

# 충격성 잡음에서 격자부호변조를 쓰는 직접수열 대역확산계통의 성능

正會員 김 광 순\*, 이 주 식\*, 박 성 일\*, 송 익 호\*

## Performance of DS/SSMA Systems Using TCM Under Impulsive Noise

Kwang Soon Kim\*, Jooshik Lee\*, Seong Ill Park\*, Ickho Song\* *Regular Members*

### 요 약

이 논문에서는 격자부호변조를 쓰는 직접수열 대역확산 통신계통의 성능에 충격성 잡음이 미치는 영향을 알아 보았다. 이동통신 환경에서 피할 수 없는 충격성 잡음과 라이시안 감쇄를 함께 고려하여 비트 오류 확률 한계를 얻었다. 충격성 잡음 환경에서 격자부호변조를 쓰면 부호화 이득을 얻을 수 있음을 보였다. 신호대잡음비가 낮을 때는 배경잡음분산으로, 신호대잡음비가 높을 때는 꼬리 잡음분산으로 비트 오류 확률이 좌우된다는 것을 알았다.

### ABSTRACT

In this paper, we investigate the effects of impulsive noise on the DS/SSMA system using TCM. We obtain the bound on the probability of bit error of the system, considering both impulsive noise and Rician fading, which are unavoidable in mobile communication environments. It turns out that we can achieve some coding gain by using TCM under impulsive noise environment. It is observed that the bit error probability is dominated by the background noise variance when the SNR is low and by the tail noise variance when the SNR is high.

### I. 머리말

오늘날 통신 기술의 발달은 우리 일상생활을 매우 빠르게 바꾸어 왔다. 이동통신으로 말미암아 우리는 기존의 통신이 넘을 수 없었던 시간과 공간의 제약을

뛰어넘을 수 있게 되었다. 분명히, 이동통신에 대한 수요는 빠르게 늘어나고 있다.

한편, 더 좋은 통신시스템을 얻고자, 변조와 부호화 기술이 많이 발전되어 왔다. 대역을 확장하지 않고도 기존의  $2^{n+1}$  점신호원 집합으로 사상되는 최적  $n/(n+1)$  격자부호변조로 부호화 이득을 얻을 수 있다는 것을 [1]에서 보여주었다. 뒤이어, 격자부호변조의 다양한 면이 연구되었다. 보기를 들어, 격자부호변조를 쓴 직

\*한국과학기술원 전기 및 전자공학과  
論文番號: 97178-0529  
接受日字: 1997年 5月 29日

직접수열 대역확산은 [2]에서 연구되었다. 대부분의 격자부호변조 연구들은 덧셈 백색정규잡음 가정에서 이루어져 왔다 [1][3].

그러나, 때로는 정규잡음 가정을 정당화 할 수 없다는 것이 잘 알려졌다 [4]. 대기에서 일어나는 잡음이 비정규 특성을 보이는 것이나 전기장치를 켜 때 발생하는 충격들과 같은 것은 전형적인 보기이다. 따라서, 통신시스템에서 충격성 잡음의 영향을 연구하는 것은 뜻있는 것이다. 이 논문에서는 격자부호변조를 쓰는 직접수열 대역확산 통신시스템에 충격성 잡음이 미치는 영향을 알아 볼 것이다. 또한 충격성 잡음 감쇄 환경에서  $M$ -위상편이 격자부호변조를 쓴 직접수열 대역확산 통신시스템의 비트 오류 확률 상한 값을 얻을 것이다. 여러 가지 채널 상태에서 부호화되지 않은 직접수열 대역확산 통신시스템에서 얻은 값과 견주어 볼 것이다.

## II. 시스템 모형

격자부호변조를 쓴 직접수열 대역확산의 송신기 시스템 모형은 그림 1과 같다. 정보비트  $k_1$ 과  $k_2$ 는  $n/(n+1)$  길쌈 부호를 거쳐 신호 별자리 공통집합을 선택한다. 직접수열을 곱해서 선택된 신호는 반송파로 변조되어 전송된다. 이 논문에서 고려한 신호 별자리는 정반대 (antipodal)  $2^n$ -위상편이변조이다.

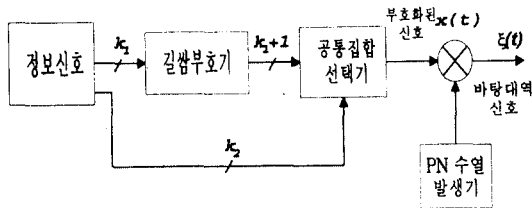


그림 1. 격자부호변조를 쓴 직접수열 대역확산 통신시스템의 송신기 시스템 모형

먼저, 직접수열 대역확산 통신시스템을 분석하자. 여기서, 복소식 표기는 [2]와 [5]에 나온 것을 바탕으로 한다.  $k$ 제 사용자의 복소 기본대역 정보신호를

$$x^k(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} x_p^k P_T(t-pT) \quad (1)$$

이라 하자. 여기서,  $T$ 는 심볼 주기이고  $P_T(\cdot)$ 는 지속시간이  $T$ 인 사각펄스이며,  $x_p^k$ 는 공통집합 선택으로 결정된  $p$ 제 심볼 주기 동안에  $k$ 제 사용자의 복소 기본대역 심볼을 나타낸다. 마찬가지로, 직접수열 조각 (chip) 신호는

$$a_m^k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n^k \Psi(t-mT_c) \quad (2)$$

로 정의된다. 여기서,  $a_m^k$ 는  $k$ 제 사용자의  $m$ 제 조각을 나타내며,  $\Psi(\cdot)$ 는 지속시간이  $T_c$ 인 조각 파형이다. 그때, 주파수가  $f_c$ 인 반송파로 변조된 전송신호는

$$s^k(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \operatorname{Re}\{\zeta^k(t) \exp[j(\omega_c t + \psi^k)]\} \quad (3)$$

과 같다. 여기서  $\zeta^k(t) = a^k(t)x^k(t)$ 이고  $\psi^k$ 는  $k$ 제 반송파의 위상이다. 수신 신호는 바로

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \operatorname{Re}\left\{ \sum_{k=1}^K \sum_i \gamma_i^k(t) \zeta^k(t - \tau_i^k) \exp[j(\omega_c t + \beta_i^k)] \right\} + \eta(t) \quad (4)$$

처럼 쓸 수 있다. 여기서,  $\gamma_i^k(t)$ 는  $k$ 제 신호의  $i$ 제 감쇠요소이고  $\tau_i^k$ 는 수신기에서  $k$ 제 사용자의  $i$ 제 지연이며,  $\beta_i^k = \psi^k - \omega_c \tau_i^k$ 는 수신기에서  $k$ 제 사용자의  $i$ 제 위상을 나타낸다. 이 논문에서 충격성 잡음  $\eta(t)$ 를  $\epsilon$ -혼합확률밀도함수

$$f(x) = (1-\epsilon) f_B(x) + \epsilon f_T(x) \quad (5)$$

로 [6] 모형화했다.

식 (5)에서, 배경잡음 확률밀도함수  $f_B$ 와 꼬리잡음 확률밀도함수  $f_T$ 는 분산이 각각  $\sigma_B^2$ 와  $\sigma_T^2 = M\sigma_B^2$ 이고 평균은 같은 정규확률밀도함수라고 가정했다.  $f_B$ 와  $f_T$ 의 평균이  $m_f$ 일 때  $\epsilon$ -혼합확률밀도함수 (5)를  $\alpha(x)$ ;  $\epsilon, m_f, \sigma_B^2, \sigma_T^2$ 로 쓰기로 하자.

신호대잡음비를

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{E_s}{2E\{\eta^2\}} \\ &= \frac{nE_b}{2(1+(M-1)\epsilon)\sigma_B^2} \end{aligned} \quad (6)$$

로 정의하고, 신호대배경잡음비를

$$SBR = \frac{nE_b}{2\sigma_b^2} \quad (7)$$

로 정의한다.

충격성잡음의 특징은 신호대잡음비가 같아도  $\epsilon$ 과  $M$ 의 값에 따라 다른 결과가 나타난다는 것이다. 이것은 충격성 잡음의 영향을 알아보려면  $\epsilon$ 과  $M$ 의 값을 지정해야 한다는 것을 뜻한다. 한편,  $\epsilon$ 이 매우 작으면, 신호대배경잡음비는 신호대잡음비와 비슷하게 되고, 혼합비가 ( $\epsilon$ ) 시스템의 성능에 미치는 영향을 알고자 할 때 신호대배경잡음비가 쓸모있다는 것을 쉽게 나타낼 수 있다.

특성 1

$x$ 를  $\epsilon$ -혼합확률변수라하고  $y$ 를  $x$ 와 독립이고 평균이 0인 정규확률변수라 하자. 그러면  $z = x + y$ 도  $\epsilon$ -혼합확률변수이다.

특성 2

서로 독립인 확률변수  $x_1, x_2, x_3$ 의 확률밀도함수를  $f_{x_i}(x) = \alpha(x; \epsilon, 0, \sigma_{b_i}^2, \sigma_{r_i}^2), i=1, 2, 3$ 이라 하고,  $\sigma_{b_i}^2 \leq \sigma_{b_s}^2, \sigma_{r_i}^2 \leq \sigma_{r_s}^2, \sigma_{b_s}^2 = a^2 \sigma_{b_i}^2 + b^2 \sigma_{r_i}^2, \sigma_{r_s}^2 = a^2 \sigma_{r_i}^2 + b^2 \sigma_{r_i}^2, a > 0, b > 0$ 이라 하자. 그러면,  $W$ 가 충분히 클 때

$$\Pr\{ax_1 + bx_2 \geq W\} \leq \Pr\{x_3 \geq W\}. \quad (8)$$

특성 3

서로 독립인 확률변수  $x_0, x_1, \dots, x_N$ 의 확률밀도함수를  $f_{x_i}(x) = \alpha(x; \epsilon, 0, \sigma_{b_i}^2, \sigma_{r_i}^2), i=0, 1, \dots, N$ 이라 하고,  $\sigma_{b_0}^2 = \sum_{i=1}^N \sigma_{b_i}^2, \sigma_{r_0}^2 = \sum_{i=1}^N \sigma_{r_i}^2$ 로 두자. 그러면,  $W$ 가 충분히 클 때

$$\Pr\left\{\sum_{i=1}^N x_i \geq W\right\} \leq \Pr\{x_0 \geq W\}. \quad (9)$$

특성 3은 특성 2의 확장으로 생각할 수 있다. 여러가지 실험결과  $W = 10\sigma_{b_0}^2, W = 10\sigma_{r_0}^2$ 이면 각각 특성 2와 3을 성립시키기에 충분하다는 것을 알았다. 이들은 [7]에서와 같이 증명할 수 있다.

### III. 특성분석

$X = (X_1, X_2, \dots, X_n)$ 를 복소 부호심볼 수열이라고 하고,  $Y = (Y_1, Y_2, \dots, Y_n)$ 를 복소 수신 수열이라 하며,  $Z = (Z_1, Z_2, \dots, Z_n)$ 를 복소 사용자사이 간섭수열이라 하자. 그러면  $I$ 와  $Q$ 복조를 거쳐 순간  $p$ 에서 표본화된 출력신호 수열은

$$Y_p = \rho_p X_p + Z_p + \eta_p. \quad (10)$$

여기서  $\rho_p$ 는 다음과 같은 확률밀도함수를 갖는 감쇄 포락선이다 [8].

$$f_p(x) = 2x(1+K) \exp[-\{K+x^2(1+K)\}] I_0(2x\sqrt{K(1+K)}). \quad (11)$$

식 (11)에서  $I_0(\cdot)$ 은 1종 0차 수정 베셀함수이고,  $K$ 는 직접성분의 에너지대 분산된 다중경로 성분의 에너지 비를 나타내는 라이시안 매개변수이다.

사용자사이 간섭  $Z_p$ 는  $\eta_p$ 와 독립이면서 중심극한정리를 따라 정규확률변수로 둘 수 있다. 그러면

$$\overline{\eta_p} = Z_p + \eta_p \quad (12)$$

는 특성 1에 따라  $\epsilon$ -혼합확률변수임을 알 수 있다. 이제부터,  $\overline{\eta_p}$ 의 위에 있는 줄은 쓰지 않도록 한다.

#### 3.1 채널 상태 정보가 알려졌을 때

먼저, 파일럿 톤을 쓰고 감쇄 매개변수를 완벽히 추정할 수 있다고 두자. 그러면  $\rho = (\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_N)$ 이 주어졌을 때 오류확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) &= \Pr\left\{\sum_{p \in \nu} |Y_p - \rho_p X_p|^2 - |Y_p - \rho_p \tilde{x}_p|^2 \geq 0\right\} \\ &= \Pr\left\{\sum_{p \in \nu} (-E_s \rho_p^2 |x_p - \tilde{x}_p|^2 - 2\sqrt{E_s} \rho_p \operatorname{Re}\{\eta_p(x_p - \tilde{x}_p)^*\}) \geq 0\right\} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서,  $x_p = \frac{X_p}{\sqrt{E_s}}$  이고,  $\tilde{x}_p$ 는 부호화된 수열  $\tilde{X}$ 의  $p$ 째 심볼이고,  $\nu$ 는  $X_p \neq \tilde{x}_p$ 를 만족시키는  $p$ 의 집합이며,  $x$

와  $\tilde{x}$ 는 각각  $X$ 와  $\tilde{X}$ 를 정규화한 값이다.

이제, 다음과 같이 정의하자.

$$d^2 = \sum_{\rho \in \nu} |d_\rho|^2 \quad (14)$$

$$\bar{d}^2 = \sum_{\rho \in \nu} \rho_b^2 |d_\rho|^2 \quad (15)$$

$$v = \sum_{\rho \in \nu} v_\rho = - \sum_{\rho \in \nu} (d_{\rho i} \rho_p \eta_{\rho i} + d_{\rho q} \rho_p \eta_{\rho q}) \quad (16)$$

여기서,  $p$ 째 거리  $d_\rho = x_\rho - \tilde{x}_\rho = d_{\rho i} + j d_{\rho q}$ 이고, 충격성 간섭항  $\eta_\rho = \eta_{\rho i} + j \eta_{\rho q}$ 이며,  $d_{\rho i}$ ,  $d_{\rho q}$ ,  $\eta_{\rho i}$ ,  $\eta_{\rho q}$ 는 실수이다. 동상성분과 직각성분  $\eta_{\rho i}$ 와  $\eta_{\rho q}$ 는 서로 독립이고 그 확률밀도함수는  $\alpha(x; \varepsilon, 0, \sigma_b^2, \sigma_r^2)$ 이다. 그러면 (13)을 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) = \Pr\{-E_s \bar{d}^2 + 2\sqrt{E_s} \sum_{\rho \in \nu} v_\rho \geq 0\} \quad (17)$$

여기서, 특성 2를 쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) &= \Pr\{-E_s \bar{d}^2 + 2\sqrt{E_s} \sum_{\rho \in \nu} v_\rho \geq 0\} \\ &\leq \Pr\{-E_s \bar{d}^2 + 2\sqrt{E_s} \sum_{\rho \in \nu} \bar{v}_\rho \geq 0\} \end{aligned} \quad (17)$$

식 (8)에서,  $\bar{v}_\rho$ 는 확률밀도함수가  $f_{\bar{v}_\rho}(x) = \alpha(x; \varepsilon, 0, \rho_b^2 \|d_\rho\|^2 \sigma_b^2, \rho_b^2 \|d_\rho\|^2 \sigma_r^2)$ 인 확률변수이다.  $\bar{v}$ 의 확률밀도함수를  $f_{\bar{v}}(x) = \alpha(x; \varepsilon, 0, \bar{d}^2 \sigma_b^2, \bar{d}^2 \sigma_r^2)$ 라 하면, (18)은 특성 3에서 다음과 같이 된다.

$$P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) \leq \Pr\{-E_s \bar{d}^2 + 2\sqrt{E_s} \bar{v} \geq 0\} \quad (19)$$

그런데,  $\hat{v} = -E_s \bar{d}^2 + 2\sqrt{E_s} \bar{v}$ 의 확률밀도함수는  $f_{\hat{v}}(x) = \alpha(x; \varepsilon, -E_s \bar{d}^2, 4E_s \sigma_b^2 \bar{d}^2, 4E_s \sigma_r^2 \bar{d}^2)$ 이므로 (19)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) &\leq \Pr\{-E_s \bar{d}^2 + 2\sqrt{E_s} \bar{v} \geq 0\} \\ &= \Pr\{\hat{v} \geq 0\} \\ &= (1-\varepsilon) \int_0^\infty \phi(x; -E_s \bar{d}^2, 4E_s \sigma_b^2 \bar{d}^2) dx \\ &\quad + \varepsilon \int_0^\infty \phi(x; -E_s \bar{d}^2, 4E_s \sigma_r^2 \bar{d}^2) dx \end{aligned} \quad (20)$$

여기서  $\phi(x; m_\mu, \sigma^2)$ 는 평균이  $m_\mu$ 이고 분산이  $\sigma^2$ 인 정규 확률밀도함수이다. 체르노프 한계를 (20)에 적용하면, 다음을 얻는다.

$$\begin{aligned} P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) &\leq (1-\varepsilon) \cdot \exp[-E_s \bar{d}^2 \lambda_1 + 2E_s \sigma_b^2 \bar{d}^2 \lambda_1^2] \\ &\quad + \varepsilon \cdot \exp[-E_s \bar{d}^2 \lambda_2 + 2E_s \sigma_r^2 \bar{d}^2 \lambda_2^2] \\ &= (1-\varepsilon) D_B \bar{d}^2(\lambda_1) + \varepsilon D_T \bar{d}^2(\lambda_2) \end{aligned} \quad (21)$$

여기서,  $D_B(\lambda_1) = \exp[-E_s \lambda_1 + 2E_s \sigma_b^2 \lambda_1^2]$ ,  $D_T(\lambda_2) = \exp[-E_s \lambda_2 + 2E_s \sigma_r^2 \lambda_2^2]$ 이고  $\lambda_1$ 과  $\lambda_2$ 는 체르노프 매개변수이다.  $\lambda_1$ 과  $\lambda_2$ 의 최적값과 그때의 최소 한계  $D_B$ 와  $D_T$ 는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\lambda_{1, opt} = \frac{1}{4} \sigma_b^2 \quad (22)$$

$$\lambda_{2, opt} = \frac{1}{4} \sigma_r^2 \quad (23)$$

$$D_B = \exp\left[-\frac{E_s}{8 \sigma_b^2}\right] \quad (24)$$

$$D_T = \exp\left[-\frac{E_s}{8 \sigma_r^2}\right] \quad (25)$$

따라서, (22)-(25)를 (21)에 대입하면 다음을 얻는다.

$$P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) \leq (1-\varepsilon) D_B \bar{d}^2 + \varepsilon D_T \bar{d}^2 \quad (26)$$

조건없는 짝 오류 확률한계는 (26)에서 다음과 같이 얻고

$$P(x \rightarrow \tilde{x}) \leq (1-\varepsilon) E\{D_B \bar{d}^2\} + \varepsilon E\{D_T \bar{d}^2\} \quad (27)$$

비트 오류 확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_b &\leq (1-\varepsilon) \cdot \frac{1}{2n} \frac{\partial \bar{T}(D, I)}{\partial I} \Big|_{D=D_s, I=1} \\ &\quad + \varepsilon \cdot \frac{1}{2n} \frac{\partial \bar{T}(D, I)}{\partial I} \Big|_{D=D_r, I=1} \end{aligned} \quad (28)$$

여기서,  $\bar{T}(D, I)$ 는 [9]에서의 결과를 바탕으로 가지 라벨 이득이 변경된 초상태도의 전이함수이고, [10]에서 설명된 까닭으로  $\frac{1}{2}$ 을 넣었다.  $\varepsilon=0$ 일 때 충격성 잡음

은 정규잡음이 되고 (28)은 [9]에서 보여준 것과 같은 결과가 된다.

이제 (28)에 숨은 뜻을 살펴보자. 먼저, 신호대잡음 비가 낮을 때는 비트 오류 확률이 커진다. 비트 오류 확률이  $\varepsilon$ 보다 커지면 (28)의 둘째 항이  $\varepsilon$ 보다 커질 수 없기 때문에 (28)의 첫째 항이 주가 된다. 다음으로, 신호대잡음비가 높을 때는 비트 오류 확률이 작아진다. 비트 오류 확률이  $\varepsilon$ 보다 작아지면 (28)의 둘째 항이 주가 된다.

### 3.2 채널상태 정보가 알려지지 않았을 때

채널상태에 관한 정보가 없을 때를 생각하자. 그럴 때 조건부 짝 오류 확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) &= \Pr\left\{ \sum_{\rho \in \nu} (|Y_p - X_p|^2 - |Y_p - \tilde{X}_p|^2) \geq 0 \right\} \\
 &= \Pr\left\{ \sum_{\rho \in \nu} [(1-2\rho_p) |X_p|^2 + \rho_p X_p \tilde{X}_p^* \right. \\
 &\quad \left. + \rho_p X_p^* \tilde{X}_p - |\tilde{X}_p|^2 - 2\text{Re}\{\eta_p(x_p - \tilde{x}_p)^*\}] \geq 0 \right\} \quad (29)
 \end{aligned}$$

위상편이변조 신호 별자리의 신호는 모두 에너지가 같으므로, 곧  $\|X_p\|^2 = \|\tilde{X}_p\|^2$ 이므로, 다음을 얻는다.

$$P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) = \Pr\left\{ -E_s \sum_{\rho \in \nu} \rho_p d_p^2 + 2\sqrt{E_s} \bar{v} \geq 0 \right\} \quad (30)$$

특성 2와 3에서 (30)의 상한은

$$P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) \leq \Pr\left\{ -E_s \sum_{\rho \in \nu} \rho_p d_p^2 + 2\sqrt{E_s} \bar{v} \geq 0 \right\} \quad (31)$$

이 된다. 여기서  $\bar{v}$ 는 (19)에서 정의되었다. 다음으로, 확

률밀도함수가  $f_w(x) = \alpha(x; \varepsilon, -E_s \sum_{\rho \in \nu} \rho_p d_p^2, 4E_s d^2 \sigma_B^2,$

$4E_s d^2 \sigma_T^2)$ 인 확률변수를  $w$ 라 하자. 그러면 (31)은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) &\leq \Pr\{w \geq 0\} \\
 &= (1-\varepsilon) \int_0^\infty \phi(x; -E_s \sum_{\rho \in \nu} \rho_p d_p^2, 4E_s d^2 \sigma_B^2) dx \\
 &\quad + \varepsilon \int_0^\infty \phi(x; -E_s \sum_{\rho \in \nu} \rho_p d_p^2, 4E_s d^2 \sigma_T^2) dx \quad (32)
 \end{aligned}$$

체르노프 한계를 (32)에 적용하면 다음을 얻는다.

$$\begin{aligned}
 P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) &\leq (1-\varepsilon) \cdot \exp(-\lambda_1 E_s \sum_{\rho \in \nu} \rho_p d_p^2 + 2E_s \sigma_B^2 d^2 \lambda_1^2) \\
 &\quad + \varepsilon \cdot \exp(-\lambda_2 E_s \sum_{\rho \in \nu} \rho_p d_p^2 + 2E_s \sigma_T^2 d^2 \lambda_2^2) \quad (33)
 \end{aligned}$$

이제,  $\lambda_1' = 2\sigma_B^2 \lambda_1$ ,  $\lambda_2' = 2\sigma_T^2 \lambda_2$ 으로 놓으면 (33)은 다음과 같이 된다.

$$P(x \rightarrow \tilde{x} | \rho) \leq (1-\varepsilon) D_B^{d^2 \lambda_1'} + \varepsilon D_T^{d^2 \lambda_2'} \quad (34)$$

여기서  $d_1^2 = 4 \sum_{\rho \in \nu} d_p^2 \lambda_1' (\rho_p - \lambda_1')$ 이고  $d_2^2 = 4 \sum_{\rho \in \nu} d_p^2 \lambda_2' (\rho_p - \lambda_2')$ 이다. 식 (34)의 두변에서 기대값을 취하면

$$P(x \rightarrow \tilde{x}) \leq (1-\varepsilon) \cdot \min_{\lambda_1' \geq 0} E\{D_B^{d^2 \lambda_1'}\} + \varepsilon \cdot \min_{\lambda_2' \geq 0} E\{D_T^{d^2 \lambda_2'}\} \quad (35)$$

이 된다.

그리고, 비트 오류 확률 한계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_b &\leq (1-\varepsilon) \cdot \min_{\lambda_1' \geq 0} \frac{1}{2n} \frac{\partial \hat{T}_1(D, I)}{\partial I} \Big|_{D=D_b, I=1} \\
 &\quad + \varepsilon \cdot \min_{\lambda_2' \geq 0} \frac{1}{2n} \frac{\partial \hat{T}_2(D, I)}{\partial I} \Big|_{D=D_r, I=1} \quad (36)
 \end{aligned}$$

여기서,  $\hat{T}_1(D, I)$ 와  $\hat{T}_2(D, I)$ 는 [9]에서처럼  $D^4 d^2 \lambda^2 \cdot E\{D^4 d^2 \lambda \rho_p\}$ 와  $D^4 d^2 \lambda^2 \cdot E\{D^4 d^2 \lambda \rho_p\}$ 를  $D^4 d^2$ 대신에 각각 써서 가지 라벨 이득을 바꾸었을 때의 초상상태도의 전 이함수이다.

## IV. 수치 결과

$M=5$ , 20일 때 2-상태 1/2비율 4-위상편이 격자부호변조를 쓴 직접수열 대역확산 계통과 부호화되지 않은 2진 위상변조를 쓴 직접수열 대역확산 계통의 비트 오류 확률을 그림 2에 보였다. 이 그림에서 2-상태 1/2비율 4-위상편이 격자부호변조를 쓴 직접수열 대역확산 계통이 비트 오류 확률이  $10^{-5}$ 일 때, 부호화되지 않은 2진 위상변조를 쓴 직접수열 대역확산 계

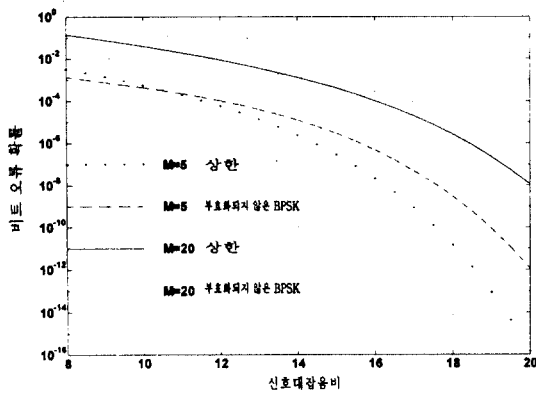


그림 2.  $M=5, 20, \epsilon=0.01$ 일 때, 비트 오류 확률 (1/2 4-PSK 격자부호)

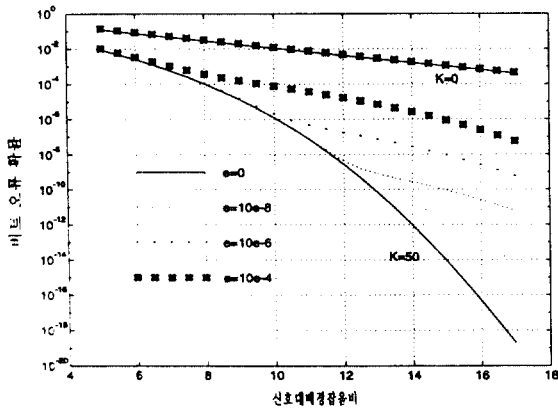


그림 3.  $M=10$ 일 때, 여러 가지  $\epsilon$ 값에 대한 비트 오류 확률 (4-PSK 격자부호)

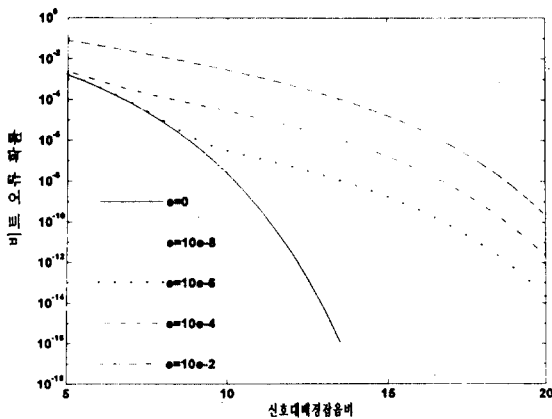


그림 4.  $K=0, 50, M=10$ 일 때, 여러 가지  $\epsilon$ 값에 대한 비트 오류 확률 (4-PSK 격자부호)

통보다  $M=5, 20$ 일 때 각각  $1.0dB, 1.2dB$ 의 성능이득을 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다. 그리고,  $\epsilon$ 이 정해져 있을 때,  $M$ 이 커지면 비트 오류 확률이 높아진다는 것을 알 수 있다.

$\epsilon$ 값이 바뀔 때 시스템의 비트 오류 확률을 그림 3에 보였다. 신호대잡음비가  $\epsilon$ 의 함수이므로  $M=10$ 일 때 비트 오류 확률을 배경잡음확률에 대해 그렸다.  $M$ 이 정해져 있을 때  $\epsilon$ 이 커지면 비트 오류 확률이 높아지고 신호대잡음비가 낮으면 (28)의 첫째항이, 신호대잡음비가 높으면 둘째항이 추가 되는 것을 볼 수 있다: 그 전이점은 비트 오류 확률을  $\epsilon$ 으로 만드는 신호대잡음비 근처이다.

$M=10, K=0, 50$ 일 때 다양한  $\epsilon$ 에 대해 비트 오류 확률을 그림 4에 보였다. 감쇄가 덜 심해지면 ( $K$ 가 커짐에 따라) 성능은  $\epsilon$ 에 더욱 의존한다.

## V. 맺음말

이 논문에서는  $2^{n+1}$ -위상편이 격자부호변조를 쓴 직접수열 대역확산 통신시스템의 성능을 충격성 잡음에서 알아 보았다. 이 시스템의 성능을 분석했고, 충격성 잡음에서 비트 오류 확률 한계를 얻었으며, 이동통신시스템에서 피할 수 없는 라이시안 감쇄의 효과를 또한 알아 보았다.

직접수열 대역확산 통신시스템에서 격자부호변조를 쓰면 덧셈 백색정규잡음에서처럼 충격성 잡음에서도 신호대잡음비의 이득을 얻을 수 있다. 2-상태 1/2비율 4-위상편이 격자부호변조를 쓴 직접수열 대역확산 계통이 부호화되지 않은 2진 위상변조를 쓴 직접수열 대역확산 계통보다 비트 오류 확률이  $10^{-5}$ 이고  $M=5, 20$ 일 때 각각  $1.0dB, 1.2dB$ 의 성능이득을 얻을 수 있다는 것을 보였다.

충격성 잡음에서  $2^{n+1}$ -위상편이 격자부호변조를 쓴 직접수열 대역확산 통신시스템의 성능은 같은 신호대 잡음비를 갖는 정규잡음환경에서의 성능보다 나쁘다는 것을 알 수 있다.  $M=10, \epsilon=0.0001$ 일 때  $10^{-5}$ 의 비트 오류 확률을 얻으려면 정규잡음 환경에서보다 신호대 잡음비가 3dB 더 높아야 한다는 것을 볼 수 있고,  $M$ 과  $\epsilon$ 이 커질수록, 곧 잡음의 충격성이 커질수록, 성능이 더욱 나빠진다는 것을 볼 수 있다. 또,

