
다중경로 환경에서 MC DS-CDMA 시스템의 직·병렬 혼합 동기 획득에 관한 연구

김원섭* · 김경원** · 박진수*

A Study on The Hybrid Acquisition Performance of MC DS-CDMA Over Multipath Fading Channel

Won-sbu Kim* · Kyung-Won Kim** · Jin-Soo Park*

요 약

본 논문에서는 다양한 페이딩 채널을 모델화 할 수 있는 나카가미-m 확률밀도함수를 이용하여 이동통신 채널 환경에서 필연적으로 존재하는 페이딩 환경을 고려한 MC DS-CDMA 시스템의 직·병렬 혼합 동기 획득 성능을 분석하였다. 동기 획득 시스템은 검색모드(Search Mode)와 확인모드(Verification Mode)를 갖도록 설계하여 나카가미-m 확률밀도 함수를 이용하여 동기 획득에 필요한 신호검출확률(Probability of Detection), 탐지 실패 확률 (Probability of Miss), 및 오경보율(False Alarm Rate)을 이론적으로 유도하여 직·병렬 혼합 동기 획득 알고리즘의 평균 동기 획득 시간(MAT)를 유도하고 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

ABSTRACT

This paper proposes a hybrid pseudo-noise (PN) code acquisition scheme for Multicarrier Direct Sequence - Code Division Multiple Access (MC DS-CDMA) mobile communication systems on the code acquisition performance for Nakagami-m fading channel. The hybrid acquisition scheme combines parallel search with serial search to cover the whole uncertainty region of the input code phase. It has a much simpler acquisition hardware structure than the total parallel acquisition and can achieve the mean acquisition time (MAT) slightly inferior to that of the total parallel acquisition. The closed-form expressions of the detection and false-alarm probabilities are derived.

키워드

Multipath Fading, MC DS-CDMA, 동기 획득, 신호검출 확률

I. 서 론

MC DS-CDMA 시스템은 SC DS-CDMA 시스템이나 MC CDMA 시스템보다 넓은 적용 범위 및 두 방식의 trade-off를 해결할 수 있는 시스템으로 제안되고 있다 [1][2].

MC DS-CDMA 시스템도 송·수신기간의 PN(Pseudo Noise)코드가 정확히 일치하지 않으면 확산된 신호를 복원할 수 없게 되어 통신이 불가능하게 된다.

따라서 송신기의 PN코드와 수신기의 PN코드를 정확히 일치시키기 위한 PN코드 동기(Synchronization)가 요구되며 코드 동기기술은 제4세대 이동통신 시스템에서

* 청주대학교 전자정보공학부
** (주)아남전자

도 핵심기술로 매우 중요시 되고 있다[3].

코드 동기화는 항상 획득(Acquisition)과 추적(Tracking)의 두 단계로 나눌 수 있다. 획득 과정은 송신기에서 사용한 PN코드와 수신기에서 사용한 PN코드와의 위상차를 1칩 이내로 맞추는 과정이며, PN코드에 대한 획득이 이루어진 후 위상차를 줄이면서 동기를 유지하기 위한 추적 과정이 수행된다. MC DS-CDMA 시스템에서 동기 획득방식은 탐색 전략에 따라서 직렬탐색(Serial search), 병렬탐색(Parallel search), 순차적 평가(Sequential estimation)로 구분할 수 있다[5]. 직렬획득 방식은 입력 신호와 일치하는지의 판단 가부를 한 시점에서 하나의 위상을 관측하게 됨으로 시스템은 간단하나 획득에 소요되는 평균획득시간(MAT : Mean Acquisition Time)이 상대적으로 길며, 병렬 획득은 모든 가능한 위상이 동시에 테스트 되어진다. 그러므로 코드 획득 시간이 상당히 감소되나 하드웨어 복잡성은 극적으로 증가하게 된다. Sequential estimation 방식은 sequence 발생기를 사용하여 실시간 신뢰도 결정이 가능하나 간섭에 매우 취약한 단점을 가지고 있다. 이러한 장·단점으로 인해 응용분야에 따라 적절한 검색 방식을 선택하여야만 한다.

II. MC DS-CDMA 시스템

2.1. MC DS-CDMA 송신기 모델

MC DS-CDMA에서 시간 영역 부반송파 확산에 기초한 직접 확산은 각 부반송파 신호에 할당되는 유효 확산이득이 증가할 수 있도록 한다. 또한 다수의 부반송파에서 주파수 영역에서의 확산은 전체 유효 확산 이득을 증가시킨다. 따라서 전체 확산 이득은 일반적으로 시간 영역과 주파수 영역에서의 확산 요소의 곱에 의해 결정되어진다. BPSK 변조 방식이 사용된 MC DS-CDMA의 전송 신호는 식(1)과 같이 표현할 수 있다[1].

$$s_{MDC}(t) = \sqrt{2P} \sum_{i=-M}^M \sum_{u=1}^U \sum_{s=0}^{S-1} \sum_{j=0}^{N-1} b_i[u]c_j[s] \cdot p_{T_c}(t - iT_s - jT_c) \cos[2\pi(f_c + f_u)t] \quad (1)$$

두 인접한 부반송파 주파수의 간격은 $\Delta = 1/T_c$ 로 나타낼 수 있으며 T_c 는 직접 확산 코드의 칩 주기이며 부반송

파 주파수는 $f_0 + i/T_c$ 이다.

여기서 $i = 0, 1, 2, \dots, U-1$ 이다. 직접 확산 후 부반송파 신호의 확산 이득 $N_c = T_c/T_c$ 이다.

많은 사용자의 간섭이나 부반송파 신호 사이의 중복을 피하기 위해 최적의 λ 를 고려하여 시스템을 설계해야 한다.

2.2. MC DS-CDMA 수신기 모델

k번째 송신기와 수신기 사이의 채널이 다중 경로 나카가미 페이딩 채널일 경우, k번째 사용자의 u반송파에 의해 표현되는 임펄스 응답의 복소 지역 통과 식은 식(2)와 같이 표현할 수 있다[4].

$$h_{ku}(t) = \sum_{l_p=0}^{L_p-1} a_{ul_p} \delta(t - \tau_{kl_p}) \exp(-j\phi_{ul_p}^{(k)}) \quad (2)$$

식(2)에서 $a_{ul_p}^{(k)}$ 는 독립적인 나카가미 랜덤 변수를 나타낸다. MC DS-CDMA 시스템 수신기에 다중경로 수 L_p 개의 신호가 입력된다고 하면 $L_p = [T_m/T_c] + 1$ 로 나타낼 수 있다. $\delta(t)$ 는 Kronecker-Delta 함수이며 T_m 은 통신 채널상의 최대 지연 확산을 나타낸다.

MC DS-CDMA 시스템에서 각 반송파는 모두 동일하고 독립적인 모델링이 가능하다고 가정한다. 주파수 선택적 나카가미 페이딩 환경에서 K명의 사용자를 가지는 MC DS-CDMA 시스템의 수신 신호는 식(3)으로 표현된다[7].

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{j=1}^q \sum_{l=1}^{N_k} \sqrt{\frac{2P}{N_p}} \alpha_{ij}^{(k)} b_{kl} [n] c_k [j-1] \cdot P_{T_s}(t - nT_s - \tau_k) \cos(2\pi f_{ij}t + \varphi_{ij}^{(k)}) + n(t) \quad (3)$$

여기서 $\varphi_{ij}^{(k)} = \phi_{ij}^{(k)} + \phi_{ij}^{(k)} - 2\pi f_{ij}\tau_k$ 이고, 랜덤 위상 $\varphi_{ij}^{(k)}$ 는 채널에 의해 생성되는 k사용자의 부반송파 주파수 f_0 에 상응하는 위상이다. 위상 $\varphi_{ij}^{(k)}$ 는 $[0, 2\pi)$ 에서 랜덤 변수로 정형화된 분포를 갖는다. 식(3)에서 τ_k 는 기준사용자에 대하여 k사용자의 지연이며, 수신기에서 $k=1$ 이고 $\tau_1 = 0$ 이라 추정한다. $n(t)$ 는 백색 가우시안 노이즈(AWGN)의 영평균이고, $N_0/2$ 인 양측파대 전력스펙트럼 밀도를 가지며, $\alpha_{ij}^{(k)}$ 는 독립적인 나카가미 페이딩 채널의 다중 경로 감쇄를 나타낸다.

수신된 신호는 첫 번째로 지저대역 In-phase(I)와 Quadrature(Q)성분으로 다운 컨버팅 된다. 두 I-Q상관기는 국부 PN코드 발생기와 지저대역 In-phase 신호와 동시에 Quadrature 신호 사이를 상관기가 평가 하게 된다.

I-Q상관기는 국부발진기에서 복사된 코드 $c(t - iT_c/2)$ 와 함께 수신된 신호의 I 또는 Q성분의 곱셈을 수행하며, $\tau_D = MT_c$ 초의 시간 지연만큼을 적분하게 된다. 여기서 τ_D 는 integral dwell time이며, M은 정수로 $M \gg 1$ 인 chip당 integration dwell time이다.

출력변수 Z_u 를 생성하기위해 I-Q상관기의 출력은 제 곱되어지고 합계되어진다. 따라서 부반송과 f_c 의 출력 변수, Z_u 를 표현하면 식(4)와 같다[1].

$$Z_{iu} = Z_{ciu}^2 + Z_{su}^2 = \left[\int_0^{MT_c} r(t)c_1(t - iT_c/2) \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) dt \right]^2 + \left[\int_0^{MT_c} r(t)c_1(t - iT_c/2) \sqrt{2} \sin(2\pi f_c t) dt \right]^2 \quad (4)$$

여기서 $i=1,2,3,$ 이고 $u=1,2,\dots,U$, $M = \tau_D/T_c$ 로 정수다.

상관기의 출력 중에서 In-phase브랜치, 즉 Z_{ciu} 는 합성된 신호에서 신호 성분으로 이루어지며, 간섭은 다중경로로 전송되는 동안에 노이즈 성분도 포함되어있다. 다중 접속 간섭(MAI) 부분은 K-1 데이터 전송 사용자와 가우시안 열잡음 성분으로 발생된다.

상관기 출력의 In-phase 브랜치를 표현하면 식(5)와 같이 표현할 수 있다.

$$Z_{ciu} = \int_0^{MT_c} r(t)c_1(t - iT_c/2) \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) dt = \sqrt{P_r} MT_c \left[\sum_{l=0}^{L-1} S_l(l) + \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L-1} M_l(k, l) + N_l \right] \quad (5)$$

식(5)에서 $S_l(l)$ 신호 성분을 표현하면 식(6)과 같다.

$$S_l = \frac{\alpha_l \cos \theta_{ll}}{MT_c} [\tau R_M(i, g+1) + (T_c - \tau) R_M(i, g)] \quad (6)$$

$\tau_1 + (l - i/2)T_c = gT_c + \tau$ 이며, 여기서 g 는 정수이고, $\tau_k (k=2, 3, \dots, K)$ 는 비동기 송신 기술의 상대적 지연 시간이고, $\tau_1 [0, T_c]$ 의 적분구간에서 랜덤 변수의 정형화된 분포를 나타내는 τ 로 정의 할 수 있다.

식(6)에서 $R_M(i, g)$ 는 확산 시퀀스의 부분 자기상관함수의 일부이며 식(7)과 같이 표현된다.

$$R_M(i, g) = \sum_{v=0}^{M-1} C_{v+i}^{(1)} \cdot C_{v+i+g}^{(1)} \quad (7)$$

비 동기 획득 시스템은 다중경로 신호의 한 경로만 한 번에 획득할 수 있으며 그 외의 L-1 경로 신호는 In-phase 경로의 간섭이 된다. $\tau_k + (l - i/2)T_c = gT_c + \tau$ 라 추정하면, 여기서 τ 는 $[0, T_c]$ 구간을 적분한 랜덤 변수의 균일화된 분포이며, 식(5)에서 다중 접속 간섭(MAI) 부분, 즉 $M_l(k, l)$ 은 식(8)과 같이 표현된다.

$$M_l(k, l) = \frac{\sqrt{\rho} \alpha_{kl} \cos \theta_{kl}}{MT_c} [\tau R_M^{(k)}(i, g+1) + (T_c - \tau) R_M^{(k)}(i, g)] \quad (8)$$

여기서 $\rho = P_l/P_r$, P_l 는 간섭신호의 평균 수신 전력, P_r 는 기준신호의 전력이며 $R_M^{(k)}(i, g)$ 는 k번째 사용자의 확산 시퀀스와 국부발진기의 확산 시퀀스 사이의 부분 상호 상관으로 식(9)와 같이 표현 할 수 있다.

$$R_M^{(k)}(i, g) = \sum_{v=0}^{M-1} C_{v+i}^{(k)} \cdot C_{v+i+g}^{(k)} \quad (9)$$

끝으로 식(5)의 잡음 부분 N_l 은 AWGN 상황에서 $n(t)$ 로 표현을 하면 식(10)과 같이 표현된다.

$$N_l = \frac{1}{\sqrt{P_r} MT_c} \int_0^{MT_c} n(t)c_1(t - iT_c/2) \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) dt \quad (10)$$

식(6)에서 l번째 경로의 두 인접하는 'H'의 $S_l(l)$ 평균 값을 표현하면 식(11)과 같다.

$$E[S_l(l)]_{g=0} = E[S_l(l)]_{g=-1} = \frac{3}{4} \alpha_{ul} \cos \theta_{ul} \quad (11)$$

정규화된 Z_{ciu} 의 분산을 표현하면 식(12)와 같다[7].

$$\text{Var}[Z_{ciu}] = \left(\frac{PM^2 T_c^2}{U} \right) \left(\frac{[q(L_p, \eta) - 1] \Omega_0}{3M} + \frac{(K-1)q(L_p, \eta) \Omega_0}{3M} + \frac{1}{2M\tau_c} \right) \quad (12)$$

여기서 $q(L_p, \eta) = \frac{(1 - e^{-\eta})}{(1 - e^{-L_p})}$, $\Omega = E[\alpha_{ik}^2]$ 고 $\gamma_c = P_r T_c / N_0$ 로 칩 당 SNR이며, $E_c = (P T_c) / (U) = P T_{ca}$ 로 칩 에너지이다.

Quadrature-phase 성분 Z_m 의 통계도 같은 방법으로 얻 어지며 식(13)으로 표현할 수 있다.

$$E[S_c(t)]_{g=0} = E[S_c(t)]_{g=-1} = \frac{3}{4} \alpha_{u_k} (-\sin \theta_{u_k}) \quad (13)$$

정규화된 Z_m 의 분산은 $Var[Z_{ii}] = Var[Z_{ii}]$ 에 의해 구한다.

u 번째 부반송파의 i 번째 위상의 정규화된 출력, $Y_{iu} = Z_{iu} / \sigma_0^2$, $u = 1, 2, \dots, U$ 이면 Y_{iu} 가 자유도 2인 chi-square 분포를 가질 때 H_0 셀의 pdf를 표현하면 식(14)와 같다[5].

$$f_{Y_{iu}}(y|H_1, \gamma_{u_k}) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{y + \gamma_{u_k}}{2}\right) + I_0(\sqrt{\gamma_{u_k} y}), y \geq 0 \quad (14)$$

$$\gamma_{u_k} = \frac{PM^2 T_c^2 \left[\frac{3}{4} \alpha_{u_k} \cos \theta_{u_k} \right]^2 / U + PM^2 T_c^2 \left[\frac{3}{4} \alpha_{u_k} (-\sin \theta_{u_k}) \right]^2 / U}{\sigma_0^2} = \bar{\gamma}_c \cdot \frac{\alpha_{u_k}^2}{\Omega_0}$$

$$\bar{\gamma}_c = \frac{9}{16} \left(\frac{1}{3M} [Kq(L_p, \eta) - 1] + \frac{1}{2M\Omega_0\gamma_c} \right)^{-1} \quad (16)$$

H_0 셀의 pdf는 식(17)과 같이 표현된다.

$$f_{Y_{iu}}(y|H_0) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{y}{2}\right), y \geq 0 \quad (17)$$

$\{\alpha_{u_k}\}$ 는 나카가미-m 분포를 따르는 독립적인 랜덤 변수로 식(15)에 의해 정의된 γ_{u_k} 의 pdf를 표현하면 식(18)과 같다[6].

$$f(\gamma_{u_k}) = \left(\frac{m}{\gamma_c e^{-\eta_k}} \right) \frac{\gamma_{u_k}^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma_{u_k}}{\gamma_c e^{-\eta_k}}\right), \gamma_{u_k} \geq 0 \quad (18)$$

U 개의 부반송파를 사용하는 MC DS-CDMA 시스템에 U 브랜치에 동일한 가중치를 부과하는 EGC 기법을 사용한 판정변수 Z_c 를 표현하면 식(19)와 같다.

$$Z_c = \sum_{u=1}^U Y_{iu}, i = 1, 2, \dots \quad (19)$$

H_0 셀과 H_1 셀을 Z 의 pdf를 사용하여 표현하면 각각 식(20)과 식(21)과 같다.

$$f_Z(y|H_0) = \frac{1}{2^U (U-1)!} y^{U-1} \exp\left(-\frac{y}{2}\right), y \geq 0 \quad (20)$$

$$f_Z(y|H_1) = \frac{y^{U-1} \exp\left(-\frac{y}{2}\right)}{2^U (U-1)! (1 + \bar{\gamma}_c e^{-\eta_k} / 2m)^{Um}} \cdot {}_1F_1\left(Um; U; \frac{\bar{\gamma}_c e^{-\eta_k} y}{4m + 2\bar{\gamma}_c e^{-\eta_k}}\right), y \geq 0 \quad (21)$$

III. 직·병렬 혼합 동기 획득 방식의 성능 분석

일반적으로 직·병렬 혼합 동기 획득의 성능 분석은 상태 다이어그램(State Diagram)으로 유도할 수 있다. 전체 검색 윈도우를 N_w 개의 부 윈도우로 분할한다. 전체 검색 윈도우 내에 N_c 개의 테스트 셀이 있다고 가정하면, 각각의 부 윈도우에서는 $N_c = N_w / N_w$ 개의 테스트 셀이 존재하게 된다.

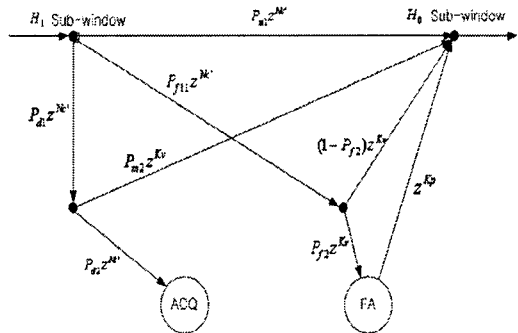


그림 1. H_1 부 윈도우와 H_0 부 윈도우 사이의 상태 천이
Fig 1. The state between H_1 and H_0

그림 1은 H_1 부 윈도우와 H_0 부 윈도우 사이의 상태 천이를 나타낸 것이며, 그림 2은 부 윈도우 사이의 상태 천이를 나타낸 것이다. 여기서 H_1 부 윈도우는 적어도 한 개의 H_1 셀을 포함하는 부 윈도우로 정의되며 H_0 부 윈도우는 H_0 셀만을 포함하는 부 윈도우를 나타낸다. 그림 1과 그림 2에서 P_{a1} 과 P_{a2} 는 검색 모드와 확인 모드에서의 신호 탐지 확률을 나타내며, P_{s1} 과 P_{s2} 는 각각 H_0 부 윈도우와 H_1 부 윈도우의 검색 모드에서 오경보율을 나타낸다.

확한 코드 위상을 탐색하였으나 $z_{\max} > h_1$ (검색모드에서의 Threshold Value)결과에도 불구하고 기준 코드 위상을 'H₀'상태라고 결정될 때이고, 둘째는 정확한 코드 위상을 탐색하지 못하였으나 z_{\max} 가 h_1 보다 크다고 결정할 때이다.

'H₀'상태에 대한 오경보 확률을 표현하면 식(31)과 같이 표현된다.

$$P_{f11} = 1 - P_{d1} - P_{m1} \quad (31)$$

'H₀'상태에 대한 오경보 확률을 표현하면 식(32)과 같이 표현된다.

$$P_{f10} = N_c \int_{h1}^{\infty} f(y|H_0) \left[\int_0^y f(x|H_0) dx \right]^{N_c-1} dy \quad (32)$$

식(32)에 식(20)을 적용하여 표현하면 식(33)와 같이 표현 가능하다.

$$P_{f10} = N_c \int_{h1}^{\infty} \frac{1}{2^U (U-1)!} y^{U-1} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) \cdot \left[\int_0^y \frac{1}{2^U (U-1)!} y^{U-1} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) dx \right]^{N_c-1} dy \quad (33)$$

확인모드에서의 threshold 값 h_2 를 사용할 때 검파 확률은 식(34)과 같다.

$$P_{d2} = \int_{h2}^{\infty} f(y|H_1) dy \quad (34)$$

식(34)에 식(21)을 적용하여 정리하면 식(35)와 같이 표현된다.

$$P_{d2} = \int_{h2}^{\infty} \frac{y^{U-1} \exp\left(-\frac{my}{2m + \gamma_e e^{-\eta_1 y}}\right)}{2^U (U-1)! (1 + \gamma_e e^{-\eta_1 y} / 2m)^{Um}} \cdot {}_1F_1\left(U(1-m); U; -\frac{\gamma_e e^{-\eta_1 y}}{4m + 2\gamma_e e^{-\eta_1 y}}\right) dy \quad (35)$$

확인모드에서의 오경보 확률, P_{f2} 는 식(36)과 같다.

$$P_{f2} = \int_{h2}^{\infty} f(x|H_0) dx \quad (36)$$

식(36)에 식(21)을 적용하여 정리하면 식(37)와 같이 표현된다.

$$P_{f2} = \int_{h2}^{\infty} \frac{1}{2^U (U-1)!} y^{U-1} \exp\left(-\frac{y}{2}\right) dy \quad (37)$$

확인 모드에서의 탐지실패 확률, P_{m2} 는 식(38)과 같이 표현할 수 있다.

$$P_{m2} = 1 - P_{d2} - P_{f2} \quad (38)$$

IV. 시뮬레이션

MC DS-CDMA 시스템의 직·병렬 혼합 동기 획득 성능을 검색모드(Search Mode)와 확인모드(Verification Mode)를 갖도록 설계하여 나카가미-m 확률밀도 함수를 이용하여 동기 획득 성능 분석에 필요한 각 모드에서의 신호검출확률(Probability of Detection), 탐지 실패 확률(Probability of Miss), 및 오경보율(False Alarm Rate)을 이론적으로 유도하여 직·병렬 혼합 동기 획득 알고리즘의 평균 동기 획득 시간(MAT)을 유도하였고 이를 이용한 시뮬레이션을 통하여 성능을 분석하였다. 또한, 평균 획득 시간 분석에 있어 PN 시퀀스의 주기는 $2^{15}T_c$ 로 설정하였으며, 검색스텝은 $0.5T_c$ 로 설정하였다. 그리고 2차 dwell time $K_v=500$, penalty time은 $K_p=1000$ 으로 고려되었고, 검색모드에서의 상관기 수는 32로 설정하였다.

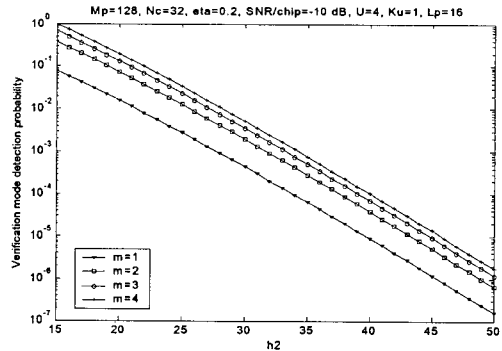


그림4. 확인 모드 임계값 대 확인 모드 검파 확률. Fig4. Verification mode threshold versus Verification mode detection probability with m.

그림 4는 확인모드에서의 임계값 (h_2)에 따른 확인모드에서의 검파 확률을 페이딩 지수 $m = 1, 2, 3, 4$ 인 경우를 보여준다. h_2 의 값이 증가할수록 검파 확률이 선형적으로 감소하며, m 이 커질수록 페이딩에 검파 성능이 향상됨을 보여준다.

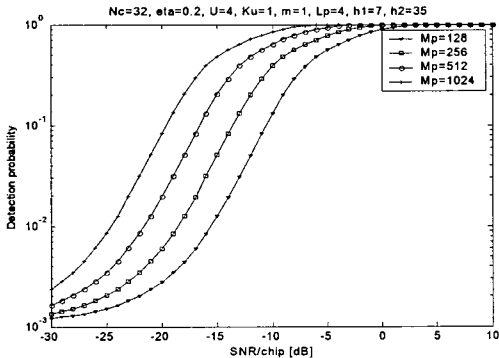


그림 5. $SNR/chip$ 대 전체 검파 확률. ($U = 4$)
Fig 5. $SNR/chip$ versus overall detection probability

그림 5는 부 윈도우에서 테스트 되는 셀의 수 $N_c = 32$, 다중경로에 의한 평균 감쇄율 $\eta = 0.2$, 페이딩지수 $m = 1$, 사용자 수 $K_u = 1$, 결정 경로 수 $L_p = 16$, 검색모드 임계치 $h_1 = 7$, 확인모드 임계치 $h_2 = 35$ 일 때, $SNR/chip$ 에 대한 전체 검파 확률을 $M_p = 128, 256, 512, 1024$ 일 경우에 대해 각각 $U = 1$ 일 때와 $U = 4$ 인 경우에 대해 보여주고 있다. 그림 5-5와 그림 5-6 모두 M_p 의 수가 증가할수록 우수한 전체 검파 확률을 보이는 것으로 확인되었다.

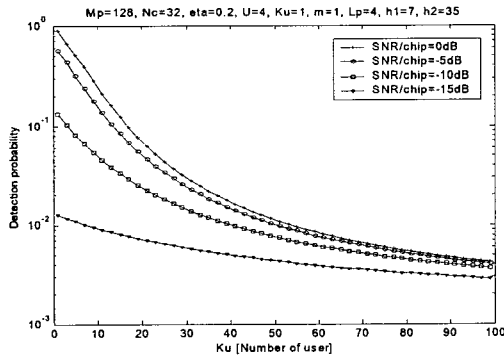


그림 6. 사용자수 K_u 대 전체 검파 확률. ($U = 4$)
Fig 6. active user versus overall detection probability

그림 6은 단일 반송파 당 integral dwell time에 들어오는 칩의 수 $M_p = 128$, 부 윈도우에서 테스트 되는 셀의 수 $N_c = 32$, 다중경로에 의한 평균 감쇄율 $\eta = 0.2$, 페이딩지수 $m = 1$, 결정 경로 수 $L_p = 4$, 검색모드 임계값 $h_1 = 7$, 확인모드 임계값 $h_2 = 35$ 일 때 사용자수에 대한 전체검파확률을 $SNR/chip = 0, -5, -10, -15$ [dB] 일 때 각각 $U = 1$ 일 때와 $U = 4$ 인 경우를 보여준다. $SNR/chip$ 이 좋을수록 검파 성능이 향상됨을 보이며, $SNR/chip$ 나뉠수록 사용자수에 덜 민감한 영향을 받음을 알 수 있었다.

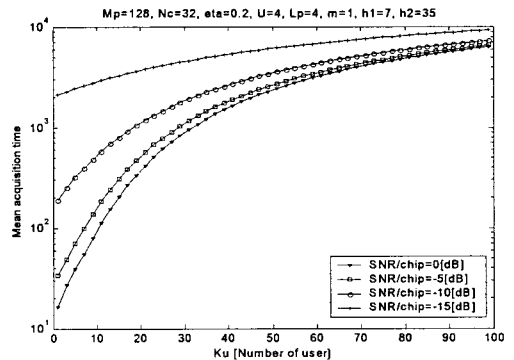


그림 7. 사용자수 K_u 대 평균 획득 시간.
Fig 7. active user versus mean acquisition time

그림 7은 단일 반송파 당 integral dwell time에 들어오는 칩의 수 $M_p = 128$, 부 윈도우에서 테스트 되는 셀의 수 $N_c = 32$, 다중경로에 의한 평균 감쇄율 $\eta = 0.2$, 페이딩지수 $m = 1$, 부반송파수 $U = 4$, 결정경로수 $L_p = 4$, 검색모드 임계값 $h_1 = 7$, 확인모드 임계값 $h_2 = 35$ 일 때, 사용자수 K_u 에 대한 평균획득 시간을 $SNR/chip = 0, -5, -10, -15$ [dB]인 경우에 대해 보여준다. 사용자수가 적을 때는 $SNR/chip$ 에 대해 평균 동기 획득 시간이 큰 차이를 보이나 사용자수가 증가할수록 $SNR/chip$ 에 받는 영향이 적음을 알 수 있었다.

그림 8은 부 윈도우에서 테스트 되는 셀의 수 $N_c = 32$, 다중경로에 의한 평균 감쇄율 $\eta = 0.2$, 페이딩지수 $m = 1$, $K_u = 1$, 부반송파 수 $U = 4$, 결정 경로 수 $L_p = 4$, 검색모드 임계값 $h_1 = 7$, 확인모드 임계값 $h_2 = 35$ 일 때 $SNR/chip$ 에 따른 평균획득 시간 (MAT)를 $M_p = 128, 256, 512, 1024$ 인 경우에 대해 보여준다.

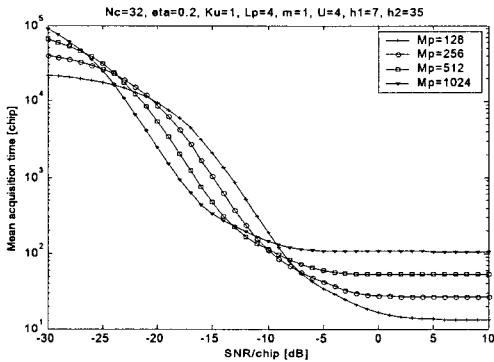


그림 8. $SNR/chip$ 대 평균 획득 시간($U=4$)
 Fig 8. $SNR/chip$ versus mean acquisition time ($U=4$)

V. 결 론

본 논문에서는 다양한 페이딩 채널을 모델화 할 수 있는 나카가미- m 확률밀도함수를 이용하여 이동통신 채널 환경에서 필연적으로 존재하는 페이딩 환경을 고려한 MC DS-CDMA 시스템의 직·병렬 혼합 동기 획득 성능을 분석하였다. 그 결과 페이딩 지수 m 이 증가할수록 페이딩이 없는 이상적인 통신 채널로 검파 확률이 증가함을 확인할 수 있었다. 또한, 결정 경로가 많을 때는 부반송파의 수 U 가 증가할수록 검파 성능을 향상시킬 수 있었으며, $SNR/chip$ 이 열악할 때 부반송파의 수에 더욱 민감한 영향을 가짐을 확인할 수 있었다. 또한 단일 반송파 당 integral dwell time에 들어오는 칩의 수 M_p 의 증가는 검파 성능을 향상시키지만, $SNR/chip = -10 [dB]$ 이상 증가하면 오히려 평균 획득 시간에 악영향을 미치는 것으로 확인되었다. 이는 부반송파의 수가 증가할수록 더욱 현저한 차이를 나타내었다. 사용자 수가 증가 할수록 부반송파의 수가 적을 때는 $SNR/chip$ 에 영향을 적게 받지만 부반송파의 수가 증가하면 $SNR/chip$ 에 따라서 영향을 크게 받음이 확인 되었으며, 사용자 수에 대한 평균 획득 시간에 $SNR/chip$ 이 커질수록 더욱 큰 영향을 받음을 보였다.

이와 같은 결과들로 보아 제안된 직·병렬 혼합 동기 획득 방식은 완전 병렬 동기 획득 방식에 비해 상관기의 수를 현저히 감소시킬 수 있으며, 나카가미- m 페이딩 채널에서 MC DS-CDMA 시스템의 직렬 동기 획득에 비교하여 전체 검파 에러 성능은 동일 조건에서 $10^{-2.5}$ 로 비슷한 성능을 보였으나, 평균 획득 시간(MAT)은 상대적으

로 더 빠른 동기 획득 방식을 입증하였다.

참고문헌

- [1] Lajos Hanzo, et al., Single and Multi-Carrier DS-CDMA : Multi-User Detection, Space-Time Spreading, Synchronisation, Standards and Networking, IEEE Press-Wiley, June 2003.
- [2] R. Prasad and Hara, "Overview of Multicarrier CDMA", IEEE Commun. Mag., pp126-133, Dec.1997
- [3] Shior Kondo and Laurence B. Milstein, "Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in Multipath Fading Channel", IEEE trans. Commun., vol.44, pp356-367, Mar 1996.
- [4] E.A. Sourour and M. Nakagawa, "Performanc of Orthogonal Multicarrier CDMA in Multipath Fading Channel," IEEE Trans. Commun., vol.44, pp356-367, Mar. 1996.
- [5] John. G. Proakis, Digital Communication, 3rd ed. New York, McGraw-Hill, 1995.
- [6] Minoru Nakagami, "The m -distribution---A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading," reprinted from Statistical Methods of Radio Wave Propagation, W. C. Hoffman, Ed. Oxford, England : pergamon Press, 1960.
- [7] Lie-Liang Yang and Lajos Hanzo, "Performance of Generalized Multicarrier DS-CDMA Over Nakagami- m Fading Channels." IEEE Trans. Commun., vol. 50, No. 6, pp. 956-966, June 2002.
- [8] W. Zhuang, "Noncoherent Hybrid Parallel PN Code Acquisition For CDMA Mobile Communications." IEEE Transactions on Vehicular Technology 45, pp. 643-656, Nov. 1996.
- [9] H.-R. Park, B.-J. Kang, and Y. Han, "Hybrid Acquisition in DS/CDMA Forward Link." IEEE 47th Vehicular Technology Conference, May, 1997

저자소개



김 원 섭(Won-sub Kim)

1999년 2월 청주대학교
전자공학과 졸업(공학사)
2001년 2월 청주대학교
전자공학과 졸업(공학석사)

2005년 2월 청주대학교 전자공학과 졸업(공학박사)
2007년 4월 ~ 현재 청주대학교 전임강사
※ 관심 분야 : 해양위성통신, 부호이론, 대역확산 통신,
영상통신, Multimedia 통신



김 경 원(Kyung-Won Kim)

2004년 2월 청주대학교
전자공학과 졸업(공학사)
2006년 2월 청주대학교
전자공학과 졸업(공학석사)

2006년 3월 ~ 현재 아남전자 멀티미디어 연구실
※ 관심 분야 : 이동통신, 무선음성통신



박 진 수(Jin-Soo Park)

1975년 한양대학교 전자공학과 졸업
(공학사)
1977년 한양대학교 전자 통신과 졸업
(공학석사)

1985년 : 한양대학교 전자통신과 졸업(공학박사)
1978년~현재 : 청주대학교 정보통신공학부 교수
※ 관심분야 : 디지털 이동 통신, 부호이론, 대역확산 통
신, Multimedia 통신, 영상통신