

# 인터리브 된 라이시안 페이딩 채널에 적합한 MTCM/NCPFSK 부호화기 설계

정회원 김창중\*, 이호경\*\*

## Encoder Design for MTCM/NCPFSK on the Interleaved Rician Fading Channel

Chang-joong Kim\*, Ho-kyoung Lee\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 인터리브 된 라이시안 채널 환경에서의 비동기 격자 부호화 연속 위상 변조(MTCM/NCPFSK, Multiple Trellis Coded Modulation for Noncoherent Continuous Phase Frequency Shift Keying) 시스템에 적합한 최적의 격자 부호화기(trellis encoder)를 설계하는 방법을 소개한다. 인터리브된 라이시안 페이딩 환경에서 성능에 지배적인 영향을 미치는 변수들을 유도하기 위하여 성능을 분석한 결과, 라이시안 매개변수  $K$ 가 0에 접근할 때, 이 시스템의 성능은 최소 유효거리와 그에 따른 가지 메트릭의 곱이 클수록 좋아진다는 사실을 발견할 수 있었다. 본 논문에서는 이 사실을 이용하여 라이시안 매개변수  $K$ 가 작을 때 최적의 성능을 보이는 부호화기들을 찾아내었으며, 본 논문에서 설계된 부호화기의 성능과 첨가적 백색 가우시안 환경을 고려하여 설계된 기존의 부호화기의 성능을 전산 모의실험을 통하여 비교하였다.

### ABSTRACT

In this paper, we introduce an encoder design technique of multiple symbol trellis coded modulation for noncoherent continuous phase frequency shift keying (MTCM/NCPFSK) on the interleaved Rician fading channel. To find dominant factors which affects the error probability of MTCM/NCPFSK, we derive the pairwise error probability (PEP) of MTCM/NCPFSK and find that the error probability mainly depends on the effective length of error event and the corresponding squared product distance for the small value of Rician parameter  $K$ . Using this performance criteria, we search for the optimal encoder of MTCM/NCPFSK for the interleaved Rician fading channel. We also compare that encoder with the encoder designed for additive white Gaussian noise channel.

### 1. 서론

격자 부호화 연속 위상 변조 방식(TC-CPM)은 전력 및 대역폭 효율면에서 매우 뛰어난 전송 방식으로 전력 및 대역폭이 제한된 이동 및 위성 채널에 적합하다.

TC-CPM의 성능은 많은 연구자들에 의해 연구되

어왔다<sup>[1]-[5]</sup>. [1]에서는 TC-CPM을 페이딩 환경에 적용시키기 위하여 인터리버를 TCM 부호화기와 CPM 변조기 사이에 삽입하여, 새로운 시스템을 구성하고, 이것을 부최적(sub-optimum)으로 검출하는 방식에 대하여 제안하였다. [1]은 CPM의 신호를 심볼 단위로 검출하도록 하였으며, 동기식 및 비동기식 방법에 대하여 다루고 있다. 반면에 [2]-[4]는 한

\* 홍익대학교 대학원 전파통신공학과 박사과정

\*\* 홍익대학교 전파통신공학과 디지털통신 연구실(hklee@wow.hongik.ac.kr)

논문번호: 020172-0418, 접수일자: 2002년 4월 18일

※ 본 연구는 한국과학재단(1999-1-301-002-0) 지원으로 수행되었습니다.

개의 심볼을 검출할 때 여러 개의 심볼들을 관찰하여, 성능을 높이는 방법을 택하고 있다. [2]-[4]의 방법은 [1]에 방법에 비해 더 뛰어난 성능을 얻을 수 있지만, 수신기의 복잡도가 높아진다는 단점을 가지고 있다. [2]-[4] 중에서도 [2], [3]은 동기식 검출 방법을 다루고 있는데, 동기식 검출을 사용하면, 매우 뛰어난 성능을 기대할 수 있으나, 수신기의 복잡도가 대단히 높아진다. 따라서, [4]는 비동기식 검출 방법을 제시하고 있다. [4]는 [2]와 [3]의 동기식 다중 심볼 검출 방식을 기반으로 하여 비동기식 수신기를 설계하였으며, 그 성능을 분석하였다. 이상의 방법들은 여러 개의 심볼을 관찰하던 한 개의 심볼만 관찰하던 모두 CPM 신호를 단일 심볼 단위로 검출하는데 반하여, [5]의 시스템은 CPM 신호를  $N$ 개의 연속된 다중 심볼 단위로 검출한다. 이 경우 단일 심볼 검출 방법에 비하여 시스템의 오류 성능이 개선되며, 시스템의 복잡도도 [2]-[4]에 비하여 그다지 높지 않게 된다. 또한 [5]는 비동기식 복조를 수행하기 때문에 동기식 복조에 비해서 시스템의 구조가 단순하다. 그러나 [5]는 첨가적 백색 가우시안 잡음 환경 하에서 성능을 분석하고, 최적의 부호화기를 설계하였기 때문에, [5]에서 제시된 최적의 부호화기는 페이딩 환경에 적합하지 않을 수도 있다.

따라서, 본 논문에서는 [5]에 제시된 MTCM/NCPFSK 시스템을 라이시안 페이딩 환경에 적용하기 위하여 [1]에 제시된 것처럼 격자 부호화기와 연속 위상 부호화기 사이에 인터리버를 추가하여 새로운 시스템을 구성했으며, 라이시안 페이딩 환경에서 그 성능을 분석하고, 최적의 부호화기를 설계한 후, 전산 모의실험을 통해 그 결과를 검증하였다.

## II. 시스템 모델

그림 [2-1]은 본 논문에서 논의하고자 하는 시스템의 블록도이다. 이 시스템은 [5]에서 사용된 MTCM/NCPFSK 시스템에 NCSI( $N$ -Consecutive Symbol Interleaver)와 NCSDI( $N$ -Consecutive Symbol De-Interleaver)를 추가하여 페이딩의 시간적 상관성을 제거하도록 하고, 수신단에서 채널 상태 정보를 사용할 수 있도록 개선한 것이다. 블록도에서  $m$ 번째 입력 정보  $b_m$ 은 부호화율이  $b/b+1$ 인 부호화기를 통하여 부호어  $c_m$ 으로 부호화되고,  $c_m$ 은 이진 대  $M$ 진 변환기를 거쳐  $N$ 개의 연속된  $M$ 진 심볼들,  $\{a_{(m,0)}, a_{(m,1)}, a_{(m,2)}, \dots, a_{(m,N-1)}\}$ 로 변

환된다. 이  $M$ 진 심볼들은 NCSI를 통하여,  $N$ 개씩 묶여서 뒤섞이게 된다. 인터리버의 크기는 무한대라고 가정한다. 또한 연속 위상 변조 장치는 연속 위상 부호화기(NCPE,  $N$  consecutive continuous phase encoder)와 무기억 변조기(MM, memoryless modulator)로 나누어 표시하였다<sup>[6]</sup>.  $[mT_N, (m+1)T_N)$ 의 시간 구간 동안 NCPE로 입력되는  $N$ 개의  $M$ 진 심볼들을  $N$ 튜플,  $\mathbf{a}_m = (a_{(m,0)}, a_{(m,1)}, a_{(m,2)}, \dots, a_{(m,N-1)})$ 이라고 하고, NCPE의 상태를  $V_m$ 이라고 하면,  $[mT_N, (m+1)T_N)$ 의 구간 동안 전송되는 신호의 복소 기저 대역 형태는

$$s(t; \mathbf{a}_m, V_m) = \sqrt{2\epsilon/T} e^{j\psi(t; \mathbf{a}_m, V_m)} \quad (2-1)$$

가 된다. 여기서  $T$ 는 심볼 시간이고,  $T_N = NT$ 이며,  $\epsilon$ 은 심볼 에너지이고,  $\psi$ 는 [5]에서 사용된 변조 위상으로써 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \psi(t; \mathbf{a}_m, V_m) &\equiv \\ 2\pi h \left[ V_m + \sum_{k=0}^{i-1} a_{(m,k)} + \frac{a_{(m,i)}(\tau - iT)}{T} \right] \bmod 2\pi, \end{aligned} \quad (2-2)$$

(where  $mT_N + iT \leq t < mT_N + (i+1)T$   
for  $i = 1, 2, \dots, N-1$ )

식(2-2)에서,  $h$ 는 변조 지수(modulation index)이며, 실제 응용에서는 유리수로 제한된다. 본 논문에서는  $M$ 진 변조에 대하여,  $h = 1/M$ 로 고정하여 시스템을 설계하였다.

그림 [2-1]에서 모델링 한 것과 같은 라이시안 페이딩 환경을 통과했을 때 수신되는 신호의 복소 기저 대역 형태는  $r(t) = \rho(t)s(t; \mathbf{a}_m, V_m)e^{j\phi(t)} + n(t)$ 와 같다. 여기서  $n(t)$ 는 p.s.d.가  $N_0$ 이고, 평균이 0인 복소 백색 가우시안 잡음이고,  $\rho(t)$ 는 라이시안 분포를 가지는 페이딩의 성분이며,  $\phi(t)$ 는 임의의

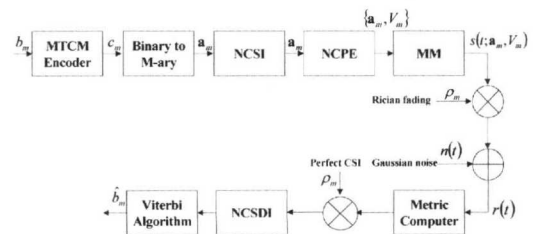


그림 [2-1] 다중 심볼 격자 부호화 연속 위상 변조 시스템의 블록도

위상 옵셋이다. 본 논문에서는 이론적인 성능의 분석을 용이하게 하기 위해 채널의 변이가 매우 느려서  $[mT_N, (m+1)T_N]$  구간 동안 채널의 변이를 각각 상수  $\rho_m, \phi_m$ 으로 생각할 수 있다고 가정했다. 한편, 본 논문에서 사용된 수신기는 비동기식 검출을 수행하므로, 수신기는  $V_m$ 에 의해서 결정되는 위상 상태의 영향을 받지 않는다. 따라서 수신 신호는 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$r(t) = \rho_m s(t; \mathbf{a}_m, 0) e^{j\theta_m} + n(t) \quad (2-3)$$

여기서,  $\theta_m$ 은 채널에서 생긴 임의의 위상 옵셋  $\phi_m$ 과  $V_m$ 에 의해 결정되는 위상 상태의 합으로써,  $\theta_m = \phi_m + (2\pi h V_m) \bmod 2\pi$ 이 되며,  $-\pi$ 에서  $\pi$  사이에 균일하게 분포한다고 가정하였다. 또한, 페이딩 성분  $\rho_m$ 은 라이시안 분포를 가진다고 가정하였다.

### III. 최대 최근린(Maximum-likelihood) 수신기 및 오류 성능분석

3장에서는 2장의 신호 및 시스템 모델을 기반으로 최대 최근린 수신기를 제시하고, 그 성능을 분석한다. 분석의 편의를 위하여 수신기는 완벽한 채널 상태 정보를 사용할 수 있다고 가정했다. 또한 2장의 시스템 모델에서 인터리버의 크기는 무한대라고 가정했으므로 디인터리버를 통하여 페이딩에 의한 채널 상태들의 시간적 상관성은 완전히 제거된다고 생각할 수 있다.

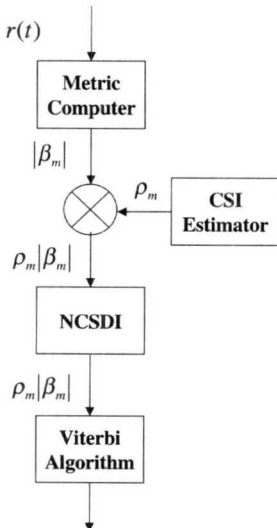


그림 [3-1] 인터리브 된 라이시안 페이딩 환경을 위한 최

또한 본 논문에서 논의하고자 하는 시스템은 비동기식 복조를 수행하므로, 수신기는 NCPE의 메모리 상태에 의해 생성되는 위상 상태나, 송신기와 수신기 사이의 위상 옵셋에 대한 정보를 사용할 수 없다. 이상의 사실들을 이용하여, [5]의 최근린 함수 유도 과정과 비슷한 과정을 거치면,  $[0, LT_N]$ 의 시간 구간 동안 수신된 신호에 대한 최근린 함수,

$$A_L(r(t)|A_L, \rho_L) = \sum_{m=0}^{L-1} \rho_m |\beta_m| \quad (3-1)$$

를 얻을 수 있다. 여기서,  $\beta_m$ 은 [5]에서 구해진 것과 같이

$$\beta_m = \int_{mT_N}^{(m+1)T_N} r(t) e^{-j\psi(t; \mathbf{a}_m, 0)} dt \quad (3-2)$$

로 정의되는 비동기식 수신기의 상관도(cross correlation)로써 NCPE의 상태  $V_m$ 이나 채널에서의 위상 옵셋 등과 무관하다. 식 (3-1)과 (3-2)를 이용하여 설계한 최적의 수신기는 그림 [3-1]과 같다. 이 수신기는 그림 [3-1]에서 볼 수 있는 바와 같이 메트릭 연산기와 채널 상태 추정기, 디인터리버, 비터비 복호기로 구성되어 있다. 백색 가우시안 잡음 환경에서 이 수신기는 [5]에서 설계된 수신기와 일치한다. 따라서 이 수신기는 [5]에서 설계된 수신기를 페이딩 환경에서 사용할 수 있도록 개선한 것이라고 할 수 있다.

식 (3-1)의 최근린 값을 사용하여, 정보열  $A_L$ 이  $\hat{A}_L = (\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_{L-1})$ 로 잘못 판별될 조건부 PEP(Pairwise Error Probability),  $P(A_L \rightarrow \hat{A}_L | \rho_L)$ 을 나타내면,

$$P(A_L \rightarrow \hat{A}_L | \rho_L) = P\left(\sum_{m=0}^{L-1} \rho_m (|\beta_m| - |\hat{\beta}_m|) < 0\right) \quad (3-3)$$

이 된다. 여기서,  $\hat{\beta}_m$ 은 수신 신호  $r(t)$ 와 후보 신호  $s(t; \hat{\mathbf{a}}_m, 0)$  사이의 상관도이다. 이때, [5]의 방법을 따라,  $\sum_{m=0}^{L-1} \rho_m (|\beta_m| - |\hat{\beta}_m|)$ 를 확률 변수  $Y_a$ 로 근사화하면,  $Y_a$ 는 평균과 분산이 각각,  $A T_0 L^{-1} \rho_m^2 (N - |\xi_m|)$ ,  $N_0 T_0 L^{-1} \rho_m^2 (N - |\xi_m|)$ 인 가우시안 확률 변수가 된다. 따라서, 식 (3-3)의 조건부 PEP는 Q함수를 이용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.



$$P(A_L \rightarrow \hat{A}_L | \rho_L) \approx Q\left(\sqrt{\frac{\bar{\epsilon}}{2N_0} \sum_{m \in \eta} \rho_m^2 d_{e,m}^2}\right) \quad (3-4)$$

여기서,  $\bar{\epsilon}$ 는 페이딩 채널에서의 평균 심볼 에너지이고,  $\eta$ 는  $a_m \neq \hat{a}_m$ 이 되게 하는 모든  $m$ 의 집합이며,  $\xi_m$ 은

$$\xi_m = \frac{1}{T} \int_{mT_N}^{(m+1)T_N} e^{j\eta(t, \Delta a_m, 0)} dt \quad (3-5)$$

(단,  $\Delta a_m = a_m - \hat{a}_m$ )

이다.  $d_{e,m}^2 = 2(N - |\xi_m|)$ 은 [5]에서 정의된 ENSD (Equivalent Normalized Squared Distance)와 같다.

식 (3-4)를 사용하여,  $P(A_L \rightarrow \hat{A}_L)$ 을 구하기 위해서는  $\rho_L$ 에 대하여 식 (3-4)의 평균을 구해야 하는데, [7]-[10]은 이 과정을 근사적으로 풀어서 PEP를 얻는 방법을 다루고 있으며, [11]은 가우스 체비셰프 구적법을 이용하여 정확한 PEP를 구하는 방법을 다루고 있다. [11]의 방법으로 정확한 PEP를 구하면,  $P(A_L \rightarrow \hat{A}_L)$ 은

$$P(A_L \rightarrow \hat{A}_L) = \frac{1}{2k} \sum_{j=1}^k \prod_{m \in \eta} \frac{1+K}{1+K+\delta_{mj}^2} \times \exp\left(-\frac{K\delta_{mj}^2}{1+K+\delta_{mj}^2}\right) + R_k \quad (3-6)$$

가 된다. 여기서  $k$ 는 반복회수를 나타내고,  $R_k$ 는  $k$ 번째 반복계산 후의 오차를 나타내며,  $\delta_{mj}^2$ 는  $\delta_{mj}^2 = \frac{\bar{\epsilon}}{4N_0} d_{e,m}^2 \sec^2\left[\frac{(2j-1)\pi}{4k}\right]$  가 된다<sup>[11]</sup>. 채널이 레이리 채널에 근접하고, SNR이 충분히 클 때, 위 식은 다음과 같이 단순화된다.

$$P(A_L \rightarrow \hat{A}_L) < \frac{1}{2k} \sum_{j=1}^k \left[ \frac{(1+K)e^{-K}}{\gamma_4 \sec^2\left[\frac{(2j-1)\pi}{4k}\right]} \right]^{L_{diff}} \frac{1}{d_b^2(L_{diff})} + R_k$$

(단,  $\gamma_4 = \bar{\epsilon}/4N_0$ ,  $d_b^2(L_{diff}) = \prod_{m \in \eta} \frac{1}{d_{e,m}^2}$ ) (3-7)

여기서  $L_{diff}$ 는 집합  $\eta$ 의 원소 개수로써 [12]의 표기법을 따라 오류 사건  $A_L \rightarrow \hat{A}_L$ 의 유효 거리라고 부르기로 한다. 식 (3-7)을 살펴보면, PEP는 유효거리,  $L_{diff}$ 가 증가할수록 지수적으로 감소하며,  $d_b^2(L_{diff})$ 에는 반비례한다는 사실을 알 수 있다. 따

라서 높은 SNR에서는 유효거리,  $L_{diff}$ 의 증가가  $d_b^2$ 의 증가보다 더 큰 성능의 개선을 가져온다. 식 (3-7)을 이용하여  $P_b$ 의 유니온 바운드를 구하고, 그 중 가장 지배적인 항을 취하면  $P_b$  다음과 같이 근사화 된다.

$$P_b \approx \frac{1}{b} u(L_D, d_b^2(L_D)) \times P(A_{L_D} \rightarrow \hat{A}_{L_D}) \quad (3-8)$$

여기서  $b$ 는 격자 부호화기의 입력 비트 수이며,  $L_D$ 는 최소 유효거리  $L_{diff\ min}$ 이고,  $d_b^2(L_D)$ 는 해당 경로의 곱 거리, 그리고  $u(L_D, d_b^2(L_D))$ 는 해당 경로의 평균 해밍 거리이다.

#### IV. 최적의 격자 부호화기 설계

식 (3-8)을 살펴보면,  $K$ 가 작은 값일 때, 즉 채널이 레이리 채널에 근접할 때, 최적의 부호화기는  $L_D$ 와  $d_b^2(L_D)$ 를 최대로 하는 부호화기임을 알 수 있다. 한편,  $K$ 가 큰 값이 되면, 즉 채널이 첨가적 백색 가우시안 잡음 채널에 근접하면, 자유거리(free distance)를 최대로 하는 부호화기가 된다. 따라서 라이시안 페이딩 환경에 적합한 격자 부호화기는  $L_D$ 와  $d_b^2(L_D)$ 를 최대로 하는 부호화기들 중에서도  $d_b^2(L_D)$ 를 최대로 하는 것이어야 한다. 이 조건들을 이용하여, 변조 지수가 1/4인 2- consecutive 4진 CPFSK에 대하여 페이딩 환경에 적합한 격자 부호화기를 찾아보고, [5]에서 얻어진 첨가적 백색 가우시안 적합한 부호화기들과 비교해 보았다. 격자 부호화기는 부호화율이 3/4인 feedback systematic 부호화기들을 사용하였다. 컴퓨터를 이용하여 인터리브 된 라이시안 환경에 적합한 부호화기를 검색한 결과 표 [4-1]과 같은 부호화기들을 얻었다. 부호화기들은 [5]의 일반적 부호기 표현 방법에 의해 표시되었으며, 8진 표현법으로 표시되었다. 표[4-1]과 [5]의 결과를 비교해 보면,  $\nu$ 가 1인 경우에는 두 가지 환경 모두에서  $H(D)=[0\ 2\ 0\ 1]$ 인 부호화기가 최적이지만,  $\nu$ 가 2 이상인 경우부터는 다른 결과가 나오기 시작한다. 즉,  $\nu$ 가 2, 3, 4인 경우 첨가적 백색 가우시안 잡음 환경에서 최적인 부호화기가 페이딩 환경에서도 최적의 성능을 나타내지는 않는다.

구해진 부호화기들의 성능을 검증하기 위하여 모의실험을 수행하고 식 (3-8)을 통해 얻어진 이론치

와 비교하여 보았다. 식 (3-8)은 유니온 바운드에서 가장 지배적인 하나의 항만을 이용해서 구해졌기 때문에 일반적으로 실험치 보다 작아질 수 있다. 그림 [4-1]은 메모리가 3개이고, 부호화율이 3/4인 부호화기와 결합된 2개의 연속적인 4진 CPFSK에 대한 모의실험 결과이다. 첨가적 백색 가우시안 잡음 환경에서 최적의 부호화기는 최소 유효거리  $L_D$ 가 1이며, 페이딩 환경에서 최적의 부호화기는 최소 유효

$d_p^2(L_D)$ 가 커질수록 좋아지며, 채널 환경이 첨가적 백색 가우시안 잡음 환경에 접근할수록, 이론적인 PEP는 자유거리,  $d_f^2$ 에 의존하게 된다. 따라서, 최적의 격자 부호화기는  $K$ 가 작은 값일 때에는, 최소 유효거리,  $L_D$ 와 그에 따른 가지 메트릭의 곱,  $d_p^2(L_D)$ 를 최대로 하는 부호화기가 되며,  $K$ 가 큰 값일 때에는  $d_f^2$ 를 최대로 하는 부호화기가 된다. 그러므로 본 논문에서는  $L_D$ ,  $d_p^2(L_D)$ 를 최대로 하는 부호화기들 중에서도,  $d_f^2$ 가 가장 큰 부호화기를 최적의 부호화기로 선택하였다.

표 [4-1] 페이딩 환경에 적용되는 최적의 부호화기 (부호화율 : 3/4)

# of states	$\nu$	[ h3 h2 h1 h0 ]	$L_D$	$d_p^2(L_D)$	$d_f^2$
2	1	[ 0 2 0 1 ]	1	1.453521	0.975689
4	2	[ 0 2 4 1 ]	1	1.629106	0.975689
8	3	[ 2 10 4 3 ]	2	0.562460	1.374424
16	4	[ 4 12 2 21 ]	2	1.675837	1.374424

참 고 문 헌

- [1] F. Abrishamkar, E. Biglieri, "Suboptimum Detection of Trellis-Coded CPM for Transmission on Bandwidth- and Power Limited Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, pp. 1065-1074, Jul, 1991.
- [2] R. W. Kerr and P. J. McLane, "Coherent detection of interleaved trellis encoded CPFSK on shadowed mobile satellite channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 41., pp. 159-169, May 1992.
- [3] L. Yiin and G. L. Stüber, "Error probability of coherent detection for trellis-coded partial response CPM on Rician-fading channels," in *IEEE Global Telecommun. Conf.*, San Francisco, CA, Nov. 1994, pp. 359-363.
- [4] L. Yiin and G. L. Stüber, "Noncoherently detected trellis-coded partial response CPM on Mobile Radio Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp.967-975, Aug. 1996.
- [5] H. K. Lee and C. L. Weber, "Multiple symbol trellis coded modulation Applied to non-coherent continuous-Phase Frequency Shift Keying," *IEEE trans. Inform. Theory*, pp.454-468, Mar. 1997.
- [6] B. Rimoldi, "A decomposition approach to CPM," *IEEE trans. Inform. Theory*, pp.260-270, Mar. 1988.
- [7] D. Divsalar and M. K. Simon, "Trellis-coded modulation for 4800 to 9600 bps transmission over a fading satellite channel," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, vol. 5, pp. 162-175, Feb. 1987.

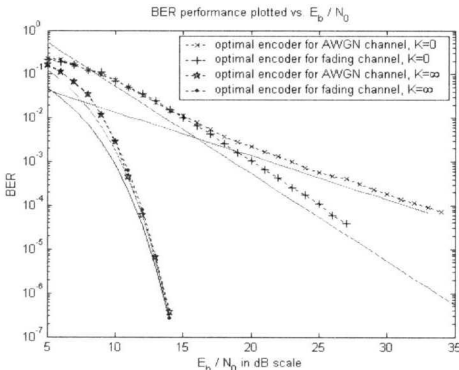


그림 [4-1] 메모리가 3개이고 부호화율이 3/4인 부호화기와 결합된 2개의 연속적인 4진 CPFSK에 대한 모의실험결과

효거리  $L_D$ 가 2이므로, 두 개의 부호화기는 페이딩 환경에서 SNR이 높아질수록 큰 성능 차이를 보이게 되리라고 예상할 수 있다. 그림 [4-1]의 모의실험 결과는 이 예상을 뒷받침한다. 채널 환경이 레이리 페이딩 환경일 때, 두 개의 부호화기는  $10^{-4}$ 에서 대략 7.5dB의 차이를 보인다.

V. 결론

이론적인 성능을 분석한 결과 채널 환경이 레이리 페이딩 환경에 접근할 때 이론적인 PEP는 최소 유효거리,  $L_D$ 와 그에 따른 가지 메트릭의 곱

[8] D. Divsalar and M. K. Simon, "The design of trellis coded MPSK for fading channels: pefromance criteria," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 1004-1011, Sept. 1988.

[9] S. B. Slimane and Tho Le-Ngoc, "Tight bounds on the error probability of coded modulation schemes in Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, no. 1, pp. 121-129, Jan. 1995.

[10] S. B. Slimane and Tho Le-Ngoc, "A tight upper bound on the error probability of coded modulation schemes in Rayleigh fading channels," in PIMRC'93, Yokohama, Japan, Sept. 1993, pp. 249-253.

[11] C. Tellambura, "Evaluation of the exact union bound for trellis-coded modulations over fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1693-1699, Dec. 1996.

[12] C. Schlegel and D. J. Costello, Jr., "Bandwidth efficient coding for fading channels: Code constructioin and performance analysis," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-5, pp. 162-175, Feb. 1987.

김 창 중(Chang-joong Kim)

정회원



2000년 2월 : 홍익대학교 전자  
전기공학부 졸업 (공학사)  
2002년 2월 : 홍익대학교 대학원  
전파공학과 (공학석사)  
2002년 3월 ~ 현재 : 홍익대학교  
대학원 전파통신공학과  
박사과정

<주관심 분야> 전자공학, 통신공학

이 호 경(Ho-kyoung Lee)

정회원



1981년 2월 : 서울대학교 전자  
공학과 졸업 (공학사)  
1987년 2월 : Northrop Univ.  
전자공학과 석사  
(공학석사)  
1994년 8월 ~ 현재 : 홍익대학교  
전자전기공학부 부교수

<주관심 분야> 채널 코딩, TCM, Turbo TCM, 이  
동통신, 위성통신