

論 文

다치 직교 Partial Response Signaling 시스템의 특성에 관한 연구

正會員 李 光 烈* 正會員 高 鳳 震** 正會員 趙 成 俊***

The Performance Analysis of Multi-Level Quadrature Partial Response Signaling System

Gwang Ryel LEE*, Bong Jin KO**, Sung Joon CHO***, *Regular Members*

要 約 다치 직교 PRS (Partial Response Signaling) 시스템이 잡음, 간섭, 캐리어오프셋, 위상지터, 페이딩 등에 의해 개별적으로 또는 복합적으로 영향을 받았을 경우에 대한 PRS 신호의 오율식을 유도하였다. 유도된 식에 의해 반송파 대 잡음 전력비, 반송파 대 간섭과 전력비, 위상에러, 임펄스 지수, 가우스성 잡음전력 대 임펄스성 잡음 전력비, PLL (Phase Locked Loop)의 신호 대 잡음전력비, 페이딩 지수 등을 함수로 하여 수치계산을 통해 각 경우의 오율특성을 구했다. 얻은 결과로부터, 일반적으로 임펄스성 잡음이 가우스성 잡음보다 오율 특성을 보다 더 열화시키지만 일단 신호가 페이딩을 받게되면 그 반대로 가우스성 잡음이 임펄스성 잡음보다 더욱 에러를 발생시킨다는 것을 알 수 있었다.

ABSTRACT The symbol error rate equations of multi-level quadrature PRS(QPRS) system have been derived in the individual and composite environment of Gaussian/impulsive noise, cochannel CW interference, carrier offset, phase jitter and fading. And using the derived error rate equations, the probability of error has been evaluated and shown in graphs as functions of carrier to noise power ratio, carrier to interference power ratio, phase error, impulsive index, the ratio of Gaussian noise to impulsive noise power component, signal to noise power ratio in phase locked loop (PLL), and fading figures. The results show that the error rate performances are generally more degraded by impulsive noise than by Gaussian noise. But on the contrary the errors occurred more frequently by Gaussian noise than impulsive noise in a fading environment.

deep

I. 서 론

*, **, *** 韓國航空大學通信情報工學科

Dept. of Telecommunication and Information Eng.,
Hankuk Aviation College
論文番號 : 88-29(接受1988. 5. 4)

사회활동이 고도화 되고 복잡화되는데 따라 정보에 대한 수요가 날로 증가하고 있으므로 제한된 주파수대의 효율적인 이용문제와 정보를 다량

으로 전송해야 할 문제가 대두되고 있다. PRS (Partial Response Signaling) 시스템은 주파수의 이용 효율을 향상시키는 하나의 방식인데 이는 인접한 펄스사이에 제한된 양의 상관 관계를 인가하여 유용한 특성을 갖는 신호를 발생시키는 방식이다. 이 방식은 다른 그 어느 방식보다 전송소요대역폭이 작다는 장점과 펄스열의 규칙성을 이용하면 에러검출이 가능하다는 장점을 가지고 있다^{1)~(3)}.

본 연구에서는 주파수를 보다 효율적으로 이용할 수 있을 뿐만 아니라 정보를 다량으로 전송할 수 있는 기존의 다치 직교 PRS (n치 QPRS) 시스템에 여러가지 성능 저하 요인들이 어느 정도의 영향을 미치는가를 이론적으로 분석한 후 그 결과를 토대로 하여 여러가지 다른 통신 시스템의 성능과 비교한다.

시스템의 성능을 저하시키는 여러가지 열화요인들로서는 잡음, 간섭, 페이딩, 캐리어 오프셋과 위상지터를 고려한다. 먼저 잡음만이 존재하는 환경하에서의 다치 직교 PRS 시스템의 성능과 잡음과 간섭, 잡음과 간섭 및 캐리어 오프셋, 잡음과 위상지터, 잡음과 페이딩 등 복합적인 환경하에서 시스템의 성능을 고찰한다.

이를 위해서 위와 같은 여러 환경하에서 최종 수신된 신호에 대한 오율식을 유도한 후 이를 컴퓨터로 수치 계산하여 그 결과를 반송파 전력 대 간섭파 전력비(CIR), 반송파 전력 대 잡음 전력비(CNR), 위상에러(θ), 임펄스 지수(A), 가우스성 잡음 전력 대 임펄스성 잡음전력비(Γ'), PLL(Phase Locked Loop) 회로의 평균 신호전

력 대 잡음전력비(SNR), 페이딩 지수(m) 등을 함수로 하여 그래프로 나타내어 충분한 검토를 행하고 다상PSK 및 다치 QAM 시스템 등과 성능을 비교, 평가한다.

II. 해석 모델

그림 1과 같은 해석모델을 설정하였다. 해석 모델에 있어서 n치 QPRS 시스템에 영향을 미치는 잡음(가우스성과 임펄스성), 간섭, 캐리어 오프셋, 위상지터 및 페이딩 등의 제반 열화 요인은 다음과 같다.

II-1. 시스템 성능 열화 요인

II-1-1. 잡 음

전송계에서 대상이 되는 협대역 잡음은 일반적으로 다음과 같이 표현된다.

$$n(t) = x(t)\cos \omega_c t + y(t)\sin \omega_c t \quad (1)$$

단, $x(t)$ 는 동상 성분, $y(t)$ 는 역상 성분

(1) 가우스성 잡음

식(1)에서 x 와 y 는 모두 평균치가 '0'이고 평균 전력이 σ_c^2 인 가우스 분포에 따른다. x 와 y 는 독립랜덤변수로서 이들의 확률밀도함수 $P_c(x)$, $P_c(y)$ 는 각각 다음과 같다.

$$p_c(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_c^2}\right) \quad (2-a)$$

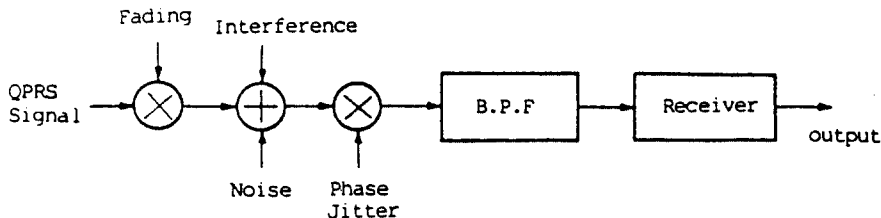


그림 1 해석 모델

$$p_G(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_c^2}\right) \quad (2-b)$$

(2) 임펄스성 잡음

본 연구에서는 실제의 종합적인 전자간섭 환경에 적용시킬 수 있는, Middleton씨가 제안한 가우스 잡음까지를 포함한 임펄스성 잡음모델을 도입한다⁴⁾. 이 모델에 의하면 $p_I(x)$ 와 $p_I(y)$ 는 다음과 같이 주어진다.

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

$$p_I(y) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W\sigma_j^2}} \cdot \exp\left(-\frac{y^2}{2W\sigma_j^2}\right) \quad (3-b)$$

단,

$W (= \sigma_c^2 + Q_{2A})$; 전체잡음전력 즉, 가우스성 잡음 전력+임펄스성 잡음전력

A ; 임펄스 지수

$\Gamma' (= \sigma_c^2 / Q_{2A})$; 가우스성 잡음전력 대 임펄스성 잡음전력비

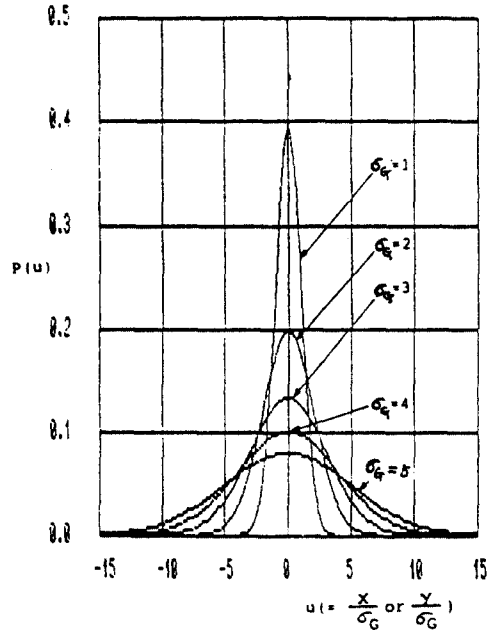
$$\sigma_j^2 = (j/A + \Gamma') / (1 + \Gamma')$$

식(2)와 식(3)을 비교하면 가우스성 잡음의 확률밀도함수 $p_G(\cdot)$ 와 임펄스성 잡음의 확률밀도함수 $p_I(\cdot)$ 와의 사이에는 σ_c^2 이 $W\sigma_j^2$ 에 대응되며 둘 사이에는 계수 $e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!}$ 만이 다르다.

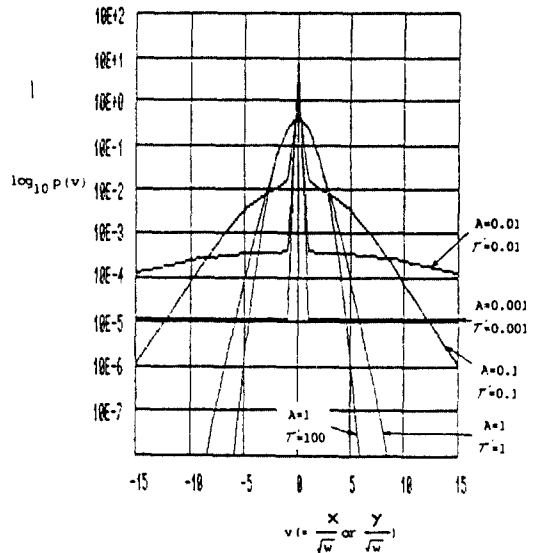
$$\text{즉, } p_I(\cdot) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} p_G(\cdot) \quad (4)$$

단, $\sigma_c^2 \leftrightarrow W\sigma_j^2$

가우스성 잡음과 임펄스성 잡음의 확률밀도 함수는 그림 2와 같다.



(a) 가우스성 잡음



(b) 임펄스성 잡음

그림 2 잡음의 확률 밀도 함수

II - 1 - 2. 간섭

본 논문에서는 간섭파로서 다음과 같이 표현되는 동일채널CW간섭파를 고려한다.

$$i(t) = I \cos(\omega_c t + \phi) \quad (5)$$

단, I : 간섭파의 진폭
 ϕ : 간섭파의 위상각

II - 1 - 3. 캐리어 옵셀

수신단의 기준 반송파 재생회로에서 재생되는 기준 반송파의 위상은 일반적으로 잡음 등의 영향으로 인하여 송신되는 기준 반송파의 위상과는 다르게 된다. 즉 송신기와 수신기의 동기가 어긋나게 되는데 이러한 캐리어 옵셀이 시스템의 검파특성을 크게 열화시킨다.

II - 1 - 4. 위상 지터

기준반송파 재생회로에 제 1 차 PLL 회로를 사용한다고 가정한다. 이때 PLL 출력의 위상에러 θ 에 대한 확률밀도함수 $p(\theta)$ 는 다음과 같은 Tikhonov 분포를 한다고 알려져 있다⁵⁾.

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi I_0(\rho)} \exp(\rho \cos \theta), \quad -\pi \leq \theta \leq \pi \quad (6)$$

단, $I_0(\rho)$: '0' 차 제 1 종 변형 벡셀 함수
 ρ : PLL의 신호 전력 대 잡음 전력비
 이를 그림으로 나타내면 그림 3 과 같다.

II - 1 - 5. 페이딩

본 논문에서는 HF대 (3 - 30MHz) 로 부터 SHF 대 (3 - 30GHz) 의 넓은 범위에 걸쳐 잘 적용되며 여러가지 조건하에서 대류권 페이딩에도 적용되는 나카가미 교수의 m-분포 페이딩을 고려한다⁶⁾. 페이딩을 받은 수신신호진폭 R의 확률밀도함수 $p(R)$ 은

$$p(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp\left(-\frac{mR^2}{\Omega}\right) \quad (7)$$

단, m ; 페이딩지수
 $\Omega/2$; 신호의 평균전력

페이딩 지수를 변수로 하는 m-분포 곡선은 그림 4 와 같다. 그림에서 $m=1$ 인 경우는 레일리 페이딩의 경우에 해당되며 $\frac{1}{2} \leq m < 1$ 인 경우는 페이딩이 매우 강한 상태를, $m \rightarrow \infty$ 일 경우는 페이딩이 없는 상태를 나타낸다.

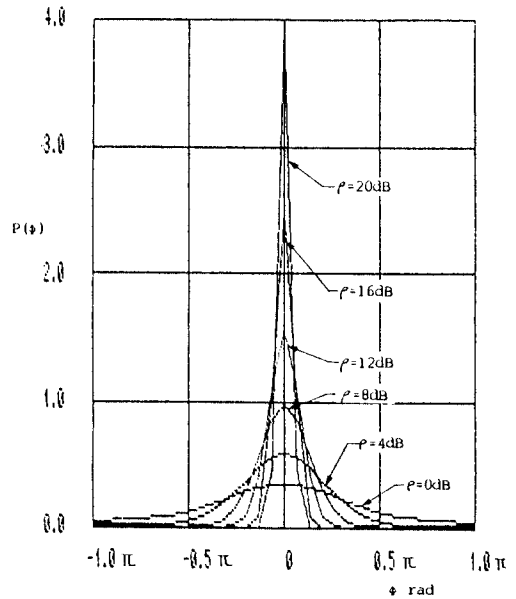


그림 3 Tikhonov 분포 곡선

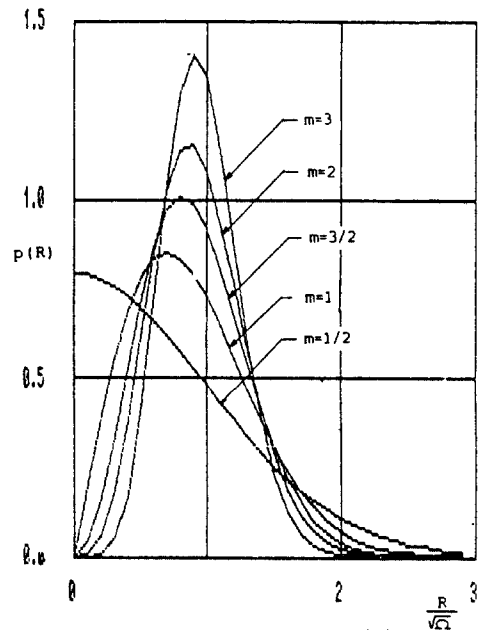


그림 4 m-분포 페이딩 곡선

Ⅲ. n차 QPRS시스템의 오율 특성

n차 QPRS시스템이 잡음(가우스성과 임펄스성), 간섭, 캐리어오프셋, 위상지터 및 페이딩 등의 제반 열화 요인에 의한 개별적 또는 복합적인 영향을 받을 경우에 대해 시스템의 오율 특성에 관한 오율식을 유도한 후 이 식을 이용하여 반송파 대 잡음전력비, 반송파 대 간섭파전력비, 위상에러, 임펄스지수, 가우스성 잡음전력 대 임펄스성 잡음 전력비, PLL의 신호대 잡음전력비, 페이딩 지수 등을 파라메타로 하여 각 경우의 시스템의 성능을 해석한다.

그림 5에 기존의 n차 QPRS시스템의 변·복조기를 나타낸다. 변조기에서 생성되는 QPRS

신호는 다음과 같이 표현된다.

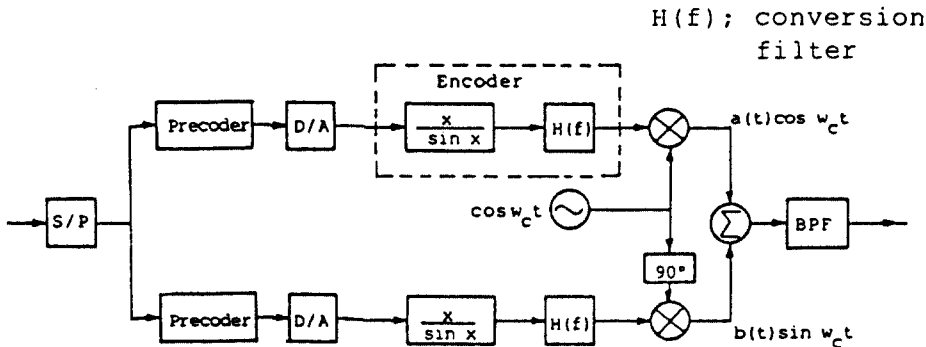
$$s_{QPRS}(t) = a(t) \cos \omega_c t - b(t) \sin \omega_c t \quad (8)$$

단, $a(t) \in 2x d_n, b(t) \in 2y d_n;$

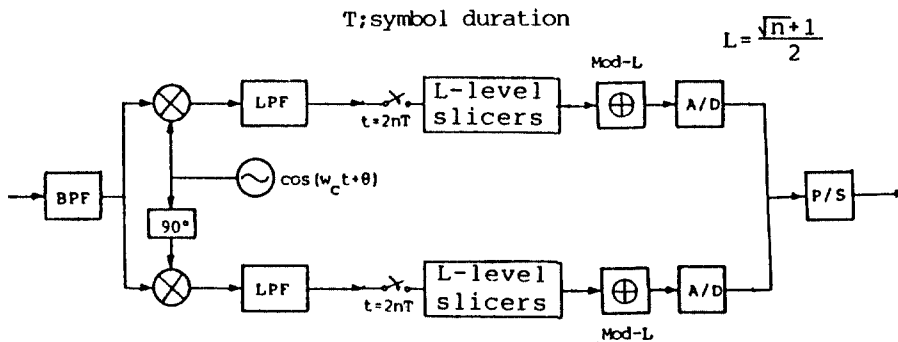
$$x=y=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \frac{\sqrt{n-1}}{2}$$

격자상의 부호배치를 갖는 n차 QPRS 신호는 신호 공간상에서 그림 6과 같이 나타내어진다. 그림에서 인접부호점간의 최소거리 d_n 은

$$d_n = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{n-1}} S \quad (9)$$



(a) 변조기 모델



(b) 복조기 모델

그림 5 n차 QPRS 시스템의 변·복조기

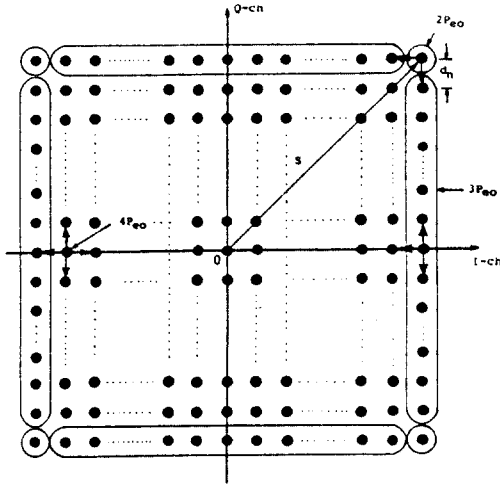


그림 6 n차 QPRS 신호의 신호공간상의 표현

또한 각 부호점의 발생확률을 고려한 n차 QPRS 시스템의 평균전력 P_{av} ⁽⁷⁾는

$$P_{av} = \frac{\sqrt{n+3}}{12(\sqrt{n-1})} S^2 \quad (10)$$

전송된 신호가 잡음과 간섭의 영향을 받을 경우 수신단의 입력신호 $z(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} z(t) &= s(t) + i(t) + n(t) \\ &= a(t)\cos\omega ct - b(t)\sin\omega ct + I\cos(\omega ct + \phi) \\ &\quad + N\cos(\omega ct + \xi) \end{aligned} \quad (11)$$

III - 1. 잡음에 의한 영향

QPRS 신호가 잡음의 영향을 받을 때의 합성 신호의 페이지저도를 그림 7에 나타낸다. 판정 레벨을 부호점간 거리의 반으로 잡으면 인접된 2개의 부호점 중 그 어느 한쪽으로의 부호오율 P_{e-o} 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{e-o} &= P_{rob} \left\{ N \cos \xi > \frac{d_n}{2} \right\} \\ &= P_{rob} \left\{ N \cos \xi < -\frac{d_n}{2} \right\} \end{aligned} \quad (12)$$

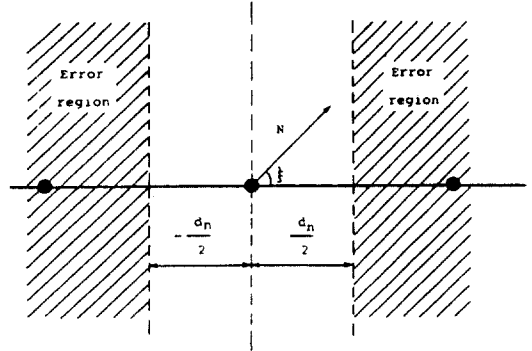


그림 7 잡음에 의한 합성 신호의 페이지저도

(1) 가우시안 잡음일 경우

$X = N \cos \xi$ 에 대한 확률밀도함수인 식(2)를 이용하면 동상채널에 관해서 P_{e-o} 는 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} P_{e-o} &= \int_{\frac{d_n}{2}}^{\infty} p(x) dx = \int_{\frac{d_n}{2}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_c^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_c^2}\right) dx \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d_n}{2\sqrt{2}\sigma_c}\right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\alpha_c}{(\sqrt{n+3})(\sqrt{n-1})}}\right) \end{aligned} \quad (13)$$

n차 QPRS 시스템에서는 그림 6에서와 같이 부호점의 위치에 따라 각 부호점의 에러방향과 발생확률이 다르므로 전체 부호점에 대한 평균 오율 P_{E-G} 는 다음 식과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} P_{E-G} &= \frac{4(\sqrt{n+3})(\sqrt{n-1})}{(\sqrt{n+1})^2} P_{e-o} \\ &= \frac{2(\sqrt{n+3})(\sqrt{n-1})}{(\sqrt{n+1})^2} \\ &\quad \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\alpha_c}{(\sqrt{n+3})(\sqrt{n-1})}}\right) \end{aligned} \quad (14)$$

여기서, $\alpha_c \left(= \frac{P_{av}}{\sigma_c^2} \right)$; 평균 반송파 전력 대 잡음 전력비 (CNR)

(2) 임펄스성 잡음일 경우

식(13)에서 $p_G(x)$ 대신에 $P_I(x)$ 를 대입하여 동일한 계산과정을 거치면

$$P_{eo} = \int_{\frac{d_n}{2}}^{\infty} p(x) dx = \int_{\frac{d_n}{2}}^{\infty} e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \frac{1}{\sqrt{2\pi W \sigma_j^2}} \cdot \exp\left(-\frac{x^2}{2W \sigma_j^2}\right) dx$$

$$= \frac{1}{2} e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\alpha_1}{(\sqrt{n}+3)(\sqrt{n}-1)\sigma_j^2}}\right) \quad (15)$$

단, $\alpha_1 = \left(\frac{P_{av}}{W}\right)$; 평균 반송파전력 대 잡음전력 비 (CNR)

또 전체 부호점에 대한 평균오율 P_{E-1} 는

$$P_{E-1} = \frac{2(\sqrt{n}+3)(\sqrt{n}-1)}{(\sqrt{n}+1)^2} e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\alpha_1}{(\sqrt{n}+3)(\sqrt{n}-1)\sigma_j^2}}\right) \quad (16)$$

$$\text{단, } \sigma_j^2 = \frac{j + \Gamma'}{1 + \Gamma'}$$

Γ' ; 가우스성 잡음전력 대 임펄스성 잡음 전력비

III-2. 잡음과 간섭에 의한 영향

그림 8은 잡음과 간섭의 영향을 받은 합성신호의 페이지도이다. 동상채널과 역상채널은 서로 독립이므로 우선 동상채널에 대한 한쪽의 인접 부호점으로서의 오율 P_{eo} 를 구하면,

$$P_{eo} = P_{rob} \left\{ N \cos \xi + I_a \cos \phi > \frac{d_n}{2} \right\}$$

$$= P_{rob} \left\{ N \cos \xi + I_a \cos \phi < -\frac{d_n}{2} \right\} \quad (17)$$

$$\text{단, } I_a = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{n}-1} I$$

(1) 가우스성 잡음일 경우

이 경우는 $p_G(x)$ 가 평균치가 $-I_a \cos \phi - \frac{d_n}{2}$ 인

가우스분포를 하게 되므로 식(2)로부터

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_G^2}} \exp\left\{-\frac{\left(x + I_a \cos \phi + \frac{d_n}{2}\right)^2}{2\sigma_G^2}\right\} \quad (18)$$

식(13)에서와 마찬가지로의 과정을 거치면 다음과 같은 ϕ 에 관한 조건부 오율식이 구해진다.

$$P_{eo|\phi} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{d_n}{2\sqrt{2}\sigma_G} + \frac{I_a \cos \phi}{\sqrt{2}\sigma_G}\right) \quad (19)$$

따라서 식(19)를 ϕ 에 관해서 평균을 취하면 한쪽의 인접 부호점으로서의 오율 P_{eo} 는

$$P_{eo} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\alpha_G}{(\sqrt{n}+3)(\sqrt{n}-1)}}\right) + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp\left\{-\frac{3\alpha_G}{(\sqrt{n}+3)(\sqrt{n}-1)}\right\} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k+1}\left(\sqrt{\frac{3\alpha_G}{(\sqrt{n}+3)(\sqrt{n}-1)}}\right) \left\{\sqrt{\frac{3\alpha_G}{(\sqrt{n}+3)(\sqrt{n}-1)}}\beta\right\}^{2k+1} \frac{1}{|(k+1)!|^2} \quad (20)$$

단, $\beta = \left(\frac{S^2}{I^2}\right)$; 반송파전력 대 간섭파전력비

$H_{2k+1}(\cdot)$; 에르미트 다항식

부호점에 따라서 인접부호점의 수가 다르므로 이를 고려하여 식(14)에서와 같이 모든 부호점에 대

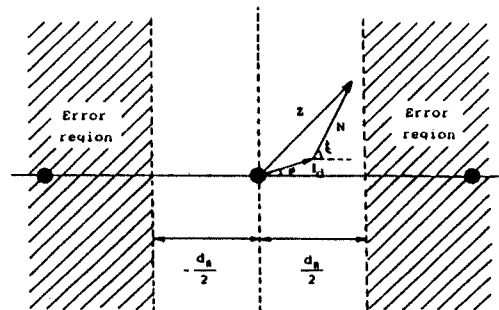


그림 8 잡음과 간섭에 대한 합성신호의 페이지도

해 평균을 취하면 오율식 P_{E1-G} 는 다음과 같이 된다.

$$P_{E1-G} = \frac{4(\sqrt{n+3})(\sqrt{n-1})}{(\sqrt{n+1})^2} P_{e0} \quad (21)$$

(2) 임펄스성 잡음일 경우

임펄스성 잡음과 동일채널 간섭파에 의한 오율식은 식(4)의 관계를 이용하여 곧바로 식(20)과 식(21)에 대응하는 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$P_{E1-I} = \frac{4(\sqrt{n+3})(\sqrt{n-1})}{(\sqrt{n+1})^2} e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3\alpha_1}{(\sqrt{n+3})(\sqrt{n-1})\sigma_j^2}} \right) + \frac{1}{\sqrt{\pi}} \exp \left\{ -\frac{3\alpha_1}{(\sqrt{n+3})(\sqrt{n-1})\sigma_j^2} \right\} \cdot \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k+1} \left(\sqrt{\frac{3\alpha_1}{(\sqrt{n+3})(\sqrt{n-1})\sigma_j^2}} \right) \cdot \left\{ \sqrt{\frac{3\alpha_1}{(\sqrt{n+3})(\sqrt{n-1})\sigma_j^2}} \right\}^{2(k+1)} \frac{1}{\{(k+1)!\}^2} \right\} \quad (22)$$

III - 3. 잡음과 간섭하에서 캐리어 음셀에 의한 영향

그림 9에 캐리어 음셀에 의한 9QPRS 신호의 신호점 배치를 나타낸다. 그림에서 θ 가 위상여러이다. 따라서 수신신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 표현된다⁸⁾.

$$r(t) = RS_t + n(t) + i(t) \quad (23)$$

$$R = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (24)$$

윗 식에서 R 은 벡터의 회전이동을 나타내는 행렬이다.

각 송신신호 S_i 에 대응하는 수신신호 $r(t)$ 의 동상 및 역상성분은 각각

$$r_1 = RS_{i1} + N \cos \xi + I_d \cos \phi \quad (25-a)$$

$$r_2 = RS_{i2} + N \sin \xi + I_d \sin \phi \quad (25-b)$$

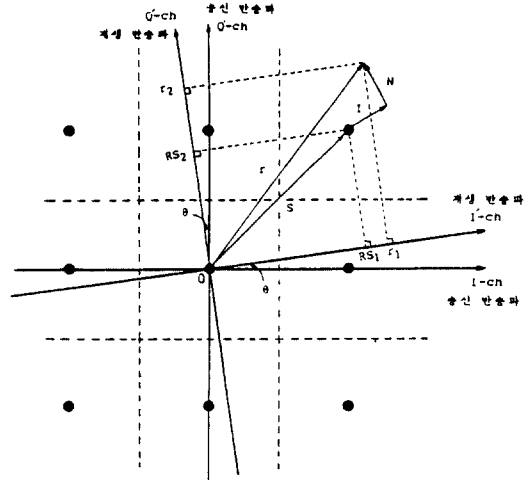


그림 9 캐리어 음셀에 의한 9QPRS 신호의 신호점 배치

(1) 가우시성 잡음일 경우

식(25)에서 $x = N \cos \xi = r_1 - RS_{i1} - I_d \cos \phi$, $y = N \sin \xi = r_2 - RS_{i2} - I_d \sin \phi$ 이므로 식(2)에 이를 각각 대입하여 III - 2. (1)에서와 마찬가지로의 과정을 거치면 9QPRS 신호의 ϕ 에 관한 조건부 오율식은

$$P_{E1-G} | \phi = 1 - \sum_{i=1}^9 P_i \int_{S_i} p_n(r - RS_i - i(t)) dr$$

$$= 1 - \sum_{i=1}^9 P_i \int p_{n1}(r_1 - RS_{i1} - I_d \cos \phi) dr_1$$

$$\int p_{n2}(r_2 - RS_{i2} - I_d \sin \phi) dr_2$$

$$= \frac{1}{4} \left\{ \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{d}{2} - I_d \cos \phi}{\sqrt{2} \sigma_G} \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{\frac{d}{2} - I_d \sin \phi}{\sqrt{2} \sigma_G} \right) \right\}$$

$$+ \frac{1}{4} \left\{ \operatorname{erfc} \left(\frac{(\frac{1}{2} + \sin \theta) d - I_d \cos \phi}{\sqrt{2} \sigma_G} \right) \right.$$

$$\left. + \operatorname{erfc} \left(\frac{(\frac{1}{2} - \sin \theta) d - I_d \sin \phi}{\sqrt{2} \sigma_G} \right) \right\}$$

$$+ \frac{1}{8} \left\{ \operatorname{erfc} \left(\frac{(\cos \theta - \frac{1}{2}) d + I_d \sin \phi}{\sqrt{2} \sigma_G} \right) \right.$$

$$\left. + \operatorname{erfc} \left(\frac{(\cos \theta - \frac{1}{2}) d + I_d \cos \phi}{\sqrt{2} \sigma_G} \right) \right\}$$

$$\begin{aligned}
 & + \operatorname{erfc} \left(\frac{(\cos \theta - \sin \theta - \frac{1}{2})d + I_a \cos \phi}{\sqrt{2} \sigma_G} \right) \\
 & + \operatorname{erfc} \left(\frac{(\cos \theta + \sin \theta - \frac{1}{2})d + I_a \sin \phi}{\sqrt{2} \sigma_G} \right) \} \quad (26)
 \end{aligned}$$

윗 식을 ϕ 에 관해 평균을 취하면 최소 부호점 간의 오율식 P_{EC-G} 는 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned}
 P_{EC-G} = & \frac{1}{8} \left\{ 4 \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} \right) + 2 \operatorname{erfc} \left(-\frac{\sqrt{a_G}}{2} (1+2 \sin \theta) \right) \right. \\
 & + 2 \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (1-2 \sin \theta) \right) + 2 \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (2 \cos \theta \right. \\
 & \left. - 1) \right) + \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (2 \cos \theta - 2 \sin \theta - 1) \right) \\
 & \left. + \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (2 \cos \theta + 2 \sin \theta - 1) \right) \right\} \\
 & + \frac{1}{8} \left\{ \frac{8}{\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{a_G}{4} \right) \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k+1} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} \right) \left(\frac{a_G}{4\beta} \right)^{k+1} \right. \\
 & \cdot \frac{1}{\{(k+1)!\}^2} + \frac{4}{\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{a_G}{4} (1+2 \sin \theta)^2 \right) \cdot \\
 & \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k+1} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (1+2 \sin \theta) \right) \left(\frac{a_G}{4\beta} \right)^{k+1} \frac{1}{\{(k+1)!\}^2} \\
 & + \frac{4}{\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{a_G}{4} (1-2 \sin \theta)^2 \right) \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k+1} \\
 & \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (1-2 \sin \theta) \right) \left(\frac{a_G}{4\beta} \right)^{k+1} \frac{1}{\{(k+1)!\}^2} \\
 & + \frac{4}{\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{a_G}{4} (2 \cos \theta - 1)^2 \right) \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k+1} \\
 & \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (2 \cos \theta - 1) \right) \left(\frac{a_G}{4\beta} \right)^{k+1} \frac{1}{\{(k+1)!\}^2} \\
 & + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \left(-\frac{a_G}{4} (2 \cos \theta - 2 \sin \theta - 1)^2 \right) \\
 & \left. \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k+1} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (2 \cos \theta - 2 \sin \theta - 1) \right) \right\}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \left(\frac{a_G}{4\beta} \right)^{k+1} \frac{1}{\{(k+1)!\}^2} + \frac{2}{\sqrt{\pi}} \exp \cdot \\
 & \left(-\frac{a_G}{4} (2 \cos \theta + 2 \sin \theta - 1)^2 \right) \sum_{k=0}^{\infty} H_{2k+1} \\
 & \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (2 \cos \theta + 2 \sin \theta - 1) \right) \\
 & \left. \left(\frac{a_G}{4\beta} \right)^{k+1} \frac{1}{\{(k+1)!\}^2} \right\} \quad (27)
 \end{aligned}$$

(2) 임펄스성 잡음일 경우

임펄스성 잡음과 동일채널 간섭하에서 캐리어 율에 의한 평균부호오율 P_{EC-I} 는 식(27)로 부터 식(4)의 관계를 이용하면 곧바로 다음과 같이 구해진다.

$$P_{EC-I}(\cdot) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} P_{EC-G}(\cdot) \quad (28)$$

단, $a_G \leftrightarrow a_1 / \sigma^2$

49QPRS나 225QPRS의 경우에도 본 절에서와 같은 방법으로 구할 수 있다.

III-4. 잡음하에서 위상 지터에 의한 영향

n 차 QPRS 시스템의 동기 검파에 있어서 위상 지터에 의한 오율식은 위상어러 θ 에 대한 조건부 오율식을 θ 에 관해 평균을 취하면 유도된다.

(1) 가우스성 잡음일 경우

가우스성 잡음하에서 위상 지터에 의한 9QPRS 신호의 조건부 오율식 P_{EJ-G} 는 식(27)의 첫번째 []내의 식에 해당되는데 이는 다음과 같이 θ 에 관한 조건부 오율식을 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 P_{EJ-G} | \theta = & \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} \right) + \frac{1}{4} \left\{ \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} \right) \right. \\
 & \left. (1+2 \sin \theta) \right\} + \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (1-2 \sin \theta) \right) \\
 & + \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (2 \cos \theta - 1) \right) \left\} + \frac{1}{8} \right. \\
 & \left. \left\{ \operatorname{erfc} \left(\frac{\sqrt{a_G}}{2} (2 \cos \theta - 2 \sin \theta - 1) \right) \right. \right.
 \end{aligned}$$

$$+ \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{a_c}}{2}(2 \cos \theta + 2 \sin \theta - 1)\right) \} \quad (29)$$

위상지터 θ 의 확률밀도함수 $p(\theta)$ 로서 식(7)의 Tikhonov 분포식을 도입하여 θ 에 대해서 평균을 취하면 다음과 같이 위상지터에 의한 오류식 P_{EJ-G} 가 얻어진다.

$$P_{EJ-G} = \int_{-x}^x P_{EJ-G|\theta} p(\theta) d\theta$$

$$= \frac{1}{16\pi I_0(\rho)} \int_{-x}^x \left[2 \left\{ \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{a_c}}{2}(1 + 2 \sin \theta)\right) \right. \right.$$

$$+ \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{a_c}}{2}(1 - 2 \sin \theta)\right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{a_c}}{2}(2 \cos \theta - 1)\right) \left. \right\}$$

$$+ \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{a_c}}{2}(2 \cos \theta - 2 \sin \theta - 1)\right) +$$

$$\left. \left. \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{a_c}}{2}(2 \cos \theta + 2 \sin \theta - 1)\right) \right\} \right]$$

$$\exp(\rho \cos \theta) d\theta + \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{a_c}}{2}\right) \quad (30)$$

(2) 임펄스성 잡음일 경우

임펄스성 잡음하에서 위상지터에 의한 9 QPRS 신호의 부호 오류식은 식(28)에서와 마찬가지로의 관계를 이용하면 식(30)으로부터 다음과 같이 구해진다.

$$P_{EJ-I} = e^{-\lambda} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\lambda^j}{j!} \left[\frac{1}{16\pi I_0(\rho)} \int_{-x}^x \right.$$

$$\left. \left\{ 2 \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{a_1}{4\sigma_j^2}}(1 + 2 \sin \theta)\right) \right. \right.$$

$$+ 2 \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{a_1}{4\sigma_j^2}}(1 - 2 \sin \theta)\right) \left. \right\}$$

$$+ 2 \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{a_1}{4\sigma_j^2}}(2 \cos \theta - 1)\right) \left. \right\}$$

$$+ \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{a_1}{4\sigma_j^2}}(2 \cos \theta - 2 \sin \theta - 1)\right) \left. \right]$$

$$+ \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{a_1}{4\sigma_j^2}}(2 \cos \theta + 2 \sin \theta - 1)\right) \left. \right\} \cdot$$

$$\exp(\rho \cos \theta) d\theta + \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{a_1}{4\sigma_j^2}}\right) \quad (31)$$

III. 5 페이딩에 의한 영향

신호가 페이딩을 받게되면 신호크기의 변동 폭이 각 부호점에 따라 달라지게 되는데 이를 그림10에 나타낸다. 그림에서 페이딩을 받은 n

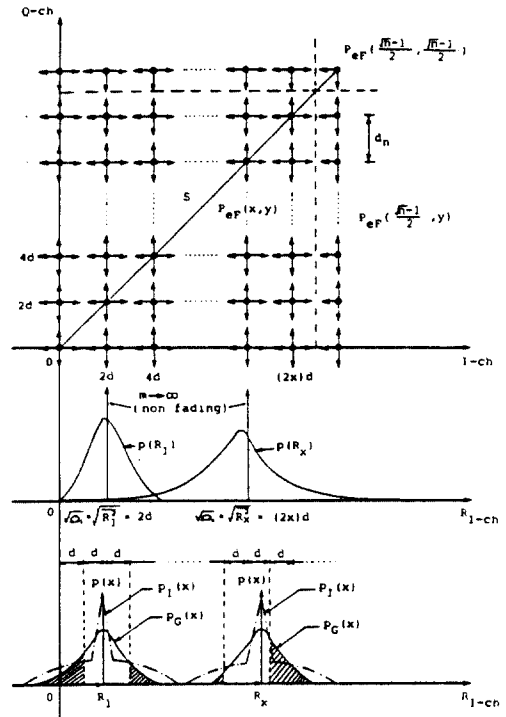


그림10 잡음과 페이딩에 의한 n차 QPRS 신호표시

차 QPRS 신호의 각 부호점의 부호오류식을 P_{er}

$\left[x = 1, 2, \dots, \frac{\sqrt{n}-1}{2}, y = 1, 2, \dots, \frac{\sqrt{n}-1}{2}\right]$ 로 나타내기로 한다. 동상축과 역상축이 서로 독립이고 위상지터가 없다고 가정하면 임의의 한 부호

점의 오류율은 다음과 같이 나눌 수 있다.

$$P_{ef}(x, y) = P_{ef}(x) + P_{ef}(y) \quad (32)$$

윗식에서 $P_{ef}(x)$ 와 $P_{ef}(y)$ 는 동일한 형태를 취하게 된다. 단 x 와 y 는 각각 동상축과 역상축에서의 부호점의 위치를 나타낸다. 그림10에서 x 번째 부호점에 해당하는 신호진폭은 페이딩이 없을 때는 $2xd$ 이나 페이딩을 받았을 때는 R_x 로 변화한다. 페이딩을 받은, 각 부호점에 해당하는 수신신호의 평균진폭을 $\sqrt{2\Omega_x}$ 로 나타내기로 한다.

본 논문에서는 x 번째 부호점에 대한 $\sqrt{2\Omega_x}$ 의 값이 페이딩이 없을 때의 x 번째 부호점의 신호진폭 $2xd$ 와 같을 경우에 대해 페이딩의 영향을 고찰한다.

그림11은 진폭이 $2d$ 인 첫번째 부호점($x=1$)에 대한 m -분포 곡선이다.

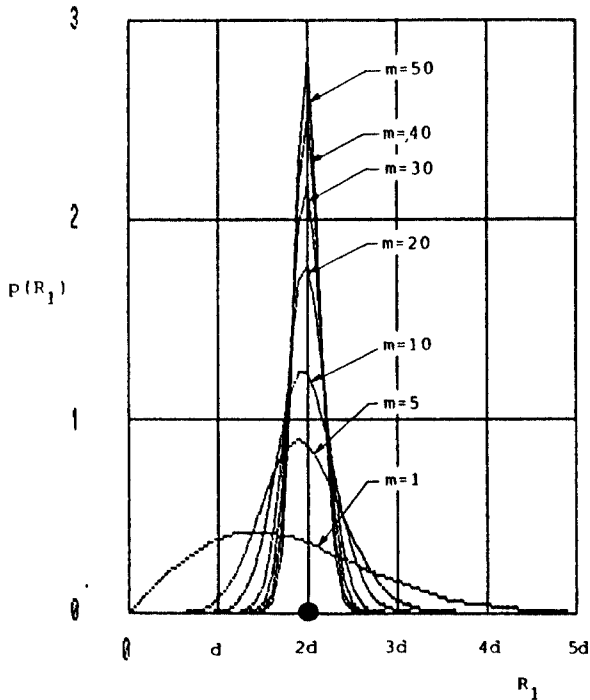


그림11 $x = 1$ 인 신호점에 대한 m -분포곡선

(1) 가우스성 잡음일 경우

각 부호점이 가우스성 잡음의 영향을 받을 경우 동상축의 원점과 최외각점을 제외한 부호점

($x = 1, 2, \dots, \frac{\sqrt{n-1}}{2} - 1$)에 대한 부호오율을 $P_{ef-g}(x)$ 라고 하면, 판정레벨이 부호점 $2xd$ 를 중심으로 각각 좌우로 d 만큼 되는 곳에 설정되고 수신신호의 진폭은 m -분포에 따르므로 $P_{ef-g}(x)$ 는 식(7)과 식(13)으로부터 다음과 같이 된다.

$$P_{ef-g}(x) = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{|R_x - (2x-1)d|}{\sqrt{2}\sigma_G}\right) \frac{2m^m R_x^{2m-1}}{\Gamma(m)(2xd)^{2m}} \exp\left(-\frac{mR_x^2}{(2xd)^2}\right) dR_x + \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{|(2x+1)d - R_x|}{\sqrt{2}\sigma_G}\right) \frac{2m^m R_x^{2m-1}}{\Gamma(m)(2xd)^{2m}} \exp\left(-\frac{mR_x^2}{(2xd)^2}\right) dR_x \quad (33)$$

윗식에서 erfc 함수내에 절댓값을 취한 이유는 다음과 같다. $\operatorname{erfc}(\cdot)$ 는 ()속의 값이 음수나 양수의 그 어느값을 가질 수 있으나 본 해석에서의 오류율 $P_{ef-g}(x)$ 는 페이딩을 받은 신호가 x 번째 부호점 좌우에 설정된 기준의 판정레벨을 넘어갈 확률(가우스 pdf의 tail 면적)에 해당된다.

동상축상의 최외각 부호점($x = \frac{\sqrt{n-1}}{2}$)은 인접 부호점이 존재하는 안쪽으로만 에러가 발생하므로 오류율 $P_{ef-g}\left(\frac{\sqrt{n-1}}{2}\right)$ 은 다음과 같다.

$$P_{ef-g}\left(\frac{\sqrt{n-1}}{2}\right) = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{R - \frac{\sqrt{n-1}}{2} - (\sqrt{n-2})d}{2\sigma_G}\right) \frac{2m^m R^{\frac{\sqrt{n-1}}{2} - 1}}{\Gamma(m)\left\{\frac{\sqrt{n-1}}{2}\right\}^{2m}} \cdot \exp\left(-\frac{mR^2}{\left\{\frac{\sqrt{n-1}}{2}\right\}^2}\right) dR \quad (34)$$

역상축상의 부호점에 대한 오류식도 식(33)과 식(34)와 같다. 또한 페이딩을 받지 않는, 원점에 위치한 부호점의 양쪽 인접점으로서의 부호 오류 $P_{e-g}(0)$ 은 식(13)에서 구한 P_{e0} 의 2 배에 해당되므로

$$P_{e-g}(0) = \operatorname{erfc}\left(\frac{d}{\sqrt{2}\sigma_c}\right), \quad d = \frac{dn}{2} \quad (35)$$

따라서 각 부호점의 발생확률을 고려하여 평균을 취한, 전체부호점에 대한 평균 오류식 P_{EF-G} 는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} P_{EF-G} &= 4 \sum_{x=1}^{\frac{\sqrt{n}-1}{2}-1} \sum_{y=1}^{\frac{\sqrt{n}-1}{2}-1} P_{rob}(x, y) P_{eF-G}(x, y) \\ &\quad (x \neq y) \\ &+ 4 \sum_{x=1}^{\frac{\sqrt{n}-1}{2}-1} \sum_{y=1}^{\frac{\sqrt{n}-1}{2}} P_{rob}(x, y) P_{eF-G}(x, y) \\ &\quad (x=y) \\ &+ 4 \sum_{x=1}^{\frac{\sqrt{n}-1}{2}} P_{rob}\left(x, \frac{\sqrt{n}-1}{2}\right) P_{eF-G} \\ &\quad \left(x, \frac{\sqrt{n}-1}{2}\right) + 4 \sum_{y=1}^{\frac{\sqrt{n}-1}{2}} P_{rob}\left(\frac{\sqrt{n}-1}{2}, y\right) \\ &\quad P_{eF-G}\left(\frac{\sqrt{n}-1}{2}, y\right) + 4 P_{rob}\left(\frac{\sqrt{n}-1}{2}, \frac{\sqrt{n}-1}{2}\right) \\ &\quad P_{eF-G}\left(\frac{\sqrt{n}-1}{2}, \frac{\sqrt{n}-1}{2}\right) + 2 \sum_{x=1}^{\frac{\sqrt{n}-1}{2}} \\ &\quad P_{rob}(x, 0) P_{eF-G}(x, 0) + 2 \sum_{y=1}^{\frac{\sqrt{n}-1}{2}} \\ &\quad P_{rob}(0, y) P_{eF-G}(0, y) + 2 P_{rob}\left(\frac{\sqrt{n}-1}{2}, 0\right) \\ &\quad P_{eF-G}\left(\frac{\sqrt{n}-1}{2}, 0\right) + 2 P_{rob}\left(0, \frac{\sqrt{n}-1}{2}\right) \\ &\quad P_{eF-G}\left(0, \frac{\sqrt{n}-1}{2}\right) + P_{rob}(0, 0) P_{e-g}(0, 0) \end{aligned} \quad (36)$$

(2) 임펄스성 잡음일 경우

임펄스성 잡음의 영향을 받을 경우의 오류식 P_{EF-I} 는 식(28)에서와 마찬가지로 식(36)으로부터 곧바로 다음과 같이 구해진다.

$$P_{EF-I}(\cdot) = e^{-A} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{A^j}{j!} P_{EF-G}(\cdot) \quad (37)$$

단, $\sigma_c^2 \leftrightarrow W\sigma_i^2$

IV. 수치계산 및 검토

잡음, 간섭, 페이딩, 캐리어 오프셋과 위상 지터 등 제반 시스템 성능 열화 요인에 의해 영향을 받는 다차 QPRS 신호의 성능을 앞 장에서 유도한 오류식을 이용하여 계산하였다. 수치계산에 있어서는 반송파 대 잡음전력비(CNR), 반송파 대 간섭파전력비(CIR), 위상에러(θ), 임펄스 지수(A), 가우스성 잡음전력 대 임펄스성 잡음 전력비(Γ'), PLL회로의 평균 신호 전력 대 잡음전력비(SNR) 및 페이딩 지수(m)를 함수로 하였으며 그 결과를 그림 12~21에 나타내었다.

잡음이 n차 QPRS 시스템에 미치는 영향을 그림 12~15에 보였다. 그림에서 변수 A와 Γ' 의 여러가지 값은 서로 다른 잡음 환경을 나타낸다. 시스템에 미치는 전체 잡음 전력의 크기가 일정하다고 하면 전체 잡음 전력 중에서 임펄스성 잡음 성분이 많이 차지 할수록 또 임펄스의 발생빈도가 적으면 적을수록 임펄스성이 강한 잡음이라고 할 수 있다. 즉, 그래프 상에서 A와 Γ' 값이 작으면 작을수록 임펄스성이 강한 잡음이 되고, A와 Γ' 값이 크면 클수록 가우스성 잡음에 접근한다. 그림13에서 A=1, $\Gamma'=100$ 인 경우의 오류 특성은 그림12의 가우스성 잡음에 의한 오류 특성과 거의 같아 진다는 것을 확인할 수 있다. 임펄스 지수 A 값을 일정하게 하고, Γ' 값을 변화시켰을 때의 9, 49, 225 QPRS 신호의 오류 특성을 그림14에 나타냈다. Γ' 값을 일정한 값으로 고정시키고 A 값을 변화

시켰을 경우의 9 QPRS 신호의 오율 특성 변화를 그림15에 나타냈다. 이 그림들로부터 낮은 CNR에서는 주로 가우스성 잡음에 의해 에러가 발생되며, 높은 CNR에서는 주로 임펄스성 잡음에 의해 에러가 발생됨을 알 수 있다.

그림16은 가우스성 잡음과 동일 채널 간섭에 의한 9, 49, 225 QPRS 시스템의 오율 특성을 나타낸 것으로서 레벨수가 증가할수록 CIR의 증가에 따른 오율 특성의 개선을 얻을 수 없음을 알 수 있다.

가우스성 잡음과 간섭하에서 9 QPRS 신호에 대한 캐리어 오프셋에 의한 영향을 그림 17에 보였고 그림18에는 가우스성 잡음과 임펄스성 잡음하에서 캐리어 오프셋에 의한 오율 특성을 비교하여 나타내었다.

그림18로부터 14dB 이하의 CNR에서는 가우스성 잡음이 임펄스성 잡음보다 시스템을 더 열화시킨다는 것을 알 수 있다.

잡음의 영향하에서 위상지터에 의한 9 QPRS 신호의 오율 특성을 그림19에 나타내었다. 잡음의 영향하에서 10^{-4} 의 오율이 요구될 때 PLL 회로의 SNR 값이 0 dB에서 12dB, 18dB로 변화하는데 따라서 CNR면에서 가우스성 잡음하에서는 각각 1.6dB, 6.9dB, 임펄스성 잡음하에서는 각각 6.7dB, 11.6dB 정도 성능이 개선될 수 있음을 알 수 있다.

페이딩 영향하에서 잡음에 의한 9 QPRS 신호의 오율 특성을 그림20에 나타냈다. 페이딩이 강할 경우($m=1$ 인 경우로서 레일리 페이딩에 해당)에는 임펄스성 잡음보다는 가우스성 잡음이 시스템의 성능을 더 열화시킴을 알 수 있다. 그러나 페이딩의 세기가 점차 약해짐에 따라 서 즉, m 값이 커짐에 따라서 CNR 값이 증가하면 가우스성 잡음에 의한 영향은 크게 줄어들지만 임펄스성 잡음에 의한 오율은 크게 개선되지 않는다. 따라서 임펄스성 잡음이 디지털 통신 제에 영향을 미친다는 것을 알 수 있다.

그림21에 가우스성 잡음과 임펄스성 잡음의 영향하에서 9 QPRS 시스템의 오율 특성을 다른 디지털 통신 시스템들의 오율 특성과 비교하여 나타내었다.

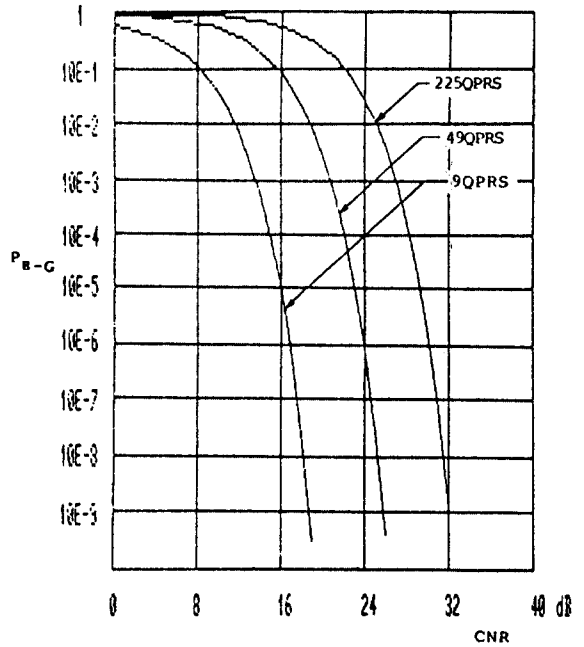


그림12 가우스성 잡음의 영향을 받은 9, 49, 225 QPRS 신호의 오율 특성

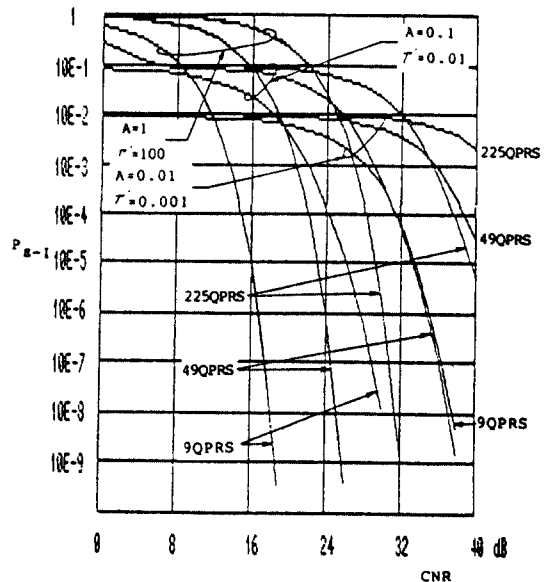


그림13 임펄스성 잡음의 영향을 받은 9, 49, 225QPRS 신호의 오율 특성

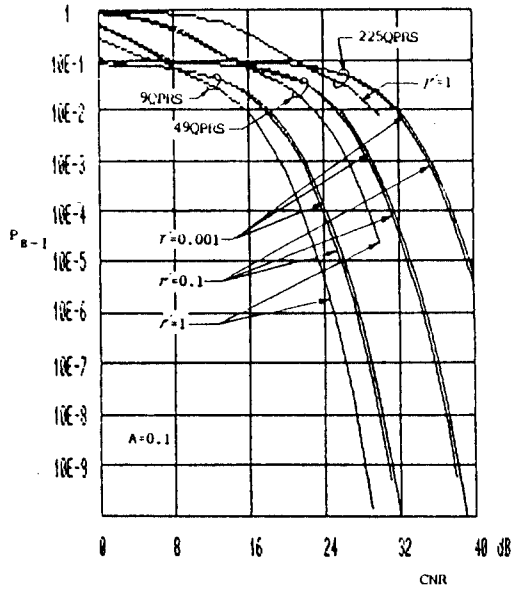


그림14 Γ' 의 변화에 따른 9, 49, 225 QPRS 신호의 오류 특성(A=0.1)

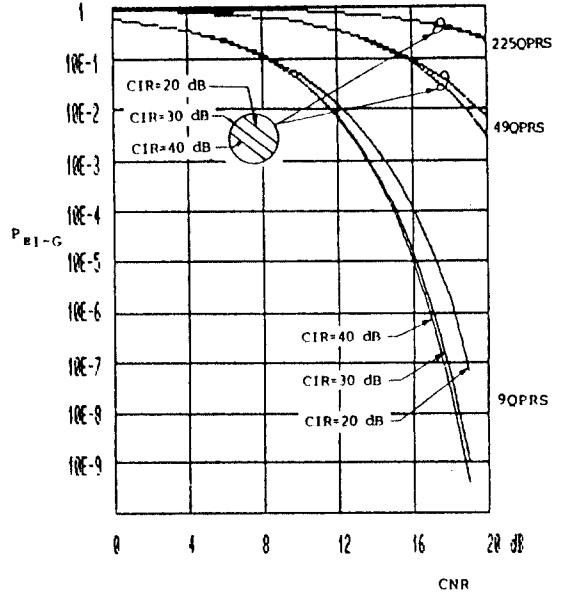


그림16 가우스성 잡음과 간섭의 영향을 받은 9, 49, 225 QPRS 신호의 오류 특성

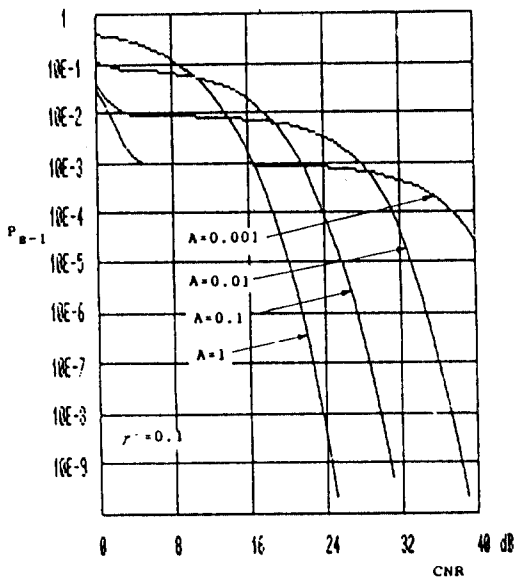


그림15 임펄스 지수A의 변화에 따른 9 QPRS 신호의 오류 특성($\Gamma' = 0.1$)

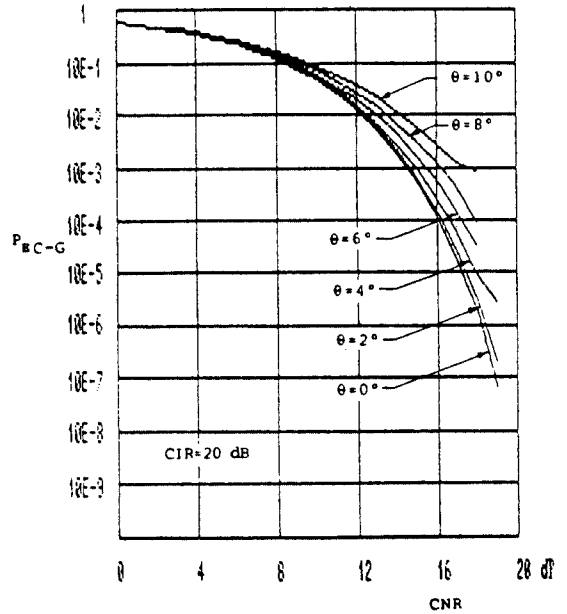


그림17 가우스성 잡음과 간섭의 영향하에서 위상에러의 변화에 따른 9 QPRS 신호의 오류 특성(CIR=20dB)

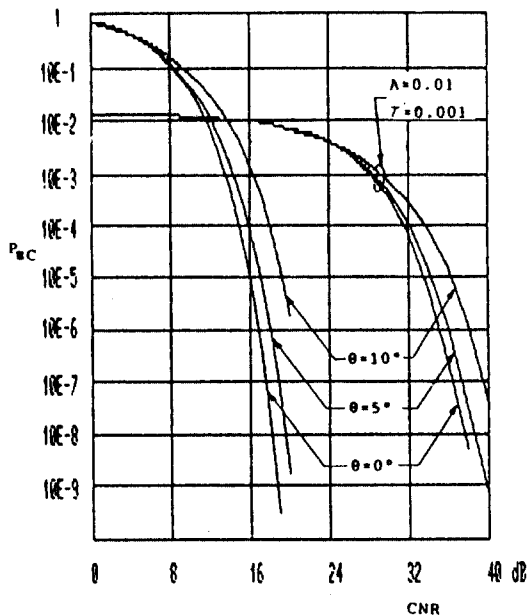


그림18 가우스성 잡음과 임펄스성 잡음의 영향하에서 캐리어 음선에 의한 9QPRS 신호의 오류 특성 비교

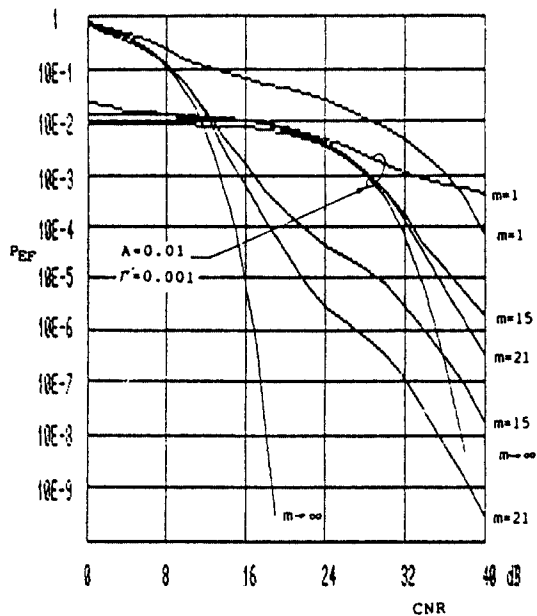


그림20 페이딩의 영향하에서 잡음에 의한 9QPRS의 신호의 오류 특성

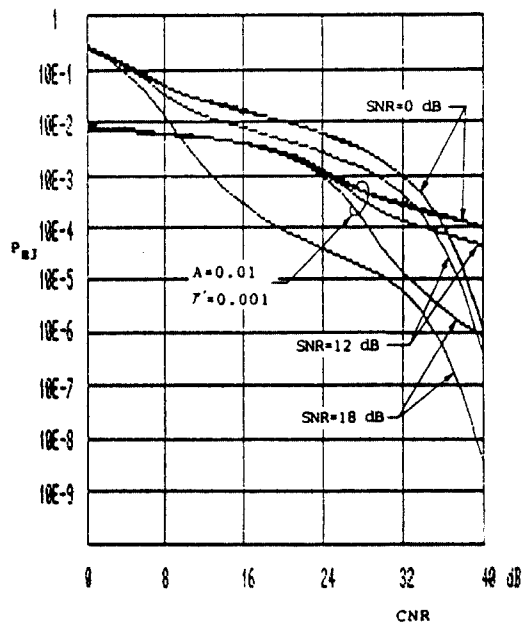
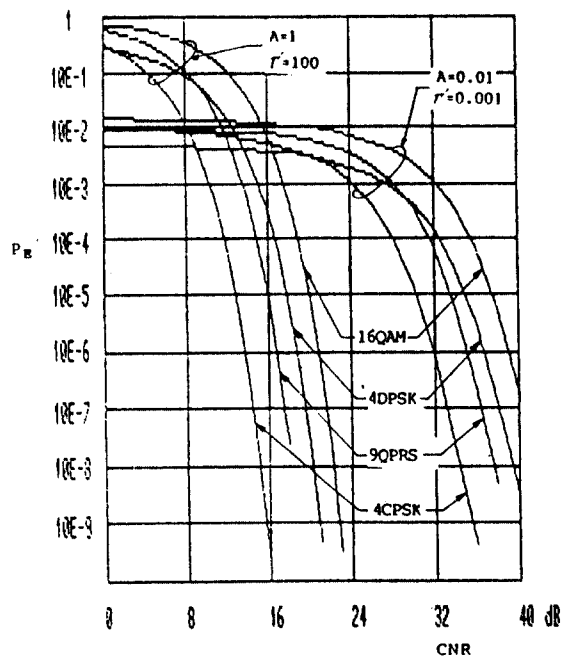
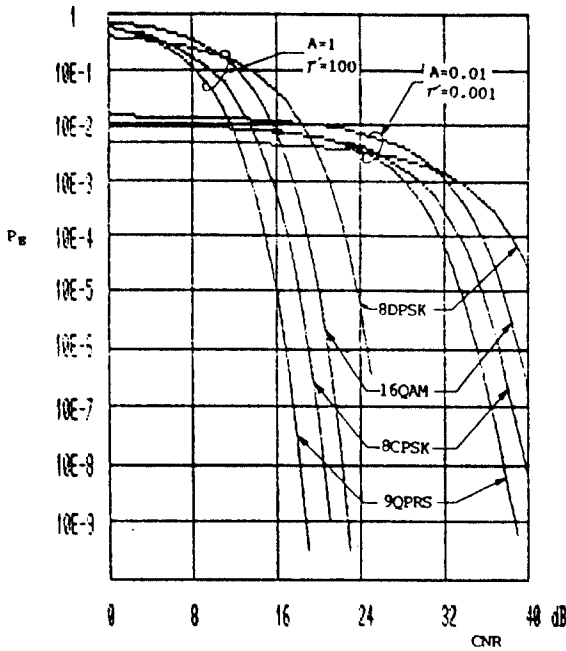


그림19 잡음의 영향하에서 위상저터에 의한 9QPRS 신호의 오류 특성



(a)



(b)

그림21 잡음의 영향하에서 제반 통신방식의 오류 특성비교

V. 결 론

본 논문에서는 다차 직교 PRS 시스템의 성능을 오류의 관점에서 해석했다. 시스템의 성능 열화 요인들로서 잡음과 간섭, 페이딩, 캐리어 음색, 위상지터등을 고려하여 이들의 통계적 특성을 살펴보고, 이러한 열화 요인들이 개별적으로 또는 복합적으로 다차 직교 PRS 시스템에 영향을 미치는 경우에 대한 오류식을 유도하였다.

유도한 오류식을 컴퓨터로 수치 계산하여 그 결과를 그래프로 나타내고 분석한 결과 다음과 같은 점을 알 수 있었다.

(1) 디지털 통신 시스템에서는 일반적으로 임펄스성이 강한 잡음이 시스템의 성능을 좌우하지만, 낮은 CNR 범위에서는 주로 가우스성 잡음에 의해 에러가 발생한다.

(2) 49 QPRS 이상에서는 CNR을 증가시켜도 CIR의 증가에 따른 성능의 개선을 기대할 수

없다.

(3) 레일리 페이딩과 같이 페이딩의 세기가 강한 환경에서는 주로 가우스성 잡음에 의해 에러가 발생하나 페이딩의 세기가 점차로 약해지면 CNR이 낮은 범위에서는 가우스성 잡음이, CNR이 높은 범위에서는 임펄스성 잡음이 주로 영향을 미친다.

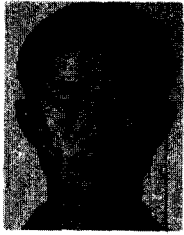
(4) CNR 8 dB 이상에서 제반 통신방식의 오류 특성을 비교하여 우수한 것부터 나열하면 4 CPSK, 9 QPRS, 4 DPSK, 8 CPSK, 16QAM, 8 DPSK 순이다.

감사의 말씀

이 논문은 1987년도 문교부 자유공모과제 학술연구조성비에 의하여 연구되었습니다. 연구비를 지원하여 주신 한국학술진흥재단에 깊은 감사를 드리는 바입니다.

參 考 文 獻

1. P. Kabal, "Partial response signalings," IEEE Trans. on Com., vol. COM-23, pp.921-934, Sept. 1975.
2. A. Lender, "Correlative level coding for binary data transmission," IEEE Spectrum, vol. 3, pp. 104-115, Feb. 1966.
3. K. Feher, *Digital communication: Microwave applications*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, ch. 7, 1981.
4. D. Middleton, "Statistical models of electromagnetic interference," IEEE Trans. Electromag. Compat., vol. EMC-19, no. 3, pp.106-127, Aug. 1977.
5. A.J. Viterbi, *Principle of coherent communication*, New York: McGraw-Hill, pp.76-120, 1966.
6. 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.
7. 조성준, "n-ary QPRS 신호의 평균전력계산", 한국항공 대학 통신정보공학과 통신방식연구실 연구자료.
8. G.J. Sundal, "Error rate of QPRS evaluated in amplitude phase space," IEEE Trans. on Com., vol. COM-27, pp.1802-1805, Dec. 1979.



李光烈(Gwang Ryel LEE) 正會員
1958年 5月22日生
1978年 3月~1982年 2月: 韓國航空大學
通信工學科卒業(工學士)
1982年 6月~1985年 12月: 陸軍通信將校
1986年 3月~1988年 2月: 韓國航空大學
大學院 電子工學科 卒業(工學
碩士)
1987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
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 電子工學科 卒業(工學 碩
士)
1988年 3月~現在: 韓國航空大學 電子
工學科 助教



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
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: 韓國航空大學通信工學科 教授

本學會常任理事, 學會誌編輯委員長을 역
임, 現在 理事, 本學會의 功勞賞(1983. 4)
과 學術賞(1984. 2)을 受賞.