

論文93-30A-11-2

페이딩 채널하에서의 다중 Trellis 부호화된 차동 M진 PSK방식의 오율 특성에 관한 연구

(A Study on the Performance of Multiple Trellis Code Differential MPSK over Rician and Rayleigh Fading Channels)

金漢奎*, 金載平**, 金暎權*

(Han Gyoo Kim, Pyung Jae Kim and Yung Kwon Kim)

要約

본 연구에서는 백색잡음과 페이딩으로 특성이 결정되는 위성 이동통신 채널에서 MTCM/MDPSK (Multiple Trellis Coded Modulation/M-ary Differential PSK)의 근사적인 오율특성을 구해보았다. Rician 및 Rayleigh 채널상에서 MTCM/MDPSK의 근사적인 비트 오율을 구하는 간단한 공식을 유도하였고 또한 이 식을 이용하여 시스템의 성능을 수치해석으로 분석하였다. 마지막으로 여기서 구한 결과를 부호화시키지않은 경우와 기존의 TCM에 비교분석하였다.

Abstract

In this paper, the asymptotic performance of a multiple trellis coded differential MPSK modulation over a satellite land mobile communication channel characterized by additive white Gaussian noise(AWGN) and fading is presented. Simple formulas for the bit error probability are derived for systems using differential MTCM over Rician and Rayleigh fading channel. Also are given numerical results which are more indicative of the actual system performance. Finally, the comparisons with results previously obtained for the uncoded and conventional trellis coded modulation are provided.

1. 서론

근래에 전력과 대역폭이 동시에 제한받는 위성 이동통신 시스템에서 양질의 음성 및 디지털 데이터를 신뢰성있게 전송하려는 요구가 점점 증가하고 있다.

TCM(Trellis-Coded Modulation)방식은 높은 전력 및 대역폭 효율을 얻을 수 있는 전송방법으로서, ^{[1], [2], [3]} 초창기에는 전화채널용으로 개발 되었지만, 최근 TCM을 페이딩(Fading) 채널에 적용하는 것이 신중히 고려되고 있다. ^{[4], [5], [6], [7]}

Trellis 다이어그램의 가지마다 두개 이상의 채널 심볼을 전송하는 MTCM(Multiple TCM)방식은 대칭 신호좌표를 사용하여 백색 잡음(AWGN)하에서 뿐만 아니라 페이딩 채널에 대해서도 비대칭 신호좌표를 사용할 경우에 비해 훨씬 더 좋은 오율특성을 얻을 수 있다고 알려져 있다. ^{[8], [9]} 부호화시키지 않

*正會員, 建國大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Konkuk Univ.)

**正會員, 大林 專門大學 電子科
(Dept. of Elec., Daelim College)

接受日字 : 1992年 12月 14日

은 경우에 대해서 부호화 동기식 시스템(Coherent System)을 사용할 경우 가장 큰 부호화 이득(Coding Gain)을 얻을 수 있지만 위성 이동통신과 같은 페이딩 채널하에서는 위상 동기식 검출에 필요한 반송파 기준 신호의 검출이 매우 어렵기 때문에 심한 페이딩 현상을 갖는 채널의 경우 비동기식 시스템(Noncoherent System)을 사용하는 것이 바람직하다. [10] [11] [12] 이런 상황을 고려할때 부호화된 DPSK(Differential PSK)방식을 사용하는 시스템의 오율특성을 고려하는 것은 당연하다. 본 연구에서는 위성-지상 이동통신 채널상에서 기존의 TCM/DPSK방식을 개선한 Mutiple TCM/DPSK 방식의 오율 특성 공식을 근사적으로 제시하고 여러 가지 파라미터 값에 대한 그 결과들을 수록하였다.

II. 시스템 모델

1. 시스템 구성

MTCM/MDPSK 시스템 전체에 대한 단순화시킨 블록 다이어그램은 그림1과 같다.

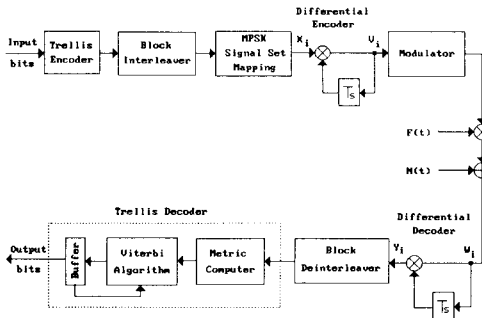


그림 1. MTCM/MDPSK 시스템의 블록 다이어그램

Fig. 1. MTCM/MDPSK system block diagram.

정보비트는 한번에 nm 비트씩 시스템에 들어가고 쉬프트 레지스터(Shift Register)와 이진 가산기(Binary Adder)의 결합으로 구성된 부호화율(Code Rate) $nm/(n+1)m$ 을 갖는 이진 Trellis 부호기에 의해 부호화된다.

다음에 부호기 출력 심볼들은 한 심볼 구간보다 긴 진폭 페이딩에 의한 연접에러(Burst Error)에 대응키 위해 인터리빙(Interleaving)된다. 실제로 인터리빙 깊이(Interleaving Depth)는 예상되는 최대 페이딩 시간을 고려해서 선택하기 때문에 한정된 값을

갖지만 여기서는 메모리스 채널 (Memoryless Channel)을 제공하는 무한한 인터리빙 깊이를 가정한다. 인터 리빙된 Trellis 부호화 심볼들은 집합 분할방식(Set Partitioning Method)에 따라 각 $(n+1)$ 군마다 $M=2^n$ 개의 대칭 PSK신호 집합에 대응된다. 그 다음, M진 PSK심볼들은 차동부호화 및 RF반송파로 변조되어 채널을 통해 전송된다.

수신단에 도달한 페이딩되고 잡음이 포함된 신호는 차동 검출된후 디인터 리버(Deinterleaver)를 거쳐 메트릭(Metric)을 갖고 Viterbi알고리즘으로 구성된 Viterbi복호기로 들어간다. 마지막으로 Viterbi 복호기를 거친 연성판 정(Soft Decision)값들은 크기가 설계 파라미터인 버퍼(Buffer)에 저장되고 예상 전송 정보비트를 출력하게 된다.

2. 송신기 분석

길이가 N인 부호화된 심볼 시퀀스는 다음과 같다.

$$\mathbf{X} = (X_1, X_2, \dots, X_N) \quad (1)$$

여기서 X_i 는 i 번째 전송시간에 전송된 M진 PSK 심볼을 나타낸다.

채널로 전송되기 전에 시퀀스 \mathbf{X} 는 차동 부호화되어 시퀀스 \mathbf{V} 로 표시된다.

페이저 표현방법에 따라 V_i 와 V_{i+1} 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_i = \sqrt{2E_s} \cdot e^{j\phi_i} \quad (2)$$

$$V_i = V_i \cdot X_{i+1} = \sqrt{2E_s} \cdot e^{j\phi_{i+1}} \quad (3)$$

여기서 $E_s = nE_b$ 는 차동 M진 PSK 심볼 에너지이고

$$X_i = e^{j\phi_i} \quad (4)$$

는 i 번째 전송시간에서 대응기(Mapper)에 의해 부여된 M진 PSK 심볼 ϕ_i 의 페이저(Phasor) 표현이다.

3. 채널 분석

Rician 분포에 의해서 모델링 된다고 가정할 수 있는 위성 이동통신 채널에서 페이딩은 시스템에 여러 폭주를 유발시킨다. [13], [14] 만약 수신단측의 직접 가시성분(Direct Line-of-Sight Component)이 완전히 차단될 경우, 방산성분(Diffuse Component)만이 존재하고 수신된 신호의 포락선 변동은 Rayleigh분포를 따른다.

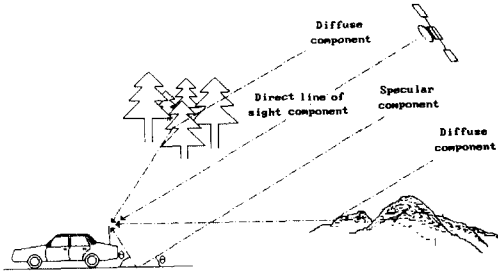


그림 2. 일반적인 페이딩 채널 모델
Fig. 2. General model of Fading channel.

이동국에 도달하는 반사된 다중경로 방산파는 다음과 같이 표현된다.

$$e(t) = \sum_{i=1}^N e_i \cdot \cos[(\omega_c - \omega_i)t + \phi_i] \quad (5)$$

여기서 $\omega_i = 2\pi (v/\lambda) \cos\alpha_i$ 이고 e_i 는 방산파의 i 번째 시간에서의 진폭, ω_c 는 각 반송파 주파수, ω_i 는 i 번째 각 도플러 주파수, v 는 이동국 속도, λ 는 반송파 파장, α_i 는 이동국 이동 방향과 i 번째 입사파 사이의 각, ϕ_i 는 0과 2π 사이에서 균일 분포된 i 번째 위상을 나타낸다.

따라서 이동국에 수신되는 신호의 진폭과 위상의 확률밀도 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$p(\rho) = 2\rho(1+K) \cdot \exp[-K - \rho^2(1+K)] \cdot I_0[2\rho K \sqrt{1+K}] \quad \rho \geq 0 \quad (6)$$

$$p(\theta) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K}{\pi}} \cos\theta \cdot \exp(-K \cdot \sin^2\theta) [1 + \text{erf}(\sqrt{K} \cdot \cos\theta)] + \frac{1}{2\pi} \cdot \exp(-K) \quad |\theta| \leq \pi \quad (7)$$

여기서 $I_0(\cdot)$ 는 수정된 제 1종의 0차 베셀 함수이다. 만약 Rayleigh 분포를 가정할 경우 직접 가지성분과 반사성분이 없으므로 $K = 0$ 이다.

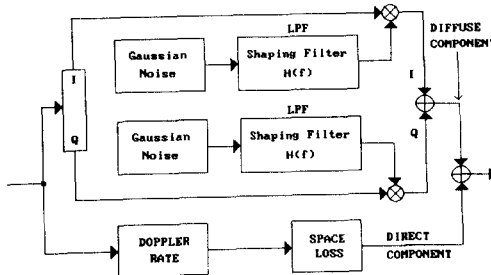


그림 3. Rician 페이딩 발생기의 블럭 다이어그램
Fig. 3. Block diagram of Rician fading process.

4. 검출기 분석

X 에 대응되는 채널 출력시퀀스는 다음과 같다.

$$Y = (Y_1, Y_2, \dots, Y_N) \quad (8)$$

여기서 $i+1$ 번째 전송시간에 출력되는 성분을 나타내는 Y_{i+1} 은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} Y_{i+1} &= W_i^* \cdot W_{i+1} \\ &= [F_i \cdot \sqrt{2E_s} \cdot e^{-j\theta^i} + N_i^*] \cdot [F_{i+1} \cdot \sqrt{2E_s} \cdot e^{-j(\theta^{i+1} + \Delta\theta^i)} + N_{i+1}] \\ &= F_i^* \cdot F_{i+1} \cdot 2E_s \cdot e^{j\Delta\theta} + \text{noise terms} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 N_i 와 N_{i+1} 은 수신단에서의 열적 잡음(Thermal Noise)을 나타내는 정상 복소 가우시안 잡음과정 $N(t)$ 의 표본이고, 표본 F_i 와 F_{i+1} 은 i 번째와 $i+1$ 번째 전송시간에서의 복소 페이딩 과정 $F(t)$ 를 나타낸다.

$N(t)$ 와 $F(t)$ 의 제 1 차와 제 2 차 모멘트 특성은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} E\{N_i\} &= 0 \\ E\{N_i N_i^*\} &= \begin{cases} 0 & i \neq j \\ 2N_0 & i = j \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} E\{F_i\} &= \mu \\ E\{|F_i|^2\} - |\mu|^2 &= \sigma^2 \\ \sigma^2 + |\mu|^2 &= 1 \\ E\{(F_i - \mu) \cdot (F_{i+1} - \mu)^*\} &= R_{F(t)}(T_s) - |\mu|^2 \equiv r\sigma^2 \quad 0 \leq |r| \leq 1 \\ R_{F(t)}(T_s) &= E\{F(t) \cdot F^*(t - T_s)\} = E\{F_i \cdot F_{i+1}^*\} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $R_F(\cdot)(\tau)$ 는 복소 페이딩 과정 $F(t)$ 의 자기상관함수(Autocorrelation Function)이다. 그리고 $r = 1$ 은 매우 천천히 변하는 페이딩의 경우에 해당되고 r 값이 0으로 갈수록 빨리 변하는 것을 의미한다. F_i 를 페이저 형태로 쓰면 다음과 같다.

$$F_i = \rho_i \cdot e^{-j\theta^i} \quad (12)$$

여기서 ρ_i 는 식(6)의 Rician 확률 밀도함수를 갖는 정규화 랜덤변수이다. 앞에서 언급한 바와 같이 인터리빙과 디인터리빙 깊이를 무한대로 가정했기 때문에 부호화 채널은 메모리스 채널이 된다. 그래서 곱 $\rho_i \cdot \rho_{i+1}$ 은 독립 랜덤변수이고 채널확률은 다음을 만족한다.

$$P_N(Y|X) = \prod_{i=1}^N P(Y_i|X_i) \quad (13)$$

5. MDPK의 매트릭

모든 부호화 통신 시스템에서 채널상태 정보를 얻을 수 없을때 복호 과정은 $m(\mathbf{Y}, \mathbf{X})$ 형태의 매트릭을 사용한다.

$$\begin{aligned} m(\mathbf{Y}, \mathbf{X}) &= \log P_N(\mathbf{Y}|\mathbf{X}) \\ &= \sum_{i=1}^N m(Y_i, X_i) \end{aligned} \quad (14)$$

1차 심볼 검출기만을 사용한다면 동기식 복조와는 달리 유클리디안 거리 (Euclidean Distance)를 갖는 가우시안 매트릭은 차동 복조에 대한 최적 매트릭이 아니다. [15] 그렇지만 본 연구에서는 비트오율에 대한 상위한계를 빨리 계산할 수 있도록 간단한 가우시안 매트릭을 사용하기로 한다.

III. 비트 오율한계 유도

1. 켈레 오율

Viterbi 복호기의 평균 비트오율 성능에 대한 상위한계를 구하기 위해서 전송된 부호화 시퀀스 $\mathbf{X} = (X_1, X_2, \dots, X_N)$ 대신에 $\hat{\mathbf{X}} = (\hat{X}_1, \hat{X}_2, \dots, \hat{X}_N)$ 를 선택할 확률을 나타내는 켈레 오율 $P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$ 을 먼저 구해야 한다. $\hat{\mathbf{X}}$ 을 전송 시퀀스라고 잘못 결정하였기 때문에 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$m(\mathbf{Y}, \hat{\mathbf{X}}) \geq m(\mathbf{Y}, \mathbf{X}) \quad (15)$$

$$\sum_{i=1}^N m(Y_i, \hat{X}_i) \geq \sum_{i=1}^N m(Y_i, X_i) \quad (16)$$

따라서 켈레 오율 $P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}})$ 은 다음과같이 주어지며,

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) = \Pr \left\{ \sum_{i=1}^N m(Y_i, \hat{X}_i) \geq \sum_{i=1}^N m(Y_i, X_i) \mid \mathbf{X} \right\} \quad (17)$$

Chernoff 한계를 사용하면, [16], [17] 식(18)은 아래와 같이 된다.

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) = \prod_{i \in \eta} E \left\{ \exp \left(\lambda \left[m(Y_i, \hat{X}_i) - m(Y_i, X_i) \right] \right) \mid \mathbf{X} \right\} \quad (18)$$

여기서 E 는 통계적 기대값 연산이고, λ 는 최적화 되어질 Chernoff 파라미터이며 η 는 $X_i \neq \hat{X}_i$ 인 모든 i 의 집합이다. 채널상태 정보를 사용하지 않는 경우 가우시안 매트릭은 다음 값을 취한다.

$$m(Y_i, X_i) = -|Y_i - 2E_i \cdot X_i|^2 \quad (19)$$

그리고 [18], [19]로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) = \overline{P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}|\rho)}^{\rho} \quad (20)$$

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}|\rho) \leq \prod_{i \in \eta} E \left\{ \exp(\lambda' \mathbf{W}_i^T (\hat{A}_i - A_i) \mathbf{W}_i) \mid X_i, \rho_i \right\}$$

$$\text{여기서 } \mathbf{W}_i = \begin{pmatrix} W_{i-1} \\ W_i \end{pmatrix}, \hat{A}_i = \begin{pmatrix} 0 & \hat{X}_i \\ \hat{X}_i & 0 \end{pmatrix}, A_i = \begin{pmatrix} 0 & X_i \\ X_i & 0 \end{pmatrix} \text{ 이고}$$

위의 바(—)는 페이딩에 대한 통계적 평균이며 $\lambda' = 2E_s \cdot \lambda$ 이다.

많은 수식 계산을 거친 후에, Rician 채널에 대해서, 식(21)은 다음과 같은 값을 갖는다. [19]

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \leq \prod_{i \in \eta} \frac{1}{\Delta} \exp \left\{ -\frac{\lambda}{\Delta} H |\hat{X}_i - X_i|^2 K [1 - 2\lambda(H(1-r) + 1)] \right\} \quad (21)$$

여기서 $\Delta = 1 + |\hat{X}_i - X_i|^2 \left\{ \lambda H(r - 2\lambda) - \lambda^2 [1 + (1-r^2)H^2] \right\}$ 이고

$$H = \frac{\bar{E}_i}{N_o} \frac{1}{1+K} \text{ 이다.}$$

식(21)에서 사용된 r 의 적당한 값은 페이딩 과정을 특징지우는데 사용된 자기 상관함수의 형태에 따라 좌우된다. 지상 이동 페이딩 채널일 경우 r 값은 다음과 같이 주어진다. [20]

$$r = J_o(2\pi B_d T_s) \quad (22)$$

여기서 B_d 는 최대 도플러 주파수 천이이고 T_s 는 심볼 시간이다. 식(21)을 최소화시키는 λ 값을 구하면 다음과 같다.

$$\lambda_{opt} = \frac{rH}{4[1 + (1+r^2)H^2 + 2H]} \quad (23)$$

$K = 0$ 인 Rayleigh 채널의 경우 켈레 오율과 최적의 λ 값은

$$P(\mathbf{X} \rightarrow \hat{\mathbf{X}}) \leq \prod_{i \in \eta} \frac{1}{1 + |\hat{X}_i - X_i|^2 \left\{ 2\lambda \frac{\bar{E}_i}{N_o} (r - 4\lambda) - (2\lambda)^2 \left[1 + \left(\frac{\bar{E}_i}{N_o} \right)^2 (1-r^2) \right] \right\}} \quad (24)$$

$$\lambda_{opt} = \frac{r \frac{\bar{E}_i}{N_o}}{8 \frac{\bar{E}_i}{N_o} + 4 \left[1 + \left(\frac{\bar{E}_i}{N_o} \right)^2 (1-r^2) \right]} \quad (25)$$

이고 충분히 높은 신호대 잡음비와 실제 상황을 고려하면, 점근적인 켈레 오율은 다음과 같다.

$$P(X \rightarrow \hat{X}) \leq \prod_{i \in \eta} \frac{1}{\frac{|\hat{X}_i - X_i|^2}{8} \frac{\bar{E}_s}{N_o}} \quad \text{for } r=1 \quad (26-a)$$

$$P(X \rightarrow \hat{X}) \leq \prod_{i \in \eta} \frac{1}{|\hat{X}_i - X_i|^2 \cdot S} \quad \text{for } r \neq 1 \quad (26-b)$$

여기서 $S = \frac{r^2 \frac{\bar{E}_s}{N_o}}{4 + 2 \frac{\bar{E}_s}{N_o} (1-r^2)} - \left(\frac{r}{4 + 2 \frac{\bar{E}_s}{N_o} (1-r^2)} \right)^2 \left[2 \frac{\bar{E}_s}{N_o} + (1-r^2) \left(\frac{\bar{E}_s}{N_o} \right)^2 \right]$ (27)

2. 평균 비트오율

평균 비트오율에 대한 상위 한계는 컬레 오율로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_b \leq \sum_X \sum_{\hat{X} \in C} a(X, \hat{X}) p(X) P(X \rightarrow \hat{X}) \quad (28)$$

여기서 $a(\hat{X}, X)$ 는 X 가 전송되고 \hat{X} 가 선택됐을 때 발생하는 오류 비트 수이고, $p(X)$ 는 X 를 전송할 사전 확률이며, C 는 모든 부호화 시퀀스의 집합이다. 식 (29)의 값을 구하는 효과적인 과정은 전달함수 관계 접근방법이고, [19] [21] [22] 식 (21)과 (26)을 (28)에 대입하면 Rician 및 Rayleigh 페이딩 채널에서의 평균 비트오율에 대한 상위 한계를 구할 수 있다.

$$P_b \leq \sum_X \sum_{\hat{X} \in C} a(X, \hat{X}) p(X) \prod_{i \in \eta} \frac{1}{\Delta} \times \exp\left\{-\frac{\lambda}{\Delta} H |\hat{X}_i - X_i|^2 K [1 - 2\lambda(H(1-r)+1)]\right\} \quad (29)$$

$$P_b \leq \sum_X \sum_{\hat{X} \in C} a(\hat{X}, X) p(X) \frac{8^{L_n}}{\left(\frac{\bar{E}_s}{N_o}\right)^{L_n} \cdot \prod_{i \in \eta} |\hat{X}_i - X_i|^2} \quad \text{for } r=1 \quad (30-a)$$

$$P_b \leq \sum_X \sum_{\hat{X} \in C} a(X, \hat{X}) p(X) \frac{1}{S^{L_n} \cdot \prod_{i \in \eta} |\hat{X}_i - X_i|^2} \quad \text{for } r \neq 1 \quad (30-b)$$

식(29)와 (30)을 살펴보면, 상위 한계는 각 확률의 합에서 E_s/N_o 에 대한 최소 기울기 및 최대 유클리디안 거리를 갖는 컬레 오율에 좌우되고 이것은 최단 오류 사건경로에 대응된다는 것을 알 수 있다. 따라서 평균 비트오율에 대한 하위한계는 다음과 같다.

$$P_b \geq \frac{1}{n} \prod_{i \in \eta(L)} \frac{1}{\Delta} \exp\left\{-\frac{\lambda}{\Delta} H |\hat{X}_i - X_i|^2 K [1 - 2\lambda(H(1-r)+1)]\right\} \quad (31)$$

$$P_b \geq \frac{1}{n} \frac{8^L}{\left(\frac{\bar{E}_s}{N_o}\right)^L \cdot \prod_{i \in \eta(L)} |\hat{X}_i - X_i|^2} \quad \text{for } r=1 \quad (32-a)$$

$$P_b \geq \frac{1}{n} \frac{1}{S^{L^*} \cdot \prod_{i \in \eta(L)} |\hat{X}_i - X_i|^2} \quad \text{for } r \neq 1 \quad (32-b)$$

여기서 L 은 최단 오류 사건경로의 길이이며 상위한계는 다음과 같이 근사시킬 수 있다.

$$P_b \leq \sum_i P_b^{(i)} \quad (33)$$

여기서 $P_b^{(i)}$ 는 $j \leq i-1$ 인 모든 $P_b^{(j)}$ 가 발생하지 않는다고 가정했을 때 i 번째 최단 오류 사건경로의 오율들 중에서 가장 큰 값이고 $P_b^{(1)}$ 는 식(31) 및 (32)와 같다.

3. Multiple TCM/DPSK에 대한 평균 비트오율 근사 상위한계

부호화율이 $n/(n+1)$ 이고, 다중화가 m 인 트렐리스 부호 [23]를 고려하고 페 이딩 채널에서 최적 성능을 제공하는 트렐리스 가지로의 신호집합 대응구조가 주어졌다고 가정하자. [19]

이것은 어떠한 분할 집합내에서도 m 개의 심볼 위치에 각각 서로 다른 원 소가 존재하고 임의의 한 분할 집합내에 있는 m -튜플 벡터간의 최소 유클리디안 거리가 최대화된다는 것을 의미한다.

그래서 식(31) 및 (32)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_b \geq \prod_{i \in \eta(mL)} \frac{1}{\Delta} \exp\left\{-\frac{\lambda}{\Delta} H |\hat{X}_i - X_i|^2 K [1 - 2\lambda(H(1-r)+1)]\right\} \quad (34)$$

$$P_b \geq \frac{1}{nm} \frac{8^{mL}}{\left(\frac{\bar{E}_s}{N_o}\right)^L \cdot \prod_{i \in \eta(mL)} |\hat{X}_i - X_i|^2} \quad \text{for } r=1 \quad (35-a)$$

$$P_b \geq \frac{1}{nm} \frac{1}{S^{mL} \cdot \prod_{i \in \eta(mL)} |\hat{X}_i - X_i|^2} \quad \text{for } r \neq 1 \quad (35-b)$$

그리고 평균 비트오율에 대한 상위한계는 다음과 같다.

$$P_b \leq \sum_i P_b^{(i)} = \frac{1}{nm} \sum_i \prod_{i \in \eta(L^{(i)})} \frac{1}{\Delta} \exp\left\{-\frac{\lambda}{\Delta} H |\hat{X}_i - X_i|^2 K [1 - 2\lambda(H(1-r)+1)]\right\} \quad (36)$$

$$P_b \leq \sum_i P_b^{(i)} = \frac{1}{nm} \sum_i \frac{8^{L^{(i)}(m_n)}}{\left(\frac{\bar{E}_s}{N_o}\right)^{L^{(i)}(m_n)} \cdot \prod_{i \in \eta(L^{(i)})} |\hat{X}_i - X_i|^2} \quad \text{for } r=1 \quad (37-a)$$

$$P_b \leq \sum_i P_b^{(i)} = \frac{1}{nm} \sum_i \frac{8^{U^{(i)}(m_n)} S^{U^{(i)}(m_n)} \prod_{i \in \eta(U^{(i)})} |\hat{X}_i - X_i|^2}{\dots} \quad \text{for } r \neq 1 \quad (37-b)$$

여기서 $P_b^{(1)} > \dots > P_b^{(j)} P_b^{(j+1)} > \dots$ 일 경우 식 (36) 과 (37) 은 다음과 같이 근사시킬 수 있다.

$$P_b \leq \sum_i P_b^{(i)} \quad (38)$$

IV. 수치해석 결과 및 분석

2-상태를 갖는 MTCM/4-DPSK, MTCM/8-DPSK 시스템의 평균 비트오율을 계산 하기 위해서 수치해석이 수행되었고 그 결과를 다중화시키지 않은

TCM/4-DPSK, TCM/8-DPSK와 부호화되지 않은 2-DPSK, 4-DPSK의 평균 비트오율 과 비교해 보았다. 부호화되지 않은 2-DPSK와 4-DPSK는 각각 MTCM/4-DPSK, MTCM/8-DPSK와 동일한 대역폭을 갖기 때문에 비교기준으로 사용되었다.

Rician 페이딩 채널하에서의 MTCM/4-DPSK, MTCM/8-DPSK의 수치해석 결과는 그림 5와 8에 각각 나타내었으며, 여기서 L-밴드상의 위성링크에서 디지털 음성 통신에 주로 사용되는 이동국 속도 $v=0 \sim 200$ km/hour와 Rician 파라미터 $K = 10$, 그리고 데이터율 4800bps에 대응되는 페이드율 $BaTs=0 \sim 0.06$ 을 선택하였다. 또한 Rayleigh 페이딩 채널에 대해 서도 $BaTs = 0 \sim 0.06$ 일때의 다중 Trellis 부호화된 차동 4, 8-PSK의 비트오율 계산 결과를 그림 7과 8에 각각 나타내었다.

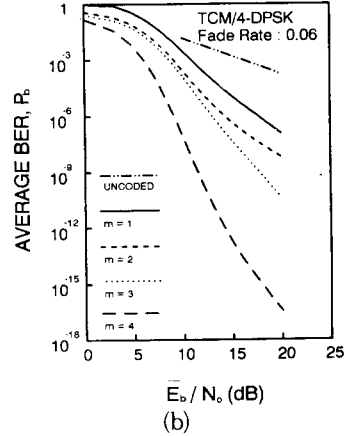
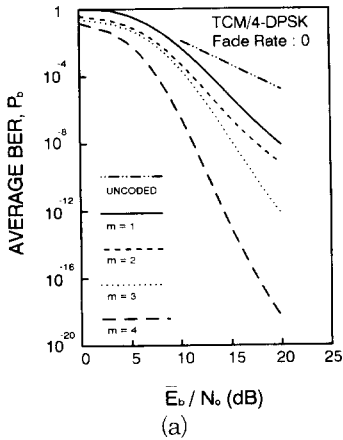


그림 5. 서로 다른 페이드율을 갖는 Rician 페이딩 채널에 대한 다중 Trellis 부호화 차동 4-PSK의 비트오율 특성
Fig. 5. BER-performance of multiple Trellis coded 4-DPSK over a Rician fading channel for different fade rates.

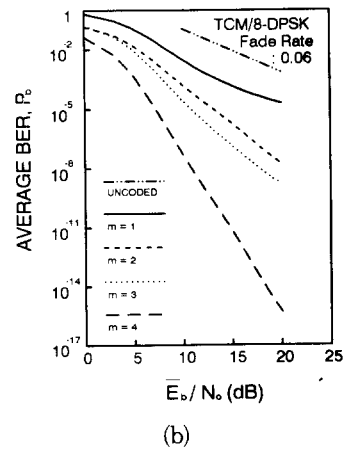
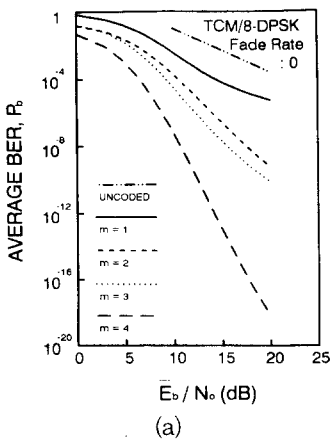


그림 6. 서로 다른 페이드율을 갖는 Rician 페이딩 채널에 대한 다중 Trellis 부호화 차동 8-PSK의 비트오율 특성
Fig. 6. BER-performance of multiple Trellis coded 8-DPSK over a Rician fading channel for different fade rates.

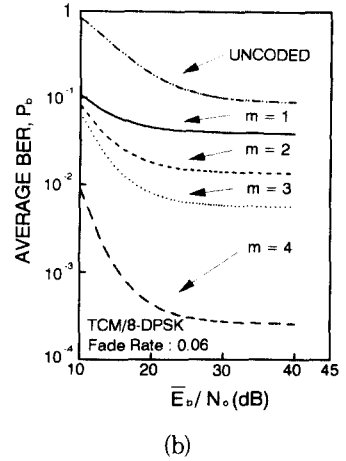
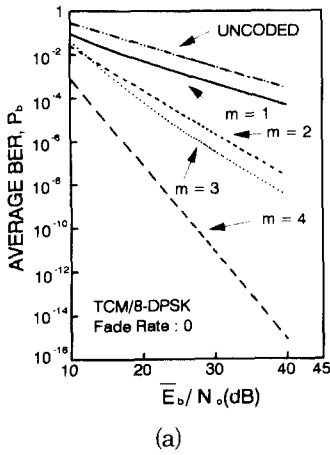


그림 7. 서로 다른 페이드율을 갖는 Rayleigh 페이딩 채널에 대한 다중 Trellis 부호화 차동 4-PSK의 비트오율 특성
 Fig. 7. BER-performance of multiple Trellis coded 4-DPSK over a Rayleigh fading channel for different fade rates.

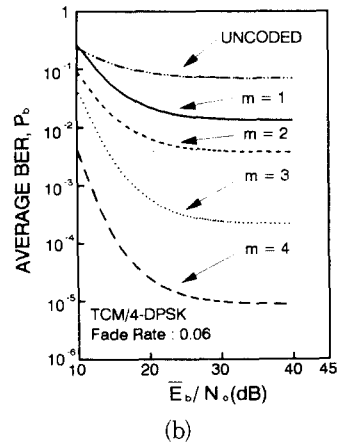
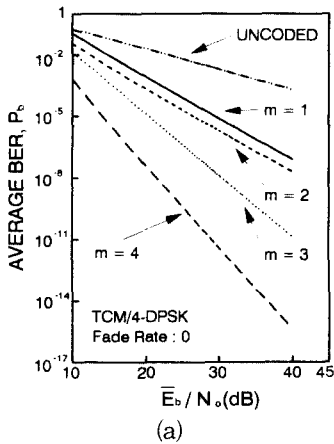


그림 8. 서로 다른 페이드율을 갖는 Rayleigh 페이딩 채널에 대한 다중 Trellis 부호화 차동 8-PSK의 비트오율 특성
 Fig. 8. BER-performance of multiple Trellis coded 8-DPSK over a Rayleigh fading channel for different fade rates.

그림 5 ~ 8로부터, MTCM/MDPSK 방식은 페이딩 채널에서 다중화시키지 않은 TCM/MDPSK 방식에 비해서 오율 특성을 향상시키며, 주어진 비트오율을 얻는데 필요한 E_b/N_0 값은 다중화 수에 따라 감소하므로 페이딩 채널에서 DPSK 방식을 사용할 때도 낮은 비트오율을 얻기 위해서는 다중화 기술이 필요함을 알 수 있다.

그리고 그림에서 주어진 비트오율을 얻는데 필요한 E_b/N_0 값은 Rayleigh 채널의 경우가 Rician 채널에 비해서 페이드율에 더 민감함을 알 수 있다. 그림 5에

서 보는 바와같이 Rayleigh 페이딩 채널하에서 부호화된 것과 부호화되지 않은 것의 비트오율 특성곡선은 매우 큰 E_b/N_0 값에서 평탄해진다. 그래서, 평탄해지는 점 바깥에서는 E_b/N_0 값을 증가시키더라도 오율특성 개선은 일어나지 않는다. 이러한 예러폭주는 페이딩 채널의 위상변화에 기 인하며 도플러 확산대 심볼율의 비에 따라 달라진다. 또한, MTCM/4-DPSK 시스템의 비트오율 특성이 MTCM/8-DPSK 보다 더 좋음을 알 수 있는데, 이것은 대응되는 신호의 수가 많을수록 신호 대 간섭에 대한 세심한 주의

가 필요함을 나타낸다.

V. 결론

본 논문에서는 Rician 및 Rayleigh 페이딩 채널 하에서 전송된 MTCM/MDPSK 신호에 대한 비트 오율을 간단하게 계산할 수 있는 식을 유도하였고, 유도된 수식을 사용하여 다양한 파라미터 값을 부여함으로써 다중화시킨 경우의 비트오율을 실제로 구해 보았다. 이 결과로부터, MTCM/ 2^{m-1} -DPSK의 비트 오율은 부호화되지 않은 $2n$ -DPSK 및 다중화시키지 않은 TCM/ 2^{m-1} -DPSK에 비해 상당히 낮아짐을 볼 수 있었다. 또한 DPSK방식에 다중화기법을 사용함으로써 기존의 TCM/DPSK에 비해 페이딩 채널의 위상변화에도 어느정도 대처할 수 있다는 사실을 알 수 있었다.

본 논문에서 제안한 근사적인 비트오율 계산방법은 위성 이동통신과 같이 페이딩으로 인하여 동기식 검출방법이 어렵고 전력과 대역폭이 동시에 제한 받는 시스템의 성능을 평가하는데 매우 유용하리라 사료된다.

앞으로 연구해야할 과제는 우리나라 실정에 적합한 도심이나 산악지형 등 계모델을 설정하고 페이딩 채널의 진폭변화뿐 아니라 위상변화에 대한 통계까지도 고려한 후 실제의 인터리빙 더스를 적용하여 비트 오율이 최소가 되는 부호 및 변조방식을 찾아내는 것이다.

위에 언급한 연구가 수행된다면 더욱 강력하고 실제성을 띤 위성통신 시스템 구성에 쉽게 접근할 수 있을 것이다.

參考文獻

- [1] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-28, pp. 55-67, Jan 1982.
- [2] D. Divsalar and J. H. Yuen, "Asymmetric MPSK for trellis codes," presented at *GLOBECOM '84*, Nov. 26-29, 1984.
- [3] D. Divsalar and M. K. Simon, *Combined Trellis Coding with Asymmetric MPSK Modulation*, JPL Publ. 85-24, MSAT-X Rep. 109, May, 1985.
- [4] D. Divsalar and M. K. Simon, "Trellis coded modulation for 4800-9600 bps transmission over a fading mobile satellite channel," *IEEE J. Selected Areas Commun.*, vol. SAC-5, no. 5, pp. 162-175, Feb. 1987.
- [5] D. Divsalar and M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels : Performance criteria," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 1004-1012, Sept. 1988.
- [6] D. Divsalar and M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels : Set partitioning for optimum code design," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 1013-1021, Sept. 1988.
- [7] P. J. McLane, P. H. Wittke, P. Ho, and C. Loo, "The performance of trellis codes for mobile communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 1242-1246, Nov. 1988.
- [8] D. Divsalar and M. K. Simon, *Multiple Trellis Coded Modulation*, JPL Publ. 86-40, MSAT-X Rep. 141, Nov 15, 1986.
- [9] D. Divsalar and M. K. Simon, *Multiple trellis coded modulation performance on a fading mobile satellite channel*, JPL Publ., May. 1987.
- [10] D. Divsalar and M. K. Simon, "The performance of trellis coded multilevel DPSK on a fading mobile satellite channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-37, pp. 78-91, May. 1988.
- [11] F. Davarian, "Mobile digital communications via tone calibration," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-36, pp. 55-62, May. 1987.
- [12] W. C. Y. Lee, *Mobile Communications Engineering*. New York : McGraw-Hill, 1982.
- [13] C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-34, pp. 122-127, Aug. 1985.
- [14] A. Aghamohammadi and H. Meyr, "On the error probability of linearly modulated signals on Rayleigh frequency-flat fading channels," *IEEE Trans.*

- Commun.*, vol. 38, no. 11, Nov. 1990.
- [15] F. Edbaur, "Performance of interleaved trellis-coded differential 8-PSK modulation over fading channels," *IEEE J. Selected Areas*, vol. 7, no. 9, Dec. 1989.
- [16] M. K. Simon, J. K. Omura, R. A. Scholtz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications*, vol. 1. Rockville, MD : Computer Science Press, 1985.
- [17] A. J. Viterbi and J. K. Omura, *Principles of Digital Communication and Coding* : McGraw-Hill, 1979.
- [18] D. A. Johnston and S. K. Johnes, "Spectrally efficient communication via fading channels using coded multilevel DPSK," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, no. 3, pp. 276-284, Mar. 1981.
- [19] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane, and M. K. Simon, *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*: Macmillan Publishing Company, 1991.
- [20] L. J. Mason, "Error probability evaluation for systems employing differential detection in a Rician fast fading environment and Gaussian noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-35, no. 1, pp. 39-46, Jan. 1, 1987.
- [21] E. Biglieri and P. J. McLane, "Uniform distance and error probability properties of TCM schemes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 41-54, Jan. 1991.
- [22] R. G. McKay, P. J. McLane, and E. Biglieri, "Error bounds for trellis coded MPSK on a fading mobile satellite channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 12., Dec. 1991.
- [23] D. Divsalar and M. K. Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 3, Mar. 1990.
- [24] J. K. Cavers and P. Ho, "Analysis of the error performance of trellis coded modulations in Rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 1, Jan. 1992.
- [25] C. J. Carlisle, M. Shafi, and W. K. Kennedy, "TCM on digital microwave radio systems - simulations for multipath fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 4, Apr. 1991.
- [26] E. Zehavi, "8-PSK Trellis codes for a Rayleigh channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 5, May. 1992.
- [27] S. S. Periyalwar and M. Fleisher, "Multiple trellis coded frequency and phase modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 6, Jun. 1992.

著者紹介



金漢奎(正會員)

1968年 3月 27日生. 1991年 2月 건국대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993年 2月 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1993年 2月 현재 (주)데이콤 서울 통신센터 근무. 주관심 분야는 위성통신 및 이동통신 등임.



金載平(正會員)

1957年 4月 26日生. 1987年 2月 건국대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989年 2月 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1989年 9月 1992年 8月 건국대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료. 1991年 3月 현재 대림 전문대학 전자과 조교수. 주관심 분야는 부호이론, 디지털 통신, 광통신 등임.

金映權(正會員) 第30卷 A編 第4號 參照
현재 건국대학교 전자공학과 교수