

적응형 모뎀에 적합한 TCM 복호기 구조

장대익*, 김내수*, 오덕길*
 *한국전자통신연구원 지상시스템연구부
 e-mail : dchang@etri.re.kr

Structure of TCM Decoder for Adaptive MODEM

Dae-Ig Chang*, Nae-Soo Kim*, Deock-Gil Oh*
 *Ground System Dept., ETRI

요 약

본 논문에서는 초고속 위성통신에 적용하기 위한 적응형 모뎀을 구현함에 있어서 TCM 복호기의 구조를 간단히 하기 위한 방안으로, BPSK 또는 QPSK 변복조에서 사용하는 비터비 복호기를 8PSK의 TCM 복호기에서도 사용할 수 있는 Pragmatic TCM 복호방식이 효율적임을 알 수 있었고, 22.5도에서부터 8-PSK 성상도를 매핑시키는 방법이 복호기 구조를 간단히 할 수 있음을 알 수 있었다.

1. 서론

국가망으로서 ATM 백본망 등을 위성으로 구성하는 초고속 위성통신망은 신뢰성 높은 전송채널을 목표로 개발되고 있기 때문에 매우 낮은 비트오율(10^{-9} ~ 10^{-10})이 요구되지만 매우 열악한 위성채널 환경 때문에 오류정정기술이 요구된다. 또한 광대역 통신을 위해서는 Ka 대역의 통신과 다차변조방식이 요구된다. 그러나 다차변조방식의 경우 수신성능이 감소되며 이 성능감소를 보상하기 위해 TCM(Trellis Coded Modulation) 기법^[1]의 연구가 활발히 진행되고 있다.

또한 Ka 대역 중계기 사용에 따른 강우감쇄에 능동적으로 대처하기 위해 적응형 변복조 방식이 요구된다. 즉, 나쁜 채널상태에서는 BPSK 또는 QPSK 변조방식과 길쌈부호 방식을 선택하고, 좋은 채널상태에서는 TC-8PSK 변조방식을 선택함으로써 요구성과 높은 전송율을 보장할 수 있다. 그러나 광대역 통신을 위해서는 복잡한 구조의 복조 알고리즘이 요구되며 장치가 복잡해진다. 따라서 TCM 부호에서 사용할 부호기를 BPSK 또는 QPSK 에서 선택하는 것과 동일한 길쌈부호로 선택하면 부호기와 복호기를 간단화 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 적응형 모뎀에 적용할 TCM 부/복호기의 구조를 간단히 할 수 있는 TCM 복호기 구조를 제시하고자 한다.

2. TCM 부호 및 8PSK 변조

2.1 TCM 부호기

2비트의 입력 데이터 중 1비트는 부호율 1/2의 길

쌈부호기를 사용해 2비트의 부호 데이터로 출력되고, 나머지 1비트는 TCM 부호기^[1]의 MSB 비트로 출력된다. 이 3비트의 TCM 부호기 출력을 8-PSK 변조기의 성상도로 매핑시키며 블록도는 그림 1과 같다.

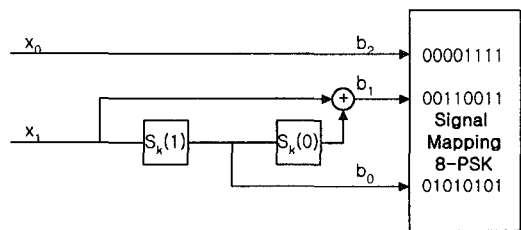


Fig. 1 Trellis Coded 8PSK Modulator

그림 1의 부호기에서 입력 데이터와 레지스터의 상태에 따라 출력되는 부호 데이터는 표 1과 같으며 부호화 과정을 트렐리스도로 표현하면 그림 2와 같다.

Table 1 Relations between Memory State and In/Output

현상태	입력	출력	다음상태
$S_{k-1}(1), S_{k-1}(0)$	X_1, X_0	b_2, b_1, b_0	$S_k(1), S_k(0)$
00	00	000	00
	01	100	
	10	010	
	11	110	
10	00	001	01
	01	101	
	10	011	

0 1	1 1	1 1 1	0 0
	0 0	0 1 0	
	0 1	1 1 0	
	1 0	0 0 0	
1 1	1 1	1 0 0	1 0
	0 0	0 1 1	
	0 1	1 1 1	
	1 0	0 0 1	
	1 1	1 0 1	1 1

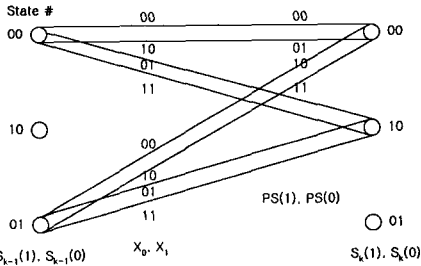


Fig. 2 Allocation of Input and Path Selection Information

2.2 TCM 부호와 8PSK 변조의 성상도 매핑
부호화된 3 비트의 데이터를 8PSK 변조기의 I 와 Q 에 식 (1) 또는 (2)를 이용해서 표 2 와 그림 3 과 같이 8 개의 성상도로 매핑시키며 결과는 45 도(π/4)의 거리를 갖는 신호로 위치 데이터가 생성된다.

$$S(t) = \sqrt{2} \cdot e^{j(2\pi f_c t + m/8)} \quad (1)$$

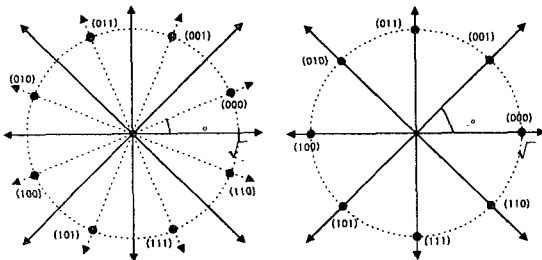
$$S(t) = \sqrt{2} \cdot e^{j(2\pi f_c t + nk/4)} \quad (2)$$

where i = 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, k=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7

Table 2 Mapping of TC-8PSK Modulator

Coded data	Mapping degree	Mapping Point	
		I	Q
C ₀	000	1.3066 (1.4142)	0.5412 (0)
C ₁	001	0.5412 (1)	1.3066 (1)
C ₃	011	-0.5412 (0)	1.3066 (1.4142)
C ₂	010	-1.3066 (-1)	0.5412 (1)
C ₄	100	-1.3066 (-1.4142)	-0.5412 (0)
C ₅	101	-0.5412 (-1)	-1.3066 (-1)
C ₇	111	0.5412 (0)	-1.3066 (-1.4142)
C ₆	110	1.3066 (1)	-0.5412 (-1)

* ()내의 값은 0 도를 시작점으로 성상도를 할당



(a) Mapping from 22.5 degree (b) Mapping from 0 degree
Fig. 3 Constellation of TC-8PSK Modulator

그림 3 과 같이 TC-8PSK 변조된 성상도를 부호기의

래지스터 입력 데이터의 상태에 따라 트렐리스도로 표현하면 그림 4 와 같으며 I 와 Q 값을 알 수 있다.

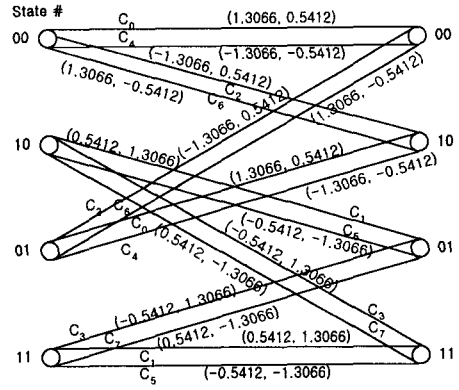


Fig. 4 Decoding Method of Ungerboeck TCM

3. TCM 복호

TCM 복호는 여러 방법으로 할 수 있으나 성상도의 현 위치벡터를 근간으로 유클리드 거리 계산에 의한 Ungerboeck TCM 복호방법과 비터비 복호기를 이용하는 Pragmatic TCM 복호방법을 고려해 볼 수 있다.

3.1 Ungerboeck TCM 복호방법

TCM 부호의 Ungerboeck 복호^[2] 방법에서는 8-PSK 의 성상도 신호를 비터비 복호 알고리즘^[3]을 적용하여 복호한다. 그러나 비터비 복호기와는 달리 BM(Branch Metric) 계산 시 하나의 가지에 병렬천이를 고려해 주어야 하고, TCM 변조 성상도를 기준으로 수신신호와 의 유클리드 거리에 의해 BM 을 계산한 다음 비터비 복호 알고리즘과 동일한 방법으로 복호한다. 즉 래지스터의 상태에 따라 식 (3)과 같이 각 기준점(R_{cr})과 수신된 신호(D_{mod}) 사이의 BM 거리를 계산한다.

$$BM_{s,k}(i) = \sqrt{[\text{Re}(R_{cr}(i)) - \text{Re}(D_{mod})]^2 + [\text{Im}(R_{cr}(i)) - \text{Im}(D_{mod})]^2} \quad (3)$$

여기서 s(=0, 1, 2, 3)는 상태노드, k는 BM 계산시점, BM_{s,k}(i)는 입력 branch 에 대한 Branch Metric, i(=0, 1, 2, 3)는 가지번호이다.

상태노드 s 에서의 Path Metric P_{s,k}(i)는 식 (4)와 같이 현재의 BM_{s,k}(i)과 이전까지 누적된 BM 인 Path Metric P_{s',k-1}(i)의 합으로 계산된다. 여기서 s'(=0, 1, 2, 3)는 한 단계 이전인 i=k-1 일때의 상태노드 번호이다.

$$P_{s,k}(i) = BM_{s,k}(i) + P_{s',k-1} \quad (4)$$

복호과정은 비터비복호와 동일한 방법으로 트렐리스 경로를 결정하고 TBM 을 이용^[3]하여 복호한다.

그림 2 의 트렐리스도로부터 래지스터의 상태도를 수식으로 표현하면 식 (5)와 같다. 즉, S_k(0)는 과거 래지스터의 첫번째 상태(S_{k-1}(1))이고, S_k(1)는 부호기 입력값(X_i)이며 이 값은 복호 될 값(D_k(0))이다.

TCM 은 병렬천이 이므로 한 상태로 들어오는 가지 수는 4 개이며 따라서 PS(Path Select) 값은 그림 2, 4 로 부터 PS(1)은 이전 레지스터 상태인 $S_{k-1}(0)$ 이고 PS(0)은 비부호화된 값으로 $D_k(1)$ 이다. 상기의 관계를 식으로 표현하면 식 (6)과 같다. 따라서 복호과정에서 가지가 결정되면 식 (5), (6)에 의해 데이터가 복호된다.

$$S_k(0) = S_{k-1}(1), S_k(1) = X_1 = D_k(0) \quad (5)$$

$$PS(1) = S_{k-1}(0), PS(0) = D_k(1) \quad (6)$$

3.2 Pragmatic TCM 복호방법

TCM 신호를 비터비 복호기로 복호할 수 없는 이유는 한상태로 들어오는 가지수가 4 개(비터비 복호 : 2 개)이고, BM 계산을 유클리드 거리(비터비 복호 : 해밍 거리)로 하며, 복호 비트 결정식이 식 (5, 6)과 같이 다르기 때문이다. 또한 Ungerboeck TCM 에 대한 복호에서 유클리드 거리를 알기 위해 제곱과 제곱근의 계산이 필요하므로 하드웨어 구현이 복잡하고 소비시간이 많기 때문에 하드웨어 관점에서 비효율적이다.

본 방법에서는 기존의 비터비 복호기를 이용하여 8-PSK TCM 신호를 복호할 수 있는 Pragmatic TCM 에 대해 연구한다. 적용형 변조 방법에서는 BPSK 와 QPSK 변조에서 길쌈부호와 비터비 복호가 예정되고 8-PSK 변조에서는 TCM 부호가 예정되므로 복호시 동일한 비터비 복호기를 사용할 수 있다면 효율적이다. 따라서 (2, 1, m) 비터비 복호기를 사용할 수 있는 Pragmatic TCM 복호방법이 Ungerboeck TCM 복호방법보다 모뎀 ASIC 의 복잡도를 줄일 수 있다.

Pragmatic TCM 복호를 (2, 1, m) 비터비 복호기를 이용할 수 있도록 하려면 수신되는 8-PSK 신호배치를 QPSK 신호배치로 바꾸어 양자화 하여야 한다. 즉, 그림 3 의 8-PSK 성장도에서 MSB 는 길쌈부호화 되지 않은 데이터이고 2 와 3 비트는 부호화 된 신호이기 때문에 그림 5, 7 과 같이 2 와 3 비트를 3 비트로 양자화하여 기준 매핑점으로 표현한다.

3.2.1 22.5 도 기준 성장도 할당

복호 과정은 수신된 8-PSK 신호를 그림 6 의 Sector Phase Quantizer 에서 QPSK 신호의 배치로 전환하여 그림 5 와 같이 3bit 연판정 신호로 변환한 다음 (2, 1, m) 비터비 복호기를 이용하여 1 비트로 복호한다.

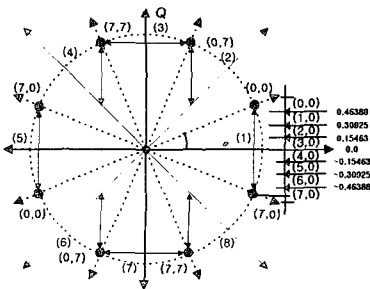


Fig. 5 Soft Decision Assignment for Pragmatic TCM

그림 5 에서 3 비트로 연판정된 기준신호로 I 와 Q 값의 영역에 따라 수신되는 신호의 연판정 영역을 결정할 수 있음을 알 수 있다. 즉 (3)과 (7)영역은 I 값을 연판정하고 나머지 영역은 Q 값을 연판정한다.

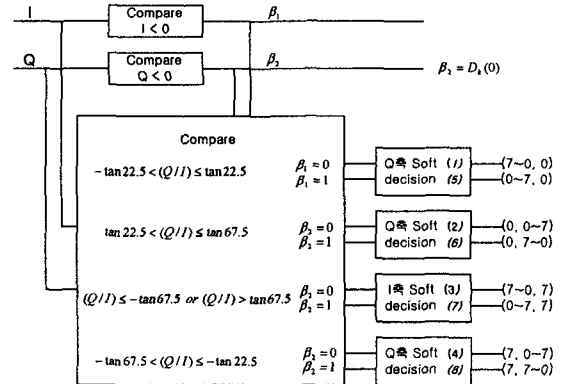


Fig. 6 Sector Phase Quantizer & Soft Decision Mapping

연판정 영역과 연판정 I, Q 값 결정방법은 그림 6 과 같다. 수신신호가 어느 영역에 포함되는지 결정하기 위해 잡음이 포함된 수신신호 I 와 Q 를 0 과 비교한 값 β_1 과 β_2 에 의해 4 사분면을 결정한다. 또한 Q 값을 I 값으로 나눈 결과와 β_1, β_2 값이 그림 6 과 같이 어느 범위에 포함되는지에 따라 (1) ~ (8) 영역으로 구분한 다음 결정된 영역과 I 또는 Q 값에 따라 다음과 같이 연판정하고 비터비 복호기에 보내질 신호를 결정한다. 수신신호의 영역에 따라 신호의 양자화 및 비트할당 방법은 다음과 같다.

가. (1)과 (5)영역의 경우

I 와 Q 의 비율이 $-\tan 22.5 < (Q/I) \leq \tan 22.5$ 에 포함되고, I 값(β_1)에 따라 (1) 또는 (5)영역이 결정되며, 연판정을 위한 신호의 레벨 결정은 식 (7)과 같다.

여기서 y 는 연판정을 위한 레벨이고, n 은 연판정 비트수이며, x 는 연판정을 위한 레벨수-1로서 $1 \sim (2^n - 1)$ 이다. 3 비트 연판정일 경우 수신신호 Q 의 레벨 수는 7 개이고, (1)영역과 (5)영역에 따라 식 (7)로부터 연판정을 위한 레벨 y 를 결정한다 다음 기준점에 따라 I 에 연판정 비트(000~111)를 할당하고 Q 는 0(000)으로 고정시킨다.

$$y = 2\sqrt{2} \sin 22.5 + (2^n - 1) \times (x - 2^{n-1}) \quad (7)$$

나. (2), (6)과 (4), (8) 영역의 경우

I 와 Q 의 비율이 $\tan 22.5 < (Q/I) \leq \tan 67.5$ 에 포함되고 Q 값(β_2)에 따라 (2) 또는 (6)영역이 결정되며, (4)와 (8)영역은 $-\tan 67.5 < (Q/I) \leq -\tan 22.5$ 에 포함되고 Q 값(β_2)에 따라 (4) 또는 (8)영역이 결정된다.

(2)와 (4) 영역의 경우 레벨 결정은 식 (8)과 같고, (6)과 (8) 영역의 경우는 식 (9)와 같다.

(2)영역과 (4)영역의 경우 식 (8)로부터 Q 에 연판정 비트(000~111)를 할당하고 I 는 (2)영역의 경우 0(000),

(4)영역의 경우 7(111)로 고정시킨다. 또한 (6)영역과 (8)영역의 경우 식 (9)로부터 Q 에 연관정 비트 (111-000)를 할당하며, I 는 (6)영역의 경우 0(000), (8)영역의 경우 7(111)로 고정시킨다.

$$y = \sqrt{2} \sin 22.5 + \sqrt{2}(\sin 67.5 - \sin 22.5) \div (2^n - 1) \times (x - 0.5) \quad (8)$$

$$y = -\sqrt{2} \sin 67.5 + \sqrt{2}(\sin 67.5 - \sin 22.5) \div (2^n - 1) \times (x - 0.5) \quad (9)$$

다. (3)과 (7) 영역의 경우

$(Q/I) \leq -\tan 67.5$ or $(Q/I) > \tan 67.5$ 에 포함되고, Q 값(β_2)에 따라 (3) 또는 (7)영역이 결정되며 연관정을 위한 신호의 레벨 결정은 식 (10)과 같다.

3 비트 연관정일 경우 식 (9)로부터 연관정을 위한 레벨 y 를 결정하고 I 에 연관정 비트(000~111)를 할당 한 다음 Q 는 (3)과 (7)영역 모두 7(111)로 고정시킨다.

$$y = 2\sqrt{2} \cos 67.5 \div (2^n - 1) \times (x - 2^{n-1}) \quad (10)$$

상기와 같이 연관정 할당에 의해 양자화된 I 와 Q (000~111)를 비터비 복호기에 입력시켜 1 비트의 데이터로 복호한다. 복호된 데이터는 X_1 으로 송신시 길쌈 부호에 입력된 데이터가 복호된 것이다. 비부호화 비트인 X_2 는 그림 6 의 Sector Phase Quantizer 에서 β_2 에 의해 결정될 수 있다는 사실을 그림 3 의 TCM 부호의 성상도 매핑을 통해 알 수 있다. 즉, 비부호화 비트는 수신된 신호 Q 값이 양수이면 "0"으로, 음수이면 "1"로 복호된다.

3.2 0 도기준 성상도 할당

TCM 부호의 성상도 매핑을 식 (2)에 의해 그림 3-(b)와 같이 0 도를 기준으로 하였을 경우에도 부호화된 데이터에 대한 복호방법은 상기 그림 6 과 동일한 알고리즘으로 복호할 수 있다. 즉 TCM 부호화된 데이터를 그림 7 과 같이 QPSK 신호의 배치(I, Q)로 전환하여 연관정으로 2 비트를 복호한다.

$$y = \pm 1 \div (2^n - 1) \times (x - 0.5) \quad (11)$$

여기서 y 는 연관정을 위한 레벨이고, n 은 연관정 비트수이며, x 는 연관정을 위한 레벨수-1 로서 $1 \sim (2^n - 1)$ 이다.

3 비트 연관정일 경우 수신신호 I 또는 Q 의 판정 레벨 수는 7 개이고, 수신되는 신호에 따라 연관정 비트(000~111)를 할당하여 비터비 복호한다.

그러나 TCM 부호가 "000"와 "100"인 경우 성상도가 각각 "0 도"와 "180 도"이므로 작은 잡음에도 에러가 발생한다. 따라서 새로운 복호 알고리즘이 요구된다. 즉, 비터비 복호기에 의해 복호된 1 비트 데이터를 다시 재 부호화하여 비부호화 비트에 대한 정보를 제공 하고 수신된 신호의 I 와 Q 값에 의한 4 상한 결정 값에 의해 나머지 비부호화된 데이터를 복호한다. 그러므로 그림 7 과 같이 "0 도" 기준의 성상도 매핑 방법은 재부호기와 비부호화된 데이터 결정 로직이 요구 되기 때문에 모뎀 ASIC 의 복잡도를 증가 시킨다.

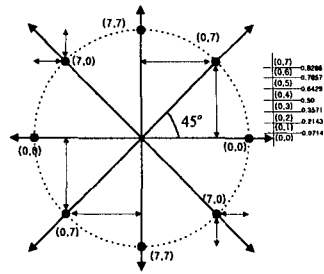


Fig. 7 Soft Decision Assignment (0 deg.) for Pragmatic TCM

4. 결론

국가망으로 사용될 초고속 위성통신망은 높은 신뢰성을 요구하고 또한 광대역 통신을 요구하고 있다. 따라서 Ka 대역의 증계기 사용이 요구되며 강우감쇄에 능동적으로 대처할 적응형 변복조 방식이 요구된다. 대역폭을 효율적으로 사용하기 위한 다차 변조방식은 수신신호의 성능이 감소되기 때문에 오류정정 부호가 요구된다. 또한 적응형 변복조방식에 따른 효율적 부호방식으로 길쌈부호와 TCM 부호가 요구된다.

FEC 를 포함한 적응형 모뎀에서 BPSK 와 QPSK 변조의 경우 사용할 길쌈부호기를 8PSK 변조의 경우 TCM 부호기에 사용함으로써 부호기를 간단히 할 수 있다. 또한 TCM 부호의 복호방식에서 Pragmatic TCM 부호는 수신신호와의 해밍거리를 구하여 복호하는 비터비 복호기를 이용할 수 있으나 Ungergoek TCM 복호는 수신신호와의 유클리드 거리를 구하기 위해 제곱과 제곱근 계산을 필요로 하기 때문에 하드웨어 구현이 복잡하다. 따라서 Ungergoek TCM 복호는 하드웨어가 복잡한 새로운 복호기를 요구하는데 반해 Pragmatic TCM 복호방식은 BPSK 와 QPSK 변조방식에서의 비터비 복호기를 이용할 수 있어 복호기 구조를 간단히 할 수 있었다. 또한 TCM 부호의 8 개 성상도를 I 와 Q 축상에 매핑시키는 방법으로 22.5 도에서부터 시작하는 방법이 복호기 구조를 간단히 할 수 있고 수신성능도 높일 수 있다는 것을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] Ungerboeck and Gottfried, "Trellis Coded Modulation with Redundant Signal Sets, Part I & II" IEEE Comm. Magazine, Vol. 25, No.2, pp5~21, Feb. 1987.
- [2] Careden, Frank, and Brian Kopp, "A Quantized Euclidean Soft Decision Maximum Likelihood Sequence Decoder of TCM", IEEE Military Communications Conference, Vol.2, pp279~282, Oct. 1988.
- [3] T.K. Trung, Ming-Rang Shih and E.H. Satorius, "A VLSI Design for Trace-Back Viterbi Decoder", IEEE Trans. On Comm., Vol.40 No.30, pp.616~1624, March 1992.