

論文93-30A-9-2

# 주파수 선택성 레일리 페이딩 채널환경에서 수신 오차위상에 의한 오류 특성 변화

## (Error Rate Performance Variation by the Reception Phase Error in a Frequency-Selective Rayleigh Fading Channel Environment)

金容鷗\*, 琴洪植\*, 柳興均\*

(Yong Ro Kim, Hong Sik Keum and Heung gyoon Ryu)

### 要約

무선으로 고속 통신을 하고자 하는 이동통신 서비스에 있어서 시스템 성능은 주파수 선택성 페이딩 왜곡에 의해 크게 제한받는다. 본 논문에서는 부가성 백색 잡음(AWGN)과 동 채널 간의 간섭(CCI)에 의한 주파수 선택성 고속 Rayleigh fading 채널로 모델링하여,  $\pi/4$ -DQPSK 모델의 성능을 분석하였다. 수치 결과는  $\pi/4$ -DQPSK 시스템의 전송 속도는 24 KBaud, 반송파 주파수는 800 MHz, 그리고 C/I가 20 dB 이하의 동작하에서 이동속도가 100Km/h 이내일 때 CCI에 의해 지배를 받는다. 동기위상차가  $1/12 \pi$  이내일 때의 성능이 열화는 적으나 그이상의 검파동기 위상차가 발생하였을 때 매우 열화됨을 알 수 있다.

### Abstract

It is well-known that system performance in the high speed digital radio communication system is usually deteriorated due to the frequency selective fading distortion. In this paper, bit error rate(BER) performance by the reception phase error in cellular mobile communication systems is derived and analyzed. The system is modeled as a frequency selective fast Rayleigh fading channel corrupted by additive white gaussian noise(AWGN) and co-channel interference(CCI). Our numerical results show that for the 24KBaud(48Kb/s)  $\pi/4$ -DQPSK operated at carrier frequency 800 MHz and C/I(20 dB), the BER will be dominated by CCI if the vehicular speed is below 100 Km/h. The results show that performance, when reception phase error is below  $\pi/12$ , is deteriorated less than 3 dB, and that performance, when reception phase error is above  $\pi/12$ , is degraded over 3 dB.

### 1. 서론

최근 미국과 일본을 비롯한 여러 국가에서는 디지

탈 지상이동체 통신 서비스에 대한 변복조 방식으로  $\pi/4$ -QPSK를 채택하였다.

미국의 통신공업회 (TIA)의 규격 IS-54A<sup>1)</sup>에 의하면, 음성 데이터원으로서 8 Kbps와 오류정정 코드로서 5Kbps 정보등의 총 13Kbps의 정보를 30KHz 내의 RF 채널내에 3채널 TDMA방식으로 48.6Kbps의 전송속도로 송신할 것을 규정하고 있고, 인

\* 正會員, 忠北大學校 電子工學科

(Dept. of Elec. Eng Chung Puk Nat'l univ.)

接受日字: 1992年 12月 7日

접채널간섭(ACI)이 -26dB가 초과하지 않도록 하기 위하여, 롤-오프 인자(roll-off factor)  $\alpha$  가 0.35인 raised cosine 필터 사용을 권고하고 있다.

Feher와 Liu의 연구결과에는 수신 오차위상이 발생하지 않은, 즉 완전동기된 상황에서 고려한 결과이다.<sup>[2]</sup>

본 논문은 동채널간섭(CCI)와 부가성 백색가우시안 잡음(AWGN)이 존재하는 고속 페이딩채널에서의 대역 제한된 M-ary PSK의 차동검파 방식을 이용하여  $\pi/4$ -DQPSK 시스템에서 수신 위상오차가 발생할 경우 이것이 미치는 수신 오류특성 변화를 새롭게 연구하였다. 오차성능을 분석 하였다. 주파수선택성 페이딩의 모델링은 레일리 페이딩된 주 경로에 지연된 신호가 부가된 것으로 가정하였으며, 주 경로 신호, 지연신호, 동채널 간섭들은 상호 독립적이며, 수신 오차위상이 발생한 것으로 모델링하였다.<sup>[2] [5]</sup>

## II. 시스템 모델 및 수신 오류

### 1. 채널 모델링

디지털 이동통신 시스템의 주파수선택성 고속 레일리 페이딩채널 모델의 구성도는 그림 1과 같다.<sup>[2]</sup>

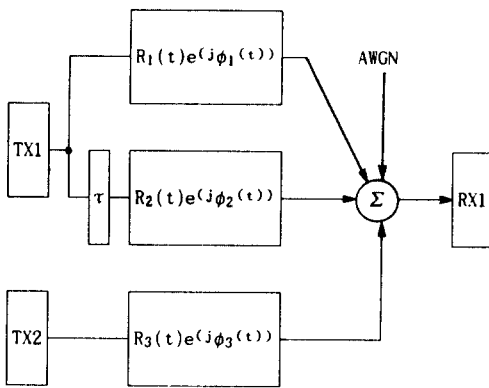


그림 1. 주파수선택성 고속 레일리 페이딩채널 모델의 구성도

Fig. 1. The block diagram of the system model of a frequency-selective fast rayleigh fading channel.

그림 1에서 TX1 송신기 전송신호  $S_r(t)$ 는  $R_1(t)$ 의 레일리 포락선(envelope)과 균일 분포 위상  $\phi_1(t)$ 으로 후단의 가산기로 가며, TX1 송신기에서 나온 지연 신호  $S_r(t-\tau)$ 는 레일리 포락선  $R_2(t)$ 와 위상  $\phi_2(t)$ 로 가산기로 보내진다.  $S_r(t)$ 와  $S_r(t-\tau)$ 의 결

합은 주파수선택성 페이딩의 공분산으로 계산된다. TX1 송신기의 전송신호  $S_r(t)$ 는 식 (1)과 같다.

$$S_r(t) = A(t) \cdot \cos(\omega t) - B(t) \cdot \sin(\omega t) \quad (1)$$

여기서  $A(t)$ 와  $B(t)$ 는 대역 제한된 동상(in-phase) 및 직교(quadrature) 신호이고,  $\omega$ 는 반송파 각 주파수이다.

동채널 신호를 발생시키기 위한 TX2 송신기의 전송신호는 식 (2)와 같다.

$$S_c(t) = C(t) \cdot \cos(\omega t) - D(t) \cdot \sin(\omega t) \quad (2)$$

동채널 신호는 레일리 포락선  $R_3(t)$ 와 위상  $\phi_3(t)$ 를 갖는다. 각각의  $R_i(t)$ 와  $\phi_i(t)$ 는 상호 독립적이라고 가정한다. 백색 가우시안 잡음은 레일리 포락선  $R_4(t)$ 와 위상  $\phi_4(t)$ 를 갖고 수신기의 종단에 페이딩된 3개의 신호와 더해진다. 백색 가우시안 잡음 신호는 식 (3)과 같다.

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

$X_i(t)$ 와  $Y_i(t)$ 는 분산  $\sigma_i^2$ 의 상호 독립적인 가우시안 랜덤 프로세스들이다.

$$X_i(t) = R_i(t) \cos \phi_i(t) \quad i=1, 2, 3 \quad (4a)$$

$$Y_i(t) = R_i(t) \sin \phi_i(t) \quad i=1, 2, 3 \quad (4b)$$

$$X_4(t) \text{는 여파된 } n_c(t) \text{이고,} \quad (4c)$$

$$Y_4(t) \text{는 여파된 } n_s(t) \text{이다.} \quad (4d)$$

페이딩 채널의 복소이득은 식 (5)와 같이 정의된다.

$$W_i(t) = X_i(t) + jY_i(t) = R_i(t) e^{j\phi_i(t)} \quad i=1, 2, 3, 4 \quad (5)$$

또한,

$$Z_1(t) = A(t) + jB(t) \quad (6a)$$

$$Z_2(t) = C(t) + jD(t) \quad (6b)$$

로 원하는 복소 포락선(envelope)과 동채널 신호들로 정의된다.

$t=0$  일때 검파된 복소 포락선은 식 (7)과 같다.

$$U(0) + jV(0) = W_1(0) + Z_1(-\tau) e^{-j\omega\tau} W_2(0) + Z_2(0) W_3(0) + W_4(0) \quad (7)$$

$T$ 는 심볼 주기이며,  $t=T$  일 때 반송파의 위상은

$\theta$  로 천이 되고, 이때 검파된 복소 포락선은 식 (8) 와 같다.

$$U(T) + jV(T) = W_1(T) + Z_1(T - \tau) e^{-j} W_2(T) + Z_2(T) W_3(T) + W_4(T) \quad (8)$$

여기서 수신기 샘플링 클럭은 지터가 없고 송신기와 동기되며 FULL EYE OPENING은  $t=nT$ 일 때 발생한다고 가정한다. (7), (8) 식들은 주경로 신호와 잡음을 포함하고, 식에서  $W_1$ 와  $W_4$ 는 가우시안이다. 더하기 이들의 실수부와 허수부들은 비상관관계이다.

미지의 랜덤 데이터 패턴의 경우, 수신 페이딩 지연신호와 CCI 의 pdf 는 모든 가능 데이터 패턴들 평균을 상회한다. CCI 분포 역시 모든 가능한 지연과 위상들이 평균을 상회한다. 결과 pdf 's는 Gaussian 이 아니다. 두 지연신호와 CCI 는 수학적 인 편리를 위해 가우시안이라 가정한다. 이 가정에서  $U(0), V(0), U(T), V(T)$ 는 Zero 평균의 결합 가우시안이다.<sup>[6] [7]</sup>

그외의 항들은 지연된 신호와 CCI이며, 이들에 포함된  $W_2, W_3$ 는 가우시안이 아니다. 페이딩된 신호는 단지 동채널의 데이터 패턴과 지연관계와 두채널의 위상을 알 때만 가우시안이다.

$\tan^{-1} [V(0)/U(0)]$  와  $\tan^{-1} [V(T)/U(T)]$  는  $t=0$ 과  $t=T$ 일 때 검파된 위상이다. 이들 신호차는 정보를 포함하고 있다.

2.  $\pi/4$ -DQPSK 시스템 모델링<sup>[2], [6], [10]</sup>

$\pi/4$ -DQPSK 송신기의 구성도는 그림 2와 같다.

신호의 복조를 위한  $\pi/4$ -DQPSK에서 차동검파기는 그림 3과 같다.

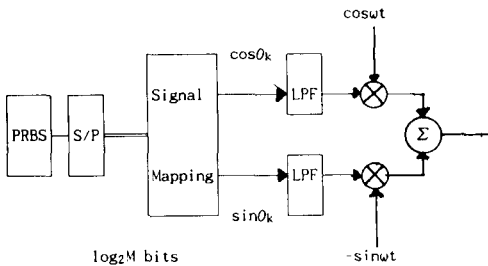


그림 2.  $\pi/4$ -DQPSK 송신단의 구성도  
Fig. 2. The block diagram of the transmitter of  $\pi/4$ -DQPSK.

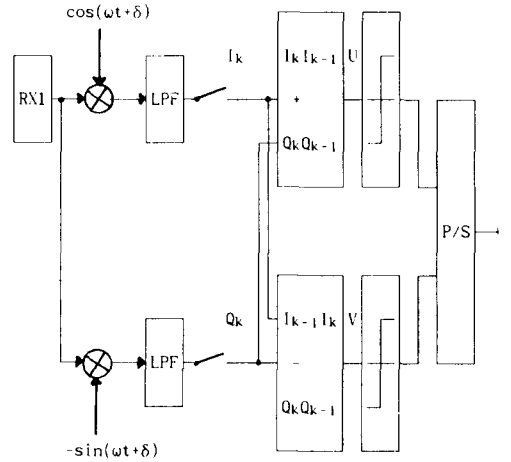


그림 3.  $\pi/4$ -DQPSK 차동검파 수신단의 구성도  
Fig. 3. The block diagram of differential detected receiver for  $\pi/4$  DQPSK.

그림 3에서 수신단 입력신호는 식 (9)와 같고, LPF를 통과한 동상 및 직교신호는 식 (10), (11)와 같이 표현된다.

$$S_c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [C_k \cdot \cos(\omega t + \Psi) - D_k \cdot \sin(\omega t + \Psi)] \cdot P(t - kT - \tau) \quad (9)$$

$$C(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [C_k \cdot \cos \Psi - D_k \cdot \sin \Psi] \cdot P(t - kT - \tau) \quad (10)$$

$$D(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [C_k \cdot \sin \Psi - D_k \cdot \cos \Psi] \cdot P(t - kT - \tau) \quad (11)$$

여기서,  $\Psi = \phi + \delta$

$\phi$  는 위상차이며  $\delta$  는 수신 오차위상 성분이다.

지연시간  $\tau$  가 0과 T사이 에 균일 분포를 가질 때,  $\alpha$  롤-오프인자를 갖는 raised cosine 필터의 임펄스 응답  $P(t)$ 는 식 (12)와 같다.

$$P(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \times \frac{\cos(\alpha \pi t/T)}{1 - 4\alpha^2 t^2/T^2} \quad (12)$$

필터를 거친 신호는 차동검파 후 판정(hard decision)을 한 다음 직병렬 변환(Parallel to Serial)을 거쳐 신호를 복원하게 된다.

3. 수신 위상이 일치 하였을 때( $\delta = 0$ ) 비트 오류<sup>[2]</sup>

$$\begin{aligned} \sigma_{11}^2 &= E[U^2(0)] \quad \sigma_{33}^2 = E[U^2(T)] \\ \sigma_{22}^2 &= E[V^2(0)] \quad \sigma_{44}^2 = E[V^2(T)] \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \sigma_{12}^2 &= \sigma_{21}^2 = E[U(0)V(0)] \quad \sigma_{23}^2 = \sigma_{32}^2 = E[U(T)V(0)] \\ \sigma_{13}^2 &= \sigma_{31}^2 = E[U(0)U(T)] \quad \sigma_{24}^2 = \sigma_{42}^2 = E[V(0)V(T)] \\ \sigma_{14}^2 &= \sigma_{41}^2 = E[U(0)V(T)] \quad \sigma_{34}^2 = \sigma_{43}^2 = E[U(T)V(T)] \end{aligned} \quad (14)$$

$$E_1 = \sqrt{U^2(0) + V^2(0)} \quad (15)$$

$$E_2 = \sqrt{U^2(T) + V^2(T)} \quad (16)$$

t=0일 때 검파 위상 식 (17)과 같고,

$$\phi_1 = \tan^{-1} [V(0)/U(0)] \quad (17)$$

t=T일때 검파 위상은 식 (18)과 같다.

$$\phi = \tan^{-1} [V(T)/U(T)] - \tan^{-1} [V(0)/U(0)] \quad (18)$$

$\theta$  가 주어진  $E_1, E_2, \phi_1, \phi_2$ 는 식 (47)과 같이  $U(0), V(0), U(T), V(T)$ 의 결합 확률밀도 함수로부터 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} P(e_1, e_2, \phi, \phi\theta) &= \frac{\frac{e_1}{\sigma_{11}} \times \frac{e_2}{\sigma_{33}}}{4\pi^2(1-g^2-h^2)\sigma_{11}\sigma_{33}} \cdot \exp\left\{ \frac{-1}{2 \cdot (1-g^2-h^2)} \left[ \left( \frac{e_1}{\sigma_{11}} \right) + \left( \frac{e_2}{\sigma_{33}} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 2 \left( \frac{e_1}{\sigma_{11}} \right) \cdot \left( \frac{e_2}{\sigma_{33}} \right) \cdot (g \cdot \cos \phi + h \cdot \sin \phi) \right] \right\} \end{aligned} \quad (19)$$

여기서,

$$g = [\sigma_{13}^2 / (\sigma_{11} \sigma_{33})] \quad (20a)$$

$$h = [\sigma_{14}^2 / (\sigma_{11} \sigma_{33})] \quad \text{이다.} \quad (20b)$$

두 연속적인 심볼들의 위상차,  $\phi$ 의 조건부 확률 밀도 함수를 만족하기 위해,  $E_1, E_2, \phi_1$ 과  $\phi$ 의 결합 확률 밀도 함수로 적분한다.

$$P(e_1, e_2, \phi\theta) = 2\pi \cdot P(e_1, e_2, \phi_1, \phi\theta) \quad (21)$$

$$\begin{aligned} P(\phi\theta) &= \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{e_1 e_2}{2\pi \cdot (1-g^2-h^2)} \cdot \exp\left\{ \frac{-1}{2(1-g^2-h^2)} \left[ (e_1/\sigma_{11})^2 + (e_2/\sigma_{33})^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 2(e_1/\sigma_{11}) \cdot (e_2/\sigma_{33}) \cdot (g \cdot \cos \phi + h \cdot \sin \phi) \right] \right\} de_1 de_2 \end{aligned} \quad (22)$$

$\pi/4$ -DQPSK에서,

$$P(e|\theta) = \frac{1}{2} \left[ \int_{-\infty}^0 P(u|\theta) du \cdot \int_0^\infty P(v|\theta) dv \right] \quad (23)$$

$$a = -\infty \quad b = 0 \quad c = -\infty \quad d = 0, \quad \text{if } \theta = \pi/4$$

$$a = -\infty \quad b = 0 \quad c = 0 \quad d = -\infty, \quad \text{if } \theta = -\pi/4$$

$$a = 0 \quad b = \infty \quad c = -\infty \quad d = 0, \quad \text{if } \theta = 3\pi/4$$

$$a = 0 \quad b = \infty \quad c = 0 \quad d = -\infty, \quad \text{if } \theta = -3\pi/4 \quad \text{이다.}$$

$\pi/4$ -DQPSK의 비트 오율식은 식 (24)이다. <sup>[2]</sup>

$$\begin{aligned} P(e) &= \frac{1}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{16} \sum_{m=0}^3 \left\{ \frac{g(\theta_m) \cdot \cos \theta_m}{[1-h^2(\theta_m)]^{1/2}} + \frac{h(\theta_m) \cdot \sin \theta_m}{[1-g^2(\theta_m)]^{1/2}} \right\}^{\pi/4 - \text{DQPSK}} \\ &\quad \theta_m = (2m+1)\pi/4, m = 0, 1, 2, 3. \end{aligned} \quad (24)$$

4. 수신 위상 에러  $\delta$ 가 발생하였을 때 비트 오율 식 (17), (18)에서

$$\Psi_1 = \tan^{-1}[V(0)/U(0)] \quad (25)$$

$$\Psi = \tan^{-1}[V(T)/U(T)] - \tan^{-1}[V(0)/U(0)] \quad (26)$$

$$\Psi = \phi + \delta \quad (27)$$

$\Psi$ 는 수신 위상 에러를 포함한 신호 위상차

$\phi$ 는 신호 위상차

$\delta$ 는 수신 위상 에러이다.

$$\begin{aligned} P(e_1, e_2, \Psi_1, \Psi\theta) &= \frac{\frac{e_1}{\sigma_{11}} \times \frac{e_2}{\sigma_{33}}}{4\pi^2(1-g^2-h^2)\sigma_{11}\sigma_{33}} \cdot \exp\left\{ \frac{-1}{2(1-g^2-h^2)} \left[ \left( \frac{e_1}{\sigma_{11}} \right) + \left( \frac{e_2}{\sigma_{33}} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 2 \left( \frac{e_1}{\sigma_{11}} \right) \cdot \left( \frac{e_2}{\sigma_{33}} \right) \cdot (g \cdot \cos \Psi + h \cdot \sin \Psi) \right] \right\} \end{aligned} \quad (28)$$

$$g = [\sigma_{13}^2 / (\sigma_{11} \times \sigma_{33})] \quad (29a)$$

$$h = [\sigma_{14}^2 / (\sigma_{11} \times \sigma_{33})] \quad (29b)$$

$$P(e_1, e_2, \Psi\theta) = 2 \cdot \pi \cdot P(e_1, e_2, \Psi, \Psi\theta) \quad (30)$$

$$\begin{aligned} P(\Psi\theta) &= \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{e_1 e_2}{2\pi \cdot (1-g^2-h^2)} \cdot \exp\left\{ \frac{-1}{2(1-g^2-h^2)} \left[ (e_1/\sigma_{11})^2 + (e_2/\sigma_{33})^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - 2(e_1/\sigma_{11}) \cdot (e_2/\sigma_{33}) \cdot (g \cdot \cos \Psi + h \cdot \sin \Psi) \right] \right\} de_1 de_2 \end{aligned} \quad (31)$$

식 (31) 에서,

$$\begin{aligned}
 g \cdot \cos \Psi + h \cdot \sin \Psi &= g \cdot \cos(\phi + \delta) + h \cdot \sin(\phi + \delta) \\
 &= (g \cdot \cos \delta \cdot h \cdot \sin \delta) \cdot \cos \phi + (h \cdot \cos \delta - g \cdot \sin \delta) \cdot \sin \phi \\
 &= GD = g \cdot \cos \phi + h \cdot \sin \phi \quad (32)
 \end{aligned}$$

$$GD = g \cdot \cos \delta + h \cdot \sin \delta \quad (33)$$

$$HD = h \cdot \cos \delta - g \cdot \sin \delta \quad (34)$$

식 (31) 을 다시 정리하면 식 (35) 이 된다.

$$\begin{aligned}
 P(\phi|\theta) &= \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e_1 e_2 / \sigma_{11}^2 \sigma_{33}^2}{2\pi \cdot (1-g^2-h^2)} \cdot \exp\left\{ \frac{-1}{2(1-g^2-h^2)} \left[ (e_1/\sigma_{11})^2 + (e_2/\sigma_{33})^2 \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. - 2(e_1/\sigma_{11}) \cdot (e_2/\sigma_{33}) (GD \cdot \cos \phi + h \cdot \sin \phi) \right] \right\} de_1 de_2 \quad (35)
 \end{aligned}$$

이후 식들은 식 (22) 이후의 전개 과정과 같은 방법으로 한다. [2]

$$u = \frac{e_2 \sigma_{11}}{e_1 \sigma_{33}} \cos \phi, \quad v = \frac{e_2 \sigma_{11}}{e_1 \sigma_{33}} \sin \phi, \quad w = \frac{e_1}{\sigma_{11}} \quad (36)$$

$$\begin{aligned}
 P(u, v, w|\theta) &= \frac{w^3}{2 \cdot \pi \cdot (1-g^2-h^2)} \cdot \exp\left[ \frac{-w^2(u^2+v^2-2 \cdot (GD \cdot u + HD \cdot V) + 1)}{2 \cdot (1-g^2-h^2)} \right] \\
 &\quad \therefore (1+u^2v^2)(e_1/\sigma_{11})^2 = (e_1/\sigma_{11})^2 + (e_2/\sigma_{33})^2 \quad (37)
 \end{aligned}$$

w 에 대하여 적분한다. [2], [5]

$$P(u, v|\theta) = \frac{1-g^2-h^2}{\pi \cdot [u^2+v^2-2 \cdot (GD \cdot u + HD \cdot v) + 1]} \quad (38)$$

$$P(u|\theta) = \frac{1-g^2-h^2}{2 \cdot [u^2-2 \cdot GD \cdot u + 1-HD^2]^{3/2}} \quad (39a)$$

$$P(v|\theta) = \frac{1-g^2-h^2}{2 \cdot [u^2-2 \cdot HD \cdot v + 1-GD^2]^{3/2}} \quad (39b)$$

$\pi/4$ -DQPSK 에서,

$$P(e|\theta) = \frac{1}{2} \left[ \int_{-\infty}^0 P(u|\theta) du + \int_0^{\infty} P(v|\theta) dv \right] \quad (40)$$

- $a = -\infty \quad b = 0 \quad c = -\infty \quad d = 0, \quad \text{if } \theta = \pi/4$
- $a = -\infty \quad b = 0 \quad c = 0 \quad d = 0, \quad \text{if } \theta = -\pi/4$
- $a = 0 \quad b = \infty \quad c = -\infty \quad d = 0, \quad \text{if } \theta = 3\pi/4$
- $a = 0 \quad b = \infty \quad c = 0 \quad d = 0, \quad \text{if } \theta = -3\pi/4$

수신 위상 에러를 갖는  $\pi/4$ -DQPSK의 오율식은 식 (41) 과 같다. 또한 식 (41) 에서  $\delta = 0$  일 때 식

(24) 과 일치한다.

$$P(e) = \frac{1}{2} - \frac{\sqrt{2}}{16} \sum_{m=0}^3 \left\{ \frac{GD(\theta_m) \cdot \cos \theta_m}{[1-HD(\theta_m)^2]^{1/2}} + \frac{HD(\theta_m) \cdot \sin \theta_m}{[1-GD(\theta_m)^2]^{1/2}} \right\} \quad (41)$$

$$GD(\theta_m) = g \cdot \cos \delta + h \cdot \sin \delta$$

$$HD(\theta_m) = h \cdot \cos \delta - g \cdot \sin \delta$$

$$\theta_m = (2m+1)\pi/4, m = 0, 1, 2, 3.$$

### III. 계산환경 및 결과

$\pi/4$ -DQPSK의 오율 성능 분석을 위한 파라미터들의 조건은 다음과 같다. [2]

- 1)  $f_b/T$  또는  $f_b/f_s$ 는 심볼비에서 도플러 평균 분산.
- 2)  $\tau/T$ 는 심볼주기에 대한 제 2경로 지연비.
- 3) C/N은 반송파( $\sigma^2$ ) 대 잡음전력비( $\sigma^4$ ).
- C/N = 10 Log ( $\sigma^2(1-\alpha/4)/\sigma^4$ )
- 4) C/I는 평균 반송파대 간섭파 전력( $\sigma^3$ )비.
- C/I = 10 Log ( $\sigma^2/\sigma^3$ )
- 5) C/D는 경로파대 지연 경로파의 전력( $\sigma^2$ )비.
- C/D = 10 Log ( $\sigma^2/\sigma^2$ )

#### 1. 저속 레일리 페이딩 채널

그림 4와 그림 5는 백색 가우시안 잡음과 동채널 간섭이 존재하고, 시분산과 도플러 분산을 고려하지 않은 저속 레일리 페이딩 채널에서  $\pi/4$ -DQPSK의 오차성능을 나타낸 것이다. 반송파 주파수  $f_c$ 는 800 MHz, 신호 전송속도  $f_s$ 는 24 KBaud, 롤-오프 인

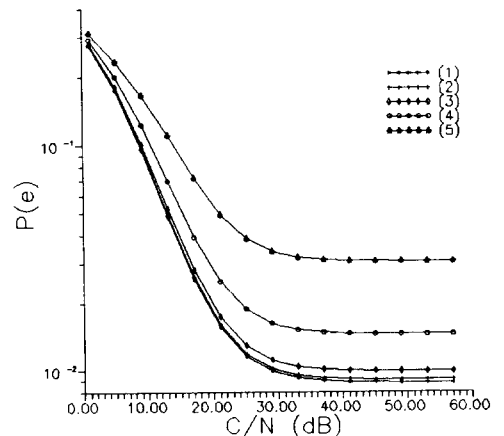


그림 4.  $f_c=800$  MHz,  $f_s=24$  KBaud,  $\alpha = 0.35$ ,  $C/I=20$

- (1)  $\delta = 0^\circ$ , (2)  $\delta = 5^\circ$ , (3)  $\delta = 10^\circ$ , (4)  $\delta = 20^\circ$ ,
- (5)  $\delta = 30^\circ$

자  $\alpha$  는 0.35의 조건을 갖는다. 그림 4는 C/I가 20dB이고, C/D가 없을 때 C/N에 따른 수신 오차위상  $\delta$  에 대한 오차성능 분석결과이다. 오차성능 분석결과, C/N이 30dB 이상이며  $\delta$  가 5°이내일 때, P(e)가  $10^{-2}$  이하의 오율성능을 나타낸다. 그림 5에서는 C/D가 없고 C/N이 30dB일 때, C/I에 따른 수신 오차성능을 나타낸다. P(e)가  $10^{-2}$  이하의 오율성능을 얻기 위하여는 C/I가 20dB 이상  $\delta$  가 5°이내가 요구된다.

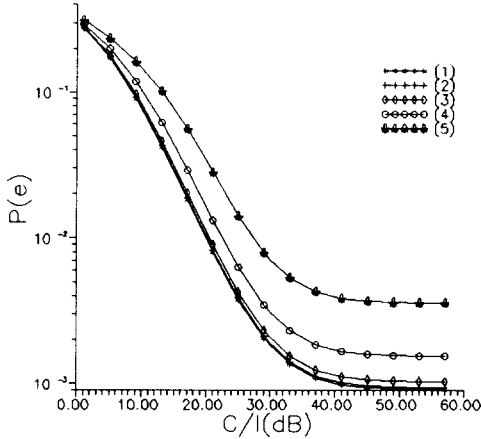


그림 5.  $f_c=800$  MHz,  $f_s=24$  KBaud,  $\alpha=0.35$ ,  $C/N=30$   
 (1)  $\delta=0^\circ$ , (2)  $\delta=5^\circ$ , (3)  $\delta=10^\circ$ , (4)  $\delta=20^\circ$ , (5)  $\delta=30^\circ$

2. 주파수선택성 고속 레일리 페이딩채널

그림 6, 7, 8은 이동 속도가 60 Km/h이고 CCI와 AWGN를 고려하지 않은 경우, 주파수선택성 고속

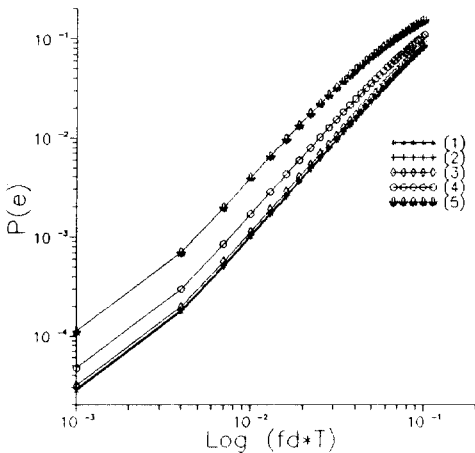


그림 6.  $C/I=\infty$ ,  $C/N=\infty$ ,  $C/D=30$ ,  $\tau/T=0.1$   
 (1)  $\delta=0^\circ$ , (2)  $\delta=5^\circ$ , (3)  $\delta=10^\circ$ , (4)  $\delta=20^\circ$ , (5)  $\delta=30^\circ$

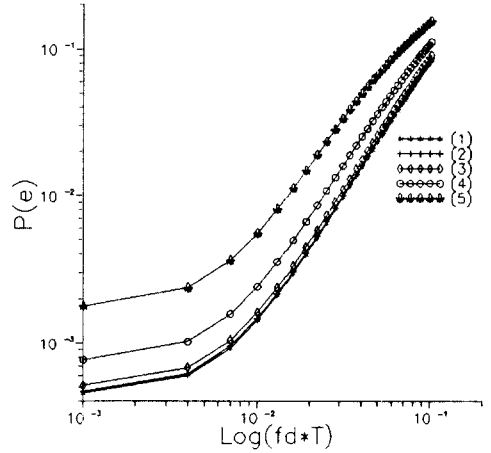


그림 7.  $C/I=\infty$ ,  $C/N=\infty$ ,  $C/D=30$ ,  $\tau/T=0.5$   
 (1)  $\delta=0^\circ$ , (2)  $\delta=5^\circ$ , (3)  $\delta=10^\circ$ , (4)  $\delta=20^\circ$ , (5)  $\delta=30^\circ$

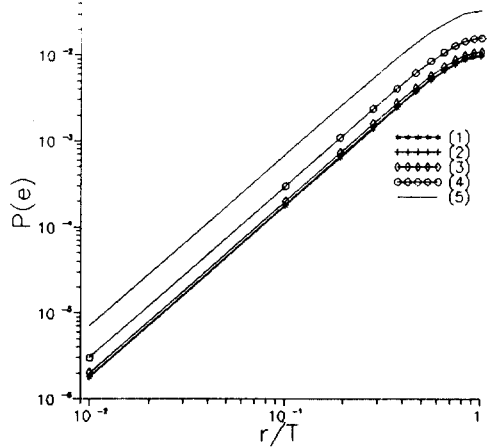


그림 8.  $C/I=\infty$ ,  $C/N=\infty$ ,  $\tau/T=0.1$ ,  $V_d=60$  Km/h.  
 (1)  $\delta=0^\circ$ , (2)  $\delta=5^\circ$ , (3)  $\delta=10^\circ$ , (4)  $\delta=20^\circ$ , (5)  $\delta=30^\circ$

레일리 페이딩채널에서의  $\pi/4$ -DQPSK의 수신 오차 위상에 대한 오차성능을 나타낸 것이다. 그림 6과 7은  $\tau$  가 0.1T와 0.5T일 때의 결과이다.

그림 6, 7에서  $f_b T$ 가 큰 경우에는 주파수선택성( $\tau/T$ )과 C/D와는 독립적이고, P(e)는 고속 페이딩의 영향을 받고,  $f_b T$ 가 작은 경우에는 도플러 분산과 무관하며, P(e)는 주파수선택성( $\tau/T$ )과 C/D에 의해

영향을 받는다.  $\delta$ 가  $0^\circ$ 일 때에 비하여,  $\delta$ 가  $\pi/36$  ( $5^\circ$ )이내에서는  $P(e)$ 가  $10^{-5}$ 의 성능열화를 갖고,  $\delta$ 가  $\pi/18$  ( $10^\circ$ )이내일 때는  $P(e)$ 가  $5 \times 10^{-5}$ 의 성능열화를 갖는다. 그림 8에서 지연신호를 주경로 신호와 비교해 볼 때, 오차율은 주파수 선택성( $\tau/T$ )에 의해 영향을 받는다.

#### IV. 결론

본 논문에서는 지상 이동통신 시스템에서 발생될 수 있는 여러 모델들 중에서 AWGN과 CCI가 존재하는 주파수선택성 레일리 페이딩채널에 대해  $\pi/4$  DQPSK 시스템의 수신 오차위상이 발생하였을 때의 오율식을 해석하였고, 그 식을 이용하여 오차성능 분석을 하였다.

저속 레일리 페이딩채널 환경에서  $\delta$ 가  $\pi/36$  ( $5^\circ$ )일 때,  $P(e)$ 가  $10^{-2}$  이하의 성능을 얻기 위하여는  $C/I$ 는 20dB이상,  $C/N$ 은 30dB이상 필요하다.  $\delta$ 가  $\pi/18$  ( $10^\circ$ )일 때, 위상에러에서는  $\delta$ 가  $0^\circ$ 일 때 비하여  $10^3$ 의 수신 오차성능 열화를 갖는다.

고속 레일리 페이딩채널 환경에서는  $P(e)$ 는 주파수 선택성( $\tau/T$ )과  $C/D$ 에 의해 영향을 받고 있음을 확인 하였고,  $\tau$ 가 0.1T일 때보다 0.5T일 때  $9 \times 10^{-4}$ 의 수신 성능이 열화됨을 알 수 있다. 또한  $\delta$ 가  $0^\circ$ 일 때에 비하여,  $\delta$ 가  $\pi/36$  ( $5^\circ$ )이내일 때는  $P(e)$ 가  $10^{-5}$ 의 성능열화를 갖고,  $\delta$ 가  $\pi/18$  ( $10^\circ$ )이내일 때는  $P(e)$ 가  $5 \times 10^{-5}$ 의 성능열화를 갖는다.

수신 오차위상  $\delta$ 에 대한 오차는  $\delta$ 가  $0^\circ$ 일 때는 수신 위상이 일치함을 의미하며,  $\delta$ 가 증가할수록 수신기의 성능이 열화됨을 보여 주고 있다.

이 오율식은 주파수선택성 페이딩과 다중 경로에서 각기 다른 또는 동시 간섭 영향에도 적용될 수 있다.

#### 參考文獻

- [1] EIA/TIA/IS-54-A, "Cellular System Dual-mode Mobile Station Base Station Compatibility Standard", March 1991.
- [2] Feher, and C.L.Liu, "Bit Error Rate

Performance of  $\pi/4$  DQPSK in A Frequency-Selective Fast Rayleigh Fading Channel", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.40, pp 558-568, August 1991.

- [3] K. Feher, *Digital Communication : Satellite/Earth Engineering*. Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hill, 1983.
- [4] W.C. Lee, "Spectrum Efficiency in Cellular", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.38, pp.69-75, May 1989.
- [5] I.S.Gradshteyn and I.M.Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*. Academic Press New York and London, 1965.
- [6] W.A.Gardner, *Introduction to Random Processes with Application to Signals and Systems*. New York:Macmillan, 1986.
- [7] Rodger E.Ziemer, and Roger L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*. New York: Macmillan, 1985
- [8] C.Lin and K.Feher, "Noncoherent Detection of  $\pi/4$  QPSK System in CCI AWGN Combined Interference Environment", *IEEE 39th VTC*, pp.83-94, 1989.
- [9] Y.Yamao and S.Saito et. al, "Performance of  $\pi/4$  QPSK Transmission for Digital Mobile Radio Application", *IEEE 39th VTC*, pp.443-447, 1989.
- [10] F.Garber and M.B.Pursley, "Performance of Differentially Coherent Digital Communications over Frequency-Selective Fading Channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol.36, pp. 21-31, Jan. 1988.

著 者 紹 介



金 容 勳(正會員)

1966年 11月 6日生. 1991年 2月  
충북대학교 전자공학과(공학사).  
1992年 3月 현재 충북대학교 전자  
공학과 석사과정 재학중. 주관심  
분야는 이동통신, 부호이론, 시스  
템 설계 및 응용분야임.



琴 洪 植(正會員)

1970年 2月 3日生. 1992年 2月  
충북대학교 전자공학과(공학사).  
1992年 3月 현재 충북대학교 전  
자공학과 석사과정 재학중. 주관  
심 분야는 통신이론, 이동통신,  
적응등화기 분야임.

柳 興 均(正會員) 第 29卷 A編 8號 參照

현재 충북대학교 전자공학과 교수