

# m-분포 페이딩과 간섭의 영향을 받는 DS/MPSK 신호의 MRC 다이버시티 수신특성

(MRC Diversity Reception Performance of DS/MPSK signal  
in Interference and m-distribution fading Environments)

강희조\* · 고영혁\*\* · 조성준\*\*\*

(Heau Jo Kang\* · Young Hyuk Ko\*\* · Sung Joon Cho\*\*\*)

## 요 약

m-분포 페이딩 채널에서 가우스(Gaussian) 잡음과 톤 간섭으로부터 영향을 받고 있는 MPSK와 DS/MPSK 무선 신호의 오율식을 유도하고 유도한 오율식에 의해 반송파 대 잡음전력비, 반송파 대 간섭파 전력비, 처리이득(processing gain), 다이버시티 가지(branch) 수, 페이딩 지수등을 함수로 하여 오율성능을 구하였다.

오율식은 두 가지 경우에 대해 유도하였다. 즉, 신호파만 페이딩을 받는 경우와, 신호파와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우이다. 유도한 오율식을 수치계산한 결과로부터 페이딩 환경이라 할지라도 다이버시티 기법과 직접 스펙트럼 확산기법을 함께 사용하면 MPSK의 오율성능을 크게 개선할 수 있다는 것과 신호파만 페이딩을 받는 경우보다 신호파와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우에 오율성능이 더욱 열화된다는 것을 알 수 있다.

## Abstract

The error rate equations of MPSK and DS/MPSK radio signals transmitted through the m-distributed fading channel in Gaussian noise and tone interference environments have been derived. Using the derived equations, the error rate performance is evaluated and shown as functions of carrier-to-noise ratio, carrier-to-interference ratio, processing gain, fading index and the number of diversity branches. The derivation has been done for two cases. The first case assumes that only the signal is undergoing the influence of fading, and the second case assumes that both signal and interference are undergoing the influence of fading simultaneously. From the obtained results, we have known that the error performance of MPSK signal is improved by using diversity technique and direct sequence spread spectrum technique even in a fading environment. Also comparing the error rate performance of two cases, the latter is worse than the former.

## I. 서 론

무선통신에서는 채널의 특성상 송신신호가 여러

경로의 전송로를 거치게 되므로 수신단에서는 각기 서로 다른 전송로를 통하여 전파되어온 신호파가 서로 중첩되거나 상쇄되어, 수신신호의 강도가 랜덤하

\* 동신대학교 전기·전자공학과(Dept. of Electrical & Electronic Eng., Dongshin Univ.)

\*\* 동신대학교 정보통신공학과(Dept. of Inform. & Comm. Eng., Dongshin Univ.)

\*\*\* 한국항공대학교 항공통신정보공학과(Dept. of Telecom. & Inform. Eng., Hankuk Aviation Univ.)

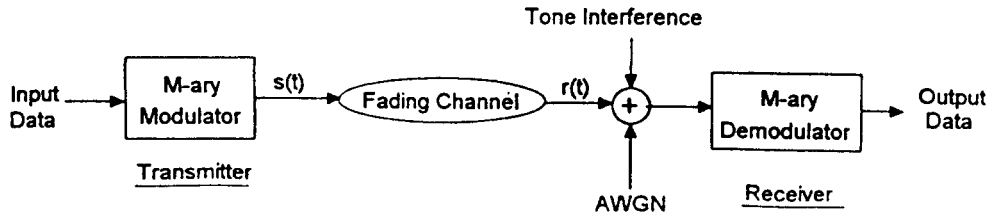
게 변화하는 페이딩 현상이 일어난다. 또한 한정된 주파수대에서 무선주파수를 효율적으로 이용하기 위해 동일 주파수를 재사용하게 되므로 이로부터 간섭이 생기는 수가 많다. 따라서 무선통신에 있어서는 잡음 이외에도 페이딩이나 간섭이 시스템의 중요한 열화요인이 된다[1][2].

본 논문에서는 페이딩과 가우스 잡음 및 톤 간섭파가 함께 존재하는 환경에서 MPSK(M-ary Phase Shift Keying) 신호와 DS/MPSK(Direct Sequence/MPSK) 신호에 대해 신호파만 m-분포 페이딩을 받는 경우와 신호파와 간섭파가 동시에 m-분포 페이딩을 받는 경우로 나누어 오율성능을 해석한다. 그리고 간섭파 페이딩에 대한 대책으로 도입하는 무상관 L개의 가지(branch)를 갖는 최대

비 합성(MRC: Maximum Ratio Combining) 다이버시티 기법[3]과 직접 스펙트럼 확산(DS-SS: Direct Sequence-Spread Spectrum) 기법[4]~[7]에 의한 오율성능의 개선정도를 알아내어 그 결과를 반송파 대 잡음전력비, 반송파 대 간섭파 전력비, 처리이득(PG: Processing Gain), 다이버시티 가지(branch) 수, 페이딩 지수등을 함수로 하여 그림으로 나타내고 이를 검토한다.

## II. 해석모델

[그림 1]에 해석모델을 나타낸다. 해석에 있어서 송신기와 수신기는 서로 완전히 동기되었다고 가정한다.



[그림 1] 해석모델

MPSK 신호의 일반식은 다음과 같이 표현된다[8].

$$s(t) = S \cos(\omega_c t + \theta), \theta = 2\pi n b / M$$

단, S: 신호의 진폭,

$\omega_c$ : 반송파의 각주파수, (1)

b: (= 0, 1, 2, ..., M-1) 다상 정보,

M: 상(array)의 수.

한편, 수신기의 대역통과필터를 거친 톤 간섭은 신호파와 동일한 반송파의 각주파수를 가지는데 보통 다음과 같이 표현된다.

$$i(t) = I \cos(\omega_c t + \xi)$$

단, I: 간섭파의 진폭, (2)

$\xi$ : 신호파와 간섭파 사이의 초기 위상차로서, 이의 확률밀도함수  $p(\xi) = 1/2\pi$ .

또한 중심의 각주파수가  $\omega_c$ 인 이상적인 대역통과 필터를 통과한 협대역 가우스 잡음  $n(t)$ 는 다음과 같이 나타내진다.

$$n(t) = n_c \cos \omega_c t - n_s \sin \omega_c t \quad (3)$$

위에서  $n_c, n_s$ 는 저역(lowpass)의 가우스 확률변수로서 이에 대한 확률밀도함수는 각각 다음과 같다.

$$p(n_c) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[ -\frac{n_c^2}{2\sigma^2} \right],$$

$$p(n_s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left[-\frac{n_s^2}{2\sigma^2}\right], \quad (4)$$

단,  $\sigma^2$ : 잡음의 평균전력.

### III. MPSK 신호의 오율해석

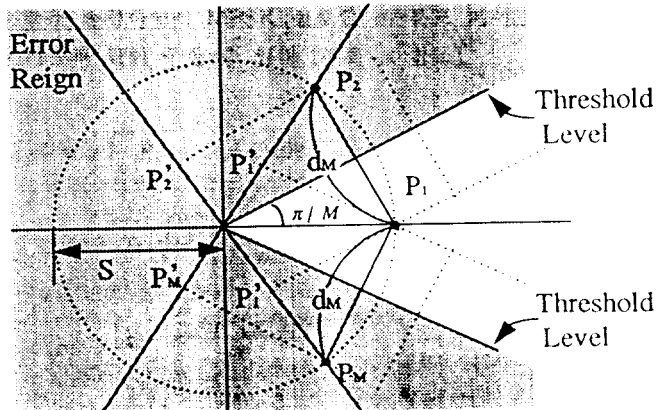
#### 1. 간섭과 잡음의 영향을 받는 경우

수신단의 입력은 신호에 잡음과 간섭이 부가되어 다음과 같이 나타내진다.

$$\begin{aligned} d(t) &= s(t) + i(t) + n(t) \\ &= S \cos(\omega_c t + \theta) + I \cos(\omega_c t + \xi) \\ &\quad + N \cos(\omega_c t + \phi) \end{aligned} \quad (5)$$

간섭과 잡음의 영향을 받을때 수신 합성신호파의 페이저도는 [그림 2]와 같다. 신호대 잡음비가 어느 정도 클 경우 시스템의 부호 오류는 위상 평면상에서 최단 거리에 있는 부호 사이의 예러에 의해 지배되는데 [그림 2]의  $P_1$ 에 있어서는 인접한  $P_2$  및  $P_M$ 에 한 오율을 구하면 된다. 최단 부호점 사이의 거리  $d_M = P_1 P_2 = P_1 P_M$ 은 정 M각형의 한변의 길이에 해당하며, 부호점 사이의 거리  $\overline{P_1 P_2}$ 나  $\overline{P_1 P_M}$ 이 최대가 되는 검파 출력을 얻기 위해서는 위상 평면상에서 각각 선분  $\overline{P_1 P_2}$ ,  $\overline{P_1 P_M}$ 에 평행한 위상을 가진 기준 반송파로 동기검파를 행하면 된다.

간섭과 잡음의 영향을 받아 신호에 예러가 발생할 오율  $P_{e|I+G}$ 는 다음과 같다[9].



[그림 2] 수신 신호파의 합성 페이저도

$$\begin{aligned} P_{e|I+G} &= \text{Prob}(N \cos \phi + I \cos \xi > d_M / 2) \\ &= \text{Prob}(N \cos \phi > d_M / 2 - I \cos \xi) \end{aligned} \quad (6)$$

따라서  $P_{e|I+G}$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} P_{e|I+G} &= \int_{\frac{d_M}{2} - I \cos \xi}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \\ &= \text{erfc}\left(\sqrt{\alpha} \sin \frac{\pi}{M}\right) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp\left[\alpha \left(-\sin^2 \frac{\pi}{M}\right)\right] \\ &\sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1}\left[\sqrt{\alpha} \sin \frac{\pi}{M}\right] \\ &\frac{1}{(k!)^2} \left[\frac{\alpha}{4\lambda}\right]^k, \quad (M > 2) \end{aligned} \quad (7)$$

단,  $\alpha (= S^2 / 2\sigma^2)$ : 반송파 대 잡음전력비(CNR),  
 $\lambda (= S^2 / I^2)$ : 반송파 대 간섭파 전력비(CIR),  
 $H_{2k-1}(\cdot)$ : 에르미트(Hermite) 다항식.

## 2 간섭과 잡음 환경에서 신호파만 페이딩을 받는 경우

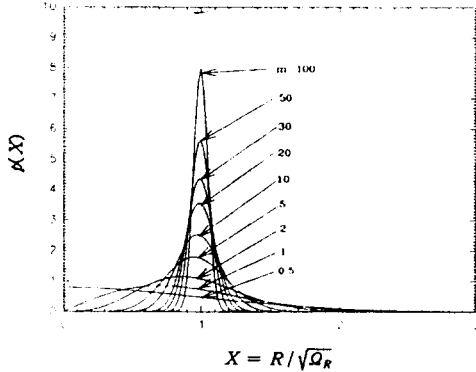
통신로상에서 발생하는 여러가지 심도(depth)의 페이딩을 나타낼 수 있는 나카가미(Nakagami)의 m-분포 페이딩 모델에 의하면, 페이딩을 받는 신호파의 진폭 R에 대한 확률밀도함수 (p.d.f),  $p(R)$ 은 다음식으로 주어진다[10].

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega_R^m} \exp\left(-\frac{mR^2}{\Omega_R}\right) \quad (8)$$

단,  $\Gamma(\cdot)$ : 감마함수,

$\Omega_R/2$ : 신호의 평균전력( $\Omega_R = \overline{R^2}$ ).

수신신호진폭 (R)을  $\sqrt{\Omega_R}$ 로 정규화 한 값 X에 대한 확률밀도함수  $p(X)$ 를 페이딩의 심도 m을 파라미터로 하여 나타내면 [그림 3]과 같다.



[그림 3] m-분포곡선

간섭과 잡음 환경하에서 MPSK 신호만 m-분포 페이딩을 받는 경우의 오율식은 다음과 같이 구할 수 있다.[부록 A 참조].

$$\begin{aligned} PE_{S|I+G} &= \int_0^\infty P_{e|I+G} \cdot p(R) dR \\ &= 1 - \sqrt{\frac{4\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\ &\quad \cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\cdot {}_2F_1\left(1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right) \\ &+ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{4\beta_R}\right)^{k+1} \quad (9) \end{aligned}$$

$$\cdot \sqrt{\frac{16\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)}$$

$$\cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)}$$

$$\cdot {}_2F_1\left(-k, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right)$$

단,  $\bar{\gamma} (= \overline{R^2}/2\sigma^2)$ : 신호만 페이딩을 받는 경우의 평균 반송파 대 잡음전력비 (CNR),

$\beta_R (= \overline{R^2}/I^2)$ : 반송파 대 간섭파 전력비(CIR),

${}_2F_1(a, b; c; d)$ : 가우스의 초기하함수

(Gauss Hypergeometric function).

## 3 간섭과 잡음 환경에서 신호파와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우

또한 간섭파도 m-분포 페이딩을 받는 경우를 생각하면 간섭파의 진폭 I에 대한 p.d.f,  $p(I)$ 도  $p(R)$ 과 마찬가지로 다음과 같이 나타내진다.

$$p(I) = \frac{2m^m I^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega_I^m} \exp\left(-\frac{mI^2}{\Omega_I}\right) \quad (10)$$

단,  $\Gamma(\cdot)$ : 감마함수,

$\Omega_I/2$ : 간섭파의 평균전력( $\Omega_I = \overline{I^2}$ ).

신호파뿐만 아니라 간섭파도 함께 페이딩을 받게 되면 크기가 일정하던 간섭파의 진폭 I도 m-분포를 하게 되므로 이를 고려한 오율식은 다음과 같이 구해진다[부록 B 참조].

$$\begin{aligned} PE_{S|I+G} &= \int_0^\infty PE_{S|I+G} \cdot p(I) dI \\ &= 1 - \sqrt{\frac{4\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\ &\quad \cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \end{aligned}$$

m-분포 페이딩과 간섭의 영향을 받는 DS/MPSK 신호의 MRC 다이버시티 수신특성

$$\begin{aligned} & \cdot {}_2F_1\left(1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right) \\ & + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{4m\beta}\right)^{k+1} \frac{(m+k)!}{\Gamma(m)} \\ & \cdot \sqrt{\frac{16\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\ & \cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \quad (11) \\ & \cdot {}_2F_1\left(-k, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right) \end{aligned}$$

단,  $\bar{\gamma}(=\overline{R^2}/2\sigma^2)$ : 신호파만 페이딩을 받는 경우의 평균 반송파 대 잡음전력비 (CNR),

$\beta(=\overline{R^2}/\overline{I^2}=\Omega_R/\Omega_I)$ : 간섭파도 페이딩을 받는 경우의 반송파 대 간섭파 전력비(CIR).

#### IV. 직접 스펙트럼 확산(Direct Sequence-Spread Spectrum) 방식을 도입하였을 때의 DS/MPSK 신호의 오율해석

직접 스펙트럼 확산방식은 1차 변조된 반송파를 재차 의사랜덤 잡음부호(Pseudo Noise Code; PN Code)로 2차 변조하는 방식으로서 시스템의 구성이 간단하고 변조가 쉽게 되는 등의 장점 때문에 위성 통신, 이동통신 등 여러 분야에 사용되고 있다. 대역 확산 통신방식에서는 대역을 확산시키는 과정에서 처리이득(PG; Process Gain)이 얻어지는데 처리이득은 확산된 신호의 대역폭과 원래의 정보신호 대역폭간의 비로서 다음과 같이 표현된다[4]~[6],[11].

$$PG = B_{SS}/B_D$$

단,  $B_{SS}$ : 확산된 신호의 대역폭,

$B_D$ : 원래의 정보신호의 대역폭.

##### 1. 간섭과 잡음의 영향을 받는 경우의 직접 스펙트럼 확산기법에 의한 성능 개선

간섭과 잡음의 영향을 받을 때 DS-SS시스템의 오

율식은 기존의 MPSK 오율식에 처리이득을 적용하여 구할 수 있는데 다음과 같다[9],[12].

$$\begin{aligned} [P_{e|1+G}]_{DS} &= \text{erfc}\left(\sqrt{\alpha} \sin\frac{\pi}{M}\right) + \\ & \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp\left(\alpha\left(-\sin^2\frac{\pi}{M}\right)\right) \\ & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1}\left(\sqrt{\alpha} \sin\frac{\pi}{M}\right) \frac{1}{(k!)^2} \left(\frac{\alpha}{4\lambda}\right)^k \left(\frac{1}{PG}\right)^k \end{aligned} \quad (12)$$

단, PG: 처리이득(processing gain).

##### 2. 간섭과 잡음 환경에서 신호파만 페이딩을 받는 경우의 직접 스펙트럼 확산기법에 의한 성능 개선

이 경우의 오율식은 식(8)과 식(12)을 이용하여 앞에서와 마찬가지로의 유도과정에 따라 다음과 같이 구해진다[6].

$$\begin{aligned} [P_{Es|1+G}]_{DS} &= \int_0^{\infty} [P_{e|1+G}]_{DS} \cdot p(R) dR \\ &= 1 - \sqrt{\frac{4\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\ & \cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \\ & \cdot {}_2F_1\left(1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right) \\ & + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{4PG\beta}\right)^{k+1} \\ & \cdot \sqrt{\frac{16\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\ & \cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \quad (13) \\ & \cdot {}_2F_1\left(-k, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right) \end{aligned}$$

##### 3. 간섭과 잡음 환경에서 신호파와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우의 직접 스펙트럼 확산기법에 의한 성능 개선

신호파와 간섭파가 동시에 m-분포 페이딩을 받게

되던 크기가 일정하던 간섭파의 진폭  $I$ 이  $m$ -분포하게 되므로 이를 고려하여 앞에서의 마찬가지로의 유도 과정에 따라 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 [PE_{S11+G}]_{DS} &= \int_0^{\infty} [PE_{S11+G}]_{DS} \cdot p(I) dI \\
 &= 1 - \sqrt{\frac{4\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\
 &\cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \quad (14) \\
 &\cdot {}_2F_1\left(1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right) \\
 &+ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \left(\frac{\bar{\gamma}}{4mPG\beta}\right)^{k+1} \\
 &\cdot \sqrt{\frac{16\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\
 &\cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \frac{(m+k)!}{\Gamma(m)}
 \end{aligned}$$

### V. MRC 다이버시티 기법을 도입하였을 때 MPSK 신호의 오류해석

#### 1. MRC 다이버시티 수신 기법

최대비 합성 다이버시티(MRC; Maximum Ratio Combining)는 다이버시티 입력의 위상을 모두 동상이 되도록 조정함과 더불어 각각의 포락선에 비례한 가중치를 곱하여 반송파 대 잡음전력비(CNR)가 큰 것일수록 합성 CNR에 크게 기여하도록 하는 수신 기법으로서, CNR  $\gamma$ 와 MRC 다이버시티 수신기  $L$ 개의 다이버시티 가지(branch)의 출력 사이에는 다음과 같은 관계가 있다[3].

$$\gamma_D = \sum_{k=1}^L \gamma_k \quad (15)$$

여기서  $\gamma_k$ 은 각 다이버시티 가지(branch)의 CNR로서 식(12)에서 정의되는  $\gamma$ 이다.

각 다이버시티 가지(branch)에서 페이딩과 잡음

의 영향이 각각 독립적이라면,  $m$ -분포 페이딩 환경에서 수신 신호파의 순시 CNR ( $\gamma_D$ )<sub>S</sub>에 대한 확률밀도함수는 다음과 같이 나타내진다.

$$\begin{aligned}
 p_L((\gamma_D)_S) &= \frac{m^{mL} (\gamma_D)_S^{mL-1}}{\Gamma(mL) (\bar{\gamma}_D)_S^{mL}} \exp\left\{-\frac{m(\gamma_D)_S}{(\bar{\gamma}_D)_S}\right\}, \\
 \text{단, } \Gamma(\cdot); &\text{ 감마 함수,} \\
 (\gamma_D)_S; &\text{ 순시 CNR,} \\
 (\bar{\gamma}_D)_S; &\gamma_D \text{의 평균치,} \\
 m \geq 1/2; &\text{ 페이딩 지수,} \\
 L; &\text{ 다이버시티의 가지(branch) 수.} \quad (16)
 \end{aligned}$$

#### 2. 간섭과 잡음환경하에서 신호파만 페이딩을 받는 경우의 다이버시티 기법에 의한 성능 개선

이 경우의 오류식은 식(12)과 식(16)을 이용하여 앞에서의 마찬가지로의 유도 과정에 따라 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 [PE_{S11+G}]_{DS}^D &= \int_0^{\infty} [PE_{S11+G}]_{DS} \cdot p_L((\gamma_D)_S) d(\gamma_D)_S \\
 &= 1 - \sqrt{\frac{4 \sin^2 \frac{\pi}{4}}{\pi}} \frac{\Gamma(mL + \frac{1}{2})}{\Gamma(mL)} \left(\frac{m}{(\bar{\gamma}_D)_S}\right)^{mL} \\
 &\cdot \left(\frac{m}{(\bar{\gamma}_D)_S} + \sin^2 \frac{\pi}{M}\right)^{-\frac{1}{2}} \left(1 + \frac{(\bar{\gamma}_D)_S \sin^2 \frac{\pi}{M}}{m}\right)^{-mL} \quad (17) \\
 &\cdot {}_2F_1\left(1, mL + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{(\bar{\gamma}_D)_S \sin^2 \frac{\pi}{M}}{m + (\bar{\gamma}_D)_S \sin^2 \frac{\pi}{M}}\right) \\
 &+ \sqrt{\frac{16 \sin^2 \frac{\pi}{M}}{\pi}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \left(\frac{1}{4\beta PG}\right)^{k+1} \\
 &\cdot \frac{\Gamma(mL + k + \frac{3}{2})}{\Gamma(mL)} \left(\frac{m}{(\bar{\gamma}_D)_S} + \sin^2 \frac{\pi}{M}\right)^{-(k+\frac{3}{2})} \\
 &\cdot {}_2F_1\left(\frac{3}{2} + k, -mL - k; \frac{3}{2}; \frac{(\bar{\gamma}_D)_S \sin^2 \frac{\pi}{M}}{m + (\bar{\gamma}_D)_S \sin^2 \frac{\pi}{M}}\right)
 \end{aligned}$$

단,  $PG=1$ 일 때는 MPSK 신호를 다이버시티 수신하는 경우임.

### 3. 간섭과 잡음 환경에서 신호파와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우의 다이버시티 기법에 의한 성능 개선

이 경우의 오율식은 식(16)과 식(17)을 이용하여 앞에서와 마찬가지로의 유도과정에 따라 다음과 같이 구해진다.

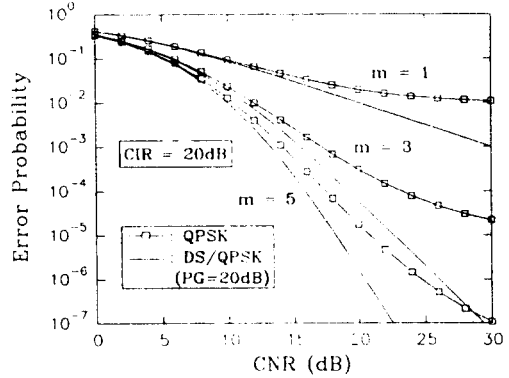
$$\begin{aligned}
 [PE_{S_{11+G}}]_{BS} &= \int_0^\infty [PE_{S_{11+G}}]_{BS} \cdot p_L((\gamma_D)_1) d(\gamma_D)_1 \\
 &= 1 - \sqrt{\frac{4 \sin^2 \frac{\pi}{4}}{\pi}} \frac{\Gamma(mL + \frac{1}{2})}{\Gamma(mL)} \left( \frac{m}{(\gamma_D)_1} \right)^{mL} \\
 &\cdot \left( \frac{m}{(\gamma_D)_1} + \sin^2 \frac{\pi}{M} \right)^{-\frac{1}{2}} \left( 1 + \frac{(\gamma_D)_1 \sin^2 \frac{\pi}{M}}{m} \right)^{-mL} \\
 &\cdot {}_2F_1 \left( 1, mL + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{(\gamma_D)_1 \sin^2 \frac{\pi}{M}}{m + (\gamma_D)_1 \sin^2 \frac{\pi}{M}} \right) \\
 &+ \sqrt{\frac{16 \sin^2 \frac{\pi}{M}}{\pi}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \\
 &\cdot \frac{(mL+k)!}{\Gamma(mL)} \left( \frac{m}{(\gamma_D)_1} + \sin^2 \frac{\pi}{M} \right)^{-(k+\frac{3}{2})} \\
 &\cdot \frac{\Gamma(mL+k+\frac{3}{2})}{\Gamma(mL)} \left( \frac{1}{4\beta m PG} \right)^{k+1} \\
 &\cdot {}_2F_1 \left( \frac{3}{2} + k, -mL - k - \frac{3}{2}; \frac{3}{2}; \frac{(\gamma_D)_1 \sin^2 \frac{\pi}{M}}{m + (\gamma_D)_1 \sin^2 \frac{\pi}{M}} \right) \quad (18)
 \end{aligned}$$

단,  $(\gamma_D)_1$ 는 간섭파의 순시 CNR에 대한 확률밀도 함수로서 식(16)으로부터 곧바로 다음과 같이 나타내진다.

$$p_L((\gamma_D)_1) = \frac{m^m (\gamma_D)_1^{m-1}}{\Gamma(mL) (\gamma_D)_1^m} \exp \left\{ -\frac{m(\gamma_D)_1}{(\gamma_D)_1} \right\}$$

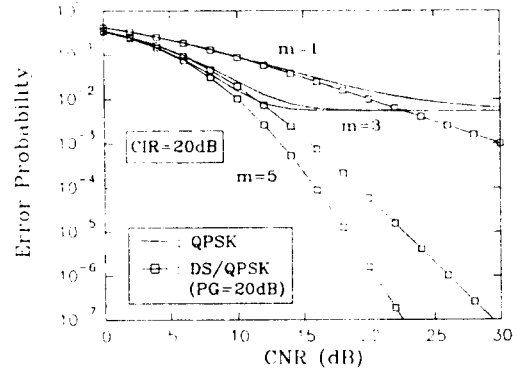
## VI. 수치계산 결과와 검토

앞에서 유도한 오율식에 의해 수치계산한 결과를 반송파 대 잡음 전력비, 반송파 대 간섭 전력비, 처리이득, 다이버시티 가지수, 페이딩 지수 등을 함수로 하여 그림으로 나타내면 [그림 4]~[그림 10]과 같다.



[그림 4] 신호파만 m-분포 페이딩을 받는 경우의 QPSK와 DS/QPSK 신호의 오율성능 (CIR = 20dB, PG = 20dB)

[Fig. 4] Error rate performance of QPSK and DS/QPSK signal when only signal undergoes m-distribution (in the case of CIR = 20dB and PG = 20dB)

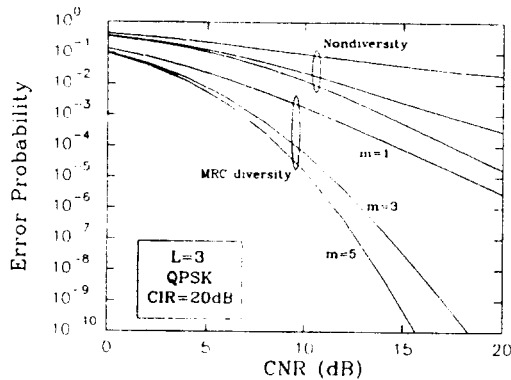


[그림 5] 신호파와 간섭파가 동시에 m-분포 페이딩을 받는 경우의 QPSK와 DS/QPSK 신호의 오율성능(CIR = 20dB, PG = 20dB)

[Fig. 5] Error rate performance of QPSK and DS/QPSK signal when both signal and interference undergo m-distribution (in the case of CIR = 20dB and PG = 20dB)

[그림 4]와 [그림 5]로부터 신호파와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우가 신호파만 페이딩을 받는 경우보다 오율 특성이 더욱 열화됨을 알 수 있다. 또한 신호파만 페이딩을 받는 경우에는 페이딩이 약해질수록 오율 특성의 개선이 뚜렷한데 비해 신호파와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우에는 페이딩의 영향이 약해져도 오율 특성이 그다지 크게 개선되지 않음을 알 수 있다.

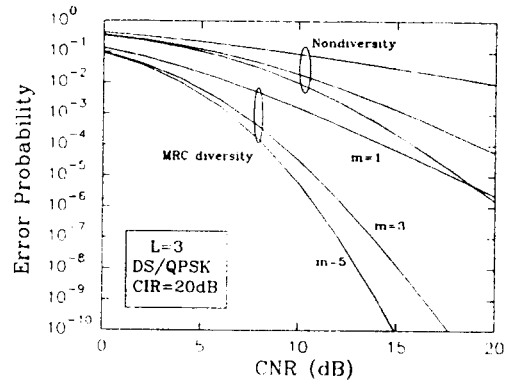
[그림 6]와 [그림 7]에는 CIR이 20dB일 때, 신호파와 간섭파가 동시에 m-분포 페이딩을 받는 경우로서 L이 3일 때의 오율 특성을 나타낸다.



[그림 6] 신호파와 간섭파가 동시에 m-분포 페이딩을 받는 경우에 대한 MRC 다이버시티 기법을 사용할 때의 QPSK 신호 오율성능(CIR = 20dB, L = 3)

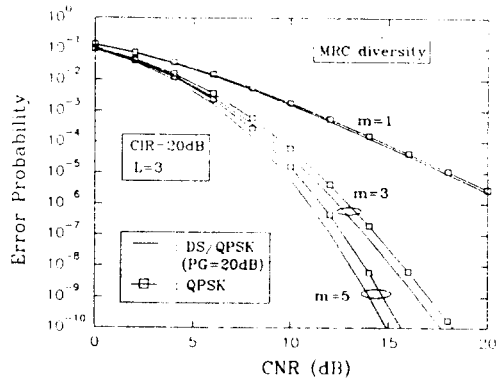
[Fig. 6] Error rate performance of QPSK signal with MRC diversity technique when both signal and interference undergo m-distribution (in the case of CIR = 20dB and L = 3)

이 그림으로부터 다이버시티 기법만 사용하였을 경우보다도 다이버시티 기법과 직접 스펙트럼 확산 기법을 동시에 사용하였을 경우가 오율의 성능개선 정도가 뚜렷하다는 것을 알 수 있다. 그러나 직접 스펙트럼 확산기법과 다이버시티 기법을 함께 사용했을 경우와 다이버시티 기법만 사용하였을 경우의 오율의 개선정도는 비슷하였다.



[그림 7] 신호파와 간섭파가 동시에 m-분포 페이딩을 받는 경우에 대한 MRC 다이버시티 기법과 직접 스펙트럼 확산 기법을 함께 사용할 때의 DS/ QPSK 신호 오율성능(CIR = 20dB, PG = 20dB, L = 3)

[Fig. 7] Error rate performance of DS/ QPSK signal with MRC diversity and DS-Spread Spectrum technique when both signal and interference undergo m-distribution (in the case of CIR = 20dB, PG = 20dB, L = 3)



[그림 8] 신호파만 m-분포 페이딩을 받는 경우에 대한 MRC 다이버시티 기법과 직접 스펙트럼 확산기법을 사용할 때의 페이딩 지수에 따른 QPSK와 DS/ QPSK 신호 오율성능(CIR = 20dB, PG = 20dB, L = 3)

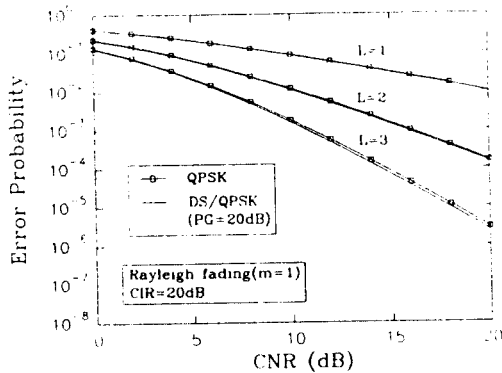
[Fig. 8] Error rate performance of QPSK and DS/ QPSK signal with MRC diversity and DS-Spread Spectrum technique when only signal undergoes m-distribution (in the case of CIR = 20dB, PG = 20dB, L = 3)



[그림 8]은 CIR이 20dB일 때, 신호파만 m-분포 페이딩을 받는 경우에 대해 다이버시티 가지가 3이고, 처리이득이 20dB일 경우의 오율성능을 나타낸다. 이 경우 오율성능이 개선됨을 알 수 있다.

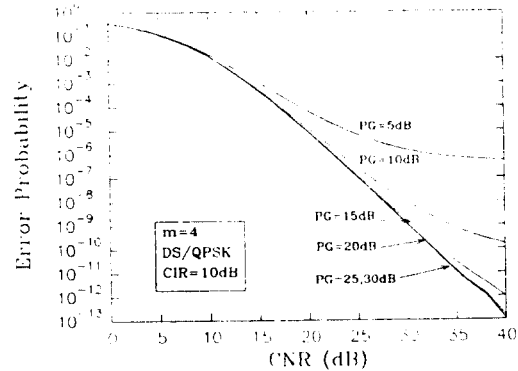
[그림 9]은 CIR이 20dB일 때, 신호파와 간섭파가 동시에 m-분포 페이딩을 받는 경우에 대해 다이버시티 가지수에 따른 오율성능의 개선을 나타낸다. 이 경우에도 다이버시티 가지수가 증가할수록 오율성능이 개선되는 정도를 알 수 있다.

[그림 10]은 CIR이 10dB일 때, 신호파만 m-분포 페이딩을 받는 경우의 처리이득에 따른 오율성능의 개선 정도를 나타내는데 처리이득이 20dB 이상이 되면 오율성능이 더 이상 개선되지 않음을 알 수 있다.



[그림 9] 신호파와 간섭파가 동시에 레일리 페이딩을 받는 경우에 대한 MRC 다이버시티 가지수에 따른 QPSK 신호와 DS/QPSK 신호 오율성능(CIR = 20dB, PG = 20dB)

[Fig. 9] Error rate performance of QPSK and DS/QPSK signal with the variation of a number of MRC diversity when both signal and interference undergo Rayleigh distribution (in the case of CIR = 20dB, PG = 20dB)



[그림 10] 신호파만 m-분포 페이딩을 받는 경우에 대한 처리이득에 따른 DS/QPSK 신호 오율성능(m = 4, CIR = 10dB)

[Fig. 10] Error rate performance of DS/QPSK signal with the variation of Processing Gain when only signal undergoes m-distribution (in the case of m = 4, CIR = 10dB)

## Ⅶ. 결 론

본 논문에서는 신호파와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우에 L-branch 최대비 합성 다이버시티(MRC) 수신 기법과 직접 스펙트럼 확산기법을 이용할 때의 DS/MPSK 신호의 오율성을 유도하고, 유도한 오율식을 이용하여 수치계산한 결과를 그림으로 나타내고 이에 대해 검토하였다. 얻은 결과로부터 신호파와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우가 신호파만 페이딩을 받는 경우에 비해 오율성능이 더욱 열화됨을 알 수 있고, 또한 신호파만 페이딩을 받는 경우에는 페이딩이 약해질수록 오율성능의 개선이 뚜렷한데 비해 신호파와 간섭파가 동시에 페이딩을 받는 경우에는 페이딩이 약해져도 오율성능이 그다지 개선되지 않음을 알 수 있다. 즉, 신호파만 m-분포 페이딩을 받는 경우보다 신호파와 간섭파가 동시에 m-분포 페이딩을 받는 경우에 오율성능이 더욱 열화되는데, 이에 대한 보상기법으로 직접 스

펙트럼 확산기법과 다이버시티 기법을 함께 사용하면 오율성능이 크게 개선되며 이 때, 다이버시티 기법이 보다 효과적임을 알 수 있다. 그러나 다이버시티 기법과 직접 스펙트럼 확산기법을 동시에 사용한 경우와 다이버시티 기법만 사용하는 경우의 오율성능의 개선 정도는 비슷하다는 것을 알 수 있다.

### 참 고 문 헌

- [1] K. Feher, *Digital Modulation Technique in an Interference Environment*. vol.9 of EMC Encyclopedia, German-town, Maryland: Don White Consultants, 1977.
- [2] P. F. Panter, *Communication System Design*. New-York: McGraw-Hill, 1972.
- [3] E. Al-Hussaini and A. Al-Bassiouni, "Performance of MRC diversity systems for the detection of signals with Nakagami fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-33, no.12, pp.1315-1319, Dec. 1985.
- [4] R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems*. Willy-Interscience, 1976.
- [5] G. R. Cooper and C. D. McGillem, *Modern Communication and Spread Spectrum*. New York: McGraw-Hill, 1986.
- [6] 강희조, 김상범, 조성준, "m-분포 페이딩 환경하에서의 DS/QPSK 신호의 오율특성," *한국통신학회논문지* 16권 12호 pp.1366-1381, 1991년 12월.
- [7] K. Rajeev and S. C. Gupta, "The error performance of gray encoded QPSK and 8-PSK schemes in a fading channel with cochannel Interference," *IEEE Trans. Commun.*, vol.41, no.12, pp.1773-1776, Dec. 1993.
- [8] A. S. Rosenbaum, "PSK error rate performance with Gaussian noise and interference," *Bell Syst. J.*, vol.48, no.2, pp.413-442, Feb. 1969.
- [9] 김승신, "제반 디지털 통신시스템에 미치는 의도적인 방해 전파의 영향," *한국항공대학 대학원 석사학위 논문*, 1988년 2월.
- [10] M. Nakagami, "The m-distribution, a general formular of intensity distribution of rapid fading," In *statistica methods of radio wave propagation*, W.C. Hoffman Ed. New York: Pergamon press, pp.3-36, 1960.
- [11] D. L. Schilling, L. B. Milstein, R. L. Pickholtz and R.W. Brown, "Optimization of the processing gain of an M-ary direct sequence spread spectrum communication system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-28, pp.1389-1398, Aug. 1980.
- [12] S. Davidovici, D. L. Schilling and L. B. Milstein, "Analysis of tone interference in DS spread spectrum communications," *IEEE Proc. ICC* 81, 1981.
- [13] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, ACADEMIC PRESS, 1979.

[부록 A]  
식 (9)의 유도

간섭과 잡음 환경에서 신호파가 페이딩을 받는 경우의 MPSK 신호의 오율식을 유도하기 위하여 본문의 식 (7)을 옮겨쓰면

$$\begin{aligned}
 P_{e|I+G} &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) dx \\
 &= \frac{\text{erfc}\left(\sqrt{\alpha} \sin \frac{\pi}{M}\right)}{[A]} \\
 &\quad + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp\left[\alpha \left(-\sin^2 \frac{\pi}{M}\right)\right] \\
 &\quad \frac{\sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left[\sqrt{\alpha} \sin \frac{\pi}{M}\right]}{[B]} \\
 &\quad \frac{1}{(k!)^2} \left[\frac{\alpha}{4\lambda}\right]^k, \quad (M > 2) \quad (A.1)
 \end{aligned}$$

신호파가 페이딩을 받는 경우이므로 다음과 같은 m-분포 확률밀도함수를 도입한다.

$$\begin{aligned}
 p(R) &= \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega_R^m} \exp\left(-\frac{mR^2}{\Omega_R}\right) \\
 \text{단, } \Gamma(\cdot); &\text{ 감마함수,} \quad (A.2) \\
 \Omega_R/2; &\text{ 신호의 평균전력} (\Omega_R = \bar{R}^2).
 \end{aligned}$$

식 (A.1)에서 밑줄 친 [A]항과 [B]항을 이용하면 다음과 같이 나타내진다.

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\infty} P_{e|I+G} \cdot p(R) dR \\
 = \int_0^{\infty} ([A] + [B]) \cdot p(R) dR \quad (A.3)
 \end{aligned}$$

먼저 [A]항을 계산하기로 한다. 신호파가 페이딩을 받기 때문에 반송파 대 잡음전력비  $\alpha (= S^2/2\sigma^2)$ 를 대신  $\gamma (= R^2/2\sigma^2)$ 로 나타내고 이의 확률밀도함수를 도입하여 평균을 구하면

$$\int_0^{\infty} \text{erfc}\left[\sqrt{\gamma} \cdot \sin \frac{\pi}{M}\right] \cdot p(R) dR \quad (A.4)$$

이 된다. 여기에 다음의 관계

$$\text{erfc}(x) = 1 - \text{erf}(x) \quad (A.5)$$

를 이용하여 식 (A.4)를 바꿔쓰면

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\infty} \text{erfc}\left[\sqrt{\gamma} \cdot \sin \frac{\pi}{M}\right] \cdot p(R) dR \\
 = 1 - \int_0^{\infty} \text{erf}\left[\sqrt{\gamma} \cdot \sin \frac{\pi}{M}\right] \cdot p(R) dR \quad (A.6)
 \end{aligned}$$

또한 에러함수와 가우스의 초기함수는

$$\text{erf}(x) = \exp(-x^2) \frac{2x}{\sqrt{\pi}} \cdot {}_1F_1\left(1; \frac{3}{2}; x^2\right) \quad (A.7)$$

의 관계가 있으므로 이를 이용하여 식 (A.6)을 고쳐 쓰면

$$\begin{aligned}
 1 - \int_0^{\infty} \frac{2\sqrt{\gamma}}{\sqrt{\pi}} \sin \frac{\pi}{M} \exp\left\{-\gamma \sin^2 \frac{\pi}{M}\right\} \\
 \cdot {}_1F_1\left(1; \frac{3}{2}; \gamma \sin^2 \frac{\pi}{M}\right) \cdot p(R) dR \quad (A.8)
 \end{aligned}$$

이 된다. 위의 식에 아래의 관계식을 도입하면[13]

$$\begin{aligned}
 \int_0^{\infty} t^{i-1} \exp(-zt) \cdot {}_pF_q(a_1, a_2, \dots, a_p; \\
 b_1, b_2, \dots, b_q; kt) dt \\
 = \Gamma(i) z^{(-i)} \cdot {}_{p+1}F_q(a_1, a_2, \dots, a_p, i; \\
 b_1, b_2, \dots, b_q; \frac{k}{z}) \\
 p = q, \text{Re } i > 0, \text{Re } z > \text{Re } k. \quad (A.9)
 \end{aligned}$$

식 (A.8)은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 = 1 - \sqrt{\frac{4\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\
 \cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \quad (A.10) \\
 \cdot {}_2F_1\left(1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right)
 \end{aligned}$$

이로써 [A]항은 구해졌다. 다음은 [B]항을 계산한다. 앞에서도 페이딩을 받은 신호파의 반송파 대 잡음전력비가  $\alpha$ 에서  $\gamma$ 로 바뀌었듯이, 평균 반송파 대 간섭파 전력비  $\lambda(=\bar{R}^2/2\sigma^2)$ 도  $\beta_R(=\Omega^R/I^2)$ 로 바뀌게 된다.

$$\int_0^\infty B \cdot p(R) dR = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp\left[\gamma(-\sin^2 \frac{\pi}{M})\right] \sum_{k=1}^\infty H_{2k-1} \left[ \sqrt{\gamma} \sin \frac{\pi}{M} \right] \frac{1}{(k!)^2} \left[ \frac{\gamma}{4\beta_R} \right]^k \quad (A.11)$$

다음과 같은 에르미트 다항식과 가우스의 초기함수의 관계[13]

$$H_{2n+1}(x) = \frac{(-1)^n (2n+1)!}{n!} 2x \cdot {}_1F_1\left(-n; \frac{3}{2}; x^2\right) \quad (A.12)$$

를 [B]에 대입하면

$$[B] = \int_0^\infty \frac{4}{\sqrt{\pi}} \exp\left[\gamma(-\sin^2 \frac{\pi}{M})\right] \sum_{k=0}^\infty \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \left(\frac{\gamma}{4\beta_R}\right)^{(k+1)} \sqrt{\gamma} \sin \frac{\pi}{M} \cdot {}_1F_1\left(-k; \frac{3}{2}; \gamma \sin^2 \frac{\pi}{M}\right) \cdot p(R) dR \quad (A.13)$$

이 된다. 식 (A.13)에 식 (A.9)를 이용하면 [B]는 다음과 같이 구해진다.

$$[B] = \sum_{k=0}^\infty \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \left(\frac{\gamma}{4\beta_R}\right)^{(k+1)} \cdot \sqrt{\frac{16\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \cdot {}_2F_1\left(-k, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right) \quad (A.14)$$

따라서 각각 구한 [A]와 [B]를 더하면 본문의 최종오율식 식 (9)가 얻어진다.

$$PE_{SII+G} = 1 - \sqrt{\frac{4\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \cdot {}_2F_1\left(1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right) + \sum_{k=0}^\infty \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \left(\frac{\gamma}{4\beta_R}\right)^{(k+1)} \cdot \sqrt{\frac{16\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \cdot \left(1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m}\right)^{-(m+1/2)} \cdot {}_2F_1\left(-k, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}\right) \quad (9)$$

단,  $\bar{\gamma}(=\bar{R}^2/2\sigma^2)$ ; 신호만 페이딩을 받는 경우의 평균 반송파 대 잡음전력비 (CNR),  
 $\beta_R(=\bar{R}^2/I^2)$ ; 반송파 대 간섭파 전력비 (CIR).

[부록 B]

식 (11)의 유도

페이딩을 받지 않을 때의 반송파 대 간섭과 전력비가  $\beta_R$ 이었지만 페이딩을 받을 때의 반송파 대 간섭과 전력비를  $\beta$ 로 나타낸다. 모든 수식은 앞에서 이용하였던 공식을 이용하되 신호파가 페이딩을 받는 경우의 최종오율식 식 (9)를 이용하여 푼다.

$$\begin{aligned}
 PE_{SI|I+G} &= \int_0^\infty PE_{SI|I+G} \cdot p(I) dI \\
 &= \int_0^\infty \left\{ 1 - \sqrt{\frac{4\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \right. \\
 &\quad \cdot \left( 1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m} \right)^{-(m+1/2)} \\
 &\quad \cdot {}_2F_1 \left( 1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)} \right) \\
 &\quad + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \left( \frac{\bar{\gamma}}{4\beta} \right)^{k+1} \\
 &\quad \cdot \frac{\sqrt{16\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}}{\pi m} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\
 &\quad \cdot \left( 1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m} \right)^{-(m+1/2)} \\
 &\quad \cdot {}_2F_1 \left( -k, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)} \right) \left. \right\} \\
 &\quad \cdot p(I) dI \quad [A]
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

위의 식에서 우변의 두번째 항만이 간섭파의 영향을 받기 때문에 두번째 항만을 풀면 된다. 다음의 관계식[13]

$$\int_0^\infty x^{v-1} \exp(-\mu x^p) dx = \frac{1}{|p|} \mu^{-\frac{v}{p}} \Gamma\left(\frac{v}{p}\right) \tag{B.2}$$

을 이용하여 식 (B.1)의 [A]항 내의  $\left(\frac{\gamma}{4\beta}\right)^{k+1}$ 을 풀면 된다. 나머지 항은 상수로 놔두고 이를 A'로 나타내면

$$[A] = A' \int_0^\infty \left( \frac{\gamma I^2}{4R^2} \right)^{k+1} \frac{2m^m I^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega_I^m}$$

$$\begin{aligned}
 &\exp\left(-\frac{mI^2}{\Omega_I}\right) dI \\
 &= A' \int_0^\infty \left( \frac{\gamma}{4R^2} \right)^{k+1} I^{2m+2k} \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega_I^m} \\
 &\exp\left(-\frac{mI^2}{\Omega_I}\right) dI \tag{B.3}
 \end{aligned}$$

가 된다. 따라서 본문의 최종오율식 식 (11)은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned}
 PE_{SI|G} &= \int_0^\infty PE_{SI|I+G} \cdot p(I) dI \\
 &= 1 - \sqrt{\frac{4\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{\pi m}} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\
 &\quad \cdot \left( 1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m} \right)^{-(m+1/2)} \\
 &\quad \cdot {}_2F_1 \left( 1, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)} \right) \\
 &\quad + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (2k+1)!}{((k+1)!)^2 k!} \left( \frac{\bar{\gamma}}{4m\beta} \right)^{k+1} \frac{(m+k)!}{\Gamma(m)} \\
 &\quad \cdot \frac{\sqrt{16\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}}{\pi m} \cdot \frac{\Gamma(m+1/2)}{\Gamma(m)} \\
 &\quad \cdot \left( 1 + \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m} \right)^{-(m+1/2)} \\
 &\quad \cdot {}_2F_1 \left( -k, m + \frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)}{m + \bar{\gamma} \sin^2(\pi/M)} \right)
 \end{aligned} \tag{11}$$

단,  $\gamma (= R^2/2\sigma^2)$ ; 신호만 페이딩을 받는 경우의 평균 반송파 대 잡음전력비(CNR),  $\beta (= R^2/I^2 = \Omega_R/\Omega_I)$ ; 간섭파도 페이딩을 받는 경우의 반송파 대 간섭파 전력비(CIR).