

수중음향통신에서 Peak Detector를 갖는 시간동기회복에 관한 연구

한민수* · † 김기만

*한국해양대학교 대학원, † 한국해양대학교 전파공학과 교수

A Study on the Timing Recovery using Peak Detector in Underwater Acoustic Communication

Min-Su Han* · † Ki-Man Kim

*, † Dept. of Radio Communication, Eng., Korea Maritime University, Busan 606-791, Korea

요 약 : 본 논문에서는 OQPSK(Offset Quadrature Phase Shift Keying) 변복조를 사용하는 수중음향통신에서 시간동기회복을 위해 기존의 Gardner TED(Timing Error Detector)에 Parabolic Peak Interpolation 을 사용하는 Peak Detector를 첨가하여 위상 수렴속도를 상승시켜 송신 데이터양의 감소를 도모하였다. Parabolic Peak Interpolation을 이용하여 지속적으로 국소 최대 또는 최소의 근사치로 이동한 후 Gardner TED를 적용하기 때문에 시간동기회 안정화를 속도를 빨리함으로써 Preamble 구간의 데이터양을 절반으로 줄일 수 있고 또한 Preamble 구간에서도 위상 수렴을 하지 못하는 임계치에서 제한한 방법을 시뮬레이션한 결과 임계점에서 BER(Bit Error Rate)이 약 23%정도 성능이 개선되는 것을 확인할 수 있었다. 또한 실제 동해에서 수집한 데이터를 사용하여 기존의 Gardner TED만 사용하는 방법과 성능 비교 결과 송수신기 사이의 거리가 3 km 이었을 때 제한한 방법을 적용한 경우 기존의 방법에 비해 Converge speed가 1.4배 이상 상승하는 것을 확인할 수 있었고, BER측면에서도 약 20%정도 상승하는 것을 확인할 수 있었다.

핵심용어 : OQPSK, 시간동기회복, 수중통신, Gardner TED, Parabolic Peak interpolation, Peak Detector

Abstract : This paper presents a timing recovery method using Gardner TED (Timing Error Detector) with a Peak Detector using Parabola Peak Interpolation in underwater acoustic communication. This method will have an eye to improve phase converge speed of timing recovery and reduced amount of Tx data. The OQPSK(Offset Quadrature Phase Shift Keying) modulation technique was considered. The proposed algorithm has faster recovery speed and more accurate than Gardner TED because the sampling values in the proposed algorithm are moved persistingly to maximum or minimum point using parabolic peak interpolation. when simulation performed using Preposed method, it improved BER (Bit Error Rate) performance about 23% And to evaluate the performances of the proposed algorithm the sea trial was performed in the Korean East Sea. And distance of a transmitter-receiver is 3 km each other. As a result, the proposed algorithm outperforms better BER performance about 20% of timing recovery than the Gardner method. Also Proposed method improved converge speed of timing recovery about 1.4 times better than Gardner method.

Key words : OQPSK, Timing Recovery, underwater communication, Gardner TED, Parabolic Peak interpolation, Peak Detector

1. 서 론

수중통신은 과거 군사적인 목적을 위해 제한적으로 사용되었으나 최근 해양 탐사나 해저 자원 탐사가 활발해지면서 그 활용 분야가 확대되었다. 미국 WHOI(Wood Hole Oceanographic Institution)에서 PSK(Phase Shift Keying)기법을 이용한 수중통신의 결과를 발표한 이후로 위상 동기 디지털 변조 기법을 활용한 수중통신 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되었으며, 국내에서도 최근에 수중에서 고속 데이터 전송을 위한 연구가 이루어지고 있다[1-3]. 수중통신은 매질의 특성상 진파 대신 음파를 사용해야 하며, 시스템의 성능은 채널의 특성에 의해 좌우된다. 따라서 수중에서 고속 데이터 전송을 위해서는 채널 특성을 결정하는 해수면, 해저, 수심 등

의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성, 도플러 확산 및 잡음 등이 고려되어야 하며, 이러한 여러 장애 요인들로 인하여 위상 동기식 디지털 변조 기법의 수신 단에서 시간동기회복(timing recovery)을 어렵게 만든다. 수중음향통신 분야 국내의 연구에서는 프리앰블의 상관도를 이용하여 패킷 동기를 결정하였으나 세부적인 심볼 동기화에 대해서는 많이 언급되고 있지 않다[4]. 시간동기회복을 위한 기존의 방법으로는 대표적으로 Early-late, Muller-Muller 그리고 Gardner 방법 등이 있다[5,6]. Early-late, Muller-Muller 방법은 샘플링된 각 신호의 진폭의 크기를 비교하여 시간 오차를 수정하는 것이지만 이 방법은 반송파 오프셋(offset)에 민감하므로 반드시 반송파 동기회복(carrier recovery)을 먼저 수행해 주어야하는 문제점이 있다. Gardner 방법은 반송파 위상에 독립적이어서 많이

† 교신저자 : 연희원, kimkim@hhu.ac.kr 051)410-4423

* 연희원, hansonhan@hanmail.net 051)410-4018

적용되고 있지만 이 방법 역시 시간동기 오차가 큰 경우 성능이 저하되는 문제점을 갖고 있다.

본 논문에서는 수중음향통신에서 Data 신호 변복조기법으로 OQPSK(Offset Quadrature Phase Shift Keying)를 사용할 때 시간동기회복을 위하여 Gardner TED(Timing Error Detector)에 Peak Detector 기법을 적용한 방법을 제안하였다. 기존의 Gardner 방법만 사용한 것에 비하여 제안한 방법은 시간 오차(timing error)를 추정하기 위하여 한 심볼 안에서 미리 Peak Detector에 Parabolic Peak interpolation 이론을 이용하여 시간동기회복 확률을 향상시켰다. 시뮬레이션과 함께 동해에서 수집한 실제 해상 실험 데이터를 이용하여 제안된 방법의 성능을 분석하였다.

본 논문의 2장에서는 OQPSK Mapping에 관한 식과 시간동기회복을 위한 Gardner 방법을 설명하고, 3장에서는 제안한 Peak Detector에 쓰이는 Parabolic Peak interpolation 방법을 서술하였다. 4장에서는 시뮬레이션 및 해상 실험을 통한 결과를 제시하며, 마지막 5장에서는 결론을 서술한다.

2. 시간동기 회복 방법

수중통신은 음파의 산란, 배경 잡음, 도플러 현상, 음파의 경계면 반사로 인한 다중경로 (Multi-path)전달 등 열악한 환경조건에서 이루어진다. 특히 친해 환경에서는 다중경로 전달로 인한 시간 축 퍼짐 (Time spreading) 현상과 도플러 퍼짐 (Doppler spreading) 현상과 같은 페이딩이 발생하며, 이때 수신신호의 오류율을 증가시킨다[7]. 본 논문에서 사용한 OQPSK는 QPSK의 zero cross 문제점을 보완하기 위해 만들어진 것이다. 즉, QPSK의 경우 위상이 180도 변하게 되면 많은 대역폭을 소요하며, 송신기 및 수신기 필터를 통과하면서 검출된 진폭에 변화가 일어나게 되어 오차가 발생할 확률이 높아진다. 이에 비해 OQPSK는 Q채널에 T_b 만큼의 delay를 두어 zero cross 현상을 없앤 것이다[8,9].

$$d(t) = d_I(t) \cos(2\pi f_c t) + d_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (1)$$

$d(t)$ 는 채널환경을 거치기 전 송신되는 신호이다. 그림 식 (2)에서는 채널을 지나고 Shaping filter를 거치고 난후의 수신된 기저대역 신호를 나타내었다.

$$s(t) = d_I(t) \cos(2\pi f_c t) g(t - kT - \tau) + d_Q(t) \sin(2\pi f_c t) g(t - kT - T_b - \tau) + N(t) \quad (2)$$

$d_I(t)$ 와 $d_Q(t)$ 는 in-phase와 quadrature-phase 성분을 나타낸 것이다. 그리고 송신기와 수신기 사이의 시간오차가 발생하기 때문에 심볼시간 오차가 발생하게 되고, Doppler에 의해서 신호간격이 왜곡이 된다. τ 는 이러한 시간 오차를 의미한다. 그리고 $g(t)$ 는 펄스 성형(pulse shaping)에 따른 임펄스 응답이며 T 는 심볼의 길이이다. 마지막으로 N 은 complex Gaussian noise를 의미하는 것이다. 다음 Fig.

1에 OQPSK 변·복조 기법을 이용한 송수신 과정을 간단히 나타내었다.

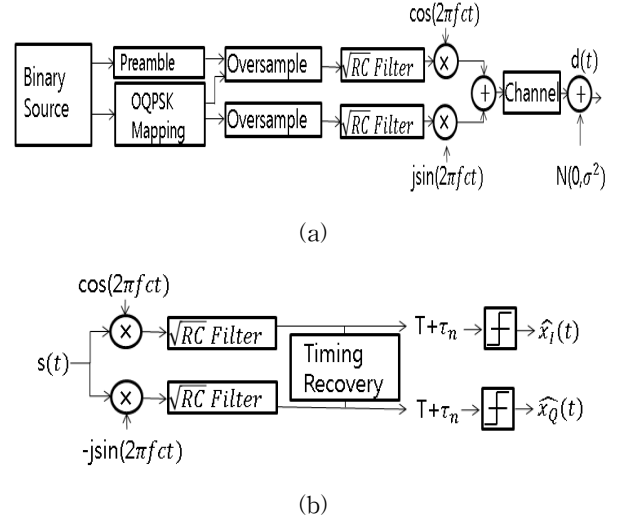


Fig. 1 Block diagram of OQPSK Transceiver, (a) Transmitter (b) Receiver

시간동기회복을 하는 이유는 수신기에서 샘플링 클럭 주파수와 위상 오차로 인해 발생하는 샘플링 클럭 주파수 및 위상 옵셋을 보상하기 위한 것이다. 이때 Gardner 방법이 가장 일반적으로 사용되는데 Gardner TED 알고리즘은 [4]에서 근거한다. 이 Gardner 방법은 매 심볼 마다 타이밍 에러를 추출하므로 다중경로전달 채널에서 타이밍 동기를 추적하면서 유지하는 것에 유리하다. 그리고 Fig. 1의 수신된 신호 $s(t)$ 가 심볼 길이보다 충분히 작은 모든 T_s 에 대하여 샘플링 된다고 하면 샘플된 신호는 $s(nT_s)$ 로 나타낼 수가 있다. 이때 시간동기 오류는 식(3)와 같다.

$$\epsilon(n) = d_I(\tau + nT_s - \frac{T}{2}) [d_I(\tau + nT_s) - d_I(\tau + nT_s - T)] + d_Q(\tau + nT_s - \frac{T}{2}) [d_Q(\tau + nT_s) - d_Q(\tau + nT_s - T)] \quad (3)$$

이때 시간오차가 없다고 가정하면 $\tau=0$ 이 됨으로 다음과 같이 간략하게 식을 나타낼 수 있다.

$$\epsilon(n) = d_I(nT_s - \frac{T}{2}) [d_I(nT_s) - d_I(nT_s - T)] + d_Q(nT_s - \frac{T}{2}) [d_Q(nT_s) - d_Q(nT_s - T)] \quad (4)$$

식 (4)는 Gardner 이론에 기초한 것으로서 $\epsilon(n)$ 는 시간오차이다. Gardner 이론은 샘플링 되는 위치를 중심으로 서로 대칭을 이루는 시점이 정확한 타이밍 시점이 되는 것을 이용하여 심볼 타이밍 에러 $\epsilon(n)$ 를 추정하는 것이다. 하지만 시간오차 τ 로 인해 대칭이 이루어지지 않아 0또는1의 값이 나오지 않고 그 외의 값들이 나오면 식 (3)에서 보여지듯이 수신 샘플 3개 지점의 진폭 크기를 비교하여 시간 오차를 보정하게 되는 형식이다.

3. Parabolic Peak Interpolation 이론을 이용한 Peak Detector

Parabolic interpolation 기법은 Parabolic 근사를 이용하여 최대 또는 최소의 피크 위치를 찾는다[10]. 처음 세 점의 위치를 선정하고 이 세 점을 지나가는 이차 방정식 곡선에서 최대/최소치가 나오는 위치를 찾아낸다.

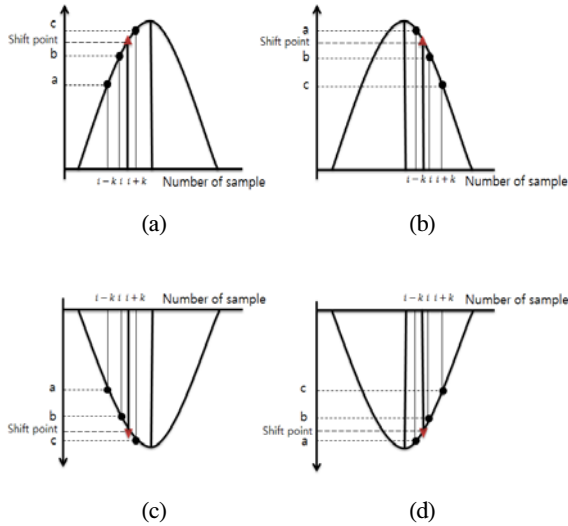


Fig. 2 Parabolic Peak Interpolation

(a) When 3 point value mainly exists on the left side +peak value (b) When 3 point value mainly exists on the right side +peak value (c) When 3 point value mainly exists on the left side -peak value (d) When 3 point value mainly exists on the right side -peak value

Fig. 2의 (a)~(d)세 점이 형성하는 이차 방정식 곡선에서 피크치의 위치를 찾기 위해 이차 방정식을 아래와 같이 나타낸다.

$$y(x) = a \times (x-p)^2 + b \tag{5}$$

식 (5)는 Fig. 2의 이차방정식의 해를 나타낸다. 즉 a는 기울기 p는 x축의 값을 나타낸다. 그리고 Fig. (a)~(d)와 같이 이차 방정식 위에 3개의 점이 위치하였을 때 이 값을 이용하여 3점 중에서 가장 최대치의 값을 가지는 위치로 근사하게 이동하기 위해서는 다음과 같은 식을 사용한다.[11]. 우선 Parabolic peak location을 나타내기 위해서

$$p = \frac{(a-c)}{2(a-2b+c)} \tag{6}$$

와 같이 구한 후 최종적으로 식 (5)를 사용하여 peak 치를 추정한다.

$$y = b - 0.025 \times (a - c) \times p \tag{7}$$

이때 a, b, c 의 값은 x값의 위치 i를 중심으로 k만큼 떨어진 범위의 y값으로서 이를 이용하여 p를 구한 후 이 값을 식 (5)에 대입을 시키면 a, b, c 중 peak치에 가장 가까운 값에 근사하게 이동하게 된다. 이는 Fig. 3과 같이 이용이 된다.

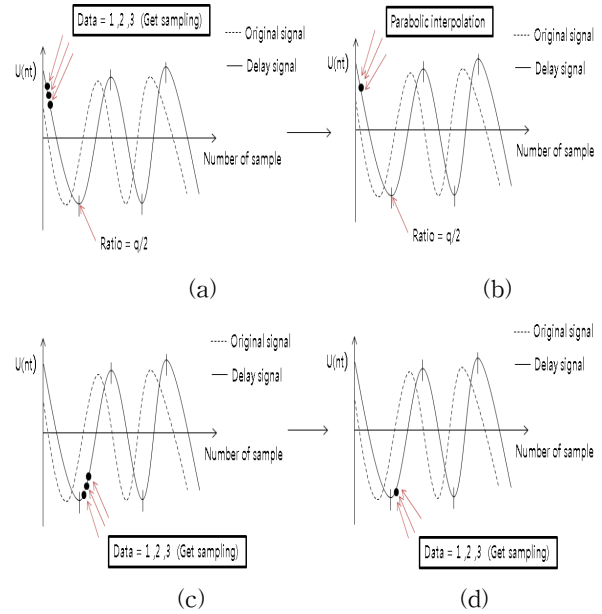


Fig. 3 Processing of the Peak Detector

(a) select 3 sample of the Rx signal (b) Parabolic Interpolation adoption (c) After moving as a length of Ratio, select 3 sample of the Rx signal (d) Parabolic Interpolation adoption

우선 Fig. 3에서 보면 수신신호 $s(nT_s)$ 는 Oversampling을 한 후 smooth과정을 위해 pulse shaping 필터를 거친 뒤의 신호이다. Timing Error Detector의 입력신호를 구하기 위해 수신신호 $s(nT_s)$ 에 위 Fig. 2에서처럼 식 (6), (7)를 이용하여 Parabolic peak interpolation을 적용시킨다.

Fig. 3에서 (a), (b), (c), (d)는 순차적으로 Parabolic Peak interpolation을 적용하여 peak 값을 구하는걸 보여주는 것이다. 이 과정을 간단히 설명하자면, 원칙적으로는 수신신호 $s(nT_s)$ 의 re_sample을 하기위해서 신호의 처음부터 시작하여, Oversampling 의 절반을 의미하는 Ratio만큼 순차적으로 이동하면서 그에 상응하는 샘플들을 채취해서 그 값을 Timing Error Detector에 넣어주는 것이지만 이 방법은 Ratio만큼 이동 후 지점 i를 기준으로 k만큼 앞뒤의 샘플을 채취한 후 Parabolic Peak interpolation기법을 이용하여 좀 더 Peak치에 가깝게 각 샘플을 이동을 시켜준 후에 Timing Error Detector에 그 값을 넣어주는 것이다. 이 과정을 거치면 다음 장에서 설명할 시뮬레이션결과에서 보여지듯이 위상 수렴속도가 2배 가까이 빨라짐으로 preamble 데이터양을 절반가량 줄일 수 있다.

다음 Fig. 4의 (a)는 시간동기회복 과정을 수행하기 위한 전체 블록도이며, (b)는 제안한 방법을 갖는 TED만을 나타낸

것이다.

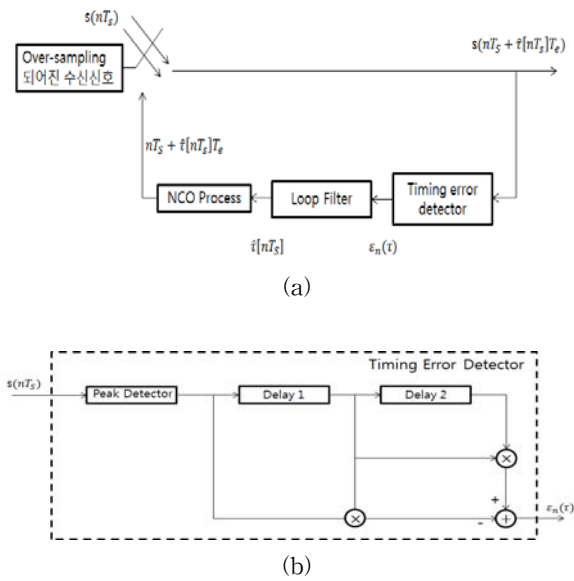


Fig. 4 Block diagram of the proposed timing recovery (a) Block diagram of the Timing Recovery (b) Block diagram of the Timing Error Detector using Peak Detector

Fig. 4에서 수신신호 $s(nT_s)$ 는 Oversampling 된 신호이다. 또한 앞서 설명하였듯이 Peak Detector는 Ratio를 기점으로 k만큼 거리에서 Parabolic Peak interpolation을 하는 것으로서 그 구간의 최대치 또는 최소치의 최적화된 값을 Timing Error Detector에 넣어 식 (3)의 $\epsilon(n)$ 값의 수렴 속도를 증가시킬 수 있다.

그 후 시간 오차를 NCO (Numerically Controlled Oscillator)에 적용하여 다음 시간동기 지점의 위치를 변경시킨다. 기존의 기법을 적용할 경우 Preamble의 길이가 짧을 경우 그 구간 내에서 수렴이 확실히 이루어지지 않기 때문에 timing error를 일으킬 확률 또한 높아지게 된다. 하지만 제안된 Peak Detector를 이용하여 지속적으로 최대값 또는 최소값의 근사치로 이동하여 수렴속도가 상승하여 원하는 값을 얻을 수 있다. 그리고 임계치의 위치에서도 강한 성능을 보인다. 이를 증명하기 위해 다음 4장에서는 위의 이론을 바탕으로 시뮬레이션을 수행하였다.

4. 시뮬레이션 및 해상실험 결과

제안한 방법의 성능을 확인하기 위하여 우선 시뮬레이션을 수행하였다. 표 1은 시뮬레이션에 사용한 파라미터를 나타내었다. 반송파와 샘플링 주파수는 각각 6 kHz와 60 kHz로 하였으며, 데이터 전송율은 1 kbps(Symbol Per Second)로 하였다. 또한 SNR(Signal-to-Noise Ratio)은 10 dB로 하였다.

그리고 Fig. 5에서 신호 패킷 구성을 타나내고 있다. 여기서 Preamble 구간은 Gardner Timing을 맞추기 위하여 만든 임

의 구간이다. 즉 1과 -1을 번갈아 가며 64번을 넣은 후 Oversampling을 해준 후 raised cosine filter를 거친 신호라고 할 수 있다. 그러면 자연스럽게 sine파 형식의 신호가 발생하게 된다.

$$\text{Sampling Frequency}/\text{sps} = 60\text{kHz}/1\text{kps} = 60$$

대응하므로 으로서 60배 Oversampling 되었다. 그리고 이때 Oversampling의 절반되는 값은 OQPSK 신호의 45도 되는 임계점이라 생각하면 된다.

Table 1 Simulation parameters

'SNR	10 dB
Carrier Frequency	6 kHz
Sampling Frequency	60 kHz
Data rate	1 kbps
LFM (Linear Frequency Modulation)	1초
Silence	1초
PN code	128 bit
Preamble (Gardner)	64 bit
Data	140 sym

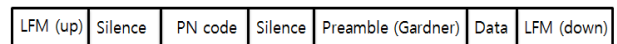


Fig. 5 Construction of Signal packet

Table 1과 같은 조건으로 시뮬레이션 파라미터를 설정한 후에 Oversampling 값을 고려하여 심볼 옵셋을 시키면서 원 신호와 비교를 하여 어느 정도의 에러가 발생하는지 확인하였다. 이때 등화기는 적용하지 않았다. 우선 아래의 Fig. 6은 심볼 옵셋이 24일 때 Preamble 구간의 MSE(mean square error)를 이용하여 두 가지 방식의 수렴 속도를 비교해본 것이다.

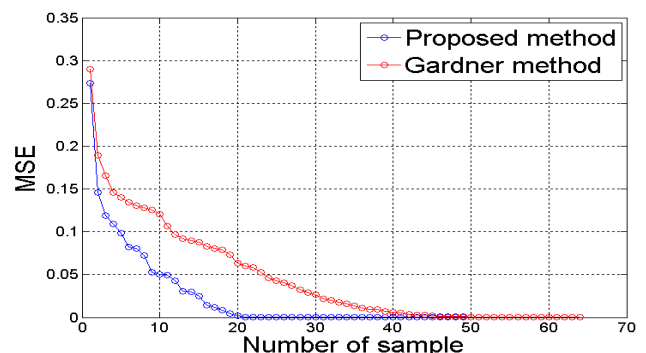


Fig. 6 Compared converge speed of stabilize time-synchronization using MSE

Fig. 6에서 시간동기회복을 위한 Preamble 길이를 21 심볼만 주었을 경우 제안된 방법은 거의 정확하게 수렴을 하였지만 Conventional 방법은 심볼 길이가 47정도 되었을 때 수렴

을 하는 모습을 보이고 있다. Fig. 7에는 수렴이 정확히 이루어지지 않는다면 어떠한 문제가 발생할 가능성이 생기지 나타내었다. Fig. 7의 신호는 시간동기회복 구간을 지나 신호가 sampling 되는 과정이다.

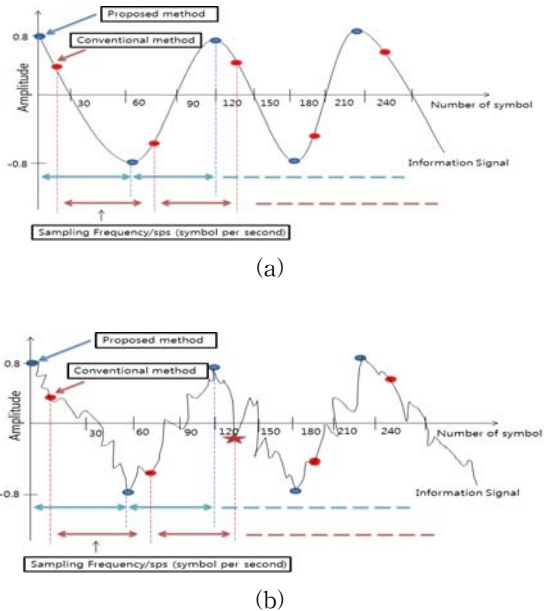


Fig. 7 Compared Proposed method and Conventional method about time-synchronization
(a) Distortion doesn't added to the signal (b) Distortion added to the signal

Fig. 7의 (a)에서 제안된 방법은 수렴을 끝낸 상태임으로 완벽하게 자신의 위상을 나타낼 수가 있다. 그와 반대로 Conventional 방법은 수렴을 끝내지 못하였으므로 자신의 위상을 나타내기 힘들다. 물론 Fig. 7의 (a)에서는 그렇게 큰 문제가 되지 않지만 만약 Fig. 7의 (b)처럼 바다의 channel의 영향과 여러 가지 악조건을 거친 신호는 125 Sample Point 위치에서 보여 지듯이 Conventional 방법의 오류 확률이 커지게 된다.

그리고 Fig. 6을 보면 제안된 방법은 Preamble 구간이 21 심볼만 있으면 되고 Conventional 방법은 Preamble 구간이 47 심볼이 있어야 한다. 즉 제안된 방법은 전송 Preamble 양을 절반으로 줄일 수 있는 효과를 나타내고 있다. Timing-offset이 Oversampling의 절반 정도를 유지한다면 시간동기화에 큰 무리가 가지 않겠지만 만약 Oversampling의 절반에 근접하거나 이를 넘게 된다면 (임계점) 제안된 방법이나 Conventional 방법은 시간동기화를 못하게 된다. 하지만 이때에도 제안한 방법은 Conventional 방법보다 더 향상된 성능을 나타내게 된다. 이를 다음 Fig. 8에서 비교하였다. Fig. 9는 Timing-offset 값의 변화에 따른 Conventional 방법과 제안한 방법의 BER (bit error rate)값을 비교하여 나타낸 것이다.

Fig. 8를 보면 알 수 있듯이 제안한 방법을 적용하였을 경우 기존의 방법보다 BER 성능이 향상되는 것을 알 수 있다.

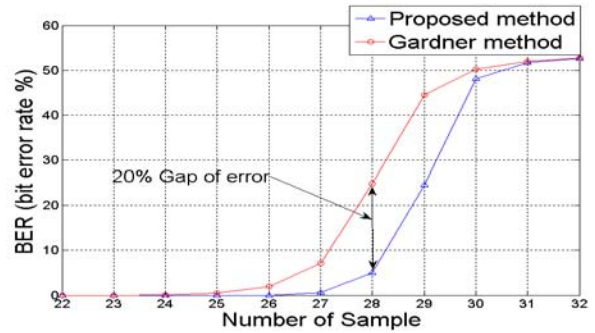


Fig. 8 Comparison of BER performances according to the timing offset.

제안된 방법에서는 Timing_offset이 23~27인 경우에는 BER이 1% 내외인 것을 확인할 수 있고 이전의 방법은 BER이 8% 내외인 것을 확인할 수 있다. 그리고 Timing_offset이 28~31 경우 제안된 방법 또한 좋지 못한 성능을 나타내지만 이전의 방법보다는 20% 정도 향상된 성능을 나타내고 있다. 특히 28 포인트 같은 경우 제안된 방법은 5%의 BER을 나타내고 이전의 방법은 25%의 BER을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

위의 시뮬레이션을 바탕으로 다음 Fig. 9과 같은 환경에서 실제 해상실험을 수행하였다. preamble 구간의 길이는 24 bit로 하였고, 실험은 강원도 동해시 인근 해상에서 수행되었다. 실험 시기는 2011년 6월 말로 해상상태는 파도가 소량 있었으며 송수신기 사이의 거리는 3 km로 하였다. 배는 표류를 하였기 때문에 해류의 영향으로 송수신기 거리에 오차가 발생한다. 이렇게 오차가 발생하면 신호가 가까워지거나 멀어지기 때문에 신호가 늘어나거나 줄어드는 현상이 생기게 된다. 그리고 송신기는 수면 아래 100 m, 수신기는 200 m 아래 거의 해저면 가까이 위치하였다. 반송파 주파수와 샘플링 주파수는 각각 6 kHz 및 60 kHz로 하였으며, 전송율은 1 kbps로 하였다.

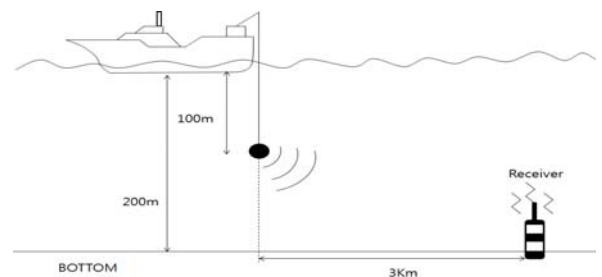


Fig. 9 Sea trial environment.

Fig. 10에는 실험 해역에서 측정된 채널 전달 특성을 나타낸 것으로 5분 동안 채널의 전달 지연 특성을 보여준다. 이 측정을 위해 약 4 kHz 대역폭을 갖는 0.25 sec 길이의 LFM 신호를 주기적으로 약 1200회 가량 송신하였다. Fig. 10은 송수신된 LFM 신호의 상관관계를 이용하여 구한 것으로 다중경로에 따른 영향을 받는 것을 확인할 수 있다[12]. 이는 해수면에 반사되어지는 반사와 그리고 바닥에서 반사되어 들어오는

신호들이 있다는 것을 의미한다.

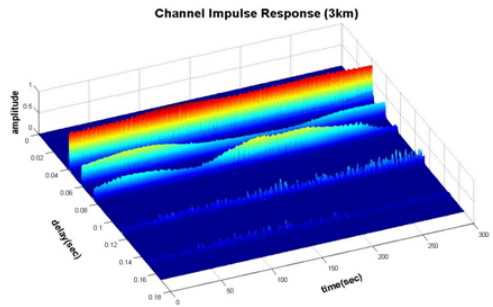
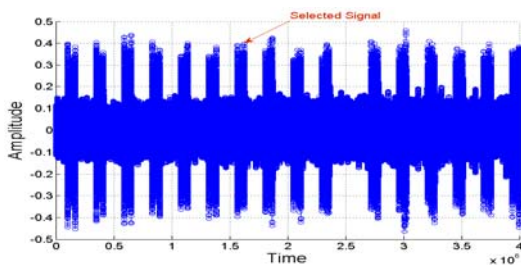
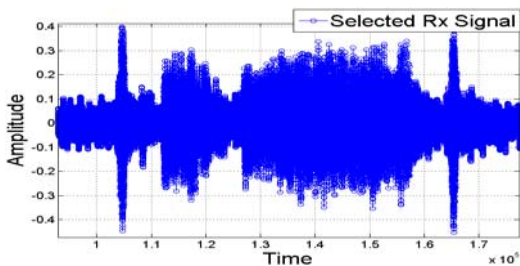


Fig. 10 Underwater channel propagation characteristics.

최종 수신된 신호는 Fig. 11 (a)와 같다. Fig. 11 (b)의 세부 구조는 Fig. 5에서 설명하였다. 이와 같은 신호를 반복하여 송수신 한다. 그러면 Fig. 12과 같이 Timing-offset 되어진 신호를 보게 된다. 수신되어진 신호는 약 Oversampling 의 절반 정도 만큼 Timing-offset이 되어져 있다.



(a)



(b)

Fig. 11 Rx signal after going through channel
(a) Total Rx signal (b) Selected Packet of the total rx signal

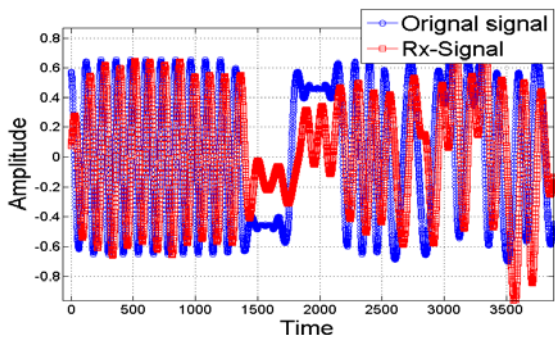
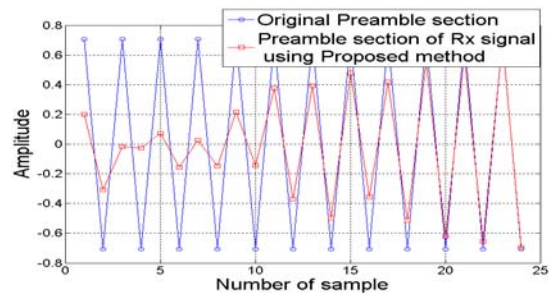


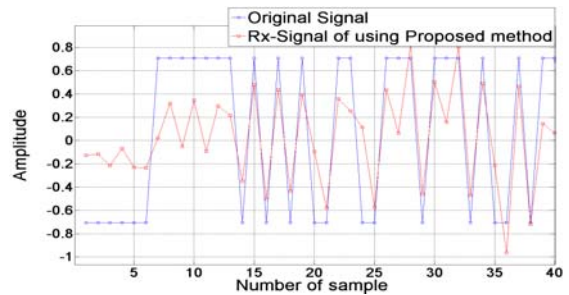
Fig. 12 Compared Tx signal and Rx signal.

Fig. 12의 신호는 다음과 같이 분류된다. 도형 O 는 송신 신호, 도형 □ 는 수신신호 이다.

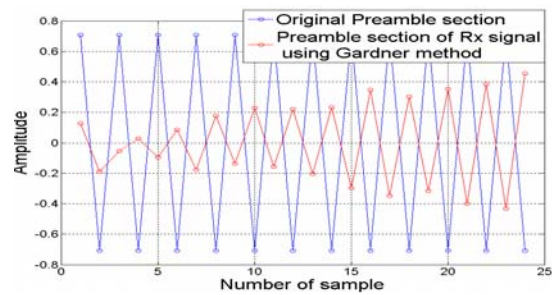
Fig. 12에서 보여지듯이 수중 채널의 영향으로 인해 데이터 신호 구간의 왜곡뿐만 아니라 다중경로로 인해 이전 신호의 간섭 및 수중채널의 배경 잡음의 영향으로 인해 신호가 크게 왜곡되는 것을 볼 수 있다. 시간동기화 방법의 비교를 위하여 반송파 위상 및 주파수 동기화 방법과 등화기는 적용하지 않았다.



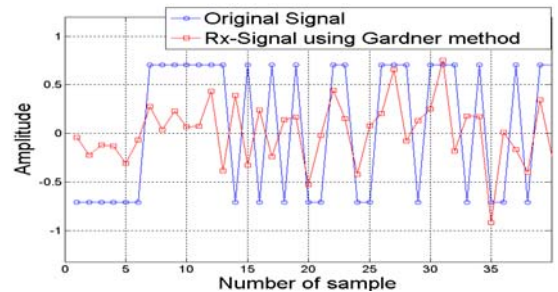
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. 13 Comparison of Conventional and proposed algorithm
(a) Preamble section of Proposed method (b) Data section of Proposed method. (c) Preamble section of Conventional method (d) Data section of Conventional method.

최종적으로 Fig. 13과 함께 제안된 방법과 Conventional 방법의 차이를 나타내었다. Fig. 13-(a)는 Preamble 영역에서 제안한 방법을 적용한 것으로 13-(c)와 비교가 가능하다. 13-(a)는 5번째 Sample Point부터 Timing을 보정하는 모습이다. 하지만 13-(c)는 5번째 Sample Point부터 timing을 보정하지 못하는 결과를 보여주고 있다. 결과로 Data 구간인 13-(b)는 제대로 된 timing을 찾는 것을 확인할 수 있고 13-(d)는 Preamble 구간에서 timing error를 보정하지 못하였기 때문에 앞쪽으로 한 칸씩 밀리는 현상을 확인할 수 있다. 진폭 또한 원래 신호에 미치지 못하는 결과를 보이고 있다.

Fig. 14에는 제안된 방법과 Conventional 방법의 위상 수렴 속도를 나타내고 있다. 이는 Conventional방법의 Timing Error 값 $\tau(nT_s)$ 값이 0으로 수렴하지 못하는 것을 의미한다. 위의 Fig. 13과 14를 함께 비교하면 Conventional 방법은 제대로 된 Timing 구간을 잡지 못할 뿐만 아니라 Timing Error tracking 속도 또한 제안된 방법보다 떨어지는 것을 알 수가 있다. 이때 제안된 방법의 Data 영역의 BER(Bit Error Rate)는 1.1×10^{-1} 이고 Conventional 방법의 Data 영역의 BER은 3.3×10^{-1} 라는 결과를 얻고 있다.

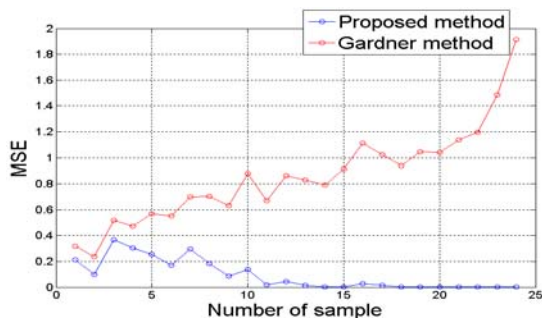


Fig. 14 Compared speed of stabilize time-synchronization via Acoustic signal data test

전반적으로 BER이 높은 이유는 앞서 설명한 바와 같이 시간동기회복 방법들의 성능 비교를 위해 어떠한 반송파 위상 및 주파수 동기화 알고리즘 및 등화기를 적용하지 않았기 때문이다. 실험 결과 제안된 알고리즘 적용으로 BER 측면에서 기존의 방법에 비해 평균 약 20% 정도 성능이 향상되는 것을 확인하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 수중 채널에서 다중경로 영향과 잡음이 부가되는 환경에서 시간동기회복 방법의 성능을 향상시키는 방법에 대해 연구하였다. 제안한 방법은 Peak Detector를 Gardner Timing Error Detector에 삽입하여 Parabolic Peak interpolation의 이론을 이용하여 근접 샘플들 간의 상호관계를 미리 파악하여 후에 Conventional 방법 적용 시 보다 빨리

시간동기를 찾을 수 있도록 하였다. 시뮬레이션에서는 시간축의 신호들을 강제로 시간 오프셋을 주어 수행하였고, 실제 해상 실험 결과는 제안된 알고리즘 방법이 BER 측면에서 기존의 방법에 비해 평균 약 20% 정도 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있었다. 향후 시간동기회복 측면뿐만 아니라 반송파 주파수 및 위상 측면에서도 동기회복에 관한 연구가 병행되어야 할 것으로 보인다.

후 기

이 논문은 방위사업청과 국방과학연구소의 지원(계약번호 UD100002KD) 및 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업 연구지원으로 수행되었습니다.

참 고 문 헌

- [1] Baggeroer A.(1984), "Acoustic telemetry - an overview," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.9, no.4, pp.229-235, Oct.
- [2] Daniel B. Kilfoyle and Arthur B. Baggeroer(2000), "The state of art in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.25, no.1, pp.4-27, Jan.
- [3] 한정우, 김기만, 손윤준(2011), "직접 수열 대역확산 방식용 이용한 수중음향통신 연구," *한국항해항만학회지*, vol.35, no.8, pp.643-647
- [4] Gappmair W.(2005), "Symbol-Timing Recovery with Modified Gardner Detectors," in *Wireless Communication Systems, 2005. 2nd International Symposium on*, pp.831-834, Sept.
- [5] Alexander J. D. H.(1975), "Clock recovery from random binary signals," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.11, no.22, pp.541-542, Oct.
- [6] Gardner F. M.(1986), "A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers," *IEEE Trans. Communication*, vol.34, pp.423-429, May
- [7] 조진수, 정승백, 심태보(2007), "PSK 변조방식이 수중통신에 미치는 영향에 관한 연구," *한국음향학회지*, 26권, 7호, pp.366-374.
- [8] D'Amico A.A, D'Andrea AN, and Mengali U.(1999), "Feedforward joint phase and timing estimation with OQPSK modulation", *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol.8, no.3, pp.824-832.
- [9] 이태진, 김기만(2011), "해상실험을 통한 저전력 수중음향통신 기법의 성능 분석," *한국항해항만학회지*, vol.35, no.10, pp.811-816
- [10] Wu Hehai(1993), "Further study on oblique axis parabolic interpolation for curve smoothing," *National Natural Science Foundation of China*, vol.30, no.5,

pp.17-24.

- [11] Julius O. Smith(1985), “An Analysis/Synthesis Program for Non-Harmonic Sounds Based on a Sinusoidal Representation”, Center for computer Research in Music and Acoustics(CCRLMA) Department of Music, Stanford University Stanford, California 94305.
- [12] Paul van Walree(2011), Channel sounding for acoustic communications: techniques and shallow-water examples, FFI(Norwegian Defence Research Establishment) report, Apr.

원고접수일 : 2012년 3월 13일
심사완료일 : 2012년 5월 30일
원고채택일 : 2012년 5월 31일