

채널 상태 정보를 사용하지 않는 비동기식 복조기를 위한 다중 격자 부호화 연속 위상 주파수 변조 방식의 성능분석

정희원 김창중*, 이호경**

Performance Analysis on the Multiple Trellis Coded CPFSK for the Noncoherent Receiver without CSI

Chang-Joong Kim*, Ho-Kyoung Lee** *Regular Members*

요 약

채널 상태 정보 (Channel State Information, CSI)를 사용하지 않는 비동기식 복조기를 위한 다중 격자 부호화 연속 위상 주파수 변조 방식 (Multiple Trellis Coded Modulation applied to Continuous Phase Frequency Shift Keying, MTCM/CPFSK)의 성능을 비상관적인 라이시안 페이딩 채널상에서 분석하였다. 복조기에서 신호 판별에 적합한 척도(metric)로 수신 신호와 후보 신호 사이의 제곱 교차 상관값(squared cross-correlation)을 사용하였으며, 이 때 신호쌍 오류(Pairwise Error Probability, PEP)를 구하였다. 또한, PEP를 이용하여 신호 사이의 등가 정규화 기하 제곱 거리 (Equivalent Normalized Squared Distance, ENSD)를 구하고, 완벽한 CSI를 사용하는 비동기식 MTCM/CPFSK의 ENSD와 비교하였다. 마지막으로, PEP를 변환 함수 상한법(Transfer Function Bounding, TFB)에 대입하여 각각의 방법에 의해 구해진 이론적인 비트 오류 성능(Bit Error Rate, BER)을 비교하고, 모의실험 결과를 통하여 검증하였다.

Key Words : communication theory, MTCM, CPM, noncoherent detection, performance analysis

ABSTRACT

In this paper, we analyze the performance of multiple trellis coded modulation applied to continuous phase frequency shift keying (MTCM /CPFSK) for the noncoherent receiver without channel state information (CSI) on the interleaved Rician fading channel. In this system, the squared cross-correlation between the received signal and a candidate signal is used as the branch metric of the Viterbi decoder. To obtain the bit error performance of this system, we analyze the approximated pairwise error probability (PEP) and the exact PEP. We also derive the equivalent normalized squared distance (ENSD) and compare it with the ENSD of the noncoherent receiver with perfect CSI. Simulation results are also provided to verify the theoretical performance analysis.

* 홍익대학교 대학원 전파통신공학과 디지털 통신 연구실(ga2314501@wow1.hongik.ac.kr), ** 홍익대학교 공과대학 전자전기공학부 (hklee@wow.hongik.ac.kr)

논문번호 : 030373-0825, 접수일자 : 2003년 10월 10일

※ 이 논문은 2003년도 한국대학교육협의회 대학교수 국내교류 연구비 지원에 의한 것임.

※ 본 논문은 2003년 4월 JCCI 학술대회에서 우수논문으로 선정되어 게재 추천된 논문입니다.

I. 서론

이동 및 위성 채널은 전력과 대역폭이 제한되어 있으며, 페이딩 현상으로 인한 성능의 열화가 심각하다. 따라서 이러한 환경에 적합한 전송 기법이 필요하다. 격자 부호화 변조 방식(Trellis Coded Modulation, TCM)은 기존의 채널 부호화 기법과 비교할 때, 대역폭 효율의 손실 없이 전력 효율을 얻을 수 있는 전송 방식으로써 전력 및 대역폭이 제한된 환경에 매우 적합한 전송 기술이다^[1]. 한편 대역폭 효율을 높이기 위해서는 근본적으로 변조 방식의 개선이 필요하다. 연속 위상 변조 방식(Continuous Phase Modulation, CPM)은 위상 신호가 불연속적으로 천이되는 것을 막아 주파수 효율을 높인 변조 기법이다^[2]. 또한 CPM은 정진폭 특성을 가지고 있기 때문에 위성 통신 환경 등에 존재하는 비선형 왜곡에 강인하다. 따라서 TCM과 CPM의 결합(Trellis Coded Continuous Phase Modulation, TC-CPM)은 전력 및 대역폭의 측면에서 뛰어난 효율을 가지며, 이동 및 위성 채널 환경에 적합하다.

TC-CPM에는 많은 응용이 있는데, 본 논문에서는 참고문헌^[3]에서 제안된 비동기식 복조기를 위한 MTCM/CPFSK 방식의 성능을 분석하고자 한다. MTCM/CPFSK 방식은 N 개의 연속적인 CPFSK 신호를 하나의 격자로 취급하여 부호화함으로써 부호화 이득을 높이는 방식이다. 한편, 참고문헌^[4]에서는 참고문헌^[3]에서 얻어진 결과를 비상관적인 라이시안 페이딩 환경으로 확장하였다. 그러나 참고문헌^[4]의 시스템은 완벽한 CSI를 요구한다. 일반적으로 완벽한 CSI를 얻는 것은 불가능하며, CSI 추정장치는 매우 복잡하기 때문에 응용 및 구현의 측면에서는 CSI를 사용하지 않는 수신기가 선호된다. 따라서 본 논문에서는 CSI를 사용하지 않는 비동기식 MTCM/CPFSK 수신기의 성능을 분석하고자 한다. TCM의 성능은 대개 TFB를 이용하여 구해지며^[1], TFB의 정확도는 PEP를 구하는 방법에 의해서 결정된다. 그러나 일반적으로 페이딩 채널에서의 PEP는 닫힌 형태(closed-form)로 존재하지 않기 때문에 성능 분석에 어려움이 되어왔다. 초기에 페이딩 채널에서의 PEP는 체르노 상한값을 이용하여 구해졌는데^[1], 체르노 상한값은 구하기가 쉽고, 오류 성능에 영향을 미치는 인자들을 명확하게 드러내나, 실험치와의 차이가 너무 크다는 단점이 있었다. 따라

서 많은 연구자들은 체르노 상한값보다 더 정확한 PEP의 근사값을 구하기 위하여 노력하였으며, 그 결과는 참고문헌^[5]에 잘 정리되어있다. 최근에는 모멘트 생성 함수와 가우스-체비셰프 구적법을 이용하여 페이딩 채널에서 TCM의 정확한 PEP를 구하는 방법이 발견되었다^[6, 7].

본 논문은 최근의 페이딩 채널에서의 성능 분석 방법을 이용하여 페이딩 채널에서 비동기식 복조기를 위한 MTCM/CPFSK의 성능을 구하며, 특히 채널 상태 정보가 없는 경우의 성능에 대하여 중점적으로 다룬다.

II. 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 논의하고자 하는 시스템의 블록도로써, 참고문헌^[4]에서 사용된 시스템을 다시 정리한 것이다. b 비트의 m 번째 입력 정보

$\mathbf{u}_m = (u_m^{(0)}, u_m^{(1)}, \dots, u_m^{(b-1)})$ 은 부호율이 $b/(b+1)$ 인 조직적(systematic) 귀환 부호기를 통하여 $\mathbf{c}_m = (c_m^{(0)}, u_m^{(0)}, u_m^{(1)}, \dots, u_m^{(b-1)})$ 로 부호화되고, \mathbf{c}_m 은 이진 대 M^N 진 변환기를 거쳐 M^N 진 심볼 x_m 으로 변환된다. x_m 은 인터리버를 통하여 순서가 뒤섞여 x_m' 이 되고, M^N 대 M 진 변환기를 통하여 N 개의 연속된 M 진 심볼

$\mathbf{a}_m = (a_m^{(0)}, a_m^{(1)}, \dots, a_m^{(N-1)})$ 이 된다. 여기서 $a_m^{(i)}$ 들은 모두 M 진 심볼들이며, $M^N = 2^{b+1}$ 의 관계를 만족해야 한다. \mathbf{a}_m 은 NCPE(N -Consecutive Phase Encoder)와 MM(Memoryless Modulator)으로 구성된 연속위상변조기를 통하여 변조되어 채널로 전송된다^[3]. 여기서 V_m 은 NCPE의 메모리 상태이며, 위상의 연속성을 유지하기 위해

해서 $V_{m+1} = (V_m + \sum_{i=0}^{N-1} a_m^{(i)}) \bmod M$ 을 만족해야 한다. 채널로 전송되는 신호의 복소 기저 대역 표현을 $s(t, \mathbf{a}_m, V_m)$ 이라고 하면,

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

이 된다. 여기서 T 는 심볼 시간이고, $T_N = NT$ 이며, E 는 심볼 에너지이고, $\psi(t, \mathbf{a}_m, V_m)$ 는 $s(t)$ 의 위상 신호로써 다음과 같다.

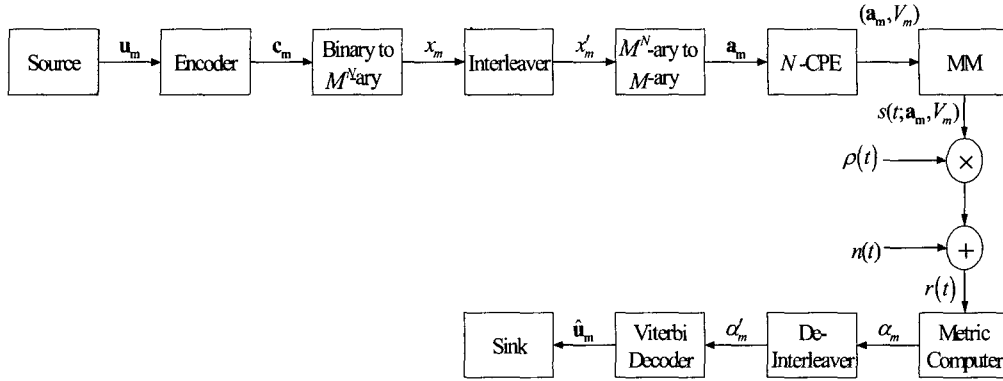


그림 1 시스템 블록도
System block diagram

$$\Psi(t, \mathbf{a}_m, V_m) = \begin{cases} \frac{2\pi}{M} \left[\left(V_m + a_m^{(0)} \frac{t \bmod T}{T} \right) \bmod M \right] & (\text{if } i=0) \\ \frac{2\pi}{M} \left[\left(V_m + \sum_{k=0}^{i-1} a_m^{(k)} + a_m^{(i)} \frac{t \bmod T}{T} \right) \bmod M \right] & (\text{if } 0 < i < N-1) \end{cases}$$

where, $mT_N + iT \leq t < (m+1)T_N$ (2)

그림 1에서 모델링한 것과 같은 라이시안 페이딩 환경을 통과했을 때 수신되는 신호의 복소 기저 대역 표현 $r(t)$ 는 $\rho(t)s(t, \mathbf{a}_m, V_m) + n(t)$ 와 같다. 여기서 $n(t)$ 는 p.s.d가 $N_0/2$ 이고, 평균이 0인 복소 첨가적 백색 가우시안 잡음 (Additive White Gaussian Noise, AWGN)이고, $\rho(t)$ 는 복소 가우시안 형태를 가지는 채널 상태값이다. 본 논문에서는 이론적인 성능의 분석을 용이하게 하기 위해 채널 상태값 $\rho(t)$ 가 $[mT_N, (m+1)T_N)$ 동안 일정한 값 ρ_m 으로 유지된다고 가정했다. 한편, 본 논문에서 사용된 수신기는 비동기식 검출을 수행하므로, 임의의 위상 편이에 영향을 받지 않는다. 따라서 수신 신호는 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

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

여기서 $\theta_m = \angle \rho_m + 2\pi h V_m \bmod 2\pi$ 로써 $-\pi$ 에서 π 사이에 균등하게 분포하는 확률 변수라고 가정했다.

수신기에서는 수신 신호로부터 가지 메트릭 α_m 을 계산하고, 이를 디인터리빙하여 α'_m 을 얻은 후, 비터비 복호기를 통하여 복조한다.

III. 성능 분석

본 장에서는 CSI를 사용하지 않는 수신기의 성능을 분석하고, 완벽한 CSI를 사용하는 수신기와 비교하였다.

CSI를 사용하지 않는 비동기 수신기에서는 수신 신호와 후보 신호 간 교차 상관값의 절대값을 가지 메트릭으로 쓰는 것보다 교차 상관값의 절대값의 제곱을 가지 메트릭으로 쓰는 것이 더 우수한 성능을 나타내는 것으로 알려져 있다^[8]. 따라서 본 논문에서는 수신기의 가지 메트릭을 다음과 같이 설정하였다.

$$\alpha_m = |\beta_m|^2 \quad (4)$$

여기서 β_m 은 수신 신호와 후보 신호 간 교차 상관값으로써, 다음과 같다.

$$\beta_m = \int_{mT_N}^{(m+1)T_N} r(t) e^{-j\Psi(t, \mathbf{a}_m, 0)} dt \quad (5)$$

β_m 을 수신 신호와 올바른 후보 신호 간 교차 상관 값, $\hat{\beta}_m$ 을 잘못된 후보 신호와의 교차 상관값이라고 하면, 이들은 각각 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \beta_m &= \rho_m \sqrt{ETN} + \bar{n}_1 \\ \hat{\beta}_m &= \rho_m \sqrt{ET\xi_m} + \bar{n}_2 \end{aligned} \quad (6)$$

여기서

$$\xi_m = \frac{1}{T} \int_{mT_N}^{(m+1)T_N} e^{j\psi(t, \Delta \mathbf{a}_m, 0)} dt \quad (7)$$

이고 $\Delta \mathbf{a}_m = \mathbf{a}_m - \widehat{\mathbf{a}}_m$ 이며, \bar{n}_1, \bar{n}_2 는

$$\begin{aligned} \bar{n}_1 &= \int_{mT_N}^{(m+1)T_N} n(t) e^{-j\psi(t, \mathbf{a}_m, 0)} dt \\ \bar{n}_2 &= \int_{mT_N}^{(m+1)T_N} n(t) e^{-j\psi(t, \widehat{\mathbf{a}}_m, 0)} dt \end{aligned} \quad (8)$$

이다^[3]. 편의상 $\Delta = \sum_m (|\beta_m|^2 - |\hat{\beta}_m|^2)$ 이라 하고, x 을 x_m 의 시퀀스를 나타내기는 표기로 정하면, 수신기의 PEP는 다음과 같이 Δ 에 의해 결정된다.

$$\Pr(\underline{a} \rightarrow \hat{\underline{a}}) = \Pr(\Delta \leq 0) \quad (9)$$

따라서 Δ 의 모멘트 생성 함수(Moment Generating Function, MGF)를 이용하면 정확한 PEP를 얻을 수 있다^[7]. Δ 가 복소 가우시안 확률 변수의 Hermitian quadratic 형태라는 사실을 이용하면 Δ 의 MGF는

$$\psi_\Delta(s) = \prod_{m \in \eta} \left[\frac{\exp\left(\frac{-Ks\gamma' \bar{a}_m^* (1-sN)}{1+(s\gamma' - s^2(1+N\gamma')) \bar{a}_m^*}\right)}{1+(s\gamma' - s^2(1+N\gamma')) \bar{a}_m^*} \right] \quad (10)$$

이 된다^[9, appendix B]. 여기서 η 는 $\mathbf{a}_m \neq \widehat{\mathbf{a}}_m$ 인 모든 m 의 집합이고, $\gamma' = \overline{E}/(N_0(1+K))$ 로써 채널의 상태에 관계된 값이며, $\bar{a}_m^* = N - |\xi_m|^2$ 으로써 신호 전송 방법에 관계된 값이다. 위에서 계산된 MGF를 가우스 체비셰프 구적법으로 적분하면 다음과 같이 PEP를 얻을 수 있게 된다^[7].

$$\Pr(\Delta \leq 0) = \frac{1}{\nu} \sum_{k=1}^{\nu/2} \text{Re}[q(\tau_k)] + \tau_k \text{Im}[q(\tau_k)] + E_\nu \quad (11)$$

여기서 $\tau_k = \tan((2k-1)\pi/(2\nu))$ 이고, E_ν 는 오차항으로써 계산 반복 회수 ν 가 증가할수록 급격히 작아진다. 또한, $q(x) = \psi_\Delta(c + jcx)$ 인데, 여기서 c 는 위 식의 수렴 속도에 영향을 미치는 작은 양수로써 대개 $\psi_\Delta(s)$ 의 pole 중에서 양의 실수부가 최소가 되는 pole의 실수부의 반을 사용하면 된다고 알려져 있다^[7]. 이상의 결과로부터 이 시스템의 성능은 주어진 채널에서 \bar{a}_m^*, N, η 의 영향을 받는다는 사실을 알 수 있다. 여기서 N 은 multiplicity이며, \bar{a}_m^* 는 multiplicity와 변조 방식에 따라 결정되고, η 는 격자 부호 방식에 의해 결정된다. 식 (11)은 정확한 PEP로써 수치적 성능 분석을 위해 사용하기에 적합하다. 그러나 식 (11)을 통해서 multiplicity와 변조 방식, 그리고 부호 방식이 성능에 어떤 영향을 미치는지가 명백하게 드러나지 않는다.

한편 PEP는 다음과 같은 방법으로 얻어질 수도 있다.

$$\Pr(\Delta \leq 0) = E_{\underline{\rho}}[\Pr(\Delta \leq 0 | \underline{\rho})] \quad (12)$$

즉, $\underline{\rho}$ 를 주어진 조건으로 생각하고 확률 변수 Δ 를 이용하여 조건부 PEP를 구한 후, $\underline{\rho}$ 에 대하여 평균을 취하면 PEP를 구할 수 있다. 그러나 Δ 는 복소 가우시안 확률 변수의 제곱의 차로 이루어져 있기 때문에 분석이 어렵다. 따라서 본 논문에서는 Δ 를 실 가우시안 확률 변수로 근사화하여 분석하였다. 신호 대 잡음비가 높을 때 $|\bar{n}_1|^2 - |\bar{n}_2|^2$ 는 신호 에너지에 비해 매우 작은 값이 되어 무시할 수 있게 되며, 이 때 Δ 는 아래와 같이 실 가우시안 확률 변수 Y 로 근사화된다.

$$\begin{aligned}
 \Delta &= ET \sum_m |\rho_m|^2 (N^2 - |\xi_m|^2) \\
 &+ 2\sqrt{ET} \sum_m |\rho_m| (N \operatorname{Re} \tilde{n}_{1,m} - \operatorname{Re} \{ \xi_m \tilde{n}_{2,m}^* \}) \\
 &+ \sum_m (|\tilde{n}_{1,m}|^2 - |\tilde{n}_{2,m}|^2) \\
 &\approx ET \sum_m |\rho_m|^2 (N^2 - |\xi_m|^2) \\
 &+ 2\sqrt{ET} \sum_m |\rho_m| (N \operatorname{Re} \tilde{n}_{1,m} - \operatorname{Re} \{ \xi_m \tilde{n}_{2,m}^* \}) \\
 &= Y
 \end{aligned} \tag{13}$$

위의 식에서 Y 는 평균과 분산이 각각 다음과 같은 실 가우시안 확률 변수이다.

$$\begin{aligned}
 \mu_Y &= ET \left(\sum_m |\rho_m|^2 (N^2 - |\xi_m|^2) \right) \\
 \sigma_Y^2 &= 2ET^2 N_0 \left(\sum_m |\rho_m|^2 (N^2 - |\xi_m|^2) \right)
 \end{aligned} \tag{14}$$

따라서 조건부 PEP는

$$\Pr(\underline{a} \rightarrow \underline{\hat{a}} | \rho) = Q \left(\sqrt{\frac{E}{2N_0} \sum_{m \in \eta} |\rho_m|^2 d_{noCSI,m}^2} \right) \tag{15}$$

와 같이 Q 함수의 형태로 나타난다. 여기서 $d_{noCSI,m}^2 = (N^2 - |\xi_m|^2)/N$ 으로써 m 번째 순간 전송된 심볼의 신호 파형과 판별된 심볼의 신호 파형 사이의 ENSD이다. 위의 식으로부터 정확한 PEP를 얻기 위해 MGF와 가우스-체비셰프 구적법을 사용하면 다음과 같은 식을 얻게 된다^[6].

$$\begin{aligned}
 \Pr(\underline{a} \rightarrow \underline{\hat{a}}) &= \frac{1}{2k} \\
 &\times \sum_{j=1}^k \prod_{m \in \eta} \frac{1+K}{1+K+\delta_{mj}^2} \exp \left(-\frac{K\delta_{mj}^2}{1+K+\delta_{mj}^2} \right) + R_k
 \end{aligned} \tag{16}$$

여기서 R_k 는 계산 오차로써 반복 회수 k 가 커질 수록 급격히 작아지며, $\delta_{mj}^2 = (\overline{E}/4N_0) d_{noCSI,m}^2 \times \sec^2[(2j-1)\pi/4k]$ 이다. 한편 완벽한 CSI를 사용하는 수신기의 성능은 위의 식에서 $d_{noCSI,m}^2$ 대신에 $d_{CSI,m}^2$ 를 사용하면 얻어진다. $d_{CSI,m}^2 = 2(N - |\xi_m|)$ 으로써 완벽한 CSI를 사용하는 수신기의 ENSD이다^[4]. 즉 두 수신기의 성능 차이는 ENSD에 의해서 발생하게 되는 것이다. 그런데 $0 \leq |\xi_m| < N$ 이므로 두 수신기의 ENSD는 다

음과 같은 관계를 가진다.

$$\frac{d_{CSI,m}^2}{2} \leq d_{noCSI,m}^2 < d_{CSI,m}^2 \tag{17}$$

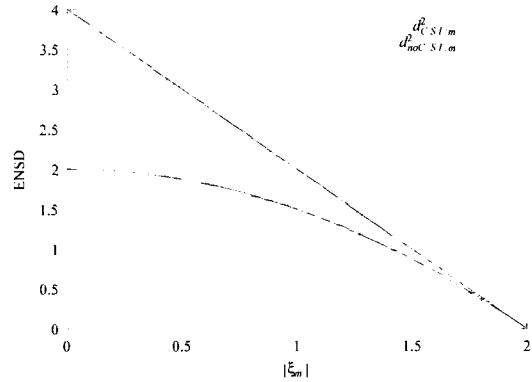


그림 2 $|\xi_m|$ 에 따른 두 수신기의 ENSD 비교
ENSs plotted versus $|\xi_m|$

그림 2는 2-consecutive 4진 CPFSK에서 $|\xi_m|$ 에 따른 두 수신기의 ENSD 변화를 나타낸 것이다. 그림을 통해 알 수 있듯이 두 수신기에서 0이 아닌 최소 ENSD는 거의 일치한다. 따라서 CSI를 사용하지 않는 수신기의 성능은 완벽한 CSI를 사용하는 수신기의 성능에 거의 근접하리라는 것을 예상할 수 있다. 또한 완벽한 CSI를 사용하는 비동기식 수신기를 위한 격자 부호기가 CSI를 사용하지 않는 시스템에도 그대로 사용될 수 있다는 사실을 알 수 있다.

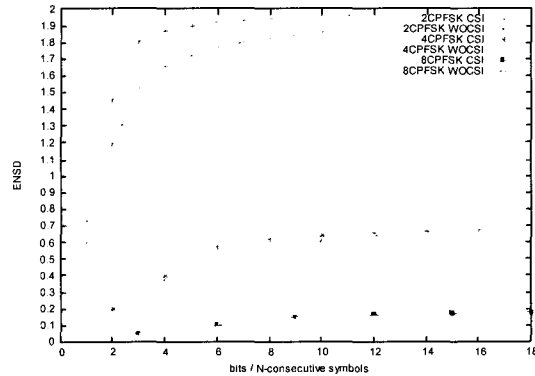


그림 3 multiplicity와 변조 방식에 따른 최소 ENSD
minimum ENSDs according to the multiplicities and modulation schemes

여기서 ENSD는 N 과 $|\xi_m|$ 에 의해 결정되는데, N 은 multiplicity이며, $|\xi_m|$ 은 위상차의 적분값으로써 변조방식과 multiplicity에 의해 결정된다. 그림 3

은 multiplicity와 변조 방식에 따른 최소 ENSD의 변화를 나타낸다. 그림 3을 통하여 multiplicity가 커질수록 두 수신기의 ENSD들이 모두 동기식 심볼 단위 수신기의 최소 ENSD에 접근하게 되는 것을 알 수 있으며, 변조 지수가 낮을수록 두 수신기의 ENSD가 거의 같은 것을 알 수 있다. 또한 변조 지수가 클수록 ENSD가 크다는 사실도 알 수 있다.

IV. 모의실험 결과

이 장에서는 앞에서 얻어진 이론적인 성능 분석 결과와 모의실험 결과를 비교하였다. 모의실험에 사용된 시스템은 2-consecutive 4진 CPFSK 변조 방식을 사용하며, 부호기는 부호율이 3/4이고, 메모리가 4개인 부호기를 사용했다. 이 시스템에 사용된 부호기는 참고문헌^[4]에서 레이리 페이딩 채널에 적합하게 설계된 것으로써 8진 표기법으로 표현하면, $h=[4 \ 12 \ 2 \ 21]$ 이다. 페이딩은 레이리 분포를 가진다고 가정하였으며, 완벽한 인터리빙을 통해 페이딩 성분의 상관성이 제거되었다고 가정하였다. 이론치는 앞에서 얻어진 PEP를 TFB에 적용하여 얻어졌다.

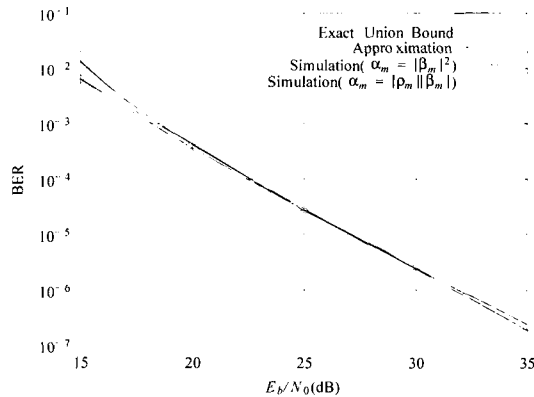


그림 4 E_b/N_0 에 따른 BER 성능
BER plotted versus E_b/N_0

그림 4는 이 때의 모의실험 결과와 이론치를 그린 것이다. 그림 4를 보면, BER 10^{-3} 이하에서 이론치와 실험치가 거의 일치하는 것을 알 수 있으며, 정확한 확률 변수를 이용하여 얻어진 이론치와 가우시안 근사화를 이용하여 얻어진 이론치가 거의 일치하는 것을 볼 수 있다. 즉 앞 장에서 사용했던 근사화가 유효함을 확인할 수 있었다. 두 개의 이론치는 계산 복잡도와 정확도 측면에서 거의 비슷하

다. 따라서 분석하고자 하는 목표에 따라서 두 개의 이론치 중에 하나를 선택하여 사용할 수 있다.

V. 결론

인터리브 된 라이시안 페이딩 채널에서 비동기식 CPFSK를 위한 MTCM 시스템의 성능을 분석하였다. 2-consecutive 4진 CPFSK 변조 방식의 경우에 대하여 성능을 분석한 결과 완벽한 CSI를 사용하는 수신기와 CSI를 사용하지 않는 수신기의 성능에는 큰 차이가 없음을 알 수 있었고, 모의실험을 통하여 그 사실을 검증하였다. 두 수신기의 성능에 큰 차이가 없는 것은 두 수신기의 ENSD들이 최소값 부근에서 거의 일치하기 때문이다. 물리적인 의미를 생각해 보면, CSI를 사용하지 않는 수신기에서는 가지 메트릭으로 $|\beta_m|^2$ 을 사용하게 하였는데, $|\beta_m|^2$ 의 평균에는 이미 CSI가 내포되어 있기 때문에 $|\beta_m|^2$ 의 사용이 $|\rho_m| |\beta_m|$ 을 사용하는 것에 대한 대안이 될 수 있다고 볼 수 있다. 한편 실제 수신기를 구현하는 관점에서 보면, CSI 추정기는 매우 복잡한 장치이며, 아무리 정밀하게 만들어진다 해도 완벽하게 CSI를 추정할 수 없다. 또한 $|\beta_m|^2$ 의 계산은 두 개의 제곱 연산기와 한 개의 제곱근 연산기를 필요로 하는 반면, $|\beta_m|^2$ 의 계산은 두 개의 제곱 연산기만으로 구현이 가능하다. 따라서 $|\beta_m|^2$ 를 비동기식 수신기의 가지 메트릭으로 사용하면 낮은 복잡도로 최근린 비동기식 수신기의 성능에 근접한 성능을 얻을 수 있게 된다.

참 고 문 헌

- [1] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane, and M. K. Simon, *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*. New York: MacMillan, 1991.
- [2] J. B. Anderson, T. Aulin, and C-E. Sundberg, *Digital Phase Modulation*, New York: Plenum Press, 1986
- [3] H-K. Lee and C. L. Weber, "Multiple-symbol trellis-coded modulation applied to noncoherent continuous-phase frequency shift keying," *IEEE Trans. Inform. Theory.*, vol. 43, pp. 454-468, Mar. 1997.
- [4] C.-J. Kim and H.-K. Lee, "Encoder design for the

- multiple symbol trellis coded modulation applied to noncoherent CPFSK on the Interleaved Rician fading channel," in *Proc. ITC-CSCC 2002*, July 2002.
- [5] S. H. Jamali and T. Le-Ngoc, *Coded-Modulation Techniques for Fading Channels*. New York: Kluwer Academic, 1994.
- [6] 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.
- [7] S. Benedetto and E. Biglieri, *Principles of Digital Transmission*. New York: Kluwer Academic, 1999.
- [8] L. Yin and G. L. Stuber, "Noncoherently detected trellis-coded partial response CPM on mobile radio channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 967-975, Aug. 1996.
- [9] M. Schwartz, W. R. Bennett and S. Stein, *Communication Systems and Techniques.*, New York: IEEE Press, 1996.

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

<관심분야> 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

<관심분야> 채널 코딩, TCM, Turbo TCM, 이동통신,
위성통신