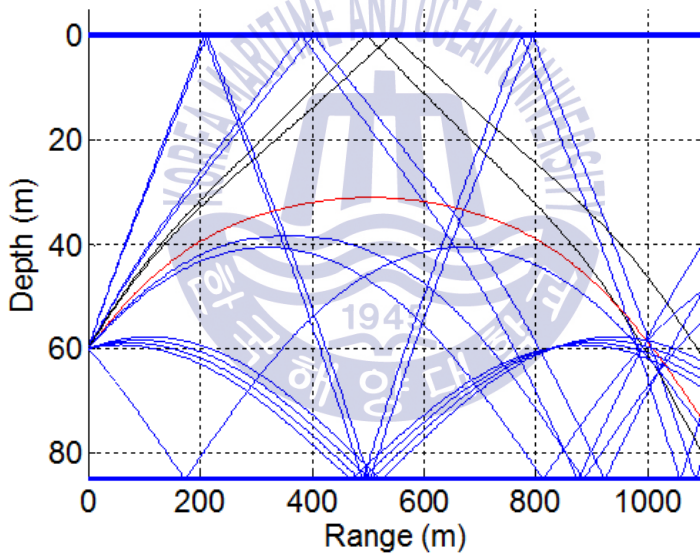


그림 2.1 천해에서 다중 경로 전달의 예

Fig. 2.1 Example of multipath propagation in shallow water

2.3 도플러 효과 (Doppler effect)

도플러 효과는 음원과 수신기의 상대속도에 따라 신호의 주파수가 달라지는 현상으로 음파와 같이 매질을 통해 전파되는 경우에는 음원과 수

신기의 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 방식을 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.

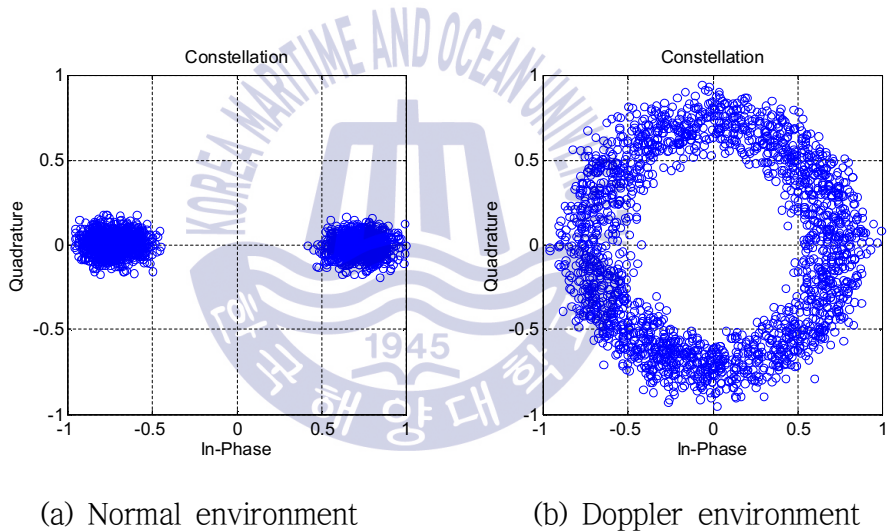


그림 2.2 도플러 효과에 따른 정상도

Fig. 2.2 Constellation according to the Doppler effect

2.4 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.



제 3 장 전이 상관기를 이용한 DPSK-DSSS 수신기

저피탐지 수중음향통신을 수행하기 위해 낮은 SNR에서도 통신이 가능한 직접 수열 대역확산 방식이 많이 연구되어 왔고, 동시에 DPSK 송수신기에 적용되었다. 일반적으로 DPSK 수신기는 PSK 방식과는 달리 별도의 위상 동기 추정이 필요하지 않기 때문에 수신기 구조가 간단해지는 장점이 있다. DPSK의 변복조는 전송할 정보 심볼을 XOR(exclusive OR)연산을 통해 신호를 부호화 시킨 후, 수신부에 전송된 신호는 인접한 심볼 간의 위상 차이만으로 데이터를 검출하게 된다[8].

본 장에서는 기존의 DPSK 및 DPSK-DSSS 수신기 소개와 함께 이 방법을 변형하여 더욱 정확한 데이터 검출이 가능하도록 한 기법을 제안한다.

3.1 기존의 DPSK 송수신 방법

수중음향통신 분야에서 PSK 송수신 방법이 많이 연구되어 왔다. 이 방식은 정보 데이터를 반송파 위상에 실어 변조를 하여 송신 신호를 보내게 된다. 수신단에서는 복조 과정에 위상에 대한 동기검파가 필요하기 때문에 PLL과 등화기 등을 이용하여 정확한 위상동기를 추정해야 하는 어려움이 있다. 이를 보완한 것이 DPSK 송수신 방식이다[9]. DPSK 방식은 정보 데이터 비트의 차동 부호화 과정을 수행한 후에 반송파 위상에 정보를 실어서 전송한다. 수신부에서는 복조 과정에서 위상에 대한 동기검파 없이 전송된 신호의 인접 심볼 간 위상차를 이용하여 복조하게 된다[16].

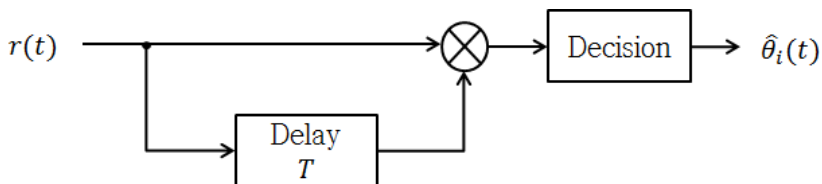
$$c(k) = \overline{c(k-1) \oplus m(k)} \quad (3.1)$$

Sample index, k	0	1	2	3	4	5	6	7
Information message, $m(k)$		1	1	0	1	0	1	1
Differentially encoded message, $c(k)$	1	1	1	0	0	1	1	1
Corresponding phase shift, $\theta(k)$	π	π	π	0	0	π	π	π

그림 3.1 DPSK 차동 부호화 과정

Fig. 3.1 DPSK differential encoding process

DPSK 변조에서 차동 부호화 과정을 나타내는 식과 그림을 각각 식 (3.1)과 그림 3.1에 나타내었다. 먼저 전송할 정보 데이터 비트 순서를 나타내는 순서를 k 라고 했을 때, 정보 데이터를 $m(k)$ 라고 한다. 정보 데이터를 식 (3.1)의 XOR 연산을 통하여 차동 부호화를 하게 되고 그 결과인 $c(k)$ 에 따라 위상정보를 실어 신호를 전송한다.



Detected message, $\hat{m}(k)$ 1 1 0 1 0 1

그림 3.2 DPSK 신호 복원 과정

Fig. 3.2 DPSK signal restoration process

DPSK 변조되어 수신단에 전송된 신호 $r(t)$ 는 그림 3.2와 같이 신호를 복원한다. 수신된 신호를 리샘플링 한 데이터 $r(k)$ 와 지연된 신호 $r(k-1)$ 와 같이 서로 인접한 데이터 심볼들을 곱셈한다. 즉, 서로 인접한 데이터를 식 (3.1)과 같이 수행하게 되면 복원된 신호 $\hat{m}(k)$ 를 얻을 수 있다.

송신부에서 차동 부호화 후 BPSK 방식과 동일하게 변조되지만 수신부에서는 별도의 위상추정 과정 없이 수신된 신호의 인접한 심볼 간의 상관도에 따라 간단하게 복조된다. 따라서 비동기식 검파를 하는 DPSK는 동기식 검파와 달리 위상 추정기가 필요하지 않기 때문에 수신기의 복잡도가 상대적으로 감소된다. 하지만 복조 시 인접한 신호의 상관도가 명확히 구분되지 않는 경우 신호 검파에 비트 오류가 증가할 수 있기 때문에 상관도가 명확하게 나타날 수 있도록 직교성이 강한 부호를 이용하여 문제점을 보완할 수 있다.

3.2 기존의 DPSK-DSSS 송수신 방법

기존의 DPSK 수신부에서의 인접 심볼간 낮은 상관도 문제가 나타남에 따라 문제점을 극복할 수 있는 방안으로 대역확산 기법을 접목시켜 송수신단을 구성한다. 대역확산 기법으로 얻을 수 있는 효과는 잡음에 강하며, 도청이 어렵다는 장점을 가지고 있어 수중음향통신 분야에서도 저피탐 통신 방식으로 연구되어 왔다[6]. 대역확산은 위해 의사 잡음 부호(PN code : pseudo random noise code)를 이용하여 기존의 신호 주파수 대역을 확산시키는 것을 의미한다. 본 논문에서는 여러 대역확산 기법 중 직접 수열 대역확산 방식을 이용하여 DPSK 송수신 방법에 대해 설명한다.

3.2.1 직접 수열 대역확산 방식

직접 수열 대역 확산 방식은 기본적으로 의사 잡음 부호와 같은 직교성

이 강한 부호를 이용하여 전송되는 신호의 대역을 확산시킨다[17]. 직접 수열 대역확산 신호는 기존의 전송되는 신호보다 빠른 직교 부호를 곱하여 생성한다. 전송되는 신호의 주기가 T_d 라고 했을 때, 직교 부호 신호 주기를 T_c 라고 하자. 만약 $T_d = 5T_c$ 라고 한다면, 그림 3.3과 같다.

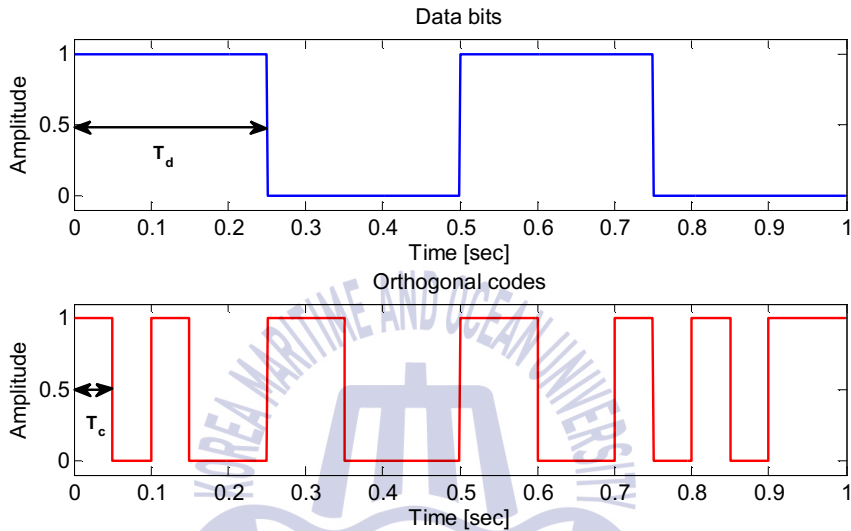


그림 3.3 직접 수열 대역확산 방식

Fig. 3.3 The method of direct sequence spread spectrum

위 그림과 같이 5배 빠른 직교 부호를 생성하여 전송되는 데이터 신호와 곱하게 되면 기존의 전송되는 신호대역보다 5배 확산되어 나타나게 된다. 확산된 신호를 채널을 통과한 후, 수신기에 수신된 신호는 동일한 직교 부호를 이용하여 본래 전송하고자하는 신호로 복구된다.

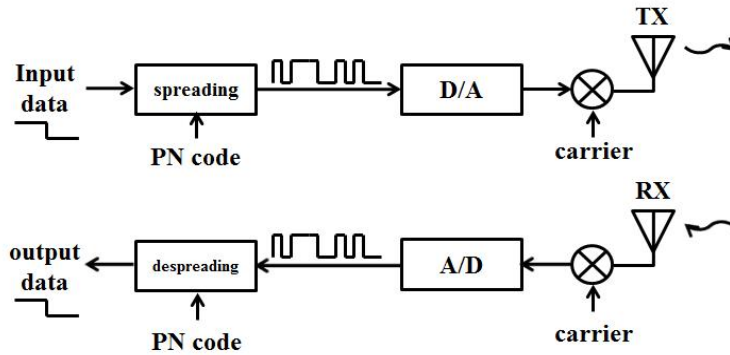


그림 3.4 직접 수열 대역확산 블록선도

Fig. 3.4 The block diagram of direct sequence spread spectrum

그림 3.4는 직접 수열 대역확산 통신의 블록선도를 보여준다. 이로써 얻을 수 있는 장점으로는 위에서 언급한 바와 같이, 재밍과 같은 협대역 잡음에 강하고 채널 페이딩에 강한 특성을 지닌다. 전송된 신호는 확산된 신호로 바뀌어 채널을 통과하게 되며, 채널에서 신호는 불순 세력에 의한 재밍, 신호 잡음, 다른 환경 잡음으로 인해 왜곡되어 수신부로 들어온다. 수신부에서는 동일한 직교 부호를 이용하여 역확산 과정을 거치게 된다. 이 과정에서 확산되었던 신호는 역확산으로 본래 신호 대역으로 나타나게 되며, 잡음 신호는 확산되어 대역이 넓게 퍼지게 된다. 대역 통과 필터를 이용하여 신호가 있는 대역만 필터링을 거치게 되어 채널에서 첨가된 잡음은 원래 첨가된 것보다 적게 부가되고 이 효과로 신호의 왜곡을 최소화시킬 수 있게된다. 그림 3.5는 채널에서 확산된 신호에 잡음이 부가된 후, 수신부에서 역확산을 거쳐 잡음이 넓은 대역으로 퍼지게 되며 본래 신호는 역확산으로 인해 원래의 대역으로 돌아오는 것을 나타내고 있다.

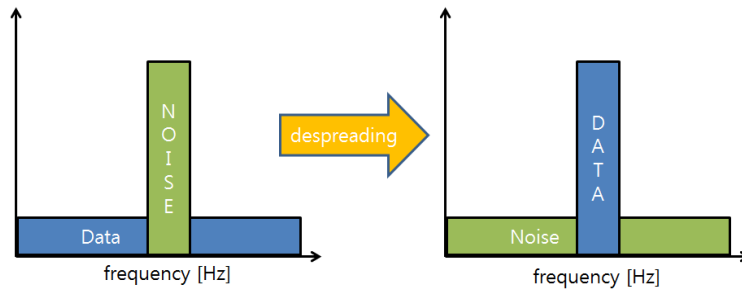


그림 3.5 역확산 효과

Fig. 3.5 The effect of despreading

확산되는 신호의 넓게 퍼진 정도가 넓을수록 역확산 과정에서 신호영역에서의 잡음 대역을 더욱 낮게 만들 수 있다. 이를 처리 이득(processing gain, PG)이라고 하며, 데이터 신호에서 직교 부호의 빠르기로 결정된다.

만약 확산 이전의 데이터 신호의 대역을 P_d 라고 하고, 확산 이후의 신호 대역을 P_c 라고 한다. 처리 이득 PG 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$PG = 10 \log \left(\frac{P_c}{P_d} \right) \text{ [dB]} \quad (3.2)$$

3.2.2 기존의 DPSK-DSSS 송수신 방법

수신부에서 전송된 신호의 위상 차이를 쉽게 검출하기 위해 강한 직교성을 가지고 있는 의사 잡음 부호의 특징을 이용한 직접 수열 대역확산 방식을 적용한다. 그림 3.6은 기존의 DPSK-DSSS 방식[10] 수신기에서의 복조과정을 나타낸다. 수신된 신호의 도플러 주파수 추정 및 조정 후 리샘플링 과정을 거쳐 서로 인접한 두 심볼과 의사 잡음 부호 간에 상관도를 계산한다. 상관기에서의 결과 값으로 상관도, 즉, 심볼의 위상이 전이

되었는지를 알 수 있는데 그 결과 값을 서로 비교하여 정보 데이터로 복원한다. 전이 상관기에서 정보데이터를 검출하는 과정을 다음과 같은 식으로 나타내는데 우선 식 (3.3)과 같이 의사 잡음 부호 시퀀스를 이용하여 두 가지 시퀀스를 구성한다.

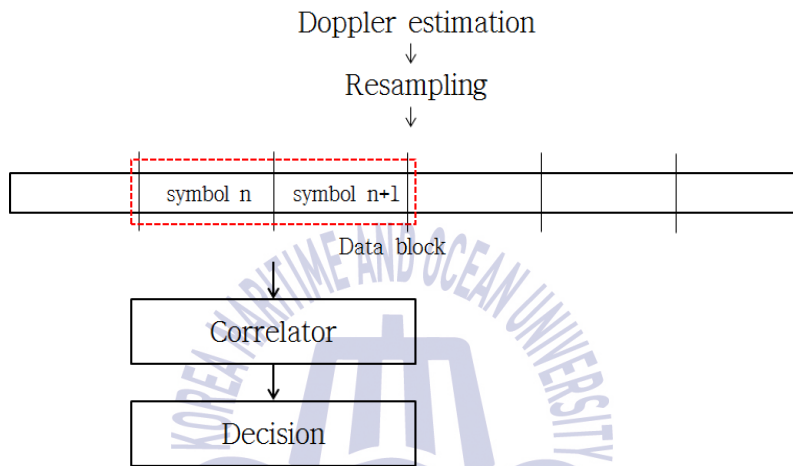


그림 3.6 DPSK-DSSS 수신단에서의 신호 복구 블록선도.

Fig. 3.6 The block diagram of signal restoration at DPSK-DSSS receiver.

$$M1 = (P_n \quad P_n), \quad (3.3)$$

$$M2 = (P_n \quad -P_n).$$

식 (3.3)의 P_n 은 의사 잡음 부호의 열벡터이다. 같은 부호를 갖는 두 벡터를 연결한 $M1$ 과 서로 다른 부호를 갖는 $M2$ 로 나타낸다. 전송된 신호에 잡음이 없다고 가정하였을 때 전송된 데이터 열에서 서로 인접한 두 심볼씩 짝을 이루어 나타내면 다음 식 (3.4)와 같다.

$$B_d = [x(n)P_n e^{j\theta(n)} \quad x(n+1)P_n e^{j\theta(n+1)}] \quad (3.4)$$

서로 인접한 두 심볼씩 구성된 데이터 블록 B_d 에서 $x(n)$ 은 n 번째 전송한 심볼로 +1 또는 -1의 정보를 가지고 있다. $\theta(n)$ 은 n 번째 심볼이 가지는 랜덤한 신호 위상이다. 전이 상관기 내에서 상관결과를 도출하는 과정은 식 (3.3)과 식 (3.4) 사이의 상관결과도를 구하는 것으로 식 (3.3)의 의사 잡음 부호 시퀀스들에 대한 두 가지 식은 다음과 같다.

$$C1 = B_d \cdot M1, \quad (3.5)$$

$$C2 = B_d \cdot M2.$$

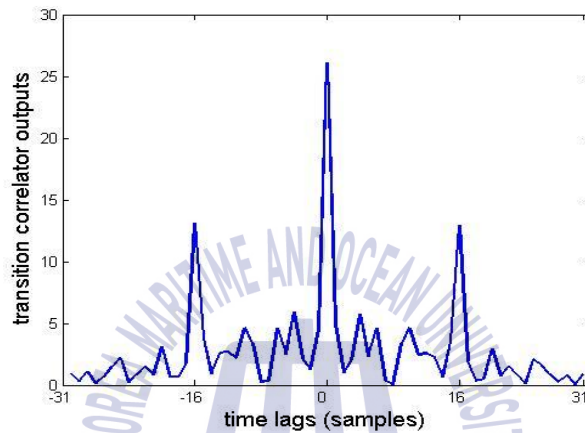
의사 잡음 부호를 m -시퀀스로 설정하고 확산 인자(spreading factor)가 16인 경우 식 (3.5)를 이용하여 나타낸 것이 그림 3.7이다. 그림 3.7(a)는 두 개의 인접한 심볼인 B_d 와 $M1$ 사이의 상관도 $C1$ 의 절대값을 나타낸 것이며, 그림 3.7(b)는 B_d 와 $M2$ 에 대한 상관도 $C2$ 의 절대값을 나타낸 것이다.

인접한 심볼이 서로 같은 $x(n)x(n+1)=1$ 인 경우라면 식 (3.6)과 같이 서로 같은 의사 잡음 부호 시퀀스 짝과 상관도를 취한 결과 값의 최대값이 서로 다른 의사 잡음 부호 시퀀스 짝과 상관도를 구한 결과의 최대값보다 더 큰 값을 갖게 되고, 반대로 $x(n)x(n+1)=-1$ 의 경우 식 (3.7)과 같이 서로 같은 의사 잡음 부호 시퀀스 짝과 상관도를 취한 결과 값의 최대값이 서로 다른 의사 잡음 부호 시퀀스 짝과 상관도를 취한 결과의 최대값보다 더 작은 값을 갖게 된다. 이처럼 수신기에서는 상관도를 취한 결과 값의 최대값을 비교하여 인접한 두 심볼이 같다면 검출된 신호 $d(n)$ 은 1, 서로

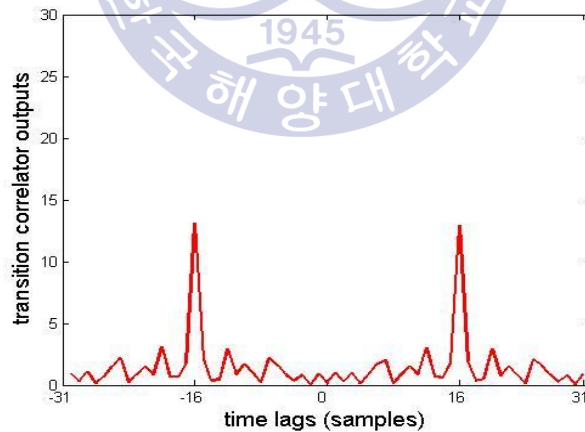
다르다면 $d(n)$ 을 -1로 DPSK 복조를 하게 된다.

$$\max(|C1|) > \max(|C2|), \quad d(n) = 1. \quad (3.6)$$

$$\max(|C1|) < \max(|C2|), \quad d(n) = -1. \quad (3.7)$$



(a)



(b)

그림 3.7 $x(n)x(n+1)$ 일 때 전이 상관기의 상관결과, (a) $|C1|$, (b) $|C2|$.

Fig. 3.7 Transition correlator outputs when $x(n)x(n+1)=1$, (a) $|C1|$, (b) $|C2|$.

3.3 상관 폭 기반 DPSK-DSSS 수신 방법 제안

기존의 DPSK-DSSS 수신기는 전이 상관기에서 두 가지 상관결과의 최대값을 비교하여 인접한 두 심볼의 위상차로 정보신호를 복원할 수 있게 한다. 그러나 복잡한 수중 채널의 영향으로 수신된 신호에 왜곡이 발생하여 전이 상관기 출력에 오류가 발생할 수 있다. 그림 3.8에 나타난 실제 오류 발생 예를 보면 그림 3.7에 나타난 이상적인 형태와는 달리 상관도의 최대값들이 정해진 위치가 아닌 다른 위치에서 일정하지 않게 나타나는 것을 볼 수 있다. 이러한 결과는 수신 성능을 나쁘게 만드는 요인이 된다.

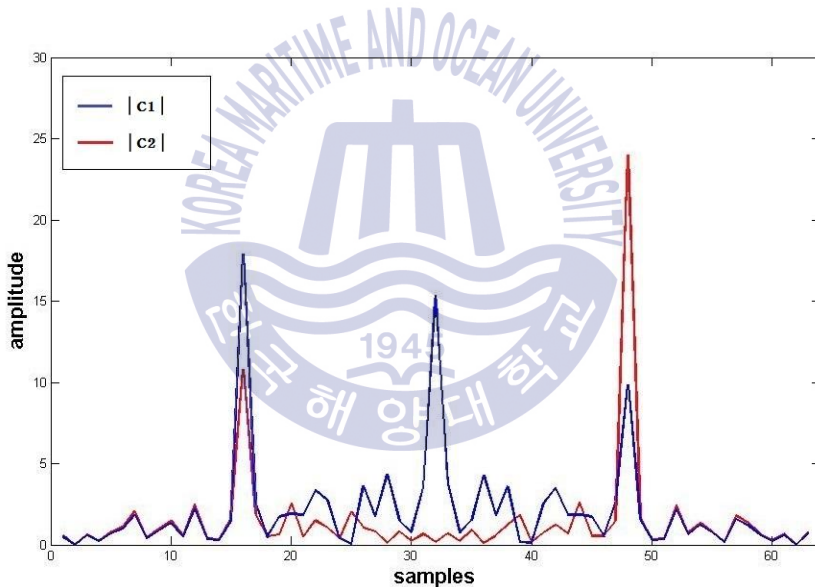


그림 3.8 전이 상관기의 상관결과 비교

Fig. 3.8 Comparison of transition correlator outputs.

이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 상관기 결과 값의 최대값만으로 복조하지 않고 출력되는 두 개의 사이드 피크(side peak) 사이의 폭을 이용하여 메인 피크(main peak)의 위치를 추정하는 방법을 제안한

다. 제안하는 전이 상관기의 블록도를 그림 3.9에서 나타내었다. 의사 잡음 부호로 사용된 m-시퀀스는 짝을 이루어 시퀀스 열을 구성하였기 때문에 그림 3.7과 같이 일정한 간격으로 세 개 혹은 두 개의 피크가 발생한다. 일정한 간격을 갖는 사이드 피크를 이용하여 메인 피크의 위치를 추정하는 다음 그 지점에 해당하는 값으로 상관기 출력의 최대치를 비교한다면 더욱 정확한 검출 결과 도출이 가능해진다.

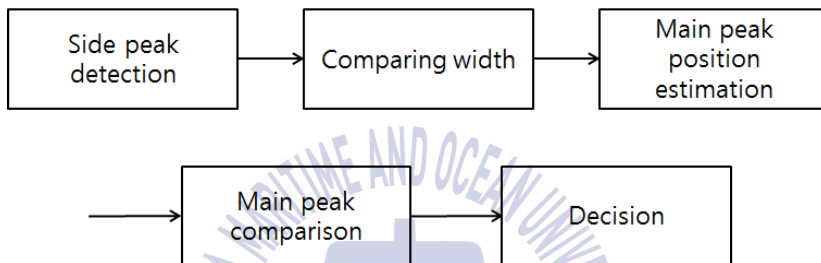


그림 3.9 제안한 전이 상관기 블록선도.

Fig. 3.9 The block diagram of a proposed transition correlator.

예를 들어 그림 3.7에서 나타난 $|C1|$ 의 여러 값에서 임의로 추정된 피크의 개수를 K 개라고 했을 때, k 번째 피크를 $peak(k)(k=1, 2, \dots, K)$ 을 다음 식 (3.8)처럼 나타낼 수 있다.

$$L1(k) = location(peak(k)), k = 1, 2, \dots, K \quad (3.8)$$

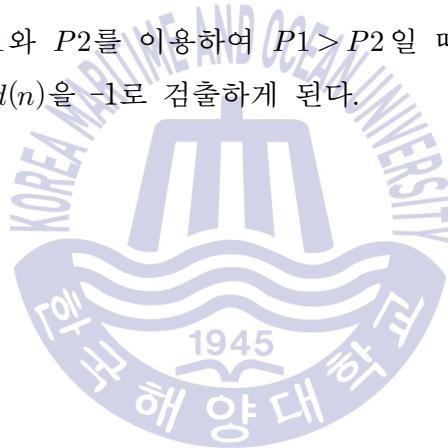
임의로 추정된 피크 중 서로 간의 폭이 확산 인자의 두 배가 되는 두 개의 피크를 사이드 피크라고 지정한다. 그리고 그림 3.10과 같이 구한 두 개의 사이드 피크 위치의 가운데 값을 메인 피크의 위치로 추정할 수 있다. 식 (3.8)로 구한 사이드 피크의 위치가 각각 $L1(1)$, $L1(2)$ 라고 한다

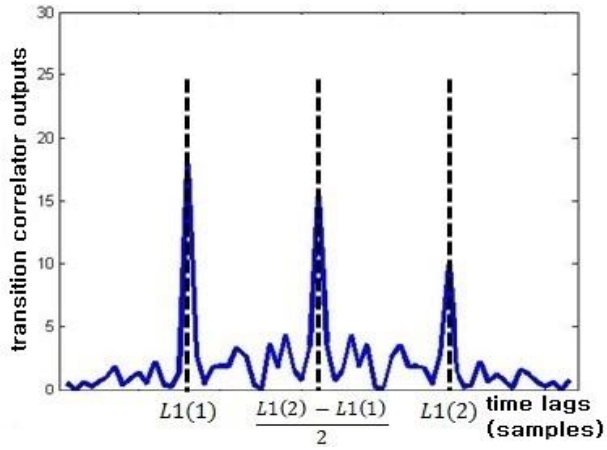
면 추정된 메인 피크의 위치를 구할 수 있고, 그 위치에 대응하는 메인 피크의 값을 알 수 있다. |C2|의 경우도 마찬가지로 사이드 피크의 위치가 각각 L2(1), L2(2)라면 같은 방법을 통하여 식 (3.9)와 같이 메인 피크 값을 구할 수 있다.

$$P1 = \left| C1 \left[\frac{L1(2) - L1(1)}{2} \right] \right|, \quad (3.9)$$

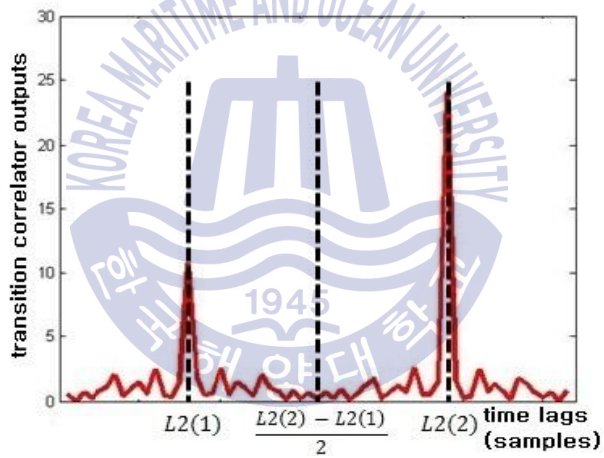
$$P2 = \left| C2 \left[\frac{L2(2) - L2(1)}{2} \right] \right|.$$

따라서 출력된 P1와 P2를 이용하여 P1 > P2일 때 d(n)을 1로 검출하고, P1 < P2일 때 d(n)을 -1로 검출하게 된다.





(a)



(b)

그림 3.10 $x(n)x(n+1) = 1$ 일 때, 상관결과 비교를 통한 메인피크 위치추정, (a) $|C1|$, (b) $|C2|$.

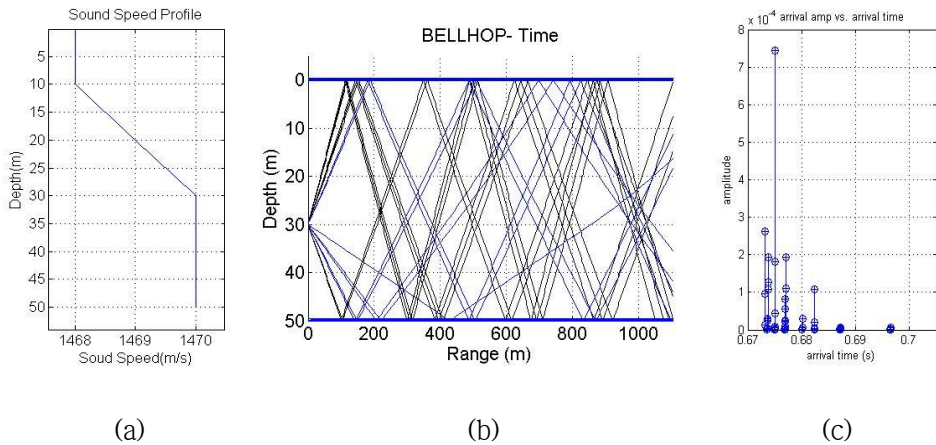
Fig. 3.10 Estimated main peak of correlator outputs when $x(n)x(n+1) = 1$, (a) $|C1|$, (b) $|C2|$.

제 4 장 모의실험 및 해상실험 결과

제안한 DPSK-DSSS 수신 방식을 이용한 수중음향통신 시스템의 성능을 고찰하기 위해 서해 바다의 해상 정보와 채널 정보를 이용하여 벨함을 기반으로 하는 VirTEX(Virtual Time series Experiment) 시뮬레이터를 통해 통신시스템 설계 및 모의실험을 수행하였다[10,18]. 또한 2016년 9월 부산 연안에서의 실험을 통하여 실제 데이터를 획득하였으며, 이를 이용하여 제안한 방법의 성능을 기존의 방법과 비교·분석하였다.

4.1 모의실험 결과

서해 환경에서의 수중음향통신 시스템을 설계하기 위해 서해 수중 채널 모델을 구하였다. 서해의 수중 채널 모델은 실제 서해 바다에서 측정된 음속 구조(sound speed profile)를 이용하여 실험 환경을 구성하였다. 이때 해수면과 해저면은 평탄하다고 가정하였다. 서해는 보통 진흙으로 구성되는 해저면임을 감안하여 해저면 바닥에서의 음속은 1470 m/s , 해저면 밀도는 1.169 g/cm^3 , 해저면 감쇄계수는 $0.67 \text{ dB}/\lambda$ 로 하였다. 송신기와 수신기가 위치한 바닥면까지의 수심은 50 m 로 정하였고, 송신기와 수신기의 수심은 각각 30 m 지점에 위치하였다. 도플러 주파수는 $0\sim 10 \text{ Hz}$ 로 하였다. 그림 4.1은 전송 거리가 1 km 인 경우 모의실험에 사용된 음속 구조, 음선 분포, 채널응답 특성을 나타낸다.



(a)

(b)

(c)

그림 4.1 모의실험 채널 특성,

(a) 음속 구조, (b) 음선 분포, (c) 채널응답 특성

Fig. 4.1 Simulation channel characteristic,

(a) Sound speed profile, (b) Eigen-rays, (c) Channel impulse response

4.1.1 DPSK-DSSS 수중음향통신 시스템 설계

본 논문에서 고려하고 있는 수중음향통신 모델을 그림 4.2에 나타내었다. 송수신기는 각각 30 m 깊이에 위치하고, 1 km 거리에 떨어져 있다고 설정하였으며, 반송파 주파수는 16 kHz, 대역폭은 4.8 kHz를 사용한다고 가정하였다.

이 환경에서 그림 4.1의 채널 임펄스 응답을 이용하여 첫 번째 음파가 도착하는데 걸린 지연시간은 0.67 s이고 최대 확산 지연은 30 ms이다. 해류와 파도의 변동에 따르는 최대 도플러확산이 2 Hz라고 가정한다면 이 값으로부터 상관시간 0.5 s를 얻을 수 있다.

신호 프레임의 동기화 도플러 주파수 추정을 위하여 전체 신호 앞에 훈련 구간을 삽입하게 되는데 DPSK-DSSS 수중음향통신을 위한 통신 파라미터로 훈련신호의 길이, 확산 인자, 최대 도플러 확산 등을 고려하였다.

채널의 최대 확산지연이 30 ms이고 상관시간이 0.5 s이므로 훈련신호에서 일어나는 다중 경로 성분을 모두 추정하기 위해 훈련신호 구간의 길이를 최대 확산지연과 상관시간의 2배의 합을 약 1.1 s이라고 정하고, m-시퀀스를 사용하였다. 그리고 수중음향통신 대역폭이 협소하므로 확산 인자를 크게 하지 못하고, 다중 경로 페이딩 효과를 상쇄시킬 수 있는 최소한의 값인 8과 16으로 설정하였다. 이를 이용하여 최적의 전송률[19]을 구할 수 있는데 식은 다음 식 (4.1)과 같다.

$$Bit\ rate_{opt} = \frac{Data\ length \times Bandwidth \times Mod}{Frame\ length \times Spreading\ factor} \quad (4.1)$$

여기서 Mod는 변조기법에 따른 심볼 당 비트를 의미한다. 위의 설계된 값을 적용한 신호의 패킷 정보와 최적의 신호 전송률은 다음 표 4.1과 같다.

Table 4.1 Packet design

	Packet structure		Bit rate _{opt}
Frame length	training signal	data signal	230.8 bps
6.5 s	1.1 s	5 s	

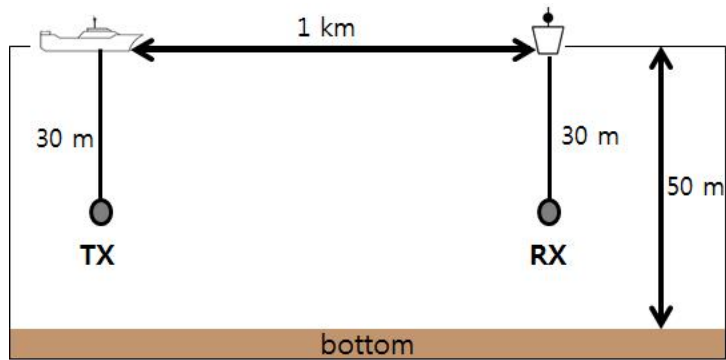


그림 4.2 수중음향통신 채널 모델.

Fig. 4.2 Channel model for underwater acoustic communication

4.1.2 VirTEX 모의실험 결과

음원 신호는 DPSK-DSSS로 변조하였는데 비트 전송률은 200 bps, 반송파 주파수 및 샘플링 주파수는 각각 16, 192 kHz를 사용하였으며, 별도의 채널 부호화 기법은 적용하지 않았다. 훈련구간과 데이터구간 사이에는 신호의 지연으로 인한 왜곡을 피하기 위해 0.2 초의 무음구간을 두었고 수중음향통신 시스템 설계를 통한 최적의 전송률을 고려하여 전송률은 200 bps로 설정하였다. 모의실험을 위한 여러 파라미터들은 표 4.2와 같이 정하였다.

Table 4.2 Parameters for simulation

	Element	Contents
	Modulation	DPSK-DSSS
Packet structure	Data length	1000 symbols
	Training sequence length	256 symbols
	Spreading factor	8 / 16
	Transmission speed	200 bps

그림 4.3은 모의실험과 해상실험을 위한 송수신기의 블록 다이어그램을 나타낸다. 송신부에서 데이터를 칩에 의하여 확산한 후 반송파를 실어 신호를 전송하면 수신된 신호는 도플러 천이 주파수를 추정하여 교정하게 된다. 이후 리샘플링 과정을 통과한 신호는 전이 상관기에 입력되고, 비교 검출된 데이터가 출력된다. 그림에서 SRRC filter는 Square Root Raised Cosine filter를 의미하며, roll-off 인자는 0.5로 하였다. 또한 BPF(Band Pass Filter)와 LPF(Low Pass Filter)는 각각 대역통과 필터와 저역통과 필터를 뜻한다.

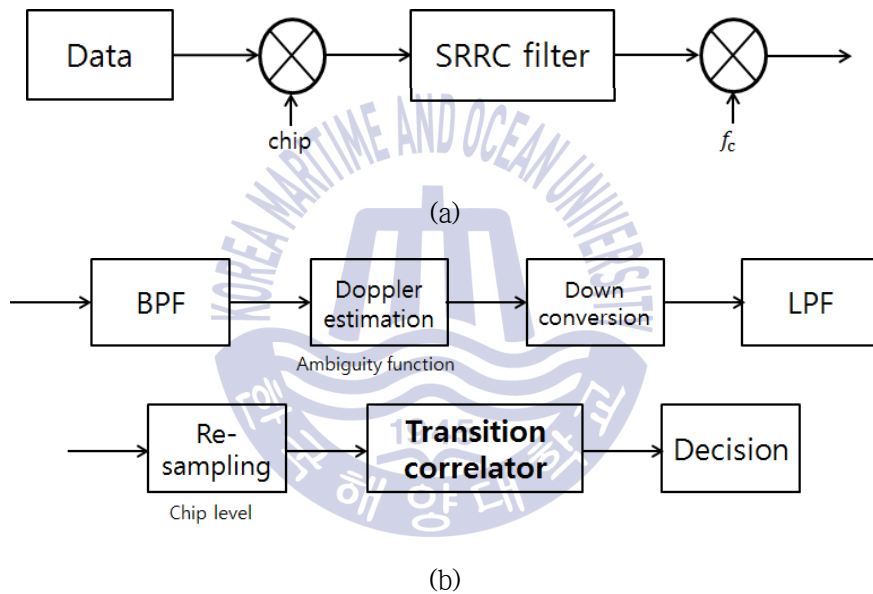
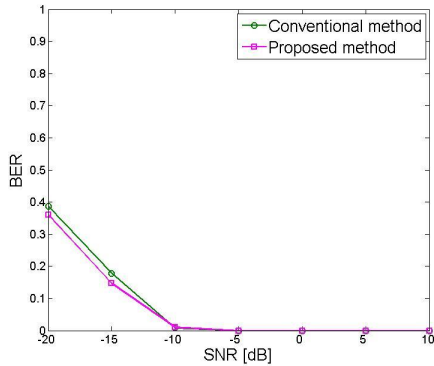


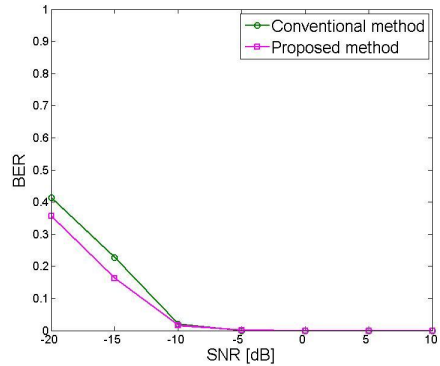
그림 4.3 블록선도, (a) 송신부, (b) 수신부.

Fig. 4.3 The block diagram, (a) transmitter, (B) receiver.

SNR과 도플러 천이 주파수에 따른 성능 차이를 나타내기 위해 기존의 DPSK-DSSS 수신기와 제안된 상관 폭 기반 DPSK-DSSS 수신기의 BER(bit error rate) 성능을 분석하였다. 모의실험은 각 SNR당 천 번의 반복 실험을 통해 평균적인 BER로 성능을 분석하였다. 그림 4.4와 4.5는 각각 SNR과 도플러 천이 주파수에 따른 BER 성능을 나타내는 그림이다.



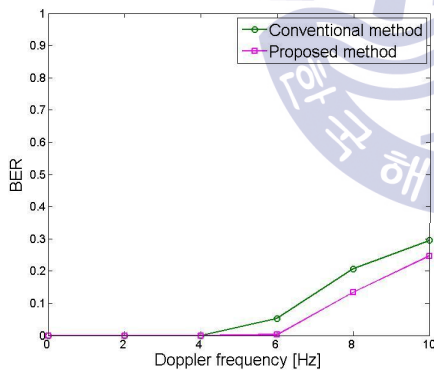
(a)



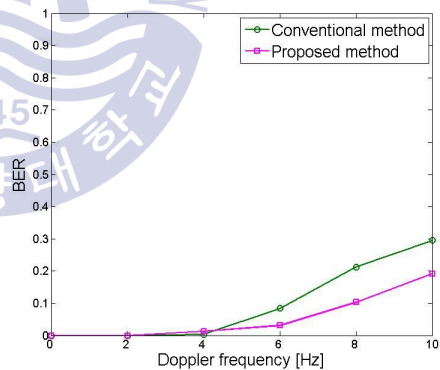
(b)

그림 4.4 기존의 방식과 제안한 방식의 SNR에 따른 BER 성능 비교, (a) 확산 인자=8, (b) 확산 인자=16.

Fig. 4.4 BER performance of conventional method and proposed method according to SNR, (a) Spreading factor=8, (B) Spreading factor=16.



(a)



(b)

그림 4.5 기존의 방식과 제안한 방식의 도플러 주파수에 따른 BER 성능 비교, (a) 확산 인자=8, (b) 확산 인자=16.

Fig. 4.5 BER performance of conventional method and proposed method according to Doppler shift frequency, (a) Spreading factor=8, (B) Spreading factor=16.

높은 확산 인자를 이용할수록 상관도가 높아져 더욱 정확한 비교검출로 인해 모의실험 결과에서 좋은 BER 성능이 나타나지만 모의실험에서는 프레임의 시작 부분을 정확하게 알고 있고 대역폭의 제한은 없다고 가정하였기 때문에 실제 상황과는 차이가 있다. 실제 상황에서는 동기화 문제뿐만 아니라 사용되는 센서와 같은 장비의 대역폭이 제한되어 있으므로 확산 인자를 무조건 높일 수 없다. 이에 오류 가능성 및 장비의 제한 등을 고려하여 확산 인자를 8과 16으로 설정하여 모의실험을 수행하였고, 그 결과 제안한 방식을 사용한다면 대역폭을 많이 사용하지 않으면서도 기존의 방식보다 더 나은 BER 성능을 가질 수 있다는 것을 확인하였다.

그림 4.4와 4.5에서 기존의 방식을 사용한 수신기의 결과들을 비교했을 때 일반적으로 확산 인자 8보다 확산 인자 16인 경우 더 낮은 BER 결과가 나타나야 하지만, 낮은 SNR과 높은 도플러 주파수가 발생하는 악조건에서 확산 인자가 높을수록 칩 전송률이 높아짐에 따른 오류나 상관결과의 샘플 개수가 늘어나 최대값 추정에 영향을 주는 피크 개수의 증가에 따른 오류가 발생할 수 있기 때문에 확산 인자에 따른 차이를 보기 어렵다. 이에 반해 제안한 방식을 사용한 수신기의 성능은 메인 피크의 위치 추정을 통한 검출방식으로 확산 인자가 클수록 더욱 정확한 검출이 가능하다는 것을 확인할 수 있다. 그림 4.4에서 SNR이 -15 dB인 지점에서 기존의 방식을 사용한 수신기의 부호화하지 않은 BER이 확산 인자가 8인 경우 0.178, 확산경우가 16인 경우 0.228, 제안한 방식을 사용한 수신기의 부호화하지 않은 BER이 확산 인자가 8인 경우 0.147, 확산 인자가 16인 경우 0.163으로 나타나 SNR이 낮더라도 기존의 방식보다 제안한 방식의 BER 성능이 더 나은 것을 나타내고 있다. 그림 4.5는 도플러 천이 주파수가 10 Hz 일 때 기존의 방식을 사용한 수신기의 부호화하지 않은 BER이 확산 인자가 8인 경우와 16인 경우가 각각 0.295이고 제안한 방식을 사용한 수신기의 부호화하지 않은 BER은 확산 인자가 8인 경우 0.247, 확산 인자가 16인 경우 0.192로 나타나 도플러 천이 주파수가 높아질수록 기존의 방식보다 제안한 방식의 BER 성능이 개선되었음을 확인할 수 있다.

4.2 해상실험 결과

실제 수중 환경에서의 성능을 고찰하기 위해 2016년 9월 부산 연안에서 실험을 수행하였다. 실험 환경은 그림 4.6과 같이 하였으며, 송·수신기가 위치한 지역의 수심은 약 5 m로 관측되었다. 송신기와 수신기는 각각 Neptune D/17/BB 모델과 B&K 8106 모델이 사용되었으며, 송·수신기 모두 3 m 수심에 위치시켰다. 송신 신호 증폭을 위해서 전력 증폭기가 사용되었다. 송수신기는 고정되었으며, 송수신기간의 거리가 약 200 m인 지점에서 실험을 진행하였다.

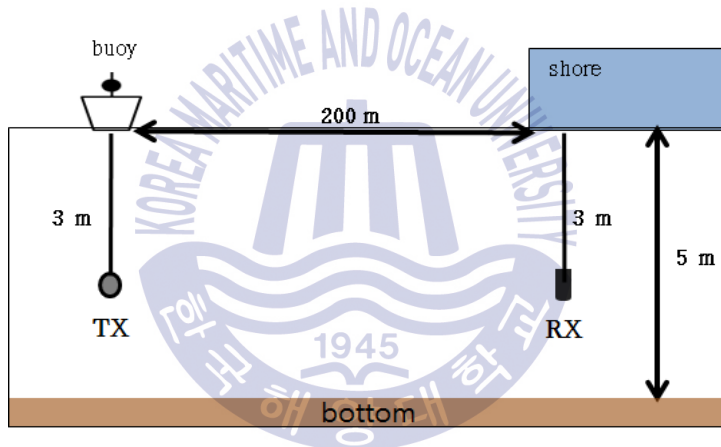
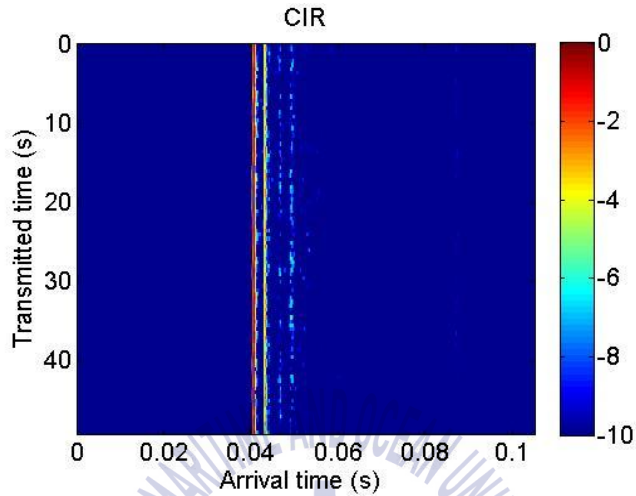


그림 4.6 해상실험 구성

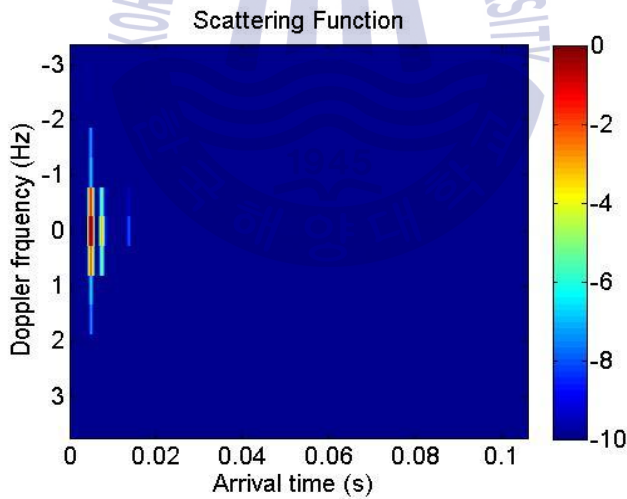
Fig. 4.6 Setup for sea trial

통신 신호를 보내기 전에 채널 전달 특성을 추정하였다. 선형 주파수 변조(Linear Frequency Modulation : LFM) 신호를 주기적으로 반복 전송한 뒤 획득한 신호를 이용하여 추정된 채널 응답 특성과 m-시퀀스 신호를 이용하여 산란함수(scattering function)를 구하였다. 그 결과 실험 당시 채널의 특성은 그림 4.7과 같이 나타났다. 직접경로의 신호가 수신기로 도달되고 약 25 ms이후 비교적 긴 다중 경로 전파신호가 관측되었다. 산

산란함수의 결과를 통해 도플러 천이 주파수가 약 0.07 Hz 발생한 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 4.7 해상실험 당시 수중음향 채널 특성(단위 : dB), (a) 채널응답 특성, (b) 산란함수

Fig. 4.7 Underwater acoustic channel characteristics during sea trial (unit : dB), (a) channel impulse response, (b) scattering function

Table 4.3 Parameters for sea trial

	Element	Contents
Packet structure	Modulation	DPSK-DSSS
	Data length	1000 symbols
	Training sequence length	256 symbols
	Spreading factor	8 / 16
	Transmission speed	200 / 500 bps

해상실험에 사용된 변조방식, 주파수 및 데이터 크기는 표 4.2와 같고, 표 4.3에는 해상실험에 따른 기존의 방법을 사용한 수신기와 제안한 방법을 사용한 수신기의 채널 부호화하지 않은 BER 성능 결과를 나타낸다.

Table 4.4 Uncoded BER results of C/P(Conventional/Proposed method) in sea trial

Bit rate [bps]	Spreading Factor	method	trial			average
			1	2	3	
200	8	C	0.011	0.022	0.057	0.030
		P	0.011	0.021	0.032	0.021
	16	C	0.007	0.529	0.496	0.344
		P	0.004	0.334	0.247	0.195
500	8	C	0.191	0.457	0.452	0.367
		P	0.155	0.437	0.047	0.354
	16	C	0.113	0.132	0.119	0.121
		P	0.094	0.114	0.087	0.098

일반적으로 확산 인자가 높아질수록 강한 직교성으로 인하여 더욱 정확한 결과 비교가 가능해지나 센서와 같은 장비의 제한된 대역폭과 수중 채널의 환경적 요인으로 오류 확률이 증가하기 때문에 전송률이 500 bps인 경우와는 달리 200 bps인 경우에서 확산 인자가 8을 가질 때가 16일 때 보다 낮은 BER을 나타낸다. 본 논문의 제안하는 방식으로 기대하는 효과인 기존의 방식의 성능을 개선하는 측면에서는 모든 경우에서 더 나은

BER 성능을 가지고 있고, 확산 인자가 클수록 결과가 크게 개선되는 점을 확인할 수 있다. 그러나 실험 당시 환경적인 변동성에 의한 영향도 있을 것으로 판단되며, 이는 향후 보다 많은 실험 데이터 수집과 분석을 필요로 한다. 이번 실험에서 획득한 데이터에서는 대표적으로 확산 인자가 16인 경우 전송률이 200 bps일 때 기존의 방법을 사용한 수신기의 평균 BER은 약 0.334이고, 제안한 방식의 수신기의 평균 BER은 약 0.195로 나타나 제안한 방법의 BER이 기존보다 약 71.3 % 가량 향상된 것으로 나타났다. 전송률이 500 bps일 때 기존의 방법을 사용한 수신기의 평균 BER은 약 0.121이고, 제안한 방식의 수신기의 평균 BER은 약 0.098로 나타나 제안한 방법의 BER이 기존보다 약 23.5 % 가량 향상된 것으로 나타났다.



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. 수중음향통신에서 위상추정이 필요한 동기식 방식보다 비동기 검파 방식인 DPSK 통신 방식의 사용이 수신기 구성측면에서 유리하다. DPSK 통신에 대역 확산 기법중 하나인 DSSS 기법을 함께 사용하면 잡음과 재밍에 강하고 서로 약속된 송수신기만이 통신이 가능해져 낮은 피탐지율을 갖게 된다. 이에 본 논문에서는 전이 상관기를 이용한 상관결과 비교에서 정확도를 높이기 위해 상관 폭 기반 DPSK-DSSS 수신기를 제안하였다. 그리고 제안한 방법은 수중음향 채널 정보를 이용하여 패킷을 설계하고, 모의실험과 해상실험을 통해 기존의 수신 방식과 성능을 비교하였다.

기존의 DPSK-DSSS 수신기는 인접 심볼 사이의 위상차를 검출하는 과정에서 확산할 때 사용하는 의사 잡음 부호인 m -시퀀스의 짝을 상관기로 구성하여 인접한 심볼 간의 전이 상관기 출력 값의 최대값으로 정보신호를 검출하게 된다. 이 때 문제점은 신호가 채널에 따라 SNR이 낮아지고 도플러 천이가 발생하게 되면 왜곡이 생겨 전이 상관기 출력에서의 사이드 피크값이 커지거나 메인 피크값이 작아지는 경우가 발생한다. 그에 따라 최대값으로 출력되는 값들은 오류를 동반할 가능성이 높아지는데 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 두 개의 사이드 피크간의 폭을 이용하여 메인 피크의 위치를 추정한 뒤 추정된 위치에 해당하는 값을 전이 상관기의 출력으로 지정하고 최대값으로 정보를 검출하는 방법을 제안하였다. 모의

실험을 통해 낮은 SNR과 높은 도플러 주파수의 환경에서 기존의 방법보다 제안한 방법의 수신기가 더 나은 BER 성능을 가진다는 것을 보였고, 해상실험을 통해 실제 수중 환경에서도 제안한 방법의 수신기가 기존의 방법을 사용한 수신기보다 약 25.3 % 향상된 BER 성능을 가지는 것을 확인할 수 있었다.

향후에는 충분한 데이터양의 확보와 함께 실제 다양한 해양 환경에서의 적용성을 분석할 필요성이 있다. 또한 확산 인자 값과 전송률에 따른 성능의 변화를 고찰할 예정이다.



참 고 문 헌

- [1] X. Lurton, *An Introduction to Underwater Acoustics: Principles and Applications*, Springer, 2002.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] M. Stojanovic, J.G. Proakis, J. A. Rice, and M. D. Green, “Spread spectrum underwater acoustic telemetry,” *Proceeding of MTS/IEEE Oceans Conference*, vol.2, pp.650-654, 1998.
- [8] Bernard Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications. 2nd Edition*, Prentice Hall, 2001.

- [9] 김현수, 최동현, 서종필, 정재학, 김성일, “동해 연근해에서 위상 추정기를 갖는 적응형 등화기의 실험적 성능 검증,” *한국음향학회 논문지*, 제29권, 제4호, pp.229-236, 2010.
- [10] 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, 2008.
- [11] A. Kaya and S. Yauchi, “An acoustic communication system for subsea robot,” *MTS/IEEE Oceanic Eng. Conf.*, pp.765-770, Sept. 1989.
- [12] F. B. Jensen, *Computational Ocean Acoustics*, Springer, 1994.
- [13] L. Brekhovskikh and Y. Lysanov., , *Fundamentals of Ocean Acoustics*, Springer, 1982.
- [14] R.J. Urick., *Principles of underwater sound*, McGraw-Hill, 1983.
- [15] P.E. Etter, *Underwater Acoustic Modeling and Simulation. 3rd Edition*, Spon Press, 2003.
- [16] A. M. Matarneh, “Thorough investigation of BER simulation of DPSK in underwater acoustic channel,” *Jordan Journal of Electrical Engineering (JJEE)*, vol.2, no.2, pp.160-171, 2016.
- [17] William L. Melvin, and James A. Scheer, *Principles of Modern Radar*, Scitech, 2014.
- [18] J. S. Kim, H. C. Song, W. S. Hodgkiss, and M. Siderius, “Virtual time series experiment (VirTEX) simulation tool for underwater acoustic communication,” *J. Acoust. Soc. Am*. vol.126, pp.2174, 2009.
- [19] 강지웅, 김현수, 안종민, 정재학, “다이버시티 기법을 이용한 서해에서의 음선 모델기반 수중음향통신,” *한국음향학회 논문지*, 제35권, 제1호, pp.1-7, 2016.

감사의 글

이 논문이 완성되기까지 저뿐만 아니라 많은 분들의 도움이 있었습니다. 우선 전과공학과와 모든 교수님들과 도와주셨던 조교님들께 감사하다고 말씀드리고 싶습니다. 특히 전공을 갖게 해주시고 연구 실적과 졸업을 위해 많은 도움주신 김기만 교수님께 감사드립니다. 그리고 같은 DSP실험실의 선후배님들 덕분에 즐겁게 연구할 수 있었습니다. 저에게 주신 도움과 가르침을 잊지 않겠습니다. 함께 공부한 대학교, 대학원 동기들과 동년선후배들 고생 많았고 모두 원하는 자리에서 성공하길 기원합니다.

배움의 뜻을 믿어주시고 믿어주신 가족들과 힘들 때마다 아주 큰 힘이 되어준 가장 친한 친구 덕분에 이렇게 보람찬 결실을 맺을 수 있었습니다. 다시 한 번 모두에게 감사드립니다.

