

이동통신 채널에서의 RS/trellis 연결 부호변조 시스템의 비트오율 해석

正會員 김 왕 길*, 이 상 곤**, 문 상 재***

An Analysis of Bit Error Probability of RS/Trellis Concatenated Coded-Modulation Systems for Mobile Radio Channel

W. G. Kim*, S. G. Lee**, S. J. Moon*** *Regular Members*

※이 연구는 93년도 한국과학재단 연구비 지원에 의한 결과의 일부임 (KOSEF 931-0900-052-2)

요 약

이동통신채널에서 RS/Trellis 연결 부호변조 시스템의 비트오율을 해석하였다. TCM의 부등 오율특성을 이용하여 내부호인 TCM의 이동통신채널에서의 새로운 심볼오율 상한식을 구하였다. 이 심볼오율 상한식을 이용하여 연결 부호변조 시스템의 비트오율 상한식을 구하였다. 이동통신채널에서 TCM의 거리스펙트럼을 효과적으로 구하는 방법도 고안하였다. 본 논문에서 구한 상한식은 기존의 상한식보다 더 정확하다.

ABSTRACT

The bit error probability of RS/trellis concatenated coded-modulation system in the mobile radio channel is analyzed. A new upper bound to the symbol error probability of the inner TCM in the mobile radio channel is obtained by exploiting the unequal symbol error probability of the TCM. This bound is applied to the derivation of the upper bound to the bit error probability of the concatenated coded-modulation system. An efficient way of searching distance spectrum of the TCM in mobile radio channel is devised. Our new bounds are tighter than the earlier studied other bounds.

*삼성중공업(주)

Samsung Heavy Industry Co., LTD.

**창신전문대학 전자통신과

Dept. of Electronic Communications, Changshin College

***경북대학교 전자전기공학부

School of Electronic and Electrical Engineering Kyungpook

National University

論文番號: 95186-0522

接受日字: 1995年 5月 22日

I. 서 론

이동통신 채널에서는 전리층의 산란, 다중전파경로 수신에 의한 페이딩(fading), 수신체의 이동속도로 인한 도플러(Doppler) 효과 등으로 인하여 채널잡음이 심하여 많은 전송오류가 발생한다. 이동통신과 같이

대역과 전력이 제한된 상황에서는 대역폭이 효율적이면서 오류정정 성능이 우수한 부호가 요구되므로 외부호는 Reed-Solomon 부호를, 내부호는 대역효율이 우수한 TCM(Trellis coded-modulation)을 사용한 RS/trellis 연결 부호변조 시스템은 이에 부응하는 적절한 방식이다. TCM은 유클리디언 거리(Euclidean distance)를 최대로 하도록 하여 성능개선을 얻고, RS 부호는 Hamming distance를 최대로 하여 성능개선을 얻는 부호이다. 두 부호의 상호목표가 상충되지만 이 두부호를 연결한 부호의 최대 성능을 얻기 위해서는 지금까지 연구 발표된 결과에 의하면 각각의 부호가 최적인 것을 사용하는 것이 일반적이다.

RS/trellis 연결 부호변조 시스템의 비트오율을 보다 정확하게 해석 할려면 내부호인 TCM의 심볼오율식이 정확하여야 한다. 이에 관한 최신 연구로 [1]는 AWGN 채널에 대해서 TCM의 부등심볼오율 특성을 이용하여 기존의 방식들^(2,3)보다 더 정확한 심볼오율상한식을 구하여 RS/trellis 연결 부호변조 시스템의 비트오율을 해석한 바 있다.

본 논문에서는 [1]의 방식을 기반으로 하여 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널에서 RS/trellis 연결 부호변조 시스템의 비트오율을 해석하였다. 이동통신인 점을 고려하여 수신기가 간단한 차동식 PSK(differential PSK)를 사용하는 8DPSK-TCM을 내부호로 사용한다. 기존의 방식에서는 레일리 페이딩 채널에서의 심볼오율을 구하지 않았으므로 이 방식에 따라 페이딩 채널에서의 내부호의 심볼오율을 구하였고, 이를 본 논문에서 구하는 심볼오율과 비교하였다.

TCM의 심볼오율을 구하려면 유클리디언 거리별 평균 오류심볼수, 즉 거리 스펙트럼(distance spectrum)을 구하여야 한다⁽⁴⁾. 이동통신 채널에서의 오류경로쌍의 발생확률 수식은 AWGN 채널의 것보다 복잡하므로 격자상도에서 거리 스펙트럼을 구하는데 어려움이 많다. 본 논문에서는 이동통신채널에서 거리 스펙트럼을 구하는 효과적인 방법도 고안하였다.

II. 이동통신 채널에서의 RS/trellis 연결 부호변조 시스템의 비트오율

이동통신 채널에서의 RS/trellis 연결 부호변조 시스템의 블럭선도는 그림 1과 같이 구성된다.

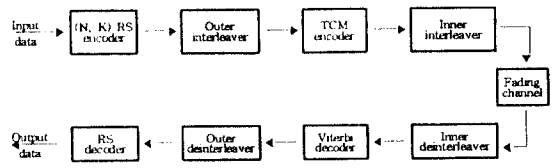


그림 1. RS/Trellis 연결 부호변조 시스템의 블럭선도
Fig. 1 The block diagram of RS/trellis concatenated coded-modulation system

1. RS 부호

$GF(q)$ 에서의 RS 부호의 일반적인 형태는 $q=2^b$ 인 $GF(2^b)$ 에서 부호심볼들을 취하는 것이다. K개의 정보심볼을 N개의 부호심볼로 만들며, N-K개의 패리티 검사 심볼이 존재하게 된다. 이때 각 심볼은 $GF(2^b)$ 에서 정의되며 t개의 심볼정정 능력을 갖게 된다. 이때 $N=2^b-1$ 이고 $K=N-2t$ 의 관계가 있고 최소거리 $d_{min}=2t+1$ 이다.

RS 부호의 부호화 방법은 일반적인 블럭부호의 부호어 생성방법과 같다. 즉, 정보어 $m(x)$ 는 생성다항식 $G(x)$ 에 의해 부호어 $C(x)=m(x)G(x)$ 로 생성된다.

$$G(x) = \prod_{i=1}^{2t} (x + \alpha^i) \quad (1)$$

RS 부호의 복호 알고리즘으로는 Berlekamp-Massey 알고리즘을 사용하였다.

$GF(2^b)$ 상의 (N, K) RS 부호의 비트오율은 식 (2)로 주어진다⁽⁵⁾.

$$P_b \leq \frac{2^{b-1}}{2^b-1} \cdot \sum_{i=t+1}^N \frac{i+t}{N} \binom{N}{i} P_s^i (1-P_s)^{N-i} \quad (2)$$

P_s 는 RS부호 복호기의 입력 단에서 본 b 비트 입력 RS 부호 심볼의 오류확률이며 RS/trellis 연결 부호변조 시스템에서는 TCM의 Viterbi 복호기 출력으로부터의 심볼오율이다.

2. TCM의 오류경로쌍 확률(pairwise error probability)

그림 2는 부호율 2/3, 기억소자 갯수 $\mu=2$ 인 길쌈 부호기와 사상기(mapper)로 구성된 TCM 부호기를 나타낸다. 길쌈부호기의 다항식을 8진수로 나타내면 $H^1=2, H^2=5$ 이다⁽⁴⁾. H^1 은 I_1 입력단자와 지연소자의 연결상태를, H^2 는 케환 루우프 지연소자의 연결상태

를 나타낸다. 그림 3은 길쌈부호어의 8-PSK 변조 심볼로의 사상을 나타낸다. 부호기의 상태 S_1, S_2 그리고 정보비트 I_1 에 의해서 Y_1 과 Y_0 가 결정된다. 부호기의 출력 Y_1 과 Y_0 는 그림 3의 부집합 C의 4개 가운데 1개를 선택한다. 부호화 되지 않은 정보비트 I_2 는 Y_2 가 되고 부집합내의 두 신호점 가운데 한개를 선택하는데 사용된다.

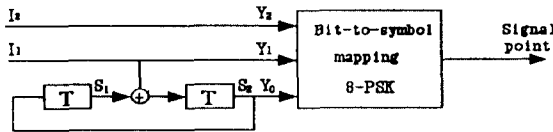


그림 2.4 상태를 갖는 TCM의 예
Fig. 2 An example of TCM with four states

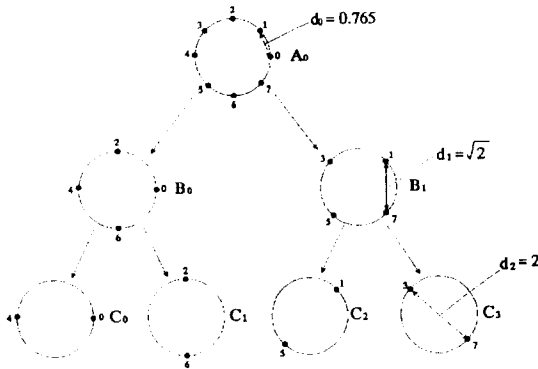


그림 3. 8-PSK의 집합분할
Fig. 3 Set partitioning of 8-PSK

AWGN 채널에서 올바른 경로와의 거리가 d 인 오류경로 쌍의 발생확률 P_d 는

$$P_d = Q\left(\sqrt{\frac{dE_s}{2N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{dE_s}{4N_0}}\right) \quad (3)$$

이다. 여기서 E_s 는 심볼의 평균 에너지이고, N_0 는 잡음의 단축 주파수대 전력밀도, d 는 $E_s = 1$ 인 경우의 유클리디언 제곱거리이다. 그리고 길이 L 인 오류경로 쌍의 거리 d 는 유클리디언 제곱거리

$$d = \sum_{i=1}^L d^2(z_i, z'_i) \quad (4)$$

를 사용한다. z_i 는 채널신호 열이다.

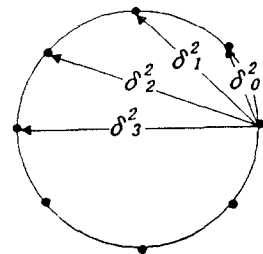
레이리 페이딩 채널에서 채널상태정보(channel state information)를 사용하지 않는 경우 송신 신호열 x 에 대하여 Viterbi 복호기가 수신 신호열 \hat{x} 을 선택할 오류경로쌍의 발생확률은

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq \prod_{n \in \eta} \frac{1}{1 + |\hat{x}_n - x_n|^2 \cdot \frac{\zeta^2}{4} \cdot \left(\frac{\bar{E}_s}{N_0}\right)^2 \cdot \Delta^{-1}} \quad (5)$$

이다⁽⁶⁾. 여기서 $\Delta = \left\{ 2 \cdot \frac{\bar{E}_s}{N_0} + 1 + (1 - \zeta^2) \left(\frac{\bar{E}_s}{N_0}\right)^2 \right\}$ 이

다. 식 (5)는 AWGN 채널에서의 식 (3)에 대응하며 보다 복잡하게 곱의 형태를 갖는다. ζ 는 페이딩 스펙트럼의 여러 가지 형태에⁽⁷⁾ 적용할 수 있으나 육상 이동(land mobile) 통신을 위한 것으로는 $J_0(2\pi f_d T_s)$ 이며 이것은 Doppler 주파수 편이 f_d 와 심볼 주기 T_s 에 의해 결정되어지는 값이다. 이동체의 속도를 v , 반송파 주파수를 f_c , 광속을 c 라고 한다면 도플러 주파수 f_d 는 다음과 같이 구해진다. $c = f_c \cdot \lambda$ 이고, $f_d = v/\lambda = v \cdot f_c/c$ 이므로 비트 전송율이 16kbps, 반송파 주파수가 900MHz일때 $f_d T_s = 0, 0.004, 0.008$ 은 각각 이동체 속도 $v = 0, 40, 80$ [km/h]에 해당한다.

$\delta = |\hat{x}_n - x_n|$ 라 하면 식 (5)는 오류경로의 각 가지의 유클리디언 제곱거리인 δ^2 에 의존하고 이 거리는 8-PSK한 TCM에서는 그림 4와 같이 4 종류의 가지거리가 있다.



$$\delta_0^2 = 0.586, \quad \delta_1^2 = 2.0, \quad \delta_2^2 = 3.414, \quad \delta_3^2 = 4.0$$

그림 4. 8-PSK 심볼간의 유클리디언 거리
Fig. 4 Euclidean distances between 8-PSK symbols

α, β, γ 와 λ 를 각 $\delta_n^2 (n=0, 1, 2, 3)$ 의 발생 빈도 수를 나타내기 위한 변수로 두자. AWGN 채널에서 쉽게

계산될 수 있었던 P_d 와 달리 곱셈의 형태로 표현되는 레일리 페이딩 채널에서의 P_d 를 쉽게 계산하기 위하여 오류경로의 유클리디언 거리를

$$d_{fad} = d(\alpha, \beta, \gamma, \lambda) \quad (6)$$

로 정의하여 사용한다. 식 (5)의 우변 분수식을 $f(\delta)$ 로 나타내면 식 (5)는 각 거리별 곱의 형태인

$$P_{d_{\omega}} \leq P(\delta_0)^\alpha \cdot P(\delta_1)^\beta \cdot P(\delta_2)^\gamma \cdot P(\delta_3)^\lambda \quad (7)$$

로 정리될 수 있다.

3. 연결 부호변조 시스템의 비트오율 해석을 위한 TCM의 심볼오율

본 절에서는 기존의 방식에 의한 심볼오율 상한식과 TCM의 부등오율 특성을 이용한 심볼오율 상한식을 간략히 소개하고, 이를 이동통신 채널에 적용할 수 있는 형태로 유도한다. 부호율 k/n 2진 trellis 부호에 대하여 기존의 방식에 의한 b 비트 심볼오율의 상한식을 편의상 P'_s 로 표기하면

$$P'_s \leq \sum_{d=d_{\text{free}}}^{\infty} \sum_{l=m_{\text{min}}+1}^{\infty} (l - E^* m_{\text{min}} + b/k - 1) \cdot A(d, l) \cdot P_d \quad (8)$$

이다⁽³⁾. 여기서 $A(d, l)$ 은 유클리디언 제곱거리가 d 이며 벡터길이 l 인 오류경로 수, P_d 는 유클리디언 제곱거리 d 인 오류경로의 발생확률이다. 그리고 E^* 는 feed-forward 부호기일 경우는 1이며, feedback 부호기일 경우는 0이다. m_{min} 은 오류경로가 발생되기 위하여 맨 마지막에 입력되어야 할 최소한의 k 비트 "0" 심볼 갯수를 의미하는데 feedforward 부호기의 병렬형에서는 쉬프트 레지스터의 최소길이에 해당하고, 직렬형에서는 $m_{\text{min}} = [(L-k)/k]$ 로 정의된다. 여기서 $[x]$ 는 x 보다 작은 가장 큰 정수를 의미한다. 그리고 feedback 부호기에서는 $m_{\text{min}} = 0$ 으로 정의된다. 식 (8)에서 $(l - E^* m_{\text{min}} + b/k - 1)$ 은 벡터길이 l 인 오류경로 쌍에서 $(b-k)$ 비트씩 겹쳐 심볼오류가 발생할 경우의 수인데, 이것은 "0" 심볼도 오류심볼로 계산되므로 식 (8)의 상한식은 보다 더 개선될 여지가 있다⁽¹⁾.

[1]에서는 $GF(2^b)$ 상의 RS부호와 연결된 부호율 k/n

TCM의 b 비트($b=c \cdot k$, c 는 상수) 심볼오율을 해석하기 위하여 기존의 격자상도에서 연이은 c 개 가치를 병합한 초격자상도(super trellis diagram)를 이용하였다. 초격자상도에서 구하는 유클리디언 제곱거리가 d 이며 오류형태 h 의 심볼수가 t 인 오류경로의 수를 $A_b(d, t; h)$ 라 하면 b 비트 심볼오율 P_{sb} 는

$$P_{sb} \leq \sum_{h=1}^{2^b-1} \sum_{d_{\text{fad}}=d_{\text{free}}}^{\infty} \sum_{t=1}^{\infty} t \cdot A_b(d, t; h) \cdot P_d \quad (9)$$

로 주어진다⁽¹⁾. 식 (9)는 기존의 방식에 의한 상한식 식 (8)보다 더 정확한 AWGN 채널에서의 b 비트 심볼오율이 된다. 그리고 식 (9)나 식 (8)을 식 (2)에 대입하면 연결 부호변조 시스템의 비트오율이 된다. 각 심볼오율 P'_s 와 P_{sb} 에서의 P_d 를 페이딩 채널에서의 오류경로쌍 확률 $P_{d_{\omega}}$ 로 치환하면 식 (8)과 식 (9)는 각각 식 (10)과 식 (11)로 표현된다.

$$P'_s \leq \sum_{d_{\omega}=d_{\text{free}}}^{\infty} \sum_{l=m_{\text{min}}+1}^{\infty} (l - E^* m_{\text{min}} + b/k - 1) \cdot A_b(d_{\text{fad}}, l) \cdot P_{d_{\omega}} \quad (10)$$

$$P_{sb} \leq \sum_{h=1}^{2^b-1} \sum_{d_{\omega}=d_{\text{free}}}^{\infty} \sum_{t=1}^{\infty} t \cdot A_b(d_{\text{fad}}, t; h) \cdot P_{d_{\omega}} \quad (11)$$

위 두식은 각각 레일리 페이딩 채널에서의 기존의 방법과 본 논문의 방법에 의한 심볼오율 상한식을 나타내므로 식 (2)의 P_s 대신 각각을 대입하면 두 방식에 의한 레일리 페이딩 채널에서의 RS/trellis 연결 부호변조 시스템의 비트오율이 구해진다.

AWGN 채널에서 오류경로쌍 확률이 식 (3)과 같이 각 가치의 제공된 유클리디언 거리를 합한 거리에 따라 계산된다. 그래서 거리 스펙트럼을 구할 때에도 거리별로 구하기가 쉽다. 레일리 페이딩 채널의 경우 오류경로쌍 확률이 식 (5)와 같이 각 가치 유클리디언 거리의 함수값의 곱으로 주어지므로 오류경로의 종류를 구분하려면 오류경로에서 발생한 $\alpha, \beta, \gamma, \lambda$ 값을 기준으로하여 구분 처리해야 하므로 거리 스펙트럼을 구하기가 대단히 번거롭다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위하여 소인수 분해의 원리를 이용하였다. 즉 가치의 제공된 유클리디언 거리 $\delta_0, \delta_1, \delta_2, \delta_3$ 를 각각 소수 2, 3, 5, 7로 대치하여 오류경로의 거리를 이들 소수의 곱으로 표현하였다. 그러면 AWGN 채널에서처럼 거리 스펙트럼은 소수의 곱으로 표현된 거

리별로 쉽게 구할 수 있다. 거리 스펙트럼이 최종적으로 계산된 후 심볼오울 계산을 위해서는 $P_{d_{f,w}}$ 구 하여야 하는데, 이때 소수의 곱으로 표현된 거리를 소인수 분해하여 각 소수의 갯수를 구하면 이것이 해당 오류경로의 $\alpha, \beta, \gamma, \lambda$ 값이 되고 식 (7)에 의해 $P_{d_{f,w}}$ 가 구해진다

III. 심볼오울 상한식의 비교, 시뮬레이션 및 고찰

레이리 페이딩 채널에서 TCM에 대한 기존의 심볼 오울 상한식과 본 연구에서 구한 심볼오울 상한식을 비교한다. 식 (10)과 식 (11)에서 알 수 있듯이 컴퓨터 프로그램을 이용하여 $A(d_{fad}, l)$ 또는 $A_b(d_{fad}, t; h)$ 를 찾으면 심볼오울 상한을 계산할 수 있다.

$$\sum_{l=m_{\min}+1}^{\infty} (l - E^* m_{\min} + b/k - 1) \cdot A_b(d_{fad}, l) \quad (12)$$

$$\sum_{h=1}^{2^k-1} \sum_{t=1}^{\infty} t \cdot A_b(d_{fad}, t; h) \quad (13)$$

두 상한식 식 (10)과 식 (11)의 차이점은 식 (12)와 식 (13)이며 이들은 각식에서 $P_{d_{f,w}}$ 의 거리 스펙트럼으로 거리 d_{fad} 인 오류경로의 전체 오류심볼수이다. 부호율 $r=2/3, \mu=2, 3, 4, 5$ 및 6을 가지는 feedback 부호기에 대하여 두 상한식을 비교한다.

표 1. TCM의 오류심볼수 비교

Table 1. The comparison of symbol error count of TCM

(a): our scheme, (b): Costello's scheme

a) $r=2/3, \mu=2, H=(05, 02)$

Symbol Size	2 bit		4 bit		6 bit		8 bit	
	a	b	a	b	a	b	a	b
Scheme d_{fad}								
(0,0,0,1)	1.0	1.0	2.0	2.0	3.0	3.0	4.0	4.0
(1,2,0,0)	8.0	12.0	16.0	16.0	20.0	20.0	24.0	24.0
(2,2,0,0)	24.0	36.0	36.0	44.0	48.0	52.0	60.0	60.0
(0,2,1,0)	12.0	12.0	16.0	16.0	20.0	20.0	24.0	24.0
(3,2,0,0)	56.0	96.0	88.0	112.0	116.0	128.0	136.0	114.0
(1,2,1,0)	56.0	72.0	80.0	88.0	104.0	104.0	120.0	120.0
(4,2,0,0)	128.0	240.0	204.0	272.0	268.0	304.0	312.0	336.0
(2,2,1,0)	192.0	288.0	288.0	336.0	368.0	384.0	424.0	432.0
(0,2,2,0)	32.0	36.0	44.0	44.0	52.0	52.0	60.0	60.0
(2,2,0,1)	12.0	20.0	24.0	24.0	28.0	28.0	32.0	32.0

b) $r=2/3, \mu=3, H=(011, 02, 04)$

Symbol Size	2 bit		4 bit		6 bit		8 bit	
	a	b	a	b	a	b	a	b
Scheme d_{fad}								
(1,2,0,0)	5.0	7.5	8.5	9.5	11.5	11.5	13.5	13.5
(0,1,0,1)	2.0	2.0	3.0	3.0	4.0	4.0	5.0	5.0
(2,2,0,0)	11.0	21.5	19.0	25.5	25.5	29.9	31.0	33.5
(1,1,0,1)	5.5	9.5	10.0	12.0	13.5	14.5	17.0	17.0
(0,2,1,0)	6.0	6.5	8.5	8.5	10.5	10.5	12.5	12.5
(1,3,0,0)	7.0	9.5	10.5	11.5	13.5	13.5	15.5	15.5
(0,2,1,0)	3.0	3.0	4.0	4.0	5.0	5.0	6.0	6.0
(3,2,0,0)	28.0	57.0	47.5	65.0	61.0	73.0	73.5	81.0
(2,1,0,1)	11.0	24.5	19.5	28.5	26.0	32.5	32.5	36.5
(1,2,1,0)	29.0	42.0	46.0	50.0	56.0	58.0	65.5	66.0

c) $r=2/3, \mu=4, H=(023, 04, 016)$

Symbol Size	2 bit		4 bit		6 bit		8 bit	
	a	b	a	b	a	b	a	b
Scheme d_{fad}								
(0,3,0,0)	3.0	3.0	4.0	4.0	5.0	5.0	6.0	6.0
(2,2,0,0)	7.5	14.0	13.5	16.3	17.5	18.5	20.3	20.8
(1,1,0,1)	5.0	6.5	8.5	8.5	10.5	10.5	12.5	12.5
(1,3,0,0)	7.0	9.5	10.5	11.5	13.5	13.5	15.5	15.5
(3,2,0,0)	14.9	33.1	26.9	37.8	35.1	42.4	42.5	47.0
(0,4,0,0)	4.0	5.0	6.0	6.0	7.0	7.0	8.0	8.0
(2,1,0,1)	2.5	3.3	4.0	4.0	4.8	4.8	5.5	5.5
(1,2,1,0)	25.5	45.0	44.0	52.5	57.0	60.0	66.0	67.5
(0,1,1,1)	6.0	7.5	9.5	9.5	11.5	11.5	13.5	13.5
(2,3,0,0)	24.5	44.8	41.3	50.8	53.3	56.8	61.3	62.8

d) $r=2/3, \mu=5, H=(045, 016, 034)$

Symbol Size	2 bit		4 bit		6 bit		8 bit	
	a	b	a	b	a	b	a	b
Scheme d_{fad}								
(0,1,0,1)	2.0	2.0	3.0	3.0	4.0	4.0	5.0	5.0
(0,2,0,1)	3.0	3.0	4.0	4.0	5.0	5.0	6.0	6.0
(3,2,0,0)	15.0	29.0	25.8	33.0	33.3	37.0	39.0	41.0
(2,3,0,0)	11.5	19.8	19.8	22.8	25.3	25.8	28.8	28.8
(4,2,0,0)	16.3	37.6	28.1	41.6	37.9	45.6	45.6	49.6
(3,1,0,1)	16.0	29.1	27.9	33.4	35.4	37.6	40.6	41.9
(2,2,1,0)	48.0	86.5	78.8	98.5	100.0	110.5	117.8	121.5
(0,3,0,1)	4.0	4.0	5.0	5.0	6.0	6.0	7.0	7.0
(3,3,0,0)	56.0	111.3	92.0	123.8	119.5	136.3	141.3	148.8
(2,2,0,1)	13.8	24.8	24.0	28.0	29.8	31.3	34.0	34.5

e) $r=2/3, \mu=6, H=(0103, 030, 066)$

Symbol Size	2 bit		4 bit		6 bit		8 bit	
	a	b	a	b	a	b	a	b
Scheme								
d_{fad}								
(0,2,0,1)	4.0	4.0	5.0	5.0	6.0	6.0	7.0	7.0
(2,1,0,1)	3.5	8.3	5.5	9.3	7.3	10.3	6.3	11.3
(1,2,1,0)	7.0	11.5	12.0	13.5	15.5	15.5	17.5	17.5
(2,3,0,0)	35	72.3	59.5	81.3	77.8	90.3	81.3	99.3
(4,2,0,0)	20.1	54.4	35.4	59.7	49.0	64.9	32.8	70.2
(2,0,0,2)	1.0	2.3	1.5	2.5	2.0	2.8	2.5	3.0
(1,1,1,1)	5.5	11.0	8.5	12.5	11.0	14.0	10.5	15.5
(0,2,2,0)	4.0	5.5	6.0	6.5	7.5	7.5	8.5	8.5
(2,2,0,1)	41.0	77.8	69.0	87.8	87.8	97.8	87.8	107.8
(1,3,1,0)	55.5	103.0	92.0	115.5	117.5	128.0	108.3	140.5

그림 2와 같은 형태의 부호기를 사용하고 기억소자 개수 $\mu=2$ 에서 6까지의 부호에 대하여 심볼오류 수를 구하여 표 1에 나타내었다. 표에 나와 있듯이 기존의 방법보다 본 논문의 결과가 더욱 작은 심볼오류수를 가짐을 알 수 있다. 동일한 거리에 대하여 심볼 오류수가 작을수록 심볼오율 값이 그만큼 작아져서 보다 정확한 상한식이 된다. 기존의 상한식에서는 오류 경로상에서 발생하는 영 심볼을 전체 심볼오류수에 포함시키지만, 본 논문의 상한식은 이들을 효과적으로 없앨 수 있으므로 더 정확해진다.

표 1을 근거로하여 그림 5에 $\mu=6$ 이고 심볼크기가 6비트인 내부호의 심볼오율과 시뮬레이션 결과를 $f_d T_s = 0.004$ 와 0.008 인 경우에 대하여 나타내었다. 내부호 TCM의 변조방식으로 8DPSK를 이용하였다. 본 논문에서는 (63, 47) RS부호와 TCM가 연결된 부호변조 시스템을 시뮬레이션하였는데 이 경우 외부호의 비트오율이 데이터 통신에서 요구되는 10^{-5} 부근이면 내부호의 심볼오율은 10^{-1} 에서 10^{-2} 범위이다. 그러므로 그림 5에서는 10^{-2} 범위에 대하여 내부호의 심볼오율을 시뮬레이션하였다. 본 논문의 상한식이 이전의 것보다 더 정확함을 알 수 있고 두 상한식은 대체로 0.1~0.2[dB]정도의 차이를 보인다. 그리고 시뮬레이션 결과는 이론치에 잘 부합함을 알 수 있다.

이동통신 채널의 페이딩 특성을 없애기 위한 내부 인터리버로는 콘벌루션 인터리버를⁽⁵⁾ 사용하였다. 콘벌루션 인터리버는 메모리의 갯수가 M개씩 증가하

는 B개의 레지스터로 구성되어 있으며 첫번째 레지스터의 길이는 0이다. 콘벌루션 디인터리버는 인터리버의 역구조를 취한다. 콘벌루션 인터리버의 구조파라미터는 (B, N)로 나타내며 $N=MB$ 이다. 그리고 종단지연은 $N(B-1)$ 이다. 인터리버는 일반적으로 종단지연이 길수록 그 성능이 좋아진다. 그러므로 적절한 선에서 성능과 지연사이에 trade off가 필요하다. RS/Trellis 연결부호에서 비트오율 10^{-5} 을 달성하려면 이동체 속도 40[km/h], 80[km/h]에서 심볼크기가 4인 경우 각각 550, 440, 심볼크기가 6인 경우 각각 660, 440정도의 지연을 갖는 내부 인터리버를 사용하여야 함을 시뮬레이션을 통하여 알았다. 표 2에 앞서 정한 버퍼크기를 갖는 인터리버 가운데 성능이 우수한 것을 시뮬레이션을 통하여 찾아 나타내었다. (11, 44) 인터리버는 440개의 8-PSK 심볼지연을 초래하며 비트 전송율이 16kbps이면 55ms의 지연에 해당한다.

표 2. 레일리 페이딩 채널에서 TCM을 위한 (B, N) 콘벌루션 인터리버

Table. 2. Good (B, N) convolutional interleaver for TCM in the Rayleigh fading channel

이동체 속도[km/h]	40	60
심볼크기		
4	(12, 48)	(11, 44)
6	(12, 60)	(11, 44)

그림 6에 (63, 47)RS 외부호를 사용한 연결 부호변조 시스템의 비트오율에 대하여 본 논문과 기존의 방식을 비교하였다. 본 논문의 것이 보다 정확하며 두 방식은 약 0.15[dB] 정도의 차이를 보인다. 외부 인터리버는 블럭 인터리버를 사용하였으며 심볼단위로 인터리빙과 디인터리빙이 수행된다. 시뮬레이션 값은 외부 인터리버와 내부 인터리버의 버퍼크기에 따라 이론적 상한값보다 위로 올라갈 수도 있다. 내부 인터리버의 길이는 표 2의 것으로 고정하고 외부 블럭 인터리버는 연결 부호변조 시스템의 이론적 비트오율 10^{-5} 을 기준으로하여 시뮬레이션 값이 이보다 더 낮은 값을 갖게 되는 최소의 길이로 결정하였다. (B, N) 블럭 인터리버에서 N은 외부호의 부호어 길이($2^6-1=63$)로 고정하고, B를 변화시켰다. 속도가 40[km/h]에서는 B=50, 80[km/h]에서는 B=21정도가 적절하

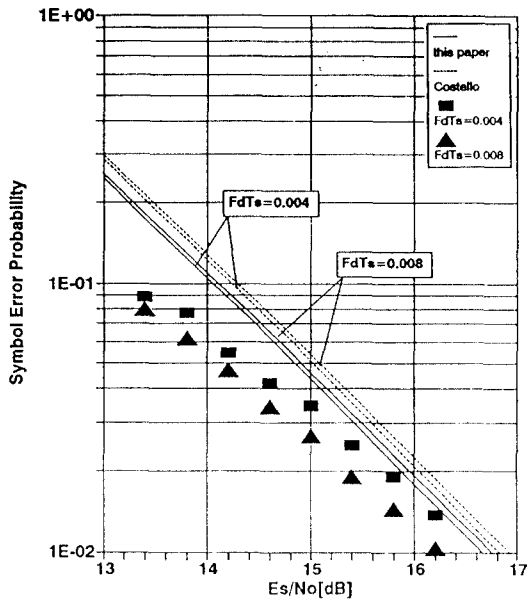


그림 5. 레일리 페이딩 채널에서 8DPSK-TCM($r=2/3, \mu=6$)의 심볼오율, 심볼크기 $b=6$
 Fig. 5 The symbol error probability of 8DPSK-TCM($r=2/3, \mu=6$) in the Rayleigh fading channel, symbol size $b=6$

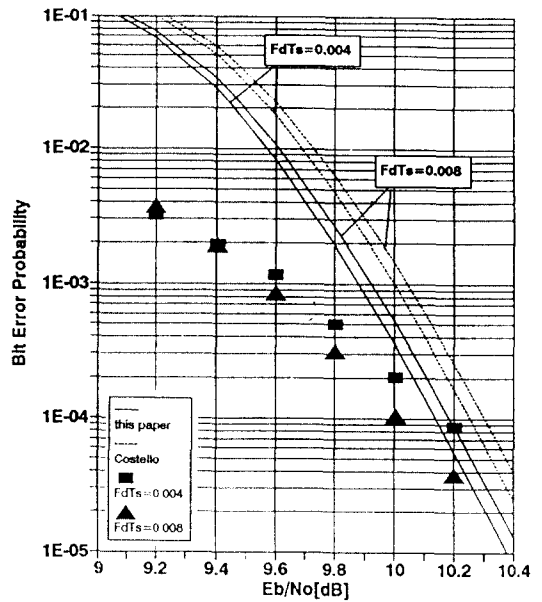


그림 6. 레일리 페이딩 채널에서 RS/Trellis 연결 부호변조 시스템의 비트오율 (63, 47)RS + TCM($r=2/3, \mu=6$).
 Fig. 6 The bit error probability of RS/Trellis concatenated code-modulation system in the Rayleigh fading channel, (63, 47)RS + TCM($r=2/3, \mu=6$).

었다. (B, N) 블록 인터리버는 $2 \times B \times N$ 만큼의 중단 지연이 생기는데 외부호의 1개 심볼은 3개의 TCM 심볼로 구성되므로, (21, 63) 인터리버는 $2 \times 21 \times 64 \times 3 = 8064$ 개의 8-PSK 심볼만큼 중단지연을 초래하며 이것은 약 1초의 지연에 해당한다.

IV. 결 론

본 논문에서는 이동통신 채널에서의 RS부호와 TCM을 연결시킨 RS/trellis 연결 부호변조 시스템을 구성하여 비트오율을 해석하였다. RS/trellis 연결 부호변조 시스템의 비트오율 정확하게 해석하기 위하여 기존의 것보다 더 정확한 TCM의 심볼오율 상한식을 구하였다. AWGN 채널에서와 달리 이동통신 채널에서 구하기 힘들었던 거리 스펙트럼을 효과적으로 구하는 방법도 제시하였다.

부호율이 $2/3$ 이고 부호기의 지연소자 갯수 $\mu=2, 3, 4, 5, 6$ 인 TCM에 부호기에 대하여 레일리 페이딩 채널

에서 기존의 방식과 본 논문의 방식에 따른 거리별 오류 심볼수를 구하였다. $\mu=6$ 인 TCM의 6 비트 심볼 오율을 비교해 본 결과 본 논문의 상한식이 기존의 것보다 더 정확하며 두 상한식은 약 0.1-0.2[dB] 정도의 차이를 보인다. (63, 47) RS부호와 연쇄하여 비트 오율을 비교해 본 결과 두 상한식은 약 0.15[dB] 정도의 차이를 보인다. 그리고 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 이론을 검증하였으며 레일리 페이딩채널에 적합한 인터리버도 발굴하였다.

참 고 문 헌

1. 김형락, 이상근, 분상재 "Reed-Solomon/Trellis 연결 부호변조 시스템의 비트오율 해석," 대한전자공학회 논문지, 제 31권 A편 제 9호, pp. 34-43, 1994년 9월.
2. R.J. McEliece and I.M. Onyszchuk, "A Symbol Error Upper Bound for Convolutional Codes," Pro-

ceedings of the 27th Annual Allerton Conference on Communications, Control, and Computing, Allerton House, Monticello, Illinois, pp. 334-335, Sept. 1989.

3. L. C. Perez and D. J. Costello, Jr., "An upper Bound of the Symbol Error Rate of Convolutional and Trellis Codes," *Proceedings of the 1990 International Symposium on Information Theory and Its Applications*, Hawaii, U.S.A., pp. 27-30, Nov. 1990.
4. G. Ungerboeck, "Channel Coding with Multilevel/Phase Signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol IT-28, pp. 55-67, Jan. 1982.
5. G. Clark, Jr. and J. Cain, *Error Correction Coding for Digital Communications*, Plenum Press, New York, chap. 8, 1981.
6. E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane and M. K. Simon, *Introduction to Trellis-coded Modulation with Applications*, Macmillan Publishing Company, chap. 9., New York, 1991.
7. L. J. Mason, "Error Probability Evaluation for Systems Employing Differential Detection in a Rician Fast Fading Environment and Gaussian Noise," *IEEE Trans. Commun., Computer Science Press*, vol 1, Rockville, MD, 1985.



김 왕 길(Wang Gil Kim) 정회원

1966년생

1992년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)

1995년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1995년 3월~현재: 삼성중공업 기전연구소

※주관심분야: 디지털 통신시스템, 데이터베이스, 컴퓨터네트워킹 등



이 상 곤(Sang Gon Lee) 정회원

1960년생

1986년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)

1988년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1993년 2월: 경북대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1988년 9월~1991년 2월: 경북대학교 전자공학과 조교

1991년~현재: 창신전문대학 전자통신과 조교수
※주관심분야: 부호기술, 이동통신, 위성통신, 암호화 등

문 상 재(Sang Jae Moon)

정회원

한국통신학회 논문지 제20권 11호 참조

현재: 경북대학교 전자전기공학부 교수