

부분대역 잡음 재밍환경에서의 비동기 FH-BFSK 시스템의 성능 분석

Performance Analysis of Noncoherent FH-BFSK System in Partial-Band Noise Jamming

이철호* · 유흥균* · 김기근** · 최영균**

Cheol-Ho Lee* · Heung-Gyoon Ryu* · Kie-Keun Kim** · Young-Kyun Choi**

요 약

본 논문에서는 부분 대역 잡음 재밍이 존재하는 직교성 비동기 FH-BFSK 통신시스템의 성능을 분석하였다. 그리고 전체 확산대역에서의 재밍대역 비율인 ρ 값의 변화할 때 처리이득에 따른 비트에러확률을 분석하였다. 분석결과를 수치해석과 SPW를 이용한 컴퓨터 시뮬레이션을 수행하여 성능을 평가하였다. JSR이 10 dB일 때 시스템의 SNR이 10 dB이하라면 높은 처리이득에서도 error floor가 발생하여 요구하는 성능을 실현할 수 없었으며, SNR이 12 dB이상에서는 ρ 의 변화에 따라 요구하는 에러확률을 만족하는 처리이득이 달라짐을 알 수 있다.

Abstract

In this paper, the performance of a orthogonal noncoherent FH-BFSK communication system in the presence of partial band noise jamming is analyzed. Also bit error rate(BER) is studied when jamming bandwidth ratio to overall spread spectrum bandwidth, ρ , changes according to processing gain(PG). The performance is investigated by numerical analysis and computer simulation of SPW. Even if PG is high, required performance could not gain because error floor occurs when JSR is 10 dB and SNR is under 10 dB. PG can be obtained to acquire a required BER according to ρ when SNR is above 12 dB.

I. 서 론

스펙트럼 확산(spread spectrum)통신 방법 중의 직접 도약(direct sequence)방식의 처리이득을 크게 하기 위해서는 칩 시간을 작게 하여 전송대역폭을 더 넓게 하고 비트당 칩의 수가 더 많은 부호를 사용함으로써 가능하다. 그러나 스펙트럼확산 신호기에 사용되는 소자의 제한된 기능때문에 시스템의

처리이득은 제한된다. 따라서 스펙트럼 확산 통신에 사용되는 PN부호에 의해서 얻어지는 처리이득은 의도적인 재밍을 극복하기에는 충분하지 않다. 주파수 도약(frequency hopping)방식은 전송 데이터에 의해서 변조된 반송파의 스펙트럼을 광범위한 일정한 주파수 대역 내에서 한 주파수에서 다른 주파수를 랜덤 하게 도약시킴으로써 의도적인 재머가 더 넓은 스펙트럼을 포함하도록 하는 스펙트럼 확산 방식이

* 충북대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Chungbuk National University)

** 국방과학연구소 위성체계연구팀(Satellite System Research Team, Agency for Defense Development)

· 논문 번호 : 991130-110

· 수정완료일자 : 2000년 1월 7일

다^[1]. 기존의 논문에서는 FH-MFSK시스템에서 부분 대역 잡음 재밍에 대한 P_e 를 복잡한 계산으로 산출했다^[2]. 본 논문에서는 잡음 재밍이 존재하는 채널 환경에서 직교성 비동기 FH-BFSK시스템의 처리이득 변화에 따른 성능을 재밍대역 비율인 ρ 에 따라 시뮬레이션 하였다. 그래서 음성 통신을 위한 에러확률 10^{-3} 을 유지하기 위한 최적의 처리이득을 찾고자 한다. 또한 간섭도 10 dB일 때와 30 dB일 때 SNR의 변화에 따른 성능도 나타내었다.

II. 분석

재머는 신호가 도약할 수 있는 N 개의 slot 중에 K 개의 slot을 간섭한다.

K 가 N 과 같으면 전 대역 재밍이 존재한다고 할 수 있다. 간섭은 BFSK시스템에서 신호가 전송되는 주파수와 신호가 전송되지 않는 주파수의 짝으로 본 Mark와 Space 주파수를 모두 재밍 하거나, 그 중에서 하나만 재밍 하거나, 아무 것도 안 할 수도 있다.

그림 1은 비동기 FH-BFSK의 송수신도를 나타낸 것이다. 데이터 $b(t)$ 가 FSK변조를 거친 신호 $x(t)$ 는 0비트 전송할 때의 f 와 1비트 전송할 때의 $f + \Delta f$ 주파수중에 하나를 갖는다. $y(t)$ 의 주파수는 PN부호발생기로부터 j 비트 값에 따라 매 T_h 에 따라 변하고, 주파수 합성기에 의해 2^j 개가 생성된다.

l 번째 도약할 때 주파수 합성기의 출력 신호 $y(t)$ 는 식 (1)과 같다.

$$y(t) = A \cos(2\pi(f_g + i_l \Delta f)t), \quad lT_h < t < (l+1)T_h \quad (1)$$

여기서 $i_l \in [0, 2, \dots, 2(2^{j-1})]$ 이고, f_g 는 고정된 주파수이다. i_l 의 값은 PN부호발생기로부터의 j 비트에 의해 결정된다. 그리고 대역필터를 통과한 신호 출력 $s(t)$ 는 식 (2)와 같다.

$$s(t) = A \cos(2\pi(f_0 + i_l \Delta f + b_l \Delta f)t), \quad lT_h < t < (l+1)T_h \quad (2)$$

$b_l \in [0, 1]$ 은 $lT_h < t < (l+1)T_h$ 동안의 데이터 값이고, $f_0 = f + f_g$ 이다. b_l 이 0일 때 전송되는 주파수는 $f_0 + i_l \Delta f$ 이고 b_l 이 1일 때 전송되는 주파수는 $f_0 + i_l \Delta f + \Delta f$ 이므로 전송될 수 있는 주파수들은 $\{f_0, f_0 + \Delta f, f_0 + 2\Delta f, \dots, f_0 + (N-1)\Delta f\}$ 이다. 여기서 $N = 2^{j+1}$ 이다.

그리고 수신단에서 BPF의 입력단에서의 신호는 식 (3)과 같다.

$$\begin{aligned} r(t)y(t) &= A \cos(2\pi(f_g + i_l \Delta f)t) \cdot \\ &[\cos(2\pi(f_0 + i_l \Delta f + b_l \Delta f)t) + n(t) + j(t)] \\ &= \frac{A}{2} [\cos(2\pi(f_g + f_0 + 2i_l \Delta f + b_l \Delta f)t) \\ &+ \cos(2\pi(f_0 - f_g + b_l \Delta f)t)] + n'(t) + j'(t) \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)의 고주파 성분은 BPF의해 없어진다.

2-1 신호가 도약중에 재밍성분이 없을 때

비동기 FSK 복조 검파된 출력의 pdf는 각각 Rayleigh확률밀도분포와 Rician확률밀도분포를 따른다.

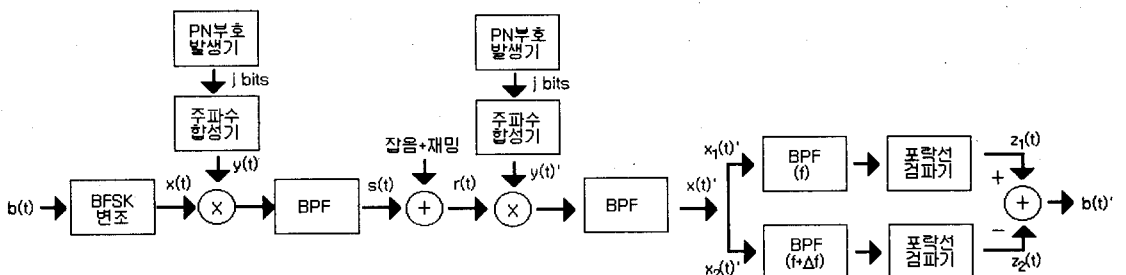


그림 1. 비동기 FH-FSK시스템의 송수신도

Fig. 1. Block-diagram of noncoherent FH-FSK system.

$$f_{z_1}(z_1|x_1') = \frac{z_1}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z_1^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4a)$$

$$f_{z_2}(z_2|x_2') = \frac{z_2}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} [z_2^2 + A^2]\right) \cdot I_0\left[\frac{Az_2}{\sigma^2}\right] \quad (4b)$$

σ^2 는 $2N_0f_c$ 이다. 대역폭은 $2f_c = 2/T$ 이다.

동일한 사전확률의 조건하에서 1을 전송하고 0이 수신되어 오류가 날 확률은 다음과 같다^{[2],[5]}. z_1 과 z_2 는 독립이므로 식 (5)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} P_e &= P\{z_1 > z_2 | s_2(t)\} \\ &= \int_0^\infty \int_{z_2}^\infty f_{z_1 z_2}(z_1, z_2) dz_1 dz_2 \\ &= \int_0^\infty f_{z_2} \left[\int_{z_2}^\infty f_{z_1} dz_1 \right] dz_2 \end{aligned} \quad (5)$$

두 번째 적분은 식 (6)과 같으므로 식 (7)로 쓸 수 있다.

$$\int_{z_2}^\infty \frac{z_1}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{z_1^2}{2\sigma^2}\right] dz_1 = \exp\left[-\frac{z_2^2}{2\sigma^2}\right] \quad (6)$$

$$P_e = \int_0^\infty \frac{z_2}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{2z_2^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{Az_2}{\sigma^2}\right] dz_2 \quad (7)$$

변수를 치환하기 위하여 $v = \sqrt{2}\sigma z_2$, $\alpha = A/\sqrt{2}$ 라 놓으면

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{A^2}{4\sigma^2}\right] \int_0^\infty \frac{v}{\sigma^2} \cdot \\ &\exp\left[-\frac{v^2 + \alpha^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{\alpha v}{\sigma^2}\right] dv \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)의 적분은 Marcum Q함수로써 그 값은 1이다. 따라서 비동기 BFSK의 오류확률식은 식 (9)와 같다.

$$P_e = \frac{1}{2} \exp\left[-\frac{E_b}{2N_0}\right] \quad (9)$$

2-2 신호가 도약중에 재밍성분이 한 개의 slot만 영향을 줄 때

i slot째 재머는 식 (10)과 같다.

$$j(t) = j_{ct}(t) \cos 2\pi f_i t - j_{st}(t) \sin 2\pi f_i t \quad (10)$$

여기서 f_i 는 i slot째 중심주파수이고, $j_{ct}(t)$ 과 $j_{st}(t)$ 는 상호 독립적이며 전력이 J 와 같고 평균이 0인 가우시안 랜덤과정이다. 그림 2는 신호와 간섭의 전력 스펙트럼 밀도이다. 두 개의 slot i 와 j 에서의 간섭은 i 와 j 가 다른 각각의 것에 상호 독립이다. 재머가 두 개의 slot중에 하나만 존재할 때이다.

각각 $H_{2(w)}$ 와 $H_1(w)$ 로 표시되는 Mark와 Space 필터들은 중심주파수가 Mark와 Space 주파수인 이상적인 직사각형 필터이고 대역폭이 $2f_c = 2/T$ 이다. 여기서 T 는 심벌 주기이다.

$$J = 2N_0 J f_c \quad (11)$$

또한 Mark 주파수에서의 전체 출력 간섭 전력은 다음과 같다.

$$\sigma_2^2 = 2N_0 J f_c + J = 2(N_0 + N_0 J) f_c \quad (12)$$

비슷하게 Space 주파수의 출력 간섭 전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_1^2 &= 2N_0 J f_c + 2N_0 J f_c \cdot \\ &\left[\frac{(w_c + w_1) - (w_2 - w_c)}{2w_c} \right] \\ &= 2f_c \left[N_0 + N_0 J \left(\frac{\Delta f}{2f_c} \right) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

$\Delta f = 2\left[f_c - \frac{f_2 - f_1}{2}\right]$ 로 겹침정도를 나타낸다.

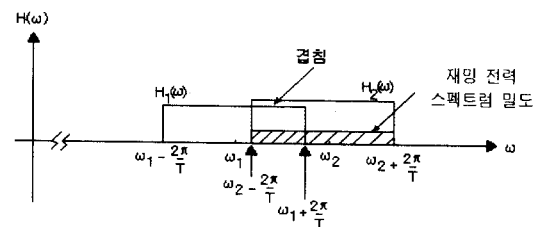


그림 2. 전력 스펙트럼 밀도의 분포
Fig. 2. Distribution of power spectral density.

2-3 신호가 도약중에 재밍성분이 두개 slot 모두 영향을 줄 때

Mark와 Space slot 모두에 재머가 존재할때의 전체 간섭 전력 σ_1^2 는 σ_2^2 와 같고 다음과 같다.

$$\sigma^2 = \sigma_1^2 = \sigma_2^2 = 2 \left[N_0 + N_{0f} \left(1 + \frac{\Delta f}{2f_c} \right) \right] f_c \quad (14)$$

식 (14)는 잡음과 재밍의 전력 합으로 표현되므로 식 (15)와 같다.

$$P_e = \frac{1}{2} \exp \left[- \frac{E_b}{2(N_0 + N_{0f})} \right] \quad (15)$$

부분 대역 재밍은 신호가 도약할 수 있는 N 개의 slot 중에 K 개의 slot을 간섭한다고 가정한다. 따라서 FH-BFSK시스템에서 간섭을 포함하는 확률은 K/N 이고, 간섭을 포함하지 않을 확률은 $(N-K)/N$ 이다. 따라서 시스템의 에러확률은 식 (16)과 같다^[3].

$$P_e = \frac{K}{N} P(\text{간섭 당한 도약}) + \frac{N-K}{N} P(\text{간섭 당하지 않은 도약}) \quad (16)$$

BFSK시스템에서 Mark와 Space 주파수에서 간섭 당할 사건은 같으므로 식 (17)과 같다.

$$P(\text{하나만 간섭 당한 도약}) = \frac{1}{2} * [P(\text{Mark만 간섭 당할 때}) + P(\text{Spae만 간섭 당할 때})] \quad (17)$$

전체 시스템의 재밍신호는 FSK신호가 도약할 수 있는 N 개의 slot중에서 독립적이고 균일하게 분포하는 K slot을 간섭할 수 있다^[2].

$$P(\text{error/Mark와 Space slot 모두 재밍 안 당할 때의 사건 확률}) = \left(\frac{1-K}{N} \right) \left(1 - \frac{K}{N-1} \right) = \frac{(N-K)(N-K-1)}{N(N-1)} \quad (18a)$$

$P(\text{error/Mark나 Space slot 중에 하나만 재밍 당할 때의 사건 확률})$

$$= \frac{2K}{N} \frac{(N-1)-(K-1)}{(N-1)} = \frac{2K(N-K)}{N(N-1)} \quad (18b)$$

$P(\text{error/Mark, Space slot 모두 재밍 당할 때의 사건 확률})$

$$= \frac{K(K-1)}{N(N-1)} \quad (18c)$$

따라서, 비동기 FH-BFSK 시스템에서 잡음 간섭의 채널 환경에서의 전체 에러확률은 식 (19)와 같다.

$$P_e = \frac{(N-K)(N-K-1)}{N(N-1)} P(\text{error/Mark와 Space slot 모두 재밍 안 당할 때}) + \frac{K(N-K)}{N(N-1)} [P(\text{error/Mark만 재밍 당할 때}) + P(\text{error/Space만 재밍 당할 때})] + \frac{K(K-1)}{N(N-1)} P(\text{error/Mark와 Space slot 모두 재밍 당할 때}). \quad (19)$$

재밍 신호가 재밍대역에서 평균이 0이고, 가우시안 잡음이고, 전체 수신 총전력이 J 라면 전체 확산 대역폭 W_{ss} 에서의 재머 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다.

$$J_0 = \frac{J}{W_{ss}} \quad (20)$$

파라미터 ρ 는 재밍된 부분 비율로써 $0 < \rho \leq 1$ 이다. 그리고 K/N 과 같다.

전체 확산 대역에서 재밍대역 내에서 재머 전력 스펙트럼 밀도 J_0/ρ 만큼 추가된다.

따라서 부분대역 재밍채널에서 FSK신호는 $(1-\rho)$ 만큼의 재밍을 피할 확률을 갖고, ρ 만큼 재밍 당할 확률을 갖는다^[4].

$$P_e = \frac{1-\rho}{2} \exp \left(- \frac{E_b}{2N_0} \right) + \frac{\rho}{2} \exp \left[\frac{-E_b}{2(N_0 + J_0/\rho)} \right] \quad (21)$$

전체 확산 대역폭 W_{ss} 는 신호 대역폭 BW_s 와 처리이득 PG의 곱이므로 다음과 같다.

$$\frac{J_0}{\rho} = \frac{I}{\rho * BW_s * PG} \quad (22)$$

따라서, 식 (19)는 식 (23)과 같이 쓸 수 있다.

$$P_e = \frac{1-\rho}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) + \frac{\rho}{2} \exp\left[\frac{-Eb}{2\left(N_0 + \frac{I}{\rho * BW_s * PG}\right)}\right] \quad (23)$$

III. 시뮬레이션 결과 및 성능분석

그림 3은 잡음 재머의 JSR이 10 dB이고 SNR이 10 dB일 때 ρ 의 변화에 따라 성능곡선을 나타냈다. 높지 않은 JSR이었지만 충분치 못한 SNR 때문에 높은 처리이득을 설정하더라도 error floor가 발생하여 에러 확률이 4×10^{-3} 이상의 성능을 얻지 못했다. ρ 가 1, 0.1, 0.01로 변함에 따라 각각 다른 성능곡선을 얻을 수 있었다. 그림 4는 잡음재머의 JSR이 10 dB이고 SNR이 12 dB일 때 ρ 의 변화에 성능곡선을 나타냈다. SNR이 10 dB일때보다 성능 개선이 이루어졌지만 여전히 에러확률 10^{-3} 부근에서 error floor가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 처리이득이 15 dB일때는 ρ 가 0.1인 성능이 ρ 가 1인 전 대역 재밍보다 에러성능이 우수하지만, 처리이득이 높아질수록 ρ 가 1인 성능이 더 우수해지고 약 35 dB일 때는 거의 비슷한 성능을 갖음을 알 수 있다. 이와 같이, 어떤 ρ 값에 의도적인 재머가 존재하는 군사적인 채널 상황에서 특정 에러 성능을 얻기 위한 최적의 처리이득을 얻을 수 있다. 그림 5는 잡음재머의 JSR이 10 dB이고 SNR이 14 dB일 때 ρ 의 변화에 성능곡선을 나타냈다. ρ 가 1일때는 충분한 SNR값을 가져서 거의 재머의 영향을 받지 않았다. 하지만 ρ 가 0.01일때는 그림 3과 그림 4처럼 처리이득의 변화에도 성능곡선에 별 영향을 끼치지 않음을 알 수 있었다.

ρ 가 0.1과 0.01일때를 비교하면, 처리이득이 25 dB이하에서는 ρ 가 0.01일 때가 성능이 우수하지만 그 이상의 처리이득을 갖는다면 ρ 가 0.1일 때가 더

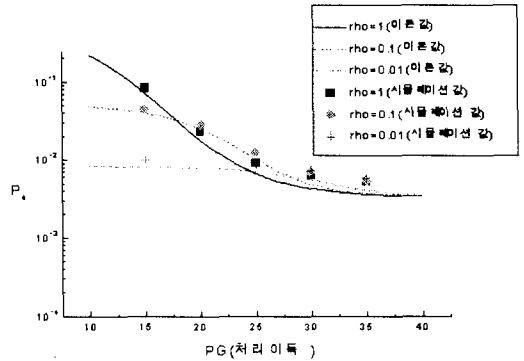


그림 3. JSR=10 dB, SNR=10 dB일 때의 BER
Fig. 3. BER at JSR=10 dB, SNR=10 dB.

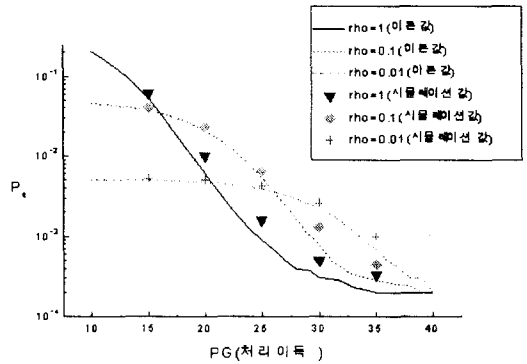


그림 4. JSR=10 dB, SNR=12 dB일 때의 BER
Fig. 4. BER at JSR=10 dB, SNR=12 dB.

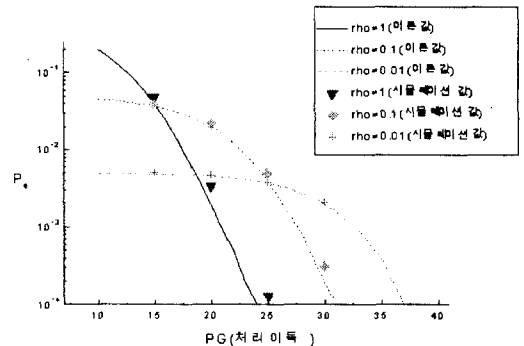


그림 5. JSR=10 dB, SNR=14 dB일 때의 BER
Fig. 5. BER at JSR=10 dB, SNR=14 dB.

우수함을 알 수 있다. 그림 6은 잡음재머의 JSR이 20 dB이고 SNR이 10 dB일 때 ρ 의 변화에 성능곡선을 나타냈다. 전체적으로 처리이득의 증가에도 불

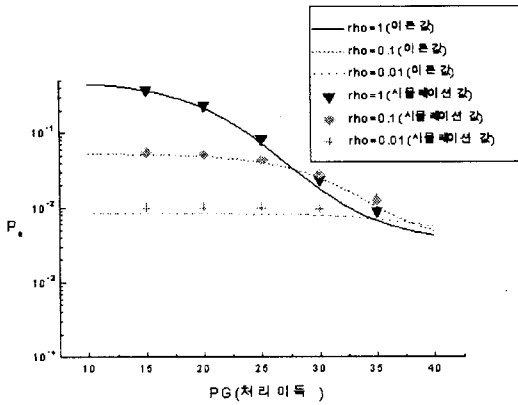


그림 6. JSR=20 dB, SNR=10 dB일 때의 BER
Fig. 6. BER at JSR=20 dB, SNR=10 dB.

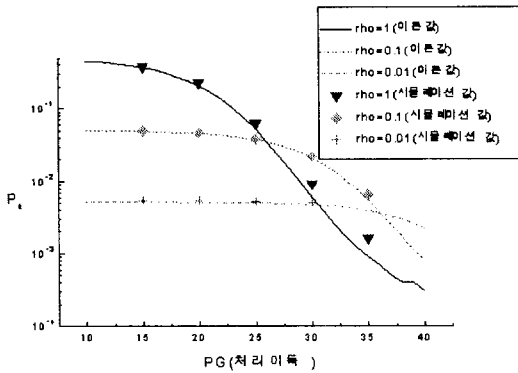


그림 7. JSR=20 dB, SNR=12 dB일 때의 BER
Fig. 7. BER at JSR=20 dB, SNR=12 dB.

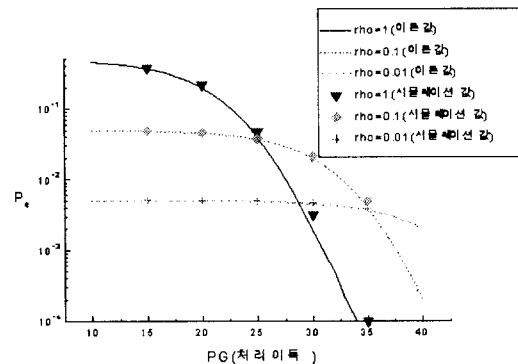


그림 8. JSR=20 dB, SNR=14 dB일 때의 BER
Fig. 8. BER at JSR=20 dB, SNR=14 dB.

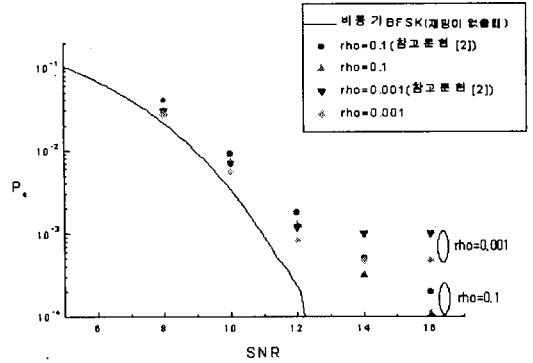


그림 9. JSR=10 dB, SNR=30 dB일 때의 BER
Fig. 9. Performance comparison of at JSR=10dB, PG=30 dB.

구하고 전혀 성능개선 효과가 나타나지 않았다. JSR 이 시스템 성능에 큰 영향을 미치고 있었고 SNR도 충분치 못했기 때문이다.

그림 7은 잡음재머의 JSR이 20 dB이고 SNR이 12 dB일 때 ρ 의 변화에 성능곡선을 나타냈다. 그림 6과 같이 JSR이 시스템 성능에 큰 영향을 미치고 있었기 때문에 약간의 SNR의 증가가 성능에 도움을 주지 못했다. 그림 8은 잡음재머의 JSR이 20 dB 이고 SNR이 14 dB일 때 ρ 의 변화에 성능곡선을 나타냈다. ρ 가 1일 때는 그림 5와 그림 6과 달리 처리 이득의 증가에 따라 시스템의 성능이 향상됨을 알 수 있다. JSR이 시스템 성능에 큰 영향을 미치고 있었기 때문에 약간의 SNR의 증가가 성능에 도움을 주지 못했다. 대체적으로 그림 6부터 그림 8은 모두 ρ 가 적을수록 성능곡선이 약간 더 우수함을 알 수 있다. JSR이 10 dB이고, SNR이 12 dB이고 에러확률이 10^{-3} 일 때 ρ 가 1일 경우에는 최소 28 dB 이상의 처리이득이 필요하고, ρ 가 0.1일 때는 최소 처리이득이 22 dB이고, ρ 가 0.01일 때는 35 dB 이상이 요구된다. JSR이 20 dB이고, SNR이 12 dB이고 에러확률이 10^{-3} 일 때 ρ 가 1일 경우에는 최소 35 dB 이상의 처리이득이 필요하고, ρ 가 0.1일 때는 최소 처리이득이 39 dB이고, ρ 가 0.01일 때는 처리이득의 증가에도 요구에러확률 10^{-3} 을 충족시킬 수가 없었다.

그림 9는 참고문헌 [2]에서의 부분대역 잡음 재머의 성능곡선과 본 논문에서 컴퓨터 시뮬레이션 수행결과를 비교한 것이다. SNR이 14 dB부터 시뮬레

이선 결과와 약간의 차이가 난다.

IV. 결 론

부분대역 재밍이 존재하는 군사적인 채널 환경에서 통신시스템의 최적의 처리이득을 찾아서 원하는 통신성능요건을 갖추는 것은 중요한 작업이다. 이에 본 논문은 비동기 FH-BFSK시스템에서 JSR이 10 dB와 30 dB일때에 재밍 비율 ρ 에 따라 처리이득 성능 곡선을 찾았다.

음성통신이 가능한 에러확률인 10^{-3} 을 충족하려 할 때 SNR이 10 dB일 때는 처리이득을 아무리 증가시켜도 error floor가 발생해 원하는 에러확률을 갖는 시스템을 구현할 수가 없다. 또한 JSR이 10 dB이고 SNR이 12 dB일 때는 ρ 의 변화에 따라서도 성능이 다르다는 것을 확인할 수 있다. 표 1은 일정한 에러확률(10^{-3})을 갖기 위해서 잡음 재밍(JSR=10 dB)일 때 SNR과 ρ 의 변화에 따라 시스템이 요구하는 최소의 처리이득을 시뮬레이션 값을 이용하여 표로 나타내었다. 표 2는 일정한 에러확률(10^{-2})을 갖기 위해서 잡음 재밍(JSR=20 dB)일 때 SNR과 ρ 의 변화에 따라 시스템이 요구하는 최소의 처리이득을 시뮬레이션 값을 이용하여

표로 나타내었다. 다음의 표에서 보면 재밍의 ρ 가 0.1과 0.01일 때 통신에 큰 영향을 미치는 것을 알 수 있다.

표 1. JSR=10 dB일 때 최소 처리이득

ρ \ SNR	10 dB	12 dB	14 dB
1	무한대	27 dB	22 dB
0.1	무한대	31 dB	28 dB
0.01	무한대	35 dB	34 dB

표 2. JSR=20 dB일 때 최소 처리이득

ρ \ SNR	10 dB	12 dB	14 dB
1	35 dB	30 dB	28 dB
0.1	36 dB	34 dB	34 dB
0.01	영향없음	영향없음	영향없음

허가 받은 통신 이외의 재밍이 간섭하는 군사적인 환경에서 적군의 재밍대역에 따라 처리이득을 조절하여 최적의 시스템을 설정 할 수 있다. 잡음재밍의 JSR이 30 dB일 때는 시스템의 처리이득을 아무리 높더라도 성능이 조금도 향상되지 않았다.

참 고 문 헌

- [1] 진년강, 아날로그와 디지털통신, 수정판: 청문각, 1997
- [2] L. B. Milstein, R. L. Pickholtz and donald L. Schilling, "Optimization of the processing gain of an FSK-FH system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, pp. 1062-1079, July, 1980.
- [3] R. C. Robertson and J. F. Sheltry, "Multiple tone interference of frequency hopped non-coherent MFSK signals transmitted over ricean fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, July, 1996.
- [4] Bernard Sklar, *Digital Communications*, international ed. : Prentice Hall, 1988.
- [5] R. E. Ziemer and W. H. Tranter, *Principles of Communications*, 4th ed.: John Wiley & Sons, 1995.

이 철 호

1999년 2월: 충북대학교 전자공학과(공학사)
1999년 2월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 디지털 통신, 위성통신 시스템

유 흥 균

1982년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)
1984년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학석사)
1989년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학박사)
1988년 2월~현재: 충북대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 디지털 통신공학, 이동/위성통신 시스템,
스펙트럼 확산통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호처리

김 기 근

1990년 2월: 충북대학교 전자공학과(공학사)
1992년 2월: 충북대학교 전자공학과(공학석사)
1992년 2월~현재: 국방과학연구소 선임연구원

최 영 균

1974년 2월: 한양대학교 전자공학과(공학사)
1987년 4월: University of South Florida 전기공학과(공학석사)
1989년 12월: University of South Florida 전기공학과(공학박사)
1975년 3월~현재: 국방과학연구소 책임연구원