

# Rayleigh Fading 채널에서 DS/SFH-MSK 시스템의 성능에 대한 부분대역 잡음 간섭의 특성

## Effects of Partial-band Noise Interference on the Performance of Hybrid DS/SFH-MSK Spectrum System in Rayleigh Fading Channel

김윤영 · 안병록 · 유흥균

Yun-Young Kim · Byeong-Rok An · Heung-Gyoon Ryu

### 요 약

부분대역 잡음 간섭이 존재하는 Rayleigh fading 전송 채널에서, MSK 변조방식을 사용하는 hybrid DS/SFH 확산 스펙트럼 시스템의 성능을 분석한다. 비트오율 성능을 수신기에서의 평균 신호 대 잡음 비  $E_b/N_0$ (SNR)와 신호 대 간섭 비  $E_b/N_j$ (SJR), 그리고 다양한 채널 파라미터의 함수로 유도한다. 그 결과 직접파 대 간접파의 전력비인 Rician factor  $K$ 가 클수록 최악의 BER 성능을 일으키는 것은 부분 대역 간섭이지만, 간접 파만이 존재하는 Rayleigh fading 채널( $K=0$ )에서는 전 대역 간섭( $\rho=1$ )이다. 시스템의 성능이  $K$ 에 따라서 많은 변화를 보이는데,  $K=10$ 인 Rician fading 채널에서  $10^{-2}$ 의 동일한 BER을 얻기 위해 AWGN 채널보다 1.9 dB 정도의 SNR을 더 필요로 하지만,  $K=0$ 인 Rayleigh fading 채널보다는 5 dB 정도의 SNR 이득을 갖는다.

### Abstract

An error probability analysis is performed for a hybrid DS/SFH spread-spectrum system using minimum shift keying(MSK) modulation. The channel is assumed to be a Rayleigh fading channel with partial-band noise interference. Expressions are derived for the bit error rate(BER) in the context of Rician and Rayleigh fading channels, as a function of the average signal-to-noise ratio(SNR)  $E_b/N_0$ , the average signal-to-interference ratio(SJR)  $E_b/N_j$ , and channel parameters. As a result, in the fading channel with large Rician factor,  $K$ , which denotes the ratio of power of the direct and the diffused components, the partial-band interference is the worst case. On the other hand, in Rayleigh fading channel( $K=0$ ), the full-band interference( $\rho=1$ ) brings the system to the worst case. Performance comparisons among various channels show that the factor  $K$  has much large effect on overall performance. For example, in conditions of  $\rho=0.1$  and  $BER=10^{-2}$ , the system in Rician channel with  $K=10$  requires more 1.9 dB SNR than that in AWGN channel, whereas it is less 5 dB SNR than that in the Rayleigh channel with  $K=0$ .

### I. 서 론

본 논문에서는 [1]에서와 달리 부분대역 잡음 간섭 환경에 대해서 다루는데, 부분 대역 잡음 간섭에

대해서 MSK 변조방식을 사용하는 시스템에 대해서 연구가 있었으나<sup>[3]</sup>, 이것은 다중 톤 재밍이 존재하는 AWGN 채널 환경에서 이루어진 것이었다. 따라서, 본 논문에서는 MSK 변조방식을 이용하는 hybrid

확산 스펙트럼 시스템의 성능을 부분대역 간섭 간섭이 존재하는 Rayleigh fading 채널에서 분석한다. 그리고, Rician fading 채널에서 직접 파와 간접 파의 전력 비인 Rician factor K에 따라서 수치해석을 한 뒤에, K=0인 Rayleigh fading 채널과 K=∞인 AWGN 채널로 확장하여 분석한다. 본 논문에서는 fading 채널에서 정보신호만이 fading을 겪으며, 수신기에서 다이버시티를 사용하지 않는다고 가정한다. 또한 분석을 간단하게 하기 위해 In-phase 채널만을 고려한다.

## II. MSK 복합 스펙트럼 확산 시스템 모델

그림 1은 MSK 변조방식을 이용하는 복합 확산 스펙트럼 시스템의 송신기의 구조로서, 직접확산과 느린 주파수 도약에 의해 전송되는 정보신호는 식 (1)과 같이 주어진다<sup>[1]</sup>.

$$s_{MSK}(t) = \sqrt{2P} \left\{ c_1(t)d_1(t) \cos \left[ 2\pi(f_c + f_h(t))t + \frac{\pi t}{T_c} + \theta \right] + c_2(t)d_2(t) \sin \left[ 2\pi(f_c + f_h(t))t + \frac{\pi t}{T_c} + \theta \right] \right\} \quad (1)$$

여기서,  $d_1(t)$ 와  $d_2(t)$ 는 각각 I채널, Q채널 정보데이터로써 주기가 모두  $T_s$ 인 이진 데이터이다.  $c_1(t)$ 와  $c_2(t)$ 는 각각 I채널, Q채널 직접확산 시퀀스로써 비트 주기가 모두  $T_c$ 인 이진 PN 코드이며 심벌주기  $T_s$  동안 N개의 칩이 존재한다고 가정한다. 또한  $f_c$ 는 반송주파수이고,  $f_h(t)$ 는 주기가  $T_h$  ( $T_h/T_s > 1$ )인 도약 주파수로써 중심 주파수간의 간격이 직접 확산 대역  $W_{DS}$ 과 같은  $N_{FH}$ 개의 주파수로부터 임의로 선택되며 주파수 도약당 전송되

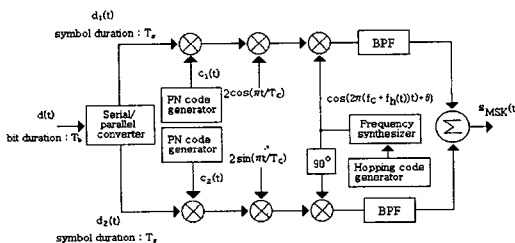


그림 1. MSK 변조방식 복합 확산 스펙트럼 시스템 송신기 구조

는 심벌 데이터의 수  $N_b = T_h/T_s$ 는 양의 정수이다. 즉, 주파수 도약당 정수개의 심벌 데이터가 전송된다. I/Q 채널의 decision statistics가 고려되는 채널 하에서 서로 독립이라 가정하면, I 채널만 고려하기로 한다.

부분대역 잡음 간섭은 대역이  $W_f$  제한된 가우시안 잡음으로서, 양방향 재밍 전력 스펙트럼 밀도  $N_f/2$ 로 전체 확산 대역  $W_{ss}$ 을  $\rho = W_f/W_{ss}$ ,  $0 \leq \rho \leq 1$ ,의 비율로 간섭이 된다.

$$\frac{N_f}{2} = \begin{cases} \frac{N_f}{2\rho} + \frac{N_o}{2}, & \text{간섭이 존재하는 경우} \\ \frac{N_o}{2}, & \text{간섭이 존재하지 않는 경우} \end{cases} \quad (2)$$

여기서,  $N_f/2$ 는 간섭이 존재하거나 존재하지 않을 경우 간섭으로 작용하는 성분의 양방향 전력 스펙트럼 밀도이다.  $N_f/2$ 는 부분대역 잡음 간섭의 양방향 전력 스펙트럼 밀도로서 수신된 전체 간섭 전력을  $P_j$ 라 하면  $N_f/2 = P_j/2\rho W_{ss}$ 가 되며,  $\rho=1$ 일 경우 전 대역 간섭이 된다.

부분 대역 잡음 간섭은 전력 스펙트럼 밀도가  $f_j$ 를 중심으로  $W_f$ 의 대역에 걸쳐 균일하게 분포되어 있다. 만일  $f_j$ 가  $W_f$ 보다 훨씬 크다고 가정하면, 부분 대역 잡음 간섭은 협대역 대역통과 프로세스로 모델링될 수 있다<sup>[2]</sup>. 이러한 가정 하에서, 양방향 전력 스펙트럼 밀도가  $N_f/2 = P_j/2\rho W_{ss}$ 인 부분 대역 잡음 간섭은 시간 영역에서 식 (3)과 같다.

$$n_f(t) = \sqrt{2}n_I(t) \cos(2\pi f_j t) - \sqrt{2}n_Q(t) \sin(2\pi f_j t) \quad (3)$$

여기서  $n_I(t)$ 와  $n_Q(t)$ 는 부분 대역 잡음 간섭  $n_f(t)$ 의 quadrature 성분으로서 양방향 전력 스펙트럼 밀도가  $n_f(t)$ 와 같다.

채널은 느리게 변하는 주파수 비선택적 Rayleigh fading 채널이다.

$$h(t) = \sum_{k=1}^L \beta_k \delta(t - t_k) \quad (4)$$

여기서,  $t_k$ 는 경로에 따른 시간 지연이며,  $\beta_k$ 는 경로 이득으로서 그 분포가 Nakagami 분포에서

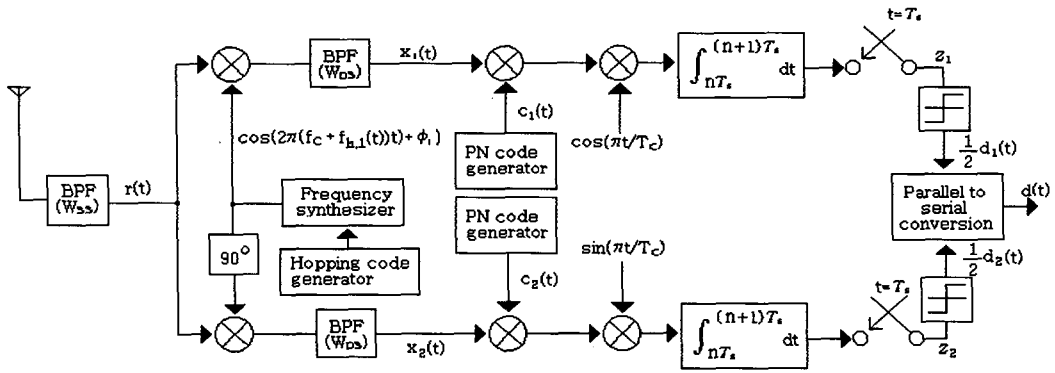


그림 2. MSK 변조방식 복합 확산 스펙트럼 시스템 수신기 구조

$m=1$ 인 분포 즉, Rayleigh 분포를 가지며 식 (5)와 같다<sup>[4]</sup>.

$$p_R(\beta_k) = \frac{2\beta_k}{\Omega_k} e^{-\beta_k/\Omega_k} \quad (5)$$

식 (5)에서  $k$ 번째 경로의  $\Omega_k = E\{\beta_k^2\}$ 은 채널에 따른 Rayleigh 분포의 특성을 좌우하는 파라미터로써 기준 경로의  $\Omega_1$ 과 식 (6)과 같은 프로파일을 갖는다고 가정한다.

$$\Omega_k = \Omega_1 e^{-\delta(k-1)} \quad (6)$$

여기서  $\delta$ 는 경로에 따른 이득 감쇄율이다. 대역폭이  $W_s$ 인 BPF를 거친 뒤의 수신신호  $r(t)$ 는 식 (7)과 같다.

$$r(t) = r_s(t) + n_f(t) + n(t) \quad (7)$$

여기서,

$$r_s(t) = \sum_{k=1}^L \beta_k s_{MSK}(t - t_k) \quad (8)$$

이고,  $n_f(t)$ 와  $n(t)$ 는 양방향 전력 스펙트럼 밀도가 각각  $N_f/2$ 와  $N_0/2$ 이고 대역이  $W_s$ 로 제한된 백색 가우시안 잡음이다.

역도약 후, DS 확산 대역  $W_{DS}$ 의 대역폭을 갖는 BPF의  $I$  채널 출력 신호  $x_1(t)$ 중에서 신호성분은

$$x_1(t) = \sqrt{P/2} \sum_{k=1}^L \beta_k \alpha [f_{h,1}(t), f_{h,k}(t - t_k)] \cdot c_1(t - t_k) d_1(t - t_k) \cos[\pi t / T_c + \phi_k(t)] \quad (9a)$$

이고<sup>[1]</sup>, 부분 대역 잡음 간섭 성분은

$$\begin{aligned} x_f(t) &= BPF\{n_f(t) \cos[2\pi(f_c + f_{h,1}(t))t + \phi_{h,1}]\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \{n_f(t) \cos(2\pi \Delta f t + \phi_{h,1}) - n_q(t) \sin(2\pi \Delta f t + \phi_{h,1})\} \end{aligned} \quad (9b)$$

이다. 위 식에서,  $\Delta f = f_c + f_{h,1}(t) - f_j$ 이고,  $n_f(t)$ 와  $n_q(t)$ 의 autocorrelation function  $R_f(\tau) |_{\tau=0}$ 과  $R_q(\tau) |_{\tau=0}$ 는 모두  $\frac{P_f}{\rho W_s} W_{DS}$ 이다. 또한,  $x_n(t)$ 는 AWGN 성분으로 양방향 전력 스펙트럼 밀도가  $N_0/4$ 이다.

역확산된 후에, 상관기의 출력 중에서  $Z_d$ 는 기준 경로(첫 번째 경로)를 통해 수신된 원하는 정보 신호의 성분으로 첫 번째 경로를 기준경로라고 하였으므로 수신기에서 단지 기준 경로인 첫 번째 경로와 정확한 동기를 이루었다고 가정하면,  $t_1 = 0, \phi_1(t) = 0$ 고  $Z_d$ 는 식 (10a)와 같다<sup>[1]</sup>.

$$Z_d = \sqrt{P/8} \beta_1 T_s d_{1,n} \quad (10a)$$

여기서,  $d_{1,n}$ 는  $n$ 번째 데이터 심벌을 의미한다. 또한  $L-1$ 개의 다중 경로에 의한 간섭 성분 중,  $l$ 번째 경로에 의한 신호의 적분기 출력  $Z_{l,l}$ 은 식 (10b)와 같다<sup>[1]</sup>.

$$Z_{l,l} = \sqrt{P/8} \beta_l \cos(\phi_l) \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} c_1(t) c_1(t - t_l) d_1(t - t_l) dt \quad (10b)$$

부분 대역 잡음 간섭은 역도약된 후, 간섭의 적분

기 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Z_J = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{i=0}^{N-1} c_{1,i} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} \left\{ n_I(t) \cos^2(\pi t/T_c) - \frac{1}{2} n_Q(t) \sin(2\pi t/T_c) \right\} dt$$

$$= \frac{1}{2\sqrt{2}} \sum_{i=0}^{N-1} c_{1,i} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} n_I(t) dt \quad (10c)$$

그리고, AWGN에 의한 성분  $Z_n$ 은 다음과 같다.

$$Z_n = \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} x_n(t) c_1(t) \cos(\pi t/T_c) dt \quad (10d)$$

### III. 시스템 성능 분석

기준 경로를 통해 수신된 원하는 신호 성분의 분산은 식 (11)과 같다<sup>[1]</sup>.

$$\text{var}(Z_d) = (PT_s^2/8)\Omega_1 \quad (11)$$

여기서,  $\Omega_1$ 은 기준경로 신호의 경로이득의 2차 모멘트이다.

$l$ 번째 경로에 의한 간섭성분의 분산은

$$\text{var}(Z_{l,d}) = \frac{PT_s^2}{24N} \Omega_l e^{-\delta(l-1)} \quad (12)$$

이다<sup>[1],[5]</sup>. 또한 부분대역 잡음 간섭 성분의 분산은 식 (13)과 같다.

$$\text{var}(Z_J) = \frac{1}{8} E \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} c_{1,i} c_{1,m} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} \int_{mT_c}^{(m+1)T_c} n_I(t) n_I(a) dt da \right\}$$

$$= \frac{1}{8} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} E \{ n_I(t) n_Q(a) \} dt da$$

$$= \frac{1}{8} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} R_f(0) dt da$$

$$= NT_c^2 (P_J W_{DS} / \rho W_{SS}) / 8 \quad (13)$$

그리고, AWGN 성분의 분산은 식 (14)와 같다.

$$\text{var}(Z_n) = \text{var} \left\{ \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} x_n(t) c_1(t) \cos(\pi t/T_c) dt \right\}$$

$$= N_o NT_c / 8 \quad (14)$$

따라서, 간섭이 되었을 경우의 적분기의 출력에서 원하는 신호 대 간섭으로 작용하는 성분(잡음 +

ISI + 간섭)의 비를  $z_I$ 이라 하면 식 (15)와 같이 쓸 수 있다.

$$z_I = \frac{1}{\frac{1}{3N} \sum_{l=2}^L e^{-\delta(l-1)} + (2E_b/N_f)^{-1} + (2E_b/N_o)^{-1}} \quad (15)$$

여기서,  $E_b/N_f = \frac{\Omega_1 P \rho W_{SS}}{P_f R}$  과  $E_b/N_o = \frac{\Omega_1 P}{RN_o}$  는 각각 수신된 신호의 비트 당 평균 신호 대 간섭의 에너지 비와 평균 신호 대 잡음의 에너지 비를 의미하고,  $R = 1/T_b$ 이다.

일반적으로 fading 채널에서 일정 크기의 경로이득  $\beta_1$ 에 대해서 조건 비트 오류율은  $P_e = Q(\sqrt{2z})$ 으로 주어진다. 여기서,  $z = \beta_1^2 \cdot E_b/N_o$ 는 비트 당 평균 신호 대 순수 잡음의 비를 의미한다. 그러나,  $z$ 이 식 (15)처럼 신호 대 전체 간섭(다중 경로 간섭 + 재밍+잡음)의 비로 주어질 경우에는 조건 비트 오류율이  $P_e = Q(\sqrt{z})$ 가 된다. 또한,  $\beta_1$ 이 fading 채널에 따라 다른 확률 밀도 함수(pdf)에 따라 분포되므로 비트 오류율은 pdf에 따라서 ensemble 평균을 취한 값을 갖는다. Rician fading 채널의 경우,  $\beta$ 의 pdf는 다음과 같다<sup>[2]</sup>.

$$p(\beta) = \frac{\beta}{\sigma^2} \exp \left[ -\frac{\beta^2 + s^2}{2\sigma^2} \right] I_0 \left( \frac{\beta s}{\sigma^2} \right), \beta \geq 0$$

여기서,  $\beta$ 와  $s$ 는 각각 간접 파와 직접 파 성분으로, Rician factor  $K$ 는  $K = s^2/2\sigma^2$ 으로 정의된다. 관심이 되는 것은 수신된 신호의 신호 대 잡음 비(SNR)이므로, 위 식을 순시 SNR  $z$ 과 그것의 평균 SNR  $\bar{z}$ 로 표현하면 다음과 같다<sup>[6]</sup>.

$$p(z) = \frac{1+K}{z} \exp \left[ -K - \frac{z}{z_0} (1+K) \right]$$

$$\cdot I_0 \left( 2\sqrt{(K^2 + K) \frac{z}{z_0}} \right), z \geq 0 \quad (16)$$

식 (16)을 이용하면 평균 비트 오류율 식(BER)은 다음과 같다.

$$P_e = \int_0^\infty Q(\sqrt{z}) p(z) dz \quad (17)$$

간섭이 존재하는 경우와 존재하지 않는 경우의 비트 오류율을 각각  $P_{e,I}$ 과  $P_{e,N}$ 라 하면,  $P_{e,I}$ 와

$P_{e,N}$ 는 각각 식 (17)에  $\bar{z} = z_I$ 과  $\bar{z} = z_N$ 를 대입하여 얻을 수 있다. 그리고  $P_{e,I}$ 과  $P_{e,N}$ 는 각각  $\rho = W_I/W_{SS}$ 와  $(1-\rho)$ 의 확률로 존재하므로 전체 평균 비트 오류 식은  $P_b$ 로써 식 (18)과 같다.

$$P_b = \rho P_{e,I} + (1-\rho)P_{e,N} \quad (18)$$

#### IV. 수치해석 결과

본 절에서는 시스템의 전체 처리이득을 1000으로 고정하였을 때 시스템의 BER 성능을 여러 가지 시스템 파라미터에 따라 평가한다.

그림 3은 직접확산 이득  $N$ 에 따른 각 시스템의 비트 오류율을  $E_b/N_0 = 20$  dB,  $E_b/N_f = 20$  dB인 경우에 경로에 따른 이득 감쇄율  $\delta$ 를 변화시키면서 나타낸 것이다. 전체 시스템의 BER 성능이 DS 확산 이득이 증가함에 따라  $\rho$ 값에 따라 뚜렷하게 변하는 것을 볼 수 있다. 또한,  $\delta$ 에 대해서도 시스템 성능이 많은 영향을 받는데, DS 확산 이득이 아주 클 때에는 시스템 성능이  $\delta$ 값에 관계없지만, DS 확산 이득이 20 dB 이하일 경우에는 시스템이  $\delta$ 에 민감한 성능 변화를 나타낸다. 이는 DS 확산 이득이 아주 클 때에는 다중 경로에 의한 간섭 성분의 양이  $\delta$ 에 관계없이 서로 거의 비슷하지만, 그렇지 않을 경우에는 다중 경로 간섭 성분의 양이  $\delta$ 에 따라서 크게 달라지기 때문이다.

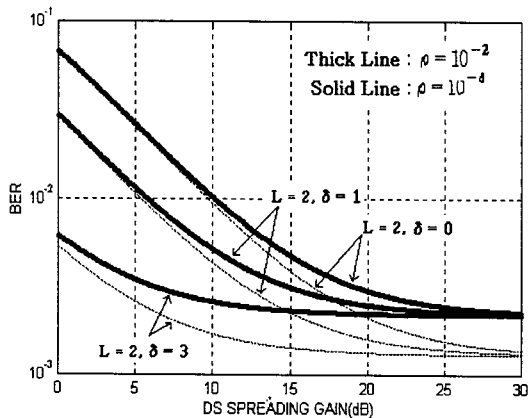


그림 3. DS 확산 이득에 따른 BER 성능  $E_b/N_0 = 20$  dB,  $E_b/N_f = 20$  dB,  $L = 2$ .

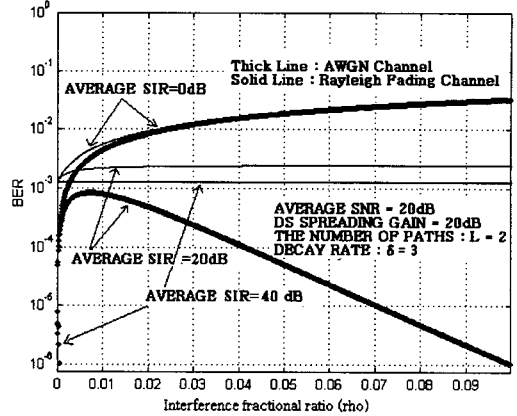


그림 4. fractional ratio에 따른 BER 성능 분석 ( $E_b/N_0 = 20$  dB)

그림 4는 평균 SNR이  $E_b/N_0 = 20$  dB로 고정되었을 때에, fractional ratio  $\rho$ 에 따라서 시스템의 성능을 평가한 것이다.  $\rho$ 에 따라서 시스템의 성능이 변하는 것을 볼 수 있다. AWGN 채널에서는 평균 JSR이 증가할수록 큰  $\rho$ 값에서 최대의 BER이 나타나면 식 (16)과 같지만, Rayleigh fading 채널에서는 평균 JSR에 관계없이  $\rho = 1$ 에서 최대의 BER이 나타난다. 즉, Rayleigh fading 채널에서는 전 대역 간섭(full-band interference)이, AWGN 채널에서는 평균 JSR이 작을수록 부분 대역 간섭(partial-band interference)이 최적의 간섭 성능(최대의 BER)을 나타낸다.

#### V. 결론

본 논문에서는 부분대역 잡음 간섭이 존재하는 Rayleigh fading 채널 하에서 동기식 MSK 복합 DS/SFH 시스템의 성능을 AWGN 채널과 Rayleigh fading 채널에 대해서 여러 가지 시스템 파라미터에 따라서 평가하고 비교하였고, 결과는 다음과 같다.

첫째로, 전체 확산 이득을 1000으로 고정하고 분석한 결과, Rayleigh fading 채널 하에서 다중 경로의 수  $L$ 보다는 경로에 따른 이득의 감쇄율  $\delta$ 에서 시스템의 성능이 민감하게 반응하였다. 또한, DS 확산 이득이 아주 클 때에는 다중 경로 수나 경로에 따른 이득 감쇄율과 관계없이 동일한 BER 성능을 나타

냈다.

평균 JSR  $N_j/E_b = -20$  dB인 경우에  $\rho$ 를 변화시키면서 분석한 결과, fading 채널에서는 최대의 BER을 일으키는 최적의 간섭 전략이 평균 SNR에 관계없이 전 대역 간섭( $\rho=1$ )이었지만, AWGN 채널에서는 평균 SNR에 관계없이 대략  $\rho=0.05$ 의 부분 대역 간섭이 최적의 간섭 전략이었다.

### 참 고 문 헌

[1] 김윤영, 유홍균, 김기근, 최영균, "MSK와 QPSK 변조 DS-SFH 확산시스템의 다중톤 항재밍 성능 분석," 대한전자공학회 논문지, 제 37권 TC편 제 8호, pp.445-454, 2000년 8월.  
 [2] R.E. Ziemer and W.H. Tranter, *Principles of*

*Communications*, John Wiley, 1995.

[3] H. Zheng, N. Zhang, "Performance Analysis of Hybrid DS-SFH/MSK Spread-Spectrum System under Multitone Jamming," *IEEE MILCOM99*, 1999.  
 [4] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed. McGraw-Hill, 1995.  
 [5] T. Eng and L.B. Milstein, "Coherent DS-CDMA Performance in Nakagami Multi-path Fading," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 43, no. 2/ 3/4, pp.1134-1143, Feb/ March /April, 1995.  
 [6] S.Sampegi, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice-Hall, 1997.

### 김 윤 영

2000년 3월: 충북대학교 전자공학과(공학사).  
 2000년 2월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정.  
 [주 관심분야] CDMA 시스템, 변·복조기 및 주파수 성기 회로 설계

### 안 병 록

1987년 2월: 부경대학교 전기공학과(공학사)  
 1994년 8월: 충북대학교 전자공학과(공학석사)  
 1999년 ~현재: 충북대학교 전자공학과 공학박사과정  
 주식회사 우진전기기술사 사무소 대표

### 유 홍 균

1982년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사).  
 1984년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학석사).  
 1989년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학박사).  
 1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 정교수.  
 [주 관심분야] 디지털 통신 공학, 이동/위성 통신 시스템, 통신 회로 설계 및 통신 신호 처리