

# TCM 방식을 사용한 16VSB CATV 시스템 성능 개선에 대한 연구

正會員 이 호 경\*, 조 병 학\*\*

## TCM Schemes to Improve the Performance of 16VSB CATV System

Ho-Kyoung Lee\*, Byung Hak Cho\*\* *Regular Members*

※본 연구는 전자부품종합기술 연구소 지원에 의하여 수행 되었습니다.

### 요 약

본 논문은 디지털 CATV의 고속 모뎀의 부호화 변조 방식으로서 32VSB 신호를 이용한 트렐리스 부호화 변조(TCM, trellis coded modulation)방식을 다룬다. 일차원 신호 체계를 이용한 부호율 4/5의 32VSB 신호의 최적 TCM 부호기를 설계하여 기존의 16VSB 비하여 0.97-4.38 dB의 부호이득(coding gain)을 얻었다. 또한 이차원 신호체계를 이용하여 16VSB에 대한 전송 전력 이득(0.6-2.26 dB)뿐 아니라 전송 속도이득(12.5%)을 갖는 부호율 9/10의 TCM부호기와 전송 속도 면에서는 16VSB와 같고 16 상태(states) 이상에서는 앞에서 거론한 일차원 TCM보다 높은 부호 이득을 갖는 부호화기를 설계하였다.

### ABSTRACT

This paper describes TCM(trellis coded modulation) schemes using 32VSB signal for digital CATV system. First we design optimum encoders with code rate 4/5 for 32VSB by using one dimensional signal constellation and obtain 0.75-4.38 dB coding gains over the existing uncoded 16VSB. Second by using two dimensional signal constellation we design TCM encoders with code rate 9/10, which are better in the power efficiency(0.5-2.27 dB) and the transmission rate(12.5%), and we also design TCM encoders which have more coding gains than one dimensional TCM encoders for the larger number of states(more than 8 states).

\*홍익대학교 전파공학과 조교수

\*\*전자부품종합기술연구소 선임연구원

論文番號:95244-0714

接受日字:1995년 7월 14일

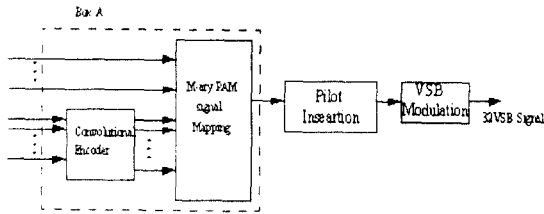


그림 1. 트렐리스 부호화 32VSB의 블록 다이어그램  
Fig. 1 Block Diagram of Trellis Coded 32VSB

## I. 서 론

TCM 방식[6]은, Viterbi Algorithm[12]를 이용하여 수신 단에서 신호열 정보 검출을 하여 전송 속도의 감소 없이 탁월한 전송 전력 이득을 얻을 수 있는 부호화 변조(coded modulation) 방식으로 변조 방식에 적합한 최적의 트렐리스 부호화의 설계가 그 핵심이 된다. TCM 방식의 우수성은 연구결과로서 뿐 아니라 전화선 모델 등의 응용에서도 우수성이 입증되었다. CATV 모델의 고속화를 위해서는 전송신호의 level를 증가 시켜 주어야 한다. 그러나 신호 level를 증가 시켜 주고 일정한 신호 검출 오류( $10^{-5}$  -  $10^{-6}$ )을 유지하기 위해서는 보다 많은 신호 전력이 필요한데 실제 CATV 시스템이 수용할 수 있는 신호 전력(SNR 약 30 dB)은 한계가 있으므로 이러한 한계를 해결할 수 있는 트렐리스 부호화 변조 방식이 필요하다.

일반적으로 TCM 방식으로 얻을 수 있는 부호화 이득은 트렐리스 부호화의 상태 수(number of states)를 증가 시켜 줌으로써 증가된다. 그러나 부호화 이득의 증가폭은 상태 수의 증가에 따라 감소하게 되며 얻을 수 있는 부호화 이득에는 한계가 있다. 이를 개선 할 수 있는 방법으로 다차원 트렐리스 부호화 변조(multidimensional TCM)[9, 10, 11] 혹은 다 신호 트렐리스 부호화 변조(multiple symbol TCM) 방식이 개발되었다. 이는 연속된 몇 개의 신호를 하나의 심볼로 처리하는 방식으로, 연속된 변조 신호를 나타내는 벡터(vector)를 다차원 신호 공간(multidimensional signal space)에 표시하여 이 신호 체계를 이용한 트렐리스 부호화 방식을 말한다. 다차원 TCM는 단순한 TCM 방식에 비하여 높은 부호화 이득을 얻을 수 있

을 뿐 아니라 단순 TCM보다 높은 부호율(code rate)의 부호화의 설계가 가능하여 전송 속도를 높여 줄 수 있는 이 점을 가지고 있다.

본 논문은 Zenith에서 제안한 16VSB 방식의 성능의 개선하는 방법으로서 32VSB의 단순 TCM 즉 일차원 및 이차원 신호체계를 이용한 최적 TCM부호화의 설계를 하였으며 이에 대한 성능 분석은 비부호화 16VSB를 기준으로 설명하였다. 트렐리스의 자유 제곱 거리(squared free distance)가 최대가 되는 최적 부호화를 Ungerboeck의 집합 분할 방식[6]과 computer search를 이용하여 구현하였다.

그림 1은 본 연구에서 다루고 있는 트렐리스 부호화 32VSB 시스템의 블록 다이어그램을 나타내고 있다. Zenith에서 제안한 비부호화 16VSB는 Box A로 표시된 트렐리스 부호화 부분이 포함되어 있지 않다. VSB 방식은 PAM 신호 체계를 기본으로 하여 pilot 신호를 첨가해 줌으로써 수신단에서 반송파 신호의 위상복구를 간단한 PLL을 이용하여 가능하게 하였으며 VSB 필터를 이용하여 변조된 신호의 스펙트럼의 필요 없는 부분을 제거해 줌으로써 대역효율을 증가 시켜준 전송 방식이다. 본 연구의 목적은 Box A의 트렐리스 부호를 적절하게 설계함으로써 기존의 16VSB와 호환성을 갖고 전송속도 혹은 SNR 이득을 갖는 시스템을 구현하는 데 있다.

국내 업체에서는, 미국에서 지상방송용 HDTV 전송방식으로 Zenith의 8VSB 방식이 업계 표준으로 채택됨에 따라 8VSB 방식에서 사용되고 있는 TCM에 대한 연구와 이의 복호 방식, 즉 Viterbi decoder의 ASIC화가 활발히 진행되고 있는 상황이다. 따라서 CATV 개발에 있어서도 국내에서 개발된 ASIC 방법을 이용할 수 있는 장점과 성능의 우수성을 고려하여 32VSB를 이용한 TCM 방식의 고려가 바람직하다고 사료된다.

## II. AWGN 환경 VSB의 신호 오류 성능 분석

Grand Alliance에서 제안한 VSB(vestigial sideband) 방식[1]은 in-phase(I) 채널만을 이용하는 디지털 통신 방식으로서 pilot 신호를 변조 신호와 함께 보냄으로써 수신 단에서 phase locked loop(PLL)를 이용한 반송파의 위상 검출을 용이하게 하였다. 그리고 I-채널

만을 이용하기 때문에 변복조 회로를 한 개의 A/D 변환기를 이용함으로 I-와 Q-채널을 이용하는 방식에 비하여 간단하게 실현할 수 있으며 등화기도 실수 값만으로 쉽게 실현할 수 있는 이 점을 갖는다. 일반적으로 신호주기(symbol period)가  $T$ 이며 데이터 신호에 의하여 변조된 반송 주파수  $f_c$ 의 전송파는 다음과 같이 표현된다.

$$s_m(t) = A_{mc}u(t)\cos(2\pi f_c t) - A_{ms}u(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (1)$$

여기서

$$u(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{T}}, & \text{for } 0 < t < T \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

이며  $A_{ms}$ ,  $A_{mc}$ 은  $T$ 초 동안의  $M$ 개의 신호에 의하여 결정된다.  $u(t)\cos(2\pi f_c t)$ ,  $u(t)\sin(2\pi f_c t)$ 는 orthonormal 한 신호가 되며 따라서 전송 신호  $s_m$ 을 벡터로 표현하면

$$S_m = (A_{mc}, A_{ms}) \quad (3)$$

이 된다. 위의 신호  $s_m$ 의 AWGN 환경에서 수신신호는

$$r_m = S_m + n_m \quad (4)$$

로 표현되며  $r_m$ 은 수신 신호의 두 채널(I- and Q-channel) 성분으로 이루어진 벡터를 나타내며  $n_m$ 은 2차원의 랜덤 벡터가 되며 각 성분은 독립적이며 mean이 0이고 variance가  $N_0/2$ 인 Gaussian 확률 변수로 가정한다.

고속 디지털 전송을 위한 디지털 변조 방식의 실용화로서 64QAM 방식과 경합하고 있는 16VSB는 16개의 신호를 갖는 펄스 진폭 변조 방식(PAM)을 기본으로 하여 이루어진다. VSB 디지털 변조 방식은 PAM 변조된 신호에 pilot신호를 더해줌으로서 수신 단에서 반송파 회복을 용이하게 하였고 Vestigial Sideband를 사용하여 I-채널만의 변조에서 불필요한 주파수 영역에서의 스펙트럼을 제거하여 주파수대역의 활용성을 최대화하였다.

수식 (3)에서  $A_{ms}$ 을 0으로 고정시키고  $A_{mc}$ 만 정보에 따라 값을 정하여 줌으로 PAM를 얻을 수 있다.

따라서 PAM 신호 체계는 일 차원 상의 점들로 표시될 수 있다. 여기서  $A_{mc}$ 가 갖은 값은 신호의 숫자  $M$ 에 따라 다음과 같다.

$$A_{mc} = (2i-1-M) \frac{d}{2}, \quad i=1, 2, 3, \dots, M, \quad (5)$$

이들 신호 체계 AWGN 환경에서 신호오율은 신호사이의 거리  $d$ 의 함수로

$$P(e) = \frac{(M-1)}{M} \operatorname{erfc}\left(\frac{d}{2\sqrt{N_0}}\right) \quad (6)$$

가 된다[4]. 그리고 평균 에너지

$$\begin{aligned} E_a &= \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (2i-1-M)^2 \frac{d^2}{4} \\ &= \frac{M^2-1}{3} \frac{d^2}{4} \end{aligned} \quad (7)$$

이며 각 신호 구간에  $\log_2 M$  비트의 정보를 보낼 수 있으므로 한 비트의 정보를 전송하기 위한 에너지는

$$E_b = \frac{E_a}{\log_2 M}$$

가 된다. 신호 오차율을  $\frac{E_b}{N_0}$ 의 함수로 나타내면 다음과 같다.

$$P(e) = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M^2-1} \frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (8)$$

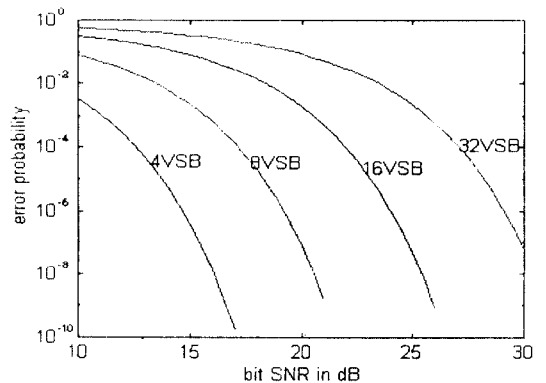


그림 2. AWGN 환경에서의 4VSB, 8VSB, 16VSB, 32VSB 신호의 비트 SNR에 대한 신호 오차율  
Fig. 2 Symbol Error Probability vs bit SNR for 4VSB, 8VSB, 16VSB and 32VSB

수식(8)은 AWGN 환경 하에서의 PAM 신호의 신호 오차를 비트 SNR의 함수로 표시한 것이며 그림 2는 PAM 신호에 pilot신호 성분이 더해진 VSB 변복조 시스템[1]의 신호 오차를 비트 SNR의 함수로 그린 그래프이다. 에러율  $10^{-5}$ 을 얻기 위하여, 16VSB, 32VSB신호는 각각 23 dB, 28.2 dB의 비트 SNR이 필요함을 알 수 있다.

### III. 디지털 CATV의 효율을 위한 트렐리스 코딩 방식

Zenith에서 제안하고 있는 16VSB 방식의 성능을 개선하는 방안으로 32VSB를 이용한 TCM 방식을 고려할 수 있다. TCM 방식은 수신단에서 Viterbi Algorithm을 사용하여, 수신 신호가 담고 있는 정보를 독립적으로 검출하는 대신 신호열을 대상으로 신호열 정보 검출을 하기 때문에 신호 대 잡음 비율(SNR)에 대한 신호 오차율 면에서 탁월한 우수성을 가지고 있다. 디지털 CATV를 위한 고속 모뎀의 경우 주어진 신호 대역(6 MHz)내에서 정보의 전송 속도를 극대화하기 위해서는 전송 신호가 가질 수 있는 신호 level의 수를 크게 해 주어야 한다. 이에 따라 신호 대 잡음 비(SNR)를 상대적으로 크게 해 주어야 한다. 그러나 실제 시스템의 신호 대 잡음 비(SNR)는 한계가 있으며 이에 따라 설계 가능한 전송 속도가 제한을 받게 된다.

#### 3.1 일차원 신호 체계를 이용한 32 VSB 트렐리스 코딩

32 VSB 방식은 위에서 설명한 16VSB 방식 보다 신호의 level의 수를 두 배로 해 줌으로서 부호화(coding)를 하지 않은 경우 16VSB 보다 각 신호당 1 비트의 정보를 더 전송하여 줄 수 있다. 그러나 앞장에서 본 바와 같이 같은 신호 오차를 유지하기 위해서는 약 5 dB의 SNR이 증가하여야 한다. 그러나 주어진 CATV 채널 환경 하에서는 이에 해당하는 SNR를 얻기가 어렵다. 따라서 본 연구에서는 신호 level를 증가 시켜

줌으로서 얻은 이 점을 이용한 TCM 방식을 개발함으로써 신호 대 잡음 비율(SNR) 면에서 16 VSB 보다 유리하고 전송 속도 면에서는 16 VSB 같은 시스템 설계를 하고자 한다.

#### 3.1.1 32VSB 신호 체계의 집합분할

그림 2는 32VSB 시스템에 사용되는 32PAM 신호군을 일차원의 신호 체계로 표시한 것이다. 최적의 TCM 방식을 개발하기 위해서는 참고문헌[6]에서 설명한 바와 같이 주어진 신호 체계에 대한 집합 분할이 필요하다. 따라서 그림 4와 같이 32 신호로 이루어진 신호 집합을 16, 8, 4, 2 신호로 이루어진 2, 4, 8, 16 개의 부분 집합으로 순차적으로 집합분할(set partitioning)을 한다. 이 때 같은 집합분할 단계에서 각각의 부분 집합에 속하는 신호들 사이의 거리로 이루어지는 집합(intra-distance set)이 같게 하며 이들 intra-distance 중 최소가 되는 minimum intra-distance 값이 최대가 되도록 한다.

그림 4의  $A_0$  속하는 32개의 신호가 같은 minimum intra distance를  $d$ 라 하면 이를 2 개의 부분 집합으로 분할한  $B_0$ 와  $B_1$ 이 갖은 minimum intra-distance는  $2d$ 가 된다. 이와 같이 연속적으로 분할하면 마지막 단계에 속하는 부분 집합들  $E_i$ 의 minimum intra-distance는  $16d$ 로 표시될 수 있다. 그리고 앞에서 설명한 average symbol energy,  $E_a$ 를  $d$ 를 이용하여  $E_a = 85d^2$ 로 나타낼 수 있다.

#### 3.1.2 TCM 부호화기 설계

본 절에서는 32VSB 신호 체계에 적합한 부호화율이 4/5인 부호화기를 설계하고자 한다. 이를 위하여 그림 5에 보인 일반적 systematic feedback convolutional encoder를 이용하여 최적의 TCM 부호기를 앞에서 설명한 집합 분할 방식과 computer search를 이용하여 찾았으며 이에 따른 신호 지정 방법을 설명한다. 그림 4는 최적 TCM 부호화를 위한 systematic feedback convolutional encoder를 보이고 있다.  $b^1, b^2, b^3, b^4$ 는 직렬 입력 2진 데이터를 병렬로 변환한 TCM 부호기의 입력 벡터의 원소들을 나타내고 있다. 따라서 입력 벡터는  $b = (b^1, b^2, b^3, b^4)$ 로 나타낼 수 있으며,  $c^0, c^1, c^2, c^3, c^4$ 는 출력 2진 신호를 나타내고 이를 벡터로 나타내면  $c = (c^0, c^1, c^2, c^3, c^4)$ 로 나타낼 수 있다.

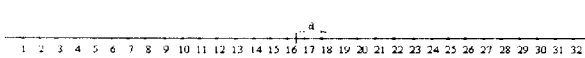


그림 3. 32VSB 신호 체계  
Fig. 3 Signal Constellation of 32VSB

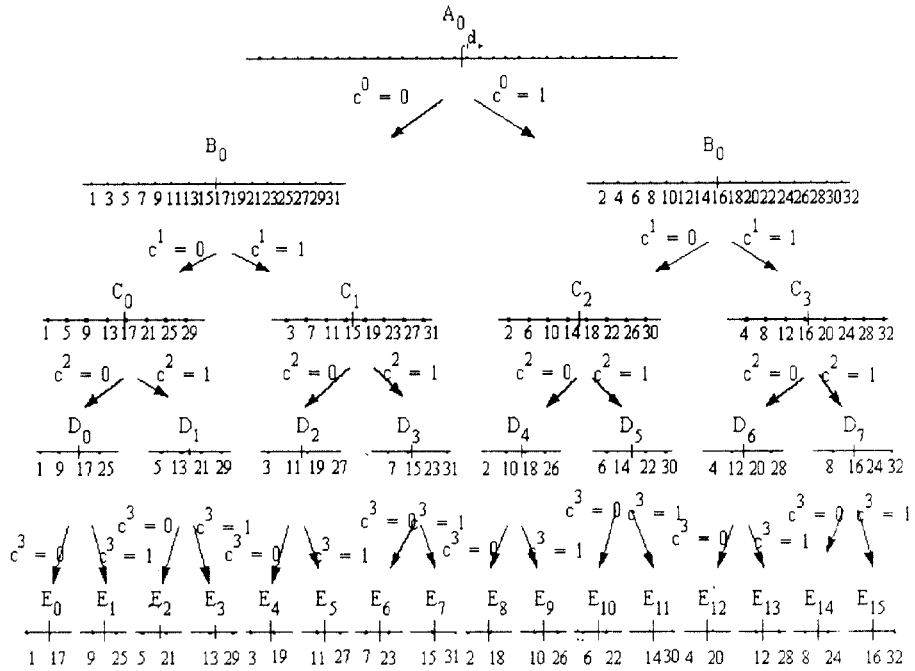


그림 4. 32VSB 신호 체계의 집합분할  
 Fig. 4 Set Partitioning of 32VSB Signal Constellation

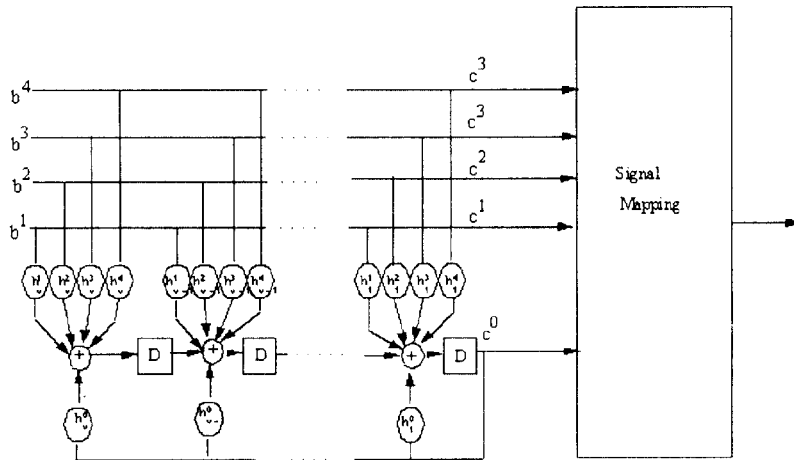


그림 5. 최적 부호화기 설계를 위한 귀환 부호화기의 표현  
 Fig. 5 General Systematic Feedback Encoder to Find the Optimum Trellis Encoder with Code Rate 4/5.

Convolution encoder의 입출력 관계를 나타내기 위해서는 polynomial 형식이 편리하다. 따라서 위의 입력 벡터열과 출력 벡터열을 나타내는 polynomial 벡터를 다음과 같이 나타내었다.

$$b(D) = (b^1(D), b^2(D), b^3(D), b^4(D)),$$

$$c(D) = (c^0(D), c^1(D), c^2(D), c^3(D), c^4(D)). \quad (9)$$

여기서 그림 5의 귀환 트렐리스 부호화기의 입출력 관계식은  $j=1, 2, 3, 4$ 일 때  $c^j(D) = b^j(D)$ , 그리고 parity sequence  $c^0(D)$ 는  $c^0(D)$ 와  $b^1(D), b^2(D), b^3(D), b^4(D)$  합수로써 표현된다. 즉 순환 컨벌루션 부호화기의 parity 등식은 다음과 같다.

$$H(D)c(D) = 0(D) \quad (10)$$

여기서

$$H(D) = [H^0(D), H^1(D), H^2(D), H^3(D), H^4(D)] \quad (11)$$

는 parity check 행렬이라 부르며  $H^j(D)$  ( $j=0, 1, 2, 3, 4$ )의 최고 차수를 constraint length( $v$ )로 정의한다.  $v$ 는 부호화의 기억 소자의 수를 나타내며 귀환 컨벌루션 부호화기의 state 수를 결정하게 된다.

일반적으로 그림 4의 level 2 각 집합 소자들은 부호화기의 트렐리스 구조에서 같은 state를 떠나는 가지들, 혹은 같은 state로 들어오는 가지들을 지정되게 한다. 이는 한 state를 떠나거나 들어오는 어떠한 두 길에 해당하는 신호열도 최소한 그림 4의 level 2부분집합이 갖는 최소 intra-distance를 갖게 하고자 함이다. 트렐리스 구조의 각 state에서는 16개의 가지가 출발하게 된다. 이 조건을 만족하는 parity check polynomials는 다음과 같다.

$$H^j(D) = 0D^v + h_{v-1}^j D^{v-1} + \dots + h_1^j D + 0,$$

for  $j=1, 2, 3, 4,$

$$H^0(D) = 1D^v + h_{v-1}^0 D^{v-1} + \dots + h_1^0 D + 1, \quad (12)$$

위의 수식에서  $h_0^j=1, j=1, 2, 3, 4$ 일 때  $h_0^j=1$ 는 귀환 컨벌루션 부호화기의 출력선  $c^j$ 가 부호화기의 마지막 기억 소자의 출력에 의하여 결정되는 것을 보이

고 있다. 따라서 트렐리스 부호화기의 같은 state에서 출발하는 가지들에는  $B_0, B_1$ 중 한 집합에 속하는 신호들로만 지정 되게된다. 같은 방법으로 트렐리스 부호화기의 같은 state로 만나는 가지들에 지정되는 신호를 level 2 부분 집합의 같은 집합에 속하는 원소들로 지정되게 하기 위하여 가장 우측에 위치하는 기억 소자의 연결을 결정한다. 즉  $h_0^j=1, j=1, 2, 3, 4$ 일 때  $h_1^j=1$ 로 결정한다. 이는 위에서 설명한 바와 같이 트렐리스 상에서 같은 state로부터 떠나거나 돌아오는 가지들 사이의 유클리디언 거리를 최대로 하기 위함이다. 그리고 트렐리스 상에서 평행천이에 해당하는 가지들에 지정되는 신호집합의 집합 분할 level는 state의 수에 의해 달라지며 그 level의 부분 집합 원소의 개수에 따라 개수가 2이면  $H^4(D)$ 가 zero polynomial, 즉 그림 5에서  $c^4$ 는 비부호화(uncoded) 입력이 되며, 4이면  $H^4(D), H^3(D)$ 가 zero polynomial, 즉  $c^4, c^3$ 가 비부호화(uncoded) 입력이 된다. 이와 같은 방식으로 결

표 1. 일차원 32VSB 이용한 최적 트렐리스 부호기 설계 및 성능 분석

Table 1. Optimum TCM Encoder Design for 32VSB and Performance Evaluation

v	number of states	$H^0$	$H^1$	$d_{free}^2$	coding gain(dB)
1	2	1	2	$5d^2$	0.97
		3	2		
2	4	5	2	$9d^2$	3.51
		7	2		
3	8	13	2	$10d^2$	4.00
		15	2		
		11	4		
		15	4		
		11	6		
4	16	25	2	$11d^2$	4.38
		27	2		
		19	4		
		23	4		
		25	4		
		29	4		
		19	8		
		27	8		
		19	14		
		23	14		
25	14				
29	14				

정되고 남은 각 polynomial의 계수는 computer program을 이용하여 가장 성능이 우수한 트렐리스 부호화기를 찾는다. 표 1은 각 구속장(constraint length),  $v$ , 1에서 4까지에 대한 최적 트렐리스 부호화기 설계와 각 부호기의 부호 이득(coding gain)을 보이고 있다. 표 1의 둘째 칸은 트렐리스 부호기의 state 즉  $2^m$ 를 나타내며 parity check polynomial  $H^j(D)$ 의 계수는  $H^j$  칸에 이진법으로 표시하였다. 즉  $k'_m$ 는  $H^j$ 의 이진 표시에서 가장 낮은 자릿수로 나타난다. Uncoded symbol에 해당하는  $H^j(D)$  즉 제로 polynomial은 나타내지 않았다. 같은 성능을 갖는 부호기가 여러개 존재하는 경우 이를 모두 표시하였다.

표 1에서 보는 바와 같이 본 절에서 설계한 부호화기는 2개의 부호화(coded)된 이진 출력과 3개의 비부호(uncoded) 이진 출력으로 구성되었다. 따라서 8개의 평행천이를 갖는 트렐리스 구조로 표현된다. 집합 분할의 level 3 부분집합들이 트렐리스의 평행천이에 지정되게 된다. 표 1의 4번째 칸은 최적 부호화기가 갖는 제곱 자유 거리를 나타내며 이를 그림 2에 표시된  $d^2$ 를 이용하여 나타내었다. 표 1의 coding gain은 average symbol bit energy( $E_a$ )로 표준화한 값으로 계산하여 비부호화(uncoded) 16VSB와 비교하여 전송 속도 손실 없이 얻을 수 있는 bit SNR 이득, 즉 부호화 이득(coding gain)을 산출하였다. 부호화이득은 다음 식에 의하여 구하였다.

$$r = \frac{\frac{d_{free}^2}{(d_{min}^2)_{16vsb}}}{\frac{(E_b)_{32vsb}}{(E_b)_{16vsb}}} \quad (13)$$

여기서  $d_{free}^2$ 는 표 1에 나타나 있으며  $(d_{min}^2)_{16vsb}$ 는 그림 3의  $d$ 를 이용하여  $4d^2$ 로 나타낼 수 있다.  $(E_b)_{16vsb}$ ,  $(E_b)_{32vsb}$ 는 각 신호 체계의 평균 비트 에너지를 나타낸다. 표 1은 이를 dB 값으로 나타낸 것이다.

예로서 표 1의 4states 트렐리스 부호기 중 첫 번째 경우에 대하여 설명한다. 이 경우는 parity check polynomials,  $H^0(D) = 1 + D^2$ ,  $H^1(D) = D$ ,  $H^2(D) = 0$  ( $j = 2, 3, 4$ )임을 나타내며, 그림 6은 4 states 부호기를 나타내고 있다. 이들 부호화기는 level 3 집합 분할에 속하는 부분 집합들 ( $c^0, c^1, c^2, c^3$ ) 즉 8개의 신호가 평행천이 되는 가지들에 지정되어지며 따라서 3개의 2진

출력( $c^4, c^3, c^2$ )이 비부호화(uncoded) 출력이 된다. 그림 7은 그림 6의 부호화기에 해당하는 트렐리스를 나타내고 있다. 각 각의 굵은 선은 8개의 가지로 이루어지는 평행천이(parallel transition)를 나타내며 그림 4의 level 3 부분집합의 원소들이 된다. 이러한 트렐리스 구조가 갖는 TCM의 성능을 비교하기 위해서 제곱 자유거리(squared free distance)를 산출하여야 한다. 평행천이에 해당하는 신호들 간의 최소 제곱 거리는 level 3 부분집합의 집합 내 신호 최소 제곱 거리와 같으므로  $16d^2$ 가 된다. 그리고 같은 state에 분리되어 다시 합쳐지는 경로에 대응하는 제곱 거리 중 최소가 되는 값은 그림 8에서 보는 바와 같은 경로에서 얻을 수 있다. 물론 이 경로 외에도 같은 제곱 거리를 갖는 경로가 존재하지만 편의상 한가지 예만을 제시한다. 이 제곱거리는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} dis^2 &= dis^2(1, 3) + dis^2(1, 2) + dis^2(1, 3) \\ &= 4d^2 + d^2 + 4d^2 = 9d^2 \end{aligned} \quad (14)$$

이 거리는 평행천이(parallel transition) 최저 제곱거리 보다 작으므로 제곱 자유거리는  $d_{free}^2 = 5d^2$ 가 된다.

그림 9는 높은 SNR 값에서 표 1에 보인 2, 4, 8 states 트렐리스 부호화 32VSB 변조 방식의 이벤트 오율(Event error probability)의 근사치를  $d_{free}$ 의 함수로 다음 식과 같이 표시하여 이를 그래프로 나타내었다.

$$P_E \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{d_{free}}{2\sqrt{N_0}} \right) \quad (15)$$

식 (15)에서 보인 TCM의 이벤트 오율은 트렐리스

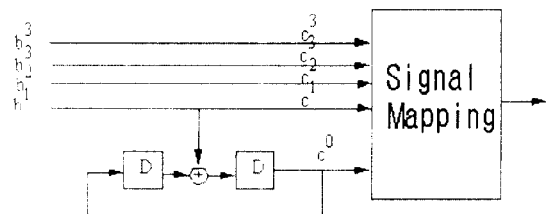


그림 6. 32VSB의 부호율 4/5 최적 4 states 트렐리스 부호화기

Fig. 6 Optimum 4 states Trellis Encoder with Code Rate 4/5 for 32VSB

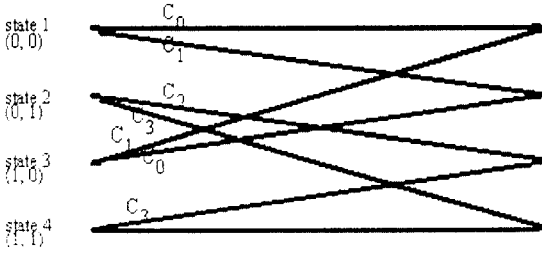


그림 7. 그림 6의 4 states 트렐리스 부호기의 트렐리스 구조  
Fig. 7 4 States Trellis Structure for the Encoder given in Fig. 6

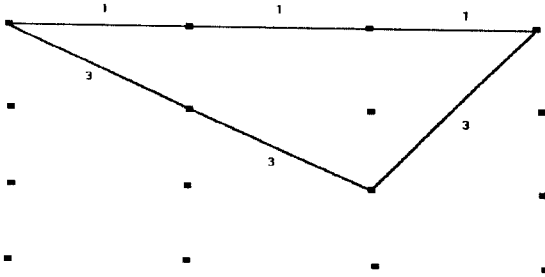


그림 8. 그림 7의 트렐리스 구조의 제곱 자유거리 경로  
Fig. 8 Path Corresponding to the Squared Free distance of the trellis structure given in Fig. 6.

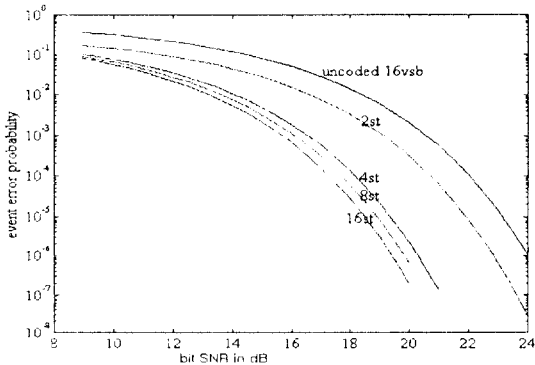


그림 9. 2, 4, 8, 16 states 트렐리스 부호화 32VSB의 비트 SNR에 대한 신호 오차율  
Fig. 9 Error Probability vs Bit SNR for 2, 4, 5, 16 states Trellis Encode 32VSB

상에서 전송 신호와 다른 경로를 따라 신호열 검출이 되었을 때 일어나게 된다. 따라서 한 에러 이벤트에서 몇 개의 심볼 에러가 동시에 생겨날 수 있다. 이때 심볼 에러율은  $erfc()$ 의 계수의 값이 경로에 따라 변하게 된다. 그러나 높은 SNR 값에서는  $erfc()$  계수에 해당하는 값의 영향에 비하여  $d_{free}$  값의 영향이 현저하게 크므로 식 (15)의 값을 심볼에러 오율로하여 식 (8)과 비교하여 부호이득을 산출하였다. 그림 9의 uncoded 16VSB는 식 (8)에서  $M=16$  인 경우로 그림 2의 16VSB를 나타내고 있다.

### 3.2 VSB의 이차원 트렐리스 부호화

본 절에는 32 VSB의 이차원 trellis coding 방식에 대한 제안을 하고자 한다. 이차원 신호 체계는 연속된 두 VSB신호를 각각의 직교된 신호 축에 표시함으로써 형성되는 신호 체계로 이차원 32 VSB의 경우 1024개의 점으로 이차원 공간에 표시되게 된다. 따라서 신호 체계의 모양은 일반적 1024 QAM과 동일하게 되며 이를 이용한 Trellis Coding방식도 QAM과 유사하게 설명할 수 있다.

Zenith에서 제안하고 있는 VSB방식은 PAM 신호 성운을 기저 대역에서 다루는 방식으로 이 신호 성운은 일차원상의 신호 성운으로 나타낼 수 있으며 앞 절에서 이 경우에 해당하는 32 VSB trellis coding 방식을 설명한 바 있다. 본 절에서는 이차원 신호 성운을 이용하여 높은 부호화률(9/10)의 부호기 설계를 하여 16 VSB에 비하여 전송 속도를 높일 수 있으며 SNR에서도 이득을 얻을 수 있는 부호화 방식을 제안한다. 이와 같은 신호 체계의 차원을 증가 시켜준 부호화 방식으로서 참조[9]-[11]에 QAM, PSK등의 2차원 신호 체계에 대한 다차원 트렐리스 부호화 방식으로 4-차원, 8-차원 TCM이 제안된 바 있다.

그림 10은 32VSB의 이차원 신호 체계를 보이고 있다. 각 점들은 두개의 연속된 신호 구간에 송신되는 VSB 신호에 해당되며 이를 두개의 숫자를 이용하여 나타내었다. 즉 그림 10의 좌측 하단에 나타난 신호 (1, 1)는 첫 번째 두 번째 신호 구간에 앞에서 설명한 32VSB 신호 중 신호 1에 해당하는 신호를 전송하도록 하며, 좌측 하단에 표시된 신호(32, 1)는 첫 번째 신호 구간에는 32VSB 신호 중 신호 32를 그리고 두 번째 신호 구간에는 32VSB 신호 중 신호 1을 보내는



것을 의미한다.

3.2.1 이차원 32VSB 신호 체계의 집합분할

트렐리스 부호기의 설계를 위하여 그림 10의 신호 체계에 대하여 집합 분할을 하였다. 이 체계의 모양은 일반적 QAM 신호 체계와 같은 모양을 가지므로 참조[6]의 집합 분할 방식을 응용하였다. 먼저 각 신호를 나타내는  $(a_1, a_2)$  각 원소에 모듈러 2의 값을 구하고 이들이 같은 값을 갖은 경우와 서로 다른 값을 갖은 경우로 신호체계의 집합 분할을 하였다. 모듈러 2의 값이 같은 경우  $c^0=0$ , 다른 경우  $c^0=1$ 로 신호를 결정하는 2진 부호의 값을 지정하였다. 그림 11은 이 결과에 해당하는 부분 집합을 보이고 있다. 다음 단계의 집합분할은  $a_1$ 의 모듈러 2에 해당하는 값이 1인 신호 부분 집합( $c^1=1$ )과 0인 신호 부분 집합( $c^1=1$ )으로 분할하였다. 이와 같이 분할된 4개의 부분 집합은 256 QAM 신호 체계와 같은 모양 가지나 좌우상하로 평행 이동된 모양을 가지게된다. 다음 단계의 신호 분할은  $a_1, a_2$ 를 2로 나눈 몫에 해당하는 값으로 위와 같은 신호 체계 분할을 반복하면서  $c^2, c^3, c^4, c^5, c^6, c^7, c^8, c^9$ 을 지정하여 1024개의 점에 해당하는 신호에 대한 2진 값을 지정한다.

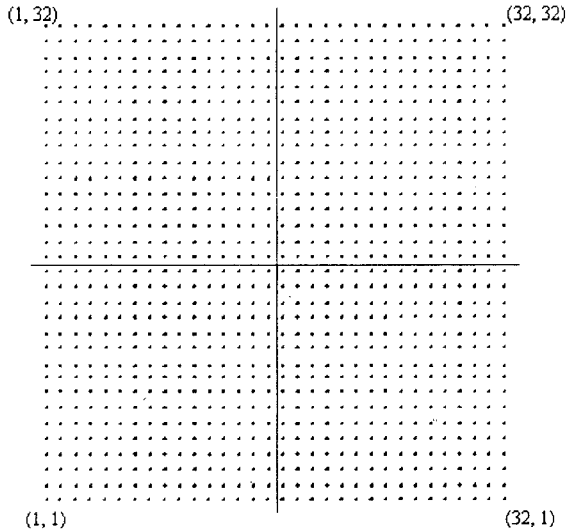


그림 10. 32VSB의 이차원 신호 체계의 표현  
Fig. 10 Two Dimensional Signal Constellation for 32VSB

3.2.2 이차원 신호 체계에 적합한 부호를 9/10 부호 화기 설계

트렐리스 부호화기의 설계를 위하여 그림 5에서 설명된 feedback systematic convolutional encoder를 사용하였다. 1024개의 신호 체계를 지정하는 10개의 2진 부호 출력이 결정되는 최대 부호률의 부호화기 즉 부호률 9/10의 부호기를 설계한다. 따라서 부호기의 2진 신호 입력은 9개( $b^1, b^2, b^3, b^4, b^5, b^6, b^7, b^8, b^9$ )로 구성된다. 따라서 입력 벡터는  $b=(b^1, b^2, b^3, b^4, b^5, b^6, b^7, b^8, b^9)$ 로 나타낼 수 있으며, 출력 2진 신호를 나타내는 벡터는  $c=(c^0, c^1, c^2, c^3, c^4)$ 로 나타낼 수 있다. Convolution encoder의 입력 출력 관계를 나타내기 위해서는 polynomial 형식이 편리하다. 따라서 위의 입력 벡터열과 출력 벡터열을 나타내는 polynomial 벡터를 다음과 같이 나타내었다.

$$\begin{aligned}
 b(D) &= (b^1(D), b^2(D), b^3(D), b^4(D), b^5(D), b^6(D), b^7(D), \\
 &\quad b^8(D), b^9(D)), \\
 c(D) &= (c^0(D), c^1(D), c^2(D), c^3(D), c^4(D), c^5(D), c^6(D), \\
 &\quad c^7(D), c^8(D), c^9(D)) \tag{16}
 \end{aligned}$$

여기서 순환 트렐리스 부호화기의 입출력 관계식은  $j=1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9$ 일 때  $c^j(D)=b^j(D)$ , 그리고 parity sequence  $c^0(D)$ 는  $c^0(D)$ 와  $b^1(D), b^2(D), b^3(D), b^4(D), b^5(D), b^6(D), b^7(D), b^8(D), b^9(D)$ 의 함수로써 표현된다. 즉 순환 컨벌루션 부호화기의 parity 등식은 다음과 같다.

$$H(D)c(D) = 0(D) \tag{17}$$

여기서

$$\begin{aligned}
 H(D) &= [H^0(D), H^1(D), H^2(D), H^3(D), H^4(D), H^5(D), \\
 &\quad H^6(D), H^7(D), H^8(D), H^9(D)] \tag{18}
 \end{aligned}$$

이다. 여기서

$$\begin{aligned}
 H^j(D) &= 0D^v + h_{v-1}^j D^{v-1} + \dots + h_1^j D + 0, \\
 &\quad \text{for } j = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, \\
 H^0(D) &= 1D^v + h_{v-1}^0 D^{v-1} + \dots + h_1^0 D + 1, \tag{19}
 \end{aligned}$$

트렐리스 상에서 평행천이에 해당하는 가지들에 지정되는 신호집합의 집합 분할 level는 state의 수에 의

표 2. 32VSB 이차원 신호 성운을 이용한 최적 트렐리스 부호화기 성능 분석

Table 2. Optimum Trellis Encoder of Two Dimensional TCM of 32VSB and Performance Evaluation

v	number of states	$H^0$	$H^1$	$H^2$	$d_{free}^2$	coding gain(dB)	trans. rate
1	2	1	2	0	$3d^2$	-0.75	1.1
		3	2	0			
2	4	5	2	0	$4d^2$	0.50	1.1
		7	2	0			
		7	4	0			
		7	6	0			
3	8	9	4	2	$5d^2$	1.47	1.1
		11	4	2			
		13	4	2			
		15	4	2			
		9	6	2			
		11	6	2			
		13	6	2			
		15	6	2			
		11	2	4			
		13	2	4			
		15	2	4			
		9	6	4			
13	6	4					
15	6	4					
4	16	19	10	6	$6d^2$	2.26	1.1
		21	10	6			
		25	10	6			
		31	10	6			
		19	12	6			
		21	12	6			
		31	12	6			
		19	6	12			
		21	6	12			
		25	6	12			
		31	6	12			
		19	10	12			
		21	10	12			
		25	10	12			
		29	4	14			
		19	10	14			
23	10	14					
25	10	14					
29	10	14					

해 달라지게 된다. 일차원의 경우와 같은 방식을 이용하여 최적 트렐리스 부호화기를 설계하였다.

표 2는 32VSB의 이차원 신호 체계를 이용한 최적 트렐리스 부호기의 성능을 비부호(uncoded) 16VSB와 비교한 것이다. 마지막 칸은 부호율(9/10) 증가로 생긴 전송 속도의 이득을 표시하고 있다. 즉 한 신호를 전송할 때 비부호 16VSB에서는 4 bits의 정보를 전송하게 된다. 따라서 9/8 만큼의 전송 속도 이득을 얻게 된다. 그리고 4 states 이상의 부호기를 사용하는 경우 비트 SNR 면에서도 이득이 있다. 이 경우 부호화 이득(coding gain)이란 말을 사용하지 않는 것은 coding gain은 전송 속도가 일정할 때 SNR를 비교할 때 사용하는 용어로 알려져 있기 때문에 혼동을 피하기 위해서다.

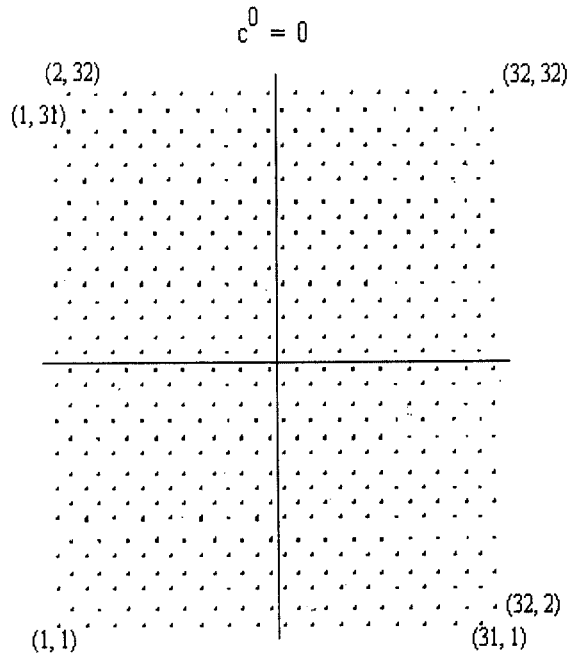


그림 11. 이차원 32VSB 신호의 level 2 부분 집합 신호 체계  
Fig. 11 Level 2 Subset of the Set Partitioning of Two Dimensional Signal Constellation of 32VSB

### 3.3 16VSB와 같은 전송 속도를 갖는 이차원 트렐리스 부호화

앞에서 본 바와 같이 이차원 신호 체계를 이용한 부호화기를 설계함으로써 16VSB 방식보다 적은 파워

표 3. 이차원 512 신호 성운을 이용한 최적 트렐리스 부호화기 및 성능 분석

Table 3. Optimum Trellis Encoder of Two Dimensional 512 Signal Constellation and Performance Evaluation

v	number of states	$H^0$	$H^1$	$H^2$	$d_{free}^2$	coding gain(dB)
1	2	1	2	0	$6d^2$	1.75
		3	2	0		
2	4	5	2	0	$8d^2$	3.00
		7	2	0		
		7	4	0		
3	8	7	6	0	$10d^2$	3.97
		9	4	2		
		11	4	2		
		13	4	2		
		15	4	2		
		9	6	2		
		11	6	2		
		13	6	2		
		15	6	2		
		11	2	4		
		13	2	4		
		15	2	4		
4	16	9	6	4	$12d^2$	4.76
		13	6	4		
		15	6	4		
		19	10	6		
		21	10	6		
		25	10	6		
		31	10	6		
		19	12	6		
		21	12	6		
		31	12	6		
		19	6	12		
		21	6	12		
25	6	12				
31	6	12				
19	10	12				
21	10	12				
25	10	12				
29	4	14				
19	10	14				
23	10	14				
25	10	14				
29	10	14				

를 이용하여 고속 전송이 가능함을 알 수 있었다. 그러나 Zenith 전송 방식을 이용하는 경우 전송 속도 증가로 인하여 Zenith에서 제안한 (208, 188) R\_S 부호

기 및 data frame 구조와의 호환성에 문제가 있다. 본 절에서는 Zenith의 frame 구조를 그대로 이용할 수 있는 이차원 상의 516 개의 점을 이용한 부호를 8/9 최적 트렐리스 부호화기의 설계를 보이고 자 한다. VSB 변조에 이차원 TCM 방식을 응용함으로써 일차원 신호 체계를 이용한 부호화기(표 1) 보다 SNR 면에서 상태 수 증가에 따라 월등한 성능 향상이 가능하다.

신호 체계의 구성 방법은 앞 절에서 설명한 것과 동일하며 전체 신호체계로서 그림 11에 보인 512의 신호 체계를 이용하였다. 집합분할도 앞 절과 동일하게 수행할 수 있다. 2진 신호의 지정 방법은 앞에서 설명한 신호 지정에서  $c^0$ 를 제거하고 나머지 심볼  $c^j$ 의 index  $j$ 를 하나씩 낮춰 줌으로서 그림 11에 보이는 512 점들을 9 자리의 이진수로 나타낼 수 있다. 최적 부호화기의 설계 방법은 8 개의 이진 입력과 9 개의 이진 출력을 가진 feedback systematic encoder를 이용하여 polynomial vector  $H(D)$ 의 9 개 소자의 값을 결정하였다. 표 3은 이차원 상 512 점을 갖는 VSB 신호의 최적 부호기와 부호화기가 갖는 비부호 16VSB에 대한 부호화 이득을 보였다. 부호 이득 면에서 간단한 2, 4, 8 states 경우에는 일차원 신호 체계를 이용하는 TCM(표 1)에 비하여 이 점이 적으나 16 states 이상의 부호기에서는 단순 TCM 방식에 비하여 성능이 우수하게 된다.

#### IV. 결 론

본 연구는 32 level를 가진 VSB 변조 신호의 세 가지 신호 체계에 대한 TCM 방식에 대한 연구와 이에 적합한 최적 부호화기의 설계를 하였다. 3.1 절에 제안한 첫 번째 경우는 단순 TCM 방식으로 Zenith에서 제안한 지상방송용 8 VSB의 TCM과 같은 부호화 방식이라 할 수 있다. 단지 8 VSB 방식에서는 트렐리스 구조에서 평행 천이가 2 신호(한 개의 이진 비부호 입력), 32VSB의 경우는 8 신호(3 이진 비부호 입력)의 차이를 가진다. 3.1 절, 3.2 절에 제안한 두 번째, 세 번째 방식은 이차원 신호 체계를 이용한 방식으로 참조 [9]-[11]에 QAM, PSK 등의 I-, Q- 채널을 이용하는 이차원 변조 방식의 2N 차원 즉 4 차원, 6 차원, 8 차원 신호 체계를 이용하는 TCM 방식으로 제안된 바 있

으나, I- 채널만을 이용하는 VSB의 기본 변조 신호가 되는 PAM에 대해서는 알려진 바가 없다. 그러나 본 연구 결과는 다차원 TCM을 VSB 변조 방식에 적용하는 경우 전송 전력 및 전송 속도 면에서 이득을 얻을 수 있음을 보였다.

지상방송용 Zenith의 8VSB 방식은 채널 코딩 방식으로서 inner code로서 TCM 그리고 outer code로서는 R-S(Reed Solomon) code를 이용한 concatenated code 방식을 제안하고 있다. 반면 고속 케이블 모드로 제안된 16VSB 방식에서는 inner code를 사용하지 않고 R-S code 만을 사용하는 방식을 택하고 있다. 그러나 본 연구에서 제안한 첫 번째, 세 번째 방법의 32VSB를 이용한 TCM 부호화를 사용하면 고속 cable mode에서도 지상 방송과 같이 신호의 level만 증가된 송수신 방식으로의 시스템 구성이 가능하다. 첫 번째 제안한 단순 TCM 경우는 수신기에서 4, 혹은 8 states의 간단한 Viterbi decoder를 사용함으로써 3.5 dB, 4.0 dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 따라서 등화기, 위상복원 회로 혹은 CATV 망 구성에서 생길 수 있는 SNR 손실을 보상할 수 있는 강점을 가질 수 있다. 세 번째 제안한 이차원 TCM을 이용하는 경우는 16 states 이상의 다소 복잡한 Viterbi decoder를 사용하여 높은 SNR 이득을 얻고자 하는 경우에 사용될 수 있으며, R-S encoder를 대신 할 수 있는 채널 코딩 방법으로 고려 해볼 만하다. Zenith에서 제안한 (208, 188) truncated R-S 부호화 방식으로 인한 SNR 개선은 약 5 dB 정도이므로 16 states의 세 번째 제안한 이차원 TCM 방식으로 전환이 가능하리라 생각한다. 채널에서 발생하는 연접에러에 대한 문제는 CATV의 경우는 지상방송의 경우에 비하여 덜 심각하며 Data Randomizer에서 처리할 수 있으리라 사료된다. 본 연구에서 두 번째 3.2 절에 제안한 이차원 TCM 방식의 경우는 TCM 부호기의 이진 입력이 9이므로 R-S 부호기의 정보장 각원소를 GF(2<sup>8</sup>)보다는 GF(2<sup>9</sup>)로 하여줌이 보다 효과적인 error correction을 위하여 바람직하다. 따라서 Zenith의 data segment 구조를 조정된 data segment의 구성이 요구된다.

## 참 고 문 헌

1. Rich Citta, Ron Lee, and Gary Sgrignoli, "Practi-

cal Implementation of a 43 MBIT/SEC Digital Modem For Cable Television", NCTA'93 Conference in SanFrancisco.

2. "CATV-Cable Systems Digital Characterization Utilizing 16 and 64 QAM 45 Mbps Telecommunications Modems", Telecommunications Inc. Engineering Technical Report No. 92-11-01, Nov. 1992.
3. Ho Kyoung Lee, Dariush Divsalar and Charles Weber, "Trellis Coding of Non-coherent Multiple Symbol Full Response Trellis Coded M-ary CPFSK with Modulation Index 1/M", IEEE Proc. of MILCOM 1994.
4. S. Benedetto, E. Biglieri and V. Castellani, "Digital Transmission Theory", Prentice Hall Inc., 1987.
5. William C. Linsey and Marvin K. Simmon, "Telecommunication Systems Engineering," Dover Publication Inc. 1973.
6. Gottfried Ungerboeck, "Channel Coding with Multi-level/Phase Signals", IEEE trans. on Information Theory, vol. 28, Jan. 1982.
7. Dariush Divsalar, Marvin K. Simmon, "The Performance of Trellis Coded MDPSK with Multiple Symbol Detection", IEEE trans. on Communications, Sep. 1990.
8. Ho Kyoung Lee, Dariush Divsalar, and Charles Weber, "Trellis Coding of Non-coherent Multiple Symbol Full Response M-ary CPFSK with Modulation Index 1/M," Proc. of MILCOM 1994.
9. Steven S.Pietrobon, "Trellis Coded Mutidimensional Phase Modulation," IEEE Trans. on Information Theory, Jan. 1990.
10. Lee-Fang Wei, "Trellis Coded Modulation with Mutidimensional constellation", IEEE Trans. on Information Theory, July 1987.
11. Ezio Biglieri and Michele Ellia, "Mutidimensional Modulation and coding for Band Limited Digital Channals," Trans. on Information Thedry, July 1988.
12. G.D.Forney, "Viterbi Algorithm," Proceedings of the IEEE, Vol. 61, pp433-441, Mar. 1973.



이 호 경(Ho-kyoung Lee) 정회원

1957년 7월 16일생

1977년 3월~1981년 2월:서울대  
학교 전자공학과  
(학사)

1983년 9월~1985년 8월:IBM-  
Korea Engineer

1995년 9월~1997년 8월:North-  
rop University, Elec-  
tronics Engineering  
(석사)

1997년 9월~1990년 8월:UCLA, 전기공학과 박사과정

1990년 9월~1994년 8월:USC, 전기공학과 (박사)

1994년 8월~현재:홍익대학교 전파공학과 조교수

※관심분야:Coded Modulation, Digital Communi-  
cation, 위성통신, 이동통신, 초고속정보  
통신망 CATV system 등



조 병 학(Byung Hak Cho) 정회원

1958년 12월 18일생

1977년 3월~1981년 2월:서울대  
학교 전자공학과  
(학사)

1986년 3월~1988년 2월:서울대  
학교 전자공학과 대  
학원 (석사)

1981년 2월~1986년 2월:동양정밀(주) 중앙연구소 근무

1988년 3월~1990년 10월:금성사 가전연구소 선임 연  
구원

1992년 8월~현재:전자부품종합연구소 선임 연구원

※관심분야:디지털 전송, 무선 LAN, CATV 시스템 등