

# 스마트 안테나를 적용한 기지국 다이버시티에 의한 셀의 용량분석 연구

정희원 이명원\*, 한진규\*, 육종관\*, 박한규\*

## Capacity Analysis of Smart Antenna Systems with Macro Diversity

Myoung-Won Lee, Jin-Kyu Han, Jong-Gwan Yook, Han-Kyu Park *Regular Members*

### 요약

본 논문에서는 기지국에 스마트 안테나를 사용한 이동 통신 시스템에서 기지국 다이버시티를 고려하여 빔성형 가중치 결정 방법과 전력 제어 방법을 순방향 링크와 역방향 링크에 대해 제시하고 이를 Monte-Carlo 시뮬레이션 방법을 이용하여 확인하였다. 결과에 의하면 역방향 링크에서는 다이버시티 threshold가 증가함에 따라 즉, 이동국이 더 많은 기지국들과 링크함에 따라 셀의 용량이 증가하였다. 이와 반대로 순방향 링크에서는 다이버시티 threshold가 증가할수록 용량이 감소하는 것을 확인할 수 있었다. 본 논문의 결과는 스마트 안테나를 적용한 시스템의 효율적인 무선망 운용 방식 결정의 지표가 될 것으로 기대된다.

### ABSTRACT

In this paper, how to perform beamforming and power control for the systems with smart antennas is introduced in consideration of macro-diversity, and cell capacity of the systems is analyzed. In the result, as the number of the base stations linked to mobiles increases, capacity increases in the reverse link. On the other hand, macro diversity causes capacity loss in forward link. It is expected that the result of this work may be used in designing the next generation mobile communication systems for high quality services such as multi media data and wireless internet etc.

### 1. 서론

최근 이동통신에 대한 수요가 증가하고 대용량 고속 데이터 전송에 대한 요구가 높아짐에 따라 스마트 안테나에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다 [1,2]. 기지국용 적응 배열 안테나는 각 사용자에 지향성 빔을 할당하여 DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) 시스템에서 발생하는 다른 사용자에 의한 간섭 (Multiple Access Interference, MAI)을 억제하여 용량을 증가시킬 수 있으며 [3], 광대역 데이터 전송 시 발생하는 다중 경로 페이딩 영향을 감소시킴으로써 심볼 간 간섭

(Inter-Symbol Interference, ISI)을 줄일 수 있다 [4]. 또한 계층 셀 (hierarchical cell) 환경에 지향성 빔을 사용함으로써 셀 간 간섭과 역방향 링크와 순방향 링크 간섭을 줄임으로써 용량증대 효과가 크게 기대되고 있다 [5]. 기지국 다이버시티는 이동국이 둘 이상의 기지국과 신호를 송·수신하여 이득을 얻는 방식을 말한다. 특히 CDMA 시스템에서는 핸드 오프영역에서 기지국 다이버시티를 사용할 수 있다. 순방향 링크에서 기지국 다이버시티는 인접 기지국들에서 신호를 수신하여 결합하는 방식을 말하고 역방향 링크에서는 이동국의 송신 신호를 인접 기지국들에서 수신, 결합하는 방식을 말한다. 일반적

\* 연세대학교 전기전자공학과 전파통신연구실 (xenis@yonsei.ac.kr)

\*\* 논문번호 : 010325-1109, 접수일자 : 2001년 11월 9일

으로 역방향 링크에서는 소프트 핸드오프에 의해 용량이 늘어나지만 순방향의 경우는 감소한다고 알려져 있다[6,7]. 그러나 소프트 핸드오프는 역방향 링크와 순방향 링크에서 통화의 단절을 줄여 링크의 안정성을 높인다[8]. 지금까지의 스마트 안테나에 대한 연구와 기지국 다이버시티에 대한 연구는 주로 독립적으로 이루어져왔다. 그러나 순방향 링크에서 한 기지국의 송신전력은 다른 기지국에도 영향을 주기 때문에 빔성형 또한 이러한 현상을 고려하여 이루어져야 한다. 역방향 링크도 유사하게 이동국의 송신 전력의 변화가 생기면 다른 이동국에 대한 간섭이 달라지기 때문에 그에 따라 빔성형 가중치 벡터 또한 변화되어야 한다. [9]에서는 이러한 스마트 안테나에 대한 소프트 핸드오프의 효과를 분석하였는데 수신 신호를 랜덤 변수로 모델링하여 본 논문과 유사한 결론을 얻었다. 본 논문에서는 이러한 기지국 다이버시티를 고려한 빔성형 가중치와 전력 제어 방법을 순방향 링크와 역방향 링크에 대해 제시하고 이를 Monte-Carlo 시뮬레이션 방법을 이용하여 검증하였다.

## II. 시스템 모델

### 1. 역방향 링크

전체  $K$ 개의 이동국이 존재한다고 가정하면  $i$ 번째 이동국과 링크되어있는 기지국에서의 수신 신호는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} r_{ib_j} &= \sum_{k=1}^K a_{kb_j} \sqrt{G_{kb_j} \eta_{kb_j}} a_{kb_j} s_k + n_{b_j} \\ &= \sum_{k=1}^K h_{kb_j} s_k + n_{b_j} \end{aligned} \quad (1)$$

단,  $a_{kb_j}$ 는  $k$ 번째 이동국과 기지국  $b_j$ 사이의 배열 응답 벡터를 나타내고  $h_{kb_j}$ 는 이러한 성분을 모두 포함한 벡터 채널을 나타내며  $n_{b_j}$ 는 잡음 성분을 나타낸다.

기지국 수신기의 결정상수  $z_{ib_j}$ 는 수신 신호  $r_{ib_j}$ 에 가중치 벡터  $w_{ib_j}$ 를 곱하여 얻을 수 있다.

$$z_{ib_j} = w_{ib_j}^H r_{ib_j} = w_{ib_j}^H \left( h_{ib_j} s_i + \sum_{k=1, k \neq i}^K h_{kb_j} s_k + n_{b_j} \right) \quad (2)$$

식 (1)의 SINR  $\gamma_{ib_j} (= S_{ib_j} / (I_{ib_j} + N_{ib_j}))$ 는 식 (3)과 같이 나타내어 진다.

$$\gamma_{ib_j} = \frac{c_i^2 G_{ib_j} \eta_{ib_j} w_{ib_j}^H a_{ib_j} a_{ib_j}^H w_{ib_j}}{w_{ib_j}^H \left( \sum_{k=1, k \neq i}^K c_k^2 G_{kb_j} \eta_{kb_j} a_{kb_j} a_{kb_j}^H + \sigma_n^2 I \right) w_{ib_j}} \quad (3)$$

식 (3)의 SINR  $\gamma_{ib_j}$ 는  $i$ 번째 이동국이 연결된 한 기지국에 대한 것이므로 최종 SINR  $\gamma_i$ 는 링크된 모든 기지국에 대한  $\gamma_{ib_j}$ 의 합이 된다.

$$\gamma_i = \sum_{j=1}^{B_i} \frac{c_i^2 G_{ib_j} \eta_{ib_j} w_{ib_j}^H a_{ib_j} a_{ib_j}^H w_{ib_j}}{w_{ib_j}^H \left( \sum_{k=1, k \neq i}^K c_k^2 G_{kb_j} \eta_{kb_j} a_{kb_j} a_{kb_j}^H + \sigma_n^2 I \right) w_{ib_j}} \quad (4)$$

단, 여기서  $B_i$ 는  $i$ 번째 이동국과 연결된 기지국 수이다.

최종 SINR  $\gamma_i$ 를 최대화하는 가중치  $\gamma_i$ 는 식 (5)와 같은 최적화 문제의 해로 주어진다.

$$\begin{aligned} \{w_{ib_j}\} \\ = \max \left\{ \sum_{j=1}^{B_i} \frac{c_i^2 G_{ib_j} \eta_{ib_j} w_{ib_j}^H a_{ib_j} a_{ib_j}^H w_{ib_j}}{w_{ib_j}^H \left( \sum_{k=1, k \neq i}^K c_k^2 G_{kb_j} \eta_{kb_j} a_{kb_j} a_{kb_j}^H + \sigma_n^2 I \right) w_{ib_j}} \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

단,  $\sigma_n^2$ 은 수신기의 열잡음으로 기준 잡음 온도 (reference noise temperature)와 수신기의 잡음 지수(noise figure)에 의해 결정된다. 식 (5)에서 각 기지국  $b_j$ 에서의 가중치  $w_{ib_j}$ 는 다른 기지국의 SINR  $\gamma_{ib_j}$ 에 영향을 주지 않기 때문에 각각 기지국의 SINR  $\gamma_{ib_j}$ 를 최대화하는 가중치  $w_{ib_j}$ 가 총 SINR  $\gamma_i$ 를 최대화하는 가중치  $\{w_{ib_j}\}$ 가 된다.

$$\begin{aligned} w_{ib_j} &= \max \left[ \frac{c_i^2 G_{ib_j} \eta_{ib_j} w_{ib_j}^H a_{ib_j} a_{ib_j}^H w_{ib_j}}{w_{ib_j}^H \left( \sum_{k=1, k \neq i}^K c_k^2 G_{kb_j} \eta_{kb_j} a_{kb_j} a_{kb_j}^H + \sigma_n^2 I \right) w_{ib_j}} \right] \\ &= \frac{\Phi_{in, ib_j}^{-1} a_{ib_j}}{a_{ib_j}^H \Phi_{in, ib_j}^{-1} a_{ib_j}} \end{aligned} \quad (6)$$

단,  $\Phi_{in, ib_j} = \sum_{k=1, k \neq i}^K c_k^2 G_{kb_j} \eta_{kb_j} a_{kb_j} a_{kb_j}^H + \sigma_n^2 I$ 이다.

행렬  $\Phi_{in, ib_j}$ 은 간섭 신호들의 상관 행렬이다.

각 이동국의 송신 전력  $c_i^2$ 은 모든 이동국의 SINR이 요구 SINR 이상이 되도록 한다. 따라서 각 이동국의 송신 전력은 식 (7)과 같이 구할 수 있다.

$$c_i^2 \geq \Gamma \times \left\{ \sum_{j=1}^{B_i} \frac{G_{ib_j} \eta_{ib_j} \mathbf{w}_{ib_j}^H \mathbf{a}_{ib_j} \mathbf{a}_{ib_j}^H \mathbf{w}_{ib_j}}{I_{ib_j} + \mathbf{w}_{ib_j}^H \mathbf{w}_{ib_j} \sigma_n^2} \right\}^{-1}, \quad (7)$$

$$I_{ib_j} = \sum_{k=1, k \neq i}^K c_k^2 G_{kb_j} \eta_{kb_j} \mathbf{w}_{kb_j}^H \mathbf{a}_{kb_j} \mathbf{a}_{kb_j}^H \mathbf{w}_{kb_j}$$

각 이동국의 송신 전력  $c_i^2$ 은 다른 이동국들의 간섭 전력에 영향을 주기 때문에 수렴이 될 때까지 반복해서 전력 갱신이 이루어져야 한다. 이를 식으로 표현하면 식 (8)과 같다.

$${}^{n+1}c_i^2 \geq \Gamma \times \left\{ \sum_{j=1}^{B_i} \frac{G_{ib_j} \eta_{ib_j} {}^{n+1} \mathbf{w}_{ib_j}^H \mathbf{a}_{ib_j} \mathbf{a}_{ib_j}^H {}^{n+1} \mathbf{w}_{ib_j}}{{}^n I_{ib_j} + {}^{n+1} \mathbf{w}_{ib_j}^H {}^{n+1} \mathbf{w}_{ib_j} \sigma_n^2} \right\}^{-1} \quad (8)$$

## 2. 순방향 링크

이동국  $i$ 를 위한 기지국  $b_j^i$ 의 송신 신호는 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{s}_{ib_j^i} = c_i \mathbf{w}_{ib_j^i} s_{i, \text{norm}} \quad (9)$$

단,  $|s_{i, \text{norm}}|^2 = 1$ 이고  $\mathbf{w}_{ib_j^i}$ 는 이동국  $i$ 를 위한 가중치 벡터를 나타낸다.

$i$ 번째 이동국에서의 수신 신호는 모든 기지국으로부터 오는 신호의 합으로 식 (10)과 같이 나타내어지고 링크된 기지국으로부터의 신호들을 최대비 결합한다고 가정하면 SINR은 식 (11)과 같다.

$$r_i = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{B_k} s_{kb_l^k} \mathbf{h}_{kb_l^k} + n_i \quad (10)$$

$$\gamma_i = \frac{\sum_{j=1}^{B_i} c_i^2 G_{ib_j} \eta_{ib_j} \mathbf{w}_{ib_j}^H \mathbf{a}_{ib_j} \mathbf{a}_{ib_j}^H \mathbf{w}_{ib_j}}{\left[ \sum_{k=1, k \neq i}^K \sum_{l=1}^{B_k} c_k^2 G_{kb_l} \eta_{kb_l} \mathbf{w}_{kb_l}^H \mathbf{a}_{kb_l} \mathbf{a}_{kb_l}^H \mathbf{w}_{kb_l} + \sum_{l=1, l \neq b_j^i}^{B_i} c_l^2 G_{ib_l} \eta_{ib_l} \mathbf{w}_{ib_l}^H \mathbf{a}_{ib_l} \mathbf{a}_{ib_l}^H \mathbf{w}_{ib_l} + \sigma_n^2 \right]} \quad (11)$$

식 (11)을 최대화하는 가중치  $\mathbf{w}_{ib_j^i}$ 를 구하기 위해서는 비선형 방정식을 풀어야 한다. 이를 간단히 구하기 위해서 본 논문에서는 식 (12)와 같이 근사화 된 식을 사용한다. 식 (12)는 식 (11)보다 항상 작기 때문에 식 (12)을 기준으로 SINR을 구하면 요구 SINR을 만족한다.

$$\gamma_i \cong \frac{\sum_{j=1}^{B_i} c_i^2 G_{ib_j} \eta_{ib_j} \mathbf{w}_{ib_j}^H \mathbf{a}_{ib_j} \mathbf{a}_{ib_j}^H \mathbf{w}_{ib_j}}{\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{B_k} c_k^2 G_{kb_l} \eta_{kb_l} \mathbf{w}_{kb_l}^H \mathbf{a}_{kb_l} \mathbf{a}_{kb_l}^H \mathbf{w}_{kb_l} + \sigma_n^2} \quad (12)$$

식 (12)를 최대화하는 가중치는 식 (13)과 같은 최

적화 문제의 해로 나타낼 수 있다.

$$\{ \mathbf{w}_{ib_j^i} \} = \max \left[ \sum_{j=1}^{B_i} \frac{c_i^2 G_{ib_j} \eta_{ib_j} \mathbf{w}_{ib_j}^H \mathbf{a}_{ib_j} \mathbf{a}_{ib_j}^H \mathbf{w}_{ib_j}}{\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{B_k} c_k^2 G_{kb_l} \eta_{kb_l} \mathbf{w}_{kb_l}^H \mathbf{a}_{kb_l} \mathbf{a}_{kb_l}^H \mathbf{w}_{kb_l} + \sigma_n^2} \right] \quad (13)$$

이를 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{w}_i = \max \{ \mathbf{w}_i^H \mathbf{Q}_i \mathbf{w}_i \} \quad (14)$$

단,  $\mathbf{w}_i$ 와  $\mathbf{Q}_i$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{w}_i = [ \mathbf{w}_{ib_1^i} \cdots \mathbf{w}_{ib_{B_i}^i} ]^H$$

$$\mathbf{Q}_i = \begin{bmatrix} G_{ib_1} \eta_{ib_1} \mathbf{a}_{ib_1} \mathbf{a}_{ib_1}^H & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & G_{ib_{B_i}} \eta_{ib_{B_i}} \mathbf{a}_{ib_{B_i}} \mathbf{a}_{ib_{B_i}}^H \end{bmatrix}$$

여기서  $\mathbf{0}$ 는  $M \times M$ 영행렬이다. 식 (14)를 만족하는 벡터  $\mathbf{w}_i$ 는 행렬  $\mathbf{Q}_i$ 의 최대 고유값에 대응하는 고유벡터이다. 행렬  $\mathbf{Q}_i$ 의 고유값의 집합은 행렬  $\mathbf{Q}_i$ 를 이루고 있는 부행렬  $G_{ib_p} \eta_{ib_p} \mathbf{a}_{ib_p} \mathbf{a}_{ib_p}^H$ ,  $1 \leq p \leq B_i$ 들의 고유값들을 원소로 한다[10]. 행렬  $\mathbf{Q}_i$ 의 최대 고유값을  $\lambda_{\max}$ 라 하고  $\lambda_{\max}$ 를 고유값으로 갖는 부행렬을  $\mathbf{A}_{i,q}$ 라고 한다면 각각 대응 하는 고유 벡터  $\mathbf{e}_{\max}$ ,  $\mathbf{e}_q$ 는 식 (15)와 같은 관계식을 갖는다.

$$\mathbf{w}_{\max} = \mathbf{e}_{\max} = [ e_{1, \max} \cdots e_{B_i, \max} ]^H,$$

$$\mathbf{e}_{p, \max} = \begin{cases} [0 \cdots 0]^T, & p \neq q \\ \mathbf{e}_q, & p = q \end{cases} \quad (15)$$

식 (15)의 결과를 보면 전파손실이 가장 작은 기지국 이외의 가중치는 0이 되는 것을 알 수 있다. 다시 말하면 전파손실이 가장 작은 기지국에서만 전력을 할당하고 그렇지 않은 기지국에서는 전력을 할당하지 않는 것이 모든 기지국에서 전력을 할당하는 것보다 좋다는 의미이다. 즉, 식 (15)는 순방향에서 기지국 다이버시티를 사용하는 것보다 사용하지 않는 것이 더 좋다는 의미를 가진다.

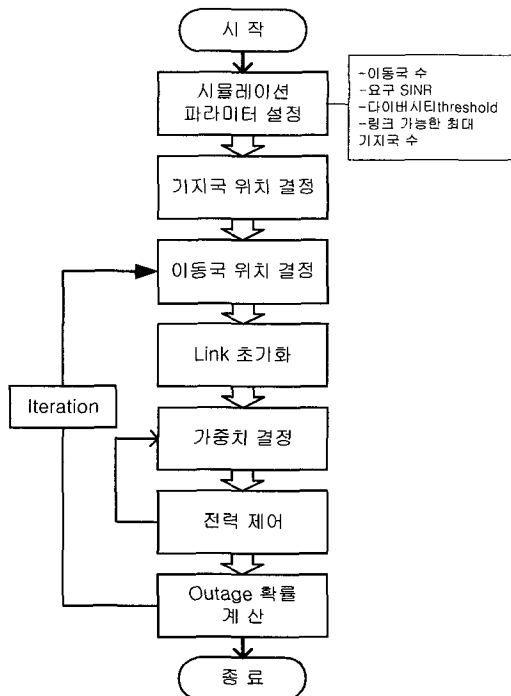
각 이동국에 대한 기지국의 송신 전력  $\|c_i \mathbf{w}_{ib_j^i}\|^2$ 은 모든 이동국의 SINR이 요구 SINR보다 크도록 정해진다. 가중치 벡터  $\mathbf{w}_{ib_j^i}$ 는 식 (15)에 의해 구해지고  $c_i^2$ 은 식 (16)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 c_i^2 &= \frac{\Gamma \times \left[ \sum_{k \neq i}^K \sum_{l=1}^{B_k} c_k^2 G_{ib_l} \eta_{ib_l} \mathbf{w}_{kb_l}^H \mathbf{a}_{ib_l} \mathbf{a}_{ib_l}^H \mathbf{w}_{kb_l} + \sigma_n^2 \right]}{1 - \Gamma} \\
 &\times \left[ \sum_{j=1}^{B_i} G_{ib_j} \eta_{ib_j} \mathbf{w}_{ib_j}^H \mathbf{a}_{ib_j} \mathbf{a}_{ib_j}^H \mathbf{w}_{ib_j} \right]^{-1} \\
 &= \frac{\Gamma}{1 - \Gamma} \times I_i \times \left[ \sum_{j=1}^{B_i} G_{ib_j} \eta_{ib_j} \mathbf{w}_{ib_j}^H \mathbf{a}_{ib_j} \mathbf{a}_{ib_j}^H \mathbf{w}_{ib_j} \right]^{-1} \quad (16)
 \end{aligned}$$

각 이동국에 대한 기지국의 송신 전력  $\|c_i \mathbf{w}_{ib_j}\|^2$  은 다른 이동국들의 간섭 전력  $I_i$ 에 영향을 주기 때문에 수렴이 될 때까지 반복해서 전력 갱신이 이루어져야 한다. 이를 식으로 표현하면 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned}
 {}^{n+1}c_i^2 &= \frac{\Gamma}{1 - \Gamma} \times {}^n I_i \times \\
 &\left[ \sum_{j=1}^{B_i} G_{ib_j} \eta_{ib_j} {}^{n+1} \mathbf{w}_{ib_j}^H \mathbf{a}_{ib_j} \mathbf{a}_{ib_j}^H {}^{n+1} \mathbf{w}_{ib_j} \right]^{-1} \quad (17)
 \end{aligned}$$

### III. 시뮬레이션 방법



구현된 시뮬레이터의 전체 구성은 그림 1과 같다. 먼저 시뮬레이션에 필요한 변수를 입력 받은 후 기지국의 위치를 결정하고 이동국을 균일한 랜덤 분

포를 갖도록 위치를 정한다. 이동국의 위치는 매 반복수행마다 갱신되게 된다. 이동국의 위치가 결정되면, 모든 이동국과 모든 기지국 사이의 전파 손실과 배열 응답 벡터를 계산하여 저장한다. 각 이동국은 앞에서 구한 전파 손실을 토대로 최소의 전파 손실을 제공하는 기지국과 링크를 형성하고 다른 기지국들 중 전파 손실이 가장 작은 기지국의 전파손실과의 차가 다이버시티 threshold 미만인 기지국들과도 링크를 형성한다. 이 과정은 기지국이 송신하는 파일럿 신호를 이용하여 계산을 한다. 링크의 초기화 과정이 끝나면 각 이동국에 대한 초기 가중치 벡터와 초기 송신 전력을 설정한다. 초기 출력 전력이 결정되면 전력 제어와 가중치 갱신 과정을 수행한다. 최적의 가중치 벡터는 간섭에 따라 변화하기 때문에 가중치 벡터 또한 반복해서 갱신해야 한다. 본 논문에서는 가중치를 결정할 때 역방향 링크에서는 간섭을 고려하여 가중치를 결정하였으나 순방향 링크의 경우는 간섭을 고려하지 않았다. 이 이유는 배열 안테나는 기지국에서 사용을 하였고 이동국의 안테나는 등방성 안테나를 사용하였기 때문에 순방향 링크에서는 이동국에서 간섭 신호의 상관행렬을 구할 수 없고 기지국에서 또한 이 정보를 알 수 없기 때문이다. 이러한 반복 과정을 모든 이동국들의 SINR이 요구 SINR 이상이 될 때까지 수행한다. 다만 반복 수행의 수가 너무 많거나 더 이상 송신 전력의 변화가 없을 경우에도 반복 수행을 종료한다. 본 논문에서는 최대 반복 수행의 수를 100으로 제한하였다. 반복 수행이 종료되면 해당 이동국 분포에서의 통화 실패율을 계산한다. 통화 실패율은 SINR이 요구 SINR보다 작은 이동국의 수를 전체 이동국의 수로 나눈 값이다. 이동국이 통화가 실패하는 이유는 대략 두 가지 이유를 들 수 있는데 하나는 이동국의 수가 너무 많아서 해가 존재하지 않는 시스템인 경우이고 다른 하나는 경로 손실이 매우 크거나 간섭이 많아서 필요한 송신 전력이 송신 전력의 최대치 보다 클 경우이다. 이러한 결과는 매 반복 수행 시마다 기록되어 통계적 특성을 분석하는데 이용된다.

각 정방향 셀의 중심에 기지국을 위치시켰고 인접 기지국과의 거리는 2로 했다. 여기서 사용된 거리는 상대적인 거리이다. 이동국의 분포는 균일하다고 설정하였으며 경로손실 모델은 식 (18)을 사용하였다[1].

$$G[dB] = \begin{cases} -127.0 - 25 \log d & d < 1 \\ -127.0 - 35 \log d & 1 \leq d < 2 \\ -105.5 - 80 \log d & 2 \leq d \end{cases} \quad (18)$$

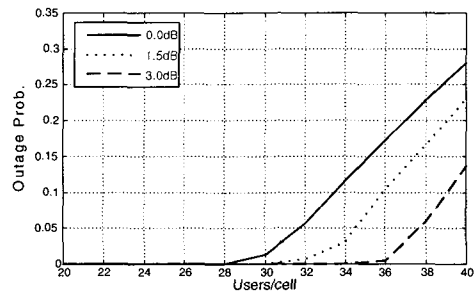
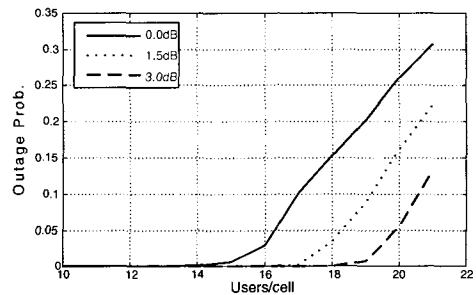
단, 이동국과 기지국과의 거리가 매우 가까워져 경로 손실이 양의 값을 갖는 경우가 생기지 않도록 시뮬레이션 상에서는 최소 경로 손실을 -50dB로 하였다. 또한 수신된 전력을 시평균을 취한다는 가정을 하여 다중경로에 의한 페이딩은 고려하지 않았다. 음영 손실은 보통 표준편차가 4dB에서 12dB 사이의 값인 대수 정규분포를 갖는 확률 변수를 이용하는데 본 논문에서는 일반적인 매크로 셀의 경우인  $\sigma=8$ dB의 대수 정규분포를 갖는 확률 변수를 이용하여 고려하였다. 안테나 수는 1, 2, 4 개에 대해서, 배열 소자의 간격은 로 하였고 다이버시티 threshold는 0.0dB, 1.5dB, 3.0dB로 변화시키면서 순방향과 역방향에 대해서 각각 시뮬레이션을 수행하였다. 일반적인 셀룰라 시스템의 다이버시티 threshold는 3.0dB로 본 논문에서는 소프트 핸드오프가 용량에 미치는 영향을 알아보기 위해 0.0dB에서 3.0dB사이로 제한하였다. 이동국의 최대 송신전력은 24dBm, 기지국의 최대 송신전력은 47dBm로 하였고, 배경잡음은 -174dBm로 결정하였다[11]. 기지국은 섹터 분할이 이루어지지 않았으며 선형 배열 안테나를 사용한다고 가정하였다. 이동국의 요구 SINR은 -14dB로 하였다. 음성 활성화율과 채널간 직교성 그리고 overhead 채널은 고려하지 않았으며 한 이동국과 연결되는 최대 기지국 수는 3개로 제한하였다.

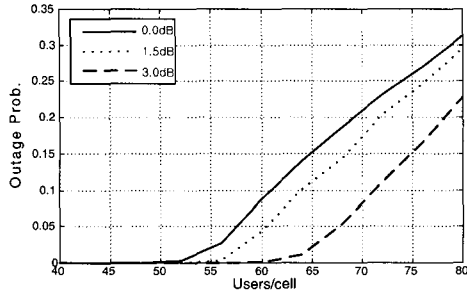
#### IV. 결과 및 분석

##### 1. 역방향 링크

우선 단일 안테나를 사용한 시스템에 대해서 살펴 본다. 그림 2는 안테나 소자의 수가 하나인 단일 안테나를 사용했을 때 역방향 링크의 결과이다. x축은 평균적인 셀당 사용자수를 나타내고 y축은 통화실패율을 나타낸다. 다이버시티 threshold 값을 0.0 dB, 1.5 dB, 3.0 dB 등의 세 가지 경우로 변화시켜 가며 시뮬레이션을 하였다. 통화실패율을 5% 기준으로 셀당 최대 사용자수는 0.0 dB인 경우 16명, 1.5 dB인 경우 18명, 3.0 dB인 경우 19명이다. 다이버시티 threshold 값이 1.5 dB, 3.0 dB로 증가함에 따라 소프트 핸드오프를 하는 이동국의 수는 0.0 dB인 경우에 비해 각각 14.7%, 27.15% 정도

증가하였다. 역방향 링크에서는 이동국이 링크하는 기지국이 많아질수록 기지국 다이버시티에 의한 이득이 커져서 이 이득만큼 이동국의 송신 전력을 줄일 수 있다. 이러한 송신 전력의 감소는 다른 이동국들에 대한 간섭전력의 감소로 이어진다. 따라서 다이버시티 threshold가 커질수록 용량이 늘어난다. 그림 3은 안테나 소자가 2개인 배열 안테나를 사용했을 경우의 결과이다. 통화실패율을 5% 기준으로 셀당 최대 사용자수는 다이버시티 threshold 값이 0.0 dB인 경우 31명, 1.5 dB인 경우 34명, 3.0 dB인 경우 37명이다. 단일 안테나를 사용한 경우 보다 약 2배 정도 용량이 늘어났다. 이는 안테나 소자 수의 증가에 따른 SINR이득에 의한 결과이다. 역방향 링크의 경우 소프트 핸드오프를 하는 이동국에 대한 빔성형은 각각의 기지국에서 최적의 빔성형을 하는 것이 최적이다. 다이버시티 threshold값에 따른 용량의 변화는 빔 성형을 하였음에도 불구하고 단일 안테나를 사용한 경우와 유사한 경향을 보인다. 그림 4는 배열소자의 개수가 4인 배열안테나를 사용했을 경우의 결과이다. 통화실패율을 5% 기준으로 셀당 최대 사용자수는 0.0 dB인 경우 57명, 1.5 dB인 경우 60명, 3.0 dB인 경우 67명이다. 단일 안테나를 사용한 경우 보다 약 3.5배 용량이 늘었고, 배열 소자가 2개인 경우 보다 약 1.8배 용량이 늘어났다.

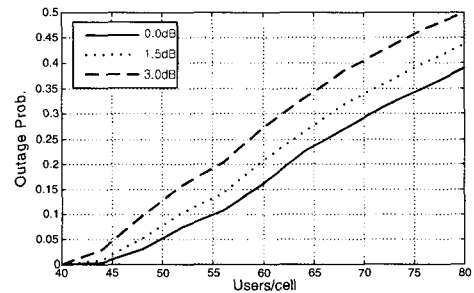
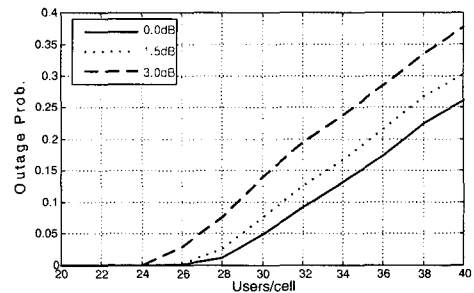
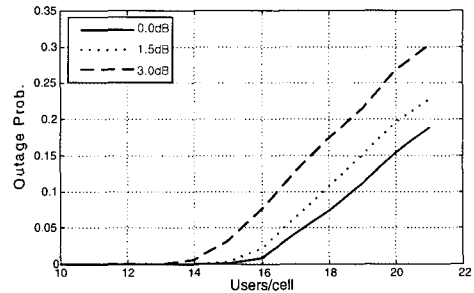




## 2. 순방향 링크

그림 5는 순방향 링크에서 단일 안테나를 사용할 경우의 이동국 수에 따른 통화실패율이다. 역방향 링크와 마찬가지로 다이버시티 threshold 값을 0.0 dB, 1.5 dB, 3.0 dB 로 변화시켜 가며 시뮬레이션 하였다. 통화실패율 5%를 기준으로 셀당 최대 사용자수는 다이버시티 threshold 값이 0.0 dB인 경우 17명, 1.5 dB인 경우 16명, 3.0 dB인 경우 15명으로 다이버시티 threshold 값이 커질수록 용량이 감소하였다. 그림 5-5를 역방향 링크에서의 결과 그래프와 비교하면 다이버시티 threshold 값의 변화가 순방향 링크에서는 역방향 링크에서와 다른 현상을 나타낸다는 것을 알 수 있다. 즉, 역방향 링크에서 용량 이득을 얻을 수 있었던 기지국 다이버시티는 순방향 링크에서 용량 손실을 일으킨다. 한 이동국이 여러 기지국들과 링크될 경우 링크된 기지국들은 모두 이 이동국에 대한 전력을 할당하여 송신하는데 전력 할당이 과잉이 최적화 되지 않으면 다른 이동국들에 대한 간섭이 늘어 난다. 따라서 용량의 손실이 발생한다. 그림 6은 순방향 링크에서 배열 소자가 2개인 배열안테나를 사용한 경우의 결과이다. 통화실패율 5%를 기준으로 셀당 최대 사용자수는 다이버시티 threshold 값이 0.0 dB인 경우 30명, 1.5 dB인 경우 28명, 3.0 dB인 경우 26명으로 단일 안테나를 사용한 경우에 비해 용량이 1.7배 정도 증가 하였다. 순방향 링크에서의 소프트 핸드오프가 용량의 손실을 가져온다는 사실은 앞에서 전개한 식으로도 예측이 가능하다. 최적의 전력할당은 링크된 기지국에서 적절히 전력을 할당하는 것이 아니라 전파 환경이 가장 좋은 기지국에서만 전력을 송신하는 것이 최적이었다. 그러므로 순방향 링크에서는 소프트 핸드오프를 하는 이동국들에겐 기지국과의 경로 손실이 모두 일치하지 않는 한 최적의 전력할당이 이루어 질 수 없다. 따라서 용량의 손실은 불가피하다. 그림 7은 순방향 링크에서 배열 소자가

4개인 배열안테나를 사용한 경우의 결과이다. 통화 실패율 5%를 기준으로 셀당 최대 사용자수는 다이버시티 threshold 값이 0.0 dB인 경우 49명, 1.5 dB인 경우 47명, 3.0 dB인 경우 45명으로 단일 안테나를 사용한 경우에 비해 용량이 2.9배 정도 증가하였고 배열 소자가 2개인 배열 안테나를 사용한 경우에 비해 1.7배 정도 증가하였다. 다이버시티 threshold 에 따른 변화는 앞의 두 경우와 유사하다.



## VI. 결론

본 논문에서는 기지국 다이버시티를 고려한 범성형 기중치와 전력 제어 방법을 순방향 링크와 역방향 링크에 대해 제시하고 이를 Monte-Carlo 시뮬레이션 방법을 이용하여 확인하였다. 순방향 링크와 역방향 링크에서의 최적의 기중치 벡터와 전력 할당 방법을 제시하기 위해 순방향 링크와 역방향 링

크 모두 최대비 결합을 사용한다고 가정하고 수식을 전개 하였다. 역방향 링크에서 기지국 다이버시티를 고려한 최적의 가중치 벡터는 각 링크에서 MVDR알고리즘을 사용하여 쉽게 얻을 수 있다. 그러나 순방향 링크 빔성형의 최적화 문제는 선형적 방법으로 최적해를 구하기 어렵기 때문에 본 논문에서는 간섭을 고려하지 않고 원하는 신호의 세기를 최대화하는 준최적화 문제로 간략화 하여 식을 전개하여 가중치 벡터를 구하였다. 기지국에서 이동국의 간섭을 고려하지 않고 가중치 벡터를 구하는 것은 실제로 이동국에서 겪는 간섭신호의 공간적인 분포를 기지국이 알 수 없기 때문에 타당하다. 결과식에 따르면 순방향 링크에서는 이동국과 링크된 기지국 중 전파 환경이 가장 좋은 기지국에서만 이 이동국에 전력을 할당하고 빔을 성형할 때가 최적이다. 시뮬레이션 결과에 의하면 안테나 수의 증가에 따른 용량의 증가는 순방향 링크와 역방향 링크 모두 동일하게 나타났다. 기지국 다이버시티를 사용하지 않은 경우 역방향 링크에서 안테나의 배열소자가 1, 2, 4개로 늘어남에 따라 최대 사용자의 수는 16명, 31명, 57명으로 늘어났다. 순방향 링크에서도 안테나 배열 소자의 증가에 따라 최대 사용자 수: 17명, 30명, 49명으로 증가했다. 그러나 기지국 다이버시티의 효과는 순방향 링크와 역방향 링크가 서로 다르게 나타났다. 역방향 링크에서는 기지국 다이버시티를 사용한 경우 사용하지 않은 경우에 비해 셀의 용량이 증가되었다. 배열 소자가 4인 경우 다이버시티 threshold가 0.0 dB, 1.5dB, 3.0 dB로 변화함에 따라 링크의 용량은 각각 57명, 60명, 67명으로 증가하였다. 용량 증가의 원인은 두 가지를 들 수 있는데 하나는 기지국 다이버시티를 하는 이동국들의 송신 전력의 감소로 인해 전체 시스템에 미치는 간섭양이 줄었기 때문이고 다른 하나는 송신 전력의 제한으로 인해 요구SINR을 만족시키지 못하던 셀 경계에 위치하는 이동국들이 여러 기지국들과 링크를 하면서 적은 송신 전력으로 요구SINR을 만족시킬 수 있었기 때문이다. 이에 반해 순방향 링크에서는 기지국 다이버시티를 사용한 시스템의 용량이 사용하지 않은 시스템에 보다 감소하였다. 배열 소자가 4인 경우 다이버시티 threshold가 0.0 dB, 1.5dB, 3.0 dB로 변화함에 따라 링크의 용량은 각각 49명, 47명, 45명으로 감소하였다. 순방향 링크에서는 역방향 링크와는 다르게 이동국들이 링크된 기지국 모두가 전력을 송신하기 때문에 다른 이동국들에 대한 간섭이 늘어날 수 있

다. 본 논문에서는 수신된 신호를 시평균을 취한다는 가정을 했기 때문에 다중경로에 의한 빠른 페이딩 효과를 고려하지 않았다. 그러나 페이딩이 존재하는 경우 기지국 다이버시티는 송수신 경로가 서로 독립적이므로 추가적인 이득을 얻을 수 있을 것으로 예상된다. 따라서 이 부분에 대한 성능 분석이 이루어져야 한다.

### 참고문헌

- [1] A. F. Naguib, A. Paulraj, and T. Kailath, "Capacity improvement with base-station antenna array in cellular CDMA," *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, vol.43, pp.691-698, August 1994.
- [2] A. F. Naguib, and A. Paulraj, "Performance of Cellular CDMA with M-ary Orthogonal modulation and Cell Site Antenna Arrays," *Proc. ICC '95*, vol.2,(Seattle, WA), pp.697-702, June 1995.
- [3] A. F. Naguib, "Adaptive Antennas for CDMA Wireless Networks," Ph.D. Dissertation, Stanford University, Stanford, CA, 1996.
- [4] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, "Reverse channel performance improvements in CDMA cellular communication systems employing adaptive antennas," *IEEE Proc. GLOBECOM*, vol. VI, pp. 42-47, 1993
- [5] Farrokh Rashid-Farrokhi, Leandros Tassiulas, and K. J. Ray Liu, "Joint Optimal Power Control and Beamforming in Wireless Networks Using Antenna Arrays," *IEEE Trans. on Commun.*, vol. 46, no. 10, pp. 1313-1324, October 1998.
- [6] Andrew J. Viterbi, Audrey M. Viterbi, Klein S. Gilhousen, and Ephraim Zehavi, "Soft Handoff Extends CDMA Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity." *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 12, no. 8, pp. 892-899, , October 1993.
- [7] Stephen V. Hanly, "Capacity and Power Control in Spread Spectrum Macrodiversity Radio Networks," *IEEE Trans. On Commun.*, vol. 44, No. 2, pp. 247-256, February 1996.

