

## 부 대역을 이용한 수중 음향 통신 송수신 구조 및 실험 결과 분석

정현우\*, 신지은\*, 정지원\*\*

### Analysis of Transceiver Structure and Experimental Results of Underwater Acoustic Communication Using the Sub-band

Hyun-Woo Jeong\*, Ji-Eun Shin\*, Ji-Won Jung\*\*

**요약** 본 논문에서는 부 대역 처리를 이용하는 수중 통신에서 은밀성과 성능 향상 관점에서 효율적인 송수신 구조를 제시하였다. 은밀성적인 측면에서는 암호화된 부호화 비트를 블록으로 나누어 각 비트의 정보를 이용하여 중심 주파수와 부 대역을 결정하므로 은밀성을 유지하는 측면에서 효과적이다. 수중 통신에서 성능적인 측면에서는 다중 경로 특성, 도플러 확산, 프레임 동기 등이 성능에 영향을 미치는 결정적인 요소이다. 따라서 본 논문에서는 이러한 요소들을 극복하기 위해, 비동기 에너지 검출 방식과 터보 등화 기법, 그리고 최적의 프레임 동기 방식을 제안하여 수신부에 적용하였다. 호수 실험에서 최적의 프레임 동기 방식을 수신부에 적용한 결과 다섯 개의 프레임 중에서 네 개의 프레임에서 오류를 모두 정정함을 확인하였다.

**Abstract** This paper presented efficient transceiver structure using sub-band processing for underwater communication in terms of covertness and performance improvement. In aspect of covertness, encrypted coded-bits are divided into groups, and center frequency and sub band are determined by coded-bits of each group. Therefore, as center frequencies are changed randomly, it maintain the covertness effectively. In aspect of performance improvement, the performance of underwater communication mainly depends on multi-path propagation characteristics, Doppler-spread, and frame synchronization. Accordingly, in order to overcome these effects, non-coherent energy detector and turbo equalization method are employed in receiver side. Furthermore, optimal frame synchronization was proposed. Through the simulation and lake experiment, performance analysis was conducted. Especially in the lake experiment, as a result of applying optimal frame synchronization method to receiver structure, errors are corrected in most frames.

**Key Words** : Doppler effect, Frame synchronization, Sub-band processing, Turbo code, Turbo Equalizer, Underwater acoustic communication

#### 1. 서론

수중에서는 해수면의 변화, 수심에 따른 음속 구조, 전송 거리, 해저 지형 등으로 인한 다양한 특성 때문에 음파가 전달되는 형태가 복잡하고, 수중음향 통신의 성능 저하를 일으킨다.[1]. 이러한 수중음향 통신 환경에서 해저, 해수면, 수심 등의 시공간 변화

에 의해 다중 경로 전달 특성이나 도플러 확산이 성능에 영향을 미치므로 시스템 설계 시 이를 극복할 수 있는 채널 부호화 및 변·복조 기술은 성능을 좌우하는 아주 중요한 기술들이다[2]. 또 다른 수중 통신에서 고려해야 할 사항은 은밀성이다. 은밀 수중 통신 시스템은 송신 신호가 의도된 수신기 외에

This work was supported by the Agency for Defense Development, South Korea, under Grant UD200010DD

\*\*Corresponding Author : Department of Radio Communication Engineering, Korea Maritime and Ocean University (jwjung@kmou.ac.kr)

Received November 25, 2020

Revised December 02, 2020

Accepted December 03, 2020

는 다른 수신기에 의해 감청되지 않기 위해 설계된 통신 시스템으로 은밀성을 유지하기 위해 수신기 주변 위치에서의 송신음향 준위를 주변 배경소음 이하로 낮추어 피탐지 확률을 감소시키고, 외부로부터의 간섭을 최소화하는데 목적이 있다[3]. 은밀 통신 시스템의 특징은 대표적인 통신 방식으로 대역확산 통신기법을 적용하고 있다 [4][5]. 대역확산 통신 기법은 송수신자가 서로 알고 있는 프리엠블 비트를 이용하여 송신하는데 이는 대역폭이 낮은 음향 신호에 있어서 적용하는데 어려움이 있다. 따라서 본 논문에서는 은밀성과 성능 향상을 위해 다음 두 가지 방안을 고려한다. 첫째, 은밀성을 유지하기 위해 정보 비트를 송수신 간에 알고 있는 암호화 키를 이용하여 암호화 시킨 후, 이를 부 대역을 이용하여 M-ary FSK(M-ary Frequency Shift Keying) 변조 방식[6]을 활용하는 방법을 제안한다. 둘째, 성능향상을 위해서는 다음과 같은 알고리즘을 적용하였다. 부호화를 1/3을 가지는 터보 부호화를 적용하였으며[7], 수신단에서는 등화기와 터보 복호기의 전체 반복으로 인하여 성능을 향상시키는 터보 등화기의 구조를 적용하였다. 마지막으로 성능 향상을 위해서 패킷동기가 굉장히 중요한 요소이다. 프레임의 시작점을 찾는 프레임 동기 획득 지점에 따라 성능에 영향을 주는 것으로 파악되어 세 가지 타입의 프레임 동기 알고리즘을 적용하였으며 이를 시뮬레이션 시 적용된 파라미터를 이용하여 문경에서 호수 실험을 하였으며, 대부분의 패킷이 오류가 정정됨을 알 수 있다.

## 2. 부 대역 송수신 모델 및 알고리즘

기존의 M-ary FSK 방식은 M개의 주파수를 이용하여  $k(M=2^k)$ 비트 씩 주파수를 할당하여 전송하는 방식이다. M-ary FSK 변조 방식에서 부호화 비트에 따라 변조되는 주파수가 결정되는 기존 방식과는 달리 부 대역을 이용한 FSK 변조 방식은 부호화된 비트를 블록으로 나누어 각 블록의 첫 번째 비트가 블록에 할당되어진 중심주파수를 결정하며 그 다음 비

트들이 각 중심 주파수의 부 대역 주파수를 결정하는 구조이다. 그림 1은 부 대역 송수신 구조를 나타낸다. 송신부에서 K 개의 비트가 암호화 키를 이용하여 암호화 한다. 이렇게 함으로써 전송하는 비트에 따라 각 중심 주파수가 암호화 키에 의해 랜덤하게 변하므로 은밀성을 유지할 수 있다.

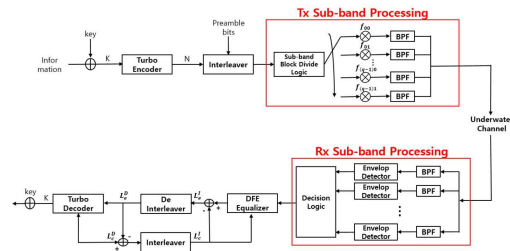


그림 1. 부 대역 송수신 구조  
 Fig. 1. The structure of sub-band transceiver model

암호화된 비트열은 채널 부호화를 통과한 후 N개의 부호화 비트가 생성되며, 반복 부호화기를 통과한 신호는 군집 오류(burst error)를 산발 오류(random error)로 바꾸기 위한 인터리버를 거친다 [8]. 인터리버를 거친 후에 동기 획득을 위한 n개의 프리엠블 비트인  $\{p_0, p_1, \dots, p_{n-1}\}$ 와 N개의 부호화된 비트  $\{c_0, c_1, \dots, c_{N-1}\}$ 로 구성된  $N+n$ 개의 하나의 패킷 데이터의 비트 열은 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$D = \{p_0, p_1, \dots, p_{n-1}, c_0, c_1, \dots, c_{N-1}\} \dots \dots \dots (1)$$

$$= \{d_0, d_1, d_2 \dots, d_{N+n-1}\}$$

그림 1의 sub-band block divide logic 블록에서는 패킷 데이터의 비트 열 D를 sub-band processing을 하기 위해 식(2)과 같이 패킷 데이터의 비트열을 m개의 비트열을 하나의 그룹으로 할당하여 전체 M개의 그룹으로 할당한다. M개의 그룹으로 할당된 비트열을 S라 하면 아래 식과 같다.

$$S = \left\{ (d_0, d_1, \dots, d_{m-1}), (d_m, d_{m+1}, \dots, d_{2m-1}), \dots, (d_{m \times M - m}, \dots, d_{m \times M - 1}) \right\}$$

$$= \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\} \dots\dots\dots (2)$$

여기서  $M=(N+n)/m$ 을 나타내며, 이는 그룹의 수를 나타낸다. 임의의  $k$ 시점에서 부 대역 그룹을  $s_k = \{s_{k_0}, s_{k_1}, \dots, s_{k_{m-1}}\}$ 이라 두면 아래 그림 2와 같이 주파수를 할당한다. 중심 주파수의 개수를  $q$ 이라 두면  $q$ 개의 중심 주파수 중 임의의  $i$ 번째 주파수  $f_i (i=0,1,2,\dots,q-1)$ 에서  $i$ 는 아래 식과 같다.

$$i = \sum_{j=0}^{j=m-2} 2^j s_{k_{m-2-j}} \dots\dots\dots (3)$$

즉,  $q$ 는  $s_k$ 의 마지막 비트를 제외한 상위비트의 십진수 값이다. 마지막 비트  $s_{k_{m-1}}$ 는 중심주파수에서 왼쪽 또는 오른쪽의 주파수를 선택한다. 이는 식 (3)에서와 같이 중심 주파수는  $m$ 비트 중 최하위 비트 한 비트를 제외한 비트들에 대한 십진수 값이다. 최하위 비트는 그림 2에서와 같이 중심 주파수에서 좌우를 결정하는 비트이다.

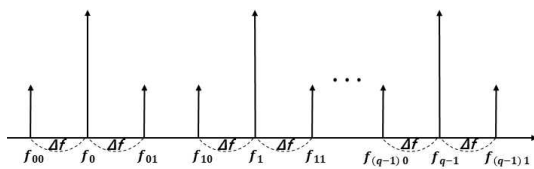


그림 2. 부 대역의 주파수 할당  
Fig. 2. Frequency division of sub-band

그림 2에서 부 대역 주파수  $f_{ij}$ 는 식 (3)의 중심 주파수  $f_i$ 에서 좌우를 결정하는 마지막 비트  $j$ 에 해당하는 주파수로 나타내었다.  $f_{00}$ 일 경우에는 중심 주파수가  $f_0$ 에서 마지막 비트가 0인 경우이다. 중심 주파수와 부 대역 주파수의 간격인  $\Delta f$ 는 송신단에서 roll-off factor를 갖는 SRRC(Square Raised Cosine Filter)를 사용하지 않고 대역 통과 필터를 적용하였으므로 데이터 속도의 두 배로 할당하였다. 이와 같은 sub-band block divide logic 블록을 통과한 후 FSK(Frequency Shift Keying) 변조된 신호는 주파수  $2q$ 개의 주파수를 갖게 되며, 각

부 대역 주파수에 대역 통과 필터(Band Pass Filter, BPF)를 통과시켜 원하는 특정 부 대역 내의 세력만 감쇠 없이 통과시키고, 나머지 주파수 세력은 감쇠시켜서 통과된 신호들을 하나의 신호로 합한 뒤 전송한다. 따라서 은밀성을 유지하기 위해 부호화된 비트를 블록으로 나누어 각 블록의 첫 번째 비트가 블록에 할당되어진 중심주파수를 결정하며 그 다음 비트들이 각 중심 주파수의 왼쪽 오른쪽을 결정하는 구조이다. 이렇게 함으로써 전송하는 비트에 따라 각 중심 주파수가 암호화 키에 의해 랜덤하게 변하므로 은밀성을 유지할 수 있다. 전송된 신호를  $u(t)$ 라 두었을 때 입력 비트에 따라  $2q$ 개의 서로 다른 주파수가 합하여 전송된다. 또한 그림 1의 수신부에서는 비동기 에너지 검출 방식(non coherent energy detection) 방식을 적용하는데, 이는 대역 통과 필터를 통과한 신호의 포락선을 이용하여 가장 큰 값을 결정하여 복조하는 방식과 그림 3과 같이 정합 필터를 이용하여 복조를 구성할 수 있다. 이러한 비동기 검파 방식과 터보 등화 기법을 같이 적용하였을 때, 이의 성능 상관관계는 아직 까지 연구되어진 바 없다. 따라서 본 논문에서는 네 가지 주파수 ( $f_{00}, f_{01}, f_{10}, f_{11}$ )를 이용하여 두 가지 방식의 복조 알고리즘을 적용하여 도플러 오프셋에 따른 성능적인 측면에서 분석한다.

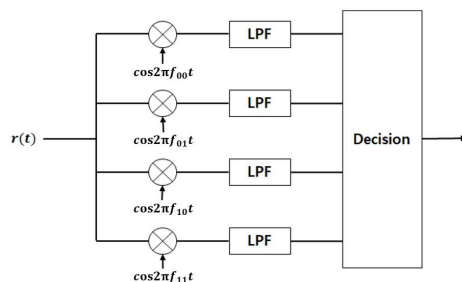


그림 3. 정합 필터 구조  
Fig. 3. Matched filter structure

그림 3에서 수신신호를  $r(t)$ 이라 하였을 때  $r(t)$ 는 식(4)로 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} u(t-l) h_l(t) + \eta(t) \dots\dots\dots (4)$$

$L$ 은 전체 다중 경로의 수를 나타내며  $l$ 은  $l$ 번째의 다중 경로를 나타낸다.  $h_l(t)$ 는  $l$ 경로에 있는 채널 응답 계수를 나타내며  $\eta(t)$ 는 가우시안 잡음을 나타낸다. 수신된 신호는 그림 1의 수신단 구조에서 각 주파수를 분할하기 위해 각 주파수 대역을 갖는 대역 통과 필터를 사용하여 각 주파수 대역에서 신호를 분리하고 난 뒤, 각각의 주파수 밴드에서 포락선 검파를 하여 최대의 값을 가지는 밴드에서의 데이터를 복조한다. 복조된 데이터 열  $\tilde{\mathbf{D}} = \{\tilde{d}_0, \tilde{d}_1, \tilde{d}_2, \dots, \tilde{d}_{N+n-1}\}$ 과 같이 나타낸다. 또한 그림 1의 수신부에서 복조된 데이터 열에서  $n$ 개의 프리엠블 데이터를 이용하여 등화기에서 다중 경로 간섭을 각 밴드에서 제거하고  $N$ 개의 부호화된 비트열을 제외한  $K$ 개의 원 데이터를 복호한다. 등화기의 출력 값  $L_c^I$ 는 결정 궤환 등화기[9]의 출력 값으로 수신 신호로부터 등화기에서 추정되어진 외부의 값이다. 복호기에서 추정되어진 외부입력 값  $L_c^D$ 는 복호신호에 대한 확률값으로써 오류를 보장하는데 사용된다. 반복을 하면서  $L_c^I$ 을 업데이트하여 오류 값을 보장하는 방법을 취하게 되는데, 반복횟수가 늘어남에 따라 업데이트 하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 비트 오류율(Bit Error Rate, BER) 성능이 향상된다. 이러한 수신부 전체를 반복하는 터보 등화 방식[10][11]은 복호된 데이터의 외부 정보를 등화기에 피드백 하는 터보 등화기를 구성함으로써 성능을 향상시킬 수 있는 방식이다.

### 3. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 표 1의 파라메타로 실행하였으며, turbo pi부호기는  $K=112$ , 부호화율  $R=1/3$ 을 사용하였다. 시뮬레이션은 2장에서 제시한 터보 반복 횟수에 대한 성능 변화와 복조 방식에 대한 Doppler 변화에 대한 성능 변화를 알아보기 위해 행하였다. 프리엠블 비트수는 128비트이며, 따라서 하나의 프레임은 프리엠블 비트수와 부호화된 비트수를 합쳐서 464비트이다. 변조방식은 각 중심 주파수를 기준으로 2-ary FSK 방식을 사용하였으며 전체적으로는 중심 주파수를

두 개로 설정하였으므로 4-ary FSK와 동일한 주파수 대역을 갖는다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터  
Table 1. Simulation parameters

Channel coding	Turbo pi code ( $K = 112, N = 336$ )
The number of preamble bits ( $n$ )	128bits
The number of bits per packet ( $N+n$ )	464bits
Modulation	2-ary FSK
The number of bits per group ( $m$ )	2
The number of groups ( $M$ )	232
The number of frequencies ( $q$ )	4
Initial center frequency	16kHz
The number of multi-path ( $l$ )	$l=3$ ( $h_1=0.6, h_2=0.3, h_3=0.1$ )
Sampling frequency ( $N_s$ )	192kHz
Data rate	1kbps

그룹 내 비트수는 2비트 이므로 주파수 개수는 4개를 사용하였다. 사용한 주파수는 16kHz, 18kHz, 20kHz, 22kHz 이고, 이는 데이터 속도가 1kbps이므로 두 배의 중심주파수를 할당하였다.

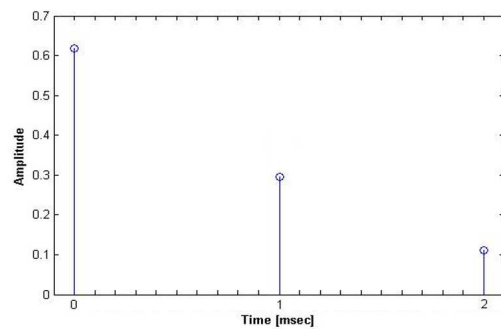


그림 4. 채널 임펄스 응답  
Fig. 4. Channel impulse response

채널의 다중경로는 그림 4와 같이 0.6, 0.3, 0.1의 값을 갖는 3개로 가정하였고, 전송율이 1kbps이므로 다중경로마다 1ms의 지연 시간을 갖도록 설정하였다.

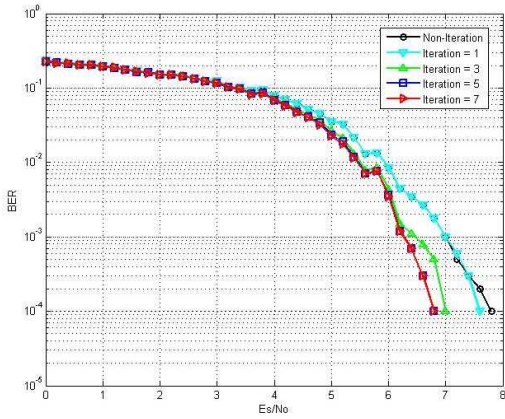


그림 5. 터보 등화기의 반복 횟수에 따른 성능 분석  
Fig. 5. Performance analysis according to the number of iterations of the turbo equalizer

그림 5는 표 1의 파라메타를 기반으로 수신단에서 터보 등화의 반복 횟수에 따른 성능 분석한 그래프이다. 그림 1의 수신부에서 복조된 데이터의 등화기와 터보 복호기를 반복적으로 동작하는 터보 등화 구조는 수신부에서 성능을 향상시키는 또 하나의 방식이다. 복조된 데이터가 오류가 발생하더라도 이를 산발적으로 분산시키는 인터리버 및 디인터리버의 동작, 복호된 데이터를 등화기의 외부정보로 피드백 시킴으로써, 반복 시 성능 향상을 가져올 수 있다. 1회의 반복을 하였을 때에는  $BER = 10^{-4}$ 을 기준으로 반복이 없는 등화기를 사용하였을 때 보다 0.2dB의 성능이 향상되었다. 터보 등화기의 반복이 3회로 늘어남에 따라 1회에 비해 0.6dB의 성능이 향상되었고, 그러나 5회 이상 반복하였을 때는 성능 향상이 크게 늘어나지 않기 때문에 복호 속도와 복잡도 면에서 보면 반복횟수는 5회가 적합함을 알 수 있다. 따라서 반복 횟수가 증가할수록 성능은 향상되나 일정한 반복횟수 이상일 때는 거의 동일한 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 이는

위상 동기가 필요한 PSK 방식에 비해 반복 시 성능 차이가 나지 않음을 알 수 있다[12]. 이유는 PSK 방식의 동기 복조 방식은 연판정 값 (soft decision value)이 출력되는데 반해 FSK 복조 방식은 강판정 값(hard decision value)이 출력되어 반복 효과가 적기 때문이다.

아래 그림 6은 대역통과 필터를 이용하여 포락선 검파를 이용한 방식과 정합필터를 이용한 방식에 대한 성능 비교 그림이다. 수신부의 반복 횟수를 5회로 고정시키고, 터보 복호를 위한 내부 반복 횟수 또한 5회로 고정시켜, 가우시안 잡음 및 3개의 다중경로 환경에서 시뮬레이션 한 결과 성능이 거의 동일함을 알 수 있다. 이는 정합필터만 적용하여 해당되는 주파수 성분만 출력하는 관점에서는 대역 통과 필터를 적용하여 포락선 검파를 하는 방식과 성능이 거의 동일함을 알 수 있다.

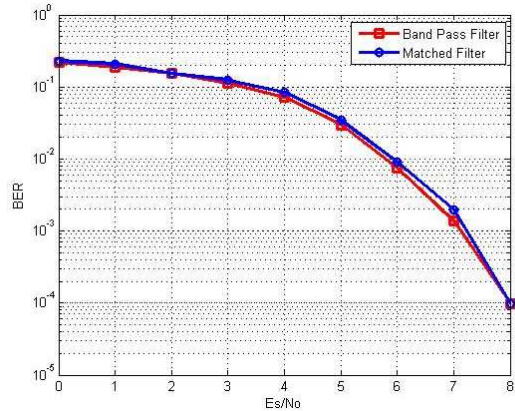


그림 6. 대역 통과 필터와 정합 필터의 성능 비교  
Fig. 6. The performance comparison of band pass filter and matched filter

그림 7은 도플러 오프셋에 따른 성능을 나타낸 것이다. 시뮬레이션에서 송신부의 변조과정에서의 주파수에 도플러 오프셋을 0.1Hz 단위로 0~1Hz를 가정하였다.

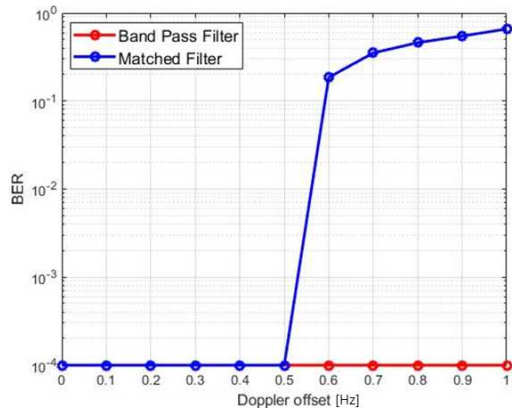


그림 7. 도플러 오프셋에 따른 성능  
Fig. 7. The performance graph according to Doppler offset

그림 7과 같이 비동기 검파에서 대역 통과 후 포락선 검파를 이용하는 비동기 검파 방식과 정합 필터를 이용하는 방식은 도플러 오프셋이 0.5Hz까지는 성능이 거의 비슷한 결과가 나왔지만 도플러 오프셋이 0.5Hz 이상이 될 경우에는 대역 통과 후 포락선 검파를 이용하는 비동기 검파 방식은 도플러 오프셋에 영향을 받지 않는 것을 알 수 있다.

#### 4. 호수 실험 결과

##### 4.1 실험 환경

본 논문에서는 3장의 시뮬레이션 결과를 바탕으로 고정된 최적의 실험 파라미터의 값을 이용하여 그림 8과 같은 환경에서 실제 수중음향통신 실험을 수행하였다. 송신기로는 Neptune 사의 D/17모뎀을 사용하였고, 수신기로는 TC 4032를 사용하였다. 실험은 경북 문경의 호수에서 수행되었다. 실험 시기는 2020년 5월에 실험을 하였으며, 수면 상태는 풍속 4m/s의 바람에 의한 영향이 있었으며 송수신기 사이의 거리는 약 180m로 하였다. 실험 파라미터는 표 1과 동일하게 하였으며, 송신기는 수면 아래 20m, 수신기는 25m 아래 위치하였다. 송신기는 고정된 장소이며, 수신부는 모선을 이용하여 실험하였다.

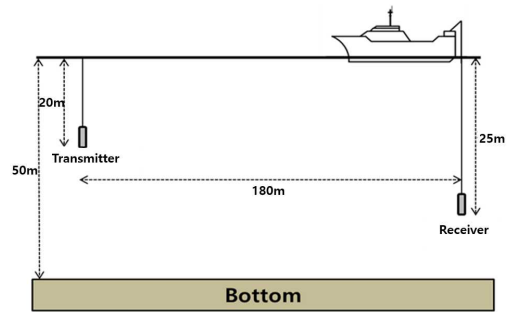


그림 8. 호수 시험 도안  
Fig. 8. Illustration of the lake trial

반송파 주파수는 부호화된 2비트를 기준으로 하였으므로, 17.2kHz를 초기 주파수로 하여, 800Hz 차이를 두어 4개의 주파수를 할당하였다. 샘플링 주파수는 192kHz로 하였으며, 전송율은 1kbps로 하였다. 그림 9는 실험 해역에서 측정한 전달 특성을 나타내고 있다. 측정을 위해 약 2kHz 대역폭을 갖는 0.2s 길이의 LFM(Linear Frequency Modulation) 신호를 주기적으로 약 1000회 가량 송신하였다. 그림 9(a)에서 다중경로에 따른 영향을 받는 것을 확인할 수 있다. 이는 수면에 반사되어지는 반사파, 그리고 바닥에서 들어오는 신호들이 있다는 것을 의미한다. 그림 9(b)는 수중 채널의 delay profile을 나타내며, 그림 9(a)의 아주 큰 다중 경로가 2개가 있음을 알 수 있다. 또한 LFM을 이용하여 도플러 확산을 측정한 결과 약 2Hz 정도의 확산이 있음을 그림 9(c)에서 알 수 있다. 이는 아래 식 5와 같이 수신기에서 모선의 이동으로 인하여 발생하는 값이며, 이는 다음 식(5)와 같이 구할 수 있다[13].

$$f_d = f_c \frac{v}{c} \dots\dots\dots (5)$$

여기서  $c$ 는 음파 속도인 1500m/s이며,  $f_c$ 는 중심 주파수,  $v$ 는 모선의 이동 속도이다.



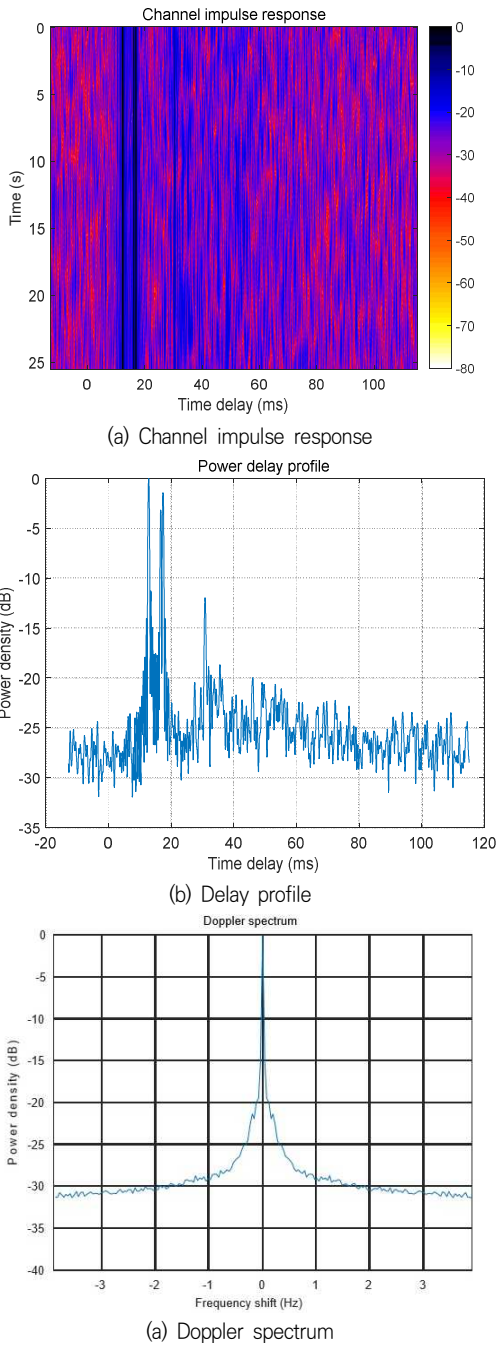


그림 9. 수중 채널 특성  
Fig. 9. Underwater channel characteristic

### 4.2 실험 결과

본 논문에서는 3장에서 제시된 성능 향상을 위해 터보 등화 반복 횟수를 5회로 고정시키고, Doppler 효과에 강인한 대역 통과 필터 후 포락선 검파를 하는 복조기로 구성을 고정하여 패킷 동기 알고리즘에 따른 성능 향상을 분석하였다. 원 데이터인 112비트를 부호화하기 전에 112비트의 원 데이터와 암호화 키를 XOR(Exclusive-OR)하여 암호화 시킨 후 부호화율 1/3을 가지는 터보 부호화 하여 336비트의 부호화 비트를 생성한다. 따라서 송신 신호는 프리엠블을 128비트, 부호화 비트(N) 336비트 총 합해서 464비트이다. 이의 패킷 구조는 아래 그림 10(a)와 같으며, 그림 10(b)는 수신 신호이다.

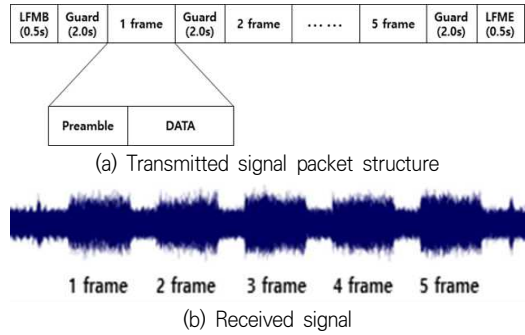


그림 10. 부 대역 전송을 위한 패킷 구조 및 수신 신호  
Fig. 10. Packet structure and received signal for sub-band transmission

그림 10(a)의 송신 패킷 구성은 가장 먼저 0.5초 동안 신호의 전송 시작을 알기 위한 LFMB(Linear Frequency Modulation Begin) 신호와 2초의 사일런스 구간을 둔 뒤, 프리엠블 비트와 송신 데이터, 다시 2초 동안의 사일런스 구간을 두면서 동일한 신호를 5번 반복하여 전송하고 난 뒤 마지막으로 신호의 끝을 나타내는 0.5초 동안의 LFME(Linear Frequency Modulation End) 신호가 패킷으로 구성되어 있으며, 그림 10(b)는 수신 신호이며, 육안으로 송신 신호와 거의 같은 패턴으로 수신됨을 알 수 있다. 두 비트를 하나의 그룹으로 할당하여 중심 주

파수는 2개를 생성하였으며, 두 비트의 마지막 비트에 따라 주파수가 2개 생성되므로 총 4개의 부 대역 주파수가 생성되어 FSK 변조를 하였다. 송수신 센서 장비의 규격이 14kHz ~ 24kHz를 갖고 있어 두 개 8의 중심 주파수 중 제일 첫 번째 중심 주파수  $f_0$ 은 17.6kHz, 두 번째 중심 주파수  $f_1$ 은 19.2kHz라고 가정하였고, 첫 번째 중심 주파수  $f_0$ 의 부 대역 주파수  $f_{00}$ ,  $f_{01}$ 는 17.2kHz, 18kHz, 두 번째 중심 주파수  $f_1$ 의 부 대역 주파수  $f_{10}$ ,  $f_{11}$ 는 18.8kHz, 19.6kHz로 설정하였다. 수중채널에서 잡음과 다중 경로의 영향을 받은 그림 10(b)의 수신된 신호는 송신단의 sub-band processing과 마찬가지로 각각의 부 대역 주파수에 대역 통과 필터를 통과시켜 원하는 특정 부 대역 주파수대역 내의 세력만 감쇠 없이 통과시키고, 나머지 주파수 세력은 감쇠시킨다. 또한 대역 통과 필터의 특성으로 인해 도플러가 발생하더라도 대역폭 이내에 주파수가 존재한다면, 도플러에 영향을 매우 적게 받게 된다. 수신단의 부 대역의 대역 통과 필터는 아래 그림 11과 같이 각 부 대역에서 일정한 대역폭을 가지고 대역을 통과시켰으며, 이의 주파수 영역에서 각 주파수 밴드에서의 출력은 아래 그림 11과 같다. 그림 11과 같이 수신단에서 대역 통과 필터를 적용 후 정확히 네 개의 주파수가 나옴을 알 수 있다.

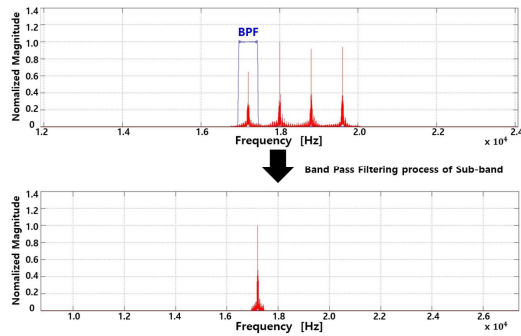


그림 11. 대역 통과 필터 후의 주파수 영역  
Fig. 11. Frequency domain after band pass filter

대역 통과 후 각 프레임의 송수신간의 서로

알고 있는 프리엠프블 신호를 이용하여 프레임의 시작점을 획득하기 위해 수신된 신호 중 프리엠프블 신호 부분을  $r_p(t)$ 라 하고 송신 신호  $u(t)$ 에서 프리엠프블 신호 부분을  $u_p(t)$ 라고 하였을 때, 이 두 신호의 상관 값  $C = u_p(t-\tau) * r_p(\tau)$  을 구하여 피크 값을 찾는다. 그림 12는 상관 값을 나타내며 그림 12(a)는 도플러 및 잡음으로 인하여 상관 값이 여러 개의 피크 값이 나오는 경우이며, 그림 12(b)는 LFM 신호의 주파수 영역에서 도플러 값을 추정 하여 보상 후 정확하게 피크 값이 나옴을 알 수 있다.

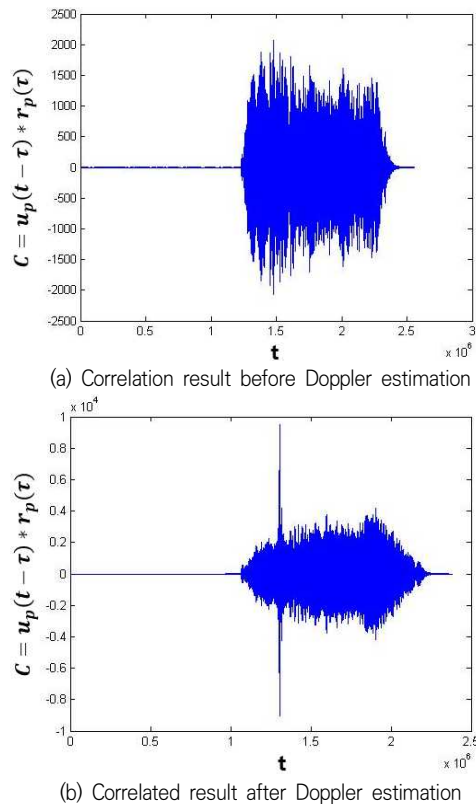


그림 12. 도플러 추정을 하지 않은 상관 결과와 도플러 추정한 상관 결과  
Fig. 12. Correlation results with or without Doppler estimation

정확한 피크 값이 나오더라도 그림 12(b)와 같



이 인접하는 피크 값이 여러 개 나오면 프레임의 시작점이라는 것을 보장할 수 없다. 정확한 프레임 임을 찾는 것은 성능과 직결되는 것으로 한 샘플만 어긋나더라도 성능 저하를 초래할 수 있다.

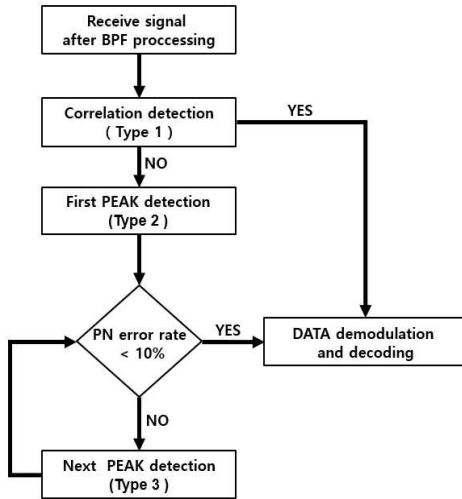


그림 13. 프레임 동기 처리  
Fig. 13. Frame synchronization processing

따라서 본 논문에서는 그림 13과 같은 순서로 세 가지 타입으로 프레임 시작점을 찾는 것을 제안한다. 그림 12와 같이 LFM 또는 프리엠블 신호를 이용하여 피크 값을 찾고 복호하는 경우(타입 1)와 피크 값을 찾고 난 뒤 프레임의 시작 부분인 프리엠블의 첫 비트를 찾기 위해 피크 값의 전 후 샘플부터 진폭을 검파하여 처음으로 최대의 진폭을 가지는 부분을 프레임의 첫 심볼이라 가정하여 복호하는 경우(타입 2)와 프리엠블 심볼은 송수신간에 서로 알고 있는 심볼이므로 타입 2에서 첫 번째 진폭이 큰 값 순서대로 복조하여 오류를 체크한 다음 최소 오류를 가지는 지점을 프레임 시작점이라 가정하여 복호하는 경우(타입 3) 등 세 가지 경우에 대하여 성능 분석한 결과는 표 2와 같다. 그림 13에서 프리엠블 오류율이 10% 미만인 경우만 제한하는 이유는 프리엠블 오류율은 부호화된 데이터의 오류율과 연관성이 있다. 부호화율 1/3을 가지는 turbo 부

호는 복호하기 전 비부호화 오류율이 10% 미만이면 완벽히 오류를 정정할 수 있다[14]. 표 2에서 완벽한 복호가 이루어진 경우 즉, 모든 오류를 수정한 경우 SUCCESS로 표시하였으며, 복호 후 오류가 존재 시에는 FAIL로 나타내었다. 성능 분석 결과 타입 1의 경우에는 다섯 개의 프레임 중 한 개의 프레임만 성공하였으며, 타입 2의 경우에는 세 개의 프레임, 타입 3의 경우에는 네 개의 프레임에서 성공함을 보였다. 따라서 진폭이 큰 값부터 복조를 하여 오류를 체크한 다음 최소 오류를 가지는 지점을 프레임 시작점이라 가정하여 복호하는 타입 3의 경우가 최적의 프레임 동기 획득 방식이라 사료된다.

표 2. 실험 결과  
Table 2. Experiment results

	1 frame	2 frame	3 frame	4 frame	5 frame
Type 1	fail	fail	fail	sucess	fail
Type 2	sucess	fail	sucess	sucess	fail
Type 3	sucess	fail	sucess	sucess	sucess

### 5. 결론

본 논문에서는 크게 두 가지 관점에서 부 대역을 이용한 FSK 송수신기 구조를 제시하였다. 첫째 은밀성 관점인데, 암호화된 부호화 비트를 블록으로 나누어 각 블록의 첫 번째 비트가 블록에 할당되어진 중심주파수를 결정하며 그 다음 비트들이 각 중심 주파수의 부 대역을 결정하는 구조이다. 은밀성은 암호화 키의 사이즈에 비례하며, 임의의 수신자가 역으로 암호화 키를 해독할 수 있느냐에 따라 은밀성의 척도로 정해질 수 있으며, 이는 암호화 키의 사이즈에 대한 은밀성 정도는 또 다른 관점이므로 본 논문에서는 원 데이터와 암호화 키의 연산으로 암호화시킴으로써 암호화 키를 모르는 다른 수신자는 암호화된 비트를 알더라도 원 데이터는 해독할 수 없으므로 은밀성이 존재한다고 가정하였다. 둘째, 수신부에서 성능을 향상시키기 위해 도플러에

강인한 비동기식 FSK 방식, 부호화율 1/3을 가지는 터보 부호 기반 터보 등화 구조, 패킷의 시작점을 검출하는 효율적인 방법을 제시하였다. 시뮬레이션을 이용하여 터보 등화 구조의 최적의 반복 횟수를 5, 대역통과 필터를 이용하여 포락선 검파를 이용한 방식과 정합필터를 이용한 방식에 대한 성능 비교를 통하여 포락선 검파를 이용한 방식이 도플러 오프셋에 영향을 적게 받는 것을 알 수 있다.

시뮬레이션 시 고정된 최적의 파라미터를 이용하여 2020년 5월 180m 거리에서 호수 실험을 하였다. 호수 실험 결과 프레임의 시작점을 찾는 프레임 동기 획득 지점에 따라 성능에 영향을 주는 것으로 파악되어 세 가지 타입의 프레임 동기 알고리즘을 적용하였으며, 이중 프리엠블 심볼의 상관관계를 구하여 피크 값을 찾은 후 진폭이 처음으로 가장 큰 지점에서 프리엠블 심볼을 복조한 후 오류율이 가장 낮은 지점을 프레임의 시작점으로 설정하는 방법이 가장 효율적임을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안된 암호화된 부호화 비트를 블록으로 나누어 부호화된 비트에 따라 중심 주파수 및 부 대역을 결정하는 송수신 모델이 도플러가 강한 채널 환경 및 은밀성을 요하는 수중 통신 환경에서 효과적으로 적용 될 수 있음을 알 수 있었다.

## REFERENCES

- [1] M. Stojanovic, J. A. Catipovic and J. G. Proakis, "Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels." IEEE J. Oceanic Eng. Vol. 19pp. 100-111. 1994.
- [2] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer, "The state of art in underwater acoustic telemetry," IEEE Journal of the Oceanic Engineering, vol. 25, no. 1, pp. 4-27, 2000.
- [3] J. H. Park, Jr, "LPI TECHNIQUES IN THE UNDERWATER ACOUSTIC CHANNEL," IEEE Military Communication Conference-Communications-Computers, vol. 1, pp. 10.5.1-10.5.5, Oct 1986.
- [4] E. M. Sozer, J. G. Proakis, M. Stojanovic, J. A. Rice, A. Benson and M. Hatch, "Direct Sequence Spread Spectrum Based Modem for Under Water Acoustic Communication and Channel Measurements," IEEE. Oceans'99 MTS, vol. 1, pp. 228-233, Sep. 1999.
- [5] Taeseok Ahn, Jiwon Jung, Taedoo Park and Dongwon Lee, "Turbo Equalization for Cover t communication in Underwater Channel", Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering, vol.20, no. 8, pp. 1422-1430, Aug. 2016.
- [6] Stephen B. Weinstein, "The history of orthogonal frequency-division multiplexing" IEEE Communications Magazine, 47, no.11, pp. 26-35, Nov. 2009.
- [7] Minhyuk Kim, Taedoo Park, Byeongsu Lim, Ingye Lee, Deockgil Oh and Jiwon Jung, "Analysis of Turbo Coding and Decoding Algorithm for DVB-RCS Next Generation", Journal of the Korea Information and Communications Society, Vol.36, No.9, pp. 537-545, Sep. 2011.
- [8] He Xianguo, Design and Optimization of Pseudo-random Interleaver in Turbo Code[D]. Hangzhou University of Electronic Science and Technology, pp. 120-128, 2014.
- [9] J. Salz, "Optimum mean-square decision feedback equalization," Bell System Technical Journal 52, pp. 1341-1373, 1973.
- [10] R. Koetter, A. C. Singer, and M. T. "uchler, "Turbo equalization," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 21, no. 1, pp. 67-0, 2004.
- [11] Jiwon Jung, "Performance Analysis of Turbo Equalizer in the Multipath Channel", Journal of Korea Institute of Information, Electronics, and Communication Technology, Vol 5, No 3, pp.169-173, Sep. 2012.
- [12] J.W. Jung and K.M. Kim, "Optimizing of iterative turbo equalizer for underwater sensor communication" International Journal of Distributed Sensor Networks, pp. 1-6, Dec. 2013.
- [13] Joo-Hyoung Lee, Geun-Hyeok Lee, Jeong-Ha An, Ki-Man Kim, Min-Su Han, and Seong-Yong Kim, "Signal synchronization method for depth information transmission of high-speed underwater vehicle" (in Korean), J.Acoust. Soc. Kr, 39, pp. 69-76, Mar. 2020.
- [14] Hahyun Sung and Jiwon Jung, "Performance analysis of turbo codes based on underwa

ter experimental data”, Journal of the Korean Society of Marine Engineering, Vol. 40, No. 1 pp. 45~49, 2016.

---

## 저자약력

---

**정 현 우(Hyun-Woo Jeong)**

[정회원]



- 2020.08: 한국해양대학교 전파공학과 학사
- 2020.09 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정

〈관심분야〉 위성통신, 수중통신, 채널 코딩

**신 지 은(Ji-Eun Shin)**

[정회원]



- 2020.02: 한국해양대학교 전파공학과 학사
- 2020.03 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정

〈관심분야〉 위성통신, 수중통신, 채널 코딩

**정 지 원(Ji-Won Jeong)**

[정회원]



- 1995.02: 성균관대학교 통신공학과 공학박사
- 1991 ~ 1992: LG 정보통신 연구소 연구원
- 1995 ~ 1996: 한국통신 위성통신연구실 선임연구원
- 1997 ~ 1998: 한국전자 통신연구원 위성단 초빙연구원
- 2001 ~ 2002: 캐나다 CRC(Communication Research Center) NSERC Fellowship(국외 초청연구원)
- 1996 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학전공 교수

〈관심분야〉 위성통신, 수중통신, 채널 부호화 및 모뎀, FPGA 설계