

라이시안 채널에서의 수신 신호 모의 실험 및 검증

Simulation and Verification of the Received Signals in Rician Channel

이범선* · 이일용* · 박정일* · 박경룡** · 연광일** · 어익수** · 강 인**

Bomson Lee* · Ilyong Lee* · Jungil Park* · Kyungryung Park**
Kwangil Yeon** · Iksoo Eo** · In Kang**

요 약

복잡하고 다양한 전파 환경을 라이시안 채널로 모델링할 수 있는 가능성에 대해서 검토해 보았다. 라이시안 채널에서의 수신 신호를 컴퓨터 시뮬레이터를 제작하여 모의 실험하였고, 모의 실험된 신호의 PDF(포락선 크기의 분포), PSD(Power Spectral Density), LCR(Level Crossing Rate), ADF(Average Duration of Fades), BER(Bit Error Rate)를 이론치와 비교한 결과 매우 잘 일치함을 확인할 수 있었다.

Abstract

The possibility of modeling the complex and diversified radio environment using Rician channel has been considered. The signals received in Rician channel have been simulated using the computer simulator. The PDF(Probability Density Function of the Envelope amplitude), PSD(Power Spectral Density), LCR(Level Crossing Rate), ADF(Average Duration of Fades) and BER(Bit Error Rate) of the simulated signal have been compared with those of theory. They were shown to be in good agreement.

I. 서 론

복잡한 전파 환경에서 수신 신호 특성은 너무 많은 변수들에 의존하기 때문에 필드 측정을 통하여 일반화하기는 어렵다. Jakes는 “필드에서의 측정 실험은 시간이 많이 걸리며 통계적 신호 변화의 불확정성으로 인하여 대부분의 경우에 있어 일반적이고 유용한 결론에 도달하지 못한다.”라고 지적하고 있다^[1]. 다양한 전파 환경에서의 수신 신호를 비교

적 단순한 통계 확률적 파라미터를 이용하여 실험실에서 모의 실험 할 수 있다면 그러한 불확정성의 범위 안에서 유용한 결과를 효율적으로 도출할 수 있을 것이다. 그리하여 오래 전부터 수신 신호의 특성을 통계 확률적으로 모델링할 수 있는 접근 방법들이 논의되어 왔다. 이러한 접근 방법에서는 Log-normal, Rayleigh, Suzuki, Rician, Nakagami 확률 분포 함수^{[2]~[4]} 등이 사용되는데 복잡한 전파 환경을 그에 상응하는 단순한 확률적 파라미터로 변환시켜 사용할 수 있는 장점을 가지고 있다. Lo-

* 경희대학교 전파공학과(Dept. of Radio Engineering, Kyunghee Univ.)

** 한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· 논문 번호 : 980110-005

· 수정완료일자 : 1998년 3월 23일

gnormal 분포 함수는 지형 지물 차폐에 대한 감쇄를 설명하는데 사용되고, Rayleigh 분포 함수는 전파의 다중 경로 페이딩 현상이 우세한 매크로 셀 (macrocell) 전파 환경에서 효과적으로 사용될 수 있다. 그리고 이 두 영향을 합한 전파 환경을 모델링하는 데에는 Suzuki 분포 함수를 사용할 수 있다. 마이크로셀(microcell) 환경에서는 LOS(Line of Sight)에 의한 직접파 신호와 수신 안테나 주위의 산란체들의 반사에 의한 산란파 신호가 동시에 수신되는 경우가 많은데 이러한 경우 직접파와 산란파의 합은 Rician 분포 함수를 따른다. Nakagami 확률 분포 함수^[5]는 필드에서 측정되는 신호의 포락선 크기 분포를 내삽(interpolate)하는 분포 함수로서 라이시안 분포 함수와 그 형태가 유사하다. 라이시안 분포의 K 파라미터는 직접파 전력과 산란파 전력의 비로서 매우 명확한 물리적 의미를 가지고 있는 반면 나카가미 분포의 m 파라미터는 그렇지 못하다. 그러나 나카가미 분포는 라이시안 분포와 비교해 볼 때 단순한 함수 형태를 가지므로 여러 가지의 근사식을 도출할 때 편리한 점이 많다. 라이시안 채널은 풍부한 물리적 의미를 가지고 있고 그 극한 형태로서 레일레이 채널과 자유 공간 채널을 포함하고 있어 복잡하고 다양한 전파 환경을 모델링하는데 적합하다고 생각된다. 이러한 관점에서 본 논문에서는 라이시안 채널 특성화에 필요한 확률 함수를 정리하고 지역 특성에 적합한 K 파라미터를 제안한다. 그리고 라이시안 K 파라미터 ($0 \leq K \leq \infty$)에 의한 전파 환경 특성화의 타당성을 극한적 의미에서 검증하기 위하여 $K \rightarrow 0$ 인 경우와 $K \rightarrow \infty$ 인 경우에 있어서의 비트 오류율을 제시하는 일반적 수식화 과정을 통하여 도출한다.

무선 채널에서의 수신 신호 특성화에 있어서 중요한 두 요소는 수신 전력(또는 전송 손실)과 수신 신호 형태이다. 본 논문에서 주안점을 두는 것은 K 파라미터에 따르는 수신 신호 형태 변화이다. 이러한 수신 신호를 모의 실험하는데는 기본적으로 Jakes 방법을 사용한다. Visual C++을 이용하여 제작한 시뮬레이터를 이용하여 K 파라미터로 특성

화되는 다양한 전파 환경에서의 수신 신호를 모의 실험하고 모의 실험된 수신 신호의 PDF, PSD, LCR, ADF, BER을 이론값과 비교함으로써 시뮬레이터의 유용성을 검증한다.

II. 라이시안 채널 모델

불규칙하게 위치한 많은 지형 지물에 의해 산란된 신호는 결과적으로 크기 또는 위상(반사 계수나 거리 차에 의한)의 변화를 겪은 후 여러 개의 산란파의 합 형태로 수신된다. 이 때 산란파들이 보강 간섭할 경우에는 큰 진폭의 신호가 수신되고 상쇄 간섭할 경우에는 아주 작은 진폭의 신호(페이딩)가 수신된다. 이러한 신호의 포락선 $r(t)$ 는 아래와 같이 복소 랜덤 프로세스로 주어진다.

$$r(t) = x(t) + jy(t) \quad (1)$$

수신 신호는 아래와 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}[r(t)e^{j\omega_c t}] \\ &= x(t) \cos \omega_c t - y(t) \sin \omega_c t \end{aligned} \quad (2)$$

실수 랜덤 프로세스 $x(t)$ 와 $y(t)$ 는 보통 Wide-sense stationary한 것으로 가정되며 그 평균은 각각 '0'이다. 각각의 분산은 σ^2 으로 가정된다. 이러한 경우 수신 신호의 포락선 크기($r = |r(t)| = \sqrt{x^2 + y^2}$)는 식 (3)으로 주어지는 레일레이 분포를 따른다.

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (r \geq 0) \quad (3)$$

이 레일레이 확률 분포 함수를 따르는 랜덤 변수 r 의 평균, 제곱 평균, 그리고 분산은 아래와 같이 주어진다.

$$\bullet \text{ 평균값} = E[r] = \int_0^{\infty} rp(r)dr = \sqrt{\pi/2}\sigma \quad (4a)$$

• 제곱평균 = $E[r^2] = \int_0^\infty r^2 p(r) dr = 2\sigma^2$ (4b)

• 분산 = $\text{Var}[r] = E[r^2] - E^2[r] = (2 - \pi/2)\sigma^2$ (4c)

포락선의 크기는 $0 < r < \infty$ 의 범위를 가지며, $r \rightarrow 0$ 인 경우는 다중 산란에 의한 상쇄 간섭에 상응하고 $r \rightarrow \infty$ 인 경우는 보강간섭에 상응한다. 포락선 크기의 제곱 평균을 $E[r^2] = 2\sigma^2 = \bar{\gamma}$ 로 놓고 $\bar{\gamma}$ 를 파라미터로 하는 레일레이 확률 함수를 구하면 아래와 같다.

$$p(r) = \frac{2r}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{r^2}{\bar{\gamma}}} \quad (r \geq 0) \quad (5)$$

r 의 제곱을 γ 로 놓으면($\gamma = r^2$) 새로운 랜덤 변수 γ 의 평균은 $E(\gamma) = E(r^2) = 2\sigma^2 \triangleq \bar{\gamma}$ 이다. 랜덤 변수 변환에 의하여 포락선 크기의 제곱 $\gamma (=r^2)$ 는 아래와 같이 지수 확률 함수를 따른다.

$$p(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} \quad (\gamma \geq 0) \quad (6)$$

랜덤 변수 γ 의 평균(m_γ)과 표준 편차(σ_γ)는 모두 $\bar{\gamma}$ 이다.

$$m_\gamma = \sigma_\gamma = \bar{\gamma} \quad (7)$$

레일레이 페이딩 모델에서는 수신자 주위에 많은 산란체를 가정하기 때문에 직접파의 영향이 배제된다. 그러나, 개활지같은 환경에서는 산란파의 영향보다는 직접파의 영향이 더 크다. 일반적인 수신 신호는 직접파 성분(크기 a)과 수신자 주위의 산란체로부터 반사되어 도달하는 산란파 성분으로 구성된다. 이때 수신 신호는 식 (2)의 $x(t)$ 대신에 $[x(t) + a]$ 를 사용하여 나타낼 수 있다. 이러한 경우 수신 신호의 포락선 크기는 아래에서 주어지는 라이시안 확률 분포 함수를 따른다.

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2+a^2}{2\sigma_r^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{\sigma_r^2}\right) \quad (a \geq 0, r \geq 0) \quad (8)$$

여기서 I_0 는 0차의 변형 베셀 함수이며 증가 함수이다.

라이시안 확률 분포는 아래에서 정의되는 K 파라미터를 이용하여 표현하기도 한다.

$$K = \frac{a^2}{2\sigma^2} \left[\text{또는 } K(\text{in dB}) = 10 \log \frac{a^2}{2\sigma^2} \right] \quad (9)$$

이것은 직접파 전력 ($\frac{a^2}{2}$)과 다중경로로 산란된 파의 전력 [$E(\frac{r^2}{2}) = \sigma^2$]비이다. 라이시안 확률 분포를 갖는 포락선 크기 r 의 제곱 평균을 $E(r^2) = E[(x+a)^2 + y^2] = a^2 + 2\sigma^2 \triangleq \bar{\gamma}$ 로 놓고 식 (8)의 σ 와 a 대신에 $\bar{\gamma}$ 와 K 를 파라미터로 하여 나타내면 라이시안 확률 함수는 아래와 같이 된다.

$$p(r) = \frac{2r(K+1)}{\bar{\gamma}} \exp\left[-\frac{(K+1)r^2}{\bar{\gamma}} - K\right] \times I_0\left(2r\sqrt{\frac{K(K+1)}{\bar{\gamma}}}\right) \quad (10)$$

그림 1에서는 라이시안 확률 함수 식 (10)을 이용하여 포락선 크기 r 의 제곱 평균을 $\bar{\gamma} = 100$ 으로 고정하고 여러 K 값에 따른 포락선 크기 확률 밀도 함수를 그렸다. 이러한 확률 밀도 함수는 매우 유용하여 다양한 전파 환경에서 포락선의 제곱 평균이 같은(이 예에서는 $\bar{\gamma} = 100$) 수신 신호 포락선 크기 분포를 알려준다. $K=0$ 이면 페이딩이 매우 강한 전파 환경(예를 들면 대도시)에 상응하고 $K \rightarrow \infty$ 일 경우 페이딩이 거의 없는 전파 환경(예를 들면 자유 공간)에 상응함을 알 수 있다. 식 (10)은 $K=0$ 일 때 식 (5), 즉 레일레이 확률 함수로 되고 $K \rightarrow \infty$ 일 때 $p(r) \rightarrow \delta(r - \sqrt{\bar{\gamma}})$ 로 되어 매우 일반적임을 알 수 있다. 복잡하고 다양한 전파 환경(대도시 \rightarrow

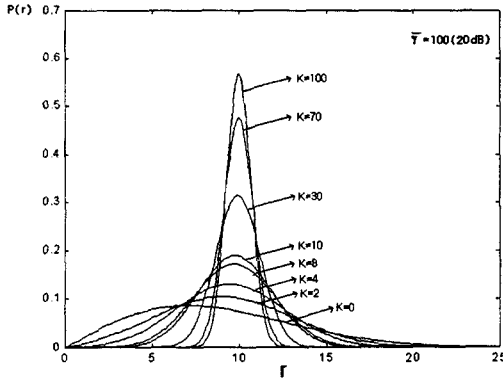


그림 1. 포락선의 제곱 평균이 $E(r^2) = \bar{\gamma} = 100$ 인 라이시안 확률 밀도 함수
 Fig. 1. Rician PDF for which the mean square of envelope is $E(r^2) = \bar{\gamma} = 100$.

중소도시→교외지역→개발지)이 라이시안 분포의 K 파라미터 ($0 \leq K \leq \infty$)에 의하여 정량화될 수 있을 가능성을 보여 준다.

라이시안 확률 함수를 따르는 포락선 크기 r 의 제곱을 γ 로 놓고 ($\gamma=r^2$) 랜덤 변수 변환에 의해 $\bar{\gamma}$ ($=\sigma^2+2\sigma^2$)와 K 를 파라미터로 하는 γ 에 대한 확률 함수를 구하면 다음과 같다(Non-central Chi-square distribution).

$$p(\gamma) = \frac{(K+1)}{\bar{\gamma}} \exp\left[-\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}} - K\right] I_0\left(2\sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} K(K+1)\right) \quad (11)$$

그림 2에서는 γ 의 평균(r 의 제곱 평균)이 100 ($\bar{\gamma}=100$)으로 동일하나 직접파 전력비와 수신과 전력비가 다른(K 가 다른) 여러 전파 환경에서의 γ 의 확률 함수를 보여 준다. 식 (11)은 $K=0$ 일 때 식 (6), 즉 지수 확률 함수로 되고 $K \rightarrow \infty$ 일 때 $p(\gamma) \rightarrow \delta(\gamma - \bar{\gamma})$ 로 된다.

나카가미 확률 함수^[5]는 필드에서 측정되는 신호의 포락선 크기 분포를 내삽하는(interpolate) 확

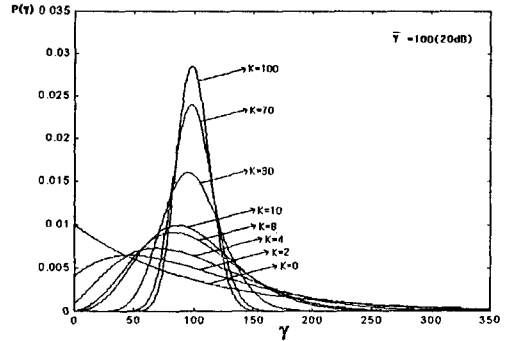


그림 2. 포락선의 제곱 평균이 $E(r^2) = \bar{\gamma}=100$ 인 $(=r^2)$ 의 확률 밀도 함수
 Fig. 2. PDF for which the mean square of envelope is $E(r^2) = \bar{\gamma} = 100$.

률 함수로서 다음과 같이 나타낼 수 있다(Noncentral Chi-square distribution).

$$p(\gamma) = 2m^m \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m) \bar{\gamma}^m} \exp\left[-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right] \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (12)$$

여기서 $\bar{\gamma}=E(r^2)$ 이다. $m = \frac{1}{2}$ 일 때 $p(\gamma)$ 는 반쪽의 가우시안 확률 함수로 되고 $m=1/2$ 일 때 식 (5), 즉 레일리 확률 함수로 되며 $m \rightarrow \infty$ 일 때 $K \rightarrow \infty$ 일 때와 마찬가지로 $p(\gamma) \rightarrow \delta(r - \sqrt{\bar{\gamma}})$ 이 된다. 라이시안 확률 함수의 K 파라미터는 직접파 전력과 산란파 전력비로서 매우 명확한 물리적 의미를 가지나 나카가미 확률 함수의 m 파라미터는 그렇지 않다. 그러나 나카가미 확률 분포 함수는 다음의 조건을 만족한다면 라이시안 확률 함수에 근접한다.

$$K(m) = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}, \quad m \geq 1 \quad (13)$$

그림 3에서는 $\bar{\gamma}=1$ 로 가정하고 m 이 각각 1, 4, 16일 때의 나카가미 확률 함수와 $K(1), K(4), K$

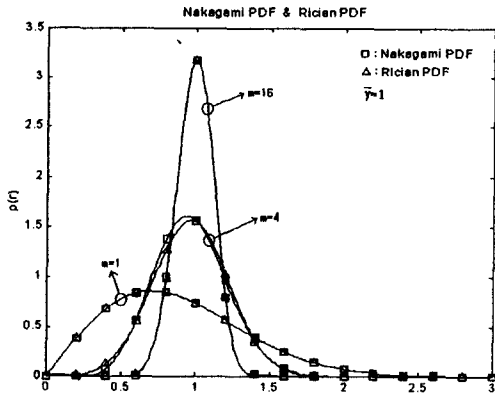


그림 3. 나카가미 확률 함수와 라이시안 확률 함수 비교

Fig. 3. Comparison of Nakagami PDF and Rician PDF.

(16)를 갖는 라이시안 확률 함수를 비교하였다. 포락선 크기의 제곱 $\gamma(=r^2)$ 의 확률 함수는 다음과 같이 주어진다(Gamma distribution).

$$p(\gamma) = \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \quad (14)$$

식 (14)은 $m=1$ 일 때는 식 (6), 즉 지수 분포 함수로 되고 $m \rightarrow \infty$ 일 때는 $K \rightarrow \infty$ 일 때와 마찬가지로 $p(\gamma) \rightarrow \delta(\gamma - \bar{\gamma})$ 이 된다. 확률 밀도 함수(5), (6), (10), (11), (12), (14)의 관계를 표 1에 정리하였다.

K 파라미터가 0에서 ∞ 로 증가함에 따라 이에 상응하는 전파 환경은 대도시 \rightarrow 중소도시 \rightarrow 교외지역 \rightarrow 개활지 \rightarrow 자유공간이라는 것은 잘 알려진 사실이나 정량적 분류는 어려운 작업이다. 중소도시, 교외

표 1. 라이시안 채널과 관련한 확률 분포 함수

Table 1. PDF related with Rician channel.

K 파라미터	0	$0 \sim \infty$	∞	$K(m) = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}$
포락선 크기 r 의 분포 $p(r)$	식 (5)	식 (10)	$p(r) \rightarrow \delta(r - \sqrt{\bar{\gamma}})$	
포락선 제곱 $\gamma(=r^2)$ 의 분포 $p(\gamma)$	식 (6)	식 (11)	$p(\gamma) \rightarrow \delta(\gamma - \bar{\gamma})$	
m 파라미터	1	$1 \sim \infty$	∞	$m(K) = \frac{(K+1)^2}{(2K+1)}$
포락선 크기 r 의 분포 $p(r)$	식 (5)	식 (12)	$p(r) \rightarrow \delta(r - \sqrt{\bar{\gamma}})$	
포락선 제곱 $\gamma(=r^2)$ 의 분포 $p(\gamma)$	식 (6)	식 (14)	$p(\gamma) \rightarrow \delta(\gamma - \bar{\gamma})$	
K, m 파라미터에 상응하는 전파 환경	대도시	대 도시 \rightarrow 중소도시 \rightarrow 교외지역 \rightarrow 개 활 지 \rightarrow 자유 공간	자유 공간	* 비교 : $\bar{\gamma} = E(r^2)$

표 2. 전파 환경에 따른 K 파라미터 범위

Table 2. Range of K parameter according to propagation environment.

	Urban		Suburban	
문헌의 Rician K-value	0.0~0.5		3.5	
국내 환경	대도시	중소도시	교외지역	개발지
제안 Rician K-value	0.0~1.0	1.0~3.0	3.0~4.0	4.0~10.0

지역 등의 어휘 자체가 정성적 표현일뿐만 아니라 같은 교외 지역이라도 송수신기 위치에 따라 이에 상응하는 K 파라미터 값은 큰 차이를 가질 수 있기 때문이다.

그러나, 이에 대한 문헌[7][8][9]을 종합하여 전파 환경에 따른 K 파라미터 범위를 표 2와 같이 제안하여 본다. 이와 같은 분류는 단지 참고적 의미를 가지며 전파 환경의 정량적 특성화와 실제 측정 데이터에 의하여 재조정 가능하다.

Ⅲ. 라이시안 채널에서의 비트 오류
[K=0(Rayleigh Fading)에서
K→∞(No Fading)까지]

BPSK나 QPSK 변조 방식에서의 비트 오류율은 포락선의 크기가 일정한 경우 다음과 같이 주어진다.

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad (15)$$

여기서 γ_b 는 S/N비이다.

레이레이 페이딩 환경에서는 수신 S/N비(γ_b)가 변화하게 된다. 레이레이 페이딩 환경에서의 평균 비트 오류율(Average Bit Error Rate)은 다음과 같이 구해질 수 있다.

레이레이 페이딩의 경우에 있어서 S/N비(γ_b)에

대한 확률 함수 $p(\gamma_b)$ 는 식 (6)과 마찬가지로 지수 확률 함수

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_b}\right) \quad (16)$$

로 나타낼 수 있다. 이때 γ_b 는 수신 S/N비를 나타내는 랜덤 변수이고 $\bar{\gamma}_b$ 는 수신기의 평균 S/N비이다.

이제 $\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b})$ 는 랜덤 함수이며 레이레이 페이딩 환경에서의 평균 비트 오류율은 이 랜덤 함수를 $p(\gamma_b)$ 에 따라 평균함으로써 구해진다.

$$P_b = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) p(\gamma_b) d\gamma_b$$

$$\cong \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{\bar{\gamma}_b + 1}}\right) \quad (17)$$

라이시안 전파 환경($0 \leq K \leq \infty$)에 있어서의 S/N비(γ_b)에 대한 확률 함수는 식 (11)과 마찬가지로 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$p(\gamma_b) = \frac{(K+1)}{\bar{\gamma}_b} \exp\left[-\frac{(K+1)\gamma_b}{\bar{\gamma}_b} - K\right]$$

$$\times I_0\left(2\sqrt{\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_b} K(K+1)}\right) \quad (18)$$

여기서 $\bar{\gamma}_b$ 는 평균 S/N비이다. $K=0$ 일 경우는 $p(\gamma_b) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_b}\right)$ 이고 $K \rightarrow \infty$ 일 경우는 $p(\gamma_b) \rightarrow \delta(\gamma_b - \bar{\gamma}_b)$ 이다. 이러한 라이시안 전파 환경에서의 평균 비트 오류율은

$$P_b(\bar{\gamma}_b, K) = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (19)$$

에 의해 구해질 수 있다.

K를 파라미터로 평균 S/N비 $\bar{\gamma}_b$ 를 변수로 한 평

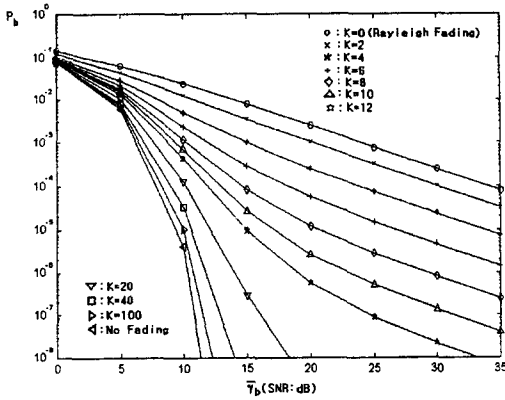


그림 4. 라이시안 무선 환경에서의 K에 따른 평균 비트 오율

Fig. 4. BER according to the range of K in Rician wireless environment.

균 비트 오율을 수치 해석적으로 구하여 그림 3에 표시하였다. $K=0$ 일 경우(산란파만 수신)의 평균 비트 오율은 레일리 페이딩의 경우에 있어서의 평균 비트 오율(식 (17))과 같고 $K=100$ (거의 직접파만 수신)일 경우의 평균 비트 오율은 No Fading일 경우(일정한 포락선)의 평균 비트 오율에 근접함을 알 수 있다. $K \rightarrow \infty$ 일 경우는 극한적으로 No Fading일 경우와 일치함을 아래의 식을 보면 알 수 있다.

$$P_b = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \delta(\gamma_b - \bar{\gamma}_b) d\gamma_b$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\bar{\gamma}_b}) \quad (20)$$

IV. 라이시안 채널에서의 수신 신호 모의 실험

무선 채널 환경에서의 수신 신호를 모의 실험하는 방식에는 Jakes 방식^[1]과 가우시안 필터링 방식 등이 있는데 본 논문에서는 Jakes 방식을 이용하였다. Jakes 방식은 원래 레일리 페이딩 신호를 모의 실험하는 방식이나 랜덤 프로세스 $x(t)$ 발생기 출력단에 직접파 성분을 더해 줌으로써 라이시안

채널에서의 수신 신호를 모의 실험할 수 있다. 모의 실험된 수신 신호는 PDF(포락선 크기 확률 함수), PSD(Power Spectral Density), LCR(Level Crossing Rate), ADF(Average Duration of Fades) 이론치와 비교함으로써 검증하였다. 구체적인 모의 실험 방법 및 이론치에 대해서는 문헌[1], [4], [6]을 참고하기 바란다.

그림 5에서는 포락선 크기의 제곱 평균이 $\bar{\gamma}_b$ 100 이고 $K=1$ 인 조건에서 Jakes 방식을 통해 라이시안 무선 채널을 거친 수신 신호의 파형을 나타내었다. 그림 6에서는 모의 실험한 수신 신호 포락선 크

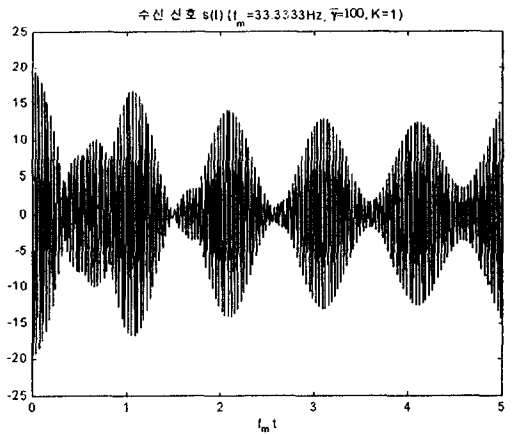


그림 5. K=1일 때 수신 신호의 파형

Fig. 5. Received signal in case of K=1.

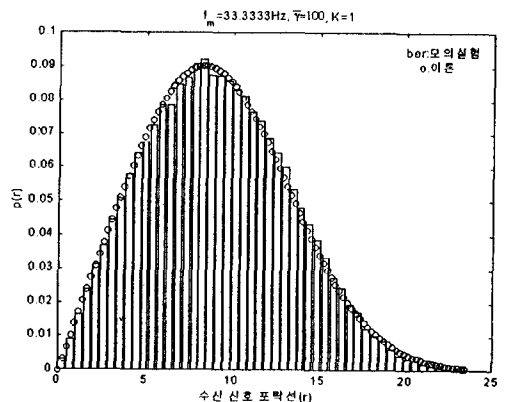


그림 6. K=1일 때 수신 신호의 포락선 크기 분포

Fig. 6. PDF of envelop of the received signal in case of K=1.

기의 확률 분포를 나타내었는데 식 (10)에 의한 이론치와 거의 일치함을 알 수 있다. 그림 7은 모의 실험된 수신 신호의 전력 스펙트럼을 나타낸 것이다. 수신 신호의 주파수 성분은 $f_c - f_m \leq f \leq f_c + f_m$ (f_m : 최대 주파수 편이)의 범위에 있으며 $f \rightarrow f_c \pm f_m$ 으로 갈수록 전력 스펙트럼이 증가함을 알 수 있다. 또 주파수 f_c 를 갖는 직접파의 영향으로 $f=f_c$ 일 때의 전력 스펙트럼이 큰 것을 알 수 있다. 그림 8은 수신 신호 포락선으로부터 레벨 교차율을 구한 것이다. '□'는 모의 실험된 수신 신호의 포락선에서

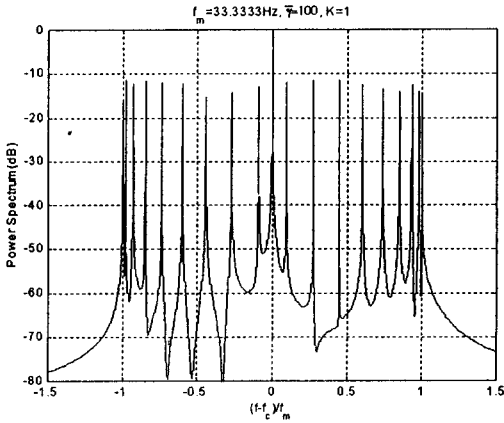


그림 7. $K=1$ 일 때 수신 신호의 전력 스펙트럼
Fig. 7. Power spectrum of the received signal in case of $K=1$.

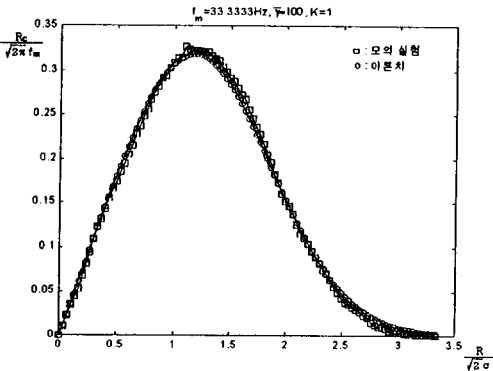


그림 8. $K=1$ 일 때 레벨 교차율
Fig. 8. LCR in case of $K=1$.

구한 레벨 교차율을 나타내고 '○'은 이론적인 레벨 교차율을 나타낸다. 이 두 값은 거의 일치함을 알 수 있다. 그림 9는 수신 신호의 평균 페이딩 지속 시간을 구하여 나타낸 것이다. '□'는 모의 실험을 통해 구한 수신 신호에서 구한 평균 페이딩 지속 시간을 나타내고, '☆'는 이론적인 평균 페이딩 지속 시간을 나타낸다. 이 두 값도 역시 잘 일치함을 알 수 있다.

그림 10에서는 $\bar{\gamma}=100, K=10$ 일 경우의 수신 신

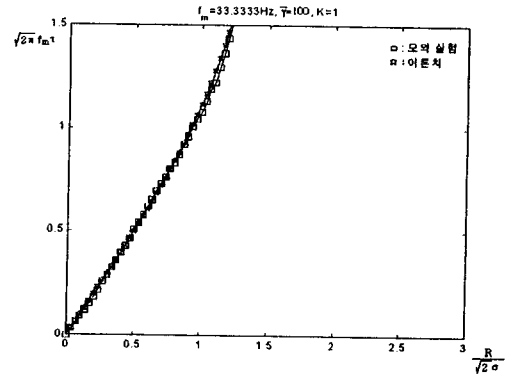


그림 9. $K=1$ 일 때 평균 페이딩 지속 시간
Fig. 9. ADF in case of $K=1$.

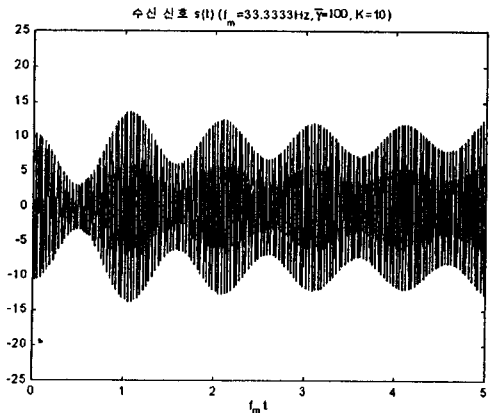


그림 10. $K=10$ 일 때 수신 신호의 파형
Fig. 10. Received signal in case of $K=1$.

호 파형을 나타내었다. 그림 5($K=1$ 인 경우)와 비교하여 볼 때 페이딩이 많이 감소하였음을 알 수 있다. 그림 11에서는 이 경우에서의 수신 신호 포락선 크기 분포를 나타내었는데 직접파 성분의 영향이 강하여 신호 포락선 분포는 가우시안 확률 분포에 가까워짐을 알 수 있다. 그림 12는 이 수신 신호에 대한 전력 스펙트럼을 나타낸 것이다. 그림 7($K=1$ 인 경우)과 비교하여 볼 때 $f=f_c$ 일 때의 전력 밀도가 10 dB 증가한 것을 알 수 있다. 그림 13은 모의

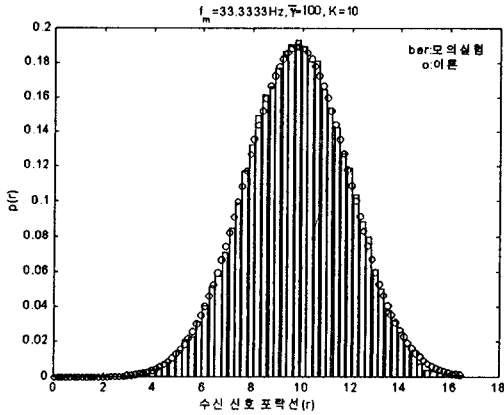


그림 11. $K=10$ 일 때 수신 신호 포락선 분포
Fig. 11. PDF of the envelope of the received signal in case of $K=10$.

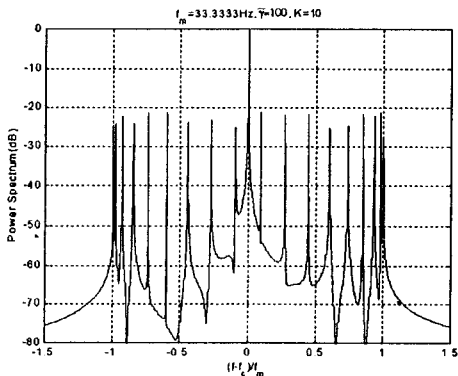


그림 12. $K=10$ 일 때 수신 신호의 전력 스펙트럼
Fig. 12. Power spectrum of the received signal in case of $K=10$.

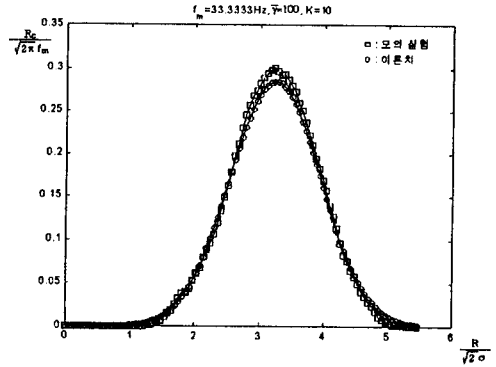


그림 13. $K=10$ 일 때의 레벨 교차율
Fig. 13. LCR in case of $K=10$.

실험된 수신 신호에 대하여 레벨 교차율을 구하고 이론적인 레벨 교차율과 비교한 것이다. 이론값과 모의 실험 결과가 거의 일치함을 볼 수 있다. 그림 14에서는 평균 페이딩 지속 시간 이론값과 모의 실험된 결과를 비교하였다. 직접파의 영향을 현저하게 받으므로($K=10$) 주어진 모의 실험 시간에서 교차 레벨이 $R/\sqrt{2} = 0.8$ 이하에서 존재하는 작은 페이딩 구간을 추적하기 어려운 점이 있었다. 이런 이유로 그림 14에서 보듯이 $R/\sqrt{2} \sigma$ 이 0~0.8 정도에서 모의 실험으로 구한 평균 페이딩 지속 시간은 '0'값을 가졌다. 충분히 긴 모의 실험 시간에서는 $R/\sqrt{2} \sigma = 0.8$ 보다 작은 교차 레벨 R 에서도

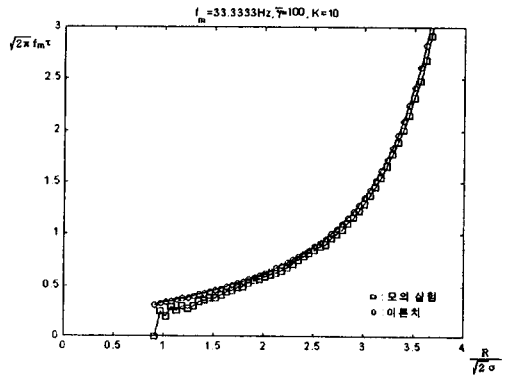


그림 14. $K=10$ 일 때의 평균 페이딩 지속 시간
Fig. 14. ADF in case of $K=10$.

정확한 수치를 나타낼 것으로 보인다. 비교적 큰 교차 레벨에서는 이론값과 모의 실험 결과가 일치하고 있다.

V. QPSK 변조 방식에 대한 비트 오류율의 실험

4장에서는 순수 반송파만 전송할 경우의 신호 왜곡 및 이에 대한 제 특성을 검증하였다. 이 장에서는 QPSK 변조된 신호를 라이시안 채널에 의해 왜곡시키고 다시 복조함으로써 모의 실험된 비트 오류율을 이론치와 비교한다. 이 실험은 제작된 채널 시

뮬레이터에 의하여 수행되었다. 이 채널 시뮬레이터의 화면은 아래 그림 15에서 보는 바와 같다.

이 채널 시뮬레이터는 라이시안 파라미터로 특성화될 수 있는 다양한 전파 환경에서의 수신 신호를 모의 실험하고 PDF, PSD, LCR, ADF 등을 계속 update하여 그래픽으로 보여주며 복조 되는대로 비트 에러 여부를 판단하여 오류율을 계산한다. 아래 표 3에서는 제3장에서 구한 K 파라미터에 따른 비트 오류율 이론값과 모의 실험에 의한 비트 오류율을 비교하였고 그림 16에 도시하였다. 모의 실험된 비트 오류율은 이론치에 근접함을 알 수 있다.

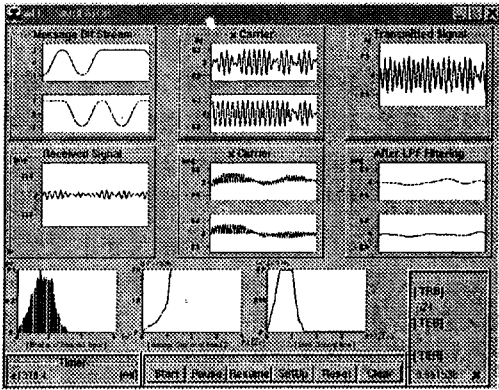


그림 15. 라이시안 채널 모델링 시뮬레이터
Fig. 15. Rician channel modeling simulator.

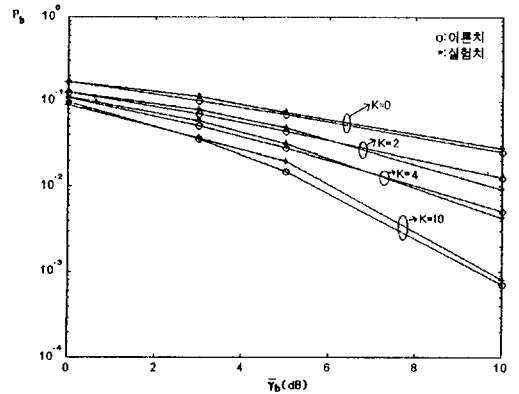


그림 16. K 값과 SNR 변화에 따른 비트 오류율
Fig. 16. BER as a function of K and SNR.

표 3. K 값과 SNR 변화에 따른 비트 에러율

Table 3. BER as a function of K and SNR.

(단위: %)

$\bar{\gamma}_b$ (dB) \ K		$K=0$	$K=2$	$K=4$	$K=10$
		0	실험 16.52	12.72	11.17
	이론 16.45	12.60	10.79	9.77	
3	실험 11.28	7.94	5.94	3.70	
	이론 10.03	7.01	5.19	3.57	
5	실험 7.46	4.83	3.18	1.98	
	이론 6.95	4.43	2.84	1.49	
10	실험 2.76	0.92	0.43	0.08	
	이론 2.49	1.26	0.51	0.07	

VI. 결 론

라이시안 채널의 특성화에 필요한 확률 함수들에 대하여 체계적으로 정리하였고 K 파라미터에 의한 다양한 전파 환경의 분류 가능성에 대해서도 논하였다. Rayleigh fading ($K=0$) 전파 환경에서 No fading (only LOS, No scattered signal, constant envelope, $K=\infty$) 전파 환경까지 잇는 다리의 역할로서의 라이시안 채널에 대해서 기술하였다. 이러한 채널에서 수신 신호를 모의 실험하였고 모의 실험된 신호의 PDF, LCR, ADF, BER는 라이시안 채널의 이론값에 거의 근접하였다. K 파라미터에 의한 전파 환경 분류는 과도하게 단순화된 것이긴 하지만 단순성에 비해 그 효율성이 매우 큰 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

[1] Jakes, W. C., *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, 1974.
 [2] Yacoub, M. D., *Foundation of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, 1993.
 [3] Parsons, D., *The Mobile Radio Propagation Channel*, John Wiley & Sons, 1992.
 [4] Stuber, G. L., *Principle of Mobile Communi-*

cation, Kulwer Academic Publisher, 1996.
 [5] Nakagami, M., "The m distribution: a general formula of intensity distribution of rapid fading," *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, W.G. Hoffman, ed., pp. 3-36, 1960.
 [6] 홍종석, 광경섭, "이동 통신 시스템에서 페이딩 채널 모델링," 한국통신학회 논문지 '95-4 vol. 20, no. 5, pp. 840-853, 1995.
 [7] Westman, T., K. Rikkinen, and T. Ojanperä, "DCS1800 Based Wireless Local Loop(WLL)," *Proceedings of the 46th IEEE VTC*, pp. 311-315, 1996.
 [8] Mohr, W., "Radio Propagation for Local Loop Applications at 2 GHz," *Third Annual International Conference on Universal Personal Communications*, San Diego, California, pp. 119-123, 1994.
 [9] Talvitic, J., I. Oppermann, P. Aikio, and R. Gruber, "Outdoor-Indoor Impulse Response Measurements and Channel Modeling for Metropolitan Wireless Local Loops at 2 GHz," *Proceeding of the 1996 IEEE International Symposium on Information Theory and its Applications*, vol. 2, pp. 551-554, September, 1996.

이 범 선



1982년 2월 : 서울대학교 전기공학과 (공학사)
 1991년 8월 : 미국 네브래스카 주립대 전자공학과 (공학석사)
 1995년 5월 : 미국 네브래스카 주립대 전자공학 (공학박사)

1995년 5월 ~ 1995년 8월 : 네브래스카 주립대 포닥(Post Doctor)

1995년 9월 ~ 현재 : 경희대학교 전자공학과 조교수

[주 관심분야] 안테나 및 전파전파, 위성전파 감시, 전자파 산란

이 일 용

1996년 2월 : 경희대학교 전자공학과 (공학사)

1996년 3월 ~ 현재 : 경희대학교 전자공학과 대학원 석사과정
 [주 관심분야] 안테나 및 전파산란

박 정 일

1998년 3월 : 경희대학교 전자공학과 (공학사)
1998년 3월~현재 : 경희대학교 전자공학과 대학원 석사과정
[주 관심분야] 안테나 및 전파전파

박 경 룡

1984년 2월 : 서울대학교 물리학과 (공학사)
1986년 2월 : KAIST 물리학과 (석사)
1989년 8월 : KAIST 물리학과 (박사)
1989년 10월~현재 : 한국전자통신연구원 선임연구원
[주 관심분야] 통신용 VLSI설계

연 광 일

1981년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1984년 8월 : 한양대학교 전자공학과 대학원 (공학석사)
1993년 3월~현재 : 한양대학교 전자공학과 박사과정
1982년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 통신회로연구실장
[주 관심분야] 무선통신용 VLSI설계

어 익 수

1985년 2월 : 부산대학교 전자공학과 (공학사)
1987년 8월 : KAIST 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1998년 3월~현재 : KAIST 전기 및 전자공학과 박사과정
1987년 10월~현재 : 한국전자통신연구원 선임연구원
[주 관심분야] VLSI설계

강 인

1985년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1987년 2월 : 한양대학교 전자공학과 (공학석사)
1995년 3월 ~ 현재 : 한양대학교 전자공학과 박사과정
1987년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 선임연구원
[주 관심분야] DSP 및 통신용 VLSI설계, CAD