

---

# 수중 통신 채널에서 채널 추정 오차에 따른 LDPC 부호 성능분석

김남수\*, 정지원\*, 김기만\*, 서동환\*\*

Performance Analysis of LDPC code with Channel Estimation in Underwater Communication

Nam-Soo Kim\*, Ji-Won Jung\*, Ki-Man Kim\*, Dong-Hoan Seo\*\*

---

이 논문은 2008학년도 한국해양대학교 공과대학의 지원을 받아 수행된 연구임  
본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다.(계약번호 UD070054AD)  
본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음  
(IITA-2009-C1090-0902-0010)

---

## 요 약

수중에서의 통신은 해수면과 해저면 등에 의한 신호의 반사에 의해 발생한 다중경로 현상으로 신호가 왜곡되어 원활한 통신이 어렵다. 이에 본 논문에서는 다중경로에 의해 발생한 오류를 정정하고자 수중채널 전달함수를 이용한 정정기법을 제안하였으며, 본 논문에서 제안하는 기법에 의해 정정하지 못한 오류를 정정하고자 LDPC 부호와 연접부호를 적용하여 그 성능을 확인하고 수중통신에 적용하고자 하였다. 또한 추정된 수중 채널 전달함수의 시간 지연 오차와 진폭 오차에 대한 성능 분석을 하였다. 시뮬레이션 결과 제안한 기법을 적용하였을 경우 적용하지 않았을 때 보다 더욱 우수한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있으며, 채널 부호로 LDPC 부호를 사용한 경우에는 정정 기법을 사용하지 않았을 때 12 dB의 성능이 개선됨을 알 수 있다. 또한 추정된 수중 채널 전달함수의 시간 지연 오차는 성능에 큰 영향을 미치며, 진폭 오차에 대해서는 1 dB의 성능 열화가 나타남을 확인하였다.

## ABSTRACT

Underwater acoustic(UWA) communication has multipath error because of reflection by sea-level and sea-bottom. The multipath of UWA channel causes signal distortion and error floor. In this paper, we proposed the compensation method of multipath effect using the impulse response of the UWA channel and then analysis the performance of channel coding such as LDPC code, concatenate code. Also we analysed the time-delay errors and estimated amplitude errors of estimated channel information and its affection on the performance. As shown in simulation results, the performance of proposed compensation method is better than the performance of conventional method.

## 키워드

수중음향통신, LDPC부호, 심볼 간 간섭

## Key word

underwater acoustic(UWA) communications; LDPC codes; intersymbol interference (ISI)

---

\* 한국해양대학교 전과공학과

\*\* 한국해양대학교 전기전자공학부

접수일자 : 2009. 04. 29

심사완료일자 : 2009. 05. 25

### I. 서론

수중 음향 통신 시스템은 과거 군사적 목적을 위해 제한적으로 사용되었다. 해양에 관한 관심이 고조되고, 해양 탐사나 해저 자원 탐사가 활발해지면서 그 활용분야가 확대되었다. 하지만 국내의 기술 수준은 해양산업기술의 수요 부족으로 인하여 미미한 수준이다. 음성 채널의 경우 전달 과정에서 흡수, 간향 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 확산과 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, 신뢰성이 강한 채널코딩 방식의 적용이 필수적이다.[1][2][3] 본 논문에서 적용되는 채널 코딩 방식은 반복부호의 대표적인 LDPC (Low Density Parity Check) 부호로써 각종 지상 무선 통신 시스템에 널리 적용되고 있다. 아울러 수중통신채널에서 발생하는 다중경로에 의한 수신되는 경로 정보를 추정하여, 수신단에서 추정된 경로 정보를 이용하여 디 컨볼루션 (De-Convolution) 과정을 하고 난 뒤 오류정정 부호 방식을 적용하여 성능 분석을 하고자 한다. 또한 추정된 경로 정보의 오차에 대해서 분석을 하며 오차가 성능에 미치는 영향 또한 시뮬레이션을 이용하여 나타내었다.

### 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 1Km, 송신단 수심 50m, 수신단 수심은 1km로 가정하였다.

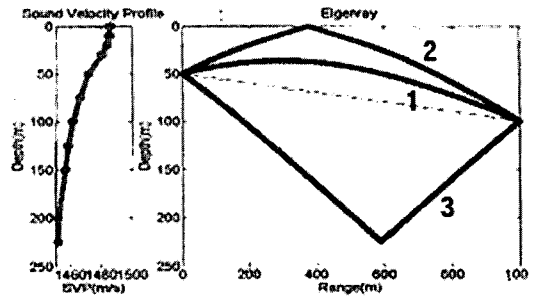


그림 1. 동해 4월 SVP와 eigenray  
Fig. 1. SVP and eigenray of East sea (April)

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

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

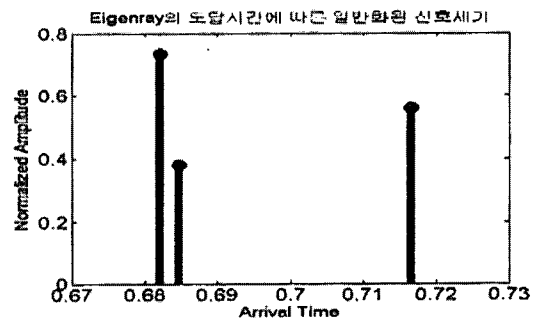


그림 2. Eigenray의 도달시간에 따른 신호세기  
Fig. 2. Amplitude and arrival time of eigenray

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 하

여, 그림 2의 결과를 얻어 수중통신 채널을 시뮬레이션 하였다. 이러한 수중채널 모델은 참고문헌 [5]의 수식을 사용하여 모델링 되었다.

### III. 수중채널에 고려되어지는 채널코딩

채널코딩이란 정보를 전송하는 과정에서 다양한 채널 오류(noise, fading, jamming 등)를 검출하고 정정하여 통신 능력을 향상시키는 부호화 기법이라 정의할 수 있다. 이는 정확한 정보를 송수신해야 하는 디지털 통신체계에서는 필수 불가결한 요소이다. 일반적인 채널 코딩의 목적은 대역폭을 더 사용하게 되지만 이를 통해 비트 오류 확률을 감소시키거나 요구되는 전력을 감소시키는데 목적이 있다. 초기에 채널 코딩은 일반적으로 BCH 부호, RS 부호등과 같은 블록부호(block coding)과 길쌈부호(convolutional coding)가 대표된다. 일반적으로 수중통신과 같은 열악한 채널환경에서 부호의 성능을 향상시키고자 할 때에는 유효한 부호 길이를 증가시켜야 하는데 이 방법은 부호화 이득 면에서 유리하지만 부호화 및 복호화 과정이 훨씬 복잡해지고 구현하기가 어려워지는 단점을 갖고 있다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 Froney에 의해 도입된 길쌈부호와 블록부호를 결합시킨 연결부호는 높은 부호이득을 얻어낼 수 있으며, 부호 길이를 길게 하는 효과를 주기 때문에 초기에의 수중통신에서 각광을 받고 있는 채널코딩 기법이었다. 그러나 연결부호 역시 성능에 있어서 Shannon's limit와 다소 큰 격차를 보이고 있으며 Shannon's limit에 근접한 성능을 나타내는 터보부호가 1993년 Berrou등에 의해 발표되었다. 터보부호는 복호기가 아주 복잡하며, 직렬로 연결되는 구조이기 때문에 복호 속도가 저하되어 고속을 요하는 통신시스템에서의 적용은 어려운 실정이어서 1996년 T.Richardson에 의해 재정립된 LDPC 부호의 관심이 집중되었으며, 이는 터보 부호의 복호 속도 문제를 해결할 뿐만 아니라, 성능 역시 Shannon's limit에 가장 근접한 방식으로 최근 각광을 받고 있다. 터보부호의 복호기 복잡도와는 달리 LDPC 부호는 부호기의 복잡도를 가지고 있으며, 부호기 구성을 단순화 하는 많은 연구가 진행되고 있다. 따라서 본 논문에서는 지상 무선, 위성통신시스템 등에서 널리 적용되고 있는 DVB-S2 규격의

LDPC 부호를 적용하였다.

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) 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.

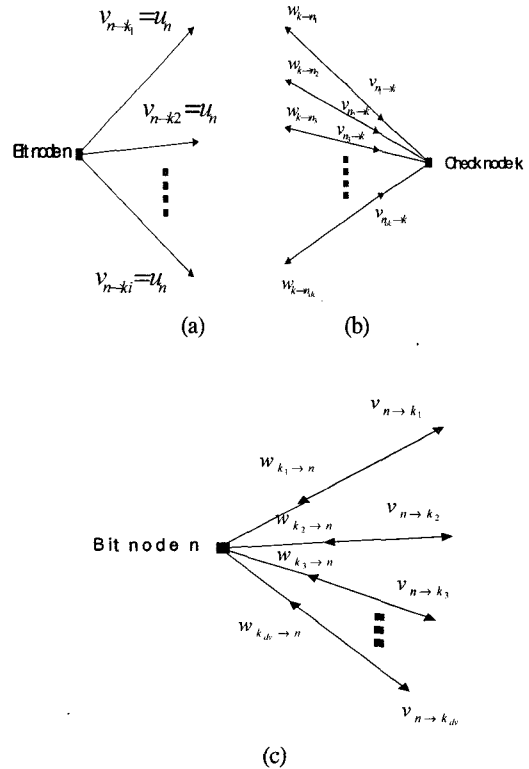


그림 3. LDPC의 복호 과정 (a) 초기화 과정 (b) Check Node Update (c) Bit Node Update  
Fig. 3. Decoding process of LDPC (a) Initialize (b) Check Node Update (c) Bit Node Update

LDPC 복호기는 전송된 심볼을 비트 노드와 체크 노드에서 각각의 확률 값을 구하여 반복을 통해 전송된 비트를 결정하는 것이다. LDPC 부호의 복호 순서는 그림 3 과 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 수신비트에다 채널 추정 값을 구하여 비트 노드를 결정한다. 여기서 N은 codeword의 크기이고  $\sigma^2$ 는 가우시안 잡음의 편차이다.

2) 단계 2. Check Node Update (CNU)

그림 3(b)에서 보는 것과 같이, 비트 노드로부터 체크 노드 k로 들어오는 dc개의 메시지를  $v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_d \rightarrow k}$  라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를  $w_{k \rightarrow n_1}, w_{k \rightarrow n_2}, \dots, w_{k \rightarrow n_d}$  하자. 그렇다고 하면 체크 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식 (2)와 같이 표현 된다.

$$w_{k \rightarrow n_i} = g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{i-1} \rightarrow k}, v_{n_{i+1} \rightarrow k}, \dots, v_{n_d \rightarrow k}) \quad (2)$$

$$g(a, b) = \text{sign}(a) \times \text{sign}(b) \times \min(|a|, |b|) + LUT_g(a, b),$$

$LUT_g(a, b) = \log(1 + e^{-|a+b|}) - \log(1 + e^{-|a-b|})$  이다.

$LUT_g(\cdot)$  함수는 look up table로 구현 가능하다.

3) 단계 3. Bit Node Update (BNU)

그림 3(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.

IV. 송수신 모델링

그림 4에서는 다중경로에 의한 오류를 정정하지 않고 수신단의 채널 복호기에 입력되는 신호를 나타내었다. 이때 수신단에서 수신신호를 검출할 때에는 일정한 지점에서 하는 것이 아니라, 한 신호의 모든 구간을 한번 탐색하여 최적점을 찾아내는 방법을 사용하였다. 채널 코딩은 사용하지 않은 상태이며 데이터 전송률은 600bps, 송신단의 수심은 50m, 수신단의 수심은 100m, 송수신단의 거리는 1km로 하여 Ray model로 시뮬레이션된 3-path 수중 채널 모델을 사용하였다.

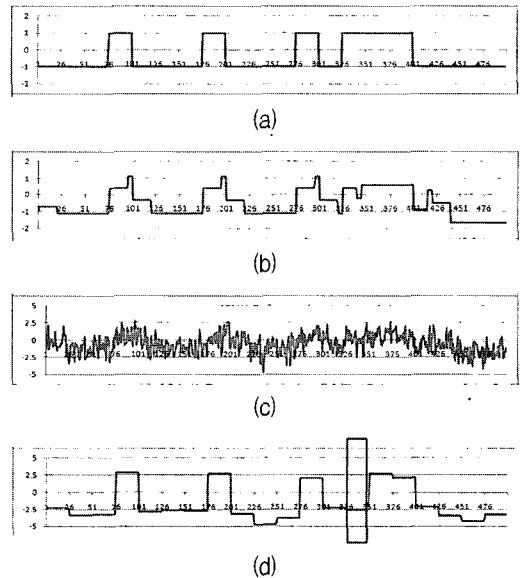


그림 4. 다중경로에 의한 신호를 정정하지 않은 신호  
 (a) 송신 신호 (b) 수중 채널을 적용한 신호  
 (c) AWGN을 적용한 신호 (d) 수신 신호  
 Fig. 4. Not compensated signal by multipath  
 (a) Transmitted signal (b) Transmitted signal in UWA channel  
 (c) Transmitted signal in AWGN (d) Received signal

그림 4(a)는 송신 신호를 나타내며, 그림 4(b)는 3-path 수중 채널 모델에서 다중경로에 의한 신호를, 그림 4(c)

는 AWGN (Additive White Gaussian Noise)을 통과한 신호를 나타낸다. 아래 식(4)에서와 같이 수신된 신호를  $r(t)$ 라 하면,

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \tag{4}$$

$s(t)$ 는 송신신호,  $h(t)$ 는 수중 채널의 응답,  $n(t)$ 는 가우시안 잡음을 의미한다.

그림 4(d)는 하나의 신호에 대해서 모든 구간 즉, 샘플링 되는 개수만큼의 구간에서 최적점을 구해 채널 복호기에 입력되는 신호를 나타낸다. 그림 4(d)에서 표시된 부분은 다중경로에 의한 오류를 나타낸다. 이와 같이  $E_s/N_0$ 의 값이 작아지거나 채널환경이 악화될 경우 이와 같은 오류는 더욱 늘어나게 된다.

일반적으로 원 신호를 복원하기 위해서는 채널 정보를 추정하여 다음과 같은 식(5)에 의해 수신신호를 복원한다.

$$\begin{aligned} s'(t) &= r(t) * h(-t) \\ h(t) * h(-t) &= 1 \end{aligned} \tag{5}$$

여기서,  $h(t) * h(-t) = 1$  이 되는 보장을 가지고 있지 않는다. 그림 5는 그림 2의 수중채널 전달함수를 이용하여 시역전 방식에 의한 디컨볼루션의 결과를 나타내었다.

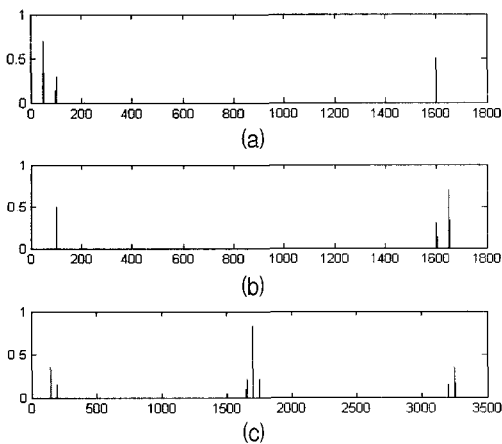


그림 5.  $h(t)$ 와  $h(-t)$ 의 컨볼루션에 의한 결과  
 (a)  $h(t)$  (b)  $h(-t)$  (c)  $h(t) * h(-t)$   
 Fig. 5. Result of convolution by  $h(-t)$  and  $h(-t)$   
 (a)  $h(t)$  (b)  $h(-t)$  (c)  $h(t) * h(-t)$

$h(t) * h(-t) = 1$  이 되지 않는다는 의미는 채널 추정을 해서 완벽하게 추정을 한다 하더라도 시역전 방식, 디컨볼루션에 의해 채널 정보를 삭제할 수 없다는 의미이다.

따라서 추정된 채널 응답을 이용하여 시역전 방식의 통신은 항상 식 (5)와 같다는 보장이 어렵다. 따라서 본 논문에서는 그림 6와 같이 추정된 수중채널 전달함수의 역수를 이용하여 원신호를 복원하였다.

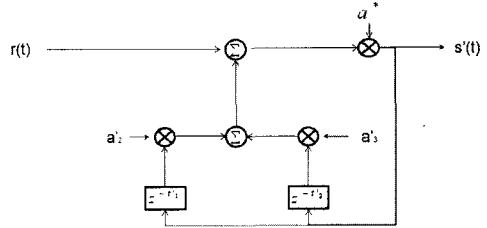


그림 6. 수중채널 전달함수의 역수를 이용한 정정기법 블록도  
 Fig. 6. Block diagram of proposed compensation method

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \tag{6}$$

$$H(z) = (a'_1 z^{-\nu} + a'_2 z^{-(t_1 + \nu)} + a'_3 z^{-(t_2 + \nu)}) \tag{7}$$

식(6)과 식(7)에서  $r(t)$ 는 수신신호,  $s(t)$ 는 송신신호,  $s'(t)$ 는 정정된 신호,  $h(t)$ 는 수중채널 전달함수,  $z^{-t_1 + \nu}$ ,  $z^{-t_2 + \nu}$ 는 각각 수중채널 전달함수에서의 응답 시간이 실제 채널보다  $\nu$ 만큼 지연되었음을 나타내며,  $a'_1, a'_2, a'_3$ 은 수중채널 전달함수에서의 진폭 값을 나타내며 식(8)로 나타낼 수 있다.

$$a'_x = a_x + \nu a \tag{8}$$

여기서  $\nu a$ 는 수신단에서 진폭에 대한 오차이며, 수신단에서는  $a'_1 \times a^* = 1$ 이 되는  $a^*$ 를 결정하여 그림 6에서와 같은 방법으로 다중경로에 의한 오류를 정정할 수 있으며, 수신단의 채널 복호기에 입력이 되는 신호를 결정하게 된다. 그림 7은 본 논문에서 제안한 방법으로 다중경로에 의한 오류를 정정하여 수신단의 채널 복호기에 입력되는 신호를 나타내었다. 그림 7(a)는 600 bps의 송신 신호를 나타내며, 그림 7(b)는 3-path 수중 채널 모델에서 다중경로에 의한 신호를, 그림 7(c)

는 AWGN을 통과한 신호, 그림 7(d)는 모든 신호에 대해서 본 논문에서 제안하는 기법을 이용하여 3-path 수중채널에 의한 오류를 복원한 신호이며, 그림 7(e)는 그림 7(d)에서 복원한 신호를 이용하여 채널 복하기에 입력되는 신호를 나타낸다. 그림 7(e)에서 표시된 부분은 그림 4(d)에서 오류가 난 부분과 같은 부분을 나타낸 것으로서 다중경로에 의한 신호를 본 논문에서 제안한 기법으로 정정할 수 있음을 나타내고 있다. 그림 7의 결과는 시간 지연인  $\tau=0$ , 진폭 오차인  $\Delta a=0$  라는 가정을 하였다.

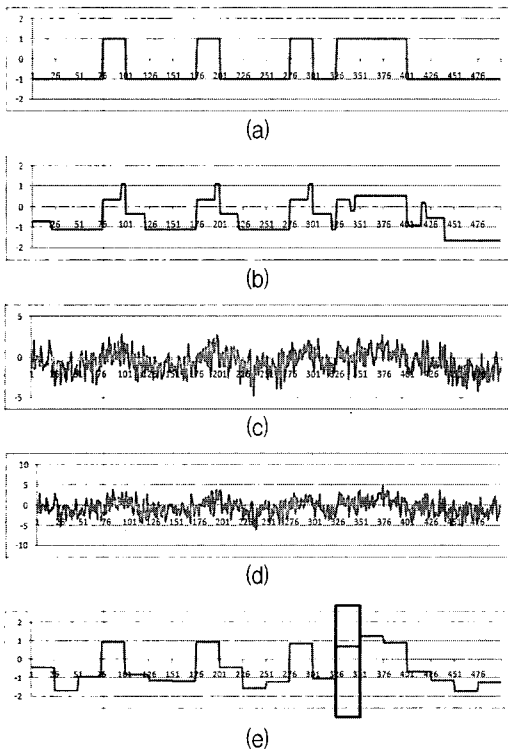


그림 7. 다중경로에 의한 신호를 정정한 신호  
 (a) 송신 신호 (b) 수중 채널을 적용한 신호  
 (c) AWGN을 적용한 신호 (d) 정정기법을 적용한 신호 (e) 수신 신호

Fig. 7. Compensated signal by multipath  
 (a) Transmitted signal (b) Transmitted signal in UWA channel (c) Transmitted signal in AWGN (d) Apply the received signal to proposed method (e) Receive signal by decision

## V. 시뮬레이션

수중통신 채널에서 부호화기의 성능을 확인하기 위한 시뮬레이션 환경은 송신단의 수심 50m, 수신단의 수심 100m, 송수신단의 거리는 1km로 하여 Ray model로 시뮬레이션 된 3-path 수중 채널 모델을 사용하였다 [3][4]. BER 성능을 산정하기 위해서는 송신 비트와 수신 비트의 오류 개수를 카운터하여 수신측에서 총 데이터의 개수를 나누는 몬테카를로(Monte-Carlo) 시뮬레이션 방법을 적용하였다.  $f_s$ 가 10kHz이므로 각 bit당 할당되는 샘플의 수는 식(9)과 같이 계산할 수 있다.

$$N_s = f_s / D_R \quad (D_R = \text{data rate}) \quad (9)$$

모델링된 수중채널과 함께 AWGN을 적용하여 수중 무선통신 환경에서 데이터 전송률이 600 bps, 샘플링 주파수 10 kHz에서 각각 uncoded BPSK 와 LDPC(N=16200) 부호화하여 전송하였을 경우, 본 논문에서 제안하는 방식의 적용 여부에 따른 성능을 그림 8에 나타내었다. 시뮬레이션 결과를 살펴보면 uncoded BPSK 로 전송하였을 경우에는 기존의 방법으로는 오류 마루 현상이 나타나며, 제안한 정정기법을 적용하였을 경우에는 SNR 이 15 dB에서 오류를 정정함을 확인할 수 있다. LDPC 부호화를 한 경우에는 기존의 방식보다 정정기법을 사용하였을 때 12 dB의 성능이 개선됨을 알 수 있다.

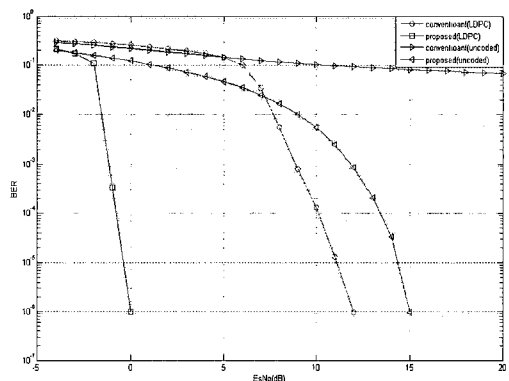


그림 8. 정정기법의 적용 여부에 따른 uncoded BPSK, LDPC 의 성능 비교  
 Fig. 8. Performance comparison of uncoded BPSK and LDPC code

그러나 실제 시스템 구현에서 채널 추정치를 완벽하게 추정한다는 것은 사실상 불가능하며, 채널 정보 또한 급변하는 수중 채널의 한 시점에서의 정보일 뿐이다. 따라서 본 논문에서는 LDPC 부호를 사용하여 그림 2의 각 path의 도달 시간의 오차  $\nabla$ 에 대한 성능 비교를 아래 그림 9에 나타내었다.  $\nabla$ 가 0인 경우는 각 path의 도달 시간에 대해서 완벽하게 수중채널의 채널응답을 완벽하게 추정한 경우이며,  $\nabla$ 가 10인 경우에는 채널응답의 추정 오차가 0.001초 지연되었음을 나타내며 이는 초당 샘플링 개수의 비율에 의한 값이다. 도달 시간의 오차  $\nabla$ 는 그림 2의 각 path 도달 시간에 대해서 첫 번째 path와 두 번째 path간의 시간 차이와 샘플링 주파수 10kHz를 이용하여 나타내었다. 도달 시간에 대한 추정 오차  $\nabla$ 는 20까지 성능 변화가 3dB로 어느 정도의 성능저하가 있었으나 그 이상의 추정 오차  $\nabla$ 에 대해서는 오류 마루 현상을 보임을 알 수 있다. 이런 경우, 오차의 범위를 더 넓게 하기 위해서는 즉 오차에 따른 성능을 더욱 더 개선하기 위해서는 그림 8의 오류 마루 현상을 water-fall 현상으로 바꾸는 외부 부호 즉 RS 부호와 같은 블록 부호를 연결시켜야 한다. 또한 추정 path의 진폭 오차에 대한 성능은 그림 10과 같다.  $\nabla a$ 가 50%인 의미는 원래의 송신 신호의 진폭에서  $\pm 50\%$ 의 진폭 오차 확률을 의미하며 0%일 경우에는 원래의 진폭과 완벽하게 일치하는 진폭을 추정했음을 뜻한다. 진폭 오차 확률이 30% 이하일 때는 성능에 영향을 미치지 않으며 50%일 때 1dB의 성능 열화가 나타남을 알 수 있다.

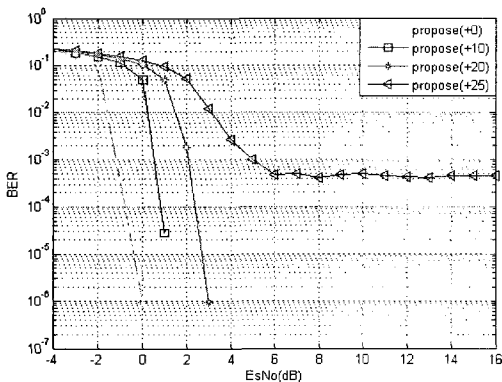


그림 9. 수중채널 전달함수의 시간지연 오차에 따른 성능 비교

Fig. 9. Performance comparison of concatenate code according to  $\nabla$

각 path의 도달 시간에 대한 오차에 대해서는 아주 민감하며, 진폭 추정 오차에 대해서는 성능 변화가 거의 없음을 알 수 있다.

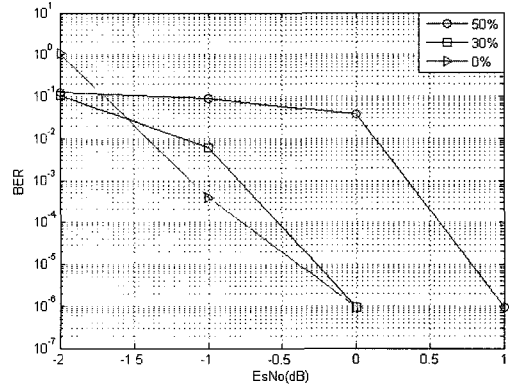


그림 10. 수중채널 전달함수의 진폭 오차에 따른 성능 비교

Fig. 10. Performance comparison according to  $\nabla a$

그림 9에서의 시뮬레이션과 같이 데이터 전송률 600 bps, 샘플링 주파수 10 kHz에서 채널 부호로 사용된 LDPC 부호에 RS 부호를 연결하여 사용하여 그림 2의 각 path의 도달 시간의 오차  $\nabla$ 에 대한 성능 분포를 그림 11에 나타내었다. 연결시킨 채널 코딩의 경우에는 오차의 범위가 40 미만까지 확장 할 수 있으며, 수중 채널의 도달 시간의 오차  $\nabla$ 가 약 0.004초 미만의 지연된 경우에 유용하리라 사료된다.

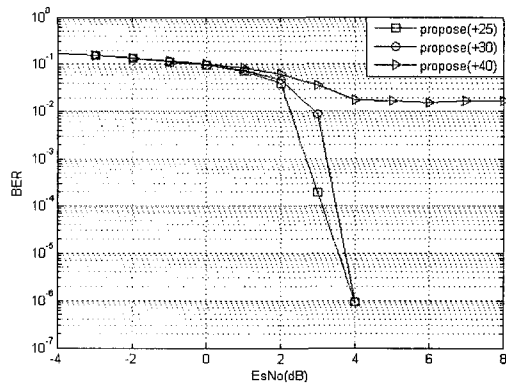


그림 11. 수중채널 전달함수의 시간지연 오차에 따른 연결부호의 성능 비교

Fig. 11. Performance comparison of concatenate code according to  $\nabla$

VI. 결론

본 논문에서는 다중경로에 의해 발생한 오류를 정정하고자 수중채널 전달함수의 역수를 이용한 정정기법을 제안하였으며, 제안하는 기법에 의해 정정하지 못한 오류를 정정하고자 LDPC 채널 코딩 기법과 RS 부호와 LDPC 부호를 결합한 연접부호를 적용하여 그 성능을 확인 하였다. 수중 채널의 다중경로에 의한 영향은 채널 추정을 해서 완벽하게 추정을 한다 하더라도 시역전 방식, 디콘볼루션에 의해 채널 정보를 삭제할 수 없음을 알 수 있으며, 이를 극복하기 위해서는 강력한 채널 부호의 필요성을 알 수 있다. 시뮬레이션 결과, uncoded BPSK 로 전송하였을 경우에는 기존의 방법으로는 오류 마무 현상이 나타나며, 제한한 정정기법을 적용하였을 경우에는 SNR 이 15 dB에서 오류를 정정함을 확인 할 수 있다. LDPC 부호화를 한 경우에는 기존의 방식보다 정정기법을 사용하였을 때 12 dB 의 성능이 개선됨을 알 수 있다. 또한 LDPC 부호만을 사용하여 정정할 수 없는 오류의 경우 RS 부호와 함께 LDPC 부호를 사용하는 연접부호를 사용할 경우, 다중경로를 극복하고 성공적인 통신을 할 수 있음을 알 수 있다. 특히 RS(255,191,32) 부호는 BER을 10-2~10-3을 확보하게 되면 거의 모든 오류를 정정할 수 있으므로, 다른 부호와 RS 부호를 연접하여 사용할 경우 오류의 정정 능력을 높일 수 있다. 그러나 실제 시스템 구현에서 채널 추정치를 완벽하게 추정 한다는 것은 사실상 불가능하며, 채널 정보 또한 급변하는 수중 채널의 한 시점에서의 정보일 뿐이다. 이러한 점에서 수중채널의 채널 정보 즉 각 path의 도달 시간의 오차  $\Delta$ , 진폭 오차  $\Delta a$  에 대한 시뮬레이션의 결과를 살펴 보면 각 path의 도달 시간에 대한 오차에 대해서는 아주 민감하며, 진폭 추정 오차에 대해서는 성능 변화가 거의 없음을 알 수 있다.

본 논문의 수중채널 환경은 시간적 변이 특성과 도플러 현상 등이 고려되지 않은 실제 해양 환경과는 다소 차이가 있는 제한적인 시뮬레이션이다. 하지만 차후에 더욱더 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.

참고문헌

- [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] M. Stojanovic, "Recent advances in high-speed underewater acoustic communications", IEEE J. Ocean. Eng, vol. 21, no. 2, pp.125-136, Apr. 1996.
- [3] F.B. Jensen, W.A. Kuperman, M.B.Porter, and H.Schmidt, Computational Ocean Acoustic, AIP Press
- [4] 정진우, 김락훈, 심태보, 김성일, "수중통신 채널에서 적응변조기법을 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] T. Richardson and R. Urbanke, "Efficient Encoding of Low-Density Parity Check Codes", IEEE Trans. Information Theory, vol. 47, pp.638-656, Feb. 2001.
- [7] 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)
- [8] Subhadeep Roy, Tolga M.Duman, Vincent McDonald, and John G. Proakis, "High-Rate Communication for Underwater Acoustic Channels Using Multiple Transmitters and Space-Time Coding: Receiver Structures and Experimental Results", IEEE JOURNAL OF OCEANIC ENGINEERING, vol. 32, NO. 3, pp. 663-688, JULY 2007.

저자소개

김남수(Nam-Soo Kim)



2008년 2월: 한국해양대학교  
전공공학과 (공학사)  
2008년 3월~현재: 한국해양대학교  
전공공학과 석사과정

※관심분야: 위성 통신, 이동 통신, 변·복조 기술,  
채널 코딩, FPGA 기술 등





정지원(Ji-Won Jung)

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 정교수

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

※관심분야: 위성 통신, 이동 통신, 변·복조 기술, 채널  
코딩, FPGA 기술 등



김기만(Ki-Man Kim)

1988년 2월 : 연세대학교  
전자공학과(공학사)

1990년 8월 : 연세대학교  
전자공학과(공학석사)

1995년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학박사)

1995년 3월~1996년 8월 : 연세대학교 의과대학 의용공  
학교실(Fellow)

1996년 9월~현재 : 한국해양대학교 전파공학과 교수

※관심분야: 수중통신, 소나 신호처리, 3차원 음향제  
어, 채널 추정, DSP 및 CPLD 구현



서동환(Dong-Hoan Seo)

1996년 2월 : 경북대학교  
전자공학과(공학사)

1999년 2월 : 동 대학원 졸업  
(공학석사)

2003년 2월 : 동 대학원 졸업(공학박사)

2004년 3월~현재 한국해양대학교 전기전자공학부  
조교수

※관심분야: 신호처리, 수중통신, 데이터 통신, 영상통  
신, 전기시스템 등