

Nakagami 페이딩 채널에서 전력 제어 오차를 고려한 셀룰라 CDMA 네트워크의 성능 분석

正會員 李東度*, 金東熙*, 朴容緒**, 黃金燦*

Performance Analysis of Cellular CDMA Networks with Power Control Error in Nakagami Fading Channel

Dong-Do Lee*, Dong-Hee Kim*, Yong-Seo Park**, Keum-Chan Whang* *Regular Members*

요 약

본 논문은 다중 경로 페이딩을 Nakagami m-분포로 모델링하고, RAKE 수신기를 이용한 코히어런트 BPSK 방식의 DS/CDMA 시스템을 채택한다. 다른 셀 내의 이동국에 의한 간섭을 구해 단일 셀의 시스템 분석에 고려함으로써 다중 셀에서의 셀룰라 CDMA 네트워크의 성능을 분석한다. 또한, 전력 제어 오차를 고려하여 다른 셀 내의 이동국에 의한 간섭을 구하는 기법과 이를 셀룰라 CDMA 네트워크의 성능 분석에 적용하는 기법을 제시한다. 성능의 척도로써 평균 비트 오류율과 outage 확률을 사용하며, 음성용 전송하기 위한 비트 오류율 1E-3과 1%의 outage 확률을 기준으로 시스템의 수용 용량을 살펴본다.

ABSTRACT

We examine the DS/SSMA system which is employing coherent BPSK with RAKE receiver. We adopt Nakagami m-distribution as a multipath fading model. First, we analyze the performances of the system in the single cell environment and obtain the other-cell interference according to power control error. And considering the other-cell interference into the analysis of single cell system, we examine the cellular CDMA network. The average BER and outage probability are the figures of merit that characterize the system performance. The required BER, 1E-3, and required outage probability, 1% for the voice transmission is considered to acquire the capacity of system.

*연세대학교 전기공학과
Dept. of Electrical Engineering, Yonsei University

**경원대학교 전기전자공학부
School of Electrical & Electronic Engineering, Kyungwon University

論文番號: 96175-0613

接受日字: 1996年 6月 13日

I. 서 론

셀룰라 CDMA(Code Division Multiple Access) 망은 광대역의 채널을 모든 셀이 공유하므로 자기 셀 및 인접 셀의 이동국과 기지국에 의한 간섭이 시스템의 수용 용량을 결정하는 가장 큰 요인이 된다. 이러한 간섭을 줄여 필요한 수용 용량을 확보하게 하고, 시스템을 원활하게 동작시키기 위한 가장 기본적인 기능이 전력 제어이다. 수신 신호의 잡음 스펙트럼 밀도 상당 부분이 다른 이동국의 간섭에 의한 것이므로, 모든 이동국이 균일한 통화의 질을 보장받고 시스템이 수용 용량을 최대를 하기 위해 모든 신호는 동일한 전력으로 수신기에 도달해야 한다. 이것은 이동국과 기지국 양쪽에서 동적으로 전력 제어를 함으로써 실현된다.

전력 제어는 채널에서 발생하는 거리에 따른 신호의 감쇠와 대수 정규 분포의 선택도, 다중 경로 페이딩에 따른 신호의 변동을 보상하여 준다. 이동국에서는 순방향 링크를 통하여 수신되는 신호의 평균 전력을 측정함으로써 채널의 경로 감쇠를 추정하여 자신의 송신 전력을 결정하는데, 이것이 개방 회로 전력 제어이다. 이는 순방향 링크와 역방향 링크의 거리 경로 감쇠와 선택도 등이 동일하다는 것을 전제로 한다. 개방 회로 전력 제어는 순방향 링크 신호 전력의 평균을 이용하는 것이므로 거리 경로 감쇠와 선택도를 보상한다. 폐쇄 회로 전력 제어는 기지국에서 수신되는 이동국 신호의 전력을 기준 전력과 비교하고, 이에 따라 이동국 신호 전력을 제어하기 위한 명령을 송신함으로써 이루어진다. 폐쇄 회로 전력 제어는 개방 회로 전력 제어를 보완하며, 제어 속도가 빠르면 이동 속도가 느린 차량이나 보행자에 대한 다중 경로 페이딩에 의한 신호 변동을 보상한다.

실제적인 이동 통신 환경에서 전력 제어는 모든 수신 신호 전력을 완전히 일정한 수준으로 유지할 수 없다. 전력 제어가 보상하는 채널의 경로 감쇠 중에서 다중 경로 페이딩을 고려하지 않는 경우, 즉 개방 회로 전력 제어만을 사용하는 경우, 전력 제어는 위에 언급한 바와 같이 거리 경로 감쇠와 선택도를 보상하지만 실제로 완벽한 보상은 이루어지지 않는다. 이는 주로 이동국이 순방향 링크의 신호 전력을 추정하면서 발생하는 오차에 기인한다[1]. 이렇게 채널의

변동을 완벽하게 보상하지 못하여 생기는 수신 신호의 변이를 전력 제어 오차(Power Control Error:PCE)라 한다. 폐쇄 회로 전력 제어를 개방 회로 전력 제어와 같이 사용하면, 전력 제어는 다중 경로 페이딩에 의한 신호 전력 변동도 보상하게 되며, 특히 속도가 느린 이동국에 대해 상당한 효과를 보인다. 개방 회로 전력 제어만을 사용할 때, 다중 경로 페이딩의 신호 전력 변동을 제외한 전력 제어 오차는 대수 정규 분포를 따르고[2], 폐쇄 회로 전력 제어를 같이 사용하는 경우에도 다중 경로 페이딩에 의한 신호 전력 변동을 포함하여 보상하는 전력 제어의 오차는 대수 정규 분포이다[3][4].

셀룰라 CDMA 네트워크의 역방향 링크에서 다른 셀 내의 이동국에 의한 간섭은 전체 간섭의 약 40%를 차지한다. 다른 셀 내의 이동국에 의한 간섭은 셀 당 이동국의 수, 선택도, 이동국의 위치 등 여러 요인으로 인해 시간에 따라 그 양을 달리한다. 특히, 전력 제어는 통화 인계와 연계하여 간섭의 평균량과 변화량에 많은 영향을 준다. 연성 통화 인계는 이동국이 여러 개의 기지국 중 가장 경로 감쇠가 적은 기지국에 맞추어 자신의 신호 전력을 결정할 수 있도록 함으로써, 경성 통화 인계에 비해 낮은 간섭을 유발한다[5]. 또한, 전력 제어 오차의 증가는 간섭의 변화량을 높일 뿐 아니라, 연성 통화 인계 시 가장 경로 감쇠가 적은 기지국을 추정하는 데 영향을 줌으로써 평균 간섭량을 높게 된다.

본 논문은 다중 경로 페이딩을 Nakagami m-분포로 모델링하고, RAKE 수신기를 이용한 코히어런트 BPSK 방식의 DS/CDMA 시스템을 채택한다. 다른 셀 내의 이동국에 의한 간섭을 구해 단일 셀의 시스템 분석에 고려함으로써 다중 셀에서의 셀룰라 CDMA 네트워크의 성능을 분석한다. 또한, 전력 제어 오차를 고려하여 다른 셀 내의 이동국에 의한 간섭을 구하는 기법과 이를 셀룰라 CDMA 네트워크의 성능 분석에 적용하는 기법을 제시한다. 성능의 척도로써 평균 비트 오류율과 outage 확률을 사용하며, 음성을 전송하기 위한 비트 오류율 1E-3과 1%의 outage 확률을 기준으로 시스템의 수용 용량을 살펴본다.

II. 시스템 모델

하나의 셀에는 N_s 명의 사용자가 신호를 송신한다 고 가정하고, 0번째 사용자를 기준 사용자로 정한다. 채널을 통과하는 모든 사용자의 송신 신호 $s(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N_s-1} \sqrt{2P_k} a_k(t - \tau_k) b_k(t - \tau_k) e^{j(\omega_0 t + \phi_k)} \quad (1)$$

사용자들은 신호를 비동기적으로 송신하며, 기준이 되는 0번째 사용자의 신호에 대하여 ($k=1, \dots, N_s-1$)의 시간 지연을 갖는다. τ_k 는 $(0, T)$ 의 범위에서 독립적으로 일량 분포된 랜덤 변수이며 $\tau=0$ 이다. $b_k(t)$ 는 k 번째 사용자의 정보 비트이고, $a_k(t)$ 는 k 번째 사용자 부호 시퀀스의 파형을 나타낸다. P_k 는 k 번째 사용자의 송신 전력이고, ω_0 는 반송파 주파수로 모든 사용자에게 대해 동일하다. 송신 전력 P_k 는 채널을 통과하며 발생하는 신호 전력의 감쇄와 변동을 보상하기 위하여 전력 제어를 통해 결정된다. ϕ_k 는 k 번째 사용자의 반송파 위상 성분에 시간 지연이 고려된 랜덤 변수로 $(0, 2\pi)$ 의 범위에서 독립적으로 일량 분포되며, ϕ_0 는 0이다.

주파수 선택적 다중 경로 Nakagami 페이딩 채널은 그림 1과 같이 탭 지연선(tapped delay-line)을 이용하여 수학적으로 표현한다. k 번째 사용자에게 대한 채널의 다중 경로 수는 $L_p^{(k)}$ 이고, 각 다중 경로의 시간 지연 간격은 확산 부호 칩 주기 T_c 로 정한다. k 번째 사용자의 i 번째 경로에 대해 $\psi_i^{(k)}$ 는 위상 성분으로 $(0, 2\pi)$ 의 범위에서 독립적으로 일량 분포되는 랜덤 변수이고, $\alpha_i^{(k)}$ 는 가중치(weight)로 다음과 같은 Nakagami m-분포의 확률 밀도 함수를 갖는 독립적인 랜덤 변수이다.

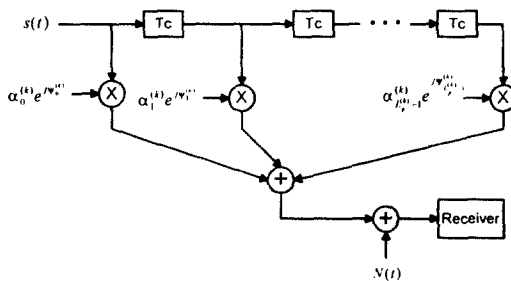


그림 1. k 번째 이동국에 대한 다중 경로 채널 모델
Fig. 1 Multipath Channel Model of k th Mobile

$$f(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-(m\Omega)\alpha} \quad (2)$$

m 은 페이딩 지수로 모든 다중 경로에 대해 동일한 값으로 가정하고, k 번째 사용자의 i 번째 경로에 대한 가중치 $\alpha_i^{(k)}$ 의 2차 모멘트는 $\Omega_i^{(k)}$ 로 정의한다. 도심 지형에 적합한 것으로 알려진 지수 함수의 MIP(Multipath Intensity Profile)를 고려하면 $\Omega_i^{(k)}$ 는 $\Omega_0^{(k)}$ 에 대해 $e^{-\delta i}$ 만큼 감소한다. δ 는 MIP의 감쇠 지수이다.

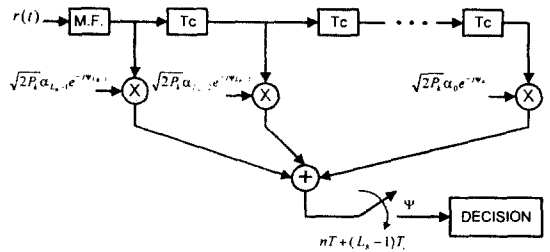


그림 2. RAKE 수신기를 이용한 수신단 모델
Fig. 2 RAKE Receiver Model

그림 2는 다중 경로 신호를 수신하기 위한 RAKE 수신기는 L_R 개의 분해 경로로 구성되며, 경로의 가중치와 위상은 완벽하게 추정된 것으로 한다. RAKE 수신단에 입력되는 신호의 복소 포락선은 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N_s-1} \sqrt{2P_k} \sum_{n=0}^{L_p^{(k)}-1} a_k(t - nT_c - \tau_k) b_k(t - nT_c - \tau_k) \alpha_n^{(k)} e^{j\psi_n^{(k)}} + N(t) \quad (3)$$

$P_k \lambda_k$ 는 각 이동국에 대한 기지국의 수신 전력으로 각 이동국들의 송신 전력 P_k 가 거리 경로 감쇄와 쇄도형의 영향을 받은 후 수신되는 전력이다. 이동국의 송신 전력은 전력 제어 되었으므로 수신 전력은 모두 P 의 평균값과, λ_k 의 전력 제어 오차에 의한 변이를 갖는다. 다중 경로 페이딩의 분석을 위해서 전력 제어 오차는 거리 경로 감쇄와 쇄도형의 보상이 완전히 이루어지지 않아 발생하는 것으로 한다. 앞서 언급한 바와 같이 λ_k 는 대수 정규 분포의 랜덤 변수이며, $\lambda_k = 10^{x/10}$ 로 표시한다. x 는 평균이 0 dB이고 표준 편차가 σ_p 인 정규 분포의 랜덤 변수이다. 전력 제어 오차의 정도는 σ_p 로

표시되며, 보통 0-4 dB의 값을 갖는 것으로 본다. $\xi_n^{(k)}$ 는 송신단의 방송파 위상 성분과 시간 지연이 고려된 ϕ_k 와 채널의 다중 경로 위상 변이 $\Psi_n^{(k)}$ 의 합으로 (0, 2π)의 범위에서 일량 분포된 독립적인 랜덤 변수이다. $N(t)$ 는 양측 전력 밀도가 η_0 인 AWGN 이다.

III. 성능 분석

1. RAKE 수신단 출력

0번째 이동국을 기준 이동국으로 하여 시스템의 성능을 분석한다. 전체 수신 신호 $r(t)$ 가 기준 이동국의 확산 부호에 적합하는 정합 필터와 RAKE 수신기를 통과한 후의 샘플링 시간 출력은 다음과 같다.

$$\Psi = \Psi_s + \Psi_{mpi} + \Psi_{mai} + \Psi_{oci} + \Psi_N \quad (4)$$

샘플링 출력은 기준 이동국의 신호 성분 Ψ_s 와 기준 이동국의 다중 경로 신호로부터 발생한 다중 경로 자기 간섭 Ψ_{mpi} , 기준 셀 내의 다른 사용자들에 의한 다중 접속 간섭 Ψ_{mai} , 다른 셀 내의 이동국에 의한 간섭 Ψ_{oci} , AWGN에 의한 Ψ_N 이다. 결정 변수는 평균이 Ψ_s

이고 분산이 $\frac{1}{2} (\sigma_{mpi}^2 + \sigma_{mai}^2 + \sigma_{oci}^2 + \sigma_N^2)$ 인 가우시안 랜덤 변수이며, Nakagami 페이딩 α 와 전력 제어 오차 λ 에 조건부이다. 조건부 비트 오율을 구하기 위해 α_n , λ_0 에 조건부인 기준 사용자 신호 성분의 샘플링 출력과 위 샘플링 출력의 Ψ_{mpi} , Ψ_{mai} , Ψ_N 에 대한 분산을 구하면 다음과 같다[6]. Ψ_{oci} 의 분산은 다음 절에서 구하기로 한다.

$$U_s = 2E\lambda_0 \sum_{n=0}^{L_k-1} \alpha_n^2 \quad (5)$$

$$\sigma_{mpi}^2 \approx \frac{4E^2}{N} \lambda_0^2 \Omega_0 [q(L_p, \delta) - 1] \sum_{n=0}^{L_k-1} \alpha_n^2 \quad (6)$$

$$\sigma_{mai}^2 \approx \frac{8E^2}{3N} \lambda_0 \Omega_0 q(L_p, \delta) \sum_{k=1}^{N_c-1} \lambda_k \sum_{n=0}^{L_k-1} \alpha_n^2 \quad (7)$$

$$\sigma_N^2 = 4E_0 \lambda_0 \eta_0 \sum_{n=0}^{L_k-1} \alpha_n^2 \quad (8)$$

$E = PT$ 이고 한 비트 당 평균 수신 에너지이고, N 은 한 비트 당 확산 부호의 칩 수이다. λ_0 와 λ_k 는 각각 기준 이동국과 k 번째 이동국에 대한 전력 제어 오차이

고, $q(L_p^{(k)}, \delta)$ 는 다음과 같이 정의하며 각 이동국에 대해 동일한 값으로 가정한다.

$$q(L_p^{(k)}, \delta) \equiv \left(\frac{1 - e^{-\delta L_p^{(k)}}}{1 - e^{-\delta}} \right) \quad (9)$$

2. 다른 셀 내 이동국에 의한 간섭

다른 셀 내 이동국의 간섭을 구하기 위한 다중 셀 모델은 그림 3과 같다. 중앙에 위치한 셀을 기준 셀로 하고, 기준 셀 내에 위치한 기준 이동국의 신호에 대하여 다른 셀 내 이동국의 간섭을 구한다. 모든 셀의 모양은 육각형이고, 기지국에서 셀 경계까지의 최대 거리는 1로 정규화한다. 셀 당 N_s 개의 이동국이 있다고 가정하면 단위 면적당 이동국 밀도는 $\rho = 2N_s/3\sqrt{3}$ 이다. 또한, 모든 셀의 상황이 동일하다는 가정하에 모든 기지국은 자기 셀 내의 이동국의 신호 수신 전력이 P 가 되도록 전력 제어하고 있다. 이동국이 연성 통화 인계(soft handoff)를 하는 경우, 이동국은 주위의 여러 기지국 중에서 자신까지의 경로 감쇠가 가장 적은 기지국을 선택하여 그 기지국에 최소 수신 전력 P 로 수신되기 위한 신호 전력을 송신한다. 그림 3에서는 주위 3개의 기지국으로부터 경로 감쇠를 고려하는 경우를 표시하였다. 경성 통화 인계(hard handoff)를 하는 경우, 이동국은 가장 가까이 있는 하나의 기지국까지의 경로 감쇠만을 고려하여 신호 전력을 송신한다. 어느 경우에서든, 이동국이 기준 기지국(0번째 기지국)에 미치는 간섭은 이동국에서 기준 기지국까지의 경로 감쇠를 고려하여 계산할 수 있다. S_0 영역은 자신까지의 경로 감쇠를 비교할 고려 대상이 되는

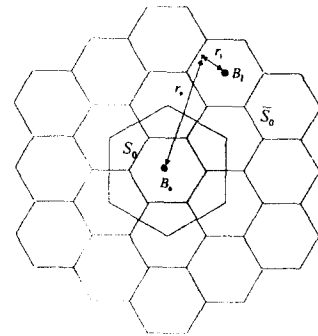


그림 3. 간섭량 계산을 위한 육각형 모양의 셀구조 ($N_c=3$)
Fig. 3 Hexagonal Cell Geometric for Interference Calculation

기지국들 중에 기준 기지국이 포함되는 영역이고, \bar{S}_0 는 그 밖의 영역이다. 먼저, \bar{S}_0 영역에 위치한 이동국에 의한 간섭은 다음과 같은 적분식으로 표현할 수 있다[5].

$$I_{\bar{S}_0} = E \int \int_{\bar{S}_0} \left[\frac{\gamma_i^\mu(x, y) 10^{\xi_i/10}}{\gamma_0^\mu(x, y) 10^{\xi_0/10}} \right] \lambda_1 \rho dA(x, y) \quad (10)$$

여기서 μ 는 거리에 따른 경로 감쇠 지수이고, γ_i^μ 와 $10^{\xi_i/10}$ 은 각각 경로 감쇠가 가장 적은 기지국까지의 거리에 따른 감쇠와 대수 정규 쉐도잉에 의한 감쇠로, 이동국에서 추정한 값이 아니라 실제값이다. 또한 γ_0^μ 와 $10^{\xi_0/10}$ 은 기준 기지국까지의 실제 경로 감쇠이다. $\lambda_1 (= 10^{\mu/10})$ 은 주위 기지국 중 선택된 기지국의 수신 전력을 추정하는데서 생기는 오차이다[1]. 이렇게 구한 간섭은 평균 수신 전력에 대하여 정규화되어 있으므로 실제 간섭 전력은 P 를 곱한 값이 된다. 쉐도잉 ζ_i 은 기지국 주변에서 공통으로 갖는 ξ 와 이동국 각각에 대해 독립적으로 작용하는 ζ_i 로 나눌 수 있다[5]. 즉,

$$\zeta_i = a\xi + b\xi_i \quad \text{여기서} \quad a^2 + b^2 = 1 \quad (11)$$

으로 나타낼 수 있고, ξ 와 ξ_i 는 서로 독립이고 분산은 σ^2 으로 같다. 식 (10)의 적분은 구해보면 다음과 같다.

$$M_i = 10 \mu \log_{10} r_i, \quad R_i = r_i/r_0, \quad \beta = (\ln 10)/10 \quad (12)$$

$$\begin{aligned} I_{\bar{S}_0} &= \int \int_{\bar{S}_0} \sum_{j=1}^{N_c} R_j^\mu E[10^{(\zeta_j - \zeta_0 + x_j)/10}; r_j^\mu 10^{(\zeta_j + x_j)} < r_i^\mu 10^{(\zeta_i + x_i)}] \\ &\quad \text{for all } i \neq j, i > 0 \rho dA \\ &= \int \int_{\bar{S}_0} \sum_{j=1}^{N_c} R_j^\mu E[e^{\beta(\zeta_j - \zeta_0 + x_j)}; \zeta_j + x_j + M_j < \zeta_i + x_i + M_i] \\ &\quad \text{for all } i \neq j, i > 0 \rho dA \\ &= \int \int_{\bar{S}_0} \sum_{j=1}^{N_c} R_j^\mu E[e^{\beta(\zeta_j - \zeta_0 + x_j)}; \zeta_i > \zeta_j + (x_j - x_i + M_j - M_i)/b] \\ &\quad \text{for all } i \neq j, i > 0 \rho dA \\ &= e^{\beta^2(\beta\sigma)^2} \int \int_{\bar{S}_0} \sum_{j=1}^{N_c} R_j^\mu e^{\beta x_j} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-(\zeta_j - b\beta\sigma)^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi}\sigma} d\xi_j \right] \rho dA \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c} \int_{\zeta_j + (M_j - M_i + x_j - x_i)/b}^{\infty} \frac{e^{-\xi_i^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi}\sigma} d\xi_i \rho dA \\ &= e^{\beta^2(\beta\sigma)^2} \int \int_{\bar{S}_0} \sum_{j=1}^{N_c} R_j^\mu e^{\beta x_j} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-z^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi}\sigma} \right. \\ &\quad \left. \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c} Q\left(z + b\beta\sigma + \frac{M_j - M_i + x_j - x_i}{b\sigma}\right) dz \right] \rho dA \quad (13) \end{aligned}$$

x_j 와 x_i 는 각각 i, j 기지국의 수신 전력 추정 오차를 나타낸다. x_j 와 x_i 에 조건부인 위 식을 정규 분포로 적분함으로써 평균 간섭을 구할 수 있다.

$$I_{\bar{S}_0} = \int_0^\infty \int_0^\infty I_{\bar{S}_0}(x_j, x_i) p(x_j) dx_j p(x_i) dx_i \quad (14)$$

N_c 는 이동국이 최소 경로 감쇠를 찾기 위해 고려하는 기지국의 수를 나타낸다. N_c 가 1일 경우, 이동국은 가장 가까이 있는 기지국만을 고려하여 그 기지국까지의 경로 감쇠를 보상하기 위한 신호 전력을 송신하는 경성 통화 인계를 한다.

위와 비슷한 방법으로 S_0 영역에 대하여 간섭량을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{S_0}(x_j, x_i) &= e^{\beta^2(\beta\sigma)^2} \int \int_{S_0} \sum_{j=1}^{N_c-1} R_j^\mu e^{\beta x_j} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-z^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi}\sigma} \right. \\ &\quad \left. \times Q\left(z + \frac{M_j - M_0 + x_j}{b\sigma} + 2b\beta\sigma\right) \right. \\ &\quad \left. \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_c-1} Q\left(z + b\beta\sigma + \frac{M_j - M_i + x_j - x_i}{b\sigma}\right) dz \right] \rho dA \quad (15) \end{aligned}$$

간섭 지수 f_{oc1} 는,

$$f_{oc1} \equiv \frac{I_{S_0} + I_{\bar{S}_0}}{N_s} \quad (16)$$

다른 셀 내 이동국에 의한 평균 간섭이 f_{oc1} 이므로, 등가 이동국 수는 $f_{oc1} N_s$ 이다. 즉, 셀 당 이동국 수가 N_s 인 다중 셀 모델은 $(1 + f_{oc1}) N_s$ 개의 이동국이 있는 단일 셀 모델로 볼 수 있다. 앞 절에서 구한 σ_{mai}^2 를 이용하여, 다른 셀 내 이동국에 의한 간섭 성분이 RAKE 수신기를 통과한 후의 분산인 σ_{oc1}^2 은 다음과 같다.

$$\sigma_{oc1}^2 \approx \frac{8E^2}{3N} \lambda_0 f_{oc1} N_s \Omega_0 q(L_p, \delta) \sum_{n=0}^{L_n-1} \alpha_n^2 \quad (17)$$

3. 비트 오율과 outage 확률

조건부 비트 오율을 구하고 수식을 간단히 하기 위하여 다음과 같이 새로운 변수를 정의한다.

$$S \equiv \frac{1}{\Omega_0} \sum_{n=0}^{L_n-1} \alpha_n^2 \quad (18)$$

앞서 설명한 바와 같이 α_n 은 RAKE 수신기 n번째 경로에 대한 탭 가중치이고 Ω_0 는 0번째 경로에 대한 탭 가중치의 2차 모멘트이다. S는 Nakagami 분포의 랜덤 변수들을 제공하여 더한 것으로 역시 Nakagami 분포 근사화 한다[8]. 또한, 식 (7)의 $\sum_{k=1}^{N_r-1} \lambda_k$ 을 λ_r 로 정의하면, λ_k 의 표준 편차가 4dB 이하일 경우에 λ_r 는 대수 정규 분포이다[7].

기준 이동국의 전력 제어 오차 λ_0 와 위에서 정의한 Nakagami 페이딩 S, 다른 이동국들의 전력 제어 오차 λ_r 에 조건부인 비트 오율은 다음과 같다.

$$P_b(S, \lambda_r, \lambda_0) = \Phi\left(\frac{U_s}{\sigma_T}\right) = \Phi(\sqrt{\gamma S}) \quad (19)$$

$$\gamma = \left[\frac{q(L_p, \delta) - 1}{2N} - \frac{q(L_p, \delta)}{3N} \frac{(\lambda_r + f_{oc1} N_s)}{\lambda_0} + \frac{\eta_0}{2E\Omega_0 \lambda_0} \right]^{-1} \quad (20)$$

$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 이고, 평균 비트 오율은 S, λ_r , λ_0 의 확률 밀도 함수로 조건부 비트 오율을 적분하여 구한다. 먼저, S에 대하여 적분하면 hypergeometric 함수를 이용하여 다음과 같이 나타낼수 있다[6].

$$P_b(\lambda_r, \lambda_0) = \sqrt{\frac{\gamma_s}{1+\gamma_s}} \frac{(1+\gamma_s)^{-m_s} \Gamma(m_s + \frac{1}{2})}{2\sqrt{\pi} \Gamma(m_s + 1)} {}_2F_1\left(1; m_s + \frac{1}{2}; m_s + 1; \frac{1}{1+\gamma_s}\right) \quad (21)$$

$$\gamma_s = \frac{\gamma \Omega}{2m_s} = \frac{\gamma q(L_R, 2\delta)}{2mq(L_R, 2\delta)} \quad (22)$$

여기서 γ_s 는 경로 당 실효 SNR이고, m_s 는 Nakagami

분포의 랜덤 변수 S에 대한 페이딩 지수이다. λ_0 의 확률 밀도 함수는 로그 평균이 m_{λ_0} 이고, 로그 분산이 $\sigma_{\lambda_0}^2$ 인 대수 정규 함수이므로, 다음과 같이 λ_0 에 대해 평균을 취하여 조건을 제거할 수 있다.

$$P_b(\lambda_r) = \int_0^\infty P_b(\lambda_0, \lambda_r) \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{\lambda_0} \lambda_0} \exp\left[-\frac{(\ln \lambda_0 - m_{\lambda_0})^2}{2\sigma_{\lambda_0}^2}\right] d\lambda_0 \quad (23)$$

적분식을 풀기 위해 $y_0 = \frac{\ln \lambda_0 - m_{\lambda_0}}{\sqrt{2\pi} \sigma_{\lambda_0}}$ 로 변수를 치환하면 다음과 같이 표현된다.

$$P_b(\lambda_r) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^\infty P_b(\exp(\sqrt{2} \sigma_{\lambda_0} y_0 + m_{\lambda_0}), \lambda_r) e^{-y_0^2} dy_0 \quad (24)$$

λ_r 에 대하여도 대수 정규 분포의 확률 밀도 함수를 사용하여 같은 방법을 적용한다.

$$P_b = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^\infty P_b(\exp(\sqrt{2} \sigma_{\lambda_0} y_0 + m_{\lambda_0}), \exp(\sqrt{2} \sigma_{\lambda_r} y_r + m_{\lambda_r})) e^{-y_0^2} dy_0 e^{-y_r^2} dy_r \quad (25)$$

위 적분은 Hermite 적분 방법을 사용하여 쉽게 계산할 수 있다[9].

$$P_b = \frac{1}{\pi} \sum_{l=1}^h w_l \sum_{n=1}^h w_n P_b(\exp(\sqrt{2} \sigma_{\lambda_0} x_n + m_{\lambda_0}), \exp(\sqrt{2} \sigma_{\lambda_r} x_l + m_{\lambda_r})) \quad (26)$$

샘플링 포인트 x_n, x_l 에서의 가중치는 각각 w_n, w_l 으로 테이블화 되어있다[9]. 샘플링 포인트의 갯수인 h는 보통 10-20의 값을 가지며, 큰 값을 가질수록 정확한 적분값을 보인다.

평균 비트 오율이 각 데이터 비트 수신기의 정확도를 나타낸다면, outage 확률은 조건부 비트 오율이 어떤 기준 오율 이하로 떨어질 확률을 나타낸다. 디지털 통신에 있어 이 outage 확률은 통화의 품질을 나타내는 기준이 된다[11]. outage 확률을 수학적으로 표현하면 다음과 같다.

$$P_{out} = \Pr(P_b(S, \lambda_I, \lambda_0) > \varepsilon) \quad (27)$$

식 (19)의 조건부 비트 오류에서 기준 오류이 ε 일때의 U_s/σ_T 값을 χ 로 놓으면,

$$\begin{aligned} (\sqrt{S})_{thres} &= \chi \left[\frac{1}{2N} [q(L_p, \delta) - 1] \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{3N} \frac{(\lambda_I + f_{oci} N_s)}{\lambda_0} q(L_p, \delta) + \frac{\eta_0}{2E\Omega_0 \lambda_0} \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= f(\lambda_0, \lambda_I) \end{aligned} \quad (28)$$

로 놓을 수 있으며, \sqrt{S} 가 $f(\lambda_0, \lambda_I)$ 보다 큰 값을 가질 경우 비트 오류는 ε 보다 작아지므로 적분 구간은 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$\begin{aligned} g(\lambda_0, \lambda_I) &= \int_0^{f(\lambda_0, \lambda_I)} p(\sqrt{S}) d\sqrt{S} \\ &= \frac{m_s^{m_s-1}}{\Gamma(m_s)\Omega_s^{m_s}} f^{2m_s}(\lambda_0, \lambda_I) \exp\left[-\left(\frac{m_s}{\Omega_s}\right) f^2(\lambda_0, \lambda_I)\right] \\ &\quad \times {}_1F_1\left(1; m_s + 1; \left(\frac{m_s}{\Omega_s}\right) f^2(\lambda_0, \lambda_I)\right) \end{aligned} \quad (29)$$

또한, λ_0 와 λ_I 에 대한 조건부를 제거하고,

$$P_{out} = \int_0^\infty \int_0^\infty g(\lambda_0, \lambda_I) p(\lambda_0) d\lambda_0 p(\lambda_I) d\lambda_I \quad (30)$$

평균 비트 오류에서와 마찬가지로 적분을 쉽게 하기 위해 Hermite 적분법을 이용하여 outage 확률을 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{out} &= \frac{1}{\pi} \sum_{l=1}^h w_l \sum_{n=1}^h w_n g(\exp(\sqrt{2} \sigma_{\lambda_s} x_n + m_{\lambda_s}), \\ &\quad \exp(\sqrt{2} \sigma_{\lambda_I} x_l + m_{\lambda_I})) \end{aligned} \quad (31)$$

길쌈 부호를 사용하고 경 판정 Viterbi 복호를 사용한 시스템의 평균 비트 오류와 outage 확률 특성을 전달 함수 상한에 의해 구한다. 길쌈 부호화된 평균 비트 오류는

$$P_e < \sum_{x=d_f}^\infty \beta_x P(x) \quad (32)$$

이고, d_f 는 부호의 자유 거리이다. β_x 는 $N=1$ 일 때 전달 함수 $T(D, N)$ 을 미분하여 전개한 항들의 계수이다. $P(x)$ 는 잘못된 경로를 선택할 확률로 다음과 같은 상한을 갖는다[12].

$$P(x) < [4P_b(S, \lambda_I, \lambda_0)(1 - P_b(S, \lambda_I, \lambda_0))]^{d/2} \quad (33)$$

$P_b(S, \lambda_I, \lambda_0)$ 는 앞에서 구한 부호화를 사용하지 않았을 때의 조건부 비트 오류이다. 길쌈 부호를 사용했을 때 outage 확률을 다음과 같이 구한다.

$$P_{out}^c = \Pr\left(\sum_{x=d_f}^\infty \beta_x P(x) > \varepsilon\right) \quad (34)$$

각 랜덤 변수에 대한 경계를 구하기 어려우므로, Monte Carlo적분을 사용하였다[10].

IV. 결과 및 고찰

그림 4와 5에서는 단일 셀을 가정하여 전력 제어 오차가 시스템의 성능에 미치는 영향을 분석한다. 평균 수신 SNR은 첫번째 경로를 통해 들어온 신호의 SNR ($\equiv E\Omega_0/\eta_0$)로 정하였다. 그림 4는 평균 수신 SNR에 대해 전력 제어 오차에 따른 평균 오류이다. Nakagami 페이딩 지수 m 은 1, 채널의 경로 수 L_p 와 RAKE 다이버시티 차수 L_R 는 3이고, 경로에 따른 감쇠 지수는 0, 셀 당 이동국 수는 10개로 하였다. 자유 거리는 18, 구속장은 9, 부호율1/3인 길쌈 부호를 사용한다. PCE가 증가함에 따라 성능이 열화됨을 볼 수 있다. 전력 제어 오차가 1dB일 경우 성능 저하의 정도가 심하지 않은 반면, 전력 제어 오차가 2, 3, 4dB로 심해짐에 따라 성능 저하의 정도가 급격해진다. 1E-03의 평균 오류를 기준으로 하여 볼 때, 전력 제어 오차 1dB에서 성능 저하는 0.5dB에 불과하지만, 전력 제어 오차 3dB에서는 6dB의 수신 SNR을 더 필요로 한다. 전력 제어 오차 4dB일 경우는 더욱 심한 성능 저하를 보인다. 특히, 전력 제어 오차 1dB일 경우에 비해 2dB부터 급격한 성능 저하를 보인다. 그림 5는 셀 당 이동국 수와 전력 제어 오차에 따른 outage 확률이다. 1%의 outage 확률을 기준으로 할 때, 전력 제어 오차가 없을 경우 약 30개의 이동국을 수용할 수 있으나, 전력 제어 오차가 3 dB일 경우 약 12개의 이동국만을

수용할 수 있다.

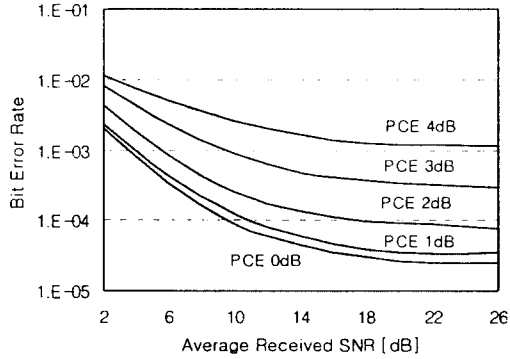


그림 4. 단일 셀에서 수신 SNR 에 따른 BER
Fig. 4 BER in a Single Cell Environment according to received SNR ($N_s=10, \delta=0, L_R=3, L_p=3, N=127, m=1$)

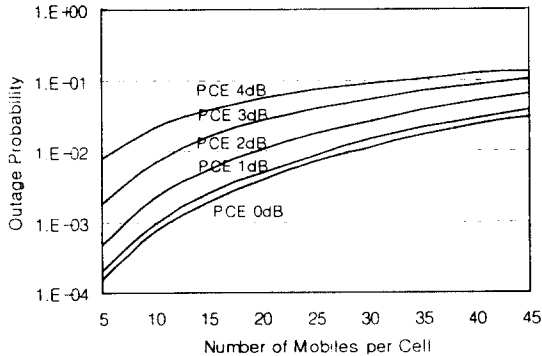


그림 5. 단일 셀에서 수용 용량에 따른 outage 확률
Fig. 5 Outage Probability in a Single Cell Environment according to Capacity (SNR = 16dB, $\delta=0, L_R=3, L_p=3, N=127, m=1$)

그림 6에서 다른 셀 내 이동국의 간섭을 확률 분포 함수(CDF)로 나타내었다. 거리 감쇠 지수가 4, 셀 당 20개의 이동국일 경우, 섀도잉의 표준 편차가 각각 4dB, 8dB, 10dB에 대해 확률 분포를 보았다. 식 (13) 과 (15)의 적분 방법으로 Monte Carlo 적분을 사용하였다. Log-normal로 표시된 선은 섀도잉의 표준 편차가 8dB인 경우에 적분을 통해 얻은 평균과 분산을 가지는 대수 정규 분포의 확률 분포로서, 적분 결과로 구한 간섭의 확률 분포와 일치하는 것을 볼 수 있다.

섀도잉의 표준 편차가 8dB 이하인 경우에 모두 대수 정규 분포와 일치하였다. 섀도잉 표준 편차가 4dB, 8dB, 10dB일 때의 표본들이 모두 간섭이 높은 쪽으로 치우쳐 있으며, 이러한 현상은 섀도잉 표준 편차가 클수록 심해진다. 셀의 수용 용량을 계산하는데 있어 기존의 연구 결과들은 다른 셀 내 이동국의 간섭을 정규 분포라 하였으나[1], 본 논문에서는 대수 정규 분포에 더욱 근사함을 확인하였다.

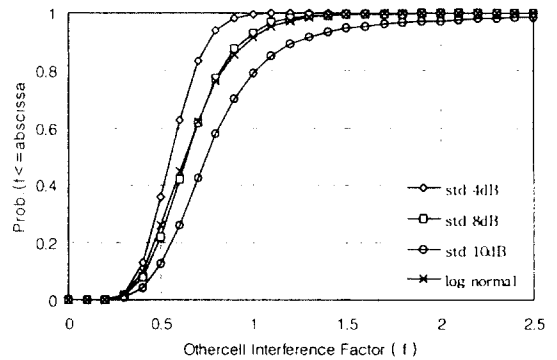


그림 6. 간섭 지수의 확률 분포 ($N_s=20, \beta=4$)
Fig. 6 Probability Distribution of Interference Factor

표 1. 섀도잉의 표준 편차와 전력 제어 오차에 따른 다른 셀 내 이동국에 의한 간섭 평균

Table 1. Other-cell interference factor of normalized cell according to shadowing and PCE ($\beta=4$)

Shadowing Standard Deviation[dB]	Perfect Power Control	PCE 1dB	PCE 2dB	PCE 3dB
0	0.43	0.43	0.45	0.49
2	0.43	0.44	0.46	0.50
4	0.45	0.46	0.48	0.51
6	0.49	0.50	0.52	0.55
8	0.57*	0.58	0.60	0.64
10	0.75	0.76	0.78	0.83

* 0.45(1st tier), 0.09(2nd tier), 0.03(3rd tier)

표 1은 전력 제어 오차에 따른 다른 셀 내 이동국의 평균 간섭이다. 이동국은 연성 통화 인계를 위해 주위 3개 기지국까지의 경로 감쇠를 추정한다. 전력 제어 오차와 섀도잉 표준 편차가 증가함에 따라 간섭은

증가하며, 앞서 확인한 결과와 마찬가지로 1dB의 전력 제어 오차일때 증가량은 2, 3dB에 비해 별로 크지 않다. 간섭은 3tier (36개 셀)를 고려 하여 구하였으며, 선택도밍 표준 편차 8dB인 경우 첫번째 tier의 간섭은 전체의 79%, 두번째 tier로부터의 간섭은 전체의 16%, 세번째 tier로부터의 간섭은 전체의 5%이다.

그림 7은 다중 셀에서의 평균 수신 SNR에 대한 비트 오류율을 구하였다. 전력 제어 오차가 없는 경우에 1E-03을 기준으로 단일 셀과 다중 셀을 비교하면 SNR에 있어 약 2dB의 차이를 가지며, 이 차이는 다른 셀 내 이동국에 의한 간섭에 기인한다. 전력 제어 오차에 따른 다중 셀에서의 평균 비트 오류율의 경향은 단일 셀의 경우와 같다. 다중 셀에서 시스템이 전력 제어 오차에 의해 받는 영향은 두 가지이다. 단일 셀의 경우에서처럼 자기 셀 내의 이동국들의 전력 제어 오차에 의한 다중 접속 간섭 증가와, 전력 제어 오차에 의한 다른 셀 내 이동국의 간섭 증가이다. 즉, 다중 셀의 경우에는 시스템의 성능이 인접 셀의 전력 제어 상태에 의해서 영향을 받는다고 할 수 있다. 인접 셀의 전력 제어 오차가 큰 경우에는 그에 상당하는 간섭의 증가를 보이고, 따라서 시스템의 성능이 저하된다. 그림 8과 9는 다중 셀에서 수용 용량에 대한 비트 오류율과 outage 확률을 나타낸다. 1E-03을 기준 비트 오류율로 할 때 PCE 0dB의 수용 용량은 셀 당 22명이나, PCE 1dB와 2dB에서는 각각 20명과 15명의 수용 용량을 보인다. 1% outage 확률을 기준으로 할 때

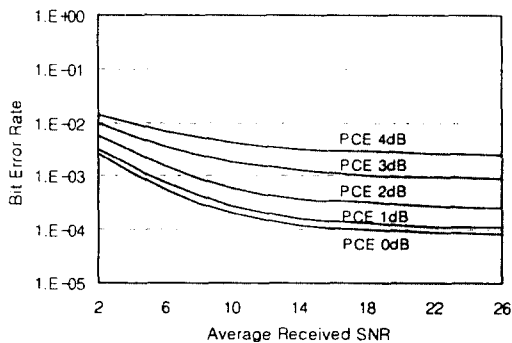


그림 7. 다중 셀에서 수신 SNR에 따른 BER
Fig. 7 BER in a Multi Cell Environment according to received SNR ($N_s=10, \delta=0, L_R=3, L_p=3, N=127, m=1$)

PCE 0dB의 수용 용량은 셀 당 18명이나, PCE 1dB와 2dB에서는 각각 16명과 12명의 수용 용량을 보인다. 음성을 전송하는 데 기준이 되는 비트 오류 1E-03과 outage 확률 1% 중, outage 확률이 시스템의 수용 용량 더욱 제한하는 것을 알 수 있다.

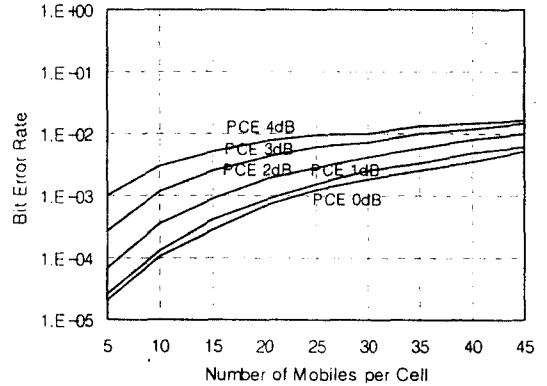


그림 8. 다중 셀에서 수용 용량에 따른 BER
Fig. 8 BER in a Multi Cell Environment according to Capacity (SNR=16dB, $\delta=0, L_R=3, L_p=3, N=127, m=1$)

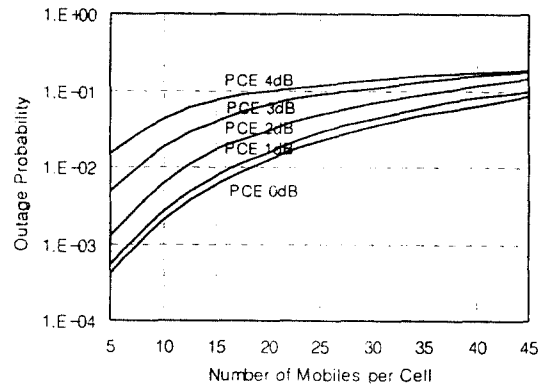


그림 9. 다중 셀에서 수용 용량에 따른 outage 확률
Fig. 9 Outage Probability in a Multi Cell Environment according to Capacity (SNR=16dB, $\delta=0, L_R=3, L_p=3, N=127, m=1$)

V. 결 론

본 논문에서는 다중 경로 Nakagami 페이딩 채널에

서 RAKE수신기를 이용한 코히어런트 BPSK DS/CDMA 시스템의 성능을 전력 제어 오차를 고려하여 분석하였다. 전력 제어 오차에 따른 다른 셀 내의 이동국에 의한 간섭의 증가 정도와 CDMA 셀룰라 시스템의 수용 용량의 감소 정도를 정량적으로 분석하였다. 다중 셀에서의 전력 제어 오차는 자기 셀 내의 이동국 간섭을 증가시킬뿐만 아니라, 다른 셀 내 이동국에 의한 간섭을 증가시킨다. 즉, 한 셀의 수용 용량은 주위 셀에서의 전력 제어 정확도에 의해서도 영향을 받는다. 또한, 다른 셀 내 이동국에 의한 간섭의 확률 분포가 대수 정규 분포에 근사함을 확인하였다. 간섭의 분산이 적을 수록 대수 정규 근사화가 정확하였다.

참 고 문 헌

1. E.Kudoh and T.Matsumoto, "Effect of Transmitter Power Control Imperfections on Capacity on DS/CDMA Cellular Mobile Radios," *Proc. IEEE ICC '92*, pp. 237-242, 1992.
2. A. Chochalingam and L.B. Milstein, "Capacity of DS-CDMA Networks on Frequency Selective Fading Channels with Open-Loop Power Control," *ICC '95*, vol. 2, pp. 703-707, June, 1995.
3. A.J. Viterbi, A.M. Viterbi, and E. Zehavi, "Performance of Power-Controlled Wideband Terrestrial Digital Communication," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-41, no. 4, pp. 559-569, Apr. 1993.
4. M.G. Jansen and R. Prasad, "Capacity, Throughput, and Delay Analysis of a Cellular DS CDMA System with Imperfect Power Control and Imperfect Sectorization," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-44, no. 1, pp. 67-75, Feb. 1995.
5. A. J. Viterbi, A. M. Viterbi, K. S. Gilhousen, and E. Zehavi, "Soft Handoff Extends CDMA Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-12, no. 8, pp. 1281-1288, Oct. 1994.
6. T. Eng, L. B. Milstein, "Coherent DS-CDMA Performance in Nakagami Multipath Fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 1134-1143,

Feb. 1995.

7. L.F. Fenton, "The sum of log-normal probability distribution in scattered transmission systems," *IRE Trans.*, vol. C5-8, pp. 57-67, Mar. 1960.
8. M. Nakagami, "The m-Distribution-A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading," reprinted from *Statistical Method of Radio Wave Propagation*(W.C. Hoffman editor), Pergamon Press, Oxford, England; 1960.
9. M. Abramowitz and I.A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, New York: Dover, 1965.
10. M.C. Jeruchim, P. Balaban, and K.S. Shanmugan, *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press: New York, 1992.
11. K.T. Wu and S.A. Tsaur, "Selection Diversity for DS-SSMA Communication on Nakagami Fading Channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, Aug. 1994.
12. J.G. Proakis, *Digital Communications: 2nd Ed.*, New York; McGraw-Hill, 1989.



李東度(Dong-Do Lee) 정회원
 1963년 9월 9일생
 1987년 2월: 연세대학교 공과대학
 전기공학과 (공학사)
 1989년 8월: 연세대학교 대학원 전
 기공학과 (공학석사)
 1992년 3월~현재: 연세대학교 대
 학원 전기공학

과 박사과정 재학

※주관심분야: 대역확산통신, 이동통신, 패킷라디오
 네트워크



金 東 熙(Dong-Hee Kim)정회원

1971년 12월 16일생

1994년 2월:연세대학교 공과대학
전기공학과 졸업 (공학사)

1996년 8월:연세대학교 대학원 전기공학과 졸업 (공학석사)

1996년 9월~현재:연세대학교 대학원 전기공학과 박사과정 재학

※주관심분야:대역확산통신, 유무선 연동망, 광대역통신망



朴 容 緒(Yong-Seo Park)정회원

1958년 1월 22일생

1982년 2월:연세대학교 공과대학
전기공학과 (공학사)

1984년 2월:연세대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)

1988년 8월:연세대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)

1989년 3월~현재:경원대학교 전기전자공학부 부교수

1993년 1월~1994년 2월:University of South Florida
전기공학과 객원연구원

※주관심분야:이동통신, CDMA 시스템, 디지털 통신



黃 金 燦(Keum-Chan Whang)정회원

1944년 7월 18일생

1967년 2월:연세대학교 공과대학
전기공학과 졸업 (공학사)

1979년 6월:Polytechnic Institute of New York
전기공학과 졸업 (공학박사)

1980년 9월~현재:연세대학교 공과대학 전기공학과 교수

※주관심분야:대역확산통신, 이동무선통신, 무선 패킷망, 광대역통신망, 탄성표면파 소자 및 그 응용분야