

가우스 잡음과 임펄스 잡음이 혼합된 비선택적 페이딩 채널에서의 DS/SSMA 통신의 성능 분석

正會員 陳 翼 洙* 正會員 金 根 默* 正會員 朴 容 緒** 正會員 黃 金 燦*

Performance of DS/SSMA Communications over Nonselective Fading Channels with Gaussian and Impulsive Noise Channels

Ik Soo JIN*, Keun Mook KIM*, Yong Seo PARK**, Keum Chan WHANG* *Regular Members*

要 約 본 논문에서는 가우스 잡음과 임펄스 잡음이 혼합된 잡음 환경하에, 비선택적 페이딩 채널에서 PSK 변조된 DS/SSMA 시스템의 성능을 분석하기 위하여, 특성함수 방법을 이용하여 시스템의 평균 오류에 대한 식을 유도한 후 계산된 결과를 통해 시스템의 성능을 분석하였다.

ABSTRACT An accurate approximation based on the integration of the characteristic function of the multiple access interference which consists of specular and scatter components, is obtained for the average probability of error for asynchronous binary PSK direct sequence spread spectrum multiple access(DS/SSMA) communications system operating over nonselective fading channels with additive white Gaussian and impulsive noise channels.

I. 서 론

코드 분할 다중접속(code division multiple access ; CDMA)은 지난 20년간 크게 주목받아 온 다중접속 방식으로 오늘날 여러 분야에서 다양하게 이용되고 있으며, 스펙트럼 확산 다중접속(spread spectrum multiple access ; SSMA)은 CDMA의 가장 일반적인 형태이다. SSMA에서는 다중접속 능력과 더불어 스펙트럼확산 통신방식이 지닌 여러 장점들, 즉 간섭과 재밍에 대한 면역성(immunity), 도청에 대한 대항능력, 저 전력 밀도에 의한 LPI(low probability intercept) 기능, 동일 주파수 대역에서 스펙트럼

확산되지 않은 다른 시스템과의 공존 능력, 채널의 페이딩과 다중경로(multipath) 현상에 대한 극복능력 등 기존의 신호 방식으로는 얻을 수 없는 고유한 능력을 가지고 있다.

SSMA의 몇가지 형태 가운데 DS/SSMA는 주파수 다이버시티와 탄성표면파(surface acoustic wave ; SAW)소자 기술과 같이 이를 쉽게 실현 할 수 있는 장점으로 인해 많은 관심을 끌어 왔다. 각 사용자는 고유한 부호를 할당받으며, 이러한 부호는 디지털 데이터와 함께 반송파 변조에 이용된다. 통신 시스템의 채널 잡음은 가우스 잡음으로 모델링 하는것이 일반적이는데, 이는 이 모델이 해석하기 간편하고 또 위성통신 채널등에서는 상당한 정당성을 갖기 때문이다. 그러나, 대부분의 인공잡음과 자연잡음은 비가우스 특성을 가지므로 임펄스 잡음과 가우스 잡음의 합으로 모델링 하는것이 가장 적절하다.¹⁾

*延世大學校 電氣工學科
Dept. of Electrical Eng. Yonsei University
**曠園大學校 電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering, Kyungwon University
論文番號 : 91-78(接受1991. 4. 6)

DS/SSMA의 성능에 영향을 미치는것은 이런 잡음외에도 다른 사용자 신호에 의한 다중접속 간섭(multiple access interference)과, 신호전파시 전파매체 내에서의 다중경로(multipath)에 의한 페이딩 현상등이 있다.

최근 들어, DS/SSMA 시스템의 성능을 분석한 연구 논문들이 계속 발표되고 있는데, 이들은 채널 잡음모델로, 페이딩 현상을 고려하지 않고 AWGN과 다중접속 간섭만을 고려하거나¹⁰⁾, 가우스 잡음과 임펄스 잡음이 혼합된 잡음환경에서 다중접속 간섭만을 고려한 경우¹¹⁾, AWGN과 다중접속 간섭 그리고 페이딩 현상을 고려한 경우¹²⁾가 대부분이며, 가우스 잡음과 임펄스 잡음이 혼합된 잡음환경에서 다중접속 간섭과 페이딩 현상이 DS/SSMA 시스템의 성능에 미치는 영향에 대한 분석은 아직 보고된 바가 없었다.

따라서, 본 논문에서는 가우스 잡음과 임펄스 잡음이 혼합된 잡음 환경하에, 비선형적 페이딩 채널에서 PSK 변조한 DS/SSMA 시스템의 성능을 분석하기 위하여 특성함수(characteristic function) 방법을 이용하여 시스템의 평균 오류에 대한 식을 유도한 후, 계산된 결과를 통해 시스템의 성능을 분석하고자 한다. 잡음 모델로는 해석이 간편하고 실제로 많이 이용되는 ϵ mixture 모델을 택하였으며, 수신기는 Aazhang과 Poor¹³⁾가 이용한 선형코릴레이션 수신기(linear correlation receiver)를 택하였다.

II. DS/SSMA 시스템 모델

1. 송신기 모델

다중 경로 페이딩 환경에서 K개의 이용자를 갖는 시스템의 모델은 그림 1과 같다. BPSK로 변조한 DS/SSMA 시스템의 k번째($1 \leq k \leq K$) 이용자의 전송신호는 식 (1)과 같다.

$$S_k(t) = \text{Re} \{ X_k(t) \exp(j2\pi f_c t) \} \quad (1)$$

여기서 $X_k(t)$ 는 DS 방식으로 확산된 신호로 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$X_k(t) = \sqrt{2P} b_k(t) \varphi(t) a_k(t) \exp(j\theta_k) \quad (2)$$

식(2)에서 P는 k번째 이용자의 전송 신호 전력이며 각 이용자의 신호전력은 같지 않아도 무방하나 편의상 같다고 가정한다.¹⁴⁾ θ_k 는 변조기에 의한 위상각으로 $[0, 2\pi]$ 에서 균일하게 분포하는 랜덤변수이다. 성형함수(shaping waveform) $\varphi(t)$ 는 주기가 T_c 인 주기함수이며, $b_k(t)$ 는 정보신호로 크기가 1 또는 -1이고 간격이 T인 구형파이다. 즉,

$$b_k(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_k^{(k)} P_T(t - lT), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (3)$$

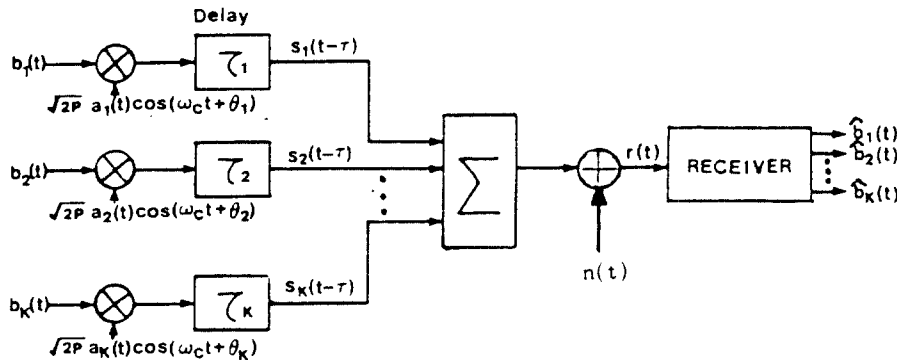


그림 1. DS/SSMA 시스템 모델
Fig. 1. DS/SSMA System Model

식 (3)에서 $b^{(k)} \in \{1, -1\}$ 는 k번째 이용자의 정보 신호 가운데 l번째의 정보 데이터를 나타내며, 독립적이고 균일하게 분포된(independent, identically distributed; i.i.d.) 랜덤변수로 생각할 수 있다. $a_k(t)$ 는 크기가 1 또는 -1이고 길이가 T_c 인, 각 이용자에게 할당된 확산 신호로 식 (4)와 같다.

$$a_k(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j^{(k)} P_{T_c}(t - jT_c), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (4)$$

단, $a_j^{(k)} \in \{1, -1\}$, $a_j^{(k)} = a_{j+N}^{(k)}$, N : 정수

PN 코드로는 최장주기 시퀀스(maximal length sequence)를 사용한다.

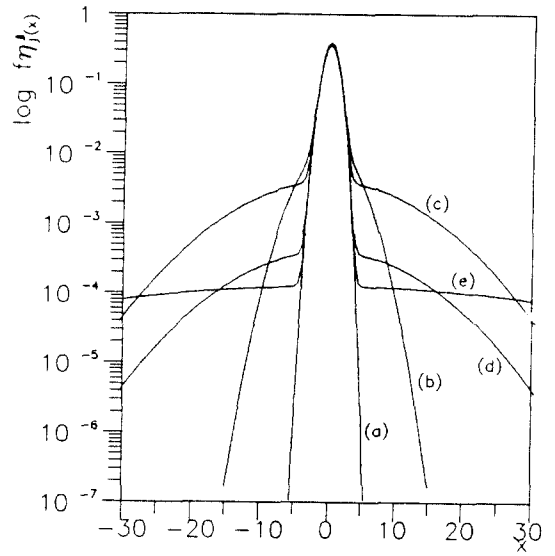
2. 채널 모델

식 (1)과 같은 전송신호는, 채널에서 전파매체 내에서의 반사나 산란으로 인해 다중경로를 거쳐 오면서 페이딩 현상이 나타나게 된다. 페이딩된 신호성분의 진폭은 레일리(Rayleigh) 분포를 갖는 것으로 알려져 있으며, 페이딩 되지않은 신호성분은 잘 만들어진 반사종파 같은 비교적 안정된 전파로(direct path)가 있을때 존재하게 된다.¹⁰⁾ 수신 신호에 페이딩된 신호성분만이 존재하는 경우를 레일리 페이딩 채널(Rayleigh Fading Channels)이라고 하고, 경면반사 성분(specular component)과 페이딩된 신호성분이 모두 존재하는 경우를 라이치안 페이딩 채널(Rician Fading Channels)이라고 한다.¹⁰⁾

ϵ mixture 잡음모델은 가우스 잡음과 임펄스 잡음이 서로 혼합된 잡음환경을 모델링 하기위해 제안 되었으며, 저주파 대기환경 채널같은 자연적 임펄스 잡음원이나, 도시나 군사통신망 같은 인공적 임펄스 잡음원의 영향하에 있는 채널에 대한 좋은 모델이다.¹¹⁾ ϵ mixture 잡음모델의 확률 밀도함수는 식 (5)와 같다.

$$f_{\eta_j'}(x) = (1 - \epsilon) \cdot f_G(x) + \epsilon \cdot f_I(x), \quad (0 \leq \epsilon \leq 1) \quad (5)$$

식 (5)에서 $f_G(x)$ 는 가우스 밀도함수이며, 여기에 첨가되는 임펄스 잡음의 확률 밀도함수 $f_I(x)$ 는 일반적으로 가우스 밀도 함수보다 분산이 더 큰 가우스 밀도함수를 사용한다.¹¹⁾ 가우스 성분과 임펄스 성분의 분산비는 $\nu^2 = \sigma_I^2 / \sigma_G^2$ 로 정의된다. 보통 ϵ 은 $\epsilon \ll 1$ 인 값을 갖고, ϵ 과 ν^2 의 값에 따라 임펄스 성분의 강도가 조절된다.



(a) Gaussian (b) $\epsilon=0.1, \nu^2=10$ (c) $\epsilon=0.1, \nu^2=100$
(d) $\epsilon=0.01, \nu^2=100$ (e) $\epsilon=0.01, \nu^2=1000$

그림 2. ϵ mixture 모델의 확률 밀도 함수
Fig. 2. Probability Density Function of ϵ -mixture Model

그림 2에서 (a)는 가우스 잡음만이 존재할 경우이며, (b)에서 (e)로 갈수록 임펄스 잡음의 특성이 강해진다. 따라서 수신기에 도달하는 신호는 식 (6)이 된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K y_k(t - \tau_k) + n(t) \quad (6)$$

식 (6)에서 $n(t)$ 는 채널 잡음이고, τ_k 는 k번째 이용자 신호의 송신기와 수신기 사이의 시간

지연이며, $y_k(t)$ 는 k 번째 이용자 신호의 채널 출력이다. 즉,

$$y_k(t) = S_k(t) + \text{Re} \{ \gamma_k A_1^{(k)} \exp(j\theta_1^{(k)}) X_k(t) \exp(j2\pi f_c t) \} \\ = \text{Re} \{ g_k X_k(t) \exp(j2\pi f_c t) \} \quad (7)$$

여기서,

$$g_k = \beta + \gamma_k A_1^{(k)} \exp(j\theta_1^{(k)}) \\ lT \leq t \leq (l+1)T, \quad 1 \leq k \leq K \\ \beta \in \{1, 0\} \quad (8)$$

식(8)에서 $\gamma_k A_1^{(k)}$ [$lT, (l+1)T$] 동안 채널에서 페이딩으로 인한 신호 세기의 감쇠를 나타내며, $A_1^{(k)}$ 는 Rayleigh 분포를 갖는다.⁽⁴⁾ $\theta_1^{(k)}$ 는 페이딩으로 인한 위상전이를 나타내며, $[0, 2\pi]$ 에서 균일한 분포를 갖는다고 가정한다. γ_k 는 음이 아닌 실수로, γ_k^2 은 페이딩 되지 않은 성분에 대한 페이딩된 성분의 전력비이며, 이 두 성분 간에 전파 시간(propagation time)에 차이가 없으므로 전체 채널은 비선택적(nonselective)이라 말할 수 있다. 따라서 $\beta=1$ 이면 비선택적 라이스안 페이딩 채널인 경우가 되며, $\beta=0$ 이면 비선택적 레일리 페이딩 채널인 경우에 해당된다. 그리고 $\gamma_k=0$ 이면 채널 모델은 잡음만이 있는 경우로 축소된다.⁽⁵⁾ 한편 데이터 비트간의 감쇠에 대한 통계적 관계에 대하여,

(i) 몇개의 데이터 비트 간격에서 페이딩의

통계적 특성이 변화하지 않는 채널, 즉 같은 byte에 있는 l 과 m 에 대해 $A_l^{(k)}=A_m^{(k)}$ 인 경우 <constant fading>와

(ii) 몇개의 데이터 비트 간격에서 페이딩의 통계적 특성이 빨리 변화하는 채널, 즉 같은 byte에 있는 l 과 m 에 대해 $A_l^{(k)}$ 과 $A_m^{(k)}$ 가 독립적인 경우 <independent fading>로 구분해서 고려할 수 있다.

3. 수신기 모델

그림 3은 DS/SSMA 선형 코릴레이션 수신기의 구조이다. 편의상 첫번째 이용자($k=1$)가 신호를 수신하고 있다고 가정한다. 그러면 첫번째 이용자는 수신된 신호와 시간 및 위상 동기부를 얻을 수 있으며, 따라서 $\tau_1=\theta_1=0$ 으로 가정할 수 있다. 일단 시간 및 위상 포착(acquisition)이 되면 수신신호는 코릴레이션을 통과하여 매 T_c 초 마다 샘플링을 한 다음 코드 신호를 곱한 후 누산기(accumulator)를 통과하게 된다. 누산기에서의 출력은 다음과 같다.

$$Y_N = \sum_{j=0}^{N-1} Z_j^{(1)} \\ = \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(1)} \eta_j' + \int_0^T [y(t) \phi(t) a_1(t) \cos(2\pi f_c t)] dt \quad (9)$$

여기서

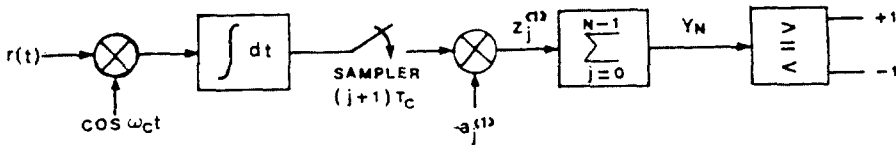


그림 3. DS/SSMA 선형 코릴레이션 수신기
Fig. 3. DS/SSMA Linear Correlation Receiver

$$y(t) = \sum_{k=1}^K y_k(t - \tau_k)$$

$$\eta_j' = \int_{jTc}^{(j+1)Tc} n(t) \varphi(t) \cos(2\pi f_c t) dt$$

$$(j = 0, 1, \dots, N-1)$$

$\Pr(b_0^{(j)} = -1) = \Pr(b_0^{(j)} = 1) = 1/2$ 이라 가정하면, 평균 비트 오류(average bit error probability) 은 다음과 같다.⁽⁹⁾

$$\bar{P}_e = 1/2 \Pr[Y_N \leq 0 \mid b_0^{(1)} = 1] + 1/2 \Pr[Y_N > 0 \mid b_0^{(1)} = -1] \quad (10)$$

III. 성능 분석

1. 비선택적 라이시안 페이딩 채널에서 평균 오류

식 (9)에서 고조파 성분을 제거하면 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$Y_N = \sqrt{1/2 \cdot P_1} T (b_0^{(1)} + \eta_N + I_1) \quad (11)$$

여기서

$$\eta_N = \eta_s + \gamma_1 F_1$$

$$F_1 = b_0^{(1)} A_0^{(1)} \cos(\theta_0^{(1)})$$

$$\eta_s = \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(1)} \eta_j$$

$$\eta_j = (\sqrt{1/2 \cdot P_1} T)^{-1} \eta_j'$$

$$I_1 = \sum_{k=2}^K (I_{k,1} + \gamma_1 F_{k,1})$$

식 (11)에서 $b_0^{(1)}$ 은 $[0, T]$ 구간에서 검출하고자 하는 첫번째 이용자의 정보 신호 성분이며, η_N 은 잡음 성분(η_s)과 첫번째 이용자의 신호 가운데 레이팅된 성분($\gamma_1 F_1$)의 합을 나타내며, I_1 은 다중이용자의 신호에 의한 다중접속간섭(multiple access interference) 성분이다. 이 신호 성분은 각각 다른 사용자들의 신호 가운데 레이팅되지 않은 성분($I_{k,1}$)과 레이팅된 성분($\gamma_k F_{k,1}$)으로 나눌 수 있다.⁽⁹⁾

그러면 첫번째 이용자의 정보 신호를 검출하는 수신기에서의 평균 오류(average probability error) $\bar{P}_{e,1}$ 은 식 (12)와 같이 된다.⁽⁹⁾

$$\begin{aligned} \bar{P}_{e,1} &= 1/2 \cdot \Pr\{ Y_N \leq 0 \mid b_0 = 1 \} \\ &\quad + 1/2 \cdot \Pr\{ Y_N > 0 \mid b_0 = -1 \} \\ &= 1/2 \cdot [\Pr\{ \eta_N + I_1 \leq -1 \} \\ &\quad + \Pr\{ \eta_N + I_1 > 1 \}] \\ &= 1/2 - 1/2 \cdot \Pr\{ -1 < \eta_N + I_1 \leq 1 \} \quad (12) \end{aligned}$$

여기서 랜덤 변수 η_N , I_1 그리고 $(\eta_N + I_1)$ 에 대한 특성 함수(characteristic function)를 각각 Φ_{η_N} , Φ_{I_1} , Φ 라 하자.

$$\Phi_{\eta_N}(u) = E\{ \exp(ju\eta_N) \} \quad (13a)$$

$$\Phi_{I_1}(u) = E\{ \exp(juI_1) \} \quad (13b)$$

$$\Phi(u) = E\{ \exp(ju(\eta_N + I_1)) \} \quad (13c)$$

그러면, η_N 이나 I_1 그리고 $(\eta_N + I_1)$ 은 대칭(symmetric)인 분포를 가지므로, 특성 함수 Φ_{η_N} , Φ_{I_1} , Φ 는 모두 실수값을 갖고 우함수(even function)가 된다.⁽¹⁰⁾ 그러므로 식 (12)에서

$$\begin{aligned} \Pr\{ -1 < \eta_N + I_1 \leq 1 \} \\ &= \int_{-1}^1 1/(2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(u) \cdot \exp(-jux) du dx \end{aligned}$$

$$= 2/\pi \int_0^\infty 1/u \sin(u) \Phi(u) du \quad (14)$$

이므로 식 (12)는 식 (15)과 같이 된다.

$$\overline{P_{e,1}} = 1/2 - 1/\pi \int_0^\infty 1/u \sin(u) \Phi(u) du$$

η_N 과 I_1 은 서로 독립적(independent)이므로, 컴퓨터로 계산 할 때의 오차를 고려하여 식 (16)과 같이 변형할 수 있다.⁽³³⁾

$$\begin{aligned} \Phi(u) &= \Phi\eta_N(u) \cdot \Phi_{I1}(u) \\ &= \Phi\eta_N(u) - \Phi\eta_N(u)[1 - \Phi_{I1}(u)]du \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)을 식 (15)에 대입하면 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{P_{e,1}} &= 1/2 - 1/\pi \int_0^\infty u^{-1} \sin(u) \Phi\eta_N(u) du \\ &+ 1/\pi \int_0^\infty u^{-1} \sin(u) \Phi\eta_N(u)[1 - \Phi_{I1}(u)]du \end{aligned} \quad (17)$$

I_1 에 대한 특성 함수 $\Phi_{I1}(u)$ 는 식 (18)과 같으며, 이를 계산하면 Constant Fading과 Independent Fading 각각에 대하여 식 (19)와 식 (20)이 얻어 진다.

$$\Phi_{I1}(u) = \prod_{k=2}^K E\{ \exp[ju(I_{k,1} + \gamma_k F_{k,1})] \} \quad (18)$$

(i) Constant Fading인 경우

$$\begin{aligned} \Phi_{I1}(u) &= \prod_{k=2}^K \{ (2N)^{-1} \sum_{l=0}^{N-1} T_c^{-1} \\ &\int_0^{T_c} \{ \tilde{f}(u; l, \sqrt{\epsilon_{k,1}} \theta_{k,1}; \tau) \\ &\cdot \exp[-1/2 u^2 \gamma_k^2 \epsilon_{k,1} \cdot \sigma^2(l, \theta_{k,1}; \tau)] \\ &+ \tilde{f}(u; l, \sqrt{\epsilon_{k,1}} \hat{\theta}_{k,1}; \tau) \} \cdot \exp[-1/2 u^2 \gamma_k^2 \epsilon_{k,1} \\ &\cdot \sigma^2(l, \hat{\theta}_{k,1}; \tau)] \} d\tau \end{aligned} \quad (19)$$

(ii) Independent Fading 인 경우

$$\begin{aligned} \Phi_{I1}(u) &= \prod_{k=2}^K \{ (2N)^{-1} \sum_{l=0}^{N-1} T_c^{-1} \\ &\int_0^{T_c} \tilde{f}(u; l, \sqrt{\epsilon_{k,1}} \theta_{k,1}; \tau) \\ &+ \tilde{f}(u; l, \sqrt{\epsilon_{k,1}} \hat{\theta}_{k,1}; \tau) \cdot \exp[-1/2 u^2 \gamma_k^2 \epsilon_{k,1} \\ &\cdot \sigma_{k,1}^2(l; \tau)] d\tau \} \end{aligned} \quad (20)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \tilde{f}(u; l, h; \tau) &= 2/\pi \int_0^{\pi/2} \cos\{ u/T [h(l+1) \cdot R\varphi(\tau) \\ &+ h(l) \cdot \hat{R}\varphi(\tau)] \cos\theta \} d\theta \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma^2(l, h; \tau) &= 1/2 T^{-2} [h(l+1)R\varphi(\tau) + h(l)\hat{R}\varphi(\tau)]^2 \\ \sigma_{k,1}^2(l; \tau) &= 1/2 T^{-2} \{ [C_{k,1}(l+1) R\varphi(\tau) + \\ &C_{k,1}(l) \hat{R}\varphi(\tau)]^2 + [C_{k,1}(l+1-N) R\varphi(\tau) \\ &+ C_{k,1}(l-N) \hat{R}\varphi(\tau)]^2 \} \end{aligned}$$

본 논문에서 설명을 하지않은 수식의 정의는 지면 관계상 참고 문헌으로 대체한다.^{(33) (34)} 한편, $\Phi\eta_N(u)$ 를 계산하면 식 (21)과 같이 된다.

$$\Phi \eta_N(u) = \sum_{i=0}^N N C_i (1-\epsilon)^i \epsilon^{N-1} \exp[-1/2 u^2 (a^2 \beta_i^2 + \gamma_1^2/2)] \quad (21)$$

여기서,

$$\alpha = (N_0 / (2E_b(1)))^{1/2}$$

$$\beta_i = \left[\frac{i + (N-1)\nu^2}{N(1-\epsilon) + \epsilon\nu^2} \right]^{1/2}$$

식 (17)에서 우변의 두 부분은 $I_1=0$ 일 때 $\Phi_{I_1}(u) \equiv 1$ 이므로, $\overline{P_e}$, η_N 을 간섭 성분인 I_1 이 없을 때의 평균 오류이라 하면 식 (22)와 같이 된다.

$$\overline{P_e}, \eta_N = \sum_{i=0}^N N C_i (1-\epsilon)^i \epsilon^{N-1} Q[(a^2 \beta_i^2 + \gamma_1^2/2)^{-1/2}] \quad (22)$$

여기서,

$$Q(x) = \int_x^\infty 1/\sqrt{2\pi} \exp(-y^2/2) dy$$

따라서 이 식들을 식 (17)에 대입하면 다음과 같은 라이시안 페이딩 채널에서의 평균 오류 $\overline{P_e}$ 을 얻는다.

$$\overline{P_e} = \overline{P_e}, \eta_N + 1/\pi \int_0^\infty u^{-1} \sin(u) \Phi \eta_N(u) [1 - \Phi_{I_1}(u)] du \quad (23)$$

2. 비선택적 레일리 페이딩 채널상에서의 평균 오류

레이리 페이딩에서는 불안정한 경로로 인해 레일리 분포를 갖는 페이딩된 성분만이 존재한다. 다른 이용자들의 신호에서도 경면파사 성분이 존재하지 않는다고 가정하자. 그러면, 식 (9)에서 고조파 성분을 제거하면 식 (24)와 같다.

$$Y_N = \sqrt{1/2 \cdot P_1} T(b_0^{(1)} A_0^{(1)} + \eta_N + I_1) \quad (24)$$

식 (24)에서 $A_0^{(1)}$ 은 레일리 분포를 갖는 랜덤 변수로 볼 수 있으며, η_N 은 잡음으로 인해 영향을 받는 성분이며, I_1 은 다른 이용자의 신호에 의한 다중 접속 간섭(multiple access interference) 성분으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta_N = \eta_s = \sum_{j=0}^{N-1} a_j^{(1)} \eta_j \quad (25)$$

$$I_1 = \sum_{k=2}^K \gamma_1 F_{k,1} \quad (26)$$

그러면 첫번째 이용자의 정보신호를 검출하는 수신기에서의 평균 오류(average probability of error) $\overline{P_e}, I_1$ 은 식 (27)과 같이 된다.

$$\overline{P_e}, I_1 = E\{ P_e(A_0^{(1)}) \} \quad (27)$$

식 (27)에서 $P_e(A_0^{(1)})$ 은 식 (28)과 같이 된다.⁽⁵⁾

$$\begin{aligned} P_e(A_0^{(1)}) &= 1/2 - 1/2 \Pr(-A_0^{(1)} < \eta_N + I_1 \leq A_0^{(1)}) \\ &= 1/2 - 1/\pi \int_0^\infty u^{-1} \sin(A_0^{(1)} u) \Phi \eta_N(u) du \\ &\quad + 1/\pi \int_0^\infty u^{-1} \sin(A_0^{(1)} u) \Phi \eta_N(u) [1 - \Phi_{I_1}(u)] du \end{aligned} \quad (28)$$

I_1 에 대한 특성 함수 $\Phi_{I_1}(u)$ 는 식 (29)와 같으며, 이를 계산하면 Constant Fading과 Independent Fading 각각에 대하여 식 (30)과 식 (31)와 같다.

$$\Phi_{I_1}(u) = \prod_{k=2}^K E\{ \exp[ju(\gamma_k F_{k,1})] \} \quad (29)$$

(i) Constant Fading인 경우

$$\begin{aligned} \Phi_{I_1}(u) = \prod_{k=2}^K \{ (2N)^{-1} \sum_{\ell=0}^{N-1} \int_0^{T_c} & \exp[-1/2 u^2 \gamma_k^2 \\ & \cdot \sigma^2(\ell, \theta_{k,1}; \tau)] + \exp[-1/2 u^2 \gamma_k^2 \\ & \cdot \sigma^2(\ell, \hat{\theta}_{k,1}; \tau)] \} d\tau \quad (30) \end{aligned}$$

(ii) Independent Fading인 경우

$$\begin{aligned} \Phi_{I_1}(u) = \prod_{k=2}^K \{ N^{-1} \sum_{\ell=0}^{N-1} \int_0^{T_c} & \exp[-1/2 u^2 \gamma_k^2 \\ & \cdot \sigma_{k,1}^2(\ell; \tau)] d\tau \} \quad (31) \end{aligned}$$

식 (28)은 $I_1=0$ 일때 $\Phi_{I_1}=1$ 이므로 식 (32)와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} P_e(A_0^{(1)}) &= P_{e, \eta_N}(A_0^{(1)}) \\ &+ 1/\pi \int_0^\infty u^{-1} \sin(A_0^{(1)} u) \Phi_{\eta_N}(u) [1 - \Phi_{I_1}(u)] du \quad (32) \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned} P_{e, \eta_N}(A_0^{(1)}) &= \sum_{i=0}^N N C_i (1-\epsilon)^i \epsilon^{N-1} \\ &\cdot Q[A_0^{(1)}(\alpha^2 \beta_i^2)^{-1}] \quad (33) \end{aligned}$$

$$\Phi_{\eta_N}(u) = E\{ \exp(ju\eta_s) \}$$

$$= \sum_{i=0}^N N C_i (1-\epsilon)^i \epsilon^{N-1} \exp[-1/2 u^2 \alpha^2 \beta_i^2] \quad (34)$$

한편, $A_0^{(1)}$ 은 레일리 분포를 갖는 랜덤 변수라고 볼 수 있으므로⁽⁶⁾

$$\begin{aligned} E[\sin(A_0^{(1)} u)] &= \int_0^\infty \sin(au) 2a \exp(-a^2) da \\ &= 1/2 \cdot \sqrt{\pi} u \exp(-1/4 u^2) \quad (35) \end{aligned}$$

따라서 레일리 페이딩 채널에서의 평균 오류 $\overline{P_e}$ 는

$$\begin{aligned} \overline{P_e} &= E\{ P_e(A_0^{(1)}) \} = \overline{P_{e, \eta_N}} \\ &+ 1/(2\sqrt{\pi}) \int_0^\infty \exp(-1/4 u^2) \Phi_{\eta_N}(u) [1 - \Phi_{I_1}(u)] du \quad (36) \end{aligned}$$

가 된다. 여기서,

$$\begin{aligned} \overline{P_{e, \eta_N}} &= E\{ P_{e, \eta_N}(A_0^{(1)}) \} \\ &= 1/2 \sum_{i=0}^N N C_i (1-\epsilon)^i \epsilon^{N-1} [1 - (1 + 2\alpha^2 \beta_i^2)^{-1/2}] \quad (37) \end{aligned}$$

IV. 결과 고찰

III장에서 유도된, 가우스 잡음과 임펄스 잡음이 혼합된 잡음 환경하에, 비선택적 페이딩 채널에서 PSK 변조한 DS/SSMA 시스템의 평균 오류에 대한 식을 컴퓨터를 이용하여 계산한 결과가 다음에 나타나 있다. 수치 해석 과정에서 의 계산상 오차는 참고문헌⁽⁶⁾과 같다. 각 그림에

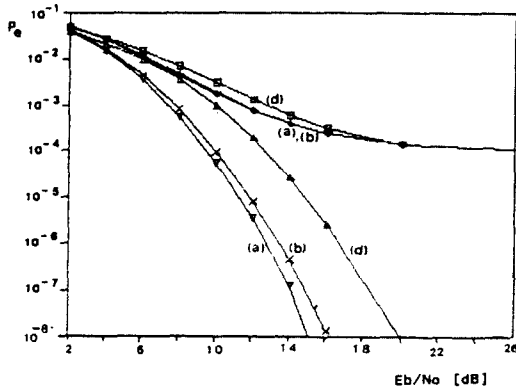


그림 4. ϵ mixture 채널에서 라이지한 페이딩이 존재 할 때 DS/SSMA 시스템의 평균 오류율($N=31, K=2, \gamma_k^2=0.1$)

Fig. 4. Error probability for a DS/SSMA System with Nontading and Nonselective Rician Fading in the ϵ mixture Channels

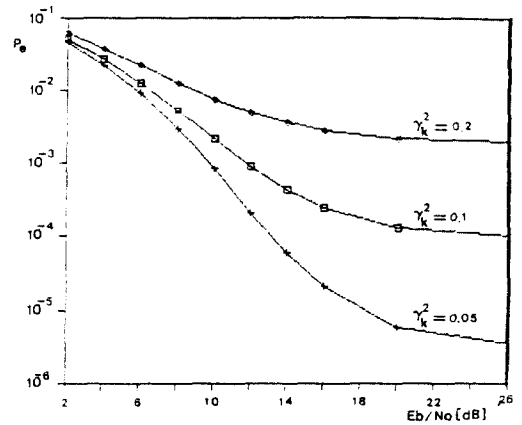


그림 5. ϵ mixture 채널에서 라이지한 페이딩이 존재 할 때 DS/SSMA 시스템의 평균 오류율($N=31, K=2, \gamma_k^2=0.1$) (b) 경우)

Fig. 5. Error probability for a DS/SSMA System with Nonselective Rician Fading in the ϵ mixture Channels

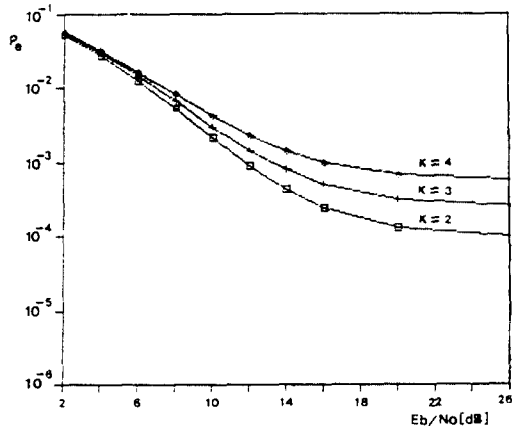


그림 6. ϵ mixture 채널에서 라이지한 페이딩이 존재 할 때 DS/SSMA 시스템의 평균 오류율($N=31, \gamma_k^2=0.1$) (b) 경우)

Fig. 6. Error probability for a DS/SSMA System with Nonselective Rician Fading in the ϵ mixture Channels

서 (a)~(d)는 그림 2에서와 같이 채널 잡음이, (a) : 가우스 잡음만인 경우, (b) : 약한 임펄스 잡음이 포함된 경우, (c) : 비교적 약한 임펄스 잡음이 포함된 경우, (d) : 비교적 강한 임펄스 잡음이 포함된 경우 이다.

또에서 알 수 있듯이, 라이지한 페이딩 채널에서, Constant 페이딩일 때의 평균 오류율은 Inde

표 1. ϵ mixture 채널에서 라이지한 페이딩이 존재 할 때 DS/SSMA 시스템의 평균 오류율($N=31, \gamma_k^2=0.1$) (b) 경우)

Table 1. Error probability for a DS/SSMA System with Nonselective Rician Fading in the ϵ mixture Channels

Eb/No (dB)	K=3	
	CONSTANT FADING	INDEPENDENT FADING
2	5.129078e-02	5.128886e-02
4	2.968598e-02	2.967777e-02
6	1.462117e-02	1.460734e-02
8	6.692529e-03	6.667783e-03
10	3.021059e-03	2.994819e-03
12	1.461808e-03	1.431667e-03
14	8.077330e-04	7.788284e-04
16	5.217164e-04	4.915963e-04
20	3.174705e-04	2.931538e-04

Eb/No (dB)	K=1	
	CONSTANT FADING	INDEPENDENT FADING
2	5.660763e-02	5.660560e-02
4	3.197089e-02	3.196050e-02
6	1.660271e-02	1.658054e-02
8	8.227384e-03	8.193789e-03
10	4.137576e-03	4.096456e-03
12	2.261225e-03	2.217163e-03
14	1.404130e-03	1.360416e-03
16	9.964181e-04	9.537078e-04
20	6.776639e-04	6.375114e-04

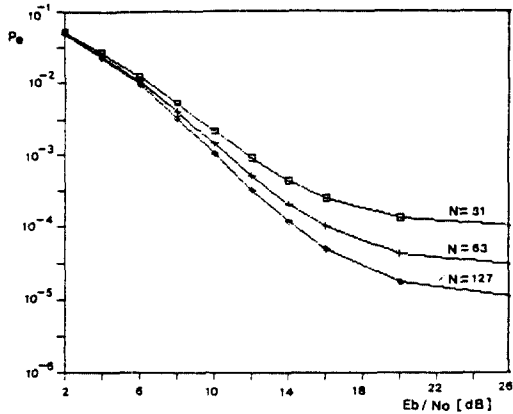


그림 7. ϵ -mixture 채널에서 라이잔 페이딩이 존재 할 때 DS/SSMA 시스템의 평균오율($N=2, \gamma_k^2=0.1$, (b) 경우)
 Fig. 7. Error probability for a DS/SSMA System with Nonselective Rician Fading in the ϵ mixture Channels

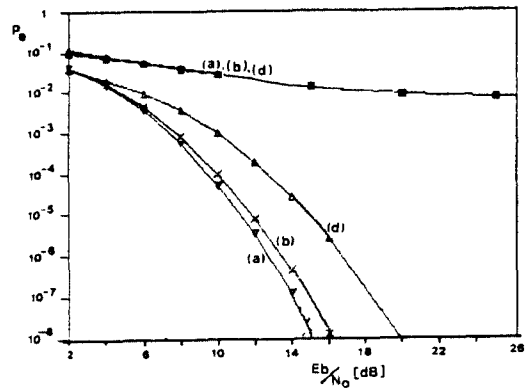


그림 8. ϵ -mixture 채널에서 라이잔 페이딩이 존재 할 때 의 존재하지 않을 때의 비교($N=31, K=2, \gamma_k^2=0.1$)
 Fig. 8. Error probability for a DS/SSMA System with Nonfading and Nonselctive Rayleigh Fading in the ϵ -mixture Channels

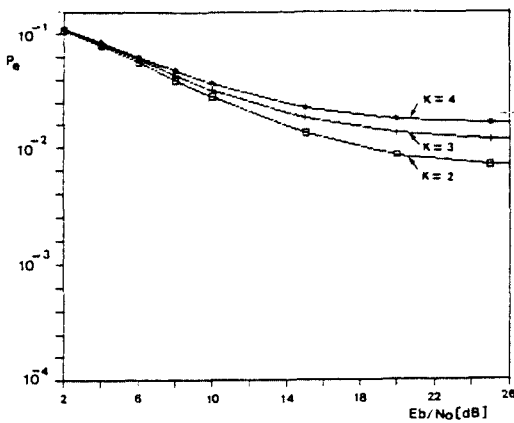


그림 9. ϵ -mixture 채널에서 레일리 페이딩이 존재할 때 DS/SSMA 시스템의 평균오율($K=2, \gamma_k^2=0.1$, (b) 경우)
 Fig. 9. Error probability for a DS/SSMA System with Nonselective Rayleigh Fading in the ϵ mixture Channels

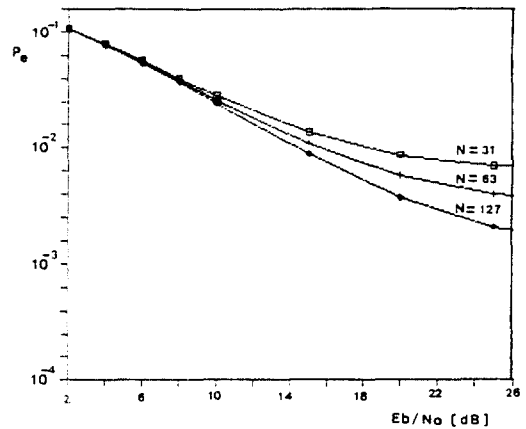


그림 10. ϵ -mixture 채널에서 레일리 페이딩이 존재 할 때 DS/SSMA 시스템의 평균오율($K=2, \gamma_k^2=0.1$, (b) 경우)
 Fig. 10. Error probability for a DS/SSMA System with Nonselective Rayleigh Fading in the ϵ -mixture Channels

pendent 페이딩일 때의 평균오율에 비해 약간 높지만 거의 비슷하며, 레일리 페이딩 채널에서는 그 반대이다. 따라서, 그 차이가 별로 없으므로 각 그림들은 편의상 Constant 페이딩인 경우로 해서 비교 하였다. ϵ mixture 채널에서 페이딩이 존재하지 않을 경우, 임펄스 성분이 많을

수록 상당한 차이를 보이고 있으며, 페이딩이 존재할 경우 페이딩이 존재하지 않을 경우보다는 적은 차이를 보이고 있지만, S/N 비를 계속 증가시켜도 일정수준을 넘으면 시스템의 성능은 더 나아지지 않고 있다.

표 2. ϵ -mixture 채널에서 레일리 페이딩이 존재 할 때 DS/SSMA 시스템의 평균 오류(N=31, $\gamma_k^2=0.1$, (b) 경우)

Table 2. Error probability for a DS/SSMA System with Nonselective Rayleigh Fading in the ϵ mixture Channels

Eb / No (dB)	K=3	
	CONSTANT FADING	INDEPENDENT FADING
2	1.090666e-01	1.091079e-01
4	8.119268e-02	8.124813e-02
6	5.960112e-02	5.967079e-02
8	4.376923e-02	4.385102e-02
10	3.266363e-02	3.275502e-02
15	1.834202e-02	1.844735e-02
20	1.346497e-02	1.357549e-02
25	1.188414e-02	1.199540e-02
30	1.138025e-02	1.149307e-02
40	1.116995e-02	1.128299e-02
50	1.114890e-02	1.126197e-02
∞	1.114656e-02	1.125963e-02

Eb / No (dB)	K=1	
	CONSTANT FADING	INDEPENDENT FADING
2	1.115292e-01	1.115878e-01
4	8.417564e-02	8.425434e-02
6	6.303763e-02	6.313580e-02
8	4.756895e-02	4.768397e-02
10	3.673474e-02	3.686311e-02
15	2.278475e-02	2.293244e-02
20	1.804040e-02	1.819496e-02
25	1.650286e-02	1.666012e-02
30	1.601293e-02	1.617096e-02
40	1.580846e-02	1.596682e-02
50	1.578799e-02	1.594638e-02
∞	1.578572e-02	1.594411e-02

V. 결 론

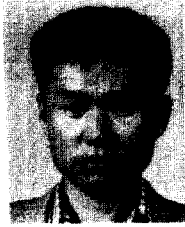
본 논문에서는 채널 잡음모델로 ϵ mixture 모델을 선택하여, 가우스 잡음과 임펄스 잡음이 혼합된 잡음환경에서, 다중접속 간섭과 페이딩 현상이 PSK 변조한 DS/SSMA 시스템의 성능에 미치는 영향을 분석하기 위하여, 특성함수 방법을 이용하여 시스템의 성능을 분석하였다.

페이딩이 존재할 경우 DS/SSMA 시스템의

성능은 채널 잡음의 종류에 따라 약간 영향을 받지만, 성능 저하의 주된 원인은 페이딩 현상을 확인할 수 있었으며, 라이시안 페이딩의 경우 ϵ mixture 잡음 채널에서 S/N 비가 약 20dB 을 넘어서면, 레일리 페이딩의 경우 약 25dB 을 넘어서면, 시스템의 성능은 S/N비를 그 이상 증가시키더라도 거의 향상되지 않는다는 사실을 알 수 있었다. 그리고, 시스템을 실제로 사용할 때 그 성능이 만족할 만한 수준이 아닌 경우에는, 코딩 기법이나 다양성 기법 등을 채용하여 시스템의 성능을 향상시켜야 한다.

VI. 참 고 문 헌

1. B. Aazhang and H.V.Poor, "Performance of DS/SSMA Communication in Impulsive Channels Part I: Linear Correlation Receiver", IEEE Trans.on Comm, COM 35, Nov.1987, pp. 1179-1188.
2. M.B. Pursley, "Performance Evaluation for Phase Coded Spread Spectrum Multiple Access Communication Part I : System Analysis", IEEE Trans.on Comm, COM 25, Aug.1977, pp. 795-799.
3. E.A. Geraniotis and M.B. Pursley, "Error Probability for Direct Sequence Spread Spectrum Multiple Access Communication Part II : Approximation", IEEE Trans, on Comm, COM 30, May 1982, pp. 985-995.
4. E. A. Geraniotis, "Direct Sequence Spread Spectrum Multiple Access Communication over Nonselective and Frequency Selective Rician Fading Channels", IEEE Trans.on Comm, COM 34, Aug. 1986, pp. 75-6-76.
5. E.A. Geraniotis and M.B. Pursley, "Performance of Coherent Direct Sequence Spread Spectrum Communications over Specular Multipath Fading Channels", IEEE Trans.on Comm, COM 33, June 1985, pp. 502-508.
6. E.A. Geraniotis and M.B. Pursley, "Performance fo Noncoherent Direct-Sequence Spread Spectrum Communication Over Specular Multipath Fading Channels", IEEE Trans. on Comm, COM 34, March 1986, pp. 219-226.



陳翼洙(Ik Soo JIN) 正會員
1964年 2月 5日生
1987年 2月: 延世大學校 電氣工學科(工學士)
1989年 2月: 延世大學校 大學院 電氣工學科(工學碩士)
1990年 9月~現在: 同大學院 電氣工學科 博士課程
※Dept. of Electrical Eng. Yonsei University



金根默(Keun Mook KIM) 正會員
1958年 1月 5日生
1980年 2月: 延世大學校 電氣工學科 卒業
1982年 2月: 延世大學校 大學院 卒業
1991年~現在: 延世大學校 電氣工學科 大學院 博士課程



朴容緒(Yong Seo PARK) 正會員
1958年 1月 22日生
1982年 2月: 延世大學校 電氣工學科(工學士)
1984年 2月: 延世大學校 大學院 電氣工學科(工學碩士)
1988年 8月: 延世大學校 大學院 電氣工學科(工學博士)
1989年 3月~現在: 暹羅大學校 電氣工學科 助教授



黃金燦(Keum Chan WHANG) 正會員
1944年 7月 18日生
1967年 2月: 延世大學校 電氣工學科 卒業(工學士)
1975年 6月: 美國 Polytechnique Institute of New York 大學院 (工學碩士)
1979年 6月: 美國 Polytechnique Institute of New York 大學院 (工學博士)

1979年 6月~1980年 9月: 大田機械會 先任研究員
1980年 9月~現在: 延世大學校 電氣工學科 教授