

다중톤 재밍 환경에서 clipper 수신기를 사용하는 FFH/MFSK 시스템의 성능 분석

전 근 표, 꺾 진 삼, *권 오 주, *박 재 돈, 이 재 홍
서울대학교 전기컴퓨터공학부, *국방과학연구소
전화 : 02-880-7045 / 핸드폰 : 018-284-7705

Performance Analysis of FFH/MFSK System with Clipper Receiver in the Presence of Multitone Interference

Gun Pyo Jeon, Jin Sam Kwak, *Oh Ju Kwon, *Jea Don Park, and Jae Hong Lee
School of Electrical Engineering and Computer Science, Seoul National University, *ADD
E-mail : jeongp5@snu.ac.kr

Abstract

In this paper, the bit error rate (BER) performance of the fast frequency hopping/M-ary frequency shift keying system using the clipper receiver is analyzed by using the characteristic function (CF) technique in the presence of $n=1$ band multitone jamming and additive white Gaussian noise environment. The CFs of the clipper receiver outputs are derived as a infinite series representation using Gamma function and Marcum's Q -function. The analytical results are validated with various simulation results. Performance comparisons with linear combining receiver are shown that the BER performance of the clipper receiver is much better than that of the linear combining receiver. In addition, as the clipping level approaches to infinity, it is shown that the clipper receiver simply performs a linear combining without clipping and there exists an optimum value of diversity level (the number of hops per symbol) that maximizes the worst case BER performance of the clipper receiver.

I. 서론

통신 시스템의 성능을 의도적으로 저하시키려는 방해신호를 재밍 신호라 하며, 이에 대한 영향을 감소시키기 위

해 군용에서는 확산대역 통신 기법 중 하나인 주파수 도약 방식(frequency hopping: FH)이 주로 사용되고 있다. 일반적으로 고속 주파수 도약 방식(fast FH: FFH)은 하나의 심볼 내에 여러 개의 독립적인 심볼 정보를 이용한 다이버시티 이득을 얻을 수 있어 저속 주파수 도약 방식(slow FH: SFH)에 비해 재밍 신호에 강인한 성능을 보인다. 이러한 FFH 시스템에 대한 기존의 연구들은 주로 부분대역 재밍(partial-band jamming)에 대한 성능 분석을 많이 다루었다[1],[2]. 하지만, 최근에는 다중톤 재밍(multitone jamming) 환경에서의 성능 분석이 활발히 진행되고 있다[3]-[6]. K. C. Teh[3],[4]는 fading과 AWGN(additive white Gaussian noise) 채널에서 $n=1$ 밴드 다중톤 재밍이 존재할 때 clipper 수신기를 사용하는 FFH/BFSK(binary frequency shift keying) 시스템에 대한 성능을 분석하고, linear combining 수신기, self-normalization 수신기, product combining 수신기들과 성능을 비교하였다. 그 결과 clipper 수신기의 성능이 가장 우수함을 보였다. 그러나, clipper 수신기를 사용한 FFH/BFSK 시스템의 수식적 결과들을 그대로 FFH/MFSK(M-ary frequency shift keying) 시스템에 적용시키기에는 문제가 있다.

따라서, 본 논문에서는 [5]의 성능 분석 기법을 이용하여 $n=1$ 밴드 다중톤 재밍과 AWGN이 존재하는 환경에서 clipper 수신기를 사용하는 FFH/MFSK 시스템에서 clipper 출력의 특성 함수(characteristic function)를 구하고, 이를 이용하여 다중 적분이 요구되는 최종 비트 오류율(bit error probability)식[4]을 단일 적분 형태로 유도

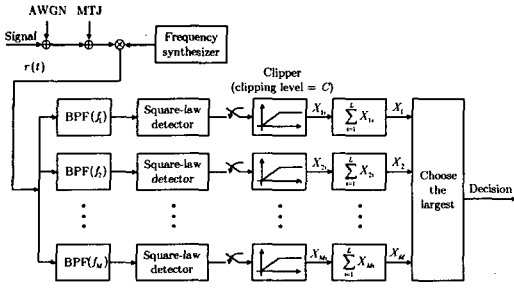


그림 1. Clipper를 사용하는 FFH/MFSK 수신기 블록도.

하여 수치적으로 성능을 분석하였다.

II. 시스템 모델

고려하는 FFH/MFSK 시스템의 송신기에서는 주파수 도약기(frequency hopper)에 의해 전체 Q 개의 hopping이 가능한 밴드를 가지며, 각 hopping 밴드 내에서는 M 개의 가능한 톤 $f_m = m/T_h$ ($m = 1, 2, \dots, M$) 중 하나를 보낸다. 여기에서 $T_h = T_s/L = kT_b/L$ 는 hopping 주기, T_s 는 심볼 주기, T_b 는 비트 주기, k 는 심볼당 비트 수, L 은 심볼당 hopping 수를 나타낸다.

그림 1은 clipper를 사용하는 FFH/MFSK 시스템의 수신기 블록도를 나타내고 있다. 주파수 합성기(frequency synthesizer)에 의해 dehoping 과정을 거친 대역 통과 필터의 입력 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$r(t) = \sqrt{2}a_s \cos(2\pi f_m t + \phi_s) + n_j(t) + n(t) \quad (1)$$

여기서 $\sqrt{2}a_s$ 는 수신 신호의 진폭, ϕ_s 는 $[0, 2\pi)$ 구간에서 균일 분포(uniform distribution)를 가지는 수신 신호의 위상, $n_j(t)$ 는 재밍 신호, $n(t)$ 는 전력 밀도 합수 $N_0/2$ 를 갖고, 평균이 0인 AWGN을 나타낸다.

수신 신호 $r(t)$ 는 대역 통과 필터와 square-law detector를 차례로 통과한 후 재밍 신호의 영향을 감소시키기 위한 clipper를 통과하게 된다. 일반적으로 clipper의 clipping level C 는 원하는 수신 신호의 전력 P_s 의 값을 가진다. 각 branch에서 심볼당 L 개의 clipper 출력값들을 더한 M 개의 값 중 최대값으로 최종 판정(decision)을 내리게 된다.

특정 hopping 밴드에 발생하는 다중톤 재밍 $n_j(t)$ 는 톤 재밍 중 최악의 경우(worst case)에 해당하는 단일 hopping 밴드 내에 하나의 재밍 톤만이 존재하는 $n=1$ 밴드 다중톤 재밍을 고려한다[6]. 이 다중톤 재밍을 수식으로 표현하면 $n_j(t) = \sqrt{2}a_j \cos(2\pi f_j t + \phi_j)$ 이다. 여기서 $\sqrt{2}a_j$ 는 톤 재밍 신호의 진폭, f_j 는 톤 재밍 주파수로 dehoping 과정 후에는 f_m 과 일치하며,

ϕ_j 는 $[0, 2\pi)$ 구간에서 균일 분포를 갖는 재밍 신호의 위상을 나타낸다.

전체 FFH 확산 대역폭은 W_T 이고, 이 대역폭은 Q 개의 hopping 밴드로 나누어지며, q ($1 \leq q \leq Q$) 개의 $n=1$ 밴드 다중톤 재밍이 존재하게 된다. 이때, 전체 재밍 전력은 P_{JT} 이며, 각 재밍 톤들은 $P_j = P_{JT}/q$ 의 동일한 전력을 가진다. 따라서, 시스템의 신호 대 재밍 비(signal power to jamming power ratio: SJR)는 다음과 같이 정의된다.

$$SJR = \frac{E_b}{N_j} = \frac{E_b}{P_{JT}/W_T} = \frac{P_s M L}{P_j \gamma \log_2 M} \quad (2)$$

여기서 E_b 는 비트 에너지, $P_s = E_b/T_b$ 는 수신 신호의 평균 전력, $N_j \triangleq P_{JT}/W_T$ 는 다중톤 재밍 평균 전력 밀도이다. $\gamma = q/Q$ 는 재밍 점유율로 전체 FFH 확산 대역과 재밍 신호가 점유하는 대역과의 비를 나타내고, 이 범위는 $0 \leq \gamma \leq 1$ 이다.

III. 성능 분석

3.1 다중톤 재밍 패턴 R

먼저, 성능 분석을 용이하게 하기 위해 다중톤 재밍 패턴을 벡터 $R \triangleq (n_0, n_s, m_0, m_1, \dots, m_L)$ 로 표현하자[5]. n_0 는 단위 심볼 구간 동안 재밍 톤이 발생하지 않은 hop의 개수, n_s 는 MFSK 신호에 재밍이 발생한 hop의 개수, m_l 은 MFSK 신호가 존재하지 않는 톤에 대해 전체 L 번 hop 중에 l ($= 0, 1, \dots, L$) 번의 hop에서 재밍이 발생한 branch의 개수를 표시한다. $n=1$ 밴드 다중톤 재밍은 단일 hop에서 하나의 재밍 톤이 존재하기 때문에 재밍 패턴 R 은 다음과 같은 두 식을 만족하고,

$$n_0 + n_s + \sum_{l=1}^L m_l \times l = L, \quad \sum_{l=0}^L m_l = M - 1 \quad (3)$$

재밍 패턴 R 이 발생할 확률은 다음과 같다[5].

$$\Pr(R) = \frac{L!(M-1)!}{n_0! n_s! \prod_{l=1}^L (l!)^{m_l} \cdot \prod_{l=0}^L m_l!} (1-\gamma)^{n_0} \left(\frac{\gamma}{M}\right)^{L-n_0} \quad (4)$$

각 재밍 패턴 R 은 다른 값의 심볼 오류 확률(symbol error rate: SER)을 가지기 때문에 모든 가능한 재밍 패턴 R 과 orthogonal M -ary 심볼의 비트 오류 확률(bit error rate)과 SER 관계식을[7] 이용하면 비트 오류 확률은 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$P_{BE} = \frac{M}{2(M-1)} \sum_R \Pr(R) \times P_{SE|R} \quad (5)$$

여기서 $P_{SE|R}$ 은 재밍 패턴 R 에 대한 SER로 다음과 같이 주어진다[5].

$$P_{SE|R} \approx \sum_{i=0}^L \left[m_i \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \times \int_{-j\nu}^{\nu} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{j\nu} \Phi_{x_i}(-j\nu | n_s) \Phi_{x_m}(j\nu | l) \right\} dv \right] \right] \quad (6)$$

여기서 0*는 0에 상당히 가까운 양의 실수를 나타내고, $\Phi_{x_i}(-j\nu | n_s)$ 와 $\Phi_{x_m}(j\nu | l)$ 는 각각 L 개 hop 중 첫번째 신호 톤에서 재밍이 발생한 hop의 개수가 n_s 개 일 때 특성 함수와, m ($m \neq 1$)번째 신호 톤에서 재밍이 발생한 hop의 개수가 l 개 일 때의 특성 함수를 나타낸다. 식(6)을 식(5)에 대입하면 clipper를 사용하는 FFH/MFSK 시스템의 최종 비트 오류 확률식은 다음과 같이 구해진다.

$$P_{BE} = \frac{M}{4(M-1)} \sum_R \sum_{i=0}^L \left\{ m_i \operatorname{Pr}(R) \left[1 + \frac{2}{\pi} \times \int_{-j\nu}^{\nu} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{j\nu} \Phi_{x_i}(-j\nu | n_s) \Phi_{x_m}(j\nu | l) \right\} dv \right] \right\}. \quad (7)$$

3.2 결정 변수 X_m 의 특성 함수

그림 1에서 diversity combining을 통과한 MFSK의 m 번째 톤에서 결정 변수(decision variable) X_m 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$X_m = \sum_{i=1}^L X_{mi} \quad (8)$$

여기서 X_{mi} 은 i 번째 hopping 구간에서 clipper 출력 값을 나타낸다.

수식적인 분석을 용이하게 하기 위해 송신단에서 MFSK의 첫번째 톤 f_1 에 신호를 전송했다고 가정하자. 이때, 이 신호 톤에 재밍 신호가 함께 존재하는 경우 신호 톤과 재밍 톤의 주파수는 동일하고, 위상차 θ 는 $[0, 2\pi)$ 에서 균일 분포를 갖는다고 가정하면, clipper 출력 신호의 전력은 $a^2(\theta) \triangleq a_s^2 + a_j^2 + 2a_s a_j \cos \theta$ 로 표현할 수 있다. 여기서 a_s^2 과 a_j^2 은 각각 신호 톤과 재밍 톤의 전력을 나타낸다. $a^2(\theta)$ 를 사용하여 clipper 출력 X_{ii} 의 확률 밀도 함수를 구해보면 다음과 같다.

$$f_{X_{ii}}(x | J, \theta) = \begin{cases} \frac{1}{2\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{x+2a^2(\theta)}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{2a^2(\theta)x}}{\sigma_N^2}\right), & x < C, \\ Q\left(\sqrt{\frac{2a^2(\theta)}{\sigma_N^2}}, \sqrt{\frac{C}{\sigma_N^2}}\right), & x = C, \end{cases} \quad (9)$$

여기서 J 는 해당 신호 톤에 재밍이 존재함을 나타내고, σ_N^2 은 AWGN의 분산, $I_0(\cdot)$ 는 modified Bessel function, $Q(\cdot, \cdot)$ 는 Marcum's Q-function[8]을 나타낸다. 식(9)의 확률 밀도 함수에 Fourier transform을 취하면 다음과 같은 특성 함수를 얻을 수 있다.

$$\Phi_{X_{ii}}(j\nu | J, \theta) = \int_0^C \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{j\nu x} \exp\left(-\frac{x+2a^2(\theta)}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{2a^2(\theta)x}}{\sigma_N^2}\right) dx \quad (10) \\ + \int_C^\infty e^{j\nu x} Q\left(\sqrt{\frac{2a^2(\theta)}{\sigma_N^2}}, \sqrt{\frac{C}{\sigma_N^2}}\right) \delta(x-C) dx$$

여기서 $\delta(\cdot)$ 은 Dirac delta function을 나타낸다. 식(10)에 [9, 식(8.447.1)]을 대입하고, $t = x/(2\sigma_N^2)$ 로 치환하여 정리하면, 식(10)의 첫번째 적분항은 다음과 같이 쓸 수 있고,

$$\int_0^C \frac{1}{2\sigma_N^2} e^{j\nu x} \exp\left(-\frac{x+2a^2(\theta)}{2\sigma_N^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{2a^2(\theta)x}}{\sigma_N^2}\right) dx \\ = \exp\left(-\frac{a^2(\theta)}{\sigma_N^2}\right) \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(a^2(\theta)/\sigma_N^2)^p}{p!^2} \quad (11) \\ \times \int_0^{C/(2\sigma_N^2)} t^p \exp(-(1-j2\sigma_N^2\nu)t) dt$$

식(11)의 적분항은 [9, 식(3.381.1), 식(8.356.3)]을 사용하여 정리하면, 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\int_0^{C/(2\sigma_N^2)} t^p \exp(-(1-j2\sigma_N^2\nu)t) dt \\ = g(\nu)^{-(p+1)} \left[\Gamma(p+1) - \Gamma(p+1, Cg(\nu)/(2\sigma_N^2)) \right] \quad (12)$$

여기서 $g(\nu) \triangleq 1 - j2\sigma_N^2\nu$, $\Gamma(\cdot)$ 는 Gamma function, $\Gamma(\cdot, \cdot)$ 는 incomplete Gamma function을 나타낸다. 식(10)에 식(11)과 식(12)을 차례로 대입하여 정리하면 X_{ii} 의 특성 함수는 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\Phi_{X_{ii}}(j\nu | J, \theta) = \exp\left(-\frac{a^2(\theta)}{\sigma_N^2}\right) \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(a^2(\theta)/\sigma_N^2)^p}{p!^2 g(\nu)^{p+1}} \\ \times \left[\Gamma(p+1) - \Gamma(p+1, Cg(\nu)/(2\sigma_N^2)) \right] \quad (13) \\ + \exp(j\nu C) Q\left(\sqrt{\frac{2a^2(\theta)}{\sigma_N^2}}, \sqrt{\frac{C}{\sigma_N^2}}\right).$$

식(13)에서 θ 에 대해 비조건적 특성 함수를 구하기 위해 Taylor-series expansion을 이용한 근사식[3]을 사용하면 다음과 같은 특성 함수를 얻을 수 있다.

$$\Phi_{X_{ii}}(j\nu | J) \approx \sum_{r=-1}^1 \frac{1}{3} \left[\exp\left(-\frac{(a_s^2 + a_j^2 + \sqrt{3}ra_s a_j)}{\sigma_N^2}\right) \right. \\ \times \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(a_s^2 + a_j^2 + \sqrt{3}ra_s a_j)^p}{(\sigma_N^2)^p} p!^2 g(\nu)^{p+1} \left. \left\{ \Gamma(p+1) - \Gamma\left(p+1, \frac{Cg(\nu)}{2\sigma_N^2}\right) \right\} \right] \\ + \exp(j\nu C) \sum_{r=-1}^1 \frac{1}{3} Q\left(\sqrt{\frac{2(a_s^2 + a_j^2 + \sqrt{3}ra_s a_j)}{\sigma_N^2}}, \sqrt{\frac{C}{\sigma_N^2}}\right). \quad (14)$$

첫번째 신호 톤에 재밍 신호가 존재하지 않을 때 X_{ii} 의 특성 함수는 식(13)에 $a(\theta) = a_s$ 을 대입하여 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Phi_{X_1}(jv | NJ) &= \exp\left(-\frac{a_s^2}{\sigma_N^2}\right) \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(a_s^2/\sigma_N^2)^p}{p!^2 g(v)^{p+1}} \\ &\times [\Gamma(p+1) - \Gamma(p+1, Cg(v)/(2\sigma_N^2))] \quad (15) \\ &+ \exp(jvC) Q\left(\sqrt{\frac{2a_s^2}{\sigma_N^2}}, \sqrt{\frac{C}{\sigma_N^2}}\right) \end{aligned}$$

여기서 NJ 는 해당 신호 톤에 재밍 신호가 존재하지 않음을 나타낸다. 재밍 패턴 R 에서 MFSK 신호가 존재하는 첫번째 톤의 경우 n_s 번의 hop에서 재밍 신호가 발생하였으므로, MFSK의 결정 변수 X_1 의 특성 함수는 다음과 같다.

$$\Phi_{X_1}(jv | n_s) = [\Phi_{X_1}(jv | J)]^{n_s} \times [\Phi_{X_1}(jv | NJ)]^{L-n_s} \quad (16)$$

다음으로 MFSK의 신호가 존재하지 않는 $m(=2, 3, \dots, M)$ 번째 톤에 대해 재밍 신호가 존재할 경우, X_m 의 특성 함수는

$$\Phi_{X_m}(jv | J) = \Phi_{X_1}(jv | J, \theta) |_{\theta=\theta_m} \quad (17)$$

이고, AWGN만 존재할 경우에, X_m 의 특성 함수는

$$\begin{aligned} \Phi_{X_m}(jv | NJ) &= g(v)^{-1} \left[1 - \exp\left(-\frac{Cg(v)}{2\sigma_N^2}\right) \right] + \exp\left(\frac{Cg(v)}{2\sigma_N^2}\right) \quad (18) \end{aligned}$$

이다. 단일 심볼 구간 동안 l 번의 hop에서 재밍 신호가 발생했다고 가정하면, 결정 변수 X_m 의 특성 함수는 다음과 같다.

$$\Phi_{X_m}(jv | l) = [\Phi_{X_m}(jv | J)]^l \times [\Phi_{X_m}(jv | NJ)]^{L-l} \quad (19)$$

Clipper 출력이 가질 수 있는 각 경우에 대한 특성 함수인 식(13), 식(15), 식(17), 식(18)은 clipping level C 가 무한대에 가까워질 때 linear combining 수신기의 square-law detector 출력의 특성 함수들과 동일한 식이 된다[5].

최종적으로, 식(16)과 식(19)를 식(7)에 대입하면 $n=1$ 밴드 다중톤 재밍과 AWGN이 존재할 때 clipper를 사용하는 FFH/MFSK 시스템의 비트 오류 확률을 수치적으로 구할 수 있다.

IV. 수치계산 결과 및 검토

이번 장에서는 AWGN 환경에서 $n=1$ 밴드 다중톤 재밍이 존재할 때 FFH/MFSK 시스템의 비트 오류를 수치적으로 계산하고, 컴퓨터 모의 실험 결과와 비교 분석하였다. Clipper 수신기를 적용한 시스템의 결과들은 식(7)을 이용하여 구하였고, linear combining 수신기의 비트 오류율은 [5]의 비트 오류 결과식을 이용하였다. 그림 2~4의 clipping level C 는 P_s 로 설정하였다.

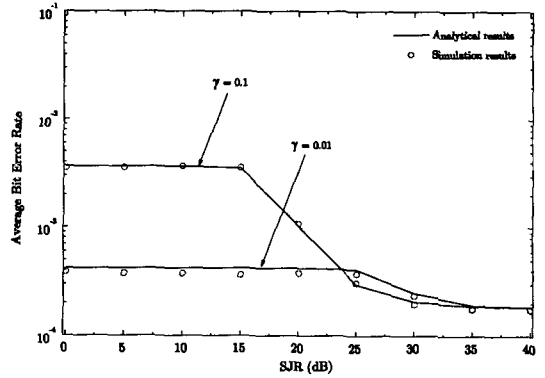


그림 2. 수치적 결과와 컴퓨터 모의 실험 결과 비교 ($L=4, M=4, E_b/N_0=10.6\text{dB}$).

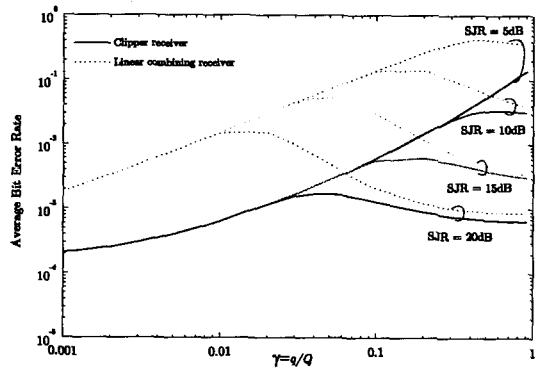


그림 3. 재밍 점유율 γ 에 따른 비트 오류 결과 ($L=3, M=4, E_b/N_0=10\text{dB}$).

그림 2는 $L=4, M=4, E_b/N_0=10.6\text{dB}$ 일 때, 재밍 점유율 γ 가 0.1인 경우와 0.01인 경우에 수치적 분석 결과와 컴퓨터 모의 실험 결과를 비교하고 있다. 재밍 점유율 γ 가 0.1인 경우에 0.01일 경우보다 수치적 분석 결과가 컴퓨터 모의 실험 결과에 더 근접함을 알 수 있다. 이것은 식(6)의 upper bound로 인해 생기는 오차가 γ 가 0.01일 경우에 더 크기 때문이다.

그림 3은 $L=3, M=4, E_b/N_0=10\text{dB}$ 일 때, clipper 수신기와 linear combining 수신기의 재밍 점유율 γ 에 따른 성능을 보여주고 있다. 두 기법 모두 특정 SJR에서 비트 오류를 최소화 하는 최악의 $\gamma(=\gamma_{wc})$ 가 존재하며 clipper 수신기에서는 SJR이 5, 10, 15, 20dB일 경우 각각 0.9, 0.6, 0.2, 0.04의 값을 가진다. 또한 clipper 수신기의 γ_{wc} 가 linear combining 수신기의 γ_{wc} 보다 큰 값을 가지며, 동일한 SJR에서는 γ 가 감소할수록 clipper 수신기의 성능이 linear combining 수신기보다 훨씬 우수하다는 것을 알 수 있다. 즉 재밍 점유율 γ 가 작을수록 clipper 수신기가 효과적으로 재밍을 제거함을 알 수 있다.

그림 4는 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$ 일 때, clipper 수신기를 적용한 FFH/4FSK 시스템에서 L 에 따른 최악의 비트 오류 결과를 보여주고 있다. 특정 SJR에서 최악의 비트 오류는 수치적 계산을 통해 비트 오류를 최대화 하는 재밍 점유율 γ 를 선택하여 구하였다. SJR이 15dB 와 30dB 사이의 값을 가질 때는 L 이 3인 경우가 가장 좋은 성능을 나타내는 것을 볼 수 있다.

그림 5는 $L = 3, M = 2, E_b/N_0 = 13.35\text{dB}$ 인 경우, clipper 수신기의 수치적 비트 오류 결과이다. Clipping level $C = \alpha P_s$ 로 P_s 에 α 배 만큼 변화를 주었다. α 가 5일 때, clipper 수신기는 linear combining 수신기와 거의 동일한 성능을 나타냄을 알 수 있다. 즉, 이 경우에 clipper 수신기는 clipping 과정 없이 단순히 linear combining 수신기 기능만을 하게 된다. 이것은 수치적으로 clipping level이 무한대에 가까워질수록 clipper 수신기의 특성 함수가 linear combining 수신기의 특성 함수와 같아진다는 것으로 설명될 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 다중톤 재밍과 AWGN이 존재할 때 clipper 수신기를 적용한 FFH/MFSK 시스템의 성능을 수치적으로 분석하였다. Clipper 수신기 출력의 특성 함수를 Gamma function과 Marcum's Q-function을 사용하여 구하였고, 이를 이용하여 최종 비트 오류 결과식을 유도하였다. 이 수치적 결과는 컴퓨터 모의 실험 결과와 매우 근접함을 확인할 수 있었다. 또한 유도한 결과식은 clipping level이 무한대에 가까워짐에 따라 linear combining 수신기의 결과식과 동일한 성능을 나타냄을 확인할 수 있었고, SJR에 따라 최적의 심볼당 hopping 수가 존재하는 것을 알 수 있었다.

참고문헌

- [1] J. S. Lee, R. H. French, and L. E. Miller, "Probability of error analysis of a BFSK frequency-hopping system with diversity under partial-band jamming interference-Part I: Performance of square-law linear combining soft decision receiver," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 645-653, June 1984.
- [2] R. C. Robertson and K. Y. Lee, "Performance of fast frequency-hopped MFSK receivers with linear and self-normalization combining in a Rician fading channel with partial-band interference," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 10, no. 5, pp. 731-741, May 1992.
- [3] K. C. Teh, A. C. Kot, and K. H. Li, "Error probabilities and performance comparisons of FFH/BFSK receivers with multitone jamming and AWGN," in *Proc. ICASSP '99*, Phoenix, AZ, U. S. A., Mar. 15-19, 1999, pp. 2547-2550.

- [4] K. C. Teh, A. C. Kot, and K. H. Li, "Multitone jamming rejection of FFH/BFSK spread-spectrum system over fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 8, pp. 1050-1057, Aug. 1998.
- [5] J. Wang and C. Jiang, "Analytical study of FFH systems with square-law diversity combining in the presence of multitone interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 7, pp. 1188-1195, July 2000.
- [6] R. C. Robertson and J. F. Shelly, "Multiple tone interference of frequency-hopped noncoherent MFSK signals transmitted over Rician fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 7, pp. 867-875, July 1996.
- [7] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [8] H. L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory*. New York: Wiley, 1968.
- [9] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 6th ed. San Diego, CA: Academic, 2000.

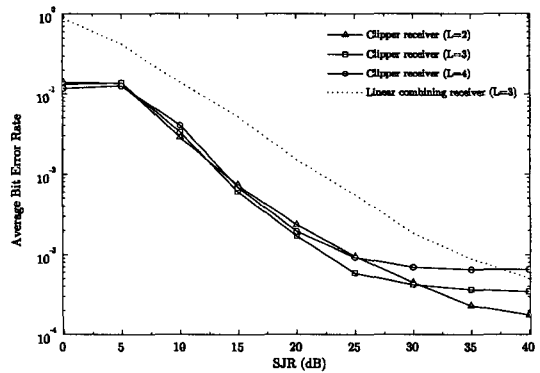


그림 4. 최악의 경우 clipper 수신기의 비트 오류 결과 ($M = 4, E_b/N_0 = 10\text{dB}$).

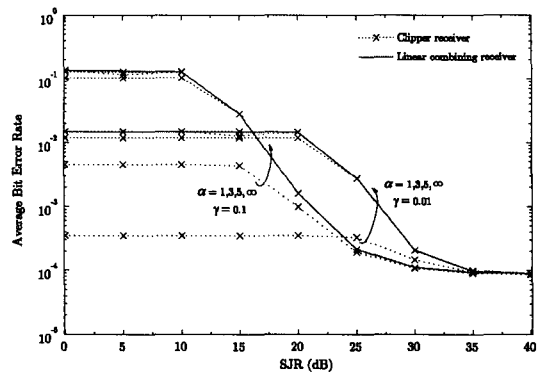


그림 5. Clipping level의 변화에 따른 clipper 수신기의 비트 오류 결과 ($L = 3, M = 2, E_b/N_0 = 13.35\text{dB}$).