



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學博士 學位論文

수중통신에서 계층적 시공간 부호화 기반의
반복 복호 기법 연구

A Study on the Iterative Decoding Method based on
Layered Space Time Codes in Underwater
Communications



2014年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

朴泰斗

本 論文을 朴泰斗의 工學博士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 林 鍾 秀



委 員 : 工學博士 孫 權



委 員 : 工學博士 金 基 萬



委 員 : 工學博士 尹 榮



委 員 : 工學博士 鄭 智 元



2014年 2月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

목 차

List of Tables	iii
List of Figures	iv
Abbreviation	vii
Abstract	ix
제 1 장 서론	1
제 2 장 수중 통신에서 고려되는 채널 부호화 기법	6
2.1 채널 부호화 기법	6
2.1.1 강판정 기반 부호화 기술	8
2.1.2 연판정 기반 부호화 기술	17
2.2 성능 분석기반 최적의 부호화 기법	24
2.2.1 수중 채널 모델링 및 시뮬레이션 결과	24
2.2.2 Error floor 및 성능 향상을 위한 터보 Pi 부호화 기법	38
제 3 장 저전력 고속 터보 Pi 복호 알고리즘	44
3.1 Radix-4 알고리즘	44
3.2 Center-to-Top 알고리즘	46
3.3 Early-Stop 알고리즘	46
3.4 병렬 복호기 알고리즘	47
제 4 장 SISO 수중채널에서 반복기반의 최적의 복호 구조	50
4.1 채널 등화 기법	51
4.2 반복 기반의 터보 등화기 제안	55

4.3 제안된 반복 기반 터보 등화기의 최적 파라메타 설정	57
4.3.1 위상 오차에 따른 최적의 패킷 구조 제시	58
4.3.2 최적의 반복 횟수 분석	64
제 5 장 MIMO 수중채널에서 계층적 시공간 부호를 이용한	
최적의 복호 구조	70
5.1 시공간 부호화 방식	71
5.1.1 시공간 블록 부호	71
5.1.2 시공간 격자 부호	74
5.1.3 계층적 시공간 부호	76
5.1.4 성능분석을 통한 최적의 계층적 시공간 부호화 방식 설정	78
5.2 MIMO에서의 채널 등화 기법	80
5.3 수중환경에서의 최적의 계층적 시공간 복호 구조 제안	83
5.3.1 시공간 부호화 방식의 강판정 및 연판정에 따른 성능	85
5.3.2 MIMO 수중환경에 적합한 최적의 등화 기법	86
5.3.3 반복 기반의 최적의 복호 구조 제안 및 성능 분석	88
제 6 장 결론	90
참고문헌	93

List of Tables

Table 2.1	The channel coding method at multi-path channel environment	7
Table 2.2	The shift register state and output of (2, 1, 3) encoder	10
Table 2.3	The matrix of punctured encoders	13
Table 2.4	The result of eigenray at east sea in april	25
Table 2.5	The parameter for simulation	27
Table 2.6	The comparison of iterative code method	37
Table 2.7	The puncturing pattern of coding rate 1/2, 3/4, 4/5	42
Table 3.1	The algorithm of early-stop	47
Table 3.2	The speed by E_b/N_0	49
Table 4.1	The Optimal data length in the region of QEF	63
Table 4.2	The signal formation of LFM	66
Table 5.1	The design of efficient STTC code	74

List of Figures

Figure 1.1	The block diagram for underwater communication	2
Figure 2.1	(2, 1, 3) Convolutional Encoder	10
Figure 2.2	The Trellis diagram of (2, 1, 3) encoder	11
Figure 2.3	The hamming distance of each route	12
Figure 2.4	The general block diagram at concatenated codes system	14
Figure 2.5	The Block diagram of TCM	15
Figure 2.6	The mapping by signal set of 8PSK	16
Figure 2.7	The example of TCM combined with 8PSK	17
Figure 2.8	The structure of Turbo encoder and decoder	19
Figure 2.9	The example of parity check matrix	20
Figure 2.10	The bipartite graph of LDPC	20
Figure 2.11	The decoding process of LDPC	21
Figure 2.12	The Block diagram of cross layer at DVB-S2M	23
Figure 2.13	The structure of MPE-FEC frame	23
Figure 2.14	The SVP and eigenray at east sea	25
Figure 2.15	The delay profile by arrival time of eigenray	26
Figure 2.16	The Block diagram for simulation	26
Figure 2.17	The BER performance of uncoded BPSK at underwater channel	29
Figure 2.18	The BER performance of convolutional code at underwater channel	29
Figure 2.19	The BER performance of turbo code at underwater channel	30
Figure 2.20	The BER performance of LDPC code at underwater channel	30
Figure 2.21	The BER performance of TCM at underwater channel	31
Figure 2.22	The distortion of received signal by multi-path	31

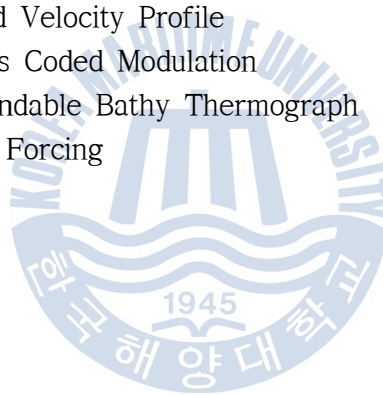
Figure 2.23	The BER performance of RS code at underwater channel	33
Figure 2.24	The BER performance of upper-layer code at cross layer coding method	33
Figure 2.25	The comparison of BER performance by error correcting capacity in RS code	34
Figure 2.26	The BER performance of concatenated code at underwater channel	35
Figure 2.27	The BER performance of cross layer at underwater channel	35
Figure 2.28	The BER performance by channel coding method at underwater channel	36
Figure 2.29	The BER performance of turbo code compared with LDPC code	37
Figure 2.30	The structure of turbo CRSC encoder with input bit $m=2$	39
Figure 2.31	The relation of finally state with S_c	41
Figure 2.32	RCS-NG Turbo Pi Encoder($m=2$)	41
Figure 2.33	The comparison of BER Performance by coding rate	43
Figure 3.1	The structure of turbo decoder based on Radix-4	45
Figure 3.2	The decoding process of high speed turbo decoder using center-to-top	46
Figure 3.3	The structure of turbo decoder using parallel mode	48
Figure 4.1	The structure of LMS-DFE	53
Figure 4.2	The structure of turbo equalizer based on iteration	56
Figure 4.3	The structure of packet	58
Figure 4.4	The structure of DD-CPR	59
Figure 4.5	Environment of oceanic experimentation	60
Figure 4.6	The delay profile in the distance of 200 [m] and 500 [m]	61

Figure 4.7	The formation of received signal	62
Figure 4.8	The comparison of received image for the case of applying Turbo Pi scheme	64
Figure 4.9	Measured sound velocity profile	65
Figure 4.10	Experimental setup for sea trials	65
Figure 4.11	Measured channel time-delay profile	66
Figure 4.12	The transmission and received signal at actual survey	67
Figure 4.13	Constellations	68
Figure 4.14	The BER performance of turbo equalizer	69
Figure 5.1	The general MIMO system	70
Figure 5.2	The coding method of Alamouti	72
Figure 5.3	The structure of 2×2 STBC	72
Figure 5.4	The structure of STTC based on 32-state	75
Figure 5.5	The state and trellis diagram at 32-state	76
Figure 5.6	The layered STTC based on proposed efficient iteration	77
Figure 5.7	The BER performance of general layered STTC	78
Figure 5.8	The BER performance of proposed layered STTC	79
Figure 5.9	The structure of LMS-DFE at 32-state STTC	82
Figure 5.10	The general structure using layered STTC and equalizer	83
Figure 5.11	The SVP for MIMO experiment	84
Figure 5.12	The Tx and Rx scheme for experiment	84
Figure 5.13	The delay profile at each channel	85
Figure 5.14	The BER performance by soft decision and hard decision	86
Figure 5.15	The BER performance of layered STTC using equalizer	87
Figure 5.16	The proposed efficient decoding structure based on iteration	88
Figure 5.17	The BER performance of proposed layered STTC	89

Abbreviation

AR	: Auto-Regressive
ARQ	: Automatic Repeat Request
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BCJR	: Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv
BER	: Bit Error Rate
BNU	: Bit Node Update
CD	: Compact Disk
CNU	: Check Node Update
CRC	: Cyclical Redundancy Check
CRSC	: Circular Recursive Systematic Convolutional
DAT	: Digital Audio Tape
DD-CPR	: Decision Directed-Carrier Phase Recovery
DD	: Decision Direct
DFE	: Decision Feedback Equalizer
DVB-RCS NG	: Digital Video Broadcasting-Return Channel via Satellite Next Generation
DVB-S2	: Digital Video Broadcasting-Satellite 2
FEC	: Forward Error Correction
HDCA	: Hard Decision Aided Criterion
HNS	: Hughes Network Systems
IMT	: International Mobile Telecommunication
ISI	: Inter Symbol Interference
ITU	: International Telecommunication Union
LDPC	: Low Density Parity Check
LFM	: Linear Frequency Modulation
LMS	: Least Mean Square
LPF	: Low Pass Filter
MAP	: Maximum A Posteriori
MDS	: Maximum Distance Separable
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
MMSE	: Minimum Mean Squared Error
MPE-FEC	: Multi Protocol Encapsulation-Forward Error Correction

MPSK	: M-ary Phase Shift Keying
PLL	: Phase Locked Loop
PN	: Pseudo Noise
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QEF	: Quasi Error Free
RLS	: Recursive Least Square
RS	: Reed Solomon
SCR	: Sign Change Rate
SISO	: Single Input Single Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
SOVA	: Soft Output Viterbi Algorithm
STBC	: Space Time Block Code
STC	: Space Time Codes
STTC	: Space Time Trellis Code
SVP	: Sound Velocity Profile
TCM	: Trellis Coded Modulation
XBT	: eXpendable Bathy Thermograph
ZF	: Zero Forcing



A Study on the Iterative Decoding Method based on Layered Space Time Codes in Underwater Communications

Taedoo Park

Department of Radio Communication Engineering
Graduate School of Korea Maritime University

Abstract

The transmission of acoustic waves is limited because of various factors such as water temperature, salinity, depth in the underwater acoustic communication with a multi-path channel environment. And the performance is limited because the underwater acoustic communication uses low frequency band relative to wireless communication. In the underwater acoustic communication, the performance greatly depends on the characteristics of multi-path channel and the distortion of the received signal is increased due to reverberation and multi-path. Such channel characteristics cause ISI. It is necessary to study on equalizer technique and channel coding to correct error by multi-path and ISI because the optimal communication method has to be designed based on characteristics of multi-path channel. Therefore, in this paper, the performance according to various channel codes is analyzed by simulation. As a result, the turbo encoder based on iteration is suitable for underwater acoustic communication.

We analyze a turbo pi code by permutation pattern, CRSC code, Puncturing pattern to improve BER performance and to solve a problem of error floor at high SNR. In the result of BER performance analysis, error floor phenomenon that occurs in the turbo encoder is removed and the performance is enhanced by 0.3 [dB]. And we proposed a low-power iterative decoding algorithm for turbo decoder bas

The transmission of acoustic waves is limited because of various factors such as water temperature, salinity, and water depth in the underwater communications with a multi-path channel environments. The performance is also limited due to low frequency bands relative to wireless communications. The excessive multipath encountered in underwater communications channel is creating inter symbol interference (ISI), which is limiting factor to achieve a high data rate and bit error rate performance. Various different methods to cope with multipath situation have been developed. In addition to ISI. Removal of ISI is a challenging problem in view of difficult channel conditions. The optimal detector is a maximum likelihood detector, which can be realized for example by a soft Viterbi algorithm. Due to the length of the impulse response in the underwater communication channel, the number of states in the decoder will be increased. One well proven method to counteract ISI is the decision feedback equalized (DFE), which has been used in many underwater communication links. The other way to cope with ISI, iterative equalizer is used which constitutes an outer loop in the receiver. An inner loop consists of iterative decoder. This thesis proposed iterative coding based equalization for single carrier underwater communication channels. Among the iterative coding schemes, turbo pi coding scheme is optimal for underwater communications in aspect to performance, packet size, and underwater environments. As an outer code, DFE is used in the thesis. As an inner code, the turbo pi codes are used. In simulation results, this thesis confirms that the performance is the better as iteration numbers are increased. In the range of iteration number is three or four, we can achieve BER performance enhancement by 3.5 [dB] compared to non-iteration. However, performance gain can't be achieved after third iterations, and we conclude the optimal iteration numbers are three. Based on the results of single input single output (SISO) systems, our focus expands to multiple input multiple output

(MIMO) system. MIMO technique is being studied in underwater communications because of increasing the data rates. MIMO communication systems employ multiple sensors at the transmitter and receiver sides. They can yield significantly increased data rates and improved link reliability without additional bandwidth. Representative method is space-time trellis codes (STTCs). Normally, the candidate of outer codes are space-time block codes (STBCs) and STTCs. Representative method of STBCs is V-BLAST (Vertical-Bell Labs Layered Space-Time). This system is obtained diversity or spatial multiplexing effect. However, STBCs for MIMO turbo equalization can't obtain coding gain even if increasing number of iteration. This is the reason that the outputs of STBCs are not soft type symbols. The types of input symbols and output symbols must be soft symbols in order to improve performance by increasing number of iterations. This thesis proposes an efficient iterative layered STTC based on soft decision information with DFE equalizer for MIMO system in the underwater communication channel. As same as SISO turbo equalization models, two codes are concatenated in the serial fashion in MIMO system. The inner codes are turbo pi codes with 16 states and outer codes are STTCs with optimal generator polynomial. The symbols of outer decoder are then subtracted from the input and interleaved. The interleaved symbols are canceled a posteriori from the proceeding received symbol. Interleaving helps receiver convergence. There are two kinds of iterative models. The first model is outer iteration which is done between DFE and STTC decoder. The second one is inner iteration which is done between STTC and turbo pi decoder. Outer iteration type is conventional model and inner iteration model is proposed model in the thesis. To confirm the performance improvement of proposed inner iteration model for MIMO system, the simulation was conducted. The performance of inner iteration model is better than that of outer iteration model. Finally, based on proposed decoder model, this thesis confirms that the coding gain of 1 [dB] can be achieved compared to conventional decoder model in the MIMO system.

KEY WORDS: Underwater communication; Multipath; Channle coding; Turbo code; Equalizer; Space time code.

제 1 장 서 론

차세대 무선 및 위성통신에서는 다양한 서비스와 함께 빠른 전송 효율, 오류가 없는 높은 신뢰도 있는 통신을 요구하고 있다. 하지만 무선 통신 시스템은 다양한 환경, 이동성, 잡음 등으로 인하여 비트 오류가 발생하기 쉽다. 또한 채널의 특성에 의해 성능이 크게 좌우되며 다중 경로 전달 특성을 가지는 수중 통신에서는 빔 형성기나 등화기에 의해서 채널을 보상해 주는 것에는 한계가 있다. 특히 페이딩이 심한 경우에는 입력 신호의 SNR(Signal to Noise Ratio)이 아무리 크다 하더라도 특정 값 이상부터는 더 이상 BER(Bit Error Rate)이 향상되지 못한다. 이러한 오차 유발 요인을 극복하고 높은 신뢰도 있는 통신을 하기 위해서는 채널 부호화 기술이 필수적이다. 그리고 스펙트럼의 효율성을 높이고 다이버시티 및 부호화 이득을 동시에 얻으며 빠른 전송 효율을 보이는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 기술이 현재 연구 중에 있다[1]. 이에 본 논문에서는 다중 채널 특성을 가지는 수중 환경에 초점을 맞춰서 수중 통신에 적합한 기존 채널 부호화 기술을 연구한다[2]. 또한 간격이 긴 다중경로 채널에서 ISI(Inter Symbol Interference)를 극복하기 위한 등화기 기술 및 MIMO 시스템에서 계층적 시공간 부호기를 이용한 최적의 복호 구조를 제안하고자 한다.

따라서 본 논문에서는 Fig. 1.1과 같은 블록 도를 이용하여 수중 통신에 적합한 MIMO 시스템에서의 반복 복호기반 계층적 시공간 부호를 제안 한다.



Figure 1.1 The block diagram for underwater communication

다중 채널 환경에서 고려되는 채널 부호화 기술은 RS(Reed Solomon) 부호[3], Convolutional 부호[4][5][6], 연접 부호, TCM(Trellis Coded Modulation)[7] 등이 있으며, 반복 복호를 이용하여 성능을 크게 향상 시키는 터보 부호(Turbo Code)[8]와 LDPC(Low Density Parity Check)[9] 부호가 있다. 블록 부호 중의 하나인 RS 부호는 1960년에 I. S. Reed 와 G. S. Solomon이 제안한 비 2진 BCH 부호로 오류 정정 능력이 우수할 뿐만 아니라 통신로 상에서 발생하는 산발 오류(random error)와 연접 오류(burst error)를 모두 정정할 수 있다는 장점에 의해 각종 디지털 통신 시스템의 신뢰성 향상 대책으로써 광범위하게 사용되고 있다. 그리고 비터비 복호 알고리즘을 사용하고 있는 Convolutional 부호는 복잡한 연산과정으로 연산자가 많고 복호기의 구성이 어려운 반면 성능 면에서 블록 부호보다 월등히 우수하기 때문에 강력한 오류정정을 요구하는 무선통신에서 오류정정 방식으로 적용되고 있다. 일반적으로 부호의 성능을 향상시키고자 할 때 부호 길이를 증가시켜야 하므로 부호화 및 복호화 과정은 훨씬 복잡해지고 구현하기가 어려워지는 단점이 있다. 이러한 문제점들을 극복하기 위해 Forney에 의해 처음 도입된 연접부호(concatenated codes)는 일반적으로 연판정(soft decision)이 가능한 Convolutional 부호와 연접 오류 특성에 강한 RS부호를 결합하여 사용한다. TCM은 변복조 기술의 하나로써 채널부호 기술과 결합하여 최적화하여 부호화 이득을 얻을 수 있는 기술로써 1980년대 초에 Ungerboeck에 의해 구현되었다. 그리고 최근 통신 시스템에서 Shannon's Limit에 근접한 성능을 보이고 있는 반복 복호를 이용하는 터보 부호화기는 1993년 Berrou등에

의해 제안된 되었으며 E_b/N_0 가 0.7 [dB], 부호율 1/2에서 BER 10^{-5} 의 성능을 보인다. 이러한 터보 부호는 현재 DVB-RCS(Digital Video Broadcasting-Return Channel via Satellite) NG(Next Generation)에서 터보 Pi 부호화기로 표준으로 채택되어 사용되어지고 있다. 또 다른 반복 복호를 이용하여 성능을 향상 시키는 LDPC 부호화 방식은 1962년 Gallager에 의해 발표된 이후, 1996년 Mackay 와 Neal, 그리고 Sipser 와 Spielman 에 의해 우수성이 재발견 되어 현재 위성 고선명 TV(HDTV) 표준안인 DVB-S2(Digital video Broadcasting), 802.11n 등에서 표준으로 채택되어 사용되어지고 있다. 이러한 다양한 채널 부호화 방식을 3개의 다중 채널을 갖는 수중 환경에 적용하였을 때 오류 정정율이 낮은 RS 부호, Convolution 부호, 연접 부호, TCM은 높은 SNR에서도 오류를 정정하지 못하고 오류 마루(error floor) 현상이 일어났다. 하지만 반복 복호를 이용하는 터보 부호 및 LDPC 부호는 다중 채널로 인한 오류를 정정하는 것을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

다중 경로 전달 특성으로 인해 수십 [ms] 정도의 지연확산 현상이 발생하는 수중 통신[10]에서 채널 부호화 기술만으로 만족할만한 성능을 향상시키기가 힘들다. 따라서 채널 부호화 기법과 함께 등화기 기법을 적용하여 복원하는 연구가 이루어지고 있다. 이에 위상 추정기와 함께 적응 등화기를 적용하거나 채널 상태에 따라 등화 모드를 선택하는 등의 방법이 연구되고 있다[11][12][13]. 하지만 과거 대부분의 연구에서는 등화기와 채널 부호화 기법을 서로 별개로 적용함으로써 성능 개선에 한계를 나타내었다. 수신단에서 등화기와 채널 복호기 사이에 반복적인 연산 과정을 통해 심벌 간 간섭(ISI)을 크게 줄일 수 있는 터보 등화기에 대한 연구가 이루어지고 있다[14][15][16][17]. Oberg 등은 선형 등화기와 터보 복호화를 이용하여 4-QAM 변복조로 전송하여 평균 2.88 [kbps]의 전송율을 얻었으며[18], Choi 등은 직접 적응형 터보 등화기와 선형 MMSE(Minimum Mean Squared Error) 터보 등화기를 MIMO 시스템에 적용하여 성능을 비교하였다[19]. 또한 Otnes 등은 수십 10 [m], 송수신기 사이 거리가 850 [m]인 경우 약 한달 간 실제 데이터를 수집하여 성능을 분석하였다[20]. 하지만 국내의 경우 수중에 위치한 센서 간의 거리에 따른 상관 특성이 제시되었으나[21] 아직 실제 해양환경에서 실험적인 방법으로 획득한 실측데이터를 이

용하여 다중 채널 환경에서 터보 등화기를 적용한 연구 사례는 부족한 실정이다. 따라서 동해 연안의 실험에서 획득한 데이터를 이용하여 터보 등화기 및 최적의 복호를 위한 패킷 설계를 통하여 성능을 검증하였다.

또한 송신기와 수신기의 위치에 따라 다양하게 발생하는 다중 채널로 인하여 신호의 복원이 어렵고 제한적인 대역폭 및 주파수를 이용하여 전송 속도가 낮은 수중 통신에서는 MIMO 기술을 이용하여 왜곡이 심한 수신측의 데이터를 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득으로 보상하여 성능을 향상시킬 수 있는 MIMO 기술이 필요하다. 이러한 MIMO 기술에서 사용되어지는 시공간 부호(space time code)는 크게 전송 다이버시티와 부호화 이득을 동시에 가지는 시공간 격자 부호(space time trellis code)와 부호화 이득은 없고 전송 다이버시티만 가지는 시공간 블록 부호(space time block code)로 나눌 수 있다. 시공간 블록 부호는 부호화 이득은 없지만 최적의 다이버시티 이득과 함께 간단하게 부·복호기를 구성할 수가 있다. 하지만 열화된 성능의 복원을 필요로 하는 수중 통신에서는 부호화 이득을 가지는 시공간 격자 부호 기술이 더 적합하다. 시공간 격자 부호 기술은 1998년 Tarokh에 의해 처음으로 발표되었고, 그 이후 Baro, Blum 등에 의해 성능이 좋은 부호화 구조가 연구되어 졌다[22][23]. 최근에는 시공간 블록 부호와 반복 부호를 결합하는 계층적인 시공간 부호화 기법이 대두되고 있다. 그러나 코딩 이득을 가지지 않는 시공간 블록 부호는 부호 성능면에서 효율성이 떨어져서 적합하지가 않다. 따라서 본 논문에서는 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득을 동시에 가지는 Blum에 의해 제안된 32-state의 시공간 격자 부호화 기법을 외부 부호로 하고, 터보 부호를 내부 부호로 구성하는 계층적 부호화 방식을 제안하며, 이에 대한 성능을 기존의 방식과 분석하였다. 두 시스템의 결합 시 터보 복호기의 입력 값으로는 시공간 격자 복호기를 이용하여 연관정 된 비트를 입력 값으로 필요로 한다. 그리고 터보 부호 내부에서만 이루어지는 기존의 방법과는 다르게 시공간 격자 부호의 복호 방식을 연관정 출력을 위한 BCJR(Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv) 알고리즘을 적용하여 터보 복호와 함께 전체적인 반복을 하여 성능이 향상되는 것을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 시뮬레이션 결과 본 논문에서 제시하는 효율적인 연결 방식을 이용하면 일반적인 연결 방식에 비하여 약 1.3~1.5 [dB]의 성능이 향

상됨을 알 수 있다. 또한 다중 채널 환경에서 반복 기반의 계층적 시공간 방식의 복호 구조를 등화기와 함께 효율적으로 연접하는 방안과 성능을 시뮬레이션을 통하여 분석한다.

본 논문의 구성은 제 1장의 서론에 이어 제 2장에서는 수중 통신 채널 환경에서 고려되는 최적의 채널 부호화 기법을 제시하고 제 3장에서는 제 2장에서 제안된 최적의 채널 부호화 기법에서의 저전력 고속 복호 알고리즘에 대한 방안을 제시한다. 제 4장에서는 SISO(Single Input Single Output) 수중 환경에서 반복 기반의 최적의 복호 구조를 제안하며 시뮬레이션 및 실제 해상 실험 데이터를 이용하여 성능을 비교 분석하였다. 제 5장에서는 제 4 장에서 제안한 구조를 이용하여 MIMO 시스템에서 계층적 시공간 부호화 기반의 반복 복호 구조를 제안하였고, 제6 장에서 결론으로 본 논문의 끝을 맺는다.



제 2 장 수중 통신에서 고려되는 채널 부호화 기법

다중 채널 환경을 가지는 수중 통신에서는 해수의 온도, 염분도, 수심 등의 다양한 요소에 따라 음파의 전달이 제한되고 전파를 이용하는 육상 통신에 비해 상대적으로 저주파 대역을 사용하기 때문에 제한된 대역폭으로 인하여 성능이 제한되게 된다. 이러한 수중 통신에서의 성능은 다중 채널의 특성에 의해 크게 좌우되며, 전달 과정에서의 잔향 및 다중 경로 전달 등에 의해 수신 신호의 왜곡이 크다. 또한 고속 데이터 전송을 위해서는 수중의 다중 채널 특성을 결정하는 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중 경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설에 고려되어야 하며 특히 천해에서의 다중 경로는 해면의 시변 산란에 의해 도플러 확산파가 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우한다. 이러한 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 통신에서 송신하는 ISI를 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시킨다. 따라서 다중 채널 특성에 기반을 둔 최적의 통신 방식이 설계되어야 하므로 잔향, 도플러 및 잡음 등의 통신 장애 요인에 강인한 다중 경로에 의한 통신 간섭 현상을 최소화 하거나 보상하는 등화기 및 채널 부호화 기법의 연구가 필수적이다. 본 장에서는 이러한 다중 채널 환경에서 오류를 최소화 할 수 있는 다양한 채널 부호화 기법을 시뮬레이션을 통하여 성능을 분석한 후 적합한 채널 부호화 기술을 효율적으로 사용하는 방안을 제시한다.

2.1 채널 부호화 기법

통신 시스템에서 신호의 왜곡으로 인하여 오류를 최소화 하여 송수신 하고자 할 때는 ARQ(Automatic Repeat Request) 방식과, FEC(Forward Error Correction) 방식을 이용한다. ARQ 방식은 수신단에서의 CRC(Cyclical Redundancy Check)를 통하여 오류가 발견되면 송신단으로 NACK 신호를 전송

하여 재전송을 요청하게 되는 방법이다. 하지만 이러한 ARQ 방법은 신호를 재전송함으로써 전송 효율이 떨어질 뿐만 아니라 재전송 시간 동안에는 새로운 신호를 받지 못한다는 단점과 함께 채널 환경이 열악할 경우에는 재전송 신호 역시 오류가 남으로써 통신이 불가능할 수가 있다. 반면에 FEC 방법은 부호화어의 길이는 길어지지만 수신단에서의 복호 방법을 이용하여 오류를 정정함으로써 전송 효율이 향상될 뿐만 아니라 열악한 채널 환경에서도 높은 신뢰도 있는 성능을 나타낼 수 있다. 따라서 다중 채널 환경에서는 FEC를 이용한 채널 부호화 기법이 필요하다.

이러한 다중 채널 환경에서 적용가능한 부호화 방식으로는 RS 부호, Convolutional 부호, 연접 부호, TCM, 반복 부호방식 등이 있으며, 다중 채널, 저속 음파 통신 기반의 모델에서 최적의 부호화 방식의 설정이 중요하다. 채널 부호화 기술은 Table 2.1과 같이 강판정 기반(hard decision based) 부호화 기술, 연판정 기반(soft decision based) 부호화 기술, 강/연판정 기반(hard/soft decision based) 부호화 기술로 나눌 수가 있다. Table 2.1과 같이 나누는 기준은 수신기의 채널 복호기로 입력되어지는 값이 강·연 판정되어 입력되는 것에 따라 나눌 수가 있다.

Table 2.1 The channel coding method at multi-path channel environment

강판정 기반 부호화 기술	RS 부호	수중통신에서 Burst 잡음 환경에서 유리
	Convolutional 부호	트렐리스 격자 부호기반 복호 알고리즘으로 puncturing을 이용하여 여러 부호화율 제공
	연접부호	내부/외부 부호를 이용함으로써 오류 정정 능력 향상과 함께 Burst 잡음에 강함
연판정 기반 부호화 기술	TCM	채널 부호화기술과 변복조기술을 결합하여 높은 부호이득을 얻을 수 있음
	터보 부호	N=384~1944 비트 정도의 작은 패킷 사이즈에 적용가능하며, 저속통신에 적용
	LDPC 부호	N=2000~64800 비트 정도의 긴 패킷 사이즈에 적용가능하며, 고속통신에 적용
	Cross Layer	Deep fading에 강한 부호화 기술

2.1.1 강판정 기반 부호화 기술

강판정 기반 부호화 기술은 채널 부호화기의 입력 값으로 강판정된 입력 값을 요구하는 부호화기법이다. 현재 많이 사용되어지고 있는 부호화 기법은 RS 부호, Convolutional 부호, RS 부호화기법과 Convolutional 부호화 기법을 연결하는 연결 부호, TCM 이 있다.

가. RS 부호

RS 부호는 1960년에 I. S. Reed 와 G. S. Solomon이 제안한 비 2진 BCH 부호로 오류 정정 능력이 우수할 뿐만 아니라 통신로 상에서 발생하는 산발 오류와 연결 오류를 모두 정정할 수 있다는 장점 때문에 각종 디지털 통신 시스템의 신뢰성 향상 대책으로써 광범위하게 사용되고 있다.

RS 부호를 정의하는 방법에는 여러 가지가 있으나, 응용의 관점에서 볼 때 순회부호(cyclic codes)의 일종으로 규정하는 것이 유리하다. 이것은 순회부호에서 임의의 부호어(codeword)를 생성 다항식(generator polynomial)의 배수로 표현할 수 있어서 부호기와 복호기의 구성이 용이하기 때문이다. RS 부호는 유한체(finite field) $GF(q)$ 의 원소를 심벌로 사용하는 비이진 부호(non-binary codes)이며, 일반적으로 q 는 소수의 멱(prime power)으로 선택할 수 있으나 대부분의 실제 응용에서는 보통 $q=2^m$ 을 사용한다.

RS 부호를 순회부호로 구성하는 방법은 BCH 부호의 구성방법과 거의 유사하다. α 를 유한체 $GF(q)$ 의 원시원(primitive element)이라 할 때, t 개의 오류를 정정할 수 있는 RS 부호는 다음과 같은 생성다항식 $g(x)$ 는 식 (2.1)에 의해 정의된다.

$$g(x) = (x - \alpha)(x - \alpha^2) \cdots (x - \alpha^{2t}) \quad (2.1)$$

이러한 RS 부호의 부호 길이(code length)는 $n = q - 1$ 이고, $g(x)$ 의 차수가 $2t$ 이므로 차원은 $k = (q - 1) - 2t$ 가 된다. 그리고 BCH 한계 식에 의해 $n - k + 1 = 2t + 1$ 보다 커질 수가 없으므로 최소거리는 정확하게 $2t + 1$ 이 된다.

이렇게 Singleton 한계 식을 등식으로 만족하기 때문에 RS 부호를 MDS(Maximum Distance Separable) 부호라 부른다. RS 부호를 실제 응용하고자 할 때는 원형보다는 오히려 단축된 부호(shortened codes)를 더 많이 사용한다. 일반적으로 $[n, k]$ RS 부호가 주어질 때 최소거리를 일정하게 유지하면서 단축된 $[n-s, k-s]$ RS 부호의 부호어 $c(x)$ 는 다음 식과 같이 표현된다.

$$c(x) = m(x)g(x) \quad (2.2)$$

이렇게 단축된 RS 부호는 순회부호의 성질은 잃어버리지만 RS 부호와 마찬가지로 MDS 부호가 되며, 또한 RS 부호에 적용되는 부호화 및 복호화 과정을 그대로 단축된 RS 부호에 이용할 수 있는데 이러한 shortened RS 부호의 복호 알고리즘은 다음과 같은 순서를 가지고 수행된다.

- 1) 오증(syndrome) 계산
- 2) 오류 위치 다항식(error locator polynomial)을 결정하여 오류 위치 계산
- 3) 오류치(error value) 계산
- 4) 오류 정정

위의 과정에서 Key equation을 푸는 방법으로 제안되어 있는 것은 많으나 다음의 방법이 가장 많이 사용되는 것이다.

- 1) Direct Method
- 2) Berlekamp-Massey Algorithm
- 3) Euclidean Algorithm
- 4) Continued Fraction Algorithm

RS 부호는 특히 연립오류에 대한 정정능력이 뛰어나기 때문에 이러한 오류가 많이 생기는 CD(Compact Disk) 시스템, DAT(Digital Audio Tape) 시스템, 디지털 VCR, 그리고 장거리 우주 통신 등에 널리 사용되고 있다.

나. Convolutional 부호

RS부호는 메시지와 잉여비트가 구분되는 블록 부호인데 반하여 메시지와 잉여비트가 구분되지 않는 Convolutional 부호는 k개의 메시지를 m개의 메모리를 이용하여, n개의 부호화 비트로 부호화 하는 (n, k, m) Convolutional 부호기로 나타낸다. 여기서 m은 과거의 입력 신호가 현재의 출력 신호에 얼마큼 구속되는가를 나타내는 구속장 수를 의미하며, 부호기의 구속장을 크게 할수록 오류정정능력은 좋아진다. 그러나 구속장을 늘림에 따라 부호기의 상태도 및 복호기의 trellis diagram이 복잡해지고, decoding depth의 증가로 하드웨어 복잡성이 증가하여 복호 연산이 많아져 결과적으로 시스템의 복잡도가 증가 된다.

Fig. 2.1은 (2, 1, 3) Convolutional 부호기를 나타낸 것으로 3개의 메모리를 갖는다.

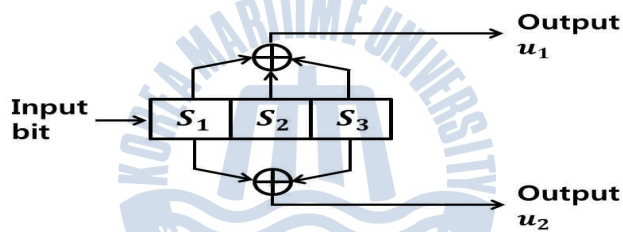


Figure 2.1 (2, 1, 3) Convolutional Encoder

(2, 1, 3) 부호기의 입력비트가 '11011' 일 때 각 레지스터 상태와 출력은 Table 2.2와 같다.

Table 2.2 The shift register state and output of (2, 1, 3) encoder

시간	Input	S ₁	S ₂	S ₃	u ₁	u ₂
t ₀		0	0	0	0	0
t ₁	1	1	0	0	1	1
t ₂	1	1	1	0	0	1
t ₃	0	0	1	1	0	1
t ₄	1	1	0	1	0	0
t ₅	1	1	1	0	0	1

위 Table을 확장하여 shift register 의 모든 상태와 그에 따른 입력과 출력의 흐름을 나타낸 격자도(trellis diagram)는 다음 Fig. 2.2와 같다.

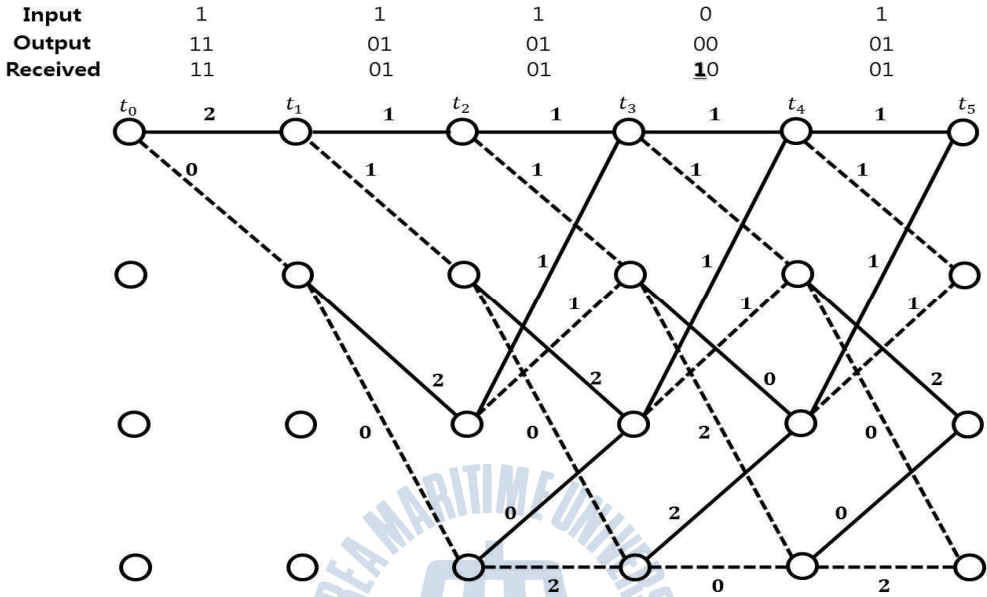


Figure 2.2 The Trellis diagram of (2, 1, 3) encoder

부호기의 구속장을 크게 할수록 오류 정정능력은 좋아진다. 하지만 구속장을 늘림에 따라 부호기의 상태도 및 복호기의 trellis diagram이 복잡해지고, decoding depth의 증가로 하드웨어 복잡성이 증가하여 복호 연산이 많아져 결과적으로 시스템의 속도 저하를 가져오게 된다.

Convolutinal 부호의 복호 과정은 일정 시간 동안 오류를 가진 수신신호와 상태도상의 출력비트와 가장 차이가 적은 경로를 선택하는 과정으로 설명할 수 있다. 하지만 누적시키는 시간의 경과에 따라 가능한 경로의 수는 지수 함수적으로 늘어나서 엄청난 복호 처리를 요구하게 된다.

지금까지 많은 복호법이 고안되었지만 1967년 Viterbi에 의해 제안된 알고리즘이 이론적으로 가장 효율적인 복호법이라 평가 받고 있다. 비터비 복호 알고리즘은 Fig. 2.2의 Trellis diagram을 이용하여 복호한다. S_1, S_2 의 4개 상태를 매 시간 t 마다 세로로 배열하고 그때의 입력을 실선(input=0)과 점선(input=1)로 나

타내고 출력을 선 위에 배치한다. 이렇게 배치한 문자를 격자도에서 특별히 branch word라고 하는데 바로 이것과 채널을 통해서 전송되어진 code word와의 비트차(hamming distance)를 누적시켜 최소의 누적치를 가지는 경로를 선택함으로써 오류를 정정하는 효과가 있게 된다.

부호기의 입력 ‘11011’ 일 때 비터비 알고리즘을 이용하여 오류를 정정하는 예를 들면, Table 2.2에서와 같이 입력 비트열이 ‘11011’ 일 때 부호기의 출력은 ‘11 01 01 00 01 ...’ 이고 채널상의 에러를 가정하여 t_4 에서의 출력 ‘00’ 을 ‘10’ 으로 수신하였다. 복호기는 매 시간마다 수신신호와 branch word와의 hamming distance를 구하고 정해진 Decoding depth동안 누적시켜서 가장 작은 누적치를 가지는 경로를 선택한다. Fig. 2.3에서 진하게 표시된 경로가 누적치=1로서 최소치를 가지고 그 경로의 입력을 분석하면 ‘11011’ 로서 오류를 정정하였다.

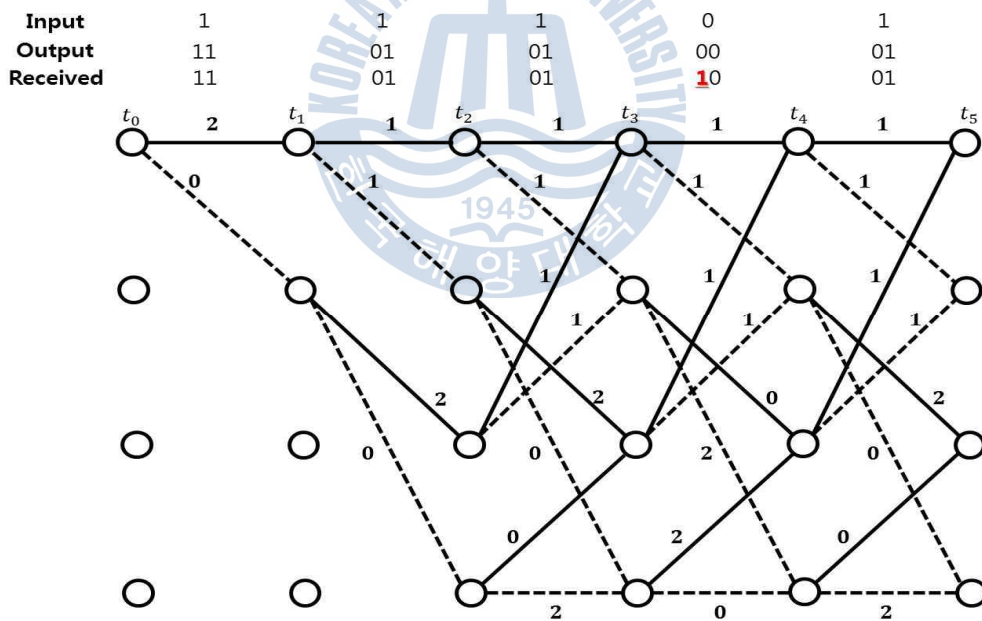


Figure 2.3 The hamming distance of each route

Table 2.3은 (2,1,m) punctured 부호화하여 다양한 부호율을 얻기 위해서 사용하는 절단 행렬과 각각의 자유 거리를 나타낸 것이다.

Table 2.3 The matrix of punctured encoders

Original encoder		Punctured encoders											
		R=2/3		R=3/4		R=4/5		R=5/6		R=6/7		R=7/8	
K	$g^{(1)}, g^{(2)}$	P	d_{free}	P	d_{free}	P	d_{free}	P	d_{free}	P	d_{free}	P	d_{free}
3	7, 5	10 11	3	101 110	3	1011 1100	2	10111 11000	2	101111 110000	2	1011111 1100000	2
4	64,74	11 10	4	110 101	4	1011 1100	3	10100 11011	3	100011 1111100	2	1000010 1111101	2
5	46,72	11 10	4	101 110	3	1010 1101	3	10111 11000	3	101010 110101	3	1010011 1101100	3
6	46,72	10 11	6	100 111	4	1000 1111	4	10000 11111	4	110110 101001	3	1011101 1100010	3
7	171,133	11 10	6	110 101	5	1111 1000	4	11010 10101	4	111010 100101	3	1111010 1000101	3
8	712,476	10 11	7	110 101	6	1010 1101	5	11100 10011	4	101001 110110	4	1010100 1101011	4
9	561,753	11 10	7	111 100	6	1101 1010	5	10110 11001	5	110110 101001	4	1101011 1010100	4

다. 연접부호

일반적으로 부호의 성능을 향상시키고자 할 때 부호 길이를 증가시켜야 하므로 부호화 및 복호화 과정은 훨씬 복잡해지고 구현하기가 어려워지는 단점이 있다. 이러한 문제점들을 극복하기 위해 Forney에 의해 처음 도입된 연접부호(concatenated codes)는 좋은 성능을 가지면서도 비교적 간단한 부호들을 결합함으로써 전체적으로 뛰어난 오류정정능력을 갖는 부호이다.

많은 경우에 연접부호의 내부 부호로는 산발 오류 정정 능력이 뛰어난 이진 부호를 사용하고, 내부 부호의 복호과정에서 생기는 오류는 연접오류로 나타나기 때문에 연접오류에 적합한 비 이진 부호를 사용한다. 특히 내부 부호로 사용되는 이진부호를 연판정으로 복호할 수 있는 경우는 연접부호의 성능을 더욱 향상시킬 수 있다. 그리고 내부 부호의 출력 단에서의 산발 오류의 길이와 외부 부호의 오류 정정 능력을 비교하여 외부 부호와 내부 부호 사이에 적당한 인터리빙을 삽입함으로써 성능을 향상시킬 수 있다. Fig. 2.4는 연접 부호 시스템의 일반적인 블록 도를 나타낸 그림이다.

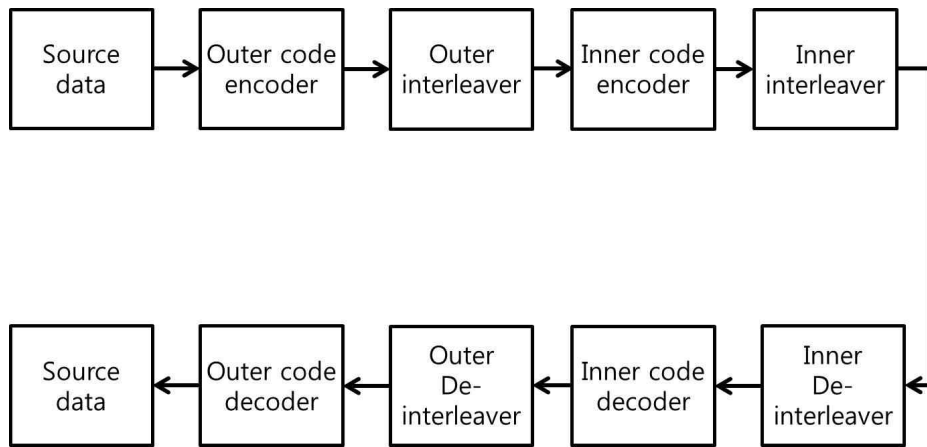


Figure 2.4 The general block diagram at concatenated codes system

내부 부호가 대부분의 채널 오류를 정정하도록 하고, 높은 부호율을 가진 외부 부호는 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 펼쳐주어 성능을 높이는 역할을 한다. 무선 통신 규격에서는 내부 부호로 Convolutional 부호를 사용하고, 외부 부호로는 RS부호를 사용하고 있다. 이러한 연접부호를 사용하는 주된 이유는 단일 부호를 사용한 경우보다 전체 구현 복잡도는 줄이면서도 낮은 오류율을 달성하기 때문이다.

라. TCM

일반적으로 대역이 제한된 채널에서 고속의 정보를 전송하면 수신단에서 신뢰성 있는 데이터를 복원하는 것이 불가능하다. 따라서 통신시스템의 대역 효율을 높이기 위해 MPSK(M-ary Phase Shift Keying Modulation)이나 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)을 사용한다. 다단계 변조방식은 대역폭을 늘리지 않지만 신호간의 유클리드 거리(Euclidean distance)가 감소하게 된다. 그 결과로 비트 오류율이 일정한 전력 안에서 상대적으로 증가하기 때문에 오류제어를 위한 채널 부호화가 필요하다.

채널 부호 기술과 변복조 기술을 독립적으로 최적화하지 않고 결합하여 최적화하는 개념은 1980년대 초에 Ungerboeck 에 의해 TCM이라는 이름으로 구현

되었다. 채널 부호를 사용하게 되면 필연적으로 비율손실(rate loss)이 발생하는데, 전력제한채널(power-limited channel)에서는 비트율(bit rate)을 높임으로써 이를 극복할 수 있고 대역 제한 채널(band-limited channel)에서는 신호 집합을 확장함으로써 이를 보상할 수 있다. 즉, TCM은 신호 집합 확장과 집합 분할(set partitioning), 그리고 연관성 복호에 의해 높은 부호이득을 얻을 수 있다.

대역폭의 손해 없이 하나의 심벌에 몇 개의 비트를 할당하는 방법 중의 하나는 송신 신호가 M 개의 서로 다른 위상값 ($M=4,8,16,32$ 등)을 취하는 다중 위상 신호를 사용하는 것이다. 이러한 변조는 M-ary 위상천이 변조(MPSK)로 알려져 있고 대역폭은 M 에 상관없이 신호의 전송속도에 달려있다. 그러나 일정한 오류율을 유지하기 위해 필요한 E_b/N_0 값은 M 이 커질수록 증가한다.

TCM의 일반적 모델을 Fig. 2.5와 같다. m 비트의 정보비트가 전송되면, $\bar{m}/\bar{m}+1$ 의 부호율을 가지는 이진 길쌈부호 부호기에 의해 $\bar{m}(\leq m)$ 비트의 데이터가 $\bar{m}+1$ 비트의 데이터로 늘어난다. 이 데이터 비트가 $2^{\bar{m}+1}$ 의 신호성상도(signal constellation)에서 부성상도(sub-constellation)를 선택하는데 사용되며, 나머지 $m-\bar{m}$ 비트의 데이터가 선택된 부성상도중의 신호를 선택하는데 사용된다.

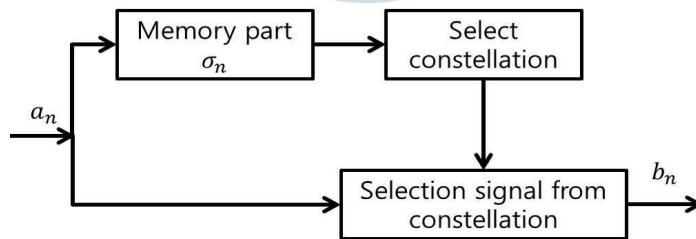


Figure 2.5 The Block diagram of TCM

확장된 신호 성상도는 작은 규모의 부성상도로 분할되는데 신호들 간의 최소 거리가 가능한 한 최대가 되도록 한다. 신호성상도 분할에 이어 격자도에 신호들을 할당할 때, 일반적으로 사용되는 Ungerboeck은 규칙은 아래와 같다.

- 1) 병렬천이(parallel transition)에는 같은 분할에 있는 신호를 할당한다.
- 2) 인접천이(adjacent transition)에는 바로 이전의 분할에 속한 신호를 할당한다.
- 3) 모든 신호를 균일하게 발생시킨다.

Ungerboeck 부호의 핵심은 개의 정보비트가 확장된 성상도에서 개의 신호로 사상(mapping)시키는 방법이며 이런 사상을 집합 분할(set partitioning)이라 한다.

일반적으로 집합 분할은 구조적으로 더 작은 부성상도로 나뉘지는데, 이런 분할이 적절하게 이루어진다면 부성상도는 점점 더 큰 유클리드 거리를 가지게 된다. 즉, 집합 분할을 하는 목적은 최소 유클리드 거리를 증가시키도록 부성상도를 만드는 것이다. Fig. 2.6은 8PSK 성상도의 분할을 나타낸 그림으로서 8PSK 성상도가 8개의 BPSK 성상도로 바뀌었다.

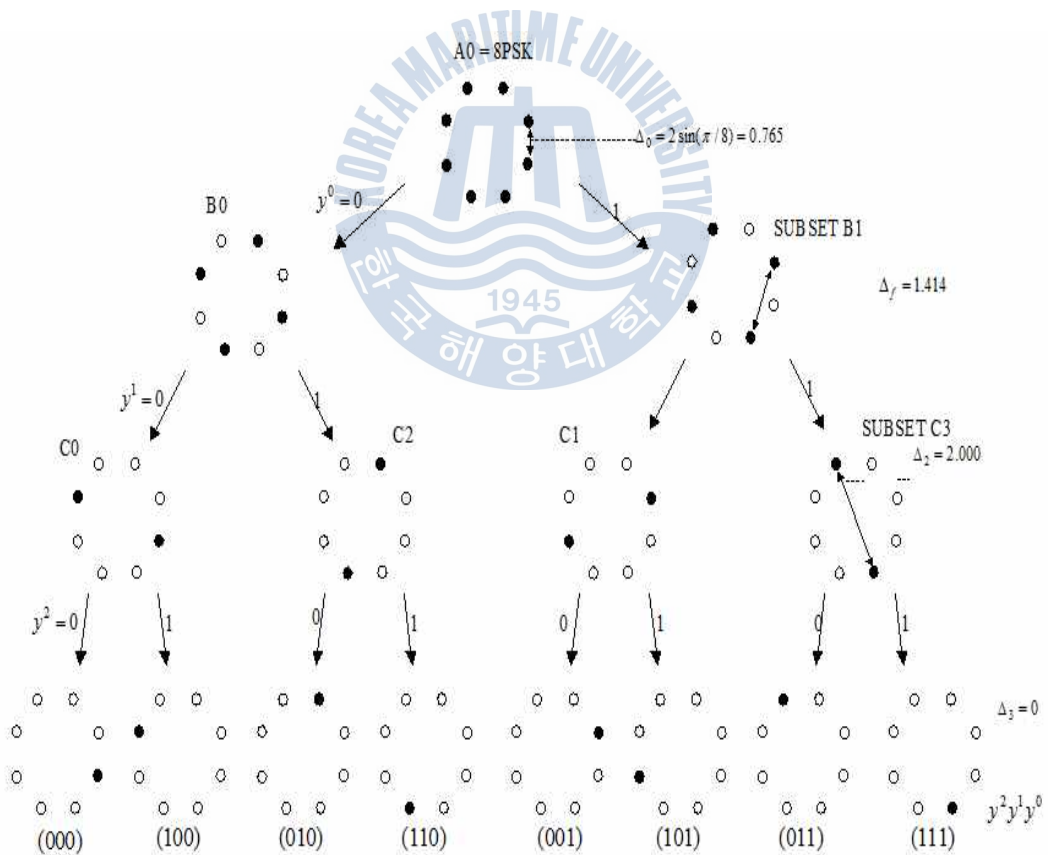


Figure 2.6 The mapping by signal set of 8PSK

부호율 1/2 Convolutional code를 사용해 8PSK 성상도를 4개의 부성상도 C_0, C_1, C_2, C_3 으로 나누었다. 여기에 해당되는 Ungerboeck 부호기가 Fig. 2.7이다.

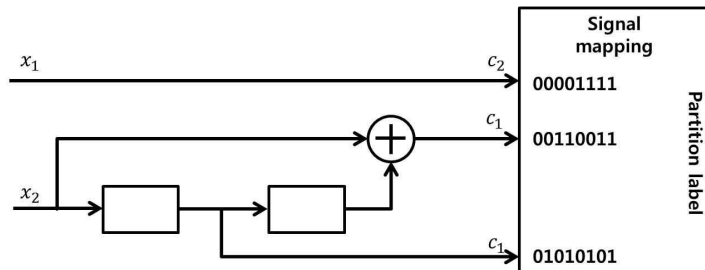


Figure 2.7 The example of TCM combined with 8PSK

Convolutional 부호기의 2비트 출력이 4개의 부성상도 가운데 하나를 선택하고 부호화 되지 않은 정보 비트 x_1 은 선택된 부성상도에서 하나의 신호를 결정한다. 부호화 하지 않은 QPSK나 부호화한 8PSK는 격자도를 사용해 생각할 수 있다. 부호화 하지 않은 QPSK의 경우는 두 비트가 선택되어 QPSK 성상도 상의 하나의 신호로 사상된다.

TCM 복호하는 방법은 트렐리스 부호가 Convolutional 부호를 근간으로 만들어졌기에 비터비 복호화 알고리즘을 그대로 적용할 수 있다.

2.1.2 연판정 기반 반복 부호화 기술

강판정의 입력 값을 요구하는 강판정 기반 부호화 기술을 이용한 오류제어 방식은 Shannon's limit와 다소 큰 격차를 보이고 있다. 그에 반하여 연판정 부호화 기술은 부호화기의 입력 값으로 연판정 값을 필요로 하는 부호화 기술이다. 또한 이러한 연판정 기반 부호화 기술은 복호 과정에서 반복 기술을 통하여 성능의 향상을 가져오는 기술로써 현재 Shannon's limit에 가장 근접한 부호화 기술이다. 수중 통신에 적용 가능한 대표적인 연판정 기반의 반복 부호 기술로는 터보 부호와 LDPC 부호 및 Cross Layer 기법 등이 있다.

가. 터보 부호

무선 통신 시스템은 무선 채널의 특성으로 비트오류가 발생하기 쉬우며 이를 정정하기 위해 사용되는 채널 부호는 무선 통신 시스템에서 매우 중요한 요소 기술이다. 위성 통신, 이동 통신 등에서 사용되는 채널 부호는 일반적으로 연판정(Soft Decision)이 가능한 Convolutional 부호와 연접오류 특성에 강한 RS부호를 결합한 연접부호를 사용한다. 하지만, 연접부호를 이용한 오류제어방식 또한 Shannon's Limit와 다소 큰 격차를 보이고 있으며, Shannon's Limit에 근접한 성능을 나타내는 터보 부호에 대한 연구가 집중되고 있다.

1993년 Berrou등에 의해 제안된 터보 부호는 E_b/N_0 가 0.7 [dB], 부호율 1/2에서 BER 10^{-5} 의 성능을 보였다. 초기에는 긴 프레임에 따른 복호 지연 등으로 인한 실시간 처리의 어려움으로 우주 통신용으로 연구되었으나 최근에는 IMT(International Mobile Telecommunication)-2000에서 전송율이 높은 채널코딩으로 ITU(International Telecommunication Union)에 의해 제안되고 있다[24][25].

터보 부호는 연판정 입/출력(soft-in/soft-out)이 가능하고, 정보 신호에 대해서 서로 다른 인터리버에 의해 분리된 2개 이상의 구성 코드(component code)들이 병렬 연접(parallel concatenation)된 구성을 하고 있다. 터보 부호의 기본 개념은 선행하는 구성 코드의 복호기 연판정 출력 값을 다시 나머지 복호기에 입력하고 이러한 과정을 반복함으로써 향상된 decision을 가능하게 하는 것이다. 터보 부호의 복호기로는 SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm), MAP, Sub-MAP복호기 등이 있는데 채널의 잡음 분산 평가가 필요하다는 단점이 있지만 일반적으로 성능이 우수한 MAP을 사용한다.

Fig. 2.8에 터보 코드의 부복호화기의 블록 다이어그램을 나타내었다. 터보 코드의 부호화기는 systematic 정보와 두 개의 recursive systematic convolutional 부호기의 출력을 통하여 부호화되며 두 convolutional 부호화기 사이에는 인터리버를 두어 서로 다른 정보를 포함할 수 있도록 한다. 여기에서 사용하는 convolutional 부호기는 기존의 non-systematic 구조와 같은 자유거리를 갖는 특성을 가지고 있다. Fig. 2.8의 복호기는 두 개의 MAP 기반의 복호기가 직렬적으로 연결되어 있으며, 외부 정보를 이용하여 계속 반복시켜나가면서 성능을

향상시킨다. 8PSK 적용을 위해서는 부호기에서 출력되는 부호화된 비트를 8PSK 매핑시켜 전송하면, 수신단에서는 I, Q 심벌을 이용하여 다시 세 비트로 나누어 터보 복호기에 입력하게 된다.

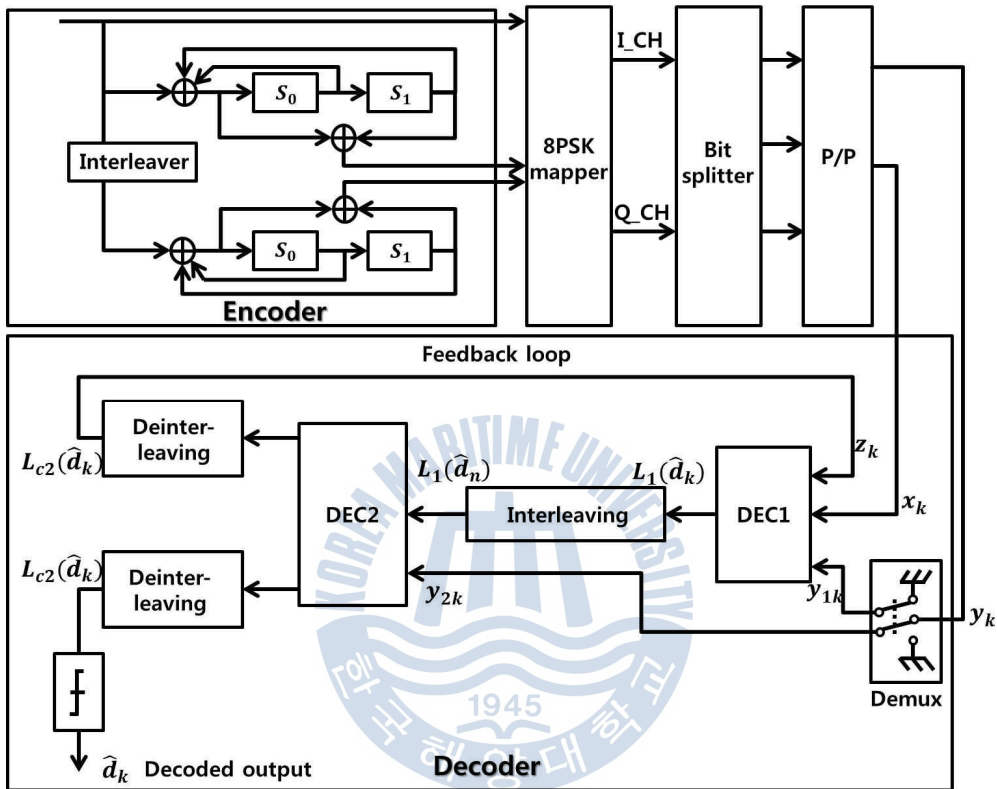


Figure 2.8 The structure of Turbo encoder and decoder

나. LDPC 부호

LDPC 부호화 방식은 1962년 Gallager에 의해 발표된 이후, 1996년 Mackay와 Neal, 그리고 Sipser와 Spielman에 의해 우수성이 재발견되어 현재 터보 부호와 함께, Shannon's Limit에 근접하는 성능을 가지는 반복 부호 방식의 부호로 각광 받고 있다. 최근 모든 무선 통신 분야에서 관심이 되고 있는 채널 부호화 방식인 LDPC 부호화 방식은 터보 부호에 비해 복호화의 복잡도가 낮을 뿐 아니라 좋은 거리 특성으로 오류마루 현상이 나타나지 않고, 완전 병렬 처

리로 고속 처리가 가능한 장점이 있다. 실제로 위성 고선명 TV(HDTV) 표준안인 DVB-S2 시스템은 LDPC를 채널 부호화 방식으로 권고하고 있다. 반면에 부호화의 높은 복잡도가 LDPC 코드의 중요한 문제점이었으나 최근에 삼각 행렬 분해법, Linear-congruence 방법을 사용하여 부호화기를 간단하게 하였다. DVB-S2에서는 parity 부분을 address를 지정하여 쉽게 부호화하고 있다. LDPC 코드는 sparse parity check matrix $H(n-k)$ 를 가지는 선형 블록 코드이다 [26][27]. 예로써 $N=8$ 이고 부호화율 $R=1/2$ 인 parity check matrix를 Fig. 2.9에 나타내었다. Fig. 2.10에 이와 같은 코드를 Bit nodes와 Check nodes가 서로 연결되어 있는 형태의 bipartite graph를 나타내었다.

$$H = \begin{matrix} & \begin{matrix} n_1 & n_2 & n_3 & n_4 & n_5 & n_6 & n_7 & n_8 \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} & \begin{matrix} m_1 \\ m_2 \\ m_3 \\ m_4 \end{matrix} \end{matrix}$$

Figure 2.9 The example of parity check matrix

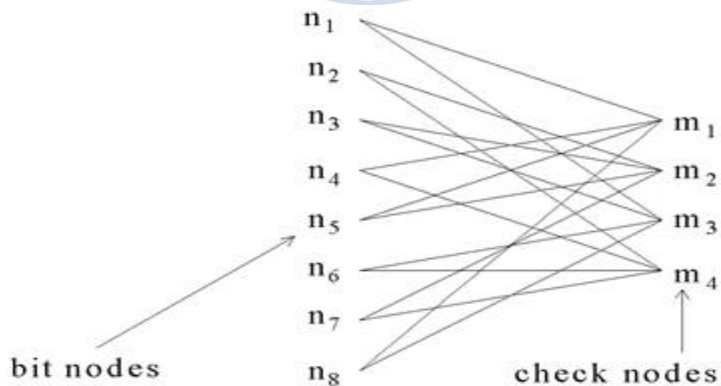


Figure 2.10 The bipartite graph of LDPC

LDPC 복호기는 전송된 심벌을 비트 노드와 체크 노드에서 각각의 확률 값을 구하여 반복을 통해 전송된 비트를 결정하는 것이다. LDPC의 복호 순서는 Fig. 2.11과 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.

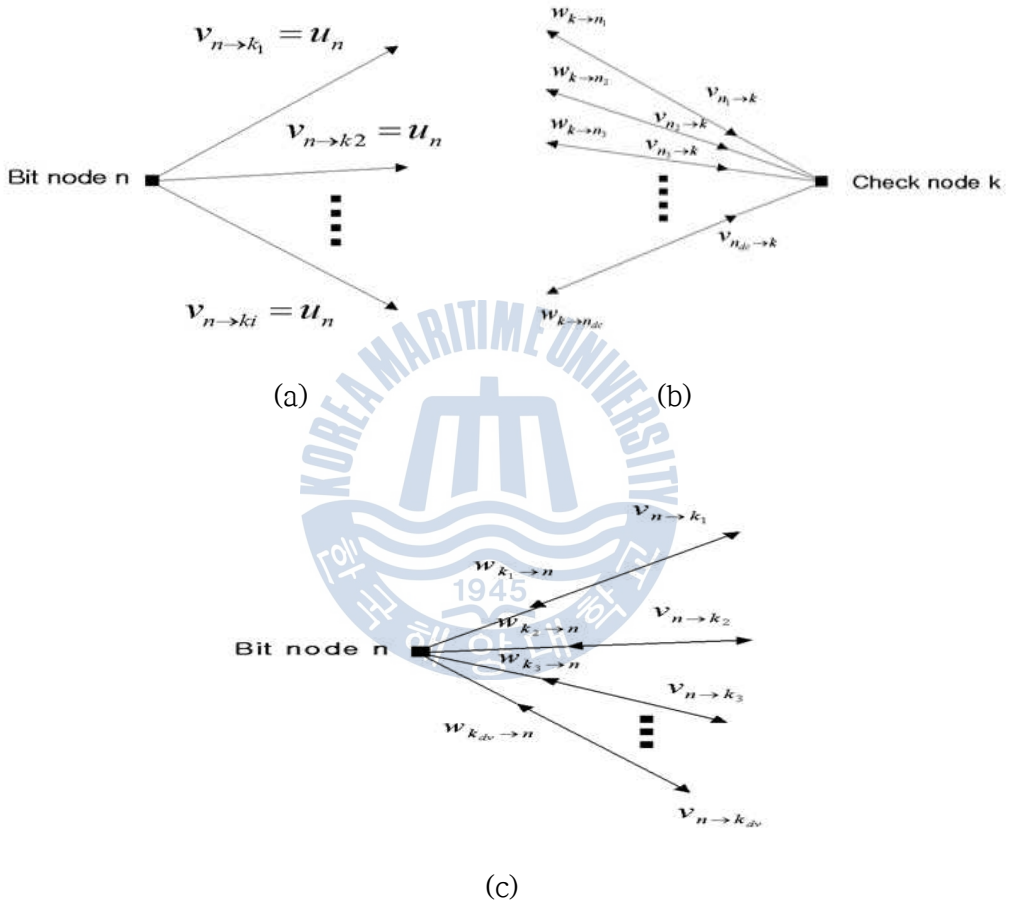


Figure 2.11 The decoding process of LDPC

(a) Initialization, (b) CNU, (c) BNU

1) 단계 초기화

식 (2.3)에서 보는 바와 같이 수신비트에다 채널 추정 값을 구하여 비트 노드를 결정한다.

$$u_n = -L_c \cdot r_n \left(L_c = \frac{2}{\sigma^2} \right), \quad n = (0, 1, \dots, N-1) \quad (2.3)$$

여기서 N 은 code word의 크기이고 σ 는 가우시안 잡음의 편차이다.

2) 단계 Check node update (CNU)

Fig. 2.11(b)에서 보는 것과 같이, 비트 노드로부터 체크 노드 k 로 들어오는 d_c 개의 메시지를 $v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{d_c} \rightarrow k}$ 라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를 $w_{k \rightarrow n_1}, w_{k \rightarrow n_2}, \dots, w_{k \rightarrow n_{d_c}}$ 라고 하자. 그렇다고 하면 체크 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식과 같이 표현된다.

$$w_{k \rightarrow n_i} = g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{i-1} \rightarrow k}, v_{n_{i+1} \rightarrow k}, \dots, v_{n_{d_c} \rightarrow k}) \quad (2.4)$$

$$g(a, b) = \text{sign}(a) \times \text{sign}(b) \times \min(|a|, |b|) + LUT_g(a, b) \quad (2.5)$$

$$LUT_g(a, b) = \log(1 + e^{-|a+b|}) - \log(1 + e^{-|a-b|}) \quad (2.6)$$

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

3) 단계 Bit Node Update (BNU)

Fig. 2.11(c)에서 보는 것과 같이, 체크 노드로부터 비트 노드 n 으로 들어오는 d_v 개의 메시지를 $w_{k_1 \rightarrow n}, w_{k_2 \rightarrow n}, \dots, w_{k_{d_v} \rightarrow n}$ 라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를 $v_{n \rightarrow k_1}, v_{n \rightarrow k_2}, \dots, v_{n \rightarrow k_{d_v}}$ 라고 하자. 비트 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식과 같이 계산할 수 있다.

$$v_{n \rightarrow k_i} = u_n + \sum_{j \neq i} w_{k_j \rightarrow n} \quad (2.7)$$

다. Cross Layer 부호

DVB-S2M은 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 블록 도는 Fig. 2.12와 같다[28].

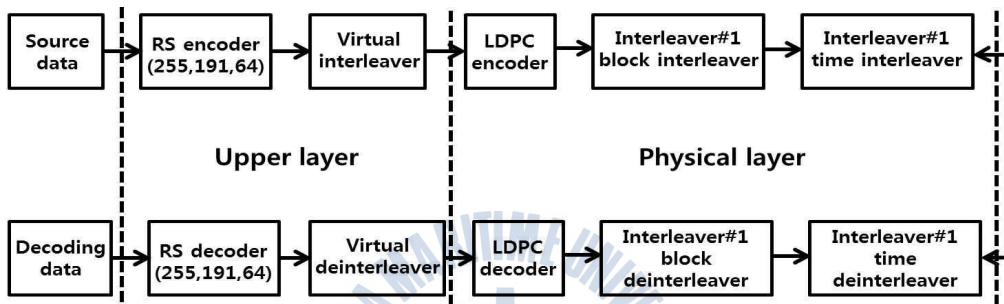


Figure 2.12 The Block diagram of cross layer at DVB-S2M

상위계층은 DVB-H 규격에 의한 MPE-FEC(Multi Protocol Encapsulation Forward Error Correction) 프레임의 구조로서 RS 부호와 가상 인터리버로 구성되어 있다. Fig. 2.13은 MPE-FEC의 구조를 나타내고 있다.

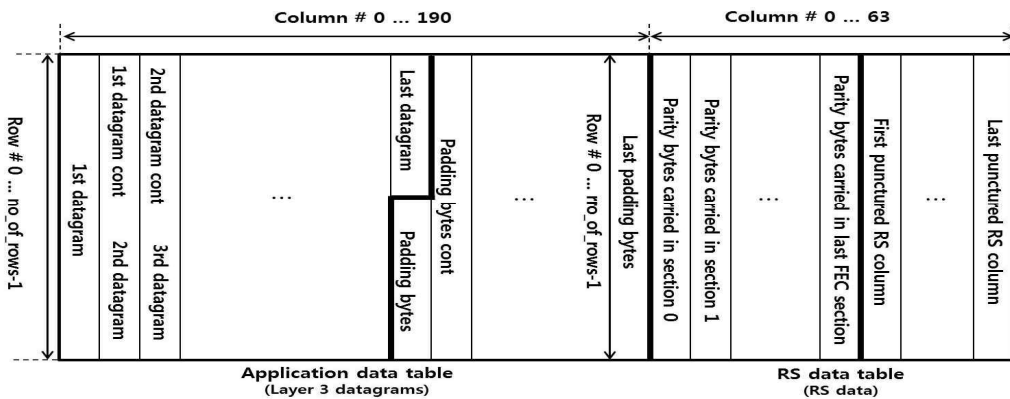


Figure 2.13 The structure of MPE-FEC frame

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

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

RS 부호화 과정의 전후로 하여 인터리버와 역-인터리버 과정을 수행하지만, 프레임으로 입력되는 순서와 출력되는 순서가 같아 가시적으로 인터리버 과정이 들어나지는 않기 때문에 이를 '가상 인터리버'라고 한다.

2.2 성능 분석기반 최적의 부호화 기법

본 절에서는 제 2.1 절에서 연구된 채널 부호화 방식에 따른 성능을 분석하기 위하여 3개의 멀티 패스를 가지는 다중 채널 환경을 모델링한다. 그리고 각각의 채널 부호가 가지는 성능을 전송율에 따라 시뮬레이션 하고 수중 통신에 적합한 채널 부호화 기법을 제시한다. 또한 최적의 부호 기법으로 제시된 터보 부호의 error floor 현상 및 성능 향상을 위하여 터보 Pi 부호기를 이용한 성능을 시뮬레이션을 통하여 비교 분석한다.

2.2.1 수중 채널 모델링 및 시뮬레이션 결과

수중 다중 채널 모델링을 하기 위하여 참고문헌 [29]에서 제시한 자료를 이용하여 SVP (Sound Velocity Profile)를 얻었다. 이 자료를 바탕으로 Ray 모델링을 이용하여 수중 다중 채널을 시뮬레이션 하였다. Fig. 2.14에서 보는 것과 같이 송신단과 수신단 사이의 거리는 1 [km], 송신기는 수심 50 [m], 수신기는 수심 100 [m]로 가정하였다.

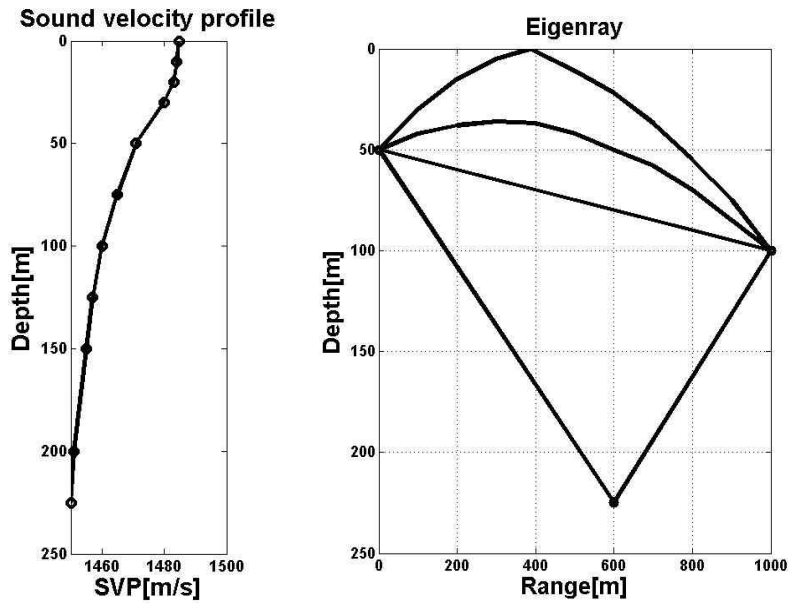


Figure 2.14 The SVP and eigenray at east sea

또한 Table 2.4는 시뮬레이션 결과 값이며, 이들 값을 이용하여 신호세기를 정규화 하였다. Fig. 2.15는 수신단에 순차적으로 들어온 eigenray의 정규화된 신호세기를 나타낸다.

Table 2.4 The result of eigenray at east sea in april

Number	Arrival Time	Top Banks	Bottom Banks	Length	Arrival Amplitude	Normalized Amplitude
1	0.68216	0	0	1003.9	0.001361	0.7353467
2	0.68469	1	0	1011.7	0.000702	0.3797220
3	0.71655	0	1	1044.1	0.001038	0.5613165

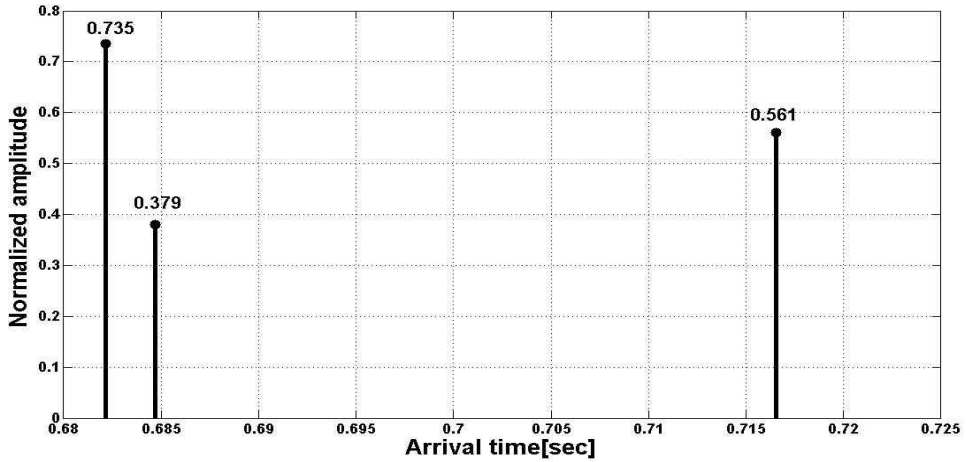


Figure 2.15 The delay profile by arrival time of eigenray

제 2.1 절에서 고려되어진 채널 부호화 방식을 수중통신 채널에서의 성능을 확인하기 위한 시뮬레이션 환경은 Fig. 2.16과 같다. BER 성능을 산정하기 위해서는 송신 비트와 수신 비트의 오류 개수를 카운트하여 수신측에서 총 데이터의 개수를 나누는 몬테카를로(Monte-Carlo) 시뮬레이션 방법을 적용하였다.

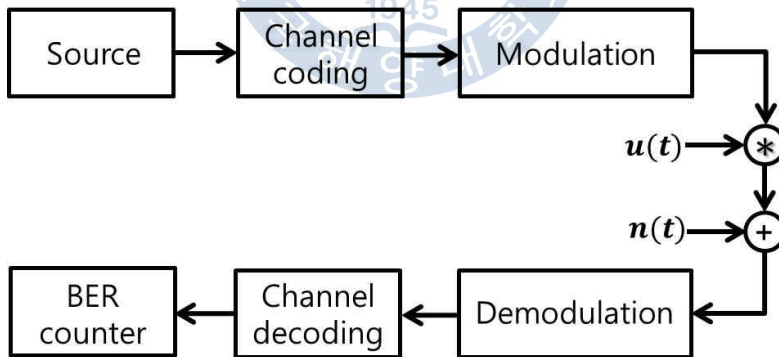


Figure 2.16 The Block diagram for simulation

채널 부호화 방식의 시뮬레이션을 위한 파라메타는 Table 2.5와 같다. Convolutional 부호는 구속장의 수가 7개이고 부호율이 1/2이며, 생성다항식 $G(x)$ 는 (133,171)을 사용하였다. RS 부호는 부호화된 심벌(1심벌=8비트)의 개수

가 255심벌이며, 오류정정 능력이 8, 16, 32심벌이 되도록 패리티 심벌의 개수를 조정할 수 있도록 구성하였다. 연접부호는 앞서 설명한 Convolutional 부호와 RS부호를 연접하여 사용한 것으로, RS부호와 마찬가지로 패리티 심벌의 개수를 변화시키면서 다양한 그 성능의 변화를 살펴보았다. TCM은 Convolutional 부호를 사용하였고, uncoded 비트와 함께 8PSK로 변조하여 전송하였다. 터보 부호의 한 블록의 크기를 400 비트로 구성하고, 구속장 수가 3개로, 4개의 상태를 가지며, 최대 반복횟수는 5회로 설정하였다. LDPC 부호의 경우, 한 블록의 크기가 16200 비트이며, 최대 반복횟수는 50회로 설정하였다. Cross layer 부호는 부호화된 심벌의 개수가 255심벌이며 오류정정 능력이 32심벌인 RS부호와 가상 인터리버, 부호어의 크기가 16200 비트인 LDPC 부호가 연접되어 있는 부호화 방식으로 physical layer 부호화 방식과 upper layer 부호화 방식을 결합시킨 구조이다.

Table 2.5 The parameter for simulation

Modulation			BPSK, 8PSK
fs [kHz]			50
fc [kHz]			20
DR [bps]			100~600
Channel u(t)			distance : 1 [km] multi-path : 3path
Channel code	강관정	Convolutional	k(구속장)=7, R=1/2, $G(x) = (133,171)$
		RS(N, K, t)	$N = 255, t = 8, 16, 32$ $K = N - 2 \times t$
		Concatenated	RS+INT+Convolution
		TCM	Convolutional +8PSK
	연관정	Turbo	4state, Iteration=5
		LDPC	N=16200, Iteration=50
		Cross layer	RS+VINT+LDPC

f_c 가 20k [Hz]이고, f_s 가 50 [kHz]이므로 각 비드당 할당되는 샘플 수는 식 (2.8)과 같이 계산할 수 있다.

$$N_s = f_s / D_R (D_R = \text{data rate}) \quad (2.8)$$

모델링된 수중 다중 채널과 함께 AWGN을 적용하여 uncoded BPSK, (2,1,7) Convolution 부호, 터보 부호, LDPC 부호, TCM의 성능은 Fig. 2.17 부터 Fig. 2.20까지 나타내었다.

Fig. 2.17 부터 Fig. 2.20까지 살펴보면, 전송율(data rate)가 높아질수록 수중 통신 채널에서 BER 성능이 열화되다가 data rate가 500 [bps]이상이 되면서 멀티 패스에 의한 잡음의 영향으로 error floor가 발생하는 것을 확인할 수 있다.

그리고 보다 강력한 채널 부호를 사용할수록, 수중 통신 채널에서 BER 성능이 개선되는 것을 확인할 수 있는데, 특히 LDPC 부호를 채널 부호로 사용할 경우 유일하게 data rate가 500 [bps]일 때의 멀티 패스에 의한 error floor를 극복해내는 것을 확인할 수 있다.

Fig. 2.21은 (2,1,7) convolution code를 사용한 TCM의 성능을 나타내고 있다. TCM의 경우 8PSK변조를 사용하면서 멀티패스의 영향이 BPSK보다 급증하게 되면서 error를 정정하지 못하는 것을 알 수 있다.

특이한 점은 data rate가 600 [bps]일 때보다 data rate가 500 [bps]일 때 더 많은 error가 발생하는 것을 볼 수 있는데, 이는 본 시뮬레이션 상에서 복조단에서 수신신호를 검출할 때 일정한 지점에서 하는 것이 아니라, 한 신호의 모든 구간을 한번 scanning하여 최적 점을 찾아내는 방법을 사용하였다. 따라서 data rate가 500 [bps]일 때는 한 개의 비트 전체 구간이 같은 멀티패스의 영향을 받는 반면, data rate가 600 [bps]일 때는 한 개의 비트 내에서도 다른 멀티패스의 영향을 받는 부분이 생기면서 신호의 왜곡이 덜한 부분이 생기기 때문에 오류가 줄어드는 것을 알 수 있다. Fig. 2.22에서는 AWGN이 없는 환경에서 data rate가 500 [bps]와 600 [bps]일 때의 수신 신호의 일부로써, 이러한 현상이 나타나는 것을 설명하고 있다.

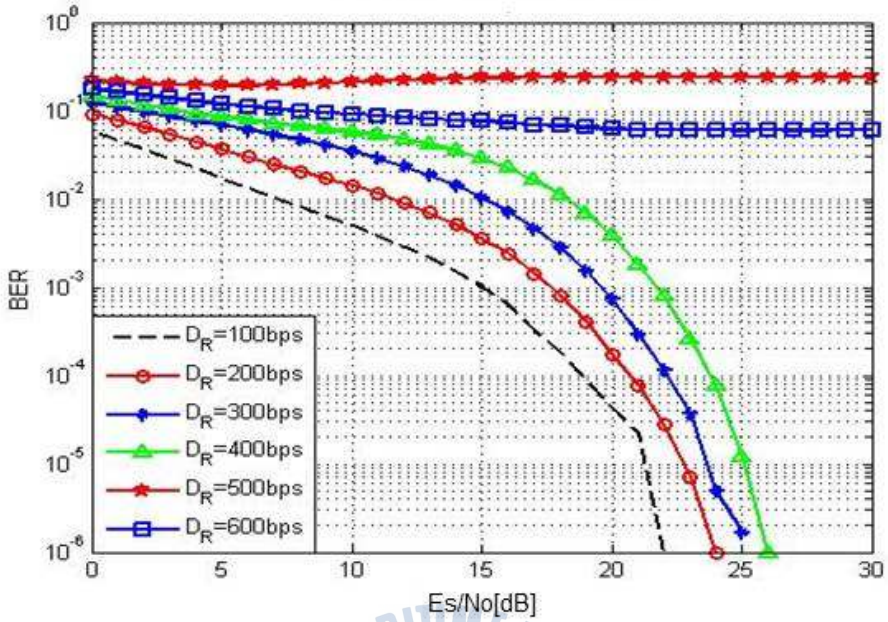


Figure 2.17 The BER performance of uncoded BPSK at underwater channel

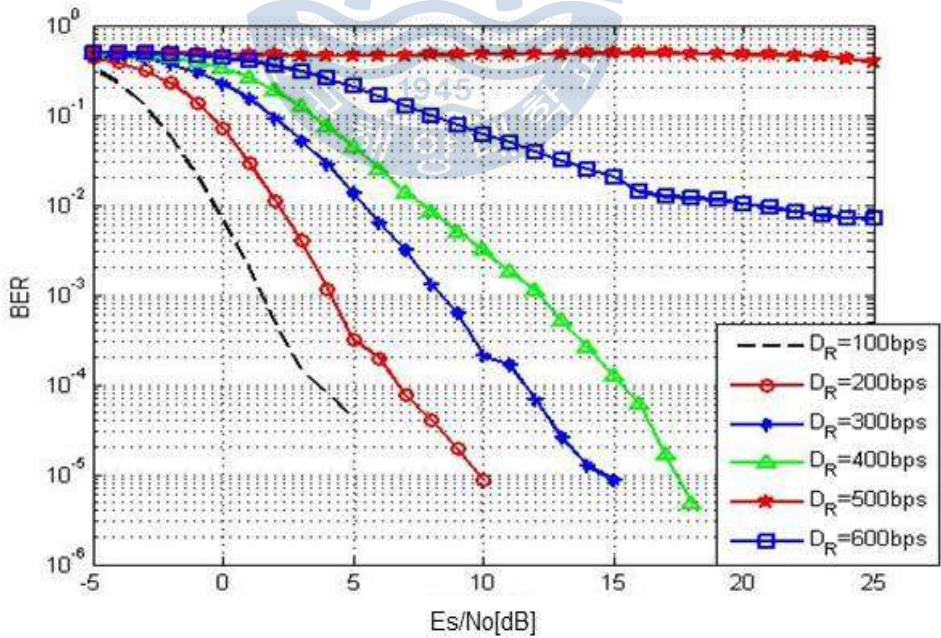


Figure 2.18 The BER performance of convolutional code at underwater channel

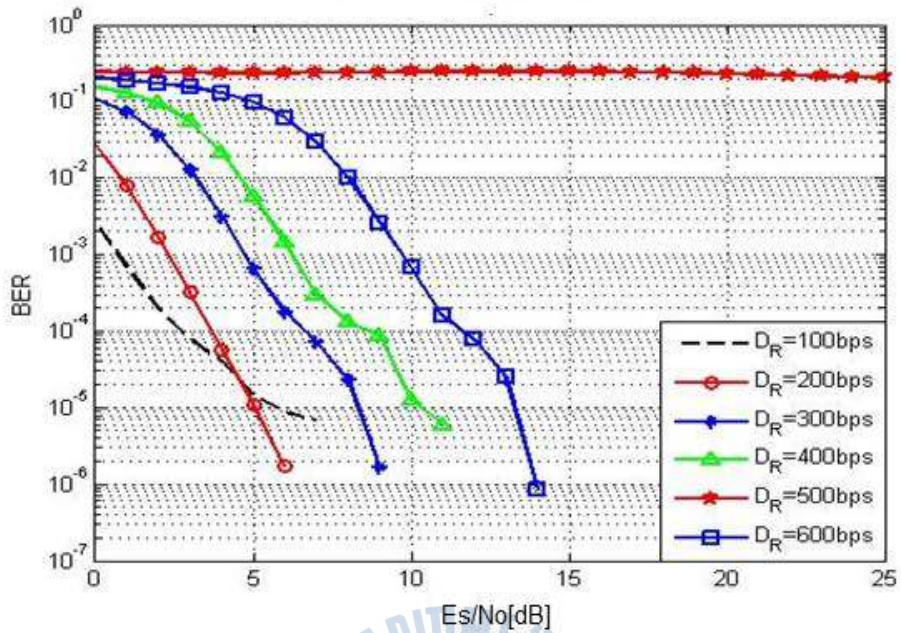


Figure 2.19 The BER performance of turbo code at underwater channel

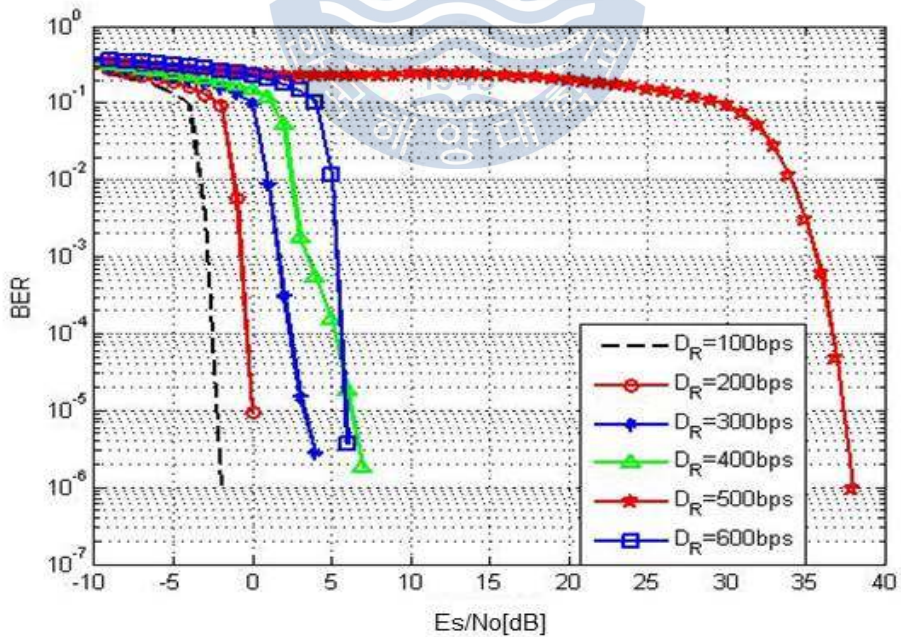


Figure 2.20 The BER performance of LDPC code at underwater channel

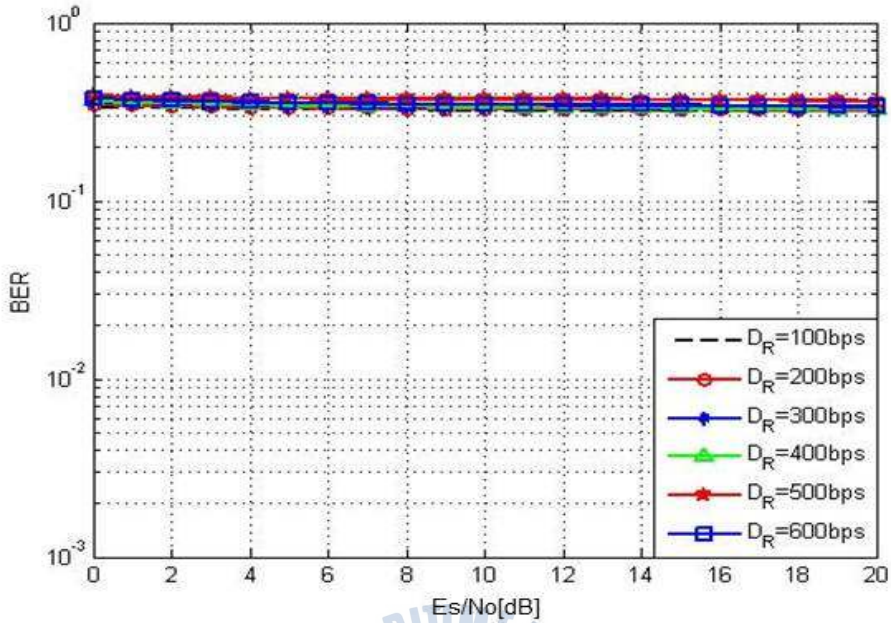


Figure 2.21 The BER performance of TCM at underwater channel

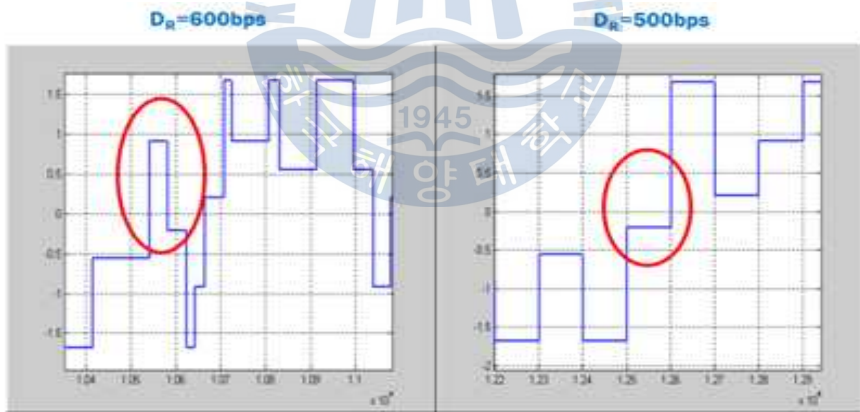
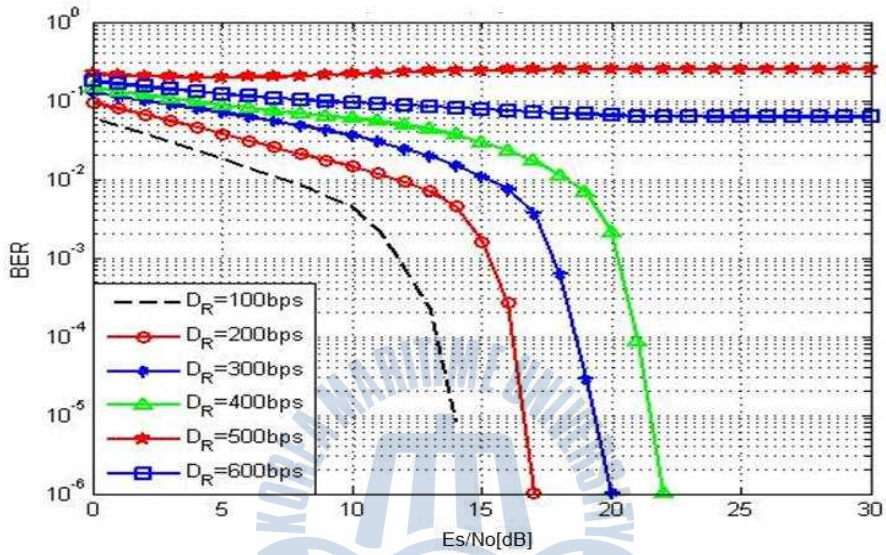


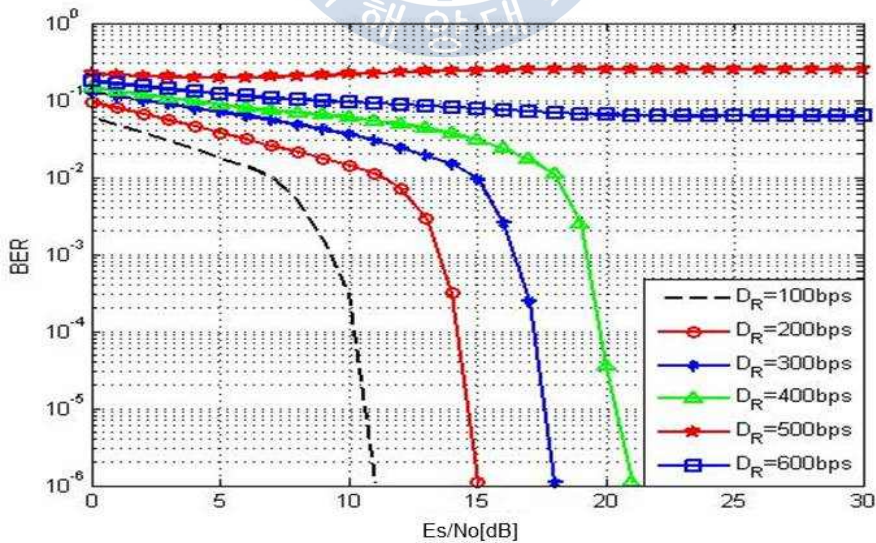
Figure 2.22 The distortion of received signal by multi-path

Fig. 2.23에서는 수중채널에서 data rate와 RS부호의 정정 능력에 따른 성능을 나타내었고, Fig. 2.24에서는 수중채널에서 DVB-S2M에서 제안하는 MPE-FEC 기반의 Cross layer 부호화기 구조의 성능을 나타내었다. Cross layer 부호화기

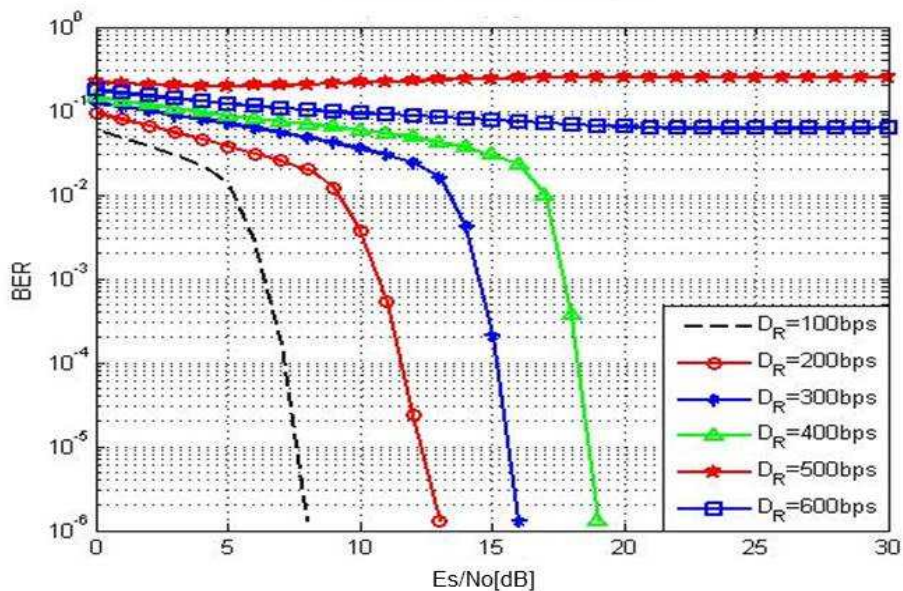
에서 상위계층 부호화 방식만 시뮬레이션 하였을 경우인 RS(255,191,32)에 가상 인터리버를 첨가한 구조일 때는 Fig. 2.23(c)와 비교하여 볼 때 그 성능의 차이가 거의 없음을 알 수 있다. 따라서 수중채널에서 가상 인터리버의 효과는 거의 없음을 알 수 있다.



(a)



(b)



(c)

Figure 2.23 The BER performance of RS code at underwater channel
(a) $t=8$, (b) $t=16$, (c) $t=32$

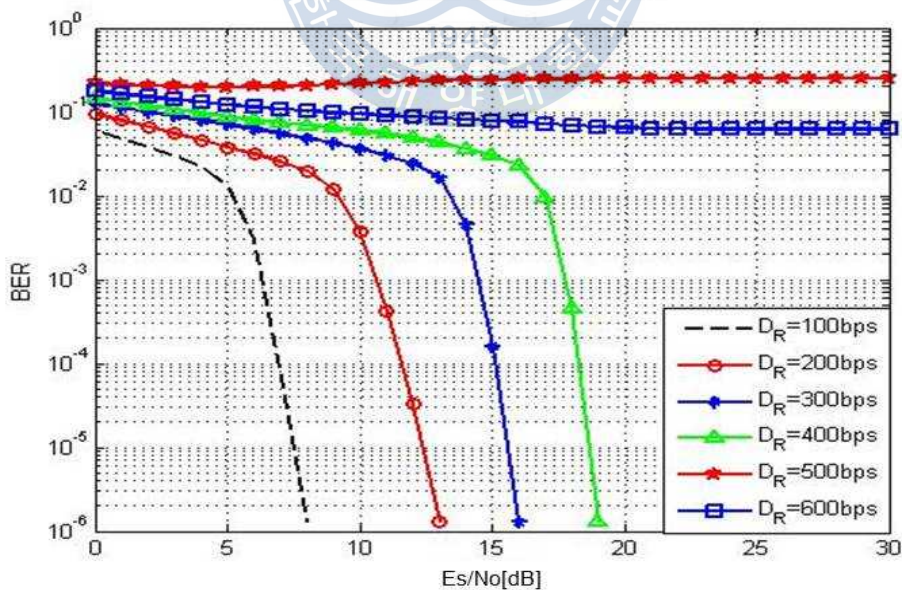


Figure 2.24 The BER performance of upper-layer code at cross layer coding method

Fig. 2.25에서는 data rate가 400 [bps]일 때, RS부호와 MPE-FEC를 비교하여 나타내었다. 그래프의 오류정정 시점을 살펴볼 때, 오류정정 능력이 32심별인 RS부호를 사용하면, uncoded BER의 성능이 $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 을 확보할 때, RS부호를 통해 모든 오류를 정정할 수 있음을 알 수 있다.

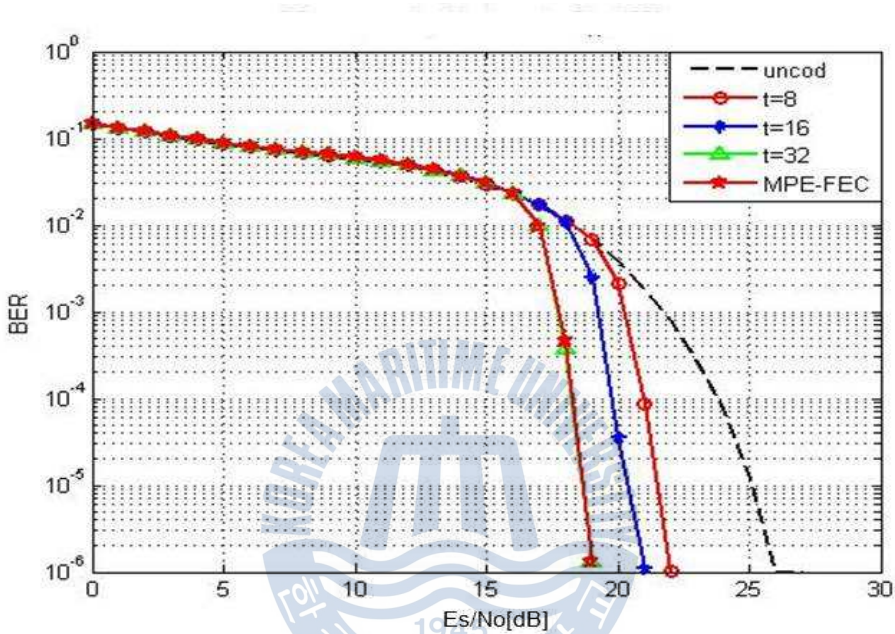


Figure 2.25 The comparison of BER performance by error correcting capacity in RS code

Fig. 2.26는 무선통신 규격에서 주로 사용되고 있는 RS부호와 Convolution부호의 연접부호의 성능을 나타낸 것이다. Fig. 2.27은 수중 채널에서 상위계층과 물리계층 부호화를 결합한 Cross layer 구조의 성능을 나타내고 있다. 성능을 살펴보면, Fig. 2.20의 LDPC 부호의 성능과 Fig. 2.23(c)의 RS(255,191,32)부호의 성능을 결합한 형태로, LDPC 부호를 통해 BER을 $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 으로 확보하게 되면 RS부호를 통해 나머지 에러를 정정하게 되는 것을 알 수 있다.

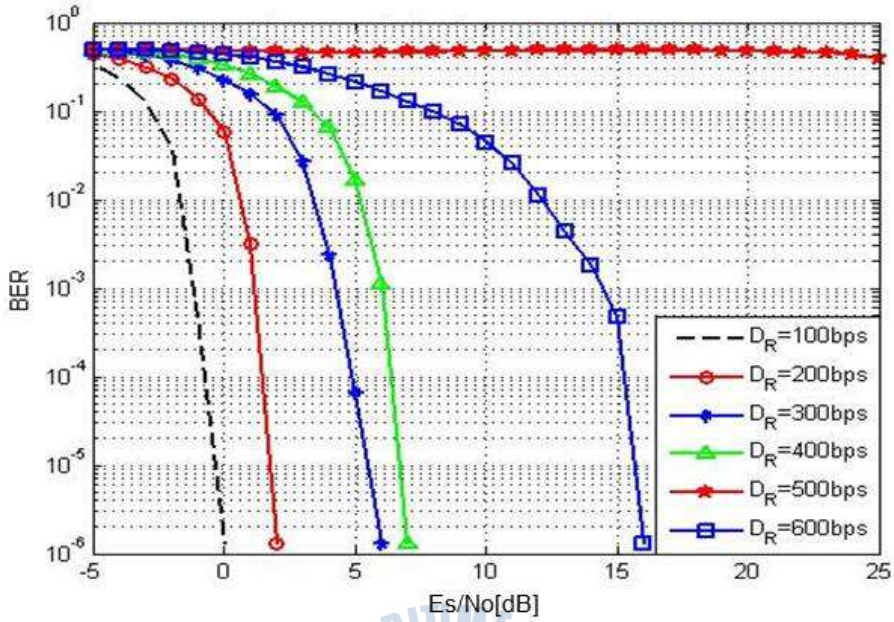


Figure 2.26 The BER performance of concatenated code at underwater channel

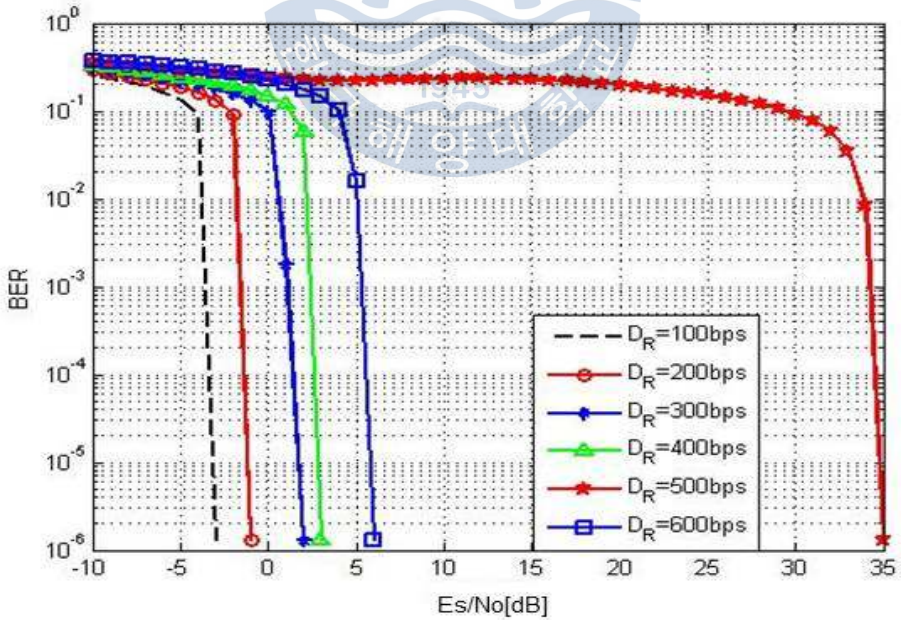


Figure 2.27 The BER performance of cross layer at underwater channel

Fig. 2.28은 수중채널의 멀티패스(multipath)가 존재하는 data rate 600 [bps]에서, Table 2.5를 바탕으로 시뮬레이션 된 오류정정 부호들의 성능을 나타내었다. LDPC 부호와 터보 부호를 사용할 경우 수중채널에서 멀티패스로 인한 에러를 정정할 수 있지만, RS부호나 Convolution 부호로는 에러를 정정하지 못하고 error floor 현상이 생기는 것을 알 수 있으며, RS 부호와 Convolution 부호, LDPC 부호, 터보 부호등을 연접해서 사용할 때 더 좋은 성능을 보이는 것을 알 수 있다.

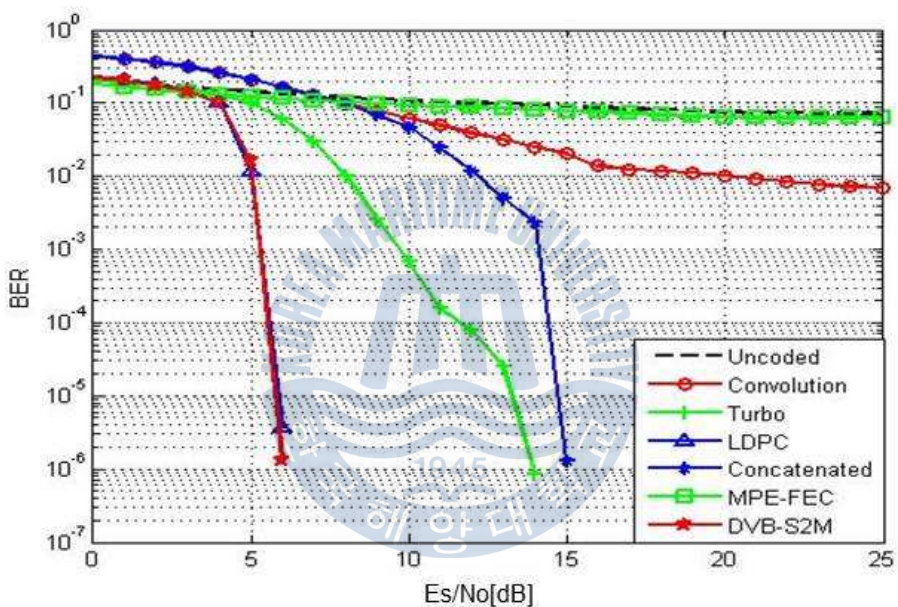


Figure 2.28 The BER performance by channel coding method at underwater channel

다중 채널을 가지는 수중 통신 환경에서 다양한 채널 부호에 따른 성능을 보면 높은 신뢰도를 가지며 오류를 정정하는 터보 부호, LDPC 부호, Cross Layer 부호 방식이 적합하다. 하지만 Cross Layer 부호 방식은 실제 시변 적으로 채널의 환경이 변하는 수중 환경에서는 부호어의 길이가 길고 RS 부호와의 연접으로 인하여 복잡도가 커져서 적합하지가 않다. 따라서 LDPC 부호와 터보 부호가 수중 통신환경에 적합하다. 이에 Table 2.6에서 두 부호화 방식을 비교 하였다.

Table 2.6 The comparison of iterative code method

	Performance	Complexity	Decoding speed [Mbps]	Packet size [bits]	Rate-compatible	Equalization
Turbo code	Good	Decoder	Up to 20	Up to 2000	Easy	Combine Turbo equalization
LDPC code	Good	Encoder	Up to 200	Up to 64800	Difficult	Independent equalization

Table 2.6과 Fig. 2.29에서 나타낸 것과 같이 BER 성능 면에서는 두 부호화 방식 모두 우수한 성능을 보여준다. 시뮬레이션 결과에서는 터보 부호의 성능이 LDPC 부호의 성능보다 낮은 것을 알 수 있는데 이것은 LDPC 부호는 19200의 부호어를 가지는 긴 사이즈의 복호 방법이며 터보 부호는 1964의 부호어를 가지는 짧은 사이즈로 인한 성능의 차이이다. 실제 짧은 사이즈의 802.16e에서 사용되는 LDPC 부호 1944를 이용하였을 때는 두 부호의 성능이 비슷한 것을 알 수 있다. 하드웨어 복잡도면에서는 터보부호는 복호기, LDPC는 부호화기에서 복잡도가 증가하며, 부호화기의 최대 속도 면에서는 LDPC가 우수한 것을 알 수가 있다. 그러나 수중 다중 채널에서는 고속의 통신이 원활하지 않는 점과 함께, 수중에서 적용되는 작은 패킷 사이즈, 적응형 부호화율의 적용, 등화기의 활용 측면에서 보면 터보 부호기가 수중 통신에서 더 적합하다.

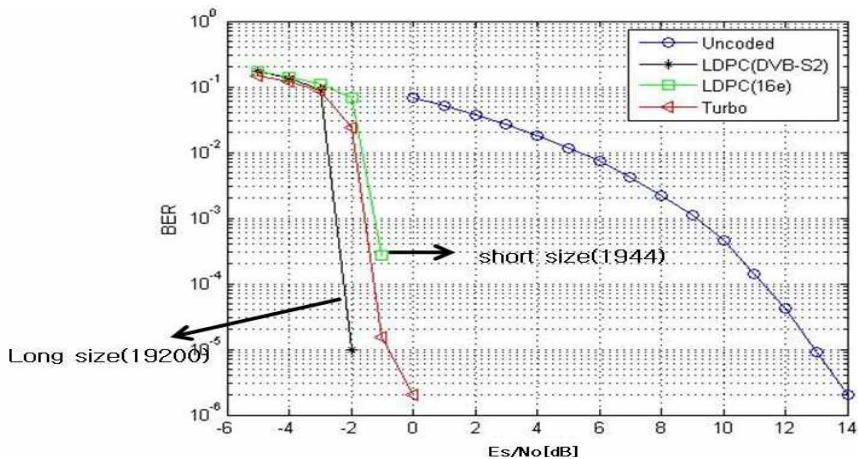


Figure 2.29 The BER performance of turbo code compared with LDPC code

2.2.2 Error floor 및 성능 향상을 위한 터보 Pi 부호화 기법

2.2.1 에서의 성능 분석 결과 다중 채널 환경을 가지는 수중 통신에서는 터보 부호가 가장 적합함을 알 수 있다. 앞 절에서 시뮬레이션하고 연구한 터보 부호기는 비이진 터보 부호로써 DVB-RCS에서 표준으로 사용되는 터보 부호기를 사용하였다[30][31]. DVB-RCS에서 사용되는 터보 부호기는 앞 절의 시뮬레이션 결과에서도 보이듯이 error floor 현상이 발생하는 문제점을 보이고 있다. 이에 error floor 현상을 제거하면서 성능을 향상시킬 수 있는 다양한 방법을 적용시킨 터보 부호 기법이 연구 중에 있다. 대표적인 예로 8상태의 터보부호의 해밍거리(또는 유클리디언 거리)를 증가시키기 위해 16상태의 구조로 변형시킨 터보 Pi 부호기[32], 8상태를 유지하면서 선 부호화기를 첨가한 3차원 터보(three dimensional turbo) 부호기[33]가 DVB-RCS NG 시스템에 채널 부호화 기법으로 대두되게 되었다. 일반적으로 두 부호기 모두 error floor 현상이 개선되지만, 성능 면에서는 터보 Pi 부호화기가 우수하다.

Block-oriented 부호화 방법으로서, Convolutional 터보 부호는 어떤 시점에서 잘려져야 한다. 이는 사전에 예방하지 않으면 성능의 감소를 이끈다. 하지만, 복호기는 마지막 격자도 상태에 관한 특별한 정보가 없으므로 알 수가 없다. 이 문제를 해결하기 위한 많은 접근 방법 중 에 부호기의 마지막 상태를 알려진 한 상태로 강제적으로 보내는 방법이 있다. 그러면, 복호기는 격자도의 초기 상태뿐만 아니라 마지막 상태도 알 수 있다. 이것이 tail 비트이고 트렐리스 “close” 할 때 사용된다. 하지만, 이 방법은 minimum weight가 tail 비트를 사용하기 전의 minimum weight와 같지 않다는 단점과 전송 spectral efficiency가 떨어진다는 단점을 가지고 있다.

그래서 이런 tail 비트를 첨가 시켜주지 않으면서도 복호기는 트렐리스의 초기 상태뿐만 아니라 마지막 상태를 아는 것이 중요한 것이다. DVB-RCS 기반으로 한 RCS NG 터보 Pi 부호에서는 CRSC 부호를 사용한다. DVB-RCS의 Double binary 터보 부호를 기반으로 하는 터보 Pi 부호는 두 비트를 입력하고 세 비트를 출력하는 부호이며 CRSC의 구조는 Fig. 2.30와 같다.

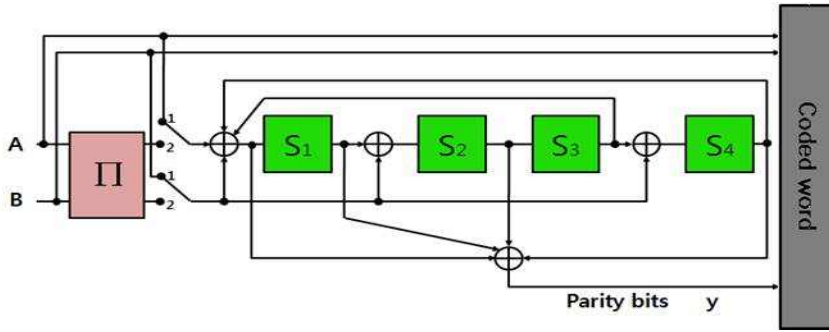


Figure 2.30 The structure of turbo CRSC encoder with input bit $m=2$

이 방법은 부호화를 할 때 마지막 시점에서 초기의 상태를 보상해줌으로써 트렐리스의 상태는 순환하고 복호할 때 어떤 곳에서든지 초기화 될 수 있다는 것이다.

위 방법을 적용한 circular 부호화 방식은 tail 비트를 첨가함으로써 감소되었던 spectral efficiency를 피할 수 있다. Circular states(Tail-biting) 원리를 좀 더 자세히 살펴보자면, Circular 부호화 방식은 부호화 마지막 단계에서 부호기의 초기 상태를 보상할 수 있고 그래서 circular trellis에 의해 데이터 부호화가 나타난다.

그런 circular 상태를 라 하고 부호화 하는 데이터 블록의 크기를 이라고 한다면, Last encoder state(S_c)는 부호화기의 순환하는 생성기의 일련의 곱이 아니다. 이 circular 상태의 값은 부호화되는 연속의 절차에 의해 정해지고 결정된 S_c 는 미리 부호화 과정을 거쳐야지 구할 수 있다.

CRSC를 위해 encoder의 초기 값을 구하는 방법은 다음과 같다. CRSC는 전송하고자 하는 데이터를 처음 encoding 후에 마지막 encoder 메모리의 상태에 따라 encoder 메모리를 초기화 시켜 re-encoding을 하는 방법이다. S_i 는 encoder의 메모리 수를 가지는 shift register state, G 는 메모리수×메모리수의 생성행렬, d_i 는 입력 값이라고 하면 시점 $i+1$ 에서의 상태는 식 (2.9)로 정의된다.

$$S_{i+1} = G_{s_i} + d_i \quad (2.9)$$

메모리 수가 2일 때의 식(2.9)는 식(2.10)와 같은 행렬을 가진다.

$$S_i = \begin{bmatrix} S_{1,i} \\ S_{2,i} \end{bmatrix} \quad d_i = \begin{bmatrix} d_i \\ 0 \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

마지막 shift register state의 상태를 S_p 라고 하면 식(2.11)과 같이 정의된다.

$$S_p = G_{S_0}^P + \sum_{j=1}^P G^{P-j} d_{j-1} \quad (2.11)$$

최종 적으로 S_p 로부터 얻을 수 있는 shift register state의 초기 값은 식(2.12)로 구할 수 있다.

$$S_c = [I + G^P]^{-1} \sum_{j=1}^P G^{P-j} d_{j-1} \quad (2.12)$$

그리고 처음 encoding에서의 초기 값 S_0 를 ALL '0'로 두면 식(2.11)은 식(2.13)이 되고,

$$S_p^0 = \sum_{j=1}^P G^{P-j} d_{j-1} \quad (2.13)$$

결국, S_c 는 식 (2.14)로 다시 정의 된다.

$$S_c = [I + G^P]^{-1} S_p^0 \quad (2.14)$$

Encoder 메모리의 상태를 식 (2.14)에서 구한 S_c 의 값으로 초기화 한 후 re-encoding 과정을 거치면 초기 상태의 S_c 와 re-encoding 후의 encoder 메모

리의 상태는 같게 된다.

예를 들어 DVB 규격 안에 S_c 와 마지막 상태와의 관계는 구속장 $v=4$ 일 때, Fig. 2.31에 의해 제공 된다. 완전한 부호화 작용을 실행하기 위해서는 두 개의 circulation states를 결정해야 하고 병렬로 연결된 두 개의 부호기는 두 번의 부호화 과정을 거치는 게 아니라 네 번의 부호화 과정을 거치게 된다.

Last encoder State N mod 15	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	1	0	14	3	13	7	9	4	10	15	1	12	2	8	6	11
2	0	11	13	6	10	1	7	12	5	14	8	3	15	4	2	9
3	0	8	9	1	2	10	11	3	4	12	13	5	6	14	15	7
4	0	3	4	7	8	11	12	15	1	2	5	6	9	10	13	14
5	0	12	5	9	11	7	14	2	6	10	3	15	13	1	8	4
6	0	4	12	8	9	13	5	1	2	6	14	10	11	15	7	3
7	0	6	10	12	5	3	15	9	11	13	1	7	14	8	4	2
8	0	7	8	15	1	6	9	14	3	4	11	12	2	5	10	13
9	0	5	14	11	13	8	3	6	10	15	4	1	7	2	9	12
10	0	13	7	10	15	2	8	5	14	3	9	4	1	12	6	11
11	0	2	6	4	12	14	10	8	9	11	15	13	5	7	3	1
12	0	9	11	2	6	15	13	4	12	5	7	14	10	3	1	8
13	0	10	15	5	14	4	1	11	13	7	2	8	3	9	12	6
14	0	15	1	14	3	12	2	13	7	8	6	9	4	11	5	10

Figure 2.31 The relation of finally state with S_c

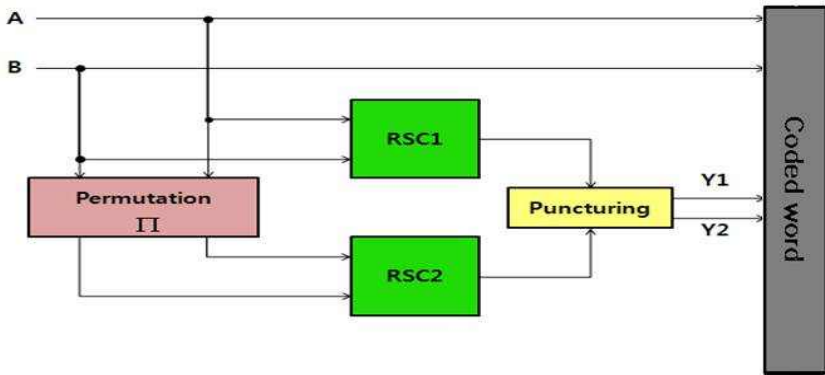


Figure 2.32 RCS-NG Turbo Pi Encoder(m=2)

Fig. 2.32는 입력 비트(m)가 2개일 때의 DVB-RCS NG 터보 Pi 부호화기의 전체 구조를 나타낸다.

A, B에 비트가 입력되면, Fig. 2.30의 CRSC 부호화기를 거쳐 출력된 비트를 permutation을 한 후 비트를 다시 CRSC 부호화 하여 각 부호화율에 적합하게 puncturing 한다. Permutation은 수신단에서 버스트 에러를 방지하고 error floor를 방지하기 위한 인터리버 효과를 나타낸다. 입력되는 비트가 2 비트이므로 $k \bmod 2$ 의 값이 0 이라면 그 시점의 데이터는 서로의 위치를 바꾸게 되어 있다.

입력 비트가 2개인 터보 Pi 부호는 DVB-RCS 규격과 같은 방식의 다양한 block size와 부호화율에 쉽게 적용이 가능하며, 7가지의 부호율이 puncturing pattern, 부호화 비트의 길이, 정상도와 같은 방식으로 정의 된다. DVB-RCS NG 터보 Pi 부호의 입력비트가 두 개 일 때, 부호율 1/2, 3/4, 4/5에 따른 puncturing pattern을 Table 2.7에 나타내었다.

Table 2.7 The puncturing pattern of coding rate 1/2, 3/4, 4/5

Rate	Parity	
1/2	Y	11111111
3/4	Y	10010010
4/5	Y	10001000

Fig. 2.33에서 $N(\text{block size})=752$ 일 때, 각 부호화율에 따라서 터보 부호와 터보 Pi 부호의 성능을 여러 가지 부호화율에 따라 비교하였다. Iteration 횟수는 8회로 고정하여 시뮬레이션 하였다. 성능 비교 분석 결과 기존의 DVB-RCS와 성능이 거의 비슷하나, 부호화율이 커질수록 기존 방식에는 발생하는 오류 마루 현상이 터보 Pi 부호에서는 개선됨과 동시에 해밍거리의 증가로 인하여 성능이 향상됨을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안하는 수중 통신 환경에서의 효율적인 반복 기반의 채널 부호화 기법으로 터보 Pi 부호가 가장 적합하다.

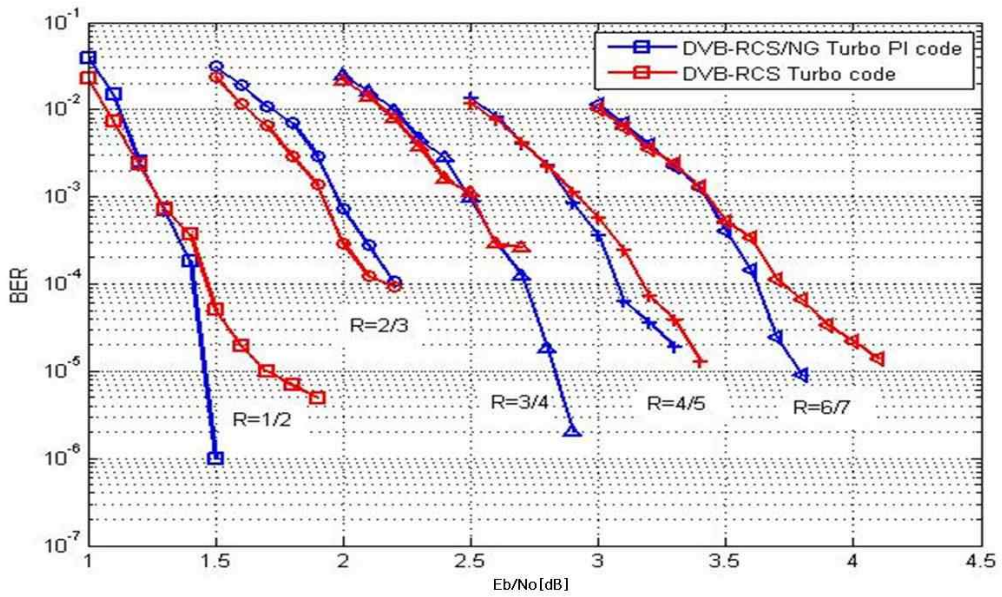
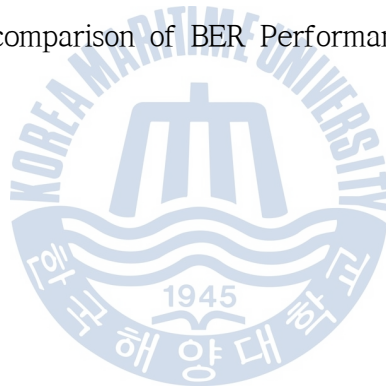


Figure 2.33 The comparison of BER Performance by coding rate



제 3 장 저전력 고속 터보 Pi 복호 알고리즘

실제 다중 채널 환경의 수중 통신에서는 수신기의 전력의 효율성을 위한 저 복잡도 및 저전력 복호기에 대한 연구가 필수적이다. MAP기반의 터보 Pi 복호기의 가장 큰 문제점은 MAP의 복잡성과 많은 연산량으로 인해 처리속도가 저속이고 메모리도 방대하고 설계가 어렵다. 따라서 터보 Pi 복호기의 연산량을 줄이고 처리 속도를 빠르게 하여 저전력 통신을 통한 효율성의 향상이 필요하다. 본 장에서는 이를 개선하기 위해 Radix-4, Center-to-Top, early-stop, 병렬 복호기 알고리즘을 연구한다.

3.1 Radix-4 알고리즘

터보 복호기를 고속화를 할 수 있는 방법은 고속덧셈/곱셈 알고리즘을 적용하는 방법과 복호기 구조를 한 클럭에 2비트를 복호하는 기존의 radix-2 방식이 아니라 한 클럭에 4비트를 복호하는 radix-4방식의 적용이 필수적이다. 따라서 고속 덧셈/곱셈 알고리즘, radix-4 복호 방식을 이용하여 기존의 복호속도를 2배 이상으로 고속화시켜 MAP(Maximum A Posteriori)기반의 터보 복호기를 실현화 한다.

MAP기반의 복호 시, Radix-2 방식은 임의의 k 시점에서 복호할 때 $k-1$ 시점에서의 순방향 state metric, $k+1$ 시점에서 역방향 state metric 그리고 k 시점에서 branch matrix를 이용하여 k 시점에서 수신 데이터에 대한 Log-Likelihood Ratio인 LLR을 구하여 2비트를 복호한다. 이에 반해 radix-4방식은 두 상태 이전인 $k-2$ 시점에서 순방향 state metric, 두 상태 이후인 $k+2$ 시점에서 역방향 state metric을 구하여 k 시점에서 4 비트를 동시에 복호하기 때문에 radix-2 방식보다 속도가 2배 빠르며, 저장되는 메모리도 절반으로 감소할 수 있다. 2단의 수신 비트를 입력 받아 한꺼번에 처리하는 Radix-4 방식의 격

자 구조는 Radix-2 방식의 2개 시점을 하나의 시점으로 간주하여 처리하는 방식이다. Radix-4 구조의 복호기는 다음과 같다.

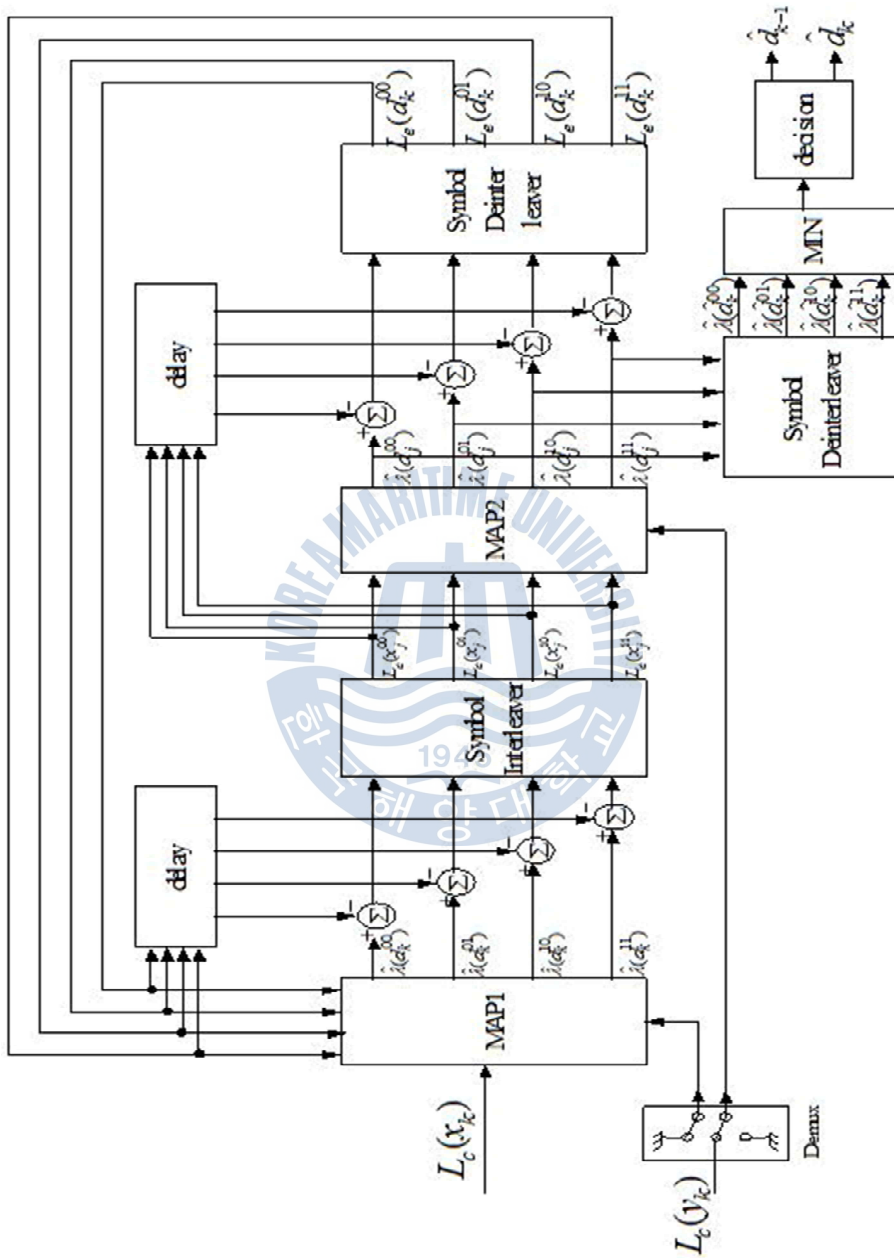


Figure 3.1 The structure of turbo decoder based on Radix-4

3.2 Center-to-Top 알고리즘

한 클럭에 두 비트를 복호하는 radix-4 알고리즘과는 달리 1 비트만 복호하면서도 복호지연을 절반으로 감소하는 알고리즘을 제시한다. 본 장에서 제시한 알고리즘은 터보 복호기의 구현 시 문제점은 메모리 크기 및 복호지연이 가장 큰 문제점인데 메모리 크기에 비례하여 복호지연이 발생하므로 메모리를 절반으로 줄이면서 복호지연 및 복호속도를 2배 향상시킨 알고리즘이다. Fig. 3.2는 Center-to-Top 고속 터보 복호기의 복호과정에 대한 그림이다.

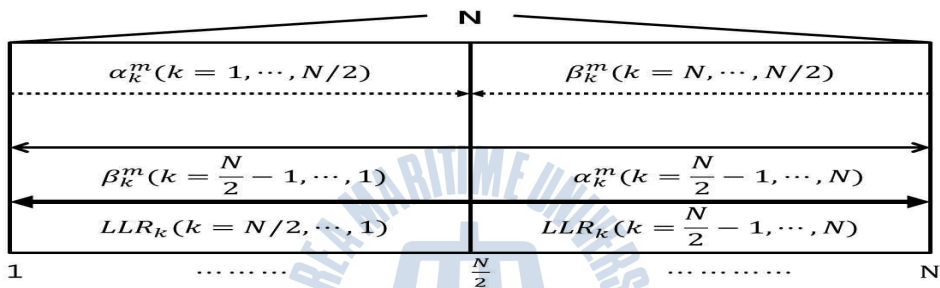


Figure 3.2 The decoding process of high speed turbo decoder using center-to-top

Fig. 3.2 에서 알 수 있듯이 순방향 상태 매트릭스와 역방향 매트릭스를 동시에 구한다음 메모리 절반 위치에 있을 때, 중간 지점부터 LLR을 구하면서 복호를 한다. 그러므로 복호시점이 역방향 상태 매트릭스를 모두 구한 다음 복호를 하는 기존의 방식과는 달리 복호 메모리의 절반 위치에서 복호를 하기 때문에 복호지연이 기존의 방식에 비해 1/2 감소한다.

3.3 Early-Stop 알고리즘

터보 복호기의 성능은 큰 인터리버 크기와 많은 반복횟수에 달려 있다. 그러나 어느 일정한 반복횟수가 지나면 오류율은 더 이상 개선되지 않는다. 이런 경우 더 이상의 반복은 의미가 없으며 이는 복호 속도만 저하시키는 결과를 초래한다. 본 연구에서는 채널 추정된 결과 및 적절한 알고리즘을 바탕으로 더

이상 반복하지 않고 반복을 중지하여야 한다. Table 3.1은 간략한 터보 복호 반복 알고리즘을 소개한다.

Table 3.1 The algorithm of early-stop

Early Stop Algorithm	내용
CRC Criterion	CRC 비트를 이용하여 반복 후 복호된 비트의 CRC 검사를 한 후 오류가 없으면 더 이상 반복하지 않고 종료하는 알고리즘이다.
SCR (Sign Change Rate)	복호기1 과 복호기 2의 복호된 비트의 부호를 체크하여 부호의 변화율이 낮으면 더 이상 반복을 하지 않는 알고리즘이다.
Hard-Decision-Aided Criterion(HDCA)	직렬로 연결한 두개의 복호기에 출력된 복호된 비트 값을 비교하여 오류 개수를 체크하여 더 이상 오류를 정정하지 않았으면 더 이상 반복하지 않고 종료하는 알고리즘이다.

3.4 병렬 복호기 알고리즘

터보 부호의 복호기는 복호화 알고리즘으로 MAP 알고리즘이나 SOVA 알고리즘을 이용하는 2개의 복호기가 직렬 모드로 연결 되어 반복적으로 정보들을 서로 교환하는 구조이다. Fig. 3.3(b)에서 알 수 있듯이 복호기의 가장 큰 문제점은 첫 번째 복호기(MAP1)에서 복호하고 난 뒤 두 번째 복호기에서 복호하는데 이를 병렬로 처리할 수 없다는 것이 가장 큰 단점이다. 터보 부호 등과 같이 연관성 입출력 값을 이용하여 직렬적으로 구성된 복호기 구조에서는 반복을 위해서 첫 번째 부호기에 해당하는 복호기를 이용하여 복호하고 난 뒤에 첫 번째 복호기에 나온 연관성 값을 이용하여 두 번째 복호기에서 데이터를 복호하고 이의 과정을 여러 번 반복하면서 성능을 향상시킨다. 따라서 두 번째 복호기는 항상 첫 번째 복호기가 복호를 하고 난 후에 그 값을 이용해야 하기 때문에 지연으로 인한 속도 저하를 가져올 수 있다. 터보 부호의 복호기를 병렬로 구성하여 속도를 고속화시키는 알고리즘이 최근에는 발표되고 있으나, 성능이 약간

감소하고 인터리버/역-인터리버로 인한 지연은 개선시킬 수가 없다는 단점이 있다.

직렬 모드 복호기가 하나의 출력 시퀀스 생성하는 반면 병렬 복호 알고리즘은 동시에 2개의 출력 시퀀스를 제공하는 형태이다. 일반적인 병렬 모드는 두 번째 복호기(MAP2)의 LLR값을 강판정하여 복호하는 형태지만 본 논문에서 제안하는 구조는 Fig. 3.3의 오른쪽(Parallel Sum)은 첫 번째 복호기(MAP1)와 두 번째 복호기(MAP2)에서 나온 연관정 값을 합해서 복호를 한다.

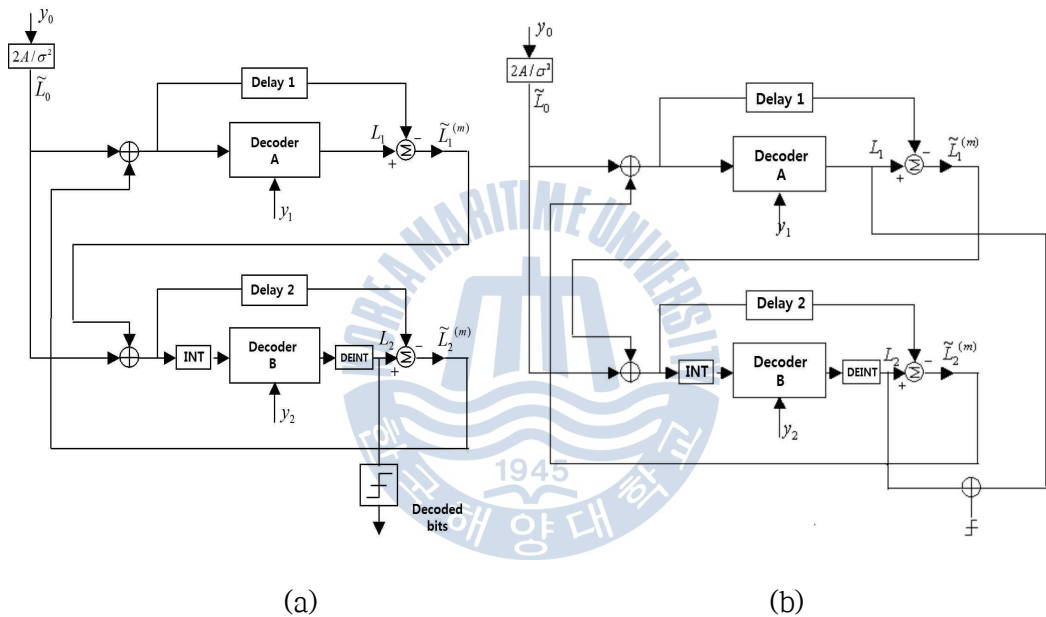


Figure 3.3 The structure of turbo decoder using parallel mode
 (a) general parallel, (b) Sum parallel

Table 3.2는 저전력 고속 터보 Pi 복호 알고리즘인 Radix-4, Center-to-Top, Early-Stop, 병렬 복호 알고리즘을 통한 저전력 속도 측면에서의 성능으로써 E_b/N_0 에서 요구되는 반복횟수에 따른 성능을 나타내었다. 평균 반복횟수 및 복호속도가 향상됨을 알 수가 있고 평균 전력 효율이 30% 향상되었다.

Table 3.2 The speed by E_b/N_0

Eb/No [dB]	Radix-2		Radix-4	
	평균반복횟수(회)	복호속도향상도(%)	평균반복횟수(회)	복호속도향상도(%)
1	6.54회	18.2%	6.21회	22.4%
1.5	4.34회	45.8%	4.31회	46.1%
2	2.80회	65.0%	2.83회	64.6%



제 4 장 SISO 수중채널에서 반복기반의 최적의 복호 구조

수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 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 확산과가 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. 시간에 따라 채널의 특성이 매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 다중 채널 환경인 수중 음향 통신에서 왜곡된 데이터를 복원하기 위하여 제 2장에서 제안된 최적의 채널 부호화 알고리즘인 터보 Pi 부호기만으로는 만족할만한 성능의 향상이 힘들다.

다중 채널로 인한 변화된 위상 오차 및 도플러 확산에 따른 오차를 등화기를 이용하여 보상하여 터보 Pi 복호를 통하여 성능을 향상 시켜야한다. 따라서 신뢰성이 있게 올바르게 복조하기 위해서는 위상 추정기와 적응 등화기를 적용하거나 채널 상태에 따라 등화 모드를 선택하는 등의 방법이 연구되고 있다. 이에 본 장에서는 채널 등화기법에 대한 연구와 함께 터보 Pi 부호와의 효율적인 연접 방법 및 성능의 향상을 위하여 등화기와 채널 복호기 사이에 반복적인 연산 과정을 통해 심벌 간 간섭을 크게 줄일 수 있는 터보 등화기에 대한 연구를 시뮬레이션 및 실제 해상 실험을 통하여 분석하고 국내 연안의 수중 환경에서 가장 효율적인 반복기반의 최적의 복호 구조를 제안한다.

4.1 채널 등화 기법

수중 통신에서는 다중 채널 환경의 특성과 도플러 확산 및 심벌간의 간섭으로 인하여 원활한 통신이 이루어지기 힘들다. 따라서 이러한 오류 값들을 보상하는 등화 기법을 적용하여 성능을 향상 시킬 수 있다. 또한 채널의 특성이 고정되어 있지 않고 시·공간적 변동성을 가지기 때문에 적응 등화기가 사용되어야 한다. 이러한 적응 등화기의 구조는 선형 등화기와 비선형 등화기로 구분할 수 있다. 선형 등화기는 구현이 간단하지만 멀티 패스의 간격이 긴 수중 통신에서는 많은 탭 수가 필요하고 오차의 수렴 속도도 비선형 등화기에 비해 느리다는 단점을 가지고 있다. 비선형 등화기인 결정 궤환 등화기는 열악한 환경에서도 빠르게 오차를 추정하고 요구하는 탭 수가 적은 장점을 가지고 있다. 결정 궤환 등화기(DFE : Decision Feedback Equalizer)를 위한 적응 기법으로는 최소 평균 제곱(LMS : Least Mean Square) 알고리즘과 함께 순환 최소 제곱(RLS : Recursive Least Square) 알고리즘이 사용된다. LSM 방법은 구현하기가 매우 쉽고 계산량이 적은 장점을 가지지만 RLS 에 비하여 수렴 속도가 느리다는 장점을 가진다. RLS 방법은 수렴 속도는 빠르지만 LSM 방법에 비하여 계산량의 증가로 인하여 처리 속도가 느리다는 단점이 있다. 수중에서는 저전력으로 통신을 요구하기 때문에 계산량이 적은 LMS 알고리즘을 적용한 결정 궤환 등화기가 적합하다.

일반적으로 LMS 알고리즘은 송수신간의 서로 알고 있는 데이터인 프리앰블 구간의 훈련 신호열(Training Sequence)을 이용한다. 이 훈련 신호열 신호는 길이가 비교적 길고 전 대역에 걸쳐 균일한 스펙트럼을 가진다. 훈련 신호열을 채널의 특성과 등화기의 탭의 계수를 최적에 가깝도록 조정하는데 이용하여 실제 데이터를 전송할 때 다중 채널로 인한 왜곡을 줄일 수 있다. LMS 알고리즘을 용한 등화기의 계수 값을 정하는 것은 다음과 같다.

먼저 알고 있는 훈련 신호열과 다중 채널 통과 후의 수신 신호를 각각 $x(n), y(n)$, 이라 하면 수신 신호는 다음과 같다.

$$y(n) = \sum_{l=0}^L h(n)x(n-l) \quad (4.1)$$

$h(n)$ 은 채널 전달 함수 이고, L 은 탭의 개수이다. 식 (4.1)에서 잡음 신호를 무시할 수 있는 훈련 신호열을 이용하면 등화기의 출력 $z(n)$ 은 다음과 같다.

$$z(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \omega_l y(n-l) \quad (4.2)$$

ω_l 은 각 탭의 계수 값을 나타낸다. 식 (4.2)를 벡터로 나타내면

$$z(n) = \bar{\omega}^T \cdot \bar{y}(n) \quad (4.3)$$

으로 나타낼 수 있다. 추정되어진 등화기의 출력 값인 $z(n)$ 과 알고 있는 훈련 신호열 $x(n)$ 을 이용 하여 다음 식 (4.4)와 같이 오차를 추정한다.

$$e(n) = x(n) - z(n) = x(n) - \bar{\omega}^T \cdot \bar{y}(n) \quad (4.4)$$

식 (4.4)의 오차의 제곱이 최소화 되도록 등화기의 각 탭의 계수 값인 ω_l 를 업데이트한다. 최종적으로 등화기의 계수를 업데이트하는 식은 다음과 같다.

$$\bar{\omega}(n+1) = \bar{\omega}(n) + \mu \bar{y}(n)e(n) \quad (4.5)$$

μ 는 오차의 수렴을 위한 임의의 작은 실수 값이다. 식 (4.3)~(4.5)의 과정을 반복하여 등화기 필터의 탭 계수 값들을 최적에 가깝도록 조정한다.

LMS를 이용한 DFE 등화기는 피드 포워드 필터와 함께 피드 백워드 필터를 사용한다. LMS-DFE 등화기는 채널 전달 함수의 에러를 최소화 하는 최적의 탭

계수를 LMS 알고리즘과 훈련 신호열을 사용하여 훈련 모드에서 채널을 추정 한 후, 등화기의 탭 계수를 채널 특성에 맞게 최적화하고, 입력 데이터가 들어오면 결정 지향(DD : Decision Direct) 모드로 변환하여 데이터를 이용해 채널을 추정 하고 등화과정을 반복한다. 이러한 채널 추정 과정은 다음 훈련열 신호가 들어 오기까지 반복된다.

LMS-DFE 등화기는 수렴율이 낮고 빠른 시변 채널에서 수렴 속도가 매우 느 리다는 단점이 있는 반면에 간단한 계산으로 steepest descent에 대한 근사값을 쉽게 구할 수 있으며 하드웨어 구현이 용이하며 저전력으로 구성할 수 있다. 또한 추정된 계수 값이 고정되어 채널의 상태가 변하면 정확한 오차를 보상하 기 힘든 선형 등화기와는 다르게 결정 지향 모드에서 데이터를 이용하여 계속 하여 채널을 추정함으로써 채널의 상태가 시간에 따라 자주 변하는 다중 채널 환경의 수중통신에 적합하다. Fig. 4.1은 LMS-DFE의 구조를 나타낸다[34].

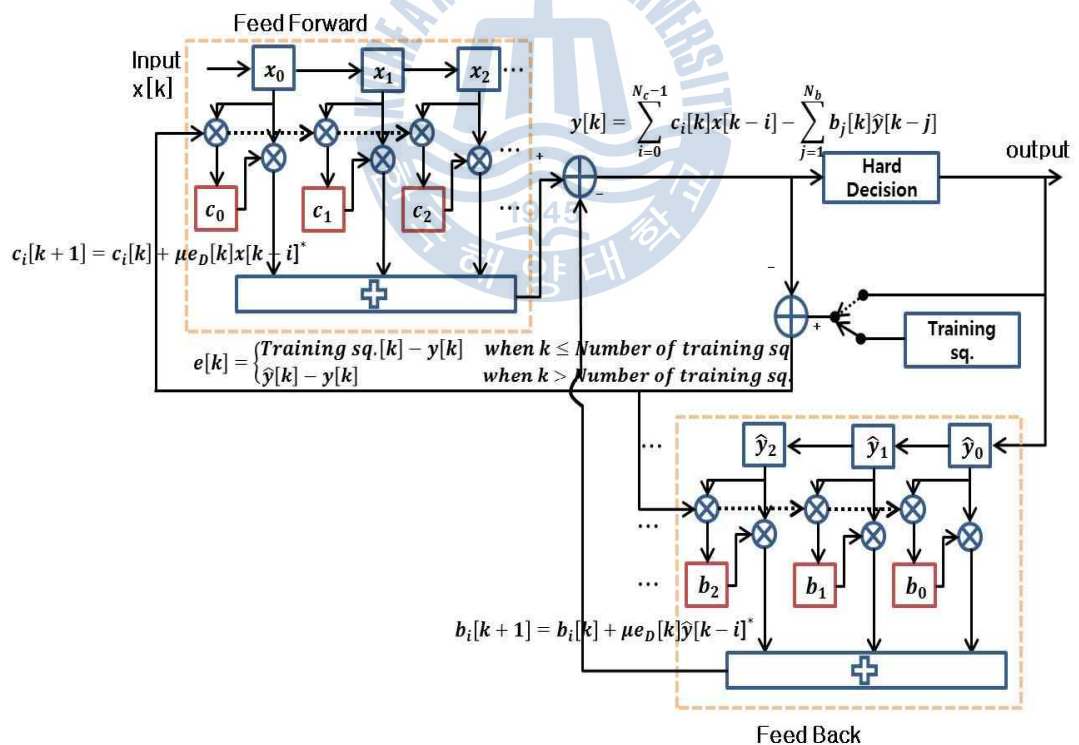


Figure 4.1 The structure of LMS-DFE

$x[k]$ 는 k 시점에서의 등화기 입력 값이면, k 시점에서의 등화기 출력 값 $y[k]$ 는 식 (4.6) 과 같다.

$$y[k] = \sum_{i=0}^{N_b-1} C_i[k]x[k-i] - \sum_{j=1}^{N_a} b_j[k]\hat{y}[k-j] \quad (4.6)$$

$c_i[k](i=0,1,\dots,N_{c-1})$ 는 k 시점에서의 피드 포워드 등화기의 탭 계수이며 $\hat{y}[k]$ 는 정상도 상에서 에 가장 가까운 점들인 slicer 출력 값이다.

LMS 알고리즘을 이용한 피드 포워드와 피드 백워드 필터 탭을 업데이트하는 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} c_i[k+1] &= c_i[k] - \mu e_D[k]x[k-i] \\ b_j[k+1] &= b_j[k] + \mu e_D[k]\hat{y}[k-j] \end{aligned} \quad (4.7)$$

여기서 μ 는 오차의 수렴을 위한 임의의 작은 실수 값이고 $e_D = y[k] - \hat{y}[k]$ 는 DD 에러이다.

블라인드 모드에서 LMS 알고리즘을 이용하여 각각의 필터 탭 계수는 아래 식을 통해 업데이트 된다.

$$\begin{aligned} c_i[k+1] &= c_i[k] - \mu f[k]e_D[k]x[k-i] \\ b_j[k+1] &= b_j[k] + \mu f[k]e_D[k]\hat{y}[k-j] \end{aligned} \quad (4.8)$$

$f[k]$ 는 아래 식으로 정의 된다.

$$f[k] = \begin{cases} 1 & \text{if } \text{sgn}\{e_D[k]\} = \text{sgn}\{e_s[k]\} \\ 0 & \text{if } \text{sgn}\{e_D[k]\} \neq \text{sgn}\{e_s[k]\} \end{cases} \quad (4.9)$$

$sgn\{\cdot\}$ 은 아래와 같이 정의되는 시그넘 함수이다.

$$sgn\{x\} = \begin{cases} -1 & \text{when } x < 0 \\ 0 & \text{when } x = 0 \\ +1 & \text{when } x > 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

$e_s[k]$ 는 아래와 같은 Sato 에러이다.

$$e_s[k] = y[k] - \gamma sgn\{y[k]\} \quad (4.11)$$

여기서 γ 는 식 (4.12)로 정의되는 상수 값이다.

$$\gamma = \frac{E[|a[k]|^2]}{E[|a[k]|]} \quad (4.12)$$

4.2 반복 기반의 터보 등화기 제안

일반적인 통신 시스템에서는 LMS-DFE 등화기와 채널 부호화 기법을 서로 별개로 적용하여 성능 개선에도 한계가 있다. 따라서 수신단에서 등화기와 채널 복호기 사이에 반복적인 연산 과정을 통해 ISI를 크게 줄일 수 있는 터보 등화기에 대한 연구가 이루어져 왔으며, 최근에는 다중 채널 환경을 가지는 수중 음향 통신에도 적용되고 있다. Oberg 등은 선형 등화기와 터보 복호화를 이용하여 4-QAM 변복조로 전송하여 평균 2.88 [kbps]의 전송율을 얻었으며, Choi 등은 직접 적응형 터보 등화기와 선형 MMSE 터보 등화기를 MIMO 시스템에 적용하여 성능을 비교하였다. 또한 Otnes 등은 수심 10 [m], 송수신기 사이 거리가 85 [m]인 경우 약 한 달간 실제 데이터를 수집하여 성능을 분석하였다. 하지만 국내의 경우 수중에 위치한 센서 간의 거리에 따른 상관 특성이 제시되었으나 아직 실제 해양환경에서 실험적인 방법으로 획득한 실측데이터를 이용하여 수중 다중 채널 환경에 적합한 터보 등화기를 적용한 연구 사례는 부족한 실정이다.

터보 등화기는 기존의 등화기보다 좋은 성능을 보이지만 원래 MAP 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 LMS-DFE 등화기를 갖는 터보 등화기를 제안한다. Fig. 4.2는 LMS-DFE 등화기와 터보 Pi 채널 부호기를 연결하여 서로간의 반복적인 연산을 통하여 성능을 개선하는 반복 기반의 터보 등화기 구조를 나타낸다.

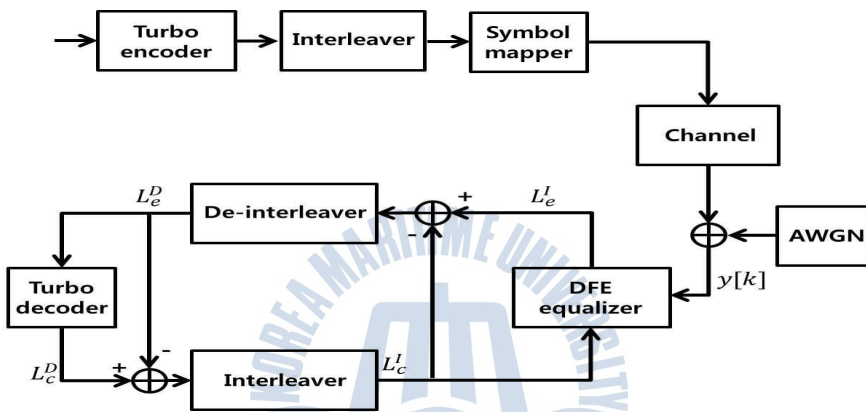


Figure 4.2 The structure of turbo equalizer based on iteration

데이터는 터보 Pi 채널 부호화를 거치고 난 뒤 인터리버, 심벌 매핑 후 변조기를 통과한다. 전송된 심벌은 채널을 통과한 후 백색 가우시안 잡음이 더해진다. 수신된 심벌은 먼저 PLL(Phase Locked Loop)을 거쳐서 위상추적을 하여 터보 등화기로 입력된다. 수신단의 터보 등화기는 등화기와 터보 Pi 복호기로 구성되어 있으며, 등화기와 복호기는 인터리버와 역-인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신한다. 인터리버는 송신측에서 한 개 블록 크기의 부호기 출력 값을 재배치시키고, 역-인터리버는 인터리버의 역 과정을 거쳐 송신신호를 복원한다. 복호기에서 출력한 피드백 정보는 다시 인터리빙 과정을 거쳐 정정된 신호를 등화기에 재입력한다. 이러한 인터리빙 과정은 다중 채널 환경에서 수신된 신호의 밀집된 오류를 분산 시키는 역할을 하게 되어 성능을 향상 시킨다. 수신된 신호는 기저대역으로 변환한 후 L_c^I 는 LMS-DFE의 출력

값으로 수신 신호로부터 등화기에서 추정되어진 외부입력 값이다. L_e^D 값은 결정 LMS-DFE의 출력 값 L_e^I 와 L_e^J 의 차를 디인터리빙하여 계산되어져 터보 Pi 복호기로 입력되어 진다. 터보 Pi 복호기에서 추정되어진 외부입력 값 L_e^D 은 식 (4.13)과 같이 구할 수 있다.

$$L_e^D = \log \frac{P(x=+1)}{P(x=-1)} \quad (4.13)$$

외부입력 값 L_e^D 는 터보 복호기의 출력 값으로써 사후 확률 값을 계산하여 0 또는 1의 오류 값을 보정할 수 있는 값이다. 이러한 L_e^D 와 L_e^J 의 차이 값을 다시 인터리빙 하여 L_e^I 를 계산하여 LMS-DFE 등화기에 입력된다. L_e^I 를 업데이트 하여 오류 값을 보정하는 방법을 취하게 되는데, 반복횟수가 늘어남에 따라 업데이트 하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER 성능이 향상된다.

4.3 제안된 반복 기반 터보 등화기의 최적 파라메타 설정

다중 채널 환경을 가지는 수중 음향 통신에서는 긴 멀티 패스로 인하여 심별간의 간섭이 매우 크게 일어난다. 이러한 심별간의 간섭은 수신된 신호의 초기보다는 후반으로 갈수록 심하게 일어나는 것을 알 수 있다. 따라서 긴 데이터 스트림을 전송하는 것은 성능의 열화를 가져온다. 수신단에서의 신뢰성을 향상시키기 위해서 송신단에서는 ISI, 다중경로 페이딩, 시간 지연 등 여러 특성을 고려한 채널 부호화 방식과 결합된 효율적인 패킷 설계가 매우 중요하다. 또한 반복 복호를 기반으로 하는 터보 등화기에서의 최적의 파라메타 설정이 필요하다.

본 절에서는 실제 해상 실험을 위한 효율적인 패킷 설계 구조 및 시뮬레이션을 통한 반복 기반의 터보 등화기의 성능 분석과 함께 동해상의 실측 데이터를 이용하여 터보 등화기의 적용 가능성을 분석하였다.

4.3.1 위상 오차에 따른 최적의 패킷 구조 제시

수중 음향 통신을 위하여 제안하는 효율적인 패킷 구조는 그림4.3과 같다. 실험을 위해 원신호는 56000 비트의 이미지 신호를 이용하였다. 터보 Pi 부호화 과정에서 입력 비트수(K)가 984 비트이기 때문에 부호화율이 1/3인 터보 부호에서 부호화된 비트수는 2952비트이기 때문에 마지막 부분에 dummy 데이터를 삽입하였다. 터보 부호화 과정을 거친 후, 패킷 구성을 할 때, 패킷 내, 데이터 부분을 일정한 길이로 분할 할 때, preamble 부분에는 패킷 구성 시 패킷의 시작점을 알리는 LFM(Linear Frequency Modulation)과 일정한 길이의 silence 구간, 동기를 획득하기 위해 sync 신호를 삽입하고 이는 128 심볼의 PN(Pseudo Noise) 코드를 삽입하였다. Preamble 데이터 부분에는 수중 통신의 다중 경로로 인한 위상 왜곡을 보상하기 위해 80 비트의 “11111....1” 을 삽입하였다.

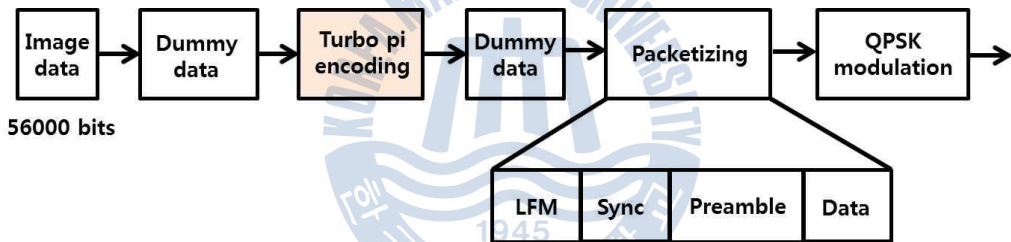


Figure 4.3 The structure of packet

수신단에서는 송신단의 역 과정으로 QPSK 변조된 신호가 수중 채널에서 다중경로로 반사되어 들어오는 과정에서 위상 및 주파수 오프셋이 발생하는데, 이를 보정해 주는 복조기가 필요하다. 복조부에서 위상 추정기로는 DD-CPR(Decision Directed-Carrier Phase Recovery) 알고리즘을 이용하였다 [35]. DD-CPR 알고리즘의 구조는 Fig. 4.4와 같다.

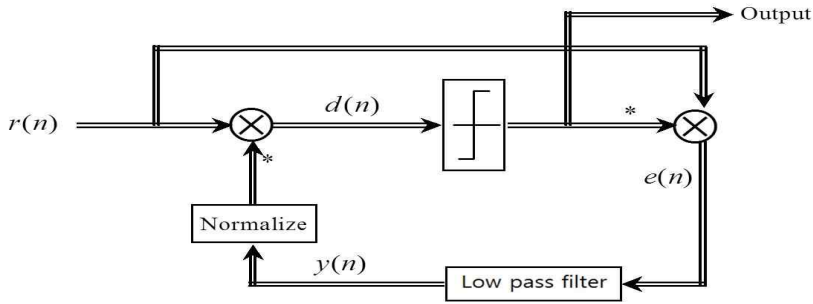


Figure 4.4 The structure of DD-CPR

f 은 적분기를 통한 강관정을 나타내고, *은 복소수의 conjugate를 나타낸다. 일반적인 QPSK 수신 신호는 식 (4.14)와 같이 표현할 수 있다.

$$r(n) = (a_n + jb_n) \times e^{-j\theta} + \eta(n) \quad (4.14)$$

여기서 a_n, b_n 은 각각 I 채널, Q 채널의 데이터 열 ($\in \{1, -1\}$)이고, $e^{-j\theta}$ 는 채널상에서 부가된 잡음이고, $\eta(n)$ 은 가우시안 잡음이다. 채널상에서 부가된 잡음을 제거하기 위하여 LPF(Low Pass Filter)에서 출력되는 보정된 위상 잡음 신호를 Normalize하고 conjugate하여, 그 신호 $e^{j\hat{\theta}}$ 를 곱하면 식 (4.15)와 같다.

$$d(n) = \{(a_n + jb_n) \times e^{-j\theta} + \eta(n)\} \times e^{j\hat{\theta}} \quad (4.15)$$

식 (4.15)의 신호를 decision이 항상 정확하다고 가정하면, $e(n)$ 은 식 (4.16)과 같다.

$$e(n) = \{(a_n + jb_n) \times e^{-j\theta} + \eta(n)\} \times (a_n - jb_n) \quad (4.16)$$

비트 에너지와 잡음의 비율인 E_b/N_0 를 높게 주면 가우시안 잡음은 거의 무시할 수 있으므로, 해석을 용이하게 할 수 있다. 그러므로 용이한 해석을 위해서 $\eta(n)$ 을 무시하면, 식 (4.16)은 식 (4.17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$e(n) = \sqrt{(a_n^2 + jb_n^2)} \times e^{-j\theta} \quad (4.17)$$

식 (4.17)에서 얻은 잡음 신호의 진폭을 무시하고 AR(Auto-Regressive) LPF에 입력하면 식 (4.18)을 만족한다.

$$y(n) = \beta \times y(n-1) + (1-\beta) \times e^{-j\theta} \quad (4.18)$$

여기서 β 는 LPF의 파라미터이고 1보다 작은 값을 가진다.

Fig. 4.5와 같은 환경에서 실제 해상실험을 수행하였다. 송신기로는 ITC-1001을 사용하였고 수신기로는 8103을 사용하였다. 실험은 강원도 동해시 인근 해상에서 수행되었다. 실험 시기는 2010년 10월말로 해상상태는 파도가 소량 있었으며 송수신기 사이의 거리는 최대 500 [m]로 하였다. 배는 표류를 하였기 때문에 해류의 영향으로 송수신기 거리에 오차가 발생한다. 이렇게 오차가 발생하면 신호가 가까워지거나 멀어지기 때문에 신호가 늘어나거나 줄어드는 현상이 생기게 된다. 그리고 송신기는 수면 아래 40 [m], 수신기는 100 [m] 아래 위치하였다. 반송파 주파수와 샘플링 주파수는 각각 16 [kHz] 및 96 [kHz]로 하였으며, 전송율은 1 [kbps], 4 [kbps]로 하였다.

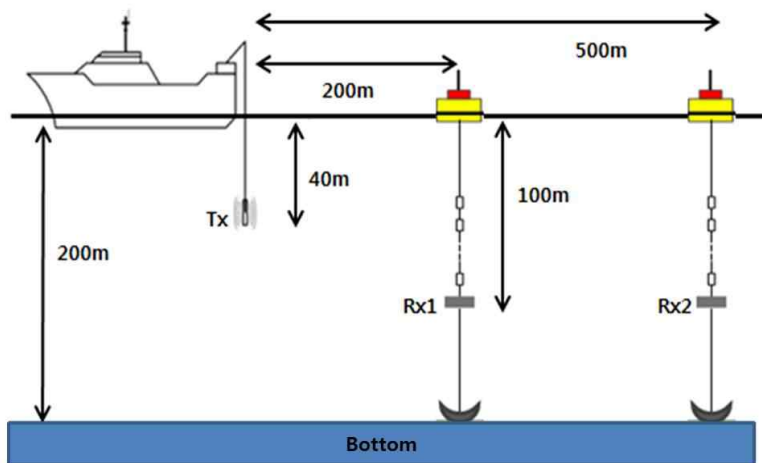


Figure 4.5 Environment of oceanic experimentation

Fig. 4.6에는 실험 해역에서 측정된 채널 전달 특성을 나타낸 것으로 5분 동안 채널의 전달 지연 특성을 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 모델링한 것으로 다중 경로에 따른 영향을 받는 것을 확인할 수 있다. 이는 해수면에 반사되어지는 반사파 그리고 바닥에서 반사되어 들어오는 신호들이 있다는 것을 의미한다. 200 [m]와 500 [m]를 측정된 결과 500 [m]의 다중경로가 많음을 알 수 있으며, 이는 성능에 영향을 줄 수 있는 dominant 한 경로만을 추출하였다.

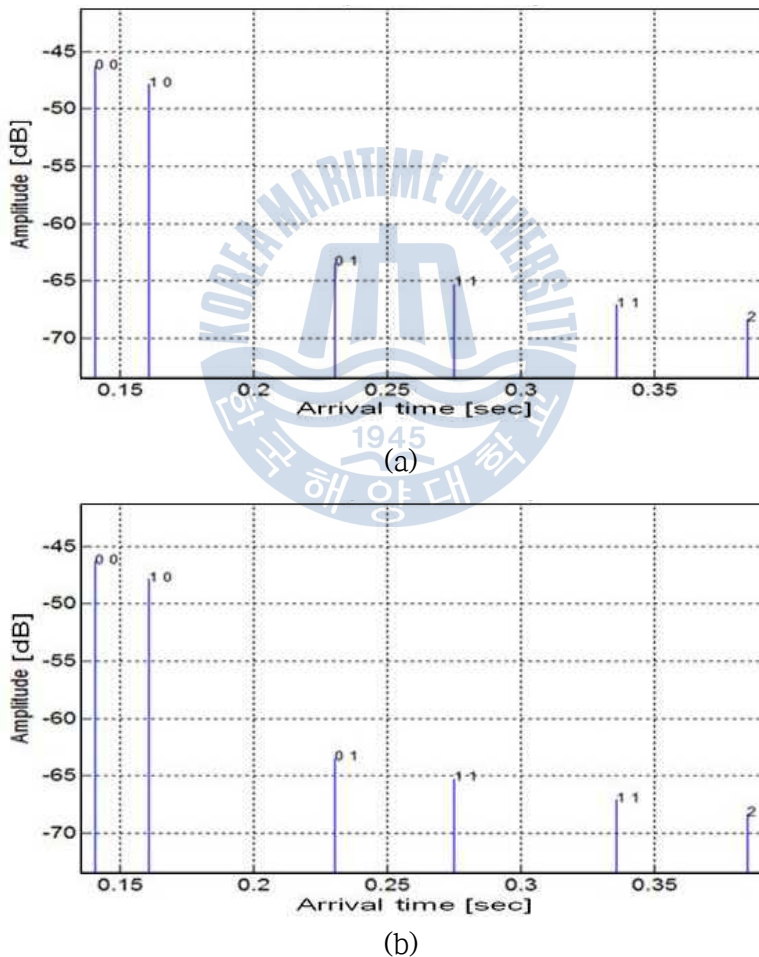


Figure 4.6 The delay profile in the distance of 200 [m] and 500 [m]
 (a) 200 [m] delay profile, (b) 500 [m] delay profile

데이터 속도는 1 [kbps], 4 [kbps], 중심 주파수는 16 [kHz], 샘플링 주파수는 6배인 96 [kHz]를 적용하였다. 터보 Pi 부호화 방식은 K=984, N=2952 인 부호화를 1/3을 적용하였으며, 변조 방식은 QPSK 변조 방식을 적용하였다.

실제 해상에서 최종 수신된 신호의 형태는 Fig. 4.7과 같다. 처음 수신된 신호는 LFM이며, 이는 패킷의 시작점을 알리는 신호이며, 두 번째 수신되는 sync 데이터는 수신되는 신호의 정확한 타이밍을 잡기 위해 사용되었으며, preamble 데이터 부분에서 수신신호의 위상 오차를 DD-CPR 알고리즘을 이용하여 보상하여 추정된 위상을 데이터 영역에 적용시킨다.



Figure 4.7 The formation of received signal

Fig. 4.8은 채널 부호화 방식의 효과를 증명하기 위해 거리 500 [m]에서 4 [kbps]신호를 갖은 원신호를 QPSK 변조 후 수신단에서 복조된 결과와 터보 Pi 부호화 기법을 적용한 결과를 비교한 그림이다. Fig. 4.8(a)는 해상 실험에서 적용된 56000 비트의 원신호이며, 4.8(b)는 터보 Pi 부호화 기법을 적용시키지 않은 수신된 신호이며, (c)는 터보 Pi 부호화 방식을 적용시킨 결과이다. 터보 Pi 적용시, 복조부에서 어느 정도 위상 추정을 하면 오류를 정정 할 수 있음을 알 수 있으며, (c) 그림의 아랫부분이 복호 되지 않은 이유는 패킷 설계에서 데이터를 더 분할하여 나누어 줘야 한다는 의미이다.

따라서 Fig. 4.8을 토대로 preamble 80 심볼 기준으로 Fig. 4.3의 패킷 구성에서 데이터 부분을 몇 심볼로 할당해야만 오류가 거의 0인 QEF(quasi error free) 영역에 도달하는지에 대해 Table 4.1에 나타내었다. Table 4.1은 LFM, sync, preamble 데이터의 개수를 그대로 유지하면서 터보 Pi 부호화된 데이터의 개수를 줄여 가면서 1 [kbps] 와 4 [kbps] 데이터 속도에서 200 [m]와 500 [m]의 송수신 거리에서 QEF 가 되는 최적의 데이터 심볼 수를 나타내었다. Table 4.1에서 Ne는 오류 개수를 의미한다. 데이터 영역에 4000 심볼 (8000 비

트)일 경우에는 수신 신호 오류는 거의 절반인 3968 비트가 발생하였으나, DD-CPR 방식을 이용한 위상 동기 알고리즘 적용시, 거의 1/12 인 272 비트의 오류가 발생하였다. 터보 Pi 복호 후에는 오류를 모두 정정함을 알 수 있다. 따라서 위상동기 알고리즘의 적용이 매우 중요함을 알 수 있으며, 위상동기 알고리즘에서 어느 정도 위상 오프셋을 추정하면 터보 Pi 복호기는 QEF 영역으로 오류를 정정할 수 있음을 알 수 있다. 따라서 1 [kbps], 200 [m]를 기준으로 볼 때, 거리가 두 배로 늘어남에 따라 데이터 부분도 1/2로 줄어들어야 함을 알 수 있다. 데이터 속도는 4배가 차이가 나지만 1/4로 줄어들지 않는 점으로 볼 때, 패킷 설계의 데이터 부분은 거리에 더 많은 영향을 받음을 알 수 있다.

Table 4.1 The Optimal data length in the region of QEF

Bit rate & Distance	No. Data [sym.]	Ne for Decision [bit]	Ne for DD loop [bit]	Ne for Decoder
1 [kbps], 200 [m]	4000	3968	272	0 (Error free)
4 [kbps], 200 [m]	1900	1139	146	0 (Error free)
1 [kbps], 500 [m]	2500	2189	125	0 (Error free)

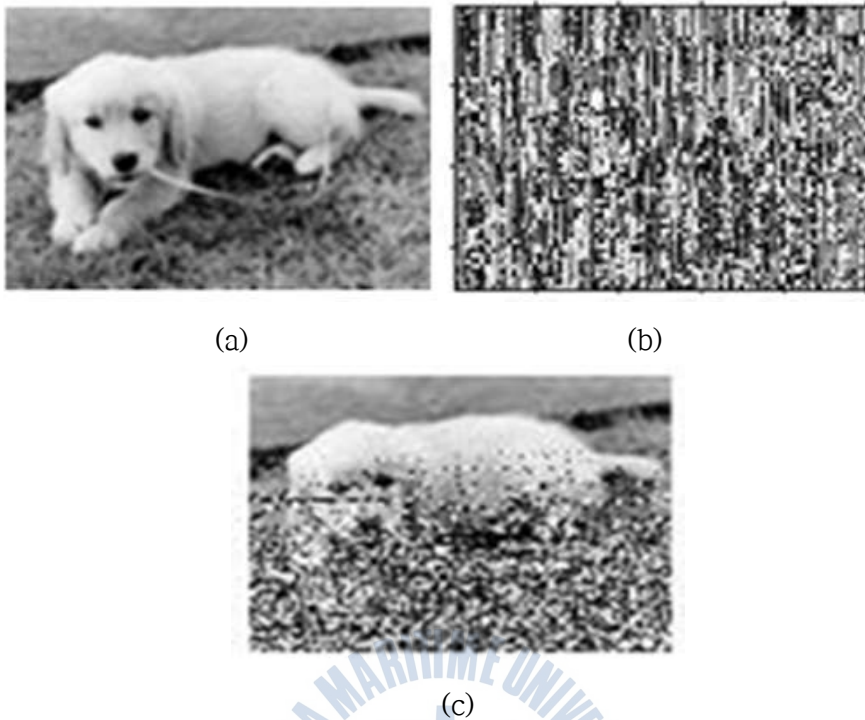


Figure 4.8 The comparison of received image for the case of applying Turbo Pi scheme

(a) Transmission signal, (b) Received signal, (c) Decoded signal

4.3.2 최적의 반복 횟수 분석

다중 채널 특성을 가지는 수중 통신에서 터보 등화기를 이용하여 성능을 향상시키고자 LMS-DFE 등화기와 터보 Pi 부호기 간의 반복 복호 횟수에 따른 성능 분석이 필요하다. 성능 분석을 위해 먼저 음속 분포를 측정하였다. 이는 2011년 6월 강원도 동해시 인근 해역에서 XBT(eXpendable Bathy Thermograph)를 이용하여 측정하였으며, 이를 Fig. 4.9에 나타내었다. 이 그림은 실험 당일 오전 9시경부터 오후 5시경까지 음속분포의 변화를 보여준다. 실험 해역의 수심은 약 200 [m] 이었으며, 그림으로부터 실험 당시 수심 약 40~50 [m]까지 혼합 층이 형성되어 있었으며, 그 아래는 거의 일정한 음속을 나타내는 특성이 보인다.

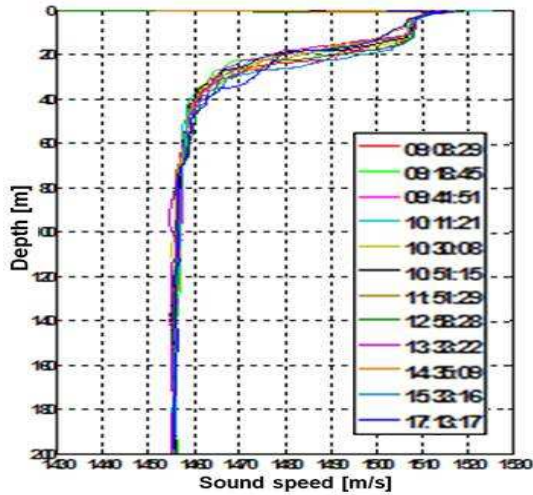


Figure 4.9 Measured sound velocity profile

실험에 사용된 음원의 중심주파수는 6 [kHz] 이고, 대역폭이 4 [kHz] 인 대역 통과필터를 적용하였다. 송신기는 수심 100 [m]에 위치하였으며, 수신기는 수심 약 200 [m] 해저 바닥 근처에 배치하였다. 수신 하이드로폰으로 Reson사의 TC-4032 모델을 사용하였고, 수신된 신호는 60 [kHz]의 샘플링율을 갖고 데이터를 직접 저장하였다. 음원과 수신기 사이의 거리는 약 5 [km] 이었으며, Fig. 4.10에 해상실험 모식도를 나타내었다.

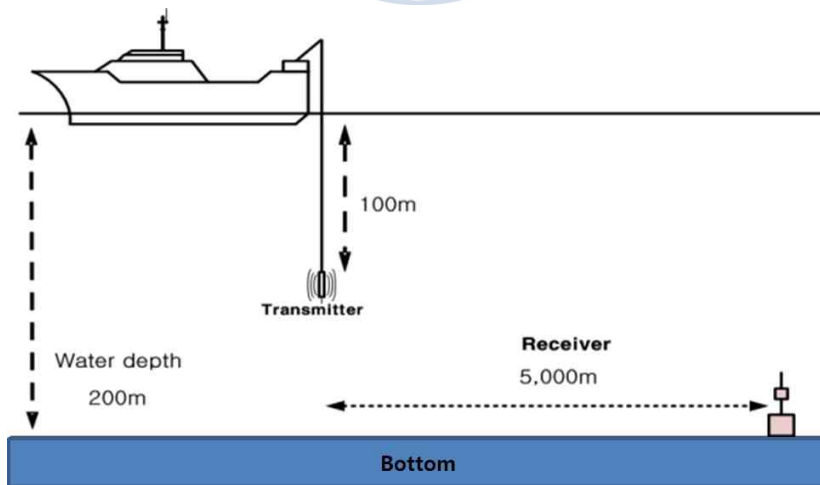


Figure 4.10 Experimental setup for sea trials

채널 임펄스 응답은 송신신호가 수신기에 도달할 때까지의 정보를 나타낸다. 이러한 채널 임펄스 응답을 통하여 송수신기 위치에 따른 시·공간적인 채널 응답특성과 채널에서의 송신시간에 대한 도달 시간의 시변동성을 확인할 수 있다. 이에 통신 실험에 앞서 변조 범위 4 [kHz]에서 8 [kHz]를 가지는 LFM신호를 이용하여 채널 응답 특성을 추정하였으며, 이를 Table 4.2에 나타내었다. Fig. 4.11는 LFM신호를 이용하여 얻은 채널응답특성으로써 시간에 따른 변동 특성을 보이는 5개 정도의 큰 반사특성 들을 보여준다.

Table 4.2 The signal formation of LFM

Length of signal	300 [sec]
Length of frame	0.1 [sec]
Interval of frame	0.5 [sec]
Bandwidth	4 ~ 8 [kHz]

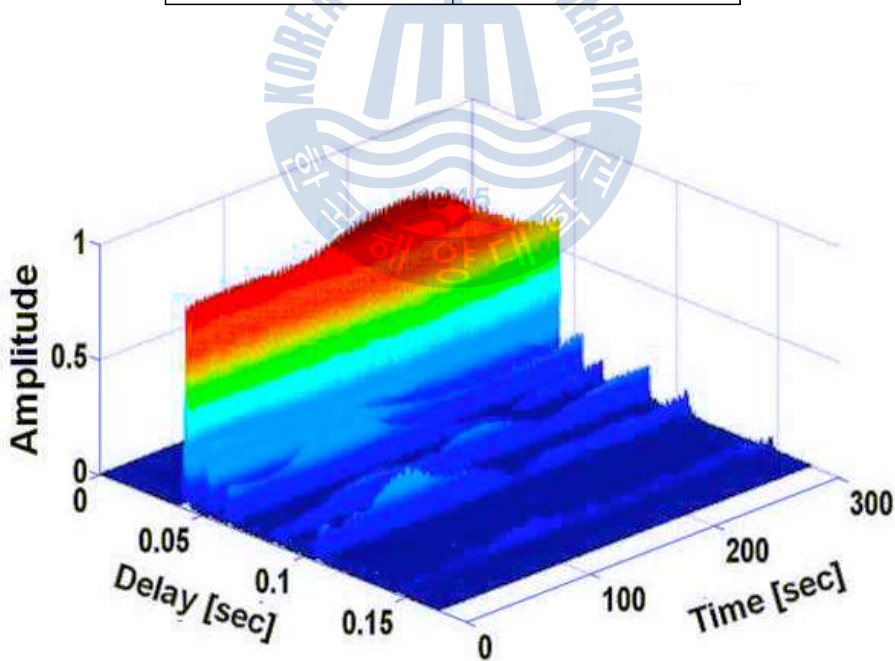


Figure 4.11 Measured channel time-delay profile

실험에서 전송한 데이터 신호는 6 [kHz]의 반송파에 QPSK 변조신호이고, 1 [kbps]의 데이터 전송률을 갖도록 하였다. Raised cosine 필터의 roll-off 지수는 0.35로 하였다. 수신된 신호를 처리할 경우 특정 신호 대 잡음비에서의 BER 값만 얻을 수 있으므로 전반적인 BER 곡선을 구하기 위해 송신 신호가 없는 시간대에 잡음만을 측정하여 신호 대 잡음비를 조절하였다. 터보 등화기의 성능을 고찰하기 위하여 수신된 신호는 반송파를 제거한 후 정합필터를 통과하여 기저대역으로 변환된다. 이어서 프리앰블 구간의 PN 신호를 이용한 패킷 동기화 과정을 거치고, 2차 PLL에 기반 한 위상 추적 및 터보 등화기 등을 적용하여 데이터를 검출하였다. 등화기의 초기 적응 과정 역시 프리앰블 구간에서 이루어진다. 전송 프레임의 총 심벌 수는 1576개, 프리앰블은 200개의 심벌을 사용하였다. 등화기는 LMS 알고리즘을 이용하여 시간에 따라 변화하는 채널의 전달특성을 보상하였다. LMS-DFE에서 사용되어진 피드 포워드/피드 백워드 탭 수는 각각 14탭으로 고정하였고, LMS-DFE의 μ 값은 0.001을 사용하였다. 실험에서 사용한 터보 부호화기는 K = 984 비트, 부호화율 1/3을 가지는 터보 Pi 부호화기를 사용하였다. 실험에 계산되어진 E_b/N_0 는 수신단을 기준으로 하며, 별도로 수집한 잡음의 레벨을 조절하여 E_b/N_0 값을 조정하였다. Fig. 4.12는 송신 및 수신된 신호의 파형을 나타낸다.

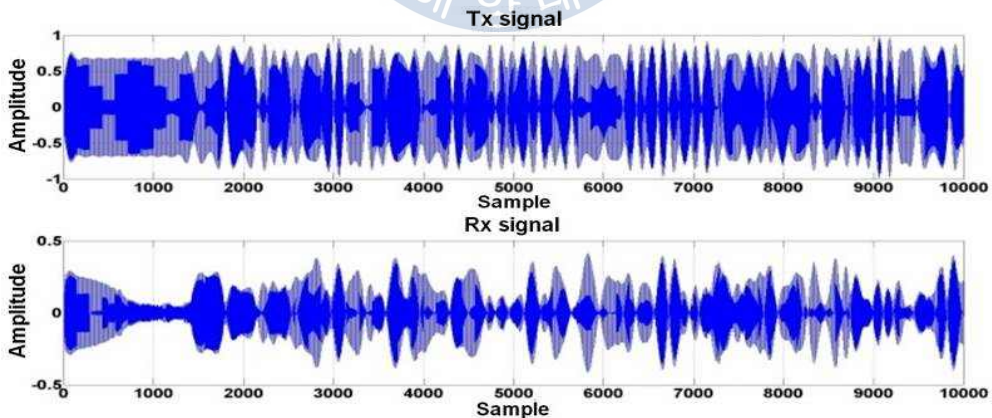


Figure 4.12 The transmission and received signal at actual survey

Fig. 4.13은 $E_b/N_0 = 10dB$ 에서의 수신 신호, 반복 복호가 없는 경우 및 1~2 회 반복 복호가 이루어진 후의 성상도들을 보여준다. 그림 4.13(b)에서는 터보 등화기의 반복이 없을 때에는 수신 신호의 파형이 넓게 퍼져있는 것을 알 수 있다. 하지만 그림 4.13(c), (d)에서 터보 등화기의 반복을 수행함에 따라 수신 신호의 파형이 원래의 QPSK 성상점으로 신호가 점점 모여드는 것을 알 수 있다.

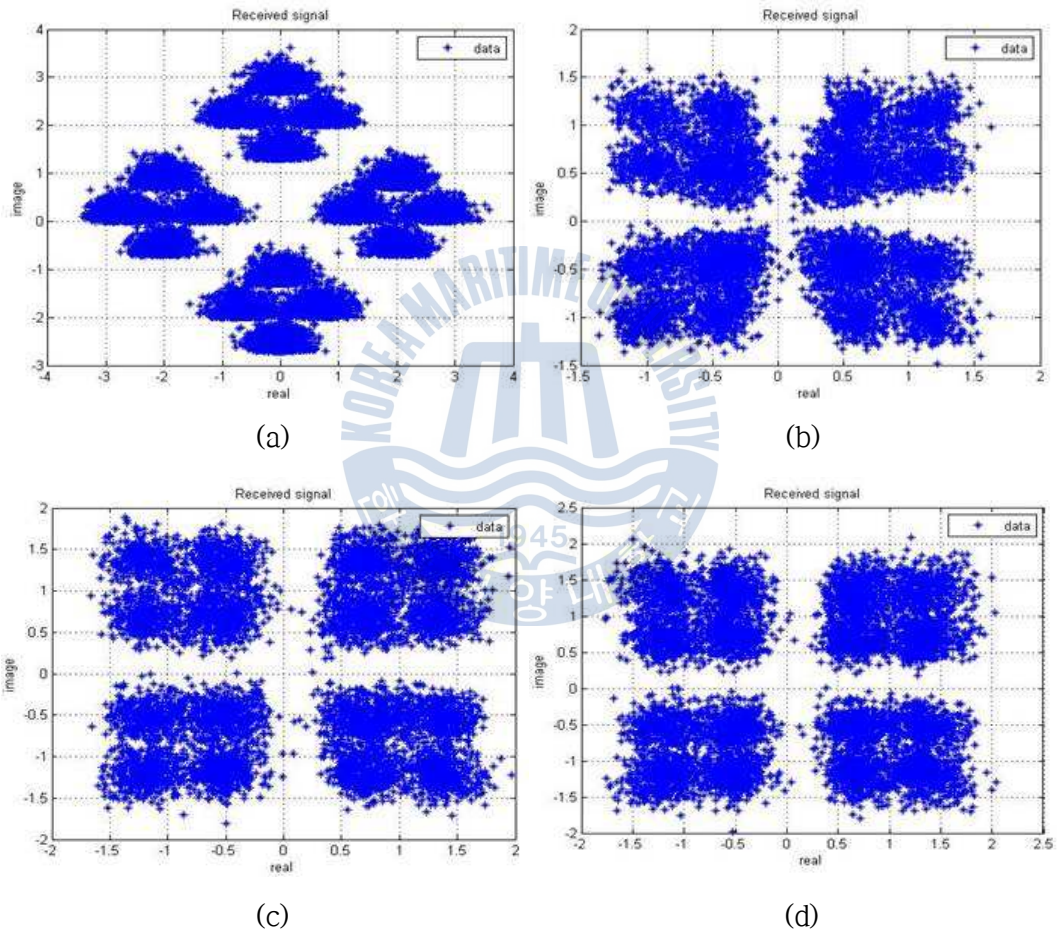


Figure 4.13 Constellations

(a) Received signal, (b) Iteration = 0, (c) Iteration = 1, (d) Iteration = 2

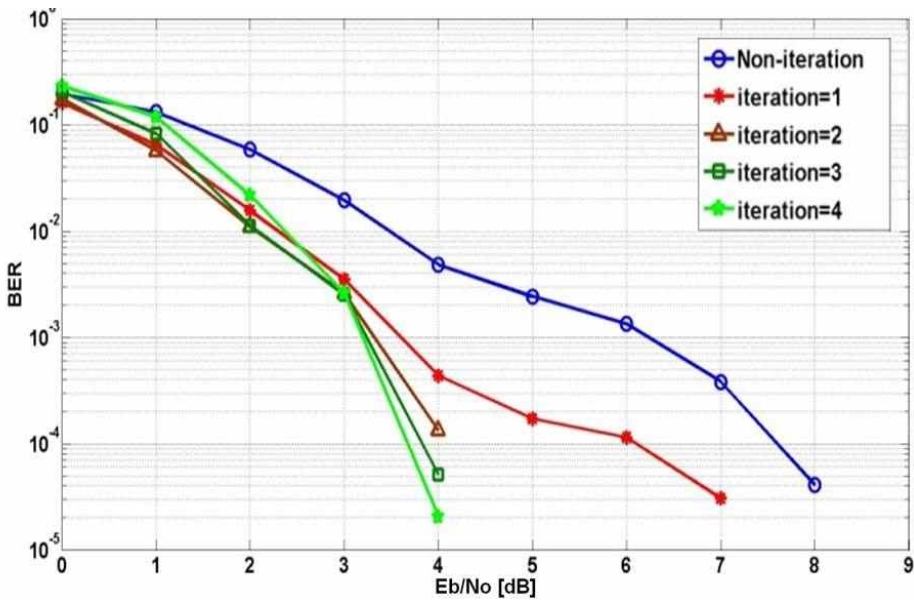


Figure 4.14 The BER performance of turbo equalizer

Fig. 4.14의 BER 성능에 따르면 반복 복호가 없는 일반적인 방법의 등화기를 이용하였을 때는 BER 10^{-4} 을 기준으로 약 3.5 [dB]에서 만족할만한 성능이 나타났다. 이에 비해 효율적인 반복 기반의 터보 등화기를 이용하여 반복 복호를 하였을 때는, 1회의 반복을 하였을 때에는 10^{-4} 을 기준으로 반복이 없는 등화기를 사용하였을 때 보다 1.5 [dB] 성능이 향상되었다. 또한 터보 등화기의 반복이 2, 3 회로 늘어남에 따라 약 3.5 [dB]의 성능이 향상되었고, 3회 이상 반복 하였을 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 열하되는 것을 볼 수 있는데, 이 경우에는 수신 신호의 왜곡이 커서 터보등화기와 터보 복호기의 반복이 증가할수록 오류 정정율을 벗어나 오류가 더욱 증가하기 때문이다. 따라서 본 논문에서의 실측 자료를 이용한 실험환경에서는 터보 등화기의 반복횟수는 3회, $E_b/N_0 = 3$ [dB] 일 때부터 터보 등화기로 인한 성능이 증가하며, 수중에서의 통신을 위해서는 $E_b/N_0 = 4$ [dB]일 때가 적합함을 알 수 있다.

제 5 장 MIMO 수중채널에서 계층적 시공간 부호를 이용한 최적의 복호 구조

수중 음향 통신 시스템은 제한된 대역폭과 전력을 가지고 데이터를 높은 신뢰도와 함께 높은 전송율을 요구하고 있다. 이에 따라, 채널의 열악한 환경을 극복하기 위해 채널 부호화 기법과 멀티 센서를 이용한 송수신 다이버시티 기법이 연구 중에 있다. 이는 수중 채널의 다중 경로 극복을 위해서 송수신단의 다수의 센서를 이용한 다이버시티 효과를 제공하고 대역폭의 손실 없이 비부호화 시스템 보다 이득을 제공하는 MIMO 기술을 수중 채널 코딩 방식과 함께 접목 시켜야 한다는 의미이다. 수중에서의 다중 채널로 인한 왜곡된 신호를 다중 센서를 이용하여 서로 보상하며 다이버시티 이득뿐만 아니라 전송율을 향상 시킬 수 있다.

MIMO 시스템은 다수의 센서로 부터 수신된 신호를 복호하기 위한 채널 부호화 기법과 다이버시티 기법의 접목이 되어야 한다. MIMO 기술은 송수신 양단에 다중 센서를 적용하여 한정된 주파수 자원 및 송신 전력을 이용하여 채널 용량을 증대시켜 높은 데이터 전송률을 제공할 수 있다. Fig. 5.1은 일반 적인 MIMO 시스템 블록도 이다.

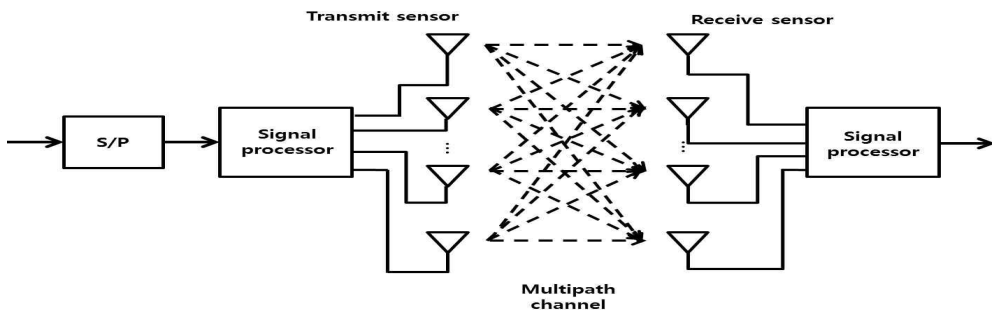


Figure 5.1 The general MIMO system

본 장에서는 MIMO 시스템에서 각각의 송신 센서로부터 결합되어 수신된 신호를 분리함으로써 복잡도가 증가하는 검출 기법을 이용하지 않는, 시공간 부호화에 대한 연구와 함께 제 2장에서 제시한 효율적인 반복기반의 채널 부호화 기법인 터보 Pi 부호와의 결합을 이용한 효율적인 계층적 시공간 부호에 대하여 연구한다. 그리고 최종적으로 계층적 시공간 부호와 제 4장에서 제안한 반복 기반의 터보 등화기와의 효율적인 결합 방법 및 반복 방안을 모의실험을 이용한 성능 분석을 통하여 제안한다.

5.1 시공간 부호화 방식

시공간 부호(STC : Space Time Codes)는 다수의 센서로부터 수신된 신호를 복호하기 위한 채널 부호화 기법과 다이버시티 기법이 접목된 시스템이다. STC는 송수신 양단에 다중 센서를 적용하여 한정된 주파수 자원 및 송신 전력을 이용하여 채널 용량을 증대시켜 높은 데이터 전송률을 제공할 수 있다[37][38]. 대표적인 공간 다중화 기법인 시공간 블록 부호(STBC : Space Time Block Code) 방식은 시공간 부호화된 신호를 다중 센서를 통해 전송함으로써 수신국에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있는 기술 중 하나이다. 그리고 다른 공간 다중화 기법인 시공간 격자 부호(STTC : Space Time Trellis Code) 방식은 시공간 부호화 기법을 사용 하는 STBC와는 다르게 송신하자 하는 데이터를 송신국의 다중 센서 수만큼 분리하여 전송하는 기법으로써 STBC 보다 높은 데이터 전송률을 제공한다.

5.1.1 시공간 블록 부호

시공간 부호화된 신호를 다중 센서를 통해 전송함으로써 수신단에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있는 대표적인 다중 센서 기술 중의 하나인 시공간 블록 부호는 Alamouti에 의해 처음 제안 되었다. Alamouti에 의해 제한된 기법은 2개의 송신 센서에만 적용 가능하였으나, 이후 Tarokh에 의해 3개 또는 4개의 송신 센서에 적용하도록 확장되었다. Alamouti와 Tarokh에 의해 제안된 방법은 직교코드를 이용하여 간단한 선형계산을 이용하여 신호를 검출하는 방법이다. 이러한 방법은 센서가 3개 이상일 경우 전송율이 감소한다는 단점이 있

다. 이러한 단점을 보완하기 위해 Paradias 등이 준 직교코드를 사용하여 전송율의 손실이 발생하지 않는 방식을 제안하였으나 복조과정에서 추가적인 간섭을 제거하는 과정이 필요하므로 복조기의 복잡도와 ISI가 증가한다는 단점이 있다. 일반적인 STBC 방법인 Alamouti가 제안한 방식은 송신하고자 하는 복소 심볼이 S_0, S_1 일 때 Fig. 5.2와 같은 부호화 방식을 거친다.

$$[S_0 \ S_1] \rightarrow \begin{bmatrix} S_0 & -S_1^* \\ S_1 & S_0^* \end{bmatrix}$$

↓ 전송 시간 t
↓ 전송 시간 $t+T$

→ 송신 안테나 Tx1

→ 송신 안테나 Tx2

Figure 5.2 The coding method of Alamouti

이때, *는 공액 복소수를 나타내며, 행은 각각의 송신센서를 나타내고 열은 전송시간을 나타낸다. 전송시간 t 에 따라 송신센서는 각각의 주어진 심볼을 전송하게 되고 $t+T$ 시간동안 S_0, S_1 의 심볼을 전송하므로 부호화율이나 전송효율에 따른 손실은 1:1 통신과 같게 된다. Fig. 5.3은 2개의 송신 센서와 2개의 수신 센서에서의 신호의 복호화 과정을 나타내고 있다.

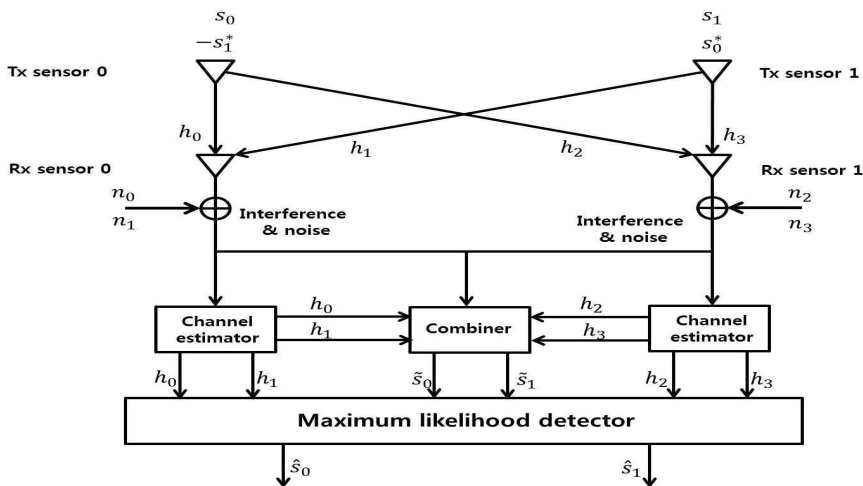


Figure 5.3 The structure of 2x2 STBC

h 는 두 송수신 센서 사이의 Rayleigh fading 채널에 따른 전달 함수를 나타내고 n 은 시간 t 와 $t+T$ 에서의 AWGN(Additive White Gaussian Noise)을 의미한다. 각각의 시간 t 와 $t+T$ 에서 수신 센서 1, 2에서 받는 신호를 r_0, r_1, r_2, r_3 라고 하면 식 (5.1)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0^* s_1 + h_1^* s_0 + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2^* s_1 + h_3^* s_0 + n_3
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

식 (5.1)로부터 전송 되어진 심볼 s_0 와 s_1 을 복호하기 위해 \tilde{s}_0 과 \tilde{s}_1 을 계산하는 방법은 식 (5.2)와 같고,

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 + h_2^* r_2 + h_3^* r_3 \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0^* r_1 + h_3^* r_2 - h_2^* r_3
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

수신 신호를 식 (5.2)에 대입하면 각각의 \tilde{s}_0 는 s_0 를 가지고 \tilde{s}_1 은 s_1 을 가지는 최종적인 식 (5.3)을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 \\
 \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0^* n_1 + h_1^* n_0 - h_2^* n_3 + h_3^* n_2
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

α 는 Rayleigh fading 잡음의 계수 값을 나타내고, 이때 rayleigh fading에 대한 채널 추정이 완벽하다고 가정하면 구하고자 하는 복호 심볼 \tilde{s}_0 과 \tilde{s}_1 은 maximum likelihood detector를 통해 식 (5.4)로 구할 수가 있다.

$$\begin{aligned}
(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 - d^2(\tilde{s}_0, s_i) &\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 - d^2(\tilde{s}_0, s_k) \\
(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 - d^2(\tilde{s}_1, s_i) &\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 - d^2(\tilde{s}_1, s_k) \\
d^2(\tilde{s}_1, s_i) &\leq d^2(\tilde{s}_1, s_k) \quad \forall i \neq k
\end{aligned} \tag{5.4}$$

5.1.2 시공간 격자 부호

STBC의 Alamouti와 Tarokh 방식에서의 센서 수가 3개 이상 증가할 때의 전송율의 감소와 Paradias의 방식에서의 복조기의 복잡도와 ISI 증가의 단점으로 인하여 효율성이 떨어진다. 따라서 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득을 동시에 가지는 시공간 격자 부호가 연구되고 있다. STTC는 복호화 과정에서 격자 구조를 이용한다. STTC는 공액 복소수를 이용하여 부호화를 하는 STBC와는 다르게 효율적인 부호화 방법을 설계하여 격자 구조에서 각 패스의 hamming distance를 최대로 하여 채널 코딩 이득을 가지는 방법이다[39]. 여러 가지 방식의 부호 설계안이 제안되었으며, Tarokh, Baro, Blum이 최적의 부호 설계안이 여러 논문을 통해 발표되었으며, 이를 종합하면 Table 5.1과 같으며, 이 중에서 Blum이 제안한 부호 설계 방식이 가장 큰 hamming distance를 가져 성능이 좋은 것을 알 수가 있다.

Table 5.1 The design of efficient STTC code

q	TAROKH		BARO		BLUM	
	Generator matrix	Minimum distance	Generator matrix	Minimum distance	Generator matrix	Minimum distance
4	$\begin{pmatrix} 2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	4	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 2 & 2 \\ 3 & 1 & 0 & 2 \end{pmatrix}$	8	$\begin{pmatrix} 2 & 0 & 1 & 2 \\ 2 & 2 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	8
8	$\begin{pmatrix} 2 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	12	$\begin{pmatrix} 2 & 2 & 1 & 2 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	16	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 1 & 0 & 2 \\ 2 & 1 & 0 & 2 & 2 \end{pmatrix}$	16
16	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 0 & 2 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	20	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 2 & 1 & 0 & 2 \\ 2 & 0 & 0 & 2 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	20	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 1 & 1 & 2 & 0 \\ 2 & 2 & 1 & 2 & 0 & 2 \end{pmatrix}$	32
32	$\begin{pmatrix} 2 & 3 & 2 & 2 & 1 & 0 & 0 \\ 2 & 3 & 0 & 2 & 1 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	28	-	-	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 3 & 1 & 2 & 0 & 2 \\ 2 & 0 & 1 & 2 & 1 & 2 & 2 \end{pmatrix}$	40

Fig. 5.4는 Blum에 의해 제안된 32 상태의 시공간 격자 부호화기 구조이다.

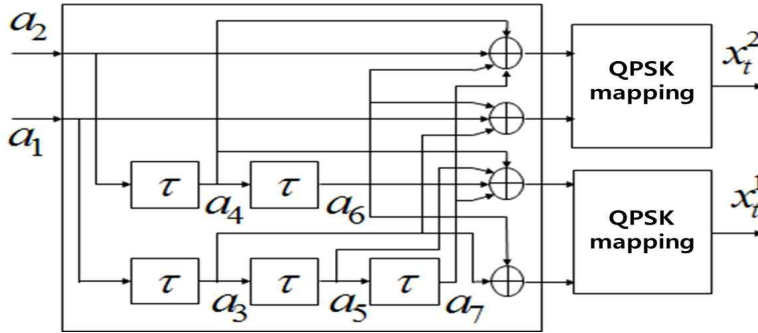


Figure 5.4 The structure of STTC based on 32-state

a_1, a_2 는 전송하고자 하는 비트이고 x_t^1, x_t^2 는 시공간 격자 부호화 이후의 QPSK 변조 되어진 전송 심볼을 나타낸다. 채널 환경은 심볼 주기 T 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 rayleigh fading 채널로써 주기 T 동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정하였다. 이때의 수신 신호 $r_{j,t}$ 는 다음 식 (5.5)와 같다.

$$r_{j,t} = \sum_{i=1}^N h_{i,j} x_t^i + \eta_t \quad (5.5)$$

여기서 $t(t=1,2,\dots,T)$ 는 송신신호에 대한 시간이며, x_t^i 는 시간 t 에서 $i(i=1,2,\dots,N)$ 번째 송신센서에서의 전송 심볼이다. 그리고 $h_{i,j}$ 는 i 번째 송신 센서와 j 번째 수신 센서에서의 페이딩 진폭을 나타내며, η_t 는 AWGN을 나타낸다. 시공간 부호화되어 전송되어진 수신 신호 $r_{j,t}$ 는 수신 센서의 수에 따라 code combine을 통하여 신호를 합성하게 된다. 합성되어진 신호는 복호를 위하여 강관정 기반의 비터비 복호 방법을 통하여 복호하게 된다. 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도를 이용하며, Fig. 5.5는 각 입력 값에 따른 상태도와 격자도를 나타낸다.

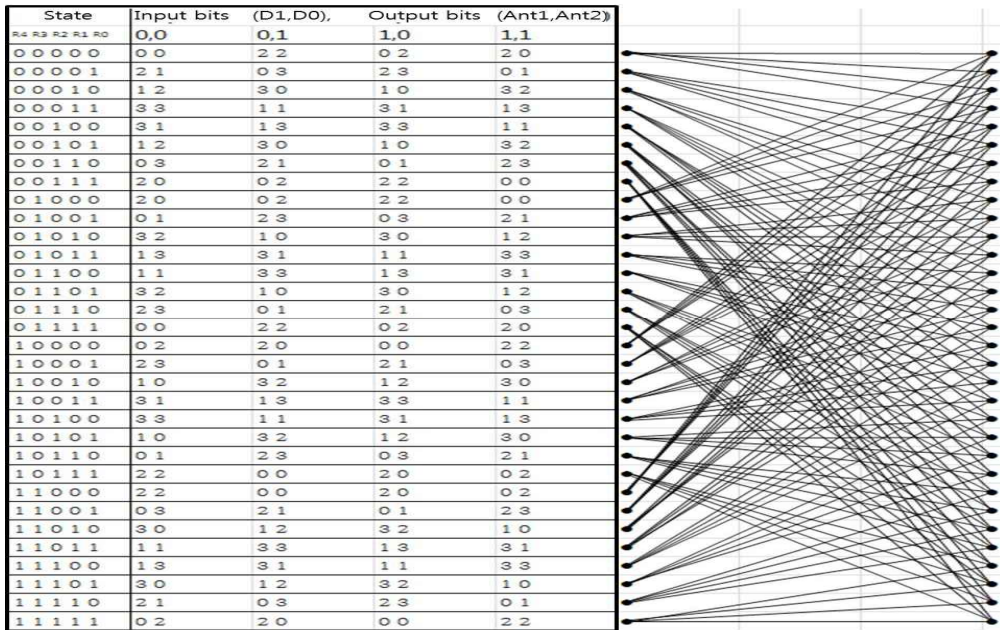


Figure 5.5 The state and trellis diagram at 32-state

5.1.3 계층적 시공간 부호

MIMO 기술을 이용한 시공간 부호는 부호의 특성상 높은 성능을 보이기는 힘들다. 이에 시공간 부호와 함께 강력한 오류 정정을 보이는 채널 부호화 기법을 연접하여 성능을 향상 시켜야 한다. 시공간 부호와 연접하여 사용되어지고 있는 채널 부호화 기술은 LDPC, 터보 부호 등이 있으며, 현재 IEEE 802.16e와 IEEE 802.11n, 3GPP 등에서 기술 표준으로 채택되고 있다. 본 논문에서는 다중 채널 환경을 가지는 수중 음향 통신에서 가장 적합한 터보 Pi 부호와 전송율의 향상과 함께 시공간 격자 부호를 연접한다. 이러한 연접을 통한 계층적 시공간 부호 구조를 제안하고 효율적인 두 부호의 연접 방법 및 복호 시 발생하는 오류를 최소화하기 위하여 두 부호간의 사후 확률 값을 효율적으로 반복 하는 방법을 제안한다. 멀티 패스 환경인 다중 채널 환경에 대한 성능 분석에 앞서 일반적으로 MIMO 시스템의 채널 환경인 rayleigh fading 채널 환경에서 시물레이션을 통하여 성능을 분석한다. Fig. 5.6은 터보 Pi 부호와 시공간 격자 부호를 효율적으로 결합하기 위한 구조이다.

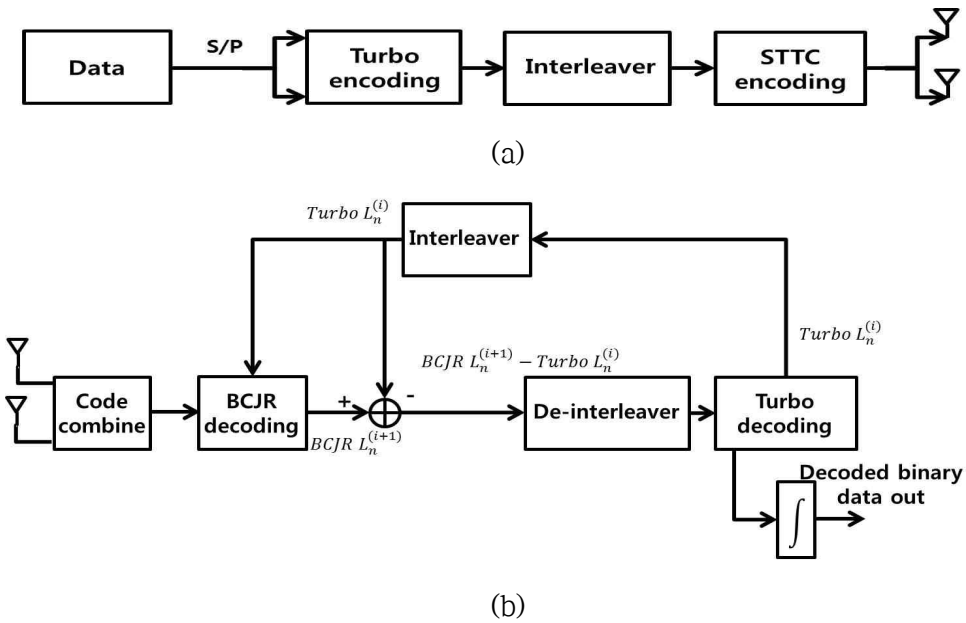


Figure 5.6 The layered STTC based on proposed efficient iteration

(a) Transmitter, (b) Receiver

송신 구조는 Fig. 5.6(a)와 같다. 터보 Pi 부호화를 거친 비트 스트림은 인터리버 후에 시공간 격자 부호에 입력되게 되는 구조이다. 송신된 신호는 rayleigh fading 채널을 통과하여 수신된다. 수신 신호는 code combine을 통하여 합성된 신호가 BCJR 복호기로 입력되어진다. 일반적인 시공간 격자 복호기로 사용되는 비터비 복호기는 강판정된 값을 출력하기 때문에 연관정 입력 값을 필요로 하는 터보 Pi 복호기에 사용될 경우 성능의 열화를 가져오게 된다. 따라서 연관정 출력 값을 가지는 BCJR 복호기를 시공간 격자 복호기로 사용하여야 한다. 시공간 격자 복호단에서 BCJR 복호기를 통하여 수신 비트 스트림 크기만큼의 LLR 값이 출력된다. BCJR의 복호 방식은 터보 Pi 부호의 복호 방식과 동일하며, 각 상태에서 '0'의 확률과 '1'의 사후 확률을 계산하여 순방향 매트릭스, 역방향 매트릭스를 계산하여 최종적으로 $LLR = \log \frac{P(x=+1)}{P(x=-1)}$ 값을 계산한다. 추정되어진 LLR 값은 역-인터리버를 통하여 송신단에서의 인터리버 이전의 주소로 재배치하여 터보 Pi 복호기에 입력된다. 일반적인 터보 Pi 복호기는 복호기 내부 반복을 통하여 성능을 향상시키는 구조이지만, 본 논문에서 제안하는 복호

기 구조는 터보 Pi 복호기에서 계산되어 추정된 LLR 값을 다시 인터리버를 통하여 BCJR 복호기에 업데이트 시켜주는 방식이다. BCJR 복호기에 업데이트 되어진 LLR 값을 이용하여 BCJR 복호기에서는 새로이 추정된 BCJR LLR 값을 계산하게 된다. 추정된 BCJR LLR값은 이전에 터보 복호기의 LLR 값과의 차를 구하여 역-인터리버 후에 터보 복호기에 새로이 입력되게 된다. 따라서 전체 반복을 통하여 터보 Pi 복호기와 BCJR 복호기가 함께 업데이트 되므로 터보 Pi 복호기 내부에서만 반복을 하였을 때보다 부호화 이득이 향상된다.

5.1.4 성능분석을 통한 최적의 계층적 시공간 부호화 방식 설정

Fig. 5.7은 2개의 송신센서를 이용하는 32-state 구조를 가지는 시공간 격자 부호화기를 이용하였을 때의 수신 센서의 수에 따른 BER 성과와 함께 일반적인 계층적 시공간 부호의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 시뮬레이션에서 사용한 터보 Pi 부호화기는 전송 비트의 크기 $K=984$, 부호화율 $R=1/3$ 을 사용하였다. 시뮬레이션 환경은 심볼 주기 T 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 레일레이 채널로써 주기 T 동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정하였다. 변조방식은 QPSK 변조방식을 적용하였다.

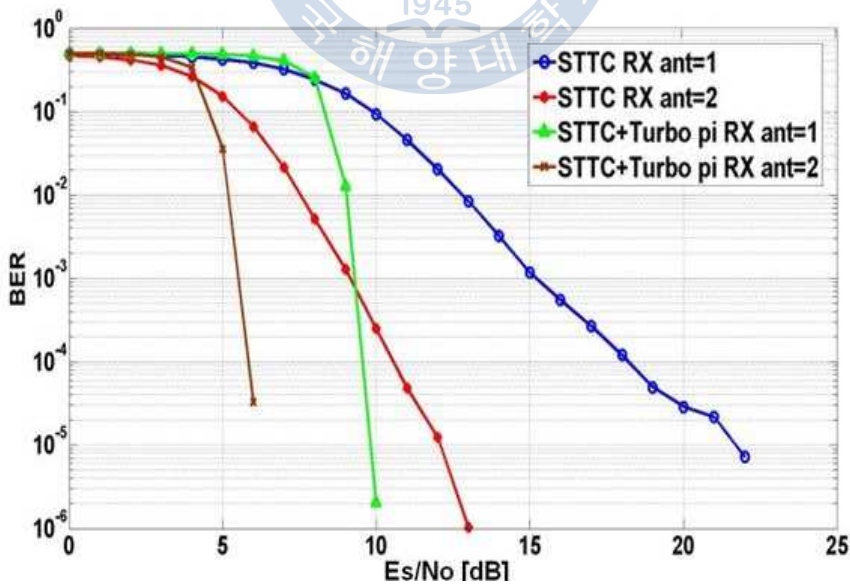


Figure 5.7 The BER performance of general layered STTC

시공간 격자 부호만을 이용하였을 때의 시뮬레이션 결과는 BER 10^{-4} 에서 수신 센서의 수가 1개일 때 보다 2개일 때 약 8 [dB]의 성능이 향상됨을 알 수가 있다. 이러한 성능의 향상은 수신 센서 수의 증가로 인한 다이버시티 이득으로 3 [dB]의 성능이 향상되었고, 시공간 격자 부호화 이득으로 인하여 약 5 [dB]의 성능이 향상됨을 알 수 있다.

시공간 부호와 터보 Pi 부호를 연결하였을 때의 시뮬레이션 결과는 2개의 수신센서일 때 1개일 때 보다 약 4 [dB]의 성능이 향상된다. 또한 시공간 격자 부호만을 이용하였을 때의 BER 성능과 비교를 통하여 터보 Pi 채널 부호화 이득을 가지는 것을 알 수 있다. 수신 센서의 수가 1개일 때는 약 8.5 [dB], 2개일 때는 약 5 [dB]의 성능이 향상되었다. 터보 Pi 부호와 시공간 격자 부호를 결합하였을 때 채널 부호의 이득과 함께 시공간 격자 부호의 부호화 이득, 다이버시티 이득으로 인하여 성능이 향상됨을 알 수 있다.

Fig. 5.8은 효율적인 터보 Pi 부호와 시공간 격자 부호의 연결 구조에서 인터리버를 사용하고 제안하는 전체 반복을 통한 복호방법에서의 성능을 나타낸다. 시뮬레이션에서 사용되어진 인터리버는 일반적으로 많이 사용되는 랜덤 인터리버를 사용하였다.

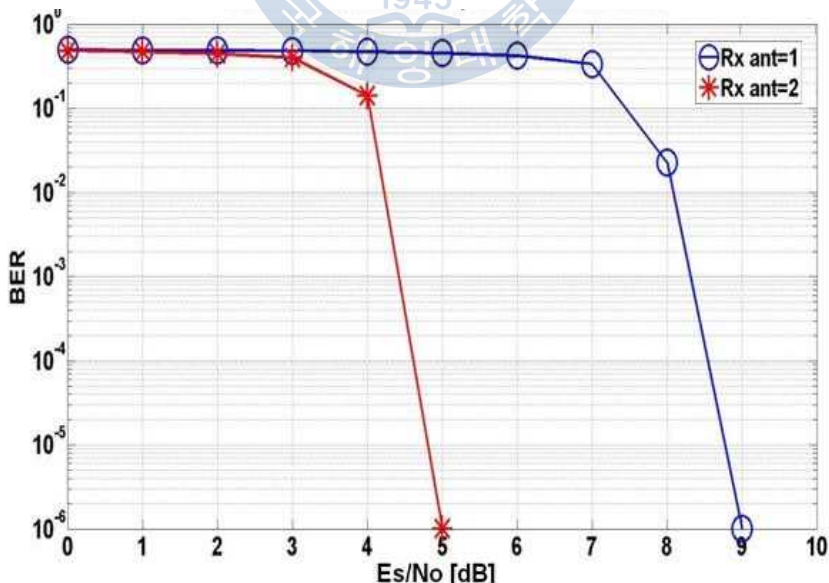


Figure 5.8 The BER performance of proposed layered STTC

다른 시뮬레이션의 결과와 동일하게 센서의 수가 증가함에 따라 다이버시티 이득과 함께 시공간 격자 부호의 부호화 이득으로 인하여 수신 센서의 수가 2개일 때 1개일 때 보다 BER 10^{-4} 에서 약 4 [dB]의 성능이 향상됨을 알 수 있다. Fig. 5.7의 시뮬레이션 결과와 비교하였을 때, 인터리버 효과와 함께 전체 반복을 통하여 약 1.5 [dB]의 성능이 향상됨을 알 수가 있다. 따라서 제안하는 효율적인 연접 방법과 함께 시공간 격자 복호기로서 BCJR 복호기를 이용한 전체 반복을 통한 복호 방법은 높은 신뢰도와 빠른 전송율을 요구하는 다중 채널 환경의 수중 통신에서 적합하다.

5.2 MIMO에서의 채널 등화 기법

MIMO 통신 기반의 다중 채널 환경인 수중 통신에서는 rayleigh fading 채널과는 다르게 fading 전달 함수가 하나의 값을 가지는 구조가 아니라 다중 채널로 인한 서로 독립된 멀티 패스를 이루고 있다. 따라서 제 5.1 절에서 제안한 반복기반의 계층적 복호 구조를 적용하기 위해서는 SISO 시스템과 마찬가지로 등화기 기술의 적용이 필요하다. MIMO 시스템에서 적용가능한 등화기 기술로는 ZF(Zero Forcing) 검출법을 이용한 등화기와 LMS MMSE 검출법을 이용한 등화기, LMS-DFE를 이용한 등화기 등이 있다. LMS MMSE 등화기와 ZF 등화기는 훈련 심볼열을 이용하여 등화기의 탭 계수 값을 고정하여 사용하는 선형 등화 기법이다. 두 기법 중 LMS MMSE 등화기 보다 구조가 간단하며 복잡도가 낮은 역함수를 이용하는 ZF 등화기와 함께, 훈련 심볼열을 이용하여 먼저 등화기의 탭 계수 값을 고정하고 입력 데이터가 들어오면 결정 지향 모드로 변환하여 데이터를 이용해 채널을 추정하고 등화과정을 반복하는 비선형 등화기인 LMS-DFE 등화기가 있다.

ZF 등화기의 탭 계수 값을 구하는 방법은 다음과 같다. 다중 채널 환경의 수중에서의 MIMO 시스템은 채널의 특성으로 인하여 여러 개의 송·수신 센서 사이의 각각의 독립된 채널 전달 함수인 H 가 채널에 따라 서로 다른 여러 개의 임펄스 응답을 가진다. 따라서 식 (5.5)에서의 채널 전달 함수 $h_{i,j}$ 는 다음 식 (5.6)과 같이 v 길이를 가지는 정방 행렬로 나타난다.

$$H_{ij} = \begin{bmatrix} h_{ij}(0) & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & & \vdots \\ h_{ij}(v) & h_{ij}(v-1) & \cdots & h_{ij}(0) & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_{ij}(v) & \cdots & h_{ij}(0) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

두개의 송신 센서와 수신 센서를 이용하는 2×2 MIMO 시스템에서 식 (5.5)에 식 (5.6)을 대입하면 식 (5.7)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{2,1} \\ h_{1,2} & h_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

식 (5.6)의 다중 채널을 가지는 채널 전달 함수 $h_{i,j}$ 에 의해 ISI가 발생하여 수신된다. 왜곡된 수신 신호를 보상하기 위하여 역함수를 이용하는 ZF 등화기의 ω 계수 값을 구하는 방법은 식 (5.8)과 같다.

$$\omega H = I \quad \omega = (H^H H)^{-1} H^H \quad (5.8)$$

전달 함수 H 의 지수 H 는 허밍션을 나타낸다. ZF 등화기의 탭 계수인 ω 를 이용하여 다음 식 (5.9)와 같이 추정되어진 전송 신호 \hat{x}_1, \hat{x}_2 를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{1,1} & w_{2,1} \\ w_{1,2} & w_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

이러한 선형 등화기인 ZF 등화기는 채널 응답의 간격이 길어지고 열악한 환경에서는 많은 탭의 개수가 필요하고 탭의 계수 값인 ω 를 구하기 위해서는 정방 행렬이 되어야 되는 조건이 따른다. 또한 역행렬을 구하는 과정에서 탭의 개수가 늘어남에 따라 계산량이 급격히 증가하게 된다. 그리고 시변 하는 채널 환경에서는 채널을 추정하는 훈련 심볼열을 자주 보내어야 된다는 단점을 가지

고 있다. 따라서 선형 등화기에 비해서 작은 탭 개수를 가지며 훈련 심볼을 이용하여 먼저 등화기의 탭 계수 값을 고정하는 LMS-DFE 등화기가 필요하다.

LMS-DFE 등화기는 데이터 패킷이 전송중일 때 채널이 변하더라도 입력 데이터를 이용하여 결정 지향 모드로 변환하여 데이터를 이용해 채널을 추정하고 등화과정을 반복하게 되어 시변 채널을 가지는 MIMO 환경에 적합하다[40]. 제 4.1에서의 LMS-DFE를 MIMO 시스템에 적용시키기 위해서는 MIMO 시스템의 구조에 맞는 LMS-DFE 구조가 필요하다.

송·수신 센서의 수가 2×2 를 가지는 MIMO 시스템에서 32 상태의 시공간 격자 부호를 통한 통신을 위한 LMS-DFE 구조는 Fig. 5.9와 같다.

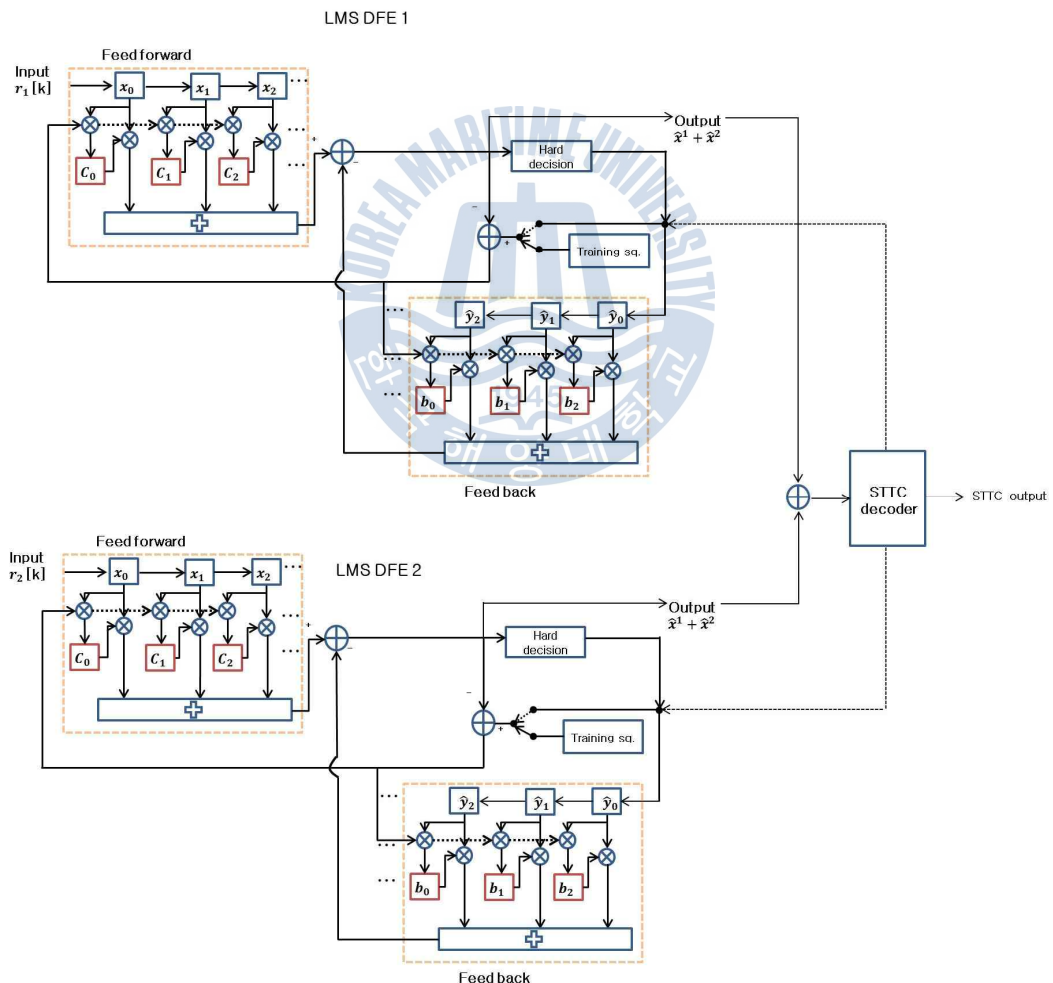


Figure 5.9 The structure of LMS-DFE at 32-state STTC

시공간 격자 부호의 수신 센서의 수가 2개 이므로 동일한 시간 에서 수신된 신호는 이므로 2개의 LMS-DFE의 구조를 가진다. 기본적인 구조는 4.1에서의 SISO 시스템에서의 LMS-DFE 구조와 동일한 구조를 가진다. LMS DFE 1과 LMS DFE 2에서 나온 각각의 추정된 신호는 더해져서 시공간 격자 복호기로 입력되어진다. 이렇게 구해진 시공간 격자 복호기의 출력 값은 다음 LMS-DFE 반복 시에 피드 백워드의 레지스트리에 입력 값이 된다. 또한 재 반복시의 결정 지향 모드의 입력 값으로 사용된다. 이러한 시공간 격자 복호기의 오류가 정정된 출력 값을 이용하여 결정 지향 모드를 실행하기 때문에 LMS-DFE에서 추정되어진 신호를 이용하는 것 보다 신뢰도가 향상된다.

5.3 수중환경에서의 최적의 계층적 시공간 복호 구조 제안

MIMO 수중 환경에서 계층적 시공간 부호 및 등화기를 이용하는 구조는 Fig. 5.10 과 같다. 일반적인 송수신 구조는 터보 Pi 부호기를 통하여 출력되어진 데이터 스트림을 버스트 에러를 랜덤 에러로 확산시키기 위한 인터리버에 입력되어지게 되고, 인터리버 후의 데이터가 시공간 격자 부호를 통하여 송신 센서의 수만큼 변조되어 전송되게 된다. 수중 통신 채널을 통과한 신호는 각각의 수신 센서에서 채널 추정 후 등화기로 입력되어져 ISI를 제거하게 된다. ISI가 제거된 수신 신호는 시공간 격자 복호기로 입력되어져 역-인터리버를 통하여 데이터 스트림을 재배치하여 터보 Pi 복호기로 입력되어져 수신 신호를 복호하게 되는 구조이다.

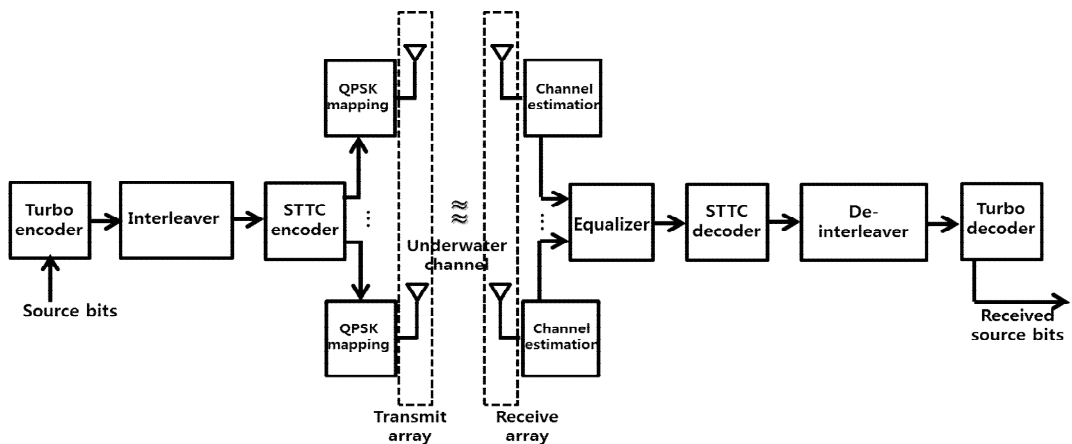


Figure 5.10 The general structure using layered STTC and equalizer

다중 채널을 가지는 MIMO 시스템에서의 등화기 성능 분석 및 반복기반의 최적의 복호 구조에 대한 성능을 분석하기 위하여 실제 동해상에서 실험을 통하여 얻은 SVP를 기초로 하여 채널을 생성한 후 모의 실험을 통하여 시뮬레이션 하였다. 실험 해역의 수심은 200 [m]이고, XBT를 이용하여 Fig. 5.11의 SVP를 구하였다.

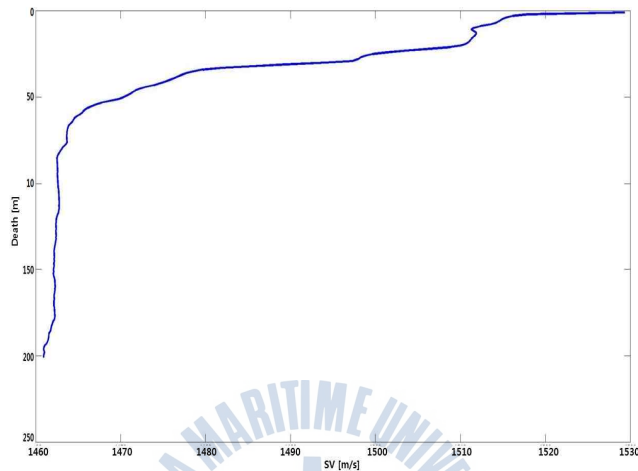


Figure 5.11 The SVP for MIMO experiment

이를 바탕으로 각 채널의 전달 함수 $h_{i,j}$ 을 얻기 위하여 Matlab을 기반으로 한 Ray 모델링 프로그램을 사용하였으며, 2×2 MIMO 통신을 위하여 Fig. 5.12와 같이 송신기의 깊이는 $Tx1=110$ [m], $Tx2=117$ [m]이고 수신기의 깊이는 $Rx1=110$ [m], $Rx2=117$ [m]에서 결과를 도출하였다. 송·수신기간의 거리는 1 [km]이다. 모의실험을 위해 적용된 각각의 채널 응답은 Fig. 5.13과 같다.

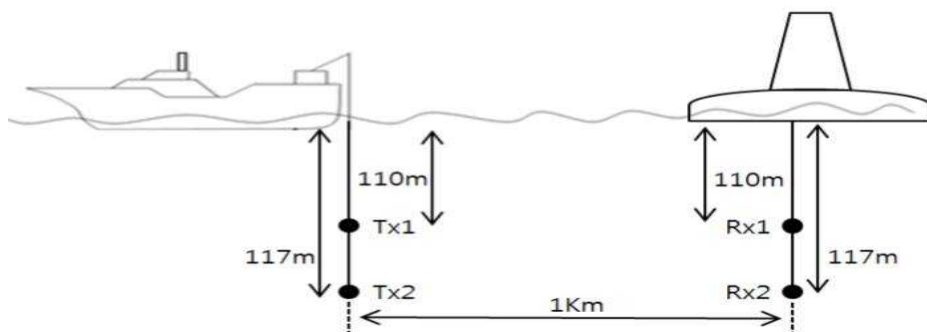


Figure 5.12 The Tx and Rx scheme for experiment

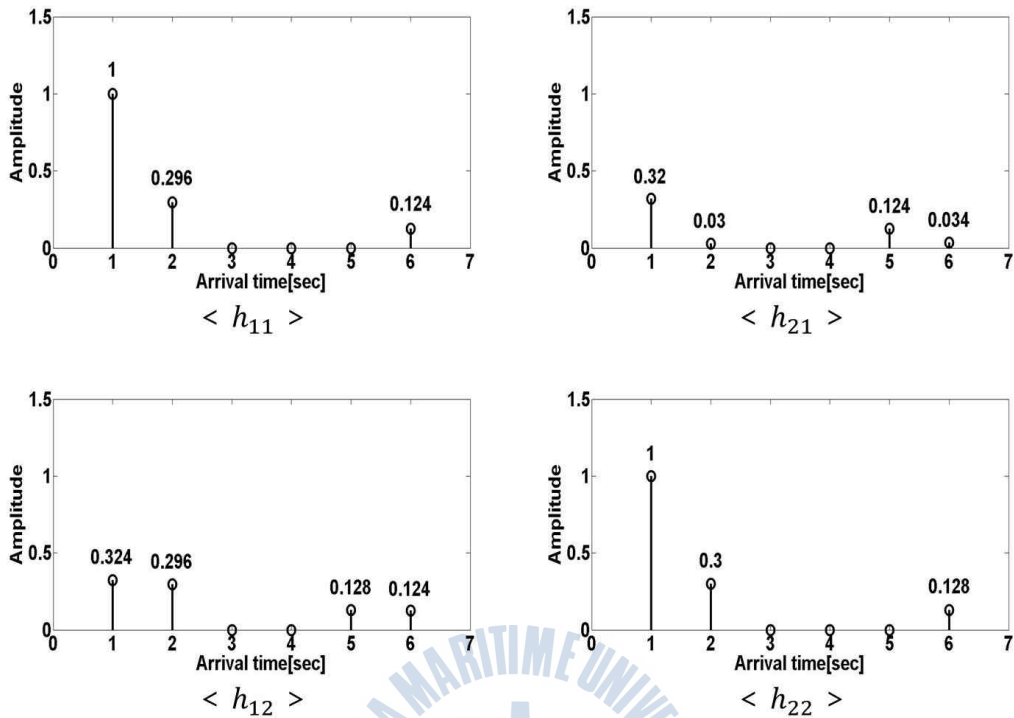


Figure 5.13 The delay profile at each channel

5.3.1 시공간 부호화 방식의 강판정 및 연판정에 따른 성능

Fig. 5.10의 구조에서 채널 등화 후의 출력 값이 시공간 격자 복호기로 입력 될 때 시공간 격자 복호기에서는 일반적으로 비터비 복호 알고리즘을 사용한다. 이러한 비터비 복호 알고리즘은 수신 비트를 ‘-1’ 또는 ‘+1’로 강판정을 하여 복호 과정을 통하여 강판정된 값을 출력하게 된다. 이렇게 강판정된 값은 연판정된 입력 값을 요구하는 터보 Pi 복호기에 입력되어 성능의 열화 및 터보 Pi 복호기 내에서의 반복을 통한 성능 향상을 저해하는 요소로 작용한다. 따라서 5.1.4에서 제안된 계층적 시공간 부호화의 시공간 복호에서 연판정 복호를 하기위한 BCJR 복호 방법을 통하여 다중 채널을 가지는 MIMO 수중 통신 환경에서 채널 등화 이후, 시공간 복호기의 강판정 및 연판정에 따른 성능을 Fig. 5.13의 채널 응답을 이용하여 시뮬레이션을 통한 모의실험을 하였다. Fig. 5.14는 시공간 복호기의 강판정 및 연판정에 따른 BER 성능이다.

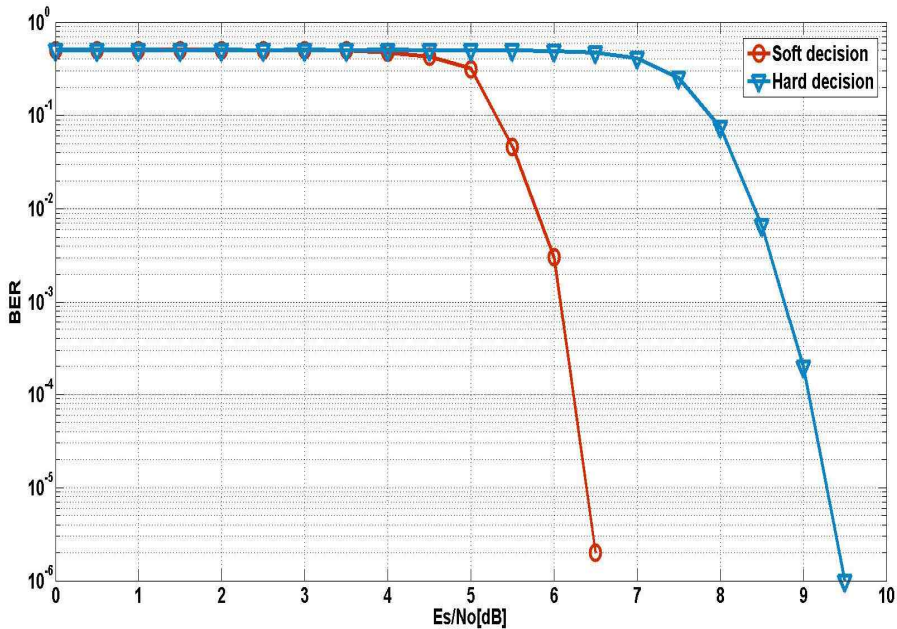


Figure 5.14 The BER performance by soft decision and hard decision

모의실험을 통한 시뮬레이션 결과 강판정된 입·출력 값을 사용하는 비터비 복호 알고리즘은 BER 10^{-4} 을 기준으로 $E_b/N_0 = 9$ [dB]에서 만족할만한 성능을 보이고 있다. 이에 반해, 터보 Pi 복호기로 연관정된 입력 값을 출력하는 BCJR 알고리즘에서는 BER 10^{-4} 을 기준으로 $E_b/N_0 = 6.3$ [dB]에서 만족할만한 성능이 나타나므로 약 2.7 [dB] 성능이 향상됨을 알 수 있다. 따라서 MIMO 기술을 이용하는 수중 통신 환경에서 시공간 복호를 위한 알고리즘은 BCJR 알고리즘이 적합한 것을 알 수 있다.

5.3.2 MIMO 수중 환경에 적합한 최적의 등화 기법

다중 채널을 가지는 MIMO 수중 환경에 적합한 등화 기법을 제시하기 위하여 ZF 등화기와 LMS-DFE 등화기를 이용하였을 때의 각각의 성능을 Fig. 5.13의 채널 응답을 이용하여 시뮬레이션 하였다. Fig. 5.15는 이에 따른 BER 성능을 나타내고 있다.

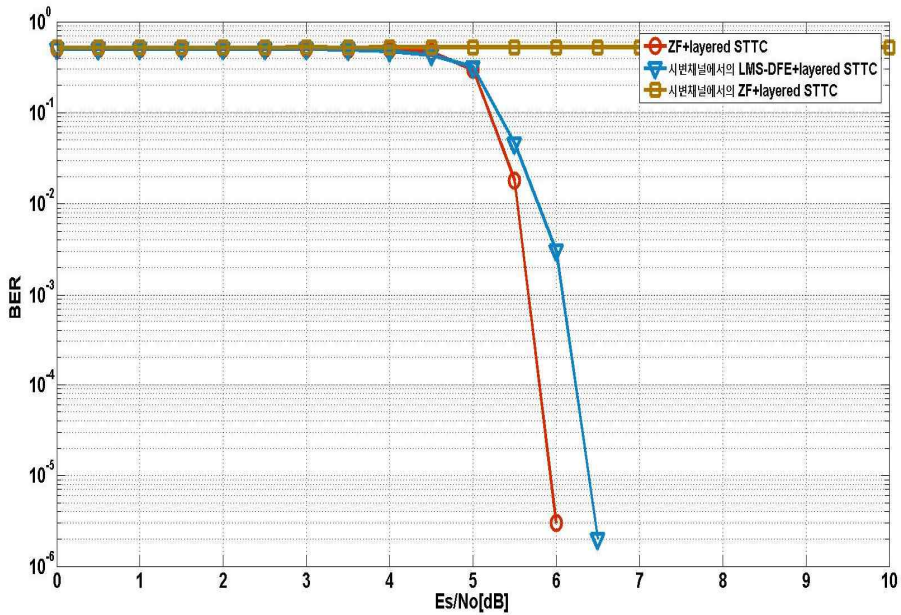


Figure 5.15 The BER performance of layered STTC using equalizer

채널 부호화 이득과 함께 시공간 부호의 다이버시티 이득으로 인하여 ZF 등화기와 BCJR 복호기를 이용하는 계층적 시공간 부호를 이용한 구조에서는 BER 10^{-4} 을 기준으로 $E_b/N_0 = 5.8$ [dB]에서 만족할만한 성능을 보이고 있다. 하지만 채널 응답이 시변 할 때는 성능 그래프의 시변 채널에서의 ZF와 계층적 시공간 부호의 성능과 같이 오류를 개선하지 못하는 선형 등화기의 단점이 나타난다. 이는 ZF 선형 등화기를 빠르게 시변 하는 다중 채널 환경에 적용하기 위해서는 패킷 설계 시에 채널 응답을 추정하기 위하여 사용되는 훈련 심볼열의 길이가 길어야 되고, 전송하고자 하는 데이터 심볼열을 작게 하여 채널 응답의 변동이 나타나지 않는 범위의 시간 내에서 전송하여야 한다. 실제 다중 채널 환경인 수중 통신에서는 빠르게 시변 하는 채널 응답을 보이고 있다. 따라서 전송 효율을 향상시키고 높은 신뢰도의 데이터를 획득하기 위해서는 훈련 심볼열을 이용하여 등화기의 탭 계수 값을 최적화한 후 채널 응답의 변동이 발생하더라도 입력 데이터를 이용하여 결정 지향 모드로 변환하여 패킷의 데이터를 이용해 채널을 추정하고 등화과정을 반복하게 되는 LMS-DFE 등화기가 더

적합하다. LMS-DFE 등화기를 이용한 계층적 시공간 부호는 채널이 시변 하더라도 BER 10^{-4} 을 기준으로 $E_b/N_0 = 6.3$ [dB]의 성능을 보이기 때문에 ZF 등화기 보다 약 0.5 [dB]의 BER 효율면에서는 감소하더라도 시변 채널을 가지는 수중 통신 환경에 더 적합한 것을 알 수 있다.

5.3.3 반복 기반의 최적의 복호 구조 제안 및 성능 분석

MIMO 수중 통신에서 효율적인 통신 시스템을 위해서는 5.3.1에서 제안된 계층적 시공간 부호에서 BCJR 알고리즘 복호 방안 및 5.3.2에서 제시된 LMS-DFE 등화기의 구조가 적합하다. 따라서 본 논문에서는 Fig. 5.10에서의 일반적인 복호기 구조가 아닌 계층적 시공간 부호안에서의 연관정된 출력 값을 이용한 효율적인 반복 복호 구조를 제안한다. Fig. 5.16은 제안하는 반복 복호 기반의 최적의 복호 구조를 나타내고 있다.

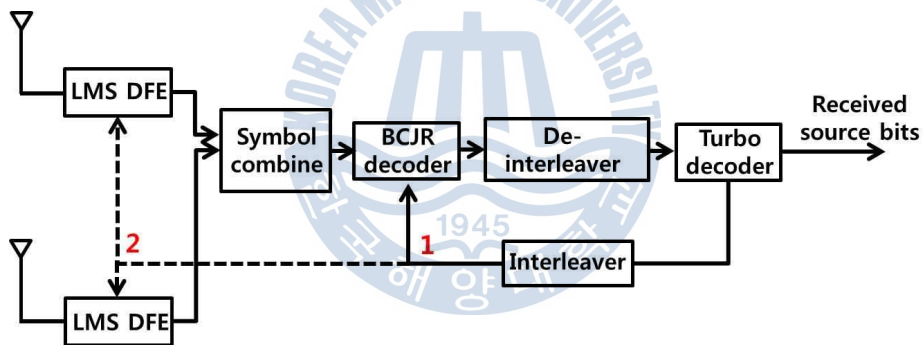


Figure 5.16 The proposed efficient decoding structure based on iteration

일반적으로 연구되어져 있는 LMS-DFE 등화기와 시공간 부호간의 반복을 통한 복호 방법은 Fig 5.16에서의 2번과 같은 Outer-iteration 방법으로써 LMS-DFE 등화기와 시공간 격자 복호 방법으로 비터비 알고리즘으로 사용되고 있다. 본 논문에서 제안하는 반복 복호 구조는 시공간 격자 복호기로 BCJR 알고리즘을 이용하여 LMS-DFE 등화기와의 반복이 아닌 터보 Pi 부호와의 반복을 통하여 채널 부호 이득을 향상 시킬 수 있는 1번과 같은 Inner-iteration을 이용하는 방법을 제안한다.

본 논문에서 제안한 Inner-iteration을 통한 성능의 향상을 검증하기 위하여 Fig 5.13의 채널 응답을 이용하여 모의실험을 통하여 BER 성능을 시뮬레이션 하였다. Fig. 5.17은 제안하는 Inner-iteration 복호에 따른 성능 및 일반적인 Outer-iteration 복호에 따른 성능을 나타내고 있다.

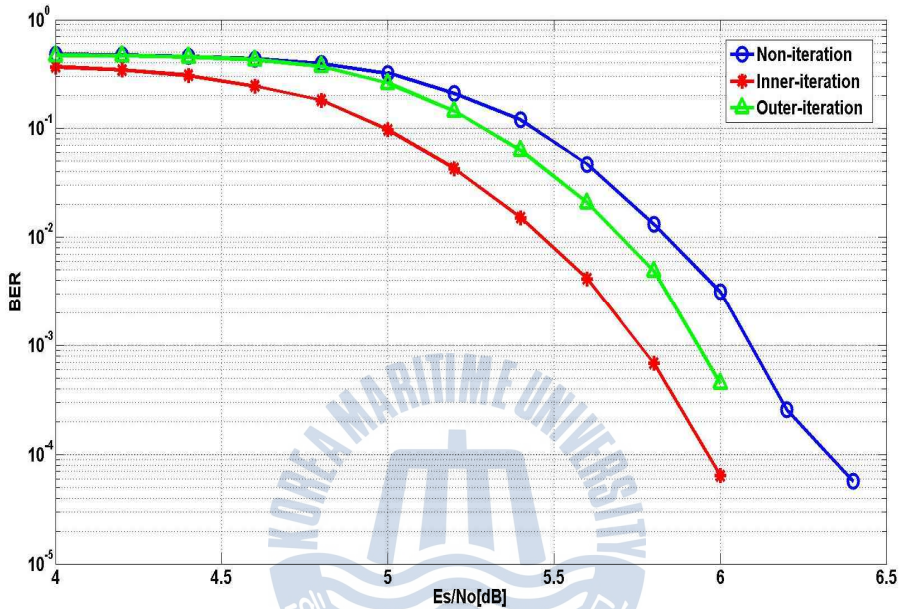


Figure 5.17 The BER performance of proposed layered STTC

시뮬레이션 결과 효율적인 반복을 통한 복호 구조에 따른 성능이 반복이 없는 복호 구조 보다 향상됨을 알 수 있다. 또한 반복 방안으로 제안한 Inner-iteration을 이용한 터보 Pi 부호와 BCJR 알고리즘을 이용한 시공간 격자 복호 이용하였을 때의 성능이 일반적인 LMS-DFE 등화기와 시공간 격자 복호 방법으로 비터비 알고리즘으로 사용하여 Outer-iteration을 이용한 반복 보다 낮은 E_s/N_0 에서 성능이 조금 더 향상되는 것을 알 수 있다. 반복 복호에서 성능을 향상시키기 위해서는 반복 시에 사용되는 복호기의 출력 값이 신뢰도 있는 정보에 가까울수록 성능이 향상된다. 따라서 Inner-iteration을 이용한 반복 복호는 낮은 E_s/N_0 에서 터보 Pi 부호기의 높은 부호화 이득을 가지는 출력 값으로 Outer-iteration을 하는 방법보다 BER 성능이 더 우수하다.

제 6 장 결론

다중 채널 환경을 가지는 수중 통신에서는 해수의 온도, 염분도, 수심 등의 다양한 요소에 따라 음파의 전달이 제한되고 전파를 이용하는 육상 통신에 비해 상대적으로 저주파 대역을 사용하기 때문에 제한된 대역폭으로 인하여 성능이 제한되게 된다. 이러한 수중 통신에서의 성능은 다중 채널의 특성에 크게 좌우되며, 전달 과정에서의 잔향 및 다중 경로 전달 등에 의해 수신 신호의 왜곡이 크다. 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 통신에서 송신하는 ISI를 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시킨다. 따라서 다중 채널 특성에 기반을 둔 최적의 통신 방식이 설계되어야 하므로 잔향, 도플러 및 잡음 등의 통신 장애 요인에 강인한 기법의 연구가 필수적이다.

따라서 다양한 부호화 방식 중 다중 채널 환경에 가장 적합한 부호화 방식을 제안하기 위하여 3-Path를 가지는 수중 음향 채널을 모델링하고 각각의 채널 부호화에 따른 성능을 분석하였다. 수중 다중 채널에서는 고속의 통신이 원활하지 않는 점과 함께, 수중에서 적용되는 작은 패킷 사이즈, 적응형 부호화율의 적용, 등화기의 활용 측면에서 보면 터보 부호기가 수중 음향 통신에 가장 적합한 것을 알 수 있었다.

다중 채널 환경을 가지는 수중 통신에 가장 적합한 채널 부호화 기술로 터보 부호기가 제안되었고, 터보 부호가 가지는 높은 SNR 에서 발생하는 error floor 현상을 제거하면서 성능을 더욱더 향상 시킬 수 있는 16 상태의 구조를 가지는 터보 Pi 부호기를 분석하였다. 시뮬레이션에 따른 BER 성능 분석결과 터보 부호기에서 발생하는 error floor 현상을 제거하면서 약 0.3 [dB]의 성능이 향상됨을 알 수 있었다. 그리고 MAP기반의 터보 복호기의 가장 큰 문제점인 MAP의 복잡성과 많은 연산량으로 인해 처리속도가 저속이고 메모리도 방대하고 설계가 어려운 점을 극복하기 위한 저전력 반복 복호 알고리즘을 제안하여 30%의

전력 효율을 향상 하였다.

그리고 ISI로 인한 오류를 보상하기 위하여 열악한 환경에서도 빠르게 오차를 추정하고 요구하는 탭 수가 적은 비선형 등화기인 LMS-DFE 등화기에 대한 분석과 함께 터보 Pi 부호와의 효율적인 연접 방안에 대하여 제안하였다. 제안된 LMS-DFE 등화기를 이용한 반복 기반의 터보 등화기를 실제 수중 통신 환경에 적용시키기 위하여 효율적인 패킷 구조를 실험을 통하여 분석하였다. 분석 결과 전송율 1 [kbps], 거리 200 [m]일 때에는 데이터 심볼의 크기가 4000 심볼일 때가 적합하고 500 [m]의 거리에서는 2500 심볼일 때가 적합하다는 것을 알 수 있었다. 또한 4 [kbps], 200 [m]의 거리에서는 1900 심볼의 데이터를 하나의 패킷으로 구성하는 것이 가장 적합한 것을 제시하였다. 이러한 패킷 구성을 바탕으로 2011년 6월 강원도 동해시 인근 해역에서의 실제 해상 실험을 통하여 획득한 데이터를 이용하여 반복 기반의 터보 등화기에 대한 성능을 분석하였다. 이러한 실측 자료를 이용한 실험을 통하여 터보 등화기의 반복 횟수는 3회 일 때부터 터보 등화기로 인한 성능이 증가하며, 수중에서의 통신을 위해서는 $E_b/N_0 = 4$ [dB] 일 때가 적합함을 알 수 있다.

SISO 기반의 최적의 복호 구조를 기반으로, MIMO 시스템에 적용시켜 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득을 동시에 가지는 시공간 격자 부호에 대한 성능을 분석하였다. 다중 채널 및 다양한 페이딩으로 인하여 채널 환경이 열악한 수중 음향 통신에서는 코딩 이득을 가지지 않는 시공간 블록부호는 부호 성능 면에서 효율성이 떨어져서 적합하지가 않다. 따라서 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득을 동시에 가지는 Blum에 의해 제안된 32-state의 시공간 격자 부호화 기법을 외부부호로 하고, 터보 Pi 부호를 내부 부호로 구성하는 계층적 부호화 방식을 제안하며, 두 부호를 연접할 때 효율적인 두 부호간의 반복 방안을 시뮬레이션을 통하여 제안 및 성능을 분석하였다. 시뮬레이션 결과 센서의 수가 증가함에 따라 다이버시티 이득과 함께 시공간 격자 부호의 부호화 이득으로 인하여 수신센서의 수가 2개일 때 1개일 때 보다 BER 에서 약 4 [dB]의 성능이 향상됨을 알 수 있다. 그리고 제안한 효율적인 두 부호간의 반복 방안을 적용하였을 때, 일반적인 계층적 시공간 부호와 비교하면 인터리버 효과와 함께 전체 반복을 통하여 약 1.5 [dB]의 성능이 향상됨을 알 수가 있었다.

또한 계층적 시공간 부호를 이용하는 MIMO 시스템에서 각각의 송신 센서로부터 전송되어진 신호의 분리 및 다중 채널로 인한 ISI를 극복하기 위하여 최적의 등화 기법으로 LMS-DFE 등화기를 제시하였다. 그리고 본 논문에서 제안한 계층적 시공간 부호안에서의 연판정된 출력 값을 이용한 효율적인 Inner-iteration 복호 구조가 일반적인 반복 복호 구조인 Outer-iteration을 하는 방법 보다 성능이 향상되는 것을 알 수 있었다.

최종적으로 MIMO 수중 통신 기반의 효율적인 전송 기법의 구조로는 LMS-DFE 등화기와 함께 시공간 격자 부호, 그리고 터보 Pi 부호를 연접하였을 때 최적의 성능을 보이는 것을 알 수 있다. 또한 SISO 시스템에서의 최적의 반복 기반의 복호 구조인 LMS-DFE와 터보 Pi 부호간의 반복을 통한 성능의 향상과는 다르게 MIMO 시스템에서의 최적의 반복 구조는 제안된 시공간 격자 부호와 터보 Pi 부호간의 Inner-iteration 복호 구조가 적합함을 알 수 있다.

본 연구에서 제안한 수중 통신 환경에서 SISO/MIMO 기반의 효율적인 전송 구조에 대한 연구는 아직 다양한 연구 및 실험 자료가 미비한 우리나라의 수중 음향 통신에서 원활한 통신을 위한 적합한 채널 코딩 기법, 등화기, 전송 기법 등을 연구할 때 유용한 자료가 되리라 사료된다.

참고문헌

- [1] M. J. Gans, and G. J. Foschini, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communication*, Vol. 5, No. 3, pp. 311-335, 1998.
- [2] G. Ungerboeck, "Channel coding with multi level/phase signals," *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol. IT-28, No. 1, January 1982.
- [3] T. Jokela, J. Paavola, H. Himmanen and V. Ipatov, "Performance Analysis of Difference Reed-Solomon Erasure Decoding Strategies at the DVB-H Link Layer," *The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 1-5, September 2006.
- [4] A. J. Viterbi, "Convolutional Codes and their Performance in Communication Systems," *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vol. CT-19, pp. 751-771, October 1971.
- [5] G. Rettweis and H. Meyr, "High-Speed Viterbi Processor: Asystolic Array Solution," *IEEE Journal on Select Area in communication*, Vol. SAC-8, pp. 1520-1534, October 1990.
- [6] D. Haccoun, G. Begin, "High-Rate Punctured Convolutional codes for Viterbi and Sequential Decoding," *IEEE Transactions on Communication*, Vol. 37, No. 11, pp. 1113-1125, November 1989.
- [7] G. Ungerboeck, "Trellis Coded Modulation with Redundant Signal Set, Part I: Introduction," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 25, No.2, pp. 5-11, February 1987.

- [8] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes," in Proc. ICC93, 1993.
- [9] D. J. C. Mackay and R. M. Neal, "Near Shannon Limit Performance of Low-Density Parity-Check Codes," Electron. Letter, Vol.32, pp. 1645-1646, August 1996.
- [10] R. J. Urick, "*Principles of underwater sound 3d ed*," McGraw-Hill, pp. 99-201, 1983
- [11] M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, "Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels," IEEE J. Oceanic Eng., Vol. 19, No. 1, pp.100-111, 1994
- [12] Kim Hyeon-soo, Choe Dong-hyeon, Seo Jong-pil, Jeong Jae-hak, Kim Sung-il, "The Experimental Verification of Adaptive Equalizers with Phase Estimator in the East Sea," Acoustical Society of Korea, Vol 29, No. 4, pp. 229-236, 2010
- [13] Kim Hyeon-soo, Seo Jong-pil, Jeong Jae-hak, Kim Sung-il, Kim Jae-young, "Equalizer Mode Selection Method for Improving Bit Error Performance of Underwater Acoustic Communication Systems," Acoustical Society of Korea, Vol 31, No. 1, pp. 1-10, 2012
- [14] M. Tuchler, R. Koetter, and A. Singer, "Turbo Equalization : Principles and New Results," IEEE Trans. Communications, Vol.50, No.5, pp.754-767, May 2002.
- [15] C. Laot, A. Glavieux, and J. Labat "Turbo Equalization : Adaptive Equalization and Channel Decoding Jointly Optimized," IEEE J. Selected Areas in Communications, Vol.19, No. 9, pp.1744-1752, September 2001.
- [16] M. Tuchler, A. Singer, and R. Koetter, "Minimum Mean Squared Error Equalization Using A Priori Information," IEEE Trans. Signal Proc., Vol. 50, No. 3, pp.673-683, March 2002.

- [17] F. J. Sifferlen, H. C. Song, S. H. William, W. A. Kuperman, and J. M. Stevenson, "An Iterative Equalization and Decoding Approach for Underwater Acoustic Communication," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.33, no.2, pp.182-197, April 2008.
- [18] O. Tommy, N. Bernt, O. Niten, L. N. Magnus, and S. Sangfelt, "Underwater communication link with iterative equalization," *Proc. Oceans06*, pp.1-6, September 2006.
- [19] J. W. Choi, J. Riedl, K. Kim, A. C. Singer, and J. C. Preisig, "Adaptive Linear Turbo Equalization Over Doubly Selective Channels," *IEEE J. Oceanic Eng.*, Vol. 36, No. 4, pp.473-489, October 2011.
- [20] R. Otnes and T.H. Eggen, "Underwater Acoustic Communications : Long-Term Test of Turbo Equalization in Shallow Water," *IEEE J. Oceanic Eng.*, Vol. 33, No. 3, pp.321-334, July 2008.
- [21] Go Hak-rim, Lee Seung-ku, Kim Min-sang, Jo Dae-yeong, Kim Gil-yong, Pakr Byeong-hun, Park Jong-won, Lim Yong-gon, "Performance Analysis of the Spatial Correlation for Underwater Channel Environments," *Acoustical Society of Korea*, Vol 31, No. 2, pp. 107-113, 2012.
- [22] R. S. Blum and X. Lin, "Improved space-time codes using serial concatenation," *IEEE Commun. Lett.* Vol. 4, pp. 221-223, 2000.
- [23] A. R. Calderbank, N. Seshadri and V. Tarokh, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 744-765. 1998.
- [24] S. Crozier and P. Guinand, "High-performance Low-memory Interleaver Banks for Turbo-codes," in *Proc. 54th IEEE Vehic. Tech. Conf. (VCT' 01)*, pp.2394-2398, October 2001.

- [25] C. Berrou, Y. Saouter, C. Douillard, S. Keroudan, and M. Jzquel, “Designing good permutations for turbo codes: towards a single model,” in Proc. IEEE Int. Conf. Commun., Paris, France, June 2004.
- [26] Digital Video Broadcasting(DVB). “*Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for broadcasting, interactive services, news gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2),*” European Standard (Telecommunications series) ETSI EN 302 307 V1.2.1(2009-08), 2009.
- [27] S. Arthur, V. Francois, D. David and U. Pascal, “DVB-S2 compliant LDPC decoder integrating Horizontal Shuffle Scheduling,” ISPACS2006, pp. 1013-1016, 2006.
- [28] J. Tero, P. Jarkko, H. Heidi and I. Valery, “Performance Analysis of Difference Reed-Solomon Erasure Decoding Strategies at the DVB-H Link Layer,” The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications 2006.
- [29] 정진우, 김락훈, 심태보, 김성일, “수중통신 채널에서 적응변조기법을 적용한 STBC 시스템의 성능분석,” 수중음향학 학술발표회 논문집, 22회, 2007
- [30] C. Berrou, A. Glavieux, “Near Optimum Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes,” IEEE Trans. Communication, Vol. 44, No 10, pp.1261-1271, October 1996.
- [31] European Telecommunications Standards Institute. “*Digital Video Broadcasting Second generation framing structure for broadband satellite application,*” EN 302 307 V1.1.1, 2005.
- [32] C. Douillard, C. Berrou, “Turbo Code With Rate- $m/(m+1)$ Constituent Convolutional Codes,” IEEE Trans.Communication, Vol. 53, No 10, October 2005.

- [33] C. Berrou, A. Graell i Amat, Y. Ould-Cheikh-Mouhamedou, C. Douillard, and Y. Saouter, "Adding a rate-1 third dimension to turbo codes," in Proc. IEEE Inform. Theory Workshop, pp. 156-161, September 2007.
- [34] Hyoung-Nam Kim, Sung Ik Park, Seung Won Kim, and Jae Moun Kim, "Near-Optimum Blind Decision Feedback Equalization for ATSC Digital Television Receivers," ETRI Journal, Vol. 26, No 2, April 2004.
- [35] M.P. Fitz, "Decision-Directed Burst-Mode Carrier Synchronization Techniques," IEEE Trans. On Communication, Vol. 40, No. 10, 1992
- [36] M. Stojanovic, "Low complexity OFDM detector for underwater channels," in Proc. of MTS/IEEE OCEANS conference, Boston, MA, September 2006.
- [37] R. S. Blum and X. Lin, "Improved space-time codes using serial concatenation," IEEE Communication Letter, Vol. 4, pp. 221-223, 2000.
- [38] A. R. Calderbank, N. Seshadri and V. Tarokh, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," IEEE Trans. Inform. Theory, pp. 744-765, 1998.
- [39] C. Gimpler and F. Kienle, "Space-time bit trellis codes," 2010 International ITG Conference, pp. 18-21, 2010.
- [40] B. L. Yeap, L. Hanzo, R. Y. S. Tee, S. X. Ng and T. H. Liew, "Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding: EXIT-Chart-Aided Near-Capacity Designs for Wireless Channels," IEEE 2011

연구실적

국제 학술 등재지 - 1저자

- [1] Taedoo Park, Minhyuk Kim and Jiwon Jung , “A New LLR based MPE-FEC Decoding Algorithm,” IJMUE(International Journal Multimedia and Ubiquitous Engineering), vol.8, No.4, page 137-146 July,2013

국내 학술 등재지 - 1저자

- [1] 박태두, 김민혁, 김남수, 정지원 “반복부호의 멀티레벨 변조방식 적용을 위한 비트분리 알고리즘,” 해양정보통신학회논문지, 제12권 9호, pp.1654-1665, 2008.
- [2] 박태두, 김민혁, 김남수, 김철승, 정지원 “고속 이동체에서 위성 광대역 인터넷 서비스를 위한 Cross Layer 부호화 방식,” 한국통신학회논문지, Vol. 34, No. 5, pp.485-497, 2009.
- [3] 박태두, 김민혁, 김남수, 김철승, 정지원 “DVB-SSP 기반 혼합형 MPE-FEC 복호 알고리즘,” 한국통신학회논문지, Vol. 34, No.5, pp. 848-854, 2009.
- [4] 박태두, 김민혁, 김철승, 정지원, “Cross Layer를 이용한 Hybrid ARQ System 분석,” 한국전자과학회논문지, Vol. 21, No. 11, pp. 1229-1234, 2010.
- [5] 박태두, 김민혁, 김철승, 정지원, “Cross-Layer 부호기법을 이용한 Hybrid-ARQ 기반의 협력통신 시스템 연구,” 한국통신학회논문지, Vol. 35, No. 11, pp. 889-895, 2010.

- [6] 박태두, 김민혁, 김철승, 정지원, “MIMO 채널에서 LLR 추정을 위한 저 계산량 알고리즘,” 한국해양정보통신학회논문지, Vol. 14, No. 12, pp. 2791-2797, 2010.
- [7] 박태두, 김민혁, 정지원, “DVB-RCS Next Generation을 위한 Third-dimension Turbo Code 분석,” 한국해양정보통신학회논문지, Vol. 15, No. 2, pp. 279-285, 2011.
- [8] 박태두, 김민혁, 임병수, 정지원, “차세대 DVB-RCS 시스템을 위한 저 계산량 연관정 e-BCH 복호 알고리즘,” 한국전자과학회논문지, Vol. 22, No. 7, pp. 705-710, 2011.
- [9] 박태두, 김민혁, 임병수, 정지원, “LDPC 부호를 이용한 MISO 채널에서 수중 통신 채널 성능 분석,” 한국통신학회논문지 36(7), 2011.7, 878-885, 2011.
- [10] 박태두, 정지원, “수중음향통신에서 효율적인 패킷 설계에 관한 연구,” 한국향해항만학회지, Vol. 36, No. 8, pp. 631-635, 2012.
- [11] 박태두, 정지원, “MIMO 시스템에서 반복 복호 알고리즘 기반의 계층적 시공간 부호화 방식 연구,” 한국향해항만학회지, Vol. 36, No. 10, pp. 845-849, 2012.
- [12] 박태두, 한정우, 정지원, 김기만, 이상국, 천승용, 손권, “한국 연근해 환경에서 터보 등화기를 이용한 수중음향통신 시스템 분석,” 한국음향학회지, Vol. 32, No. 2, pp.124-130, 2013
- [13] 박태두, 이성로, 김범무, 정지원, “수중 음향통신에 적합한 최적의 반복기반 터보 등화기 분석,” 한국통신학회논문지, Vol. 38, No. 3, pp. 303-310, 2013.
- [14] 박태두, 정지원, “수중 음향통신에 적합한 터보 등화기 기반의 최적의 반복 부호 기법 연구,” 한국향해항만학회지, Vol. 37, No. 5, pp.487-492. 2013.

국제 학술 대회 - 1저자

- [1] Tae-Doo Park, Min-Hyuk Kim, Jong-Tae Bae, Seok-Soon Choi, Nam-Soo Kim, Ji-Won Jung, “Hybrid ARQ System using the Cross Layer Coding,” ITC-CSCC 2008, pp.1677-1680, 2008. 7.7.
- [2] Tae-Doo Park, Min-Hyuk Kim, Jong-Tae Bae, Seok-Soon Choi, Nam-Soo Kim, Ji-Won Jung, “Cross layer coding for Mobility of DVB-S2 system,” HUT-ICCE 2008, pp.534-539, 2008. 6. 4.
- [3] Tae-Doo Park, Min-Hyuk Kim, Nam-Soo Kim, Chul-seung Kim, Ji-Won Jung, “Low Computational Algorithm for Space Time Coded System with LDPC codes,” WiCOM, 2009.
- [4] Tae-Doo Park, Min-Hyuk Kim, Chul-seung Kim, Ji-Won Jung, “A Cooperative Communication System using Cross-Layer Coding Method base on Hybrid-ARQ,” ICUFN2010, 2010.6.17.
- [5] Tae-Doo Park, Min-Hyuk Kim, Chul-seung Kim, Ji-Won Jung, “Analysis of Turbo codes for Next Generation DVB-RCS system,” ICSSC2010, 2010.8.31.
- [6] Tae-Doo Park, Min-Hyuk Kim, Chul-seung Kim, Ji-Won Jung, “Performance Analysis of turbo codes ϕ with $m=3$,” ICCT2010, 2010.11.12.
- [7] Tae-Doo Park, Min-Hyuk Kim, Byeong-Su Lim, Ji-Won Jung, “Rate-Compatible Turbo Product Codes with Non-Symmetry Block Codes for DVB-RCS NG Systems,” APCC2011, 2011.10.5.
- [8] Tae-Doo Park, Min-Hyuk Kim, Byeong-Su Lim, Ji-Won Jung, “A New LLR based MPE-FEC Decoding Algorithm,” ISA2012, 2012.4.30.
- [9] Tae-Doo Park, Gun-Yeol Park, Ji-Won Jung, “Analysis of Efficient layered Space Time Trellis codes for MIMO system,” ICSSC2012, 2012.9.26.

국내 학술 대회 - 1저자

- [1] 박태두, 김남수, 김민혁, 배종태, 최석순, 정지원, “반복 부호의 8PSK 변조 방식 적용을 위한 최적의 비트분리방법“, 2008 통신정보 합동학술대회 (JCCI), pp. 55, 2008년 4월.
- [2] 박태두, 김민혁, 김남수, 김철승, 정지원, ” MIMO 채널에서 LLR 추정을 위한 저 계산량 알고리즘”, 제 31회 한국정보처리학회 춘계학술발표대회, pp.1281-1284, 2009년 4월.
- [3] 박태두, 김민혁, 김남수, 김철승, 정지원, “시공간 부호화 알고리즘에서 LLR 추정 알고리즘”, 2009년 한국통신학회 하계종합학술발표회, Vol. 39, pp. 606, 2009년 6월.
- [4] 박태두, 김민혁, 김철승, 정지원, “수중 다중경로 채널에서 OFDM 기반의 반복 부호 성능 분석”, 한국수중음향학회, 2010년6월
- [5] 박태두, 김민혁, 김철승, 정지원, “수중통신에서 적합한 채널 부호의 성능 분석”, 국방과학연구소, ADD 40주년 기념 학술대회, 2010년 8월
- [6] 박태두, 김민혁, 임병수, 정지원, 천승용, 손권, “MISO 채널에서 수중통신을 위한 LDPC 부호 성능 분석”, 한국음향학회, 2011년 5월
- [7] 박태두, 김민혁, 임병수, 정지원, 배진수, 윤석호, 김광순, 이성로, “수중 통신을 위한 Turbo- ϕ 부호화기의 성능 분석”, 한국통신학회 학술대회논문집, pp. 45-46, 2011년 11월
- [8] 박태두, 박군열, 정지원, 이성로, “다중경로 채널에서 반복기반 터보등화기 성능분석”, 한국통신학회 학술대회논문집, pp 239-241, 2012년 11월
- [9] 박태두, 박군열, 정지원, 김범무, 전성민, 이성로, “수중 통신 환경에서 Z·F 검출 기법을 이용한 시공간 부호화 방식 연구”, 한국정보통신학회 종합학술대회 논문집, pp. 405-408 , 2013년 10월

감사의 글

대학에 입학한지 벌써 13년이라는 세월이 지나갔습니다. 10년이면 강산이 변한다고들 말하는데 저 또한 주위의 많은 분들로 인하여 마음과 신체, 성격, 그리고 지식 등 많은 성장을 할 수 있었습니다. 이러한 성장의 밑바탕을 만들 수 있었던 것은 학부, 대학원 시절의 7분의 교수님들께서 많은 도움을 주셨기 때문이라고 생각합니다.

먼저, 시종일관 세심한 지도와 따뜻한 격려를 해주시고 미흡한 저를 지금까지 이끌어주신 지도교수님이신 정지원 교수님께 감사의 인사말을 올립니다. 연구 과정에서의 힘겨웠던 순간들과 연구결과에 대한 확신과 이해가 부족할 때에 교수님의 독려와 지도가 없었다면 지금의 저와 이 논문은 결코 완성될 수 없었을 것입니다. 그리고 논문의 미비점을 보완하여 보다 충실한 내용이 될 수 있도록 논문 심사를 맡아주신 한국전자통신연구원의 임종수 박사님, 국방과학연구소의 손권 박사님, 김기만 교수님, 윤영 교수님께 감사드립니다. 또한 학부시절부터 아낌없는 가르침을 주신 김동일 교수님, 강인호 교수님, 민경식 교수님께도 감사드립니다.

연구실에서 석·박사 기간 동안 생활하는데 많은 도움을 주신 상명이형, 상우형, 성준이형, 태길이형, 상진이형, 인기형, 덕군이형 감사합니다. 명절 때 한번씩 뵙지만 형들의 관심과 애정으로 저는 더 든든한 원군을 얻을 수 있었습니다. 그리고 연구실에서 같이 생활을 한 민혁이형, 종태형, 석순이형, 진희, 남수, 철승, 병수에게도 감사하다는 말을 전하고 싶습니다. 저의 졸업을 위해 옆에서 서포트 해준 군열, 해찬, 태훈이에게 같이 생활하면서 즐거운 일, 때론 힘든 일도 많았지만 같이한다는 것 하나만으로도 든든한 힘이 되어 줬다는 말을 전하고 싶습니다. 그리고 학교에서 같이 공부하고 술을 먹고 놀았던 동기 용훈이, 상경이, 윤성이, 광훈이, 현욱이, 영훈이, 선관이, 연종이, 승제 등 모든 동

기들 감사하였습니다. 또한 저에게 많은 조언을 해주었던 세호형, 동민이형, 진욱이형, 형욱이형, 같이 계모임을 하는 명진이형, 성준이형, 동호형 고맙습니다. 형들의 도움으로 즐거운 학교 생활을 할 수 있었습니다. 대학원의 선배로서 많은 도움을 주신 동한이형, 외형이형, 철성이형, 동식이형, 영배형, 세영이형, 정우형 또한 감사합니다. 선배라고 챙겨 주고 따라 쫓던 많은 후배들에게도 감사의 인사말을 올립니다. 초등학교 시절부터 친구로 지내면서 많은 일을 같이 겪은 현욱이, 일만이, 그리고 고등학교 때 친해져서 지금까지 같이 계모임을 하는 동현이, 용수, 우성이, 동욱이, 성민이 또한 지금의 제가 있을 수 있게 도와주셔서 감사합니다. 앞으로도 계속 친하게 지내었으면 좋겠습니다.

부족한 저를 위해 항상 희생하시는 아버님, 어머님께 지면으로나마 감사하고 사랑한다는 말을 전하고, 항상 형으로써 조언을 아끼지 않았던 형과 형수님에게 고맙다는 말을 전합니다. 또한 삼촌들 그리고 고모들에게도 어려서부터 많이 챙겨 주시고 열심히 하라고 격려 해주셔서 감사합니다.

대학원 박사 과정에 있으면서 아직 학생의 신분이지만 저를 믿고 결혼을 허락해주시고 처가댁에 가면 항상 반겨 주시는 장인, 장모님께도 감사합니다. 앞으로 저희 더 행복하게 잘 사는 모습 꼭 보여드리겠습니다. 그리고 임신 중인 처형과 옆에서 든든한 버팀목이 되어주고 계신 형님께도 감사의 인사드립니다. 외국에서 혼자 떨어져 고생하고 있는 처남은 좋은 여자 만나서 결혼하는 모습을 보여줬으면 하는 바람입니다.

마지막으로, 많이 부족하지만 옆에서 항상 긍정적으로 생각하며 같이 고민하고 격려해주는 저의 와이프 수진아 사랑한다. 학생 신분인 남편 뒷바라지 한다고 그동안 고생만 많이 시킨거 같아서 고맙고 미안한 마음이 많이 듭니다. 앞으로 좀 더 나은 미래를 바라보며 서로 더욱더 힘이 되고 믿고 의지하면서 살자꾸나. 그리고 우리 귀염둥이 아들 선근이, 딸 예술이, 요즘 아빠가 바빠서 많이 못 챙겨줘도 항상 웃으며 행복한 미소 짓는 너희들의 모습이 아빠를 더욱더 힘내게 하는구나. 우리 식구 모두 행복한 모습으로 이쁘게 살아가자.

많은 분들의 관심과 격려, 조언에 힘입어 끝이 아닌 새로운 시작으로 학생의 신분이 아닌 사회원의 일원으로 나아가려고 합니다. 주위의 기대에 보답 드리기 위해 항상 노력하고 도전하는 태도가 되겠습니다.