

논문 2008-45TC-2-9

하향링크 직교주파수분할다중접속 셀룰러 시스템을 위한 부반송파 기반 핸드오버 기법

(Subcarrier-based Handover Scheme for Downlink OFDMA Cellular systems)

왕한호*, 이성은**, 홍대식***

(Hano Wang, Sungeun Lee, and Daesik Hong)

요약

본 논문에서는 직교주파수분할다중접속(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 하향링크 시스템에서 부반송파 별 채널 이득(channel gain)이 다름을 이용하여 시스템의 용량을 향상시킬 수 있는 핸드오버 기법을 제안한다. 제안하는 기법에서 핸드오버 중인 사용자는 소스 기지국(source base station)과 타겟 기지국(target base station)에서 할당 받은 부반송파 중 강한 채널이득을 가진 부반송파를 선택해 줌으로써 이득을 얻는다. 부반송파 선택 과정에서 탈락한 부반송파에 대한 정보는 기지국으로 피드백(feedback)되어 사용하지 않도록 하여 시스템 전체의 간섭(interference)량을 줄인다. 제안하는 기법은 핸드오버하고 있는 사용자의 오수신 확률을 22% 줄였으며, 이에 따라 시스템 전체의 전송률이 향상된다.

Abstract

In this paper, a new subcarrier-based handover scheme which exploits different channel gains of subcarriers in downlink OFDMA cellular systems. In this handover scheme, mobile users can obtain diversity gain by subcarrier selection. Feedback for unselected subcarriers reduces interference. The capacity enhancement by the handover scheme is originated from the following two characteristics of OFDMA systems. One is that interference per subcarrier is proportional to the traffic load. The other is that every subcarrier has different channel gain 연 새 the Rayleigh fading channel. Therefore, selecting subcarriers with stronger channel gains results in diversity gain. Simulation results confirm that the proposed handover scheme improves the capacity of the OFDMA systems by reducing 24 percentage of the outage probability.

Keywords : OFDMA, Interference, Handover

I. 서론

차세대 이동 통신 시스템은 광대역 대용량 무선 전

송을 목표로 하고 있다. 차세대 이동통신을 위하여 많은 기법들이 제안되고 있으며, 이 중 다중반송파 기반의 직교주파수분할다중접속 (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기법은 차세대 이동통신을 위한 다중 접속 방식으로 각광받고 있다^[1~2].

* 학생회원, ** 정회원, *** 평생회원, 연세대학교 전기전자공학부 (Dept. of Electrical and Electronic Engin., Yonsei University)
※ 본 과제(결과물)는 교육인적자원부, 산업자원부, 노동부의 출연금 및 보조금으로 수행한 최우수실험실 지원사업의 연구결과임.
※ 이 논문은 한국과학재단이 주관하는 국가지정연구실사업(NRL:R0A-2007-000-20043-0)의 지원을 받아 연구되었음.
접수일자: 2007년9월14일, 수정완료일: 2008년2월14일

직교주파수분할다중접속 기법은 시스템이 사용할 수 있는 전체 주파수 영역을 협대역의 부반송파로 나누어 사용한다. 순환보호구간(cyclic prefix)은 직교주파수분할다중접속 전송 신호를 심볼간 간섭(inter-symbol interference) 으로부터 보호해 준다. 그 결과, 직교주파수분할다중접속 신호는 주파수 대역에서 부반송파 별 평평한 페이딩(flat fading)을 겪도록 설계되었다^[3]. 또

한 시스템의 주파수 대역 입장에서 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)을 겪게 되므로 각 부반송파는 서로 다른 채널이득을 가지게 된다. 이를 이용하면 직교주파수분할다중접속 시스템에서 강한 채널이득을 부반송파에 데이터를 전송하여 시스템 용량을 늘리는 일이 가능하다^[4].

셀룰러 시스템에서 핸드오버는 사용자의 이동성을 지원하는 기능을 하며, 기법에 따라 시스템 용량을 늘릴 수 있다는 점 때문에 중요한 연구 주제로 다루어져 왔다^[5]. 그러나 기존에 핸드오버를 주제로 연구된 내용들은 대부분 코드분할다중접속(Code Division Multiple Access) 시스템 관련한 것이었고, 코드분할다중접속 시스템의 경우 역확산 과정에서 주파수 선택적 페이딩에 의한 특징이 평균되어 사라지므로 코드분할다중접속 시스템에서 사용되었던 핸드오버 기법은 직교주파수분할다중접속의 부반송파 별로 채널이득이 다른 이점을 이용할 수 없게 된다. 따라서 직교주파수분할다중접속 시스템의 이러한 특징을 이용할 수 있는 핸드오버 기법에 대한 연구가 요구된다.

이 논문에서는 직교주파수분할다중접속에서 부반송파 별 채널이득이 다름을 이용하여 설계한 핸드오버 기법을 제안한다. 기존의 핸드오버 기법과 달리 핸드오버 과정에서 부반송파 별 기지국을 선택하게 되므로 주파수 선택의 다양성이 증가하여 핸드오버 과정에서 오수신율을 줄일 수 있을 것으로 기대된다.

II. 시스템 모델

직교주파수분할다중접속 방식을 사용하는 셀룰러 시스템에서 우리는 세 가지 페이딩 성분으로 신호의 거리 감쇄(path loss), 로그 정규 분포(log-normal distribution)를 가지는 쉐도잉(shadowing)과 다중 경로 전송에 따른 레일리 페이딩(Rayleigh fading)을 고려한다. i 번 째 직교주파수분할다중화(OFDM) 심볼(symbol)이 전송될 때 기지국 p 와 단말 사이에 형성된 무선통신 채널을 $G_i(r_p; m)$ 이라 표시한다. 이 때 r_p 는 사용자가 기지국 p 사이의 거리이며, m 은 전송에 사용되는 부반송파를 의미한다. $G_i(r_p; m)$ 는 페이딩 성분에 따라 다음과 같이 표현할 수 있다^[6].

$$G_i(r_p; m) = L_i(r_p)R_{p,i}(m) \quad (1)$$

$L_i(r_p)$ 는 거리 감쇄와 쉐도잉을 표현하기 위한 성분이

며, $R_{p,i}(m)$ 은 레일리 페이딩에 의한 부반송파 별 채널 이득을 반영하기 위한 성분이다. $L_i(r_p)$ 는 다음의 확률 분포를 가지는 랜덤 변수로 표현된다.

$$L_i(r_p) = P_0(r_p)^{-\alpha} 10^{(\zeta/10)} \quad (2)$$

$$f_L(z|r_p) = \frac{10}{z \log 10} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\zeta}} e^{-\frac{(10 \log_{10} z - \mu_{r_p})^2}{2\sigma_\zeta^2}}$$

α 는 거리 감쇄 계수(path loss exponent)이다^[7]. P_0 는 전송 전력으로 모든 기지국은 같은 전송 전력을 사용한다고 가정하여 1로 정규화 한다. 기지국과 사용자 사이의 거리 r_p 에 따른 거리 감쇄는 $\mu_{r_p} = 10 \log_{10}(r_p)^{-\alpha}$ 이다. 결과적으로 (2)에 주어진 $L_i(r_p)$ 는 평균값을 μ_{r_p} 으로 하고 표준편차가 σ_ζ 인 로그 정규 분포를 가지는 랜덤 변수가 된다.

$h(t)$ 가 레일리 페이딩을 나타내는 채널의 응답(channel impulse response)이라고 할 때, $h(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$h_{p,i}(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{p,i,l}(t) \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

$h_{p,i,l}(t)$ 는 기지국 p 로부터 수신되는 신호가 겪게 되는 전파 경로에 대한 채널의 응답이다. 각 경로에 대한 값은 평균이 0인 복소 가우시안 랜덤 변수(complex Gaussian random variable)로 표현할 수 있다. 채널의 주파수 응답은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$H_{p,i}(m) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{p,i,l} e^{-j2\pi\tau_l m} \quad (4)$$

$R_{p,i}(m) = |H_{p,i}(m)|^2$ 의 확률 분포는 지수 확률 분포(exponential distribution)로 나타낼 수 있다.

$$f_R(z) = \frac{1}{\lambda} e^{-\frac{z}{\lambda}}, \lambda = E(R) \quad (5)$$

$E(R)$ 은 R 의 평균값이다. (2)와 (5)로부터 채널 이득의 분포는 다음과 같이 유도 된다.

$$f_\eta(z|r_p) = \frac{10z}{\log 10 \sqrt{2\pi} \sigma_\zeta \lambda} \int_0^\infty \frac{1}{y^2} e^{-\frac{z}{\lambda y} + \frac{(10 \log_{10} y - \mu_{r_p})^2}{2\sigma_\zeta^2}} dy \quad (6)$$

η 는 채널 이득 $G_i(r_p; m)$ 를 표현하는 랜덤 변수이다. (6)에 있는 확률 분포는 로그 정규 랜덤 변수와 지수 랜덤 변수를 곱에 대한 랜덤 변수에 해당하며, 이는 스즈키 확률 분포(Suzuki distribution)에서 레일리 확률 분포를 지수 확률 분포로 바꾸어 대입하는 방법으로 구할 수 있다^[7].

III. 부반송파 기반의 핸드오버 기법

본 장에서는 직교주파수분할 다중접속 시스템에서 핸드오버 중인 사용자에게 다이버시티 이득(diversity gain)을 얻으면서 인접 셀에 간섭량을 줄일 수 있는 핸드오버 기법을 제안하도록 한다.

1. 핸드오버 과정

직교주파수분할다중접속 시스템에서 수신 신호 세기(received signal strength)는 (1)에서 제시한 부반송파 별 채널 이득으로 대신할 수 있다. 앞으로 사용되는 수식에서 아래 첨자 S 는 소스 기지국(source base station)을 T 는 타겟 기지국(target base station)을 나타낸다. (1)에서 소스 기지국과 타겟 기지국으로부터 단말이 수신한 부반송파 별 채널 이득은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} G_i(r_S; m) &= L_i(r_S)R_{S,i}(m), \\ G_i(r_T; m) &= L_i(r_T)R_{T,i}(m) \end{aligned} \quad (7)$$

핸드오버 결정을 하기 위한 평균 수신 신호 세기를 구하기 위하여 부반송파 별 채널 이득의 평균값을 다음과 같은 방법으로 계산한다.

$$\begin{aligned} \overline{G_i}(r_S) &= \frac{1}{NF} \sum_{f=i-F+1}^i \sum_{m=0}^{N-1} G_f(r_S; m), \\ \overline{G_i}(r_T) &= \frac{1}{NF} \sum_{f=i-F+1}^i \sum_{m=0}^{N-1} G_f(r_T; m) \end{aligned} \quad (8)$$

F 는 평균을 구하기 위한 수신 신호 세기 표본 수이다. 소스 기지국과 타겟 기지국의 평균 채널 이득을 비교하여 핸드오버 위치를 결정함에 있어서, 다음 조건이 만족되는 동안 핸드오버 중인 단말은 소스 기지국과 타겟 기지국으로부터 신호를 수신할 수 있다.

$$\left| 10 \log_{10} \frac{\overline{G_i}(r_S)}{\overline{G_i}(r_T)} \right| \leq h [dB] \quad (9)$$

h 는 핸드오버가 수행되는 구간을 조정하기 위한 임계

치 값이다. 소스 기지국과 타겟 기지국 사이의 거리를 D 라고 할 때 핸드오버 구간은 다음과 같이 정의 된다.

$$\frac{D}{2} \left(\frac{1 - 10^{-\frac{h}{10\alpha}}}{1 + 10^{-\frac{h}{10\alpha}}} \right) \leq r_S \leq \frac{D}{2} \left(\frac{1 + 3 \cdot 10^{-\frac{h}{10\alpha}}}{1 + 10^{-\frac{h}{10\alpha}}} \right) \quad (10)$$

h 는 $0 < h < \infty$ 의 값을 갖는다.

2. 핸드오버를 위한 수신 신호 결합 방법

핸드오버가 시작되면 소스 기지국과 타겟 기지국으로부터 같은 데이터를 수신하게 된다. 이 때 소스 기지국과 타겟 기지국으로부터 할당 받은 부반송파 그룹을 각각 S_S 와 S_T 으로 표시한다. 핸드오버 단말은 양쪽 기지국에 시간과 주파수 동기를 맞추고 있다고 가정한다. 이 때 사용할 수 있는 수신 신호 결합 방법으로 최대 비율 결합(maximum ratio combining)과 선택 결합(selection combining)을 고려한다. 최대 비율 결합 기법은 양쪽 기지국에서 수신되는 채널 이득을 더함으로써 계산할 수 있다^[6].

$$G_{MRC,i}(r_S; m) = G_i(r_S; m) + G_i(r_T; m') \quad (11)$$

$m \in S_S, m' \in S_T$ 의 관계를 가지고 있다. 선택 결합 방법은 부반송파 별로 강한 채널이득을 가진 기지국을 선택하게 되므로 다음과 같이 표현 가능하다^[6].

$$G_{SC,i}(r_S; m) = \max(G_i(r_S; m), G_i(r_T; m')) \quad (12)$$

(11)과 (12)에서 부반송파 m 과 m' 에 같은 정보가 전송되며 $m \neq m'$ 이다. 하드 핸드오버(hard handover)와 같이 핸드오버 시 하나의 기지국의 신호만 수신하는 경우와 비교하기 위하여 위의 수신 신호 결합 기법으로 얻게 되는 상대적인 이득을 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \xi_{MRC}(r_S) &= \frac{\eta(r_S) + \eta(r_T)}{\eta(r_S)} \\ \xi_{SC}(r_S) &= \frac{\max(\eta(r_S), \eta(r_T))}{\eta(r_S)} \end{aligned} \quad (13)$$

위의 상대적인 이득은 i 번 째 심볼에서의 상대적인 이득의 비율이므로, $\xi_{MRC}(r_S)$ 에서 분모와 분자의 $\eta(r_S)$ 는 같은 값을 가지게 되므로 다음과 같이 표현된다.

$$\xi_{MRC}(r_S) = 1 + \frac{\mu_r \delta_T R_T}{\mu_r \delta_S R_S} \quad (14)$$

$$E[\xi_{MRC}(r_S)] = 1 + \frac{10}{\log 10} \left(\frac{r_T}{r_S} \right)^{-\alpha} \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma_\zeta} \int_0^\infty z \left[\int_0^\infty \frac{x}{\lambda z(1+x)^2} e^{-\frac{(10\log_{10} \frac{z}{x})^2}{4\sigma_s^2}} dx \right] dz \quad (15)$$

$$E[\xi_{SC}(r_S)] = \int_{z_0}^\infty f_{\eta(r_S)}(z) dz + (E[\xi_{MRC}(r_S)] - 1) \int_0^{z_0} f_{\eta(r_S)}(z) dz \quad (16)$$

거리 감쇄와 웨도윙과 레일리 페이딩은 서로 독립적으로 발생하므로 이와 같이 각각의 비에 대한 곱으로 표현 가능하다. 따라서 이로부터 최대 비율 결합 방법에 의한 평균적인 이득을 계산하면 (15)과 같다. 유사한 방법으로 $\xi_{SC}(r_S)$ 의 평균적인 이득도 (16)에 의해서 계산할 수 있다. (16)에서 z_0 는 $f_{\eta(r_S)}(z_0) = f_{\eta(r_T)}(z_0)$ 를 만족하는 조건에 따라서 구할 수 있다.

그림 1은 (15)와 (16)의 결과와 모의실험 결과를 그래프로 나타낸 것이다. 최대 비율 결합과 선택 결합 사이의 상대적인 이득의 차이는 1dB미만으로 매우 작다는 것을 알 수 있다. 가장 아래쪽에 위치한 그래프는 레일리 페이딩을 고려하지 않고 웨도윙만 고려한 예로 부반송파 별 채널 이득을 고려하는 것이 부반송파 선택 과정에 있어서 얼마나 많은 이득을 발생시키는 지 알 수 있다. 소스 기지국과 타겟 기지국에서 같은 데이터를 송신 받을 때 사용자 입장에서 장점과 단점이 발생하게 된다. 장점으로는 사용자가 핸드오버 시 다양성에 의한 이득을 얻을 수 있으므로 셀 경계 지역에서 오수신 확률(outage probability)이 감소한다. 그러나 양쪽 기지국에서 데이터를 수신하므로 두 배의 부반송파를 사용하게 되고 이는 인접 셀에서 사용하는 같은 부반송파 간

간섭을 줄 수 있는 빈도가 같이 두 배로 증가한다는 것을 의미한다. 핸드오버 시 양쪽 기지국에서 모두 송신하는 경우 증가하는 간섭량을 계산하면 다음과 같다.

$$I_{\rho(h)}(m) = \left[\frac{r_{HO}^2(h) - (D/2)^2}{2(D/2)^2} \right] I_{\rho_0}(m) \quad (17)$$

(17)에서 $r_{HO}(h)$ 는 (10)에서 정의된 핸드오버가 수행되는 지역의 반에 해당하며 $I_{\rho_0}(m)$ 는 하드 핸드오버를 사용하게 되는 경우 m 번째 부반송파에 미치는 간섭량을 의미한다.

3. 부반송파 기반의 핸드오버 기법

본 논문에서 제안하는 핸드오버 기법은 위의 수신 신호 결합 방법 중 선택 결합 기법을 사용한다. 제안하는 기법은 그림2에 표현되어 있으며 크게 세 가지 단계로 구성된다. 첫 번째 단계는 부반송파 그룹 할당 단계로 핸드오버 초기화 과정에 해당한다. 두 번째 단계는 부반송파를 선택하는 단계로 기본적인 원리는 선택 결합 기법과 같다. 마지막 단계는 선택되지 않은 부반송파에 대한 피드백 단계로 사용하지 않는 부반송파에 데이터를 보내지 않으므로써 (17)에 나타난 추가적인 간섭량의 증가를 막는다.

첫 번째 단계는 I로 표시된 박스에 해당되는 부분이다. (9)에 제시된 수신 신호 세기 조건이 충족되면 핸드오버가 시작된다. 핸드오버가 시작되면 BS_T 는 사용자에게 부반송파 그룹 S_T 를 할당해 준다. 양쪽 기지국으로부터 신호들 중 선택 결합을 하기 위하여 사용자는 양쪽 기지국과 동시에 연결 상태를 유지한다.

두 번째 단계는 II로 표시된 박스 부분에 해당한다. 이 단계에서는 각 부반송파 별로 강한 채널 이득을 가진 기지국을 선별하는 과정이다. 이 때 S_S 와 S_T 는 같은 수의 부반송파를 가지고 있고, 서로 다른 부반송파 그룹 안에 있는 부반송파 들은 서로 일대일 대응하여 채널 이득을 비교한다. 부반송파 별 채널 이득을 비교

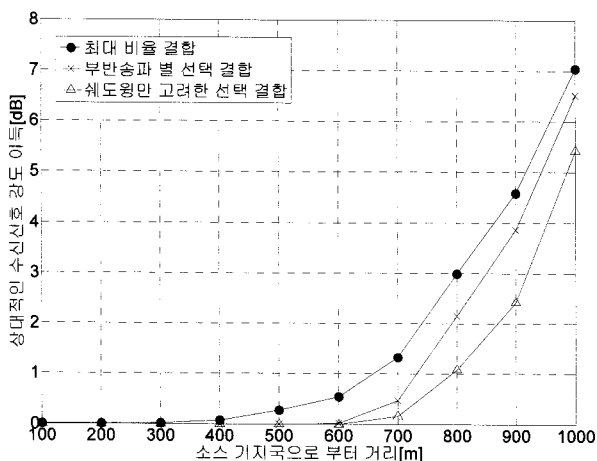


그림 1. 신호 결합 방식 별 이득의 크기 비교
Fig. 1. Relative gain comparison of MRC and SC.

하여 선별하는 과정은 다음 식에 잘 나타나 있다.

$$S_S(m) = \arg \max_m \{G_S(m), G_T(m')\}$$

$$S_T(m) = \arg \max_{m'} \{G_S(m), G_T(m')\}, \quad (18)$$

각 m 은 m' 에 대응된다. 부반송파 선택에 따른 이득은 이 과정에서 얻어진다.

세 번째 단계는 본 핸드오버 기법의 핵심적인 부분으로써 II과정에서 탈락한 부반송파에 대한 정보를 양쪽 기지국에 피드백하여 선택되지 않은 부반송파에 데이터

를 송신하지 않도록 한다. 이 때문에 선택 결합 기법을 사용하게 되더라도 (17)에 제시된 추가적인 간섭량의 증가가 없다. 양쪽 기지국들로부터 수신되는 채널 이득을 합한 최대 결합 비율 결합의 경우 최대 이득을 얻을 수 있으나 그림1에서 나타나 있는 바와 같이 최대 비율 결합과 선택 결합 사이의 이득의 차이가 미미하고, 최대 비율 결합의 경우 추가적으로 발생하는 간섭량을 고려하면 선택 결합을 사용하는 본 핸드오버 기법의 성능이 최대 비율 결합을 사용하는 경우에 비하여 우수할 것임을 예측할 수 있다.

IV. 모의실험 결과

본 장에서는 제안된 핸드오버 기법의 성능을 컴퓨터를 이용한 모의실험을 통하여 그 결과를 검증해 보도록 한다. 모의실험이 수행된 환경은 다음과 같다. 그림3에 나오는 바와 같이 정육각형 모양의 다중 셀이 있는 셀룰러 시스템을 가정한다. 하나의 셀은 세 개의 섹터로 나뉘고 각 섹터는 같은 수의 부반송파를 가지고 있으며 각 섹터가 가지고 있는 부반송파들은 섹터 간 다르다. 그림3과 같이 파이 모양의 지역 안에 간섭 기지국들이 결정된다. 하나의 셀 반경은 1000미터(meter)이다. i 번째 층(tier)에 속한 기지국은 $i-1$ 번째 층에 접해 있는 기지국에 닿아 있는 기지국들로 정한다. 가운데 위치한 소스 기지국은 0번째 층이다. 본 모의 실험에서는 세 개의 층의 간섭 기지국들을 고려하였다. 거리 감쇄 계수 α 는 4이고 쉐도잉을 묘사한 로그 정규 분포의 표준 편차는 8dB이다. 사용자와 각 기지국 사이에 채널은 독립적인 페이딩을 겪는다고 가정한다. 신호 대 간섭비 (signal to interference ratio)는 제안하고 있는 핸드오버 기법의 성능을 평가하기 위한 중요한 기준이 된다. (11)과 (12)로부터 신호 대 간섭비는 다음과 같이 정의 된다.

$$\gamma(r_s|\rho(h)) = E \left[\frac{G(r_s; m)}{I_{\rho(h)}(m)} \right] \quad (19)$$

(19)에서 오수신이 발생하는 경우는 다음과 같이 정의 한다.

$$P[\gamma(r_s|\rho(h)) < \gamma_{target}] \quad (20)$$

그림 4는 하나의 셀 안에서 부반송파들이 오수신 없이 서비스 받을 확률을 핸드오버 지역의 크기와 핸드오버 기법에 따라 그래프로 표시하였다. 제안하는 핸드오

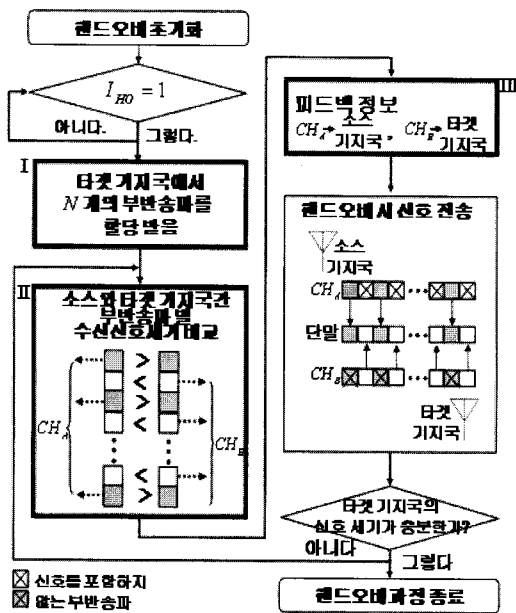


그림 2. 제안하는 부반송파 기반의 핸드오버 기법
Fig. 2. The proposed subcarrier-based handover scheme.

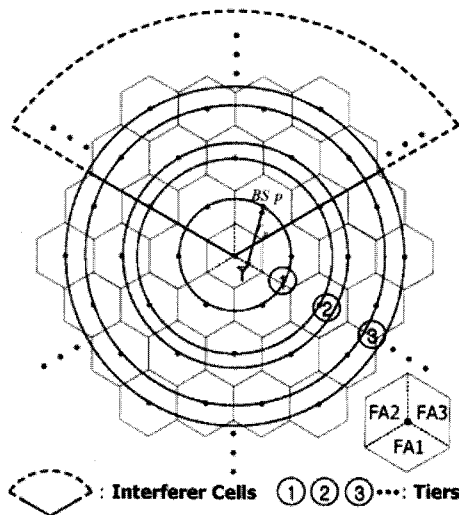


그림 3. 모의실험에서 고려하는 시스템의 구조
Fig. 3. Cellular system model for the simulation.

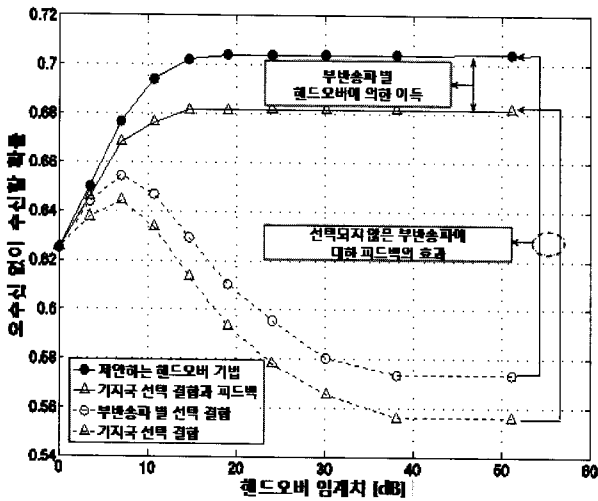


그림 4. 핸드오버 지역의 크기와 기법에 따라 서비스 가능한 부반송파의 비율

Fig. 4. Probability which doesn't occur outage per a subcarrier.

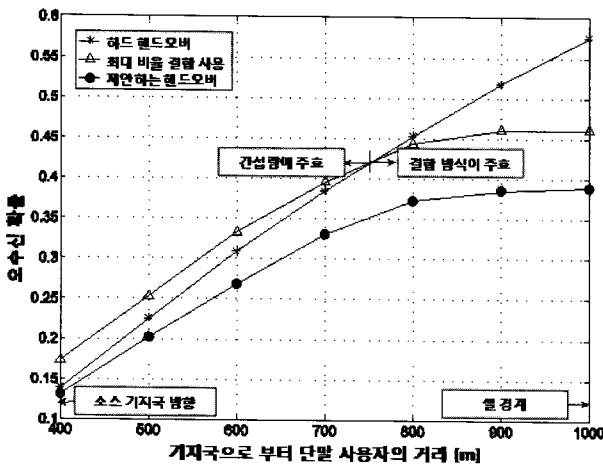


그림 5. 핸드오버 위치 별 오수신 확률
Fig. 5. Outage probability at different handover positions.

버 기법의 성능은 핸드오버 지역이 커질수록 계속 향상됨을 볼 수 있다. 핸드오버 지역이 커지더라도 제안하는 핸드오버 기법을 사용하면 추가적인 간섭량 증가가 발생하지 않기 때문이다. 제안하는 핸드오버 기법의 성능은 핸드오버 임계치 h 가 20dB가 될 때부터 거의 증가하지 않는 모습을 보이는데, h 가 20dB이면 기지국으로부터 600미터에 해당하는 부분으로 그 이내의 지역에서 소스 기지국의 신호 세기가 충분하므로 수신 결합 기법에 따른 이득이 거의 발생하지 않기 때문이다. 이 결과는 그림1에서 상대적인 이득의 증가가 600미터 부분에서부터 발생하기 시작했다는 것과 같은 결과이다. 그림 5는 핸드오버 지역이 600미터 이후로 정해진 경우 셀 경계지역에서 부반송파들의 오수신 확률이다. 제

안하고 있는 핸드오버 기법의 경우 600미터에서 1000미터에 이르기 까지 전 영역에서 최소의 오수신 확률을 보여준다. 최대 비율 결합을 사용한 경우 셀 경계 지역에서 하드 핸드오버를 사용하는 경우에 비해서 우수한 성능을 보이나 600미터 부근에서는 소스 기지국의 신호 세기가 충분한 상태에서 불필요한 간섭량을 증가시켜 오히려 성능이 열화 되는 것을 관찰할 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 직교주파수분할다중접속 시스템의 용량을 증대시킬 수 있는 핸드오버 기법을 제안하였다. 소스 기지국과 타겟 기지국 사이에서 강한 채널 이득을 가지는 부반송파를 선택해 줌으로써 다양성 이득을 얻을 수 있었다. 이 때 선택되지 못한 부반송파에 대한 정보를 피드백하여 사용하지 못하게 함으로써 간섭량이 증가하지 않도록 하였다. 그 결과로 제안한 핸드오버 기법은 하나의 셀에 대해서 오수신 확률을 22 퍼센트 줄였으며, 이에 따라 시스템 전체의 전송률이 향상되었다.

참 고 문 헌

- [1] S.Ohmori, Y.Yamao, N.Nakajima, "The future generations of mobile communications based on broadband access technologies," *Communications Magazine, IEEE* Volume 38, Issue 12, Page(s):134 - 142, Dec. 2000.
- [2] IEEE 802.16e/D5-2004, *Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems-Amendment for Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands*, Nov. 2004.
- [3] Y.G.Li, N.R.Sollenberger, "Clustered OFDM with channel estimation for high rate wireless data," *Communications, IEEE Transactions on* Volume 49, Issue 12, Page(s):2016 - 2076, Dec. 2001.
- [4] Cheong YuiWong, R.S.Cheng, K.B.Lataief, R.D.Murch, "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* Volume 17, Issue 10, Page(s):1747 - 1198, Oct. 1999.
- [5] A.J.Viterbi, A.M.Viterbi, K.S. Gilhousen, E.Zehavi, "Soft handover extends CDMA cell coverage and increases reverse link capacity," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on* Volume 12, Issue 8, Page(s):1281 -

1288, Oct. 1994.

- [6] T. S. Rapaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*. NJ:Prentice-Hall, 1995.
- [7] Matthias Patzold, *Mobile Fading Channels*, John Wiley & Sons, 2002.

저 자 소 개



왕 한 호(학생회원)
2004년 연세대학교
전기전자공학과 학사졸업
2004년~현재 연세대학교
전기전자공학과 통합과정
<주관심분야 : 이동통신시스템,
MIMO, 멀티홉 시스템>



이 성 은(정회원)
2002년 연세대학교
전기전자공학과 학사졸업
2004년 연세대학교
전기전자공학과 석사졸업
2004년~현재 연세대학교
전기전자공학과 박사과정
<주관심분야 : 이동통신시스템, MIMO, 다중 반
송파 시스템, 멀티홉 시스템>



홍 대 식(평생회원)
1990년 Purdue University
Electrical Engineering
박사 졸업
1991년~현재 연세대학교
전기전자공학과 교수

<주관심분야 : 디지털통신, 통신신호처리, 4G시스
템, OFDM 시스템>