

論 文

Rayleigh 페이딩 채널에서 Discriminator형 GMSK 변복조기 수신 대역 필터의 영향

正會員 金 南 秀* 正會員 權 東 昇* 正會員 金 英 植* 正會員 朴 漢 奎**

Predetection Filtering Effect of GMSK with Discriminator Detection in Rayleigh Fading Channel

Nam Soo KIM*, Dong Seung KWON*, Young Sik KIM*, Han Kyu PARK** *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 육상 이동통신의 채널 환경인 fast Rayleigh 페이딩 상황에서 discriminator형 GMSK 변복조기의 수신 대역 필터에 의한 성능을 분석한 S.Elnoubi^[1]의 유도식을 이용하여 $B_bT=0.25$ 인 경우의 최적 수신 대역폭을 시뮬레이션하였으며, 실제 실험장치를 구현하여 측정된 결과와 비교 검토하였다. 그 결과 static 페이딩 ($f_bT=0$)인 경우에는 $BrT=0.7$ 이 최적이나 fast 페이딩($f_bT>0$)인 경우에는 E_b/N_0 의 비가 크고, 페이딩rate f_bT 가 클수록 필터에 의한 영향이 작다는 결론을 얻었다.

ABSTRACT In this paper, optimum bandwidth at $B_bT=0.25$ was simulated using the formular of S.Elnoubi^[1], who analyzed effect of receiving bandpass filter of discriminator type GMSK modem under static and fast Rayleigh fading channel which is applicable to land mobile channel environment, and measured with experimental system. The experimental results were well agreed with the simulation. The result shows that filter bandwidth is optimal at $BrT=0.7$ under static fading($f_bT=0$), while the performance is less sensitive to the bandwidth as E_b/N_0 and fading rate f_bT become higher.

I. 서 론

최근 이동 통신의 편리성으로 인한 수요증대로 인해, 새로운 부가서비스의 일환으로 디지털 이동 통신 시스템의 도입이 점차 구체화 되고 있으며 이미 유럽에서는 차세대 디지털 이동통신

시스템의 표준안을 제정하였고, 미국 및 일본에서도 표준안 작성을 서두르고 있다. 통신방식의 디지털화에 따라 변복조 방식도 아날로그 방식에서 디지털 방식으로 바뀌게 되는데 현재 육상 이동통신용으로는 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 방식과 GMSK(Gaussian filtered Minimum Shift Keying) 방식이 주목되고 있다. 이 두방식은 스펙트럼 효율 및 전력 효율면에서 서로 장단점을 갖고 있어서 유럽에서는 CEPT / GSM의 표준안으로 GMSK 변복조 방식

*韓國電子通信研究所 移動通信시스템研究室
Transmission Systems Section Electronics And
Telecommunications Research Institute

**延世大學校 電子工學科
Dept. of Electronics, Yonsei University.
論文番號 : 90-58 (接受1990. 5. 10)

을, 미국 및 일본에서는 QPSK의 변형인 $\pi/4$ DQPSK 방식을 표준안으로 채택하고 있다.²⁾

GMSK 변조 방식에 관해서는 이론적 해석이 여러편 발표되었으나^{3, 4)}, 송신 저역 필터에 의한 심볼간 간섭(ISI; Inter Symbol Interference)에 의해 성능 해석이 비교적 복잡하기 때문에 수신 필터의 영향을 대부분 무시하였다. 수신 대역폭이 너무 넓으면 잡음이 증가하여 신호대 잡음비가 감소하고, 반대로 수신 대역폭이 좁으면 잡음 전력과 신호전력이 동시에 감소하므로 수신 대역 필터의 대역폭과 신호대 잡음비간에는 상호관계가 있고 최적인 대역폭이 존재하게 된다.

따라서 본논문에서는 무선 채널에서 강인성을 갖는 Limiter discriminator형⁵⁾GMSK 변복조 방식에 대해 Rayleigh 채널환경하에서 수신 대역폭의 변화에 따른 성능을 이론적으로 해석한 S.Elnoubi¹⁾의 유도식을 이용하여 데이터 전송속도가 16Kbps 일때 B_bT (B_b : 가우시안 저역 필터의 3dB 대역폭, T : 데이터1비트의 주기)가 0.25이면 U/VHF 대역에서 규정하고 있는 25 KHz의 채널 간격을 만족시킬 수 있으므로⁶⁾ $B_bT=0.25$ 인 경우의 최적 수신 대역폭을 시뮬레이션 하였으며, 실제 제작 및 성능 측정을 통하여 시뮬레이션 결과와 비교하였다.

II. GMSK 변복조기의 구성 및 수신 대역 필터에 의한 성능 분석

본 장에서는 논문의 구성상 S.Elnoubi¹⁾에 의해

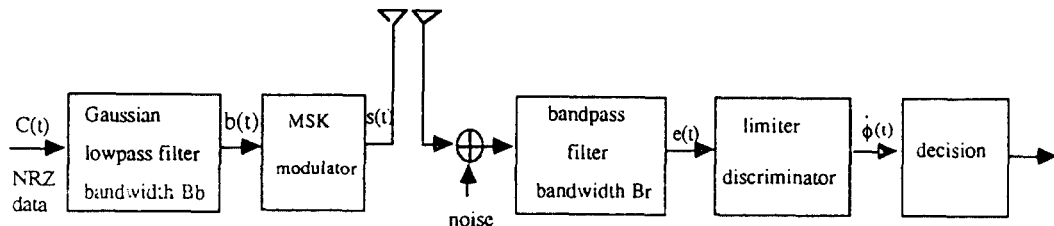


그림 1. Limiter-discriminator 형 GMSK 변복조기 구성도
Fig. 1 Block diagram of Limiter discriminator GMSK system model

분석된 이론을 간략히 서술하고, 결론식을 B_bT 가 0.25인 경우에 이용하고자 한다. Limiter-discriminator 형 변복조기의 구성도는 그림 1과 같다.

입력된 NRZ 신호는

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \Omega\left(\frac{t-nT}{T}\right) \quad (1)$$

이면, 데이터가 "1" 또는 "0"에 따라서 $a_n = \pm 1$ 의 값을 가지며, $\Omega(t/T)$ 는 원점을 중심으로 펄스 주기가 T 인 단위구형파이다. 저역 필터는 가우시안형으로 필터의 임펄스 응답 함수는 다음 식으로 표현된다.

$$h(t) = A \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B_0 \exp\left(-\frac{2\pi^2 B_0^2 t^2}{\ln 2}\right) \quad (2)$$

여기서 B_0 는 3dB점간의 폭이고, A 는 상수이다. 따라서 단위 구형파에 대한 저역통과 필터의 응답 $g(t)$ 는

$$g(t) = A \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B_0 \int_{t-\frac{T}{2}}^{t+\frac{T}{2}} \exp\left\{-\left(\frac{-2\pi^2 B_0^2 x^2}{\ln 2}\right)\right\} dx$$

$$= \frac{A}{2} \left[\operatorname{erf}\left(-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B_0 \left(t - \frac{T}{2}\right)\right) + \operatorname{erf}\left(\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B_0 \left(t + \frac{T}{2}\right)\right) \right] \quad t > 0 \quad (3)$$

$$g(t) = g(-t) \quad (4)$$

이다. 그러므로 MSK 변복조기에 입력된 신호는

$$b(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT) \quad (5)$$

이며, GMSK 변조기의 최종 출력은

$$s(t) = \cos(2\pi f_d t + \phi_s(t)) \quad (6)$$

이다. 여기서,

$$\phi_s(t) = 2\pi f_d \int_{-\infty}^t \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(v-nT) dv \quad (7)$$

이며, f_d 는 최대주파수 편이이다. 식(7)에서 알 수 있듯이 실제로 전송되는 데이터가 인접한 주위의 데이터에 의한 간섭, 즉 심볼간 간섭을 일으킨다. 따라서 본논문에서 사용한 수신방식인 Discriminator 형에서도 심볼간 간섭이 오울에 영향을 미친다.

송신된 신호는 무선채널을 통한 후 수신기에 입력된다. 수신기에 입력된 신호와 수신기 잡음은 각각

$$s_R(t) = x_s(t) \cos\{\omega_c t + \phi_s(t)\} - y_s(t) \sin\{\omega_c t + \phi_s(t)\} \quad (8)$$

$$n(t) = x_n(t) \cos(\omega_c t) - y_n(t) \sin(\omega_c t) \quad (9)$$

로 표시할 수 있다. 여기서 $x_s(t)$, $y_s(t)$, $x_n(t)$ 및 $y_n(t)$ 는 평균이 제로인 가우시안 과정(Gaussian process)이다. 수신대역 필터를 지난후의 신호는

$$e(t) = s_0(t) + n_0(t) \quad (10)$$

이다. 여기서 $s_0(t)$ 와 $n_0(t)$ 는 각각 수신 신호 및 부가성 백색잡음(Additive White Gaussian Noise)이 대역 필터를 지나 후의 성분이다. 수신대역 통과 필터의 등가 저역 임펄스 응답을 $h_{RL}(t)$ 라고 하고, 입력 신호의 복소 포락선 $d(t)$ 을

$$d(t) = [x_s(t) + jy_s(t)] \exp\{j\Phi_s(t)\} \quad (11)$$

라고 할때, 필터를 통한 후의 복소 포락선은

$$r(t) = [(x_s(t) + jy_s(t)) \exp\{j\Phi_s(t)\}] * h_{RL}(t) \quad (12)$$

이 된다. 여기서 *는 콘볼루션을 나타낸다. 한편 $x_s(t)$ 및 $y_s(t)$ 는 신호의 In-phase 및 Quadrature-phase 의 크기이고, 차량의 속도에의해 생기는 도플러 천이주파수가 작기때문에 ($f_D \ll 1/T, f_D$: 도플러 천이주파수, $1/T$: 데이터 전송율) 필터의 영향을 거의 받지 않는다.⁽¹⁾ 따라서,

$$r(t) \cong [x_s(t) + jy_s(t)] \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j\Phi_s(t)\} h_{RL}(t-\tau) d\tau \quad (13)$$

이 되고, 필터링된 후의 신호 $s_0(t)$ 는

$$\begin{aligned} s_0(t) &= \text{Re}\{r(t) \exp(j\omega_c t)\} \\ &= x_s(t) A(t) \cos\{\omega_c t + \Phi(t)\} - y_s(t) A(t) \sin\{\omega_c t + \Phi(t)\} \end{aligned} \quad (14)$$

이다. 여기서

$$\Phi(t) = \tan^{-1} \left[\frac{h_{RL}(t) * \sin\Phi_s(t)}{h_{RL}(t) * \cos\Phi_s(t)} \right] \quad (15)$$

$$A^2(t) = [h_{RL}(t) * \sin\Phi_s(t)]^2 + [h_{RL}(t) * \cos\Phi_s(t)]^2 \quad (16)$$

이다. Limiter-discriminator를 지난후의 신호는 (15)식을 미분한 $\Phi(t)$ 이고, $t=0$ 에서 샘플링하여 데이터를 복원하게 된다. 그러므로 송신데이터가 $a_0 = \pm 1$ 일때 GMSK 변조된 신호가 Rayleigh 페이딩 채널을 통한 후 수신된 신호의 조건부 에러확률 $P_{e \pm}$ 는⁽¹⁾

$$P_{e \pm}(a_n) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Gamma\Phi'(0)}{\sqrt{\Gamma + \Gamma \sqrt{\frac{2\pi^2(B_f/2)^2}{\ln 2} + \Gamma[2\pi^2 f_D^2 + \Phi'(0)]}}} \right] \quad (17)$$

이다. 여기서 Γ 는 평균 신호대 잡음비이고, B_r 는 수신 대역 필터의 양측 3dB대역폭이며, f_D 는 차량의 속도에 의해서 발생하는 도플러 천이 주파수이다. 수신 대역 필터를 위상이 직선특성을 갖는 가우시안형으로 가정할 때

$$\Gamma = \frac{E_b}{N_0} \frac{2}{B_r T} \sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}} \quad (18)$$

이고, E_b/N_0 는 한비트당 에너지대 잡음전력 밀도의 비이다.

III. 설계 및 제작

GMSK 변조기로는 변조지수 0.5를 안정적으로 확보할 수 있으며, DSP(Digital Signal Processing) 처리하기 쉬운 직교형 변조방식을 채택하였다⁷⁾. 그 구성도 그림 2와 같다.

이 방식은 신호파형 생성부와 직교형 변조부로 구성되며 그림 2에서 알 수 있듯이 신호파형생성부는 가우시안형 저역통과 필터, 적분기, 그리고 Cos 및 Sin ROM으로 나누어서 고려할 수 있는

데 가우시안 저역통과 필터를 DSP에 의해 실현하기 위해서는 부호간 간섭을 고려해야 하므로, 부호간 간섭을 줄 수 있는 인접 비트의 수를 고려하여 비트수의 조합후 각 경우 발생하는 출력 파형을 표본화시킨 다음 위상 연속특성을 얻기위해 가산기의 출력을 일정시간 지연시킨 값을 다음의 값과 더하므로 적분기를 구성한다. 이상과 같이 위상의 연속성이 확보된 신호는 앞 장 식(6)의 $\phi_s(t)$ 가 되고, 직교부의 I- 및 Q- 채널의 입력신호인 $\cos\{\phi_s(t)\}$ 와 $\sin\{\phi_s(t)\}$ 의 값을 발생시키기 위해 Cos ROM과 Sin ROM의 입력 신호가 되고, 해당되는 각각의 출력을 D/A 변환시키고 지역 통과 여파기에 의해서 고조파 성분을 제거 시킨 후 직교형 변조기에 입력 된다. 실험을 위한 변조기의 제작시에는 인접 4비트의 영향을 고려하여 설계 하였는데 이는 $B_b T$ (B_b : 가우시안 저역 필터의 3dB 대역폭, T : 데이터 1비트의 주기)가 0.25인 경우 인접 4비트의 영향을 고려하는 것은 충분한 타당성이 있다⁸⁾.

직교형 변조기는 회로 각부의 평형이 완전하지 않으면 변조파에 스퓨리어스(Spurious)성분이 중첩된다. 이 스퓨리어스성분은 반송파성분, 영상

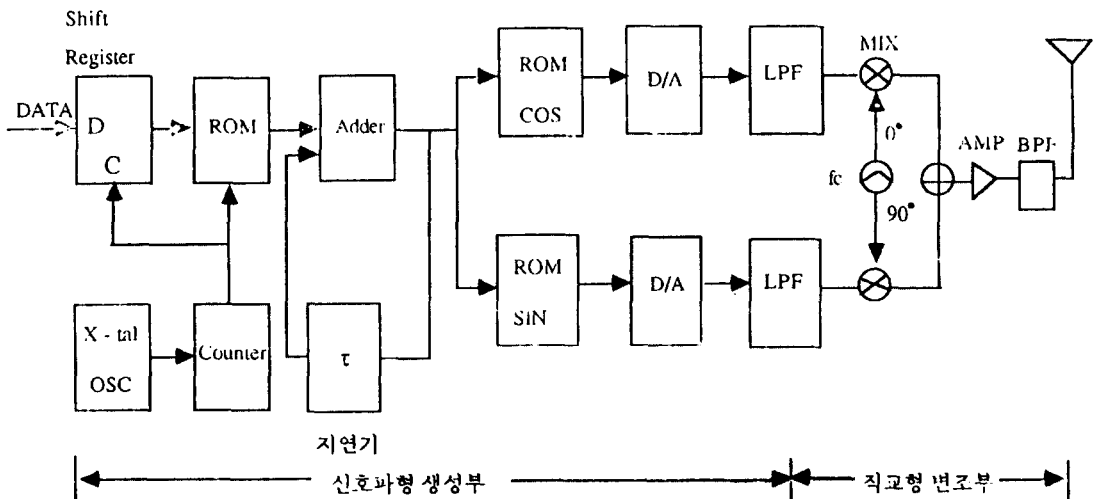


그림 2. GMSK 변조기 구성도
Fig. 2. Block diagram of GMSK modulator

(Image) 성분, 그리고 왜곡성분으로 구성된다. 이러한 스퓨리어스성분은 변조 스펙트럼내에서 발생하므로 대역 통과 필터에 의해서 제거하는 것이 불가능하고, 변조파의 위상에 왜곡을 생기게 하는 원인이 된다. 즉 그러한 위상 왜곡이 발생하면 등가적으로 복조시에 신호대 잡음비를 열화시킨다⁶⁾. 이런 열화를 발생시키는 부분은 D/A 변환기와 고주파 회로부이며, D/A 변환기에서는 각 채널부의 진폭오차와 DC Offset를 제거하여 스퓨리어스 레벨을 억압시켰고, 고주파 회로부에서는 0°/90° 위상편이기를 지난후 신호 길이에 의한 위상오차까지도 고려하여 보정함과 동시에 입출력 Isolation이 우수한 혼합기를 사용하여 스퓨리어스 성분을 최소화 하였다. 실험에 사용한 송신주파수는 250MHz대에서 실험하였다.

실제 제작한 Limiter-discriminator형 복조기의 구성도는 그림 3과 같다. 수신된 신호는 2중 슈퍼 헤테로다인 방식에 의해 주파수 변환되는데 제 1중간 주파수는 21.4MHz, 제 2중간 주파수는 455KHz로 하였다. 주파수 변환된 신호는 Limiting 증폭기를 지난 후 주파수/전압 변환관계를 가진 Discriminator에 의해서 송신된 신호를 아날로그신호로 복원시킨다. 이때 복원된 신호는 고주파 잡음이 포함되어 있으므로 저역 통과 필터를 통하여 제거시킨 후 Comparator에 입력

시킨다. Comparator는 아날로그 신호를 디지털 신호로 복원 시키기 위해서 기준 레벨 이상이면 "1"로 그 이하면 "0"으로 출력시킨다. 이 출력 신호는 데이터 복원회로의 입력 신호로 되며, 동시에 데이터 복원을 위한 비트 타이밍 복원 회로(BTR; Bit timing recovery circuit)에 입력 되는데 이 비트 타이밍 복원 회로는 디지털 PLL (Phase Locked Loop)회로로 구성하였으며, 불안정한 데이터에서 전송 클락을 복원하여 데이터를 판정하는 데이터 복원회로 기준 클락으로 사용된다. 수신기에서는 필터를 3종류 사용하였으며, 제 2중간주파용 대역통과 필터와 Limiter-discriminator 후의 저역 통과 필터는 단지 고조파 성분만 제거할 뿐 신호에는 영향을 주지 않도록 통과 대역폭을 충분히 넓게 하였으므로 제 2중간주파용 대역통과 필터와 Limiter-discriminator 후의 저역 통과 필터에 의한 신호왜곡의 영향을 거의 무시할 수 있으므로,⁶⁾ 그림 1 Limiter-discriminator형 GMSK 변복조기 구성도중 수신단 대역통과필터의 대역폭 Pr은 그림 3중 가장 영향을 미치는 제 1중간주파용 대역통과 필터의 대역폭과 동일하다고 가정할 수 있다.

실험에서는 제 1중간 주파용 대역통과 필터로 21.4MHz를 중간주파수로 하는 Crystal 필터를 사용하였다.

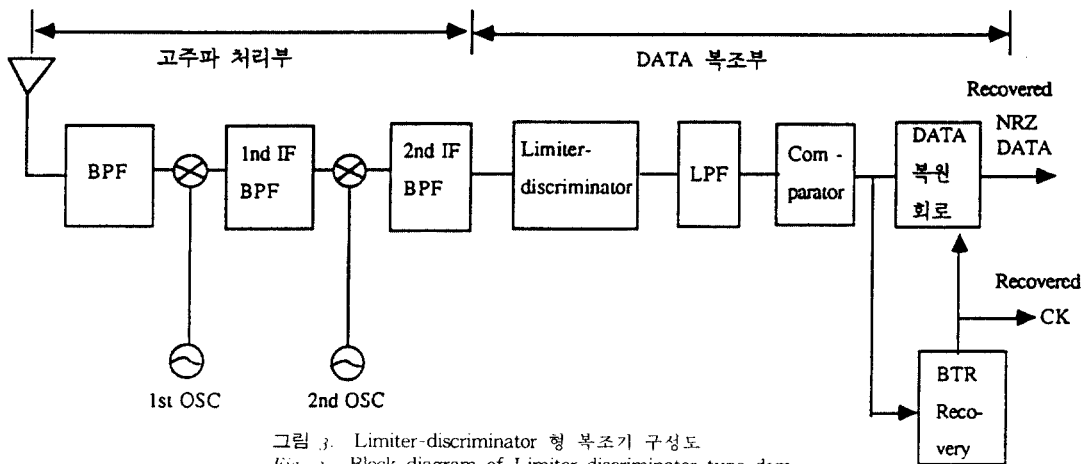


그림 3. Limiter-discriminator 형 복조기 구성도
Fig. 3. Block diagram of Limiter-discriminator type demodulator

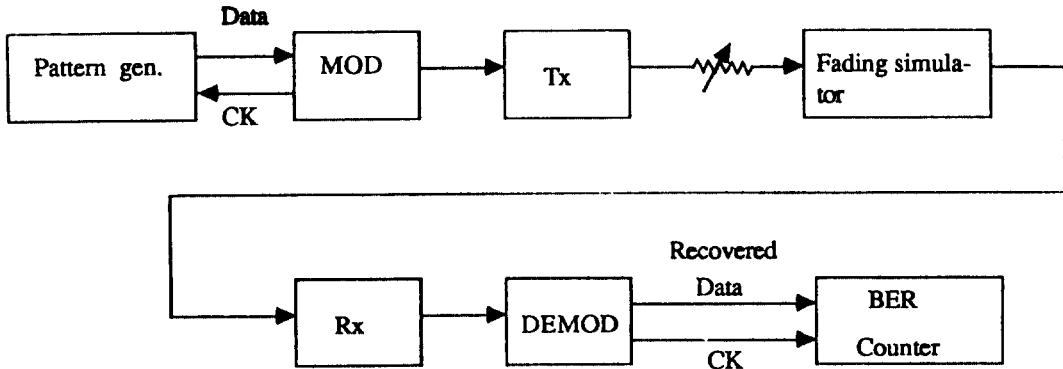


그림 4. 실험 시스템 구성도
Fig. 4 Block diagram of experimental system

IV. 실험 및 결과 고찰

이상의 설계에 따라 데이터 전송속도가 16Kbps 이고, 기존의 아날로그채널 대역폭을 만족시키기 위해 $B_bT=0.25$ 로 제작한 변조기의 눈모양과 Constellation은 사진 1 및 사진 2와 같이 측정되었으며, 측정된 사진으로부터 Constellation이 원형이므로 정진폭특성을 갖으며 위상이 연속임을 유추할 수 있고, 눈모양 측정결과 눈모양의 열림 정도로 보아 심볼간 간섭이 심하지 않음을 알 수 있다. 또한 송신 스펙트럼은 사진 3에서와 같이 약 25KHz떨어진 지점에서 -51dB 정도의 감쇄가 측정되었다.

Rayleigh 페이딩 채널에서 비트 오류를 측정하기 위한 실험 시스템 구성도는 그림 4와 같다.

수신단의 BrT 의 변화에 따른 수신기의 오류특성을 E_b/N_0 와 페이딩rate $f_D T$ (f_D : 차량의 속도에 의해서 발생하는 도플러 천이 주파수, T : 데이터 1비트의 주기)를 매개변수로하여 이론치와 측정치를 그림 5에 나타내었으며, 이론치와 측정치가 거의 유사한 경향을 가짐을 측정하였으며, 이론치에 비해서 열화된것은 실험에 사용한 필터의 진폭 및 군 지연(group delay) 특성이 이상적이지 못한 결과로 고려된다.

그림 5에서 $f_D T=0$ 인 경우에는 수신단의 BrT

가 0.7인 경우가 성능이 우수하며 $f_D T$ 가 증가함에 따라서 오류를 최소화하는 BrT 가 증가함을 알 수 있다. 따라서 BrT 가 0.7인 경우와 1.0인 경우의 오류특성을 측정하여 그 결과를 그림 6과 그림 7에 각각 나타내었으며, 이론치와 측정치가 근접함을 알 수 있다. 그리고 측정치가 이론치보다 E_b/N_0 가 큰 영역에서 열화되는 것은 구성한 수신기의 안정도 및 잡음특성등의 열화에 의한 것으로 고려된다.

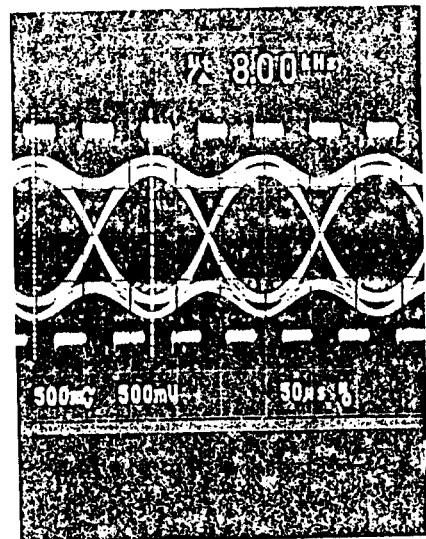


사진 1. 측정된 눈모양($B_bT=0.25$)
Pho. 1 Measured eye-diagram($B_bT=0.25$)

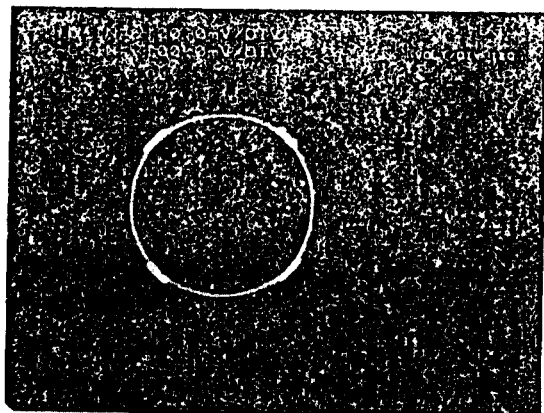


사진 2. 측정된 Constellation
Pho. 2 Measured constellation

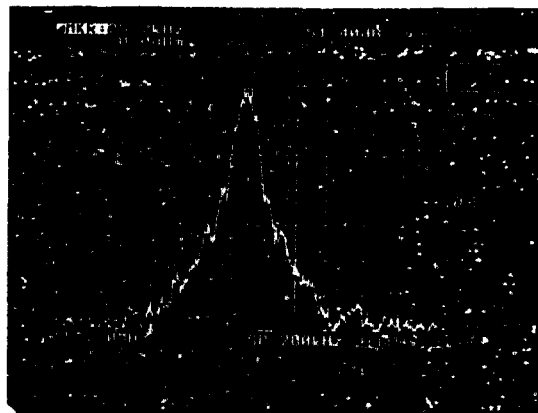


사진 3. 측정된 송신 스펙트럼
Pho. 3 Measured power spectrum

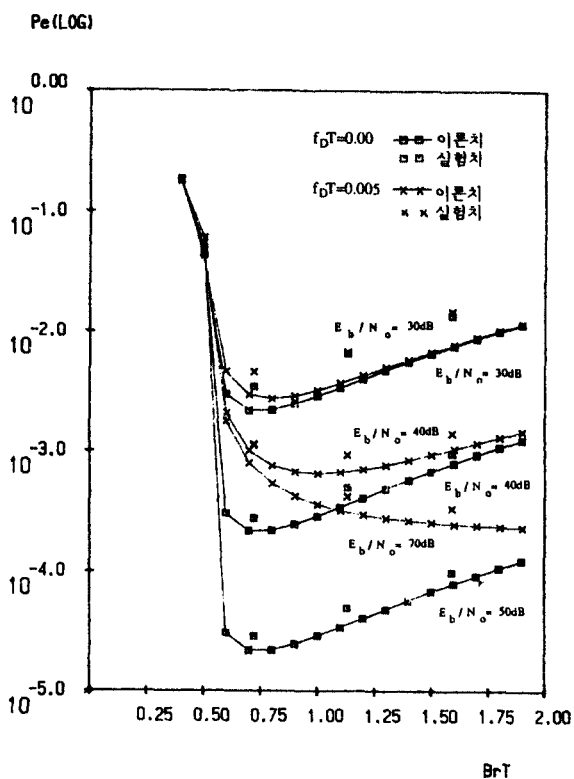


그림 5. BrT의 변화에 따른 오류특성
Fig. 5 Probability of error with BrT

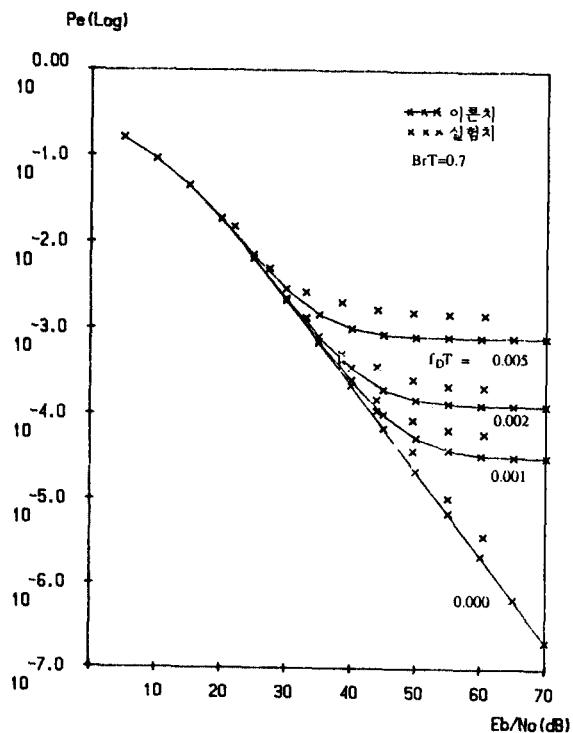


그림 6. Rayleigh 페이딩시의 오류특성(BrT=0.7)
Fig. 6 Probability of error under Rayleigh fading(BrT=0.7)

그림 6과 그림 7에서 Rayleigh 페이딩시 BrT

가 0.7과 1.0인 경우에 f_{DT} 의 변화에 따른 성능

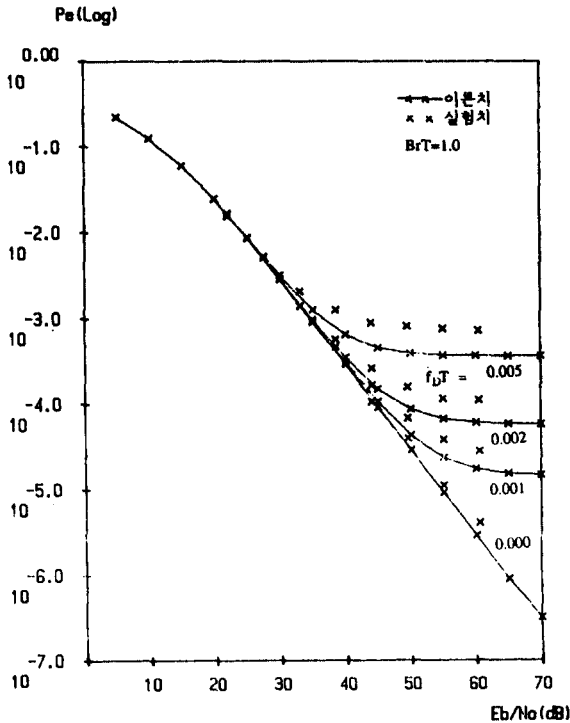


그림 7. Rayleigh 페이딩시의 오류특성(BrT=1.0)
Fig. 7 Probability of error under Rayleigh fading(BrT=1.0)

시에 ($f_D T=0$)인 경우의 최적 수신 대역폭 $BrT=0.7$ 은 F.Adachi의 시뮬레이션 결과와 동일하다⁴⁾. 그러나 Adachi는 fast 페이딩 ($f_D T=0$) 상황하에서는 고려하지 않았다.

본 논문에서는 static 페이딩시에는 시스템의 성능을 가장 적게 열화시키는 최적 수신 대역폭은 $BrT=0.7$ 이며, fast 페이딩시에는 E_b/N_0 의 값에 따라 많은 변화를 보이고 있는데 E_b/N_0 의 비가크고, 페이딩 rate가 클수록 필터의 대역을 비교해보면, static 페이딩 ($f_D T=0$)인 경우에는 BrT 가 0.7인 경우가 성능이 우수하지만 fast 페이딩 ($f_D T=0$)인 경우에는 일반적으로 BrT 가 1.0인 경우가 우수함을 확인하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 이동 무선 채널에서 Discrim-

inator 형 GMSK 변복기의 수신단 대역 통과 필터의 대역폭과 에러 확률과의 관계를 검토하였으며, 본 논문에서 유도한 이론치는 T.Miki가 $BrT=1.0$ 인 경우 페이딩시에 측정된 실험결과¹⁰⁾와 매우 유사한 결과를 얻었으며, static 페이딩 폭이 시스템 성능에 미치는 영향이 작다는 결론을 얻었다.

그러므로 향후 discriminator형의 GMSK 변복기를 사용하여 디지털 이동통신 시스템을 구성하는 경우 사용자가 저속으로 움직이거나 또는 일정지역에서 움직이지 않고 사용하는 휴대형 전화기는 $f_D T$ 가 거의 0에 가까우므로 $BrT=0.7$ 로 설계하고, 차량 형은 E_b/N_0 의 설계 임계치에 따라 적절한 값을 본 논문의 시뮬레이션 값 및 실험치에 근거하여 선정할 수 있겠다.

참 고 문 헌

1. S.Elnoubi, "Predetection filtering effect on the probability of error of GMSK with discriminator detection in mobile radio channels", IEEE Tr. on Veh. Tech., Vol.37, No.2, pp.104-107, May 1988.
2. 김남수, 김호영, 이혁재, "이동통신 국제표준화 동향", 한국통신학회지, Vol.6, No.4, pp.51-64, Dec.1989.
3. S.Elnoubi, "Analysis of GMSK with discriminator detection in mobile radio channels", IEEE Tr. on Veh. Tech., Vol. VT-35, NO.7, pp.71-76, May 1986.
4. F.Adachi, K.Ohno, "Performance analysis of GMSK frequency detection with decision feedback equalization in digital land mobile radio", IEE Proc., Vol. 135, F,No.3, pp. 199-207, June 1988.
5. K.Kinoshita, M.Hata, M.Nagabuchi, "Evaluation of 16Kbps digital vocie transmission for mobile radio", IEEE Tr. on Veh. Tech., VT-33, No.4, pp.321-327, Nov. 1984.
6. K.Murota, K.Hirade, "GMSK modulation for digital mobile radio telephony", IEEE Tr. on Comm., Vol. COM-29, No.7, pp.1044-1050, July 1981.
7. H.Suzuki, et al., "GMSK 변조기의 구성법에 관한 검토", 전자통신학회 총합전국대회, pp.8-13, 1980.
8. Y.Yamao, H.Suzuki, "Design of Quadrature modulator consisting of GaAs-FET double balanced mixers", 전자통신학회 논문지, Vol.J65-B, No.9, pp.1140-1147

, Aug.1982.

9. J.Horikoshi, et, al., "Optimum receiving bandwidth of differentially encoded radio channels", 전자정보통신

학회지, B, Vol. J71-B, No.1, pp.25-32, Jan. 1988.

10. T.Miki, "Experimental study of GMSK discriminator", 신학기보, CS 82-89, pp.105-112, 1982.



金南秀(Nam Soo KIM) 正會員
1957年10月16日生
1981年2月: 光云大學校 電子工學科 學士
1983年2月: 延世大學校 電子工學科 碩士
1984年3月~現在: 延世大學校 電子工學科 博士課程
1986年7月~現在: 韓國電子通信研究所 移動通信室 先任研究員



權東昇(Dong Seung KWON) 正會員
1962年4月3日生
1985年2月: 延世大學校 電子工學科 卒業
1987年2月: 延世大學校 電子工學科 卒業(碩士)
1988年5月~現在: 韓國電子通信研究所 移動通信研究室 研究員



金英植(Young Sik KIM) 正會員
1952年1月10日生
1989年3月~現在: 韓國電子通信研究所 移動通信시스템研究室



朴漢奎(Han Kyu PARK) 正會員
1941年6月21日生
1964年2月: 延世大學校 電氣工學科 學士
1968年2月: 延世大學校 電氣工學科 碩士
1973年 : 불란서 파리大學校(소르본느大學校) 博士課程修了(DEA)
1975年 : 불란서 파리 6大學(Ph.D)
1976年~現在: 延世大學校 電子工學科 教授