

論文94-31A-5-1

## 부분대역 재밍하에서 FH/CPFSK 시스템의 성능 분석

## (Performance Analysis of the FH/CPFSK System with the Partial-band Jamming)

郭振圭\*, 朴鎮秀\*\*

(Jin Kyu Kwak and Jin Soo Park)

## 要約

본 논문에서는 열잡음과 부분대역 재밍하에서 리미터-변별기 검파와 Integrate-and-Dump 필터링을 고려한 FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하였고, 시스템을 평가하는데 있어서 인접한 8개의 Bit 패턴에 대한 심볼간 간섭과 차분위상, FM 잡음 클릭을 고려하였다.

그 결과, 최적의 변조지수  $h$ 는 0.7이었고, 대역폭과 시간의 곱  $D$ 는 1.0이었으며, 부분대역 재밍하에서 열잡음을 고려했을 때, 대략 20dB 이하에서는 시스템의 오류확률에 중대한 영향을 미쳤으나 20dB 이상에서는 무시할 수 있었다.

## Abstract

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

In result, the optimum modulation index  $h$  was 0.7 and the optimum value of bandwidth-time product  $D$  was 1.0. Next, when we considered the thermal noise under the partial-band jamming, the thermal noise significantly influenced the error probability of system below 20dB approximately but could ignore above 20dB.

## 1. 서론

주파수 도약 대역 확산(FH/SS : Frequency

\* 準會員, \*\* 正會員, 淸州大學校 電子工學科  
(Dept. of Elec. Eng., Chungju Univ.)

※이 연구는 92년도 과학재단 연구비 지원에 의한  
결과입니다.

接受日字 : 1993年 5月 10日

Hopping/Spread Spectrum) 통신 방식은 통신 링크(Link)에서 주파수 대역이 고의적인 전파 방해(Jam)나 각종 잡음 및 페이딩(Fading)에 영향을 받더라도 광대역으로 확산하여 통신을 행하기 때문에 각종 잡음이나 재밍(Jamming)으로 부터 쉽게 회피할 수 있으므로 주로 군사용 통신이나 위성 통신 및 HF 통신에 많이 응용되고 있다.

FH 방식에서 도약 속도는 비트율(Bit Rate)에 관계되고, 높은 비트율로 전송을 하려면 필연적으로 도

약기(Hopper)와 역도약기(Dehopper)의 하드웨어적인 제약이 따르게 되므로, 대부분의 FH 시스템은 하나의 도약에 다수의 데이터 비트를 전송하는 완도약(Slow Hopping) FH 시스템을 채택하여 사용하고 있다. 그러나 추종 재머(Follower Jammer)와 같은 지능적인 재머의 재밍은 도약률(Hop Rate)에 의해 좌우되므로, 높은 도약율을 요구하게 되고, 이와같은 속도약(Fast Hopping)의 데이터는 광대역 현상이 발생하게 된다. 따라서, 이에 적합한 변조 기법은 단순한 비동기 MFSK(M-ary Frequency Shift Keying)나 DPSK(Differential Phase Shift Keying)보다는 대역폭을 효율적으로 이용할 수 있는 연속 위상 변조(Continuous Phase Modulation : CPM) 형태의 변조 기법이 요구될 것이다.<sup>[1]</sup>

최근 MFSK(M-ary Frequency-Shift Keying) 파형을 스펙트럼 확산 통신 방식에 적용하는 것을 광범위하게 논의하고 있는 동안, 다른 한편에서는 대역폭을 효율적으로 이용할 수 있는 연속 위상 변조 형태인 CPFSK(Continuous Phase FSK)를 스펙트럼 확산 통신 방식에 많이 적용시키고 있다. 이와같은 CPFSK 통신 시스템은 잡음 재밍하에서 리미터-변별기(Limiter-Discriminator) 검파 방식을 이용함으로써 MFSK 시스템보다 4dB 정도 향상된 성능을 얻을 수 있다.<sup>[2]</sup>

FH/CPFSK 시스템은 일정한 진폭 특성(정진폭 변조 시스템)을 가지기 때문에 특히, 위성통신 시스템에서 고려하여야 하는 전력증폭기(Power Amplifier)의 낮은 전력 효율면에서 우수하고, 이용가능한 스펙트럼을 효율적으로 사용할 수 있기 때문에 주어진 대역폭내에서 FH/CPFSK 시스템의 대역폭을 효율적으로 운영한다면 좀 더 콤팩트한 FH 신호의 대역폭을 얻을 수 있다.<sup>[3]</sup> 따라서 FH/CPFSK 시스템은 FH/BFSK 시스템보다 더 많은 정보를 전송할 수 있을 뿐만 아니라 처리 이득(Process Gain)을 증대시킬 수 있고, 특히 다원 접속 통신 시스템(Multiple-Access Communication System)에서는 더 많은 사용자를 할당하는데 이용할 수 있을 것이다.<sup>[3]</sup>

현재 FH/CPFSK에 대해 연구 발표된 문헌들은 대부분이 근사적으로 해석되었거나, 열 잡음(Thermal Noise)을 무시하였으며, 특히 톤 재밍(Tone Jamming)에 대한 해석은 하지 않고 있다. 뿐만 아니라 일반적으로 재밍하에서 FH/CPFSK 시스템에 대한 최적 이용과 최적 설계를 위한 가장 적당한 파라메타 값을 유도하지 않고 시스템을 분석하였다. 따라서 본 연구에서는 리미터-변별기 검파방식을 가정

한 FH/CPFSK 시스템의 최적설계를 위한 파라메타를 유출하고, 부분대역 재밍하에서 열잡음을 고려하여 시스템의 성능을 분석하므로써 FH/CPFSK 시스템의 실현성을 높이고 이에 대한 타당성을 검토한다.

## II. FH/CPFSK 시스템

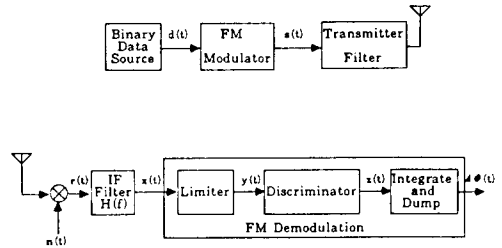


그림 1. FH/CPFSK 시스템의 송 수신기 블록도  
Fig. 1. Block Diagram of Transmitter and Receiver of FH/CPFSK System.

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

$$r(t) = A \cos[\omega_0 t + \theta_0 + \theta_m(t)] + n(t) \quad (1)$$

이다. 식 (1)에서  $\omega_0 = 2\pi f_0$ 는 IF 필터의 중심주파수이고,  $\theta_0$ 는 Downconversion과 역도약(Dehopping) 후 잔존하는 임의의 위상 Offset이며,  $\theta_m(t)$ 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. 잡음 항  $n(t)$ 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 밀도가  $N_0/2$ 인 배경 잡음 또는 백색 가우시언 잡음(Additive White Gaussian Noise)이고,  $n_j(t)$ 는 양측 스펙트럼 밀도가  $N_j/2$ 인 재밍 잡음이다.

IF 필터의 전달함수  $H(f)$ 는 저역통과 필터의 전달

함수  $H_0(f)$ 로 모델화 될 수 있고, 이것의 출력은 다음과 같이 된다.

$$x(t) = a(t) \cdot A \cdot \cos[\omega_0 t + \theta_0 + \phi(t)] + n(t) \quad (3)$$

여기에서

$$a^2(t) = [h_0(t) \cdot \cos \theta_m(t)]^2 + [h_0(t) \cdot \sin \theta_m(t)]^2 \quad (4)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{h_0(t) \cdot \sin \theta_m(t)}{h_0(t) \cdot \cos \theta_m(t)} \quad (5)$$

이다. 또한 리미터의 목적은 IF신호의 어떤 진폭을 제거하는 것이므로, 리미터의 출력  $y(t)$ 는

$$y(t) = \cos[\omega_0 t + \theta_0 + \Phi(t)] = \cos[\omega_0 t + \theta_0 + \Phi(t) + \eta(t)] \quad (6)$$

이다. 여기에서  $\eta(t)$ 는<sup>[4]</sup>

$$\eta(t) = \tan^{-1} \frac{\xi(t)}{\sqrt{2\rho(t) + \zeta(t)}} \quad (7)$$

로 주어지는 위상잡음이다. 여기에서  $\xi(t)$ 와  $\zeta(t)$ 는 영평균과 단위분산을 가지는 독립가우시안 변수이고,  $\rho(t)$ 는 다음과 같이 주어지는 시변 신호 대 잡음비<sup>[4]</sup>이다.

$$\rho(t) = \frac{E_b}{N_0 T} \frac{a^2(t)}{\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \quad (8)$$

심볼간 간섭(Intersymbol Interference)을 고려하는데 있어서 현재의 비트에 인접한 두 비트만이 시스템의 응답에 중요한 역할을 한다.<sup>[2]</sup> 따라서 가능한 비트 패턴은 모두 8개로서

- 111, 000 : All Ones or Zeros
- 010, 101 : Alternating One-Zero
- 110, 001
- 011, 100

이 되고, 1을 전송할 확률과 0를 전송할 확률은 같은 확률로 발생되므로 앞으로 신호 1을 전송하였다고 가정한다.

“All Ones”와 “Alternating One-Zero” 비트 패턴은 비트 오류 확률을 결정하는데 있어서 최적의 상황과 최악의 상황에 관계되므로 이 두 특별한 비트 패턴에 대해 필터된 신호 위상과 정규화된 진폭에 대해 좀더 고려하여야 한다.

#### A. “All Ones” Bit Pattern

이 비트 패턴의 경우, FM 변조후의 Data 위상은 직선이고, 위상 지연을 제외하다면 IF 필터의 출력위상은

$$\phi(t) = 2\pi f_d t \quad (9)$$

이고, 필터의 정규화된 신호의 진폭은

$$a^2(t) = |H(f_d)|^2 \quad (10)$$

이다.

#### B. “Alternating One-Zero” Bit Pattern

FM 변조후의 신호위상  $\mathcal{A}(t)$ 는 영평균과 원점에서 Peak인 삼각 Pulse파이다.  $\sin \theta_m(t)$ 와  $\cos \theta_m(t)$ 의 Fourier 급수는

$$\sin \theta_m(t) = \frac{4h}{\pi} \cos \frac{\pi h}{2} \sum_{n=\text{odd}>0}^{\infty} \frac{\cos \frac{\pi n t}{T}}{n^2 - h^2} \quad (11)$$

$$\cos \theta_m(t) = \frac{2}{\pi h} \sin \frac{\pi h}{2} \left[ 1 - 2h^2 \sum_{n=\text{even}>0}^{\infty} \frac{\cos \frac{\pi n t}{T}}{n^2 - h^2} \right] \quad (12)$$

이다. IF 필터가 단지 이들 Fourier 급수의 조화파를  $f=1/T$ 까지만 통과시킨다면 필터된 신호 위상과 정규화된 신호의 진폭을 근사시킬 수 있다. 따라서  $\phi(t)$ 와  $\sin^2(t)$ 는

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{m \cdot \cos \left[ \frac{\pi t}{T} + \angle H \left( \frac{1}{2T} \right) \right]}{\left[ 1 - n \cdot \cos \left[ \frac{2\pi t}{T} + \angle H \left( \frac{1}{T} \right) \right] \right]} \quad (13)$$

$$a^2(t) = \sin^2 \left( \frac{\pi h}{2} \right) \cdot \left\{ \left[ 1 - n \cos \left[ \frac{2\pi t}{T} + \angle H \left( \frac{1}{T} \right) \right] \right]^2 + m^2 \cos^2 \left[ \frac{\pi t}{T} + \angle H \left( \frac{1}{2T} \right) \right] \right\} \quad (14)$$

이 된다. 여기에서

$$m = 2 \left| H \left( \frac{1}{2T} \right) \right| \frac{h^2}{1 - h^2} \cot \frac{\pi h}{2} \quad (15)$$

$$n = 22 \left| H \left( \frac{1}{T} \right) \right| \frac{h^2}{4 - h^2} \quad (16)$$

그림 1에서 리미터-변별기의 출력은 식 (6)의 위상도함수이므로

$$Z(t) = \phi(t) + \eta(t) \quad (17)$$

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

$$\Delta \phi(t) = \phi(t) - \phi(t-T) - \eta(t-T) = \Delta \phi(t) = \Delta \eta(t) \quad (18)$$

이 차분 위상  $\Delta\phi(t)$ 의 확률 분포는 백색 가우시언 잡음 성분과의 결합 분포이므로, 다음과 같이 주어진다.

$$P_{\Delta\phi}(y) = \frac{1-\mu^2}{4\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{\exp[-E(x)] \cdot \cos x}{[1-(r\cos y + \lambda \sin y)\cos x]^2} \left[ 1 - E(x) + 2 \frac{U - W(r\cos \Delta\phi + \lambda \sin \Delta\phi)}{1-\mu^2} \right] dx \quad (19)$$

여기에서

$$E(x) = \frac{U - V \sin x - W \cos(\Delta\phi - y) \cos x}{1 - (r \cos y + \lambda \sin y) \cos x} \quad (20)$$

$$U = (\rho_1 + \rho_2)/2 \quad (21)$$

$$V = (\rho_1 - \rho_2)/2 \quad (22)$$

$$W = \sqrt{\rho_1 \cdot \rho_2} = \sqrt{U^2 - V^2} \quad (23)$$

따라서  $\Pr\{\varphi_1 < \varphi < \varphi_2\}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\Pr\{\varphi_1 < \varphi < \varphi_2\} = \begin{cases} F(\varphi_2) - F(\varphi_1) + 1, & \varphi_1 < \Delta\phi < \varphi_2 \\ F(\varphi_2) - F(\varphi_1), & \varphi_1 > \Delta\phi \text{ or } \varphi_2 < \Delta\phi \end{cases} \quad (24)$$

여기에서

$$F(\varphi) = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{\exp[-E(x)]}{4\pi} \left[ \frac{W \sin(\Delta\phi - \varphi)}{U - V \sin x - W \cos(\Delta\phi - \varphi)} + \frac{r \sin \varphi - \lambda \cos \varphi}{1 - (r \cos \varphi + \lambda \sin \varphi) \cos x} \right] dx \quad (25)$$

이다.

신호 파형과 잡음 파형이 혼합된 파형이 디지털 FM 수신기에서 처리될 때, 그것의 전체 위상함수는 FM 변별기에서 추출된다. 이때, 이 도함수는 신호항과 잡음항의 합으로서 표현되고, 그것의 위상 잡음  $\eta(t)$ 는 식 (7)과 같다. FM 클릭은 식 (7)에서  $\sqrt{\rho(t)}$ 가 작을 때 분모가 (+)에서 (-)값으로 재빨리 변할 때 발생되며 이때  $\eta(t)$ 의 도함수는 Impulse 형태가 된다. 따라서 디지털 FM에서 클릭의 영향은 오류 확률에서 매우 중요한 파라미터로서 작용한다.

시간  $(t-T, t)$ 에서 클릭의 수인 확률 변수  $N(t-T, t)$ 는 포아송 분포<sup>[4]</sup>

$$P\{N = k\} = \frac{\exp\{-\bar{N}\} \cdot \bar{N}^k}{k!}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (26)$$

를 갖는 이산 확률 변수이고,  $\bar{N}$ 은 시간  $(t-T, t)$ 에서

$$\bar{N} = -\frac{1}{2\pi} \int_{t-T}^t \dot{\phi}(t) \exp[-\rho(t)] dt \quad (27)$$

로 주어지는 클릭의 평균수이다.

A. "All Ones" Bit Pattern

$\rho(t)$ 와  $\dot{\phi}(t)$ 가 상수이므로, 식 (8), 식 (9), 식 (10)을 식 (27)에 대입하면

$$\bar{N} = \frac{h}{2} \exp(-R_d) \quad (28)$$

이 되고, 여기에서

$$R_d = \frac{E_b}{N_0 T} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|H(f_d)|^2}{|H(f)|^2} df \quad (29)$$

이다.

B. "Alternating One-Zero" Bit Pattern

식 (27)에서 식 (8), 식 (13), 식 (14)을 대입하여  $\dot{\phi}(t)$ 의 최소값에서 최대값까지 적분하면

$$\bar{N} = \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{d}{dx} \left\{ \tan^{-1} \frac{-m \cos x}{1 - n \cos(2x + \delta)} \right\} \cdot \frac{1}{2\pi} \exp \left\{ -R_d \frac{[1 - n \cos(2x + \delta)]^2 + m^2 \cos^2 x}{(1 - n \cos \delta)^2 + m^2} \right\} dx \quad (30)$$

이 되고, 여기에서

$$R_d = \frac{E_b}{N_0} \sin^2 c^2 \left( \frac{\pi h}{2} \right) \frac{(1 - n \cos \delta)^2 + m^2}{T \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \quad (31)$$

$$\delta = \angle H\left(\frac{1}{T}\right) - 2 \angle H\left(\frac{1}{2T}\right) \quad (32)$$

이다.

ac 신호 대 잡음비  $R_{s,dc}$  신호 대 잡음비  $R_d$ , 변조 지수  $m$ ,  $n$ , 필터의 위상천이  $\delta$ 는 시스템 파라미터에 관계되므로 비트 오류 확률에 대한 최종적인 형태에서 중요한 역할을 한다.

차분 위상  $\Delta\phi$ 에 대한 확률 밀도 함수인 식 (19)은 클릭을 포함하지 않은 경우에 적합하다. 따라서, 클릭을 포함한 확률밀도함수는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$P_d(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \Pr\{N = n\} \cdot P_{\Delta\phi}[x + 2\pi n \cdot \text{sgn}(\Delta\phi)] \quad (33)$$

### III. FH/CPFSK 시스템의 오류 확률 계산

3장에서는 열잡음과 부분대역 재밍 잡음을 포함한 FH/CPFSK 시스템의 오류확률을 구하고 성능을 분석하였다.

부분대역 재밍이 가정되었기 때문에 조건부 pdf는

$$P_z(\alpha|\beta) = (1-\gamma) \sum_{n=0}^{\infty} P_{0,n} \cdot P_{\Delta\Phi}(\alpha + 2\pi n; \rho_N, \beta) + \gamma \sum_{n=0}^{\infty} P_{1,n} \cdot P_{\Delta\Phi}(\alpha + 2\pi n; \rho_T, \beta) \quad (34)$$

이 된다. 여기에서  $\gamma$ 는 재밍 Fraction이고,  $\beta$ 는 개개의 비트 패턴에 대응하는 파라미터를 나타낸다. 또한  $P_{0,n}$ 은 Jam되지 않은 클럭 확률이고,  $P_{1,n}$ 은 Jam된 클럭 확률이며,  $\rho_N = E_b/N_0$ 은 Jam되지 않은 SNR이고,  $\rho_T = E_b/(N_0+N_J) = E_b/(N_0+N_J/\gamma)$  Jam된 SNR이다.

수신기는  $\Delta\Phi > 0$ 이면 1이 전송된 것으로 결정하고, 그 외에는 0으로 결정한다. 따라서 조건부 BER은

$$P(e|1) = 1 - \Pr\{Z = \Delta\Phi > 0 | x1\} = 1 - \int_0^{\Delta\Phi+\pi} P_z(\alpha|\beta) d\alpha \quad (35)$$

과 같이 주어지므로, 양의 비트가 전송되었다면 4개의 비트 패턴 111, 010, 011, 110가 비트 오류확률을 평가하는데 고려되어야 한다.

비트 패턴 111과 비트 패턴 010는 2장에서 "All ones" 비트 패턴, "Alternating One-Zero" 비트 패턴으로 고려되었고, 비트 패턴 011, 110 앞의 두 비트 패턴의 Noise Statistics와 시스템 응답을 사용하여 비트 오류 확률을 구할 수 있다. 110 비트 패턴의 중간 bit에 이를 때까지는 "All Ones" 비트 패턴이고 그런 다음 "Alternating One-Zero" 패턴이다. 따라서 중간 bit 부근에서의 시간응답은 근사적으로 111, 010 비트 패턴의 반과 같다. 그래서 110 비트 패턴에 대한 비트 위상변화와 클럭의 평균수는 근사적으로

$$\Delta\Phi(110) \cong 0.5 \cdot [\Delta\Phi(010) + \Delta\Phi(111)] \quad (36)$$

$$\bar{N}(110) \cong 0.5 \cdot [\bar{N}(010) + \bar{N}(111)] \quad (37)$$

이 되므로, 비트 오류 확률  $P_b$ 는 이들 4개의 비트 패턴에 대해 평균을 취함으로써 구해질 수 있다. 각각의 비트 패턴에 대해서는 식 (35)을 사용하고, 각각의 비트 패턴에 대응하는  $\Delta\Phi$ 와  $\rho$ 를 구하기 위해서는 식 (9) ~ 식 (16)을 사용하였으며, 클럭 성분을 구하기 위해서는 식 (28) ~ 식 (32)을 사용하였다. 식 (36), 식 (37)과 함께 이것들을 결합하면

$$P_b = \frac{1}{4} [P(e|111) + P(e|010) + 2P(e|110)] \quad (38)$$

이 된다.

#### IV. FH/CPFSK 시스템의 성능 분석 및 검토

열잡음과 부분대역 재밍 잡음을 고려한 FH/CPFSK 시스템에서 리미터-변별기 검파방식을 가정하면 식 (38)과 같은 오류 확률식을 얻게 된다. 따라서 본 연구에서는 리미터-변별기 검파 방식을 가정한 FH/CPFSK 시스템의 타당성을 검토하기 위하여 컴퓨터로 성능을 분석한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

먼저 FH/CPFSK 시스템에서 최적의 변조 지수  $h$  값을 구하기 위하여  $h$  값을 0.5, 0.6, 0.7, 0.8로 고정시켜 두고, SNR 값을 0dB에서 15dB까지 변화시키면서 오류 확률을 구하였다. 그 결과, 그림 2에 나타낸 바와 같이 높은 SNR(9.8dB 이상)에서 최적의  $h$  값은 0.7이었고, SNR < 3.5dB에서는  $h=0.5$ , 3.6dB < SNR < 9.8dB에서는  $h=0.6$ 이었다.

다음 FH/CPFSK 시스템에서 대역폭과 시간의 곱 (Bandwidth-Time Product)  $D$  값을 구하기 위하여  $h$ 는 0.7로 고정시켜 두고,  $D$  값을 0.8에서 1.2까지 변화시키면서 오류확률을 구하였다. 그 결과, 그림 3에 나타낸 바와 같이 높은 SNR(13.6dB 이상)에서는  $D=1$ 이 최적의 값이었고, SNR < 8.5dB에서는  $D=0.8$ , 8.6dB < SNR < 13.5dB에서는  $D=0.9$ 가 최적의 값이었다.

FM은 무한 대역폭을 가지므로 IF 필터에서 심볼 간 간섭에 의해 왜곡이 발생한다는 것은 이미 논의한 바와 같다. 따라서 간섭의 효과를 측정하기 위하여 SIR 값을 0dB에서 30dB까지 5dB단위로 분석하였고, 그 결과를 그림 4에 제시하였다.

부분 대역 재밍하에서 FH/CPFSK 시스템을 분석하기 위하여 지금까지 파라타적인 것들을 구하였다. 그 결과를 다시 요약한다면 높은 SNR에서  $h=0.7$ ,  $D=1.0$ 이었고, SIR 값은 높을수록 좋으나 10<sup>-6</sup>dB 이상의 성능을 얻으려면 적어도 SIR 값은 20dB 이상은 되어야 한다. 이 결과를 토대로 부분대역 재밍하에서 열잡음을 고려하지 않은 경우와, 열잡음을 고려한 경우로 나누어 분석하였다.

먼저, 열잡음을 고려하지 않은 경우, 재밍 Fraction  $\gamma$ 을 1, 0.5, 0.2, 0.1, 0.05, 0.02, 0.01, 0.005, 0.002, 0.001로 고정시켜 두고, 비트 에너지 대 재밍 잡음 밀도비  $E_b/N_J$ 를 0dB에서 40dB까지 변화시키면서 오류 확률을 구하였다. 그 결과, 그림 5에 나타낸 바와 같이 재밍 Fraction이 감소할수록 잦(Jam)될 확률은 감소하지만, 잦(Jam)된 신호는 더 높은 조건적인 오류 확률을 경험한다는 것을 알 수 있었다.

다음, 열잡음을 고려한 경우, FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하기 위하여 비트 에너지 대 열잡음 밀도비  $E_b/N_0$ 를 5dB에서 30dB까지 5dB 단위로 고정시켜 두고,  $\gamma$ 와  $E_b/N_0$ 를 변화시키면서 성능을 분석하였고, 그 결과중 15dB인 것과 30dB인 것을 그림 6과 그림 7에 나타내었다. 그 결과, FH/CPFSK 시스템에서 대략 20dB 이하의 열잡음은 무시할수 없을 정도로 시스템에 영향을 미치고 있으며, 20dB이상의 열잡음은 무시해도 좋을 정도로 시스템에 별 영향을 미치지 않음을 알 수 있었고, 30dB에서 열잡음을 무시한 경우와 비교할때, 거의 같아짐을 알 수 있었다.

표 1. 열잡음을 고려한 경우  $10^{-5}$  오류확률에서 FH/CPFSK 시스템의  $E_b/N_0$ 값  
Table 1. When Thermal Noise was Considered,  $E_b/N_0$  of FH/CPFSK System at Error Probability of  $10^{-5}$ .

$\frac{E_b}{N_0}$	$\gamma$										
	1.000	0.500	0.200	0.100	0.050	0.020	0.010	0.005	0.002	0.001	
FH/CPFSK	15.0	14.5	16.9	20.1	22.6	25.0	28.1	30.4	32.7	35.6	37.7
	20.0	12.4	15.1	18.5	21.1	23.7	27.0	29.5	31.9	35.0	37.1
	25.0	11.9	14.6	18.1	20.8	23.4	26.7	29.2	31.7	34.8	37.0
	30.0	11.8	14.5	18.0	20.6	23.3	26.6	29.2	31.6	34.7	36.9
NO TM	11.7	14.4	18.0	20.6	23.2	26.6	29.1	31.6	34.7	36.9	

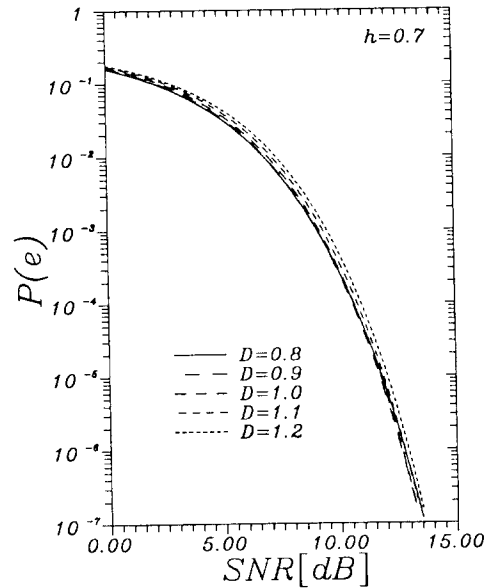


그림 3.  $h=0.7$ 일때,  $D=W_{IF/T}$ 에 따른 비트 오류 확률

Fig. 3. When  $h=0.7$ , Bit Error Probability due to  $D=W_{IF/T}$ .

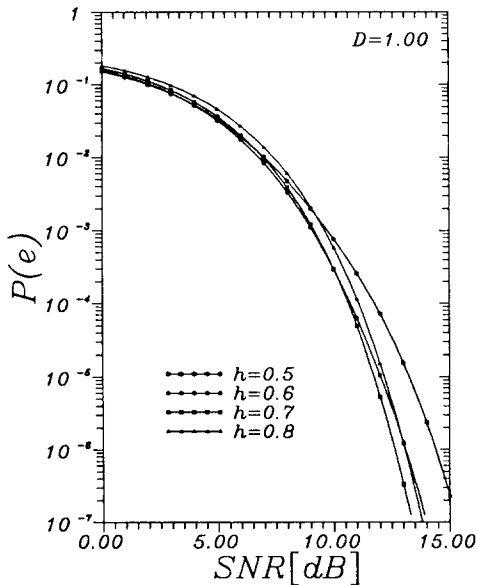


그림 2.  $D=1$ 일때, 변조지수에 따른 비트 오류 확률  
Fig. 2. When  $D=1$ , Bit Error Probability due to Modulation Index.

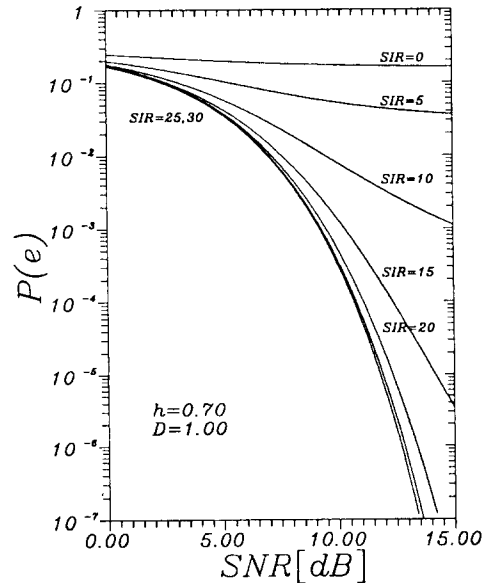


그림 4. 신호 대 간섭비에 따른 비트 오류 확률  
Fig. 4. Bit Error Probability due to Signal to Interference Ratio.

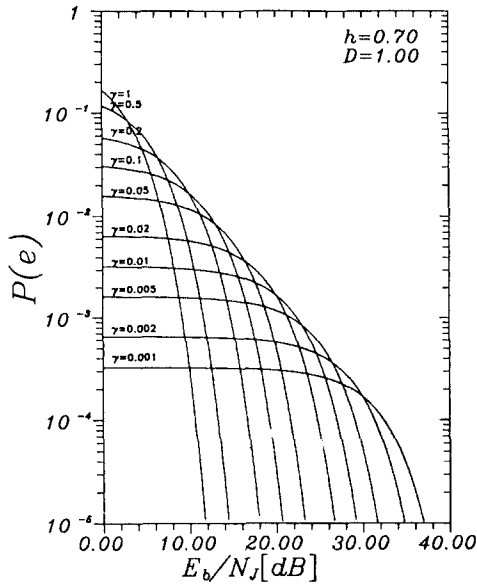


그림 5. 부분대역 재밍하에서 열잡음을 무시한 경우,  $\gamma$ 와  $E_b/N_J$ 에 따른 비트 오류 확률  
 Fig. 5. When Thermal Noise was ignored under the Partial-Band Jamming. Bit Error Probability due to  $\gamma$  and  $E_b/N_J$ .

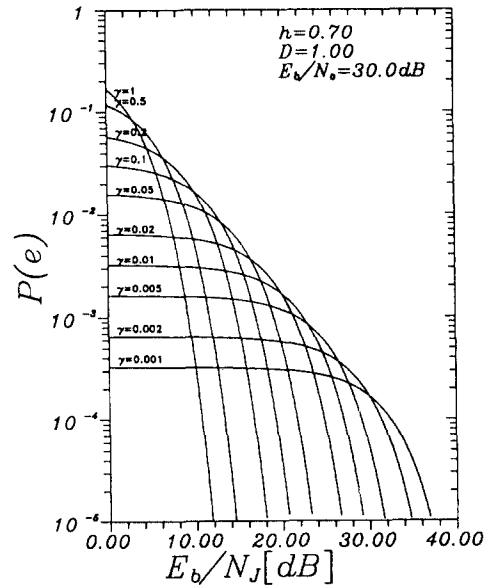


그림 7. 부분대역 재밍하에서  $E_b/N_0=30.0\text{dB}$ 일때,  $\gamma$ 와  $E_b/N_J$ 에 따른 비트 오류 확률  
 Fig. 7. When  $E_b/N_0=30.0\text{dB}$  under the Partial-Band Jamming. Bit Error Probability due to  $\gamma$  and  $E_b/N_J$ .

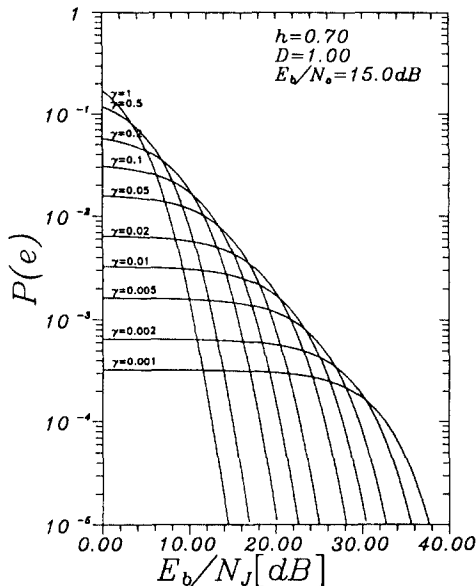


그림 6. 부분대역 재밍하에서  $E_b/N_0=15.0\text{dB}$ 일때,  $\gamma$ 와  $E_b/N_J$ 에 따른 비트 오류 확률  
 Fig. 6. When  $E_b/N_0=15.0\text{dB}$  under the Partial-Band Jamming. Bit Error Probability due to  $\gamma$  and  $E_b/N_J$ .

### V. 결론

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 연구에서는 부분대역 재밍 잡음과 열잡음을 고려하여 리미터-변별기 검파방식을 가정한 FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하고, 총 8개인 인접 비트 패턴에 대한 심볼간 간섭 SNR과 차분 위상 파라메타, FM 잡음의 클릭율과 정클릭의 평균수를 유도하여, 오류 확률의 계산에 있어서 적용한 결과 식 (38)과 같은 결과를 얻었다.

먼저 최적의 변조지수  $h$ 를 얻기 위하여 부분대역 재밍 잡음은 고려하지 않은 상태에서,  $D = W_{IF}T$ 를 1.0으로 고정시켜두고, 변조지수  $h$ 값을 변화시킨 결과 최적의  $h$ 값은 0.7이었으며,  $h$ 값을 0.7로 고정시켜 두고  $D$  값을 변화시킨 결과 최적의  $D$  값은 1.0이

었다. 또한 IF 필터에 의한 심볼간 간섭 효과를 고려해 본 결과  $10^5$  이상의 오류 확률을 얻으려면 적어도 SIR은 20dB 이상을 요구할 만큼 시스템에 중요한 영향을 미치고 있으며, 부분대역 재밍 잡음과 열잡음을 고려하였을 경우에는, 20dB 이하에서 시스템의 오류 확률에 중대한 영향을 미치고 있었으나, 20dB 이상에서는 무시할 수 있음을 알 수 있었다.

본 논문이 앞으로 나아가야 할 방향은 FH/CPFSK 시스템의 시스템의 성능을 더욱 향상시키기 위하여 부호 상관 효과와 Diversity가 고려되어 저야 하고, 이상적인 Discriminator와 고속의 주파수 합성기의 개발이 필요할 것으로 사료된다.

#### 參 考 文 獻

- [ 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.
- [ 8 ] L.E. Miller, J.S. Lee, and A.P. Kadrichu, "Probability of Error Analysis of a BPSK Frequency Hopping System with Diversity under Partial-Band Jamming Interference—Part III: Performance of a Square-Law Self-Normalizing Soft-Decision Receiver", *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-34, pp. 669-675, July 1986.
- [ 9 ] J.S. Lee, L.E. Miller, and R.H. French, "The Analysis of Uncoded Performances for Certain ECCM Receiver Design Strategies for Multi-hops/symbol FH/MFSK Waveforms", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol. SAC-3, pp. 611-621, September 1985.



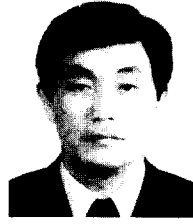
著者紹介



郭振圭(正會員)

1990年 청주대학교 전자공학과(공학사). 1992年 청주대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 현재 청주대학교 대학원 전자공학과(박사과정). 주관심 분야는 디지털 이동통신, 위성통신, Spread Spectrum

통신 등임.



朴鎮秀(正會員)

1975年 한양대학교 전자공학과(공학사). 1977年 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학석사). 1985年 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학박사). 1988年 Univ. of Colorado at Colorado

Spring(Post Doc.). 현재 청주대학교 전자공학과 교수. 현재 IEEE 대전 Section Chairman. 주관심 분야는 디지털 이동통신, 위성통신, Spread Spectrum 통신 등임.