

이동 통신 시스템에서 페이딩 채널 모델링

正會員 洪鍾碩*, 郭慶燮**

Modeling for Fading Channels in Mobile Communication Systems

Jong Seok Hong*, Kyung Sup Kwak** Regular Members

要 約

본 논문은 다중경로 채널에 의해 나타나는 레일리 (Rayleigh), 라이시안 (Rician), 및 로그-노말 (Log-Normal) 페이딩 채널을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 모델링하였다. 각 페이딩 채널의 모델은 Aulin의 수학적 모델과 다중경로 합성 신호의 가우시안 (Gaussian) 특성을 이용하였다. 페이딩 채널의 시뮬레이션 결과는 LCR (Level Crossing Rate), CDF (Cumulative Distribution Function), ADF (Average Duration of Fades) 측면에서 수학적 방법에 의해 구해진 결과와 비교를 하였다. 이러한 모델은 페이딩 조건하에서 일반적인 통신 시스템의 모델링에 유용하게 이용될 수 있다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 구현된 채널을 이용하여 통신 시스템에서의 변조기법 (BPSK, DPSK, QPSK)과 골레이 코드 (Golay Code)를 사용한 경우의 전송 효율을 각 페이딩 채널에서 비교를 하였다.

ABSTRACT

This paper studies simulation models for Rayleigh, Rician and Log-Normal fading channels. All simulation models for the fading channels are based on the Aulin's mathematical model and the manipulation of a white Gaussian random process. The fading channel properties of the models are compared with theoretical results. The fading statistics such as fading distributions, level crossing rates and average duration of fades produced by simulation are shown to be comparable very well with the analytical model. The computer models will be useful in computer-aided modeling of communication systems under fading conditions. As a result, we evaluate the BER performance under the simulated fading channels for some modulation schemes (BPSK, QPSK, DPSK) with and without Golay code.

*LG 전자

**인하대학교 전자공학과

論文番號 : 94125-0506

接受日字 : 1994年 5月 6日

I. 서론

통신방식의 발달은 이동체 간의 통신을 가능하게 하였고, 현재 이동통신의 이용에 대한 수요가 현저하게 증가하는 경향을 보이고 있고, 또한 여러 가지 이동통신과 관련된 기술들이 비약적인 발전을 하게 되었다. 기지국과 이동국 사이에 이루어지는 이동통신 시스템의 특성은 주파수 대역폭의 제한, 전력의 제한, 그리고 좋지 않은 채널 특성으로 규정될 수가 있다. 이 중에서 가장 중요하게 고려되어야 하는 것은 이동통신 시스템의 채널 특성이다. 그 이유는 여러 가지 이동통신 시스템의 기술들의 비교는 이동통신 채널 상에서 이루어져야하기 때문이다. 따라서 이동통신 채널의 모델링과 채널 특성을 분석하는 것은 매우 중요한 문제이다. 이러한 이동통신 채널 문제에 대해서 Clarke는 도심환경에 적합한 수학적 모델을 제안하였다⁽¹⁾. Clarke의 모델은 이동국에서 수신된 신호성분을 지면과 수평방향 신호만 고려한 것으로 최근에도 널리 사용되고 있다⁽²⁻⁶⁾. 이에 대해 Aulin은 도심 환경에서는 수평방향 성분과 수직방향 성분을 함께 고려한 보다 일반적인 방법의 모델을 제안하였다⁽⁷⁾.

대부분의 도시 환경의 경우 밀집된 건물들의 높이는 이동체의 수신안테나 높이보다 상대적으로 높기 때문에 이로 인하여 직접파 성분이 없는 것이 일반적인 이동 무선통신의 채널 특성이지만, 직접파 성분이 존재하는 경우와 그렇지 않은 경우, 송신된 반송파 파장의 수 백배가 되는 넓은 지역에서 측정된 신호의 변동으로 나타나는 경우로 나누어 각 페이딩 특성을 알아 보았다. 이러한 각 채널 특성은 신호가 다중경로에 의해 수신되므로 신호의 왜곡을 초래하는 현상이 일어난다. 이 페이딩에 의한 영향을 극복하기 위해서는 효과적인 변복조 방식이 요구되며 이를 위해서는 페이딩 채널의 특성 분석이 선행되어야 한다. 따라서 본 논문에서는 Aulin의 수학적 모델⁽⁷⁾을 변형하여 이동체의 속도에 따른 페이딩 채널의 특성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 알아 보고, 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 페이딩 채널 모델링이 얼마나 이론식과 근사하는지를 비교, 분석해 본다. 또한 이러한 페이딩 채널의 응용으로서 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널과 페이딩 채널하에서 통신 시스템의 변조 기법과 코딩 방법에 따른 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교해 본다.

II. 페이딩 채널의 모델링 및 특성

2.1. 페이딩 채널의 모델링

이동통신 채널은 전파가 도시의 빌딩 사이를 전파될 때 빌딩에 의해서 반사되고, 또 산의 경사면에 의해서 반사되는 등 다중 경로를 통하여 수신측에 전파가 도달되는 채널이다. 이렇게 다중경로를 통해서 도달된 전파를 수신측이 차광인 경우 대개의 수신기는 이동하면서 수신하게 된다.

기지국에서 송신되는 신호는 페이딩 채널의 특성으로 인한 진폭의 변화로 위상에 의한 변조 방식을 사용하면, 송신신호는 다음과 같다. A는 송신 신호의 진폭, ω_c 는 반송 주파수 그리고 $\theta(t)$ 는 위상을 의미한다.

$$S_o(t) = A \cos(\omega_c t + \theta(t)) \tag{1}$$

이러한 송신 신호는 다중경로를 통하여 그림 1과 같이 N개의 평면파들의 합으로 이동국에서 수신하게 되는 것이다.

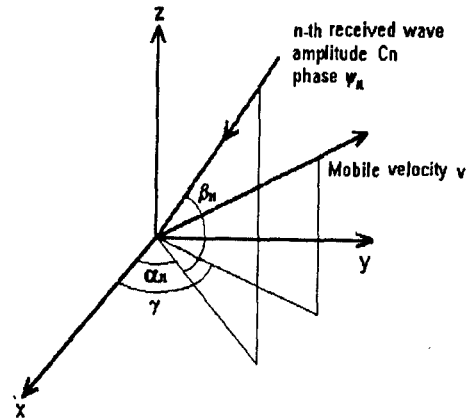


그림 1. 페이딩 채널의 모델
Fig. 1. Model of Fading Channels

다중경로에 의한 임의의 수신파의 수신각 α_n , 위상 ϕ_n , 진폭 c_n 그리고 경로각 β_n 을 갖는다. 여기서 수신각 α_n 과 위상 ϕ_n 은 상호 독립적인 균일분포 $[0, 2\pi]$ 를 갖는다고 가정하였다. 그리고 다중 경로각 β_n 의 분포는 $[0, \pi/2]$ 의 균일분포로 도착한다고 가정하였다. 또한 다중경

로 수신파를 균일하다고 가정하면 $E\{c_n^2\} = \frac{1}{N}$ 이며, 송신된 신호의 위상 $\phi_0(t)$ 는 0으로 가정하였다.

임의의 위치 (x_0, y_0, z_0) 에서 평면파들의 합은 다음과 같이 나타낼 수가 있다¹⁷⁾.

$$S(t) = A \sum_{n=1}^N S_n(t) \tag{2}$$

여기서

$$S_n(t) = c_n \cos \left[w_c t - \frac{2\pi}{\lambda} (x_0 \cos \alpha_n \cos \beta_n + y_0 \sin \alpha_n \sin \beta_n + z_0 \sin \beta_n) + \phi_n \right] \tag{3}$$

이고, 반송 주파수 f_c 는 900MHz이고, λ 는 파장이다. 임의의 위치 (x_0, y_0, z_0) 에서 속도 v , 그리고 이동체가 이동방향 γ 로 이동하고 있을 때 식(2)는 다음과 같이 간략하게 표현할 수가 있다.

$$S(t) = A [I(t) \cos w_c t - Q(t) \sin w_c t] \tag{4}$$

여기서

$$I(t) = \sum_{n=1}^N c_n \cos(w_n t + \theta_n), \quad Q(t) = \sum_{n=1}^N c_n \sin(w_n t + \theta_n) \tag{5}$$

이다. 그리고 이동체의 이동방향과 이동속도에 따른 도플러 확산(Doppler Spread)으로 인하여 주파수의 변화가 발생하게 되며, 그때의 각주파수와 위상은 다음과 같이 된다.

$$w_n = \frac{2\pi v}{\lambda} \cos(r - \alpha_n) \cos \beta_n, \quad \theta_n = \frac{2\pi z_0}{\lambda} \sin \beta_n + \phi_n \tag{6}$$

이동 무선통신 환경 하에서 이동체 안테나의 높이는 주변 환경의 건물이나 지형에 비해 높이가 상대적으로 낮으므로 이동 무선 채널에서 수신 안테나의 높이를 무시하면, 각주파수와 위상을 다음과 같이 표현할 수가 있다.

$$w_n = \frac{2\pi v}{\lambda} \cos(r - \alpha_n) \cos \beta_n, \quad \theta_n = \phi_n \tag{7}$$

그리고 N 이 충분히 크다고 가정하고 식 (5)에 중심 극한 정리(Central Limit Theorem)를 적용하면 근사적으로 가우시안 분포가 됨이 알려져 있다^{14,18)}. 이러한 방법은 다중 경로 수신파의 불규칙한 위상각의 연속적인 합으로 근사화된다고 볼 수가 있다.

다중경로에 의해 수신된 신호간의 자기상관 함수(Autocorrelation function)^{17,8,14)}는

$$E[S(t)S(t+\tau)] = a(\tau) \cos \omega_c \tau - c(\tau) \sin \omega_c \tau \tag{8}$$

이며, 식 (8)의 결과는 다음을 적용한 결과이다^{8,17)}. 여기서 $E\{\cdot\}$ 는 확률적 평균을 의미한다.

$$E[I(t)I(t+\tau)] = E[Q(t)Q(t+\tau)]$$

$$E[Q(t)I(t+\tau)] = -E[I(t)Q(t+\tau)]$$

위 식에서 $E\{I(t)I(t+\tau)\}$ 와 $E\{I(t)Q(t+\tau)\}$ 는

$$E[I(t)I(t+\tau)] = \frac{1}{2} E[\cos \omega_n \tau] \tag{9}$$

$$E[I(t)Q(t+\tau)] = \frac{1}{2} E[\sin \omega_n \tau] \tag{10}$$

이며, 이동통신 시스템에서 시간 평균과 확률 평균이 같다고 가정^{8,16)}하고, $a(\tau)$ 와 $c(\tau)$ 를 구하면 각각 다음과 같다.

$$a(\tau) = \frac{A^2}{2} E[\cos \omega_n \tau] = \frac{A^2}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos \left[\frac{2\pi v \tau}{\lambda} \cos(\gamma - \alpha_n) \cos \beta_n \right] \frac{1}{\pi} d\beta_n d\alpha_n \tag{11}$$

$$= \frac{A^2}{2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} J_0 \left(\frac{2\pi v \tau}{\lambda} \cos \beta_n \right) \frac{2}{\pi} d\beta_n = \frac{A^2}{2} J_0^2 \left(\frac{\pi v \tau}{\lambda} \right) \quad c(\tau) = \frac{A^2}{2} E[\sin \omega_n \tau] = 0 \tag{12}$$

식 (11)에서 $J_0(\cdot)$ 는 0차 1종 베셀(Bessel) 함수이다.

2.2. 페이딩 채널의 특성

이동통신 환경하에서 주로 나타나는 것이 다중 경로에 의한 페이딩 현상이다. 이러한 페이딩의 포락선은 수신기의 성능에 영향을 주게 된다. 따라서 페이딩의 정도를 양적으로 비교를 하는데 주로 관심을 갖게 되는 것이 LCR, CDF 및 ADF^(8,16)이고, 이 세가지 특성으로 각 페이딩 채널의 성능을 비교하였다.

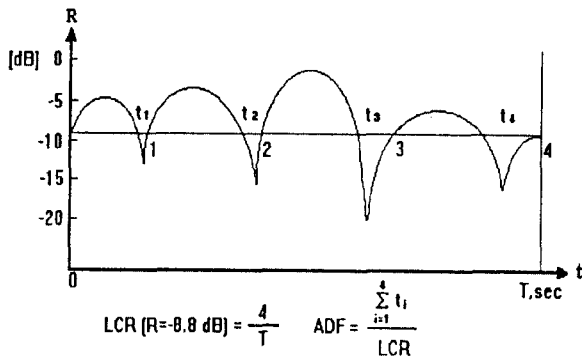


그림 2. LCR과 ADF
Fig. 2. LCR and ADF

(1) LCR (Level Crossing Rate)

그림 2에서 LCR은 페이딩 신호의 포락선 r이 양 또는 음의 방향으로 주어진 신호 레벨 R을 교차하는 단위 시간당 평균 쇄교수로서 다음과 같이 표현된다.

$$N_0(r=R) = \int_0^\infty r' f(R, r') dr'$$

여기서 $f(R, r')$ 은 R과 r' 의 결합 PDF (Probability Density Function)이고, r' 은 포락선에 대한 시간 미분이고, R은 임의의 레벨을 의미한다. 그림 2에서 R=8.8 dB 일때 LCR은 $\frac{4}{T}$ 이다.

(2) CDF(Cumulative Distribution Function)

포락선 r이 특정 레벨 R내에 있을 확률을 의미한다. 즉,

$$F(r \leq R) = \int_0^R f(r) dr$$

이며, 여기서 $f(r)$ 은 포락선 r의 PDF이다.

(3) ADF(Average Duration of Fades)

페이딩 신호의 주기는 여러 요인에 의해 영향을 받게 되겠지만, 특히 이동체의 속도에 가장 큰 영향을 받게 된다. 그림 2에서 이들에 대한 상호 관계를 알 수 있으며 다음과 같이 수식으로 표현된다.

$$ADF = \frac{F(r \leq R)}{N_0(r=R)} = \frac{\int_0^R f(r) dr}{\int_0^\infty r' f(R, r') dr'}$$

이와 같이 ADF는 특정 레벨 R에 있어서 페이딩의 평균시간으로서 정의된다.

2.3. 레일리 페이딩 채널(Rayleigh Fading Channel)

이동통신 채널은 다중경로 채널로서 일반적으로 수신기는 이동하면서 수신하게 된다. 주로 도시 환경에서 나타나는 페이딩으로 직접파는 건물 등에 차단되어 나타나지 않고, 건물이나 지형에 의한 다중 경로 전파만이 수신측에 도달되어 생기는 것이 레일리 페이딩 채널이다. 레일리 페이딩 채널은 다음 그림 3과 같이 모델링을 할 수가 있다^(2,3,5).

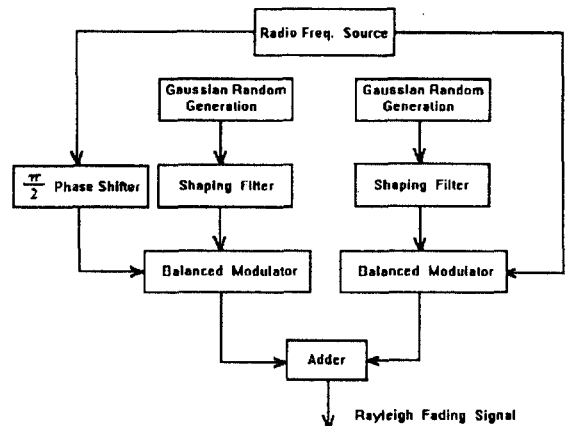


그림 3. 레일리 페이딩 채널의 모델
Fig. 3. Model of Rayleigh Fading Channel

(1) LCR

다중경로로 수신된 신호의 페이딩의 정도를 양적으로 나타내는 방법이 LCR이다. 식 (5)에서 얻은 두 식으로

부터 결합 분포 (Joint Distribution)를 구하면 다음과 같다.

$$f(I(t), Q(t), I'(t), Q'(t)) = \frac{1}{(2\pi)^2 \sigma_1^2 \nu_1^2} \exp \left[-\frac{I^2(t) + Q^2(t)}{2\sigma_1^2} - \frac{I'^2(t) + Q'^2(t)}{2\nu_1^2} \right] \quad (13)$$

이는 가우시안 통계를 시간에 대해 미분한 통계도 역시 가우시안 분포를 따르게 됨을 이용하였다⁽¹⁹⁾. 여기서 σ_1^2 은 $I(t)$ 와 $Q(t)$ 의 분산이고, ν_1^2 은 $I'(t)$ 와 $Q'(t)$ 의 분산이다. 각각은 서로 독립적인 가우시안 통계를 갖게 되므로 식(13)을 선형변환을 하면 포락선에 대한 분포를 얻을 수가 있다⁽¹⁴⁾. 따라서 이를 이용한 포락선에 대한 결합 분포는 다음과 같다.

$$f(r, \phi, r', \phi') = |J| f(I, Q, I', Q') \\ = \frac{r^2}{(2\pi)^2 \sigma_1^2 \nu_1^2} \exp \left[-\frac{r^2}{2\sigma_1^2} \right] \exp \left[-\frac{r'^2 + r^2 \phi'^2}{2\nu_1^2} \right] \quad (14)$$

여기서

$$J = \frac{\partial(I(t), Q(t), I'(t), Q'(t))}{\partial(r(t), \phi(t), r'(t), \phi'(t))} = r^2 \quad (15)$$

이며, 자코비안 (Jacobian) 변환이다. 그리고

$$f(r, r') = \frac{r}{\sqrt{2\pi} \sigma_1 \nu_1} \exp \left[-\frac{r^2}{2\sigma_1^2} \right] \exp \left[-\frac{r'^2}{2\nu_1^2} \right] \quad (16)$$

이다. 식 (16)을 이용하여 레일리 채널의 LCR을 다음과 같이 얻을 수가 있다.

$$N_0(r=R) = \int_0^\infty r' f(R, r') dr' \\ = \frac{R}{\sqrt{2\pi} \sigma_1} \frac{\nu_1}{\sigma_1} \exp \left[-\frac{R^2}{2\sigma_1^2} \right] \\ = \sqrt{\pi} f_m \rho \exp[-\rho^2] = N(\rho) \quad (17)$$

여기서 $\frac{\nu_1}{\sigma_1} = \frac{\beta v}{2}$, $\rho = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma_1}$ 이며, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ 이고 v 는 이동체의 속도이며, $f_m = \frac{v}{\lambda}$ 로 최대 도플러 확산 주파수이다.

(2) CDF

특정 레벨 R 내에 있을 확률을 의미하며, 포락선 확률밀도 함수는 식(16)을 이용하여 구할 수가 있다.

$$f(r) = \int_{-\infty}^\infty f(r, r') dr' \\ = \frac{r}{\sigma_1} \exp \left[-\frac{r^2}{2\sigma_1^2} \right] \quad (18)$$

따라서 CDF의 결과는 다음 식과 같다.

$$F(r \leq R) = \int_0^R f(r) dr \\ = 1 - \exp[-\rho^2] = F(\rho) \quad (19)$$

(3) ADF

특정 레벨 R 에서 페이딩의 평균시간을 의미하는 ADF의 결과식은 다음과 같다.

$$ADF = \frac{F(\rho)}{N_0(\rho)} = \frac{1 - \exp[-\rho^2]}{\sqrt{\pi} f_m \rho \exp[-\rho^2]} \\ = \frac{1}{\sqrt{\pi} f_m} \frac{\exp[\rho^2] - 1}{\rho} \quad (20)$$

2.4. 라이시안 페이딩 채널(Rician Fading Channel)

레일리 페이딩 채널에서 시간지연이 작거나 또는 평균 신호보다 큰 직접파 성분이 존재할 경우로 주로 도시 외곽지역에서 나타나는 페이딩 현상이다. 라이시안 페이딩 채널 모델링은 레일리 페이딩 채널 모델에서 직접파 성분을 추가함으로써 얻을 수가 있다. 라이시안 페이딩 모델에서도 레일리 모델에서와 마찬가지로 정량적인 비교를 하는데 동일한 방법을 사용한다. 라이시안 페이딩 채널은 그림 4와 같이 모델링 할 수가 있다.

(1) LCR

레일리 채널과 직접파 성분을 함께 고려한 포락선 (I_r

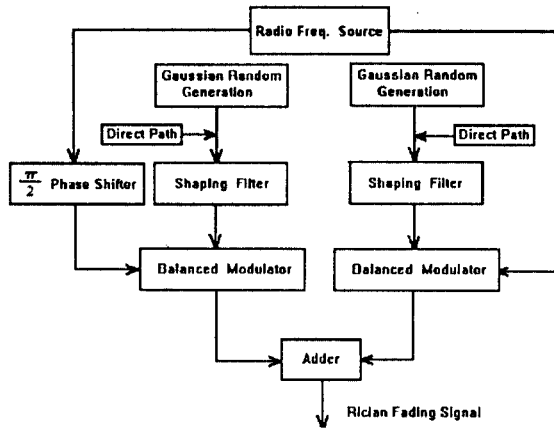


그림 4. 라이시안 페이딩 채널의 모델
Fig. 4. Model of Rician Fading Channel

. Q_r)의 결합분포는

$$f(I_r, Q_r, I_r', Q_r') = \frac{1}{(2\pi)^2 \sigma_2^2 \nu_2^2} \exp\left(-\frac{(I_r - T_{cd})^2 + (Q_r - T_{ad})^2}{2\sigma_2^2} - \frac{I_r'^2 + Q_r'^2}{2\nu_2^2}\right) \quad (21)$$

이며, T_{cd} 와 T_{ad} 는 직접파 성분과 의미한다. 자코비안 (Jacobian)을 이용하여 식 (21)을 선형변환하면 라이시안 페이딩의 포락선에 대한 분포를 구할 수가 있다. 여기서 σ_2^2 은 I_r 과 Q_r 의 분산이고, ν_2^2 은 I_r' 과 Q_r' 의 분산이다.

$$f(r, \phi, r', \phi') = r^2 f(I_r, Q_r, I_r', Q_r') = \frac{r^2}{(2\pi)^2 \sigma_2^2 \nu_2^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A_c - 2rA_c \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \phi)}{2\sigma_2^2} - \frac{r'^2 + r'^2 \phi'^2}{2\nu_2^2}\right) \quad (22)$$

이와 같이 포락선에 대한 결합 분포를 구하였으며, 식 (22)를 ϕ 에 대해 $[0, 2\pi]$, ϕ' 에 대해 $(-\infty, \infty)$ 구간에서 적분을 하면 다음의 결과를 얻을 수가 있다.

$$f(r, r') = \int_0^{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f(r, \phi, r', \phi') d\phi' d\phi = \frac{r}{\sqrt{2\pi} \sigma_2^2 \nu_2} \quad (23)$$

$$\exp\left(-\frac{r^2 + A_c^2}{2\sigma_2^2} - \frac{r'^2}{2\nu_2^2}\right) I_0\left(\frac{rA_c}{\sigma_2^2}\right)$$

식 (23)의 결과식을 이용하여 LCR을 구하면

$$N_0(r=R) = \int_0^{\infty} r' f(R, r') dr' = \frac{R^2 \nu_2}{\sqrt{2\pi} \sigma_2^2} \exp\left(-\frac{R^2 + A_c^2}{2\sigma_2^2}\right) I_0\left(\frac{RA_c}{\sigma_2^2}\right) = \frac{R_n^2 \nu_2}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{R_n^2 + A_n^2}{2}\right) \quad (24)$$

$$I_0(R_n A_n) = \frac{R_n^2 \sqrt{\pi} f_m}{2}$$

$$\exp\left(-\frac{R_n^2 + A_n^2}{2}\right) I_0(R_n A_n)$$

여기서 $R_n = \frac{R}{\sigma_2}$, $A_n = \frac{A_c}{\sigma_2}$ 이다.

(2) CDF

식(23)을 이용하여 포락선의 분포에 대한 결과를 다음과 같이 구할 수가 있다.

$$f(r) = \int_{-\infty}^{\infty} f(r, r') dr' = \frac{r}{\sigma_2^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A_c^2}{2\sigma_2^2}\right) I_0\left(\frac{rA_c}{\sigma_2^2}\right) \quad (25)$$

여기서 $I_0(\cdot)$ 는 변형된 영차 베셀 함수이며, 다음과 같이 수학적으로 표현할 수가 있다⁽²⁰⁾.

$$I_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^{2n}}{2^{2n} n! n!}$$

여기서 z 의 값이 1보다 대단히 클 경우, 베셀 함수는 다음과 같다^(13,17).

$$I_0(z) = \frac{\exp[z]}{(2\pi z)^{1/2}} \left(1 + \frac{1}{8z} + \frac{9}{128z^3} + \dots\right)$$

따라서 CDF는 다음과 같이 구할 수가 있다.

$$F(r \leq R) = \int_0^R f(r) dr = \int_0^{R_n} r_n \exp\left(-\frac{r_n^2 + A_n^2}{2}\right) I_0(r_n A_n) dr_n \quad (26)$$

여기서 $r \ll \sigma_2^2$ 의 조건이 만족할 경우 CDF는 다음과 같이 근사화할 수가 있다.

$$F(r \leq R) \approx \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{R_n - A_n}{\sqrt{2}}\right) - \frac{1}{\sqrt{8\pi}A_n} \left[1 - \frac{R_n - A_n}{4A_n} + \frac{1 + (R_n - A_n)^2}{8A_n} \right] \exp\left[-\frac{(R_n - A_n)^2}{2}\right] \quad (27)$$

여기서 $\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-t^2} dt$ 이다.

(3) ADF

ADF는 정의에 의해 식 (24)과 식 (27)을 이용하면 다음과 같은 근사식을 얻을 수가 있다.

$$ADF = \frac{F(r \leq R)}{N_0(r = R)} = \frac{\int_0^{R_n} r_n \exp\left(-\frac{r_n^2 + A_n^2}{2}\right) I_0(r_n A_n) dr_n}{\frac{R_n^2 \sqrt{\pi} f_m}{2} \exp\left(-\frac{R_n^2 + A_n^2}{2}\right) I_0(R_n A_n)} \cdot \frac{1 + \operatorname{erf}\left(\frac{R_n - A_n}{\sqrt{2}}\right)}{2} \cdot \frac{1 - \frac{R_n - A_n}{4A_n} + \frac{1 + (R_n - A_n)^2}{8A_n}}{\sqrt{8\pi}A_n \exp\left[-\frac{(R_n - A_n)^2}{2}\right]} \approx \frac{R_n^2 \sqrt{\pi} f_m}{2} \exp\left(-\frac{R_n^2 + A_n^2}{2}\right) I_0(R_n A_n) \quad (28)$$

2.5. 로그-노말 페이딩 채널(Log-Normal Fading Channel)

도심지에서 전파가 전파될 때 많은 경우에 송신측과 수신측 사이에 직접파의 도달경로가 건물등에 의해서 가려지게 된다. 이때 전파의 수신강도는 상당히 감소되며, 이동체가 이동하면 수신신호의 감쇄가 천천히 변화해 되는데 이를 그늘 현상 (Shadowing Effect)이라고 한다. 이러한 그늘 현상은 전파의 세기가 로그-노말 분포를 갖게 되며 이에 대한 모델링은 그림 5와 같이 할 수가 있다.

(1) LCR

협대역 가우시안 분포를 갖는 식 (5)를 이용하여 로

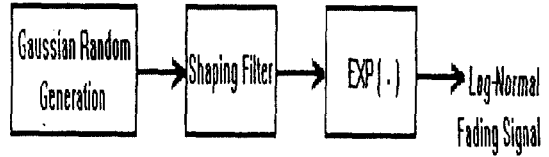


그림 5. 로그-노말 페이딩 채널의 모델
Fig. 5. Model of Log-Normal Fading Channel

그-노말 페이딩의 LCR을 구하고자 한다. 로그-노말 페이딩 채널을 발생시키기 위해서 다음 식을 이용한다.

$$A(t) = \exp[I(t)] \quad (29)$$

식 (29)와 시간 미분을 고려한 결합분포는 아래와 같다.

$$f(A, A') = \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_3^2}A} \exp\left[-\frac{(\ln A)^2}{2\sigma_3^2}\right] \cdot \frac{1}{2\pi\sigma_3\nu_3 A'} \exp\left[-\frac{\left(\ln\left(\frac{A'}{w}\right)\right)^2}{2\sigma_3^2} - \frac{w^2}{2\nu_3^2}\right] dw \quad (30)$$

여기서 σ_3^2 은 A의 분산이고, ν_3^2 은 A'의 분산이다. 식 (30)을 이용하여 로그-노말의 LCR을 구하면

$$N_0(A = R) = \int_0^\infty A' f(R, A') dA' = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_3^2}R} \exp\left[-\frac{(\ln R)^2}{2\sigma_3^2}\right] \cdot \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{1}{2\pi\sigma_3\nu_3} \exp\left[-\frac{\left(\ln\left(\frac{A'}{w}\right)\right)^2}{2\sigma_3^2} - \frac{w^2}{2\nu_3^2}\right] dw dA' \quad (31)$$

이다. 식 (31)은 더이상 적분식(closed-form)으로 구할 수가 없기 때문에 수치해석으로 각 레벨에 대한 LCR 값을 구하였다.

(2) CDF

CDF를 얻기 위해 식 (30)을 적분하면 다음 식이 얻어진다.

$$F(A) = \int_{-\infty}^\infty f(A, A') dA'$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_3^2 A}} \exp\left[-\frac{(\ln A)^2}{2\sigma_3^2}\right] \cdot \frac{1}{2\pi\sigma_3\nu_3 A} \exp\left[-\frac{(\ln(\frac{A}{w}))^2}{2\sigma_3^2} - \frac{w^2}{2\nu_3^2}\right] dw dA \quad (32)$$

식 (32)의 결과는 식 (29)에서 유도한 결과와 동일한 값을 얻어야 한다. 그렇지만 더이상 해석적인 방법에 의해서는 비교를 할 수가 없기 때문에 수치해석에 의한 방법으로 비교한 결과 매우 근접하는 결과를 얻었다.

$$F(A \leq R) = \int_0^R f(A) dA = \int_0^R \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_3^2 A}} \exp\left[-\frac{(\ln A)^2}{2\sigma_3^2}\right] \cdot \frac{1}{2\pi\sigma_3\nu_3 A} \exp\left[-\frac{(\ln(\frac{A}{w}))^2}{2\sigma_3^2} - \frac{w^2}{2\nu_3^2}\right] dw dA dA$$

식 (33)은 또한 해석적인 방법에 의해 구할 수가 없기 때문에 수치 해석으로 로그-노말 채널의 CDF를 구할 수가 있었다.

(3) ADF

페이딩 신호의 평균 주기는 식 (31)과 식 (33)을 이용하여 수식을 얻을 수가 있지만, 이 결과식 또한 해석적 방법에 의해 구할 수가 없다. 따라서 수치 해석에 의한 방법을 이용하여 이론식에 근사하는 값들을 구하여 시뮬레이션 결과와 비교하였다.

Ⅲ. 통신 시스템 모델링

이동통신에서는 이용할 수 있는 대역폭이 제한되어 있으므로, 변조된 신호가 차지하는 스펙트럼의 대역폭은 가능한 좁아야 한다. 또 이동통신의 채널에서 발생하는 페이딩으로 인해 포락선의 크기가 시간에 따라 변동하므로 진폭에 정보를 실는 변조방식은 적당하지 않다. 따라서 대역폭이 좁고 진폭이 일정하며, H/W 구성이 비교적 용이한 고효율 변복조 방식을 채택하는 것은 디지털 이동통신 시스템 구현에 매우 중요하다.

하나의 예로서 그림 6과 같은 모델을 사용해서 페이딩

채널의 여러 형태를 컴퓨터 모델화하여 BPSK (Binary Phase Shift Keying)와 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 및 DPSK (Differential Phase Shift Keying) 변조방법을 사용하고, 코딩 방법은 Golay (23,12) 코딩^[21]을 이용하여 비트 전송율을 4.8 kbps로 하였을 경우, 각각의 페이딩 채널 및 AWGN 채널 환경에서의 비트 에러율을 비교하였다. 그리고 수신단과 송신단 각각에서 페이딩에 의한 연접에러 (burst error)를 방지하기 위한 인터리빙 (interleaving)의 길이를 8로 하여 시뮬레이션을 수행하였다.

전송 신호가 u(t)이고 BPSK, QPSK 및 DPSK 변조를 한 후 다중경로에 의한 페이딩 채널과 AWGN 채널을 통하여 저역 통과 신호로 한 신호 구간에서 수신된 신호를 다음과 같이 나타낼 수가 있다^[22].

$$r(t) = \alpha e^{j\phi} u(t) + n(t) \quad (34)$$

여기서 n(t)는 AWGN 이며, α는 페이딩에 따른 랜덤 포락선이고 φ는 위상으로 페이딩 채널의 영향만을 고려하기 위해서 변조 기법에서의 다른 문제는 이상적이라 가정하고 시뮬레이션을 실행하였다.

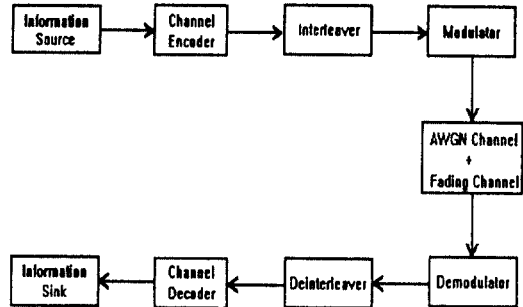


그림 6. 컴퓨터 시뮬레이션의 블럭도
Fig. 6. Block Diagram of Computer Simulation

AWGN 채널상의 비트 에러를 알고 있으므로 페이딩 채널의 분포에 대한 평균을 구하면 원하는 채널에서의 에러 확률을 구할 수가 있다. 다음 식은 BPSK 및 DPSK 변조시의 에러 확률이다.

$$F_n(\gamma_b) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \quad (35)$$

여기서 $\operatorname{erfc}(z)$ 는 $\frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_z^{\infty} e^{-t^2} dt$ 이다.

$$F_n(\gamma_b) = \frac{1}{2} \exp(-\gamma_b) \quad (36)$$

여기서 $\gamma_b = a^2 E_b / N_0$ 이며 E_b 는 신호의 비트 에너지, N_0 는 잡음의 전력 스펙트럼 밀도 [Watts/Hz]이다. 윗식에서는 a 가 고정되어 있다는 조건에서의 에러 확률이다. 그러나 페이딩 채널에서는 a 가 고정되어 있는 것이 아니라, 페이딩의 분포에 따라 불규칙하게 변하는 것이다. 따라서 각 페이딩의 분포에 따라 서로 다른 에러 확률이 나타나게 된다. 이와 같은 조건하에서 페이딩 채널의 에러 확률은 다음과 같이 구할 수가 있다.

$$F_e = \int_0^\infty F_n(\gamma_b) F_f(\gamma_b) d\gamma_b \quad (37)$$

여기서 $F_f(\gamma_b)$ 는 a 가 불규칙한 페이딩 채널의 포락선에 대한 분포일 때 γ_b 에 대한 확률 밀도 함수이다. 따라서 a 가 페이딩에 따라서 서로 다른 분포를 가지게 되므로 전력에 대한 분포를 구하여 식 (37)과 같이 평균을 구하게 되면 원하는 페이딩 채널에서의 에러 확률을 구할 수가 있게 된다.

IV. 결과 및 검토

이동통신에서 채널의 성능은 많은 경우 LCR, ADF로 측정된다.^(8,16) II장에서 유도한 LCR, ADF 및 CDF에 대한 해석적 방법에 의한 것과 시뮬레이션을 통해 구현된 채널 특성과 성능 비교를 하였다. 본 논문에서는 송신신호가 반송파만 있는 신호($\psi_0(t)=0$)이고, $A=1$ 인 경우에 대해 시뮬레이션을 하였다. 그리고 이동국에서 수신된 다중경로 신호에서 $N=100$ 으로 하고, 이동속도를 20, 40, 및 80 km/h로 변화시키면서 각 페이딩 채널에 대해 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 7, 8 및 9는 각각 레일리, 라이시안 및 로그노말 페이딩 채널의 LCR이다. x축은 RMS (Root Mean Square)값에 대한 신호를 dB로 나타낸 것이고, y축의 값은 규격화된 LCR을 나타낸다. 레일리 채널에서는 이론식과 근사함을 알 수 있고, 라이시안 채널에서는 신호가 -30dB에서 -20dB까지 이론식과 약간의 차이를 보이고 있음을 알 수 있고, 로그-노말 페이딩 채널에서는 10dB-20dB 부근에서 근사함을 알 수가 있다. 이 이유는 본 논문의 다중경로 채널 모델이 도시 환경에는 적합한 모델로서, 즉 레일리 채널은 도심 환경에 적합한 모델이지만 라이시안, 로그노말 페이딩 채

널은 주로 도시외곽에서 나타나는 채널 특성이기 때문에 결과에서와같이 차이가 있음을 예상할 수가 있었다.

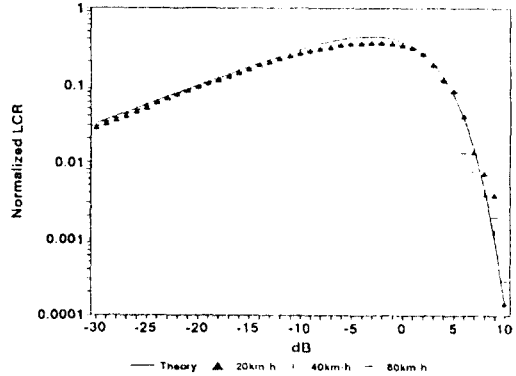


그림 7. 레일리 채널의 LCR
Fig. 7. LCR of Rayleigh channel

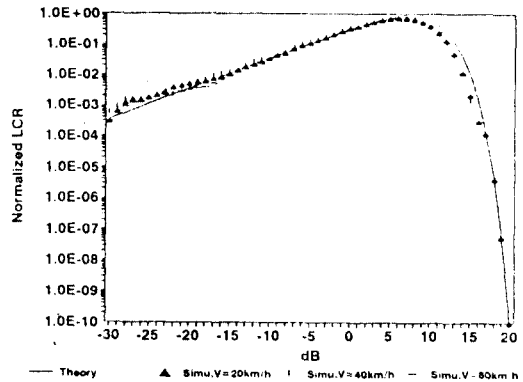


그림 8. 라이시안 채널의 LCR
Fig. 8. LCR of Rician channel

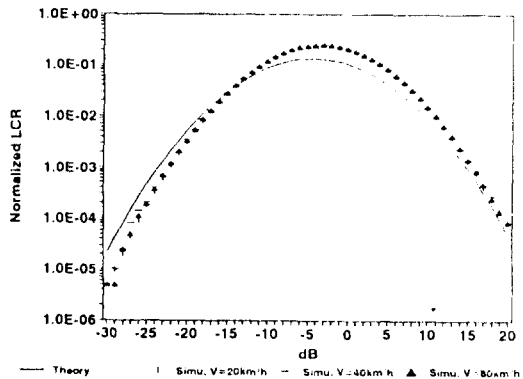


그림 9. 로그-노말 채널의 LCR
Fig. 9. LCR of Log-Normal channel

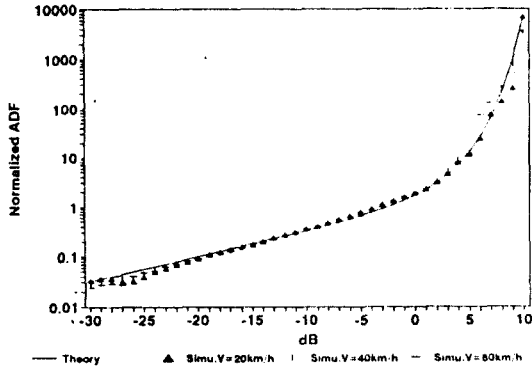


그림 10. 레일리 채널의 ADF
Fig. 10. ADF of Rayleigh channel

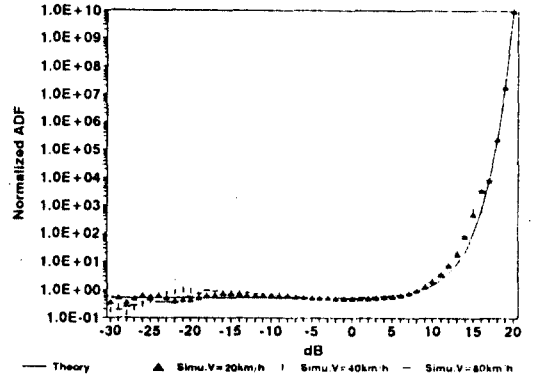


그림 11. 라이시안 채널의 ADF
Fig. 11. ADF of Rician channel

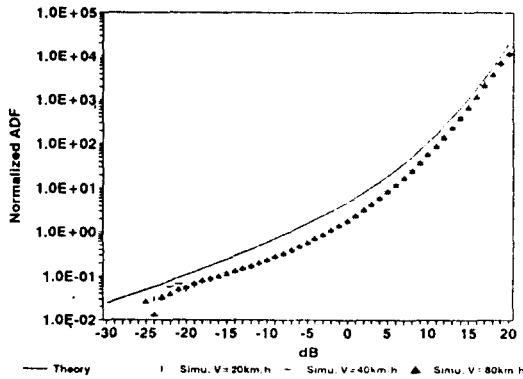


그림 12. 로그-노말 채널의 ADF
Fig. 12. ADF of Log-Normal channel

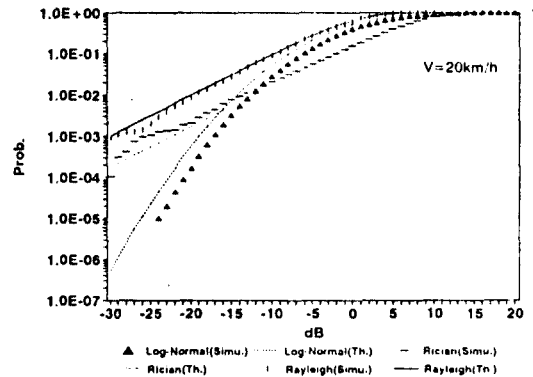


그림 13. 페이딩 채널의 CDF
Fig. 13. CDF of fading channel

그림 10, 11 및 12는 ADF에 대한 각 페이딩 채널의 성능 비교이고, 그림 13은 각 페이딩 채널에서 $v=20$ km/h 일 때의 CDF를 비교한 것이다. 이 결과에서도 마찬가지로 레일리 채널에서는 근접한 결과를 얻었지만, 라이시안과 로그노말 채널에서는 상당한 차이가 나는 결과를 얻었다. 그리고 라이시안 채널에서의 결과는 신호가 낮은 부분, 즉 직접파 성분의 영향이 작은 부분에서는 차이를 보이지만, 신호의 세기가 큰 부분에서는 매우 근접한 결과를 얻을 수가 있었다.

그림 14는 신호의 전력 스펙트럼으로 이때 이동체의 이동속도를 40 km/h로하여 채널 모델에 따른 시뮬레이션과 비교한 것으로 이동체의 속도에 따라서 전력 스펙트럼의 차이가 있음을 확인할 수가 있었다. 즉 스펙트럼의 차이는 이동 속도에 따라서 영향을 받게 되고, 이는 이동 속도가 낮을수록 차이가 작음을 확인하였다.

다중경로 채널 모델에 의해 구현된 페이딩 채널과 AWGN 채널을 그림 6과 같은 모델의 통신 시스템에서 변조기법과 코딩방법에 따른 전송 효율을 각 페이딩 채널에서 비교하여 보았다. 그림 15, 16 및 17은 AWGN과 각 페이딩 채널에서의 성능 비교이다. 이동체의 속도 $v=20$ km/h, BPSK, QPSK 및 DPSK 변조 방법, Golay (23, 12) 코드를 사용하였다. 그리고 연접에러 방지를 위한 인터리빙 길이는 8로 하여 시뮬레이션을 하였다. 각 페이딩 채널에서의 성능 결과는 코드가 사용된 경우가 사용되지 않은 경우에 비해서 현재

다중경로 채널 모델에 의해 구현된 페이딩 채널과 AWGN 채널을 그림 6과 같은 모델의 통신 시스템에서 변조기법과 코딩방법에 따른 전송 효율을 각 페이딩 채널에서 비교하여 보았다. 그림 15, 16 및 17은 AWGN과 각 페이딩 채널에서의 성능 비교이다. 이동체의 속도 $v=20$ km/h, BPSK, QPSK 및 DPSK 변조 방법, Golay (23, 12) 코드를 사용하였다. 그리고 연접에러 방지를 위한 인터리빙 길이는 8로 하여 시뮬레이션을 하였다. 각 페이딩 채널에서의 성능 결과는 코드가 사용된 경우가 사용되지 않은 경우에 비해서 현재

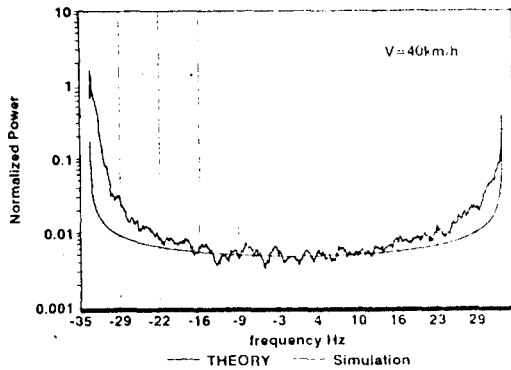


그림 14. 전력 스펙트럼
Fig. 14. Power spectrum

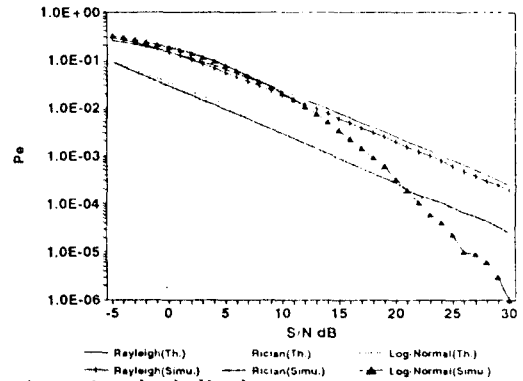


그림 15. BPSK변조의 성능 비교
Fig. 15. Comparison of performance in BPSK modulation

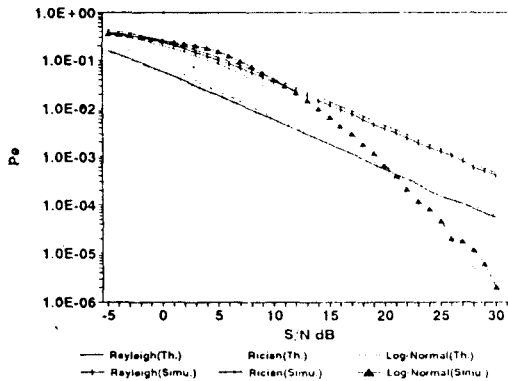


그림 16. QPSK변조의 성능 비교
Fig. 16. Comparison of performance in QPSK modulation

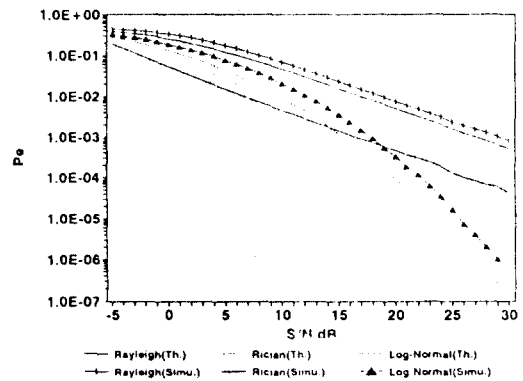


그림 17. DPSK변조의 성능 비교
Fig. 17. Comparison of performance in DPSK modulation

한 성능 향상이 있음을 알 수가 있다.

그림 15에서 각 페이딩 채널의 성능 비교를 한 것으로 BPSK변조를 사용한 경우 S/N비가 10 dB 이상에서는 레일리 페이딩 채널에서보다 로그-노말 페이딩 채널에서 성능이 우수함을 알 수가 있다. 또한 라이시안 페이딩 채널은 전체적으로 레일리 페이딩 채널에서 보다 성능이 우수함을 알 수가 있지만, S/N 비가 20 dB 이상에서는 로그-노말 페이딩 채널이 우수하다. 또한 코드를 사용하는 성능 개선이 현저함을 알 수가 있다.

그림 16은 QPSK변조를 사용하였을 경우이다. 로그-노말 페이딩 채널과 레일리 페이딩 채널은 S/N 비가 10 dB 이하에서 거의 비슷한 성능을 보이지만, 10 dB 이상에서는 로그-노말 페이딩 채널이 현저하게 성능이

우수함을 알 수 있다. 그리고 S/N비가 20 dB 이상에서는 라이시안 페이딩 채널에서 보다 성능이 우수함을 알 수가 있다. 라이시안 페이딩 채널은 S/N비가 20 dB 이하에서는 다른 채널에서 보다 우수함을 알 수가 있다.

그림 17은 DPSK변조의 경우이다. DPSK변조시는 이론치와 시뮬레이션 결과가 약간의 차이를 보였지만, 채널 특성에 따른 성능을 분석하는데 도움이 되리라 생각된다. 그리고 DPSK변조 사용자 레일리 페이딩 채널의 성능이 가장 열악함을 알 수가 있었고, 로그-노말 페이딩 채널은 17 dB 이상에서 라이시안 페이딩 채널 보다 우수함을 나타내고 있다.

그림 18, 19 및 20은 Golay 코드를 사용하였을 경

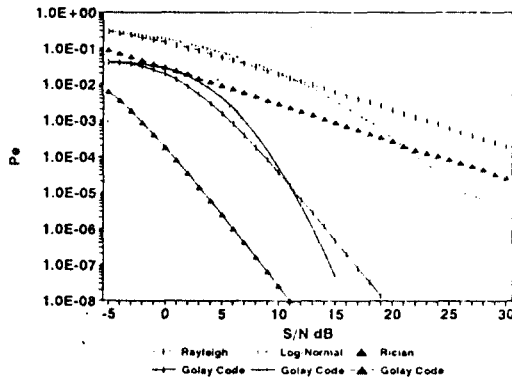


그림 18. BPSK변조의 코드사용시 성능 비교
Fig. 18. Comparison of performance in coded BPSK modulation

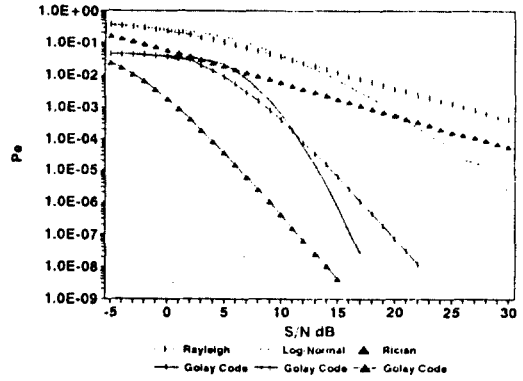


그림 19. QPSK변조의 코드사용시 성능 비교
Fig. 19. Comparison of performance in coded QPSK modulation

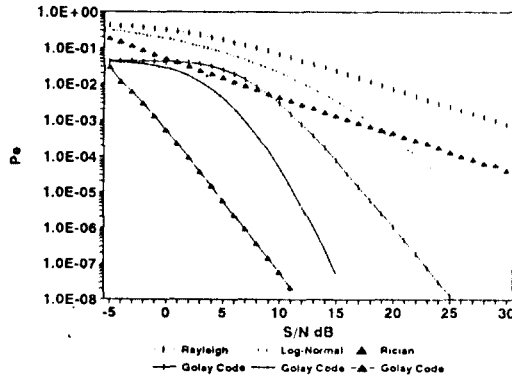


그림 20. DPSK변조의 코드사용시 성능 비교
Fig. 20. Comparison of performance in coded DPSK modulation

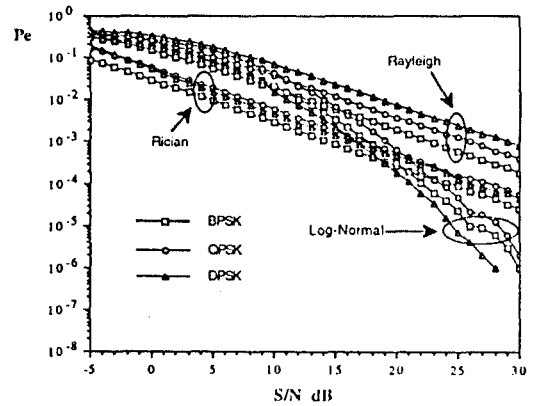


그림 21. 각 채널에서의 성능 비교
Fig. 21. Comparison of performance in channels

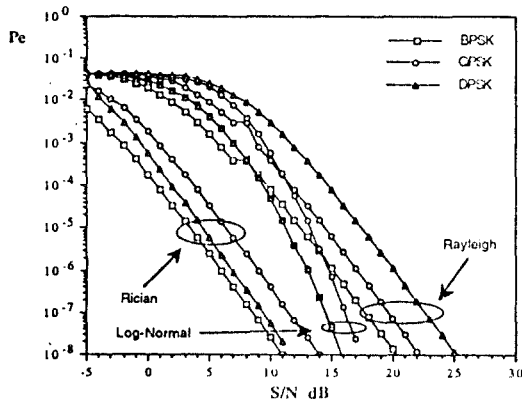


그림 22. 코드 사용시 각 채널의 성능 비교
Fig. 22. Comparison of performance in coded channels

우를 각 페이딩 채널에서 성능을 비교한 결과이다. 또한 그림 21과 22는 각 채널에서의 변조방법과 코드를 사용한 경우 성능을 비교한 것으로 레일리 페이딩 채널에서는 BPSK, QPSK, DPSK의 순으로 성능이 우수함을 알 수가 있고, 라이시안 페이딩 채널에서는 BPSK, DPSK, QPSK의 순으로 성능이 우수하다. 또한 로그노말 페이딩 채널에서는 S/N 비가 9 dB이하에서는 라이시안 페이딩 채널에서와 동일한 성능 순서를 보인 반면, 9 dB이상에서는 DPSK, BPSK, QPSK의 순으로 성능이 우수함을 알 수가 있다. 그림 22는 Golay 코드를 사용하였을 경우, 각 채널에서의 성능을 비교한 것이다. 각 채널에서의 성능은 코드를 사용하지 않은 경우와 같이 변조 기법의 순서가 일치하였지만 로그노말 페이딩 채널에서의 결과는 S/N 비가 16 dB 이하에서

는 BPSK와 DPSK의 성능이 거의 일치함을 보였다. 이상과 같은 결과는 실측에 의한 결과와 비교를 수행함으로써 좀 더 우리의 채널 환경에 맞는 모델을 설정하는데 도움을 줄 수 있을 것이라고 본다.

V. 결론

본 논문은 레일리, 라이시안 및 로그-노말 페이딩 채널을 모델링하였다. 각 페이딩 채널 모델에 대한 결과는 해석적 방법으로 유도한 페이딩 신호의 LCR, ADF 및 CDF를 시뮬레이션 모델과 비교를 하였다. 그 결과는 페이딩 채널에 따라 다소의 차이는 있지만 매우 근접한 결과를 보였다. 또한 전력 스펙트럼을 비교한 결과도 근접하는 결과를 얻었다. 따라서 채널 특성을 분석하는데 컴퓨터 시뮬레이션을 이용하면 시간과 비용의 절감을 얻을 수가 있으며, 또한 페이딩 채널 하에서 통신 시스템의 성능을 평가하는데 이용할 수 있을 것이다. 그리고 본 논문에서 각 페이딩 채널에서의 변조 기법에 따른 성능 비교를 하였다. 레일리 채널에서의 성능은 BPSK, QPSK, DPSK, 라이시안 채널은 BPSK, DPSK, QPSK이고, 로그-노말 채널의 성능은 9 dB 이하에서는 라이시안 채널과 성능 순서가 동일하고, 9 dB 이상에서는 DPSK, BPSK, QPSK 순으로 성능이 떨어지는 결과를 얻었다. 이와같은 결과를 통해서 우리 나라의 환경에 적합한 채널 모델을 설정하고, 실제 채널 환경을 측정하여 우리 환경에 맞는 채널 모델을 결정하여 시스템 설계에 이용하여야 할 것이다. 또한 실제의 채널 환경은 지역에 따라서 페이딩 채널이 개별적으로 존재하는 것이 아니라 혼합된 현상으로 나타나게 되는 것이므로 이에 대한 연구도 계속되어야 한다. 그리고 앞으로 연구되어야 할 것은 GHz주파수대의 채널 및 이동 위성 통신 채널에 대한 연구가 본격적으로 이루어져야 할 것이다.

참고문헌

1. R. H. Clarke, "A Statistical Theory of Mobile Radio Reception," Bell Syst. Tech. J., vol.47, pp.957-1000, July. 1968.
2. G. A. Arredondo, W. H. Chriss, and E. H. Ealker, "A Multipath Fading Simulator for Mobile Radio," IEEE Trans. Commun., vol. COM-21, pp.1325-1328, Nov. 1973.
3. E. L. Caples, K. E. Massad, and T. R. Minor, "A UHF Channel Simulator for Digital Mobile Radio," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-29, pp.281-289, May. 1980.
4. C. Loo and N. Secord, "Comuter Models for Fading Channels with Applications to Digital Transmission," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, No. 4, pp.700-707, Nov. 1991.
5. J. I. Smith, "A Comuter Generated Multipath Fading Simulation for Mobile Radio," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-24, No. 3, pp. 39-40, Aug. 1975.
6. E. Casas, C. Leung, "A Simple Digital Fading Simulator for Mobile Radio," IEEE Trans. Veh. Technol. vol. 39, No. 3, pp.205-212, Aug. 1990.
7. T. Aulin, "A Modified Model for the Fading Signal at a Mobile Radio Channel," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-28, No. 3, pp. 182-203, Aug. 1979.
8. W. C. Jakes, et al., Microwave Mobile Communication. New York : Wiley, 1974.
9. D. C. Cox, R. P. Leck, "Distributions of Multipath Delay Spread and Average Excess Delay for 910 MHz Urban Mobile Radio Paths," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. Ap-23, No.2, pp.206-213, March. 1975.
10. D. C. COX, "910 MHz Urban Mobile Radio Propagation : Multipath Characteristics in New York City," IEEE Trans. Commun. vol. COM-21, No. 11, pp.1188-1894, Nov. 1973.
11. G. L. Turin et al., "A Statistical Model of Urban Multipath Propagation," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-21, pp.1-9, Feb. 1972.
12. H. Suzuki, "A Statistical Model for Urban Radio Propagation," IEEE Trans. Commun., vol. COM-25, No. 7, July. 1977.
13. H. Hashemi, "Simulation of the Urban Radio Propagation Channel," IEEE Trans. Veh.

- Technol., vol. VT-28, No.3, Aug. 1979
14. A. Papoulis, Probability Random Variables and Stochastic Processes. New York : McGraw-Hill, 1991.
 15. W. C. Y. Lee, Mobile Communications Design Fundamentals. Howard W.Sams, 1986.
 16. W. C. Y. Lee, Mobile Communications Engineering. New York : MacGraw-Hill, 1982.
 17. M. J. Gans, "A Power-Spectral Theory of Propagation in the Mobile Radio Environment," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-21, No.1, pp.27-38, Feb. 1972.
 18. W. R. Bennett "Distribution of the Sum of Randomly Phased Component," Quart. Appl. Math., vol. 5, pp.385-393, Jan. 1948.
 19. C. W. Helstrom, Probability and Stochastic Processes for Engineers, Maxwell Macmillan, 1991.
 20. G. Arfken, Mathematical Methods for Physicists, Academic Press
 21. S. Lin, D. J. Lostello, Jr., Error Control Coding, Prentice-Hall, 1983.
 22. J. G. Proakis, Digital Communications, McGraw-Hill, 1989.



洪 鐘 碩 (Jong Seok Hong)
정회원

1991년 2월 : 인하대학교 공과대학
전자공학과(공학사)
1994년 2월 : 인하대학교 대학원 전
자공학과(공학석사)
1994년 2월~현재 : LG전자 정보시
스템 연구소 연구원

* 주관심분야 : 이동 위성 통신, 데이터 통신



郭 慶 燮 (Kyung Sup Kwak) 정회원

현재 : 인하대학교 전자공학과 부교수
제20권 3호 참조