
수중음향통신을 위한 적응 결정궤환 등화기

최영철* · 박종원* · 임용곤**

An Adaptive Decision Feedback Equalizer for Underwater Acoustic Communications

Youngchol Choi* · Jong-won Park* · Yong-kon Lim**

요 약

본 논문에서는 2007년 11월 거제 연안에서 실험을 통하여 취득한 데이터를 이용하여 수중음향통신을 위한 적응 결정궤환 등화기의 비트 오류 성능 분석 결과에 대해서 논한다. 전방먹임 필터 길이, 되먹임 필터 길이, 훈련신호열 길이, 시간 지연 등의 변수를 변화시키면서 RLS 알고리즘을 적용한 적응 결정궤환 등화기의 비트 오류를 분석한 결과, 오류정정부호를 적용하지 않았을 때, 전달 거리 9.7km, 4km에서 각각 4×10^{-2} and 1.5×10^{-2} 비트 오류를 얻었다. 얻어진 10^{-2} 수준의 비트 오류는 오류정정부호를 적용할 경우에 10^{-3} 이하로 낮아지므로, 적응 결정궤환 등화기는 모뎀의 무게 및 부피가 작아야 하는 자율무인잠수정에서 고속의 통신 수단을 제공할 수 있는 기술로서 활용 가치가 클 것으로 예상된다.

ABSTRACT

In this paper, we present bit error rate(BER) performance of an adaptive decision feedback equalizer(DFE) using experimental data. The experiment was performed at the shore of Geoje in November 2007. The BER of the adaptive DFE whose tap weight is updated by RLS is described with change of feedforward filter length, feedback filter length, training sequence length, and delay, which shows that the uncoded average BER is 4×10^{-2} and 1.5×10^{-2} with transmission range of 9.7km and 4km, respectively. The BER of the adaptive DFE can be lower than 10^{-3} by a forward error correction code and therefore the adaptive DFE may be a good candidate for a high speed AUV communications since the volume and weight of the underwater acoustic modem should be small because of the restricted space and power in the battery-operated AUV.

키워드

수중음향통신, 결정궤환 등화기, 천해, 비트 오류, 다중 경로, 자율무인잠수정

* 한국해양연구원 해양시스템연구부

** 한국해양연구원 해양시스템안전연구소

I. 서 론

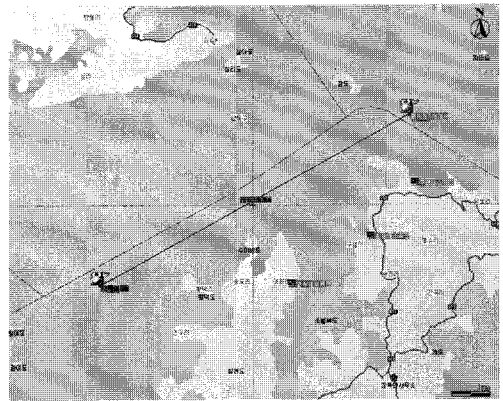
수중 무선통신에서 전자기파는 급격한 감쇠로 인하여 매우 근접한 거리에서만 사용이 가능하고, 레이저 등과 같은 빛을 이용한 통신은 탁도가 매우 좋은 환경에서 가까운 거리의 통신에 이용이 되고 있다. 매우 근접한 거리의 통신이 아닌 경우에는, 음파만이 수중에서 유일한 무선 통신 수단이다. 수중음향통신 초기에는 도플러 효과 및 다중경로 페이딩 현상에 강인한 주파수 천이 변조 방식을 많이 이용하였으나 대역폭 효율 저하로 인한 전송 속도 증가의 어려움으로 인하여 최근에는 고속 전송을 위한 위상 천이 변조 방식을 채택하고 있다[1, 2].

바다 속에서 음파의 전달 속도는 약 1,500m/s인데, 이것은 전자기파의 전달 속도 3×10^8 m/s의 약 이십만분의 일이다. 이러한 음파의 느린 전달 속도는 전자기파를 이용하는 기존 육상의 통신 방법과 비교했을 때 상대적으로 긴 시간 지연을 초래한다. 또한 해수면의 움직임 및 해류 변화는 시간에 따라서 빠르게 변화하는 다중 경로 전달 특성 및 도플러 효과로 나타난다[1, 3, 4]. 이와 같은 수중음향통신 채널을 극복하기 위하여 배열 센서를 이용한 시공간적 신호처리 기법, 대역확산 방식의 통신 기술 등에 관한 연구가 있었다[1, 5]. 고속의 수중음향통신 기술의 활용도가 가장 큰 분야는 자율무인잠수정인데, 배열 센서 신호처리 기술은 트랜스듀서 자체의 무게 및 부피, 시스템의 복잡도 등의 이유로 채택되고 있지 못하다. 한편, 대역확산 방식을 적용한 기술은 상용 모델에 채택되어 판매되고 있으나, 천해역에서 수평방향으로 통신하는 경우에 전송 수율이 낮다는 단점이 있다. 이에 본 논문에서는 수중음향통신 채널의 왜곡을 보상하기 위한 방법으로서 적응 결정궤환 등화기(Decision feedback equalizer(DFE))를 고려한다. 채널 등화기는 배열 신호처리 기술과 비교했을 때 단일 트랜스듀서를 사용하므로 모델의 무게 및 부피를 줄일 수 있고, 대역확산 방식의 통신 기술과 비교했을 때 전송 수율을 높일 수 있다는 장점이 있다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II에서는 실험역 실험 환경 및 방법에 대해 설명하고 III에서는 수심 40m 이내의 매우 얕은 바다에서의 실험 데이터를 이용한 적응 결정궤환 등화기의 비트 오율(bit error rate(BER)) 성능에 대해서 논한 후에 IV에서 결론을 맺는다.

II. 실험역 실험 환경

2.1 실험역 실험 개요

2007년 11월 8일 경상남도 거제시 진해만 지역에서 실험역 실험을 수행하였다. 실험은 한국해양연구원에서 개발한 수중음향모뎀의 실험역 성능 평가를 위해서 실시되었고, 후처리를 통한 정량적 분석을 위하여 데이터를 저장하였다. 본 논문에서는 저장된 데이터들 중에서 전송거리 4km, 9.7km 실험 데이터를 이용해서 DFE의 BER 성능을 분석한다. 그림 1 (a)는 전송 거리 9.7km의 실험 위치이다.



(a)



(b)

그림 1. 실험 장소 및 트랜스듀서 설치
 (a) 전송 거리 9.7km 실험 위치 (b) 트랜스듀서 설치
 Fig. 1 The Experimental site and transducer suspended in the ship
 (a) The experimental site (b) Transducer suspended in the ship

실험 지역의 수심은 20-40m로 매우 얇다. 송신 트랜스듀서는 24개의 배열 센서로 구성되고, 최대 음압 레벨은 203dB이다. 수신 트랜스듀서는 8개의 수직 선형 배열 센서로 구성된다. 2척의 선박을 이용하여, 한 척은 35°00'32.94"N-128°35'43.86"E 위치에 고정하고 나머지 한 척을 이동하면서 실험을 수행하였다. 트랜스듀서는 크레인을 이용하여 선박의 측면에 매달아 설치하였다. 그림 1 (b)는 실험역 실험 중에 촬영한 사진으로서 트랜스듀서를 바다 속에 넣고 있는 장면이다.

2.2 실험역 실험 신호 종류 및 형식

본 논문에서 사용한 실험 데이터는 크게 두 가지인데, 채널 측정을 위해서 사용한 짧은 길이의 binary phase shift keying(BPSK) 변조 pseudo-noise(PN) 부호와 알고리즘 성능 분석을 위한 4095 주기를 갖는 quadrature PSK(QPSK) 변조 PN 부호이다.

채널 측정을 위하여 PN 부호를 사용할 때는 주기가 채널의 시간 지연을 포함하는 범위 내에서 짧은 것을 사용하는 것이 좋다. PN 부호를 $p(k)$ 라고 하면 하나의 전달 경로에 대해서, 신호 크기 요동 및 잡음을 무시하면, 수신한 기저대역 신호는 $p(k)e^{j\theta(t_k)}$ 이다. 여기서 $\theta(t_k)$ 는 송수신 국부 오실레이터의 오차, 도플러 효과 등에 의해서 발생하는 위상으로서 시간에 따라서 변화한다. $p(k)$ 의 크기가 1로 정규화되어 있고, 수신 신호의 시간 동기 및 프레임 동기가 정확히 맞다고 가정하고, $p(k)$ 의 주기를 M 이라고 하면, 수신 신호와 PN 부호의 상관 값은 다음과 같다.

$$\sum_{k=1}^M p(k)p^*(k)e^{-j\theta(t_k)} = \sum_{k=1}^M e^{-j\theta(t_k)} \quad (1)$$

여기서, *는 켈레 복소수다. 즉 PN 부호의 한 주기 동안 시간에 따라서 변화하는 위상이 합해져서 채널 추정 의 정확도가 왜곡되므로, 채널 순간 응답 추정을 위하여 사용되는 PN 부호는 주기를 짧게 하되 수신 신호 위상 특성이 크게 변화하지 않는 범위 내에서 길게 하는 것이 좋다. 또한 QPSK 방식은 I-Q 채널의 상호 상관에 의해서 영향을 받으므로, 변조 방식은 QPSK보다는 BPSK 방식이 채널 순간 응답 계산에 있어서 유리하다. 실험에서는 채널 순간 응답 추정을 위하여 주기가 63, 127인 PN 신호 열을 BPSK 변조하여 사용하였다. 중심주파수는 25kHz,

심볼율은 5ksps이고, 펄스성형필터로는 roll-off factor가 1이고 절사 길이가 -4T~4T인 root-raised cosine(RRC) 필터를 사용하였다. T는 심볼 간격이다. PN 부호의 자기 상관 값은 상대적 시간 지연이 0인 경우에는 주기가 되고 그 이외에는 -1이 되는데, 펄스 성형한 PN 부호의 자기 상관 신호는 상대적 시간 지연 0을 중심으로 펄스 성형 필터의 절사 길이만큼 -1이 아닌 구간이 존재한다. 이것은 펄스 성형 필터의 절사 길이만큼 신호 성분이 확장되어 시간 영역에서 존재하기 때문이다. 따라서 roll-off factor를 최대로 하거나 펄스 성형 필터의 절사 길이를 줄여서 자기 상관 신호의 side-lobe를 줄일 필요가 있다. 펄스 성형 필터의 절사 길이를 줄이면 side-lobe는 크게 줄지만 main-lobe의 펄스 폭에 변화가 생기므로 주의해야 한다.

4095 주기를 갖는 PN 부호를 QPSK 변조하여 신호처리 알고리즘 성능 분석을 위한 신호로 사용하였다. 중심주파수는 25kHz, 심볼율은 5ksps이고, 펄스성형필터로는 roll-off factor가 0.5이고 절사 길이가 -4T~4T인 RRC 필터를 사용하였다. PN 부호를 이용하여 데이터를 취득하면 알고리즘 성능 분석과 채널의 순간 응답 계산을 동시에 할 수 있는 장점이 있다.

모든 신호는 반복해서 전송하였고, 전송 거리 4km 신호는 5초간, 9.7km 신호는 10초간 저장했다. 전송 거리 4km와 9.7km에 해당하는 실험 위치 좌표는 각각 35°01'42.7"N-128°37'56.8"E, 35°03'01.3"N-128°41'21.0"E 이고, 실험 시간은 오후 4-6시였다.

III. 실험역 실험 데이터를 이용한 DFE의 BER 성능

3.1 채널 순간 응답

그림 2는 전송거리 4km와 9.7km에서의 채널 순간 응답이다. 4km 채널은 63 주기를 갖는 PN 부호 데이터를 이용했고, 9.7km 채널은 4095 주기를 갖는 PN 부호 데이터를 이용했다. 9.7km에서는 63, 127 주기를 갖는 PN 부호 데이터 취득 상태가 좋지 못하여 부득이하게 4095 주기 PN 부호 데이터를 사용했다.

4km와 9.7km 모두 통신 성능에 영향을 줄 수 있는 경로 수는 3개였고, 시간 지연은 4km의 경우에 약 0.9ms, 9.7km의 경우에 약 0.5ms였다. 4km 채널은 두 개의 경로

가 크기가 유사하고 나머지 한 개는 상대적으로 작은 반면에, 9.7km 채널의 경우에는 시간 지연은 4km 채널보다 작지만 3개의 경로가 모두 크기가 비슷하다. 또한 9.7km라는 전송 거리는 트랜스듀서의 전력으로 도달할 수 있는 한계에 근접한 거리이므로 신호 대 잡음 비가 4km 채널에 비해서 매우 좋지 않아서 DFE 성능 관점에서 본다면 9.7km 채널이 4km 채널보다 더 좋지 않은 채널이다.

전송 거리가 길어지면서 다중 경로 시간 지연이 감소하였는데, 이것은 다음과 같이 설명할 수 있다. 음파가 직진한다고 가정하고, 직접파와 수면 반사파만 고려하자. 송수신기가 수면으로부터 같은 수심 d 에 고정되어 있고, 전송 거리가 R 이라고 하면, R 이 d 보다 매우 크다는 가정 하에 직접파와 수면 반사파 사이의 전달 거리 차이는 다음과 같이 전송 거리에 반비례한다.

$$\begin{aligned} \sqrt{R^2 + 4d^2} - R &= R \left(1 + \frac{4d^2}{R^2} \right)^{1/2} - R \\ &\approx R \left(1 + \frac{2d^2}{R^2} \right) - R = \frac{2d^2}{R} \propto \frac{1}{R} \end{aligned} \quad (2)$$

따라서 전송 거리가 증가할수록 다중 경로 성분들의 시간 지연은 작아진다.

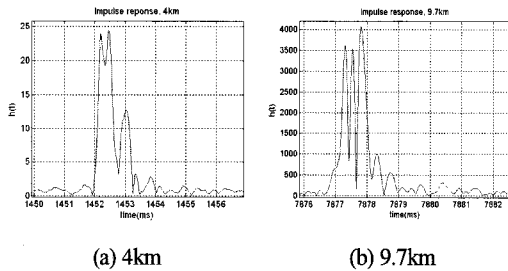


그림 2. 채널 순간 응답
Fig. 2 Channel impulse response

3.2 DFE 알고리즘 파라미터 변동 범위

실험 과정에서 선박은 닻을 내려 고정되어 있지만 해류, 해수면의 변화 및 운항 선박 등에 의해서 수중음향 채널은 시간에 따라서 계속 변화한다. 따라서 실험 데이터를 이용하여 DFE의 BER 성능을 분석하기 위해서는 신호를 프레임 단위로 구성하여 주기적으로 가중치를

갱신해야 한다. 본 논문에서는 프레임 길이를 200ms로 하여 한 프레임을 1,000개의 심볼(2,000 bit)로 구성하였다. 기저대역 신호는 심볼당 4개의 샘플을 취하도록 하였으며, 전방먹임필터 길이, 되먹임 필터 길이(이하 각각 FF, FB)는 각각, 시간 지연의 2배에 해당하는, 40, 10개 범위 내에서 변화시켰다. 가중치 갱신 알고리즘은 RLS 알고리즘을 적용하였는데, 일반적으로 RLS 알고리즘은 필터 길이의 2배 정도의 훈련 기간을 거치면 수렴하는 것으로 알려져 있으나 실험 데이터를 적용했을 경우에 전체 필터 길이의 4-5배에 해당하는 훈련 기간을 거쳐야 수렴하였다. 본 논문에서는 훈련 신호열 길이(이하 TRN)를 100 심볼, 200 심볼 두 가지를 고려하였다. Delay는 0-9 범위내에서 변화시켰다.

프레임 동기 획득을 위하여 신호 프레임의 맨 앞 100개의 심볼을 프레임 동기 획득을 위한 프리 앰블로 활용하였다. 이 프리 앰블과 수신 신호의 상관을 취하여 한 개의 프레임에 해당하는 시간 동안에 상관 값이 가장 큰 시점을 프레임 동기점으로 하였다. 9.7km 채널의 경우 3개의 전달 경로가 존재하는데, 3개의 경로 중에서 전력이 가장 큰 경로가 제일 뒤에 있다. 본 논문에서는 프레임 동기 획득을 위하여 신호 세기가 가장 큰 경로를 찾게 되므로, 이와 같은 경우에 프레임 동기점은 맨 뒤에 있는 극대점이 된다.

3.3 2차 DPLL

본 논문에서는 도플러 효과를 보상하기 위하여 decision-directed 방식의 2차 digital phase locked loop(DPLL)을 적용하였다[6]. DPPL은 DFE와 동시에 동작하고, 위상이 한 심볼 내에서는 크게 변화하지 않는다고 가정하여 심볼 단위로 갱신되도록 하였다.

3.4 DFE의 BER 성능: 전송 거리 4km

그림 3은 전달 거리 4km 데이터를 이용한 DFE의 BER 성능을 도시한 것이다. 그림 3 (a)-(d)는 TRN을 100으로 고정시키고 1~4 사이의 각각의 고정된 delay에 대해서 FF/FB 변화에 따른 BER이다. 5초간의 데이터를 저장했으므로 최대 25 프레임을 분석할 수 있지만 본 논문에서는 앞 뒤로 2, 3 프레임을 제외하고 20프레임만 고려했고, 그림 3 (a)-(d)는 이 20개 프레임 전체에 대한 BER이다. delay=1, FF=20, FB=1인 경우에 BER이 가장 낮았고, 그 값은 1.5×10^{-2} 이다.

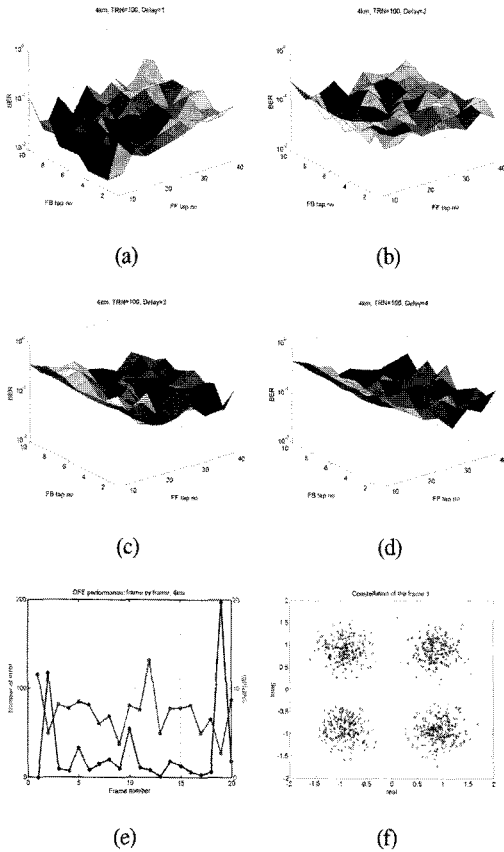


그림 3. 적응 결정계환 등화기의 비트 오류, 4km
 (a) Delay=1, TRN=100 (b) Delay=2, TRN=100
 (c) Delay=3, TRN=100 (d) Delay=4, TRN=100
 (e) BER/SMR when delay=1, FF=20, FB=1
 (f) 1번 프레임의 신호 성상도

Fig. 3 BER of the adaptive DFE, 4km
 (a) Delay=1, TRN=100 (b) Delay=2, TRN=100
 (c) Delay=3, TRN=100 (d) Delay=4, TRN=100
 (e) BER/SMR when delay=1, FF=20, FB=1
 (f) Signal constellation of the frame 1

delay가 2 이상으로 증가하면 뚜렷한 성능 저하가 발생하는데, 이것은 delay가 필요 이상으로 커지면 유효 FF가 작아지기 때문이다. TRN을 200으로 증가시켜 BER을 관찰했을 때, 작긴 하지만 오히려 BER 성능 저하가 발생하였다. 필요 이상의 훈련 신호열은 전송 수율을 저하시키고, 연산 복잡도를 증가시킬 뿐만 아니라, BER 성능 저하가 발생하므로 신중한 선택이 필요하다. 그림 3 (e)는 가장 좋은 BER 성능을 보인 delay=1, FF=20,

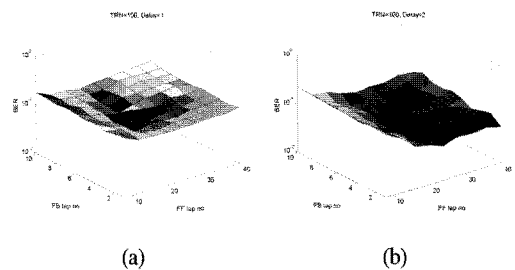
FB=1인 경우에 대해서 프레임 별로 BER 및 signal to multipath ratio(SMR)을 그린 것이고, (f)는 오류가 전혀 없는 1번 프레임에 대한 DFE 출력 신호의 성상도이다. 여기에서 SMR은 다음과 같이 정의 된다.

$$SMR = \sum_k \frac{|d(k)|^2}{|y(k) - d(k)|^2} \quad (3)$$

여기서, $y(k)$ 는 k 번 째 심볼의 DFE 출력 값이고, $d(k) = \text{sign}(\text{real}(y(k)) + i(\text{imag}(y(k))))$ 이다. sign은 0 이상일 경우에 1, 0 미만일 경우에 -1인 함수이고, real 및 imag는 각각 복소수의 실수 및 허수부를 뜻한다.

3.5 DFE의 BER 성능: 전송 거리 9.7km

그림 4는 9.7km 데이터를 이용한 DFE의 BER 성능을 도시한 것이다. 그림 4 (a)-(f)는 TRN을 100으로 고정시키고 고정된 delay에 대해서 FF/FB 변화에 따른 BER이다. 9.7km 데이터는 4km 데이터보다 길게 10초간의 데이터를 저장했고, 이 중에서 40프레임만 고려했다. delay=3, FF=20, FB=3인 경우에 BER이 가장 낮았고, 그 값은 4×10^{-2} 이다. delay가 0, 1 경우에는 필터 길이 변화에 따라서 성능 변화가 없고, delay가 2 이상으로 증가하면 성능 개선 효과가 나타나기 시작하여, delay가 3, 4인 경우에 비교적 안정적인 BER 성능을 보인다. delay가 5 이상으로 증가하면 BER 성능 저하가 발생한다. TRN을 200으로 증가시켰을 때는, 4km의 경우와 마찬가지로, BER 결과를 관찰했을 때 작긴 하지만 오히려 BER 성능 저하가 발생하였다. 그림 4 (g)는 가장 좋은 BER 성능을 보인 delay=3, FF=20, FB=3인 경우에 대해서 프레임 별로 BER 및 SMR을 그린 것이고, (h)는 BER이 가장 낮은 21번 프레임에 대한 DFE 출력 신호의 성상도이다.



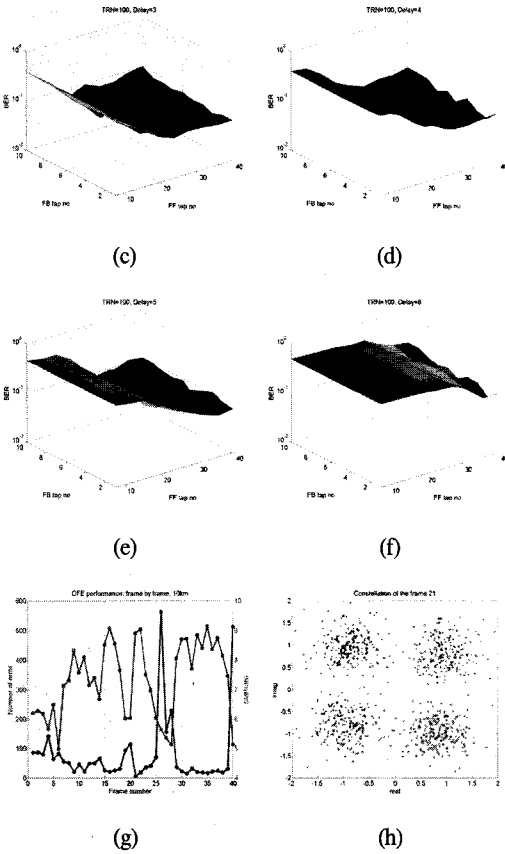


그림 4. 적응 결정제한 등화기의 비트 오율, 9.7km

- (a) Delay=1, TRN=100 (b) Delay=2, TRN=100
- (c) Delay=3, TRN=100 (d) Delay=4, TRN=100
- (e) Delay=5, TRN=100 (f) Delay=6, TRN=100
- (g) BER/SMR when delay=3, FF=20, FB=3
- (h) 21번 프레임의 신호 성상도

Fig. 4 BER of the adaptive DFE, 9.7km

- (a) Delay=1, TRN=100 (b) Delay=2, TRN=100
- (c) Delay=3, TRN=100 (d) Delay=4, TRN=100
- (e) Delay=5, TRN=100 (f) Delay=6, TRN=100
- (g) BER/SMR when delay=3, FF=20, FB=3
- (h) Signal constellation of the frame 21

3.6 결과 토의

매우 얇은 바다에서의 수중음향통신 채널은 그림 2에 나타난 것처럼 신호 세기가 가장 큰 경로가 가장 먼저 도착하지 않을 수도 있다. 본 논문에서는 신호 프레임 동기점을 신호 세기가 가장 큰 경로의 도달 시점으로 하고 있으므로 delay 변화에 따른 성능 변화가 뚜렷하게 나타나고 있다. 4km 채널은 신호 세기가 가장 큰

경로보다 1-2 심볼 앞서 약간 작은 크기의 경로가 있기 때문에 delay=1일 때 가장 좋은 성능을 보였고, 9.7km 채널은 신호 세기가 가장 큰 경로보다 약 3 심볼 앞서 비슷한 크기의 2개의 경로가 있기 때문에 delay=3일 때 가장 좋은 성능을 보였다. 즉, delay를 고려하지 않으려면 신호 프레임 동기는 유효 다중 경로 성분 들 중에서 가장 먼저 도달하는 다중 경로의 도달 시각에 맞추어야 한다.

4km와 9.7km 채널 모두 FF=20 근처에서 비교적 안정적인 성능을 보였고 FB는 일정 값 이상으로 증가하면 성능 향상 효과가 미미하거나 성능 열화가 발생했다.

성능 분석 결과 얻어진 10-2수준의 BER은 오류정정 부호를 적용할 경우에 10⁻³~10⁻⁴까지 낮아지므로, 수중 음향통신 시스템에서 적응 결정제한 등화기는 모뎀의 무게 및 부피가 작아야 하는 자율무인잠수정에서 고속의 통신 수단을 제공할 수 있는 기술로서 활용 가치가 클 것으로 예상된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 수심 40m 이내의 매우 얇은 바다에서 취득한 4km, 9.7km 전달 거리의 실험 데이터를 이용하여 RLS 가중치 갱신 알고리즘을 사용하는 적응 결정제한 등화기의 BER 성능에 대하여 논하였다. DFE를 구성하는 필터 길이, 시간 지연, 훈련 신호열 길이를 변화시키면서 성능을 분석한 결과, 10⁻²수준의 BER이 가능하였다. 오류정정부호를 적용하면 10⁻³~10⁻⁴ 수준의 BER이 가능하므로, 수중음향통신 시스템에서 적응 결정제한 등화기는 모뎀의 무게 및 부피가 작아야 하는 자율무인잠수정에서 고속의 통신 수단을 제공할 수 있는 기술이다.

후기

본 연구는 국토해양부 지원으로 수행된 “수중 무선통신 시스템 개발” 사업의 연구결과 중 일부임을 밝히며, 연구비 지원에 감사드립니다.

참고문헌

[1] D. Kilfoyle and A. Baggeroer, "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, Vol. 25, pp. 4-27, Jan. 2000.

[2] 박지현, 윤종락, 박규철, "수중음향채널의 대역에 따른 BFSK/BPSK 전송 성능," 한국해양정보통신학회 논문지 8권 6호 pp. 1243-1249, 2004.

[3] 최영철, 변성훈, 임용곤, "수중음향통신 링크해석," 한국해양정보통신학회논문지 11권 8호 pp. 1465-1471, 2007.

[4] 김영철, 오창현, 강희조, 조성준, "수중 음향 통신의 채널 특성," 한국해양정보통신학회지: 해양정보통신 4권 1호 pp. 55-62, 2003.

[5] 최영철, 임용곤, "수중음향통신을 위한 광대역 FIR 빔형성기," 한국해양정보통신학회논문지 10권 12호 pp. 2151-2156, 2006.

[6] U. Mengali and A. D'Andrea, *Synchronization Techniques for Digital Receivers*, Plenum Press, New York, 1997.

임용곤(Yong-kon Lim)



1979년 충남대학교 전기공학
(공학사)
1984년 충남대학교 전기공학
(공학석사)

1994년 아주대학교 전자공학(공학박사)
2009년 4월 현재 한국해양연구원 해양시스템안전연구
소 소장

※ 관심분야: 수중음향통신, 수중 로봇, 해양 물류,
유비쿼터스, Ad-hoc 네트워크, 센서 네트워크

저자소개



최영철(Youngchol Choi)

1998년 KAIST 전기및전자공학과
(공학사)

2000년 KAIST 전기및전자공학과
(공학석사)

2009년 4월 현재 한국해양연구원 선임연구원

※ 관심분야: 수중음향통신 및 신호처리



박종원(Jong-Won Park)

1995년 아주대학교 전자공학과
(공학사)

1997년 아주대학교 전자공학과
(공학석사)

2006년 아주대학교 전자공학과(공학박사)

2009년 4월 현재 한국해양연구원 선임연구원

※ 관심분야: 수중음향통신 및 네트워크, 선박/함정
네트워크, 해양시스템