

# 기지국 수신 전력 및 파일럿 전력 제어를 고려한 DS/CDMA 시스템 모델링과 무선망 설계

## A Model and Design for DS/CDMA System with Base-received Power Control and Pilot Power Control

任光宰\*, 金伯鉉\*, 郭慶燮\*, 朴判鐘\*\*

( Kwang-Jae Lim\*, Baek-Hyun Kim\*, Kyung-Sup Kwak\*,  
and Pan-Gyong Park\*\* )

### 요 약

DS/CDMA 시스템에서 이동국들이 불균일하게 분포되어 있을 때, 모든 기지국에서 동일한 전력으로 수신되도록 하는 시스템에서는 통화 품질의 불균일이 초래된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 각 기지국들의 요구 수신 전력을 기지국의 부하에 따라 제어하고 양방향 셀 영역의 균형을 위해 파일럿 채널의 전력을 조절해야 한다. 본 논문에서는 이동국들의 불균일 분포에 따른 기지국 요구 수신 전력 제어, 셀 영역의 균형을 위한 파일럿 채널의 전력 제어, 순방향 통화 채널을 위한 전력 할당, 소프트 핸드오프와 합성 수신을 고려하여 일반화시킨 DS/CDMA 셀룰라 시스템 모델을 제시한다. 또한, 제시된 모델의 응용의 예로 무선망 초기 설계 과정과 결과를 보였다.

### Abstract

A DS/CDMA system that makes all base stations require equal received power for all mobiles can lead to the non-uniform quality of service when mobiles are non-uniformly located over a service area. In order to resolve this problem the base-received power should be controlled according to base's load in order to make the quality of service uniform, and the pilot power also has to be adjusted to maintain the balance of cell coverage between reverse link and forward link.

In this paper, we propose a generalized model including pilot power control, base-received power control on the reverse link, transmission power allocation on multiple forward links, and soft handoff on both links. We also apply our model to an initial system design as an example.

### I. 서 론

일반적으로 널리 알려진 DS/CDMA 무선망에 관한 모델들은 역방향에서 모든 이동국들이 서비스 영역에 균일하게 분포되어 있으며, 모든 이동국들에 대한 기지국에서 요구되는 수신 전력은 모든 기지국에서 동일하다고 가정하고 있다[1]-[5]. 그러나 시간적으로 이동국의 분포가 변화함에 따라 각 셀에서의 역방향 수신 신호대 간섭비는 더 이상 균일하지 않으며,

\* 仁荷大學校 電子工學科  
(Dept. of Electronic Eng., Inha Univ.)

\*\* 데이콤 綜合研究所  
(Dacom R&D Center)

※ 본 연구는 1996년 데이콤종합연구소의 지원에 의한 연구과제임.

接受日: 1998年9月9日, 修正完了日: 1998年12月1日

이에 따라 서비스 품질 또한 더 이상 균일할 수 없게 된다. 또한, 이동국들이 불균일하게 분포되어 있을 경우 순방향 링크에서 각 기지국의 순방향 통화 채널에 대한 전력의 합은 해당 기지국에 속한 이동국들에 따라 서로 다를 수 있으며, 소프트 핸드오프 중에 있는 이동국에 대해 동시에 여러 기지국들이 다중 순방향 채널을 구성할 경우 구성된 다중 채널은 이동국 서로에 대한 간섭을 증가시키게 된다. 이 또한 일반적으로 잘 알려진 모델에서는 고려되고 있지 않다. 문헌 [6]에서 어느 특정 서비스 품질을 만족시키기 위해서 기지국에서 요구되는 수신 전력을 해당 셀의 부하에 따라 조절함으로써 통화 품질의 불균일성을 해결할 수 있음을 제시하고 있다. 또한 기지국의 요구 수신 전력을 제어함으로써 역방향 링크의 셀 영역이 증감되고 이로 인하여 역방향과 순방향 링크간에 셀 영역의 불균형이 초래되므로 파일럿 채널의 전력을 제어함으로써 양방향 셀 영역의 균형을 이룰 수 있음을 제시하고 있다.

본 논문에서는 균일 모델의 가정을 벗어나 일반적인 상황에서의 IS-95 DS/CDMA 무선망에 대한 모델을 세운다. 제시되고 있는 모델은 사용자들의 불균일한 분포, 소프트 핸드오프, 셀부하에 따른 기지국 수신 전력 제어, 셀 균형을 위한 파일럿 채널의 전력 할당, 순방향 통화 채널에 대한 전송 전력 할당 등을 포함하는 일반화된 모델이다. 또한 제시된 모델의 응용의 예로 무선망 초기 설계 과정과 그에 대한 결과를 보였다.

## II. 시스템 모델

### 2.1 이동국의 소속

IS-95 DS/CDMA 시스템에서 각 이동국은 주위의 기지국으로부터 전송되어 오는 파일럿 채널의 수신 신호대 간섭비를 측정하여 파일럿 채널에 대한 활성 집합을 관리한다. 활성 집합에 속한 기지국은 소프트 핸드오프에 의해 순방향과 역방향 통화 채널에 대한 합성수신에 참가한다.

일반화된 시스템 모델을 세우기 위해, 먼저 어떤

이동국  $n$ 의 활성집합을 다음과 같이 정의한다.

$$M_A(n) = \{j_1, j_2, j_3, \dots\} \quad (1)$$

순방향 링크에서  $M_A(n)$ 에 속한 기지국들로부터 수신되는 통화 채널들은 이동국 수신기에서 최대비 합성되고, 역방향 링크에서는  $M_A(n)$ 에 속한 기지국들 중 가장 좋은 품질을 갖는 수신신호를 선택한다. 또한, 이동국의 기지국에 대한 소속을 나타내는 소속 집합을 다음과 같이 정의한다. 먼저 기지국  $j$ 가 이동국  $n$ 의 활성집합  $M_A(n)$ 에 속하면 이동국  $n$ 은 기지국  $j$ 에 속한다고 하고, 다음과 같은 집합으로 기지국  $j$ 에 속한 이동국들의 집합을 정의한다.

$$M_B(j) = \{n_1, n_2, n_3, \dots\} \quad (2)$$

IS-95에서 역방향 통화 채널에 대한 페쇄루프 전력제어 과정에서, 활성 집합의 속한 기지국들에서 하나의 기지국이라도 전력 감소를 요구하면 이동국은 전송 전력을 감소시키며, 모든 기지국에서 전력 증가를 요구할 경우에만 이동국 전송 전력을 증가시킨다. 따라서, 이동국의 역방향 전송 전력은 활성집합  $M_A(n)$ 에 속한 기지국들 중 가장 작은 전송 전력을 요구하는 기지국에 의해 제어된다.  $M_A(n)$ 에 속한 기지국들 중 최소 전송 전력을 요구하는 기지국이  $i$ 라 하면, 이동국  $n$ 은 역방향 전력제어에 대해 기지국  $i$ 에 속한다고 정의한다. 즉,

$$p_m(n, i) = \underset{j \in M_A(n)}{\text{Min}} \{p_m(n, j)\} \text{ 이면, } M_p(n) = i \text{ 이라}$$

고 한다. 여기서  $p_m(n, j)$ 는 기지국  $j$ 가 이동국  $n$ 에 대해 요구하는 역방향 전송 전력이다. 따라서 기지국  $j$ 에서의 역방향 통화 채널에 대한 요구 수신전력이  $q(j)$ 라 하면, 이동국  $n$ 에 대해 요구되는 역방향 전송 전력은

$$p_m(n, j) = \underset{j \in M_A(n)}{\text{Min}} \left[ \frac{q(j)}{L(d(n, j))} \right] \quad (3)$$

DS/CDMA 시스템 모델링과 무선망 설계

으로 나타낼 수 있다. 여기서  $L(d(n, j))$ 은 이동국  $n$ 과 기지국  $j$ 사이에서 발생하는 전송손실이다. 또한, 이동국  $n$ 이 기지국  $i$ 에 의해 역방향 전송 전력을 제어 받는다면,

$$p_m(n, i) = \frac{q(i)}{L(\vec{d}(n, i))} \quad (4)$$

가 된다.

2.2 역방향 통화 채널에 대한 수신 신호대 간섭비와 수신 전력 제어

역방향 통화 채널에 대하여 기지국  $i$ 에서 요구되는 수신전력이  $q(i)$ 라 할 때, 이동국  $m$ 에 대한 기지국  $i$ 에서의 수신 신호대 간섭비 (엄격히, 비트에너지 대 총간섭전력밀도의 비)  $\epsilon_r(i, m)$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\epsilon_r(i, m) = \frac{W}{R} \frac{q(i)}{\eta_b + I_{rs}(i) + I_{rc}(i)} \quad (5)$$

위 식에서  $W$ 와  $R$ 은 각각 채널의 대역폭과 데이터 전송속도이고,  $\eta_b$ 는 기지국의 잡음 전력으로 모든 기지국이 동일하다고 가정한다. 또한  $I_{rs}(i)$ 와  $I_{rc}(i)$ 는 각각 역방향 통화 채널에 대한 기지국  $i$ 에서의 동일셀 간섭과 타셀 간섭을 나타내는 항으로, 동일셀 간섭은 기지국  $i$ 에 속하고 기지국  $i$ 에 의해 전력 제어되는 이동국들로부터 오는 간섭으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{rs}(i) = \sum_{n \neq m} \nu(n)q(i)\delta_p(i, n) \quad (6)$$

여기서  $\delta_p(i, n)$ 는 이동국  $n$ 이 기지국  $i$ 에 의해 전력 제어되는 가를 나타내는 지시자로,

$$\delta_p(i, n) = \begin{cases} 1, & \text{If } M_P(n) = i \\ 0, & \text{If } M_P(n) \neq i \end{cases} \quad (7)$$

와 같이 정의된다. 또한  $\nu(n)$ 은 이동국  $n$ 에 대한 데이터 활성을 표현하는 항이다. 타셀 간섭

$I_{rc}(i)$ 는 기지국  $i$ 에 의해 전력제어 되지 않는 모든 이동국들로부터 오는 간섭으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{rc}(i) = \sum_{j \neq i} \sum_{n \neq m} \nu(n)q(j) \frac{L(\vec{d}(n, i))}{L(\vec{d}(n, j))} \delta_b(j, n) \quad (8)$$

어떤 기지국  $j$ 에 의해 전력제어 되는 이동국  $n$ 의 전송전력은 기지국  $j$ 에 요구 수신 전력  $q(j)$ 로 수신되도록 제어되므로, 전송전력은  $q(j)/L(\vec{d}(n, j))$ 이고, 그 전력은 이동국  $n$ 과 기지국  $i$ 의 전송손실  $L(\vec{d}(n, i))$ 을 겪으며 기지국  $i$ 에 수신되어 간섭을 일으킨다.

이동국  $m$ 의 활성집합  $M_A(m)$ 에 속한 기지국들은 소프트 핸드오프에 참가하고 있으므로, 그 중 최대의 수신 신호대 간섭비를 갖으며 수신하는 기지국으로부터 오는 신호를 선택 합성한다. 따라서, 최종적인 역방향 통화 채널의 이동국  $m$ 에 대한 수신 신호대 간섭비는 다음과 같이 얻는다.

$$\epsilon_r(m) = \underset{i \in M_A(m)}{\text{Max}} \{ \epsilon_r(i, m) \} \quad (9)$$

역방향에서 기지국에 수신되는 통화채널에 대한 수신전력은 어느 특정 통화 품질을 만족할 수 있도록 제어된다. 특정 통화 품질을 만족시키기 위해 요구되는 수신 신호대 간섭비를  $\epsilon_r$ 라 하면 기지국  $i$ 에서의 신호대 간섭비는 다음 식이 만족되도록 제어되어야 한다.

$$\epsilon_r = \frac{W}{R} \frac{q(i)}{\eta_b + I_{rs}(i) + I_{rc}(i)} \quad (10)$$

기지국  $i$ 에서의 역방향 간섭비  $f_r(i)$ 를 다음과 같이 정의하고,

$$f_r(i) = I_{rc}(i) / I_{rs}(i) \quad (11)$$

식 (6)을 식 (10)에 대입함으로써, 기지국  $i$ 의 요구 수신전력  $q(i)$ 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$q(i) = \frac{\eta_b}{K_r[1-X(i)]} \quad (12)$$

위 식에서  $K_r = \frac{W}{R\epsilon_r}$ 로 정의되고,  $X(i)$ 는 기지국  $i$ 의 부하를 의미하는 변수로 다음과 같이 정의된다.

$$X(i) = \frac{1}{K_r} \sum_{n \neq m} \nu(n) \delta_p(n, i) (1 + f_r(i)) \quad (13)$$

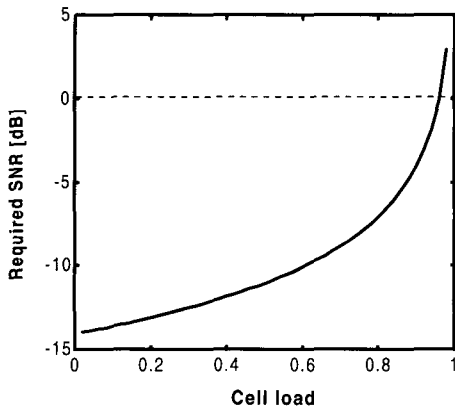


그림 1. 기지국 요구 수신전력.

Fig. 1. Required received power at a base station.

기지국 요구 수신전력을 기지국 부하에 대해 그래프를 그리면 그림 1과 같다. IS-95의 예로  $W=1.2888$  MHz,  $R=9.6$  Kbps,  $\epsilon_r=7$  dB,  $K_r=25.5$ 의 값을 사용하였고, 요구 수신 전력은 기지국 잡음 전력  $\eta_b$ 에 의해 정규화 되었다. 그림 1에서 볼 수 있듯이 특정 통화 품질을 만족하기 위해서 요구 수신전력은 기지국 부하에 따라 조절되어야 한다. 또한 기지국 부하가 1이 되면 요구 수신전력은 무한대의 값을 필요로 하므로 기지국 부하는 1이 되지 않도록 제어해야 한다. 만약 이동국들이 서비스 영역에 걸쳐 불균일하

게 분포되어 있다면 통화 품질을 만족시키기 위해서는 기지국들은 부하에 따라 수신 전력을 조절해야 하고 따라서 모든 기지국들에서 요구되는 수신전력은 같지 않을 것이다.

### 2.3 순방향 파일럿과 통화 채널의 수신 신호대 간섭비

이동국  $m$ 에서 기지국  $i$ 의 파일럿 채널에 대한 수신 신호대 간섭비는 다음식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\epsilon_c(i, m) = \frac{p_p(i)L(\vec{d}(i, m))}{\eta_m + I_{fs}(i, m) + I_{fc}(i, m)} \quad (14)$$

위 식에서  $p_p(i)$ 는 기지국  $i$ 의 파일럿 전송 전력이고,  $\eta_m$ 은 이동국에서의 수신 잡음 전력으로 모든 이동국에서 같다고 가정한다.  $I_{fs}(i, m)$ 과  $I_{fc}(i, m)$ 은 이동국  $m$ 에서 기지국  $i$ 에 대한 동일셀 간섭과 타셀 간섭이다. IS-95와 같이 순방향에서 직교코드를 사용하더라도 다중경로에 의해 더 이상 직교성이 유지되지 못하여 동일한 기지국으로부터 오는 동일셀 간섭은 존재한다. 기지국  $i$ 로부터 전송된 총전력  $p_b(i)$  중 비율  $h$  ( $0 < h < 1$ ) 만큼 다중경로에 의해 간섭이 일어난다는 것을 포함한 동일셀 간섭은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{fs}(i) = h p_b(i) L(\vec{d}(i, m)) \quad (15)$$

또한, 기지국  $i$ 를 제외한 모든 기지국들로부터 오는 신호는 간섭으로 타셀 간섭은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$I_{fc}(i, m) = \sum_{j \neq i} p_b(j) L(\vec{d}(j, m)) \quad (16)$$

여기서 기지국  $j$ 의 총 전력  $p_b(j)$ 는 파일럿 채널, 동기 및 페이징 채널, 기지국  $j$ 에 속한 이동국들에 할당된 모든 통화 채널에서의 전력 합이므로 다음과 같

이 나타낼 수 있다.

$$p_b(j) = p_p(j) + p_f(j) + \sum_n p_t(i, n) \delta_B(j, n) \quad (17)$$

여기서

$$\delta_B(j, n) = \begin{cases} 1, & \text{if } n \in M_B(j) \\ 0, & \text{if } n \notin M_B(j) \end{cases} \quad (18)$$

이고,  $p_f(i)$ 는 동기 및 페이징 채널의 전송 전력,  $p_t(j, n)$ 은 기지국  $j$ 에서 이동국  $n$ 에 할당된 통화 채널의 전송 전력이다.

마찬가지로 기지국  $i$ 의 순방향 통화 채널에 대한 이동국  $m$ 에서의 수신 신호대 간섭비는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\varepsilon_f(i, m) = \frac{W}{R} \frac{p_f(i, m) L(\vec{d}(i, m))}{\eta_m + I_{fs}(i, m) + I_{fc}(i, m)} \quad (19)$$

이동국  $m$ 의 활성집합  $M_A(m)$ 에 속한 기지국들은 소프트 핸드오프에 참가하고, 기지국들로부터 전송되는 신호들은 이동국에서 최대비 합성되어 결국 순방향 통화 채널의 수신 신호대 간섭비는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\varepsilon_f(m) = \sum_{j \in M_A(m)} \varepsilon_f(i, m) \quad (20)$$

#### 2.4 셀영역 균형을 위한 파일럿 전력 할당

역방향 통화채널에 대한 셀영역은 이동국이 기지국의 요구 수신 전력을 만족시킬 수 있도록 최대 전력을 높일 수 있는 지점까지로 정의된다. 이동국의 최대 전송전력을  $p_{m, \max}$ 라 하면, 셀영역을 최대 전송 손실로 표현했을 때, 기지국  $i$ 의 역방향 셀영역은 식 (4)로부터 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$L_r(i) = \frac{q(i)}{p_{m, \max}} = \frac{\eta_b}{p_{m, \max} [1 - X(i)]} \quad (21)$$

또한, 순방향 링크의 셀영역은 파일럿 채널의 수신 신호대 간섭비가 어느 특정 요구 신호대 간섭비  $\varepsilon_c$ 을 만족시킬 수 있는 지점까지로 정의되고, 기지국  $i$ 의 셀영역을 최대 전송 손실로 표현했을 때, 식 (14)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$L_f(i) = \frac{\varepsilon_c \eta_m}{p_p(i) - \varepsilon_c \cdot h \cdot p_b(i) (1 + f_f(i))} \quad (22)$$

위 식에서  $f_f(i)$ 는 기지국  $i$ 에 속한 이동국  $n$ 의 순방향 간섭비로  $f_f(i, n) = I_{fc}(i, n) / I_{fs}(i, n)$ 로 정의된다.

역방향 링크와 순방향 링크의 셀영역이 균형을 이루기 위해서는  $L_r(i) = L_f(i)$ 이 만족되어야 한다. 어느 기지국에서 부하의 증가로 인하여 요구 수신 전력이 증가되면 양방향의 셀영역은 불균형이 초래되고, 이 때 파일럿 채널의 전력을 감소시켜 순방향 셀영역을 감소시킴으로써 양방향 셀영역의 균형이 이루어지도록 제어할 수 있다. 양방향 셀영역의 균형을 위해 요구되는 파일럿 전력은 식 (21)과 (22)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$p_p(i) = \frac{\frac{\eta_m}{\eta_b} \varepsilon_c p_{m, \max} K_r [1 - X(i)]}{1 - \varepsilon_c h [1 + f_f(i)]} + \frac{\varepsilon_c h \sum_{n \in M_B(i)} p_t(i, n) [1 + f_f(i)]}{1 - \varepsilon_c h [1 + f_f(i)]} \quad (23)$$

여기서  $h \varepsilon_c (1 + f_f(i)) < 1$ 이다.

#### 2.5 순방향 통화 채널의 전력 할당

순방향 통화 채널에서 특정 통화 품질을 만족시키기 위한 특정 수신 신호대 간섭비  $\varepsilon_f$ 를 얻기 위해 소프트 핸드오프에 참가하는 기지국들은 해당 통화 채널의 전력을 제어할 수 있다. 이때, 이동국  $m$ 에 대해 다음의 식이 만족되어야 한다.

$$\varepsilon_f = \varepsilon_f(m) = \frac{W}{R} \sum_{j \in M_A(m)} p_i(j, m) I(j, m) \quad (24)$$

여기서

$$I(j, m) = \frac{L(\vec{d}(j, m))}{\eta_m + I_{fs}(j, m) + I_{fc}(j, m)} \quad (25)$$

이다. 위 식을 만족하는  $p_i(j, m)$ 은 무수히 많은 해를 가질 수 있다. 그 중 특정한 경우로  $M_A(m)$ 에 속한 기지국들이 모두 동일하게 전력을 할당한다면, 즉  $p_i(j, m) = p_i(m)$  이면, 순방향 통화 채널에 할당될 전력은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$p_i(m) = \frac{1}{g K_f \sum_{j \in M_A(m)} I(j, m)} \quad (26)$$

여기서  $K_f = \frac{W}{R \varepsilon_f}$  로 정의된다.

### III. 무선망 설계

#### 3.1 무선망 설계 모델

본 절에서는 앞 절에서 논의된 모델을 이용하여 무선망 설계에 있어서 기지국 각 채널에 대한 전력 배당, 역방향 기지국 수신 전력, 셀영역 등에 관한 관계식을 유도한다. 무선망 설계 모델에서는 간단한 관계식을 얻기 위하여 몇 가지 다음과 같은 가정을 둔다. 이동국은 균일하게 분포되어 있으며, 전송 손실에서 페이딩은 없는 것으로 가정하며, 페이딩에 의한 신호 품질의 저하는 페이딩 여유(fading margin)에 의해 고려된다.

먼저, 역방향 링크에서 기지국의 요구 수신 전력에 대한 초기값  $q_{int}$ 을 구하기 위해, 기지국의 초기 부하를  $X_{int}$  이라 하면, 요구 수신 전력은 식 (12)로부터

$$q_{int} = \frac{\eta_b}{K_r(1 - X_{int})} \quad (27)$$

으로 얻을 수 있고, 기지국 부하가 최대로 1 일 때의 셀당 최대 활성 이동국의 수는 식 (13)으로부터 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$M_{c, max} = 1 + \frac{K_r}{\alpha(1 + f_r)} \quad (28)$$

여기서  $\alpha$  는 평균 데이터 활성도이고,  $f_r$ 은 역방향 간섭 비율로 이동국들이 균일하게 분포되어 있을 때, 0.55의 값을 갖는다. 또한 특정한 기지국 부하에 따른 셀당 활성 이동국 수는

$$M_{c, int} = X_{int} M_{c, max} \quad (29)$$

이 된다. 그리고 페이딩이 없다는 가정 하에 역방향 최대 셀영역은

$$L_r = \frac{q_{int}}{p_{m, max}} = R_c^{-\gamma} \quad (30)$$

로 구할 수 있다. 여기서  $R_c$ 는 셀 반경을 의미한다. 실제적인 셀 반경은 음영 페이딩에 의해 더 작을 수 있고, 따라서 페이딩 여유를 두어 셀 반경을 계산하여야 한다. 그러나 본 논문에서는 셀 영역을 실제적인 셀 반경 보다 전송 손실로 표현함으로써 페이딩 여유에 대한 계산을 생략한다.

다음으로 순방향 링크에서 각 채널에 할당되는 전력을 구한다. 먼저, 기지국의 총 전송 전력을 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} p_b &= p_{p, int} + p_{f, int} + M_{c, int} p_{t, int} \alpha \\ &= (\psi_p + \psi_f + \psi_t \alpha M_{c, int}) p_{b, int} \end{aligned} \quad (31)$$

위 식에서  $\psi_p$ ,  $\psi_f$ ,  $\psi_t$ 는 다음과 같이 정의되며, 각각 기지국의 총 전송 전력에 대한 파워릿 전력의

DS/CDMA 시스템 모델링과 무선망 설계

비율, 동기 채널과 페이징 채널이 차지하는 전력의 비율, 그리고 통화 채널에 할당된 전력의 비율을 나타낸다.

$$\psi_p = \frac{p_{p,int}}{p_{b,int}}, \quad \psi_f = \frac{p_{f,int}}{p_{b,int}} = \beta\psi_p, \quad \psi_t = \frac{p_{t,int}}{p_{b,int}} \quad (32)$$

위의 전력 비율을 이용하여 파일럿 채널에 대한 수신 신호대 간섭비를

$$\begin{aligned} \epsilon_{c,int} &= \frac{\psi_p p_{b,int} L_f(i)}{\eta_m + h p_{b,int} L_f(i) + \sum_{j \neq i} p_{b,int} L_f(j)} \\ &= \frac{\psi_p p_{b,int} L_f(i)}{\eta_m + p_{b,int} L_f(i) [h + f_f]} \end{aligned} \quad (33)$$

으로 나타낼 수 있다. 위 식에서  $f_f$ 는  $f_f = \sum_{j \neq i} L_f(j) / L_f(i)$  가 된다. 무선망 설계 과정에 대한 예에서 이동국 분포가 균일한 것으로 가정함으로 모든 기지국의 전송 전력은 같다고 할 수 있다. 위의 식이 파일럿 채널에 대한 특정 요구 수신 신호대 간섭비  $\epsilon_c$ 를 만족할 때, 파일럿 채널에 대한 최대 전송 손실은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$L_{f,p} = \frac{\eta_m \epsilon_c}{p_{b,int} [\psi_p - \epsilon_c (h + f_f)]} \quad (34)$$

순방향 파일럿 채널에 대한 셀영역이 존재하기 위해서는 위 식의 분모항은 양의 값을 가져야하고 따라서 파일럿 전력 비율의 최소값은 다음 식과 같이 얻을 수 있다.

$$\psi_p > \epsilon_c (h + f_f) \quad (35)$$

마찬가지로 순방향 통화 채널의 신호대 간섭비는

$$\epsilon_{f,int} = \frac{W}{R} \frac{\psi_t p_{b,int} L_f(i)}{\eta_m + p_{b,int} L_f(i) (h + f_f)} \quad (36)$$

으로 나타낼 수 있고, 순방향 통화채널의 대한 특정 요구 수신 신호대 간섭비를  $\epsilon_f$ 라 하면, 순방향 통화 채널에 대한 셀영역을

$$L_{f,t} = \frac{\eta_m / K_f}{p_{c,int} [\psi_t - (h + f_f) / K_f]} \quad (37)$$

로 구할 수 있다. 파일럿 채널과 마찬가지로 셀영역이 존재하기 위해서는 위의 식의 분모항이 양의 값을 가져야 하므로 순방향 통화 채널 전력에 대한 최소값은 다음 식과 같이 얻을 수 있다.

$$\psi_t > (h + f_f) / K_f \quad (38)$$

순방향 파일럿 채널의 셀영역과 순방향 통화채널의 셀영역이 균형을 이루기 위해서는  $L_{f,p} = L_{f,t}$ 이 만족되어야 하고 이로부터 순방향 통화 채널의 전력 비율을

$$\psi_t = \frac{1}{K_f \epsilon_c} \psi_p \quad (39)$$

으로 얻을 수 있다. 또한, 순방향 파일럿 채널의 셀영역과 역방향 통화채널의 셀영역이 균형을 이루기 위해서는  $L_{f,p} = L_r$ 이 만족되어야 하므로 이로부터 파일럿 채널의 전력 비율은

$$\psi_p = \epsilon_c (h + f_f) + \frac{\eta_m \epsilon_c D_{m,max}}{q_{int} D_{c,int}} \quad (40)$$

로 구할 수 있다. 결국, 기지국 총 전송 전력에 대해 위의 전력 비율에 관한 식과  $\psi_p + \psi_f + \psi_t \alpha M_{c,int} = 1$ 로부터 다음과 같은 관계식을 찾을 수 있다.

$$p_{b,int} = \frac{\eta_m D_{m,max} [\epsilon_c (1 + \beta) + \alpha M_{c,int} / K_f]}{q_{int} [1 - \epsilon_c (h + f_f) (1 + \beta) - \alpha M_{c,int} (h + f_f) / K_f]} \quad (41)$$

위의 식에서 분모항은 음의 값을 가질 수 없으므로 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$1 - \epsilon_c(h + f_f)(1 + \beta) - \alpha M_{c, int}(h + f_f)/K_f > 0 \quad (42)$$

또한, 식 (28)과 식 (42)를 연관지으면, 셀부하의 최대 조건을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$X < \frac{1 - \epsilon_c(h + f_f)(1 + \beta)}{\alpha M_{c, max}(h + f_f)/K_f} \quad (43)$$

위의 식은 순방향과 역방향 링크가 균형을 이룰 때, 순방향 링크의 셀영역이 존재하기 위해서 만족되어야 할 셀부하의 최대값을 한정짓는다. 극단적인 경우로 셀의 부하를 1에 가깝게 증가시킨다면, 역방향 셀영역은 거의 0에 근접하고, 이 때, 양방향 링크에서 셀영역의 균형을 위해서 순방향 링크의 셀영역 또한 0에 근접하게 되며, 그 순방향 셀영역에서 동일셀 간섭과 타셀 간섭을 견딜 수 있는 순방향 전력은 무한대가 된다. 이 경우 그 셀영역에서 특정 신호 품질을 만족시킬 수 있는 전송 전력 값은 존재하지 않는다. 따라서 초기 설계에 있어 셀부하의 위의 조건 식을 만족시키는 값으로 선정해야 한다.

### 3.2 무선망 설계의 예

다음은 지금까지 설명된 모델을 이용하여 초기 무선망 설계의 실례를 보인다. 여기서 사용된 시스템 파라미터는 다음과 같이 IS-95 시스템의 파라미터를 기준으로 하였다.

$$\begin{aligned} W &= 1.2288 \text{ MHz}, \quad R = 9.6 \text{ Kbps}, \\ \epsilon_r &= 7 \text{ dB}, \quad \epsilon_f = 6 \text{ dB}, \quad \epsilon_c = -15 \text{ dB}, \\ K_r &= 25.5394, \quad K_f = 32.1521, \quad f_f = 2.31, \\ f_r &= 0.55, \quad \alpha = 0.4, \quad \beta = 1.0, \quad \gamma = 4, \\ p_{m, max} &= 0.5 \text{ watt}, \quad \eta_m/W = -169 \text{ dBm}, \\ \eta_b/W &= -166 \text{ dBm} \end{aligned}$$

여기서  $f_f = 2.31$ 은 순방향 링크의 간섭 비율중 최대값으로 그림 2와 같이 셀 경계에서의 간섭 비율로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} f_f &= \sum_{j \neq i} \frac{L_f(j)}{L_f(i)} = \frac{2 \cdot d_1^{-\gamma} + 3 \cdot d_2^{-\gamma} + 6 \cdot d_3^{-\gamma}}{d_1^{-\gamma}} \\ &= 2 + 3 \cdot 2^{-\gamma} + 6(\sqrt{7})^{-\gamma} \end{aligned}$$

여기서  $d_1 = R_c$ ,  $d_2 = 2R_c$ ,  $d_3 = \sqrt{7}R_c$  이며, 특히  $\gamma = 4$ 이면,  $f_f = 2.31$ 의 값을 갖는다.

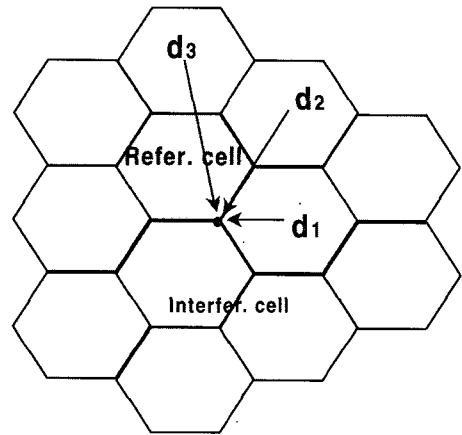


그림 2. 순방향 최대 간섭.

Fig. 2. Maximum interference on forward link

그림 3은 앞의 모델과 관계식들을 이용하여 순방향 자기셀 간섭비에 대해 얻을 수 있는 최대 셀부하를 나타내고 있다. 자기셀 간섭비가 증가함에 따라 얻을 수 있는 최대 셀부하는 감소하며, 파일럿 채널에 대해 요구되는 특정 신호대 간섭비  $\epsilon_c$  (그림에서  $(E_c/I_0)_{req}$ ) 가 크게 요구될수록 최대 셀부하는 감소한다. 또한 순방향 간섭 비율이 클수록 얻을 수 있는 최대 셀부하는 적어진다. 따라서 시스템 설계에 있어서 최대로 얻을 수 있는 최대 셀부하는 순방향 간섭량과 순방향 간섭비율에 따라 크게 제한 받는다.  $h=0.2$ ,  $\epsilon_c=-15$  dB 일 때, 최대 셀부하는 약 0.638을 얻는다. 역방향 링크에서 최대로 가질 수 있는 사용자



DS/CDMA 시스템 모델링과 무선망 설계

수, 즉 셀부하가 1 일 때의 사용자 수는 약 42.2 명을 얻는다. 여기에 페이딩 여유 ( $E_b/I_0$ )<sub>margin</sub>를 1 dB로 고려하면 약 33.7 명, 2 dB 일 때 약 27.0 명을 얻는다. 그러나 이러한 계산은 역방향 링크만을 고려할 때의 최대 사용자이며, 순방향 링크와 균형을 맞춘다면, 최대로 얻을 수 있는 셀부하는 그림 3의 결과처럼 1보다 적어지고 따라서 셀당 동시 사용자 수는 더욱 감소할 것이다. 페이딩 여유를 0 dB를 고려하면 약 27.0 명, 1 dB일 때 21.4 명, 2 dB일 때 17.0 명이 된다. 그림 4는 페이딩 여유가 각각 0, 1, 2 dB 일 때의 초기 셀부하에 따른 셀당 동시 사용자수를 나타낸다. 그림 5와 6은 각각 초기 셀부하에 따른 기지국 요구 수신 전력, 최대 전송 손실을 페이딩 여유가 각각 0, 1, 2 dB에 대해 나타낸 것이다. 또한, 그림 7, 8, 9에 순방향 파일럿 채널과 통화 채널에 대한 전력 할당 비율과 전력 할당 값을 나타내었다. 이러한 결과에서 초기 설계에 있어 페이딩 여유를 증가시킴에 따라, 셀 용량의 감소, 셀반경의 감소, 순방향 전력의 증가 등의 그에 상응하는 대가가 따른다는 것을 알 수 있다.

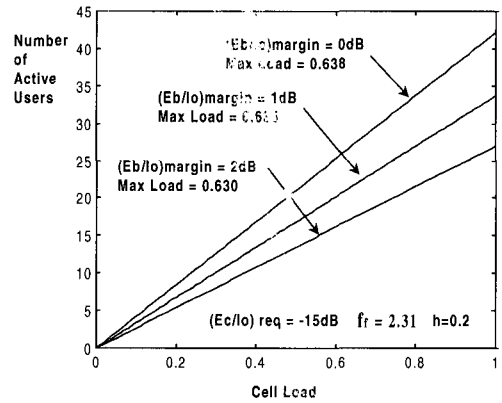


그림 4. 셀당 동시 사용자수.

Fig. 4. Number of simultaneous users per cell.

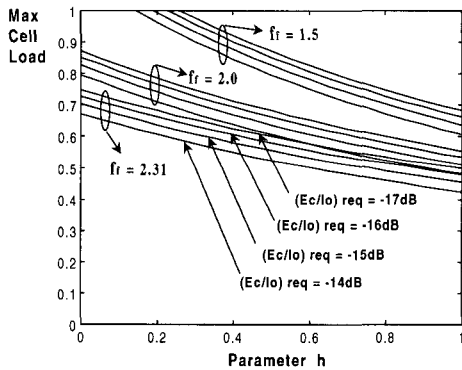


그림 3. 최대 셀부하.

Fig. 3. Maximum cell load.

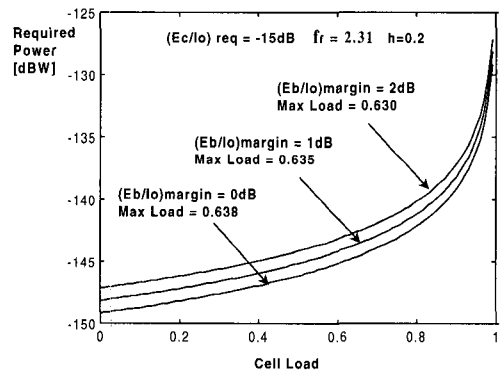


그림 5. 기지국에서의 요구 수신 전력.

Fig 5. Base-required received power.

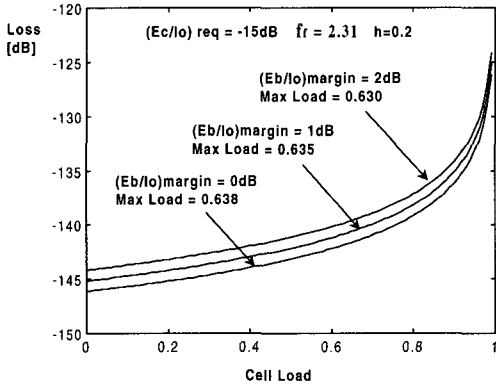


그림 6. 최대 전송 손실.

Fig. 6. Maximum transmission loss.

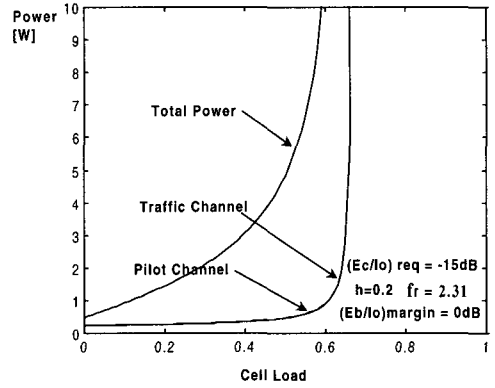


그림 8. 순방향 채널의 전력 할당

$$[(E_b/I_0)_{margin}=0 \text{ dB}].$$

Fig. 8. Transmission power for forward channels

$$[(E_b/I_0)_{margin}=0 \text{ dB}].$$

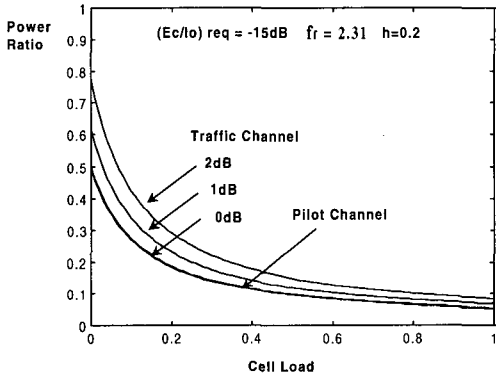


그림 7. 순방향 채널의 전력 비율.

Fig. 7. Power ratio for forward channels

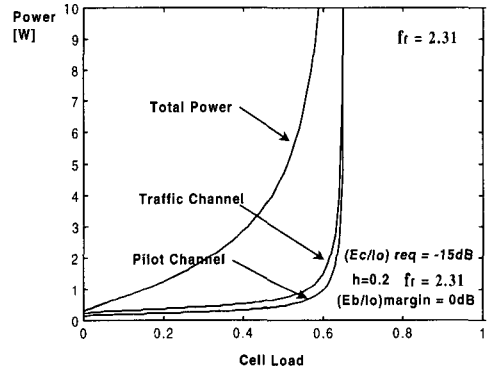


그림 9. 순방향 채널의 전력 할당

$$[(E_b/I_0)_{margin}=2 \text{ dB}].$$

Fig. 9. Transmission power for forward channels

$$[(E_b/I_0)_{margin}=2 \text{ dB}].$$

IV. 결 론

역방향에서 어떤 기지국의 부하는 그 기지국에 속한 사용자의 간섭뿐만 아니라 주위의 기지국에 속한 사용자에 의한 간섭에도 의존하며, 사용자의 불균일한 분포에 의해 각 기지국의 부하는 서로 다른 값을 가질 수 있다. 역방향의 폐쇄 루프 전력 제어에 의해 조절되는 기지국의 요구 수신 전력은 기지국의 부하에 따라 적절한 값을 선택해야 하며, 시간적인 부하의 변화에 따라 고른 통화 품질을 얻기 위해서 기지국 요구 수신 전력은 조절될 필요성이 있다. 또한 역방향과 순방향의 셀영역의 균형을 위해서는 파일럿 전력값 또는 핸드오프 파라미터를 적절히 선정해야 한다. 만약 역방향에서 고른 통화 품질을 얻기 위해서 기지국 요구 수신 전력을 부하에 따라 조절한다면, 파일럿의 전력을 조절함으로써 양방향 셀영역의 균형을 이룰 수 있다.

무선망의 초기 설계 및 그 결과로부터, 최대로 얻을 수 있는 최대 셀부하 순방향 간섭량과 순방향 간섭비율에 따라 크게 제한 받는다는 것을 알 수 있다. 기존의 방식에서는 최대 사용자 수 또는 최대 셀부하를 역방향 링크만을 고려하여 얻는다. 그러나, 순방향 링크를 동시에 고려한다면, 최대 사용자 수는 제한을 받으며 역방향에서의 최대 사용자 수 보다 더 작은 값을 얻는다. 또한 초기 설계에 있어 페이딩 여유를 증가시킴에 따라, 셀용량의 감소, 셀반경의 감소, 순방향 전력의 증가 등의 그에 상응하는 대가가 따른다.

본 논문에서는 이동국들의 불균일 분포에 따른 기지국 요구 수신 전력 제어, 셀영역의 균형을 위한 파일럿 채널의 전력 제어, 순방향 통화 채널을 위한 전력 할당, 소프트 핸드오프와 합성 수신을 고려하여 일반화시킨 DS/CDMA 셀룰라 시스템 모델을 제시하였다. 제시된 DS/CDMA 셀룰라 시스템 모델과 전력 제어는 이동국들이 불균일하게 분포되어 있는 일반적인 시스템 환경에서 통화 품질과 성능을 평가하는데 이용될 수 있다. 또한 제시된 모델을 바탕으로 시뮬레이션에 의해 DS/CDMA 셀룰라 시스템의 서비스 품질

을 평가하는데 이용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] Andrew J.Viterbi, "Principle of Spread Spectrum Communication," Addison Wesley, 1995.

[2] K. S. Gilhousen et al., "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. Veh. Tech...*, Vol.40, pp.303-311, May 1991.

[3] Roberto Padovani, "Reverse Link Performance of IS-95 Based Cellular Systems," *IEEE Personal Commun.*, Vol.1, No.3, pp.28-34, 3rd Quarter 1994.

[4] A. J. Viterbi et al., "Erlang Capacity of a Power Controlled CDMA Systems," *IEEE Jour. on Selec. Area Commun.*, Vol.11, pp.892-890, Aug. 1993.

[5] A. J. Viterbi et al., "Soft Handoff Extends CDMA Cell Coverage and Increases Reverse Link Capacity," *IEEE JSAC*, Vol.12, No.8, pp.1281-1288, 1994.

[6] Joseph Shapira, "Microcell Engineering in CDMA Cellular Networks," *IEEE Trans. Veh. Tech...*, Vol.43, No.4, pp.817-825, Nov. 1994.

## 저 자 소 개



任光宰 (學生會員)

1992년 2월 인하대학교 전자공학과 학사 졸업. 1994년 2월 인하대학교 전자공학과 전자통신공학 석사 졸업. 1994년 3월 ~ 현재 : 인하대학교 전자공학과 전자통신공학 박사과정. 주관심 분야 : 다중

접속 방식, 이동 및 위성 통신 시스템, 무선 ATM



郭慶燮 (正會員)

1977년 2월 인하대학교 전기공학과 학사 졸업. 1979년 2월 인하대학교 전기공학과 석사 졸업. 1981년 12월 미 Univ. of So. Calif. 전자공학 석사 졸업. 1988년 2월 미 Univ. of Calif. 통신 이론 및 시스템 박사 졸업. 1988년 2월 ~ 1989년 2월 미 Hughes

Network Systems 연구원. 1989년 2월 ~ 1990년 3월 미 IBM Network Analysis Center 연구원. 1990년 3월 ~ 현재 인하대학교 전자공학과 부교수. 1995년 1월 ~ 현재 IEEE Seoul Section 총무 이사. 주관심 분야 : 위성 및 이동 통신, 멀티미디어 통신 등



金伯鉉 (會員申請中)

1994년 2월 인하대학교 전자공학과 학사 졸업. 1996년 2월 인하대학교 전자공학과 전자통신공학 석사 졸업. 1996년 3월 ~ 현재 인하대학교 전자공학과 전자통신공학 박사과정. 주관심 분야 : 이

동 및 위성 통신 시스템, 컴퓨터 네트워크, ATM



朴判鐘 (正會員)

1982년 2월 경북대학교 공과대학 전자공학과 학사 졸업. 1989년 12월 Texas A&M University, 전기전자공학과 대학원 석사 졸업. 1991년 12월 Texas A&M University, 전기전자공학과 대학원 박사 졸업.

1982년 1월 ~ 1987년 3월 국방과학연구소 연구원. 1992년 3월 ~ 1994년 1월 한국통신기술(주). 1994년 2월 ~ 현재 데이콤종합연구소 책임 연구원. 주관심분야 : WLL 및 IMT-2000 무선전송기술 및 모뎀, IMT-2000 시스템 및 프로토콜, 스마트 안테나 시스템.