한국음향학회지 제35권 제5호 pp. 368~374 (2016)
The Journal of the Acoustical Society of Korea Vol.35, No.5 (2016)
http://dx.doi.org/10.7776/ASK.2016.35.5.368

pISSN : 1225-4428
eISSN : 2287-3775

차동 위상 천이 변조 방식의 수중음향통신을 위한 수신기 설계

Receiver design for differential phase-shift keying underwater acoustic communication

전은혜, 권택익, 김기만†

(Eun-Hye Jeon, Taek-Ik Kwon, and Ki-Man Kim†)

한국해양대학교 전파공학과

(Received June 20, 2016; accepted July 19, 2016)

초 록: 본 논문은 기존의 DPSK(Differential Phase-Shift Keying) 방식 수중음향통신에 직접 수열 대역확산 기법을 적용하여 송수신단을 구성하는 내용을 다루었다. DPSK방식의 수신기에서는 인접 비트 간 위상차만 알고 있으면 복조가 가능하기 때문에 수신기 구조가 간단해지는 장점이 있다. 기존의 DPSK 수신단에서는 역확산 전 신호의 두 심볼씩 전이 상관기로 입력되면 상관 결과의 최대값을 비교하여 데이터를 검출하는데 이 때 채널에 따른 낮은 SNR(Signal to Noise Ratio) 또는 높은 도플러 천이 주파수 때문에 전이 상관기 출력의 최대값 오류율이 증가할 수 있다. 본 논문에서는 전이 상관기에서 생성되는 다수 출력들의 크기뿐만 아니라 간격을 추가적으로 이용하여 더욱 정확한 검출 결과를 얻을 수 있도록 하는 방법을 제안하였다. 제안된 방법의 성능은 모의 및 호수실험을 통해 획득한 데이터를 이용하여 분석되었다.

핵심용어: DPSK 통신, 직접 수열 대역확산, 상관기, 수중음향통신, 도플러 채널

ABSTRACT: This paper presents constructing transmitter and receiver by using a direct sequence spread spectrum techniques to DPSK (Differential Phase-Shift Keying) scheme in underwater acoustic communication. Since DPSK signal can be demodulated if the receiver knows only the phase difference between the adjacent bits, DPSK receiver structure has the advantage of being simplified. In the conventional receiver, two adjacent symbols of transmitted signal before despread are passed to the transition correlator that detects data by comparing maximum correlation outputs. At this time, the error for maximum value of the correlator output may increase because of low SNR (Signal to Noise Ratio) or high Doppler shift frequency according to the underwater channel. In this paper, we propose a method for accurate detection result using the width as well as the magnitude among outputs produced by the correlator. The performances of the proposed method was evaluated by simulation and lake trial data.

Keywords: DPSK communication, DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum), Correlator, Underwater acoustic communication, Doppler channel

PACS numbers: 43.60.Dh, 43.60.Ac

I. 서 론

수중음향통신은 복잡한 특징을 갖는 수중환경 때문에 육상에서의 무선통신 보다 많은 어려움이 따른다. 음파의 전달속도는 전자파에 비해 매우 느리고 수중 온도와 염분 분포 등에 따라 다르며, 음속구배로 인한 굴절로 음파의 이동경로가 바뀌게 된다.[1] 음파가 전달되면서 흡수, 손실은 물론 해수면과 해저면에 의한 반사와 산란, 다양한 잡음원, 해류에 의

†**Corresponding author:** Ki-Man Kim (kimkim@kmou.ac.kr)
Department of Radio Communication Engineering, Korea Maritime and Ocean University, 727 Taejong-ro, Yeongdo-gu, Busan 49112, Republic of Korea
(Tel: 82-51-410-4918, Fax: 82-51-404-3986)

"이 논문은 2016년도 한국음향학회 춘계학술대회에서 발표하였던 논문임."

한 송수신기 이동으로 발생하는 도플러 효과 등과 같은 다양한 영향이 미치게 된다.[2-4] 최근 해양 개발이 활발해지고 관심도가 높아지면서 수중음향통신은 해양 연구의 필수적인 기술뿐만 아니라 해양감시 체계로써 그 응용분야가 확대되고 있는 추세이다. 해양감시 체계 구축을 위해 수중 센서 네트워크 구성에 관심이 높아지면서 은밀성을 가진 수중음향통신에 대한 연구가 이루어졌다.[5,6] 이러한 은밀 수중음향통신을 위해 주파수 도약 또는 직접 수열 대역확산(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) 방식이 적용되고 있다.[7,8]

직접 수열 대역확산 방식의 변조 과정은 전송하고자 하는 신호의 전송률보다 더 높은 칩전송률의 의사 잡음(pseudo-noise) 부호를 이용하여 넓은 대역폭을 갖도록 신호의 대역폭을 확산시키는 기법으로 송수신기가 서로 의사 잡음 부호를 알고 있어야만 정확한 복조가 가능해진다. 다른 대역 확산 기법들에 비해 잡음과 재밍에 강하며, 허가된 사용자 이외에는 수신이 어렵다는 장점을 가지고 있어 수중음향통신 분야에서도 지속적으로 연구가 이루어졌다.[9,10]

수중음향통신 분야에서 PSK(Phase-Shift Keying) 변복조 방법이 많이 연구되었지만 이 방식은 위상에 정보신호를 실어 보냄으로써 복조 과정에 동기검파가 필요하기 때문에 PLL(Phase Locked Loop) 등을 이용하여 정확한 위상동기를 추정해야 하는 어려움이 있다.[11] 이를 보완하는 것이 DPSK 변복조이다. DPSK 방식은 연속적인 심볼 사이의 반송파 위상 차이만으로 정보를 전송하고 수신단에서는 전송된 신호의 인접 심볼 간 위상차만 알고 있으면 복조가 가능해진다.[12] 따라서 비동기식 검파를 하는 DPSK는 동기식 검파와 달리 위상 추정기가 필요하지 않기 때문에 수신기의 복잡도가 상대적으로 감소된다. 특히, Yang과 Yang[13]은 이러한 DPSK방식 수신기의 성능을 향상시키기 위해 직접 수열 대역확산 방식과 접목된 DSSS DPSK 방식을 제안하였다.[13] 하지만 이 방법은 수신단에서 칩 사이의 상관도 크기 값만을 비교하기 때문에 SNR이 낮거나 도플러 천이 주파수가 상대적으로 높은 경우에는 성능이 떨어진다.

본 논문에서는 DPSK 수신기에서 전이 상관기(transition correlator) 출력들의 크기뿐만 아니라 간격을 이용하여 더욱 정확하게 검출할 수 있도록 하는 방법을 제안한다. 이를 통해 보다 낮은 SNR(Signal to Noise Ratio)과 높은 도플러 천이 주파수가 발생하는 채널에 강한 DPSK수신기를 설계하고, 모의실험과 호수실험을 통하여 기존의 방법과 제안한 방법의 성능을 비교하였다.

II. 전이 상관기를 이용한 DPSK 수신기 설계

DPSK의 변복조는 전송할 정보 심볼을 XOR (eXclusive OR) 연산을 통해 신호를 부호화 시킨 후, 수신부에 전송된 신호는 인접한 심볼 간의 위상 차이만으로 데이터를 검출하게 된다. 따라서 이러한 위상 차이를 쉽게 검출하기 위해 직접 수열 대역확산 방식을 적용하고, 전송된 신호의 인접 신호 간 변화를 도출하는 전이 상관기는 다음과 같이 구성된다. 우선 Eq.(1)과 같이 의사 잡음 부호 시퀀스를 이용하여 두 가지 시퀀스를 구성한다.

$$M1 = (P_n \quad P_n),$$
$$M2 = (P_n \quad -P_n). \tag{1}$$

Eq.(1)에서 P_n는 의사 잡음 부호의 열벡터이다. 같은 부호를 갖는 두 벡터를 연결한 $M1$과 서로 다른 부호를 갖는 $M2$로 나타낸다. 전송된 신호에 잡음이 없다고 가정하였을 때 전송된 데이터 열에서 서로 인접한 두 심볼씩 짝을 이루어 나타내면 다음과 같다.

$$B_d = [x(n)P_n e^{j\theta(n)} \quad x(n+1)P_n e^{j\theta(n+1)}]. \tag{2}$$

서로 인접한 두 심볼씩 구성된 블록 B_d에서 $x(n)$은 n번째 전송한 심볼로 +1 또는 −1의 정보를 가지고 있다. $\theta(n)$은 n번째 심볼이 가지는 랜덤한 신호 위상이다. 전이 상관기 내에서 상관 결과를 도출하는 과정은 Eqs.(1)과 (2) 사이의 상관도를 구하는 것으로 Eq.(1)의 의사 잡음 부호 시퀀스들에 대한 두 가지 식은 다음과 같다.

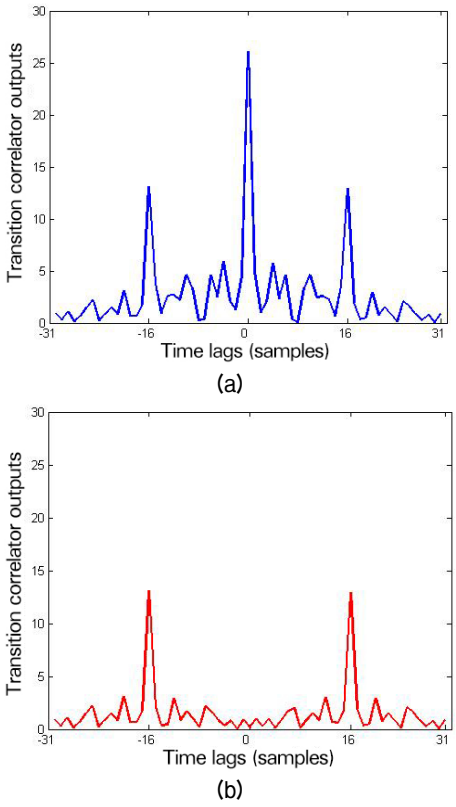


Fig. 1. Transition correlator outputs when $x(n)x(n+1)=1$, (a) $|C1|$, (b) $|C2|$.

$$C1 = B_d \bullet M1,$$
$$C2 = B_d \bullet M2. \quad (3)$$

의사 잡음 부호를 m시퀀스로 설정하고 확산 인자(spreading factor)가 16인 경우 Eq.(3)을 이용하여 나타낸 것이 Fig. 1이다. Fig. 1(a)는 두 개의 인접한 심볼인 B_d와 $M1$ 사이의 상관도 $C1$의 절대값을 나타낸 것이며, Fig. 1(b)는 B_d와 $M2$에 대한 상관도 $C2$의 절대값을 나타낸 것이다.

인접한 심볼이 서로 같은 $x(n)x(n+1)=1$인 경우라면 Eq.(4)와 같이 서로 같은 의사 잡음 부호 시퀀스 짝과 상관도를 취한 결과 값의 최대값이 서로 다른 의사 잡음 부호 시퀀스 짝과 상관도를 구한 결과의 최대값보다 더 큰 값을 갖게 되고, 반대로 $x(n)x(n+1)=-1$의 경우 Eq.(5)와 같이 서로 같은 의사 잡음 부호 시퀀스 짝과 상관도를 취한 결과 값의 최대값이 서로 다른 의사 잡음 부호 시퀀스 짝과 상관도를 취한 결과의 최대값보다 더 작은 값을 갖게 된다.

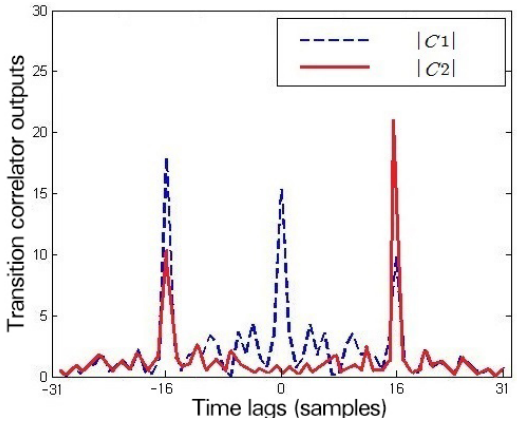


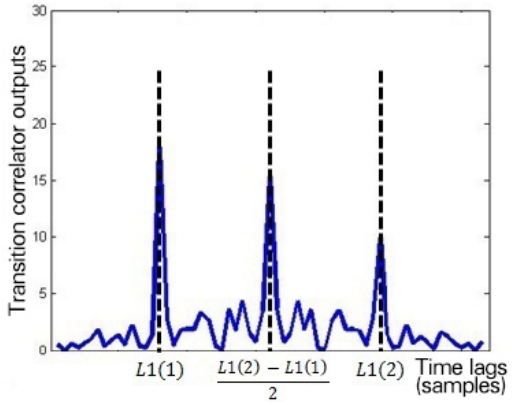
Fig. 2. Comparison of transition correlator outputs.

$$\max(|C1|) > \max(|C2|), \quad (4)$$
$$\max(|C1|) < \max(|C2|). \quad (5)$$

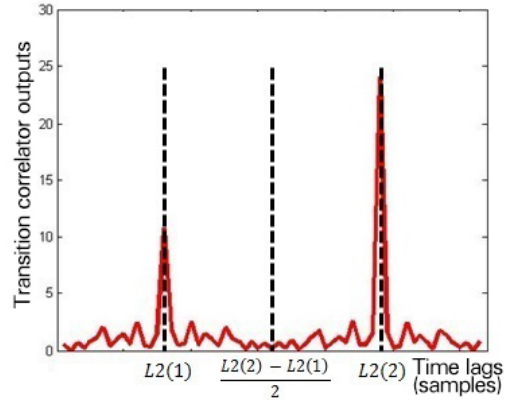
이처럼 수신기에서는 상관도를 취한 결과 값의 최대값을 비교하여 인접한 두 심볼이 같다면 1, 서로 다르다면 −1로 DPSK 복조를 하게 된다.

그러나 Fig. 2에 나타낸 것처럼 복잡한 수중 채널의 영향으로 수신된 신호에 왜곡이 발생하여 전이 상관기에 오류가 생길 수 있다. Fig. 2의 예를 보면 Fig. 1에 나타낸 이상적인 형태와는 달리 상관도의 최대값들이 정해진 위치가 아닌 다른 위치에서 일정하지 않게 나타나는 것을 볼 수 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 상관기 결과 값의 최대값만으로 복조하지 않고 출력되는 두 개의 사이드 피크(side peak) 사이의 폭을 이용하여 메인 피크(main peak)의 위치를 추정하는 방법을 제안한다. 의사 잡음 부호로 사용된 m시퀀스는 짝을 이루어 시퀀스 열을 구성하였기 때문에 Fig. 1과 같이 일정한 간격으로 세 개 혹은 두 개의 피크가 발생한다. 일정한 간격을 갖는 사이드 피크를 이용하여 메인 피크의 위치를 추정하고, 그 지점에 해당하는 값으로 상관기 출력의 최대치를 비교한다면 더욱 정확한 검출 결과 도출이 가능해진다. 예를 들어 Fig. 1의 $|C1|$ 값에서 임의로 추정한 피크의 개수를 K개라고 했을 때, k번째 피크를 $peak(k)(k=1,2,\cdots K)$이



(a)



(b)

Fig. 3. Estimated main peak of correlator outputs when $x(n)x(n+1)=1$, (a) $|C1|$, (b) $|C2|$.

라고 정의한다. $|C1|$에서 $peak(k)$들의 위치에 대한 값 $L1(k)$을 다음 Eq.(6)처럼 나타낼 수 있다.

$$L1(k) = location[peak(k)],\ k = 1, 2, ..., K. \tag{6}$$

임의로 추정한 피크중 서로 간의 폭이 확산 인자의 두 배가 되는 두 개의 피크를 사이드 피크라고 지정한다. 그리고 Fig. 3과 같이 구한 두 개의 사이드 피크 위치의 가운데 값을 메인 피크의 위치로 추정할 수 있다. 사이드 피크의 위치가 각각 $L1(1)$, $L1(2)$ 라면 추정된 메인 피크의 위치를 구할 수 있고, 그에 대응하는 값을 알 수 있다. $|C2|$의 경우도 마찬가지로 사이드 피크의 위치가 각각 $L2(1)$, $L2(2)$ 라면 같은 방법을 통하여 Eq.(7)과 같이 메인 피크 값을 구할 수 있다.

$$P1 = \left| C1\left[\frac{L1(2) - L1(1)}{2} \right] \right|,$$
$$P2 = \left| C2\left[\frac{L2(2) - L2(1)}{2} \right] \right|. \tag{7}$$

따라서 출력된 $P1$와 $P2$를 이용하여 $P1 > P2$ 일 때 1로 검출하고, $P1 < P2$ 일 때 −1로 검출하게 된다.

III. 실험 및 결과

제안된 방법을 이용한 DPSK 수신기와 기존의 방식을 비교하기 위해 모의실험을 통하여 SNR과 도플러 천이 주파수에 따른 비트 오차율 성능을 분석하고, 호수 실험을 통하여 실제 수중 환경에서 성능의 차이를 비교 분석하였다. 모의실험을 위해 벨홉(Bellhop)을기반으로하는VirTEX(Virtual Time series Experiment)[14]를 이용하였다. 또한 경상북도 문경시에 위치한 경천호수에서 실험을 통하여 실제 데이터를 획득하였으며, 이를 이용하여 제안한 방법의 성능을 기존의 방법과 비교 · 분석하였다.

모의실험을 위해 실제 호수에서 측정된 음속구조를 이용하여 실험환경을 구성하였다. 이 때 수면과 바닥은 평탄하다고 가정하였다. 바닥에서의 음속은 1600 m/s, 해저면 밀도는 1.23 g/cm^3, 해저면 감쇠계수는 0.95 dB/λ로 하였고 송수신기가 위치된 지점의 수심은 40 m, 송신기의 위치는 수면으로부터 10 m, 수신기의 위치는 수면으로부터 25 m 지점으로 설정하였다. 도플러 주파수는 0 ~ 20 Hz로 가정하였으며, 음원신호는 DSSS DPSK로 변조하였다. 비트 전송률은 100 bps, 변조 주파수 및 샘플링 주파수는 각각 16 kHz,

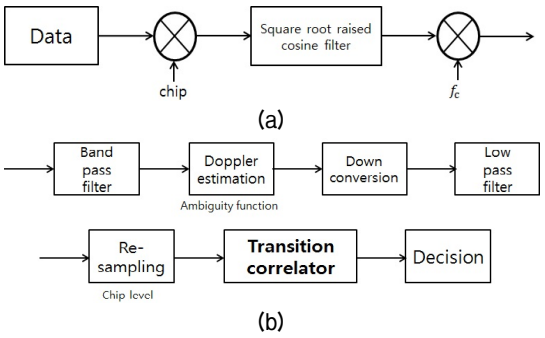


Fig. 4. Block diagram, (a) transmitter, (b) receiver.

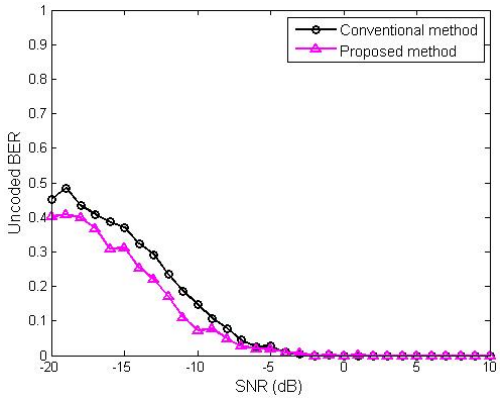


Fig. 5. BER performance of proposed method/ conventional method as SNR.

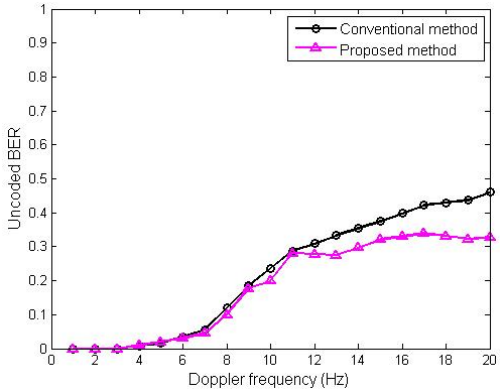


Fig. 6. BER performance of proposed method/ conventional method as Doppler shift frequency.

192 kHz를 사용하였다. 확산 인자는 16-chip으로 설정하였고, 길이는 1000 심볼이며 별도의 채널 부호화 기법은 적용하지 않았다. Fig. 4는 모의실험과 호수실험을 위한 송수신기의 블록 다이어그램을 나타낸다. 송신부에서 데이터를 칩에 의하여 확산한 후 반송파를 실어 신호를 전송하면 수신된 신호는 도플러 천이 주파수를 추정하여 교정하게 된다. 이 후 리샘플링 과정을 통과한 신호는 전이 상관기에 입력되고, 비교 검출된 데이터가 출력된다. 그림에서 SRRC filter는 Square Root Raised Cosine filter를 의미하며, roll-off 인자는 0.5로 하였다. 또한 BPF(Band Pass Filter)와 LPF(Low Pass Filter)는 각각 대역통과 필터와 저역통과 필터를 뜻한다.

SNR과 도플러 천이 주파수에 따른 성능 차이를 나타내기 위해 기존의 DPSK수신기와 제안된 DPSK 수신기의 BER(Bit Error Rate) 성능을 분석하였다. 모의

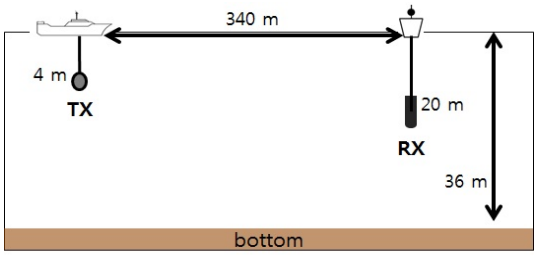


Fig. 7. Experimental setup.

실험은 각 SNR당 천 번의 반복 실험을 통해 평균적인 BER로 하였다. Figs. 5와 6은 각각 SNR과 도플러 천이 주파수에 따른 비트 오류 성능을 나타내는 그림이다. Fig. 5에서 SNR이 −10 dB인 지점에서 기존의 방식을 사용한 수신기의 부호화하지 않은 BER이 0.143, 제안한 방식을 사용한 수신기의 부호화하지 않은 BER은 0.073으로 나타나 SNR이 낮더라도 기존의 방식보다 제안한 방식의 BER성능이 더 나은 것을 나타내고 있다. Fig. 6은 도플러 천이 주파수가 20 Hz일 때 기존의 방식을 사용한 수신기의 부호화하지 않은 BER이 0.461이고 제안한 방식을 사용한 수신기의 부호화하지 않은 BER은 0.328로 나타나 도플러 천이 주파수가 높아질수록 기존의 방식보다 제안한 방식의 BER 성능이 개선되었음을 확인할 수 있다.

실제 수중 환경에서의 성능을 고찰하기 위해 경상북도 문경시에 위치한 경천호수에서 실험을 수행하였다. 실험환경은 Fig. 7에 나타내었다. 송수신기가 위치한 수심은 약 36 m로 관측되었고, 송신기와 수신기는 Neptune D/17/BB 모델과 B&K 8106 모델이 사용되었으며, 각각 4 m, 20 m 수심에 위치시켰다. 송신신호의 증폭을 위해 B&K 2713 전력 증폭기가 사용되었다. 송신기와 수신기 사이의 거리가 약 340 m인 지점에서 실험을 진행하였지만 수신기는 고정되지 않아 바람의 영향에 따라 천천히 움직였다. 호수실험에 사용된 신호는 채널 부호화 기법을 적용하지 않았으며, 기타 신호의 변조방식, 주파수 및 데이터 크기는 Table 1과 같다.

Fig. 8은 선형 주파수 변조된 신호를 주기적으로 반복 전송하여 획득한 신호를 이용하여 추정된 채널 응답 특성이다. 직접경로의 신호가 수신기로 도달되고 약 13 ms이후 비교적 긴 다중 경로 전파신호가 관측되었다. 또한 m시퀀스를 변조시켜 주기적으로 전

Table 1. Parameters for lake trial.

Modulation	DSSS DPSK
Carrier frequency	16 kHz
Sampling frequency	192 kHz
Spreading factor	16 chips
Bit rate	100 bps
Data length	512 symbols

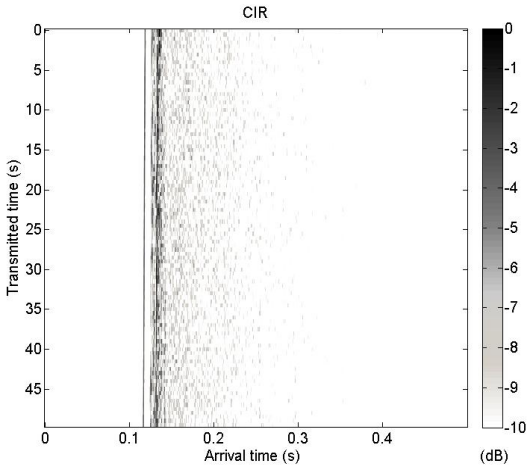


Fig. 8. Channel impulse response in lake trial.

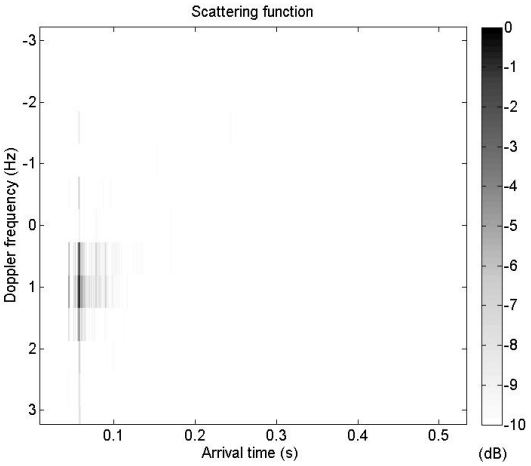


Fig. 9. Scattering function in lake trial.

Table 2. Uncoded bit error rate in lake trial.

Trial	Conventional method	Proposed method
1	0.106	0.070
2	0.055	0.039
3	0.084	0.033
4	0.059	0.053
5	0.049	0.081
Average	0.071	0.043

송한 신호를 사용하여 구한 산란함수 결과를 Fig. 9에 나타내었는데 이를 통해 실험 당시 도플러 천이 주파수가 약 1.3 Hz 정도 발생한 것을 알 수 있다. 실험에서 수신기에 획득한 신호들의 평균적인 SNR을 계산한 결과는 약 3.64 dB였다.

Table 2는 호수실험에 따른 기존의 방법을 사용한 수신기와 제안한 방법을 사용한 수신기의 채널 부호화 하지 않은 BER 성능 결과를 나타낸다. 실험 당시 시간 제약으로 인해 비교적 적은 양의 데이터이기는 하나 기존의 방법을 사용한 수신기의 평균 BER은 약 0.071이고, 제안한 방식의 수신기의 평균 BER은 약 0.043으로 나타나 제안한 방법의 BER이 기존보다 약 60.3 % 가량 향상된 것으로 나타났다.

IV. 결 론

수중음향통신에서 위상추정이 필요한 동기식 방식보다 비동기 검파 방식인 DPSK 통신 방식의 사용이 수신기 구성측면에서 유리하다. DPSK통신에 대역 확산 기법중 하나인 DSSS기법을 함께 사용하면 잡음과 재밍에 강하고 서로 약속된 송수신기만이 통신이 가능해진다.

DSSS DPSK의 수신기는 위상차만으로 신호를 검출하게 되는데 확산할 때 사용하는 의사 잡음 부호인 m시퀀스의 짝을 상관기로 구성하여 인접한 심볼간의 전이 상관기 출력 값의 최대값으로 정보신호를 검출하게 된다. 이 때 문제점은 신호가 채널에 따라 SNR이 낮아지고 도플러 천이가 발생하게 되면 왜곡이 생겨 사이드 피크값이 커지거나 메인 피크값이 작아지는 경우가 발생한다. 그에 따라 최대값으로 출력되는 값들은 오류를 동반할 가능성이 높아지는데 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 두 개의 사이드 피크간의 폭을 이용하여 메인 피크의 위치를 추정한 뒤 추정된 위치에 해당하는 값을 전이 상관기의 출력으로 지정하고 최대값으로 정보를 검출하는 방법을 제안하였다. 모의실험을 통해 낮은 SNR과 높은 도플러 주파수의 환경에서 기존의 방법보다 제안한 방법의 수신기가 더 나은 BER 성능을 가진다는 것을 보였고, 호수실험을 통해 실제 수중 환경에서 제안한 방법의 수신기가 기존의 방법을 사용한 수신

기보다 약 60.3 % 향상된 BER 성능을 가지는 것을 확인할 수 있었다.

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

감사의 글

본 논문은 교육부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 산학협력선도대학(LINC) 육성사업의 연구결과입니다.

References

1. M. Stojanovic and J. Preisig, "Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization," IEEE Communication Magazine **47**, 84-89 (2009).
2. Y. M. Aval and M. Stojanovic, "Differentially coherent multichannel detection of acoustic OFDM signals," IEEE J. Oceanic Eng. **40**, 251-268 (2015).
3. C. H. Hwang, K. M. Kim, D. W. Lee, and T. D. Park, "Influence of underwater channel time-variability on communication throughput efficiency" (in Korean), J. Acoust. Soc. Kr. **33**, 413-419 (2014).
4. M. Stojanovic, "Underwater acoustic communications: design considerations on the physical layer," Proc. IEEE/IFIP WONS Conference, 1-10 (2008).
5. J. Ling, H. He, J. Li, W. Roberts, and P. Stoica, "Covert underwater acoustic communications," J. Acoust. Soc. Am. **128**, 2898-2909 (2010).
6. J. H. Park, "LPI techniques in underwater acoustic channel," Proc. IEEE Military Communication Conference **1**, 10.5.1-10.5.5 (1986).
7. M. Stojanovic, J. G. Proakis, J. A. Rice, and M. D. Green, "Spread spectrum underwater acoustic telemetry," Proc. MTS/IEEE Oceans Conference **2**, 650-654 (1998).
8. H. W. Lee, K. M. Kim, Y. J. Son, W. S. Kim, S. Y. Chun, and S. K. Lee, "Underwater acoustic communication of FH-MFSK method with multiple orthogonal properties" (in Korean), J. Acoust. Soc. Kr. **33**, 407-412 (2014).
9. R. L. Peterson, R. E. Ziemer, and D. E. Borth, *Introduction to Spread-Spectrum Communication* (Prentice Hall, New Jersey, 1995), pp. 47-67.
10. 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," Proc. MTS/IEEE Oceans Conference **1**, 228-233 (1999).
11. H. S. Kim, D. H. Choi, J. P. Seo, J. H. Chung, and S. I. Kim, "The experimental verification of adaptive equalizers with phase estimator in the East sea" (in Korean), J. Acoust. Soc. Kr. **29**, 229-236 (2010).
12. A. M. Matarneh, "Thorough investigation of BER simulation of DPSK in underwater acoustic channel," JJEE. **2**, 160-171 (2016).
13. T. C. Yang and W. B. Yang, "Low probability of detection underwater acoustic communications using direct-sequence spread spectrum," J. Acoust. Soc. Am. **124**, 3632-3647 (2008).
14. J. S. Kim, H. C. Song, W. S. Hodgkiss, and M. Siderius, "Virtual time series experiment (VirTEX) simulation tool for underwater acoustic communication," J. Acoust. Soc. Am. **126**, 2174 (2009).

저자 약력

▸ 전 은 혜 (Eun-Hye Jeon)

2015년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 학사
2015년 3월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정
<관심분야> 수중통신, 음향 신호처리 등

▸ 권 택 익 (Taek-Ik Kwon)

2016년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 학사
2016년 3월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정
<관심분야> 수중통신, 음향 신호처리 등

▸ 김 기 만 (Ki-Man Kim)

1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 학사
1990년 8월: 연세대학교 전자공학과 석사
1995년 2월: 연세대학교 전자공학과 박사
1995년 3월 ~ 1996년 8월: 연세대학교 의과대학 의용공학교실(Fellow)
1996년 9월 ~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 교수
<관심분야> 수중통신, 소나 신호처리, 어레이 신호처리 등