



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

고전송률을 갖는 무선응용시스템에서
반복 부호화된 터보 등화 모델 연구

An Iterative Coded Turbo Equalization Model in
High Data Rate Wireless Application System

指導教授 鄭 智 元

2019年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

白 敞 旭

本 論 文 을 白 徹 旭 의 工 學 博 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함 .

委 員 長 : 工 學 博 士 金 基 萬 (印)

委 員 : 工 學 博 士 金 完 珍 (印)

委 員 : 工 學 博 士 李 東 遠 (印)

委 員 : 工 學 博 士 徐 東 煜 (印)

委 員 : 工 學 博 士 鄭 智 元 (印)

2019年 8月

韓國海洋大學校 大學院

電波工學科

白 徹 旭

목 차

List of Tables	iii
List of Figures	iv
Abbreviation	vii
Abstract	ix
제 1 장 서론	1
제 2 장 직렬 연결된 반복 부호화 결합 된 터보 등화 모델	5
2.1 터보 등화 모델	5
2.2 터보 등화 모델과 결합된 반복 부호화 기법	11
2.2.1 BCJR	13
2.2.2 터보 부호	16
2.2.3 LDPC 부호	22
2.2.3.1 DVB-S2 기반 LDPC 부호(Long size)	23
2.2.3.2 IEEE 802.11n 기반 LDPC 부호(Short size)	29
2.2.4 고속 무선 통신을 위한 최적 부호화 기법	34
제 3 장 고전송 효율 알고리즘	37
3.1 기존 고전송 효율 알고리즘	38
3.1.1 Punctured 알고리즘	38
3.1.2 FTN 알고리즘	41
3.1.3 MIMO 알고리즘	48
3.1.3.1 시공간 부호화 기반 MIMO 알고리즘	50
3.1.3.2 ZF 기반 MIMO 알고리즘	54
3.1.4 기존 고전송 효율 알고리즘 전송률 분석	56
3.2 FTN과 결합한 고전송 효율 알고리즘 및 터보 등화 모델 제안	58
3.2.1 FTN 신호에 대한 터보 등화 모델	58

3.2.2 P-FTN 터보 등화 모델	59
3.2.3 MIMO-FTN 터보 등화 모델	62
3.2.3.1 W-ZF를 이용한 채널 분리 알고리즘	63
3.3 FTN과 결합한 고전송 효율 알고리즘 성능 분석	66
제 4 장 비균일 오류 확률 기반 FTN 신호의 터보 등화 모델 제안 ...	71
4.1 비균일 오류 확률 기반 FTN 신호의 터보 등화 모델	71
4.1.1 비균일 오류 확률 기반 우선 순위 설정 방법	74
4.1.2 우선 순위에 따른 부호어 배치 방법	77
4.2 UEP 기법이 적용된 MIMO-FTN 터보 등화 모델	79
4.3 OFDM 기법이 적용된 UEP-FTN 터보 등화 모델	80
4.4 비균일 오류 확률 기반 FTN 신호의 성능 분석	85
4.4.1 UEP-FTN 신호의 성능 분석	85
4.4.2 UEP 기법이 적용된 MIMO-FTN 신호의 성능 분석	90
4.4.3 OFDM 기법이 적용된 UEP-FTN 신호의 성능 분석	93
제 5 장 수중 무선 통신에서의 응용	96
5.1 UEP-FTN 방식의 수중 통신 적용	96
5.2 복호된 데이터를 이용한 연속적인 주파수 보정 방식	98
5.3 실험 환경	100
5.4 실험 결과	105
5.4.1 UEP-FTN 신호의 실험 결과	105
5.4.2 복호된 데이터를 이용한 주파수 보정 방식 실험 결과 ..	107
제 6 장 결 론	110
참고문헌	113

List of Tables

Table 2.1	Comparison of IEEE 802.11 wireless communication standards	29
Table 2.2	The parameters for LDPC in IEEE 802.11n	33
Table 2.3	The parameters for simulation according to channel coding method	34
Table 2.4	The comparison of characteristics of iterative code method	36
Table 3.1	The design of efficient STTC code	52
Table 3.2	Data rate comparisons according to throughput method	57
Table 3.3	Simulation parameters	67
Table 3.4	Performance comparisons according to data rate and throughput method	68
Table 4.1	Simulation parameters for UEP-FTN	85
Table 4.2	UEP parameters setting I ($\tau' = 20\%$)	86
Table 4.3	UEP parameters setting II ($\tau' = 30\%$)	88
Table 4.4	UEP parameters setting III ($\tau' = 40\%$)	88
Table 5.1	Parameters for underwater acoustic communication experiment	102
Table 5.2	Number of errors according to FTN ($\tau' = 25\%$)	106
Table 5.3	Number of errors according to UEP-FTN ($\tau' = 25\%$)	106
Table 5.4	Number of errors according to conventional coding method ..	108
Table 5.5	Number of errors according to proposed coding method	109

List of Figures

Fig. 1.1	The block diagram of research field in dissertation	2
Fig. 2.1	The block diagram of digital communication system	5
Fig. 2.2	The block diagram of turbo equalization model for digital communication system	6
Fig. 2.3	Performance of turbo equalization for digital communication system	10
Fig. 2.4	The block diagram of turbo equalization model combined with iterative channel coding method	12
Fig. 2.5	Trellis structure and metric calculation	14
Fig. 2.6	RSC Encoder ($R=1/2, v=2$)	16
Fig. 2.7	The structure of turbo encoder and decoder	17
Fig. 2.8	The tanner graph of LDPC decoder	25
Fig. 2.9	The decoding process of LDPC decoder	26
Fig. 2.10	The parity check matrix of 802.11n ($n=1944, B=81, rate = 1/2$)	30
Fig. 2.11	The performance according to channel coding method	35
Fig. 3.1	The block diagram of punctured LDPC system	38
Fig. 3.2	FTN signal modeling for time domain	42
Fig. 3.3	FTN waveform according to τ	44
Fig. 3.4	The block diagram of FTN system	46
Fig. 3.5	The block diagram of general MIMO system	48
Fig. 3.6	The concept of space time codes	50
Fig. 3.7	The block diagram of LST model	53
Fig. 3.8	The structure of STTC based on 32-states	53
Fig. 3.9	The block diagram of turbo equalization model for FTN system	59
Fig. 3.10	The block diagram of turbo equalization for P-FTN	60

Fig. 3.11	The block diagram of turbo equalization for MIMO-FTN based on W-ZF algorithm	63
Fig. 4.1	The block diagram of turbo equalization for UEP-FTN system	72
Fig. 4.2	Decoding flow by LDPC decoder based on HSS	74
Fig. 4.3	The order of bit node groups with or without UEP algorithm	76
Fig. 4.4	Composition of code word by priority	78
Fig. 4.5	The block diagram of turbo equalization for MIMO-FTN system based on UEP algorithm	79
Fig. 4.6	The OFDM signal in time/frequency domain	81
Fig. 4.7	Frequency domain of FDM method and OFDM method	82
Fig. 4.8	The block diagram of turbo equalization for UEP-FTN model based on OFDM	83
Fig. 4.9	The performance comparison FTN between UEP-FTN for Table 4.2 ($\tau' = 20\%$)	87
Fig. 4.10	The performance comparison FTN between UEP-FTN for Table 4.3 ($\tau' = 30\%$)	89
Fig. 4.11	The performance comparison FTN between UEP-FTN for Table 4.4 ($\tau' = 40\%$)	89
Fig. 4.12	The performance comparison MIMO-FTN between MIMO-FTN based on UEP for Table 4.2 ($\tau' = 20\%$)	91
Fig. 4.13	The performance comparison MIMO-FTN between MIMO-FTN based on UEP for Table 4.3 ($\tau' = 30\%$)	92
Fig. 4.14	The performance of FTN and OFDM-FTN in multipath channel($\tau' = 30\%$)	93
Fig. 4.15	The performance of OFDM-FTN method based on UEP ($\tau' = 30\%$)	94
Fig. 5.1	The block diagram of turbo equalization for UEP-FTN model at underwater communication	97
Fig. 5.2	Conventional frequency and phase offset procedure	98

Fig. 5.3	Proposed frequency and phase offset procedure	99
Fig. 5.4	Proposed receiver structure for improving the throughput	100
Fig. 5.5	Location of experimental	101
Fig. 5.6	Packet structure	103
Fig. 5.7	Illustration of the lake trial	104
Fig. 5.8	Channel impulse response	104
Fig. 5.9	Scattering function	105

Abbreviation

3GPP	: 3rd Generation Partnership Project
5G	: 5th Generation Mobile Telecommunication
APP	: A Posteriori Probability
ARQ	: Automatic Repeat Request
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BCJR	: Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv
BEC	: Backwar Error Correction
BER	: Bit Error Rate
BM	: Branch Metric
BNU	: Bit Node Update
BSM	: Backward States Metric
CDMA2000	: Code Division Multiple Access 2000
CNU	: Check Node Update
CP	: Cyclic Prefix
CRC	: Cyclic Redundancy Check
DFE	: Decision Feedback Equalizer
DMC	: Discrete Memoryless Channel
DVB-RCS	: Digital Video Broadcasting-Return Channel via Satellite
DVB-RCS NG	: DVB-RCS Next Generation
DVB-S2	: Digital Video Broadcasting-Satellite Second Generation
ECC	: Error Correcting Code
EDC	: Error Detecting Code
FDM	: Frequency Division Multiplexing
FEC	: Forward Error Correction
FFT	: Fast Fourier Transform
FSM	: Forward States Metric
FTN	: Faster Than Nyquist
GEM	: Gaussian Elimination Method
HNS	: Huge Network System
HSS	: Horizontal Shuffle Scheduling
IEEE 802.11n	: Institute of Electrical and Electronics Engineers 802.11n
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
IRA	: Irregular Repeat Accumulate

ISI	: Inter-Symbol Interference
LDPC	: Low Density Parity Check
LFM	: Linear Frequency Modulation
LFMB	: Linear Frequency Modulation Begin
LFME	: Linear Frequency Modulation End
LLRs	: Log-Likelihood Ratios
LST	: Layered Space Time code
LUT	: Look Up Table
MAP	: Maximum A Posteriori
MIMO	: Multiple-Input/Multiple-Output
ML	: Maximum Likelihood
MMSE	: Minimum Mean Square Error
MSA	: Min-Sum Algorithm
NACK	: Negative Acknowledge
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSIC	: Ordered Successive Interference Cancellation
P/S	: Parallel to Serial
PCM	: Parity Check Matrix
PN	: Pseudo Noise
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
RSC	: Recursive Systematic Convolutional
S/P	: Serial to Parallel
SISO	: Single-Input/Single-Output
SNR	: Signal to Noise Ratio
SOVA	: Soft Output Viterbi Algorithm
SPA	: Sum-Product Algorithm
SRRC	: Square Root Raised Cosine
STBC	: Space Time Block Code
STC	: Space Time Code
STTC	: Space Time Trellis Code
UEP	: Unequal Error Probability
WCDMA	: Wideband Code Division Multiple Access
W-ZF	: Weighted ZF
ZF	: Zero Forcing

An Iterative Coded Turbo Equalization Model in High Data Rate Wireless Application System

Baek, Chang Uk

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

Abstract

In next-generation wireless communication and 5G-based mobile communication, error-free communication with high transmission efficiency and reliability in a limited bandwidth is required along with diverse services. Highly reliable communication is difficult with wireless communication systems due to surrounding environment, movement of transmitters and receivers, and various noises. Channel coding technology should be applied to overcome these problems. In addition, an algorithm that can overcome the loss of transmission efficiency caused by the application of channel coding technology should be applied. However, since there is a trade-off relationship between improved transmission rates and performance, it is difficult to satisfy both. Thus, recently, methods to improve both transmission rates and performance simultaneously are being studied. Accordingly, this dissertation proposes a channel coded turbo equalization model that enables improved performance in a high transmission wireless communication system with improved transmission efficiency.

The topic of this dissertation can be largely divided into two aspects:

performance improvement and high transmission efficiency.

First, a turbo equalization model combined with iterative codes for performance improvement in a wireless communication system was investigated, and a soft decision-based iterative coding schemes such as the convolutional code-based BCJR, turbo codes and LDPC codes were introduced. Subsequently, the performance of these coding schemes was comparatively analyzed. The BER performance analysis through the simulation showed that the LDPC code was approximately 1.2 [dB] at BER 0.5^{-5} , which was the closest to the Shannon's channel capacity limit. In addition, the LDPC coding method was suggested as a channel coding scheme suitable for high-speed wireless communication by comparatively analyzing the characteristics of each coding scheme for complexity, decoding speed and performance.

Second, the algorithm that achieved high transmission efficiency was investigated. Conventional high-transmission efficiency algorithms such as punctured, FTN and MIMO algorithms were introduced, and these three were comparatively analyzed from the perspective of the same transmission rate. In addition, MIMO-FTN and P-FTN algorithms, which combined each of the punctured and MIMO algorithms with the FTN algorithm to maximize the transmission efficiency, were proposed. The performances of the proposed algorithms were analyzed through the simulation from the perspective of the same transmission rate, and the W-ZF based MIMO-FTN algorithm was found to be the best. However, the performance degradation due to the application of FTN occurred, and subsequently, a turbo equalization model of FTN signals based UEP was proposed to overcome this problem.

The UEP scheme was applied to the MIMO-FTN algorithm to maximize the improvement in transmission rates, and the UEP-FTN transmission scheme applying the OFDM scheme in multi-path channels was proposed. The performance of the proposed UEP-based FTN transmission scheme was analyzed through simulation, which showed that the application of the UEP scheme led to the improved performance. Based on this study, a turbo equalization model to

achieve the performance improvement and high transmission efficiency was proposed.

In addition, not limiting its usage only in the surface wireless communication but expanding its scope to underwater acoustic communication, the way to apply the model to underwater acoustic communication was investigated. Based on the decoded data and the turbo equalization-based UEP-FTN model that improved the transmission efficiency and performance in underwater acoustic communication, a method to calibrate the frequency and phase of the following packet was proposed. Its efficiency was verified through the actual underwater experiment at Gyeongcheon Lake in Mungyeong-si, Geyongsangbuk-do.

The results of the experiment showed that the proposed method worked efficiently.

KEY WORDS : Turbo equalization; Unequal error probability; Faster than Nyquist; Underwater acoustic communication; Multiple input multiple output.

제 1 장 서 론

차세대 무선 통신 및 5G(5th Generation Mobile Telecommunication) 기반의 이동통신에서는 다양한 서비스와 함께 한정된 대역폭에서 높은 전송 효율과 더불어 오류가 없는 신뢰도 높은 통신을 요구하고 있다[1][2][3]. 무선 통신 시스템은 주변 환경, 송·수신기의 이동, 각종 잡음 등으로 인하여 신뢰도 높은 통신을 하기가 어려운 상황이다. 이러한 문제를 극복하기 위해서는 채널 부호화 기술이 필수적으로 적용되어야 한다[4][5][6]. 또한, 채널 부호화 기술의 적용으로 인한 전송효율 손실을 극복할 수 있는 알고리즘이 적용되어야 한다. 전송률 향상을 위해 고려될 수 있는 방법은 고차 변조 방식, punctured 알고리즘, 고 부호화율, 다수의 송·수신 안테나를 이용한 MIMO(Multiple-Input/Multiple-Output) 통신 기법과 Nyquist 전송 속도 보다 빠르게 신호를 전송하는 FTN(Faster Than Nyquist) 전송 기법 등이 있다[4][7][8][9]. 하지만, 전송률과 성능의 향상은 서로 trade-off 관계이므로 두 가지를 모두 충족시키는 것은 많은 어려움이 있다. 이에 전송률과 성능을 동시에 향상 시키는 방안이 최근 연구되어지고 있다. 따라서 차세대 무선 통신 및 5G 기반의 이동 통신의 요구에 맞추어 전송 효율을 향상 시킨 고전송률 무선 통신 시스템에서 성능의 향상을 가능하게 하는 반복 부호화 된 터보 등화 모델을 제안하고자 한다.

본 논문에서는 Fig. 1.1과 같은 연구를 진행하였으며 논문의 주제는 크게 성능 향상과 고전송 효율이라는 두 가지의 측면으로 나눌 수 있다. 첫째, 무선 통신 시스템에서 성능 향상을 위한 반복 부호와 결합 된 터보 등화 모델을 연구하였다. 둘째, 고전송 효율을 달성할 수 있는 알고리즘을 연구하였다. 이러한 연구를 바탕으로 성능 향상과 고전송 효율을 달성할 수 있는 터보 등화 모델을 제안하고 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하였다. 또한, 이를 무선 통신에 국한시키지 않고 수중 무선 통신으로 확장하여 수중 음향통신에 접목하는 방안에 대하여 연구하였다.

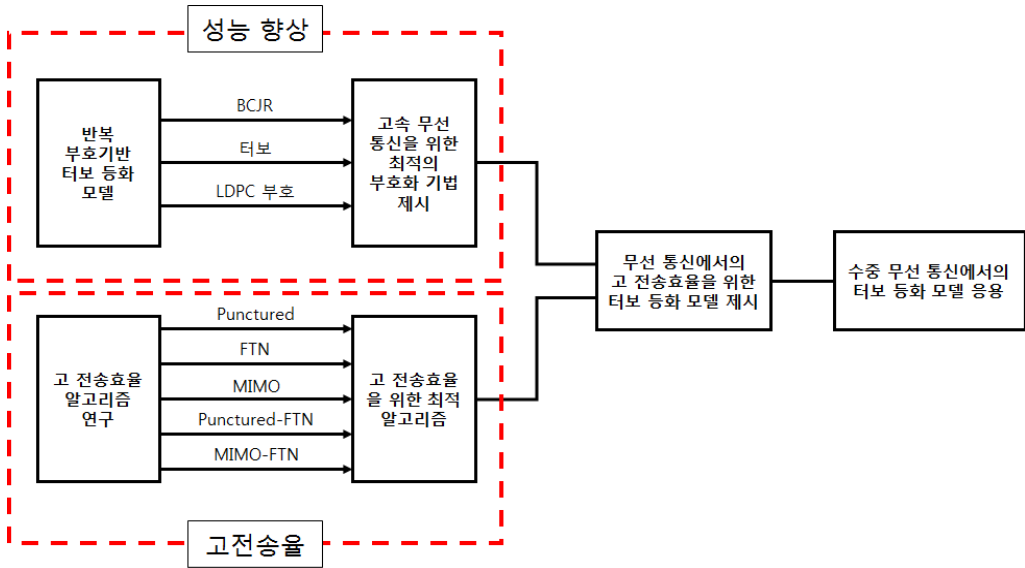


Fig. 1.1 The block diagram of research field in dissertation

성능 향상을 위한 터보 등화 모델에서 고려되는 채널 부호화 기술은 반복 부호화 기술이다. 반복 부호화 기술은 낮은 SNR(Signal to Noise Ratio)에서 우수한 성능을 보이며 연관성 된 값을 출력하므로 터보 등화 모델에 적합하다. 대표적인 반복 부호화 방식은 첫째, 기존 길쌈 부호의 복호 과정에 1974년 Bahl 등이 제안한 BCJR(Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv) 복호기를 적용하는 길쌈 부호 기반 BCJR 복호 기법[10], 둘째로, 1993년 Berrou 등에 의해 제안된 터보 부호(Turbo Code)가 있으며 이동 통신 및 위성 통신에서 2000년대부터 표준화 방식으로 채택되었다[11][12]. 마지막으로 LDPC(Low Density Parity Check) 부호는 1962년 Gallager에 의해 발표되어졌으며[13], 1996년 mackay와 Neal, 그리고 Sipser와 Spielman에 의해 재발견 된 이후[14][15], 사논의 채널 용량 한계에 가장 근접한 성능을 가지고 있음을 확인하였다. DVB-S2(Digital Video Broadcasting - Satellite Second Generation), IEEE 802.11n(Institute of Electrical and Electronics Engineers 802.11n) 등에서 표준으로 채택되어 사용되고 있다 [16][17]. 이러한 세 가지 반복 부호화 방식을 터보 등화 모델에 적용하여 성능 향상을 위한 최적의 모델을 제안하였으며, 고속 무선 통신에서 LDPC 부호화 방식이 효율적임을 확인하였다.

또한, 고전송 효율을 달성하기 위한 방법으로 고차 변조 방식(High-Order Modulation)을 적용하여 한 심볼에 많은 데이터를 입력하여 전송하는 방법, 부호화된 비트를 일정한 규칙에 의해 제거하는 puncturing 알고리즘을 적용하여 전송률을 향상 시키는 방법, radix-4, edge deletion 등의 알고리즘을 이용하여 복호 속도를 개선시켜 전송률을 향상시키는 방법 등이 있다. 하지만 이러한 전송률을 향상시키는 방안은 이미 연구가 포화 상태에 있다. 따라서 기존의 복호 속도를 개선시켜 전송률을 높이는 방안 보다는 Nyquist 전송률보다 빠르게 신호를 전송하는 FTN 전송 기법이 차세대 무선 통신에서 주목 받고 있다 [9][18][19]. 또한, 전송률의 향상을 위해 스펙트럼의 효율성을 높이고 다이버시티 및 부호화 이득을 동시에 얻으며 빠른 전송 효율을 보이는 massive MIMO 기술 또한 각광 받고 있다[20][21]. 고전송 효율 알고리즘에서 고차 변조 방식과 puncturing 방식은 알고리즘 자체에 성능의 한계를 가지고 있으며 FTN 방식은 인접 심볼 간 간섭(ISI : Inter-Symbol Interference)으로 인한 성능 감소, MIMO 기술은 수신 신호에 대한 각 채널에서의 채널 추정 문제 등으로 인하여 성능 저하가 발생된다. 이러한 방식 중 FTN 전송기법은 간섭 제거 알고리즘의 적용으로 인해 성능 향상을 가져올 수 있으나 성능 및 전송률 향상에 한계가 존재한다. 따라서, 전송률 향상을 극대화하며 성능 저하를 최소화 하기 위해 FTN 전송기법과 위해 각 알고리즘을 연결한 P-FTN 알고리즘과 MIMO-FTN 알고리즘을 제안하였으며 모의 실험을 통해 동일한 전송률 관점에서 성능을 비교 분석하였다. AWGN 환경과 Rayleigh fading 환경에서 MIMO-FTN 알고리즘의 성능 및 전송률 향상이 가장 우수함을 확인하였다. MIMO-FTN 알고리즘을 통해 높은 전송률 향상을 이룰 수 있었지만, 전송률 향상을 위해 FTN의 간섭 비율을 증가시킴에 따라 성능이 저하 됨을 확인하였다. 또한, FTN의 적용으로 인한 성능 저하를 최소화 하는 알고리즘의 적용이 필요함을 확인하였다.

따라서 FTN 방식의 성능 향상을 이루기 위해 비균일 오류 확률 (UEP : Unequal Error Probability) 기반 FTN 기법과 터보 등화 모델을 결합한 UEP-FTN 시스템을 제안하였다. 또한, 전송효율을 극대화하기 위해 MIMO 기법과 FTN 기법을 접목 시킨 MIMO-FTN 방식에 UEP 알고리즘을 적용한 터보 등화 모델을 제안하였다. 또한 MIMO 기법과 더불어 전송 효율 향상의 목적으로 다중 반송

파를 이용하여 다중 경로 환경에 강인한 성능을 보이고 주파수 스펙트럼을 효율적으로 사용할 수 있는 OFDM 기법과 FTN 기법을 접목 시킨 OFDM-FTN 터보 등화 모델에 적용하였다.

마지막으로 제안한 터보 등화 기법을 수중으로 확장하여 수중 무선통신에서의 효율성을 분석하였다.

본 논문은 성능 향상을 위한 터보 등화 모델과 다양한 채널 부호화 기법, 전송 효율 향상을 위한 알고리즘 제안 및 성능 분석, 다양한 무선 통신 시스템에서 적용 가능한 고전송을 위한 터보 등화 모델 및 비균일 오류 확률 기반 FTN 신호의 터보 등화 모델 제안, 그리고 수중 무선 통신에서 터보 등화 모델의 적용에 관하여 다루고 있다.

제 2장에서는 성능 향상을 위한 반복 부호화 기법에 대해 소개하고 고속 무선 통신을 위한 최적 부호화 기법을 제시하며 이를 바탕으로 반복 부호화 결합 된 터보 등화 모델을 제시한다.

제 3장에서는 전송률 향상을 위해 고전송 효율을 달성할 수 있는 다양한 알고리즘을 소개하고 최적의 알고리즘을 제시한다.

제 4장에서는 고전송 효율을 위한 FTN 방식의 적용에 따른 성능 저하를 극복하기 위한 UEP 기반 FTN 알고리즘을 제시한다. 또한 전송률 향상을 극대화시킬 수 있는 MIMO-FTN 알고리즘과 다중 경로 환경에서 효율적인 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템으로 UEP 알고리즘을 확장하여 그 성능을 분석하였다.

제 5장에서는 터보 등화 모델에 적용 분야를 수중 무선통신으로 확장하여 수중 음향통신에서 터보 등화 모델의 적용을 제안하였으며 전송률 향상을 위해 UEP-FTN 방식의 수중 통신 적용, 복호된 데이터를 이용한 연속적인 주파수 보정 방식을 제안하였다. 실제 수중 실험을 통하여 터보 등화 모델 및 제안하는 방식의 효율성을 분석하였다.

마지막으로 제 6장에서 결론으로 본 논문의 연구 결과를 정리하고 끝을 맺는다.

제 2 장 직렬 연결된 반복 부호화 결합 된 터보 등화 모델

무선 통신 시스템은 무선 채널의 특성으로 비트 오류가 발생하기 쉬우며 이를 정정하기 위해 사용되는 채널 부호는 무선 통신 시스템에서 매우 중요한 기술이다. 또한, 차세대 무선 통신에서는 다양한 서비스의 제공으로 인해 신뢰도 높은 통신과 높은 전송 효율을 요구하고 있다. 이러한 요구를 만족시키기 위해 성능 향상을 위한 다양한 연구가 진행 중이다. 일반적인 통신 시스템에서는 등화기/채널 추정기와 채널 부호화 기법을 서로 별개로 적용한다. 이는 수신단의 복잡성의 문제로 인하여 두 블록 사이의 연결을 고려하지 않고 개별적인 수행을 통해 성능 향상을 이루려 하고 있다. 하지만, 이러한 방법은 성능 개선에 한계가 있다. 따라서 성능 향상을 위해 본 장에서는 등화기/채널 추정기와 채널 부호화 기법 사이에서 반복적인 연산 과정을 통해 성능 향상을 이룰 수 있는 터보 등화 모델을 제시한다. 또한, 터보 등화 모델의 적용 시 고려될 수 있는 연관성 기반의 반복 부호화 기법에 대해 소개하고 고전송률 무선 통신을 위한 최적의 부호화 기법을 제시하려고 한다.

2.1 터보 등화 모델

일반적인 디지털 통신 시스템의 송·수신 구조는 Fig. 2.1과 같다.

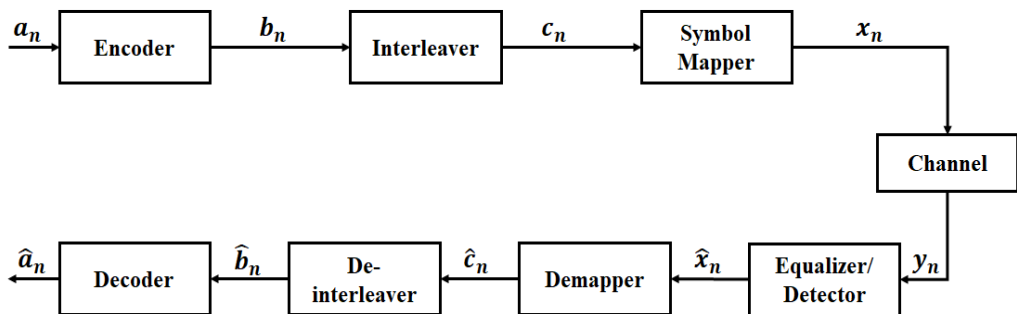


Fig. 2.1 The block diagram of digital communication system

정보 신호 a_n 은 (M, K) 채널 부호기를 거쳐 N 개의 부호어 b_n 을 생성한다. 부호어 b_n 은 인터리버를 통해 군집 오류를 산발 오류로 바꾸어 준다. 인터리버를 통과한 신호 c_n 은 맵핑 과정을 거쳐 송신 신호 x_n 이 생성 되어 전송된다. 전송 된 신호는 채널을 통과 하고 수신 된 신호는 등화기/채널 추정기를 통해 채널 정보를 보상해준다. 송신단에서 인터리버를 통해 배치된 신호를 원래의 형태로 재배치하는 역-인터리버 과정을 거친 후 복호기를 통해 정보 신호를 복원한다. 이러한 기존의 통신 시스템에서는 성능 향상을 위해 등화기/채널 추정기와 채널 복호기의 개별적인 성능 향상에 연구가 집중되었다. 하지만 이러한 방식은 성능 향상에 한계가 존재한다. 따라서 등화기/채널 추정기와 채널 복호기를 연결하여 반복적인 연산 과정을 통해 인접 심볼 간 간섭을 크게 줄일 수 있는 터보 등화 모델이 필요하며[22], 터보 등화 모델의 구조는 Fig. 2.2와 같다.

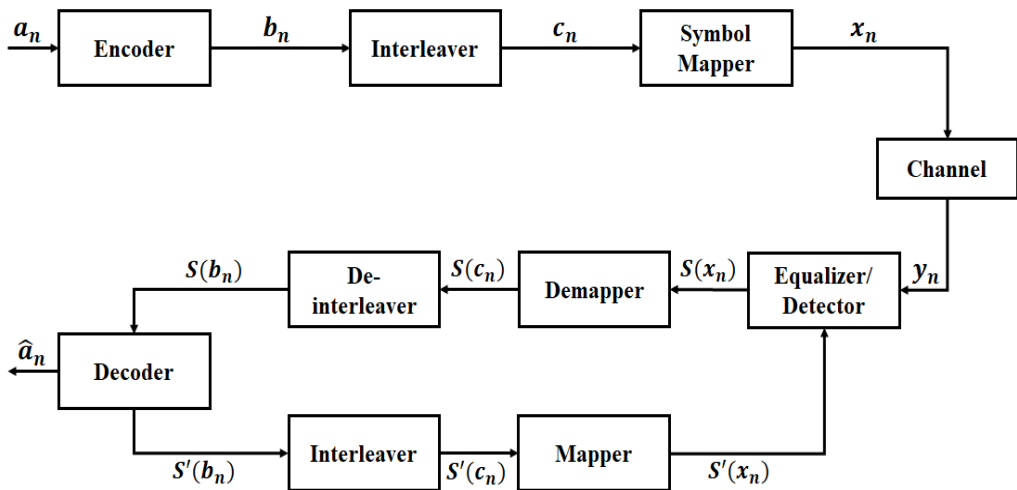


Fig. 2.2 The block diagram of turbo equalization model for digital communication system

터보 등화의 기본 개념은 선행하는 등화기/채널 추정기의 연판정 출력 값을 복호기에 입력하고 복호기의 연판정 출력 값을 다시 등화기/채널 추정기로 입력하는 과정을 반복함으로써 향상된 decision을 가능하게 하는 것이다. 즉, 터보

등화 모델은 수신 단에서 등화기/채널 추정기와 채널 복호기 사이에 반복적인 연산과정이 적용된 모델이다. 터보 등화 모델은 기존 시스템과 송신단의 구조는 동일하다. 수신단에서는 등화기/채널 추정기와 채널 복호기 사이에 반복적인 연산 과정이 적용되며 이는 인터리버와 역-인터리버를 통해 연결된다. 이러한 터보 등화 모델에서 등화기/채널 추정기는 연접 부호화 시스템의 내부 부호기로 간주되어 질 수 있다. 두 개의 부호화 기법을 연접하여 사용하는 연접 부호화 시스템에서 전체 시스템의 성능을 향상시키기 위해서는 연관정 값을 이용하여야 한다. 따라서 기본적으로 등화기/채널 추정기와 채널 복호기는 연관정 입·출력 구조를 가져야 한다. 연관정 구조는 신호(복호기의 입력 또는 입·출력)의 확률 분포를 출력한다. 연관정의 기본 목적은 식 (2.1)과 같이 주어진 심벌의 사후 확률(APP : A Posteriori Probability)을 발생 시키는 것이다.

$$P(a_n = a | y) = \frac{P(a_n = a, y)}{P(y)} = \frac{1}{P(y)} \cdot P(a_n = a) \quad (2.1)$$

정보 비트 a_n 은 이산 무기억 채널(DMC : Discrete Memoryless Channel) 하의 동일한 확률을 갖는다고 가정하면, $P(a)$ 는 다음 식 (2.2)와 같이 표현할 수 있다.

$$P(a) = \prod_{n=0}^{K-1} P(a_n) \quad (2.2)$$

정보 비트가 이진 코드인 경우, 확률 보다는 LLR(Log-Likelihood Ratio)로 계산하는 것이 편리하며 LLR 값 $L(a_n | y)$ 은 식 (2.3)과 같다.

$$L(a_n | y) = \ln \frac{P(a_n = 0 | y)}{P(a_n = 1 | y)} \quad (2.3)$$

복호기를 통해 강판정 된 출력 값 은 식 (2.4)와 같다.

$$\hat{a}_n = \begin{cases} 0, & L(a_n|y) \geq 0 \\ 1, & L(a_n|y) < 0 \end{cases} \quad \text{for } n = 0, 1, \dots, K-1 \quad (2.4)$$

식 (2.1)과 식 (2.3)을 이용하여 LLR 값 $L(a_n|y)$ 를 부가정보(extrinsic information)와 사전 확률비(posteriori LLR)로 나눌 수 있으며 이를 식 (2.5)에 나타내었다.

$$\begin{aligned} L(a_n|y) &= \ln \frac{\sum_{a: a_n=0} p(y|a) \prod_{k=0}^{K-1} P(a_k)}{\sum_{a: a_n=1} p(y|a) \prod_{k=0}^{K-1} P(a_k)} \\ &= \ln \frac{\sum_{a: a_n=0} p(y|a) \prod_{k=0: k \neq n}^{K-1} P(a_k)}{\sum_{a: a_n=0} p(y|a) \prod_{k=0: k \neq n}^{K-1} P(a_k)} + \ln \frac{P(a_n=0)}{P(a_n=1)} \\ &= L_{ext}(a_n|y) + L(a_n) \end{aligned} \quad (2.5)$$

식 (2.5)에서 $L_{ext}(a_n|y)$ 는 정보 비트 a_n 에 대한 부가 정보 또는 부가 확률비를 뜻하며 $L(a_n)$ 은 사전 확률비를 나타낸다. 즉, 복호기의 출력 LLR 값은 부가 정보 $L_{ext}(a_n|y)$ 와 복호기로 입력되는 사전 확률비 $L(a_n)$ 으로 이루어져 있다. 이를 Fig. 2.2에 적용시키고 등화기/채널 추정기를 BCJR 알고리즘을 적용하면 $P(x)$ 는 식 (2.2)를 바탕으로 다음 식(2.6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P(x) = \prod_{k=0}^{L-1} P(x_k) \quad (2.6)$$

심볼의 확률 값 x)은 각 심볼의 값과 수신 되는 신호의 시점 n 마다 다르다. 수신단은 연관정 구조이기에 각 블록에서 연관정 된 값을 입·출력으로 사용하며 복호기에서 출력 되는 연관정 값 $s_{ext}'(b_n)$ 은 식 (2.7)과 같다.

$$s_{ext}'(b_n) = P(b_n | s(b_0), s(b_1), \dots, s(b_{n-1})) \quad (2.7)$$

$s(b_n)$ 에 비해 $s_{ext}'(b_n)$ 의 신뢰성은 채널 복호기의 동작으로 인하여 더욱 향상된다. 채널 부호기를 통과하여 생성된 부호어 b_n 은 이진 코드이기 때문에 두 개의 확률 $s(b_n=0)$ 과 $s(b_n=1)$ 로 나타낼 수 있고 LLR 값은 식 (2.8)과 같다.

$$\lambda(b_n) = \ln \frac{s(b_n=0)}{s(b_n=1)} \quad (2.8)$$

식 (2.8)을 바탕으로 식 (2.7)를 적용하여 부가 정보 LLR을 계산하면 아래 식 (2.9)와 같다.

$$\begin{aligned} \lambda'_{ext}(b_n) &= \ln \frac{s'_{ext}(b_n=0)}{s'_{ext}(b_n=1)} \\ &= \ln \frac{P(b_n=0 | s(b_0), s(b_1), \dots, s(b_{n-1}), s(b_{n+1}), \dots, s(b_{N-1}))}{P(b_n=1 | s(b_0), s(b_1), \dots, s(b_{n-1}), s(b_{n+1}), \dots, s(b_{N-1}))} \end{aligned} \quad (2.9)$$

식(2.9)를 식 (2.5)에 적용하게 되면 아래 식 (2.10)과 같다.

$$\begin{aligned}
 \lambda'_{xt}(b_n) &= \ln \frac{P(b_n = 0 | s(b_0), s(b_1), \dots, s(b_{N-1}))}{P(b_n = 1 | s(b_0), s(b_1), \dots, s(b_{N-1}))} - \ln \frac{s(b_n = 0)}{s(b_n = 1)} \\
 &= \ln \frac{s'(b_n = 0)}{s'(b_n = 1)} - \ln \frac{s(b_n = 0)}{s(b_n = 1)} \\
 &= \lambda'(b_n) - \lambda(b_n)
 \end{aligned}
 \tag{2.10}$$

식 (2.10)을 통해 생성된 부가정보 LLR 값을 이용하여 등화기/채널 추정기에 해당 값을 업데이트 해주며 $\lambda(x_n)$ 을 갱신하여 오류 값을 보정하는 방법을 취하게 된다. 반복 횟수가 늘어남에 따라 갱신하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER(Bit Error Rate) 성능이 향상된다.

Fig.2.3은 터보 등화 모델의 반복 횟수에 따른 성능 곡선을 나타내었다[22].

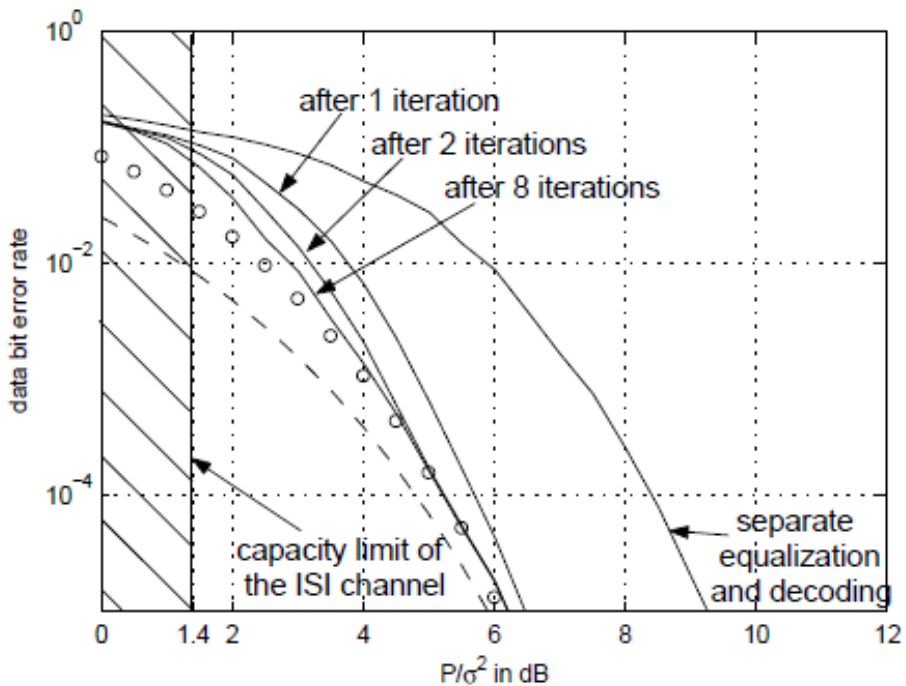


Fig. 2.3 Performance of turbo equalization for the digital communication system

등화기/채널 추정기와 복호기 간의 개별적인 연산을 통한 성능과 터보 등화 모델을 적용하여 반복 횟수에 따른 성능을 실선으로 나타내었으며, 파선은 채널 부호화기법을 적용하였을 때의 lower bound를 나타낸다. Fig. 2.3을 통해 터보 등화 모델의 반복 횟수가 증가함에 따라 성능이 향상됨을 확인하였다.

2.2 터보 등화 모델과 결합된 반복 부호화 기법

무선 통신 시스템에서 신호의 왜곡으로 인한 오류를 최소화 하여 송·수신기 사이에 전송하고자 하는 신호의 손실 없이 신뢰도 높은 데이터를 수신하기 위해서는 채널 부호화 기법이 필요하다. 통신 시스템에서 주로 이용되는 채널 부호화 기법은 오류 검출 부호(EDC : Error Detecting Code)와 오류 정정 부호(ECC : Error Correcting Code)로 나눌 수 있다[6].

오류 검출 부호는 송신단과 수신단 사이에 양방향 채널이 존재한다면 전송하고자 하는 신호의 블록 또는 프레임 마다 여유 부호를 붙여 전송한다. 수신단에서 여유 부호를 판단하여 전송된 신호가 오류가 발생하였는지를 확인하여 오류가 발견되면 송신단으로 NACK(Negative Acknowledge) 신호를 전송하여 신호의 재전송을 요청하는 방식으로 ARQ(Automatic Repeat Request)라 불린다. ARQ 방식에서 오류를 검출하는 방식은 패리티(Parity) 검사, 블록 패리티검사, check sum 기법, CRC(Cyclic Redundancy Check) 기법 등이 있다. ARQ 방식은 역방향 오류 정정(BEC : Backward Error Correction)이라고 불리며 신호를 재전송함으로써 전송 효율이 떨어지고 신호가 재전송 되는 동안 새로운 신호를 받지 못한다는 단점이 존재한다. 또한, 채널 환경이 열악한 경우 재전송된 신호 또한 오류가 발생하여 통신이 불가능할 수 있다. 주로 컴퓨터 네트워크와 같은 데이터 통신 시스템에 적합하며 무선 통신 시스템에 적합하지 않다.

반면에 오류 정정 부호는 정보 비트에 오류 정정을 위한 제어 비트를 추가하여 전송하게 되고 수신단에서는 제어 비트를 이용하여 오류를 정정하는 순방향 오류 정정(FEC : Forward Error Correction)방식이다. 오류 정정 부호는 부호어의 길이는 길어지지만 수신단에서 복호 방법을 이용하여 오류를 정정함으로써 신호를 재전송 받지 않아도 된다. 이는 전송 효율의 향상과 더불어 채널 환경이 열악한 경우에도 신뢰도 높은 통신을 할 수 있다. 따라서, 무선 통신 시스템에서

오류 정정 부호를 사용한 채널 부호화 기법은 필수적이다.

오류 정정 부호를 사용한 채널 부호화 기법은 크게 부호화기의 메모리 유·무에 따라 길쌈 부호(Convolutional Code)와 블록 부호(Block Code)로 구분할 수 있다. 또한, 수신단의 채널 복호기에 입·출력 되어지는 값에 따라 강판정 기반(Hard decision based) 부호화 기술과 연판정 기반(Soft decision based) 부호화 기술로 나눌 수 있다.

터보 등화 모델은 복호기의 연판정 입·출력 값을 이용하여 등화기/채널 추정기와 복호기 간의 반복적인 연산을 통하여 성능을 향상 시킬 수 있으므로 강판정 기반 부호화 기술을 배제하고 연판정 부호화 기술을 고려하였다. 연판정 부호화 기술은 복호기의 입력 값으로 연판정 값을 필요로 하는 부호화 기술로, 복호 과정에서 반복 기술을 통하여 성능의 향상을 가져 올 수 있고 샤논의 채널 용량 한계에 가장 근접한 부호화 기술이다.

반복 기반의 연판정 부호화 기술이 적용된 터보 등화 모델의 구조를 Fig. 2.4에 나타내었다.

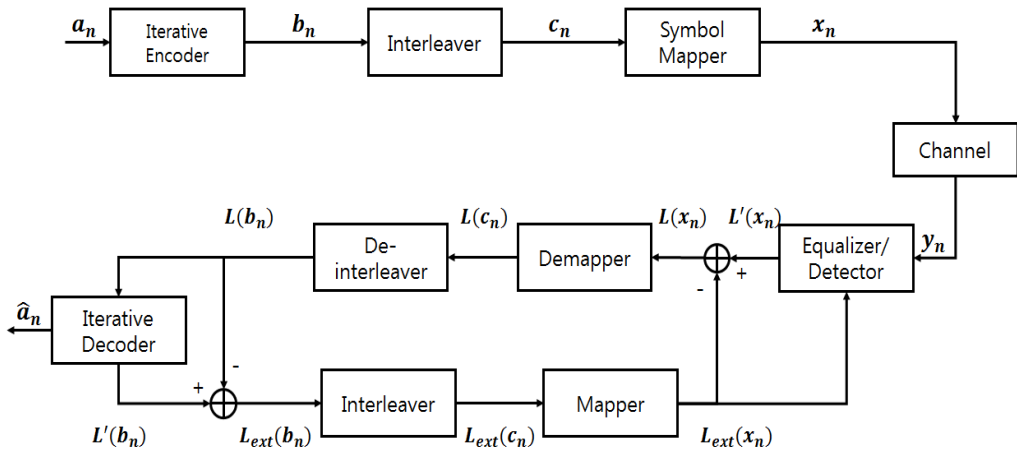


Fig. 2.4 The block diagram of turbo equalization model combined with iterative channel coding method

Fig. 2.4는 Fig. 2.2의 터보 등화 모델에서 반복 기반의 채널 부호화 기법을 적용한 구조이다. 강판정 기반 채널 부호화 기법이 적용되었을 경우 복호기의

출력 값을 등화기/채널 추정기에 보상해줄 수가 없게 된다. Fig. 2.4와 같이 반복 기반의 채널 복호기를 적용하면 복호기에서 생성된 부가정보 LLR 값 $L_{ext}(b_n)$ 을 등화기/채널 추정기에 업데이트 해주며 $L_{ext}(x_n)$ 을 갱신하여 오류 값을 보정하는 방법을 통해 터보 등화 모델의 적용이 가능해진다.

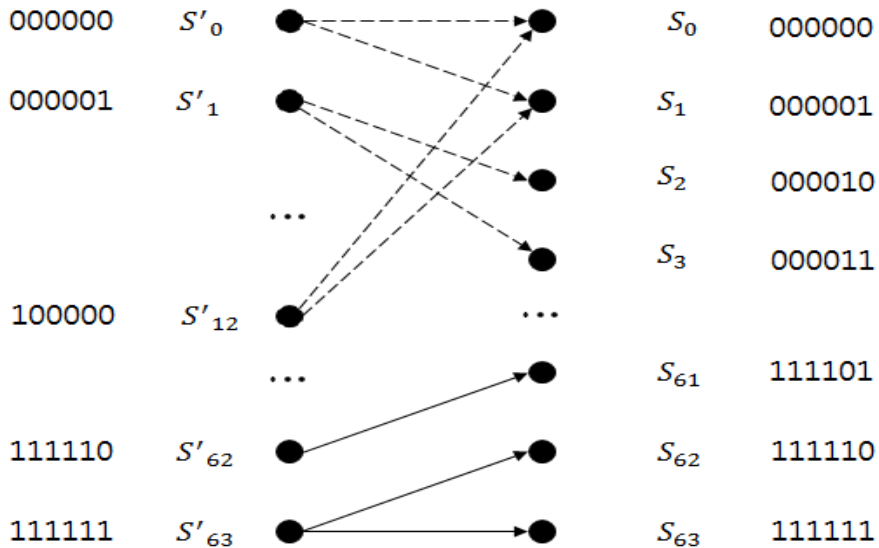
반복 복호기의 출력 LLR 값 $L'(b_n)$ 은 식(2.5)에 의해 부가정보 $L_{ext}(b_n)$ 와 복호기로 입력되는 사전 확률비 $L(b_n)$ 으로 구성되어져 있다. 터보 등화 모델을 적용시키기 위해 복호기의 출력 $L'(b_n)$ 에서 사전 확률비 $L(b_n)$ 를 빼줌으로써 복호기의 출력 LLR 값 중 부가정보 $L_{ext}(b_n)$ 만을 계산하게 된다. $L_{ext}(b_n)$ 를 인터리버와 mapper를 거친 후 등화기/채널 추정기에 보상해주게 된다. 등화기/채널 추정기의 출력 LLR 값 $L'(x_n)$ 와 부가 정보 $L_{ext}(x_n)$ 의 차를 demapper와 역-인터리버 과정을 거친 후 반복 복호기로 입력하게 된다. $L_{ext}(x_n)$ 를 갱신하여 오류 값을 보정하는 방법을 취하게 되며 등화기/채널 추정기와 복호기 간의 반복 횟수가 늘어남에 따라 갱신하는 오류 보정 값이 송신하고자 하는 원 신호에 가깝게 되어 BER 성능이 향상된다.

2.2.1 BCJR

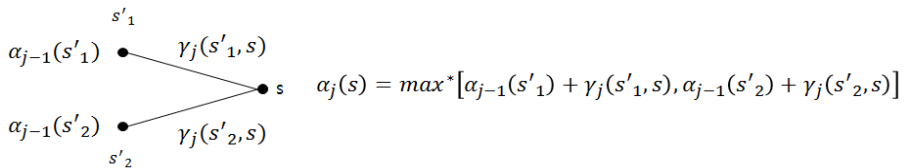
길쌈 부호는 k 개의 정보 비트에 m 개의 메모리를 이용하여, n 개의 부호어를 생성하는 (n, k, m) 길쌈 부호기로 나타낸다[23][24][25]. 부호기는 특히 간단한 구조로 부호화 과정의 복잡도가 낮으며 정교한 복호 방법으로 높은 성능을 얻을 수 있다. 길쌈 부호의 복호 방법은 많은 방법이 고안되었지만 1967년 Viterbi에 의해 제안된 알고리즘이 이론적으로 가장 효율적이다[23]. 하지만, 강판정 값을 이용하여 복호를 진행하게 되는 viterbi 알고리즘은 터보 등화 모델에 적용이 불가능하여 연판정 값을 이용해 복호를 진행하는 BCJR 알고리즘의 적용이 필요하다. BCJR 알고리즘은 1974년 처음 제안한 Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv의 이름 첫 글자를 따서 BCJR이라고 한다[10]. BCJR 알고리즘은 각 입력 정보 비트의 사후 확률을 계산하여 입력 정보 비트의 오류가 최소가 되도록 복호를 한다. BCJR 알고리즘은 이산 무 기억 채널을 통하여 전송된 Markov source의 상태와 천이에 대한 APP를 얻기 위하여 제안 되었으며, 격자

부호(Trellis coded)에 대하여 심벌의 오류율을 최소화하는 알고리즘이다[10][26].

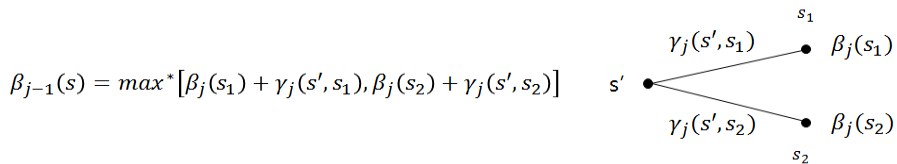
BCJR 복호기는 BM(Branch Metric), FSM(Foward States Metric), BSM(Backward States Metric)을 구하기 위하여 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도(Trellis diagram)를 이용한다. Fig. 2.5는 BCJR의 64 상태 격자도와 FSM과 BSM을 계산하는 예시를 나타내고 있다.



(a) Trellis diagram



(b) FSM



(c) BSM

Fig. 2.5 Trellis structure and metric calculation

BCJR 연산에 있어 유한한 이전상태, 채널 출력, 다음 상태가 존재한다. 이전 상태는 s' , 현재 상태는 $s = (x_{-m}, x_{j-m+1}, \dots, x_j, x_{j+1}, \dots, x_{j+m})$ 로 주어지며, 전송된 신호는 $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, 수신 신호는 $y = (y_1, y_2, \dots, y_n)$ 로 표현하면 전송신호 $x_j (j=1, 2, \dots, n)$ 에 대한 LLR 값 $L(x_j)$ 은 식 (2.11)과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} L(x_j) &= \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 0 \\ &= -\max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 1 \end{aligned} \quad (2.11)$$

FSM은 식 (2.11)에 의해 $\alpha_j(s) = \log p(s_j = s, y_1^i)$ 로 Fig. 2.5 (b)로 나타낼 수 있다.

$$\alpha_j(s) = \max^* [\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s)] \quad (2.12)$$

BSM은 식(2.11)에 의해 $\beta_j(s) = \log p(y_{j+1}^n | s' = s)$ 로 Fig. 2.5 (c)로 주어진다.

$$\beta_{j-1}(s') = \max^* [\beta_j(s) + \gamma_j(s', s)] \quad (2.13)$$

BM은 식(2.14)과 같다.

$$\begin{aligned} y_j(s', s) &= \log p(s_j = s, y_j | s_{j-1} = s') \\ &= \log p(y_j | x_j) p(x_j) \end{aligned} \quad (2.14)$$

\max^* 는 식 (2.15)로 정의된다.

$$\max_x \max_y (x, y) = \max(x, y) + \log(1 + e^{-|x-y|}) \quad (2.15)$$

2.2.2 터보 부호

1993년 Berrou[11] 등에 의해 제안된 터보 부호는 연관성 입/출력이 가능하고, 정보신호에 대해서 서로 다른 인터리버에 의해 분리된 2개 이상의 구성코드(component code)들이 병렬연접(parallel concatenation)된 구성을 하고 있다. 이러한 구성코드의 복호기로는 SOVA(Soft Output Viterbi Algorithm), MAP(Maximum A Posteriori), Sub-MAP 복호기 등이 있는데, 채널 잡음분산 평가가 필요하다는 단점이 있지만 일반적으로 성능이 우수한 MAP을 사용한다. MAP 알고리즘은 기존 BCJR 알고리즘을 변형한 것이다.

터보 부호의 부호화기는 systematic 정보와 두 개의 RSC(Recursive Systematic Convolutinonal) 부호기의 출력을 통하여 부호화 되어 진다. 두 RSC 부호화기 사이에는 인터리버를 두어 서로 다른 정보를 포함할 수 있도록 한다. Fig. 2.6은 터보 부호의 부호화기의 구조이다.

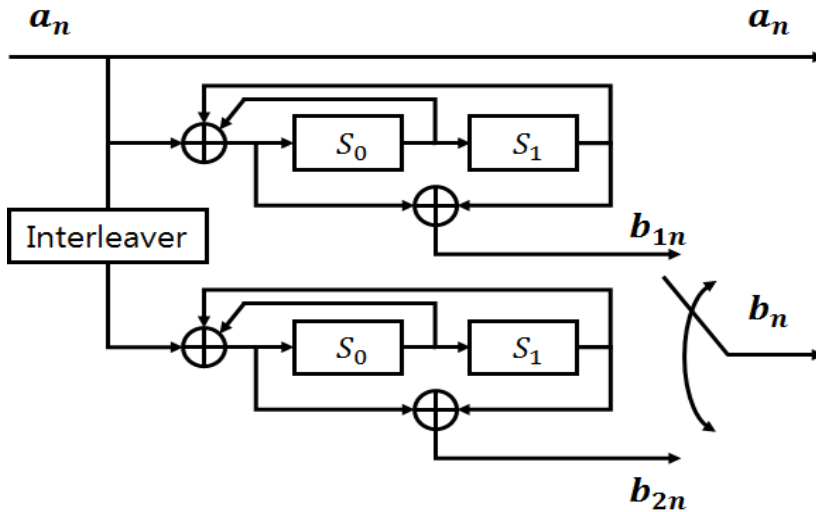


Fig. 2.6 RSC Encoder (R=1/2, v=2)

부호화기는 일반적으로 Fig. 2.6과 같이 길쌈 부호화기 두 개와 이 두 개의 부호화기를 연결하는 인터리버로 이루어져 있다.

부호화기를 포함한 터보 부호의 시스템 구조는 Fig. 2.7과 같다.

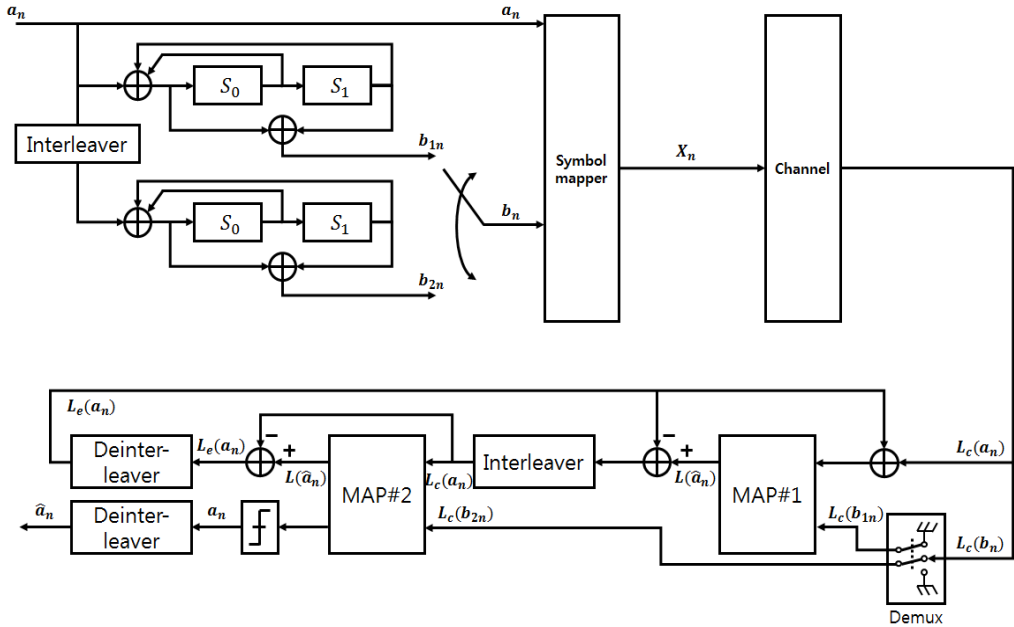


Fig. 2.7 The structure of turbo encoder and decoder

입력 정보 비트열 이 Fig. 2.7의 RSC 부호기에 의해 생성된 부호어 a_n 과 b_n 을 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 변조시키면, $+1/-1$ 의 값을 가지는 전송 신호 x_n 과 x'_n 은 식 (2.16)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 x_n &= 2 \times a_n - 1 \\
 x'_n &= 2 \times b_n - 1
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

시간 n 에서 전송된 신호 (x_n, x'_n) 들을 심벌 n 이라 정의하면, 가우시안 memoryless 채널에 입력되는 전송 신호 열은 식 (2.17)과 같이 주어진다.

$$N = (X, X_2, \dots, X_n, \dots, X) \quad (2.17)$$

시간 n 에서 분산 σ^2 을 가지는 채널잡음 p_n, q_n 이 더해진 수신신호 y_n, y'_n 은 식 (2.18)과 같다.

$$\begin{aligned} y_n &= x_n + p_n \\ y'_n &= x'_n + q_n \end{aligned} \quad (2.18)$$

N 개의 사이즈를 가지는 수신 심벌 $Y_N = (y_n, y'_n)$ 을 원소로 하는 수신 신호 열은 식 (2.19)와 같다.

$$Y_1^N = (Y_1, Y_2, \dots, Y_n, \dots, Y_N) \quad (2.19)$$

수신 신호는 MAP 복호기를 거쳐 신호를 복호하게 되며 MAP 복호기는 식 (2.20)과 같이 정의되는 LLR을 이용하여 복호한다.

$$\begin{aligned} L(a_n) &= \log \frac{\Pr(a_n = 1 | \text{observation})}{\Pr(a_n = 0 | \text{observation})} \\ &= \frac{P_r(a_n = 1, S_n = m | Y_1^N)}{P_r(a_n = 0, S_n = m | Y_1^N)} \\ &= \log \frac{\sum_m \lambda_n^{1,m}}{\sum_m \lambda_n^{0,m}} \end{aligned} \quad (2.20)$$

여기서, $a_n = i | Y_1^n) = \sum_m^{2^{-1}} \lambda_n^i(m)$ 이고, n 시점에서 부호기의 메모리가 v 이며, m 은 부호기의 상태번호 ($m=0,1,\dots,2^{v-1}$), 그리고 i 는 입력비트 이다. 식 (2.20)은 MAP 복호기의 연관정 출력 값이며, 식 (2.21)과 같이 $L(a_n)$ 을 임계값 “0” 과 비교함으로써 복호기는 복호비트를 강판정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{if } L(a_n) \geq 0, \text{ the decoded bit is } 1 \\ \text{if } L(a_n) \leq 0, \text{ the decoded bit is } 0 \end{aligned} \quad (2.21)$$

식 (2.20)에서와 같이 격자도 상의 임의의 한 m 상태와 n 시점에서의 입력 비트의 사후확률 $\lambda_n^{i,m}$ 은 수신 신호 열에 대한 입력 a_n 과 상태번호 S_n 의 조건부 확률로 정의 할 수 있으며, 이를 Bayes의 정리를 이용하여 분해하고 정리하면 식 (2.22)와 같이 3개의 조건부 확률성분으로 나눌 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_n^{i,m} &= P_r(a_n = i, S_n = m | Y_n^N) \\ &= P_r(Y_1^{n-1} | a_n = i, S_n = m, Y_n^N) P_r(Y_{n+1}^N | a_n = i, S_n = m, Y_1^n) \\ &\quad P_r(a_n = i, S_n = m, Y_n) / P_r(Y_1^N) \end{aligned} \quad (2.22)$$

각 확률성분을 다음과 같은 확률함수로 정의한다.

$$\alpha_n^m = P_r(Y_1^{n-1} | a_n = i, S_n = m, Y_n^N) \quad (2.23)$$

$$\beta_n^{i,m} = P_r(Y_{n+1}^N | a_n = i, S_n = m, Y_1^n) \quad (2.24)$$

$$\delta_n^{i,m} = P_r(a_n = i, S_n = m, Y_n) \quad (2.25)$$

각 성분의 함수명은 m 은 FSM, β_n^m 은 BSM 그리고 $\delta_n^{i,m}$ 은 BM이다.

FSM α_n^m 는 정보비트 i 의 천이 비트를 가지고 시간 n 과 그 때의 상태 $s_n = m$ 에서 다음 상태로의 천이를 위한 state metric을 나타낸다. 식 (2.23)을 Bayes의 정리를 이용하여 분해하고 정리하면 다음 식 (2.26)과 같다.

$$\begin{aligned} \alpha_n^m &= P_r(R_1^{n-1} | a_n = i, S_n = m, R_n) = P_r(R_1^{n-1} | S_n = m) \\ &= \prod_{j=0}^1 P_r(R_1^{n-2} | S_{n-1} = b(j, m)) P_r(a_{n-1} = j, S_{n-1} = b(j, m), R_{n-1}) \\ &= \sum_{j=0}^1 \alpha_{n-1}^{b(j, m)} \delta_{n-1}^{j, b(j, m)} \end{aligned} \quad (2.26)$$

여기서 $b(j, m)$ 은 입력이 j 일 때 현재의 상태 m 으로 천이되는 이전의 상태 값을 나타내는 함수이다.

BSM β_n^m 은 FSM α_n^m 와 유사한 형태로 나타나며 단지 계산의 진행 과정이 α_n^m 과 반대이다. 식 (2.24)를 Bayes의 정리를 이용하여 분해하고 정리하면 다음 식 (2.27)과 같다.

$$\begin{aligned} \beta_n^m &= P_r(R_1^N | S_n = m) \\ &= \sum_{j=0}^1 \delta_n^{j, m} \beta_{n+1}^{f(j, m)} \end{aligned} \quad (2.27)$$

여기서 $f(j, m)$ 은 현재상태 m 에서 입력 비트가 j 일 때 다음 상태 값을 나타내는 함수이다.

BM $\delta_n^{i,m}$ 은 채널을 통해 전송된 신호의 천이 확률이며 식 (2.25)를 Bayes의 정리를 이용하여 분해하고 정리하면 다음 식 (2.28)과 같다.

$$\begin{aligned} \delta_n^{i,m} &= P_r(a_n = i, S_n = m, R_n) \\ &= P_r(R_n | a_n = i, S_n = m) P_r(S_n = m | a_n = i) P_r(a_n = i) \end{aligned} \quad (2.28)$$

여기서, 수신 신호는 $R_n = (y_n, y'_n)$ 로 구성되며 각각 서로 독립이다. 또한, 확률 $P_r(S_n = m | a_n = i)$ 은 모든 상태 2^v 중의 하나일 확률을 뜻하므로 식 (2.29)와 같이 나타낼 수 있다. $P_r(a_n = i)$ 를 ζ_n^i 라 두면, 식 (2.29)는 식 (2.30)과 같다.

$$P_r(a_n = i) = \frac{1}{2^v} \quad (2.29)$$

$$\delta_n^{i,m} = P_r(y_n | a_n = i, S_n = m) P_r(y'_n | a_n = i, S_n = m) \frac{\zeta_n^i}{2^v} \quad (2.30)$$

이러한 MAP 복호기의 기본 metric 함수들은 multiple-add의 기본 연산으로 이루어져 높은 하드웨어 복잡도와 복호지연을 가지게 된다. 따라서 Log-MAP 알고리즘을 적용하여 곱셈연산에서 로그를 취함으로써 덧셈으로 바꾸어 최종적으로 얻어지는 LLR은 식 (2.31)과 같다.

$$L(a_n) = \log \frac{\sum_m \alpha_n^m \beta_{n+1}^{f(0,m)} \delta_n^{0,m}}{\sum_m \alpha_n^m \beta_{n+1}^{f(1,m)} \delta_n^{1,m}} \quad (2.31)$$

DVB-RCS(Digital Video Broadcasting-Return Channel via Satellite)에서 표준으로 사용되는 터보 부호는 error floor 현상이 발생하는 문제점을 보이고 있으며, 이러한 error floor 현상을 제거하면서 성능을 향상시키기 위해 4개의 메모리를 통한 16 상태의 구조로 변형 시킨 터보 Pi 부호가 DVB-RCS NG(DVB-RCS Next Generation) 시스템에 표준으로 채택되어 사용되어지고 있다[27][28].

2.2.3 LDPC 부호

터보 부호가 나오기 훨씬 이전인 1963년 Gallager에 의해 제안된 LDPC 부호 [13]는 선형 블록 부호의 패리티 검사 행렬을 이용한 확률적인 반복 복호 방법을 제시하였다. 하지만, 당시 컴퓨터의 계산 능력이 충분하지 못했고, 동 시대에 forney에 의해 제안된 연접 부호가 더 좋은 성능을 가질 것이라는 기대 때문에 제대로 평가되지 않았다. 1996년 mackay, neal, spielman 등에 의하여 LDPC 부호는 재발견 되었으며, 샤논의 채널 용량 한계에 가장 근접하는 성능을 가지고 있다는 것이 알려졌다[14][15]. 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. 반면에 부호화의 높은 복잡도가 LDPC 부호의 중요한 문제점이었으나 삼각행렬 분해법, Linear-congruence 방법을 사용하여 부호화기의 복잡도를 줄이고 간단하게 구성할 수 있게 되었다. LDPC 부호의 블록 길이는 오류 정정 및 검출 능력을 나타내는 최소 거리와 상관 관계가 있으며 블록 길이가 증가하면 성능이 향상된다.

DVB-S2 기반 부호화 알고리즘은 HNS(Huge Network System)사에서 제안한 알고리즘을 표준안으로 채택하고 있으며, 큰 블록 길이(16200, 64800) 및 많은 반복 횟수를 요구하며 대역폭 효율이 0.5 bits/symbol에서 0.45 bits/symbol을 지원한다. 또한, 12개의 서로 다른 부호율(1/4, 1/3, 2/5, 1/2, 3/5, 2/3, 3/4, 4/5, 5/6, 6/7, 8/9, 9/10)과 네 개의 다른 변조방식(QPSK, 8-PSK, 16-APSK, 32-APSK)를 지원한다. 높은 부호화기의 복잡도를 간단하게 구현하기 위해 검사 행렬에서 “1”의 위치를 주소로 생성하여 주소를 이용하여 간단하게 구현되고 있다[15].

IEEE 802.11n 무선 랜 표준에는 3가지의 작은 블록 길이(648, 1296, 1944)와 각 블록 길이에 대해 4가지의 서로 다른 부호율(1/2, 2/3, 3/4, 5/6)을 지원하여 총 12 가지의 패리티 검사행렬(PCM : Parity Check Matrix)을 규정하고 있다[16].

LDPC 부호는 패리티 검사 행렬에 의해 구성되는 Tanner 그래프 상의 비트 노드(bit node)와 체크 노드(check node), 엣지(edge)로 이루어진다. Tanner 그래프는 LDPC 부호를 일반화하여 표현한 이분(bipartite) 그래프이다[29]. LDPC 부호는 Tanner 그래프 상의 비트 노드와 엣지로 연결된 체크 노드 사이에 확률

행렬은 부호어 (a, p) 중 정보 블록인 a 와 곱해져 패리티 검사식을 생성하고 B 행렬은 패리티 블록인 p 와 곱해 패리티 검사식을 생성한다. LDPC 부호기는 k 의 길이를 가지는 정보 블록 $a = (a_0, a_1, \dots, a_{k-1})$ 를 입력으로 받아 n 개의 부호어를 생성한다. 간단한 연산을 통해 $n-k$ 의 길이를 가지는 패리티 블록 $p = (p_0, p_1, \dots, p_{n-k-1})$ 를 생성하고 정보 블록과 패리티 블록을 연결함으로써 부호율 $\frac{k}{n}$ 의 부호어 $b = (a_0, a_1, \dots, a_{k-1}, p_0, p_1, \dots, p_{n-k-1})$ 를 생성하여 전송한다. DVB-S2 기반 LDPC 부호는 총 12개의 부호율을 지원하며, 각 부호율에 따른 부호화 테이블을 가지고 있다. 부호화 과정은 다음과 같다.

단계 1 : 초기화 과정

식 (2.34)와 같이 모든 패리티 비트를 0으로 초기화 한다.

$$p_0 = p_1 = p_2 = \dots = p_{n-k-1} = 0 \quad (2.34)$$

단계 2 :

식 (2.35)와 같은 연산을 모든 정보 비트와 부호화 테이블에 의해 수행하여 패리티 비트를 업데이트 한다.

$$p_j = p_j \oplus a_m$$

$$j = \{x + q(m \bmod 360)\} \bmod (n-k) \quad (2.35)$$

$$(m = 0, 1, 2, \dots, k-1)$$

식 (2.35)에서 q 는 부호율에 의해 정의 되어진 상수 값이고 n 과 k 는 각각

부호어의 길이와 정보 블록의 길이이다. 는 부호화 테이블 중 $\begin{bmatrix} n-k \\ 360 \end{bmatrix}$ 번째 열의 값이다.

행렬을 표현한 Tanner 그래프는 Fig. 2.8과 같다.

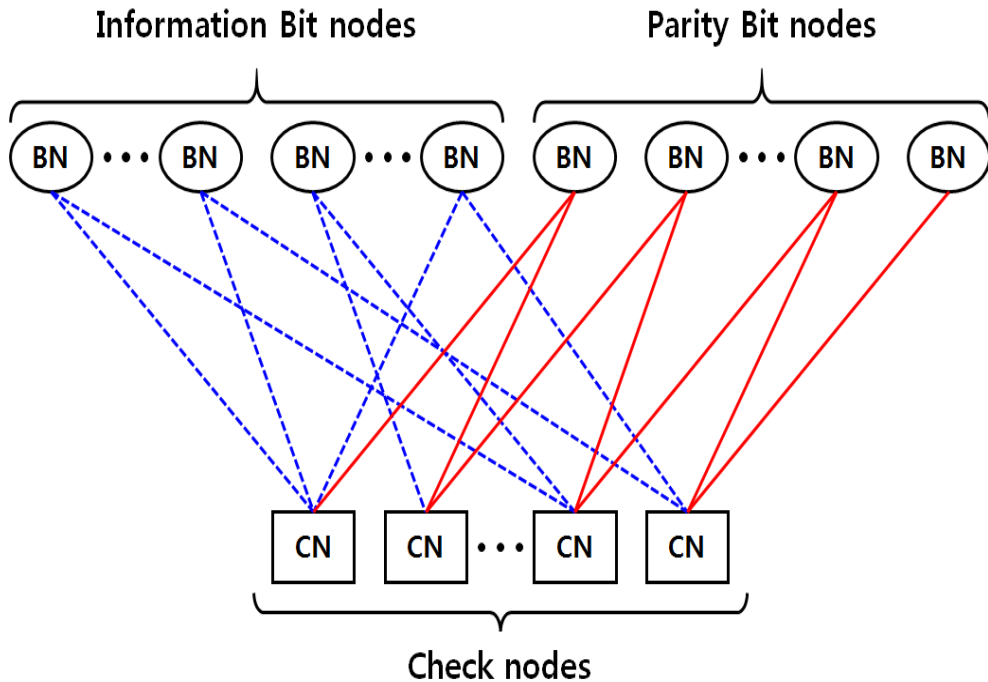


Fig. 2.8 The tanner graph of LDPC decoder

Tanner 그래프는 비트 노드와 체크 노드로 구분되며, 비트 노드는 정보 블록 인 a 에 해당하는 위치의 비트 노드와 패리티 블록인 p 에 해당하는 위치의 비트 노드로 구분된다. 정보 블록과 관련 있는 비트 노드는 체크 노드와의 연결이 불규칙적이며 비트 노드와 체크 노드의 연결인 엣지를 파란색 점선으로 나타내었으며, 패리티 비트와 관련 있는 비트 노드는 체크 노드와의 연결이 규칙적이며 엣지를 빨간색 실선으로 나타내었다.

나. 복호화 과정

DVB-S2 기반 LDPC 부호의 복호화 알고리즘은 기존의 복호화 알고리즘과 거의 동일하다. LUT(Look Up Table) 생성 방법과 체크노드의 확률을 구하는 방법 상에서 약간의 차이를 보인다. 복호화 과정은 크게 3가지 단계로 나눌 수 있다. 수신 비트에 채널 추정 값을 보상 해주는 초기화 과정, 체크 노드 확률을 구하는 CNU(Check Node Update), 비트 노드 확률을 구하는 BNU(Bit Node Update) 단계로 나눌 수 있으며 복호 과정을 Fig. 2.9에 나타내었다.

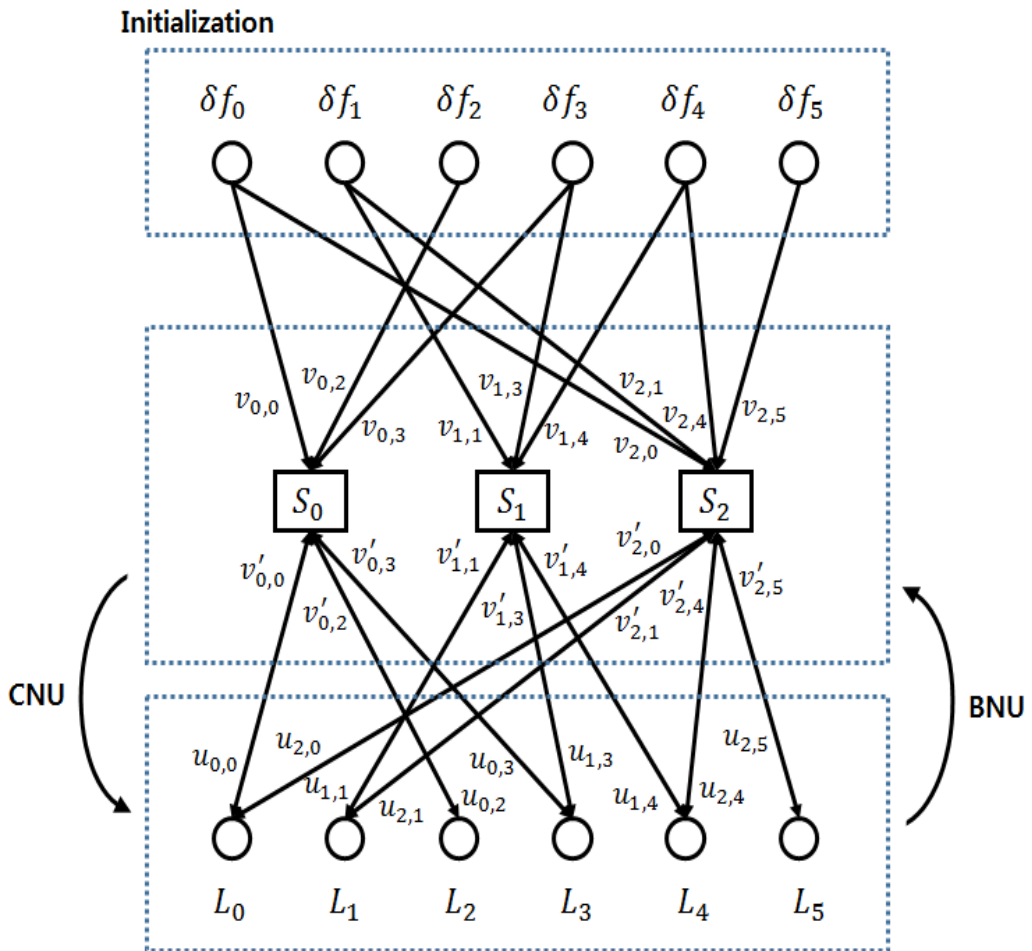


Fig. 2.9 The decoding process of LDPC decoder

Fig. 2.9에서 δf_n 는 채널 추정 값인 $-\frac{2}{\sigma}$ 을 나타내며 δf_n 은 수신 신호에 채널 추정 값을 곱해준 값이다. $v_{m,n}$ 은 n 번째 수신 신호(비트 노드)에서 m 번째 체크 노드로 향하는 엣지 값이며, $u_{m,n}$ 은 CNU를 통해 얻어지는 m 번째 체크 노드에서 n 번째 비트 노드로 향하는 엣지 값이다. $v'_{m,n}$ 는 CNU와 BNU의 반복을 통해 얻어지는 n 번째 비트 노드에서 m 번째 체크 노드로 향하는 엣지 값이다.

Fig. 2.9를 바탕으로 복호화 과정 3단계는 다음과 같다.

단계 1 : 초기화 과정

$$\delta f_n = \frac{2}{\sigma} \times r_n \quad (L_c = -\frac{2}{\sigma^2}) \quad (2.36)$$

$$n = 0, 1, \dots, N-1$$

수신 신호 r_n 에 채널 추정 값인 $L_c = -\frac{2}{\sigma^2}$ 을 곱해준 후 각 비트 노드에 값을 저장한다.

단계 2 : Check Node Update

Fig. 2.9의 중간은 체크 노드 확률을 구하는 CNU 과정을 나타내며 하나의 체크 노드에 올 수 있는 비트들의 확률을 구하는 그림이다. 하나의 체크 노드에서 d_c 개의 row weight를 가진다고 가정할 때, 각각의 체크 노드로 들어오는 비트들의 확률은 아래 식 (2.37)과 같다.

$$g(a,b) = \text{sign}(a) \times \text{sign}(b) \times \min(|a|, |b|) - LUT_g(a,b) \quad (2.37)$$

식 (2.37)에서 $\text{sign}(a)$ 의 경우 부호를 판별하는 함수이고 $\min(|a|, |b|)$ 함수는

두 개의 입력 값을 각각 절대 값을 취하여 작은 값을 선택하는 함수이며, $UT(a,b)$ 는 식(2.38)과 같다.

$$LUT_g(a,b) = \ln(1+e^{-|a+b|}) - \ln(1+e^{-|a-b|}) \quad (2.38)$$

$LUT(x) = \ln(1+e^{-x})$ 의 LUT를 가지고 있다면 위의 CNU를 계산할 수 있다. 예를 들어 Fig. 2.9에서 $u_{0,0}$ 을 구하기 위해서는 이전 체크노드로 입력된 자신의 엿지 값인 $v_{0,0}$ 을 제외한 나머지 $v_{0,2}, v_{0,3}$ 의 값을 식 (2.37)에 대입하여 구할 수 있다. 각각의 비트 노드들은 연결된 모든 엿지의 값을 더함으로써 복호 값인 LLR 값을 구할 수 있다. 이는 식 (2.39)로 나타낼 수 있다.

$$L_n = u_{m,n} \quad (2.39)$$

단계 3 : Bit Node Update

CNU에서 각 체크 노드로 연결된 비트들에 대한 업데이트가 이루지고 각 비트 노드의 LLR 값을 구한 후, 마지막 단계로 LLR 값과 비트 노드로 입력된 각 엿지 값들을 이용하여 다시 체크 노드로 보내는 엿지의 값을 구하기 위한 BNU 연산을 해야 한다. BNU 연산 역시 CNU와 마찬가지로 CNU 연산 후, 비트 노드로 입력된 자신의 엿지 값을 제외한 다른 엿지 값으로만 연산을 행한다. 이러한 연산 방법은 식 (2.40)과 같이 간단히 행할 수 있다.

$$v'_{m,n} = L_n - u_{m,n} \quad (2.40)$$

위의 세 단계 중 처음 초기화 단계 이후에는 두 번째와 세 번째 단계인 CNU와 BNU만을 반복하며, 데이터를 복호한다.

2.2.3.2 IEEE 802.11n 기반 LDPC 부호(Short size)

IEEE 802.11은 유선 LAN 형태인 이더넷의 단점을 보완하기 위해 고안된 기술로 무선 통신 표준은 a/b/g/n 등의 규격이 발표되어 사용되고 있다. Table 2.1은 IEEE 802.11의 무선 통신 규격의 특성을 나타내었다.

Table 2.1 Comparison of IEEE 802.11 wireless communication standards

	802.11	802.11a	802.11b	802.11g	802.11n
Spectrum Band	2.4 GHz	5.15~5.25 5.25~5.35 5.725~5.825 [GHz]	2.4 GHz	2.4 GHz	2.4 GHz 5 GHz
Modulation	FHSS or DSSS	OFDM	DSSS	OFDM or DSSS	OFDM
Established	1997년	1999년	1999년	2003년	2009년
Data Rates	1~2 Mb/s	54 Mb/s	11 Mb/s	54 Mb/s	300 Mb/s

기존 무선 통신 기술들의 가장 큰 단점은 유선 통신에 비해 상대적으로 느린 전송속도이다. 차세대 무선 통신에서는 높은 전송속도가 필요하며 이에 맞춰 2009년 9월 IEEE 802.11n 기술의 표준화가 완료되었으며, 고속의 전송 속도를 보장하기 위해서 사용된 대표적인 기술은 MIMO, OFDM 그리고 강력한 오류정정 부호인 터보 부호와 LDPC 부호이다. 802.11n에서는 터보 부호와 LDPC 코드를 선택적으로 사용하여 고속 데이터 통신상에서 다양한 채널 잡음을 매우 효율적으로 정정한다. 2008년 3월에 공개된 차세대 무선 랜 표준 IEEE 802.11n Draft 2.0에서는 채널 부호화 방식의 옵션으로 LDPC 부호가 지정되어 있다. LDPC 부호의 블록 길이 648, 1296, 1944의 3가지로 규정되어 있으며, 각각의 블록 길이에 대해 4가지의 부호율 1/2, 2/3, 3/4, 5/6를 지원하도록 규정되어 있다.

만큼 오른쪽으로 순환 시프트(cyclic shift) 시킨 행렬을 의미하며 “-” 로 표시된 서브행렬은 영(zero) 행렬을 나타낸다. 각 서브 행렬은 B 열로 이루어져있으며 Fig. 2.10의 경우 81행 \times 81열로 이루어져 있다.

LDPC 부호기로 입력되는 데이터의 집합을 a 라고 하면, $a = [a_0, a_1, \dots, a_{k-1}]$ 로 표현할 수 있다. 이 때, a 의 각 성분은 B 개의 데이터 집합이고, 패리티 검사 행렬의 가로 길이를 n_b 라 하고 세로의 길이를 m_b 라 하면, $k_b = n_b - m_b$ 가 된다. 또한, 데이터의 집합 a 가 부호화 과정을 거친 후의 데이터를 b_n 라 하면, $b_b = [a_0, a_1, \dots, a_{k_b-1}, p_0, p_1, \dots, p_{m_b-1}]$ 로 표현 할 수 있다. 결과적으로 부호화가 $H \cdot b_b = 0$ 의 특징을 가지므로, 식 (2.41)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} h_{0,0} & \dots & h_{0,k_b-1} & 1 & \dots & \dots & -1 \\ h_{1,0} & \dots & h_{1,k_b-1} & -1 & \dots & \dots & -1 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ h_{x,0} & \dots & h_{x,k_b-1} & 0 & \dots & \dots & -1 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ [h_{m_b-1,0} & \dots & h_{m_b-1,k_b-1} & 1 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_0 \\ \vdots \\ a_{k_b-1} \\ p_0 \\ \vdots \\ p_{m_b-1} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.41)$$

식 (2.41)을 계산하면 다음 식 (2.42)와 같다.

$$\begin{aligned} & \sum_{j=0}^{k_b-1} h_{0j} a_j + \prod_1 p_0 + p_1 = 0 \quad (0th \text{ row}) \\ & \sum_j h_{ij} a_j + p_i + p_{i+1} = 0 \quad i \neq 0, x, m_b - 1 \\ & \sum_j h_{xj} a_j + p_0 + p_x + p_{x+1} = 0 \quad (xth \text{ row}) \\ & \sum_j h_{m_b-1j} a_j + \prod_1 P_0 + p_{m_b-1} = 0 \quad ((m_b - 1)th \text{ row}) \end{aligned} \quad (2.42)$$

위의 식 (2.42)를 모두 더하면 식 (2.43)을 얻을 수 있다.

$$= \left(\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{k_b-1} h_{ij} a_j = \sum_{i=0}^{m_b-1} \lambda_i \quad \lambda_i = \sum_{j=0}^{k_b-1} h_{ij} a_j \right) \quad (2.43)$$

식 (2.43)를 통해 p_0 를 구하면 p_1 부터는 다음 식 (2.44)를 통해 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} p_1 &= \lambda_0 + \prod_1 p_0, \\ p_{i+1} &= \lambda_i + p_i \quad (i \neq 0, x, m_b - 1), \\ p_{i+1} &= \lambda_i + p_i + p_0 \quad (i = x), \\ p_{m_b-1} &= \lambda_{m_b-1} + \prod_1 p_0 \end{aligned} \quad (2.44)$$

식 (2.44)를 이용하여 부호화기를 구성할 수 있으며 복잡도가 낮은 부호화기를 설계할 수 있다.

나. 복호화 과정

802.11n 기반의 LDPC 부호의 복호화 과정은 DVB-S2기반 LDPC 부호의 복호화 과정과 동일하다. IEEE 802.11 표준에 정의된 12가지의 LDPC 부호의 파라메타와 각 행과 열에서 '1'의 개수를 나타내는 row weight 와 column weight d_v 의 크기를 Table 2.2에 나타내었다.

Table 2.2 The parameters for LDPC in IEEE 802.11n

Coding rate ()	Information block size (K)	Code word block size (N)	Row weight ()	Column weight (d_v)
1/2	972	1,944	8	12
	648	1,296	8	11
	324	648	8	11
2/3	1,296	1,944	11	8
	864	1,296	11	8
	432	648	11	8
3/4	1,458	1,944	15	6
	972	1,296	15	6
	486	648	15	6
5/6	1,620	1,944	22	4
	1,080	1,296	22	4
	540	648	20	4

Table 2.2의 각 부호화율과 정보 비트의 크기에 따른 row weight와 column weight를 이용하여 DVB-S2기반 LDPC 부호의 복호과정인 Fig. 2.9를 적용하여 복호한다.

802.11n기반 LDPC 부호는 DVB-S2 기반 LDPC 부호보다 성능이 저하된다. 이는 LDPC 부호의 블록 사이즈가 클수록 성능이 향상되기 때문이다. 하지만 채널 환경에 따라, 또는 패킷 길이가 제한적인 환경에서는 부호어의 블록 사이즈가 작은 802.11n 기반 LDPC 부호와 부호어의 블록 사이즈가 큰 DVB-S2 기반 LDPC 부호를 적절히 선택하여 사용하여야 한다.

2.2.4 고속 무선 통신을 위한 최적 부호화 기법

1993년에 제안된 터보 부호는 기존의 오류 정정 부호화 방식 중 성능이 가장 우수한 것으로 알려졌으며, 3세대 WCDMA(Wideband Code Division Multiple Access)와 CDMA2000(Code Division Multiple Access 2000) 모바일 단말기의 오류 정정 부호로 채택되었고, 광디스크와 광통신 분야의 적용에 대해서도 많은 연구결과들이 발표되었다. 하지만, LDPC 부호의 재조명 이후 샤논의 채널 용량에 가장 근접한 성능을 보이는 부호는 LDPC 부호임이 확인되었다. 또한, 고속 무선통신을 위한 차세대 무선 통신 및 5G 기반 이동통신에서는 높은 전송 속도와 함께 신뢰도 높은 통신을 요구하고 있어 LDPC 부호의 적용을 고려하고 있다. 본 논문에서 고려하는 터보 등화 모델과 결합된 반복 부호화 기법은 크게 길쌈 부호 기반 BCJR, 터보 부호, LDPC 부호이다. 고속 무선 통신을 위한 최적 부호화 기법을 선정하기 위해 각 부호화 기법의 성능을 비교 분석하였다. 시뮬레이션에 사용한 파라메타는 Table 2.3과 같다.

Table 2.3 The parameters for simulation according to channel coding method

Coding Method	Convolution (BCJR)	LDPC		Turbo	
		802.11n	DVB-S2	DVB-RCS	DVB-RCS NG
Coding rate ()	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2
Information bits (K)	972	972	32400	848	1504
Iteration	5	60회	60회	5회	5회
Modulation	BPSK	BPSK	BPSK	BPSK	BPSK

Fig. 2.11은 각 채널 부호화 방식에 따른 BER 성능 비교를 나타내고 있다. 정확한 성능 비교를 위해 부호화율 변조 방식을 동일하게 적용하였으며 정보 비트의 개수를 동일하게 설정하여야 하나 LDPC 부호 및 터보 부호의 경우 부호화율에 따른 정보 비트의 길이가 정해져 있어 유사한 정보 비트 수를 선택하여 시뮬레이션을 수행하였다.

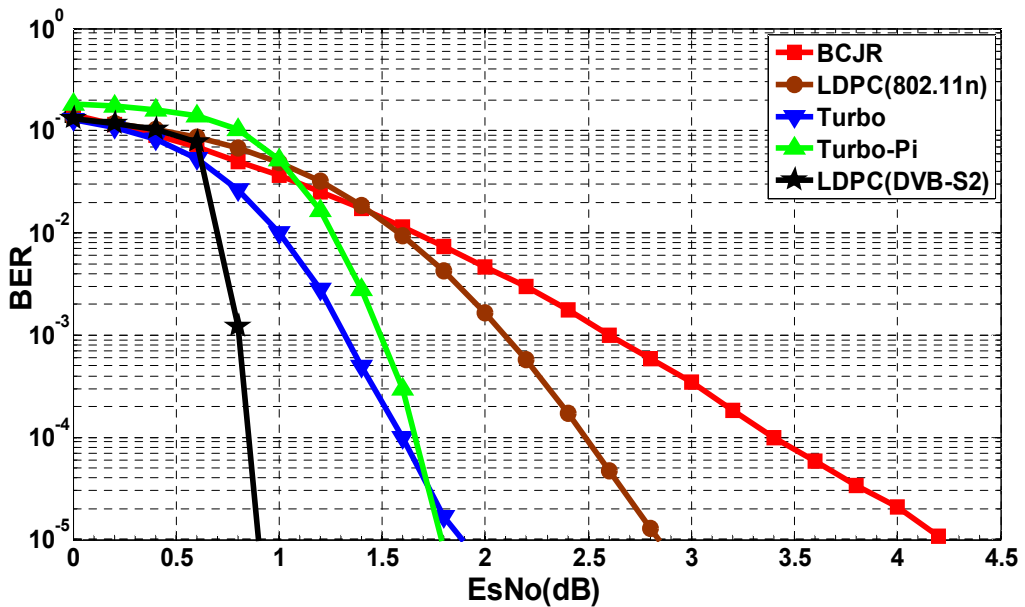


Fig. 2.11 The performance according to channel coding method

시뮬레이션 결과 DVB-S2 기반 LDPC 부호가 가장 우수한 성능을 보였으며 터보 부호의 성능 또한 우수함을 확인할 수 있다. BCJR의 경우 오류 마루 현상이 발생하였다. 세 가지 부호에 대해 성능 적인 측면에서 LDPC 부호가 가장 우수하였으며 LDPC 부호는 넓은 SNR 범위에서 사용될 수 있다. 또한, 좋은 거리 특성으로 인해 오류 마루 현상이 나타나지 않음을 확인하였다. 하지만 고속 무선 통신을 위한 최적 부호화 기법은 단순히 성능만으로 평가할 수 없으며 복호기의 복호속도, 복잡도 등과 같은 여러 요소를 비교하여야 한다. Table 2.4에 각 부호화 기법에 대한 성능, 복잡도, 복호 속도 등에 대한 특징을 나타내었다.

Table 2.4 The comparison of characteristics of iterative code method

	Performance	Complexity	Decoding speed	Packet size [bits]	Rate-compatible
BCJR	Normal	Decoder	Up to 100 Mbps	Unlimited	Punctured
Turbo code	Good	Decoder	Up to 20 Mbps	Up to 3000	Punctured
LDPC code	Excellent	Encoder	Up to 1 Gbps	Up to 64800	H-matrix

Table 2.4를 통해 LDPC 부호는 다른 두 가지 부호보다 복호기의 복잡도가 낮고 복호기의 동작 속도가 가장 우수함을 알 수 있다. 이는 알고리즘의 구조가 하드웨어적으로 완전 병렬 구현이 가능하여 고속 처리가 가능하기 때문이다. 다양한 반복 부호화 기법에 대해 성능 및 복호 속도, 복호기의 복잡도 등을 고려하였을 때 고속 무선 통신을 위한 최적의 부호화 기법은 LDPC 부호임을 확인하였다.

제 3 장 고전송 효율 알고리즘

고속 무선 통신을 위한 LDPC 부호화 기법에서 고전송 효율을 달성하여 신호를 전달하는 것은 차세대 무선 통신 및 5G 통신에서 매우 중요하다. 또한, 성능 향상을 위해 LDPC 부호화 기술의 적용으로 인한 전송효율 손실을 극복할 수 있는 알고리즘의 적용은 필수적이다. 유럽식 위성 방송 표준안인 DVB-S2에서 샤논의 채널 용량 한계에 근접한 LDPC 부호 방식은 강력한 오류 정정 능력을 지닌 부호화 방식으로 이를 통해 통신 시스템의 성능을 향상시키고 신뢰도 높은 통신이 가능하며 제 2장에서 제시한 채널 부호화 된 터보 등화 모델의 적용으로 성능 향상을 극대화 시킬 수 있다. 성능 향상의 관점에서 강력한 오류 정정 부호화 방식인 LDPC 부호의 터보 등화 모델의 적용으로 향상 된 성능을 도출할 수 있으며 또한, 고속 무선 통신을 위한 채널 부호화 기법임을 확인하였으나 전송률 향상을 달성하지는 못하였다.

따라서 본 장에서는 전송률 향상을 위한 다양한 연구 방식에 대해 다루고자 한다. 기존의 전송효율 향상을 위해 사용되는 알고리즘은 크게 3가지로 나뉜다. 첫째, 복호기의 비트 노드를 통해 전송하려는 신호를 일정한 규칙에 의해서 제거시키는 punctured 알고리즘이 있다. 둘째, 주파수 대역에 의해 주어지는 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하는 FTN 알고리즘이 있다. 마지막으로, 송·수신 안테나를 증가시켜 한정된 주파수 자원 및 송신 전력을 이용하여 채널 용량을 증대시키는 MIMO 알고리즘이 있다. 하지만 이러한 알고리즘의 적용으로 전송률 향상은 이룰 수 있지만 성능 저하가 발생하는 문제점이 있고 전송률 향상에 한계가 있다. 따라서 성능 저하 없이 전송률 향상을 위한 터보 등화 모델의 적용 방안을 제안하고 전송 효율을 극대화하기 위한 알고리즘을 제안하려고 한다. 시뮬레이션을 통하여 성능 및 전송률 향상 관점에서 제안하는 방식들을 비교 분석하여 전송률 향상을 이룰 수 있는 최적 알고리즘을 제시한다.

3.1 기존 고전송 효율 알고리즘

3.1.1 Punctured 알고리즘

LDPC 부호는 부호율에 따른 패리티 검사 행렬을 다르게 적용하여 전송 효율을 증가시킬 수 있다. DVB-S2 기반 LDPC 부호는 1/4부터 9/10까지 총 12개의 서로 다른 부호율을 지원하고 있다. 고 부호율을 적용시킬 경우 전송 효율은 증가하지만 서로 다른 부호율을 적용할 때 이에 해당하는 패리티 검사 행렬을 다르게 적용해야 하며 부호율에 따른 메모리 구성이 복잡할 수 있다는 단점이 존재한다. 따라서 전송률 향상을 위해 복잡도가 증가하지 않는 방법에 대한 연구가 필요하며 이에 복호기의 비트 노드를 우선 순위에 따라 puncturing 시키는 punctured 알고리즘에 대한 연구가 진행되었다[7].

Punctured 알고리즘은 원하는 비트의 수 만큼 puncturing 하여 신호를 전송함으로써 부호율을 조정함에 있어 제한적이지 않다는 장점이 있다. 그러나 puncturing 할 비트의 선택 방법에 따라 BER 성능이 크게 달라진다. 이에 puncturing 할 비트를 선정하기 위해 송신단에서 LDPC 복호 과정을 수행하여 전송되는 신호의 우선 순위를 설정하여 puncturing 하게 된다[32]. Punctured 알고리즘이 적용된 시스템의 송·수신 구조는 Fig. 3.1과 같다.

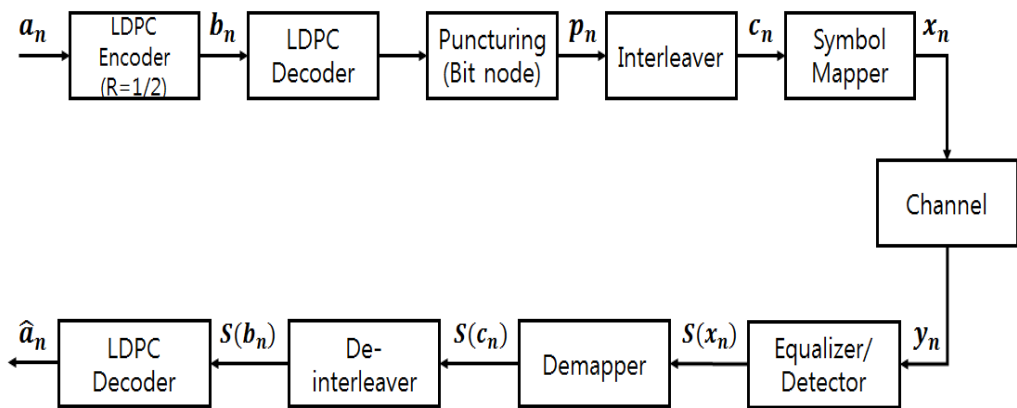


Fig. 3.1 The block diagram of punctured LDPC system

부호화율 1/2인 LDPC 부호화기를 거친 부호어는 송신단의 LDPC 복호기로 입력되어진다. 송신단의 LDPC 복호기는 수신단의 LDPC 복호기와 동일하며 복호 과정에서 Puncturing 할 위치를 선정하는 과정은 6개의 단계로 구분 지을 수 있으며 각 단계는 아래와 같다.

단계 1. puncturing할 비트 수 결정

- 원하는 부호율에 따라 puncturing할 비트 수를 결정한다. 이때 결정되는 puncturing 비트 수는 부호화 되어진 비트의 수에 1/2를 초과할 수 없다.

단계 2. 각 체크 노드에 카운터(counter) 설정

- 각 체크 노드에 일정한 숫자의 카운터를 설정한다. 이때 카운터의 수는 패리티 비트의 수로 초기화한다.

단계 3. 가장 큰 카운트를 가진 체크 노드 선택

- 앞부분에 있는 체크 노드를 우선순위로 하여 단계 1~6을 카운터가 0이 될 때까지 반복하며 가장 큰 카운터를 가진 체크 노드부터 선택한다. 선택된 체크 노드의 카운터에 -1을 더한다.

단계 4. 단계 3에서 선택된 체크 노드에 연결되어있는 비트 노드 중 가장 작은 node degree를 가진 비트 노드 선택

단계 5. 단계 4에서 선택된 비트 노드에 연결된 체크 노드 중 작은 node degree를 가지는 체크 노드 선택

단계 6. 단계 5에서 체크 노드에 연결된 node degree가 최소가 되는 비트

노드를 puncturing 위치로 결정한다.

- puncturing 위치로 결정되어진 비트를 “0” 으로 puncturing한다. 그리고 단계 1에서 결정한 puncturing 비트수를 만족할 때까지 단계 1~6을 반복한다.

“0” 으로 puncturing 한 비트는 신호를 전송할 때 해당 데이터는 전송하지 않게 된다. 송신단에서 $2K=N$ 개의 비트가 부호기에 입력 될 때, 부호화율 1/2인 LDPC 부호기를 통과한 비트열의 개수는 다음 식 (3.1)과 같다.

$$B = 2K = N \quad (3.1)$$

$2K=N$ 개의 비트열 B 가 puncturing 알고리즘에 의해 p 개 만큼 puncturing 되어 진다고 할 때 puncturing 후의 비트열의 개수는 다음 식 (3.2)와 같다.

$$C = 2K - p = N - p \quad (p < N/2) \quad (3.2)$$

부호화율 1/2을 적용하였을 때 전송되는 데이터의 개수는 $2K=N$ 개 이지만 puncturing 알고리즘을 적용하였을 경우 $2K-p=N-p$ 개의 데이터가 전송되어 진다. 즉 puncturing 할 비트의 수 p 에 따라 고 부호화율을 적용시킨 것과 동일한 전송률 향상을 얻을 수 있다. LDPC 부호의 부호화율에 따른 부호어의 개수와 puncturing 알고리즘을 적용시켜 동일한 부호화율을 얻기 위한 p 의 개수는 다음 식 (3.3)과 같다.

$$p = (2 - 1/R) \cdot K \quad (3.3)$$

예를 들어 부호기의 입력되는 비트 $K=32400$ 개 인 경우 부호화율 1/2을 기준

으로 LDPC 부호기를 통과한 부호어는 식 (3.1)에 의해 $2K=64800$ 개의 부호어가 생성된다. LDPC 부호의 부호화율 $4/5$ 의 전송률과 동일한 전송률을 달성하기 위한 p 의 갯수는 식 (3.2)에 의해 $p = 2 - \frac{1}{4/5} \times 32,400 = (2 - \frac{5}{4}) \times 32,400$ 를 구할 수 있다. 즉, $1/2$ 부호화율 LDPC 부호기를 거친 후 puncturing 알고리즘을 통해 24,300개의 부호어를 puncturing 시키면 LDPC 부호의 부호화율 $4/5$ 를 적용시킨 것과 동일한 전송효율을 얻을 수 있다.

Puncturing 알고리즘이 적용된 수신 데이터는 LDPC 복호기에서 puncturing된 비트 노드의 초기값을 “0”으로 설정하고 BNU와 CNU의 과정을 반복하여 복호한다.

3.1.2 FTN 알고리즘

세계적으로 전파 특성이 우수한 대역의 주파수 자원이 포화된 상태이고 미국, 유럽, 영국 등 주요국에서 이동통신 서비스 제공을 위해 간섭방지기술을 적용한 주파수 공동사용을 검토 중에 있거나 시행할 예정이다. 또한, 신규 방송 및 통신 서비스에 대한 시장의 요구 및 차세대 무선 통신 및 5G 도입에 따른 주파수 수요는 지속적으로 증가하고 있다. 디지털 방송의 진화는 UHDTV(Ultra High Definition Television) 및 실감 방송 서비스 등 고품질 멀티미디어 서비스가 가능하고 대용량 콘텐츠 전송이 필요하게 되었다. 이에 주파수 대역에 의해 주어지는 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를 전송하는 FTN 알고리즘이 주목받고 있다.

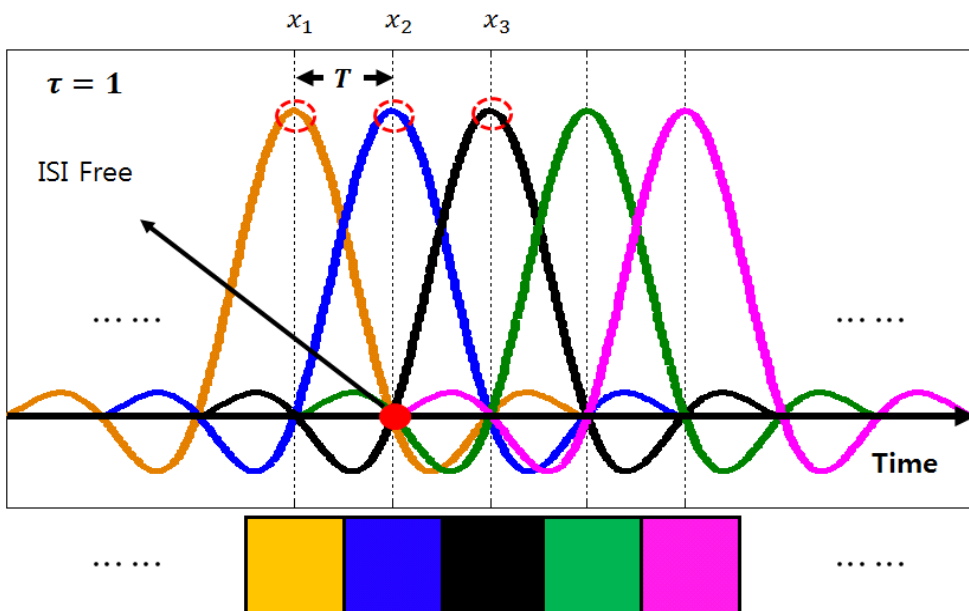
FTN 알고리즘은 1975년 James E. Mazo[9]가 제안하였지만, 당시에는 높은 복잡도를 갖는 FTN 수신기 구현이 불가능하여 많은 관심을 받지 못하였다. 하지만 2000년 이후 기술의 발달로 인하여 Jonn B. Anderson 등에 의해 다시 주목받기 시작하였다[17][18][19]. 최근 유럽의 디지털 방송 표준화 기구인 DVB에서는 3세대 위성방송 전송규격을 위한 기술로서 FTN 기술을 검토하였으며, 5G 이동통신 시스템을 위한 무선전송 후보기술로도 FTN 기술이 검토되고 있다 [33].

FTN 알고리즘은 주파수 대역에서 주어지는 Nyquist 속도보다 빠르게 신호를

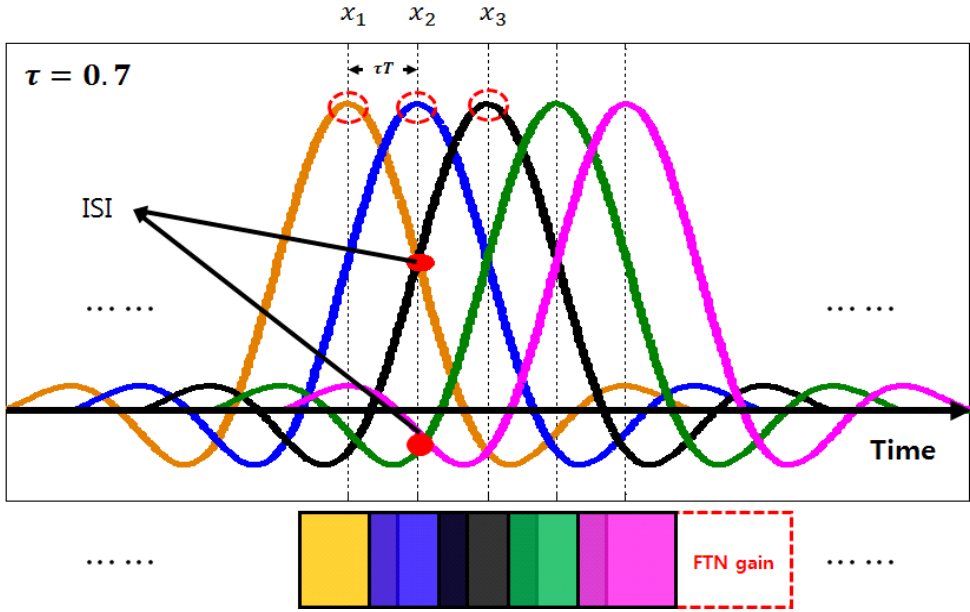
전송하여 전송률을 향상 시키는 방법으로 시간 차원 FTN 알고리즘과 주파수 차원 FTN 알고리즘으로 분류될 수 있다. 시간 차원 FTN 알고리즘은 시간적으로 인접한 전송 심벌의 간격을 단축하여 전송률을 향상시키는 방식이고, 주파수 차원 FTN 알고리즘은 다중 반송파 신호 방식에서 인접한 부 반송파간 간격을 단축하여 동일 데이터 전송률에 소요되는 채널 대역폭을 절감하는 방식이다. 본 논문에서는 시간 차원 FTN 알고리즘을 적용하려고 한다.

예를 들어 어느 정해진 시간동안 Nyquist 속도에 맞게 전송하면 10,000개의 데이터를 전송한다고 했을 때, FTN을 적용하여 인접한 전송 심벌의 간격을 50%로 축소한다면 동일한 시간동안 20,000개의 데이터를 전송할 수 있게 되고 전송률이 2배로 증가하게 된다. 하지만 인접한 전송 심벌의 간격을 줄임으로 인하여 ISI가 필연적으로 발생하고 이는 성능 저하에 원인이 된다. 만약 ISI를 제거할 수 있다면 동일한 시간에 더 많은 데이터를 전송할 수 있게 되고 결국 전송률 향상을 달성할 수 있다.

Fig. 3.2는 SRRC(Square Root Raised Cosine) 필터를 통과한 전송 신호의 파형을 FTN 적용 유·무에 따라 나타낸 것이다.



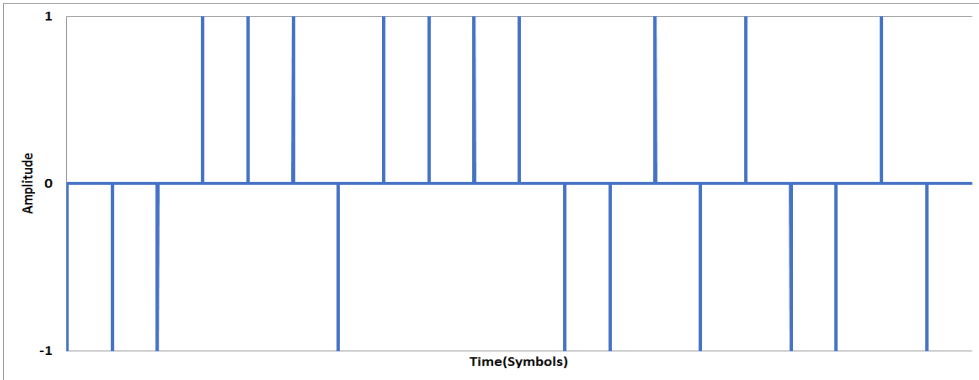
(a) $\tau = 1$ (Nyquist rate)



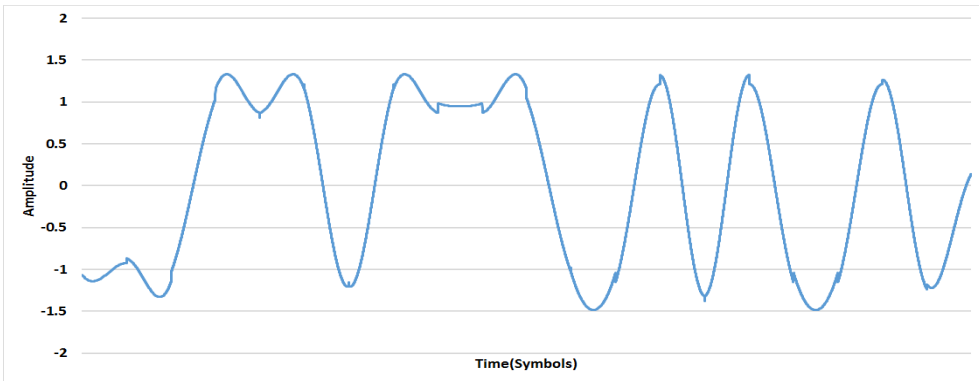
(b) $\tau = 0.7$ (FTN)

Fig. 3.2 FTN signal modeling for time domain

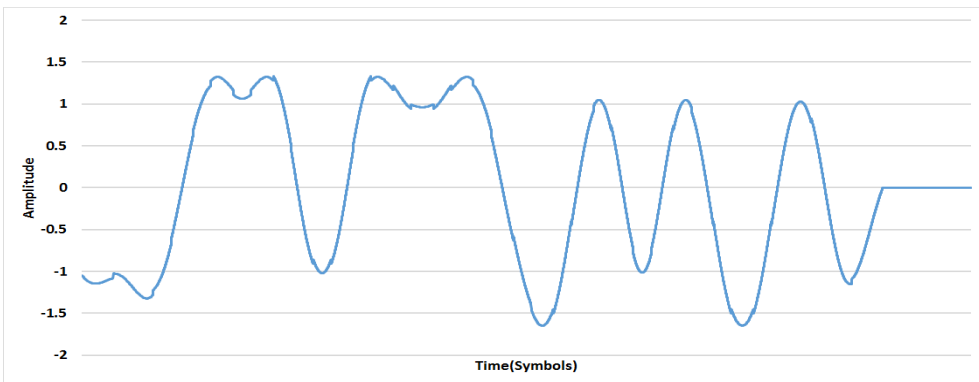
Fig. 3.2에서 τ 는 FTN 적용으로 인한 Nyquist 속도 보다 얼마나 빠르게 보내는 지에 대한 간섭 시점을 나타낸다. Fig. 3.2 (a)의 파형은 $\tau = 1$ 인 경우를 의미하며 Nyquist 속도에 따라 전송한 신호의 파형이다. 각 데이터의 결정 시점을 점선의 원으로 표시하였고 데이터 결정 시점에서 파형 간 직교성을 가지고 있으므로 인접 심볼 간 간섭이 생기지 않는 것을 알 수 있다. Fig. 3.2 (b)의 파형은 $\tau = 0.7$ 인 경우로 FTN의 적용으로 인해 Nyquist 속도 보다 더 빠르게 전송한 신호의 파형이다. 각 데이터의 결정 시점을 위쪽 파형과 동일하게 점선의 원으로 표시하였고 전송 심벌의 간격을 줄임으로 인하여 데이터의 결정 시점마다 원으로 표시된 부분이 원 데이터에 첨가되게 되어 인접 심볼 간의 간섭이 발생하게 되고 이로 인한 파형의 변화가 있음을 알 수 있다. 하지만 FTN의 적용으로 인해 시간 차원의 이득을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. Fig. 3.3에 FTN 적용 시 τ 에 따른 전송 신호의 파형을 예시로 나타내었다.



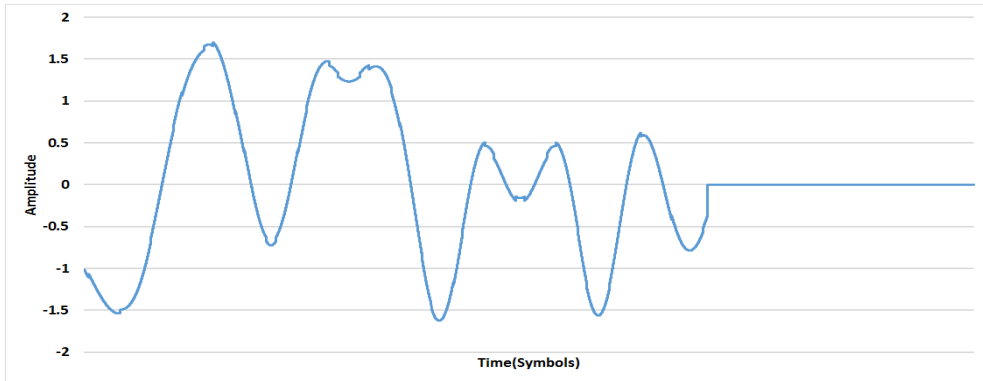
(a) Source data



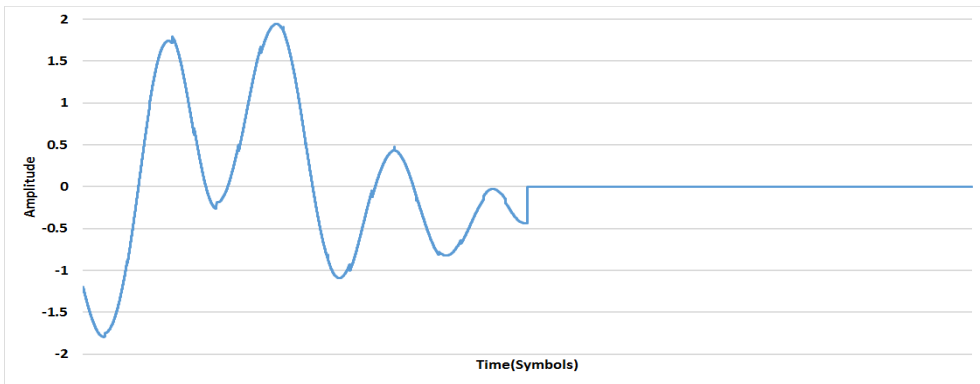
(b) $\tau = 1$



(c) $\tau = 0.9$



(d) $\tau = 0.7$



(e) $\tau = 0.5$

Fig. 3.3 FTN waveform according to τ

Fig. 3.3 (a)는 20개의 전송하려고 하는 원 데이터를 나타낸 것이고, Fig. 3.3 (b)는 Nyquist 속도에 따라 전송한 신호의 파형으로 $\tau = 1$ 인 경우 데이터의 결정 시점마다 파형의 변화가 없음을 확인하였다. 이는 전송 신호의 파형이 왜곡이 없음을 나타낸다. 하지만 τ 의 값을 변화시킬 경우 인접 심볼 간의 간섭으로 인해 전송 신호의 파형이 왜곡되는 것을 Fig. 3.3 (c)~(e)를 통해 확인하였다. 인접 심볼 간의 간섭으로 인해 전송 신호의 파형이 왜곡 되었지만 이를 해결할 수 있다면 동일한 시간에 전송률을 향상시킬 수 있음을 알 수 있다. Fig. 3.3 (b)와 Fig. 3.3 (e)를 동일한 시간에 대해 비교하면 Fig. 3.3 (e)와 같이 $\tau = 0.5$ 인 경우 전송률이 2배 향상됨을 확인하였다.

고전송 효율을 위한 FTN 알고리즘이 적용된 시스템의 송·수신 구조는 Fig. 3.4와 같다.

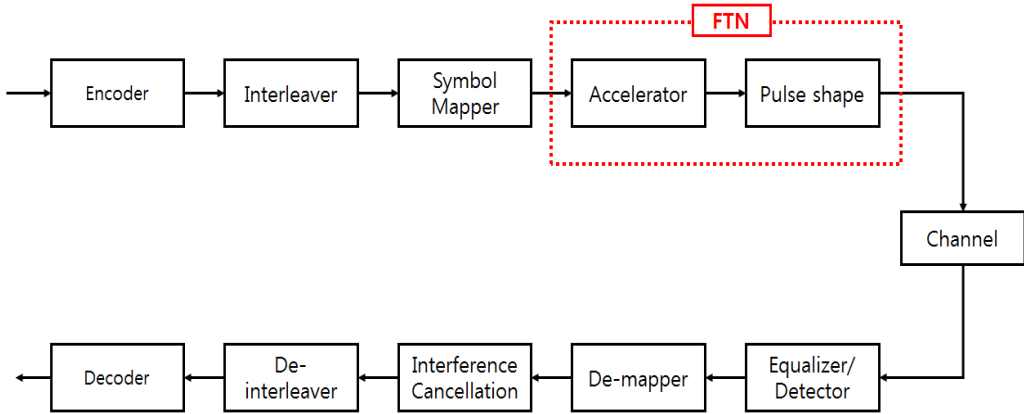


Fig. 3.4 The block diagram of FTN system

데이터는 채널 부호화기를 거친 후 인터리버를 통과한다. 인터리버를 통과한 데이터는 맵핑 과정을 거친 후 FTN 효과를 적용시키기 위해 Accelerator와 Pulse shaping 과정을 거친 후 전송 신호를 생성한다. FTN 알고리즘을 적용한 전송 신호는 식 (3.4)와 같다.

$$s(t) = \sum_n c_n h(t - n\tau T), \tau \leq 1 \quad (3.4)$$

식 (3.4)에서 E_s 는 심볼 에너지, c_n 은 n 시점에서 부호화된 비트 열을 나타내며, $h(t - n\tau T)$ 는 저대역 필터 응답을 나타낸다. τ 는 FTN 적용으로 인한 Nyquist 속도 보다 얼마나 빠르게 보내는 지에 대한 간섭 시점을 나타낸다. 예를 들어 τ 가 1일 때는 기존의 Nyquist 속도에 따라 전송하는 것을 의미하며, 이때 인접 심볼 간 간섭비율은 0%이다. 간섭비율 τ' 은 식 (3.5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\tau'(\%) = 100 \times (1 - \tau) \quad (3.5)$$

간섭비율은 다르게 정의하면 τ' 만큼 전송률의 향상을 의미한다. 주기 T 에 할당된 샘플수 N_s 에서 간섭되는 샘플수 τN_s 와 간섭비율 τ' 의 관계는 식 (3.6)과 같다.

$$\tau_{N_s} = (N_s - N_s \times \tau') \quad (3.6)$$

시간 영역에서 인접 심볼 간의 간격을 줄이기 위한 FTN이 적용된 전송 신호는 채널을 통과한다. AWGN 채널을 통과한 수신 신호는 잡음 n' 이 첨가되어 식 (3.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y(n\tau T) = c_k p((n-k)\tau T) + n'(n\tau T) \quad (3.7)$$

식 (3.7)에서 $p((n-k)\tau T)$ 는 수신 신호 $n\tau$ 시점에서의 정합필터 값을 의미하며, $n'(n\tau T)$ 는 $n\tau$ 시점에서의 잡음을 나타낸다. 등화기/채널 추정기를 통과한 수신 신호는 de-mapping 과정을 거친 후 FTN 적용으로 인한 인접 심볼 간의 간섭을 제거하기 위해 Interference cancellation 과정을 거친다. 이때, Interference cancellation의 대표적인 방법은 A. Prija에 의해서 제안된 BCJR 등화기를 이용하는 방법이다[34]. 이러한 방식은 수신기의 복잡도를 크게 낮춘 복호방법으로 FTN 신호에 대한 간섭을 효율적으로 제거할 수 있어 일반적으로 사용되고 있다. 인접 심볼 간의 간섭이 제거된 수신 신호는 LDPC 복호기를 거쳐 신호를 복호한다. 인접 심볼간 간섭 및 잡음으로 왜곡된 신호는 FTN 간섭을 제거하는 알고리즘과 오류 정정 부호화 방식을 적용하여 보상할 수 있으나 한계는 존재

한다.

3.1.3 MIMO 알고리즘

고속의 데이터 전송을 요구하는 차세대 이동통신 시스템에서는 현저하게 높은 채널 용량을 필요로 한다. 이를 위해 기존의 SISO(Single-Input/Single-Output) 시스템 대신 N 개의 송신 안테나와 M 개의 수신안테나를 이용하여 한정된 주파수 자원 및 송신 전력을 이용하여 채널 용량을 증대시키는 MIMO 시스템에 대한 연구가 관심을 받고 있다. Fig. 3.5는 일반적인 MIMO 시스템의 구조를 나타내고 있다.

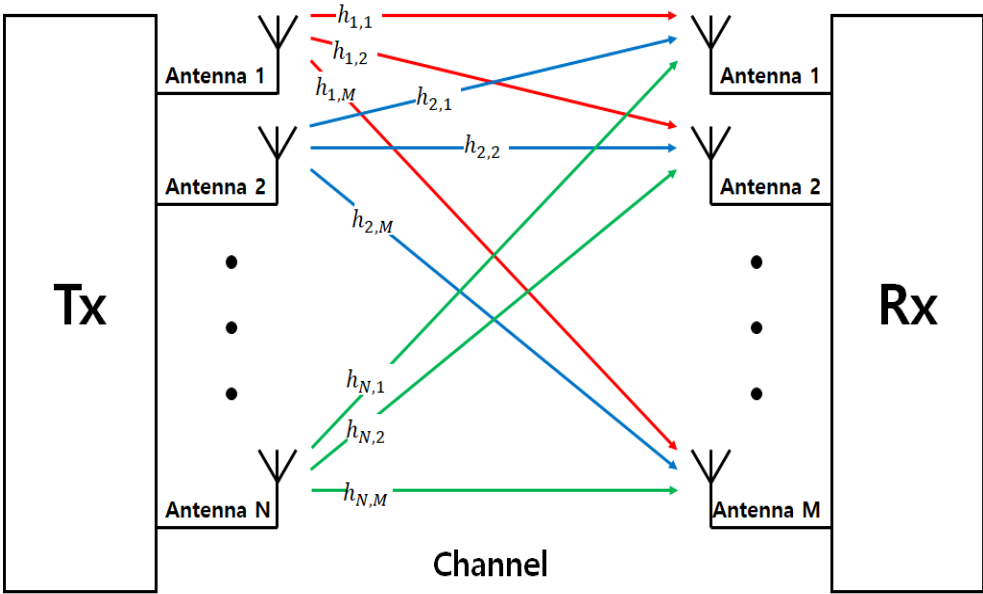


Fig. 3.5 The block diagram of general MIMO system

Fig. 3.5에서 송·수신단은 각각 M 개의 안테나를 포함한다. N 개의 송신 안테나들로부터 각각 동일 시간에 동일 주파수를 사용하여 독립적인 심볼들을 전송하게 된다. 이렇게 송신된 신호들은 채널상의 산란체들에 따라 공간적으로 다른 페이딩을 겪게 되며 서로 다른 공간 특성을 갖게 되어 신호를 구별할 수 있게 된다. MIMO 시스템의 용량은 대역폭이나 송신 전력을 추가적으로 사용하지

않고도 송신 안테나 개수 N 과 수신 안테나 개수 M 중 최솟값에 선형적으로 비례하여 증가한다. MIMO 시스템의 이론적인 용량은 Foschini의 BLAST 기법[8]을 사용하여 채널 용량의 90에 달하는 데이터율이 달성되었다. 실제로 구현된 $N = 8$, $M = 12$ 를 갖는 BLAST 테스트 베드를 이용함으로써 산란이 심한 실내 환경에서 실제적인 SNR 영역에서 대역폭 당 40 bit/s의 데이터율이 달성되었으며 이는 채널 용량의 약 30에 해당한다[35].

하지만 MIMO 시스템에서 공간 다이버시티 이득만을 얻을 경우 다이버시티 차수의 증가에 따른 성능 개선 이득이 점차 포화되며, 공간 멀티플렉싱 이득만을 취하면 무선채널에서 전송 신뢰도가 떨어진다. 이러한 문제점을 해결하면서 두 가지 이득을 모두 얻는 시공간 부호화 방식(STC : Space Time Code)에 대한 연구도 진행되었다[36][37]. 시공간 부호를 사용하여 전송 정보에 다이버시티 효과를 주고 부호화 이득을 가질 수 있도록 하여 전송 정보의 신뢰도를 높일 수 있다. 하지만 시공간 부호화 방식의 경우 동일한 부호어를 중복하여 전송함으로써 전송률의 손해를 초래한다는 단점이 존재한다. 따라서 시공간 부호화 방식을 적용하지 않고 MIMO 신호에 대한 채널 분리 알고리즘을 적용하는 다양한 방식이 연구되었다[38][39].

일반적으로 MIMO 시스템에서 수신단의 신호 검출 방식은 선형 기법인 ZF(Zero Forcing), MMSE(Minimum Mean Square Error) 기법과 비선형 기법인 OSIC(Ordered Successive Interference Cancellation) 기법, 최적의 수신 기법이라 할 수 있는 ML(Maximum Likelihood) 기법을 사용한다. 가장 정확하게 MIMO 검출 값을 계산하여 최대의 성능을 얻을 수 있는 ML 방식은 송신 안테나의 수와 변조 차수에 따라 계산의 복잡도가 지수적으로 증가하기 때문에 실제 시스템에서의 구현은 거의 불가능하다[38]. 반면에 가장 복잡도가 적은 검출 방식으로 ZF 방식은 실제 시스템의 구현에 용이하다. 하지만 신호 검출 과정에서 발생하는 잡음 증가 현상으로 인한 성능 저하가 가장 큰 문제점으로 지적되고 있다[39]. 따라서, 본 논문에서는 MIMO 시스템에서 수신단의 신호 검출 방식으로 ML 기법을 사용하는 시공간 부호화 방식과 낮은 복잡도로 실제 시스템의 구현에 용이한 ZF 기법을 고려하였다.

3.1.3.1 시공간 부호화 기반 MIMO 알고리즘

시공간 부호화 기법의 기본 개념은 Fig. 3.6과 같다.

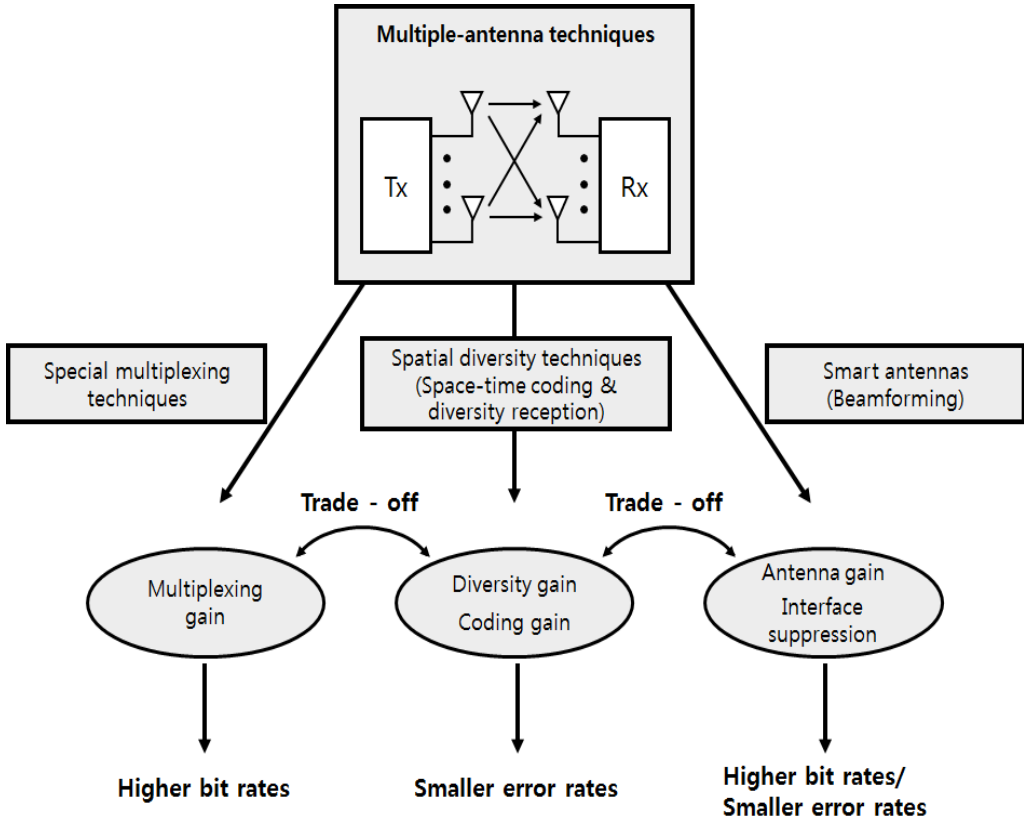


Fig. 3.6 The concept of Space time codes

시간과 공간 축으로 중복된 정보를 전송하고 수신기에서 이들 신호를 결합하여 다이버시티 이득과 부호 이득(coding gain)을 동시에 얻음으로써 오류율을 향상시키는 2차원 부호화 기술을 시공간 부호화라고 한다. 시공간 부호는 다수의 안테나로부터 수신된 신호를 복호하기 위한 채널 부호화 기법과 다이버시티 기법이 접목된 부호화 방식이다. 이러한 시공간 부호는 시공간 블록 부호(STBC : Space Time Block Code)와 시공간 격자 부호(STTC : Space Time Trellis Code)로

나눌 수 있다.

시공간 블록 부호는 다수의 안테나로 송신하는 신호에 부호화 방식을 적용하여 수신단에서 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 고안된 방식이다. Alamouti에 의해 처음 제안되었고 2개의 송신 안테나의 심볼 열에 서로 공간 직교성을 갖는 부호화 방식을 적용하고 수신단에서는 각 안테나에서 받은 신호를 선형 결합하여 최대우도 복호 방식을 사용하는 방식을 제안하였다[40]. 2개의 송신 안테나에만 적용 가능하였으나, 이후 Tarokh [41]에 의해 3개 또는 4개의 송신 안테나에 적용할 수 있도록 발전하였다. 시공간 부호화 된 신호를 다중 안테나를 통해 전송함으로써 수신단에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있고 직교 코드를 이용하여 간단한 선형 계산을 통해 수신 신호를 검출하는 방법으로 채널이 완벽히 추정되었을 때 최적의 다이버시티 이득을 얻을 수 있으며 간단한 복호화 구조를 갖는 장점이 있다. 하지만 연속되는 두 심볼의 전송 구간 동안의 페이딩은 거의 일정해야 한다는 가정이 존재하고 안테나의 수가 3개 이상일 경우 전송률이 감소한다는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해 Paradias 등이 준 직교코드를 사용하여 전송률의 손실이 발생하지 않는 방식을 제안하였으나 복조과정에서 추가적인 간섭을 제거하는 과정이 필요하므로 복조기의 복잡도와 ISI가 증가한다는 단점이 있다[42].

시공간 블록 부호와 다르게 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득을 동시에 가지는 시공간 격자 부호는 수신 단에서 격자 구조를 이용하는 방식이다. 시공간 블록 부호와는 다르게 효율적인 부호화 방법을 설계하여 격자 구조에서 각 패스의 해밍 거리(hamming distance)를 최대로 하여 부호화 이득을 가지는 방법이다. 시공간 격자 부호는 여러 가지 방식의 부호 설계안이 제안되었으며 Tarokh, Baro, Blum이 최적의 부호 설계안을 제안하였으며 이를 Table 3.1에 나타내었다[36][43][44].

Table 3.1 The design of efficient STTC code

q	TAROKH		BARO		BLUM	
	Generator matrix	Minimum distance	Generator matrix	Minimum distance	Generator matrix	Minimum distance
4	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	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

Table 3.1에서 Blum이 제안한 부호 설계 방식이 가장 큰 해밍 거리를 가져 성능이 좋음을 확인할 수 있지만 시공간 부호를 통한 MIMO 시스템은 부호기의 특성상 높은 성능을 보일 수 없다. 이에 시공간 부호화 함께 강력한 오류 정정 성능을 보이는 채널 부호화 기법을 연결하여 성능을 향상 시켜야 한다.

가) 계층적 시공간 부호화 기반 MIMO 알고리즘

시공간 부호화 된 MIMO 시스템의 성능을 더욱 향상시키기 위해서 내부(inner) 부호로 시공간 격자 부호기와 외부(outer) 부호로 반복 복호 기반의 채널 부호기를 연결할 수 있다. MIMO 기술을 이용한 시공간 격자 부호는 부호의 특성상 높은 성능을 보일 수 없다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 시공간 격자 부호화 함께 강력한 오류 정정 성능을 보이는 반복 부호 기반의 채널 부호화기를 연결하는 것이다. 반복 부호와 시공간 격자 부호기를 연결한 계층적 시공간 부호(LST : Layered Space Time code)의 구조를 Fig. 3.7에 나타내었다 [45][46].

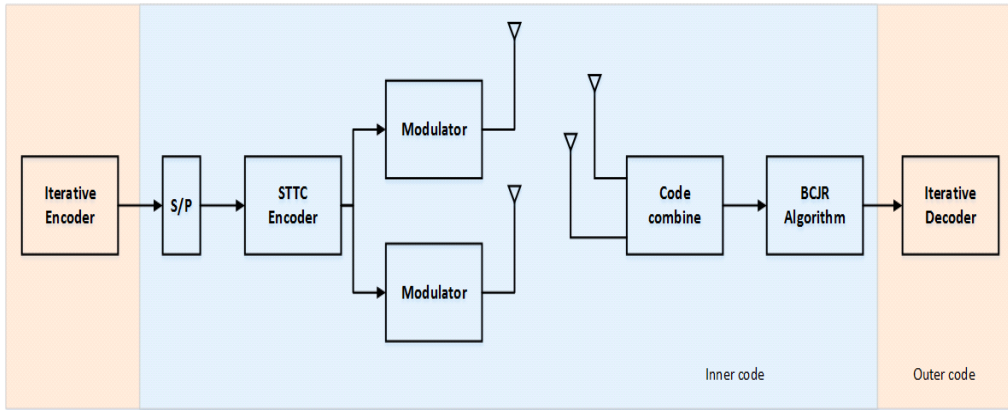


Fig. 3.7 The block diagram of LST model

내부 부호는 Blum에 의해 제안된 32 상태의 시공간 격자 부호화기를 사용하였으며 그 구조를 Fig. 3.8에 나타내었다[36].

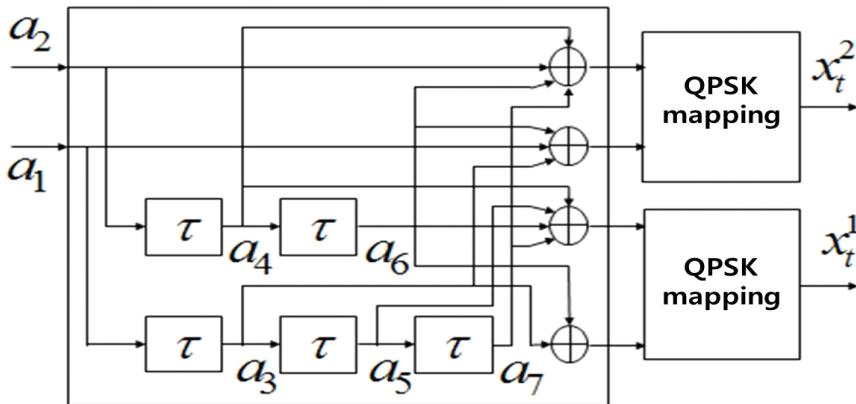


Fig. 3.8 The structure of STTC based on 32-states

내부 부호와 연결하여 사용되어지고 있는 외부 부호인 채널 부호화 기술은 LDPC, 터보 부호 등이 사용되고 있으며 현재 IEEE 802.16e와 IEEE 802.11n, 3GPP(3rd Generation Partnership Project) 등에서 기술 표준으로 채택되고 있다.

3.1.3.2 ZF 기반 MIMO 알고리즘

개의 송신 안테나와 M 개의 수신 안테나를 가지는 MIMO 시스템에서 수신된 신호는 식 (3.8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$y_j(t) = \sum_{i=0}^{-1} h_{ij}(t) x_i(t) + \eta_j(t), \quad (j = 0, 1, \dots, M) \quad (3.8)$$

식 (3.8)에서 $y_j(t)$ 는 j 번째 수신 안테나의 수신 신호를 나타내며, $x_i(t)$ 는 i 번째 송신 안테나의 송신 신호, $\eta_j(t)$ 는 j 번째 수신 안테나의 가우시안 잡음을 나타낸다. $h_{ij}(t)$ 는 i 번째 송신안테나에서 j 번째 수신안테나에 대한 채널 임펄스 응답을 나타낸다. 식 (3.8)의 수신 신호는 다음 식 (3.9) 및 식 (3.10)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \boldsymbol{\eta} \quad (3.9)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \cdots & h_{N1} \\ h_{12} & h_{22} & \cdots & h_{N2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1M} & h_{2M} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\eta} = \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \vdots \\ \eta_N \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

여기서 \mathbf{X} 는 N 개의 송신 안테나에서 송신한 신호이고, \mathbf{y} 와 $\boldsymbol{\eta}$ 은 M 개의 수신안테나에서 수신된 신호와 잡음 신호를 나타낸다. \mathbf{H} 는 $N \times M$ 채널 행렬을 나타낸다.

예를 들어 송·수신 안테나가 두 개인 MIMO 시스템에서의 수신 신호는 식 (3.11)과 같다.

$$\begin{aligned}
 &= h_{11} \times x_1 + h_{21} \times x_2 + \eta_1 \\
 y_2 &= h_{12} \times x_1 + h_{22} \times x_2 + \eta_2
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

식 (3.11)를 행렬로 나타내면 식 (3.12)와 같다.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \end{bmatrix}
 \tag{3.12}$$

ZF 기법을 적용시키기 위해서는 송신 안테나와 수신 안테나의 개수가 동일해야 한다. 이는 역행렬을 이용하여 채널 추정을 수행하기 때문에 $N = M$ 이 되어야 한다는 조건이 따른다. 식 (3.10)을 바탕으로 채널 행렬 \mathbf{H} 에 대한 pseudo-inverse \mathbf{H}^\dagger 는 식 (3.13)과 같다.

$$\mathbf{H}^\dagger = \begin{bmatrix} h'_{11} & h'_{21} & \cdots & h'_{1N} \\ h'_{12} & h'_{22} & \cdots & h'_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h'_{1M} & h'_{2M} & \cdots & h'_{NM} \end{bmatrix}
 \tag{3.13}$$

식 (3.13)에서 $\mathbf{H}^\dagger = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$ 로 표현된다.

만약 채널을 정확히 추정하였다고 가정한다면, 수신 신호에 ZF 기법을 적용시키기 위해 식 (3.9) 양변에 pseudo-inverse \mathbf{H}^\dagger 를 곱하여 계산하면 아래의 식 (3.14)와 같다.

$$\mathbf{y}' = \mathbf{X} + \boldsymbol{\eta}'
 \tag{3.14}$$

ZF 기법을 통해 추정된 수신신호 \mathbf{y}' 는 송신신호 \mathbf{X} 와 잡음 η 에 pseudo-inverse 이 곱해진 η' 의 합으로 이루어져 있다. ZF 기법을 통해 수신 신호에서 완벽히 송신신호 \mathbf{X} 를 복원할 수 있다.

ZF 기법의 가장 큰 단점은 수신 신호에 pseudo-inverse H^\dagger 이 곱해져 송신 신호를 정확히 추정할 수 있지만, 잡음 항에도 H^\dagger 이 곱해져 변화된 잡음 η' 이 발생하고 이로 인해 성능이 저하되는 것이다.

3.1.4 기존 고전송 효율 알고리즘 전송률 분석

기존 고전송 효율 알고리즘의 적용에 따른 전송률의 향상을 분석하였으며 Table 3.2에 punctured 알고리즘, FTN 알고리즘 및 MIMO 알고리즘에 대한 전송률 ($\gamma = 1/R$)을 나타내었다. Table 3.2에서 기존 고전송 효율 알고리즘을 전송률 관점에서 분석하기 위하여 단일 송·수신 안테나가 적용된 SISO 시스템에서 LDPC 부호의 부호화율 1/2이 적용되었을 때 FTN 또는 puncturing 기법이 적용되지 않은 경우의 전송률 R' 을 1.0이라 가정하였다.

Table 3.2 Data rate comparisons according to throughput method

Method		Puncturing 비트 ()	간섭량 (')	전송률 (')
SISO	Punctured	0	-	1.0
		6480	-	1.11
		12960	-	1.25
		19440	-	1.43
		25920	-	1.67
		32400	-	2.0
	FTN	-	0%	1.0
		-	10%	1.11
		-	20%	1.25
		-	30%	1.43
		-	40%	1.67
		-	50%	2.0
MIMO	STTC	Transmitter ant. : 2 Receiver ant. : 2		1.0
	ZF	Transmitter ant. : 2 Receiver ant. : 2		2.0

두 개의 송·수신 안테나를 적용시킨 MIMO 시스템의 경우 전송률은 송신 안테나 또는 수신 안테나의 개수 중 최솟값에 선형적으로 비례하여 R' 은 2.0이 되어야 한다. 하지만 STTC를 적용한 MIMO 시스템은 두 개의 송·수신 안테나를

가진 MIMO 시스템이지만 SISO 시스템과 전송률이 동일하다. STTC를 적용한 MIMO 시스템의 경우 서로 다른 송신 안테나로 각각 동일 시간에 동일 주파수를 사용하여 독립적인 심볼들을 전송하게 되며 공간적으로 분리되어 공간 다이버시티 이득과 공간 멀티 플렉싱 이득을 취하게 되지만, 동일한 신호를 중복하여 전송하기에 전송률 향상을 이룰 수 없게 된다. 하지만 ZF 기법의 경우 STTC 부호기를 적용하지 않고 각각의 송신 안테나에서 전송된 서로 다른 신호를 ZF 알고리즘을 적용하여 신호를 분리하므로 전송률은 일반적인 MIMO 시스템과 동일하게 송신 안테나 또는 수신 안테나의 개수 중 최솟값에 선형적으로 비례하게 된다. 따라서 송·수신 안테나의 개수를 2개를 사용하는 MIMO 시스템에서 ZF 기법을 적용하면 γ 은 2.0이 된다.

전송률 향상 관점에서는 ZF 기반의 MIMO 알고리즘이 가장 우수하지만 수신 신호에 대한 각 채널에서의 채널 추정이 정확해야 하며, 채널 추정 오차에 따른 성능 저하가 발생한다. 또한, punctured 알고리즘의 경우 전송하려는 신호를 puncturing 시킴으로써 신호를 전송하지 않게 되어 복호기에서 전송 비트의 손실에 따른 성능 저하와 puncturing 비트의 선택에 따라 성능 저하가 발생하는 알고리즘 자체에 성능의 한계를 가지고 있고, FTN 알고리즘은 인접 심볼 간 간섭으로 인한 성능 감소가 발생하며 높은 간섭량을 적용할 경우 성능이 저하된다는 단점을 가지고 있다. 하지만 FTN 알고리즘의 경우 간섭 제거 알고리즘의 적용으로 인해 성능 향상을 가져 올 수 있다.

따라서 전송률 향상을 극대화하며 성능 저하를 최소로 하기 위해 각 알고리즘을 연접한 시스템을 고려해야 한다. 제 3.2 절에서는 세 가지 알고리즘을 연접한 시스템에서 성능 향상을 이룰 수 있는 터보 등화 모델을 제안한다.

3.2 FTN과 결합한 고전송 효율 알고리즘 및 터보 등화 모델 제안

3.2.1 FTN 신호에 대한 터보 등화 모델

FTN의 적용으로 인한 인접 심볼 간의 간섭은 성능 저하에 주 원인이 된다. 이러한 인접 심볼 간의 간섭을 제거 하는 대표적인 알고리즘은 BCJR 등화기를 이용하는 방법이다. 제 2장에서 제시한 터보 등화 모델을 적용하여 BCJR 등화

기와 채널 복호기 간의 반복적인 연산을 수행한다면 FTN의 적용으로 인한 성능 저하를 완화할 수 있게 된다. 이에 본 논문에서 제안하는 터보 등화 모델이 적용된 FTN 시스템의 구조는 Fig. 3.9와 같다[47].

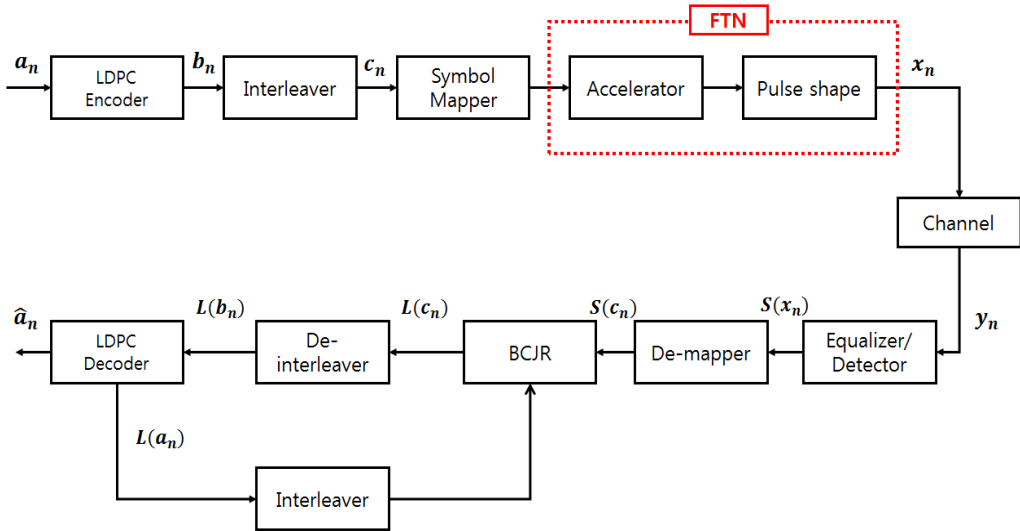


Fig. 3.9 The block diagram of turbo equalization model for FTN system

기존의 간섭 제거 알고리즘에 터보 등화 모델을 적용하여 복호기에서 계산되어 추정된 LLR 값 $L(a_n)$ 을 인터리버를 통하여 BCJR 등화기에 업데이트 시켜주는 방식이다. BCJR 등화기에 업데이트 되어진 LLR 값을 이용하여 BCJR 등화기에서는 새롭게 추정된 $L(c_n)$ 값을 계산하게 된다. 추정된 $L(c_n)$ 은 이전 복호기의 LLR 값과의 차를 구하여 역-인터리버 후에 복호기에 입력하게 된다. 따라서 등화기와 복호기 간의 반복적인 연산을 통하여 원 신호에 가까운 결과 값을 얻게 된다.

3.2.2 P-FTN 터보 등화 모델

Punctured 알고리즘은 puncturing 시킬 비트의 수가 제한적이며 puncturing 비트의 선택에 따른 성능 차이가 발생한다. 부호화율 1/2을 갖는 LDPC 부호기를 기준으로 puncturing 비트 수를 설정하기 때문에 puncturing 시킬 수 있는 비트의 수는 LDPC 부호기의 부호어의 절반을 초과할 수 없다. 또한, puncturing 시킬

비트의 선택 방법에 따른 성능 차이가 발생 한다는 단점을 가지고 있다. FTN 알고리즘의 경우 일정 비율 이상의 간섭 비율을 적용할 경우 너무 많은 신호의 왜곡으로 인하여 신호를 복호할 수 없다는 단점을 가지고 있다. 이러한 두 알고리즘의 문제를 극복하기 위해 punctured 알고리즘과 FTN 알고리즘을 접목 시킨 P-FTN 알고리즘을 제안한다[48].

P-FTN 알고리즘은 개별 알고리즘의 단점을 보완하기 위해 적은 puncturing 비트 수의 적용과 낮은 FTN의 간섭 비율을 동시에 적용하여 전체적으로는 높은 전송효율을 달성하게 된다. P-FTN 시스템의 터보 등화 모델의 구조는 Fig. 3.10과 같다.

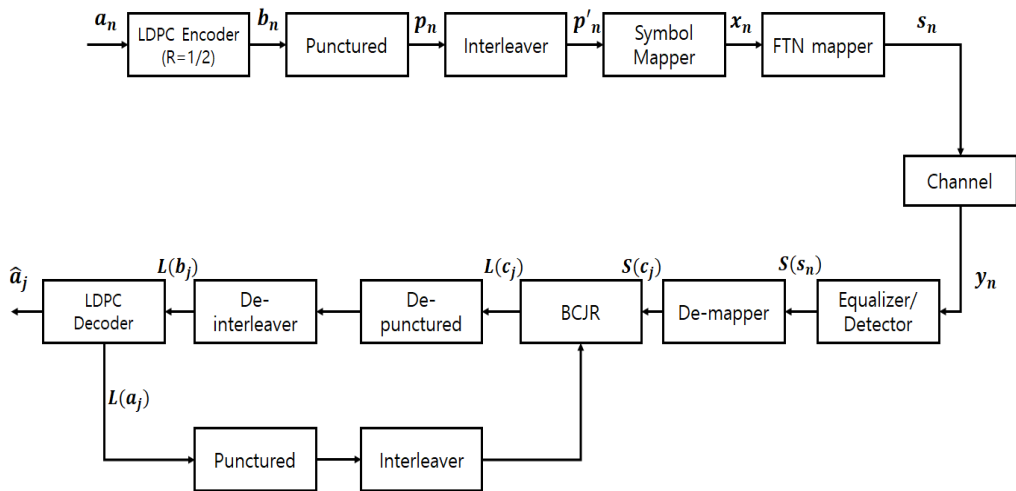


Fig. 3.10 The block diagram of turbo equalization for P-FTN

Fig. 3.10에서 전송하고자 하는 원 신호 은 식 (3.15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$= \{ a_1, a_2, \dots, a \} \quad (3.15)$$

전송하고자 하는 원 신호 비트 열은 의 크기를 가지며, 먼저 부호화율 1/2을

가지는 LDPC 부호화기 (K) 를 통하여 부호화되어진다. 반복 부호화 후 부호어 비트 열 b_n 는 식 (3.16)과 같다.

$$b_n = \{b_1, b_2, \dots, b_K\} \quad (3.16)$$

b_n 은 부호화 된 비트의 길이를 나타낸다. 부호어 비트열 b_n 에 punctured 알고리즘이 적용되어진다. puncturing 된 신호 비트열 p_n 은 식 (3.17)과 같다.

$$p_n = \{p_1, p_2, \dots, p_L\} \quad (3.17)$$

식 (3.17)에서 $L = N \times (1 - \rho)$ 은 puncturing 알고리즘을 통해 출력되는 데이터의 길이이며 ρ 는 puncturing 비율($\rho = p/N$)을 의미한다. Puncturing 된 신호는 인터리버를 통과한 후 FTN이 적용되고 전송 신호 s_n 은 식 (3.18)과 같다.

$$s_n = \{s_1, s_2, \dots, s_F\} \quad (3.18)$$

이때, $F = L \times (1 - \frac{\tau'}{100})$ 은 FTN이 적용된 전송 신호의 길이를 나타낸다. 전체 부호율은 아래 식 (3.19)와 같다.

$$R = \frac{T_D}{T_F} \quad (3.19)$$

T_D 는 원 신호에 대한 주기이며, T_F 는 FTN이 적용 된 전송 신호의 주기이다.

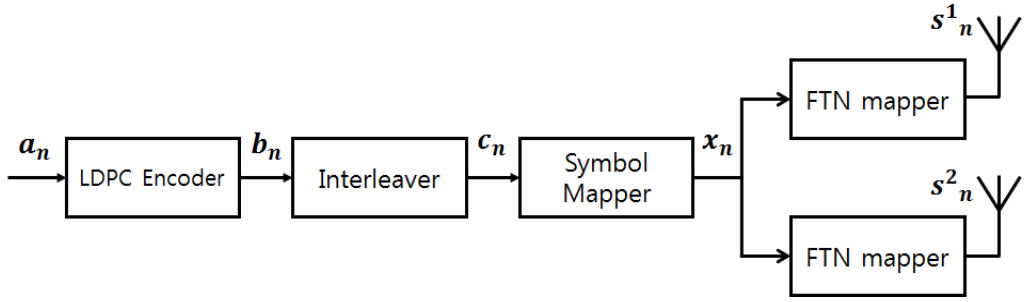
수신 신호는 등화기/채널 추정기를 통과 한후 BCJR 등화기를 통해 FTN 적용으로 인한 인접 심볼 간의 간섭을 제거 하고 De-punctured 과정을 통해 puncturing 되어 전송되어지지 않은 비트 노드의 초기 값을 “0” 으로 설정하여 LDPC 복호를 진행한다. 터보 등화 모델의 적용을 위해 LDPC 복호기의 출력 LLR 값을 다시 puncturing 한 후 인터리버를 통해 BCJR 등화기와 연결하여 반복을 통해 성능 향상을 이루게 된다.

3.2.3 MIMO-FTN 터보 등화 모델

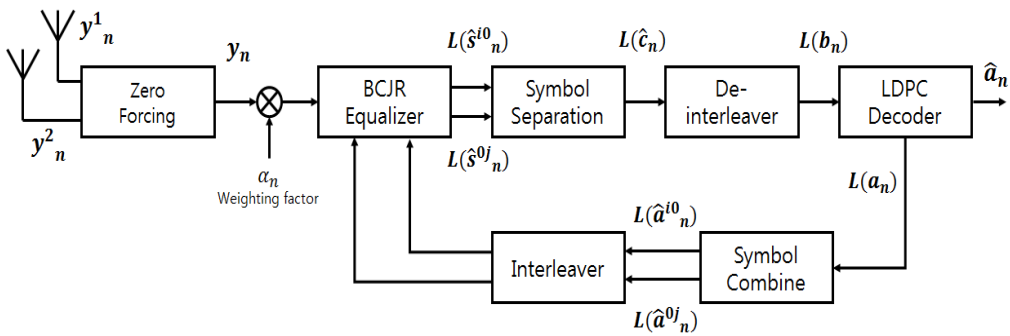
한정된 주파수 자원 및 송신 전력을 이용하여 채널 용량을 증대시키는 MIMO 알고리즘과 FTN 알고리즘을 접목하면 전송 효율을 극대화 할 수 있다. 따라서 본 절에서는 MIMO 알고리즘과 FTN 전송 기법을 접목 시킨 MIMO-FTN 알고리즘의 터보 등화 모델을 제안하려고 한다. MIMO 시스템에서 채널을 분리하기 위해 시공간 부호화 방식을 이용하는 경우 전송률 향상을 이룰 수 없었다. 이에 전송률 향상을 위해 낮은 복잡도를 가지는 ZF 기법을 이용하여 MIMO 시스템에서 채널을 분리하였다. ZF 기법의 경우 가장 복잡도가 적은 검출 방식으로 실제 시스템의 구현이 용이하기 때문에 ZF 기법을 고려하였다. 하지만 ZF 기법을 통한 채널 분리 알고리즘은 잡음에 의한 성능 저하가 발생한다는 단점을 가지고 있었다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 잡음에 의해 왜곡된 신호를 가중치 값을 통해 보상해주는 W-ZF(Weighted ZF) 기법을 적용한 MIMO-FTN 터보 등화 모델을 제안한다[49].

3.2.3.1 W-ZF를 이용한 채널 분리 알고리즘

Fig. 3.11은 W-ZF 기반의 MIMO-FTN 시스템 모델을 나타낸다.



(a) Transmitter



(b) Receiver

Fig. 3.11 The block diagram of turbo equalization for MIMO-FTN based on W-ZF algorithm

역행렬의 성질을 이용한 ZF 기법은 수신된 신호에 채널 행렬의 pseudo-inverse 를 곱함으로써, 송신된 신호를 정확히 검출하지만 이 곱해져 변화된 잡음 η' 의 값으로 인해 성능이 저하됨을 식 (3.14)를 통해 확인하였다. W-ZF 기법은 ZF 단계에서 변화된 잡음 η' 의 분산 값을 보정해주기 위한 가중치를 구하여 이를 식 (3.14)에 보상해 주는 알고리즘이다. W-ZF 기법에서 가중치는 식 (3.20)과 같이 pseudo-inverse H^\dagger 의 항으로 이루어져 있다.

$$= \frac{1}{\sum_{m=1}^N |h'_{nm}|^2} \quad (n=1,2,\dots, N) \quad (3.20)$$

가중치 값을 ZF 출력 값에 곱해줌으로써 ZF 단계에서 잡음으로 인해 크게 변화된 신호를 보상해준다. 식 (3.20)에서 h'_{nm} 은 식 (3.13)의 pseudo-inverse H 의 원소들로 이루어져 있다.

W-ZF를 통해 각 안테나에서 수신되어진 분리된 신호는 FTN 적용으로 인해 발생한 인접 심볼 간 간섭을 제거하기 위해 BCJR 등화기에 입력된다. 그리고 BCJR 등화기와 복호기간의 반복적인 연산을 수행하는 터보 등화 모델을 적용한다. 하지만 LDPC 부호가 적용된 FTN 신호의 터보 등화 모델의 경우 성능 향상에 한계가 있다. LDPC 복호기의 출력 LLR 값 $L(a_n)$ 은 한 비트에 대한 LLR 값을 출력한다. 즉, 수신 신호 y_n 이 “1”이면 ‘+’ 값의 확률 값을 나타내고 “0”이면 ‘-’ 값을 나타내는 확률 값을 출력하게 된다. 이러한 LDPC 복호 신호의 LLR 값을 BCJR 등화기의 모든 BM 값에 업데이트하게 되고 BCJR 등화기에서 BM 값의 차이를 크게 하는데 있어 효율적이지 않게 된다. 따라서 LDPC 복호기의 출력 LLR 값 $L(a_n)$ 을 “0” 또는 “1”에 대한 확률 값을 각각 계산하여 BCJR 등화기의 BM 값에 업데이트 하는 것이 아닌 BSM 과정에 업데이트 하여야 한다. 또한, LDPC 복호기의 입력 값은 한 비트씩 입력되어야 하지만 BCJR 등화기의 출력 LLR 값은 두 비트에 대한 확률 값을 출력하게 된다. 따라서 BCJR 등화기의 출력 LLR 값을 한 비트에 대한 확률 값으로 재구성하여야 한다. 이를 위해 symbol separation과 symbol combine 블록을 추가한 터보 등화 모델을 제안한다.

제안하는 터보 등화 모델의 적용을 위해 symbol separation을 통해 BCJR 등화기의 출력 LLR 값을 한 비트에 대한 LLR 값으로 재구성 하였고 이를 식 (3.21)과 (3.22)에 나타내었다.

$$\begin{aligned}
S_n^{i0} &= E(\lambda_n^{i0}(m), \sum_m \lambda_n^{i1}) & (3.21) \\
L(\hat{S}_n^{0j}) &= E(\sum_m \lambda_n^{0j}(m), \sum_m \lambda_n^{1j}) \\
& \quad (n = 1, 2, \dots, K)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
L(\hat{c}_{m=2n-1}) &= L(\hat{S}_n^{00}) - L(\hat{S}_n^{10}) & (3.22) \\
L(\hat{c}_{m=2n}) &= L(\hat{S}_n^{00}) - L(\hat{S}_n^{01}) \\
& \quad (n = 1, 2, \dots, K)
\end{aligned}$$

식 (3.21)에서 S_n^{i0} 는 두 비트의 BCJR 복호기의 출력 LLR 값 중 첫 번째 비트에 대한 확률 값을 계산하는 부분이다. $i=0$ 일 경우 “0”에 대한 확률을 의미하고 $i=1$ 일 때 “1”에 대한 확률을 의미한다. $L(\hat{S}_n^{0j})$ 은 두 번째 비트에 대한 확률 값을 계산하고 $j=0$ 또는 $j=1$ 일 경우 두 번째 비트의 “0”과 “1”에 대한 확률을 나타낸다. 두 비트의 LLR 값을 첫 번째 비트와 두 번째 비트에 대한 LLR 값으로 나누어 계산하고, 식 (3.22)를 통해 한 비트에 대한 LLR 값을 계산한다. 식 (3.22)에서 $L(\hat{c}_m)$ 은 “0”의 확률에서 “1”의 확률 값을 빼줌으로써 한 비트에 대한 LLR 값을 재구성한다.

식 (3.22)에서 재구성된 LLR 값 $L(\hat{c}_m)$ 은 역-인터리버를 통하여 송신단에서 인터리버 이전의 주소로 재배치하여 LDPC 복호기에 입력되고 복호를 진행한다. LDPC 복호기에서 계산되어 추정된 LLR 값 $L(a_n)$ 은 한 비트에 대한 “0”과 “1”의 확률이므로 이를 두 비트에 대한 확률로 재구성하여 BCJR 등화기에 입력하여야 한다.

Symbol combine 과정은 우선 LDPC 복호기에서 계산되어 추정된 LLR 값 $L(a_n)$ 를 식 (3.23)과 식(3.24)를 통해 비트를 분리한다.

$$L(B_n^{00}) = L(a_{n-1}) - |L(a_{2n-1})| \quad (3.23)$$

$$L(B_n^{01}) = |L(a_{2n-1})|$$

$$(L(a_{2n-1}) < 0, n = 1, 2, \dots, K)$$

$$L(B_n^{10}) = L(a_{2n}) \quad (3.24)$$

$$L(B_n^{11}) = L(a_{2n}) - |L(a_{2n})|$$

$$(L(a_{2n}) \geq 0, n = 1, 2, \dots, K)$$

식 (3.23)과 식(3.24)를 통해 비트가 분리되어진 후 두 비트에 대한 확률 값을 식 (3.25)를 통하여 생성한다.

$$L(\hat{a}_n^{00}) = L(B_n^{00}) + L(B_n^{10}) \quad (3.25)$$

$$L(\hat{a}_n^{01}) = L(B_n^{00}) + L(B_n^{11})$$

$$L(\hat{a}_n^{10}) = L(B_n^{01}) + L(B_n^{10})$$

$$L(\hat{a}_n^{11}) = L(B_n^{01}) + L(B_n^{11})$$

$$(n = 1, 2, \dots, K)$$

식 (3.25)를 통해 생성된 LDPC 복호기의 두 비트에 대한 확률 값을 다시 인터리버를 통하여 BCJR 등화기의 BSM 과정에 업데이트 시켜주고 이를 통해 LDPC 부호와 BCJR 등화기 간의 반복을 통해 성능이 향상되는 터보 등화 구조가 가능해지게 된다.

3.3 FTN과 결합한 고전송 효율 알고리즘 성능 분석

FTN 기법과 결합한 고전송 효율 알고리즘을 통해 전송률 향상을 극대화 시킬 수 있는 알고리즘을 제 3.2절에서 제안하였으며 제안하는 알고리즘의 성능을 시뮬레이션을 통해 분석하였다. 시뮬레이션에서 사용한 파라메타는 Table 3.3과 같다.

Table 3.3 Simulation parameters

Channel coding	LDPC (DVB-S2)
Coding rate	1/2
Channel	AWGN Rayleigh fading + AWGN
Information bits	32400
Interference cancellation	BCJR equalization
LDPC inner iteration	60
Turbo equalization iteration	5
FTN interference ratio	0%, 10%, 20%, 30%, 40%
Channel detection	W-ZF
Number of Antennas	Transmitter : 2 Receiver : 2

Table 3.3의 파라메타를 적용하여 FTN, P-FTN 그리고 MIMO-FTN의 성능을 분석하기 위한 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 환경은 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 환경과 심볼 주기 T 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 Rayleigh fading 채널을 고려하였다. Rayleigh fading 채널은 주기 T 동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정하였다. FTN의 간섭 비율은 0% ~ 40% 까지 10% 단위로 설정하였으며 간섭 제거 알고리즘은 BCJR 등화기를 적용하였다. MIMO 알고리즘의 경우 송·수신 안테나가 2개인 경우를 고려하였으며, 채널 분리 알고리즘으로 W-ZF 기법을 적용하였다.

AWGN 및 Rayleigh fading 환경에서 각 알고리즘에 대한 전송률 R' 에 대한 SNR 성능을 Table 3.4에 나타내었다.

Table 3.4 Performance comparisons according to data rate and throughput method

Method	Puncturing 비트 ()	간섭량 (')	전송률 (')	AWGN	Rayleigh + AWGN
				SNR [dB]	SNR [dB]
				(BER=10 ⁻⁵)	(BER=10 ⁻⁵)
FTN	-	0%	1.0	1.2	2.6
	-	10%	1.11	1.3	2.7
	-	20%	1.25	1.7	3.0
	-	30%	1.43	2.2	3.6
	-	40%	1.67	2.9	4.4
	-	50%	2.0	3.2	4.8
P-FTN	0	0%	1.0	1.2	2.6
	3400	5%	1.11	1.4	3.0
	7200	10%	1.25	2.0	3.4
	11440	15%	1.43	2.8	4.2
	16200	20%	1.67	3.8	5.4
	21600	25%	2.0	5.0	6.6
	23140	30%	2.22	6.4	8.0
	25000	35%	2.5	8.4	9.8
	27000	40%	2.85	9.4	-
	29420	45%	3.33	10.8	-
MIMO-FTN (W-ZF)	-	0%	2.0	1.2	3.0
	-	10%	2.22	1.4	3.4
	-	20%	2.5	1.8	4.8
	-	30%	2.85	2.4	7.8
	-	40%	3.33	2.8	13.5
	-	50%	4	3.0	-

Table 3.4에서 P-FTN의 puncturing 비트 수와 FTN 간섭 비율에 따른 전송률 $(1/R)$ 은 다음 식 (3.26)을 통해 계산되어진다.

$$\frac{1}{(N-p)(1 - \frac{\tau'}{100})} = \frac{K}{(N-p)(1 - \frac{\tau'}{100})} = \frac{(N-p)(1 - \frac{\tau'}{100})}{K} \quad (3.26)$$

시뮬레이션 결과 AWGN 및 Rayleigh fading 채널 환경에서 동일한 전송률 관점에서 각 알고리즘을 성능 분석하면 MIMO-FTN 기법 중 W-ZF 알고리즘을 적용한 경우가 성능이 가장 우수함을 확인할 수 있다. W-ZF 알고리즘이 적용된 MIMO-FTN 기법의 경우 FTN의 간섭비율 0%인 경우에도 송·수신 안테나 2개를 사용하여 전송률 R' 은 2.0이 된다. 이와 동일한 전송률을 갖기 위해서는 FTN 기법의 경우 50%의 간섭비율을 적용해야 하며, P-FTN의 경우 puncturing 비트 수 21600개와 FTN의 간섭 비율 25%를 적용하여야 동일한 전송률을 얻을 수 있다. 성능 분석 결과 $R' = 2$ 인 경우 W-ZF 알고리즘이 적용된 MIMO-FTN 기법의 경우 $BER = 10^{-5}$ 에서 AWGN 환경에서는 약 1.2 [dB]의 성능을 보였으며, Rayleigh fading 채널 환경에서는 약 3.0 [dB]의 성능을 보였다. P-FTN의 경우 $BER = 10^{-5}$ 에서 AWGN 환경에서는 약 5.0 [dB]의 성능을 보였으며, Rayleigh fading 채널 환경에서는 약 6.6 [dB]의 성능을 보였다. 그리고 FTN의 경우 $BER = 10^{-5}$ 에서 AWGN 환경에서는 약 3.2 [dB]의 성능을 보였으며, Rayleigh fading 채널 환경에서는 약 4.8 [dB]의 성능을 보였다. P-FTN의 경우 FTN 알고리즘을 적용한 경우 보다 성능이 열화 됨을 확인하였다. 이는 punctured 알고리즘의 적용으로 인해 복호 시 중요한 비트의 손실과 채널 간섭으로 인해 성능이 열화 됨을 알 수 있다. Table 3.4의 시뮬레이션 결과 SISO 채널에서 FTN의 간섭 비율을 30% 이상 설정한 경우와 MIMO-FTN에서 FTN의 간섭 비율을 20% 이상 설정할 때 성능이 급격하게 저하됨을 알 수 있다. 이는 SISO 채널에서 FTN의 간섭 비율을 30% 이상 설정할 경우 과도한 인접 심볼 간의 간섭으로 인하여 간섭량 제거 알고리즘이 효율적으로 동작하지 않기 때문이며, MIMO-FTN의

경우 SISO 채널보다 적은 비율의 FTN의 간섭량을 설정하였지만, 다중 안테나의 사용으로 인한 채널 간의 간섭과 FTN의 적용으로 인한 인접 심볼 간의 간섭량이 더해져 신호의 왜곡이 심해지게 되어 MIMO-FTN에서 FTN의 간섭 비율을 20% 이상 설정할 경우 급격한 성능 저하 현상이 발생하게 된다. FTN과 결합한 고전송 효율 알고리즘을 통해 기존 FTN 전송 기법 대비 높은 전송률 향상과 성능 향상을 이루었다. 하지만, FTN의 간섭량이 증가함에 따라 성능이 열화되는 것을 확인하였다. 따라서, LDPC 부호가 적용된 시스템에서 FTN의 적용으로 인한 성능저하를 최소화 할 수 있다면 고전송률 무선통신에서 전송률 향상과 더불어 성능 향상을 모두 만족할 수 있을 것이며, 이를 위해 제 4장에서 FTN 적용에 따른 성능 감소를 최소화 할 수 있는 비균일 오류 확률 기반 FTN 알고리즘을 제안한다.

제 4 장 비균일 오류 확률 기반 FTN 신호의 터보 등화 모델 제안

고속 무선 통신을 위한 최적 부호화 기법으로 LDPC 부호화 기법을 제시하였다. 또한, 고전송률을 달성하기 위한 방안으로 한정된 대역폭에서 전송률 향상을 위한 FTN 전송 기법과 결합된 MIMO-FTN 알고리즘이 최적의 알고리즘임을 확인하였다. 하지만, LDPC 부호와 결합된 FTN 전송 기법에서 FTN 적용 시간섭량이 증가함에 따라 성능이 저하 된다는 단점이 있었다. 또한, 전송률 향상을 위해 FTN 전송 기법의 적용으로 인한 성능 저하가 발생하였다. 전송률 향상을 위해 FTN 전송 기법을 적용하는 경우 인접 심볼 간의 간섭으로 인하여 성능 저하가 발생하였으며, 이를 간섭 제거 알고리즘의 적용을 통해 성능 저하를 해결할 수 있지만 한계가 존재하였다. 이에 본 장에서는 LDPC 부호화된 FTN 신호의 성능 향상을 위한 비균일 오류 확률(UEP : Unequal Error Probability) 기반 FTN 신호의 터보 등화 모델을 제안하며 이를 고전송 효율을 갖는 MIMO 시스템 뿐만 아니라 다중 반송파를 이용한 OFDM 시스템에 접목하여 FTN의 적용으로 인한 성능 감소를 보상하면서 고전송 효율을 갖는 MIMO-FTN 및 OFDM-FTN 모델에 적용하였다.

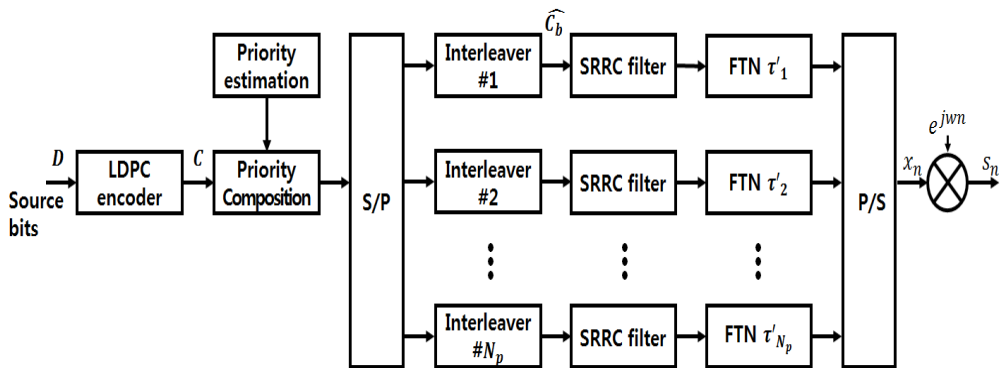
4.1 비균일 오류 확률 기반 FTN 신호의 터보 등화 모델

FTN 알고리즘과 강력한 오류정정 능력을 보이는 LDPC 부호와의 연접을 통하여 성능 향상과 전송률 향상을 이루고 있지만, FTN의 간섭 비율에 비례하여 성능은 저하되는 문제점이 있다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 UEP-FTN 신호의 터보 등화 모델을 제안한다. UEP 알고리즘은 LDPC 부호화 과정을 수행한 부호화 된 비트들에서 각 비트의 중요도를 판단하여 우선 순위를 설정하고 이를 사용하고자 하는 간섭 비율의 개수에 따라 그룹을 나눈다. 그리고 각 그룹에 서로 다른 간섭 비율을 적용하는 알고리즘이다. 각 그룹에 서로

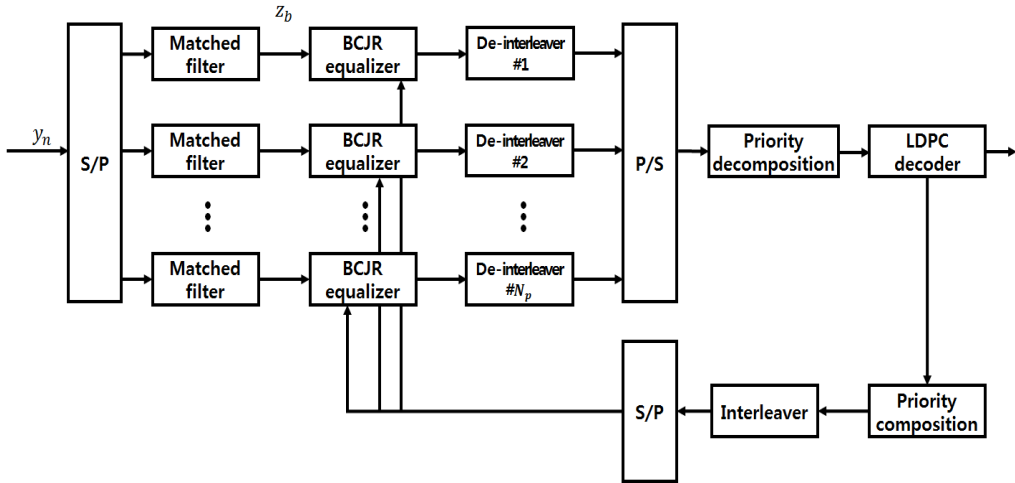
다른 간섭 비율을 적용하지만, 간섭 비율의 평균은 기존 FTN 적용 시 사용한 간섭 비율과 동일하게 설정하고 LDPC 복호기에 입력 및 출력 되는 신호를 제 3.2.3.1 절에서 제안한 symbol combine 및 symbol separation을 통해 터보 등화 모델을 적용하여 성능 향상을 이룬다[50].

UEP-FTN의 LDPC 부호화 과정은 DVB-S2 기반 LDPC 부호와 802.11n 기반 LDPC 부호에 모두 적용이 가능하다. 각 비트의 중요도를 판단하기 위한 우선 순위 알고리즘은 복호과정에서 사용되는 HSS(Horizontal Shuffle Scheduling) 기반의 LDPC 복호 방법이 적용되었다[51]. HSS 기반의 LDPC 복호 방법은 고속화를 위해 비트 노드 업데이트와 체크 노드 업데이트를 동시에 계산하는 알고리즘이다[52].

본 장에서 제안하는 UEP-FTN 신호의 터보 등화 모델을 Fig.4.1에 나타내었다.



(a) Transmitter



(b) Receiver

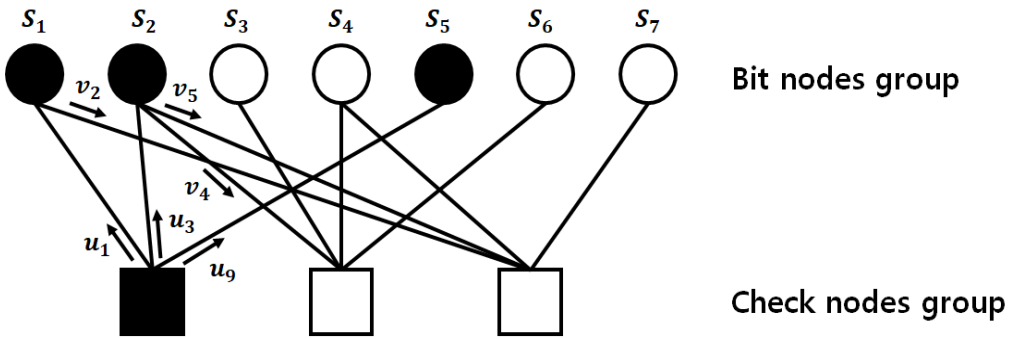
Fig. 4.1 The block diagram of turbo equalization for UEP-FTN system

Fig. 4.1과 같이 송신부에서 정보 신호를 입력 받아 LDPC 부호화 과정을 수행한다. LDPC 부호화 과정을 통해 생성된 부호어를 바탕으로 UEP를 적용시키기 위해 우선 순위 알고리즘을 통해 부호어를 새롭게 배치하는 과정을 수행한다. 우선 순위 알고리즘은 LDPC 부호기의 패리티 검사 행렬인 행렬을 이용한다. 행렬을 이용하여 수신부에서 HSS 기반의 LDPC 복호 과정에서 우선적으로 사용되는 비트 노드들을 분류하여 전송되는 신호 즉, 부호어의 우선 순위를 설정하는 것이다. 부호어의 우선 순위를 설정하고 priority composition을 통해 부호어를 배치한 후 사용하고자 하는 간섭 비율의 개수에 맞게 S/P(Serial to Parallel)을 통해 그룹을 나누어 배치한다. 간섭 비율의 개수에 맞춰 분류된 부호어 그룹은 인터리버를 통과한 후 각 그룹에 FTN 간섭 비율을 서로 다르게 설정하여 FTN 신호를 생성한다. AWGN 채널을 통과한 송신 신호는 복조 과정을 거친다. 그리고 BCJR 등화기를 통해 FTN 간섭량을 제거한다. FTN 간섭량이 제거된 신호는 역-인터리버를 수행한다. 그리고 우선 순위 알고리즘에 따라 배치된 신호들을 원래의 신호 배치로 재배치한 후 HSS 기반의 LDPC 복호 과정을 수행한다. 또한, 수신단에서는 LLR 신호 분리가 적용된 BCJR 등화기와 LDPC 복호기를 연결하여 서로간의 반복적인 연산을 통하여

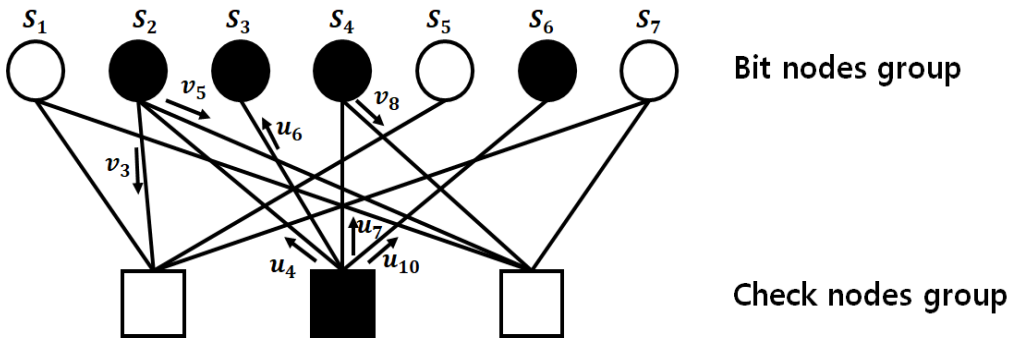
성능이 향상되는 터보 등화 모델을 적용한다.

4.1.1 LDPC 부호의 비균일 오류 확률 기반 우선 순위 설정 방법

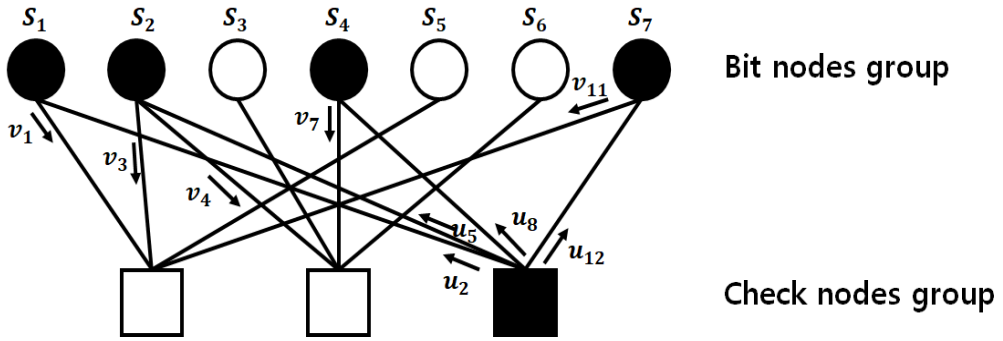
UEP 기반의 FTN 신호를 생성하기 위해선 부호화된 신호를 임의의 개수로 나누는 후 FTN 간섭 비율을 다르게 할당해야한다. 이 과정에서 각 비트의 중요도를 판단하는 우선 순위 알고리즘이 필요하며 HSS 기반의 LDPC 복호 방법을 이용하여 구성하였다. Fig. 4.2는 HSS 기반의 LDPC 복호 방법의 흐름도를 나타낸다.



(a) Step 1



(b) Step 2



(c) Step 3

Fig. 4.2 Decoding flow by LDPC decoder based on HSS

Fig. 4.2에서 비트 노드들의 초기 값은 수신 신호를 나타내며, Step1에서 구한 업데이트된 비트 노드들은 Step2에서 다른 체크 노드들의 값을 구하기 위해 사용된다. Step3에서 계산되는 체크 노드들의 값들은 이전의 Step들에서 업데이트된 비트 노드 값들을 적용하기 때문에 적은 반복으로 성능을 동일하게 도출할 수 있다. 비트 노드의 각 노드 값을 이용하여 각 비트의 값을 아래의 식 (4.1)과 같이 구하여 결정할 수 있다.

$$LLR_i + \sum_{i=1}^d u_i \tag{4.1}$$

S_i 는 i 번째 비트 노드의 최종 값을 나타내고, LLR_i 는 i 번째 수신 데이터를 나타낸다. d_v 는 비트 노드에 연결된 엣지의 수를 나타내는 column weight이고, u_i 는 체크 노드의 업데이트를 통해 얻어진 각 엣지의 값이다.

체크 노드 업데이트 값 u_i 는 식(4.2)와 같다.

$$= \bigoplus_{k=1, k \neq i}^d v_k \quad (4.2)$$

는 k 번째 비트 노드에서 i 번째 체크 노드로 향하는 엣지를 나타내고, d_c 는 i 번째 체크 노드에 연결되는 엣지의 수를 나타내는 row weight이다. HSS 기반의 LDPC 복호 과정을 통해 최종 비트 노드 값인 v_i 을 구하는 방법이며 그 과정에서 체크 노드 업데이트 값인 u_i 가 필요하게 되고 우선적으로 구해야 한다. 따라서 위의 수식들을 통해 HSS 기반의 LDPC 복호 과정은 체크 노드들이 순차적으로 업데이트를 수행하며 반복하게 된다.

Fig. 4.3은 UEP 설정을 위한 우선 순위 알고리즘에 대한 비트 노드와 체크 노드의 배치를 예시로 나타내었다.

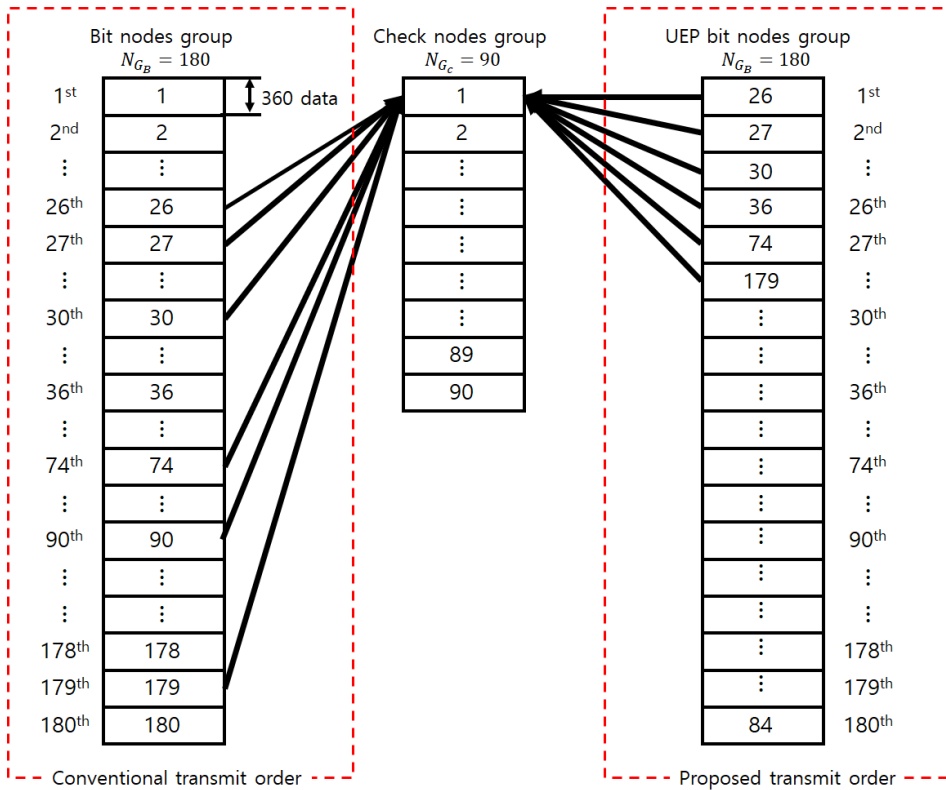


Fig. 4.3 The order of bit node groups with or without UEP algorithm

Fig. 4.3에서 N_{G_C} 는 체크 노드 그룹의 개수를 의미하고 N_{G_B} 는 비트 노드 그룹의 개수를 의미한다. N 은 64800개를 가지는 DVB-S2 표준안의 LDPC 채널 부호화 방식에서 부호화율은 1/2이고 한 그룹은 360개의 데이터를 가진다. N_{G_C} 는 체크 노드의 개수가 32400개이고 한 그룹은 360개의 데이터를 가지므로 90개이다. N_{G_B} 는 비트 노드의 개수가 64800 이므로 180개이다. 기존의 LDPC 복호 방법에서 각 비트 노드들은 부호화율에 맞는 패리티 검사 행렬인 H 행렬에 따라 체크 노드들과 가지를 통해 연결이 된다.

Fig. 4.3에서 왼쪽 블록은 기존 방식에서 전송되는 비트 노드들의 순서를 나타낸다. 26, 27, 30, 36, 74, 90 그리고 179번째의 비트 노드 그룹의 데이터들이 1번째 체크 노드 그룹과 연결되게 된다. 즉, Fig. 4.2와 같이 HSS 알고리즘을 사용한 LDPC 복호 방법에서는 체크 노드들의 순서대로 복호를 수행한다. 우선 순위 알고리즘에 따른 신호의 재배치 없이 기존의 방법과 같은 순서로 FTN 신호를 전송하게 되면 체크 노드에 들어가는 비트 노드 신호가 서로 다른 간섭 비율을 가지기 때문에 성능 저하를 초래 할 수 있다. 따라서 우선 순위 알고리즘을 통하여 Fig. 4.3의 오른쪽 블록과 같이 1번째 체크 노드 그룹과 연결되는 비트 노드 그룹들을 우선적으로 배치하여 전송하는 것이 필요하다. 또한, 배치의 순서는 비트 노드들이 중복되지 않도록 설정한다.

예를 들어 UEP 설정을 하지 않았을 경우 전송되는 신호는 비트 노드 1번 그룹부터 180번 그룹까지 순차적으로 전송되어진다. 우선 순위 알고리즘을 통해 UEP 설정을 하여 전송하게 될 경우 Fig. 4.3과 같이 1번째 비트 노드 그룹이 아닌 26번째 비트 노드 그룹부터 전송을 하게 된다. 따라서 UEP 설정을 위한 우선 순위 알고리즘은 전송하고자하는 부호화율의 H 행렬에서 체크 노드 그룹들과 연결된 비트 노드 그룹들의 위치를 이용하여 이에 맞게 우선 순위를 판정하여 배치하는 것이다.

4.1.2 우선 순위에 따른 부호어 배치 방법

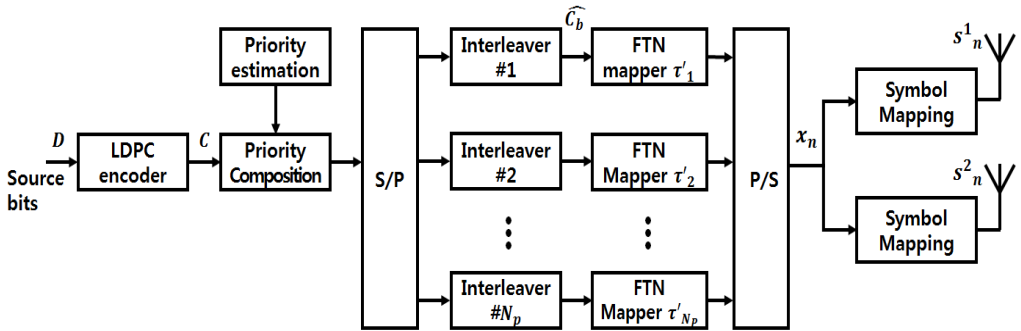
우선 순위 알고리즘을 통해 전송하고자 하는 신호의 우선 순위를 설정하고 이를 바탕으로 전송되는 신호를 재 구성하여야 하며 우선 순위에 따른 부호어의

식 (4.3)에서 서로 다른 간섭량의 평균 값은 기존 FTN 전송 기법의 간섭량과 동일하거나 높게 설정할 수 있고 이는 식 (4.4)와 같다.

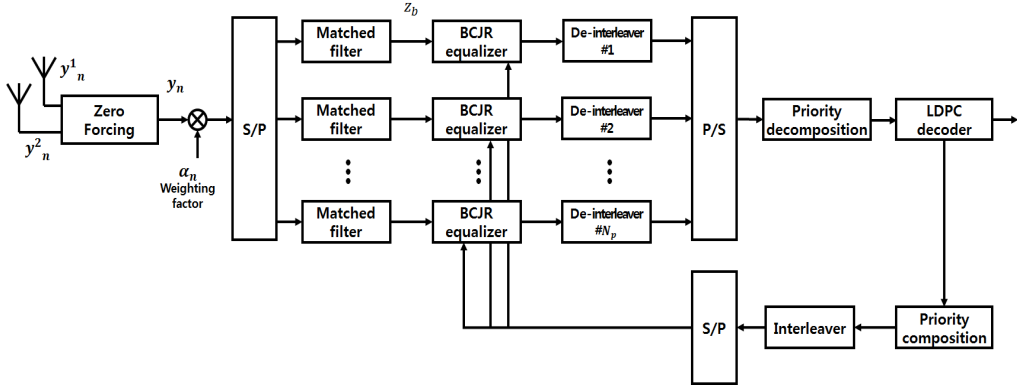
$$\tau' \leq \left(\frac{\tau'_i}{P} \right) \quad (4.4)$$

4.2 UEP 기법이 적용된 MIMO-FTN 터보 등화 모델

W-ZF 기법을 적용한 MIMO-FTN 전송 기법이 전송 효율을 극대화 시킬 수 있는 알고리즘임을 확인하였다. 하지만, FTN의 적용 시 간섭량의 증가에 따라 성능이 급격히 저하되는 단점을 가지고 있었으며 FTN 적용으로 인한 성능 저하를 확인하였다. 이에 UEP 기법을 MIMO-FTN 전송 기법에 적용시켜 FTN으로 인한 성능 저하를 보상할 수 있으며 UEP 기법이 적용된 MIMO-FTN 터보 등화 모델의 구조를 Fig 4.5와 같이 제안한다.



(a) Transmitter



(b) Receiver

Fig. 4.5 The block diagram of turbo equalization for MIMO-FTN system based on UEP algorithm

4.3 OFDM 기법이 적용된 UEP-FTN 터보 등화 모델

기존의 SISO 시스템에서 단일 반송파로 고속 통신을 할 경우 고속화로 인하여 채널 간의 간섭이 발생하게 된다. 또한, 이러한 시스템에 전송률 향상을 위한 FTN 알고리즘이 적용 될 경우 인접 심볼 간의 간섭과 고속화로 인한 채널 간의 간섭이 더해져 성능 저하를 초래한다. 따라서 다수의 반송파를 사용하여 고속의 전송률을 갖는 데이터 열을 낮은 전송률을 갖는 많은 수의 데이터 열로 나누고, 이들을 다수의 부반송파를 사용하여 동시에 전송하는 직교 주파수 분할 다중화 (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기법의 적용이 필요하다 [53][54][55][56]. OFDM 기법은 고속의 데이터 전송에 적합하기 때문에 차세대 무선 통신에 적합한 방식으로 많은 연구가 진행 중에 있다. 또한, 5G와 같은 massive 환경에서 발생하는 다중 경로 간섭에서 성능을 향상시키기 위해 다중 경로 환경에 강인한 성능을 보이는 OFDM 기법의 적용은 필수적이라고 할 수 있다.

OFDM 기법은 일정한 간격으로 떨어져 있는 많은 수의 부 반송파(sub-carrier)에 데이터를 분산시켜 보내는 멀티 캐리어 전송방식이다. 또한, 다중 경로 및

이동 수신 환경에서 우수한 성능을 발휘하므로 차세대 무선 통신에 적합한 시스템이다. OFDM은 1개 채널의 고속의 원천 데이터 열을 다중의 채널로 동시에 전송한다는 측면에서는 다중화 기술이며, 다중의 반송파에 분할하여 데이터를 전송한다는 측면에서는 일종의 변조 기술이다. Fig. 4.6은 OFDM 신호의 시간/주파수 영역에서의 신호 형태를 도시화 한 것이다.

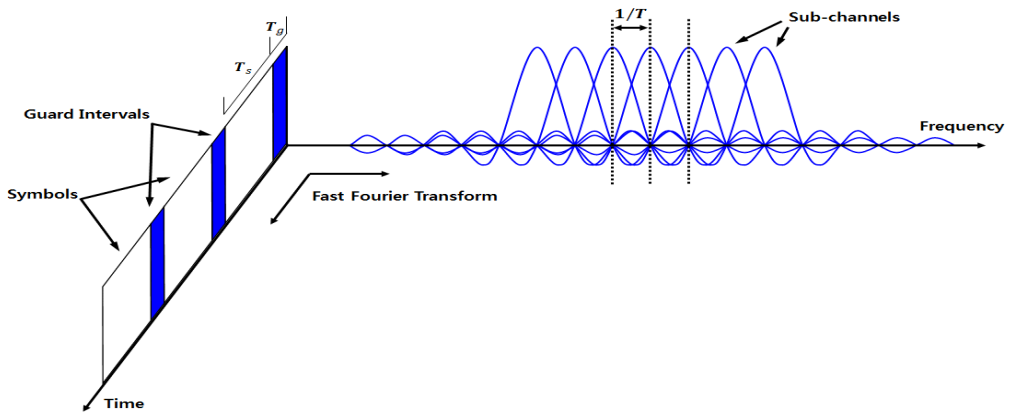


Fig. 4.6 The OFDM signal in time/frequency domain

각 부반송파의 파형은 시간 축 상으로는 직교(Orthogonal)하나, 주파수 축 상에서는 겹치게 된다. 또한, 반송파의 수만큼 각 채널에서의 전송 주기가 증가하게 된다. 이 경우 광대역 전송시에 나타나는 주파수 선택적 채널이 ISI가 없는 주파수 비선택적 채널로 근사화 될 수 있다. 따라서, 반송파의 수를 증가시키면 성능을 향상시킬 수 있다. 이러한 OFDM 신호를 기존 주파수 분할 다중화(FDM : Frequency Division Multiplexing) 신호와 주파수 축 상에서 비교하여 Fig. 4.7에 나타내었다.

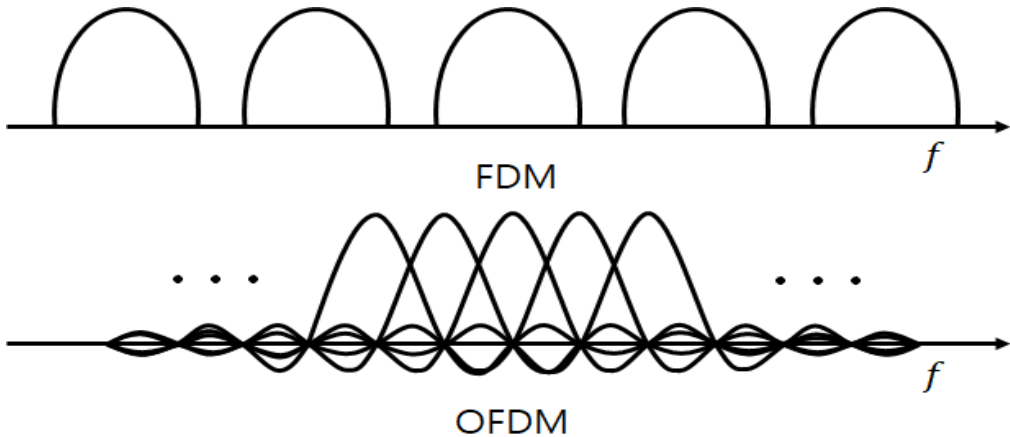


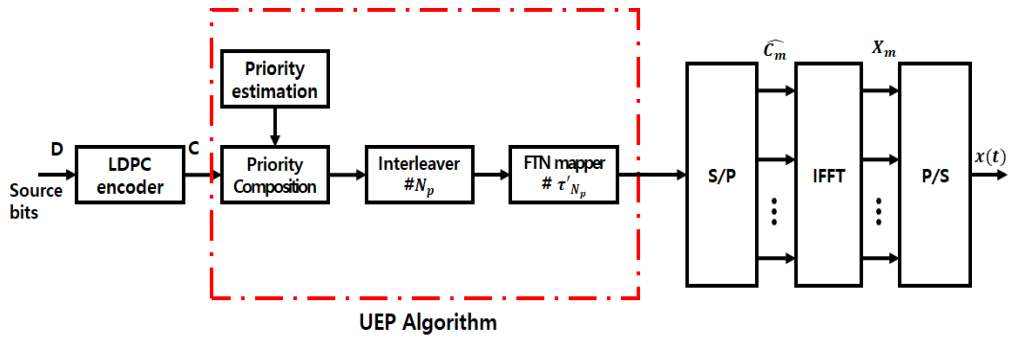
Fig. 4.7 Frequency domain of FDM method and OFDM method

Fig. 4.7을 통해 OFDM 기법과 FDM 기법을 비교하였을 때 가장 큰 차이점은 OFDM 기법은 직교성을 가지는 것이다. 다수의 부반송파가 모두 직교성을 가져 각각의 부반송파간의 간섭이 발생하지 않는다. 따라서 OFDM 기법을 사용하여 전송을 할 경우 수신단에서 부반송파간의 직교성이 유지된다면 송신 신호를 정확히 복조 할 수 있으며, FDM 기법의 경우 각 채널간의 간섭을 막기 위해 보호 대역(guard band)을 사용하였지만 OFDM 기법의 경우 직교성으로 인해 각 부반송파 사이에 보호 대역을 사용하지 않는다. 또한 전체 스펙트럼의 대역 폭을 줄일 수 있어 스펙트럼을 효율적으로 사용할 수 있음을 알 수 있다.

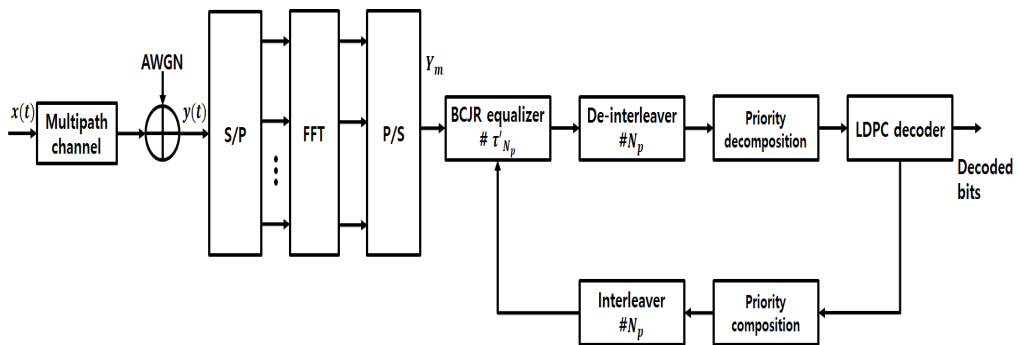
또한 OFDM 기법은 다중 경로가 존재하는 채널에서 효율적이다. OFDM 기법에서 다중 경로로 인한 성능 저하를 막기 위해 보호 구간(guard interval)을 삽입한다. 보호 구간은 OFDM 기법을 사용하여 신호를 전송하였을 때 보호 구간을 배치하여 인접 심볼 간의 간섭이 생기지 않도록 하며 보호 구간의 크기는 다중 경로 지연시간보다 커야한다. 보호 구간에 신호가 없으면 부 반송파의 직교성이 무너져 채널 간 간섭이 발생하게 되고 이를 방지하기 위하여 주기적 전치 부호 (CP : Cyclic Prefix) 방법을 사용한다. CP 방법은 전송되는 심볼 구간 뒷부분의 신호 일부를 복사하여 심볼 앞에 배치하는 방법이다.

본 절에서는 스펙트럼 효율이 좋으며 다중 경로 채널에서 효과적인 OFDM

기법과 UEP-FTN 전송 기법을 연접한 터보 등화 모델을 제안하려고 한다. 송·수신 구조는 Fig. 4.8과 같다.



(a) Transmitter



(b) Receiver

Fig. 4.8 The block diagram of turbo equalization for UEP-FTN model based on OFDM

전송하고자 하는 원 신호 비트열 는 LDPC 부호기를 통과한 후 UEP 알고리즘을 적용시켜 사용하려고 하는 간섭 비율의 개수에 맞게 그룹을 나누어 각 그룹에 서로 다른 FTN 간섭 비율을 적용한다. FTN 간섭 비율이 적용된 신호는 S/P에 의해 부반송파의 개수 개씩 나누며 아래의 식 (4.5)와 같이 C 로 나타낸다.

$$c_1, \hat{c}_2, \dots, c_{\lfloor M/2 \rfloor} \} \quad (4.5)$$

부 반송파의 개수 M 개씩 나누어진 신호는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 수행하여 X_m 을 생성하게 되고 이를 다시 P/S(Parallel to Serial)를 통과하게 되고 송신 신호는 아래의 식 (4.6)과 같다.

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} X_m(n) e^{j2\pi nm/M} \quad (4.6)$$

송신 신호는 L 개의 다중 경로를 가진 다중 경로 채널과 AWGN 채널을 통과한다. 수신 신호는 식 (4.7)과 같다.

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} s(t-l)h_l(t) + \eta(t) \quad (4.7)$$

L 은 전체 다중 경로의 개수를 나타내며 l 은 전체 다중 경로 중 l 번째 경로를 의미한다. $h_l(t)$ 은 l 번째 경로에 있는 채널 응답 계수를 나타낸다.

수신 신호 $y(t)$ 는 S/P에 의해 부 반송파의 개수인 M 개씩 나누어 FFT(Fast Fourier Transform)를 통과한다. FFT를 통과한 신호 $Y_m(t)$ 는 식 (4.8)과 같다.

$$Y_m(t) = \sum_{n=0}^{N/M-1} y(t) e^{-j2\pi nm/M} \quad (4.8)$$

FFT를 통과한 신호 $Y_m(t)$ 는 FTN의 적용으로 발생한 인접 심볼 간의 간섭을 제거하기 위해 BCJR 등화기를 통과하고 역-인터리버를 수행한다. 역-인터리버를 통과한 신호는 priority decomposition을 통해 우선 순위에 따른 부호어의 재배치 이전의 신호로 배치되어 LDPC 복호기를 통해 복호된 데이터를 얻는다.

터보 등화 모델을 적용하기 위해 LDPC 복호기의 출력 LLR 값은 priority composition을 통해 우선 순위에 따라 재배치한 후 인터리버를 통과하여 BCJR 등화기에 입력되어지며 LDPC 복호기와 BCJR 등화기 간의 반복적인 연산을 통하여 성능이 향상된다.

4.4 비균일 오류 확률 기반 FTN 신호의 성능 분석

4.4.1 UEP-FTN 신호의 성능 분석

UEP 기반 FTN 신호의 터보 등화 모델의 성능을 분석하기 위해 Table 4.1과 같은 파라메타를 적용하여 시뮬레이션을 수행하였다.

Table 4.1 Simulation parameters for UEP-FTN

Channel coding	LDPC (DVB-S2)
Decoding method	HSS algorithm
Coding rate	1/2
Channel	AWGN
Number of sampling bits(SRRC filter)	100
Roll off factor	0.35
Average FTN Interference ratio (')	20%, 30%, 40%
Number of	4
LDPC inner iteration	60
Turbo equalization iteration	5

UEP 설정 과정에서 FTN 간섭 비율의 개수 N_p 4로 설정하였으며 64800인 DVB-S2 표준안에 제시된 LDPC 채널 부호화 기법에서 부호화율 1/2인 H 행렬을 이용하였다. UEP 설정 시 N 개의 부호화된 신호에서 우선

순위 알고리즘을 사용하여 의 개수에 맞게 그룹을 나누어 각 그룹에 서로 다른 간섭 비율을 설정하여 전체 N_p 의 간섭 비율 평균이 20%, 30% 또는 40%가 되게 설정하였다. 제 3장에서 제시한 FTN 알고리즘과 성능을 비교 분석하기 위해 UEP가 적용 되지 않은 FTN 알고리즘의 간섭 비율은 20%, 30% 또는 40%의 간섭 비율로 고정시켰다. 시뮬레이션은 UEP 유·무에 따른 성능과 UEP 설정 과정에서 각각의 N_p 에 할당되는 간섭 비율에 따른 성능을 분석하였다. UEP 설정 과정에서 각 그룹에 할당하는 간섭 비율에 따른 성능을 분석하기 위해 Table 4.2와 같은 간섭 비율로 시뮬레이션을 수행하였다.

Table 4.2 UEP parameters setting I ($\tau' = 20\%$)

	Interference rate for each priority group (%)			
	τ'_1	τ'_2	τ'_3	τ'_4
Type 1	22	21	19	18
Type 2	18	19	21	22
Type 3	30	25	15	10
Type 4	10	15	25	30

Table 4.2는 전체 간섭 비율의 평균값을 20%로 설정하였을 경우이며 Type 1과 Type 2는 각 그룹 간 간섭비율의 폭을 작게 설정한 경우로 τ'_1 과 τ'_4 의 차이 또한 작게 설정하였다. Type 3과 Type 4는 각 그룹 간 간섭비율의 폭을 크게 설정한 경우로 τ'_1 과 τ'_4 의 차이를 크게 설정하였다. 그리고 UEP 알고리즘의 적용에서 LDPC 복호기에서 우선적으로 사용되는 신호가 성능에 미치는 영향을 분석하기 위해 우선 순위가 높은 그룹에 FTN 간섭량을 많이 할당하거나 낮게 할당 한 경우의 성능을 분석하였다. 이를 위해 Type 1과 Type 3의 경우 우선 순위가 높은 그룹에 높은 FTN 간섭량을 할당한 경우이며 Type 2와 Type 4의 경우 우선 순위가 높은 그룹에 낮은 FTN 간섭량을 할당한 경우이다.

Table 4.2와 같은 FTN 간섭량을 적용한 성능을 Fig. 4.9에 나타내었다.

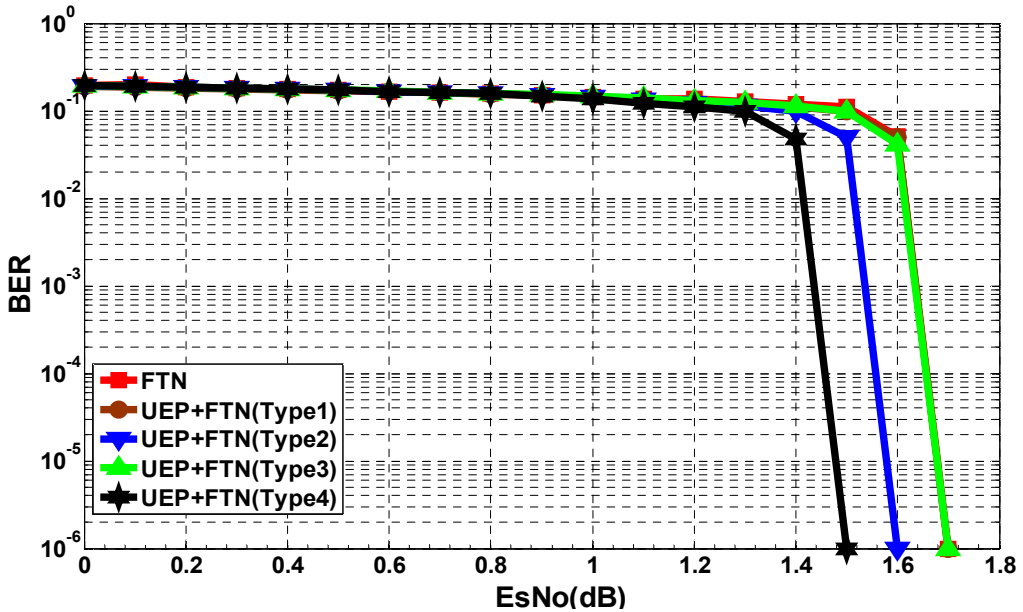


Fig. 4.9 The performance comparison FTN between UEP-FTN for Table 4.2 ($\rho = 20\%$)

Fig. 4.9는 FTN 간섭 비율의 평균값이 20%이고 Table 4.2와 같은 간섭 비율을 적용하였을 때의 UEP 유·무에 따른 성능을 나타낸다. 시뮬레이션 결과 Fig. 4.9에서 간섭비율의 폭을 크게 설정하고 우선 순위가 높은 그룹에 낮은 간섭 비율을 적용한 Type 4의 성능이 가장 우수함을 확인하였으며 $BER = 10^{-5}$ 에서 UEP가 적용되지 않은 기존의 FTN 알고리즘 보다 약 0.2 [dB] 성능이 향상되었다. 우선 순위가 높은 그룹에 낮은 간섭 비율을 적용한 Type 2와 Type 4가 우선 순위가 높은 그룹에 높은 간섭 비율을 적용한 Type 1과 Type 3 보다 성능이 향상됨을 확인하였다. 이를 통해 Type 4와 같이 우선 순위가 높은 그룹에 낮은 간섭 비율을 적용하여야 하며, 각 그룹 간의 간섭비율의 차를 크게 주어야 함을 확인하였다.

FTN 평균 간섭 비율이 30%와 40%인 경우 UEP-FTN의 성능을 분석하기 위해 각 그룹에 할당하는 간섭비율을 Table 4.2에 Type 2와 Type 4와 같이 적용하

였으며 이를 Table 4.3과 Table 4.4에 나타내었다.

Table 4.3 UEP parameters setting II ($\tau' = 30\%$)

	Interference rate for each priority group (%)			
	τ'	τ'_2	τ'_3	τ'_4
Type2	27	29	31	33
Type4	15	20	40	45

Table 4.4 UEP parameters setting III ($\tau' = 40\%$)

	Interference rate for each priority group (%)			
	τ'_1	τ'_2	τ'_3	τ'_4
Type2	38	39	41	42
Type4	30	35	45	50

Table 4.3과 Table 4.4와 같은 FTN 간섭량을 적용한 UEP-FTN 알고리즘의 성능을 Fig. 4.10과 Fig. 4.11에 나타내었다.

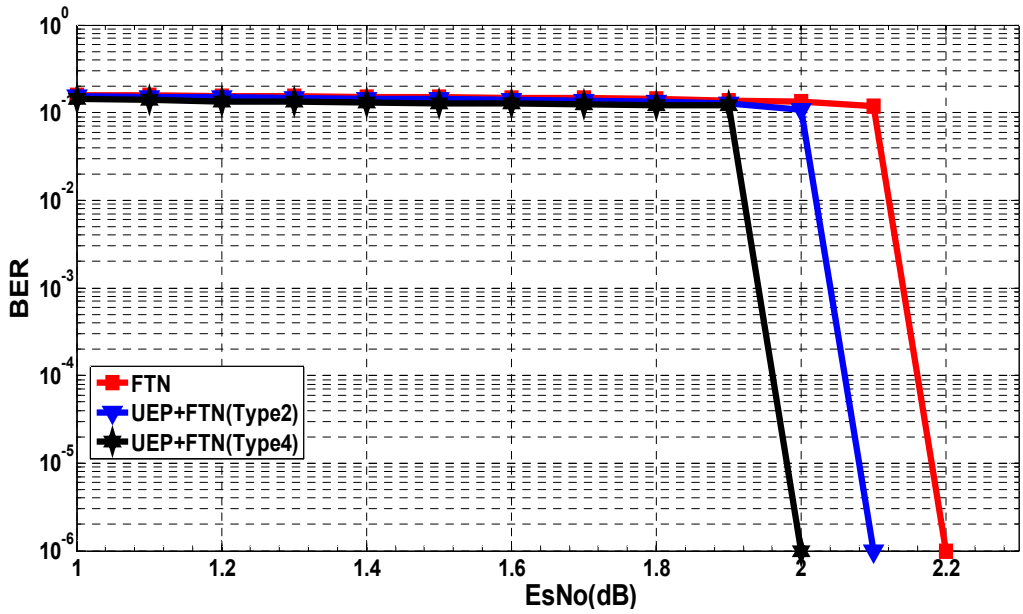


Fig. 4.10 The performance comparison FTN between UEP-FTN for Table 4.3 ($\tau' = 30\%$)

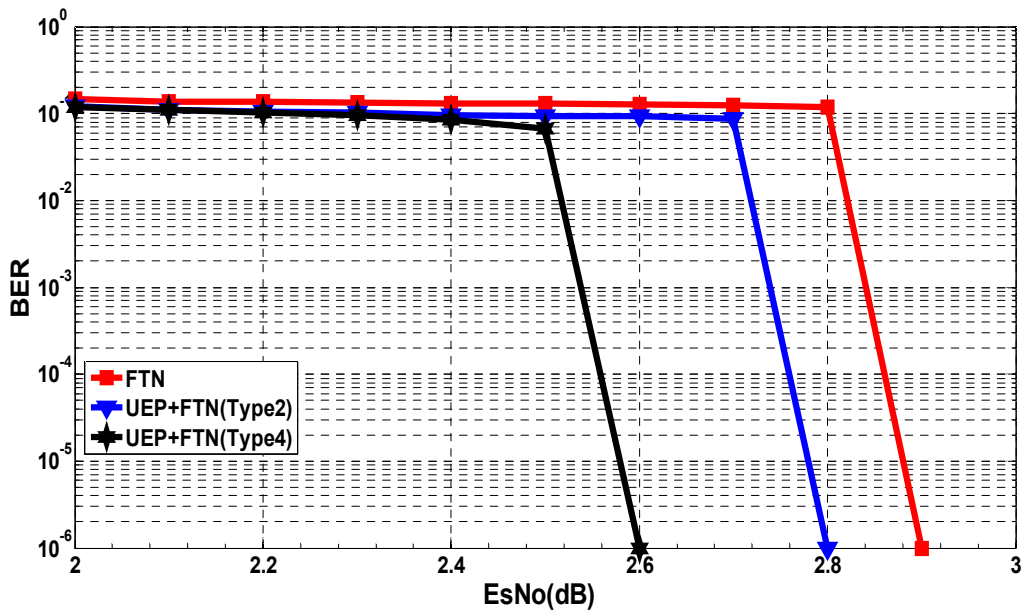


Fig. 4.11 The performance comparison FTN between UEP-FTN for Table 4.4 ($\tau' = 40\%$)

Fig. 4.10과 Fig. 4.11에서 빨간색의 BER 곡선은 UEP가 적용되지 않은 FTN 전송 기법에서 간섭 비율 30% 또는 40%로 설정한 성능을 나타낸다. 시뮬레이션 결과 UEP가 적용된 UEP-FTN 알고리즘에서 각 그룹간의 FTN 간섭 비율의 폭을 작게 설정한 Type2의 경우 $BER = 10^{-5}$ 에서 약 0.1 [dB] 성능이 향상됨을 확인하였다. 또한, 각 그룹간의 FTN 간섭 비율의 폭을 크게 설정하는 Type 4의 경우 FTN 평균 간섭 비율이 30% 인 경우 $BER = 10^{-5}$ 에서 약 0.2 [dB] 성능이 향상되었고 FTN 평균 간섭 비율이 40%인 경우 $BER = 10^{-5}$ 에서 약 0.3 [dB] 성능이 향상되었다. 시뮬레이션을 통해 각각의 ER 에 설정되는 간섭 비율에 따라 성능이 달라졌으며 Type4와 같이 우선 순위 알고리즘을 통해 각 그룹의 간섭 비율의 폭을 크게 설정하고 우선 순위가 높은 신호에 낮은 간섭량을 적용할 경우 가장 우수한 성능을 보임을 확인하였다.

이러한 결과는 다음과 같이 분석할 수 있다. 첫째, 간섭 비율의 폭을 크게 설정하는 것은 FTN 적용으로 발생하는 간섭량을 제거하는 BCJR 알고리즘에서 간섭량이 클수록 각 격자도에 할당되는 branch metric의 차이가 커지게 되어 BCJR 복호기가 효율적으로 동작하기 때문이다. 둘째, 우선 순위가 높은 신호에 낮은 간섭량을 적용하는 경우에서 우선 순위가 높은 신호는 LDPC 복호기에서 더 많은 BNU와 CNU의 계산에 사용되는 중요한 신호이므로 전송되는 신호의 신뢰도를 향상시키기 위해 낮은 간섭량을 적용하여 LDPC 복호기에서 BNU와 CNU의 계산에 의해 신뢰도가 높은 신호를 업데이트 해 줄 수 있게 된다. 이를 통해 결과적으로 성능 향상을 이룰 수 있게 된다.

시뮬레이션 결과를 통해 UEP 알고리즘의 적용으로 FTN으로 인한 성능 감소가 최소화 될 수 있음을 확인하였으며 제안하는 UEP-FTN 모델이 효율적으로 동작함을 확인하였다.

4.4.2 UEP 기법이 적용된 MIMO-FTN 신호의 성능 분석

MIMO-FTN 알고리즘은 FTN의 간섭 비율이 20% 이상일 경우 성능이 급격하게 저하됨을 확인하였다. 또한, FTN의 간섭 비율이 증가함에 따라 성능이 저하되었다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 제 4.2절에서 UEP 기법이 적용된 MIMO-FTN 터보 등화 모델을 제안하였으며 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하

였다.

시뮬레이션에 사용한 파라메타는 Table 4.1과 동일하며 채널 분리 알고리즘으로 W-ZF 알고리즘이 적용되었으며, 송·수신 안테나의 개수는 2개로 설정하였다. FTN 간섭량 20%와 30%일 때 시뮬레이션을 수행하였으며 UEP 설정 과정에서 각 그룹에 할당하는 간섭 비율은 FTN 평균 간섭 비율이 20%일 때 Table 4.2의 Type2와 Type4를 사용하였고, FTN 평균 간섭 비율이 30%일 때 Table 4.3의 Type2와 Type4를 사용하였다. 채널 환경은 Rayleigh fading 채널을 고려하였다.

Fig 4.12와 Fig 4.13에 UEP 기법이 적용된 MIMO-FTN 신호의 시뮬레이션 결과를 나타내었다.

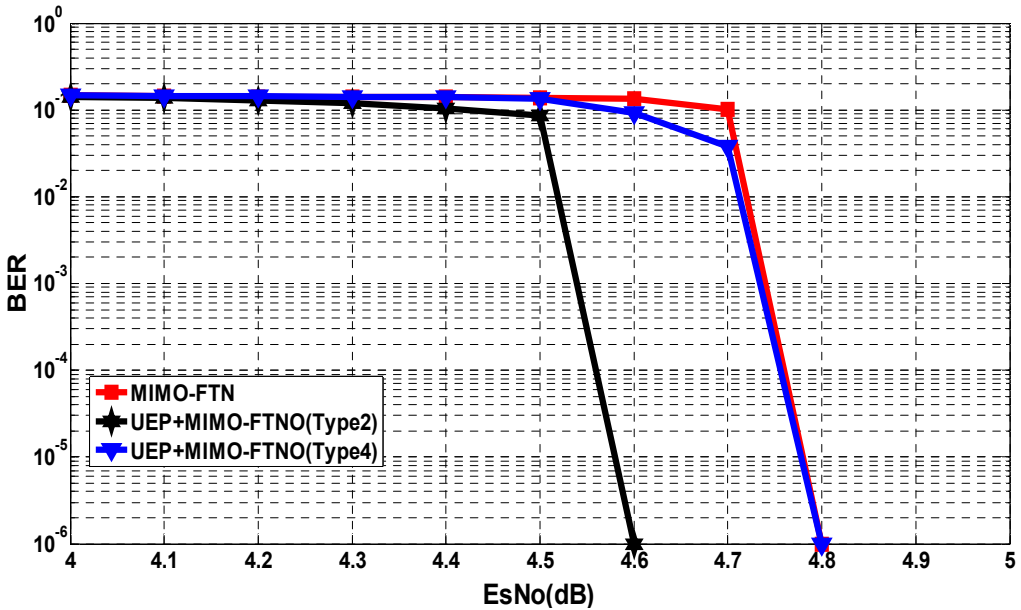


Fig. 4.12 The performance comparison MIMO-FTN between MIMO-FTN based on UEP for Table 4.2 ($\gamma = 20\%$)

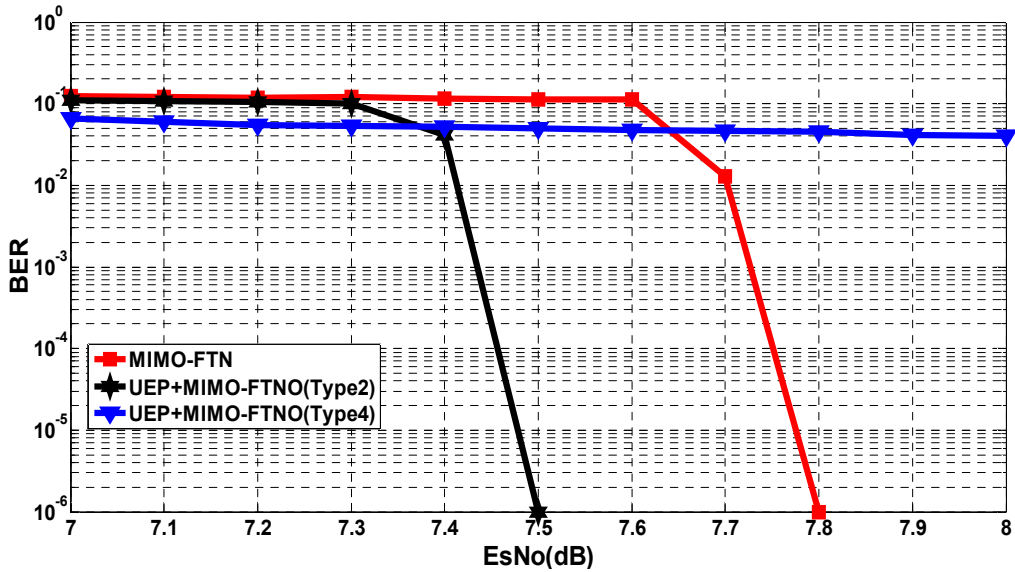


Fig. 4.13 The performance comparison MIMO-FTN between MIMO-FTN based on UEP for Table 4.3 ($\tau' = 30\%$)

Fig 4.12를 통해 FTN 간섭 비율이 20%인 경우 Table 4.2의 Type2를 이용하여 UEP를 적용한 MIMO-FTN 모델이 UEP를 적용하지 않은 경우 보다 BER 10^{-5} 에서 약 0.2 [dB] 성능이 우수함을 확인하였다. Type 4의 경우 UEP를 적용하였더라도 MIMO-FTN 과 성능이 동일하였다. Fig 4.13를 통해 FTN 간섭 비율이 30%인 경우도 Type2를 이용하여 UEP를 적용한 MIMO-FTN 모델이 UEP를 적용하지 않은 경우 보다 BER 10^{-5} 에서 약 0.3 [dB] 성능이 우수함을 확인하였다. Type 4의 경우 error floor 현상이 나타남을 확인하였다. 제 4.3.1절에서 UEP-FTN의 성능을 분석할 경우 Type4의 경우 즉, 각 그룹 간 간섭비율의 폭을 크게 설정한 경우가 성능이 우수하였지만 MIMO-FTN의 경우 Type2인 각 그룹 간 간섭비율의 폭을 작게 설정한 경우가 성능이 우수하였다. MIMO-FTN의 경우 Table 3.4와 같이 Rayleigh fading 환경에서 FTN의 간섭량을 20% 넘게 설정할 경우 급격한 성능 저하가 나타남을 확인하였다. 즉, Fig. 4.13에서 Type 4의 경우 $\tau'_1 = 15\%$, $\tau'_2 = 20\%$, $\tau'_3 = 40\%$, $\tau'_4 = 45\%$ 로 설정함으로 이는 AWGN 환경에서는 BCJR 복호기가 효율적으로 동작할 수 있지만, Rayleigh fading 환경에서는 3번째 그룹과 4번째 그룹에 너무 많은 간섭량을 할당함으로써 성능 저하가

발생하게 되었다. 이러한 시뮬레이션 결과를 통해 MIMO-FTN에서 UEP를 적용할 경우 Type 2와 같이 각 그룹간의 간섭 비율의 폭을 작게 설정하는 것이 효율적임을 확인하였다. 또한, MIMO-FTN에서 FTN의 적용으로 인한 성능 저하를 UEP를 적용함으로써 성능을 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

4.4.3 OFDM 기법이 적용된 UEP-FTN 신호의 성능 분석

제 4.3절에서 제안한 OFDM 기법이 적용된 UEP-FTN 시스템의 성능을 시뮬레이션을 통하여 분석하였으며, 시뮬레이션 파라메타는 Table 4.1과 동일하며 부 반송파의 수 4, 8, 16, 32로 설정하였다. 송신 신호는 다중 경로가 존재하는 채널을 통과하게 되며 다중 경로의 개수 $L=3$ 이며, 각각의 다중 경로의 세기 $h(0)=0.8, h(1)=0.2, h(2)=0.1$ 로 설정하였다. 또한, FTN 간섭 비율 $\tau'=30\%$ 로 설정하여 성능을 분석하였다. UEP 설정 과정에서 각 그룹에 할당하는 간섭 비율은 Table 4.3의 Type 2를 적용하였다.

Fig. 4.14에 다중 경로 채널 환경에서 기존의 FTN 전송 기법과 OFDM 시스템에 FTN을 접목시킨 OFDM-FTN의 성능을 나타내었다.

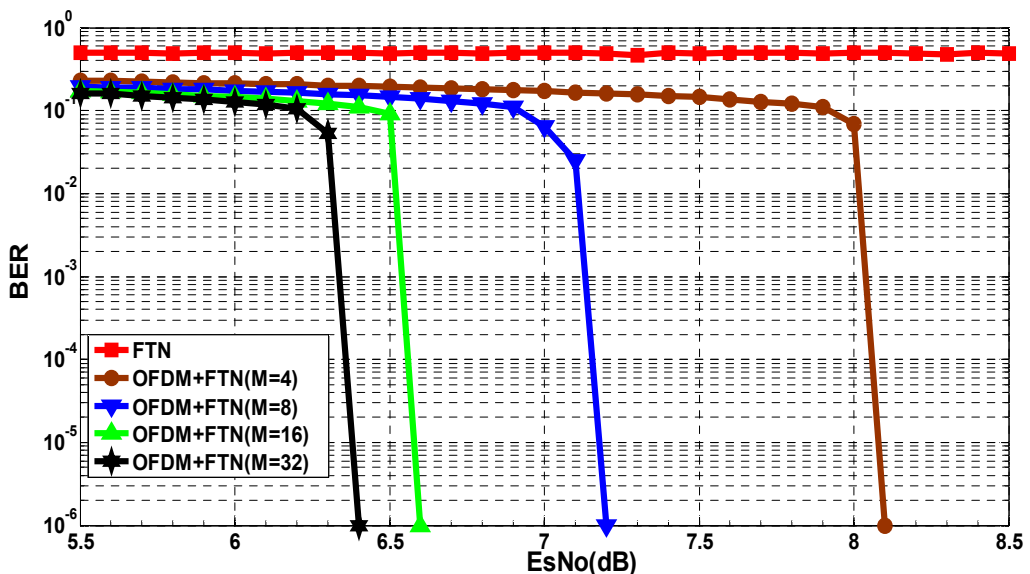


Fig. 4.14 The performance of FTN and OFDM-FTN in multipath channel ($\tau' = 30\%$)

시뮬레이션 결과 Fig 4.14에서 기존의 FTN 전송 기법은 다중 경로가 존재하는 채널에서 동작하지 않음을 확인하였으며, OFDM 시스템에서 FTN을 접목 시킨 OFDM-FTN 전송 기법 적용 시 성능을 도출함을 확인하였다. 또한, OFDM 시스템에서 부 반송파의 개수 M 의 증가에 따라 성능이 향상됨을 확인하였다. 이는 부 반송파의 개수 M 만큼 각 채널에서의 전송 주기가 증가하게 된다. M 에 비례하여 각 채널에서의 전송 주기가 증가하였으며, 이를 통해 주파수 선택적 채널이 ISI가 없는 주파수 비선택적 채널로 근사화 되어져 성능이 향상되었다.

FTN의 적용으로 인한 성능 저하를 극복하기 위해 본 논문에서 제안하는 UEP 알고리즘을 적용하여 시뮬레이션을 수행하였으며 Fig. 4.15에 UEP 적용 유·무에 따른 OFDM-FTN 전송 기법의 성능을 다중 경로가 존재하는 채널에서 부 반송파의 개수 M 에 따라 나타내었다.

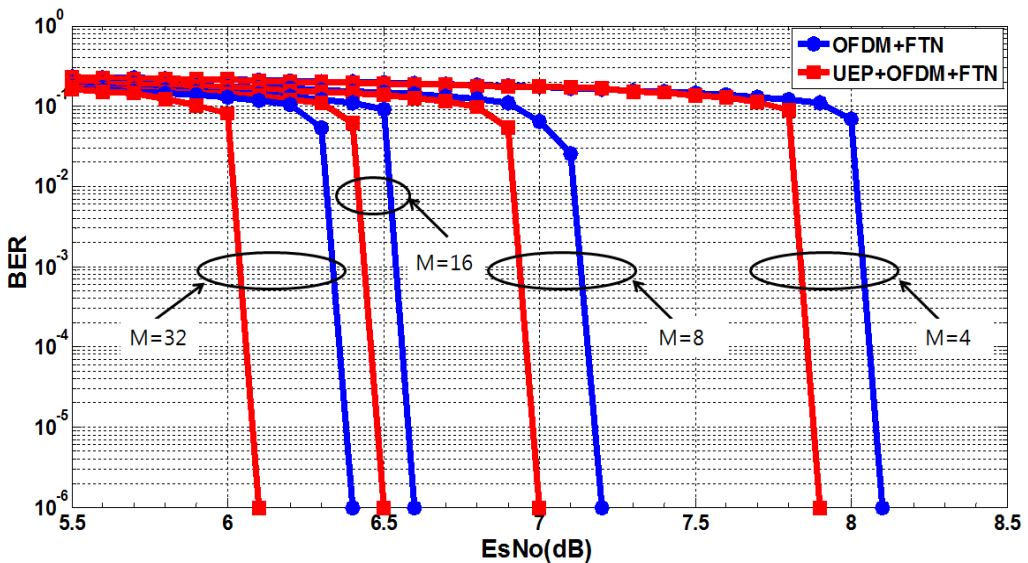


Fig. 4.15 The performance of OFDM-FTN method based on UEP algorithm ($\epsilon = 30\%$)

Fig. 4.15에서 $BER = 10^{-5}$ 에서 UEP가 적용된 경우 적용되지 않은 경우보다 성능이 약 0.1 ~ 0.3 [dB] 향상되었다. 부 반송파의 개수 M 의 증가에 따라 성능이 향상되었으며, $M=4$ 와 $M=8$ 인 경우, $BER = 10^{-5}$ 에서 UEP를 적용할

경우 약 0.2 [dB]의 성능 향상을 확인하였으며, 16 인 경우 약 0.1 [dB]의 성능 향상을 확인하였고 $M=32$ 인 경우 약 0.3 [dB]의 성능 향상을 확인하였다. 시뮬레이션을 통해 다중 경로 환경에서 OFDM-FTN 전송 기법이 효율적으로 동작하며 논문에서 제안한 UEP 알고리즘의 적용으로 인해 성능이 향상됨을 확인하였다.

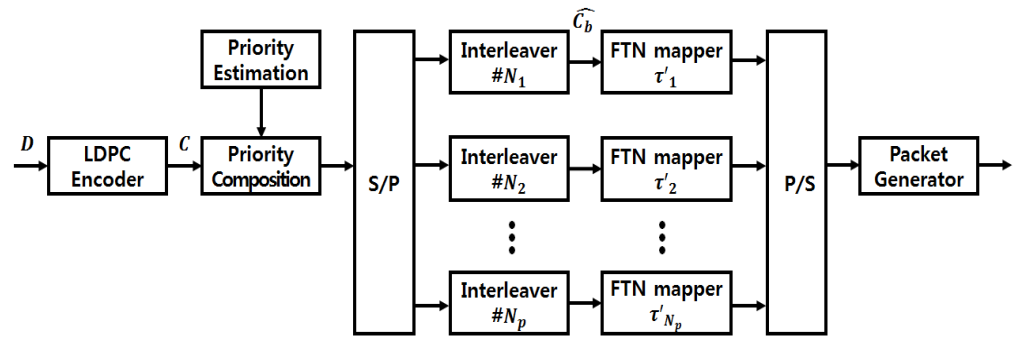
제 5 장 수중 무선 통신에서의 응용

비선형 복합 채널을 가지는 수중 음향 통신은 시간에 따라 채널의 특성이 매우 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 채널이므로, 이를 신뢰성이 있고 올바르게 복조하기 위해서는 여러 특성을 고려한 채널 부호화 방식과 등화기의 기술이 매우 중요하다. 비록 성능이 우수한 오류 정정부호를 적용하였음에도 불구하고 수중통신의 성능이 열악한 이유는 데이터 패킷 길이에 의존하기 때문이다. 한 패킷 내에 수중 채널 변화가 존재하는 경우에는 등화기에서 추정된 채널 정보의 변화로 인해 성능 저하를 초래한다. 이러한 이유로 수중통신에서는 데이터 패킷 길이의 적합성 때문에 전송률이 낮은 통신이 될 수밖에 없다. 또한, 다중 채널 환경에서 고려되는 채널 부호화 기술로는 2장에서 설명한 반복 복호를 이용하여 성능을 향상 시키는 길쌈 부호 기반 BCJR, 터보 부호, LDPC 부호가 있다. 이러한 채널 부호화 기법 중 LDPC 부호가 샤논의 채널 용량에 가장 근접한 성능을 보이는 강력한 오류 정정 부호이지만, 큰 블록 사이즈를 갖는 LDPC 부호는 데이터 패킷 길이의 적합성 문제로 인해 수중 음향 통신에서 적용이 쉽지 않다. 따라서 수중 음향 통신에서는 데이터의 길이를 가변적으로 변경 시킬 수 있고 비교적 작은 데이터 패킷 길이를 갖는 길쌈 부호 기반 BCJR과 터보 부호를 주로 사용한다. 또한, 802.11n 기반 LDPC 부호는 작은 블록 사이즈를 가지고 있어 수중 음향 통신에 적용이 가능하다. 본 장에서는 수중 무선 통신에서 전송 효율을 높이며, 성능을 향상 시키는 터보 등화 모델 기반 UEP-FTN 모델과 복호된 데이터를 기반으로 다음 패킷의 주파수 및 위상 보정을 하는 두 가지 방법을 제시하며, 이를 수중 환경에서 실제 실험을 통해 효율성을 검증한다.

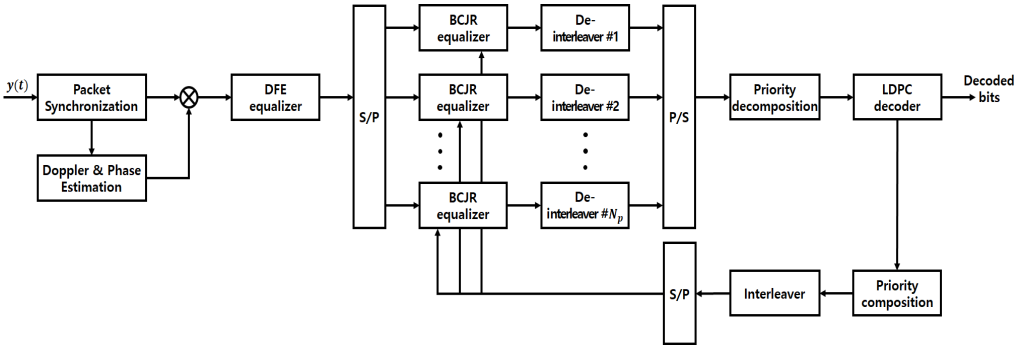
5.1 UEP-FTN 방식의 수중 통신 적용

시변 채널 특성을 가지는 수중 통신에서 전송률을 향상시키기 위해 FTN 알고리즘을 적용할 수 있다. 하지만 전송 신호에 FTN의 적용으로 인해 발생하는

ISI와 다중 경로에 의한 신호의 왜곡이 더해져 수신되어지는 수중 음향 통신에서는 FTN의 적용 시 만족할 만한 성능을 도출할 수 없다. 따라서 UEP-FTN 방식을 수중 통신에 적용하여 FTN의 적용으로 인해 발생하는 성능 저하를 극복할 수 있다. 한 패킷 내에 수중 채널 변화가 존재하는 수중 음향 통신에서는 긴 부호어의 길이를 가지는 DVB-S2 기반 LDPC 부호의 적용은 어렵다. 따라서 수중 음향 통신에서 전송 효율을 높이며, 성능을 향상 시키는 터보 등화 모델 기반 UEP-FTN 모델을 적용하기 위해서는 802.11n 기반의 LDPC 부호를 적용해야 한다. 수중 음향 통신에서의 UEP-FTN 적용 된 터보 등화 모델의 송·수신 구조는 Fig. 5.1과 같다.



(a) Transmitter



(b) Receiver

Fig. 5.1 The block diagram of turbo equalization for UEP-FTN model at underwater communication

다중 경로로 인해 왜곡된 데이터를 보상하기 위해 결정 궤환 등화기(DFE : Decision Feedback Equalizer)가 적용되었다. FTN으로 인한 인접 심볼간의 간섭을 제거하기 위해 BCJR 등화기가 적용되었으며 BCJR 등화기와 LDPC 복호기를 인터리버와 역-인터리버를 통해 연결하여 서로의 정보를 반복해서 갱신하여 성능을 향상 시키는 터보 등화 모델을 적용하였다.

5.2 복호된 데이터를 이용한 연속적인 주파수 보정 방식

비선형 복합 채널을 가지는 수중 음향 통신은 시간에 따라 채널의 특성이 빠르게 변하는 시변 특성을 가지는 채널이다. 비록 성능이 우수한 오류 정정부호를 적용하였음에도 불구하고 수중통신의 성능이 열악한 이유는 데이터 패킷 길이에 의존하기 때문이다. 한 패킷 내에 수중 채널 변화가 존재하는 경우에는 등화기에서 추정된 채널 정보의 변화로 인해 성능 저하를 초래한다. 이러한 이유로 수중 통신에서는 데이터 패킷 길이의 적합성 때문에 전송률이 낮은 통신이 될 수 밖에 없다. 이러한 문제점을 극복하기 위해서 시변 수중 채널에서 긴 패킷 사이즈의 데이터를 분리하여 복호된 데이터를 다음 데이터의 채널 추정에 활용할 수 있다.

수중 음향 통신에서의 터보 등화 모델의 복호 방식에서 주파수와 위상을 보상하는 방법은 Fig. 5.2와 같다.

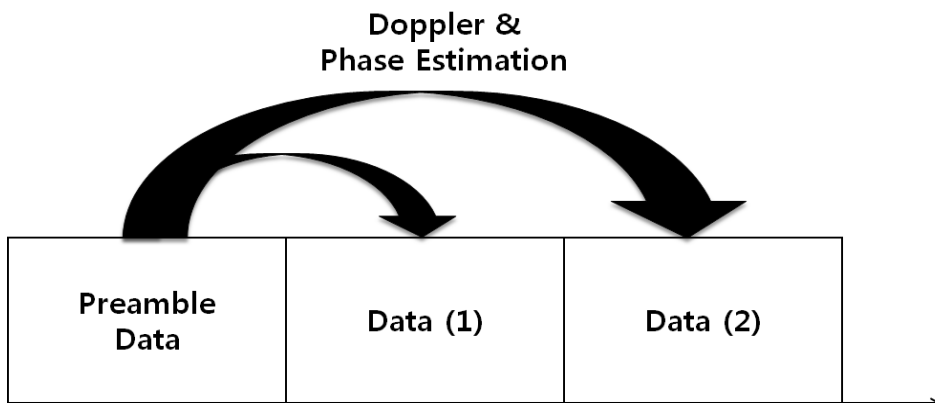


Fig. 5.2 Conventional frequency and phase offset procedure

이미 알고 있는 preamble 데이터는 수신되는 신호의 정확한 동기 획득과 결정 궤환 등화기에서 다중 경로를 추정하기 위해 사용된다. 기존의 수중 음향통신에서는 Preamble 데이터를 통해 채널을 보상해주고 이를 첫 번째 데이터 패킷과 두 번째 데이터 패킷에 각각 적용시켜 복호하는 방식을 사용한다. 이러한 경우 두 번째 데이터 패킷을 복호 할 때 시변적인 채널 환경에 의해 앞서 보상한 채널의 정보가 변화하게 되어 복호 시 성능이 저하된다. 이러한 문제점을 극복하기 위해 본 절에서 제안하는 방식은 Fig. 5.3과 같다.

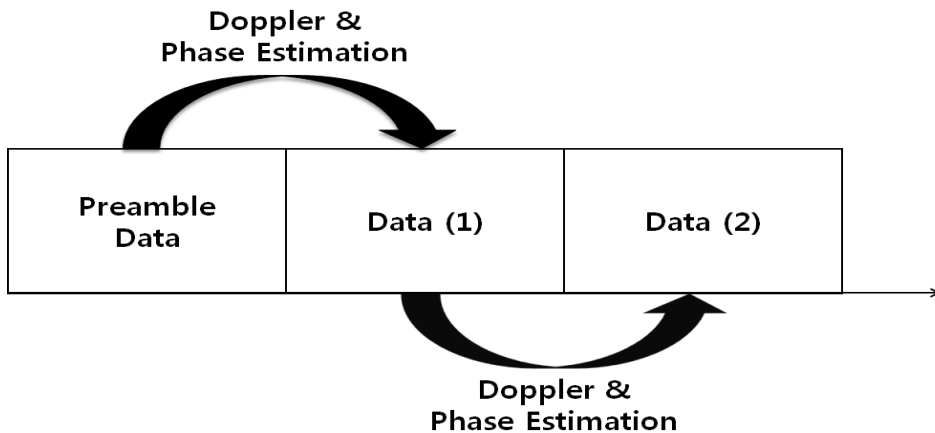


Fig. 5.3 Proposed frequency and phase offset procedure

이미 알고 있는 preamble 데이터를 통해 왜곡된 주파수와 위상을 첫 번째 데이터 패킷에 보상을 해주고, 첫 번째 데이터 패킷을 preamble 데이터로 활용하여 두 번째 데이터 패킷에 왜곡된 주파수와 위상을 보상 해준다. 보상된 신호를 이용하여 터보 등화모델에 사용하는 방식이다. 이를 통해 두 번째 데이터 패킷을 복호할 때에 시변 채널 특성에 따라 변화된 채널 정보를 첫 번째 데이터 패킷을 이용하여 보상해주어 두 번째 데이터 패킷을 복호 가능하게 한다. 즉, 전송률을 향상시키기 위하여 큰 사이즈의 데이터 패킷을 연속적인 작은 사이즈의 패킷으로 분할한다. 분할 된 연속적인 작은 패킷을 이용하여 이전 패킷을 통해 채널 정보를 추정하고 이를 다음 패킷에 보상해주는 구조이다[57]. 이러한 시변 채널 환경에서 전송률 향상을 위한 터보 등화 모델의 송·수신 구조를 Fig. 5.4에 나타내었다.

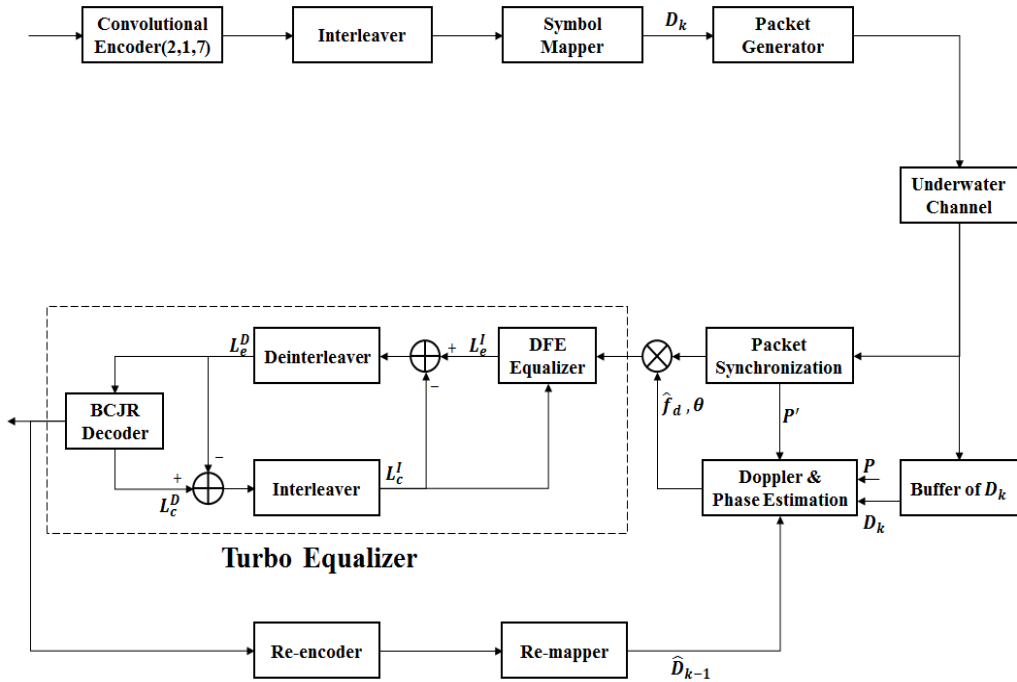


Fig. 5.4 Proposed receiver structure for improving the throughput

Fig. 5.4에서 버퍼는 데이터 패킷을 보상하기 위해 수신된 모든 데이터 패킷을 저장한다. Preamble 데이터를 통해 왜곡된 주파수와 위상을 첫 번째 데이터 패킷에 보상해 주고, 이를 도플러와 위상 추정 및 복호 과정을 완료한 후, 첫 번째 데이터 패킷 D_1 을 re-encoding 과 re-mapping을 해준다. Re-encoder와 re-mapper를 통과한 신호를 preamble 데이터처럼 사용하여 왜곡된 주파수와 위상을 두 번째 데이터 패킷 D_2 에 보상해 준다. 이러한 보상 알고리즘을 통해 시변 채널의 특성에도 전송률을 향상시킬 수 있다.

5.3 실험 환경

시변 수중 채널 환경에서 전송률 향상을 위한 터보 등화 모델의 성능을 분석하기 위해 실제 수중 실험을 진행하였다. 수중 실험은 경상북도 문경시 경천호에서 2014년 5월 및 2019년 4월에 수행되었다. 수중 실험 장소를 Fig. 5.5에

나타내었다.



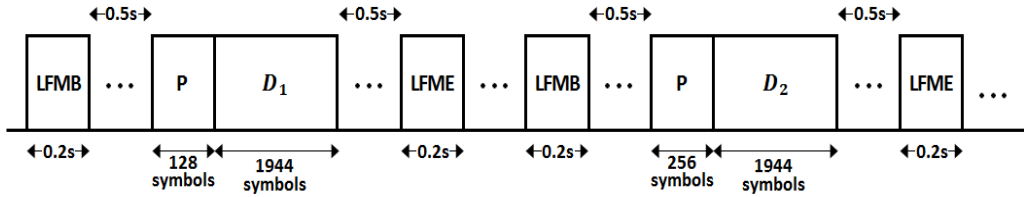
Fig. 5.5 Location of experimental

실험에서 사용된 파라메타는 Table 5.1에 나타내었다. 2014년 5월의 실험은 Fig. 5.4와 같이 복호된 데이터를 이용한 연속적인 주파수 보정 방식에 대한 성능 분석을 위한 실험을 수행하였고, 2019년 4월의 실험은 UEP-FTN 알고리즘의 수중 통신에 적용에 대한 실험을 수행하였다.

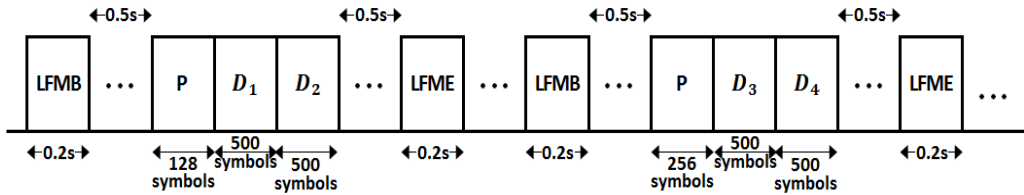
Table 5.1 Parameters for underwater acoustic communication experiment

	Verification of proposed doppler and phase offset estimation	Verification of UEP-FTN method
Date	2014. May	2019. April
Source	500 bit text	972 bit text
Channel coding	(2,1,7) Convolutional code	LDPC (802.11n)
Modulation	QPSK	BPSK
Packet Size()	500 [symbols]	1944 [symbols]
Coding rate	1/2	
Bit rate	1 [kbps]	
Center frequency	16 [kHz]	
Sampling frequency	192 [kHz]	
Distance	400 [m]	280 [m]
Water depth	43 [m]	43 [m]
Depth	Tx : 2 [m] Rx : 20 [m]	Tx : 10 [m] Rx : 37 [m]

터보 등화 모델 기반 UEP-FTN 모델의 성능을 분석하기 위해 802.11n 기반 LDPC 부호를 사용하였으며, 변조 방식은 BPSK 방식을 적용하였다. 또한, 복호된 데이터를 기반으로 다음 패킷의 주파수 및 위상 보정을 하는 알고리즘의 효율성을 검증하기 위해 패킷 길이를 가변적으로 변화시킬 수 있는 (2,1,7) 길쌈 부호를 적용하였으며 복호방법은 BCJR 알고리즘을 적용하였다. 두 개의 실험 모두 송신기는 Neptune D/17/BB를 사용하였고, 수신기는 B&K 8106을 사용하였다. 송신기와 수신기 사이의 거리는 최대 400 [m]로 하였고, 반송파 주파수와 샘플링 주파수는 각각 16 [kHz] 및 192 [kHz]로 하였으며, 전송률은 1 [kbps]로 하였다. 실험에 사용된 패킷 구조는 Fig. 5.6과 같은 형태를 취하였다.



(a) Packet structure for LDPC code (802.11n)



(b) Packet structure for convolutional code

Fig. 5.6 Packet structure

Fig. 5.6 (a)는 UEP-FTN의 성능을 분석하기 위한 패킷 구조를 나타내고 Fig. 5.6 (b)는 제 5.2 절에서 제시한 Fig. 5.4의 알고리즘을 적용시키기 위한 패킷 구조를 나타내고 있다. 패킷 구조는 신호의 전송 시작을 알기 위한 0.2초의 LFMB(Linear Frequency Modulation Begin) 신호를 보내고, 0.5초 동안 사일런스 구간을 둔 뒤, 수신신호의 정확한 타이밍을 잡고 주파수 보상을 위한 PN(Pseudo Noise) 코드, 전송하려는 신호, 마지막으로 신호의 끝을 나타내는 0.2초의 LFME(Linear Frequency Modulation End) 신호가 한 패킷을 이루도록 구성하였다. Fig. 5.7과 같은 환경에서 실제 수증 실험을 수행하였고, 바람에 의한 파도가 있었다.

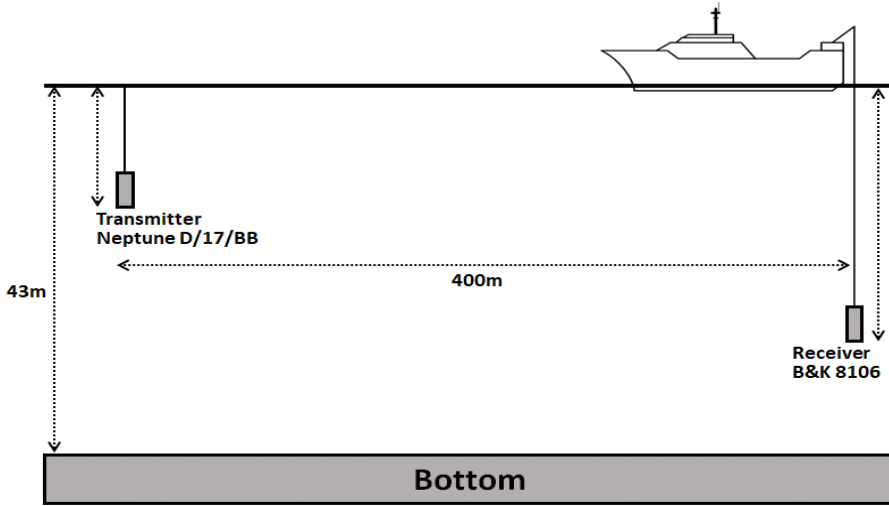


Fig. 5.7 Illustration of the lake trial

Fig 5.8은 실험 해역에서 측정된 채널 전달 특성을 나타낸 것이다. 이 측정을 위해 약 2 [kHz] 대역폭을 갖는 0.2초 길이의 LFM(Linear Frequency Modulation) 신호를 주기적으로 약 1000회 가량 송신하였다.

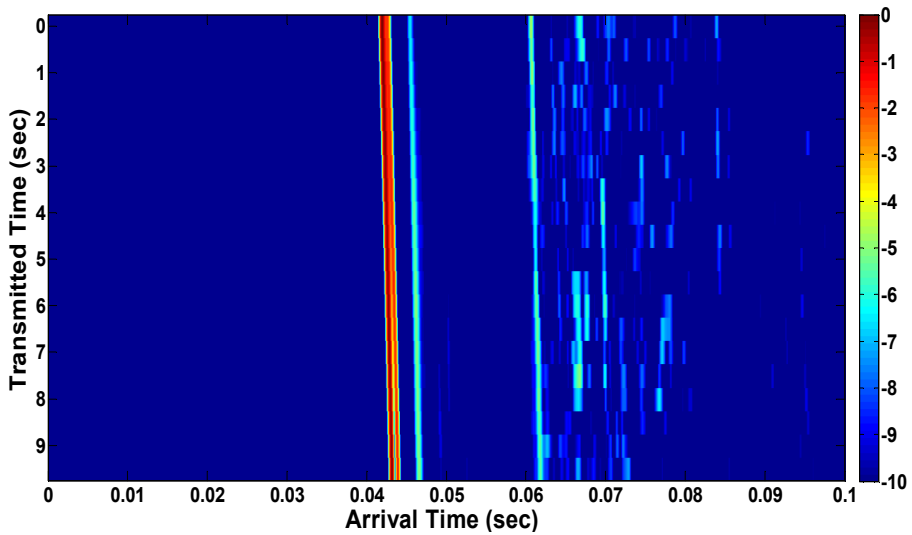


Fig. 5.8 Channel impulse response

Fig. 5.8을 바탕으로 다중 경로에 따른 영향을 받는 것을 확인 할 수 있으며, 이는 수면에 반사되어지는 반사파와 바닥에서 반사되어 들어오는 신호들이 있다는 것을 의미한다. 또한, 바람에 의한 도플러 영향이 큰 것을 알 수 있다. 도플러의 영향을 확인하기 위해 m-sequence를 이용하여 scattering function을 Fig. 5.9에 나타내었다.

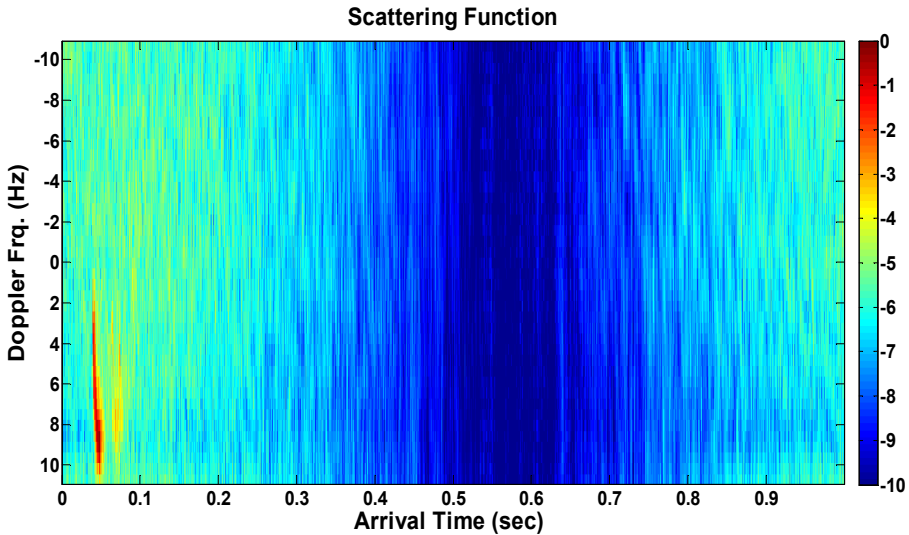


Fig. 5.9 Scattering function

Fig. 5.9를 통해 바람에 의한 도플러가 작용함을 확인할 수 있으며, 수신기가 송신기로부터 멀어지고 있음을 알 수 있다. 이러한 도플러 영향은 도플러 추정 알고리즘을 적용하여 보상해 주었다.

5.4 실험 결과

5.4.1 UEP-FTN 신호의 실험 결과

수중 음향 통신에서 UEP 기반 FTN 신호의 효율성을 분석하기 위해 Fig. 5.6 (a)와 같은 패키지 구조를 이용하여 실험을 진행하였다. UEP 설정 과정에서 FTN 간섭 비율의 개수 4로 설정하였으며, 802.11n 기반 LDPC 부호를 사용하였으며, FTN 간섭 비율의 평균은 25%로 설정하였다. UEP 설정 과정에서 각 그룹에

할당하는 간섭 비율은 $\tau' = 6.25\%$, $\tau'_2 = 9.375\%$, $\tau'_3 = 37.5\%$, $\tau'_4 = 46.875\%$ 로 설정하였다. 신호의 전송은 각 데이터 패킷 사이에 딜레이를 두고 5번 반복하여 전송하였다. UEP가 적용되지 않은 FTN 신호의 오류 개수를 시간상의 구분으로 Table 5.2에 나타내으며 UEP가 적용된 FTN 신호의 오류 개수를 시간상의 구분으로 Table 5.3에 나타내었다.

Table 5.2 Number of errors according to FTN ($\tau' = 25\%$)

Interval #		1	2	3	4	5
Uncoded error	(1944 bits)	304	267	295	106	109
Iteration of decoded error	1st D_1 (972 bits)	210	208	232	0	0
	2nd D_1 (972 bits)	192	181	213	-	-
	3rd D_1 (972 bits)	186	160	193	-	-
Decoded error (972 bits)		186	160	193	0	0

Table 5.3 Number of errors according to UEP-FTN ($\tau' = 25\%$)

Interval #		1	2	3	4	5
Uncoded error	D_1 (1944 bits)	329	203	215	114	125
Iteration of decoded error	1st D_1 (972 bits)	245	113	121	0	0
	2nd D_1 (972 bits)	251	0	0	0	0
	3rd D_1 (972 bits)	239	0	0	0	0
Decoded error (972 bits)		239	0	0	0	0

Table 5.2를 통해 UEP가 적용되지 않은 FTN의 경우 총 5번의 실험 중 2번 모든 데이터를 복호하였다. Table 5.3을 통해 UEP가 적용된 경우 총 5번의 실험 중 4번 모든 데이터를 복호하였으며, Interval #2와 Interval #3의 데이터 패킷의 경우 터보 등화 모델의 적용으로 반복 횟수를 2회 수행하였을 때 모든 데이터를 복호함을 확인하였다. 이러한 결과를 바탕으로 수중 음향 통신에 UEP-FTN 기법이 적용 가능함을 확인하였다.

5.4.2 복호된 데이터를 이용한 주파수 보정 방식 실험 결과

Fig. 5.6 (b)와 같은 패킷 구조를 이용하여 실험을 진행하였다. 채널 부호화 기법은 데이터 패킷 길이를 자유롭게 설정할 수 있는 (2,1,7) 길쌈 부호화기를 사용하였으며 복호 기법은 BCJR 알고리즘을 적용하였다. Fig. 5.2와 같은 일반적인 수중 음향 통신의 복호 방식에서 주파수와 위상을 보상하는 방법을 적용시킨 터보 등화 모델의 성능을 Table 5.4에 나타내었다. Table 5.4에는 도플러와 위상을 추정 한 후 등화기를 통과 한 오류 개수, 터보 등화 모델이 적용되어 복호기와 등화기의 전체 반복 횟수에 따른 오류개수, 최종 복호 후 오류 개수를 나타내고 있다. 신호의 전송은 각 데이터 패킷 사이에 딜레이를 두고 5번 반복하여 전송하였으며, 시간상의 구분으로 Table 5.4에 나타내었다.

Table 5.4 Number of errors according to conventional coding method

Interval #		1	2	3	4	5	
Uncoded error	(1000 bits)	336	218	48	434	469	
	D_2 (1000 bits)	521	508	95	458	488	
	Total (2000 bits)	857	726	143	892	957	
Iteration of decoded error	1st	D_1 (500 bits)	244	139	0	261	261
		D_2 (500 bits)	253	262	0	261	224
		합 (1000 bits)	497	401	0	522	485
	2nd	D_1 (500 bits)	251	65	0	243	245
		D_2 (500 bits)	251	352	0	265	236
		Total (1000 bits)	502	417	0	508	481
	3rd	D_1 (500 bits)	236	0	0	262	245
		D_2 (500 bits)	249	302	0	244	252
		Total (1000 bits)	485	302	0	506	497
Decoded error (1000 bits)		485	302	0	506	497	

Interval #3의 데이터는 반복을 1회 수행하였을 때 모든 데이터를 복호할 수 있었다. 이는 터보 등화 모델을 적용하지 않은 경우에도 모든 데이터를 복호할 수 있음을 의미한다. 하지만 Interval #2의 데이터는 첫 번째 데이터 패킷의 모든 데이터는 터보 등화 모델의 적용으로 등화기와 복호기간의 반복 횟수가 증가함에 따라 모든 데이터를 오류 없이 복호 가능하였지만, 두 번째 데이터 패킷의 데이터는 복호가 불가능하였다. 기존 복호 방식은 preamble 데이터를 통해 추정된 채널 정보를 첫 번째 데이터 패킷과 두 번째 데이터 패킷에 각각 보상해주는 방법으로 두 번째 데이터 패킷을 보상 해주는 시점에 채널 정보가

변화하는 시변 채널 특성에 의해 두 번째 데이터 패킷은 복호가 불가능하였다. Interval #2의 데이터 패킷에 대해 제안하는 복호 방식을 적용한 실험 결과를 Table 5.5에 나타내었다.

Table 5.5 Number of errors according to proposed coding method

Interval #2		Conventional	Proposed	
Uncoded error	(1000 bits)	218	218	
	D_2 (1000 bits)	508	508	
	Total (2000 bits)	726	726	
Iteration of decoded error	1st	D_1 (500 bits)	139	139
		D_2 (500 bits)	262	238
		Total (1000 bits)	401	377
	2nd	D_1 (500 bits)	65	65
		D_2 (500 bits)	352	110
		Total (1000 bits)	417	175
	3rd	D_1 (500 bits)	0	0
		D_2 (500 bits)	302	0
		Total (1000 bits)	302	0
Decoded error (1000 bits)		302	0	

실험 결과 기존 방식의 경우 첫 번째 데이터 패킷의 모든 데이터는 복호 가능하였지만, 두 번째 패킷의 데이터는 복호가 불가능하였던 기존 방식에 비해 제안하는 방식을 적용하였을 경우 전체 반복 회수를 3회 수행하였을 때 모든 데이터를 오류 없이 복호함을 확인하였다.

제 6 장 결 론

차세대 무선 통신 및 5G 기반의 이동통신에서는 다양한 서비스와 함께 한정된 대역폭에서 높은 전송 효율과 더불어 오류가 없는 신뢰도 높은 통신에 대한 요구가 지속적으로 증가하고 있다. 따라서, 성능 향상을 위해 채널 부호화 기술이 필수적으로 적용되어야 하지만 채널 부호화 기술의 적용으로 인한 전송효율 손실이 발생하게 된다. 전송 효율 향상과 성능 향상은 서로 trade-off 관계로 두 가지 모두를 만족시키기에는 많은 어려움이 존재한다. 이에 높은 전송 효율과 함께 신뢰도 높은 통신에 대한 연구가 진행되고 있다. 이러한 요구에 맞추어 본 논문에서는 전송 효율을 향상시킨 위성 통신, 이동 통신, 수중 통신과 같은 다양한 무선응용시스템에 성능의 향상을 가능하게 하는 반복 부호화된 터보 등화 모델을 제안하였다.

본 논문은 성능 향상과 고전송 효율이라는 두 가지 측면에 대한 연구를 진행하였다. 첫째, 성능 향상을 위해 반복 부호와 결합된 터보 등화 모델을 제시하였다. 길쌈 부호 기반 BCJR, 터보 부호, LDPC 부호와 같은 연판정 기반의 반복 부호화 기법에 대해 소개하고 각 부호화 기법에 대해 성능을 비교 분석하였다. 시뮬레이션에 따른 BER 성능 분석 결과 LDPC 부호가 BER 10^{-5} 에서 약 1.0 [dB]의 성능을 보였고 이는 샤논의 채널 용량 한계에 가장 근접한 성능을 보임을 확인하였다. 또한, 각 연판정 기반의 반복 부호화 기법을 복잡도, 복호 속도, 성능 등에 대한 특징을 비교 분석하여 고속 무선통신에 적합한 채널 부호화 기술로 LDPC 부호화 방식임을 확인하였으며, LDPC 부호와 결합된 터보 등화 모델을 제시하였다.

둘째, 고전송 효율을 위해 기존의 고전송 효율 알고리즘인 punctured, FTN, MIMO 알고리즘을 소개하고 동일한 전송률 관점에서 각 알고리즘을 비교 분석하였다. Punctured 알고리즘의 경우 puncturing 비트의 선택에 따른 성능 저하와 전송하려는 신호 중 puncturing을 통해 신호를 전송하지 않게 되어 수신 단에서

수신 신호의 손실로 인한 성능 저하가 발생하는 알고리즘 자체의 성능 한계를 가지고 있으며, FTN 알고리즘은 인접 심볼 간 간섭으로 인한 성능 감소가 발생하며 높은 간섭량을 적용할 경우 성능이 급격히 저하 된다는 단점을 가지고 있다. 하지만, FTN 알고리즘은 간섭 제거 알고리즘의 적용으로 성능을 향상 시킬 수 있지만 그 한계는 존재한다. MIMO 알고리즘의 경우 채널 분리 알고리즘의 적용에 따라 전송률 향상이 달라지며 수신 신호에 대해 채널 추정이 정확해야 하며, 채널 추정 오차에 대한 성능 저하가 발생한다. 따라서 전송률 향상을 극대화하며 성능 저하를 최소화 하기 위해 FTN과 결합한 고전송 효율 알고리즘의 터보 등화 모델을 제안하였다. Punctured 알고리즘과 FTN을 결합시킨 P-FTN 기법을 제안하였으며 이는 개별 알고리즘의 단점을 보완하기 위해 적은 puncturing 비트 수의 적용과 낮은 FTN의 간섭 비율을 적용하여 전체적으로는 높은 전송 효율을 가진다. 또한, 전송 효율을 극대화시키기 위해 MIMO 알고리즘과 FTN 알고리즘을 접목 시킨 MIMO-FTN 모델을 제안하였으며, MIMO-FTN 모델의 수신단에서 채널 분리 알고리즘으로 ZF 기법의 단점을 보완한 W-ZF 기법을 제안하여 적용하였다. 제안하는 알고리즘을 AWGN 채널 환경과 Rayleigh fading 채널 환경에서 시뮬레이션을 통해 성능을 분석하였다. 시뮬레이션 결과 동일한 전송률에서 W-ZF 기반 MIMO-FTN의 성능이 가장 우수하였고, FTN이 P-FTN 알고리즘보다 성능이 우수하였다. P-FTN의 경우 전송 신호를 puncturing 함으로써 신호를 전송하지 않게 되고 이는 복호 시 중요한 비트의 손실과 FTN의 적용으로 인한 인접 심볼간의 간섭이 더해져 성능이 열화되었다. W-ZF 기반 MIMO-FTN 모델을 통해 전송률을 극대화 시킬 수 있었으나, FTN의 적용으로 인한 성능 저하가 발생하였으며, 전송률 향상을 위해 FTN의 간섭량을 증가 시킬수록 성능이 급격히 열화되는 것을 확인하였다. 따라서, LDPC 부호가 적용된 무선 통신 시스템에서 FTN의 적용으로 인한 성능 저하를 최소화하기 위해 UEP기반 FTN 신호의 터보 등화 모델을 제안하였다. UEP 알고리즘은 LDPC 부호화 과정을 수행한 부호화된 비트들에서 각 비트의 중요도를 판단하여 우선 순위를 설정하고 이를 사용하고자 하는 간섭 비율의 개수에 따라 그룹을 나누고, 각 그룹에 서로 다른 간섭 비율을 적용하는 알고리즘이다. 각 그룹에 서로 다른 간섭 비율을 적용하였지만, 간섭 비율의 평균은 기존 FTN 적용 시 사용한 간섭 비율과 동일하게 설정하여 성능을 향상시키는 알고리

증이다. 전송률 향상을 극대화 시키는 MIMO-FTN 알고리즘에 UEP 기법을 적용하였으며, 고속 통신에 적용되고 있는 OFDM 시스템에서 전송률 향상을 위해 UEP-FTN 전송 기법을 제안하였다. 제안하는 UEP 기반의 FTN 전송 기법의 성능을 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 시뮬레이션을 통해 UEP 기법의 적용으로 인해 성능이 향상됨을 확인하였다. 다중 경로 환경에서 OFDM 기법이 적용된 UEP-FTN 전송 기법에서도 UEP 적용을 통해 성능이 향상 되었으며, 부 반송파의 개수가 증가함에 따라 성능이 향상됨을 확인하였다.

마지막으로, 본 논문에서 제안하는 터보 등화 모델을 무선 통신에 국한시키지 않고 수중 음향통신에 적용하였다. 수중 무선 통신에서 전송 효율을 높이며, 성능을 향상 시키는 터보 등화 모델 기반 UEP-FTN 모델을 적용하였으며 복호된 데이터를 기반으로 다음 패킷의 주파수 및 위상 보정을 하는 방법을 제안하였다. 이를 실제 수중 실험을 통해 효율성을 검증하였다. 경상북도 문경시 경천호에서 실제 수중 실험을 진행하였으며, 실험을 통해 제안하는 방식이 효율적으로 동작함을 확인하였다.

본 연구에서 제안한 고전송률 무선응용시스템에서 성능의 향상을 가능하게 하는 반복 부호화 된 터보 등화모델에 대한 연구는 차세대 무선 통신, 5G 기반 이동통신 및 수중통신과 같은 다양한 무선통신시스템에서 전송률 향상과 성능 향상을 통해 신뢰도 높고 한정된 대역폭 내에서 다양한 서비스를 제공하기 위해 유용하게 사용되리라 사료된다.

참고문헌

- [1] Hwang, L. M., Lee, B. J., Yeo, B. G., Cho, J. P., & Kim, K. S., 2016. Link Relay H-ARQ mode for Throughput improvement in a Satellite Communication network. *The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication*, 16(1), pp.121-127.
- [2] Gupta, A., & Jha, R. K., 2015. A survey of 5G network: Architecture and emerging technologies. *IEEE access*, 3, pp.1206-1232.
- [3] Larsson, E. G., Edfors, O., Tufvesson, F., & Marzetta, T. L., 2014. Massive MIMO for next generation wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, 52(2), pp.186-195.
- [4] B. Sklar, 2001. *Digital Communications Fundamentals and Applications*. 2nd Ed. Prentice Hall PTR : New Jersey.
- [5] Shannon, C. E., 1948. A mathematical theory of communication. *Bell system technical journal*, 27(3), pp.379-423.
- [6] Hamming, R. W., 1950. Error detecting and error correcting codes. *The Bell system technical journal*, 29(2), pp.147-160.
- [7] Park, H. Y., Kang, J. W., Kim, K. S., & Whang, K. C., 2007. Efficient puncturing method for rate-compatible low-density parity-check codes. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 6(11), pp.3914-3919.
- [8] Foschini, G. J., & Gans, M. J., 1998. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless personal communications*, 6(3), pp.311-335.
- [9] Mazo, J. E., 1975. Faster-than-Nyquist signaling. *The Bell System Technical*

Journal, 54(8), pp.1451-1462.

- [10] Bahl, L., Cocke, J., Jelinek, F., & Raviv, J., 1974. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate (corresp.). *IEEE Transactions on information theory*, 20(2), pp.284-287.
- [11] Berrou, C., Glavieux, A., & Thitimajshima, P., 1993. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. *Proceedings of ICC'93 - IEEE International Conference on Communications*, Geneva, Switzerland, May 23-26, pp.1064-1070.
- [12] European Telecommunications Standards Institute(ETSI). *Digital Video Broadcasting (DVB); Interaction Channel for Satellite Distribution Systems*. EN 301 790 v. 1.3.1, Mar. 2003.
- [13] Gallager, R. G., 1962. Low-density parity-check codes. *IRE Transactions on information theory*, 8(1), pp.21-28.
- [14] MacKay, D. J., & Neal, R. M., 1996. Near Shannon limit performance of low density parity check codes. *Electronics letters*, 32(18), pp.1645-1646.
- [15] European Telecommunications Standards Institute(ETSI). *Digital Video Broadcasting Second generation framing structure for broadband satellite application*. EN 302 307 V1.1.1, 2005.
- [16] IEEE P802.11n/D3.07, *Draft Amendment to Standard for Information Technology - Telecommunications and information exchange between systems - Local and Metropolitan networks-Specific requirements-Part 11 : Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications : Enhancements for Higher Throughput*. IEEE Standard. 802.11n, 2008.
- [17] Rusek, F., & Anderson, J. B., 2009. Multistream Faster than Nyquist Signaling. *IEEE Transactions on Communications*, 57(5), pp.1329-1340.
- [18] Anderson, J. B., Rusek, F., & Öwall, V., 2013. Faster-than-Nyquist signaling. *Proceedings of the IEEE*, 101(8), pp.1817-1830.

- [19] Fan, J., Guo, S., Zhou, X., Ren, Y., Li, G. Y., & Chen, X., 2017. Faster-than-Nyquist signaling: An overview. *IEEE Access*, 5, pp.1925–1940.
- [20] Lu, L., Li, G.Y., Swindlehurst, A.L., Ashikhmin, A. & Zhang, R., 2014. An overview of massive MIMO: Benefits and challenges. *IEEE journal of selected topics in signal processing*, 8(5), pp.742–758.
- [21] Marzetta, T. L., 2015. Massive MIMO: an introduction. *Bell Labs Technical Journal*, 20, pp.11–22.
- [22] Tüchler, M., & Singer, A. C., 2011. Turbo equalization: An overview. *IEEE Transactions on Information Theory*, 57(2), pp.920–952.
- [23] Viterbi, A., 1971. Convolutional codes and their performance in communication systems. *IEEE Transactions on Communication Technology*, 19(5), pp.751–772.
- [24] Fettweis, G., & Meyr, H., 1990. High-rate Viterbi processor: A systolic array solution. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 8(8), pp.1520–1534.
- [25] Haccoun, D., & Begin, G., 1989. High-rate punctured convolutional codes for Viterbi and sequential decoding. *IEEE Transactions on Communications*, 37, pp.1113–1125.
- [26] McEliece, R. J., 1996. On the BCJR trellis for linear block codes. *IEEE Transactions on Information Theory*, 42(4), pp.1072–1092.
- [27] Douillard, C., & Berrou, C., 2005. Turbo codes with rate- $m/(m+1)$ constituent convolutional codes. *IEEE Transactions on Communications*, 53(10), pp.1630–1638.
- [28] Kim, M. H., Park, T. D., Lim, B. S., Lee, I. K., Oh, D. G., & Jung, J. W., 2011. Analysis of Turbo coding and decoding algorithm for DVB-RCS next generation. *The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences*, 36(9C), pp.537–545.
- [29] Tanner, R., 1981. A recursive approach to low complexity codes. *IEEE Transactions on information theory*, 27(5), pp.533–547.

- [30] Fossorier, M. P., Mihaljevic, M., & Imai, H., 1999. Reduced complexity iterative decoding of low-density parity check codes based on belief propagation. *IEEE Transactions on communications*, 47(5), pp.673-680.
- [31] Chiani, M., Conti, A., & Ventura, A., 2000. Evaluation of low-density parity-check codes over block fading channels. *Proceeding of 2000 IEEE International Conference on Communications*, New Orleans, LA, USA, June 18-22, 2000, pp. 1183-1187.
- [32] Ha, J., Kim, J., & McLaughlin, S. W., 2004. Rate-compatible puncturing of low-density parity-check codes. *IEEE Transactions on information Theory*, 50(11), pp.2824-2836.
- [33] El Hefnawy, M., & Taoka, H., 2013. Overview of faster-than-Nyquist for future mobile communication systems. *Proceeding of 2013 IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Dresden, Germany, June 2-5, 2013, pp. 1-5.
- [34] Prlja, A., & Anderson, J. B., 2012. Reduced-complexity receivers for strongly narrowband intersymbol interference introduced by faster-than-Nyquist signaling. *IEEE Transactions on Communications*, 60(9), pp.2591-2601.
- [35] Golden, G. D., Foschini, C. J., Valenzuela, R. A., & Wolniansky, P. W., 1999. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture. *Electronics letters*, 35(1), pp.14-16.
- [36] Lin, X., & Blum, R. S., 2000. Improved space-time codes using serial concatenation. *IEEE Communications letters*, 4(7), pp.221-223.
- [37] Tarokh, V., Seshadri, N., & Calderbank, A. R., 1998. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE transactions on information theory*, 44(2), pp.744-765.
- [38] Kim, Y. M., Shang, P. P., & Kim, S. Y., 2011. Estimation of soft decision channel gain for coded MIMO system. *The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences*, 36(6A), pp.577-586.

- [39] Niyizamwiyitira, C., Kang, C. G., & Oh, C. H., 2009. Low complexity ml detection based on linear detectors in MIMO Systems. *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, 13(11), pp.2405-2411.
- [40] S. M. Alamouti., 1998. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications. *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, 16, pp.1451-1458.
- [41] Tarokh, V., Jafarkhani, H., & Calderbank, A. R., 1999. Space-time block coding for wireless communications: performance results. *IEEE Journal on selected areas in communications*, 17(3), pp.451-460.
- [42] Papadias, C. B., & Foschini, G. J., 2001. A space-time coding approach for systems employing four transmit antennas. *Proceeding of 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Salt Lake City, UT, USA, May 7-11, 2001, pp.2481-2484.
- [43] Tarokh, V., Seshadri, N., & Calderbank, A. R., 1998. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE transactions on information theory*, 44(2), pp.744-765.
- [44] Baro, S., Bauch, G., & Hansmann, A., 2000. Improved codes for space-time trellis-coded modulation. *IEEE Communications Letters*, 4(1), pp.20-22.
- [45] Foschini, G. J., 1996. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell labs technical journal*, 1(2), pp.41-59.
- [46] Baek, C. U., & Jung, J. W., 2017. LDPC coded turbo equalization for MIMO system. *Journal of Communications*, 12(1), pp.49-54.
- [47] Baek, C. U., & Jung, J. W., 2016. An Efficient Turbo Equalization for Faster than Nyquist Signal. *International Journal of Signal Processing Systems*, 4(3), pp.231-234.
- [48] Baek, C. U., Lee, H. S., Lee, A., H., & Jung, J. W., 2019. A Study on a New

- P-FTN Method for High Throughput Wireless Communication. *Journal of Communications*, 14(2), pp.97-103.
- [49] Baek, C. U., Park, G. W., & Jung, J. W., 2017. An efficient receiver structure for faster-than-nyquist signal in MIMO system. *Journal of Communications*, 12(5), pp.285-290.
- [50] 백창욱, 서정현, & 정지원., 2019. 비균일 오류 확률 기반 FTN 전송 기법 연구. *한국통신학회논문지*, 44(1), pp.14-21.
- [51] Segard, A., Verdier, F., Declercq, D., & Urard, P., 2006. A DVB-S2 compliant LDPC decoder integrating the Horizontal Shuffle Scheduling. *Proceeding of 2006 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications*, Tottori, Japan, December 12-15, 2006, pp.1013-1016.
- [52] Lim, B. S., Kim, M. H., & Jung, J. W., 2012. A Study on Horizontal Shuffle Scheduling for High Speed LDPC decoding in DVB-S2. *Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering*, 16(10), pp.2143-2149.
- [53] Chang, R. W., 1966. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. *Bell System Technical Journal*, 45(10), pp.1775-1796.
- [54] Moose, P. H., 1994. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Transactions on communications*, 42(10), pp.2908-2914.
- [55] Wu, Y., & Zou, W. Y., 1995. Orthogonal frequency division multiplexing: A multi-carrier modulation scheme. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 41(3), pp.392-399.
- [56] Schmidl, T. M., & Cox, D. C., 1997. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE transactions on communications*, 45(12), pp.1613-1621.
- [57] Baek, C. U., & Jung, J. W., 2015. High throughput receiver structure for

underwater communication. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, 11(11), pp.481-576