

DVB-RCS Next Generation을 위한 터보 부복호화 방식 분석

정회원 김민혁*, 박태두*, 준회원 임병수*,
정회원 이인기**, 오덕길**, 정지원*

Analysis of Turbo Coding and Decoding Algorithm for DVB-RCS Next Generation

Minhyun Kim*, Taedoo Park* *Regular Members*, Byeongsu Lim* *Associate Member*,
In Ki Lee**, Deock Gil Oh**, Jiwon Jung* *Regular Members*

요약

본 논문은 DVB-RCS NG(Next Generation)에서 제안된 3차원 터보 부호와 터보 Φ 부호를 각 부호화율에 따라 성능 비교 분석하였다. 터보 Φ 부호에 있어서 기존의 이중 바이너리 구조에서 3진 바이너리 구조로 확장 될 때, 최적의 치환 패턴과 친공 패턴 분석을 제시하였다. 또한 3차원 터보 부호에서, post-encoder의 형태, 인터리빙 기법에 따라 성능이 달라지므로 각 파라메타에 대한 최적의 값을 제시하였다. 최적의 파라메타 설정을 근거로 성능분석 결과 터보 Φ 부호와 3차원 터보 부호가 기존의 DVB-RCS 터보 부호가 가지고 있었던 오류 마루 현상을 극복함을 알 수 있었고 터보 Φ 부호가 3차원 터보 부호에 비해 성능이 약간 우수하나 계산량 측면에서는 약 18% 정도가 복잡한 것을 알 수 있었다.

Key Words : DVB-RCS Turbo code, DVB-RCS NG, Turbo Φ code, Third-dimension Turbo Code(3D-Turbo code)

ABSTRACT

This paper analyzed performance of three dimensional turbo code and turbo Φ codes proposed in the next generation DVB-RCS systems. In the view of turbo Φ codes, we proposed the optimal permutation and puncturing patterns for triple binary input data. We also proposed optimal post-encoder types and interleaving algorithm for three dimensional turbo codes. Based on optimal parameters, we simulated both turbo codes, and we confirmed that the performance of turbo Φ codes are better than that of three dimensional turbo codes. However, the complexity of turbo Φ is more complex than that of three dimensional turbo codes by 18%.

1. 서론

고품질의 서비스를 제공해야하는 VSAT통신 기반의 DVB-RCS 시스템은 페이딩, 비선형성등 채널 한

정이 유선에 비해 매우 열악하기 때문에 오류 정정 능력이 뛰어난 오류 제어 방식을 적용해야 한다. Frouney에 의해 도입된 길쌈부호와 블럭부호를 결합시킨 연결부호는 높은 부호이득을 얻을 수 있으며, 부

* This work was supported by the IT R&D program of KCC [2009-S-039-02, Development of Satellite Return Link Access Core Technology for High Efficient Transmission]

** 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT 연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음.(NIPA-2009-C1090-0903-0007)

* 한국해양대학교 전자공학과 위성통신 연구실(hyuk6030@hhu.ac.kr), ** 한국전자통신연구원

논문번호: KICS2010-06-266, 접수일자: 2010년 6월 11일, 최종논문접수일자: 2011년 9월 5일

호길이를 길게하는 효과를 주기 때문에 과거의 위성 통신시스템에서 각광을 받고 있는 채널오류제어 기법이다. 그러나 이 제어방식 또한 성능에 있어서 Shannon's Limit와 다소 큰 격차를 보이고 있으며 Shannon's Limit에 근접한 성능을 나타내는 turbo 부호가 1993년 Berrou등에 의해 발표되었다^[1].

초기의 터보 부호는 입력 bit가 한 bit인 이진 바이너리 터보 부호에서 속도를 높이고져 여러 bit를 동시에 부호화 하는 비이진 터보 부호로 발전하고 있으며, 이를 초기의 DVB-RCS 표준안으로 채택 되어진 이후, 이의 성능이 오류 마루(error floor) 현상이 발생하여 이를 개선하고자 다양한 방법을 적용시킨 터보 부호가 등장하게 되었다. 대표적인 예로 8상태의 터보부호의 해밍거리(또는 유클리디언 거리)를 증가시키기 위해 16상태의 구조로 변형 시킨 터보Φ 부호기, 8상태를 유지하면서 선 부호화기를 첨가한 3차원 터보(three dimensional, 3D turbo) 부호기가 차세대 DVB-RCS(DVB-RCS Next Genetation, DVB-RCS NG) 시스템에 채널 부호화 기법으로 대두되게 되었다^[2]. 두 가지의 부호화 방식이 전력 소모량, 오류율 측면에서 고려되어져 최적의 방식이 설정되어야 한다. 터보 Φ 부호는^[3] 이중 바이너리구조, 삼중 바이너리 구조가 부호화 방식으로 적용이 가능하며, 이중 바이너리 구조는 기존의 DVB-RCS 구조와 동일하며, 단지 16상태를 지원하는 구조를 가진다. 삼중 바이너리 구조의 부호화기에서는 부호기의 치환 패턴(permutation pattern)이 바뀌어야 하고, 다양한 부호화율을 지원하기 위해서는 천공 패턴(puncturing pattern)도 최적의 성능을 보장하기 위해 바뀌어야 한다. 과거의 연구에서는 주로 이중 바이너리 구조에 연구의 주안점을 두었으나 본 논문에서는 삼중 바이너리 구조에서 최적의 치환 패턴 및 천공 패턴을 제시하였다. 두번째 방식인 3D 터보 부호는^[5] 기존의 방식에 rate-1인 post-encoder를 첨가시켜 오류 마루 현상을 보완한 부호화기이다. 이는 post-encoder의 형태에 따라 성능이 달라짐을 알 수 있으며, 두가지 선형적인 post-encoder 형태에 따라 시뮬레이션을 하였다. 또한 post-encoder 형태에 따른 첫번째 상태와 마지막 상태의 관계를 유도하는 CRSC(Circular Recursive Systematic Convolution) 공식을 유도 하였다. 또한 post-encoder로 입력되는 permutation 알고리즘인 random, prime, golden interleaving 방식^[6] 이용하여 최적의 알고리즘을 도출하였다. DVB-RCS NG에서 제시된 두가지 방식의 터보 부호를 본 연구에서 제시한 최적의 파라미터를 이용하여 성능 분석 하였다.

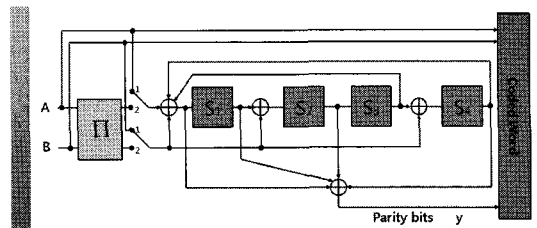
복잡도 측면에서 터보 Φ 부호가 복잡하지만 성능은 터보 Φ가 약간 우수함을 알 수 있으며, 기존의 DVB-RCS와의 혼용도 가능하리라 사료된다.

II. 터보 Φ 부호화 방식^[3]

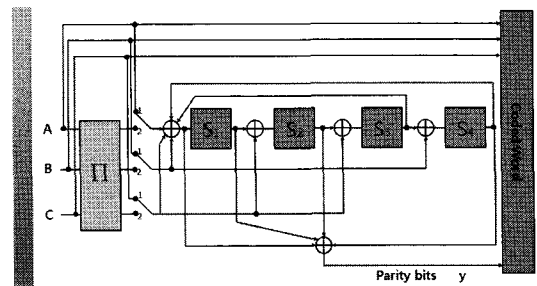
2.1 부호화기 구조

기존의 DVB-RCS에서 적용되는 터보 부호는 입력 비트(m)가 2개이며, 상태가 8상태(메모리는 세 개)를 적용하며, DVB-RCS NG에서는 16상태에서 입력비트가 2 또는 3을 지원하며, 상태가 16상태(메모리가 네 개)라는 것이 기존의 시스템과 차이점이다. 이는 기존의 시스템의 오류 마루 현상을 보완하기 위한 새로운 구조이다. 그림 1에서와 같이 입력 비트가 이중 바이너리(double binary) 구조(m=2)는 그림 1(a)에, 삼중 바이너리(triple binary)구조는 그림 1(b)에 나타내었다. 일반적으로 m =3일 때가 m=2일 때 보다 branch matric 계산시 보다 긴 유클리디언 거리를 확보하기 때문에 성능이 우수하다.

그림 2는 부호화기에서 입력 bit가 3bit인 부호기의 구조이다. 그림 1(b)의 구조가 그림 2의 RSC1, RSC2를 나타내며, 전체적인 구조는 그림 1(b)에서 치환과 천공 부분이 첨가된 것이다. 입력 비트 A, B, C가 입력되면, 그림 1(b)의 RCS(Recursive Convolutional Systematic) 부호화기를 거쳐 출력된 비트를 각 각의 비트단위로 치환(permutation)되어 나온 비트를 다시



(a) Double binary 부호화기 구조



(b) Triple binary 부호화기 구조

그림 1. 터보 Φ 부호기의 구조

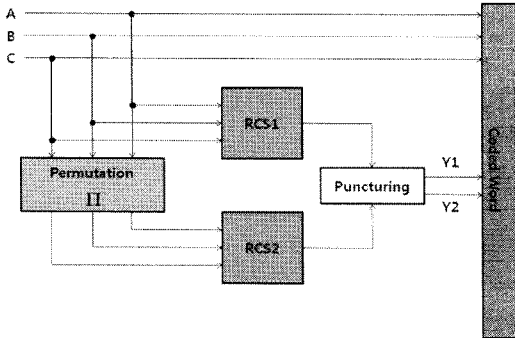


그림 2. DVBS-RCS NG 터보 Φ 부호화기의 전체구조($m=3$)

RCS 부호화 하여 각 부호화율에 적합하게 천공 (puncturing)한다. 치환은 수신단에서 버스트 에러를 방지하고 오류 마루 현상을 방지하기 위한 인터리버 효과를 나타낸다.

따라서 본 논문에서는 $m=3$ 인 삼중 바이너리 적용 시 최적의 치환 패턴과 천공 패턴을 시뮬레이션 성능 분석 결과를 토대로 제시할 것이다.

2.2 최적의 치환 구조

DVBS-RCS 규격의 이중 바이너리 터보 부호의 치환 과정에서 입력되는 비트가 A, B의 2 비트이므로 시점의 값이 짝수일 때, 그 시점의 데이터는 서로의 위치를 바꾸게 되어 있다. 그러나 입력 비트가 3개인

표 1. R $m=3$ 일 때의 치환 패턴

Input data	pattern1	pattern2	pattern3	pattern4	pattern5
A	C	B	A	C	B
B	B	A	C	A	C
C	A	C	B	B	A

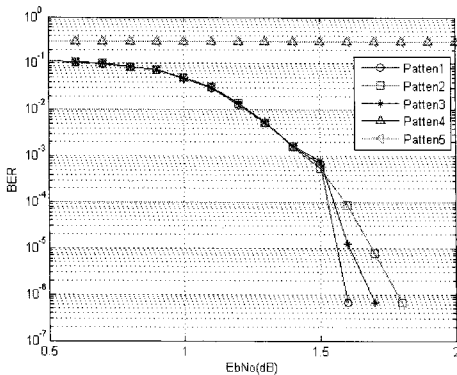


그림 3. $m=3$ 일 때의 permutation patten에 따른 성능

삼중 바이너리 구조의 부호화에서는 다음 표 1의 permutation pattern의 조합을 나타낼 수 있다.

표 1에서 나타낸 치환 패턴에 따른 성능을 그림 3에 나타내었다. 성능분석 결과, 표1의 "pattern 1"이 최적의 permutation, 조합임을 알 수 있으며, 이는 복호 시 최대의 유클리디언 거리를 나타냄을 알 수 있다. 패턴 4와 패턴 5는 오류 마루 현상이 발생됨을 알 수 있다.

2.3 천공 패턴

입력 비트가 2개인 터보 Φ 부호는 DVBS-RCS 규격과 같은 방식의 다양한 block size와 부호화율에 쉽게 적용이 가능하며, 7가지의 부호화율이 천공 패턴, 부호화 비트의 길이, 성상도와 같은 방식으로 정의 된다.

입력 비트가 3개인 터보 Φ 부호에서 그림 2에서 보는 바와 같이 모 부호화율이 3/5이며, 이를 3/4 부호화율로 적용시키기 위하여 parity bits를 천공 함으로써 얻어질 수 있으며, 다음 표 2는 부호화율 3/4에 따른 여러 가지 천공 패턴을 나타낸다.

그림 4는 그림 2의 부호화기에서 표 2에서 나타낸 천공 패턴에 따른 성능을 나타내었다. 성능 분석 결과, 모 부호화율을 3/5으로 하여, 표 2의 세가지 경우 중,

표 2. 부호화율 3/4일 때 천공 패턴 '0'=not transmit, '1'=transmit

	Parity	
	Y1	Y2
Case1	1111	0000
	1010	1010
Case2	1010	0101
	0101	1111

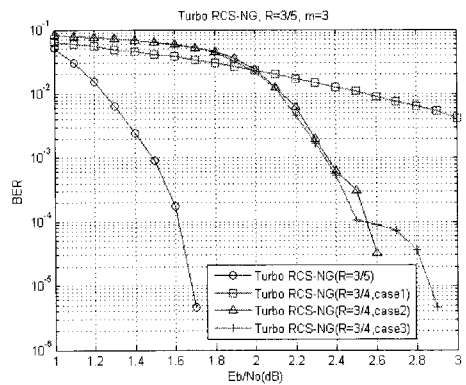


그림 4. $m=3$ 일 때의 천공 패턴에 따른 성능 분석($R=3/4$)

“case 2”의 천공 패턴이 최적임을 알 수 있으며, “case 1”과 “case 3”은 오류 마루 현상이 발생할 수 있다. 그림 2의 부호화기에서 QPSK 변조시 입력 비트 “ABC”를 모두 전송하고 난 뒤, 천공된 비트 Y1, Y2를 QPSK 변조 심볼의 I채널 및 Q채널에 할당하여 전송하고, 수신시에는 Y1, Y2의 천공 패턴에서 “0” 부분은 수신심볼의 “0”을 삽입하여 터보 복호화 과정을 행한다. 그림 2의 부호화기 구조에서 보면 Y1은 첫 번째 부호화기 (RSC1), Y2는 두 번째 부호화기의 출력이며, 복호시에는 첫 번째 부호화기에 대한 복호화에서 복호 후 다시 Y2정보를 이용하여 두 번째 부호화기에 대한 복호화에서 복호화 과정을 행한다. 여기서 첫 번째 부호화기에서 오류 수정이 되지 않더라도 두 번째 부호화기에서 오류를 개선시키면서 계속 반복을 행한다. “case 1”의 경우에는, Y2의 정보가 없기 때문에 즉 그림 2의 두 번째 부호화기의 정보가 없기 때문에 두 번째 부호화기의 복호화에 대한 정보는 입력이 되지 않아 올바른 복호 과정이 이루어지지 않으며, “case 3”의 경우에는 첫 번째, 두 번째 부호화의 입력 심볼이 교대로 입력되어 첫 번째 부호화의 복호 동작이 이루어졌다 하더라도 두 번째 부호화의 입력 신호가 없어 어느 일정한 레벨의 성능은 보장 되지 않으나 어느 구간에서는 몇비트의 오류가 계속 존재 하다가 일정한 전력이 제공되면 오류를 정정하는 구조를 가짐을 알 수 있다. 따라서 “case 2” 처럼 두 개의 부호화에 입력되는 심볼이 동시에 존재해야만 성능을 보장 할 수 있음을 알 수 있다.

III. 3차원(3D) 터보 부호화 기법^[5]

3.1 부호화기 구조

Encoder 구조는 기존의 DVB-RCS규격의 이중 바이너리 터보 부호의 2개의 출력을 rate-1 post-encoder를 연결하여 3차원 구조의 형태로 변형시킨 구조이다. 그리고 성능의 향상을 위해 post-encoder 앞단에 새로운 치환(Π')을 사용하는 구조이다. 그림 5는 3D-터보 부호의 encoder 구조를 나타낸다. 따라서 본 논문에서는 3D-터보 부호의 구조에서 치환 패턴 생성을 위한 최적의 알고리즘과 post-encoder의 최적의 구조 및 post-encoder의 CRSC 값을 제시한다

그림 5에서 볼 수 있듯이 3D-터보의 부호화기는 기존의 DVB-RCS규격의 터보 부호의 부호화기에 post-permutation과 post-encoder가 결합된 형태이다. Permutation π 에 대한 index를 구하는 방법은 기존의

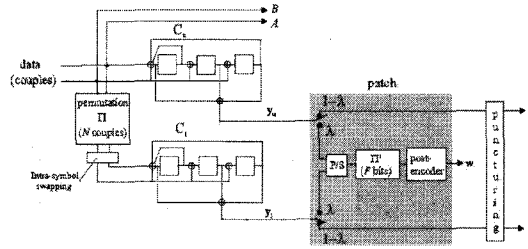


그림 5. 3D-TC Encoder Structure

이중 바이너리 터보 부호와 같다. 그리고 y_u 와 y_l 은 부호화기에서 생성된 parity bits이다.

이와 같이 기존의 이중 바이너리 터보 부호에서는 systematic information A/B와 y_u, y_l 로써 부호화율은 $R=1/2$ 이 된다. 기존의 2개의 encoder로부터 나온 y_u 와 y_l 은 3차원 부호화기의 상수 λ 에 따라서 입력된다.

λ 는 ($0 \leq \lambda \leq 1$)을 만족하는 상수로써 convergence loss와 요구하는 MHD의 값에 따라 선택된다. 만약에 λ 가 0.25라면 각각의 y_u 와 y_l 의 비트 중 ‘1000’의 패턴을 가지고 parity bits 중에 1/4이 post-encoder로 입력된다. 이러한 post-encoder로 입력되는 비트의 수 P는 식(1)로 정의된다.

$$P = 2\lambda N = \lambda k \quad (1)$$

N은 전송하고자 하는 2 비트의 data symbol 수이고, k는 전송하고자 하는 data의 총 비트수를 의미한다. 그리고 post-encoder로 입력되지 않는 나머지 3/4개의 parity bits는 바로 전송하거나 천공 후 전송하게 된다.

기존의 이중 바이너리 터보 부호에서 3차원 부호화기를 연결하기 위해 추가적으로 구성된 부분을 patch라 정의하고 patch는 다음 3개로 구성된다. y_u 와 y_l 로부터 3차원 부호화기로 P개의 비트입력을 위한 parallel to serial(P/S) multiplexer, 잡음의 분산을 위해 기존의 permutation 방식과는 다른 permutation π' , 그리고 출력값 w를 가지는 부호화율 $R=1$ 인 post-encoder로 구성된다.^[4]

3.2 최적의 성능을 위한 post-encoder 제시

3차원 부호화기에서 post-encoder의 선택에 따라 부호의 성능은 많은 영향을 받는다. 그러므로 post-encoder의 선택을 하기 위해서는 다음 사항을 고려하여야 한다.^[5]

(1) 기존의 decoder 구조와 비교하여 post-encoder에 대한 decoder의 구조가 간단하며 복잡도가 적어야 한다.

(2) Post-encoder는 homogeneous block code를 사용하여야 한다. Rate-1인 encoder를 사용하여 기존의 부호화율과 같게 만들어야 한다.

(3) 처음 iteration에서 post-decoder에서 출력된 값이 error rate가 높으면 기존의 decoder로 입력하여 복호할 때 성능에 큰 영향을 미치므로 error rate가 낮은 것을 선택하여야 한다.

(1)에 따른 요구사항을 만족하기 위하여 2개의 메모리를 가지는 post-encoder의 종류는 그림 6과 같다.^[5]

Post-encoder 역시 터보 부호화 기반이므로, 입력비트수 P개에 대해, 부호화 과정을 두 번 함으로써 초기 상태와 끝나는 상태의 관계를 정의하여야 한다. 초기의 상태는 "00"로 출발하여, 마지막 비트를 부호화 한 후 마지막 상태를 Sp 라 하면, (2)의 요구사항을 만족하고 post-encoder에서의 CRCS를 구하기 위해서는 항상 역행렬이 존재해야 하며, 역행렬이 존재하기 위해 Sp를 Sp'로 정의하기 위해 식(2)와 같이 표현 될 수 있다.

$$S'_P = AS_P \quad (2)$$

행렬 A는 역행렬이 항상 존재하기 위하여 곱해지는 행렬로서 식(3)로 정의되고

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ if } P_{\text{odd}} \quad (3)$$

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ if } P_{\text{even}}$$

식(2)과 식(3)로부터 최종적으로 re-encoding을 위한 shift register state의 두 번째 부호화 과정의 초기

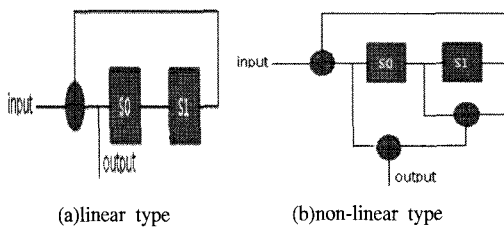


그림 6. 2개의 메모리를 가지는 post-encoder type

상태 Sc는 식(4)로 구할 수 있다.

$$S^c = B \sum_{j=1}^P G^{P-j} d_{j-1} = BS_P^0 \quad (4)$$

$$B = [I + AG^P]^{-1}A$$

S0p는 첫 번째 encoding 후의 shift register state의 상태값을 나타낸다.

표 3은 그림 6의 post-encoder에서의 CRCS를 수행하기 위한 값이다. 예를 들어 표 3에서 P가 홀수 일 때, 첫 번째 부호화 과정의 마지막 상태(Sp)가 2 라면 두 번째 부호화 과정에서 초기 상태(Sc)를 3으로 설정하면, 두 번째 부호화 비트가 끝나는 상태가 "0"로 된다는 의미이다.

그림 7은 표 4를 기반으로 그림 6의 두가지 종류의 post-encoder를 시뮬레이션 하여 성능 분석을 나타낸 그림이다. non-linear type보다 linear-type의 post-encoder가 성능이 약간 우수함을 알 수 있다. 이는 0.1~0.2[dB]의 아주 미세한 성능이라도 linear-type이 non-linear type 보다 유클리디언 거리를 보장함을 의미한다. 이는 그림 6(a)의 linear type 이 한 상태에서 출발하여 다시 한상태로 merge되는 길이와 같은 길이에서의 유클리디언 거리가 그림 6(b)의 non-linear type보다 크다는 것을 의미한다.

표 3. 그림 6.2(b) post-encoder에서의 CRCS

P odd		P even	
s_p^0	s^c	s_p^0	s^c
0	0	0	0
1	1	1	3
2	3	2	1
3	2	3	2

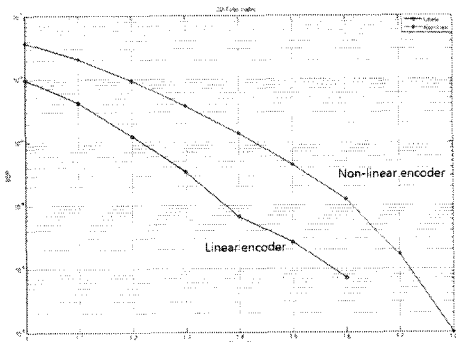


그림 7. Post-encoder의 종류에 따른 BER 성능

3.3 Post-encoder에 적용되는 치환 알고리즘

Post-encoder에 적용되는 치환 알고리즘은 모두 세 가지로 분류된다. 첫 번째로 흔히 적용되는 random interleaver기반의 치환 알고리즘, 두 번째는 서로 소인 관계를 적용하는 prime interleaver 기반의 치환 알고리즘, 그리고 golden interleaver를 기반으로 하는 치환 알고리즘이 있다.

3.3.1 Prime permutation

3D-터보 부호에는 두 가지 permutation이 쓰이는데 Π 와 Π' 라 정의한다. Permutation Π 란 일반적으로 DVB-RCS 터보 부호에서 쓰이는 permutation 모델이다. 그리고 두 번째 permutation Π' 란 부호화된 비트가 post-encoder에 입력되기 전 거치는 과정으로서 간단한 수식으로 정의되는데 그 식은 아래와 같다^[5].

$$i = \Pi'(j) = (P_0j + i_0) \bmod P \quad (5)$$

위 식에서 $i(1 \leq i \leq P)$ 와 $j(1 \leq j \leq P)$ 는 각각 post-permutation index, post-permutation address이고 P 는 post-encoder의 size라 정의한다. P 는 식(1)에 정의하였다. 다음으로는 식(5)에서의 i_0 와 P_0 에 대해 살펴보면 P_0 와 P 의 관계는 $\text{mod}(P_0, P) = 1$ 로 설명이 된다. 이와 같이 P_0 와 P 의 관계는 서로소 관계로써 P_0 값으로는 P 의 약수들 중 소수들이 선택된다. 이와 같은 관계를 이용하여 P_0 를 구한 후 각각의 P_0 들 중 BER성능이 가장 좋은 P_0 를 선택하였다. 그림 8의 세로축은 BER이며, 가로축은 P_0 값을 나타내며, 이는 P_0 값을 변화 시켜 가면서 BER 변화를 살펴보았다. P_0 가 239일 때 성능이 가장 우수함을 알 수 있다.

i_0 란 stating index로써 식(5)에서 먼저 구한 P_0 값을 대입한 후 범위 P 만큼의 데이터들을 모두 시뮬레이션 한 후 P_0 값과 마찬가지로 BER성능이 가장 좋은 i_0 값을 선택하였다. 그 결과는 다음 그림 9와 같다. 따

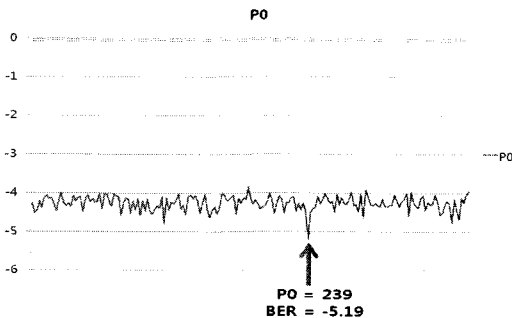


그림 8. P_0 에 따른 성능

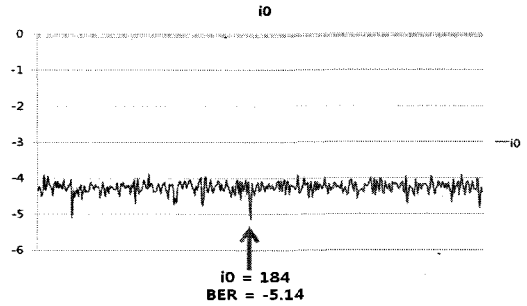


그림 9. i_0 에 따른 성능

라서 prime permutation 을 이용하여 치환을 할 때, $P_0 = 239, i_0 = 184$ 일때가 식 (5)에서 최적의 값을 알 수 있다.

3.3.2 Golden interleaver^[6]

길이가 1인 한 선이 주어진다면, 이 선을 두 구간으로 나누는데 전체길이 1과 나누어진 두 개의 구간 중 긴 구간인 g 의 비율이 긴 구간 g 와 짧은 구간 $1-g$ 와의 비율과 같게 되는 그때의 구간을 golden section이라 한다. 즉, $\frac{g}{1} = \frac{1-g}{g}$ 이다.

$$c = N(g^m + j) / r \quad (6)$$

식(6)에서의 g 는 golden section value이며, m 은 0보다 큰 임의의 정수, r 은 근처의 원소 중 가장 효과적으로 분산시키는 index, j 는 r 로 module 된 임의의 정수이다. m 은 대체로 1이나 2이며, 일반적인 구현에서 인접 원소들이 최고의 분산을 가질 때 j 는 0, r 은 1이다.

Golden interleaver는 정수형 relative prime과 정수형 module계산을 사용하지 않고 golden section으로부터 유도되는 실수 값의 정렬을 기반으로 한다. 첫 단계는 golden section 값 g 를 계산하는 것이고, 두 번째 단계는 앞의 식(7)에서 정의된 실수형 증가분 c 를 계산한다. 세 번째 단계는 실수형 golden vector v 를 생성한다. v 의 원소는 식(8)에 의해 계산된다.

$$v(n) = (s + nc) \bmod N, n = 0 \dots N-1 \quad (7)$$

다음 단계는 golden vector v 를 정렬하고 여기서 정의되는 index vector z 를 찾는 것이다.

$$a(n) = v(z(n)), n = 0 \dots N-1, \text{ where } a = \text{sort}(v) \quad (8)$$

golden interleaver index는 다음 식(9)와 같이 주어진다.

$$i(z(n)) = n, n = 0 \dots N-1 \quad (9)$$

그림 10은 인터리빙 기법에 따른 3D-터보의 성능 분석을 나타내었다. 성능분석은 post-permutation에 치환을 한 방법 중 Random interleaver를 사용한 방법과 식(5)에서 제안한 P0, i0값을 이용하여 post-permutation을 한 prime interleaver를 사용한 방법 그리고 golden interleaver를 사용한 방법을 비교하였다.

그림 10에서 확인할 수 있듯이 BER이 10⁻⁴지점에서는 세가지 방법 모두의 성능이 거의 비슷함을 알 수 있다. 하지만 Eb/N0가 1.6dB가 되는 지점에서는 random interleaver는 오류 마루 현상이 생기며, golden interleaver를 사용한 방법이 prime interleaver를 사용한 방법보다 BER면에서 더 효율적인 성능을 가짐을 확인할 수 있다. 그 이유는 golden interleaver가 타 알고리즘에 비해 효과적으로 post-encoder로 입력되는 비트를 더욱더 random화 시킴을 알 수 있다.

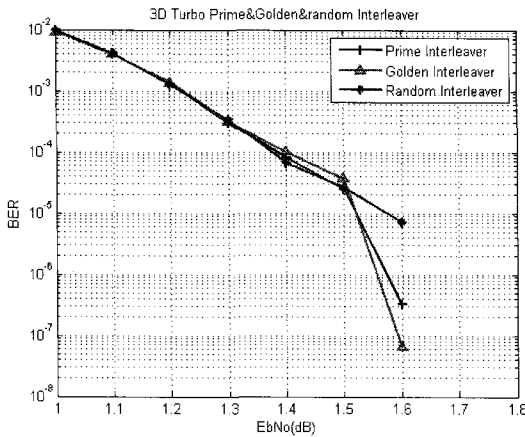


그림 10. 인터리빙 기법에 따른 3D-터보 성능(R=1/2, 그림 6.(a) model)

IV. DVB-RCS NG부호화 방식 성능분석 및 복잡도 분석

그림 11에서 N(block size)=752 일 때, 각 부호화율 4/5에서 터보 Φ 부호는 입력비트가 두 개 일 때 천공을 적용하여 부호화율 4/5에서의 성능을 나타내었다. 부호화율이 4/5로 비교한 이유는 세가지 부호화 방식(터보 RCS, 터보 Φ, 3D-터보)이 공통적으로 만들 수 있는 부호화율이다. 두 부호의 길이 N은 752bit(188byte)로 고정하한 이유는 MPEG의 TS 패킷 사이즈로 고정하였으며, 반복 횟수를 8회로 고정하

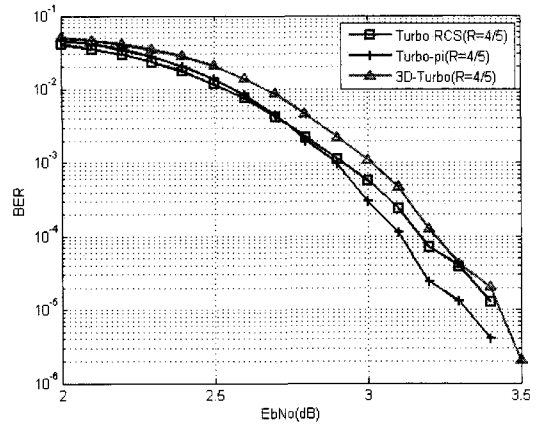


그림 11. 부호화율 4/5에서 터보 Φ 부호와 3D-터보 부호의 성능 비교

여 시뮬레이션 하였다. 시뮬레이션 결과, 터보 Φ의 성능이 가장 우수함을 알 수 있으며, 표준화 협회에서도 터보 Φ가 채택될 가능성이 가장 높을것으로 사료된다. 따라서 성능의 좌우는 pre-encoder의 사용 보다도 상태수를 늘이는게 더욱 더 효과적임을 알 수 있다.

비록 터보 Φ의 성능이 우수하다고 하더라도 복잡도 측면에서 분석할 필요성이 있다. 본 절에서는 터보 Φ 부호와 3D-터보 부호의 복호기 복잡도를 아래 표에 요약하였다.

표 4에서 복잡도를 비교하기 위해서는 복호를 위해, 각 모듈에서 소요되는 계산량을 비교하여야 한다. 복호를 위한 모듈은 수신신호와 가지신호의 유클리디언을 비교하는 가지 매트릭(branch metric, BM), 순방

표 4. 터보 Φ 부호와 3D-터보 부호 계산량 분석

	DVB-RCS	터보 Φ	3D-터보
BM	2*N*2I _d (12032)	2*N*2I _d (12032)	2*N*2I _d +2*λ*N*4 (13536)
SM	N*S*2 (12032)	N*S _Φ *2 (24064)	N*S*2+S _{pe} *2* λ *N (13536)
LLR	4*N *2 (6016)	4*N*2 (6016)	4*N*2+(2*λ *N*2)*2 (7520)
Total	2*N* (2I _d +S*4) (30080)	2*N* (2I _d +S _Φ *4) (42112)	2*N*(2I _d +S*4)+ 2*λ*N(S _{pe} +2+2) (34592)

N : Block Size

I_d : Number of input bits for decoder

S : Number of State for DVB-RCS

S_Φ : Number of State for 터보 Φ

S_{pe} : Number of State for Post Encoder in 3D-터보

λ : Number of fraction rate for Post Encoder

표 5. 표 4의 파라메타에 따른 값

Parameters	Values
N	752
I_d	2
S	8
S_pe	4
λ	0.25

향, 역방향을 계산하는 상태메트릭(state metric, SM), 복호를 위한 로그 우도 비율(log likelihood ratio, LLR)이 있다. 표 6에서 계산량은 덧셈 개수를 나타낸다. 직접적인 비교를 위해서는 주어진 동일한 파라메타에서 실제 덧셈의 개수를 비교하는게 가장 정확하다. 위의 표 5에서 괄호 안의 숫자는 표 7의 파라메타를 적용시킨 값들이다.

BM의 경우, 한 상태로 입력되는 branch codeword와 수신되는 심볼의 차이를 구하는 과정이므로 부호화 길이 N에 대해 입력이 두 비트(I_d)이므로 각 상태에서 들어오는 가지 또한 2개이다. 따라서 부호화 길이 즉 블록사이즈 N에 대해 I, Q, 채널 값 계산과 두 개의 가지에 대한 계산이므로 전체적으로 $2N \times 2I_d$ 의 계산량이 된다. 3D 터보의 경우 pre-coder에 대한 계산량이 추가적으로 늘어나게 된다. 이와 같은 과정으로 다른 파라메타에 대해 계산을 하여 보면 표 4와 같이 되며, 표 5의 값을 대입시 표 4의 괄호 안의 숫자가 된다. 표 4에서 확인할 수 있듯이 표 5의 값들을 적용시킨 결과, 기존의 DVB-RCS는 덧셈의 개수가 30080개이며, 터보 Φ 부호는 42112개, 3D-trubo 부호는 34592개가 필요하다. 따라서, 터보 Φ 부호는 기존의 DVB-RCS 부호에 비해 40%, 3D-trubo 부호에 비하여 18% 복잡한 것을 알 수 있고 3D-터보 부호는 기존의 DVB-RCS 부호에 비해 15% 복잡한 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 초기의 DVB-RCS 표준안으로 채택되어진 이중 바이너리 터보 부호의 오류 마루 현상을 극복하기 위해 차세대 DVB-RCS에서 제안된 두가지의 터보 부호 방식의 최적화 및 성능 복잡도 비교를 분석한 논문이다. 8상태의 터보부호의 해밍거리(또는 유클리디언 거리)를 증가 시키기 위해 16상태의 구조로 변형 시킨 터보 Φ 부호기, 8상태를 유지하면서 선 부호화기를 첨가한 3차원 터보(three dimensional, 3D 터보) 부호기가 차세대 DVB-RCS(DVB-RCS Next

Genetation, DVB-RCS NG) 시스템에 채널 부호화 기법으로대두되게 되었다. 본문문에서는 다음과 같은 세가지 관점에서 주안점을 두어 연구 하였다. 첫째, 터보 Φ 부호는 이중 바이너리구조, 삼중 바이너리 구조가 부호화 방식으로 적용이 가능하며, 이중 바이너리 구조는 기존의 DVB-RCS구조와 동일하며, 단지 16상태를 지원하는 구조를 가진다. 삼중 바이너리 구조의 부호화기에서는 부호기의 치환 패턴이 바뀌어야 하며, 그리고 다양한 부호화율을 지원하기 위해서는 천공 패턴도 최적의 성능을 보장하기 위해 바뀌어야 한다. 삼중 바이너리 구조에서 최적의 치환 패턴 및 천공 패턴을 제시하였다. 둘째, 3D 터보 부호는 기존의 방식에 rate-1인 post-encoder를 첨가시켜 오류 마루 현상을 보완한 부호화기이다. 이는 post-encode의 형태에 따라 성능이 달라짐을 알 수 있으며, linear-type의 성능이 효율적임을 알 수 있으며, post-encoder로 입력되는 permutation 알고리즘인 random, prime, golden interleaving 방식을 이용하여 최적의 알고리즘을 도출하였다. 셋째로, DVB-RCS NG에서 제시된 두가지 방식의 터보 부호를 본 논문에서 제시한 최적의 파라메타를 이용하여 성능 분석 하였다. 복잡도 측면에서 터보 Φ 부호가 복잡하지만 성능은 터보 Φ 가 약간 우수함을 알수 있으며, 기존의 DVB-RCS와의 혼용도 가능하리라 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, "Near Optimum Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes," IEEE Trans. Commun., Vol.44, No.10, pp.1261-1271, Oct. 1996.
- [2] "Satellite Broadcasting System of Integrated Service Digital Broadcasting", ITU-R BO.1227-2, 2002.
- [3] C. Douillard, C. Berrou, "Turbo Code With Rate-m/(m+1) Constituent Convolutional Codes", IEEE Trans. Commun, vol. 53, no 10, pp.1630-1638, Oct. 2005.
- [4] S. Crozier, and P. Guinand, "High-performance Low-memory Interleaver Banks for Turbo-codes,"in Proc. 54th IEEE Vehic. Tech. Conf. (VCT'01), pp.2394-2398, Oct. 2001.
- [5] J C. Berrou, A. Graell i Amat, Y. Ould-Cheikh-Mouhamedou, C. Douillard, and Y. Saouter, "Adding a rate-1 third dimension

to turbo codes,” in Proc. IEEE Inform. Theory Workshop, pp. 156 - 161, Sep. 2007.

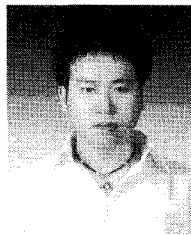
- [6] S. Crozier, J. Lodge, P. Guinand, and A. Hunt, “Performance of Turbo-codes with relative prime and golden interleaving strategies,” in Proc. Sixth Intern. Mobile Satellite Conf. (IMSC '99), pp. 268-275, June 1999.

김민혁 (Min Hyuk Kim) 정회원



2006년 2월 한국해양대학교 전
파공학과(공학사)
2008년 2월 한국해양대학교 전
파공학과(공학석사)
2008년 3월~현재 한국해양대
학교 전파공학과 박사과정
<관심분야> 위성통신, 이동통
신, 변·복조기술, 채널코딩, FPGA 기술 등

박태두 (Tae Doo Park) 정회원



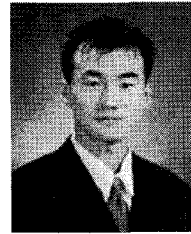
2008년 2월 한국해양대학교 전
파공학과 (공학사)
2010년 2월 한국해양대학교 전
파공학과(공학석사)
2010년 2월~현재 한국해양대
학교 전파공학과 박사과정
<관심분야> 위성통신, 이동통
신, 변·복조기술, 채널코딩, FPGA 기술 등

임병수 (Byeong Su Lim) 준회원



2011년 2월 한국해양대학교 전
파공학과(공학사)
2011년 3월~현재 한국해양대
학교 전파공학과 석사과정
<관심분야> 위성통신, 이동통
신, 변·복조기술, 채널코딩,
FPGA 기술 등

이인기 (In Ki Lee) 정회원



2003년 8월 한국해양대학교 전
파공학과(공학사)
2005년 8월 한국해양대학교 전
파공학과(공학석사)
2005년 7월~현재 한국전자통
신연구원 위성방통융합연구
팀 선임연구원

<관심분야> 위성방송통신, 변·복조기술, 채널코딩,
물리계층 FPGA 구현 기술 등

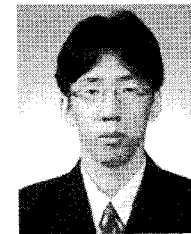
오덕길 (Deock Gil Oh) 정회원



1980년 2월 서울대학교 전자공
학과(공학사)
1984년 2월 서울대학교 전자공
학과(공학석사)
1996년 2월 서울대학교 전자공
학과(공학박사)
1982년~현재 한국전자통신연

구원 위성방통융합연구팀 팀장
<관심분야> 무선접속기술, 이동통신방송 시스템, 차
세대 위성방송 시스템

정지원 (Ji-Won Jung) 정회원



1989년 2월 성균관대학교 전자
공학과(공학사)
1991년 2월 성균관대학교 전자
공학과(공학석사)
1995년 2월 성균관대학교 정보
공학과(공학박사)
1991년 1월~1992년 2월 LG
정보통신연구소 연구원

1995년 9월~1996년 8월 한국통신 위성통신연구실
선임연구원
1997년 3월~1998년 12월 한국전자통신연구원 초
빙 연구원
1996년 9월~현재 한국해양대학교 전파공학과 정교수
2001년 8월~2002년 8월 캐나다 NSERC Fellowship
(Communication Research Center 근무)
<관심분야> 위성통신, 이동통신, 변·복조기술, 채널
코딩, FPGA 기술 등