

직접 수열 대역 확산 시스템에서 부호 상관기의 성능

윤진선*, 배진수**, 송익호**

*현대전자 산업전자연구소 연구1실, **한국과학기술원 전기및전자공학과

Performance of the Sign Correlator in the Direct Sequence Spread Spectrum System

Jin Seon Yun*, Jinsoo Bae**, and Ickho Song**

*Industrial Electronics R&D Center, Hyundai Electronics, **Dept. of Electrical Engineering, KAIST

초록

이 논문에서는 페이딩이 있는 채널에서 충격성 잡음이 있을 때 부호 상관 수신기를 쓰는 DS/SSMA 시스템의 성능을 분석하였다. 좀 더 자세히 말하면, 확산 수열이 짝을 때에는 직접 계산으로, 확산 수열이 홀 때에는 근사식으로 부호 상관 수신기를 쓰는 DS/SSMA 시스템의 비트 오류 발생 확률을 얻었다. 이를 통해 사용자가 한 사람일 때에는 이 시스템의 성능이 신호대 잡음비의 변화에 크게 영향을 받지 않는다는 것을 보였다.

1 머리말

대역 확산 (spread spectrum) 통신 시스템은 1950년대 중반부터 발전되어 왔다. 이 방식은 군사용 통신 시스템을 비롯해 주로 복수한 분야에 응용되어 왔으나 [1, 2], 요즘에는 상업용으로도 쓰기 위해 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 따라서, 이를 무선 근거리 통신망이나 (wireless LAN) 개인 통신망 (personal communication network: PCN) 또는 디지털 이동통신에 응용하려면 그동안 적을 염두에 두고 발전시켜 온 군사용 대역 확산 시스템과는 다른 환경에서 효율적으로 사용하기 위해 다시 최적화해야 하므로 이를 연구해야 할 필요성이 생겨났다.

대역 확산 시스템은 대역을 매우 효율적으로 쓰는 기술이다. 곧, 이 시스템에서는 이미 다른 사용자들이 쓰고 있는 대역을 또 다른 사용자에게 쓰게 할 수 있다. 민간용으로 쓰일 대역 확산 통신 시스템은 여러 쓸모있는 용도로 사용될만한 충분한 잠재력을 가지고 있는데, 여러 대역 확산 시스템 가운데에서도 부호 분할 다중 접속 (code division multiple access: CDMA) 방식이 가장 유망하다고 할 수 있다.

이 논문에서는 비동기식 2진 직접 수열 대역 확산 다중 접속 방식 (direct sequence/spread spectrum multiple access: DS/SSMA) 통신 시스템의 성능을 살펴보고자 한다. 좀 더 구체적으로는 비선형 리시안 페이딩이 있는 채널에서 충격성 잡음이 있을 때 부호 상관 수신기를 쓰는 DS/SSMA 시스템의 평균 비트 오류 확률을 얻었다. 그런데 페이딩이 있는 채널에서 정규잡음이 있을 때 DS/SSMA 시스템의 성능에 대해서는 이미 몇몇 연구결과가 발표되었다 [3-6].

그러나, 실제로는 잡음이 정규분포를 가진다는 가정이 잘 들어맞지 않는 경우가 적지 않다 [7]. 곧 어떤 통신 시스템에서는 충격성 잡음과 같은 것의 영향이 꽤 크기 때문에 이를 무시할 수 없다 [8, 9]. 다중 접속에 의한 간섭과 충격성 잡음이 있을 때 DS/SSMA 시스템의 성능을 디지털 선형 상관 수신기를

쓸 때와 부호 상관 수신기를 쓸 때에 분석한 결과가 나와 있으며 [1, 5], 비선형적 페이딩이 있는 채널에서 충격성잡음이 있을 때 선형 상관 수신기를 가진 DS/SSMA 시스템의 성능 분석에 관한 연구 결과도 발표되었다 [6].

이 논문에서는 [3-6]에서 생각한 연구와 확장으로서 부호 상관 수신기를 가진 DS/SSMA 시스템의 성능을 분석하였다. 곧, 충격성 잡음이 있을 때 부호 상관 수신기를 가진 DS/SSMA 시스템의 비트 오류 확률에 대한 식을 유도하여 비선형적 리시안 채널에서 짝은 확산 수열에 대한 성능을 분석한 뒤, 긴 확산 수열에 대한 비트 오류 확률을 근사식을 이용해 얻어보았다.

2 시스템과 채널 모형

그림 1은 비선형적 페이딩이 있는 리시안 채널에서 쓰는 DS/SSMA 시스템을 나타낸다. 이 비동기식 시스템에서는 K 사용자들 각각이 공통 채널을 쓴다. BPSK 방식으로 변조된 k 계 사용자의 송신신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_k(t) = \text{Re} \left\{ \sqrt{2P_k} b_k(t) a_k(t) \exp(j\theta_k) \exp(j\omega_c t) \right\}, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

여기서 P_k 는 k 계 송신 신호의 전력이며 ω_c 는 K 신호 모두에 공통된 반송신호의 주파수이며 θ_k 는 수신기에서 k 계 신호의 위상이다. 식 (1)에서 $b_k(t)$ 는 지속시간이 T 인 구형 펄스 $V_T(t)$ 로 이루어지는데 $+1$ 과 -1 을 같은 확률로 갖는다. 곧

$$b_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l^{(k)} V_T(t - lT), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (2)$$

여기서 $b_l^{(k)} \in \{-1, +1\}$ 은 k 계 사용자의 l 계 비트를 나타낸다. 또 부호 파형 $a_k(t)$ 은 k 계 신호에 해당하는 확산 수열로 만들어지는데 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j^{(k)} V_{T_c}(t - jT_c), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (3)$$

여기서, T_c 는 한 칩의 길이이고 $a_j^{(k)} \in \{-1, +1\}$ 은 k 계 사용자의 주기 $N = T/T_c$ 인 확산 수열의 j 계 칩인데, N 은 양의 정수라고 가정한다. 그림 2를 보면, 직접 수열 방식의 시스템에서 발전기는 신호 $b_k(t)$ 를 부호 파형 $a_k(t)$ 과 곱해서 내보낸다는 것을 알 수 있다.

충격성 잡음이 있을 때 비선형적 페이딩 리시안 채널을 거친

신호가 수신기에 달으면 수신 신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다 [3,10].

$$r(t) = \sum_{k=1}^K y_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (4)$$

여기서, $lT \leq t < (l+1)T$ 이고, $k = 1, 2, \dots, K$ 이며, $y_k(t)$ 는 다음과 같다.

$$y_k(t) = s_k(t) + \sqrt{2P_k} b_k(t) a_k(t) \gamma_k A_i^{(k)} \cos(\omega_c t + \theta_i^{(k)} + \theta_k) \quad (5)$$

그리고 $n(t)$ 는 채널 잡음이고 τ_k 는 k 제 신호의 지연시간이다. 시간 간격 $[lT, (l+1)T]$ 에서 페이딩으로 말미암아 생기는 신호의 감쇠는 $\gamma_k A_i^{(k)}$, 위상 변화는 $\theta_i^{(k)}$ 로 나타내었다. 감쇠계수 γ_k 는 음 아닌 실수이고 음이 아닌 확률변수 $A_i^{(k)}$ 는 $E\{[A_i^{(k)}]^2\} = 1$ 을 만족시키고 레일리(Rayleigh) 분포를 갖는다고 가정한다. 그리고 위상변화 $\theta_i^{(k)}$ 는 균일 분포 $U[0, 2\pi]$ 를 갖는다고 하자.

(4)에서 τ_k 는 해당 신호의 전파가 지연되고 전송기 사이의 동기가 잘 맞지 않기 때문에 생긴 것이다. 여기서, 상관 수신기가 K 신호 가운데에서 첫째 신호에 정합되어 있다고 생각해도 일반성을 잃지는 않을 것이다. 따라서, 일반성을 잃지 않고도 첫째 사용자 신호에 대한 시간 지연과 위상 변화만을 고려하면 될 것이다. 첫째 사용자 신호에 동기된 수신기를 분석할 때 $\theta_1 = 0$ 이고 $\tau_1 = 0$ 이라고 가정하자. 또한 시간지연은 주기 T 로 나눈 나머지만을 고려하면 되고, 삼각함수의 주기가 2π 임을 생각하면, 위상 변화는 2π 로 나눈 나머지만을 생각하면 되므로 $\phi_k = \theta_k - \omega_c \tau_k$, $k = 1, 2, \dots, K$, $\tau_k \in [0, T]$ 라고 했을 때 $\phi_k \in [0, 2\pi]$ 라고 가정해도 일반성을 잃지 않는다.

이제 잡음이 정규분포를 갖지 않을 때 유용한 분석모형을 생각해 보기로 하자. 이 모형은 실제로도 많이 쓰이고 있고 매우 쓸모있고 타당한 것이다 [3]. 평균이 0인 가산성 잡음 $n(t)$ 가 처음 여파기를 거친 다음 T_c^{-1} 의 속도로 추출된 표본 n_j' 은 서로 독립이고 동일한 분포를 가지고 있다고 가정하자.

이 논문에서 생각하는 통신시스템을 분석할 때 통신 문제에서 널리 쓰이는 분포 함수를 이용하였다. 특히, [11]에 나오는 ϵ 혼합 잡음 모형은 잡음의 대부분이 정규분포를 따르고 일부가 충격성 가산 잡음일 때 많이 쓰이는 모형이다. 이 모형은 처음에는 비정규 잡음 환경에서 신호 검파 문제에 쓰였고 [12], 그 뒤 여러 통계학적 통신 문제를 다루는데 쓰였다 [13]. ϵ 혼합 잡음 모형의 1차 확률 밀도 함수는 다음과 같은 꼴을 갖는다.

$$f_{N_j}(x) = (1 - \epsilon)f_N(x) + \epsilon f_I(x) \quad (6)$$

여기서, $\epsilon \in [0, 1]$ 이고, f_N 과 f_I 는 확률 밀도 함수이다. 확률 밀도 함수 f_N 은 주된 배경 잡음을 나타내는 것인데 비교적 분산이 작고 확률 밀도 함수 f_I 는 충격성 잡음을 나타내는 것인데 f_N 보다 큰 분산을 가진다. 보통 f_N 은 평균이 0인 정규 확률 밀도 함수라 가정하고, f_I 로는 이보다 큰 분산을 가진 정규 확률 밀도 함수를 비롯한 여러가지 확률 밀도 함수를 쓴다. 그리고 f_N 의 분산에 대한 f_I 의 분산의 비 $\rho^2 = \sigma_I^2 / \sigma_N^2$ 은 보통 1과 100사이의 값을 갖는다는 것이 알려져 있다. 식(6)의 매개변수 ϵ 은 전체 확률 밀도 함수에 대한 충격성 잡음의 비율을 나타낸다.

그림 3에서 볼 수 있듯이 부호 상관 수신기는 복조할 때 입력이 먼저 저주파 통과 여파기를 거치도록 한다. 이 여파기의 출력은 T_c 초마다 추출된 다음, 제한기와 상관기를 거쳐 모두 더해진다. 이를 식으로 나타내보면

$$Y_N = \sum_{j=0}^{N-1} Z_j^{(1)} = \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(1)} \text{sgn}(Z_j) \quad (7)$$

과 같다. 여기서, Z_j 는 $(j+1)$ 제 표본 순간에서 부호기의 입력을 나타내며, $\text{sgn}(\cdot)$ 은 통상적인 부호 함수이다. 곧 $x > 0$ 일 때는

$\text{sgn}(x) = 1$ 이고 $x < 0$ 일 때는 $\text{sgn}(x) = -1$ 이다. 각 비트의 국상이 같은 확률로 일어났다면 (7)의 검정 통계량을 쓰는 검파기의 비트 오류 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다 [5].

$$P_c = \frac{1}{2} \Pr\{Y_N \geq 0 \mid b_0^{(1)} = -1\} + \frac{1}{2} \Pr\{Y_N \leq 0 \mid b_0^{(1)} = +1\} \quad (8)$$

이 확률을 계산하려면 다중 접속 간섭에 대한 몇가지 통계학적 가정이 필요하다. 여기서는 다음과 같은 가정을 하기로 한다. 곧 τ_k , ϕ_k , $A_i^{(k)}$, $\theta_i^{(k)}$, $b^{(k)} = (b_{-1}^{(k)}, b_0^{(k)})$, $2 \leq k \leq K$ 는 모두 서로 독립인 확률변수들이며, 모든 k 에 대해 $b_i^{(k)}$, $-\infty < l < +\infty$ 은 서로 독립인 비트들의 수열이고, 모든 k 와 l 에 대해 $\Pr\{b_i^{(k)} = -1\} = \Pr\{b_i^{(k)} = +1\} = 1/2$ 이라 가정한다. 또한 $2 \leq k \leq K$ 일 때 $\tau_k \sim U[0, T]$ 이고 $\phi_k \sim U[0, 2\pi]$ 이며, 위와 같은 확률 변수들은 채널 잡음이나 $b_i^{(1)}$ 과 독립이라고 가정한다.

3 시스템 해석

위에서 생각한 비정규 잡음 모형은 여파기를 거친 뒤의 잡음의 표본에 적용되는 것이다. 따라서 그림 4에서 볼 수 있듯이 잡음의 표본은 다음과 같이 나타낸다.

$$\eta_j = \int_{iT}^{(i+1)T} n(t) \cos \omega_c t dt, \quad j = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

2절에서 말한 것처럼 이 잡음 표본 $\eta_0, \eta_1, \dots, \eta_{N-1}$ 들은 서로 독립이며 같은 분포를 가지고 있다. 이들의 평균은 0이라 하고 분산은 $N T_c / 4$ 라고 하자.

그림 잡음의 분포를 (6)으로 나타낼 수 있을 때 부호 상관 수신기의 평균 비트 오류 확률을 사용자가 한사람일 때 먼저 얻어보자. 여기서, 비트당 칩 수는 홀수라고 가정하자. 곧, $N = 2^n - 1$ 라고 (n 은 정수) 하자. 그러면, $\text{sgn}(x) \in \{-1, +1\}$ 이므로 부호 상관 수신기에서 나오는 검정 통계량이 가질 수 있는 값은 홀수라는 것을 알 수 있다. 곧, $Y_N \in \{-N, -N+2, \dots, -3, -1, +1, +3, \dots, +2, +N, N\}$ 이다. 대칭성을 이용하면, 부호 상관기의 평균 비트 오류 확률 P_c 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_c = \sum_{m=1}^N \Pr\{Y_N = m \mid \delta_0^{(1)} = -1\} \quad (10)$$

곧, 표 1에서 볼 수 있듯이 사용자가 한사람일 때 ($K = 1$) 확률변수 $(Y_N + N)/2$ 는 이항 분포를 갖는다. 이로부터 사용자가 한사람일 때 부호 상관기의 평균 비트 오류 확률을 얻으면

$$P_c = \sum_{j=(N+1)/2}^N \binom{N}{j} p^j (1-p)^{N-j} \quad (11)$$

여기서, $p \triangleq \Pr\{\eta_j^{(1)} - \delta_0^{(1)} \geq 1\}$ 이고,

$$\eta_j^{(1)} = \frac{a_j^{(1)} \eta_j}{\sqrt{\frac{N}{2} T_c}} \quad (12)$$

$$\delta_0^{(1)} = \gamma_1 A_0^{(1)} \cos \theta_0^{(1)} \quad (13)$$

이다. 그림 4는 $N = 31$ 일 때 몇몇 채널에서 사용자가 한사람일 때 부호 상관 수신기에서 신호대 잡음비의 변화와 평균 비트 오류 확률 (11)의 관계를 보여주고 있다. (여기서 신호대 잡음비는 dB로 나타내었다. 곧, 비트 에너지 $E_b^{(1)} = P_b T$ 이고 N_0 는 잡음의 전력일 때 $SNR = 10 \log E_b^{(1)} / N_0$ 이다.) 이 그림에서 부호 상관기의 성능은 잡음의 확률 밀도 함수를 따라 바뀌는데 정규 잡음일 때 ($\epsilon = 0$) 성능이 가장 나쁘다는 것을 보여준다. 그리고 페이딩이 있는 채널에서의 성능이 페이딩이 없는 채널에서의 성능보다 더 나쁘다는 것도 알 수 있다. 그림 5은 잡음

직접수열대역 확산 시스템에서 부호 상관기의 성능

분포가 정규분포, $(\epsilon, \nu^2) = (0.01, 100)$, $(\epsilon, \nu^2) = (0.1, 100)$ 일 때 신호대 잡음비와 평균 비트 오류 확률의 관계를 보여주고 있다. 그림 4와 그림 5은 페이딩의 영향은 신호대 잡음비에 따라 그리 크게 바뀌지 않음을 보여준다. 그림 6에서는 만약 신호대 잡음비가 같다면 N 이 커질수록 평균 비트 오류 확률이 줄어들어 성능이 좋아짐을 알 수 있다. 이는 잡음이 충격성일 때 더욱 그러함을 알 수 있다. 위의 결과들 [5]의 결과와 견주어 보면, 페이딩이 있는 채널에서도 칩 길이 T_c 가 짧아지거나 칩 수가 늘어남에 평균 비트 오류 확률이 줄어든다는 사실을 알 수 있다.

4 맺음말

이 논문에서는 충격성 잡음이 있을 때 페이딩이 있는 채널에서 부호 상관 수신기를 쓰는 DS/SSMA 시스템의 성능을 살펴 보았다. 먼저 사용자가 한사람일 때 평균 비트 오류 발생 확률을 몇몇 채널에서 얻었다. 요컨대, 잡음이 충격성일 때는 부호 상관 수신기의 성능이 좋다는 것을 알 수 있었다. 또 페이딩은 사용자가 한사람일 때에는 그리 큰 영향을 미치지 않는다는 것을 밝혔다.

참고문헌

- [1] R.A. Scholtz, "The origins of spread spectrum communications", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-30, pp. 822-854, May 1982.
- [2] R.L. Pickholtz, D.C. Schilling, and L.B. Milstein, "Theory of spread spectrum communications: A tutorial", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-30, pp. 855-884, May 1982.
- [3] E.A. Geraniotis, "Direct sequence spread spectrum multiple-access communication over nonselective and frequency selective Rician fading channels", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-34, pp. 756-764, August 1986.
- [4] B. Aazhang and H.V. Poor, "Performance of DS/SSMA communications in impulsive channels- Part I: Linear correlation receivers", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-35, pp. 1179-1188, November 1987.
- [5] B. Aazhang and H.V. Poor, "Performance of DS/SSMA communications in impulsive channels- Part II: Hard-limiting correlation receivers", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-36, pp. 88-97, January 1988.
- [6] I.S. Jin, K.M. Kim, Y.S. Park, and K.C. Whang, "Performance of DS/SSMA communications over non-selective fading channels with Gaussian and impulsive noise", *Jour. Korean Inst. Comm. Sciences*, vol. 16, pp. 838-847, September 1991.
- [7] J.H. Miller and J.B. Thomas, "Detector for discrete-time signals in non-Gaussian noise", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, pp. 241-250, March 1972.
- [8] A.D. Spaulding and D. Middleton, "Optimum reception in an impulsive interference environment- Part I: Coherent detection", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-25, pp. 910-923, September 1977.
- [9] A.D. Spaulding and D. Middleton, "Optimum reception in an impulsive interference environment- Part I: Noncoherent detection", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-25, pp. 924-934, September 1977.
- [10] D.E. Borth and M.B. Pursley, "Analysis of direct-sequence spread spectrum multi-access communications over Rician fading channels", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM 27, pp. 1566-1577, October 1979.

- [11] K.S. Vastola, "Threshold detection in narrow band non Gaussian noise", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-32, pp. 134-139, February 1984.

- [12] J.H. Miller and J.B. Thomas, "The detection of signals in impulsive noise modeled as a mixture process", *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-24, pp. 559-563, May 1976.

- [13] H.V. Poor, M. Mami, and J.B. Thomas, "On robust detection of discrete-time stochastic signals", *Jour. Stat. Comp. Simul.*, vol. 14, pp. 125-131, February 1982.

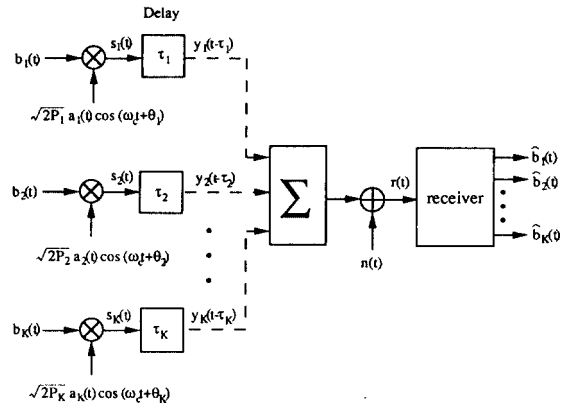


그림 1. DS/SSMA 시스템의 모형

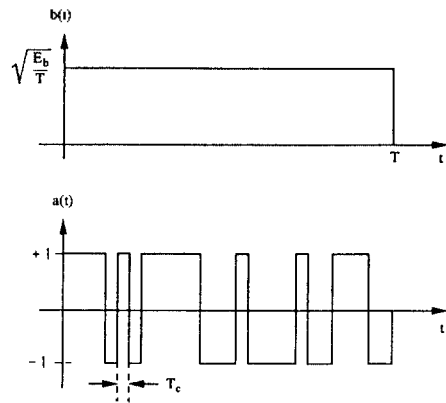


그림 2. 데이터 비트와 칩 수열

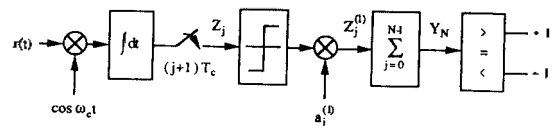


그림 3. DS/SSMA 부호 상관 수신기

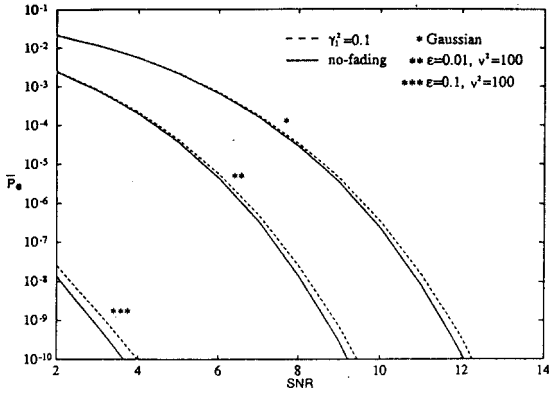


그림 4. ϵ -혼합 잡음에서 사용자가 한 사람일 때 비트 오류 확률, 페이딩이 없을 때와 페이딩이 있을 때 비선형적 리시안 채널의 경우, $N = 31$

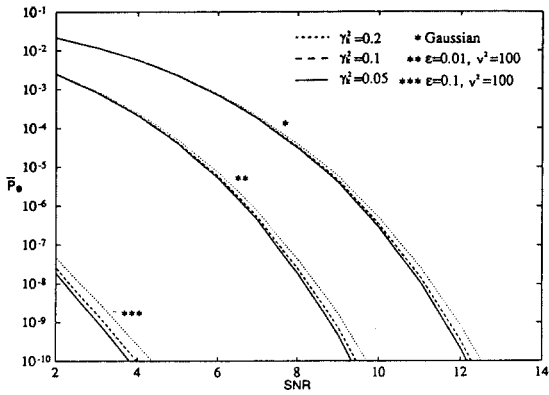


그림 5. ϵ -혼합 잡음에서 사용자가 한 사람일 때 비트 오류 확률, 페이딩이 있을 때 비선형적 리시안 채널의 경우, $N = 31$

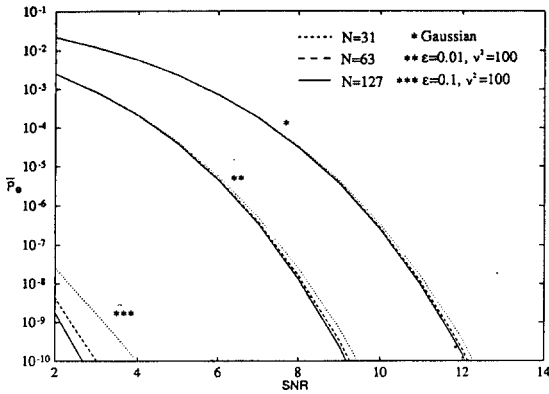


그림 6. ϵ -혼합 잡음에서 사용자가 한 사람일 때 비트 오류 확률, 페이딩이 있을 때 비선형적 리시안 채널의 경우, $\gamma_f^2 = 0.1$

Y_N	$Pr(Y_N = -N+2k)$	Y_N	$Pr(Y_N = -N+2k)$
$-N$	$\binom{N}{0} p^0 (1-p)^N$	$+1$	$\binom{N}{(N+1)/2} p^{(N+1)/2} (1-p)^{(N-1)/2}$
$-N+2$	$\binom{N}{1} p^1 (1-p)^{N-1}$	$+3$	$\binom{N}{(N+3)/2} p^{(N+3)/2} (1-p)^{(N-3)/2}$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
-3	$\binom{N}{(N-3)/2} p^{(N-3)/2} (1-p)^{(N+3)/2}$	$-2+N$	$\binom{N}{N-1} p^{N-1} (1-p)^1$
-1	$\binom{N}{(N-1)/2} p^{(N-1)/2} (1-p)^{(N+1)/2}$	$+N$	$\binom{N}{N} p^N (1-p)^0$

표 1. Y_N 의 확률 분포