

m-분포 페이딩과 라이시안 페이딩 환경하에서의 다이버시티 수신된 4PSK와 8PSK 신호의 성능 분석

Performance Analysis of Diversity Received 4PSK and 8PSK Signals in m-distribution and Rician Fading Environments

이정도* · 강희조** · 이권현**

Jeong-Do Lee* · Heau-Jo Kang** · Kwon-Hyun Lee**

요 약

본 논문에서는 m-분포 페이딩과 라이시안 페이딩 채널에서 최대비 합성 다이버시티 기법을 사용하여 수신한 4PSK와 8PSK 신호의 비트 오류 특성을 구하고자 한다. 라이시안 페이딩 모델은 m-분포 페이딩 모델에 알맞은 값을 선택하여 페이딩 지수 (m), 직접파대 반사파 전력비 (K), 다이버시티 가지 수 (L), 그리고 비트에너지 대 잡음전력비 (E_b/N_0)를 함수로 하여 오류 특성을 구한다. 그 결과 MRC (Maximal Ratio Combining) 다이버시티 기법은 페이딩 영향을 경감하는데 효과적임을 알 수 있었으며, 페이딩의 심도가 깊을수록 다이버시티 이득은 커지며, 다이버시티 가지수가 많아질수록 이득은 점점 감소함을 알 수 있었다. 또한 페이딩이 약할수록, 다이버시티 가지수가 많을수록 m-분포와 라이시안 페이딩 환경에서 서로의 오류 성능이 보다 일치함을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, we present the bit error performances of 4PSK and 8PSK signal transmission schemes using Maximal Ratio Combining diversity reception for m-distribution and Rician fading channels. The suitability of modeling a Rician fading environment by a properly chosen m-distribution model is examined. Using the error performance of the derived equation has been evaluated and shown in figures as a function of fading index (m), Rician factor (K), diversity branches number (L) and E_b/N_0 . It is found that MRC (Maximal Ratio Combining) diversity technique is very efficient for reducing the effects of fading. And then, diversity benefit much large as depth of fading becomes deeper but more decreases as many diversity branches. Also the results show that the error performance corresponds as much as fading becomes weak and increases with the number diversity branches.

I. 서 론

일반적으로 이동통신 채널 특성은 수신된 신호가

장구간(long-term) 페이딩과 단구간(short-term) 페이딩이 결합된 형태로 나타난다. 장구간 페이딩은 주로 지형에 의한 shadowing에 의해 발생하며 Log-Normal 분포 특성을 가진다. 단구간 페이딩

* 순천공업전문대학 제어계측과

** 동신대학교 전기전자공학과(Dept. of Electrical & Electronic Eng., Dongshin Univ.)

은 국부 산란과 건물에 의한 반사 등으로 인한 다중 경로와 수신기 자체의 움직임으로 인한 도플러 효과(Doppler effect) 등에 의해 발생하며 레일리 분포(Rayleigh distribution) 특성을 가진다. 이러한 단구간 페이딩의 주기가 반송파의 반파장이므로 이동국의 작은 이동에도 수십 dB 가량의 깊고 빠른 페이딩(fast fading)이 발생한다. 이러한 빠른 페이딩은 기지국으로부터 직접파나 강한 반사파가 존재하는 경우에는 라이시안 분포(Rician distribution)를 따르고, 가시선(Line of Sight)이 존재하지 않고 순수 산란파만이 이동국에 수신되는 일반적인 시가지 환경에서는 레일리 분포를 따르는 것으로 알려져 있다. 또한, m값의 변화에 의해 페이딩 강도를 나타내는 m-분포(m-distribution)는 무선통신로에서 발생하는 여러 가지 포락선 변동을 나타내며, 레일리 분포와 라이시안 분포를 동시에 표현할 수 있는 편리성도 갖고 있어 무선통신 환경에 많이 이용되고 있다[1]~[4].

문헌[5]의 Crepeau는 잡음환경에서 비동기 MF-SK (M-ary Frequency Shift Keying), DPSK (Differential Phase Shift Keying) 신호가 레일리 페이딩, 라이시안 페이딩과 m-분포 페이딩으로부터 영향을 받는 경우에 대해 부호화 기법을 사용하였을 때와 사용하지 않았을 때의 오율을 각각 해석, 비교하였으며, 문헌[6]의 Abu-Dayya와 Beaulieu는 라이시안 페이딩 환경에서 NCFSK (Non-coherent Frequency Shift Keying) 신호를 사용하여 SC(Selection Combining), EGC (Equal Gain Combining), MRC (Maximul Ratio Combining) 다이버시티 기법을 도입하여 오율을 해석하였다.

본 논문에서는 m-분포와 라이시안 페이딩 환경에서의 4PSK와 8PSK 변조신호의 성능을 비교 분석하고, 송신전력을 증가시키지 않고도 짧은 주기의 페이딩 영향을 효과적으로 줄일 수 있는 MRC 다이버시티 기법을 사용하여 오율성능을 향상시키고자 한다. 이러한 결과를 바탕으로 하여 4PSK와 8PSK의 오율특성이 m-분포 페이딩과 라이시안 페

이딩하에서 서로 일치하는 정도를 알아본다.

II. 해석모델

본 논문에서 사용하는 해석모델은 [그림 1]과 같다.



[그림 1] 해석모델

[Fig. 1] Analysis model.

2-1. m-분포 페이딩

m-분포는 나카가미 교수에 의해 단파대에 있어서의 대규모 실험을 통하여 찾아낸 것으로 심도 지표라고 부르는 파라미터 m의 값에 의해 중단파로부터 마이크로파에 이르는 무선통신로에서 발생하는 여러 가지 형태의 포락선 변동을 기술할 수 있다. m-분포 페이딩을 받은 수신 신호의 순시 진폭 R에 대한 확률밀도함수는 다음과 같이 주어진다 [7].

$$p_N(R) = \frac{2m^m R^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \exp\left(-\frac{mR^2}{\Omega}\right) \quad (1)$$

단, $\Gamma(\cdot)$: 감마 함수, $\Omega/2$: 수신 평균 전력.

2-2. 라이시안 페이딩 통신로

위성과 항공기, 위성과 지상 이동체 간의 통신은 라이시안 페이딩 통신로를 모델링하여 많은 연구가 행해지고 있는데, 이와 같은 라이시안 페이딩 통신로를 통해 수신되는 신호는 가시거리 성분인 직접파 성분과 전송로에 인접한 물체로부터 반사되어 시간지연을 갖고 도달하는 반사파 성분으로 구성된다. 반사파 성분은 직접파와 같은 형태를 지니

지만 진폭은 레일리 분포를 하고 위상은 랜덤 분포 (random distribution)를 한다. 수신신호 진폭을 실효치로 정규화 시킨 진폭의 변동을 ρ 라고 하면 이 ρ 에 대한 확률밀도함수는 다음과 같이 주어진다 [8].

$$p_{\rho}(\rho) = 2\rho(K+1) \cdot \exp[-K - \rho^2(K+1)] \cdot I_0[2\rho\sqrt{K(K+1)}], (\rho \geq 0) \quad (2)$$

단, $\rho = R / \sqrt{R^2}$,

$I_0(\cdot)$: 0차의 변형 베셀함수,

K : 직접파 대 반사파 전력비.

그리고, m-분포와 라이시안 분포는 다음과 같은 관계를 갖는다[5], [6].

$$K = \frac{\sqrt{1-1/m}}{1 - \sqrt{1-1/m}} \quad (3)$$

$$m = \frac{1}{\left[1 - \frac{K^2}{(1+K)^2}\right]} \quad (4)$$

따라서 m과 K와의 관계를 구하면 <표 1>과 같다.

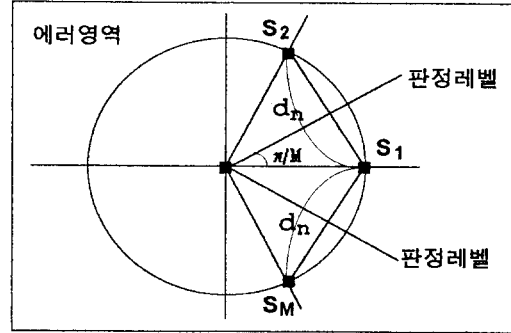
<표 1> m-분포와 라이시안 페이딩 비교

<Table 1> Comparison of m-distribution and Rician fading

m-분포 페이딩 지수(m)	Rician 페이딩
	K
2	2.414
5	8.472
10	18.487

III. MPSK 신호의 오율

신호점 S_1 과 신호점 S_2 사이의 거리 또는 신호점



[그림 2] M-ary PSK 신호의 심벌 배치와 에러판정 [Fig. 2] Signal space and decision regions for M-ary PSK signal.

S_1 과 신호점 S_M 사이의 거리를 d_n 이라고 하면 수신 신호는 S_1 을 중심으로 하여 $\overline{S_2S_1}$ 선상과 $\overline{S_1S_M}$ 선상에서 각각 S_2 와 S_M 쪽으로 $d_n/2$ 에 해당하는 판정레벨(threshold level)을 넘어가게 되면 심벌 S_1 을 S_2 또는 S_M 으로 판정하여 에러가 발생한다. [그림 2]는 M-ary PSK 신호의 심벌 배치와 에러판정 영역을 표시한 그림이다.

3-1. 잡음만의 영향을 받는 경우

잡음만의 영향에 의한 M-ary PSK 신호에서 신호점 S_1 을 S_2 또는 S_M 로 잘못 판정될 확률 P_{∞} 는 다음과 같다[6], [9].

$$P_{\infty} = \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\gamma} \cdot \sin \frac{\pi}{M}\right], M \geq 4, \quad (5)$$

단, $\gamma (= \frac{S^2}{2} \sigma_n^2)$: SNR,

S : 송신신호의 진폭, σ_n^2 : 잡음전력

3-2. m-분포 페이딩의 영향을 받는 경우

식(5)을 이용하여 m-분포 페이딩을 받을 경우의

M-ary PSK 신호의 심벌 오류식은 다음과 같다 [10].

$$P_{ef-N} = \int_0^{\infty} P_{eG} \cdot P_N(R) dR$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\Gamma[m+1/2]}{\Gamma[m+1]} \quad (6)$$

$$\cdot \left(\frac{1}{\frac{\gamma}{m} \cdot \left(\sin \frac{\pi}{2M} \right)^2} \right)^m$$

P_{eG} 는 $\gamma \gg 1$ 이고, $M \geq 4$ 일 때이다.

3-3. 라이시안 페이딩의 영향을 받는 경우

라이시안 페이딩을 받을 경우 식(2)의 라이시안 페이딩의 확률밀도함수를 수신반송파대 잡음전력비를 함수로 하여 나타내면 다음과 같다[11].

$$p_R(\gamma_c) = \frac{(K+1)}{\gamma_0} \exp \left[-K - \frac{\gamma_c(K+1)}{\gamma_0} \right]$$

$$\cdot I_0 \left[2 \sqrt{\frac{\gamma_c K(K+1)}{\gamma_0}} \right] d\gamma \quad (7)$$

여기서 γ_c 는 순시 수신반송파대 잡음전력비, γ_0 는 평균 수신반송파대 잡음전력비이다. 따라서 라이시안 페이딩 환경하에서 M-ary PSK 신호의 심벌 오류식은 다음과 같다[11].

$$P_{ef-R} = \int_0^{\infty} P_{eG} \cdot p_R(\gamma_c) d\gamma$$

$$= 1 - 2 \frac{\sqrt{D^2 \gamma_0} (K+1)}{\sqrt{\pi}} \exp(-K) \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(K^2+K)^i}{(i!)^2}$$

$$\cdot \Gamma(i+1.5) (K+1+D^2\gamma_0)^{-(i+1.5)} \quad (8)$$

$$\cdot {}_2F_1(1, i+1.5; 1.5; \frac{D^2\gamma_0}{K+1+D^2\gamma_0})$$

여기서, $D = \sin \frac{\pi}{M}$, ${}_2F_1(\alpha, \beta; \gamma; z) =$

$\frac{\Gamma(\gamma)}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\Gamma(\alpha+n)\Gamma(\beta+n)}{\Gamma(\gamma+n)} \frac{z^n}{n!}$ 은 가우스 초기함수(Gauss hypergeometric function)이다. 신호가 비직교(nonorthogonal) 신호계에서의 비트 오류와 심벌 오류 사이에는 다음과 같은 관계가 성립한다[8].

$$P_b \approx \frac{P_{ef-R}}{\log_2 M}, \quad (P_{ef-R} \ll 1), \quad (9)$$

단, P_b ; 비트 오류식, P_{ef-R} ; 심벌 오류식.

IV. 다이버시티 기법을 채용한 경우 오류

신호대 잡음비(SNR) γ 는 MRC 다이버시티 수신기 L 개의 다이버시티 가지(branch)의 출력과 다음의 관계가 있다[10].

$$\gamma = \sum_{k=1}^L \gamma_k \quad (10)$$

여기서 γ_k 는 각 다이버시티 가지의 SNR이다.

4-1. m-분포 페이딩에서 MRC 다이버시티 기법

각 다이버시티 가지에서의 페이딩과 잡음의 영향이 독립적이라면, m-분포 페이딩 환경에서 수신신호 γ 의 순시 SNR에 대한 확률밀도함수는 다음과 같이 주어진다[10].

$$p_{L-N}(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\Gamma(mL) R^m} \exp\left(-\frac{m\gamma}{R}\right) \quad (11)$$

단, $\Gamma(\cdot)$; 감마 함수, γ : 순시 SNR, R ; 평균 SNR, L ; 다이버시티 가지의 수.

m-분포 페이딩 채널에서 MRC 다이버시티 수신기 MPSK 신호의 심벌 오류식은 다음과 같다[12].

$$\begin{aligned}
 P_{L-N} &= \int_0^x P_{eG} \cdot p_{L-N}(\gamma) d\gamma \\
 &= 1 - \frac{2D}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{\Gamma(mL+1/2)}{\Gamma(mL)} \cdot \left(\frac{m+D^2R}{R}\right)^{-1/2} \\
 &\quad \cdot {}_2F_1\left(\frac{1}{2}, 1-mL; \frac{3}{2}; \frac{D^2R}{m+D^2R}\right),
 \end{aligned} \tag{12}$$

단, $D = \sin \frac{\pi}{M}$

$$\begin{aligned}
 &\cdot \Gamma(L+a+0.5) \cdot \left(D^2 + \frac{1+K}{\gamma_0}\right)^{-(L+a+0.5)} \\
 &\cdot {}_2F_1\left(1, L+a+0.5; 1.5; \frac{D^2}{D^2+(1+K)/\gamma_0}\right)
 \end{aligned} \tag{14}$$

단, $D = \sin \frac{\pi}{M}$

V. 수치계산 결과

4-2. 라이시안 페이딩에서 MRC 다이버시티 기법

라이시안 페이딩 환경에서 MRC 다이버시티 가지 수 L 의 수신신호 γ 에 대한 확률밀도함수는 다음과 같이 주어진다[13].

$$\begin{aligned}
 p_{L-R}(\gamma) &= \frac{(1+K)\gamma^{\frac{L-1}{2}}}{\gamma_0} \left(\frac{(1+K)}{KLY_0}\right)^{\frac{L-1}{2}} \\
 &\quad \cdot \exp\left(-\frac{KLY_0+(1+K)\gamma}{\gamma_0}\right) \\
 &\quad \cdot I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{(K+K^2)L\gamma}{\gamma_0}}\right)
 \end{aligned} \tag{13}$$

γ : 순시 SNR, γ_0 : 평균 SNR,
 L : 다이버시티 가지의 수

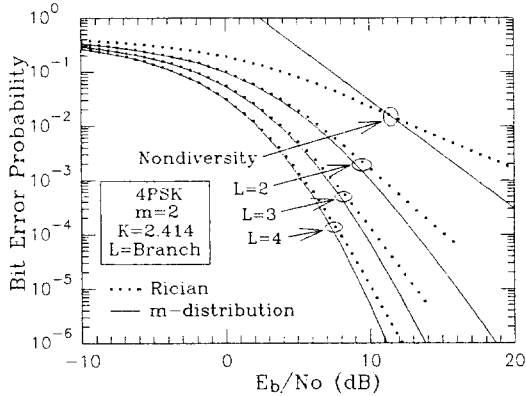
라이시안 페이딩 채널에서 MRC 다이버시티 수신시 MPSK 신호의 심벌 오류식은 다음과 같다 [부록].

$$\begin{aligned}
 P_{L-N} &= \int_0^x P_{eG} \cdot p_{L-R}(\gamma) d\gamma \\
 &= 1 - \frac{(1+K)}{\gamma_0} \left(\frac{(1+K)}{KLY_0}\right)^{\frac{L-1}{2}} \cdot \exp(-KL) \\
 &\quad \cdot \frac{2D}{\sqrt{\pi}} \left[\sum_{a=0}^x \frac{1}{a! \Gamma(L+a)} \cdot \left(\sqrt{\frac{(K+K^2)L}{\gamma_0}}\right)^{L+2a-1} \right]
 \end{aligned}$$

유도한 식을 이용하여 페이딩 지수 (m), 직접파 대 반사파 전력비 (K), 다이버시티 가지 수 (L), 그리고 비트에너지 대 잡음전력비 (E_b/N_0)를 함수로 하여 m-분포 페이딩의 지수값 (m)과 라이시안 페이딩값 (K)를 비교하여 수치계산한 결과를 [그림 3]~[그림 8]에 나타냈다.

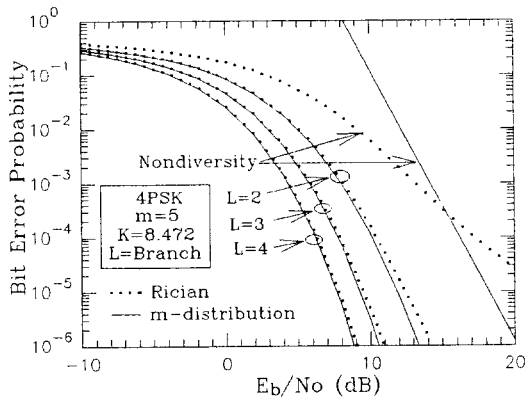
[그림 3]은 $m=2$, $K=2.414$ 일 때 4PSK신호의 MRC 다이버시티 기법을 사용한 경우, m-분포와 라이시안 페이딩 환경하에서 비교한 그래프이다. m-분포에서 다이버시티 기법을 사용하지 않은 경우, 오율 10^{-3} 에서 m-분포는 E_b/N_0 가 17.4dB가 소요되나 다이버시티 기법을 사용한 경우, $L=2$ 에서는 10dB, $L=3$ 에서는 7dB, 그리고 $L=4$ 에서는 5.2dB가 필요하므로 다이버시티 이득이 큼을 알 수 있고, 라이시안 페이딩에서는 다이버시티 기법을 사용하지 않은 경우, E_b/N_0 가 20dB에서도 오율 10^{-3} 를 만족하지 못하나 다이버시티 기법을 사용한 경우, $L=2$ 에서는 10.8dB, $L=3$ 에서는 7.3dB, 그리고 $L=4$ 에서는 5.3dB가 필요함을 알 수 있다.

[그림 4]는 $m=5$, $K=8.472$ 일 때 4PSK 신호에 MRC 다이버시티 기법을 사용한 경우, m-분포에서 $L=2$ 는 8.5B, $L=3$ 에서는 6.3dB, 그리고 $L=4$ 에서는 4.8dB가 필요하고, 라이시안 페이딩에서는 $L=2$ 에서는 8.6dB, $L=3$ 에서는 6.4dB, 그리고 $L=4$ 에서는 4.8dB가 요구됨을 알 수 있다.



[그림 3] m-분포 페이딩과 라이시안 환경하에서 MRC 다이버시티 기법을 채용한 4SPK 신호의 오율특성($m=2, K=2.414$)

[Fig. 3] Error performance of 4PSK signal apotting MRC diversity technique in m-distribution and Rician fading environments($m=2, K=2.414$).



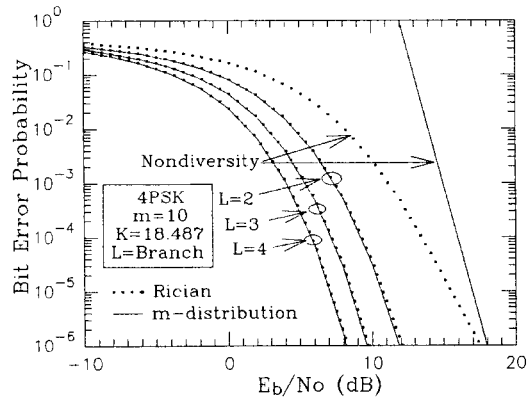
[그림 4] m-분포 페이딩과 라이시안 환경하에서 MRC 다이버시티 기법을 채용한 4SPK 신호의 오율특성($m=5, K=8.472$)

[Fig. 4] Error performance of 4PSK signal apotting MRC diversity technique in m-distribution and Rician fading environments($m=5, K=8.472$).

[그림 5]는 $m=10, K=18.487$ 일 때 4PSK 신호에 다이버시티 기법을 사용했을 때, m-분포에서 $L=2$ 는 7.2B, $L=3$ 에서는 5.2dB, 그리고 $L=4$ 에서는 4dB가 필요하고, 라이시안 페이딩에서는 m-분포와 거의 같은 성능을 나타냄을 알 수 있었다.

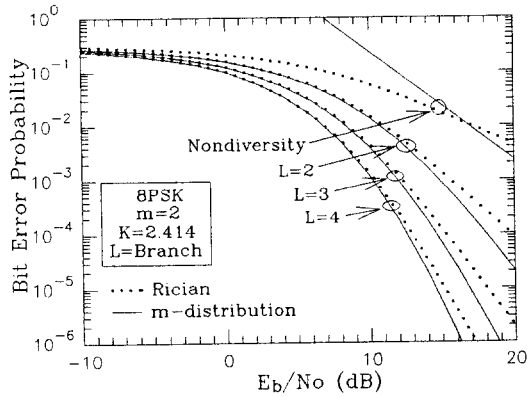
[그림 6]은 $m=2, K=2.414$ 일 때 8PSK 신호에 다이버시티 기법을 사용한 경우, $L=2$ 에서는 14.9dB, $L=3$ 에서는 12.1dB, 그리고 $L=4$ 에서는 10.1dB가 요구되고, 라이시안 페이딩에서는 다이버시티 기법을 사용한 경우, $L=2$ 에서는 15.7dB, $L=3$ 에서는 12.3dB, 그리고 $L=4$ 에서는 10.2dB가 필요함을 알 수 있다.

[그림 7]은 $m=5, K=8.472$ 일 때 8PSK 신호에 다이버시티 기법을 사용한 경우, m-분포는 E_b/N_0 가 $L=2$ 에서는 12.9B, $L=3$ 에서는 10.6dB, 그리고 $L=4$ 에서는 9.2dB가 필요하고, 라이시안 페이딩에서 다이버시티 기법을 사용한 경우, $L=2$ 에서는 13dB, $L=3$ 에서는 10.7dB, 그리고 $L=4$ 에서는 9.2dB가 소요됨을 알 수 있다.



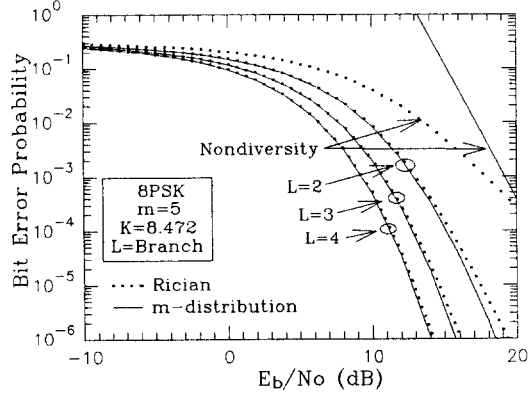
[그림 5] m-분포 페이딩과 라이시안 환경하에서 MRC 다이버시티 기법을 채용한 4SPK 신호의 오율특성($m=10, K=18.472$)

[Fig. 5] Error performance of 4PSK signal apotting MRC diversity technique in m-distribution and Rician fading environments($m=10, K=18.472$).



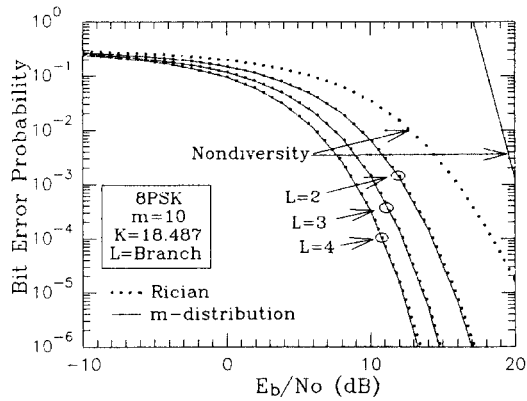
[그림 6] m-분포 페이딩과 라이시안 환경하에서 MRC 다이버시티 기법을 채용한 8SPK 신호의 오율특성($m=2, K=2.414$)

[Fig. 6] Error performance of 8PSK signal apopting MRC diversity technique in m-distribution and Rician fading environments($m=2, K=2.414$).



[그림 8] m-분포 페이딩과 라이시안 환경하에서 MRC 다이버시티 기법을 채용한 8SPK 신호의 오율특성($m=10, K=18.472$)

[Fig. 8] Error performance of 8PSK signal apopting MRC diversity technique in m-distribution and Rician fading environments($m=10, K=18.472$).



[그림 7] m-분포 페이딩과 라이시안 환경하에서 MRC 다이버시티 기법을 채용한 8SPK 신호의 오율특성($m=5, K=8.472$)

[Fig. 7] Error performance of 8PSK signal apopting MRC diversity technique in m-distribution and Rician fading environments($m=5, K=8.472$).

[그림 8]은 $m=10, K=18.487$ 일 때 8PSK신호의 경우, m-분포에서 다이버시티 기법을 사용한 경우, $L=2$ 에서는 12.2dB, $L=3$ 에서는 10.2dB, 그리고 $L=4$ 에서는 9dB가 필요하고, 라이시안 페이딩에서는 m-분포와 거의 같은 성능을 나타냄을 알 수 있었다.

VI. 결론

본 논문에서는 기존의 전파환경 모델링을 보완하고 더 정확한 전파환경을 구현하고자 m-분포 페이딩과 라이시안 페이딩 환경에서 MRC 다이버시티 기법을 사용하여 4PSK와 8PSK신호의 오율식을 바탕으로 서로 비교하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

페이딩의 심도가 깊을수록 다이버시티 이득은 커지며, 다이버시티 가지수가 많아질수록 이득은 점점 감소했다.

또한 E_b/N_0 가 작을수록, 페이딩 심도가 낮을수록, 그리고 다이버시티 가지수가 많아질수록 서로의 오율 특성은 가까워져 페이딩 지수가 $m=10$, $K=18.487$ 에서는 거의 같은 오율 특성을 보였다.

참 고 문 헌

[1] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation channel*, Hales Press, 1992.

[2] William C. Y. Lee, *Mobile Communications Fundamentals*, Wiley Interscience, 1992.

[3] 성태경, 차균현, 셀룰라 이동전화시스템, 생능출판사, 1993.

[4] 김재평, 이동통신의 기초, 기전연구소, 1993.

[5] P. J. Crepeau, "Uncoded and Coded Performance of MFSK and DPSK in Nakagami Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 40, no. 3, pp. 487-483, March 1992.

[6] Adnan A. Abu-Dayya, "Microdiversity on Rician Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 6, pp. 2258-2267, June 1994.

[7] M. Nakagami, *The m-distribution a General Formular of Intensity distribution of Rapid Fading. Instatistical methods of Radio Wave Propagation*, W. C. Hoffman Ed., New York : Pergamon Press, pp. 3-36, 1960.

[8] 滑川敏彦, 奥井重彦, 通信方式, (日本) 森北出版株式會社, 1990.

[9] B. Sklar, *Digital Communications*: Prentice-Hall, 1988.

[10] 이희덕, "페이딩 환경하에서 디지털 무선통신 시스템의 성능 해석 및 다 이버시티 수신기법과 부호화 기법에 의한 성능 개선에 관한 연구," 한국항공대학 공학석사논문, 1994년 8월.

[11] 고봉진, "페이딩 통신로의 통신용량에 관한

연구," 한국항공대학 공학박사논문, 1995년 2월.

[12] 강희조, 이권현, 조성준, "간섭과 페이딩 환경에서 스펙트럼 확산(SS) 통신 신호의 다이버시티 수신 특성에 관한 연구," 한국통신학회 논문지, 19권 5호, pp. 901-911, 1994년 5월.

[13] M. Schwartz, *Communication System and Techniques*, New York : McGraw-Hill, 1966.

[부 록]

본문의 식(14) 유도

$$\begin{aligned}
 P_{L-N} &= \int_0^x P_{CG} \cdot p_{L-R}(\gamma) d\gamma \\
 &= \int_0^x \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma} \sin \frac{\pi}{M}\right) \cdot \frac{(1+K)\gamma^{\frac{L-1}{2}}}{\gamma_0} \\
 &\quad \cdot \left(\frac{(1+K)}{KL\gamma_0}\right)^{\frac{L-1}{2}} \cdot \exp\left(-\frac{LK\gamma_0(1+K)\gamma}{\gamma_0}\right) \\
 &\quad \cdot I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{(K+K^2)L\gamma}{\gamma_0}}\right) d\gamma
 \end{aligned}$$

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$$

$$\int_0^x p.d.f = 1$$

$$\begin{aligned}
 P_{L-R} &= 1 - \int_0^x \operatorname{erf}\left(\sqrt{\gamma} \sin \frac{\pi}{M}\right) \frac{(1+K)\gamma^{\frac{L-1}{2}}}{\gamma_0} \\
 &\quad \cdot \left(\frac{(1+K)}{KL\gamma_0}\right)^{\frac{L-1}{2}} \cdot \exp\left(-\frac{LK\gamma_0(1+K)\gamma}{\gamma_0}\right) \\
 &\quad \cdot I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{(K+K^2)L\gamma}{\gamma_0}}\right) d\gamma
 \end{aligned}$$

$$A = \int_0^x \operatorname{erf}\left(\sqrt{\gamma} \sin \frac{\pi}{M}\right) \frac{(1+K)\gamma^{\frac{L-1}{2}}}{\gamma_0} \cdot \left(\frac{1+K}{KL\gamma_0}\right)^{\frac{L-1}{2}} \cdot \exp\left(-\frac{LK\gamma_0(1+K)\gamma}{\gamma_0}\right) \cdot I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{(K+K^2)L\gamma}{\gamma_0}}\right) d\gamma$$

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2x}{\sqrt{\pi}} \cdot {}_1F_1\left(\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; -x^2\right)$$

$${}_1F_1\left(k+1; \frac{3}{2}; -x^2\right) = e^{-x^2} {}_1F_1\left(\frac{1}{2}-k; \frac{3}{2}; x^2\right)$$

$$B = \int_0^x \operatorname{erf}\left(\sqrt{\gamma} \sin \frac{\pi}{M}\right) \gamma^{\frac{L-1}{2}} \exp\left(-\frac{1+K}{\gamma_0}\gamma\right) \cdot I_{L-1}\left(2\sqrt{\frac{(K+K^2)L\gamma}{\gamma_0}}\right) d\gamma$$

$$= \left(\frac{2D}{\sqrt{\pi}}\right) \int_0^x \gamma^{\frac{L}{2}} \cdot \exp\left(-\left(D^2+b^2\right)\gamma\right) \cdot {}_1F_1\left(1; \frac{3}{2}; \gamma D^2\right) \gamma^{\frac{L-1}{2}} \cdot I_{L-1}(c\sqrt{\gamma}) d\gamma$$

$$D = \sin \frac{\pi}{M}, \quad b = \frac{1+K}{\gamma_0},$$

$$c = 2\sqrt{\frac{(K+K^2)L}{\gamma_0}}$$

$$I_\nu(z) = \sum_{a=0}^{\infty} \frac{(z/2)^{\nu+2a}}{a! \Gamma(\nu+a+1)}$$

$$I_{L-1}(c\sqrt{\gamma}) = \sum_{a=0}^{\infty} \frac{(c\sqrt{\gamma}/2)^{L+2a-1}}{a! \Gamma(L+a)}$$

$$B = \left(\frac{2D}{\sqrt{\pi}}\right) \sum_{a=0}^{\infty} \frac{(c/2)^{L+2a-1}}{a! \Gamma(L+a)} \int_0^x \gamma^{\frac{L}{2}} \cdot \gamma^{\frac{L+2a-1}{2}} \cdot \exp\left(-\left(D^2+b^2\right)\gamma\right) \cdot {}_1F_1\left(1; \frac{3}{2}; \gamma D^2\right) d\gamma$$

$$C = \int_0^x \gamma^{L+a-\frac{1}{2}} \cdot \exp\left(-\left(D^2+b^2\right)\gamma\right) \cdot {}_1F_1\left(1; \frac{3}{2}; \gamma D^2\right) d\gamma$$

$$g(p) = \int_0^x \exp(-pt) \cdot f(t) dt$$

$$\text{단, } f(t) = t^{\sigma-1} {}_mF_n(a_1 \cdots a_m; \rho_1 \cdots \rho_n; \lambda t)$$

$$g(p) = \Gamma(\sigma) p^{-\sigma} {}_{m+1}F_n(a_1 \cdots a_m; \sigma; \rho_1 \cdots \rho_n; \frac{\lambda}{p})$$

$${}_2F_1(a, b; c; x) = (1-x)^{(c-a-b)} \cdot {}_2F_1(c-a, c-b; c; x)$$

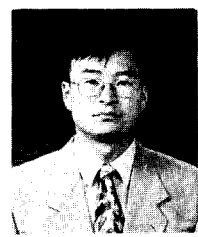
$$C = \Gamma\left(L+a+\frac{1}{2}\right) \cdot (D^2+b)^{\left(-L+a+\frac{1}{2}\right)} \cdot {}_2F_1\left(1, L+a+\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{D^2}{D^2+b}\right)$$

$$B = \left(\frac{2D}{\sqrt{\pi}}\right) \sum_{a=0}^{\infty} \frac{(c/2)^{L+2a-1}}{a! \Gamma(L+a)}$$

$$\begin{aligned} & \cdot \Gamma(L+a+\frac{1}{2}) \cdot (D^2+b)^{(-L+a+\frac{1}{2})} \\ & \cdot {}_2F_1(1, L+a+\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{D^2}{D^2+b}) \\ A = & \frac{(1+K)}{\gamma_0} \cdot \left(\frac{(1+K)}{KLY_0}\right)^{\frac{L-1}{2}} \cdot \exp(-LK) \\ & \cdot \left(\frac{2D}{\sqrt{\pi}}\right) \sum_{a=0}^{\infty} \frac{(c/2)^{L+2a-1}}{a! \Gamma(L+b)} \\ & \cdot \Gamma(L+a+\frac{1}{2}) \cdot (D^2+b)^{(-L+a+\frac{1}{2})} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \cdot {}_2F_1(1, L+a+\frac{1}{2}; \frac{3}{2}; \frac{D^2}{D^2+b}) \\ P_{eff} = & 1 - \frac{(1+K)}{\gamma_0} \left(\frac{(1+K)}{KLY_0}\right)^{\frac{L-1}{2}} \cdot \exp(-KL) \\ & \cdot \frac{2D}{\sqrt{\pi}} \cdot \left[\sum_{a=0}^{\infty} \frac{1}{a! \Gamma(L+a)} \cdot \left(\sqrt{\frac{(K+K^2)L}{\gamma_0}}\right)^{L+2a-1} \right. \\ & \cdot \Gamma(L+a+0.5) \cdot (D^2+\frac{1+K}{\gamma_0})^{-(L+a+0.5)} \\ & \left. \cdot {}_2F_1(1, L+a+0.5; 1.5; \frac{D^2}{D^2+(1+K)/\gamma_0}) \right] \end{aligned}$$

이 정 도

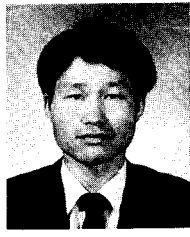


1967년 5월 3일생
 1988년 3월~1994년 2월 동신대학교
 전자공학과(공학사)
 1992년 3월~1996년 2월 동신대학교
 대학원 전자공학과(공학석사)
 1995년 8월~현재 순천공업전문대학

제어계측과 조교

[주 관심분야] 디지털통신시스템, 부호화, 이동통신, 위성통신

강 희 조



1961년 1월 26일생
 1979~1986년 원광대학교 전자공
 학과(공학사)
 1986~1988년 숭실대학교 대학원
 전자공학과(공학석사)
 1989~1994년 한국항공대학교 대

학원 항공전자공학과(공학박사)

1990년 3월~1996년 현재 동신대학교 전기전자공학과 부
 교수

1994년 7월~1995년 12월 한국전자통신연구소 위성망연
 구실 초빙연구원

1996년 5월~1996년 현재 한국전자파학회 호남지부 총무
 [주 관심분야] 대역확산통신, 이동통신, 위성통신, EMI
 /EMC

이 권 현



1950년 4월 24일생
1972년 2월 조선대학교 공과대학 전
기전자공학과(공학사)
1976년 8월 연세대학교 대학원 전기
공학과(공학석사)
1985년 8월 서독 Duisburg대학교 대

학원(공학박사)

1985년 9월~1986년 5월 현대중전기(주) 기술연구소 책임연
구원

1986년 6월~1987년 2월 삼성전기(주) 종합기술연구소 연구
부장

1990년 6월~1990년 8월 서독 Duisburg대학교 메카트로닉
연구소 객원연구원

1990년 9월~1991년 9월 서독 Aachen대학교 통신기기연구
소 객원교수

1994년 7월~1994년 8월 일본 Musashi공업대 전기기기연구
소 객원교수

1995년 7월~1995년 8월 서독 Imech연구소 객원교수

1987년 3월~현재 동신대학교 전기전자공학과 교수

1996년 5월~현재 한국전자과학회 호남지부 지부장

1996년 5월~현재 동신대학교 대학원 대학원장

[주 관심분야] 기계기구설계, 측정시스템, 특수전기기기