



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](#)

工學碩士 學位論文

이동형 DVB-S2 기반 최적의 상위계층
부호화 방식에 관한 연구

A Study on Optimal Upper Layer Coding
Method based on DVB-S2 for Mobility



指導教授 鄭 智 元

2009年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

崔 碩 洵

本 論文을 崔碩洵 의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 金 基 萬 (인)

委 員 : 工學博士 金 昇 柱 (인)

委 員 : 工學博士 鄭 智 元 (인)



2009年 02月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

崔 碩 洵

목 차

그림 목차.....	3
표 목차.....	6
ABSTRACT.....	7
제 1 장 서론.....	9
제 2 장 규격서 분석.....	11
제 2-1 절 DVB-H 규격서 분석.....	11
2.1.1. Time Slicing.....	17
2.1.2. Time Interleaving.....	17
2.1.3. Unequal Error Protection (UEP).....	18
2.1.4. Multi Protocol Encapsulation Forward Error Correction (MPE-FEC).....	18
제 2-2 절 DVB-T 규격서 분석.....	19
제 3 장 제안 모델.....	26
제 3-1 절 FIFTH 제안모델.....	26
3.1.1. FIFTH 제안모델 I.....	26
3.1.2. FIFTH 제안모델 II.....	27
제 3-2 절 DVB-S2 제안모델.....	29
3.2.1. Time interleaver.....	30
3.2.2. Block interleaver.....	31
제 4 장 Train interruption 채널 모델링.....	34
제 4-1 절 Train interruption 채널 모델링 방법.....	34

제 5 장 이동성 DVB-S2M에 적용할 수 있는 부호화 방식.....	36
제 5-1 절 UL-FEC에 적용될 수 있는 부호화 방식.....	36
5.1.1. RS 부호 및 Virtual interleaver.....	36
5.1.2. Double Binary Turbo 부호.....	37
5.1.3. LDPC 부호.....	41
제 6 장 시뮬레이션 및 성능 평가.....	46
제 6-1 절 UL-FEC에 RS 부호를 적용했을 때의 성능.....	46
제 6-2 절 UL-FEC에 Double Binary Turbo 부호 적용 시의 성능.....	49
제 6-3 절 UL-FEC에 LDPC 부호를 적용했을 때의 성능.....	51
6.3.1. IEEE 802.16e 규격의 LDPC 부호의 성능.....	51
6.3.2. DVB-S2 규격의 LDPC 부호의 성능.....	53
6.3.3. LDPC 부호의 TI 환경에서의 성능.....	54
제 6-5 절 UL FEC의 LDPC 연판정/경판정 입력 시 성능.....	56
제 6-6 절 각 부호화 방식에서의 Data rate에 따른 성능 비교.....	57
제 6-7 절 MPE-FEC 메모리 사이즈에 따른 성능 비교.....	60
제 6-8 절 IP packet 길이에 따른 성능 비교.....	62
제 6-9 절 최적의 parameter.....	63
제 7 장 결론.....	64
참고문헌.....	66

그 립 목 차

그림 2-1. DVB-H와 DVB-T.....	14
그림 2-2. DVB-H 구성 코덱과 DVB-T 송신 블록도.....	14
그림 2-3. DVB-H 블록도.....	15
그림 2-4. DVB-H의 3가지 네트워크 mode.....	16
그림 2-5. DVB-H의 새로운 기능 추가에 따른 효과.....	16
그림 2-6. DVB-T baseline system 블록도.....	20
그림 2-7. Data packet 구조.....	20
그림 2-8. 외부 interleaver와 de-interleaver의 기능 블록도.....	21
그림 2-9. Non-hierarchical 전송 mode의 bit mapping.....	21
그림 2-10. 2K and 8K mode symbol interleaver 주소 발생기.....	24
그림 3-1. FIFTH 제안모델 I.....	26
그림 3-2. Interleaving 길이에 따른 FIFTH 모델 I의 성능.....	27
그림 3-3. FIFTH제안 모델 II.....	27
그림 3-4. QPSK + $2/3$ + RS(1023,975,48).....	28
그림 3-5. QPSK + $3/4$ + RS(255,191,64).....	28
그림 3-6. QPSK + $3/4$ + RS(223,191,32).....	29
그림 3-7. QPSK + $2/3$ + RS(209,191,18).....	29
그림 3-8. DVB-S2M 제안 모델.....	30
그림 3-9. PL#2 time interleaving.....	30
그림 3-10. PL#1 block interleaving 구조.....	32
그림 4-1. 열차 선로 환경.....	34
그림 4-2. Train interruption 감쇄.....	34
그림 5-1. 시뮬레이션 블록다이어그램.....	36
그림 5-2. MPE-FEC 프레임 구조.....	37
그림 5-3. Recursive Convolutional Encoder with Memory $v=3$	38
그림 5-4. CRSC Turbo 부호의 트렐리스도.....	38

그림 5-5. Double-binary Circular Recursive Systematic Convolutional Encoder.....	39
그림 5-6. Decoder Structure of Non-binary Convolutional Turbo Code.....	41
그림 5-7. 소 정방 행렬과 인덱스.....	42
그림 5-8. 소 정방 행렬로 이루어진 H matrix Permutation.....	43
그림 5-9. Submatrix of Parity Check Matrix.....	43
그림 5-10. N=16200일 때 LDPC 부호화 율에 따른 성능곡선.....	45
그림 6-1. 기차의 속도가 10km/h일 때.....	47
그림 6-2. 기차의 속도가 20km/h일 때.....	47
그림 6-3. 기차의 속도가 30km/h일 때.....	48
그림 6-4. 기차의 속도가 150km/h일 때.....	48
그림 6-5. 기차의 속도가 300km/h일 때.....	48
그림 6-6. 기차의 속도가 10km/h일 때.....	49
그림 6-7. 기차의 속도가 20km/h일 때.....	50
그림 6-8. 기차의 속도가 30km/h일 때.....	50
그림 6-9. 기차의 속도가 150km/h일 때.....	50
그림 6-10. 기차의 속도가 300km/h일 때.....	51
그림 6-11. 기차의 속도가 10km/h일 때.....	52
그림 6-12. 기차의 속도가 20km/h일 때.....	52
그림 6-13. 기차의 속도가 30km/h일 때.....	52
그림 6-14. 기차의 속도가 150km/h일 때.....	53
그림 6-15. 기차의 속도가 300km/h일 때.....	53
그림 6-16. Virtual interleaver size가 512일 때.....	54
그림 6-17. 기차의 속도가 10km/h일 때.....	55
그림 6-18. 기차의 속도가 20km/h일 때.....	55
그림 6-19. 기차의 속도가 30km/h일 때.....	55
그림 6-20. 기차의 속도가 150km/h일 때.....	56

그림 6-21. 기차의 속도가 300km/h일 때.....	56
그림 6-22. UL-FEC의 LDPC에 연판정/경판정 입력 시 성능 비교.....	57
그림 6-23. UL에 RS부호를 적용할 때 Data rate에 따른 성능.....	58
그림 6-24. UL에 Turbo 부호를 적용할 때 Data rate에 따른 성능.....	59
그림 6-25. UL에 IEEE 802.16e 규격의 LDPC 부호를 적용할 때 성능..	59
그림 6-26. UL에 DVB-S2 규격의 LDPC를 적용할 때 성능.....	59
그림 6-27. Virtual interleaver의 size= 256bytes일 때의 성능 (RS).....	60
그림 6-28. Virtual interleaver의 size= 512bytes일 때의 성능 (RS).....	61
그림 6-29. Virtual interleaver의 size= 768bytes일 때의 성능 (RS).....	61
그림 6-30. Virtual interleaver의 size= 1024bytes일 때의 성능 (RS)...	61
그림 6-31. IP packet의 size에 따른 packet 에러 율.....	62



표 목 차

표 2-1. 2K mode의 비트 순열.....	24
표 2-2. 8K mode의 비트 순열.....	24
표 3-1. FIFTH 제안모델 사양.....	28
표 3-2. PL#2 time interleaving 사양.....	31
표 3-3. PL#1 block interleaver 사양.....	33
표 5-1. R=8/11일 때 Puncturing Pattern.....	40
표 5-2. Coding parameter (nldpc = 64800).....	44
표 5-3. Coding parameter (nldpc =16200).....	44
표 6-1. 시뮬레이션을 위한 각 부호화 방식 적용 사양	46
표 6-2. 최적의 parameter.....	63



ABSTRACT

Efficient support for digital broadcasting (DVB) services in mobile systems is crucial for mobile operators and broadcasters. Several DVB systems are currently in development internationally, to meet these challenges, and there have been several competing standards proposed (T-DMB, DVB-H, S-DMB) with different characteristics and performance. DVB-H(Digital Video Broadcasting for Handhelds terminal) is a relatively new data broadcasting standard that enables delivery of various Internet Protocol(IP) based services to mobile receivers. The DVB-H standard, which is based on and compatible with DVB-T(DVB-Terrestrial), introduces a solution to problems caused by mobility and a long-term fading channel. The DVB-H standard, MPE-FEC (Multi-Protocol Encapsulation-Forward Error Correction), includes Reed Solomon (RS), combined with virtual interleaving, to compensate for a long-term fading environment. The DVB-T physical layer also consists of an additional in-depth interleaver that serves as a block and time interleaver, to compensate for a long-term fading channel.

In this thesis, we described DVB-S2 system for mobility. Cross layer coding technique are needed to maintain the performance in deep fading channel. Cross layer coding is divided into two kinds of level. First level is Physical layer coding and, second layer is link layer or upper layer coding. Fixed on DVB-S2 short frame coding method as a physical layer, this thesis shows the simulation results for various coding method as an upper layer coding. Furthermore, for research on optimal cross layer coding method, this paper analyzed the performance of each coding method on according to mobile vehicle speed, data rate, interleaving memory size, and IP packet size.

From the simulation results, perfect frame synchronization was assumed, as well as perfect symbol timing recovery, and this thesis summarized the important results. First, the most important result was that virtual interleaving is a crucial component for improving the performance in a long-term fading channel. This thesis confirmed that the performance is improved by increasing the virtual interleaving size and train speed. Second, this thesis concluded that the larger the virtual interleaving size, the greater the range of data rates provided, and the smaller the IP packet size, the better the performance.



제 1 장 서 론

최근 디지털 방송과 이동 통신의 융합 추세 및 이동 통신 시스템의 비약적인 발전에 힘입어 디지털 방송 시스템은 고정 수신만을 고려하여 설계되었던 초기 시스템에서 이동성뿐만 아니라 휴대성을 고려한 시스템으로 진화되어 가고 있다. 유럽 지상파 디지털 방송시스템의 표준안인 DVB(Digital Video Broadcasting)는 위성, 케이블, 지상파 등 모든 전송에서 디지털 TV 및 데이터 방송을 위한 완전한 해결방안을 제시하였다.[1][2]

차세대 위성통신은 소형 이동형 지상파 방송 및 고정형 지상파 방송과 위성과의 융합에 관한 연구가 활발히 진행 중에 있으며, 특히 위성을 이용한 쌍방향 통신, 즉 무선 인터넷과의 융합, 이동체에 대한 위성 방송 및 인터넷 통신을 하기 위한 연구가 제안되고 있다. 이의 연구를 위해서는 우수한 성능을 만족하면서 가입자가 이동하더라도 방송을 지속적으로 제공받기 위해서는 DVB-S2 표준화 등에서 논의되고 있는 LDPC (Low Density Parity Check) 부호와 interleaver, 외부 부호와 결합한 새로운 부호화 방식의 연구가 필수적이다.

DVB 표준으로는 위성방송의 대표적인 DVB-S, DVB-S2와 지상파 방송의 대표적인 DVB-T가 있다. 또한, 정확한 성능 평가를 위해서는 DVB-S2 시스템과 이동체에 대한 통신 규격인 DVB-T, DVB-H를 결합한 이동체에 대한 위성 방송, 위성 인터넷 통신을 위해 채널 모델링, 이동중인 물체의 속도, 터널에서의 deep fading 환경에서도 통신이 가능한 interleaver의 구조 등이 연구되어야 한다. [3][4]

본 논문에서는 고속 이동체 내에서도 지속적인 서비스 제공을 위한 위성 통신의 채널 부호화 기법에 대한 연구를 하였으며, 시뮬레이션 결과 분석을 통하여 최적의 방식을 제안하려 한다. 현재 활발히 연구되어지고 있는 DVB-S2를 근간으로 하는 LDPC의 short frame을 물리 계층(Physical Layer) 부호화 방식에의 적용을 기본으로 할 때, 기존의 상위 계층(Upper Layer)에서 적용되는 RS 부호와 더불어 Wibro에서 표준화되는(802.16e)

LDPC 부호화 방식, Turbo 부호화 방식, DVB-S2에서 제공하는 LDPC 부호화 방식을 적용하였으며, 이와 더불어, 다양한 통신 환경에 대한 Parameter 설정을 위하여, interleaver memory size 및 data rate, IP packet 사이즈를 각각 변화시키면서 시뮬레이션 및 분석하였다.

시뮬레이션 결과, DVB-S2 기반의 LDPC 부호가 최적의 상위계층 부호화 방식이며 최적의 interleaver 사이즈는 1024이며, data rate는 10Mbps ~ 45Mbps가 지원가능하며, IP packet size는 작으면 작을수록 성능이 우수함을 알 수 있다.



제 2 장 규격서 분석

최근 디지털 방송과 이동 통신의 융합 추세 및 이동 통신 시스템의 비약적인 발전에 힘입어 디지털 방송 시스템은 고정 수신만을 고려하여 설계되었던 초기 시스템에서 이동성뿐만 아니라 휴대성을 고려한 시스템으로 진화되어 가고 있다. 유럽의 지상파 디지털 방송시스템의 표준안인 DVB(Digital Video Broadcasting) 시스템은 위성, 케이블, 지상파 등 모든 전송에서 디지털 TV 및 데이터 방송을 위한 완전한 해결방안을 제시하였다. DVB 표준으로는 위성방송의 대표적인 DVB-S, DVB-S2와 지상파 방송의 대표적인 DVB-T가 있다. 또한 고정 수신만을 고려하여 수신되었던 초기 시스템에 이동성 및 휴대성으로 진화되고 있는 가운데 DVB-T를 기반으로 하는 DVB-H의 표준화로 진행되고 있다. 현재 국내에서는 위성 및 지상파 DMB (Digital Multimedia Broadcasting)를 통한 방송 서비스가 제공되고 있으며, 유럽에서는 기존의 DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 표준을 기반으로 소형 휴대 단말기에 적합한 DVB-H (Handheld)의 표준화를 진행하고 있다. 본 장에서는 이러한 표준안에서 적용되고 있는 오류정정부호의 사례를 분석하고자 한다.

제 2-1 절 DVB-H 규격서 분석

2000년 초부터 유럽 전역에서 이동 통신망을 이용한 멀티미디어 서비스가 가능한 UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) 주파수 판매가 크게 활성화되었으나, 이를 상용화하는 과정에서 UMTS에서 스트리밍 인터넷 서비스 등을 제공할 만큼의 광대역 주파수 대역폭 할당이 어렵다는 사실이 확인되었다. 이러한 문제를 해결하기 위한 방안으로 이동 통신 분야에서도 point-to-point 외에 point-to-multipoint, 무선 인터넷 access 기술도 고려할 필요성이 요구되었다. [3]

또 다른 방안으로 최근 지상파 디지털 방송시스템이 이동 휴대형 수신 단말기에 고품질의 다양한 스트리밍 서비스를 제공하는 수단으로써 주목을

받게 되었으며, 대표적인 디지털 방송 시스템으로 DAB (Digital Audio Broadcasting) 기반 DMB (Digital Multimedia Broadcasting), DVB (Digital Video Broadcasting) 기반 DVB-H (Handheld) 및 ISDB-H (Integrated Services Digital Broadcasting Handheld) 등을 꼽을 수 있다. [2][3]

최근 디지털 방송과 이동 통신의 융합 추세 및 이동 통신 시스템의 비약적인 발전에 힘입어 디지털 방송 시스템은 고정 수신만을 고려하여 설계되었던 초기 시스템에서 이동성뿐만 아니라 휴대성을 고려한 시스템으로 진화되어 가고 있다. 현재 국내에서는 위성 및 지상파 DMB (Digital Multimedia Broadcasting)를 통한 방송 서비스가 제공되고 있으며, 유럽에서는 기존의 DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 표준을 기반으로 소형 휴대 단말기에 적합한 DVB-H(handheld)의 표준화를 진행하고 있다. 또한, 미국에는 Qualcomm 社의 자체 제작 표준인 MediaFLO를 기반으로 시스템 개발 중에 있다.[4]

DVB-H (Handheld)는 1990년도 중반 개발되어 지붕 위 안테나를 사용하여 휴대 및 고정 수신이 가능하며 수신기 개발 가격을 크게 염두에 두고 설계되어 수신기의 단가를 낮추기 위해서 이동 수신에 용이한 Time Interleaving을 사용하지 않고, DVB-S(satellite)에서 사용하는 오류정정 방식을 채택하였다. ACTS-MOTIVATE (1998-99), MCP (2000-2001), CONFLUENT (2002-2003) 등과 같이 EU가 지원하는 여러 과제를 통해 DVB-T는 이동 휴대수신을 위해 검토되었으며, 수신기를 최적화하여 2개의 안테나를 사용하는 다이버시티 수신 기술을 이용하여 열악한 상황에서도 DVB-T의 고속 이동 수신을 가능한 결과를 얻었다. [5]

이러한 시기에 Nokia 와 같은 휴대폰 제조사는 이동 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해서 DVB-T를 사용한 대용량 멀티미디어 서비스에 큰 관심을 표명하였다. 즉, 휴대폰 사업의 가치 사슬 모형에 아직까지 포함되지 못했던 텔레비전 서비스에 대한 동기부여 요소로 작용한 것이다. 그러나, DVB-T의 이동성 실험을 실시하는 중 다른 이동 멀티미디어 응용 서비스의 적용 가능 여부에 의문이 제기되었으며, DVB-T가 휴대폰 방송용으로

는 취약점이 있다는 점을 조기에 발견하여, DVB-T를 기반으로 한 휴대용 기기를 위한 새로운 DVB 표준을 마련하게 되었다. 이것이 바로 DVB-H이다. DVB-H는 작은 디스플레이를 지닌 소용량 배터리로 동작하는 이동 단말기를 구현 대상으로 하나의 안테나를 사용해 실내 휴대 이동 환경에서 멀티미디어 서비스를 제공 받을 수 있어야 한다. DVB 프로젝트는 DVB-H 요구사항과 2004년 11월 표준화 작업을 성공적으로 마친 후, 검증 작업을 시작하였으며, 시범 네트워크들이 헬싱키(핀란드), 베를린(독일), 피츠버그(미국), 바르셀로나(스페인) 및 메스(프랑스)에서 운영되고 있다. 장비의 기능성과 호환을 확인하고 실질적인 성능에 대한 지식을 얻기 위해, 2004년 10월 베를린에서 처음으로 합동 실험실 시험이 이루어졌으며, 이를 토대로 새로운 시스템 평가 작업을 계속할 것이며, 2005년 초부터 활동 영역을 넓힐 것이다. 이러한 활동의 결과로 관련 분야의 노하우가 쌓일 것으로 기대되며, 신규 버전의 구현 지침서에 사용될 것이다. 2006년 초부터 유럽 여러 국가에서 상용 서비스를 시작할 계획이 있으며, 관련 단말기 및 칩 제조사들의 시장동향 전망에 의하면 DVB-H 기기의 판매가 2008년에는 수천에서 수억 대에 달할 것으로 예측한다. DVB-H는 DVB-T 표준에 기반으로 DVB-T와 대부분 호환가능하나, 작고, 가볍고, 휴대형이고, 배터리로 동작되는 단말기 들의 성질을 고려하였다. DVB-H는 거의 모든 일반 단말기에서 수신 가능한 고속 Downstream 채널을 지원함으로써 이동통신 네트워크를 개선시킨다. 따라서, DVB-H는 전통 방송 시스템과 Cellular 라디오 네트워크 사이에 다리를 놓아주는 역할을 하게 된다. DVB-H가 제공하는 광대역, 고속 Downstream 채널은 Mbps 대에 달하는 데이터 전송률을 지원하며, 이는 오디오/비디오 Streaming, 파일 전송과 같은 다양한 서비스 응용을 가능하게 한다. 이 시스템은 휴대형 단말기에 서비스를 새로운 방식으로 배포할 수 있게 하여 콘텐츠 제공자와 네트워크 운영자에게 다양한 가능성을 제시할 수 있다. [5]

아래 그림 2-1은 DVB-T와 DVB-H의 혼용시스템의 적용방안을 나타낸 것이다.



그림 2-1. DVB-H와 DVB-T
Fig. 2-1. DVB-H & DVB-T.

DVB-H는 물리계층을 포함한 가장 낮은 프로토콜 계층까지 정의하며, 디지털 변조방식으로는 앞서 DAB 기반 DMB와 DVB-T와 같은 COFDM를 동일하게 사용한다. DVB-T의 문제점으로 알려진 과다한 수신 전력 소모를 해결하기 위해 여러 멀티미디어 서비스를 Time-multiplexed 전송에 근거를 둔 절전 알고리즘으로 Time Slicing을 사용하며 배터리 절약에 매우 효과적이다. 또한 하나의 수신 단위로 수신기가 네트워크 Cell 사이를 이동한다면 Soft Handover도 가능하다. 그림 2-2에 DVB-H 구성 코덱과 DVB-T 송신 블록도를 나타내었다.[5]

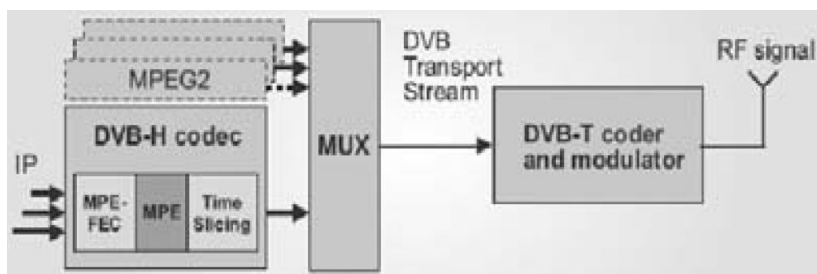


그림 2-2. DVB-H 구성 코덱과 DVB-T 송신 블록도
Fig. 2-2. DVB-H codec and DVB-T block diagram.

수신 환경에 열악한 환경을 위해 Link 계층에 오류보호 기능으로 Reed-Solomon (RS) 코드와 Block Interleaver로 구성된 MPE-FEC

(Multi-Protocol Encapsulation Forward Error Correction)이 추가되었으며, 이는 기존의 DVB-T Channel Coding 위에 다시 Channel Coding을 함으로써 Time Interleaving 기능을 어느 정도 제공하며, MPE-FEC를 사용할 경우 DVB-T보다 7dB 정도 Gain이 발생한다. DVB-T 전송 네트워크와의 호환성을 위해 관련된 모든 데이터 처리는 Transport Stream Interface 이전에 이루어진다.

그림 2-3은 DVB-H의 블록도를 나타낸다.

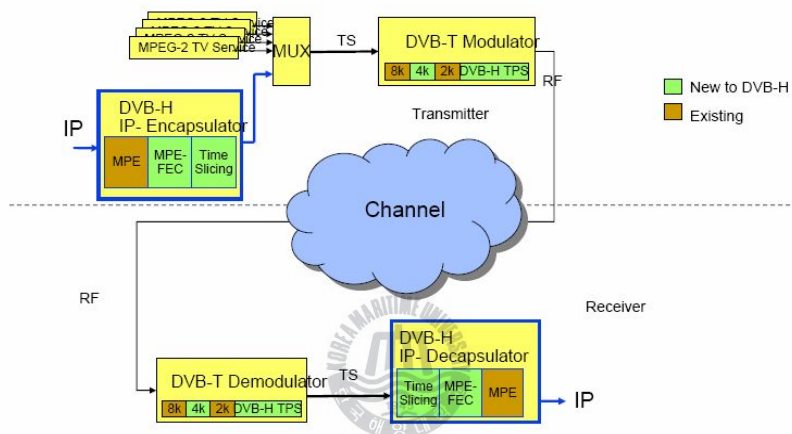


그림 2-3. DVB-H 블록도
Fig. 2-3. DVB-H block diagram.

Multiplex에 포함된 DVB-H Elementary Stream의 parameter Signaling은 DVB-T 표준의 Transmission Parameter Signaling (TPS) 채널에 대한 확장을 사용한다. TPS는 별도의 정보 채널을 생성하여 수신기에 튜닝 Parameter를 제공한다. TPS 채널의 새로운 요소들은 Multiplex 내에 Time Slicing된 DVB-H Elementary Stream이 존재하는지에 대한 정보와 MPE-FEC보호가 최소한 하나의 Elementary Stream에 사용되고 있는지에 대한 정보를 제공한다. 그림 2-4에서 보는 바와 같이 DVB-H는 DVB-T가 지원하는 2K와 8K Mode를 포함하여 단일주파수 망(SFN) 구축을 위해서 4K Mode라는 네트워크 Mode를 추가적으로 지원하며, 이는 이동수신에 적합하고 여러 서비스 수신을 개선하는 Enhanced Signaling

Channel을 제공한다. DVB-H가 지원하는 3가지 네트워크 mode와 관련하여, 다양한 symbol interleaving mode 방식이 정의되어 있다.[6]

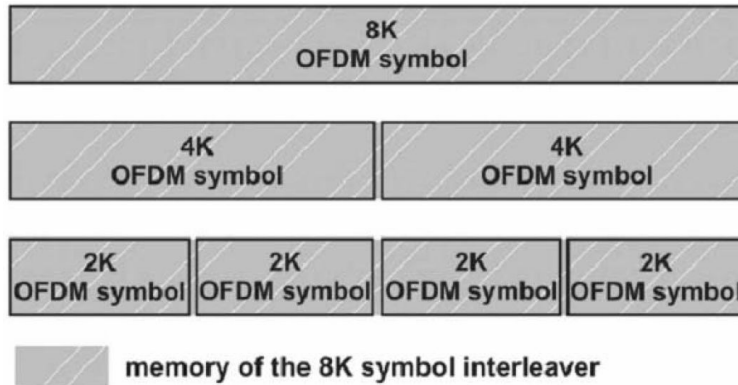


그림 2-4. DVB-H의 3가지 네트워크 mode
Fig. 2-4. 3 types network mode of DVB-H.

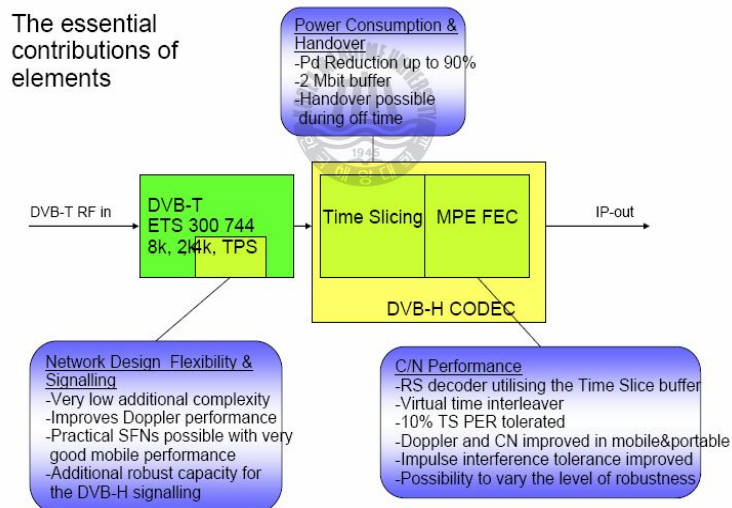


그림 2-5. DVB-H의 새로운 기능 추가에 따른 효과
Fig. 2-5. Effect of additional function about DVB-H.

사양을 충족시키는 DVB-H 단말기는 8K mode를 지원하며, 8K symbol interleaving를 포함한다. 4K mode는 DVB-H 전용 네트워크에서만 사용할 수 있으며, 나머지 두 mode에 대한 절충안이며, 2K mode와 비교해서 SFN에서 송신기 거리를 2배 늘릴 수 있고, 8K mode 대비 이동 수신 시

Doppler Shift의 역효과에 대해 덜 민감하다. 그림 2-5는 DVB-H의 새로운 기능 추가에 따른 효과를 나타낸다. 휴대성을 고려한 방송 수신용단말기는 단말의 소형화 및 전력 소모 감소가 필수적으로 요구된다. 특히 기존의 이동전화기와 융합된 단말을 이용하기 위해서는 디지털 방송 신호 모델 칩에 따른 전력 소모를 최소화 해야만 한다.[6]

본 연구의 목표 시스템인 DVB-H는 전력 소모를 최소화하기 위하여 전송 데이터를 일정한 time slot으로 구성한 후 각 time-slicing 기술을 활용한다. 일정한 전송률을 가지고 지속적으로 전송(streaming)되던 기존의 DVB-T 시스템과 달리 DVB-H는 향상된 압축 기술로 높은 전송률을 가지는 burst를 time-slicing 기법으로 일정 간격 마다 전송하므로, 방송 신호를 수신 하지 않을 경우에는 수신 단말을 절전하여 전력 소모를 줄일 수 있다. 그러나 이 경우 각 burst 마다 수신 신호에 대한 동기가 요구되며, 동기 수행에 소요되는 시간이 길어지게 되면 수신기의 전력 소모가 증가하므로 동기 수행 시간을 최소화하는 것이 중요하다.[7]



2.1.1. Time Slicing

DVB-H에서 수신기의 전력 소모를 최소화하기 위하여, time Slicing 방식을 사용한다. DVB-H를 이용할 경우, 해당 서비스가 전송되지 않는 시간 동안 수신기가 켜진 그 시간만큼의 배터리의 전력을 절약이 가능하다는 것이다. 또한, 이를 통해 수 millisecond 또는 수 second 동안의 가변적 형태의 burst 데이터로 여러 개의 서비스 제공이 가능하다. DVB-H와 마찬가지로 DAB에서도 데이터를 burst하게 전송하며, Null Symbol로 끝나는 24ms 단위의 frame에 해당된다.[5]

2.1.2. Time Interleaving

DVB-H는 고속 이동 통신을 위해 설계되지 않은 DVB-T 표준을 기반으로 설계되어 time Interleaving을 사용하지 않는다. DAB는 이동 수신을 고려하여 설계되어 time Interleaving을 사용하며, 이를 통해 한 개의 안테

나를 사용하여 이동 수신을 할 경우 발생하는 fading 현상을 해결해준다. Time Interleaving은 burst오류를 보다 ms 시간 척도로 분포시켜 FEC가 오류를 정정할 수 있게 한다. 이동 수신에서는 single 오류보다 burst 오류가 발생할 확률이 크기 때문이다. DAB에서 time Interleaving은 16개 데이터 burst에 적용되며, 하나의 burst가 24ms이므로 time interleaving은 384ms 동안 적용된다.[5]

2.1.3. Unequal Error Protection (UEP)

DAB는 decoding 과정에서 보다 중요한 위치를 차지하는 중요도가 높은 비트와 중요도가 낮은 bit를 구분하여 보호할 수 있는 UEP를 지원하며, decoding 과정에 미치는 영향에 따라 비트들의 중요도가 결정되고 보호된다. UEP를 사용할 경우, 메인 서비스 보호와 관련하여 다양한 오류보호 class들을 설계함으로써 fail이 발생하는 특징에 대해서 객관적 또는 주관적 서비스 품질 측면을 반영하여 최적화할 수 있다. DVB-H는 UEP가 제공되지 않는다. 이는 중요한 정보 (예, 제어정보)에 대해서도 최소한의 오류 보호만이 제공됨을 의미한다. 사용자 입장에서는 중요도가 낮은 비트들이 파괴되는 것에 대해서는 그다지 큰 문제가 발생하지 않으나, 자칫 이로 인해 수신신호의 동기가 어긋날 경우 심각한 문제가 발생 할 수도 있다. [6]

2.1.4. Multi Protocol Encapsulation Forward Error Correction (MPE-FEC)

DVB-H에서는 한 개의 안테나를 사용하여 이동 수신을 높이기 위해 MPE와 추가적인 FEC를 사용하고 있으며, 이러한 오류 보호는 하나의 Time Slicing 안에서만 유효하다. 그러나, 무선상의 오류는 일반적으로 하나씩 발생하지 않으며 burst하게 발생하기 때문에 time slice가 자주 오류에 노출된 경우, 해당 서비스는 다음 time slice가 전송될 때까지 정지된다. MPE-FEC는 상위 프로토콜 계층에서 발생하는 잔여 오류를 부분적으로

수정한다. 따라서 DVB-H는 중요한 비트들에 대한 개별 보호 기능을 가지고 있지 않다. DAB는 MPE-FEC를 사용하지 않으며, 이는 상위 transport 계층을 위한 추가적인 오류 보호 방식일 뿐이다. DAB에서 MPE-FEC 또는 유사한 방식의 사용이 가능하며, 한국형 지상파 DMB의 경우에는 DAB stream mode에서 추가적인 FEC와 MPEG-2 TS 시스템을 사용하여 고속 이동환경에서도 끊김 없는 이동 텔레비전 서비스의 시청이 가능하다. WorldDAB 포럼에서는 현재 DVB-H와 유사한 DAB 표준의 확장을 고려하고 있고, DVB-T와 DVB-S 표준에서 사용하고 있는 MPEG-2 TS와 RS 코드를 검토하고 있다.[5][8]

제 2-2 절 DVB-T 규격서 분석

DVB(Digital Video Broadcasting)는 유럽형 디지털 방송의 표준으로 기존의 위성(DVB-S), 유선(DVB-C), 지상파(DVB-T) 인프라를 이용하여 MPEG II 포맷의 디지털 TV 서비스를 위한 틀을 제공하였다.

DVB-T는 지상파 방송에 적합한 Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) 방식을 사용한다. DVB-T는 네트워크 성격에 따라서 2K/8K mode를 지원하는데, 2K는 1705개의 서브 채널에 심볼을 나누어 전송하고, 8K는 6817개의 서브 채널에 심볼을 나누어 전송한다.

DVB-T는 VHF/UHF 대역에서 동작하므로, 지상파 환경에서 발생하는 fading, multipath propagation, 채널의 불완전한 특성과 여러 가지 장애로 인한 Co-Channel Interference (CCI)와 Adjacent Channel Interference (ACI)에 대한 충분한 보호가 필요하다. 채널 상의 에러를 정정하기 위한 오류 정정 방법으로 연접 오류 정정 코드 (Concatenated Forward Error Correction)를 사용한다. 수신 단에서는 이러한 오류를 정정하기 위해서 외부 부호화(outer coding)로 RS(Reed-Solomon) coding을 내부 부호화(inner coding)로 길쌈 부호화(convolution coding)를 사용한다.

그림 2-6에 DVB-T 시스템의 송신부의 전체적인 블록도를 나타내었다. 두 가지 계층구조 (hierarchical mode)로 전송하기 위해 splitter를 거친

MPEG-2 데이터는 독립적인 오류 정정 부호화기(FEC: Forward Error Correction)를 거친다. 먼저 에너지의 분산을 목적으로 난수화(randomize)된 데이터를 외부 RS 부호화기를 거친 다음 내부 길쌈 부호화를 한다. 각각의 채널 부호화 후에는 연집 에러(burst error)가 발생할 때를 대비하여 interleaving을 하게 된다. Interleaving 된 데이터는 QPSK, different level 16QAM, 64QAM 등으로 변조를 한 후, 2K mode일 때 1705, 8K mode일 때 6817개의 채널에 변조된 심볼을 나누어 OFDM 방식으로 전송된다. [4]

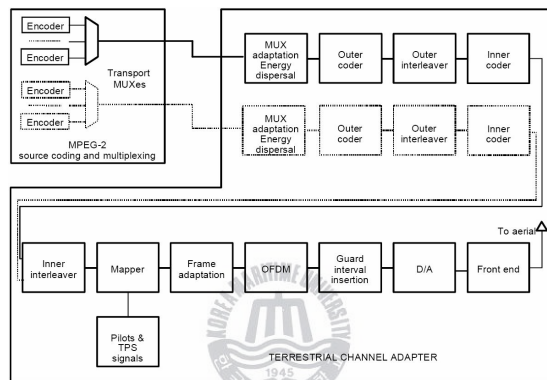


그림 2-6. DVB-T baseline system 블록도
Fig. 2-6. DVB-T baseline system block diagram.

DVB-T 시스템은 위성, 케이블을 이용한 서비스와 호환성을 유지하기 위하여 외부코딩과 외부 interleaving은 공통으로 한다. 또한 2K mode와 8K mode가 있는데 2K mode는 단일 전송기 운용 망과 제한된 전송거리를 갖는 작은 SFN 망에 적당하고, 8K mode는 단일 전송기 운용 망과 큰 SFN 망 모두 사용될 수 있으며 채널 환경에 맞는 전송 비트 율을 설정하기 위하여 다양한 부호화 율과 다양한 레벨을 갖는 변조 방식을 포용한다.

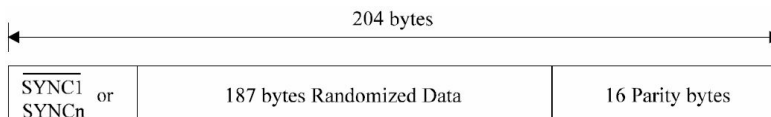


그림 2-7. Data packet 구조
Fig. 2-7. Data packet structure.

DVB-T시스템에서 사용한 외부 코딩은 축소된 RS(204,188,t=8) 코드를 사용하며 이 코드는 RS(255,239,t=8) 코드를 이용하여 쉽게 얻을 수 있다. 그림 2-7와 같이 외부 코딩을 이용하여 16바이트의 오류 검출 코드를 생성하여 정보 데이터 188 바이트를 포함, 총 204 바이트의 출력 값을 얻게 된다. 이 외부 코딩을 이용하여 총 8 바이트의 오류를 검출, 복원 시킬 수 있다.[4][8]

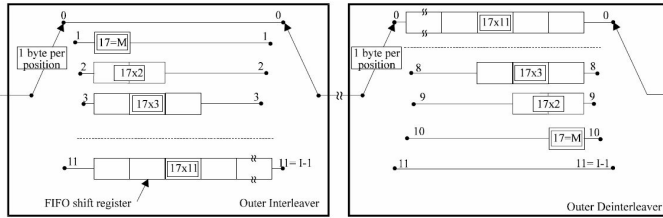


그림 2-8. 외부 interleaver와 de-interleaver의 기능 블록도
Fig. 2-8. Outer interleaver and de-interleaver block diagram.

외부 interleaver는 그림 2-8과 같이 “Forney” 방식의 convolutional interleaver를 사용하여 동기워드 혹은 반전된 동기워드로 시작되는 204 bytes 단위의 packet을 interleaving을 한다. 12개의 branch로 구성되어 있으며 각 branch는 17 bytes $\times$ n, (n=0, 1, 2, ..., 11) 단위의 셀들로 각각 구성되며 입출력 스위치는 서로 동기화되어 동작한다. DVB-T 시스템은 부호화율 1/2과 64 state 길쌈 코드를 기반으로 한 다양한 비율의 심벌탈락 길쌈 코드를 제공한다. 이렇게 함으로써 다양한 서비스와 데이터 전송률에 따라 적절히 부호화율(1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)을 정할 수 있다. 기반이 되는 코드의 생성 다항식은 $G_1=171_{oct}$ 와 $G_2=133_{oct}$ 이다.

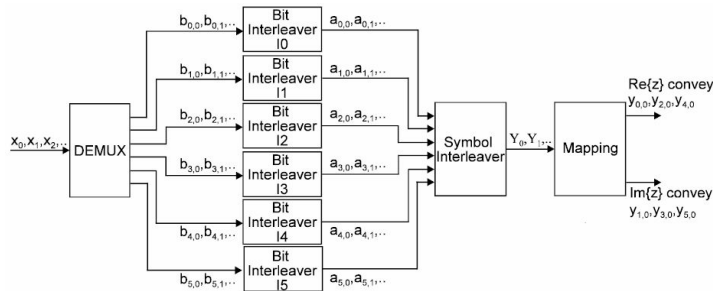


그림 2-9. Non-hierarchical 전송 mode의 bit mapping

Fig. 2-9. Bit mapping for non-hierarchical transmit mode.

내부 interleaving은 bit interleaving과 symbol interleaving으로 구성되고 변조레벨에 따라 bit interleaver의 개수를 선택하여 사용한다. 그림 2-9에서 interleaver의 입력 비트 X_{di} 는 아래의 식 2.1과 같이 된다.

$$X_{di} = b_{di(\text{mod})v, di(\text{div})v} \quad (2.1)$$

$di = \text{the input bit number}$

여기에서 $v=2$ (QPSK), $v=4$ (16QAM), $v=6$ (64QAM) 이다.

Bit interleaver의 블록 크기는 126 비트이고 각각의 bit interleaver의 입력 비트 벡터는 다음 식 2.2와 같이 정의된다.

$$B(e) = (b_{e,0}, b_{e,1}, b_{e,2}, b_{e,3}, \dots, b_{e,125}) \quad (2.2)$$

여기서 $e = \{0, \dots, v-1\}$ 이다.

또한 interleaving된 출력 벡터 $A(e) = (a_{e,0}, a_{e,1}, a_{e,2}, a_{e,3}, \dots, a_{e,125})$ 는 다음 식 2.3과 같이 정의된다.

$$a_{e,w} = b_{e,He(w)} \quad (2.3)$$

여기서 $w = 0, 1, 2, 3, \dots, 125$ 이다.

$He(w)$ 는 각 interleaver의 순열함수이고 다음 식 2.4와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} I0 : H_0(w) &= w \\ I1 : H_1(w) &= (w + 63) \bmod 126 \\ I2 : H_2(w) &= (w + 105) \bmod 126 \\ I3 : H_3(w) &= (w + 42) \bmod 126 \\ I4 : H_4(w) &= (w + 21) \bmod 126 \\ I5 : H_5(w) &= (w + 84) \bmod 126. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Symbol interleaver를 하는 목적은 bit interleaving된 비트 열들을

1512 (2K mode), 또는 6048 (8K mode)개의 carrier들로 grouping 하기 위함이다. Symbol interleaver는 1512개의 데이터 심벌에 대하여 interleaving을 수행한다.

2K mode에서는 bit interleaving된 데이터 12×126 개를 순서적으로 읽어 symbol interleaver의 입력 벡터 $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, y'_3, \dots, y'_{1511})$ 를 만들고, 8K mode에서는 bit interleaving된 데이터 48×126 개를 순서적으로 읽어 symbol interleaver의 입력 벡터 $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, y'_3, \dots, y'_{6047})$ 를 만든다.

Symbol interleaving된 벡터 $Y = (y_0, y_1, y_2, y_3, \dots, y_{N_{\max}-1})$ 는 다음 식 2.5와 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} y_{H(q)} &= y'_q \text{ for even symbols for } q = 0, \dots, N_{\max} - 1 \\ y_q &= y'_{H(q)} \text{ for odd symbols for } q = 0, \dots, N_{\max} - 1 \end{aligned} \quad (2.5)$$

여기서 $N_{\max}$ 는 2K mode일 경우 1512이고, 8K mode일 경우 6048이다. $H(q)$ 는 다음 식 2.6과 같이 정의되는 순열함수이다.



$$\begin{aligned} &q = 0; \\ &\text{for } (I = 0; I < N_{\max}; I + 1) \\ &\{ \\ &\quad H(q) = (i \bmod 2) \cdot 2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-1} R_i(j) \cdot 2^j \\ &\quad \text{if } (H(q) < N_{\max}) q = q + 1; \\ &\} \end{aligned} \quad (2.6)$$

여기서 $N_r = \log_2 M_{\max}$, 2K mode일 경우에는 $M_{\max} = 2048$ 이고, 8K mode일 경우에는 $M_{\max} = 8192$ 이다. 2K mode일 경우와 8K mode일 경우의 $R_i(j)$ 를 표 2-1과 2-2에 정의하였고, 표에 표시된 R'_i 는 다음 식 2.7과 같이 정의된다. R'_i 는 $N_r - 1$ 개의 비트 크기를 갖는다. 예를 들어 2K mode에서는 10 비트의 크기를 갖는다.

$$\begin{aligned}
i = 0, 1: & \quad R'_i[Nr-2, Nr-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 0 \\
i = 2: & \quad R'_i[Nr-2, Nr-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 0 \\
2 < I < N_{\max}: & \quad R'_i[Nr-3, Nr-4, \dots, 1, 0] = R'_i[Nr-2, Nr-3, \dots, 1]
\end{aligned} \tag{2.7}$$

in the 2K mode: $R'_i[9] = R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[3]$

in the 8K mode: $R'_i[11] = R'_{i-1}[0] \oplus R'_{i-1}[1] \oplus R'_{i-1}[4] \oplus R'_{i-1}[6]$

표 2-1. 2K mode의 비트 순열

Table 2-1. Bit permutations for the 2K mode.

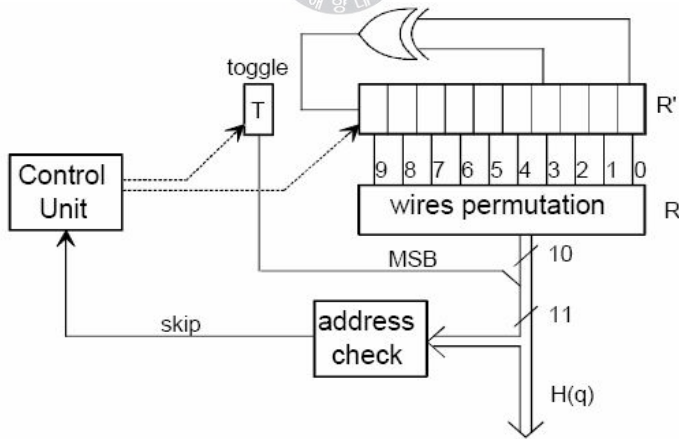
R'i bit positions(j)	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Ri bit positions(rule[j])	0	7	5	1	8	2	6	9	3	4

표 2-2. 8K mode의 비트 순열

Table 2-2. Bit permutations for the 8K mode.

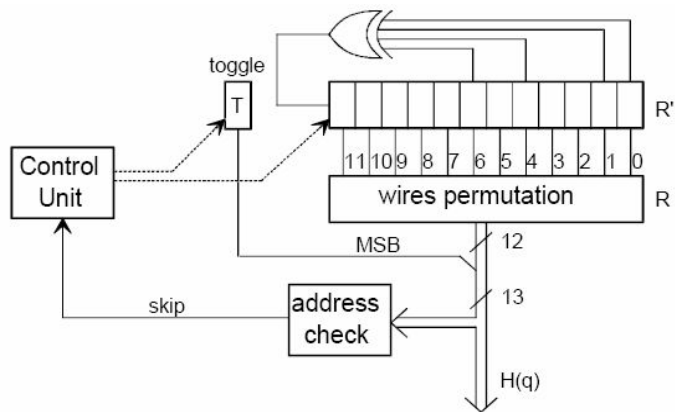
R'i bit positions(j)	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Ri bit positions(rule[j])	5	11	3	0	10	8	6	9	2	4	1	7

심볼 interleaving 알고리즘을 도식적으로 표현하면 그림 2-10와 같다.



(a) 2K mode

(a) 2K mode



(b) 8K mode

(b) 8K mode

그림 2-10. 2K and 8K mode symbol interleaver 주소 발생기

Fig. 2-10. Symbol interleaver address generator for 2K and 8K mode.



3 장 제안모델

제 3-1 절 FIFTH 제안모델

FIFTH는 Fast Internet for Fast Trains Hosts의 약자로 고속 열차의 승객에게 디지털 텔레비전이나 인터넷 서비스를 제공하기 위함이다. FIFTH는 DVB-S 표준을 기반으로 구성되었다.

3.1.1 FIFTH 제안모델 I

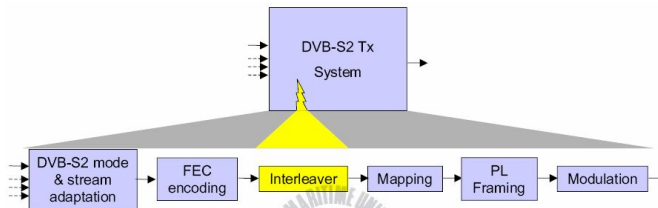


그림 3-1. FIFTH 제안모델 I

Fig. 3-1. Proposed model I by FIFTH.

이 방법은 기존의 DVB-S2 시스템의 FEC encode와 mapping 사이에 interleaver를 첨가하는 방법이다. interleaver를 첨가함으로써 electronic line supporter에 의한 burst 에러들은 FEC decoder에 들어가기 전에 분산되어 FEC decoder가 에러를 정정할 수 있게 된다. 따라서 decoder를 여러 개 붙이지 않고서도 burst 에러를 정정할 수 있다. 그러나, decoding 알고리즘에 신뢰성이 있는 수신 신호를 주어야 하므로 de-interleaver는 연관정 데이터를 decoding 알고리즘에 주어야 하고, de-interleaver 메모리는 interleaver의 m배만큼, 즉 연관정된 데이터의 비트 수만큼 커야 한다. 또한 내부 채널 interleaver의 채택은 DVB-S2 프레임 구조를 기반으로 한 동기 알고리즘을 요구하므로 채널 인코더를 적용하기 위해서는 DVB-S2 표준을 수정해야 한다는 단점이 있다. [1][2]

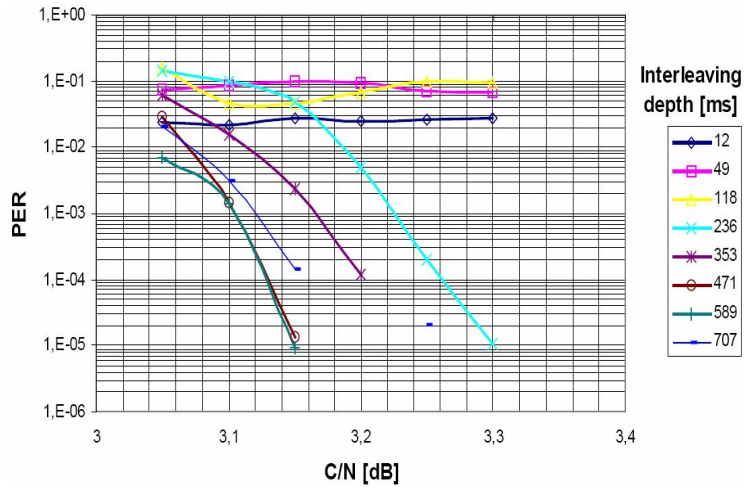


그림 3-2. Interleaving 길이에 따른 FIFTH 모델 I의 성능
Fig. 3-2. Performance of FIFTH model I by interleaving depth.

3.1.2 FIFTH 제안모델 II

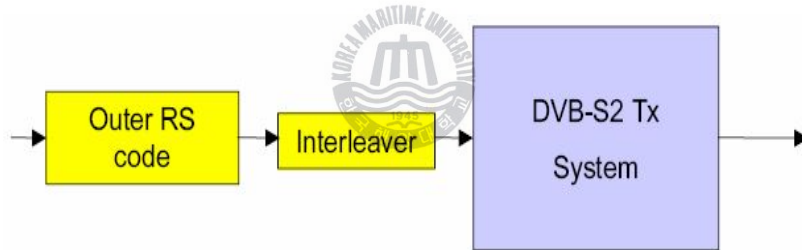


그림 3-3. FIFTH제안 모델 II
Fig. 3-3. Proposed model II by FIFTH.

이 방법은 DVB-S2 시스템의 앞 단에 외부 부호(RS 코드)와 interleaver를 연결하여 구현 가능하므로 DVB-S2와의 충돌되는 점을 적게 할 수 있다는 장점이 있다. interleaver와 de-interleaver의 입, 출력 값은 강판정 된 값인 '0'과 '1'이다. 그러나 DVB-S2 시스템에 외부 부호를 적용함으로써 이전의 DVB-S2 시스템보다 대역 효율이 떨어진다는 단점이 있다. 이 모델에는 다음과 같은 네 가지의 방식으로 제안되어 있다. 이를 표 3-1에 요약하였다. [1][9]

표 3-1. FIFTH 제안모델 사양

Table. 3-1. Proposed model II option.

DVB-S2		RS Coding Rate
Modulation	LDPC Coding Rate	
QPSK	2/3	1023,975,48
QPSK	3/4	255,191,64
QPSK	3/4	233,191,32
QPSK	2/3	209,191,17

그림 3-4, 3-5, 3-6, 3-7는 FIFTH 제안 모델 II에 대한 FIFTH에서 평가한 성능곡선이다.

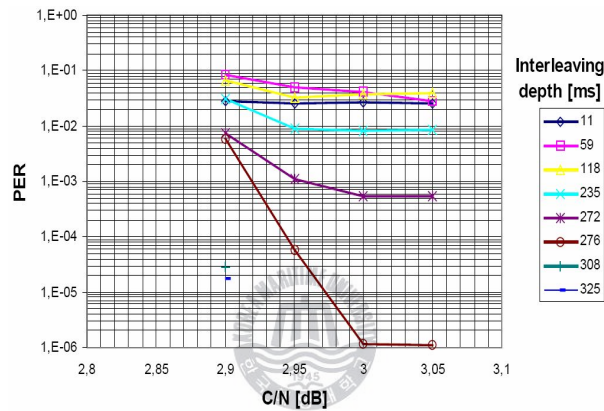


그림 3-4. QPSK + 2/3 + RS(1023,975,48)

Fig. 3-4. QPSK + 2/3 + RS(1023,975,48).

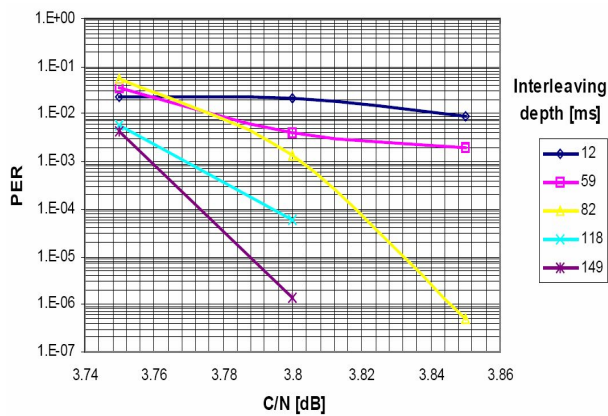


그림 3-5. QPSK + 3/4 + RS(255,191,64)

Fig. 3-5. QPSK + 3/4 + RS(255,191,64).

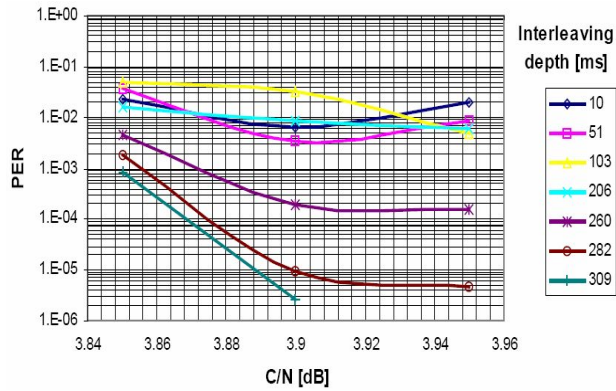


그림 3-6. QPSK + 3/4 + RS(223,191,32)

Fig. 3-6. QPSK + 3/4 + RS(223,191,32).

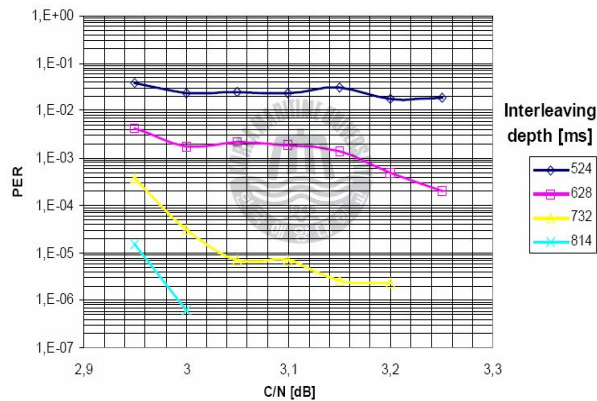


그림 3-7. QPSK + 2/3 + RS(209,191,18)

Fig. 3-7. QPSK + 2/3 + RS(209,191,18).

제 3-2 절 DVB-S2M 제안 모델

DVB-S2M에서 제안한 시스템 블록 다이어그램은 다음 그림 3-8과 같다. 여기에서 UL FEC는 RS 부호이고 UL interleaver는 virtual interleaver, PL1은 Block interleaver, PL2는 Time interleaver를 나타낸다. Virtual interleaver는 5장에서 자세히 설명하며, Block interleaver 및 Time interleaver는 다음에서 설명하도록 하였다.

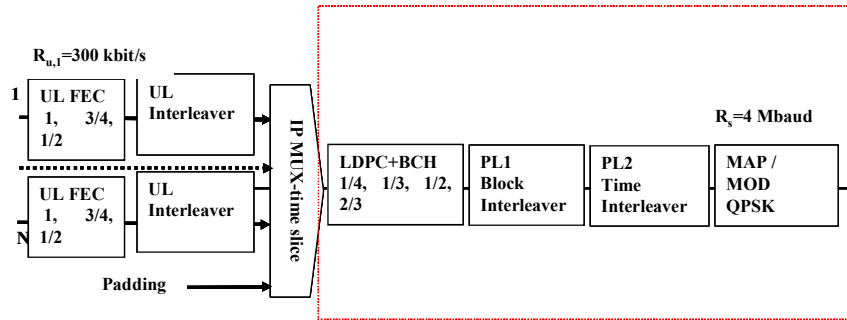


그림 3-8. DVB-S2M 제안 모델
Fig. 3-8. Proposed model by DVB-S2M.

3.2.1. Time Interleaver

그림 3-9는 Forney가 제안한 time interleaver의 모습으로, 여기서 I 는 interleaver의 depth이고 M 은 레지스터가 가지고 있는 저장 장소 하나의 크기로 LDPC의 데이터 길이($N=16200$)를 I 로 나눈 값과 같다($M = 16200/I$). 그리고 j 는 time interleaver의 인덱스이다.

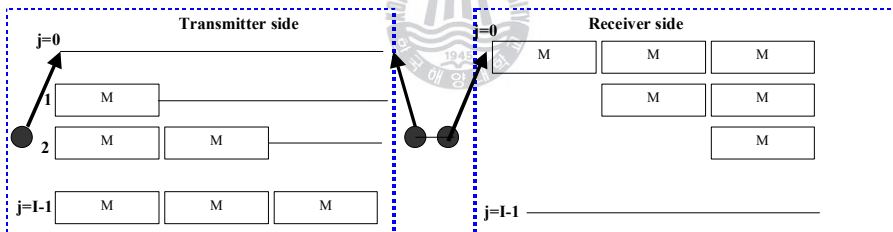


그림 3-9. PL#2 time interleaving
Fig. 3-9. PL#2 time interleaving.

비트 열이 들어오면 순서대로 레지스터에 저장되는데 이어지는 레지스터에는 그 이전의 레지스터보다 하나 더 많은 저장 장소가 있다. 레지스터는 FIFO (first input first output) 레지스터이다. 따라서 각 인덱스에는 인덱스 수만큼의 저장 장소가 있다. 새로운 데이터가 레지스터에서 나오면 정류자(commutator)는 다음 레지스터로 스위치를 옮기게 되고 그 레지스터에서 가장 오래된 값이 출력된다. 정류자가 $I-1$ 번째 레지스터 후에 정류자는 다시 0번째 레지스터로 돌아가서 다시 시작한다. Time de-

interleaver의 모양은 time interleaver와 정반대이므로 de-interleaving 과정도 time interleaver의 역 과정을 수행하게 된다. 따라서 $j=0$ 번째 열의 레지스터가 $I-1$ 개로 가장 긴 저장 장소를 가지고 있고 $j=I-1$ 번째의 레지스터는 저장 장소를 가지고 있지 않다. I 와 M 의 크기는 다음 표 3-2와 같이 8개 중 하나로 설정할 수 있다. 신호가 interleaver와 de-interleaver에 각 레지스터의 차례대로 저장되고 정류자에 의하여 출력되는데 각 레지스터에는 저장 공간이 있어 지연시간이 발생하게 되고, 지연시간은 다음 식 3-1과 같이 계산할 수 있다

$$I \times (I - 1) \times M \quad (3-1)$$

Interleaver 후의 신호는 앞과 뒤에 지연시간이 나뉘어 있지만 de-interleaver 후의 신호는 신호의 앞부분에 $I \times (I - 1) \times M$ 만큼의 지연시간이 생기고 그 다음부터는 신호가 지연 없이 차례대로 출력되게 된다. [9]

표 3-2. PL#2 time interleaving 사양

Table 3-2. Option for PL#2 time interleaving.

I=1	I=2	I=5	I=10
No time Int	M=8100	M=3240	M=1620
I=20	I=40	I=81	I=162
M=810	M=405	M=200	M=100

3.2.2 Block interleaver

DVB-S2M에서는 2장의 제 2-2절에서 언급된 DVB-T규격의 bit interleaver와 symbol interleaver를 결합한 interleaver를 block interleaver로써 사용한다. Bit interleaver를 사용하기 위해서는 LDPC 부호의 $N = 16200$ 개의 데이터를 하나의 bit interleaver에서 126개로 나누어 분리하여야 하는데, 16200개의 데이터는 126으로 나누어 떨어지지 않아 72개의 데이터가 남게 되어 126bit를 만족하기 위해서는 54개의

“null” 데이터를 첨가해야 하고 출력되는 비트 수는 16254개이다. 결과적으로 이러한 임의의 “null” 데이터 삽입으로 전송 효율을 1.003배 저하시키는 결과를 초래한다. Symbol interleaver를 사용하기 위해서는 주소를 발생시키는 주소 발생기가 필요하므로 복잡한 회로가 필요하게 된다.[2]

따라서, 본 논문에서는 이러한 회로 구현이 필요하지 않고, LDPC 부호어의 길이($N = 16200$)에 적합한 block interleaver를 제안하고, 이를 그림 3-10에 나타내었다.

제안하고자 하는 block interleaver는 그림 3-10과 같이 수행된다. 입력 비트 열은 $x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,X_i}$ 로 표현할 수 있고, X_i 는 i 의 데이터 길이($N=16200$)와 같다.

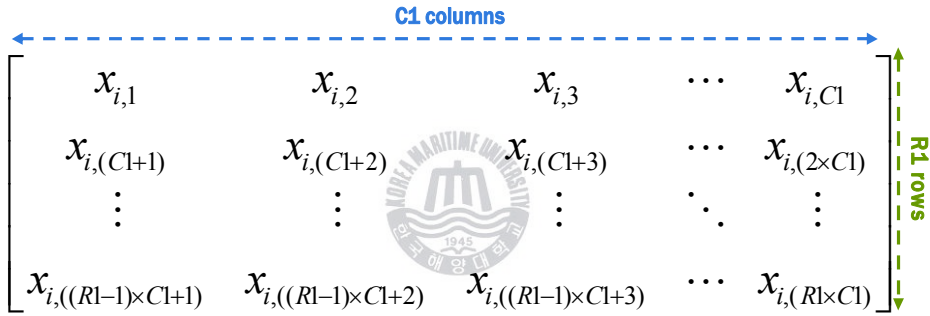


그림 3-10. PL#1 block interleaving 구조

Fig. 3-10. PL#1 block interleaving construction.

Row의 개수 $R1$ 은 LDPC의 데이터 길이($N=16200$)를 column의 개수로 나눈 값이다. 데이터 열이 입력되면 가장 위쪽의 row부터 가장 아래의 row까지 차례대로 블록에 데이터를 저장한다. 블록이 데이터로 완전히 채워진 뒤, 한 번에 하나의 column이 출력된다. 출력 될 때는 다음 표에 나타난 것과 같이 inter-column permutation patterns에 따라 각 column이 출력된다. Block de-interleaver는 block interleaver의 역 과정으로 수행하면 된다. 수신된 데이터 열을 inter-column permutation patterns에 따라 그에 해당하는 column에 차례로 저장한 후 가장 위쪽의 row부터 가장 아래의 row까지 차례로 데이터를 출력하면 된다.

제안하고자 하는 block interleaver는 표 3-3에서 나타난 바와 같이 4가지의 사양이 있다. C_1 의 길이가 1이라면 이는 interleaving효과를 주지 않는 것이고, 2, 4, 8의 경우에는 “Inter-column Permutation Patterns”의 순서에 따라 데이터를 배치하여 interleaving 한다. [9]

표 3-3. PL#1 block interleaver 사양

Table 3-3. Option for PL#1 time interleaving.

TTI	Number of Columns C_1	Inter-column Permutation Patterns $\langle P_{1C_1(0)}, \dots, P_{1C_1(C_1-1)} \rangle$
10ms	1	0
20ms	2	0,1
40ms	4	0,2,1,3
80ms	8	0,4,2,6,1,5,3,7



제 4 장 Train interruption 채널 모델링

제 4-1 절 Train interruption 채널 모델링 방법

다음 그림은 기차 선로의 단면을 나타낸 그림이다.

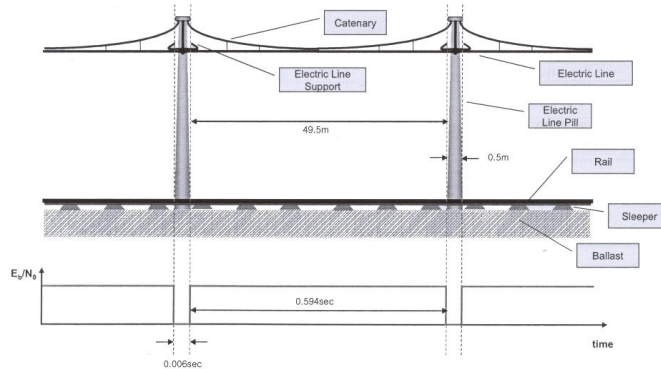


그림 4-1. 열차 선로 환경

Fig. 4-1. Circumstance of train line.

기차가 선로 위를 달릴 때, electronic line supporter에 의해 위성의 신호의 감쇄가 일어나게 되는데, 그 때의 신호의 상태는 그림 4-2와 같고, electronic line supporter의 주기인 50m마다 신호의 감쇄가 발생한다.

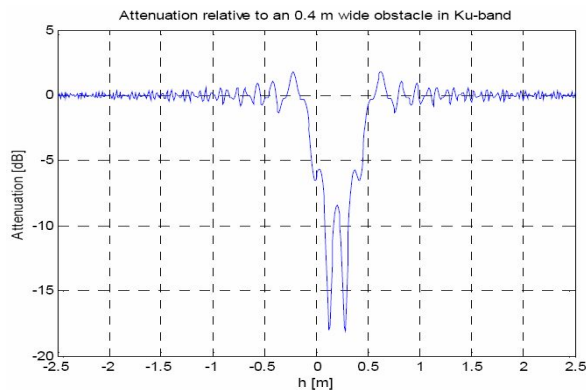


그림 4-2. Train interruption 감쇄

Fig. 4-2. Attenuation by train interruption.

기차의 속도가 300km/h라고 한다면 다음 식 4.1과 같이 속도의 단위를 m/s로 나타낼 수 있다.

$$300km/h = \frac{300 \times 10^3 m}{60m \times 60s} = 83.333m/s \quad (4.1)$$

즉, 기차는 1초에 83.333m를 진행한다. 따라서 electronic line supporter의 영향을 받지 않는 구간의 시간은 다음 식 4.2와 같이 계산될 수 있다.

$$\begin{aligned} 1s : 83.333m &= xs : 49.5m \\ x &= 0.594s \end{aligned} \quad (4.2)$$

그리고 electronic line supporter의 영향을 받는 구간의 시간은 식 4.3의 방법과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} 1s : 83.333m &= xs : 0.5m \\ x &= 0.006s \end{aligned} \quad (4.3)$$

데이터의 속도를 5Mbps라고 한다면 electronic line supporter의 영향을 받지 않는 구간의 데이터량은 다음 식 4.4와 같다.

$$\begin{aligned} 5 \times 10^6 bit : 1s &= xbit : 0.6s \\ x &= 3 \times 10^6 bit \end{aligned} \quad (4.4)$$

또한 electronic line supporter의 영향을 받는 구간의 데이터량은 다음 식 4.5와 같다.

$$\begin{aligned} 5 \times 10^6 bit : 1s &= xbit : 0.006s \\ x &= 30 \times 10^3 bit \end{aligned} \quad (4.5)$$

electronic line supporter에 의한 burst 에러를 정정하기 위하여 interleaver를 시스템에 첨가할 수 있는데, FIFTH에서는 다음과 같이 크게 2가지 방법을 제안하고 있다. [1]

제 5 장 이동성 DVB-S2M에 적용할 수 있는 부호화 방식

본 연구에서는 DVB-S2M에 적용할 수 있는 부호화 방식에 대해서 시뮬레이션을 통해 연구하였다. 시뮬레이션 블록다이어그램은 그림 5-1과 같다.

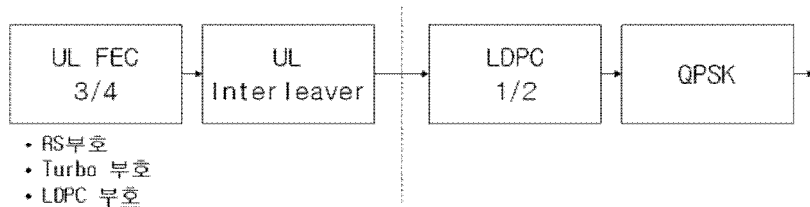


그림 5-1. 시뮬레이션 블록다이어그램
Fig. 5-1. Simulation block diagram.

DVB-S2M은 크게 Upper Layer(UL) 부분과 Physical Layer(PL) 부분으로 구별되며, Physical Layer에서 $N=16200$, $R=1/2$ 인 LDPC부호를 사용하는 가운데, Upper Layer의 오류정정부호 방식을 RS 부호와 Turbo 부호, LDPC 부호를 virtual interleaver와 함께 사용하여 그 성능을 비교함으로써 최적의 성능을 보이는 부호화 방법을 연구하였다.

제 5-1 절 UL-FEC에 적용될 수 있는 부호화 방식

5.1.1. RS 부호 및 Virtual interleaver

그림 5-2는 MPE-FEC 프레임을 나타낸다. Frame을 구성하는 하나의 심벌은 8비트로 구성되며, column의 개수는 255개의 심벌로 고정되어 있고, column의 길이는 최고 1024개의 심벌까지 유동적으로 설정 가능하다. 다시 말하자면 row의 길이는 255심벌로 고정되어 있고, row의 개수는 최고 1024개의 심벌까지 유동적으로 설정 가능하다. 따라서 총 프레임의 크기는 최대 약 2M bit를 가질 수 있다. 191개의 심벌로 이루어진 프레임 왼쪽의 부분은 정보 비트 부분이고, 64개의 심벌로 이루어진 프레임의 오른쪽의 부분은

쪽 부분은 RS 부호화 과정으로 생겨난 RS 패리티 부분이다. 데이터가 입력되면 프레임의 가장 왼쪽에 위치한 column을 채우면서 오른쪽 방향의 column에 데이터를 저장하고, 저장되지 않은 부분이 생긴다면 이 부분은 '0'으로 채워 넣는다. 데이터를 모두 저장하고 난 후에, row 단위로 RS 부호화를 실행한다. 191개의 데이터 심벌을 이용하여 64 심벌의 RS 패리티를 만든다. 부호화가 끝난 데이터는 column 방향으로, 즉, 가장 왼쪽의 column부터 가장 오른쪽의 column까지 블록에 입력된 순서 차례대로 전송된다. [1]

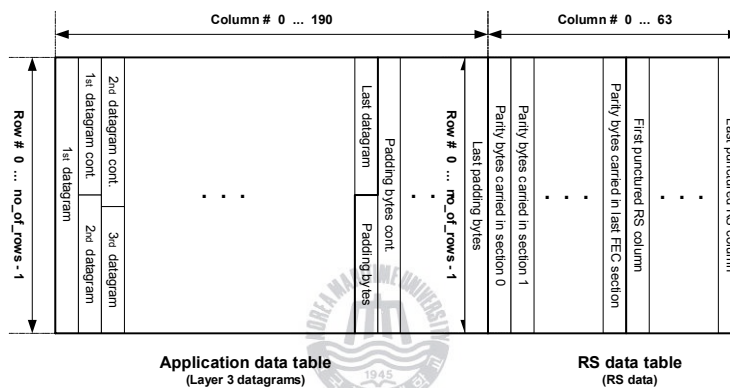


그림 5-2. MPE-FEC 프레임 구조
Fig. 5-2. Frame structure of MPE-FEC.

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

5.1.2. Double Binary Turbo 부호

Double binary CRSC(Circular Recursive Systematic Convolution)부호는 Convolution 부호와 RS 부호를 연결되어 구성된 부호보다 나은 에러 정정능력을 가진 부호로 대체하기 위해서 채택되었으며, Double binary 부호는 binary 부호보다 같은 implementation complexity에서 더 나은 에러

정정 능력을 가지고 있으며 부호기의 구조와 Trellis Diagram는 다음과 같다.

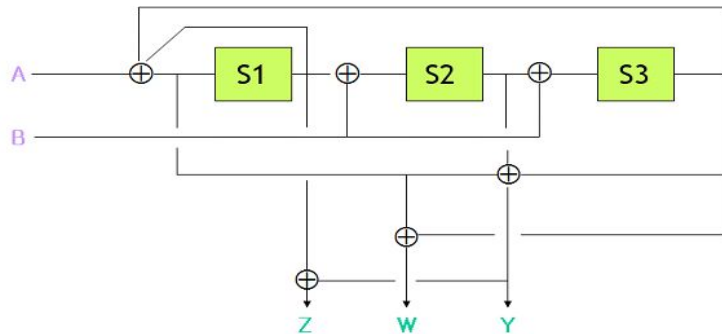


그림 5-3. Recursive Convolutional Encoder with Memory $v=3$
Fig. 5-3. Recursive Convolutional Encoder with Memory $v=3$.

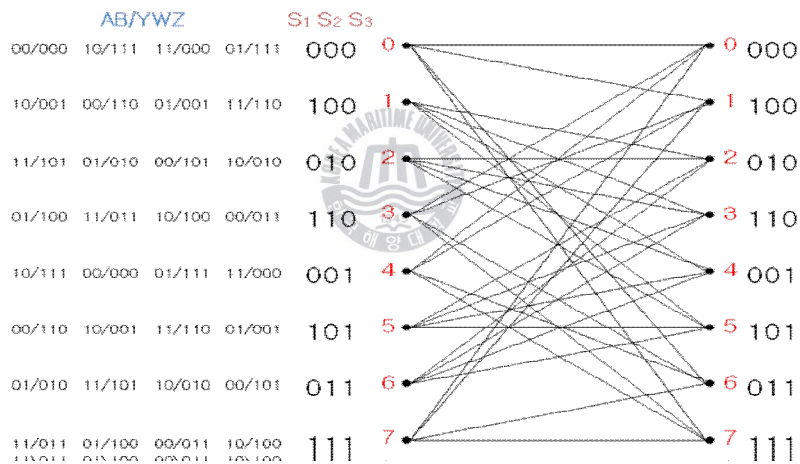


그림 5-4. CRSC Turbo 부호의 트렐리스도
Fig. 5-4. Trellis diagram of CRC turbo code.

그림 5-4는 그림 5-3의 부호화기에 대한 trellis 구조 도이다. 메모리가 3개이므로 상태 수는 모두 8개 이며 입력되는 A, B 의 비트가 “00”, “01”, “10”, “11” 네 가지의 경우가 발생하므로 한 상태에서 다음 상태로의 가지 수는 총 4개이다.[10]

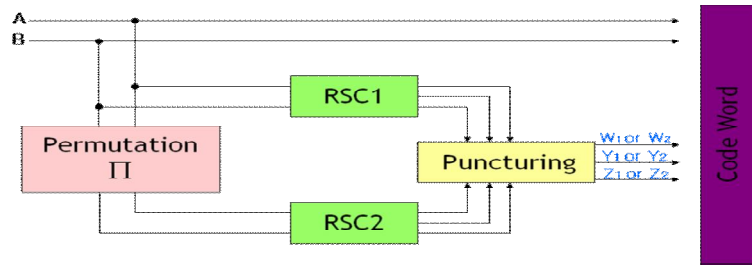


그림 5-5. Double-binary Circular Recursive Systematic Convolutional Encoder

Fig. 5-5. Double-binary Circular Recursive Systematic Convolutional Encoder.

그림 5-5은 Double Binary Turbo 부호화기의 전체 구조를 나타낸다.

Double binary bit A, B의 두 비트가 입력되면, 그림 5-3의 RSC부호화기를 거쳐 출력된 비트의 두 비트 단위의 Permutation 을 하여 나온 두 비트를 다시 RSC부호화 하여 각 부호화율에 적합하게 puncturing한다. Permutation은 수신단에서 연접 오류 (burst error)를 방지하고 오류마루 현상(error floor)를 방지하기 위한 interleaver 효과를 나타낸다. Permutation 방법은 다음 단계를 따른다.

1단계

Block Size를 N이라고 하면 시점을 k라 두고 ($k=0,1,2, \dots, N-1$)

$k \bmod 2$ 의 값이 0 이라면 시점의 데이터 A와 B의 값을 서로 바꾼다.

2단계

다음과 같이 Permutation parameters를 P_0, P_1, P_2, P_3 라고 하면 이들은 다음 표 5-1와 같은 Block Size N에 따라 값이 변한다.

3단계

$k \bmod 4$ 가 0 이면 $P=0$

$k \bmod 4$ 가 1 이면 $P=N/2 + P_1$

$k \bmod 4$ 가 2 이면 $P=P_2$

$k \bmod 4$ 가 3 이면 $P=N/2 + P_3$

그리고, Permutation index를 j 라 하면, $j = (P0 \times k + P + 1) \bmod N$ 이 된다.

본 연구에서는 위와 같은 원리를 이용하여 블록사이즈가 768이고 사용된 Permutation Parameter는 $P0=19$, $P1=424$, $P2=224$, $P3=648$ 이며, 부화율이 3/4와 가장 근접한 8/11을 사용하였는데 Puncturing Pattern은 표 5-1과 같다.

표 5-1. $R=8/11$ 일 때 Puncturing Pattern

Table 5-1. Puncturing Pattern about $R=8/11$.

	Y	W	Z
R=8/11	1 0 1 0 1 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0	0 0 0 0 0 0 0 0

그림 5-6은 duo-binary turbo 복호기 구조를 나타낸다. 수신된 신호는 각각의 복호기를 거친 후 de-multiflexing 되어 A, B, Y, W, Z로 분리된다. 분리된 각 soft값들은 각각의 두 개의 복호기에 입력된다. binary turbo 복호기와는 달리 이는 두 비트 단위의 복호를 해야 하기 때문에 각각의 복호기의 extrinsic 정보는 4개가 발생한다.

수신된 정보 비트 A, B 그리고 수신된 parity 비트 Y1, W1, Z1 이 첫 번째 Decoder1에 입력된 후 복호된 4개의 $\lambda_k^{00}, \lambda_k^{01}, \lambda_k^{10}, \lambda_k^{11}$ 값이 출력된다. 처음에는 Extrinsic 값이 없기 때문에 자기 자신의 값을 빼지 않고 interleave(permutation)에 들어 간 후 두 번째 Decoder2에 Extrinsic 값으로 입력이 되고, 수신된 parity 비트 Y2, W2, Z2도 함께 입력이 된다. Decoder2에서 출력된 $L_c(\lambda_k^{00}), L_c(\lambda_k^{01}), L_c(\lambda_k^{10}), L_c(\lambda_k^{11})$ 은 MAP #2에 정보비트로 입력된 자기 자신의 값 $L_c(d_k^{00}), L_c(d_k^{01}), L_c(d_k^{10}), L_c(d_k^{11})$ 을 뺀 후 Deinterleave에 들어 간 후 iteration을 통해 다시 첫 번째 Decoder1의 Extrinsic 값으로 입력이 된다.

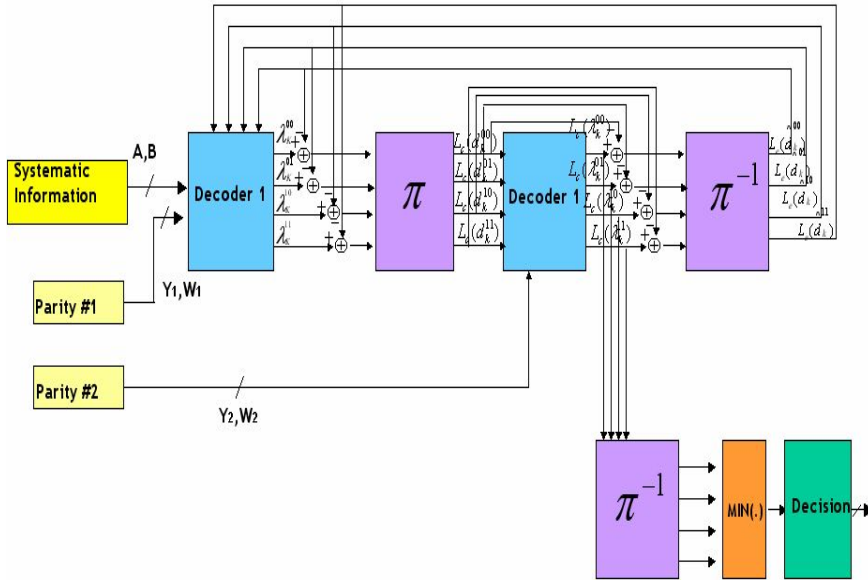


그림 5-6. Decoder Structure of Non-binary Convolutional Turbo Code
Fig. 5-6. Decoder Structure of Non-binary Convolutional Turbo Code.

5.1.3. LDPC 부호

(1) IEEE 802.16e에 적용된 LDPC부호

LDPC 코드에서 H 행렬의 크기는 코드워드 길이에 비례하여 커지게 되는데 실제로 고려되는 코드워드 길이인 2000 비트 정도에 해당하는 H 행렬을 저장하는 데는 상당한 양의 메모리가 필요하게 된다. 따라서 IEEE 802.16e 휴대 인터넷 국제 표준에서는 필요한 메모리 크기의 감소를 위한 기술적 논의들이 있어왔다. 이제껏 논의되었던 기술들 중에서 지난 9월 서울 세션에서 채택된 기술은 H 행렬을 작은 정방 행렬로 구분하여 저장하는 방법이다. 이 방법에서 주목할 사항은 이러한 작은 정방 행렬을 indexing하는 방법을 통해 전체 H 행렬에 소요되는 메모리를 감소시키는 것이다. 여러 회사들 간에 많은 동의를 얻고 있는 인덱싱 방법으로는 소정방 행렬을 identity 행렬과 circular shifted identity 행렬로 제한하고 하나의 정수로서 이들을 indexing하는 방법이다. 이러한 작은 규격의 행렬을 베이스 행렬이라 부르며 이 행렬 속에는 identity 행렬과 circular shifted

identity 행렬에 대한 인덱스가 담기게 된다. 예를 든다면 아래 그림 5-7
에서와 같이 인덱스가 간단하게 정해지는 것을 볼 수 있다. [11][12]

-1

→

0	0	0	0
0	0	0	0
0	0	0	0
0	0	0	0

0

→

1	0	0	0
0	1	0	0
0	0	1	0
0	0	0	1

1

→

0	0	0	1
1	0	0	0
0	1	0	0
0	0	1	0

2

→

0	0	1	0
0	0	0	1
1	0	0	0
0	1	0	0

3

→

0	1	0	0
0	0	1	0
0	0	0	1
1	0	0	0

그림 5-7. 소 정방 행렬과 인덱스

Fig. 5-7. Short Matrix and index.

위의 예에서는 소 정방 행렬의 크기가 4×4 인 예를 들었지만 소 정방
행렬의 크기가 증가함에 따라 메모리 절약의 효과는 증가하게 된다. 베이스
행렬에서 H 행렬을 얻어내는 과정은 베이스 행렬에 있는 각각의 인덱스
를 주어진 크기의 소 정방행렬로 바꾸어 넣음을 통해서 이루어지는데 이
러한 과정을 익스팬션(expansion)이라 부른다. 본 시뮬레이션에 사용된 코
드의 길이가 2040이고, 부화율 3/4인 LDPC의 소 정방 행렬의 크기는 85
×85이며, 그 Permutation은 그림 5-8과 같다.[13]

5	33	2	82				26	61		76		32	33	3	9		40	42	0					
54	83	16	74		81	69		13		81		39	21	28	26			0	0					
62		48		10	58	39	69		69			8		19	48	61	72			0	0			
33	54		58	7	64	41	56		34	54	38					84	28	0			0	0		
				28	46	48	70	84	19	5	45	21	79	38	17							0	0	
	55	27	77	17				5	35	49	14	62	46			23	23	42						0

그림 5-8. 소 정방 행렬로 이루어진 H matrix Permutation

Fig. 5-8. H matrix permutation of short matrix.

(2) DVB-S2에 적용된 LDPC부호

DVB-S2 LDPC 코드의 parity check matrix는 sparse할 지라도 일반적인 generator matrix는 encoding을 위하여 필요하다. 물론, 일반적인 linear code는 parity check matrix를 알고 있기에 generator matrix는 Gaussian elimination method를 사용하여 간단하게 유도될 수 있다. 그러나 그 결과 generator matrix는 더 이상 sparse하지 않다. 이것은 저장 용량과 encoding complexity 문제를 야기한다. 따라서 여기서는 parity check matrix를 다음 식 5.10의 형태로 적용시킨다.

$$H_{(N-K) \times N} = \begin{bmatrix} A_{(N-K) \times K} & B_{(N-K) \times (N-K)} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & & & & & & & & & \\ & 1 & & & & & & & & \\ & & 1 & & & & & & & \\ & & & 1 & & & & & & \\ & & & & 1 & & & & & \\ & & & & & 1 & & & & \\ & & & & & & 1 & & & \\ & & & & & & & 1 & & \\ & & & & & & & & 1 & \\ & & & & & & & & & 1 \end{bmatrix}$$

그림 5-9. Submatrix of Parity Check Matrix

Fig. 5-9. Submatrix of Parity Check Matrix.

Matrix A는 cycle-4를 피하고, cycle-6을 최소화 시키면서 sparse 하게 matrix를 구성하며, 각각의 초기치도 random하게 분포시킨다.

표 5-2은 long frame 길이인 $N=64800$ 일 때의 코딩 parameter이며, 표 5-3는 short frame인 $N=16200$ 일 때 코딩 parameter를 나타내며, DVB-S2M에 적용될 $N=16200$ 의 성능 곡선은 그림 5-10과 같다. [11]

표 5-2. Coding parameter (nldpc = 64800)

Table 5-2. Coding parameter (nldpc = 64800).

LDPC Code	BCH Uncoded Block k_{bch}	BCH coded block N_{bch} LDPC Uncoded Block K_{ldpc}	BCH t-error correction	LDPC Coded Block N_{ldpc}
1/4	16008	16200	12	64800
1/3	21408	21600	12	64800
2/5	25728	25920	12	64800
1/2	32208	32400	12	64800
3/5	38688	38880	12	64800
2/3	43040	43200	10	64800
3/4	48408	48600	12	64800
4/5	51648	51840	12	64800
5/6	53840	54000	10	64800
8/9	57472	57600	8	64800
9/10	58192	58320	8	64800

표 5-3. Coding parameter (nldpc =16200)

Table 5-3. Coding parameter (nldpc = 16200).

LDPC Code	BCH Uncoded Block k_{bch}	BCH coded block N_{bch} LDPC Uncoded Block K_{ldpc}	BCH t-error correction	Effective LDPC Rate $K_{ldpc}/16200$	LDPC Coded Block N_{ldpc}
1/4	3072	3240	12	1/5	16200
1/3	5232	5400	12	1/3	16200
2/5	6312	6480	12	2/5	16200
1/2	7032	7200	12	4/9	16200
3/5	9552	9720	12	3/5	16200
2/3	10632	10800	12	2/3	16200
3/4	11712	11880	12	11/15	16200
4/5	12432	12600	12	7/9	16200
5/6	13320	13320	12	37/45	16200
8/9	14400	14400	12	8/9	16200
9/10	NA	NA	NA	NA	NA

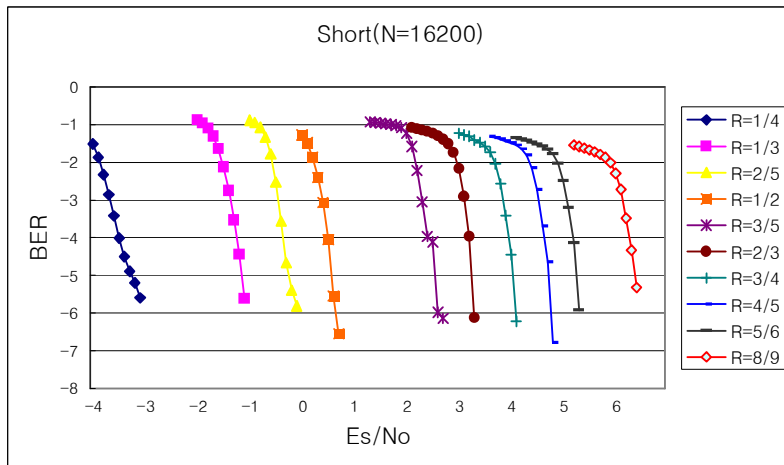


그림 5-10. N=16200일 때 LDPC 부호화 율에 따른 성능곡선
Fig. 5-10. BER curve about LDPC coding rate (N=16200).



제 6 장 시뮬레이션 및 성능 평가

이 장에서는 앞에서 설명한 DVB-S2M의 Upper Layer에 적용할 수 있는 부호화 방법들을 토대로 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션에서 Physical Layer 에는 부호화율이 1/2인 short LDPC를 사용하였고, Upper Layer에는 RS(255,191,32), Double Binary Turbo 부호(N=768, R=8/11), DVB-S2규격의 LDPC(N=16200, R=3/4), IEEE 802.16e 규격의 LDPC(N=2040, R=3/4)를 사용하여 각각의 성능을 비교하여 보았다. Upper Layer의 모든 부호화 방법에서 virtual interleaver를 사용하였다. 아래 표는 시뮬레이션 환경에 대한 각 부호화 방식에 대한 요약한 표이다.

표 6-1. 시뮬레이션을 위한 각 부호화 방식 적용 사양

Table 6-1. Parameter about various coding method.

부호화 방식	부호화율(R)	interleaver 사이즈(비트)
RS 부호	(255,191,32) R=3/4	2040*D
Turbo 부호	R=8/11(N=768)	2112(N*2*11/8)*D
LDPC부호(802.16e)	R=3/4(N=2040,K=1530)	2040*D
LDPC부호(DVB-S2)	R=3/4(N=16200,K=11880)	16200*D

Virtual interleaver의 사이즈를 512에서 1024까지 변화시키면서, 기차의 속도가 10km/h, 20km/h, 30km/h, 150km/h, 300km/h에서 각 부호화 방식에 대한 성능의 변화를 살펴 보았다.

제 6-1 절 UL FEC에 RS 부호를 적용했을 때의 성능

시뮬레이션에 사용된 RS부호는 RS(255,191,32)이며, 부호화된 블록의 사이즈는 $255 \times 8 = 2040\text{bits}$ 이다. 기차의 속도와 virtual interleaver의 사이즈를 변화시키면서 시뮬레이션 한 결과, 기차의 속도가 10km/h일 때는 virtual interleaver의 사이즈를 1024bytes까지 늘여도 Train interruption에 의한 오류를 정정할 수 없었지만, 기차의 속도와 virtual interleaver의 사이즈에 따라 E_s/N_0 가 0.3dB ~ 0.5dB 사이에서 그 오류를 정정할 수 있

음을 알 수 있다. 그림 6-1부터 그림 6-5까지는 기차의 속도와 virtual interleaver의 사이즈에 따라 UL FEC에 RS부호를 적용했을 때의 성능을 나타내었다.

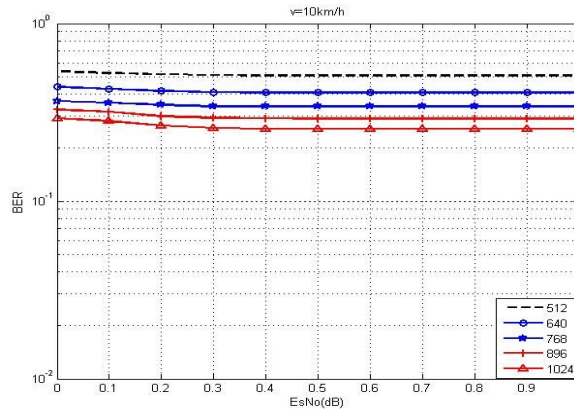


그림 6-1. 기차의 속도가 10km/h일 때
Fig. 6-1. Train speed = 10km/h.

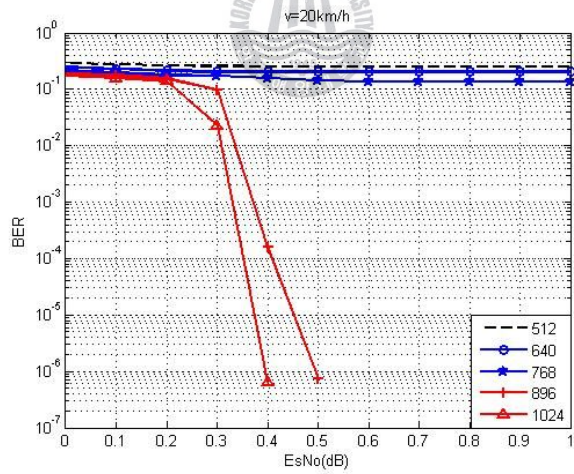


그림 6-2. 기차의 속도가 20km/h일 때
Fig. 6-2. Train speed = 20km/h.

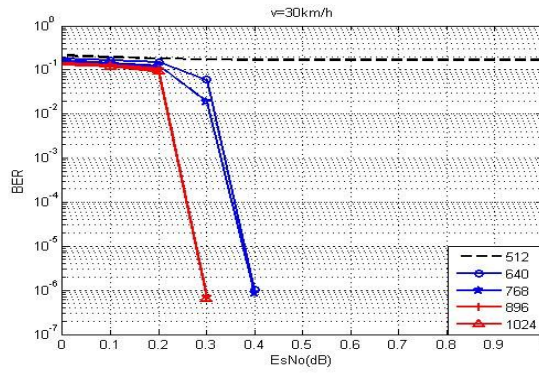


그림 6-3. 기차의 속도가 30km/h일 때
Fig. 6-3. Train speed = 30km/h.

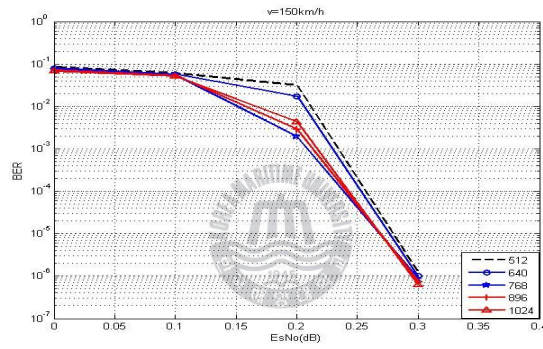


그림 6-4. 기차의 속도가 150km/h일 때
Fig. 6-4. Train speed = 150km/h.

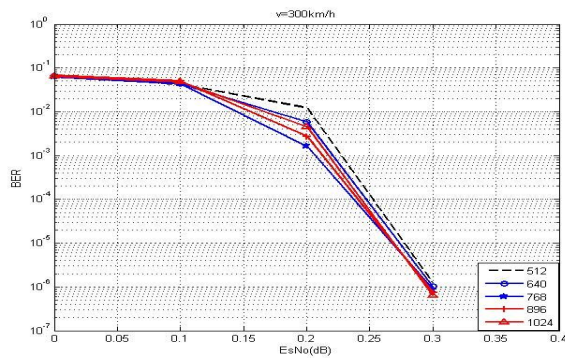


그림 6-5. 기차의 속도가 300km/h일 때
Fig. 6-5. Train speed = 300km/h.

제 6-2 절 UL FEC에 Double Binary Turbo 부호를 적용했을 때의 성능

시뮬레이션에 사용된 Double Binary Turbo 부호의 block size는 768bits이고, iteration 횟수는 6회, 부화율은 8/11이며, 부호화된 블록의 사이즈는 $768 \times 2 \times 11/8 = 2112\text{bits}$ 이다. 기차의 속도와 virtual interleaver의 사이즈를 변화시키면서 simulation한 결과, 기차의 속도가 10km/h일 때와 20km/h일 때는 virtual interleaver의 사이즈를 1024까지 늘여도 Train interruption에 의한 오류를 정정할 수 없었지만, 기차의 속도와 virtual interleaver의 사이즈에 따라 EsNo가 0.1dB ~ 0.3dB사이에서 그 오류를 정정할 수 있음을 알 수 있다. 그림 6-6부터 그림 6-10까지는 기차의 속도와 virtual interleaver의 사이즈에 따라 UL FEC에 Double Binary Turbo 부호를 적용했을 때의 성능을 나타내었다.

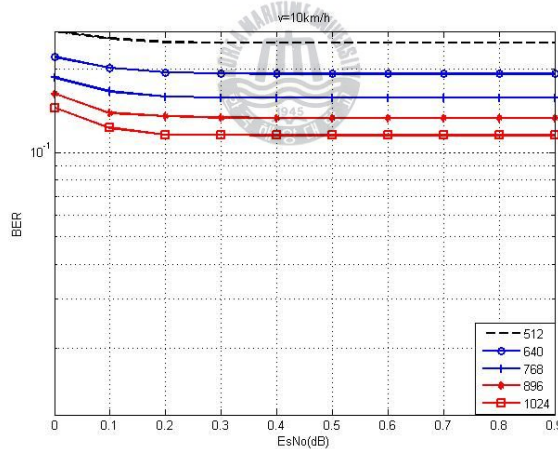


그림 6-6. 기차의 속도가 10km/h일 때
Fig. 6-6. Train speed = 10km/h.

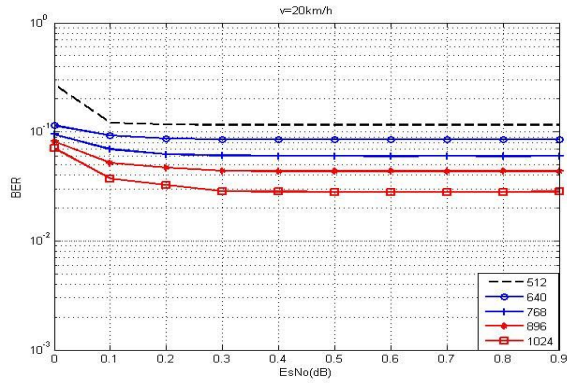


그림 6-7. 기차의 속도가 20km/h일 때
Fig. 6-7. Train speed = 20km/h.

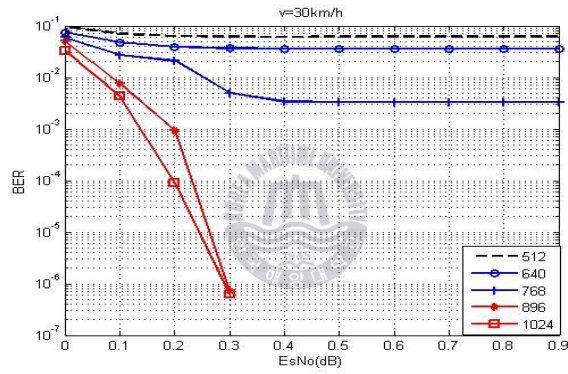


그림 6-8. 기차의 속도가 30km/h일 때
Fig. 6-8. Train speed = 30km/h.

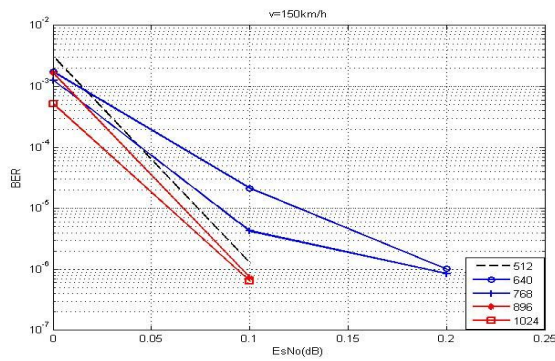


그림 6-9. 기차의 속도가 150km/h일 때
Fig. 6-9. Train speed = 150km/h.

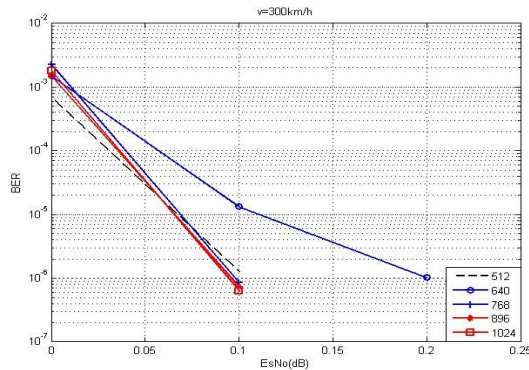


그림 6-10. 기차의 속도가 300km/h일 때
Fig. 6-10. Train speed = 300km/h.

제 6-3 절 UL FEC에 LDPC 부호 적용 시의 성능

6.3.1. IEEE 802.16e 규격의 LDPC 부호의 성능

시뮬레이션에 사용된 IEEE 802.16e 규격의 LDPC 부호의 block size 는 2040bit 이고, iteration 횟수는 40회, 부화율은 3/4이다. 기차의 속도와 virtual interleaver의 사이즈를 변화시키면서 simulation한 결과, 기차의 속도가 10km/h일 때는 virtual interleaver의 사이즈를 1024bytes까지 늘여도 Train interruption에 의한 오류를 정정할 수 없었지만, 기차의 속도와 virtual interleaver의 사이즈에 따라 EsNo가 0.1dB ~ 0.2dB사이에서 그 오류를 정정할 수 있음을 알 수 있다. 그림 6-11부터 그림 6-12까지는 기차의 속도와 virtual interleaver의 사이즈에 따라 UL FEC에 Double Binary Turbo 부호를 적용했을 때의 성능을 나타내었다.

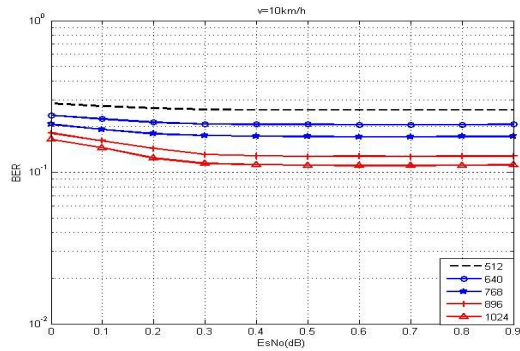


그림 6-11. 기차의 속도가 10km/h일 때
Fig. 6-11. Train speed = 10km/h.

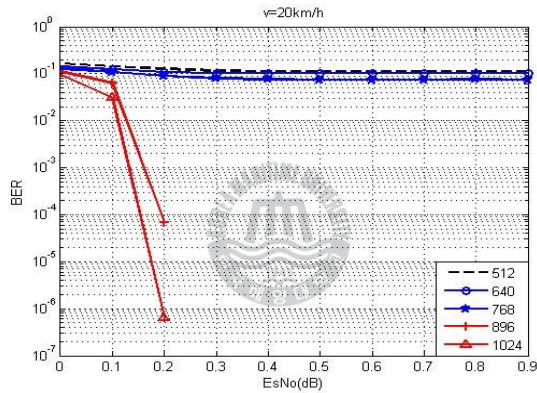


그림 6-12. 기차의 속도가 20km/h일 때
Fig. 6-12. Train speed = 20km/h.

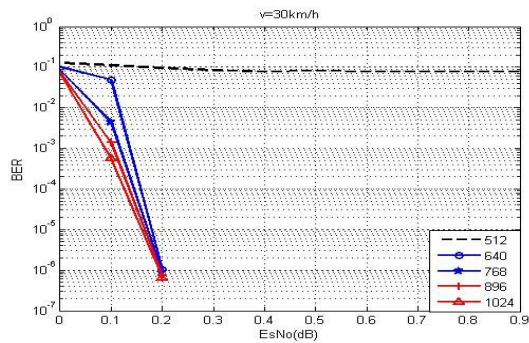


그림 6-13. 기차의 속도가 30km/h일 때
Fig. 6-13. Train speed = 30km/h.

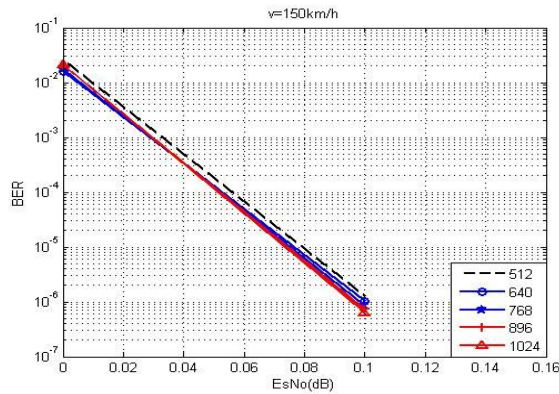


그림 6-14. 기차의 속도가 150km/h일 때
Fig. 6-14. Train speed = 150km/h.

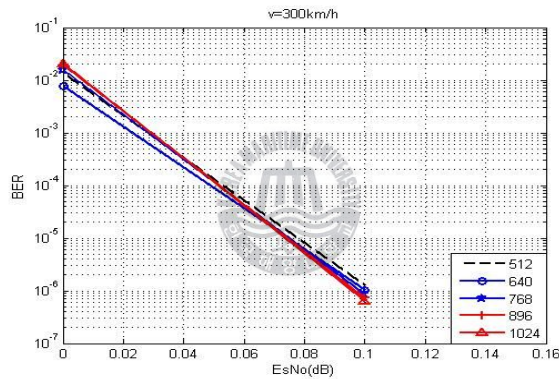


그림 6-15. 기차의 속도가 300km/h일 때
Fig. 6-15. Train speed = 300km/h.

6.3.2. DVB-S2 규격의 LDPC 부호의 성능

시뮬레이션에 사용된 DVB-S2부호의 블록 사이즈는 16200bit 이고, iteration 횟수는 40회, 부화율은 3/4이다. DVB-S2 규격의 LDPC 부호를 맞추기 위해 Upper Layer의 virtual interleaver 한 개의 Row의 길이가 16200bit로 고정이 되면서 MPE-FEC프레임의 크기가 커져서, virtual interleaver size가 512bytes일 때만을 시뮬레이션 하여 속도별로 비교하였다. 시뮬레이션 결과 Es/No가 0.0dB ~ 0.1dB사이에서 그 오류를 정정할 수 있음을 알 수 있다. 그림 6-16은 virtual interleaver의 size가

512bytes일 때 기차의 속도를 변화시키면서 UL FEC에 DVB-S2 규격의 LDPC 부호를 적용했을 때의 성능을 나타내었다.

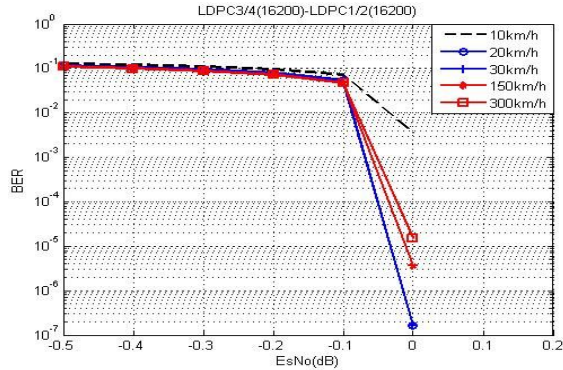


그림 6-16. Virtual interleaver size가 512일 때
Fig. 6-16. Virtual interleaver size = 512bytes.

6.3.3. LDPC 부호의 TI 환경에서의 성능

6.3.2에서의 그림 6-16에서 보면 부호의 성능이 기차의 속도와 비례하지 않음을 알 수 있다. 따라서 Train Interruption Channel에서 DVB-S2 규격의 LDPC의 성능을 좀더 정확히 확인하기 위하여, Upper Layer의 오류정정부호로 사용된 부화율 3/4인 short frame size LDPC만을 사용하여 Train Interruption Channel에서 simulation하여 성능을 확인하였다.

시뮬레이션 결과 10km/h일 때는 virtual interleaver의 사이즈가 커짐에 따라, EbNo가 4.5dB ~ 5.2dB 사이에서, 20km/h일 때는 4.1dB ~ 4.5dB 사이에서, 30km/h 일 때는 4.1dB ~ 4.2dB 사이에서 Train interruption에 의한 오류를 정정하였다. 반면 150km/h 이상에서는 virtual interleaver의 사이즈와 크게 상관없이 4.1dB ~ 4.3dB 사이에서 오류를 정정함을 알 수 있다. 이는 LDPC가 Train Interruption 환경에서 오류정정 범위 안에서는 기차의 속도 및 virtual interleaver의 사이즈와 성능 사이의 관계가 선형적이지 않음을 알 수 있다. 그림 6-17부터 그림 6-21까지는 기차의 속도와 virtual interleaver의 사이즈에 따라 부화율 3/4인 short frame size LDPC 부호의 성능을 나타내었다.[1]

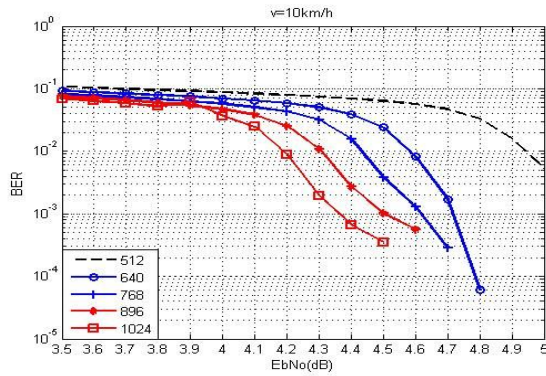


그림 6-17. 기차의 속도가 10km/h일 때
Fig. 6-17. Train speed = 10km/h.

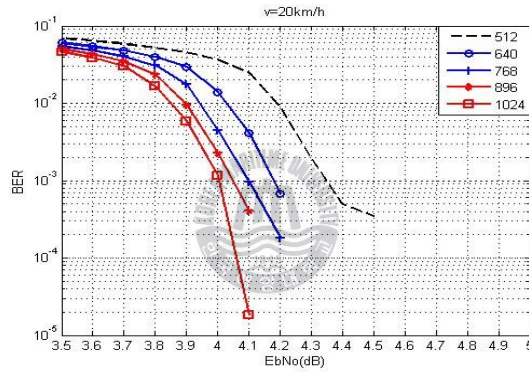


그림 6-18. 기차의 속도가 20km/h일 때
Fig. 6-18. Train speed = 20km/h.

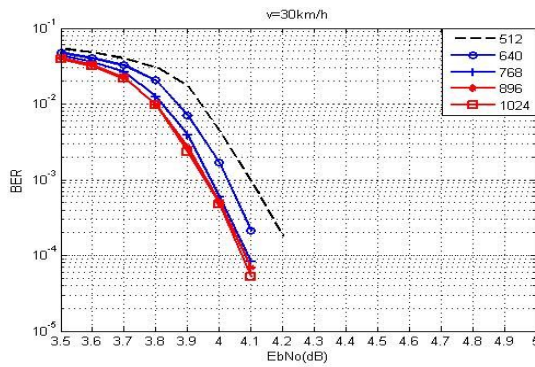


그림 6-19. 기차의 속도가 30km/h일 때
Fig. 6-19. Train speed = 30km/h.

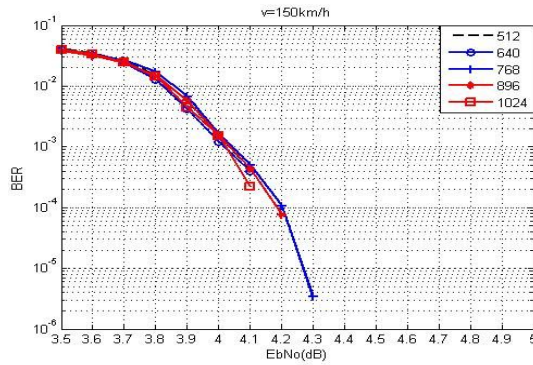


그림 6-20. 기차의 속도가 150km/h일 때
Fig. 6-20. Train speed = 150km/h.

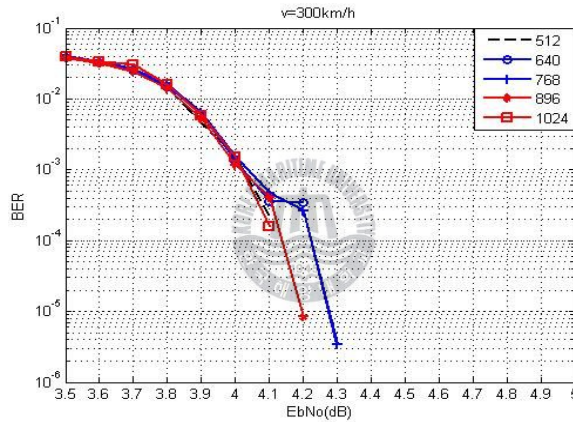


그림 6-21. 기차의 속도가 300km/h일 때
Fig. 6-21. Train speed = 300km/h.

제 6-5 절 UL-FEC의 LDPC 연/경관정 입력시 성능

RS 부호는 경관정된 입력값을 받는데 비해 LDPC는 연관정된 값을 입력 받아서 복호를 수행하기 때문에 그 성능을 높일 수 있다는 장점을 가지고 있다. 본 시뮬레이션에서는 UL에 사용되었던 RS부호 대신에 LDPC를 사용하면서 PL의 LDPC에서의 LLR값을 연관정 입력값으로 받을 수 있게 된다. 따라서 PL LDPC의 복호과정에서 얻은 채널정보를 UL에서도 이를 반영할 수 있게 되면서 그 성능을 향상 시킬 수 있다. [14]

그림 6-22에서는 기차의 속도가 300km/h, virtual interleaver 의 size 가 512bytes이고, UL에 IEEE 802.16e규격의 LDPC를 사용하였을 때, PL에 연판정 입력값을 넣었을 때와 경판정 입력값을 넣었을 때, 그리고 PL에 RS 부호를 사용하였을 때를 비교한 것이다. UL에 LDPC부호를 사용하면서도 PL의 LLR정보를 연판정 입력값으로 주게 되면 RS부호를 사용하였을 때 보다 약 0.2dB의 성능 향상이 있음을 알 수 있다. 그리고 UL의 LDPC에 경판정된 정보를 주었을 때, RS부호보다 성능이 오히려 더 좋지 못한 것은 PL의 LDPC 복호과정에서 완전한 복호가 이루어 지지 않은 상태에서 경판정을 하면서 채널정보를 완전히 잃어버리게 되고, 이 과정에서 잘못된 정보로 다시 LDPC 복호를 하게 되면서 RS부호 보다 성능이 좋지 못함을 알 수 있다.[14]

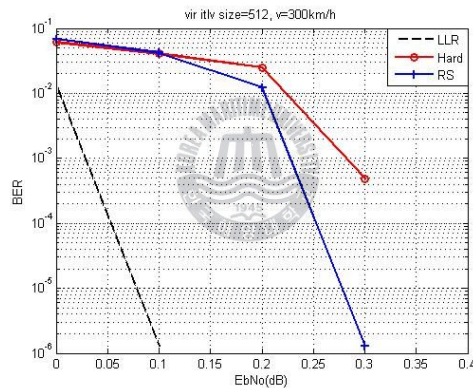


그림 6-22. UL FEC의 LDPC에 연판정/경판정 입력시 성능 비교
Fig. 6-22. Performance about soft decision/hard decision about LDPC.

제 6-6 절 각 부호화 방식에서의 Data rate에 따른 성능 비교

본 절에서는 위에서 제안한 부호화 방식을 UL에 적용하여 data rate에 따른 그 성능을 simulation하여 그림 6-23부터 그림 6-26까지 나타내었다. 기차의 속도는 150km/h, virtual interleaver의 size는 512bytes로 고정한 상태에서 data rate를 5Mbps에서 40Mbps까지 5Mbps단위로 시뮬레

이션을 하였다. 그 결과 대체적으로 data rate가 높아질수록 BER성능이 나빠지는 것을 확인할 수 있는데, 이는 data rate가 높을수록 electronic line support에 의해 간섭을 받는 bit의 수가 많아지기 때문이다. RS 부호와 IEEE 802.16e 규격의 LDPC를 사용할 때는 25Mbps 이상에서부터는 그 오류정정 범위를 넘어서면서 error를 정정하지 못했고, DVB-RCS규격의 Turbo부호를 사용하였을 경우에는 20Mbps 이상에서부터 오류정정 범위를 넘어섰다. 하지만, UL에 DVB-S2 규격의 LDPC를 사용할 경우에는 0dB ~ 0.1dB사이에서 error를 모두 정정함을 알 수 있다. 그 이유는 DVB-S2규격의 LDPC의 경우 MPE-FEC의 크기가 $16200 \times 1 \times 512$ 로 RS부호를 사용할 때($255 \times 8 \times 512$)보다 약 8배정도 커지면서 절대적인 error의 정정능력이 커지기 때문이다. 그리고 LDPC와 RS부호를 UL에 사용할 경우 그림 6-23, 그림 6-25, 그림 6-26에서 보듯이 error의 정정범위 안에서는 data rate에 따른 영향을 크게 받지 않지만, 그림 6-24의 UL에 Turbo 부호를 사용할 경우에는 그 영향이 LDPC나 RS부호에 비해 비교적 영향이 큰 것을 알 수 있다. [15]

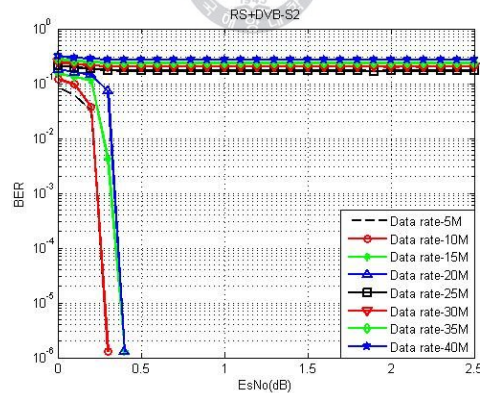


그림 6-23. UL에 RS부호를 적용할 때 Data rate에 따른 성능

Fig. 6-23. Performance about data rate of RS code.

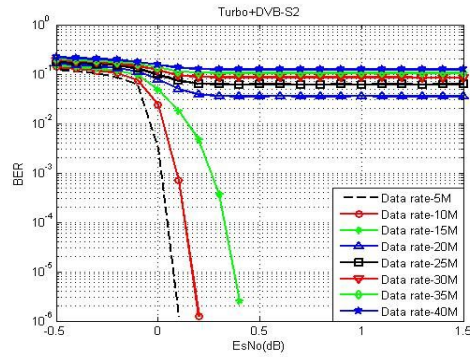


그림 6-24. UL에 Turbo 부호를 적용할 때 Data rate에 따른 성능
Fig. 6-24. Performance about data rate of Turbo code.

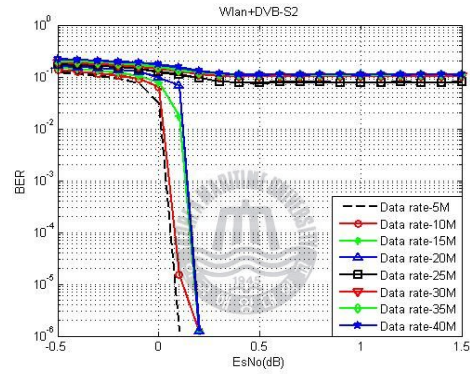


그림 6-25. UL에 IEEE 802.16e 규격의 LDPC 부호를 적용할 때 성능
Fig. 6-25. Performance about data rate of IEEE 802.16e standard LDPC.

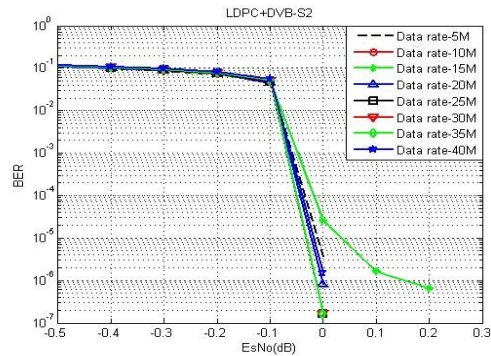


그림 6-26. UL에 DVB-S2 규격의 LDPC 부호를 적용할 때 성능
Fig. 6-26. Performance about data rate of DVB-S2 standard LDPC.

제 6-7 절 MPE-FEC 메모리 사이즈에 따른 성능

본 절에서는 virtual interleaver의 size의 변화에 따라, 최대 전송량을 알아보기 위해 Data rate 를 증가시키면서 그 BER성능을 그림 6-27부터 그림 6-30까지 나타내었다. 이 때, UL 부호화 방식으로 RS부호화 방식을 사용하고, 기차의 속도는 150km/h로 고정을 시킨 채, Data rate를 5Mbps에서 40Mbps까지 5Mbps단위로 증가시켰다. 단, virtual interleaver의 size가 1024bytes일 때는 50Mbps까지 증가시키면서 그 성능을 확인하였다. 그 결과, virtual interleaver의 size가 256bytes, 512bytes, 768 bytes, 1024 bytes일 때, 각각 15Mbps, 25Mbps, 40Mbps, 50Mbps이상에서 error floor 현상이 나타나기 시작하였으며, virtual interleaver의 size가 커질수록 최대 전송량도 비례하여 증가하는 것을 알 수 있다.

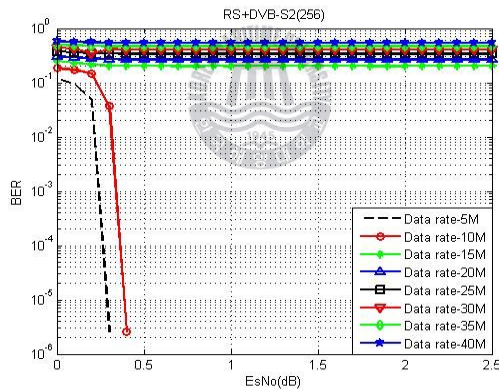


그림 6-27. Virtual interleaver의 size가 256 bytes일 때의 성능 (RS)

Fig. 6-27. Virtual interleaver size =256bytes, RS method.

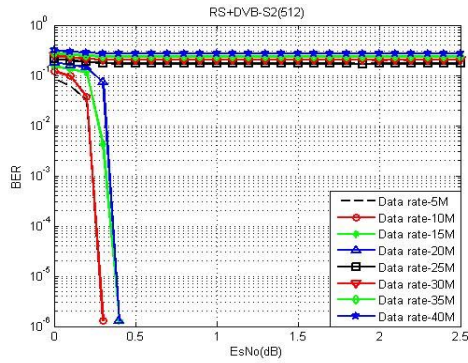


그림 6-28. Virtual interleaver의 size가 512bytes일 때의 성능 (RS)
 Fig. 6-28. Virtual interleaver size =512bytes, RS method.

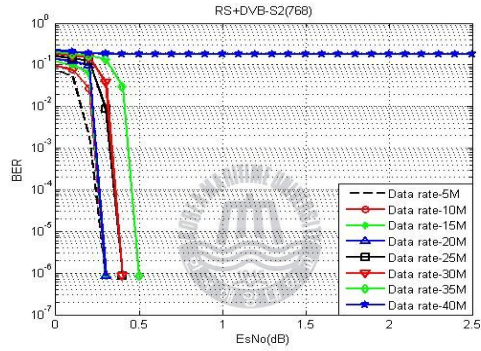


그림 6-29. Virtual interleaver의 size가 768bytes일 때의 성능 (RS)
 Fig. 6-29. Virtual interleaver size =768bytes, RS method.

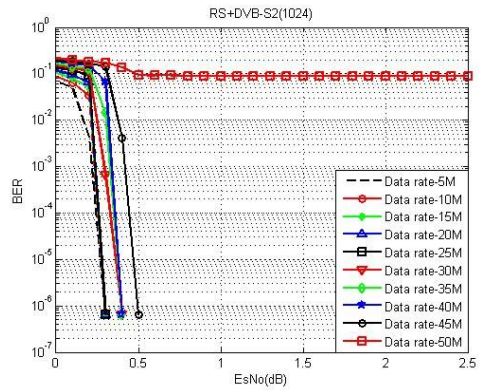


그림 6-30. Virtual interleaver의 size가 1024bytes일 때의 성능 (RS)
 Fig. 6-30. Virtual interleaver size =1024bytes, RS method.

제 6-8 절 IP packet 길이에 따른 성능 비교

본 절에서는 전송되는 IP packet의 최적 size를 알아보고자, 전송되는 IP packet의 길이에 따른 packet의 에러율을 시뮬레이션을 해보았다. UL의 부호화 방식은 RS부호를 사용하였고, virtual interleaver의 size는 1024, 기차의 속도는 150km/h, Data rate는 45Mbps로 고정을 하고 IP packet의 길이를 184bytes, 256bytes, 512bytes, 1024bytes, 1536bytes, 2048bytes로 변화시키면서 시뮬레이션을 하여 그 결과를 그림 6-31에 나타내었다. 결과에서 보듯이 IP packet의 size가 작을수록 packet의 에러율이 적은 것을 확인할 수 있다. 그 이유는 IP packet의 길이가 작을수록 error구간을 피해가는 packet의 수가 늘어나기 때문이다. 하지만 packet의 길이를 작게 하면 PID의 삽입 등으로 데이터 전송 효율이 떨어질 수 있기에 이에 따른 고려가 필요할 것이다. [16]

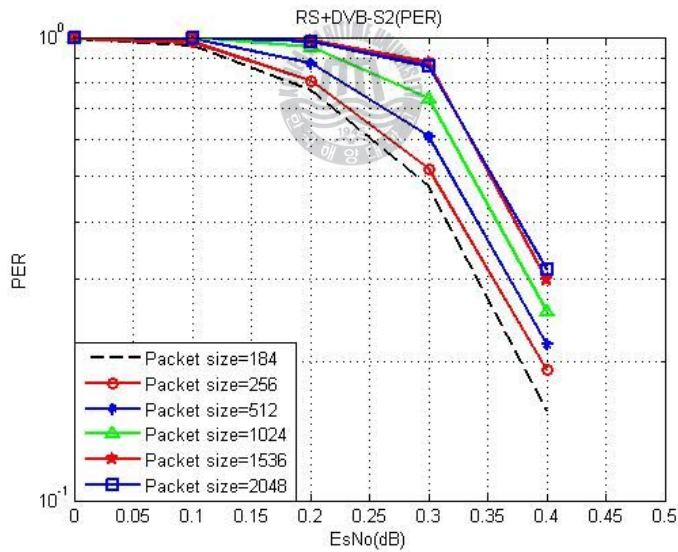


그림 6-31. IP packet의 size에 따른 packet 에러율
Fig. 6-31. Error rate about IP packet size.

제 6-9 절 최적의 parameter

다음 표 6-2는 6-1절부터 6-8절까지의 시뮬레이션 결과를 바탕으로 최적의 parameter를 결정하여 정리하였다.

표 6-2. 최적의 parameter

Table 6-2. Ideal parameter about DVB-S2M.

Parameter	범위	최적
UL interleaver 길이	256, 512, 768, 1024	1024
IP packet 길이	Up to 2048bytes	184bytes
UL coding method	RS, LDPC, Turbo	LDPC
Maximum Data Rate (by virtual interleaver size) RS+LDPC, v=150km/h	Virtual interleaver size=256	10Mbps
	Virtual interleaver size=512	20Mbps
	Virtual interleaver size=768	35Mbps
	Virtual interleaver size=1024	45Mbps
Maximum Data Rate (by UL coding method) Virtual interleaver size=512bytes, v=150km/h	RS+LDPC	20Mbps
	Turbo+LDPC	15Mbps
	Wlan+LDPC	20Mbps
	LDPC+LDPC	40Mbps 이상

제 7 장 결 론

본 논문에서는 고속 이동체 내에서의 지속적인 서비스 제공을 위한 최적의 부호화 기법에 관한 분석을 위하여, 기존의 DVB-S2를 근간으로 하는 LDPC의 Short frame의 적용을 기본으로, HNS사에서 제시한 LDPC 각 부호화율과 QPSK 변조기법으로 통신한다고 가정하였을 때, DVB-H의 MPE-FEC, DVB-T의 전공 모델인 block interleaver를 결합한 cross layer 부호화 방식에서 기존의 DVB-S2 시스템의 부호화 방식과 더불어 RS부호, turbo 부호, IEEE 602.18e 규격의 LDPC, DVB-S2 규격의 LDPC로 변화시켰으며, 정확한 성능 분석을 위하여 각 부호화 방식에서 기차의 속도, virtual interleaver size, data rate 및 IP Packet 사이즈를 변화를 각 부호화 방식에 적용하여 시뮬레이션을 함으로써, 다양한 통신 환경에서 최적의 parameter를 도출하였다.

본 논문에서의 시뮬레이션 분석 결과, 각 부호화 방식의 성능에서는 RS 부호와 turbo 부호의 성능이 거의 동일 하였고, LDPC 부호화의 경우 IEEE 802.16e 기반의 LDPC 부호가 RS부호 및 turbo 부호보다 성능이 더 우수하였으며, DVB-S2기반의 LDPC 부호의 경우 802.16e 기반의 LDPC 부호 보다 N=16200의 사이즈에서 interleaver size가 약 8배 정도 커지면서 성능이 개선된 것으로 보여진다. 하지만, 각 부호화 방식과 비교하여 좋은 성능을 보이는 LDPC 방식이라도, 다른 부호화 방식에 비하여 지연시간 및 소모전력 하드웨어의 복잡도가 증가한다는 것이 단점이므로, 적절한 고려가 필요할 것이다.

기차의 속도 및 virtual interleaver size의 변화에서는 이동체의 속도가 저속 일 때는 electronic support line에 의하여 burst error에 의하여 감소되는 데이터 양이 많아 성능이 떨어지지만, 일정 속도 이상일 때에는 성능이 좋아지는 결과를 나타내었다. 또한, 속도의 변화 및 virtual interleaver의 사이즈를 함께 변화시켰을 경우에는 interleaver size가 커질수록, 송수신 블록단에서의 burst error의 분산능력이 증가하게 됨으로써, 기차의 속도가 저속일지라도 효과적인 성능을 발휘하였지만, interleaver size의 변화

에 따른 성능개선은 일정 수준으로 수렴하는 것을 확인 할 수 있었다.

Data rate에 따른 시뮬레이션 결과에서는, 최대 전송량의 증가는 같은 시간 동안 더 많은 데이터를 전송 할 수 있다는 장점을 가지고 있지만 train interruption channel에서는 전송량 증가와 함께 신호의 감쇄를 받게 되는 데이터 량 또한 증가하게 되면서 성능의 열화를 불러오게 된다. 또한, IP packet size 변화의 경우 packet size가 작을수록 burst error의 영향을 받는 packet이 감소함으로써 결론적으로는 성능 개선 효과를 얻을 수 있지만, PID bit 삽입으로 인한 전송효율이 떨어지는 것은 당연한 결과이며, 통신 환경 및 parameter 간의 적절한 고려가 필요할 것으로 보여진다.

본 논문의 결과를 전체적으로 종합하여 보면, 각 부호화 방식과 여러 parameter의 서로 간의 trade off 관계에 따라 월등한 성능을 보여주는 방식은 없었으나, 향후 이에 대한 고속 이동체 및 다양한 통신 환경에 따른 적절한 방식의 분석 및 연구가 더 필요할 것으로 사료된다.



참고문헌

- [1] "Satellite Broadcasting System of Integrated Service Digital Broadcasting", ITU-R BO.1227-2
- [2] ETSI EN 301 210: "Digital Video Broadcasting (DVB): Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Satellite News Gathering (DSNG) and Other Contribution Applications by Satellite". (DVB-S2)
- [3] ETSI EN 300 744: "Digital Video Broadcasting (DVB): Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television." (DVB-T)
- [4] ETSI EN 302 304: "Digital Video Broadcasting (DVB); Transmission System for Handheld Terminal." (DVB-H)
- [5] Seok-soon Choi, Min-hyun Kim, Jong-tae Bae, Tae-doo Park, Nam-soo Kim and Ji-won Jung. "A study on Satellite Broadband Internet Services in High-speed Vehicle", 한국전자과학회 2008년도 10월호 논문집, October, 2008.
- [6] A. Hashimoto, et al, "Development of a Transmission System and an Integrated Receiver for Satellite," ISDB IEEE Transaction on Consumer Electronics, Vol. 43 p.337~343 August, 1997
- [7] H. Katoh, et al, "A Flexible Transmission Technique for the Satellite ISDB Systems", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 42. vol. 3, September.1996
- [8] Y. Nishida, et al, "Development of an HDTV codec conforming to MPEG-2 MP@HL and its picture quality", ITE of Japan Tech. Rep., Vol 21, No. 30, p31~36 BCS' 97-22, BFO'97-37, May, 1997
- [9] Jin-Hee Jeong and Min-Hyuk Kim and , Ji-Won Jung, "A Study of Interleaver Construction to Overcome Deep Fading for Satellite Communication", 한국마린 엔지니어링 2006년도 후기 학술대회 논문집, pp. 197~198 November 2006
- [10] K. Ohsaki, et al, "Transmission Structure of Digital Broadcasting", 1994 International Conference on COMMUNICATIONS, 326.2 May, 1994
- [11] T. Richardson and R. Urbanke, "Efficient Encoding of Low-Density Parity Check Codes," IEEE Trans. Information Theory, vol. 47, pp. 638-656, Feb.2001
- [12] R. G. Gallager, "Low-Density Parity-Check Codes," IRE trans.information theory, vol.8, pp.21-28, 1962.
- [13] M. Sipser and D. A. Spielman, "Expander Codes," IEEE Trans. Information

Theory, vol.42, pp.1720-1722, Aug. 1996

- [14] David J. C. Mavkay "Good Error-Correcting Codes Based on Very Sparse Matrices" IEEE Trans. Information Theory, vol. 45, NO. 2. March 1999.
- [15] Forney, G.D., "Burst-Correcting Codes for the Classic Bursty Channel," IEEE, trans. Commun. Technol., vol. COM-19, pp.772-781, Oct. 1971.
- [16] N. Kawai, et al, "Performance of Multimedia Broadcasting Through ISDB Transmission System", IEEE Transaction on Broadcasting, Vol.42, No.3, p151~158, Sep, 1996



감사의 글

‘00 년에 대학에 입학했을 때가 엇그제 같은데 어느덧 지난 9년이라는 시간 동안 저에게 실험실에서의 3년이 제일 소중했던 시간이었던 것 같습니다. 좋은 사람들과 함께 어울려 함께한 시간 동안 많은 것을 보고 배우면서 얻은 소중한 경험들로 인해 더 크게 성장할 수 있었습니다.. 이 자리를 빌어 저에게 많은 도움을 주셨던 분들께 감사 드리고 싶습니다.

지도교수님이시자 먼저 철없고 부족한 저에게 아낌없는 가르침으로 이렇게 크게 키워주신 **정지원 교수님**께 깊은 감사의 인사 드리고 싶습니다. 저에게 한없이 베풀어주신 교수님의 은혜는 언제까지나 제 마음 속에 담고 살아가겠습니다. 정말 감사합니다. 사랑합니다.

그리고, 논문 심사위원장을 맡아주시며, 좀 더 좋은 논문을 쓸 수 있도록 도와주시고, 대학원 기간 동안 많이 가르쳐주신 **김기만 교수님**께 감사합니다. 아울러, 언제나 전과공학과에 발전을 위해 헌신적으로 노력하시는 **김동일 교수님**, **조형래 교수님**, **강인호 교수님**, **민경식 교수님**, **윤영 교수님**께도 감사 드립니다. 교수님들께 받은 가르침으로 저 또한 사회에 나가서 전과공학과를 위하여 열심히 노력하겠습니다.

우선, 학부 4학년 시절부터 프로그램 하나 맘대로 못 만지던 저에게 하나부터 열까지 열심히 가르쳐 주었던 **덕군이** 형께 감사 드립니다. 실험실 생활을 같이 못했지만, 언제나 같이 있는 것처럼 많은 관심 베풀어주신 **인기** 형에게도 감사 드립니다. 실험실 홍일점 **진희**, 언제나 위성통신 실험실을 위해 소중한 조언해주시며 도움을 주시는 **상명이 형**, **성준이 형**, **상우 형**, **태길이 형**, **상진이 형** 모두 감사합니다. 우리 실험실 대장이자, 실험실의 박사 1호 **민혁이**, 말은 안 했지만 내가 너 정말 좋아한다. 나 때문에 속상할 때도 많았을 텐데, 화 한번 안내고 함께 있어줘서 고맙다. 그리고, 언제나 함께 해준 대학원 동기이자 선배인 **종태 형**, 형은 서울에서 꼭 성

공할거야. 우리 나중에 멋진 모습으로 다시 만납시다. 파이팅! 실험실의 못된 귀염둥이 **태두**, 성냥개비 **남수** 매일 구박만 했어도 진심은 그게 아니란 걸 알지? 너희 덕분에 실험실이 재미있었어. 고마워. 그리고, 이번에 들어온 막둥이 **철승**, 너무 빠르게 실험실 적응해서 보기 좋았고 선배들하고 잘 지내고 실험실 생활 잘 하거라 믿는다.

이 자리를 빌어, 소중한 가족들에게도 감사의 마음 전하고 싶습니다. 언제나 보고 싶은 **할아버지, 할머니, 외할아버지, 외할머니** 모두 사랑합니다. 오래오래 건강하게 사세요. 이때까지 저를 위해 헌신적으로 물심양면으로 도와주신 **아버지**. 항상 저를 위해 기도해주시며 큰 힘이 되어주신 **어머니**. 오랜 시간 걱정만 시켜드렸지만, 이제는 키워주신 은혜에 꼭 보답하겠습니다. 사랑합니다. 언제나 어린애 같았지만 지금은 어엿한 숙녀인 동생 **윤영이**. 네가 정말 자랑스러워. 멀리 떨어져 있지만 어릴 적부터 지켜봐 주시며, 많이 도와주신 **큰 고모, 작은고모, 작은 고모부, 이모, 외삼촌들, 외숙모들, 친척 동생들** 모두에게도 감사의 인사 드립니다. 마지막으로 우리 집 막내이자 재롱둥이 **깁지**. 형이랑 오래오래 살자. 사랑해.

오랜 기간 학과생활을 하면서 철없는 녀석, 언제나 곁에서 다독여주며, 함께 생활하며 많은 힘이 되어준 **최동한 선배님, 철성이형, 동식이형, 영배형, 세영이형, 형준이형, 세호형, 정우형**, 그리고 **전파공학과 모든 선후배님들**, 감사합니다. 우리 **농예연** 사람들에게도 모든 이들에게 감사의 인사 전합니다. 우리 **N.F** 사람들 모두 사랑해요. 감사합니다.

그리고, 정신 못 차리는 친구 관리해준다고 고생하는 산소 같은 친구 **태우**, 성공한 **주영**, 카리스마 사나이 **석태**, 대한민국 해경 **주현**, 지금은 나보다 더 강해진 **보경**, 불시착 외계인 **지혜**, 취업하고 더 멋있어진 **현호**, 커리어우먼 **지유**, 모두 고마워. 내가 힘들 때마다 너희가 곁에 있어주어서 큰 힘이 되어주었어. 항상 고맙다. 모두 사랑해. 마지막으로, 저를 **기억해주시는 모든 분**에게 감사 합니다. 모두 사랑합니다.