

안테나 배열을 이용한 CDMA 셀룰라 시스템에서 불완전 전력제어가 역방향 채널 용량에 미치는 효과

正會員 김 씨 알*, 오 성 근*

The Effect of Imperfect Power Control on the Capacity of Reverse Channel in Cellular CDMA System with Antenna Arrays

Ssi Al Kim*, Seong Keun Oh* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 CDMA 셀룰라 시스템에서 기지국에 안테나 배열을 사용하는 경우에 불완전한 전력제어가 역방향 채널의 용량에 미치는 효과를 분석한다. 불완전한 전력제어로 인하여 각 셀내의 사용자들로부터 기지국에서 수신되는 각 사용자 신호의 전력의 분포는 log-normal 분포로 가정하며, 자체 셀에서의 동일채널 간섭신호 (Co-Channel Interference)와 외부 셀들에서 들어오는 동일채널 간섭신호들에 의한 불완전 전력제어의 효과를 고려한다. 수치적 계산 결과를 통하여 안테나 배열을 이용하는 CDMA 셀룰라 시스템에서도 전력제어의 정도는 시스템의 용량을 결정짓는 중요한 요소임을 보여주며, 또한 전력제어가 불완전한 경우에도 기지국에서 안테나 배열을 이용함으로써 시스템의 용량을 크게 향상시킬 수 있음을 보인다.

Abstract

In this paper, we analyze the effect of imperfect power control on the capacity of the reverse channel in CDMA cellular system with antenna arrays in the base station. For imperfect power control, we assume that the received power at the base station from the users within each cell has log-normal distribution, and we also consider the effect of imperfect power control of co-channel interferences which arise from both its own cell and outer cells. From the result of numerical analysis, we show that the degree of power control gives a great influence on the capacity of CDMA cellular system with antenna arrays, and also that antenna arrays at the base station can improve greatly the system capacity even when the power control is imperfect.

*아주대학교 전기전자 공학부
School of Electrical and Electronic Engineering Ajou
University)
論文番號: 95270-0808
接受日字: 1995년 8월 8일

I. 서 론

급격하게 증가하고 있는 무선통신 수요에 효과적으로 대처하기 위하여 무선 셀룰라 통신 기술에 있어서 가장 요구되는 것은 주파수대역의 효율을 높이는 것이다. 이를 위하여 연구되고 있는 여러 방식들 중에서 최근 가장 주목을 받고 있는 방식은 주파수대역 확산 기술을 이용한 CDMA(Code Division Multiple Access)방식이다. 최근의 연구에 따르면 CDMA 방식은 기존의 TDMA(Time Division Multiple Access)나 FDMA (Frequency Division Multiple Access) 방식보다 아주 높은 주파수대역 효율을 갖는 것으로 알려지고 있다[1].

그러나 개인휴대통신 서비스(PCS: Personal Communication Services)가 도입되면 CDMA 방식을 채택하더라도 늘어나는 가입자들을 수용하기에는 부족하리라 예상된다[2], [3]. 따라서 주파수대역 효율을 더욱 높일 수 있는 다른 방식들에 대한 연구가 필요하다. 이러한 방식들 중에서 유망한 방식으로는 기지국에 안테나 배열을 사용하는 공간 신호처리(Spatial Processing) 기법이 있다. 공간 신호처리 기법을 사용하면 기존의 무지향성 (Omni-directional) 안테나를 사용하는 경우에 모든 방향으로부터 들어오는 동일 채널 간섭신호를 수신하는 것과는 대조적으로, 원하는 사용자의 방향으로 최적의 송수신 방향성 빔을 형성하여 자체 셀과 인접한 여러 셀들로부터 들어오는 동일채널 간섭신호들을 크게 줄일 수 있기 때문에 시스템 용량을 크게 증대시킬 수 있다[2], [3]. 최근의 연구 결과[2]에 따르면, 완전 전력제어의 경우 5개의 안테나를 사용하여 시스템 용량을 약 4배 이상 증가시킬 수 있는 것으로 알려져 있다.

또한 직접 대역 확산 방식을 이용하는 CDMA 셀룰라 시스템은 잘 알려진 바와 같이 원근 문제(Near-Far Problem)로 인한 성능 저하가 다른 방식의 셀룰라 시스템에 비하여 심각하다[4]. 따라서 기지국에 수신되는 전력이 동일하도록 각 사용자가 송신하는 전력을 조정하여야 높은 주파수대역 효율을 얻을 수 있다. 그러나 실제의 무선 통신시스템에서 각 사용자가 송신하는 전력을 완전하게 조정하는 것은 불가능하므로 전력제어가 불완전하게 된다. 이러한 불완전 전력

제어는 아직도 시스템 성능 저하의 요인이 되고 있다 [5]-[7].

안테나 배열을 사용하여 CDMA 셀룰라 시스템의 용량을 증가시키기 위한 기존의 연구들은 대부분 완전 전력제어를 가정하였거나 불완전 전력제어를 고려한 경우에는 다중셀 구조를 고려하지 않았다[2], [3], [8], [9] 본 논문에서는 안테나 배열을 사용한 CDMA 셀룰라 시스템에서 다중셀 구조를 고려하여 불완전한 전력제어가 역방향 채널의 용량에 미치는 효과를 계산한다. 불완전한 전력제어로 인하여 기지국에서 수신되는 원하는 신호의 전력의 분포는 log-normal 분포를 가정하며[5]-[7], 자체 셀 뿐만 아니라 외부 셀들에서 들어오는 동일채널 간섭신호들도 각 기지국에서 수신되는 전력의 분포가 log-normal 분포를 가진다고 가정하여 그들에 의한 불완전 전력제어의 효과를 계산한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 기지국에서만 안테나 배열을 사용하여 이동체의 신호를 수신한다고 가정하고, 각 셀마다 N 명의 사용자가 균일하게 분포되어 있으며, 기지국의 수신기는 동기되어져 있고, 각 사용자는 길이가 L 인 PN 부호로 메시징 정보 비트를 변조하여 송신하며, 안테나 배열의 요소 갯수는 M 개라고 가정한다. 본 논문에서 가정된 동일채널 간섭의 영향을 받는 CDMA 셀룰라 시스템의 다중셀 구조는 그림 1과 같으며 중심 셀과 18개의 외부 셀들로 이루어진다. 원하는 사용자는 중심 셀인 0번 셀의 기지국에 속해 있다고 가정한다. 이때 k 번째 셀에 있는 i_k 번째 사용자가 송신한 신호가 중심 셀의 기지국에서 수신된 세기 β_{i_k} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta_{i_k} = \sqrt{\beta_{i_k}^{(0)}} \frac{\alpha_{i_k}^{(0)}}{r_{i_k}^{2\alpha_{i_k}^{(0)}}} \quad (1)$$

여기서 $\alpha_{i_k}^{(0)}$ 는 중심 기지국과 i_k 번째 사용자간의 순시 진폭의 감쇄를 나타내는 값으로서, 평균이 0인 복소 가우시안 분포를 갖는다. 이 경우 $\alpha_{i_k}^{(0)}$ 는 Rayleigh 페이딩, shadowing 효과를 모두 결합한 것으로서, 절대 값은 Rayleigh 분포를 가지며 제곱의 평균은 log-normal 분포를 갖는다. 또한 윗첨자 d 는 원하는 사용자가 있

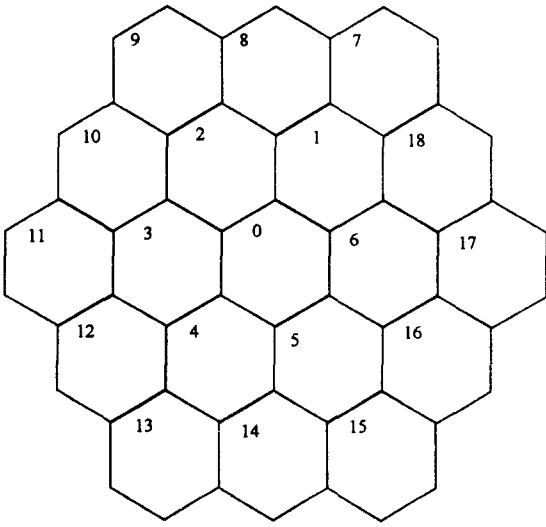


그림 1. 다중셀 구조
Fig 1. Multiple-Cell Configuration

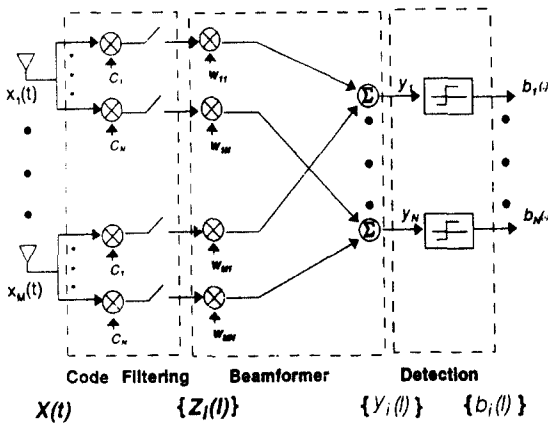


그림 2. 안테나 배열을 이용한 CDMA 수신기의 구조
Fig 2. Receiver Structure of CDMA System with Antenna Arrays

는 중심 셀에서의 변수들을 나타내기 위한 것이다. p_i 는 i_k 번째 사용자의 송신 전력이며, r_{i_k} 는 중심 기지국과 i_k 번째 사용자간의 거리이다. 그리고 완전 전력제어가 이루어지는 시스템의 경우 완벽한 핸드오프를 가정하여 외부 셀들에서 들어오는 간섭신호들의 세기 β_i 는 중심 셀안의 사용자들로부터 수신되는 신

호의 세기 β_i 보다는 같거나 작다고 가정한다($\beta_i \leq \beta_i$). 또한 아래 첨자 d 도 중심 셀에서의 변수들을 나타내기 위한 것이다.

본 논문에서는 그림 2에서 나타낸 것처럼 Naguib 과 Paulraj[2]가 제안한 시스템을 근간으로 하여 불완전한 전력제어가 시스템 용량에 미치는 효과를 고려한다. 협대역 신호 모델을 가정하면, M 개의 안테나 배열로부터의 $M \times 1$ 출력 벡터 $X(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$X(t) = \sum_{i_d=1}^N \phi_{i_d} \beta_{i_d} b_{i_d} \left(\frac{t - \tau_{i_d}}{T} \right) c_{i_d}(t - \tau_{i_d}) a_{i_d} + \sum_{k=1}^K \sum_{i_d=1}^N \phi_{i_d} \beta_{i_d} b_{i_d} \left(\frac{t - \tau_{i_d}}{T} \right) c_{i_d}(t - \tau_{i_d}) a_{i_d} + n(t). \quad (2)$$

위의 수식에서 K 는 중심 셀에 속해있는 원하는 사용자 신호에 동일채널 간섭을 일으키는 외부 셀들의 갯수이며, a_{i_k} 는 i_k 번째 사용자의 신호에 대한 중심 기지국 수신기에서의 $M \times 1$ 배열 응답 벡터(Array Response Vector)이며, $\|a_{i_k}^* a_{i_k}\| = 1$ 이다. 여기서 윗첨자 *는 복소공액 전치 연산자를 나타낸다. $b_{i_k}(t)$ 는 지속 시간이 T 인 i_k 번째 사용자의 메시지 정보 비트이며, $c_{i_k}(t)$ 는 i_k 번째 사용자가 사용하는 코드이다. τ_{i_k} 는 i_k 번째 사용자로부터의 신호가 중심 기지국에 도착하는데 걸리는 전파 지연 시간이다. ϕ_{i_k} 는 i_k 번째 사용자의 음성 가동율(Voice Activity)을 모델링하기 위한 랜덤 변수로서, Bernoulli 변수이다[10], [1]. $n(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 다음과 같이 주어지는 $M \times 1$ 열잡음 벡터(Thermal Noise Vector)이다.

$$E\{n(t) n^*(\tau)\} = \frac{\sigma^2}{M} I \delta_{t-\tau}. \quad (3)$$

식(3)에서 σ^2 은 각 안테나 배열 요소의 열잡음의 분산이고, I 는 $M \times M$ 단위 행렬이며, $\delta(\cdot)$ 는 델타 함수이다. 또한 식(2)에서 첫번째 항은 중심 셀에 속해있는 사용자들로부터 수신된 신호이며, 두번째 항은 K 개의 외부 셀들의 사용자들로부터 수신된 신호를 나타낸다. 본 논문에서는 $i_d=1$ 인 경우를 원하는 사용자라고 하여 원하는 사용자 신호에 의한 배열 응답 벡터, 사용하는 코드, 정보 비트는 표현의 편의상, 각각 a_d 와 $c_d(t)$, $b_d(t)$ 로 나타내며, 기준 시간 τ_d 는 0으로 가정한다.

안테나 배열 수신기에서, 원하는 사용자의 신호는 신호의 도착 방향을 추정하여, 빔형성 가중치 벡터를 구하여 안테나 배열의 출력을 결합함으로써 얻을 수 있다. 그러나 빔형성 가중치 벡터를 추정하는 기존의 방식들은 안테나 갯수가 수신되는 신호의 갯수 즉 사용자의 수보다 많다고 가정한 것이 대부분이다[11], [12]. 일반적으로 CDMA 셀룰라 시스템에서는 안테나의 갯수보다 사용자의 수가 훨씬 많기 때문에 종래의 빔형성 가중치 벡터를 추정하는 방법(예를 들면, MUSIC(Multiple Signal Classification) 또는 ESPRIT (Estimation of Signal Parameters by Rotational Invariance Technique)들은 적용할 수 없다[13]. 본문에서는 안테나에 수신된 신호의 공분산 행렬과 의사 잡음 부호에 의하여 역확산된 수신 신호의 공분산 행렬을 이용하여 빔형성 가중치 벡터를 추정하는 방식을 사용한다[2]. 이 방식에서는 안테나 배열의 출력 신호 $X(t)$ 를 원하는 사용자의 코드 $c_d(\cdot)$ 와 상관을 취하여 메시지 정보의 한 비트당 하나의 후처리(Post-Processing) 신호 벡터를 생성하게 된다. 이때 $\phi_d = 1$ 이므로 원하는 사용자의 j 번째 비트에 대한 $M \times 1$ 후처리 신호 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} Z_d(j) &= \int_{(j-1)T}^{jT} X(t) c_d(t) dt, \\ &= s_d(j) \mathbf{a}_d + \sum_{i_d=2}^N I_{i_d}(j) \mathbf{a}_{i_d} + \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=1}^N I_{i_k}(j) \mathbf{a}_{i_k} + \mathbf{n}_T(j), \quad (4) \\ &= s_d(j) \mathbf{a}_d + \mathbf{n}_d(j). \end{aligned}$$

위의 수식에서 각 항들을 자세히 풀어쓰면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s_d(j) &= \beta_d \int_{(j-1)T}^{jT} b_d\left(\frac{t}{T}\right) c_d(t) c_d(t) dt, \\ &= L \beta_d b_d(j). \end{aligned} \quad (5)$$

$$I_{i_d}(j) = \int_{(j-1)T}^{jT} b_{i_d}\left(\frac{t-\tau_{i_d}}{T}\right) c_{i_d}(t-\tau_{i_d}) c_d(t) dt. \quad (6)$$

$$I_{i_k}(j) = \int_{(j-1)T}^{jT} b_{i_k}\left(\frac{t-\tau_{i_k}}{T}\right) c_{i_k}(t-\tau_{i_k}) c_d(t) dt. \quad (7)$$

$$\mathbf{n}_T(j) = \int_{(j-1)T}^{jT} \mathbf{n}(t) c_d(t) dt. \quad (8)$$

위의 식(4)에서 $\mathbf{n}_d(j)$ 는 원하는 사용자 신호 외에 안테나에 수신된 다른 모든 간섭신호와 잡음 신호를 위

하는 사용자의 코드 $c_d(\cdot)$ 와 상관을 취하여 생성된 신호 벡터이다. 또한 각 사용자들이 사용하는 의사 잡음 수열은 ± 1 의 값을 같은 확률로 갖는 독립적이고 동일한 분포를 갖는 이진 랜덤 변수로 길이가 L 인 수열로 구성되며, 사용하는 코드의 파형은 진폭이 1인 직각파로 가정한다.

각 사용자들로부터 수신된 신호들이 서로 독립적이고 평균이 0이라고 가정하면, 다음과 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$E \left\{ b_{i_l} \left(\frac{t-\tau_{i_l}}{T} \right) b_{i_k} \left(\frac{t-\tau_{i_k}}{T} \right) \right\} = \begin{cases} 1 & , i_l = i_k \\ 0 & , i_l \neq i_k \end{cases} \quad (9)$$

식(9)의 결과를 이용하면 전처리(Pre-Processing) 공분산 행렬 R_{xx} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} R_{xx} &= E \{ X X^* \}, \\ &= \|\beta_d\|^2 E \left\{ b_d^2 \left(\frac{t}{T} \right) \right\} E \{ c_d^2(t) \} \mathbf{a}_d \mathbf{a}_d^* \\ &\quad + \sum_{i_d=2}^N \phi_{i_d} \|\beta_{i_d}\|^2 E \left\{ b_{i_d}^2 \left(\frac{t-\tau_{i_d}}{T} \right) \right\} E \{ c_{i_d}^2(t-\tau_{i_d}) \} \mathbf{a}_{i_d} \mathbf{a}_{i_d}^* \\ &\quad + \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=1}^N \phi_{i_k} \|\beta_{i_k}\|^2 E \left\{ b_{i_k}^2 \left(\frac{t-\tau_{i_k}}{T} \right) \right\} E \{ c_{i_k}^2(t-\tau_{i_k}) \} \mathbf{a}_{i_k} \mathbf{a}_{i_k}^* \\ &\quad + E \{ \mathbf{n}(t) \mathbf{n}^*(t) \}, \\ &= \|\beta_d\|^2 \mathbf{a}_d \mathbf{a}_d^* + Q_d. \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 Q_d 는 원하는 사용자 신호 외에 안테나에 수신된 다른 모든 간섭신호, 즉 중심 셀내의 사용자들로부터 수신된 간섭신호, 외부 셀들로부터 들어오는 간섭신호 및 안테나 배열 수신기의 열잡음 신호에 의한 공분산 행렬로서, 식(9)와 $E \{ c_{i_k}^2(t-\tau_{i_k}) \} = 1$ 이라는 사실을 이용하면 다음과 같이 주어진다.

$$Q_d = \sum_{i_d=2}^N \phi_{i_d} \|\beta_{i_d}\|^2 \mathbf{a}_{i_d} \mathbf{a}_{i_d}^* + \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=1}^N \phi_{i_k} \|\beta_{i_k}\|^2 \mathbf{a}_{i_k} \mathbf{a}_{i_k}^* + \frac{\sigma^2}{M} I. \quad (11)$$

마찬가지로, 식(9)를 이용하면 후처리 공분산 행렬 $R_{z_d z_d}$ 도 다음과 같이 구할 수 있다.

$$R_{z_d z_d} = \frac{1}{L} E \{ Z_d Z_d^* \}. \quad (12)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{L} [L^2 \|\beta_d\|^2 E \left\{ b_d^2 \left(\frac{t}{T} \right) \right\} \mathbf{a}_d \mathbf{a}_d^* \\
 &+ \sum_{i_d=2}^N \phi_{i_d} \|\beta_{i_d}\|^2 E \{ I_{i_d}^2 \} \mathbf{a}_{i_d} \mathbf{a}_{i_d}^* \\
 &+ \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=1}^N \phi_{i_k} \|\beta_{i_k}\|^2 E \{ I_{i_k}^2 \} \mathbf{a}_{i_k} \mathbf{a}_{i_k}^* \\
 &+ E \{ \mathbf{n}_T(j) \mathbf{n}_T^*(j) \}] \\
 &= L \|\beta_{i_d}\|^2 E \left\{ b_d^2 \left(\frac{t}{T} \right) \right\} \mathbf{a}_d \mathbf{a}_d^* + \frac{1}{L} E \{ \mathbf{n}_d(j) \mathbf{n}_d^*(j) \}.
 \end{aligned}$$

또한 [14]의 결과로부터 $E \{ I_{i_d} \}$, $E \{ I_{i_k} \} = 0$ 이며 $\{ E \{ I_{i_d}^2 \}$, $E \{ I_{i_k}^2 \} \leq L$ 임을 알 수 있다.

이때 $E \{ I_{i_d}^2 \}$ 와 $E \{ I_{i_k}^2 \}$ 의 값을 최대값 L 로 놓으면, 식 (9)로부터 $\mathbf{R}_{z_d z_d}$ 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{R}_{z_d z_d} = L \|\beta_d\|^2 \mathbf{a}_d \mathbf{a}_d^* + \mathbf{Q}_d. \quad (13)$$

식(10)과 (13)으로부터 원하는 사용자의 배열 응답 벡터 \mathbf{a}_d 는 다음 행렬의 주요 고유 벡터(Principal Eigenvector)를 구함으로써 추정할 수 있다.

$$\mathbf{R}_{z_d z_d} - \mathbf{R}_{xx} = (L-1) \|\beta_d\|^2 \mathbf{a}_d \mathbf{a}_d^*. \quad (14)$$

간섭과 잡음신호의 공분산 행렬은 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\mathbf{Q}_d = \frac{L}{L-1} (\mathbf{R}_{xx} - \frac{1}{L} \mathbf{R}_{z_d z_d}). \quad (15)$$

원하는 사용자로부터의 신호는 빔형성 가중치 벡터를 사용하여 안테나의 출력의 후처리 신호를 결합하면 얻을 수 있으며, 빔형성 가중치 벡터를 \mathbf{w}_d 라 하면 빔형성기(Beamformer)의 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 y_d(j) &= \mathbf{w}_d^* \mathbf{Z}_d(j), \\
 &= s_d(j) \mathbf{w}_d^* \mathbf{a}_d + \mathbf{w}_d^* \mathbf{n}_d(j).
 \end{aligned} \quad (16)$$

식(5)와 식(16)으로부터, 안테나 배열 출력에서 신호 전력 대 간섭과 잡음 전력의 비 (SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio)는 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{E_b}{I_d + N_d} = \frac{L^2 \|\beta_d\|^2 \|\mathbf{w}_d^* \mathbf{a}_d\|^2}{\mathbf{w}_d^* E \{ \mathbf{n}_d(j) \mathbf{n}_d^*(j) \} \mathbf{w}_d}. \quad (17)$$

위의 수식에서 E_b 는 원하는 사용자로부터의 신호에 의한 전력이며, I_d 는 중심 셀내의 사용자들 및 외부 셀들의 사용자들에 의한 간섭신호의 전력을, N_d 는 안테나 배열의 열잡음에 의한 잡음전력을 각각 나타낸다. 또한 식(12)와 (13)으로부터 $E \{ \mathbf{n}_d(j) \mathbf{n}_d^*(j) \} = L \mathbf{Q}_d$ 임을 알 수 있다. 따라서 식(17)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{E_b}{I_d + N_d} = \frac{L \|\beta_d\|^2 \|\mathbf{w}_d^* \mathbf{a}_d\|^2}{\mathbf{w}_d^* \mathbf{Q}_d \mathbf{w}_d}. \quad (18)$$

이때 최적의 가중치 벡터는 추정된 배열 응답 벡터로부터 다음과 같이 주어진다[15].

$$\mathbf{w}_d = \frac{\mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{a}_d}{\mathbf{a}_d^* \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{a}_d}. \quad (19)$$

따라서 신호 대 간섭과 잡음 전력비는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{E_b}{I_d + N_d} = L \|\beta_d\|^2 \mathbf{a}_d^* \mathbf{Q}_d^{-1} \mathbf{a}_d. \quad (20)$$

한 명 이상의 간섭자가 있는 경우에 신호 대 간섭과 잡음 전력비(SINR)의 분포를 해석적으로 구하는 것은 무척 어려운 일이다. 그러나 배열의 요소간의 간격이 반파장정도 떨어져 있고, 다수의 사용자들이 균일하게 분포되어 있는 경우 각 사용자들로부터 수신된 신호 및 잡음이 서로 독립적이라고 가정하면, \mathbf{Q}_d 는 단위 행렬의 형태로 나타낼 수 있다[15]. 이 경우 $\mathbf{w}_d = \mathbf{a}_d$ 가 되며, 빔형성기의 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned}
 y_d(j) &= \mathbf{a}_d^* \mathbf{Z}_d(j), \\
 &= L \beta_d b_d(j) + \sum_{i_d=2}^N \phi_{i_d} \beta_{i_d} I_{i_d}(j) \mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d} \\
 &+ \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=2}^N \phi_{i_k} \beta_{i_k} I_{i_k}(j) \mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_k} + \mathbf{a}_d^* \mathbf{n}_T(j), \\
 &= s_d(j) + \mathbf{n}_1(j) + \mathbf{n}_2(j) + \mathbf{n}_T(j).
 \end{aligned} \quad (21)$$

위의 수식에서 $\mathbf{sd}(j)$ 는 원하는 사용자로부터 수신된 j

번째 신호를 나타낸다. 그리고 $n_1(j)$ 과 $n_2(j)$, $n_T(j)$ 는 자체 셀내의 사용자들로부터의 간섭신호들에 의한 성분을, 외부 셀들로부터의 간섭신호들에 의한 성분을, 가산 열잡음에 의한 성분을 각각 나타낸다. 간섭과 잡음의 경우, 평균이 0이므로 $E\{I_{i_d}^2(j)\} = L[14]$ 라고 놓으면, 각각의 전력은 다음과 같이 구할 수 있다. 우선 $n_1(j)$ 의 전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Var\{n_1(j)\} &= E\{n_1(j)^2\}, \\ &= \sum_{i_d=2}^N \phi_{i_d} \|\beta_{i_d}\|^2 E\{I_{i_d}^2\} \|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d}\|^2, \\ &= L \sum_{i_d=2}^N \phi_{i_d} \|\beta_{i_d}\|^2 \|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d}\|^2. \end{aligned} \quad (22)$$

마찬가지로 $n_2(j)$ 의 전력은 다음과 같다.

$$Var\{n_2(j)\} = L = \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=2}^N \phi_{i_k} \|\beta_{i_k}\|^2 \|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_k}\|^2. \quad (23)$$

또한 식(3)과 식(8)로부터, $n_T(j)$ 의 전력은 다음과 같다.

$$Var\{n_T(j)\} = \frac{L \sigma^2}{M}. \quad (24)$$

위의 각 수식들은 음성 가동율과 shadowing, 페이딩 등에 의하여 결정되는 랜덤 변수이다. 만일 완전 전력제어를 가정하고 기지국에서 전력제어를 위한 기준 전력을 P 라 하면, 중심 셀안에 있는 i_d 번째 사용자로부터 수신된 전력 P_{i_d} 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{i_d} = \|\beta_{i_d}\|^2 = P. \quad (25)$$

식(25)를 사용하면 신호 대 간섭과 잡음 전력비는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{E_b}{I_d + N_d} &= \frac{L^2 P}{Var\{n_1(j)\} + Var\{n_2(j)\} + Var\{n_T(j)\}}, \\ &= \frac{L}{I_1 + I_2 + \frac{\sigma^2}{MP}}. \end{aligned} \quad (26)$$

여기서 I_1 과 I_2 는 각각 중심 셀과 외부 셀들로부터의 간섭 전력을 기준 전력의 L 배인 LP 로 정규화한 값들

로서 다음과 같이 정의된다.

$$I_1 = Var\{n_1(j)\}/LP = \sum_{i_d=2}^N \phi_{i_d} \|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d}\|^2. \quad (27)$$

$$I_2 = Var\{n_2(j)\}/LP = \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=2}^N \phi_{i_k} (\|\beta_{i_k}\|^2/P) \|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_k}\|^2. \quad (28)$$

이때, N 값이 크고 여러 사용자들로부터 수신된 신호들이 서로 독립적이고 동일한 분포를 가지면 중앙극한 정리(Central Limit Theorem)에 의하여 I_1 과 I_2 의 분포는 정규 분포로 근사할 수 있다[10]. 중심 셀내에 한 사용자만 존재하는 경우, I_1 의 평균을 μ_1 이라 하고 분산을 σ_1^2 이라 정의하면, 음성 가동율 ϕ_{i_d} 와 신호의 방향 \mathbf{a}_{i_d} 는 통계적으로 서로 독립이므로 μ_1 과 σ_1^2 의 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mu_1 = E\{\phi_{i_d}\} E\{\|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d}\|^2\}. \quad (29)$$

$$\sigma_1^2 = E\{\phi_{i_d}^2\} E\{\|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d}\|^4\} - (\mu_1)^2. \quad (30)$$

따라서 I_1 은 평균이 $\mu_1(N-1)$ 이고 분산은 $\sigma_1^2(N-1)$ 인 정규 분포를 가진다. I_2 의 경우 $\|\beta_{i_k}\|^2 \leq \|\beta_{i_d}\|^2$ 라고 가정하면, I_2 의 평균과 분산은 [1]에서의 결과를 이용하여 구할 수 있다. K 개의 외부 셀에 각각 1명의 사용자만이 존재한다고 가정할 때, I_2 의 평균을 μ_2 라 하고 분산을 σ_2^2 이라 하면, 음성 가동율 ϕ_{i_k} 와 외부 셀 간섭 전력 $\|\beta_{i_k}\|^2$, 신호의 방향 \mathbf{a}_{i_k} 는 통계적으로 서로 독립적이므로 μ_2 와 σ_2^2 의 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mu_2 = \sum_{k=1}^K E\{\phi_{i_k}\} E\left\{\left(\frac{\|\beta_{i_k}\|^2}{P}\right)\right\} E\{\|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_k}\|^2\}. \quad (31)$$

$$\sigma_2^2 = \sum_{k=1}^K E\{\phi_{i_k}\} E\left\{\left(\frac{\|\beta_{i_k}\|^4}{P^2}\right)\right\} E\{\|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_k}\|^4\} - (\mu_2)^2. \quad (32)$$

따라서 각 셀에 N 명의 사용자가 존재할 경우 I_2 는 평균이 $\mu_2 N$ 이고 분산이 $\sigma_2^2 N$ 인 정규 분포를 갖는다.

위에서 구한 I_1 과 I_2 의 평균과 분산으로부터 신호 대 간섭과 잡음 전력비가 시스템의 정상적인 동작을 위하여 요구되는 기준치 η 보다 작을 확률, 즉 사고 확률(Outage Probability)은 다음과 같이 주어진다.

$$P_{out} = \Pr \left\{ \frac{E_b}{I_d + N_d} \leq \eta \right\} = \int_{\frac{L}{\eta}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_I} \exp \left\{ -\frac{(x - \mu_I)^2}{2\sigma_I^2} \right\} dx, \quad (33)$$

$$= Q \left(\frac{\gamma - \mu_I}{\sigma_I} \right).$$

위의 수식에서 $\gamma = \frac{L}{\eta}$ 이며, LP로 정규화 한 총 간섭과 잡음 전력의 평균 $\mu_I = \mu_I(N-1) + \mu_2 N + \frac{\sigma^2}{MP}$ 이며, 분산 $\sigma_I^2 = \sigma_I^2(N-1) + \sigma_2^2 N$ 이다. 또한 $Q(x)$ 는 다음과 같다.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy.$$

역방향 채널의 용량은 식(33)으로부터 사용자 수에 따른 사고 확률을 계산하므로써 얻을 수 있다.

III. 불완전 전력제어의 효과

직접 대역 확산 방식을 이용하는 CDMA 셀룰라 시스템에서 원근 문제를 해결하기 위해서는 역방향 채널로 수신되는 사용자의 전력을 조정하여야 한다. 역방향 채널 전력제어는 각 사용자들을 서비스하는 기지국에 의하여 이루어지게 된다. 그러나 셀룰라 이동통신 환경하에서 전자파 전파는 shadowing, Doppler, 그리고 다중 경로 등의 영향으로 인하여 수신 신호의 세기의 변화가 50-60 dB 정도로 빠르게 일어나기 때문에 이러한 변화에 충분히 빠른 속도로 정확히 적응하는 전력제어는 실제로 구현하기가 매우 어렵다[6]. 따라서 수신 전력과 요구되는 기준 전력 사이에 오차가 발생하는데, 이것을 전력제어 오차라고 하며 일반적으로 log-normal 분포로 모델링된다[5]-[7].

불완전 전력제어에 의하여 수신되는 전력을 log-normal 분포로 가정하면, 중심 셀안에 있는 i_d 번째 사용자로부터 수신된 전력 $P_{i_d}^\dagger$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{i_d}^\dagger = \|\beta_{i_d}^\dagger\|^2 = P 10^{\left(\frac{\delta_{i_d}}{10}\right)}. \quad (34)$$

여기서 윗첨자 †는 불완전 전력제어 시스템을 의미하는 기호이며 δ_{i_d} 는 dB 단위를 갖는 전력제어 오차를 나타낸다. $P_{i_d}^\dagger$ 가 log-normal 분포를 가지므로 δ_{i_d} 는 정

규 분포를 가지며, [7]에서의 실험 결과에 의하면 δ_{i_d} 의 표준 편차 값은 1~2 dB 정도의 값을 갖는 것으로 알려져 있다. 또한 외부 셀에 있는 i_k 번째 사용자 자신의 기지국에 의하여 전력제어를 받는다. 따라서 k 번째 기지국에서의 i_k 번째 사용자의 전력제어 오차를 δ_{i_k} 라 하면, i_k 번째 사용자로부터 중심 기지국에 들어오는 간섭신호의 전력은 다음과 같이 주어진다.

$$\|\beta_{i_k}^\dagger\|^2 = \|\beta_{i_k}\|^2 10^{\left(\frac{\delta_{i_k}}{10}\right)}. \quad (35)$$

식 (34)와 (35)로부터, 불완전 전력제어 시스템에서 중심 셀내의 사용자들로부터 수신되는 간섭전력 $Var\{n_1^\dagger(j)\}$ 과 외부 셀들의 사용자들로부터 수신되는 간섭전력 $Var\{n_2^\dagger(j)\}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Var\{n_1^\dagger(j)\} = L \sum_{i_d=2}^N \phi_{i_d} \|\beta_{i_d}^\dagger\|^2 \|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d}\|^2, \quad (36)$$

$$= L \sum_{i_d=2}^N \phi_{i_d} P 10^{\left(\frac{\delta_{i_d}}{10}\right)} \|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d}\|^2.$$

$$Var\{n_2^\dagger(j)\} = L \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=1}^N \phi_{i_k} \|\beta_{i_k}^\dagger\|^2 \|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_k}\|^2, \quad (37)$$

$$= L \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=1}^N \phi_{i_k} \|\beta_{i_k}\|^2 10^{\left(\frac{\delta_{i_k}}{10}\right)} \|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_k}\|^2.$$

따라서 식(34)와 (36), (37)을 이용하면, 불완전 전력제어 시스템의 신호 대 간섭과 잡음 전력비는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{N_b^\dagger}{I_d^\dagger + N_d^\dagger} = \frac{L^2 P 10^{\left(\frac{\delta_d}{10}\right)}}{Var\{n_1^\dagger(j)\} + Var\{n_2^\dagger(j)\} + Var\{n_r(j)\}}, \quad (38)$$

$$= \frac{L 10^{\left(\frac{\delta_d}{10}\right)}}{I_1^\dagger + I_2^\dagger + \frac{\sigma^2}{MP}}.$$

여기서 I_1^\dagger 과 I_2^\dagger 는 각각 불완전 전력제어를 고려한 자신의 셀과 외부 셀들에 의한 간섭 전력을 LP로 정규화한 것으로서 다음과 같이 주어진다.

$$I_1^\dagger = Var\{n_1^\dagger\}/LP = \sum_{i_d=2}^N \phi_{i_d} 10^{\left(\frac{\delta_{i_d}}{10}\right)} \|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d}\|^2. \quad (39)$$

$$I_2^\dagger = Var\{n_2^\dagger\}/LP, \quad (40)$$

$$= \sum_{k=1}^K \sum_{i_k=1}^N \phi_{i_k} \left(\frac{\|\beta_{i_k}\|^2}{P} 10^{\left(\frac{\delta_{i_k}}{10}\right)} \right) \| \mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_k} \|^2.$$

완전 전력제어 시스템의 경우와 마찬가지로, 전력제어가 불완전한 경우에도 N 값이 크고 여러 사용자들로부터의 수신된 신호들이 서로 독립적이고 동일한 분포를 가진다고 가정하면, 중앙 극한 정리로부터 I_1^\dagger 과 I_2^\dagger 의 분포를 정규 분포로 근사할 수 있다. 그러나 불완전 전력제어 시스템의 경우, I_1^\dagger 과 I_2^\dagger 의 평균과 분산은 전력제어 오차를 고려하여 구하여야 한다. 각 사용자에 대한 전력제어 오차 δ_{i_k} 와 음성 가동률 ϕ_{i_k} 및 신호의 방향 \mathbf{a}_{i_k} 는 통계적으로 서로 독립이므로, 식(39)로부터 셀 내에 한명의 사용자가만이 존재하는 경우 I_1^\dagger 의 평균 μ_1^\dagger 과 분산 $\sigma_1^{\dagger 2}$ 의 값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mu_1^\dagger &= E\{\phi_{i_d}\} E\{\|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d}\|^2\} E\left\{10^{\left(\frac{\delta_{i_d}}{10}\right)}\right\}, \\ &= \mu_1 E\left\{10^{\left(\frac{\delta_{i_d}}{10}\right)}\right\}. \end{aligned} \quad (41)$$

$$\sigma_1^{\dagger 2} = E\{\phi_{i_d}\} E\{\|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_d}\|^4\} E\left\{10^{\left(\frac{\delta_{i_d}}{5}\right)}\right\} - (\mu_1^\dagger)^2. \quad (42)$$

I_2^\dagger 의 경우에도, 식(40)으로부터 각 사용자에 대한 불완전 전력제어의 분포는 서로 독립적이고 동일한 분포를 가지므로 불완전 전력제어 시스템에서 K 개의 외부 셀들에 각각 한명의 사용자가만이 존재하는 경우에, I_2^\dagger 의 평균 μ_2^\dagger 와 분산 $\sigma_2^{\dagger 2}$ 는 완전 전력제어 시스템의 I_2 의 분포로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mu_2^\dagger &= \sum_{k=1}^K E\{\phi_{i_k}\} E\left\{\left(\frac{\|\beta_{i_k}\|^2}{P}\right)\right\} E\{\|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_k}\|^2\} E\left\{10^{\left(\frac{\delta_{i_k}}{10}\right)}\right\}, \\ &= \mu_2 \left(\sum_{k=1}^K E\left\{10^{\left(\frac{\delta_{i_k}}{10}\right)}\right\} \right). \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} \sigma_2^{\dagger 2} &= \sum_{k=1}^K E\{\phi_{i_k}\} E\left\{\left(\frac{\|\beta_{i_k}\|^4}{P^2}\right)\right\} E\left\{10^{\left(\frac{\delta_{i_k}}{5}\right)}\right\} E\{\|\mathbf{a}_d^* \mathbf{a}_{i_k}\|^4\} \\ &- (\mu_2^\dagger)^2. \end{aligned} \quad (44)$$

위에서 구한 평균과 분산으로부터 불완전 전력제어 시스템의 사고 확률은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{out} = \Pr\left\{\frac{E_b^\dagger}{I_d^\dagger + N_d^\dagger} \leq \eta\right\}. \quad (45)$$

$$= \Pr\left\{\frac{10^{(b_d/10)}}{I_1^\dagger + I_2^\dagger + \frac{\sigma^2}{MP}} \leq \frac{\eta}{L}\right\}.$$

윗식에서 정규 분포를 가지는 분모항을 x 라 하고, log-normal 분포를 갖는 분자의 $10^{(b_d/10)}$ 를 y 라 하면 사고 확률은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{out}^\dagger = \Pr\left\{\frac{y}{x} \leq \frac{\eta}{L}\right\}. \quad (46)$$

식(46)의 사고 확률은 x 가 γy 이상인 값을 적분한 후, y 의 모든 범위에 대하여 적분함으로써 다음과 같이 계산할 수 있다[10].

$$\begin{aligned} P_{out}^\dagger &= \Pr\{x \geq \gamma y\}, \\ &= \int_0^\infty \frac{10}{\sqrt{2\pi} \delta_d y \ln 10} \exp\left\{-\frac{(10 \log_{10} y)^2}{2\delta_d^2}\right\} \int_{\gamma y}^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_x^\dagger} \exp\left\{-\frac{(x - \mu_x^\dagger)^2}{2\sigma_x^{\dagger 2}}\right\} dx dy. \end{aligned} \quad (47)$$

여기서 μ_x^\dagger 는 $\mu_x^\dagger = \mu_1^\dagger(N-1) + \mu_2^\dagger N + \frac{\sigma^2}{MP}$ 이며, 분산 $\sigma_x^{\dagger 2}$ 은 $\sigma_x^{\dagger 2} = \sigma_1^{\dagger 2}(N-1) + \sigma_2^{\dagger 2} N$ 이다. 또한 $z = 10 \log_{10} y$ 로 놓으면 식(47)은 다음과 같이 보다 간단한 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{out}^\dagger &= \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi} \delta_d} \exp\left\{-\frac{z^2}{2\delta_d^2}\right\} \int_{\gamma 10^{\frac{z}{10}}}^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_x^\dagger} \\ &\exp\left\{-\frac{(x - \mu_x^\dagger)^2}{2\sigma_x^{\dagger 2}}\right\} dx dz, \\ &= \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi} \delta_d} \exp\left\{-\frac{z^2}{2\delta_d^2}\right\} Q\left\{\frac{\gamma 10^{\frac{z}{10}} - \mu_x^\dagger}{\sigma_x^\dagger}\right\} dz. \end{aligned} \quad (48)$$

위의 적분식에서 정규 분포 함수는 원하는 사용자의 전력제어 오차의 dB 값이 갖는 분포를 나타내며, $Q(\cdot)$ 함수는 간섭과 잡음이 원하는 사용자 신호의 수신 전력 보다 문턱치 이상으로 할 확률을 나타낸다. 즉 불완전 전력제어 시스템의 경우 원하는 사용자로부터 수신된 전력이 log-normal 분포를 가지므로 사고 확률은 간섭과 잡음의 분포에서 log-normal 분포를 갖는 랜덤 변수의 문턱치보다 큰 영역을 적분하여 계산된다.

만일 식(48)에서 원하는 사용자로부터 수신된 전력이 P 로 고정된다고 가정하면 $\delta_d=0$ 이고, 식 (48)에서 정규 분포 함수는 델타 함수가 되므로 다음과 같이 나타낼 수 있다[10].

$$P_{out} |_{(\delta_d=0)} = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(z) Q \left\{ \frac{\gamma 10^{\frac{z}{10}} - \mu_I^\dagger}{\sigma_I^\dagger} \right\} dz, \quad (49)$$

$$= Q \left(\frac{\gamma - \mu_I^\dagger}{\sigma_I^\dagger} \right).$$

또한 식(49)에서 시스템의 모든 사용자들로부터 송신되는 전력이 완전히 제어된다면 $\delta_{i_r}, \delta_{i_s}=0$ 이므로 식 (49)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{out} = Q \left(\frac{\gamma - \mu_I^\dagger}{\sigma_I^\dagger} \right)_{(\delta_{i_r}, \delta_{i_s})}, \quad (50)$$

$$= Q \left(\frac{\gamma - \mu_I}{\sigma_I} \right).$$

식(50)을 살펴보면 완전 전력제어 시스템의 사고 확률을 나타내는 식(33)과 동일함을 알 수 있다. 이는 시스템의 모든 사용자들이 완전 전력제어가 됨에 따라 μ_I^\dagger 과 σ_I^\dagger 이 완전 전력제어 시스템의 μ_I 과 σ_I 과 같아지게 되기 때문이다.

IV. 수치적 결과

본 논문에서는 불완전 전력제어의 영향을 계산하

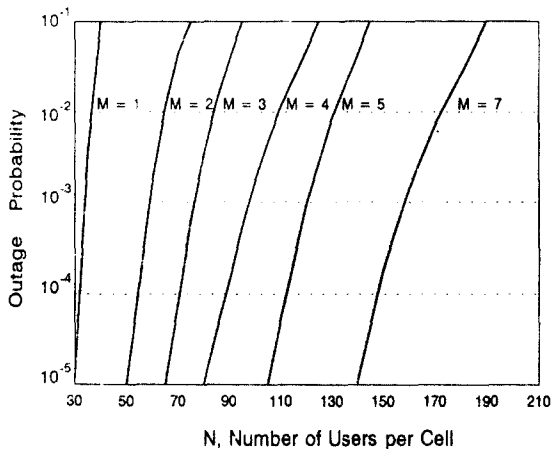


그림 3. 완전 전력제어 시스템의 사고 확률
Fig 3. Outage Probability of Perfect Power Control System

기 위하여, 외부 셀의 갯수 K 는 그림 1에서와 같이 18로 설정하였으며 음성 가동율을 0.375로 가정하였다. 적절한 음질을 위해 요구되는 BER의 기준으로 10^{-3} 을 가정하였으며, 이때 시스템의 정상적인 동작을 위하여 요구되는 기준치 η 는 BPSK를 가정하여 7 dB로 정하였다. L 은 128로 가정하였으며, shadowing의 효과는 8 dB로 가정하였다. 불완전 전력제어로 인하여

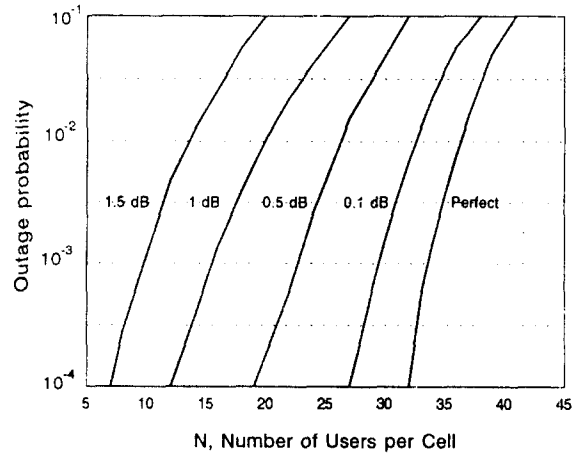


그림 4. 불완전 전력제어 시스템의 사고 확률(M = 1)
Fig 4. Outage Probability of Imperfect Power Control System(M = 1)

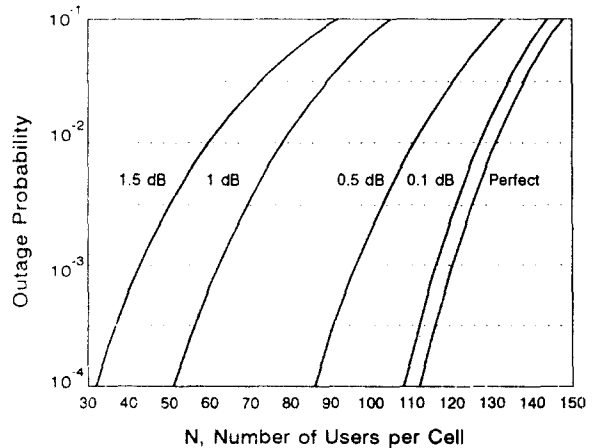


그림 5. 불완전 전력제어 시스템의 사고 확률(M = 5)
Fig 5. Outage Probability of Imperfect Power Control System(M = 5)

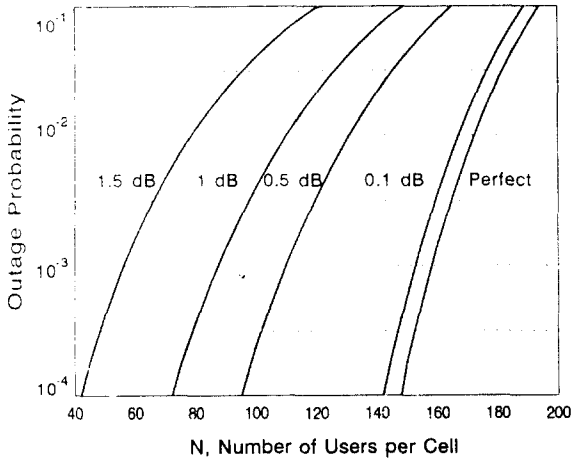


그림 6. 불완전 전력제어 시스템의 사고 확률(M = 7)
 Fig. 6. Outage Probability of Imperfect Power Control System(M = 7)

기지국에 수신되는 전력의 분포는 log-normal 분포로 가정하여, 여러 가지 표준 편차 값과 안테나 배열의 요소 갯수 M 에 따른 사고 확률을 계산하였다.

그림 3은 완전한 전력제어가 이루어지는 경우, 안테나 갯수 M 에 따른 사고 확률을 나타낸 것이다. 그림 3으로부터 M 이 증가할수록 성능이 개선되는 것을 알 수 있는데, 이는 안테나 배열의 요소 갯수가 증가할수록 특정 방향성 빔의 폭이 좁아지므로 식(22)와 (23)으로부터 동일채널 간섭이 감소하기 때문이다. 그림 4와 5, 6은 전력제어의 불완전 정도에 따른 역방향 채널의 사고 확률을 나타낸 것이다. 이 그림들로부터 전력제어가 불완전할수록 역방향 채널의 용량이 감소하게 되는 것을 알 수 있다. 이러한 결과는 식(48)로부터 알 수 있는데, 식(48)과 식(33)을 비교하면 식(33)의 경우에는 문턱치가 γ 로 고정되지만, 식(48)의 경우에는 문턱치 $\gamma 10^{(\delta/10)}$ 가 log-normal 분포를 가지므로 간섭과 잡음이 문턱치보다 클 확률이 증가한

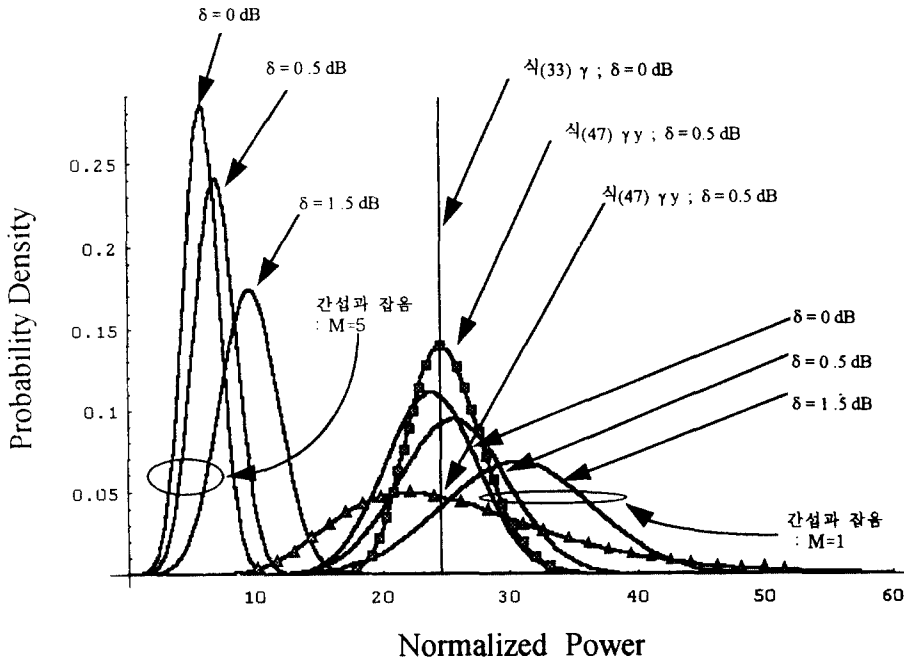


그림 7. 간섭과 잡음 및 문턱치의 확률 분포
 Fig. 7. Probability Distributions of Interference plus Noise and Threshold

다. 즉 원하는 사용자의 전력제어가 불완전해짐에 따라 사고 확률이 증가하게 된다. 또한 식(41), (42)와 식(43), (44)로부터 알 수 있듯이 불완전 전력제어의 영향이 커지게 되면, 간섭신호들의 평균과 분산이 늘어나게 되어 사고 확률이 증가하게 된다. 따라서 불완전 전력제어의 영향이 커질수록 역방향 채널의 용량이 감소하게 된다.

그리고 그림 4와 5, 6을 비교하면 안테나 배열의 요소 갯수가 증가함에 따라 전력제어의 오류에 점점 더 민감해짐을 알 수 있다. 이 사실은 그림 7을 보면 자세히 알 수 있다. 그림 7은 전력제어 오차에 따라 M 이 1인 경우와 M 이 5인 경우에 대하여 간섭과 잡음의 분포와 문턱치의 분포를 나타낸 것이다. M 이 1인 경우를 살펴보면, 전력제어 오차의 증가에 따라, 문턱치의 분산은 커지게 되고 간섭과 잡음의 분산도 커지게 된다. 그러나 완전 전력제어의 경우에도 이미 간섭과 잡음 전력이 상당히 크므로, 시스템의 정상적인 동작여부를 결정하는 사고 확률은 전력제어 오차에 따라 큰폭으로 변화하지 않는다. 그러나 M 이 5인 경우에는 간섭과 잡음 성분의 평균과 분산이 M 이 1인 경우보다 상대적으로 낮아지므로 사고 확률은 낮아지게 되고, 시스템의 수신 전력의 불완전 전력제어 오차에 따라 더 큰 영향을 받게 된다. 이 경우 그림 7에서 전력제어 오차의 증가에 따라 문턱치의 분산은 커지게 되고, 간섭과 잡음의 평균과 분산도 커지게 되므로, 문턱치 및 간섭과 잡음의 확률분포는 더욱 빠르게 겹쳐진다. 따라서 사고 확률은 전력제어 오차의 변화에 따라 더욱 민감하게 변화한다. 그러나 안테나 배열의 요소 갯수를 증가시키면 간섭과 잡음의 평균과 분산을 크게 감소시킬 수 있으므로 시스템의 용량을 증가시킬 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 안테나 배열을 이용하는 CDMA 셀룰라 시스템에서 다중셀 구조를 고려하여 불완전 전력제어의 정도에 따른 역방향 채널의 용량을 계산하였다. 불완전 전력제어로 인하여 수신되는 신호들의 전력 분포는 log-normal 분포로 가정하였으며, 전력제어 오차 및 안테나 갯수, 사용자 수에 따른 시스템의 성능을 계산하였다. 계산을 통하여 안테나 배열

을 이용하는 CDMA 시스템에서도 전력제어가 시스템의 성능을 결정짓는 중요한 요소임을 알 수 있었으며, 안테나 배열의 요소 갯수를 증가시키면 간섭과 잡음은 크게 줄일 수 있지만 전력제어의 오류에 더 민감해짐을 알 수 있었다. 그러나 시스템의 전력제어가 불완전한 경우에도 기지국에서 안테나 배열을 이용함으로써 시스템의 용량을 크게 증가시킬 수 있음을 알 수 있었다.

參 考 文 獻

1. K. S. Gilhousen and et al., "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. VT-40, no. 2, pp. 303-312, May 1991.
2. A. F. Naguib and A. Paulraj, "Performance of CDMA Cellular Networks with Base-Station Antenna Arrays," in *Proc. Int. Zurich Seminar on Digital Commun.*, pp. 87-100, Mar. 1994.
3. J. C. Liberti and T. S. Rappaport, "Reverse Channel Performance Improvements in CDMA Cellular Communication Systems Employing Adaptive Antennas," in *Proc. GLOBECOM-93*, vol. 1, pp. 42-47, 1993.
4. R. C. Dixon, *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*, John Wiley & Sons, Inc., 1994.
5. R. Cameron and B. D. Woerner, "An Analysis of CDMA with Imperfect Power Control," in *Proc. IEEE VTC-92*, pp. 977-980, 1992.
6. E. Kudoh and et al., "Effect of Transmitter Power Control Imperfections on Capacity in DS/CDMA Cellular Mobile Radio," *IEEE SuperCom/ICC 92*, Chicago, pp. 310. 1. 5-310. 1. 6, June 1992.
7. S. Soliman, C. Wheatley, and R. Padovani, "CDMA Reverse Open Loop Power Control," *IEEE GLOBECOM '92*, Orlando, Florida, pp. 69-73, Dec. 1992.
8. J. E. Miller and S. L. Miller, "An Adaptive Antenna Array for Multiple Received Signals in DS-CDMA Communication Systems," in *Proc. ICASSP-94*, pp. 733-737, 1994.

9. Y. Wang and J. R. Cruz, "Adaptive Antenna Arrays for Cellular CDMA Communication Systems," in *Proc. ICASSP-95*, pp. 1725-1728, 1995.
10. A. Leon-Garcia, *Probability and Random Processes for Electrical Engineering*, Addison-Wesely, 1994.
11. S. Anderson and et al., "Adaptive Array for Mobile Communication Systems," *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. VT-40(1), pp. 203-236, Feb. 1994.
12. R. Roy, "Estimation of Signal Parameters by Rotational Invariance Technique (ESPRIT)," Ph. D. dissertation, Standford Univ., 1987.
13. G. Xu and et al., "Experimental Studies of Space-Division-Multiple-Access Schemes for Spectral Efficient Wireless Communications," *IEEE SuperCom/ICC 94*, pp. 800-804, 1994.
14. D. J. Torrieri, "Performance of Direct-Sequence Systems with Long Pseudonoise Sequences," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-10(4), pp. 770-781, May 1992.
15. J. H. Winters, "Optimum Combining in Digital Mobile Radio with Cochanel Interference," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. SAC-2(4), pp. 528-539, July 1984.
16. L. C. Andrews, *Special Functions of Mathematics for Engineers*, McGraw-Hill, 1992.



김 씨 알(Ssi Al Kim) 정회원
1972年 1月 31日生
1994년 2월:아주대학교 전자공
학과졸(학사)
1996년 2월:아주대학교 대학원
전자공학과졸(석사)
1996년 2월~현재:태광산업(주)
전자사업부 연구원
※주관심분야:이동통신 시스템용 적용배열 안테나
신호처리 시스템



吳 成 根(Seong Keum Oh) 정회원
1961年 4月 4日生
1983년 2월:경북대학교 전자공
학과졸(학사)
1985년 2월:한국과학기술원 전
기 및 전자공학과졸
(석사)
1990년 8월:한국과학기술원 전
기 및 전자공학과
(박사)
1993년 12월~1993년 8월:삼성전자(주)
1993년 8월~현재:아주대학교 전자공학과 조교수
※주관심분야:이동통신 시스템용 적용 배열 안테나
신호처리 시스템, 이동통신 시스템용
직용등화기, DS-CDMA 수신 시스템,
Acoustic Echo Canceller.