

Rician Fading Channel에서의 직접대역확산통신용 초기동기 성능분석

The Performance Analysis of the Initial Synchronization for the Direct Sequence Spread Spectrum Communication under the Rician Fading Channel

임 명 섭

Myoung-Seob Lim

요 약

본 논문에서는 IMT2000(FPLMTS)의 CAI(common air interface)의 방식으로 활발한 연구가 이루어지고 있는 CDMA방식에 대해서 가장 핵심이 되는 초기동기성능 분석을 Rician fading channel에서 수행하였다. false alarm probability, detection probability, test PN chip의 적분구간을 변수로하여 double dwell방식에서 초기적분 구간길이에 대한 평균 최소동기획득 시간 및 신호검출 임계값에 대한 평균 최소동기획득 시간을 분석한 결과에서 신호판정 임계치가 커짐에 따라 동기획득 소요시간은 그다지 증가하지 않음을 알 수 있다.

Abstract

In this paper, the performance about the CDMA initial synchronization under the Rician fading channel, which is actively studied as a CAI for IMT2000(FPLMTS) is analyzed. Through the performance analysis with the double dwell serial search code acquisition, the minimum mean initial synchronization acquisition time vs signal detection threshold value and first dwell duration time respectively with parameters of false alarm probability, detection probability and test PN chips is presented and the results show the mean initial synchronization acquisition time is increased with lower slope than Rayleigh fading as the threshold value of the initial synchronization acquisition decision is increased.

I. 서 론

고도의 정보화 사회에서는 다양한 형태의 광대역 멀티미디어 서비스를 제공하는 광대역 통신망과 연계, 어디서나, 누구와도 통신이 가능한 편리한 이동 통신이 연계되어 통신의 궁극적인 목표를 이룰 수

있는 이동무선 광대역 멀티미디어 서비스를 필요로 하고 있다. 이동통신 서비스를 받고자하는 가입자의 수요가 해마다 증가하면서 한정된 주파수자원에서 늘어나는 가입자를 수용하기 위해 아나로그 FM 방식에서 주파수 사용효율이 높은 DS/SS (Direct Sequence /Spread Spectrum)방식의 CDMA 디지털 이동통신방식으로 전환되어 가고 있

전북대학교 정보통신공학과(Department of Information & Communication Engineering, Chonbuk National University)

· 논문 번호 : 970822-055

· 수정완료일자 : 1997년 12월 15일

다^[1]. 또한 다양한 cell 환경과 384 kbps~2 Mbps 급의 광대역 멀티미디어 서비스를 제공하기 위한 차세대 이동통신 방식이 IMT2000(International Mobile Telecommunication 2000: FPLMTS)을 중심으로 연구되어지고 있다. IMT2000에서는 종래의 PLMN(Public Land Mobile Network)과 달리 육상 이동체와 인공위성간에 통신을 위한 주파수대역이 할당되어 있다. 근래에 들어서는 저궤도 위성을 이용한 Iridium, GlobalStar 등 GMP-CS(Global Mobile Personal Communication Systems)이 활성화되고 있으며, 특히 군에서도 유기적인 전략체제를 구축하기 위해 인공위성을 이용한 군통신망이 계획중이다. 따라서 차세대 CDMA 디지털 이동통신방식을 설계시 종래의 Rayleigh 페이딩 환경에서의 DS/SS방식의 성능분석뿐만 아니라 Rician 페이딩에서의 성능을 분석할 필요가 있다. 본 고에서는 Balanced QPSK/DS-SS구조에 대한 출력특성을 토대로 Rician 페이딩 채널에서의 신호검출 및 오보확률을 구하고, Double dwell serial search에 의한 초기동기 획득 및 평균 동기 획득 시간을 구하였다.

II. Balanced QPSK/ DS-SS구조의 출력 특성

CDMA 변,복조방식은 수신시 반송파의 주파수 및 위상정보의 필요 유무에 따라 동기식(coherent)방식과 비동기식(noncoherent)방식으로 분류될 수 있다.

Inphase와 Quadrature성분에 포함된 위상변화 성분을 각각 제공하여 신호왜곡 성분을 제거하거나 제공하는 과정에서 수신부에 부가된 잡음성분도 제공하게되는 비동기방식에 비해 반송파의 주파수 및 위상정보를 추정하여 수신신호에 부가되는 신호왜곡 성분을 제거하는 동기식 변복조방식이 약 3 dB 정도 우수한 것으로 알려져 있다^[2]. 그러나, 동기식 변복조를 위해서는 반송파 수신신호의 감쇄, 위상변화를 추정하기 위한 pilot신호 전송기법이 요구된다. 이러한 pilot신호의 전송은 다중접속이 이루

어지는 CDMA방식의 경우 간섭잡음을 증가시키게 된다. 한편 비동기식의 경우는 상대적 성능감소를 보상하기 위해 Walsh Hadamard함수를 이용한 M-ary orthogonal 변,복조기법이 병행된다^[3].

본고에서는 입력 데이터가 Inphase와 Quadrature경로에 동일하게 나누어져 입력되고 각각 다른 PN code sequence로 확산된 후 변조되며, 수신부에서는 비동기식으로 PN code상관기의 출력을 얻는 Balanced QPSK/DS-SS방식의 CDMA 변,복조기의 출력특성을 해석하여 이를 토대로 신호검출 및 오보확률을 유도한다.

본 논문에서는 I/Q PN 코드에 의한 신호확산 및 역확산과 펄스성형 과정만을 고려하여 출력의 통계적 특성을 해석한다. 송신기에서 i 번째 사용자의 기저대역 신호열(baseband information sequence)과 I/Q PN 코드열은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} x^{(i)}(t) &= \sum_r x_r^{(i)} h_0(t-rT_c) \\ a_I^{(i)}(t) &= \sum_n a_{I,n}^{(i)} \delta(t-nT_c) \\ a_Q^{(i)}(t) &= \sum_n a_{Q,n}^{(i)} \delta(t-nT_c) \end{aligned} \quad (1)$$

위 식에서 $x^{(i)}(t)$, $a_I^{(i)}(t)$, $a_Q^{(i)}(t)$ 는 각각 기저대역 신호 데이터, I, Q 채널 PN 코드열을 나타내며, T_s 와 T_c 는 신호 데이터와 PN 칩의 주기를, $d(t)$ 와 $u(t)$ 는 Kronecker delta function 및 step function을 나타낸다. 따라서 i 번째 가입자의 송신 신호는

$$\begin{aligned} s^{(i)}(t) &= \sqrt{E_c^{(i)}} \cos(2\pi f_c t) \sum_n x_n^{(i)} a_{I,n}^{(i)} h(t-nT_c) \\ &+ \sqrt{E_c^{(i)}} \sin(2\pi f_c t) \sum_n x_n^{(i)} a_{Q,n}^{(i)} h(t-nT_c) \end{aligned} \quad (2)$$

로 주어지며 여기서 $h(t)$ 는 펄스 성형 필터의 임펄스 응답을 나타낸다. I, Q PN 코드에 의한 역확산과 정합 필터링 과정만을 고려한 QPSK 수신기는

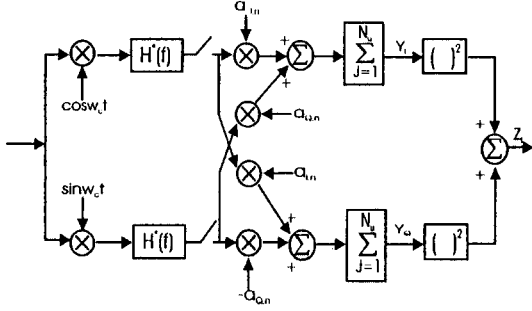


그림 1. Noncoherent Balanced QPSK 수신기 구조
 Fig. 1. Structure of the noncoherent balanced QPSK receiver.

그림 1과 같다. 그림 1에서 다수의 가입자로부터 수신된 신호는 페이딩 및 신호 감쇄 효과를 무시할 때

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \sum_j [\sqrt{E_c^{(j)}} \cos(2\pi f_c t + \phi_j) \sum_n x_n^{(j)} a_{I,n}^{(j)} \\
 &+ h(t-nT_c) + \sqrt{E_c^{(i)}} \sin(2\pi f_c t + \phi_j) \sum_n x_n^{(j)} a_{Q,n}^{(j)} \\
 &+ h(t-nT_c)] + \sqrt{2} n_I(t) \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{2} n_Q(t) \sin(2\pi f_c t)
 \end{aligned} \quad (3)$$

로 주어지며 가입자 i 에 대한 정합 필터의 출력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 u_I(t) &= \frac{1}{2} \sqrt{E_c^{(i)}} \sum_n x_n^{(i)} [\cos\phi_i a_{I,n}^{(i)} + \sin\phi_i a_{Q,n}^{(i)}] \\
 &+ R(t-nT_c) + \frac{1}{2} \sum_{j \neq i} \sqrt{E_c^{(j)}} \sum_n x_n^{(j)} [\cos\phi_j a_{I,n}^{(j)} + \\
 &+ \sin\phi_j a_{Q,n}^{(j)}] R(t-nT_c) + \frac{1}{\sqrt{2}} n_I'(t) \\
 u_Q(t) &= \frac{1}{2} \sqrt{E_c^{(i)}} \sum_n x_n^{(i)} [-\sin\phi_i a_{I,n}^{(i)} + \cos\phi_i a_{Q,n}^{(i)}] \\
 &+ R(t-nT_c) + \frac{1}{2} \sum_{j \neq i} \sqrt{E_c^{(j)}} \sum_n x_n^{(j)} [\cos\phi_j a_{I,n}^{(j)} \\
 &- \sin\phi_j a_{Q,n}^{(j)}] R(t-nT_c) + \frac{1}{\sqrt{2}} n_Q'(t)
 \end{aligned} \quad (4)$$

저역통과 필터의 출력을 샘플링하여 i 번째 가입자

의 I, Q PN 코드열을 곱한 결과는

$$\begin{aligned}
 Y_I(mT_c) &= u_I(mT_c) a_{I,m}^{(i)} + u_Q(mT_c) a_{Q,m}^{(i)} \\
 &= \frac{1}{2} \sqrt{E_c^{(i)}} \sum_n x_n^{(i)} \{(\cos\phi_i a_{I,n}^{(i)} + \sin\phi_i a_{Q,n}^{(i)}) a_{I,m}^{(i)} \\
 &+ (-\sin\phi_i a_{I,n}^{(i)} + \cos\phi_i a_{Q,n}^{(i)}) a_{Q,m}^{(i)}\} R(mT_c - nT_c) \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{j \neq i} \sqrt{E_c^{(j)}} \sum_n x_n^{(j)} \{(\cos\phi_j a_{I,n}^{(j)} + \sin\phi_j a_{Q,n}^{(j)}) a_{I,m}^{(j)} \\
 &+ (-\sin\phi_j a_{I,n}^{(j)} + \cos\phi_j a_{Q,n}^{(j)}) a_{Q,m}^{(j)}\} R(mT_c - nT_c) \\
 &+ \frac{1}{\sqrt{2}} n_I'(mT_c) a_{I,m}^{(i)} + \frac{1}{\sqrt{2}} n_Q'(mT_c) a_{Q,m}^{(i)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Y_Q(mT_c) &= u_I(mT_c) a_{I,m}^{(i)} - u_Q(mT_c) a_{Q,m}^{(i)} \\
 &= \frac{1}{2} \sqrt{E_c^{(i)}} \sum_n x_n^{(i)} \{(\cos\phi_i a_{I,n}^{(i)} + \sin\phi_i a_{Q,n}^{(i)}) a_{Q,m}^{(i)} \\
 &- (-\sin\phi_i a_{I,n}^{(i)} + \cos\phi_i a_{Q,n}^{(i)}) a_{I,m}^{(i)}\} R(mT_c - nT_c) \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{j \neq i} \sqrt{E_c^{(j)}} \sum_n x_n^{(j)} \{(\cos\phi_j a_{I,n}^{(j)} + \sin\phi_j a_{Q,n}^{(j)}) a_{Q,m}^{(j)} \\
 &- (-\sin\phi_j a_{I,n}^{(j)} + \cos\phi_j a_{Q,n}^{(j)}) a_{I,m}^{(j)}\} R(mT_c - nT_c) \\
 &+ \frac{1}{\sqrt{2}} n_I'(mT_c) a_{I,m}^{(i)} - \frac{1}{\sqrt{2}} n_Q'(mT_c) a_{Q,m}^{(i)}
 \end{aligned} \quad (5)$$

로 주어진다.

송신단에서 보낸 데이터 $x_m^{(i)}$ 에 대해, m 번째 샘플의 평균과 분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 E[y_I(mT_c) | x_m^{(i)}] &= \sqrt{E_c^{(i)}} x_m^{(i)} R(0) \cos\phi_i \\
 E[y_Q(mT_c) | x_m^{(i)}] &= \sqrt{E_c^{(i)}} x_m^{(i)} R(0) \sin\phi_i \\
 \text{var}[y_I(mT_c) | x_m^{(i)}] &= \sigma_{I,I}^2 + \sigma_{MA,I}^2 + \sigma_{N,I}^2 = \sigma_I^2 \\
 \text{var}[y_Q(mT_c) | x_m^{(i)}] &= \sigma_{I,Q}^2 + \sigma_{MA,Q}^2 + \sigma_{N,Q}^2 = \sigma_Q^2
 \end{aligned}$$

여기서, $\sigma_{I,I}^2$, $\sigma_{MA,I}^2$, $\sigma_{N,I}^2$ 는 각각 Inphase 경로에서의 상호 chip간 간섭, 다른 가입자의 간섭, 그리고 가산성 잡음을 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \sigma_{I,I}^2 &= \frac{1}{4} E_c^{(i)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [R(nT_c)]^2 \\ \sigma_{MA,I}^2 &= \frac{1}{2} \sum_{j \neq i}^{N_c} E_c^{(i)} \frac{1}{T_c} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^4 df \\ \sigma_{N,I}^2 &= \frac{1}{2} N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \end{aligned} \quad (7)$$

펄스 성형필터가 $R(0)=1$ 로 정규화된 경우에 Inphase경로와 Quadrature경로의 출력은 데이터 심볼의 극성을 무시할때

$$\begin{aligned} y_{I,n} &= \sqrt{E_c^{(i)}} \cos \varphi_i + n_{I,n} \\ y_{Q,n} &= \sqrt{E_c^{(i)}} \sin \varphi_i + n_{Q,n} \end{aligned} \quad (8)$$

으로 모델링할 수 있다.

여기서, $n_{I,n}$ 과 $n_{Q,n}$ 은 저역통과 필터링된 Gaussian noise process의 샘플이며 서로 독립적이다.

이 샘플들을 N 개의 PN chip에 대해 적분한 후 Y_I 와 Y_Q 는

$$\begin{aligned} E[Y_I] &= N \sqrt{E_c^{(i)}} \cos \varphi_i \\ E[Y_Q] &= N \sqrt{E_c^{(i)}} \sin \varphi_i \\ \text{var}[Y_I] &= NI_0/2 \\ \text{var}[Y_Q] &= NI_0/2 \end{aligned} \quad (9)$$

로 주어지며, 여기서 $I_0 = \sigma_I^2 + \sigma_Q^2$ 이다.

동일한 방법으로, Z 의 평균과 분산

$$\begin{aligned} E[Z] &= E[Y_I^2 + Y_Q^2] \\ &= N^2 E_c^{(i)} + NI_0 \\ \text{var}(Z) &= (NI_0)^2 \end{aligned} \quad (10)$$

III. Rician 페이딩 채널에서의 신호검출 및 오보확률

초기동기획득을 위해서는 서로 독립적인 PN code 적분구간을 L 개를 다중으로 적분하는 double

dwell방식의 serial search 방식을 채택하였다. 이때 정확히 PN code 동기가 맞지 않은 test cell에서의 신호 Z 의 확률밀도함수는

$$f_z(Z/H_0) = \frac{1}{(L-1)! V_N^L} Z^{L-1} e^{-\frac{Z}{V_N}} \text{로 주어지고}$$

이때 오보확률은

$$P_F = \int_{\theta}^{\infty} f_z(Z/H_0) dZ = e^{-\frac{\theta}{V_N}} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(\theta/V_N)^k}{K!} \quad (11)$$

으로 주어진다^[4].

한편 Rician fading 채널에서 신호성분은 직접수신파와 Rayleigh 성분이 합하여진 것이고, 그 신호의 확률밀도함수는 noncentral chi-squared 형태로

$$p(\beta) = \frac{e^{-(\beta+\gamma)/\sigma^2}}{\sigma^2} I_0(2\sqrt{\gamma\beta}/\sigma^2) \text{ 이므로 이 Rician fading 채널에서의 신호의 성분은}$$

$$\begin{aligned} Z_{Ri} &= E[e^{-\beta E_c/V_N}] \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{\gamma+\beta(1+\sigma^2 E_c/V_N)}{\sigma^2}\right] I_0\left(2\frac{\sqrt{\gamma\beta}}{\sigma^2}\right) d\beta / \sigma^2 \\ &= \frac{1}{1+N^2 E_c/V_N} \exp\left(-\frac{\gamma N^2 E_c/V_N}{1+N^2 E_c/V_N}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

이 된다^[5].

따라서 PN code 동기가 정확히 맞은 test cell에서의 신호 Z 의 확률밀도함수는

$$P_D = \int_{\theta}^{\infty} f_z(Z/H_1) dZ = e^{-\frac{\theta}{V_F}} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{(\theta/V_F)^k}{K!} \quad (13)$$

이며, 여기서 신호가 존재할 때

$$V_F = (N^2 E_c + V_N) \exp\left(-\frac{\gamma N^2 E_c/V_N}{1+N^2 E_c/V_N}\right) \quad (14)$$

이다.

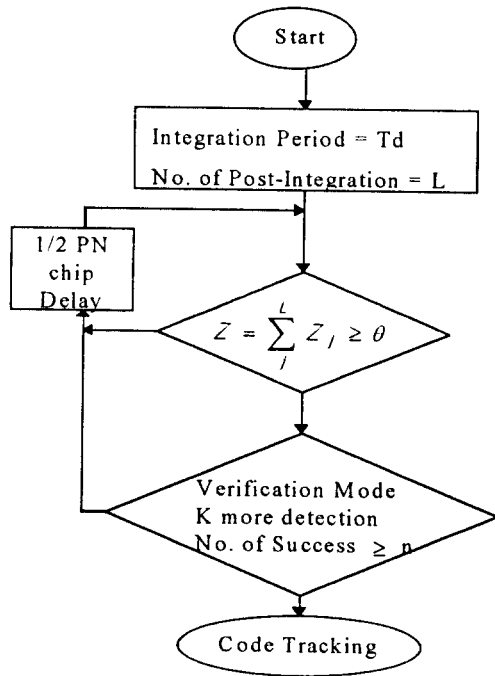


그림 2. Double dwell serial search 방식의 flow-chart

Fig. 2. Flowchart of double dwell serial search scheme.

IV. Double dwell serial search에 의한 초기동기 획득 및 평균동기 획득 시간

그림 2는 double dwell serial search 방식에 대한 flowchart이다. 그림에서 Td는 복조기 출력 Z를 계산하기 위한 dwell time(N개의 PN chip duration누적 구간)으로서 신호대 잡음비를 높이기 위해 후치적분의 수를 증가시키면 신호검출 확률을 높일 수 있으나 평균동기시간이 길어지게 된다.

single dwell방식의 경우 매 test cell마다 무조건 적분구간에 해당하는 N개의 PN chip수만큼 시간이 소요되어 test cell의 개수가 M이고 그중 t번째 정확한 cell이 있다면 처음부터 찾아들어 갈 경

우 총 $N \times t$ 의 시간이 소요되는 반면 double dwell의 경우는 매 test cell에 N개의 적분구간을 할애하지 않고 그보다 b배 적은 $p=N/b$ 시간을 할애해 가능 임계치가 넘는 cell에 N개의 적분구간을 할애한다. 따라서 전체 소요시간은 $p \times (t-1) + N$ 이므로 두 방식간의 시간 비는

$$\begin{aligned} & [p \times (t-1) + N] / (N \times t) \\ &= [(N/b) \times (t-1) + N] / (N \times t) \\ &= 1/t + (t-1)/t / b \end{aligned} \tag{15}$$

이 되며, t가 무한히 길 때는 확연히 동기획득 소요 시간은 1/b만큼 줄어든다.

이상과 같이 double dwell방식을 쓸 경우 주어진 test cell에서 경보의 진위여부를 판단하기 위한 확인과정으로 경보가 발생한 코드위상에서 k번 더 hypothesis test를 수행하여 경보가 $n(n \leq k)$ 번 이상 발생할 경우 최종적으로 동기획득이 이루어진 것으로 선언하였다. 이와 같은 hypothesis test를 flow graph로 표현하면 그림 3과 같다.

그림 3에서 확인 과정을 거쳐 최종적으로 동기획득이 선언될 확률은 $P_D P_D^k$ 이며 여기서 P_D^k 는 확인 과정을 통과할 확률로

$$P_D^k = \sum_{j=n}^k \binom{k}{j} P_D^j (1-P_D)^{k-j} \tag{16}$$

로 주어지며 $H_0(z)$ 와 $H_M(z)$ 는 각각

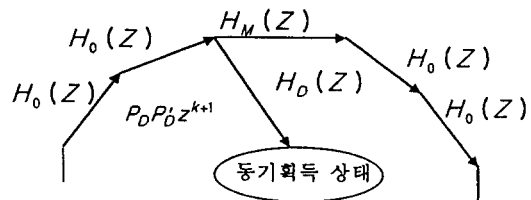


그림 3. 동기획득 상태 천이도

Fig. 3. State diagram of synch. acquisition.

$$H_0(z) = (1 - P_F)z + P_F z^{k+1}$$

$$H_M(z) = (1 - P_D)z + P_D(1 - P_D') z^{k+1} \quad (17)$$

로 주어진다^[6]. 그림 3에서 최종 node로부터 i 번째 떨어진 node에서 탐색이 시작된다고 가정할 경우 시작점에서 최종 node까지의 경로와 feedback loop는 각각 하나이며, 따라서 Mason의 공식을 이용하여 전달함수는

$$U_i(z) = \frac{H_0^i(z) P_D P_D' z^{k+1}}{1 - H_M(z) H_0^{v-1}(z)} \quad (18)$$

로 주어진다. 또한, 각 node마다 시작 node가 될 확률은 $1/v$ (v : 총 test cell의 수)로 같으므로 모든 가능한 시작 node에 대해 평균한 전달함수는

$$U(z) = \frac{1}{v} \sum_{i=0}^{v-1} U_i(z) \\ = \frac{1}{v} \frac{P_D P_D' z^{k+1}}{1 - H_M(z) H_0^{v-1}(z)} \sum_{i=0}^{v-1} H_0^i(z) \quad (19)$$

로 주어진다. 위식을 다항식으로 전개하면,

$$U(z) = \sum_{j=0}^{\infty} C_j z^j \quad (20)$$

이 되며 식 (20)에 $z=1$ 을 대입하면, $U(z)|_{z=1} = 1$ 이 됨을 알 수 있다. 즉, $U(z)$ 는 moment generating function이 되며 이때 $C_j, j=0, 1, \dots, \infty$ 는 동기 획득 시간이 $j(\tau_D$ 단위)일 확률을 나타낸다. 따라서 평균동기 획득 시간은

$$E[T_{acq}] = \left. \frac{dU(z)}{dz} \right|_{z=1} \tau_D$$

$$= \left[\frac{(v-1)(1+kP_F)(2-P_D P_D')}{2P_D P_D'} + \frac{1+kP_D}{P_D P_D'} \right] \tau_D \quad (21)$$

으로 된다^[4].

V. 파라미터 선택 및 결과 고찰

식 (21)로 정의되듯이 평균동기 획득 시간은 P_D (혹은 $P_D P_D'$), P_F , k , v 및 L 의 함수로 주어짐을 알 수 있다. 기지국이 반경 48 km (30 miles)의 무선 서비스구역에서 1.2288 Mcps (chip per second)로 대역확산된 신호를 수신시 탐색구간은 392 PN chip에 해당한다. 이때 동기검출 신호관정치를 7 dB로 하고 수신신호대 잡음비가 각각 5 dB, 7 dB, 9 dB, 11 dB일 때 일차 초기동기 획득용 적분구간 길이에 대한 Rayleigh fading과 Rician fading의 평균동기 획득 시간은 그림 4 및 그림 5와 같다.

수신신호대 잡음비인 E_b/I_0 가 낮을수록 기지국의 서비스구역내에서 이동하고 있는 이동국으로부터 수신된 수신신호의 매 test cell에서 초기동기

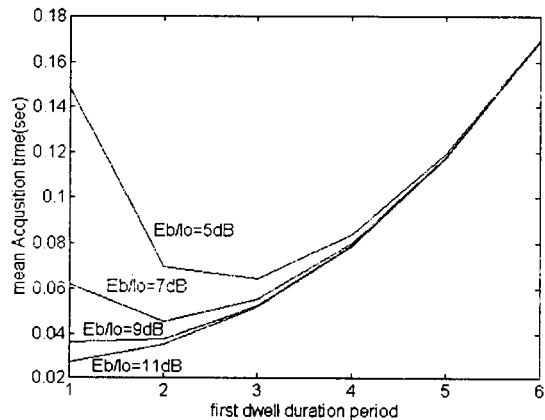


그림 4. Rayleigh fading channel에서 first dwell duration구간에 따른 평균동기 획득 시간

Fig. 4. Mean acquisition time vs first dwell under Rayleigh fading channel.

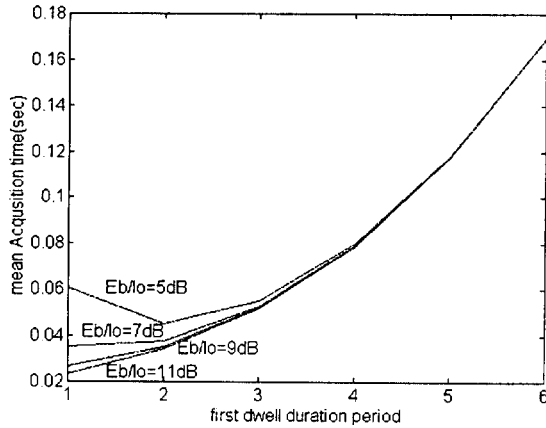


그림 5. Rician fading channel에서 first dwell duration구간에 따른 평균동기 획득 시간

Fig. 5. Mean acquisition time vs first dwell under Rician fading channel

획득을 위한 검증과정에서 적분구간을 늘이기 위한 L 의 값은 증가하여야 하며 반대로 E_b/I_0 가 높은 경우 L 의 값을 작게 선택하는 것이 바람직함을 알 수 있다.

이러한 현상은 E_b/I_0 가 낮을 경우 신호의 검출 확률이 낮으므로 L 을 증가시킴으로써 신호의 검출 확률을 일정 수준으로 높여야 평균 동기획득 시간을 단축시킬 수 있으며, 반대로 E_b/I_0 가 높은 경우는 L 이 작을지라도 신호의 검출확률이 높으므로 L 이 증가하면 평균 동기 획득 시간도 따라서 증가하게 되기 때문이다.

CDMA 시스템의 역방향 링크에서 E_b/I_0 는 일반적으로 7~10 dB이므로 L 은 2가 적당함을 알 수 있다. double dwell방식을 적용하기 위한 절차로서 경보(alarm) 발생시 진위 여부를 확인하기 위해 주어진 코드 위상에서 3번($K=3$) 더 hypothesis test를 수행하였으며 경보가 2번 이상 발생할 경우 동기 획득이 이루어진 것으로 간주하였다. 또한, 오보(false alarm)에 의해 거짓 동기 획득이 이루어지는 것을 막기 위해 오보 확률이 0.05보다 작은 경우 만을 고려하였다. 오보 확률이 0.05인 경우 오보

에 의해 거짓 동기 획득이 이루어질 확률은

$$P_{FP}P'_F = 5 \times 10^{-2} \sum_{j=2}^3 \binom{3}{j} (5 \times 10^{-2})^j (0.95)^{3-j} \approx 3.6 \times 10^{-4} \quad (22)$$

으로 무시할 수 있는 작은 값이다.

Rayleigh fading 채널과 Rician fading 채널에서 구한 신호검출 확률과 오보확률을 대입하여 신호검출 임계치에 대한 평균동기 획득 시간은 그림 6과 같다.

Rician fading의 경우 Rayleigh fading의 경우보다 같은 신호판정 임계치에서 초기동기시간이 약간 덜 소요되며 신호판정 임계치가 커짐에 따라 직접 수신과의 세기가 커짐에 따라 동기획득 소요시간은 그다지 증가하지 않음을 알 수 있다. 그리고 Rician fading 채널에서 직접수신신호 세기의 비율에 따른 신호검출 임계치에 대한 평균동기획득 시간은 그림 7과 같다. 직접수신과의 세기가 커짐에 따라 평균동기 획득 시간이 줄어드는 것을 알 수 있다.

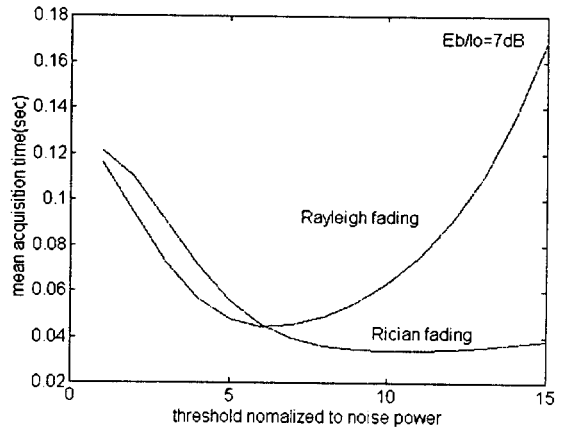


그림 6. Rayleigh fading과 Rician fading 채널에서의 평균초기동기 획득시간

Fig. 6. Mean acquisition time under Rayleigh fading and Rician fading channel.

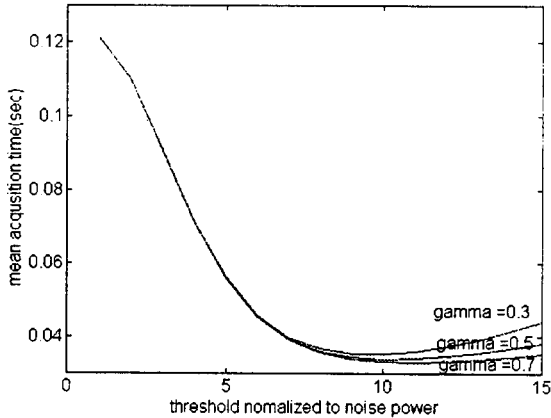


그림 7. Rician fading channel에서 γ (gamma)에 따른 평균초기동기 획득 시간

Fig. 7. Mean acquisition time depending on γ (gamma) under Rician fading channel.

III. 결 론

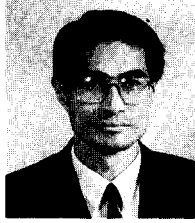
Rayleigh fading 채널과 Rician fading 채널 모두 너무 낮은 신호관정 임계치에서는 오보 확률이 많으므로 penalty time에 의한 초기동기 확립시간이 길어지고, 신호관정 임계치가 높은 경우에는 신호를 놓칠 확률이 높아지므로 최적 신호관정 임계치가 존재함을 알 수 있다. CDMA 시스템의 역방향 링크에서 E_b/I_0 는 일반적으로 7~10 dB이므로 first dwell duration구간의 확장에 대한 평균 동기 획득 시간의 분석에서 볼 때 L 은 2가 적합함을 알 수 있다. 오보 확률이 0.05인 경우 오보에 의해 거짓 동기획득이 이루어질 확률은 식 (22)에서 보듯이 무시할 수 있도록 작은 값이며, 이를 근거로 double dwell방식에 의한 평균초기동기 획득시간의 분석이 가능하였다. 주어진 신호대 잡음비에서 Rician fading의 경우 Rayleigh fading의 경우보다 같은 신호관정 임계치에서 초기동기시간이 약간 덜 소요되는 결과를 얻을 수 있었으며, 이는 직접 수신파의 세기가 커짐에 따라 신호대 잡음비가 증

가하여 오보 확률에 의한 탐색시간보다는 test cell 내 탐색하는 시간에 주로 시간이 소요되므로 신호관정 임계치가 커짐에 따라 동기획득 소요시간은 그다지 증가하지 않음을 알 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, Jr. and C. E. Wheatly, "On the capacity of a cellular CDMA system," *IEEE Trans. Vehic. Technology*, vol. 40, no. 2, pp. 303-312, May 1991.
- [2] J.G. Proakis, *Digital Mobile Communications, 2nd edition*, New York:McGraw-Hill, 1989.
- [3] TIA /EIA Interim Standard-95.
- [4] 강 범주, 박 형래, 임 명섭, "DS /CDMA 역방향 링크에서 시리얼 동기 획득 및 rake 수신기를 이용한 병렬동기 획득의 성능분석", 한국통신학회논문지, 제20권, 제9호, pp. 24 41-2452, 1995년 9월.
- [5] Andrew J. Viterbi, *CDMA Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison Wesley, 1995.
- [6] Andreas Polydoros and Charles L. Weber, "A unified approach to serial search spread spectrum code acquisition - part I: general theory," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. COM-32, no. 5, pp 265-272, May 1984.

임 명 섭



1976년 3월~1980년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1980년 3월~1982년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)

1984년 3월~1990년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 (공학박사)

1984년 1월~1985년 9월 : 대우통신

종합연구소 근무

1985년 9월~1996년 10월 : 한국전자통신연구소 이동통신기술연구단 신호처리연구실장

1996년 10월~현재 : 전북대학교 컴퓨터정보통신공학부 조교수

[주관심 분야] advanced CDMA modem기술 개발(OFDM, MC-CDMA) cellular system engineering, 통신 신호처리 기술 개발