



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

수중음향통신에서 주파수 평균 및 재귀  
프레임 방식을 이용한 도플러 추정

Doppler estimation based on frequency average  
and recursive frame method for underwater  
acoustic communication



指導教授 金基萬

2015年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

黃 燦 皓

本 論文을 黃燦皓의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 鄭 智 元



委 員 : 工學博士 李 東 遠



委 員 : 工學博士 金 基 萬



2015年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

黃 燦 皓

# 목 차

List of Tables .....	iii
List of Figures .....	iv
Abstract .....	v
제 1 장 서론 .....	1
제 2 장 수중음향 채널	
2.1 수중음향 채널의 특성 .....	4
2.1.1 전달 손실 .....	5
2.1.2 다중 경로 전달 .....	6
2.1.3 도플러 효과 .....	7
2.1.4 잡음 .....	8
2.2 수중음향 채널의 시변동성 .....	8
2.2.1 시간영역 상관도 .....	9
2.2.2 도플러 효과의 영향 .....	12
제 3 장 도플러 추정을 위한 기법	
3.1 기존의 도플러 추정 방법 .....	14
3.1.1 모호 함수 기법 .....	14
3.1.2 Decision-directed 추정 기법 .....	16
3.2 제안된 도플러 추정 방법 .....	17
3.2.1 주파수 평균 기반의 Decision-directed 추정 기법 .....	18
3.2.2 재귀 프레임 변복조 .....	19

제 4 장 모의실험 및 실험 결과 분석	
4.1 모의실험 결과 .....	23
4.2 호수실험 결과 .....	26
4.3 해상실험 결과 .....	29
제 5 장 결론 .....	33
참고문헌 .....	35
감사의 글 .....	38



## List of Tables

<b>Table 4.1</b> Parameters for simulation .....	24
<b>Table 4.2</b> Uncoded BER of lake experiment .....	28



## List of Figures

<b>Fig. 2.1</b> Example of multipath propagation in shallow water .....	7
<b>Fig. 2.2</b> Example of channel impulse response in underwater .....	11
<b>Fig. 2.3</b> Example of temporal coherence in underwater .....	11
<b>Fig. 2.4</b> Constellation according to the Doppler effect .....	13
<b>Fig. 2.5</b> Temporal coherence according to the Doppler effect .....	13
<b>Fig. 3.1</b> Structure of correlator bank .....	16
<b>Fig. 3.2</b> Estimated frequency at Doppler estimation .....	19
<b>Fig. 3.3</b> The proposed recursive frame modulation and demodulation method .....	20
<b>Fig. 3.4</b> Block diagram of the proposed receiver .....	22
<b>Fig. 4.1</b> Simulation channel characteristics .....	24
<b>Fig. 4.2</b> Uncoded BER .....	25
<b>Fig. 4.3</b> Setup for lake experiment .....	26
<b>Fig. 4.4</b> Underwater acoustic channel characteristics .....	27
<b>Fig. 4.5</b> Setup for sea trial .....	29
<b>Fig. 4.6</b> Channel characteristics of sea trial .....	30
<b>Fig. 4.7</b> Comparison of performance by recursive frame length .....	31

# Doppler estimation based on frequency average and recursive frame method for underwater acoustic communication

Chan-Ho Hwang

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. Unlike terrestrial communication, underwater acoustic communication utilizes sound waves. The sound speed is dependent on the water temperature and the salinity. The sound transmission path is changed by refraction according to the gradient of vertical sound velocity. 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. Of these factors, the Doppler effect affects the correlation time of the channel related to the transmission efficiency. These influences thus cannot be



neglected in the design of underwater acoustic communication systems. To increase transmission efficiency, estimation the changing Doppler frequency and compensation for distortion are needed. In this thesis, Doppler shift frequency estimation methods to use in the time varying channel proposed. Two kinds of methods are proposed. One is a Doppler estimation algorithm that has stable performance as a part of the communication system. From an overall communication system perspective, the other is a demodulation scheme that is different from the conventional communication system.

The ambiguity function and decision-directed estimation are presented. Also, a more accurate Doppler estimation method that is based on decision-directed estimation is proposed, and a re-modulation method that can update the channel parameters for the equalizer operation and estimate the Doppler frequency during the data frame using two Doppler estimation techniques is proposed. A simulation based on the Bellhop modeling and sea experiment was carried out to compare the performance of the proposed method with a conventional non-recursive Doppler estimation. When the channel coding technique was not applied, the uncoded bit error rate performance of the proposed method was improved about maximum 50.3 % compared with conventional method.

**KEY WORDS: Underwater Acoustic Communication, Doppler Frequency Estimation, Time-Varying Channel, Ambiguity Function, Sea trial**

## 제 1 장 서 론

과거 해양에 관한 연구는 군사적인 목적에 국한되어 수중음원 탐지 및 추적에 관한 연구가 주를 이루었다. 하지만 최근 해양 자원 개발이 활발해지면서 해양에 대한 관심이 고조되고, 다양한 분야에서의 연구가 진행되고 있다. 해양환경 모니터링에서부터 수중 센서 네트워크를 위한 통신 기법까지 다양한 연구가 국내외에서 이루어지고 있다 [1, 2, 3]. 특히 해양에서의 수중음향통신은 해양 연구의 필수적인 기술로써 응용분야가 확대되고 있는 추세이다 [4].

수중음향통신은 복잡한 환경적인 특징을 지니는 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 [5]. 음파가 전달되면서 흡수, 손실됨은 물론 해수면과 해저면에 의한 반사와 산란, 다양한 잡음원들, 해류에 의한 송수신기 이동으로 발생하는 도플러 효과까지 수많은 요소들이 복잡하게 작용한다. 그 중에서도 도플러 효과는 실질 전송률과 관계된 채널의 상관시간에 영향을 미친다 [6, 7]. 따라서 통신의 전송효율을 높이기 위해서는 도플러 주파수의 변화를 파악하고 그로 인한 왜곡을 보상해 주어야 한다.

수중음향통신에서 도플러 추정을 위한 방법은 여러 연구가 진행된 바 있다 [8, 9]. 몇 가지 대표적인 방법을 소개하자면 첫 번째, 서로 다른 도플러 주파수에 대응하는 정합필터의 बैं크(Bank)를 구성하고 수신된 신호를 각 정합필터에 통과시켜 가장 큰 에너지를 가지는 값을 가지는 정합필터를 찾아 도플러 주파수를 추정하는 모호 함수 기법이 있다 [10]. 이 방

법은 도플러 추정 값의 정확도가 정합필터 수에 비례하기 때문에 정확한 값을 찾기 위해서는 정합필터의 개수가 늘어나는 단점이 있다. 두 번째 방법은 수신된 신호를 주파수 영역으로 변환하여 수신신호의 중심 주파수를 찾는 고속 푸리에 변환 방법이 있다 [9]. 하지만 이 방법은 높은 SNR(Signal to noise ratio)를 요구하며, 정확한 추정을 위해서는 많은 양의 데이터를 사용해야 한다. 세 번째 방법은 통신 패킷의 앞과 뒤에 위치한 pre-amble과 post-amble 간의 도착 지연시간을 이용하는 것이다 [11, 12]. 송신신호 패킷의 주기와 수신 신호와의 도착 지연시간을 비교하여 도플러 주파수를 추정한다. 하지만 일정한 도플러 천이를 가지는 환경에서만 사용가능하다는 단점이 있다. 또 다른 방법으로는 샘플 상관을 이용한 추정이 있다 [13]. 주파수 오차는 복소수의 곱으로 구해지며, 알고리즘이 단순하다는 장점이 있으나 낮은 SNR 환경에서는 주파수 추정이 힘들다.

본 논문에서는 시변동성을 가진 채널 상에서 도플러 주파수를 추정하는 방법들을 제안한다. 하나는 도플러 추정 알고리즘으로 기존에 존재하는 샘플 상관을 이용한 방법을 기반으로 더 안정적인 추정치를 계산하는 주파수 평균 추정 방법이며, 다른 하나는 전체적인 통신 시스템 관점에서 훈련구간에서 획득한 채널 정보만을 이용해 데이터를 복구하는 일반적인 통신 패킷 시스템과는 달리 데이터 구간에서도 도플러 주파수 추정 및 등화기 동작을 위한 채널 정보 갱신이 가능한 재귀 프레임 반복조 방법이다.

본 논문에서는 도플러 천이 주파수를 추정하기 위한 기존의 추정방식인 모호 함수 기법과 샘플 상관 기반의 Decision-directed 추정 방법을 소개한다. 그리고 Decision-directed 추정 방법을 변형한 주파수 평균 추정 알고리즘을 제안한다. 또한 모호 함수 기법과 제안한 주파수 평균 기법을 적용하여 데이터 구간에서도 채널 정보 갱신이 가능한 재귀 프레임 반복조 방법을 제안한다. 이전의 방법인 Decision-directed 추정과 일반적인 통신패킷 시스템과의 성능 비교를 위해 벨합(Bellhop) 모델링 기반의 모의실험 [14]과 함께 실제 호수 및 해상실험을 수행하고 성능을 분석하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다.

제 2 장에서는 수중음향 채널의 특성과 함께 시변동성을 통계적인 값으로 표현한 시간영역 상관도 및 이에 큰 영향을 미치는 도플러 효과의 영향을 기술한다.

제 3 장에서는 수중음향통신에서 사용되는 기존의 도플러 추정방식과 제안한 도플러 추정 방법을 기술한다.

제 4 장에서는 제안한 도플러 추정 방법의 성능을 분석하기 위해 모의 실험을 실시하고, 호수 및 해상실험을 통한 결과를 기술한다.

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



## 제 2 장 수중음향 채널

### 2.1 수중음향 채널의 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 전달되어 간다. 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 [15], 음원에서 발생한 신호의 주파수가 차단 주파수 이하일 경우 원거리까지 전파되지 못한다. 이때의 차단 주파수는 다음 식과 같다 [16].

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

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) 으로 표현 된다 [16].

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

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

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  $\alpha_a$ 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 않는으나 산란 손실은 해수면은 물론 해저면에서도 서로 다른 매질에 의해 발생한다. 해수면의 산란 손실  $\alpha_s$ 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  $\alpha_b$ 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  $\theta_i$ 는 입사각,  $\theta_t$ 는 투과 각이다. 해저면에서 산란손실  $\alpha_b$ 은 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 속도가 달라지는 Ray bending 현상은 다중 경로를 만들게 된다. 통상적으로 수직(vertical) 채널의 경우 대부분 해수면의 후방 산란에 의해 짧은 시간의 다중 경로 확산이 생기는 반면 수평(horizontal) 채널의 경우 매우 긴 다중 경로 확산이 생길 수 있다. 천해 환경에서는 직접파와 대부분 해수면과 해저면의 잔향에 의한 다중 경로 전달 신호가 합해져서 수신되며, 대부분은 Ray bending 현상에 의해 발생한다 [17, 18, 19].

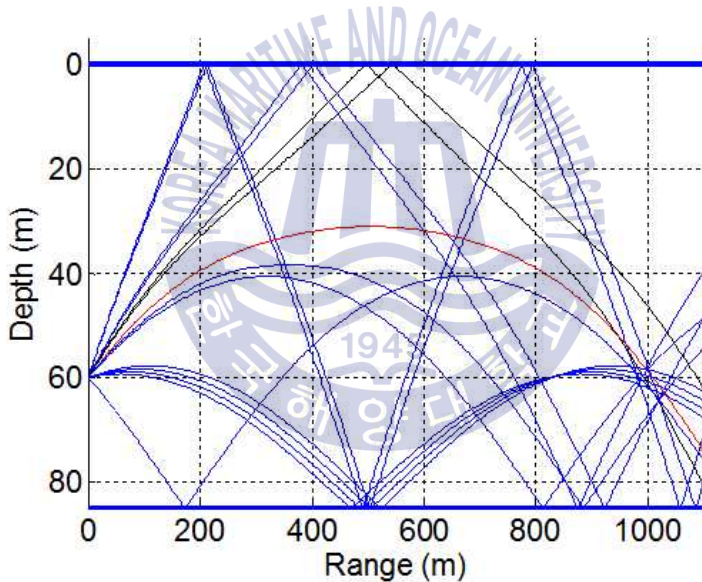


그림 2.1 천해에서 다중 경로 전달의 예

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 소리와 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 가지게 되는 문제점이 발생한다.

#### 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 [20].

### 2.2 수중음향 채널의 시변동성

물은 매우 유동적인 매질인데다 기상이나 해류의 영향으로 인해 음향 신호의 전송에 있어 시변동성을 갖게 한다. 이러한 채널의 시변동성은 수중음

향통신 시스템의 성능에 큰 영향을 미치는 요인이다. 채널의 변동은 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 채널의 변동은 통계적인 수치인 시간 영역 상관도로 표현 가능하며, 수중음향 채널의 장애요인 중 도플러 효과로 인한 영향이 매우 크다.

### 2.2.1 시간영역 상관도 (temporal coherence)

시간에 따른 신호의 변동성은 평균 신호 에너지로 정규화된 자기상관으로 표현되는 시간영역 상관도로 나타낼 수 있다. 만약 신호의 변동성이 크다면 시간영역 상관도는 빠르게 낮아진다. 일반적으로 상관시간(coherence time)은 신호의 상관도가 없다고 판단되는 시간으로 보통 시간영역 상관값이  $1/e$ 로 떨어질 때를 말하며, 상관시간 이내의 통신 패킷은 채널에 의한 변동성이 거의 없다고 여겨진다. 하지만 수중음향통신에서의 상관시간은 그 기준 값이 논문에 따라 달라지기도 한다 [6].

신호의 시간영역 상관도는 지연시간  $\tau$ 와 신호  $s(t)$ 의 전력으로 정규화 된 상관 값으로 아래와 같이 나타낸다.

$$\rho(\tau) \equiv \frac{\langle s(t+\tau)s^*(t) \rangle}{\sqrt{\langle s(t)s^*(t) \rangle \langle s(t+\tau)s^*(t+\tau) \rangle}}, \quad (2.8)$$

$\langle \rangle$ 는 통계적인 평균이며, \* 는 켈레 복소수를 나타낸다. 통계적 평균은 ergodic 이론을 이용해 시간에 대한 평균으로 대체하여 구할 수 있다.

협대역 신호의 시간영역 상관도를 측정하기 위한 방법은 정합장 상관성을 이용하는 것이다. 시간  $t$ 에서의 신호는 시간  $t+\tau$ 에 뒤따르는 신호와 상

관된다.

$$\rho(t, \tau) = \frac{\sum_{j=1}^N s_j(t+\tau) s_j^*(t)}{\sqrt{\sum_{j=1}^N s_j(t) s_j^*(t) \sum_{j=1}^N s_j(t+\tau) s_j^*(t+\tau)}}, \quad (2.9)$$

시간영역 상관도를 측정하는 또 다른 방법은 지연 시간  $\tau$ 에 의해 분리된 광대역 신호를 사용하는 것이다.

$$\rho(t, \tau) = \left\langle \frac{[s(t+\tau) \otimes s^*(t)]_{\max}}{\sqrt{[s(t) \otimes s^*(t)]_{\max} [s(t+\tau) \otimes s^*(t+\tau)]_{\max}}} \right\rangle, \quad (2.10)$$

$[s(t+\tau) \otimes s^*(t)]_{\max}$ 는 두 시간영역 신호 사이 상호상관의 최대값을 의미한다. 광대역 시간영역 상관도는 여러 주파수를 이용하여 합산된 협대역 상관성과 같은 결과를 보일 수 있다. 신호의 상관시간 측정은 신호 주파수와 신호에 영향을 미치는 해양학적인 환경에 따라 큰 변동성을 가질 수 있다. 일반적으로 시간영역 상관도는 채널응답 특성의 자기상관을 통해 구하게 된다. 본 논문에서는 LFM(linear frequency modulation) 신호를 이용하여 시간에 따른 채널응답 특성을 구하고, 이와 식(2.10)을 이용하여 시간영역 상관도를 계산하였다. 그림 2.2는 수중에서 획득한 채널응답 특성을 나타내며, 그림 2.3은 앞서 구한 채널응답 특성을 이용하여 구한 시간영역 상관도를 나타낸다. 시간이 지날수록 상관도 값이 낮아지는 것을 알 수 있다.

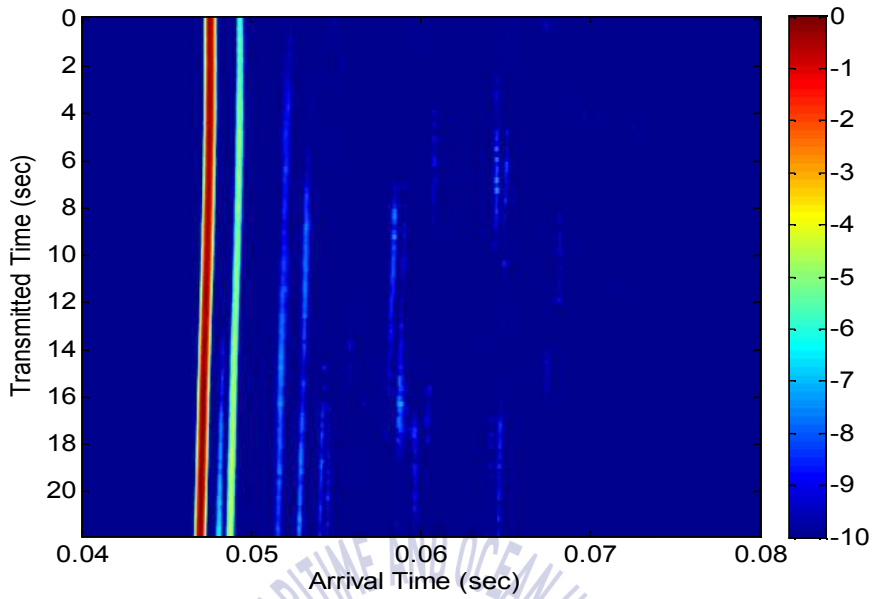


그림 2.2 수중에서 채널 임펄스 응답의 예  
 Fig. 2.2 Example of channel impulse response in underwater

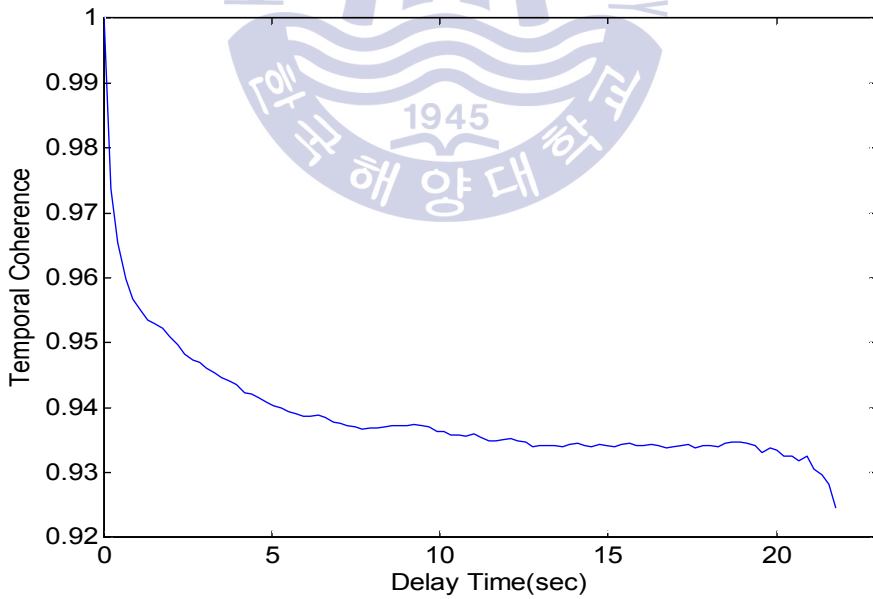


그림 2.3 수중에서 시간영역 상관도 예  
 Fig. 2.3 Example of temporal coherence in underwater

### 2.2.2 도플러 효과의 영향

도플러 효과는 통신 주파수의 천이를 유도하는데, 도플러 천이 주파수는 식 (2.11)과 같이 표현된다.

$$f_d = \left( \frac{c+v_r}{c-v_s} \right) f_0 \quad (2.11)$$

$f_d$ 가 도플러 주파수일 때,  $f_0$ 는 원래 신호의 주파수,  $c$ 는 신호의 전파 속도,  $v_s$  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 2.4는 도플러 효과가 통신 데이터 심볼에 미치는 영향을 보여준다. QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)를 기반으로 정상도를 나타낸 것으로 위상 오차는 존재하지 않는다는 가정하에 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.

통신 성능에 직접적으로 영향을 주는 도플러 효과는 채널의 변동성의 주요한 원인이 된다. 앞서 설명한 시간영역 상관도는 채널의 변동성을 통계적으로 나타내는 척도로 채널응답 특성을 이용해 구한다. 도플러 효과

를 발생시키는 송수신기의 움직임이 채널응답 특성의 변화를 야기하며, 곧 채널의 변동이 발생하게 된다. 실제 2014년 5월 문경에 위치한 경천호에서 얻은 데이터를 통해 그 차이를 고찰하였다. 그림 2.5는 실제 측정된 시간영역 상관도이다. 음원은 두 경우 모두 고정된 상태였으며, 수신기만 고정되거나 이동하였다. 두 경우 모두 시간이 지날수록 상관도 값이 낮아지나 수신기가 움직이는 경우가 고정된 경우보다 상관도 값이 더 작고, 상대적으로 줄어드는 폭도 큰 것을 알 수 있다.

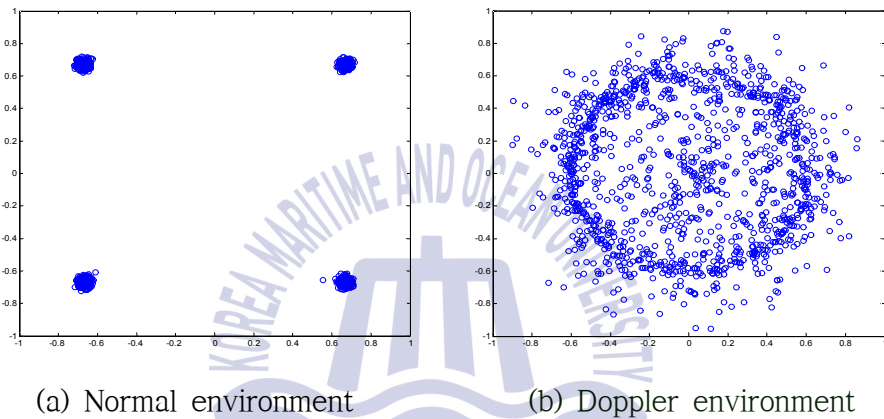


그림 2.4 도플러 유무에 따른 정상도

Fig. 2.4 Constellation according to the Doppler effect

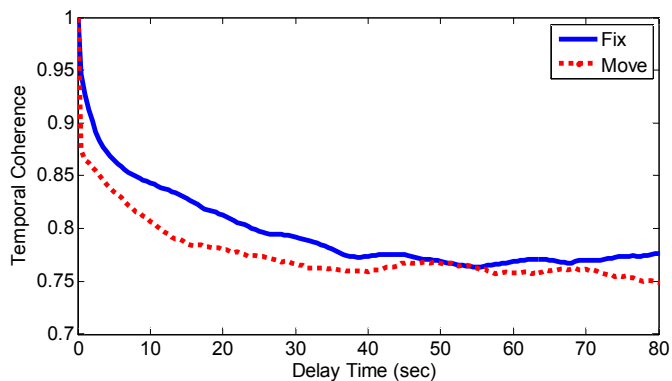


그림 2.5 도플러 유무에 따른 시간영역 상관도

Fig. 2.5 Temporal coherence according to the Doppler effect

## 제 3 장 도플러 추정을 위한 기법

수중음향 채널에서 도플러 천이는 육상통신 채널에 비해 큰 값을 가지게 된다. 음파의 속도가 전자기파에 비해 매우 낮기 때문에 같은 움직임이라 해도 천이되는 주파수 차이는 전파속도의 비율만큼 차이가 난다. 이러한 수중음향 채널의 도플러 천이는 채널의 시변동성을 증가시켜 통신 시스템의 전송 효율을 감소시킨다 [21]. 따라서 통신의 신뢰도를 높이고 전송효율을 높이기 위해서는 도플러 천이를 반드시 추정하고 보상해주어야 한다. 실제로 수중음향통신에서 도플러 추정을 위한 연구는 가장 간단한 고속 푸리에 변환을 이용한 방법부터 모호 함수 기법, 블록 도플러 추정 및 보간 기법에 이르기까지 여러 방법이 이미 연구가 진행되었다 [8, 9].

본 장에서는 기존 방법들 가운데 대표적인 두 가지 도플러 추정 기법을 소개하고, 기존의 도플러 추정 방법을 변형하여 좀 더 안정적인 추정치를 갖는 기법을 제안한다. 또한 일반적인 데이터 패킷 통신 방법을 변형하여 채널의 시변동성에 강한 재귀 프레임 변복조 방식을 제안한다.

### 3.1 기존의 도플러 추정 방법

#### 3.1.1 모호 함수 기법

도플러 주파수 천이는 송수신기 간의 상대속도와 신호의 전파속도 간의 비율로 정의된다 [22]. 도플러 천이를  $\Delta$ 라고 정의할 때, 도플러 효과로 인한 도플러 천이를 갖는 신호는 다음과 같이 표현한다.

$$r(t) = s((1 + \Delta)t) \quad (3.1)$$

송신된 신호와 도플러 주파수 천이된 신호는 각각  $s(t)$ 와  $r(t)$ 로 대응된다. 모호 함수는 입력된 신호의 지연 및 도플러 천이를 정합필터의 응답으로 나타낸다 [8]. 대역폭을 가지는 연속적인 신호에 대하여 모호 함수는 다음과 같이 나타난다.

$$A_s(\tau, \Delta) = (1 + \Delta) \int_{-\infty}^{\infty} s((1 + \Delta)t) s(t - \tau) dt \quad (3.2)$$

$\tau$  는 지연시간,  $\Delta$ 는 도플러 천이를 뜻한다. 만약 수신된 신호를  $r(t)$ 로 나타낸다면, 상호-모호 함수(cross-ambiguity function)는 아래와 같이 표현된다.

$$A_{sr}(\tau, \Delta) = (1 + \Delta) \int_{-\infty}^{\infty} s((1 + \Delta)t) r(t - \tau) dt \quad (3.3)$$

$r(t)$ 의 도플러 주파수 천이를 추정하기 위해 지연시간은  $\tau=0$  으로 시간 정렬하고, 아래의 상호-모호 함수 가운데 최대치를 찾는다.

$$A_{sr}(0, \Delta) = (1 + \Delta) \int_{-\infty}^{\infty} s((1 + \Delta)t) r(t) dt \quad (3.4)$$

식 (3.4)의 값이 최대가 될 때, 수신된 신호의 도플러 주파수 천이는  $\Delta$ 로 추정된다. 그림 3.1은 모호 함수 기법에 사용되는 상관 बैं크를 나타낸다. 일정한 간격의 주파수 차이를 가지는 기준 신호들을 बैं크(bank)로 구



성하고 수신된 신호와 각각 상호상관을 취한다. 그 중 가장 큰 상관 값을 갖는 기준 신호를 선택하여 도플러 주파수 천이를 추정한다.

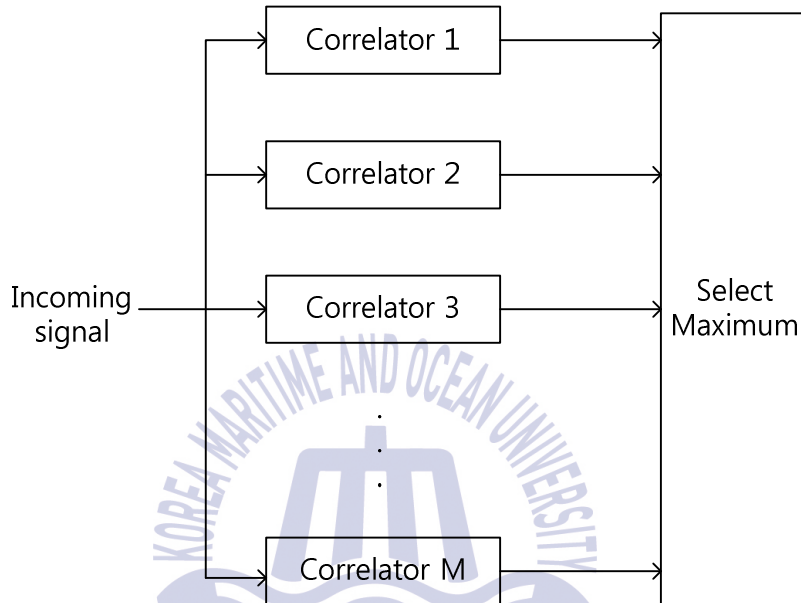


그림 3.1 상관 뱅크 구조  
Fig. 3.1 Structure of correlator bank

### 3.1.2 Decision-directed 추정 기법

완벽한 시간 동기화가 된 PSK 신호를 가정하자 [23]. 수신된 신호가 정합필터를 통과한 직후 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$r(k) = a_k e^{j(2\pi\Delta f k T + \theta)} + n(k) \quad (3.5)$$

$a_k$ 가 심볼 진폭,  $\Delta f$ 는 도플러 천이된 주파수,  $T$ 는 심볼 주기,  $\theta$ 는 반송파 위상이다.  $n(k)$ 는 잡음항이다. 훈련 구간에서 복조는  $r(k)$ 에  $a_k^*$ 를 곱함

으로써 수행되는데 위 첨자 \*은 공액복소수를 의미한다.

$$z(k) = a_k^* a_k e^{j(2\pi \Delta f k T + \theta)} + a_k^* n(k) \quad (3.6)$$

식  $z(k)$ 는 백색 가우시안 잡음에 포함된 복잡한 정현파로 볼 수 있다. 이를 이용하여  $z(k)$ 와  $z^*(k-1)$ 의 곱을 표현하면 다음과 같다.

$$R(k) = \frac{1}{L-i} \sum_{k=i}^{L-1} z(k) \times z^*(k-i) \quad i = 1, 2, 3, \dots, N \quad (3.7)$$

$R(k)$ 는 심볼 상관관계를 뜻한다.  $L$ 이 훈련 심볼의 개수일 때,  $N$ 은  $L/2$ 보다 크지 않은 상관 범위를 말한다. SNR이 충분하다면 주파수 오프셋, 즉 도플러 천이 주파수는 심볼 상관값의 지수부분 값을 이용해 아래와 같이 추정된다 [13].  $\arg\{\}$ 는 위상을 의미한다.

$$\hat{f}_d = \frac{1}{2\pi T} \arg \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} [R(i+1)R(i)^*] \right\} \quad (3.8)$$

### 3.2 제안된 도플러 추정 방법

도플러 추정을 위해 두 가지 방법을 제안한다. 하나는 기존의 도플러 천이 기법을 변형하여 안정적인 도플러 주파수 값을 추정하는 방법이며, 다른 하나는 통신패킷 관점으로써 일반적인 통신 패킷과는 달리 데이터 구간에서도 도플러 천이와 같은 채널 정보를 추정, 보상하는 방법이다.

### 3.2.1 주파수 평균 기반의 Decision-directed 추정 기법

기존의 도플러 추정 기법 [13]은 식 (3.8)과 같이 하나의 상관 간격만을 이용함으로써 상관 값의 변동에 민감하다. 하지만 많은 간격의 상관 값을 이용하여 평균을 냄으로써 이러한 민감성을 줄일 수 있다. 제안한 방법의 추정 주파수 오차는 아래와 같이 표현된다.

$$\hat{f}_d = \frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^{N-1} \tilde{f}_d(j) \quad (3.9)$$

$$\tilde{f}_d(j) = \frac{1}{2\pi T_j} \arg \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} [R(i+j)R(i)^*] \right\}$$

기존의 도플러 추정 알고리즘과 제안한 방법 사이의 성능 차이를 고찰하였다. 앞서 재귀 프레임 반복조 방식의 수신기 구조를 이용하여 8 Hz의 도플러 주파수를 가지는 환경에서 모의실험을 하였다. 그 결과, 모호 함수를 이용하는 첫 번째 도플러 추정에서 8 Hz의 도플러 추정을 하였기에 두 번째 추정에서는 0 Hz가 나와야 이상적이지만 실제로는 추정 오차가 있음을 확인하였다. 이것은 식 (3.6)에서 훈련 심볼을 이용하기 때문이다. 잡음이 포함된 수신 신호에 훈련 심볼의 공액복소수를 곱함으로써 심볼 사이의 진폭 차이로 인한 오차가 발생하게 되는 것이다. 따라서 낮은 SNR 환경에서는 추정치의 편차가 크다. 그림 3.2는 동일한 모의실험을 100번 반복한 결과로써 기존의 방법과 제안한 방법 사이의 차이를 보여준다. 전반적으로 제안한 방법이 평균적으로 작은 주파수 오차를 가지면서 좁은 편차를 보였다. SNR이 5 dB일 때, 기존의 방법과 제안한 방법의 표준편차는 각각 0.0245, 0.0108을 보였으며, 평균 추정치는 0.0757과 0.0291로 표준편차 및 평균 오차 모두 제안한 방법이 작았다.

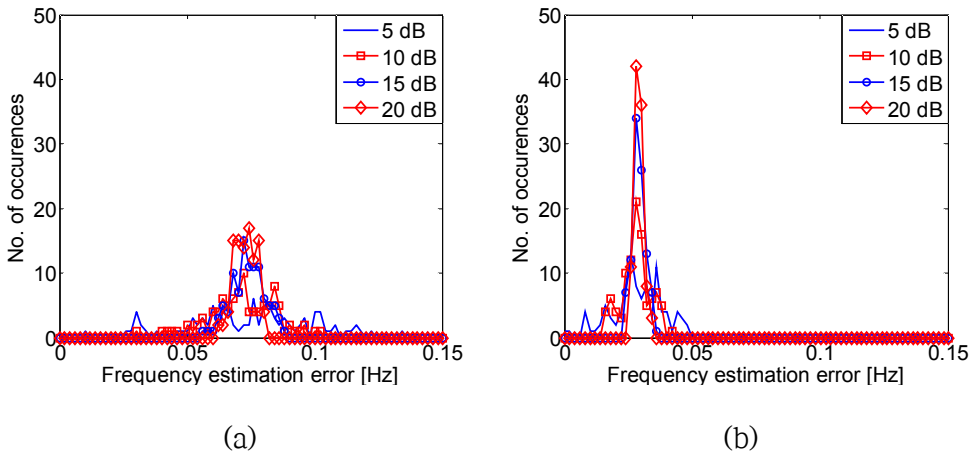


그림 3.2 도플러 추정에서 추정된 주파수,

(a) 기존의 방법, (b) 제안한 방법

Fig. 3.2 Estimated frequency at Doppler estimation,

(a) conventional method, (b) proposed method

### 3.2.2 재귀 프레임 반복조

일반적인 통신 시스템에서 통신 패킷은 훈련구간과 데이터 구간으로 구성되어 있다. 훈련구간은 송신기와 수신기 모두가 알고 있는 약속된 신호이며 통신의 동기화를 위해 사용된다. 여기서 동기화라 하면 데이터 프레임의 시작점을 찾는 프레임 동기와 기존의 통신 주파수를 도플러 천이된 주파수로 맞추어가는 주파수 동기, 왜곡된 위상을 보상하는 위상 동기가 있다. 뿐만 아니라 다중경로 전파로 인한 지연확산 영향을 줄이고자 사용되는 등화기의 탭 계수를 올바르게 갱신하는 과정도 훈련구간에서 이루어진다. 반면에 데이터 구간에서는 훈련구간에서 획득한 정보를 바탕으로 복조만 이루어진다. 하지만 이러한 방식은 채널의 변동성이 심한 수중 음향채널에서 사용하기에 어려움이 있다. 훈련구간에서 올바른 채널 정보를 추정했을지라도 채널의 변동성에 의해 실제 데이터 구간에서의 채널 정보는 변하여 복조가 제대로 이루어지지 않기 때문이다. 만약 데이터 구

간에서도 채널 정보를 추정하여 복조에 이용한다면 통신의 성능이 향상될 가능성이 있다. 따라서 데이터 구간에서도 채널 정보를 추정할 수 있는 재귀 프레임 변복조 방식을 제안한다.

기본적인 개념은 다음과 같다. 수신된 데이터 구간을 재귀 프레임이라 불리는 여러 프레임으로 나눈다. 첫 번째 재귀 프레임은 훈련구간에서 취득한 채널정보를 바탕으로 복조된다. 이후 복조된 데이터를 다시 재변조하여 훈련구간처럼 수신기에서 알고 있는 신호로 이용한다. 그리고 재변조된 첫 번째 재귀 프레임을 기반으로 추정된 채널정보는 두 번째 재귀 프레임의 복조에 이용된다. 이러한 절차는 재귀 프레임의 개수만큼 반복된다. 그림 3.3은 제안된 방법을 나타낸 것이다.

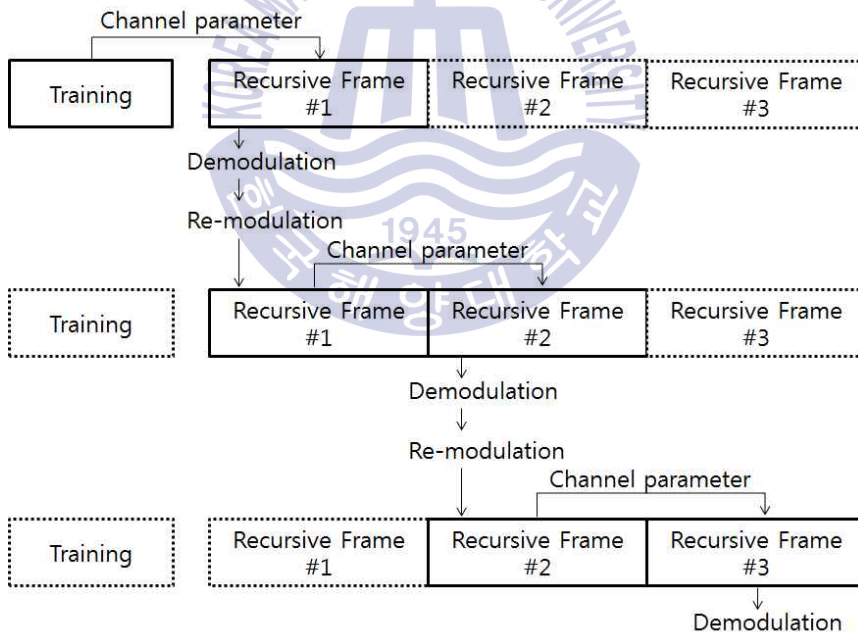


그림 3.3 제안된 재귀 프레임 변복조 방식

Fig. 3.3 The proposed recursive frame modulation and demodulation method

제안된 방법을 위한 수신기의 블록도는 그림 3.4와 같다. 수신기 도입부에는 버퍼를 두어 재귀 프레임 크기만큼의 데이터를 저장한다. 버퍼 뒤의 스위치는 혼련구간 및 첫 번째 재귀 프레임만큼의 신호가 수신기 내부로 입력된 이후 버퍼를 향하게 된다. 따라서 이 방법을 위해서 수신기가 혼련 구간 및 재귀 프레임의 길이를 알고 있어야 한다. 수신기 내부에는 다른 버퍼들이 존재하는데 하나는 기존의 혼련 시퀀스가 저장된 버퍼이며, 다른 하나는 복조된 재귀 프레임을 저장하기 위한 버퍼이다. 수신기는 주파수 추정기와 정합필터, PLL(Phase Locked Loop), RLS(Recursive Least Square)기반의 DFE(Decision Feedback Equalizer) [24, 25], 그리고 재변조기로 구성되어 있다. 주파수 추정은 두 번 이루어지는데, 첫 번째 추정기에는 모호 함수 기법을 이용한다. 두 번째 추정기는 Directed-decision 추정 방법을 기반으로 본 논문에서 제안하는 도플러 추정 기법이 사용된다. 수신기의 동작은 다음과 같다.

- ① 혼련 시퀀스가 PSK 변조가 되고 1차 주파수 추정기로 입력되어 일정한 주파수 차이를 가지는 도플러 बैं크로 구성된다.
- ② 1차 주파수 추정기에서 수신된 혼련신호의 도플러 주파수가 추정된다.
- ③ 수신된 신호가 추정된 도플러 천이 주파수를 기반으로 down convert 된다.
- ④ Down convert된 신호가 정합필터를 통과하고 심볼 간격으로 표본화된다.
- ⑤ 수신된 심볼들이 2차 도플러 추정기를 통과하면서 도플러 천이 효과를 보상받는다.
- ⑥ PLL을 통해 위상 왜곡을 보정한다.
- ⑦ 등화기를 통해 다중경로 전파 영향을 줄인다.
- ⑧ 등화기 출력 값은 경관정된다.
- ⑨ 수신된 혼련시퀀스를 제외한 데이터 비트만 재귀 프레임 버퍼에 저장된다.
- ⑩ 스위치들이 재귀 프레임 버퍼를 향한다.

⑪ 재귀 프레임 버퍼에 저장된 데이터 비트들은 훈련 시퀀스처럼 이용된다.

⑫ ①~⑨ 절차가 실행된다.

이러한 동작은 데이터 구간이 두 개의 재귀 프레임으로 나눌 때의 절차이다. 만약 재귀 프레임의 수를 늘린다면, 수신기 도입부에 위치한 버퍼의 수도 재귀 프레임 수만큼 늘어나야 한다.

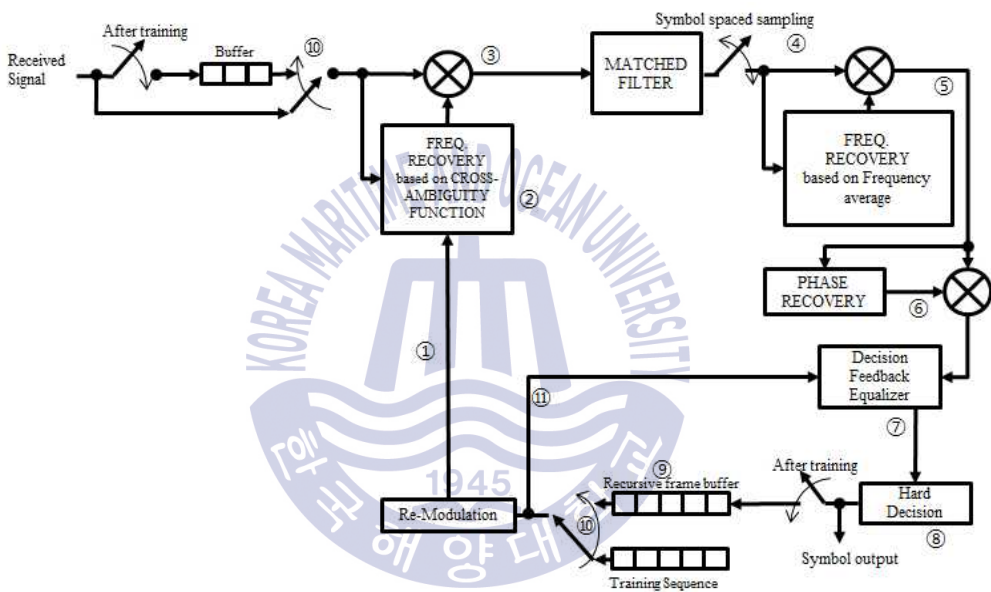


그림 3.4 제안된 수신기 블록도

Fig. 3.4 Block diagram of the proposed receiver

## 제 4 장 모의실험 및 실험 결과 분석

제안한 도플러 추정 알고리즘과 재귀 프레임 반복조 방식을 조합한 통신 시스템의 성능을 알아보기 위해 벨합 기반의 VirTEX(Virtual Time series Experiment) [14]를 이용한 모의실험을 수행하였다. 또한 2015년 3월 경상북도 문경에 위치한 경천호수와 2014년 6월 남해 거제도 앞 바다에서 해상실험을 통하여 실제 데이터를 획득하였으며, 이를 이용하여 제안한 방법의 성능을 비교·분석하였다.

### 4.1 모의실험 결과

모의실험을 위해 실제 남해에서 측정된 음속 구조(sound speed profile)를 이용하여 실험 환경을 구성하였다. 이 때 해수면과 해저면은 평탄하다고 가정하였으며, 해저면 정보는 실제 남해에서 측정된 데이터를 이용하였다. 해저면에서의 음속은  $1600 \text{ m/s}$ , 해저면 밀도는  $1.23 \text{ g/cm}^3$ , 해저면 감쇄계수는  $0.95 \text{ dB}/\lambda$  로 하였다. 수심은  $85 \text{ m}$ 로 하였으며, 송신기와 수신기는 수심  $60 \text{ m}$  지점에 위치하였다. 도플러 주파수는  $5 \text{ Hz}$ 로 하였다. 그림 4.1은 모의실험에 사용된 음속 구조, 음선 분포, 채널응답 특성을 나타낸다.

음원 신호는 QPSK로 변조하였으며, 비트 전송률은  $1 \text{ kbps}$ , 변조 주파수 및 샘플링 주파수는 각각  $16, 192 \text{ kHz}$ 를 사용하였다. 훈련구간과 데이터 구간 사이에는 신호의 지연으로 인한 왜곡을 피하기 위해  $0.2$  초의 무음 구간을 두었다. 모의실험을 위한 여러 매개변수는 표 4.1과 같이 정하였다.



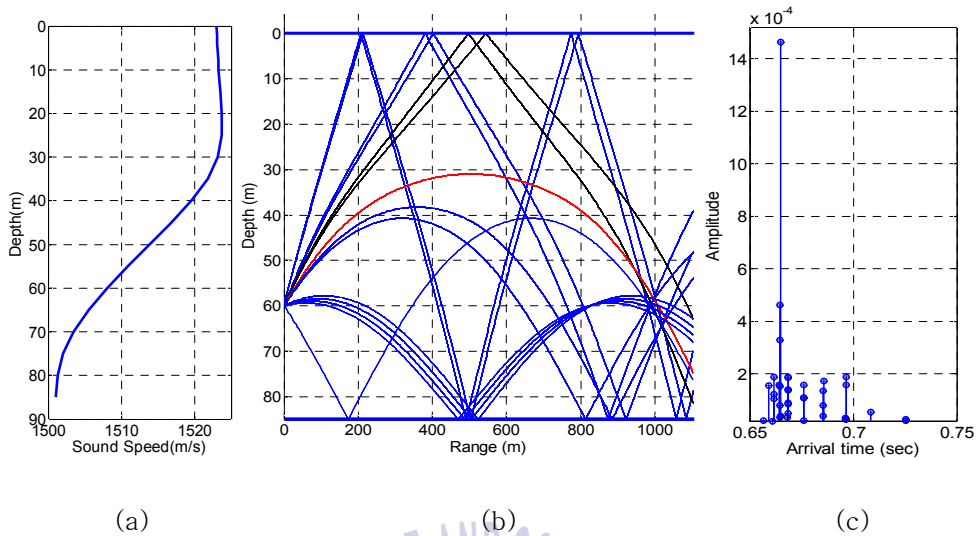


그림 4.1 모의실험 채널 특성,  
 (a) 음속 구조, (b) 음선 분포, (c) 채널응답 특성

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

Table 4.1 Parameters for simulation

	Element	Contents
	Modulation	QPSK
Packet structure	Data length	1,000 symbols
	Training sequence length	256 symbols
	Recursive frame length	200, 250, 500 symbols
1st Doppler estimator	The number of replicas	200
	Frequency interval	0.1
PLL	gamma	0.1
DFE	feed-forward / feed-backward length	10 / 20
	Delta / lambda	999 / 0.999

채귀 프레임 길이와 SNR에 따른 성능이 그림 4.2로 나타났다. 전체 데이터 구간이 1,000 심볼이므로 채귀 프레임의 길이가 1,000 심볼일 때, 채

널 코딩을 적용하지 않은 uncoded BER(Bit Error Rate) 결과는 통상적인 통신 패킷 시스템으로 본다. 그림으로부터 통신 성능은 재귀 프레임 길이가 짧을수록, SNR이 증가할수록 향상되는 것을 알 수 있다. 특히 SNR이 5 dB 일 때, 제안한 재귀 프레임 방식의 BER이 기존 통신 방법보다 3.7 % 낮게 나타났다.

제안한 재귀 프레임 방식에서 두 번째 도플러 추정에 적용한 알고리즘에 따른 성능도 비교하였다. SNR이 15, 20 dB 일 때, 기존의 알고리즘을 적용한 것과 제안한 알고리즘을 적용한 경우의 성능 차이가 거의 없었다. 하지만 SNR이 상대적으로 낮은 5, 10 dB 일 때는 제안한 도플러 추정 방법을 적용한 통신 성능이 최대 0.4 % 향상되었다. 모의실험을 통해 제안한 도플러 추정 알고리즘과 재귀 프레임 방식을 조합하면 기존의 통신 시스템에 비해 통신 신뢰도 관점에서 더 높은 이득이 있음을 확인하였다.

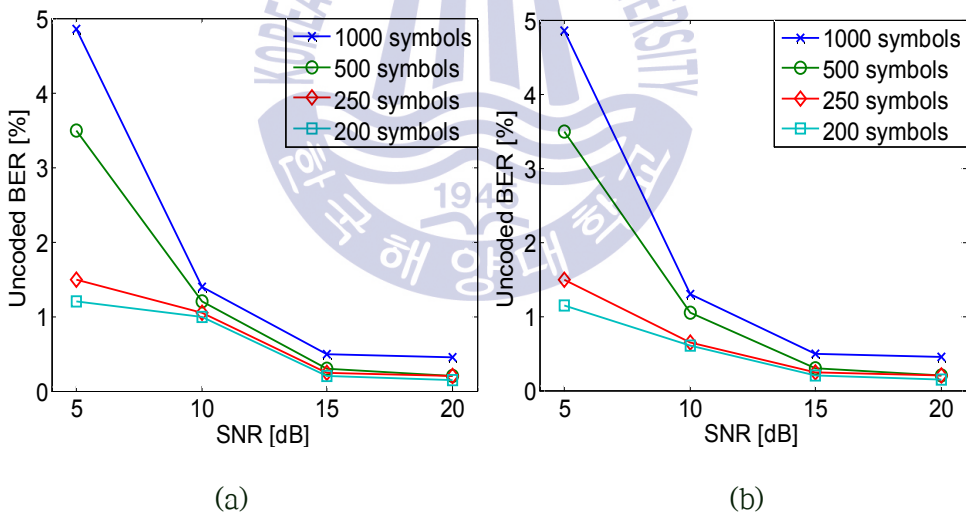


그림 4.2 부호화되지 않은 비트오류율

(a) 기존의 도플러 추정 알고리즘 적용, (b) 제안한 주파수 평균 알고리즘 적용

Fig. 4.2 Uncoded BER,

(a) Second Doppler estimation using the previous method, (b) using the frequency average method

## 4.2 호수실험 결과

2015년 3월 경상북도 문경에 위치한 경천호수에서 실험을 수행하였다. 실험 환경은 그림 4.3과 같이 송신부가 위치한 수심은 약 40 m, 수신부가 위치한 수심은 약 45 m로 관측되었다. 송신기와 수신기는 ITC-1001 모델과 B&K 8106 모델이 사용되었으며, 각각 4, 15 m 수심에 위치시켰다. 송신 신호 증폭을 위해서 B&K 2713 전력 증폭기가 사용되었다. 송신기는 고정되었으며, 송수신기간의 거리가 465 m 지점에서부터 수신기가 약 0.3 m/s의 속력으로 송신기 쪽으로 이동하면서 실험을 진행하였다.

통신 신호를 보내기 전에 채널 전달 특성을 추정하였다. CTD (Conductivity temperature depth) 장비를 이용하여 수심에 따른 음속을 측정하였으며, 선형 주파수 변조 신호를 반복적으로 송수신 하여 채널응답 특성을 추정하였다. 또한 M sequence 신호를 이용하여 산란함수 (Scattering function)를 구하였다. 그 결과 실험 당시 채널의 특성은 그림 4.4와 같이 나타났다. 수신기가 위치한 지점에서의 음속이 1,420 m/s였으며, 직접 경로의 신호가 수신기로 도달되고 3 ms 이후 다중 경로 전파 신호가 관측되었다. 산란함수의 결과를 통해 도플러 천이 주파수가 약 4 Hz 발생한 것을 알 수 있었다.

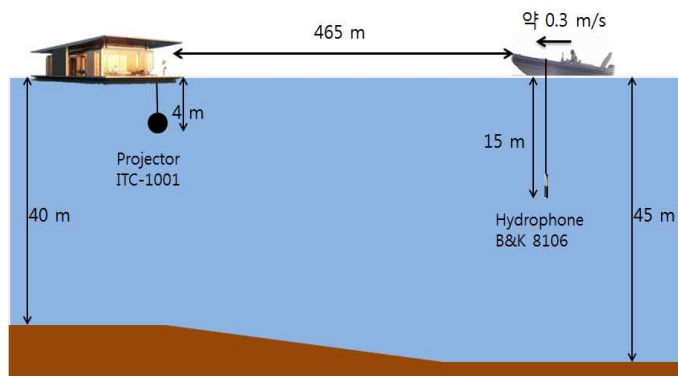


그림 4.3 호수실험 구성

Fig. 4.3 Setup for lake experiment

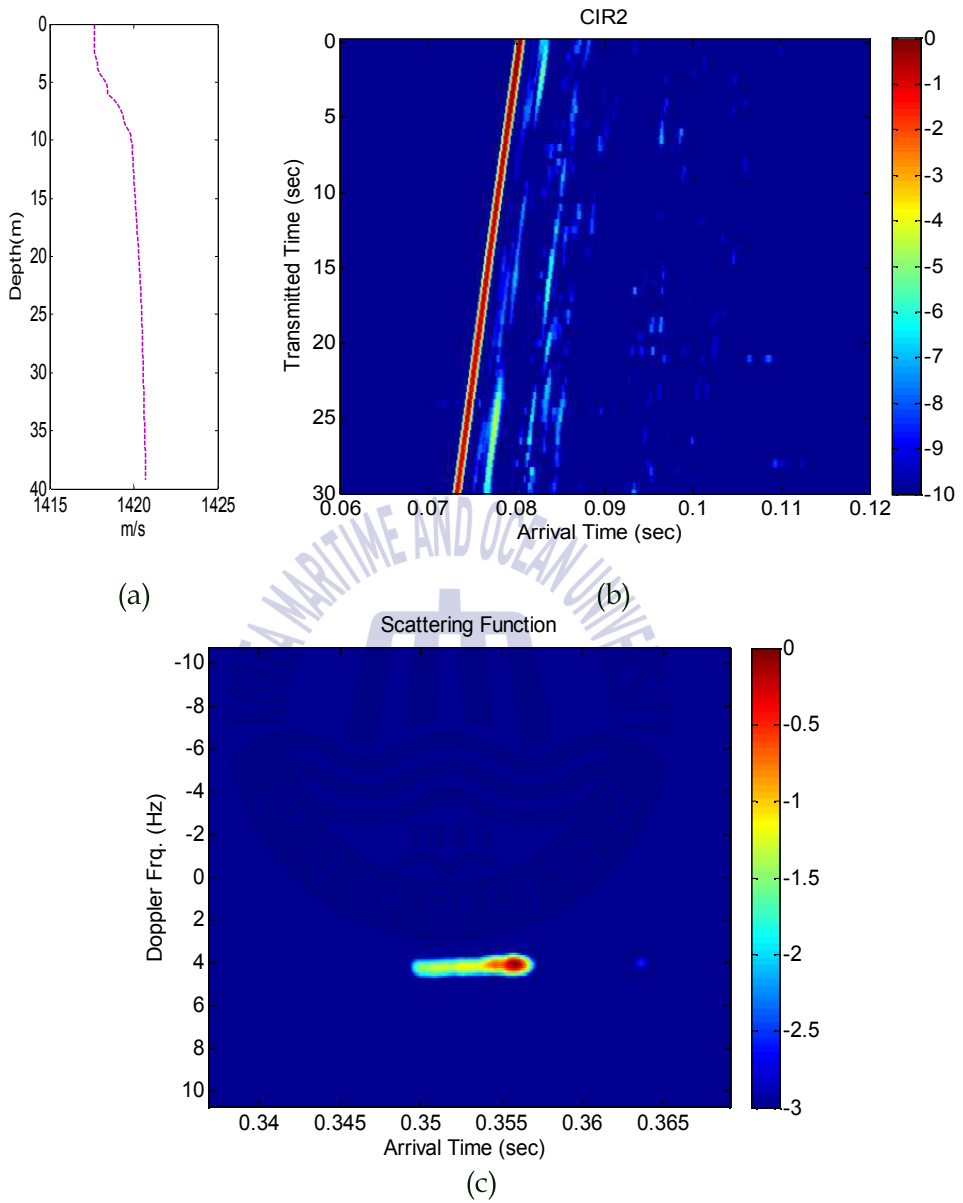


그림 4.4 수중음향 채널 특성, (a) 음속 구조, (b) 채널응답 특성, (c) 산란함수

Fig. 4.4 Underwater acoustic channel characteristics, (a) sound speed profile, (b) channel impulse response, (c) scattering function

모의실험과 동일한 변조방식, 주파수 및 데이터 크기를 가지는 신호를 사용하였다. 제안한 주파수 평균 도플러 추정 알고리즘과 재귀 변복조 방식의 통신 성능은 표 4.2 과 같이 채널 부호화가 적용되지 않은 BER로 나타내었다.

결과는 4개의 통신 패킷 성능을 평균 낸 것으로써 데이터 프레임이 1,000 심볼인 통상적인 통신 패킷 성능에 비해 재귀 프레임 변복조 방식을 이용한 시스템이 향상된 성능을 보인 것을 알 수 있다. 또한 이전의 주파수 추정 기법에 비해 주파수 평균 기법을 사용할 때가 성능이 나아지는 것을 확인하였다. 하지만 초기 프레임에서 존재하는 오류가 다음 재귀 프레임 복조에도 영향을 주게 되어 올바른 복조가 이뤄지지 못하는 경우가 발생하였다. 따라서 재귀 프레임의 크기가 250 심볼일 때, 성능이 악화되는 것도 이와 같은 이유라고 판단된다.

Table 4.2 Uncoded BER of lake experiment

Sub-frame length [symbols]	Decision-Directed Estimation [%]	Frequency average Estimation [%]
1,000	7.55	7.23
500	7.03	6.74
250	7.50	7.06
200	7.20	6.68

■ : 재귀프레임 방식 미적용 + 기존 도플러 주파수 추정기법

■ : 재귀프레임 방식 적용 + 제안한 도플러 주파수 평균 추정기법

### 4.3 해상실험 결과

2014년 6월 남해 거제도 인근 해상에서 실험을 통해 데이터를 획득하였다. 그림 4.5와 같이 실험 해역의 수심은 약 60 m, 송신기와 수신기는 각각 수심 20 m, 26 m에 위치시켰다. 선박에서 송신기를 내렸으며 소음을 최소화하기 위해 엔진을 끄고 떠다녔다. 수신기는 부이에 장착하였으며, 유동을 최소화하기 위해 추를 달았다. 실험 당일 기상 상태는 풍속 9 m/s, 파고는 2.5 m로써 비교적 높았으며, 송수신 거리는 1~1.5 km 로 시간이 지날수록 가까워졌다. 송신 신호는 모의실험과 동일한 패킷 구조를 이용하였으며, 중심 주파수는 5 kHz, 샘플링 주파수는 25 kHz인 QPSK 변조를 하였다.

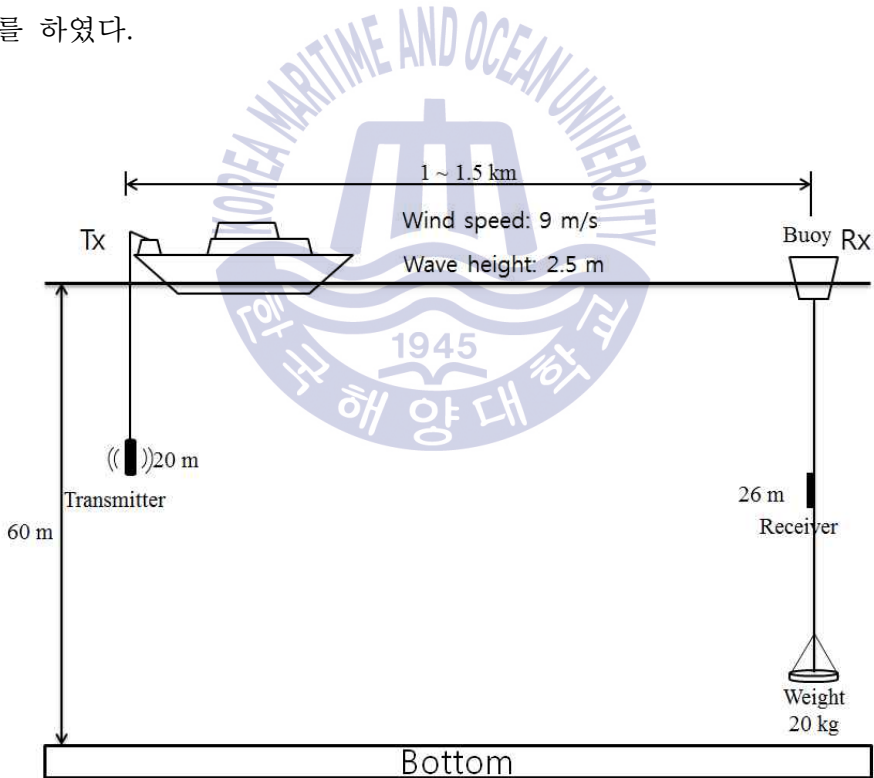


그림 4.5 해상실험 구성

Fig. 4.5 Setup for sea trial

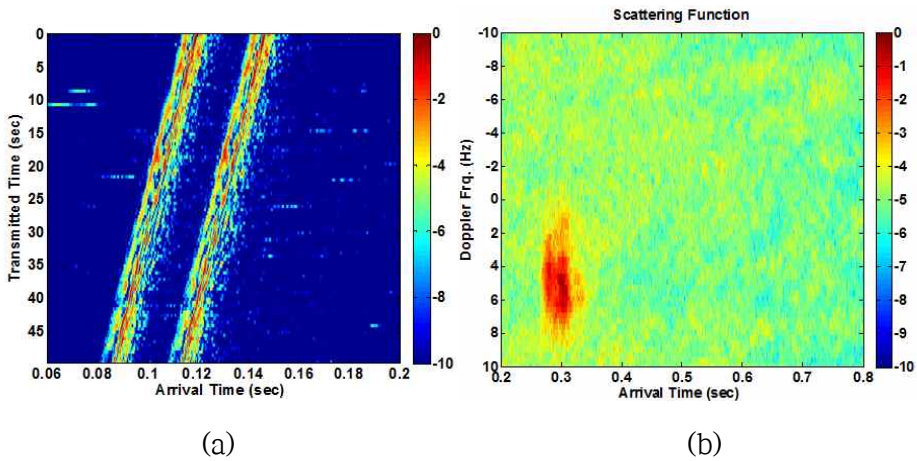
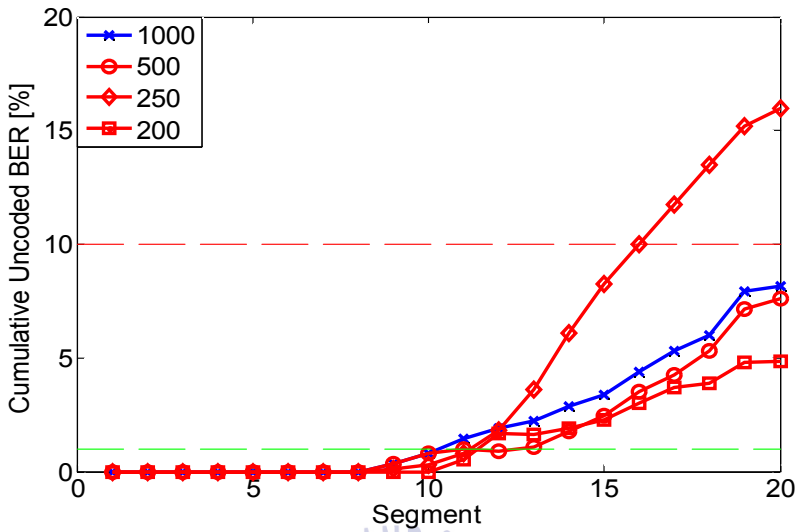


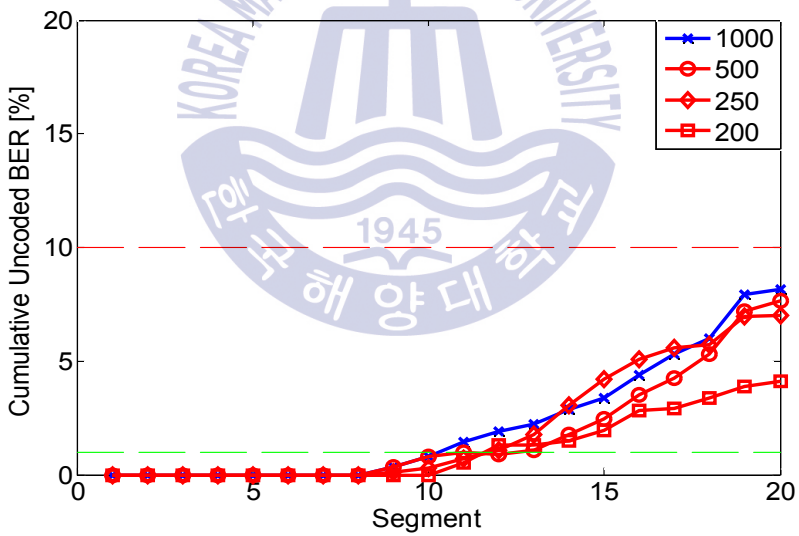
그림 4.6 해상실험 채널 특성, (a) 채널 응답 특성, (b) 산란함수  
 Fig. 4.6 Channel characteristics of sea trial, (a) channel impulse response, (b) scattering function

호수실험과 마찬가지로 통신 실험에 앞서 채널의 특성을 파악하기 위해 선형 주파수 변조 신호를 반복적으로 송수신 하여 채널응답 특성을 추정하고, M sequence 신호를 이용하여 산란함수를 구하였다. 그림 4.6과 같이 약 27 ms 간격의 다중경로가 관측되었으며, 해수면의 유동성에 의한 산란이 심하게 관측되었다. 또한 도플러 주파수가 약 5~6 Hz, 도플러 확산이 7 Hz로 시변동성이 큰 환경임을 알 수 있다.

그림 4.7은 100 비트당 uncoded BER을 나타낸 것으로 마지막 BER 값이 최종 오류율을 의미한다. 모의실험과 호수실험과 마찬가지로 데이터 패킷이 총 1,000 심볼 (2,000 비트)로 구성되어 있기 때문에 재귀 프레임의 길이가 1,000 심볼인 결과는 일반적인 통신 패킷 시스템 성능을 나타낸다. 이 실험 결과를 통해 제안한 재귀 프레임 변복조 시스템이 기존의 시스템에 비해 더 나은 성능을 보였으며, 재귀 프레임의 길이가 짧을수록 성능이 향상되는 경향을 보였다. 특히 재귀 프레임의 길이가 200 심볼일 경우, 비트 오류율이 4.1 %까지 낮아지는 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 4.7 재귀 프레임 길이에 따른 성능 비교, (a) 기존의 도플러 추정 방법, (b) 제안한 도플러 평균 방법

Fig. 4.7 Comparison of performance by recursive frame length with (a) second Doppler estimation using the previous method, (b) using the frequency average method



도플러 추정에서 제안한 주파수 평균 방법으로 적용하였을 때 통신 성능에 미치는 영향을 고찰하였다. 전반적으로 성능차이는 크게 나지 않았으나 재귀 프레임의 길이가 250 심볼일 때, 기존의 도플러 추정 알고리즘을 사용한 경우에는 기존의 통신 시스템을 능가하는 오류율을 보이고, 제안한 주파수 평균 추정 방법은 상대적으로 안정적인 성능을 보였다. 이유는 오류가 크게 증가하는 세 번째 재귀 프레임에서 사용되는 추정 도플러 주파수가 달랐고 두 번째 재귀 프레임에서 발생한 오류가 다음 프레임에서 더 큰 오류가 되는 오류 확산 현상의 영향으로 판단된다. 따라서 주파수 평균 방법을 사용한 통신 시스템이 좀 더 안정적인 성능을 보였다.



## 제 5 장 결 론

수중음향 채널 환경은 수심에 따른 수온 분포 및 염분, 수압에 따라 음파의 전달 속도가 다르고, 해수면과 해저면에 의한 다중 경로 전달 특성을 가진다. 또한 송수신기의 움직임으로 발생하는 도플러 효과는 수중음향채널의 시변동성을 증가시킴과 동시에 신호의 시간영역 상관도를 감소시키고 실질 전송효율을 떨어뜨린다.

본 논문에서는 수중음향통신 채널이 갖는 시변동성을 수치적으로 표현한 시간영역 상관도를 실제 선형 주파수 변조 신호를 이용해 측정된 채널 응답 특성을 이용하여 구하였다. 그리고 도플러가 존재하는 채널이 통신 성능에 미치는 영향을 살펴보고, 실제 획득한 데이터를 이용하여 시간영역 상관도를 비교한 결과 도플러가 존재하는 채널이 그렇지 않은 채널보다 더 많은 시변동성을 가짐을 확인하였다.

시변동성 채널에서 도플러를 추정하고 보상하기 위하여 모호 함수 기법과 샘플 사이의 상관을 이용한 Decision-directed 추정 기법을 소개하고, Decision-directed 추정보다 상관값 변동에 덜 민감한 주파수 평균 기법을 제안하였다. 또한 기존의 통신 시스템 패킷 시스템과는 다르게 데이터 구간에서도 채널 정보를 추정하여 도플러 보상 및 등화기 동작에 이용하는 재귀 프레임 변복조 방식을 제안하였다. 제안된 방법들의 성능을 검증하기 위해 모의실험, 호수실험 그리고 해상실험을 진행하였으며, 도플러 추정 알고리즘과 재귀 프레임 변복조 방식의 통신 성능을 비교하였다. 모의 실험은 SNR에 따른 성능 변화를 알아본 것으로써 제안한 재귀 프레임 변복조 방식이 기존의 통신 패킷 시스템에 비해 향상된 성능을 보였으며, SNR이 비교적 낮은 5 dB 환경에서도 비트 오류율이 기존 시스템보다 3.7

% 낮았다. 또한 재귀 프레임의 크기가 작을수록 성능이 향상되는 것을 알 수 있었다. 그리고 도플러 추정에 제안한 주파수 평균 추정 방법을 이용했을 때 0.4 %의 비트 오류율 감소를 보였으며 무엇보다 일관성이 향상되었다. 호수실험에서는 전반적으로 제안한 방법의 성능이 양호했으나 초기 프레임에서 존재하는 오류가 다음 재귀 프레임 복조에도 영향을 주는 오류 확산으로 올바른 복조가 이뤄지지 못하는 경우가 발생하였다. 해상실험에서는 시간에 따른 비트 오류율의 증가를 살펴보았다. 제안한 방법은 기존의 패킷 시스템과 비교하면 비트 오류율이 최대 절반이상 감소하였다. 재귀 프레임의 길이가 250 심볼일 때, 이전의 도플러 추정 기법을 이용하면 오류가 매우 큰 반면에 제안한 주파수 평균 방법을 이용한 경우 안정적인 성능을 보였다. 재귀 프레임 변복조 방법과 주파수 평균 방법을 조합한 통신 시스템은 도플러 환경이 존재하는 수중음향통신 채널에서 통신의 신뢰도를 향상시킬 수 있다는 것을 검증하였다.

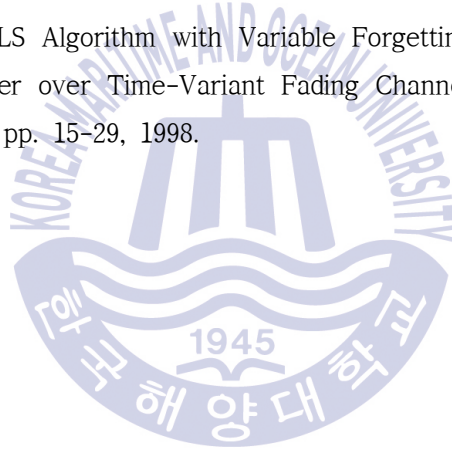
향후 채널 부호화 기법을 적용하여 복조된 재귀 프레임에서의 오류를 완벽하게 보완한다면, 이전의 재귀 프레임에서 발생한 오류가 다음 재귀 프레임에 영향을 주는 오류 확산이 없으며 더 정확한 채널 추정이 가능해지기 때문에 더 나은 통신 성능을 기대할 수 있다.

## 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, "Measurements of temporal coherence of sound transmissions through shallow water," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 120, no. 5, pp.2595-2614, Nov. 2006.
- [7] G. D. Durgin, *Space-Time Wireless Channels*, Prentice Hall, 2003.
- [8] B.S. Sharif, J. Neasham, O.R. Hinton and A.E. Adams, "Computationally efficient doppler compensation system for underwater acoustic communications", *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.25, no.1, pp.52-1, Jan. 2000.
- [9] R. Diamant, A. Feuer, and L. Lampe, "Choosing the right signal: Doppler shift estimation for underwater acoustic signals," in *ACM Conference on Under Water Networks and Systems (WUWNet)*, Los angles, USA, Nov. 2012.

- [10] O. Rabaste and T. Chonavel, "Estimation of multipath channels with long impulse response at low SNR via an MCMC method," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 4, pp. 1312-1325, Apr. 2007.
- [11] L. Wan, Z. Wang, S. Zhou, T. C. Yang, and Z. Shi, "Performance comparison of doppler scale estimation methods for underwater acoustic OFDM," *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2012, Article ID 703243, 11 pages, 2012.
- [12] L. Wu, J. Trezzo, D. Mirza, P. Roberts, J. Jaffe, Y. Wang, and R. Kastner, "Designing an adaptive acoustic modem for underwater sensor networks," *IEEE Embedded Systems Letters*, vol. 4, no. 1, pp. 1-4, Mar. 2012.
- [13] S. Tao, L. Xu-Wen, C. Xiao-Ting, "Decision-directed estimation of carrier frequency and phase for burst PSK transmission," in *Proc. Int. Conf. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM '09)*, pp.1-4, Beijing, China, Sept. 2009.
- [14] 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.
- [15] A. Kaya and S. Yauchi, "An acoustic communication system for subsea robot," *MTS/IEEE Oceanic Eng. Conf.*, pp.765-770, Sept. 1989.
- [16] F. B. Jensen, *Computational Ocean Acoustics*, Springer, 1994.
- [17] L. Brekhovskikh and Y. Lysanov., , *Fundamentals of Ocean Acoustics*, Springer, 1982.
- [18] R.J. Urick., *Principles of underwater sound*, McGraw-Hill, 1983.
- [19] P.E. Etter, *Underwater Acoustic Modeling and Simulation. 3rd Edition*, Spon Press, 2003.
- [20] 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.

- [21] 황찬호, 김기만, 이동원, 박태두, “수중 채널의 시변동성이 통신 스루풋 효율에 미치는 영향,” *한국음향학회 논문지*, 제33권, 제6호, pp.413-419, 2014년 11월.
- [22] J. Rosen and L. Q. Gothard, *Encyclopedia of Physical Science*, Facts On File, 2009.
- [23] S. Tao, “An improved frequency estimator for synchronization of PSK signals with large frequency offset,” in *Proc. Int. Conf. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM '08)*, pp.1-3, Dalian, China, Oct. 2008.
- [24] S. Haykin, *Adaptive filter theory*, Prentice Hall, 2009.
- [25] W. Zhuang, “RLS Algorithm with Variable Forgetting Factor for Decision Feedback Equalizer over Time-Variant Fading Channels,” *Wireless Personal Commun.*, vol. 8, pp. 15-29, 1998.



## 감사의 글

“누구에게나 강점이 있고, 그 강점으로 자신의 약점을 보완하도록 도와주는 것이 저의 역할입니다.”

많이 부족하고 서툰 저를 이끌어주신 김기만 교수님께서 하신 말씀입니다. 심신이 피곤한 상황이 많았음에도 제가 포기하지 않고 끝까지 학문의 끈을 놓지 않은 것은 저의 단점보단 장점을 보시고 끝까지 믿어주신 지도 교수님과 격려를 아끼지 않은 가족, 친구, 선배, 후배가 있었기 때문입니다. 곁에서 저를 지켜봐 주신 모든 분들께 감사의 마음을 전하고자 합니다.

먼저 교수의 권위가 아닌 스승으로서 학생들에 대한 존중을 실천하신 김기만 교수님께 감사의 말씀 드립니다. 교수님의 지도로 책임감을 느끼고 신뢰성 있는 연구를 할 수 있었고, 학문적 지식은 물론 인생을 살아가면서 필요한 덕목인 배려와 인내를 배웠습니다. 교수님의 가르침을 가슴 깊이 새기고 앞으로 사는 동안 겪을 역경과 고난을 잘 헤쳐나가 후회 없는 삶을 살겠습니다.

미완의 논문을 지도해주시고 통신의 기반을 유쾌하게 다져주신 정지원 교수님, 막연한 두려움으로 기회를 저버리지 않는 도전을 일깨워주신 이동원 박사님께도 감사드립니다. 전파공학도로 저에게 열정을 다해 가르침을 주신 김동일 교수님과 조형래 교수님, 강인호 교수님, 민경식 교수님, 그리고 윤영 교수님께도 감사드립니다.

실험실의 영원한 큰 형님이자 새신랑 외형이 형님, 해양에서부터 광활한 우주까지 그 영역을 확장하시는 정우 형님, 무쇠보다 단단한 정신력을 가지신 태진이 형님, 누구보다 강한 끈기의 참 연구원 민수 형님, 무시무시한 힘을 가졌지만, 누구보다 정 많은 병철이 형님께 감사드립니다. 형님들이 계셨기에 실험실 생활이 더 유익하고 애착이 깊었습니다. 후배를 누구보다 먼저 챙겨주신 두 새신랑 창욱 형님과 동수 형님, 대학원 생활의 즐거움을 주신 장현이 형님과 해찬이 형, 태훈이에게도 감사합니다. 비록 전공은 다르지만, 학문적인 도움을 아끼지 않았던 기훈이 형과 민정이에게도 감사합니다. 실험실에 있으면서 늘 곁에서 힘이 되어준 형우와 창은이, 구수한 매력의 지홍이, 영도시인 은혜, 열정이 넘치는 택익이와 막내 세림이에게도 감사의 마음 전합니다.

항상 묵묵히 곁에서 어려움을 이겨낼 수 있도록 위로하고 격려해준 유림 양에게도 감사함을 전합니다.

마지막으로 그 누구보다 저를 믿어주시고 물심양면으로 지원을 아끼지 않으신 부모님과 자신의 꿈을 향해 나아가는 하나뿐인 동생 유주에게 사랑과 감사의 마음을 전합니다.