특집논문-10-15-2-03

다중 셀 환경에서 하향 링크 OFDMA 중계 네트워크를 위한 부반송파 및 전력 할당 기법

최 동 욱^{a)†}, 이 재 홍^{a)}

Joint Subcarrier and Power Allocation for a Downlink OFDMA Relay Network in Multi-Cell Environments

Dongwook Choi^{a)†} and Jae Hong Lee^{a)}

요 약

본 논문에서는 다중 셀 환경의 OFDMA 중계 네트워크를 위한 새로운 자원 할당 기법에 대해서 제안한다. 제안된 기법에서는 기지국 간의 채널정보를 공유하여 공정성 제한을 갖으면서 전체통신용량이 최대가 되도록 수신단말기와 중계단말기에 자원을 할당한다. 계산량을 줄이기 위해 자원할당 과정은 두 부분으로 나뉘어 진행된다. 먼저 셀간 간섭을 고려하여 수신단말기와 중계단말기에 부반송파를 할당하고, 이후 중계단말기의 부반송파에 전력을 할당한다. 모의실험 결과에서 제안된 기법이 부반송파 당 더 높은 주파수 효율을 얻는 것을 확인하였다. 또한 제안된 기법이 static과 greedy 기법에 비하여 오수신 확률(outage probability)이 낮음을 확인하였다.

Abstract

In this paper, we propose a new resource allocation scheme for an OFDMA relay network with multicells. In the proposed scheme, by sharing the channel state information (CSI) between base stations, resources are allocated to users and relays to maximize the overall sum of the achievable rate under fairness constraints. In order to reduce the computational complexity, a resource allocation scheme is proposed by separating subcarrier allocation and power allocation into two parts. First of all, by considering inter-cell interference (ICI), a subcarrier is allocated to a user-relay pair, and power is allocated relays. Simulation results show that the proposed scheme achieves higher spectral efficiency per subcarrier than the static scheme and reduces the outage probability compared to the static and greedy schemes.

Keyword: Cooperative communication, OFDMA, fairness, resource allocation

1. 서 론

고화질 멀티미디어 서비스, 애플리케이션을 사용하는 스

마트폰, 넷북 등의 수요가 증가함에 따라 차세대 이동통신에 대한 기대와 요구가 커지고 있다. 이에 따라 차세대 이동통신의 성능을 높이기 위한 연구가 진행되고 있다. 특히 OFDMA(orthogonal frequency division multiple access)는 사용하고자 하는 주파수 대역을 여러 개의 작은 주파수 대역으로 분할하여 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)을 효과적으로 극복하는 장점이 있다. 또한 대용량

a) 서울대학교 전기컴퓨터공학부, 뉴미디어통신공동연구소
School of Electrical Engineering, Seoul National University

† 교신저자 : 최동욱(dongwook@snu.ac.kr)

※ 본 연구는 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. R01-2007-000-11844-0).

· 접수일(2009년12월28일),수정일(2010년2월25일),게재확정일(2010년3월3일)

의 데이터를 다중 직교 부반송파로 분할 전송함으로써 여러 명의 사용자에게 각각 다른 QoS(quality of service)를 제공할 수 있다. 따라서 사용자의 채널 상태에 따라 부반송파 및 전력을 적응적으로 할당하여 주파수 및 전력 효율을 높일 수 있다^{[1][2]}. 이러한 장점으로 인해 OFDMA는 차세대 이동통신 후보 기술인 3GPP LTE, WiMAX Evolution 등 국제 표준에서 핵심 기술로 적용되고 있다.

MIMO(multiple input multiple output)는 단말기에 다중 송신안테나를 사용해 공간 다이버시티(spatial diversity)를 얻는 기법으로 차세대 이동통신의 핵심 기술로 인정받고 있다. 그러나 다중 안테나를 단말기에 탑재하는 것은 크기, 무게, 하드웨어 복잡도 등에 의해 사용이 제한적이다. 이에 대한 대안으로 협동통신(cooperative communication)이 제안되었다. 협동통신은 단일 안테나를 사용하는 다중 사용자들이 그들의 안테나를 공유하여 가상의 MIMO 안테나 열을 구성하여 공간 다이버시티를 얻는다. 이를 통해 단말기의 전력소비를 줄이며 통달거리를 늘린다. 이러한 장점으로 인해 협동통신은 차세대 이동통신의 핵심 기술로 급부상하고 있다^{[3][4]}.

최근에 협동통신과 OFDMA는 높은 통신용량을 얻기 위해 서로 통합하여 연구되고 있는 추세이다^{[5][7]}. 하향링크 OFDMA 중계 네트워크에서 수신단말기의 순시전력을 최대화하는 전력할당 기법^{[5][6]}이 연구되었고 상향링크 OFDMA 중계 네트워크에서 부반송파 당 통신용량을 제고하기 위한 부반송파 할당 기법이 연구되었다^[7]. 이와 같이 대부분의 기존 연구에서는 OFDMA 중계 네트워크의 단일 셀 환경이 연구되었고 다중 셀 환경에서 성능열화의 주요 요인인 셀 간 간섭은 고려되지 않았다. 따라서 본 논문에서는 다중 셀 환경의 OFDMA 중계 네트워크 환경을 고려한 새로운 자원할당 기법을 제시하려고 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 본 연구의 시스템 모델에 대해서 설명한다. 3절에서는 제안된 부반송파 할당 기법에 대해서 설명하고 4절에서는 제안된 전력 할당 기법에 대해서 설명한다. 5절에서는 모의실험을 통해 제안된 기법과 기존의 static 기법, greedy 기법의 오수신 확률을 살펴본다. 마지막으로 6장에서 결론을 내린다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 I 개의 셀로 구성된 하향링크 OFDMA 중계 네트워크를 고려한다.

그림 1. I 개의 셀로 구성된 OFDMA 중계 네트워크

Fig. 1. OFDMA relay network with I cells

셀 i 의 중심에는 기지국(BS_i)이 위치하고 있다고 가정하였다. J_i 개의 중계단말기(Relay)가 동심원 위에 대칭적으로 분포하고 있고 K_i 개의 수신단말기(User)가 셀 안에 균일하게 분포하고 있다고 가정하였다. 또한 각 단말기에는 안테나 한 개가 장착되어 있고 OFDMA 중계 네트워크의 주파수 재사용율은 1이라고 가정하였다.

기지국과 중계단말기는 심볼 단위로 동기화(Synchronization)되고 있고 중계단말기는 송신과 수신을 동시에 할 수 없다고 가정한다. 따라서 기지국과 수신단말기사이에서의 통신은 두 타임 슬롯으로 이루어진다. 첫 번째 타임 슬롯에서는 기지국이 데이터를 중계단말기와 수신단말기에 전

송한다. 두 번째 타임 슬롯에서는 중계단말기들이 수신된 신호를 증폭한 후 전송한다.

채널은 T 개의 독립적인 다중경로를 갖는 주파수 선택적 레일리 페이딩(Rayleigh fading)을 겪는다고 가정하였다^[8]. 기지국 BS_i 와 셀 i 내에 있는 k 번째 수신단말기($U_{k,i}$) 사이의 t 번째 시간영역(time domain) 채널 계수를 $h_{U_{k,i}}^{BS_i, t}$, 기지국 BS_i 와 셀 i 내에 있는 j 번째 중계단말기($R_{j,i}$) 사이의 t 번째 시간영역 채널 계수를 $h_{R_{j,i}}^{BS_i, t}$, 중계단말기 $R_{j,i}$ 와 수신단말기 $U_{k,i}$ 사이의 t 번째 시간영역 채널 계수를 $h_{U_{k,i}}^{R_{j,i}, t}$ 라 한다. 따라서 이산 푸리에 변환(Fourier transform)을 하면 기지국 BS_i 와 수신단말기 $U_{k,i}$ 사이의 n 번째 부반송파 채널은 다음과 같이 표현된다.

$$H_{U_{k,i}}^{BS_i, n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{t=1}^T h_{U_{k,i}}^{BS_i, t} e^{-j2\pi(n-1)(t-1)/N}, n=1, \dots, N.$$

여기에서 N 은 부반송파의 전체 개수를 나타낸다. 유사하게 기지국 BS_i 와 중계단말기 $R_{j,i}$ 사이의 n 번째 부반송파 채널은 $H_{R_{j,i}}^{BS_i, n}$, 중계단말기 $R_{j,i}$ 와 수신단말기 $U_{k,i}$ 사이의 n 번째 부반송파 채널은 $H_{U_{k,i}}^{R_{j,i}, n}$ 로 표현한다. 각 부채널의 대역폭은 채널의 상관 대역폭(coherence bandwidth)보다 작아서 주파수 균일(frequency flat)하다고 가정한다. 또한 OFDM 심볼의 주기적 전치 부호(cyclic prefix)의 길이가 채널의 지연확산(delay spread)보다 길어 심볼 간 간섭(inter-symbol interference)이 없다고 가정한다.

$\rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i}, n}$ 는 n 번째 부반송파가 중계단말기 $R_{j,i}$ 와 수신단말기 $U_{k,i}$ 에 할당되었는지를 나타내는 부반송파 할당 변수이다 (즉, n 번째 부반송파가 중계단말기 $R_{j,i}$ 와 수신단말기 $U_{k,i}$ 에 할당될 경우 $\rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i}, n}=1$, 그렇지 않을 경우 $\rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i}, n}=0$). $P_{BS_i}^n$ 는 기지국 BS_i 의 n 번째 부반송파에 할당된 전력이고 $P_{R_{j,i}}^n$ 는 중계단말기 $R_{j,i}$ 의 n 번째 부반송파에 할당된 전력이다. $x_{BS_i}^n$ 는 기지국 BS_i 의 n 번째 부반송파를 통해 전송한 신호이다. $n_1^{R_{j,i}, n}$ 는 첫 번째 타임 슬롯동안 중

계단말기 $R_{j,i}$ 에 수신되는 독립적 복소수 가우시안 노이즈, $n_1^{U_{k,i}, n}$ 는 첫 번째 타임 슬롯동안 수신단말기 $U_{k,i}$ 에 수신되는 독립적 복소수 가우시안 노이즈, $n_2^{U_{k,i}, n}$ 는 두 번째 타임 슬롯동안 수신단말기 $U_{k,i}$ 에 수신되는 독립적 복소수 가우시안 노이즈이다.

첫 번째 타임 슬롯에서는 기지국들이 중계단말기와 수신단말기에 데이터를 송신한다. 중계단말기 $R_{j,i}$ 에서 n 번째 부반송파를 통하여 수신된 신호는 다음과 같다.

$$y_1^{R_{j,i}, n} = H_{R_{j,i}}^{BS_i, n} \sqrt{P_{BS_i}^n} x_{BS_i}^n + \underbrace{\sum_{i'=1}^I \sum_{j'=1}^{J_i} \sum_{k'=1}^{K_i} H_{R_{j,i}}^{BS_i, n} \rho_{R_{j,i}'}^{U_{k'}, n} \sqrt{P_{BS_i'}^n} x_{BS_i'}^n + n_1^{R_{j,i}, n}}_{\Gamma_1^{R_{j,i}, n}}. \quad (1)$$

수신단말기 $U_{k,i}$ 에서 n 번째 부반송파를 통하여 수신된 신호는 다음과 같다.

$$y_1^{U_{k,i}, n} = H_{U_{k,i}}^{BS_i, n} \sqrt{P_{BS_i}^n} x_{BS_i}^n + \underbrace{\sum_{i'=1}^I \sum_{j'=1}^{J_i} \sum_{k'=1}^{K_i} H_{U_{k,i}}^{BS_i, n} \rho_{U_{k,i}'}^{R_{j,i'}, n} \sqrt{P_{BS_i'}^n} x_{BS_i'}^n + n_1^{U_{k,i}, n}}_{\Gamma_1^{U_{k,i}, n}}. \quad (2)$$

두 번째 타임 슬롯에서는 중계단말기들이 수신된 신호를 증폭한 후 수신단말기들에게 전송한다. 수신단말기 $U_{k,i}$ 에서 n 번째 부반송파를 통하여 수신된 신호는 다음과 같다.

$$y_2^{U_{k,i}, n} = H_{U_{k,i}}^{R_{j,i}, n} \beta_{R_{j,i}}^{U_{k,i}, n} y_1^{R_{j,i}, n} + \underbrace{\sum_{i'=1}^I \sum_{j'=1}^{J_i} \sum_{k'=1}^{K_i} H_{U_{k,i}}^{R_{j,i}, n} \rho_{U_{k,i}'}^{R_{j,i'}, n} \beta_{R_{j,i}'}^{U_{k'}, n} y_1^{R_{j,i'}, n} + n_2^{U_{k,i}, n}}_{\Gamma_2^{U_{k,i}, n}}. \quad (3)$$

여기에서 $\beta_{R_{j,i}}^{U_{k,i}} = \sqrt{P_{R_{j,i}}^n / |y_1^{R_{j,i}, n}|^2}$ 이다.

만약 수신단말기 $U_{k,i}$ 와 중계단말기 $R_{j,i}$ 에 n 번째 부반송파가 할당된다면 통신용량은 위와 같다^[2].

$$R_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} = \frac{1}{2} \log_2 \left\{ 1 + \frac{\frac{|H_{U_{k,i}}^{BS,n}|^2 P_{BS}^n}{|\Gamma_1^{U_{k,i},n}|^2 + N_0} + \frac{\frac{|H_{R_{j,i}}^{BS,n}|^2 P_{BS}^n}{|\Gamma_1^{R_{j,i},n}|^2 + N_0} \frac{|H_{U_{k,i}}^{R_{j,i},n}|^2 P_{R_{j,i}}^n}{|\Gamma_2^{U_{k,i},n}|^2 + N_0}}{1 + \frac{|H_{R_{j,i}}^{BS,n}|^2 P_{BS}^n}{|\Gamma_1^{R_{j,i},n}|^2 + N_0} \frac{|H_{U_{k,i}}^{R_{j,i},n}|^2 P_{R_{j,i}}^n}{|\Gamma_2^{U_{k,i},n}|^2 + N_0}} \right\}. \quad (5)$$

수신단말기 $U_{k,i}$ 의 통신용량은 다음과 같다.

$$R_{U_{k,i}} = \sum_{j=1}^{J_i} \sum_{n=1}^N \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} R_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n}. \quad (6)$$

또한, 모든 수신단말기의 전체 통신용량은 다음과 같다.

$$R = \sum_{i=1}^I \sum_{k=1}^{K_i} R_{U_{k,i}}. \quad (7)$$

III. 제안된 부반송과 할당 기법

1. 부반송과 할당 기준

$\mathbf{P}_{BS} = [P_{BS}^1, P_{BS}^2, \dots, P_{BS}^N]$, $\mathbf{P}_{R,i} = [P_{R,i}^1, P_{R,i}^2, \dots, P_{R,i}^N]$, $\mathbf{1} = [1, 1, \dots, 1]$ 라고 하자. 수신단말기가 필요로 하는 최소한의 통신용량을 제공하고 중계단말기와 기지국의 전력 소비를 제한하기 위하여 각 수신단말기와 중계단말기, 기지국에 제한조건을 부가하였다. 수신단말기에는 최소통신용량 $R_{\min}$ 을 달성하도록 또한 중계단말기와 기지국에는 제한된 전력 $P_{\max}^{BS}$ 와 $P_{\max}^R$ 을 사용하도록 제한하였다. 이러한 제한조건이 있는 최적화 문제를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R^* = \max \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^{J_i} \sum_{k=1}^{K_i} \sum_{n=1}^N \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} R_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} \quad (8)$$

$$\text{subject to: } \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} \in \{0,1\}, \forall i,j,k,n \quad (9)$$

$$\sum_{j=1}^{J_i} \sum_{k=1}^{K_i} \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} \leq 1, \forall i,n \quad (10)$$

$$\mathbf{P}_{BS} \mathbf{1}^T \leq P_{\max}^{BS}, \forall i \quad (11)$$

$$\mathbf{P}_{R,i} \mathbf{1}^T \leq P_{\max}^R, \forall i,j \quad (12)$$

$$\mathbf{P}_{BS} \geq 0, \forall i \quad (13)$$

$$\mathbf{P}_{R,i} \geq 0, \forall i,j \quad (14)$$

$$\sum_{j=1}^{J_i} \sum_{n=1}^N \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} R_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} \geq R_{\min}, \forall i,k. \quad (15)$$

수식 (8)은 연속변수와 이산변수를 모두 포함하는 결합 최적화 문제(combinatorial optimization problem)이다. 이것은 높은 복잡도로 인해 풀기 어려운 문제이다. 따라서 결합 최적화 문제를 풀기 쉽도록 하기 위해서 변수 $\rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n}$ 를 0,1의 정수 값이 아니라 $[0,1]$ 사이의 실수 값이라고 하자^[14]. 그러면 최적화 문제의 라그랑지안(Lagrangian)은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L_{SA} = & - \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^{J_i} \sum_{k=1}^{K_i} \sum_{n=1}^N \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} R_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} - \\ & \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^{J_i} \sum_{k=1}^{K_i} \sum_{n=1}^N \gamma_{i,j,k,n} \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} + \\ & \sum_{i=1}^I \sum_{n=1}^N \lambda_{i,n} \left(\sum_{j=1}^{J_i} \sum_{k=1}^{K_i} \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} - 1 \right) + \\ & \sum_{i=1}^I \omega_i \left(P_{\max}^{BS} - \mathbf{P}_{BS} \mathbf{1}^T \right) + \\ & \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^{J_i} \nu_{i,j} \left(\mathbf{P}_{\max}^R - \mathbf{P}_{R,i} \mathbf{1}^T \right) - \\ & \sum_{i=1}^I \sum_{n=1}^N \chi_{n,i} P_{BS}^n - \sum_{i=1}^I \end{aligned} \quad (16)$$

여기에서 $\gamma_{i,j,k,n}$, $\lambda_{i,n}$, ω_i , $\nu_{i,j}$, $\chi_{n,i}$, $\eta_{n,j,i}$, $\mu_{i,k}$ 는 음수가

아닌 라그랑지 곱수(Lagrange multiplier)이다. $\rho_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n}$ 에 대하여 라그랑지안의 편미분을 하면 다음과 같은 KKT (Karush-Kuhn-Tucker) 조건을 얻을 수 있다^[9].

$$\frac{\partial L_{SA}}{\partial \rho_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n}} = \lambda_{i,n} - (1 + \mu_{i,k}) R_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} - \gamma_{i,j,k,n} = 0, \forall i, j, k, n \quad (17)$$

$$\gamma_{i,j,k,n} \rho_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} = 0, \forall i, j, n \quad (18)$$

$$\sum_{j=1}^{J_i} \sum_{n=1}^N \rho_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} - 1 \leq 0, \forall i, n \quad (19)$$

$$R_{\min} - \sum_{j=1}^{J_i} \sum_{n=1}^N \rho_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} R_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} \leq 0, \forall i, k \quad (20)$$

$$\lambda_{i,n} \left(\sum_{j=1}^{J_i} \sum_{k=1}^{K_i} \rho_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} - 1 \right) = 0, \forall i, n \quad (21)$$

$$\mu_{i,k} \left(\sum_{j=1}^{J_i} \sum_{n=1}^N \rho_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} R_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} - R_{\min} \right) \leq 0, \forall i, k. \quad (22)$$

$\gamma_{i,j,k,n} \geq 0$ 이기 때문에, (17)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{i,n} \geq (1 + \mu_{i,k}) R_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n}, \forall i, j, k, n. \quad (23)$$

(17)과 (18)로 부터 다음 수식을 얻을 수 있다.

$$\left(\lambda_{i,n} - (1 + \mu_{i,k}) R_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} \right) \rho_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} = 0, \forall i, j, k, n. \quad (24)$$

상보여유조건(complementary slackness condition)에 의하여 $\rho_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n}$ 가 양수라면 (즉, n 번째 부반송과가 중계단말기 R_{ji} 와 수신단말기 $U_{k,i}$ 에 할당되었다면), $\lambda_{i,n} - (1 + \mu_{i,k}) R_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} = 0$ 이다. 이것은 수식 (23)에서 등호가 성립한다는 것을 의미한다. 전체 통신용량을 최대화하기 위하여 셀 i^* 에 있는 수신단말기 k^* 와 중계단말기 j^* 는 다음 수식을 만족하는 n 번째 부반송과를 이용해 전송하도록 선택된다.

$$(i^*, j^*, k^*) = \arg \max_{i,j,k} (1 + \mu_{i,k}) R_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n}. \quad (25)$$

라그랑지 곱수 $\mu_{i,k}$ 의 정확한 값을 찾는 것은 높은 계산 복잡도를 갖는다. 수식 (22)를 통하여 $\mu_{i,k}$ 의 대략적인 값을 얻을 수 있다^[9]. 상보여유조건에 의하여 만약 $R_{\min} < \sum_{j=1}^{J_i} \sum_{n=1}^N \rho_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n} R_{R_{ji}}^{U_{k,i}^n}$ 이라면 (즉, 수신단말기 $U_{i,k}$ 가 최소통신 용량 $R_{\min}$ 을 달성한다면), $\mu_{i,k}$ 는 0이고 그렇지 않으면 양의 값을 갖는다.

2. 제안된 부반송과 할당 알고리즘

수식 (8)에 나타난 최적화 문제의 정확한 해답을 찾는 것은 높은 계산 복잡도를 갖는다. 따라서 계산 복잡도를 줄이기 위해 차선의 부반송과 할당 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘에서 각 중계단말기의 전송 전력은 할당된 부반송과에 동일하게 사용된다. $\mathbb{I}$ 은 cell들의 집합, $\mathbb{J}_i$ 은 셀 i 의 중계단말기들의 집합, $\mathbb{K}_i$ 은 셀 i 의 수신단말기들의 집합, $\mathbb{N}_i$ 은 셀 i 의 부반송과들의 집합이다. 제안된 기법은 두 단계로 구성된다. 첫 번째 단계에서는 모든 집합과 각 셀의 부반송과 할당 변수를 초기화 한다.

두 번째 단계에서는 부반송과들이 각 셀의 수신단말기와 중계단말기에 할당된다. 두 번째 단계는 세 하위단계로 구성된다. 첫 번째 하위단계에서는 집합 $\mathbb{J}_i$, $\mathbb{N}_i$ 와 i 번째 셀의 부반송과 할당 변수를 재초기화 한다. 두 번째 하위 단계에서는 각 수신단말기가 중계단말기의 전력 제한 조건을 만족시키면서 최대 달성 가능한 통신용량을 얻도록 부반송과를 선택한다. 세 번째 하위단계에서는 집합 $\mathbb{N}_i$ 에 있는 각 부반송과가 최소통신용량을 달성하지 못한 수신단말기에 할당된다. 만약 모든 수신단말기가 최소통신 용량을 달성하면 집합 $\mathbb{N}_i$ 에 있는 나머지 부반송과가 중계단말기의 전력 제한 조건을 만족시키면서 최대 달성 가능한 통신용량을 얻도록 중계단말기와 수신단말기에 할당 된다. 두 번째 단계를 M 번 반복하면 차선의 부반송과 할당이 완료된다.

Algorithm: Subcarrier allocation algorithm

Step 1: Initialization

 $\mathbb{I} = \{1, \dots, I\}$, $\mathbb{J}_i = \{1, \dots, J_i\}$, $\mathbb{K}_i = \{1, \dots, K_i\}$, $\mathbb{N}_i = \{1, \dots, N\}$, and $\rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} = 0, \forall i, j, k, n$;

 Iterate the following M times

Step 2: Subcarrier allocation

 for $i = 1 : I$
Sub-step 1: Re-initialization

 $\mathbb{J}_i = \{1, \dots, J_i\}$, $\mathbb{N}_i = \{1, \dots, N\}$, and $\rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} = 0, \forall j, k, n$;

Sub-step 2: Initial subcarrier allocation

 for $k = 1 : K_i$
 $(j^*, n^*) = \arg \max_{j,n} R_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n}, j \in \mathbb{J}_i, n \in \mathbb{N}_i$;

 $\rho_{R_{j^*,i}}^{U_{k,i},n^*} = 1, \mathbb{N}_i = \mathbb{N}_i - \{n^*\}$;

 if $\mathbf{P}_{R_{j^*,i}} \mathbf{1}^T > P_{\max}^R$, then $\mathbb{J}_i = \mathbb{J}_i - \{j^*\}$;

 update $R_{U_{k,i}}$;

end

Sub-step 3: Remaining subcarrier allocation

 while $\mathbb{N}_i \neq \emptyset$ do

 $k^* = \arg \max_k (R_{\min} - R_{U_{k,i}}), k \in \mathbb{K}_i$;

 if $(R_{\min} - R_{U_{k^*,i}}) > 0$ then $(j^*, n^*) = \arg \max_{j,n} R_{R_{j,i}}^{U_{k^*,i},n}, j \in \mathbb{J}_i, n \in \mathbb{N}_i$;

 $\rho_{R_{j^*,i}}^{U_{k^*,i},n^*} = 1, \mathbb{N}_i = \mathbb{N}_i - \{n^*\}$;

 if $\mathbf{P}_{R_{j^*,i}} \mathbf{1}^T > P_{\max}^R$, then $\mathbb{J}_i = \mathbb{J}_i - \{j^*\}$;

 update $R_{U_{k^*,i}}$

else

 $n^* = \text{rand}(\mathbb{N}_i), n \in \mathbb{N}_i$;

 $(k^*, j^*) = \arg \max_{k,j} R_{R_{j,i}}^{U_{k^*,i},n^*}, j \in \mathbb{J}_i, k \in \mathbb{K}_i$;

 $\rho_{R_{j^*,i}}^{U_{k^*,i},n^*} = 1, \mathbb{N}_i = \mathbb{N}_i - \{n^*\}$;

 if $\mathbf{P}_{R_{j^*,i}} \mathbf{1}^T > P_{\max}^R$, then $\mathbb{J}_i = \mathbb{J}_i - \{j^*\}$;

end

 update $R_{U_{k^*,i}}$

end

 end

$$g^{(n)}(\alpha, \beta) = \max \left\{ \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^{J_i} \sum_{k=1}^{K_i} \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} R_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} - \sum_{i=1}^I \alpha_i P_{BS_i}^n - \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^{J_i} \beta_{i,j} P_{R_{j,i}}^n \right\}, \forall n. \quad (35)$$

IV. 제안된 전력 할당 기법

전력 할당 기법은 서브그라디언트 방법(subgradient method)을 기반으로 제안되었다. 수식 (8)에 나타난 최적화 문제를 고려하여 부반송파들이 중계단말기와 수신단말기에 할당되고 난 후 다음과 같은 최적화 문제를 고려하여 각 부반송파에 전력이 할당된다.

$$R^* = \max \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^{J_i} \sum_{k=1}^{K_i} \sum_{n=1}^N \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} R_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} \quad (26)$$

$$\text{subject to: } P_{BS_i} \mathbf{1}^T \leq P_{\max}^{BS}, \forall i \quad (27)$$

$$P_{R_{j,i}} \mathbf{1}^T \leq P_{\max}^R, \forall i, j \quad (28)$$

$$P_{BS_i} \geq 0, \forall i \quad (29)$$

$$P_{R_{j,i}} \geq 0, \forall i, j. \quad (30)$$

수식 (26)의 문제를 위한 라그랑지안은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L_{PA}(P_{BS_1}, \dots, P_{BS_I}, P_{R_{1,1}}, \dots, P_{R_{I,I}}, \alpha, \beta) \\ = \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^{J_i} \sum_{k=1}^{K_i} \sum_{n=1}^N \rho_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} R_{R_{j,i}}^{U_{k,i},n} + \\ \sum_{i=1}^I \alpha_i (P_{\max}^{BS} - P_{BS_i} \mathbf{1}^T) + \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^{J_i} \beta_{i,j} (P_{\max}^R - P_{R_{j,i}} \mathbf{1}^T). \end{aligned} \quad (31)$$

여기에서 $\alpha = [\alpha_1, \dots, \alpha_I]$, $\beta = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \dots & \beta_{1J} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{I1} & \dots & \beta_{IJ} \end{bmatrix}$ 는 라그랑지

곱수이다.

라그랑지 쌍대 함수(Lagrange dual function)는 다음과 같다.

$$g(\alpha, \beta) = \max L_{PA}(P_{BS_1}, \dots, P_{BS_I}, P_{R_{1,1}}, \dots, P_{R_{I,I}}, \alpha, \beta) \quad (32)$$

$$\text{subject to: } P_{BS_i} \geq 0, \forall i \quad (33)$$

$$P_{R_{j,i}} \geq 0, \forall i, j. \quad (34)$$

수식 (32)을 변형하면 라그랑지 쌍대 함수는 식 (35)와 같이 N 개의 독립된 하위문제로 재구성 될 수 있다.

그러므로 수식 (32)는 다음과 같다.

$$g(\alpha, \beta) = \max \left\{ \sum_{n=1}^N g^{(n)}(\alpha, \beta) + \sum_{i=1}^I \alpha_i P_{BS_i}^n + \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^{J_i} \beta_{i,j} P_{R_{j,i}}^n \right\} \quad (36)$$

수식 (36)을 라그랑지 쌍대 문제(Lagrange dual problem)로 다시 정리하면 다음과 같다.

$$g^* = \min g(\alpha, \beta) \quad (37)$$

$$\text{subject to: } \alpha, \beta \geq 0. \quad (38)$$

수식 (26)의 R^* 와 수식 (37)의 g^* 사이의 차이를 쌍대간격(duality gap)이라고 한다. 만약 부반송파 수 N 이 커지면 쌍대간격은 대략 0에 가까워진다^[10].

수식 (37)의 라그랑지 쌍대 문제를 풀기위해 서브그라디언트 방법이 사용된다^[11]. α , β 의 초기값이 주어지면 N 개의 하위문제를 풀어 전력 할당을 위한 해를 얻을 수 있다. 전력 할당을 위한 해를 바탕으로 다시 α , β 의 값을 최신 값으로 업데이트 할 수 있다. 이것을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\alpha_i^l = \left[\alpha_i^{l+1} + \tau^l (\mathbf{1}^T P_{BS_i} - P_{\max}^{BS}) \right]^+, \forall i. \quad (39)$$

$$\beta_{i,j}^l = \left[\beta_{i,j}^{l+1} + \tau^l (\mathbf{1}^T P_{R_{j,i}} - P_{\max}^R) \right]^+, \forall i, j. \quad (40)$$

여기에서 l 은 반복 횟수 (iteration number), τ^l 은 step size 이고 $[]^+$ 은 $[]^+ = \max(\cdot, 0)$ 으로 정의된다. 위에 제시된 서브그라디언트 방법은 τ^l 의 값이 충분히 작다면 α , β 의 값이 최적 값으로 수렴된다^[10]. α , β 의 최적 값을 바탕으로 수식 (32)의 L_{PA} 를 최대화하는 최적 전력 할당을 얻을 수 있다.

제안된 기법의 성능은 greedy 기법, static 기법과 비교되었다. greedy 기법은 제안된 기법과 다르게 수신단말기가 최소통신용량 $R_{\min}$ 을 달성해야하는 제한 조건이 없는 기법이다^[7]. static 기법은 OFDM-TDMA를 기반으로 미리 지정된 타임 슬롯에 수신단말기와 중계단말기를 할당하는 방식이다^[14].

V. 모의실험

모의실험에서는 3개의 셀로 구성된 OFDMA 중계 네트워크를 가정하였다. 각 셀은 3개의 중계단말기, 5개의 수신단말기로 이루어졌다. 또한 셀의 반경은 1km이고 중계단말기는 0.5km를 반경으로 하는 원 위에 대칭적으로 분포한다. 부반송파의 수는 32개, 경로손실지수(path loss exponent)는 4, 채널모델은 ITU pedestrian B 모델을 사용하였다^[12]. WSNR(worst possible average signal to noise ratio)^[13]과 유사하게 SNR은 셀 가장자리에 있는 수신단말기의 평균 수신 SNR로 정의하였다. $P_{\max}^{BS} = J_i R_{\max}^R$ 로 가정하였다.

그림 2는 제안된 기법의 오수신 확률을 보여준다. 오수신 확률은 수신단말기가 최소통신용량을 달성하지 못할 확률이다. 제안된 기법은 static, greedy 기법보다 낮은 오수신 확률을 얻는 것을 알 수 있다. 또한 수신단말기가 얻어야 하는 최소통신용량의 값이 작아지면 오수신 확률도 낮아지는 것을 알 수 있다.

그림 3은 최소통신용량의 값이 $R_{\min} = 10 \text{ bps/Hz}$ 일 때 제안된 기법의 부반송파 당 주파수 효율을 나타낸다. 제안된 기법이 static 기법보다 높은 주파수 효율을 제공하는 것을 확인할 수 있다. 또한 제안된 기법이 공평성을 고려하지 않은 greedy 기법보다는 낮은 것을 확인할 수 있다.

따라서 제안된 기법은 주파수 효율이 greedy 기법보다 낮아지는 단점이 있으나 오수신 확률이 상당히 낮아지는 장점이 있음을 확인하였다.

그림 2. 제안된 기법의 오수신 확률

Fig. 2. Outage probability of the proposed scheme

그림 3. 제안된 기법의 부반송파 당 주파수 효율

Fig. 3. Spectral efficiency per subcarrier of the proposed scheme

VI. 결 론

본 논문에서는 다중 셀 환경에서 OFDMA 중계 네트워크를 위한 자원할당 기법을 제안하였다. 제안된 기법에서는 수신단말기가 최소통신용량을 달성하고 기지국과 중계단말기가 제한된 전력을 사용하도록 공정성 제한을 부가하였다. 최적화 문제의 높은 계산 복잡도로 인하여 부반송과 할당 기법과 전력 할당 기법이 나뉘진 차선의 자원 할당 기법이 제안되었다. 컴퓨터 모의실험 결과 제안된 기법은 static, greedy 기법보다 높은 주파수 효율을 얻는 것을 확인하였다. 또한 제안된 기법은 static, greedy 기법보다 낮은 오수신 확률을 얻는다.

참 고 문 헌

- [1] Y. Li and G. L. Stüber, Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications. Springer, 2006.
- [2] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Letief, and R. D. Murch, "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 17, no. 10, pp. 1747-1758, Oct. 1999.
- [3] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity-Part I: System description," IEEE Trans. Commun., vol. 51, no. 11, pp.1927-1938, Nov. 2003.
- [4] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080, Dec. 2004.
- [5] I. Hammerstrom and A. Wittneben, "On the optimal power allocation for nonregenerative OFDM relay links," in Proc. IEEE ICC 2006, Istanbul, Turkey, June 2006, pp. 4463-4468.
- [6] R. Kwak and J. M. Cioffi, "The subchannel-allocation for OFDMA relaying downlink systems with total power constraint," in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC) 2008-Fall, Calgary, Canada, Sep. 2008.
- [7] G. Li and H. Liu, "Resource allocation for OFDMA relay networks with fairness constraints," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 24, no. 11, pp. 2061-2069, Nov. 2006.
- [8] J. G. Proakis, Digital Communications, 4/e. McGraw-Hill, 2001.
- [9] S. Boyd and L. Vandenberghe, Convex Optimization. Cambridge University Press, 2004.
- [10] W. Yu and Raymond Lui, "Dual methods for nonconvex spectrum optimization of multicarrier systems," IEEE Trans. Commun., vol. 54, no. 7, pp.1310-1322, July 2006.
- [11] D. P. Palomar and M. Chiang, "A tutorial on decomposition methods for network utility maximization," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 24, no. 8, pp.1439-1451, Aug. 2006.
- [12] WiMAX Forum, Mobile WiMAX-Part I: A technical overview and performance evaluation, WiMAX Forum White Paper, June 2006.
- [13] W. Rhee and J. M. Cioffi, "Increase in capacity of multiuser OFDM system using dynamic subchannel allocation," in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC) 2000-Spring, Tokyo, Japan, May 2000, pp. 1085-1089.
- [14] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Letief, and R. D. Murch, "Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 17, no. 10, pp. 1747-1758, Oct. 1999.

저 자 소 개

최 동 욱

- 2005년 : 고려대학교 전기전자전파공학부 학사
- 2007년 ~ 현재 : 서울대학교 전기컴퓨터공학부 석박사통합과정
- 주관심분야 : 시공간 부호, MIMO, 협력 다이버시티

이 재 홍

- 1976년 : 서울대학교 전자공학과 학사
- 1978년 : 서울대학교 전자공학과 석사
- 1986년 : University of Michigan, Ann Arbor, 전기및컴퓨터공학과 박사
- 1987년 ~ 현재 : 서울대학교 전기공학부 교수
- 주관심분야 : 디지털통신, 부호이론, MIMO, OFDM