

이동통신용 기저대역 채널 시뮬레이터의 구현에 관한 연구

(A Study on the Implementation of Baseband Channel Simulator for Mobile Communications)

李 相 天*, 林 明 燮*, 朴 漢 奎**

(Sang Cheon Lee, Myoung Seob Lim, and Han Kyu Park)

要 約

본 논문에서는 잡음원의 스펙트럼 형상변형에 의한 레일리 페이딩 채널 모델을 디지털 신호처리소자(TMS320C25)와 A/D, D/A 변환소자를 이용하여 디지털신호처리 함으로써 기저대역에서의 이동통신용 채널시뮬레이터를 구현하였다. 전송 주파수 222 MHz에서 이동체의 속도변화에 따른 도플러 주파수를 변화시키면서 기저대역 채널 시뮬레이터의 통계적 특성(레벨교차수, 누적분포함수, 확률밀도함수)과 페이딩신호의 스펙트럼을 측정하였다. 또한 실제 기저대역에서 데이터 전송율 16kbps이고 $B_bT=0.25$ 인 GMSK(Gaussian Minimum Shift Keying) 변복조기에 적용하여 측정한 오류 특성은 변별기 방식으로 수신한 GMSK 복조방식의 이론적 오류특성과 유사한 특성을 나타내었다.

Abstract

In this paper, the mobile communication CH simulator is implemented in the baseband, using the Digital Signal Processor (TMS320C25), A/D and D/A converters. The Rayleigh CH is modeled by shaping the random noise source power spectrum. The statistical characteristics (Level Crossing Rate, Cumulative Distribution Function, Probability Density Function) and the received fading signal's power's spectrum is observed when the doppler frequency is varied according to the variation of the vehicular velocity at the 222MHz band. And also the BER is measured when the baseband mobile CH simulator is applied to the GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying; transmission rate:16kbps, $B_bT=0.25$) modulator. The results shows the similar characteristics to be compared with the theoretically derived BER values of the discriminator type GMSK detection.

I. 서 론

육상 이동통신에서 수신되는 신호는 전파경로상의 건물이나 낮은 구름 등의 반사체로 말미암아 발생되

는 다중경로 반사파의 수신에 의한 다중경로 간섭현상 및 이동체의 속도변에 따른 도플러 현상을 겪는다. 즉 도플러 현상이 가미된 여러개의 다중경로 반사파가 서로 더해져서 수신된 신호는 진폭과 위상이 랜덤하게 변화함으로 수신파의 포락선이 일정한 세기를 갖지 못하는 fading 현상을 나타낸다^[1] 이러한 fading 현상으로 인해 디지털 이동통신 시스템에서 부호화된 음성 및 데이터를 전송할 때 랜덤 및 연속에러가 유발됨으로 시스템의 성능오율(BER)이 떨어진다. 따라서 디지털 이동통신 시스템을 설계 및 구

*正會員, 韓國電子通信研究所
(Korea Electronics and Telecommunications
Research Institute)

**正會員, 延世大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Yonsei Univ.)

接受日字: 1989年 7月 18日

현할 때는 이상의 fading 현상을 고려해야 한다. 그러나 실제 옥외에서 fading 채널을 통한 이동통신 시스템의 전송특성 실험을 하기 위해서는 많은 부가장치가 요구됨으로 실내에서 간단히 전송특성을 측정하기 위해서는 채널 시뮬레이터를 구성할 필요가 있다.

본 논문에서는 TMS320C25 DSP 소자와 A/D, D/A 변환 소자를 이용하여 fading 채널을 디지털 신호 처리함으로써 기저대역에서의 채널 시뮬레이터를 구현하였다. 따라서, 특정 전송 주파수대에서 이동체의 속도변화에 따른 도플러 주파수 값을 변화시키면서 RF대역의 장치구성 없이 기저대역에서의 채널시뮬레이션이 가능함을 알 수 있었다. 기저대역 채널 시뮬레이터의 fading 채널 특성을 고찰하기 위해 전력 스펙트럼, LCR (Level Crossing Rate), 누적분포함수 및 확률밀도함수를 측정하여 이론치와 비교하였다. 또한 16kbps 데이터를 전송할 수 있는 GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) 변복조 시스템에 기저대역 채널시뮬레이터를 적용하여 주파수 222 MHz에서 이동체 속도를 60km/h, 100km/h로 변환시키면서 오율특성을 측정하고, 변별기 방식으로 수신한 GMSK 복조방식의 이론적 오율특성과 비교하였다.

II. 이동 통신의 채널특성

육상 이동통신 환경하에서 이동체가 속도 v로 이동하면서 반송파 주파수가 f_c인 신호를 수신 할때는 여러 각도에서 전송되는 다중경로파가 존재하므로 각각의 수신파는

$$f_1 = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_1 + f_b \cos \alpha_1 \quad (1)$$

여기서, $\lambda = \frac{c}{f_c}$: 자유 공간 반송파의 파장
 α_1 : i번째 성분의 상대 입사각
 f_b : 최대 도플러 천이 주파수

이때 도플러 천이에 의한 수신 주파수는

$$f(\alpha) = f_b \cos \alpha + f_c \quad (2)$$

$f(\alpha) = f(-\alpha)$ 이므로 확률밀도함수 p(f)는

$$p(f) |df| = \{p(\alpha) + p(-\alpha)\} |d\alpha| \quad (3)$$

이 되며 식 (2), (3)로 부터

$$p(f) = \frac{1}{\sqrt{f_b^2 - (f-f_c)^2}} \{p(\alpha) + p(-\alpha)\} \quad (4)$$

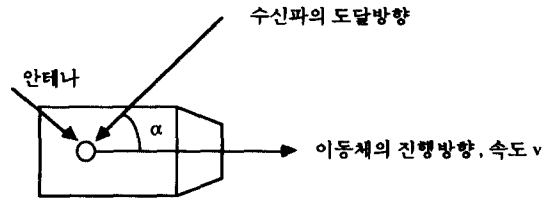


그림 1. 이동체 수신기의 수신파 입사방향
 Fig. 1. Received wave direction to a moving receiver.

를 얻을 수 있다.

전력 스펙트럼 s(f)는 확률밀도함수 p(f)에 안테나 이득 g(alpha)를 곱한 형태이므로 아래와 같다.

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{f_b^2 - (f-f_c)^2}} \{p(\alpha)g(\alpha) + p(-\alpha)g(\alpha)\} |_{\alpha = \cos^{-1}[(f-f_c)/f_b]} \quad (5)$$

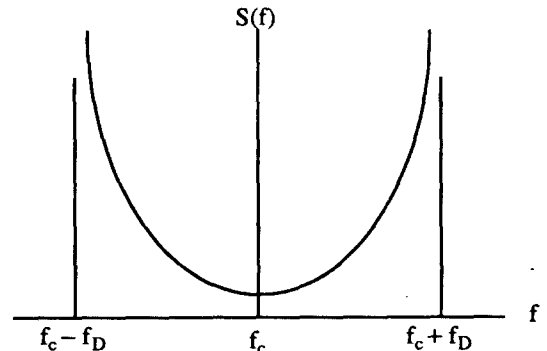


그림 2. 레일리 페이딩 신호의 이론적 전력 스펙트럼 (무지향성 안테나의 경우)

Fig. 2. Theoretical power spectrum of Rayleigh fading signal. (for omnidirectional antenna)

식(1-5)에서 무지향성 안테나의 경우에는 g(alpha)=1이 되며 p(alpha)는 -pi에서 +pi까지 균일함으로 p(alpha)=1/2pi이다. 따라서 무지향성 안테나를 사용하였을 경우 전력스펙트럼은 식(6)과 같이 표현되며 그 형태는 그림 (2)와 같다.^[2]

III. 기저대역 채널 시뮬레이터의 구성

주파수 f₀에서 변조된 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A(t) \cos \{ \omega_0 t + \theta(t) \} \\
 &= A(t) \cos \theta(t) \cos \omega_0 t - A(t) \sin \theta(t) \sin \omega_0 t \\
 &= \text{Re} [A(t) e^{j\theta(t)} e^{j\omega_0 t}] \\
 &= \text{Re} [u(t) e^{j\omega_0 t}] \quad (6)
 \end{aligned}$$

윗 식에서 $u(t)$ 는 $s(t)$ 의 저역통과 등가신호로써 기저대역 신호이다.

즉,

$$\begin{aligned}
 u(t) &= A(t) e^{j\theta(t)} \\
 &= A(t) \cos \theta(t) + jA(t) \sin \theta(t) \\
 &= x(t) + jy(t) \quad (7)
 \end{aligned}$$

변조된 신호 $s(t)$ 가 이동 무선통신 채널을 통해 전송되면 수신된 신호 $r(t)$ 는 승산성 잡음과 가산성 잡음의 영향으로 다음과 같이 왜곡된다.

$$\begin{aligned}
 r(t) &= a(t) A(t) \cos \{ \omega_0 t + \theta(t) + \phi(t) \} + n(t) \\
 &= [a(t) A(t) \cos \{ \theta(t) + \phi(t) + n_1(t) \}] \cos \omega_0 t \\
 &\quad - [a(t) A(t) \sin \{ \theta(t) + \phi(t) + n_2(t) \}] \sin \omega_0 t \\
 &= z(t) \cos \omega_0 t - w(t) \sin \omega_0 t \\
 &= \text{Re} [v(t) e^{j\omega_0 t}] \quad (8)
 \end{aligned}$$

이때 윗식에서 승산성 잡음을 고려한 왜곡된 기저대역 신호는

$$\begin{aligned}
 B(t) &= a(t) A(t) e^{j[\theta(t) + \phi(t)]} \\
 &= a(t) A(t) \cos \{ \theta(t) + \phi(t) \} + ja(t) A(t) \sin \{ \theta(t) + \phi(t) \} \\
 &= a(t) A(t) \{ \cos \theta(t) \cos \phi(t) - \sin \theta(t) \sin \phi(t) \} \\
 &\quad + ja(t) A(t) \{ \sin \theta(t) \cos \phi(t) + \cos \theta(t) \sin \phi(t) \} \\
 &= x(t) a(t) \cos \phi(t) - y(t) a(t) \sin \phi(t) \\
 &\quad + j \{ y(t) a(t) \cos \phi(t) + x(t) a(t) \sin \phi(t) \} \\
 &= I(t) + Q(t) \quad (9)
 \end{aligned}$$

윗 식에서 $A(t)$ 는 Rayleigh 분포특성을 갖는 진폭의 변화치이고 $\phi(t) = 0$ 는 0과 2π 사이에 균등하게 분포된 특성을 갖는 위상의 변화치이다.^[3] 따라서 평균값이 0이고 분산값이 1인 두개의 서로 독립된 랜덤변수를 발생시키고 식(5)에서 살펴본 바와 같이 도플러 주파수의 변화에 따른 스펙트럼을 형성화시키기 위하여 각각 발생된 잡음원을 형상 변형 필터를

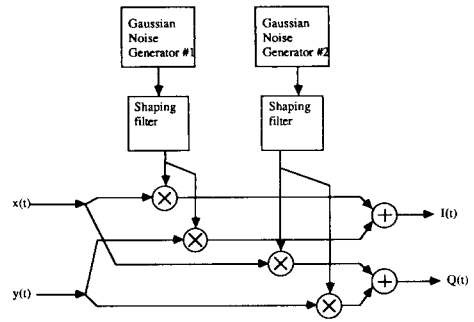


그림 3. 기저대역 채널 시뮬레이션 구성도
Fig. 3. Block diagram of baseband CH simulation.

써서 필터링한다.

이와같이 발생시킨 잡음원으로 기저대역 신호를 fading 신호로 시뮬레이션하기 위한 구성도는 다음과 같다.

IV. 실험 및 결과 고찰

Rayleigh fading 채널 시뮬레이터를 잡음원의 스펙트럼 형상변형에 의한 방법으로 구현하기 위해 우선 평균값이 0이고, 분산값이 1인 2개의 독립된 잡음원을 발생시킨다.^[4]

잡음원의 발생방법은 시프트 레지스터를 이용한 랜덤 수의 발생방법을 TMS320C25의 내부프로그램을 써서 발생시키고 Q15 format을 써서 -1과 1사이의 잡음원을 발생시키었다. 이와같이 발생된 잡음원의 통계적 특성을 알아 보기위해 10000개의 data를 PC로 받아들여 실제의 평균값과 분산값 그리고 두개의 독립된 잡음원으로 계산할 수 있는 Rayleigh 통계값을 다음 이론식과 비교하여

$$m_r = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (10)$$

$$\sigma_r = \sqrt{2 - \frac{\pi}{2}} \sigma \quad (11)$$

거의 일치함을 알 수 있다.^[2]

그리고 수신된 신호가 식(6)과 같이 fading 효과를 받은 스펙트럼 형상을 갖도록 하기위해 잡음원 스펙트럼 형상변형 필터의 계수를 구한다. 도플러 천이 주파수가 차단 주파수인 기저대역 통과 필터의 계수와 대역통과 필터의 중심 주파수가 도플러 천이 주파수인 필터의 계수를 더하므로써 형상변형 필터의 계수를 구하였다. 이와같이 구한 필터의 계수를 FFT로 구한 주파수 응답을 관측하면서 식(6)의 스펙트럼 형

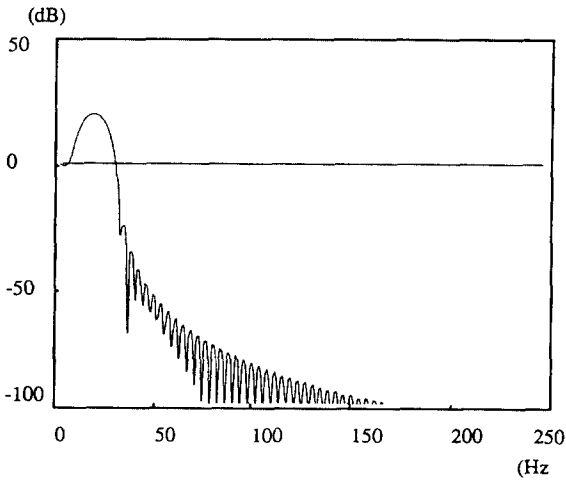


그림 4. 잡음원 스펙트럼 형상변형 필터의 주파수 응답

Fig. 4. Frequency response of the noise source spectrum shaping filter.

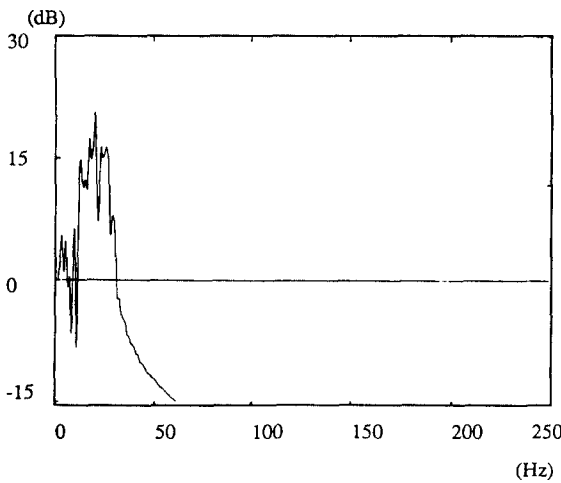
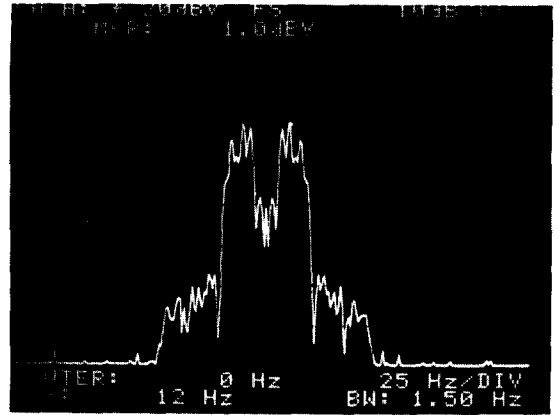


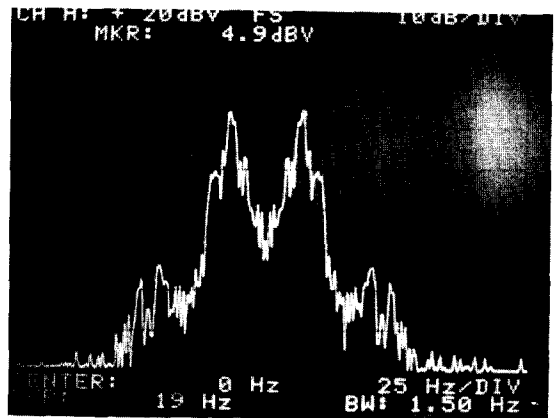
그림 5. 백색 가우시안 잡음의 변형된 스펙트럼
Fig. 5. The shaped spectrum of the white gaussian noise source.

상에 근접하도록 대역통과 필터의 이득값 및 통과 대역폭을 조정하였다.⁶⁾ 그림(4)은 도플러 천이 주파수가 20Hz이고 대역통과 필터의 이득이 10, 통과 대역폭이 14Hz일때 128차 FIR filter의 잡음원 스펙트럼 형상변형 필터의 주파수 응답이다. 그리고 그림(5)는 백색 잡음원이 잡음원 스펙트럼 형상변형 필터를 통과한 후의 전력 스펙트럼이다.

Rayleigh fading 신호의 통계적 특성분석을 위해서



(a) 12Hz



(b) 20Hz

사 진 1. 채널 시뮬레이터 출력의 스펙트럼 특성
Photo 1. Spectrum characteristics of CH simulator output.

활률밀도함수, 누적분포함수 및 레벨 교차수를 이용한다. Rayleigh 확률밀도함수는 평균이 0이고 표준편가 σ 일 경우 다음과 같이 표현된다.

$$p(R) = R/\sigma^2 \times \exp(-R^2/2\sigma^2) \tag{12}$$

또한 수신과의 포락선이 레벨 L 이하일 때의 R의 누적분포함수는 다음과 같다.

$$p(R \leq L) = \int (R/\sigma^2) \times \exp(-R^2/2\sigma^2) dR \\ = 1 - \exp(-A^2/2\sigma^2) \tag{13}$$

수신과의 포락선이 일정 레벨 L에서 단위시간당 교

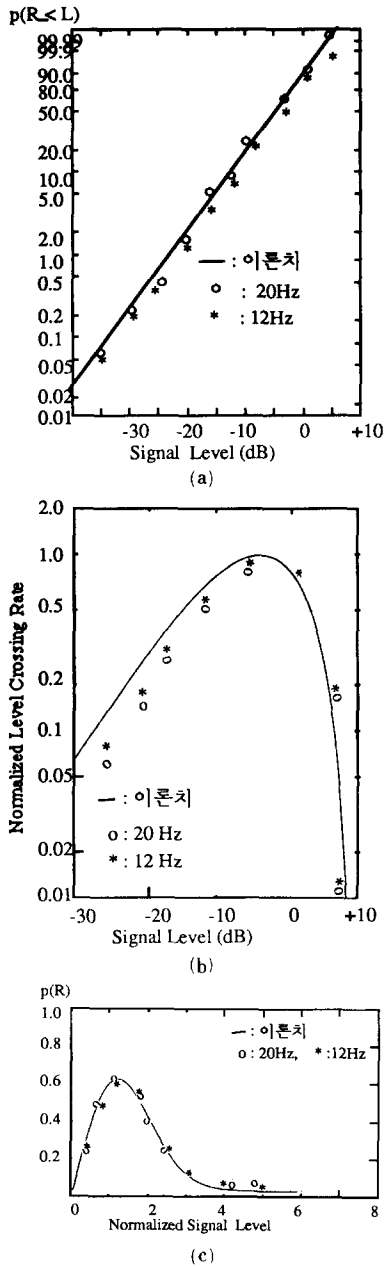


그림 6. 제작된 채널 시뮬레이터의 통계적 특성
 (a) 채널 시뮬레이터의 누적분포함수
 (b) 채널 시뮬레이터의 레벨교차수
 (c) 채널 시뮬레이터의 확률밀도함수

Fig. 6. The statistical characteristics of the implemented CH simulator.
 (a) Cumulative distribution function of channel simulator.
 (b) LCR of channel simulator.
 (c) Probability density function of channel simulator.

차되는 회수를 레벨교차수라고 정의하며 다음과 정의된다.

$$N_R = \sqrt{2\pi} f_D \zeta \exp(-\zeta^2) \tag{14}$$

여기서 $\zeta = R/R_{rms}$ 이다.^[6]

이상과 같이 설계한 채널 시뮬레이터의 특성을 스펙트럼, 레벨교차수, 누적분포함수 및 확률밀도함수 별로 측정하였다. 기저대역에서 속도를 60km/h, 100km/h 로 바꾸어 가면서 스펙트럼을 측정한 결과는 사진(1)과 같으며 그림(2)와 같이 이론치와 유사함을 알 수 있다. 레벨 교차수, 누적분포함수 및 확률밀도함수는 수신파의 포락선에 의한 것이므로 inphase와 quadrature 성분의 자승합의 평방근을 구하여 측정할 수 있는데, 두 성분의 데이터를 IBM-PC 에 A/D 변환기를 부착하여 20초간 받아들여 측정하였다.

진폭특성을 얻기위해 총 데이터의 평균을 구하여 평균이 0 dB 가 되도록 환산하였으며, VAX-11/785 를 이용하여 측정된 데이터를 분석한 결과를 도시하면 그림 6 과 같다. 도플러 주파수가 낮을 경우에는 거의 이론치와 유사하나 도플러 주파수가 높아짐에 따라 이론치에서 다소 어긋남을 볼 수 있다.

앞에서 설계한 바와같이 DSP 내부에서 도플러 천이주파수에 따른 Rayleigh fading 신호성분을 발생시키고 식(9)에서 살펴본 바와같이 inphase항과 quadrature 항으로 입력된 기저대역 신호에 Rayleigh fading 신호를 곱하여 승상성 잡음을 가미시킨다. 일반적인 기저대역된 신호는 inphase 항과 quadrature 항을 분리하기 위해 Hilbert Transform을 써야하고 A/D 변환을 해야한다.

이와같이 구성한 기저대역 채널 시뮬레이터의 구성을 그림 7 에 나타내었다.

GMSK 변조신호는

$$\begin{aligned} S(t) &= \sqrt{\frac{2A}{T}} \cos[2\pi f_c t + \phi(t)] \\ &= \sqrt{\frac{2A}{T}} [\cos 2\pi c t \cos \phi(t) - \sin 2\pi c t \sin \phi(t)] \\ &= \sqrt{\frac{2A}{T}} \operatorname{Re}[E(t)e^{j2\pi f_c t}] \end{aligned} \tag{15}$$

여기서,

$$E(t) = \cos \phi(t) + j \sin \phi(t) \tag{15}$$

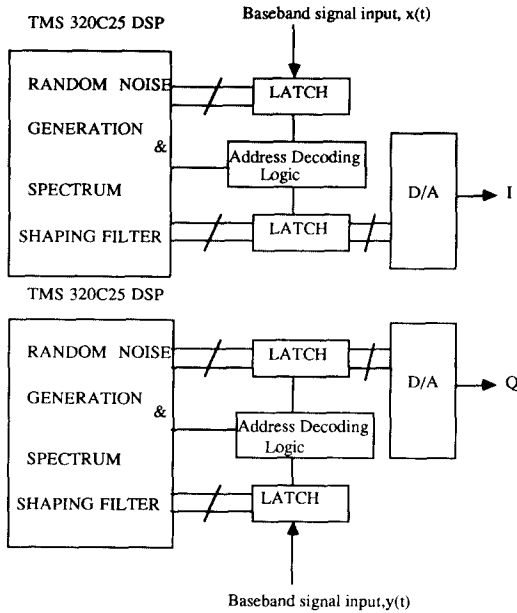


그림 7. 기저대역 CH Simulator 구성도
 Fig. 7. Block diagram of baseband CH simulator.

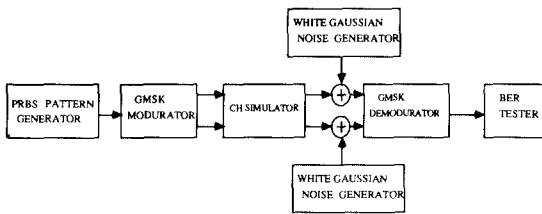


그림 8. 기저대역 채널 시뮬레이션의 실험 시스템 구성도
 Fig. 8. Experimental system configuration of baseband CH simulation.

로써 표현되고 기저대역의 정보가 식(15) 같이 표현되므로 쉽게 기저대역 채널 시뮬레이터를 적용할 수 있다. 즉 GMSK 신호의 기저대역 신호는 식(15)과 같이 inphase 항과 quadrature 항으로 분리된 신호를 기억소자에 입력시켜 발생할 수 있으므로 A/D 변환없이 채널 시뮬레이터에 입력가능하다. 수신부는 zero-crossing detection 방법, DPLL을 이용한 CK 추출회로 및 논리회로로써 구성하였다. 기저대역 채널 시뮬레이터를 데이터 전송율 16kbps인 GMSK 변조기에 적용하기위해 그림 8와 같이 실험 시스템을 구

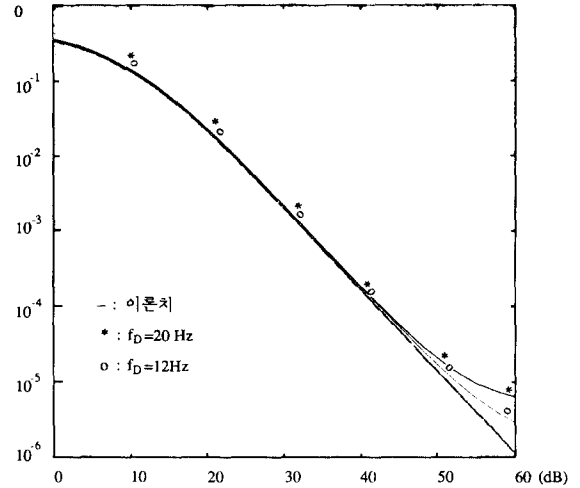


그림 9. Rayleigh fading CH에서의 GMSK 신호의 오율특성
 Fig. 9. The BER characteristics of GMSK signal under the Rayleigh fading CH.

성하였다. 이와같이 구성한 실험시스템의 측정결과를 222MHz에서 변별기를 이용한 수신방법의 이론적 오율특성과 비교해 그림 9에 도시하였다.^[7] 도플러 천이 주파수가 12Hz인 경우 SNR이 60dB일때 10⁻⁶의 BER을 얻을 수 있었으나, 이동체의 속도가 100km/h 이상이 되는 도플러 천이 주파수가 20Hz 일때는 10⁻⁵의 값에서 포화상태가 됨을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 디지털 이동통신 시스템에서 fading 채널 특성을 고려하여 시스템 설계 및 구현이 가능하도록 실내에서 많은 부가장치 없이 측정이 가능한 기저대역 채널 시뮬레이터 구성방법을 제시하였다.

잡음원의 스펙트럼 변형에 의한 Rayleigh 채널 모델을 DSP소자(TMS320C25)와 A/D, D/A 변환소자를 써서 디지털 신호처리함으로써 기저대역에서의 채널 시뮬레이터를 구현하였다. 이동체의 속도변화에 따른 도플러 천이 주파수를 변화시키면서 기저대역 채널 시뮬레이터의 LCR, 누적분포함수 및 전력 스펙트럼을 측정된 결과는 이론치와 근접한 결과를 얻었으며, 실제 데이터 전송율 16kbps인 GMSK 변복조기에 적용한 결과는 222MHz에서 변별기를 이용한 GMSK 신호의 수신방법에 따른 오율 특성과 유사한 특성을 나타내었다. 따라서 고주파대역의 장치구성 없이 기저대역에서 이동통신 채널의 fading 현상

을 고려한 디지털 변복조 시스템의 전송특성을 측정할 수 있는 방법이 됨을 알 수 있었다.

參 考 文 獻

[1] William. C.Y. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*. Howard W. Sams & Co., p. 12, 1986.

[2] William. C.Y. Lee, *Mobile Communications Engineering McGraw-Hill*, p. 26, p. 24, 1982.

[3] S.O. Rice, "Mathematical analysis of random noise," *B.S.T.J.*, vol. 24, pp. 46-159, 1945.

[4] Gaston A. Arredondo, "A multipath fading simulator for mobile radio," *IEEE Trans.*

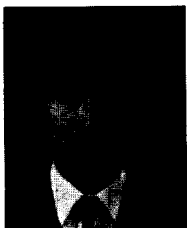
Communications, vol. com-21, no. 11 pp. 1325-1328, Nov. 1973.

[5] Digital signal processing applications with the TMS320 family Texas Instrument pp. 27-67.

[6] Edgarl. Caples, "A UHF channel simulator for digital mobile," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. VT-29, no. 2, pp. 281-289, May. 1980.

[7] Said M. Alnubi, "Analysis of GMSK discriminator detection in mobile radio channel," *IEEE Trans. VT-35*, no. 2, pp. 71-76, May, 1986.

著 者 紹 介



林 明 燮 (正會員)
 1957年 9月 28日生. 1980年 2月 연세대학교 전자공학과 졸업. 1982年 2月 연세대학교대학원 전자공학과 졸업. 1984年~현재 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정. 1985年~현재 한국전자통신연구소 근무중. 주관심분야는 디지털 이동통신 시스템, 디지털 변·복조 등임.

朴 漢 奎 (正會員) 第26卷 第4號 參照
 현재 연세대학교 전자공학과 교수

李 相 天 (正會員) 第24卷 第3號 參照
 현재 한국전자통신연구소 기초기술개발실 실장