

# 임펄스 잡음과 방해파에 의한 전자파 장해(EMI) 환경하에서의 디지털 무선통신 신호의 오율해석

(Error Performance Analysis of Digital Radio Signals in an Electromagnetic Interference  
(EMI) Environment of Impulsive Noise Plus Disturbance)

조 성 언\* · 임 길 용\* · 조 성 준\*\* · 이 진\*\*

(Sung Eon Cho\* · Kill Yong Leem\* · Sung Joon Cho\*\* · Jin Lee\*\*)

## 요 약

본 논문에서는 임펄스 잡음과 방해파에 의한 전자파 장해(EMI) 환경하에서 디지털 무선통신 신호(QPSK 신호, DQPSK 신호, MSK 신호 및 GMSK 신호)의 오율성능을 알아내기 위하여 오율식을 유도하고 이의 수치 계산 결과를 반송파 대 잡음 전력비(CNR), 반송파 대 방해파 전력비(CIR), 임펄스 지수(A), 가우스 잡음 대 임펄스 잡음 전력비( $\Gamma'$ ), 방해파 지수(m) 등을 함수로 하여 그래프로 나타내고 이를 검토하여 임펄스 잡음과 방해파 형태에 따른 영향을 분석하였다.

그 결과 임펄스 잡음과 m-분포 톤 방해파가 함께 존재하는 환경하에서는 방해파의 진폭 변화의 정도가 클수록 오율 성능 열화가 심하였으며 오율의 성능 열화가 가장 큰 것에서부터 작은 것으로 나열하면 DQPSK 신호, GMSK 신호, QPSK 신호, MSK 신호 순이다.

임펄스 잡음과 일정 진폭 톤( $m = \infty$ ) 방해파가 함께 존재하는 환경하에서는 CIR 20 dB 이상에서 방해파의 영향이 거의 없어짐을 알 수 있었다. 또한 CIR을 10dB에서 15dB로 증가시켰을 때 각 통신 방식마다 오율성능의 개선 폭이 가장 크게 나타났다.

방해파 진폭의 변동이 작을수록 또 CIR이 증가할수록 각 신호는 방해파로부터의 영향을 적게 받아 오율 성능이 개선될 것으로 기대되었으나 그다지 큰 성능개선을 얻을 수 없었는데 이는 임펄스 잡음이 신호의 성능 열화에 지배적인 역할을 하기 때문이다.

## Abstract

The error performance of digital radio signals (i.e., M-ary PSK signal, DQPSK signal, MSK signal, GMSK signal) interfered by impulsive noise and electromagnetic interference (EMI) is analyzed and discussed. In analysis at first, the error rate equations have been derived in an electromagnetic interference

\* 한국항공대학교 항공전자공학과(Dept. of Avionics Eng., Hankuk Aviation Univ.)

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

plus impulsive noise environment. And then, the error performance has been evaluated and shown in figures as a function of carrier-to-noise ratio, carrier-to-interference ratio, impulsive index, gaussian noise to impulsive noise power ratio, and interference index to measure the amount of error degradation in digital radio signals.

From the obtained results we have known that in the presence of m-distributed tone interference plus impulsive noise, the more significant the electromagnetic interference amplitude varies, the more significant performance degradation is produced. The listing the digital radio signals from the most degraded to the least is that DQPSK, GMSK, QPSK and MSK signal.

In the constant amplitude tone interference plus impulsive noise environment, the effect of interference nearly disappears over about 20dB in CIR. The effect of constant tone interference on error rate performance is reduced more remarkably in the region from 10dB to 15dB in CIR.

In both environments of m-distributed tone interference and constant amplitude tone interference, the more electromagnetic interference amplitude varies and CIR increases, the more error performance is improved. But it is found out that the performance can not be improved significantly even the electromagnetic interference becomes weak.

This describes that the impulsive noise affects dominantly to the performance degradation.

## I. 서 론

현대사회에서 요청되고 있는 다양한 통신 서비스를 제공하기 위한 무선통신의 발전은 개인휴대통신 서비스를 제공하기 위한 연구에 까지 이르고 있다 [1], [2]. 이와 같은 연구의 실현을 위해 사용될 통신 방식은 잡음과 방해파에 강하고 스펙트럼의 고효율성과 저전력 소모 등의 조건을 만족하여야 하는데 주요한 디지털 무선통신방식으로는 PSK (Phase Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying), MSK (Minimum Shift Keying), GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 방식 등이 있다[3]~[6]. PSK 방식은 대역효율이 우수하여 이미 위성통신 등의 여러 분야에 널리 사용되어 오고 있으며 MSK 방식은 피번조파가 정진폭 특성을 갖고 기존의 FSK 보다 스펙트럼 폭이 좁아 주파수 이용면에서 효율적이며 비선형 회선에 강한 특징이 있다. GMSK 방식은 가우시안 저역 필터를 사용함으로서 인접 채널 방해파비를 줄이고 스펙트럼의 효율성을 꾀할 수 있

는 장점을 가지고 있다[7], [8]. 따라서 이들을 주위의 조건, 경제성, 효율 및 성능 등을 고려하여 연구의 대상으로 삼아야 한다.

한편 정보화 사회로의 발전에 따라 각 분야의 전자장비는 급증하게 되었고 사용하는 가정·산업용 전자장비와 사무실의 정보기기는 작고 처리능력이 빠르며 소비전력이 작아야 하는 필요에 따라 사용되는 회로소자는 MOS화와 소형화가 이루어지게 되었다. 이에 따라 회로당 사용되는 소비전력이 낮아지고 IC칩의 대용량화와 컴퓨터 처리의 고기능화가 진행되어 오고 있다. 그러나 이러한 기술의 발전은 약간의 잡음과 방해파에 의해서도 처리중인 정보가 변한다든지 오동작하기 쉬운 환경에 직면하게 되었다. 따라서 공공 대중을 대상으로하는 유·무선 통신망이나 자동차·항공기·선박 등의 운행용 장치, 산업용 로봇, 인간의 손이 미치기 어려운 작업환경의 원자력 발전소, 대형 화학공장의 제어시스템 등이 여러 전파의 방해로 인하여 일단 장해가 발생한다면 인명 손상 및 재산 손실 등 사회에 미치는 영향이 심각하기 때문에 이에 대처하기 위한 연구가 필요하다.

이에 더하여 근래의 디지털 무선통신의 채널환경은 사용하는 주파수 스펙트럼이 점점 확장되고 기존의 가우스 잡음 환경과는 달리 도시화, 산업화, 통신기기의 밀집사용 등에 기인한 심한 임펄스성 잡음이 주변에서 빈번히 발생되므로 이에 대한 대책 연구가 필요하다.

한편 무선통신에 의한 정보전송의 수요가 증가함에 따라 주파수를 재사용하는 과정에서 동일채널방해파로 작용하여 신호의 성능이 열화되는데 방해파에 의한 신호의 오율성능의 저하에 대해서는 여러가지 연구가 이미 발표되었으나 대부분 방해파의 진폭이 일정한 정현파상의 방해파만을 대상으로 하였다. 따라서 방해파의 영향을 명확히 파악하기 위해서는 방해파의 진폭이 여러 유형을 나타내는 경우[9]에 대한 연구가 필요하며 이를 방해파의 영향은 각통신방식에 따라서도 차이가 생기므로 각통신방식별로 영향을 분석할 필요가 있다.

따라서 본 논문에서는 대표적인 디지털 무선통신방식으로서 QPSK 신호, DQPSK 신호, MSK 신호, GMSK 신호를 대상으로 하여 가우스 잡음을 포함한 임펄스 잡음과 방해파 형태에 따른 오율식을 유도하고 이의 수치계산 결과를 반송파 대 잡음 전력비(CNR), 반송파 대 방해파 전력비(CIR), 임펄스지수(A), 가우스 잡음 대 임펄스 잡음 전력비( $\Gamma$ ), 방해파 지수(m)을 함수로 하여 각 신호에 대하여 어떠한 영향을 미치는가를 구명하고자 한다.

## II. 디지털 무선통신 방식

### 2-1. 다상(M-ary) PSK 신호

반송파의 위상을 디지털 신호의 각 값에 대응시켜  $0 \sim 2\pi[\text{rad}]$  범위내에서 지정하는 방식으로서 전송전력이나 전송대역폭을 증가시키지 않으면서도 정보전달속도를 증가시킬 수 있으므로 다른 통신방식에 비해 널리 실용화되고 있다. 다상(M-ary) PSK 신호는 다음과 같이 표현된다[10].

$$S_{\text{PSK}}(t) = S \sin(\omega_c t + \theta_c) \quad (1)$$

단,  $S$  : 신호의 진폭,

$\omega_c$  : 반송파의 각주파수,

$\theta_c = 2\pi\lambda/n$  : 반송파의 위상,

$\lambda = 0, 1, 2, \dots, n-1$  : 다상정보,

$n$  : 상(array)의 수.

### 2-2. DPSK (Differential PSK) 신호

DPSK 신호는 PSK 신호와 같이 장시간에 걸친 위상의 안정성이 요구되지 않으면서도 신뢰성이 높기 때문에 이동·위성통신을 위시하여 여러방면에 실용화되고 있다. DPSK 방식은 바로 앞의 심볼 구간내에 보내어진 신호 위상을 복조용 기준위상으로 삼아 이것과 현재의 심볼 구간내에 보내어진 신호 위상과의 차에 의해 디지털 정보를 복조해낸다.  $n-1$  번째와  $n$  번째 심볼 구간내에 송신되는 M상 DPSK 신호는 다음과 같이 표현된다[11].

$$S_{n-1}(t) = S \cos(\omega_c t + \alpha_{n-1}) \quad (2)$$

$$\begin{aligned} S_n(t) &= S \cos(\omega_c t + \alpha_n) \\ &= S \cos(\omega_c t + (\alpha_{n-1} + \Phi_n)) \end{aligned} \quad (3)$$

여기서  $S$ 는 신호의 진폭값을  $\alpha_{n-1}$ 과  $\alpha_n$ 은 각기 선행신호 및 후속되는 신호의 신호위상을 나타내며  $\Phi_n$ 은 보내고자 하는 정보위상이다. 선행신호 위상으로부터의 위상 변화값은 다음과 같이 주어진다.

$$\Phi_n = \frac{2\pi}{M} \lambda \quad (\lambda = 0, 1, \dots, M-1)$$

단,  $M$  : 상(array)의 수,

$\lambda$  : 메시지 정보.

### 2-3. MSK 신호

MSK 신호는 반송파 위상에 불연속인 변화가 없게 하는 주파수 편이 변조방식(Continuous Phase

FSK: CPFSK) 중 변조지수가 0.5인 경우로서 부호에 대응하는 반송파가 상호 직교하여 BPSK와 동일한 복조효율을 가지며 전력스펙트럼의 집중성이 우수한 특성을 갖는 방식이다. 일반적으로 MSK 신호는 다음과 같이 표현된다[12].

$$S_{MSK}(t) = S [a_I(t) \cos \omega_c t \cos \omega_R t + a_Q(t) \sin \omega_c t \sin \omega_R t], \quad 0 \leq t < T \quad (4)$$

단, S: 신호의 진폭,

$$a_I(t), a_Q(t) = \begin{cases} -1: \text{정보(비트)신호가 0(space)일 때,} \\ +1: \text{정보(비트)신호가 1(mark)일 때,} \end{cases}$$

$\omega_R: \pi/2T$ ,  
 $\omega_c$ : 반송파의 각주파수.

식 (4)는 심볼주기가 2T이고 정현파상의 포락선을 가지는 서로 직교하는 2개의 BPSK 신호가 T만큼 시간적으로 어긋나게 합성된 것으로 간주할 수 있다. 따라서 복조는 PSK의 경우와 다르지 않으며 동기검파를 필요로 한다.

#### 2-4. GMSK 신호

유럽의 디지털 이동통신인 GSM (Group Special Mobile)의 표준방식으로 채택되어 사용되고 있는 GMSK 방식은 기저대역에서 가우스 저역통과 필터를 사용하여 미리 사이드 로브를 제거함으로써 인접 채널 방해파를 줄일 수 있을 뿐 아니라 스펙트럼의 협대역화와 높은 효율성을 꾀할 수 있는 통신방식이다. GMSK 신호는 다음과 같이 표현된다[8].

$$S_{GMSK}(t) = S \cos[\omega_c t + \varphi(t)] = S [\cos \omega_c t \cos \varphi(t) + \sin \omega_c t \sin \varphi(t)] \quad (5)$$

단,  $\varphi(t)$ : GMSK 신호의 위상변화량,

$$\left( = 2\pi f_d \int_{-\infty}^t \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \int_t^{t+\Delta} h(x) dx dn \right),$$

$f_d$ : 변조신호의 주파수 편이,

$a_n$ : n번째 기저대역신호,

$B_b$ : 가우스형 저역필터의 3dB 대역폭,

$$h(x) = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B_b \exp\left(-\frac{-2\pi^2 B_b t^2}{\ln 2}\right)$$

### III. 임펄스 잡음과 방해파에 의한 전자파 간섭환경

#### 3-1. 임펄스 잡음

임펄스 잡음은 평균전력에 비해 높은 전압치를 가지는 펄스가 진폭이나 위상 혹은 발생 시간면에서 불규칙하게 발생하는 것으로 디지털 통신에 미치는 영향은 매우 심각하다. 본 논문에서는 임펄스 잡음 모델로서 가우스 잡음을 포함하는 Middleton의 협대역 A급 임펄스 잡음을 채택한다.

대역통과필터를 통과한 A급 협대역 임펄스 잡음의 순시포락선에 대한 확률밀도함수는 다음과 같이 주어진다[13].

$$p_i = \frac{e^{-A}}{W} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{N}{\sigma_j^2} \exp(-N^2/2W\sigma_j^2), \quad N \geq 0 \quad (6)$$

단,  $W (= \sigma_G^2 + \Omega_1)$ : 전체 잡음전력[가우스 잡음과 전력 ( $\sigma_G^2$ )과 임펄스 잡음전력( $\Omega_1$ )의 합],

A: 임펄스 지수(단위시간당 임펄스가 차지하는 비율),

N: 임펄스 잡음의 순시 포락선,

$$\sigma_j^2 = (j/A + \Gamma)/(1 + \Gamma),$$

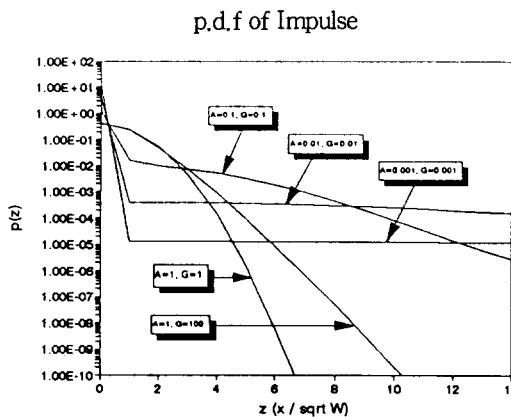
$\Gamma (= \sigma_G^2 / \Omega_1)$ : 가우스 잡음 대 임펄스 잡음 전력비.

여기에서 잡음전력 W가 일정하다고 할 때 전체 잡음 전력중에서 임펄스 잡음 전력성분이 크거나 (즉,  $\Gamma$ 가 작거나) 임펄스의 발생빈도 A가 작을수록 임펄스성이 강한 잡음이 된다. 또한 [그림 1]에서 이를 확인할 수 있다.

식 (6)을 직교좌표계로 나타내면 다음과 같다[13].

$$p_i(x) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \exp(-x^2/2W\sigma_j^2) \quad (7)$$

$$p_i(y) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \exp(-y^2/2W\sigma_j^2) \quad (8)$$



[그림 1] 임펄스 잡음의 확률밀도함수

[Fig. 1] The p.d.f of impulsive noise

### 3-2 방해파

본 논문에서 다루는 방해파는 대역통과된 동일채널 방해파 신호로서 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i(t) &= I \cos(\omega_c t + \psi) \\ &= I \cos \psi \cos \omega_c t - I \sin \psi \sin \omega_c t \\ &= I_c \cos \omega_c t - I_c \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (9)$$

일정한 주파수의 정현파가 희망신호 대역내에 들어올 때 이를 일정진폭 톤 방해파(tone interference) 이라고 하며 톤 방해파 신호는 식(8)에서 포락선 I 가 일정한 값을 가지는 경우이다. 그러나 방해파는 일정한 신호의 진폭만을 가지는 것이 아니라 방해파의 진폭이 변화할 수도 있다. 따라서 본 논문에서는 방해파 진폭의 변화가 m-분포를 따르는 방해파를 고려한다.

방해파의 포락선 I 와 위상  $\psi$ 는 다음과 같이 나타내진다[14], [15].

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

$$\begin{aligned} p(\psi) &= 1/2\pi, \quad 0 \leq \psi < 2\pi \\ \Omega &= [I^2], \quad m \geq 1/2 \end{aligned} \quad (11)$$

단,  $\Gamma(\cdot)$ ; Gamma 함수,

$\Omega/2$ ; 방해파의 평균전력,

$m$ ; 방해파 신호의 진폭 변화정도를 나타내는 지수.

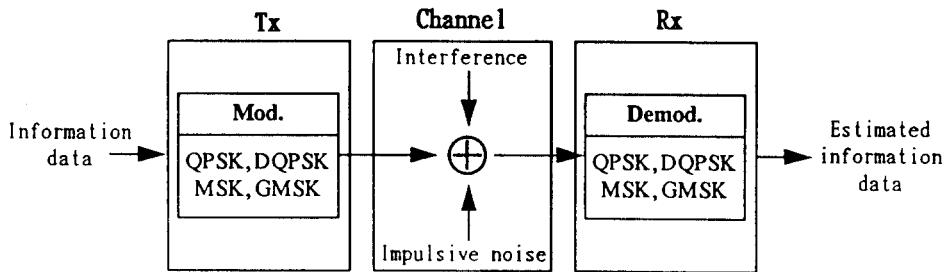
### IV. 디지털 무선통신 신호의 오율 해석

오율 해석에 있어서는 송신기와 수신기는 완전히 동기되었다고 가정한다. [그림 2]는 임펄스 잡음과 방해파의 영향을 받는 해석모델을 나타낸다.

#### 4-1. 다상(M-ary) PSK 신호

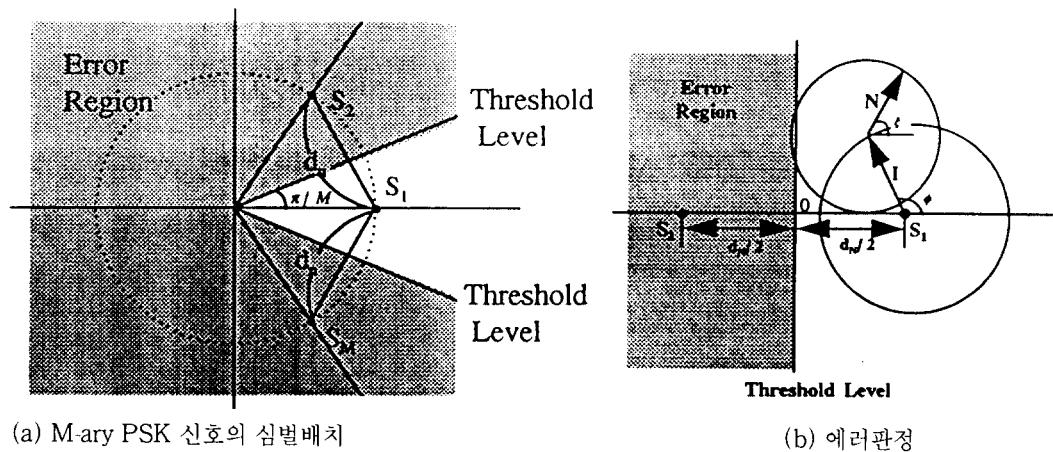
M-ary PSK 신호의 심벌 배치 및 에러판정을 [그림 3]에 나타낸다.

[그림 3]의 (a)는 M-ary PSK 신호의 심벌 배치를 나타낸 것으로 위상 평면상에서 신호 진폭 S를 반경으로 하는 원주상에 등간격으로 M개의 신호점  $S_1, S_2, \dots, S_M$ 이 배치된다. 여기서  $S_i$ 는  $S_i(t)$ 의 신호 점을 나타낸다. 인접한 심볼사이의 최단거리 즉, 신호점  $S_1$ 과 신호점  $S_2$  사이의 거리 또는 신호점  $S_1$ 과 신호점  $S_M$  사이의 거리를  $d_n$ 이라고 하면 수신 신호는  $S_1$ 을 중심으로 하여  $\overline{S_2 S_1}$  선상과  $\overline{S_1 S_M}$  선상에서



[그림 2] 해석모델

[Fig. 2] Analysis model



[그림 3] M-ary PSK 신호의 심벌배치와 에러판정

[Fig. 3] M-ary PSK signal constellations and error decision

각각  $S_2$ 와  $S_M$  쪽으로  $d_n/2$ 에 해당하는 판정레벨 (threshold level)을 넘어 가게 되면 심벌  $S_1$ 을  $S_2$  또는  $S_M$ 으로 판정하여 에러가 발생한다. [그림 3]의 (b)는 방해파와 임펄스 잡음에 의하여 인접부호간에 에러가 발생됨을 보여주기 위하여 한 신호점만을 생각한 페이저도이다.

임펄스 잡음과 톤 방해파의 영향을 받는 환경 하에서 에러의 발생 확률은 아래의 식과 같이 구해진다 (부록 I 참조).

$$Pe_t = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left( \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right] \right)$$

$$+ \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \left( -\sin^2 \frac{\pi}{M} \right) \right) \\ \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right] \frac{1}{(k!)^2} \\ \left[ \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{4\beta} \right]^k \quad (M > 2) \quad (12)$$

단,  $\alpha = \frac{S^2}{2W}$ ; 반송파 전력 대 잡음 전력비,

$\beta = \frac{S^2}{T^2}$ ; 반송파 전력 대 일정진폭 톤 방해

$$\sigma_j^2 = (j/A + \Gamma)/(1 + \Gamma),$$

A; 임펄스 지수 (단위시간당 임펄스 가 차지하는 비율),  
 $\Gamma'$ ; 가우스 잡음 대 임펄스 잡음 전력비,  
 $H_{2k-1}(\cdot)$ ; Hermite 다항식,  
 $erfc(\cdot)$ ; 오차보합수(complementary error function).

PSK 신호가 임펄스 잡음과 방해파의 영향을 받는 환경하에서 오율식을 구하기 위하여 본 논문에서는 방해파의 유형으로 진폭분포가 여러가지 형태를 가질 수 있는 복합적인 방해환경을 상정하여 방해파의 진폭 변화의 크기를 자유자재로 나타낼 수 있는 진폭분포로서 m-분포를 도입한다. 따라서 PSK 신호가 임펄스 잡음과 방해파의 진폭이 변화하여 진폭의 변화가 m-분포를 따르는 방해파의 영향을 받는 환경하에서의 오율식은 식 (11)에서  $\beta$  대신에  $\frac{S^2}{I^2}$ 을 대입하고 진폭 I에 대해 식 (10)의 m-분포 확률밀도함수를 이용하여 평균을 취하면 아래의 식 (13)과 같이 구할 수 있다(부록 II 참조).

$$\begin{aligned} Pe_m = & e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left( erfc \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right] \right. \\ & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \left( -\sin^2 \frac{\pi}{M} \right) \right) \\ & \cdot \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k-1} \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right] \\ & \cdot \frac{\Gamma(m+k)}{\Gamma^2(k+1)\Gamma(m)} \frac{1}{(4m)^k} \\ & \left. \left[ \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{\gamma} \right]^k \right) \quad (M > 2) \end{aligned} \quad (13)$$

단,  $\gamma = \frac{S^2}{I^2}$ ; 반송파 대 m-분포 톤 방해파 전력비,  
 $m$ ; 방해파의 진폭의 변화정도를 나타내는 지수

#### 4-2 DQPSK 신호

DQPSK 신호가 임펄스 잡음과 일정한 주파수의 정현파가 회망신호의 대역내에 들어오는 일정진폭 톤 방해파의 영향을 받는 환경하에서의 오율식은 식 (11)을 구하는 방법과 같이 하면 아래의 식 (14)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} Pe_t = & e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left( erfc \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{2M} \right] \right. \\ & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \left( -\sin^2 \frac{\pi}{2M} \right) \right) \\ & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{2M} \right] \frac{1}{(K!)^2} \\ & \cdot \left. \left[ \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{4\beta} \right]^k \right) \quad (M > 2) \end{aligned} \quad (14)$$

단,  $\alpha = \frac{S^2}{2W}$ ; 반송파 전력 대 잡음 전력비,  
 $\beta = \frac{S^2}{I^2}$ ; 반송파 전력 대 일정진폭 톤 방해

파 전력비,  
 $\sigma_j^2 = (j/A + \Gamma')/(1 + \Gamma')$ ,  
A; 임펄스 지수 (단위시간당 임펄스 가 차지하는 비율),  
 $\Gamma'$ ; 가우스 잡음 대 임펄스 잡음 전력비.

한편 방해파의 진폭에 대한 식 (10)의 m-분포 확률밀도함수를 이용하면 DPSK신호가 임펄스 잡음과 m-분포 톤 방해파의 영향을 받는 환경에서의 오율식은 아래의 식 (15)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} Pe_m = & e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left( erfc \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{2M} \right] \right. \\ & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \left( -\sin^2 \frac{\pi}{2M} \right) \right) \\ & \cdot \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k-1} \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{2M} \right] \end{aligned}$$

$$\frac{\Gamma(m+k)}{\Gamma^2(k+1)\Gamma(m)} \cdot \frac{1}{(4m)^k} \cdot \frac{1}{(4m)^k} \cdot \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{\gamma} \right)^k \quad (17)$$

$$\left[ \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{\gamma} \right]^k \quad (15)$$

단,  $\gamma = \frac{S^2}{I^2}$ ; 반송파 대 m-분포 톤 방해파 전력비,  
 $m$ ; 방해파의 진폭의 변화정도를 나타내는 지수.

#### 4-3. MSK 신호

MSK 신호가 임펄스 잡음과 톤 방해파의 영향을 받는 환경에 대한 오율 특성은 수신 신호의 끝점이 판정 레벨을 넘어 에러 영역으로 들어갈 경우에 에러가 발생하며 이때 에러의 발생확률은 식 (11)을 구한 것과 같은 방법에 의해서 구할 수 있다.

$$Pe_t = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} erfc \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \frac{\pi}{4} \right) + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp \left( -\frac{\alpha}{\sigma_j^2} \frac{\pi^2}{16} \right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \frac{\pi}{4} \right) \frac{(2k-1)!!}{2k!!} \cdot \frac{1}{(2k)!} \cdot \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{4\beta} \right)^k \quad (M > 2) \quad (16)$$

한편 MSK 신호가 임펄스 잡음과 m-분포 톤 방해파 환경에서의 오율식은 식 (10)의 m-분포 확률밀도 함수를 이용하여 식 (13)과 식 (15)를 구한 것과 같은 방법에 의해서 아래의 식 (17)을 구할 수 있다 (부록 III 참조).

$$Pe_m = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} erfc \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \frac{\pi}{4} \right) + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp \left( -\frac{\alpha}{\sigma_j^2} \frac{\pi^2}{16} \right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \frac{\pi}{4} \right) \frac{\Gamma(m+k)}{\Gamma(m) \cdot \Gamma^2(k+1)}$$

단,  $\gamma = \frac{S^2}{I^2}$ ; 반송파 전력 대 m-분포 톤 방해파 전력비.

#### 4-4. GMSK 신호

문헌 [8]에서와 같이 수신 대역폭과 비트 구간과의 핵인 BT값이 최적치로서 0.63을 선택하여 직교 동기 검파 할 때 임펄스 잡음과 톤 방해파 환경에서의 오율식을 생각한다. 여기서 가우스형 송신저역 필터의  $B_b T$  값으로서 복조신호의 열화가 가장 작아지는 0.25의 값을 선택한다. 실제의 신호전송에 있어서 실제 오율의 정량적 평가는 각종 수신 부호 패턴들을 모두 고찰하여야 하나 부호 오율은 최악의 부호 패턴으로부터 가장 큰 영향을 받게 되므로 최악 부호 패턴에 대한 오율만을 살펴 보기로 한다. 임펄스 잡음과 톤 방해파의 영향을 받는 환경에서의 오율식은 아래의 식 (18)과 같이 구할 수 있다(부록 IV 참조).

$$Pe_t = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left( \frac{1}{2} erfc \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \eta \right] + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp \left( -\frac{\alpha}{\sigma_j^2} \eta \right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \eta \right] \frac{1}{(2k!)} \left[ \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \frac{1}{\beta} \right]^k \frac{(2k-1)!!}{2k!!} \right) \quad (18)$$

단,  $\eta (= 0.68)$ ; CNR의 감쇄상수,  
 $H_{2k-1}(\cdot)$ ; Hermite 다항식,  
 $erfc(\cdot)$ ; 오차보합수(complementary error function).

한편 GMSK 신호가 임펄스 잡음과 진폭의 변화

가 m-분포를 따르는 톤 방해파의 영향을 받는 환경에서의 오율식은 방해파의 진폭에 대한 m-분포 확률밀도함수를 이용하여 구하면 아래의 식 (19)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} Pe_m = & e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left( \frac{1}{2} erfc \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \eta \right] \right. \\ & + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp \left( -\frac{\alpha}{\sigma_j^2} \eta \right) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left[ \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \eta \right] \\ & \left. \frac{\Gamma(m+k)}{\Gamma^2(k+1) \Gamma(m)} \cdot \frac{1}{(4m)^k} \left[ \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{\gamma} \right]^k \right) \end{aligned} \quad (19)$$

단,  $\gamma = \frac{S^2}{I^2}$ ; 반송파 대 m-분포 톤 방해파 전력비

## V. 수치계산 결과 및 검토

임펄스 잡음과 진폭이 일정한 톤 방해파와 진폭이 m-분포하는 방해파가 존재하는 통신로 환경에서 QPSK 신호, DQPSK 신호, MSK 신호 및 GMSK 신호의 오율식을 유도하고 이의 수치계산 결과를 반송파 대 잡음 전력비(CNR), 반송파 대 방해파 전력비(CIR), 임펄스 지수(A), 가우스 잡음 대 임펄스 잡음 전력비( $\Gamma'$ ), 방해파 지수(m)을 함수로 하여 그래프로 나타내어 임펄스 잡음과 방해파 형태에 따른 영향을 분석하였다.

[그림 4]~[그림 7]은 QPSK 신호, DQPSK 신호, MSK 신호, GMSK 신호가 임펄스 잡음과 m-분포 톤 방해파의 영향을 심하게 받는 경우에 대해서 살펴보았다. CIR 값을 증가시킴에 따라서 각 신호의 방해의 정도는 약해지나 CIR 값이 20dB 이상에서는 성능 개선의 정도가 아주 작음을 알 수 있었다. 또한 CNR을 증가시킴에도 불구하고 각 신호의 오율성능은 많이 개선되지 않아 임펄스 잡음이 신호의 성능 열화에 큰 영향을 미친다는 것을 알 수 있었다. 임펄스 잡음과 m-분포 톤 방해파에 대하여 오율성능 열화가 가장 큰 것에서 적은 순으로 나열하면 DQPSK

신호, GMSK 신호, QPSK 신호, MSK 신호의 순이다. 따라서 MSK 신호가 임펄스 잡음과 m-분포 톤 방해파 환경에서 가장 덜 영향을 받는 통신 방식임을 알 수 있었다.

[그림 8]~[그림 11]은 각 방식에 대해서 임펄스 환경 ( $A=0.01$ ,  $\Gamma'=1$ )의 경우로 고정하고 반송파 대 방해파 전력비를 10dB에서 15dB로 증가시키고 방해파 지수 m을 변화시킴에 따른 영향을 알아보았다. 각 신호는 CIR을 증가시킴에 따라서 신호의 오율성능은 개선되나 GMSK 신호의 경우 거의 성능 개선이 이루어지지 않아 GMSK 신호를 방해파가 심한 환경에서 사용 시 고려하여야 한다. 또한 DQPSK 신호의 경우 오율성능  $10^{-3}$  정도의 결과를 얻을 수 없었기 때문에 임펄스 잡음과 방해파 환경에 사용 시 오율성능의 개선 기법을 모색하여야 한다. QPSK 신호의 경우 방해파 지수 m을 점차 증가시킴에 따라 방해파에 대한 신호의 오율성능 개선이 크게 이루어져 방해파 환경에서 강한 통신방식임을 알 수 있었다.

각 통신방식 모두 방해파 진폭의 변화 정도가 작을수록 신호는 방해파로부터의 영향을 덜 받으나 임펄스 환경이 지배적인 경우에는 방해파 진폭의 변화 정도가 적다 하더라도 신호의 오율성능 개선이 거의 이루어지지 않아 임펄스 잡음의 영향이 신호의 오율성능 개선에 큰 영향을 미침을 알 수 있었다.

[그림 12]~[그림 15]는 임펄스 잡음 ( $A=0.01$ ,  $\Gamma'=1$ )과 일정한 주파수의 정현파가 희망 신호의 대역내에 들어오는 일정진폭 톤 방해파의 환경에 대한 경우로서 각 방식에 대한 오율성능을 알아보았다. m-분포 톤 방해파의 환경일 때보다 신호에 미치는 영향이 덜하여 CIR이 증가함에 방해파가 각 신호에 미치는 영향이 크지않음을 알 수 있었다. 그러나 임펄스 잡음은 신호의 성능열화에 큰 영향을 미치기 때문에 높은 CIR임에도 불구하고 오율성능의 개선이 많이 이루어지지 않음을 알 수 있었다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 임펄스 잡음과 방해파에 의한 전자파 간섭(EMI) 환경 하에서 여러 형태의 방해파가 디지털 무선통신 신호(QPSK 신호, DQPSK 신호, MSK 신호, GMSK 신호)의 오율성능에 미치는 영향에 대해서 알아보았다. 임펄스 잡음과 방해파가 함께 존재하는 환경 하에서 각 디지털 무선 방식의 오율식을 유도하고 이를 수치계산한 결과를 그림으로 나타낸 뒤 이를 비교 검토하여 다음과 같은 것을 알 수 있었다.

### 1. m-분포 톤 방해파의 영향을 받는 경우

- (1) 방해파의 진폭 변화의 정도가 클( $m=1$ ) 때 오율성능의 열화가 가장 심하였다.
- (2) 동일한 CIR에서 방해파의 진폭변동 지수  $m$ 이 큰 값일수록 즉, 방해파 진폭의 변화가 작을수록 각 신호는 방해파로부터의 영향을 적게 받게 되므로 신호의 오율성능이 개선될 것으로 기대되었으나 임펄스 잡음 환경에서는 큰 성능 개선을 얻을 수 없었다. 따라서 임펄스 잡음이 신호의 오율 성능열화에 큰 영향을 미친다는 것을 알 수 있었다.
- (3) 신호의 성능열화가 가장 큰 것에서 작은 순서대로 나열하면 DQPSK 신호, GMSK 신호, QPSK 신호, MSK 신호의 순이다.

### 2 일정진폭 톤 방해파의 영향을 받는 경우

- (1) CIR 25dB 이상에서는 거의 각 신호들의 성능 개선이 이루어지지 않고 일정함을 알 수 있었다. 이는 방해파의 영향이 약하더라도 임펄스 잡음의 영향이 신호의 오율성능 열화에 지배적인 요인인기 때문이다.
- (2) 일정진폭 톤 방해파의 영향은 CIR이 20dB 이상이면 그 영향이 거의 없어지며 각 통신 방식마다 CIR을 10dB에서 15dB로 증가시켰을

때 신호의 성능 개선의 폭이 가장 크다.

- (3) DQPSK 신호의 경우 CNR을 증가시켜도 신호의 오율성능 개선이 거의 이루어지지 않으므로 오율성능의 개선 기법을 모색하여야 한다.
- (4) 신호의 오율성능 열화가 가장 큰 통신 방식은 DQPSK 신호이고 MSK 신호가 임펄스 잡음과 일정진폭 톤 방해파로부터 영향을 가장 적게 받는 통신방식임을 알 수 있었다.

## 부 록

### 1. 논문의 식 (12)의 유도

임펄스 잡음과 일정 진폭 톤 방해파 성분에 의한 오율식은 아래의 식에 의해서 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Pe_t &= Prob\left\{ N \cos \xi + I \cos \phi > \frac{dM}{2} \right\} \\
 &= Prob\left\{ N \cos \xi > \frac{dM}{2} - I \cos \phi \right\} \\
 &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \int_{\frac{dM}{2} - I \cos \phi}^{\infty} \\
 &\quad "A" \\
 &\quad \exp\left(-\frac{x^2}{2W\sigma_j^2}\right)
 \end{aligned} \tag{I-1}$$

위 식에서  $t = \frac{x}{\sqrt{2W\sigma_j}}$  로 변수변환하고 밀줄친 부분을 “A”로 치환하여 다시 정리하면 아래의 식 (I-2)와 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 Pe_t &= \frac{A}{\sqrt{2\pi W \cdot \sigma_j^2}} \int_{\frac{dM}{2\sqrt{2W \cdot \sigma_j}}}^{\infty} dt - \frac{I \cos \phi}{\sqrt{2W \cdot \sigma_j}} \\
 &\quad \exp(-t^2) \cdot \sqrt{2W \cdot \sigma_j} dt \\
 &= \frac{A}{2} \left[ erfc\left(\frac{dM}{2\sqrt{2W \cdot \sigma_j}}\right) \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left( - \left( \frac{dM}{2\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right)^2 \right) \\
 & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k H_{k-1} \left( \frac{dM}{2\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right) \\
 & \frac{1}{k!} \left( - \frac{I \cos \phi}{\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right)^k \quad (I-2) \\
 & \text{"B"}
 \end{aligned}$$

다음으로 식 (I-2)에서 밑줄친 "B"를 정리한다.

일양분포하는 랜덤변수  $\phi$ 를 소거하기 위해서는  $\phi$ 에 대해서  $0 \sim 2\pi$ 까지 한주기 적분을 취함으로써 평균화하면  $\phi$ 가 소거되는 값을 얻을 수 있다. 이때  $\int_0^{2\pi} \cos^k \phi d\phi$ 의 적분값은  $k = \text{even}$ 일 때만 값을 가지므로  $k$ 를  $2k$ 로 치환하고 정리하면 아래의 식 (I-3)과 같다.

$$\begin{aligned}
 Pe_t = & \frac{A}{2} \left[ erfc \left( \frac{dM}{2\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right) \right. \\
 & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left( - \left( \frac{dM}{2\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right)^2 \right) \\
 & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \frac{dM}{2\sqrt{2W} \sigma_j} \right) \\
 & \left. \frac{1}{(2k)!} \left( \frac{I}{\sqrt{2W} \sigma_j} \right)^{2k} \frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \right] \\
 & \text{"C"} \quad (I-3)
 \end{aligned}$$

식 (I-3)에서 밑줄친 "C"부분을 공식을 이용하여 정리하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{(2k)!} \left( \frac{I}{\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right)^{2k} \frac{(2k-1)!!}{(4)^k k! k!} \\
 & = \frac{1}{(k)!} \frac{1}{(2)^{2k}} \left( \frac{I}{\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right)^{2k} \quad (I-4)
 \end{aligned}$$

따라서 식 (I-4)를 식 (I-3)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 Pe_t = & \frac{A}{2} \left[ erfc \left( \frac{dM}{2\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right) \right. \\
 & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \left( - \left( \frac{dM}{2\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right)^2 \right) \\
 & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \frac{dM}{2\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right) \\
 & \left. \cdot \frac{1}{(k!)^2} \left( \frac{I}{2\sqrt{2W} \cdot \sigma_j} \right)^{2k} \right] \quad (I-5)
 \end{aligned}$$

여기에서  $dM = 2S \sin \frac{\pi}{M}$ 이기 때문에 이를 대입하고 반송파 전력 대 잡음 전력비( $\alpha$ )와 반송파 전력 대 일정진폭 톤 방해파 전력비( $\beta$ )의 관계를 고려하여 정리하면 식 (I-5)와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Pe_t = & \frac{A}{2} \left[ erfc \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \cdot \sin \frac{\pi}{M} \right) \right. \\
 & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left( - \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \cdot \sin \frac{\pi}{M} \right)^2 \right) \\
 & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \cdot \sin \frac{\pi}{M} \right) \\
 & \left. \frac{1}{(k!)^2} \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \cdot \frac{1}{2\sqrt{\beta}} \right)^{2k} \right] \quad (I-6)
 \end{aligned}$$

따라서 최종 오율식은 (I-1)의 밑줄친 "A"부분을 써넣고 최단부호점이 양측에 있음을 고려하여 구하면 논문의 식 (12)와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 Pe_t = & e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A_j}{j!} \left[ erfc \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \right. \\
 & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \left( -\sin^2 \frac{\pi}{M} \right) \right) \\
 & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \\
 & \left. \frac{1}{(k!)^2} \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{4\beta} \right)^k \right] (M > 2) \quad (12)
 \end{aligned}$$

## 2. 논문의 식 (13)의 유도

방해파 신호의 포락선이  $m$ -분포를 할 경우의 오율식은 앞서 구한 식 (12)에  $m$ -분포 p.d.f를 곱하여 적분해주면 된다.

$$Pe_m = \frac{D}{2} \left\{ erfc \left( \frac{d_M}{2\sqrt{2W}\sigma_j} \right) + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left( - \left( \frac{d_M}{2\sqrt{2W}\sigma_j} \right)^2 \right) \right. \\ \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \frac{d_M}{2\sqrt{2W}\sigma_j} \right) \frac{1}{(k!)^2} \left( \frac{1}{2\sqrt{2W}\sigma_j} \right)^{2k} \\ \left. \int_0^{\infty} \frac{2m^m I^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} I^{2k} \exp \left( - \frac{m}{\Omega} I^2 \right) dI \right\} \quad (\text{II-1})$$

“E”

단,  $D = \exp(-A) \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!}$

진폭  $I$ 가  $m$ -분포를 하므로 진폭  $I$ 에 대해 우선 밀줄친 “E” 부분을 아래의 (II-2) 공식

$$\int_0^{\infty} \exp(-ax^2) \cdot x^{2n+1} dx = \frac{n!}{2a^{n+1}} \quad (\text{II-2})$$

을 이용하여 정리하면 아래의 식 (II-3)과 같이 구해진다.

$$\int_0^{\infty} \frac{2m^m I^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} I^{2k} \exp \left( - \frac{m}{\Omega} I^2 \right) dI = \frac{(k+m-1)!}{\Gamma(m) (\frac{m}{\Omega})^k} \quad (\text{II-3})$$

따라서 이를 이용하여 (II-1) 식을 다시 정리하면

$$Pe_m = \frac{D}{2} \left\{ erfc \left( \frac{\sqrt{\alpha}}{\sqrt{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \right. \\ + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left( - \sqrt{\frac{\alpha^2}{\sigma_j^2}} \sin^2 \frac{\pi}{M} \right) \\ \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \frac{\sqrt{\alpha}}{\sqrt{\sigma_j^2}} \cdot \sin \frac{\pi}{M} \right) \\ \left. \frac{1}{(k!)^2} \frac{1}{(4^k)} \frac{(k+m-1)!}{\Gamma(m) (\frac{m}{\Omega})^k} \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{\gamma} \right)^k \right\}$$

“F”

(II-4)

와 같이 구할 수 있다. 한편 위 식의 밑줄친 “F”부분을 아래의 공식

$$\Gamma(m) = (m-1)!, \\ (m+k-1)! = \Gamma(m+k), \\ (k!)^2 = \Gamma(k+1). \quad (\text{II-5})$$

을 이용하여 정리하면 다음의 식 (II-6)이 되므로

$$\frac{1}{(k!)^2} \frac{1}{(4^k)} \frac{(k+m-1)!}{\Gamma(m) m^k} \\ = \frac{\Gamma(k+m)}{\Gamma^2(k+1) \Gamma(m)} \frac{1}{(4m)^k} \quad (\text{II-6})$$

이를 (II-4)식에 대입하면 아래의 (II-7)식을 구할 수 있다.

$$Pe_m = \frac{\exp(-A)}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left\{ erfc \left( \frac{\sqrt{\alpha}}{\sqrt{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \right. \\ + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left( - \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \left[ -\sin^2 \frac{\pi}{M} \right] \right) \\ \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left( \frac{\sqrt{\alpha}}{\sqrt{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \\ \left. \frac{\Gamma(k+m)}{\Gamma^2(k+1) \Gamma(m)} \frac{1}{(4m)^k} \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \frac{1}{\gamma} \right)^k \right\} \quad (\text{II-7})$$

따라서 최종 오율식은 최단부호점이 양측에 있음을 고려하여 구하면 논문의 식 (13)과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$Pe_m = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left\{ erfc \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \right. \\ + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left( - \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \left[ -\sin^2 \frac{\pi}{M} \right] \right) \\ \cdot \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k-1} \left( \sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \\ \left. \frac{\Gamma(m+k)}{\Gamma^2(k+1) \Gamma(m)} \frac{1}{(4m)^k} \left( \frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{\gamma} \right)^k \right\} \quad (M > 2) \quad (13)$$

## 3. 논문의 식 (17)의 유도

방해파의 진폭의 변화가 m-분포를 따르는 방해파 신호의 경우 오율식을 구하는 방법은 앞서 구한 식 (16)을 이용하여 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Pe_m = Pe_{im} + \int_0^\infty Pe_t \cdot P(I) dI \quad (\text{III-1})$$

여기서,  $Pe_{im}$ ; 임펄스 잡음의 오율,

$Pe_t$ ; 방해파,

$P(I)$ ; m-분포 p.d.f.

즉, 식 (16)에 m-분포 p.d.f를 곱하고 평균을 취해 구해주면 된다. I가 m분포를 하므로 진폭 I에 대해 우선 밑줄친 “G” 부분을 (II-2) 식을 이용하여 정리하면 아래식 (III-2)

$$\begin{aligned} Pe_m = & \frac{\exp(-A)}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc}\left(\frac{S\pi}{4\sqrt{2W}\sigma_j}\right) \\ & + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{S^2\pi^2}{32W\sigma_j^2}\right) \\ & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left(\frac{S\pi}{4\sqrt{2W}\sigma_j}\right) \frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \\ & \frac{1}{(2k)!} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2W}\sigma_j^2}\right)^{2k} \\ & \cdot \int_0^\infty I^{2k} \cdot \frac{2m^m I^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \cdot \exp\left(-\frac{m}{\Omega} I^2\right) dI \end{aligned} \quad \text{“G”} \quad (\text{III-2})$$

는 식 (III-3)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} Pe_m = & \frac{\exp(-A)}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc}\left(\frac{S\pi}{2\sqrt{2W}\sigma_j}\right) \\ & + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{S^2\pi^2}{32W\sigma_j^2}\right) \\ & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left(\frac{S\pi}{4\sqrt{2W}\sigma_j}\right) \frac{1}{(2k)!} \left(\frac{1}{\sqrt{2W}\sigma_j}\right)^{2k} \\ & \cdot \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega^m} \frac{(m+k-1)!}{2\left(\frac{m}{\Omega}\right)^{m+k}} \frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \end{aligned} \quad \text{“H”} \quad (\text{III-3})$$

위 식의 밑줄친 “H”부분을 다음의 공식을

$$\frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} = \frac{(2k)!}{4^k k! k!}$$

이용하여 정리하면

$$\begin{aligned} Pe_m = & \frac{\exp(-A)}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc}\left(\frac{S\pi}{4\sqrt{2W}\sigma_j}\right) \\ & + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{S^2\pi^2}{32W\sigma_j^2}\right) \\ & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left(\frac{S\pi}{4\sqrt{2W}\sigma_j}\right) \frac{\Gamma(m+k)}{\Gamma(m) \Gamma^2(k+1)} \\ & \frac{1}{(2\sqrt{2W}\sigma_j)^{2k}} \left(\frac{Q}{m}\right)^k \end{aligned} \quad (\text{III-4})$$

이다. 여기서,  $\frac{S^2}{2W} = \text{CNR}$ ,  $\frac{S^2}{\Omega} = \text{CIR}$ 이라 놓으면 최종오율식인 식 (17)이 얻어진다.

$$\begin{aligned} Pe_t = & e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \frac{\pi}{4}\right) \\ & + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{\alpha}{\sigma_j^2} \frac{\pi^2}{16}\right) \\ & \cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left(\sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \frac{\pi}{4}\right) \frac{\Gamma(m+k)}{\Gamma(m) \cdot \Gamma^2(k+1)} \\ & \frac{1}{(4m)^k} \cdot \left(\frac{\alpha}{\sigma_j^2} \cdot \frac{1}{\gamma}\right)^k \end{aligned} \quad (17)$$

단,  $\gamma = \frac{S^2}{I^2}$ ; 반송파 전력 대 m-분포 톤 방해파

전력비.

## 4. 논문의 식 (18)의 유도

임펄스 잡음과 톤 방해파로부터 영향을 받는 GMSK 신호의 오율식을 구하는 방법은 아래와 같다.

가우시안 BPF의 입력신호  $z(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있으며

$$\begin{aligned} z(t) = & s(t) + i(t) + n(t) \\ = & A \cos(\omega_d t + \phi(t)) + I \cos(\omega_d t + \psi) \\ & + N \cos(\omega_d t + \zeta) \end{aligned} \quad (\text{IV-1})$$

복조신호  $x(t)$ 는 다음과 같다.

$$x(t) = e_0(0) + I \cos \psi + n_c \quad (\text{IV-2})$$

단,  $e_0(0)$ 는 BPF 출력의 순시응답치로서

$$e_0(0) = \frac{\gamma^A}{2\pi} Q,$$

$$Q = \left( \int_{-\infty}^{\infty} \cos \phi(t) e^{-\eta^2 t^2} dt \right)^2,$$

A: GMSK 신호의 순시치,

$$\gamma = \frac{2\pi}{\sqrt{2 \ln 2}} B,$$

B: 수신 가우스 필터의 양측 3dB 대역폭,

$$n_c = N \cos \zeta; \text{랜덤 변수.}$$

따라서 예상의 발생률은 아래식과 같다.

$$\begin{aligned} Pe_t &= \text{Prob}[x(t) < 0] \\ &= \text{Prob}[e_0(0) + I \cos \psi + n_c < 0] \\ &= \text{Prob}[n_c < -e_0(0) - I \cos \psi] \quad (\text{IV-3}) \end{aligned}$$

여기서  $n_c$ 의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p(n_c) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{n_c^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{IV-4})$$

단,  $\sigma^2(BN_0)$ ; 전체 잡음전력.

식 (IV-4)을 식 (IV-3)에 적용시키면 다음과 같은 조건부 오율식을 얻을 수 있다.

$$Pe_{t|I} = \int_{-\infty}^{-e_0(0)-I \cos \psi} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{n_c^2}{2\sigma^2}\right) dn_c \quad (\text{IV-5})$$

식 (IV-5)를 풀고, 이를  $\psi$ 에 대하여 평균을 취하면

$$\begin{aligned} Pe_t &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{e_0(0)}{\sqrt{2}\sigma}\right) + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{e_0(0)^2}{2\sigma^2}\right) \\ &\cdot \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left(\frac{e_0(0)}{\sqrt{2}\sigma}\right) \frac{1}{(2k)!} \left(\frac{1}{\sqrt{2}\sigma}\right)^{2k} \\ &\cdot \frac{(2k-1)!!}{2k!!} \quad (\text{IV-6}) \end{aligned}$$

가 된다. 앞의 식을 다시 임펄스 잡음 환경으로 대치하여 식 (13)과 식 (15)를 구한것과 같은 방법으로 정리하면 임펄스 잡음과 톤 방해파 환경하에서의 오율식은 본문의 식 (18)과 같이 된다.

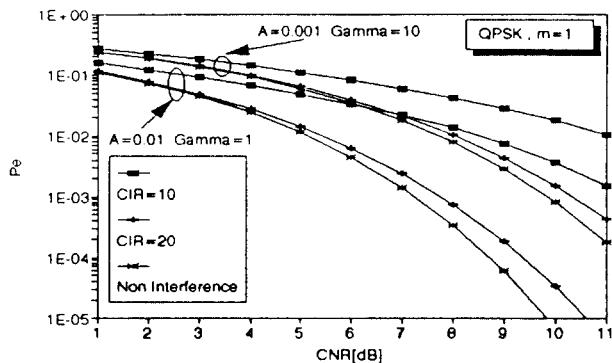
$$\begin{aligned} Pe_t &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left( \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \eta\right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{\alpha}{\sigma_j^2} \eta\right) \right. \\ &\quad \left. \sum_{k=1}^{\infty} H_{2k-1} \left(\sqrt{\frac{\alpha}{\sigma_j^2}} \eta\right) \frac{1}{(2k)!} \right. \\ &\quad \left. \left(\frac{\alpha}{\sigma_j^2} \frac{1}{\beta}\right)^k \frac{(2k-1)!!}{2k!!} \right) \quad (18) \end{aligned}$$

단,  $\eta (= 0.68)$ ; CNR의 감쇄상수.

## 참 고 문 헌

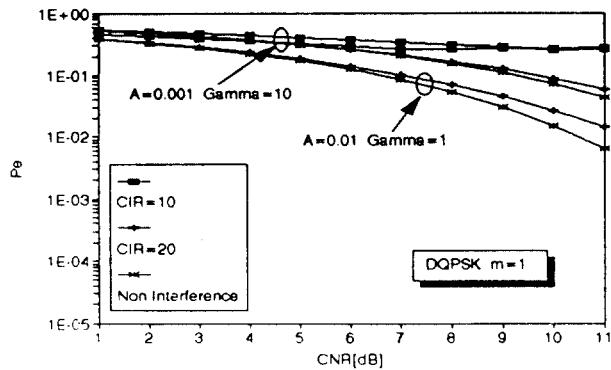
- [1] John H. Lodge, "Mobile satellite communications systems: toward global personal communications," IEEE Commu., Magazine, vol. 29, no.11, pp.24-30, Nov. 1991.
- [2] S. Kato, S. Ohmori, Y. Yasuda, "Current and mobile satellite communication systems," IEICE Trans. commu., vol. E 74, no.8, pp.2201-2210, Aug. 1991.
- [3] J.D. Oetting, "A Comparision of modulation technique for digital radio," IEEE Trans. Commun., vol.COM-27, pp.1752-1762, Dec. 1979.
- [4] B.Sklar, "A structured overview of digital communication," IEEE Commun. Mag., Aug. 1983.
- [5] D.P. Taylor, and P.R. Hartman, "Telecommunication by microwave digital radio," IEEE Trans. Mag., vol.24, no.8, pp.11-16, Aug. 1986.
- [6] 조성준, "16 QAM(직교진폭변조) 디지털 마이크로파 통신방식," 무선, 제19호, pp.37-41, 1986. 3.

- [7] K. Murota, K. Hirade, "Transmission performance of GMSK modulation," IEICE, vol. J64-B, no.10, pp.1123-1130, Oct. 1981.
- [8] K. Murota, K. Hirade, "GMSK modulation for digital mobile radio telephony," IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, pp.1044-1050, July 1981.
- [9] A.S. Rosenbaum, "PSK error performance with Gaussian noise and interference," Bell Sys. Tech. J., vol.48, no.2, pp.413-442, Feb. 1969.
- [10] 조성준 외 2인 "M-ary DPSK error performance with Gaussian noise and interference," 대한전자공학회지, 제16권 5호, pp.12-17, 1979. 10.
- [11] 김현철, 고봉진, 공병옥, 조성준 "가우스성 잡음과 임펄스성 잡음이 혼재하는 다중전파 페이딩 전송로상에서의 제반 디지털 통신시스템 특성의 종합분석 및 비교에 관한 연구(제 I, II 부)," 한국통신학회 논문지, 제14권 3호, pp. 263-292, 1989. 6.
- [12] 김송신, 조성준, "각 디지털 변조방식에 미치는 Jamming의 영향," 한국통신학회 춘계학술발표, pp.212-218, 1987. 5.
- [13] 공병옥, 조성준 "PSK error performance with impulsive noise and cochannel interferene," 대한전자공학회지, 제20권 1호, pp.55-62, 1983. 1.
- [14] 손승완, 공병옥, 조성준, "이동체 통신에 미치는 제반 방해파잡음의 해석," 한국통신학회지, 제10권 3호, pp.135-146, 1985. 6.
- [15] Nakagami, *The m-distribution-A general formula of intensity distribution of rapid fading*, Statistical Methods in radio wave propagation, W.C. Hoffman., N.Y. pergammon Press, 1960.



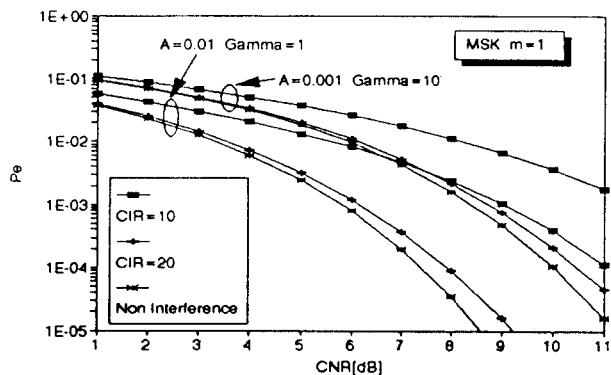
[그림 4] QPSK 신호가 임펄스 잡음과  $m$ -분포 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $m = 1$ ).

[Fig. 4] The error rate performance of QPSK signal with impulsive noise and  $m$ -distribution tone interference ( $m = 1$ ).



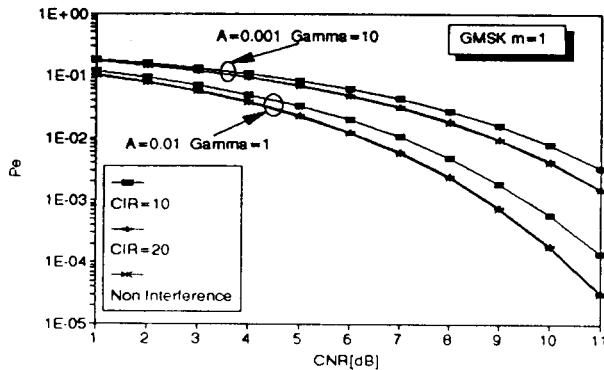
[그림 5] DQPSK 신호가 임펄스 잡음과  $m$ -분포 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $m = 1$ ).

[Fig. 5] The error rate performance of DQPSK signal with impulsive noise and  $m$ -distribution tone interference ( $m = 1$ ).



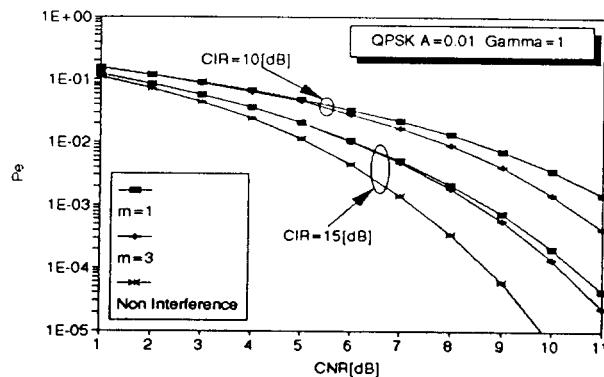
[그림 6] MSK 신호가 임펄스 잡음과  $m$ -분포 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $m = 1$ ).

[Fig. 6] The error rate performance of MSK signal with impulsive noise and  $m$ -distribution tone interference ( $m = 1$ ).



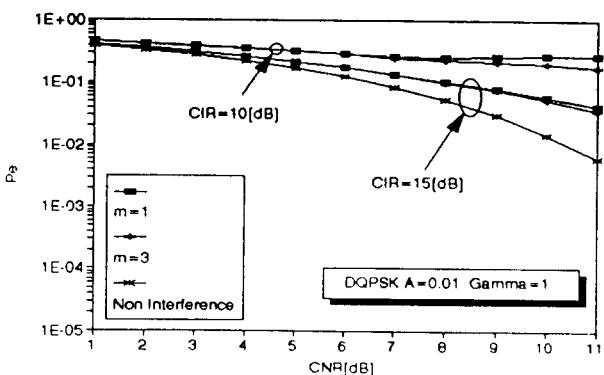
[그림 7] GMSK 신호가 임펄스 잡음과  $m$ -분포 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $m = 1$ ).

[Fig. 7] The error rate performance of GMSK signal with impulsive noise and  $m$ -distribution tone interference ( $m = 1$ ).



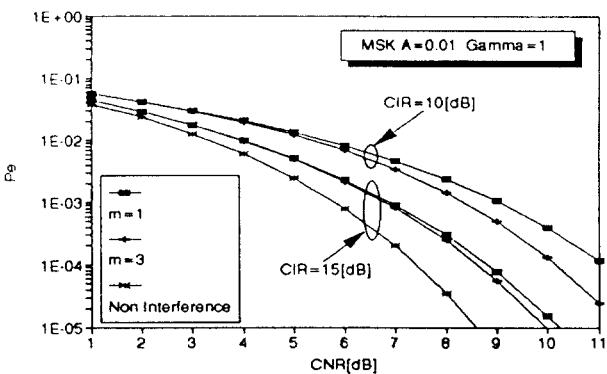
[그림 8] QPSK 신호가 임펄스 잡음과  $m$ -분포 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $A = 0.01, \Gamma' = 1$ ).

[Fig. 8] The error rate performance of QPSK signal with impulsive noise and  $m$ -distribution tone interference ( $A = 0.01, \Gamma' = 1$ ).



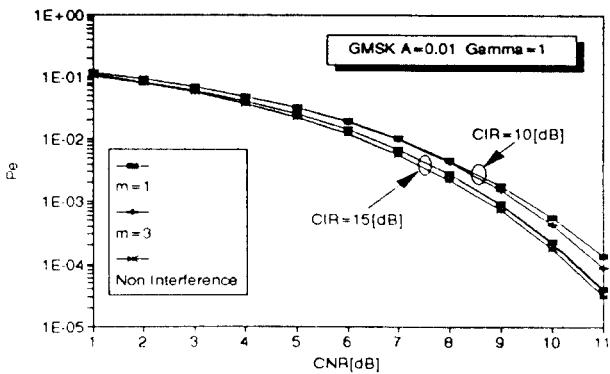
[그림 9] DQPSK 신호가 임펄스 잡음과  $m$ -분포 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $A = 0.01, \Gamma' = 1$ ).

[Fig. 9] The error rate performance of DQPSK signal with impulsive noise and  $m$ -distribution tone interference ( $A = 0.01, \Gamma' = 1$ ).



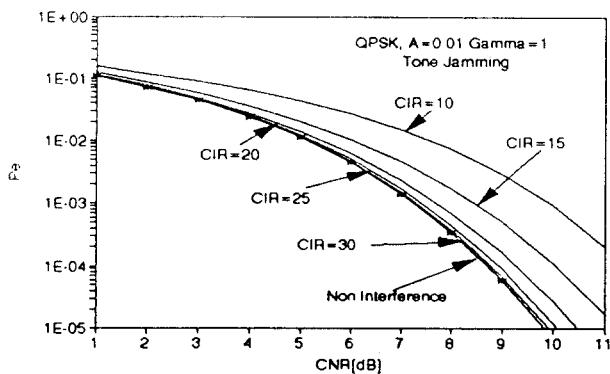
[그림 10] MSK 신호가 임펄스 잡음과  $m$ -분포 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $\alpha = 0.01, \Gamma' = 1$ ).

[Fig. 10] The error rate performance of MSK signal with impulsive noise and  $m$ -distribution tone interference ( $\alpha = 0.01, \Gamma' = 1$ ).



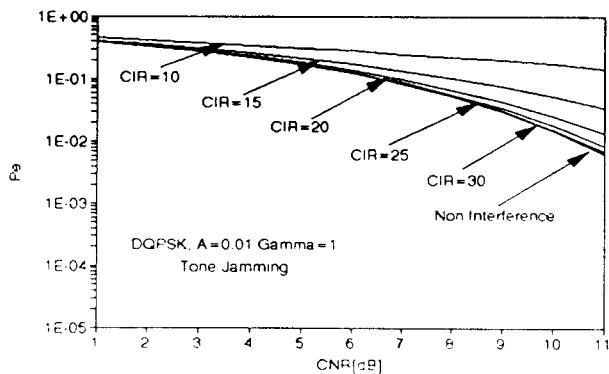
[그림 11] GMSK 신호가 임펄스 잡음과  $m$ -분포 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $\alpha = 0.01, \Gamma' = 1$ ).

[Fig. 11] The error rate performance of GMSK signal with impulsive noise and  $m$ -distribution tone interference ( $\alpha = 0.01, \Gamma' = 1$ ).



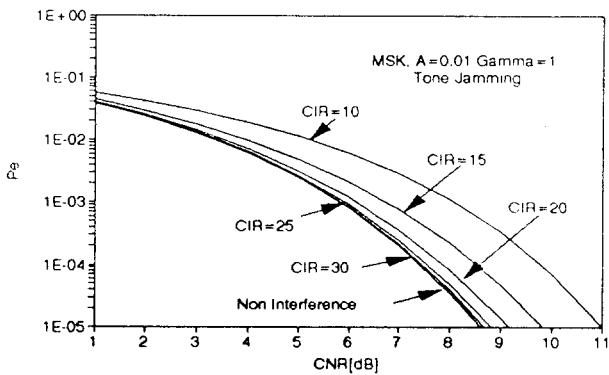
[그림 12] QPSK 신호가 임펄스 잡음과 일정진폭 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $\alpha = 0.01, \Gamma' = 1$ ).

[Fig. 12] The error rate performance of QPSK signal with impulsive noise and constant amplitude tone interference ( $\alpha = 0.01, \Gamma' = 1$ ).



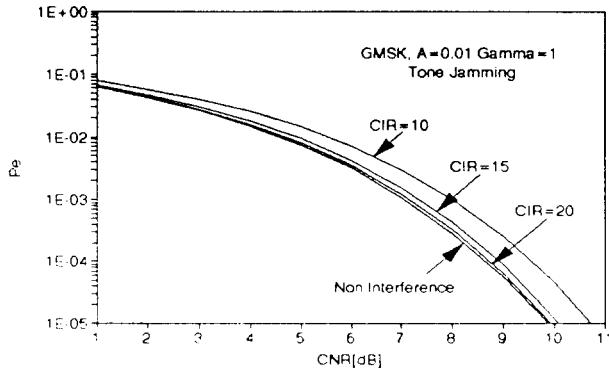
[그림 13] DQPSK 신호가 임펄스 잡음과 일정진폭 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $A = 0.01, \Gamma' = 1$ ).

[Fig. 13] The error rate performance of DQPSK signal with impulsive noise and constant amplitude tone interference ( $A = 0.01, \Gamma' = 1$ ).



[그림 14] MSK 신호가 임펄스 잡음과 일정진폭 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $A = 0.01, \Gamma' = 1$ ).

[Fig. 14] The error rate performance of MSK signal with impulsive noise and constant amplitude tone interference ( $A = 0.01, \Gamma' = 1$ ).



[그림 15] GMSK 신호가 임펄스 잡음과 일정진폭 톤 방해파로부터 영향을 받을 경우( $A = 0.01, \Gamma' = 1$ ).

[Fig. 15] The error rate performance of GMSK signal with impulsive noise and constant amplitude tone interference ( $A = 0.01, \Gamma' = 1$ ).