

주파수 선택적 다중 경로 페이딩 채널에서 불완전 전력 제어를 고려한 동기식 DS-CDMA 시스템의 수용 용량

정희원 황승훈*, 김용석**, 김동희**, 황금찬**

Capacity of synchronous DS-CDMA system on frequency selective multipath fading channels with imperfect power control

Seung-Hoon Hwang*, Yong-Seok Kim**, Dong-Hee Kim** and Keum-Chan Whang**

Regular Members

요 약

본 논문에서는 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널에서 불완전 전력 제어의 영향을 고려한 동기식 DS-CDMA 시스템의 역방향 링크 수용 용량이 분석된다. 불완전한 전력 제어의 영향을 분석하기 위해서, 코히어런트 RAKE 수신기를 가지는 동기식 DS-CDMA 시스템에서 수신 신호의 대수 정규 분포 표준편차를 고려한다. 불완전한 전력 제어가 존재하는 경우, 다중 경로 채널 전력 지연 프로파일 모양과 다중 경로의 수가 동기식 DS-CDMA 시스템의 성능에 미치는 영향을 살펴보고 또한 시스템 수용 용량을 추정하기 위해서 부호화된 비트 오류 확률이 계산되어진다. 그리고, 동기식 CDMA의 성능을 기존의 비동기식 CDMA 성능과 비교하여, 불완전한 전력 제어가 존재하는 상황에서 얻을 수 있는 수용 용량의 이득을 예측해본다.

ABSTRACT

In this paper, the bit error performance for the reverse link of a synchronous direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) system employing an imperfect power control scheme over a frequency selective Rayleigh fading channel is analyzed. The system capacity degradation due to power control error (PCE), which is approximated by a log-normally distributed random variable, is estimated as a function of the standard deviation of the PCE. In addition, the impact of the multipath intensity profile (MIP) shape and the number of resolvable paths on the performance of the synchronous transmission is investigated. To estimate the system capacity, the coded bit error performance is evaluated and compared with the conventional CDMA. It is found that synchronous transmission has less sensitivity to imperfect power control and eases the power control requirements. In particular, as the decay constant δ of MIP increases, the synchronous transmission in the DS-CDMA reverse link results in a significant BER improvement over the asynchronous transmission even in the presence of imperfect power control. We further conclude that the capacity can be improved by employing the synchronous transmission.

1. 서론

직접 대역 - 부호 분할 확산 다중 접속 방식 (Direct sequence code-division multiple-access:

DS-CDMA)은 다양한 전송율로 다양한 멀티미디어 서비스를 제공할 수 있는 높은 유연성과 타 다중 접속 방식보다 높은 수용 용량으로, 차세대 이동 통신을 위한 다중 접속 방식으로 각광을 받고 있다 [1]. DS-CDMA 시스템의 수용 용량은 주로 다중 접

* LG정보통신 단말연구소(shwang@lgic.co.kr)

** 연세대학교 전기컴퓨터공학과

논문번호: 98514-1127, 접수일자: 1998년 11월 27일

속 간섭 (Multiple Access Interference: MAI)에 의해 제한 받는다. 따라서, 현재 역상관기나 간섭 제거기와 같은 기법이 MAI를 줄이기 위한 방안으로 큰 관심을 끌고 있다 [2],[3]. 특히, 역방향 링크의 채널간 간섭을 줄여주기 위한 접근으로 역방향 링크 동기식 전송 기법 (Reverse Link Synchronous Transmission Technique: RLSTT)이 소개되었다[4].

참고문헌 [5]에서는 일량과 지수적 다중 경로 밀도 프로파일 (Multipath Intensity Profiles: MIP)를 가지는 레일리 다중 경로 페이딩에서 RLSTT의 BER 성능이 유도되었다. 그러나, [5]의 결과는 완전한 전력 제어를 가정한 결과이다. 즉, 모든 사용자의 전송 신호가 기지국 수신기에서 같은 크기의 전력을 가지고 도달한다. 하지만, 실제적인 이동 무선 환경에서는 이러한 가정은 사실이 아니다. 적응형 전력 제어 (Adaptive Power Control: APC) 기법은 쉘도링, 거리 손실과 페이딩 영향을 보상하기 위해서 필수적이다. 이러한 기법은 사용자들 사이에 일정한 평균 성능을 유지시켜주며, 다중 사용자 간섭의 영향을 줄여준다. 하지만, 이러한 결과는 성능 열화를 유발하는 랜덤하게 변화하는 전력 제어 오차 (Power Control Error: PCE)를 가져온다. 본 논문의 주 관심사는 개방 루프 PCE의 영향하의 시스템 수용 용량 계산이다. PCE의 분포는 로그노말 랜덤 변수로 간략화될 수 있으며 PCE의 표준 편차는 개방 루프 전력 제어 알고리즘에 사용되는 측정 시간, 도플러 주파수에 의해 1-4dB를 가진다.

본 논문에서는 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널에서 불완전 전력 제어의 영향을 고려한 동기식 DS-CDMA 시스템의 역방향 링크 수용 용량이 분석된다. 불완전한 전력 제어의 영향을 분석하기 위해서, 코히어런트 RAKE 수신기를 가지는 동기식 DS-CDMA 시스템에서 수신 신호의 대수 정규 분포 표준편차를 고려한다. 불완전한 전력 제어가 존재하는 경우, MIP 모양과 다중 경로의 수가 동기식 DS-CDMA 시스템의 성능에 미치는 영향을 살펴보고 또한 시스템 수용 용량을 추정하기 위해서 부호화된 비트 오류 확률이 계산되어진다. 그리고, 동기식 CDMA의 성능을 기존의 비동기식 CDMA 성능과 비교하여, 불완전한 전력 제어가 존재하는 상황에서 얻을 수 있는 수용 용량의 이득을 예측해본다. 본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 채널 및 시스템 모델이 기술되며, 시스템 성능은 코히어런트 BPSK 데이터 변조와 최대비 결합 (Maximal Ratio Combining: MRC) 다이버시티를 사용하

는 RAKE 수신기를 고려하여 III장에서 분석적으로 유도되고 계산되어진다. 수치 결과와 결론은 IV장과 V장에서 각각 기술되어 있다.

II. 채널 및 시스템 모델

2.1. 전송 신호 표현

각 사용자의 변조 신호는 우선 각 셀의 채널을 구분하기 위해 짧은 직교 시퀀스에 의해 확산되고 다음 각 셀을 구분하기 위해 PN 시퀀스에 의해 랜덤화된다 [6]. K명의 사용자가 있다고 가정할 때, k 번째 전송 신호의 등가 기저 대역 표현식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s^{(k)}(t) = \sqrt{2P}a(t)W^{(k)}(t)b^{(k)}(t)\cos[\omega_c t + \phi^{(k)}] \quad (1)$$

여기서, a(t)는 CDMA 직교성을 유지하기 위해 셀 내의 모든 사용자에게 공통이고 긴 의사 잡음 (Pseudo Noise: PN) 시퀀스이고 아래식과 같이 표현된다.

$$a(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j(t)p_{T_c}(t-jT_c), \quad a_j^{(k)} \in \{-1, 1\} \quad (2)$$

$W^{(k)}(t)$ 는 직교 시퀀스이고 아래식과 같다.

$$W^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_j^{(k)}(t)p_{T_w}(t-jT_w), \quad w_j^{(k)} \in \{-1, 1\} \quad (3)$$

그리고, $b^{(k)}(t)$ 는 데이터 신호 파형이며 다음과 같다.

$$b^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} b_j^{(k)}(t)p_T(t-jT), \quad b_j^{(k)} \in \{-1, 1\} \quad (4)$$

식 (1)에서 모든 사용자에게 공통인 P는 평균 전송전력이고, ω_c 는 공통 반송파 주파수이다. 그리고, $\phi^{(k)}(t)$ 는 k번째 변조기의 위상각이다. 위상각 $\phi^{(k)}(t)$ 는 $[0, 2\pi)$ 에서 균일하게 분포한다고 가정한다. 식 (2),(3),(4)에서 T_c 는 PN 칩 길이이고, T_w 는 Walsh 칩 길이, T는 데이터 비트 길이 그리고, $p_T(t)$ 는 단위 크기를 갖고 주기T인 구형파이다. $w_j^{(k)}$ 는 k번째 사용자 직교 시퀀스의 j번째 칩 부호를 나타내며 $a_j(t)$ 는 모든 사용자에게 공통인 확산 시퀀스에서 j번째 칩의 부호이며, $b_j^{(k)}$ 는 k번째 사용자의 j번째 전송 심볼의 부호이다. 칩 주기 T_c 는 처리 이득 $N=T_b/T_c$ 에 의해 비트 주기 T와 관계를 가진다. 우

리는 T_w 와 T_c 이 같다고 가정한다.

2.2. 채널 모델

채널은 기저 대역 등가 임펄스 응답으로 [7]에 의해 모델링되고 다음과 같다.

$$h_k(\tau) = \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} \delta[\tau - \tau_l^{(k)}] \quad (5)$$

각 경로는 세 개의 변수들로 특징 지워진다 : 강도 β_l , 위상 천이 θ_l , 전파 지연 τ_l . 레일레이 페이딩이라 가정할 때, 1번째 전파 경로에서 ($l=0,1,\dots,L^{(k)}-1$) 레퍼런스 사용자의 수신 신호 강도는 아래의 확률밀도함수를 가진다.

$$f(\beta_l^{(k)}) = \frac{2\beta_l^{(k)}}{E[(\beta_l^{(k)})^2]} \exp\left(-\frac{(\beta_l^{(k)})^2}{E[(\beta_l^{(k)})^2]}\right) \quad (6)$$

$$= \frac{2\beta_l^{(k)}}{\Omega_l^{(k)}} \exp\left(-\frac{(\beta_l^{(k)})^2}{\Omega_l^{(k)}}\right)$$

그리고, 위상 $\theta_l^{(k)}$ 는 $(0,2\pi)$ 에서 균일한 분포를 가지는 i.i.d 랜덤변수이다. 파라미터 $\Omega_l^{(k)}$ 는 의 2차 모멘트 $\Omega_l^{(k)} = E[(\beta_l^{(k)})^2]$ 로 $\sum_{l=0}^{\infty} \Omega_l = 1$ 을 갖는다. 그리고, 첫번째 경로 강도 $\Omega_0^{(k)}$ 의 2차 모멘트와는 아래와 같은 관계를 가진다고 가정한다.

$$\Omega_l^{(k)} = \Omega_0^{(k)} e^{-\delta l}, \delta \geq 0$$

$$= (1 - e^{-\delta}) / (1 - e^{-\delta L^{(k)}}), \text{for } 0 < l \leq L^{(k)} - 1, \text{ 지수 MIP}$$

$$1/L^{(k)}, \text{for } 0 \leq l \leq L^{(k)} - 1, \text{일량 MIF} \quad (7)$$

$\Omega_l^{(k)}$ 에 대한 이런 함수 형태는 경로 지연의 함수로서 평균 경로 강도의 감쇠를 설명해주고 있다. 파라미터 δ 은 이런 감쇠가 일어나는 정도를 반영한다. 더욱 실제적인 프로파일 모델은 경로 지연이 증가함에 따라 평균 전력이 지수적으로 지연되는 지수적 MIP일 것이다^{[8],[9],[10]}.

2.3 RAKE 결합기 출력

본 논문에서 수신기는 코히어런트 레이크 수신기인데 여기서 탭 L_r 수는 $L^{(k)}$ 보다 작거나 같은 변수 파라미터이다. L_r 는 다이버시티 효과를 고려하기 위한 변수이다. 정합 필터는 기준 사용자의 CDMA 부호와 일치되고, 기준 신호의 첫번째 경로와 시간 동기화가 되었다고 가정한다. 그리고, 탭 가중치와 위상들은 채널 파라미터에 대해 완벽하게 추정되었다고 가정한다. 수신 신호는 아래와 같이 나타내질

수 있다.

$$r(t) = n(t) + \sqrt{2P} \sum_{k=1}^K \sqrt{\lambda_k} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} a[t - \tau_l^{(k)}] W^{(k)}[t - \tau_l^{(k)}] b^{(k)}[t - \tau_l^{(k)}] \cos[\omega_c t + \phi_l^{(k)}] \quad (8)$$

여기서, λ_k 는 불완전 전력 제어로 인한 랜덤 변수로 k 번째 사용자의 전력 제어 오차를 의미한다. 우리는 λ_k 가 표준 편차 σ_λ dB를 가지는 로그노말 분포라 가정한다. 바꿔 말하면, $\lambda_k = 10^{(\sigma_\lambda/10)}$ 이고 여기서 x 는 노말 분포를 가진다. $\phi_l^{(k)}$ 는 k 번째 반송파의 1번째 경로의 위상을 의미한다. 그리고, $n(t)$ 는 AWGN으로 양대역 스펙트럼 밀도가 $\eta/2$ 이다. 기준 사용자에 대해 ($k=1$) 수신기의 출력 신호는 아래와 같다.

$$U = \sum_{n=0}^{L_r-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} r(t) \beta_n^{(1)} a(t - nT_c) W^{(1)}(t - nT_c) \cos[\omega_c t + \phi_n^{(1)}] dt$$

$$= \sum_{n=0}^{L_r-1} \{S^{(n)} + I_{msi}^{(n)} + I_s^{(n)} + I_m^{(n)}\} \quad (9)$$

여기서, $S^{(n)} = \sqrt{P\lambda_1/2} b_0^{(1)} T \{ \beta_n^{(1)} \}^2$ (9a)

$$I_{msi}^{(n)} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=2}^K \sqrt{\lambda_k} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_n^{(1)} \beta_l^{(k)} \{ b_{-l}^{(k)} RW_{kl}[\tau_{nl}^{(k)}] + b_0^{(k)} \hat{RW}_{kl}[\tau_{nl}^{(k)}] \} \cos[\phi_{nl}^{(k)}] \quad (9b)$$

$$I_s^{(n)} = \sqrt{\frac{P\lambda_1}{2}} \sum_{l=0, l \neq n}^{L^{(1)}-1} \beta_n^{(1)} \beta_l^{(1)} \{ b_{-l}^{(1)} RW_{11}[\tau_{nl}^{(1)}] + b_0^{(1)} RW_{11}[\tau_{nl}^{(1)}] \} \cos[\phi_{nl}^{(1)}] \quad (9c)$$

$$I_m^{(n)} = \int_{nT_c}^{T+nT_c} n(t) \beta_n^{(1)} a(t - nT_c) W^{(1)}(t - nT_c) \times \cos[\omega_c t + \phi_n^{(1)}] dt \quad (9d)$$

여기서, $b_0^{(1)}$ 는 검출될 정보 비트이고 $b_{-l}^{(1)}$ 는 이전 비트이고 $\tau_{nl}^{(k)} = \tau_l^{(k)} - \tau_n^{(1)}$ 이며, $\phi_{nl}^{(k)} = \phi_l^{(k)} - \phi_n^{(1)}$ 이다. 다음 함수들은 [11]에서 정의된 Walsh-PN 연속 부분 상호 상관 함수이다.

$$RW_{k_1}(\tau) = \int_0^\tau a(t - \tau) W^{(k)}(t - \tau) a(t) W^{(1)}(t) dt$$

$$\hat{RW}_{k_1}(\tau) = \int_\tau^T a(t - \tau) W^{(k)}(t - \tau) a(t) W^{(1)}(t) dt$$

식(9)로부터, 우리는 n 번째 ($n=0, 1, \dots, L_r-1$)가지의 출력은 네항으로 이루어짐을 알 수 있다. 첫번째 항은 검출하고자 하는 원하는 신호이고 둘째 항은 $(K-1)$ 명의 타 사용자로부터의 MAI 간섭이다. 세번

째 항은 기준 사용자의 자기 간섭이며, 마지막 항은 AWGN 프로세스로 인한 가우시안 랜덤 변수이다.

III. 성능 분석

K 전송부는 타이밍 제어에 의해 주 경로의 타이밍 클락을 CS에서 일치시킬 수 있다고 가정한다 [4]. 본 분석에서 계산은 RAKE 수신기의 첫번째 가지 (즉 주경로) 에서만 동기를 이루고 나머지 가지 (즉, 다중 경로)에서는 경로의 수신 시간이 비동기적인 경우를 가정한다. 우리는 우선 여러 채널 환경에서 다양한 시스템 파라미터에 대해 비부호화된 비트 오류 확률을 계산한다. 그리고, 시스템 수용 용량 계산을 위해, 경판정 비터비 복호기를 채용하는 길쌈 부호화를 사용하는 시스템의 부호화 비트 오류 성능의 상한을 구한다. 부호화된 비트 오류 성능으로부터 음성, 데이터 서비스를 지원하는 오류를 기준으로 하는 시스템 수용 용량을 구한다.

3.1. 비부호화된 비트 오류 확률

우리는 첫번째 가지와 다른 가지에서의 MAI 항을 가우시안 프로세스로 모델링하여 $n=0$ 일 때와 $n \geq 0$ 인 경우의 MAI 분산과 같은 분산을 가지는 것으로 가정한다. $\beta_n^{(1)}$ 조건부의 $n=0$ 에 대한 MAI의 분산은 다음과 같다 [5].

$$\sigma_{mai,0}^2 = \frac{E_b T (2N-3)}{12M(N-1)} \{\beta_0^{(1)}\}^2 \sum_{k=2}^K \lambda_k \sum_{l=1}^{L_k-1} \Omega_l^{(k)} \quad (10)$$

비슷하게 $n \geq 1$ 의 MAI 분산은 다음과 같다 [5].

$$\sigma_{mai,n}^2 = \frac{E_b T (N-1)}{6N^2} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{k=2}^K \lambda_k \sum_{l=0}^{L_k-1} \Omega_l^{(k)} \quad (11)$$

$E_b = PT$ 는 비트 당 신호 에너지 이다. σ_{sin}^2 의 조건부 분산은 [10]에 의해 간략화된다.

$$\sigma_{si,n}^2 \approx \frac{E_b T}{4N} \lambda_1 \{\beta_n^{(1)}\}^2 \sum_{l=1}^{L_1-1} \Omega_l^{(1)} \quad (12)$$

$\beta_n^{(1)}$ 조건부의 AWGN 잡음의 분산은 다음과 같다.

$$\sigma_{ni,n}^2 = \frac{T\eta_0}{4} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (13)$$

그러므로, $\beta_n^{(1)}$ 조건부에서, 수신기 출력 U는 다음 평균을 가지는 가우시안 랜덤 프로세스이다.

$$U_s = \sqrt{\frac{E_b \lambda_1 T}{2}} \sum_{n=0}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (14)$$

그리고, 분산은 모든 간섭항의 분산의 합이다. 식 (10), (11), (12), (13)으로부터, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \sum_{n=0}^{L_1-1} (\sigma_{mai,n}^2 + \sigma_{si,n}^2 + \sigma_{ni,n}^2) \\ &= (E_b T) \left[\frac{\left(2 - \frac{1}{N-1}\right) \sum_{k=2}^K \lambda_k \sum_{l=1}^{L_k-1} \Omega_l^{(k)} \{\beta_0^{(1)}\}^2}{12M \left\{ \{\beta_0^{(1)}\}^2 + \sum_{n=1}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \right\}} \right. \\ &\quad + \frac{(N-1) \lambda_1 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L_k-1} \Omega_l^{(k)}}{6N^2} \frac{\sum_{n=1}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2}{\{\beta_n^{(1)}\}^2 + \sum_{n=1}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2} \\ &\quad \left. + \frac{\lambda_1 \sum_{l=1}^{L_1-1} \Omega_l^{(1)}}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b} \right] \sum_{n=0}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \end{aligned} \quad (15)$$

식(15)는 다음 식으로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= (E_b T \Omega_0) \left[\frac{(2N-3) \lambda_1 [q(L, \delta) - 1] \{\beta_0^{(1)}\}^2}{12M(N-1) \left\{ \{\beta_0^{(1)}\}^2 + \sum_{n=1}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \right\}} \right. \\ &\quad + \frac{(N-1) \lambda_1 q(L, \delta)}{6N^2} \frac{\sum_{n=1}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2}{\{\beta_n^{(1)}\}^2 + \sum_{n=1}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2} \\ &\quad \left. + \frac{\lambda_1 [q(L, \delta) - 1]}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b \Omega_0} \right] \sum_{n=0}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \end{aligned} \quad (16)$$

여기서, $q(L, \delta) = \sum_{l=0}^{L-1} (1 - e^{-L\delta}) / (1 - e^{-\delta})$. 더욱이, 다음과 같이 정의하면,

$$S = \frac{1}{\Omega_0} \sum_{n=0}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \quad (17)$$

수신기 출력 SNR은 $\sigma_0 S$ 로 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_0 &= \lambda_1 \left[\frac{(2N-3) \lambda_1 [q(L, \delta) - 1] \{\beta_0^{(1)}\}^2}{3M(N-1) \left\{ \{\beta_0^{(1)}\}^2 + \sum_{n=1}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \right\}} + \frac{\eta_0}{E_b \Omega_0} \right. \\ &\quad \left. + \frac{2(N-1) \lambda_1 q(L, \delta) \sum_{n=1}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2}{3N^2 \left\{ \{\beta_0^{(1)}\}^2 + \sum_{n=1}^{L_1-1} \{\beta_n^{(1)}\}^2 \right\}} + \frac{\lambda_1 [q(L, \delta) - 1]}{N} \right] \end{aligned} \quad (18)$$

$Y = \{\beta_n^{(1)}\}^2$ 의 pdf는 다음과 같다.

$$p_Y(y) = \frac{1}{\Omega_0} e^{-y/\Omega_0}, y \geq 0 \quad (19)$$

그리고, $X = \sum_{k=1}^{L_r-1} \{ \beta_n^{(k)} \}^2$ 의 pdf는 다음과 같다.

$$p_X(x) = \frac{x^{L_r-2}}{\Omega_0^{L_r-1} (L_r-2)!} e^{-x/\Omega_0} \quad (\text{일량 MIP}) \quad (20.a)$$

$$p_X(x) = \sum_{k=1}^{L_r-1} \frac{\pi_k}{\Omega_k} e^{-x/\Omega_k} \quad (\text{지수 MIP}) \quad (20.b)$$

$$\text{여기서, } \pi_k = \prod_{i=1, i \neq k}^{L_r-1} \frac{x_k}{x_k - x_i} = \prod_{i=1, i \neq k}^{L_r-1} \frac{\Omega_k}{\Omega_k - \Omega_i}$$

레이터 페이딩이 다중 경로에 의해 발생한다면, 전력제어의 오차를 수학적으로 표현하기 위해 각 이동국으로부터의 수신 전력을 $P_k = P\lambda_k$ 로 나타내며, λ_k 는 다음 식과 같은 로그노말 분포의 확률 밀도 함수를 가지는 것으로 한다 [12].

$$p(\lambda_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\lambda_k}} \lambda_k} \exp \left[-\frac{(\ln \lambda_k - m_{\lambda_k})^2}{2\sigma_{\lambda_k}^2} \right] \quad (21)$$

또한, K개의 이동국에 의한 다중 간섭을 표현하기 위해 로그노말 분포를 가지는 변수들의 합 λ_1 에 대한 확률 밀도 함수를 구할 필요가 있다. 로그 표준 편차가 0-4dB인 범위에서 잘 들어맞는 Fenton의 근사화를 이용하면 [13], 로그노말 분포의 변수들의 합은 다음 평균과 분산을 가지는 로그노말 분포임을 알 수 있다.

$$\lambda_1 = \sum_{k=1}^K \lambda_k \quad (22)$$

$$p(\lambda_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\lambda_1}} \lambda_1} \exp \left[-\frac{(\ln \lambda_1 - m_{\lambda_1})^2}{2\sigma_{\lambda_1}^2} \right] \quad (23)$$

여기서,

$$m_{\lambda_1} = \ln(K-1) + m_{\lambda_k} + \frac{\sigma_{\lambda_k}^2}{2} - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{K-2}{K-1} + \frac{1}{K-1} e^{\sigma_{\lambda_k}^2} \right)$$

$$\sigma_{\lambda_1}^2 = \ln \left(\frac{1}{K-1} e^{\sigma_{\lambda_k}^2} + \frac{K-2}{K-1} \right)$$

평균 비트 오류 확률은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_e^I &= \iiint \iiint P_{d|X,Y,\lambda_1,\lambda_r}^I p(x,y,\lambda_1,\lambda_r) dx dy d\lambda_1 d\lambda_r \\ &= \iiint \iiint P_{d|X,Y,\lambda_1,\lambda_r}^I p(x)p(y)p(\lambda_1)p(\lambda_r) dx dy d\lambda_1 d\lambda_r \end{aligned} \quad (24)$$

$$\text{여기서, } P_{d|X,Y,\lambda_1,\lambda_r}^I = Q(\sqrt{2\sigma_0 S})$$

1) 일량 MIP에 대한 오류 확률:

$$\begin{aligned} P_e^I(\lambda_1, \lambda_r) &= \int_0^\infty \int_0^\infty Q(\sqrt{2\sigma_0 S}) \frac{x^{L_r-2}}{\Omega_0^{L_r-1} (L_r-2)!} \cdot e^{-x/\Omega_0} \\ &\quad \cdot \frac{1}{\Omega_0} e^{-y/\Omega_0} dx dy \end{aligned} \quad (25)$$

$$\text{여기서, } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$$

λ_1 에 대해 적분하면 다음 식과 같다.

$$p_e^I(\lambda_1) = \int_0^\infty p_e^I(\lambda_1, \lambda_r) \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{\lambda_1}} \lambda_1} \exp \left[-\frac{(\ln \lambda_1 - m_{\lambda_1})^2}{2\sigma_{\lambda_1}^2} \right] d\lambda_1 \quad (26)$$

$$z_1 = \frac{(\ln \lambda_1 - m_{\lambda_1})}{\sqrt{2\sigma_{\lambda_1}}}$$

그리고, 라 두면, 식(26)은 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_e^I(\lambda_1) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} p_e^I(\exp(\sqrt{2\sigma_{\lambda_1}} z_1 + m_{\lambda_1}), \lambda_r) \exp[-z_1^2] dz_1 \quad (27)$$

결론적으로 최종 오류 확률은 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} p_e^I &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p_e^I(\exp(\sqrt{2\sigma_{\lambda_1}} z_1 + m_{\lambda_1}), \exp(\sqrt{2\sigma_{\lambda_r}} z_r + m_{\lambda_r})) \\ &\quad \cdot \exp[-z_1^2] dz_1 \exp[-z_r^2] dz_r \end{aligned} \quad (28)$$

2) 지수적 MIP에서 오류 확률:

$$P_e^I(\lambda_1, \lambda_r) = \int_0^\infty \int_0^\infty Q(\sqrt{2\sigma_0 S}) \sum_{k=1}^{L_r-1} \frac{\pi_k}{\Omega_k} e^{-x/\Omega_k} \frac{1}{\Omega_0} e^{-y/\Omega_0} dx dy \quad (29)$$

1) 과 마찬가지로 방법으로, 오류 확률을 계산 할 수 있다.

3.2. 부호화된 비트 오류 확률

일반적으로 알려진 경관정 비터비 복호기를 사용하는 길쌈 부호에 대해 성능의 상한은 다음과 같다 [7].

$$p_0 < \sum_{x=d_j}^{\infty} \beta_x P(x)$$

여기서, d_r 는 부호의 자유 거리이고, $\{\beta_x\}$ 는 $N=1$ 일 때 계산되는 부호의 발생 함수 $T(D,N)$ 의 미분의 전개상의 계수이다 [14]. $P(x)$ 는 오류 경로를 선택할 확률로서 다음 식과 같은 상한으로 나타난다.

$$P(x) < [4p(1-p)]^{x/2}$$

여기서, p 는 비부호화된 BER이다.

IV. 수치 결과

본 절에서는 일량과 지수적 MIP에서 평균 BER 과 수용 용량으로 동기식 기법을 채용한 코히어런트 BPSK RAKE 수신기의 성능에 시스템 파라미터 가 미치는 영향을 살펴보고자 한다. MRC 기법의 다이버시티를 채용하는 기존의 비동기식 CDMA 시스템의 분석은 참고문헌[7]와 [10]에서 찾을 수 있으며 불완전 전력 제어의 영향은 마찬가지로 방법으로 분석하여 성능 비교하였다. MIP 모양의 영향을 분석하기 위해 감쇄 지수 δ 로는 0.2와 1.0을 선택 하였다. 이는 보다 실제적인 프로파일 모델이 지수 적 MIP이기 때문이다 [8],[9],[10].

그림1과 2에서는 $\delta = 0.2$ 와 $\delta = 1.0$ 인 경우 $L^{(k)}=L_r=3$, 사용자 수 24명에 대해 전력 제어 오차 가 0에서 4dB까지 변할 때의 성능을 E_b/N_0 와 BER 로 보이고 있다. 그림1은 $\delta = 0.2$ 경우의 경우의 성능으로 예상한 바와 같이 전력 제어 오차가 증가함에 따라 비트 오류 확률 성능은 열화된다. 특히 전력 제어 오차가 1dB인 경우에는 성능 열화가 심하지 않은 반면 2dB 이상인 경우에는 큰 성능 열화를 보인다. 동기식과 비동기식 전송 방식을 비교해 보면, 전력 제어 오차가 1dB인 경우의 동기식 전송 성능이 전력 제어 오차 0dB, 즉 완전 전력 제어 상황의 비동기식 전송의 성능보다 우수한 성능을 보임에 주목할 필요가 있다. 이는 동기식 전송이 비동기식 전송에 비해 불완전 전력 오차의 영향을 덜 받음을 보여주고 있다. 그림 2는 $\delta = 1.0$ 의 성능을 나타낸다. $\delta = 1.0$ 경우 주경로의 전력 비중이 큼으로 인한 동기식 전송의 잇점으로 인해, 비동기식 전송에 대해 더욱 우수한 성능을 보인다. 예를 들어, 15dB 이상의 E_b/N_0 에서, 전력 제어 오차가 2dB일 때의 동기식 전송이 완전 전력 제어된 비동기식 전송의 경우보다도 우수한 성능을 보인다.

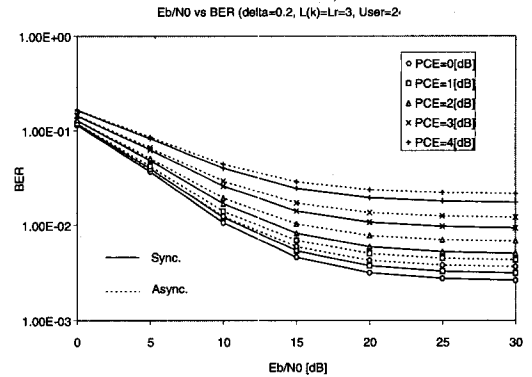


그림 1. PCE 값에 따른 BER vs. E_b/N_0 ($\delta = 0.2$)

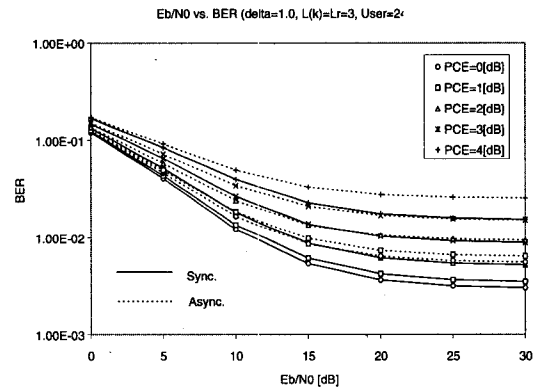


그림 2. PCE 값에 따른 BER vs. E_b/N_0 ($\delta = 1.0$)

그림 3과 4에서는 $\delta = 0.2$ 와 $\delta = 1.0$ 인 경우, $E_b/N_0=20$ dB, 사용자 수 24명에 대해 전력 제어 오차가 0에서 4dB까지 변할 때의 성능을 $L^{(k)}=L_r$ 와 BER로 보이고 있다. 그림 3은 $\delta = 0.2$ 인 경우의 성능으로, 분해 가능 경로 수가 증가함에 따라 얻게 되는 증가하는 주파수 선택성에 의해 향상되는 성능을 보이고 있다. 하지만 이에 따라 수신기의 복잡성은 증가하게 된다. 경로 수 1인 경우에는 다중 경로 간섭이 존재하지 않으므로 동기식 전송이 비동기식 전송보다 큰 성능 향상을 보이며, 경로 수 2인 경우보다도 우수한 성능을 보인다. 한편, 전력 제어 오차가 큰 경우에는 분해 가능 경로 수가 큰 경우에도 RAKE 수신기의 이득을 보지 못한다.

그림 4는 $\delta = 1.0$ 인 경우의 성능을 나타낸다. $L^{(k)}=L_r=2$ 이상인 경우 동기식 전송의 성능은 $\delta = 0.2$ 인 경우보다 비동기식에 이러한 경향은 비례 우수하며 이러한 경향은 $L^{(k)}=L_r$ 가 증가함에 따라 조금씩 감소함을 보인다. 즉, 동기식 전송의 RAKE 결

합에 대한 상대적 이득이 조금씩 감소한다고 볼 수 있다.

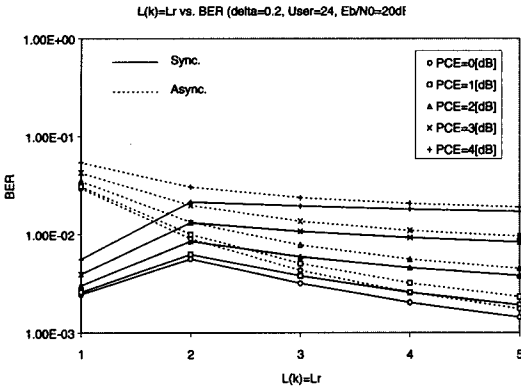


그림 3. PCE 값에 따른 BER vs. $L(k)=Lr(\delta=0.2)$

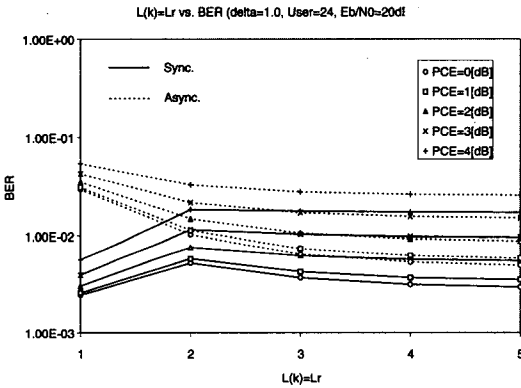


그림 4. PCE 값에 따른 BER vs. $L(k)=Lr(\delta=1.0)$

그림 5과 6에서는 $\delta=0.2$ 와 $\delta=1.0$ 인 경우 $L^{(k)}=Lr=3$, $E_b/N_0=20\text{dB}$ 에 대해 사용자 수가 12에서 48까지 변할 때의 성능을 전력 제어 오차와 BER로 보이고 있다. 그림 5와 6의 결과를 비교해보면, $\delta=1.0$ 인 경우 동기식 전송과 비동기식 전송간의 성능차가 커짐을 알 수 있다. 따라서, 감쇄 상수가 클수록 동기식 전송 방식이 이득을 취함을 알 수 있다.

다음은 부호화된 비트 오류 성능으로부터 시스템 수용 용량을 추정한다. 여기서, 시스템 수용 용량은 특정 응용에 의해 요구되는 BER 성능을 (예를 들면, 음성 통신; 10^{-3})유지시켜주며, 동시에 지원해줄 수 있는 사용자 수를 의미한다. 우리는 부호율 1/3 이고 구속장 9인 길쌈 부호를 역방향 링크에 채택한 시스템이라고 가정한다 [15].

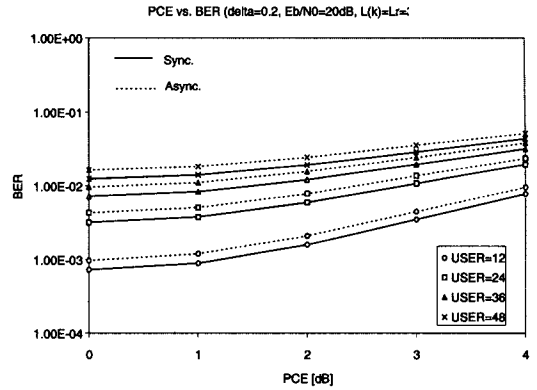


그림 5. 사용자 수에 따른 BER vs. PCE($\delta=0.2$)

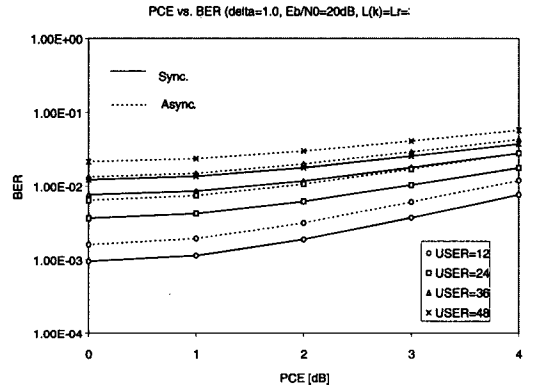


그림 6. 사용자 수에 따른 BER vs. PCE($\delta=1.0$)

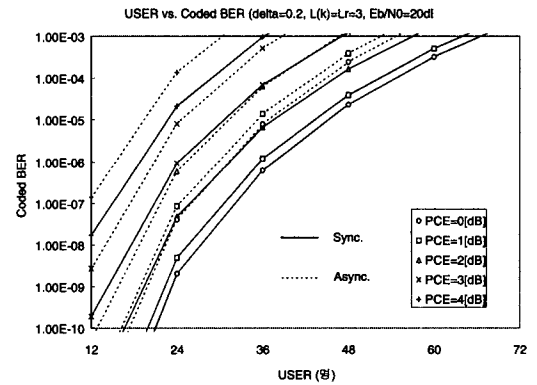


그림 7. PCE에 따른 사용자 수 vs. 부호화된 BER의 상한 ($\delta=0.2$)

부호화된 시스템 성능의 상한을 $L^{(k)}=Lr=3$, $E_b/N_0=20\text{dB}$ 일 때, 감쇄 지수가 0.2와 1.0인 채널 환경에서 사용자수에 대해 보인다. 그림 7과 8은

PCE의 표준편차 값에 따른 사용자 수와 부호화된 BER의 상한과의 관계를 나타낸다. 비부호화된 성능으로부터 예상한 바와 같이 동기식과 비동기식 전송 시스템간의 성능 차는 감쇠 지수 δ 가 증가함에 따라 커지게 된다. 그리고, 전력 제어 오차의 영향은 부호화된 성능에서 더욱 크게 나타나 그 영향을 무시할 수 없다.

표1과 2는 각기 다른 기준 BER (음성인 경우 10^{-3} , 데이터인 경우 10^{-6} 또는 10^{-10})에 대해 불완전 전력 제어가 존재할 때 동기식과 비동기식 전송의 시스템 수용 용량을 구해 비교한 결과이다. 표의 결과를 통해 각 시스템에서 전력 제어 오차에 의한 시스템 수용 용량 열화 정도를 알 수 있으며, 또한 각 BER에 대한 시스템 간의 수용 용량 차이를 볼 수 있다. 표1에서 음성과 데이터의 경우 완전 전력 제어의 경우에 비해 1dB PCE 표준편차인 경우는 8%이내의 수용 용량 열화를, 2dB PCE 표준편차인 경우는 14-19%이내의 수용 용량 열화 결과를 보인다. 2dB PCE 표준편차를 넘는 경우 수용 용량 열화는 매우 심해짐도 확인할 수 있다 (예를 들면, 음성인 경우 3dB에서 30%, 4dB에서 40%정도). 이러한 전력 제어 오차로 인한 성능 열화 경향은 동기식과 비동기식 전송에 공통적으로 보여진다. 하지만, 고정된 전력 제어 오차에 대한 시스템 수용 용량은 동기식 전송이 비동기식 전송에 비해 뚜렷한 우수함을 보인다. 예를 들어 음성인 경우, PCE의 표준편차가 1dB일 때 비동기식 전송은 동기식 전송에 비해 20.3%의 수용 용량 열화가 있다. 그리고, PCE 표준 편차 항목간의 비교를 해보면 데이터인 경우, 완전 전력 제어인 비동기식 전송의 수용 용량은

2dB PCE 표준 편차를 가지는 동기식 전송 시스템과 같은 수용 용량을 가진다. 따라서, 동기식 전송의 경우 불완전 전력 제어가 수용 용량에 미치는 영향이 비동기식 전송의 경우보다 훨씬 덜함을 알 수 있다. 표2의 결과는 지금까지 언급한 표 1의 결과와 비슷한 경향을 보이며, 수용 용량 측면에서는 감쇠 지수가 큰 값을 가지므로 동기식 전송이 비동기식 전송에 비해 보다 큰 이득을 얻는다.

표 1. 불완전 전력 제어를 가지는 CDMA 시스템 수용 용량 비교
($\delta = 0.2, L^{(k)} = L_r = 3$, 완전 인터리빙된 1/3 부호화의 길썬 부호)

BER		시스템 수용 용량				
		전력 제어 오차의 표준 편차				
		0dB	1dB	2dB	3dB	4dB
10^{-3} 음성	Sync.	67	64	56	46	36
	Async.	54	51	46	39	30
10^{-6} 데이터	Sync.	39	36	32	25	18
	Async.	32	30	26	20	15
10^{-10}	Sync.	21	20	16	<12	<12
	Async.	17	16	13	<12	<12

표 2. 불완전 전력 제어를 가지는 CDMA 시스템 수용 용량 비교
($\delta = 1.0, L^{(k)} = L_r = 3$, 완전 인터리빙된 1/3 부호화의 길썬 부호)

BER		시스템 수용 용량				
		전력 제어 오차의 표준 편차				
		0dB	1dB	2dB	3dB	4dB
10^{-3} 음성	Sync.	81	78	69	57	44
	Async.	49	47	42	35	27
10^{-6} 데이터	Sync.	42	40	35	29	20
	Async.	28	26	22	18	13
10^{-10}	Sync.	21	20	17	12	<12
	Async.	15	14	<12	<12	<12

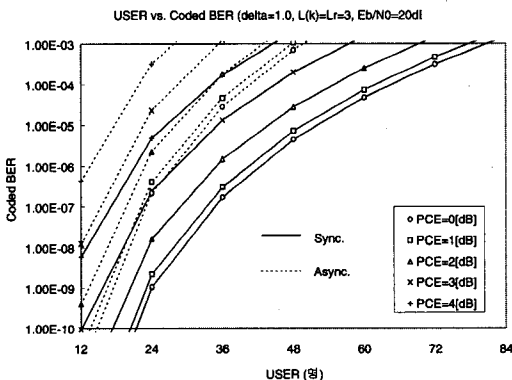


그림 8. PCE에 따른 사용자 수 vs. 부호화된 BER의 상한 ($\delta = 1.0$)

V. 결론

본 논문에서 우리는 레일리 다중 경로 페이딩 채널에서 불완전 전력 제어를 고려한 동기식 DS-CDMA 역방향 링크의 성능을 분석했다. 성능은 비부호화/부호화 평균 BER과 수용 용량으로 계산되었다. 본 논문의 결과는 아래와 같이 요약될 수 있다.

전력 제어 오차가 증가함에 따라 비트 오류 확률 성능은 열화된다. 특히 전력 $\delta = 1.0$ 경우 주경로의 전력 비중이 크므로 인한 동기식 전송의 잇점오로 인해, 비동기식 전송에 대해 더욱 우수한 성능을 보이며 이러한 현상은 불완전 전력 제어하에서도 그 경향을 유지한다. 그리고, 전력 제어 오차가 큰 경우에는 분해 가능 경로 수가 큰 경우에도 RAKE 수신기의 이득을 보지 못함을 알 수 있었다. 따라서, 감쇠 지수가 증가할수록 그리고 전력 제어 오차가 클수록 동기식 전송에 의한 직교성 이득이 RAKE 수신기의 다이버시티 이득보다 커짐을 알 수 있다. 수용 용량 측면에서 보면, 전력 제어 오차로 인한 성능 열화 경향은 동기식과 비동기식 전송에 공통적으로 보여진다. 하지만, 고정된 전력 제어 오차에 대한 시스템 수용 용량은 동기식 전송이 비동기식 전송에 비해 뚜렷한 우수함을 보인다. 제어 오차가 1dB인 경우에는 성능 열화가 심하지 않은 반면 2dB 이상인 경우에는 큰 성능 열화를 보인다. 동기식과 비동기식 전송 방식을 비교해보면, 전력 제어 오차가 1dB인 경우의 동기식 전송 성능이 완전 전력 제어 상황의 비동기식 전송의 성능보다 우수한 성능을 보임에 주목할 필요가 있다. 이는 동기식 전송이 비동기식 전송에 비해 불완전 전력 제어의 영향을 덜 받음을 보여주고 있다.

참 고 문 헌

[1] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, T. Dohi and Y. Okumura, "Multimedia mobile radio access based on coherent DS-CDMA", *IEICE Trans. on Commun.*, vol.E-79-B, pp. 1316-1325, Sept. 1996.

[2] Y. C. Yoon, R. Kohno and H. Imai, "A Spread-Spectrum Multi-access with Cochannel Interference Cancellation for Multipath Fading Channels", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.11, No. 7, pp. 1067-1075, Sep. 1993.

[3] R. A. Iltis, "Performance of constrained and unconstrained adaptive multiuser detectors for quasi-synchronous CDMA", *IEEE Trans. on Commun.*, vol.46, pp.135-143, Jan. 1998.

[4] Y. W. Park, E. K. Hong, T. Y. Lee, and S. M. Lee, "Radio Characteristics of PCS using CDMA", in *Proc. Veh. Technol. Conf.*, pp. 1661-1664, 1996

[5] 황승훈, 김정호, 박병훈, 황금찬, "IMT-2000을 위한 역방향 링크 동기화 DS-CDMA 시스템의 성능에 관한 연구", *한국통신학회 논문지*, vol.24, no.7A, pp.996-1004, 1999.

[6] A. Salmasi and K. S. Gilhousen, "On the system design aspects of CDMA applied to digital cellular and personal communication networks", in *Proc. Veh. Technol. Conf.*, pp.57-62, 1991

[7] J. G. Proakis, *Digital Communications*. New York: McGraw-Hill, 1983

[8] Rec. ITU-R M.1225 *Guideline for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000*, 1997

[9] D. Parsons, *The mobile radio propagation channel*. Addison-Wesley, 1992

[10] T. Eng, N. Kong and L. B. Milstein, "Comparison of Diversity Combining Techniques for Rayleigh Fading Channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol.44, pp.1117-1129, Sept. 1996

[11] M. Pursley, "Performance evaluation for phased coded spread spectrum multiple access communications", *IEEE Trans. on Commun.*, vol.25, no.8, pp.795-799, Aug. 1977

[12] A. Chockalingam and L. B. Milstein, "Capacity of DS-CDMA networks on frequency selective fading channels with open-loop power control", in *Proc. Int. Commun. Conf.*, pp.703-707, 1995

[13] R. Prasad, *CDMA for wireless personal communications*, Artech house publishers, 1996

[14] J. Conan, "The weight spectra of some short low rate convolutional codes", *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-32, no.9, pp.1050-1053, Sept. 1984

[15] R. Padovani, "Reverse link performance of IS-95 based cellular system", *IEEE Personal Commun.*, vol.1, no.3, pp.28-34, Third quarter, 1994

[16] B. R. Vojcic, R. L. Pickholtz and L. B. Milstein, "Performance of DS-CDMA with imperfect power control operating over a low earth orbiting satellite link", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol.12, No. 4, pp. 560-567, May 1994

