



저작자표시-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

차세대 T-DMB 시스템의
부가서비스 제공을 위한
계층적 전송방식에 대한 연구

A Study on Hierarchical Transmission
Method for Additional Service of
Advanced T-DMB System

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

裴 鍾 泰

本 論文을 裴鍾泰 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

裴 鍾 泰

목 차

그림 목차.....	iii
표 목차.....	v
ABSTRACT.....	vi
제 1 장 서론.....	1
제 2 장 지상파 DMB 시스템 모델.....	3
제 3 장 차세대 지상파 DMB 시스템 모델.....	7
제 3-1 절 차세대 지상파 DMB 시스템 개발의 필요성과 개념.....	7
제 3-2 절 계층적 변조방식.....	10
제 3-3 절 UEP 시스템.....	14
제 4 장 부가서비스 복조를 위한 비트분리방법.....	17
제 4-1 절 LLR 방법.....	18
제 4-2 절 MAX 방법.....	21
제 4-3 절 Center focusing 방법.....	22
제 4-4 절 복잡도 비교.....	24
제 5 장 부가서비스 복조를 위한 비트분리방법.....	25
제 5-1 절 LLR 방법.....	26
제 5-2 절 MAX 방법.....	31
제 5-3 절 Center focusing 방법.....	37
제 6 장 부가서비스에 고려되는 채널부호화 방법.....	40
제 6-1 절 Double binary turbo 부호.....	40

제 6-2 절 DVB-S2 규격의 LDPC 부호.....42
제 6-3 절 IEEE 802.16e에 적용된 LDPC 부호.....44
제 7 장 결론.....54
참고문헌.....56



그림 목 차

그림 2-1. 지상파 DMB 주파수 구성.....	3
그림 2-2. 지상파 DMB 송수신 시스템 구조.....	4
그림 2-3. 지상파 DMB 비디오 다중화기 구조.....	5
그림 2-4. 지상파 DMB에서 사용하고 있는 convolutional 부호의 구조....	5
그림 2-5. 지상파 DMB의 $\pi/4$ -DQPSK 변조의 정상도.....	6
그림 3-1. 차세대 지상파 DMB의 주파수 구성 계획.....	8
그림 3-2. 차세대 지상파 DMB의 비균일 16QAM 정상도.....	11
그림 3-3. 차세대 지상파 DMB의 비균일 64QAM 정상도.....	11
그림 3-4. 일반적인 계층적 부호화 방식의 전송단 구조도.....	15
그림 3-5. 차세대 지상파 DMB에 대한 성능분석 시스템 블록도.....	16
그림 4-1. BPSK 정상도.....	18
그림 4-2. Center focusing 비트 분리 과정.....	23
그림 5-1. 메모리가 3개인 RSC의 구조.....	27
그림 5-2. CRSC turbo 부호의 트렐리스도.....	27
그림 5-3. Double binary turbo 부호 부호화기 구조.....	28
그림 5-4. Double binary turbo 부호의 복호 과정.....	30
그림 5-5. LDPC 부호의 예.....	31
그림 5-6. LDPC 부호의 address.....	32
그림 5-7. 복호를 위한 LDPC 행렬식.....	33
그림 5-8. LDPC의 복호 과정.....	34
그림 5-9. 소정방 행렬과 인덱스.....	38
그림 5-10. 소정방 행렬로 이루어진 H matrix permutation.....	39
그림 6-1. 시뮬레이션을 위한 프레임 구성.....	40
그림 6-2. Double binary turbo 부호에 적용한 비트분리방법 성능비교...42	42
그림 6-3. LDPC 부호에 적용한 비트분리방법 성능비교.....	43
그림 6-4. 16QAM에서 HP와 LP 스트림의 성능 (HP, LP : (2,1,7))	

convolutional 부호 사용).....45

그림 6-5. 16QAM에서 HP와 LP 스트림의 성능(HP : (2,1,7) convolutional 부호, LP : punctured (2,1,7) convolutional 부호).....46

그림 6-7. 16QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=2$).....47

그림 6-8. 16QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=3$).....48

그림 6-9. 16QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=4$).....49

그림 6-10. 64QAM에서 HP와 LP 스트림의 성능(HP, LP : (2,1,7) convolutional 부호 사용).....50

그림 6-11. 64QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=2$).....51

그림 6-12. 64QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=3$).....52

그림 6-13. 64QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=4$).....53



표 목 차

표 4-1. 비트 분리방법별 연산량.....	24
표 5-1. Double binary turbo 부호의 puncturing pattern.....	28
표 5-2. Double binary turbo 부호의 permutation parameter.....	29
표 6-1. 시뮬레이션 파라미터.....	41



ABSTRACT

The quality of traditional analog radio broadcasting systems has significantly deteriorated in recent years, due to serious electromagnetic pollution in urban areas, especially in mobile environments. Among the new broadcasting systems, Digital Audio Broadcasting (DAB), which is based on the Eureka-147 standard, provides CD-quality audio broadcasting services for fixed, portable and mobile applications, and has been recognized as a promising solution. Recently, the DAB system was announced as the official transmission specification of the Digital Multimedia Broadcasting (DMB) system in Korea.

The DMB system has a 1.7Mbps throughput, which is sufficient for multimedia broadcasting services as well as CD-quality digital audio services. However, the throughput is reduced to 1.152Mbps when we take into account the overhead such as bits needed for synchronization, error correction and multiplex configuration information. Therefore, multimedia broadcasting services have a low throughput.

Recently, there is a need to upgrade the conventional T-DMB system, in order to provide additional services and a higher throughput for multimedia broadcasting services.

In this thesis, we propose a structure for an advanced T-DMB (AT-DMB) system, which is based on Eureka-147, with UEP coding methods and hierarchical 16QAM/64QAM modulation, to provide additional services while maintaining the BER performance. A hierarchical modulation scheme, strong channel code and unequal error protection (UEP) are applied to the conventional T-DMB system, in order to enhance the conventional T-DMB system and provide

additional mobile user services. Furthermore, this thesis proposes a non-uniform 16QAM/64QAM modulation scheme combined with various bit splitting methods and coding methods such as iterative codes.

The conventional T-DMB system based on Eureka-147 has the approved serial concatenated coding scheme. This thesis also applies the serial concatenated coding scheme as an HP(High priority) stream coding scheme, in order to provide a continuous conventional T-DMB service to subscribers.

The performance gap between HP and LP(Low priority) streams is very large. This means that the performance of the HP and LP streams involves trade-offs, when applying the same coding method. If the performance of the LP stream is poor, there is no point in providing the LP stream to subscribers. Therefore, this thesis focuses on reducing the performance gap between the HP and LP streams. This is why this thesis applies iterative codes to the LP stream. Among iterative codes, double binary turbo codes and LDPC (low density parity check) codes are good candidates for the AT-DMB system, because they approach the Shannon limit performance and involve a simple puncturing device and a flexible block size/coding rate combination.

The proposed AT-DMB system model with the UEP coding method, hierarchical modulation and bit splitting method provides a means of achieving high performance, multimedia broadcasting via the conventional T-DMB system.

제 1 장 서 론

지상파 DMB(Digital Multimedia Broadcasting)는 유럽에서 기 개발된 DAB(Digital Audio Broadcasting) 시스템을 근간으로 하여 스트림 모드(Stream mode)를 이용한 MPEG-4A/V 스트림을 전송할 수 있도록 확장된 구조로 되어 있다. 또한 지상파 DMB에는 추가적인 채널 코딩이 추가되어 있어서 기존 DAB보다 낮은 에러율을 확보할 수 있도록 설계되어 있다.

현재 지상파 DMB는 전용수신기를 비롯하여 휴대폰, 노트북, PDA, PMP(Potable Multimedia Player)등 다양한 제품에 구현되고 있으며, 향후에는 휴대가능하고 화면만 부착되어 있다면 어느 제품이나 지상파 DMB기능이 추가된 모습을 볼 수 있을 것으로 기대된다.[1][2][3]

지상파 DMB의 한 개의 주파수 블록은 약 1.7Mbps의 대역폭을 가진다. 그러나 주파수 혼신을 방지하기 위한 가드밴드(guard band)나 신뢰할 수 있는 수신을 보장하기 위한 오류 정정 부호 등을 고려하면 실제로 1.152Mbps 대역만이 사용 가능하다. 그리고 이 대역에 소형 휴대 단말기를 위한 1개의 비디오 채널과 3개의 오디오 채널을 할당할 수 있다.[4]

차세대 지상파 DMB 방송은 현재 두 가지 관점에서 연구되고 있다. 첫째로, 기존의 지상파 DMB 방송 방식과 역호환성을 유지하는 동시에 고전송효율 및 고품질 서비스를 제공하기 위한 기법에 대한 연구이고, 둘째로, 기존의 지상파 DMB 방송 서비스뿐만 아니라 DVB-T, DVB-H등과 같은 부가서비스를 기존의 지상파 DMB 서비스와 동시에 가입자에게 제공하고 지 한다.[5]

기존의 논문에서는 역호환성 유지와 부가서비스 전송에 유리한 계층변조 방식을 적용하고, 부가서비스 전송을 위해 연접부호방식 방식을 사용하여 연구가 진행되었다.

이에 본 논문에서는 기존의 연구를 바탕으로 비균일 16QAM/64QAM 성상도에서 기존의 Eureka-147 기반의 지상파 DMB 방식에 네 비트나 여

셋 비트 중 두 비트 또는 네 비트를 할당하여 어떠한 채널 상황에서도 꾸준히 수신할 수 있도록 넓은 성상도를 가지면서 표준안에 제시된 convolutional 부호를 적용하였으며, 나머지 두 비트는 부가서비스에 할당하여 가입자에게 어느 정도의 성능을 수신할 수 있도록 다양한 부호화 기법을 통한 최적의 부호화 기법 선정을 제시한다. 또한 부가서비스에 할당되는 비트를 convolutional 부호화 알고리즘과 turbo 부호뿐만 아니라 최근 위성통신용으로 개발되어 그 성능의 우수성을 입증하고 있는 DVB-RCS 규격의 double binary turbo 부호, DVB-S2 규격의 LDPC를 적용하여 차세대 지상파 DMB 시스템을 구성하고, 이를 시뮬레이션 하여 그 성능을 평가하였다.

본 논문의 제 2장에서는 현재 사용중인 지상파 DMB 시스템 모델을 설명하였고, 제 3장에서는 차세대 지상파 DMB(AT-DMB : Advanced Terrestrial DMB)의 개발 필요성과 차세대 지상파 DMB에 적용하기 위해 연구중인 계층변조방식과 UEP(Unequal Error Protection) 방식에 대해서 설명하였다. 제 4장은 16QAM/64QAM의 다차변조방식 적용시 부호화기의 성능을 높이기 위한 기존의 비트분리 방법 소개와 최적의 비트 분리방법을 제안하였고, 제 5장에서는 부가서비스의 열화된 성능을 보상하기 위해 사용가능한 채널부호화 기법을 소개하였으며, 제 6장에서는 이에 대한 시뮬레이션 결과를 보이고, 제 7장에서 결론을 내렸다.

제 2 장 지상파 DMB 시스템 모델

2005년 12월에 세계 최초의 상용 모바일 방송 서비스로 시작된 지상파 DMB는 현재 비디오, 오디오 및 데이터 서비스를 통합하여 제공하고 있다. 지상파 DMB는 유럽의 DAB 기술인 Eureka-147 시스템을 확장하여 국내 기술로 개발되었으며, 가정, 차량, 야외 등에서 고음질, 다채널의 오디오 서비스뿐만 아니라 CIF급의 비디오 서비스, 고수익의 비즈니스 모델을 지원하기 위한 다양한 데이터서비스를 지원할 수 있다. 위성 DMB가 위성과 궤도위성을 이용하는 데 반해 지상파 DMB는 지상의 송신소와 중계망을 이용하여 방송한다.

반송주파수는 VHF대역의 7ch~13ch(174~216MHz)을 사용하며, 각 권역별로 다른 채널을 사용하고 있다. 한 개의 TV 채널은 6MHz로 구성되며 이는 그림 2-1과 같이 3개의 블록으로 나눌 수 있고, 1개의 블록당 비디오 1개, 오디오 3개, 데이터 1개 또는 비디오 2개의 서비스가 가능하다. 그림 2-1은 지상파 DMB의 주파수 구성을 나타내고 있다.[5]

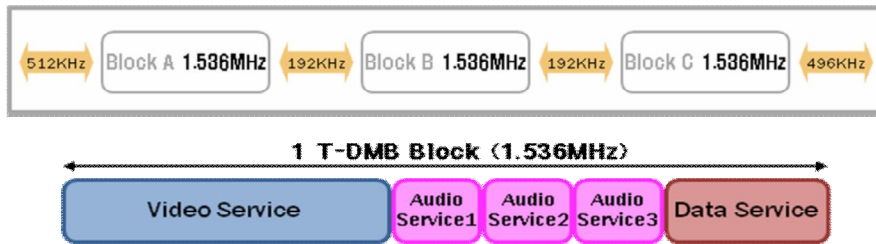


그림 2-1. 지상파 DMB 주파수 구성

Fig. 2-1. The frequency organization of the T-DMB.

지상파 DMB 시스템에서는 MPEG-4 AVC(Advanced Video Coding), BSAC(Bit-sliced Arithmetic Coding) 및 BIFS(Binary Form for Scenes)을 각각 비디오, 오디오 그리고 데이터의 소스코딩 방법으로 이용하며, 이 결과는 MPEG-2 TS패킷으로 COFDM 다중화된다. 지상파 DMB

시스템에서는 이렇게 다중화된 결과의 이동 수신 성능을 증가시키기 위해 추가적인 채널 코딩 방법으로 RS(Reed-Solomon Coding)와 컨볼루션 바이트 인터리빙(Convolutional byte interleaving) 기법이 사용된다. 이후, 채널코딩 결과가 Eureka-147 DAB의 스트림 모드를 통해 전송된다. 그림 2-2는 지상파 DMB의 송수신 시스템 구조를 나타내었고, 그림 2-3은 지상파 DMB 시스템 중 비디오 다중화기를 나타내었다.[6][7]

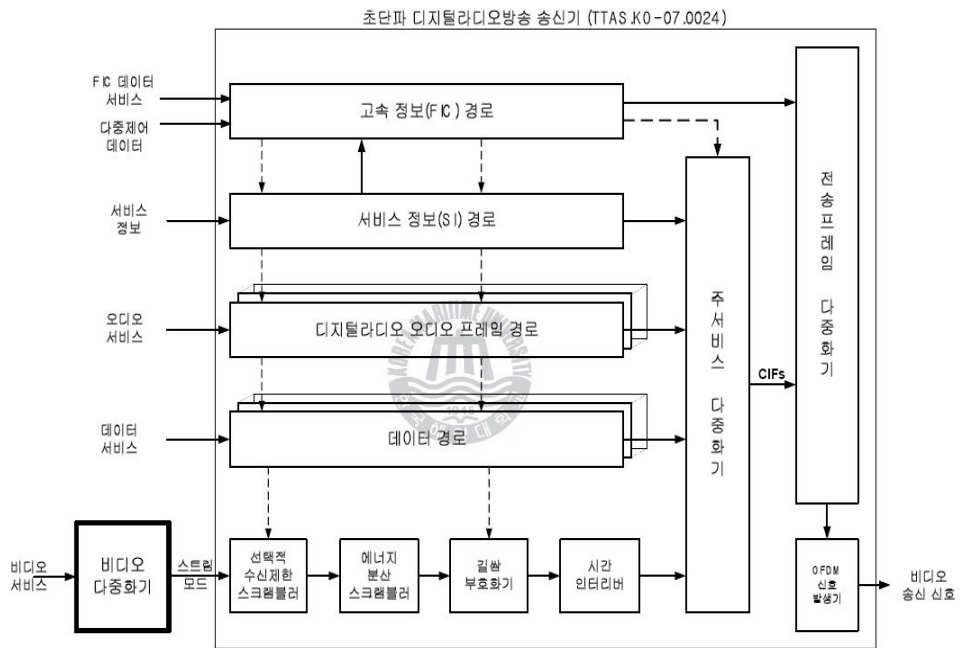


그림 2-2. 지상파 DMB 송수신 시스템 구조

Fig. 2-2. The trans-receiver structure of the T-DMB.

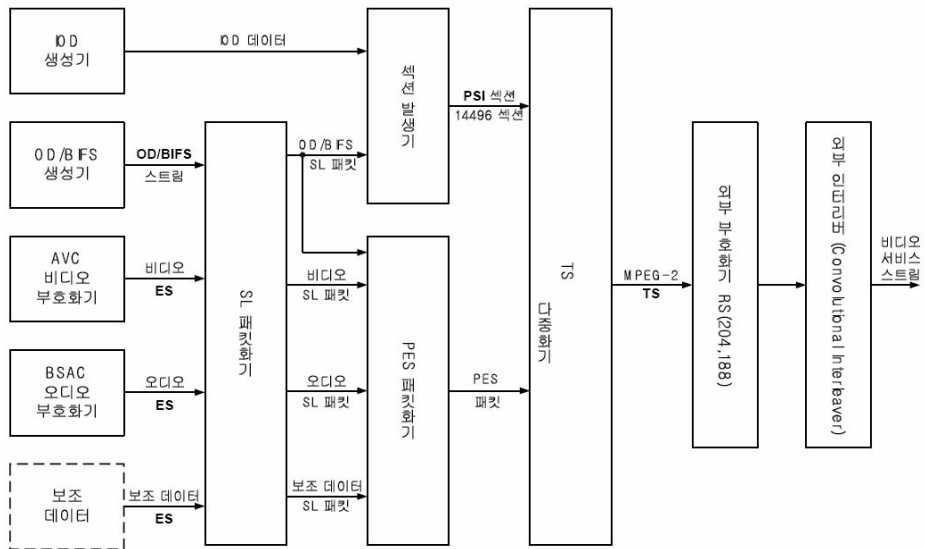


그림 2-3. 지상파 DMB 비디오 다중화기 구조

Fig. 2-3. The video multiplexer structure of the T-DMB.

지상파 DMB에서 채널 부호로 사용 중인 convolutional 부호의 구조는 그림 2-4와 같다. Convolutional 부호의 생성다항식은 $(133,171,145,133)_8$ 이며, 부화율 1/4까지 지원을 한다. 이에 대한 정의와 평처링 패턴은 ETSI EN 300 401 ver.1.3.1 표준을 따른다.[1]

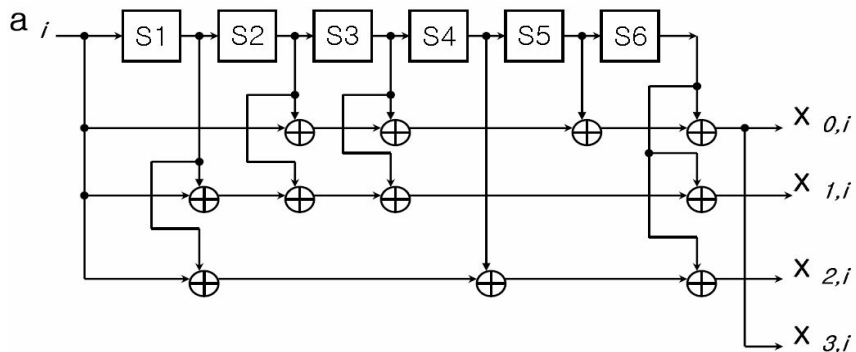


그림 2-4. 지상파 DMB에서 사용하고 있는 convolutional 부호의 구조

Fig. 2-4. The convolutional code structure of the T-DMB.

지상파 DMB의 현재 사용중인 변조기법은 $\pi/4$ -DQPSK(Differential Quadrature Phase Shift Keying)을 사용하고 있으며, 이는 그림 2-5와 같다. $\pi/4$ -DQPSK 변조기법은 일반적인 QPSK를 사용하는 것보다 거리차를 늘려주어 보다 좋은 성능을 얻을 수 있게 해준다.[1]

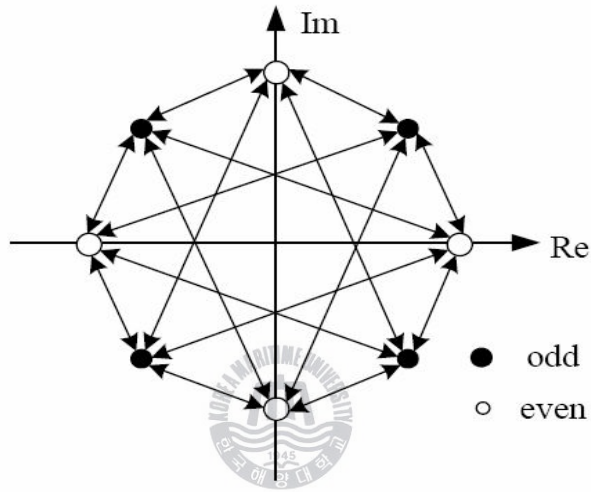


그림 2-5. 지상파 DMB의 $\pi/4$ -DQPSK 변조의 성상도

Fig. 2-5. The $\pi/4$ -DQPSK modulation constellation of the T-DMB.

제 3 장 차세대 지상파 DMB 시스템 모델

제 3-1 절 차세대 지상파 DMB 시스템 개발의 필요성과 개념

지상파 DMB의 상용서비스에 자극을 받은 세계 최대 휴대폰 제조업체인 노키아는 DVB-H(Digital Video Broadcasting Handheld) 기술 개발 및 상용 서비스를 앞당김으로써 모바일 방송 서비스의 시장을 선점하기 위해 노력하였고, 그 결과 2006년 5월 이탈리아에서 처음으로 DVB-H 상용서비스를 실시하게 되었다. 미국에서는 쉐콤이 FLO(Forward Link Only)라는 새로운 기술을 개발하여 2007년 3월부터 미국의 일부 주에서 상용 서비스를 시작하였으며, 세계 확산을 위하여 노력을 경주하고 있다.[5]

이와 같은 타 모바일 방송 기술에 비해 지상파 DMB는 설치비용이 상대적으로 저렴하고, 커버리지가 넓은 점 등 몇 가지 장점이 있으나 주파수 대비 가용 채널수가 적다는 단점을 가지고 있다. 이와 같은 단점을 극복하고 세계 최초의 모바일 방송 시스템으로서의 경쟁력을 유지하기 위해서는 지상파 DMB의 유효 데이터 전송률(effective data rate)을 증대시킬 필요성이 있다. 아울러 추가로 확보되는 유효 데이터 전송률을 활용하여 지상파 DMB와 역호환성을 유지하면서 SD(Standard Definition)급 정도의 고품질 멀티미디어 서비스를 제공하여야 할 것이다.

이러한 요구사항에 의해 개발되고 있는 차세대 지상파 DMB는 증대되는 유효 데이터 전송률을 활용하여, 동일 주파수 대역에서 기존 지상파 DMB 방송에 비해 최대 2배까지의 가용 서비스 수를 증가시킬 것으로 기대하고 있다. 또한, SD급의 해상도로 제작된 비디오 콘텐츠를 기존 지상파 DMB 단말로는 QVGA(Quarter Video Graphics Array) 품질로, 새롭게 보급되는 차세대 지상파 DMB 단말로는 VGA 품질의 화질로 제공 가능케 할 것이다. 그림 3-1은 지금 차세대 지상파 DMB의 주파수 구성 계획을 나타내고 있

다.[5]

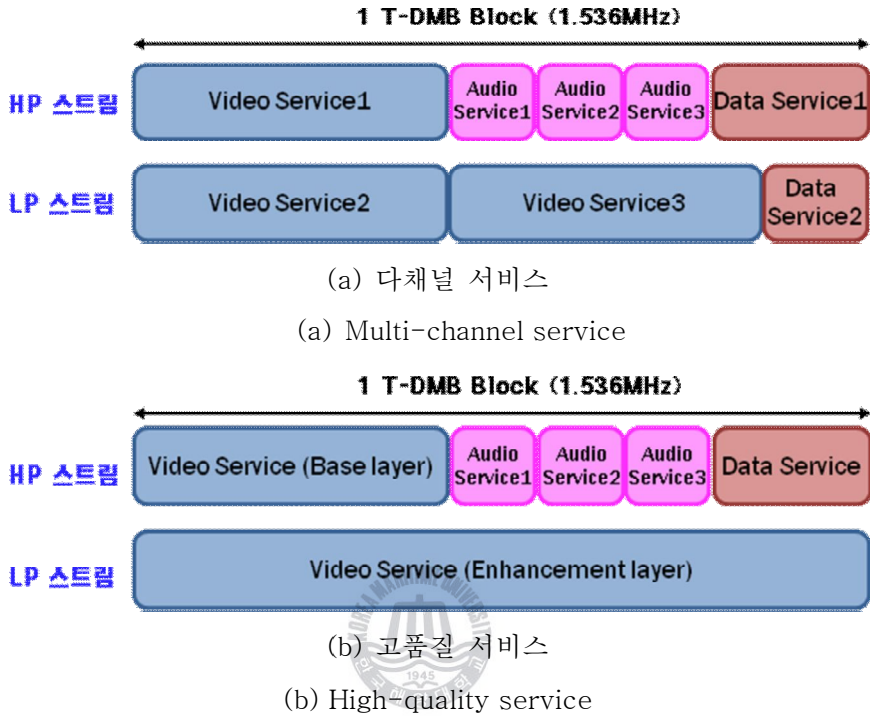


그림 3-1. 차세대 지상파 DMB의 주파수 구성 계획

Fig. 3-1. The frequency organization of the AT-DMB.

차세대 지상파 DMB 기술이 보급되어 상용화가 되면 현재 DTV(Digital TV) 서비스의 도입을 검토 중인 개발도상국가에게 차세대 지상파 DMB는 모바일 방송과 DTV를 동시에 제공할 수 있는 경제적인 대체 수단이 될 수가 있어, 모바일 방송의 확산과 더불어 해외 IT시장 개척에 매우 중요한 역할을 할 것으로 기대하고 있다. 그러나 차세대 지상파 DMB 상용 서비스를 위해서는 기존 지상파 DMB와의 역호환성이 반드시 보장되어야 하며, 기존 지상파 DMB 서비스 커버리지(coverage)에 대한 영향의 최소화는 차세대 지상파 DMB 서비스 도입에 전제조건이 된다고 할 수 있다.

차세대 지상파 DMB 기술 개발은 기본적으로 기존 지상파 DMB와의 역

호환성을 유지함과 동시에 고전송효율/고품질의 서비스를 제공할 수 있어야 한다는 요구사항에서 출발하였다. 이러한 요구사항에 의해 개발되고 있는 차세대 지상파 DMB는 역호환성을 유지하면서 유효 데이터 전송률을 증대하기 위한 계층변조(layered modulation)기법이 고려되고 있다. 현재의 지상파 DMB는 $\pi/4$ -DQPSK(Differential Quadrature Phase Shift Keying) 변조 기법을 이용하고 있으므로, 이를 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)/64QAM 변조 형태로 확장하면 역호환성의 보장과 유효 데이터 전송률 증대효과를 동시에 얻을 수 있다.[5]

하지만 계층변조가 적용될 경우에는 기존 지상파 DMB 단말기의 수신 성능은 어느 정도 열화될 수 밖에 없으며, 수신성능 열화를 어느 정도 보상하기 위한 UEP 기법이 고려되고 있다. 본 장에서는 차세대 지상파 DMB 시스템에서 고려되어지고 있는 계층적 변조방식과 UEP 기법에 대해서 설명하고자 한다.



제 3-2 절 계층적 변조방식

계층변조는 서로 다른 두 가지의 데이터 스트림을 하나의 데이터 스트림으로 변조하는 방법을 말한다. 계층변조방식은 제한된 주파수 자원의 효율적 이용과 기존 시스템과의 호환성을 유지하기 위하여 사용되며, 최근 디지털 방송 영역에서 많이 사용되고 있다. 유럽의 DVB-T나 DVB-S2의 경우에는 QAM계열의 계층변조방식을 사용하여 서비스의 유연성을 증가시킨다. 계층변조 방식은 시스템에 따라 다양하게 구현될 수 있지만 기존의 지상파 DMB 시스템에서의 계층변조 방식은 연구가 진행되지 않았다.[8]

기존의 지상파 DMB의 변조방식은 $\pi/4$ D-QPSK 사용하는 반면에, 본 논문에서는 DVB-T 표준에서 제안하고 있는 비균일 16QAM(non-uniform 16 quadrature amplitude modulation)과 비균일 64QAM을 이용하는 계층변조 방식을 사용하였다. 이는 차세대 지상파 DMB방송 시스템에서 기존의 방송 서비스를 HP(High Priority) 스트림으로 전송하고, 추가적인 부가서비스를 LP(Low Priority) 스트림으로 구별하여 전송함으로써 기존 방송서비스의 효율을 떨어뜨리지 않으면서 부가서비스의 전송을 하고자 하였다.[9][10]

본 논문에서 제안하는 차세대 지상파 DMB방송 시스템에 적용하고자 하는 DVB-T 표준에서 사용되고 있는 비균일 16QAM과 64QAM의 성상도를 그림 3-2과 그림 3-3에 나타내었다. 비균일 16QAM의 경우 그림 3에 나타난 것처럼 계층 변조된 심볼은 네 개의 비트로 구성되며 최상위 두 비트(c_0, c_1)는 HP 스트림에 의해 결정되고 나머지 두 비트(c_2, c_3)는 LP 스트림에 의해 결정된다.

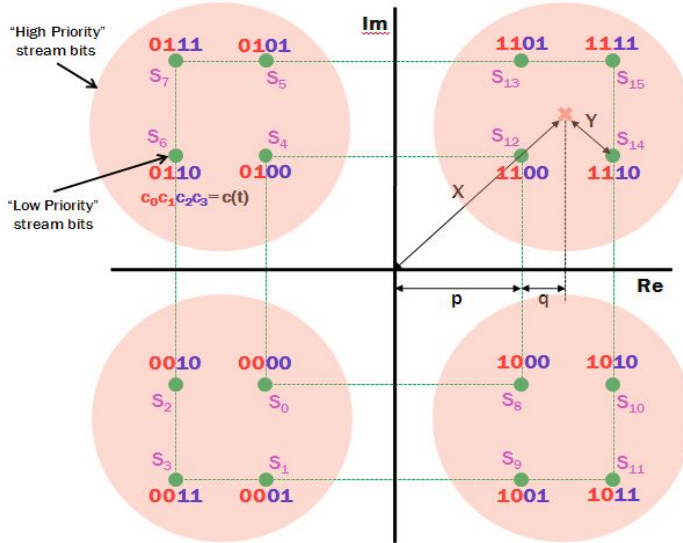


그림 3-2. 차세대 지상파 DMB의 비균일 16QAM 성상도

Fig. 3-2. The non-uniform 16QAM constellation of the AT-DMB.

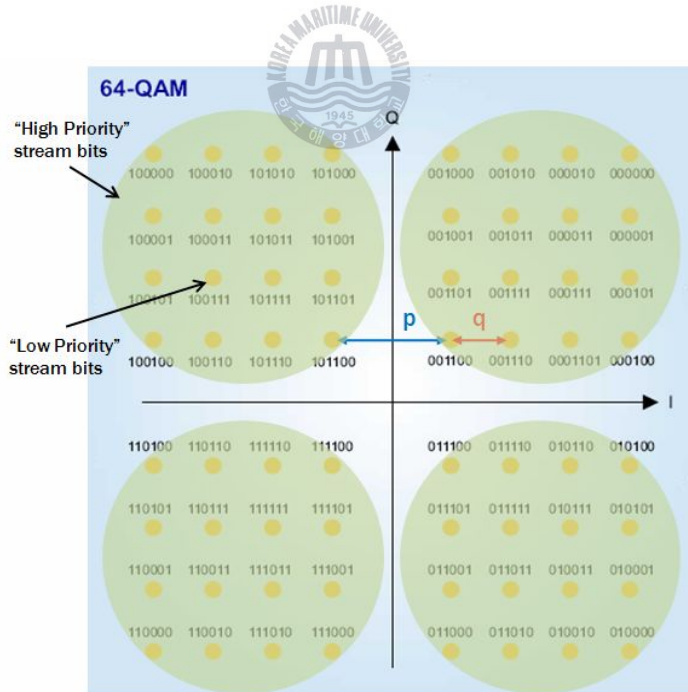


그림 3-3. 차세대 지상파 DMB의 비균일 64QAM 성상도

Fig. 3-3. The non-uniform 64QAM constellation of the AT-DMB.

그림 3-2과 그림 3-3에서 α 는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 심볼사이의 최소거리와 비균일 16QAM/64QAM 심볼사이의 최소거리의 비로 정의되며, p 를 HP 성상점간의 최소 거리, q 를 LP 성상점간의 거리라고 할 때, α 는 식 (3-1)과 같이 나타낼 수 있다.[4]

$$\frac{p}{q} = \alpha \quad (3-1)$$

그림 3-2에서 $\alpha=1$ 인 경우는 QPSK 심볼사이의 거리와 비균일 16QAM 심볼사이의 거리가 일정해져서 균일 16QAM 시스템이 된다. 그리고 α 의 값이 증가하면 첫 번째 데이터 스트림을 이루는 심볼사이의 거리는 증가하게 되고, 두 번째 데이터 스트림을 이루는 심볼사이의 거리는 감소하게 되어, $\alpha=\infty$ 인 경우는 QPSK의 성상도와 같게 된다.

α 의 변화에 따른 계층변조의 constellation을 구하기 위해 p 와 q 의 값은 다음 식 (3-2)~(3-5)를 통해서 구할 수 있다.[4]

$$p + q = \cos \frac{\pi}{4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3-2)$$

$$p = \alpha \cdot q \quad (3-3)$$

$$p = \frac{\alpha}{\sqrt{2}(1+\alpha)} \quad (3-4)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{2}(1+\alpha)} \quad (3-5)$$

계층변조 시뮬레이션에서 AWGN의 잡음분산을 계산하기 위한 심볼에너지의 계산은 식 (3-6)~(3-9)와 같다. 그림 3-2의 16QAM 성상도는 normalizing된 QPSK의 값을 X 라고 하고, 알파의 값에 따라 Y 의 길이를

변화시켜 비균일 16QAM의 정상점을 정하게 된다. 여기서 원점에서 normalizing된 QPSK의 심볼까지의 거리를 X , $p+q$ 의 값은 normalizing된 QPSK 심볼의 I값 또는 Q값으로 식 (3-2)와 같이 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 이 된다. 따라서 X 의 에너지의 크기($E\{X\}$)는 1이 되고, +1과 -1이 균등하게 분포하므로, 그 평균은 0이 된다. 이와 같은 방법으로 Y 또한 $+\frac{1}{\sqrt{2}}q$, $-\frac{1}{\sqrt{2}}q$ 가 확률적으로 균등하게 분포하므로, Y 의 평균 에너지($E\{Y\}$) 또한 0이 된다. 분산은 제곱의 평균이므로, X^2 의 에너지 평균값은 1이 되고, Y^2 의 에너지 평균값은 $2q^2$ 이 된다. 여기에 식 (3-5)의 q 값을 대입하면 AWGN의 잡음분산을 계산할 수 있다.

$$Z \equiv X + Y \quad (3-6)$$

$$E\{Z\} = E\{X\} + E\{Y\} = 0 + 0 = 0 \quad (3-7)$$

$$E\{Z^2\} = E\{X + Y\}^2 = E\{X^2\} + E\{Y^2\} \quad (3-8)$$

$$\begin{aligned} \sigma_Z^2 &= E\{Z^2\} + E\{Z\}E\{Z^*\} \\ &= E\{X^2\} + E\{Y^2\} \\ &= \sigma_X^2 + \sigma_Y^2 = 1 + \sigma_Y^2 = 1 + 2q^2 \\ &= 1 + \frac{1}{(1+\alpha)^2} \end{aligned} \quad (3-9)$$

제 3-3 절 UEP(Unequal Error Protection) 시스템

무선 채널 환경은 비교적 오류에 민감하고 대역폭이 매우 제한되어 있기 때문에 UEP 방법은 통신 시스템의 성능을 효과적으로 개선할 수 있다. 이는 기존의 채널 코딩 방법이 모든 신호에 대한 동일한 부호율을 적용하는 EEP(Equal Error Protection) 방법인 것에 대하여 영상 데이터의 경우 압축방법에 의해 데이터의 중요도가 다르므로 채널 코딩을 이용할 시 소스의 중요도에 따라 부호율을 다르게 하여 중요 비트를 보호하는 것이 가능하다.[11]

서론에서 제시한 두 가지 연구방향의 부가서비스 및 끊임없는 방송을 제공하기 위해서는 적응형 부호화 방식과 결합된 적응형 변조방식의 적응형 시스템을 구성하여야 한다.

이러한 적응형 방식으로는 크게 time sharing 방식과 UEP(Unequal Error Protection)를 이용한 계층적 부호화 방식이 있다. Time sharing 방식은 강우감쇠가 높은 환경에서는 부호화율이 작은 오류정정방식의 적용이 필요하고, 강우감쇠가 낮은 환경에서는 부호화율이 큰 오류정정방식의 적용이 필요하다.

UEP 방식은 각 부호율마다 서로 다른 변조 방식을 적용시키는 time sharing 방식에 비해 1977년 Imai-Hirakawa 부호에서 처음 소개된 이후에 현재까지 계속 연구되어지고 있고 같은 변조 방식을 사용하여 신호의 중요도가 작은 부분과 높은 부분과의 신호간의 최소거리를 다르게 배치하는 방식이다.[12]

그림 3-4은 계층적 부호화 방식의 일반적인 전송단의 구조를 나타내고 있다.

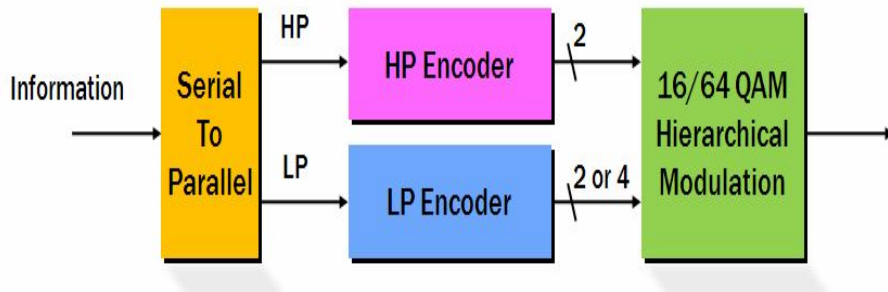


그림 3-4. 일반적인 계층적 부호화 방식의 전송단 구조도

Fig. 3-4. The general transmitter structure of the hierarchical coding scheme.

기존의 UEP 방식은 전송되는 TS(Transport Stream)를 HP(High Priority)와 LP(Low Priority)로 분리하여 각각의 다른 정정능력을 가진 부호화기를 이용하여 부호화 시키고 이를 함께 변조하여 전송한다. HP는 가장 중요한 정보로 어떠한 채널 환경에서도 복호 가능하게끔 강력한 오류정정 능력을 가지는 부호화 알고리즘을 적용하고 LP는 채널 환경이 좋을 때 복호 가능하기 때문에 HP에 적용한 부호화 알고리즘 보다 오류 정정 능력이 떨어진 부호화 알고리즘을 적용한다.[13]

기존 지상파 DMB 수신기의 경우 계층변조를 고려하지 않고 설계가 되어 있으므로 계층변조가 적용된 차세대 지상파 DMB 신호를 수신하게 되면, 수신된 심볼의 사분면 위치로만 2비트 값을 결정하게 된다. 하지만 추가된 LP 채널 신호는 기존 지상파 DMB 단말기 입장에서 보면 작은 전력의 간섭 신호가 함께 더해져서 수신되는 것으로 인식하게 된다. 따라서, 계층변조가 적용될 경우에는 기존 지상파 DMB 단말기의 수신 성능은 어느 정도 열화될 수밖에 없으며, α 의 값이 클수록 그 열화 정도는 감소한다. 반면, α 의 값이 클수록 계층변조를 통하여 추가 전송되는 LP 채널신호의 상대적인 전력은 감소하게 되므로 추가 전송되는 LP 채널 신호에 대한 차세대 지상파 DMB 단말의 수신 성능이 열화된다. 하지만 차세대 지상파 DMB에서는 HP 채널의 convolutional encoder보다 우수한 오류 정정 부

호기를 LP 채널용으로 사용하여 수신성능 열화를 어느 정도 보상할 수 있다.

본 논문에서는 차세대 지상파 DMB 방송의 부가서비스 송신에 적용할 수 있게끔 그림 3-5와 같은 계층적 부호화 방식을 사용하였다. 어떠한 경우에서도 기존 서비스는 가입자에게 제공하여야 하므로, 기존 서비스인 Eureka-147 시스템을 HP로 할당하고, 부가서비스를 LP로 하여 LP의 채널 부호화 방식을 변화하면서 성능분석을 한다. 이 때, LP에는 DVB-RCS 규격의 터보부호 및 LDPC 부호를 적용하여, HP와 LP간의 성능차이를 줄이고자 하였다.

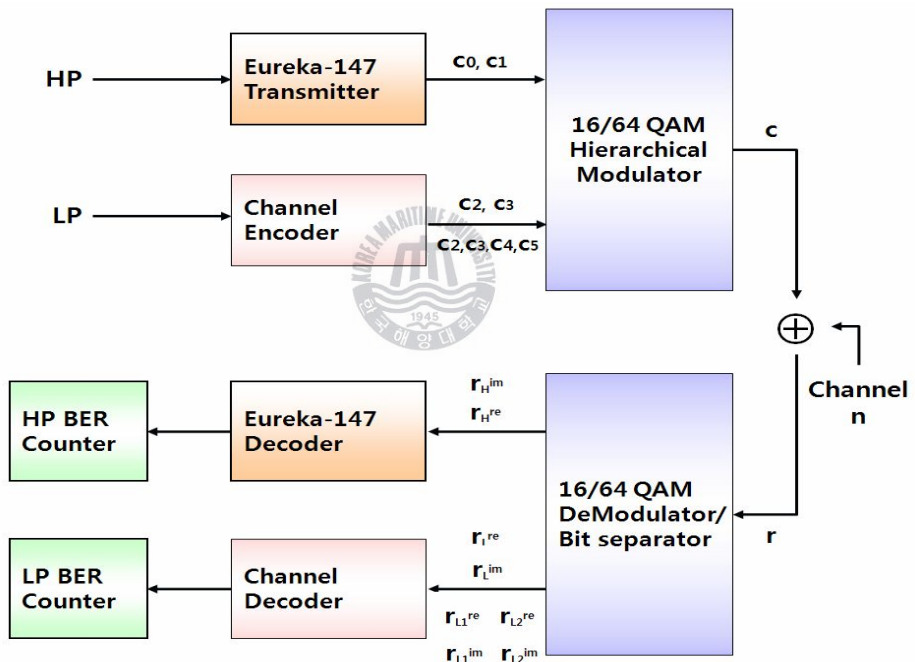


그림 3-5. 차세대 지상파 DMB에 대한 성능분석 시스템 블록도

Fig. 3-5. The system block diagram of the AT-DMB for performance analysis.

제 4 장 부가서비스 복조를 위한 비트분리 방법

계층 변조된 신호는 16QAM/64QAM 심볼의 형태로 전송이 되어 채널 에러를 포함하여 수신단에 수신된다. 이렇게 수신된 심볼 단위의 신호는 복조기에서 비트단위로 분리하여야 하는데, 수신 심볼의 I(In-phase)와 Q(Quadrature) 성분을 이용하여 각각의 비트로 분리되어야 하며, 성능은 각각의 비트의 거리와 관계가 있기 때문에 비트로 분리하는 방식이 성능에 영향을 미치게 된다. 이러한 비트분리 방법에는 수신신호를 각각 16개/64개의 심볼에 관하여서 잡음이 AWGN이라고 가정하였을 때, 수신신호와 원형 신호 벡터사이의 최소오차 확률에 의해 구하는 LLR 방법과 LLR 방법에서 수신 비트를 결정하기 위한 복잡한 연산 과정에서 log연산을 좀 더 단순화 시킨 MAX 방법이 있다. [14][15]

본 장에서는 LLR 방법과 MAX 방법에 대해서 설명하고, 차세대 지상파 DMB의 16QAM/64QAM 정상도에서 효율적으로 비트를 분리할 수 있는 Center focusing 방법을 제안하였다. 본 장에서는 16QAM의 경우로 설명을 하였으며 64QAM은 16QAM의 확장된 형태로 생각할 수 있다.

제 4-1 절 LLR 방법

채널로부터 수신된 신호 r 을 표현하면 식 (4-1)과 같다.

$$r = c + n \quad (4-1)$$

여기서 c 는 변조된 신호이고 n 은 Gaussian noise이다. BPSK 변조 신호일 경우 성상도는 그림 4-1과 같다.

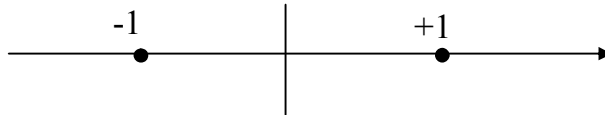


그림 4-1. BPSK 성상도

Fig. 4-1. The BPSK constellation.

송신단에서는 부호기의 신호가 0일 경우에는 '+1'로, 1 일 경우에는 '-1'로 신호를 전송한다. 수신신호에 대한 LLR 값은 다음 식 (4-2)와 같이 계산할 수 있다.

$$LLR = \log \frac{P_0}{P_1} = \log \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{(r-1)^2}{2\delta^2}}}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\delta^2}} e^{-\frac{(r+1)^2}{2\delta^2}}} = \log e^{\frac{(r-1)^2 - (r+1)^2}{2\delta^2}} = \frac{2}{\delta^2} \cdot r \quad (4-2)$$

본 논문에서 사용한 비균일 16QAM 변조 신호일 경우 성상도는 3장의 그림 3-2과 같다.

부호기의 각각의 비트는 성상도에 의해 다음 식 (4-3)과 같이 하나의 심볼로 계산할 수 있다.

성상점을 이용하여 LLR을 계산하여 구할 수 있다. 수신 비트가 c_0, c_1, c_2, c_3 이라고 했을 때, c_2, c_3 가 차세대 지상파 DMB의 부가서비스로 할당된 LP데이터 스트림에 해당이 된다. c_2 가 0일 때 오차 확률은 $P_0, P_1, P_4, P_5, P_8, P_9, P_{12}, P_{13}$ 이 되고, 1일 때 오차 확률은 $P_2, P_3, P_6, P_7, P_{10}, P_{11}, P_{14}, P_{15}$ 가 된다. c_3 가 0일 때 오차 확률은 $P_0, P_2, P_4, P_6, P_8, P_{10}, P_{12}, P_{14}$ 가 되고 1일 때 오차 확률은 $P_1, P_3, P_5, P_7, P_9, P_{11}, P_{13}, P_{15}$ 가 된다. HP 스트림의 디코더 입력을 r_H^{re}, r_H^{im} , LP 스트림의 디코더 입력을 r_L^{re}, r_L^{im} 이라고 할 때, 수신 신호 r 을 이용하여 식 (4-6)과 같이 비트를 분리할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 r_H^{re} &= r^{re} \\
 r_H^{im} &= r^{im} \\
 r_L^{re} = LLR[c_2] &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_4 + P_5 + P_8 + P_9 + P_{12} + P_{13}}{P_2 + P_3 + P_6 + P_7 + P_{10} + P_{11} + P_{14} + P_{15}} \\
 r_L^{im} = LLR[c_3] &= \log \frac{P_0 + P_2 + P_4 + P_6 + P_8 + P_{10} + P_{12} + P_{14}}{P_1 + P_3 + P_5 + P_7 + P_9 + P_{11} + P_{13} + P_{15}}
 \end{aligned} \tag{4-6}$$

LLR방법으로 수신 비트를 결정하기 위해서는 먼저 수신 신호와 성상점 간의 위치를 구하기 위한 제곱 연산을 하고, 채널 추정치를 곱하는 연산과 exponential 연산, 마지막으로 log연산이 필요하므로 계산량이 많고 하드웨어 구현이 복잡하다는 단점이 있다.[14][15]

제 4-2 절 Max 방법

LLR 방식에서 수신 비트를 결정하기 위해서는 복잡한 연산을 거쳐야 한다. 그러므로 식 (4-6)에서의 log연산을 좀 더 단순하게 만들 수 있는 방법을 제안한다.

Log안의 덧셈으로 표현된 부분을 정확히 분해할 수는 없지만 다음과 같은 식(4-7)의 과정을 통해 근사식으로 분해가 가능하다.[14][15]

$$\begin{aligned}
 \log(e^a + e^b + e^c) &= \log(e^a(1 + e^{b-a} + e^{c-a})) \\
 &= \log(e^a) \cong a(\text{if, } a > b, a > c), \\
 &= \log(e^b(e^{a-b} + 1 + e^{c-b})) \\
 &\cong \log(e^b) \cong b(\text{if, } b > a, b > c), \\
 &= \log(e^c(e^{a-c} + e^{b-c} + 1)) \\
 &\cong \log(e^c) \cong c(\text{if, } c > a, c > b).
 \end{aligned} \tag{4-7}$$

따라서 식 (4-6)은 식 (4-7)을 이용하게 되면 식 (4-8)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 r_L^{re} = LLR[c_2] &= \max(P_0 + P_1 + P_4 + P_5 + P_8 + P_9 + P_{12} + P_{13}) \\
 &\quad - \max(P_2 + P_3 + P_6 + P_7 + P_{10} + P_{11} + P_{14} + P_{15}) \\
 r_L^{im} = LLR[c_3] &= \max(P_0 + P_2 + P_4 + P_6 + P_8 + P_{10} + P_{12} + P_{14}) \\
 &\quad - \max(P_1 + P_3 + P_5 + P_7 + P_9 + P_{11} + P_{13} + P_{15}) \tag{4-8}
 \end{aligned}$$

여기서, $P_i = \frac{-\|r - s_i\|^2}{2\delta^2}$, $i = 0, 1, \dots, 15$ 이다.

이와 같이 수신 결정 비트를 식 (4-8)을 사용하여 구하면 LLR방식에서의 log연산 과정과 exponential 연산 과정을 생략할 수 있어 하드웨어 구현이 좀 더 쉬운 Max방법이 된다.[14][15]

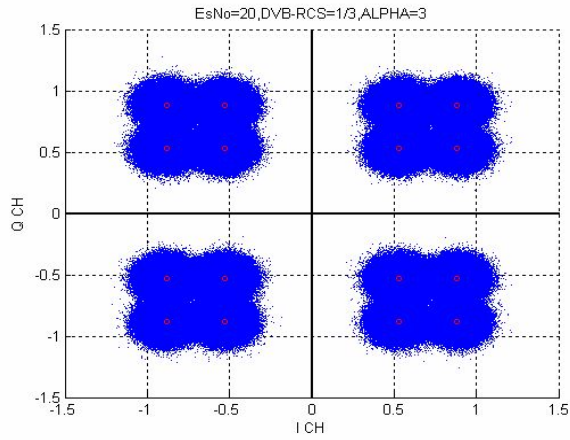
제 4-3 절 Center focusing 방법

그림 3-2에서 보면 인접심볼간의 영향을 최소화하기 위해 변조시 대칭적인 구조를 사용하였다. 이러한 대칭적인 구조로 인해 16개의 성상점을 중심으로 4개의 사분면에 퍼져 있는 수신 신호들을 절대치를 구하게 되면 조그마한 QPSK의 형태를 가지게 된다. 이를 이용하면 LP 스트림 디코더 입력에 해당되는 r_L^{re} , r_L^{im} 의 값을 구할 수 있게 된다. 이를 식 (4-9)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_L^{re} &= |r^{re}| - (p + q) = |r^{re}| - \frac{1}{\sqrt{2}} \\ r_L^{im} &= |r^{im}| - (p + q) = |r^{im}| - \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (4-9)$$

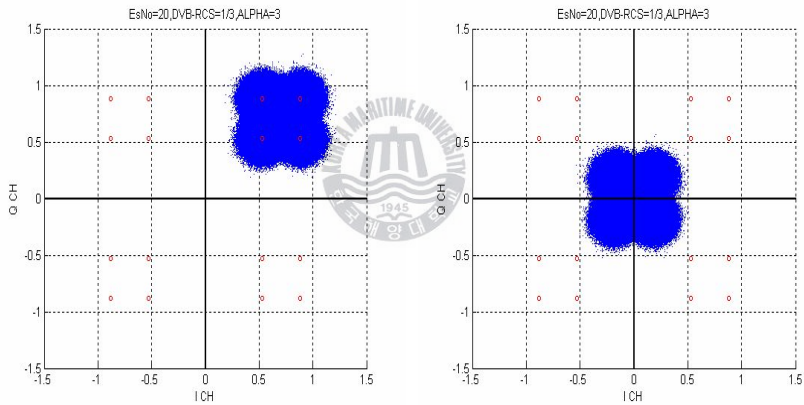
이러한 center focusing 방법은 LLR, MAX 방법과 달리 계산량이 많은 exponential연산과 log연산, channel estimation이 필요하지 않기 때문에 처리속도가 빨라지고 하드웨어 구현이 용이하다는 장점을 가지고 있다.

그림 4-2는 $\alpha=3$, $E_s/N_0=20\text{dB}$ 일 때, AWGN 채널 내에서 수신신호의 center focusing 방법에 의한 비트 분리과정을 보여주고 있다. Center focusing 방법에 의해 16QAM의 수신심볼이 QPSK의 심볼의 형태로 바뀌게 되고, 이는 곧바로 LP 스트림의 디코더 입력으로 사용할 수 있게 된다.



(a) 수신신호

(a) The received signal



(b) 비트 분리후의 수신신호

(b) The received signal after bit split

그림 4-2. Center focusing 비트 분리 과정

Fig. 4-2. The Bit splitting process of the center focusing method.

제 4-4 절 복잡도 비교

제시된 세 가지의 비트 분리 방식의 계산량을 표 4-1에 비교하였다.

LLR을 이용한 방법을 이용할 시, 수신 신호와 정상점 간의 거리를 구하기 위해서는 2^M 번의 euclidian 거리를 구해야 하고, 또한 2^M 번의 exponential과 $M/2$ 번의 로그를 계산해야만 한다. MAX 방법에서는 exponential과 로그 연산을 제거할 수 있다. 마지막으로 제안된 center focusing 방법은 절대치만으로 거리를 계산하므로 상당히 계산량이 줄어들 수 있다.

표 4-1. 비트 분리 방법별 연산량 (N/A : Not Applicable)

Table 4-1. The number of operation by the bit split method.

Operation \ Bit Split Method	LLR	MAX	Center focusing
Exponential Estimation	2^M	N/A	N/A
Log Estimation	$M/2$	N/A	N/A
Channel Estimation	2^M	2^M	N/A
Distance Estimation	2^M	2^M	N/A

표 4-1의 내용을 통해 center focusing 방법이 LLR, MAX 방법 보다 M이 커질수록 계산량이 그에 따라 현저히 줄어들음을 알 수 있다.

제 5 장 부가서비스에 고려되는 채널 부호화 방법

앞서 3장에서는 차세대 지상파 DMB 시스템을 위한 계층 변조를 사용하게 되면 기존의 지상파 DMB 서비스로 할당된 HP 스트림과 차세대 지상파 DMB의 추가적인 부가서비스로 할당된 LP stream간의 성능 차이가 발생하게 되고, 이 차이를 극복하기 위한 UEP방법이 적용된다고 설명하였다. 실제로 차세대 지상파 DMB에서는 HP 스트림의 성능과 LP 스트림의 성능은 trade-off관계에 있으며, 같은 부호화 방식을 사용할 경우 성능의 차이가 매우 크게 발생한다. 이러한 성능의 차이는 채널환경이 열악해질 경우 가입자들에게 LP 스트림의 정보를 전달하지 못하게 된다. 따라서 LP 스트림에 사용할 수 있는 우수한 채널 부호화 방법이 필요하며, 본 장에서는 LP 스트림의 채널 부호화 방법으로 고려되는 DVB-RCS 규격의 double binary turbo 부호, DVB-S2 규격의 LDPC부호, 802.16e 규격의 LDPC부호를 설명하고자 한다.

제 5-1 절 Double binary turbo 부호

1993년 Berrou에 의해서 제안된 turbo 부호는 LDPC 부호와 함께 Shannon의 이론적 한계에 근접하는 부호화 방식이다.[16]

기존의 convolutional turbo 부호와는 달리 DVB-RCS(Digital Video Broadcasting Return Channel via Satellite)규격으로 사용되고 있는 double binary turbo 부호는 CRSC(Circular Recursive Systematic Convolutional) 부호에서 제안하는 Circular States tail-biting Principle을 이용하여 tail-bit의 첨가없이도 수신단에서 FSM, BSM계산이 가능하다.[17][18][19]

Double binary CRSC(Circular Recursive Systematic Convolutional)부호는 Convolution 부호[20][21]와 RS 부호를 연결되어 구성된 부호보다 나은 에러 정정능력을 가진 부호로 대체하기 위해서 채택되었으며, double binary turbo 부호는 binary turbo 부호보다 같은 implementation complexity에서 더 나은 에러 정정 능력을 가지고 있으며, 부호기의 구조와 Trellis Diagram는 각각 그림 5-1, 그림 5-2와 같다.[17]

그림 5-1은 double binary turbo 부호기의 RSC(Recursive Systematic Convolutional) 구조이고, 메모리가 3개이므로 상태 수는 모두 8개이며 입력되는 A, B 의 비트가 “00”, “01”, “10”, “11” 네 가지의 경우가 발생하므로 한 상태에서 다음 상태로의 가지 수는 총 4개이다.

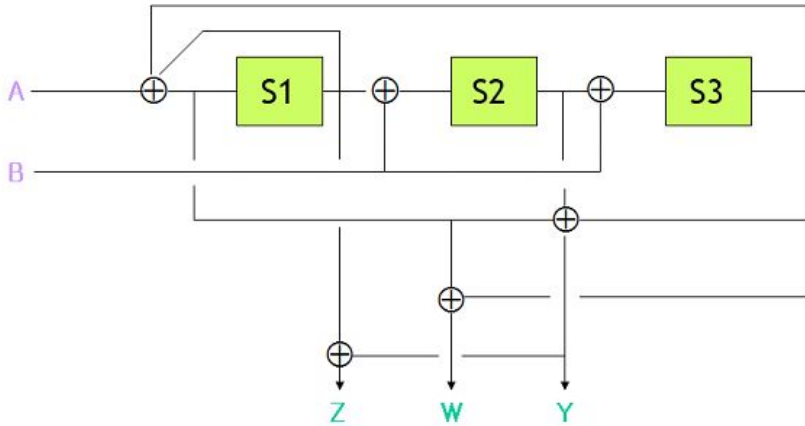


그림 5-1. 메모리가 3개인 RSC의 구조

Fig. 5-1. The RSC structure with memory $v=3$.

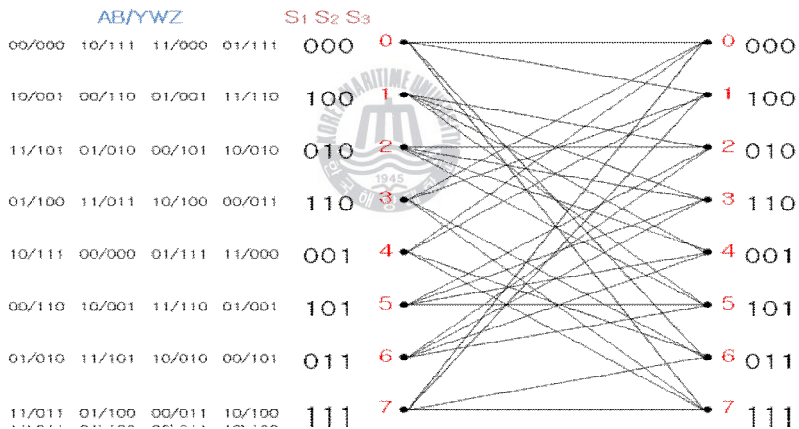


그림 5-2. CRSC turbo 부호의 트렐리스도

Fig. 5-2. The trellis diagram of the CRSC turbo code.

그림 5-3은 double binary turbo 부호화기의 전체 구조를 나타낸다.

Double binary bit A, B의 두비트가 입력되면, 그림 5-1의 RSC부호화기를 거쳐 출력된 비트를 두 비트 단위의 Permutation 을 하여 나온 두 비트를 다시 RSC부호화 하여 각 부호화율에 적합하게 표 5-1과 같이 평차령한다.[17][19]

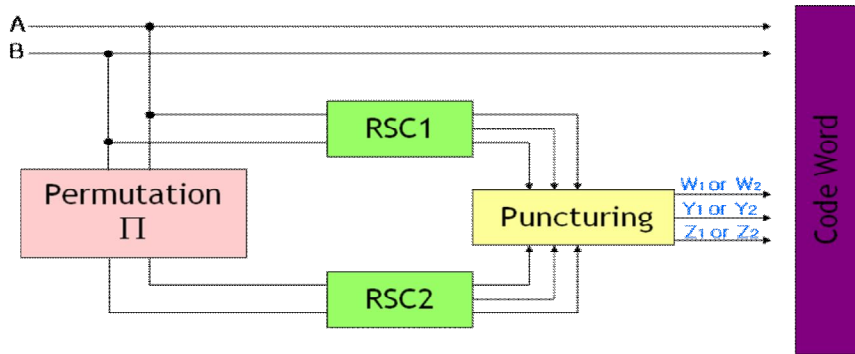


그림 5-3. Double binary turbo 부호 부호화기 구조

Fig. 5-3. The double binary turbo encoder structure.

표 5-1. Double binary turbo 부호의 puncturing pattern

Table 5-1. The puncturing pattern of the double binary turbo code.

	W_1	W_2	Y_1	Y_2	Z_1	Z_2
R=8/16	1 1 1 1	1 1 1 1	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0	0 0 0 0
R=8/24	1 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1	0 0 0 0	0 0 0 0
R=8/32	1 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1	1 1 1 1

Permutation은 수신단에서 버스트 에러를 방지하고 오류마루현상(error floor)를 방지하기 위한 인터리버 효과를 나타낸다. Permutation 방법은 다음 단계를 따른다.[17]

1단계

Block Size를 N 이라고 하면 시점을 k ($k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$) 라 두고, $k \bmod 2$ 의 값이 0 이면 그 시점의 데이터 A와 B의 값을 서로 바꾼다.

2단계

다음과 같이 Permutation parameters를 P_0, P_1, P_2, P_3 라고 하면 이들

은 다음 표 5-2와 같은 Block Size N 에 따라 값이 변한다.

3단계

- if $k \bmod 4 = 0$ 이면 $P = 0$
- if $k \bmod 4 = 1$ 이면 $P = N/2 + P_1$
- if $k \bmod 4 = 2$ 이면 $P = P_2$
- if $k \bmod 4 = 3$ 이면 $P = N/2 + P_3$

그리고, permutation index를 j 라 하면, $j = (P_0 \times k + P + 1) \bmod N$ 이 된다. 본 논문에서는 위와 같은 원리를 이용하여 블록사이즈가 768이고 사용되어진 permutation parameter는 $P_0 = 19$, $P_1 = 424$, $P_2 = 224$, $P_3 = 648$ 과 같다.

표 5-2. Double binary turbo 부호의 permutation parameter

Table 5-2. The permutation parameter of the double binary turbo code.

l	N	bytes	P_0	P_1	P_2	P_3
1	96	24	9	42	40	6
2	192	48	13	62	64	2
3	288	72	11	122	124	2
4	384	96	11	152	80	154
5	480	120	13	2	16	6
6	576	144	17	152	104	224
7	672	168	17	24	0	24
8	768	192	19	424	224	648
9	864	216	19	2	16	6
10	960	240	17	6	8	2
11	1056	264	23	10	4	2
12	1152	288	23	476	244	664
13	1248	312	29	22	0	22
14	1344	336	37	46	20	2
15	1440	360	31	32	4	28
16	1536	384	31	20	24	28

그림 5-4는 double binary turbo 복호기 구조를 나타낸다. 수신된 신호는 각각의 복호기를 거친 후 디멀티플렉싱 되어 A, B, Y, W, Z로 분리된다. 분리된 각 soft값들은 각각의 두개의 복호기에 입력된다. binary turbo 복호기와는 달리 이는 두비트 단위의 복호를 해야 하기 때문에 각각의 복호기의 extrinsic정보는 4개가 발생한다.

수신된 정보 비트 A, B 그리고 수신된 패리티 비트 Y_1, W_1, Z_1 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 패리티 비트 Y_2, W_2, Z_2 도 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.

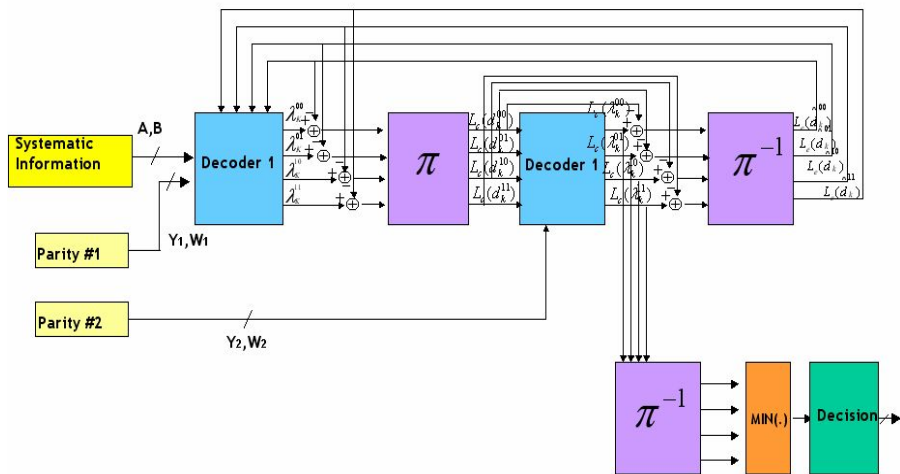


그림 5-4. Double binary turbo 부호의 복호 과정

Fig. 5-4. The decoding process of the double binary turbo code.

제 5-2 절 DVB-S2 규격의 LDPC 부호

최근 모든 무선 통신 분야에서 관심이 되고 있는 채널 부호화 방식인 LDPC 부호화 방식은 turbo 부호에 비해 복호화의 복잡도가 낮을 뿐 아니라 좋은 거리 특성으로 오류마루 현상이 나타나지 않고, 완전 병렬 처리로 고속 처리가 가능한 장점이 있다.[22] 실제로 위성 고선명 TV(HDTV) 표준안인 DVB-S2(Digital video Broadcasting) 시스템은 LDPC 부호를 오류정정부호화 방식으로 권고하고 있다.[23]

반면에 부호화의 높은 복잡도가 LDPC 부호의 중요한 문제점이었으나 DVB-S2에서는 현재 DVB-S2 규격에서는 HNS(Hughes Network Systems)사에서 제안한 parity accumulate 방식을 사용하여 쉽게 부호화하고 있다.[23]

간단한 예로 그림 5-5와 같은 (8,4) LDPC 부호의 parity accumulator address 기법은 다음과 같다.

Information bit를 (i_0, \dots, i_3) , parity bit를 (p_0, \dots, p_3) 로 하면, 각각의 parity bit에 대한 식은 아래와 같이 나타낼 수 있고, parity bit에 대한 정보신호를 다음 식 (5-1)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{array}{c} \text{Address} \\ \swarrow \\ \begin{array}{c} 0 \\ 1 \\ 2 \\ 3 \end{array} \end{array} \begin{array}{c} \left[\begin{array}{cccccccc} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{array} \right] \end{array} \begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} i_0 \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ p_3 \end{array} \right] = 0
 \end{array}$$

그림 5-5. LDPC 부호의 예

Fig. 5-5. The example of the LDPC code.

$$\begin{aligned}
p_0 &= i_0 + i_2 \\
p_1 &= i_2 + i_3 + p_0 = i_0 + i_3 \\
p_2 &= i_0 + i_1 + p_1 = i_1 + i_3 \\
p_3 &= i_0 + i_3 + p_2 = i_0 + i_1
\end{aligned} \tag{5-1}$$

Parity Accumulator Address 기법을 이용한 방식은 그림 5-5의 H matrix 의 column 이 1인 부분의 address를 이용하여 부호화 과정을 행 하는데, address는 아래 그림 5-6과 같다.

$$\begin{bmatrix} 0 & 2 & 3 \\ 2 & & \\ 0 & 1 & \\ 1 & 3 & \end{bmatrix}$$

그림 5-6. LDPC 부호의 address

Fig. 5-6. The address of the LDPC code.

그림 5-6의 address를 이용해서 다음 단계 1부터 3까지 계산한다.

- 단계 1: initialize $p_0 = p_1 = p_2 = p_3 = 0$

초기치는 모두 0 이라고 둔다.

- 단계 2:

$$\begin{aligned}
p_0 &= p_0 + i_0 = i_0 \\
p_2 &= p_2 + i_0 = i_0 \\
p_3 &= p_3 + i_0 = i_0
\end{aligned} \tag{5-2}$$

여기서 $p_0 = p_1 = p_2 = i_0$ 이므로, i_0 대신 각각 p_0, p_1, p_2 를 대입한다.

$$\begin{aligned}
p_2 &= p_2 + i_1 = i_0 + i_1 \\
p_0 &= p_0 + i_2 = i_0 + i_2 \\
p_1 &= p_1 + i_2 = i_2
\end{aligned} \tag{5-3}$$

$$\begin{aligned}
p_1 &= p_1 + i_3 = i_2 + i_3 \\
p_3 &= p_3 + i_3 = i_0 + i_3
\end{aligned}$$

- 단계 3 : $p_n = p_n + p_{n-1} (n=1,2,\dots)$

$$\begin{aligned}
p_0 &= i_0 + i_2 \\
p_1 &= p_0 + p_1 (= i_2 + i_3) = i_0 + i_3 \\
p_2 &= p_1 + p_2 (i_0 + i_1) \\
&= p_1 (= i_0 + i_3) + p_2 (i_0 + i_1) = i_1 + i_3 \\
p_3 &= p_2 + p_3 (= i_0 + i_3) \\
&= p_2 (i_1 + i_3) + p_3 (= i_0 + i_3) = i_0 + i_1
\end{aligned} \tag{5-4}$$

단계 3이 끝나면 식 (5-4)와 식(5-1)은 같음을 알 수 있다. 전송된 신호 $(i_0, \dots, i_3, p_0, \dots, p_1)$ 은 수신된 신호 $r = (r_0, r_1, r_2, r_3, r_4, r_5, r_6)$ 이라 표현하면 복호기에서는 아래 그림 5-7을 만족할 때까지 반복하면서 수행한다.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 2 \\ 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 10101000 \\ 00111100 \\ 11000110 \\ 10010011 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_0 \\ r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5 \\ r_6 \\ r_7 \end{bmatrix} = 0$$

그림 5-7. 복호를 위한 LDPC 행렬식

Fig. 5-7. The LDPC matrix for decoding.

LDPC의 복호 순서는 그림 5-8과 같이 수신 비트에다 채널 추정 값을 구하는 초기화 과정, Check node 확률을 구하는 CNU(check Node Update), 비트 확률을 구하는 BNU(Bit Node Update)의 다음 세 가지 단계를 거쳐 복호하게 된다.[22]

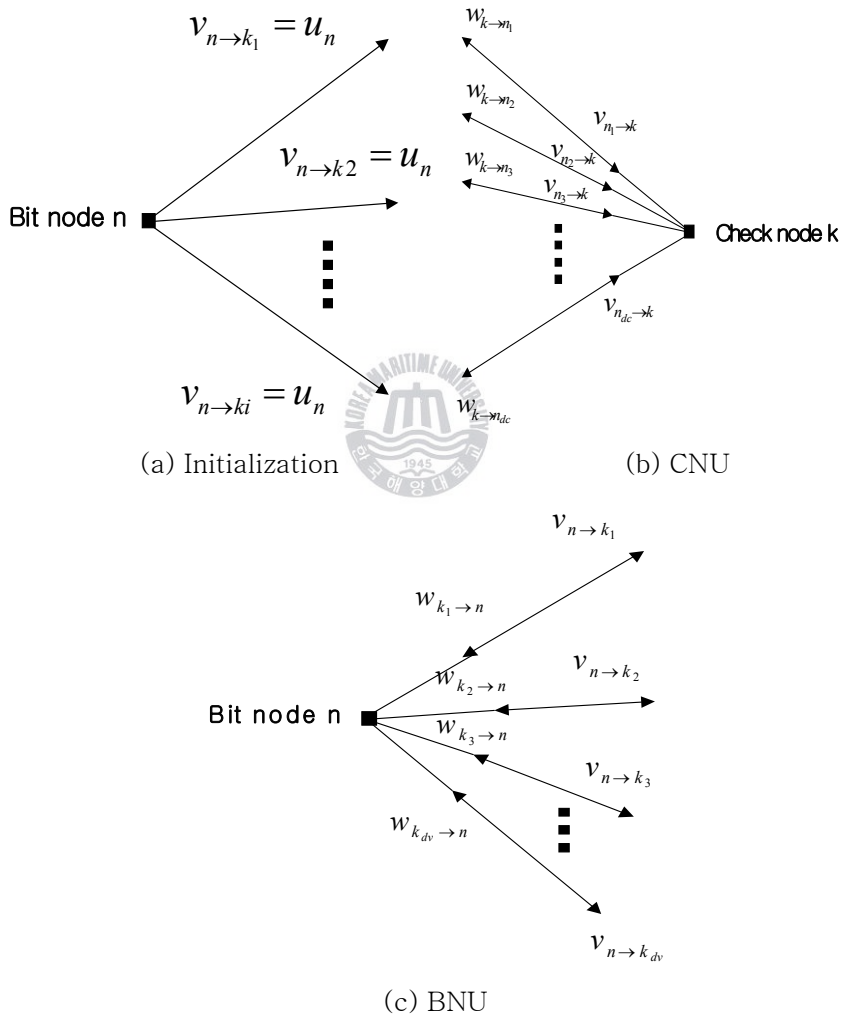


그림 5-8. LDPC의 복호 과정

Fig. 5-8. The decoding process of the LDPC code.

1) 단계 1. 초기화

$$u_n = -L_c \cdot r_n (L_c = \frac{2}{\sigma^2}), n = (0, 1, \dots, N-1) \quad (5-5)$$

식 (5-5)에서 보는 바와 같이 수신비트에다가 채널 추정 값을 구하여 비트 노드를 결정한다. 여기서 N은 codeword의 크기이고 σ 는 가우시안 잡음의 편차이다.

2) 단계 2. Check node update (CNU)

그림 5-8(b)에서 보는 것과 같이, 비트 노드로부터 체크 노드 k로 들어오는 d_c 개의 메시지를 $v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{d_c} \rightarrow k}$ 라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를 $w_{k \rightarrow n_1}, w_{k \rightarrow n_2}, \dots, w_{k \rightarrow n_{d_c}}$ 하자. 그렇다고 하면 체크 노드로부터 나가는 메시지는 다음 식 (5-6)과 같이 표현된다.

$$w_{k \rightarrow n_i} = g(v_{n_1 \rightarrow k}, v_{n_2 \rightarrow k}, \dots, v_{n_{i-1} \rightarrow k}, v_{n_{i+1} \rightarrow k}, \dots, v_{n_{d_c} \rightarrow k}) \quad (5-6)$$

여기서, $g(a, b) = \text{sign}(a) \times \text{sign}(b) \times \{\min(|a|, |b|)\} + LUT_g(a, b)$, 이고, $LUT_g(a, b) = \log(1 + e^{-|a+b|}) - \log(1 + e^{-|a-b|})$ 이다.

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

3) 단계 3. Bit Node Update (BNU)

그림 5-8(c)에서 보는 것과 같이, 체크 노드로부터 비트 노드 n 으로 들어오는 d_v 개의 메시지를 $w_{k_1 \rightarrow n}, w_{k_2 \rightarrow n}, \dots, w_{k_{d_v} \rightarrow n}$ 라고 표시하고, 그 반대로 나가는 메시지를 $v_{n \rightarrow k_1}, v_{n \rightarrow k_2}, \dots, v_{n \rightarrow k_{d_v}}$ 하자. 비트 노드로부터 나가는 메시

지는 다음 식 (5-7)과 같이 계산할 수 있다.

$$v_{n \rightarrow k_i} = u_n + \sum_{j \neq i} w_{k_j \rightarrow n} \quad (5-7)$$

현재 DVB-S2 규격에서는 HNS(Hughes Network Systems)사에서 제안한 LDPC 부호화 알고리즘이 채택되고 있다.



제 5-3 절 IEEE 802.16e에 적용된 LDPC 부호

LDPC 부호에서 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 채택된 기술은 H 행렬을 작은 정방 행렬로 구분하여 저장하는 방법이다. 이 방법에서 주목할 사항은 이러한 작은 정방 행렬을 인덱싱하는 방법을 통해 전체 H 행렬에 소요되는 메모리를 감소시키는 것이다. 여러 회사들 간에 많은 동의를 얻고 있는 인덱싱 방법으로는 소 정방 행렬을 아이덴티티 행렬과 서클러 쉬프트드 아이덴티티 행렬로 제한하고 하나의 정수로서 이들을 인덱싱하는 방법이다. 이러한 방법이 사용되어질 경우 큰 규격의 H 행렬은 상당히 작은 규격의 행렬로 저장하는 것이 가능해진다. 이러한 작은 규격의 행렬을 베이스 행렬이라 부르며 이 행렬 속에는 아이덴티티 행렬과 서클러 쉬프트드 아이덴티티 행렬에 대한 인덱스가 담겨지게 된다. 간단한 예를 든다면 아래 그림 5-9에서와 같이 인덱스가 간단하게 정해지는 것을 볼 수 있다.[24]

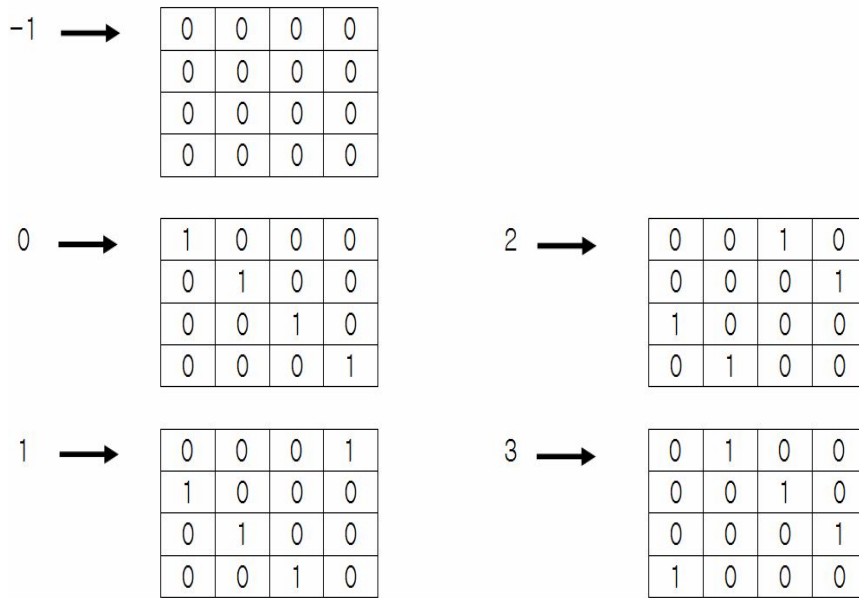


그림 5-9. 소정방 행렬과 인덱스

Fig. 5-9. The small square matrix and index.

그림 5-9에서는 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 인덱스를 주어진 크기의 소 정방행렬로 바꾸어 넣음을 통해서 이루어지는데 이러한 과정을 익스팬션(expansion)이라 부른다.[23]

본 논문의 시뮬레이션에 사용된 부호어의 길이가 2304고, 부화율 1/2인 LDPC 부호의 소 정방 행렬의 크기는 96×96이며, 그 Permutation은 그림 5-10과 같다.

복호방법은 DVB-S2 규격의 LDPC 부호의 복호방법과 같다.

94	73					55	83			7	0								
----	----	--	--	--	--	----	----	--	--	---	---	--	--	--	--	--	--	--	--

제 6 장 시뮬레이션 결과

제 6-1 절 시뮬레이션 파라미터

성능평가시 고려해야할 사항은 오디오 전송프레임이 8kbps와 32kbps의 배수로 전송시 프레임의 길이는 1536비트이다. 그러므로 채널부호화 비트의 입력을 $K=1536$ 으로 고정시키고, 터보부호 적용시 Double binary turbo 부호이므로 768심볼이 입력되며, DVB-S2 LDPC의 경우 $K=7200$ 이므로 1536비트로 구성된 프레임 4개를 묶고, 나머지로 dummy데이터로 삽입하여 프레임을 구성하였다. 그림 6-1에는 시뮬레이션을 위한 프레임 구성을 나타내었다.

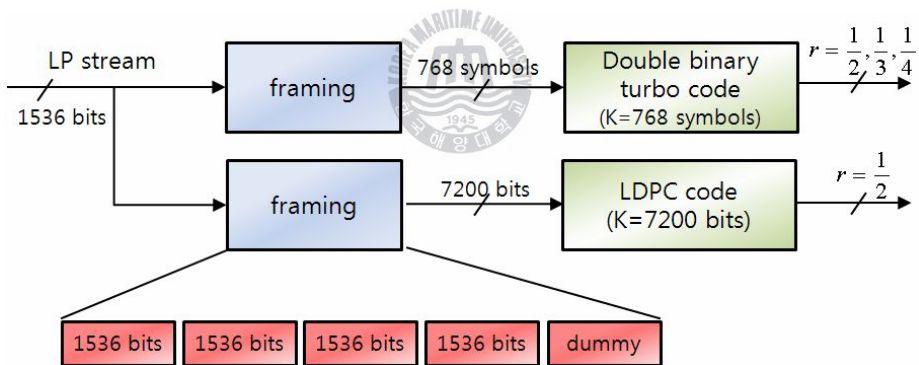


그림 6-1. 시뮬레이션을 위한 프레임 구성

Fig. 6-1. The data framing for simulation.

그리고 표 6-1에는 시뮬레이션에 사용된 HP 및 LP의 채널부호에 대한 파라미터를 나타내었다.

표 6-1. 시뮬레이션 파라미터

Table 6-1. The simulation parameter.

Channel Codes		Coding Parameter	
HP	Convolutional code	G(x)	$(171,133)_8$
		Coding Rate(R)	1/2
LP	Convolutional code	G(x)	$(133,171,145,133)_8$
		Coding Rate(R)	1/2(punctured)
	Binary turbo code	state	4 or 8
		Block size(N)	1536
		Iteration	5
		Coding Rate(R)	1/2
	Double binary turbo code (DVB-RCS)	Block size(N)	1536
		Iteration	5
		Coding Rate(R)	1/2, 1/3, 1/4
	LDPC code (DVB-S2)	Block size(N)	16200(K=7200)
		Iteration	80
		Coding Rate(R)	1/2
	LDPC code (802.16e)	Block size(N)	2304(K=1152)
		Iteration	80
		Coding Rate(R)	1/2

제 6-2 절 비트분리 방법에 따른 시뮬레이션 결과

그림 6-2와 그림 6-3은 각각 부가서비스에 적용된 double binary turbo 부호와 LDPC 부호에 4장에서 언급된 세 가지의 비트분리 방법에 대한 성능을 나타내었다. 시뮬레이션 결과 LLR 방법이 center focusing이나, MAX 방법에 비해 성능이 현저히 좋지 않은 것을 볼 수 있는데, 이는 LLR 방법을 사용하게 될 때, non-uniform 16QAM constellation에서 전체 신호의 분포가 0과 1의 확률이 균등하지 못하기 때문이다. 하지만 LLR 방법에서 기인한 MAX 방법에서는 그 중 0과 1의 확률 각각 8개씩의 확률중에서 최대 확률만을 선택을 하기 때문에 비균등하게 분포된 확률에 의한 영향을 줄일 수 있게 된다.

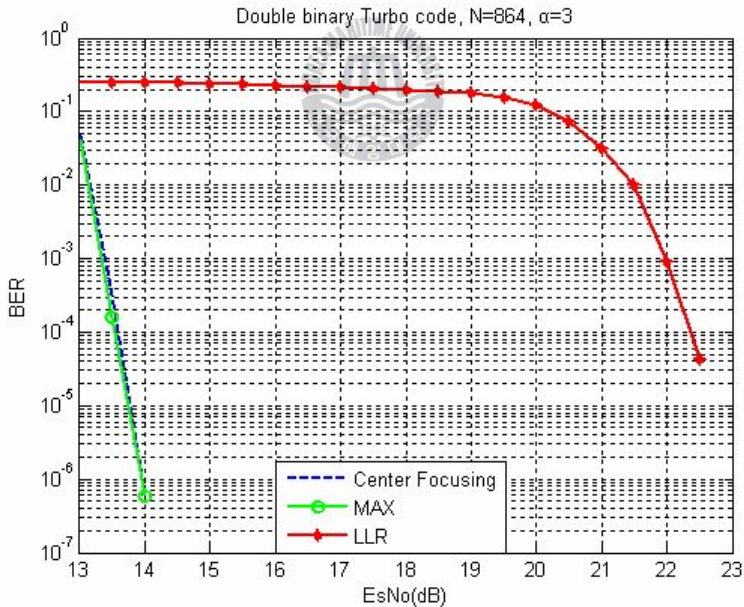


그림 6-2. Double binary turbo 부호에 적용한 비트분리방법 성능비교
 Fig. 6-2. The comparison of the BER performances by bit split method in case of the double binary turbo code.

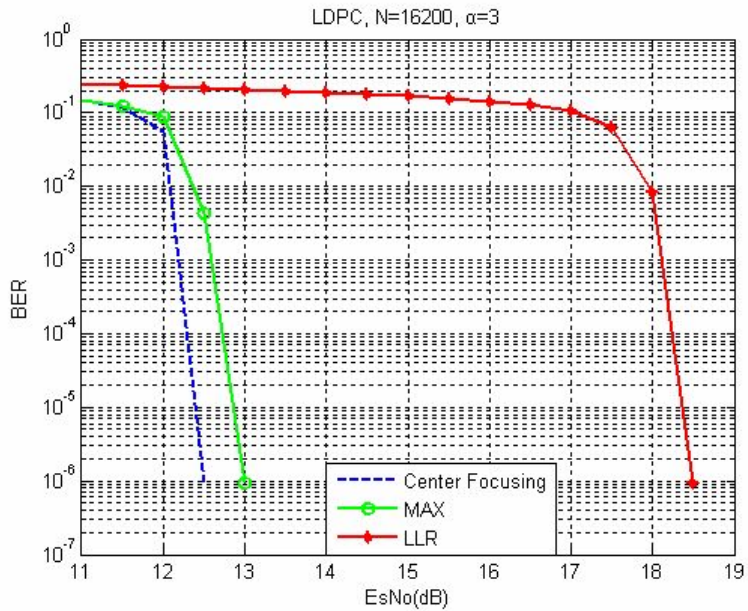


그림 6-3. LDPC 부호에 적용한 비트분리방법 성능비교

Fig. 6-3. The comparison of the BER performances by bit split method in case of the LDPC code.

종합적으로 살펴본다면, center focusing 방법으로 비트를 분리하는 것이 계산량이나 성능면에서 우수함을 알 수 있다. 이후의 시뮬레이션에서는 비트분리방법으로 center focusing 방법을 사용하였다.

제 6-3 절 부가서비스의 부호화 방식에 따른 시뮬레이션 결과

그림 6-4는 16QAM에서 HP 스트림과 LP 스트림에 모두 (2,1,7) convolutional 부호를 사용하면서 α 값을 변화시켰을 때의 성능을 나타낸 것이다. 그래프에서 보면 α 값이 커짐에 따라서 HP 스트림의 성능은 좋아지는 반면에 LP 스트림의 성능은 열화되고 있음을 알 수 있는데 α 가 2에서 3, 3에서 4로 갈 때 마다 LP 스트림의 성능이 BER 10^{-4} 을 기준으로 각각 2.5dB, 2dB가 열화되었다.

그리고 그림 6-5는 16QAM에서 HP 스트림에는 (2,1,7) convolutional 부호를 사용하고 LP 스트림에는 지상파 DMB 스펙의 (4,1,7) convolutional 부호를 사용하여 부화율이 1/2이 될 수 있도록 puncturing 하여 얻은 성능 그래프이다. 그림 6-5와 그림 6-4의 그래프는 매우 유사하며, puncturing에 의한 약간의 성능차이만이 있음을 알 수 있다. 그림 6-5에서도 역시 α 의 값에 따른 HP 스트림과 LP 스트림의 성능 변화를 확인할 수 있다.

그림 6-4와 6-5에서 HP 스트림과 LP 스트림에 같은 부호화 방식을 사용할 경우 두 스트림간에는 성능의 차이가 발생함을 알 수 있다. 16QAM에서 HP 스트림과 LP 스트림간 성능의 차이는 BER 10^{-4} 에서 α 의 값이 2에서 4로 변할 때, 각각 8dB, 11dB, 14dB의 성능의 차이가 존재함을 알 수 있다.

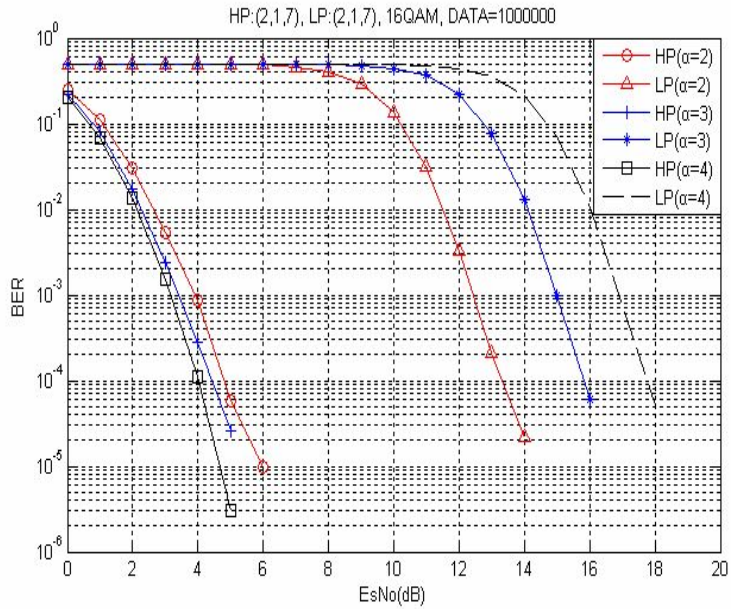


그림 6-4. 16QAM에서 HP와 LP 스트림의 성능
(HP, LP : (2,1,7) convolutional 부호 사용)

Fig. 6-4. The BER performance of HP and LP streams in case of 16QAM. (HP, LP : (2,1,7) convolutional code).

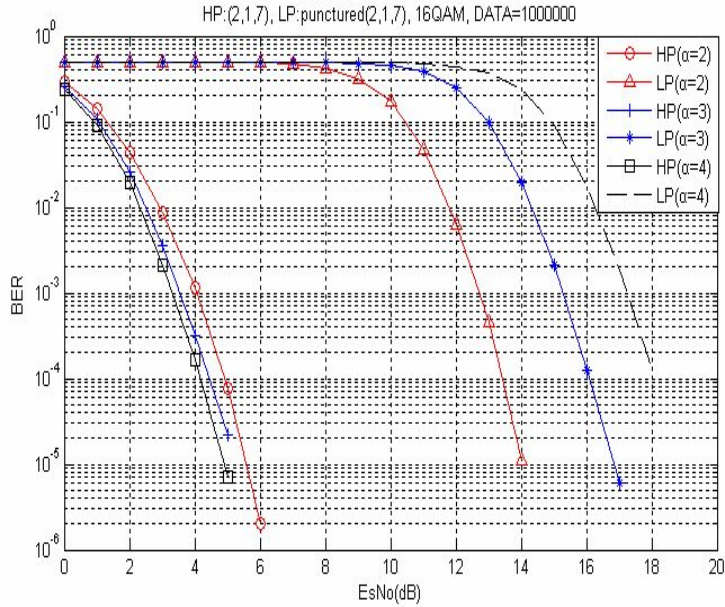


그림 6-5. 16QAM에서 HP와 LP 스트림의 성능

(HP : (2,1,7) convolutional 부호, LP : punctured (2,1,7) convolutional 부호)

Fig. 6-5. The BER performance of HP and LP streams in case of 16QAM.

(HP : (2,1,7) convolutional code, LP : punctured (2,1,7) convolutional code)

그림 6-7부터 그림 6-9는 16QAM에서 HP 스트림과 LP 스트림 간에 발생한 성능의 차이를 줄이기 위해 LP 스트림의 부호화 방법과 α 값을 달리하면서 LP 스트림의 성능을 비교한 그래프이다. LP 스트림의 부호화 방법으로 부화율이 작은 double binary turbo 부호를 사용하였을 때와 LDPC 부호를 사용하였을 때, 성능이 좋아짐을 알 수 있다. Double binary turbo 부호는 BER의 값이 10^{-4} 을 기준으로 하였을 때, 기존의 지상파 DMB 부호화 방법과 비교하여 2dB, 최대 6dB정도의 이득이 있음을 알 수 있다. 그리고 LDPC 부호도 기존의 지상파 DMB 부호화 방법과 비교하여

3.5dB정도 이득을 갖는다. 동일 부화율 내에서 가장 성능이 우수한 LDPC 부호를 LP 스트림의 부호화 방식으로 사용할 경우 HP 스트림과의 성능의 차이는 α 의 값이 2에서 4로 변할 때, BER 10^{-4} 에서 4.5dB, 8dB, 10.5dB가 된다.

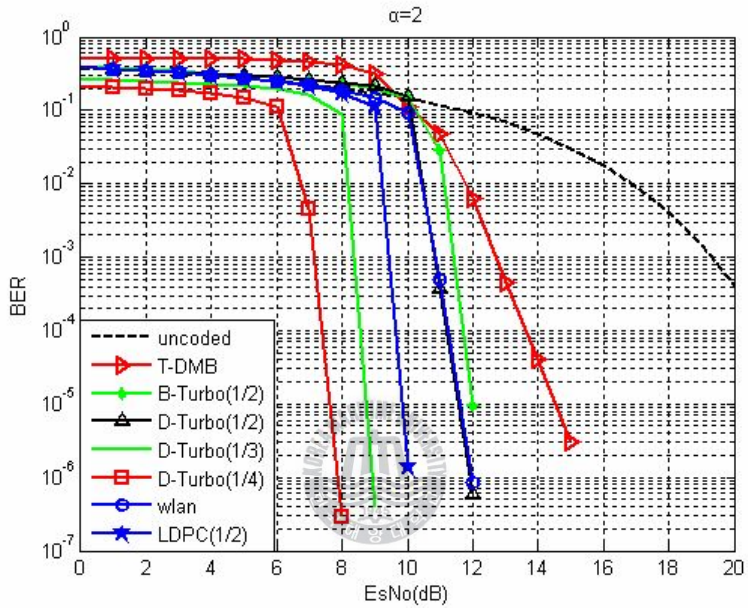


그림 6-7. 16QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=2$)

Fig. 6-7. The comparison of the BER performances by LP stream coding method in case of 16QAM ($\alpha=2$).

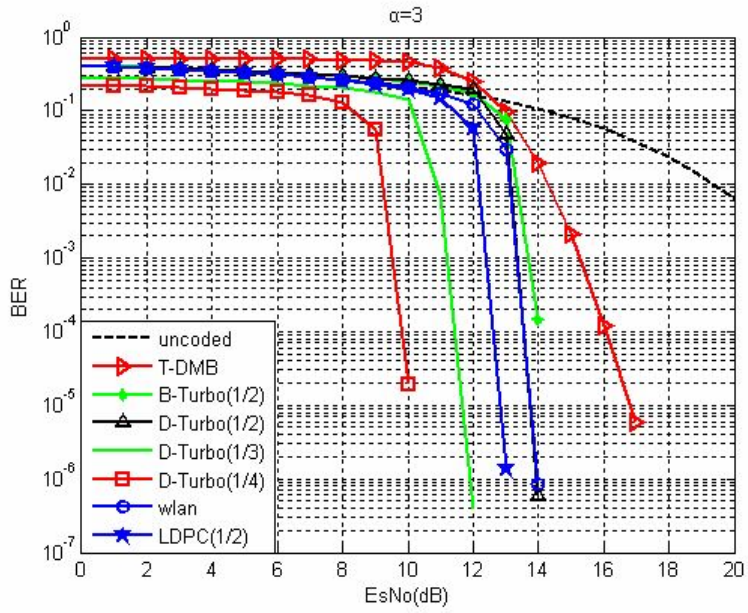


그림 6-8. 16QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=3$)

Fig. 6-8. The comparison of the BER performances by LP stream coding method in case of 16QAM ($\alpha=3$).

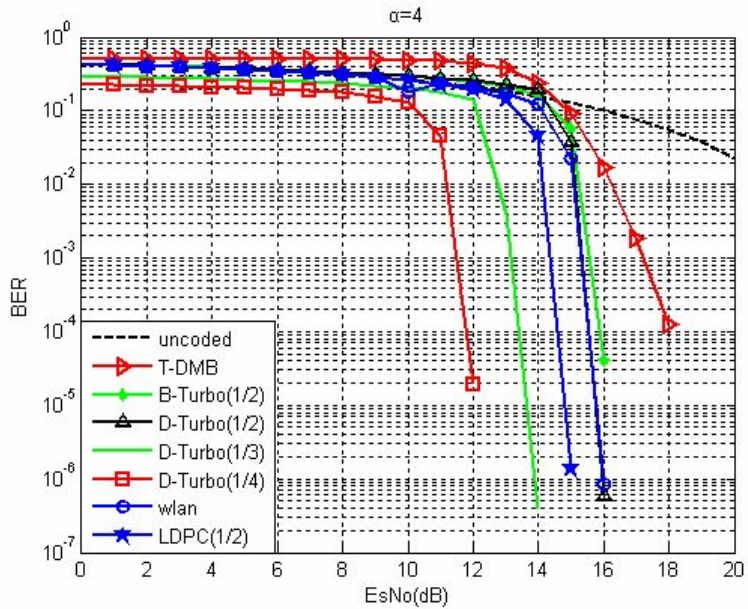


그림 6-9. 16QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=4$)

Fig. 6-9. The comparison of the BER performances by LP stream coding method in case of 16QAM ($\alpha=4$).

그림 6-10은 64QAM에서 HP 스트림과 LP 스트림에 모두 (2,1,7) convolutional 부호를 사용하면서 α 값을 변화시켰을 때의 성능을 나타낸 것이다. 64QAM에서는 HP 스트림과 LP 스트림간의 성능의 차이가 16QAM에서 보다 더 큰 차이를 보이는 것을 알 수 있다. 이는 더 많은 채널용량을 확보하기 위해 16QAM 보다 많은 4개의 비트가 계층 변조 되면서 HP 스트림에 있어서는 더 많은 잡음의 형태로 LP 스트림이 존재하게 되고, LP 스트림 간에도 많은 비트의 할당으로 인한 상호 간섭이 심해졌기 때문이다.

64QAM에서 HP 스트림과 LP 스트림간 성능의 차이는 BER 10^{-4} 에서 α 의 값이 2에서 4로 변할 때, 각각 10dB, 13dB, 14.5dB의 성능의 차이가 발생한다.

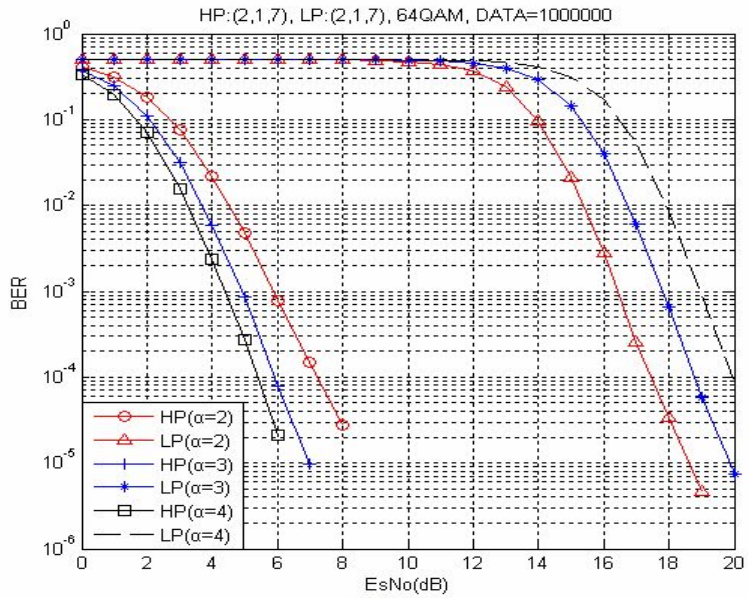


그림 6-10. 64QAM에서 HP와 LP 스트림의 성능
(HP, LP : (2,1,7) convolutional 부호 사용)

Fig. 6-10. The BER performance of HP and LP streams in case of 64QAM. (HP, LP : (2,1,7) convolutional code).

그림 6-11부터 그림 6-13은 64QAM에서 HP 스트림과 LP 스트림 간에 발생한 성능의 차이를 줄이기 위해 LP 스트림의 부호화 방법과 α 값을 달리하면서 LP 스트림의 성능을 비교한 그래프이다. LP 스트림의 부호화 방법으로 부화율이 작은 double binary turbo 부호를 사용하였을 때와 LDPC 부호를 사용하였을 때, 성능이 좋아짐을 알 수 있다. Double binary turbo 부호는 BER의 값이 10^{-4} 을 기준으로 하였을 때, 기존의 지상과 DMB 부호화 방법과 비교하여 3dB, 최대 7dB정도의 이득이 있음을 알 수 있다. 그리고 DVB-S2 규격의 LDPC 부호도 기존의 지상과 DMB 부호화 방법과 비교하여 4dB정도 이득을 갖는다. 동일 부화율 내에서 가장 성능

이 우수한 DVB-S2 규격의 LDPC 부호를 LP 스트림의 부호화 방식으로 사용할 경우 HP 스트림과의 성능의 차이는 α 의 값이 2에서 4로 변할 때, BER 10^{-4} 에서 6.5dB, 9dB, 10.5dB가 된다. 또한 64QAM 에서는 4개의 비트를 LP 스트림으로 할당할 수 있으므로, R=1/4인 double binary turbo 부호를 사용할 경우 두 스트림간의 성능의 차이는 3dB에서 8dB까지 줄일 수 있다.

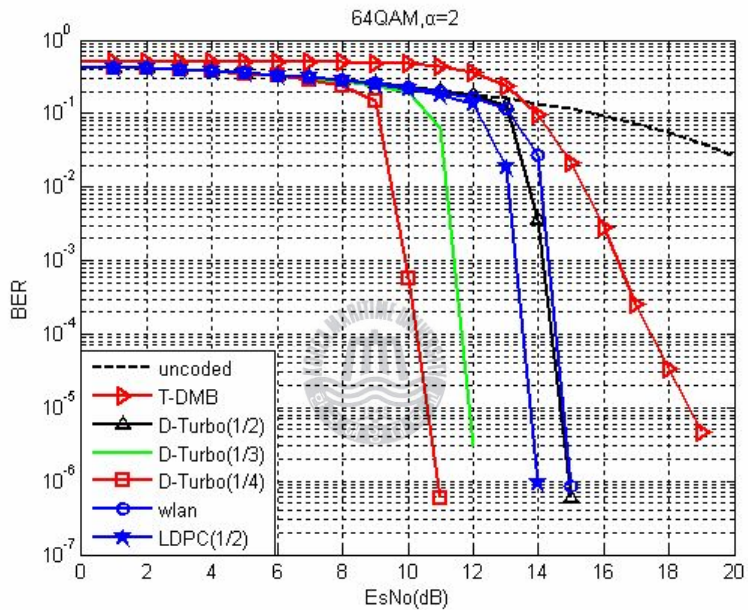


그림 6-11. 64QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=2$)

Fig. 6-11. The comparison of the BER performances by LP stream coding method in case of 64QAM ($\alpha=2$).

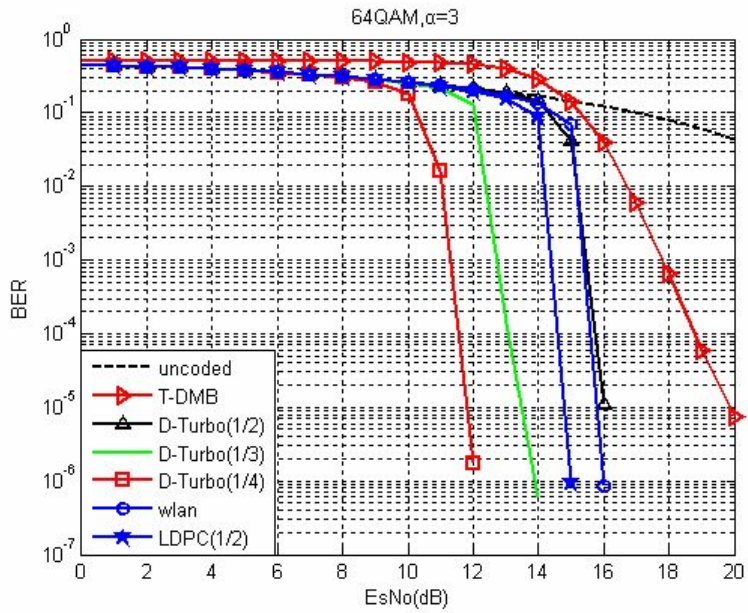


그림 6-12. 64QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=3$)

Fig. 6-12. The comparison of the BER performances by LP stream coding method in case of 64QAM ($\alpha=3$).

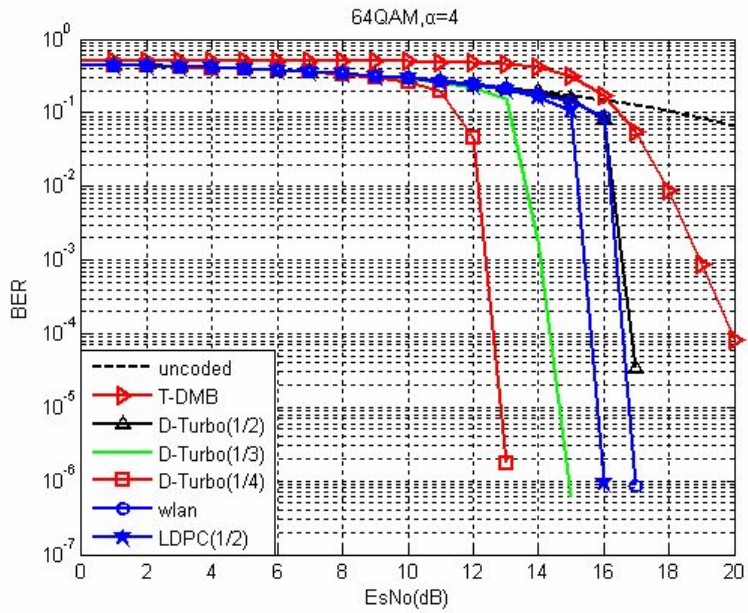


그림 6-13. 64QAM에서 LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교 ($\alpha=4$)

Fig. 6-13. The comparison of the BER performances by LP stream coding method in case of 64QAM ($\alpha=4$).

제 7 장 결 론

현재 지상파 DMB는 더 많은 가용채널 혹은 더 고품질의 T-DMB 서비스를 갈망하고 있는 T-DMB 서비스 환경하에서 차세대 지상파 DMB의 기술개발은 지상파 DMB 사업자들에게는 다양하고 고수익이 보장되는 서비스를 제공 가능케 할 것이다. 또한 모바일 방송 관련 해외시장의 개척을 위해서는 국내에서 차세대 지상파 DMB의 개발과 상용서비스가 필수적이다.

본 논문에서는 기존의 지상파 DMB와의 역호환성을 유지하면서 채널용량을 늘이기 위한 non-uniform 16QAM/64QAM 방식과 UEP 방식이 결합된 계층변조가 적용된 차세대 지상파 DMB 방송 시스템을 제안하였다. 그리고 일정한 성능의 보장을 위해 부가서비스 스트림에 기존의 지상파 DMB 채널코딩 대신, DVB-RCS 규격의 double binary turbo 부호와 DVB-S2 규격과 802.16e 규격의 LDPC 부호등을 적용하여 시뮬레이션을 통해 그 성능을 평가하였다.

시뮬레이션 결과 계층변조의 α 의 값이 커짐에 따라서 LP의 인접 성상점간의 거리가 가까워지면서 부가서비스의 성능이 10^{-4} 에서 약 2dB씩의 성능열화가 발생하였고, 계층변조된 신호를 center focusing 방법으로 비트분리를 할 때, 계산량이 적으면서도 우수한 성능을 보였다. 그리고 부가서비스에 다양한 채널 부호화 방식을 적용하여 시뮬레이션한 결과, 같은 부화율일 때 기존의 지상파 DMB 채널코딩방식에 비해, double binary turbo 부호와 LDPC 부호가 각각 2dB, 3.5dB의 성능이 향상되며 이는 계층변조의 두 스트림간의 성능의 차이를 완화시키는 것을 확인할 수 있었다. DVB-S2 규격의 LDPC의 경우 부호어의 길이가 터보부호에 비해 커서 성능이 우수함은 당연한 결과이며, 오디오 프레임의 길이 조정에 따른 dummy 데이터로 말미암은 전송효율이 다소 떨어질 수 있다.

본 논문의 전체적인 성능을 볼 때, 계층변조가 적용된 차세대 지상파 DMB 시스템은 기존의 지상파 DMB 방송 시스템의 성능을 유지하면서도

부가서비스의 전송으로 고품질의 영상과 더 많은 채널을 확보할 수 있음을 알 수 있다. 하지만 turbo 부호와 LDPC 부호를 사용할 경우 많은 iteration에 의해 지연시간과 소모전력, 하드웨어적인 복잡도 등이 증가하게 될 것이므로 상용화에 있어 이에 대한 연구가 더 필요한 것으로 사료된다.



참 고 문 헌

- [1] ETSI EN 300 401 ver. 1.3.3 "Radio Broadcasting Systems; Digital Audio Broadcasting(DAB) to mobile, portable and fixed receivers", ETSI, May. 2001.
- [2] ETSI TS 102 428 v1.1.1, "Digital audio broadcasting (DAB); DMB video service; User application specification", ETSI, Jun. 2005.
- [3] 배성수, 한종수, 김철목, 최규태, *DMB 기술과 시스템*, 세화, 2006.3.
- [4] 임형택, 이상훈, 김정구, 주언경, "계층변조를 포함한 개선된 지상파 DMB 시스템에서 연결 부호들의 오류 성능 분석", *대한전자공학회논문지*, 제44권, 제1호, pp.10-17, 2007.1.
- [5] 이광순, 임종수, 이수인, "Advanced T-DMB 기술", *한국통신학회지(정보와 통신)*, 제25권, 제4호, pp.56-61, 2008.3.
- [6] TTAS.KO-07.0026, "초단파 디지털라디오방송(지상파 DMB) 비디오 송수신 정합 표준", 2004.8.
- [7] TTAS.KO-07.0024, "초단파 디지털라디오방송 송수신 정합표준", 2003.10.
- [8] Jeff Gledhill, Peter Macavock, and Roger Miles, "DVB-T; Hierarchical Modulation", DVB, March 2000.
- [9] A. Schertz and C. Weck, "Hierarchical modulation – the transmission of two independent DVB-T multiplexes on a single frequency", EBU Techn., April 2003.
- [10] ETSI EN 300 744 ver. 1.5.1, "Digital Video Broadcasting(DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television", ETSI, June 2004.
- [11] 정지원, "위성통신에서 강우 감쇠 보상을 위한 UEP 방식의 계층적 부호화 방식", *한국전자공학회논문지*, 제17권, 제9호, pp.795-803, 2006.9.
- [12] H. Imai and S.Hirakawa, "A New Multilevel Coding Method Using Error-Correcting Codes", *IEEE Trans. on Info. Theory*, vol. IT-23, No.3, pp.371-377, 1977.
- [13] L.F. Wei, "Coded modulation with unequal error protection", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 41, pp.1439-1449, Oct. 1993.

- [14] 배종태, 정지원, 최석순, 김민혁, 장대익, “반복 부호의 다차 변조방식 적용을 위한 최적의 비트 분리 방법 및 성능평가”, *한국통신학회논문지*, 제 32권 제3호, 2007.3.
- [15] Jin Hee Jeong, Duk Gun Choi, Min Hyuk Kim, and Ji won Jung, “Optimal Soft Symbol Split Methods and Performance Analysis for Applying to Multilevel Modulation of Iterative Codes”, *APCC 2006*, Aug. 2006.
- [16] C. Berrou, A. Glavieux, and P.Thitimajshima, “Near Shannon Limit Error-Correcting Code and Decoding: Turbo Codes”, in *Proc. Of ICC '93*, 1993.
- [17] ETSI EN 301 790 ver. 1.3.1, “Digital Video Broadcasting(DVB); Interaction channel for satellite distribution systems”, ETSI, March 2003.
- [18] C. Berrou, C. Douillard, and M. Jezequel, “Multiple Parallel Concatenation of Circular Recursive Convolutional (CRSC) Codes”, *Annals of Telecommunications.*, Vol. 54, No. pp.166-172, March-April, 1999.
- [19] C. Berrou and M. Jezequel, “Non Binary Convolutional Codes for Turbo Coding”, *IEEE Electronic Letters*, Vol. 35, No. 1, pp.39-49, Jan., 1999.
- [20] G D. Forney, *Concatenated Codes*, Cambridge, MA:MIT Press, 1966.
- [21] J.P. Odenwalder, “Optimal Decoding of Convolutional codes”, Ph. D. Thesis, University of California, Los Angeles, 1970.
- [22] R. G. Gallager, “Low-Density Parity-Check Codes”, *IRE trans. Information theory*, Vol.8, PP.21-28, 1962.
- [23] ETSI EN 302 707 ver. 1.1.1, “Digital Video Broadcasting(DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications”, ETSI, June 2004.
- [24] T. Richardson, A. Shokrollahi, and R. Urbake, “Design of Provably Good Low-Density Parity Check Codes”, *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 47, No. 2, Pages 599-618 Feb. 2001.