

효과적인 대역활용을 위한 디지털 이동통신용 QPSK의 실현 및 고찰

正會員 方 成 日* 正會員 陳 年 鋼*

A Consideration and Implementation of QPSK System for Effective Bandwidth in Digital Mobile Communication

Sung Ill BANG*, Youn Kang CHIN* *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 주파수 대역을 효과적으로 이용하기 위한 이동통신용 M진 PSK 시스템을 실현하였으며 주파수 대역을 제한하기 위하여 구형대역특성을 갖는 저역통과필터 대신에 raised-cosine 필터를 사용하여 ISI 및 지터의 영향을 고찰하였다.

한편 fast Rayleigh 페이딩 환경하에서 Canonic 수신기를 사용한 QPSK와 8-PSK 시스템의 오류 및 스펙트럼 효율을 해석한 결과 다이버시티 수신을 하지않은 경우보다 $k=2$ 인 다이버시티 수신을 한 경우가 약 3~5배 개선됨을 알 수 있었다.

ABSTRACT In this paper, M-ary PSK system for digital land mobile radio utilized the raised-cosine filter instead of LPF with rectangular frequency characteristic as limiting channel bandwidth are implemented to measure their performance and effect of ISI and jitter.

Also, the error probability is calculated on the condition of fast Rayleigh fading, cochannel interference and AWGN. It is found that QPSK and 8-PSK system with 2-branch diversity, can be improved by 3 or 5 times of spectral efficiency respectively, comparing with one of the non diversity QPSK and 8-PSK system.

I. 서 론

이동통신을 디지털화 하는데는 음성신호를 적절한 전송율의 디지털 신호로 변환하면서 양질의 통신을 유지하기위한 음성 부호기법을 개발하고 이와같이 정보원 부호화된 디지털신호를 이동통신의 환경에 적합한 변·복조 방법을 개발하여야 한다. 이에따라 GSM 등에서는 디지털 이동통신용 변조방식으로 등포락선 특성을 갖는 TFM, MSK, GMSK와 같은 FM변조방식이 연구되어 왔다. 그러나 FM 변조 시스템은 RF 신호를 전송하는데 필요한 대역폭이 베이스밴드

대역폭보다 매우 크므로 스펙트럼 효율이 좋지않을 뿐만 아니라 동일채널간섭의 영향을 많이 받는다^(1, 2)

PSK등과 같은 선형변조방식은 등포락선을 갖는 GMSK와 같은 변조방식과 비교하여 정보를 전송하기 위해 필요한 주파수 대역폭이 좁은 특성을 갖으므로 보다 높은 대역효율을 얻을수 있으나, 전력효율의 향상을 위하여 비선형증폭기를 사용하게 되면 스펙트럼이 확산되어 동위상과 직교위상 신호사이에 심각한 인접채널 간섭이 일어난다.^(3,4) 한편, 그동안 대부분의 연구에서는 디지털 이동통신용 선형변조 시스템의 스펙트럼 효율을 quasistatic Rayleigh 페이딩하에서 계산하였다.^(5,6) 그러나 이동 무선통신 시스템은 fast Rayleigh 페이딩에 가장 많은 영향을 받기 때문

*檀國大學校 電子工學科
Dept. of Electronics, Dankook University
論文番號 : 91-89(接受1991. 5. 7)

에 실제적으로 시스템의 구축시 quasistatic Rayleigh 페이딩하에서 구한 데이터 값들은 이용 할 수 없다.

본 논문에서는 1 GHz대의 반송파를 갖는 QPSK 시스템을 실현하여 raised-cosine 필터의 각 Δ 값에 해당하는 대역폭을 설정($\Delta=0$ 인 경우 대역폭, 10 KHz 전송율, 40 Kbps)한 다음 데이터 전송율을 Nyquist 율 보다 증가시키, 이에따른 간섭 및 지터의 영향을 눈그림을 통하여 확인하여 전송가능한 최대 전송율을 산정함으로써 디지털 이동통신 시스템의 한정된 주파수 대역폭을 이동통신 시스템에 가장 많은 영향을 미치는 fast Rayleigh 페이딩하에서 AWGN, 동일채널간섭이 존재할 때 QPSK 시스템이 사후 검파 다이버시티를 갖는 차동검파 방식을 사용했을 경우에 대한 오류확률 특성과 스펙트럼 효율을 해석하여 그 결과를 제시하였다.

II. 이론적 해석

II-1. 선형변조방식의 스펙트럼 효율

고용량을 갖는 이동통신 시스템의 스펙트럼 효율을 향상시키기 위해서는 베이스밴드 신호의 대역폭을 제한하거나, 여러개의 셀(cell)을 갖는 많은 클러스터들이 서비스 영역을 담당하여 동일한 주파수를 재사용하도록 하여야 한다. 이와같이 디지털 육상 이동통신 시스템의 스펙트럼 효율 η_T 는 다음과 같이 정의된다^(3,7).

$$\eta_T = \frac{1}{NS} \cdot \frac{1}{f_s} \cdot a_c \quad (1)$$

여기서 N은 한개의 클러스터가 갖는 셀의 수
 $S[m^2/\text{cell}]$ 은 셀의 면적
 $f_s[\text{Hz}]$ 는 채널간격
 $a_c[\text{erl}/\text{ch}]$ 는 하나의 채널이 차지하는 통화량이다.

위의 식은 총 스펙트럼 효율을 가르키며 다음과 같은 3요소의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$\eta_s = \frac{1}{NS} [1/m^2] \quad (2a)$$

$$\eta_f = \frac{1}{f_s} [\text{ch}/\text{Hz}] \quad (2b)$$

$$\eta_t = a_c [\text{erl}/\text{ch}] \quad (2c)$$

윗식에서 η_s 는 공간에 대한 스펙트럼 효율, η_f 는 주파수에 대한 스펙트럼 효율, η_t 는 시간에 대한 스펙트럼 효율이다.

II-1.1 지리적으로 동일 채널의 재사용

이상적인 정육각형 셀을 갖는 구조인 경우 하나의 클러스터가 갖는 셀의 수 N은 다음과 같다⁽⁹⁾.

$$N = \frac{1}{3} \left\{ \frac{d}{r} \right\}^2 \quad (3)$$

여기서 r은 셀의 반경이고, d는 이웃하는 동일 채널을 재사용하는 셀중심사이의 거리이다. 단순한 지리적 상황과 수신된 fast Rayleigh 페이딩 신호 레벨의 지역 평균이 전파거리의 α 승에 반비례한다는 가정하에서 d/r 를 구하면 다음과 같은 관계식을 갖는다.

$$\Lambda_m = \left[\frac{d-r}{r} \right]^\alpha \quad (4)$$

여기서 Λ_m 은 캐리어대간섭비(CIR)를 나타내고 α 는 전파상수(propagation constant)로써 육상이동 무선통신 환경하에서는 3~4의 값을 갖는다. 다중경로 Rayleigh 페이딩과 shadowing 등의 환경을 감안할때 Λ_m 을 다음과 같이 구한다⁽⁸⁾.

$$\Lambda_m = M_f \Lambda \quad (5)$$

여기서 Λ 는 동적 BER/CIR 특성으로 부터 결정되는 특성의 BER를 만족하기 위한 임계 CIR

이고, M_f 는 shadowing 등으로 인하여 발생하는 오류확률을 허용할 수 있는 페이딩 여유(fading margin)이다. 식(3)-(5)로부터 클러스터가 갖는 셀의 수 N 을 구하면 다음과 같다.

$$N = \frac{1}{3} \left[1 + (M_f \Lambda)^{1/\alpha} \right]^2 \quad (6)$$

지리적으로 고밀도 영역에서 인접한 클러스터의 채널을 재사용하기 위해서는 Λ 를 감소시켜야 하며 N 과 Λ 의 관계를 도시하면 그림 1에서 보는 바와 같다.

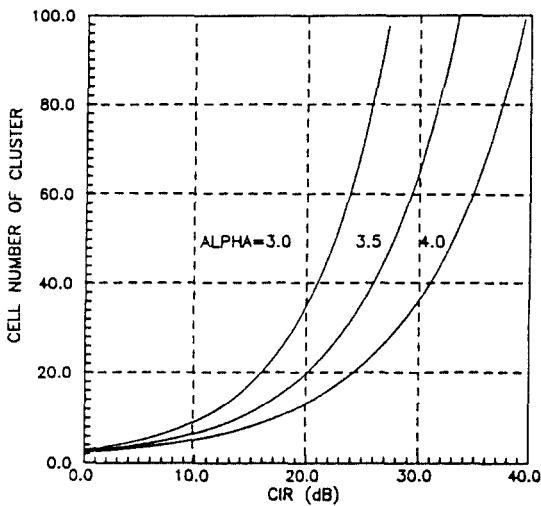


그림 1. 요구되는 CIR 대 클러스터 셀의 수
Fig. 1. Required number of cluster cells versus CIR.

II-1-2. 협대역 전송

데이터의 전송 비트율이 f_b 이고 베이스밴드의 Nyquist 필터의 roll-off 계수 Δ 를 갖는 M 진 PSK 변조방식을 사용한 디지털 이동통신 시스템인 경우 채널간격 f_s 는 다음과 같다.

$$f_s = \frac{(1+\Delta) f_b}{\log_2 M} + 2 \delta f_c \quad (7)$$

여기서 f_c 는 반송파 주파수이고 δ 는 반송파의 상대 안정도이다. 협대역 전송을 실현하기 위해서는 낮은 비트율의 음성 부호화, 안전된 반송파 발진기 및 신호의 협대역 전송이 가능한 변조방식이 필요하다.

따라서 본 논문에서는 정보가 손실되지 않는 범위내에서 베이스밴드 신호의 대역을 제한하고, 데이터 전송율을 Nyquist 율 보다 높임으로써 주파수에 대한 스펙트럼 효율을 향상시키고자 한다.

II-1.3 다중채널 접근방식

이는 시간에 대한 스펙트럼 효율 η_t 를 증가시키는 방법으로 지구국 상호간에 호출이 있는 경우에만 회선을 할당하는 demand-assignment 다중채널 접근방식으로 마이크로프로세서를 이용한 제어 수신기에 의해 실현할 수 있다. 일반적인 제어 시스템을 사용하는 경우 $a_c=0.6 \sim 0.9$ 를 얻을 수 있으며 대체로 a_c 의 한계는 1이다.

이상의 내용을 토대로 시스템 전체의 스펙트럼 효율을 구하면 다음과 같다.

$$\eta_t = \frac{3 a_c}{S \left[\frac{(1+\Delta) f_b}{\log_2 M} + 2 \delta f_c \right] \cdot \left[1 + (M_f \Lambda)^{1/\alpha} \right]^2} \quad (8)$$

II-2. 검파기 출력의 수학적 표현

디지털 육상이동통신시스템에서 가장 많은 영향을 미치는 페이딩의 효과를 전송 대역폭의 증가없이 줄일 수 있는 사후검파(postdetection) 다이버시티를 갖는 canonic 수신기의 일반적인 블록도는 그림 2와 같다.

수신기의 k 번째 다이버시티 가지(branch)의 검파방법에 대해 생각해 보자. 그림 2와 같은 수신기 모델에서 LPF와 BPF의 필터링에 의해서 발생하는 상호부호간섭을 무시하고 모든 다이버시티 가지의 평균전력은 동일하다고 가정하자. 반송파 주파수 f_c 를 갖는 수신신호 $e_k(t)$ 는 원하는 신호성분, $s_k(t)$ 와 원하지 않는 성분인 동일채널간섭, $i_k(t)$ 및 AWGN 잡음, $n_k(t)$ 로

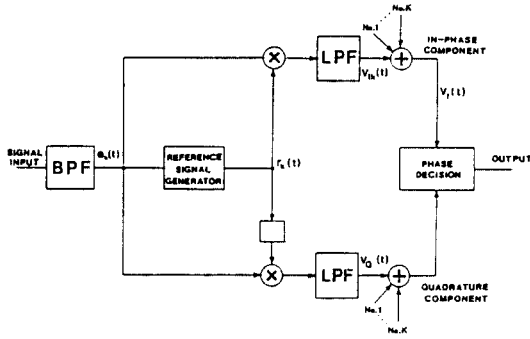


그림 2. 사후검파와 다이버시티를 갖는 canonic 수신기 모델
Fig. 2. Canonic receiver model with postdetection diversity

구성되어 있다. 즉,

$$e_k(t) = s_k(t) + i_k(t) + n_k(t) = \text{Re} \left\{ z_k(t) e^{-j2\pi f_c t} \right\} \quad (9)$$

여기서, $s_k(t)$, $i_k(t)$, $n_k(t)$ 및 $z_k(t)$ 는 다음과 같다.

$$s_k(t) = \text{Re} \left\{ z_{s_k}(t) e^{j(2\pi f_c t + \phi_{s_k}(t))} \right\} \quad (10a)$$

$$i_k(t) = \text{Re} \left\{ z_{i_k}(t) e^{j(2\pi f_c t + \phi_{i_k}(t))} \right\} \quad (10b)$$

$$n_k(t) = \text{Re} \left\{ z_{n_k}(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (10c)$$

$$z_k(t) = z_{s_k}(t) e^{j\phi_{s_k}(t)} + z_{i_k}(t) e^{j\phi_{i_k}(t)} + z_{n_k}(t) \quad (10d)$$

$\phi_{s_k}(t)$ 는 $s_k(t)$ 의 위상변화이고 $\phi_{i_k}(t)$ 는 간섭 신호 $i_k(t)$ 의 위상변화를 나타낸다. $x_{s_k}(t)$, $y_{s_k}(t)$, $x_{i_k}(t)$, $y_{i_k}(t)$, $x_{n_k}(t)$, $y_{n_k}(t)$ 는 상호독립된 영평균을 갖는 Gaussian 과정이며 신호성분에 대해서만 나타내면 다음과 같다.

$$\langle x_{s_k}(t) \rangle = \langle y_{s_k}(t) \rangle = 0 \quad (11a)$$

$$\langle x_{s_k}^2(t) \rangle = \langle y_{s_k}^2(t) \rangle = \sigma_{s_k}^2 \quad (11b)$$

$$\langle x_{s_k}(t) x_{s_k}(t+\tau) \rangle = \langle y_{s_k}(t) y_{s_k}(t+\tau) \rangle = \sigma_{s_k}^2 \rho_s(\tau) \quad (11c)$$

위의 식에서 $\langle \cdot \rangle$ 은 통계적 평균을 나타내고 $\sigma_{s_k}^2$ 은 $s_k(t)$ 의 평균전력이며 $\rho_s(\tau)$ 는 아래와 같이 표현되는 정규화된 자기상관함수이다.

$$\sigma_{s_k}^2 \rho_s(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S_{s_k}(f) e^{j2\pi f \tau} df \quad (12)$$

여기서 $S_{s_k}(f)$ 는 신호, $s_k(t)$ 의 전력 스펙트럼이다.

수신신호 $e_k(t)$ 는 동상검파기(in-phase detector)에서 기준신호와 곱해지고, 직교위상검파기(quadrature detector)에서 $\pi/2$ 만큼 지연된 기준신호가 곱해진다. 기준신호 $r_k(t)$ 의 복소표현을 다음과 같다.

$$r_k(t) = \text{Re} \left\{ R_k(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (13)$$

여기서 $R_k(t)$ 는 $r_k(t)$ 의 복소 포락선이다. 검파기의 출력을 판정하기 위하여 $t = \mu T$ ($\mu = \dots -1, 0, 1, \dots$)에서 동기표본화 된다고 할 때 $t=0$ 에서 동상검파기의 출력은 다음과 같다.

$$V_I(0) = \sum_{k=1}^K V_{Ik}(0) \quad V_{Ik}(0) = H_k^{*T} F H_k \quad (14)$$

여기서 T는 transpose를 나타내고 F와 H_k는 다음과 같다.

$$F = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad H_k = \begin{bmatrix} Z_k(0) \\ Z_k(T) \end{bmatrix} \quad (15)$$

식(14)는 V_{Ik}(0)가 Z_k(0)와 Z_k(T)사이 위상차의 cosine에 비례한다는 것을 나타낸다. 이와 같은 방법으로 위상차의 sine에 비례하는 직교결합기 출력 V_Q(0)도 나타낼 수 있다.

모든 가지의 변수가 서로 통계적독립이면 검파기 입력벡터 H_k의 통계적 특성을 공분산행렬 C_k로 나타낼 수 있다.

$$C_k = \frac{1}{2} \langle (H_k - \langle H_k \rangle) (H_k - \langle H_k \rangle)^* \rangle^T \\ = \sigma^2 \begin{bmatrix} 1 & \rho^*(T) \\ \rho(T) & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\text{여기서 } \sigma^2 = \langle |Z_k(0)|^2 \rangle \\ = \sigma_n^2 + \sigma_I^2 + \sigma_n^2 \quad (17)$$

이고, 상관계수 ρ는 다음과 같다.

$$\rho = \frac{\langle Z_k(0) Z_k^*(T) \rangle}{\sqrt{\langle |Z_k(0)|^2 \rangle \langle |Z_k(T)|^2 \rangle}} \\ = \frac{\sigma_n^2 \rho_n(T) e^{j\Delta\phi_n} + \sigma_I^2 \rho_I(T) e^{j\Delta\phi_I} + \sigma_n^2 \rho_n(T)}{\sigma_n^2 + \sigma_I^2 + \sigma_n^2} \\ = \rho_n + j\rho_I \quad (18)$$

III. QPSK 시스템의 실현 및 고찰

본 논문에서 실현한 이동통신용 QPSK 시스템의 입력정보신호는 NRZ 신호이다. NRZ 신호의 발생기는 시프트레지스터와 비교기를 사용하여 제작하였으며 신호의 전송속도는 raised-cosine 필터의 각 Δ 값에 해당하는 대역폭을 선정한다. 스펙트럼 효율을 향상하기 위해 데이터 전송율을 Nyquist 율 보다 증가하도록 신호의 전송속도를 가변할 수 있도록 하였다. 또한 1 GHz의 반송파는 140 MHz의 RF 대역으로 1 차 변환한 다음 860 MHz의 발진기를 사용하여 실현하였으며, 이와같은 반송파는 베이스 집지 colpitts 발진회로를 설계하여 발생하였다.

직병렬 변환 방식을 사용한 QPSK 변조기의 시스템은 그림 3에 보인바와 같다. QPSK 변조기의 입력 데이터 {d_k}={d₀, d₁, d₂, -}가 직병렬변환기에 의해 전송율이 f_b[bps]인 2진 데이터를 f_b/2[bps]인 2개의 2진 데이터 {d₁(t)}, {d₀(t)}로 변환되어 I 채널과 Q 채널에 공급된다.

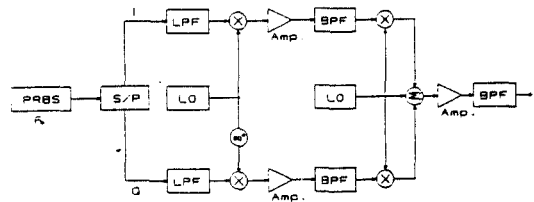


그림 3. QPSK 변조기의 계통도
Fig. 3. Block diagram of QPSK modulator.

송신신호가 Nypuist 전송율을 갖는 경우 베이스밴드 전송을 위한 대역제한필터의 대역폭은 1/2T_b이면 전송율은 f_s=1/2f_b이다. 한편 I-채널신호는 동위상 반송파에 의해, Q-채널 신호는 직교위상 반송파에 의해 각각 위상변조되며 이 두신호를 합성함으로써 QPSK 신호를 얻을 수 있다.

Sqpsk(t)

$$\begin{aligned}
 &= A[d_1(t) \cos 2\pi f_c t + d_0(t) \sin 2\pi f_c t] \\
 &= A \cos (2\pi f_c t + \phi_1) \quad (19)
 \end{aligned}$$

여기서 A는 반송파 진폭이고 $\phi_1 = \tan^{-1}(d_0/d_1)$ 이다.

III-1. 대역제한필터의 실현 및 특성

QPSK 시스템의 스펙트럼 효율을 향상시키기 위해 구형필터를 사용하여 대역을 제한한다. 그러나 구형필터를 실현하는 것은 거의 불가능하므로 본 논문에서는 raised cosine 필터의 각 Δ 값에 해당하는 대역폭을 선정함 다음($\Delta=0$ 인 경우 : 대역폭 20 KHz, 전송율 40 Kbps) 전송가능한 최대데이터 전송율($\Delta=0$ 인 경우 : 40 Kbps 이상)을 선정하여 이에 따른 감쇠 및 지터의 영향을 눈패턴을 통해 확인함으로써 한정된 주파수 대역폭을 효과적으로 이용하고자 하였다. 이는 디지털 이동통신의 본래 목적인 양질의 통신과 고속의 데이터 전송에 따른 정보의 손실이 없는 범위 내에서 이루어져야 한다.

실제로 raised cosine 필터에 입력되는 신호는 구형데이터가 랜덤하게 입력되므로, 펄스를 효과적으로 전송하기 위해서는 역 sinc 함수인 $x/\sin x$ 를 이용하여 보상하게 되면 펄스전송을 위한 전달함수는

$$H(\omega) = \begin{cases} \frac{(\omega T_s/2)}{\sin(\omega T_s/2)} & [0 < \omega \leq \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha)] \\ \frac{(\omega T_s/2)}{\sin(\omega T_s/2)} \cos^2 \left\{ \frac{T_s}{2} \left[\omega - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s} \right] \right\} & [\frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) < \omega < \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha)] \\ 0 & [\omega > \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha)] \end{cases} \quad (20)$$

이고, 이를 도시하면 그림 4와 같다.

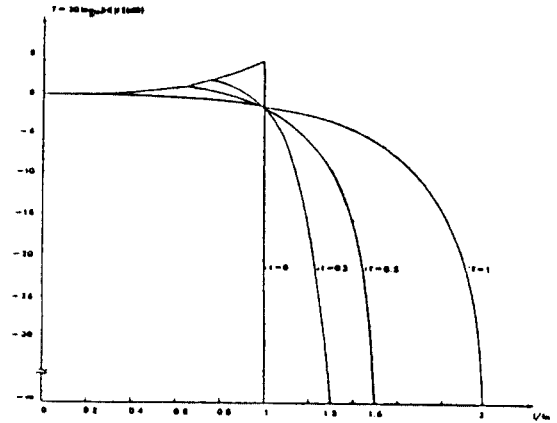


그림 4. 펄스 전송을 위한 Nyquist 채널의 진폭특성
Fig. 4. Amplitude characteristic of the Nyquist channel for pulse transmission.

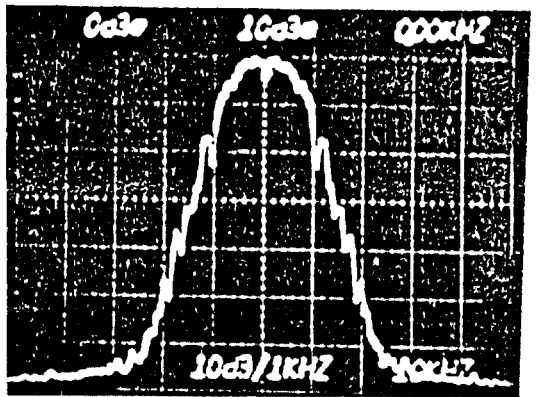
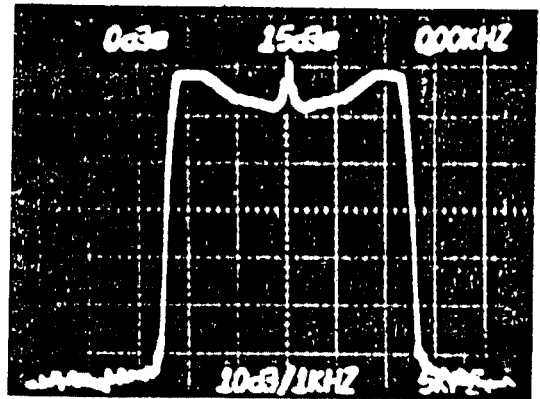


그림 5. (a) $\Delta=0.3$ 인 raised cosine 필터의 보상된 진폭특성
(b) 용된 스펙트럼
Fig. 5. (a) Amplitude characteristic of compensated raised cosine filter with $\Delta=0.3$
(b) Spectrum response.

이와같은 관점에서 역 sinc 함수로 보상된 raised-cosine 필터가 $\Delta=0.3, 0.5$ 을 갖는 경우에 대하여 switched-capacitor 필터와 RC 공진기를 다단 접속하여 실현하였으며, 각각에 대한 진폭 특성과 응답 스펙트럼은 그림 5와 그림 6에서 보는바와 같다.

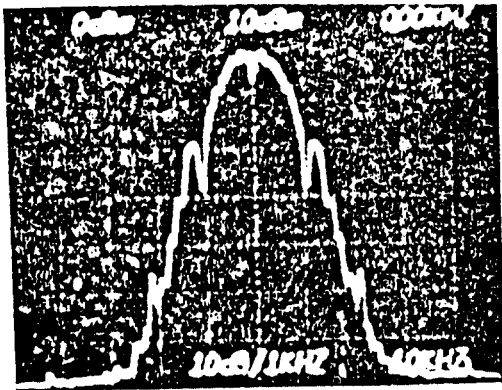
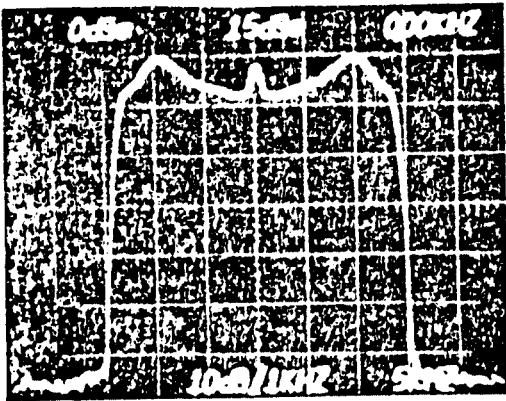


그림 6. (a) $\Delta=0.5$ 인 raised-cosine 필터의 보상된 진폭특성
(b) 응답 스펙트럼
Fig. 6. (a) Amplitude characteristic of compensated raised-cosine filter with $\Delta=0.5$
(b) Spectrum response.

그림에서 보듯이 $\Delta=1$ 인 경우 응답신호의 부로브 주파수 응답특성은 주로브의 응답특성에 비해 약 20[dB] 감소되는 특성을 얻었으며, $\Delta=0.3$ 인 경우에는 부로브 성분이 거의 소멸되어 주로브 성분만 남는다.

III-2. 실험결과 및 고찰

시스템을 평가하는데는 여러가지 방법이 있으나 가장 대표적인 것이 눈패턴(eye pattern) 및 오율특성이다. 특히 ISI 및 지터의 양을 이론적으로 해석하는 것은 매우 어려우므로 눈그림을 이용하여 관찰하게 되는데, 이는 수신된 펄스를 펄스주기에 동기시켜서 판별하기 전의 펄스파형을 CRO상에 나타낸 것이다. 특히 ISI 및 지터등을 이론적으로 해석하는 것은 매우 어려우므로 이런 눈패턴을 이용하여 ISI 및 지터의 양을

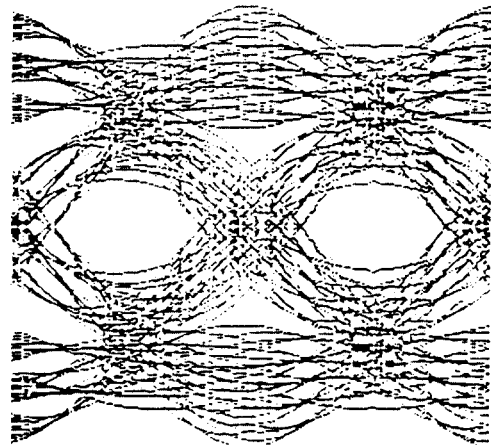
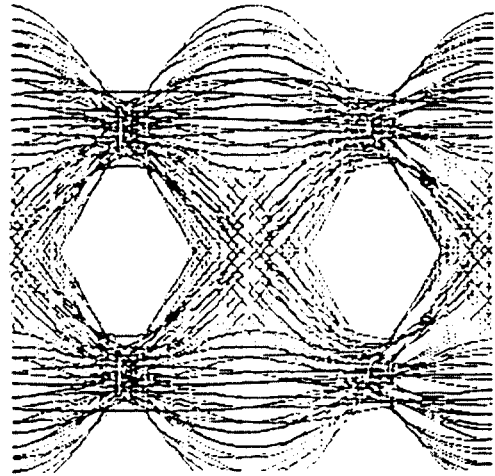


그림 7. QPSK 시스템의 눈패턴
Fig. 7. Eye pattern of QPSK system(Computer simulation)

측정하는 데 많이 사용된다.

대역 제한을 위한 raised cosine 필터의 Δ 가 0.3인 경우 데이터 전송율을 7% 증가시키고 대역폭을 약 7% 줄일 경우와 Δ 가 0.5일때 데이터 전송율을 10% 증가시키고 필터의 대역폭을 약 10% 줄였을 때 컴퓨터 시뮬레이션한 결과는 그림 7과 같다.

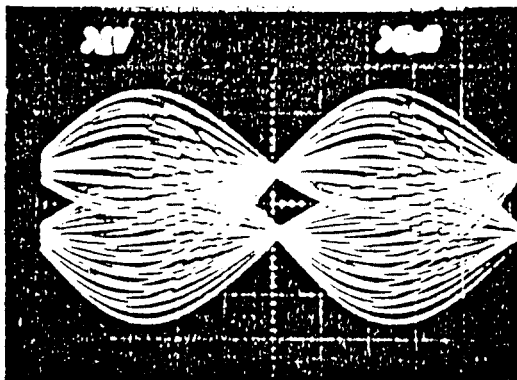
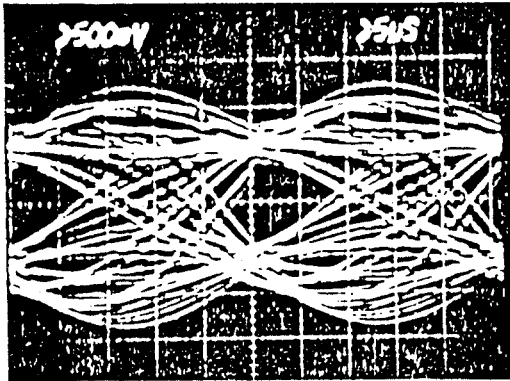


그림 8. QPSK 시스템의 눈패턴
Fig. 8. Eye pattern of QPSK system(EXperiment result).

데이터 전송율을 Nyquist 율로 전송하는 경우 QPSK 시스템의 스펙트럼 효율은 $2[b/s/Hz]$ 인데 반하여 전송율을 Nyquist 율보다 높이고 그에 대응하는 만큼 필터의 대역폭을 줄임으로써 $\Delta=0.3$ 인 경우 스펙트럼 효율이 $2.07[b/s/Hz]$, $\Delta=0.5$ 인 경우 $2.1[b/s/Hz]$ 만큼 향상 됨을

알 수 있다. 따라서 이와 같은 방법을 이용하면 디지털 이동통신 시스템으로 QPSK를 사용할 때 디지털 이동통신의 본래 목적인 양질의 통신과 고속의 데이터 전송을 정보손실 없이 이룩할 수 있으리라 기대된다.

그리고 각 필터의 출력에 나타난 눈패턴을 통해 간섭의 영향없이 표분화할 수 있는 눈의 개구, ISI 및 지터의 양은 표 1과 같다.

표 1. ISI 및 지터의 양
Table 1. Quantity of ISI and jitter.

	$\Delta=0.3$			$\Delta=0.5$		
	eye opening	ISI	jitter	eye opening	ISI	jitter
QPSK	10%	3.5 dB	64%	27%	3.0 dB	68%

IV. 오류확률 해석 및 고찰

디지털 이동통신용 사후검파 다이버시티를 갖는 Canonic 수신기는 검파된 신호벡터 $V(t) = (V_1(t), V_0(t))$ 으로 부터 수신신호의 위상을 설정하여 신호를 검출한다. 표분화순간에 M진 PSK는 위상이 $2\pi/M$ 로 동일하게 위상이 분리되며, 삽입이나 간섭의 영향을 받는 수신신호가 $t=0$ 에서 신호위상과 기준위상이 같다는 가정하에서 그림 9에서 보는 바와 같은 정확한 영역에 위치할 때 올바르게 판단한다.

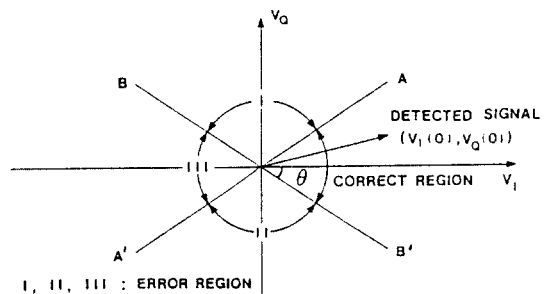


그림 9. 수신된 신호신도
Fig. 9. Detected signal diagram.

M진 신호의 평균비트오류확률 P_b 와 평균부호 오류확률 P_e 사이에는 다음과 같은 관계식이 성립한다⁴⁾.

$$\frac{1}{\log_2 M} P_e \leq P_b \leq \frac{M}{2(M-1)} P_e \quad (21)$$

다이버시티 수신가지의 수가 많은 경우에는 랜덤 에러가 에러발생의 주요원인이 되고, 다이버시티 수신가지의 수가 작은 경우에는 언집에러가 작게 발생하게 되며 BER은 다음과 같이 된다.

$$P_b \approx \frac{M}{2(M-1)} P_e \quad (22)$$

사후 다이버시티를 갖는 2진 canonic 수신기의 일반적인 오류확률식 P_M 은 다음과 같다⁶⁾.

$$P_M = P_r [V_1(0) < 0] \\ = \left[\frac{1}{2} (1-F) \right]^k \sum_{k=0}^k \left[\frac{1}{2} (1+F) \right]^k \quad (23)$$

$$\text{여기서 } F = \frac{\rho_i}{\sqrt{1 - \rho_o^2}} \quad (24)$$

실제적으로 디지털 이동통신을 위한 M진 PSK (Capital letter) 시스템에서 AWGN과 fast Rayleigh 페이딩이 존재하는 경우에 대한 오류확률을 해석하기 위하여 $S_s(f)$, $S_i(f)$ 및 $S_n(f)$ 가 다음과 같다고 가정하자.

$$S_n(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_n^2}{\pi \sqrt{f_b^2 - f^2}} & |f| \leq f_b \\ 0 & \text{기타} \end{cases} \quad (25)$$

$$S_i(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_i^2}{\pi \sqrt{f_b^2 - f^2}} & |f| \leq f_b \\ 0 & \text{기타} \end{cases} \quad (26)$$

여기서 f_b 는 v/λ 인 최대 도플러 주파수, v 는 이동체의 속도이며 λ 는 반송파의 파장이다. 그리고 사전복조 BPF를 이상적인 구형필터와 Gaussian 필터를 사용하였다. 이상적인 구형필터를 사용하는 경우 전력스펙트럼밀도 $S_n(f)$ 는

$$S_n(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_n^2}{B} & |f| \leq \frac{B}{2} \\ 0 & \text{기타} \end{cases} \quad (27)$$

이고, 비교적 제작이 용이한 Gaussian 필터를 사용할 경우의 $S_n(f)$ 는

$$S_n(f) = \frac{\sigma_n^2}{B\sqrt{\pi}/\ln 2} \exp\left[-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \ln 2\right] \quad (28)$$

이다. 여기서 B 는 사전복조필터의 대역폭이다.

식 (25)와 (26)에서 나타나는 페이딩현상은 수직안테나를 갖는 이동체가 일정한 속도로 다중 경로전파가 발생하는 곳을 움직일 때 발생하는 것으로 $\rho_s(T)$ 와 $\rho_i(T)$ 는 다음과 같다¹⁰⁾

$$\rho_o(T) = \rho_i(T) = J_0(2\pi f_b T) \quad (29)$$

수직안테나를 갖는 이동체가 fast Rayleigh 페이딩 환경하에 있을때에는 위와 같이 제 1종 (0차 Bessel 함수가 된다. 그리고 사전복조필터로 이상적인 구형필터나 Gaussian 필터를 사용한 경우 $\rho_n(T)$ 를 표현하면 각각 다음과 같다.

$$\rho_n(T) = \sin \pi B T / \pi B T \quad (30)$$

$$\rho_n(T) = \exp\left\{-\frac{(\pi B T)^2}{\ln 2}\right\} \quad (31)$$

디지털 이동통신을 위한 M진 PSK 변조 시스템에서 $\Delta \phi_m = \pi/M$ 이고 동일채널간섭의 위상변화가 서로 상관되어 있지않을 경우 F 를 계산하

면 다음과 같다.

$$F = \frac{J_0(2\pi f_b T) \sin(\pi/M)}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\Gamma} + \frac{1}{\Lambda}\right)^2 - \left[J_0(2\pi f_b T) \cos(\pi/M) + \frac{1}{\Gamma} \rho_n(T)\right]^2}} \quad (32)$$

여기서 Γ 는 캐리어대 잡음비이고, Λ 는 캐리어대 간섭비이며 다음과 같이 정의 한다.

$$\Gamma = \sigma_s^2 / \sigma_n^2 \quad \Lambda = \sigma_s^2 / \sigma_i^2 \quad (33)$$

따라서 디지털 이동통신을 위한 선형변조 방식인 M진 PSK가 fast Rayleigh 페이딩 환경하에 있을때 평균오류확률은 식 (22), (23)과 식 (29)~(33)으로 부터 구할 수 있다.

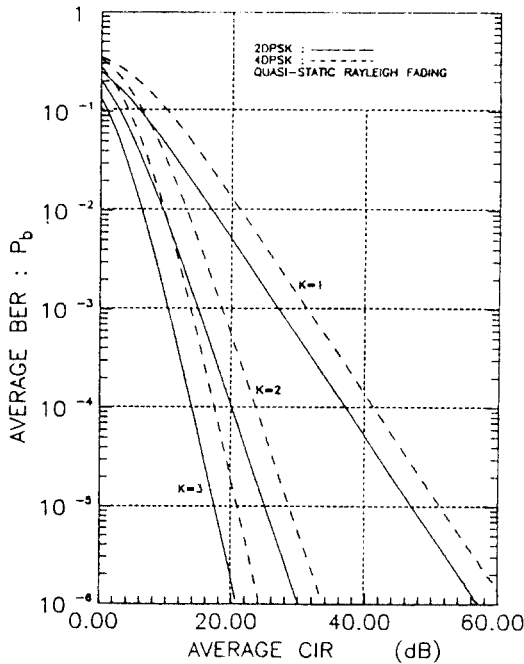


그림 10. 다이버시티 수신하는 경우 M진 PSK의 BER/CIR 특성
Fig. 10. BER/CIR performance of M-ary PSK with k branch diversity(Quasi static Rayleigh fading).

이상의 결과를 토대로 quasistatic Rayleigh 페이딩 환경하에서 canonic 수신기의 다이버시티 수신 효과를 고찰하기 위하여 k=1, 2, 3인 경우 BPSK와 QPSK의 신호대간섭비에 대한 오류확률을 계산한 결과는 그림 10에 보인 바와 같다. 여기서 신호대잡음비 Γ 는 ∞ 로 가정하였다.

한편 fast Rayleigh 페이딩 환경하에서 다이버시티 수신한 경우의 QPSK와 8-PSK에 대한 BER/CIR 특성은 각각 그림 11과 12에서 보는 바와 같다. 여기서 페이딩율 $f_b T$ 는 16[kbit/sec]의 전송율에서 이동체의 속도가 0~96 km/h 인 0~0.005를 선택하였으며 사전복조필터의 대역폭적(bandwidth product) BT는 1 이라고 가정하였다⁽⁸⁾. 또한 fast Rayleigh 페이딩 환경하에서 M진 PSK 시스템의 BER=10⁻³이 되기 위한 CIR의 값은 표 2에 수록하여 놓았으며, 사전복조필터로 구형필터 대신 Gaussian 필터를 사용하더라도 시스템의 오류확률에 많은 영향을 미치지 않음을 알 수 있었다.

표 2. M진 PSK 시스템에서 BER=10⁻³을 갖는 CIR
Table 2. CIR value for BER=10⁻³ in M-ary PSK system.

		$f_b T$					
		0.000	0.001	0.002	0.003	0.004	0.005
K=1	M=4	1330.4	1345.5	1402.8	1506.6	1682.6	1976.9
	M=8	3890.4	4027.1	4594.9	5942.9	10092.5	98627.9
K=2	M=4	60.3	60.3	60.5	60.6	60.9	61.2
	M=8	188.8	180.2	190.1	192.3	194.5	198.1

한편, 시스템의 스펙트럼 효율은 식 (8)을 사용하여 구하였으며, 이 경우 반송파의 상대 안정도 $\delta=0$, roll off 계수 $\Delta=0.3, 0.5, 1$ 을 사용하였다. 페이딩 여유 M_f 는 shadowing 하에서 신호레벨의 표준편차가 6.5[dB]이고 outage 확률이 0.1일때의 값 $M_f=1$ 을 선택하였다⁽⁸⁾. 이를 토대로 계산한 스펙트럼 효율은 그림 13과 같다.

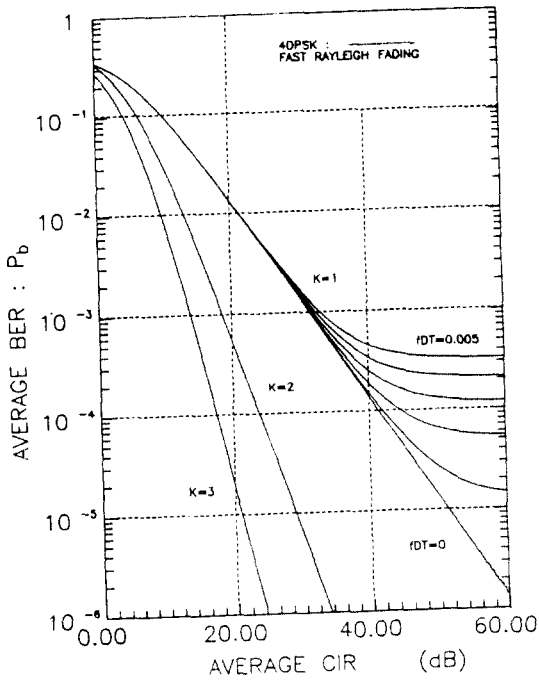


그림 11. 다이버시티 수신을 하는 경우 4Q : QPSK의 BER / CIR 특성
 Fig. 11. BER / CIR performance of QPSK with k branch diversity(Fast Rayleigh fading).

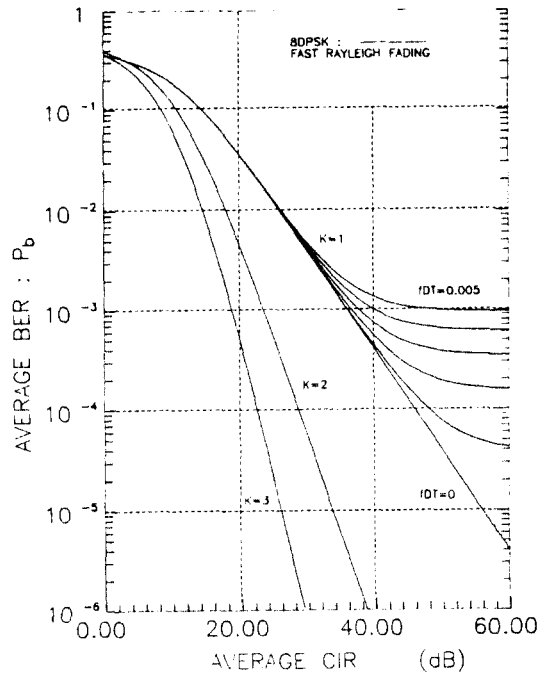
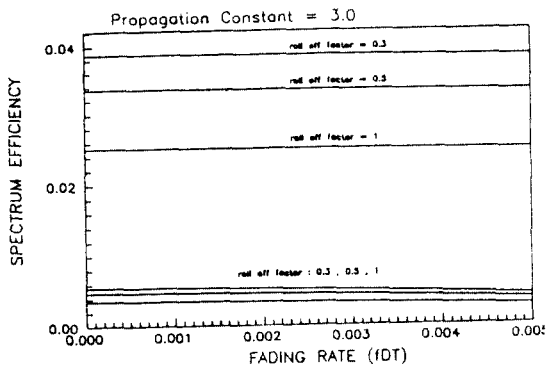
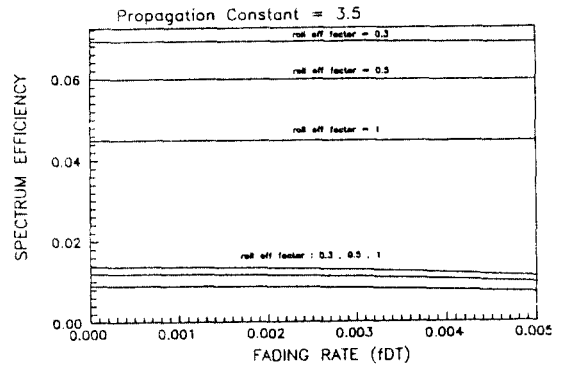


그림 12. 다이버시티의 수신을 하는 경우 8 PSK의 BER / CIR 특성
 Fig. 12. BER / CIR performance of 8 PSK with k branch diversity(Fast Rayleigh fading).



(a) Propagation constant=3.0



(b) propagation constant=3.5

그림 13. Fast Rayleigh 페이닝하에서 QPSK의 스펙트럼 효율
 Fig. 13. Spectrum efficiency of QPSK in fast Rayleigh fading.

V. 결 론

이동통신의 디지털화가 실현되면 가입자의

수가 증대되고 사용가능한 주파수 대역폭은 한정되어, 그 절대량이 부족하기 때문에 신호의 대역폭을 제한하기 위해서는 $\Delta=0$ 인 구형필터를

사용하여야 한다. 그러나 이러한 이상적인 Nyquist 필터는 실현이 불가능한 뿐만아니라 실현한다 할지라도 심각한 전송저터가 발생하게 된다.

따라서 본 논문에서는 한정된 주파수 대역을 효과적으로 활용하기 위하여 구형필터 대신에 raised-cosine 필터를 사용하였다. Raised cosine 필터가 $\Delta=0.3$ 인 경우에 대역폭을 7% 감소, 데이터전송율은 Nyquist 율보다 7% 증가시키고, $\Delta=0.5$ 인 경우는 대역폭을 10% 감소시키고 데이터전송율을 10% 증가시킨다. 그러나, 대역폭과 전송율을 변화시키지 않은 경우 보다 지터나 ISI 등이 증가한다. 이들의 영향없이 수신코드를 충분히 선택할 수 있음을 알 수 있었다.

한편 fast Rayleigh 페이딩하에서 다이버시티 수신은 하지 않는 경우와 한 경우의 QPSK 및 8 PSK에 대한 BER/CIR 특성은 각각 그림 10, 12에서 보는바와 같이 다이버시티 수신을 하지 않는 경우에 이동체의 속도가 증가함에 따라 오류확률이 크게 증가함을 알 수 있었으며, 아울러 반송파의 신호대간섭비를 일정한 값 이상으로 올릴지라도 오류확률 특성을 개선할 수 없음을 알 수 있다. 이와같은 문제점을 해결하기 위해서는 다이버시티 수신을 하거나 하이 다이버시티 수신을 하지 않는 경우와 비교할때, 평균 신호대간섭비는 $k=2$ 일때는 약 25dB, $k=3$ 일때는 약 35dB 감소함을 알 수 있었다.

본 연구에서 구한 스펙트럼 효율은 표 2에서 보는 바와 같이 quasistatic Rayleigh 페이딩에 대한 스펙트럼 효율을 구한 참고문헌 [5,6]의 결과보다 작음을 알 수 있다. 이는 fast Rayleigh 페이딩이 스펙트럼 효율에 크게 영향을 미친다는 것을 알 수 있다. 또한 표 2로 부터 다이버시티 수신을 하는 경우가 다이버시티 수신을 하지 않는 경우보다 약 3~5배 정도 우수함을 알 수

있으며, 특히 $M=4$ 의 최대값은 $M=4$ 인 QPSK인 경우이므로 스펙트럼 효율 관점에서 볼때 가장 적합한 디지털 이동통신용 변조방식인 QPSK임을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

1. K.Murota and K.Hirade, "GMSK Modulation for Digital Mobile Telephony", IEEE Trans. on Commun., Vol. COM 29, pp. 1044-1050, July 1981.
2. K.Honma et al., "On a Method of Constant Envelope Modulation for Digital Mobile Communication", IEEE ICC'80, pp. 24.1.1-24.1.5, June 1980.
3. H.Suzuki and K.Hirade, "System Consideration of M-ary PSK Land Mobile Radio for Efficient Spectrum Utilization", Trans. of the IECE of Japan, Vol. E65, No.3, pp. 159-165, March 1982.
4. S.Ono, N.Kondoh and Y.Shimazaki, "Digital Cellular System with Linear Modulation", Proceeding of IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 44-49, 1989.
5. Y.Miyakaki, N.Morinaga and T.Namekawa, "Error Probability Consideration for M-ary PSK Signal in Land Mobile Radio", Trans. IECE of Japan, Vol. J6 2-13, pp. 581-588, June 1979.
6. G.D.Hiragoni, "Error Rate for a Class of Binary Receivers", IEEE Trans. on Commun. Tech., Vol. COM 15, pp. 209-215, April 1976.
7. William C.Y. Lee, Mobile Cellular Telecommunication Systems, McGraw Hill Co., pp. 53-59, 1980.
8. D.N. Hatfield, "Measures of Spectral Efficiency in Land Mobile Radio", IEEE Trans. Electromagn. Comput., EMC 19, pp. 266-268, Aug. 1977.
9. S.Stein and J.J.Jones, Modern Communication Principles, New York: McGraw Hill Co., 1966.
10. M.J.Gans, "A Power Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment", IEEE Trans. on Veh. Tech., Vol. VT 27, pp. 27-38, Feb. 1972.



方成日(Sung Ill BANG) 正會員

1957年 2月 24日生

1977年 3月~1984年 2月:檀國大學校
工科大学 電子工學科 卒業
(工學士)

1984年 3月~1986年 2月:檀國大學校
大學院 電子工學科 卒業(工學
碩士)

1987年 9月~1990年 8月:檀國大學校
大學院 電子工學科 博士課程
修了

1984年 3月~1987年 8月:檀國大學校 工科大学 電子工學科
助教

1989年 3月~現在:同大學 講師

關心分野: 디지털 이동통신, 초고주파 통신 및 EMI/EMC
업



陳年鋼(Youn Kang CHIN) 正會員

1934年 3月11日生

韓國航空大學通信工學科卒業

美國 Oregon 州立大學(工學碩士)

美國 Oregon 州立大學(工學博士)

韓國航空大學通信·電子工學科教授

英國航空電子研究所 研修

美國 Cubic 通信電子會社(研究員)

現在:檀國大學校電子工學科教授

韓國通信學會 名譽會長