

논문 2008-45TC-2-8

디지털 위성통신 시스템에서의 오류 성능 추정

(Estimation of Error Performance for Digital Satellite Communication)

여성문*, 김수영**

(Sungmoon Yeo and Sooyoung Kim)

요약

ITU-R 권고서 S.1062에는 디지털 위성 시스템에서 준수해야 하는 성능 목표를 명시하고 있는데, 이 성능 목표는 비트 오류 성능을 시간율에 따라 오류 버스트 당 에러의 평균수를 나눈 값으로 주어져 있다. 이러한 성능 목표 값은 시스템에서 사용하는 오류정정부호 방식에 따라 달라지는 값이다. 따라서, 임의의 디지털 위성통신 시스템의 안정적인 운용을 위해서는 사용하고자 하는 오류정정부호 방식에 따라 성능 목표를 계산할 수 있는 방법이 필요하다. 본 논문에서는 권고서 ITU-R S.1062에서 정의된 디지털 위성 시스템의 성능 값을 추정하는 이론식을 유도하고, 여러 가지 오류정정부호에 대하여 시뮬레이션된 결과와 비교하여 본 논문에서 제시한 방법이 유용하게 사용될 수 있음을 보일 것이다.

Abstract

Recommendation ITU-R S.1062 specifies the performance of digital satellite systems. The performance objectives were given in terms of bit error probability divided by the average number of errors per burst versus percentage of time. This performance objective is highly dependent on the forward error correction (FEC) coding schemes used in the system. This implies that we need an effective way of estimating the error performance of a system by the given FEC scheme. In this paper, we derive theoretical formula to estimate performance measure of digital satellite systems defined in Recommendation ITU-R S.1062. We demonstrate various estimation results, and verify them by comparing to the simulation results.

Keywords : error performance, digital satellite communications, ITU-R, BER

I. 서론

위성 통신 서비스는 여러 가지 형태로 지상망과 통합되어 다양하게 제공될 수 있다. 이러한 환경에서 원활한 서비스를 제공 받기 위해서는 지상망에서 요구하는 성능 목표를 충족시킬 수 있도록 위성통신시스템을 설계하여야 한다. ITU-R 권고서 S.1062에서는 고정 위성 통신 서비스를 (Fixed Satellite Service; FSS) 제공하는 디지털 위성 시스템을 설계할 때 만족해야 하는 성능 목표를 제시하고 있는데, 시스템에서 사용하는 오류정정부호의 특성이 매우 큰 영향을 미칠 수 있음을 보여

주고 있다^[1].

ITU-R 권고서 S.1062에서는 위성통신 시스템의 성능 목표를 시간율에 따른 BEP/α 값으로 제시하고 있다. 여기서 BEP 는 비트오류확률을 (Bit Error Probability) 나타내며, α 는 오류 버스트 내에서의 평균 오류 비트의 수이다. 따라서 구현하고자 하는 시스템에서의 BEP 뿐만 아니라 α 값 자체도 매우 중요한 역할을 한다는 것을 알 수 있다. 본 권고서는 2007년 한국의 제안으로 인하여 여러 가지 오류정정부호 방식에 대한 α 값 계산 결과를 포함하여 새로이 개정되었는데, 본 논문에서는 본 권고서 개정에 중요한 역할을 하게 된 α 값을 이론적으로 구할 수 있는 기본적인 이론적 배경과 그 방법을 제시하고 여러 가지 부호에 대해서 이론적으로 구한 α 값과 시뮬레이션 한 값을 비교한 결과를 제시한다. 이러한 비교 결과는 본 논문에서 제시한 이론 방법이 타당

* 학생회원, ** 정회원, 전북대학교 전자정보공학부
(Chonbuk National University Electronic & Information Engineering)

접수일자: 2007년11월16일, 수정완료일: 2008년2월15일

성이 있으며, 장시간의 시뮬레이션 없이 효과적으로 사용될 수 있음을 증명할 것이다.

본 연구에서는 특히 현재 위성통신서비스를 제공하기 위하여 개발되고 있는 규격에서 사용될 고효율 오류정정부호에 대하여 α 값을 쉽게 구할 수 있도록 이론적인 계산 방법을 제시하고, 이를 시뮬레이션 결과와 비교하는 것을 그 목표로 하고 있다. 우선 위성 방송 규격 (Digital Video Broadcasting by Satellite ;DVB-S) 및 양방향 위성방송 규격에 (Digital Video Broadcasting - Return Channel via Satellite ;DVB-RCS) 에 정의되어 있는 고효율 부호에 대하여 이론적으로 α 값을 구할 수 있는 방법을 살펴보고 시뮬레이션 결과를 비교하여 제시한다.

본 서론에 이어 우선 II장에서는 ITU-R 권고서 S.1062에서 정의하고 있는 오류성능 목표의 의미와 그 중요성을 살펴보고, III장에서는 이론적인 값을 계산하는 방법을 제시하고 IV장에서는 시뮬레이션을 통하여 III장에서 제시된 결과가 적절함을 보이고 마지막으로 V장에서는 결론을 맺기로 한다.

II. 디지털 위성통신 시스템에서의 성능 목표

권고서 S.1062에서는 현재 또는 향후에 제공하는 위성통신 시스템은 ITU-T 권고서 G.826에서 국제간 연결에서 위성링크에 해당하는 규격을 적어도 만족할 수 있도록 설계되어야 함을 권고하고 있다. ITU-T 권고서 G.826의 요구 사항을 만족하기 위해서는 BEP 나누기 오류 버스트당 평균 오류의 수가 (BEP/ α) 표 1에 정의

표 1. 위성통신 시스템 설계 마스크
Table 1. Satellite communication system design mask.

Bit rate (Mbit/s)	Percentage of total time (worst month)	BEP/ α
0.064	0.2	1.0×10^{-4}
	10.0	1.0×10^{-8}
1.5	0.2	7×10^{-7}
	2.0	3×10^{-8}
	10.0	5×10^{-9}
	0.2	7×10^{-6}
2.0	2.0	2×10^{-8}
	10.0	2×10^{-9}
6.0	0.2	8×10^{-7}
	2.0	1×10^{-8}
	10.0	1×10^{-9}
	0.2	4×10^{-7}
51.0	2.0	2×10^{-9}
	10.0	2×10^{-10}

되어 있는 시간율에 따른 설계 마스크를 따라야 한다.

따라서 이러한 요구 조건을 만족할 수 있는 위성통신 시스템을 설계하기 위해서는 고려되고 있는 시스템에 대하여 BEP와 α 를 계산해야 한다. 여기서 BEP는 비트오류확률이고 BER과 (bit error rate) 동일한 것으로 간주할 수 있다.

아래 그림 1은 디지털 위성통신 시스템에서의 중요한 구성요소만을 사용하여 간단히 나타낸 블록도인데, 그림에서 나타나 있는 바와 같이 디지털 위성통신 시스템에서는 채널에서 발생하는 오류를 극복하기 위하여 반드시 오류정정 부호를 사용한다. 따라서, 수신단에서 오류정정 부호에 대한 복호기를 거치고 난 다음 이 데이터는 오류가 연접적으로 발생하게 된다. 즉, 복호기로 들어갈 때 보다는 오류의 양이 훨씬 줄어서 나오게 되지만, 일단 복호기에서 정정할 수 있는 양 이상을 넘어 서게 되면 한꺼번에 여러 개의 오류가 연접적으로 나오게 되는 것이다. 따라서 α 란 복호기 이후에 연접적으로 오류가 발생할 경우 한 오류 버스트에서 발생하는 평균 오류 비트의 수를 의미하는 것이다.

앞서 살펴본 바와 같이 디지털 위성 시스템에서는 채널에서 발생하는 여러 가지 열화 조건을 극복하기 위하여 오류정정부호를 사용하여야만 한다. 이처럼 오류정정 부호를 사용하면 오류 성능을 향상시키게 되고, 이는 곧바로 전력 요구량을 감소시키고 지구국이 안테나 크기를 줄일 수 있게 된다.

오류정정부호를 사용하는 위성시스템에서 오류의 특성은 짧은 시간 내에 매우 크게 변하게 된다. 즉 오류를 교정했을 때와 그렇지 못할 경우 큰 차이가 발생하는 것이다. 이러한 상황에서 장기간에 걸쳐 평균을 구한 long-term BER 값은 효과적인 통신 서비스를 설계하는 데에는 적절치 못하다. 대신에 BER/ α 로 표현된 설계 마스크는 이러한 단점을 보완하여 매우 유용하고 의미있는 성능 척도를 나타낼 수 있는 것이다.

BER/ α 값은 오류 사건들이 어떻게 분포되어 있는 지

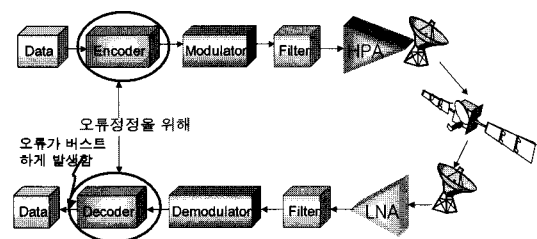


그림 1. 디지털 위성통신시스템 시스템 블록도
Fig. 1. Block diagram of Digital satellite communication system block diagram.

에 대한 정보를 줄 수 있다^[2~4]. 예를 들어, 여러 블록에 걸친 평균 BER 값에 대하여, 오류가 연직적으로 발생하게 되면 어떤 블록들에는 오류가 집중되어 있고, 다른 블록들에는 거의 오류가 없게 된다. 따라서 이러한 상황은 전 블록에 걸쳐 평균적으로 주어진 BER 만큼의 오류가 퍼져있는 것과는 매우 다른 양상을 보임에도 불구하고, BER 값만으로는 오류가 어떤 형태로 나타나는지를 판단할 수 없는 것이다. 그러므로 BER/α를 이용한 설계 마스크를 사용하면, 요구되는 BER 성능을 α배 만큼 완화시킬 수 있을 것이다^[3].

오류 사건이라고 불리는 이러한 연직 오류들은 주로 포아송 분포를 따르는 랜덤 사건들이다^[1]. 포아송 분포에 따라 랜덤하게 발생하는 블록 오류의 블록 오류율은 비트 오류가 BER/α의 율로 발생하는 것과 같다. α는 연직 오류 블록에서의 평균 비트 오류의 개수이기 때문에 오류정정부호를 사용하지 않고 랜덤 오류가 발생하는 채널에서는 α를 1이라고 할 수 있다.

오류정정부호를 사용하는 시스템에서 α는 복호가 완료된 정보어 내에 평균 비트 오류의 개수라고 할 수 있다. 이는 앞서 설명한 바와 같이 복호 오류가 발생할 경우 복호기에서 출력되는 정보어는 전체 연직 오류라고 할 수 있기 때문이다. α값은 또한 BER과 오류사건발생율과의 비율을 나타낸다. 연직 오류의 발생형태는 사용하는 오류정정부호에 절대적으로 의존하게 된다.

III. 오류 버스트당 평균 오류 개수(α)의 이론적인 유도

일반적으로 시스터메틱 오류정정부호에 대한 무게 분포를 나타내기 위하여 input-redundancy weight enumerating function (IRWEF)를 다음과 같이 정의하고 이 함수를 이용하여 BEP와 같은 성능을 구할 수 있다^[5].

$$A^C(W, Z) = \sum_{w,j} A_{w,j} W^w Z^j, \tag{1}$$

여기서 $A_{w,j}$ 는 입력 정보어의 웨이트가 w 이고 패리티의 웨이트가 j 인 따라서 부호어의 웨이트는 $w+j$ 인 부호어의 개수이다.

그렇다면 간단한 예로써 총 부호어의 개수가 16개인 (7,4) BCH 부호에 대한 웨이트 분포를 살펴보기로 하자. (7,4) BCH 부호에 대한 웨이트 분포가 표 2에 나타나 있다.

표 2. (7,4) BCH 부호에 대한 웨이트 분포
Table 2. Weight distributions for the (7,4) BCH codes.

w	j	$A_{w,j}$
0	0	1
1	2	3
1	3	1
2	1	3
2	2	3
3	0	1
3	1	3
4	3	1

표 2의 웨이트 분포를 토대로 하여 (7,4) BCH 부호에 대한 IRWEF는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$A^C(W, Z) = 1 + W(3Z^2 + Z^3) + W^2(3Z + 3Z^2) + W^3(1 + 3Z) + W^4 Z^3, \tag{2}$$

여기서 조건부 IRWEF, $A_w^C(Z)$ 를 (conditional weight enumerating function) 하나 더 도입하기로 한다. $A_w^C(Z)$ 는 입력 정보어의 웨이트가 w 인 부호어들에 대한 패리티어들의 웨이트 분포를 나타낸다. 따라서

$$A_w^C(Z) = \sum_j A_{w,j} Z^j = \frac{1}{w!} \frac{\partial A^C(W, Z)}{\partial W^w} \Big|_w \tag{3}$$

이며

$$A^C(W, Z) = \sum_w W^w A_w^C(Z). \tag{4}$$

표 2에 나타난 (7,4) BCH 부호에 대한 웨이트 분포를 고려하여 조건부 IRWEF를 구해보면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} A_0^C(Z) &= 1 \\ A_1^C(Z) &= 3Z^2 + Z^3 \\ A_2^C(Z) &= 3Z + 3Z^2 \\ A_3^C(Z) &= 1 + 3Z \\ A_4^C(Z) &= Z^3 \end{aligned}$$

여기서 이러한 값들을 이용하여 일반적인 오류정정부호에 대한 연관정 복호의 유니온 바운드를 나타내면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_b \leq \sum_{n=d_{min}}^n D_n P(R_n^* | C_0), \tag{5}$$

여기서 d_{min} 은 부호의 최소거리이며,

$$D_m = \sum_{j+w=m} \frac{w}{k} A_{w,j}. \quad (6)$$

따라서, α 는 곧 복호 후 오류가 생겼을 경우 정보어의 무게와 같으므로, IRWEF에서 정의된 정보어의 무게에 대한 조건부 기대치 \bar{w} 값과 같다. 먼저 ML 복호기에서 복호 오류가 생길 확률은 식 (1)에 따라 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$P_{de} \leq \sum_{m=d_{\min}}^n \sum_{j+w=m} A_{w,j} P_m. \quad (7)$$

여기서 등호는 perfect 부호일 경우에 성립한다. 복호기 출력에서의 평균 오류 비트의 개수는 정보어의 무게인 w 의 기대치가 된다. 따라서

$$P_m = P(C'_m | C_0), \quad (8)$$

여기서 C'_m 은 수신된 시퀀스와 무게가 m 인 부호어와의 거리가 수신된 시퀀스와 영부호와의 거리보다 더 적은 사건이다. 위의 식 (10)에서 등호는 perfect 부호에 대하여 성립한다. 왜냐하면 perfect 부호는 모든 오류 사건에 대하여 단 하나의 부호어만 해당하기 때문이다.

식 (10)에서 복호 오류를 P_m 을 이용하여 나타냈으므로, 이를 식 (7)에 적용하면 비트오류확률 P_b 는 아래와 같이 upper bound된다고 할 수 있다.

$$P_b \leq \sum_{m=d_{\min}}^{n_{\min}} \sum_{j+w=m} \frac{w}{k} A_{w,j} P_m. \quad (9)$$

여기서도 역시 등호는 perfect 부호일 경우에 성립한다. 복호기 출력에서의 평균 오류 비트의 개수는 정보어의 무게인 w 의 기대치가 된다. 따라서

$$\bar{w} = \sum_{m=d_{\min}}^{\infty} \sum_{j+w=m} w A_{w,j} P_m. \quad (10)$$

또한, α 의 정의는 오류가 발생한 버스트에서의 평균 오류 비트의 개수이므로, α 값은 복호 오류가 발생했다는 가정하에서의 w 의 기대치 즉 조건부 기대치 값이 될 것이다. 따라서 α 는 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\alpha = \frac{\bar{w}}{P_{de}} \geq \frac{\sum_{m=d_{\min}}^n \sum_{j+w=m} w A_{w,j} P_m}{\sum_{m=d_{\min}}^n \sum_{j+w=m} A_{w,j} P_m}. \quad (11)$$

위 식에서 P_m 은 m 값이 증가할수록 급격히 감소하는

양이며, 일반적으로 채널의 오류 발생확률 즉, 신호대 잡음비 값이 커질수록 감소하는 폭이 증가하게 된다. 따라서 α 는 값은 가장 영향력이 큰 값 즉, 위 식의 첫 번째 항에 (m 값이 d_{\min} 인 경우) 거의 의존하게 된다, 즉, α 는 아래와 같이 lower bound되며, 본 보고서에서 α 의 lower bound를 α^* 로 표기하기로 한다.

$$\alpha \geq \frac{\sum_{d_{\min}=w+j} w A_{w,j}}{\sum_{d_{\min}=w+j} A_{w,j}} = \alpha^*. \quad (12)$$

p 값이 적은 경우, 즉 신호대 잡음비가 큰 경우에 α^* 는 실제 값과 거의 같게 된다. 표 3에 제시되어 있는 설계 마스크를 만족하는 환경에서 α 값은 식 (12)에 있는 α^* 과 거의 같다. 이러한 사실은 아래 IV장에서 여러 가지 부호에 대한 시뮬레이션 결과를 비교함으로써 알아 보기로 한다.

IV. 시뮬레이션 결과

1. 블록 부호

시스터메틱 부호화를 할 경우 α 값은 곧 정보어의 웨이트 w 와 일치하게 된다는 것을 살펴보았다. 먼저 표 2에 제시되어 있는 (7,4) BCH 부호에 대한 무게 분포를 이용하여 이론적인 α 값을 알아보기로 한다. 표 2에 제시되어 있듯이 (7,4) BCH 부호에 대한 최소거리리는 3이다. 이제 식 (11)를 이용하면 (7,4) BCH 부호에 대한 α 는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \alpha_{(7,4)} &= \frac{P_3 \times (A_{1,2} + 2A_{2,1} + 3A_{3,0}) + P_4 \times (A_{1,3} + 2A_{2,2} + 3A_{3,1}) + P_7 \times (4A_{4,3})}{P_3 \times (A_{1,2} + A_{2,1} + A_{3,0}) + P_4 \times (A_{1,3} + A_{2,2} + A_{3,1}) + P_7 \times 1} \\ &= \frac{P_3 \times (3+2 \cdot 3+3 \cdot 1) + P_4 \times (1+2 \cdot 3+3 \cdot 3) + P_7 \times (4 \cdot 3)}{P_3 \times (3+3+1) + P_4 \times (1+3+3) + P_7 \times 1} \\ &= \frac{12P_3 + 16P_4 + 4P_7}{7P_3 + 7P_4 + P_7} \end{aligned} \quad (13)$$

또한, 식(12)에 의해 lower bound α^* 는 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$\alpha^*_{(7,4)} = 1 \times \frac{3}{7} + 2 \times \frac{3}{7} + 3 \times \frac{1}{7} = 1.7. \quad (14)$$

아래 그림 2에는 (7,4) BCH 부호에 대하여 위의 식 (14)에서 계산된 $\alpha^*_{(7,4)}$ 와 이론적으로 계산된 식 (13)의 $\alpha_{(7,4)}$ 와 AWGN에서의 시뮬레이션 결과와 비교하여 나타나 있다. 시뮬레이션에서는 BPSK 변조 방식을 가정하였다. 그림에서는 몇 개의 BER 값들을 더불어 표기하였다. 그림에 나타나 있는 바와 같이 시뮬레이션 된 값들은 이론적인 값과 거의 일치함을 알 수 있다. 또한, lower bound 값은 BER 값이 낮아짐에 따라 역시 시뮬레이션 결과와 일치한다는 것을 알 수 있다. 특히, 우리가 관심이 있는 BER 구간에서는 ($\leq 10^{-3}$), 간단한 lower bound를 사용할 수 있음을 알 수 있다.

그림 2에는 또한 (15,11) BCH 부호에 대하여 동일한 결과가 같이 나타나 있으며, (7,4) 부호에서와 거의 유사한 결과를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또, 표 3에는 여러 가지 블록부호에 대한 α^* 값을 나타내었다.

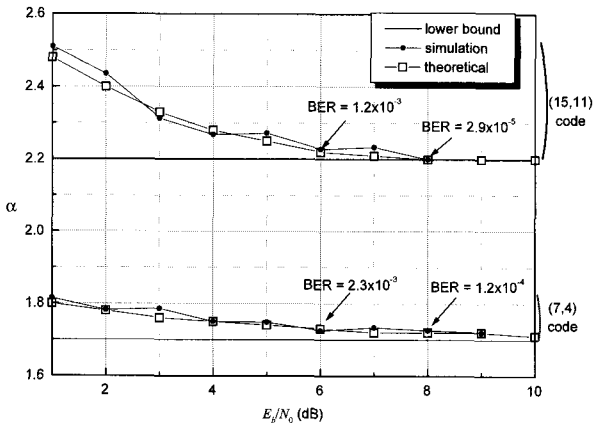


그림 2. BCH 부호에 대한 여러 가지 α 값의 비교
Fig. 2. Comparison of various α values for the BCH codes.

표 3. 여러 가지 BCH 부호에 대한 α^* 값 계산 결과
Table 3. Calculations result of α^* values for various BCH codes.

(n,k) BCH code		(n,k) extended code		(n,k) expurgate d code	
(15, 11)	2.20	(16, 11)	2.75	(15, 10)	2.67
(31, 26)	2.52	(32, 26)	3.25	(31, 25)	3.23
(31, 21)	3.73	(32, 21)	4.56	(31, 20)	4.53
(63, 57)	2.06	(64, 57)	2.96	(63, 56)	2.96
(63, 51)	4.07	(64, 51)	4.50		

2. 길쌈 부호

길쌈 부호에 대한 성능도 블록 부호와 마찬가지로 부호의 무게 분포에 의존한다. 널리 사용되고 있는 길쌈 부호에 대한 무게 분포에 대한 결과는 여러 가지 참고문헌에서 확인할 수 있다^[6-8]. 그러나 대부분의 참고 자료에서는 정확한 정보어에 대한 무게 분포는 나타나 있지 않고 아래의 식 (15)에서의 c_d 값과 거리 d 를 갖는 오류 사건의 개수 a_d 만을 알 수 있다.

$$P_b \leq \frac{1}{k_0} \sum_{d=d_f}^{\infty} c_d P(R_d'' | C_0). \quad (15)$$

여기서 모든 오류 사건에서 발생하는 비트 오류의 수가 모두 동일하다고 가정하면 평균 α 값을 c_d/a_d 로써 구할 수 있다.

$$\alpha^*_{conv} \geq (c_{d_f}) / (a_{d_f}). \quad (16)$$

본 절에서는 참고문헌에 제시된 c_d 및 a_d 값을 이용하여 계산한 값과 실제 시뮬레이션 결과 추정된 값을 비교해 보기로 한다. 아래 표 4는 널리 사용되고 있는 길쌈 부호에 대한 무게 분포를 나타낸 것이다^[6-8]. 표 4에 나타나 있는 것들 중 부호화율이 $1/n$ 이 아닌 것들은 $1/n$ 부호로부터 천공한 부호들이다. 또, 표 4의 제일 오른쪽 열에는 α^*_{conv} 를 각 부호별로 계산하여 나타내었다.

그림 3에는 부호화율이 $1/2$ 인 길쌈 부호에 대하여 식 (16)에 따라 계산된 알파 값과 시뮬레이션 결과를 비교하여 나타내었는데 앞서 살펴본 블록부호에서와 마찬가지로 낮은 BER에서는 α 값이 lower bound와 거의 일치함을 알 수 있다.

그러나 길쌈 부호에 대하여 계산된 값은 임의의 거리 d 에서 각각 서로 다른 정보어의 무게에 따른 오류 기여

표 4. 길쌈 부호에 대한 무게 분포 및 α^*
Table 4. Weight distribution and α^* for convolutional codes.

R	K	g	d_f	$[a_d, d=d_f, d=d_f+1, \dots, d=d_f+2, \dots]$ $(c_d, d=d_f, d=d_f+1, \dots, d=d_f+2, \dots)$	α^*
1/2	7	133, 171	10	(11, 0, 38, 0, 193, ...) [36, 0, 211, 0, 1404, ...]	3.27
		561, 753	12	(11, 0, 50, 0, 286, ...) [33, 0, 281, 0, 2179 ...]	3.00
2/3°	7	133, 171	6	(1, 16, 48, 158, 642, ...) [3, 70, 285, 1276, 6160, ...]	3.00
		133, 171	3	(2, 42, 468, 4939, 52821, ...) [14, 389, 6792, 97243, 1317944]	7.00

(° : R=1/2, K=7인 부호로부터 천공된 부호)

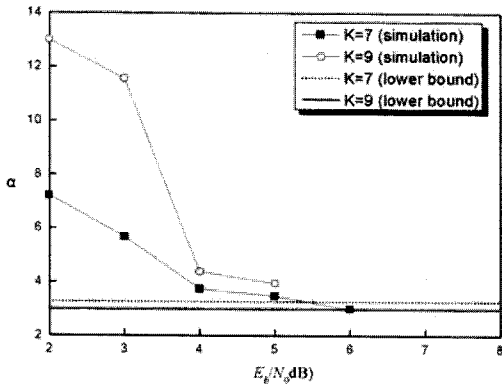


그림 3. 길쌈 부호에 대한 여러 가지 α' 값 비교
Fig. 3. Comparison of various α' values for convolutional codes.

도를 계산하지 않고 거리 d 에서 모든 정보어 무게의 평균 기여만을 계산하였기 때문에 블록 부호에서보다는 정확도가 다소 떨어진다. 예를 들어 부호화율이 1/2이고 K=7인 길쌈 부호는 α' 값이 3.27로 계산되었다. 이는 최소 거리 10인 부호어들이 총 11개가 있고, 이들의 정보어의 무게가 모두 3.27로 균일하게 분포되어 있을 경우를 가정한 것이다. 그러나 실제적으로는 11개의 부호어들의 무게분포가 비균일하게 나타날 수 있으므로 이 경우 정확한 α' 값은 이와 다를 수 있는 것이다.

3. 터보 부호

표 5에는 참고문헌 [9]에 제시되어 있는 DVB-RCS 규격 터보 부호에 대한 무게 분포를 나타내었다. 따라서 이를 이용하여 앞 절의 길쌈 부호에서와 유사한 방법으로 α 값을 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$\alpha_{turbo} \geq (c_d)/(a_d). \tag{17}$$

표 6에는 표 5의 무게 분포를 이용하여 α 값을 계산한 결과가 나타나 있다.

표 5. DVD-RCS 터보 부호의 무게 분포 $df/ad/cd$
Table 5. Weight distribution for turbo codes.

packet size	R = 1/3	R = 1/2	R = 2/3	R = 3/4
53 bytes	31/106/954	18/159/954	11/159/901	7/10/50
	32/265/1643	19/159/1431	12/265/1325	8/85/ 375
	33/106/901	20/530/3551	13/1802/11342	9/486/ 2335
188 bytes	33/3476/3384	19/376/3384	12/188/1316	9/27/ 171
	35/376/3760	20/376/3008	14/752/5264	10/148/1025
	36/752/6392	22/752/6768	15/1504/12240	11/1462/9674

표 6에 계산된 결과에 따르면 α 값은 약 3에서 10사이의 값에 분포되어 있는 것을 알 수 있다. 또한, 길쌈 부호에서의 결과와는 반대로 부호화율이 커질수록 α 값이

표 6. DVD-RCS 터보 부호에 대한 α' 값 계산 결과
Table 6. Calculations result of α' values for turbo codes.

packet size	R = 1/3	R = 1/2	R = 2/3	R = 3/4
53 bytes	9.00	6.00	5.67	5.00
	6.20	9.00	5.00	4.41
	8.50	6.70	6.29	4.80
188 bytes	9.00	9.00	7.00	6.33
	10.00	8.00	7.00	6.93
	8.50	9.00	8.13	6.62

표 7. DVD-RCS 터보 부호에 대하여 시뮬레이션 된 α 값
Table 7. Simulated α values for turbo codes.

iteration number	R = 1/3	R = 2/5	R = 1/2	R = 3/4
	BER/ α	BER/ α	BER/ α	BER/ α
6	5.6×10^{-5} /16.8	3.8×10^{-5} /16.6	1.4×10^{-4} 21.5	9.5×10^{-4} /15.9
	9.3×10^{-6} /14.0	5.6×10^{-6} /12.8	2.2×10^{-5} /17.1	3.5×10^{-5} /11.3
	1.4×10^{-6} /10.6	9.7×10^{-7} /10.6	5.7×10^{-7} /9.0	9.9×10^{-7} /7.8
15	2.3×10^{-5} /23.7	1.6×10^{-5} /20.8	6.4×10^{-5} /26.6	6.5×10^{-4} /18.3
	3.3×10^{-6} /16.5	2.4×10^{-6} /14.5	9.3×10^{-6} /18.9	1.9×10^{-5} /12.2
	5.6×10^{-7} /11.6	4.3×10^{-7} /10.8	3.0×10^{-7} /8.9	6.0×10^{-7} /7.9

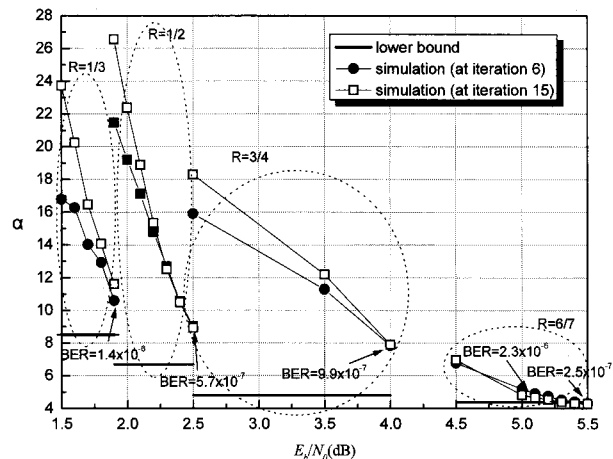


그림 4. 여러 가지 DVB-RCS 터보 부호에 대한 α 값 비교
Fig. 4. Comparison of α values for various DVB-RCS turbo codes.

더 적어진다는 것을 알 수 있다. 그러나 부호화율이 커질수록 일반적으로 α 값은 증가되어야 하고, 따라서 표 6에서 계산된 값이 최소 거리의 부호어만을 고려하여 계산된 값이므로 이에 따른 오류라고 판단된다. 표 7에는 패킷의 길이가 53 바이트일 경우 시뮬레이션 한 일부 값을 각 부호화율별로 나타내었다. 터보 부호의 성능 반복 횟수에 따라 다르고, 또 사용하는 복호 방식에 따라 달라지게 된다. 표 7에는 반복 횟수가 각각 6회와 15회일 경우를 구분하여 나타내었고, 복호 방식으로는 max-log maximum a posteriori (MAP) 방식을 사용하였다. 그림 4에는 다양한 부호화율에 대한 결과 비교를 나타내었는데 시뮬레이션 된 값이 적절한 신호 대 잡음비 레벨에서 lower bound 값과 거의 일치함을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 디지털 위성 시스템에 대한 오류 성능 파라미터를 추정하기 위한 이론식을 유도하였다. 또한, 시스템이 정상적으로 작동하는 범위에서 사용하는 lower bound를 추정하기 위한 간단한 방식을 제시하였다. 이를 이용하여 이진 BCH 부호, 길쌈 부호, 터보 부호 같이 널리 알려진 여러 가지 오류정정부호 방식에 대한 이론적인 값을 추정하고, 이를 시뮬레이션 결과와 비교함으로써 본 논문에서 제시한 이론적인 방법이 타당함을 보였다. 따라서 본 논문에서 제시한 방법을 사용하면 ITU 권고서에서 제시하는 성능 목표를 용이하게 계산할 수 있다. 제시한 방식은 오류 성능을 보다 쉽게 추정하는데 사용할 수 있으며, 이는 안정적인 디지털 위성통신 시스템의 운용 뿐 만 아니라 신규 시스템 설계 및 구현에도 중요한 역할을 할 것이다.

참 고 문 헌

[1] Recommendation ITU-R S.1062-4, "Allowable error performance for a hypothetical reference digital path operating at or above the primary rate", (1994-1995-1999-2005-2007).

[2] Yamamoto, Y., and Wright, Y.: "Error performance in evolving digital networks including ISDNs", *IEEE Communication Magazine*, 1989, 27, (4), pp. 12-18

[3] Branão, J.C., Pinto, E.L., and Maia M.A.G.: "A review of error performance models for satellite

ATM networks", *IEEE Communications Magazine*, 1999, 38, (7), pp. 80-85

[4] Shafi, M., and Smith, P.: "The impact of G.826 on the performance of Transport Systems", *IEEE Transactions on Networking*, 1996, 4, (4), pp.604-614

[5] Benedetto, S., and Montorsi, G.: "Unveiling turbo codes : some results on parallel concatenated coding schemes", *IEEE Transactions on Information Theory*, 1996, 42, (2), pp. 409-428

[6] Pål Frenger, Pål Orten, and Tony Ottosson, "Convolutional codes with optimum distance spectrum", *IEEE Communications Letters*, Vol. 3 ,No. 11, NOVEMBER 1999 pp.317-319

[7] J. Conan, "On the distance properties of Paakes's class of rates 2/3 and 3/4 convolutional codes", *IEEE Transactions on Information Theory*, VOL. IT-30, No. 1, Jan. 1994, pp. 100-104

[8] L.H.C. Lee, "New Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes for Viterbi Decoding", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42, No. 12. Dec. 1994 pp. 3073-3079

[9] Y. Ould-Cheikh-Mouhamedou, S. Crozier, and P. Kabal, "Distance measurement method for double binary turbo codes and a new interleaver design for DVB-RCS", *GLOBECOM '04*, Vol. 1, 29 Nov. - 3 Dec. 2004 pp. 172-178

저 자 소 개



여 성 문(학생회원)
 2005년 전북대학교 전자정보
 공학부 학사 졸업
 2007년 전북대학교 전자공학과
 석사 졸업
 2007년~현재 전북대학교 전자
 정보공학부 박사과정
 <주관심분야 : 위성통신, 디지털 통신, LDPC>



김 수 영(정회원)
 1990년 한국과학기술원 전기 및
 전자공학과 학사 졸업
 1990년~1991년 ETRI 연구원
 1992년 Univ. of Surrey, U.K
 공학석사
 1995년 Univ. of Surrey, U.K
 공학박사
 1994년~1996년 Research Fellow, Univ. of
 Surrey, U.K
 1996년~2004년 ETRI 광대역무선전송연구팀장
 2004년~현재 전북대학교 전자정보공학부 조교수
 <관심분야> 오류정정부호화방식, 이동/위성통신
 전송방식