

최적부호기의 MTCM 성능 이득에 관한 연구

김민호*, 박재운**, 변건식***

A Study on Evaluation of MTCM with Optimum Encoder

Min-Ho Kim*, Jae-Woon Park**, Kun-Sik Byon***

요 약

본 논문에서는 Ungerboeck가 설계한 TCM과 Divsalar가 제안한 다중화 지수(k=2)의 다중 트렐리스 변조 (Multiple trellis-coded modulation)을 최적의 부호기 설계를 통하여 상태수의 증가에 따라 대역폭과 전력이 제한된 환경에서 부호화 이득을 얻을 수 있는 조건들을 제안하였다. 해석적 기법의 부호기 설계를 통하여 최적의 트렐리스 부호기를 간단히 구성하였으며, 복호는 비터비 최우복호(MLSE)를 적용하였다. QPSK와 8PSK에서 TCM 시스템에서 상태수가 2상태, 4상태, 8상태로 증가함에 따라 다중화 지수(k=2)의 MTCM 과 TCM 의 성능을 비교하였으며, 상태수가 매우 작아서 TCM의 트렐리스 선도에 병렬천이가 있을 경우 가우시안 채널에서 MTCM 시스템은 대역폭의 확장없이 TCM 시스템보다 우수한 부호화 이득을 얻을 수 있다.

Abstract

In this paper, for $\pi/4$ and $\pi/8$ PSK, we proposed to condition to obtain coding gain increasing states, by design encoder of analytical method with minimal complexity in limited bandwidth and power channels. In order to improve the bit error rate(BER), comparing Ungerboeck designed the TCM, we propose MTCM(Multiple trellis-coded modulation) with multiplicity(k=2), by optimum encoder design. By design encoder of analytical method, the trellis encoder can be minimal complexity and the decoder be used Viterbi decoder(MLSE). When compared to the TCM and MTCM with AWGN channels, the condition of performance enhancement of the MTCM with multiplicity(k=2) is the case of parallel transition in TCM systems, without alternating data transmission rate in bandwidth and power limited channels.

* 구미기능대학 전자과 전임강사

** 동부산대학 정보통신과 교수

*** 동아대학교 전자공학과 교수

논문접수: 1999.11.15 심사완료: 1999.12.11

I. 서론

21세기의 통신과 컴퓨터 분야의 동향은 현대사회의 다양화·전문화가 됨에 따라 무선이동통신의 수요가 급증되고 있다. 따라서 통신의 신뢰도를 향상시키는 방법으로 에러 정정 부호, 즉 채널부호가 사용된다. 채널 부호는 전송되어야 할 정보 비트에 용장 비트를 추가하여 에러 정정 능력을 부여하는 기법이다. 이 방법은 전송해야 할 비트의 증가를 의미하며, 이는 전송에 필요할 대역폭의 증가를 의미한다. 채널 부호는 신뢰도를 향상시키는 반면, 대역폭의 효율성은 낮아진다.[1][5] 채널 부호화와 변조, 복호와 복조를 하나의 과정으로 수행하여 대역폭의 증가없이 채널부호를 사용한 효과를 나타내는 방식이 1982년 Ungerboeck에 의해 제안된 트렐리스 부호화 변조(Trellis-Coded Modulation)이다.[1][6] 이 방식은 가우시안(additive white gaussian noise : AWGN) 채널에서 변조 시스템의 성능을 3dB~6dB의 코딩 이득을 향상시킬 수 있는 변조 방식이다. Divsalar와 Simon은 다중트렐리스 부호화 변조(multiple TCM)를 제안하였다.[4] 이 방법은 페이딩 채널에서의 성능을 향상시키고 가우시안 채널에서 또한 성능을 향상시키기 위해서 길쌈 부호기(convolutional encode)를 통과하여 출력되는 비트를 다중화 지수(multiplicity) k 개로 나눈 후 그비트들을 k 개의 확장된 신호집합에 대응시키며, 채널 신호 집합의 크기를 두배로 확장하고 대칭적인 신호성상도를 가지고 두 개 이상의 심볼들을 트렐리스 가지에 할당하여 부호화 이득을 얻는 방식이다. 즉, Ungerboeck에 의하여 제안된 일반적인 트렐리스 부호화 변조의 경우에는 각 트렐리스 가지에 1개의 심볼이 할당되는 반면 다중 트렐리스 부호화 변조의 경우에는 각 트렐리스 가지에 다중화 계수(multiplicity) 만큼의 신호를 할당하여 부호화 이득을 얻을 수 있게되었다.[8]

본 논문의 목적은 Ungerboeck의 TCM과 Divsalar의 다중화 지수($k=2$)의 다중트렐리스 부호화 변조(MTCM)를 Calderbank ~ Mazo의 해석적 기법을 이용하여 최소 복잡도를 부호기를 설계한다. 이 두시스템에

대하여 이동 통신에서 주로 사용하는 QPSK와 8PSK에서 2상태, 4상태, 8상태의 경우에 상태의 증가와 변조 방법에 따른 성능 이득을 연판정(Soft Decision)을 이용한 trace-back 방식의 비터비 알고리즘을 이용하여 성능 이득을 Monte Carlo 시뮬레이션 방법에 의해 비교 평가하였다.

II. Trellis 부호화 변조 방식

1. TCM

TCM 기법은 1982년 처음으로 Ungerboeck에 의해 제안되었다. 부호화율 $R=k/(k+1)$ 의 콘볼루션 부호화기를 사용하였을 때 채널 신호 집합의 크기를 $2k$ 에서 $2k+1$ 로 채널 신호 집합을 확장하는 것이다.[11] 확장된 채널 신호 집합에서 유클리드 거리가 점차적으로 최대가 되도록 신호 집합 분할을 한다. 그림1의 트렐리스 부호화된 8-PSK에서 처럼 특정 집합내 신호들간의 가장 작은 유클리드 거리 $\Delta_i, i=0,1,2,\dots$ 가 점차적으로 커지도록 더 작은 부집합으로 분할하는 것이다. 이러한 분할을 $k+1$ 번 반복한다. 트렐리스 부호화 변조를 설계하기 위한 마지막 단계로, 이러한 집합 분할이 이루어지도록 콘볼루션 부호화기를 설계한다. 콘볼루션 부호화기는 상태도(state transition diagram)나 트렐리스도(trellis diagram)로부터 설계될 수 있다.[9]

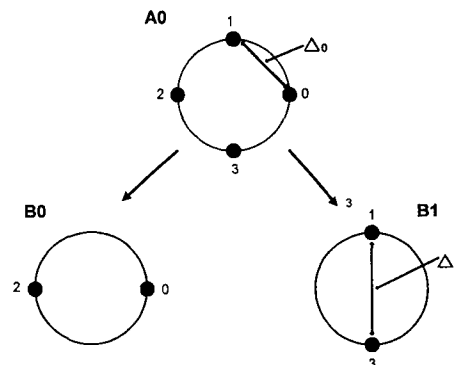


그림 1. QPSK의 집합분할
Fig. 1 Set partition for QPSK

III. MTCM

1. MTCM의 구조

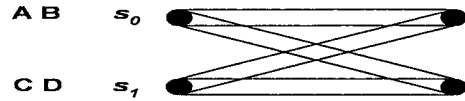
다중 트렐리스 부호화 변조를 설계하기 위해서는 채널 신호 집합을 확장하고 확장된 채널 신호 집합에서 유클리드 거리가 점차로 증가하도록 신호 집합 분할을 하게 되는데 이는 일반적인 트렐리스 부호화 변조에 대하여 Ungerboeck에 의해 제안된 신호 집합 분할 기법을 사용한다.

그림2에서 4PSK의 신호 집합 분할 방법을 설명하였다. 다중 트렐리스 부호화 변조는 이러한 신호 분할 방법을 이용하지만, 같은 방식으로 분할된 신호 집합들에 대해 벡터합을 통하여 2차원의 신호 할당으로 확장시키는 것이다.[4]

2차원의 신호 분할 방법은 다음과 같다. 우선 첫째로 주어진 두 개의 신호 집합 A0와 A0를 $A0 \otimes A0$ (여기서 "⊗"는 두 신호 집합사이의 카테이션(cartation) 곱을 의미한다.)로 확장한다. 다음으로 이 신호 집합 $A0 \otimes A0$ 를 1차로 분할하여 두 개의 부집합 $B0 = (B0 \otimes B0) \cup (B1 \otimes B1)$, $B1 = (B1 \otimes B1) \cup (B0 \otimes B0)$ 를 얻는다. 이 부집합은 Δ^2 의 최소 유클리드 거리를 갖는다. 다음에 이 부집합을 각각 $B0 \otimes B0$, $B1 \otimes B1$, $B0 \otimes B1$, $B1 \otimes B0$ 로 분할하게 되는데, 이 경우 유클리드 거리는 증가하지 않는다. 마찬가지로 방법으로 4개의 부 집합을 최소 유클리드 거리가 Δ^2 인 더 작은 부 집합들로 나뉘게 된다. 이와 같은 방법으로 분할된 신호 집합을 가지고 각 상태에 있는 $2nk$ 개 가지에 신호를 할당하게 된다. 가지에 신호를 부여하는 방법은 일반적인 트렐리스 부호화 변조와 마찬가지로 신호들이 서로 대칭성과 규칙성을 갖도록 하여야 하며, 같은 상태에서 시작되거나 합쳐지는 신호는 같은 부 집합내의 신호가 되도록 해야 한다. 그리고 병렬 천이들의 신호는 유클리드 거리가 가장 먼 신호들을 할당한다.

그림2에서 볼 수 있는 것과 같이 각 가지에 할당된 심볼들은 쌍을 이루고 있고 쌍을 이루어 전송되므로 병렬경로를 구성하는 심볼쌍 사이의 최소 유클리드 거리는 일반적인 트렐리스 부호화 변조의 두배가 되어 부호화 이득을

가진다.



$$\begin{aligned} A &= [00/11, 01/-3-3] \\ B &= [10/1-3, 11/-31] \\ C &= [00/3-1, 01/-13] \\ D &= [10/33, 11/-1-1] \end{aligned}$$

그림 2. 상태수가 2인 경우 QPSK 트렐리스도
Fig. 2 2-state QPSK trellis diagram

2. 해석적 방법에 의한 최적 부호기 설계

해석적 표현의 일반적 구조는 그림 3-2과 같다.

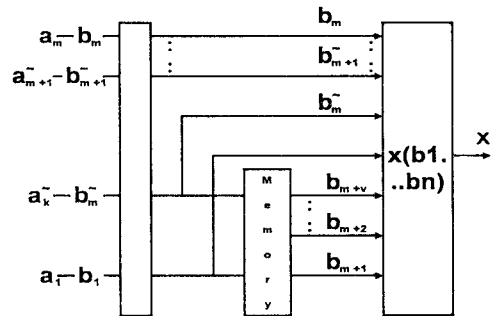


그림 3. 해석적 표현의 일반적 구조
Fig. 3 General structure of the analytic description

Mazo에 의해 기술되었듯이, 채널신호는 m개의 현재 데이터 비트(a_1, a_2, \dots, a_m)과 ν 개의 이전 입력 비트 ($a_{m+1}, \dots, a_{m+\nu}$)에 의존한다. 따라서 채널 신호 x 는 입력비트의 sliding block이라 불리는 $n = m + \nu$ 이전 입력 비트의 함수이다. 이 함수는 다음과 같이 기술될 수 있다.[5]

$$\begin{aligned} x(a_1, a_2, \dots, a_n) &= c_0 + \sum_{i=1}^n c_i a_i + \sum_{\substack{i,j=1 \\ j>i}}^n c_{ij} a_i a_j \\ &+ \sum_{\substack{i,j,l=1 \\ l>j}}^n c_{ijl} a_i a_j a_l + \dots + c_{12\dots n} a_1 a_2 \dots a_n \end{aligned} \quad (1)$$

0과 1대신에 입력비트를 위한 ± 1 의 값은 트렐리스 코드의 해석적 표현을 얻을때 사용하기가 더 편리하다. 그러므로, 다음의 변환이 필요하다.

$$b_i = 1 - 2a_i \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (2)$$

이 변환으로 0과 1은 1과 -1로 변환된다. (1)에 대한 등가의 표현이 식 (3)이다.

$$x(b_1, b_2, \dots, b_n) = d_0 + \sum_{i=1}^n d_i b_i + \sum_{\substack{i,j=1 \\ j>i}}^n d_{ij} b_i b_j + \sum_{\substack{i,j,l=1 \\ l>i>j}}^n d_{ijl} b_i b_j b_l + \dots + d_{12\dots n} b_1 b_2 \dots b_n \quad (3)$$

(3)은 벡터-행렬 형태로 쓰여질 수 있다.

$$X = BD \quad (4)$$

여기서

$$B_i = [1 \ b_1 \ b_2 \dots b_n, b_1 b_2, b_2 b_3, \dots, b_1 b_2 \dots b_n]$$

$$D^T = [d_0, d_1, \dots, d_{12n}]$$

이다.

B의 i번째 열, B_i는 X의 i번째 열의 독립변수로 부터 b_i를 구한다. D차원 변조의 경우, X는 2n × D이고, D는 같고, B는 항상 2n × 2n이다. n = m + ν이고, k는 입력비트의 수, ν는 trellis 부호를 위한 메모리 소자의 수이다. Calderbank 와 Mazo는 B가 직교 행렬임을 보였다. 따라서 (4)의 해는

$$D = \frac{B^T X}{2^n} \quad (5)$$

다음으로 다중 QPSK 트렐리스 부호화 변조의 해석적 형태를 구해보자. 상태수가 2인 즉, ν=1인 경우를 보면 2개의 위상차 심볼 $x^{(1)}, x^{(2)}$ 는 입력 데이터의 길이 n=k+ν=3에 의존하므로 식(3)은 다음과 같다.

$$x(b_1, b_2, b_3) = d_1 b_1 + d_2 b_2 + d_3 b_3 + d_{12} b_1 b_2 + d_{13} b_1 b_3 + d_{23} b_2 b_3 + d_{123} b_1 b_2 b_3 \quad (6)$$

여기에서 b₃는 이전 상태를 나타내며 b₁은 현재 상태를 b₂는 상태간에 병렬 천이를 결정한다. 상태수가 2인 경우에 입력 데이터와 부호화기의 상태에 따른 출력 위상차 신호는 다음과 같이 나타낼수 있다.

$$\begin{aligned} x^{(1)}(1 \ 1 \ 1) &= 1 & x^{(2)}(1 \ 1 \ 1) &= 1 \\ x^{(1)}(1 \ -1 \ 1) &= -3 & x^{(2)}(1 \ -1 \ 1) &= -3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x^{(1)}(-1 \ 1 \ 1) &= 1 & x^{(2)}(-1 \ 1 \ 1) &= -3 \\ x^{(1)}(-1 \ -1 \ 1) &= -3 & x^{(2)}(-1 \ -1 \ 1) &= 1 \\ x^{(1)}(1 \ 1 \ -1) &= 3 & x^{(2)}(1 \ 1 \ -1) &= -1 \\ x^{(1)}(1 \ -1 \ -1) &= -1 & x^{(2)}(1 \ -1 \ -1) &= 3 \\ x^{(1)}(-1 \ 1 \ -1) &= 3 & x^{(2)}(-1 \ 1 \ -1) &= 3 \\ x^{(1)}(-1 \ -1 \ -1) &= -1 & & \\ x^{(2)}(-1 \ -1 \ -1) &= -1 & & \end{aligned} \quad (7)$$

식(7)을 식(4)의 행렬식으로 표현하고 각 그룹에 대하여 $d_2^{(1)} = 2, d_3^{(1)} = -1, d_3^{(2)} = -1, d_{123}^{(2)} = 2$ 가 된다. 따라서

$$\begin{aligned} x^{(1)} &= 2b_2 - b_3 \\ x^{(2)} &= -b_3 + 2b_1 b_2 b_3 \end{aligned} \quad (8)$$

가 되어 2상태의 해석적인 형태의 부호화기는 그림 4와 같다.

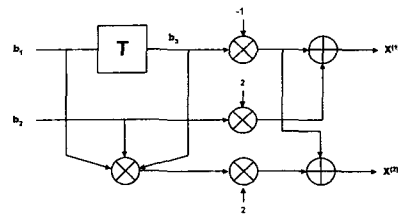


그림 4. 2/4 다중 트렐리스 부호화된 QPSK의 2상태 해석적 형태의 부호화기
Fig. 4 2/4 Multiple trellis coded QPSK for 2-state coder of analytic form

· AWGN 환경하에서의 오차수식

평균 비트 오류율의 상한치(upper bound)는 다음과 같다.

$$P_b \leq \frac{1}{2b} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{bE_b}{kN_0} \frac{d_{free}^2}{4}} D^{-d_{free}} \frac{\partial}{\partial I} T(D, I) \Big|_{I=1} \right) \quad (9)$$

여기에서 b는 입력 비트수이고 T(D, I)는 전달함수이다. D는 다음과 같은 Bhattacharyya 파라미터이다.

$$D = \exp \left(-\frac{E_s}{4N_0} \right) \quad (10)$$

평균 비트 오류율의 상한치는 위의 논의로부터 전달 함수 T(D, I)를 계산하기 위하여 그림 5와 같은 상태쌍천이도로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 a &= \frac{1}{2}(I + I^2)D^4 \\
 b &= \frac{1}{2}(1 + I^2)D^4 \\
 c &= \frac{1}{2}ID^8
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

그때의 전달함수는

$$T(D, I) = \frac{(2I + 2I^2 + I^3)D^8 - (I^2 + I^3)D^{12}}{1 - (I + I^2)d^4}
 \tag{12}$$

이다. 식(11)에 따라 식(12)을 미분하면 다음과 같은 비트 오류율의 상한치를 얻을 수 있다.

$$P_b \leq \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \frac{9 - 8D^4 + 4D^8}{9(1 - 2D^4)^2}
 \tag{13}$$

QPSK의 비트 오류율의 상한치는

$$P_b \leq \frac{\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{3E_b}{2N_0}}}{(1 - \exp(-E_b/2N_0))^2}
 \tag{14}$$

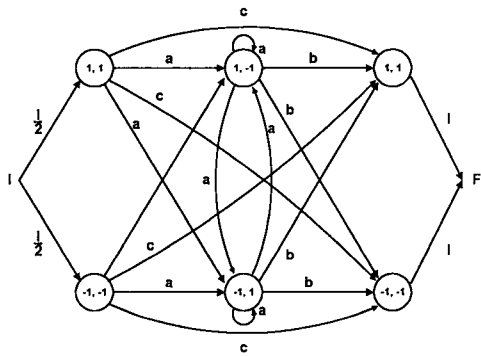


그림 5. 2/4 multiple (k=2) trellis-coded QPSK의 초상태 천이 다이어그램
 Fig. 5 2/4 multiple (k=2) trellis-coded QPSK for super-state transition diagram

IV. 시뮬레이션 및 검토

백색 가우시안 잡음 환경에서 Ungerboeck의 TCM 시스템과 Divsalar가 제안한 MTCM 시스템의 성능을 해석적 기법의 최적화된 부호기로서 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 분석 하였다.

Monte Carlo 시뮬레이션 방법에 의해 상태수가 2, 4, 8인 경우에 대하여 비트당 SNR에 해당되는 E_b/N_0 대 (E_b : 비트에너지, N_0 : AWGN의 전력밀도)대 오율(Bit Error Rate)을 나타내었다. 비터비 디코더의 경로 메모리(path memory)수는 상태수의 5배에 해당되는 길이를 사용하였다.

QPSK와 8PSK에서 트렐리스 부호의 비교 대상은 상태수 2, 4, 8인 경우, Ungerboeck의 TCM과 다중화 지수 2의 MTCM을 비교 평가 하였다.

k=2의 2상태의 QPSK는 pairwise 오류 확률에서와 같이 d_{free}^2 은 8로서 $N_p=2$ 일 경우 Ungerboeck의 TCM 시스템 보다 2만큼 증가하여 약 1.2dB의 부호화 이득을 얻을 수 있으며, 성능 개선의 정도가 향상됨을 알 수 가있다. 그러나 병렬천이가 없는 4상태, 8상태에서 k=2의 TCM은 오히려 성능의 열화가 월등히 떨어짐을 알 수 있다.

즉 Ungerboeck의 TCM의 병렬천이가 없는 경우에는 오히려 MTCM이 더 못할 수도 있다.

예를 들면 4-상태 4PSK MTCM 은 $d_{free}^2 = 8$, $L_{min} = 3$ 이 지만 4-상태 4PSK TCM 은 $d_{free}^2 = 10$, $L_{min} = 3$ 이다. 8PSK 상태에서 TCM과 MTCM의 성능을 비교평가 하면, $N_p=2$ 의 2-상태에서 TCM은 $L_{min} = 2$, $d_{free}^2 = 2.586$ 이고, MTCM은 $L_{min} = 2$, $d_{free}^2 = 3.172$ 로써 약 0.89 dB의 부호화 이득을 가져왔다.

$N_p=2$ 의 4-상태에서는 TCM은 $L_{min} = 3$, $d_{free}^2 = 4.586$ 이고, MTCM은 $L_{min} = 3$, $d_{free}^2 = 9.996$ 으로 약 3.3 dB의 성능 이득을 가져온다. 그러나 $N_p=1$ 의 8-상태에서는 오히려 TCM에 비해 MTCM의 성능이 열화 됨을 알 수 있다.

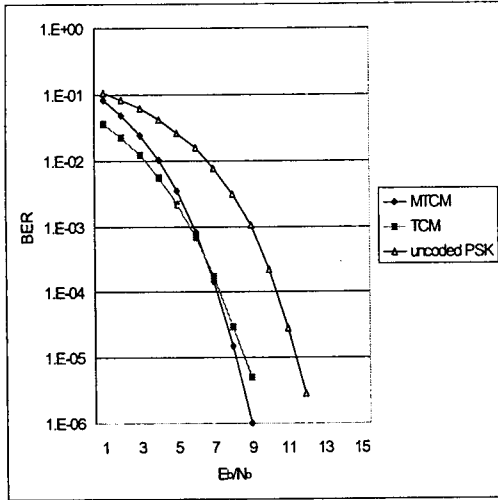


그림 6. 2상태 1/2 trellis-coded QPSK와 2/4 Multiple trellis -coded QPSK 성능의 비교평가
 Fig. 6 Comparison of the performance 1/2 trellis-coded QPSK and 2/4 Multiple trellis -coded QPSK for each 2-state

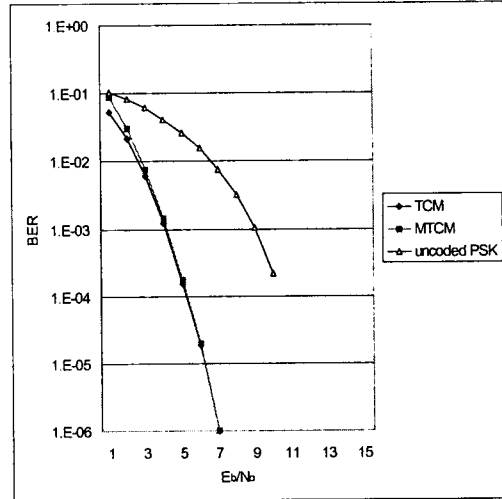


그림 8. 8상태 1/2 trellis-coded QPSK와 2/4 Multiple trellis -coded QPSK 성능의 비교평가.
 Fig. 8 Comparison of the performance 1/2 trellis-coded QPSK and 2/4 Multiple trellis -coded QPSK for each 8-state

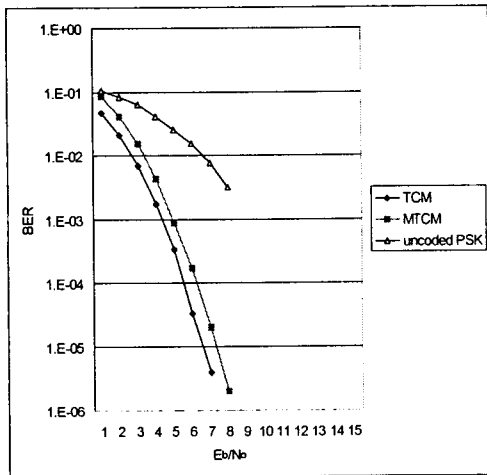


그림 7. 4상태 1/2 trellis-coded QPSK와 2/4 Multiple trellis -coded QPSK 성능의 비교평가
 Fig. 7 Comparison of the performance 1/2 trellis-coded QPSK and 2/4 Multiple trellis -coded QPSK for each 4-state

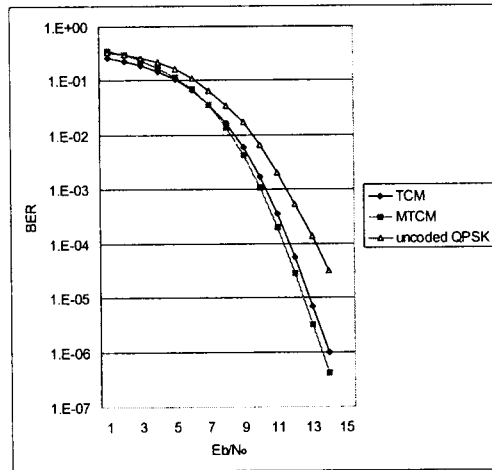


그림 9. 2상태 1/2 trellis-coded 8PSK와 2/4 Multiple trellis -coded 8PSK 성능의 비교평가
 Fig. 9 Comparison of the performance 1/2 trellis-coded 8PSK and 2/4 Multiple trellis -coded 8PSK for each 2-state

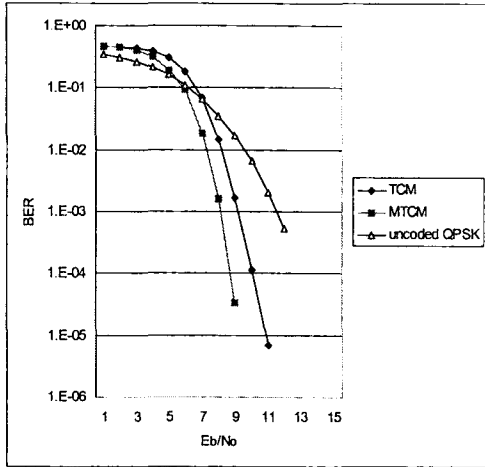


그림 10. 4상태 1/2 trellis-coded 8PSK와 2/4 Multiple trellis-coded 8PSK 성능의 비교평가
 Fig. 10 Comparison of the performance 1/2 trellis-coded 8PSK and 2/4 Multiple trellis-coded 8PSK for each 4-state

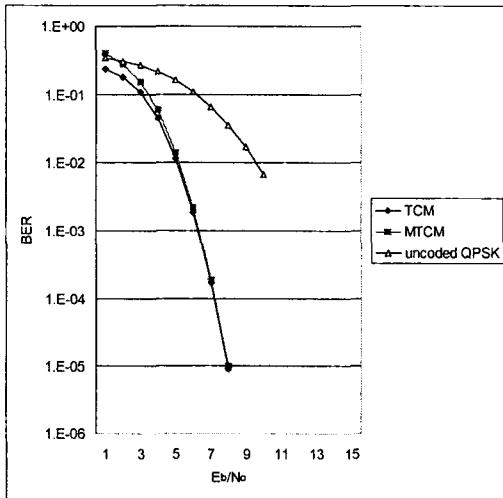


그림 11. 8상태 1/2 trellis-coded 8PSK와 2/4 Multiple trellis-coded 8PSK 성능의 비교평가.
 Fig. 11 Comparison of the performance 1/2 trellis-coded 8PSK and 2/4 Multiple trellis-coded 8PSK for each 8-state

V. 결론

본 논문에서는 AWGN 채널에서 제한된 전력과 대역폭에서 채널 부호화와 변조를 하나의 과정으로 수행하여 보다 효율적인 디지털 통신을 위하여 트렐리스 부호화 변조에 관하여 시스템의 성능 이득을 얻었다. Ungerboeck가 설계한 TCM 방식과 Divsalar가 제안한 MTCM을 다중화 지수(k=2)일 때 최적부호기의 구성으로 시스템의 성능이득을 비교 분석하였다. QPSK TCM 시스템에서 상태수가 2상태, 4상태, 8상태로 증가함에 따라 부호화 이득이 L_{min} 의 증가되어 시스템의 증가 이득이 발생하며, 다중화 지수(k=2)의 QPSK MTCM 시스템은 상태수가 2일 경우만, TCM 시스템보다 부호화 이득이 발생하며, 8PSK 시스템에서 2상태, 4상태에서 부호화 이득이 발생한다. 따라서 MTCM은 AWGN 채널에서 Ungerboeck의 TCM 보다 우수할 경우는 상태수가 매우 적거나 상태수가 충분히 커서 MTCM의 트렐리스 선도에 병렬천이가 없을 때이다.

참고문헌

- [1] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signal," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.IT-28, No.1, pp.55-67, Jan. 1982
- [2] D. Divsalar, M. K. Simon and J. H. Yuen, "Trellis coding with asymmetric modulation," IEEE Trans. Inform., Vol.COM-35, No.2, pp.130-141, Feb.1987
- [3] L. F. wei, "Trellis-coded modulation with multidimensional constellations," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.IT-33, No.4,

- pp.483-501, July 1987.
- [4] D. Divsalar and M. K. Simon, "Multiple trellis coded modulations(MTCM)," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-36, No.4, pp.410-419, April 1988.
- [5] 정규태, "최적 구성의 TCM 부호기 설계", 석사학위논문, 1995.
- [6] D. Divsalar and M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channel: Set partitioning for optimum coded design," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-36, No.9, pp.1013-1021, Sep. 1988.
- [7] P. S. Mundra, T. L. Signal and R. Kapur, "The choice of a digital scheme in a mobile radio system," Proceedings of 43th IEEE VTC., pp.1-4, 1993.
- [8] 김종일, "Trellis 부호를 적용한 $\pi/4$ shift QPSK", 박사학위논문, 1992.
- [9] C. L. Liu and K. Feher, "Noncoherent detection of $\pi/4$ -QPSK systems in a CCI-AWGN combined interference environment," Proceedings of 39th IEEE VTC., pp. 83-94, 1989.
- [10] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets - Part I : Introduction," IEEE Communications Magazine, Vol.25, No.2, pp.5-11, Feb. 1987.
- [11] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets - Part II : State of the art," IEEE Communications Magazine, Vol.25, No.2, pp5-11, Feb. 1987.

저자소개



김민호
1997 동아대학교 전자공학과
박사수료
현재 구미기능대학 전자과 전임
강사

박재운
1994 동아대학교 전자공학과
공학박사
현재 동부산대학 정보통신과 교
수, 한국OA학회 수석부회장
변건식
현재 동아대학교 전지공학과 교수