



저작자표시-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.
- 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 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](#)

工學碩士 學位論文

FTN 전송기법을 위한 효율적인 복호
알고리즘 연구

A Study on Efficient Decoding Algorithm
for FTN Transmission Method



2015年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

金台勳

本 論文을 金台勳의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 趙 炯 來 (印)

委 員 : 工學博士 金 基 萬 (印)

委 員 : 工學博士 鄭 智 元 (印)



2015年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

金 台 勳

목 차

| | |
|-------------------------------------|-----|
| List of Tables | iii |
| List of Figures | iv |
| Abstract | v |
| | |
| 제 1 장 서 론 | 1 |
| | |
| 제 2 장 고전송률 및 성능 향상 신호 처리 기법 | 3 |
| 2.1 FTN 신호 처리 기법 | 3 |
| 2.2 평처링 부호화 기법 | 8 |
| 2.3 BCJR 등화기법 | 9 |
| | |
| 제 3 장 FTN 신호의 효율적인 복호 알고리즘 제안 | 12 |
| 3.1 DVB-S3기반 기존의 FTN 복호기 구조 | 12 |
| 3.2 효율적인 트렐리스 구조 제안 | 18 |
| 3.3 성능 비교 분석 | 21 |
| | |
| 제 4 장 수중 통신 응용 | 24 |
| 4.1 수중 통신 환경 | 24 |
| 4.2 BCJR 등화기를 이용한 복호 모델 | 26 |
| 4.3 FTN 적용 방안 | 31 |
| 4.4 평처링 기법 적용 방안 | 32 |
| 4.5 성능 비교 | 33 |

| | |
|-----------------|----|
| 제 5 장 결 론 | 36 |
| 감사의 글 | 38 |
| 참고문헌 | 40 |



List of Tables

| | | |
|-----------|---|----|
| Table 2.1 | The matrix of punctured encoders | 8 |
| Table 3.1 | Optimal tap size according to α and Roll-off factor | 17 |
| Table 3.2 | Amount of interference for various symbols($\tau = 20\%$) | 19 |
| Table 4.1 | The number of errors for puncturing code and FTN signaling | 35 |



List of Figures

| | | |
|----------|---|----|
| Fig. 2.1 | The block diagram for FTN transmission system | 4 |
| Fig. 2.2 | FTN symbol waveform | 5 |
| Fig. 2.3 | Oversampling data | 5 |
| Fig. 2.4 | FTN waveform according to | 7 |
| Fig. 2.5 | Trellis structure and metric calculation | 11 |
| Fig. 3.1 | The performance of LDPC decoder according to τ | 12 |
| Fig. 3.2 | The performance for filter tap and coefficients ($\tau = 10\%$) | 14 |
| Fig. 3.3 | The performance for filter tap and coefficients ($\tau = 20\%$) | 15 |
| Fig. 3.4 | The performance for filter tap and coefficients ($\tau = 30\%$) | 16 |
| Fig. 3.5 | The block diagram for FTN decoder | 18 |
| Fig. 3.6 | The Trellis diagram of conventional method | 19 |
| Fig. 3.7 | The Trellis diagram of proposed method | 20 |
| Fig. 3.8 | The performance of FTN signaling according to τ | 22 |
| Fig. 4.1 | Environment of underwater communication experiment | 25 |
| Fig. 4.2 | Time delay profile at experiment distance 400m | 25 |
| Fig. 4.3 | The block diagram of turbo equalization | 26 |
| Fig. 4.4 | The performance of turbo equalization for decoding method | 29 |
| Fig. 4.5 | Constellation of received signal and equalized signal | 30 |
| Fig. 4.6 | Turbo equalization model for FTN | 31 |
| Fig. 4.7 | Turbo equalization model for puncturing code | 32 |
| Fig. 4.8 | The performance of Puncturing code for underwater channel | 33 |
| Fig. 4.9 | The performance of FTN signaling for underwater channel | 34 |

A Study on Efficient Decoding Algorithm for FTN Transmission Method

Kim, Tae Hun

Department of Radio Communication Engineering
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University

Abstract

FTN (Faster-than-Nyquist) signalling is a technique of transmitting information at a rate higher than the allowed Nyquist limit. Systems employing this technique have shown to achieve higher information rates at the cost of increased processing in the transmitter and the receiver. There have been some efforts to apply FTN theory to commercial applications, e.g. DVB-S2 (Digital Video Broadcasting - Satellite - Second Generation) for the satellite broadcasting system. There is increasingly growing demand to send high data rates over satellite channels. This thesis here discuss utilizing time packing or FTN signalling to satisfy this demand in combination with using tight frequency spacing is $(1 + \alpha) \cdot R_s$, where R_s is the symbol rate and α is roll-off factor.

In FTN signalling, information symbols are transmitted at a rate higher than that suggested by the Nyquist criterion, i.e., $1/\tau > 2W$. Therefore, ISI (Inter-Symbol Interference) is unavoidable. Signaling above the Nyquist rate comes at the expense of higher receiver complexity and higher transmitted power, since more information

symbols are sent per second. Since FTN method was first studied, the usefulness of FTN has not yet been determined. Several receivers have been suggested, some implying the feasibility of FTN, and others not considering it worthwhile. The presented model utilized interference as branch information and iteratively exchange probabilistic information between BCJR and LDPC (Low Density Parity Check code) decoder. In BCJR (Bahl Cocke Jelinek Raviv) decoder, the performance depends on Euclidean distance of branch metrics between possible transitions at each node.

This thesis proposed FTN re-mapper by reordering the branch matrices on trellis diagram in order to maximize Euclidean distances. This thesis confirmed that performance was improved compared to conventional methods as increasing throughput of FTN signal.

Furthermore, FTN method is applied to underwater communication. The performance of underwater communication system is sensitive to the ISI due to multipath signal propagation. And due to limited frequency using acoustic wave, underwater communication is a low transmission rate. In aspect to performance improved, turbo equalizations are employed. Iterative turbo equalization consists of inner codes and outer codes, decision feedback equalizer was employed as an outer codes and half rate convolutional codes was employed as inner codes. Equalizer and BCJR decoder are connected through the interleaving and de-interleaving that update each other's information repeatedly. The receiver is depend on powerful turbo equalization algorithms that iteratively exchange probabilistic information between inner decoder and outer decoder, thereby the error rates can be reduced significantly. In aspect to throughput efficiency, punctured coding method and FTN method are considered in underwater channel. Punctured coding methods are well known method to improve throughput. As a results of applying FTN method to underwater channel, this thesis confirmed FTN method also effective in the range of $\tau = 10\%$ and $\tau = 30\%$.

KEY WORDS: Faster than Nyquist signaling, BCJR algorithm, Punctured code, Underwater communication, Wireless communication, LDPC code, Turbo equalization

제 1 장 서 론

급속도로 발전하는 현대사회에서 통신에 대한 데이터 전송률에 대한 요구는 계속 늘어나는 반면, 대역폭이 제한적이기 때문에 전송률을 높이기 위한 많은 방안들이 연구되어지고 있다. 하지만 전송률 향상과 성능 향상은 Trade-off 관계이기 때문에 많은 어려움이 따른다. 그러므로 전송률을 증가시키되 성능을 최대한 유지할 수 있는 방식들을 개발하는 것이 가장 중요하다. DVB-S2 (DVB-S2 : Digital Video Broadcasting-Satellite-Second Generation) 기반 위성통신에서는 전송률 향상을 위한 많은 방안들 중 가장 대표적인 복호 속도를 개선시켜 전송률을 향상시키는 방안은 이미 연구가 포화 상태에 있다. 그러므로 기존의 복호 속도를 개선시켜 전송률을 높이는 방안보다는 Nyquist 전송률보다 더 빠르게 전송하는 FTN (FTN : Faster than Nyquist) 방식[1][2][3]을 이용한 방안들이 차세대 DVB-S3의 표준안으로 대두되고 있다. 그러나 FTN 기법 적용으로 인해 인접 심벌 간의 간섭 (ISI : Inter-Symbol Interference)이 발생하여 신호의 왜곡이 발생하게 된다. 이에 따른 대처기법이 대두되고 있다.

FTN 전송기법에서 ISI를 제거하기 위한 기법들은 여러 방식이 제안되고 있다. DVB-S3에서는 비터비 등화기를 이용하여 LDPC (LDPC : Low Density Parity Check code) 복호기와 연결한 터보 등화 기법[4][5]을 적용하였다. 트렐리스도 기반의 BCJR (BCJR : Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv) 알고리즘을 이용한 ISI 제거 방안이 DVB-S3 뿐만 아니라 여러 논문에서 제안되고 있으나 [6][7], 이의 트렐리스 구조에서 최대의 유클리디언 거리를 보장하지 못해 성능 저하를 초래한다. 따라서 본 논문에서는 출력 값이 연관성 값을 가지는 BCJR 기법[8][9][10]을 이용한 비터비 등화기를 기본으로 하여 FTN 신호 처리에 있어서 roll-off factor와 필터 탭 수에 따른 성능 분석을 하였으며, roll-off factor가 작을수록 탭 수가 성능에 영향을 미치게 됨을 알 수 있었다. 그리고 FTN으로 인한 ISI 값을 보상

하기 위한 비터비 등화기의 BM 값의 설정에 있어서 기존의 트렐리스 구조는 한 상태로 입력되는 BM 간의 차이가 크지 않아 성능 저하를 초래하므로 한 상태로 입력되는 BM 간의 차이를 최대로 하는 효율적인 트렐리스 구조를 제안함으로써 부호화 이득을 얻을 수 있었다. 제안하는 구조는 FTN remapper를 추가하여 간단하게 구현할 수 있다.

본 논문에서는 위성 및 무선에서 적용되는 FTN 기법을 수중통신으로 응용하여 연구하였다. 수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 음파를 이용하여 통신을 하며, 전달 과정에서 잔향 및 다중경로 등에 의해 신호가 크게 왜곡되므로 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 이러한 음향 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중음향통신에서 ISI를 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시키게 되며, 음파 통신의 단점은 좁은 대역폭으로 인해 전송률을 증가시킬 수 없다[11] [12].

본 논문에서는 수중통신의 전송률 향상을 위하여 FTN 기법을 적용하였다. 다중 경로 전달 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 반복 부호화 기법인 BCJR 기반 컨볼루션 부호와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기 (DFE : Decision Feedback Equalizer) [13][14]가 결합된 터보 등화기 구조를 제안하고, 고 전송률의 문제를 해결하기 위해 앞서 연구한 FTN 기법과 기존의 평처링 기법[15][16]을 적용하여 경천호에서의 실제 수중 실험을 통하여 성능을 비교 분석하였다. 성능 분석 결과, 수중 통신에서도 FTN의 효율성을 입증하였으며, 평처링 부호화의 부호화율에 따른 성능이 일치함을 확인하였다.

본 논문은 크게 세 가지로 나눌 수 있다. 첫째, 높은 신뢰도와 함께 빠른 전송속도를 위한 FTN 신호처리 기법 및 평처링 부호, 그리고 FTN 적용으로 인해 발생하는 ISI를 보상하기 위한 BCJR 등화기를 2장에서 설명한다. 둘째, 2장에서 설명한 FTN 기법을 실제 무선 통신에서 사용되는 LDPC 부호에 적용하고, 비터비 등화기의 최적 트렐리스 구조에 관한 연구를 3장에서 하였다. 마지막으로 수중 통신에서의 고전송률 및 성능향상을 위해 FTN 기법 적용 및 평처링 부호의 사용하여 실제 수중통신 실험을 통하여 성능을 4장에서 비교 분석한다. 그리고 5장의 결론으로 끝을 맺는다.

제 2 장 고전송률 및 성능 향상 신호 처리 기법

차세대 무선 통신 및 수중 통신은 고전송률을 가지는 통신 기법을 요구하고 있다. 또한 전송률의 trade-off 관계를 가지는 성능을 최대한 유지하거나 더 향상된 성능을 요구한다. 최근의 통신 방식은 고속으로 전송하기 위해 기존의 복호기의 복호 속도를 개선시켜 전송률을 높이는 방안 보다는 FTN 전송기법을 이용해 전송률을 높이는 방안들이 대두되고 있다[1][2][3]. 그리고 전송률을 높이는 또 다른 방안으로 펄처링 부호를 이용하는 방안이 있다. 이에 본 장에서는 고전송률을 위한 FTN 신호처리 기법과 펄처링 부호에 대해 설명하고, 마지막으로 FTN으로 인해 발생하는 ISI를 보상하기 위한 BCJR 등화기를 제시한다.

2.1 FTN 신호 처리 기법

FTN 전송기법은 주파수 대역에서 주어지는 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하여 전송률을 향상시키는 기법이다. Nyquist 속도 보다 빠르게 전송함으로써 심벌간의 간섭이 발생하게 된다. 간섭된 신호의 형태는 아래 식 (2.1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_n a_n h(t - n\tau T), \tau < 1 \quad (2.1)$$

이 때 E_s 는 심벌 에너지, a_n 은 M-ary 값, h 는 FTN 전송기법으로 인한 다중 경로 전달함수를 의미한다. 그리고 symbol time은 τT 이고 τ 는 FTN 기법 적용으로 인해 1보다 작은 값을 가지게 된다. 여기서 AWGN (AWGN : Additive White Gaussian Noise) 채널을 통과한 수신신호는 잡음 n' 가 첨가되어 아래 식 (2.2)와

같이 나타낼 수 있다.

$$(n\tau) = a_p((n-k)\tau T) + n'(n\tau T) \quad (2.2)$$

이의 간섭은 오류정정 부호화 방식을 적용하여 보상할 수 있다.

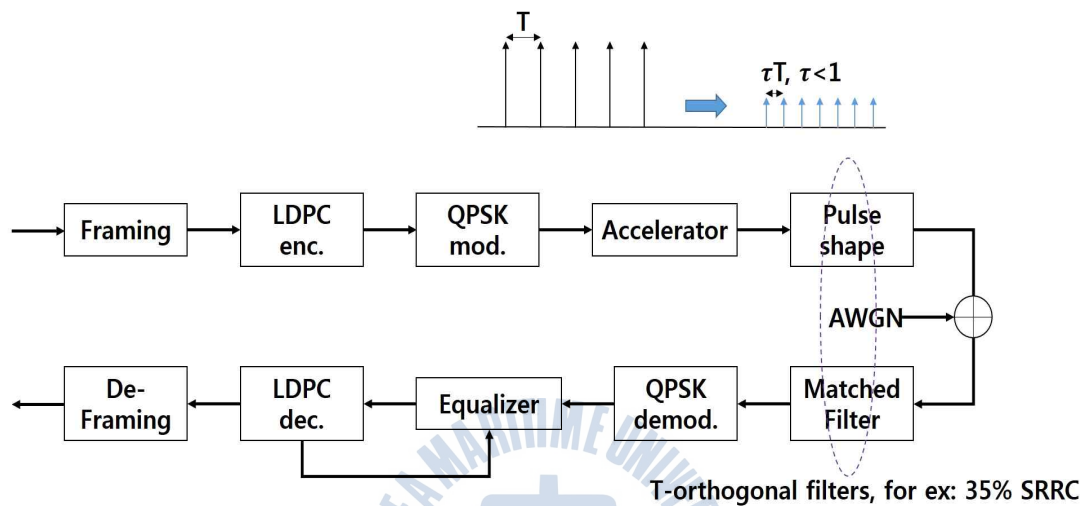


Fig. 2.1 The block diagram for FTN transmission system

Fig. 2.1은 본 논문에서 수행하여야 할 전체적인 구조이며, FTN 신호처리 기반의 고속 통신을 위해 새롭게 제시되는 구조이다. 기존의 DVB-S2 송수신 블록도에서 데이터 수를 더욱 증가시키기 위한 Accelerator가 존재하며, 이는 ISI를 야기시킬 수 있으므로 수신단에서는 등화기와 LDPC 복호기와의 정보를 주고 받는 반복기반의 터보 등화기가 존재한다. 또한 τ 는 FTN 신호처리 기법으로 인해 신호가 압축된 최종 신호길이의 비율이므로 본 논문에서는 τ 를 FTN 신호처리 기법으로 인한 신호가 압축되는 %값으로 쉽게 설명하였다. 즉, τ 가 1인 Nyquist rate에 맞는 신호의 τ 를 0%라고 표현한다.

다음 Fig. 2.2은 Oversampling 된 데이터와 Nyquist 속도에 맞는 파형, 그리고 FTN을 적용한 파형을 나타낸다.

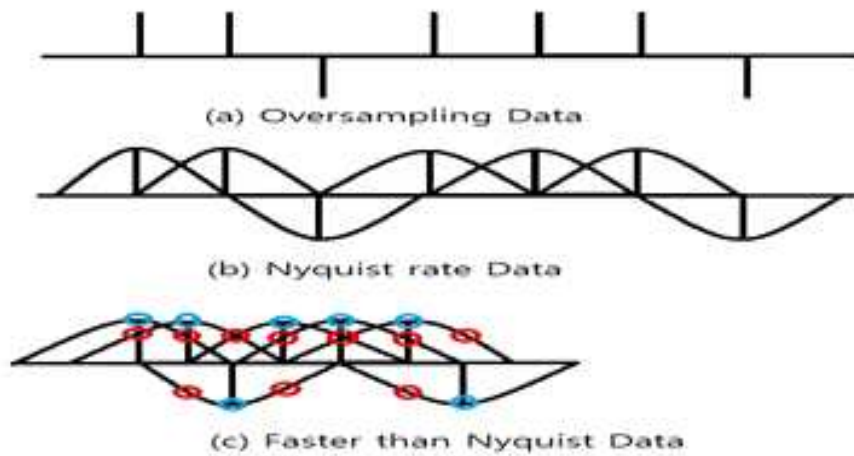


Fig. 2.2 FTN symbol waveform

Fig. 2.2-(b) 를 보면 Nyquist 속도에 맞추게 되면 원 데이터에 해당하는 부분에서 인접 데이터에 의한 값은 0이 되어 인접 심벌 간의 간섭이 생기지 않는 것을 알 수 있다. 하지만 Fig. 2.2-(c) 에서는 FTN 으로 인해 인접 심벌들이 서로 영향을 주어 데이터의 판정 시점마다 신호의 파형이 합쳐져 데이터가 인접 채널 간의 간섭된 파형 모양이 된다. 다음 Fig. 2.4 (a)~(f)는 Fig. 2.3의 원 데이터를 이용하여 양에 따른 파형을 나타낸 그림이다.

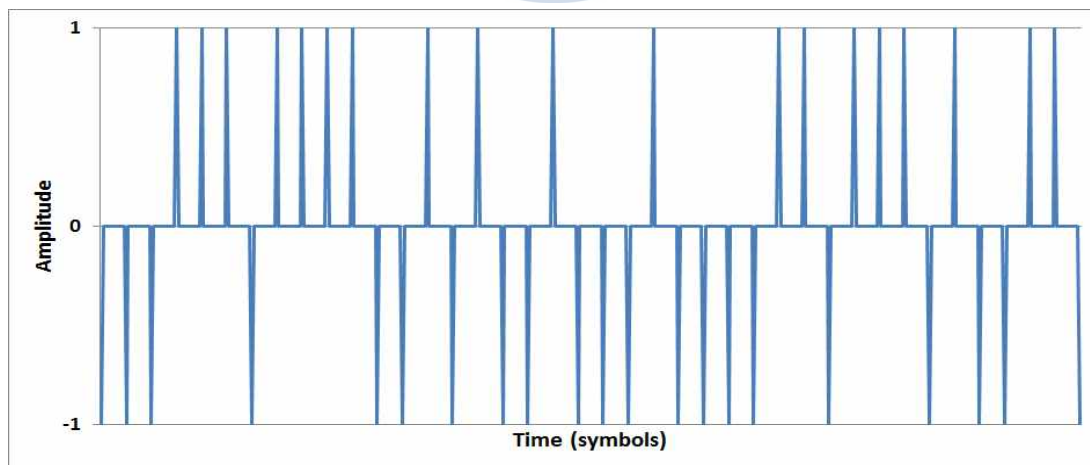
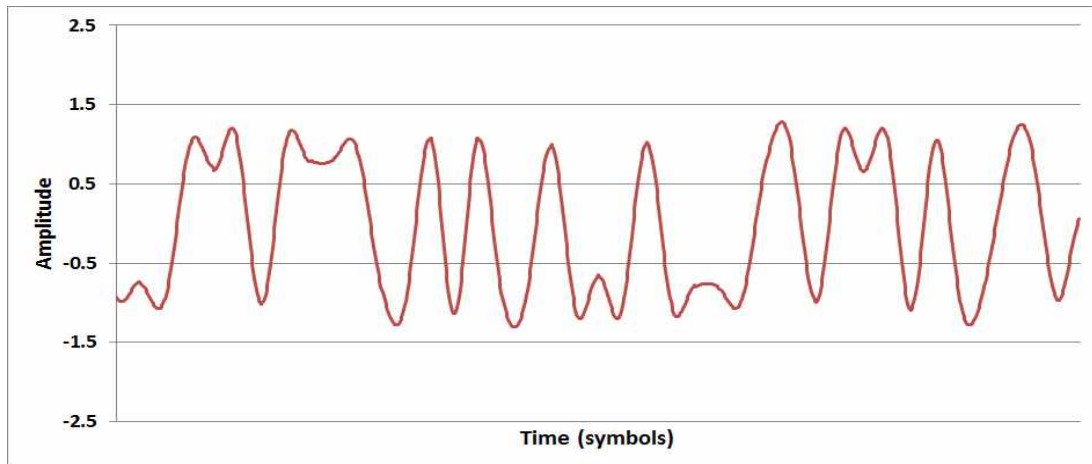
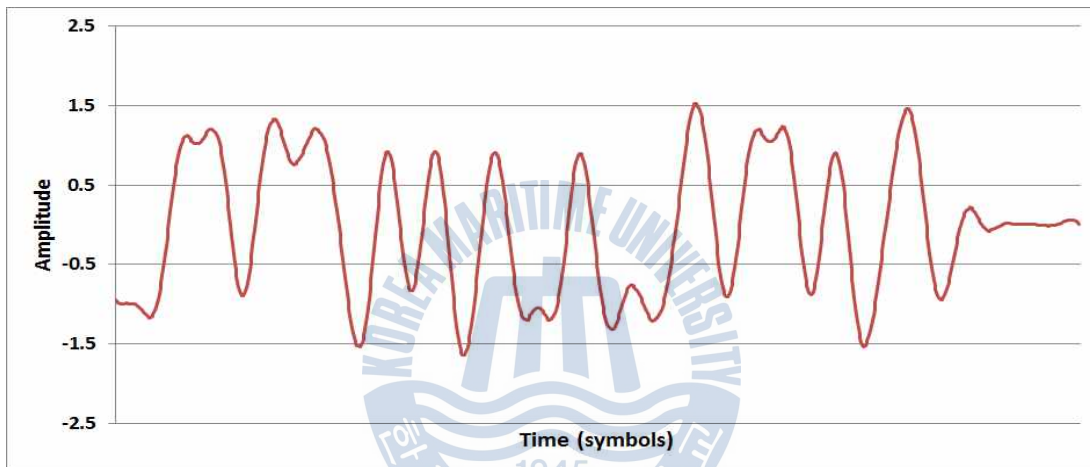


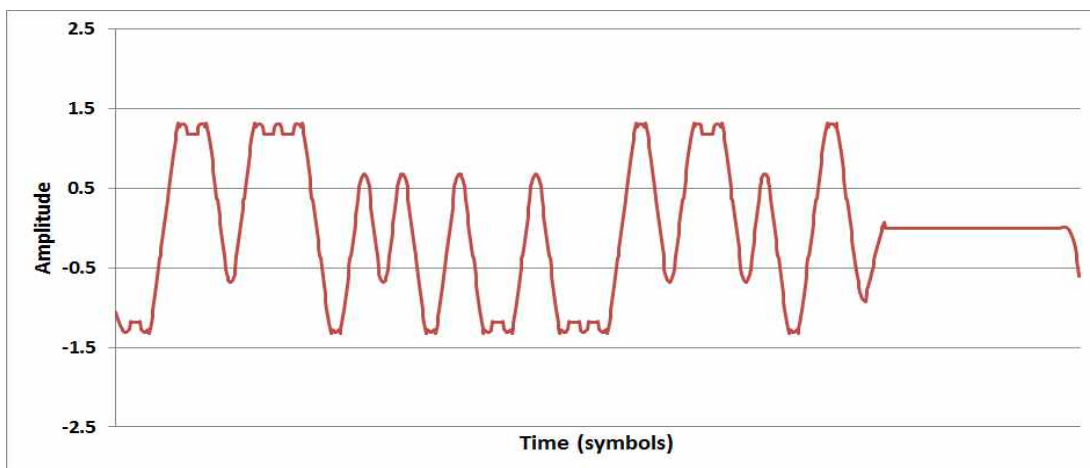
Fig. 2.3 Oversampling data



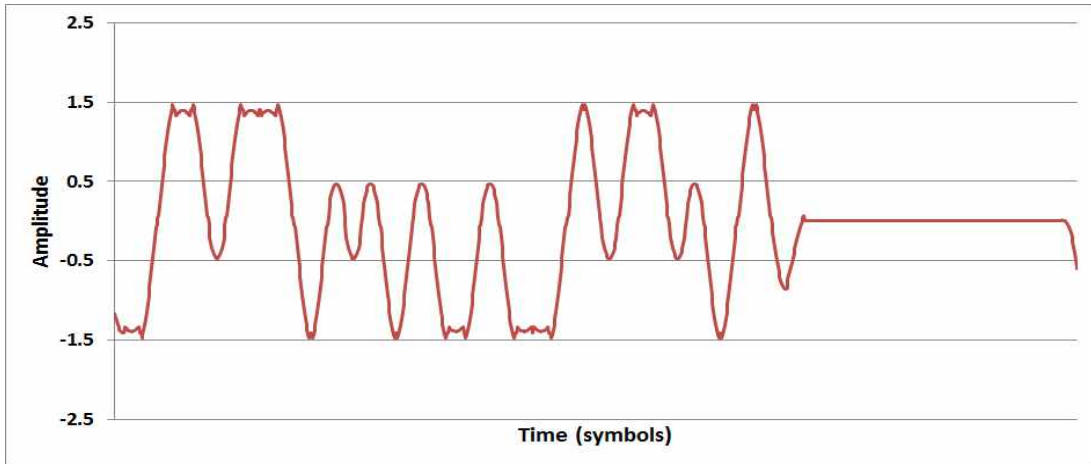
(a) $\tau = 0\%$



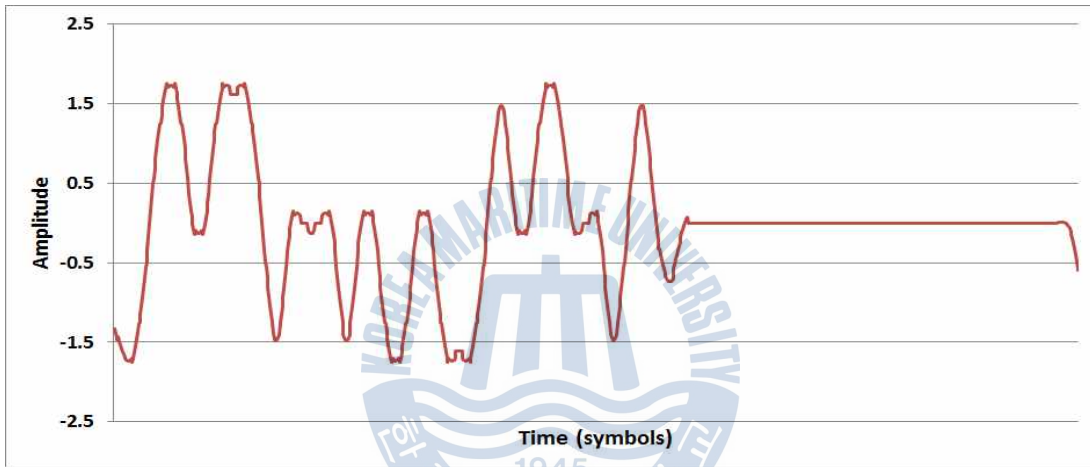
(b) $\tau = 12.5\%$



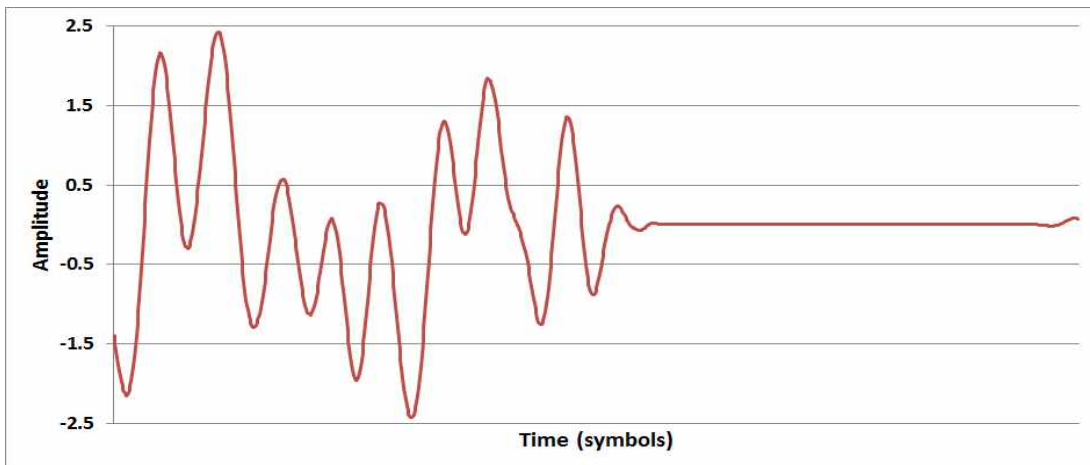
(c) $\tau = 20.83\%$



(d) $\tau = 29.16\%$



(e) $\tau = 40.67\%$



(f) $\tau = 50\%$

Fig. 2.4 FTN waveform according to τ

Fig. 2.4에서 α 를 10%, 20%, 30% 와 같이 정확히 하지 못한 이유는 필터가 24 sample이기 때문에 정확히 α 를 나눌 수 없어 가장 유사한 α 를 사용했기 때문이다. 그리고 Nyquist 속도에 맞는 것을 전송시간이 100%라 하였을 때는 얼마나 시간을 단축하였는가를 의미한다. Fig. 2.4를 보면 앞서 설명했던 것과 같이 FTN을 이용하면 인접 심벌 간의 간섭으로 인해 신호의 왜곡이 발생하는 것을 알 수 있다. 또한 같은 양의 데이터를 FTN을 많이 할수록 점점 더 짧은 시간에 보낼 수 있지만 그로 인해 인접 심벌 간의 간섭이 심해지는 것을 알 수 있다.

2.2 평처링 부호화 기법

고 전송 BCJR 복호는 컨볼루션 부호의 출력 비트 일부를 삭제하는 평처링 컨볼루션 부호를 사용함으로써 얻어진다. 즉, 평처링패턴에 따른 제한된 수의 부호화된 비트들만을 사용한다. 평처링 부호화 기술은 고속 BCJR 복호기를 단순화할 뿐 아니라 부호화율을 선택할 수 있는 컨볼루션 부호기 및 BCJR 복호기를 구현함에 있어서 유용하다[15][16].

Table 2.1 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 111100 | 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 | 65,57 | 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 |

Table 2.1은 컨볼루션 부호에 대한 평처링 패턴을 나타낸다. Table 2.1에서 K 는 구속장수, r_{ee} 는 자유거리를 의미하며, p 는 평처링 패턴을 의미한다. 평처링 패턴에서 “1”은 전송함을 의미하고, “0”은 전송하지 않고 삭제함을 의미한다. 평처링 패턴에서 “0”에 해당하는 비트를 삭제함으로써 데이터를 전송할 때 삭제된 비트로 인해 전송률이 증가하게 된다. 본 논문에서 사용하는 부호화율 2/3, 3/4에서 d_{free} 와 복호기의 복잡도를 고려하여 구속장수가 7인 컨볼루션 인코더에 해당하는 평처링 패턴을 사용한다.

2.3 BCJR 등화기법

BCJR 알고리즘은 1974년 처음 제안한 저자 네 명의 이름 첫 글자를 따서 BCJR 이라 불리며 MAP 알고리즘이라고도 한다. BCJR 알고리즘은 각 입력 정보 비트의 사후 확률을 계산하여 입력 정보 비트의 오류가 최소가 되도록 복호를 한다. BCJR 알고리즘은 이산 무기억 채널을 통하여 전송된 Markov source의 상태와 천이에 대한 APP (APP : A Posteriori Probability)를 얻기 위하여 제안되었으며, 격자 부호 (trellis decoding)에 대하여 심벌의 오류율을 최소화하는 알고리즘이다. BCJR 등화기법은 비터비 등화기법을 기반으로 BCJR 알고리즘을 적용시킨 방식이다[8][9][10].

BCJR 등화기에서는 BM (BM : Branch Matric), FSM (FSM : Forward State Matric), BSM (BSM : Backward State Matric)을 구하기 위하여 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도를 이용한다. Fig. 2.5 (a)는 BCJR 등화기의 64상태 격자도를 예를 들어 나타낸다. BCJR 연산에 있어 유한한 이전상태, 채널 출력, 다음상태가 존재한다. 이전 상태는 s' , 현재 상태는 $s = (x_{j-m}, x_{j-m+1}, \dots, x_j, x_{j+1}, \dots, x_{j+m})$ 로 주어지며, 전송된 신호는 $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, 수신 신호는 $r = (r_1, r_2, \dots, r_n)$ 로 표현하면, 전송신호 $x_j (j = 1, 2, \dots, n)$ 에 대한 LLR (LLR : Log Likelihood Ratio) 값은 식 (2-3)과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned}
u) = \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 0 \\
- \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 1
\end{aligned} \quad (2.3)$$

FSM은 식 (2.3)에 의해 $\alpha_j(s) = \log p(s_j = s, r_1^i)$ [Fig. 2.5 (b)]로 나타낼 수 있다.

$$\alpha_j(s) = \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s)] \quad (2.4)$$

BSM은 식(2.3)에 의해 $\beta_j(s) = \log p(r_{j+1}^n | s' = s)$ [Fig. 2.5 (c)]로 주어진다.

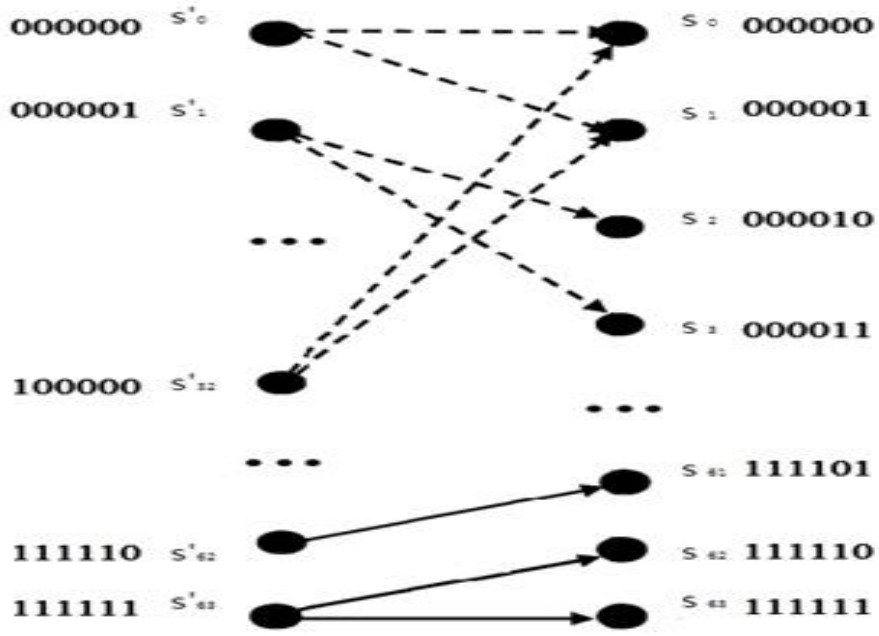
$$\beta_{j-1}(s') = \max^* [\beta_j(s) + \gamma_j(s', s)] \quad (2.5)$$

BM은 식(2.6)과 같다.

$$\begin{aligned}
r_j(s', s) &= \log p(s_j = s, r_j | s_{j-1} = s') \\
&= \log p(r_j | x_j) p(x_j)
\end{aligned} \quad (2.6)$$

\max^* 는 식 (2.7)로 정의된다.

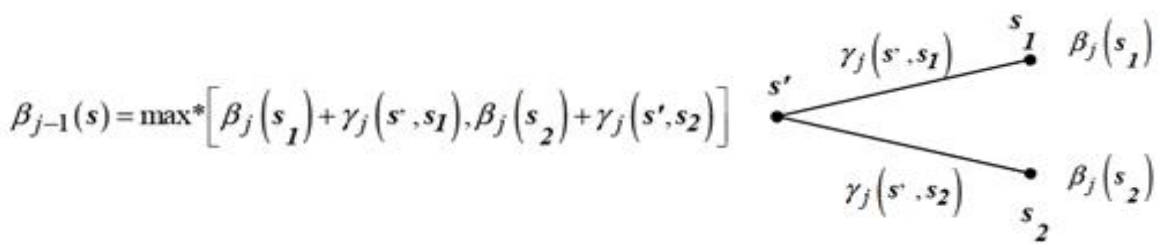
$$\max^*(x, y) = \max(x, y) + \log(1 + e^{|x-y|}) \quad (2.7)$$



(a)



(b)



(c)

Fig. 2.5 Trellis structure and metric calculation

(a) trellis diagram, (b) FSM, (c) BSM

제 3 장 FTN 신호의 효율적인 복호 알고리즘 제안

본 장에서는 2장에서 설명한 FTN 기법을 기존의 DVB-S2에서 사용되는 LDPC 부호와 결합하여 그에 따른 전송률의 향상과 성능을 분석한다. 또한 FTN 기법을 적용함에 있어서 필터에 의해 성능이 좌우될 수 있음을 파악하고, 다양한 파라미터를 조정하여 성능을 분석한다. 성능 분석을 통해 시뮬레이션시 고려해야 할 필터의 탭 수를 정한다. 그리고 FTN 기법으로 인한 ISI 값을 보상하기 위한 BCJR 등화기의 BM 값 설정에 있어서 트렐리스 구조를 변경한 효율적인 트렐리스 구조를 제안하여 부호화 이득을 얻을 수 있었다.

3.1 DVB-S3 기반 기존의 FTN 복호기 구조

샤논의 채널 용량 한계에 근접한 LDPC 부호는 터보 부호에 비해 복호화의 복잡도가 낮을 뿐 아니라 좋은 거리 특성으로 오류마루 현상이 나타나지 않고, 완전 병렬 처리로 고속 처리가 가능한 장점이 있다. 2.1절의 FTN 신호 처리 기법을 적용한 신호를 AWGN 채널을 통과시킨 뒤 LDPC 복호기를 이용하여 복호하였을 때의 성능 곡선을 다음 Fig. 3.1에 나타내었다.

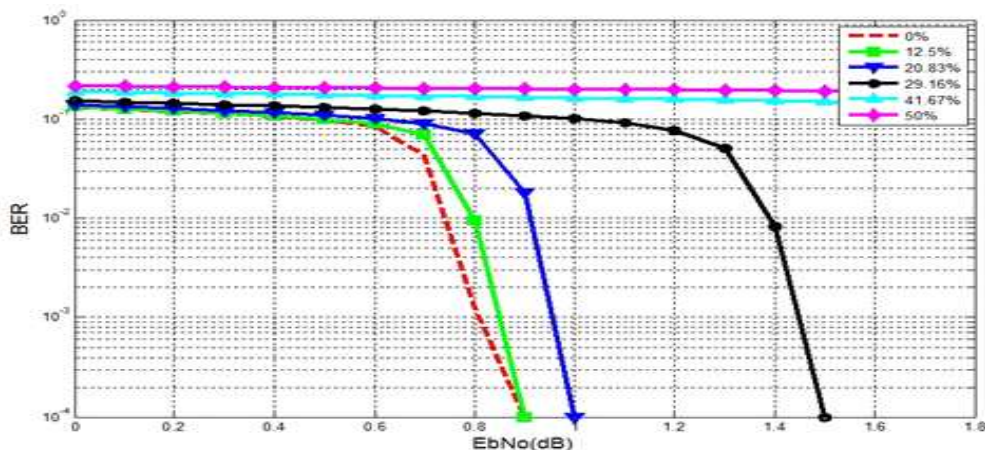
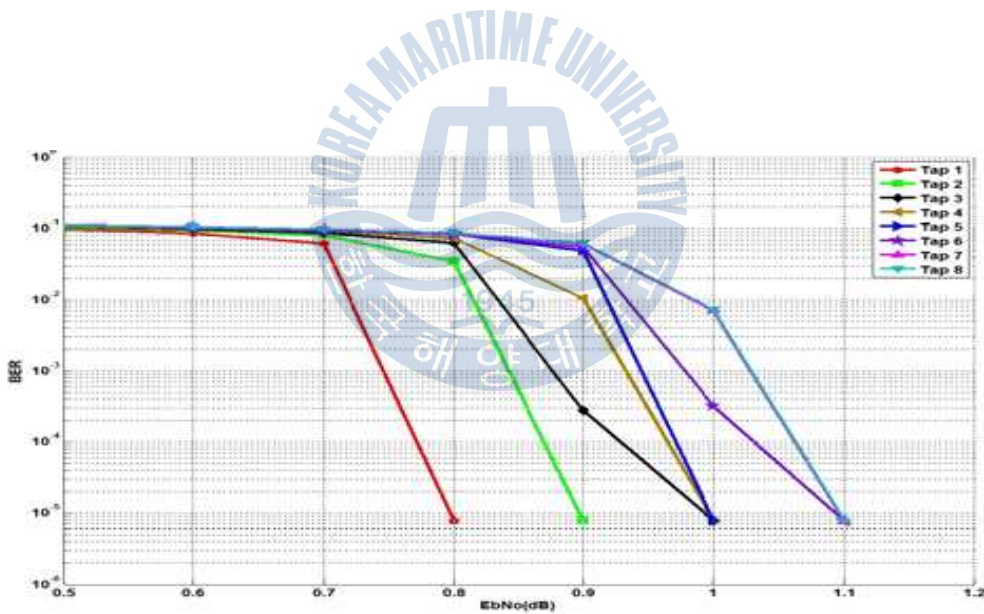


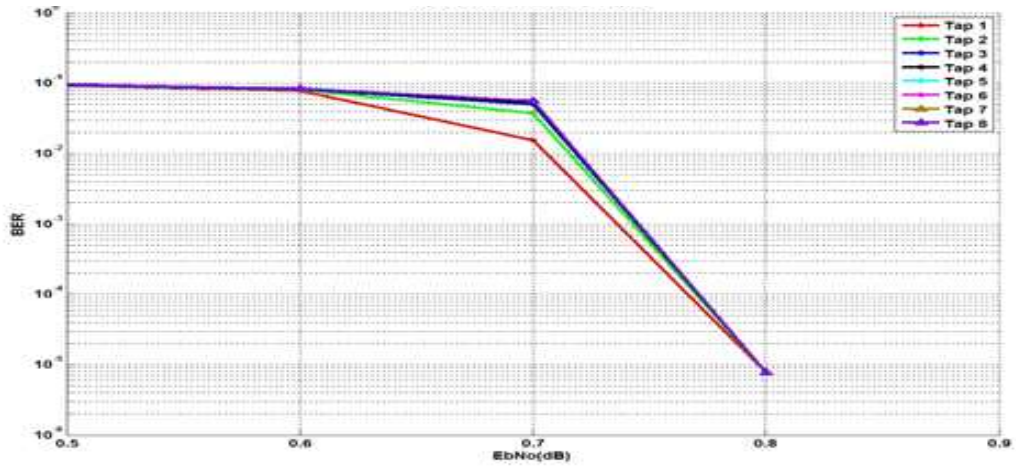
Fig. 3.1 The performance of LDPC decoder according to

Fig. 3.1을 보면 $\tau = 10\%$ 일 때는 $\tau = 0\%$ 와 성능이 거의 비슷하며, 대략 $\tau = 20\%$ 정도의 FTN은 성능은 0.1dB 정도로 성능 차이가 크게 나지 않지만 그 이상의 FTN을 사용하면 성능이 악화되다가 약 $\tau = 40\%$ 이상으로 축소하게 되면 과도한 인접 심벌간의 간섭으로 인해 EbNo가 커지더라도 복호하지 못하는 것을 알 수 있다. 즉, 인접 심벌간의 간섭이 성능에 큰 영향을 끼치게 되므로 이를 보상해주는 것이 필요하다. 본 논문에서는 이를 보상하기 위한 BCJR 등화기를 이용하여 보상하고자 한다.

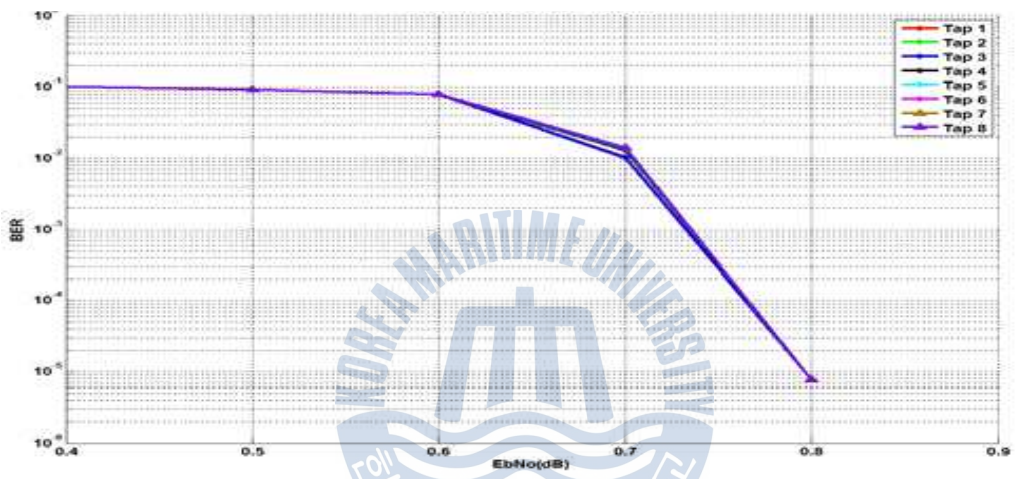
FTN 처리 기법을 이용하게 되면 필터의 종류에 의하여 성능이 좌우될 수 있다. 그러므로 필터의 탭과 필터 계수를 정하는 roll-off factor에 따라 성능이 어떻게 변하는가에 대한 연구를 진행하였다. 여기서 필터의 탭 수는 1개부터 8개까지 변화시켜 보았고, Roll-off factor = 0.1, 0.2, 0.35에 관해 성능 효과를 분석하였다. 또한 FTN의 관점에서 보기 위하여 τ 의 변화에 관해서도 분석하였다.



(a) Roll-off factor = 0.1

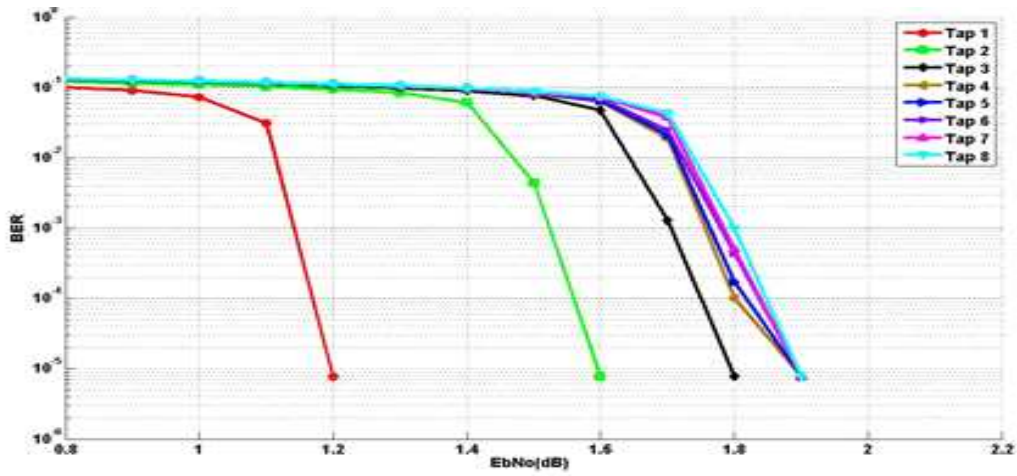


(b) Roll-off factor = 0.2

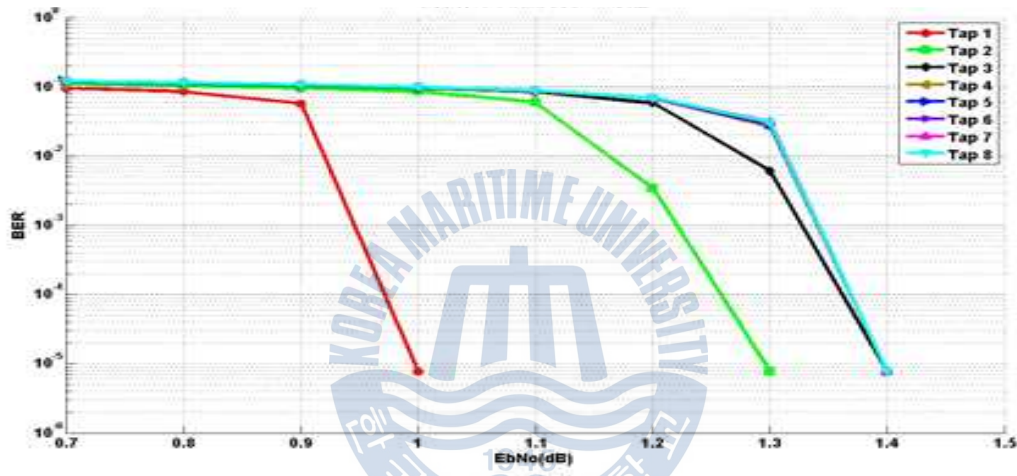


(c) Roll-off factor = 0.35

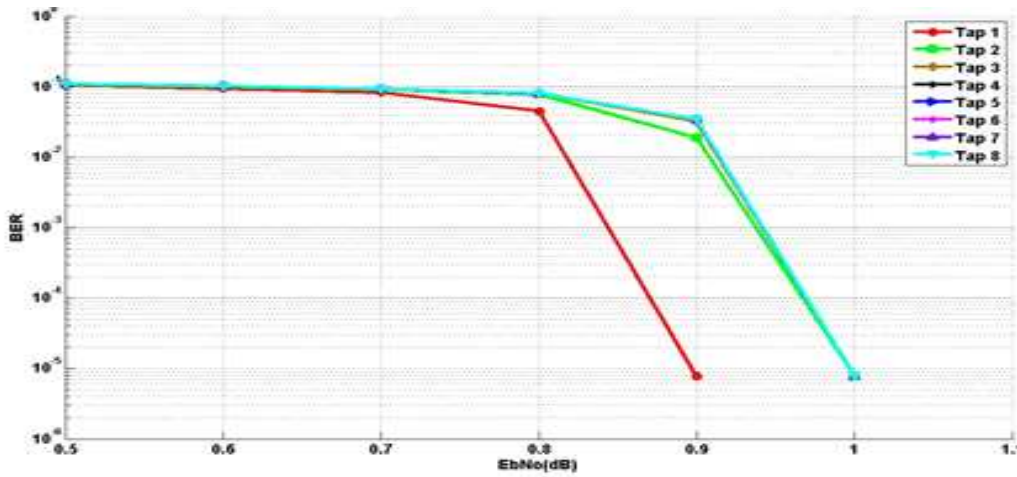
Fig. 3.2 The performance for filter tap and coefficients ($\gamma = 10\%$)



(a) Roll-off factor = 0.1

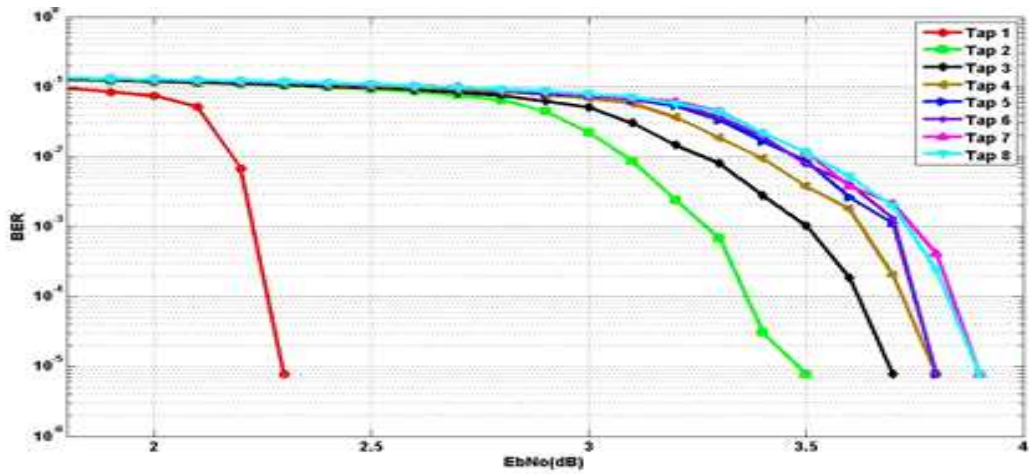


(b) Roll-off factor = 0.2

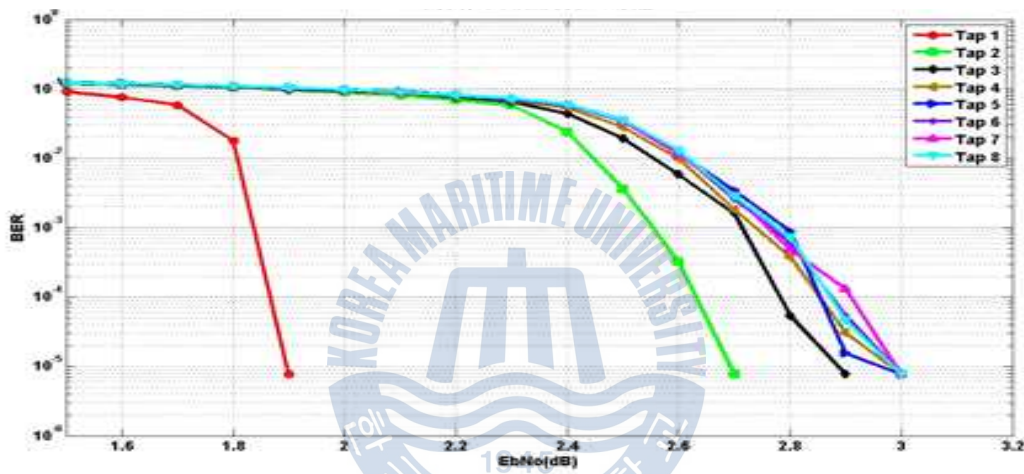


(c) Roll-off factor = 0.35

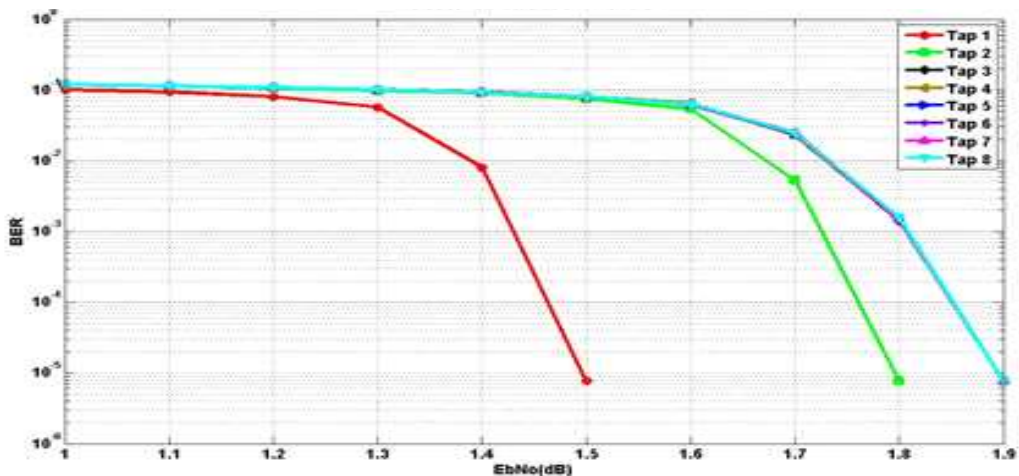
Fig. 3.3 The performance for filter tap and coefficients ($\alpha = 20\%$)



(a) Roll-off factor = 0.1



(b) Roll-off factor = 0.2



(c) Roll-off factor = 0.35

Fig. 3.4 The performance for filter tap and coefficients ($\alpha = 30\%$)

Fig. 3.2 ~ 3.4는 τ 가 각각 10%, 20%, 30% 일 때, 필터의 탭 수 및 roll-off factor에 따른 성능을 나타내고 있다. Fig. 3.2에서 τ 가 10%일 때 roll-off factor 별 성능 곡선을 나타내고 있다. 성능 곡선에서 알 수 있듯이 각각 탭이 증가 할수록 성능 열화가 발생하며, roll-off factor가 증가 할수록 성능은 탭 수의 영향을 받지 않음을 알 수 있다. Fig. 3.3, Fig. 3.4는 τ 가 20%와 30%에서의 성능을 나타내며, $\tau = 10\%$ 일 때와 비슷한 결과를 나타낸다. 즉, 어느 τ 에 서든 roll-off factor가 작을수록 그리고 탭이 증가할수록 인접 심벌간의 간섭이 증가하기 때문에 성능열화가 발생하고 τ 가 커질수록 그에 따른 차이가 점점 커지는 것을 알 수 있다. Fig. 3.2 ~ 3.4에서 종합적으로 나타내면 τ 가 작을 때는 탭 수의 영향을 받지 않으나 τ 가 클 때는 탭 수의 영향을 받음을 알 수 있다. 다음 Table 3.1은 τ 와 roll-off factor에 따른 시뮬레이션 시 고려되어야 할 최적의 탭 수를 나타낸다.

Table 3.1 Optimal tap size according to τ and roll-off factor

| τ | Roll-off factor | Optimal tap 수 |
|--------|-----------------|---------------|
| 10% | 0.1 | 6 |
| | 0.2 | 1 |
| | 0.35 | 1 |
| 20% | 0.1 | 4 |
| | 0.2 | 3 |
| | 0.35 | 2 |
| 30% | 0.1 | 3 |
| | 0.2 | 3 |
| | 0.35 | 3 |

3.2 효율적인 트렐리스 구조 제안

기존에 DVB-S3와 여러 논문에서 연구되어지고 있는 ISI를 제거하기 위한 BCJR을 기반으로 하는 비터비 등화기를 이용한 FTN 복호 구조는 Fig. 3.5과 같다[4][5].

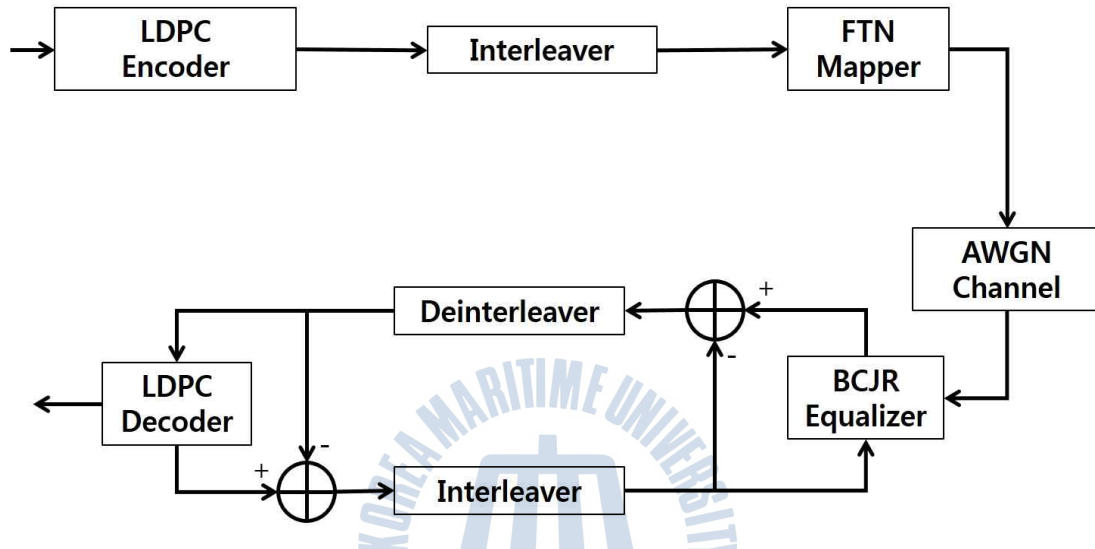


Fig. 3.5 The block diagram for FTN decoder

Fig. 3.5 블록도의 흐름을 보면 LDPC 부호화기로 데이터를 부호화시키고 인터리버를 통과한 뒤 FTN mapper를 이용하여 τ 에 따른 간섭량을 첨가시켜 AWGN 채널을 통과한다. 그리고 BCJR 등화기를 이용하여 FTN에 의한 ISI를 보상해준 다음 디인터리빙하고 LDPC 복호기를 이용해 복호한다. 그리고 반복을 통하여 성능을 향상시킨다. 여기서 FTN mapper는 송신하려는 데이터를 τ 만큼 FTN에 의한 ISI를 첨가시키는 부분을 의미한다. AWGN 통과 전의 FTN에 의한 ISI만을 포함하는 데이터는 수신 측에서 예측이 가능하다. 그 이유는 τ 에 따라 Table 3.2에서처럼 인접 심벌간의 간섭으로 인해 어느 정도의 값을 가지게 되는지 알 수 있기 때문이다. BCJR 등화기는 이 데이터를 이용하여 BM을 구하고 BSM, FSM, 그리고 LLR을 구하여 인접 심벌간의 간섭을 보상한다.

다음 Table 3.2는 양 옆의 인접 심벌의 간섭으로 인해 가운데 비트가 얼마나 영향을 받는지를 나타낸다. 그리고 현재 사용한 필터탭 수가 1이고, 최대 = 50%의 FTN을 사용하였기 때문에 양 옆에 하나씩의 비트에게만 영향을 받기 때문에 경우의 수가 8가지가 된다.

Table 3.2 Amount of interference for various symbols($\tau = 20\%$)

| t+1 | t | t-1 | T |
|-----|---|-----|-----------|
| 0 | 0 | 0 | -1.390080 |
| 0 | 0 | 1 | -1.095634 |
| 0 | 1 | 0 | 0.801187 |
| 0 | 1 | 1 | 1.095634 |
| 1 | 0 | 0 | -1.095634 |
| 1 | 0 | 1 | -0.81187 |
| 1 | 1 | 0 | 1.095634 |
| 1 | 1 | 1 | 1.39008 |

다음 Fig. 3.6은 기존의 일반적인 방식의 트렐리스도를 나타낸다.

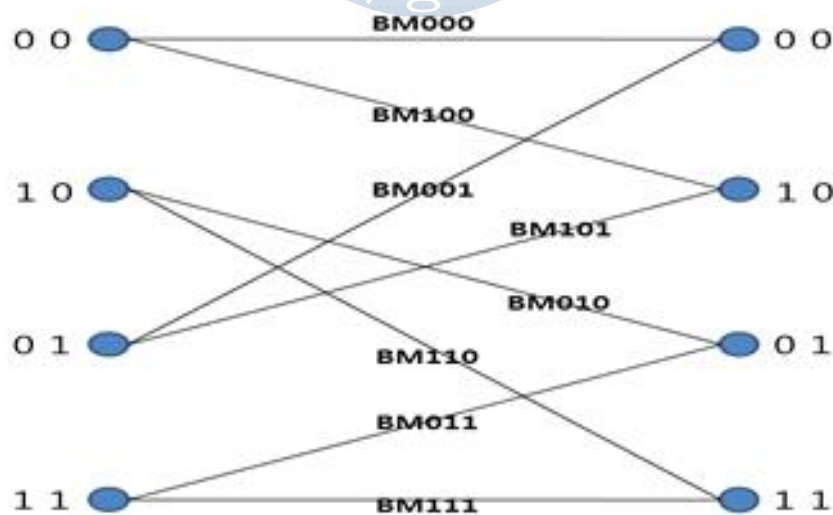


Fig. 3.6 The Trellis diagram of conventional method

Fig. 3.6에서 0 0, 1 0, 0 1, 1 1 은 현재상태, 이전상태를 의미하고 다음상태의 데이터에 따라 BM이 나뉘게 된다. 그리고 BM 각각의 값은 Table 3.2에서와 같은 각 에 따른 간섭량을 이용해 수신데이터와의 차이에 의해 구해지게 된다. 예를 들어 현재의 상태가 “00” 일 때 다음 입력이 “0” 이 입력되면 다음 상태는 “00” 으로 천이되며, 이에 따른 BM값은 “t+1 t t-1” 이 “0 0 0” 인 -1.39가 되며 (Table 3.2 참조), 이를 Fig. 3.6에서는 BM000으로 표시하였다. 이 방식을 이용하면 다음 상태에서 비교 대상이 되는 BM 간의 차이가 크지 않아 BCJR 등화기의 효과가 나타나지 않는다고 판단되어 새로운 방식을 제안하였다.

다음 Fig. 3.7은 성능향상을 위해 제안하는 새로운 방식의 격자도를 나타낸다.

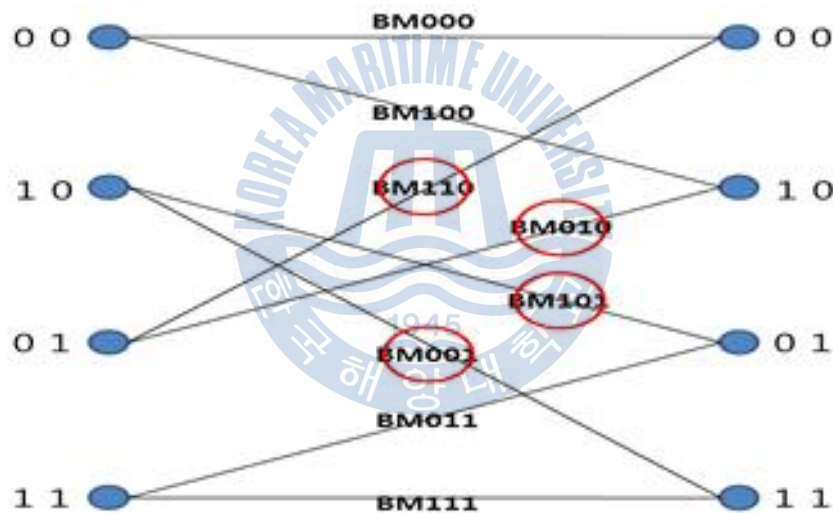
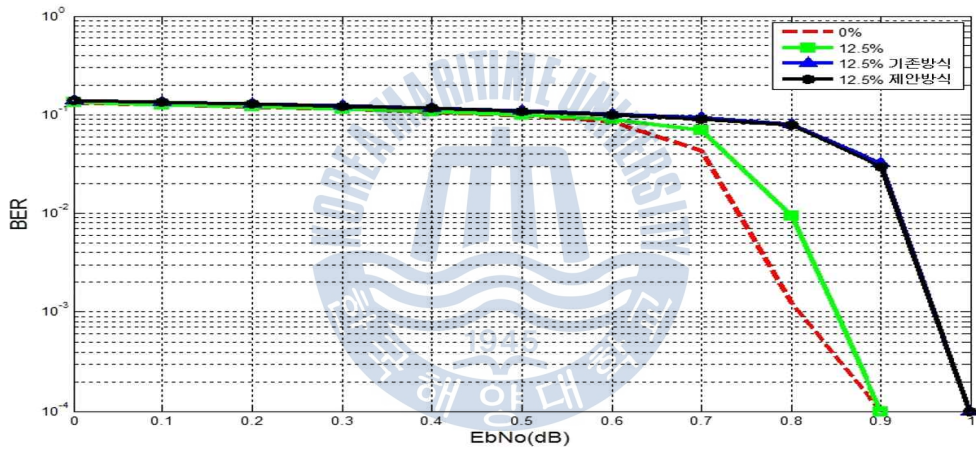


Fig. 3.7 The Trellis diagram of proposed method

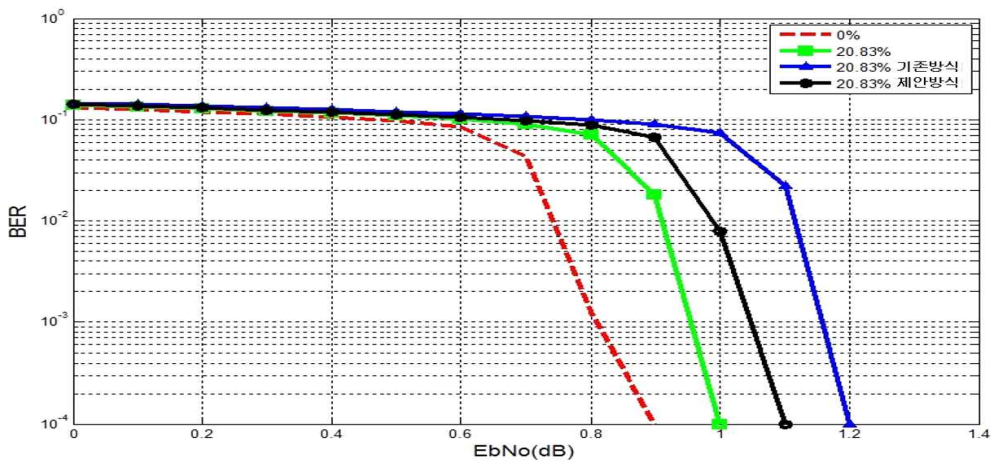
Fig. 3.7에서의 방식은 첫 번째 방식과 달리 1 0, 0 1 상태의 값을 반전시켜 다음 상태에서 비교 대상이 되는 BM간의 차이를 크게 만든 것이다. Fig. 3.6과 Fig. 3.7의 격자도를 보면, 상태 “01” 과 상태 “10” 에서 천이되는 BM 값을 반전시켜, 한 상태로 입력되는 BM 값의 유클리디언 값을 크게 하였다. 이는 FTN mapper에서 역시 001, 101, 010, 110의 상태일 때 값을 반전시킴으로써 간단히 구현될 수 있다.

3.3 성능 비교 분석

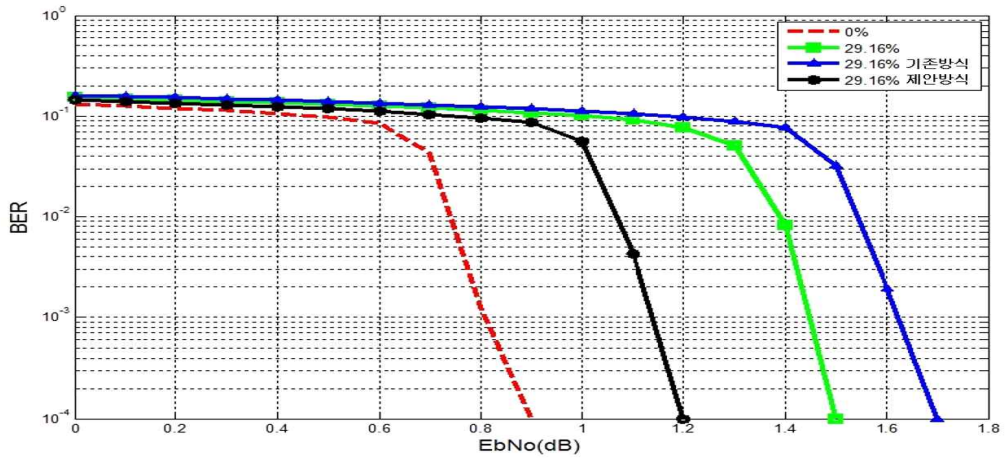
성능을 측정하기 위한 시뮬레이션 파라미터는 다음과 같다. 시뮬레이션은 AWGN 채널을 고려하였고, LDPC coding rate 1/2, 총 데이터 량은 106개, 필터는 roll of factor 가 0.35, 샘플링 간격이 24, 필터 탭이 1인 SRRC 필터를 사용했다. 그리고 반복수는 시뮬레이션 결과 최적이었던 inner iteration (LDPC decoder) 60회, outer iteration (turbo equalization) 4회로 고정하였다. 파라미터에 의한 Fig. 3.6의 방식(기존의 방식)과 Fig. 3.7의 방식(제안하는 방식)의에 따른 성능은 다음과 같다. 여기서 τ 가 12.5%는 필터 샘플수가 24개 이므로 3개를 앞당겨 전송하여 ISI를 발생시켰음을 의미하며 $\tau = 50\%$ 이면 12개만큼 빠르게 전송했음을 의미한다.



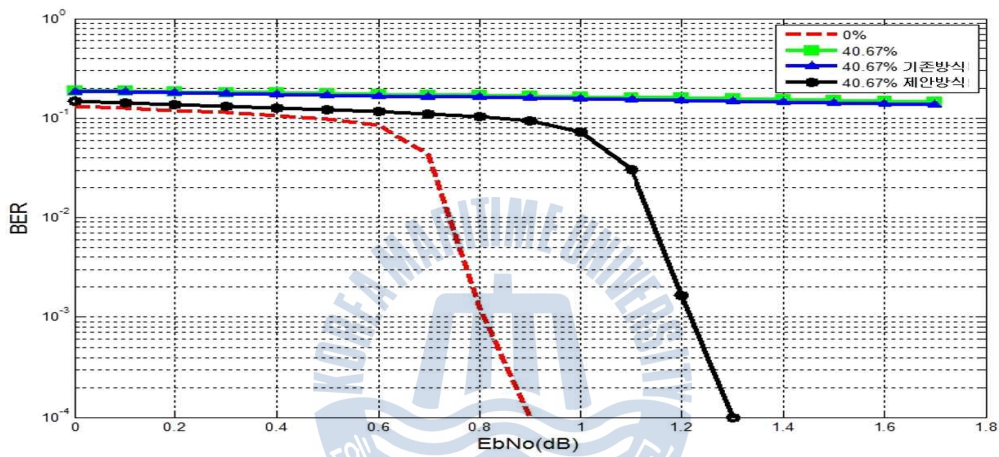
(a) $\tau = 0\%$



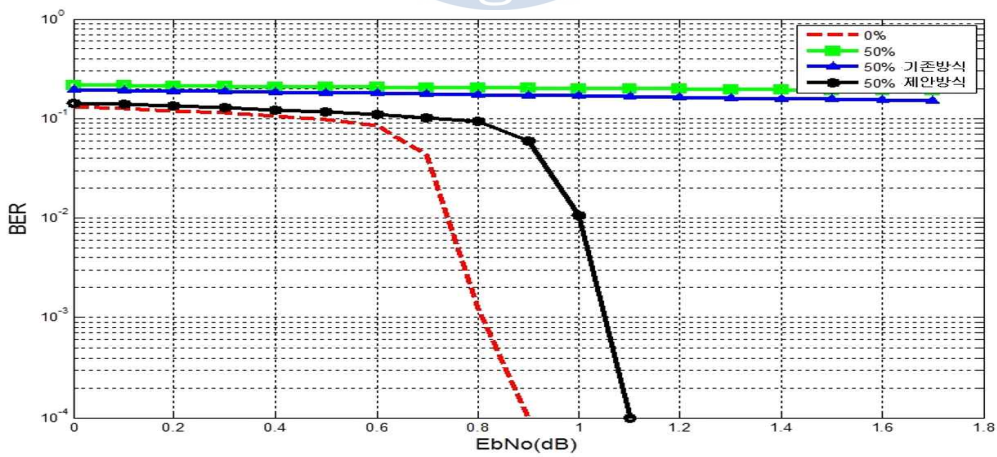
(b) $\tau = 20.83\%$



(c) $\tau = 29.16\%$



(d) $\tau = 40.67\%$



(e) $\tau = 50\%$

Fig. 3.8 The performance of FTN signaling according to τ

Fig. 3.8을 보면, τ 가 낮은 경우 즉 $\tau = 12.5\%$ 인 경우에는 기존의 방식과 제안하는 방식의 성능 차이가 나지 않음을 알 수 있으며, τ 가 커질수록 제안하는 방식이 성능이 향상됨을 알 수 있다. 특히 $\tau = 40\%$ 이상일 경우에는 기존의 방식은 전혀 복호를 하지 못하는데 반해 제안하는 방식은 $\tau = 0\%$ 에 근접함을 알 수 있다. 이는 τ 가 커질수록 Table 3.2의 BM간의 유클리디언 거리가 커져 제안하는 방식이 효율적임을 알 수 있다. FTN으로 인해 τ 가 존재할 때 비록 $\tau = 0\%$ 인 신호보다는 0.2dB~0.3dB의 성능 열화가 존재하지만 전송률을 두 배 가까이 높임으로써 고속으로 전송 시에는 유리한 장점을 갖고 있다.



제 4 장 수중 통신 응용

본 논문에서는 수중통신의 전송률 향상을 위하여 FTN 기법을 적용하였다. 수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 수중에서의 무선통신에는 음파를 이용하여 통신을 하게 된다. 음향 채널의 경우 전달 과정에서 잔향 및 다중경로 등에 의해 크게 왜곡되며, 수중에서 고속 데이터 전송을 위하여 수중 음향 통신 채널 특성을 결정하는 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 이러한 음향 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중음향통신에서 ISI를 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시키게 되며, 음파 통신의 단점은 낮은 대역폭으로 인해 전송률을 증가시킬 수 없다[11][12]. 이에 본 논문에서는 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR에서 우수한 성능을 보이며, 전송률을 높일 수 있는 반복 부호화 기법인 BCJR 기반 컨볼루션 부호와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기 (DFE : Decision Feedback Equalizer) [13][14]가 결합된 터보 등화기구조를 제안하고, 고 전송률의 문제를 해결하기위해 앞서 연구한 FTN 기법과 기존의 펄처링 기법[15][16]을 적용하여 경천호에서의 실제 수중 실험을 통하여 성능을 비교 분석하였다.

4.1 수중 통신 환경

Fig. 4.1과 같은 환경에서 실제 수중 실험을 수행하였다. 송신기로는 ITC 1001을 사용하였고 수신기로는 B&K 8106을 사용하였다. 실험은 경북 문경시 경천호에서 수행되었다. 실험 시기는 2014년 5월말로 수면상태는 바람에 의한 파도가 있었으며 송수신기 사이의 거리는 최대 400 m로 하였다. 그리고 송신기는 수면 아래 2 m, 수신기는 20 m 아래 위치하였다. 반송파 주파수와 샘플링 주

과수는 각각 16 kHz 및 192 kHz로 하였으며, 전송률은 1 Kbps로 하였다.

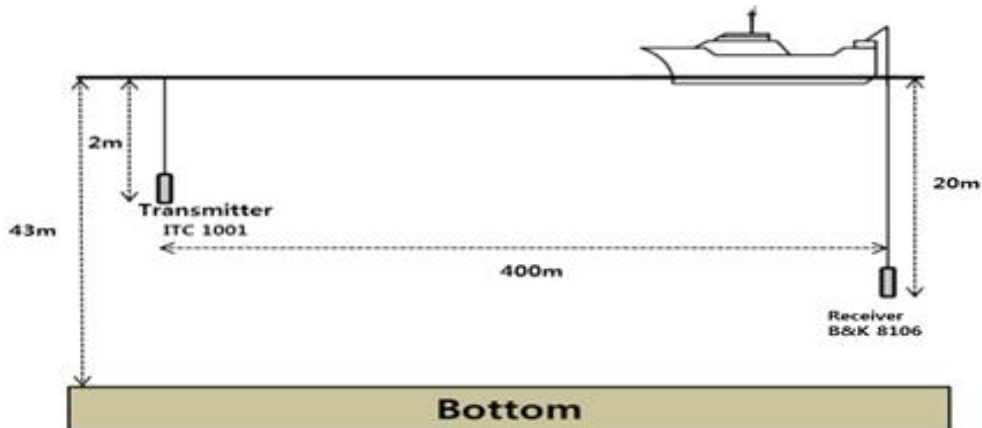


Fig. 4.1 Environment of underwater communication experiment

Fig. 4.2는 실험 해역에서 측정된 채널 전달 특성을 나타낸 것이다. 측정을 위해 약 2 kHz 대역폭을 갖는 0.2 sec 길이의 LFM (Linear Frequency Modulation) 신호를 주기적으로 약 1000회 가량 송신하였다. 그림은 송수신된 LFM 신호의 상관관계를 이용하여 모델링 한 것으로 다중경로에 따른 영향을 받는 것을 확인할 수 있다. 이는 수면에 반사되는 반사파 그리고 바닥에서 반사되어 들어오는 신호들이 있다는 것을 의미한다.

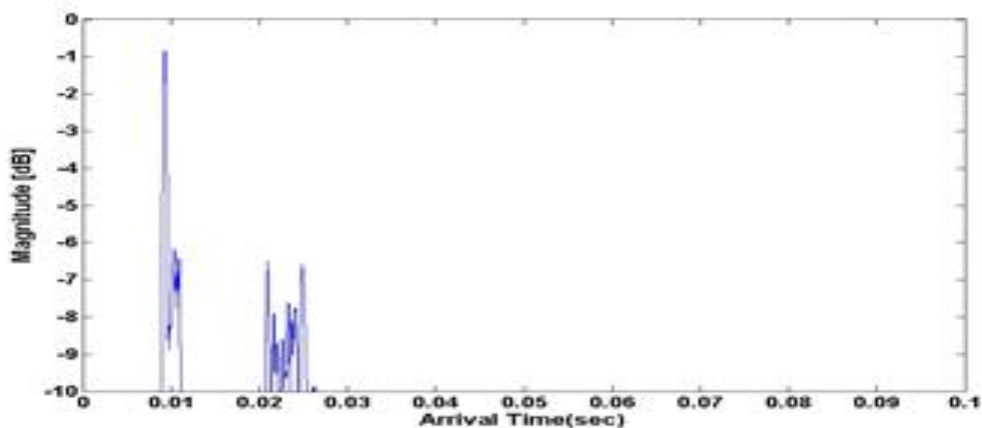


Fig. 4.2 Time delay profile at experiment distance 400m

4.2 BCJR 알고리즘을 이용한 터보 등화 모델

일반적으로 컨볼루션 부호의 복호방법으로는 경판정 값을 이용하여 복호를 진행하게 되는 비터비 알고리즘이 사용되고 있다. 하지만 등화기와의 반복을 통하여 성능을 향상시키기 위해서는 경판정 값이 아닌 연판정 값을 필요로 하게 된다. 이에 연판정을 통하여 등화기에 추정된 값을 업데이트를 하기 위해서 BCJR 알고리즘을 사용하였다. 터보 등화기는 기존의 등화기보다 좋은 성능을 보이지만 원래 MAP (Maximum a Posteriori) 알고리즘을 사용하기 때문에 복잡도가 채널 길이 등에 대해 지수적으로 증가하는 단점이 있다. 이러한 이유로 인해 터보 등화기의 복잡도를 줄이기 위한 방법으로 MAP 등화기보다 복잡도가 적은 선형 등화기나 결정 궤환 등화기를 사용하는 방법이 있는데 본 논문에서는 Fig. 4.3과 같이 결정 궤환 등화기를 갖는 터보 등화기를 고려하였다.

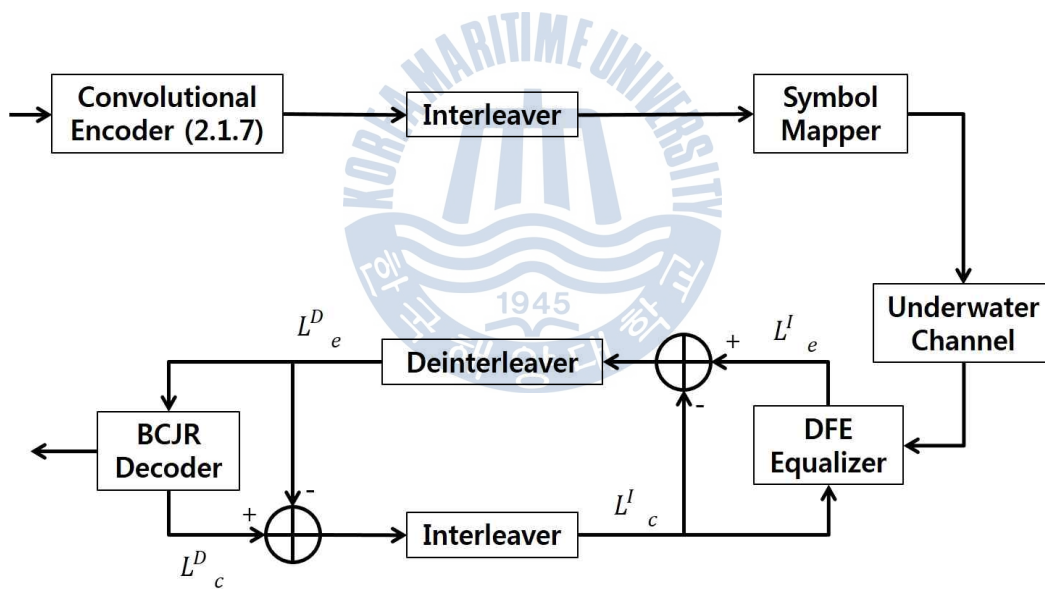


Fig. 4.3 The block diagram of turbo equalization

데이터는 (2.1.7) 컨볼루션 부호화기를 거친 뒤 인터리버, 심벌 매핑 후 변조기를 통과한다. 전송된 심벌은 채널을 통과한 후 백색 가우시안 잡음이 더해진다. 수신단의 터보 등화기는 등화기와 복호기로 구성되어 있으며, 등화기와 복호기는 인터리버, 디인터리버를 통해 연결되어 서로의 정보를 반복해서 갱신한

다. 인터리버는 송신 측에서 한 개 블록 크기의 부호기 출력 값을 재배치시키고, 디인터리버는 인터리버의 역 과정을 거쳐 송신신호를 복원한다. 복호기에서 출력한 피드백 정보는 다시 인터리빙 과정을 거쳐 정정된 신호를 등화기에 재 입력한다. 송신된 신호는 수중채널을 거치고 백색 가우시안 잡음이 더해져 수신된다. 기저대역으로 변환한 후 는 결정 궤환 등화기의 출력 값으로 수신 신호로부터 등화기에서 추정된 extrinsic 값이다. $[k]$ 를 k 시점에서의 등화기 입력 값이라 하면, 등화기의 출력은 다음 식 (4.1)과 같이 정의할 수 있다.

$$L_e^I[k] = \sum_{i=0}^{N-1} c_i[k]y[k-i] - \sum_{j=1}^{N_a} b_j[k]L_e^I[k-j] \quad (4.1)$$

$c_j[k](i = 0, 1, \dots, N_{c-1})$ 는 k 시점에서의 피드포워드 탭 계수이며, $\widehat{L}_e^I[k]$ 는 성상도 상에서 $L_e^I[k]$ 에 가장 가까운 점들인 slicer 출력 값이다. 일반적으로 결정 궤환 등화기에서 피드포워드와 피드백 계수들을 갱신하는 알고리즘은 다음 식 (4.2)와 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} c_i[k+1] &= c_i[k] - \mu e_D[k]y[k-i], \\ b_j[k+1] &= b_j[k] + \mu e_D[k]\widehat{L}_e^I[k-j], \end{aligned} \quad (4.2)$$

μ 는 수렴상수이고, $e_D[k] = L_e^I[k] - \widehat{L}_e^I[k]$ 는 DD (Decision-directed) 오차로써 결정 궤환 등화기의 출력으로부터 추정된 $L_e^I[k]$ 와 slicer 출력 값인 $\widehat{L}_e^I[k]$ 의 오차를 이용하여 피드백을 통하여 결정 궤환 등화기의 출력 오차를 줄이는 계수 값인 $c_i[k+1], b_j[k+1]$ 을 갱신하기 위하여 사용된다. SAG(Stop And Go) 알고리즘을 사용하는 경우에 필터 탭 계수는 아래 식 (4.3)을 통해 갱신되며, 여기서는 식 (4.4)와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}
[k+1] &= c_i[k] - \mu f[k] e [k] y[k-i], \\
b_j[k+1] &= b_j[k] + \mu f[k] e_D[k] e^I[k-j],
\end{aligned} \tag{4.3}$$

$$f[k] = \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sgn}e_D[k] = \text{sgn}e_s[k] \\ 0, & \text{if } \text{sgn}e_D[k] \neq \text{sgn}e_s[k] \end{cases} \tag{4.4}$$

$\text{sgn}\{\cdot\}$ 은 식 (4.5)와 같이 정의되는 시그넘 함수이며, $e_s[k]$ 는 식 (4.6)과 같은 Sato 에러이다.

$$\text{sgn}\{x\} = \begin{cases} -1 & \text{when } x < 0 \\ 0 & \text{when } x = 0 \\ +1 & \text{when } x > 0 \end{cases} \tag{4.5}$$

$$e_s[k] = L_e^I[k] y[k] - \gamma \text{sgn} L_e^I[k] \tag{4.6}$$

여기서 γ 는 적절한 상수 값이다. L_e^D 값은 결정 궤환 등화기의 출력 값 L_e^I 와 L_e^I 의 차를 디인터리빙하여 복호기로 입력한다. 복호기에서 추정된 extrinsic 값 L_c^D 은 식 (4-7)과 같이 구할 수 있다.

$$L_c^D = \log \frac{P(x=+1)}{P(x=-1)} \tag{4.6}$$

extrinsic 값 L_c^D 는 복호기의 출력 값으로써 사후 확률 값을 계산하여 0 또는 1의 오류 값을 보정할 수 있는 값이다. 이러한 L_c^D 와 L_e^D 의 차이 값을 인터리

빙한 L_c 가 결정 궤환 등화기에 입력된다. L_c^J 를 업데이트 하여 오류 값을 보정하는 방법을 취하게 되는데, 반복횟수가 늘어남에 따라 업데이트 하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER (Bit Error Rate) 성능이 향상되게 된다.

Fig. 4.4는 데이터를 복호 방식에 따라 성능 분석한 것이다. Fig. 4.4에서 결정 궤환 등화기 통과 후 1000 bit 중 99 bit의 오류가 발생한 데이터가 비터비 경판정(hard decision) 복호 할 경우 69 bit, 비터비 연판정(soft decision) 복호 할 경우 20 bit 오류가 발생하고 BCJR을 이용하여 반복 복호 할 경우 모든 오류가 복호되어 완벽한 신호가 되는 것을 확인할 수 있다.

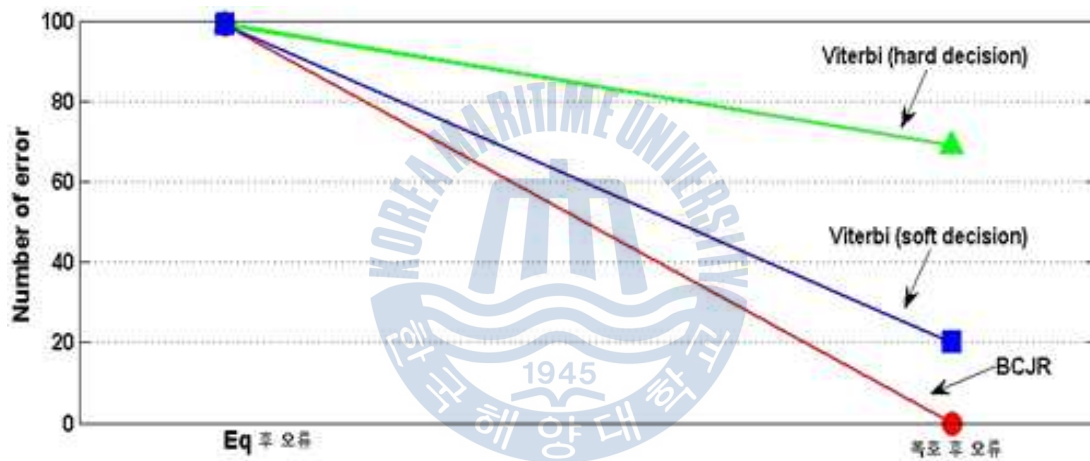


Fig. 4.4 The performance of turbo equalization for decoding method

Fig. 4.5는 수중 실험을 통해 BCJR 알고리즘을 이용한 터보 등화기를 통과한 후의 성상도이다. 등화기는 LMS(Least mean squares)알고리즘 기반의 결정 궤환 등화기를 이용하여 시간에 따라 변화하는 채널의 전달특성을 보상하였다. 결정 궤환 등화기에서 사용된 FF/FB 탭 수는 각각 2탭으로 고정하였고, 결정 궤환 등화기의 μ 값은 0.009을 사용하였다. Fig. 4.5 (a)를 보면, 수신된 신호의 성상도는 QPSK 성상점에 모이지 않고, 알아볼 수도 없을 정도로 넓게 퍼져있는 것을 알 수 있다. 하지만 Fig. 4.5 (b)에서처럼 다중 경로에 의한 인접 심벌

간의 간섭과 백색 가우시안 잡음을 보상함에 따라 정상도는 QPSK 정상점으로 데이터가 모이는 것을 알 수 있다.

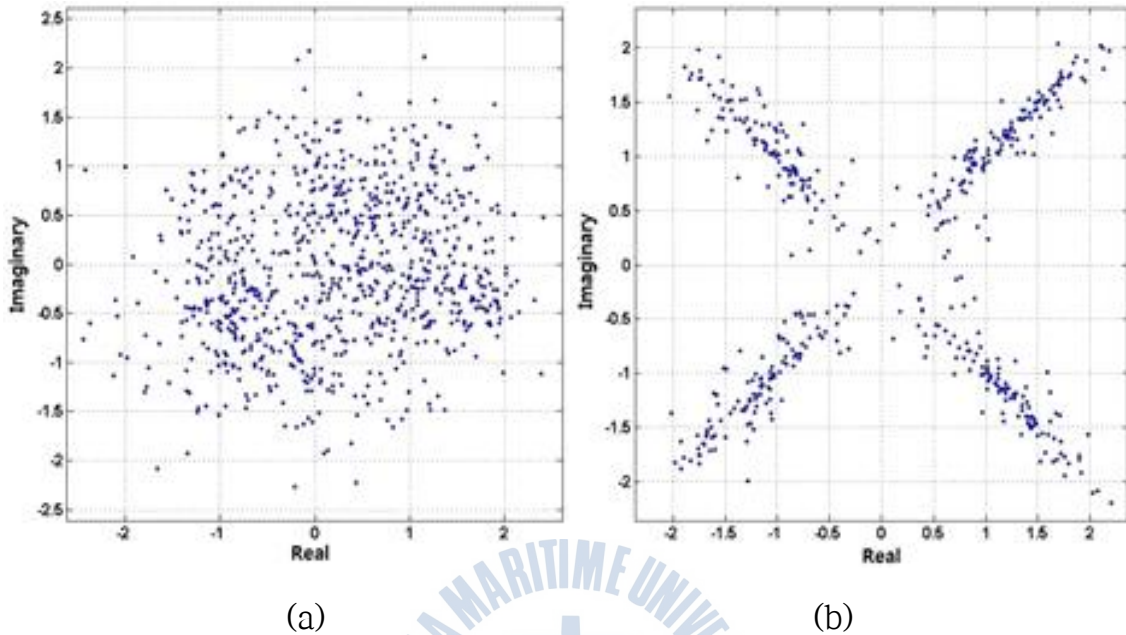


Fig. 4.5 Constellation of received signal and equalized signal
 (a) Received signal, (b) equalized signal

위 결과에서 알 수 있듯이 실제 수중 통신 실험을 통해 BCJR 알고리즘을 이용한 (2.1.7) 컨볼루션 부호와 DFE를 연결한 터보 등화기가 수중 통신에 효과적임을 알 수 있다. 이를 바탕으로 수중 통신에서 또한 고전송률을 얻기 위한 방식으로 앞서 2장과 3장에서 설명한 FTN 신호처리 기법과 펄처링 부호화를 적용하여 실제 수중 통신 실험을 통해 성능을 비교분석한다.

4.3 FTN 적용 방안

수중 통신에서 고전송률을 위해 첫 번째 방법으로 FTN 신호처리 기법을 적용한다. 실제 수중 통신 실험을 하면, 열악한 수중 채널 환경에 의해 무선 통신에서와 같이 이미 알고 있는 BM 값을 이용한 BCJR 등화기를 사용할 수 없다. 그러므로 적절한 τ 값을 적용하고, 이에 따른 ISI를 수중 다중 경로 채널에 의한 ISI에 추가된 ISI로 생각하여 BCJR 등화기가 아닌 DFE를 이용하여 ISI를 보상한다.

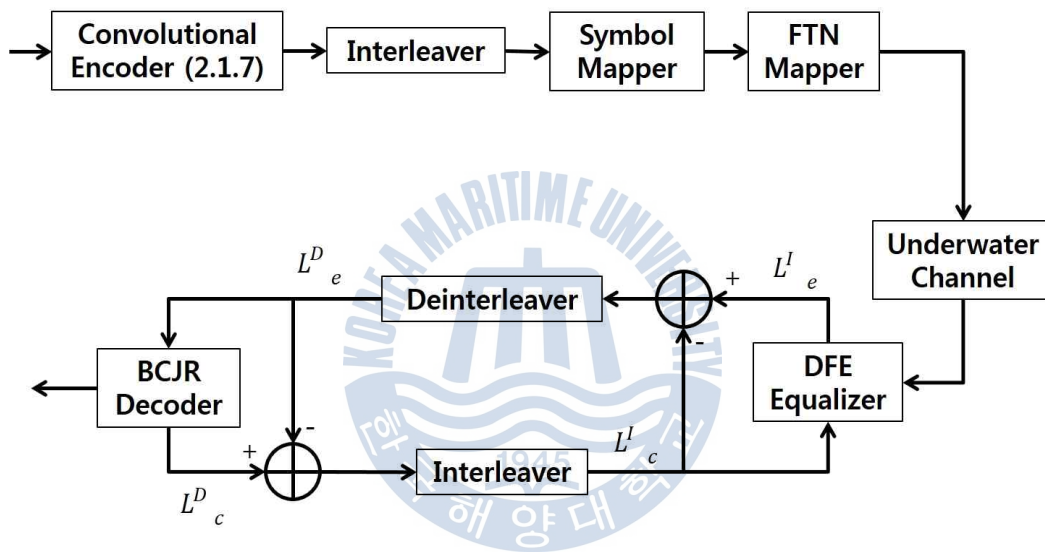


Fig. 4.6 Turbo equalization model for FTN

Fig. 4.6은 FTN 신호처리 기법을 적용한 터보 등화기의 송수신 구조이다. 기본적인 흐름은 앞서 4.2절의 BCJR 알고리즘을 이용한 (2.1.7) 컨볼루션 부호와 DFE를 연결한 터보 등화기와 동일하고 FTN Mapper를 이용해 FTN 신호처리 기법을 적용하였다.

본 논문에서는 수중 통신에 적합한 τ 값으로 10%와 30%를 선택하여 실험을 진행하였다. 이때, τ 값이 30% 일 때는 부호화율 2/3, 3/4의 평처링 기법을 적용하였을 경우와 유사한 전송률을 가지게 되므로 실제 실험을 통한 성능을 비교 분석한다.

4.4 평처링 기법 적용 방안

수중 통신에서 고전송률을 위한 두 번째 방식으로 평처링 기법을 적용한다. 이 때 평처링 기법에 사용된 평처링 패턴은 2.2 절에서 제시한 Table 2.1에서 구속장수 7을 가지는 (171,133) 즉 (2.1.7) 컨볼루션 부호의 부호화율 2/3, 3/4에 해당하는 패턴이다.

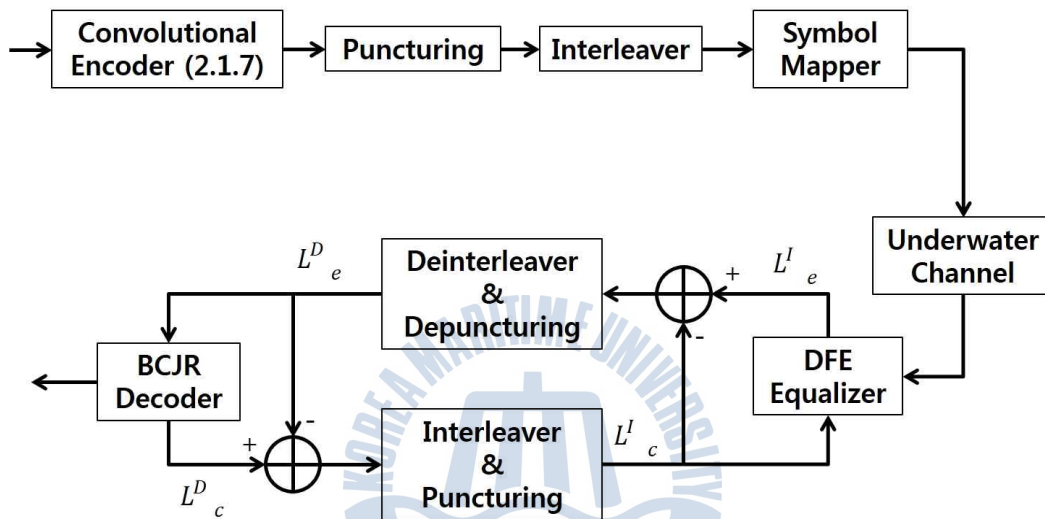


Fig. 4.7 Turbo equalization model for puncturing code

Fig. 4.7은 평처링 부호화를 적용한 터보 등화기의 송수신 구조이다. 고 전송 BCJR 복호는 컨볼루션 부호의 출력 비트 일부를 삭제하는 평처링 컨볼루션 부호를 사용함으로써 얻어진다. 즉, 평처링 패턴에 따른 제한된 수의 부호화된 비트들만을 사용한다. 평처링 부호화 방식은 고속 BCJR 복호기를 단순화 할 뿐 아니라 부호화율을 선택할 수 있는 컨볼루션 부호기 및 BCJR 복호기를 구현함에 있어서 유용하다. Fig. 4.7에서 알 수 있듯이 기본적인 흐름은 역시 앞서 4.2 절의 BCJR 알고리즘을 이용한 (2.1.7) 컨볼루션 부호와 DFE를 연결한 터보 등화기와 동일하고 실제 터보 등화기 복호를 함에 있어서 입·출력 값의 길이를 맞추주기 위해 터보 등화기 내부에 디평처링과 평처링을 추가하여 반복을 진행하게 된다.

다음 4.5절에서는 4.3절의 FTN 신호처리 기법과 본 절의 평처링 기법을 4.1절의 환경에서 진행한 실제 실험을 통하여 성능을 비교 분석한다.

4.5 성능 비교

Fig. 4.8은 평처링 부호화 기법의 성능 분석 그래프를 나타낸다. Fig. 4.8의 성능에 따르면 수신된 신호의 수중 채널의 시변하는 특성에 의해 각 부호화별로 수신 신호의 오류가 차이가 나타났다.

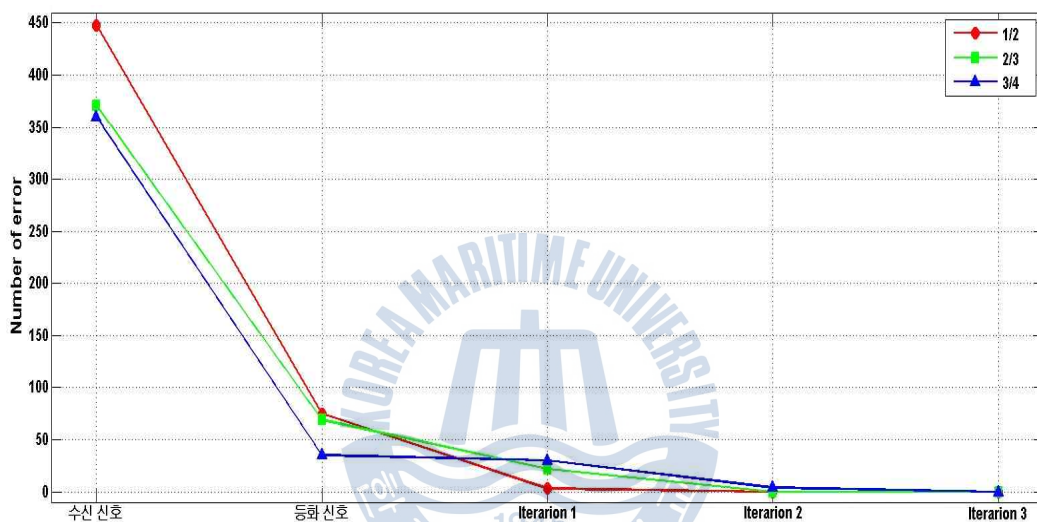


Fig. 4.8 The performance of Puncturing code for underwater channel

먼저 평처링 부호화를 사용하지 않은 (2.1.7) 컨볼루션 부호를 사용한 기본 방식의 경우 수신된 신호는 1000 bit 중 448 bit의 오류가 발생하였고, 등화기를 통해 다중경로에 의한 ISI를 보상하면 1000 bit 중 75 bit, 그리고 Iteration 1회에 500 bit 중 3 bit, Iteration 2회에 error free가 됨을 알 수 있었다. 다음으로 부호화율 2/3의 평처링 부호화 방식을 적용하였을 경우, 수신된 신호는 1000 bit 중 371 bit, 등화기 통과 후 1000 bit 중 69 bit, Iteration 1회에 500 bit 중 22 bit, 1/2과 마찬가지로 Iteration 2회에 error free가 됨을 알 수 있었다. 마지막으로 부호화율 3/4에 해당하는 평처링 부호화 방식을 적용하였을 경우, 수신된 신호는 1000 bit 중 360 bit, 등화기를 통과 후 1000 bit 중 35 bit, Iteration

1회에 500 bit 중 30 bit, Iteration 2회에 500 bit 중 4bit, 그리고 Iteration 3회에 error free가 됨을 알 수 있었다. 이에 따라, 수중 통신 환경에서 평치링 부호화 방식이 효과적으로 사용될 수 있음을 알 수 있었다.

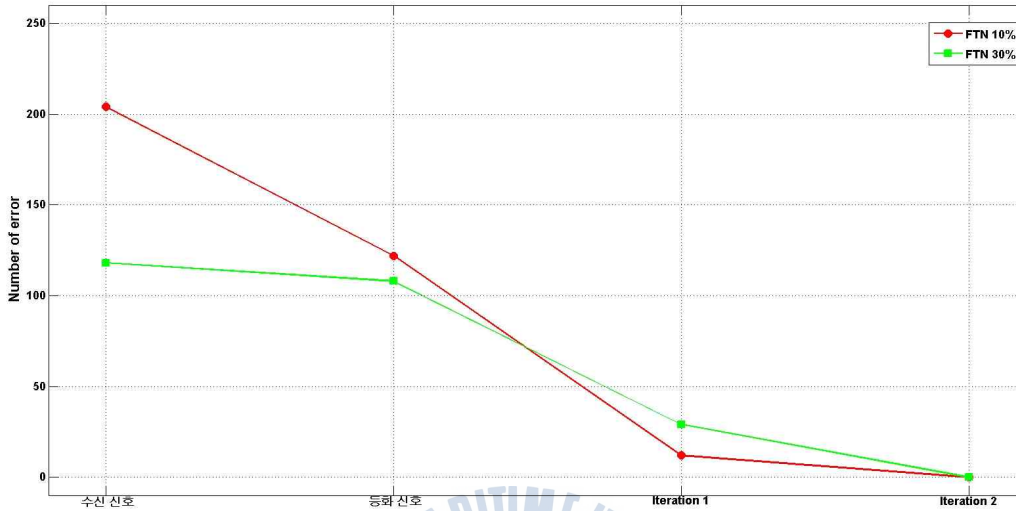


Fig. 4.9 The performance of FTN signaling for underwater channel

Fig. 4.9은 수중 통신 환경에서 FTN 신호 처리 기법을 사용한 시스템의 성능 그래프를 나타낸다. Fig. 4.9에서 또한 수중 채널의 시변 특성의 영향을 받음을 알 수 있다. 먼저 $\tau = 10\%$ 인 FTN 기법을 적용하였을 경우, 수신된 신호는 1000 bit 중 204 bit의 오류가 발생하였고, 등화기를 통해 다중경로에 의한 ISI를 보상하면 1000 bit 중 122 bit, 그리고 Iteration 1회에 500 bit 중 12 bit, Iteration 2회에 error free가 됨을 알 수 있었다. 그리고 $\tau = 30\%$ 인 FTN 기법을 적용하였을 경우, 수신된 신호는 1000 bit 중 118 bit의 오류가 발생하였고, 등화기를 통해 다중경로에 의한 ISI를 보상하면 1000 bit 중 108 bit, 그리고 Iteration 1회에 500 bit 중 29 bit, Iteration 2회에 error free가 됨을 알 수 있었다. 이 같은 결과는 FTN 신호처리 기법 또한 고전송률을 요구하는 수중 통신에 매우 효과적으로 작용함을 알 수 있다.

Table 4.1 The number of errors for puncturing code and FTN signaling

| | 1/2 | FTN 10 | 2/3 | FTN 30 | 3/4 |
|-------------|-----|--------|------|--------|-------|
| 신호 길이 비 | 1 | 0.9 | 0.75 | 0.7 | 0.667 |
| 수신 신호 | 448 | 204 | 371 | 118 | 360 |
| 등화 신호 | 75 | 122 | 69 | 108 | 35 |
| Iteration 1 | 3 | 12 | 22 | 29 | 30 |
| Iteration 2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 4 |
| Iteration 3 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

다음 Table 4.1은 Fig. 4.8과 Fig. 4.9를 나타낸 성능 분석표이다. Table 4.1에 서의 신호 길이 비는 기본이 되는 부호화율 1/2의 컨볼루션 부호를 사용하는 신호가 전송되는 신호 길이를 1이라고 하였을 때의 값을 나타낸다. 쉽게 말하 면 신호 길이 비가 0.5가 되면 신호 길이가 절반이라는 것을 의미한다.

수중 채널이 시변하기 때문에 수신 신호에 발생한 오류의 양이 달라서 완벽 한 비교는 할 수 없지만, 고전송률을 달성함에 있어서 FTN 신호 처리 기법과 평처링 부호화 기법이 효과적으로 작용하는 것은 성능을 통해 쉽게 알 수 있 다. 고전송률을 달성하기 위한 기본적인 방식이라 할 수 있는 평처링 부호화 기법과 FTN 신호 처리 기법의 성능이 거의 유사하므로, 향후 수중 통신에서 또한 FTN 기법을 유용하게 사용할 수 있으리라 사료된다.

제 5 장 결 론

급속도로 발전하는 현대사회에서 통신에 대한 데이터 전송률에 대한 요구는 계속 늘어나는 반면, 대역폭이 제한적이기 때문에 전송률을 높이기 위한 많은 방안들이 연구되어지고 있다. 하지만 전송률과 성능 향상은 Trade-off 관계이기 때문에 많은 어려움이 따른다. 그러므로 전송률을 증가시키되 성능을 최대한 유지할 수 있는 방식들을 개발하는 것이 가장 중요하다. DVB-S2 기반 위성 통신에서는 전송률 향상을 위한 많은 방안들 중 가장 대표적인 복호 속도를 개선시켜 전송률을 향상시키는 방안은 이미 연구가 포화 상태에 있다. 그러므로 기존의 복호 속도를 개선시켜 전송률을 높이는 방안보다는 Nyquist 전송률보다 더 빠르게 전송하는 FTN 방식을 이용한 방안들이 차세대 DVB-S3의 표준안으로 대두되고 있다. 그러나 FTN 기법 적용으로 인해 ISI가 발생하여 신호의 왜곡이 발생하게 된다. 이에 따른 대처기법이 대두되고 있으며, 이를 복호기와 등화기를 이용하여 ISI를 개선시킬 수 있다.

본 논문에서는 FTN 전송기법을 위한 효율적인 복호 알고리즘에 관하여 제안하였다. FTN 전송기법으로 인한 ISI를 제거하기 위한 BCJR 알고리즘 기반의 비터비 등화기를 이용하여 LDPC 복호기와 연결한 터보 등화 기법을 적용하였다. FTN 신호 처리에 있어서 roll-off factor와 필터 탭 수에 따른 성능 분석을 하였으며, roll-off factor가 작을수록 탭 수가 성능에 영향을 미치게 됨을 알 수 있었다. 그리고 FTN으로 인한 ISI 값을 보상하기 위한 비터비 등화기의 BM 값의 설정에 있어서 기존의 트렐리스 구조는 한 상태로 입력되는 BM 간의 차이가 크지 않아 성능 저하는 초래하므로 한 상태로 입력되는 BM 간의 차이를 최대한으로 하는 효율적인 트렐리스 구조를 제안함으로써 부호화 이득을 얻을 수 있었다. 가 낮아 ISI가 크게 발생하지 않을 때에는 BCJR 등화기 없이 LDPC 복호기에 수신 데이터를 바로 입력해 주는 것이 더 성능이 좋았고, ISI가 많이 발

생하기 시작하는 에서는 제안하는 구조의 BCJR 등화기로 인해 성능이 많이 향상된다. 그리고 FTN을 적용하지 않을 때 보다 성능이 조금 열화되지만 이는 전송률 증가에 비하면 미미하기 때문에 제안하는 구조의 BCJR 등화기를 사용하게 되면 전송률 증가와 동시에 우수한 성능을 나타낸다고 사료된다.

그리고 수중 통신에서의 전송률 향상을 위해 FTN 기법을 적용하기 위한 연구를 진행하였다. 수중 통신 채널은 다중 경로 전달 특성을 가지므로 인접 심벌 간의 간섭 현상에 의해 성능이 크게 저하된다. 이를 극복하기 위해 본 논문에서는 다중 경로 환경에서 원활한 통신과 함께 수신 신호의 성능을 향상시키기 위하여 낮은 SNR에서 우수한 성능을 보이는 BCJR 복호기와 다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위한 기법인 결정 궤환 등화기가 결합된 터보 등화기 구조를 사용하였다. 또한 전송률 향상을 위해 FTN 전송방식과 평처링 부호화방식을 선택하여 실험을 통하여 비교 분석을 하였다. 수중 통신 실험을 통하여 먼저 BCJR 기반의 (2.1.7) 컨볼루션 부호와 LMS-DFE 등화기가 연접한 터보 등화 기법의 반복을 통해 오류가 완벽하게 정정됨을 확인하였다. 이를 바탕으로 FTN 신호 처리 기법과 평처링 부호화 방식을 적용하여 실험을 수행하였다. 수중 채널이 시변하기 때문에 수신 신호에 발생한 오류의 양이 달라서 완벽한 비교는 할 수 없지만, 고전송률을 달성함에 있어서 FTN 신호 처리 기법과 평처링 부호화 기법이 효과적으로 작용하는 것은 성능을 통해 쉽게 알 수 있었다. 고전송률을 달성하기 위한 기본적인 방식이라 할 수 있는 평처링 부호화 기법과 FTN 신호 처리 기법의 성능이 거의 유사하므로, 향후 수중 통신에서 또한 FTN 기법을 유용하게 사용할 수 있으리라 사료된다.

감 사 의 글

대학에 입학해서 한국해양대학교에서 공부한지 벌써 8년이란 시간이 지났습니다. 8년이란 시간은 저의 성격, 대인관계, 사회생활, 지식 등 많은 부분이 성장할 수 있는 시간이었습니다. 이러한 성장을 할 수 있었던 이유는 7분의 학과 교수님들께서 지도와 격려를 해주신 덕분이라고 생각합니다.

먼저, 부족한 제가 성장할 수 있도록 물심양면 도움을 아끼지 않으시고, 학업 뿐만 아니라 사회생활에 대해서도 세심하게 알려주시고 올바른 길로 이끌어주신 지도교수님이신 정지원 교수님께 감사의 말을 드립니다. 교수님의 진심어린 충고와 세심한 지도가 없었다면 논문을 완성할 수 없었을 뿐아니라 이렇게 성장할 수도 없었을 것입니다. 그리고 논문의 심사위원을 맡으시고 미비한 사항을 보완할 수 있도록 도와주신 조형래 교수님, 김기만 교수님께 감사드립니다. 또한 학부생일 때부터 전공지식을 갖출 수 있게 아낌없는 가르침을 주셨던 김동일 교수님, 강인호 교수님, 민경식 교수님, 운영 교수님께도 감사드립니다.

명절모임에서 한 번씩 뵙지만 만날 때마다 항상 좋은 말씀 해주시고, 옳은 길을 알려주셨던 상명이형, 재범이형, 성준이형, 태길이형, 인기형, 덕군이형, 종태형, 석순이형, 태두형, 진희누나, 철승이형 정말 감사합니다. 선배님들이 교수님과 닦아온 길로 인해 많은 것을 배울 수 있었습니다. 또한, 연구실 생활을 같이 했던 민혁이형, 태두형, 군열이형, 병수에게도 감사의 말을 전하고 싶습니다. 학부 3학년 겨울방학에 연구실에 와서 아무것도 모르던 제게 하나하나 세심하게 알려줬기 때문에 이렇게 졸업할 수 있었다고 생각합니다. 그리고 같이 연구실 생활을 시작했던 해찬이형, 회사를 다니다가 더 공부를 하고 싶어서 대학원을 진학한 창욱이형, 학부생이지만 미리 연구실에 들어와 공부하고 있는 건옹이, 태석이, 하현이도 감사합니다. 짧은 시간이었지만 모두들 덕분에 추억도 많이 쌓을 수 있었습니다. 그리고 대학생활을 내생애 가장 즐거웠던 시절로

만들어준 동기 김성, 승구, 민수, 승환이, 안성, 인기, 상민이, 기천이, 형우 등 모든 07학년 동기들 모두 감사합니다. 전역하고 같이 놀았던 철완이형, 재환이형, 종화형, 기도, 준태, 진모, 준렬이, 최고, 재송이 등 선후배들 또한 감사합니다. 그리고 다른 연구실이지만 많은 것을 알려주시고 도와주셨던 외형이형, 정우형, 장현이형, 동수형, 병철이형 감사합니다. 또한 힘든 시간을 같이 지내며 격려해준 유나도 고맙고 감사합니다. 모두 언급하지는 못했지만 모두들이 있어 즐거운 대학생활을 할 수 있었습니다.

초중고등학교를 지내며 지금까지 내 곁을 지켜주면서 격려해주던 영철이, 효영이, 해성이, 수현이, 태환이, 병민이, 다른 모임이지만 고등학교 때부터 많은 시간을 함께한 주영이, 성민이, 진영이, 성길이, 태영이 또한 감사하고 언제까지나 함께 할 수 있었으면 좋겠습니다.

마지막으로 불편하신 몸을 이끌고 저를 위해 일하시는 아버지, 저를 믿고 언제나 제 편이 되어 주시는 할머니께 감사하고 사랑한다는 말을 전합니다. 집안의 장손으로써 최선을 다해 믿음에 보답할 수 있도록 살겠습니다. 그리고 어려서부터 아낌없는 지원해주셨던 삼촌, 고모들, 사촌누나들, 사촌동생들 모두에게도 감사합니다.

이제 학생 신분을 벗어나 사회로 나아가려고 합니다. 힘든 일도 많겠지만 언제나 긍정적인 마음으로 즐겁고 행복하게 생활하겠습니다. 제가 성장할 수 있도록 도와주신 모든 분들의 관심과 격려 그리고 사랑에 보답할 수 있도록 어디서든 빛이 나는 김태훈이 되겠습니다.

참 고 문 헌

- [1] J. E. Mazo, "Faster-than-Nyquist signaling." *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 54, no. 8, pp. 1451-1462, Oct. 1975.
- [2] A. D. Liveris and C. N. Georghiades, "Exploiting faster-than-Nyquist signaling." *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 9, pp. 1502-1511, Sep. 2003.
- [3] F. Rusek and J. B. Anderson, "Multistream Faster than Nyquist Signaling." *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, no. 5, pp. 1329-1340, May 2009.
- [4] M. Tuchler, R. Koetter, and A. C. Singer, "Turbo equalization: Principles and new results." *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 5, pp. 754-767, May 2002.
- [5] R. Koetter, A. C. Singer, and M. Tuechler, "Turbo equalization." *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 21, no. 1, pp. 67-80, Jan. 2004.
- [6] C. Douillard, et al., "Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization." *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 6, no. 5, pp. 507-511, Sep.-Oct. 1995.
- [7] J. B. Anderson and A. Prlja, "Turbo equalization and an M-BCJR algorithm for strongly narrowband intersymbol interference." *Proc. Int. Symp. Inform. Theory Appl.*, pp. 261-266, Oct. 2010.
- [8] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate." *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-20, no. 2, pp. 284-287, Mar. 1974.
- [9] J. B. Anderson, A. Prlja, and F. Rusek, "New reduced state space BCJR algorithms for the ISI channel." *Proc. 2009 IEEE Int. Symp. Inform. Theory*, Jun.-Jul. 2009.
- [10] D. Dasalukunte, F. Rusek, and V. Öwall, "An iterative decoder for multicarrier faster-than-Nyquist signaling systems." *Proc. IEEE ICC*, pp. 1-5, May 2010.
- [11] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer, "The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry." *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol. OE-25, no. 1, pp. 4-27, Jan. 2000.
- [12] M. Stojanovic, J. Catipovic, and J. Proakis, "Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels." *IEEE J. Ocean. Eng.*, vol. 19, no. 1, pp. 100-111,

Jan. 1994.

- [13] K. Berberdis, T. Rontogiannis, and S. Theodoridis, "Efficient block implementation of the LMS based DFE." *Proc. 13th Digital Signal Processing Int. Conf.*, vol. 1, pp. 143-146, Jul. 1997.
- [14] J. Salz, "Optimum mean-square decision feedback equalization." *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 52, no. 8, pp. 1341-1373, Oct. 1973.
- [15] J. B. Cain, G. C. Clark Jr., and J. M. Geist, "Punctured convolutional codes of rate $(n-1)/n$ and simplified maximum likelihood decoding." *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-25, no. 1, pp. 97-100, Jan. 1979.
- [16] D. Haccoun and G. Begin, "High-rate punctured convolutional codes for Viterbi and sequential decoding." *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 11, pp. 1113-1125, nov. 1989.

