

천해역 취득 데이터를 이용한 수중음향통신 수신기 성능분석

Performance Analysis of Receiver for Underwater Acoustic Communications Using Acquisition Data in Shallow Water

김 승 근*, 김 사 문*, 윤 창 호*, 임 용 곤*

(Seung-Geun Kim*, Sea-Moon Kim*, Changho Yun*, Young-Kon Lim*)

*한국해양연구원 해양시스템안전연구소 해양시스템연구부

(접수일자: 2010년 3월 25일; 수정일자: 2010년 5월 20일; 채택일자: 2010년 6월 8일)

본 논문에서는 25 kHz의 반송파와 5 kHz의 심볼율을 갖는 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 통신시스템에서 수신된 신호를 100 kHz로 샘플링하여 전송데이터를 복원하는 수중음향통신 수신기의 구조에 대하여 논한다. 또한, 천해역에서 제작한 센서를 이용하여 취득한 데이터를 2:1의 비율로 간축한 후 설계한 수신기의 입력으로 하여, 결합채널등화기 출력신호의 BER (Bit Error Rate) 을 최소화하는 결합채널등화기의 FF (Feed-Forward) 및 FB (Feed Back) 필터 탭 수 및 RLS (Recursive Least-Square) 알고리즘의 망각인자 등의 설계 파라미터를 도출하였다. 취득 신호의 전송거리는 각각 1.4 km, 2.9 km, 4.7 km이다. 분석결과 BER을 최소화하기 위한 결합채널등화기의 FF 와 FB 탭 수를 전송거리에 따라 상이하나 망각인자는 0.997에서 최적 또는 최적에 가까운 성능을 보이는 것을 확인하였다. 그러므로, 수중음향통신 수신기 설계시 망각인자, λ , 는 0.997로 고정하고, 전송거리에 따라 최적의 성능을 갖는 결합채널등화기의 FF 필터 탭 수와 FB 필터 탭 수를 가변적으로 변경할 수 있는 구조를 갖는 수신기를 설계하는 것이 바람직하다는 결론을 얻을 수 있었다. 또한, 수신기 성능 분석을 통하여 본 논문에서 고려하는 시스템에서는 16탭 길이를 갖는 간단한 형태의 필터를 161탭 길이를 갖는 정합필터 대신에 수신기의 저역통과필터로 사용하더라도 성능의 연하가 적음을 확인하였다.

핵심어: 채널등화와 위상추적의 결합, 채널등화기, 수신기 설계, 수중음향통신, QPSK, 저역통과 필터

투고분야: 음향 통신기술 분야 (6.3)

This paper describes an acoustic communication receiver structure, which is designed for QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) signal with 25 kHz carrier frequency and 5 kHz symbol rate, and takes samples from received signal at 100 kHz sampling rate. Based on the described receiver structure, optimum design parameters, such as number of taps of FF (Feed-Forward) and FB (Feed-Back) filters and forgetting factor of RLS (Recursive Least-Square) algorithm, of joint equalizer are determined to minimize the BER (Bit Error Rate) performance of the joint equalizer output symbols when the acquisition data in shallow water using implemented acoustic transducers is decimated at a rate of 2:1 and then enforced to the input of receiver. The transmission distances are 1.4 km, 2.9 km, and 4.7 km. Analysis results show that the optimum number of taps of FF and FB filters are different according to the distance between source and destination, but the optimum or near optimum value of forgetting factor is 0.997. Therefore, we can reach a conclusion that the proper receiver structure could change the number of taps of FF and FB filters with the fixed forgetting factor 0.997 according to the transmission distance. Another analysis result is that there are an acceptable performance degradation when the 16-tap-length simple filter is used as a low-pass filter of receiver instead of 161-tap-length matched filter.

Keywords: Joint Channel Equalizer and Phase Tracker, Channel Equalizer, Receiver Design, Underwater Acoustic Communications, QPSK, Low-Pass Filter

ASK subject classification: Acoustic Communication (6.3)

I. 서론

수중 채널 환경에서의 통신에서는 위상동기를 얻기 어렵기 때문에 수신시 위상동기가 필요없는 FSK (Frequency Shift Keying) 등의 비위상동기 전송방식이 초기에 널리 사용되었으나, 1994년 Stojanovic, Capirovic 및 Proakis에 의해 위상동기 전송방식을 사용하여 shallow water에서 데이터 전송 실험에 성공한 것을 계기로 대역폭 효율이 높은 동기전송방식에 대한 연구가 집중적으로 이루어지고 있다 [1][2]. 2000년대 초반에는 USBL용 모뎀에서 사용하기 위하여 DS (Direct Sequence) 확산대역 통신 방식과 FH (Frequency Hopping) 방식을 사용하는 확산대역 통신이 연구되었으며, 단일반송파뿐만 아니라 다중반송파를 사용하는 다양한 변조방식에 대한 연구가 진행되고 있다 [3-5]. 또한, 수중에서 네트워크를 형성하여 데이터를 전송하는 기술에 대한 연구가 최근들어 진행되고 있다 [6].

한국해양연구원에서는 육상-해상에서의 원격관계 가능한 수중음향 무선통신시망 시스템 개발을 목표로 2004년부터 연구를 진행해오고 있으며, 수중음향 무선통신망에 물리계층을 담당할 수중음향통신모뎀을 개발하고 있다. DSP시스템을 응용하여 10 kbps의 전송속도를 갖는 QPSK 전송 시스템을 제작하였으며 [7-9], 이 시스템의 성능을 개선하여 양방향통신이 가능하도록 하였으며, 통신거리 증대를 위해 노력하였다. 이러한 노력의 결과로 2007년 11월 천해역 시험을 통하여 송신 및 수신 전용지향성 초음파 센서를 사용하여 구현한 QPSK 모뎀의 테스트베드가 약 10 km의 수평 전파 거리에서 10 kbps의 속도로 전송이 가능함을 실증하였다. 또한, 수중통신 네트워크를 자율적으로 형성할 수 있는 기능을 제공하기 위하여 개발 중에 있다. 수중 네트워크 통신시에는 송신기와 수신기의 위치가 이동할 수 있으며, 송신기와 수신기의 위치가 고정되어 있더라도 통신 노드가 수중에 임의로 배치되므로 수신기는 여러 방향으로부터 도달하는 신호를 수신하여야 하고, 송신부도 송신 데이터를 수신해야 하는

목적지 수신기가 가변적이므로 여러 방향으로 신호를 송신하여야 한다. 그러므로, 수중 네트워크 통신을 위한 모뎀은 지향성 센서를 사용하는 것이 불가능하고, 무지향성 센서를 사용하여 통신을 수행하여야 한다.

본 논문에서는 한국해양연구원에서 개발한 센서용 송수신 센서로 이용하는 통신시스템의 수신부 설계에 대하여 논하고, 2008년 12월에 천해역에서 개발한 센서를 이용하여 취득한 통신 데이터를 이용하여 수중무선통신 시스템의 동작 파라미터 결정에 대하여 논한다.

II. 수중음향통신 모뎀의 수신기 구조

2.1. 수신기 구조

한국해양연구원에서는 수중에서 디지털 데이터를 교환하기 위한 수중네트워크 시스템의 물리계층을 담당할 25 kHz의 반송파와 5 kHz의 심볼율을 갖는 QPSK 수중통신시스템을 DSP 기반으로 구현하였으며, 이의 구성은 송수신 겸용 센서, 센서를 구동하기 위한 이산로그 신호처리부, 통신신호처리 알고리즘을 적용하여 송신정보를 복원하는 디지털 신호처리부로 구성되어 있다. 그중 디지털 신호처리부는 Fig. 1의 기능블록도와 같은 신호처리 흐름에 따른다. 수신신호는 송수신 트랜스듀서와 수신 증폭기를 통하여 A/D 변환기의 입력으로 사용된다. A/D 변환기에서는 반송파의 4배인 100 kHz로 수신신호를 샘플링하여 이산신호로 변환한다. A/D변환기에서 디지털 신호열로 변환된 통과대역 신호를 기저대역 신호로 변환하기 위하여 디지털 믹서를 통하여 신호를 기저대역과 두 배의 반송파 대역을 갖는 신호로 변환하고, 저역통과 필터링을 이용하여 기저대역 신호만 통과시킨다. 기저대역 신호를 이용하여 현재 수신 신호에 송신신호가 있는지 여부를 바스트 검출기에서 수신신호의 에너지를 계산하고, 이를 정해진 문턱값과 비교하여 송신신호가 있는 것으로 판단되는 경우에만 기저대역 신호를 후단으로 넘겨 신호처리를 계속한다. 프레임동기부에서는 Fig. 2와 같이 프리앰블과 데이터로 구성되는 신호패킷의 시작부분

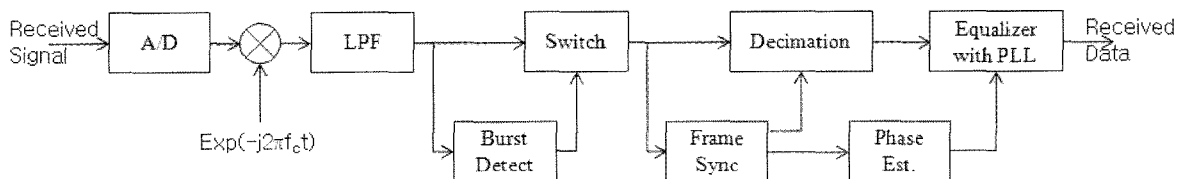


그림 1. 수신기의 기능 블록도
Fig. 1. Functional block diagram of receiver.

을 검출하기 위하여 패킷의 프리앰블 심볼과 수신 신호의 상관값의 크기를 계산하여 패킷의 시작부분을 검출하고, 검출된 패킷 시작 심볼 구간 중에서 상관값의 크기가 최대가 되는 샘플 시간을 심볼시간으로 추정한다 [9]. 즉, 프레임동기부는 프레임동기와 심볼시간동기를 함께 검출한다. 이는 본 논문에서 고려하고 있는 수신부가 심볼당 20번 과샘플링하므로 심볼시간과 가장 근접한 샘플링 시간을 심볼시간으로 결정된 심볼시간 오차는 심볼시간의 1/40이하가 되어 성능열화의 정도가 크지 않고, 후단에 위치한 분할 채널등화기 (Fractionally spaced channel equalizer) 는 심볼시간오류를 보상할 수 있기 때문이다. 프레임동기부에서 검출한 프레임 시작 심볼의 심볼시간에 해당하는 색인값을 기준으로 심볼당 2번 과샘플링한 신호열이 되도록 간주 (Decimation) 한다. 또한, 위상추정기에서는 프레임동기부 연산에서 상관값의 크기가 최대가 되는 상관값의 위상을 계산하여 수신 신호의 위상편이를 추정하고 [9], 추정된 위상편이값은 위상추적을 위해 사용하는 PLL (Phase locked loop) 의 초기값으로 사용한다. 심볼당 2번 과샘플링된 신호열을 채널등화기와 위상편이 보상이 결합된 결합 채널등화기의 입력신호로 사용하여 채널왜곡 보상과 위상편이를 추적하여 보상하는 기능을 수행한다 [10], 채널등화이후에 채널부호의 복호가 이루어지나 본 논문에서는 고려하지 않는다.

2.2. 결합 채널등화기 구조

수신기의 핵심적인 역할을 수행하는 채널등화기와 PLL이 결합된 결합 채널등화기 구조는 Fig. 3과 같다 [10]. 채널등화를 위해 FF (Feed-Forward) 필터와 FB (Feed-back) 필터로 구성되는 채널등화기를 사용하였다



그림 2. 데이터 패킷 구조
Fig. 2. Data packet structure.

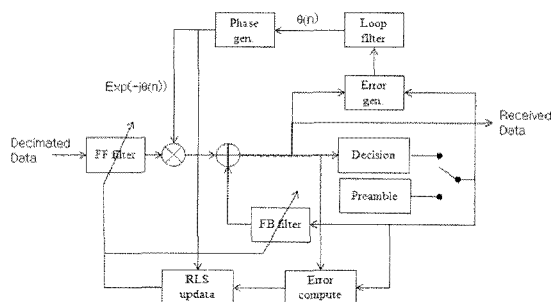


그림 3. 채널등화기와 위상추정기가 결합된 등화기의 기능블록도
Fig. 3. Functional block diagram of joint equalizer and PLL.

[11]. FF 필터는 심볼당 2번 과샘플링된 입력신호열을 이용하여 채널을 보상하고, PB 필터는 알고 있는 프리앰블 신호열 또는 심볼당 한 번씩 결정된 전송 심볼을 입력으로 하여 채널을 보상하며, 보상된 결과를 등화기의 출력으로 사용하며, 결정된 심볼과 등화기 출력을 이용하여 필터계수와 위상추적 오차값을 심볼당 한번씩 갱신한다.

채널등화기 필터의 계수 갱신은 RLS 알고리즘 [12]을 이용하였다. RLS 알고리즘은 상대적으로 연산량이 많은 단점이 있으나 매우 빠른 수렴속도를 갖기 때문에 버스트전송에 유용하게 사용할 수 있다. 채널등화시 패킷의 시작부분의 프리앰블 심볼은 알고 있는 심볼이므로 채널등화의 시작시에는 이를 이용하여 데이터 도움방식으로 채널등화를 수행하고, 임의의 데이터를 갖는 부분에서는 결정기에서 결정된 심볼을 이용하여 결정궤환방식의 채널등화를 수행한다.

또한, 송수신의 국부발진기의 발진주파수 불일치와 채널의 영향으로 인하여 발생하는 주파수편이를 보상하기 위하여 2차 오더를 갖는 위상추적기를 사용하였다. 2차 오더를 갖는 위상추적기는 위상편이와 일점범위 이내의 주파수편이를 보상할 수 있다. 위상추적기는 채널등화된 수신신호와 이 신호의 결정데이터를 이용하여 채널등화된 수신신호에 잔존하는 위상오차를 오류생성부에서 계산하며, 이 잔존 위상오차량을 루프필터의 입력으로 하여 위상오차와 주파수편이 오차를 추적하고, 추적한 위상을 참조하여 채널등화된 신호의 위상을 보정한다. 또한, 위상 추적 결과는 채널등화기의 필터계수 갱신을 위한 연산에 사용된다 [10]. 2차 오더 위상추적기의 루프필터는 Fig. 4와 같은 구조를 가지며 설계 파라미터로 γ 와 ρ 가 있다 [13]. 위상추정기에서 추정된 위상값을 Fig. 4의 D2의 초기값으로 사용하며, D1은 0으로 초기화 한다.

2.3. 송수신 트랜스듀서

디지털 송신부에서 변조한 신호의 D/A변환 출력을 증폭하여 신호를 채널로 방사하고, 채널을 통하여 전달된 변조 신호를 수신한 후 이를 증폭하여 A/D변환기의 입력으로 제공하는 기능을 송수신 트랜스듀서에서 담당한다.

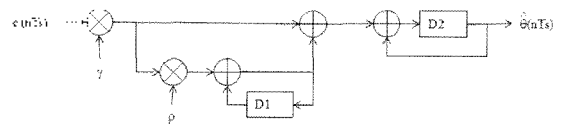


그림 4. 2차 PLL의 루프필터의 구조도
Fig. 4. Block diagram of loop filter of 2nd order PLL.

송수신 트랜스듀서는 크게 전기신호를 음파신호로, 음파신호를 전기신호로 변환하는 초음파 센서와 초음파 센서를 구동하기 위한 송수신 증폭기로 구성한다.

본 논문에서 수중네트워크 모뎀을 위하여 센서를 송수신 겸용으로 한 개만 사용하고, 이의 구동을 위해 송신증폭기와 수신증폭기가 제어신호에 의해 선택적으로 동작하는 구조를 갖는 증폭기를 사용하는 트랜스듀서를 사용하는 시스템을 고려한다.

한국해양연구원에서는 수중네트워크 모뎀을 위하여 센서와 이의 구동부를 제작하였다. Fig. 5는 초음파 센서와 송수신 증폭기의 사진을 나타내었다. 초음파 센서는 직경이 6.7 cm이고, 길이가 16.3 cm이고, 송신과 수신을 위해 사용할 수 있다. 송신 증폭기는 10~60 dB 사이에서 신호를 증폭할 수 있으며, 수신 증폭기는 40~80 dB의 증폭비를 갖는다. 초음파 센서의 특성을 측정할 결과가 Fig. 6과 Fig. 7에 있다. 20 kHz ~ 30 kHz 범위에서 TVR은 143~148 dB re 1 μ Pa/V@1 m 이며, 수신 감도는 약 -150 dB re 1 V/ μ Pa 정도이다. 초음파 센서의 빔 패턴 측정 결과가 Fig. 8에 있다. Fig. 8(a)에 도시한 빔패턴을 보면 수평방향으로 등방성의 특성을 갖는 것을 알 수 있다. 또한, Fig. 8(b)에 도시한 센서의 수직방향에 대한 빔

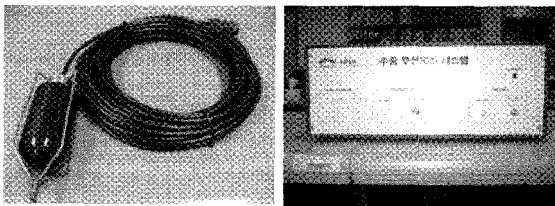


그림 5. 무지향성 센서와 이의 송신 및 수신 증폭기 구동부 사진
Fig. 5. Photos of omni-directional sensor and its deriving Tx and Rx amplifier.

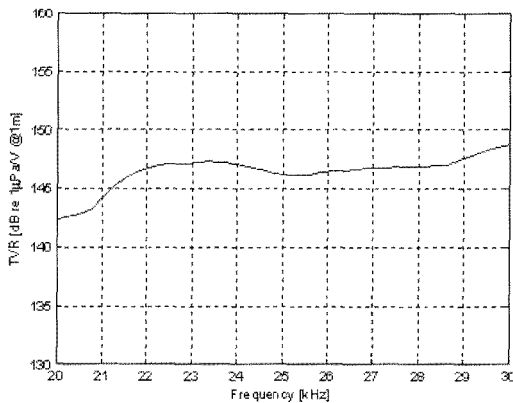


그림 6. TVR 측정결과
Fig. 6. Measured TVR.

패턴을 보면 Fig. 5에 나타난 센서의 형상에 의해 센서의 앞 둥근부분에 해당하는 30°에서 330° 사이의 구간에서 0°인 경우에 비하여 약 6 dB의 에너지가 감소하는 패턴을 보이고, 중간 원기둥 형상인 중간부분 (약 40°에서 110°까지, 250°에서 310°까지 영역)에서는 큰 에너지를 방사하며, 센서의 구동을 위한 케이블이 연결된 180° 근방에서는 음파가 방사되고 있지 않음을 확인할 수 있다.

III. 천해역 데이터를 이용한 수신기 성능분석

3.1. 천해역 데이터 취득

2008년 12월에 경남 거제도 근해 장복만에서 Fig. 9와 같이 시스템을 구성하여 실험의 데이터 취득 시험을 수행하였다. 데이터 취득해역의 수심은 약 25 m 정도이다. Fig. 9의 좌측은 송신을 위한 시스템 구성이며, 우측은 수신데이터 취득을 위한 시스템 구성이다. 송신신호는 25 kHz의 중심주파수를 갖고 5 kHz의 심볼율을 갖는 QPSK 신호를 이용하였으며, 송수신기간 거리는 1.4 km,

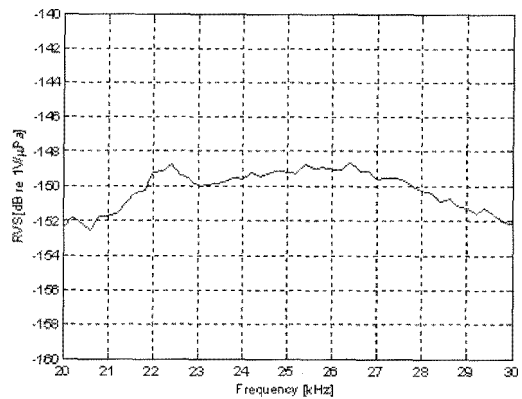


그림 7. RVS 측정결과
Fig. 7. Measured RVS.

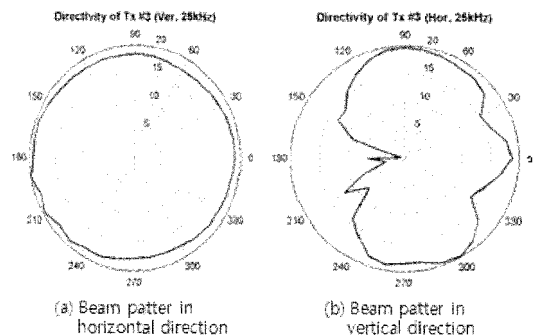


그림 8. 센서의 방사패턴
Fig. 8. Beam pattern of sensor.

2.9 km와 4.7 km가 되는 거리에서 송신 시스템을 이동시키면서 측정하였다. 송수신 센서는 앞장에서 설명한 송신과 수신을 함께 할 수 있는 센서를 이용하였다.

송신 신호로는 QPSK 변조신호를 사용하였으며, 패킷 구조를 갖도록 하고, 패킷의 길이는 1488 QPSK 심볼로 하였으며, 하나의 패킷을 반복전송하였다. 데이터 심볼은 임의의 QPSK 심볼을 갖도록 생성하였다. 패킷과 패킷 전송 사이에는 충분한 시간을 두어 패킷을 구분할 수 있도록 하였으며, 다중경로 지연에 의해 이전 패킷의 송신 신호가 현재 패킷 수신에 영향을 미치지 않도록 하였다. 변조한 송신신호는 1 MHz 샘플링 주파수를 사용하여 아날로그 신호로 변환하고, 송신측 트랜스듀서를 통하여 신호를 송신하였다. 수신신호는 200 kHz의 샘플율로 데이터를 취득하여 저장하였으며, 송수신간 거리는 1.4 km, 2.9 km와 4.7 km에서 송신기의 출력 신호의 전압을 각각 1 V, 5 V, 5 V로 조절하였다. Table 1에 천해역 데이터를 취득하기 위한 신호 생성 및 수신 타이밍에 대한 파라미터를 나타내었다.

거리에 따른 수신신호는 Fig. 10과 같다. 1.4 km 거리에서의 수신신호가 다른 거리의 신호보다 신호대잡음비가 작게 보이는 이유는 앞에서 설명한 바와 같이 송신전압의 크기가 다르기 때문이다. 한 패킷은 약 300 ms가량을 갖고, 채집한 데이터를 살펴보면 송신 신호 이외에도 임펄스성 신호의 잡음이 많은 것을 확인할 수 있다.

데이터 취득시, 채널의 전파특성 측정을 위하여 63심볼 길이를 갖는 PN (Pseudo-Noise) 신호열을 데이터 취득 직전에 송신하여 채널의 다중경로 응답특성을 측정할 결과를 Fig. 11에 나타내었다. 그림에서 각 경로별 상관값의 크기의 상대적인 차이와 상대적인 지연시간차가 의미

있는 값이다. 1.4 km거리에서는 크게 구분되는 경로가 3개 있으며, 가장 빨리 도달하는 경로와 가장 늦게 도달하는 경로차가 6심볼정도 차이가 있음을 확인할 수 있다. 2.9 km거리에서는 크게 구분되는 경로가 2개 존재하고, 도달시간차가 약 5심볼 정도가 차이가 있었다. 마지막으로 4.7 km거리에서는 약 2심볼 정도의 폭과 큰 상관값을 갖는 부분이 존재한다. 즉, 전파거리가 증가함에 따라, 채널의 다중경로 성분들간 상대적인 도달시간 차가 감소하고, 다중경로 성분들의 상대적인 크기가 작아지는 경향을 보임을 알 수 있다.

3.2. 수신기 성능 분석

본 절에서는 FIR 필터 길이, FB 필터 길이 및 RLS 알고리즘의 망각인자 (Forgetting factor), λ , 등의 결합채널 동화기 설계 파라미터를 최적으로 결정하기 위하여 실험역에서 취득한 데이터를 이용하여 수행한 수신기의 BER 성능 분석결과에 대하여 논한다. 성능 분석시 위상추적

표 1. 천해역 신호취득 파라미터들

Table 1. Parameters for gathering received signal in shallow water.

Carrier Frequency	25 kHz
Symbol Rate	5 kHz
Modulation Scheme	QPSK
Pulse Shaping Filter	Root-raised cosine filter
Roll-Off	0.35
Filter Length	-4T ~ 4T
Tx (D/A) sampling rate	1 MHz
Packet Length	1488 symbols
Rx sampling rate	200 kHz
Distance	1.4 / 2.9 / 4.7 km

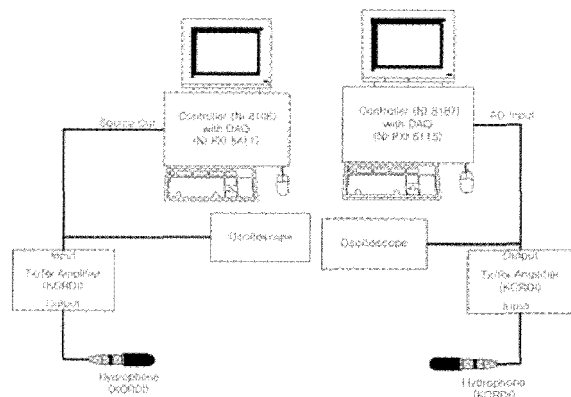


그림 9. 천해역에서 데이터 취득을 위한 장비 배치도
Fig. 9. System setup for gathering data in shallow water.

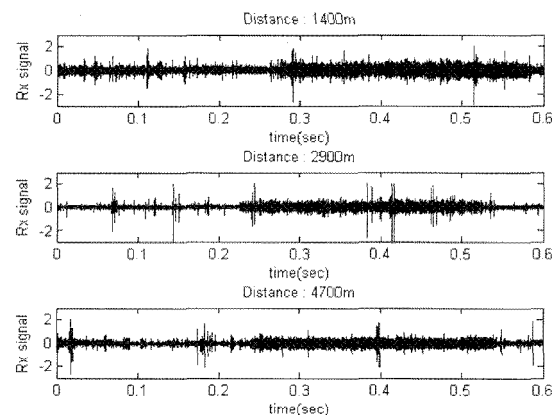


그림 10. 거리에 따른 수신 데이터 예시
Fig. 10. Received data samples according to the distance.

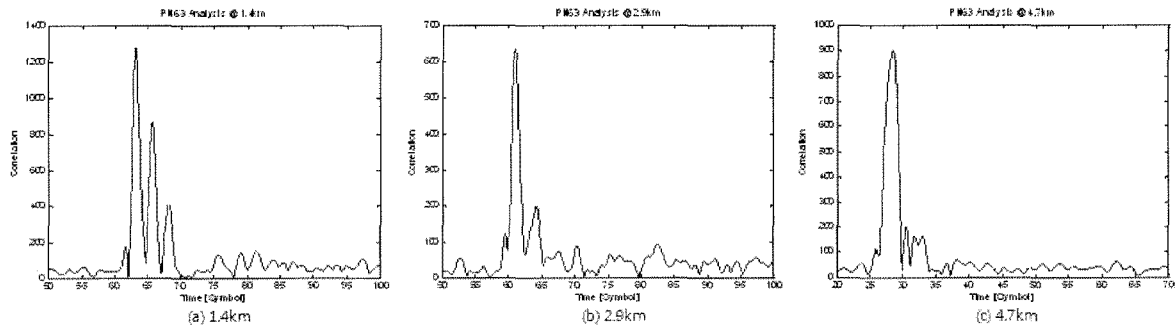


그림 11. 채널 임펄스 응답
Fig. 11. Channel impulse response.

표 2. 정합필터를 거친 4.7 km전파데이터를 이용서 채널등화기 출력 신호의 BER 성능
Table 2. BER performance of equalized signal with matched type low-pass filter using received data over 4.7 km distance.

		# of FF tap				
		20	30	40	50	60
# of FB tap	10	0.0091	0.0117	0.0109	0.0178	0.0182
	20	0.0091	0.0139	0.0109	0.0191	0.3615
	30	0.0095	0.0091	0.0165	0.0165	0.065

기의 파라미터로 γ 와 ρ 는 각각 0.006과 0.003으로 고정하였으며, LPP는 송신신호 생성시 사용한 펄스성형필터와 동일한 정합필터를 사용하는 경우와 간단한 형태의 지역통과 필터를 사용하는 두 가지 경우를 고려하였다. 첫 번째 경우, 필터가 $-4T \sim 4T$ 까지의 길이를 갖도록 161 탭의 Root-Raised Cosine 필터를 수신기의 LPP로 사용하였으며, 두 번째 경우, 16 탭 길이를 갖고, 탭의 계수가 모두 1인 필터를 사용하였다. 또한, 채널등화기의 필터 탭수는 FF 필터 및 FB 필터 각각 10 탭 간격으로 변화시켜 가면서 채널등화 후 BER 성능을 관측하였다.

전해역 취득데이터는 200 kHz로 샘플링한 데이터이고, 본 논문에서 고려하는 수신기는 100 kHz로 수신신호를 샘플링하는 시스템이므로 취득데이터를 2:1 비율로 간축하여 사용하였다. 지역통과 필터는 앞에서 언급한 두 가지 필터중 하나를 선택하여 사용하였으며, 훈련샘플의 길이는 200 심볼로 가정하였으며, 위상 추정기에서 추정하는 위상값을 2차 PLL의 위상초기값으로 설정하여 위상추적을 수행하도록 설정하였다.

송수신거리가 4.7 km이고, 수신기의 지역통과필터로 정합필터 또는 간단한 필터를 사용하고, 망각인자를 0.997로 설정하였을 경우, FF 필터 탭 수와 FB 필터 탭 수에 따른 채널등화기의 BER 성능을 Table 2와 Table 3에 각각 나타내었다. 정합필터를 사용한 결과인 Table 2

표 3. 간단한 필터를 거친 4.7 km전파데이터를 이용서 채널등화기 출력 신호의 BER 성능
Table 3. BER performance of equalized signal with simple low-pass filter using received data over 4.7 km distance.

		# of FF tap				
		20	30	40	50	60
# of FB tap	10	0.0117	0.0130	0.0152	0.0148	0.0243
	20	0.0126	0.0104	0.0161	0.0191	0.0451
	30	0.0113	0.0165	0.0174	0.0265	0.0378

에서는 FF 필터 길이가 20 탭이고, FB 필터 길이가 10일 때, BER이 9.1×10^{-3} 정도로 최고의 성능을 보인다. 간단한 필터를 사용한 결과인 Table 3에서는 FF 필터 길이가 30 탭이고, FB 필터 길이가 20 탭일 때 BER이 1.04×10^{-2} 로 최소값을 갖는다. 송수신거리가 4.7 km인 경우에 대하여 정합필터와 간단한 필터를 지역통과 필터로 사용하고, 각각의 경우에 대하여 Table 2와 Table 3에서 최소 BER을 갖는 채널등화기 필터 탭 수를 적용 하였을 때 채널등화기의 입력 및 출력 신호의 상사도를 Fig. 12와 Fig. 13에 각각 나타내었다. 상사도를 보면 채널등화기의 입력신호는 전송신호를 구분하기가 불가능한 상황으로 BER이 0.27 정도로 분석되었으나 채널등화 후에는 신호 상사도상에서 QPSK의 상사도가 보임을 확인할 수 있다. Table 2에서 최적의 성능을 갖는 적응등화기 필터 탭 수인 20 탭의 FF 필터와 10 탭의 FB 필터를 적용하였을 경우, 망각인자에 따른 결합 채널등화기의 성능을 분석한 결과가 Fig. 14와 Fig. 15에 있다. Fig. 14와 Fig. 15에서 망각인자가 증가함에 따라 BER 성능이 개선되나 일정한 망각인자 값에서 최소의 BER 성능을 보이며, 망각인자가 일정한 값이상으로 증가하면 BER 성능이 다시 나빠짐을 확인할 수 있다. 정합필터를 사용하는 Fig. 14의 경우 망각인자가 0.999일 때 BER이 0.0087로 가장 우수한 성능을 보였으며, 간단한 필터를 사용하는 Fig. 15의 경우에는

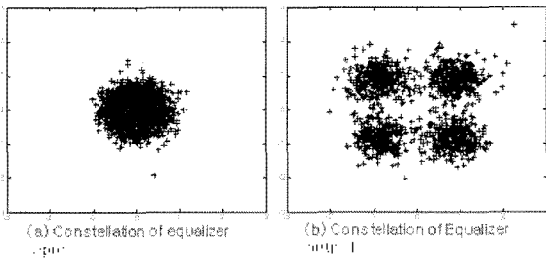


그림 12. 정합필터를 거친 4.7km 전파데이터의 채널등화전 (a)과 채널등화후 (b)의 성상도
 Fig. 12. Constellations of before (a) and after (b) joint equalizing signal with matched filtering using received data over 4.7km distance.

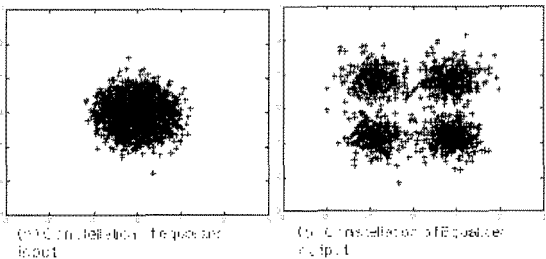


그림 13. 간단한 필터를 거친 4.7 km 전파데이터의 채널등화전 (a)과 채널등화후 (b)의 성상도
 Fig. 13. Constellations of before (a) and after (b) joint equalizing signal with simple low-pass filtering using received data over 4.7 km distance.

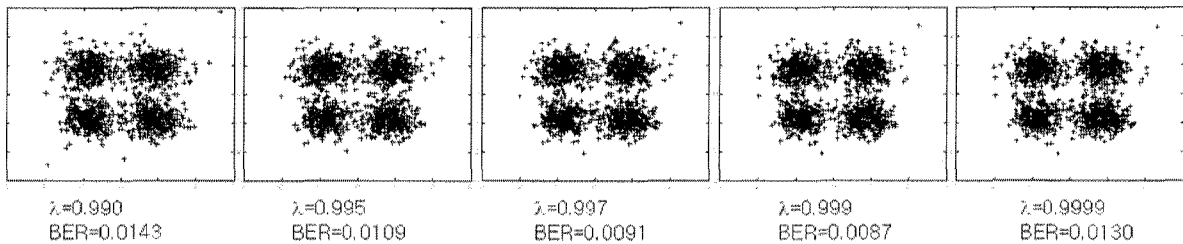


그림 14. 정합필터를 거친 4.7 km 전파 데이터를 결합채널등화기의 입력으로 사용하고, 20탭 FF 필터, 10탭 FB 필터를 사용하였을 때, 망각인자에 따른 결합채널등화기의 출력신호의 성상도
 Fig. 14. Constellation of joint equalizer output according to the forgetting factor when the matched filtered received sequence over 4.7 km distance is used to the input of joint equalizer and PLL with the 20 tap FF filter and the 10 tap FB filter.

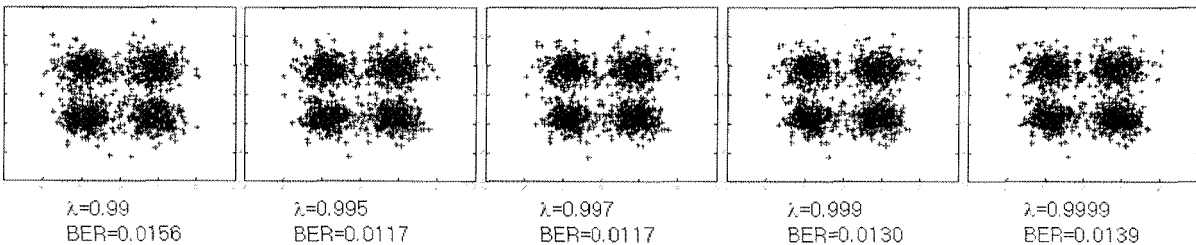


그림 15. 간단한 필터를 거친 4.7 km 전파데이터를 결합채널등화기의 입력으로 사용하고, 20탭 FF 필터, 10탭 FB 필터를 사용하였을 때, 망각인자에 따른 결합채널등화기의 출력신호의 성상도
 Fig. 15. Constellation of joint equalizer output according to the forgetting factor when the simple low-pass filtered received sequence over 4.7 km is used to the input of joint equalizer and PLL with the 20 tap FF filter and the 10 tap FB filter.

망각인자가 0.997일 때 BER이 0.012을 보였다.

또한, 20탭의 FF 필터와 10탭의 FB 필터를 사용하는 결합채널등화기의 MSE (Mean Square Error) 특성은 Fig. 16과 같이 60심볼 근처에서 수렴하며, 그 값은 0.3 정도임을 알 수 있다. 이 값의 역수가 채널등화된 신호의 신호대잡음비이다. 결합채널등화기의 위상추적결과가 Fig. 17에 있다. Fig. 17에서 보듯 위상추적을 시작할 때 위상추정기에서 추정된 위상편이값이 초기값으로 설정되어 위상추적을 하고 있음을 알 수 있으며, 약 300 ms의 패키지시간동안에도 큰 위상변화가 관찰되어 수신기에서 위상추적이 필수적임을 알 수 있다.

두 번째로, 송수신거리가 2.9 km이고, 정합필터 또는 간단한 필터를 지역통과필터로 사용하고, 망각인자를 0.997로 설정하였을 경우, FF 탭 수와 FB 탭 수에 따른 결합채널등화기 출력신호의 BER 성능을 Table 4와 Table 5에 각각 나타내었다. Table 4에서보면 정합필터를 사용하는 경우, FF 탭 수가 30, FB 탭 수가 20일 때 BER이 0.0304로 가장 작은 값을 가지며, FF 탭 수가 30 또는 40이고, FB 탭 수가 10일 때 BER이 0.0317로 최소 BER과 비슷한 성능을 갖는 것을 알 수 있다. 그러나, 필터의 탭 수가 증가함에 따라 RLS 알고리즘의 연산량이 증가하고, 동기연산에 필요한 연산량이 증가하며, 탭 수

의 증가에 따라 적응 등화기의 수렴에 더 긴 훈련신호열이 필요하고, 수렴후에도 잡음의 영향을 많이 받을 수 있는 단점이 있다. 그러므로, 이러한 경우에는 FF 탭 수는 30과 FB 탭 수는 10으로 결정하는 것이 보다 바람직하다. 또한, Table 5에서 보면 간단한 필터를 사용하고, FF 탭 수가 40, FB 탭 수가 10인 경우 BER이 0.0386으로 가장 작은 값을 가지며, FF 탭 수가 20이고, FB 탭 수가 10 또는 20인 경우 비슷한 BER 성능을 갖는 것을 알 수 있다. 그러므로 앞에서와 같은 이유로 간단한 필터를 사용하는 경우에는 FF 탭 수는 20과 FB 탭 수는 10으로 결정하는 것이 보다 바람직하다.

FF는 30 탭, FB는 10 탭으로 고정하고, 2.9 km 전송거리에서 취득한 데이터를 이용하여 망각인자에 따른 결합 채널등화기의 BER 성능을 측정할 결과가 Table 6에 있다. 4.7 km 전송거리 데이터의 경우와 마찬가지로 정합

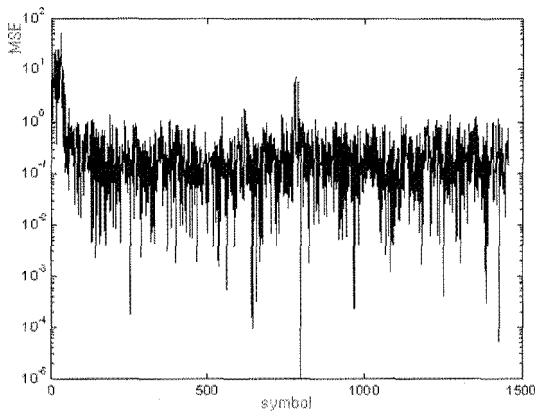


그림 16. 20 탭 FF 필터, 10 탭 FB 필터와 $\lambda=0.997$ 일 때, 결합채널등화기의 MSE

Fig. 16. MSE of joint equalizer with 20 tap FF, 10 tap FB filter and $\lambda=0.997$.

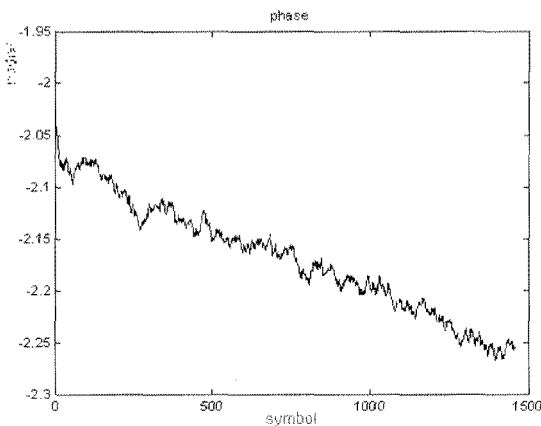


그림 17. 2차 PLL과 결합된 채널등화기의 위상추적 결과
Fig. 17. Phase tracking result of joint equalizer with 2nd order PLL.

필터를 사용하는 경우에는 망각인자가 0.997인 경우 BER이 0.0317로 가장 낮았으며, 간단한 필터를 사용하는 경우에는 망각인자가 0.995인 경우에 BER이 0.0365로 가장 낮았다.

마지막으로, 송수신거리가 1.4 km이고, 정합필터 또는 간단한 필터를 저역통과 필터로 사용하고, 망각인자를 0.997로 고정하였을 경우, 결합 채널등화기의 FF 탭 수와 FB 탭 수에 따른 BER를 분석한 결과를 Table 7과 Table 8에 각각 나타내었다. Table 7과 Table 8에서 보면 두 경우 모두 FF 탭 수가 30이고, FB 탭 수가 10일 때 가장 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

FF는 30 탭, FB는 10 탭으로 고정하고, 1.4 km 전송거리에서 취득한 데이터를 이용하여 망각인자에 따른 BER 성능을 분석한 결과가 Fig. 18과 Fig. 19에 있다. 정합필터를 사용하는 경우에는 망각인자가 0.997일 때 최고의 성능을 보이며, 간단한 필터를 사용하는 경우에는 망각인자가 0.999일 때 최고의 성능을 보인다. Fig. 18과 Fig.

표 4. 정합필터를 거친 2.9 km전파데이터를 이용시 채널등화기 출력 신호의 BER 성능

Table 4. BER performance of equalized signal with matched type low-pass filter using received data over 2.9 km distance.

		# of FF tap				
		20	30	40	50	60
# of FB tap	10	0.0395	0.0317	0.0317	0.0438	0.2409
	20	0.0382	0.0304	0.0382	0.0404	0.1992
	30	0.0395	0.0395	0.0469	0.0516	0.0694

표 5. 간단한 필터를 거친 2.9 km전파데이터를 이용시 채널등화기 출력 신호의 BER 성능

Table 5. BER performance of equalized signal with simple low-pass filter using received data over 2.9 km distance.

		# of FF tap				
		20	30	40	50	60
# of FB tap	10	0.0399	0.0425	0.0386	0.0516	0.0773
	20	0.0399	0.0438	0.0460	0.0469	0.1645
	30	0.0425	0.0421	0.0503	0.0625	0.0977

표 6. 30 탭 FF 필터, 10 탭 FB 필터를 사용하고, 2.9 km 데이터 입력시, 망각인자에 따른 결합채널등화기의 BER 성능

Table 6. BER of join equalizer output according to the forgetting factor with the 30 taps FF filter and the 10 taps FB filter using gathering data over 2.9 km.

forgetting factor	matched filter	simple filter
0.99	0.1198	0.0460
0.995	0.0469	0.0365
0.997	0.0317	0.0425
0.999	0.0326	0.0399
0.9999	0.0334	0.0404

19에 보인 1.4 km 거리에서 전송한 데이터를 이용한 성능 분석 결과를 보면 통신에 사용하기에는 부적합한 BER 성능을 보임을 알 수 있다. 이는 신호 취득시 송신신호의 크기가 작아 수신신호의 신호대잡음비가 낮고, Fig. 11에서 보인 바와 같이 다른 거리에 비하여 큰 다중경로 성분

들이 상대적으로 긴 지연시간동안 존재하여 채널등화에 어려움이 있기 때문이다.

앞에서 실험역에서 취득한 데이터를 이용하여 결합채널등화기를 포함하는 수신기의 BER 성능을 분석한 결과를 살펴보면, 일반적으로 알고 있는 상식과 다르게 채널 등화 후 BER 성능은 송수신기간 거리가 증가함에 따라 개선됨을 알 수 있다. 즉, 동일한 송신 전압을 사용하는 2.9 km와 4.7 km 전송거리의 경우를 비교해 보면, BER 성능은 각각 0.0304와 0.0087로 4.7 km 전송거리를 갖는 경우가 더 우수한 성능을 갖는다. 이는 Fig. 11에 나타낸 바와 같이 전송거리가 증가함에 따라 다중경로 성분들이 해지면에 여러번 반사되면서 크기가 감소하고, 전송거리가 증가함에 따라 다중경로들의 전파지리 차가 감소하면서 다중경로 신호들이 보강간섭을 하여 채널환경이 개선되었기 때문으로 추정된다. 이는 Fig. 11의 (b)와 (c)를

표 7. 정합필터를 거친 1.4 km전파데이터를 이용시 채널등화기 출력 신호의 BER 성능

Table 7. BER performance of equalized signal with matched type low-pass filter using received data over 1.4 km distance.

# of FB tap	# of FF tap				
	20	30	40	50	60
10	0.0725	0.0642	0.0655	0.0773	0.1029
20	0.0829	0.0712	0.0994	0.0907	0.1771
30	0.1780	0.0747	0.1293	0.6753	0.3780

표 8. 간단한 필터를 거친 1.4 km전파데이터를 이용시 채널등화기 출력 신호의 BER 성능

Table 8. BER performance of equalized signal with simple low-pass filter using received data over 1.4 km distance.

# of FB tap	# of FF tap				
	20	30	40	50	60
10	0.0825	0.0803	0.2977	0.1120	0.4514
20	0.0981	0.0812	0.1215	0.1376	0.1489
30	0.0838	0.1081	0.1246	0.1359	0.2391

표 9. 전파거리에 따른 결합채널등화기의 최적 설계 파라미터
Table 9. Optimal design parameters of joint equalizer according to the transmission distance.

Distance	λ	# of FF tap	# of FB tap
1.4km	0.997	30	10
2.7km	0.997	30	20
4.7km	0.999	20	10

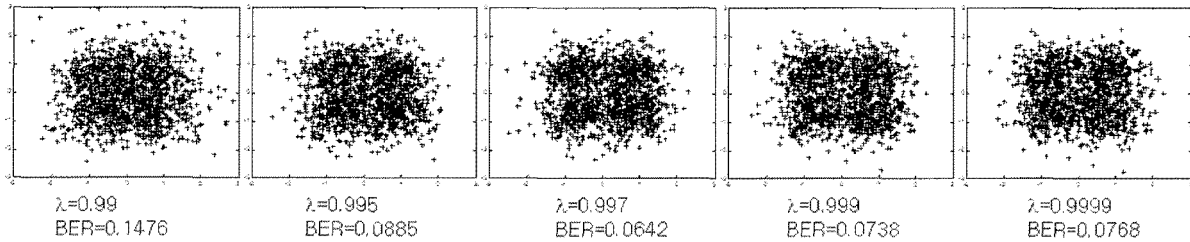


그림 18. 정합필터를 거친 1.4 km 전파데이터를 결합채널등화기의 입력으로 사용하고, 30탭 FF 필터, 10탭 FB 필터를 사용하였을 때, 망각인자에 따른 결합채널등화기의 출력신호의 성상도

Fig. 18. Constellation of joint equalizer output according to the forgetting factor when the matched filtered received sequence over 1.4 km distance is used to the input of joint equalizer and PLL with the 30 tap FF filter and the 10 tap FB filter.

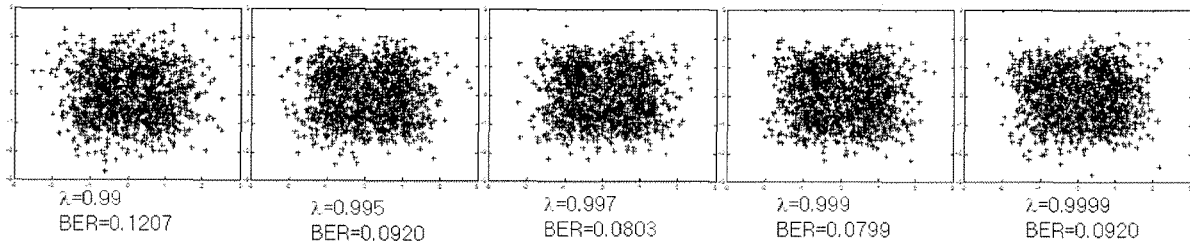


그림 19. 간단한 필터를 거친 1.4 km 전파데이터를 결합채널등화기의 입력으로 사용하고, 30탭 FF 필터, 10탭 FB 필터를 사용하였을 때, 망각인자에 따른 결합채널등화기의 출력신호의 성상도

Fig. 19. Constellation of joint equalizer output according to the forgetting factor when the simple low-pass filtered received sequence over 1.4 km is used to the input of joint equalizer and PLL with the 30 tap FF filter and the 10 tap FB filter.

비교하면, 가장 큰 상관값을 갖는 경로의 최대값이 (b)보다 (c)가 더 큼을 볼 수 있다.

또한, 앞에서 세가지 다른 거리에 대하여 천해역에서 취득한 데이터를 이용하여 수신기 성능을 분석한 결과로부터 161탭 길이를 갖는 정합필터를 사용하는 경우와 16 탭 길이를 갖는 간단한 필터를 저역통과필터로 사용하는 경우, 채널등화기를 거친 후 최종 신호의 성능을 관찰한 결과 성능의 열화가 미미하여 간단한 필터를 수신기의 저역통과필터로 사용하는 것이 성능과 복잡도를 동시에 고려하였을 때 보다 바람직하다는 결론을 얻을 수 있었다. 또한, 거리에 따라 BER을 최소화하는 결합채널등화기 설계 파라미터인 FF 탭 수, FB 탭 수와 망각인자가 정합필터를 사용하였을 때 Table 9와 같이 됨을 분석하였다. 표에서 보듯이 전송거리에 따라 최적의 BER 성능을 내는 결합채널등화기 설계 파라미터 값이 상이함을 알 수 있다. 또한, 고정된 송수신기를 사용하는 경우라 할지라도 시간에 따라 채널환경이 바뀌므로 최적의 BER 성능을 내는 결합 채널등화기 설계 파라미터 값이 상이할 것임을 쉽게 예측할 수 있다. 그러므로, 모든 채널환경에서 최적의 성능을 낼 수 있는 채널등화기의 구현은 불가능하며, 해당 해역의 한 순간에 대하여 최적인 채널등화기는 구현이 가능할 것이다. 앞에서 분석한 결과를 토대로 결합채널등화기를 설계하면 Table 9에서 보듯이 비록 4.7 km의 경우 0.999가 최적이나 결합 채널등화기 계수 갱신을 위한 RLS 알고리즘의 망각인자, λ , 는 0.997로 고정하고, 전송거리에 따라 최적의 성능을 갖는 결합채널등화기의 FF 필터 탭 수와 FB 필터 탭 수를 가변적으로 변경할 수 있는 구조를 갖는 수신기를 설계하는 것이 바람직함을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 25 kHz의 반송파와 5 kHz의 심볼율을 갖는 QPSK 통신시스템에서 수신된 신호를 100 kHz로 샘플링하여 전송데이터를 복원하는 수중통신용 수신기의 구조에 대하여 살펴보았으며, 거제도 장복면 근해의 천해역에서 자체제작한 센서를 이용하여 취득한 데이터를 활용하여 설계 파라미터에 따른 BER 성능 분석을 통하여 천해역에서 수신기의 저역통과필터와 결합 채널등화기의 파라미터를 선정하였다. 먼저, 수신기의 BER 성능분석을 통하여 수신기의 저역통과필터로 161탭의 길이를 갖는 정합필터를 사용하는 경우와 16탭 길이를 갖는 간단

한 필터를 사용하는 경우의 BER 성능은 정합필터를 사용하는 경우에 비하여 떨어지지만 수신기의 연산복잡도와 수신기 성능을 동시에 고려하였을 때, 정합필터에 비하여 1/10의 길이를 갖는 간단한 필터를 사용하는 것이 보다 바람직하다는 결론을 얻을 수 있었다. 또한, 결합 채널등화기의 위상추적 결과를 통하여, 짧은 패킷 길이를 갖는 수중통신시스템에서도 위상추적이 반드시 필요함을 확인하였으며, BER을 최소화하기 위한 결합채널등화기의 FF 와 FB 탭 수는 상이하나 망각인자는 0.997에서 최적 또는 최적에 가까운 성능을 보이므로 망각인자, λ , 는 0.997로 고정하고, 전송거리에 따라 최적의 성능을 갖는 결합채널등화기의 FF 필터 탭 수와 FB 필터 탭 수를 가변적으로 변경할 수 있는 구조를 갖는 수신기를 설계하는 것이 바람직하다는 결론을 얻을 수 있었다.

본 논문의 결과는 향후 한국해양연구원에서 구현한 수중무선통신시스템의 성능개선을 위한 설계에 반영하여 수신신호 품질 개선에 활용할 계획이다.

감사의 글

본 연구결과는 국토해양부에서 지원하는 "수중 무선통신 시스템 개발" 과제의 연구 결과 중 일부임을 밝히며, 연구비 지원에 감사드립니다.

참고 문헌

1. Kilfoyle, D. and Baggeroer, A., "The state of the art in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. of Oceanic Eng.*, vol. 25, no. 1, pp. 4-27, 2000.
2. Stojanovic, M., "Acoustic underwater communications," pp. 36-47, *Wiley Encyclopedia of Telecommunications*, Edited by J. Proakis, Wiley-Interscience, 2003.
3. M. Stojanovic and L. Freitag, "Hypothesis-feedback equalization for direct-sequence spread-spectrum underwater communications," *Proc. of OCEANS2000*, Sept. 2000.
4. Dr. L. LeBlanc, M. Singer, P. Beaujean, C. Boubli, J. Alleyne, "Improved chirp FSK modem for high reliability communications in shallow water," *Proc. of OCEANS2000*, Sept. 2000.
5. A. Morozov and J. Preisig, "Underwater acoustic communications with multi-carrier modulation," *Proc. of OCEANS06*, Sept. 2006.
6. M. Grund, L. Freitag, J. Preisig and K. Ball, "The PLUSNet underwater communications system: acoustic telemetry for undersea surveillance," *Proc. of OCEANS06*, Sept. 2006.
7. 임용근 외, "초음파를 이용한 수중 영상정보 전송기술개발," *한국해양연구원 보고서*, 2003.
8. 박종원 외, "QPSK 방식을 이용한 수중영상 정보전송 시스템의 DSP구현 및 실험실 실험 연구," *한국음향학회지*, 제 23권, 2호,

117-124쪽, 2004.

9. 박종원 외, "초음파를 이용한 수중 버스트 전송에서 높은 과샘플을
 을 기반 QPSK 수신기의 프레임 동기 방안", *한국음향학회지*, 제
 24권, 8호, 462-468쪽, 2005.

10. M. Stojanovic, et. al., "Phase-coherent digital communications
 for underwater acoustic channels," *IEEE J. of Ocean Eng.*,
 vol. 19, no. 1, pp. 100-111, 1994.

11. J. Proakis, *Digital Communications 4th Ed.*, Chap. 10,
 McGraw-Hill, 2001.

12. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory 3rd Ed.*, Prentice-Hall, 1996.

13. U. Mengali, and A. D'Andrea, *Synchronization Techniques
 for Digital Receivers*, Chap. 5, PLENUM PRESS, 1997.

저자 약력

• 김 승 근 (Seung-Geun Kim)



1995년 2월: 인학대학교 신지공학과 (공학사)
 1997년 2월: 광주과학기술원 정보통신공학대(공학
 석사)
 2002년 8월: 광주과학기술원 정보통신공학과 (공학
 박사)
 2002년 12월 ~ 현재: 한국해양연구원 선임연구원
 ※ 주관심분야: 수중음향 통신 시스템 설계 및 구현,
 채널 등화기술, 적응변조기법, 수중 네트워크

• 김 시 문 (Sea-Moon Kim)



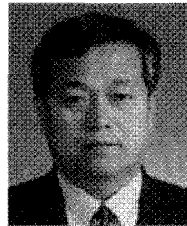
1992년 2월: 한국과학기술원 기계공학과 (공학사)
 1994년 8월: 한국과학기술원 기계공학과 (공학석사)
 2001년 2월: 한국과학기술원 기계공학과 (공학박사)
 2001년 3월 ~ 현재: 한국해양연구원 선임연구원
 2006년 2월 ~ 2007년 2월: UCSD SIO 박사후연
 구원
 ※ 주관심분야: 수중음향 채널 모델링, 수중음원 탐
 지, 소나 신호처리

• 윤 창 호 (Changho Yun)



1999년 2월: 창원대학교 전자공학과 (공학사)
 2004년 2월: 광주과학기술원 정보통신공학과(공학
 석사)
 2007년 8월: 광주과학기술원 정보통신공학과 (공학
 박사)
 2007년 10월 ~ 2008년 12월: North Carolina
 State Univ. 박사후연구원
 2008년 12월~현재: 한국해양연구원 선임연구원
 ※ 주관심분야: 수중음향통신 네트워크 프로토콜
 설계

• 임 용 곤 (Young-Kon Lim)



1979년 2월: 충남대학교 전기공학과 (공학사)
 1984년 2월: 충남대학교 전력전자공학과 (공학석사)
 1994년 2월: 아주대학교 전자공학과 (공학박사)
 1980년 7월 ~ 현재: 한국해양연구원 책임연구원
 ※ 주관심분야: 수중음향 통신 시스템 및 네트워크
 네트워크 브루투갈