

다중경로 페이딩 전송로에서 직접시퀀스 확산대역 다원접속 시스템의 포착성능

正會員 金 珍 泳*, 李 在 弘*

Acquisition Performance of a Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access System in a Multipath Fading Channel

Jin Young Kim*, Jae Hong Lee* *Regular Members*

※본 연구는 한국통신 장기기초과제 연구비지원에 의한 결과임. (과제번호: '95-34)

요 약

본 논문은 다중경로 페이딩 전송로에서 직접시퀀스 확산대역 다원접속 시스템의 정합여파기 포착성능을 분석한 것이다. 다원접속 시스템에의 응용을 위해 성능분석시 다원접속간섭을 고려한다. 검출확률과 오경보확률의 함수로 주어지는 평균포착시간을 유도하기 위해 신호흐름도 기법을 사용한다. 성능분석의 결과 페이딩의 속도가 빨라질수록, 시스템내 사용자의 수가 많을수록 평균포착시간은 증가하고, 정합여파기 길이가 길어짐에 따라 평균포착시간이 감소함을 확인할 수 있었다. 또한 칩당 SNR이 작을수록 파라미터 값의 변화에 따른 성능차이가 보다 뚜렷이 나타났다.

ABSTRACT

This paper analyzes matched-filter acquisition performance of a direct-sequence spread-spectrum multiple-access system in a Rayleigh fading channel. For an application of multiple access system, multiple access interference is considered in the performance analysis. A signal flow graph technique is used to derive mean acquisition time in terms of detection and false alarm probabilities. As a result of performance analysis, it is shown that mean acquisition time increases as fading rate becomes faster and the number of users increases, and it decreases as matched-filter length becomes longer. The variation of parameter values has much influence on acquisition performance as SNR/chip becomes smaller.

*서울대학교 전기 공학부
School of Electrical Engineering, Seoul National University
論文番號: 95201-0531
接受日字: 1995年 5月 31日

I. 서 론

차세대 무선 데이터 통신망의 통신방식으로 유망한 확산대역(SS: spread-spectrum) 통신 방식은 신호의 전송에 필요한 최소의 대역폭보다 훨씬 더 넓은 대역을 사용하는 통신방식이다^[1]. 확산대역 통신 방식에서 정확한 동기를 찾는 것은 신뢰성 있는 통신을 위해 중요한 요소이다. 확산대역 통신 시스템의 칩동기(chip synchronization)는 포착(acquisition)과 추적(tracking)의 두 단계로 이루어진다. 수신기를 처음 동작시키는 순간에 수신된 PN 부호(pseudonoise code)와 수신단에서 국부적으로 발생된 PN 부호의 위상차를 추적이 가능한 범위내(보통 한 칩 이내)로 줄이는 과정을 포착이라 하고, 포착이 이루어진 후 두 PN 부호의 위상차를 더욱 줄이고 통신이 계속되는 동안 그 동기를 유지시켜 주는 과정을 추적이라 한다^[2,3]. 포착성능은 TDMA나 CDMA 등 셀룰라 시스템의 용량에 매우 큰 영향을 미친다^[4]. 만일 동기상태를 유지시키지 못하고 동기를 잃게 되면(loss-of-lock) 처음의 포착상태로 돌아가서 탐색(search)을 다시 시작해야 하므로 통신불가능 시간(communication dead time)이 늘어나 보다 많은 사용자를 수용하기 어렵다^[5,6].

그 동안의 연구에서는 주로 페이딩이 없는 부가성 백색 가우시안 잡음(AWGN: additive white Gaussian noise) 전송로에서 포착시스템의 성능을 분석해왔다^[7,8]. 그러나 이동통신 환경에 적합한 수신기를 설계하기 위해서는 페이딩 환경에서 포착시스템의 분석이 요구된다. 육상이동통신 환경에서 비가시성(non line-of-sight) 전파전파가 이루어지는 경우 송신된 신호는 다중경로 페이딩을 겪는 것으로 모델링된다^[9]. 다원접속 시스템에의 응용을 위해 다원접속간섭(MAI: multiple access interference)이 고려되어야 하는데 그동안의 연구에서는 주로 단일사용자의 경우(single user case)에 대해서만 성능분석이 되어왔다.

본 논문에서는 다중경로 페이딩 전송로에서 직접시퀀스(DS: direct-sequence) 확산대역 다원접속 시스템의 포착성능을 분석한다. 포착 시스템 중 빠른 포착성능을 나타내는 I-Q 비동기(noncoherent) 정합여파기(MF: matched filter) 포착 시스템을 고려한다^[10]. 페이딩이 없는 AWGN 전송로에서 탐색하는 셀(cell) 중에 동기가 맞지 않은 셀(H_0 셀)은 통계적으로 같은

것으로 간주한다. 페이딩이 있는 전송로에서는 H_0 셀이 통계적으로 같지 않으므로 포착성능 분석시 이를 고려해야 한다. 포착 시스템의 성능을 평가하는 척도로 평균포착시간(mean acquisition time)을 사용한다. 평균포착시간은 검출확률(detection probability)과 오경보확률(false alarm probability)의 함수로 주어진다. 평균포착시간을 구하기 위해 상태전이도(state transition diagram)를 이용하는 신호흐름도(signal flow graph) 기법을 사용한다^[11,12]. MAI는 가우시안 근사법(Gaussian approximation)을 이용하여 모델링된다^[13,14].

제 II장에서는 포착시스템과 페이딩 전송로에 대한 모델을 살펴보고, 제 III장에서는 다중경로 페이딩 전송로에서 정합여파기 포착시스템의 포착성능을 분석한다. 제 IV장에서는 계산결과를 보이고 제 V장에서는 결론을 도출한다.

II. 시스템 모델

II.1 포착시스템 모델

그림 1은 직접시퀀스 확산대역 신호의 직렬 포착을 위한 I-Q 정합여파기의 블록도이다. 이 시스템은 탐색 모드(search mode)와 확인 모드(verification mode)의 두 단계로 동작한다. 탐색 모드에서는 수신된 PN 부호와 정합여파기 상관기에 입력된 PN 부호와의 위상차를 줄이는 과정이 이루어진다. 그림 2는 그림 1의 정합여파기 상관기(matched-filter correlator)를 나타낸다. 그림 2의 탭 지연선(tapped delay line)은 칩 지속시간(chip duration) T_c , 위상갱신크기(phase updating size)를 Δ 라 할 때 M/Δ 개의 탭을 가지게 된다. M/Δ 개의 탭으로부터 나온 출력은 수신단에서 발생한 국부 PN 부호와 곱해지고 그의 결과값은 서로 더해져서 정합여파기 상관기의 출력이 된다. 정합여파기 출력의 표본값은 매 ΔT_c 마다 취해지고 탐색 모드의 임계값 t_1 과 비교된다. 정합여파기 출력 표본값이 탐색 모드의 임계값 t_1 을 넘게 되면 수신된 PN 부호와 상관기의 PN 부호와의 위상차가 한 칩 이내로 좁혀진 것으로 판정하고 확인 모드로 넘어가게 된다. 확인 모드에서 A개의 표본값 중 확인 모드의 임계값 t_2 를 넘는 표본값이 B개를 넘으면 추적 과정이 시작되고 B개를 넘지 못하면 다시 탐색 모드로 돌아가게 된다. 만일 확인 모드에서 오폭착(false acquisition)이

발생한다면 추적 과정에서 초기의 포착 과정으로 되 돌아오는 데 걸리는 벌칙 시간(penalty time)이 JT_c 만큼 소요된다. 정합여파기 포착시스템을 분석하기 위하여 본 논문에서는 다음과 같은 가정을 한다.

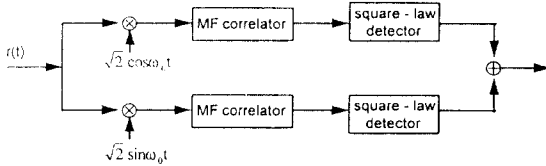


그림 1. I-Q 비동기 정합여파기 포착 시스템의 블록도.
Fig. 1 Block diagram of a I-Q noncoherent MF acquisition scheme.

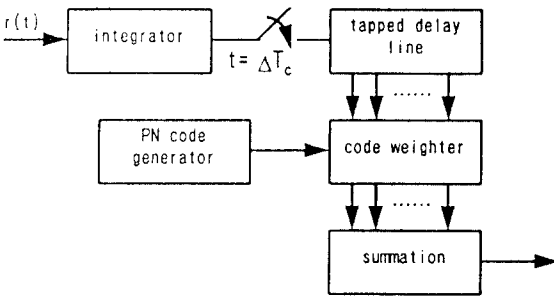


그림 2. 정합여파기 상관기의 구조.
Fig. 2. Structure of matched-filter correlator.

- 첫째, 정확한 위상에 해당하는 H_1 셀은 전체 부호 불확정 구간(code uncertainty region)에 걸쳐 하나만 존재한다.
- 둘째, I-Q MF의 출력 표본값들은 서로 독립이다.
- 셋째, 수신된 PN 부호와 국부 PN 부호가 서로 위상이 맞지 않은 H_0 셀 상태에 있으면 상관값이 0이 된다.
- 넷째, 부호 불확정 구간은 전체 부호길이로 한다.
- 다섯째, 페이딩 과정(fading process)과 AWGN은 서로 독립이다.

II.2 페이딩 전송로 모델

페이딩 과정(fading process)에 대한 전력스펙트럼 밀도는 도플러 스펙트럼 공식(Doppler spectrum formula)에 의해 주어지며 복소 가우시안 과정의 정규화

된 자기상관함수는 다음과 같이 주어진다.

$$R(\rho) = J_0(2\pi f_d \rho), \tag{1}$$

여기서 $J_0(\cdot)$ 는 0차 베셀함수(zeroth-order Bessel function), $f_d = f_c v/c$ 는 최대 도플러 주파수 편이, f_c 는 반송파 주파수, c 는 광속(speed of light), v 는 이동체 속도(vehicle speed)이다. 위에서 가정한 페이딩 과정은 매우 실제적인 것이며 이 페이딩 과정에서 수신된 신호는 수평으로만 진행하는 것으로 가정한다.

III. 포착시스템 성능분석

K명의 사용자가 있는 DS/SSMA 시스템에서 k번째 사용자의 송신신호는 다음과 같이 주어진다.

$$s_k(t) = \sqrt{2P_k} d_k(t) c_k(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_k), \tag{2}$$

여기서 P_k 는 신호전력, $d_k(t)$ 는 데이터 시퀀스, $c_k(t)$ 는 확산 시퀀스, f_c 는 반송파 주파수, θ_k 는 반송파 위상 오프셋이다. 이 때 데이터 시퀀스 $d_k(t)$ 와 확산 시퀀스 $c_k(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{k,i} p_T(t-iT), \tag{3}$$

$$c_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_{k,i} \psi(t-iT_c), \tag{4}$$

여기서 $d_{k,i} = \pm 1$ 는 데이터 시퀀스의 데이터 비트, $c_{k,i} = \pm 1$ 는 확산시퀀스의 칩, $p_T(t)$ 는 비트지속시간(bit duration) T 의 직각펄스(rectangular pulse), $\psi(t)$ 는 칩지속시간(chip duration) T_c 의 칩파형(chip waveform)이다. 이 때 전송로를 통과한 k번째 사용자의 신호 $s_k(t)$ 는 수신단에서 다음과 같은 신호로 수신된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} d(t-\tau_k) c(t-\tau_k) \cos(2\pi f_c t + \phi_k) + n(t), \tag{5}$$

where τ_k 는 시간지연, ϕ_k 는 반송파 위상 오프셋, $n(t)$ 전력스펙트럼 밀도 $N_0/2$ 인 AWGN이다. 기준사용자(reference user)를 사용자 1이라 할 때, ϕ_1, \dots, ϕ_K 는 $[0, 2\pi]$ 구간에서 균일하게 분포하는(uniformly distributed)

독립이고 동일분포인(*i.i.d.*: independent identically distributed) 불규칙변수이고, τ_2, \dots, τ_K 는 구간 $[-\lambda T_c, \lambda T_c]$ 에서 균일하게 분포하는 *i.i.d.* 불규칙 변수이다. 이 때 λ 는 시스템의 동기요구조건에 의해 결정되는 상수로 동기 시스템(synchronous system)인 경우 모든 사용자 신호가 동시에 도착하므로 $\lambda=0$, 비동기 시스템(asynchronous system)의 경우 모든 사용자 신호가 독립적으로 도착하므로 $\lambda=1$, 준동기 시스템(quasi-synchronous system)의 경우 $\lambda \in [0, 1]$ 이 된다.

기준사용자(reference user) 신호에 대한 결정변수(decision statistic)은 다음과 같이 주어진다.

$$Z_1 = D + I_1 + I_2, \quad (6)$$

위 식 (6)에서 D 는 원하는 사용자 신호 성분과 칩타이밍 오류(chip timing error)에 의한 자체간섭(self interference) 성분의 합을 나타내고, I_1 은 MAI 성분, I_2 는 AWGN 성분을 나타낸다. 이 때 D 는 기준사용자 신호 성분과 칩타이밍 오류에 의한 자체간섭성분으로 구성되며 다음과 같이 주어진다.

$$D = \sqrt{2P_1} \cos \phi_1 \int_0^T c_1(t - \tau_1) d_1(t - \tau_1) d_1(t) dt, \quad (7a)$$

$$= [\sqrt{2P_1} \cos \phi_1 (T_c - |\tau_1|) G + \sqrt{2P_1} |\tau_1| \cos \phi_1 \sum_{i=0}^{G-1} \alpha_i], \quad (7b)$$

$$\cong D_1 + D_2, \quad (7c)$$

여기서 D_1 은 원하는 사용자 성분, D_2 는 칩타이밍 오류에 의한 자체간섭 성분, $\alpha_0 = d_{1,-1} c_{1,0} c_{1,-1}$ 와 $\alpha_i = d_{1,0} c_{1,i} c_{1,i-1}$, ($i=1, \dots, K$)는 ± 1 을 갖는 *i.i.d.* 불규칙 변수, $G = T/T_c$ 는 처리이득(processing gain)을 나타낸다. 또한 I_1 은 MAI 성분으로 다음과 같이 주어진다.

$$I_1 = \sum_{k=2}^K \sqrt{2P_k} \cos \phi_k \int_0^T c_k(t - \tau_k) d_k(t - \tau_k) d_1(t) dt, \quad (8)$$

$$= \sum_{k=2}^K \sqrt{2P_k} \cos \phi_k \sum_{j=0}^{G-1} [\beta_{k,j} (T_c - |\tau_k|) + \gamma_{k,j} |\tau_k|], \quad (9)$$

여기서 $\beta_{k,j} = c_{1,j} q_{k,j}$, $\gamma_{k,j} = c_{1,j} q_{k,j-1}$ ($\tau_k > 0$), $\gamma_{k,j} = c_{1,j} q_{k,j+1}$ ($\tau_k < 0$), $\beta_{k,j}$ 와 $\gamma_{k,j}$ 는 ± 1 을 갖는 *i.i.d.* 불규칙 변수이다. I_2 는 AWGN 성분으로 평균이 0이고

분산이 $N_0 T/4$ 인 가우시안 불규칙 변수이고 다음과 같이 주어진다.

$$I_2 = 2 \int_0^T n(t) d_1(t) \cos(2\pi f_c t) dt. \quad (10)$$

DS/SSMA 시스템에서 MAI는 시스템 용량을 결정짓는 중요한 요소이다. MAI의 확률밀도함수(*p.d.f.*: probability density function)는 구하기가 어려우므로 보통 근사법을 사용하여 성능을 분석한다. 사용자의 수가 많은 경우, MAI의 확률밀도함수는 평균이 0이고 분산이 간섭사용자의 분산의 합으로 주어지는 가우시안 불규칙 변수로 모델링된다^[5]. DS/SSMA 시스템에서 MAI는 MAI 분산과 같은 분산을 갖는 AWGN 과정으로 모델링된다. MAI 성분에 대한 결합 가우시안 근사(Gaussian approximation)를 이용하면, 하나의 원하는 데이터 비트 내에서는 비조건적 독립(unconditional independence)이 된다. CDMA 시스템의 역방향 링크(reverse link)에서는 다른 사용자들은 서로 직교인(orthogonal) PN 시퀀스를 사용하므로 서로 독립적으로 페이딩을 겪는다. 셀룰라 시스템에서 각 사용자로부터 기지국(base station)으로 들어오는 신호의 통계적 특성은 정확히 알 수 없으나 기지국에서 각 사용자로부터 수신한 신호의 합은 중심극한정리(central limit theorem)에 의해 거의 가우시안이므로 본 논문에서 MAI를 가우시안 근사화하는 것은 합리적인 모델이 된다^[6]. 기준사용자를 제외한 $K-1$ 개의 신호는 기준 사용자에 대한 간섭원으로 작용한다. 간섭 사용자로부터의 MAI 성분은 서로 상관되어 있지 않으므로 그의 분산은 누적된다. 즉, MAI를 가우시안 근사화를 했으므로 결국 전체적인 MAI의 영향은 잡음레벨이 증가한 것으로 나타난다. 이 때 MAI 성분과 AWGN 성분에 의한 간섭(interference)의 분산은 다음과 같이 주어진다^[5].

$$\begin{aligned} \sigma_i^2 &= \sigma_{i_1}^2 + \sigma_{i_2}^2 \\ &= \frac{GT_c^2}{6} \sum_{k=2}^K P_k + \frac{N_0 GT_c}{4} \end{aligned} \quad (11)$$

이 때 전력제어(power control)가 완벽하다고 가정하면, $P_k = P(k=2, \dots, K)$ 이므로 전체 간섭성분의 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma_i^2 = \frac{GT_c^2(K-1)P}{6} + \frac{N_0GT_c}{4} \quad (12)$$

기준사용자에게 들어오는 다중경로(multipath)의 수를 L이라 할 때 L-1개의 다중경로로 인한 다중경로 간섭은 실수부와 허수부가 상관되어 있지 않은 복소 불규칙 변수로 모델링될 수 있다. 기준사용자의 모든 경로 신호가 똑같은 전력 A_0 를 가지고 있다고 가정하면 다중경로 간섭에 대한 분산은 다음과 같이 주어진다^[7].

$$\sigma_F^2 = \frac{A_0(L-1)PT^2}{12G} \quad (13)$$

이 때 H_1 셀은 기준사용자의 신호가 있는 경우이므로 H_1 셀에 대한 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \sigma_i^2 &= PMT_c^2 \sigma_D^2 + \sigma_F^2 + \sigma_i^2 \\ &= \sigma_s^2 + \sigma_F^2 + \sigma_i^2 \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 M은 정합여파기의 길이를 나타낸다.

또한 H_0 셀은 기준사용자의 신호가 없는 경우이므로 H_0 셀에 대한 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$\sigma_0^2 = \sigma_F^2 + \sigma_i^2 \quad (15)$$

$G(\mu, \sigma^2)$ 을 평균이 μ 이고 분산이 σ^2 인 가우시안 분포라 표기하면 가정 H_1 하에서 MF 상관기의 출력 e_I 와 e_Q 는 다음의 분포를 따른다.

$$e_I \& e_Q | H_1 \sim G(0, \sigma_1^2) \quad (16)$$

$$e_I \& e_Q | H_0 \sim G(0, \sigma_0^2) \quad (17)$$

MF의 출력의 확률분포함수는 H_0 셀과 H_1 셀에 대해 자유도 2인 중심(central) χ^2 분포를 따른다. 그러므로 각각의 셀에 대한 확률분포 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$p_R(y | H_1) = \frac{1}{2\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_1^2}\right) \quad (18)$$

$$p_R(x | H_0) = \frac{1}{2\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_0^2}\right) \quad (19)$$

탐색모드에서 검출확률과 오경보확률은 각각 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} P_{D1} &= \int_{t_1}^{\infty} p_R(y | H_1) dy \\ &= \exp\left(-\frac{t_1}{2(\sigma_s^2 + \sigma_F^2 + \sigma_i^2)}\right) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} P_{F1} &= \int_{t_1}^{\infty} p_R(x | H_0) dx \\ &= \exp\left(-\frac{t_1}{2(\sigma_F^2 + \sigma_i^2)}\right) \end{aligned} \quad (21)$$

또한 확인모드의 검출확률과 오경보확률은 다음과 같이 주어진다^[7].

$$P_{D2} = \sum_{n=B}^A \binom{A}{n} P_{D2}^n (1 - P_{D2})^{A-n} \quad (22)$$

$$P_{F2} = \sum_{n=B}^A \binom{A}{n} P_{F1}^n (1 - P_{F1})^{A-n} \quad (23)$$

그러므로 시스템 전체의 검출확률과 오경보확률은 다음과 같이 주어진다.

$$P_D = P_{D1} P_{D2} \quad (24)$$

$$P_F = P_{F1} P_{F2} \quad (25)$$

포착 과정은 마르코프 과정(Markov process)으로 모델링될 수 있으므로 상태천이도(state transition dia-

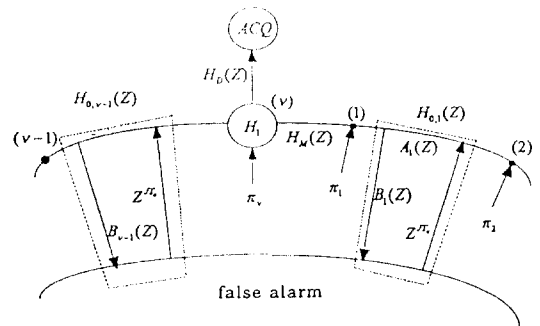


그림 3. 포착과정의 상태천이도.

Fig. 3. State transition diagram of acquisition process.

gram)을 이용하여 분석된다^[12]. 포착 과정은 검출상태를 나타내는 하나의 H_1 셀과 오경보 상태를 나타내는 $v-1$ 개의 H_0 셀로 구성된다. L 을 부호불확정구간의 칩의 수라 하면 $v=L/\Delta$ 로 주어진다. 통계적으로 같지 않은 H_0 셀을 $H_{0,i}$ ($i=0, 1, \dots, v-1$)라 표기할 때, 포착 과정의 각 상태는 사전분포(a priori distribution) π_i 에 따라 개의 상태 중 하나의 상태에 있게 된다. 위와 같은 포착 시스템에 대한 상태전이도가 그림 4에 나타나 있다. 상태전이도에서 생성함수(generating function)는 다음과 같이 주어진다^[11].

$$H(Z) = \frac{H_D(Z)}{1 - H_M(Z) \prod_{j=1}^{v-1} H_{0,j}(Z)} \left\{ \pi_v + \sum_{j=1}^{v-1} \pi_j \prod_{j=1}^{v-1} H_{0,j}(Z) \right\}, \quad (26)$$

여기서,

$$H_D(Z) = P_{D1} Z^{\Delta T_c} P_{D2} Z^{AMT_c}, \quad (27)$$

$$H_M(Z) = (1 - P_{D1}) Z^{\Delta T_c} + P_{D1} Z^{\Delta T_c} (1 - P_{D2}) Z^{AMT_c}, \quad (28)$$

$$H_{0,j}(Z) = (1 - P_{F1,j}) Z^{\Delta T_c} + P_{F1,j} Z^{\Delta T_c} (1 - P_{F2,j}) Z^{AMT_c} + P_{F1,j} Z^{\Delta T_c} P_{F2,j} Z^{AMT_c} Z^{JT_c} \quad (29)$$

로 주어지며, JT_c 는 탐색모드와 확인모드에서 오경보에 기인한 벌칙시간(penalty time)이다. 평균포착시간은 다음과 같이 얻어진다.

$$T_{acq} = \frac{\partial}{\partial Z} \ln H(Z) \Big|_{Z=1}. \quad (30)$$

IV. 계산 결과

성능 분석의 예로서 전체 부호불확정 구간 $L=2^{15}-1$ (미국 IS-95 표준), 칩발생률 1.2288M (chips/sec.) (미국 IS-95 표준), 벌칙요소(penalty factor) $J=10^6$ (chips), 위상갱신크기 $\Delta=1/2$ 를 가정한다. 또한 정확한 셀에 대한 균일한 사전분포 $\pi_j=1/v$ 를 가정한다. 탐색 모드와 확인 모드의 임계값 t_1 과 t_2 는 칩당 신호대잡음비 (SNR: signal-to-noise power ratio)에 대해 평균포착

시간을 최소화하도록 선택된다. 또한 확인모드에서 전체 시험횟수 $A=4$, 임계값 t_2 를 넘는 횟수 $B=2$ 로 선택된다. 비동기 시스템을 고려하므로 $\lambda=1$ 로 가정한다.

이론적인 분석결과와의 비교를 위해 모의실험(simulation)을 수행하였다. 페이딩 환경에서의 모의실험을 위하여 반송파 주파수는 $f_c=1.5$ GHz이고, 도플러주파수 $f_d=f_c v/c$ 이므로, $f_d=20$ Hz인 경우 이동체 속도 $v=14.4$ (km/hr), $f_d=50$ Hz인 경우 이동체 속도 $v=36.0$ (km/hr), $f_d=80$ Hz인 경우 이동체 속도 $v=57.6$ (km/hr)인 환경에서의 모의실험 결과를 얻었다. 다수사용자 환경의 모의실험을 위하여 완벽한 전력 제어(perfect power control)를 가정하여 다음과 같은 계산결과를 얻었으며, 다수사용자 부호화(multiuser coding)를 위해 상호상관(crosscorrelation) 특성이 좋은 시퀀스 길이(sequence length) $2^{15}-1$ 인 Gold 시퀀스를 발생시켜 각 사용자에게 할당하여 모의실험을 하였다.

그림 4는 다중경로 페이딩 전송로에서 시스템내 사용자수를 파라미터로 하여 칩당 SNR에 따른 평균포착시간을 나타낸 것이다. 이 때 정합여파기 길이 $M=200$, 다중경로의 수 $L=4$, 도플러 주파수 $f_d=50$ Hz이다. 시스템내 사용자수가 증가함에 따라 칩당 SNR이 작을수록 평균포착시간이 증가함을 볼 수 있다. 이론적인 분석결과와 모의실험 결과가 거의 일치함을 볼 수 있다. 칩당 SNR이 작아질수록 시스템내 사용자수의 변화에 따른 포착성능의 차이가 커지며 칩당 SNR이 커질수록 그 차이가 줄어들음을 볼 수 있다.

그림 5는 다중경로 페이딩 전송로에서 정합여파기 길이를 파라미터로 하여 칩당 SNR에 따른 평균포착시간을 나타낸 것이다. 이 때 시스템내 사용자수 $K=50$, 다중경로의 수 $L=4$, 도플러 주파수 $f_d=50$ Hz이다. 정합여파기의 길이가 길어짐에 따라 칩당 SNR이 클수록 평균포착시간이 감소함을 볼 수 있다. 칩당 SNR이 작을 때 정합여파기 길이 증가에 따른 평균포착시간의 감소가 두드러지며 칩당 SNR이 증가함에 따라 정합여파기 길이 증가가 포착성능에 미치는 영향이 줄어들음을 볼 수 있다.

그림 6은 다중경로 페이딩 전송로에서 도플러 주파수를 파라미터로 하여 칩당 SNR에 따른 평균포착시간을 나타낸 것이다. 이 때 시스템내 사용자수 $K=$

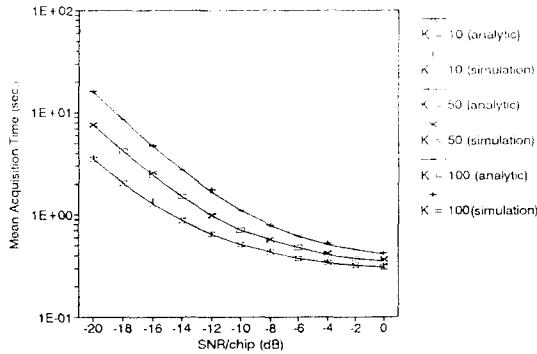


그림 4. 다중경로 페이딩 전송로에서 시스템내 사용자수를 파라미터로 하여 칩당 SNR에 따른 평균포착시간. ($M = 200, L = 4, f_d = 50$ Hz).

Fig. 4. Mean acquisition time vs. SNR/chip with the number of users in the system as a parameter in a multipath fading channel. ($M = 200, L = 4, f_d = 50$ Hz).

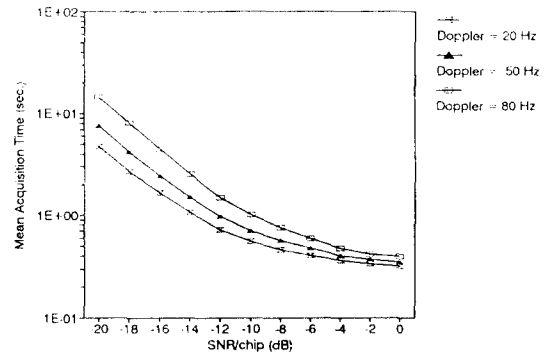


그림 6. 다중경로 페이딩 전송로에서 도플러 주파수를 파라미터로 할 때 칩당 SNR에 따른 평균포착시간. ($K = 50, M = 200, L = 4$).

Fig. 6. Mean acquisition time vs. SNR/chip with Doppler frequency as a parameter in a multipath fading channel. ($K = 50, M = 200, L = 4$).

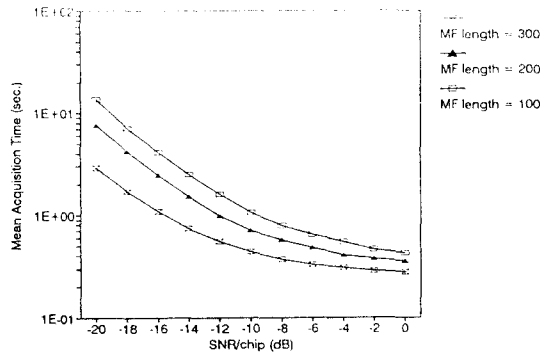


그림 5. 다중경로 페이딩 전송로에서 정합여파기 길이를 파라미터로 할 때 칩당 SNR에 따른 평균포착시간. ($K = 50, L = 4, f_d = 50$ Hz).

Fig. 5. Mean acquisition time vs. SNR/chip with MF length as a parameter in a multipath fading channel. ($K = 50, L = 4, f_d = 50$ Hz).

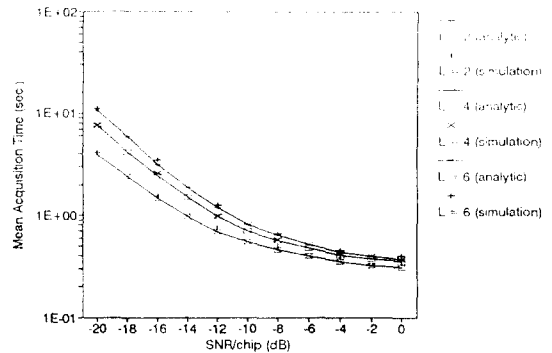


그림 7. 다중경로 페이딩 전송로에서 다중경로의 수를 파라미터로 할 때 칩당 SNR에 따른 평균포착시간. ($K = 50, M = 200, f_d = 50$ Hz).

Fig. 7. Mean acquisition time vs. SNR/chip with the number of multipaths as a parameter in a multipath fading channel. ($K = 50, M = 200, f_d = 50$ Hz).

50, 정합여파기 길이 $M = 200$, 다중경로의 수 $L = 4$ 이다. 도플러 주파수가 클수록, 즉 페이딩 속도가 빨라질수록 평균포착시간이 증가함을 볼 수 있다. 칩당 SNR이 증가함에 따라 페이딩 속도가 포착성능에 미치는 영향이 줄어들음을 볼 수 있다.

그림 7은 다중경로 페이딩 전송로에서 다중경로의 수를 파라미터로 하여 칩당 SNR에 따른 평균포착시

간을 나타낸 것이다. 이 때 시스템내 사용자수 $K = 50$, 정합여파기 길이 $M = 200$, 도플러 주파수 $f_d = 50$ Hz이다. 다중경로의 수가 클수록 평균포착시간이 증가함을 볼 수 있고, 다중경로의 수가 4 이상이 되면 포착성능에 대한 그의 영향은 점차 감소함을 볼 수 있다. 또한 이론적인 분석결과가 모의실험과 거의 일치함을 볼 수 있다. 칩당 SNR이 증가함에 따라 다중

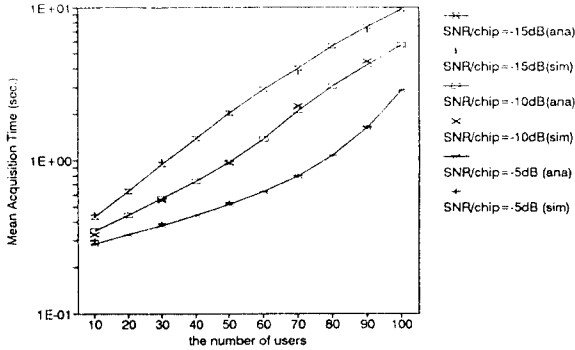


그림 8. 다중경로 페이딩 전송로에서 칩당 SNR을 파라미터로 할 때 시스템내 사용자수에 따른 평균포착시간. ($M = 200, L = 4, f_d = 50$ Hz).

Fig. 8. Mean acquisition time vs. the number of users in the system with SNR/chip as a parameter in a multipath fading channel. ($M = 200, L = 4, f_d = 50$ Hz).

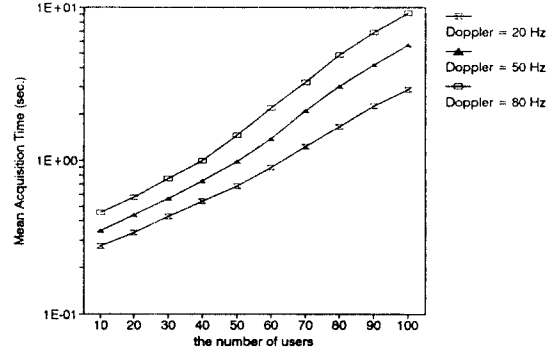


그림 10. 다중경로 페이딩 전송로에서 도플러 주파수를 파라미터로 할 때 시스템내 사용자수에 따른 평균포착시간. (SNR/chip = -10 dB, $M = 200, L = 4$).

Fig. 10. Mean acquisition time vs. the number of users in the system with Doppler frequency as a parameter in a multipath fading channel. (SNR/chip = -10 dB, $M = 200, L = 4$).

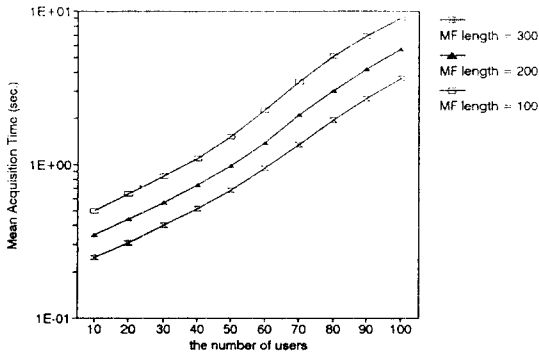


그림 9. 다중경로 페이딩 전송로에서 정합여파기 길이를 파라미터로 할 때 시스템내 사용자수에 따른 평균포착시간. (SNR/chip = -10 dB, $L = 4, f_d = 50$ Hz).

Fig. 9. Mean acquisition time vs. the number of users in the system with MF length as a parameter in a multipath fading channel. (SNR/chip = -10 dB, $L = 4, f_d = 50$ Hz).

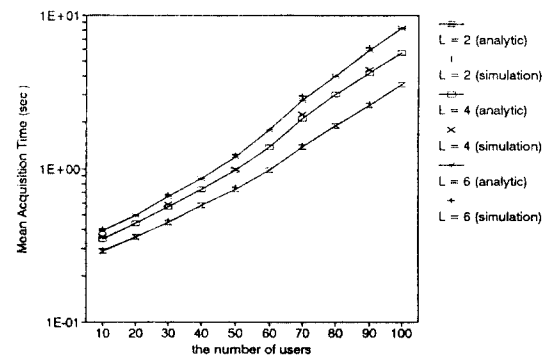


그림 11. 다중경로 페이딩 전송로에서 다중경로의 수를 파라미터로 할 때 시스템내 사용자수에 따른 평균포착시간. (SNR/chip = -10 dB, $M = 200, f_d = 50$ Hz).

Fig. 11. Mean acquisition time vs. the number of users in the system with the number of multipaths as a parameter in a multipath fading channel. (SNR/chip = -10 dB, $M = 200, f_d = 50$ Hz).

경로의 수가 포착성능에 미치는 영향이 줄어들을 볼 수 있다.

그림 8은 다중경로 페이딩 전송로에서 칩당 SNR을 파라미터로 하여 시스템내 사용자수에 따른 평균포착시간을 나타낸 것이다. 이 때 정합여파기 길이 $M = 200$, 다중경로의 수 $L = 4$, 도플러 주파수 $f_d = 50$ Hz

이다. 칩당 SNR이 증가할수록, 시스템내 사용자수가 감소할수록 평균포착시간이 감소함을 볼 수 있다. 칩당 SNR이 커짐에 따라 잡음성분이 작아지므로 간섭제한된(interference-limited) 모드로 동작하게 되어 시스템내 사용자수가 증가함에 따라 평균포착시간이 주로 MAI에 의해 영향을 받음을 볼 수 있다. 이론적

분석결과와 모의실험 결과가 거의 일치함을 볼 수 있다.

그림 9는 다중경로 페이딩 전송로에서 정합여파기 길이를 파라미터로 하여 시스템내 사용자수에 따른 평균포착시간을 나타낸 것이다. 이 때 칩당 SNR = -10 dB, 다중경로의 수 $L=4$, 도플러 주파수 $f_d=50$ Hz 이다. 정합여파기의 길이가 길어짐에 따라 시스템내 사용자수가 감소할수록 평균포착시간이 감소함을 볼 수 있다.

그림 10은 다중경로 페이딩 전송로에서 도플러 주파수를 파라미터로 하여 시스템내 사용자수에 따른 평균포착시간을 나타낸 것이다. 이 때 칩당 SNR = -10 dB, 정합여파기 길이 $M=200$, 다중경로의 수 $L=4$ 이다. 페이딩 속도가 빨라질수록 평균포착시간이 증가함을 볼 수 있다. 사용자수가 클수록 페이딩 속도가 포착성능에 미치는 영향이 더욱 크게 됨을 볼 수 있다.

그림 11은 다중경로 페이딩 전송로에서 다중경로의 수를 파라미터로 하여 시스템내 사용자수에 따른 평균포착시간을 나타낸 것이다. 이 때 칩당 SNR = -10 dB, 정합여파기 길이 $M=200$, 도플러 주파수 $f_d=50$ Hz 이다. 다중경로의 수가 클수록 평균포착시간이 증가함을 볼 수 있고, 다중경로의 수가 4이상 커지면 그 영향은 점차 줄어들음을 볼 수 있다. 또한 이론적 분석결과와 모의실험 결과가 거의 일치함을 볼 수 있다.

V. 결 론

위에서 다중경로 페이딩 전송로에서 직접시퀀스 확산대역 시스템의 포착을 위한 정합여파기 포착성능을 분석하고 모의실험을 통하여 검증하였다. 포착성능에 영향을 주는 파라미터로는 다중경로의 수, 정합여파기 길이, 칩당 SNR, 시스템내 사용자수, 페이딩 속도 등이 있다. 성능분석의 결과 페이딩이 느릴수록 평균포착시간이 감소하고 시스템내 사용자의 수가 증가할수록 평균포착시간이 증가함을 확인할 수 있다. 정합여파기 길이가 길어짐에 따라 평균포착시간이 감소함을 확인할 수 있었다. 다중경로의 수가 4 이상이면 다중경로의 수가 더 증가하더라도 포착성능에 미치는 영향이 점차 줄어들음을 알 수 있다. 또한

칩당 SNR이 작을수록 파라미터 값의 변화에 따른 포착성능의 차이가 보다 뚜렷이 나타났다. 포착성능에 대한 이론적인 분석 결과와 시뮬레이션 결과가 거의 일치함을 확인할 수 있었다. 본 논문에서의 분석한 정합여파기 포착시스템은 부호분할다원접속(CDMA : code division multiple access) 시스템의 역방향 링크(reverse link) 동기 시스템에 적용할 수 있다.

참 고 문 헌

1. R. E. Ziemer and R. L. Peterson, *Digital Communications and Spread Spectrum Systems*. New York : Macmillan, 1985.
2. M. K. Simon, J. K. Omura, R. K. Scholtz, and B. K. Levitt, *Spread Spectrum Communications, Vol. III*. Computer Science Press, 1985.
3. R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*, 3rd ed., John Wiley & Sons, Inc., 1994.
4. U. Madhow and M. B. Pursley, "Acquisition in direct-sequence spread-spectrum communication networks: An asymptotic analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 39, no. 3, pp. 903-912, May 1993.
5. M. B. Pursley, "Spread-spectrum multiple-access communications," *Multi-user Communication Systems*, G. Longo, Ed., Vienna and New York: Springer-Verlag, 1981.
6. S. S. Rappaport and D. M. Grieco, "Spread spectrum signal acquisition: methods and technology", *IEEE Commun. Magazine*, vol. 22, no. 4, pp. June 1984.
7. A. Polydoros and C. L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition-part I & II," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-32, no. 5, pp. 542-560, May 1984.
8. J. K. Holmes and C. C. Chen, "Acquisition time performance of PN spread spectrum systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-15, pp. 778-783, Aug. 1977.
9. C. S. Gardner and J. A. Orr, "Fading effects on the performance of a spread spectrum multiple ac-

cess communication system," *IEEE Trans. Commun.* vol. COM-27, no. 1, pp. Jan. 1979.

10. Y. T. Su, "Rapid code acquisition algorithms employing PN matched filters," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, no. 6, pp. June 1988.
11. A. Polydoros and M. K. Simon, "Generalized serial search code acquisition: The equivalent circular state diagram approach," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-32, pp. 1260-1268, pp. Dec. 1984.
12. V. M. Jovanovic, "Analysis of strategies for serial-search spread-spectrum code acquisition direct approach," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-36, pp. 1208-1220, Nov. 1988.
13. J. Y. Kim and J. H. Lee, "Performance of a parallel acquisition scheme for a spread-spectrum packet radio communication," *Proc. of the IEEE MILCOM'94*, Fort Monmouth, New Jersey, Oct. 1994.
14. J. Y. Kim and J. H. Lee, "Parallel acquisition scheme for direct-sequence spread-spectrum multiple-access packet radio communication," *IEEE Electronics Letters*, vol. 31, no. 12, pp. 948-950, June 1995.
15. A. R. Akinniyi and J. S. Lehnert, "Characterization of noncoherent spread-spectrum multiple-access communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 1, pp. 139-148, Jan. 1990.
16. R. K. Morrow and J. S. Lehnert, "Bit-to-bit error dependence in slotted DS/SSMA packet systems with random signature sequences," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 10, pp. 1052-1061, Sep. 1990.
17. J. Wang and M. Moeneclaey, "Hybrid DS/SFH spread-spectrum multiple access with predetection diversity and coding for indoor radio," *IEEE J. Select Areas Commun.*, vol. 10, no. 4, pp. 705-713, May 1992.



金 珍 泳(Jin Young Kim)正會員

1987년~1991년: 서울대학교 공
학사 (전자공학)

1991년~1993년: 서울대학교 대
학원 공학석사
(전자공학)

1993년~1995년: 서울대학교 대
학원 박사과정
수료(전자공학)

1995년~현재: 서울대학교 대학원 박사과정 재학중
(전자공학)

※관심연구분야: 확산대역 통신, 패킷무선통신, 검출
이론, 위성통신



李 在 弘(Jae Hong Lee) 正會員

1976년: 서울대학교 전자공학과
공학사

1978년: 서울대학교 대학원 전자
공학과 공학석사

1986년: 미시간대학 전기공학및
컴퓨터공학과 공학박사

1978년~1981년: 해군사관학교
교수부 교관

1987년~현재: 서울대학교 공과대학 전자공학과 및
전기공학부, 현재 교수

1991년~1992년: 미국 AT&T Bell연구소, 연구원

1992년~현재: 서울대학교부설 뉴미디어통신공동연
구소 운영부장 역임, 현재 제1연구부장

(이동통신, 위성통신/방송 분야)

※관심연구분야: 채널부호화, 변복조, 확산대역 및 그
응용, ITS