

페이딩 디스퍼시브 채널에서 DS/SS DPSK 통신 시스템의 성능 분석

正會員 金 沂 濬* 正會員 姜 炳 權** 正會員 黃 金 燦*

Performance Analysis of DS/SS DPSK Communication Systems over Fading Dispersive Channels

Ki Jun Kim*, Byeong Gwon Kang**, Keum Chan Whang* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 페이딩 디스퍼시브 채널에서 시간 및 주파수축상에서의 확산 현상을 고려하여 DS/SS DPSK 통신 시스템의 성능을 분석하였다. WSSUS 채널 모델을 이용하여 채널의 시간과 주파수축상의 확산 현상의 정도를 각각 다중 경로 확산량과 도플러 확산량으로 표현하고, DS/SS DPSK 통신의 오류율 채널과 시스템의 파라미터에 대한 식으로 유도하였다. 또한, 계산을 보다 간단히 하기 위하여 주파수축 확산 현상에 대하여 근사적 계산 방법을 제시하고, 이 근사화식을 이용하여 레일리 및 라이시안 페이딩 채널에서 DS/SS DPSK 통신 시스템의 오류 특성을 칩 수의 변화에 따라 비교분석하였다.

ABSTRACT

In this paper, the performance of DS/SS DPSK communications is analyzed over fading dispersive channels considering the spreads of the channel in time and in frequency. The two spreads mentioned above are represented with multipath spread and Doppler spread, respectively. The bit error probabilities of DS/SS DPSK systems are derived in terms of channel and system parameters, and an approximation method is presented for computational efficiency. And the numerical results are given for various chip numbers in Rayleigh and Rician fading channels using the approximation method.

I. 서 론

페이딩 디스퍼시브 채널(fading dispersive channel)은 채널의 다중 경로 현상으로 인하여 하나의 임

펄스 신호를 전송하였을 때 여러 개의 임펄스가 수신됨으로써 시간축에서 퍼지는 것과 같은 효과와 채널의 시변성에 의해 하나의 톤(tone) 주파수 신호를 전송하였을 때 수신 신호의 스펙트럼은 여러 주파수 톤으로 구성되어 주파수축에서 퍼지는 것과 같은 효과를 갖는 채널이다. 단파 전리층 통신 채널, 극초단파 대류권 산란 통신 채널, 이동 통신 채널 등과 같은 모

*延世大學校 電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering, Yonsei Univ.
**韓國電子通信研究所 無線技術研究室
ETRI
論文番號 : 93-98

든 무선 통신 채널은 엄격한 의미에서 페이딩 디스퍼시브 채널이며, 전송되어지는 신호의 폭과 대역폭에 따라 그 정도는 다르나, 채널의 주파수축 및 시간축상의 확산 현상이 시스템 성능에 많은 영향을 끼친다 [1]-[3].

지금까지 이러한 채널에서의 시스템 성능 분석은 두 가지 확산 현상을 동시에 고려한 경우에는 대부분 채널의 파라미터를 추정하여 이용하는 수신기에 대해 이루어져 왔으며 [4]-[6], 선형 필터를 이용하는 간단한 구조의 수신기에 대한 분석은 두 가지 확산 현상을 동시에 고려하여 하나의 수식으로 표현하는 데 있어서의 어려움 때문에 주로 각각의 현상을 별도로 고려하여 이루어져 왔다 [7]-[10]. 한편, DS/SS 통신 시스템의 성능 분석에 있어서도 마찬가지로, Borth는 코히어런트 시스템에 대해 두 가지 확산 현상을 별도로 고려하였고 [11], Geraniotis는 DS/SS DPSK 통신 시스템에 대해 채널의 시변성에 의한 도플러 확산 현상이 없다고 가정하고 성능을 분석하였다 [12]. 즉, 시간에 따른 채널의 변화가 데이터 전송 속도보다 작다는 가정하에 단지 다중 경로 현상만을 고려하였다.

그러나, 채널의 두 가지 확산 현상은 별도로 고려할 수 없는 현상이며, 또한 동기 반송파의 복원이 매우 어려운 페이딩 채널 및 다중 접속 환경에서 바람직한 DPSK 변조 방식을 이용한 통신 시스템에서 수신기는 두 개의 연속된 심볼의 위상 차이를 판단하여 데이터를 검출하므로 채널의 도플러 확산(Doppler spread)이 극히 작다고 하여도 전체 시스템의 성능에 미치는 영향은 작지 않다. 따라서 DS/SS DPSK 시스템의 성능을 보다 정확하게 평가하기 위해서는 위의 두 가지 확산 현상을 동시에 고려하여 평가해야 한다.

본 논문에서는 페이딩 디스퍼시브 채널을 WSSUS (Wide-Sense-Stationary Uncorrelated-Scattering) 페이딩 채널로 모델링하여 DS/SS DPSK 통신 시스템의 성능을 비트 오류 확률(bit error probability)을 사용하여 평가함으로써 채널의 주파수 및 시간축상의 확산 현상이 시스템 성능에 미치는 효과를 분석하였다. 페이딩 디스퍼시브 채널의 두 가지 확산 현상을 동시에 고려한 비트 오류 확률식을 유도하고 유도된 식에 포함된 삼중 적분을 보다 효과적으로 처리하기 위하여 도플러 확산 현상에 대해 근사적 계산 방법을 제시하였다. 또한, 이 근사화식을 이용하여 레일리(Rayleigh) 및 라이시안(Rician) 페이딩 채널

의 확산 현상에 의해 생기는 DS/SS DPSK 통신 시스템의 오율 특성을 칩 수의 변화에 따라 비교하였다.

II. 채널 및 시스템 모델

2-1 페이딩 디스퍼시브 채널 모델

단파 전리층 통신 채널, 극초단파 대류권 산란 통신 채널 등과 같은 페이딩 디스퍼시브 채널에 적합한 WSSUS(wide-sense-stationary uncorrelated-scattering) 페이딩 모델은 [1]-[3], [5], [6], [13] 등에 잘 설명되어 있으며, 지금까지 많은 통신 시스템의 성능 분석에 채널 모델로 사용되어 왔다 [7]-[12], [14]. 이 모델에서 채널의 임펄스 응답은 가우시안 랜덤 프로세서의 표본 함수라고 가정하므로 채널의 특성은 채널의 랜덤 임펄스 응답의 평균과 공분산 함수(covariance function)에 의해서만 결정된다. 또한, 이 모델은 페이딩 디스퍼시브 채널의 주파수축과 시간축에서의 확산 현상을 모두 포함하는 모델 중 가장 간단한 채널 모델이다. 일반적인 WSSUS 채널을 이중 확산(Doubly-spread) [5] 또는 이중 퍼짐(Doubly-dispersive) [6] 페이딩 채널이라고도 한다.

본 논문에서 고려되는 모든 신호는 반송파 주파수 f_c 근처에 밀집해 있는 대역통과 협대역 신호라고 가정하고 복소 포락선(complex envelope) 표기법을 이용하여 신호를 나타낸다. 이 표기법을 이용하여 일반적인 시변 채널의 임펄스 관계를 나타내면 다음과 같다.

$$\text{입력: } \bar{s}(t) = \text{Re}\{s(t) \exp(j2\pi f_c t)\}$$

$$\text{출력: } \bar{r}(t) = \text{Re}\{r(t) \exp(j2\pi f_c t)\}$$

(2.1)

$$r(t) = \alpha s(t - \tau_0) + \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \epsilon) s(t - \epsilon) d\epsilon$$

여기서 $s(t)$ 와 $r(t)$ 는 각각 채널 입력 $\bar{s}(t)$ 와 채널 출력 $\bar{r}(t)$ 의 등가 저역 통과(equivalent low-pass) 신호이고 α , τ_0 는 각각 안정된 경로의 감쇠 상수와 지연 시간이다. $h(t, \epsilon)$ 는 채널의 랜덤 시변 등가 저역 통과 임펄스 응답으로 시간 변수 t 와 지연 시간 변수 ϵ 의 함수이며 그 평균값은 영이라고 가정한다. 이때 t 는 채널의 임펄스 응답이 시간에 따라 변함을 의미하며, ϵ 는 서로 다른 시간 지연을 갖는 무수히 많은 경로를 통해 신호가 전송됨으로써 신호가 시간축상에

서 확산됨을 의미한다. 위 식에서 $\alpha=0$ 이면 수신 신호의 포락선은 레일리 분포하므로 이러한 채널을 레일리 페이딩 채널이라고 하고, α 가 영보다 큰 양수이며 수신 신호의 포락선은 라이스 분포하므로 이러한 채널을 라이시안 페이딩 채널이라고 한다.

일반적인 시변 채널에 WSSUS 페이딩 채널 모델을 적용하여 페이딩 채널의 특성을 다음과 같이 $h(t, \epsilon)$ 의 공분산 함수로 정의한다.

$$E\{h(t + \Delta t, \epsilon_1) h^*(t, \epsilon_2)\} = 2\sigma^2 \rho(\Delta t, \epsilon_1) \delta(\epsilon_1 - \epsilon_2) \quad (2.2)$$

여기서 $\delta(\cdot)$ 는 Dirac 델타 함수이며, $2\sigma^2$ 은 페이딩 채널의 전체 출력 전력이고, $\rho(0, \epsilon)$ 는 $\int_{-\infty}^{\infty} \rho(0, \epsilon) d\epsilon = 1$ 으로 정규화되어 있다.

위와 같이 정의된 WSSUS 페이딩 채널은 전송되는 신호를 주파수축과 시간축상에서 확산시키게 된다. 즉, 수신되는 신호는 다중 경로 현상으로 시간축상에서 확산되며, 채널의 시변 현상으로 수신 신호의 강도와 위상이 시간에 따라 변하므로 주파수축상에서 확산된다. 이러한 확산 현상들은 정도에 따라 전체 시스템의 성능에 큰 영향을 미치므로 확산량을 수학적으로 정의하는 것은 매우 중요하다. 확산량을 정의하는 방법은 여러 가지가 있으나 본 논문에서는 [5]에 따라 다음의 정의를 사용한다. 먼저 공분산 함수 $\rho(\Delta t, \epsilon)$ 를 Δt 에 대하여 푸리에 변환시켜 다음의 산란 함수(scattering function)을 얻는다.

$$S(f, \epsilon) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\Delta t, \epsilon) \exp(-j2\pi f \Delta t) d\Delta t \quad (2.3)$$

그러면 평균 다중 경로 지연량 m_m , 다중 경로 확산량 L_m , 그리고 평균 도플러 천이량(Doppler shift) m_D , 도플러 확산량 B_D 는 각각 다음과 같이 정의된다.

$$m_m = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \epsilon S(f, \epsilon) d\epsilon df \quad (2.4)$$

$$L_m = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \epsilon^2 S(f, \epsilon) d\epsilon df - m_m^2} \quad (2.5)$$

$$m_D = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f S(f, \epsilon) d\epsilon df \quad (2.6)$$

$$B_D = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f^2 S(f, \epsilon) d\epsilon df - m_D^2} \quad (2.7)$$

2-2 DS/SS DPSK 통신 시스템

DPSK 변조된 DS/SS 시스템의 전송 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\bar{s}(t) = \text{Re}\{\sqrt{2P} s(t) \exp(j2\pi f_c t + j\theta)\} \quad (2.8)$$

여기서 P 는 전송 신호의 전력을 나타내며, θ 는 변조기에서 도입된 위상으로서 데이터 열의 전송중에 일정한 값을 유지한다고 가정하면 DPSK 시스템의 성능에 아무런 영향이 없으므로 임의의 θ 값을 영으로 놓는다. 그리고 $s(t)$ 는 주파수 확산된 데이터 신호로서 다음과 같다.

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i v(t - iT) \quad (2.9)$$

여기서 T 는 데이터 비트 폭을 나타내고, $(B) = (\dots, b_{i-1}, b_i, b_{i+1}, \dots)$ 는 데이터 비트 열로서 정보 비트 열 $(A) = (\dots, a_{i-1}, a_i, a_{i+1}, \dots)$ 를 차동 부호화 한 것이다. 이때 데이터 비트 열은 동일 확률로 $+1$ 또는 -1 의 값을 갖는 상호 독립적인 랜덤 변수의 열로 가정한다. 한편, $v(t)$ 는 데이터 비트 파형으로 다음과 같이 주파수 확산되어 있다.

$$v(t) = \sum_{j=0}^{N-1} c_j P_{T_c}(t - jT_c) \quad 0 < t < T \quad (2.10)$$

여기서 $(C) = (c_0, c_1, \dots, c_{N-2}, c_{N-1})$ 는 의사 잡음 부호 열로서 $+1$ 또는 -1 의 값을 갖는다. 칩 폭 T_c 는 데이터 비트 폭 T 와 $T = NT_c$ 의 관계가 있어 하나의 데이터 비트에 N 개의 칩이 할당된다고 가정한다.

이렇게 전송된 신호는 채널을 통과하여 식(2.1)에 의해 다음과 같이 수신기에 입력된다.

$$r(t) = \alpha \sqrt{2P} s(t - \tau_0) + \sqrt{2P} \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \epsilon) s(t - \epsilon) d\epsilon + n(t) \quad (2.11)$$

여기서 $n(t)$ 는 채널과 수신기의 전단에서 도입된 잡음으로 단축 스펙트럼 밀도가 N_0 인 등가 저역 통과 가우시안 잡음 프로세스이다. 이때 수신기가 안정된

경로를 통해 수신되는 신호에 정확히 시간 동기 되었다고 가정하여 $t_0=0$ 라고 놓고, 수신되는 모든 신호의 시간 지연은 안정된 경로의 시간 지연에 상대적인 시간 지연으로 정의한다. 그리고 수신기 또는 송신기의 이동으로 인하여 발생하는 안정된 경로로 수신되는 신호의 도플러 천이 현상은 수신기에서 자동 주파수 조절기로 보상할 수 있다고 가정하여 본 논문에서는 안정된 경로로 수신되는 신호의 도플러 천이 현상은 고려하지 않는다.

이렇게 수신된 신호는 그림 2.1의 차동 정합 필터 수신기의 입력으로서 $v(t)$ 에 정합되어 있는 필터를 통과하고 난 뒤 T 초 마다 샘플링된다. i 번째 데이터 비트를 수신하는 동안 정합 필터 출력의 샘플링 값은 다음과 같다.

$$U_i = \int_{iT}^{(i+1)T} r(t)v^*(t) dt \quad (2.12)$$

i 번째 샘플링 값은 $i-1$ 번째 샘플링 값과 위상 비교된 후 전송된 i 번째 정보 비트가 결정된다. 즉, 다음과 같은 결정 변수 Z_i 를 구한 뒤에 Z_i 가 0보다 크면 정보 비트 1이 Z_i 가 0보다 작으면 -1이 전송되었다고 판단한다.

$$Z_i = U_i U_{i-1}^* + U_i^* U_{i-1} \quad (2.13)$$

III. 시스템 성능

3-1 DS/SS DPSK 통신 시스템의 오류 확률

i 번째 전송 데이터 비트를 수신하는 동안 수신기 정합 필터의 출력 랜덤 변수 U_i 는 식(2.11)과 식(2.12)에 의해 다음과 같이 정리된다.

$$U_i = \alpha\sqrt{2PT}b_i + \sqrt{2P} \int_{iT}^{(i+1)T} \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \epsilon)s(t-\epsilon)v^*(t) d\epsilon dt + \int_{iT}^{(i+1)T} n(t)v^*(t) dt \quad (3.1)$$

이 경우 $h(t, \epsilon)$ 와 $n(t)$ 가 평균 영의 가우시안 프로세스이므로 U_i 와 U_{i-1} 는 전송 데이터 비트 열이 주어진 상태에서 평균이 $\alpha\sqrt{2PT}b_i$ 인 가우시안 랜덤 변수이다. U_i 의 분산은 시간축상의 확산 현상으로 인하여 연속적인 데이터 비트에 의해 좌우된다. 비록 다중 경로 현상이 극심한 경우에도 본 논문의 분석이 적용될 수 있으나, 이하에서는 $0 \leq \epsilon \leq T$ 일 때를 제외하고는 $\rho(\Delta t, \epsilon) \approx 0$ 이라고 가정하여 바로 전 데이터 비트만이 심볼간 간섭을 발생시킨다고 가정한다. 이러한 가정하에서 U_i 의 분산은 b_{i-1} 와 b_i 의 값에 의해 좌우되며 U_i 와 U_{i-1} 의 함수인 식(2.13)의 결정 변수 Z_i 는 연속적인 세 개의 데이터 비트 $B_i = (b_{i-2}, b_{i-1}, b_i)$ 에 의해 결정된다. 데이터 비트는 +1 또는 -1의 값을 가지며, 각 경우의 확률은 1/2인 랜덤 변수로 전철에서 모델링했기 때문에 랜덤 벡터 B_i 의 나올 수 있는 결과는 8가지이고, 각 결과의 확률은 1/8이다. 그러므로 정보 비트 a_i 를 수신 했을 때의 오류 확률은 다음과 같이 랜덤 벡터 B_i 의 결과 8가지에 대해 B_i 에 조건화된 오류 확률 $P(B_i)$ 의 평균을 취하는 것과 같다.

$$P_e = \frac{1}{8} \sum_{B_i} P(B_i) \quad (3.2)$$

여기서 $P(B_i)$ 는 수신기의 결정 과정에 의해 다음과 같이 정의된다.

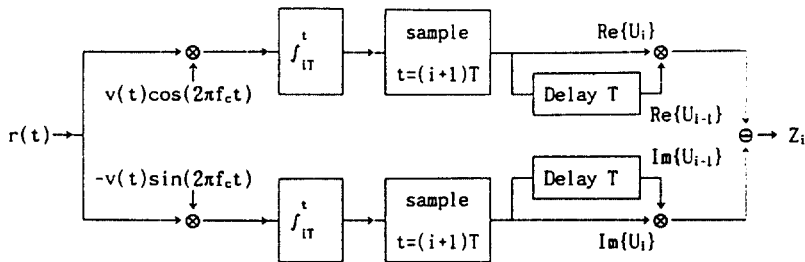


그림 2.1 DS/SS 차동 정합 필터 수신기
Fig 2.1 DS/SS Differentially coherent matched-filter receiver

$$P(B_i) = \begin{cases} P\{Z_i(B_i) < 0\} & \text{if } b_{i-1} = b_i \\ P\{Z_i(B_i) > 0\} & \text{if } b_{i-1} \neq b_i \end{cases} \quad (3.3)$$

B_i 가 주어진 경우 결정 변수 Z_i 는 식(2.13)에서와 같이 가우시안 랜덤 변수 U_i 와 U_{i-1} 의 quadratic 형태로 표현된다. 그러므로 위 식에 주어진 오류 확률은 [1]에 의해 다음과 같이 U_i 와 U_{i-1} 의 평균과 이차 중심 모멘트(second central moment)들에 의해 결정된다.

$$P(B_i) = Q(\sqrt{X(B_i)}, \sqrt{Y(B_i)}) - \gamma(B_i) \exp\left(-\frac{X(B_i)+Y(B_i)}{2}\right) I_0(\sqrt{X(B_i)Y(B_i)}) \quad (3.4)$$

여기서 $Q(\cdot, \cdot)$ 는 마르کم 큐(Marcum Q) 함수이고 $I_0(\cdot)$ 는 수정된 영차 일종 베셀(modified zeroth order first kind Bessel) 함수이다. 그리고 $X(B_i)$, $Y(B_i)$ 와 $\gamma(B_i)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$X(B_i) = \frac{\sigma^2 PT^2}{m_{i,i}(B_i) m_{i-1,i-1}(B_i)} \{m_{i,i}(B_i) + m_{i-1,i-1}(B_i) - 2[m_{i,i}(B_i) m_{i-1,i-1}(B_i)]^{1/2}\} \quad (3.5a)$$

$$Y(B_i) = \frac{\sigma^2 PT^2}{m_{i,i}(B_i) m_{i-1,i-1}(B_i)} \{m_{i,i}(B_i) + m_{i-1,i-1}(B_i) + 2[m_{i,i}(B_i) m_{i-1,i-1}(B_i)]^{1/2}\} \quad (3.5b)$$

$$\gamma(B_i) = \begin{cases} \frac{\sqrt{m_{i,i}(B_i)m_{i-1,i-1}(B_i)} + m_{i,i-1}(B_i)}{2\sqrt{m_{i,i}(B_i)m_{i-1,i-1}(B_i)}} & \text{if } b_{i-1} = b_i \\ \frac{\sqrt{m_{i,i}(B_i)m_{i-1,i-1}(B_i)} + m_{i,i-1}(B_i)}{2\sqrt{m_{i,i}(B_i)m_{i-1,i-1}(B_i)}} & \text{if } b_{i-1} \neq b_i \end{cases} \quad (3.6)$$

위 식에서 $m_{j,k}(B)$ 는 B 에 조건화된 랜덤 변수 U_j 와 U_k 의 중심 모멘트로 다음으로 정의된다.

$$m_{j,k}(B) = E\{(U_j - E[U_j])(U_k - E[U_k]) | B\} \quad (3.7)$$

식(2.2)와 식(3.1)을 이용하여 모멘트들을 표현하면 다음과 같다.

$$m_{i,i}(B_i) = 4\sigma^2 P \int_{iT}^{(i+1)T} \int_{iT}^{(i+1)T} \int_0^T \rho(t-x, \epsilon) s(t-\epsilon)$$

$$v^*(t) s^*(x-\epsilon) v(x) d\epsilon dx dt + 2N_0 T \quad (3.8a)$$

$$m_{i-1,i-1}(B_i) = 4\sigma^2 P \int_{(i-1)T}^T \int_{(i-1)T}^T \int_0^T \rho(t-x, \epsilon) s(t-\epsilon) v^*(t) s^*(x-\epsilon) v(x) d\epsilon dx dt + 2N_0 T \quad (3.8b)$$

$$m_{i,i-1}(B_i) = 4\sigma^2 P \int_{iT}^{(i+1)T} \int_{(i-1)T}^{iT} \int_0^T \rho(t-x, \epsilon) s(t-\epsilon) v^*(t) s^*(x-\epsilon) v(x) d\epsilon dx dt \quad (3.8c)$$

식(3.8a)-(3.8c)로 표현되는 모멘트의 계산은 전체 시스템의 오류 확률을 구하는 과정에서 매우 중요한 부분이다. 그러나 위 식은 분석적인 방법으로는 계산이 안되며 수치 적분을 이용하더라도 $s(t)$ 의 불연속성으로 $4N^2$ 개의 부분 적분을 요구하여 특별한 경우를 제외한 일반적인 페이딩 채널에서의 계산이 매우 어렵다.

3-2 근사화 방법을 사용한 오류 확률

본 논문에서는 식(3.8a)-(3.8c)의 3중 적분의 계산을 효율적으로 하기 위하여 다음의 가정을 통하여 근사화시킨다. 즉 DPSK 통신을 위해 채널의 시변 현상이 비교적 느려 다음의 관계를 만족한다고 가정한다.

$$\rho(t-x, \epsilon) \approx \rho((n-m)T_c, \epsilon) \begin{cases} nT_c < t < (n+1)T_c \\ mT_c < x < (m+1)T_c \end{cases} \quad (3.9)$$

이러한 가정으로 식(3.8a)-(3.8c)의 $m_{j,k}(B)$ 은 다음과 같이 변형될 수 있다.

$$m_{j,k}(B) \approx 4\sigma^2 P \sum_{l=0}^{N-1} \int_0^{T_c} m_{j,k}(B, l, \epsilon) d\epsilon + 2N_0 T \delta[j-k] \quad (3.10)$$

여기서 $\delta[\cdot]$ 는 Kronecker 델타 함수이며, $m_{j,k}(B, l, \epsilon)$ 은 다음과 같다.

$$m_{j,k}(B, l, \epsilon) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \int_0^{T_c} \int_0^{T_c} \rho((n-m)T_c + (j-k)T, lT_c + \epsilon) s(jT + nT_c + t - lT_c - \epsilon)$$

$$v^*(nT_c + t)s^*(kT + mT_c + x - lT_c - \epsilon) \\ v(mT_c + x)dxdt \quad (3.11)$$

$m_{j,k}(B, l, \epsilon)$ 은 식(2.9)와 식(2.10)에 의해 다음과 같이 계산될 수 있다.

$$m_{j,k}(B, l, \epsilon) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \rho((n-m)T_c + (j-k)T, lT_c + \epsilon) \\ (d_{j,n-l-1}c_n\epsilon + d_{j,n-l}c_n(T_c - \epsilon)) \\ (d_{k,m-l-1}c_m\epsilon + d_{k,m-l}c_m(T_c - \epsilon)) \quad (3.12)$$

여기서 c_n 은 송신기에서 사용된 PN 부호 열의 n 번째 칩의 값이며, $d_{j,n}$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$d_{j,n} = \begin{cases} b_j c_n & \text{if } 0 \leq n \leq N-1 \\ b_{j-1} c_{N+n} & \text{if } -N \leq n \leq -1 \end{cases} \quad (3.13)$$

위 식(3.12)의 계산은 다음과 같은 과정을 이용하여 효과적으로 수행되어질 수 있다. 먼저 다음과 같은 행렬을 정의한다.

$$F(j, l) = \begin{bmatrix} f_1(j, l) \\ f_2(j, l) \\ \vdots \\ f_N(j, l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{j,-l}c_0 \\ d_{j,-l}c_1 \\ \vdots \\ d_{j,N-1-l}c_{N-1} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$G(k, x) = \begin{bmatrix} g_{11}(k, x) & g_{12}(k, x) & \cdots & g_{1N}(k, x) \\ g_{21}(k, x) & g_{22}(k, x) & \cdots & g_{2N}(k, x) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N1}(k, x) & g_{N2}(k, x) & \cdots & g_{NN}(k, x) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

여기서 $g_{nm}(k, x) = \rho((n-m)T_c + kT, x)$ 이다. 그러면 식(3.12)은 다음과 같이 행렬 연산으로 표현할 수 있다.

$$m_{j,k}(B, l, \epsilon) = F^t(j, l+1)G(j-k, lT_c + \epsilon)F(k, l+1)\epsilon^2 \\ + F^t(j, l)G(j-k, lT_c + \epsilon)F(k, l)(T_c - \epsilon)^2 \\ + [F^t(j, l+1)G(j-k, lT_c + \epsilon)F(k, l) \\ + F^t(j, l)G(j-k, lT_c + \epsilon)F(k, l+1)] \\ \epsilon(T_c + \epsilon) \quad (3.16)$$

여기서 $F^t(\cdot, \cdot)$ 는 행렬 $F(\cdot, \cdot)$ 의 전치(transpose)

행렬을 의미한다.

그리고 $G(k, x)$ 행렬의 구조에 의해 위 행렬 연산은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$m_{j,k}(B, l, \epsilon) = \sum_{n=1-N}^{N-1} \rho(nT_c + (j-k)T, lT_c - \epsilon) \\ [E(n, j, l+1, k, l+1)\epsilon^2 \\ + E(n, j, l, k, l)(T_c - \epsilon)^2 + \{E(n, j, l+1, k, l) \\ + E(n, j, l+1, k, l)\}\epsilon(T_c + \epsilon)] \quad (3.17)$$

단,

$$E(n, j, l_1, k, l_2) = \begin{cases} \sum_{m=1}^{N-n} f_{m+n}(j, l_1) f_m(k, l_2) & \text{if } n \geq 0 \\ \sum_{m=-n}^{N+n} f_m(j, l_1) f_{m-n}(k, l_2) & \text{if } n < 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

이 최종식을 이용하면 식(3.8a)-(3.8c)는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$m_{i,i}(B_i, l, \epsilon) = \sum_{n=1-N}^{N-1} \rho(nT_c, lT_c + \epsilon) [E(n, i, l+1, i, l+1)\epsilon^2 \\ + E(n, i, l, i, l)(T_c - \epsilon)^2 + \{E(n, i, l+1, i, l) \\ + E(n, i, l+1, i, l)\}\epsilon(T_c + \epsilon)] \quad (3.19a)$$

$$m_{i-1,i-1}(B_i, l, \epsilon) = \sum_{n=1-N}^{N-1} \rho(nT_c, lT_c + \epsilon) \\ [E(n, i-1, l+1, i-1, l+1)\epsilon^2 \\ + E(n, i-1, l, i-1, l)(T_c - \epsilon)^2 \\ + \{E(n, i-1, l+1, i-1, l) \\ + E(n, i-1, l+1, i-1, l)\}\epsilon(T_c + \epsilon)] \quad (3.19b)$$

$$m_{i,i-1}(B_i, l, \epsilon) = \sum_{n=1-N}^{N-1} \rho(nT_c + T, lT_c + \epsilon) \\ [E(n, i, l+1, i-1, l+1)\epsilon^2 \\ + E(n, i, l, i-1, l)(T_c - \epsilon)^2 \\ + \{E(n, i, l+1, i-1, l) + E(n, i, l+1, i-1, l)\} \\ \epsilon(T_c + \epsilon)] \quad (3.19c)$$

이러한 과정을 이용하면 식(3.8a)-(3.8c)의 3중 적분은 N 개의 단일 적분과 N^3 에 비례한 덧셈 과정으로

대신할 수 있다.

IV. 결과 및 고찰

실제 채널은 그 특성에 따라 서로 다른 산란 함수를 갖기 때문에 여러 형태의 산란 함수가 제안되어 왔으나[6], 본 논문에서는 안정된 경로의 신호가 가장 먼저 수신되는 것으로 가정하여 다음과 같은 산란 함수를 제안하여 사용한다.

$$S(f, \epsilon) = \frac{1}{\sqrt{2\pi B_D L_m}} \exp\left(-\frac{f^2}{2B_D^2}\right) \exp\left(-\frac{\epsilon}{L_m}\right) u(\epsilon) \quad (4.1)$$

이 경우에 다중 경로 지연 현상으로 평균 수신 전력은 ϵ 에 대해 지수 함수의 형태를 가지며, 도플러 확산으로 스펙트럼상의 평균 수신 전력은 f 에 대해 가우시안 함수 형태를 가진다. 이 때 페이딩 채널의 공분산 함수는 식(2.3)에 의해 다음과 같다.

$$\rho(t, \epsilon) = \frac{1}{L_m} \exp(-2\pi^2 B_D^2 t^2) \exp\left(-\frac{\epsilon}{L_m}\right) u(\epsilon) \quad (4.2)$$

먼저 페이딩의 다중 경로 지연이 통신 시스템의 성능에 미치는 영향을 알아보기 위해 $B_D T = 0$ 라고 가정하고, 여러 L_m/T 값에 대해 레일리 페이딩 채널에서의 오류 확률의 변화를 살펴본다. 고려되는 채널이 안정된 경로가 존재하지 않는 즉 $\alpha = 0$ 인 레일리 페이딩 채널이므로 식(3.4)의 오류 확률식은 $X(B_i) = Y(B_i) = 0$ 과 $Q(0, 0) = I_0(0) = 1$ 이라는 사실을 이용하여 다음과 같이 간단히 표현할 수 있다.

$$P(B_i) = 1 - \gamma(B_i) \quad (4.3)$$

여기서 $\gamma(B_i)$ 는 식(3.5)에서 정의한 것과 같다.

그림 4.1은 [15]에서 제시한 슈프트레지스터 탭 연결 (14551)과 초기 레지스터상태 (2172)을 이용하여 발생한 63칩 골드 열(Gold sequences)에 의해 변조된 DS/SS 통신 시스템의 신호대 잡음비 $S = 2\sigma^2 E/N_0$ 에 따른 오류 확률 P_e 의 그래프이다. $L_m/T = 0$ 일 때의 오류 그래프는 다음과 같은 비선택적 레일리 페이딩 채널에서의 일반적인 DPSK 시스템의 오류 확률식에 의해 구해질 수 있다[1].

$$P_{MS} = (2 + 4\sigma^2 E/N_0)^{-1} \quad (4.4)$$

그림 4.1에서 $L_m/T < 0.001$ 이면 다중 경로 확산 현상을 무시할 수 있으며, L_m/T 가 커짐에 따라 시스템의 성능은 열화된다. $L_m/T = 0.1$ 또는 0.05일 때에는 신호대 잡음비가 증가하여도 오류는 더 이상 감소하지 않는다. 이는 신호대 잡음비가 높을 때의 오류는 주로 페이딩에 의한 심블간 간섭에 의해 발생하기 때문이다. 그러므로 S 가 무한대가 됨에 따라 평균 오류는 한계 오류 확률(irreducible error probability) P_1 에 접근해 간다. 이 한계 오류 확률은 계산상으로는 식(3.7a)와 (3.7b)에서 N_0 을 영으로 놓음으로써 구해진다. 한계 오류 확률은 모든 신호대 잡음비에 대한 오류들의 최소 한계로 높은 신호대 잡음비에 대한 오류의 좋은 근사치로서 페이딩의 영향만을 알아보려

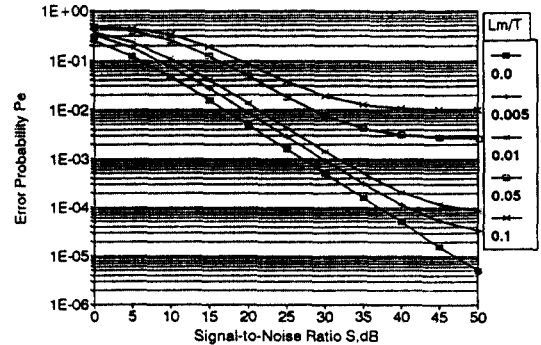


그림 4.1 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널에서 DS/SS DPSK 시스템의 평균 오류
Fig. 4.1 Average error probability for DS/SS DPSK system with frequency-selective Rayleigh fading

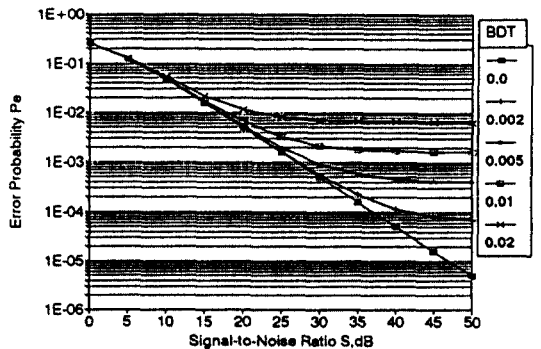


그림 4.2 시간 선택적 레일리 페이딩 채널에서 DPSK 시스템의 평균 오류
Fig. 4.2 Average error probability for DPSK system with time-selective Rayleigh fading

고 할 때 그 의미가 크다.

그림 4.2에서는 페이딩의 시간 선택적 현상이 통신 시스템의 성능에 미치는 영향을 알아보기 위해 $L_m/T = 0$ 이라고 가정하고, $B_D T$ 의 여러 값에 대해 레일리 페이딩 채널하에서 신호대 잡음비에 따른 오율의 변화를 나타내었다. 이 그림에서 $B_D T < 0.001$ 이면 도플러 확산 현상을 무시할 수 있으며, 시간 선택적 현상도 주파수 선택적 현상과 비슷하게 그 양에 따라 시스템의 성능을 크게 열화시킨다.

그림 4.3에서는 본 논문의 주 결과인 이중 확산 현상의 효과를 보기 위해 $B_D T = 0.005$ 인 레일리 페이딩 채널에서 L_m/T 의 여러 값에 대해 그림 4.1에서 사용된 DS/SS 시스템의 오율 변화를 신호대 잡음비의 함수로 나타내었다. 이 그림에서 오율은 그림 4.1에서의 마찬가지로 다중 경로 확산량이 줄어들수록 성능은 향상되나 시간 선택적 현상으로 인하여 빨리 한계에 도달한다. 그림 4.4에서는 레일리 페이딩 채널에서 여러 $B_D T$ 값에 대해 한계 오류 확률의 변화를 L_m/T 의 함수로 나타내었다. 두 가지 확산 현상을 고려한 레일리 페이딩 채널에서의 오율은 각각의 현상에 의해 발생한 오율의 합과 거의 같음을 알 수 있다.

그림 4.5에서는 $B_D T = 0.005$, $S/D = 2\sigma^2/\alpha^2 = 1.0$ 인 라이시안 페이딩 채널에서 L_m/T 의 여러 값에 대해 DS/SS 시스템의 오율 변화를 신호대 잡음비 $S = \alpha^2 E/N_0$ 의 함수로 나타내었다. 그림 4.3의 결과와는 다르게 다중 경로 확산량이 감소할수록 오율은 증가한다. 이는 라이시안 페이딩 채널에서 DS/SS 시스템이 지연되어 수신되는 신호를 제거할 수 있는 능력이 있기 때문이다. 즉, 라이시안 페이딩 채널에서 전송된 정보 비트의 검출은 거의 안정된 경로를 통해 수신된 신호에 의존하여 이루어지며 페이딩 채널을 통해 수신된 신호는 검출에 방해가 될 뿐이기에 페이딩의 다중 경로 확산량이 증가할수록 DS/SS 통신 시스템의 성능은 더욱 향상된다. 그림 4.6에는 $S/D = 1.0$ 인 라이시안 페이딩 채널에서 $B_D T$ 의 여러 값에 대해 DS/SS 시스템의 한계 오류 확률의 변화를 L_m/T 의 함수로 나타내었다. $B_D T$ 의 값이 큰 경우에는 L_m/T 의 값이 증가할수록 한계 오류 확률은 단조 감소한다.

그러나 $B_D T$ 의 값이 작을 경우에는 L_m/T 의 값이 증가함에 따라 오율은 증가하였다가 감소한다. 이는 $B_D T$ 의 값이 작을 때 L_m/T 의 값이 증가함에 따라 식 (3.19c)의 $m_{i,i-1}(B_i, l, \epsilon)$ 의 감소가 식 (3.19a), (3.19b)의 $m_{i,i}(B_i, l, \epsilon)$, $m_{-1,i-1}(B_i, l, \epsilon)$ 의 감소보다

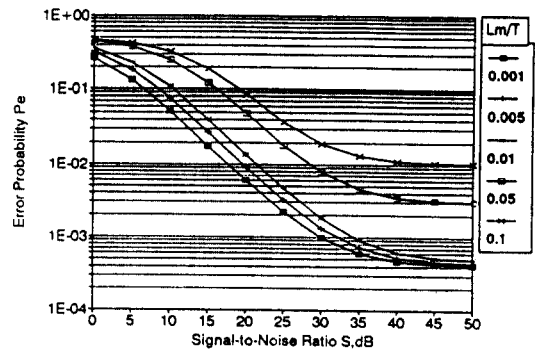


그림 4.3 레일리 페이딩 디스퍼시브 채널에서 DS/SS DPSK 시스템의 평균 오율 ($B_D T = 0.005$, $N = 63$)
 Fig 4.3 Average error probability for DS/SS DPSK system with dispersive Rayleigh fading ($B_D T = 0.005$, $N = 63$)

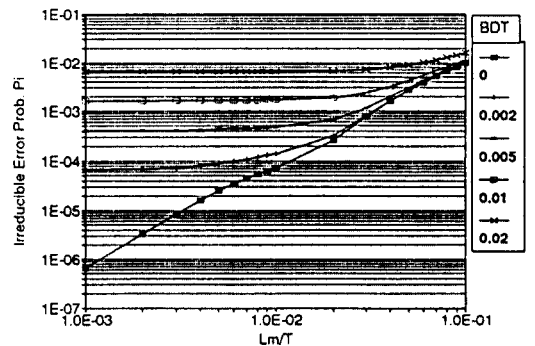


그림 4.4 레일리 페이딩 디스퍼시브 채널에서 DS/SS DPSK 시스템의 한계 오류 확률 ($N = 63$)
 Fig 4.4 Irreducible error probability for DS/SS DPSK system with dispersive Rayleigh fading. ($N = 63$)

빠르기 때문이다.

그림 4.7과 그림 4.8에서는 각각 $S/D = 1.0$ 인 라이시안 페이딩 채널에서 $B_D T$ 의 여러 값에 대해 탭 연결 (3551)과 초기 상태 (7150)을 이용하여 발생한 31 칩 골드열에 의해 변조된 DS/SS 시스템과 탭 연결 (41567)과 초기 상태 (03121)을 이용하여 발생한 127 칩 골드 열에 의해 변조된 DS/SS 시스템의 한계 오류 확률의 변화를 L_m/T 의 함수로 나타내었다. 그림 4.6과 마찬가지로 $B_D T$ 의 값이 큰 경우에는 L_m/T 의 값이 증가할수록 한계 오류 확률은 단조감소하나 $B_D T$ 의 값이 작을 경우에는 L_m/T 의 값이 증가함에 따라 오율은 증가하였다가 감소한다.

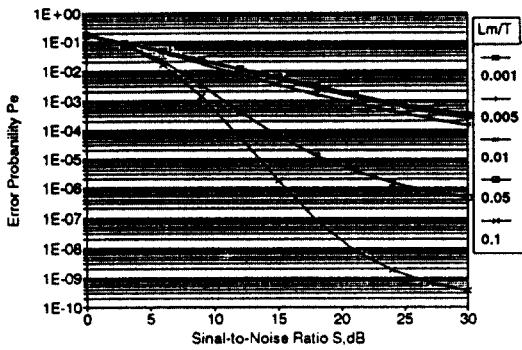


그림 4.5 라이시안 페이딩 디스퍼시브 채널에서 DS/SS DPSK 시스템의 평균 오류 확률($B_p T = 0.005$, $S/D = 1.0$, $N = 63$)

Fig 4.5 Average error probability for DS/SS DPSK system with dispersive Rayleigh fading ($B_p T = 0.005$, $S/D = 1.0$, $N = 63$)

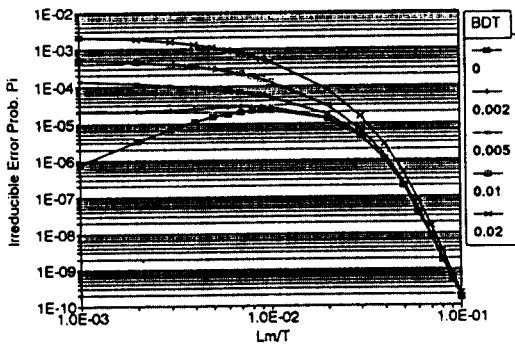


그림 4.6 라이시안 페이딩 디스퍼시브 채널에서 DS/SS DPSK 시스템의 한계 오류 확률($S/D = 1.0$, $N = 63$)

Fig 4.6 Irreducible error probability for DS/SS DPSK system with dispersive Rayleigh fading. ($S/D = 1.0$, $N = 63$)

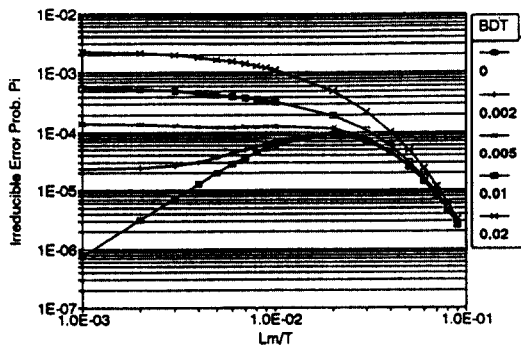


그림 4.7 라이시안 페이딩 디스퍼시브 채널에서 DS/SS DPSK 시스템의 한계 오류 확률($S/D = 1.0$, $N = 31$)

Fig 4.7 Irreducible error probability for DS/SS DPSK system with dispersive Rayleigh fading. ($S/D = 1.0$, $N = 31$)

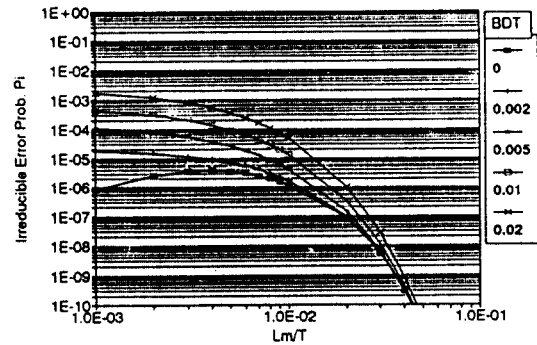


그림 4.8 라이시안 페이딩 디스퍼시브 채널에서 DS/SS DPSK 시스템의 한계 오류 확률($S/D = 1.0$, $N = 127$)

Fig 4.8 Irreducible error probability for DS/SS DPSK system with dispersive Rayleigh fading. ($S/D = 1.0$, $N = 127$)

V. 결 론

본 논문에서는 페이딩 디스퍼시브 채널에서 DS/SS DPSK 통신 시스템의 성능을 분석하였다. 안정된 경로를 통해 수신된 신호 전력대 페이딩 채널을 통해 수신된 신호 전력비 S/D 와 L_m , B_D 의 값을 변화시키면서 수신기에 미치는 영향을 분석하였다. 또한 데이터 비트당 칩수 N 을 변화시키면서 DS/SS DPSK 통신 시스템의 성능의 변화를 살펴보았다. 분석 결과는 다음과 같다.

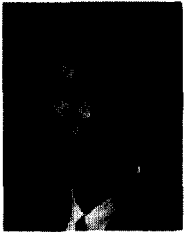
1. 페이딩 채널에서 $L_m/T < 0.001$, $B_p T < 0.001$ 이면 각각 다중 경로 확산 현상과 도플러 확산 현상의 효과가 매우 작다.
2. 레일리 페이딩 채널하에서 DS/SS DPSK 시스템의 성능은 L_m , B_D 의 값이 증가할수록 더욱 열화된다.
3. 라이시안 페이딩 채널에서 L_m 의 값이 증가할수록 DS/SS DPSK 시스템의 성능은 향상된다.
4. 두 가지 확산 현상을 동시에 고려한 페이딩 채널에

서의 오류 확률은 각각의 현상을 따로 고려한 페이딩 채널에서 발생한 오류 확률의 합으로 근사화될 수 있다.

5. 라이시안 페이딩 채널에서 DS/SS DPSK 시스템의 한계 오류 확률은 $B_D T$ 의 값이 큰 경우에는 L_m/T 의 값이 증가할수록 한계 오류 확률은 단조 감소하나, $B_D T$ 의 값이 작을 경우에는 L_m/T 의 값이 증가함에 따라 한계 오류 확률은 증가하였다가 감소한다.

참 고 문 헌

1. J. G. Proakis, Digital Communications, New York : McGraw-Hill, 1983.
2. S. Stein, "Fading Channel Issues in System Engineering," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. SAC-5, pp.68-89, Feb. 1987.
3. M. Schwarte, W. R. Bennett and S. Stein, Communication Systems and Techniques, New York : McGraw-Hill, 1966.
4. S. S. Soliman, K. Mokrani, "Performance of coded systems over fading dispersive channels," IEEE Trans. Commun., vol.40, pp.51-59, Jan. 1992.
5. H. L. Van Trees, Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part III, New York : Wiley, 1971.
6. R. S. Kennedy, Fading Dispersive Communication Channels, New York : Academic, 1968.
7. P. A. Bello and B. D. Nelin, "The influence of fading spectrum on the binary error probabilities of incoherent and differentially-coherent matched filter receivers," IEEE Trans. Commun. syst., vol. CS-10, pp.160-168, June 1962.
8. P. A. Bello and B. D. Nelin, "The effect of frequency selective fading on the binary error probabilities of incoherent and differentially-coherent matched filter receivers." IEEE Trans. Commun. syst., vol. CS-11, pp.170-186, June 1963.
9. F. D. Garber, M. B. Pursley, "Performance of Differentially Coherent Digital Communication Over Frequency-Selective Fading Channels," IEEE Trans. Commun., vol.36, pp.21-31, Jan. 1988.
10. L. J. Mason, "Error Probability Evaluation for Systems Employing Differential Detection in a Rician Fast Fading Environment and Gaussian Noise," IEEE Trans. Commun., vol. COM-35, pp.39-46, Jan. 1987.
11. D. E. Borth and M. B. Pursley, "Analysis of Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communication Over Rician Fading Channels," IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, pp.1566-1577, Oct. 1979.
12. E. A. Geraniotis and M. B. Pursley, "Performance of Noncoherent Direct-Sequence Spread-Spectrum Communications Over Specular Multipath Fading Channels," IEEE Trans. Commun., vol. COM-34, pp.219-226, Mar. 1986.
13. P. A. Bello, "Characterization of randomly time variant linear channels," IEEE Trans. Commun. syst., vol. CS-11, pp.360-393, Dec. 1963.
14. E. A. Geraniotis, "Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communications Over Nonselective and Frequency-Selective Rician Fading Channels," IEEE Trnas. Commun., vol. COM-34, pp.756-764, Aug. 1986.
15. H. F. A. Roefs, Binary sequences for spread-spectrum multiple-access communication, Ph. D. dissertation, Dep. Elec. Eng., Univ. Illinois, Urbana, Aug. 1977.



金 沂 瀟(Ki Jun Kim) 정회원
1968년 7월 4일생
1991년 2월: 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
1993년 2월: 연세대학교 전기공학과 대학원 졸업(공학석사)
1993년 3월~현재: 연세대학교 전기공학과 대학원 박사과정

※주관심분야: 무선채널, 이동무선통신, Spread Spectrum 통신

姜 炳 權(Byeong Gwon Kang) 정회원
1963년 11월 18일생
1986년 2월: 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
1988년 2월: 연세대학교 전기공학과 대학원 졸업(공학석사)
1993년 2월: 연세대학교 전기공학과 대학원 졸업(공학박사)
1993년 3월~현재: 한국전자통신연구소 무선기술연구실 선임연구원
※주관심분야: 무선채널, 이동무선통신, Spread Spectrum 통신



黃 金 燦(Keum Chan Whang) 정회원
1944년 7월 18일생
1967년 2월: 연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
1975년 6월: 미국 Polytechnique Institute of New York 대학원(공학석사)
1979년 6월: 미국 Polytechnique Institute of New York 대학원 Ph.D

1979년 6월~1980년 9월: 대전기계장 선임연구원
1980년 9월~현재: 연세대학교 전기공학과 교수