
위상 오류와 레이크 수신기를 고려한 DS/CDMA 시스템의 PN 부호 획득

김원섭* · 장문기* · 박진수*

The Acquisition of the PN Code in the DS/CDMA System Considering Phase Error
and Rake Receiver

Won-Sub* · Kim Moon-Kee* · Jang Jin-soo Park*

본 연구는 과학기술부·한국과학재단 지정 청주대학교 정보통신연구센터의 지원에 의한 것입니다.

요 약

본 논문에서는 다양한 페이딩 채널을 모델화 할 수 있는 나카가미-m 확률밀도함수를 이용하여 이동통신 채널 환경에서 필연적으로 존재하는 페이딩 환경을 고려한 DS/CDMA 시스템의 PN 부호 획득에 대한 성능을 분석하였다. 시스템의 성능 분석은 나카가미-m 확률밀도함수를 이용하여 PN 부호 획득에 필요한 검출확률 P_D 와 오경보확률 P_{FA} 에 관한 식을 유도하였으며, 시뮬레이션을 통하여 검증하였다. 또한 DS/CDMA 시스템은 적응형 직렬 탐색 PN 부호 획득 기법을 사용하고, 위상 오류를 보정하기 위하여 레이크 수신기 각각의 브랜치에 PLL을 추가한 후 부호 획득 시간에 영향을 미치는 검출확률 P_D 와 오경보확률 P_{FA} 에 관한 식을 유도하였으며, 유도된 식을 이용하여 검출확률 P_D 와 오경보확률 P_{FA} 을 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper, efficiency in the acquisition of the PN code of the DS/CDMA system was analyzed by using the Nakagami-m probability density function that can model diverse fading channels. The system considers the fading environment that inevitably exists in the mobile communications channel environment. To analyze the efficiency of the system, the equations related to detection probability P_D and false alarm probability P_{FA} required for the acquisition of the PN code were induced by using the Nakagami-m probability density function. They were verified through simulation.

For the DS/CDMA system, an adaptive serial search technique was applied to acquire the PN code. To correct phase error, the equations related to detection probability P_D and false alarm probability P_{FA} that influence the time to acquire codes were induced after adding the PLL to each branch of the Rake Receiver. By using an induced equation, detection probability P_D and false alarm probability P_{FA} were verified through simulation.

1. 서론

DS/CDMA 시스템에서 PN 부호 획득에 대한 성능을 분석하였다. PN 부호 획득 성능은 획득 시간으로 결정된다. 획득 시간에 영향을 미치는 파라미터로서는 검출확률 P_D 및 오경보확률 P_{FA} 가 있으며, 이 두 파라미터에 대한 결과 값이 결국 획득 성능이라고 할 수 있다.

따라서 본 연구에서도 아래와 같은 시스템 및 시스템 환경 하에서 두 파라미터에 대한 식을 유도하여 이를 이용한 PN 부호 획득 성능을 비교 분석하였다.

첫째, DS/CDMA 시스템에서 가우시안 환경을 기본으로 한 나카가미-m 페이딩을 고려하여 PN 부호 획득 성능을 분석하였다. 부호 획득 성능은 획득 시간에 영향을 미치는 검출률 P_D 및 오경보확률 P_{FA} 의 계산식을 유도하였다.

둘째, 이동통신 채널 환경에서 수신 신호와 수신기의 내부에서 발생된 신호와의 위상 차에 대한 영향을 고려하고, 분석 결과에 대하여 최적의 성능 개선을 위해 위상 오류가 존재한다는 가정 하에서 레이크 수신기를 이용한 시스템의 동기 획득에 관한 검출확률 P_D 와 오경보확률 P_{FA} 식을 유도하여 시뮬레이션을 통해 성능을 비교 분석하였다.

II. 시스템의 PN부호 획득

대역 확산 통신 시스템에서 초기 부호 획득은 모의 실험 결과로 모델링 하였다 [1-2]. 그림 1은 비동기 검파를 갖는 직렬 탐색 모의 실험 블록도이다. 수신 신호를 자승법칙 포락선 검파 한 후 샘플링 값을 천이 레지스터에 입력한다. 레지스터에 저장된 신호 평균 전력은 각 셀 및 신호성분에 포함된 잡음전력과 임계계수 T 와의 곱을 취한 값과 비교하여 동기 판정을 결정하게 된다. 또한 결정 과정 블록도에는 임계값을 결정하는 과정이 포함되어 있다고 가정한다. [3]의 PN 부호 획득 기법은 그림 1의 결정 과정에서와 같이 셀 평균오경보율(CA-CFAR : Cell-Average Constant False Alarm Rate)기법을 이용하여 적응형 임계 동작에 의해 임계값이 변경된다[2].

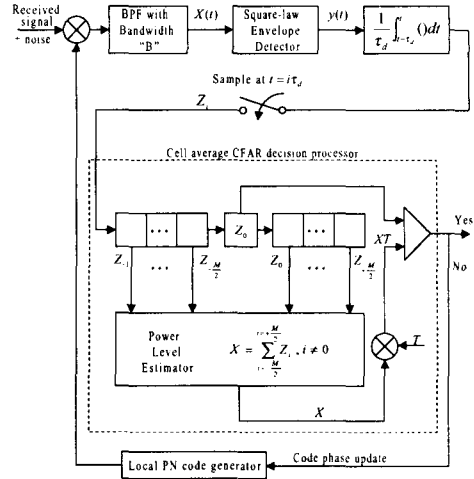


그림 1. 비동기 검파를 갖는 직렬 탐색 PN 부호 획득 시스템

Fig.1 Serial search PN code acquisition system with asynchronous detection

부가성 백색 가우시안 잡음에서 페이딩을 고려하지 않은 수신 신호의 비동기 개념을 고려할 때 일반화된 결정 값 Z^* 의 오경보확률에 대한 확률밀도함수는 식 (1)로 주어진다[3].

$$p_0(Z^*) = \frac{(Z^*)^{N_B-1}}{(N_B-1)!} \exp(-Z^*) \quad (1)$$

여기서 N_B 는 대역에 존재하는 잡음을 의미한다. 또한 결정 값 Z^* 의 검출확률에 대한 확률 밀도 함수는 식 (2)로 주어진다.

$$p_1(z) = \left(\frac{Z^*}{N_B \gamma} \right)^{\frac{N_B-1}{2}} \exp(-Z^* - N_B \gamma) \cdot I_{N_B-1}(2\sqrt{N_B Z^* \gamma}) \quad (2)$$

식 (2)에서 γ 는 수신 신호의 순시 전력이며, Z^* 와 N_B 는 각각 식 (3)과 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Z^* \cong \frac{ZN_B}{2\sigma^2} \quad (3)$$

$$N_B \cong W_{\tau_d} = \frac{\tau_d}{T_b} \quad (4)$$

위 식에서 σ^2 는 평균값이 0인 부가성 백색 가우시안 잡음의 분산이며, τ_d 는 적분 시간, $1/T_b$ 은 샘플링 속도이고, W 는 대역통과 필터의 대역폭으로써 $W = 1/T_b$ 로 나타낸다. 그리고 $I_n(x)$ 은 개선된 1종 n 차 베셀 함수이다. 예측된 신호대 잡음비(SNR)는 $\gamma = \frac{A^2}{2\sigma^2}$ 로서 A 는 수신 신호의 진폭이다. 임계값 결정 과정에서 적응형 임계값 결정 동작은 연속적인 임계값 요구에 대한 오경보확률을 제공하기 위해 채널에서의 페이딩 조건에 따라 개선된다.

따라서 $p_i(Z^*) (i=0, 1)$ 은 수신 신호에 대해 샘플링한 후의 상관 값이 존재할 경우와 존재하지 않은 경우에 대한 이진수 형태로 이루어진 일반화된 결정 값의 확률밀도함수를 의미한다.

Z^* 에 대한 독립적인 샘플 Z_i 는 $M+1$ 의 천이 레지스터에 직렬로 이동한다[3]. M 개의 셀 각각은 가우시안 잡음을 포함한다고 가정하고, Z_0 에 일치하는 한 셀은 신호 펄스 잡음을 포함한다. 자승법칙 포락선 검파로 진폭을 검출한 후 샘플값에 포함되어 있는 N_B 에 대한 비동기 적분은 적응형 임계값과 비교하기 위하여 사용된다. 잡음에 대한 기대값은 M 개의 셀 이웃뿐만 아니라 시험 셀과 인접한 셀을 포함하여 계산된다.

시프트 레지스터에서 발생하는 총 잡음 수는 $L = MN_B$ 가 되며, 기대되는 총 잡음 전력은

$$X = \sum_{i=-\frac{M}{2}}^{i=+\frac{M}{2}} Z_i \text{로 얻는다.}$$

임계값 TX에서 임계계수 T 는 비례계수로 사용되며, M 으로 주어진 시프트 레지스터에서 원하는 오경보확률을 얻기 위해 페이딩 채널 상태에 따른 다양한 값의 임계계수 사용되었다. X 의 확률밀도함수는 다음과 같다[2].

$$p(X) = \frac{X^{L-1}}{(L-1)!} \exp(-X) \quad (5)$$

나카가미- m 페이딩 환경에서 수신된 신호의 신호대 잡음비는 (6)과 같이 γ 에 따라 다양한 분포를 갖는 랜덤 변수가 된다[4].

$$p(\gamma) = 2 \frac{\gamma^{2m-1}}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \exp\left(-\frac{m\gamma^2}{\Omega}\right) \quad (6)$$

여기서 $\Gamma(m)$ 은 감마함수이고, m 은 1에서 ∞ 까지의 값을 갖는 페이딩 지수이다. 그리고 평균 수신 신호는 $\Omega = E(\gamma)$ 로 된다. 페이딩이 심한 환경에서 식 (1)에서 주어진 $p_0(Z^*)$ 는 수신된 신호의 신호대 잡음비에 대하여 무관하므로 변하지 않는다. 그러나 식 (2)에서 $p_1(Z^*)$ 는 수신된 신호의 SNR에 의존하므로 조건부 확률밀도함수는 $p_1(Z^*/\gamma)$ 가 된다. 나카가미- m 페이딩이 하나의 적분구간 (τ_d)에 대하여 수신된 신호의 위상과 진폭은 일정한 값을 갖는다고 가정한다. 나카가미- m 페이딩이 천천히 변할 때에는 수신된 신호에 대한 진폭뿐만 아니라 위상이 하나의 적분구간 τ_d 상에서 상수로 존재하고, 나카가미- m 페이딩이 빠르게 변할 때에는 연속적인 τ_d 부분은 독립이라는 가정 하에서 나카가미- m 페이딩 환경에서의 결정 변수 Z^* 에 대한 확률밀도함수는 식 (2)와 식 (6)에 걸친 평균 확률밀도함수로 얻어진다. 따라서 $p_1(Z^*)$ 는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_1(Z^*) = \int_0^\infty p_1(Z^*/\gamma)p(\gamma)d\gamma \quad (7)$$

위의 식에 (6)을 대입하여 정리하면 식 (8)을 얻는다.

$$p_1(Z^*) = \int_0^\infty \frac{2\left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \gamma^{2m-1} \exp\left(-\frac{m\gamma^2}{\Omega}\right)}{\Gamma(m)} \left(\frac{Z^*}{N_B\gamma}\right)^{\frac{N_B-1}{2}} \cdot \exp(-Z^* - \gamma N_B) I_{N_B-1}(2\sqrt{N_B Z^* \gamma}) d\gamma \quad (8)$$

식 (2)와 식 (8)에서 사용된 개선된 1종 n 차 베셀 함수는 식 (9)와 같이 나타낼 수 있으며, 일반적인 감마 함수를 정의하면 식 (10)과 같다.

$$I_n(z) = \sum_{s=0}^\infty \frac{(-1)^s}{s! \Gamma(n+s+1)} \left(\frac{z}{2}\right)^{n+2s} \quad (9)$$

$$\Gamma(x) = (x-1)! \quad (10)$$

따라서 식 (8)에 식 (9)와 식 (10)을 대입하여 정리하면 PN 부호 획득시 발생하는 검출확률에 대한 확률 밀도함수는 식 (11)으로 구한다.

$$\begin{aligned}
 p_1(Z^*) &= \int_0^\infty p_1(Z^*/\gamma)p(\gamma)d\gamma \\
 &= \int_0^\infty \frac{2\left(\frac{m}{\Omega}\right)^m}{\Gamma(m)} \cdot \left(\frac{Z^*}{N_B}\right)^{\frac{N_B-1}{2}} \\
 &\quad \cdot \exp(-Z^*) \cdot \sum_{\gamma=0}^{\infty} \frac{(-1)^\gamma}{\gamma! \Gamma(N_B + \gamma)} \\
 &\quad \cdot (Z^* N_B)^{\frac{N_B+2\gamma-1}{2}} \cdot \exp(-\gamma N_B) \\
 &\quad \cdot \left(\frac{1}{\gamma}\right)^{\frac{N_B-1}{2}} \cdot \gamma^{\frac{N_B+2\gamma-1}{2}} \cdot \gamma^{2m-1} d\gamma
 \end{aligned} \tag{11}$$

[5]의 I_{N_B-1} 에 대한 급수 전개와 γ 항 이내에서의 적분을 이용하여 (11)을 전개하면

$$\begin{aligned}
 p_1(Z^*) &= \frac{2\left(\frac{m}{\Omega}\right)^m}{\Gamma(m)} \left(\frac{Z^*}{N_B}\right)^{\frac{N_B-1}{2}} \\
 &\quad \exp(-Z^*) \sum_{\gamma=0}^{\infty} \frac{(N_B Z^*)^{\frac{N_B+2\gamma-1}{2}}}{\gamma! (N_B + \gamma - 1)!} \\
 &\quad \cdot \int_0^\infty \gamma^{2m+\gamma-1} \exp\left[-\left(\frac{m\gamma}{\Omega} + N_B\right)\gamma\right] d\gamma
 \end{aligned} \tag{12}$$

된다.

식 (12)의 적분항을 T_1 으로 치환하면 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다[6].

$$\begin{aligned}
 p_1(Z^*) &= \frac{2\left(\frac{m}{\Omega}\right)^m}{\Gamma(m)} \left(\frac{Z^*}{N_B}\right)^{\frac{N_B-1}{2}} \exp(-Z^*) \\
 &\quad \cdot \sum_{\gamma=0}^{\infty} \frac{(N_B Z^*)^{\frac{N_B+2\gamma-1}{2}}}{\gamma! (N_B + \gamma - 1)!} \cdot T_1
 \end{aligned} \tag{13}$$

식 (13)에서 치환변수 T_1 은 식 (14)와 같은 감마함수의 적분 형태를 취하고 있다.

$$\Gamma(v) = \int_0^\infty e^{-t} \cdot t^{v-1} dt \tag{14}$$

따라서 치환변수 T_1 에서 $r\left(\frac{m\gamma}{\Omega} + N_B\right) = \theta$ 라 두고, 식 (14)와 같이 정의된 감마함수를 이용하면 T_1 은 식 (15)로 나타낸다.

$$T_1 = \frac{\Gamma(2m + \gamma)}{\left(\frac{2m\gamma}{\Omega} + N_B\right)^{2m + \gamma}} \tag{15}$$

식 (15)에서 $\frac{\Omega N_B}{m} \triangleq u$ 로 치환하고, 식(13)에 대입하면 PN 부호에 대한 검출확률의 확률밀도함수는 다음과 같이 변환될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 p_1(Z^*) &= \frac{(Z^*)^{N_B-1} \exp(-Z^*)}{\Gamma(m)(1+u)^m} \\
 &\quad \cdot \sum_{\gamma=0}^{\infty} \frac{\Gamma(m + \gamma)}{\gamma! \Gamma(N_B + \gamma - 2)} \left(\frac{uZ^*}{1+u}\right)^\gamma
 \end{aligned} \tag{16}$$

식 (16)을 다른 함수로 변환하기 위해 이용 가능한 함수를 사용하여 변환하면 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 p_1(Z^*) &= \frac{(Z^*)^{N_B-1} \exp(-Z^*)}{\Gamma(m)(1+u)^m (N_B - 2)!} \\
 &\quad \cdot {}_1F_1\left(m, N_B; \frac{uZ^*}{1+u}\right)
 \end{aligned} \tag{17}$$

식 (17)에서 ${}_1F_1(a_1; b; x)$ 는 ${}_1F_1(a, b; x) = \sum_{r=0}^{\infty} \frac{\Gamma(b)\Gamma(r+a)x^r}{\Gamma(a)\Gamma(r+b)r!}$, $b \neq 0, -2, -4, \dots$ 로 주어지는 hypergeometric 함수이다[5]. 임계계수 T 값에 따른 검출확률 P_D 는 식 (18)과 같이 구할 수 있다.

$$P_D = \int_0^\infty p(X) \int_{T_X}^\infty p_1(Z^*) dZ^* dX \tag{18}$$

임계계수 T 는 식 (19)의 오경보확률 P_{FA} 로부터 결정된다.

$$P_{FA} = \int_0^\infty p(X) \int_{TX} p_0(Z^*) dZ^* dX \quad (19)$$

식 (17)과 식 (4)를 식 (18)에 대입하고 적분을 수행하면 임계계수 T에 따른 검출확률 P_D 를 다음 식 (20)와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} P_D &= \int_0^\infty p(X) \int_{TX} p_1(Z^*) dZ^* dX \\ &= \int_0^\infty \frac{X^{L-1}}{(L-1)!} \cdot \exp(-X) dX \\ &\quad \cdot \int_{TX} \frac{(Z^*)^{N_B-1} \exp(-Z^*)}{\Gamma(m)(1+u)^m (N_B-1)!} \cdot A dZ^* \\ &= \frac{1}{(L-1)! (1+u)^m (N_B-1)! (L-1)!} \\ &\quad \cdot \int_0^\infty X^{L-1} \cdot \exp(-X) dX \\ &\quad \cdot \int_{TX} A \cdot (Z^*)^{N_B-1} \cdot \exp(-Z^*) dZ^* \end{aligned} \quad (20)$$

여기서 $A = {}_1F_1\left(m, N_B; \frac{uZ^*}{1+u}\right)$ 이며, 감마함수의 정의를 이용하여 식 (20)을 근사화하면 식 (21)을 얻을 수 있다.

$$P_D = \frac{A \cdot \Gamma(L-1) \Gamma(N_B-1)}{\Gamma(m)(1+u)^m (N_B-1)! (L-1)!} \quad (21)$$

식 (21)에 이항분포정리를 이용하여 임계계수 T에 따른 검출확률 P_D 를 구하면 식 (22)로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_D &= \frac{1}{(1+u)^m (1+T)^L} \cdot \sum_{r=0}^{\infty} \binom{m+r-1}{r} \\ &\quad \left(\frac{u}{1+u}\right)^r \cdot \sum_{p=0}^{N_B-1} \binom{L+p-1}{p} \left(\frac{T}{1+T}\right)^p \end{aligned} \quad (22)$$

위와 같은 방법을 이용하여 오경보확률 P_{FA} 는 식 (23)과 같다.

$$P_{FA} = \sum_{p=0}^{N_B-1} \binom{L+p-1}{L-1} \frac{T^p}{(1+T)^{L+p}} \quad (23)$$

III. 위상 오류와 레이크 수신기를 이용한 시스템의 PN부호 획득

그림 2에 본 논문에서 이용한 레이크 수신기의 블록도를 나타내었다[7].

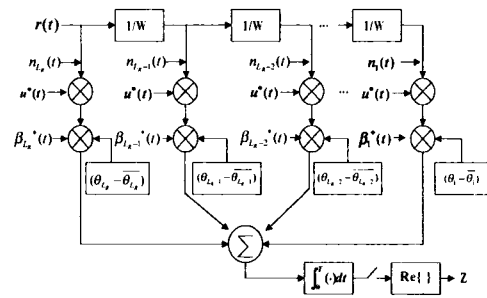


그림 2 레이크 수신기의 블록도
Fig. 2 Block diagram of Rake Receiver

그림 2에서 레이크 수신기 각각의 브랜치에 PLL을 추가하고 안테나로부터 수신된 신호와 수신기에서 발생된 기준 신호와의 위상 차를 위상 오류로 가정할 후 이 위상 오류에 의한 동기 획득 오류를 유도한다. 각 브랜치에서 발생된 위상 오류에 대한 확률밀도함수는 다음과 같다[8].

$$p(\Delta\theta_n) = \frac{\exp(\gamma_n \cos \Delta\theta_n)}{2\pi I_0(\gamma_n)} - \pi < \Delta\theta < \pi \quad (24)$$

여기서 $I_0(\cdot)$ 는 개선된 1종 0차 베셀함수이며, γ_n 는 루프 내부에 존재하는 순간 신호대 잡음비로서 각 n에 대하여 β_n^2 에 비례하기 때문에 지수함수 분포를 갖는 랜덤함수가 된다. 이러한 확률밀도함수는 식 (25)과 같다.

$$p(\gamma_n) = \frac{1}{\sigma_{L_R}} \exp\left(\frac{-\gamma_n}{\sigma_{L_R}}\right) \quad (25)$$

여기서 $\sigma_{L_R} = E[\gamma_n]$ 는 루프의 평균 신호대 잡음 비로서 모든 루프에서 동일하다고 가정한다. 그리고 수신기 각각의 하부 경로에 첨가된 PLL 루프들의 이득이 어떤 임계값 ρ 보다는 큰 신호대 잡음비를 갖는다고 가정한다. 다시 말해서 $\gamma_n > \rho$, $n=1, 2, \dots, L_R$ 이라면, 이 사건의 확률은 식 (26)과 같이 표현된다.

$$P_{L_R}(\rho) = \prod_{n=1}^{L_R} \int_{\rho}^{\infty} p(\gamma_n) d\gamma_n \quad (26)$$

$$= \exp\left(\frac{-\rho L_R}{\sigma_{L_R}}\right)$$

본 논문에서는 위상 오류가 작은 조건부 분산 값을 갖게 하기 위해 비교적 큰 γ 값을 선택한다. γ_n 가 최소한 몇 비트 동안 상수 값을 갖기 위해서는 감쇠 대역폭이 PLL의 대역폭보다 매우 작다고 가정한다. 이 저속 페이딩에서 이러한 가정은 평균 비트 오류를 간단히 계산할 수 있으며, 위상 오류에 대한 Tikhonov 분포의 사용은 물론 신호 진폭의 변화에도 유용하게 적용할 수 있음을 증명해준다[9]. 따라서 이러한 환경이 고정되었을 때 랜덤 변수인 $\cos(\Delta\theta)$ 를 기대값으로 대치하여도 큰 오차를 발생시키지는 않는다.

지금까지 본 논문에서 제안된 레이크 수신기 각각의 브랜치에 추가된 PLL의 위상 오류를 유도한 식과 이 PLL의 순간 SNR에 의한 사건확률 식을 적용하여 전개하면 나카가미-m 페이딩을 고려한 레이크 수신기의 PN 부호 획득에 대한 검출확률 P_D 를 식 (27)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_D = \sum_{n=1}^{L_R} \left\{ \frac{1}{(1+u)^m (1+T)^L} \cdot I(\gamma_n) \cdot \exp\left(\frac{-\rho n}{\sigma_n}\right) \cdot \sum_{r=0}^{\infty} \binom{m+\gamma-1}{\gamma} \cdot \left(\frac{u}{1+u}\right)^{\gamma} \cdot \sum_{p=0}^{N_B-1} \binom{L+p-1}{p} \left(\frac{T}{1+T}\right)^p \right\} \quad (27)$$

그리고 유도된 최종 오경보확률 P_{FA} 는 식 (28)와 같다.

$$P_{FA} = \frac{1}{L_R} \left\{ \sum_{p=0}^{N_B-1} \binom{L+p-1}{L-1} \frac{T^p}{(1+T)^{L+p}} \right\} \quad (28)$$

IV. 시뮬레이션 결과

위상 오류와 레이크 수신기를 고려하였을 경우, 나카가미-m 페이딩 채널 환경 하에서 DS/CDMA 시스템의 PN 부호 획득시 발생하는 검출확률 P_D 와 오경보확률 P_{FA} 를 유도하고 이를 이용하여 시뮬레이션을 통해 성능을 비교 분석하였다.

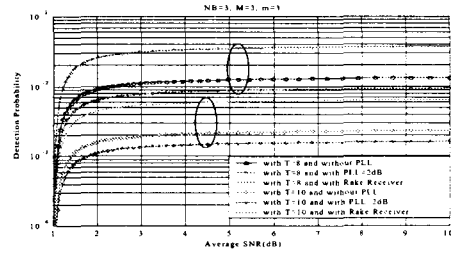


그림 3 NB=3, M=3, m=3, PLL=2dB 인 경우 T에 따른 검출확률

Fig. 3 Detection probability through T with NB=3, M=3, m=3, PLL=2dB

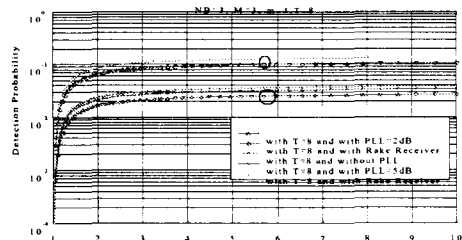


그림 4 $N_B=3$, $M=3$, $m=4$, $T=8$ 인 경우 PLL 이득에 따른 검출확률

Fig. 4 Detection probability through PLL gain with $N_B=3$, $M=3$, $T=8$

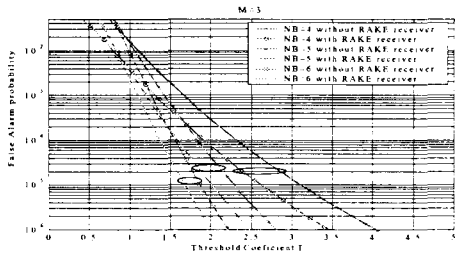


그림 5. M=3인 경우 NB에 따른 오경보확률
Fig. 5 False alarm probability through NB with M=3

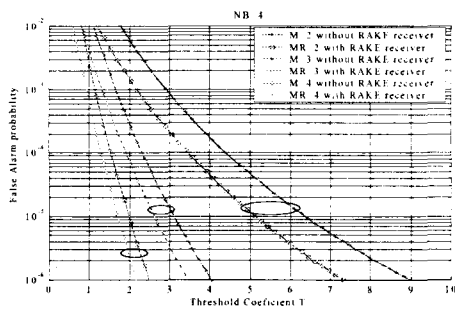


그림 6. NB=4인 경우 M에 따른 오경보확률
Fig. 6 False alarm probability through M with NB=4

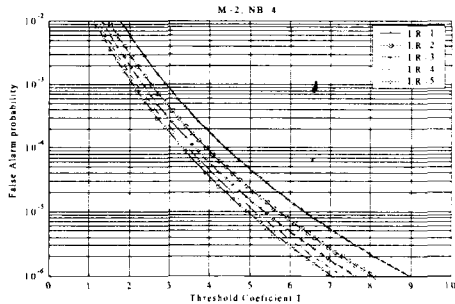


그림 7. M=2, NB=4인 경우 경로 수 LR에 따른 오경보확률
Fig. 7 False alarm probability through path number LR with M=2, NB=4

V. 결론

식 (5.22)와 식 (5.23)은 나카가미-m 확률밀도함수를 이용하여 임계계수 T, 페이딩지수 m, 잡음대역 N_B 에 대한 검출확률 P_D 와 오경보확률 P_{FA} 를 유

도한 최종 결과 식이 된다.

일반적으로 레이크 수신기는 주파수 선택적 페이딩 채널에서 다중 경로에서 심볼간 간섭을 제거할 수 있을 뿐만 아니라, 다이버시티 효과로 페이딩 현상을 경감시켜 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 장점이 있으므로 본 논문에서는 위상 오류와 레이크 수신기를 고려하였을 경우, 나카가미-m 페이딩 채널 환경 하에서 DS/CDMA 시스템의 PN 부호 획득시 발생하는 검출확률 P_D 와 오경보확률 P_{FA} 를 유도하고 이를 이용하여 시뮬레이션을 통해 성능을 비교 분석하였다. 나카가미-m 페이딩 환경에서 적응형 직렬 탐색 PN 부호 획득 시스템에 대한 획득 시간과 관련하여 유도된 최종 식은 나카가미-m 확률밀도함수를 이용하여 레이크 수신기 각각의 브랜치에 PLL을 추가한 후에 의한 위상 오류, PLL 내부의 순간 신호대 잡음비, 임계계수 T에 대한 식 (27)의 검출확률 P_D 와 식 (28)의 오경보 확률 P_{FA} 를 최종적으로 유도함으로써 평균 획득 시간과 분산을 계산하는 데 이용할 수가 있다.

참고 문헌

- [1] A. J. Viterbi, CDMA : Principles of Spread Spectrum Communication, Reading, MA : Addison-Wesley, 1995.
- [2] X. Y. Hou, N. Morinaga, T. Namekava, "Direct evaluation of radar detection probabilities," IEEE Trans. Acrosp. Electron-Syst., vol. AES-23, pp.418-424, July 1987.
- [3] M. K. Simon et al., Spread Spectrum Communications Handbook, revised edition, Computer Science Press, Maryland, 1990.
- [4] John G. Proakis, Digital Communications, Third Edition, NewYork :McGraw-Hill, 1995.
- [5] M. Abramowitz and I. A. Stegun, Handbook of Mathematical Function with Formulas, Graph and Mathematical Tables, 9th ed., NewYork : Dover, 1970.
- [6] M. Abramowitz and I.A.Stegun, Handbook of mathematical function with Formulas, Graph

- and Mathematical Tables, 9th., New York, Dover, 1970.
- [7] W. C. Lindsey, "Phase-shift-keyed signal detection with noisy reference signals", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. vol. AES-2, pp. 393-401, July 1966.
- [8] Thomas Eng, Laurence B. Milstein, "Partially Coherent DS-SS Performance in Frequency Selective Multipath Fading", IEEE Trans. COMM., Vol. 45, No 1, pp.110-118, January 1997.
- 1978~현재 청주대학교 정보통신공학부 교수
1999~현재 청주대학교 정보통신연구센터 소장
2000~현재 한국정보처리학회 충북지부 지부장
※관심분야 : 디지털 이동통신, 부호이론, 대역확산 통신, Multimedia 통신, 영상통신

저 자 소 개



김원섭(Won-sub Kim)

1999년 2월 청주대학교 전자공학과 졸업
2001년 2월 청주대학교 전자공학과 석사
2001년 3월~현재 청주대학교 전자공학

과 박사과정

2000년 4월~현재 청주대학교 정보통신 연구센터 기술연구원
※관심분야 : 대역확산 통신, 이동통신



장문기(Moon-kee Jang)

1997년 2월 청주대학교 전자공학과 졸업
1999년 8월 청주대학교 전자공학과 석사
1999년 6월~현재 청주대학교 정보통신연구센터 기술 연구원

※관심분야 : 대역확산 통신, 이동통신



박진수(Jin-soo Park)

1975년 한양대학교 전자공학과 졸업
1977년 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학석사)
1985년 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학박사)