

쉐도우 라이시안 페이딩 채널에서 M-ary DPSK 신호의 다중 차동 궤환 검파

(Multiple Differential Feedback Detection of M-ary DPSK
Signal in Shadowed Rician Fading Channel)

박 문 수* · 김 환 용**

Moon Soo Park* · Hwan Yong Kim**

요 약

M-ary DPSK는 대역 효율이 우수한 디지털 변조 기법이고, 최근에는 이용 가능한 무선 대역폭이 제한된 이동 위성통신 시스템 분야의 응용에서 관심이 모아지고 있다. 동기 검파 방식은 잡음 환경에서 우수한 오류 성능을 제공하지만 페이딩 환경에서는 긴 포착 시간을 필요로 한다.

본 논문에서는 라이시안 페이딩과 쉐도우 라이시안 페이딩 채널에서 다중 차동 궤환 검파 기법을 사용한 M-ary DPSK 신호의 오류 성능을 분석하였다. 다중 차동 궤환 검파 기법은 일반적인 차동 수신기의 복잡도를 증가시켜서 차동 수신과 동기 수신 사이의 성능 차이를 줄일 수 있는 효율적인 기법이다. 다중 심볼 최대 우도 검파 기법과 비교할 때 다중 차동 궤환 검파 기법은 H/W 구현상에서 매우 간단한 구조를 갖는다. 특히 이 기법은 잡음과 빠른 페이딩 채널 사이에서 시간과 공간에서 변할 수 있는 육상 이동 위성 채널에 적용할 수 있다.

Abstract

M-ary differential phase shift keying(DPSK) is a bandwidth efficient digital modulation technique and recently has attracted increased attention in mobile satellite communication application where the available radio bandwidth is limited. Coherent detection offers good BER performance in AWGN channel. However, it requires long acquisition times in fading environment.

In this paper, we analyze the BER performance of M-ary DPSK signal using the Multiple Differential Feedback Detection(MDFD) technique in Rician fading and shadowed Rician fading channel. MDFD is an efficient scheme to decrease the performance gap between differential and coherent reception by increasing the complexity of the conventional differential receiver to some extent. Compared to the multiple symbol maximum likelihood detection technique, the multiple differential feedback detection technique has a much simpler structure for hardware

* 전주공업전문대학 전자통신과 (Dept. of Electronic Communication, Jeon Ju Technical College)

** 원광대학교 전자공학과 (Dept. of Electronic Eng., Wonkwang University)

implementation. Especially, this technique has application to land mobile satellite channel which can vary in time and space between AWGN and rapidly fading channel.

I. 서론

비동기 검파 방식인 DPSK 변조 방식은 동기 검파 방식에 비하여 오류 성능이 떨어지나 페이딩에 의하여 신호의 위상을 복구하기 어려운 채널 환경에서 주로 사용된다. 그리고 최근에는 동기 검파 방식에 유사한 성능을 얻기 위하여 DPSK 신호를 위한 새로운 검파 방식이 제시되었다[1]-[9]. 이러한 복조 구조의 주요한 사항은 반송파 위상의 추적없이 동작한다는 것과 일반적인 차동 동기 검파와 비교시 오류 성능이 개선된다는 것이다. 참고문헌[3]에서는 다중 차동 궤환 수신기의 성능이 다중 심볼 최대 우도 수신기의 성능에 근접한다는 것과 다중 차동 궤환 수신기의 복잡도가 낮아서 실현상의 장점이 있다는 것을 보였다. 육상 이동위성 서비스 환경에서 수신기의 동기 검파를 위한 반송파 포착과 위상 추적을 저해하는 페이딩과 섀도우잉의 영향을 자주 접하게 된다. 차동 인코딩된 M-ary PSK 신호의 차동 검파는 수신기에서 동기 검파를 위한 반송파 포착과 위상 추적의 필요성은 감소되지만, 이상적인 동기 검파에 비하여 신호의 성능 감소가 있다. 예를 들어 차동 인코딩된 M-ary PSK 신호와 동기 검파된 M-ary PSK 신호를 비교할 경우, 비트 오류 확률 $P_b = 10^{-5}$ 에서 BPSK는 0.75[dB], QPSK는 2.2[dB], 8PSK는 2.5[dB]의 감소를 가지고 있다. 성능의 열세를 보상하기 위하여 maximum-likelihood(ML)알고리즘에 기준을 둔 기법이 제안되었으며, 다중 심볼 차동 검파된 M-ary PSK 신호의 해석에 적용되었다[2]. 이 방법은 기존의 차동검파 방식에 비하여 큰 이득을 제공하지만 ML알고리즘의 실현은 다소 복잡하다는 단점이 있다. 최근에는 다중 차동 궤환 검파기와 차동 반복 검파 기법이 제안되고 있는데 궤환과 반복 검파 알고리즘은 기존의 차동 검

파 방식에 비하여 큰 이득을 제공하고 구조 또한 간단하다. 본 논문에서는 차동 궤환 기법을 적용할 경우 오류 성능의 분석을 위하여 올바른 심볼이 궤환되었다는 것을 가정한다.

본 논문에서는 이동위성 채널로서 라이시안 페이딩과 섀도우 라이시안 페이딩을 적용하여 동기 검파된 M-ary PSK 신호와 유사한 오류 확률을 얻을 수 있는 다중 차동 궤환 검파기를 적용한 M-ary DPSK 신호의 성능을 수치계산하였다.

II. 이동 통신 채널 모델

이동 통신 시스템의 성능을 저하시키는 주요한 요인은 페이딩과 섀도우잉의 영향이다 [10]-[12]. 본 절에서는 다양한 이동 통신 채널을 모델링하기 위하여 라이시안 페이딩 채널 및 섀도우 라이시안 페이딩 채널의 특성을 알아보았다.

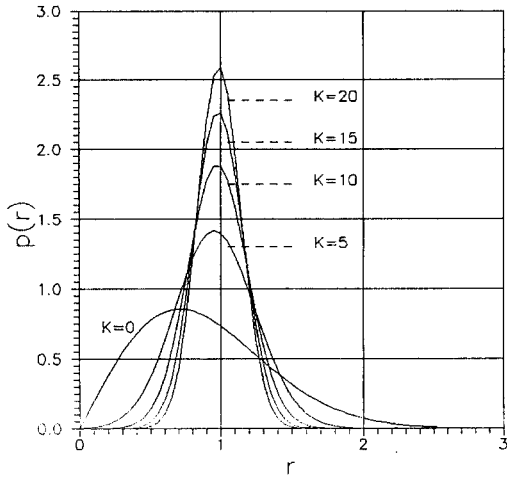
2-1. 라이시안 페이딩 채널

수신된 신호가 다중 경로 성분과 직접파(Line-of Sight ; LOS) 성분으로 구성될 경우, 합쳐진 신호의 진폭은 라이시안 분포를 한다. 수신된 신호의 진폭을 r 이라고 할 경우 라이시안 분포의 확률 밀도 함수는 다음과 같다[10].

$$p_A(r) = 2r(1+K)e^{-(K+r^2(1+K))} \cdot I_0(2r\sqrt{K(K+1)}) \quad (1)$$

여기서 K 는 라이시안 파라메타로서 직접파 성분의 에너지대 산란된 다중 경로 성분의 에너지와의 비를 나타낸다.

라이시안 분포의 확률 밀도 함수를 그래프로 나타내면 [그림 1]과 같다. 그림에서 K 의 값이 커짐에 따라서 가우스 잡음의 분포로 접근함

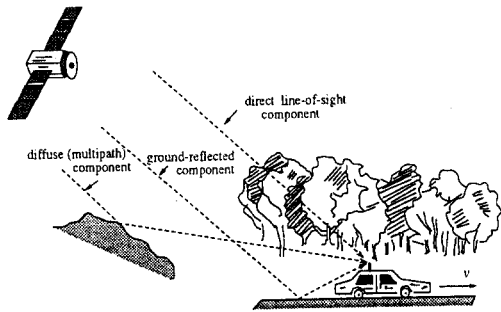


[그림 1] 라이시안 확률밀도함수
[Fig. 1] Rician probability density function.

을 알 수 있다.

2-2. 쉐도우 라이시안 페이딩 채널

육상 이동위성 통신 채널을 설명하기 위한 확률 함수는 다중 경로의 영향을 표현하기 위해서는 레일리과 라이시안 함수가 사용되고, 신호의 평균 레벨이 비교적 느리게 변화하는 쉐도우잉을 표현하기 위해서는 로그-노말 함수



[그림 2] 이동 위성 채널을 위한 일반적인 전파 모델

[Fig. 2] Typical propagation environment for a mobile satellite channel.

가 사용된다. 육상 이동 채널에서는 직접적인 LOS성분이 쉐도우잉의 영향을 받게 된다. LOS 성분의 쉐도우잉은 위성과 이동체 사이를 전파가 전송될 경우, 방해물이나 도로 주변의 나무가 원인이 되며 직접파 성분의 회절 및 산란에 의하여 발생된다. 이동 통신 채널에서 발생하는 성분에 따른 채널 모델을 [그림 2]에 나타내었다. 본 논문에서는 쉐도우 라이시안 페이딩은 L_{oo} 의 모델을 적용하여 신호의 영향을 알아본다. 육상 이동위성 채널을 위한 모델에서 수신된 신호는 로그-노말 분포를 하는 LOS성분 (γ)과 레일리 분포를 하는 다중 경로 성분의 합으로 구성된다고 가정한다.

LOS성분이 일정하게 유지될 경우, 신호 진폭의 조건부 라이시안 분포는 다음과 같다[10].

$$p_{A|r}(r|\gamma) = \frac{r}{\sigma_r^2} \cdot e^{-(r^2+\gamma^2)/2\sigma_r^2} \cdot I_0\left(\frac{r \cdot \gamma}{\sigma_r^2}\right) \quad (2)$$

여기서 σ_r^2 은 다중 경로에 의하여 산란된 신호 전력의 평균을 나타낸다. 페이딩 진폭 r 의 확률밀도함수는 로그-노말 분포를 하는 γ 와 조건부 라이시안 확률밀도함수와의 평균을 통하여 얻어진다. 여기서 γ 의 확률밀도함수는 다음과 같다.

$$p_r(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\gamma \cdot \gamma} e^{-(\ln \gamma - m_\gamma)^2/2\sigma_\gamma^2} \quad (3)$$

σ_γ 와 m_γ 은 각각 표준 편차와 평균을 나타낸다. 적분을 취하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} p_A(r) &= \int_0^\infty p_{A|r} \cdot p_r(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{r}{\sqrt{2\pi}\sigma_r^2\sigma_\gamma} \int_0^\infty \frac{1}{\gamma} e^{-\left[\frac{(\ln \gamma - m_\gamma)^2}{2\sigma_\gamma^2} + \frac{(r^2 + \gamma^2)}{2\sigma_r^2}\right]} \cdot I_0\left(\frac{r \cdot \gamma}{\sigma_r^2}\right) d\gamma \end{aligned} \quad (4)$$

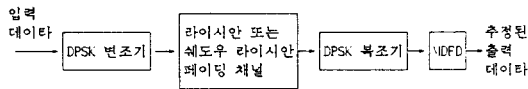
$\sigma_r, \sigma_\gamma, m_\gamma$ 는 섀도우잉의 정도를 결정한다. 예를 들어 <표 1>은 Canadian Mobile satellite (MAST)채널에서 사용되는 파라메타 값을 나타낸다. 표에서 light, average, heavy는 섀도우잉의 영향을 나타내는데 사용된다[10].

<표 1> 섀도우 라이시안 페이딩 채널을 위한 채널 모델 파라메타

Shadowing의 정도	σ_r^2	m_γ	σ_γ
Light	0.1580	0.115	0.115
Average	0.1260	-0.1151	0.161
Heavy	0.0631	-3.910	0.806

III. 다중 차동 궤환 검파된 M-ary DPSK 신호의 오류 성능 해석

본 절에서는 참고문헌[3]에서 유도한 잡음환경에서의 오류식을 이용하여 라이시안 페이딩 채널 및 섀도우 라이시안 페이딩 채널에서 다중 차동 궤환 검파된 M-ary DPSK신호의 오류식을 수치 계산한다. 본 논문에서 다루는 해석 모델은 [그림 3] 과 같다.



[그림 3] 해석 모델
[Fig. 3] Analysis model.

3-1. AWGN 채널 환경

AWGN 채널에서 다중 차동 궤환 검파기를 사용한 M-ary DPSK신호의 오류식은 참고문헌 [3]에서 이미 구하였다. 그 결과를 정리하면 다음과 같다.

$$P_b^M = Q(a, b) - \frac{1}{2} I_0(ab) \exp\left(-\frac{a^2+b^2}{2}\right) \quad (5)$$

$$Q(a, b) = \int_b^\infty \exp\left(-\frac{a^2+b^2}{2}\right) I_0(ax) dx$$

여기서 $Q(a, b)$ 는 Marcum Q함수를 나타내고, $I_0(\cdot)$ 는 0차의 변형 베셀 함수를 나타낸다.

M-ary DPSK변조 방식에서 ary의 수 M에 따른 계수 a, b 의 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix}_{2DPSK} &= \sqrt{R \left[\frac{(1+L)}{2} \mp \sqrt{L} \right]} \\ \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix}_{4DPSK} &= \sqrt{R(1+L \mp \sqrt{2}L)} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 R 은 순시 신호대 잡음 전력비를 나타내고, L 은 차동 궤환 검파기의 수를 나타낸다. MDFD-4DPSK신호에서 차동 궤환 검파기의 수 (L)를 무한히 크게 하면 다음과 같이 동기 검파된 QPSK 신호의 오류식을 얻을 수 있다.

$$P_b^{(4)} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\sqrt{R}, \quad L \rightarrow \infty \quad (7)$$

3-2. 라이시안 페이딩 채널 환경

라이시안 페이딩 채널에서 다중 차동 궤환 검파기를 사용한 M-ary DPSK신호의 오류식은 다음과 같이 잡음 환경에서의 오류식(5)과 라이시안 페이딩의 확률밀도함수(p.d.f)와의 적분을 통하여 얻어진다.

$$\begin{aligned} p_{ef} &= \int_0^\infty P_b^M \cdot p_A(r) dr \\ &= \int_0^\infty \left[Q(a, b) - \frac{1}{2} I_0(ab) \exp\left(-\frac{a^2+b^2}{2}\right) \right] \\ &\quad \cdot 2r(1+K) e^{-(K+r^2(1+K))} I_0(2r\sqrt{K(K+1)}) dr \end{aligned} \quad (8)$$

2DPSK 및 4DPSK 신호의 계수 a, b 의 값은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \left(\frac{a}{b}\right)_{4DPSK} &= \sqrt{r^2 \cdot R(1+L \mp \sqrt{2L})} \\ \left(\frac{a}{b}\right)_{2DPSK} &= \sqrt{r^2 \cdot R\left[\frac{(1+L)}{2} \mp \sqrt{L}\right]} \end{aligned} \quad (9)$$

수치 계산된 결과는 오류 그래프를 통하여 나타내었다. 페이딩의 영향은 육상 이동 통신 채널에 적합한 레일리 페이딩과 이동위성 통신 채널에 적절한 라이시안 페이딩 ($K=7, K=10$)을 고려하였다. 라이시안 페이딩에서 페이딩 파라미터 K 를 0으로 놓으면 레일리 페이딩의 환경으로 근사화 된다. 식 (8)에서 K 를 0으로 놓아서 계산하면 레일리 페이딩 채널에서 다중 차동 궤환 검파기를 사용한 BDPSK와 QDPSK의 오류 성능을 얻을 수 있다.

3-3. 쉐도우 라이시안 페이딩 채널 환경

쉐도우 라이시안 페이딩 채널에서 다중 차동 궤환 검파기를 사용한 M-ary DPSK신호의 오류식은 다음과 같이 이중 적분을 통하여 구하여진다.

$$\begin{aligned} P_{ef} &= \int_0^{\infty} P_{bAWGN}^M \cdot p_{A(S-R)}(r) dr \\ &= \int_0^{\infty} \left\{ \left[Q(a, b) - \frac{1}{2} I_0(ab) \exp\left(-\frac{a^2+b^2}{2}\right) \right] \right. \\ &\quad \left. \cdot \frac{r}{\sqrt{2\pi\sigma_r^2\sigma_\gamma}} \int_0^{\infty} \frac{1}{\gamma} e^{-\left[\frac{(\ln \gamma - m_\gamma)^2}{2\sigma_\gamma^2} + \frac{r^2 + \gamma^2}{2\sigma_r^2}\right]} I_0\left(\frac{r\gamma}{\sigma_r}\right) d\gamma \right\} dr \end{aligned} \quad (10)$$

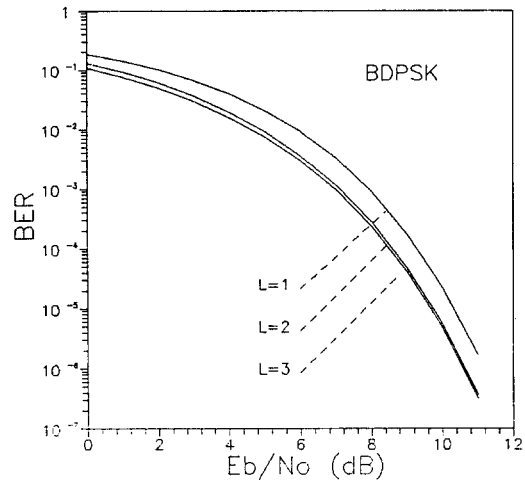
2DPSK 및 4DPSK 신호의 계수 a, b 의 값은 라이시안 페이딩 채널 환경에서 이용한 값을 사용한다.

본 논문에서는 오류식의 이중 적분 계산을 수행하기 위하여 수치 계산 전용 프로그램을 이용하여 구하였으며, 계산된 결과를 오류 그래프를 통하여 나타내었다. [그림 12]와 [그림

13]은 쉐도우 라이시안 페이딩 채널에서 다중 차동 궤환 검파기를 사용한 BDPSK 신호와 QDPSK 신호의 오류 성능을 나타낸다. 쉐도우잉의 영향은 light, average, heavy로 나누어서 나타낼 수 있는 L 의 파라메타를 사용하였다.

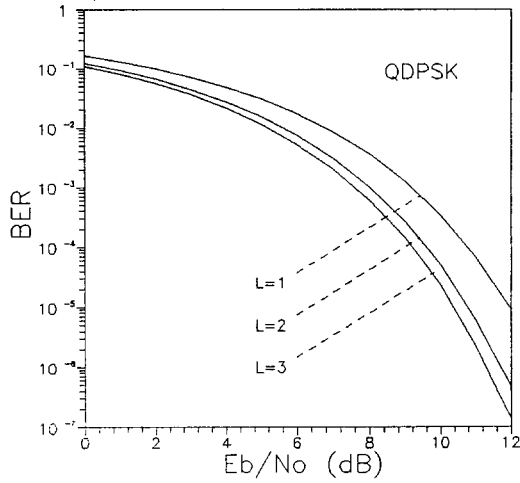
IV. 수치 계산 및 검토

[그림 4] ~ [그림 7]은 AWGN 채널 및 레일리 페이딩 채널에서 평균 신호대 잡음비와 차동 궤환 검파기의 수 L 의 변화에 따른 다중 차동 궤환 검파된 Binary DPSK신호와 Quaternary DPSK신호의 평균 비트 오류 성능을 그래프로 나타내었다. 여기서 $L=1$ 은 일반적인 차동 검파를 나타낸다. 오류 성능면에서 볼 경우, $L=1$ 과 $L=2$ 사이에서 신호의 오류 성능이 크게 개선되었다. $L=3$ 정도에서는 동기 검파된



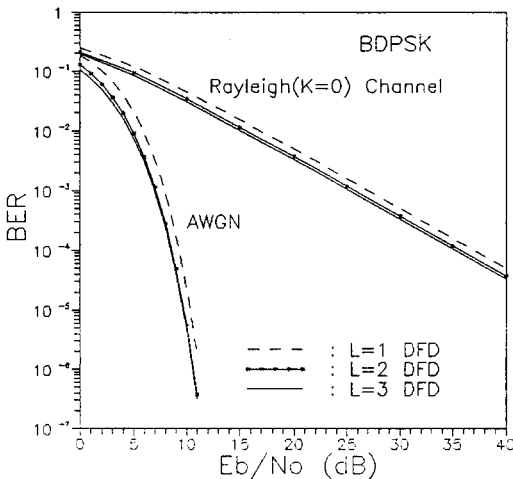
[그림 4] 백색가우스 잡음 환경에서 신호대 잡음비의 변화에 따른 MDFD Binary DPSK 신호의 평균 비트 오류 ($L=1, 2, 3$)

[Fig. 4] Bit error probability of MDFD Binary DPSK signal corresponding to average signal to noise power ratio in AWGN channel ($L=1, 2, 3$).



[그림 5] 백색가우스 잡음 환경에서 신호대 잡음비의 변화에 따른 MDFD Quaternary DPSK 신호의 평균 비트 오류 ($L=1, 2, 3$)

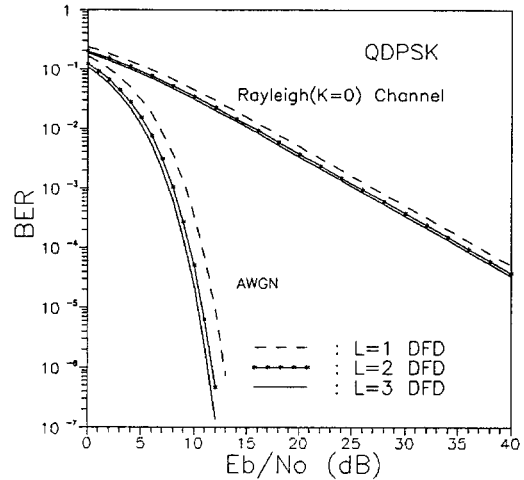
[Fig. 5] Bit error probability of MDFD Quaternary DPSK signal corresponding to average signal to noise power ratio in AWGN channel ($L=1, 2, 3$).



[그림 6] 레일리 페이딩 환경에서 평균 신호대 잡음비의 변화에 따른 MDFD Binary DPSK 신호의 평균 비트 오류

($L=1, 2, 3$)

[Fig. 6] Average bit error probability of MDFD Binary DPSK signal corresponding to average signal to noise power ratio in Rayleigh fading channel ($L=1, 2, 3$).

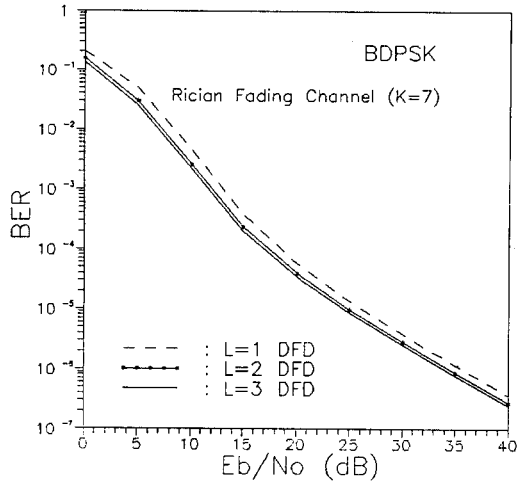


[그림 7] 레일리 페이딩 환경에서 평균 신호대 잡음비의 변화에 따른 MDFD Quaternary DPSK 신호의 평균 비트 오류 ($L=1, 2, 3$)

[Fig. 7] Average bit error probability of MDFD Quaternary DPSK signal corresponding to average signal to noise power ratio in Rayleigh fading channel ($L=1, 2, 3$).

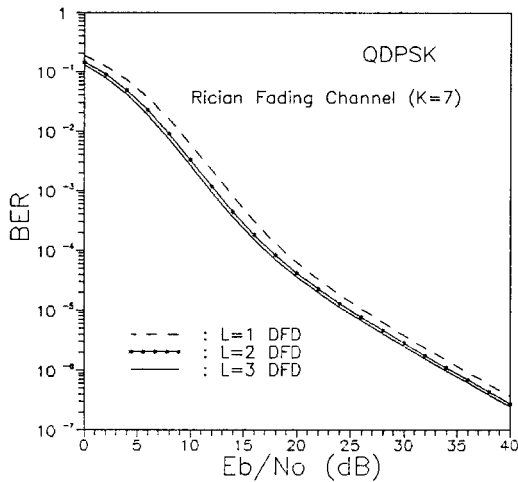
신호의 오류 성능에 근사된다. $L=3$ 인 레일리 페이딩 채널에서 $BER=10^{-3}$ 을 얻기 위해서는 Binary DPSK신호, Quaternary DPSK신호 모두 대략 25 [dB] 정도가 필요함을 알 수 있다.

[그림 8]과 [그림 9]는 라이시안 페이딩 채널($K=7$)에서 평균 신호대 잡음비와 차동 궤환 검파기의 수 L 의 변화에 따른 Binary/Quaternary DPSK 신호의 평균 비트 오류를 그래프로 나타내었다. 레일리 페이딩인 [그림 6]과 [그림 7]



[그림 8] 라이시안 페이딩 채널(K=7)에서 평균 신호대 잡음비의 변화에 따른 MDFD Binary DPSK 신호의 평균 비트 오류 ($L=1, 2, 3$)

[Fig. 8] Average bit error probability of MDFD Binary DPSK signal corresponding to average signal to noise power ratio in K=7 Rician fading channel ($L=1, 2, 3$).

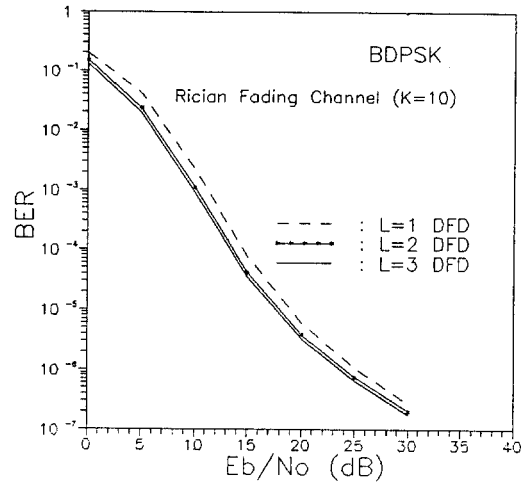


[그림 9] 라이시안 페이딩 채널(K=7)에서 평균 신호대 잡음비의 변화에 따른 MDFD Quaternary DPSK 신호의 평균 비트 오류 ($L=1, 2, 3$)

[Fig. 9] Average bit error probability of MDFD Quaternary DPSK signal corresponding to average signal to noise power ratio in K=10 Rician fading channel ($L=1, 2, 3$).

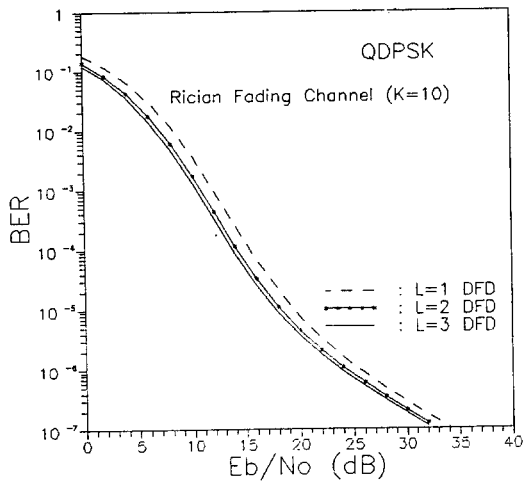
의 경우와 마찬가지로 라이시안 페이딩에서도 오류 성능면에서 볼 경우, $L=1\sim 2$ 사이에서 신호의 오류 성능이 크게 개선됨을 알 수 있다. $L=3$ 이고 $K=7$ 인 라이시안 페이딩 채널에서 $BER=10^{-6}$ 을 얻기 위해서는 Binary DPSK신호는 33 [dB], Quaternary DPSK신호는 34[dB]가 필요함을 알 수 있다.

[그림 10]과 [그림 11]은 라이시안 페이딩 채널(K=10)에서 평균 신호대 잡음비와 차동 궤



[그림 10] 라이시안 페이딩 채널(K=10)에서 평균 신호대 잡음비의 변화에 따른 MDFD Binary DPSK 신호의 평균 비트 오류 ($L=1, 2, 3$)

[Fig. 10] Average bit error probability of MDFD Binary DPSK signal corresponding to average signal to noise power ratio in K=10 Rician fading channel ($L=1, 2, 3$).



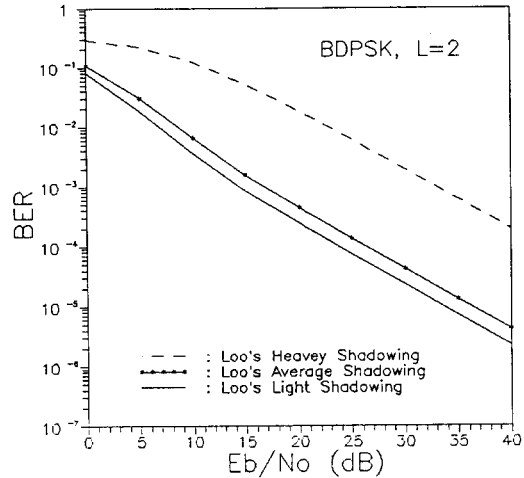
[그림 11] 라이시안 페이딩 채널(K=10)에서 평균 신호대 잡음비의 변화에 따른 MDFD Quaternary DPSK 신호의 평균 비트 오류 ($L=1,2,3$)

[Fig. 11] Average bit error probability of MDFD Quaternary DPSK signal corresponding to average signal to noise power ratio in $K=10$ Rician fading channel ($L=1,2,3$).

환 검파기의 수 L 의 변화에 따른 MDFD Binary/Quaternary DPSK 신호의 평균 비트 오류를 그래프로 나타내었다. $L=3$ 이고 $K=10$ 인 라이시안 페이딩 채널에서 $BER=10^{-6}$ 을 얻기 위해서는 Binary DPSK 신호는 23[dB], Quaternary DPSK 신호는 24[dB]가 필요함을 알 수 있다.

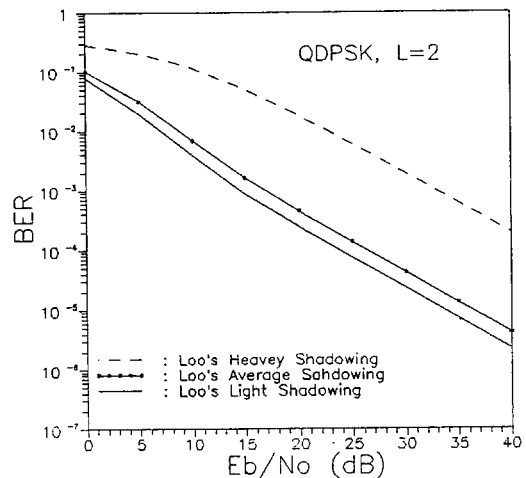
향을 받은 신호는 오류면에서 큰 차이가 없었으나, heavy 쉐도우잉의 영향을 받은 신호는 average, light 쉐도우잉의 영향을 받은 신호에 비하며 오류가 크게 증가함을 알 수 있었다.

[그림 12]와 [그림 13]은 쉐도우 라이시안 페이딩 채널에서 평균 신호대 잡음비와 쉐도우잉 깊이에 따른 다중 차동 궤환 검파된 Binary/Quaternary DPSK 신호의 평균 비트 오류를 그래프로 나타내었다. 여기서는 차동 궤환 검파기



[그림 12] 쉐도우 라이시안 페이딩 채널에서 평균 신호대 잡음비와 쉐도우잉 깊이에 따른 MDFD Binary DPSK 신호의 평균 비트 오류 ($L=2$)

[Fig. 12] Average bit error probability of MDFD Binary DPSK signal corresponding to average signal to noise power ratio and shadowing depth in Shadowed-Rician fading channel ($L=2$).



[그림 13] 쉐도우 라이시안 페이딩 채널에서 평균 신호대 잡음비와 쉐도우잉 깊이에 따른 MDFD Quaternary DPSK 신호의 평균 비트 오류($L=2$)

[Fig. 13] Average bit error probability of MD-FD Quaternary DPSK signal corresponding to average signal to noise power ratio and shadowing depth in Shadowed-Rician fading channel ($L=2$).

의 수를 오류의 성능 개선과 복잡도를 고려하여 $L=2$ 로 하였다. 쉐도우 라이시안 페이딩 채널은 Loos의 모델을 적용하였으며, heavy, average, light의 경우로 나누어서 쉐도우잉의 영향을 받은 신호를 서로 비교하면서 신호의 성능을 분석하였다. Average, light 쉐도우잉의 영

V. 결 론

라이시안 페이딩 채널 및 쉐도우 라이시안 페이딩 채널에서 다중 차동 궤환 검파기를 적용하여 M-ary DPSK신호의 오류 성능을 분석하였다. 수치 계산을 한 결과는 다음과 같다.

- 1) 차동 궤환 검파기의 수 (L)를 증가시키면 신호의 오류 성능은 향상되지만 $L \geq 3$ 에서는 개선의 정도가 적음을 알 수 있었다.
- 2) 레일리 페이딩 환경에서는 평균 신호대 잡음비를 40[dB]까지 높여도 데이터 통신을 위한 BER 10^{-6} 을 얻을 수 없음을 알 수 있었다.
- 3) $L=3$ 정도에서 동기 검파된 신호의 성능에 접근함을 알 수 있었다.
- 4) Heavy 쉐도우잉의 영향은 레일리 페이딩의 영향보다 신호의 오류 성능에 큰 영향을 줄 수 있다. 본 논문에서 적용한 쉐도우 라이시안 페이딩 모델인 Loos의 모델에서는 light와 average 쉐도우잉의 영향은 라이시안 페이딩의 지수 $K=5$ 와 $K=6$ 사이에 존재함을 알 수 있다.
- 5) 쉐도우 라이시안 페이딩 채널에서는 평균 신호대 잡음비를 40[dB]까지 높여도 데이터

통신을 위한 BER 10^{-6} 을 얻을 수 없으므로 신호의 성능을 개선하기 위한 다이버시티 기법이나 코딩 기법을 도입하는 것이 필요하다.

참 고 문 헌

- [1] H. Leib, S. Pasupathy, "The phase of a vector perturbed by Gaussian noise and differentially coherent receivers," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 34, no. 6, pp. 1491-1500, 1988.
- [2] D. Divsalar and M. K. Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK," *IEEE Trans., Commun.*, vol. 38, pp. 300-308, March 1990.
- [3] F. Edbauer, "Bit error rate of binary and quaternary DPSK signals with multiple differential feedback detection," *IEEE Trans., Commun.*, vol. 40, pp. 457-460, March 1992.
- [4] K. M. Mackenthun, "A fast algorithm for multiple-symbol differential detection of MPSK," *IEEE Trans., Commun.*, vol. COM-42, pp. 1471-1474, Feb./Mar./Apr. 1994.
- [5] J. Liu, S. C. Kwatra, J. Kim, "An analysis of decision feedback detection of differentially encoded MPSK signals," *IEEE Trans., Vehic. Technol.*, vol. VT-44, pp. 261-267, May 1995.
- [6] S. G. Wilson, J. Freebersyser, C. Marshall, "Multi-symbol detection of MPSK," *Proc. IEEE GLOBECOM '89*, pp. 1692-1697, 1989.
- [7] P. Ho, D. Fung, "Error performance of multiple symbol differential detection of

- PSK signals transmitted over correlated Rayleigh fading channels," *Proc. IEEE ICC '91*, pp. 568-574, 1991.
- [8] H. Leib "Data-aided noncoherent demodulation of DPSK," *IEEE Trans., Commun.*, vol. COM-43, pp. 722-725, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [9] F. Adachi, M. Sawahashi, "Decision feedback differential phase detection of M-ary DPSK signals," *IEEE Trans., Vehic. Technol.*, vol. VT-36, pp. 71-77, May 1987.
- [10] S. H. Jamali and T. Le-Ngoc, *Coded-modulation techniques for Fading Channels*, Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [11] J. G. Proakis, *Digital communications*, McGraw Hill, 1989.
- [12] W. C. Lindsey and M. K. Simon, *Telecommunications systems engineering*, Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1973.
- [13] J. Goldman, "Multiple error performance of PSK systems with cochannel interference and noise," *IEEE Trans., Commun.*, vol. COM-19, pp. 420-430, Aug. 1971.

박 문 수



1949년 2월 11일 생
 1971년 2월 : 광운대학교
 무선통신과 (공학사)
 1983년 8월 : 건국대학교
 전자공학과 (공학석사)
 1992년 3월~현재 : 원광
 대학교 대학원 전자공학
 과 박사과정수료
 1978년 3월~현재 : 전주

공업전문대학 전자통신과 교수
 [주 관심 분야] 디지털 통신시스템, 이동통신

김 환 용



1951년 5월 11일 생
 1973년 2월 : 전북대학교
 전기공학과 (공학사)
 1978년 2월 : 전북대학교
 전기공학과 (공학석사)
 1984년 2월 : 전북대학교
 전기공학과 (공학박사)
 1986년~1987년 : Canada
 Manitoba Univ. 객원교수

1979년 ~ 현재 : 원광대학교 전자공학과 교수
 1996년 3월 ~ 현재 : 원광대학교 공업기술 개발 연구소 소장
 [주 관심 분야] 디지털 통신시스템, 신경망, ATM