

## 충격성 잡음에서 비선형 검파기를 쓰는 FHSS-BFSK 계통의 성능

正會員 朴聖日\*, 柳尙佑\*, 宋翊鎬\*, 李成魯\*, 金炯明\*

### Performance Characteristics of FHSS-BFSK Systems with Nonlinear Detectors in Impulsive Noise

Seong Ill Park\*\*, Sangwoo Ryu\*, Ickho Song\*, Seong Ro Lee\*, Hyung Myung Kim\* Regular Members

#### 要 約

이 논문에서는 충격성 잡음과 선택성 다중 경로 페이딩이 있는 채널에서 주파수 도약 대역 확산 통신 계통의 수신 성능을 살펴본다. 충격성 잡음으로는  $\epsilon$  혼합 잡음 모형을 썼고, 이진 FSK 변조와 비동조 복조를 가정하여 제한 제곱기 또는 제곱기로 신호를 검파하였다. 그리고, 오류율을 채널과 계통 매개변수의 함수로 얻었다.

#### ABSTRACT

In this paper, the noncoherent reception performance of frequency hopping spread spectrum communication systems operated in channels with impulsive noise and selective multipath fading characteristics is investigated. For the impulsive noise, the  $\epsilon$  contaminated mixture model is used. Binary frequency shift keying modulation and noncoherent demodulation are assumed, and limiter-squarers or squarers are used to detect signals. The bit error rates are obtained as functions of channel and system parameters.

---

\*한국과학기술원 전기 및 전자공학과

+대우전자 주식회사 중앙연구소

論文番號 : 95179-0517

接受日字 : 1995年 5月 17日

### 1. 머리말

대역 확산 통신 계통은 전송되는 신호가 모든 주파수 대와 통신 시간을 쓴다는 점에서 시분할 또는 주파수 분할 다원 접속 통신 계통과 다르다. 주파수 도약 대역 확산 통신 계통은 부호라 불리는 수열을 사용자에게 할당하여 많은 사용자가 같은 주파수대를 공유할 수 있도록 해 준다. 각 부호는 다른 부호와 거의 직교하며 사용자의 주파수 도약 양식을 뜻한다. 입력 비트 열은 부호를 따라 결정된 주파수로 도약되므로 신호는 넓은 주파수대에 걸쳐 퍼지게 되는데, 이로 말미암아 주파수 도약 대역 확산 통신 계통은 다중 경로 페이딩과 재밍에 대해 저항력을 갖는다. 정규 잡음 다중 경로 페이딩 채널에서 주파수 도약 대역 확산 통신 계통의 성능은 몇몇 사람들이 연구한 바 있다. 보기를 들면, [1]에서는 이진 FSK 변조를 쓰는 주파수 도약 대역 확산 통신 계통이 연구되었다. 페이딩 채널에서 주파수 도약 대역 확산 통신 계통의 성능이 [2]에 연구되어 있다.

한편, 어떤 때에는 정규 잡음 가정이 타당하지 않다는 것은 잘 알려진 사실이다. 그 보기로, 대기 잡음의 비정규 성질은 [3] 요동과 펄스 요소의 합으로 나타낼 수 있다. 몇몇 연구에서 비정규 충격성 인공 잡음의 영향과 결과가 연구되었다 [e. g., 4]. 보기를 들면, 전형적인 정규 잡음보다 꼬리가 긴 (heavy-tailed) 잡음 확률 분포 함수를 여러 문헌에서 찾아볼 수 있다[5]. 잡음의 비정규 성질은 수신기 설계와 계통 성능 평가에 매우 중요하다.

이 논문에서는 충격성 잡음이 있는 선택성 레일리 페이딩 채널에서 신호가 고속 주파수 도약 대역 확산-이진 주파수 천이 키잉으로 전송될 때, 비선형 검파기인 제곱 검파기와 제한 제곱 검파기의 성능을 살펴본다. 정규 잡음아래에서 최적인 포락선 검파기와 정합 여파기로 이루어진 열개는 비정규 잡음 환경에서는 최적일 아닐 수도 있다는 것이 신호 검파 이론에서 잘 알려져 있다. 그와 같은 까닭으로, 충격성 잡음 환경아래에서는 강인 (robust) 검파기로 알려진 제한 제곱 검파기가 대신 쓰인다.

### 2. 계통 모형

#### 2.1 전송기

먼저, 전송 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$S(t) = A \cos[2\pi(f_c + f_i + a_k \Delta)t + \theta_i],$$

$$(k + (l-1)/L)T \leq t < (k+l/L)T, 1 \leq l \leq L. \quad (1)$$

여기서,

$$A = \sqrt{2E_b/T} \quad (2)$$

는  $S(t)$ 의 진폭,  $f_c$ 는 전송 주파수,  $f_i$ 는 도약 주파수이고,  $a_k$ 는 같은 확률로 +1과 -1이 되는 지속 시간  $T$ 인 네모 펄스이다. 그리고,  $\Delta$ 는 두 FSK 주파수 차이의 반이며 어떤 정수  $j$ 에 대하여  $\Delta = \frac{j}{2T}$ 를 만족시킨다<sup>(1)</sup>. 한편, 위상각  $\theta_i$ 는  $[0, 2\pi)$  위의 균일 분포 확률 변수이고,  $E_b$ 는 한 비트의 에너지이며,  $L$ 은 한 데이터 비트에 있는 칩 수이다. 도약 주파수  $f_i$ 는 주파수 집합

$H = \{F_0, F_0 + C/T, F_0 + 2C/T, \dots, F_0 + (K-1)C/T\}$ 에서 한 값을 갖는다. 여기서,  $F_0 \gg (K-1)C/T$ 인데,  $C$ 는 양의 정수이고,  $K$ 는 주파수 도약에 사용되는 주파수의 수, 곧 최대 사용자 수를 뜻한다.

#### 2.2 잡음

이 논문에서는 잡음이 다음의 확률 밀도 함수로 나타나는  $\epsilon$  혼합 잡음이라고 둔다.

$$f(x) = (1-\epsilon)f_N(x) + \epsilon f_T(x) \quad (3)$$

식 (3)에서,  $f_N$ 은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_N^2$ 인 정규 확률 밀도 함수이고,  $f_T$ 는 평균이 0이고  $\sigma_N^2$ 보다 큰 분산  $\sigma_T^2$ 을 갖는 확률 밀도 함수이며,  $\epsilon$ 은 충격성 잡음이 일어나는 빈도를 나타내는데 보통 그 값은 0.01~0.3이다. 이 논문에서는 검파기 출력의 확률 밀도 함수를 구체적으로 얻을 수 있도록  $f_T$  또한 정규 확률 밀도 함수로 둔다. 식 (3)으로 기술된 충격성 잡음 모형은 신호 검파에서 널리 [5] 연구되었다.

#### 2.3 수신 신호

수신 신호는  $(k + (l-1)/L)T \leq t < (k+l/L)T$  구간에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R(t) = A \sum_{m=0}^{M-1} r_m \cos[2\pi(f_c + f_i + a_k \Delta)(t - \tau_m) + \phi_m] + N(t). \quad (4)$$

식 (4)에서 다중 경로 세기  $r_m$ 은 다음과 같은 확률 밀도 함수를 갖는다.

$$P_{r_m}(r) = \frac{2r}{b_m} \exp\left\{-\frac{r^2}{b_m}\right\}, \quad r \geq 0. \quad (5)$$

여기서,  $b_m$ 은  $\gamma_m$ 의 분산을 결정하는 매개변수이다. 또한, 확률 변수  $\tau_m$ 은 시간 기준  $\tau_0 = 0$ 에 대한  $m$ 째 다중 경로의 경로 지연이고, 수신 신호의 위상을 나타내는  $\psi_m$ 은  $[0, 2\pi)$ 에 균일하게 분포되어 있다고 하자. 한편,  $r_m$ ,  $\tau_m$ 과  $\psi_m$ ,  $m = 0, 1, \dots, M-1$ , 은 서로 독립이며,  $S(t)$ 와  $R(t)$ 에 있는 확률변수들은 서로 독립이라 하자.

2.4 수신기

입출력 특성이  $g(x) = x^2$ ,  $|x| \leq a$ 이고  $g(x) = a^2$ ,  $x > a$ 인 제한 제곱 검파기를 쓴 수신기가 그림 1에 나타나 있다. 이 수신기는 제한 제곱 검파기, 주파수 역도약기와 상관기로 이루어져 있다. 제곱 수신기는 그림 1의 제한 제곱기들을 (limiter-squarer) 제곱기들로 (squarer) 바꾸면 얻을 수 있다.

그림 1에 보인 수신기에는 두 가지가 있으며, 이 두 가지는 각각 동상 가지와 직각 가지를 가지고 있다. 전송되는 데이터 비트가 +1 또는 -1일 때 윗가지와 아랫가지의 출력은 잡음이 없으면  $A^2$ 이다.  $[n+(l-1)/L]T \leq t < [n+l/L]T$ 에서 윗가지와 아랫 가지의 출력을 각각  $X(n, l)$ 과  $Y(n, l)$ 이라 하자. 그러면

$$X(n, l) = \begin{cases} X_i^2(n, l) + X_q^2(n, l), & \text{if } |X_i(n, l)| \leq a, \\ & |X_q(n, l)| \leq a, \\ X_i^2(n, l) + a^2, & \text{if } |X_i(n, l)| \leq a, \\ & |X_q(n, l)| > a, \\ a^2 + X_q^2(n, l), & \text{if } |X_i(n, l)| > a, \\ & |X_q(n, l)| \leq a, \\ 2a^2, & \text{if } |X_i(n, l)| > a, |X_q(n, l)| > a. \end{cases} \quad (6)$$

$Y(n, l)$ 도 비슷한 식으로 나타난다. 여기서,  $X_i(n, l)$ 과  $Y_i(n, l)$ 은 동상 가지의 출력이며  $X_q(n, l)$ 과  $Y_q(n, l)$ 은 직각 가지의 출력이다. 이제 역도약 신호를 다음과 같이 두면,

$$D(t) = 2\cos(2\pi f_c t + \varphi_l), \quad [n+(l-1)/L]T \leq t < [n+l/L]T \quad (7)$$

(위상 확률 변수  $\varphi_l$ 은  $[0, 2\pi)$ 에 균일하게 분포되어 있다고 하자),  $X_i(n, l)$ 은 아래와 같다.

$$X_i(n, l) = \frac{2}{T} \int_{[n+(l-1)/L]T}^{[n+l/L]T} R(t) D(t) \cos[2\pi(f_c + \Delta)t] dt. \quad (8)$$

식 (8)에서  $\cos$ 자리에  $\sin$ 을 넣으면  $X_q(n, l)$ 이 되고,  $Y_i(n, l)$ 과  $Y_q(n, l)$ 도 비슷하게 얻을 수 있다.

그런데, 식 (8)을 보면  $X_i(n, l)$ 은 주 경로 신호  $S(n, l)$ , 간섭  $I(n, l)$ , 그리고 잡음  $N(n, l)$ 의 합으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$X_i(n, l) = S(n, l) + I(n, l) + N(n, l). \quad (9)$$

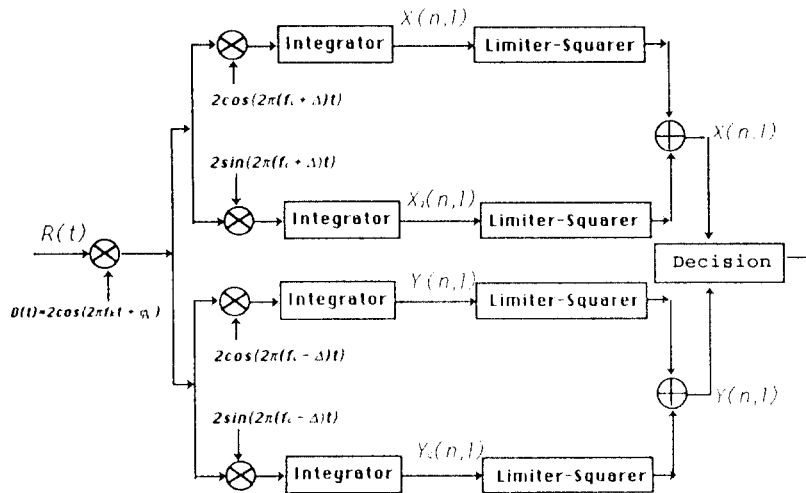


그림 1. 제한 제곱 수신기

여기서

$$S(n, l) = \frac{(1+a_n)}{2} Ar_0 \cos(\psi_0 - \varphi_l), \quad (10)$$

$$I(n, l) = \frac{4A}{T} \sum_{m=1}^{(n+l)T} \int_{[n+(l-1)/L]T}^{(n+l)T} r_m \cos[2\pi(f_c + f_l + a_n \Delta)(t - \tau_m) + \psi_m] \cdot \cos[2\pi f_l t + \varphi_l] \cos[2\pi(f_c + \Delta)t] dt, \quad (11)$$

$$N(n, l) = \frac{4}{T} \int_{[n+(l-1)/L]T}^{(n+l)T} N(t) \cos[2\pi f_l t + \varphi_l] \cos[2\pi(f_c + \Delta)t] dt. \quad (12)$$

이 논문에서는 잡음 성분  $N(n, l)$ 의 확률 밀도 함수를 식 (3)이라 둔다. 마찬가지로,  $X_q(n, l)$ ,  $Y_i(n, l)$ ,  $Y_q(n, l)$ 도  $\cos$ 을  $\sin$ 으로, 또는  $+a_n$ 을  $-a_n$ 으로 바꾸면 (9)-(12)로 나타낼 수 있다.

### 3. 검파기 출력의 통계학적 특성

#### 3.1 제곱 수신기

제곱 수신기에서  $X(n, l)$ 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다<sup>(6)</sup>.

$$f_{X(n, l)}(x) = \frac{(1-\epsilon)^2}{2a_N^2} \exp\left\{-\frac{x}{2a_N^2}\right\} + \frac{\epsilon^2}{2a_T^2} \exp\left\{-\frac{x}{2a_T^2}\right\} + \frac{\epsilon(1-\epsilon)}{a_N a_T} \exp\left\{-\frac{x}{2a_S^2}\right\} I_0\left(-\frac{x}{2a_D^2}\right). \quad (13)$$

여기서

$$a_N^2 = \left(\frac{1+a_n}{2}\right) \frac{E_b}{T} \cdot b_0 + a^2 + \sigma_N^2,$$

$$a_T^2 = \left(\frac{1+a_n}{2}\right) \frac{E_b}{T} \cdot b_0 + a^2 + \sigma_T^2,$$

$$\frac{2}{a_S^2} = \frac{1}{a_N^2} + \frac{1}{a_T^2},$$

$$\frac{2}{a_D^2} = \frac{1}{a_N^2} - \frac{1}{a_T^2},$$

이고

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \exp(-x \cos \theta) d\theta$$

는 수정 베셀 함수이다. 위 식에서  $a_n$ 을  $-a_n$ 으로 바꾸면  $Y(n, l)$ 의 확률 밀도 함수를 얻는다.

#### 3.2 제한 제곱 수신기

그림 1에 보인 제한 제곱 수신기에서  $X(n, l)$ 의 확률 밀도 함수는 다음과 같다<sup>(6)</sup>.  $0 < x \leq a^2$ 일 때는

$$f_{X(n, l)}(x) = \frac{(1-\epsilon)^2}{2a_N^2} \exp\left\{-\frac{x}{2a_N^2}\right\} + \frac{\epsilon^2}{2a_T^2} \exp\left\{-\frac{x}{2a_T^2}\right\} + \frac{\epsilon(1-\epsilon)}{a_N a_T} \exp\left\{-\frac{x}{2a_S^2}\right\} I_0\left(-\frac{x}{2a_D^2}\right). \quad (14)$$

$a^2 < x < 2a^2$  일 때는

$$f_{X(n, l)}(x) = (1-\epsilon)^2 2a_N^2 \exp\left\{-\frac{x}{2a_N^2}\right\} \left[ 1 + \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{\gamma_{MN}}{\sqrt{x-a^2}} - \theta_1(x) \right\} \right] + \frac{\epsilon^2}{2a_T^2} \exp\left\{-\frac{x}{2a_T^2}\right\} \left[ 1 + \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{\gamma_{TT}}{\sqrt{x-a^2}} - \theta_1(x) \right\} \right] + \frac{\epsilon(1-\epsilon)}{a_N a_T} \left[ \exp\left\{-\frac{x}{2a_T^2}\right\} I_0\left(-\frac{x}{2a_D^2}\right) + \frac{2}{\pi} \left\{ \frac{1}{\sqrt{x-a^2}} \left[ \gamma_{NT} \exp\left\{-\frac{x}{2a_N^2}\right\} + \gamma_{TN} \exp\left\{-\frac{x}{2a_T^2}\right\} \right] - \exp\left\{-\frac{x}{2a_S^2}\right\} \int_0^{2\theta(x)} \cosh\left(-\frac{x \cos \theta}{2a_D^2}\right) d\theta \right\} \right]. \quad (15)$$

$x = 2a^2$ 일 때는

$$f_{X(n, l)}(x) = \left[ (1-\epsilon) \operatorname{erfc}\left(\frac{a}{\sqrt{2a_N}}\right) + \epsilon \operatorname{erfc}\left(\frac{a}{\sqrt{2a_T}}\right) \right]^2 \delta(x-2a^2). \quad (16)$$

그리고,  $x \leq 0$  이거나  $x > 2a^2$ 일 때는

$$f_{X(n, l)}(x) = 0 \quad (17)$$

이다. 여기서,

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$$

는 상보 오류 함수이고

$$\theta_1(x) = \arcsin \sqrt{1 - \frac{a^2}{x}},$$

i, j = N, T일 때

$$\gamma_u = \sqrt{\frac{\pi a_i^2}{2}} \exp\left\{\frac{a^2}{2a_i^2}\right\} \operatorname{erfc}\left(\frac{a}{\sqrt{2}a_i}\right)$$

$$\beta_T^2 = \left(\frac{1-a_n}{2}\right) \frac{E_b}{T} \cdot b_o + \beta^2 + \sigma_T^2,$$

$$\frac{2}{\beta_S^2} = \frac{1}{\beta_N^2} + \frac{1}{\beta_T^2},$$

$$\frac{2}{\beta_D^2} = \frac{1}{\beta_N^2} - \frac{1}{\beta_T^2}.$$

#### 4. 성능 분석

칩 길이 L이 1일 때, 오류 확률은 다음과 같다.

$$p_l = \frac{1}{2} \Pr\{X(n, D) > Y(n, D) | a_n = -1\} + \frac{1}{2} \Pr\{X(n, D) < Y(n, D) | a_n = 1\}.$$

3장에서 얻은 검파기 출력의 확률 밀도 함수를 쓰면 다음을 얻는다.

$$p_l = \frac{1}{2} \int_0^\infty \int_y^\infty u_X u_Y |_{a_n = -1} dx dy + \frac{1}{2} \int_0^\infty \int_x^\infty u_X u_Y |_{a_n = +1} dy dx. \tag{18}$$

여기서,  $u_X$ 는 식 (13)의 확률 밀도 함수  $f_{X(n, D)}$ 을 뜻하고  $u_Y$ 는  $a_n$ 을  $-a_n$ 으로 바꾼  $u_X$ 이다. 몇 단계의 수학적 계산을 거치면 다음을 얻는다.

$$p_l = (1-\epsilon)^4 \frac{\beta_N^2}{a_N^2 + \beta_N^2} + (1-\epsilon)^2 \epsilon^2 \frac{\beta_T^2}{a_N^2 + \beta_N^2} + 2(1-\epsilon)^3 \epsilon \left[ 1 - \frac{a_N^2}{\sqrt{a_N^2(a_N^2 + \beta_N^2 + \beta_T^2) + \beta_N^2 \beta_T^2}} \right] + (1-\epsilon)^2 \epsilon^2 \frac{\beta_N^2}{a_T^2 + \beta_N^2} + \epsilon^4 \frac{\beta_T^2}{a_T^2 + \beta_T^2} + 2(1-\epsilon) \epsilon^3 \left[ 1 - \frac{a_T^2}{\sqrt{a_T^2(a_T^2 + \beta_N^2 + \beta_T^2) + \beta_N^2 \beta_T^2}} \right] + (1-\epsilon)^3 \epsilon \frac{2\beta_N^2}{\sqrt{\beta_N^2(a_N^2 + a_T^2 + \beta_N^2) + a_N^2 a_T^2}} + (1-\epsilon)^3 \epsilon^3 \frac{2\beta_T^2}{\sqrt{\beta_T^2(a_N^2 + a_T^2 + \beta_T^2) + a_N^2 a_T^2}} + \frac{(1-\epsilon)^2 \epsilon^2}{a_N a_T \beta_N \beta_T} \int_0^\infty \int_0^y \exp\left\{-\frac{x}{2a_S^2}\right\} I_0\left(-\frac{x}{2a_D^2}\right) \exp\left\{-\frac{y}{2\beta_S^2}\right\} I_0\left(-\frac{y}{2\beta_D^2}\right) dx dy \tag{19}$$

여기서,

$$\beta_N^2 = \left(\frac{1-a_n}{2}\right) \frac{E_b}{T} \cdot b_o + \beta^2 + \sigma_N^2,$$

마찬가지로, 제한 제곱 수신기에 대해서 다음을 얻을 수 있다.

$$p_l = \frac{1}{2} \int_0^{2a} \int_x^{2a} v_X v_Y |_{a_n = -1} dx dy + \frac{1}{2} \int_0^{2a} \int_x^{2a} v_X v_Y |_{a_n = +1} dx dy \tag{20}$$

여기서,  $v_X$ 는 3.2에서 얻은 제한 제곱 검파기 출력의 확률 밀도 함수 (14)-(17)을 뜻하고  $v_Y$ 는  $v_X$ 에서  $a_n$ 을  $-a_n$ 으로 바꾼 것이다. 식 (18)-(20)에서 보는 바와 같이 일반적으로 이진 오류 확률에 대한 닫힌 (closed) 식은 얻기 힘들다. 그러므로, 제곱 수신기와 제한 제곱 수신기의 오류 확률을 계산하려면 수치 해석법을 써야 한다.

$$P_e = \sum_{i=\frac{L}{2}+1}^L \left(\frac{L}{i}\right) (1-p_l)^{L-i} p_l^i \tag{21}$$

한편, 경관정을 내릴 때 단일 사용자에 대한 오류 확률을 이진 대칭 채널에서 다음과 같이 쓰면, 동기 다윈 접속 [7] 오류 확률은 다음과 같다.

$$P_{e,K,U} = \left(1 - \left(1 - \frac{1}{K}\right)^{U-1}\right) P_e. \tag{22}$$

여기서, U는 사용자 수, K는 주파수 슬롯 수를 뜻한다.

여러 가지 경우에 오류 확률을 볼 수 있도록 선택성 페이딩의 경우 문턱값 대 잡음 비를 (TNR) 다음과 같이 정의하자.

$$TNR = \frac{a}{\sigma_N^2}$$

또한, 잡음 분산 비를

$$\mu = \frac{\sigma_T^2}{\sigma_N^2},$$

신호 대 간섭 비를

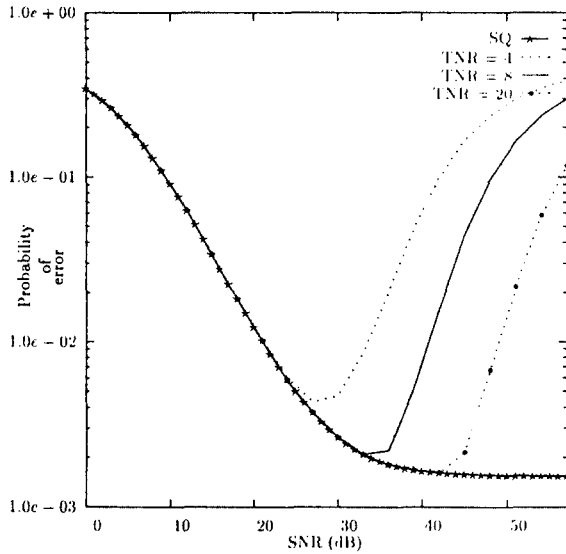


그림 2. 정규 잡음( $\epsilon=0$ ) 선택형 페이딩( $T_0=0.1T_p$ )채널에서  $L=1$ 일 때 TNR이 4, 8, 20인 제한 제곱 수신기와 제곱 수신기의 오류 확률.

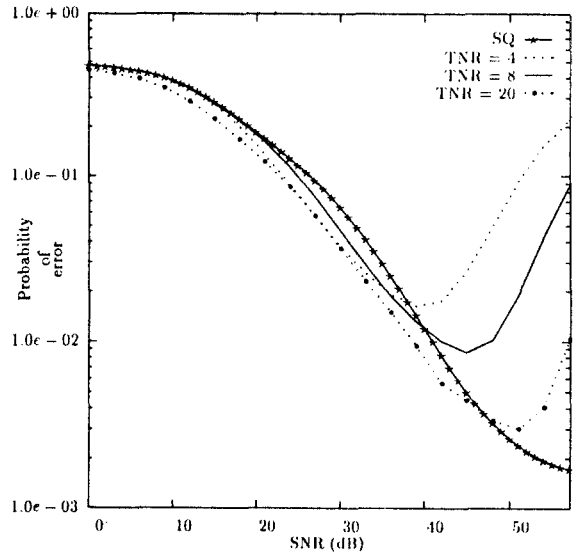


그림 3. 총격성 잡음( $\epsilon=0, \mu=100$ ) 선택형 페이딩( $T_0=0.1T_p$ )채널에서  $L=1$ 일 때 TNR이 4, 8, 20인 제한 제곱 수신기와 제곱 수신기의 오류 확률.

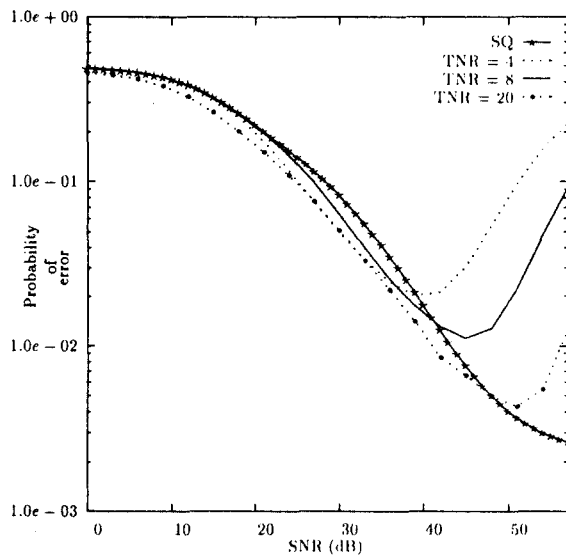


그림 4. 총격성 잡음( $\epsilon=0, \mu=100$ ) 선택형 페이딩( $T_0=0.5T_p$ )채널에서  $L=1$ 일 때 TNR이 4, 8, 20인 제한 제곱 수신기와 제곱 수신기의 오류 확률.

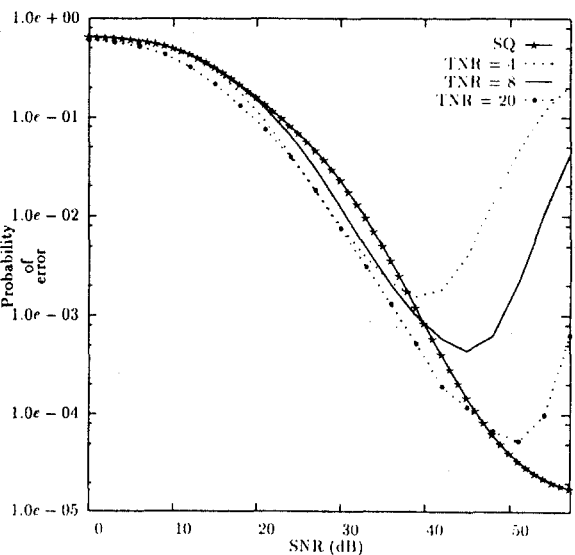


그림 5. 총격성 잡음( $\epsilon=0, \mu=100$ ) 선택형 페이딩( $T_0=0.1T_p$ )채널에서  $L=4$ 일 때 TNR이 4, 8, 20인 제한 제곱 수신기와 제곱 수신기의 오류 확률.

$$SIR = 10 \log_{10} \left( \frac{b_0}{\sum_{j=0}^{J-1} S_j} \right)$$

라 하자. 여기서  $S_j = \sum_{m \in N_j} b_m$  이며  $N_j$ 는  $[JT_c, (J+1)T_c]$  구간의 모든 경로를 나타낸다.

전산모의실험에서는 SIR=0dB로, 자연  $r_m$ 의 최대 가능값  $T_0$ 를 선택성의 측도로, 또  $T_0 \in (0, T_c)$ 라 두었다. 잡음에 충격 성분이 없고, 선택성 ( $T_0 = 0.1T_c$ ) 페이딩이며, 칩 수가 1일 때의 오류 확률이 그림 2에 나타나 있다.  $L=1, \epsilon = 0.1, T_0 = 0.1T_c, \mu=100.0$ 이고 TNR 값이 4.0, 8.0, 20.0일 때 오류 확률을 그림 3에 보였다. 그림 4에는 그림 3에서보다 ( $T_0 = 0.1T_c$ ) 더 선택성인 때의 ( $T_0 = 0.5T_c$ ) 오류 확률을 보였다. 여기서,  $SNR = 10 \log_{10} [E_b / ((1-\epsilon)\sigma_N^2 + \epsilon\sigma_T^2)]$ 이다. 한편  $\epsilon = 0.1, T_0 = 0.1T_c, \mu = 100.0$ 이고  $L = 4$ 일 때 오류 확률을 그림 5에 보였다. 끝으로, 그림 6에  $\epsilon = 0.1, T_0 = 0.1T_c, \mu = 100.0, L=2, K=20$ 이고  $U=10$ 일 때의 오류 확률을 보였다.

SNR이 낮을 때, 충격성 잡음 환경에서 제한 제곱 수신기의 성능은 제곱 수신기보다 좋다. 보기를 들면, 그림 5에  $P_e = 10^{-3}$ 일 때 TNR = 20인 제한 제곱 수신

기는 제곱 수신기에 견주어 3dB쯤 더 좋다. 그 까닭은 제한기의 TNR이 알맞으면 충격성 잡음의 영향을 줄여 주기 때문이다.

그와 반대로 SNR이 높을 때는 TNR이 작다면 제곱 수신기가 제한 제곱 수신기에 견주어 좋은 성능을 보인다. 보기를 들어, 그림 5를 보면  $P_e = 10^{-4}$ 일 때 TNR = 20인 제한 제곱 수신기의 SNR은 54dB이지만 제곱 수신기의 SNR은 48dB이다. 이것은 다음과 같이 설명할 수 있다. SNR이 높으면 큰 진폭신호의 효과가 문턱값 준위  $a$ 로 제한되기 때문에 제한 제곱 수신기의 제한 효과가 진폭이 큰 전송 신호를 완전히 이용하는 것을 막는다. 그러므로, TNR이 알맞지 않으면 제한 제곱 수신기는 제곱 수신기보다 떨어지는 성능을 나타낸다.

일반적으로 TNR이 커지면 제한 제곱 수신기의 성능은 제곱 수신기의 성능에 가까워지는데 이는 TNR이 무한대일 때 제곱 수신기는 제한 제곱 수신기이므로 자연스러운 결과이다. 이것을 그림 6에서 뚜렷하게 볼 수 있다. 또한, TNR이 문턱값보다 높으면 제한 제곱 수신기가 제곱 수신기보다 좋은 성능을 나타냄을 볼 수 있으며 TNR의 최적값이 있음을 알 수 있다. 물론 문턱값과 최적값은  $\epsilon, \mu, SNR$ 과  $T_0$  값을 따라 달라지게 된다.

### 5. 맺음말

이 논문에서는 제한 제곱 검파기와 제곱 검파기를 쓰는 고속 주파수 도약 대역 확산-이진 주파수 천이 키잉 통신 계통의 성능 특성을 살펴보았다. 채널은  $\epsilon$  혼합 잡음, 선택 페이딩 채널로 모형화하였다.

그리고, 제곱 검파기와 제한 제곱 검파기의 출력 확률 밀도 함수를 써서  $\epsilon$  혼합 잡음, 페이딩 특성, 다중 사용자와 다중 칩 도약일 때 수치 해석을 통해서 고속 주파수 도약 대역 확산-이진 주파수 천이 키잉 통신 계통의 오류 확률을 얻었다.

TNR이 알맞고 SNR이 낮을 때 제한 제곱 수신기가 제곱 수신기에 견주어 좋은 성능을 나타냄을 보였다. 한편 SNR이 높고 TNR이 작다면 제곱 수신기가 제한 제곱 수신기에 견주어 좋은 성능을 나타낸다.

### 참고문헌

1. B. Solaiman, A. Glavieux, and A. Hillion.

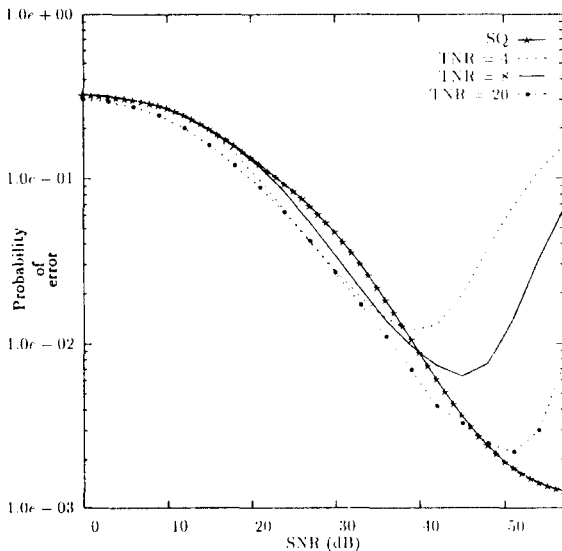


그림 5. 충격성 잡음( $\epsilon=0, \mu=100$ ) 선택성 페이딩( $T_0=0.1T_c$ )채널에서  $L=4$ 일 때 TNR이 4, 8, 20인 제한 제곱 수신기와 제곱 수신기의 오류 확률.

"Error probability of fast frequency hopping-spread spectrum with BFSK modulation in selective Rayleigh and selective Rician fading channels," *IEEE Tr. Comm.*, vol. COM-38, pp.233-240, Feb. 1990.

2. E. A. Geraniotis and M. B. Pursley, "Error probabilities for slow-frequency-hopped spread spectrum multiple access communications over fading channels," *IEEE Tr. Comm.*, vol.COM-30, pp.996-1009, May 1982.
3. V. D. Chelyshev, "Limiting sensitivity of reception in atmospheric noise conditions," *Telecomm., Radio Eng.*, vol. 27, pp.82-85, May 1973.
4. E. N. Skomal, "Distribution and frequency dependence of unintentionally generated man-made VHF/UHF noise in metropolitan areas," *IEEE Tr. Electromagnetic Comp.*, vol. EMC-7, pp.263-278, Sep. 1965.
5. S. A. Kassam and H. V. Poor, "Robust techniques for signal processing: A survey," *IEEE Proc.*, vol. 73, pp.433-481, Mar. 1985.
6. S. I. Park, *Performance of FHSS Communication Systems over Channels with Impulsive Noise and Multipath Fading*, M.S.E. Thesis, Dept. EE, KAIST, Taejon, Korea, Dec. 1993.
7. M. V. Hedge and W. E. Stark, "Capacity of frequency-hop spread spectrum multiple access communication systems," *IEEE Tr. Comm.*, vol. COM-38, pp.1050-1059, July 1990.

朴 聖 日 (Seong Ill Park)

정회원

1968년 5월 19일

1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사  
 1993년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
 1993년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사 과정  
 1995년 3월~현재: 대우전자 연구원  
 1995년 9월~현재: 일본 쓰쿠바대학 연수생  
 ※주관심 분야: 이동 통신, 통계학적 신호처리

柳 尙 佑 (Sangwoo Ryu)

정회원

1972년 2월 24일

1994년 2월: 연세대학교 전자공학과 공학사  
 1994년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사 과정  
 ※주관심 분야: 통계학적 신호처리, 배열 신호처리



宋 翹 鎬(Ickho Song)

정희원

李 成 魯(Seong Ro Lee)

정희원

1960년 2월 20일

1982년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학사 (준 최우등)  
 1984년 2월 : 서울대학교 전자공학과 공학석사  
 1985년 8월 : 펜실베니아 대학교 전기공학과 공학석사  
 1987년 5월 : 펜실베니아 대학교 전기공학과 공학박사  
 1987년 3월~1988년 2월 : 벨 통신연구소 연구원  
 1988년 3월~1991년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수  
 1991년 9월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수  
 1995년 2월~현재 : 한국통신학회 논문지 편집위원  
 1991년 11월 : 한국통신학회 학술상  
 1993년 11월 : 한국음향학회 우수연구상  
 ※주관심 분야 : 통계학적 신호 처리, 신호검파, 스펙트럼 추정, 이동통신

1959년 10월 28일

1987년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학사  
 1990년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학석사  
 1990년 3월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정  
 ※주관심 분야: 통계학적 신호처리

金 炯 明(Hyung Myung Kim)

정희원

1952년 10월 24일

1974년 2월 : 서울대학교 공학사  
 1982년 4월 : 피츠버그 대학교 전기공학과 공학석사  
 1985년 12월 : 피츠버그 대학교 전기공학과 공학박사  
 1986년 4월~1992년 8월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 조교수  
 1992년 9월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 부교수  
 ※주관심 분야 : 디지털 신호와 영상처리, 다차원 시스템 이론, 비디오신호 전송 이론