

레일리 페이딩 채널에서 열잡음과 부분대역 잡음재밍을 고려한 FH/CPFSK 시스템의 성능 분석

(Performance Analysis of FH/CPFSK System with the Thermal Noise and the Partial-Band Noise Jamming on the Rayleigh Fading Channel)

梁正謀*, 朴鎮秀*

(Jeong-Mo Yang and Jin-Soo Park)

요 약

본 논문은 레일리 페이딩채널에서 열잡음과 부분대역 재밍을 고려하여 리미터-변별기 검파와 적분-덤프(Integrated dump) 필터링을 하는 FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하였다. 시스템을 평가하는데 있어서 인접한 8개의 비트 패턴에 대한 심볼간 간섭, FM 잡음 클릭을 고려하여 성능을 향상시킬 수 있는 최적 파라메타를 유출하였으며, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 이동통신 시스템에서 AMPS시스템과 CDMA시스템에 대한 타당성을 입증하였다.

Abstract

Performance analysis of FH/CPFSK system with limiter-discriminator detection and integrate-dump post-detection filtering under the thermal noise and the partial-band noise jamming on the Rayleigh fading channel have been analyzed. The thermal noise and partial band noise jamming, Rayleigh fading, intersymbol interference for all eight of the possible adjacent bit data patterns, and FM noise click for evaluating systems have been considered. Also optimum parameters to improve performance of FH/CPFSK system have been obtained and validities for AMPS and CDMA system of land-mobile-communication system through computer simulation have been proved.

I. 서 론

FH/SS(Frequency Hopping/Spread Spectrum) 시스템에서는 단순한 비동기 MFSK나 DPSK와 같이 대역폭을 많이 점유하는 변조 기법보다는 오히려 대역폭을 효율적으로 이용할 수 있는 연속 위상 변조(Continuous Phase Modulation) 형태의 변조 기법

인 CPFSK(Continuous Phase FSK) 시스템을 스펙트럼 확산 통신 방식에 많이 적용시키고 있다.^[1]

C.H. Tan, T.T. Tjhung, H. Singh^[2]은 맨체스터(Manchester)부호를 이용하여 협대역 FSK 시스템에 대해 분석을 하였고, 그 결과 심볼간 간섭은 단지 현재의 비트에 이웃한 앞뒤의 두 비트만이 시스템의 응답에 중요한 영향을 미친다는 것을 증명하였다. 또한 M.K. Simon, C.C. Wang^[3]은 FH/CPFSK 시스템에 대해 오류정정부호를 적용하였으나 열잡음을 무시하고 시스템의 성능을 분석하였다. 그리고 Israel Korn^[4]는 가우시언 채널 뿐만아니라 위성통신 채널, 이동통신 채널에서 협대역 수신필터를 가지는 리미터-변별기 검파(Limiter-Discriminator(LD) Detection) 시

* 正會員, 淸州大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng., Chongju Univ.)

※ 이 연구는 '94년도 청주대학교 연구비 지원에 의한 결과입니다.

接受日字: 1995年11月29日, 수정완료일: 1996年5月29日

스텝과 리미터-변별기-적분기 검파(Limiter-Discriminator-Integrator(LDI) Detection) 시스템에 대한 성능을 분석하였고, 잡음 전력과 자기 상관함수를 재정의하여 오류 확률식을 구하였으나, 재밍 잡음을 고려하지 않았다.

이상의 발표된 연구 결과들은 열잡음(Thermal Noise)을 고려하지 않고 시스템의 성능을 분석하였거나 근사적으로 해석하였으며, 부분대역 잡음재밍(Partial Band Noise Jamming: PBNJ)하에서 FH/CPFSK 시스템에 대한 최적 파라메타(Optimum Parameter)를 유도하지 않고 시스템의 성능을 분석하였다. 그러나 열잡음은 부분대역 재밍하에서 최악의 재밍 점유율(Fraction)을 결정하는데 있어서 무시해서는 안될 중요한 요소일 뿐만 아니라, 현대와 같은 전파 환경이 복잡한 경우에는 더욱더 중요한 파라메타가 된다.

따라서 본 논문에서는 열잡음과 부분대역 잡음재밍, 그리고 레일리 페이딩(Rayleigh Fading) 채널하에서 FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하였다. 또한 IF 필터의 대역제한에 의한 심볼간 간섭, FM 잡음 클릭, 그리고 이동체(Vehicle)의 이동에 의한 도플러 주파수 편이(Doppler Frequency Shift)를 고려한 오류확률식을 유도하여 FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하고 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 최적 파라메타를 구하였다. 그리고 비동기 검파방식에서 리미터-변별기와 적분-덤프(Integrate-dump) 필터를 어떻게 효율적으로 적용시킬 수 있을가를 검토하고, 열잡음과 재밍 잡음, 레일리 페이딩, FM 잡음 클릭(Click)등이 시스템에 어떠한 영향을 미치는가를 정확한 확률밀도함수를 유도하여 정량적으로 분석하였다.

II. 페이딩 채널에서의 FH/CPFSK 시스템

1. 페이딩 채널에서의 FH/CPFSK 시스템의 모델

FH/CPFSK 시스템의 모델을 그림 1과 그림 2에 나타내었다. 여기서 이진 데이터 $d(t)$ 가 디지털 FM (또는 CPFSK) 시스템에 변조된 신호 $s(t)$ 는 다음과 같다.

$$s(t) = \sqrt{2S} \cos[\omega_c t + \theta_m(t)], \quad 0 < t < T \quad (1)$$

여기에서 $\omega_c = 2\pi f_c$ 는 반송파의 중심주파수이고, $\theta_m(t)$ 는 FM 변조후의 데이터 위상으로서

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

와 같이 주어지는 값이며, $h = 2f_d T$ 는 변조지수를, 그리고 f_d 는 최대 주파수 편이(Peak Frequency Deviation)를 나타낸다.

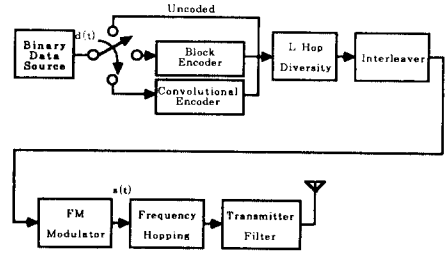


그림 1. FH/CPFSK 시스템의 송신기 블록도
Fig. 1. Block Diagram of Transmitter of FH/CPFSK System.

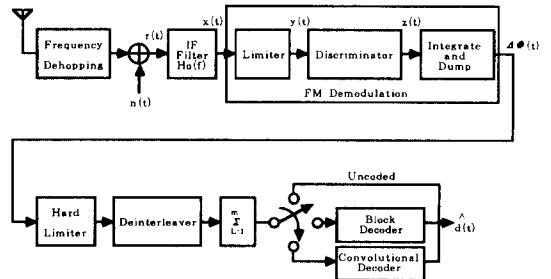


그림 2. FH/CPFSK 시스템의 수신기 블록도
Fig. 2. Block Diagram of Receiver of FH/CPFSK System.

채널상에서 잡음 성분이 포함된 신호 $s(t)$ 는 수신된 후 송신할때 사용했던 도약 패턴과 똑 같은 도약 패턴으로 역확산되고, 수신기로 들어오는 모든 다중 신호가 균일하다고 가정하면 수신된 신호 $r(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sqrt{2S} R_0 \cos(\omega_c t + \theta_m(t) + \delta(t)) + n(t) \\ &= x_c(t) \cos(\omega_c t + \theta_m(t)) - x_s(t) \sin(\omega_c t + \theta_m(t)) + n(t) \\ x_c(t) &= \sqrt{2S} R_0 \cos(\delta(t)) \quad x_s(t) = \sqrt{2S} R_0 \sin(\delta(t)) \end{aligned} \quad (3)$$

여기에서 $\delta(t)$ 는 R_0 와 독립인 균일하게 분포된 위상각이고, R_0 는 다음과 같은 레일리 분포(Rayleigh Distribution) 특성을 가지는 진폭이다.

$$p(R_0) = \begin{cases} \frac{R_0}{\sigma_s^2} \exp\left[-\frac{R_0^2}{2\sigma_s^2}\right], & r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (4)$$

그리고 $x_c(t)$ 와 $x_s(t)$ 는 통계적으로 독립인 가우시안 프로세스이고, 이것의 전력 스펙트럼은 육상 이동 통신

채널(Land Mobile Radio Channel)에서 다음과 같이 주어진다.

$$S_v(f) - S_v(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_v^2}{\pi\sqrt{f_D^2 - f^2}} & |f| < f_D \\ 0 & |f| \geq f_D \end{cases} \quad (5)$$

여기에서 f_D 는 최대 도플러 주파수(maximum Doppler Frequency)이다. 수신된 신호 $x(t)$ 는

$$H_0(f) = \exp\left(-\frac{\pi f^2}{2W_{IF}^2}\right) \quad (6)$$

로 모델화 한 등가적인 가우시안 저역통과 필터를 통과하게 되므로, IF 필터의 출력 $x(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$x(t) = \sqrt{2S} a(t) \cdot R_0 \cdot \cos[\omega_c t + \phi(t) + \delta(t) + \eta(t)] \quad (7)$$

여기에서 필터 출력의 정규화된 신호의 진폭 $a(t)$, 필터 출력의 신호 위상 $\phi(t)$, 그리고 위상 잡음 $\eta(t)$ 는 각각

$$a^2(t) = [h_0(t) \cdot \cos \theta_m(t)]^2 + [h_0(t) \cdot \sin \theta_m(t)]^2 \triangleq v^2(t) + u^2(t) \quad (8)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{h_0(t) \cdot \sin \theta_m(t)}{h_0(t) \cdot \cos \theta_m(t)} \triangleq \tan^{-1} \left[\frac{u(t)}{v(t)} \right] \quad (9)$$

$$\eta(t) = \tan^{-1} \frac{n_s(t)}{\sqrt{2\rho(t) + n_s(t)}} \quad (10)$$

와 같이 되고, $\eta(t)$ 에서 시변 신호대 잡음비 $\rho(t)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\rho(t) = \frac{R_0^2 a^2(t)}{2\sigma_n^2} \quad (11)$$

또한 리미터의 목적은 IF 신호의 진폭을 일정하게 하는 것이므로, 리미터 출력 $y(t)$ 는

$$y(t) = \cos[\omega_c t + \phi(t) + \delta(t) + \eta(t)] \quad (12)$$

이 되고, 식 (12)의 위상 도함수인 리미터-변별기(Limiter-Discriminator)의 출력 $z(t)$ 는

$$z(t) = \dot{\phi}(t) + \dot{\delta}(t) + \dot{\eta}(t) \quad (13)$$

이 되므로, 식 (13)을 한 주기에 대해 적분하는 적분-덤프(Integrator-dump) 필터의 출력은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \Delta\Phi(t) &= \Delta\phi(t) + \Delta\eta(t) + \Delta\delta(t) + 2\pi N(t-T, t) \\ &= \Delta\phi(t) + \phi(t) + 2\pi N(t-T, t) \end{aligned} \quad (14)$$

여기에서 $\Delta\phi = \phi(t) - \phi(t-T)$ 는 신호 성분의 위상차이고, $\phi(t) = \Delta\eta + \Delta\delta$ 는 잡음 성분과 위상 지연의 위상차이다.

그리고 $N(t-T, T)$ 는 시간 $(t-T, t)$ 에서 클릭의 수로서, 식 (10)에서 $\sqrt{\rho(t)}$ 가 작아져 분모의 값이 (+)에서 (-)값으로 빠르게 변할 때 발생되며, 이때 $\eta(t)$ 의 도함수는 임펄스 형태가 된다. 또한 이것의 확률분포는 포아송(Poisson) 분포¹⁵⁾

$$Pr(N=k) = \frac{\exp(-\bar{N}) \cdot \bar{N}^k}{k!}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (15)$$

를 가지며, 클릭의 평균수 \bar{N} 은 다음과 같이 주어지는 값이다¹⁵⁾.

$$\bar{N} = \frac{1}{2\pi} \int_{t-T}^t \dot{\phi}(\tau) \exp[-\rho(\tau)] d\tau \quad (16)$$

2. $\phi(t)$ 의 확률밀도함수(PDF) $p(\phi)$

라이시안 페이딩(Rician Fading)을 고려한 위성 통신 채널과 이동 통신 채널에서 DPSK 시스템과 FSK 시스템의 오류확률에 대한 성능을 분석할 때, 수신된 신호는 가시(Line-Of Sight : LOS) 신호와 많은 다중경로(Multipath)를 통해 수신되는 레일리 페이딩 신호와의 합으로 표현되고, 다중경로 신호의 전력에 대한 가시(LOS) 신호의 전력과의 비율 K라고 정의하고, K를 라이시안 페이딩 채널을 표현하는데 사용한다.

L.J. Mason¹⁶⁾은 라이시안 페이딩 채널에 대한 차분 위상 확률밀도 함수를 구하기 위하여 R.F. Pawula, S.O. Rice, J.H. Roberts¹⁷⁾의 결과를 이용하였고, 라이시안 페이딩에 대한 L.J. Mason의 차분 위상 확률 밀도 함수에서 K를 0으로 할때, 레일리 페이딩 환경에서도 타당하다는 것을 Israel Korn¹⁸⁾이 입증하였다.

따라서 $\phi(t)$ 에 대한 확률밀도 함수 $p(\phi)$ 를 구하기 위해 Israel Korn의 방법을 이용하여 K=0로 하면, 즉, LOS 신호 성분을 제거하기 위해 R.F. Pawula, S.O. Rice, J.H. Roberts [8, (B-6)]에서 U, V, W, E를 0으로 하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$f(\Delta\phi) = \frac{1 - (r^2 + \lambda^2)}{4\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{\cos t}{[1 - (r \cos(\Delta\phi + \Delta\phi) + \lambda \sin(\Delta\phi + \Delta\phi)) \cos t]^2} dt \quad (17)$$

여기에서 r과 λ 는 레일리 벡터의 In phase 성분과 Quadrature-phase 성분의 상관 계수이고 다음과 같

이 정의 된다¹⁸⁾.

$$r = \phi_T \cos \Delta\phi \tag{18}$$

$$\lambda = \phi_T \sin \Delta\phi \tag{19}$$

여기에서 ϕ_T 는 다음과 같다.

$$\phi_T = I_0(2\pi f_D T) \cdot \sqrt{\frac{\rho^2(C_1^2 - C_2^2)}{\rho^2(C_1^2 - C_2^2) + 2\rho C_1 + 1}} \tag{20}$$

$$C_1 = \frac{a^2(t) + a^2(t-T)}{2} \tag{21}$$

$$C_2 = \frac{a^2(t) - a^2(t-T)}{2} \tag{22}$$

따라서, 확률밀도 함수 $p(\phi)$ 는 식 (18)과 식 (19)를 식 (17)에 대입한 다음 [9, (2.554)]와 [9, (2.553)]을 이용하면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$f(\Delta\phi) = \frac{1 - \phi_T^2}{2\pi(1 - \phi_T^2 \cos^2 \Delta\phi)} \left[1 + \frac{2\phi_T \cos \Delta\phi}{\sqrt{1 - \phi_T^2 \cos^2 \Delta\phi}} \tan^{-1} \left(\frac{1 + \phi_T \cos \Delta\phi}{1 - \phi_T \cos \Delta\phi} \right) \right] \tag{23}$$

3. $\psi(t)$ 의 누적분포함수(CDF) $F(\phi)$

누적분포함수(CDF) $F(\phi)$ 를 유도하기 위하여 $F(\phi)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$F(x) = \int_{-\infty}^x f(x) dx \tag{24}$$

식 (24)에 식 (23)을 대입한 다음 식을 정리하면

$$F(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1 - \phi_T^2}{2\pi(1 - \phi_T^2 \cos^2 x)} \left[1 + \frac{2\phi_T \cos x}{\sqrt{1 - \phi_T^2 \cos^2 x}} \tan^{-1} \left(\frac{1 + \phi_T \cos x}{1 - \phi_T \cos x} \right) \right] dx \tag{25}$$

$$= \int_{-\infty}^x \frac{1 - \phi_T^2}{2\pi(1 - \phi_T^2 \cos^2 x)} \left[1 + \frac{\phi_T \cos x}{\sqrt{1 - \phi_T^2 \cos^2 x}} \left[\frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(\phi_T \cos x) \right] \right] dx$$

과 같이 쓸 수 있고, 적분변수를 바꾸기 위해 $y = x + \pi/2$ 로 두고 식을 다시 정리하면 다음과 같이 된다.

$$F(y - \frac{\pi}{2}) = \frac{1 - \phi_T^2}{2\pi} \left[\frac{1}{1 - \phi_T^2 \sin^2 y} dy + \frac{\pi \phi_T}{2} \int_{-\infty}^{\pi/2} \frac{\sin y}{(1 - \phi_T^2 \sin^2 y)^{3/2}} dy \right. \tag{26}$$

$$\left. + \phi_T \int_{-\infty}^x \frac{\sin y}{(1 - \phi_T^2 \sin^2 y)^{3/2}} \sin^{-1}(\phi_T \sin y) dy \right]$$

식 (26)에서 우변의 세번째 항은 부분적분과 [9, (2.584)]를 이용하면

$$F(y - \frac{\pi}{2}) = \frac{y}{2\pi} - \frac{\phi_T \cos y}{4\sqrt{1 - \phi_T^2 \sin^2 y}} - \frac{\phi_T \cos y \sin^{-1}(\phi_T \sin y)}{2\pi\sqrt{1 - \phi_T^2 \sin^2 y}} \tag{27}$$

과 같이 되고 다시 $x = y - \pi/2$ 를 대입하면 다음과 같이 된다.

$$F(x) = \frac{x}{2\pi} + \frac{\phi_T \sin x}{4\sqrt{1 - \phi_T^2 \cos^2 x}} + \frac{\phi_T \sin x \sin^{-1}(\phi_T \cos x)}{2\pi\sqrt{1 - \phi_T^2 \cos^2 x}} \tag{28}$$

4. 클릭의 평균수 N

레이리 페이딩 채널에서의 클릭의 평균수는 R_0 에 대한 평균이므로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$N = \int_0^{\infty} \bar{N}_{(infinite)} p(R_0) dR_0 \tag{29}$$

여기에서 식 (4), 식 (11) 그리고 식 (16)을 식 (29)에 대입하면 다음과 같이 된다.

$$\bar{N} = \int_{t-T}^t \frac{\phi(t)}{2\pi\sigma_s^2} \int_0^{\infty} R_0 \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma_s^2} + \frac{a^2(x)}{\sigma_a^2} \right) R_0^2 \right] dR_0 dt \tag{30}$$

식 (30)을 전개하기 위하여 [10, (15.77)]을 이용하면 다음과 같은 결과 식을 구할 수 있다.

$$\bar{N} = \frac{1}{2\pi\sigma} \int_{t-T}^t \frac{\phi(t)}{a^2(t) + 1/\rho} dt \tag{31}$$

III. AWGN+PBNJ+페이딩 채널에서의 오류확률

열잡음과 부분대역 잡음재밍, 그리고 레이리 페이딩이 존재하는 채널에서 심볼 "1"이 전송되었을 때, 수신기는 비트 간격 T 의 배수인 곳에서 $\Delta\theta > 0$ 이면 "1"이 전송된 것으로 판정하고, 그 외에는 "0"이 전송된 것으로 판정한다. 따라서 심볼 "1"이 전송되었을 때 $\Delta\theta < 0$ 이면 오류가 발생된다. 따라서 두 잡음 프로세스(Process) $\psi(t)$, $N(t-T, t)$ 가 서로 통계적으로 독립이라고 가정하면, 두 잡음 프로세스의 합 $\psi(t) + 2\pi N(t-T, t)$ 의 확률밀도 함수는 두 확률밀도 함수의 컨볼루션(Convolution)이 되므로, 확률 γ 인 부분대역 재밍이 가정되었을 때, 클릭을 포함한 조건부 pdf $p(\psi|\beta)$ 는 잼(Jam)된 도약의 수에 의해 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$p(\psi|\beta) = (1 - \gamma) \sum_{n=0}^{\infty} \Pr\{N = n; \rho_N, \beta\} \cdot p(\psi + 2\pi n; \rho_N, \beta) \tag{32}$$

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

여기에서 γ 는 재밍 점유율이고 β 는 개개의 비트 패턴에 대응하는 파라미터를 나타낸다.

따라서 심볼 "1"이 전송되었을 때, 부분대역 재밍과 레일리 페이딩을 고려한 시스템에서 오류가 발생할 조건부 BER $P(d|\beta)$ 은

$$P(d|\beta) = \int_{\Delta\phi}^{\pi} p(\Delta\phi|\beta) d\phi \quad (33)$$

과 같이 되고 식(32)를 식 (33)에 대입하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} P(d|\beta) = & (1-\gamma) \left[\Pr\{N=0; \rho_N, \beta\} \int_{\Delta\phi}^{\pi} p(\phi|\rho_N, \beta) d\phi + (1-\Pr\{N=0; \rho_N, \beta\}) \right] \\ & + \gamma \left[\Pr\{N=0; \rho_T, \beta\} \int_{\Delta\phi}^{\pi} p(\phi|\rho_T, \beta) d\phi + (1-\Pr\{N=0; \rho_N, \beta\}) \right] \end{aligned} \quad (34)$$

따라서 식 (34)를 정리하면

$$\begin{aligned} P(d|\beta) = & 1 - \gamma [\Pr\{N=0; \rho_T, \beta\} - (1-\gamma) [\Pr\{N=0; \rho_N, \beta\} \\ & - \gamma \Pr\{N=0; \rho_T, \beta\} [F(\pi, \rho_T, \beta) - F(\Delta\phi, \rho_T, \beta)] \\ & + (1-\gamma) \Pr\{N=0; \rho_N, \beta\} [F(\pi, \rho_N, \beta) - F(\Delta\phi, \rho_N, \beta)] \end{aligned} \quad (35)$$

와 같이 되고, 여기에서 $F(\pi, \rho, \beta) - F(\Delta\phi, \rho, \beta)$ 와 는 식 (28)로 부터 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} F(\pi, \rho, \beta) - F(\Delta\phi, \rho, \beta) = & 0.5 - \frac{\Delta\phi}{2\pi} - \frac{\phi_T \sin \Delta\phi}{4\sqrt{1-\phi_T^2 \cos^2 \Delta\phi}} - \frac{\phi_T \sin \Delta\phi \sin^{-1}(\phi_T \cos \Delta\phi)}{2\pi\sqrt{1-\phi_T^2 \cos^2 \Delta\phi}} \end{aligned} \quad (36)$$

FM 신호의 파형은 이론적으로 무한 대역폭을 가지므로 이것에 대한 필터의 응답은 서로 다른 심볼이나 칩 구간에 대해 이웃한 비트와 중첩됨으로 인해 심볼간 간섭(Intersymbol Interference)을 일으켜 변조된 데이터의 위상 $\theta_m(t)$ 를 왜곡하게 된다. 이에 대해 C.H. Tan, T.T. Tjhung, H. Singh은 Manchester 부호를 이용하여 협대역 FSK 시스템에 대해 분석을 하였고, 그 결과 심볼간 간섭은 단지 현재의 비트에 이웃한 앞뒤의 두 비트만이 시스템의 응답에 중요한 영향을 미친다는 것을 증명하였다¹²¹. 따라서 가능한 비트 패턴은 모두 8개로서 111, 010, 110, 011, 000, 101, 001, 100이고, "1"을 전송할 확률과 "0"을 전송할 확률은 같은 확률로 발생되므로 "1"의 비트가 전송되었다면 4개의 비트 패턴 111, 010, 011, 110가 비트 오류확률을 평가하는데 고려되어야 한다. 따라서 비

트 오류 확률 P_b 는 이들 4개의 비트 패턴에 대한 평균이므로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_b = \frac{1}{4} [P(e|111) + P(e|010) + 2P(e|110)] \quad (37)$$

1. "111" 비트 패턴

"111" 비트 패턴의 경우, FM 변조후의 데이터 위상은 직선이므로, 위상 지연을 무시한다면 FM 변조후의 신호 위상 $\theta_m(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$\theta_m(t) = \frac{\pi h}{T} t \quad (38)$$

식 (38)로 부터 IF 필터의 신호 위상 $\phi(t)$ 와 필터의 정규화된 신호의 진폭 $a^2(t)$ 는

$$\phi(t) = \frac{\pi h}{T} t = 2\pi f_d t \quad (39)$$

$$a^2(t) = |H_0(f_d)|^2 \quad (40)$$

이 되고, 시변 SNR $\rho(t)$ 는 식(11)에 식 (40)을 대입하면

$$\rho(t) = \begin{cases} \rho_N a^2(t) = \frac{|H_0(f_d)|^2}{D} \frac{R}{L} \frac{E_b}{N_0} \\ \rho_T a^2(t) = \frac{|H_0(f_d)|^2}{D} \frac{R}{L} \frac{\gamma E_b}{N_J} \end{cases} \quad (41)$$

와 같이 되고, 여기에서 D는 $D = W_{IF} T$ 이고, W_{IF} 는 IF 필터의 대역폭이다.

따라서 오류확률식을 계산하기 위한 파라메타 $\Delta\phi$ 는 식 (39)를, 그리고 C_1 , C_2 는 식 (21), 식 (22)에 식 (40)을, 클럭의 평균수 \bar{N} 은 식 (31)에 식 (39), 식 (40), 식 (2.41)을 대입하면 다음과 같이 된다.

$$\Delta\phi = \pi h \quad (42)$$

$$C_1 = |H_0(f_d)|^2 \quad (43)$$

$$C_2 = 0 \quad (44)$$

$$\bar{N} = \frac{h}{2\rho |H_0(f_d)|^2 + 2} \quad (45)$$

2. "010" 비트 패턴

"010" 비트 패턴의 경우, FM 변조후의 신호위상 $\theta_m(t)$ 는 진폭이 $0.5\pi h$, 주기가 $2T$, 그리고 $t=T$ 에서 첫번째 양의 첨두값(Peak)을 갖는 삼각 펄스파이다. 따라서 IF 필터가 단지 이들 Fourier 급수의 고조파를 $f=1/T$ 까지만 통과시킨다면 $u(t)$ 와 $v(t)$ 는 다음과 같이 근사시킬 수 있다.

$$\begin{aligned} u(t) &= \frac{4h}{\pi} \cos \frac{\pi h}{2} \left| H_0\left(\frac{1}{2T}\right) \right| \frac{1}{1-h^2} \cos\left(\frac{\pi}{T} t\right) \\ &= c_1 \cos\left(\frac{\pi}{T} t\right) \end{aligned} \quad (46)$$

$$v(t) = \frac{2}{\pi h} \sin \frac{\pi h}{2} \left[1 - \frac{2h^2}{4-h^2} \left| H_0 \left(\frac{1}{T} \right) \right| \cos \frac{2\pi}{T} t \right]$$

$$= c_2 - c_3 \cos \frac{2\pi}{T} t \quad (47)$$

여기에서 c_1, c_2, c_3 는 다음과 같이 정의한다.

$$c_1 \triangleq \frac{4h}{\pi(1-h^2)} \cos \frac{\pi h}{2} \left| H_0 \left(\frac{1}{2T} \right) \right| \quad (48)$$

$$c_2 \triangleq \frac{2}{\pi h} \sin \frac{\pi h}{2} \quad (49)$$

$$c_3 \triangleq \frac{4h}{\pi(4-h^2)} \sin \frac{\pi h}{2} \left| H_0 \left(\frac{1}{T} \right) \right| \quad (50)$$

따라서 필터된 신호 위상 $\phi(t)$, 정규화된 신호의 진폭 $a^2(t)$, 그리고 시변 SNR $\rho(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left[\frac{c_1 \cos \left(\frac{\pi}{T} t \right)}{c_2 - c_3 \cos \frac{2\pi}{T} t} \right] \quad (51)$$

$$a^2(t) = \left[c_1 \cos \left(\frac{\pi}{T} t \right) \right]^2 + \left[c_2 - c_3 \cos \frac{2\pi}{T} t \right]^2 \quad (52)$$

$$\rho(t) = \begin{cases} \rho_N a^2(t) = \frac{1}{D} \frac{R}{L} \frac{E_b}{N_0} [u^2(t) + v^2(t)] \\ \rho_T a^2(t) = \frac{1}{D} \frac{R}{L} \frac{\gamma E_b}{N_f} [u^2(t) + v^2(t)] \end{cases} \quad (53)$$

오류확률식을 계산하기 위한 파라메타 $\Delta\phi$ 는 식 (51)을, 그리고 C_1 과 C_2 는 식 (21), 식 (22)에 식 (52)를 대입하여 계산하면 다음과 같이 된다.

$$\Delta\phi = 2 \tan^{-1} \left[\frac{c_1}{c_2 - c_3} \right] \quad (54)$$

$$C_1 = c_1^2 + (c_2 - c_3)^2 \quad (55)$$

$$C_2 = 0 \quad (56)$$

그리고 클릭의 평균수 \bar{N} 은 식 (31)에 식 (51), 식 (52), 식 (53)을 대입한 뒤 $\phi(t)$ 의 최소값에서 최대값 까지 적분하면 다음과 같이 된다.

$$\bar{N} = \frac{1}{2\pi\sigma} \int_{-\tau}^{\tau} \frac{d}{dt} \left\{ \tan^{-1} \frac{u(t)}{v(t)} \right\} \frac{1}{u^2(t) + v^2(t) + 1/\rho} dt \quad (57)$$

적분변수를 바꾸기 위해 π/T 를 x 로 두고 식을 다시 전개하면

$$\bar{N} = \frac{1}{2\pi} \int_x^{\pi} \frac{u'(x)v(x) - u(x)v'(x)}{[u^2(x) + v^2(x)] \cdot [\rho(u^2(x) + v^2(x)) + 1]} dx \quad (58)$$

와 같이 되고 여기에서 $u(x), v(x), u'(x), v'(x)$ 는

다음과 같다.

$$u(x) = c_1 \cos x \quad (59)$$

$$v(x) = c_2 - c_3 \cos 2x \quad (60)$$

$$u'(x) = -c_1 \sin x \quad (61)$$

$$v'(x) = 2c_3 \sin 2x \quad (62)$$

3. "011" 비트 패턴과 "110" 비트 패턴

"011" 비트 패턴의 경우, FM 변조후의 신호위상 $\theta_m(t)$ 는 진폭이 πh , 주기가 $4T$, 그리고 $t=2T$ 에서 첫 번째 양의 첨두값(Peak)을 갖는 삼각 펄스파이다. 따라서 IF 필터가 단지 이들 Fourier 급수의 고조파를 $f=1/T$ 까지만 통과시킨다면 $u(t)$ 와 $v(t)$ 는 다음과 같이 근사시킬 수 있다.

$$u(t) = \frac{8h}{\pi} \cos \pi h \left[\left| H_0 \left(\frac{1}{4T} \right) \right| \frac{1}{1-4h^2} \cos \left(\frac{\pi}{2T} t \right) + \left| H_0 \left(\frac{3}{4T} \right) \right| \frac{1}{9-4h^2} \cos \left(\frac{3\pi}{2T} t \right) \right]$$

$$= c_4 \cos \left(\frac{\pi}{2T} t \right) + c_5 \cos \left(\frac{3\pi}{2T} t \right) \quad (63)$$

$$v(t) = \frac{\sin \pi h}{\pi h} \left[1 - \frac{2h^2}{1-h^2} \left| H_0 \left(\frac{1}{2T} \right) \right| \cos \frac{\pi}{T} t - \frac{2h^2}{4-h^2} \left| H_0 \left(\frac{1}{T} \right) \right| \cos \frac{2\pi}{T} t \right]$$

$$= c_6 - c_7 \cos \frac{\pi}{T} t - c_8 \cos \frac{2\pi}{T} t \quad (64)$$

여기에서 c_4, c_5, c_6, c_7, c_8 는 다음과 같이 정의한다.

$$c_4 \triangleq \frac{8h}{\pi(1-4h^2)} \cos \pi h \left| H_0 \left(\frac{1}{4T} \right) \right| \quad (65)$$

$$c_5 \triangleq \frac{8h}{\pi(9-4h^2)} \cos \pi h \left| H_0 \left(\frac{3}{4T} \right) \right| \quad (66)$$

$$c_6 \triangleq \frac{\sin \pi h}{\pi h} = \text{sinc } h \quad (67)$$

$$c_7 \triangleq c_6 \frac{2h^2}{1-h^2} \left| H_0 \left(\frac{1}{2T} \right) \right| \quad (68)$$

$$c_8 \triangleq c_6 \frac{2h^2}{4-h^2} \left| H_0 \left(\frac{1}{T} \right) \right| \quad (69)$$

따라서 필터된 신호 위상 $\phi(t)$, 정규화된 신호의 진폭 $a^2(t)$, 그리고 시변 SNR $\rho(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left[\frac{c_4 \cos \left(\frac{\pi}{2T} t \right) + c_5 \cos \left(\frac{3\pi}{2T} t \right)}{c_6 - c_7 \cos \frac{\pi}{T} t - c_8 \cos \frac{2\pi}{T} t} \right] \quad (70)$$

$$a^2(t) = \left[c_4 \cos \left(\frac{\pi}{2T} t \right) + c_5 \cos \left(\frac{3\pi}{2T} t \right) \right]^2 + \left[c_6 - c_7 \cos \frac{\pi}{T} t - c_8 \cos \frac{2\pi}{T} t \right]^2 \quad (71)$$

$$\rho(t) = \begin{cases} \rho_N a^2(t) = \frac{1}{D} \frac{R}{L} \frac{E_b}{N_0} [u^2(t) + v^2(t)] \\ \rho_T a^2(t) = \frac{1}{D} \frac{R}{L} \frac{\gamma E_b}{N_f} [u^2(t) + v^2(t)] \end{cases} \quad (72)$$

오류확률식을 계산하기 위한 파라메타 $\Delta\phi$, 그리고 C_1 과 C_2 는

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \left[\frac{c_4 + c_5}{c_6 - c_7 - c_8} \right] \quad (73)$$

$$C_1 = 0.5(c_4 + c_5)^2 + c_7 + (c_6 - c_8)^2 \quad (74)$$

$$C_2 = 2(c_6 - c_8)c_7 - 0.5(c_4 + c_5)^2 \quad (75)$$

과 같이 되고, 클럭의 평균수 \bar{N} 은 식 (58)과 같고, $u(x)$, $v(x)$, $u'(x)$, $v'(x)$ 는 다음과 같다.

$$u(x) = c_4 \cos \frac{1}{2}x + c_5 \cos \frac{3}{2}x \quad (76)$$

$$v(x) = c_6 - c_7 \cos x - c_8 \cos 2x \quad (77)$$

$$u'(x) = -\frac{1}{2}c_4 \sin \frac{1}{2}x - \frac{3}{2}c_5 \sin \frac{3}{2}x \quad (78)$$

$$v'(x) = c_7 \sin x + 2c_8 \sin 2x \quad (79)$$

IV. 성능분석 및 검토

1. 부분대역 재밍하에서의 성능분석

열잡음과 부분대역 잡음재밍 그리고 레일리 페이딩을 고려한 FH/CPFSK 시스템에서 리미터-변별기 검파방식을 가정하면 식 (35)와 같은 조건부 오류 확률식을 얻게 되고, 이 식을 이용하여 각각의 비트패턴에 대한 오류 확률식을 구한 다음 식 (37)에 대입하면 결과적인 비트오류확률을 구할 수 있다.

현재, 이동통신 시스템에서 사용하고 있는 주파수대와 채널의 대역폭은 아날로그 이동통신 시스템(Analog Cellular)인 AMPS의 경우 800 [MHz], 30 [KHz]를 사용하고 있고, 디지털 이동통신 시스템(Digital Cellular)인 CDMA의 경우 800 [MHz], 1.25 [MHz]를 사용하고 있다. 또한 1990년, FCC(Federal Communications Commission)에서는 근거리 통신망(LAN; Local Area Networks)이나 개인용 통신망(PCN; Personal Communications Networks)과 같은 지금까지 등록되지 않은 대역확산 통신 시스템의 사용을 쉽게 하기 위하여 3개의 주파수대, 900 [MHz], 2400 [MHz], 5800 [MHz]를 개방하였다.

따라서 본 논문에서는 상기의 주파수대에서 리미터

변별기 검파 방식을 가정한 FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하였다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 각각의 주파수대와 채널 대역폭에 관련된 파라메타인 $f_D T$ 의 값은

$$f_D T = \frac{f_D}{W_{IF}} = \frac{v}{W_{IF} \lambda} = \frac{v \cdot f}{3 \times 10^8 W_{IF}} \quad (80)$$

와 같은 식을 이용하여 구하였고, 이동체의 속도가 100 [Km/h]인 경우에 대해 각각의 $f_D T$ 의 값을 구하여 표 1에 제시하였으며, 그에 따른 성능분석을 그림 3에 나타내었다. 그 결과, AMPS 시스템인 경우 E_b/N_0 의 값이 60 [dB], CDMA3, CDMA4의 경우는 80 [dB], 그리고 CDMA1, CDMA2의 경우는 90 [dB]까지 E_b/N_0 의 값이 증가함에 따라 시스템의 성능이 개선되지만, 그 이상에서는 일정함을 알 수 있다.

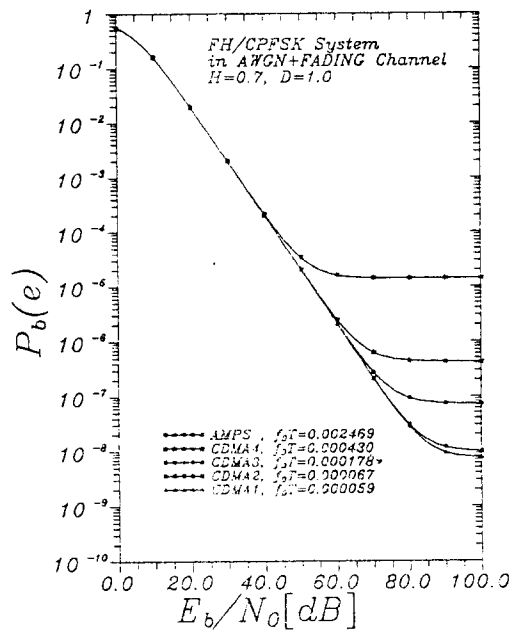


그림 3. 레일리 페이딩 채널에서 $f_D T$ 에 따른 비트 오류 확률

Fig. 3. Bit Error Probability for $f_D T$ in the Rayleigh Fading Channel.

그리고, AMPS 시스템과 CDMA2 시스템의 경우에 대해 각 이동체의 속도에 따른 시스템의 성능을 분석하여 그림 4에 제시하였다. 그 결과, AMPS 시스템의 경우 60 [dB]에서, CDMA 시스템의 경우 90 [dB]에서 성능이 일정해짐에 따라 CDMA 시스템이 AMPS 시스템보다 30 [dB] 이상 성능이 우수함을 알 수 있다.

표 1. 이동체의 속도가 100 [Km/h] 일 때, $f_d T$ 의 값

Table 1. $f_d T$ at 100 [Km/h] Vehicle Speed.

시스템	주파수대 [MHz]	채널 대역폭 [KHz]	$f_d T$
AMPS	800	30	0.002469
CDMA1	800	1250	0.000059
CDMA2	900	1250	0.000067
CDMA3	2400	1250	0.000178
CDMA4	5800	1250	0.000430

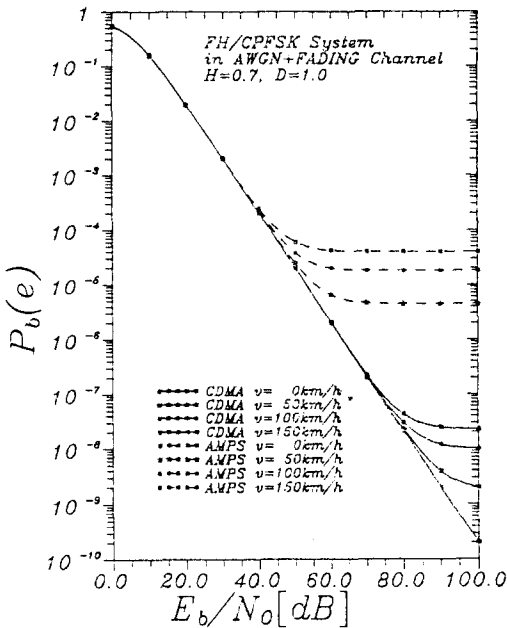


그림 4. 레일리 페이딩 채널에서 이동체의 속도에 따른 비트 오류 확률

Fig. 4. Bit Error Probability for Vehicle Speed in the Rayleigh Fading Channel.

마지막으로 부분대역 재밍이 존재하는 페이딩 채널에서의 성능을 분석하기 위하여 $f_d T$ 의 값을 0.000067로 고정시켜 두고, 재밍 점유율 γ 가 1, 0.5, 0.2, 0.1, 0.05, 0.02, 0.01, 0.005, 0.002, 0.001일때, E_b/N_0 를 30 [dB]와 60 [dB]로 변화시키면서 FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하였다. 그 결과, 그림 5와 그림 6에서 보는 바와 같이 E_b/N_0 가 60 [dB]인 경우보다 30 [dB]인 경우의 성능이 매우 열악함을 알 수 있고,

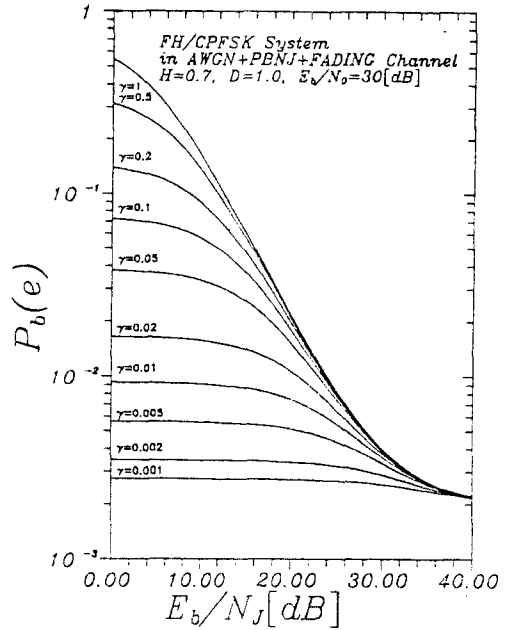


그림 5. 부분대역 재밍과 레일리 페이딩하에서 $E_b/N_0 = 30.0$ [dB] 일때, γ 에 따른 비트 오류 확률

Fig. 5. Bit Error Probability for γ and $E_b/N_0 = 30.0$ [dB] in the AWGN+PBNJ+Rayleigh Fading Channel.

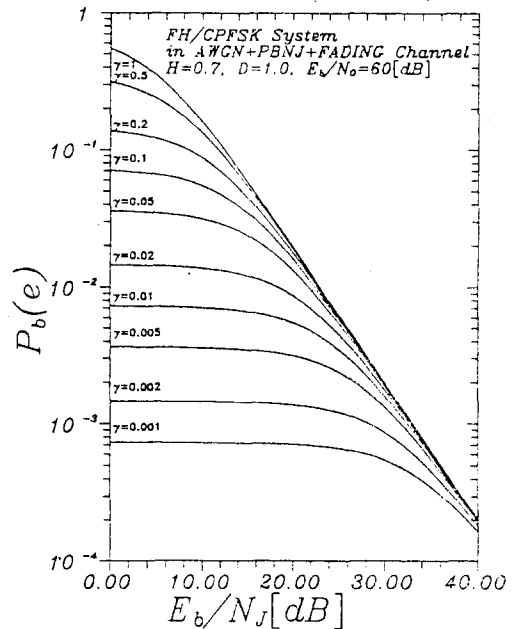


그림 6. 부분대역 재밍과 레일리 페이딩하에서 $E_b/N_0 = 60.0$ [dB] 일때, γ 에 따른 비트 오류 확률

Fig. 6. Bit Error Probability for γ and $E_b/N_0 = 60.0$ [dB] in the AWGN+PBNJ+Rayleigh Fading Channel.

30 [dB]와 60 [dB] 모두 10^{-5} 의 오류확률에도 미치지 못하는 성능을 나타내고 있다. 따라서 시스템의 성능을 평가하는데 있어서 열잡음은 무시할 수 없는 파라메타임을 알 수 있다.

2. 최악의 부분대역 재밍하에서의 성능분석 및 검토
재머의 관점에 불태, 시스템의 오류확률을 최대로 할 수 있는 재밍의 점유율을 최악의 재밍 점유율 (Worst-Case Jamming Fraction)이라 하고, 이 때의 재밍을 최악의 부분대역 재밍(Worst-Case PBNJ)이라고 한다. 따라서 시스템의 최악의 성능을 나타내는 최악의 재밍에 대한 오류 확률식은 주어진 값 E_b/N_0 , E_b/N_J , γ 에 대해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{WC} = P_b(e; E_b/N_0, E_b/N_J, \gamma_{WC}) \quad (81)$$

여기에서 γ_{WC} 는 최악의 재밍 점유율이고 다음과 같은 식으로 계산된 값이다.

$$\left. \frac{\partial P_b(e; E_b/N_0, E_b/N_J, \gamma)}{\partial \gamma} \right|_{\gamma = \gamma_{WC}} = 0 \quad (82)$$

하지만 식 (81)는 수학적으로 직접 전개할 수가 없으므로 다음과 같은 수치해석적인 방법으로 구하였다.

$$P_{WC} = \max_{0 < \gamma \leq 1} [P_b(e; E_b/N_0, E_b/N_J, \gamma)] \quad (83)$$

식 (83)을 이용하여, 열잡음과 부분대역 재밍 잡음 그리고 레일리 페이딩을 고려한 FH/CPFSK 시스템에서의 최악의 재밍 성능을 그림 7에 나타내었다.

먼저, 열잡음과 부분대역 재밍만 존재하는 경우, 10^{-5} 의 오류확률에서 $E_b/N_0 = 15$ [dB]일때 E_b/N_J 의 값은 42.7 [dB]이었고, 최악의 재밍 점유율 γ_{WC} 는 0.00009이었다. 그리고, $E_b/N_0 = 30$ [dB]일때 E_b/N_J 의 값은 42.5 [dB]이었고, 최악의 재밍 점유율 γ_{WC} 는 $E_b/N_0 = 15$ [dB]인 경우와 마찬가지로 0.00009이었다.

다음, 열잡음과 부분대역 잡음 재밍, 그리고 레일리 페이딩이 함께 존재하는 경우, $E_b/N_0 = 15$ [dB]일때에는 0.059의 오류확률에서, 30 [dB]일때에는 0.002의 오류확률에서, 45 [dB]일때에는 0.67×10^{-4} 의 오류확률에서 일정한 값이 됨을 알 수 있다. 그리고 $E_b/N_0 = 60$ [dB]일때에는 10^{-5} 의 오류확률에서 E_b/N_J 의 값이 54 [dB]이었고, 최악의 재밍 점유율 γ_{WC} 는 1.0이었다.

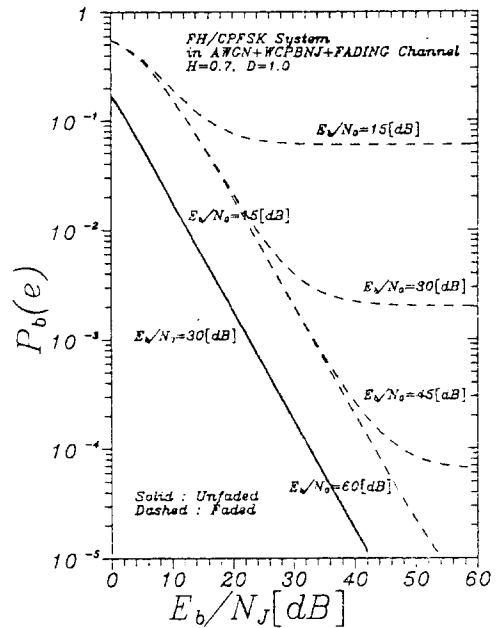


그림 7. 최악의 재밍 점유율 γ_{WC} 에서 FH/CPFSK 시스템의 비트 오류 확률

Fig. 7. Bit Error Probability of FH/CPFSK System at the Worst-case Partial-Band Jamming Fraction.

V. 결론

본 논문은 레일리 페이딩 채널에서의 열잡음, 부분대역잡음, 인접한 8개의 비트패턴에 대한 심볼간 간섭 그리고 FM잡음 클러킹 등을 고려한 리미터-변별기 검파와 적분-딤프 필터링을 하는 FH/CPFSK 시스템의 성능을 분석하고 검토하였다.

부분대역 재밍하에서 최적파라메타 $f_D T$ 를 표 1에 제시하였으며, 최적파라메타에 대한 AMPS시스템과 CDMA시스템이 E_b/N_0 가 각각 60 [dB], 80 [dB] 그리고 90 [dB] 이상에서의 성능이 일정함은 성능이 선형으로 변하는 구간에서는 AWGN의 잡음에 의해 값이 일정한 구간에서는 페이딩에 의한 위상잡음 $\Delta\theta$ 에 의한 것으로 사료되며, CDMA시스템이 AMPS시스템보다 30 [dB] 이상 성능이 좋음을 알 수 있다. 그리고 $f_D T$ 를 고정시키고 재밍 점유율 γ 의 변화에 따른 시스템 성능분석을 통하여, 시스템의 성능 평가시 열잡음을 무시하여서는 안된다는 것을 알 수 있다.

최악의 부분대역 재밍하에서 열잡음과 부분대역 잡음 재밍이 모두 존재하는 채널에서 레일리 페이딩을

고려하면 FH/CPFSK 시스템의 성능이 약 11 [dB] 감소됨을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] R.E. Ziemer, R.L. Peterson, "Digital Communications and Spread Spectrum systems", Macmillan Publishing Company, 1985.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] Israel Korn, "Error Probability of Digital Modulation in Satellite Mobile, Land Mobile, and Gaussian Channels with Narrow-Band Receiver Filter," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-40, pp. 697-707, Apr. 1992.
- [5] 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.
- [6] L.J. Mason, "Error Probability Evaluation for Systems Employing Differential Detection in a Rician Fast Fading Environment and Gaussian Noise," IEEE Trans. Commun., vol. COM-35, pp.39-46, 1987.
- [7] R.F. Pawula, S.O. Rice, and J.H. Roberts, "Distribution of the Phase Angle Between Two Vectors Perturbed by Gaussian Noise", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-30, pp. 1828-1841, August 1982.
- [8] I. Korn, "M-ary FSK with Limiter Discriminator Integrator Detection and DPSK with Differential Phase Detection in Rician Fading Channel," *Int. J. Satellite Commun.*, vol. 8, pp. 363-368, 1990.
- [9] I. S. Grandshteyn and I. M. Ryzhik, "Table of Integrals, Series, and Products," New York: Academic, 1980.
- [10] Murray R. Spiegel, "Schaum's Outline Series Theory and Problems Mathematical Handbook of Formulas and Tables", McGraw Hill Publishing Company, 1968.

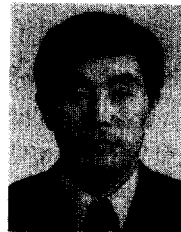
저 자 소 개



梁正謀(正會員)

1990년 청주대학교 전자공학과 (공학사). 1992년 청주대학교 대학원 전자공학과(공학석사). 현재 청주대학교 대학원 전자공학과(박사과정). 현재 청주기능대학 전자기술과 전임강사. 주관심분야는

디지털 이동통신, 부호이론, 이동통신, Spread Spectrum 통신, 무선 LAN 등임



朴鎭秀(正會員)

1975년 한양대학교 전자공학과 (공학사). 1977년 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학석사). 1985년 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학박사). 1988년

Univ. of Colorado at Colorado Spring(Post Doc.) 현재 청주대학교 전자공학과 교수. 주관심분야는 디지털 이동통신, 부호이론, 이동통신, Spread Spectrum 통신, 무선 LAN 등임