

# 수중통신채널에서 고려되는 채널 부호의 성능 분석

## The Analysis about Channel Code Performance of Underwater Channel

배종태\*, 김민혁\*, 최석순\*, 정지원\*, 천승용\*\*, 도경철\*\*

(Jongtae Bae\*, Minhyuk Kim\*, Suksoon Choi\*, Jiwon Jung\*, Seung-yong Chun\*\*, Kyeong-cheol Dho\*\*)

\*한국해양대학교 전파공학과, \*\*국방과학연구소 (ADD)

(접수일자: 2008년 4월 22일; 채택일자: 2008년 7월 28일)

수중에서의 통신은 해수면과 해저면 등에 의한 신호의 반사가 생겨 다중경로 현상이 발생한다. 이러한 다중경로의 영향으로 신호는 왜곡되고 원활한 수신을 방해하게 된다. 이에 각종 통신시스템에서 적용되고 있는 여러 가지 채널 부호 방법을 모델링된 수중통신채널에 적용하여 그 성능을 확인하였다. 그 결과 다중경로에 의한 오류의 특성은 랜덤오류의 특성을 가지기 때문에 인터리버의 효과는 거의 볼 수가 없으며, 수중채널에서 다중경로에 의해 야기된 오류마루 현상을 극복하기 위해서는 LDPC 부호와 같은 강력한 오류 정정 부호가 요구되며, RS 부호등을 연결하여 사용할 경우 더욱 우수한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있었다.

**핵심용어:** 수중채널, LDPC 부호, Turbo 부호, 연접부호, DVB-S2M, Cross layer

**투고분야:** 음향 통신기술 분야 (6)

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 this paper, we consider the use of various channel coding schemes such as RS code, convolutional code, cross-layer code and LDPC code in order to compensate the multipath effect in underwater channel. As shown in simulation results, characteristic of multipath error is similar to that of random error, so interleaver has little effect for error correcting. For correcting of error floor by multipath error, it is necessary strong channel codes like LDPC code that is similar to Shannon's limit. And the performance of concatenated codes including RS codes has better performance than using singular channel codes.

**Keywords:** Underwater channel, LDPC code, Turbo code, Concatenated code, DVB-S2M Cross layer

**ASK subject classification:** Acoustic Communication (6)

### I. 서론

수중 음향 통신 시스템은 과거 군사적 목적을 위해 제한적으로 사용되었다. 수중 음원 탐지나 수중 운송체 추적, 잠수함등과의 통신을 위해 주로 연구되었으나 해양에 관한 관심이 고조되고, 해양 탐사나 해저 자원 탐사가 활발해지면서 그 활용분야가 확대되었다. 하지만 국내의 기술 수준은 해양산업기술의 수요 부족으로 인하여 수중통신 시스템의 개발은 미미한 수준이다.

수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 수중에서의 무선통신에는 음파를 이용하여 통신을 하게 된

다. 이러한 이유로 수중에서의 무선통신 시스템 연구는 수중음향학과 통신기술의 복합기술로 연구가 이루어지는 분야이다.

음성 채널의 경우 전달 과정에서 잔향 및 다중경로 등에 의해 크게 왜곡되며, 수중에서 고속 데이터 전송을 위하여 수중 음향 통신 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 상호 간섭 (Inter-Symbol Interference : ISI)을 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시키게 된다. 따라서 이러한 비선

형 복합 채널을 가지는 수중통신에서, 시간에 따라 채널의 특성이 매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 채널이므로, 신뢰성이 강한 오류 정정 방식의 적용이 필수적이다 [1-3].

이에 본 논문에서는 무선통신시스템에서 사용되고 있는 여러 가지 채널 부호를 적용하여 일반 지상 무선 통신 환경과는 다른 수중채널환경에서 채널부호의 효과를 시뮬레이션을 통해 그 결과를 분석하였으며, 최적의 채널 부호화 방식을 선정하였다.

본 연구에서 고려되어지는 채널 부호화 알고리즘으로는 기존 수중통신에서 고려되는 convolutional 부호 및 RS (Reed-Solomon) 부호, RS 부호와 convolutional 부호를 연결시킨 연결부호를 기본으로 성능 분석하였다. 또한 기존의 성능과 비교분석하기 위해 향후 고려되는 반복부호인 turbo 부호, LDPC (Low Density Parity Check) 부호, cross layer 부호를 적용하여 성능 분석하였다.

## II. 채널모델링 [4]

본 논문에서는 참고문헌 [4]에서 제시한 KODC 4월 수온 자료를 이용하여 SVP (Sound Velocity Profile)를 얻었다. 그림 1에서 보는 것과 같이 송신단과 수신단 사이의 거리는 1 Km, 송신단 수심은 50 m, 수신단 수심은 100 m로 가정하였다.

또한 표 1은 시뮬레이션 결과 값이며, 이들 값을 이용하여 신호세기들 정규화 하였다. 그림 2는 수신단에 순차적으로 들어온 eigenray의 정규화된 신호세기를 나타낸다.

본 논문에서 사용된 수중채널 모델은 참고문헌 [4]에서 제시된 그림 2를 이용하여 시간영역에서 시뮬레이션 한 것으로, 실제 수중에서 측정된 데이터를 직접 시뮬레이션 한 게 아니라, 실측 데이터 값 즉, 깊이에 따른 음속 분포 등의 수온 자료를 Ray 모델의 입력 파라메타로 하여, 그림 2의 결과를 얻어 수중통신 채널을 시뮬레이션 하였다. 이러한 수중채널 모델은 참고문헌 [5]의 수식을 사용하여 모델링 되었다.

표 1. 동해 4월 eigenray 결과값  
Table 1. Eigenray result of East sea (April).

Number	Arrival Time	Top Bunks	Bottom Bunks	Length	Arrival Amplitude	Normalized Amplitude
1	0.68216	0	0	1003.9	0.001361	0.7353467
2	0.68469	1	0	1011.7	0.0007028	0.3797220
3	0.71655	0	1	1044.1	0.0010389	0.5613165

## III. 수중채널에 고려되어지는 채널코딩

### 3.1. Turbo 부호 [6]

1993년 Berrou등에 의해 제안된 turbo 부호는 Eb/No 가 0.7 dB, 부호율 1/2에서 비트오류확률  $10^{-5}$ 의 성능을 보였다. 초기에는 긴 프레임에 따른 복호 지연 등으로 인한 실시간 처리의 어려움으로 우주통신용으로 연구되었으나 최근에는 IMT-2000에서 높은 데이터율 전송의 채널 코딩으로 ITU (International Telecommunication Union)에 의해 제안되고 있다.

Turbo 부호는 연판성 입/출력 (soft-in/soft-out)이 가능하고, 정보신호에 대해서 서로 다른 인터리버에 의해 분리된 2개 이상의 구성코드들이 병렬연접 (parallel concatenation)된 구성을 하고 있다. 이러한 구성코드의 복호기로는 SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm), MAP

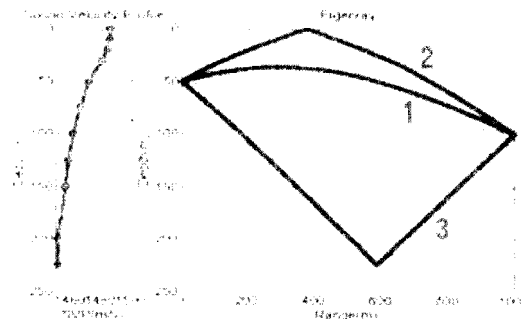


그림 1. 동해 4월 SVP와 eigenray  
Fig. 1. SVP and eigenray of East sea (April).

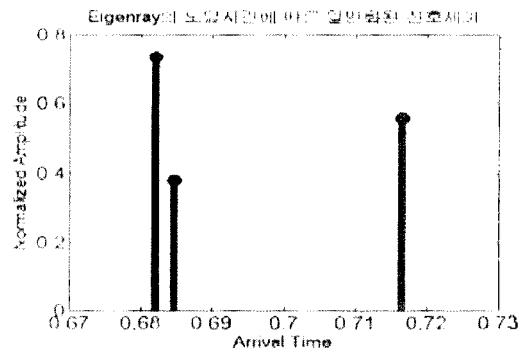


그림 2. Eigenray의 도달시간에 따른 신호세기  
Fig. 2. Amplitude and arrival time of eigenray.

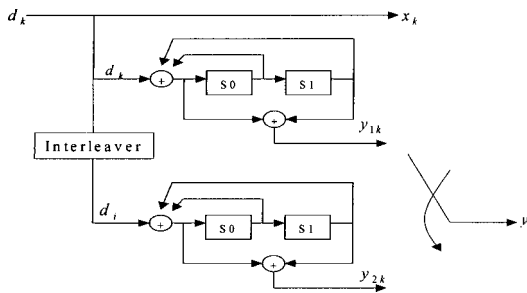


그림 3. Turbo 부호의 부호기 구조  
Fig. 3. Encoder structure of turbo code.

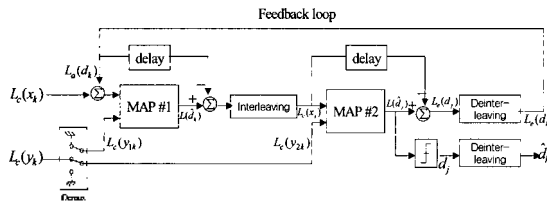


그림 4. Turbo 부호의 복호기 구조  
Fig. 4. Decoder structure of turbo code.

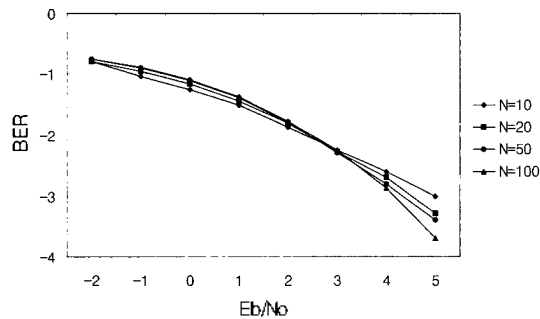


그림 5. 블록 사이즈에 따른 turbo 부호의 성능  
Fig. 5. Turbo code performance by block size.

(Maximum-a-posteriori), Sub-MAP 복호기 등이 있는데, 채널의 잡음분산평가가 필요하다는 단점이 있지만 일반적으로 성능이 우수한 MAP을 사용한다.

Turbo 부호의 기본개념은 선형하는 구성코드의 복호기 soft decision output을 다시 나머지 복호기에 입력하고 이러한 과정을 반복함으로써 향상된 decision을 가능하게 하는 것이다. 그림 3과 4는 각각 turbo 부호의 부호기와 복호기를 나타내었다.

그림 5는 MAP복호기의 시뮬레이션 결과이다. N은 복호블록의 크기를 의미하며, 3 dB이하 일 때는 N의 크기에 영향을 받지 않지만, 그 이상의 값에서는 N이 클수록 성능이 좋은 것을 알 수 있다.

### 3.2. DVB-S2 규격의 LDPC 부호 [7]

최근 모든 무선 통신 분야에서 관심이 되고 있는 채널 부호화 방식인 LDPC 부호화 방식은 turbo 부호에 비해 복

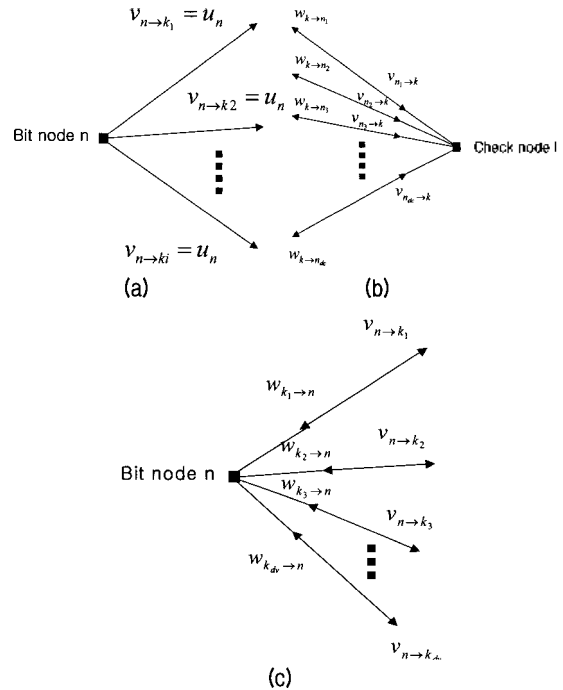


그림 6. LDPC의 복호 과정  
(a) 초기화 (b) CNU (c) BNU  
Fig. 6. Decoding process of LDPC.  
(a) Initialization (b) CNU (c) BNU

호화의 복잡도가 낮을 뿐 아니라 좋은 거리 특성으로 오류 마루 현상이 나타나지 않고, 완전 병렬 처리로 고속 처리가 가능한 장점이 있다. 실제로 위성 고선명 TV (HDTV) 표준 안인 DVB-S2 (Digital video Broadcasting-Satellite-Second generation) 시스템은 LDPC 부호를 오류정정부호화 방식으로 권고하고 있다.

반면에 부호화의 높은 복잡도가 LDPC 부호의 중요한 문제점이었으나 최근에 삼각행렬 분해법, Linear-congruence 방법을 사용하여 부호화기를 간단하게 하였다. DVB-S2에서는 parity 부분을 address를 지정하여 쉽게 부호화하고 있다. LDPC 코드는 sparse parity check matrix  $H$   $(n-k) \times n$ 를 가지는 선형 블록 부호이다.

LDPC 복호기는 전송된 심볼을 비트 노드와 체크 노드에서 각각의 확률 값을 구하여 반복을 통해 전송된 비트를 결정하는 것이다. LDPC 부호의 복호 순서는 그림 6과 같이 수신 비트에다 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, check node 확률을 구하는 CNU (Check Node Update), 비트 확률을 구하는 BNU (Bit Node Update)의 다음 세 가지 단계를 거쳐 복호하게 된다.

#### 1) 단계 1. 초기화

$$u_n = -L_c \cdot r_n \left( L_c = \frac{2}{\sigma^2} \right), n = (0, 1, \dots, N-1) \quad (1)$$

식(1)에서 보는 바와 같이 수신비트에다가 채널 추정 값을 구하여 비트 노드를 결정한다. 여기서 N은 codeword의 크기이고  $\sigma$ 는 가우시안 잡음의 편차이다.

2) 단계 2. Check Node Update (CNU)

그림 6(b)에서 보는 것과 같이, 비트 노드로부터 체크 노드 k로 들어오는 dc개의 메시지를  $v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_c \rightarrow k}$  라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를  $w_{k \rightarrow n_1}, w_{k \rightarrow n_2}, \dots, w_{k \rightarrow n_c}$  하자. 그렇다면 하면 체크 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식(2)와 같이 표현된다.

$$w_{k \rightarrow m} = g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{c-1} \rightarrow k}, v_{n_c \rightarrow k}) \quad (2)$$

여기서  $g(a, b) = \text{sign}(a) \times \text{sign}(b) \times \min(|a|, |b|) + LUT_g(a, b)$ ,  $LUT_g(a, b) = \log(1 + e^{-|a+b|}) - \log(1 + e^{-|a-b|})$ 이다.  $LUT_g(\cdot)$  함수는 look up table로 구현 가능하다.

3) 단계 3. Bit Node Update (BNU)

그림 6(c)에서 보는 것과 같이, 체크 노드로부터 비트 노드 n으로 들어오는 dv개의 메시지를  $w_{k_1 \rightarrow n}, w_{k_2 \rightarrow n}, \dots, w_{k_d \rightarrow n}$  라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를  $v_{n \rightarrow k_1}, v_{n \rightarrow k_2}, \dots, v_{n \rightarrow k_d}$  하자. 비트 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식(3)과 같이 계산할 수 있다.

$$v_{n \rightarrow k_i} = u_n + \sum_{j \neq i} w_{k_j \rightarrow n} \quad (3)$$

현재 DVB-S2 규격에서는 HNS (Hughes Network Systems)사에서 제안한 LDPC 부호화 알고리즘이 채택되고 있다.

3.3. 연접부호 시스템 (Concatenated coding system) [8]

연접부호는 원하는 오류 성능을 구하기 위하여 내부부호(inner code)와 외부부호(outer code)의 두 레벨의 부호화를 수행하는 부호이다. 그림 7은 연접부호 시스템의 블록도를 나타낸 그림이다.

내부부호가 대부분의 채널 오류를 정정하도록 하고, 높은 부호율을 가진 외부부호는 오류 확률을 정해진 수준까지 낮추는 기능을 하게 된다. 그리고 두 부호화 단계 사이에는 인터리버가 있는데 이는 대개 내부 부호화 과정의 출력에 나타날 수 있는 연접 오류를 펼쳐주기 위해

필요하다. 이러한 연접부호를 사용하는 주된 이유는 단일 부호를 사용한 경우보다 전체 구현 복잡도는 줄이면서도 낮은 오류율을 달성하기 때문이다.

본 논문에서는 무선통신시스템에서 주로 사용하고 있는 연접부호 방식으로서, 외부 부호는 RS 부호를 사용하고, 내부 부호는 convolutional 부호를 사용해 수중채널에서의 성능을 확인하고자 한다.

3.4. DVB-S2M 규격의 cross layer 부호 [9]

DVB-S2M (DVB-S2 for Mobility)은 위성통신 규격인 DVB-S2, 이동체에 대한 통신 규격인 DVB-T, DVB-H의 결합된 형태로서, 위성을 이용한 쌍방향 통신, 즉 인터넷과의 융합, 이동체에 대한 위성 방송 및 인터넷 통신을 하기 위한 연구에 의해 제안되었다. DVB-S2M의 cross layer 구조는 크게 상위계층(upper layer)부분과 물리계층(physical layer)부분으로 구별되며, 시스템의 블록도는 그림 8과 같다.

상위계층은 DVB-H 규격에 의한 MPE-FEC (Multi Protocol Encapsulation Forward Error Correction) 프레임

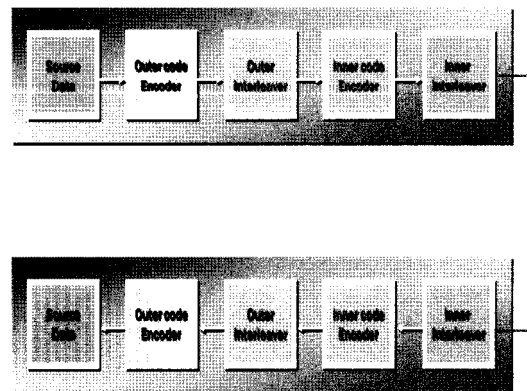


그림 7. 연접부호 시스템의 블록도  
Fig. 7. Block diagram of concatenated coding system.

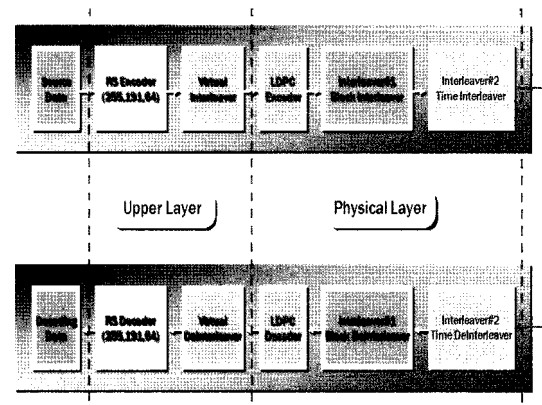


그림 8. DVB-S2M cross layer 시스템 블록도  
Fig. 8. Block diagram of DVB-S2M cross layer.

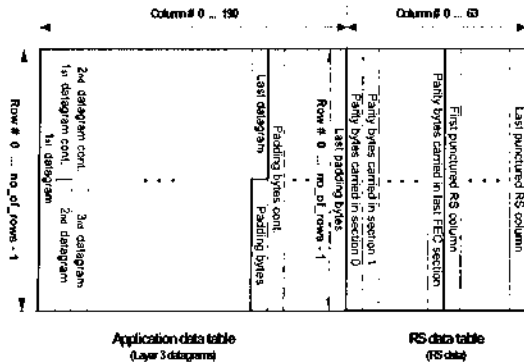


그림 9. MPE-FEC 프레임 구조  
Fig. 9. Structure of MPE-FEC frame.

의 구조로서 RS 부호와 virtual interleaver (VINI)로 구성되어 있다. 그림 9는 MPE-FEC의 구조를 나타내고 있다.

프레임을 구성하는 하나의 심벌은 8비트로 구성되며, 열의 개수는 255개의 심벌로 고정되어 있고, 열의 길이는 최고 1024개의 심벌까지 유동적으로 설정 가능하다.

데이터가 입력되면 프레임의 가장 왼쪽에 위치한 열을 채우면서 오른쪽 방향의 열에 데이터를 저장하고, 저장되지 않은 부분이 생긴다면 이 부분은 '0'으로 채워 넣는다. 191번째 열까지 데이터를 모두 저장하고 난 후에, row 단위로 RS 부호화를 실행하게 되면, 191개의 데이터 심벌을 이용하여 64 심벌의 RS 패리티가 만들어진다. 부호화가 끝난 데이터는 열 방향으로, 즉, 가장 왼쪽의 열부터 가장 오른쪽의 열까지 블록에 입력된 순서 차례대로 전송된다.

RS 부호화 과정의 전후로 하여 interleaver와 de-interleaver 과정을 수행하지만, 프레임으로 입력되는 순서와 출력되는 순서가 같아 가시적으로 interleaver 과정이 들어나지는 않기 때문에 이를 'virtual interleaver'라고 한다.

IV. 시뮬레이션

4.1. 시뮬레이션 환경

수중통신 채널에서 부호화기의 성능을 확인하기 위한 시뮬레이션 환경은 그림 10과 같다. 그림 10에서 u(t)는 수중에서의 다중경로에 의한 채널을 나타내며, 앞서 2장에서 언급된 수중에서의 3-path 채널 모델을 사용하였다. 그리고 n(t)는 AWGN (Additive White Gaussian Noise)을 나타낸다.

2장의 그림 2는 수중 채널에서의 임펄스 응답으로 간

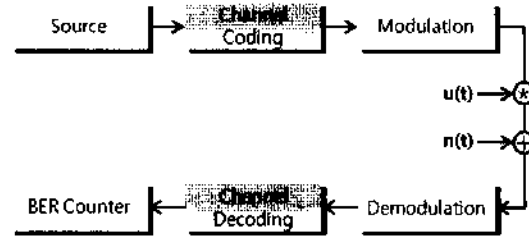


그림 10. 시뮬레이션 블록도  
Fig. 10. Simulation block diagram.

주할 수 있으므로, 시간영역에서 송신 신호와 컨벌루션을 취하여 시뮬레이션에 적용하였다. 이와 같이 계산된 수신신호는 복조 및 복호과정 거친 후 BER (Bit Error Rate) 계산을 하게 된다.

BER 성능을 산정하기 위해서는 송신 비트와 수신 비트의 오류 개수를 카운터 하여 수신측에서 총 데이터의 개수를 나누는 몬테카를로 (Monte-Carlo) 시뮬레이션 방법을 적용하였다.

본 논문에서 사용된 Es/No의 산정은 출력단에서 산정한 게 아니라, 입력단에서의 Es/No의 값에 따라 가우시안 잡음의 분산을 산정하여 AWGN을 생성한 것이다. 따라서 BER 성능에서 가로축은 송신단에서 보내는 Es/No 값이다.

본 논문의 시뮬레이션을 위한 수중통신 채널 모델과 사용된 채널 부호의 파라미터를 표 2에 나타내었다.

fc가 20 kHz이고, fs가 50 kHz이므로 각 bit당 할당되는 샘플의 수는 식(4)와 같이 계산할 수 있다.

$$N_s = f_s / D_R \quad (D_R = \text{data rate}) \quad (4)$$

표 2. 시뮬레이션 파라미터  
Table 2. Simulation parameter.

Modulation	BPSK, 8PSK (PTCM)	
fs [Hz]	50 k	
fc [Hz]	20 k	
데이터 전송률 (DR) [bps]	100~600	
Channel u(t)	distance : 1 km multi-path : 3path	
Channel code	Convolutional	k (구속장)=7, R=1/2, G(x)=(133,171)8
	RS (N,K,1)	N=255, 1=8,16,32, K=N-2*t
	Turbo	4state, Iteration=5
	LDPC	N=16200, Iteration=50
	PTCM	Convolutional+8PSK
	Concatenated	RS+INT+Convolutional
	DVB-S2M	RS+VINT+LDPC

### 4.2. 시뮬레이션 결과

모델링된 수중채널과 함께 AWGN을 적용하여 수중 무선통신 환경에서 uncoded BPSK (Binary Phase Shift Keying), (2,1,7) convolutional 부호, turbo 부호, LDPC 부호, PTCM (Pragmatic Trellis Coded Modulation)의 성능은 그림 11부터 그림 15까지 나타내었다.

그림 11부터 그림 14까지 살펴보면, 데이터 전송률이 높아질수록 수중통신채널에서 BER 성능이 열화되다가

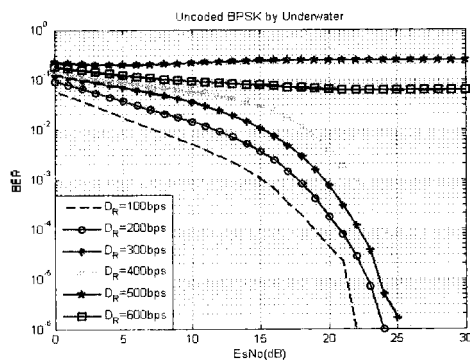


그림 11. 수중채널에서 Uncoded BPSK의 성능  
Fig. 11. Uncoded BPSK performance by underwater channel.

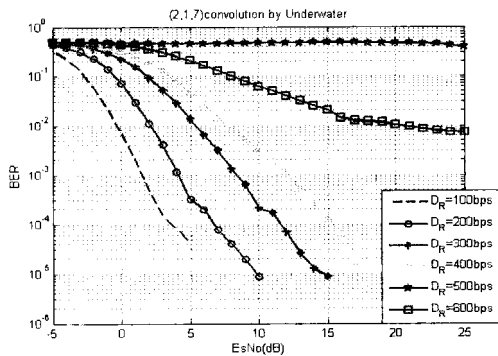


그림 12. 수중채널에서 (2,1,7) convolutional 부호의 성능  
Fig. 12. Convolutional code performance by underwater channel.

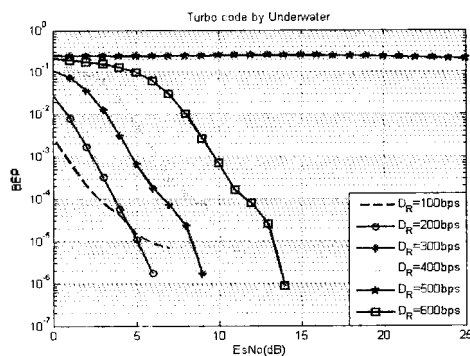


그림 13. 수중채널에서 4-state turbo 부호의 성능  
Fig. 13. 4-state turbo code performance by underwater channel.

데이터 전송률이 500 bps이상이 되면서 다중경로에 의한 잡음의 영향으로 오류마루 현상이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

그리고 보다 강력한 오류 정정 부호를 사용할수록, 수중 통신 채널에서 BER 성능이 개선되는 것을 확인할 수 있는데, 특히 LDPC 부호를 채널 부호로 사용할 경우 유일하게 데이터 전송률이 500 bps일 때의 다중경로에 의한 오류마루 현상까지도 극복해내는 것을 확인할 수 있다.

그림 15는 (2,1,7) convolutional 부호를 사용한 PTCM의 성능을 나타내고 있다. PTCM의 경우 8PSK변조를 사용하면서 다중경로의 영향이 BPSK보다 급증하게 되면서 오류를 정정하지 못하는 것을 알 수 있다.

그림 11에서 15까지의 시뮬레이션에서 특이한 점은 데이터 전송률이 600 bps일 때보다 데이터 전송률이 500 bps일 때 더 많은 오류가 발생하는 것을 볼 수 있다. 그 이유는 본 시뮬레이션 프로그램 상에서 복조단에서 수신 신호를 검출할 때 일정한 지점에서 하는 것이 아니라, 한 신호의 모든 구간을 한번 탐색하여 최적점을 찾아내는 방법을 사용하였다. 이 때, 데이터 전송률이 500 bps일 때는 한 개의 비트 전체 구간이 같은 다중경로의 영향을

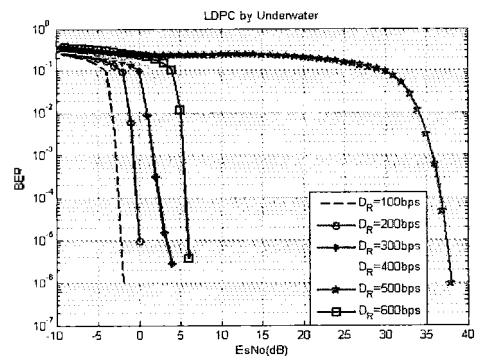


그림 14. 수중채널에서 N=16200인 LDPC 부호의 성능  
Fig. 14. LDPC (N=16200) performance by underwater channel.

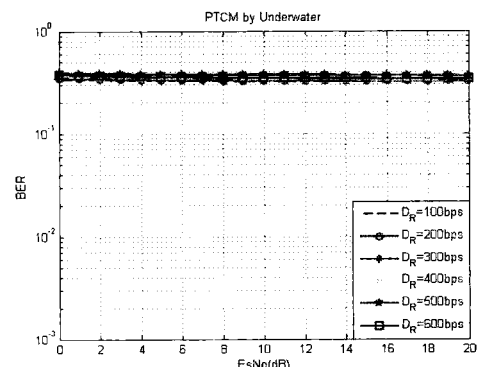


그림 15. 수중채널에서 PTCM의 성능  
Fig. 15. PTCM performance by underwater channel.

받는 반면, 데이터 전송률이 600 bps일 때는 한 개의 비트 내에서도 다른 다중경로의 영향을 받는 부분이 생기면서 신호의 왜곡이 덜한 부분이 생기기 때문에 오류가 줄어드는 것을 알 수 있다.

그림 16에서는 AWGN이 없는 환경에서 데이터 전송률이 500 bps와 600 bps일 때의 수신 신호의 일부로써, 이러한 현상이 나타나는 것을 설명하고 있다. 그림 16에서 붉은 색 원으로 표시한 부분은 한 개의 비트 영역을 표시한 부분이다. 데이터 전송률이 600 bps에서는 한 개의 비트가 두 개의 부분으로 나뉘어져 서로 다른 값을 가지는 부분이 있지만, 데이터 전송률이 500 bps에서는 한 개의 비트 구간에서의 값이 모두 같음을 알 수 있다. 따라서 데이터 전송률이 600 bps에서는 복조기의 등화기 등을 통해서 서로 값을 보상하여, 신호를 올바르게 복조할 확률을 가질 수 있지만, 데이터 전송률이 500 bps에서는 등화기의 효과를 얻을 수 없기 때문에 더 많은 오류를 가지게 되는 것이다.

이러한 현상은 실제 환경과는 다른 본 시뮬레이션의 시간상의 한계적 특징으로 실제 환경에서는 데이터 전송률이 500 bps의 성능이 뛰어날 것으로 사료된다. 하지만, 본 시뮬레이션에서 나타난 데이터 전송률이 500 bps에서의 결과값은 복조단에서 등화기의 효과를 볼 수 없는 최악의 수중 채널 환경으로 볼 수 있으므로, 시뮬레이션의 의미를 지니고 있다고 볼 수 있겠다.

그림 17에서는 수중채널에서 데이터 전송률과 RS 부호의 정정 능력에 따른 성능을 나타내었고, 그림 18에서는 수중채널에서 DVB-S2M에서 제안하는 upper layer의 MPE-FEC 구조의 성능을 나타내었다.

DVB-S2M에서 제안하는 upper layer의 MPE-FEC 구조는 RS (255,191,32) 부호에 virtual interleaver를 가미한 구조로써, 그림 17 (c)와 함께 그림 18의 결과를 비교하

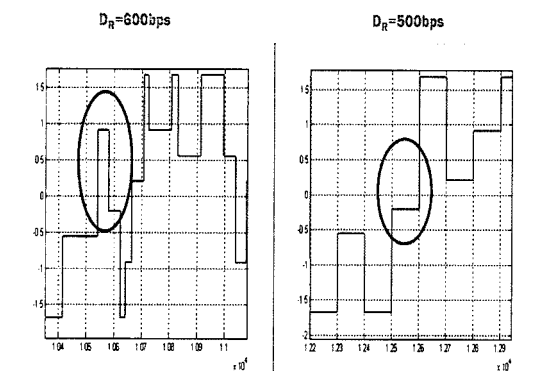
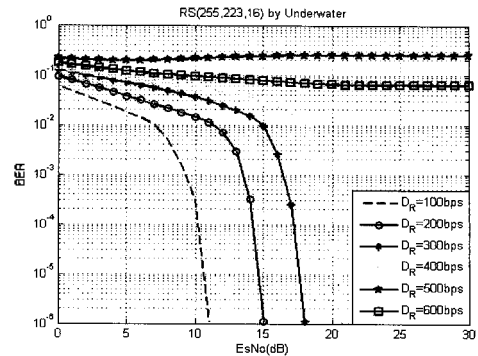
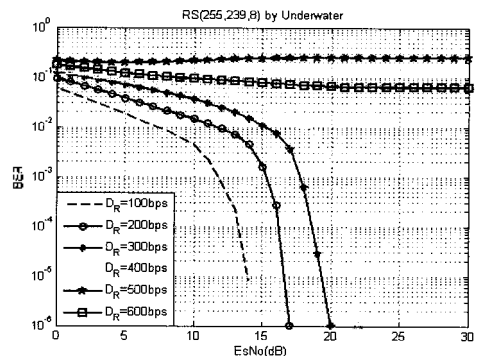


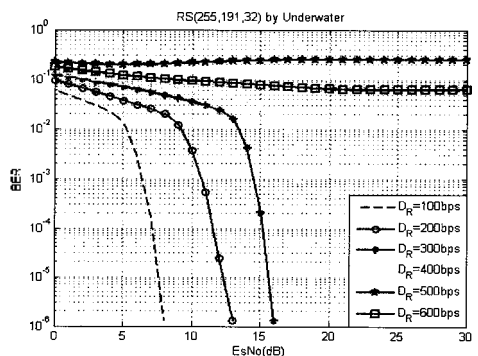
그림 16. 다중경로에 의한 수신신호의 왜곡  
Fig. 16. Distortion of receive signal by multipath.



(a)



(b)



(c)

그림 17. 수중채널에서 RS 부호의 성능

(a) t=8 (b) t=16 (c) t=32  
Fig. 17. RS code performance by underwater channel.  
(a) t=8 (b) t=16 (c) t=32

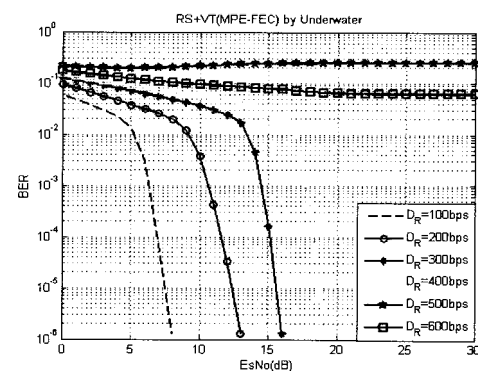


그림 18. 수중채널에서 DVB-S2M의 MPE-FEC구조의 성능  
Fig. 18. MPE-FEC performance by underwater channel.

여 볼 때, 그 성능의 차이가 거의 없음을 알 수 있다. 따라서 수중채널에서 virtual interleaver의 효과는 거의 없음을 알 수 있다.

그림 19에서는 데이터 전송률이 400 bps일 때, RS 부호와 MPE-FEC를 비교하여 나타내었다. 그래프의 오류정정 시점을 살펴볼 때, 오류정정 능력이 32심볼인 RS 부호를 사용하면, uncoded BER의 성능이  $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 을 확보할 때, RS 부호를 통해 모든 오류를 정정할 수 있음을 알 수 있다.

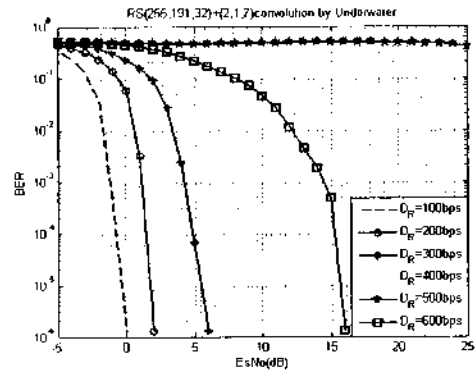
그림 20은 무선통신 규격에서 주로 사용되고 있는 RS 부호와 convolutional 부호의 연결부호의 성능을 나타낸 것이다. 그림 20의 (a)는 convolutional 부호와 RS 부호의 사이에 인터리버를 사용하지 않은 반면에 그림 20의 (b)는 인터리버를 사용하였다. 여기서 사용된 인터리버는 블록인터리버이다. 그림 20의 (a)와 (b)를 비교하여 보았을 때 성능의 차이가 거의 없는 것으로 보아, 수중채널에서 인터리버의 효과는 거의 없음을 알 수 있다.

Virtual interleaver와 block interleaver는 순간적으로 발생된 군집오류를 랜덤 오류의 형태로 분산시켜, 채널 부호의 오류정정 효율을 높여주는 역할을 하게 된다. 하지만 시뮬레이션을 통해 이러한 interleaver의 효과가 나타나지 않는 것으로 보아 수중 채널의 다중경로에 의한 오류는 군집오류라기 보다는 랜덤오류에 가까운 특성을 나타냄을 알 수 있다.

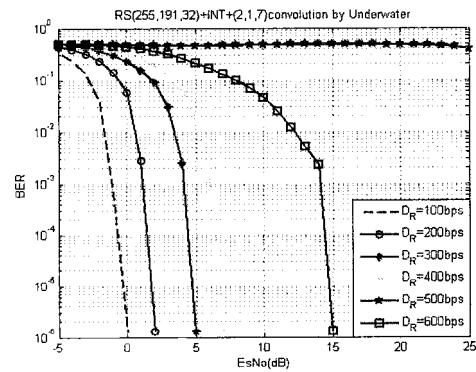
그림 21은 수중 채널에서 DVB-S2M에서 제안하고 있는 cross layer 구조의 성능을 나타내고 있다. 성능을 살펴보면 그림 10의 LDPC 부호의 성능과 그림 17 (c)의 RS (255, 191, 32) 부호의 성능을 결합한 형태로, LDPC 부호를 통해 BER을  $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 으로 확보하게 되면 RS 부호를 통해 나머지 오류를 정정하게 되는 것을 알 수 있다.

그림 22는 수중채널의 다중경로가 존재하는  $D_R=600$

bps에서, 표 2를 바탕으로 시뮬레이션 된 오류정정 부호들의 성능을 나타내었다. LDPC 부호와 turbo 부호를 사용할 경우 수중채널에서 다중경로로 인한 오류를 정정할 수 있지만, RS 부호나 convolutional 부호로는 오류를 정정하지 못하고 오류마루 현상이 생기는 것을 알 수 있으며, RS 부호와 convolutional 부호, LDPC 부호, turbo



(a)



(b)

그림 20. 수중채널에서 연결부호의 성능  
(a) Interleaver를 사용하지 않았을 때  
(b) Interleaver를 사용하였을 때  
Fig. 20. Concatenated code performance by underwater channel.  
(a) Without interleaver (b) With interleaver

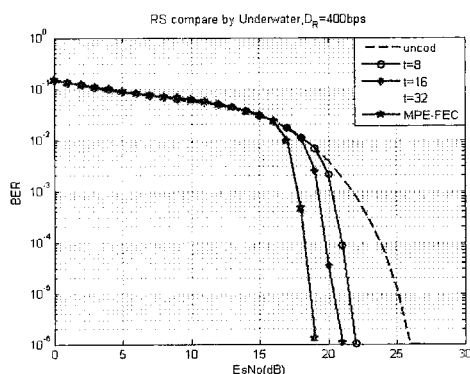


그림 19. 오류 정정능력에 따른 RS 부호의 성능 비교  
Fig. 19. Comparison with RS code performances.

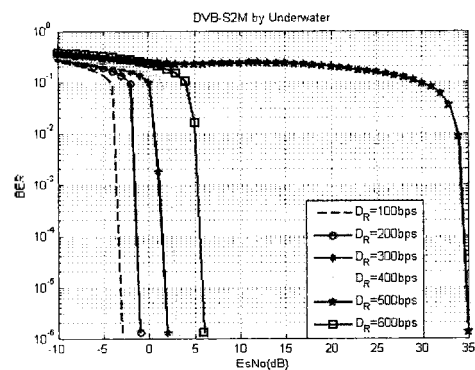


그림 21. 수중채널에서 DVB-S2M cross layer의 성능  
Fig. 21. DVB-S2M cross layer performance by underwater channel.



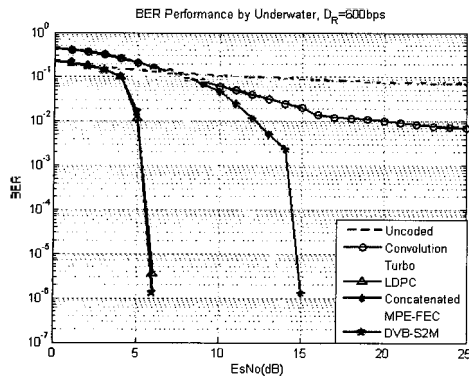


그림 22. 수중채널에서 채널부호 방법별 성능  
 Fig. 22. Comparison of various channel code performance by underwater channel.

부호등을 연결해서 사용할 때 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

### V. 결론

본 논문에서는 모델링된 수중통신채널 환경에서 convolutional 부호를 비롯한 최신의 채널 부호화 방법들 뿐만 아니라 현재 무선 통신에서 적용되고 있는 다양한 연결부호 및 인터리버등을 시뮬레이션하여, 수중에서의 다중경로 극복을 위한 효과적인 채널부호 방법에 대한 연구를 하였다.

수중 채널의 다중경로에 의한 영향은 데이터 전송률에 따라서 증가하며, 이를 극복하기 위해서는 단일 부호로서는 LDPC 부호와 turbo 부호를 사용하거나, RS 부호등을 연결하여 사용할 때 다중경로를 극복하고 성공적인 통신을 할 수 있음을 알 수 있다. 특히 RS (255,191,32) 부호는 BER을  $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 을 확보하게 되면 거의 모든 오류를 정정할 수 있으므로, 다른 부호와 RS 부호를 연결하여 사용할 경우 오류의 정정 능력을 높일 수 있다.

그리고 수중채널의 다중경로에 의한 영향은 연결오류의 특성보다는 랜덤오류의 특성이 강하기 때문에 인터리버의 효과를 거의 볼 수 없지만, 연결부호를 사용할 경우 AWGN에서 발생할 수 있는 군집오류에 대한 대비를 위해 사용해야 할 것이다.

본 논문에서 제시된 부호화 알고리즘은 현재 지상 무선 통신에서 주로 적용되고 있는 방식이며, 기존의 convolutional 부호 및 RS 부호와의 성능 비교를 통해 차세대 수중통신 적용 부호화 알고리즘 적용 가능성을 검토하였다. 성능 분석결과 LDPC의 적용이 다른 부호화 방식에 비해 가장

우수함을 알 수 있다. 현재 수중통신에서는 MIMO (Multi Input Multi Output) 채널에서 시공간 부호화 방식의 적용이 연구되어지고 있으며, 향후 시공간 방식의 성능과 비교 검토차원에서 활용성이 높다고 할 수 있다.

본 논문의 수중채널 환경은 시간적 변이 특성과 도플러 현상 등이 고려되지 않은 실제 해양 환경과는 다소 차이가 있는 제한적인 시뮬레이션이다. 하지만 차후에 더욱 더 다양한 환경, shallow water에서 음속 분포, 바닥면의 재질 및 형태 등에 따른 더욱더 많은 다중경로 등을 고려하여 실제 해양환경과 가깝게 시간적 특성과 도플러 현상까지 적용한 시뮬레이션을 향후 과제로 연구할 계획이다.

### 감사의 글

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었으며, 이에 대해 깊이 감사를 드립니다 (계약번호UD070054AD).

### 참고 문헌

1. M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, "Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels," *IEEE J. Ocean, Eng.*, 19(1), 100-111, Jan 1994.
2. M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, "Adaptive multi-channel combining and equalization for underwater acoustic communications," *J. Acoust. Soc. Amer.*, 94, 1621-1631, 1993.
3. M. Stojanovic, "Recent advances in high-speed underwater acoustic communications," *IEEE J. Ocean, Eng.*, 21(2), 125-136, Apr. 1996.
4. 정진우, 김락훈, 심태보, 김성일, "수중통신 채널에서 적응변조 기법을 적용한 STBC 시스템의 성능분석", *수중음향학 학술발표회 논문집*, 22회, 2007.8.
5. F.B. Jensen, W.A. Kuperman, M.B. Porter, and H. Schmidt, *Computational Ocean Acoustic*, (AIP Press).
6. C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes", in *Proc. ICC93*, 1993.
7. T. Richardson and R. Urbanke, "Efficient Encoding of Low-Density Parity Check Codes", *IEEE Trans. Information Theory*, 47, 638-656, Feb. 2001.
8. G. D. Forney, Jr., "Concatenated Codes", Cambridge, MA: MIT, Press, 1996.
9. ETSI EN 301 210: "Digital Video Broadcasting (DVB): Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Satellite News Gathering (DSNG) and Other Contribution Applications by Satellite" (DVB-S2).

---

## 저자 약력

---

### •배 종 태 (Jongtae Bae)



1980년 10월 23일생  
2007년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)  
2007년 3월~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사  
과정 재학중

### •김 민 혁 (Minhyuk Kim)



1980년 12월 18일생  
2006년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)  
2008년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학석사)  
2008년 3월~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 박사  
과정 재학중

### •최 식 순 (Suksoon Choi)



1981년 7월 15일생  
2007년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)  
2007년 3월~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사  
과정 재학중

### •정 지 원 (Jiwon Jung)



1966년 2월 2일생  
1989년 2월: 성균관대학교 전자공학과 (공학사)  
1991년 2월: 성균관대학교 전자공학과 (공학석사)  
1995년 2월: 성균관대학교 정보공학과 (공학박사)  
1991년 1월~1992년 2월: LG 정보통신연구소 연구원  
1995년 9월~1996년 8월: 한국통신 위성통신연구실  
선임연구원  
1997년 3월~1998년 12월: 한국전자통신연구원 초빙  
연구원  
1996년 9월~ 현재: 한국해양대학교 전파공학과 교수  
2001년 8월~2002년 8월: 캐나다 NSERC Fellowship  
(Communication Research Center 근무)

### •천 승 용 (Seung-yong Chun)

1966년 6월 11일생  
1988년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)  
1990년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학석사)  
2007년 8월: 한국해양대학교 전파공학과(공학박사)  
1990년 3월~ 현재: 국방과학연구소 선임연구원  
※주관심분야: 디지털 신호처리

### •도 경 철 (Kyeong-cheol Dho)

1984년 2월: 부산대학교 전기공학과(공학사)  
1986년 2월: 부산대학교 전자공학과(공학석사)  
1999년 8월: 부산대학교 전자공학과(공학박사)  
1986년 2월~ 현재: 국방과학연구소 선임연구원  
※주관심분야: 수중음향신호처리, 수중유적, 수중통신, 해양무기체계 시험평가