

가우스성 잡음과 임펄스성 잡음이 혼재하는 다중  
전파 페이딩 전송로상에서의 제반 디지털 통신  
시스템 특성의 종합분석 및 비교에 관한  
연구(제 1 부)

正會員 金 鉉 哲\* 正會員 高 鳳 震\* 正會員 孔 炳 玉\* 正會員 趙 成 俊\*

(Comprehensive Performance Analysis and  
Comparison of various Digital Communication  
Systems in an Multipath Fading Channel with  
additive Mixture of Gaussian and Impulsive  
Noise [Part-1])

Hyun Cheol KIM\*, Bong Jin KO\*, Byung Ock KONG\*, Sung Joon CHO\* *Regular Members*

**要 約** 본 논문의 제 1 부에서는 대표적인 제반 디지털 통신시스템 즉, 진폭변조(ASK), 직교진폭변조(QAM), 동기위상 변조(CPSK), 차동위상변조(DPSK), 주파수변조(FSK), 및 최소편이 주파수변조(MSK) 시스템이 가우스성 잡음과 임펄스성 잡음이 존재하는 채널 환경하에서 신호가 영향을 받았을 때의 오율에 관한 식을 유도하여 반송파 전력대 잡음전력비(CNR), 임펄스지수 및 임펄스성 잡음전력에 대한 가우스성 잡음전력비를 함수로 하여 시스템의 성능을 구했다.

각 시스템의 열화 특성을 그래프로 나타내어 임펄스성 잡음이 가우스성 잡음보다 시스템의 성능을 얼마나 더 열화시키는 가를 알 수 있게 했다.

**ABSTRACT** In part-1 of this paper, the error rate equations of digitally modulated signals transmitted through the Gaussian / Impulsive noise channel have been derived. Using the derived equations for the error probabilities of ASK, QAM, CPSK, DPSK, FSK and MSK signals, the error rate performances of digital modulation systems have been evaluated and represented in the figures as the functions of carrier-to-noise power ratio(CNR), impulsive index, and the ratio of Gaussian noise power component to impulsive noise power component. The results are shown in graphs to know how much impulsive noise effects on digital signals than Gaussian noise.

\*韓國航空大學大學院 航空電子工學科  
Dept. of Avionics Engineering, Graduate School  
of Hankuk Aviation University  
論文番號 : 89-26 (接受 1989. 3. 31)

## I. 서 론

전자통신기기가 고밀도 고집적화되고 컴퓨터 통신의 확장과 더불어 저전압화, 소전류화되면서 간섭, 잡음의 영향을 쉽게 받게 되므로 고신뢰도의 디지털 통신시스템을 구현하기 위해서는 잡음원으로부터의 방해에 대해 강한 시스템을 구성해야 한다.<sup>(1)-(3)</sup> 종래의 디지털 신호전송계에 있어서 대부분 잡음의 종류로서 가우스성 잡음만이 주된 대상이 되어 왔지만 오늘날 산업화, 도시화, 전기 사용자의 밀집화 등으로 인해 발생하는 잡음, 예를 들어 자동차의 점화잡음이나 송배전선으로부터의 방전잡음, 각종 전기 및 전자기기 등으로부터의 잡음과 특히 도시에서 현저한 인공잡음의 대부분은 임펄스적인 성질을 지니고 있어 이를 가우스성 잡음으로 취급하기에는 무리가 있다.<sup>(4)-(7)</sup> 임펄스성 잡음은 그의 통계적 성질이 가우스성 잡음에 비해 비에르고딕과정(non-ergodic process)으로서 매우 복잡하여 통신 회선에 미치는 영향 및 개선방책에 관한 이론적 연구가 불충분한 상태이다. 또한 무선 통신 회선의 특성상 신호는 다중전파로(multipath)를 거치게 되어 이로 인하여 신호의 강도가 변하는 페이딩(fading) 현상이 일어나게 되는데<sup>(8)-(12)</sup> 이에 대한 연구는 본 논문의 제2부에서 다루기로 한다.

본 논문에서는 기존의 열 잡음과 같은 가우스성 잡음에다 도시화 및 산업화로 인해 생기는 인공전자파 잡음인 임펄스성 잡음이 제반 디지털 통신시스템에 미치는 영향을 제반 디지털 통신시스템별로, 분석, 검토, 비교하여 종합적인 판정을 내린다.<sup>(13)-(15)</sup> 본 연구에서는 가우스성 잡음과 임펄스성 잡음을 종합적으로 다룰 수 있는 잡음 모델을 도입하고, 지금까지 부분적으로 연구가 이루어졌거나 전혀 다루어지지 않았던 여러 통신시스템의 특성을 밝히며 이로써 제반 디지털통신시스템의 특성을 일목 요연하게 비교, 판단할 수 있도록 한다.

제반 디지털 통신시스템으로서 진폭변조(Amplitude Shift Keying; ASK), 직교진폭변조(Quadrature Amplitude Modulation; QAM),

동기위상변조(Coherent Phase Shift Keying; CPSK), 차동위상변조(Differential Phase Shift Keying; DPSK), 주파수변조(Frequency Shift Keying; FSK) 및 최소편이주파수변조(Minimum Shift Keying; MSK)<sup>(13)-(16)</sup> 시스템을 택하여 가우스성/임펄스성 잡음의 확률통계적 특성에 대해 고찰하고, 가우스성/임펄스성 잡음이 위에서 제시한 각종 디지털 통신 시스템에 미치는 영향에 대해 해석하여 각종 디지털 통신 시스템의 특성에 관한 종합적인 분석, 검토 및 비교를 한다.

평가 기준으로서 오율(error rate)을 택해 신호의 반송파전력대 잡음전력비(carrier-to-noise power ratio: CNR), 임펄스 지수 및 임펄스성 잡음 전력에 대한 가우스성 잡음 전력의 비를 함수로 하여 가우스성 잡음과 임펄스성잡음에 의한 시스템의 열화 특성을 해석, 비교하고 우열을 가능한다. 이를 위해 각종 디지털 변조신호에 대해 잡음의 영향을 받아 수신기에 최종 수신된 신호의 일반적인 오율식을 유도하여 이를 컴퓨터로 수치 계산한 후 그 결과를 그래프로 나타내어 이를 기반으로 각 시스템의 성능을 비교, 검토한다.

## II. 해석모델

제 I 장에서 소개한 6가지의 디지털 변조방식에 대해 가우스성 잡음과 임펄스성 잡음의 환경하에서 전송중에 디지털 데이터의 오율이 어느정도인가를 고찰하기 위해서 그림 1과 같이 일반적인 해석모델을 택하였다.

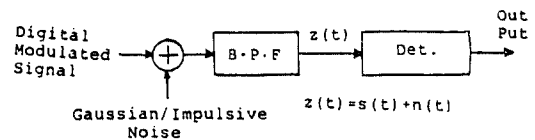


그림 1. 일반적인 해석 모델  
Generalized analysis model.

### II-1. 제반 디지털 변조신호

#### II-1-1. ASK 신호

다치(2L-레벨) ASK 신호의 표현식과 부호점

배치는 다음과 같다.<sup>(7),(17)</sup>

$$S_{ASK}(t) = S_i \cos \omega_c t, \quad (1)$$

단,  $S_i \in \{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm (2L-1)d\}$   
 ; 신호의 진폭,  
 $2L$  : 신호의 레벨수,  
 $\omega_c$  : 반송파의 각 주파수.

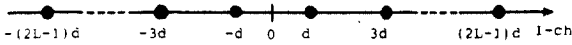


그림 2. ASK 신호의 부호점 배치  
Constellation of ASK signal points.

4(L=2)-레벨 ASK신호의 신호파형과 각 부호점에 대한 신호진폭은 각각 그림3 및 표1과 같다.

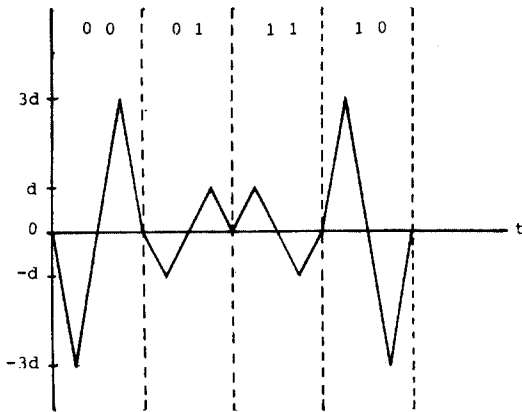


그림 3. 4(L=2)-레벨 ASK 신호파형  
Waveform of 4(L=2)-Level ASK signal.

### II-1-2 QAM신호

동일한 반송파 각 주파수  $\omega_c$ 를  $\cos \omega_c t$ 의 I-ch (동상채널)과 이와  $90^\circ$ 의 위상차를 갖는  $\sin \omega_c t$ 의 Q-ch(역상채널)로 나누어 각각을 별도로 ASK 변조하여 동일한 대역으로 전송하는 다치(N-ary)

표 1. 각 부호점에 대한 신호의 진폭  
Amplitude of each signal point.

Input information signal	Signal amplitude
0 0	-3d
0 1	-d
1 1	d
1 0	3d

QAM신호의 표현식과 부호점 배치는 다음과 같다.<sup>(18),(19)</sup>

$$S_{QAM}(t) = S_k \cos\{\omega_c t - \phi(t)\} = A_k \cos \omega_c t + B_i \sin \omega_c t, \quad (2)$$

단,  $A_k, B_i \in \{\pm d, \pm 3d, \dots, \pm (\sqrt{N}-1)d\}$   
 ; 직각 좌표축상에서의 각각의 신호진폭,  
 $\omega_c$  : 반송파의 각주파수,  
 $\phi(t)$  : 정보위상.

여기서 각 부호점에 대한 동상채널 및 역상채널의 신호진폭(signal amplitude)은 ASK의 표1과 같다.

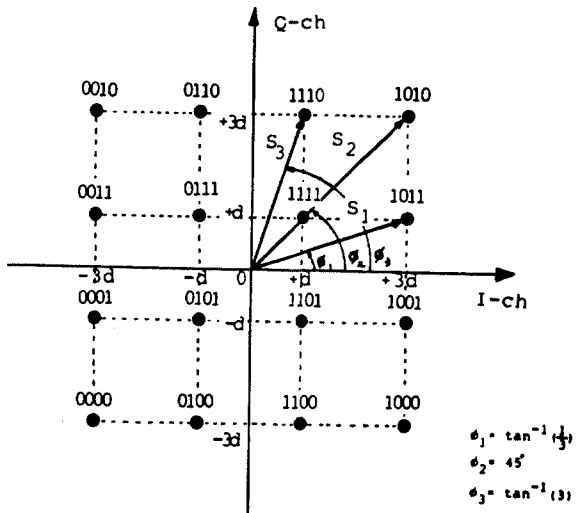


그림 4. 16 QAM 신호의 부호점 배치  
Constellation of 16 QAM signal points.

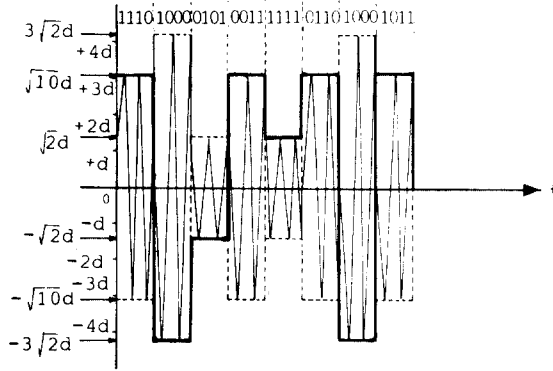


그림 5. 16 QAM 신호파형  
Waveform of 16 QAM signal.

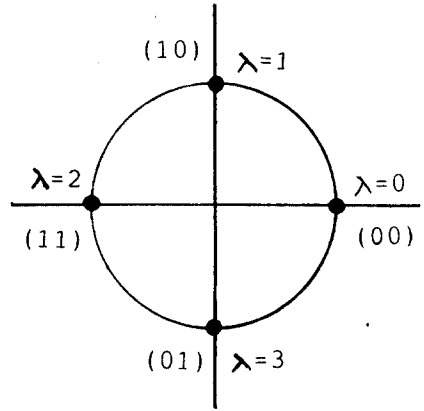


그림 6. 4상 CPSK 신호의 부호점배치  
Constellation of quaternary CPSK signal points.

II-1-3. CPSK 신호

다상(M-ary) CPSK 신호의 표현식은 다음과 같다.<sup>(20)</sup>

$$S_{CPSK}(t) = S \cos(\omega_c t + \theta_c). \quad (3)$$

- 단, S: 신호의 진폭,
- $\omega_c$ : 반송파의 각 주파수,
- $\theta_c (= \frac{2\pi}{M} \lambda)$ : 절대신호위상,
- $\lambda (= 0, 1, \dots, M-1)$ : 다상정보,
- M: 상의 수.

예를 들어 4상 CPSK 신호의 부호점배치는 그림 6과 같고 이의 부호화와 신호파형을 각각 표2와 그림7에 나타냈다.

표 2. 4상 CPSK의 부호화  
Coding of quaternary CPSK signal.

Input information signal	Quaternary information	Signal phase
0 0	0	0°
1 0	1	90°
1 1	2	180°
0 1	3	270°

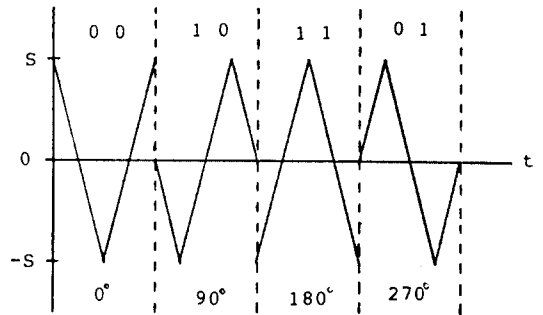


그림 7. 4상 CPSK 신호의 신호파형  
Waveform of quaternary CPSK signal.

II-1-4. DPSK 신호

다상(M-ary) DPSK 신호는 다음 식과 같이 표현된다.<sup>(21)</sup>

$$S_{DPSK}(t) = S \cos(\omega_c t + \theta + \theta_b). \quad (4)$$

- 단, S: 신호의 진폭,
- $\omega_c$ : 반송파의 각 주파수,
- $\theta$ : 선행신호위상,
- $\theta_b (= \frac{2\pi}{M} \lambda)$ : 선행신호위상으로 부터의 위상 변화값,
- $\lambda (= 0, 1, \dots, M-1)$ : 다상정보,
- M: 상의 수.

예를 들어 4상 DPSK의 부호화를 표3에 나타냈다.

표 3. 4상 DPSK의 부호화  
Coding of quaternary DPSK

Preceding dif-ferential code	1 0	0 1	0 0	0 1	0 1
Input inform. signal	1 1	1 0	0 1	0 0	1 1
Differential code	0 1	0 0	0 1	0 1	1 0
Quaternary inform.	$\lambda=2$	$\lambda=1$	$\lambda=3$	$\lambda=0$	$\lambda=2$
Phase variation	180°	90°	270°	0°	180°
Signal phase	180°	270°	180°	180°	0°

(1) 부호화 과정: 선행 차동부호열(column)과 입력정보신호의 행(row)이 만나는 칸에 해당되는 부호가 송신될 차동부호로 선정되며 입력정보신호행에 해당되는  $\lambda$ 칸에 대응하는 정보 위상값 ( $\frac{2\pi}{M} \lambda$ ) 만큼 선행송신신호의 위상에 더해져 새로운 송신신호의 위상값이 결정된다.

(2) 복조과정: 위상검파기의 차동위상  $\hat{\theta}_D$ 들이 값에 가장 가까운  $\theta_D$ 로 대별(양자화)시킨후, 앞서 복조된 선행 차동부호로부터 입력정보신호를 얻게 된다. 즉, 입력정보신호는  $\theta_D$ 행(row)에 해당되는 부호가 되며 선행 차동부호열(column)과  $\theta_D$ 행(row)과 만나는 칸에 해당되는 부호가 송신되었던 차동부호이며 이 차동부호는 연속되는 다음

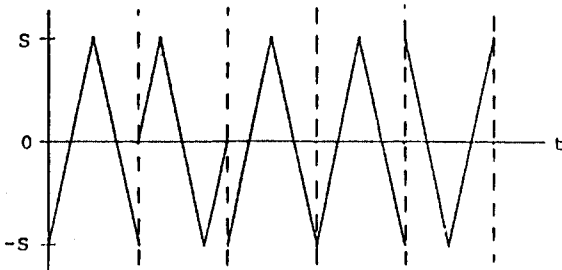


그림 8. 4상 DPSK 신호의 신호파형  
Waveform of quaternary DPSK signal.

정보를 복조할 때의 선행 차동부호로 작용한다. 4상 DPSK신호의 신호파형은 그림8과 같다.

### II-1-5. FSK 신호

FSK 신호의 표현식과 톤 간격(tone-spacing)은 다음과 같다.<sup>(22)</sup>

$$s_{FSK}(t) = S \cos\{(\omega_c + b_k \omega) t\}. \quad (5)$$

단, S : 신호의 진폭,

$b_k = \begin{cases} -1 & \text{: 정보(비트)신호가 0(Space)일 때,} \\ +1 & \text{: 정보(비트)신호가 1(Mark)일 때,} \end{cases}$

$$\omega_c = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2},$$

$$\omega_1 = \omega_c + \omega,$$

$$\omega_2 = \omega_c - \omega,$$

T : 정보주기.

FSK 신호파형은 그림9와 같다.

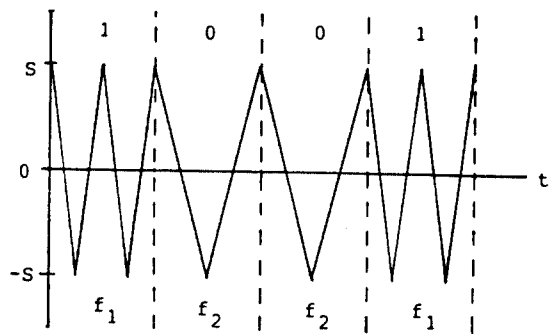


그림 9. FSK 신호파형( $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$ ,  $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$ )  
Waveform of FSK signal.

### II-1-6. MSK 신호

MSK 신호는 CPFSK(Continuous Phase FSK)에서 변조지수가 0.5인 특별한 경우로서 톤 간격이

최소가 되는 방식이며, 병렬 변조인 경우 다음과 같이 표현된다.<sup>(23), (24)</sup>

$$s_{MSK}(t) = S | a_I(t) \cos \omega_R t \cos \omega_c t + a_Q(t) \sin \omega_R t \sin \omega_c t |, \quad 0 \leq t \leq T. \quad (6)$$

단, S; 신호의 진폭,

$$a_I(t), a_Q(t) = \begin{cases} -1; & \text{정보(비트)신호가 0 (Space)일때.} \\ +1; & \text{정보(비트)신호가 1 (Mark)일때,} \end{cases}$$

$$\omega_R = \frac{\pi}{2T}$$

$\omega_c$ : 반송파의 각 주파수.

위 식은 심벌주기가 2T이고 사인파상의 포락선을 가지는 서로 직교하는 2개의 BPSK 신호가 T만큼 시간적으로 어긋나게 합성한 것으로 간주된다. 따라서 복조는 PSK의 경우와 크게 다르지 않으며 동기검파를 필요로 한다. MSK의 톤간격과 신호파형은 각각 그림10 및 그림11과 같다.

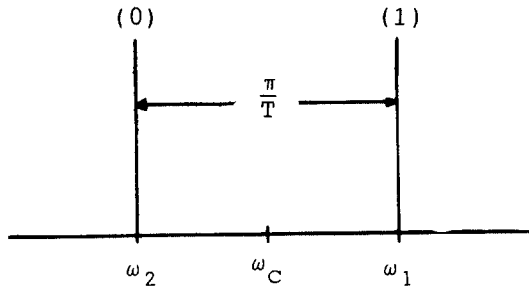


그림 10. MSK 신호의 톤 간격  
Tone space of MSK signal.

### II-2. 잡음환경의 전송로 특성

실제 전송계에서 대상으로하는 잡음은, 대부분 시스템에 의해 대역제한을 받게 되므로 어느 각 주파수  $\omega_c$ 를 중심으로 하는 대역필터를 통과한 잡음은 평균값이 "0"인 협대역잡음이 되며 일반적으로 다음 식으로 표현된다.

$$n(t) = N \cos \{ \omega_c t + \phi \}$$

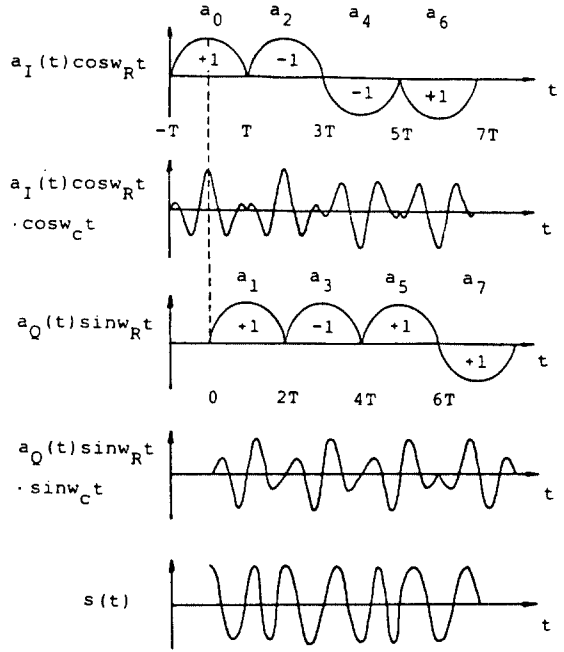


그림 11. MSK 신호파형  
Waveform of MSK signal.

$$= N \cos \phi \cos \omega_c t - N \sin \phi \sin \omega_c t$$

$$= x \cos \omega_c t - y \sin \omega_c t. \quad (7)$$

### III-2-1. 가우스성 잡음

식(7)에서 가우스성 잡음의 포락선 N의 확률 밀도 함수(probability density function; pdf)  $p_G(N)$ 은 레일리 분포를 하고 위상  $\phi$ 의 pdf  $p_G(\phi)$ 는  $\frac{1}{2\pi}$ 로서 일양분포하며  $p_G(N)$ 과  $p_G(\phi)$ 는 서로 독립적이므로  $p_G(N, \phi) = p_G(N) \cdot p_G(\phi)$ 가 된다.

가우스성 잡음의 결합확률밀도함수  $p_G(x, y)$ 를 구하기 위해  $x = N \cos \phi, y = N \sin \phi$ 로 변수 변환을 하기 위해 야코비안<sup>(25)</sup>을 구하면,

$$J(N, \phi) = \begin{vmatrix} \frac{\partial N \cos \phi}{\partial N} & \frac{\partial N \cos \phi}{\partial \phi} \\ \frac{\partial N \sin \phi}{\partial N} & \frac{\partial N \sin \phi}{\partial \phi} \end{vmatrix} = N. \quad (8)$$

따라서

$$P_G(x, y) = \frac{p_G(N) \cdot p_G(\phi)}{|J(N, \phi)|} \quad (9)$$

위 식과  $p_G(N) = \frac{N}{\sigma_G^2} \exp(-\frac{N^2}{2\sigma_G^2})$ ,  $p_G(\phi) = \frac{1}{2\pi}$ 의 관계를 이용하면

$$p_G(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_G^2} \exp(-\frac{x^2+y^2}{2\sigma_G^2}) \quad (10)$$

$x, y$ 는 서로 독립 랜덤변수이므로  $x, y$ 에 대한 각각의 pdf  $p(x)$ 와  $p(y)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$p_G(x) = \int_{-\infty}^{\infty} P_G(x, y) dy = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_G^2} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma_G^2}), \quad (11-a)$$

$$p_G(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_G^2} \exp(-\frac{y^2}{2\sigma_G^2}). \quad (11-b)$$

단,  $\sigma_G^2$ 은 잡음의 전력이다.

### II-2-2. 임펄스성 잡음

최근에는 인공잡음원의 급격한 증대로 무선통신계에서 임펄스성 잡음원에 의한 영향의 비중이 매우 크다. 여기서는 임펄스성 잡음모델로서 Middleton 씨에 의해 제안된 가우스성 잡음까지를 포함하는 협대역 임펄스성 잡음모델을 도입한다.<sup>10)</sup>

협대역 임펄스성 잡음의 순시 포락선  $N$ 에 대한 pdf인  $p_1(N)$ 은 다음과 같다.

$$p_1(N) = \frac{e^{-A}}{W} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{N}{\sigma_j^2} \exp(-\frac{N^2}{2W\sigma_j^2}),$$

$$N \geq 0. \quad (12)$$

단,  $W(\sigma_G^2 + \Omega_{2A})$ ; 전체 잡음전력(가우스성 잡음 전력( $\sigma_G^2$ )과 임펄스성 잡음전력( $\Omega_{2A}$ )의 합),

$A$ ; 임펄스 지수(단위시간당 임펄스가 차지하는 비율),

$N$ ; 임펄스성 잡음의 순시포락선,

$\Gamma (= \sigma_G^2 / \Omega_{2A})$ ; 가우스성 잡음대 임펄스성 잡음 전력비,

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

식(8)~식(11)에서와 마찬가지로의 과정을 거치면  $p_1(x)$ 와  $p_1(y)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$p_1(x) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi}W\sigma_j^2} \exp(-\frac{x^2}{2W\sigma_j^2}), \quad (13-a)$$

$$p_1(y) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi}W\sigma_j^2} \exp(-\frac{y^2}{2W\sigma_j^2}). \quad (13-b)$$

윗 식과 식(11)을 비교해 보면 가우스성 잡음의  $p_G(x)$ 와 임펄스성 잡음의  $p_1(x)$ 와의 사이에는  $\sigma_G^2$ 이  $W\sigma_j^2$ 에 대응하며  $p_1(x)$ 는  $p_G(x)$ 에 계수  $e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!}$  만이 더 부가된다는 것을 알 수 있다.

잡음전력  $W$ 가 일정하다고 보았을 때 전체 잡음 전력 중에서 임펄스성 잡음전력 성분이 크거나(즉,  $\Gamma$ 가 작거나) 임펄스의 발생빈도  $A$ 가 작을 때가 임펄스성이 강한 잡음이다. 그림 12에서는  $A$ 와  $\Gamma$ 의 값이 커지면 가우스성에 가까워지며  $A$ 와  $\Gamma$ 의 값이 작아지면 임펄스성이 강한 잡음이 된다.

### III. 오율 특성 해석

가우스성 잡음과 임펄스성 잡음이 혼재하는 환경하에서 반송파 전력 대 잡음전력비(CNR), 임펄스지수 및 임펄스성 잡음전력에 대한 가우스

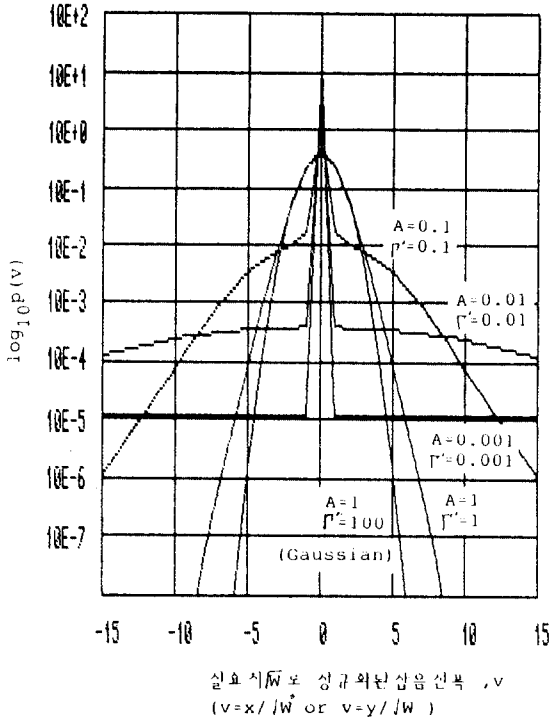


그림 12. 임펄스성 잡음의 확률 밀도 함수 pdf of impulsive noise.

성 잡음전력의 비를 파라메타로 하여 다음과 같이 제반 디지털 통신시스템에 대해 오율특성을 해석한다.

### III-1. 2L-레벨 ASK시스템의 특성

ASK 변조신호의 오율특성을 해석하기 위해 그림13과 같이 해석모델을 설정한다.

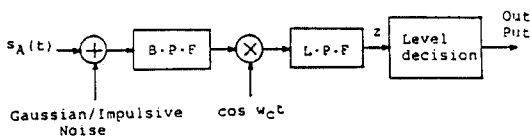


그림 13. ASK 수신기의 해석모델 Analysis model of ASK receiver.

### III-1-1. 가우시성 잡음의 영향

그림14의 수신 합성신호에 대한 페이지도에서 합성페이저 Z가 에러영역에 들어갈 확률이 오율이 된다. 그림에서 판정레벨은 인접하는 부호점사이의 거리의 반인 d이므로 한쪽 방향에 대한 에러 확률을 구하기 위해 식(11-a)를 도입하여 해석하면 식(14)와 같이 된다.<sup>(14)</sup>

$$P_{E0G(ASK)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{d}{\sqrt{2} \sigma_G} \right) \quad (14)$$

여기서 2L-레벨 ASK 신호에 대한 반송파 평균전력은

$$P_{av} = \frac{(4L^2 - 1)d^2}{6} \quad (15)$$

이므로 각 신호점에 대한 오율을 평균하여 구해지는 평균부호오율은 식(16)과 같다.

$$P_{EG(ASK)} = \frac{2(2L-1)}{2L} P_{E0G(ASK)} = \frac{2L-1}{2L} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3\rho_G}{4L^2-1}} \right) \quad (16)$$

단,  $\rho_G = \left( \frac{P_{av}}{\sigma_G^2} = \frac{(4L^2-1)d^2}{6\sigma_G^2} \right)$ ; 평균 반송파 전력 대 잡음전력의 비.

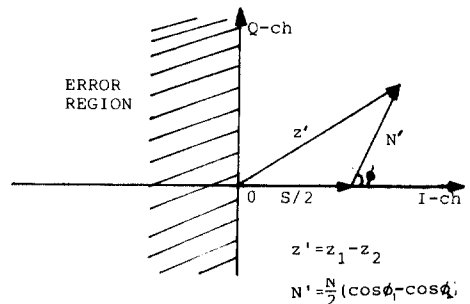


그림 14. 수신 ASK 신호의 합성페이저도 Composite phasor diagram of received ASK signal.



### III-1-2. 임펄스성 잡음의 영향

임펄스성 잡음의 영향을 받을 경우의 오율식은 식(11)과 식(13)의 관계를 이용하여 식(16)으로부터 곧바로 식(17)과 같이 구해진다.

$$P_{E(IASK)} = \frac{2L-1}{2L} e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!}$$

$$\text{erfc} \left( \sqrt{\frac{3\rho_1}{(4L^2-1)\sigma_j^2}} \right) \quad (17)$$

단,  $\rho_1 (= \frac{P_{av}}{W} = \frac{(4L^2-1)d^2}{6W})$  ; 평균 반송파 전력 대 잡음전력의 비.

### III-2. N-ary QAM시스템의 특성

다치 N-ary QAM시스템의 오율특성을 해석하기 위해 수신기의 해석모델을 그림15와 같이 설정한다. 정사각형의 격자상 구조를 갖는 N-ary QAM 신호의 부호점을 나타낸 그림16에서 수신신호의 최대 진폭을 S라 하면 부호점간의 최소거리  $d_N$ 은 식(18)과 같다.

$$d_N = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{N-1}} S \quad (18)$$

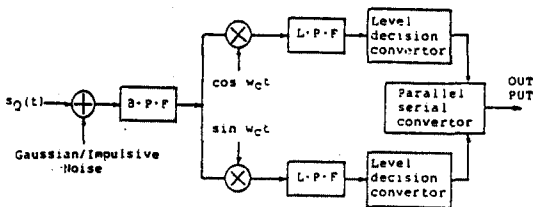


그림 15. QAM 수신기의 해석모델  
Analysis model of QAM receiver.

#### III-2-1. 가우스성 잡음의 영향

QAM신호는 I-ch 신호와 Q-ch 신호가 서로 직교하면서 독립적이므로 어느 부호점이 그 부호점을 중심으로 하여 어느 한쪽에 인접해 있는

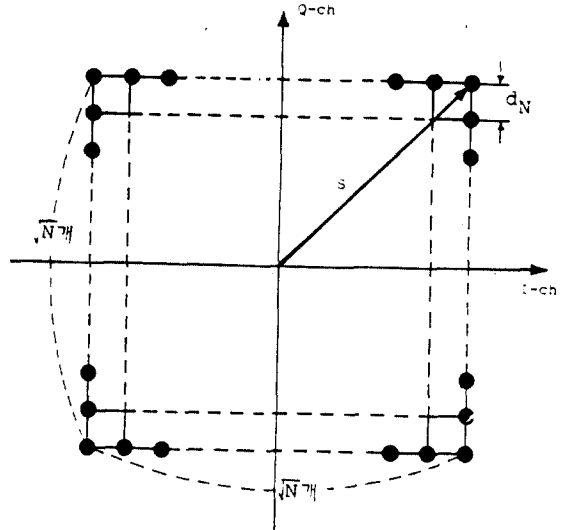


그림 16. N-ary QAM 신호의 신호점배치  
Constellation of N-ary QAM signal points.

부호로 에러가 날 확률을 구한 다음, 에러가 날 수 있는 방향수를 고려하여 전 부호점에 걸쳐 평균 오율을 구해 이에서 중복 에러를 빼주면 전체적인 평균오율이 구해진다.

그림17의 합성신호 페이저도에서 합성신호가 관정레벨을 넘어갈 때 에러가 발생하므로 그 어느 한쪽의 인접 부호점으로의 부호오율  $P_{eQG(QAM)}$ 은 다음과 같이 구해진다.<sup>(14)</sup>

$$P_{eQG(QAM)} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{3\rho_G}{2(N-1)}} \right) \quad (19)$$

단,  $\rho_G (= \frac{P_{av}}{\sigma_G^2} = \frac{(N-1)S^2}{6(\sqrt{N-1})^2\sigma_G^2})$ ; 평균 반송파 전력 대 잡음전력의 비.

각 부호점의 위치에 따라 에러가 날 수 있는 방향의 수가 다르게 되므로 전체 부호점에 대한 평균 부호 오율은 다음과 같이 된다.

$$P_{eG(QAM)} = \frac{4(N-\sqrt{N})}{N} P_{eQG(QAM)} \quad (20)$$

식(20)에는 중복에러가 포함되어 있으므로 이를 빼주면 최종적으로 평균부호 오율  $P_{EG(QAM)}$ 은 다음과 같게 된다.

$$P_{EG(QAM)} = P_{EG(QAM)} - \frac{1}{4} P_{EG(QAM)}^2 \quad (21)$$

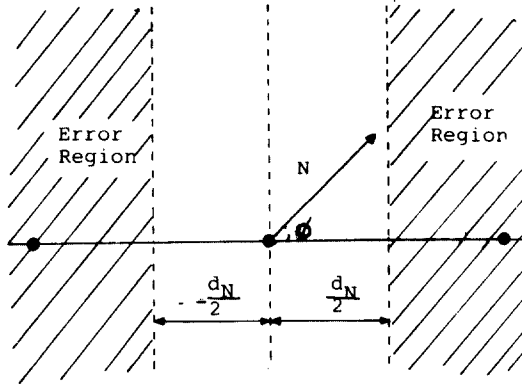


그림 17. 수신 QAM신호의 합성페이저도  
Composite phasor diagram of received QAM signal.

### III-2-2. 임펄스성 잡음의 영향

임펄스성 잡음하에서의 임의의 신호가 한쪽 방향으로 에러가 발생할 확률  $P_{eol(QAM)}$ 은 식(19)로부터 곧바로 다음과 같이 얻어진다.

$$P_{eol(QAM)} = \frac{e^{-A}}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{3\rho_1}{2(N-1)\sigma^2}} \right) \quad (22)$$

단,  $\rho_1 \left( = \frac{P_{av}}{W} = \frac{(N-1)S^2}{6(\sqrt{N-1})^2 W} \right)$ ; 평균 반송파 전력 대 잡음전력의 비.

식(20) 및 식(21)에서와 같은 방법을 이용하면 평균 부호오율 및 중복에러 확률을 뺀 최종 오율식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{ei(QAM)} = \frac{4(N-\sqrt{N})}{N} P_{eol(QAM)} \quad (23)$$

$$P_{ei(QAM)} = P_{ei(QAM)} - \frac{1}{4} P_{ei(QAM)}^2 \quad (24)$$

### III-3. M-ary CPSK시스템의 특성

M-ary CPSK시스템의 오율특성을 해석 하기 위해 그림20과 같은 해석모델을 설정한다.

M-ary CPSK신호의 부호점은 신호점의 배치도에서 그림19와 같이 표시되며 부호점간의 최소거리  $d_M$ 은 식(25)와 같다.

$$d_M = 2S \cdot \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (25)$$

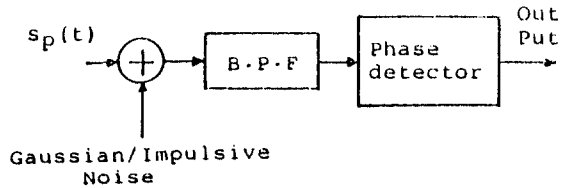


그림 18. CPSK 수신기의 해석모델  
Analysis model of CPSK receiver.

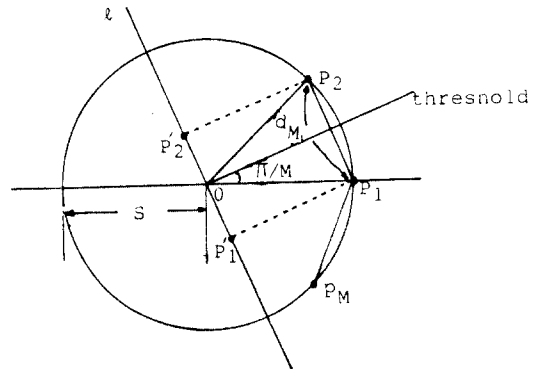


그림 19. M-ary CPSK 신호의 신호점 배치  
Constellation of M-ary CPSK signal points.

### III-3-1. 가우스성 잡음의 영향

그림19에서 신호벡터  $\vec{OP}_1$ 에 잡음이 가해졌을 때 부호오율은  $P_1$ 에 인접하는 부호점  $P_2$  및  $P_M$ 으로 잘못 수신될 오율을 구하면 된다. 잡음의 영향을

받은 수신신호의 합성 페이저도는 그림20과 같으며 유도된 최종 부호 오류율은 식(26)과 같다.<sup>(14)</sup>

$$P_{EGCPSK} = \text{erfc}\left(\sqrt{\rho_G} \sin \frac{\pi}{M}\right), \quad (M > 2) \quad (26)$$

단,  $\rho_G (= \frac{\rho}{\sigma_G^2} = \frac{S^2}{2\sigma_G^2})$  ; 반송파 전력 대 잡음 전력비.

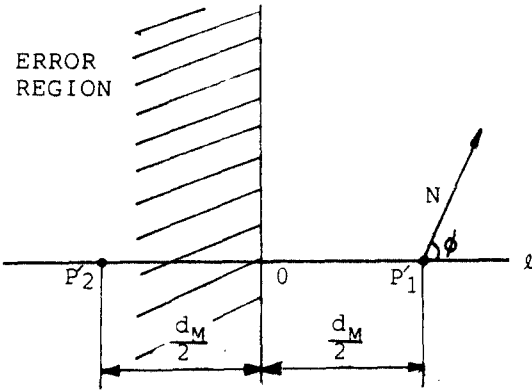


그림 20. 수신 CPSK 신호의 합성 페이저도  
Composite phasor diagram of received CPSK signal.

### III-3-2. 임펄스성 잡음의 영향

앞절에서와 같은 방법을 이용하여 식(26)으로부터 곧바로 다음과 같은 결과를 구할 수 있다.

$$P_{EI(CPSK)} = e^{-\lambda} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\lambda^j}{j!} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{\rho_1}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{M}\right), \quad (M > 2) \quad (27)$$

단,  $\rho_1 (= \frac{P}{W} = \frac{S^2}{2W})$  ; 반송파전력 대 잡음전력의 비.

### III-4. M-ary DPSK 시스템의 특성

M-ary DPSK 신호에 대한 오류율을 구하기 위해 그림21과 같은 해석모델을 설정한다.

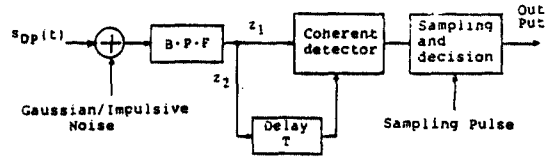


그림 21. DPSK 수신기의 해석모델  
Analysis model of DPSK receiver.

### III-4-1. 가우스성 잡음의 영향

본 해석에서는 같은 위상의 신호가 1타임슬롯 동안 지연된 binary 신호에 대한 오류율을 유도한 후 M-ary로 확장시키기로 한다.

BDPSK에서는 그림22의 페이저도에서  $\cos(\theta - \theta_2)$ 가  $\pm 90^\circ$  밖으로 나갈때 에러가 발생하므로 오류율은 다음과 같이 구해진다.<sup>(14)</sup>

$$P_{EG(BDPSK)} = \frac{1}{2} \exp(-\rho_G) \quad (28)$$

단,  $\rho_G (= \frac{\rho}{\sigma_G^2} = \frac{S^2}{2\sigma_G^2})$  ; 반송파전력 대 잡음전력 비.

CNR이 클 경우 M-ary DPSK의 오류율  $P_{EG(DPSK)}$ 은 근사적으로 다음과 같이 구해진다.<sup>(14)</sup>

$$P_{EG(DPSK)} = \text{erfc}\left(\sqrt{\rho_G} \sin \frac{\pi}{2M}\right), \quad (M > 2) \quad (29)$$

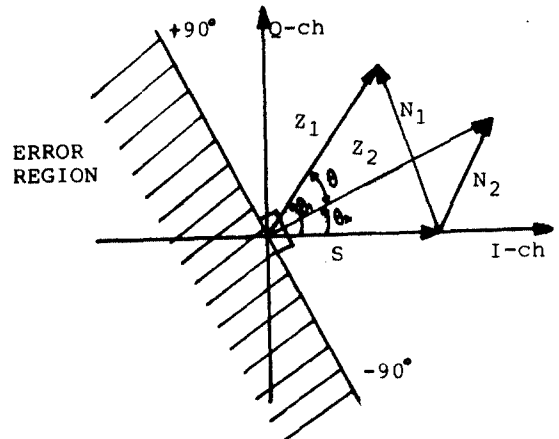


그림 22. 수신 DPSK 신호의 합성페이저도  
Composite phasor diagram of received DPSK signal.

### III-4-2. 임펄스성 잡음의 영향

임펄스성 잡음의 영향을 받은 DPSK 신호는 식(28)과 식(29)로부터 곧바로 다음과 같이 구해진다.

$$P_{E1(BDPSK)} = \frac{e^{-A}}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \exp\left(-\frac{\rho_1}{\sigma_j^2}\right), \quad (30)$$

$$P_{E1(DPSK)} = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\rho_1}{\sigma_j^2}} \sin \frac{\pi}{2M}\right), \quad (M > 2), \quad (31)$$

단,  $\rho_1 (= \frac{P}{W} = \frac{S^2}{2W})$  : 반송파전력 대 잡음전력의 비.

### III-5. FSK시스템의 특성

FSK 신호에 대한 오율특성을 해석하기 위해 그림23과 같은 해석모델을 설정한다.

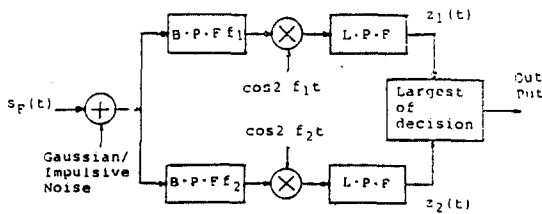


그림 23. FSK 수신기의 해석모델  
Analysis model of FSK receiver.

#### III-5-1. 가우스성 잡음의 영향

FSK 신호는 주파수 정보신호 Mark와 Space의 발생 확률이 같다고 가정하여 그 어느 한가지의 경우에 대해서만 해석하기로 한다.

그림24에서와 같이 채널1에는 신호에 잡음이 부가되어 있으므로 최대치 판별기 입력  $z_1(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$z_1(t) = \frac{S}{2} + \frac{N}{2} \cos \phi_1. \quad (32)$$

채널2에는 잡음성분만이 존재하므로 최대치 판별기 입력  $z_2(t)$ 는 다음과 같이 된다.

$$z_2(t) = \frac{N}{2} \cos \phi_2. \quad (33)$$

따라서 최종판별과정을 거친 출력신호  $z'(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z'(t) &= z_1(t) - z_2(t) \\ &= \frac{S}{2} + N \cos \phi. \end{aligned} \quad (34)$$

단, 잡음전력은  $\frac{1}{2} \sigma_G^2$  이 된다.

그림24의 페이지도에서 합성페이지가 에러영역에 들어갈 확률이 오율이 되므로 최종오율식은 다음과 같이 구해진다.<sup>(14)</sup>

$$P_{EG(FSK)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\rho_G}{2}}\right). \quad (35)$$

단,  $\rho_G (= \frac{P}{\sigma_G^2} = \frac{S^2}{2\sigma_G^2})$  ; 반송파전력 대 잡음전력의 비

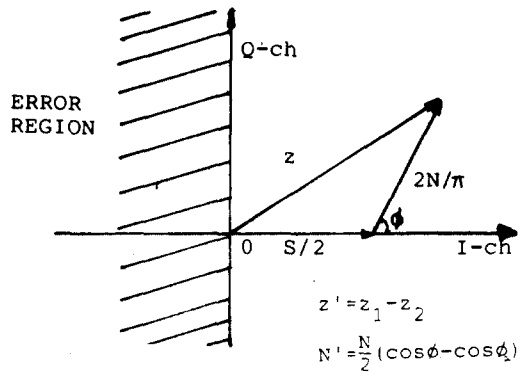


그림 24. 수신 FSK 신호의 합성페이지도  
Composite phasor diagram of received FSK signal.

#### III-5-2. 임펄스성 잡음의 영향

$P_{EI}$  (FSK) 는 식(35)의  $P_{EG}$  (FSK) 로부터 곧바로 다음과 같이 구해진다.

$$P_{EI(FSK)} = \frac{e^{-A}}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\rho_1}{2\sigma_j^2}} \right). \quad (36)$$

단,  $\rho_1 (= \frac{P}{W} = \frac{S^2}{2W})$ ; 반송파 전력대 잡음전력비

### III-6. MSK시스템

MSK시스템의 오율특성을 구하기 위하여 그림 25와 같은 해석모델을 설정한다.

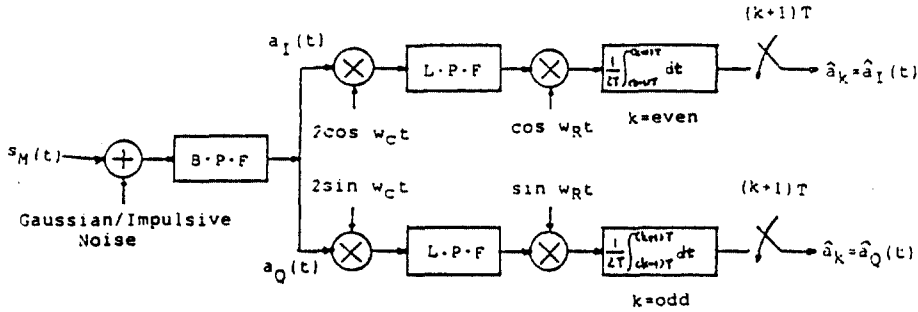


그림 25. MSK 수신기의 해석모델  
Analysis model of MSK receiver.

#### III-6-1. 가우스성 잡음의 영향

MSK수신기는 I-ch과 Q-ch이 서로 대칭인 구조를 하고 있으므로 어느 한쪽 채널에 대해서만 해석하기로 한다. 편의상 I-ch에 대해서 해석하기로 한다. k번째 타임 슬롯에서의 적분·방전 Integrate & Dump필터의 출력 Z는 그림26을 참고로 하여 다음과 같이 된다.

$$Z = \frac{S}{2} a_1(t) + \frac{2}{\pi} N \cos \phi. \quad (37)$$

그림26에서 정보(비트)신호 Mark, Space의 발생 확률이 같다고 가정하여 해석한다. 여기서는 Mark인 경우에 대하여 해석한다.

그림26의 합성신호의 페이저도에서 합성페이저 Z가 예러 영역에 들어갈 확률이 오율이 된다. 즉,

$$P_{EG(MSK)} = \operatorname{Prob.} \{ N \cos \phi < -\frac{\pi S}{4} \}. \quad (38)$$

식(38)에 대해 식(11)을 이용하여 풀면 식(39)

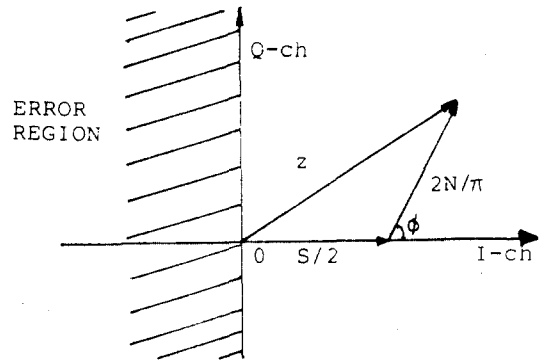


그림 26. 수신 MSK 신호의 합성페이저도  
Composite phasor diagram of receiver MSK signal.

와 같은 최종 오율식을 얻을 수 있다.<sup>(14)</sup>

$$P_{EG(MSK)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{\pi \sqrt{\rho_G}}{4} \right). \quad (39)$$

단,  $\rho_G (= \frac{P}{\sigma_G^2} = \frac{S^2}{2\sigma_G^2})$ ; 반송파전력 대 잡음전력비

Ⅲ-6-2. 임펄스성 잡음의 경우

앞서와 마찬가지로의 방법을 이용하여 식(39)로부터 곧바로 식(40)의 오율식을 구할 수 있다.

$$P_{E1;MSK} = \frac{e^{-A}}{2} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc} \left( \frac{\pi}{4} \sqrt{\frac{\rho_1}{\sigma_j^2}} \right) \quad (40)$$

단,  $\rho_1 (= \frac{P}{W} = \frac{S^2}{2W})$ : 반송파전력 대 잡음전력의 비.

Ⅳ. 수치계산 및 비교검토

제Ⅲ장에서 구한 가우스성 잡음과 임펄스성 잡음 환경하에서의 제반 디지털변조방식에 대한 오율식을 각각 정리하여 비교를 위해 표4에 나타냈다. 또 유도된 오율식에 따라 반송파전력 대

잡음전력의 비(CNR), 임펄스 지수(A) 및 가우스성 잡음전력 대 임펄스성 잡음전력의 비( $\Gamma$ )를 함수로 하여 각각의 오율을 구하여 그림 27~그림 29에 나타냈다. 그림27은 가우스성 잡음만에 의한 오율을, 그림28과 그림29는 임펄스성잡음(각각  $A=0.1$ ,  $\Gamma=0.1$  그리고  $A=0.01$ ,  $\Gamma=0.001$ ) 환경하에서의 오율을 변조시스템별로 비교하여 나타냈다. 이로부터 기존에 알려져 있듯 시스템별 우열에는 변함이 없으나 임펄스성이 강한 잡음의 경우가 가우스성 잡음의 경우보다는 모든 시스템을 더욱 열화시킨다는 것을 알 수 있었다. 어느 경우이거나 BPSK 시스템이 가장 양호한 성능을 보이며 같은 전송 정보량 즉, 2상인 경우에 대해서는 BPSK, BDPSK, MSK, FSK 순으로, 그리고 4상인 경우에는 4PSK, 4ASK, 4DPSK의 순으로 성능이 열화됨을 확인할 수 있었으며 여러가지 파라미터에 따른 열화의 정도를 구할 수 있었다.

표 4. 제반 디지털 변조방식에 따른 오율식의 비교  
Comparison of error equation of various digital modulation system.

구분	오 율 식	
가우스성 잡음 환경	$P_{EG} = a \cdot \operatorname{erfc}(\sqrt{\rho_0} \cdot b)$	
임펄스성잡음 환경	$P_{E1} = a \cdot e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc}(\sqrt{\frac{\rho_1}{\sigma_j^2}} \cdot b)$	
계수	a	b
동신방식		
2L-level ASK	$(2L-1)/2L$	$\sqrt{3}/(4L-1)$
N-ary QAM	$2(N-\sqrt{N})/N$	$\sqrt{3}/2(N-1)$
M-ary CPSK	1	$\sin(\pi/M)$
M-ary DPSK	1	$\sin(\pi/2M)$
FSK	1/2	1/2
MSK	1/2	$\pi/4$

단,  
 $\rho_0$ : 가우스성 잡음 환경하에서의 평균 CNR,  
 $\rho_1$ : 임펄스성 잡음 환경하에서의 평균 CNR,  
 2L: 레벨수,  
 N, M; array 수.

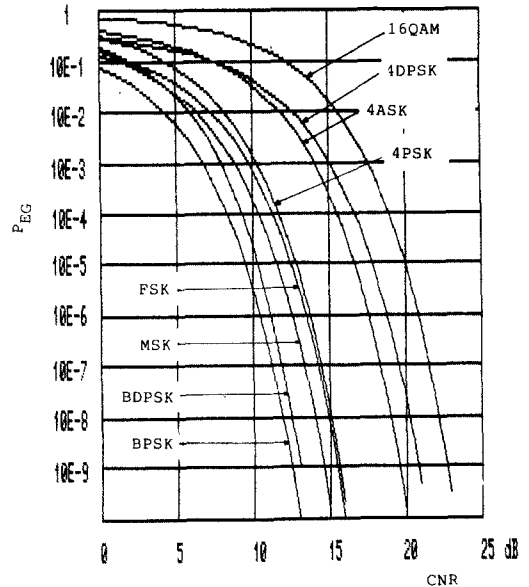


그림 27. 가우스성 잡음환경하에서의 제반 디지털 통신시스템의 오율특성  
Error rate characteristics of various digital communication systems in the environment of Gaussian noise.

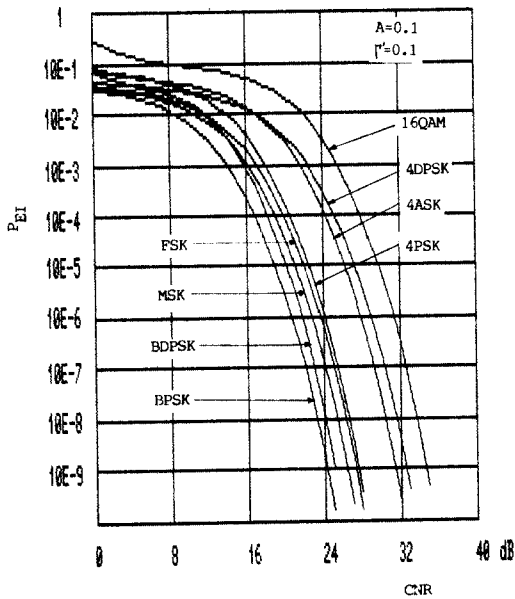


그림 28. 약한 임펄스성 잡음환경하에서의 제반 디지털 통신 시스템의 오율특성( $A=0.1, \Gamma=0.1$ )  
Error rate characteristics of various digital communication systems in the environment of weak impulsive noise( $A=0.1, \Gamma=0.1$ ).

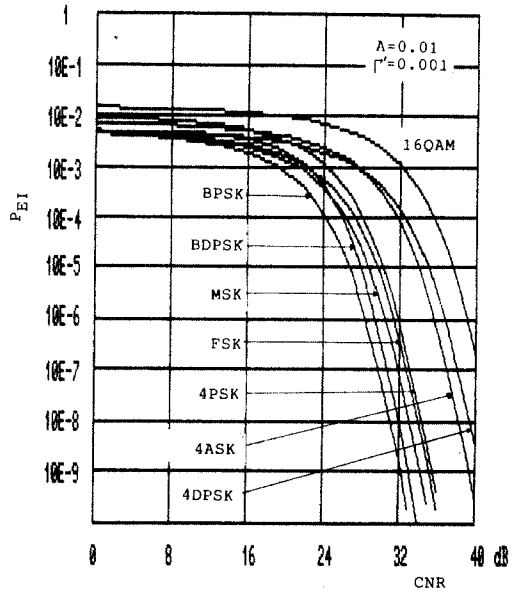


그림 29. 강한 임펄스성 잡음환경하에서의 제반 디지털 통신 시스템의 오율특성( $A=0.01, \Gamma=0.001$ )  
Error rate characteristics of various digital communication systems in the environment of intensive impulsive noise( $A=0.01, \Gamma=0.001$ ).

## V. 결 론

본 논문의 제 1부에서는 가우스성 잡음 및 임펄스성 잡음의 영향을 받는 2L 레벨 ASK, N-ary QAM, M-ary CPSK, M-ary DPSK, FSK, MSK 시스템의 성능을 오율의 관점에서 고찰하였다.

전송로의 특성을 가우스성 잡음환경에 대한 통계적인 특성과 가우스성 잡음을 포함하여 임펄스가 가해진 중첩환경의 통계적 특성으로 나누어 고찰하고 이러한 환경하에서 각 디지털 통신시스템의 성능을 비교하기 위하여 오율에 관한 식을 유도한 후, 컴퓨터로 수치계산하여 그 결과를 그래프로 나타내고 검토한 결과 다음과 같은 점을 확인할 수 있었고 그 열화의 정도를 구할 수 있었다.

1. 가우스성잡음 환경이거나 임펄스성잡음 환경이든 그 어떠한 환경에서건 시스템의 성능은 좋은 것부터 나열하면 BPSK, BDPSK, MSK, 4PSK, 4ASK, 4DPSK, 16QAM의 순이다.

2. 동일한 잡음 전력하에서도 임펄스성이 강하면 강할수록 시스템에 미치는 영향이 더욱 크다.

3. 동일한 잡음 환경하에서 전송정보량이 같을 때 즉, 2차 전송일 경우에는 성능이 좋은 것부터 나열하면 BPSK, BDPSK, MSK, FSK의 순이고, 4차 전송일 경우에는 4PSK, 4ASK, 4DPSK의 순이다.

더 나아가 페이딩환경이 고려된 전송로 환경하에서의 제반 디지털통신시스템의 특성과 비교에 관한 연구는 본 논문의 제2부에서 다루기로 한다.

## 감사의 말씀

이 논문은 1987년도 한국과학재단의 기초연구(일반연구)비에 의해 수행된 연구의 결과입니다. 연구비를 지원하여 주신 한국과학재단에 깊은 감사를 드립니다.

## 參 考 文 獻

1. Theodore Brening, "Data transmission for mobile radio," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-27, no. 3, pp. 77-85, Aug. 1978.
2. K. Feher, V.K. Prabhu, "Digital communication by radio," IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, no. 12, Dec. 1979.
3. A.D. Spaulding, D.Middleton, "Optimum reception in impulsive interference environment-Part I: Coherent detection," IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, no. 9, Sep. 1977.
4. 조성준, 공병욱, "임펄스성 잡음(상), (하)," 무선 제8호, pp. 24-27, 1983년 6월. 무선 제9호, pp. 33-38, 1983년 9월, 한국무선종사자협회.
5. D.Middleton, "Statistical models of electromagnetic interference," IEEE Trans. Electromag. Compat., vol. EMC-19, no. 3, pp. 106-127, Aug. 1977.
6. K. Feher, "Digital modulation techniques and interference environment," Gaineville, VA: Don white consultant, 1977.
7. 조성준, 공병욱, "전자간섭환경하에서 임펄스성 랜덤잡음이 디지털변조 방식에 미치는 영향," 한국통신학회논문지, 제10권 제1호, pp. 17-30, 1985년 2월.
8. W.C Jakes, ed., "Microwave mobile communications," New York: John Wiley, 1974.
9. M. Nakagami, "The m-distribution-A general formula of intensity distribution of rapid fading," in Statistical Methods in Radio Waves Propagation, W.C. Hoffman ed. New York: Pergamon Press, 1960.
10. R. Maciejko, "Digital modulation in Rayleigh fading in the presence of cochannel interference and noise," IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, no. 9, pp. 1379-1386, Sep. 1981.
11. Richard C. French, "The effect of fading and shadowing on channel reuse in mobile radio," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, no. 3, pp. 171-181. Aug. 1979.
12. Y. Miyagaki, N. Morinaga, T. Namekawa, "Error probability characteristics for CPSK signal through m-distributed fading channel," IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, no. 1, pp. 88-100, Jan. 1978.
13. J.D. Oetting, "A comparison of modulation techniques for digital radio," IEEE Trans. Commun. vol. COM-27, no. 12, pp. 1752-1758, Dec. 1979.
14. 김현철, 조성준, "가우스성 / 비가우스성 잡음과 페이딩 환경하에서의 제반 디지털 통신방식의 오율특성," 한국통신학회 춘계학술 발표집, pp. 223-229, 1987년 5월.
15. 김현철, 조성준, "N-ary QAM 시스템에 미치는 가우스성 / 임펄스성 잡음과 페이딩의 영향분석," 대한전자공학회 추계학술 발표집, pp. 40-43, 1987년 11월.
16. B. Sklar, "A structured overview of digital communications," IEEE Commun. Magazine, Aug. 1983.
17. K. Miyauchi, S. Seki, H. Ishio, "New technique for generating and detecting multilevel signal formats," IEEE Trans. Commun., vol. COM-24, no. 2, pp. 263-267, Feb. 1976.
18. 조성준, "16 QAM (직교 진폭 변조) 디지털 마이크로파 통신방식," 무선 제19호, pp. 37-41. 1986년 3월.
19. K. Kohiyama, S.Komaki, "64 / 256 QAM digital microwave radio," IECE of Japan, vol. 68, pp. 889-895, Oct. 1985.
20. B.O. Kong, S.J. Cho, "PSK error performance with impulsive noise and cochannel interference," 대한전자공학회논문지 제20권 1호, pp. 55-62, 1983년 1월.
21. S.J. Cho, N. Morinaga, T. Namekawa, "M-ary DPSK error performance with noise and interference," 대한전자공학회논문지 제16권5호, pp. 12-17. 1979년 10월.
22. W.P. Osborne, "Coherent and noncoherent detection of CPFASK," IEEE Trans. on Commun., vol. COM-22, no. 8, pp. 1023-1036, Aug. 1974.
23. 손승완, 공병욱, 조성준, "이동체 통신에 미치는 제반 간섭잡음의 해석," 한국통신학회논문지 제10권 3호, pp. 135-146. 1985년 6월.
24. Rodger E. Ziemer and Carl R.Ryan, "Minimum-shift keyed modem implementation for high data rates," IEEE Commun., Mag., Oct. 1983.
25. A. Papouois, "Probability, random variables, and stochastic process," New York: McGraw-Hill, 1968.





**金 鉉 哲 (Hyun Cheol KIM)** 正會員  
1963年 3月31日生  
1982年 3月~1986年 2月: 韓國航空大學  
航空通信工學科卒業(工學士)  
1986年 3月~1988年 2月: 韓國航空大學  
大學院 航空電子工學科卒業(工  
學碩士)  
1988年 1月~1988年 11月: 大榮電子技術  
研究所  
1988年 12月~現在: 金星社 中央研究所



**高 鳳 震 (Bong Jin KO)** 正會員  
1963年 11月 6日生  
1982年 3月~1986年 2月: 韓國航空大學  
航空通信工學科卒業(工學士)  
1986年 3月~1988年 2月: 韓國航空大學  
大學院 航空電子工學科卒業(工學  
碩士)  
1988年 3月~1989年 1月: 韓國航空大學  
航空電子工學科 助教



**孔 炳 玉 (Byung Ock KONG)** 正會員  
1958年 11月 27日生  
1977年 3月~1981年 2月: 韓國航空大學  
航空電子工學科卒業(工學士)  
1981年 3月~1983年 2月: 韓國航空大學  
大學院 航空電子工學科 卒業(工學  
碩士)  
1988年 3月~現在: 上校 航空電子工學  
科 博士課程在學中(通信專攻)  
1985年 3月~1988年 2月: 韓國航空大學 航空通信工學科 助教  
1988年 3月~現在: 大宥工業專門大學 電子通信科 專任講師



**趙 成 俊 (Sung Joon CHO)** 正會員  
1946年 1月 9日生  
1965年 4月~1969年 2月: 韓國航空大學  
航空通信工學科卒業(工學士)  
1973年 4月~1975年 2月: 漢陽大學校大  
學院 卒業(工學碩士)  
1977年 4月~1981年 3月: 大阪大學大學  
院 通信工學科卒業(工學博士)  
1969年 4月~1972年 7月: 海軍技術將校  
1972年 8月~現在: 韓國航空大學 航空通信情報工學科 教授