

# 임펄스 잡음 환경하에서 전자파 장애 (EMI)의 유형에 따른 PSK 통신시스템의 성능 해석

(Performance Analysis of PSK Communication System  
according to the Types of Disturbance of Electromagnetic  
Interference in an Impulsive Noise Environment)

조성언\* · 이기정\*\* · 고봉진\*\*\* · 조성준\*\*

Sung Eon Cho\* · Ki Jeong Lee\*\* · Bong Jin Ko\*\*\* · Sung Joon Cho\*\*

## 요 약

본 논문은 임펄스 잡음 환경하에서 전자파 장애의 유형에 따른 M-ary PSK 통신시스템의 오율성을 분석하였다. M-ary PSK 신호로는 BPSK와 QPSK 신호를 대상으로 하였으며 방해파의 유형으로는 가우스파, 정현파, 구형파의 세가지 형태에 대해 고찰하였다.

검토한 결과 장애의 정도는 가우스, 정현, 구형 방해파 순서로 시스템의 성능이 열화됨을 알 수 있었다. 따라서 가우스파의 장애환경이 가장 큰 영향을 미치므로 시스템 설계시 전자파 장애의 영향을 고려할 경우, 가우스파를 기준으로 하는 것이 안전하고 신뢰할 수 있는 시스템 설계가 됨을 알 수 있었다. 한편 임펄스 잡음이 강한 환경에서는 방해파 성분이 약해진다고 해도 임펄스 잡음에 의해서 시스템의 성능이 심한 열화를 받음을 알 수 있었다. 따라서 임펄스 잡음은 통신시스템의 성능열화에 지배적인 요인이 됨을 확인할 수 있었다.

## Abstract

The purpose of this paper is to analyze the performance of M-ary PSK communication system according to the types of electromagnetic interference in an impulsive noise environment. We have introduced Gaussian, sinusoidal and rectangular waves as a electromagnetic interference. Using the derived equations, we evaluated the error performance of the BPSK and QPSK system in the presence of electromagnetic interference and impulsive noise.

From results, we have obtained that the Gaussian wave produced the most significant performance

\* 전주공업전문대학 전자통신과(Dept. of Electronics & Comm, Jeonju Technical Junior College)

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

\*\*\* 인하공업전문대학 통신과 (Dept. of Comm., Inha Technical Junior College)

degradation and that sinusoidal wave produced more performance degradation than rectangular wave. Therefore, without knowing the types of electromagnetic interference, it is best to regard it as Gaussian wave when designing a communication system.

In addition, we could found out that the error performance degrades as impulsive noise becomes strong and the error performance can not be improved significantly even the electromagnetic interference becomes weak. Therefore, this describes that the impulsive noise affects dominantly to the performance degradation.

## I. 서 론

전자산업의 급속한 발전과 정보화 사회로의 진전에 따라 전파자원의 이용확대가 각 분야에서 이루어지고 있으며 각종 전기·전자기와 정보기기가 급속히 확산되면서 이들 기기에서 발생하는 각종 방해파가 심각한 장애를 야기시키는 일 등이 빈번하게 보고되고 있다 [1]~[5]. 이러한 각종 방해파에 대한 영향을 해석하기 위해서 방해파의 진폭 분포를 몇가지 종류의 확률밀도함수로 근사화시켜 해석하는 것이 바람직하다[6]. 이러한 방해파의 종류에는 크게 세가지 유형이 있는데, 우선 여러가지 신호의 방해파가 독립적으로 부가되는 다중방해파의 경우 가우스 방해파 모델로 설정할 수 있으며 또한, 하나의 방해원으로부터 일정한 주파수와 일정한 크기를 가진 방해파의 경우 구형파의 방해파로, 무변조의 정현파의 경우 정현파의 방해파로 근사화시킬 수 있다.

한편 기존의 연구에서는 주로 가우스 잡음의 영향을 고려하였으나, 향후 대형시 시스템의 도입으로 인하여 강한 임펄스성 잡음의 발생 빈도가 급증하므로서 이러한 현상들이 통신시스템에 미치는 영향과 대책에 관한 연구가 필요하다[7].

따라서 고신뢰성이 요구되는 향후의 정보통신시스템에 이러한 임펄스 잡음과 여러 유형의 방해파가 미치는 영향에 대한 대책 연구가 필요하다. 또한 이와 같은 환경에 적합한 무선 통신 방식은 임펄스 잡음과 방해파에 대하여 성능이 우수하고, 전력과 대역 효율성 등을 감안하여

적절한 통신방식의 선정되어야 한다[8]. 기존의 가우스 잡음과 방해파가 혼재하는 환경하에서는 M-ary PSK 통신방식이 우수한 통신방식으로 알려져 있다[9].

따라서 본 논문에서는 임펄스 잡음과 방해파 환경하에서 방해파의 유형을 대표적으로 1) 가우스파 2) 정현파 3) 구형파의 세가지로 나누고 이들이 통신로상에서 임펄스 잡음과 결합하여 M-ary PSK 신호에 미치는 영향을 분석하였다. M-ary PSK 신호로는 BPSK와 QPSK 신호를 대상으로 하였다.

## II. 해석모델

### 2-1. M-ary PSK 신호

M-ary PSK 방식은 0에서  $2\pi$  사이에 M개의 반송파 위상각을 각각의 디지털 정보신호에 대응시켜 변화시키는 방식으로 다음과 같이 나타내진다.

$$s_i(t) = S \cos\{\omega_c t + \theta_i(t)\} \quad (1)$$

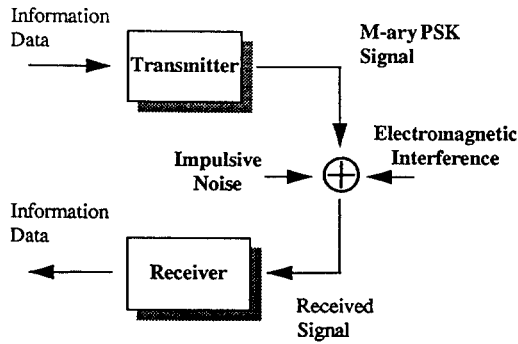
단, S ; 신호의 진폭,  
 $\omega_c$  ; 반송파의 각 주파수,  
 $\theta_i (=2\pi N/M)$  ; 정보 신호 위상,  
 N ; 다상 정보 (=0, 1, ..., M-1),  
 M ; 상(ary)의 수.

M-ary PSK 신호는 일정한 진폭을 갖는 파형이기 때문에 전송로 등에서의 레벨 변동에

강하며 심벌 오류 특성이 우수하다. 뿐만 아니라 양측대파 신호이기 때문에 타이밍(timing) 정보 및 주파수 정보를 포함하고 있어 변·복조 회로가 비교적 간단하다[10]~[12]. 본 논문의 해석모델을 [그림 1]에 나타낸다.

### 2-2. 임펄스 잡음

임펄스 잡음이란 평균전력에 비해 높은 전압치를 가지는 펄스가 진폭이나 위상 혹은 발생 시간면에서 불규칙하게 발생하는 것으로 디지털 통신에 미치는 영향이 매우 크다.



[그림 1] 해석모델

[Fig. 1] Analysis model.

본 논문에서는 임펄스 잡음 모델로서 가우스 잡음을 포함하는 Middleton의 협대역의 A급 임펄스 잡음을 채택한다. 대역통과필터를 통과한 A급 협대역 임펄스 잡음의 순시포락선에 대한 확률밀도함수는 다음과 같이 주어진다[13].

$$p_N(N) = \frac{e^{-A}}{W} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{N}{\sigma_j^2} \cdot \exp\left(-\frac{N^2}{2W\sigma_j^2}\right), \quad N \geq 0 \quad (2)$$

단,  $W (= \sigma_G^2 + \Omega_I)$  ; 전체 잡음전력[가우스

잡음과 전력 ( $\sigma_G^2$ )과 임펄스 잡음전력 ( $\Omega_I$ )의 합],

A ; 임펄스 지수 (단위시간당 임펄스가 차지하는 비율),

N ; 임펄스 잡음의 순시 포락선,

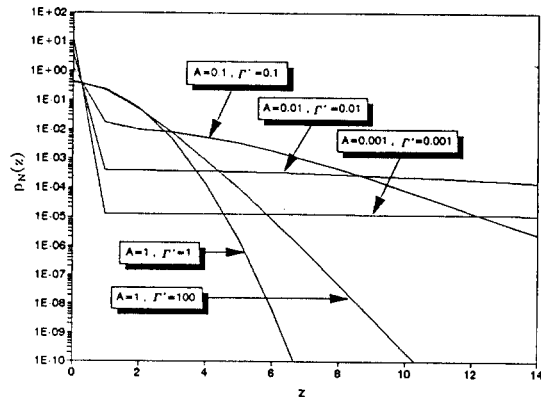
$$\sigma_j^2 = (j/A + \Gamma')/(1 + \Gamma'),$$

$\Gamma' (= \sigma_G^2 / \Omega_I)$  ; 가우스 잡음 대 임펄스 잡음 전력 비.

여기에서 잡음전력 W가 일정하다고 할 때 전체 잡음 전력 중에서 임펄스 잡음 전력성분이 크거나 (즉,  $\Gamma'$  값이 작거나) 임펄스의 발생 빈도 A가 작을수록 임펄스성이 강한 잡음이 된다.

식 (2)를 직교좌표계로 나타내면 다음과 같다 [7].

$$p_N(x) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \cdot \exp(-x^2/2W \sigma_j^2) \quad (3)$$



[그림 2] A급 임펄스 잡음의 확률밀도함수

[Fig. 2] The p.d.f of class A impulsive noise.

$$p_N(y) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \cdot \exp(-y^2/2W \sigma_j^2) \quad (4)$$

이를 정규화된 진폭  $z (= \frac{x}{2W})$ 에 대하여 나타내면 [그림 2]와 같다.

### III. 방해파와 임펄스 잡음이 중첩된 경우의 확률밀도함수

#### 3-1. 가우스 방해파

방해파와 통신로의 임펄스 잡음은 확률적으로 독립이므로 이들 합성파에 대한 확률밀도함수는 각각의 확률밀도함수의 컨벌루션(convolution)에 의해 구해진다[6]. 즉 방해파와 통신로의 임펄스 잡음의 확률밀도함수를 각각  $p_1(x)$ ,  $p_N(x)$ 라 하면 합성파의 진폭에 대한 확률밀도함수  $p_G(x)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다 [부록 A].

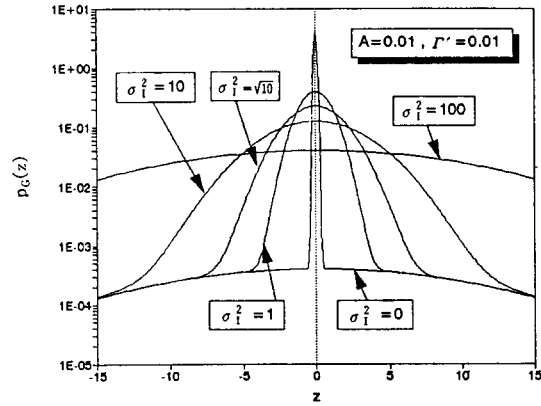
$$p_G(x) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{IM}(y) p_1(x-y) dy \quad (5)$$

$$= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi(W \sigma_j^2 + \sigma_1^2)}} \exp\left\{-\frac{x^2}{2(W \sigma_j^2 + \sigma_1^2)}\right\} \quad (6)$$

단,  $p_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \sigma_1^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_1^2}\right)$ ,

$$p_N(x) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \cdot \exp\left\{-\frac{x^2}{2W \sigma_j^2}\right\}.$$

여기서  $\sigma_j^2$ 은 통신로의 임펄스 잡음의 전력을 나타내고  $\sigma_1^2$ 은 가우스 방해파의 전력이다. 식 (6)의 확률밀도함수를 정규화된 진폭  $z$ 에 대하여 나타내면 [그림 3]과 같다.



[그림 3] 가우스 방해파와 임펄스 잡음이 중첩된 경우의 확률밀도함수

[Fig. 3] p.d.f of the Gaussian interference overlapped with impulsive noise.

#### 3-2. 정현 방해파

단일 정현 방해파의 진폭에 대한 확률밀도함수  $p_2(x)$ 는 다음과 같다.

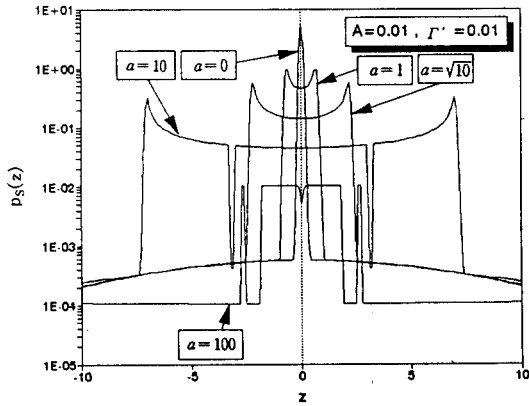
$$p_2(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi \sqrt{a^2 - x^2}} & ; |x| \leq a, \\ 0 & ; |x| > a. \end{cases} \quad (7)$$

단,  $a$ ; 정현파의 피크 진폭.

정현 방해파가 평균 전력  $\sigma_j^2$ 을 갖는 통신로의 임펄스 잡음과 중첩된 경우 합성파의 진폭에 대한 확률밀도함수  $p_S(x)$ 는 식 (5)의  $p_N(x)$ 와  $p_2(x)$ 의 컨벌루션에 의해 아래의 식(8)과 같이 구할 수 있다.

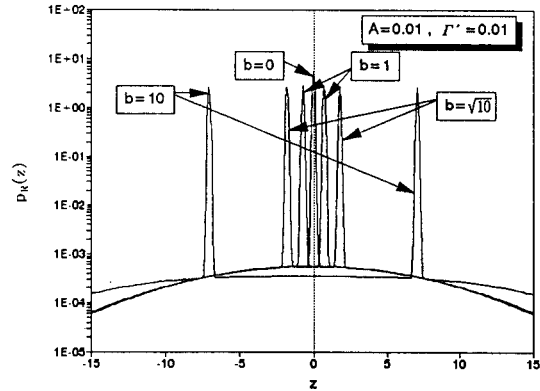
$$p_S(x) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\pi \sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \exp\left\{-\frac{(x - a \sin \theta)^2}{2W \sigma_j^2}\right\} d\theta \quad (8)$$

이를 정규화된 진폭  $z$ 에 대하여 나타내면 [그림 4]와 같다.



[그림 4] 정현 방해파와 임펄스 잡음이 중첩된 경우의 확률밀도함수  
 [Fig. 4] p.d.f of the sinusoidal interference overlapped with impulsive noise.

내면 [그림 5]와 같다.



[그림 5] 구형 방해파와 임펄스 잡음이 중첩된 경우의 확률밀도함수  
 [Fig. 5] p.d.f of the rectangular interference overlapped with impulsive noise.

### 3-3. 구형 방해파

구형 방해파에 대한 진폭의 확률밀도함수  $p_3(x)$ 는 다음과 같다.

$$p_3(x) = \frac{1}{2} \delta(x+b) + \frac{1}{2} \delta(x-b) \quad (9)$$

단,  $b$ ; 구형파의 피크 진폭.

구형 방해파가 평균 전력  $\sigma_i^2$ 을 갖는 임펄스 잡음과 중첩된 경우 합성파의 진폭에 대한 확률밀도함수  $p_R(x)$ 는 식 (5)의  $p_N(x)$ 와  $p_3(x)$ 와 의 컨벌루션에 의해 구해지는데

$$p_R(x) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \left[ \exp\left\{-\frac{(x+b)^2}{2W \sigma_j^2}\right\} + \exp\left\{-\frac{(x-b)^2}{2W \sigma_j^2}\right\} \right] \quad (10)$$

과 같다. 이를 정규화된 진폭  $z$ 에 대하여 나타

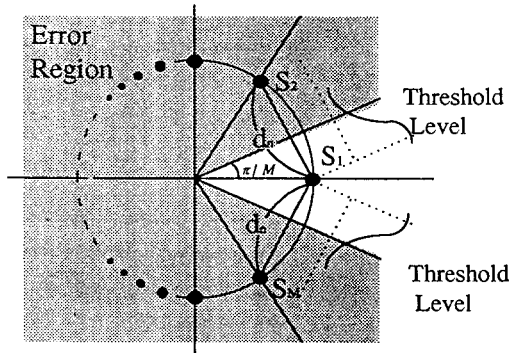
### IV. 임펄스 잡음과 EMI의 유형에 따른 M-ary PSK 신호의 성능 해석

M-ary PSK 신호의 오류는 앞에서 구한 임펄스 잡음과 방해파가 중첩된 경우의 합성파의 진폭에 대한 확률밀도함수를 이용하여 이들이 인접 신호점으로 잘못 판정될 확률을 구하면 된다. M-ary PSK 신호는 [그림 6]과 같이 위상 평면상에서 신호 진폭  $S$ 를 반경으로 하는 원주상에 등간격으로 M개의 신호점  $S_1, S_2, \dots, S_M$ 이 배치된다. 여기서  $S_i$ 는  $s_i(t)$ 의 신호점을 나타낸다.

송신기에서 송신된 심벌을  $S_i$ 이라고 하고 모든 심벌  $S_i$  ( $i=1, 2, \dots, M$ )의 발생확률이 같다고 가정하면 이 신호에 통신로상에서 임펄스 잡음과 방해파가 부가되므로 수신 신호는  $S_i$ 를 중심으로 하여 신호의 진폭 크기는 임펄스 잡음과 방해파가 합성되었을 때의 진폭에 대한 확률밀도함수를 따르게 된다.

따라서 인접한 심벌사이의 최단거리 즉, 신

호점  $S_1$ 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 각각  $S_2$ 와  $S_M$ 쪽으로  $d_n/2$ 에 해당하는 판정레벨 (threshold level)을 넘게되면 심벌  $S_1$ 을  $S_2$  또는  $S_M$ 으로 판정하여 에러가 발생한다.



[그림 6] M-ary PSK 신호의 심벌 배치와 에러판정

[Fig. 6] M-ary PSK signal constellation and error decision.

4-1. 임펄스 잡음과 가우스 방해파 환경하의 오율 특성

가우스 방해파가 존재하는 환경하에서 M-ary PSK 신호의 심벌이 한쪽의 판정 레벨을 넘을 확률  $P_G(e)$ 는 식(6)에서 구한 확률밀도함수를 이용하면 다음과 같다[부록 B].

$$P_G(e) = \int_{d_n/2}^{\infty} p_G(x) dx$$

$$= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\sigma_j^2}{\rho} + \frac{1}{\nu}\right)}} \sin \frac{\pi}{M} \right\}$$

(11)

단,  $\rho = \frac{S^2}{2W}$  ; 신호 대 임펄스 잡음 전력비,

$$\nu = \frac{S^2}{2\sigma_i^2} ; \text{신호 대 방해파 전력비.}$$

또한 식 (11)로부터  $M=2$ 인 BPSK인 경우의 오율을  $P_{GB}(e)$ 라 하면  $P_{GB}(e)$ 는

$$P_{GB}(e) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\sigma_j^2}{\rho} + \frac{1}{\nu}\right)}} \right\}$$

(12)

이 된다. 또한  $M=4$  이상인 경우의 오율을  $P_{GM}(e)$ 라 하면  $P_{GM}(e)$ 은 하나의 심벌이 그 심벌을 기준으로 하여 좌우의 두 방향으로 에러가 발생한다. 따라서 심벌 오율은 식 (12)를 2 배해 주어야 하므로

$$P_{GM}(e) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \cdot \operatorname{erfc} \left\{ \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\sigma_j^2}{\rho} + \frac{1}{\nu}\right)}} \sin \frac{\pi}{M} \right\}$$

(13)

가 된다.

식 (11)로부터 알 수 있듯이 방해파의 진폭의 확률밀도함수가 가우스 분포를 할 때에는 방해파의 총 전력만큼 가우스 잡음이 증가한 꼴이 된다. 여기서 신호 대 방해파 전력비를 파라메타로 하여 식 (12)와 식 (13)을 수치계산했을 때의 신호 대 잡음 전력비와 심벌 오율의 관계를 [그림 7] 에 나타낸다.

4-2. 임펄스 잡음과 정현 방해파 환경하의 오율 특성

정현 방해파가 존재하는 환경하에서 M-ary PSK 신호의 심벌이 한쪽의 판정 레벨을 넘을 확률  $P_S(e)$ 는 식 (8)에서 구한 확률밀도함수를 이용하여 구하면 다음과 같다[부록C].

$$P_S(e) = \int_{d_n/2}^{\infty} p_S(x) dx$$

임펄스 잡음 환경하에서 전자파 장애 (EMI)의 유형에 따른 PSK 통신시스템의 성능 해석

$$= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cdot \operatorname{erfc} \left\{ \frac{1}{\sigma_j} \left[ \sqrt{\rho} \sin \frac{\pi}{M} - \sqrt{\frac{\rho}{\nu}} \sin \theta \right] \right\} d\theta \quad (14)$$

단,  $\rho = \frac{S^2}{2W}$  ; 신호 대 임펄스 잡음 전력비,

$\nu = \frac{S^2}{2a^2}$  ; 신호 대 방해파 전력비.

식 (14)로부터 M=2인 BPSK인 경우의 오류율

$P_{SB}(e)$ 라 하면  $P_{SB}(e)$ 는

$$P_{SB}(e) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cdot \operatorname{erfc} \left\{ \frac{1}{\sigma_j} \left[ \sqrt{\rho} - \sqrt{\frac{\rho}{\nu}} \sin \theta \right] \right\} d\theta \quad (15)$$

와 같이 된다. 또한 M=4 이상인 경우의 심벌 오류율  $P_{SM}(e)$ 라 하면  $P_{SM}(e)$ 는 하나의 심벌이 그 심벌을 기준으로 하여 좌우의 두 방향으로 에러가 발생할 수 있으므로 심벌 오류율은 식 (14)의 2배가 되어

$$P_{SM}(e) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cdot \operatorname{erfc} \left\{ \frac{1}{\sigma_j} \left[ \sqrt{\rho} \sin \frac{\pi}{M} - \sqrt{\frac{\rho}{\nu}} \sin \theta \right] \right\} d\theta \quad (16)$$

와 같이 된다.

신호 대 방해파 전력비를 파라메타로 하여 수치계산했을 때의 신호 대 잡음 전력비와 심벌 오류율의 관계를 [그림 8]에 나타낸다.

#### 4-3. 임펄스 잡음과 구형 방해파 환경하의 오류 특성

구형 방해파가 존재하는 환경하에서 M-ary PSK 신호의 심벌이 한쪽의 판정 레벨을 넘을 확률  $P_R(e)$ 는 식 (10)에서 구한 확률밀도함수를 이용하여 구하면 다음 식과 같다[부록 D].

$$P_R(e) = \int_{d_c/2}^{\infty} p_R(x) dx = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{4} \{ \operatorname{erfc}(z_1) + \operatorname{erfc}(z_2) \} \quad (17)$$

단,

$$z_1 = \frac{S \sin \frac{\pi}{M} + b}{\sqrt{2W} \sigma_j} = \frac{1}{\sigma_j} \left[ \sqrt{\rho} \sin \frac{\pi}{M} + \sqrt{\frac{\rho}{2\nu}} \right]$$

$$z_2 = \frac{S \sin \frac{\pi}{M} - b}{\sqrt{2W} \sigma_j} = \frac{1}{\sigma_j} \left[ \sqrt{\rho} \sin \frac{\pi}{M} - \sqrt{\frac{\rho}{2\nu}} \right]$$

$\rho = \frac{S^2}{2W}$  ; 신호 대 임펄스 잡음 전력비,

$\nu = \frac{S^2}{2b^2}$  ; 신호 대 방해파 전력비.

식 (17)로부터 M=2인 BPSK인 경우의 오류율  $P_{RB}(e)$ 라 하면  $P_{RB}(e)$ 는

$$P_{RB}(e) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{4} \left\{ \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sigma_j} \left[ \sqrt{\rho} + \sqrt{\frac{\rho}{2\nu}} \right] \right) + \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sigma_j} \left[ \sqrt{\rho} - \sqrt{\frac{\rho}{2\nu}} \right] \right) \right\} \quad (18)$$

와 같이 된다. 또한 M=4 이상인 경우의 심벌 오류율  $P_{RM}(e)$ 라 하면  $P_{RM}(e)$ 는 하나의 심벌이 그 심벌을 기준으로 하여 좌우의 두 방향으로 에러가 발생할 수 있으므로 심벌 오류율은 식 (18)의 2배가 되어

$$P_{RM}(e) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} \{ \operatorname{erfc}(z_1) + \operatorname{erfc}(z_2) \} \quad (19)$$

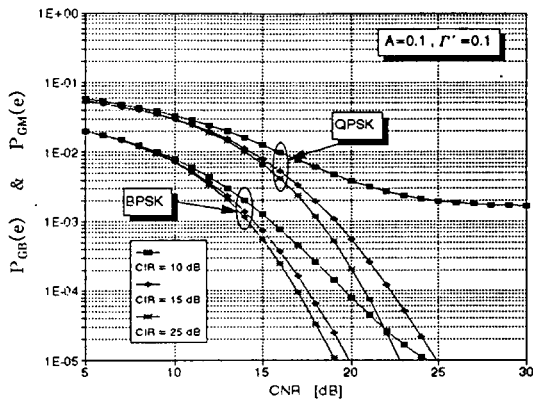
가 된다.

신호 대 방해파 전력비를 파라메타로하여 수치계산 했을 때의 신호 대 잡음 전력비와 심벌 오류율의 관계를 [그림 9]에 나타낸다.

### V. 수치계산 및 검토

앞 절에서 유도한 오류식을 신호 대 임펄스 잡음 전력비 (CNR)와 신호 대 방해파 전력비 (CIR), 임펄스 지수 (A), 가우스 잡음 대 임펄스 잡음 전력비 ( $\Gamma'$ ) 등을 파라메타로 하여 수치계산한 결과를 [그림 7] ~ [그림 12]에 나타내었다.

[그림 7]은 BPSK 신호와 QPSK 신호에 임펄스 잡음과 가우스 방해파가 어느 정도 영향을 미치는가를 CIR 값의 변화에 따라서 알아보았다. A=0.1,  $\Gamma'$ =0.1, CIR=15 dB를 기준으로



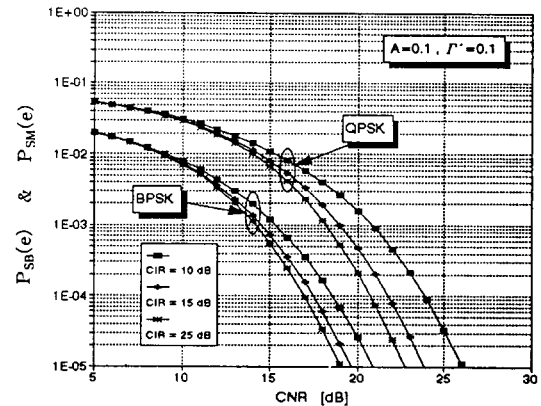
[그림 7] M-ary PSK 신호에 가우스 방해파와 임펄스 잡음이 중첩하는 경우의 심벌 오류율

[Fig. 7] Symbol error rate of M-ary PSK signal in the presence of Gaussian interference overlapped with impulsive noise.

하여 고찰하였을 때 오류  $10^{-3}$ 을 달성하기 위한 CNR은 BPSK 신호는 약 13.8 dB, QPSK 신호의 경우에는 약 19 dB로서 BPSK 신호가 CNR 면에서 약 5.2 dB 정도 우수함을 알 수 있다. 또한 QPSK 신호의 경우 CIR 값이 증가할수록 QPSK 신호의 경우가 BPSK 신호의 경우보다 성능 개선의 정도가 커짐을 알 수 있다. 한편 BPSK 신호나 QPSK 신호 모두 CIR이 20 dB 이상이 되더라도 임펄스 잡음의 영향에 의해서 성능개선에 심한 제약을 받음을 알 수 있다. 따라서 임펄스 잡음의 영향이 신호의 성능 개선에 지배적인 요인이 됨을 확인할 수 있다.

[그림 8]은 정현 방해파에 의한 영향을 알아본 그림으로서 오류  $10^{-3}$ 을 달성하기 위한 CNR은 BPSK 신호는 약 13.3 dB, QPSK 신호의 경우에는 약 18 dB로서 BPSK 신호가 CNR 면에서 약 4.7 dB 정도 우수하며 정현 방해파는 가우스 방해파보다 신호에 영향을 덜 미침을 확인할 수 있다.

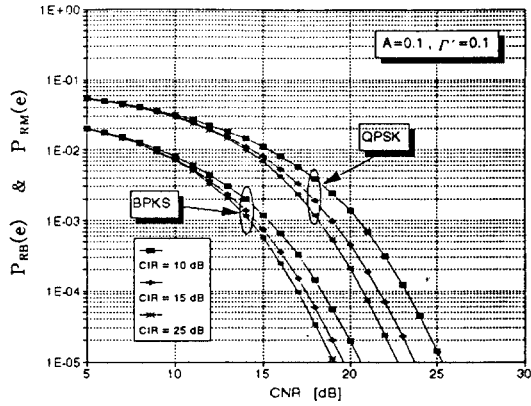
[그림 9]는 방해파의 유형이 구형파 형태인 경우로서 그림 8의 정현 방해파의 경우와 비슷



[그림 8] M-ary PSK 신호에 정현 방해파와 임펄스 잡음이 중첩하는 경우의 심벌 오류율

[Fig. 8] Symbol error rate of M-ary PSK signal in the presence of sinusoidal interference overlapped with impulsive noise.



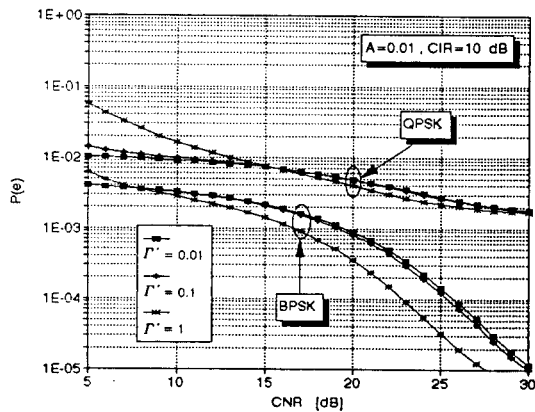


[그림 9] M-ary PSK 신호에 구형 방해파와 임펄스 잡음이 중첩하는 경우의 심볼 오류

[Fig. 9] Symbol error rate of M-ary PSK signal in the presence of rectangular interference overlapped with impulsive noise.

한 결과가 나타남을 확인할 수 있으며 구형 방해파가 정현 방해파보다 신호에 미치는 영향이 더 적음을 확인할 수 있다.

[그림 10]은 세가지 유형의 방해파중 가우스 방해파가 신호에 가장 영향을 크게 미치기 때



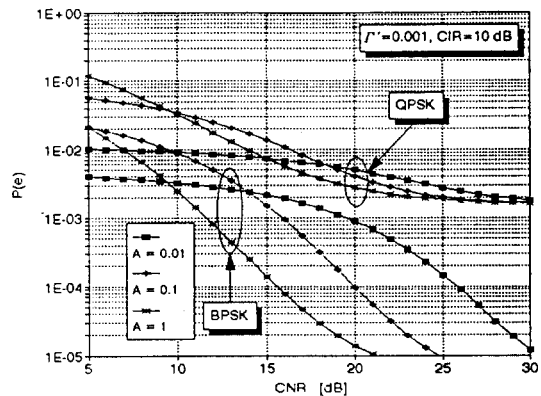
[그림 10]  $r'$ 의 변화에 따른 M-ary PSK 신호의 심볼 오류

[Fig. 10] Symbol error rate of M-ary PSK signal according to the  $r'$ .

문에 가우스 방해파를 대상으로하여  $A=0.01$ , CIR=10 dB로 고정하고,  $r'$ 의 변화에 따른 영향을 알아본 그래프이다.  $r'=0.01$  일때 BPSK와 QPSK 신호를 비교해 보면 QPSK 신호의 경우, CNR을 30 dB 까지 증가시켜도 방해파와 임펄스 잡음이 심한 환경이기 때문에 음성통신이 가능한  $10^{-3}$ 의 오류에도 미치지 못함을 알 수 있으며, BPSK 신호의 경우에는 CNR이 20 dB 이상이 되어야  $10^{-3}$ 의 오류를 달성할 수 있다.

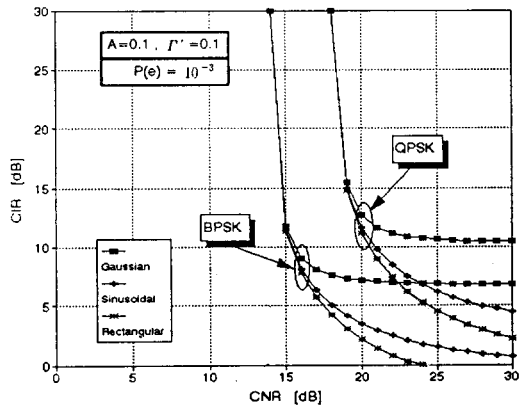
[그림 11]은  $r'=0.001$ , CIR=10 dB로 고정하고 임펄스 발생지수 A를 파라메타로하여 BPSK 신호와 QPSK 신호의 오류 특성을 고찰한 그래프이다. BPSK 신호에 있어서  $A=0.01$ 과  $A=0.1$ 을 기준으로 볼 때  $10^{-3}$ 의 오류를 달성하기 위한 CNR은 20 dB, 16 dB로서 임펄스 잡음이 지배적인 환경에서는 성능 열화가 심해짐을 확인할 수 있다.

[그림 12]는  $A=0.1$ ,  $r'=0.1$ 로 고정하고 임펄스 잡음과 세가지 유형의 방해파 환경하에서 BPSK와 QPSK 신호를 대상으로 부호오류  $10^{-3}$ 을 달성하기 위한 CNR (x축)과 CIR (y축)의 관계를 나타내었다. 높은 CIR, 약 30 dB 이상에



[그림 11] 임펄스 지수의 변화에 따른 M-ary PSK 신호의 심볼 오류

[Fig. 11] Symbol error rate of M-ary PSK signal according to the impulsive index (A).



[그림 12] 방해파 환경하에서 부호오율  $10^{-3}$  을 달성하기 위한 CNR과 CIR  
 [Fig. 12] CNR versus CIR to achieved the error rate  $10^{-3}$  electro magnetic interference environment.

서는 BPSK 신호의 경우  $10^{-3}$ 의 신뢰성을 갖기 위해서는 CNR이 적어도 14 dB, QPSK 신호의 경우 CNR이 약 18.5 dB 이상이 되어야 함을 알 수 있다. BPSK 신호의 경우 CNR이 20 dB일 때  $10^{-3}$ 의 신뢰성을 갖기 위해서는 CIR 값이 가우스 방해파의 영향을 받을 경우에는 7 dB, 정현 방해파의 경우에는 약 3.5 dB, 구형 방해파의 경우에는 약 2.5 dB 로서 방해파 형태가 가우스파, 정현파, 구형파 순서로 요구되는 CIR 값이 작아짐을 확인할 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문은 임펄스 잡음 환경하에서 가우스, 정현, 구형 방해파가 M-ary PSK 신호에 미치는 영향을 알아 보았다.

검토한 결과 임펄스 잡음과 세가지 방해파 환경하에서 장애의 정도는 가우스, 정현, 구형 방해파 순서로 시스템의 성능을 열화시키는 것을 알 수 있었다. 따라서 가우스파의 장애 환경이 가장 큰 영향을 미치므로 시스템 설계시 전자파 장애의 영향을 고려할 경우 가우스파를

기준으로 하는 것이 안전하고 신뢰할 수 있는 시스템 설계가 됨을 알 수 있었다. BPSK 신호와 QPSK 신호 모두 방해파가 약한 환경( $CIR \geq 20$  dB)에서는 방해파의 영향이 약해져 성능 개선의 정도가 클 것으로 예상하였으나 임펄스 잡음의 영향에 의해서 성능개선에 심한 제약은 받음을 알 수 있었다.

본 연구는 여러가지 유형의 방해파가 시스템의 성능에 미치는 영향을 각각 따로 연구하였으나 앞으로의 연구방향으로는 방해파의 유형이 복합적으로 영향을 미칠 경우에 대해서 진행하고자 한다.

## 참 고 문 헌

- [1] Y. Maeda, K. Murakawa, H. Yamane, and M. Tokuda, "Analysis of electromagnetic fields in and around buildings equipped with shielding screens," *IEEE International Symposium on EMC*, pp. 354~359, Aug. 1994.
- [2] 赤尾保男, *環境電磁工學の基礎*, 電子情報通信學會, 東京, 1991. 3.
- [3] 関 英男, *雑音*, 岩波書店, 1954.
- [4] J. L. N. Violette et al., *Electromagnetic compatibility handbook.*, Van Nostrand, 1987.
- [5] *New EMC handbook series (12 vols.)*, ICT/Don White Consultants Inc., 1988.
- [6] 조성준 譯, *디지털 마이크로파통신*, 大光文化社, 서울, 1989. 1.
- [7] 조성준 譯, *디지털 위성통신*, 한국항공대학교 출판부, 1991.
- [8] J. D. Oetting, "A comparison of modulation technique for digital radio," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-27, pp. 1752-1762, Dec. 1979.
- [9] B.Sklar, "A structured overview of digital communication," *IEEE Commun.*

Mag., Aug. 1983.

- [10] 공병욱, 조성준, "PSK error performance with impulsive noise and cochannel interference," 대한전자공학회지, 제20권 1호, pp. 55-62, 1983. 1.
- [11] A. B. Carlson, *Communication systems*. 3rd ed., McGraw-Hill:New York, 1986.
- [12] J. G. Proakis, *Digital communications*. 2nd ed., McGraw-Hill:New York, 1989.
- [13] D.Middleton, "Statistical-physical models of electromagnetic interference," *IEEE Trans. on Electromag. Compat.*, vol. EM(-19), pp. 106-127, Aug. 1977.

## [부 록]

### A. 논문의 식 (6)의 유도

가우스 방해파의 확률밀도함수를  $p_I(x)$ , 통신로의 임펄스 잡음의 확률밀도함수를  $p_N(x)$ 라 하면 방해파와 통신로의 임펄스 잡음은 확률적으로 독립이므로 이들 합성파의 진폭에 대한 확률밀도함수는 각각의 확률밀도함수의 컨벌루션에 의해 구해진다. 가우스 방해파와 통신로의 임펄스 잡음의 합성파에 대한 확률밀도함수  $p_G(x)$ 는

$$\begin{aligned} p_G(x) &= \int_{-\infty}^{\infty} p_N(y) p_I(x-y) dy \\ &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi \sigma_I^2}} \\ &\quad \cdot \exp\left\{-\frac{y^2}{2W \sigma_j^2} - \frac{(x-y)^2}{2\sigma_I^2}\right\} dy \\ &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\pi \sigma_j \sigma_I \sqrt{W}} \\ &\quad \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{y^2}{2W \sigma_j^2} - \frac{(x-y)^2}{2\sigma_I^2}\right\} dy \end{aligned} \tag{A-1}$$

와 같이 구해진다.

밑줄친 부분을 A라 놓고 정리하면

$$\begin{aligned} A &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{y^2}{2W \sigma_j^2} - \frac{(x-y)^2}{2\sigma_I^2}\right\} dy \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{-y^2 \sigma_I^2 - (x-y)^2 W \sigma_j^2}{2W \sigma_j^2 \sigma_I^2}\right\} dy \\ &= \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_I^2}\right\} \\ &\quad \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{(\sigma_I^2 + W \sigma_j^2)y^2 + 2xW \sigma_j^2 y}{2W \sigma_j^2 \sigma_I^2}\right\} dy \\ &= \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_I^2}\right\} \\ &\quad \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{(\sigma_I^2 + W \sigma_j^2)y^2}{2W \sigma_j^2 \sigma_I^2} + \frac{xy}{\sigma_I^2}\right\} dy \end{aligned} \tag{A-2}$$

와 같이 구할 수 있으며 이를 다시 아래의 공식을 이용하여 풀면

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-p^2 x^2 \pm qx) dx = \exp\left(\frac{q^2}{4p^2}\right) \frac{\sqrt{\pi}}{p}$$

식(A-2)는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} A &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{y^2}{2W \sigma_j^2} - \frac{(x-y)^2}{2\sigma_I^2}\right\} dy \\ &= \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_I^2}\right\} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{(\sigma_I^2 + W \sigma_j^2)y^2}{2W \sigma_j^2 \sigma_I^2} + \frac{xy}{\sigma_I^2}\right\} dy \\ &= \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_I^2}\right\} \exp\left\{\frac{\left(\frac{-x}{\sigma_I^2}\right)^2}{4 \frac{W \sigma_j^2 + \sigma_I^2}{2W \sigma_j^2 \sigma_I^2}}\right\} \left| \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{\frac{W \sigma_j^2 + \sigma_I^2}{2W \sigma_j^2 \sigma_I^2}}}\right| \end{aligned} \tag{A-3}$$

따라서 얻고자 하는 최종 확률밀도함수  $p_G(x)$ 는 본문의 식 (6)과 같이 구할 수 있으며 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 p_G(x) &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\pi\sigma_j\sigma_1\sqrt{W}} \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_1^2}\right\} \\
 &\cdot \exp\left\{\frac{\left(\frac{x}{\sigma_1}\right)^2}{4\frac{W\sigma_j^2+\sigma_1^2}{2W\sigma_j^2\sigma_1^2}}\right\} \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{\frac{W\sigma_j^2+\sigma_1^2}{2W\sigma_j^2\sigma_1^2}}} \\
 &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\pi\sigma_j\sigma_1\sqrt{W}} \frac{\sqrt{2\pi W\sigma_j^2\sigma_1^2}}{\sqrt{W\sigma_j^2+\sigma_1^2}} \\
 &\cdot \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_1^2}\right\} \exp\left\{\frac{x^2 W\sigma_j^2}{2\sigma_1^2(W\sigma_j^2+\sigma_1^2)}\right\} \\
 &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi(W\sigma_j^2+\sigma_1^2)}} \\
 &\cdot \exp\left\{-\frac{x^2}{2\sigma_1^2} + \frac{x^2 W\sigma_j^2}{2\sigma_1^2(W\sigma_j^2+\sigma_1^2)}\right\} \\
 &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi(W\sigma_j^2+\sigma_1^2)}} \\
 &\cdot \exp\left\{-\frac{x^2}{2(W\sigma_j^2+\sigma_1^2)}\right\} \quad (6)
 \end{aligned}$$

B. 논문의 식 (11), (12) 그리고 식 (13)의 유도

가우스 방해파와 임펄스 잡음 상황하에서의 M-ary PSK신호의 오류식은 식 (6)을 이용하면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 P_G(e) &= \int_{-\infty}^{\infty} p_G(x) dx \\
 &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \int_{d_n/2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi(W\sigma_j^2+\sigma_1^2)}} \\
 &\cdot \exp\left\{-\frac{x^2}{2(W\sigma_j^2+\sigma_1^2)}\right\} dx \quad (B-1)
 \end{aligned}$$

여기서  $S = \frac{d_n}{2} = \frac{2S\sin(\pi/M)}{2}$  이고,

$t = \frac{x}{\sqrt{2(W\sigma_j^2+\sigma_1^2)}}$  라 하면 구하는 오류는

다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 P_G(e) &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} \exp(-t^2) dt \\
 &\frac{S\sin\frac{\pi}{M}}{\sqrt{2(W\sigma_j^2+\sigma_1^2)}} \\
 &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left\{\frac{S\sin\left(\frac{\pi}{M}\right)}{\sqrt{2(W\sigma_j^2+\sigma_1^2)}}\right\} \\
 &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} \\
 &\cdot \operatorname{erfc}\left\{\frac{1}{\sqrt{2\left(\frac{W\sigma_j^2}{S^2} + \frac{\sigma_1^2}{S^2}\right)}} \sin\frac{\pi}{M}\right\} \\
 &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} \\
 &\cdot \operatorname{erfc}\left\{\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\sigma_1^2}{\rho} + \frac{1}{\nu}\right)}} \sin\frac{\pi}{M}\right\} \quad (11)
 \end{aligned}$$

윗 식으로부터 M=2인 BPSK인 경우의 오류는 다음과 같다.

$$P_{GB}(e) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left\{\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\sigma_1^2}{\rho} + \frac{1}{\nu}\right)}}\right\} \quad (12)$$

또한 M=4이상인 M-ary PSK인 경우에는 다음과 같다.

$$P_{GM}(e) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc}\left\{\frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\sigma_1^2}{\rho} + \frac{1}{\nu}\right)}} \sin\frac{\pi}{M}\right\} \quad (13)$$

C. 논문의 식 (14), (15) 그리고 식 (16)의 유도

정현 방해파와 임펄스 잡음이 존재하는 환경하에서의 오류는 앞에서 유도한 식 (8)을 이용하면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_S(e) = \int_{d_n/2}^{\infty} p_S(x) dx$$

$$= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\pi \sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \int_{S \sin \frac{\pi}{M}}^{\infty} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cdot \exp\left\{-\frac{(x - a \sin \theta)^2}{2W \sigma_j^2}\right\} d\theta dx \quad (\text{C-1})$$

윗식에서  $t = \frac{x - a \sin \theta}{\sqrt{2W \sigma_j^2}}$  로 치환하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_S(e) &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\pi \sqrt{\pi}} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \int_{\frac{S \sin \frac{\pi}{M} - a \sin \theta}{\sqrt{2W \sigma_j^2}}}^{\infty} \cdot \exp(-t^2) dt d\theta \\ &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cdot \operatorname{erfc}\left\{\frac{1}{\sigma_j} \left[\sqrt{\rho} \sin \frac{\pi}{M} - \sqrt{\frac{\rho}{\nu}} \sin \theta\right]\right\} d\theta \end{aligned} \quad (\text{14})$$

윗 식으로부터 M=2인 BPSK인 경우는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{SB}(e) &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \operatorname{erfc}\left\{\frac{1}{\sigma_j} \left[\sqrt{\rho} - \sqrt{\frac{\rho}{\nu}} \sin \theta\right]\right\} d\theta \end{aligned} \quad (\text{15})$$

또한 M=4 이상인 M-ary PSK인 경우는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{SM}(e) &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \operatorname{erfc}\left\{\frac{1}{\sigma_j} \left[\sqrt{\rho} \sin \frac{\pi}{M} - \sqrt{\frac{\rho}{\nu}} \sin \theta\right]\right\} d\theta \end{aligned} \quad (\text{16})$$

#### D. 논문의 식 (17), (18) 그리고 식 (19)의 유도

구형 방해파와 임펄스 잡음이 존재하는 환경하에서의 오류는 앞에서 유도한 식 (10)을 이용하면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_R(e) &= \int_{d_{n/2}}^{\infty} p_3(x) dx \\ &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \left[ \int_{S \sin \frac{\pi}{M}}^{\infty} \cdot \exp\left\{-\frac{(x+b)^2}{2W \sigma_j^2}\right\} + \exp\left\{-\frac{(x-b)^2}{2W \sigma_j^2}\right\} dx \right] \end{aligned} \quad (\text{D-1})$$

윗식에서  $t_+ = \frac{x+b}{\sqrt{2W \sigma_j^2}}$ ,  $t_- = \frac{x-b}{\sqrt{2W \sigma_j^2}}$  로

치환하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_R(e) &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left\{ \int_{z_1}^{\infty} \exp(-t_+^2) dt_+ + \int_{z_2}^{\infty} \exp(-t_-^2) dt_- \right\} \\ &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{4} \{ \operatorname{erfc}(z_1) + \operatorname{erfc}(z_2) \} \end{aligned} \quad (\text{17})$$

단,

$$\begin{aligned} z_1 &= \frac{S \sin \frac{\pi}{M} + b}{\sqrt{2W \sigma_j^2}} = \frac{1}{\sigma_j} \left[ \sqrt{\rho} \sin \frac{\pi}{M} + \sqrt{\frac{\rho}{2\nu}} \right] \\ z_2 &= \frac{S \sin \frac{\pi}{M} - b}{\sqrt{2W \sigma_j^2}} = \frac{1}{\sigma_j} \left[ \sqrt{\rho} \sin \frac{\pi}{M} - \sqrt{\frac{\rho}{2\nu}} \right]. \end{aligned}$$

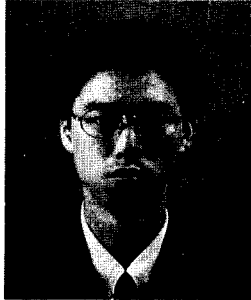
윗 식으로 부터 M=2인 BPSK인 경우는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{RB}(e) &= e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{4} \left\{ \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sigma_j} \left[\sqrt{\rho} + \sqrt{\frac{\rho}{2\nu}}\right]\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{\sigma_j} \left[\sqrt{\rho} - \sqrt{\frac{\rho}{2\nu}}\right]\right) \right\} \end{aligned} \quad (\text{18})$$

또한 M=4 이상인 M-ary PSK인 경우는 다음과 같다.

$$P_{RM}(e) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{2} \{ \operatorname{erfc}(z_1) + \operatorname{erfc}(z_2) \} \quad (19)$$

### 조 성 언



1966년 7월 11일 생  
 1985년 3월 ~ 1989년 2월 : 한국항공대학교 항공통신 정보공학과 졸업 (공학사)  
 1989년 3월 ~ 1991년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 졸업 (공학석사)  
 1991년 3월 ~ 1992년 2월 :

한국항공대학교 항공통신정보공학과 조교

1992년 3월 ~ 1995년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 박사과정 수료

1994년 9월 ~ 현재 : 전주공업전문대학 전자통신과 전임강사

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경 전자공학

### 이 기 정



1967년 2월 23일 생  
 1986년 3월 ~ 1993년 2월 : 한국항공대학교 항공통신 정보공학과 (공학사)  
 1994년 9월 ~ 현재 : 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 석사과정 재학중

[주 관심 분야] 이동통신, 위성통신, 환경전자공학

### 고 봉 진



1963년 11월 6일 생  
 1982년 3월 ~ 1986년 2월 : 한국항공대학교 항공통신 정보공학과 졸업 (공학사)  
 1982년 3월 ~ 1988년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 졸업 (공학석사)  
 1988년 9월 ~ 1989년 2월 : 한국항공대학교 항공전

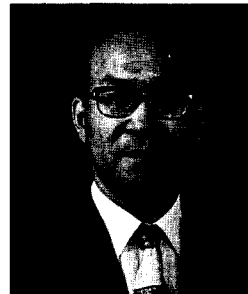
자공학과 조교

1990년 3월 ~ 1995년 2월 : 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 졸업(공학박사)

1994년 3월 ~ 현재 : 인하공업전문대학 통신과 조교수

[주 관심분야] 이동통신, 위성통신, 환경전자공학, 정보 이론

### 조 성 준



1946년 1월 9일 생  
 1965년 3월 ~ 1969년 2월 : 한국항공대학교 항공통신 정보공학과 졸업 (공학사)  
 1973년 3월 ~ 1975년 2월 : 한양대학교 대학원 졸업 (공학석사)  
 1977년 3월 ~ 1981년 2월 : 일본 오사카 대학교 통신 공학과 졸업 (공학박사)

1969년 3월 ~ 1972년 7월 : 해군 기술장교

1972년 8월 ~ 현재 : 한국항공대학교 항공통신정보 공학과 교수

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경 전자공학