

수중 음향통신에 적합한 최적의 반복기반 터보 등화기 분석

박 태 두*, 이 성 로*, 김 범 무**, 정 지 원^o

Analysis of an Optimal Iterative Turbo Equalizer for Underwater Acoustic Communication

Tae Doo Park*, Seong Ro Lee*, Beom Mu Kim**, Ji Won Jung^o

요 약

수중에서의 통신은 해수면과 해저면 등에 의한 신호의 반사가 생겨 다중경로 현상이 발생한다. 이러한 다중경로의 영향으로 신호는 왜곡되고 원활한 수신을 방해하게 된다. 이러한 다중 경로 환경에서 본 논문에서는 수신신호의 성능을 향상시키고자 수중통신에 적합한 반복부호를 설정하였다. 적용가능한 반복부호로는 터보 부호와 LDPC 부호가 있으며, 성능 및 부호화 길이, 등화기 적용 등의 파라메타를 기반으로 수중통신에서는 터보 부호의 적용이 적합하다는 결론을 얻었다. 따라서 터보 부호 기반의 터보 등화기를 사용하여 실제 동해 바다에서 송수신 거리가 5Km 그리고 데이터 속도를 1Kbps로 설정하여 성능을 확인하였다.

Key Words : Underwater acoustic communication, LDPC, Turbo code, Turbo equalizer

ABSTRACT

Underwater acoustic communication has multipath error because of reflection by sea-level and sea-bottom. The multipath of underwater channel causes signal distortion and error floor. In order to improve the performance, it is necessary to employ an iterative coding scheme. Among the iterative coding scheme, turbo codes and LDPC codes are dominant channel coding schemes in recent. This paper concluded that turbo coding scheme is optimal for underwater communications system in aspect to performance, coded word length, and equalizer combining. Also, we confirmed the performance in the environment of oceanic experimentation using turbo equalizer based on distance 5Km, data rate 1Kbps.

I. 서 론

수중 음향 통신은 군사적 목적을 위해 제한적으로 사용되어졌으나, 수중 탐지, 운동체 추적, 잠수함, 부이를 이용한 해양의 날씨 변화 등 해양에서의 통신

에 대한 연구가 활발히 이루어지며 활용 분야가 확대되고 있는 추세이다. 하지만 국내의 기술 수준은 해양산업기술의 수요 부족으로 인하여 수중통신 시스템의 개발은 미미한 수준이다.

수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에

※ 본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신 인력양성사업으로 수행된 연구결과로 수행되었습니다.

※ 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 대학중점연구소 지원사업으로 수행된 연구임(2009-0093828)

♦ 주저자 : 한국해양대학교 전파공학과 위성통신 연구실, bokddori@hhu.ac.kr, 학생회원

° 교신저자 : 한국해양대학교 전파공학과 위성통신 연구실, jwjung@hhu.ac.kr, 정회원

* 목포대학교 정보전자공학과, srlee@mokpo.ac.kr, 정회원

** 목포대학교 전자공학과, ktiger1907@mokpo.ac.kr

논문번호 : KICS2013-01-028, 접수일자 : 2013년 1월 14일, 최종논문접수일자 : 2013년 3월 8일

수중에서의 무선통신에는 음파를 이용하여 통신을 하게 된다. 또한 다양한 해양환경의 변화에 따라 시·공간적 변동성을 가지며, 특히 연안 지역과 같은 천해에서는 잔향 및 다중경로 등에 의해 신호가 크게 왜곡되게 된다. 따라서 수중통신을 원활하게 하기 위해서는 채널 특성을 결정하는 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 특히 천해에서의 다중경로는 해면의 시변 산란에 의해 도플러 확산파가 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우하게 된다. 이러한 음향 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중음향 통신에서 송신하는 심벌간의 상호간섭(Inter-Symbol Interference : ISI)을 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시키게 된다. 따라서 이러한 비선형 복합 채널을 가지는 수중통신에서, 시간에 따라 채널의 특성이 매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 채널이므로, 이를 신뢰성이 있게 올바르게 복조하기 위해서는 여러 특성을 고려한 채널 부호화 방식과 적응 등화기의 기술이 매우 중요하다 [1-3].

이에 본 논문에서는 이러한 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR에서 우수한 성능을 보이는 반복 부호화 기법인 터보 부호, LDPC 부호에 대하여 분석하고, 수중 통신에 적합한 반복 부호를 성능 및 부호화 길이, 등화기 적용 가능성 등의 파라미터를 기반으로 수중통신에 적합한 채널 부호화 기법을 선택한다. 본 논문의 분석 결과를 토대로 수중 통신에 적합한 채널 부호화 기법으로 터보 부호화 기법을 사용하여, 왜곡된 데이터를 보상하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기(DFE : Decision Feedback Equalizer)와의 결합을 통하여 터보 등화기^[4]의 수중 통신 시스템에서의 적합성을 통해 연안의 실험에서 획득한 데이터를 통하여 검증하고 성능을 분석하였다.

II. 수중통신에 적합한 반복부호

DVB-RCS를 기반으로 하는 터보 부호는 기존의 1 bit를 입력하여 출력하는 binary 부호가 아니라 2 bit를 입력하고 출력하는 이중 바이너리(double binary) 부호이다. 이중 바이너리 구조의 CRSC (Circular Recursive Systematic Convolutional) 부호는 반복 부호 기법을 이용하여 Shannon이 제시하는 이론적 한계값에 매우 근접하는 우수한 오류

정정 능력을 보이고 있다. 하지만 높은 SNR에서는 오류 마루 현상이 존재하여 이를 극복하기 위해 DVB-RCS NG 부호화 방식인 터보 Pi 부호화 구조를 사용하였다. 이러한 터보 Pi 부호화기는 기존의 이중 바이너리 구조를 이용하는 터보 구조와 동일하며, 단지 16상태를 이용하는 구조이다^[5,6].

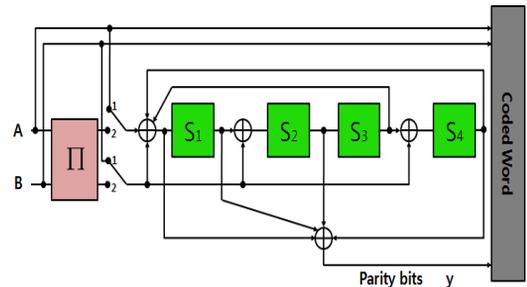


그림 1. 터보 Pi 부호기 구조
Fig. 1. Structure of turbo pi codes

기존의 터보 부호화기는 3개의 S1,S2,S3 메모리를 가지며 8-state로 구성되어 있다. 본 논문에서 적용한 그림 1과 같은 터보 Pi 부호화기는 4개의 메모리를 가지며 16개의 state를 이용하여 각각의 상태가 가지는 해밍거리차이를 더 크게 만들어 오류 마루 현상을 제거할 수 있는 구조이다.

또한 최근 모든 무선 통신 분야에서 관심이 되고 있는 채널 부호화 방식인 LDPC 부호화 방식은 turbo 부호에 비해 복호화의 복잡도가 낮을 뿐 아니라 좋은 거리 특성으로 오류마루 현상이 나타나지 않고, 완전 병렬 처리로 고속 처리가 가능한 장점이 있다. 실제로 위성 고선명 TV(HDTV) 표준안인 DVB-S2(Digital video Broadcasting - Satellite - Second generation) 시스템과 무선랜 표준안인 802.11n에서 LDPC 부호를 오류정정 부호화 방식을 적용하고 있다^[7]. 반면에 부호화의 높은 복잡도가 LDPC 부호의 중요한 문제점이었으나 최근에 삼각행렬 분해법, Linear-congruence 방법을 사용하여 부호화기를 간단하게 하였다. LDPC 코드는 sparse parity check matrix $H(n-k) \times n$ 를 가지는 선형 블록 부호이다. 본 논문에서는 802.11n 규격에 제시된 패리티 검사 행렬을 사용하여 시스템적인 부호화 과정을 사용함으로써 저장 용량과 복잡도 문제를 해결하였다^[8].

따라서 본 논문에서는 터보부호와 LDPC 부호를 여러 파라미터를 이용하여 분석하였으며, 이는 표 1에 나타내었다.

터보 부호와 LDPC 부호 모두 성능 면에서는 최근의 통신 시스템에서 가장 성능이 우수하며, 복잡도는

터보부호가 복호기에 있는 반면 LDPC 부호는 부호기에 있다. 속도면에서 LDPC가 고속 통신시스템에 적용되는 반면 터보 부호는 저속 통신시스템에 적용된다.

표 1. 터보 부호와 LDPC 부호 비교
Table 1. Comparison of the turbo codes and LDPC codes.

	Turbo Code	LDPC Coder
Performance	Good	Good
Complexity	Decoder	Encoder
Decoding Speed	Up to 20Mbps	Up to 200Mbps
Packet Size(bits)	Up to 2000	Up to 64800
Rate-Compatible	Easy	Difficult
Equalization	Combine Turbo Eq.	Independent Eq.

부호화율의 가변성 측면에서 터보 부호는 천공 패턴을 이용하여 간단하게 가변시킬 수 있지만 LDPC 부호는 각 부호화율마다 H 매트릭이 다르므로 가변성 측면에서는 터보부호가 편리하다. 수중통신의 다중경로로 인한 신호 왜곡으로 인해 등화기의 적용이 필수 불가결하며, 최근의 수중통신에서는 터보 등화기의 적용이 우수함이 증명되어 있다.

다음 그림 2는 터보 부호와 LDPC부호의 블록 길이에 따른 성능을 분석한 그림이다.

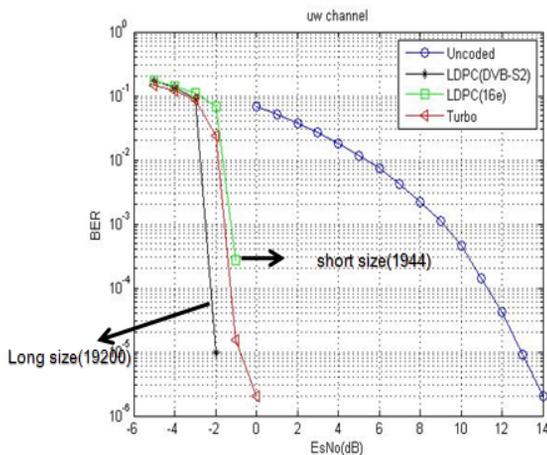


그림 2. 블록 사이즈에 따른 터보 부호와 LDPC 부호의 성능 비교
Fig. 2. Comparison of BER performance the turbo codes and LDPC codes by block size

LDPC 부호는 작은 사이즈(802.11n 규격)부터 큰사이즈(DVB-S2규격)DMF를 제공하고 있으며, 그림 2에서 알 수 있듯이, 큰 사이즈(19200 비트)에서는 LDPC 부호가 성능이 좋지만 작은 사이즈(1944 비트)에서는 오히려 터보 부호가 성능이 약간 좋음을 알 수 있다. 따라서 수중통신의 패킷에서는 큰 사이즈의 블록길이를 요구하고 있지 않고 등화기와의 결합 편의성이 중요하기 때문에 터보 부호의 적용이 수중 통신에서는 효율적이라는 결론을 얻을 수 있다.

Ⅲ. 수중 통신을 위한 터보 등화기 설계

터보 등화기는 기존의 등화기보다 좋은 성능을 보이지만 원래 MAP(Maximum a Posteriori) 알고리즘을 사용하기 때문에 복잡도가 채널 길이 등에 대해 지수적으로 증가하는 단점이 있다. 이러한 이유로 인해 터보 등화기의 복잡도를 줄이기 위한 방법으로 MAP 등화기보다 복잡도가 적은 선형 등화기나 결정 제한 등화기를 사용하는 방법이 있는데 본 논문에서는 결정 제한 등화기를 갖는 터보 등화기를 고려하였다. 그림 3과 같은 시스템 모델을 고려하자.

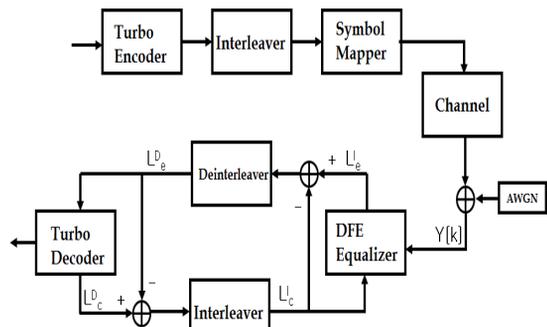


그림 3. 기저대역에서 터보 등화기 모델
Fig. 3. Model of the turbo equalization in baseband

데이터는 채널 부호화기를 거치고 난 뒤 인터리버, 심벌 매핑 후 변조기를 통과한다. 전송된 심벌은 채널을 통과한 후 백색 가우시안 잡음이 더해진다. 수신된 심벌은 먼저 PLL을 거쳐서 위상추적을 하여 터보 등화기로 입력된다. 수신단의 터보 등화기는 등화기와 복호기로 구성되어 있으며, 등화기와 복호기는 인터리버와 디인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신한다. 인터리버는 송신측에서 한 개 블록 크기의 부호기 출력 값을 재배치시키고, 디인터리버는 인터리버의 역 과정을 거쳐 송신신호를 복원한다. 복호기에서 출력한 피드백 정보는 다시 인터리

빙 과정을 거쳐 정정된 신호를 등화기에 재입력한다. 송신된 신호는 수중채널을 거치고 백색 가우시안 잡음이 더해져 수신된다. 기저대역으로 변환한 후 L_e^I 는 결정 궤환 등화기의 출력 값으로 수신 신호로부터 등화기에서 추정되어진 extrinsic 값이다. $y[k]$ 를 k 시점에서의 등화기 입력 값이라 하면, 등화기의 출력은 다음 식 (1)과 같이 정의할 수 있다.

$$L_e^I[k] = \sum_{i=0}^{N_b-1} c_i[k]y[k-i] - \sum_{j=1}^{N_b} b_j[k]\widehat{L}_e^I[k-j] \quad (1)$$

$c_i[k]$ ($i = 0, 1, \dots, N_{c-1}$)는 k 시점에서의 피드포워드 탭 계수이며 $\widehat{L}_e^I[k]$ 는 정상도 상에서 $L_e^I[k]$ 에 가장 가까운 점들인 slicer 출력 값이다. 일반적으로 결정 궤환 등화기에서 피드포워드와 피드백 계수들을 갱신하는 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} c_j[k+1] &= c_j[k] - \mu e_D[k]y[k-i], \\ b_j[k+1] &= b_j[k] + \mu e_D[k]\widehat{L}_e^I[k-i], \end{aligned} \quad (2)$$

μ 는 수렴상수이고 $e_D[k] = L_e^I[k] - \widehat{L}_e^I[k]$ 는 DD (Decision-directed) 오차로써 결정 궤환 등화기의 출력으로부터 추정되어진 $L_e^I[k]$ 와 slicer 출력값인 $\widehat{L}_e^I[k]$ 의 오차를 이용하여 피드백을 통하여 결정 궤환 등화기의 출력 오차를 줄이는 계수값인 $c_i[k+1], b_j[k+1]$ 를 갱신하기 위하여 사용된다. SAG(Stop And Go) 알고리즘을 사용하는 경우에 필터 탭 계수는 아래 식 (3)을 통해 갱신되며, 여기서 $f[k]$ 는 식 (4)와 같이 정의된다.

$$c_j[k+1] = c_j[k] - \mu f[k]e_D[k]y[k-i], \quad (3)$$

$$b_j[k+1] = b_j[k] + \mu f[k]e_D[k]\widehat{L}_e^I[k-i],$$

$$f[k] = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn}\{e_D[k]\} = \text{sgn}\{e_s[k]\} \\ 0 & \text{if } \text{sgn}\{e_D[k]\} \neq \text{sgn}\{e_s[k]\}, \end{cases} \quad (4)$$

$\text{sgn}\{\cdot\}$ 은 아래와 같이 정의되는 시그넘 함수이며, $e_s[k]$ 는 식 (6)과 같은 Sato 에러이다.

$$\text{sgn}\{x\} = \begin{cases} -1 & \text{when } x < 0 \\ 0 & \text{when } x = 0 \\ +1 & \text{when } x > 0, \end{cases} \quad (5)$$

$$e_s[k] = L_e^I[k]y[k] - \gamma \text{sgn}\{L_e^I[k]\} \quad (6)$$

여기서 γ 는 적절한 상수 값이다. L_e^D 값은 결정 궤환 등화기의 출력 값 L_e^I 와 L_e^I 의 차를 디인터리빙하여 계산되어져 터보 복호기로 입력되어 진다. 터보 복호기에서 추정되어진 extrinsic 값 L_e^D 은 식 (7)과 같이 구할 수 있다.

$$L_e^D = \log \frac{P(x=+1)}{P(x=-1)} \quad (7)$$

extrinsic 값 L_e^D 는 터보 복호기의 출력값으로써 사후 확률값을 계산하여 0 또는 1의 오류값을 보정할 수 있는 값이다. 이러한 L_e^D 와 L_e^I 의 차이 값을 다시 인터리빙하여 L_e^I 를 계산하여 결정 궤환 등화기에 입력된다. L_e^I 를 업데이트 하여 오류값을 보정하는 방법을 취하게 되는데, 반복횟수가 늘어남에 따라 업데이트 하는 오류 보정값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER 성능이 향상되게 된다.

IV. 해상 실험 결과

4.1. 해상 실험 환경

해상 실험 환경을 분석하기 위하여 XBT (eXpendable Bathy Thermograph)를 이용하여 음속 분포를 그림 4와 같이 측정하였다. 그림 4는 2011년 6월 강원도 동해시 인근해역에서 실험한 실측 데이터 이다. 실험 해역의 수심은 약 200 m였으며, 그림으로부터 실험 당시 수심 약 40~50 m까지 혼합층이 형성되어 있었으며, 그 아래는 거의 isovelocity 특성을 나타내었다.

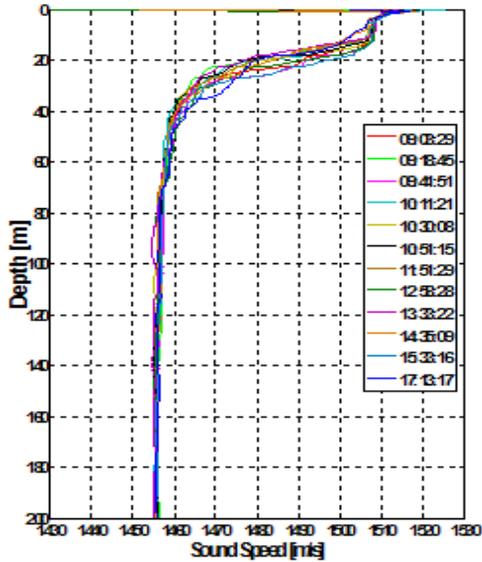


그림 4. 측정된 음속 분포
Fig. 4. Measured sound velocity profile.

송신기는 수심 100 m에 위치하였으며, 수신기는 수심 약 200 m 해저 바닥 근처에 배치하였다. 수신 하이드로폰으로 Reson사의 TC-4032 모델을 사용하였고, 수신된 신호는 60 kHz의 샘플링율을 갖고 데이터를 직접 저장하였다. 음원과 수신기 사이의 거리는 약 5 km 였으며, 그림 5에 해상실험 모식도를 나타내었다.

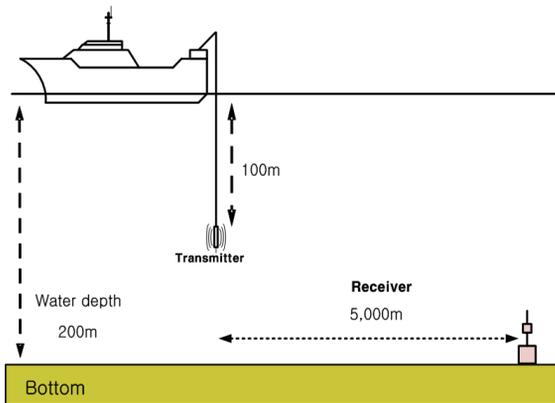


그림 5. 해상실험 모식도
Fig. 5. Experimental setup for sea trials.

그림 6에는 실험 해역에서 측정된 채널 전달 특성을 나타낸 것으로 5분 동안 시간에 따른 변동 특성을 보이는 5개 정도의 dominant reflection들을 보여준다. 이 측정을 위해 약 4 kHz 대역폭을 갖는 0.25 sec 길이의 LFM 신호를 주기적으로 약 1200회 가량 송신하였다. 그림은 송수신된 LFM 신호의 상관관계를 이용하여 구한 것으로 다중경로에 따른 영향을 받는 것을 확인할 수 있습니다. 이는 해수면에 반사되어지는

반사파 그리고 바닥에서 반사되어 들어오는 신호들이 있다는 것을 의미한다.

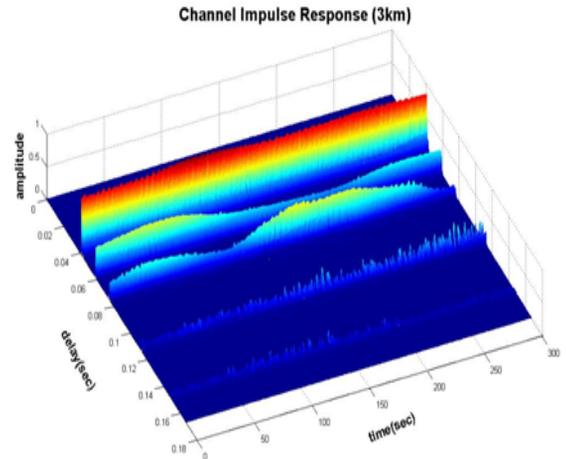


그림 6. 수중채널 지연 특성
Fig. 6. Underwater channel delay profile

4.2. 패킷 구성

그림 7은 해상실험에서 실험하기 위한 패킷 구성도이다. 실험을 위해 원신호는 984 비트의 텍스트 신호를 이용하였다. 터보 부호화 과정에서 입력 비트 수(K)가 984 비트이기 때문에 부호화율이 1/3인 터보 부호에서 부호화된 비트수는 2952비트 이기 때문에 마지막 부분에 dummy 데이터를 삽입하였다. 터보 부호화 과정을 거친 후, 패킷 구성을 할 때, 패킷내, 데이터 부분을 일정한 길이로 분할 할 때, preamble 부분에는 패킷 구성 시 패킷의 시작점을 알리는 LFM과 일정한 길이의 silence 구간, 동기를 획득하기 위해 sync 신호를 삽입하고 이는 128 심볼의 PN 코드를 삽입하였다. Preamble 데이터 부분에는 수중 통신의 다중 경로로 인한 위상 왜곡을 보상하기 위해 80 비트의 "11111...1"을 삽입하였다.

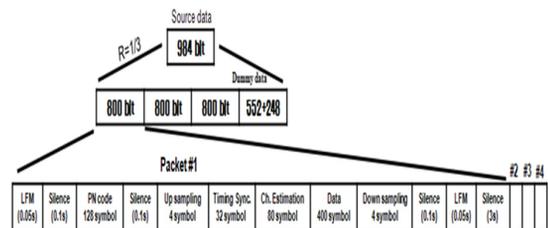


그림 7. 해상 실험을 위한 패킷 구성
Fig. 7. Packet configuration for Underwater Acoustic Experiment

실제 해상에서 최종 수신된 신호의 형태는 아래 그림 8과 같다. 처음 수신된 신호는 LFM이며, 이는 패킷의 시작점을 알리는 신호이며, silence 구간 후 두 번째 수신되는 sync 데이터는 수신되는 신호의 정

확한 타이밍을 잡기 위해 사용되었으며, preamble 데이터 부분에서 수신신호의 위상 오차를 보상하여 추정된 위상을 데이터 영역에 적용시킨다.

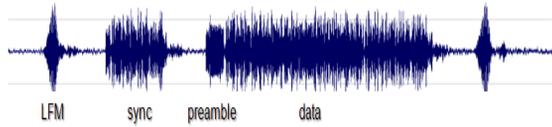


그림 8. 수신신호의 형태
Fig. 8. The form of the received signal

수신단에서는 송신단의 역 과정으로 QPSK 변조된 신호가 수중 채널에서 다중 경로로 반사되어 들어오는 과정에서 위상 및 주파수 오프셋이 발생하는데, 이를 보정하며 성능의 향상을 위해 터보 등화기를 이용하였다.

4.3. 수중 음향 통신 실험 결과

본 논문에서는 표 2와 같이 데이터 속도는 1kbps, 중심 주파수는 16KHz, 샘플링 주파수는 6배인 96KHz를 적용하였다. 터보 부호화 방식은 앞에서 설명 하였듯이 $K=984$, $N=2952$ 비트인 부호화율 1/3을 적용하였으며, 변조 방식은 QPSK 변조 방식을 적용하였다.

표 2. 해상실험 파라메타
Table 2. Parameters of Underwater Acoustic Experiment.

Source	984 bit text	
Channel coding	Turbo code($R=1/3$, $K=985$, $N=2952$)	
Modulation	Bit rate	1Kbps
	f_c	16KHz
	f_s	96KHz
Distance	5Km	
Depth	TX : 100m, RX : 200m	

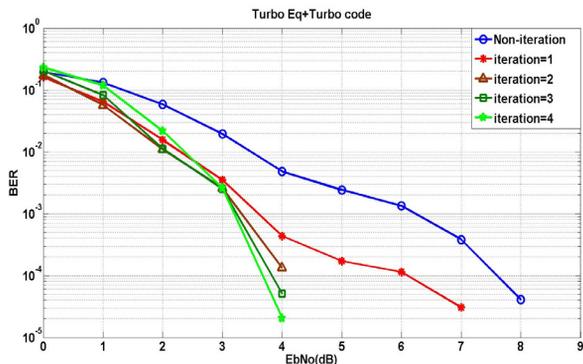


그림 9. BER 성능
Fig. 9. BER Performance

그림 9의 BER 성능에 따르면 반복 복호가 없는 일반적인 방법의 등화기를 이용하였을 때는 BER 10⁻⁴을 기준으로 약 $E_b/N_0=7.5$ dB에서 만족할만한 성능이 나타났다. 이에 비해 본 논문에서 사용한 터보 등화기를 이용하여 반복 복호를 하였을 때는, 1회의 반복을 하였을 때에는 10⁻⁴을 기준으로 반복이 없는 등화기를 사용하였을 때 보다 1.5 dB 성능이 향상되었다. 또한 터보 등화기의 반복이 2, 3 회로 늘어남에 따라 약 3.5 dB의 성능이 향상되었고, 3회 이상 반복하였을 때는 성능 향상이 크게 늘어나지 않기 때문에 복호 속도와 복잡도 면에서 보면 반복횟수는 3회가 적합함을 알 수 있다. 그리고 3 dB 보다 낮은 값을 가질 때는 반복 횟수가 증가할수록 성능이 열화되는 것을 볼 수 있는데, 이 경우에는 수신 신호의 왜곡이 커서 터보등화기와 터보 복호기의 반복이 증가할수록 오류정정율을 벗어나 오류가 더욱 증가하기 때문이다. 따라서 본 논문에서의 실험환경에서는 터보 등화기의 반복횟수는 3회, $E_b/N_0=3$ dB 일 때 부터 터보 등화기로 인한 성능이 증가하며, 수중에서의 통신을 위해서는 $E_b/N_0=4$ dB 일 때가 적합함을 알 수 있다. 본 논문에서 송수신 거리가 5Km일 때 실제 환경에서의 성능 분석을 하였으며, 5Km 이상의 장거리 수중통신 환경에서는 정확한 채널 분석을 통하여 패킷 구조를 최적화 하여 터보 기반의 등화기 적용을 위한 여러 파라메타에 대한 연구가 필요할 것이다.

V. 결 론

본 논문에서는 수중통신에서 고려되어 지는 반복 기반의 채널 부호화 기법 중 최적의 부호화 기법을 선정하였다. LDPC 부호는 작은 사이즈(802.11n 규격)부터 큰 사이즈(DVB-S2규격)DMF 제공하고 있으며, 큰 블록 사이즈에서는 LDPC 부호가 성능이 좋지만 작은 사이즈에서는 오히려 터보 부호가 성능이 약간 좋음을 알 수 있다. 따라서 수중통신의 패킷에서는 큰 사이즈의 블록길이를 요구하고 있지 않고 등화기와의 결합 편이성이 중요하기 때문에 터보 부호의 적용이 수중 통신에서는 효율적이라는 결론을 얻을 수 있다. 최적의 부호화 방식이 터보 부호라는 결론 하에 결정체환 등화기와의 결합을 통한 터보 등화기를 이용하여 실측 자료를 토대로 시뮬레이션을 통한 성능을 분석하였다. 그 결과 터보 등화기의 반복 수행 과정을 통해 성능의 이득을 얻을 수 있었으며, 소프트 정보를 사용함으로써 정확도를 향상시킬 수 있

었다. 또한 반복 횟수가 증가함에 따라 BER 성능의 차이는 감소함을 확인할 수 있었다.

References

- [1] M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, "Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels," *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 19, no. 1, pp.100-111, Jan. 1994.
- [2] P. Van Walree, "Channel sounding for acoustic communications: techniques and shallow-water examples," *Norwegian Defence Research Establishment (FFI)*, Technol. Rep. FFI-rapport 2011/00007, Apr. 2011.
- [3] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer, "The state of art in underwater acoustic telemetry," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. 25, no. 1, pp. 4-27, Jan. 2000.
- [4] M. Tuchler, R. Koetter, and A. Singer, "Turbo equalization: principles and new results," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 5, pp. 754-767, May 2002.
- [5] C.Berrou, A.Glavieux, and P.Thitimajshima, "Near Shanon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes", in *Proc.1993 IEEE Int. Conf. Commun. (ICC 1993)*, pp. 1064-1070. Geneva, Switzerland, May 1993.
- [6] M. Kim, T. Park, B. Lim, I. Lee, D. Oh and J. Jung, "Analysis of Turbo coding and decoding algorithm for DVB-RCS next generation", *J. Korean Inst. Commun. Inform. Sci. (KICS)*, vol. 36, no. 9, pp. 537-545, Sep. 2011.
- [7] Z.Cai, J. Hao, P.H.Tan, S.Sum and P.S. Chin "Efficient encoding of IEEE 802.11n LDPC codes", *IEEE Electron. Lett.*, vol. 42, no. 25, pp. 1471-1472, Dec. 2006.
- [8] T. Richardson and R. Urbanke, "Efficient encoding of low-density parity check codes", *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, no. 2, pp. 638-656, Feb. 2001.

박 태 두 (Tae Doo Park)



2008년 2월 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
 2010년 2월 한국해양대학교 전파공학과(공학석사)
 2010년 2월~현재 한국해양대학교 전파공학과 박사과정
 <관심분야> 위성통신, 이동통신, 변·복조기술, 채널코딩, FPGA 기술 등

이 성 로 (Seong Ro Lee)



1987년 2월 고려대학교 전자공학과 공학사
 1990년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사
 1996년 8월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학박사
 1997년 9월~현재 목포대학교 공과대학 정보전자공학과 교수
 <관심분야> 디지털통신시스템, 이동 및 위성통신시스템, USN/텔레매틱스응용분야, 임베디드시스템

김 범 무 (Beom Mu Kim)



2012년 2월 목포대학교 정보전자공학과 공학사
 2012년 3월~현재 목포대학교 전자공학과 석사과정
 <관심분야> Machine to Machine Network, Communication Network, Smart device

정 지 원 (Ji Won Jung)



1989년 2월 성균관대학교 전자
공학과(공학사)

1991년 2월 성균관대학교 전자
공학과(공학석사)

1995년 2월 성균관대학교 정보
공학과(공학박사)

1991년 1월~1992년 2월 :

LG 정보통신연구소 연구원

1995년 9월~1996년 8월 한국통신 위성통신연구실
선임연구원

1997년 3월~1998년12월 한국전자통신연구원 초빙
연구원

1996년 9월~현재 한국해양대학교 전파공학과 정교
수

2001년 8월~2002년 8월 캐나다 NSERC Fellowship
(Communication Research Center 근무)

<관심분야> 위성통신, 이동통신, 변.복조기술, 채널
코딩, FPGA 기술 등