



저작자표시 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

- 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

고속 이동체에서 위성/지상 전송시스템을
위한 혼합형 복호 방식에 관한 연구

A Study on Hybrid Decoding Method for
Satellite/Terrestrial Delivery System in
High-Speed Mobile Environments



指導教授 鄭 智 元

2010年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 男 洙

本 論文을 金男洙의 工學碩士 學位論文으로 認准함.

委員長 : 工學博士 趙 炯 來 (인)

委 員 : 工學博士 金 昇 柱 (인)

委 員 : 工學博士 鄭 智 元 (인)



2010年 02月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 男 洙

목 차

그림 목차.....	ii
표 목차.....	iii
ABSTRACT.....	iv
제 1 장 서론.....	1
제 2 장 규격서 분석.....	3
제 2-1 절 DVB-H 규격서 분석.....	3
제 2-2 절 DVB-S2 규격서 분석.....	11
제 3 장 MPE-FEC 프레임 구성 및 복호 과정.....	12
제 3-1 절 CRC 기반 복호 방법.....	13
제 3-2 절 제안한 혼합형 복호방식.....	15
제 4 장 Train interruption (TI) 채널 모델링.....	18
제 5 장 이동성 DVB-SSP에 적용할 수 있는 부호화 방식.....	21
제 5-1 절 Reed-Solomon 부호.....	21
제 5-2 절 Erasure Reed-Solomon 부호.....	23
제 5-3 절 DVB-S2에 적용된 LDPC부호.....	26
제 6 장 시뮬레이션 결과.....	29
제 6-1 절 CRC 방식과 제안한 방식의 성능 비교.....	29
제 6-2 절 TI 채널에서 혼합형 복호 방식 성능.....	30
제 7 장 결 론.....	37
참고문헌.....	39

그림 목 차

그림 2-1. DVB-H와 DVB.....	6
그림 2-2. DVB-H 구성 코덱과 DVB-T 송신 블록도.....	6
그림 2-3. DVB-H 블록도.....	7
그림 2-4. DVB-H의 3가지 네트워크 모드.....	8
그림 2-5. DVB-H의 새로운 기능 추가에 따른 효과.....	8
그림 2-6. DVB-S2 시스템 블록도.....	11
그림 3-1. DVB-H와 DVB-S2의 결합구조.....	12
그림 3-2. IP 데이터그램의 구조	12
그림 3-3. CRC 기반의 삭제된 MPE-FEC 메모리 형태.....	13
그림 3-4. MPE-FEC 프레임 구조.....	15
그림 3-5. 혼합형 복호 방식 블록도.....	16
그림 3-6. SNR에 따른 삭제 심볼에서 오류가 아닌 심볼의 평균수.....	17
그림 4-1. 열차 선로 환경	18
그림 4-2. Train interruption 감쇄.....	19
그림 5-1. 시뮬레이션 블록다이어그램.....	21
그림 5-2. MPE-FEC 프레임 구조 및 가상 인터리버.....	22
그림 5-3. Modified Berlekamp Massey 알고리즘	25
그림 5-4. 패리티 검사 행렬.....	27
그림 5-5. N=16200일 때 LDPC 부호화율에 따른 성능곡선.....	29
그림 6-1. 혼합형 복호 방식과 CRC 방식의 성능 비교(AWGN).....	29
그림 6-2. 혼합형 복호 방식과 CRC 방식의 성능 비교(TI).....	30
그림 6-3. 기차의 속도가 10km/h일 때.....	32
그림 6-4. 기차의 속도가 20km/h일 때.....	32
그림 6-5. 기차의 속도가 30km/h일 때.....	33
그림 6-6. 기차의 속도가 150km/h일 때.....	33
그림 6-7. 데이터 전송률에 따른 성능 비교.....	34
그림 6-8. IP 패킷의 사이즈에 따른 패킷 성능 비교.....	35

표 목 차

표 3-1. MPE 헤더 정보.....	13
표 5-1. 각 부호화율을 위한 파라미터(N=16200).....	28
표 6-1. 시뮬레이션 파라미터.....	31
표 6-2. 최적의 파라미터.....	36



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 erasure Reed Solomon (e-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 framework, the DVB forum is currently working to define a new hybrid satellite/terrestrial delivery system, viz., DVB-SSP, capable of providing satellite services to portable (SSP) devices. DVB-SSP is solely focused on adapting DVB-H to satellite applications. Several enhancements and modifications are under consideration, including adopting strong error correction codes and longer interleaving methods to compensate for long-term fading events, such as railway events in mobile satellite environments.

DVB-SSP recommends upper layer coding with DVB-H MPE-FEC,

and physical layer coding with DVB-T and DVB-S2. Reed Solomon(RS) codes with erasure are recommended in [1]. The advantage of e-RS is that it is capable of correcting more erroneous code symbols than the conventional non-erasure Reed Solomon code. The erasure information can be obtained from CRC error detection. However, a critical factor must be considered when dealing with a long-term fading channel such as railway channel. In fact, at the end of every MPE-FEC section, there is a CRC-32 field calculated over the entire section, to detect erroneous sections at the receiver side. If there is only one bit error in an IP packet, the entire IP packet is considered as unreliable bytes, even if it contains correct bytes. This implies that if there is one real byte error in a IP packet of 512 bytes, 511 correct bytes are erased from the frame. This causes performance degradation in erasure RS decoding.

Therefore, this thesis focused on channel coding scheme described in DVB-SSP system. In this thesis, based on the physical layer coding method with LDPC codes specified in the DVB-S2 system, we investigate the performance of proposed MPE-FEC decoding methods in AWGN and deep fading channels. This thesis proposed a hybrid MPE-FEC decoding algorithm. If the number of erased bytes is less than the error correction capability, an erasure RS code is used, otherwise, a non-erasure decoder that buffered another received symbol memory is used. The main difference between the decoding methods analyzed in this thesis in terms of performance, is the manner in which the erasure information is obtained and how it is utilized. In the DVB-SH system, hybrid MPE-FEC decoding algorithm may be used for e-RS decoding algorithm.

제 1 장 서 론

차세대 위성통신은 소형 이동형 지상과 방송 및 고정형 지상과 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. 이동체에 대한 위성방송 및 인터넷 서비스를 지속적으로 제공하기 위해 기존의 DVB-S2 표준화에 DVB-H 와 DVB-T 를 결합한 새로운 Digital Video Broadcasting-Satellite Services to Portable(DVB-SSP), 표준화에 대한 연구와 함께, 이는 이동체에 대해서 위성을 이용한 통신 방식을 규정하고 있으며, physical layer(PL) 와 upper layer(UL) 의 두 단계로 부호화 및 복호화하는 방식인 cross layer 부호화 방식을 적용하고 있다. PL 에서 정정하지 못한 오류를 UL 에서 정정함으로써 오류 정정 능력이 뛰어남을 알 수 있다. [1][2][3]

이동중인 물체에 대해 Internet Protocol(IP) 데이터를 전송하기 위한 DVB-SSP 시스템에서 적용되고 있는 부호화 방식은 UL-FEC로는 erasure RS(e-RS) 부호와 가상 인터리버를 결합한 DVB-H 의 MPE-FEC 구조를 사용한다. e-RS 부호의 장점은 기존의 RS 부호보다 더 많은 오류 정정이 가능하다는 점이다. PL-FEC 로는 N=16200 인 LDPC 부호를 적용하고 있다. 기존의 방식 경우, e-RS 부호 후 cyclic redundancy check(CRC) 를 포함하여 가상 인터리버를 거친 후에 LDPC 부호화되어 전송된다. 수신측에서는 LDPC 복호후 CRC 검사를 수행하여 수신된 데이터에서 1 bit 의 오류에도 IP 패킷 모두를 삭제를 하게 된다. 이것은, 만약 IP 패킷의 크기가 512 바이트라면, 512 바이트의 IP 패킷 중에서 만약 1 바이트의 오류가 존재한다고 판단되어지면, 1바이트를 제외한 나머지 511 바이트의 정상적인 데이터도 삭제됨을 뜻한다. 이는 e-RS 복호시 복호 능력의 한계 안에 있음에도 불구하고, 오류 한계를 벗어나는 원인이 될 수 있으므로 복호의 비효율성을 나타낼 수 있으며 또한 성능 열화의 원인이

된다. [4][5][6]

따라서 본 논문에서는 기존의 CRC 방식을 그대로 수용하되 오류능력 범위 한계에 들어오면 e-RS 복호기를 이용하여 복호하며, 오류 한계 범위를 벗어나면 삭제 시키지 않고 수신된 심볼 자체를 이용하여, RS 복호기를 이용하는 혼합형 복호 방식을 제안한다. 이는 삭제된 심볼의 개수가 오류정정 능력을 벗어난다 할지라도 오류 없는 심볼이 삭제된 경우의 수가 있으므로, 삭제전의 수신 심볼을 이용하여 기존의 RS복호 방식을 이용하면 오류정정이 가능할 확률이 있다. 또한 기존의 표준안을 변형시키지 않으면서 적용 가능하므로 표준안 측면에서 보면 효율적이다. 또한 제안하는 방식을 사용하여 가우시안 채널환경과 Train interruption (TI) 채널환경에서 시뮬레이션을 통해 기존의 CRC 방식과 비교하였다. 또한 정확한 성능 분석을 위하여 제안한 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.

시뮬레이션 결과, 제안한 혼합형 복호 방식을 사용하였을 때 가우시안 채널과 TI채널에서 우수한 성능을 나타나는 것을 확인하였다. 또한 기차의 속도가 빠를수록, interleaver의 사이즈가 클수록, 데이터 전송률이 낮을수록, IP 패킷 사이즈가 작을수록 성능이 우수한 것을 확인하였다.

본 논문의 제 2장에서는 현재 사용중인 DVB 시스템의 규격을 설명하였으며, 제 3장에서는 MPE-FEC 프레임 구성 및 복호 과정에 대해서 설명하였다. 제 4장은 TI 채널 모델링에 대해 설명을 하였으며, 제 5장에서는 이동성 DVB-SSP 에 적용할 수 있는 부호화 방식을 소개하였으며, 제 6장에서는 이에 대한 시뮬레이션 결과를 보이고, 제 7장에서 결론을 내렸다.

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.[1][2][3]

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 이동통신 분야에서도 point-to-point 외에 point-to-multipoint, 무선 인터넷 access 기술도 고려할 필요성이 요구되었다.

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 Terrestrial) 등을 꼽을 수 있다.

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. 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 응

용 서비스의 적용 가능 여부에 의문이 제기되었으며, DVB-T가 휴대폰 방송용으로는 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. [2]

DVB-H는 DVB-T 표준에 기반으로 DVB-T와 대부분 호환가능하나, 작고 휴대형이며 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. 그림 2-1은 DVB-

T와 DVB-H의 혼용시스템의 적용방안을 나타낸 것이다.[2][3]



그림 2-1. DVB-H와 DVB-T

Fig. 2-1. DVB-H and 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 과도한 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.

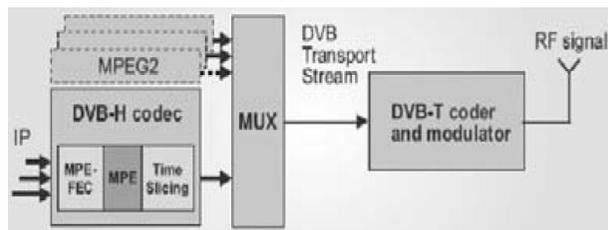


그림 2-2. DVB-H 구성 코덱과 DVB-T 송신 블록도

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.[2]

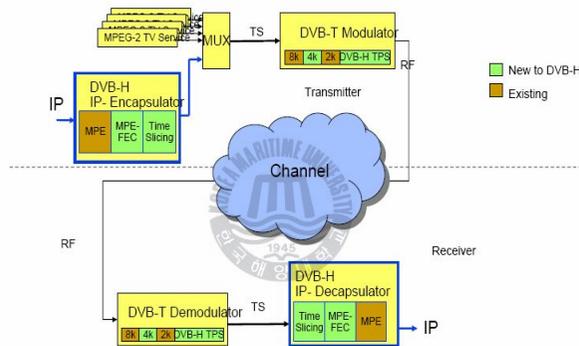


그림 2-3 DVB-H 블록도

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

Multiplex에 포함된 DVB-H Elementary Stream의 파라미터 Signaling은 DVB-T 표준의 Transmission Parameter Signaling (TPS) 채널에 대한 확장을 사용한다. TPS는 별도의 정보 채널을 생성하여 수신기에게 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.[7]

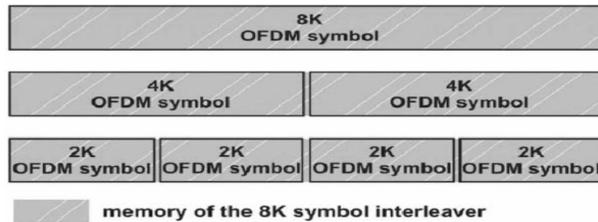


그림 2-4. DVB-H의 3가지 네트워크 모드
Fig. 2-4. 3 types network mode of DVB-H.

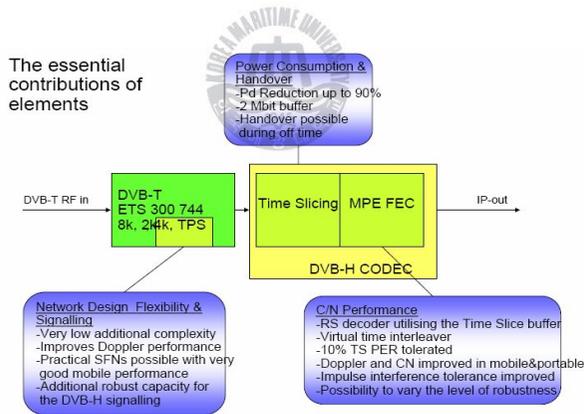


그림 2-5. DVB-H의 새로운 기능 추가에 따른 효과
Fig. 2-5. Effect of additional function about DVB-H.

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 모뎀 칩에 따른 전력 소모를 최소화 해야만 한다.[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.



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 안테나를 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.

2.1.3. Unequal Error Protection (UEP)

DAB는 decoding 과정에서 보다 중요한 위치를 차지하는 중요도가 높은

비트와 중요도가 낮은 비트를 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.[7]

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 경우, DAB 스트림 mode의 추가적인 FEC와 MPEG-2 TS 시스템을 사용하여 고속 이동환경에서도 끊김 없는 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.[8]

제 2-2 절 DVB-S2 규격서 분석

DVB-S2 규격은 Ka 밴드 위성 방송 시스템을 위한 규격으로 DVB-S의 연접부호화 방식 대신 LDPC와 BCH를 연접시킨 부호화 방식을 채택하여 Ka 밴드 통신의 강우 감쇄 등의 페이딩으로 인한 성능 감소를 보완시켰다. 아래 그림 2-6은 DVB-S2의 블록 다이어그램이다.[1][6]

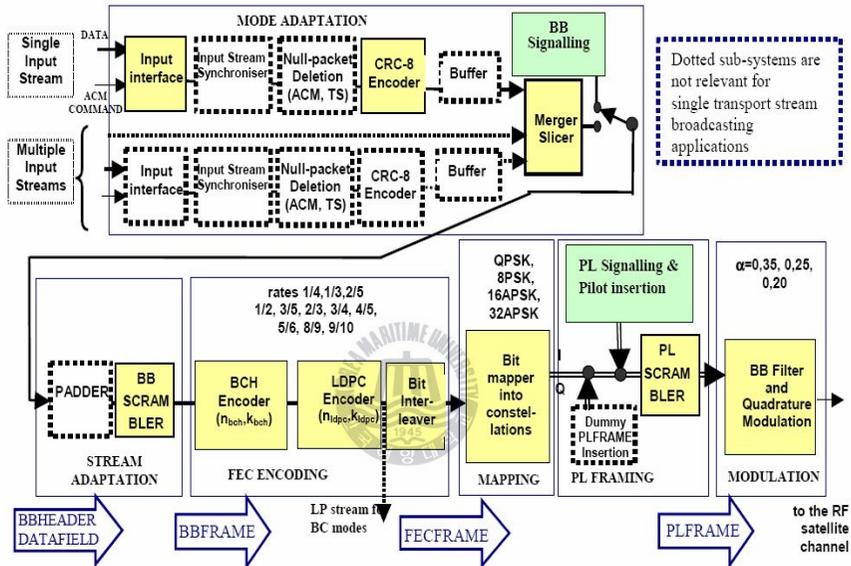


그림 2-6. DVB-S2 시스템 블록도

Fig. 2-6. System block diagram of DVB-S2.

DVB-S2 규격의 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. DVB-S2 규격의 LDPC 코드는 제 5-3절에서 설명한다.

제 3 장 MPE-FEC 프레임 구성 및 복호 과정

본 장에서는 MPE-FEC 프레임의 구조와 이에 따른 복호 과정을 설명한다. DVB-H와 DVB-S2의 결합구조는 아래 그림 3-1과 같으며 DVB-H와 방송신호가 멀티플렉싱 되어 출력된 신호는 PID(Packet Identifier)에서 알 수 있으며, 이를 방송신호인지 IP datagram인지 구분된다.[1][2]

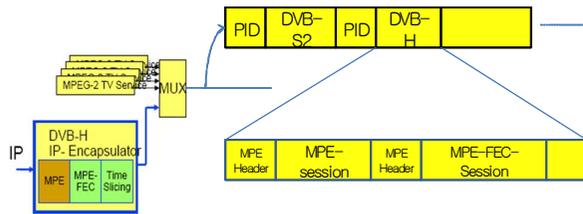


그림 3-1. DVB-H와 DVB-S2의 결합구조

Fig. 3-1. Structure of DVB-H with DVB-S2.

IP 데이터그램의 최대 길이는 헤더를 포함해서 4080 바이트이며, MPE-Section의 길이는 최대 4096 바이트(4080 바이트 + 16바이트 오버헤드 (12 바이트 헤더 + 4바이트 CRC))이다.

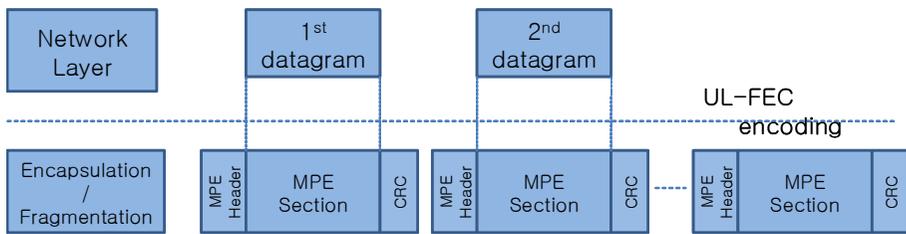


그림 3-2. IP 데이터그램의 구조

Fig. 3-2. Structure of IP Datagram.

표 3-1. MPE 헤더 정보

Table 3-1. MPE head information.

헤더 정보	내 용
Table_id	MPE section, MPE-FEC section을 나타냄
Section_length	CRC 32 비트가 포함된 section의 끝까지의 길이를 나타냄.
Padding_columns	MPE-FEC 프레임의 데이터 영역에서 zero-padding된 column의 개수(0~190)의 값을 가짐)
Table_boundary	현재 section이 MPE-FEC 프레임의 데이터 영역 또는 페리티 영역에서 마지막 SECTION임을 지시함.
Address	MPE-FEC 프레임의 각 영역에서 현재 수신된 section의 payload의 첫 번째 바이트가 차지하는 바이트의 위치를 나타냄

제 3-1 절 CRC 기반 복호 방법

DVB-SSP에서 CRC 기반의 복호 블록도는 그림 3-3과 같으며, UL-FEC와 PL-FEC를 결합시킨 cross layer 부호화 방식을 적용시킨 시스템으로, 이는 FIFTH 제안 모델의 단점을 개선시킨, 즉, DVB-S2 모델을 독립적으로 사용하면서 UL-FEC에 e-RS 부호를 적용시킴으로써 deinterleaving의 메모리를 감소시킬 수 있는 장점을 가지고 있다.[4]

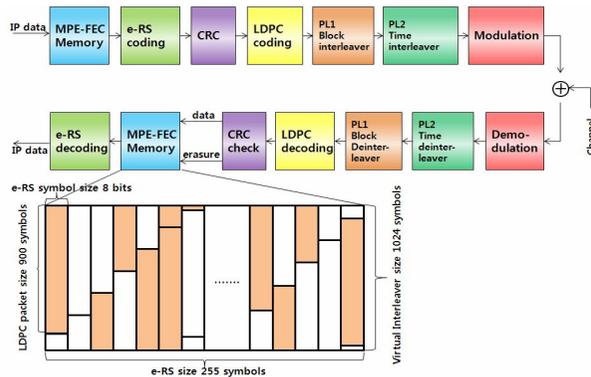


그림 3-3. CRC 기반의 삭제된 MPE-FEC 메모리 형태
 Fig. 3-3. MPE-FEC memory based on the CRC method.

UL-FEC는 IP(Internet Protocol) 데이터를 입력으로 하는 DVB-H의 MPE-FEC 부분인, e-RS(255,191,64) 부호와 가상 인터리버, PL-FEC는 DVB-S2의 부호화율 1/2을 갖는 LDPC 부호(16200, 7200)이다. LDPC 부호화 후, DVB-T의 블록 인터리버, 시간 인터리버를 연결하여 사용한다.

그림 3-4은 MPE-FEC 프레임을 나타낸다. MPE-FEC 메모리는 DVB-H의 입력인 IP(Internal Protocol) 데이터가 입력되는데 IP 데이터의 최대 길이는 헤더를 포함한 4080 바이트이며, UL-FEC 후에 12바이트의 헤더와 4바이트의 CRC를 포함한 최대 4096 바이트이다. Frame을 구성하는 하나의 심벌은 8비트로 구성되며, column의 개수는 255개의 심벌로 고정되어 있고, column의 길이는 최고 1024개의 심벌까지 유동적으로 설정 가능하다. 따라서 총 프레임의 크기는 최대 약 2M 비트를 가질 수 있다. 191개의 심벌로 이루어진 프레임 왼쪽의 부분은 정보 비트 부분이고, 64개의 심벌로 이루어진 프레임의 오른쪽 부분은 RS 부호화 과정으로 생겨난 RS 패리티 부분이다. IP 데이터가 최대 4080바이트로 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 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. 전송되는 IP 데이터는 RS 부호 후 CRC 헤더를 붙여 PL-FEC 부분으로 전송된다.

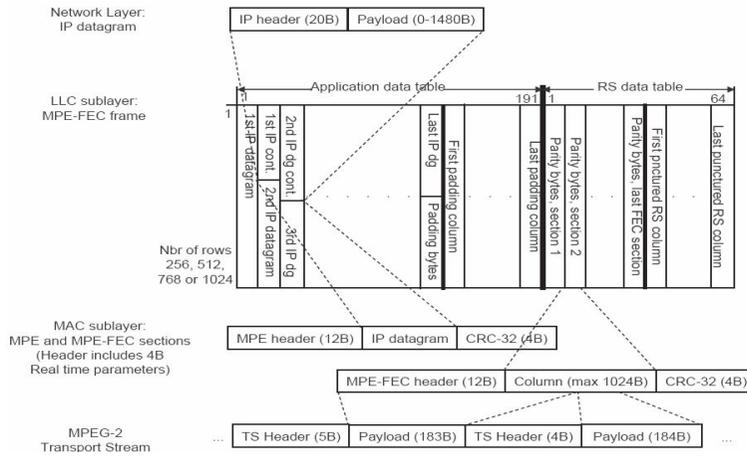


그림 3-4. MPE-FEC 프레임 구조

Fig. 3-4. Frame structure of MPE-FEC.

수신단 측면에서 보면, LDPC 복호된 심볼은 강판정(hard-decision)되어 IP 패킷으로 나눈 뒤 CRC-32 과정을 통해, 오류가 존재하면 IP 패킷 모두를 삭제시켜 MPE-FEC 메모리에 저장한 후, 메모리에 데이터가 모두 채워지면 가로로 e-RS 복호화 과정을 수행한다.

그러나 이러한 복호 과정에서 수신된 데이터 중에 1 bit의 오류가 있을 지라도 IP 패킷 모두를 삭제함으로써 오류 없이 전송된 데이터도 erasure 시킴으로써, 복호시 비효율성을 나타낼 수 있다. 또한 UL-FEC 부분의 가상 인터리버와 PL-FEC 부분의 두 종류의 인터리버로 인해 버스트성의 잡음이 여러 단계의 인터리버로 인해 랜덤성 오류 보다 또 다시 버스트성 잡음의 효과를 나타낼 수 있다.

제 3-2 절 제안한 혼합형 복호방식

표준안에 기술되어 있는 기존의 방식은 e-RS(255,191,64)에서 삭제된 심볼 수가 64개 이하이면 오류정정이 가능하다. 삭제된 심볼 수가 64개를 초과하면, 정정 범위를 벗어나기 때문에 수신된 심볼을 강판정하여 복호하지 않는다. 혼합형 복호 방식은 기존의 CRC 방식을 그대로 수용하되 오류

능력 범위 한계에 들어오면 e-RS 복호기를 이용하여 복호하며, 오류 한계 범위를 벗어나면 삭제 시키지 않고 수신된 심볼 자체를 이용하여, RS 복호기를 이용하는 복호 방식이다. 이는 삭제된 심볼의 개수가 오류 정정 능력을 벗어난다 할지라도 오류 없는 심볼이 삭제된 경우의 수가 있으므로, 삭제전의 수신 심볼을 이용하여 기존의 RS 복호 방식을 이용하면 오류정정이 가능할 확률이 있다. 이러한 방식은 기존의 표준안을 변형시키지 않으면서 적용 가능하므로 표준안 측면에서 보면 효율적이다.[1]

그림 3-5에서는 혼합형 복호 방식의 블록도를 나타낸다. LDPC 복호 후, CRC-32 체크 후 MPE-FEC 메모리에 저장시킨 후 삭제된 심볼의 수가 64개 이하이면 e-RS 복호기를, 64개 이상이면 RS 복호기를 이용하여 복호하는 방식이다. 기존의 방식과의 차이점은 CRC 체크 후 1bit 오류가 있을 경우 전체 IP 패킷을 삭제한 점은 동일하나, 오류 개수를 체크하여 64개 이하이면 e-RS 복호 방식을, 64개 이상이면 삭제된 비트를 복구하여 e-RS 복호 대신 경판정(Hard decision)한 수신 심볼을 원래의 RS 복호를 한다는게 차이점이다. 이는 하드웨어적인 측면에서 기존의 방식에 비해 메모리의 변화가 없으며, RS 복호기와 e-RS 복호기의 신드롬 다항식 구하는 과정 등의 몇 가지만 추가하면 되므로 하드웨어 측면에서도 기존의 방식과 거의 비슷하다.[9]

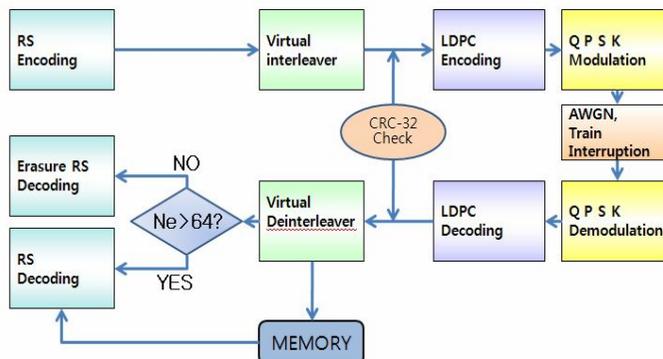


그림 3-5. 혼합형 복호 방식 블록도

Fig. 3-5. Structure of hybrid MPE-FEC method.

그림 3-6는 그림 2의 MPE-FEC 메모리에서 가로축의 255 심볼내에 삭제된 비트 수 안에 실제로 오류가 나지 않은 심볼 수, P_c' , 의 평균을 E_b/N_0 에 따라 나타낸 그림이다.

예를 들어 E_b/N_0 가 0.1 dB 일 때에는 255개의 삭제된 심볼 중에 196개의 심볼이 오류가 나지 않았음을 의미하며, E_b/N_0 가 높을수록 정확하게 삭제함을 알 수 있다.



그림 3-6. SNR에 따른 삭제 심볼에서 오류가 아닌 심볼의 평균수

Fig. 3-6. According to SNR, average number of non-error symbol.

제 4 장 Train interruption (TI) 채널 모델링

계층 본 논문에서 연구하고자 하는 DVB-SSP에서의 표준안은 고속으로 이동하는 이동체에 대한 통신을 정의이므로, 본 논문에서는 이동체를 기차로 설정하여 연구 하였다. 기차선로의 단면을 그림 4-1에 나타내었다. 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 발생한다고 가정한다. 본 논문에서 채널 모델은 터널 환경이 아니라 달리는 선로 위에서 또는 기차의 속도가 감쇄되는 기차역 부근이라 가정한다.[5]

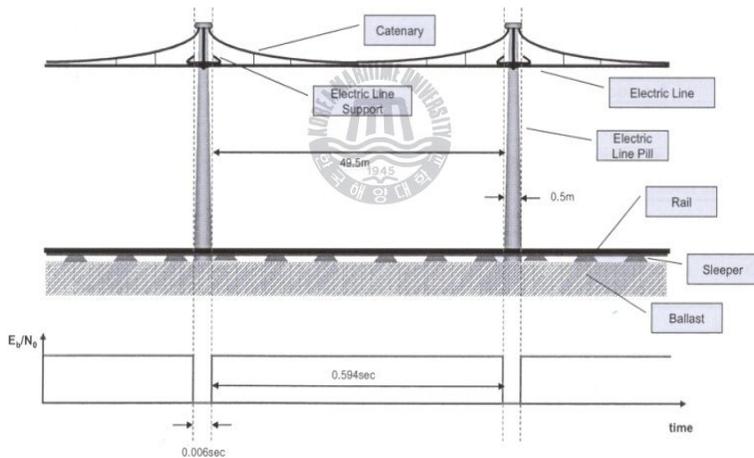


그림 4-1. 열차 선로 환경

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.

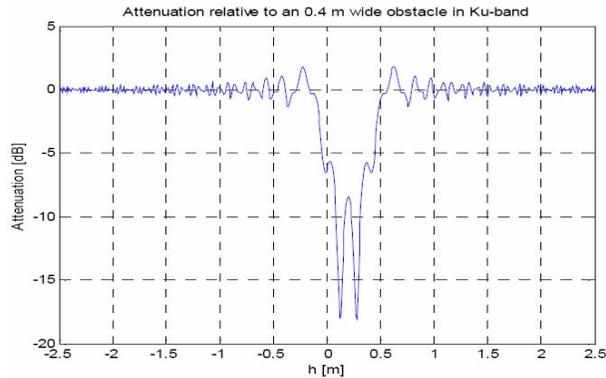


그림 4-2. Train interruption 감쇄
Fig. 4-2. Attenuation by train interruption.

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

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

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

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

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

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

데이터의 속도를 5Mbps라고 한다면 electronic line supporter의 영향을

받지 않는 구간의 데이터량은 다음 식 4.4와 같다.

$$\begin{aligned}5 \times 10^6 \text{ bit} : 1s &= x \text{ bit} : 0.6s \\ x &= 3 \times 10^6 \text{ bit}\end{aligned}\tag{4.4}$$

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

$$\begin{aligned}5 \times 10^6 \text{ bit} : 1s &= x \text{ bit} : 0.006s \\ x &= 30 \times 10^3 \text{ bit}\end{aligned}\tag{4.5}$$

electronic line supporter에 의한 burst 에러를 정정하기 위하여 interleaver를 시스템에 첨가할 수 있는데, FIFTH에서는 다음과 같이 크게 2가지 방법을 제안하고 있다.[5]



제 5 장 이동성 DVB-SSP 에 적용할 수 있는 부호화 방식

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

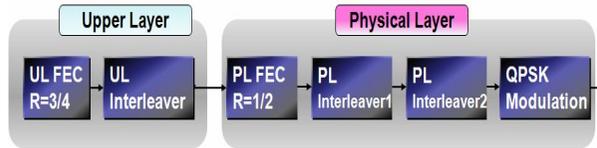


그림 5-1. 시뮬레이션 블록다이어그램
Fig. 5-1. Simulation block diagram.

DVB-SSP는 크게 Upper Layer(UL) 부분과 Physical Layer(PL) 부분으로 구별되며, Physical Layer 에서 $N=16200$, $R=1/2$ 인 LDPC부호를 사용하는 가운데, Upper Layer의 오류정정부호 방식을 RS 부호와 erasure RS(e-RS) 부호를 가상 인터리버와 함께 사용하였다. [6][9]

제 5-1 절 Reed-Solomon 부호

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 비트를 가질 수 있다.

191개의 심벌로 이루어진 프레임 왼쪽의 부분은 정보 비트 부분이고,

64개의 심벌로 이루어진 프레임의 오른쪽 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.

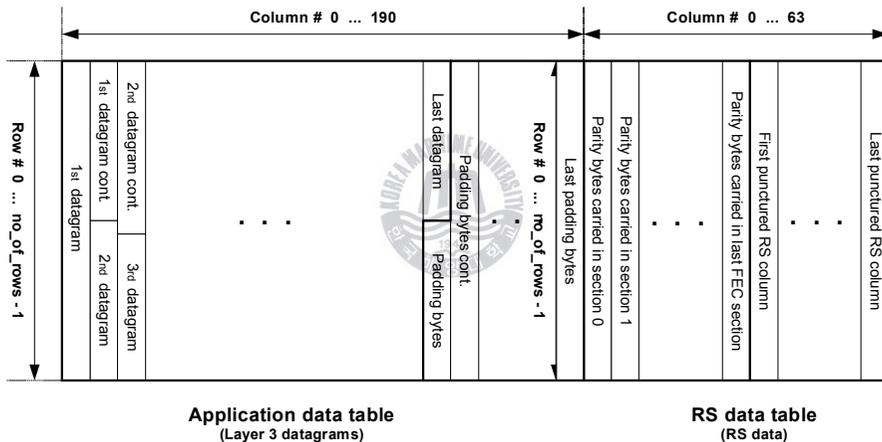


그림 5-2. MPE-FEC 프레임 구조 및 가상 인터리버

Fig. 5-2. Frame structure of MPE-FEC & Virtual interleaver.

RS 부호화 과정의 전후로 하여 인터리버와 디인터리버 과정을 수행하지만, 프레임으로 입력되는 순서와 출력되는 순서가 같아 가시적으로 인터리버 과정이 들어나지는 않기 때문에 이를 '가상 인터리버'라고 한다.[10]

제 5-2 절 Erasure Reed-Solomon 부호

RS 부호는 에러심볼이 $n-k$ 가 이하일 때 모두 정정할 수 있으므로, 이러한 관점에서 본다면 최적의 정정부호이다. 만약 삭제된 심볼의 수를 v , 에러 심볼 수를 t 라고 한다면 $v+2t < d_{\min}$ 일 때 복호가 가능하다.

수신 다항식 모델은 오류와 삭제, 두 부분으로 구성이 된다. 오류는 랜덤하게 발생하고, 그 크기 또한 완전히 복호되기 전까지는 수신단에서 알지 못한다. 삭제는 오류와 유사하지만, 수신단에서 그 위치를 알 수 있다는 것이 오류와 다른 점이다.

복호시 오류의 발생위치를 아는 것이 최우선시 되어야 하는 몇 가지 이유가 있다. 수신기는 삭제선언을 하는 dead-zone으로 경관정기를 사용할 수 있게 한다. 이는 RS 복호에 있어 연관정 입력에서 경관정 출력으로 가기 위한 과정이다. 그리고 몇몇 심볼들이 전송되지 않았을 때, 수신기에서는 그 심볼들이 삭제되었음을 사전에 알아야만 하기 때문이다.[9]

만약 우리가 오류 다항식을 $e(x)$ 로 표현을 하고, 삭제 다항식을 $f(x)$ 라고 표현을 할 때, 수신 다항식은 식 5.1과 같이 표현할 수 있다.

$$r(x) = c(x) + e(x) + f(x) \quad (5.1)$$

식 $f(x)$ 는 식 5.2와 같이 다르게 표현을 할 수 있다.

$$f(x) = \sum_{i=1}^v f_i x^{J_i} \quad (5.2)$$

이 때 삭제 심볼 위치 J_i 는 알고 있지만, 삭제 크기 f_i 는 알지 못한다. 복호의 과정은 아래와 같이 진행된다. β 개의 오류와 ρ 개의 삭제가 있다고 가정을 한다면, 식 5.3, 식 5.4와 같이 놓을 수 있다.

$$E_1 = a^{I_1} E_2 = a^{I_2} \dots E_\beta = a^{I_\beta} \quad (5.3)$$

$$F_1 = a^{J_1} F_2 = a^{J_2} \dots F_\rho = a^{J_\rho} \quad (5.4)$$

그리고 삭제 위치 다항식을 식 5.5와 같이 정의할 수 있다.

$$\Gamma(x) = \begin{cases} \prod_{i=0}^v (1 - F_i x) & v \neq 0 \\ 1 & v = 0 \end{cases} \quad (5.5)$$



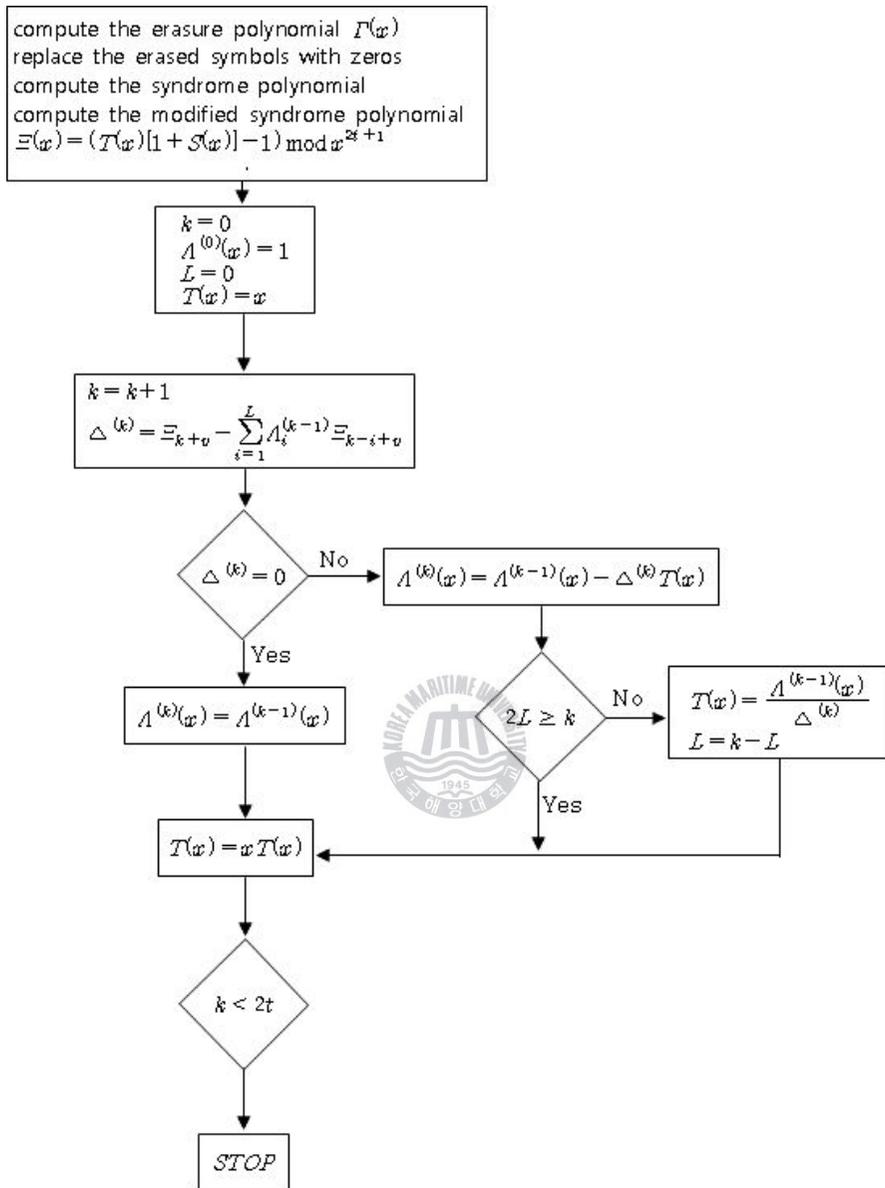


그림 5-3. Modified Berlekamp Massey 알고리즘
Fig. 5-3. Modified Berlekamp Massey Algorithm.

오류와 삭제를 정정하기 위해 그림 5-3과 같은 BM알고리즘을 사용한다.
Chien search 알고리즘을 사용할 때 우리는 $\Lambda(x)$ 의 근을 구할 수 있고,

그에 따라 오류의 위치를 알 수 있게 된다. 오류와 삭제의 크기를 결정하기 위해서는 먼저 오류와 삭제의 위치 다항식을 결합해야 한다.

$$\Psi(x) = \Lambda(x)\Gamma(x) \quad (5.6)$$

$$\Omega(x) = \Lambda(x)[1 + \Xi(x)] \bmod x^{2t+1} \quad (5.7)$$

Forneys 공식을 사용하면 오류와 삭제의 크기를 식 5.8, 식 5.9와 같이 계산할 수 있다.

$$e_{\Gamma x} = \frac{-E_x \Omega(E_x^{-1})}{\Psi'(E_x^{-1})} \quad (5.8)$$

$$f_{\Gamma x} = \frac{-F_x \Omega(F_x^{-1})}{\Psi'(F_x^{-1})} \quad (5.9)$$



제 5-3 절 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.[6]

$$H_{(N-K) \times N} = [A_{(N-K) \times K} B_{(N-K) \times (N-K)}] \quad (5.10)$$

표 5-1. 각 부호화율을 위한 파라미터(N=16200)

Table 5-1. Coding parameter.

N=16200					
R	N	K	Maximum Column-weight	Maximum Row-weight	q
1/4	16200	3240	12	4	36
1/3	16200	5400	12	5	30
2/5	16200	6480	12	6	27
1/2	16200	7200	8	7	25
3/5	16200	9720	12	11	18
2/3	16200	10800	13	10	15
3/4	16200	11880	12	13	12
4/5	16200	12600	3	13	10
5/6	16200	13320	13	19	8
8/9	16200	14400	3	27	5
9/10	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A

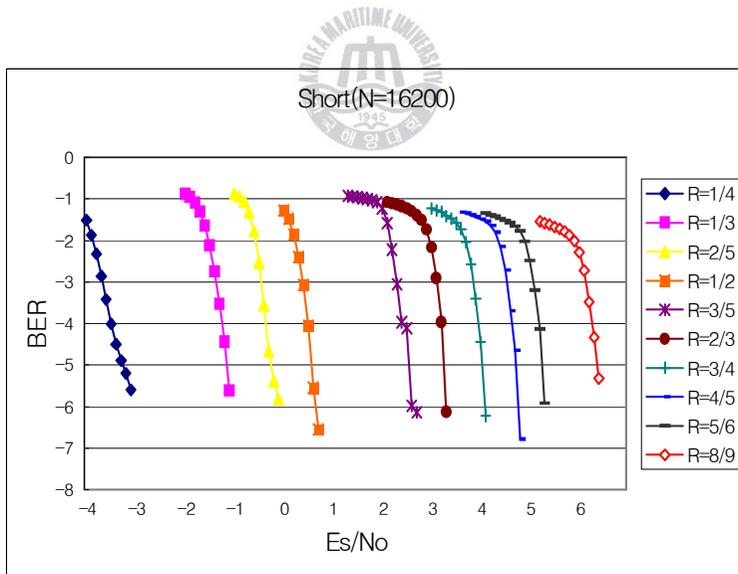


그림 5-5. N=16200일 때 LDPC 부호화율에 따른 성능곡선
Fig. 5-5. BER curve about LDPC coding rate (N=16200).

제 6 장 시뮬레이션 결과

제 6-1 절 CRC 방식과 제안한 방식의 성능 비교

그림 6-1은 가우시안 채널 환경에서 혼합형 복호 방식과 기존의 CRC 방식의 성능을 비교한 그림이다. 제안 방식이 기존의 CRC 방식에 비해 0.4 dB 개선됨을 알 수 있다. 이는 삭제된 비트로 인해 IP 패킷 전체가 삭제된 경우의 수가 많음을 의미하며, 삭제된 IP 패킷 내에는 오류가 없는 바이트 정보가 많이 내포함을 알 수 있다.

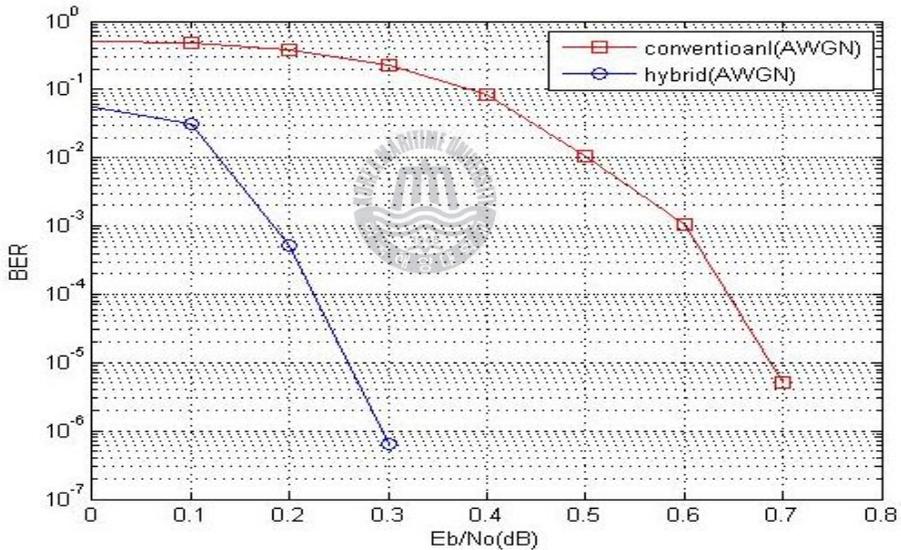


그림 6-1. 혼합형 복호 방식과 CRC 방식의 성능 비교(AWGN)

Fig. 6-1. Performance comparison in AWGN channel.

그림 6-2는 기차가 300km/h 로 이동할 때 TI 채널에서의 성능을 나타낸 그림이다. TI 채널에서 기존의 방식은 오류 마루 (error floor)현상이 발생함을 알 수 있으며, 혼합형 상위계층 복호 방식의 경우 오류를 정정함을 알 수 있다. 많은 정보 비트 부분의 신호 감쇄를 야기하는 TI 채널에서 기

존의 방식은 삭제되는 심볼 수가 오류 정정 범위를 초과하는 경우가 많으므로 비효율적임을 의미한다. 혼합형 상위계층 복호 방식이 성능이 우수한 이유는 TI 채널에서 야기 되는 수신 심볼의 삭제의 개수가 비록 64개를 벗어나더라도, 삭제된 심볼 안에 오류가 나지 않은 정확하게 수신된 심볼 수가 존재한다는 의미이다.

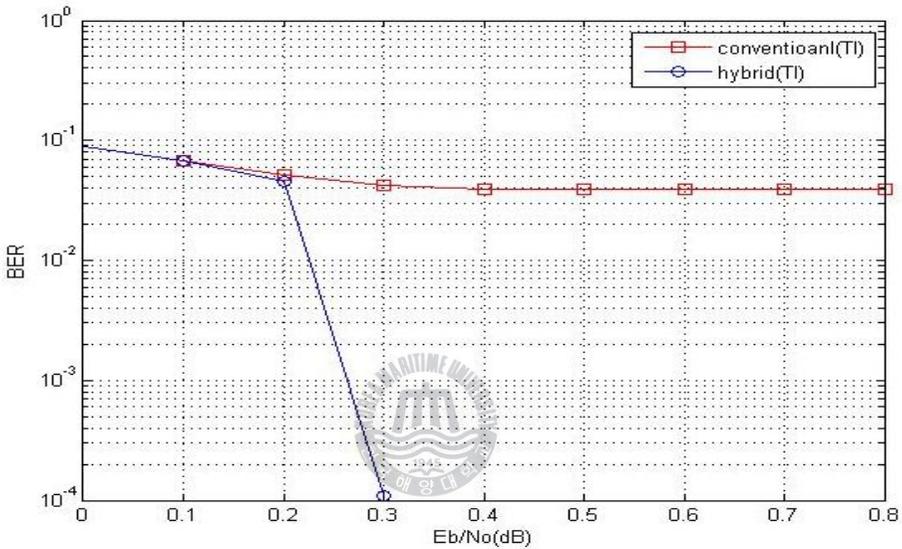


그림 6-2. 혼합형 복호 방식과 CRC 방식의 성능 비교(TI)

Fig. 6-2. Performance comparison in train interruption channel.

제 6-2 절 TI 채널에서 혼합형 복호 방식 성능

이 장에서는 앞에서 설명한 DVB-SSP의 Upper Layer에 제안한 혼합형 복호 방식을 적용하고 기차의 속도, 데이터 전송률, IP 패킷 사이즈의 변화에 따른 성능을 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션에서 Physical Layer 에는 부호화율이 1/2인 short LDPC를 사용하였다. 아래 표는 시뮬레이션 파라미터를 나타내었다.

표 6-1. 시뮬레이션 파라미터

Table 6-1. Simulation Parameter.

Layer Parameter		Parameters
PL-FEC	DVB-S2 LDPC	N=16200, R=1/2, Iterations=40
UL-FEC	RS code with hybrid decoding algorithm	(255,191,64)
UL interleaving	Virtual interleaving [bytes]	Depth=256,512,768,1024
PL interleaving	Block interleaving [ms]	40
	Time interleaving	Depth=10
Source parameter	Data rates [Mbps]	5 - 45
	IP packet size [bytes]	184 - 2048
Channel parameter	Length of line supporter [m]	50
Modulation	QPSK	-
	Train speed [km/hr]	10 - 150

6.2.1. 기차의 속도에 따른 성능 비교

본 절에서는 기차의 속도에 따른 성능을 비교하였다. 부호화된 블록의 사이즈는 $255 \times 8 = 2040\text{bits}$ 이다. 기차의 속도와 가상 인터리버의 사이즈를 변화시키면서 시뮬레이션 한 결과, 기차의 속도가 10km/h일 때는 가상 인터리버의 사이즈를 1024bytes까지 늘여도 Train interruption에 의한 오류를 정정할 수 없었지만, 기차의 속도와 가상 인터리버의 사이즈에 따라 E_s/N_0 가 0.3dB ~ 0.5dB 사이에서 그 오류를 정정할 수 있음을 알 수 있다. 그림 6-3부터 그림 6-6까지는 기차의 속도와 가상 인터리버의 사이즈에 따른 성능을 나타내었다.

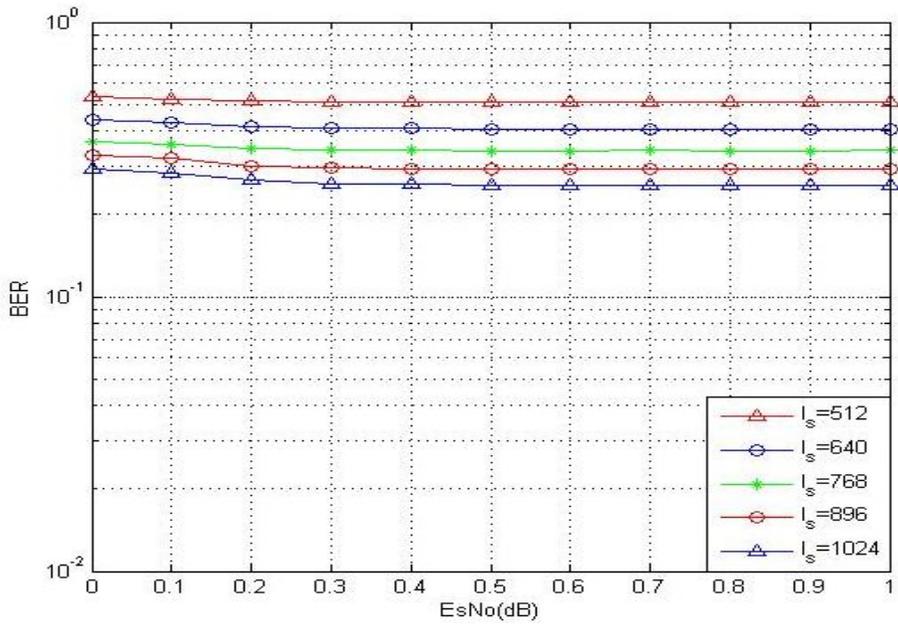


그림 6-3. 기차의 속도가 10km/h일 때

Fig. 6-3. Train speed = 10km/h..

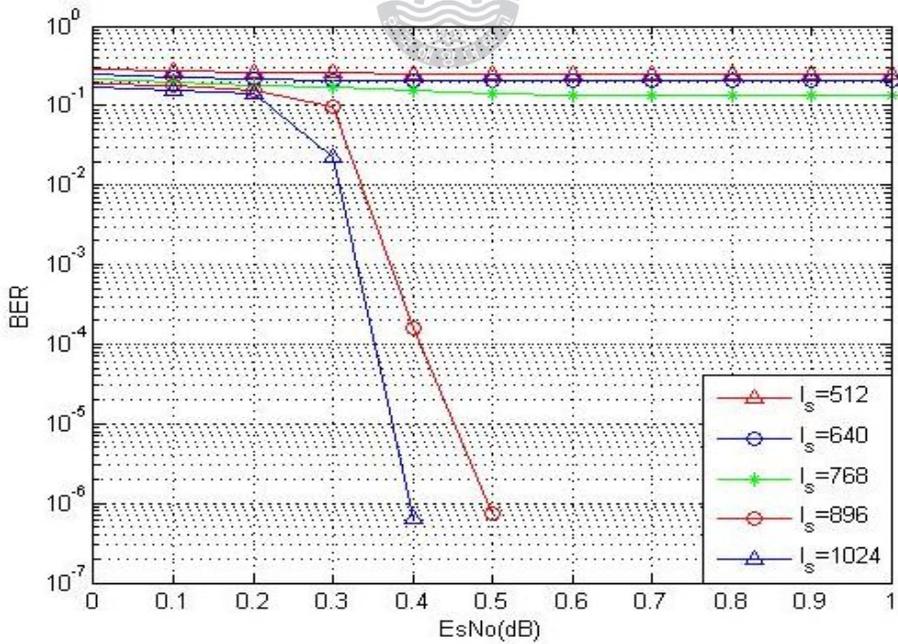


그림 6-4. 기차의 속도가 20km/h일 때

Fig. 6-4. Train speed = 20km/h..

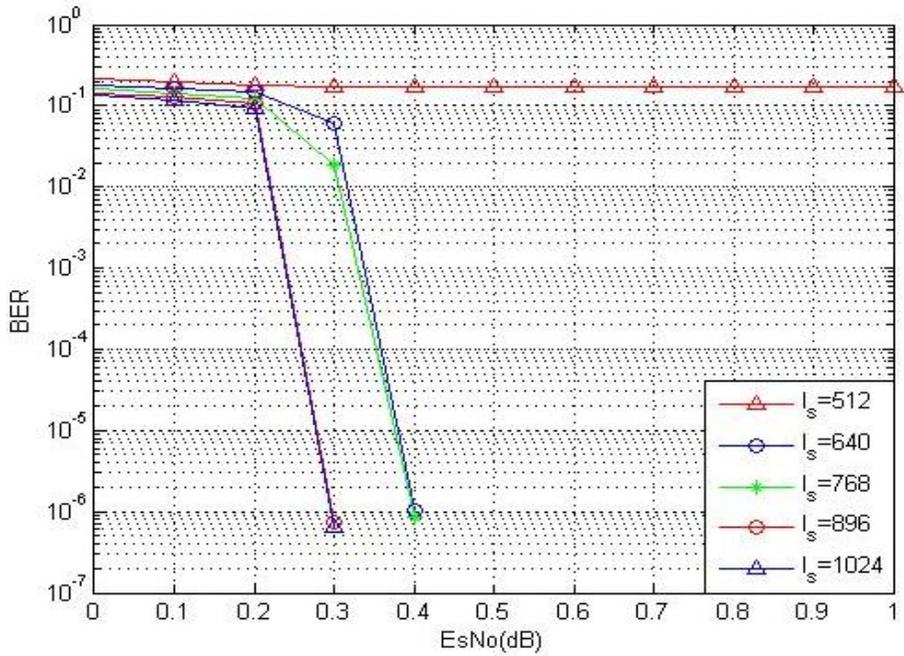


그림 6-5. 기차의 속도가 30km/h일 때

Fig. 6-5. Train speed = 30km/h..

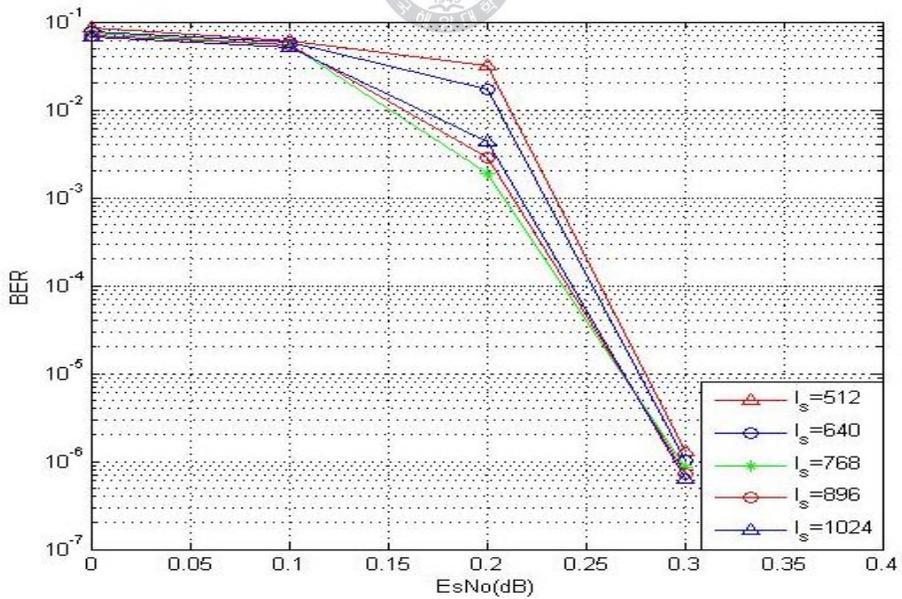


그림 6-6. 기차의 속도가 150km/h일 때

Fig. 6-6. Train speed = 150km/h..

6.2.2. 데이터 전송률에 따른 성능 비교

본 절에서는 위에서 제안한 부호화 방식을 UL에 적용하여 데이터 전송률에 따른 그 성능을 시뮬레이션하여 그림 6-7에 나타내었다. 기차의 속도는 150km/h, 가상 인터리버의 size는 512bytes로 고정한 상태에서 데이터 전송률을 5Mbps에서 40Mbps까지 5Mbps단위로 시뮬레이션을 하였다. 그 결과 대체적으로 데이터 전송률이 높아질수록 BER성능이 저하되는 것을 확인할 수 있는데, 이는 데이터 전송률이 높을수록 electronic line support에 의해 간섭을 받는 bit의 수가 많아지기 때문이다.

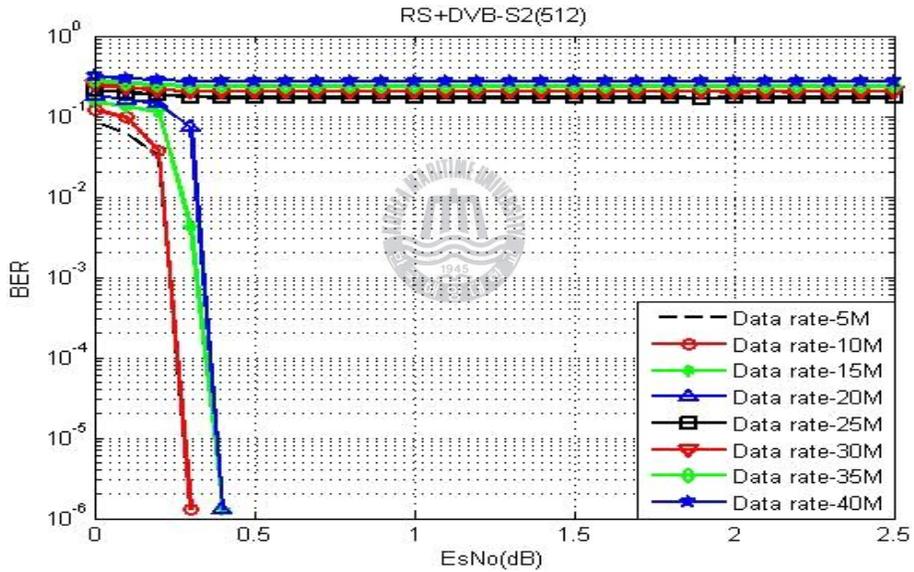


그림 6-7. 데이터 전송률에 따른 성능 비교
Fig.6-7. Performance for various data rates.

6.2.3. IP packet 길이에 따른 성능 비교

본 절에서는 전송되는 IP 패킷의 최적 사이즈를 알아보고자, 전송되는 IP 패킷의 길이에 따른 패킷의 오류율을 시뮬레이션을 해보았다. 가상 인터리버의 사이즈는 1024, 기차의 속도는 150km/h, 데이터 전송률은 45Mbps로 고정을 하고 IP 패킷의 길이를 184bytes, 256bytes, 512bytes,

1024bytes, 1536bytes, 2048bytes 로 변화시키면서 시뮬레이션을 하여 그 결과를 그림 6-8에 나타내었다. 결과에서 보듯이 IP 패킷의 사이즈가 작을수록 패킷의 오류율이 적은 것을 확인할 수 있다. 그 이유는 IP 패킷의 길이가 작을수록 오류구간을 피해가는 패킷의 수가 늘어나기 때문이다. 하지만 패킷의 길이를 작게 하면 PID의 삽입 등으로 데이터 전송 효율이 떨어질 수 있기에 이에 따른 고려가 필요할 것이다. [11]

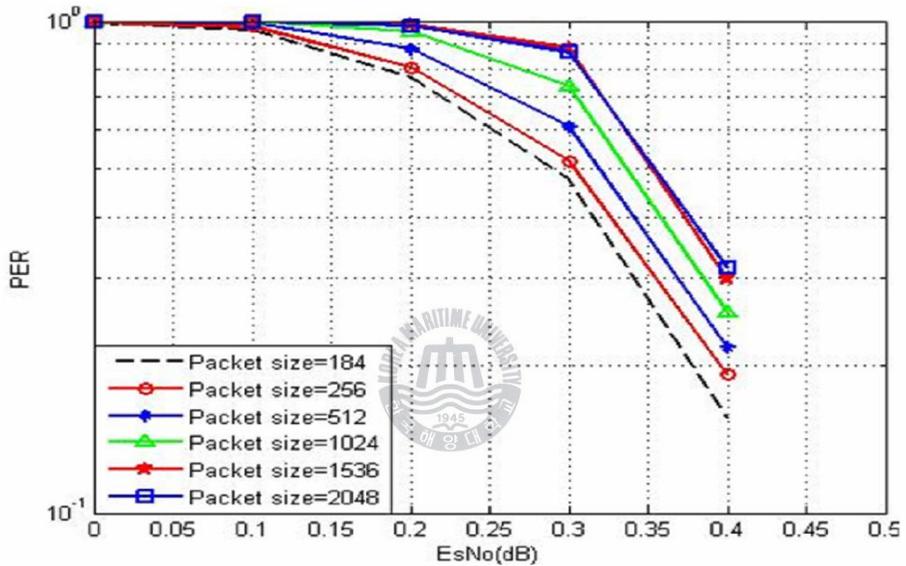


그림 6-8. IP 패킷의 사이즈에 따른 패킷 성능 비교

Fig. 6-8. Error rate about IP packet size.

6.2.4. 최적의 parameter

다음 표 6-2는 6-2절에서의 시뮬레이션 결과를 바탕으로 최적의 파라미터를 결정하여 정리하였다.

표 6-2. 최적의 파라미터

Table 6-2. Optimal parameter.

Parameter	Alternative parameter	Optimal parameter
Train speed[km/h]	Up to 150	150
UL interleaver size[bytes]	Up to 1024	1024
Data rates[Mbps]	Up to 40	20
IP packet size[bytes]	Up to 2048	184



제 7 장 결 론

성능평가 시 우수한 성능을 만족하면서 가입자가 이동을 하더라도 지속적으로 방송을 제공하기 위해서는 DVB-S2 표준화 등에서 논의되고 있는 LDPC 부호화 방식과 인터리버, 외부 부호와 결합한 새로운 부호화 방식의 연구가 필수적이며, 본 논문에서는 기존의 CRC 검사를 통한 IP 패킷 전체를 삭제하는 것이 아니라, 기존의 CRC 방식을 그대로 수용하되 오류능력 범위 한계에 들어오면 e-RS 복호기를 이용하여 복호하며, 오류 한계 범위를 벗어나면 삭제 시키지 않고 수신된 심볼 자체를 이용하여, RS 복호기를 이용하는 복호 방식을 제안하였으며, 정확한 성능 분석을 위하여 제안한 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.

시뮬레이션 환경으로는 UL-FEC에는 제안한 혼합형 복호 방식을, PL-FEC에는 DVB-S2 규격의 LDPC 부호 (N=16200)를 적용하였다. 성능 분석 결과, 가우시안 채널에서는 0.4dB 개선됨을 알 수 있다. TI 채널에서는 기존의 CRC 방식으로는 오류를 정정할 수 없었던 것을, 제안한 혼합형 복호 방식을 적용하였을 경우 우수한 성능을 만족하며 오류를 정정함을 알 수 있다.

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 성

능을 발휘하였지만, interleaver size의 변화에 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 논문에서의 결과는 향후 DVB-SSP 및 DVB-SH 규격 등의 반복부호와 e-RS 부호의 결합이 되는 연접부호 방식에서 유용한 자료가 되리라 사료된다.



참 고 문 헌

- [1] 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".
- [2] ETSI EN 302 304: "Digital Video Broadcasting (DVB); Transmission System for Handheld Terminal".
- [3] ETSI EN 300 744: "Digital Video Broadcasting (DVB): Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television".
- [4] DVB-TM : Study Mission on Satellite Services to Portable devices (SSP) Draft Technical Report, March 2006.
- [5] V. Schena, G. Losquadro and A. Basili, "A satellite network for train environment in the FIFTH Demonstration", IST Mobile & Wireless Telecommunication Summit 2003, Aveiro(Portugal), pp. 603-607, June 15 ~ 18, 2003.
- [6] T. Richardson and R. Urbanke, "Efficient Encoding of Low-Density Parity Check Codes", IEEE Trans. Information Theory, vol. 47, pp. 638-656, Feb 2001.
- [7] 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.
- [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] S. Sakata, "Parallel BM algorithm and Euclidean algorithm for decoding are identical," Proc. ISITA-2004 (CD-ROM), Parma, Italy, October 10 -13, 2004.
- [10] Jarkko Paavola and Heidi Himmanen "Performance Analysis of MPE-FEC Decoding Methods at the DVB-H Link Layer for Efficient IP Packet Retrieval", IEEE TRANSACTIONS BROADCASTING, Vol 35, No. 1, pp.263-275, March 2007.
- [11] N. Kawai, et al, "Performance of Multimedia Broadcasting Through ISDB Transmission System", IEEE Transaction on Broadcasting, Vol.42, No.3, p151~158, Sep, 1996.