

차세대 T-DMB 방송의 부가 서비스 제공을 위한 비트 분리 방법 및 Double Binary Turbo 부호 적용 연구

The Study of Bit Split Methods and Double Binary Turbo Code for Additional Service of Advanced T-DMB

김남수 · 배종태 · 김민혁 · 정지원

Nam-Soo Kim · Jong-Tae Bae · Min-Hyuk Kim · Ji-Won Jung

요 약

Eureka-147 표준안을 기반으로 하는 지상파 DMB 방송은 현재 다양한 멀티미디어 서비스를 제공하고 있다. 하지만 지상파 DMB 방송에 대한 다양하고 질 좋은 서비스의 제공이 요구되었고, 이에 본 논문에서는 기존의 시스템과의 역호환성을 유지하면서도, UEP와 계층 변조 기법이 적용된 차세대 지상파 DMB 시스템을 본 논문에서 제안하였다. 차세대 지상파 DMB 방송 시스템에서 비균일 16 QAM의 멀티 레벨 변조 방식이 적용되면서 복잡도와 성능의 관점이 고려된 비트 분리 방법을 제안하였고, 기존의 DMB 시스템에서 추가적으로 구성한 부가 서비스 스트림에 DVB-RCS 규격에서 사용하고 있는 double binary turbo 부호를 적용하여 그 성능을 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과, 기존의 지상파 DMB 방송 시스템에 비해 double binary turbo code를 사용한 차세대 지상파 DMB 시스템은 2 dB 이상의 성능의 향상을 확인할 수 있다.

Abstract

T-DMB(Terrestrial Digital Multimedia Broadcasting) system, is based on the Eureka-147 standard, provides various multimedia data services. However T-DMB system needs upgrades for more various services and better services. Therefore, we proposed advanced T-DMB system using unequal error protection system and hierarchical modulation in this paper while maintaing backward compatibility. And we simulated various bit split methods and double binary turbo code of DVB-RCS standard as method of LP data stream for additional service of advanced T-DMB. As the simulation results, double binary turbo code of proposed advanced T-DMB system have each coding gain of over 2 dB compared to conventional T-DMB.

Key words : AT-DMB, Hierarchical Modulation, Bit Split, Turbo Code, Double Binary Turbo Code

I. 서 론

지상파 DMB는 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 전용 수신기를 비롯하여 휴대폰, 노트북, PDA, PMP(Potable Multimedia Player) 등 다양한 제품에 구현되고 있으며, 향후에는 휴대

「본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원으로 수행되었습니다(계약번호 UD070054AD).」

「본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원 사업의 연구 결과로 수행되었음(IITA-2008-C1090-0804-0007).」

한국해양대학교 전파공학과(Department of Radio Communication Engineering, Korea Maritime University)

· 논문 번호 : 20080422-051

· 수정완료일자 : 2008년 9월 26일

가능하고 화면만 부착되어 있다면 어느 제품이나 지상파 DMB 기능이 추가된 모습을 볼 수 있을 것으로 기대된다^{[1]~[3]}.

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

차세대 지상파 DMB(Advanced T-DMB: AT-DMB) 방송은 현재 두 가지 관점에서 연구되어 지고 있다. 첫째로, 기존의 지상파 DMB 방송 방식과 역호환성을 유지하는 동시에 고전송 효율 및 고품질 서비스를 제공하기 위한 기법에 대한 연구이고, 둘째로, 기존의 지상파 DMB 방송 서비스뿐만 아니라 DVB-T, DVB-H 등과 같은 부가 서비스를 기존의 T-DMB 서비스와 동시에 가입자에게 제공하고자 한다.

현재 차세대 지상파 DMB 기술은 2008년 상용화를 목적으로 정통부에서는 ETRI와 EBS, MNBT, 이시티, 이노에이직, 엠플로 등과 공동으로 활발한 기술 개발을 진행하고 있다. AT-DMB 기술은 방송 신호의 변복조 기술과 MPEG4 압축 기술을 기반으로 한 AVC(Advanced Video Coding) 기술, 하나의 비디오를 여러 개의 비트 스트림으로 코딩해 전송하는 기술인 SVC(Scalable Video Coding)를 적용하여 데이터 전송 속도를 2 Mbps로 향상시켜, 동일한 주파수 대역폭에서 채널수를 2배 증가시키거나, 화질을 2배 향상시키는 것을 목표로 하고 있다.

이에 본 논문에서는 채널 부호화 관점에서 계층적인 개념을 이용하여 성능 및 전송 효율성을 만족시키기 위해 convolutional code 알고리즘과 turbo code, DVB-RCS 규격의 double binary turbo code를 적용하여 계층적 부호화기를 구성하고, 이를 계층 변조하여, 차세대 지상파 DMB 시스템을 구성하고, 이를 시뮬레이션 하여 그 성능을 평가하였다.

II. UEP를 이용한 계층적 부호화 방식

서론에서 제시한 두 가지 연구 방향의 부가 서비스 및 끊임없는 방송을 제공하기 위해서는 적응형

부호화 방식과 결합된 적응형 변조 방식의 적응형 시스템을 구성하여야 한다^[5].

이러한 적응형 방식으로는 크게 time sharing 방식과 UEP(Unequal Error Protection)를 이용한 계층적 부호화 방식이 있다.

UEP 방식은 각 부호율마다 서로 다른 변조 방식을 적용시키는 time sharing 방식에 비해 1977년 I-mai-Hirakawa 부호에서 처음 소개된 이후에 현재까지 계속 연구되어지고 있고, 같은 변조 방식을 사용하여 신호의 중요도가 작은 부분과 높은 부분과의 신호간의 최소 거리를 다르게 배치하는 방식이다^[6].

그림 1은 계층적 부호화 방식의 일반적인 전송단의 구조를 나타내고 있다.

기존의 UEP 방식은 전송되는 TS(Transport Stream)를 HP(High Priority)와 LP(Low Priority)로 분리하여 각각의 다른 정정 능력을 가진 부호화기를 이용하여 부호화 시키고 8 PSK 변조하여 전송한다. HP는 가장 중요한 정보로 어떠한 채널 환경에서도 복호 가능하게끔 강력한 오류 정정 능력을 가지는 부호화 알고리즘을 적용하고 LP는 채널 환경이 좋을 때 복호 가능하기 때문에 HP에 적용한 부호화 알고리즘보다 오류 정정 능력이 떨어진 부호화 알고리즘을 적용한다.

하지만 본 논문에서는 차세대 지상파 DMB 방송의 부가 서비스 송신에 적용할 수 있게끔 그림 2와 같은 계층적 부호화 방식을 사용하였다. 어떠한 경우에서도 기존 서비스는 가입자에게 제공하여야 하므로, 기존 서비스인 Eureka-147 시스템을 HP로 할당하고, 부가 서비스를 LP로 하여 LP의 채널 부호화 방식을 변화하면서 성능 분석을 한다. 이 때, LP에는 DVB-RCS 규격의 터보 부호를 적용하여, HP와 LP간의 성능 차이를 줄이고자 하였다.

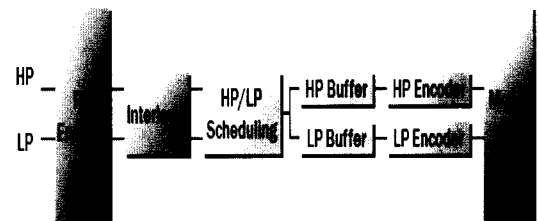


그림 1. 일반적 계층적 부호화 방식 전송단 구조도
Fig. 1. Structure of general UEP transmitter.

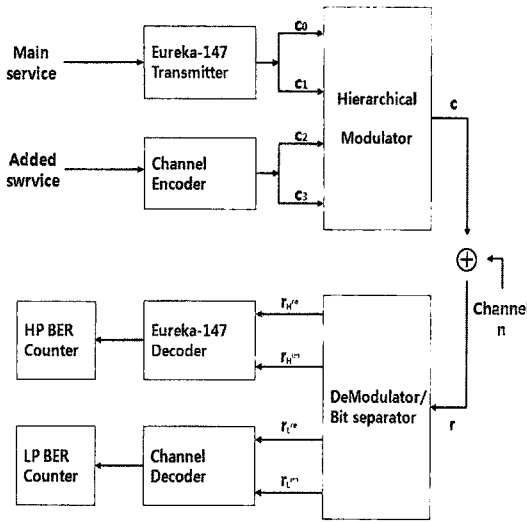


그림 2. 차세대 지상파 DMB의 시스템 블록도
Fig. 2. Block diagram of advanced T-DMB system.

III. 계층적 변조 방식

계층 변조는 서로 다른 두 가지의 데이터 스트림을 하나의 데이터 스트림으로 변조하는 방법을 말한다. 기존의 지상파 DMB의 변조 방식은 $\pi/4$ D-QPSK 사용하는 반면에, 본 논문에서는 비균일 16 QAM (non-uniform 16 quadrature amplitude modulation)을 이용하는 계층 변조 방식을 사용하였다. 이는 차세대 지상파 DMB 방송 시스템에서 기존의 방송 서비스를 HP 스트림으로 전송하고, 추가적인 부가 서비스를 LP 스트림으로 구별하여 전송함으로써 기존 방송 서비스의 효율을 떨어뜨리지 않으면서 부가 서비스의 전송을 하고자 하였다^{[7],[8]}.

본 논문에서 제안하는 차세대 지상파 DMB 방송 시스템에 적용하고자 하는 비균일 16 QAM의 성상도를 살펴보면 그림 3과 같다. 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^[4].

그림 3에서 α 는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 심볼 사이의 최소 거리와 비균일 16 QAM 심볼 사이의 최소 거리의 비로 정의되며, 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

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

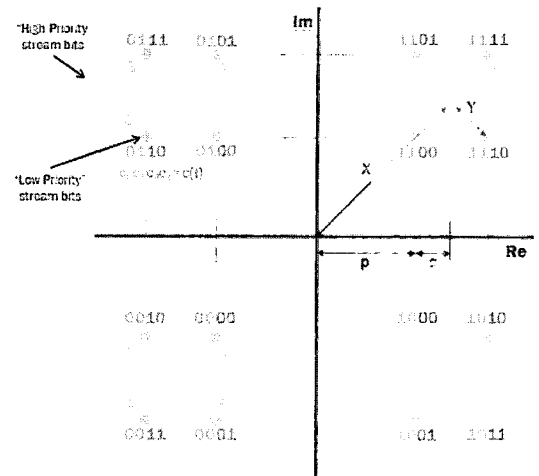


그림 3. 차세대 T-DMB의 비균일 16 QAM 성상도
Fig. 3. Unequal 16 QAM constellation for advanced T-DMB system.

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

α 의 변화에 따른 계층 변조의 constellation을 구하기 위해 p 와 q 는 다음 식 (2)를 통해서 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} p+q &= \cos \frac{\pi}{4} = \frac{1}{\sqrt{2}} \\ p &= \alpha \cdot q \\ p &= \frac{\alpha}{\sqrt{2(1+\alpha)}} \\ q &= \frac{1}{\sqrt{2(1+\alpha)}} \end{aligned} \quad (2)$$

계층 변조 시뮬레이션에서 AWGN의 잡음 분산을 계산하기 위한 심볼 에너지의 계산은 식 (3)과 같다. 그림 3의 16 QAM 성상도는 normalizing된 QPSK에서 알파의 값에 따라 Y 의 길이를 변화시켜 성상점을 정하게 된다. 여기서 $p+q$ 의 값은 normalizing된 QPSK 심볼의 I값 또는 Q값으로 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 이 된다. 따라서 X 의 에너지의 크기는 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 분

$P_0, P_1, P_4, P_5, P_8, P_9, P_{12}, P_{13}$ 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_0 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 (9)와 같이 비트를 분리할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_H^{re} &= r^{re} \\ r_H^{im} &= r^{im} \\ r_L^{re} &= LLR[c_1] \\ &= \log \frac{P_0 + P_1 + P_4 + P_5 + P_8 + P_9 + P_{12} + P_{13}}{P_2 + P_3 + P_6 + P_7 + P_{10} + P_{11} + P_{14} + P_{15}} \\ r_L^{im} &= LLR[c_0] \\ &= \log \frac{P_0 + P_2 + P_4 + P_6 + P_8 + P_{10} + P_{12} + P_{14}}{P_1 + P_3 + P_5 + P_7 + P_9 + P_{11} + P_{13} + P_{15}} \end{aligned} \quad (9)$$

LLR 방법으로 수신 비트를 결정하기 위해서는 먼저 수신 신호와 성상점 간의 위치를 구하기 위한 채 곱 연산을 하고, 채널 추정치를 곱하는 연산과 exponential 연산, 마지막으로 log 연산이 필요하므로 계산량이 많고 하드웨어 구현이 복잡하다는 단점이 있다.

4-2 Max Method^[9]

LLR 방식에서 수신 비트를 결정하기 위해서는 복잡한 연산을 거쳐야 한다. 그러므로 식 (9)에서의 log 연산을 좀 더 단순하게 만들 수 있는 방법을 제안한다.

Log안의 덧셈으로 표현된 부분을 정확히 분해할 수는 없지만 다음과 같은 과정을 통해 근사식으로 분해가 가능하다.

$$\begin{aligned} \log(e^a + e^b + e^c) &= \log(e^a(1 + e^{b-a} + e^{c-a})) \\ &\cong \log(e^a) \cong a \quad (\text{if, } a > b, a > c), \\ &= \log(e^b(e^{a-b} + 1 + e^{c-b})) \\ &\cong \log(e^b) \cong b \quad (\text{if, } b > a, b > c), \\ &= \log(e^c(e^{a-c} + e^{b-c} + 1)) \\ &\cong \log(e^c) \cong c \quad (\text{if, } c > a, c > b). \end{aligned} \quad (10)$$

따라서 식 (9)는 식 (10)을 이용하게 되면 식 (11)처럼 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_L^{re} &= LLR[c_1] \\ &= \max(P_0 + P_1 + P_4 + P_5 + P_8 + P_9 + P_{12} + P_{13}) \\ &\quad - \max(P_2 + P_3 + P_6 + P_7 + P_{10} + P_{11} + P_{14} + P_{15}) \\ r_L^{im} &= LLR[c_0] \\ &= \max(P_0 + P_2 + P_4 + P_6 + P_8 + P_{10} + P_{12} + P_{14}) \\ &\quad - \max(P_1 + P_3 + P_5 + P_7 + P_9 + P_{11} + P_{13} + P_{15}) \end{aligned} \quad (11)$$

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

이와 같이 수신 결정 비트를 식 (11)을 사용하여 구하면 LLR 방식에서의 log 연산 과정과 exponential 연산 과정을 생략할 수 있어 하드웨어 구현이 좀 더 쉬운 Max 방식이 된다.

4-3 Center Focusing Method

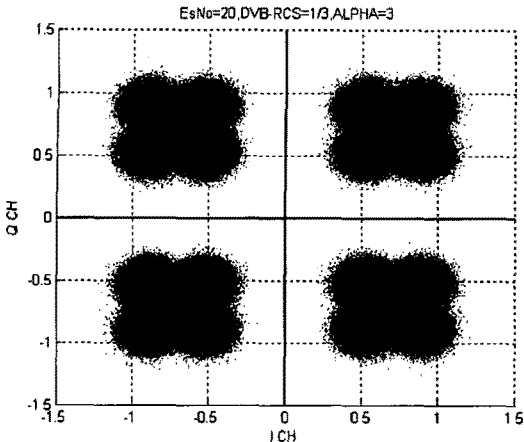
그림 3에서 보면 인접 심볼간의 영향을 최소화하기 위해 변조시 대칭적인 구조를 사용하였다. 이러한 대칭적인 구조로 인해 16개의 성상점을 중심으로 4개의 사분면에 퍼져 있는 수신 신호들을 절대치를 구하게 되면 조그마한 QPSK의 형태를 가지게 된다. 이를 이용하면 LP 스트림 디코더 입력에 해당되는 r_L^{re}, r_L^{im} 의 값을 구할 수 있게 된다. 이를 식 (12)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} r_L^{re} &= |r^{re}| - (p + q) = |r^{re}| - \frac{1}{\sqrt{2}} \\ r_L^{im} &= |r^{im}| - (p + q) = |r^{im}| - \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (12)$$

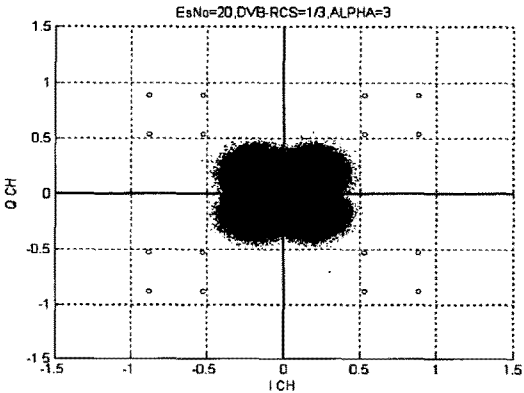
이러한 center focusing 방법은 LLR, MAX 방법과 달리 계산량이 많은 exponential 연산과 log 연산, channel estimation이 필요하지 않기 때문에 처리 속도가 빨라지고 하드웨어 구현이 용이하다는 장점을 가지고 있다.

그림 5는 $\alpha=3, E_s/N_0=20$ 일 때, AWGN 채널 내에서 수신 신호의 center focusing 방법에 의한 비트 분리 과정을 보여주고 있다. Center focusing 방법에 의해 16 QAM의 수신 심볼이 QPSK의 심볼의 형태로 바뀌게 되고, 이는 곧바로 LP 스트림의 디코더 입력으로 사용할 수 있게 된다.

V. LP에 고려되는 Double Binary Turbo Code



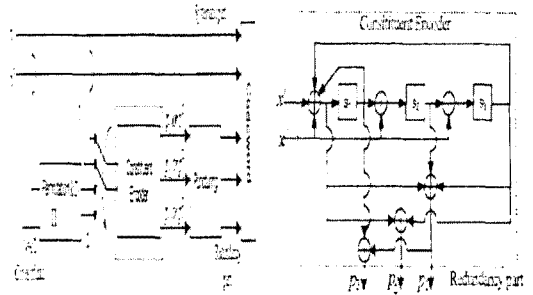
(a) 수신 신호
(a) Receive signal



(b) 비트 분리후의 수신 신호
(b) Receive signal after bit split

그림 5. Center focusing 비트 분리 과정
Fig. 5. Bit split process of center focusing method.

1993년 Berrou에 의해서 제안된 터보 코드는 LD-PC 부호와 함께 Shannon의 이론적 한계에 근접하는 부호화 방식이다. 하지만 기존의 convolutional turbo code의 인코더는 강제적으로 상태를 "all zero"로 보내기 위하여 tail-bit를 첨가시켜 준다. 이는 전송 효율을 감소시키고 block을 작게 만드는 단점을 가지고 있다. 그러나 DVB-RCS(Digital Video Broadcasting Return Channel via Satellite) 규격으로 사용되고 있는 double binary turbo code는 CRSC(Circular Recursive Systematic Convolutional) code에서 제안하는 Circular States tail-biting Principle을 이용하여 tail-bit의 첨가 없이 인코더의 처음 시작하는 상태와 마지막 끝나는 상태가 같게 됨으로써 tail-bit를 첨가시켜 주지 않아



(a) 인코더 구조 (a) Structure of encoder
(b) RSC의 구조 (b) Structure of RSC

그림 6. 제안된 double binary turbo code 인코더 구조
Fig. 6. Proposed double binary turbo encoder block diagram.

도 수신단에서 FSM, BSM 계산이 가능하다.

본 논문에서는 차세대 지상파 DMB 방송에 적용할 수 있게끔 기존의 지상파 DMB 방송의 부화율인 $R=1/4$ 을 지원하는 double binary turbo code의 encoder의 구조를 그림 6에 나타내었다.

VI. 시뮬레이션 결과

성능평가지 고려해야할 사항은 오디오 전송 프레임이 8 kbps와 32 kbps의 배수로 전송시 프레임의 길이는 1,536 비트이다. 그러므로 채널 부호화 비트의 입력을 $K=1536$ 으로 고정시키고, 터보 부호 적용시 double binary turbo code이므로 768 심볼이 입력된다.

AWGN 환경하에서 visual c^{++} 을 사용한 몬테카를로 시뮬레이션을 통해 본 논문에서 제안한 double binary turbo 부호가 적용된 차세대 지상파 DMB 시스템의 성능을 평가하였다. 그리고 알파의 값이 변화함에 따라 정상도의 위치가 달라지게 되면, 비트당 같은 전력으로 입력될 때, 전송 송신 전력의 변화를 가져오게 된다. 이에 본 논문의 시뮬레이션에서는 송신단에서의 최종 출력되는 송신 전력(E_s)을 기준으로 잡음 분산을 계산, 시뮬레이션에 적용하여, 변조 및 부호화 이전의 전력이 미리 제어되었다고 가정하였다.

표 1에는 시뮬레이션에 사용된 HP 및 LP의 채널 부호에 대한 파라미터를 나타내었다.

그림 7은 α 와 E_s/N_0 의 변화에 따른 수신 신호의 변화를 비교한 그림이다. 그림 7에서 보는 것과 같

표 1. 시뮬레이션 환경

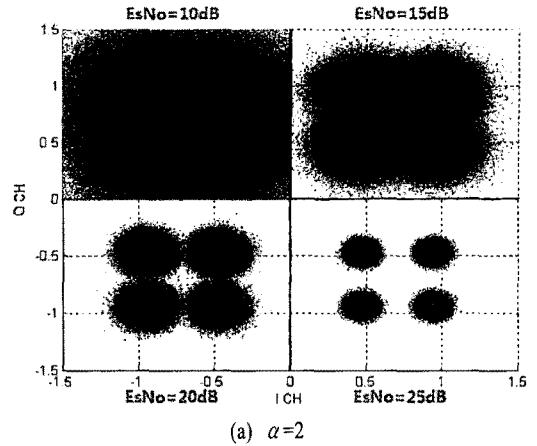
Table 1. Simulation coding parameter.

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	

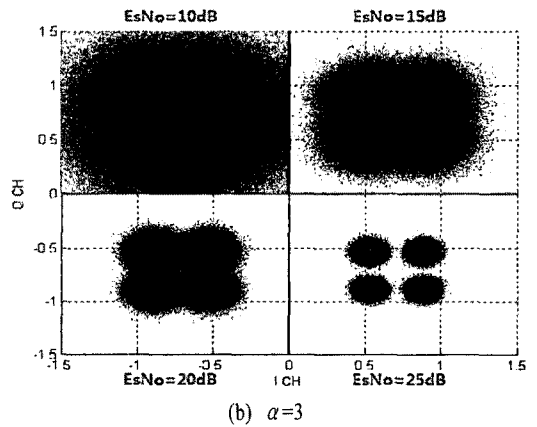
이 α 의 값이 커짐에 따라서 인접한 mapping point가 가까워짐으로 인해서 부가 신호에 대한 분리가 어려워짐을 알 수 있다.

그림 8은 부가 서비스에 적용된 double binary turbo code에 3장에서 언급된 세 가지의 비트 분리 방법에 대한 성능을 나타내었다. 참고논문 [9]에서는 'LLR 방식', 'MAX 방식', 'Euclidian 방식' 그리고 'sector 방법'이 제시되었고, 시뮬레이션 결과 turbo 부호에서는 sector 방법이, LDPC 등의 부호에서는 MAX 방식이 성능과 복잡도를 고려하여 감안하여 최적의 비트 분리 방법으로 논의되었다. 하지만, sector 방법의 경우, 본 논문에서 사용한 16 QAM 성상도에서는 사용을 할 수 없으므로, center focusing 방법을 본 논문에서 제안하였으며, center focusing 방법과의 성능 비교를 위해 변조 방식과는 상관없이 계산할 수 있는 LLR 방법 및 MAX 방법과의 성능 비교를 통해 center focusing 방법의 효율성을 시뮬레이션 하였다.

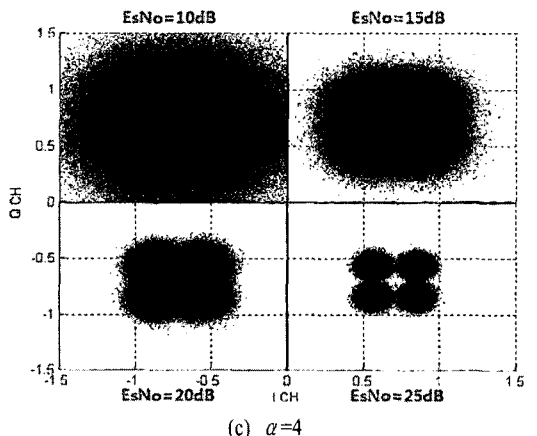
시뮬레이션 결과, LLR 방법이 center focusing이나 MAX 방법에 비해 성능이 현저히 좋지 않은 것을 볼 수 있는데, 이는 LLR 방법을 사용하게 될 때, unequal 16 QAM constellation에서 전체 신호의 분포가 0과 1의 확률이 균등하지 못하기 때문이다. 하지만 LLR 방법에서 기인한 MAX 방법에서는 그 중 0과 1 각각 8개씩의 확률중에서 최대 확률만을 선택을 하기 때문에 비균등하게 분포된 확률에 대한 영향을 줄일 수 있게 된다.



(a) $\alpha=2$



(b) $\alpha=3$



(c) $\alpha=4$

그림 7. α 값에 따른 수신 신호

Fig. 7. Receive signal by value of α .

시뮬레이션 결과, center focusing 방법으로 비트를 분리하는 것이 계산량이나 성능면에서 우수함을 알 수 있다. 이후의 시뮬레이션에서는 비트 분리 방법으로 center focusing 방법을 사용하였다.

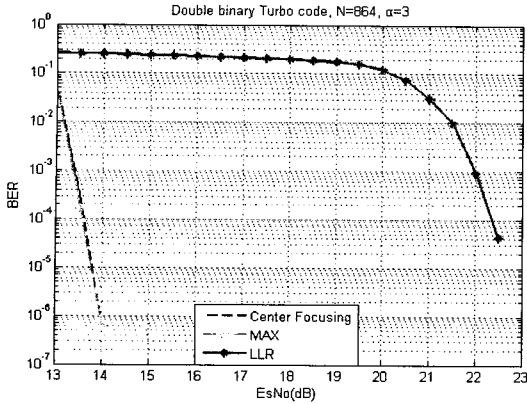


그림 8. Double binary turbo code에 적용한 비트 분리 방법 성능 비교

Fig. 8. Bit split methods' BER performance curves applying double binary turbo code.

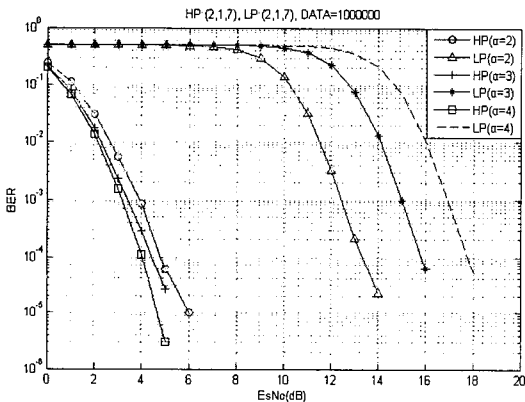


그림 9. HP와 LP 모두(2, 1, 7) convolutional code 사용
Fig. 9. BER performance of HP: (2, 1, 7) convolutional code, LP: (2, 1, 7) convolutional code.

그림 9는 HP 스트림과 LP 스트림에 모두 (2, 1, 7) convolutional code를 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 때마다 LP 스트림의 성능이 10^{-4} 을 기준으로 각각 2.5 dB, 2 dB가 열화되었다.

그리고 그림 10은 HP 스트림에는 (2, 1, 7) convolutional code를 사용하고, LP 스트림에는 T-DMB 표준의 (4, 1, 7) convolutional code를 사용하여 부화율이 1/2이 될 수 있도록 puncturing하여 얻은 성능

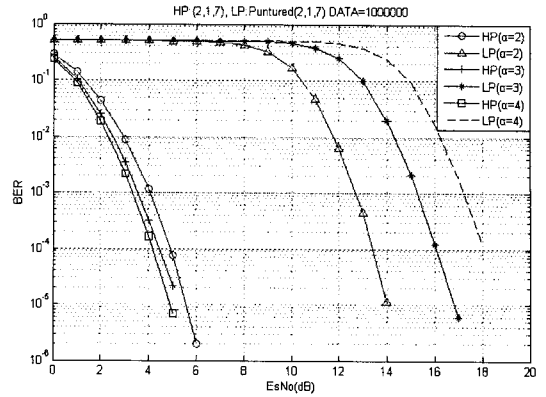


그림 10. HP와 LP에 각각 (2, 1, 7) convolutional code와 punctured (2, 1, 7) convolutional code를 사용

Fig. 10. BER performance of HP: (2, 1, 7) convolutional code, LP: punctured (2, 1, 7) convolutional code.

그래프이다. 이 그래프에서도 역시 α 의 값에 따른 HP 스트림과 LP 스트림의 성능 변화를 확인할 수 있다.

그림 11은 LP 스트림의 부호화 방법과 α 값을 달리하면서 LP 스트림의 성능을 비교한 그래프이다. 그래프에서 살펴보면 LP 스트림의 부호화 방법으로 T-DMB 스펙의 convolutional code를 1/2로 puncturing하여 사용할 때보다 (2, 1, 7) convolutional code를 사용하는 것이 성능이 조금 더 좋은데, 그 이유는 1/2 부화율을 맞추기 위해 puncturing을 하면서 복호시 소프트 디시전에 임의의 값을 주기 때문에 약간의 puncturing error를 가지기 때문이다.

LP 스트림의 부호화 방법으로 부화율이 작은 double binary turbo code를 사용하였을 BER 성능이 좋아짐을 알 수 있다. Double binary turbo code의 LP 성능은 BER의 값이 10^{-4} 을 기준으로 하였을 때, 기존의 지상파 DMB 부호화 방법과 비교하여 2 dB, 최대 6 dB 정도의 이득이 있음을 알 수 있다.

Ⅶ. 결 론

본 논문에서는 UEP 방식과 unequal 16 QAM 방식이 결합된 계층 변조가 적용된 차세대 지상파 DMB 방송 시스템을 제안하고 부가 서비스 스트림에 기존의 지상파 DMB 채널 코딩 대신, DVB-RCS 규격의

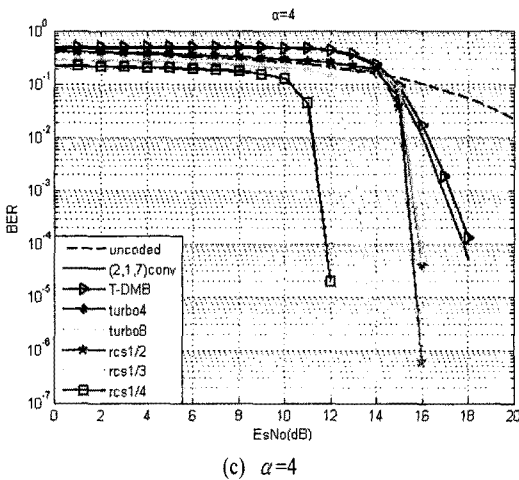
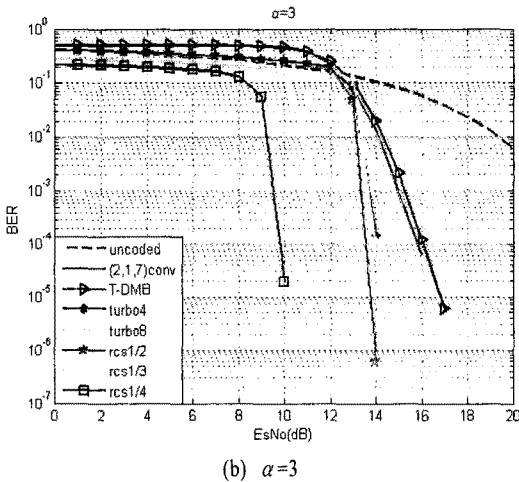
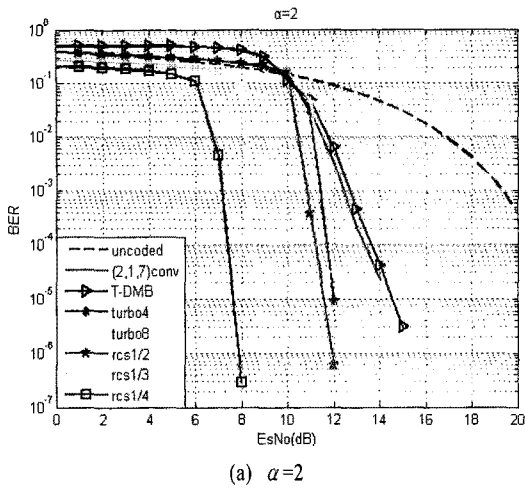


그림 11. LP의 부호화 방법에 따른 성능 비교
Fig. 11. The comparison of BER performance by LP coding methods.

double binary turbo code 등을 적용하여 그 성능을 시뮬레이션하였다.

시뮬레이션 결과 계층 변조의 α 의 값이 커짐에 따라서 LP의 인접 정상점간의 거리가 가까워져 부가 서비스의 성능이 10^{-4} 에서 약 2 dB씩의 성능 열화가 발생하였고, 계층 변조된 신호를 center focusing 방법으로 비트 분리를 할 때, 계산량이 적으면서도 우수한 성능을 보였다. 그리고 부가 서비스에 다양한 채널 부호화 방식을 적용하여 시뮬레이션한 결과, 같은 부화율일 때 기존의 지상파 DMB 채널 코딩 방식에 비해, double binary turbo code가 약 2 dB의 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있었다.

이는 기존의 지상파 DMB 방송 시스템의 성능을 유지하면서도 부가 서비스의 전송을 할 수 있음을 알 수 있다.

참고 문헌

- [1] ETSI EN 300 401 ver. 1.3.3, "Radio broadcasting systems: Digital Audio Broadcasting(DAB) to mobile, portable and fixed receivers", 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, 한중수, 김철목, 최규태, "DMB 기술과 시스템", 세화, pp. 38-62, pp. 164-179, 2006년 3월.
- [4] 임형택, 이상훈, 김정구, 주언경, "계층 변조를 포함한 개선된 지상파 DMB 시스템에서 연결 부호들의 오류 성능 분석", 대한전자공학회논문지, 11(1), pp. 10-17, 2007년 1월.
- [5] 정지원, "위성 통신에서 강우 감쇠 보상을 위한 UEP 방식의 계층적 부호화 방식", 한국전자파학회논문지, 17(9), pp. 795-803, 2006년 9월.
- [6] H. Imai, 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.
- [7] Jeff Gledhill, Peter Macavock, and Roger Miles, "DVB-T: Hierarchical modulation", *DVB*, Mar. 2000.

- [8] A. Schertz, C. Weck, "Hierarchical modulation - the transmission of two independent DVB-T multiplexes on a single frequency", *EBU Techn.*, Apr. 2003.
- [9] 배종태, 정지원, 최석순, 김민혁, 장대익, "반복

부호의 다치 변조 방식 적용을 위한 최적의 비트 분리 방법 및 성능 평가", 한국통신학회논문지, 32(3), 2007년 3월.

김 남 수



2008년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
 2008년 3월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 위성 통신, 이동 통신, 변·복조 기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등

김 민 혁



2006년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
 2008년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학석사)
 2008년 3월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 박사과정
 [주 관심분야] 위성 통신, 이동 통신, 변·복조 기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등

배 종 태



2007년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)
 2007년 3월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 석사과정
 [주 관심분야] 위성 통신, 이동 통신, 변·복조 기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등

정 지 원



1989년 2월: 성균관대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월: 성균관대학교 전자공학과 (공학석사)
 1995년 2월: 성균관대학교 정보공학과 (공학박사)
 1991년 1월~1992년 2월: LG 정보통신연구소 연구원
 1995년 9월~1996년 8월: 한국통신위성통신연구실 선임연구원
 2001년 8월~2002년 8월: 캐나다 NSERC Fellowship (Communication Research Center 근무)
 1997년 3월~1998년 12월: 한국전자통신연구원 초빙연구원
 1996년 9월~현재: 한국해양대학교 전파공학과 정교수
 [주 관심분야] 위성 통신, 이동 통신, 변·복조 기술, 채널 코딩, FPGA 기술 등