

이동 위성 채널에서 효율적인 Punctured TCM 방식

正會員 박성경*, 김종일**, 홍성권*, 주판유*, 강창언*

An Efficient Punctured-Coded TCM for the Mobile Satellite Channel

Sung Kyung Park*, Chong Il Kim**, Sung Kueon Hong*,
Pan Yuh Joo*, and Chang Eon Kang* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 부가 백색 가우시안 잡음 채널(AWGN)과 이동 위성 채널인 라이시안 페이딩 채널에서 전력과 대역폭 효율을 동시에 만족하는 평처드 트렐리스 부호화 변조를 제안하고 이를 $\pi/4$ shift QPSK에 적용하여 시뮬레이션을 통하여 성능을 분석하였다. 전력과 대역이 제한된 채널에 효율적으로 대처하는 방법중의 하나가 제한된 조건을 동시에 효율적으로 만족하는 방식인 트렐리스 부호화 변조(Trellis-Coded Modulation, TCM) 방식이다. 그리고 저 효율의 복잡도를 그대로 유지하면서도 고 효율의 성능을 얻을 수 있는 부호가 평처드 트렐리스부호이다.

본 논문에서 제안한 평처드 트렐리스 부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK는 이동 위성 통신 채널에서 TCM 방식과 비교하여 복잡도와 계산량에 있어서 이득을 가지면서 비트에러성능에 있어서는 성능의 저하가 거의 없음을 알 수 있다.

ABSTRACT

In this thesis, in order to apply a punctured convolutional codes to the trellis coded modulation(TCM), an efficient punctured trellis coded modulation(PTCM) based on the decomposition of the metric into orthogonal components is presented. Also, a simulation is performed in an additive white Gaussian noise(AWGN) and a rician fading channel modeling the mobile satellite channel. The PTCM combines punctured convolutional coding with MPSK modulation to provide a large coding gain in a power-limited or bandwidth-limited channel. However, in general the use of the punctured convolutional code structure in the decoder results in a performance loss in comparison to trellis codes, due to difficulties in assigning metrics. But, the study shows no loss in performance for punctured trellis coded MPSK in comparison to TCM, and what is more, the punctured convolutional codes

*연세대학교 전자공학과
Dept. of Electronic Eng. Yonsei University

**관동대학교 전자공학과
論文番號:95403-1122
接受日字:1995年 11月 22日

results in some savings in the complexity of Viterbi decoders, compared to TCM of the same rate.

Also, the results shows that the punctured trellis coded $\pi/8$ shift 8PSK is an attractive scheme for power-limited and band-limited systems and especially, the Viterbi decoder with first and Lth phase difference metrics improves BER performance by the mobile satellite channel.

I. 서 론

이동 위성 채널과 같은 전력과 대역폭이 제한된 채널에서 오류 정정 부호는 신뢰도를 높이는 데 큰 역할을 하고 있다. 1967년 Viterbi에 의한 비터비 복호 방식은 최적 복호 방식이기는 하지만 구속장의 크기가 증가함에 따라 복잡하게 된다. 한편 트렐리스 부호화 변조(Trellis-Coded Modulation, TCM)는 제한된 전력과 대역폭에서 채널 부호화와 변조를 하나의 과정으로 수행하여 전력제한과 대역제한된 조건을 동시에 만족할 수 있는 장점이 있다[1, 2].

평처드 트렐리스 부호화는 콘볼루션 부호에서의 평처드기법을 트렐리스 부호화에 적용시킨 것으로 에러성능(error performance)에 있어서 트렐리스 부호 변조와 거의 같은 성능을 가지면서 복호기단에서 낮은 복잡도(complexity)를 가진다. 즉 하나의 비트를 계산하기 위해 수신기에 부과되는 계산부하량이 트렐리스 부호화 변조의 경우보다 같은 구속장길이를 갖을 때 적게 된다. 또한 구현하기가 간단하고 하드웨어 구성을 보다 용이하게 할 수 있는 가능성을 제공한다.

부호화기의 복잡도(complexity)를 고려할 때 비트당 이진 비교와 이진 매트릭 가산수로서 그 척도를 삼는다. $(n-1)/n$ TCM와 평처드 부호의 경우를 고려하면 2^v 의 상태수를 가질 때 다음과 같은 복잡도를 가진다.[9]

$$L_{TCM} = \frac{2^v(2^{(n-1)} - 1)}{n-1} \quad (1)$$

$$L_{PCC} = 2^v \quad (2)$$

평처드 TCM이 평처드 부호와 같은 복잡도를 갖는다고 할 수 있으므로 8PSK 2/3부호화율을 고려하면 $L_{TCM} = 2^{v-1} \cdot 3$, $L_{PTCM} = 2^v$ 이 되고

$$\frac{L_{PTCM}}{L_{TCM}} = \frac{2}{3} \approx 0.67 \quad (3)$$

과 같이 되어 평처드 TCM은 2/3 부호기의 경우, TCM의 67%의 계산량만을 요구한다는 것을 알 수 있다.

16QAM변조에 대하여 부호화를 적용한 경우 3/4부호율을 갖는 부호기를 사용하게 되고 이 때 $L_{TCM} = \frac{2^{v \cdot 7}}{3}$ 가 되고

$$\frac{L_{PTCM}}{L_{TCM}} = \frac{3}{7} \approx 0.43 \quad (4)$$

이 되어 평처드 트렐리스 부호화된 QAM신호는 TCM에 대하여 43%의 계산량만을 요구함을 알 수 있다.

평처드 트렐리스 부호에 대하여 복호하는 경우, 하나의 채널심볼에 여러 개의 트렐리스 가지(trellis branch)가 할당되고 하나의 채널심볼로부터 이러한 가지 값을 위한 매트릭을 추출해야 한다. 적절하게 매트릭 값을 지정하지 못하는 경우, 발생다항식이 적절하게 선택되었음에도 불구하고 그에 해당하는 에러성능을 얻을 수 없다.

II. 이동 위성 채널과 트렐리스 부호화 변조

1. 이동 위성 채널의 모델링

1976년 미국 COMSAT의 MARISAT 위성이 대양을 항해하는 선박에 대하여 통신 서비스를 제공하면서 위성을 이용한 이동 통신 시스템이 최초로 시작되었다. 이동 위성 통신 시스템에서는 위성에서 이동체로 전송하는 신호는 전파와 주파수에 심한 변화를 보인다. 이와 같은 전파의 전송 특성은 이동체의 이동과 다경로(multipath) 현상에 의한 라이시안 페이딩(rician fading)현상과 대수 정규 음영 효과(lognormal shadowing) 및 다경로 현상에 의한 시간 지연 퍼짐(time delay spread) 특성 등을 나타낸다[1]. 이러한 전

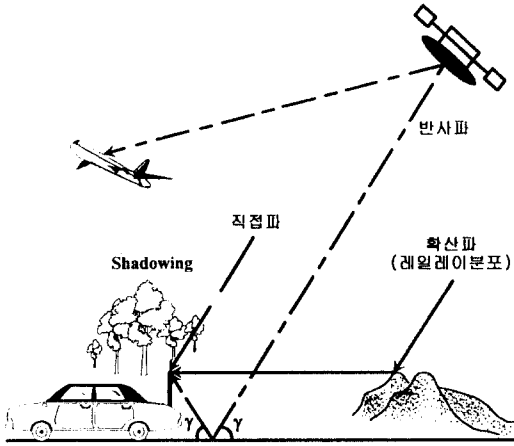


그림 1 이동 위성 통신 환경
Fig. 1. Environment of mobile satellite system

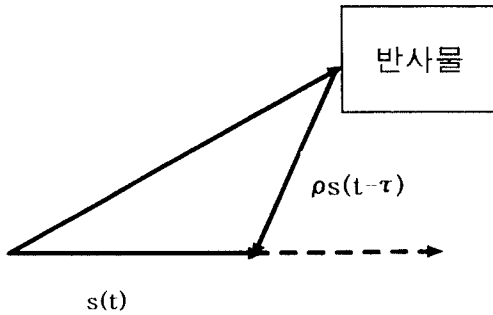


그림 2 이동 통신 채널의 2파 모델
Fig. 2 2-ary model in the mobile communication channel

파의 각 성분들을 그림 1에 나타내었다.

실제적으로 다중 경로 채널의 모델링은 복소수의 기저 대역 임펄스 응답을 갖는 선형 필터로 모델링될 수 있으며, 이와 같은 모델링 기법은 도심지의 이동체 통신 채널 및 위성 채널 등에 적합하다는 것이 입증된 바가 있다. 도심지의 페이딩 현상은 그림 2과 같은 등가 기저 대역 2파 모델 (equivalent baseband 2-ary model)로 모델링이 가능하며, 페이딩을 거친 후의 수신 신호 $r(t)$ 는 (5)와 같이 주어진다.

$$r(t) = s(t) + ps(t-\tau) \quad (5)$$

여기서 $s(t)$ 는 송신된 신호로써

$$s(t) = I(t)\cos w_c t - Q(t)\sin w_c t = \cos(w_c t + \theta(t)) \quad (6)$$

이고,

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left\{ \frac{Q(t)}{I(t)} \right\}$$

이다. 이 때 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 는 각각 전송 신호 $s(t)$ 의 동상 성분과 직교 성분이며 τ 는 지연 시간, ρ 는 간접파의 정규화된 진폭을 의미한다. 페이딩 채널하에서 직접파와 간접파의 전력비는 $-20 \log \rho$ (dB)로 정의된다. 전송 신호 $s(t)$ 가 식 (6)과 같을 때 간접파의 수신 신호 $ps(t-\tau)$ 는 페이딩 채널을 통과한 것으로

$$\begin{aligned} ps(t-\tau) &= N_I(t)\cos(w_c t + \theta(t)) - N_Q(t)\sin(w_c t + \theta(t)) \\ &= \{N_I(t)\cos \theta(t) - N_Q(t)\sin \theta(t)\}\cos w_c t \\ &\quad - \{N_I(t)\sin \theta(t) + N_Q(t)\cos \theta(t)\}\sin w_c t \quad (7) \\ &= \{N_I(t)I(t) - N_Q(t)Q(t)\}\cos w_c t \\ &\quad - \{N_I(t)Q(t) + N_Q(t)I(t)\}\sin w_c t \end{aligned}$$

가 되며, $N_I(t)$, $N_Q(t)$ 는 평균이 0이고, 분산이 1인 각각의 백색 가우시안 잡음이 페이딩 채널의 스펙트럼을 갖는 저역 통과 필터를 통과한 후의 잡음 신호이다. 따라서 수신 신호 $r(t)$ 는 식 (6)과 (7)에 의하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \{I(t) + N_I(t)I(t) - N_Q(t)Q(t)\}\cos w_c t \\ &\quad - \{Q(t) + N_I(t)Q(t) + N_Q(t)I(t)\}\sin w_c t \quad (8) \end{aligned}$$

그러므로 수신점에서 채널 신호 복조 후 저역 통과 필터를 통과한 신호 $\hat{I}(t)$ 와 $\hat{Q}(t)$ 는

$$\begin{aligned} \hat{I}(t) &= \frac{1}{2} \{I(t) + N_I(t)I(t) - N_Q(t)Q(t)\} \\ \hat{Q}(t) &= \frac{1}{2} \{Q(t) + N_I(t)Q(t) + N_Q(t)I(t)\} \quad (9) \end{aligned}$$

가 되며, 샘플링 순간의 동상 및 직교 성분 \hat{I}_k, \hat{Q}_k 는

$$\hat{I}_k = \frac{1}{2} \{I_k + N_I I_k - N_Q Q_k\}$$

$$\hat{Q}_k = \frac{1}{2} \{ Q_k + N_I Q_k - N_Q I_k \} \quad (10)$$

가 된다.

식 (7)는 다경로 페이딩 채널을 통과한 신호의 대역 통과 신호에 대한 표현이며, 이에 대한 등가 저역 통과 신호의 표현은 식 (9)과 같다. 따라서 식 (9) 으로부터 등가 저역 대역 다경로 페이딩 시뮬레이터를 설계할 수 있으며 이것은 그림 3과 같고, 최종적으로 적합한 채널의 모델은 그림 4와 같다.

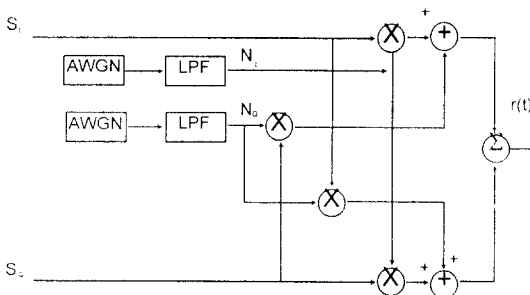


그림 3 이동 통신 채널의 기저 대역 페이딩 시뮬레이터
Fig. 3 Fading simulator of mobile communication channel

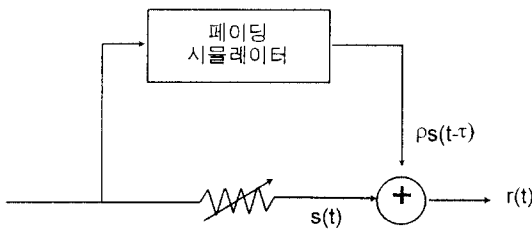


그림 4 이동 통신 채널의 시뮬레이션 채널 모델
Fig. 4 Simulation model in the mobile communication

2. 트렐리스 부호화 변조

TCM은 전송율의 감소 또는 대역폭의 확장 없이 여러 성능을 향상시킬 수 있는 방법으로 콘볼루션 부호화와 M-ary 변조를 동시에 수행하고 수신 측에서는 최대확률론적(Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE) 기법인 비터비 디코더(Viterbi decoder)를 이용하므로써 부호 이득(coding gain)을 얻는 방법이다.

Ungerboeck에 의해 제안된 바에 의하면 신호 집합을 두 배로 확장하면 얻을 수 있는 거의 모든 부호화 이득을 얻을 수 있으므로 트렐리스 부호화 변조에서는 기존의 M-ary 변조에 필요한 채널 신호 집합 크기를 $M = 2^k$ 에서 $2M = 2^{k+1}$ 로 확장시킨다. 이러한 트렐리스 부호화 변조를 설계하기 위해서는 세 단계를 거치게 된다. 첫째는 부호율 $R = k/(k+1)$ 의 콘볼루션 부호기를 사용하였을 때이며 채널 신호 집합의 크기를 2^k 에서 2^{k+1} 로 채널 신호 집합을 확장하는 것이다. 둘째는 확장된 채널 신호 집합에서 유클리드 거리가 점차적으로 증가하여 최대가 되도록 신호 집합 분할(mapping by set partition)을 한다. 셋째는 위와 같은 집합 분할이 이루어진 후, 최대의 자유 유클리디안 거리를 갖는 TCM 콘볼루션 부호기를 설계하는 것이다. 이러한 콘볼루션 부호기는 상태수가 작은 경우, 경험적인 방법에 의해 최적설계가 가능하고, 상태수가 큰 경우에는 컴퓨터를 이용한 검색에 의해 최적 성능을 나타내는 발생다항식을 구할 수 있다.

자유 유클리드 거리 d_{free} 는 단일 경로 오류와 다단 경로 오류중 가장 작은 유클리드 거리를 갖는 경우에 해당되며 무한대 신호대 잡음비에서 얻어지는 asymptotic 부호화 이득 γ 는

$$\gamma = \frac{d_{free}^2 E}{d_{min}^2 E} \quad (11)$$

가 된다. 여기에서 E' 와 E 는 부호화되지 않은 신호의 평균 에너지와 트렐리스 부호화된 신호의 평균 에너지를 나타내고 d_{min} 은 부호화되지 않은 신호 집합의 최소 유클리드 거리를 나타낸다.

모든 트렐리스 부호화 변조 시스템에서 부호화된 변조 신호를 복호하는데는 최대 확률론적 복호 방식(Maximum Likelihood Sequence Estimation, MLSE) 기법인 비터비 복호 방법을 사용한다. 최대 확률론적 복호 방식은 그 이름이 의미하는 것과 같이 수신된 열과 전송 가능한 모든 열들에 대하여 비교를 행한 후 결정을 내리는 것이다. 다시 말해서 모든 전송 가능한 열들이 동일한 전송 확률을 갖는다면 복호기는 수신된 열 X 와 m 개의 전송 가능한 열 Y_m 간에 likelihood 함수라고 불리는 조건부 확률 $p(X/Y_m)$ 을 최대로 하는 열을 송신단에서 전송한 열로 선택한다. 그래서 복호기는

$$p(X/Y'_m) = \max_{all Y'_m} p(X/Y_m) \quad (12)$$

이때 Y'_m 을 선택할 것이다. 즉, 복호기는 likelihood 함수 $p(X/Y'_m)$ 가 어떤 다른 가능한 전송 열보다 크다면 신호열 Y'_m 을 선택할 것이다. 비터비 알고리즘은 최대 확률론적 복호 방식 복호를 수행하는 효율적인 방법으로 트렐리스 부호화된 신호를 복호하기 위하여 사용된다.

III. 평쳐드 부호를 사용한 트렐리스 부호화 변조 (PTCM)

콘볼루션 부호는 윈도우 개념을 이용하여 과거의 유한한 입력 데이터들이 현재의 데이터에 영향을 미치는 특성을 이용하여 부호화하는 기법으로 블럭 부호보다 우수한 오류 정정 능력을 갖는다.

콘볼루션 부호를 사용한 평쳐드 부호는 1979년 Cain, Clark, Geist에 의해서 제안되었다[3]. 이러한 평쳐드 부호는 부호율이 낮은 부호의 부호기 출력 심볼들에서 특정 패턴에 의해 주기적으로 몇 개의 심볼들을 제거하므로써 높은 부호율을 얻는 부호를 말한다. 따라서 저 부호율의 원천 부호와 제거 패턴을 적절히 선택하면 1보다 작은 임의의 유리수값의 부호율을 가지는 평쳐드 부호를 얻을 수 있다[3, 5]. 저부호율(일반적으로 1/2의 부호율을 주로 사용한다.)의 부호기로 구성된 평쳐드 부호의 자유해밍거리(free Hamming distance)는 같은 부호율과 같은 구속장의 크기를 콘볼루션부호보다 작거나 같은 값을 가지고 웨이트 스펙트럼(weight spectrum) 특성이 떨어져 성능의 저하를 보이지만 디코더를 구성하는 복잡도면에서 볼 때 상당한 이득을 가능하게 해준다.

1. 평쳐드 트렐리스 부호화 변조의 개요

평쳐드 부호는 본래 부호화율이 높은 콘볼루션 부호의 구성이 어려운 점때문에 고안된 방식으로 부호화율이 낮은 부호의 일부분을 부호에서 제외시켜 부호화율이 높은 부호를 구성하려는 시도에서 제안되어졌다.

평쳐드 콘볼루션 부호는 부호화율이 낮은 부호의 부호화기 출력비트 심볼들 중 특정 패턴에 의해 주기

적으로 몇 개의 비트 심볼들을 제거(puncturing)하므로써 높은 부호화율을 얻는 콘볼루션 부호를 말한다. 이 때 제거되는 심볼들을 규정하는 특정 패턴을 평쳐드 부호의 perforation패턴이라하여 일반적으로 행렬로서 표현한다.

$R=1/v_0$ 인 저효율 부호로부터 $R=b/v$ 인 평쳐드 콘볼루션 부호를 얻는다고 할 때 $R=1/v_0$ 인 부호의 부호화기에 의해 b 개의 정보비트를 부호화하면 bv_0 개의 부호화된 비트가 생성되고 이들 중 $S=(bv_0-v)$ 개의 비트심볼을 제거하므로써 $R=1/v$ 인 평쳐드 콘볼루션 부호를 얻을 수 있다.

따라서, 저 효율부호와 perforation패턴을 적절히 선택하면 어떠한 부호화율을 가지는 부호도 얻을 수 있다. 비트 심볼이 제거되는 부호화율이 낮은 부호화기로서 1/2부호가 일반적으로 많이 사용된다. 평쳐드 부호의 비터비 복호과정은 제거된 비트에 해당하는 비트 심볼에 일정한 값의 메트릭을 지정함으로써 원래의 1/2 부호화기를 그대로 사용하여 이루어질 수 있고 그 계산 복잡도는 본래의 1/2부호의 복잡도와 거의 같게 된다. 이와같이 본래의 부호화기를 사용하여 부호화 과정이 이루어질 때 부호화기의 복호깊이(decoding depth)는 변경되지 않는 부호를 복호하는 경우보다 더 깊어져야 한다.

평쳐드 트렐리스부호화 변조는 TCM과 동일한 성능을 가지면서 그 복잡도에 있어서 TCM보다 우수하여 간단한 디코더를 구성할 수 있는 변조방식이다. 평쳐드 트렐리스부호화 변조를 구성하기 위해서는 위의 평쳐드 부호의 원리를 이용하여 부호화기를 구성하고 TCM과 같은 성능을 나타내는 발생다항식과 perforation패턴을 구하여야 한다.

8PSK 변조방식을 사용하고 1/2부호를 본래의 저효율 부호화기로 구성한다면 2개의 비트가 입력되어 4개의 출력비트를 얻고 이중 한 비트를 제거하므로써

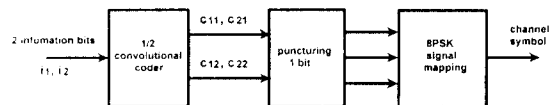


그림 5. 8PSK PTCM개념도
Fig. 5 Block diagram of 8PSK PTCM

3개의 비트를 얻고 2/3부호화기를 구성하여 2개의 정보비트에서 3비트로 결정되는 8PSK 신호를 지정하게 된다. 8PSK의 경우, 이러한 과정은 그림 5에 나타나 있다.

평처드 트렐리스 부호화 변조의 경우 평처드 콘볼루션 부호를 BPSK와 같은 이진변조와 결합할 때와는 다르게 복호과정에서 매트릭 왜곡(metric distortion) 문제가 발생한다. 위의 8PSK 2/3부호화율 PTCM의 경우, 매트릭 왜곡은 복호기에서 한 개의 채널심플에서 두 개의 트렐리스 단계에 해당하는 매트릭을 계산해야하기 때문에 발생한다.

성능이 우수한 평처드 트렐리스 부호에서는 각 상태에서의 입력률 가지에서 최대 자유 거리를 가능한 크게 해야 한다. 평처드 부호에서는 두 개의 입력 가지와 출력 가지가 있는데 출력 비트 생성은 두 단계에서의 가지가 조합을 이뤄서 한 개의 코셋을 출력한다. 이러한 방식의 평처드 트렐리스 부호가 되려면 다음의 두 조건을 만족해야 한다.

- 조건 1: 두 번째 단계에서 입력되는 두개의 가지에서 두 번째 비트는 같은 값이며 이는 동일 상태에서 동일 그룹의 코셋을 만든다. 조건 을만족하는 그림을 그림 6에 나타내었다.

- 조건 2: 두 번째 단계에서 두 개의 출발하는 가지 중에서 두 번째 비트는 같은 값을 가져야 하며 또한 첫 번째 단계에서 출발하는 가지는 두 번째 단계의 가지와 결합하여서 하나의 코셋을 형성한다.

예를들어 그룹 0코셋에 대한 것을 그림 8에 나타내 있는데 그림에서 보면 $R=2/3$ PTCM에서의 가지와 이에 상응하는 평처드 트렐리스도의 가지를 나타낸다. 아래 첨자 “•”은 두 번째 단계에서 부류 0에 연결되는 첫 번째 단계의 가지를 나타내며 $d^2[0]$, $d^2[1]$ 은 첫 번째 단계에서의 가지가 두 번째 단계에서 부

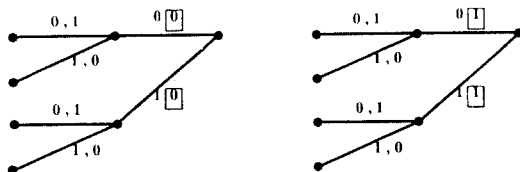


그림 6. 조건 1 만족하는 트렐리스도
Fig. 6. Trellis diagram which satisfying constraint 1

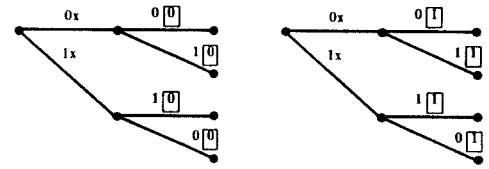


그림 7. 조건2 만족하는 트렐리스도
Fig. 7. Trellis diagram which satisfying constraint 2

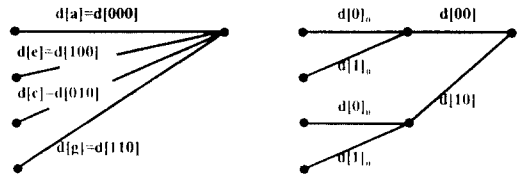


그림 8. 평처드 트렐리스도의 등가도
Fig. 8. Equivalent punctured branches

류 1가지에 연결될 때 첫 번째 단계의 제곱 가지 매트릭을 나타낸다. 이러한 가지 매트릭은 먼저 2차원의 수신 신호 벡터 \vec{r} 은 두 개의 벡터 성분의 합으로 나타낼 수 있다.

$$\vec{r} = r_1 \vec{u}_1 + r_2 \vec{u}_2 \quad (13)$$

여기에서 \vec{u}_1 과 \vec{u}_2 는 서로 직교 단위 벡터이다. 또한 벡터 \vec{d}_ξ 를

$$\vec{d}_\xi \equiv \vec{r} - \vec{C} \quad (14)$$

로 정의하며 ξ 는 입의 코셋을 나타내고 C_ξ 는 수신 신호 r 에 가장 근접한 코셋 ξ 을 나타낸다. 그러면 \vec{C}_ξ 는 다음과 같이

$$\vec{C}_\xi = C_{\xi 1} \vec{u}_1 + C_{\xi 2} \vec{u}_2 \quad (15)$$

와 같이 나타낸다. 여기서 코셋 ξ 에 대한 제곱 매트릭은 $d^2[\xi]$ 로 나타내며 다음 식에 의해 얻을 수 있다.

$$d^2[\xi] = |\vec{d}_\xi|^2 = |\vec{r} - \vec{C}_\xi|^2 \quad (16)$$

$$= |(r_1 - C_{\xi_1})\vec{u}_1 + (r_2 - C_{\xi_2})\vec{u}_2|^2$$

$$= (r_1 - C_{\xi_1})^2 + (r_2 - C_{\xi_2})^2$$

성상도를 코셋에 의해 분할되는 방법을 적용하면 가지에 입력되는 비트와 출력되는 비트가 그룹 0의 코셋이라면 2/3 PTCM의 가지 메트릭을 계산하는데 왜곡이 없어지게 되며 그룹 1인 경우도 동일한 방법으로 설명할 수 있다.

그림 9에 8개의 신호점을 두 개의 부류(부류 0과 부류 1)로 나타냄을 보여준다. 가지 매트릭과 최적의 코셋 분할은 그림에서와 같이 얻을 수 있는데 결과적으로 신호점의 위치 순서가 *a, c, e, g*는 *a, c, g, e*로 되며 *b, d, f, h*는 *b, d, h, f*로 바뀌게 된다. 이러한 새로운 순서로 조정된 신호점의 부류와 메트릭 계산에 대한 그림을 나타낸 것이며 이러한 방식에서 조건 1과 조건 2가 만족되며 평처링에 의한 성능 저하는 거의 없다.

또한, 평처드 주기를 3으로하여 $R=3/4$ 인 부호를 생성하고 16PSK로하여 설계한 평처드 부호의 가지 메트릭을 계산하는 그림중에서 부류 0에 대한 부분을 그림 10에 나타내었다. 그림에서 보면 메트릭 계산시 수신측의 트렐리스도는 원천부호의 기본구조와 변함이 없으며 단지 계산값만 변하게 된다. 그리고 코셋

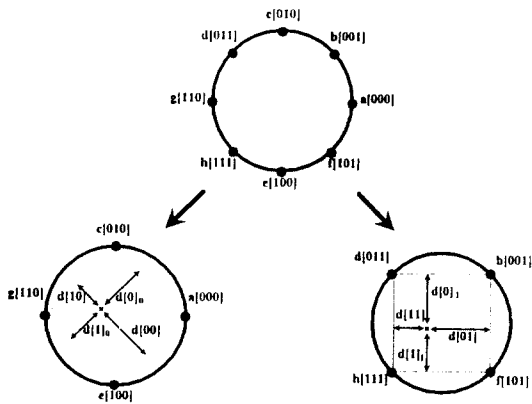


그림 9. 평처드 부호의 가지 메트릭 계산($R=2/3$, 평처드 주기: 2, 8PSK)
Fig. 9. Branch metric calculations

표 1. 코셋의 이진 표현($R=3/4$, 16PSK)

Table 1. Binary representation of 16 cosets

코셋	번호	이진표현	코셋	번호	이진표현
<i>a</i>	0	0000	<i>i</i>	8	1000
<i>b</i>	1	0001	<i>j</i>	9	1001
<i>c</i>	2	0010	<i>k</i>	10	1010
<i>d</i>	3	0011	<i>l</i>	11	1011
<i>e</i>	4	0100	<i>m</i>	12	1100
<i>f</i>	5	0101	<i>n</i>	13	1101
<i>g</i>	6	0110	<i>o</i>	14	1110
<i>h</i>	7	0111	<i>p</i>	15	1111

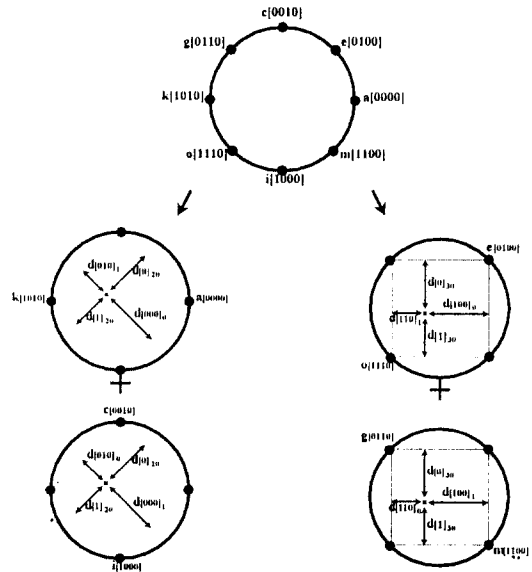


그림 10. 평처드 부호의 가지 메트릭 계산($R=3/4$, 16PSK)
Fig. 10. Branch metric calculations($R=3/4$, 16PSK)

의 이진 표현은 표 1과 같으며 부류 0일 때 가지 메트릭을 구하는 식의 일부는 식(17)과 같다.

$$d^2[0]_{00} \equiv (r_1 - C_{a1})^2, \quad d^2[0]_{00} \equiv (r_2 - C_{a2})^2$$

$$d^2[0]_{00} \equiv (r_1 - C_{c1})^2, \quad d^2[1]_{00} \equiv (r_2 - C_{c2})^2$$

$$d^2[1]_{00} \equiv (r_1 - C_{e1})^2, \quad d^2[0]_{01} \equiv (r_2 - C_{e2})^2 \quad (17)$$

$$d^2[1]_{00} \equiv (r_1 - C_{g1})^2, \quad d^2[1]_{01} \equiv (r_2 - C_{g2})^2$$

2. 평처드 부호를 사용한 트렐리스 부호화 변조의 설계

평처드 트렐리스 부호화 변조(PTCM)에서는 원천 부호($R=1/2$)에 제저 패턴을 통과하여 부호율 $R=2/3$ 의 출력은 3비트가 된다. 신호 집합은 $\pi/4$ shift QPSK의 8개의 신호점으로 부터 16개로 확장되고 정보비트가 전송되는 위상차는 8개의 위상차 $\pm\pi/8, \pm 3\pi/8, \pm 5\pi/8, \pm 7\pi/8$ 로 확장된다. $\pi/8$ shift 8PSK의 블록도를 그림 11에 나타내었다. 입력비트 z_n^2, z_n^1, z_n^0 는 표 2에 보여준 것과 같이 위상 천이량 $\Delta\theta_k$ 를 결정한다. 그림 7에서 차동 부호기와 신호사상기는 위상차 $\Delta\theta_k$ 와 바로전 신호 I_{k-1} 과 Q_{k-1} 과 함께 다음식을 이용하여 I_k 와 Q_k 를 결정한다.

$$I_k = I_{k-1} \cos(\Delta\theta_k) - Q_{k-1} \sin(\Delta\theta_k)$$

$$Q_k = I_{k-1} \sin(\Delta\theta_k) + Q_{k-1} \cos(\Delta\theta_k) \quad (18)$$

그림에서 I_k 와 Q_k 에 의해서 결정되는 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 는 채널신호의 동위상 성분과 직교 성분을 표현하는 필터되지 않은 NRZ(nonreturn -to-zero)신호이다.

$I(t)$ 와 $Q(t)$ 가 $\alpha=0.35$ 의 roll-off factor를 가진 squared root raised cosine 필터를 거친 후 직교 변조기에 의해 변조되며 이러한 신호의 eye diagram이 그림 12에 보여진다. 복조시 수신측에서는 연속되는 두 샘플링 순간의 위상차만이 정보비트를 추출하는데 필요하다.

$\pi/4$ shift QPSK를 PTCM화 하기 위해 $\pi/8$ shift 8PSK로 신호 집합 확장을 하고 위상차에 의한 신호 집합 분할과 매핑을 하게 된다. 즉 첫째, $\pi/4$ shift QPSK의 신호점을 $\pi/8$ shift 8PSK의 신호점으로 확장하고 둘째, 위상차에 의한 신호 집합 분할을 하게 된다. 이러한 분할은 원래의 신호점을 연속점으로 더 작은 신호점의 부집합으로 분할해 가는데 부집합 내 신호점사이의 최소 유클리드 거리가 최대가 되도록 ($\Delta_0 < \Delta_1 < \Delta_2 \dots$) 점차적으로 분할해 나간다. 셋째, 이러한 신호 집합 분할과 신호 매핑이 가능하도록 콘볼루션 부호기를 설계한다. 콘볼루션 부호기를 설계하기 위해서는 상태도나 트렐리스도가 필요하다.

트렐리스 부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK은 채널신호의 절대위상에 정보를 전송하는 MPSK와 다르게 연속되는 두 채널 심볼의 위상차에 정보비트를 사상시켜 전송한다. 트렐리스 부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK의 대역

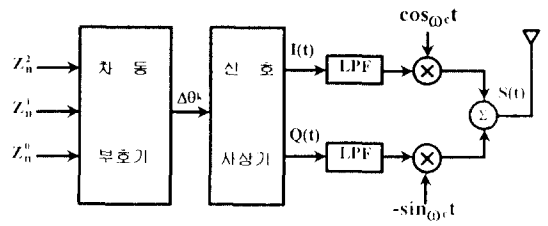


그림 11. $\pi/8$ shift 8PSK 변조기의 블록도
Fig. 11. Block diagram of $\pi/8$ shift 8PSK encoder

표 2. $\pi/8$ shift 8PSK에서 입력비트에 의한 위상 천이량
Table 2. Phase shift of $\pi/8$ shift 8PSK

z_n^2	z_n^1	z_n^0	$\Delta\theta_k$
0	0	0	$\pi/8$
0	0	1	$3\pi/8$
0	1	0	$5\pi/8$
0	1	1	$7\pi/8$
1	0	0	$-7\pi/8$
1	0	1	$-5\pi/8$
1	1	0	$-3\pi/8$
1	1	1	$-\pi/8$

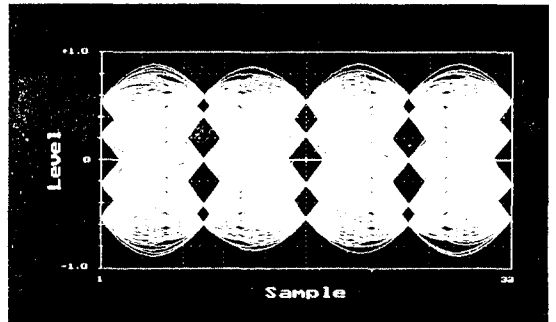


그림 12. $\pi/8$ shift 8PSK의 필터후의 eye diagram
Fig. 12. Eye diagram of $\pi/8$ shift 8PSK signal

폭은 $\pi/4$ shift QPSK의 대역폭과 같다[4, 6]. 또한 본 시스템을 저 효율의 원천 부호를 사용하여 고 효율의 부호를 얻는 평처드 부호를 사용한 트렐리스 부호화 변조에 적용하여 상태도와 트렐리스도를 참고로 설계한 PTCM의 부호기를 그림 14과 그림 15에 나타내었다. 그리고 그림 16에는 설계한 평처드 부호로 사

용한 트렐리스 부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK의 시스템 모델을 나타낸다.

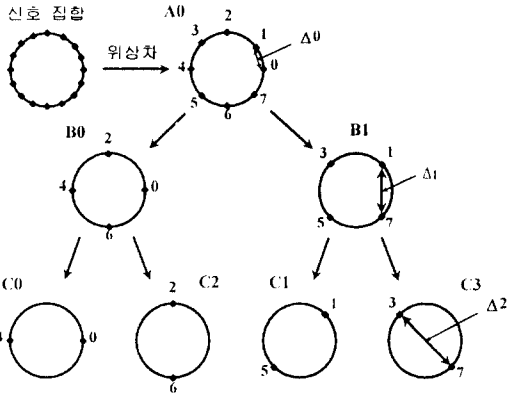


그림 13. 평처드 트렐리스 부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK의 신호 집합 분할

Fig. 13. Set partitioning of PTCM with $\pi/8$ shift 8PSK

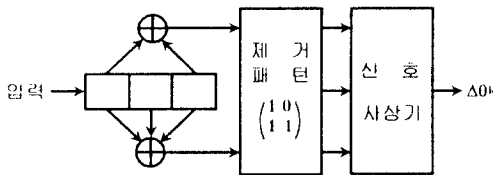


그림 14. 평처드 트렐리스 부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK의 부호기($R=2/3$, 평처드 주기: 2)

Fig. 14. PTCM of $\pi/8$ shift 8PSK encoder

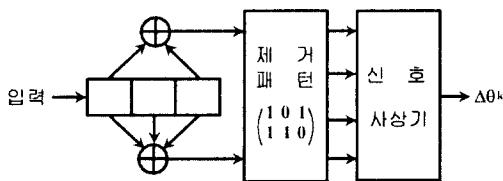


그림 15. 평처드 트렐리스 부호화된 $\pi/16$ shift 16PSK의 부호기($R=3/4$, 평처드 주기: 3)

Fig. 15. PTCM of $\pi/16$ shift 16PSK encoder

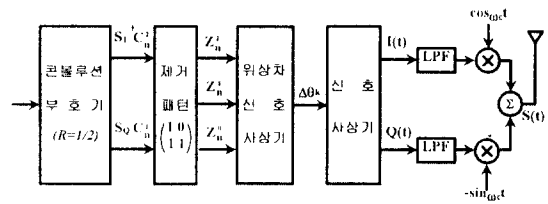


그림 16. 평처드 트렐리스 부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK의 시스템 모델($R=2/3$, 평처드 주기: 2)

Fig. 16. PTCM of $\pi/8$ shift 8PSK system model

3. 다중 심볼 검파 방식

평처드 트렐리스 부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK에서 정보는 연속된 두 신호의 위상차에 포함되어 있다. 따라서 수신측에서는 정보를 추출하기 위해서 연속된 두 신호의 위상차를 구하게 된다. 그리고 현재의 신호와 L 번째 전 신호와의 위상차를 이용하여 nonredundant 에러 정정을 할 수 있다. 또한 MDPSK에서 BER 성능을 향상시키기 위해 다중 심볼 검파를 할 수 있다 [7]. 평처드 트렐리스 부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK의 비터비 디코더의 가지 메트릭을 다음과 같이 정의한다.

$$m_b[Y, X] = (|y_{1,k} - x_k|^2 - 2\rho |y_{1,k} - x_k| \cdot |y_{L,k} \cdot x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}| + |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}|^2) \quad (19)$$

식(19)에서 첫 번째 항은 수신된 신호의 1차 위상차 $y_{1,k}$ 와 기준 신호 x_k 와의 자승 유클리드 거리이며 세 번째 항은 수신된 신호의 L 차 위상차 $y_{L,k}$ 와 기준 신호 x_k, x_{k-1}, \dots 과 x_{k-L+1} 의 곱의 자승 유클리드 거리이다. 두 번째 항은 첫 번째 항과 세 번째 항의 제곱근의 곱이 되며 이것은 공통항으로 버려진다. 따라서 최종적으로 비터비 디코더의 가지 메트릭은 (20)과 같이 된다.

$$m_b[Y, X] = (|y_{1,k} - x_k|^2 + |y_{L,k} - x_k \cdot x_{k-1} \cdots x_{k-L+2} \cdot x_{k-L+1}|^2) \quad (20)$$

가 된다. 비터비 디코더의 가지 메트릭을 식(20)과 같이 정의 했을때 d_{free} 의 값도 커지며 이와 함께 부호 이득도 커지게 된다.

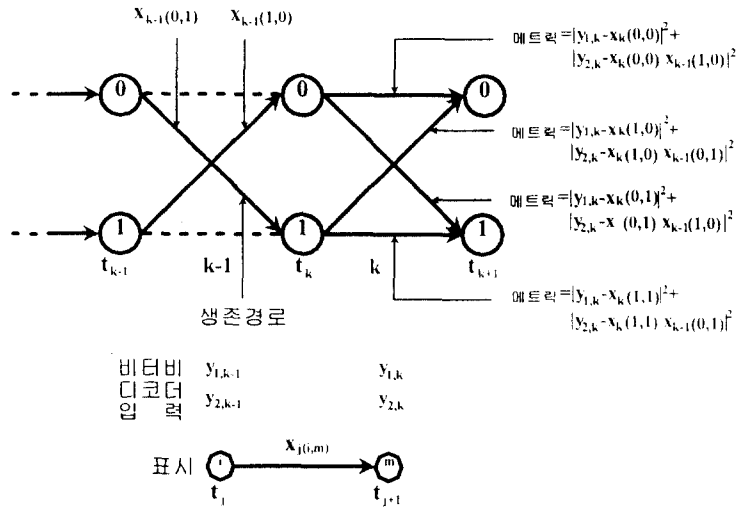


그림 17. $L=2$ 차 위상차 메트릭을 가진 비터비 디코더의 트렐리스도

Fig. 17. Trellis of multiple symbol detection ($L=2$)

예를 들어 그림 17처럼 $L=2$ 인 위상차와 상대수 2인 비터비 디코더를 생각해 보자. 시간 t_k 와 상태 0에서 생존 경로를 역방향 추적으로 $x_{k-1}(1,0)$ 를 발견하면 가지 메트릭은 $|y_{1,k} - x_k(0,0)|^2 + |y_{2,k} - x_k(0,0) \cdot x_{k-1}(1,0)|^2$ 가 된다. 이러한 절차를 반복함으로써 모든 가지 메트릭과 경로 메트릭을 구할 수 있고 경로 메트릭을 비교함으로써 생존 경로를 구할 수 있다.

IV. 시뮬레이션 및 결과 고찰

평처드 부호를 적용한 효율적인 트렐리스 부호화 변조(PTCM)의 오율 성능을 평가하기 위해서 $\pi/8$ shift 8PSK로 변조하여 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN) 채널과 이동 위성 채널인 라이시안 페이딩 채널을 적용하여서 컴퓨터를 이용하였으며 C언어로 프로그래밍하여 시뮬레이션을 수행하였다.

시뮬레이션 결과로는 상대수가 8, 16, 32에 대하여 비트당 SNR에 해당되는 E_b/N_o (E_b : 비트 에너지, N_o : AWGN의 전력 밀도) 대 BER을 나타내었다. 비터비 디코더의 경로메모리수는 구속장의 5배에 해당하는 길이를 사용하였다. 그리고 설계한 효율적인 평처드 부호를 사용한 트렐리스 부호화 변조의 성능 결과와

Ungerboeck의 TCM의 성능 결과를 상대수 및 다중 심볼 검파의 차수 변화에 대하여 시스템을 구성한 후 모델링된 이동 위성 채널에서의 오율 성능 실험을 수행하여 그 결과를 분석 및 고찰하였다.

1. 부가 백색 가우시안 잡음 채널에서의 성능 분석

그림 18는 평처드 부호를 사용한 효율적인 트렐리스 부호화 변조의 BER 성능을 살펴보기 위하여 부가 백색 가우시안 잡음 채널에서 Ungerboeck의 TCM과

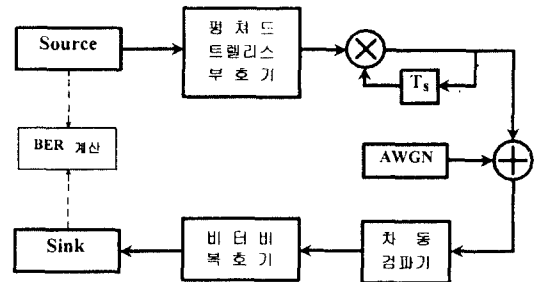


그림 18. 부가 백색 가우시안 채널에서의 시뮬레이션 블록도
Fig. 18. Simulation block diagram of AWGN channel

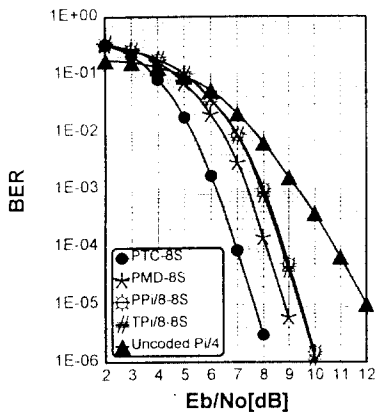
제안한 PTCM과의 시뮬레이션 시스템 구성을 나타낸 것이다.

그림 19는 $\pi/8$ shift 8PSK를 적용할 경우 각 상태별로 보통의 TCM과 PTCM에서 변조 방식에 대한 성능 비교를 나타내었다. N_b/N_0 는 [dB]단위를 가지고 10^{-5} 의 비트오율을 기준으로 해서 비교한다. 그림(a)는 상태수 8일 경우이며 동기검파인 PSK로 변조한 PTCM은 7.7[dB]이고 $\pi/8$ shift 8PSK시는 9.5[dB]이며 다중 심볼 검파 방식을 적용시는 8.8[dB]로서 부호화하지 않은 $\pi/4$ shift QPSK에 대하여 2.5~3.5[dB]의 성능 향상을 보였다. 그리고 $\pi/8$ shift 8PSK를 적용한 보통의 TCM은 9.4[dB]이며 같은 방식의 PTCM과는 0.1[dB]의 차이를 보이며 다중 심볼 검파 방식보다는 0.7[dB]의 성능 차이가 있다. 그림(b)은 상태수 16인

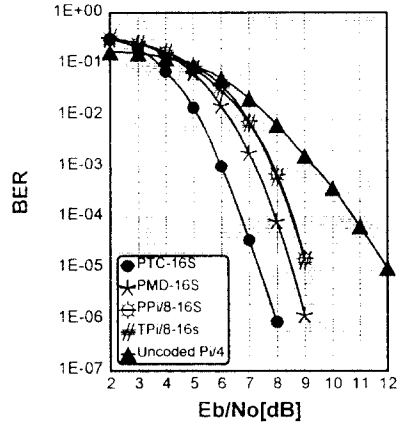
경우이며 성능이 2.8~3.6[dB] 성능 향상이 있으며 TCM과 PTCM과는 0.1[dB]의 차이로 거의 차이가 없으며 다중 심볼 검파보다는 0.6[dB] 성능이 차이난다. 그림(c)는 상태수 32에 대하여 나타내었으며 성능이 3.2~3.9[dB]의 성능 향상이 있다.

2. 이동 위성 채널에서의 결과 분석

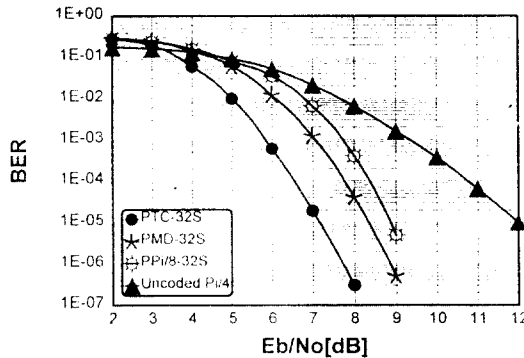
이동 위성 통신 채널의 특성은 다경로 페이딩 현상에 의해 산발 에러 뿐만 아니라 연접 에러에 의한 에러 floor 현상이 일어난다. $K = -10$ [dB]인 라이시안 페이딩일 때 시뮬레이션을 수행한다. 인터리빙 차수 즉 100×30 과 32×32 를 사용하여 시뮬레이션을 하였다. 이동 위성 채널에서의 시뮬레이션 블록도는 그림 20과 같다.



(a) 상태수 : 8



(a) 상태수 : 16



(c) 상태수 : 32

그림 19. $\pi/8$ shift 8PSK 적용시 각 상태별 성능

Fig. 19. BER performance of $\pi/8$ shift 8PSK with AWGN

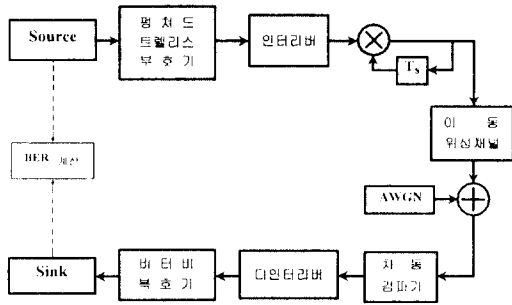
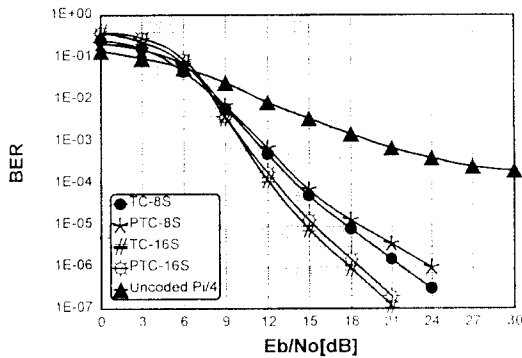
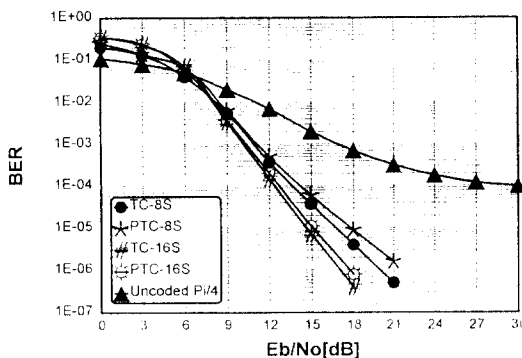


그림 20. 이동 위성 채널에서의 시뮬레이션 블록도
 Fig. 20. Simulation block diagram of mobile satellite channel

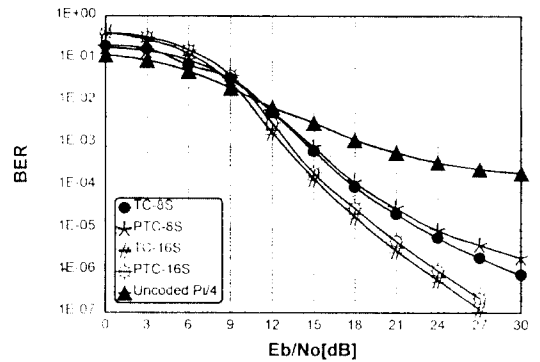
인터리빙 차수가 100×30 , 32×32 이고 페이딩율이 30Hz와 80Hz이며 상태수 8, 16일 때 TCM과 PTCM은 10^{-4} 에서 1~1.5[dB] 정도의 차이가 있다. 또한 성능 향상은 10~18[dB]가 된다. 따라서 보통의 TCM과



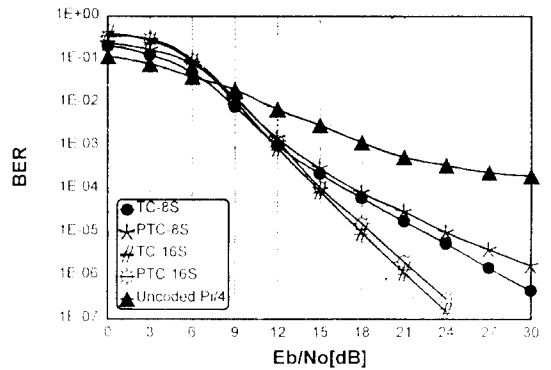
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 21. 라이선 페이딩 채널($K = -5$ [dB])에서 $\pi/8$ shift

8PSK를 사용한 PTCM의 성능

(a) 페이딩율: 30Hz, 인터리빙차수: 100×30

(b) 페이딩율: 80Hz, 인터리빙차수: 100×30

(c) 페이딩율: 30Hz, 인터리빙차수: 32×32

(d) 페이딩율: 80Hz, 인터리빙차수: 32×32

Fig. 21. BER performance of $\pi/8$ shift 8PSK with mobile satellite channel

PTCM을 비교하여 보면 PTCM이 비록 약간의 성능 저하는 있지만 근소한 차이이며 평차드 부호의 간단한 구조를 그대로 유지하면서도 높은 부호율의 TCM을 설계할 수 있는 장점이 있다.

V. 결론

본 논문에서는 이동 위성 통신 시스템인 전력과 대

역이 제한된 경우에 전력과 대역폭 효율을 동시에 효율적으로 만족하는 방법인 TCM 방식에 대한 연구로서, 높은 부호율의 복호시 단점인 복잡도를 저 효율의 복잡도 수준으로 유지하면서도 좋은 성능을 유지하는 펄처드 부호를 사용한 트렐리스 부호화 변조(PTCM) 방식을 제안하였다. 또한, AWGN 채널 및 이동 위성 채널인 라이시안 페이딩 채널을 모델링하였으며 시뮬레이션을 통하여 제안된 방식이 기존의 TCM 방식에 비하여 우수함을 입증하였다.

결과적으로 본 논문에서 제안한 펄처드 트렐리스 부호화된 $\pi/8$ shift 8PSK는 전력과 대역폭이 제한된 이동 위성 채널에서 원천 부호를 사용하여 시스템의 복잡도 증가 없이도 높은 부호율을 갖는 TCM 시스템인 PTCM의 구성이 가능하여 이동 위성 통신 시스템의 성능을 향상시킬수 있으리라 기대할 수 있으며 또한, 가변 부호율의 시스템을 구성할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

1. E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. Mclane and M. K. Simon, *Introduction to trellis-coded modulation with applications*, Macillan, 1991.
2. G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-28, No. 1, pp. 55-67, Jan. 1982.
3. J. B. Cain, G. C. Clark, and J. Geist, "Punctured Convolutional Codes of Rate $(n-1)/n$ and Simplified Maximum Likelihood Decoding", IEEE Trans. on Information Theory, Vol. IT-25, pp. 97-100, Jan. 1979.
4. Kamilo Feher, "MODEMS for emerging digital cellular-mobile radio system", IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 40, No. 2, pp. 355-365, May 1991.
5. J. Hagenauer, "Rate-Compatible Punctured Convolutional Codes(RCPC Codes) and their Applications", IEEE Trans. on Comm., Vol. 36, No. 4, pp. 389-400, April 1988.
6. C. L. Liu and K. Feher, " $\pi/4$ -QPSK Modems for Satellite Sound/Data Broadcast Systems", IEEE

- Trans.'on Broadcasting, Vol. 37, No. 1, pp. 1-8, March 1991.
7. D. Divsalar and M. K. Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK", IEEE Trans. on Commun., Vol. COM-38, No. 3, pp. 300-308, March 1990.
8. J. K. Wolf and E. Zehavi, " P^2 Code: Pragmatic Trellis Codes Utilizing Punctured Convolutional Codes", IEEE Communications Magazine, pp. 94-99, Feb. 1995.
9. Yosef Kofman, Ephraim, and Shlomo Shamai, "Performance Analysis of a Multilevel Coded Modulation System", IEEE Trans. on Commun., vol. 42, pp. 299-311, February 1994.



박 성 경(Sung-Kyung Park) 정회원
 1985년 2월: 금오공과대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1989년 2월: 연세대학교 본대학원 전자공학과(공학석사)
 1996년 2월: 연세대학교 본대학원 전자공학과(공학박사)

1985년 3월~현재: 육군통신장교
 ※주관심분야: 정보통신, 이동통신, 위성통신



김 중 일(Chong Il Kim) 정회원
 1987년 2월: 서강대학교 전자공학과 졸업
 1989년 2월: 연세대학교 본대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1993년 2월: 연세대학교 본대학원 전자공학과 졸업(공학박사)

1993년 3월~현재: 관동대학교 전자공학과 조교수
 ※주관심분야: 디지털 통신, 이동 통신, TCM



홍성권(Sung Kueon Hong) 정회원
1988년~1992년: 연세대학교 전자공학과 공학사
1992년~1994년: 연세대학교 전자공학과 공학석사
1994년~현재: 연세대학교 전자공학과 박사과정
1992년~현재: 연세대학교 전자정보통신연구소 연구원

주판유(Pan Yuh Joo)

1988년~1992년: 연세대학교 전자공학과 공학사
1992년~1994년: 연세대학교 전자공학과 공학석사
1994년~현재: 연세대학교 전자공학과 박사과정
1992년~현재: 연세대학교 전자정보통신연구소 연구원

정회원



강창연(Chang Eon Kang) 정회원
1956년~1960년: 연세대학교 전기공학과 공학사
1963년~1965년: 연세대학교 전기공학과 공학석사
1967년~1969년: 미시간 주립대학교 대학원 전자공학과 공학석사

1969년~1973년: 미시간 주립대학교 대학원 전자공학과
1973년~1981년: 노던 일리노이 대학교 전자공학과 조교수, 부교수

1981년~현재: 연세대학교 전자공학과 교수

1989년~1990년: 한국통신학회 회장

1992년~현재: 연세대학교 전자정보통신연구소 소장

1991년~현재: 한국통신학회 명예회장