

부분대역 재밍잡음하에서 선형다이버시티를 고려한  
FH/CPFSK 시스템의 성능 분석

準會員 郭 振 圭\* 正會員 朴 鎮 秀\*

Performance Analysis of the FH/CPFSK System  
with the Linear-Diversity under the Partial-band  
Jamming Noise

Jin Kyu Kwak\*, Jin Soo Park\* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 리미터-변별기 검파방식과 Integrate-and-Dump 필터링을 하는 FH/CPFSK 시스템에 다이버시티를 적용하여 시스템의 성능을 분석하였고, 시스템을 평가하는데 있어서 열잡음과 부분대역 재밍 잡음, 인접한 8개의 Bit 패턴에 대한 심볼간 간섭, FM 잡음 클릭을 고려하였다.

그 결과, 최악의 재밍환경하에서 다이버시티를 고려한 시스템의 성능은 열잡음이 존재하는 경우( $E_b/E_0 = 15dB$ ) 다이버시티를 고려하지 않은 시스템의 성능보다 약 5dB정도 감소되었지만, 열잡음을 무시한 경우에는 다이버시티를 고려하지 않은 시스템의 성능보다 약 16dB정도 개선됨을 입증하였다.

Abstract

In this paper, we analyzed the performances of system considering diversity for FH/CPFSK system with limiter-discriminator detection and integrate-and-dump post-detection filtering. And, we considered thermal noise and partial-band jamming noise, intersymbol interference for all eight of the possible adjacent bit data patterns, FM noise clicks for evaluating systems.

In result, the performance of FH/CPFSK system with diversity under the worst-case partial-band jamming noise degraded about 5dB rather than that of without diversity when we considered the thermal noise but improved about 16dB rather than that of without diversity when we ignored the thermal noise.

\*清州大學校 電子工學科  
Dept. of Elec. Eng. Chong Ju Univ.  
論文番號 : 93244  
接受日字 : 1993年 12月 16日

I. 서 론

주파수 도약 대역 확산(FH/SS : Frequency Hopping / Spread Spectrum) 통신 방식은 통신 링크(Link)

에서 광대역으로 확산하여 통신을 행하기 때문에 주파수 대역이 고의적인 전파방해(Jam)나 각종 잡음 및 페이딩(Fading)에 영향을 받더라도 쉽게 극복할 수 있으므로 주로 군사용 통신이나 위성 통신 및 HF 통신 등에 많이 응용되고 있다.

FH 방식에서 도약 속도는 비트율(Bit Rate)에 관계되고, 높은 비트율로 전송을 하려면 필연적으로 도약기(Hopper)와 역도약기(Dehopper)의 하드웨어적인 제약이 따르게 되므로, 대부분의 FH 시스템은 하나의 도약에 다수의 비트를 전송하는 완도약(Slow Hopping) FH 시스템을 채택하여 사용하고 있다. 하지만 추종 재머(Follower Jammer)와 같은 지능적인 재머의 재밍은 절대적으로 도약률(Hop Rate)에 의해 좌우되므로, 높은 도약률의 데이터는 광대역 현상이 발생하게 된다. 따라서, 단순한 비동기 MFSK(M-ary Frequency Shift Keying)나 DPSK(Differential Phase Shift Keying)보다는 차라리 대역폭을 효율적으로 이용할 수 있는 연속 위상 변조(Continuous Phase Modulation: CPM) 형태의 변조 기법인 CPFSK(Continuous Phase FSK)를 스펙트럼 확산 통신 방식에 많이 적용시키고 있다.<sup>(1)</sup>

이와같은 FH/CPFSK 시스템은 이용가능한 스펙트럼을 효율적으로 사용할 뿐만 아니라 잡음 재밍하에서 리미터-변별기(Limiter-Discriminator) 검파를 하면 MFSK 시스템보다 4dB 정도 향상된 성능을 얻을 수 있을 것이다.<sup>(2)</sup> 따라서 FH/CPFSK 시스템의 대역폭을 좀 더 효율적으로 운영한다면 더욱 컴팩트한 FH 신호의 대역폭을 얻을 수 있을 뿐만 아니라 수

행 이득을 증대시킬 수 있고, 또 다중 접근 통신 시스템(Multiple-Access Communication System)에서는 더 많은 사용자를 할당하는데 이용할 수 있을 것이다.<sup>(3)</sup>

현재 FH/CPFSK에 대한 대부분의 연구 발표된 문헌들은 군사적으로 해석되었거나, 열잡음(Thermal Noise)을 무시하였으며, 특히 톤 재밍(Tone Jamming)에 대한 해석은 하지 않고 있을 뿐만 아니라 일반적으로 재밍하에서 FH/CPFSK 시스템에 대한 최적 이용과 최적 설계를 위한 가장 적당한 파라메타 값을 유도하지 않고 시스템을 분석하였다. 따라서 본 논문에서는 시스템을 평가하는데 있어서 열잡음과 부분대역 재밍 잡음, 인접채널의 비트 패턴에 대한 심볼 간 간섭 및 FM 검출 방법을 고려하였고, 리미터-변별기 검파 방식과 Integrate-and Dump 필터링을 하는 FH/CPFSK 시스템에 다이버시티를 적용하여 시스템의 성능을 분석하고, 최적설계를 위한 파라메타 값을 유도함으로써 열잡음과 부분대역 재밍하에서 시스템의 성능을 개선시키고자 한다.

## II. FH/CPFSK 시스템

다이버시티를 고려한 FH/CPFSK 시스템 모델을 그림 1에 나타내었다. 여기에서 이진 데이터 열(Binary Data Stream)  $d(t)$ 는 주기가 T이고, 진폭이  $\pm 1$ 인 펄스의 열이며 수신기의 IF 필터 입력에서 신호  $r(t)$ 는

$$r(t) = A \cos[\omega_0 t + \theta_m(t)] + n(t) \quad (1)$$

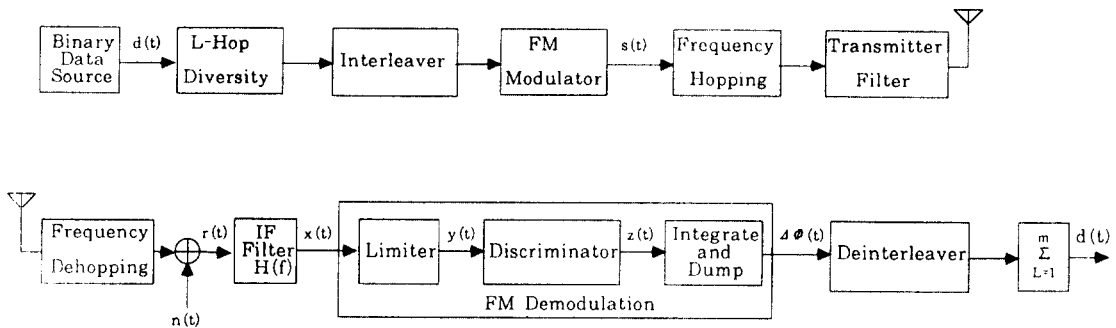


그림 1. 다이버시티를 적용한 FH/CPFSK 시스템의 송·수신기 블록도.

Fig 1. Block Diagram of Transmitter and Receiver of FH/CPFSK System with Diversity.

이다. 식 (1)에서  $\omega_0 = 2\pi f_0$ 는 IF 필터의 중심주파수이고,  $\theta_m(t)$ 는 FM 변조후의 Data 위상으로서

$$\theta_m(t) = 2\pi f_d \int_{-\infty}^t d(\tau) d\tau \quad (2)$$

로 주어진다. 여기에서  $f_d$ 는 Data Frequency Offset이다. 잡음항  $n(t)$ 는

$$n(t) = \begin{cases} n_0(t) & : \text{Hop was not Jammed} \\ n_0(t) + n_j(t) & : \text{Hop was jammed} \end{cases}$$

로 주어지며  $n_0(t)$ 는 양측 스펙트럼  $N_0/2$ 인 상가성 백색 가우시언 잡음(Additive White Gaussian Noise)이고,  $n_j(t)$ 는 양측 스펙트럼  $N_j/2$ 인 재밍 잡음이다.

IF 필터의 전달함수  $H(f)$ 는 저역통과 필터의 전달함수  $H_0(f)$ 로 모델화 될 수 있고, 이것의 출력은 IF신호의 진폭을 제거하는 리미터를 통과하므로, 리미터의 출력  $y(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$y(t) = \cos[\omega_0 t + \phi(t) + \eta(t)] \quad (3)$$

여기에서  $\phi(t)$ 와  $\eta(t)$ 는<sup>(4)</sup> 각각

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{h_0(t) \cdot \sin \theta_m(t)}{h_0(t) \cdot \cos \theta_m(t)} \quad (4)$$

$$\eta(t) = \tan^{-1} \frac{n_s(t)}{\sqrt{2\rho(t) + n_c(t)}} \quad (5)$$

과 같이 주어지는 신호위상과 잡음위상이고,  $\eta(t)$ 에서  $n_c(t)$ 와  $n_s(t)$ 는 영평균과 단위분산을 가지는 독립가우시언 변수이며,  $\rho(t)$ 는 다음과 같이 주어지는 신호 대 잡음비<sup>(4)</sup>이다.

$$\rho(t) = \frac{E_0}{N_0} \frac{a^2(t)}{BT} \quad (6)$$

여기에서  $a(t)$ 는 그것의 제곱이

$$a^2(t) = [h_0(t) \cdot \cos \theta_m(t)]^2 + [h_0(t) \cdot \sin \theta_m(t)]^2 \quad (7)$$

과 같이 주어지는 정규화된 신호의 진폭이다.

신호 파형과 잡음 파형이 혼합된 파형이 디지털 FM 수신기에서 처리될 때, 그것의 전체 위상함수는 FM 변별기에서 추출된다. 따라서 그림 1에서 리미터-변별기의 출력은

$$Z(t) = \phi(t) + \eta(t) \quad (8)$$

로 주어지고, Integrate-and-Dump 필터는 이 도함수를 재적분하여 차분위상  $\Delta\Phi(t)$ 를 생성한다.

$$\begin{aligned} \Delta\Phi(t) &= \phi(t) - \phi(t-T) + [\eta(t) - \eta(t-T)] \cdot \text{mod}(2\pi) + 2\pi N(t-T, t) \\ &= \Delta\phi(t) + \Delta\eta(t) + 2\pi N(t-T, t) \end{aligned} \quad (9)$$

여기에서 클릭의 수인 확률 변수  $N(t-T, t)$ 는 시간  $(t-T, t)$ 에서 포아송 분포를 갖는 이산 확률 변수이고, 클릭의 평균수  $\bar{N}$ 은 다음과 같이 주어지는 값이다.<sup>(4)</sup>

$$\bar{N} = -\frac{1}{2\pi} \int_{t-T}^t \phi(t) \exp[-\rho(t)] dt \quad (10)$$

따라서 클릭을 포함한 차분 위상  $\Delta\Phi(t)$ 의 확률밀도함수는 상가성 잡음 성분과의 결합 분포이므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$p(\psi | \beta) = \sum_{n=0}^{\infty} \Pr\{N=n\} \cdot p(\psi + 2\pi n) \quad (11)$$

여기서

$$p(\psi) = \frac{1-r^2}{4\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{e^{-E} \cos t}{[1-r \cos \psi \cos t]^2} \left[ 1-E + 2 \frac{U-Wr \cos \Delta\phi}{1-r^2} \right] dt \quad (12)$$

$$E = \frac{U-V \sin t - W \cos(\Delta\phi - \psi) \cos t}{1-r \cos \psi \cos t} \quad (13)$$

$$U = (\rho_1 + \rho_2)/2 \quad (14)$$

$$V = (\rho_1 - \rho_2)/2 \quad (15)$$

$$W = \sqrt{\rho_1 \cdot \rho_2} = \sqrt{U^2 - V^2} \quad (16)$$

이다. 따라서 확률  $\Pr\{\psi_1 < \psi < \psi_2\}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \Pr\{\psi_1 < \psi < \psi_2\} &= F(\psi_2) - F(\psi_1) \\ &= \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{e^{-E}}{4\pi} \left[ \frac{W \sin(\Delta\phi - \psi_2)}{U - V \sin t - W \cos(\Delta\phi - \psi_2) \cos t} \right] dt \end{aligned}$$

$$+ \frac{r \sin \psi_2}{1 - r \cos \psi_2 \cos t} \Big] dt \quad (17)$$

$$- \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{e^{-E}}{4\pi} \left[ \frac{W \sin(\Delta\phi - \psi_1)}{U - V \sin t - W \cos(\Delta\phi - \psi_1) \cos t} + \frac{r \sin \psi_1}{1 - r \cos \psi_1 \cos t} \right] dt \quad (17)$$

### III. FH/CPFSK 시스템의 오류 확률 계산

II 장에서 전개한 이론적 배경을 토대로 III 장에서는 열잡음과 부분대역 채밍 잡음을 포함한 FH/CPFSK 시스템의 오류확률을 구하고 성능을 분석하였다.

부분대역 채밍이 가정되었기 때문에 조건부 pdf는

$$p(\psi|\beta) = (1-\gamma) \sum_{n=0}^{\infty} \Pr\{N=n; \rho_N, \beta\} \cdot p(\psi + 2\pi n; \rho_N, \beta) + \gamma \sum_{n=0}^{\infty} \Pr\{N=n; \rho_T, \beta\} \cdot p(\psi + 2\pi n; \rho_T, \beta) \quad (18)$$

이 된다. 여기에서  $\gamma$ 는 채밍 Fraction이고,  $\beta$ 는 개개의 패턴에 대응하는 파라미터를 나타낸다. 또한  $\rho_N = \frac{1}{L} \frac{E_b}{N_0} \frac{a^2(t)}{BT}$  은 Jam되지 않은 SNR이고,  $\rho_T = \frac{1}{L} \frac{E_b}{N_0 + N_J} \frac{a^2(t)}{BT} = \frac{1}{L} \frac{E_b}{N_0 + N_J/\gamma} \frac{a^2(t)}{BT}$  는 Jam된 SNR이다. 식의 간략화를 위하여  $\Pr\{N=n; \rho, \beta\}$ ,  $p(\psi; \rho, \beta)$ , 그리고  $F(\psi; \rho, \beta)$ 를 다음과 같이 정의한다.

	$\Pr\{N=n; \rho, \beta\}$	$p(x; \rho, \beta)$	$F(\psi; \rho, \beta)$
$\rho = \rho_N(\text{Unjammed})$	$p_{0,n}$	$q_0(x)$	$F_0(\psi)$
$\rho = \rho_T(\text{Jammed})$	$p_{1,n}$	$q_1(x)$	$F_1(\psi)$

채밍에 대한 다이버시티 이득을 얻기 위하여 각각의 Data는 L번 반복 전송되므로 주기  $T(T=T_b/L)$ 를 갖는 L개의 서로다른 위상 표본  $\Delta\Phi_i (i=1, 2, \dots, L)$ 는 잡음이 시간과 주파수에 대해 독립적으로 부가되므로 모두 통계적으로 독립이다.

먼저 다이버시티에 대한 이득을 논증하기 위해  $L=2$ 인 경우를 고려할 때, "1"의 데이터가 전송되었다

고 가정하면 두 표본에 대한 결합 pdf에 대한 조건부 확률은

$$P(e|\beta) = \Pr\{X+Y < 0|\beta\} = 1 - \int_{-\pi-\Delta\phi}^{\pi+\Delta\phi} \int_{-x}^{\pi-\Delta\phi} p(x|\beta)p(y|\beta) dx dy \quad (19)$$

이 된다. 이 식을 전개하기 위해 식 (18)를 대입하고, 식 (18)에서 차분위상 확률밀도 함수  $p(\psi + 2\pi n; \rho, \beta)$ 는 식 (11)을, 클럭의 평균수  $\Pr\{N=n; \rho, \beta\}$ 는 식 (10)을 대입하면 다음과 같이 된다.

$$P(e|\beta) = \sum_{i=0}^L \sum_{j=0}^L \binom{L}{i+j} (1-\gamma)^{2-(i+j)} \gamma^{i+j} P(i, j|\beta) \quad (20)$$

여기에서

$$P(i, j|\beta) = 1 - p_{i,0} p_{j,0} - p_{i,1} p_{j,0} P_1(i, j|\beta) - p_{i,0} p_{j,1} P_1(j, i|\beta) + p_{i,0} p_{j,0} P_2(i, j|\beta) \quad (21)$$

$$P_1(i, j|\beta) = F_j(\Delta\phi + \pi) [F_i(\Delta\phi + \pi) - F_i(-\Delta\phi + \pi)] - \int_{\Delta\phi + \pi}^{\Delta\phi + \pi} q_i(x) F_j(-x) dx \quad (22)$$

$$P_2(i, j|\beta) = -F_j(\Delta\phi - \pi) [F_i(-\Delta\phi + \pi) - F_i(\Delta\phi + \pi)] + \int_{\Delta\phi - \pi}^{\Delta\phi + \pi} q_i(x) F_j(-x) dx \quad (23)$$

이 오류확률을 고려하는데 있어서 심볼간 간섭(Intersymbol Interference)은 현재의 비트에 간섭한 두 비트만이 시스템의 응답에 중요한 역할을 하므로 "1"을 전송했을때 가능한 비트 패턴은 111, 010, 011, 110이 되므로 비트 오류확률은 이들 개개의 비트패턴에 대한 평균값으로서 주어진다<sup>(5)</sup>. 따라서 비트오류 확률은

$$P_b = \frac{1}{4} [P(e|111) + P(e|010) + 2P(e|110)] \quad (24)$$

이 되고, 이 비트오류확률을 평가하는데 관련된 파라메타들은 다음과 같다.

#### A. "111" Bit Pattern

이 비트 패턴의 경우 FM 변조후의 Data 위상은 직선이므로, 위상 시퀀스 제외한다면 신호위상  $\Delta\phi$ 와

파라메타  $U$ ,  $V$ , 그리고 클릭의 평균수  $\bar{N}$ 는 다음과 같이 된다.

$$\Delta\phi = \pi h, U = R_d, V = 0, \bar{N} = \frac{h}{2} \exp(-R_d) \quad (25)$$

여기서

$$R_d = \frac{E_b}{N_0} \frac{\left| H\left(\frac{2T}{h}\right) \right|^2}{BT} \quad (26)$$

### B. "010" Bit Pattern

이 비트 패턴의 경우, FM 변조후의 신호위상  $\theta(t)$ 는 연평균과 원점에서 Peak인 삼각 Pulse파이다. 이때, IF 필터가 단지 이들 Fourier 급수의 조화파를  $f = 1/T$ 까지만 통과시킨다면, 신호위상  $\Delta\phi$ 와 파라메타  $U$ ,  $V$ , 그리고 클릭의 평균수  $\bar{N}$ 는 다음과 같이 된다.

$$\Delta\phi = 2 \tan^{-1} \frac{m}{1-n}, U = R_a, V = 0$$

$$\bar{N} = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{d}{dx} \left\{ \tan^{-1} \frac{-m \cos x}{1-n \cos 2x} \right\} \cdot \frac{1}{2}$$

$$\exp \left\{ -R_a \frac{[1-n \cos 2x]^2 + m^2 \cos^2 x}{(1-n)^2 + m^2} \right\} dx \quad (27)$$

여기에서

$$m = 2 \left| H\left(\frac{1}{2T}\right) \right| \frac{h^2}{1-h^2} \cot \frac{\pi h}{2} \quad (28)$$

$$n = 2 \left| H\left(\frac{1}{T}\right) \right| \frac{h^2}{4-h^2} \quad (29)$$

$$R_a = \frac{E_b}{N_0} \operatorname{sinc}^2 \left( \frac{\pi h}{2} \right) \frac{(1-n)^2 + m^2}{BT} \quad (30)$$

### C. "011" Bit Pattern과 "110" Bit Pattern

비트 패턴 011, 110 앞의 두 비트 패턴의 시스템 응답을 사용하여 비트 오류 확률을 구할 수 있다. 110 비트 패턴은 중간 bit에 이룰때까지는 "All Ones" 비트 패턴이고 그 다음은 "Alternating One-Zero" 패턴이다. 따라서 중간 bit 부근에서의 시간응답은 근사적으로 111, 010 비트 패턴의 반과 같다. 그래서 110 비트 패턴에 대한 비트 위상변화와 클릭의 평균수는 근사적으로 다음과 같이 된다.

$$\Delta\Phi(110) \approx 0.5 \cdot [\Delta\Phi(010) + \Delta\Phi(111)]$$

$$\bar{N}(110) \approx 0.5 \cdot [\bar{N}(010) + \bar{N}(111)] \quad (31)$$

$$U = \frac{R_a + R_d}{2}, \quad V = \frac{R_a - R_d}{2}$$

## IV. FH/CPFSK 시스템의 컴퓨터 시뮬레이션 및 검토

열잡음과 부분대역 재밍 잡음, 그리고 다이버시티를 고려한 FH/CPFSK 시스템에서 리미터-변별기 검파방식을 가정하면 식(24)와 같은 오류 확률식을 얻게 된다. 따라서 본 논문에서는 리미터-변별기 검파 방식을 가정하고 다이버시티를 고려한 FH/CPFSK 시스템의 타당성을 검토하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

부분 대역 재밍하에서 FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하기 위하여 파라메타적인 것들을 먼저 구하였다. 그 결과를 요약하면 높은 SNR에서  $h=0.7$ ,  $D=1.0$ 이었고, SIR(Signal to Interference Ratio) 값은 높을수록 좋으나  $10^{-5}$  이상의 성능을 얻으려면 적어도 SIR 값은 20dB 이상은 되어야 한다. 이 결과를 토대로 부분대역 재밍과 다이버시티를 고려한 FH/CPFSK 시스템에서 열잡음을 고려하지 않은 경우와, 열잡음을 고려한 경우로 나누어 분석하였다.

먼저, 열잡음을 고려한 경우, 다이버시티 이득을 얻을 수 있는가를 검토하기 위해  $E_b/N_0$ 를 15dB로 고정시켜 두고, 재밍 Fraction  $\gamma$ 을 1, 0.5, 0.2, 0.1, 0.05, 0.02, 0.01, 0.005, 0.002, 0.001로 변화시키면서 비트 에너지 대 재밍 잡음 밀도비  $E_b/N_j$ 에 대한 오류 확률을 Hop의 도약수  $L$ 이 1인 경우와 2인 경우로 나누어 구하였다. 그 결과, 그림 2와 그림 3에 나타낸 바와 같이  $L=2$ 인 경우의 재밍에 대한 성능이 더 나쁘게 나타남을 알 수 있었다. 따라서 이와 같은 결과가 나타남에 대한 이유를 분석하기 위해 이번에는 열잡음을 무시하고 동일한 방법으로 재밍에 대한 성능을 분석하여 보았다. 그 결과, 그림 4와 그림 5에 나타낸 바와 같이 이번에는  $L=2$ 인 경우의 성능이 더욱더 우수함을 알 수 있었다.

이 결과를 토대로 저자는 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

열잡음의 존재하에서 다이버시티를 고려한 경우,

동일한 비트구간에서 전력은 제한되어 있으므로 1Bit의 전력으로 1도약을 시켜 전송하는 것보다 1/2Bit의 전력으로 2도약을 시켜 전송하는 경우가 오히려 상대적으로 더 많은 열잡음을 경험하게 되므로 열잡음에 의해 성능이 더 감소된다. 하지만 열잡음이 존재하지 않는 경우에는 다이버시티를 고려한 경우가 열잡음에 대한 영향력을 받지 않으므로 충분한 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있었다.

다음, 최악의 재밍환경하에서 다이버시티를 고려한 시스템의 성능은 열잡음이 존재하는 경우 어느정도 감소되고, 열잡음이 존재하지 않는 경우 어느정도 개선되는가를 알아보기 위해, 먼저  $\gamma$ 값을  $1 \sim 10^{-4}$ 까지 변화시키면서 비트 오류 확률  $P(e)$ 값을 최대로 하는 재밍 Fraction  $\gamma_{wc}$ 를 구한 후  $\gamma = \gamma_{wc}$ 일때  $E_b/N_j$ 값을 변화시키면서 비트 오류 확률  $P(e)$ 값을 구하여 그림 6과 그림 7에 나타내었다. 그 결과  $E_b/N_0 = 15dB$ 일때 다이버시티를 고려한 경우 시스템의 성능이 약 5dB정도 감소되지만 열잡음을 무시한 경우에는 다이버시티를 고려하지 않은 경우보다 다이버시티를 고려한 경우의 성능이 약 16dB 정도의 개선됨을 알 수 있었다.

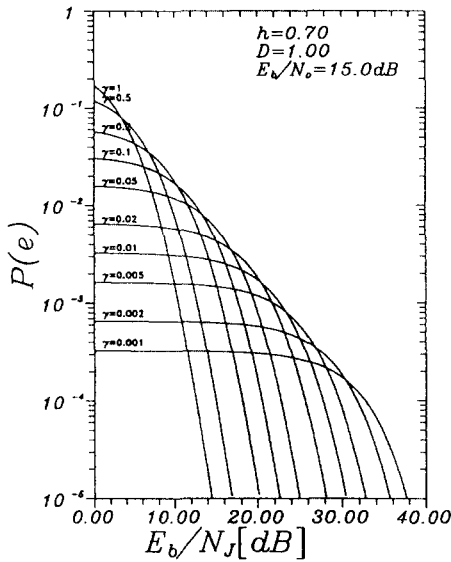


그림 2. 부분대역 재밍하에서  $L=1$ ,  $E_b/N_0 = 15.0dB$ 일 때,  $\gamma$ 와  $E_b/N_j$ 에 따른 비트 오류 확률.

Fig 2. When  $L=1$ ,  $E_b/N_0 = 15.0dB$  under the partial-band jamming, bit error probability due to  $\gamma$  and  $E_b/N_j$ .

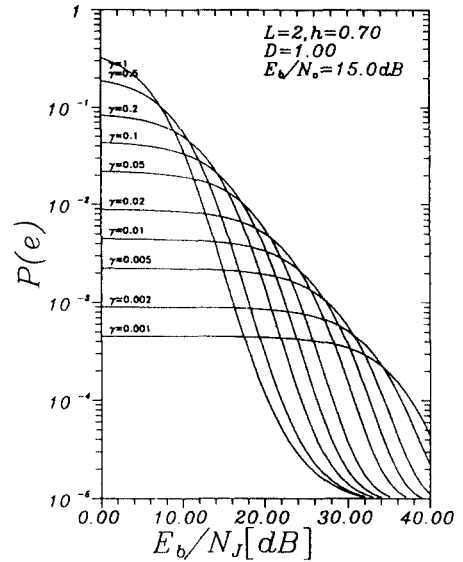


그림 3. 부분대역 재밍하에서  $L=2$ ,  $E_b/N_0 = 15.0dB$ 일 때,  $\gamma$ 와  $E_b/N_j$ 에 따른 비트 오류 확률.

Fig 3. When  $L=2$ ,  $E_b/N_0 = 15.0dB$  under the partial-band jamming, bit error probability due to  $\gamma$  and  $E_b/N_j$ .

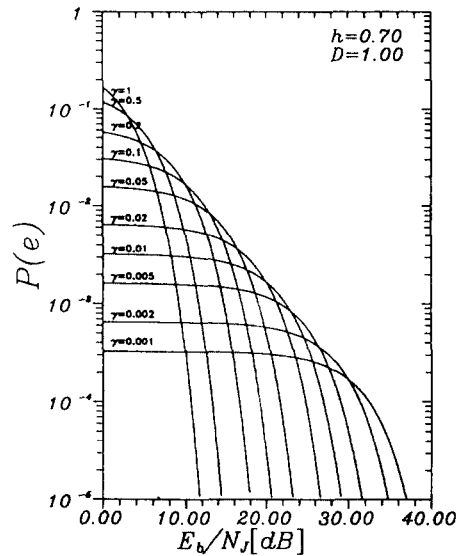


그림 4. 부분대역 재밍하에서 열잡음을 무시한 경우,  $\gamma$ 와  $E_b/N_j$ 에 따른 비트 오류 확률( $L=1$ ).

Fig 4. When thermal noise was ignored under the partial-band jamming, bit error probability due to  $\gamma$  and  $E_b/N_j$  ( $L=1$ ).

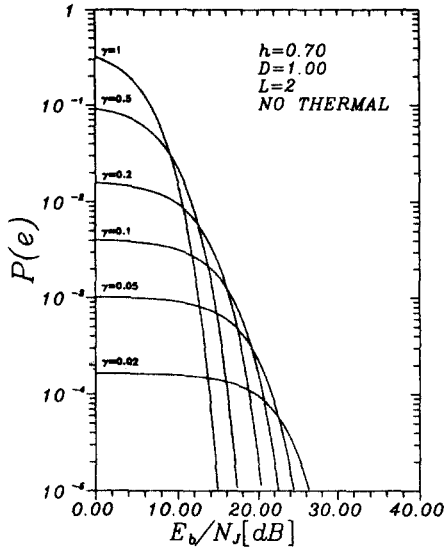


그림 5. 부분대역 재밍하에서 열잡음을 무시한 경우,  $\gamma$ 와  $E_b/N_j$ 에 따른 비트 오류 확률( $L=2$ ).

Fig 5. When thermal noise was ignored under the partial-band jamming, bit error probability due to  $\gamma$  and  $E_b/N_j$  ( $L=2$ ).

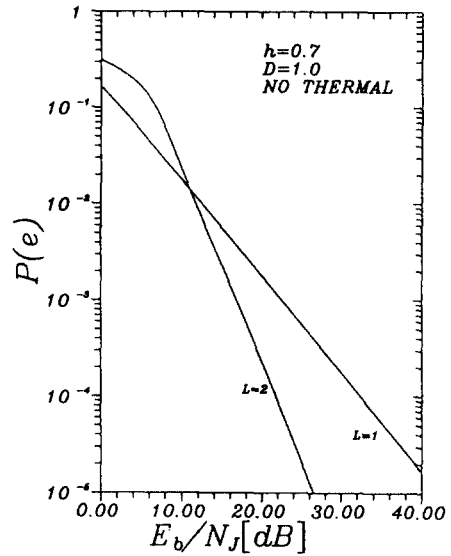


그림 7. 열잡음을 무시하였을때, 최악의 재밍 Fraction  $\gamma_{wc}$ 에서  $E_b/N_j$ 에 따른 비트 오류 확률.

Fig 7. When thermal noise ignore and jamming fraction is worst-case, bit error probability due to  $E_b/N_j$ .

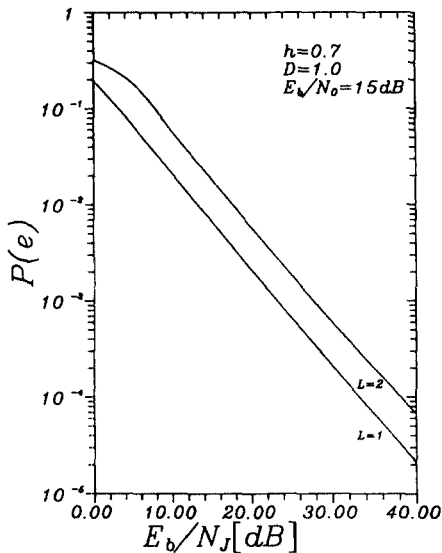


그림 6.  $E_b/N_0=15.0dB$ 일때, 최악의 재밍 Fraction  $\gamma_{wc}$ 에서  $E_b/N_j$ 에 따른 비트 오류 확률.

Fig 6. When  $E_b/N_0=15.0dB$  and jamming fraction is worst-case, bit error probability due to  $E_b/N_j$ .

### V. 결 론

FH/CPFSK 확산 통신 시스템에 대한 대부분의 연구 발표된 분석 결과들은 열잡음(Thermal Noise)을 무시하고 근사적으로 해석되었으나, 시스템에 대한 최적 이용과 최적 설계를 위하여서는 이와같은 열잡음을 무시할 수 없을 뿐 아니라 재밍하에서 원만한 통신을 행하기 위하여 가장 적당한 파라메타 값을 발견하는 것은 매우 중요하다.

따라서 본 논문에서는 열잡음과 부분대역 재밍잡음하에서 다이버시티와 리미터-변별기 검파방식을 고려한 FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하기 위하여 인접 비트 패턴에 대한 심볼간 간섭과 차분 위상 파라메타, FM 잡음의 클릭을 등을 오류 확률식의 계산에 적용하였다.

그 결과, 다이버시티를 고려한 경우 FH/CPFSK 시스템의 성능은 그림 2, 그림 3에 나타낸 바와 같이 열잡음을 고려한 경우, 재밍에 대한 성능은 감소되었으나 열잡음을 무시한 경우의 성능은 그림 4, 그림 5에 나타낸 바와 같이 재밍에 대해 향상됨을 알 수 있

었다.

다음, 최악의 재밍환경하에서 다이버시티를 고려한 시스템의 성능은 열잡음이 존재하는 경우 ( $E_b/N_0 = 15dB$ ) 다이버시티를 고려하지 않은 시스템의 성능보다 약 5dB정도 감소되지만, 열잡음을 무시한 경우에는 다이버시티를 고려하지 않은 경우보다 다이버시티를 고려한 경우의 성능이 약 16dB 정도의 개선됨을 알 수 있었다.

본 논문에서 앞으로 다루어야 할 것은 시스템의 오류 확률을 감소시키기 위한 새로운 방법의 비선형 다이버시티 기법을 찾아내고 부호상관효과를 고려했을 때의 시스템 성능을 분석하는 일이라고 본다.

### 참 고 문 헌

1. R.E. Ziemer, R.L. Peterson, "Digital Communications and Spread Spectrum systems," Macmillan Publishing Company, 1985.
2. M.K.Simon and C.C.Wang, "Differential versus Limiter-Discriminator Detection of Narrow-Band FM," IEEE Trans. Commun. Vol COM-31, pp 1227-1234, November 1983.
3. M.K. Simon, J.K. Omura, R.A. Scholtz, B.K. Levitt, "Spread Spectrum Communications Volume I, II, III," Computer Science Press, 1985.
4. R.F. Pawula, "On the Theory of Error Rates for Narrow-band Digital FM," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-29, pp. 1634-1643, November 1981.
5. C.H. TAN, T.T. TJHUNG, H. SINGH, "Performance of Narrow Band Manchester Coded FSK with Discriminator Detection," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-31, No.5, May 1983.
6. MASAHIKO HIRONO, TOSHIO MIKI, KAZUAKI MUROTA, "Multilevel Decision Method for Band-Limited Digital FM with Limiter-Discriminator Detection," IEEE Journal on selected area in communications, Vol. SAC-2, No. 4, July 1984.
7. Athanasios Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes," McGraw-Hill Book Company, 1984.

곽진규(Jin Kyu Kwak)

정희원  
1967년생

박진수(Jin Soo Park)

청주대학교 전자공학과 교수  
18권 6호 참조

1990년 2월 : 청주대 전자공학과 졸

1992년 2월 : 청주대 대학원 전자공학과 졸

1992년 2월 ~ 현재 : 청주대 대학원 박사과정 중

※ 전공분야 : 디지털통신 부호이론, 스프레드 스펙트럼, 이동통신