



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

처프 신호를 갖는 주파수 도약 확산 스펙트럼
방식을 위한 FrFT 수신기에 관한 연구

A study on FrFT receiver for frequency-hopping spread-spectrum
with chirp signal

指導教授 金基萬

2020年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

李勤赫

本 論文을 李勤赫의 工學碩士 學位論文으로 認准함

委員長 : 鄭 智 元

委 員 : 尹 榮

委 員 : 金 基 萬



2019 年 12 月

韓國海洋大學校 大學院

목 차

List of Tables	iii
List of Figures	iv
Abstract	vi
제 1 장 서론	1
제 2 장 수중음향 채널 특성	
2.1 전달손실	6
2.2 다중 경로 전달	7
2.3 도플러 효과	8
2.4 잡음	9
제 3 장 처프 신호를 결합한 주파수 도약 방식과 FrFT 수신기	
3.1 CSK 변조 방식과 주파수 도약 확산 스펙트럼	10
3.2 상관 함수를 이용한 기존의 수신 방법	13
3.3 FrFT를 이용한 수신 방법 제안	15
3.4 심볼 동기화를 위한 재귀 동기 보정 기법	23
제 4 장 모의실험 및 호수실험 결과 분석	
4.1 모의실험 결과	25
4.2 호수실험 결과	29
제 5 장 결론	35



List of Tables

Table 4.1 Parameters for simulation	26
Table 4.2 Uncoded bit error rate in the simulation	28
Table 4.3 Experimental results at 2 knot	34
Table 4.4 Experimental results at 4 knot	34



A study on FrFT receiver for frequency hopping spread spectrum with chirp signal

Geun-Hyeok Lee

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

Abstract

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. Even due to the doppler effect, the received signal is expanded and compressed. Sometimes it is necessary to hide and protect our information from stranger. However, due to the characteristics of underwater acoustic communication using sound waves, the probability of detection is higher than that of terrestrial communication, and our information is easily intercepted. Therefore,

it is necessary to study on the covert communication along with the reliable communication in the underwater acoustic channel.

In this thesis, a covert underwater acoustic communication method that is robust to fading using a chirp signal combined with a frequency-hopping spread spectrum scheme is designed and demodulated to new type receiver. A fractional Fourier transform (FrFT), which estimates the slope of the signal frequency variation, is applied to the receiver to enable a robust and reliable symbol estimation with respect to the frequency and irregular phase variations. Using FrFT, the chirp signal can be distinguished and other frequencies can be treated as noise. Therefore, FrFT receiver is a different demodulation method compared to conventional correlator receiver. In addition, since the recursive symbol synchronization can be implemented using a chirp signal, compression and expansion effects due to the Doppler shift can be mitigated. Simulation and lake trials were performed to verify the performance of the proposed method.

KEY WORDS: Underwater acoustic communication, Chirp signal, Frequency-hopping spread-spectrum, FrFT(Fractional Fourier transform)

제 1 장 서 론

수중에서의 무선통신은 복잡한 환경적인 특징으로 인해 육상보다 많은 어려움이 따른다. 수중음향통신은 지상파 통신과는 달리 매질의 특성으로 인하여 전자파가 아닌 음파를 이용한다. 음파의 전달 속도는 전자파에 비해 매우 느리고 수중 온도와 염분 등에 따라 다르며, 음속구배로 인한 굴절로 음파의 이동경로가 바뀌게 된다[1]. 음파가 전달되면서 흡수, 손실되는 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[2,3,4]. 특히 해양에서의 수중음향통신은 해양 연구의 필수적인 기술뿐만 아니라 해양 감시 체계로써 응용분야가 확대되고 있는 추세이다[5]. 이처럼 수중음향통신은 민간 영역에서도 활발한 연구가 진행되고 있지만 아직까지는 군사적인 목적으로 연구되는 경우가 많다. 군사적 목적으로 통신을 하는 경우, 아군의 정보를 적으로부터 숨기고 보호해야 할 필요성이 있다. 하지만 음파를 이용하는 수중음향통신의 특성 때문에 육상통신에 비해 피탐지 확률이 높고 정보의 탈취가 용이하다. 안정적인 통신과 함께 은밀성을 지닌 통신에 대한 연구가 필요하다. 은밀 수중음향통신은 저피탐지 (low probability of detection) 또는 저피감청(low probability of interception)의 성능을 지니는 것을 말하고, 주로 대역확산 통신 방식을 적용하여 구현되고 있다[6].

수중음향통신에서 주로 사용되는 대역확산 방식으로 직접 수열 확산 스펙트럼(direct sequence spread spectrum)과 주파수 도약 확산 스펙트럼(frequency hopping spread spectrum) 등이 있다. 직접 수열 확산 스펙트럼은 확산인자를 통해 전송 신호의 전송률을 더 높은 칩(chip) 전송률로 변조시켜 넓은 대역폭으로 확산시키는 기법으로 송수신단에서는 동일한 확산 인자를 가지고 있어야만 정확한 복조가 가능해진다. 일반적으로 위상 천이 방식(phase shift keying, PSK)과 함께 사용되고, 동기식(coherent) 수신기를 통해 배경 소음과 유사한 수준의 신호 세기로도 안정적인 통신이 가능하다. 전송속도와 대역폭 등의 측면에서 다른 방식보다 우수한 성능을 보인다[7,8,9]. 하지만 수중채널 환경에 따라 성능이 큰 폭으로 변화하므로 안정적인 통신 성능을 얻기 위해서 위상 고정 루프(phase locked loop), 등화기(equalizer) 등과 같이 성능을 보정시켜줄 별도의 장치가 필요하다.

주파수 도약 확산 스펙트럼은 미리 약속된 도약 패턴에 따라 중심 주파수를 변화시켜 제 3 자로부터 정보의 탈취를 막기 위해 사용된다. 짧은 시간에서는 단일 주파수를 가지는 협대역 신호처럼 보이나 시간에 따라 지속적인 주파수 도약을 하므로 전체적으로 광대역 신호로 확산 된다. 주파수 도약 확산 스펙트럼은 대체로 주파수 천이 기법(frequency shift keying, FSK)과 함께 사용되고, 주로 비동기식(noncoherent) 수신기를 채택하여 일정 수준 이상의 신호 세기가 유지될 때 별도의 장치 없이도 안정적인 성능을 얻는 것이 가능하다[10,11,12]. 하지만 주파수 사이의 간섭을 줄이기 위하여 멀리 이격시켜야 하므로 대역폭 효율이 비교적 떨어지고, 신호의 세기가 낮은 경우에는 높은 성능을 기대하기 쉽지 않다. 이러한 문제를 해결하기 위해 과거부터 많은 연구가 수행되었고, 대안 중 하나로 채널 환경에 강인한 처프 기울기 변조(chirp slope keying, CSK) 기법이 제안되었다.

CSK 변조는 ‘0’ 과 ‘1’ 의 정보를 하향 주파수 또는 상향 주파수로 선형 주파수 변조(linear frequency modulation, LFM)를 하는 방식으로, 주

파수가 시간에 따라 선형적으로 변화하기 때문에 일반적으로 넓은 대역폭을 가지고 있다. 처프 신호는 광대역 특성을 지니고 있어 주파수 다이버서티 효과를 기대할 수 있고, 이 때문에 특정 주파수에 채널 왜곡이 있더라도 정보를 추출하기 용이하다. 이미 이러한 방식 자체로도 대역확산 방식이라고 할 수 있다[13,14].

FrFT(fractional Fourier transform)은 푸리에 변환(Fourier transform) 개념을 일반화한 분석 방법으로, 주로 레이더 통신, 이미지 영상 처리 및 소나 그리고 최근 수중음향통신 등에 이르기까지 다양한 분야에서 연구가 수행되고 있다. FrFT는 시간-주파수 영역에서 처프 신호가 가지는 선형적 주파수 변화를 이용한다. 선형적 주파수 변화는 일정한 주파수 변화량과 같은 의미로 해석할 수 있다. 일정한 주파수 변화량은 FrFT 영역(fractional Fourier transform domain, FrFD)에서 에너지가 한 지점에 모이는 특징으로 나타난다[15,16].

해수면은 바람에 의해 불규칙적인 파고를 가지며 물속은 해류에 의해 끊임없이 움직인다. 이외에도 다양한 원인으로 인하여 송신단과 수신단에는 이동성이 생길 수 있다. 이러한 이동성으로 인해 수신된 신호에는 도플러 효과가 발생하고, 도플러 주파수는 지상과 비교하여 전파의 속도에 비해 음속은 매우 느리므로 비교적 큰 영향을 받게 된다. 도플러 주파수 천이는 신호의 압축과 팽창을 야기하므로 심볼 동기를 잃지 않기 위해 동기화를 지속적으로 수행해야 할 필요가 있다. 따라서 본 논문에서는 FrFT 수신기로 추정된 처프 신호와 수신 신호간의 정합 필터를 통과시켜 심볼 동기화를 수행하는 방법을 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다.

제 2 장에서는 수중음향 채널의 특성에 대하여 기술한다.

제 3 장에서는 수중 음향통신에서 처프 신호를 사용한 주파수 도약 확산 스펙트럼 방식과 FrFT 수신기에 대해 기술한다.

제 4 장에서는 제안한 FrFT 기반 수신기의 성능을 분석하기 위한 모의 실험과 호수실험 결과를 기술한다.

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



제 2 장 수중음향 채널 특성

수중음향 채널은 통신하기 가장 어려운 환경으로써 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 ms 까지 신호의 지연이 발생하기도 하며 [17], 음원에서 발생한 신호의 주파수가 차단 주파수 이하일 경우 원거리까지 전파되지 못한다. 이때의 차단 주파수는 다음 식과 같다[18].

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

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 표현된다[18].

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

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 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.

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

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 투과 각이다. 해저면에서 산란손실 α_b 은 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 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 [19,20,21].

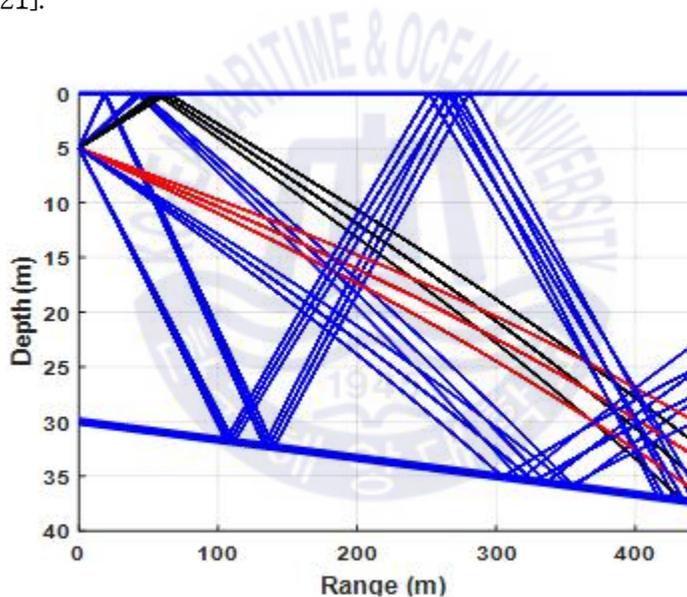


그림 2.1 천해에서 다중 경로 전달의 예

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 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 송수신기 사이의 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.

2.4 잡음

수중음향 환경에서 통신 성능은 채널의 잡음에 크게 의존한다. 특히 통신 가능 거리와 대역폭(bandwidth), SNR(signal-to-noise ratio)을 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 [22].

제 3 장 처프 신호를 결합한 주파수 도약 방식과 FrFT 수신기

3.1 CSK 변조 방식과 주파수 도약 확산 스펙트럼

처프 신호가 잡음, 잔향 그리고 도플러 천이와 같은 채널 환경에서도 탐지가 용이한 것은 이미 잘 알려져 있다. 때문에 오래전부터 수중음향통신 분야에서는 신호 탐지 및 통신 등에 의해 처프 신호를 이용해 왔다 [13]. 최근 주파수 도약 확산 스펙트럼 방식과 CSK 변조 방식을 결합한 신호를 송신하는 방법과 FrFT를 이용한 수신 방법에 대한 연구가 수행되었다. 처프 신호는 초기 주파수부터 변화하는 주파수가 일정한 선형 주파수 변조와 같은 의미이며, 다음과 같이 식 (3.1)으로 표현된다[23].

$$s(t) = Ae^{j2\pi(f_0t + \frac{k}{2}t^2)} \quad (3.1)$$

여기서 A 는 진폭이며, f_0 는 초기 주파수, k 는 주파수 기울기(chirp rate)를 의미한다. CSK 변조 방식으로 표현하기 위해 식 (3.1)을 다음과 같이 식 (3.2)와 식 (3.3)으로 다시 쓸 수 있다.

$$s_{up}(t) = Ae^{j2\pi t(f_0 + \frac{f_1 - f_0}{T}t)} \quad (3.2)$$

$$s_{down}(t) = Ae^{j2\pi t(f_1 + \frac{f_0 - f_1}{T}t)} \quad (3.3)$$

f_1 는 중점 주파수를 의미하고, T 는 신호의 주기를 말한다. 식 (3.2)는 낮은 주파수에서 높은 주파수로 변화하는 상향 기울기를 표현하고, 식 (3.3)은 하향 기울기를 표현한다. 처프 신호의 실수 형태는 다음과 같다.

$$S_{up}(t) = Re\{s_{up}(t)\}, S_{down}(t) = Re\{s_{down}(t)\}, \quad (3.4)$$

CSK 변조는 이진 정보 수열 b_i 에 따라 식 (3.4)의 식으로 변환하는 것을 말한다. CSK 신호 $s_{csk}(t)$ 의 상태는 다음과 같이 표현된다.

$$s_{csk}(t) = \begin{cases} S_{up}(t), & b_i = 1 \\ S_{down}(t), & b_i = 0 \end{cases}, nT \leq t \leq (n+1)T \quad (3.5)$$

이진 정보 수열 b_i 는 “1” 또는 “0”을 갖고, CSK 변조는 b_i 의 상태에 따라 상향 또는 하향 주파수 변조를 하는 것을 말한다.

주파수 도약 방식은 일정한 주기마다 미리 정해진 패턴에 따라서 주파수를 도약하는 것을 말한다. 이때 한 심볼이 진행되는 동안 도약하는 횟수를 도약 속도라고 하고, 이에 따라 빠른 도약과 느린 도약으로 구분하게 된다. 빠른 도약은 한 심볼 구간 동안 여러 도약이 이루어지고, 반대로 느린 도약은 한 번의 도약 구간 동안 한 개 이상의 여러 심볼이 전송된다. 빠른 도약은 느린 도약보다 정보를 탈취당할 확률이 상대적으로 낮다. 그림 3.1은 시간에 따라 중심 주파수가 변화하는 주파수 도약 확산 스펙트럼을 보여주고 있다.

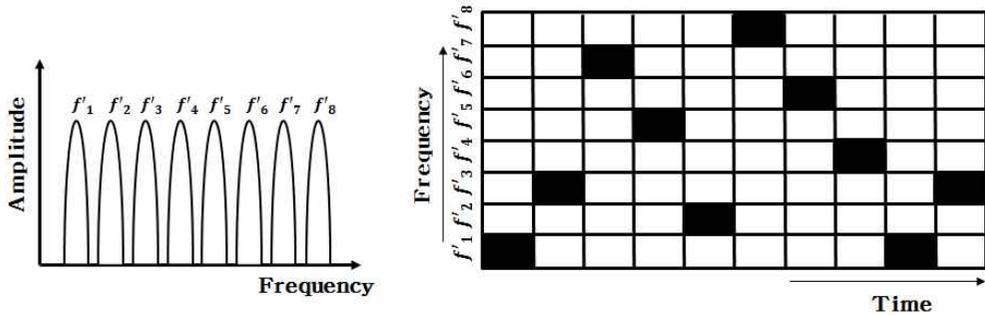


그림 3.1 주파수 도약 확산 스펙트럼

Fig. 3.1 Frequency Hopping Spread Spectrum

주파수 도약 순서는 특정 수열을 이용하여 생성하는데 의사 잡음 수열 (pseudo-random sequence)이 대표적이다. 주파수 도약을 고려하여 식 (3.2)과 식 (3.3)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$s_{hop, up}(t) = Ae^{j2\pi t(f_0 + mf_{wd} + \frac{f_1 - f_0}{T}t)} \quad (3.6)$$

$$s_{hop, down}(t) = Ae^{j2\pi t(f_1 + mf_{wd} + \frac{f_0 - f_1}{T}t)} \quad (3.7)$$

여기서 m 은 도약의 상태를 말하고, f_{wd} 는 주파수간의 간격을 의미한다. 주파수 도약의 기준이 되는 초기 주파수 f_0 는 가장 낮은 대역의 도약 주파수로 하였다. 처프 신호와 주파수 도약 확산 스펙트럼이 결합된 모습은 그림 3.2와 같다.

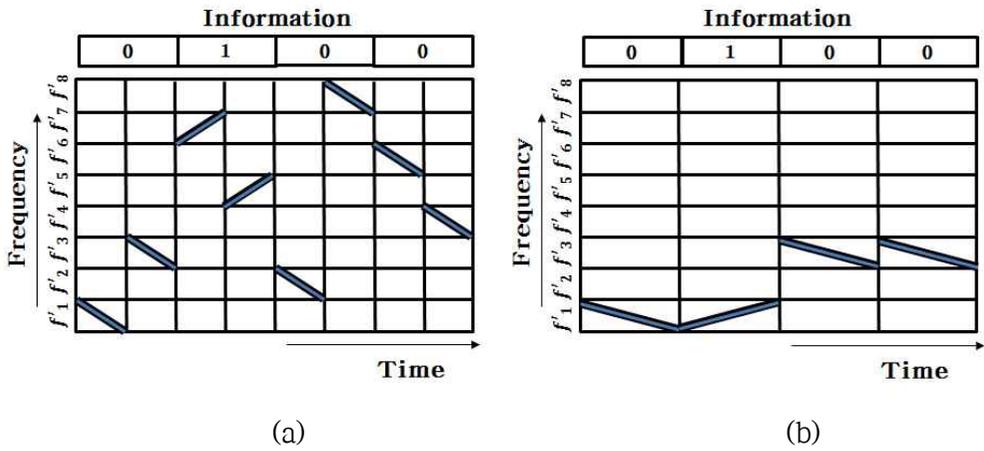


그림 3.2 처프 신호와 결합한 주파수 도약 확산 스펙트럼 방식,
(a) 빠른 도약, (b) 느린 도약

Fig. 3.2 Frequency hopping spread spectrum with chirp slope keying,
(a) fast hopping, (b) slow hopping

주파수 선택적 페이딩과 같이 채널의 특정 대역에서 왜곡이 일어나는 경우, 직접 수열 확산 스펙트럼은 인접 심볼 간의 간섭(inter-symbol interference) 등을 일으킬 수 있다. 이는 통신 측면에서 부정적으로 다가온다. 하지만, 주파수 도약 확산 스펙트럼은 이와 같은 특정 주파수 대역에서 발생하는 왜곡을 피할 수 있다.

3.2 상관 함수를 이용한 기존의 수신방법

주파수 도약 확산 스펙트럼은 중심 주파수가 빠르게 도약하기 때문에 잡아내기 어렵다. 또한 신호가 전송되는 시간이 짧고, 처프 신호의 전력이 잡음 수준으로 매우 낮은 수준이기 때문에 탐지기의 입장에서 잡음과 신호를 구분하기란 쉽지 않다. 이로 인해 처프 신호의 우수한 상관특성을 이용한 수신기 구성이 일반적으로 사용되고 있다.

$$A_{sr, m}(t) = \int_0^T s_{csk, m}(t)r(t)dt \quad (3.8)$$

식 (3.8)은 수신단에 사용되는 상관 함수에 대한 적분 형태를 보여준다. m 은 주파수의 도약 정보를 의미한다. 수신 신호 $r(t)$ 에 대해 알고 있는 신호들에 대한 상관값을 구하고, 이를 비교하여 수신기를 구성한다.

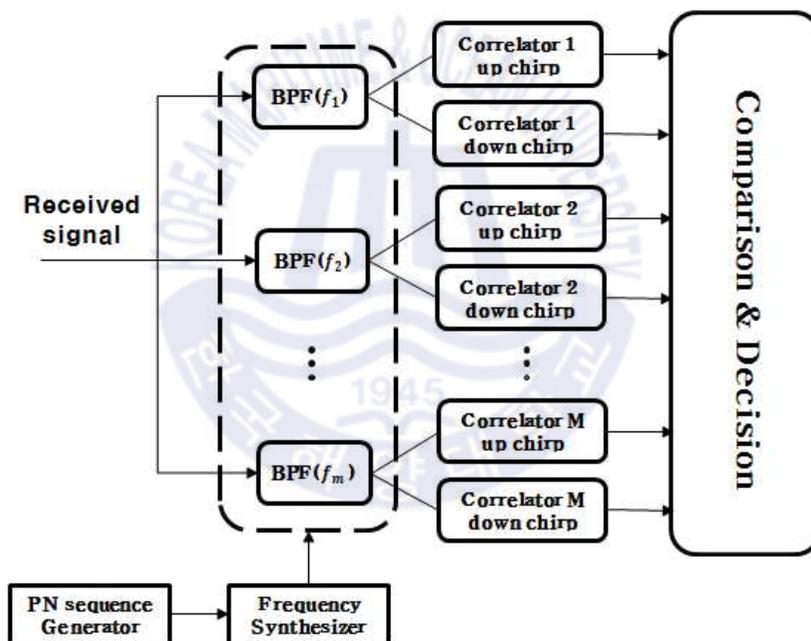


그림 3.3 상관 बैं크를 이용한 비동기식 수신 구조

Fig. 3.3 Structure of non-coherent receiver using correlator bank

주파수 도약 방식은 시간에 따라 지속적으로 주파수가 변화하기 때문에 동기화의 역할이 중요하다. 동기화된 수신 신호는 미리 약속된 도약 주파

수의 대역을 통과시키고 상관기 출력간의 비교를 통해 정보를 검출한다. 위의 방법은 잡음과 잔향이 강하고, 도플러가 존재하는 환경에서도 처프 신호의 높은 상관특성으로 우수한 탐지가 가능하다[24].

3.3 FrFT를 이용한 수신 방법 제안

FrFT는 앞서 설명한 바와 같이 푸리에 변환의 일반화된 분석 방법으로 잘 알려져 있다. 푸리에 변환이 시간-주파수 영역간의 변환을 위해 사용되는 반면, FrFT는 시간-주파수 영역의 중간 영역으로 변환하여 표현한다. FrFT 스펙트럼은 시간 축을 x 축, 주파수 축을 y 축으로 표현 할 때 시계 반대방향으로 임의의 각도 ϕ 만큼 회전시킨 스펙트럼 결과를 보여준다. FrFT에서 변환 차수를 통해 회전각을 표현한다. 변환 차수는 $\alpha = 2\phi/\pi$ 로 정의된다. 처프 신호는 주파수 변화의 속도에 따라 여러 기울기를 가지게 된다. 기울기가 다르면 변환 차수에도 차이가 생기게 된다. 이러한 특징을 이용하여 처프 신호들의 기울기에 따라 나타나는 FrFT 스펙트럼의 형태로 신호를 구분 할 수 있다. 최적의 변환 차수를 이용하여 FrFT를 수행하게 되면 변환된 영역의 어느 특정한 지점에서 스펙트럼이 집중되어 있는 형태를 보이게 되는데 이때 다른 주파수들은 잡음 성분으로 취급할 수 있다. 이러한 변환 차수를 최적 변환차수라고 하며, α_{opt} 라고 나타낸다[25,26]. 신호 $f(t)$ 에 대한 FrFT 변환 식은 다음과 같이 나타낸다.

$$F_a f(u) = \int K_a(u, x) f(x) dx \quad (3.8)$$

여기서 $K_a(u, x)$ 는 다음과 같다.

$$K_{\alpha}(u, x) = \begin{cases} A_{\alpha} e^{i\pi(\cot(\alpha)(x^2+u^2)-2\csc(\alpha)ux)}, & (\alpha \neq n\pi) \\ \delta(u-x), & (\alpha = 2n\pi) \\ \delta(u+x), & (\alpha = (2n \pm 1)\pi) \end{cases} \quad (3.9)$$

여기서 A_{α} 는 amplitude factor이며, $\sqrt{1-icot(\alpha)}$ 로 정의된다. 회전각 $\phi = \pi/2$ 또는 변환 차수 $\alpha = 1$ 일 때, FrFT는 푸리에 변환과 등가식이 된다. 다음으로 이산 영역일 때, 최적 변환차수 α_{opt} 는 다음과 같이 표현 될 수 있다.

$$\alpha_{opt} = \frac{2}{\pi} \phi = \frac{2}{\pi} \cot^{-1} \left(\frac{Mk}{f_s^2} \right) \quad (3.10)$$

f_s 는 샘플링 주파수, k 는 처프 속도이며, M 은 해석 길이가 된다. 샘플링 주파수와 해석 길이는 고정 상수로 취급되므로 처프 속도 k 에 의해 변환 차수가 정해지는 것을 알 수 있다.

그림 3.4에서는 처프 신호를 이용하여 FrFT에 대해 설명을 하고 있다. 신호 $s_{up}(t)$ 는 상향 기울기를 가진다. 시작점 $(\tau - \Delta T/2)$ 에서 초기 주파수 f_0 를 가지고 k 의 처프율로 변화하여 종점 $(\tau + \Delta T/2)$ 까지 주파수 f_1 로 증가한다. 종점 주파수 f_1 는 $f_0 + k\Delta T$ 로 나타나고, 중심 주파수를 f_c 라고 했을 때, 다음과 같이 표현한다.

$$f_c = f_0 + k\Delta T/2 \quad (3.12)$$

FrFT는 최적 변환 차수 α_{opt} 를 이용했을 때, 스펙트럼 밀도는 어느 한

지점에 모이게 된다. 이득이 가장 높은 지점 u_0 은 중간점 p 에 대한 FrFT 변환 값과 같다. 중간점 p 는 $s_{up}(\tau, f_c)$ 로 정의되며, 주파수와 시간 축에 대한 정규화 변수 $s = T/f_s$ 에 의해 $p = s_{up}(\tau/s, f_c s)$ 로 표현될 수 있다. 최적 변환 차수 α_{opt} 로부터 u 축에서 스펙트럼이 모이는 지점 u_0 을 구할 수 있고, 이를 최적 변환 지점이라고 한다. 최적 변환 지점 u_0 은 다음과 같은 식으로 나타낸다.

$$\begin{aligned} u_0 &= |p| \sin(\alpha_{opt} \frac{\pi}{2}) \\ &= (f_c s - \frac{\tau}{s}) \sin(\alpha_{opt} \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (3.13)$$

여기서 신호 $s_{up}(t)$ 는 심볼 동기화가 수행된 상태라 가정하므로, $\tau = 0$ 을 식 (3.13)에 대입하면 다음과 같이 나타난다.

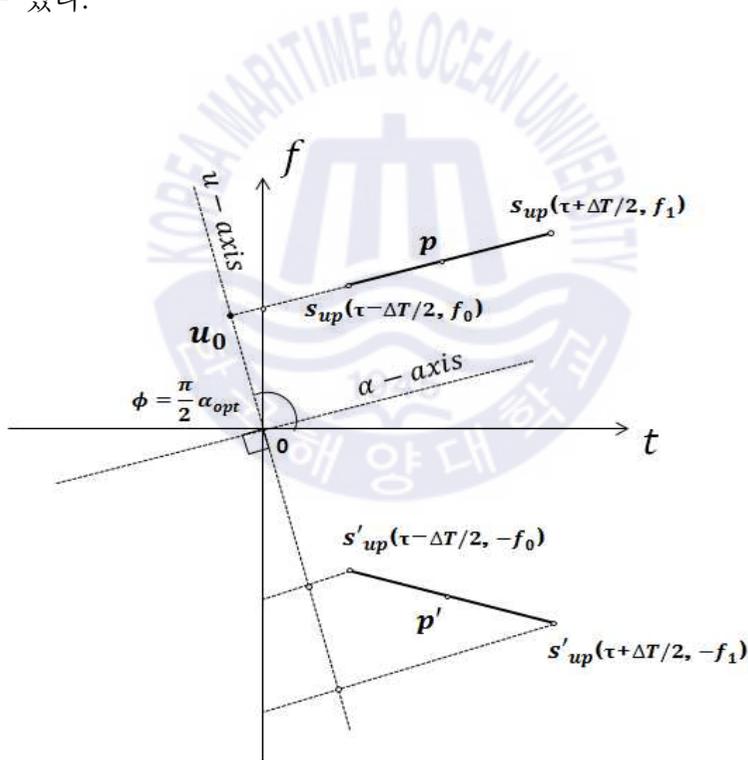
$$u_0 = (f_c s) \sin(\alpha_{opt} \frac{\pi}{2}) \quad (3.14)$$

음의 주파수는 주파수 영역에서 양의 주파수에 대한 복소수 형태로 존재한다. 다시 말해 양의 주파수와 음의 주파수는 크기가 같고 위상이 반전되어 있으며 나이퀴스트 주파수를 기준으로 대칭으로 나타난다. 그림 3.4 (a)에서 상향 처프 신호에 대한 FrFT 과정을 보여준다. 여기서 FrFT 스펙트럼은 음의 주파수 영역에서 넓은 구간으로 퍼져 나타난다. 그림 3.4 (b)에서 하향 처프 신호에 대한 FrFT 과정을 보여주고, 최적 변환 지점 u_1 에서 스펙트럼 밀도가 모이는 것을 알 수 있다. FrFT 수신기는 이와 같이 처프 신호의 기울기 상태에 따라 변화하는 스펙트럼 차이를 이용하여 변조 상태를 구분 할 수 있다. 하향 처프 신호에 관한 최적 변환 지점 u_1

은 다음과 같이 표현된다.

$$u_1 = (-f_c s) \sin(\alpha_{opt} \frac{\pi}{2}) = -u_0 \quad (3.15)$$

여기서 $-f_c$ 는 하향 처프 신호 $s'_{down}(t)$ 의 음의 중심 주파수를 의미한다. 식 (3.14)와 식 (3.15)를 비교하면, 같은 변환 차수를 가지는 두 처프 신호는 FrFT 결과로 u 축에서 반대의 부호지만 같은 크기의 값을 가지는 것을 알 수 있다.



(a)

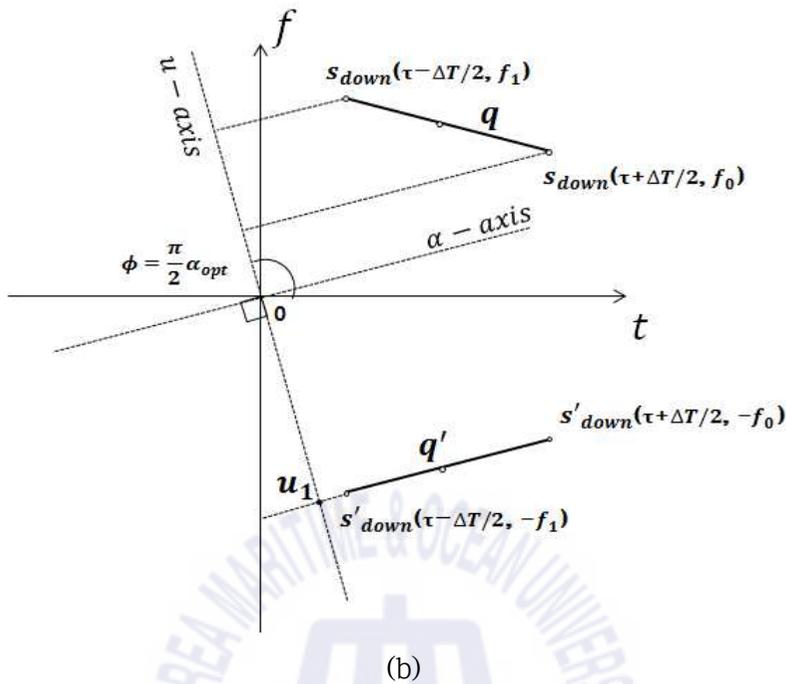


그림 3.4 처프 신호에 대한 FrFT 개념
 (a) 상향 처프 신호, (b) 하향 처프 신호
 Fig. 3.4 FrFT concept for chirp signal,
 (a) up-chirp, (b) down-chirp

예를 들어, 그림 3.5는 상향 처프 신호와 하향 처프 신호에 대한 FrFT 스펙트럼을 비교하여 보여준다. 두 처프 신호는 0.5 초의 동일한 길이를 가지며 10 kHz의 샘플링 주파수와 1 ~ 2 kHz의 대역폭 사이에서 변화한다. 여기서 최적 변환 차수 $\alpha_{opt} = 0.9365$ 이고 중심 주파수 f_c 는 1.5 kHz 이므로, 식 (3.14)에 의해 최적 변환 지점 u_0 는 745 의 값을 구할 수 있다. 그림 3.5 (a)에서 스펙트럼 밀도가 최적 변환 지점에서 모이는 것을 볼 수 있다.

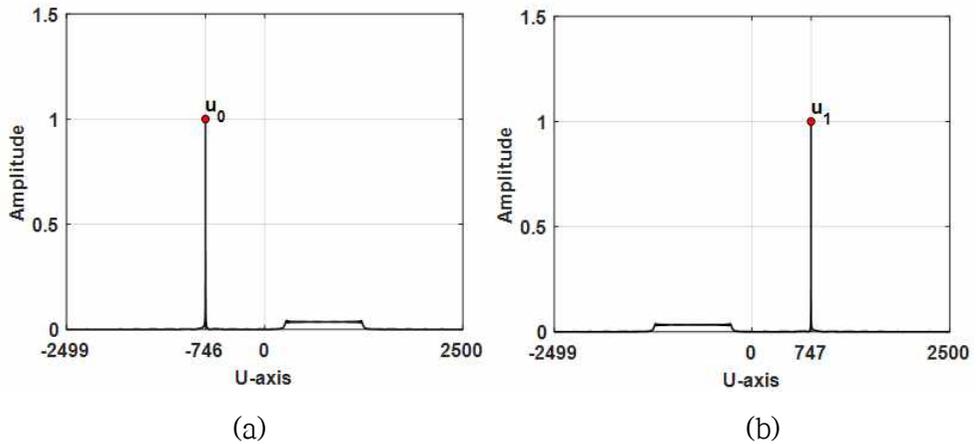


그림 3.5 FrFT 스펙트럼,
 (a) 상향 처프, (b) 하향 처프

Fig. 3.5 FrFT spectrum,
 (a) up-chirp, (b) down-chirp

반면, 그림 3.6은 DFT로 처리한 스펙트럼을 보여준다. DFT는 처프 신호의 대역폭과 주파수의 레벨에 대해서 알 수 있지만, 상향 기울기와 하향 기울기를 구분하기에는 어려움이 있다. 이를 해결하기 위해서 짧은 시간마다 DFT를 취하는 STDFT(short-time DFT) 기법이 있다. 하지만 처프을 구하기 위해서는 높은 해상도의 많은 연산이 필요로 하고, 이를 취합하는 과정이 비효율적이다. 따라서 처프 신호를 분석함에 있어 STDFT는 적합하지 못하다고 할 수 있다.

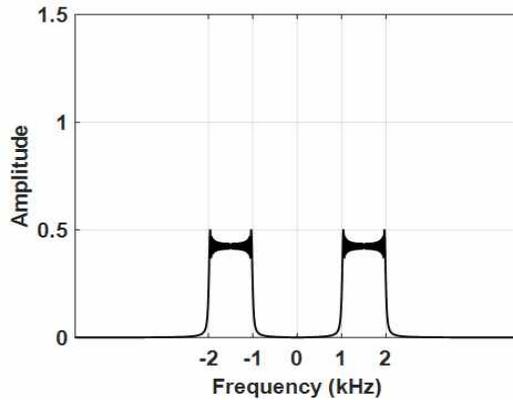


그림 3.6 DFT 스펙트럼

Fig. 3.6 DFT spectrum

최적 변환 지점은 중심 주파수에 따라 값이 변화한다. 이를 이용하여 기울기가 같은 복수 개의 처프 신호를 구분할 수 있다. 그림 3.7은 복수 개의 처프 신호에 대한 FrFT 스펙트럼을 보여준다. 두 처프 신호는 동일한 상향 기울기를 가졌으며 각 대역폭은 1 ~ 2 kHz 와 3 ~ 4 kHz로 설계되었다. 스펙트럼은 각 u_{f1} 과 u_{f2} 에서 형성되었으며, 값의 차이는 1000에 가깝다. 다시 말해 최적 변환 지점의 차이는 주파수 간격과 등가이며, 스펙트럼의 이득에는 차이가 없다. 이러한 특징은 주파수 도약 방식에 적용될 수 있다. 주파수 간격을 f_{wd} 라고 할 때, 도약 중심 주파수를 f_{hn} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$f_{hn} = f_c + m f_{wd} \quad (3.15)$$

중심 주파수 f_c 대신 도약 중심 주파수 f_{hn} 을 고려하면 식 (3.14)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 u_{hn} &= (f_{hn}s)\sin(\alpha_{opt}\frac{\pi}{2}) \\
 &= [(f_c + mf_{wd})s]\sin(\alpha_{opt}\frac{\pi}{2}) \\
 &= u_0 + (mf_{wd}s)\sin(\alpha_{opt}\frac{\pi}{2})
 \end{aligned}
 \tag{3.16}$$

식 (3.16)으로 부터 동일한 기울기를 가진 처프 신호는 최적 변환 지점의 차이를 통해 구분 가능함을 알 수 있다. 이를 이용하여 FrFT 수신기는 최적 변환 지점들의 조합으로 맵(map)을 구성하고, 수신된 신호에 대한 FrFT의 결과를 디-매핑(de-mapping)하여 복조를 수행한다.

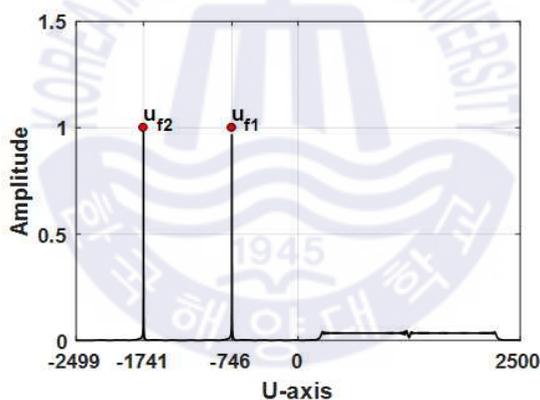


그림 3.7 여러 처프 신호에 대한 FrFT 스펙트럼
 Fig. 3.7 FrFT spectrum for multiple chirp signal

3.4 심볼 동기화를 위한 재귀 동기 보정 기법

실제로 실험을 수행함에 있어서 송신기나 수신기는 해류와 바람 등과 같은 여러 원인들로 인해 완전한 고정은 매우 어렵다. 센서는 시간에 따라 무작위로 움직이며 이러한 움직임은 도플러 효과에 의한 확산을 야기시키기도 한다. 수신기로 들어오는 신호는 송신기와의 상대적인 움직임으로 인해 전송 시간과 수신 시간간의 차이가 생기게 된다. 이를 도플러 효과라고 하며, 수신 신호의 압축 또는 팽창을 일으키게 된다. 제안된 FrFT 수신기는 이동하는 수중채널환경 속에서도 처프 신호의 추정이 가능하지만, 도플러 효과에 의해 지속적인 압축 또는 팽창의 영향을 받게 되면 초기 동기화가 수행되더라도 뒤로 갈수록 동기가 무너지게 된다.

본 논문에서는 FrFT로 추정한 처프 신호를 이용하여 수신 신호와 추정 신호의 상관 특성을 구하고, 이를 통해 심볼 간의 동기를 보정한다. 제안된 방법에 대한 블록도는 다음과 같다.

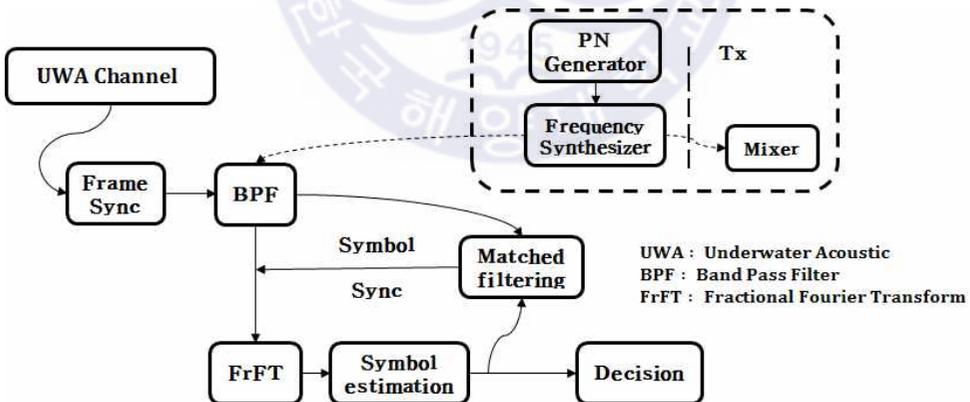


그림 3.8 FrFT 수신기에서의 심볼 동기화 구조

Fig. 3.8 Structure of symbol synchronization in FrFT receiver

송신단에서 도약 정보를 생성하여 주파수를 도약시키고, 수신단에서 도약 정보를 통해 대역 통과 필터를 통과시켜 관심 범위 외의 신호는 무시

한다. FrFT 수신기를 통해 처프 신호를 추정하고, 입력된 신호와의 정합 필터를 통과시켜 압축 또는 팽창에 의해 망가진 심볼 간의 동기를 보정한다.



제 4 장 모의실험 및 호수실험 결과 분석

제안한 방법의 성능을 확인하기 위해 실제 해양에서 측정된 음속 분포를 미국 스크립스 해양연구소가 개발하여 공개한 벨합(bellhop) 기반 수중 채널 모델링 프로그램인 VirTEX(virtual time series experiment) 수중 채널 모델링 시뮬레이터에 적용하여 수중 채널을 생성하고, 이를 바탕으로 모의실험을 수행하였다[27]. 또한 노르웨이 국방 연구소(FFI)에서 개발한 수중 채널 소프트웨어인 Watermark를 이용하여 모의실험을 수행하였다. Watermark는 실제 해양에서 수집한 정보를 바탕으로 시간에 따라 변화하는 채널 모델링을 수행하는 시뮬레이터이다.

실제 환경에서 성능을 고찰하기 위하여 2018년 5월 경상북도 문경시 경천호수에서 실제 데이터를 획득하였다. 이를 이용하여 제안한 방법의 성능을 비교·분석하였다.

4.1 모의실험 결과

모의실험 환경은 그림과 같이 2010년 5월 동해에서 획득한 음속 분포 정보를 적용하였다. 이때 해수면은 평탄하고, 해저면은 송신기 수심 30 m에서 수신기 수심 40 m로 경사진 환경이라 가정하였다. 수신기의 위치는 수심 30 m에 배치하였고, 송신기는 수심 5 m에 위치하여 이동한다고 가정하였다. 송수신기간의 거리는 300 m부터 200 m까지 직선 방향으로 약 12 knot(약 6.25 m/s)의 속도로 이동한 다음, 반대 방향으로 200 m부터 300 m까지 같은 속도로 변화한다고 가정하였다.

음원신호는 주파수 도약 방식을 사용한 CSK 변조 신호이며, 비트 전송

률은 100 bps, 변조 주파수 및 샘플링 주파수는 각각 16, 192 kHz를 사용하였다. 혼련구간 사이에는 지연으로 인한 왜곡을 피하기 위해 1초의 무음 구간을 두었다. 또한 초기 동기화를 위하여 신호의 앞, 뒤로 LFM 신호를 장치하였다. 모의실험을 위한 매개변수는 표 4.1과 같이 정하였다.

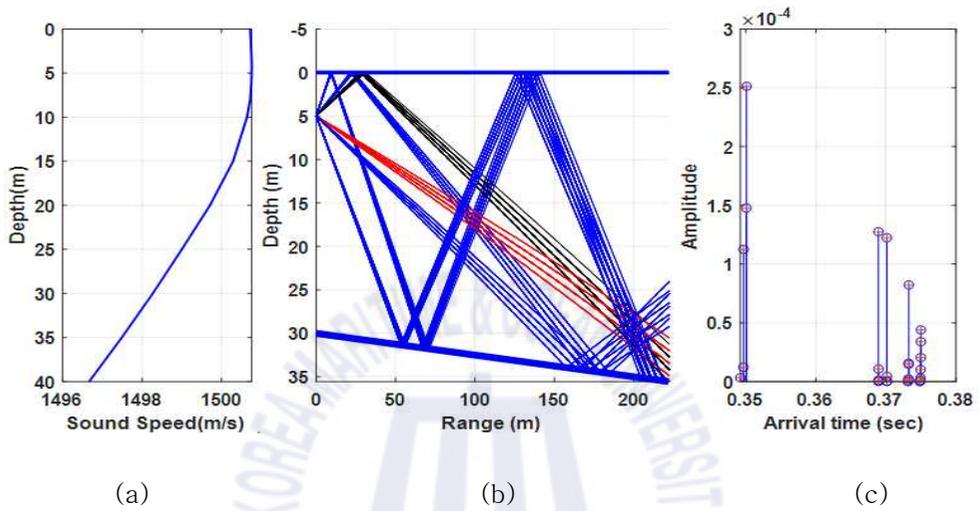


그림 4.1 모의실험 채널 특성,

(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
Packet structure		Modulation	FHSS-CSK
		Data length	1,080 symbols
		Data rate	100 bps
		Center frequency	16 kHz
		Total bandwidth	10 kHz
		Hopping frequency	8 hopping frequency
		Training sequence length	512 symbols

그림 4.2(a)는 종단의 LFM 신호에 대한 정합 필터 결과 값을 모의실험에 의해 다가오는 경우의 수신 신호와 이상적인 신호에 대해 겹쳐 표현한 것이다. 보이는 바와 같이 상대적인 움직임으로 인해 도플러 주파수가 발생하였으며, 이로 인하여 초기 동기를 맞추었음에도 불구하고 뒤쪽으로 갈수록 신호가 압축됨을 알 수 있다. 압축에 의한 동기 오차는 약 56 ms 이었으며 100 bps 의 전송률로 가정했을 때 대략 5~6 심볼 정도의 차이를 보였다. 반면, 그림 4.2(b)의 경우는 멀어지는 경우를 나타내고 있으며 수신 신호와 이상적인 신호를 겹쳐 표현한 것이다. 멀어지고 있는 경우에는 도플러로 인한 신호의 팽창이 이루어진다. 팽창에 의한 오차는 약 55 ms 이었으며 마찬가지로 100 bps 의 전송률로 가정했을 때 대략 5~6 심볼 정도의 차이를 보였다.

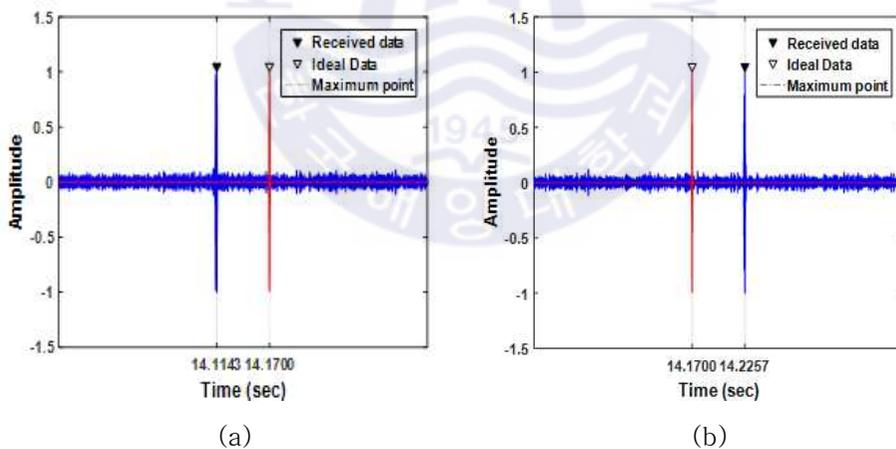


그림 4.2 LFM 신호에 대한 정합필터 결과
 (a) 다가올 때, (b) 멀어질 때
 Fig. 4.2 Matched filtering output for LFM signal,
 (a) The approach, (b) The retreat

표 4.2에는 심볼 동기 유무에 따른 비트 오류율을 SNR에 따라 표기하였다. 신호의 압축·팽창에 의해 심볼 동기에 오차가 발생하여 동기화가 이루어지지 못한 경우에는 큰 오류를 나타내었으나 심볼 동기화를 수행한 경우에는 오류율이 크게 낮아졌다. 모의실험 결과를 통해 제안된 방법이 다중 경로에 의한 지연과 도플러에 의한 오염에도 신뢰성 있는 통신이 가능함을 보여주고 있다.

Table 4.2 Uncoded bit error rate in the simulation

SNR (dB)	Conventional method	Proposed method
15	0.49	0.000
10	0.48	0.002
5	0.49	0.004
0	0.48	0.050

노르웨이 국방연구소인 FFI가 제시한 Watermark는 수중음향통신의 물리적 계층 구조에 대한 기준으로써 통용되고 있다. 이 시뮬레이터에는 5가지의 각기 다른 채널 특성을 포함하고 있으며, 그중 노르웨이 해역에서 수집된 채널 NCS1을 사용하였다. 이 채널은 넓은 대역에 걸쳐 도플러 확산을 포함하고 있는 것이 특징이다. 다른 자세한 내용은 참고문헌 [28]에서 보여준다. 그림 4.3은 모의실험을 총 60회 수행한 결과를 보여준다. 비트 오류율은 심볼 동기화를 수행한 경우 대략 0.07에 가까운 성능을 보여주었다.

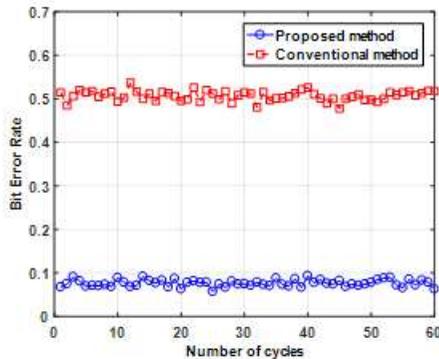


그림 4.3 Watermark 벤치마크 모델 모의실험 결과

Fig. 4.3 Simulation result of Watermark benchmark model

4.2 호수실험 결과

2018년 5월 경상북도 문경에 위치한 경천호수에서 실험을 수행하였다. 실험 환경은 그림 4.4와 같이 송신부가 위치한 수심은 약 30 m, 수신부가 위치한 수심은 약 40 m로 관측되었다. 송신기는 보트에 장치되어 일정 구간 사이를 무작위로 곡선 주행하였다. 이때 보트는 약 2 knot(1 m/s)와 4 knot(2 m/s)의 속도로 움직였으며, 다른 조건은 앞의 모의실험과 같게 하였다. 송신기는 한번 기동하는 동안 일정 간격을 두고 6번 반복되어 송신한다. 송신기와 수신기는 Neptune D/17/BB 모델과 B&K 8106 모델이 사용되었으며, 각각 5, 30 m의 수심에 위치시켰다. 다만, 장치된 송신기의 위치는 기동을 고려하여 정지 상태에서 8 m로 위치시켰다.

통신 신호를 전송하기 전에 채널 전달 특성을 추정하였다. 선형 주파수 변조 신호를 반복적으로 송수신하여 채널 응답특성을 추정하였다. 또한 기동하는 보트로 인하여 발생한 도플러 주파수를 추정하기 위하여 M sequence 신호를 통한 산란함수(scattering function)을 구하였다. 그 결과 실험 당시 채널의 특성은 그림 4.5와 같이 나타났다. 직접 경로의 신호가 수신기로 도달되고 3 ms 이후 다중 경로 전달 신호가 관측되었다. 음원

이 이동함에 따라 수신 시간의 차이가 발생하여 그림 4.5(a)로부터 기울기가 생성됨을 알 수 있다. 산란함수의 결과를 통해 도플러 천이 주파수가 약 $-13 \sim -15 \text{ Hz}$ 발생한 것을 알 수 있다.

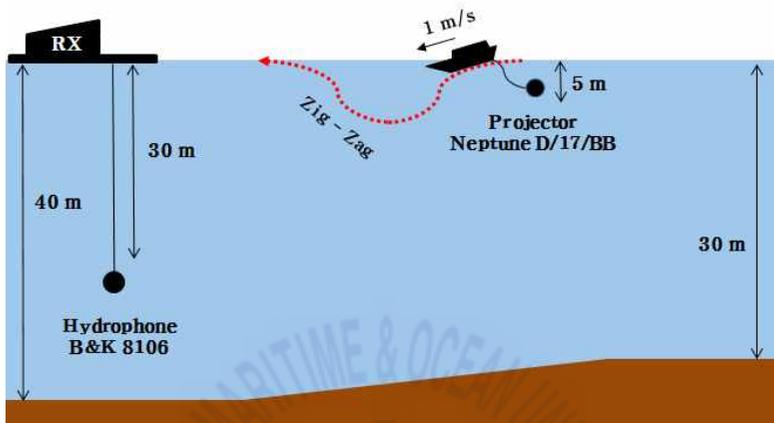
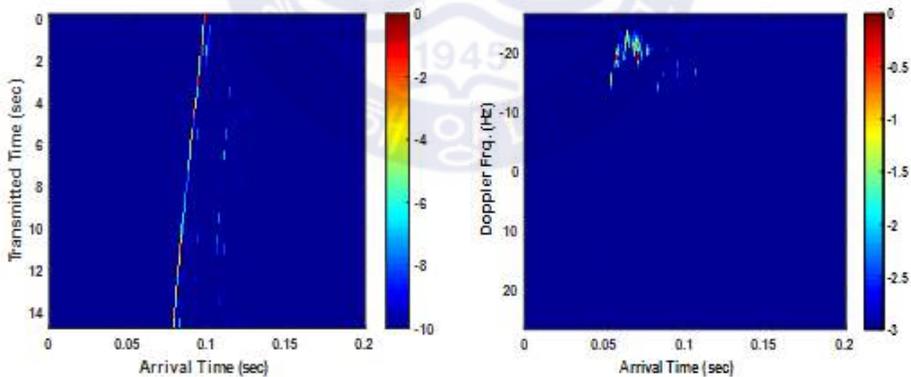


그림 4.4 호수실험 구성
Fig. 4.4 Setup for lake trial



(a) (b)
그림 4.5 수중음향 채널 특성, (a) 채널응답 특성, (b) 산란함수
Fig. 4.4 Underwater acoustic channel characteristics,
(a) channel impulse response, (b) scattering function

그림 4.6은 처프 신호를 사용한 주파수 도약 확산 스펙트럼에 대한 송신 신호와 수신 신호의 일부분을 스펙트로그램으로 표현한 것이다. 그림 4.6(a)와 그림 4.6(b)는 동일한 시간대를 표현한다. 수신 신호는 보이는 바와 같이 배경 잡음과 다중 경로에 의한 지연 등으로 오염되어 있다. 지연 확산은 인접한 신호에 간섭을 일으키게 되며 이로 인해 FrFT 수신기에 혼란을 줄 수 있다.

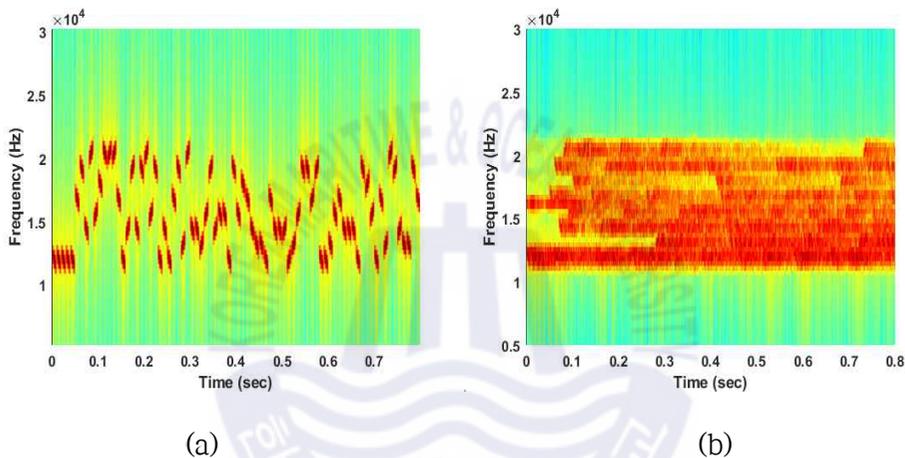


그림 4.6 처프 신호와 결합한 주파수 도약 확산 신호의 스펙트로그램,
(a) 송신 신호, (b) 수신 신호

Fig. 4.6 Spectrogram of the frequency hopping spread spectrum with chirp signal, (a) the transmitted signal, (b) the received signal

FrFT 수신기는 정보를 판별하기 위해 최적 변환 차수 α_{opt} 를 필요로 한다. 수신 신호의 최적 변환 차수는 표 4.1의 매개 변수들과 같으므로, 이를 식 (3.10)에 대입하면 $\alpha_{opt} = 0.9960$ 를 구할 수 있다. 그림 4.7과 그림 4.8은 FrFT 수신기에서 변환 차수에 따른 스펙트럼을 색으로 표현하고 있다. 두 그림은 서로 다른 주파수, 다른 시점에서 수집한 심볼이지만 동일

한 상향 처프의 상태이다. 그림 4.7에서 스펙트럼은 약간 번져있으나 최적 변환 차수에서 최댓값을 보이고 있으며 최댓값을 가지는 지점을 추정 지점이라 한다. 추정 지점은 u 축에서 약 -280 을 나타내고 있으므로, 식 (3.14)를 이용하여 ‘약 14 kHz 의 주파수에서 상향 처프를 갖는 심볼’ 이라 추정이 가능하다. 반면, 그림 4.8(a)는 그림 4.7과 동일한 상향 처프 신호임에도 불구하고 하향 처프로 잘못 추정된 시점에서의 누적 스펙트럼을 보여준다. 이 경우, 최적 변환 지점에서 스펙트럼이 밀집되지 못하고 오히려 잡음과 잔향에 의한 지연 확산 등으로 하향 지점에서 스펙트럼이 강하게 형성되어 오류가 발생하였다. 그림 4.8(b)는 해당 시점에 대한 이상 심볼 스펙트럼을 보여준다. 이와 같은 방법으로 FrFT 수신기를 이용하여 수신 과정 및 오류의 원인에 대해 분석하는 것이 가능하다.

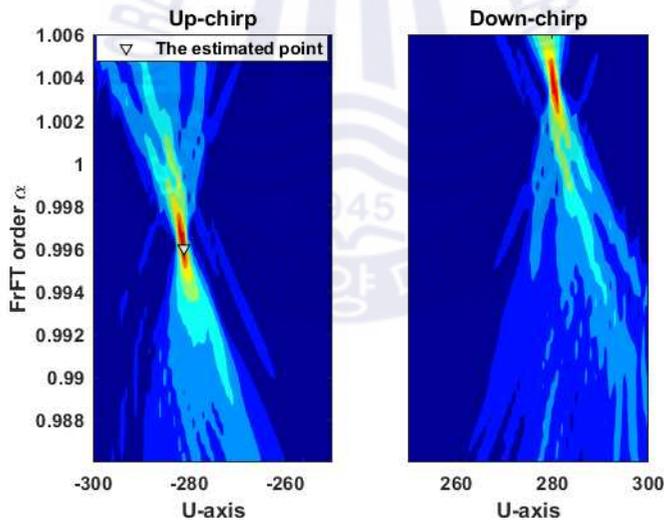


그림 4.7 올바른 추정 심볼에서 변환 차수에 따른 FrFT 스펙트럼 색 농도

Fig. 4.7 Color density of FrFT spectrum according to transform order at correct estimated symbol

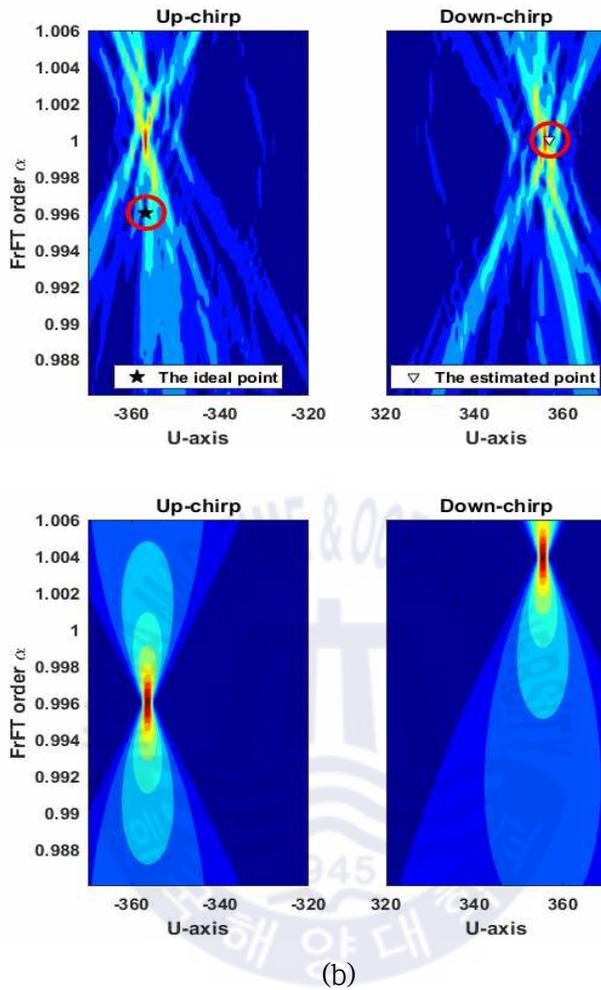


그림 4.8 잘못된 추정 심볼에서의 변환 차수에 따른

FrFT 스펙트럼 색 농도

(a) 수신 심볼에 대한 스펙트럼, (b) 이상 심볼에 대한 스펙트럼

Fig. 4.8 Color density of FrFT spectrum according to transform order at incorrect estimated symbol,

(a) the spectrum of received symbol, (b) the spectrum of ideal symbol

표 4.3과 표 4.4는 각각 2 *knot*와 4 *knot*에 대한 결과를 표현하고 있으며, 호수실험을 통해 획득한 수신 신호를 복조하여 구한 평균 비트 오류율의 결과 값이다. 신호에는 채널 부호화 기법이 적용되지 않았으며 심볼 동기화의 유무에 따라 결과를 비교하여 나타내고 있다.

실험의 결과에서 심볼 동기화의 유무에 따라 성능이 큰 폭으로 변화하는 것을 알 수 가 있다. 여기서 2 *knot*의 경우, 당시 비교적 기상 상태가 좋지 않은 상황에서 실험이 되어 몇몇의 결과가 4 *knot*보다 성능이 떨어지는 모습을 보이고 있다. 그럼에도 불구하고 전체적으로 FEC(forward error correction) 한계인 10% 미만의 비트 오류율 성능을 보이며 제안한 방법이 이동성을 가진 시변 수중음향 채널에서도 강인한 통신이 가능한 것을 보였다.

Table 4.3 Experimental results at 2 knot.

trial	Conventional method	Proposed method
1	0.23	0.09
2	0.24	0.09
3	0.28	0.001
4	0.12	0.09
5	0.22	0.11
6	0.09	0.01

Table 4.4 Experimental results at 4 knot.

trial	Conventional method	Proposed method
1	0.17	0.04
2	0.26	0.05

제 5 장 결 론

수중음향 채널 환경은 수심에 따른 수온 분포, 염분 및 수압에 따라 음파의 전달 속도가 다르고, 해수면, 해저면과 여러 장애물에 의한 다중 경로 전달 특성을 가진다. 또한 송·수신기는 파고와 해류 등에 의해 끊임없이 흔들리며 완전한 고정은 불가능에 가깝다. 이와 같은 작은 움직임에도 도플러 효과의 영향은 크게 나타나며 이는 수중음향 채널의 시변동성을 증가시킴과 동시에 신호의 시간 영역 상관도를 감소시키고 실질 전송 효율을 떨어뜨린다.

처프 신호는 선형 주파수 변조와 같은 의미를 지니며, 주파수의 기울기가 일정함을 의미한다. FrFT는 처프 신호가 가진 주파수의 기울기 특성을 이용하여 처프 신호 이외의 신호들을 잡음 성분으로 취급한다. 본 논문에서는 시변동성을 갖는 수중음향통신 채널과 이동성으로 인한 도플러 천이 환경에서도 정보의 탈취를 막고자 처프 신호와 결합한 주파수 도약확산 스펙트럼을 구현하고, 처프 신호의 수신 방식으로 기존의 상관기를 이용한 방법이 아닌 FrFT 수신기를 통한 정보의 판별을 제안하였다. FrFT 수신기는 상관기 수신 방식과 비등한 성능을 지녔으며, 중심 주파수가 무작위로 도약하는 처프 신호의 복조에 아무런 무리가 없음을 검증하기 위해 모의실험과 호수실험을 수행하였다. 또한 말단에 상관 비교기를 추가하여 도플러 천이로 인해 발생한 심볼 간의 동기 오차를 보정하였으며, 심볼 동기화의 유무에 따른 통신 성능을 비교하여 나타냄으로써 제안한 방법이 강인한 통신 성능을 지니고 있음을 보였다. 첫 번째 모의실험은 이동환경에서 SNR에 따른 성능 변화를 비교한 것으로써 제안한 FrFT 수신기를 이용한 복조 방식으로 심볼 동기화의 유무에 따라 비트 오류 성능을 나타내

었다. 심볼 동기화가 수행되었을 때 1% 미만의 우수한 성능을 보였으며, 심볼 동기화를 수행하지 않은 신호와 비교하여 월등한 성능 차이를 보였다. 두 번째 모의실험은 실제 노르웨이 해역에서 수집한 채널 페이딩을 신호에 적용한 것으로써 마찬가지로 심볼 동기화의 유무에 따라 60번을 반복하였고, 동기 오차가 존재할 때 50 %에 가까운 BER을 나타내며 복조가 거의 안됐지만, 동기 오차를 보정한 경우에 평균 7%의 BER을 보이며 우수한 성능을 보였다. 이를 통해 제안된 방법은 동기가 정확할 경우, 다중 경로에 의한 지연 확산과 배경 잡음, 도플러 천이 환경에서도 신호의 특성을 잃지 않고 복조가 가능한 것을 확인할 수 있었다. 호수실험에서는 보트를 기동함으로써 약 $-13 \sim -15 \text{ Hz}$ 의 도플러 주파수를 발생시킬 수 있었고, 40 m의 얕은 수심으로 약 3 ms 정도의 다중 경로에 의한 지연이 이뤄졌음을 알 수 있었다. 또한 보트의 기동으로 인해 잡음의 세기가 높은 환경에서 실험이 이루어 졌다. 결과적으로 이러한 환경에서도 동기의 보정이 있을 때, 평균 10 % 미만의 BER을 보였다. 이때 BER은 채널부호화 기법이 적용되지 않았으며, 채널 부호화 기법이 적용된다면 보다 나은 성능을 기대할 수 있다. 처프 신호를 사용한 주파수 도약 확산 스펙트럼 방법은 도플러 환경이 존재하는 수중음향통신 채널에서 은밀성을 가짐과 동시에 통신의 신뢰성이 보장될 수 있다는 것을 검증하였다.

FrFT 수신 방식은 복조 성능 면에서 기존의 수신 방식과 비교하여 미비한 차이를 보일 수 있다. 하지만 향후 처프 신호를 설계함에 있어서 단일의 기울기가 아닌 복수 개의 기울기를 이용하여 보다 복잡한 패턴을 가지는 방법을 효율적으로 구분할 수 있으므로, 비교적 단순로운 구조를 가졌던 주파수 도약 확산 스펙트럼의 기법에도 은밀성 향상의 여지를 보이는 새로운 방향성을 제시할 수 있을 것으로 기대된다.

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.38, no.3, pp.303-310, 2013.
- [6] R. Diamant and L. Lampe, "Low probability of detection for underwater acoustic communication: a review," *IEEE Access*, vol. 6, pp.19099-19112, 2018.
- [7] T.C. Yang and W.B. Yang, "Performance analysis of direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communications with low signal-to-noise-ratio input signals," *J. Acoust. Soc. Am*, vol.123, no.2, pp.842-855, 2008.
- [8] T.C. Yang and W.B. 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.

- [9] J. Ling, H. He, J. Li, W. Roberts and P. Stoica, "Covert underwater acoustic communications," *J. Acoust. Soc. Am*, vol.128, no.5, pp.2898-2909, 2010.
- [10] M. Stojanovic, J.G. Proakis, J.A. Rice and M.D. Green, "Spread spectrum underwater acoustic telemetry," *Proc. MTS/OCEANS*, vol.2, pp.650-654, 1998.
- [11] L. Freitag, M. Stojanovic, S. Singh, and M. Johnson, "Analysis of channel effects on direct-sequence and frequency-hopped spread-spectrum acoustic communication," *IEEE J. Oceanic Eng*, vol.26, no.4, pp.586-593, 2001.
- [12] W.B. Yang and T.C. Yang, "High-frequency FH-FSK underwater acoustic communications : the environmental effect and signal processing," *Proc. High Frequency Ocean Acoustics Conference*, vol.728, no.1, pp.106-113, 2004.
- [13] C.E. Cook, "Linear FM signal formats for beacon and communication systems," *IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems*, vol.AES-10, no.4, pp.471-478, 1974.
- [14] L. Marchetti and R. Reggiannini, "An efficient receiver structure for sweep-spread-carrier underwater acoustic links," *IEEE J. Oceanic Eng*, vol.41, no.2, pp.440-449, 2016.
- [15] H.M. Ozaktas, O. Arikan, M.A. Kutay, and G. Bozdagi, "Digital computation of the fractional Fourier transform," *IEEE Trans. Signal Proc*, vol.44, no.9, pp.2141-2150, 1996.
- [16] S.C. Pei and J.J. Ding, "Closed-form discrete fractional and affine Fourier transforms," *IEEE Trans. Signal Proc*, vol.48, no.5, pp.1338-1353, 2000.
- [17] A. Kaya and S. Yauchi, "An acoustic communication system for subsea robot," *MTS/IEEE Oceanic Eng. Conf.*, pp.765-770, Sept. 1989.
- [18] F. B. Jensen, *Computational Ocean Acoustics*, Springer, 1994.
- [19] L. Brekhovskikh and Y. Lysanov, *Fundamentals of Ocean Acoustics*, Springer, 1982.
- [20] R.J. Urick., *Principles of underwater sound*, McGraw-Hill, 1983.

- [21] P.E. Etter, *Underwater Acoustic Modeling and Simulation. 3rd Edition*, Spon Press, 2003.
- [22] 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., Am.*, vol.106, pp.3189–3200, 1999.
- [23] E.J. Kaminsky and L. Simanjuntak, “Chirp slope keying for underwater communications,” *Int. Soc. for Opt. Eng.*, vol.5778, no.2, pp.894–905, 2005.
- [24] R.G. Plumb, “Matched filter response of a linear array with time-varying phase weights,” *IEEE Trans. Aerosp. Electr. Syst.*, vol.29, no.3m pp.1046–1050, 1993.
- [25] Z. Kaihun, C. Keyu, Y. Fei and Y. Jinwang, “Chirp FSK based on FRFT for underwater acoustic communication,” *IEEE Int. Conf. on Elec. Inf. and Emer. Comm*, Macau, China, pp.49–52, 2017.
- [26] X. Tu, X. Xu, Z. Zou, L. Yang and J. Wu, “Fractional Fourier domain hopped communication method based on chirp modulation for underwater acoustic channels,” *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.28, no.3, pp.449–456, 2017.
- [27] J.S. Kim, H.C. Song and W.S. Hodgkiss, “Virtual time series experiment (VIRTEX) simulation tool for underwater acoustic communications,” *J. Acoust. Soc. Am.*, vol.126, no.4, pp. 2174–3647, 2009.
- [28] FFI. Available online: <https://www.ffi.no/en/research/watermark> (accessed on 28 Sep. 2018).