

가상 여러입력 여러출력을 적용한 DFTS-OFDMA 상향 링크 시스템에서의 사용자 쌍 선택 및 자원 할당

신동렬*, 왕진수*, 김윤희^o

User Pairing and Resource Allocation for DFTS-OFDMA Uplink Systems Using Virtual MIMO

Dong Ryul Shin*, Jinsoo Wang*, Yun Hee Kim^o

요약

본 논문에서는 셀룰러 시스템 상향 링크에서 가상 여러입력 여러출력 (multiple input multiple output: MIMO) 를 적용할 때 사용자 쌍 선택 및 자원 할당 문제를 고려한다. 다중 접속 방식으로 LTE (long term evolution) 시스템의 SC-FDMA (single carrier frequency division multiple access)보다 자원 할당이 유연한 DFTS-OFDMA (discrete Fourier transform spread orthogonal FDMA) 방식을 적용하고 서로 다른 제약 조건에서 전송률을 최대한으로 하는 사용자 쌍 및 자원 할당 최적화 문제를 공식화하였다. 이 때 비연속 부반송파 자원을 할당하고 중복 사용자 할당을 허용하는 DFTS-OFDMA 방식은 SC-FDMA보다 전달해야 할 자원 할당 제어 정보 양은 늘어나지만 최적화 해를 쉽게 얻을 수 있고 전송률을 향상시킬 수 있다.

Key Words : Virtual MIMO, DFTS-OFDMA, User pairing, Resource allocation, Throughput

ABSTRACT

We consider user pairing and resource allocation for the uplink of cellular systems employing virtual multiple input multiple output (MIMO). As a multiple access scheme, discrete Fourier transform spread orthogonal frequency division multiple access (DFTS-OFDMA) is adopted for more flexible resource allocation than single carrier (SC)-OFDMA adopted in the Long Term Evolution (LTE) system. We formulate the optimization problems of user pairing and resource allocation to maximize the throughput of the DFTS-OFDMA system under different constraints. The DFTS-OFDMA allowing non-contiguous subcarrier allocation and redundant user assignment provides a better throughput than the SC-FDMA at lower complexity in finding the optimal solution but at the cost of the increased control information indicating the allocated resources.

I. 서론

OFDMA (orthogonal frequency division multiple access) 기반의 다중 접속 방식은 광대역 무선 통신에서 발생하는 주파수 선택적 페이딩을 효율적으로

대처하고 다중 사용자에게 시간 주파수 자원을 유연하게 할당함으로써 주파수 및 다중 사용자 다양성 이득을 제공할 수 있다¹⁻⁵. 이에 LTE (Long Term Evolution) 시스템은 하향 링크에서는 OFDMA를 상향 링크에서는 OFDMA의 한 변형인 SC-FDMA

※ 본 연구는 2013년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단 기초연구사업(2012R1A1A2040091) 지원을 받아 수행되었습니다.

• 주저자 : 경희대학교 전자전파공학과, chrisdr84@gmail.com, delta310@khu.ac.kr, 학생회원

o 교신저자 : 경희대학교 전자전파공학과, yheekim@khu.ac.kr, 종신회원

* 경희대학교 전자전파공학과, delta310@khu.ac.kr

논문번호 : KICS2013-04-174, 접수일자 : 2013년 4월 15일, 최종논문접수일자 : 2013년 5월 15일

(single carrier frequency division multiple access)를 채택하였다^{6,7)}. SC-FDMA는 OFDMA와 같이 사용자들 이 서로 다른 부반송파 그룹으로 데이터를 전송하는 반면, 단일 DFT (discrete Fourier transform)로 선부호화된 송신 신호를 인접한 부반송파로 전송한다. 따라서, 단일 반송파와 비슷한 최대대비평균전력비 특성을 제공하나 자원 할당에서의 제약이 크다^{4,5)}. 이에 LTE-Advanced에서는 SC-FDMA보다 자원 할당을 더 유연하게 하는 DFTS (DFT spread)-OFDMA의 한 방식을 허용하고 있다⁷⁾.

한편 여러입력 여러출력 (multiple input multiple output: MIMO) 방식은 전송률을 주파수 대역폭 증가 없이 증가시킬 수 있는 장점으로⁸⁾ LTE 및 LTE-Advanced를 비롯한 무선통신 시스템에 필수적으로 채택되고 있다^{6,7)}. 그러나, 일반적으로 단말은 크기, 비용, 전력 소모 등의 문제로 기지국보다 안테나 수가 적기 때문에 상향 링크 전송률을 향상시키는 데 한계가 있다. 이러한 비대칭 성능 문제를 해결하는 방법으로 서로 다른 사용자가 데이터를 동시에 전송하도록 함으로써 공간 다중화 이득을 얻는 가상 여러입력 여러출력 방식이 제안되었다⁹⁻¹⁰⁾. 가상 여러입력 여러출력 방식은 기존의 여러입력 여러출력 송수신 방식과 큰 차이가 없으나 더 좋은 성능을 얻기 위해서 동시에 전송하는 사용자 쌍을 잘 선택하는 것이 중요하다.

가상 여러입력 여러출력에 대한 연구는 다중접속 방식에 상관없이 플랫 페이딩 채널에서의 사용자 쌍의 선택 방법에 대한 연구로부터 시작되어¹⁰⁾, 최근 주파수 선택적 페이딩을 겪는 실제 환경에서 SC-FDMA로 다중 접속 시 부반송파 자원 할당과 사용자 쌍 선택을 동시에 수행하는 방법으로 확장 연구되고 있다¹¹⁻¹⁴⁾. 이러한 연구는 모든 사용자 쌍에게 같은 수의 부반송파를 할당하거나¹¹⁾, LTE 표준에 순응하여 가변적인 크기의 연속된 부반송파 그룹을 할당하는 등^{13,14)} 서로 다른 조건에서 방식이 연구되었다. 그러나 이러한 연구들은 SC-FDMA에 의해 연속된 부반송파 자원에 오직 한 사용자 쌍만을 할당해야 하는 제약이 있다.

본 논문에서는 SC-FDMA보다 자원 할당이 유연한 DFTS-OFDMA¹⁵⁾ 기반으로 한 상향 링크에서 가상 여러입력 여러출력을 적용할 때의 사용자 쌍 선택 및 자원 할당 문제를 살펴본다. 이 때 제어 정보 양을 고려하여, 사용자 쌍이 오직 하나의 자원 패턴을 할당 받는 경우와 사용자가 중복으로 자원 패턴을 할당 받을 때의 문제를 공식화하고 각 문제의 최적

성능을 도출하여, SC-FDMA에서의 최적 성능과¹³⁾ 비교한다.

이후 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 가상 여러입력 여러출력을 적용한 DFTS-OFDMA 상향 링크 시스템 모형을 설명한다. III에서는 SC-FDMA와 견주어 DFTS-OFDMA에서의 사용자 쌍 선택 및 자원 할당 문제를 공식화하고, IV장에서 최적 성능을 모의실험으로 도출한다. 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 상향 링크 시스템 모형

그림 1은 한 기지국과 K 사용자로 구성된 단일 셀 상향 링크 시스템을 보인 것이다. 각 사용자 단말 송신 안테나 수는 하나이고, 기지국 수신 안테나 수는 N_r 이다. 한 전송 프레임 구간 동안 채널은 변화

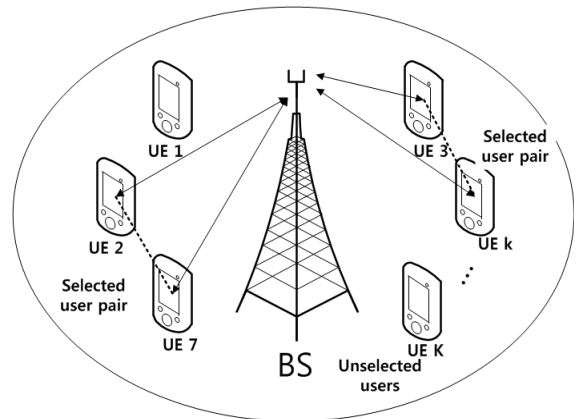


그림 1. 가상 여러입력 여러출력을 적용한 다중 사용자 상향 링크 시스템 모형
Fig. 1. Virtual multiple input multiple output system model in the uplink of cellular systems

지 않으며, 그 구간 동안 사용자 k 에서 기지국으로 l 째 부반송파에서의 주파수 채널 응답은 $N_r \times 1$ 벡터 $\mathbf{h}_{k,l}$ 로 나타낸다. 한 OFDM 심벌을 구성하는 유효 부반송파 수는 N_f 이고, 이를 인접한 부반송파로 구성된 N_{RB} RB (resource block)로 나눈다. 따라서, 한 RB는 $N_{sc} = N_f / N_{RB}$ 부반송파로 구성된다. 이 때 시스템 환경 특성에 맞게 동작할 수 있도록 자원 할당 단위를 P 개의 RB를 묶은 RBG (RB group)를 정의하면 총 N_{RB} / P RBG가 존재하게 된다.

그림 2는 DFTS-OFDMA을 적용할 때 사용자 k 의 송신단 모형과 기지국 수신단 모형을 그린 것이다. 본 논문의 DFTS-OFDMA은 심벌 확산을 위한 DFT

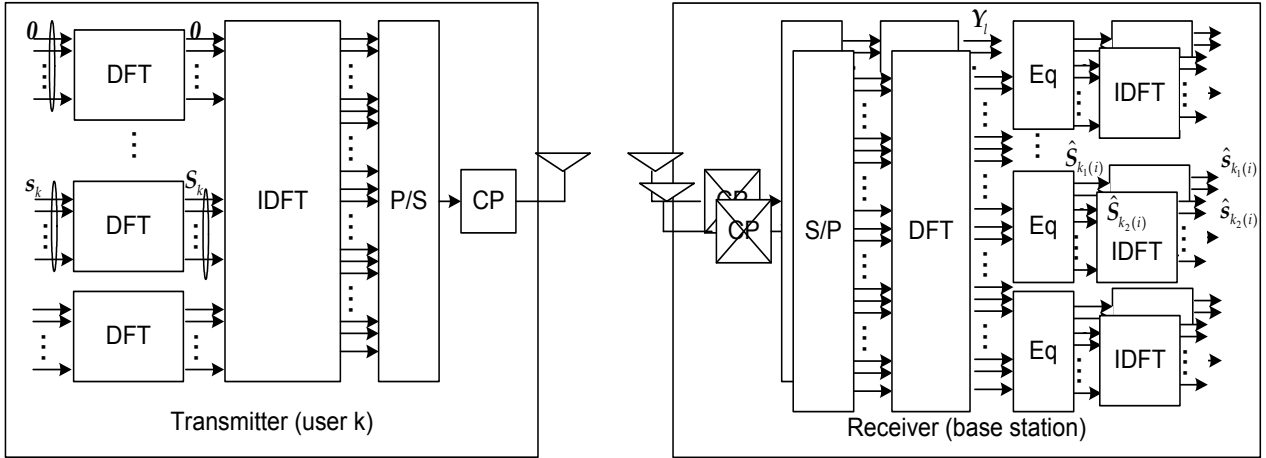


그림 2. DFTS-OFDMA 송수신단 모형
Fig. 2. Transceiver model of a DFTS-OFDMA system

크기를 RBG 크기와 동일하게 한다. 사용자 k 는 할당된 RBG에 전송할 변조 심벌 열을 DFT로 확산한 후 해당 RBG에 대응하여 전송한다. 이 때 한 DFT 확산 신호를 구성하는 $M = PN_{sc}$ 변조 심벌을 $\mathbf{s}_k = [s_{k,0} \ s_{k,1} \ \dots \ s_{k,M-1}]^T$ 로 나타내면, DFT 확산 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{S}_k = [S_{k,0} \ S_{k,1} \ \dots \ S_{k,M-1}]^T = \mathbf{F}_M \mathbf{s}_k \quad (1)$$

여기서, \mathbf{F}_M 은 (l, m) 째 원소가

$$(\mathbf{F}_M)_{l,m} = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j2\pi \frac{lm}{M}}$$

인 크기가 M 인 DFT 행렬이다. 가상 여러입력 여러출력을 적용하여 i 째 사용자 쌍 $k_1(i)$ 과 $k_2(i)$ 가 n 째 RBG를 할당받았다고 가정하자.

두 사용자가 송신한 신호의 기지국 수신 신호는 주파수 영역에서 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{Y}_l = \mathbf{H}_{i,l} \mathbf{X}_{i,l} + \mathbf{V}_l, \quad (2)$$

$$l \in \{m_n, m_n + 1, \dots, m_n + M - 1\}$$

여기서, $\mathbf{H}_{i,l} = [\mathbf{h}_{k_1(i),l} \ \mathbf{h}_{k_2(i),l}]$ 은 i 째 사용자 쌍 채널 주파수 응답 행렬, $\mathbf{X}_{i,l} = [S_{k_1(i),l-m_n} \ S_{k_2(i),l-m_n}]^T$ 은 사용자 쌍의 DFT 확산 신호, \mathbf{V}_l 은 크기가 $N_r \times 1$ 인 기지국 수신단의 주파수 영역 복소 잡음 벡터로 각 원소는 분산 σ^2 인 영 평균 가우시안 잡음이고, m_n 는 n 째 RBG 시작 부반송파이다. 기지국 수신단은 수신 신호 (1)을 선형 결합하여 $\mathbf{X}_{i,l}$ 의 추정치 $\hat{\mathbf{X}}_{i,l} = [\hat{X}_{k_1(i),l} \ \hat{X}_{k_2(i),l}]^T = \mathbf{W}_{i,l} \mathbf{Y}_l$ 를 얻는다. 여

기서, MMSE (minimum mean square error) 기준을 적용하면 선형 결합 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{W}_{i,l} = (\mathbf{H}_{i,l}^H \mathbf{H}_{i,l} + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_r})^{-1} \mathbf{H}_{i,l}^H \quad (3)$$

기지국 수신기는 사용자별 신호 추정값 $\hat{\mathbf{S}}_{k_u(i)} = [\hat{X}_{k_u(i),m_n} \ \hat{X}_{k_u(i),m_n+1} \ \dots \ \hat{X}_{k_u(i),m_n+M-1}]^T$ 를 IDFT하여 변조 심벌 추정값

$$\mathbf{z}_{k_u(i)} = \mathbf{F}_M^H \hat{\mathbf{S}}_{k_u(i)} \quad (4)$$

를 얻은 뒤, 이로부터 변조 심벌 $\mathbf{s}_{k_u(i)}$ 를 검출한다.

이와 같이 MMSE 기준의 주파수 영역 등화기를 적용할 경우 n 째 RBG로 전송된 심벌의 신호대잡음비는 다음과 같다^[13].

$$\gamma_{i,u,n} = \left(\frac{1}{M} \sum_{l=m_n}^{m_n+M-1} (1 + \Gamma_{i,u,l})^{-1} \right)^{-1} - 1 \quad (5)$$

여기서,

$$\Gamma_{i,u,l} = \frac{1}{\sigma^2 [(\mathbf{H}_{i,l}^H \mathbf{H}_{i,l} + \sigma^2 \mathbf{I}_2)^{-1}]_{u,u}} \quad (6)$$

는 등화 후 사용자 $k_u(i)$ 의 l 째 부반송파에서의 신호대잡음비, 즉 $\hat{X}_{k_u(i),l}$ 의 신호대잡음비이다.

III. 사용자 쌍 및 자원 할당

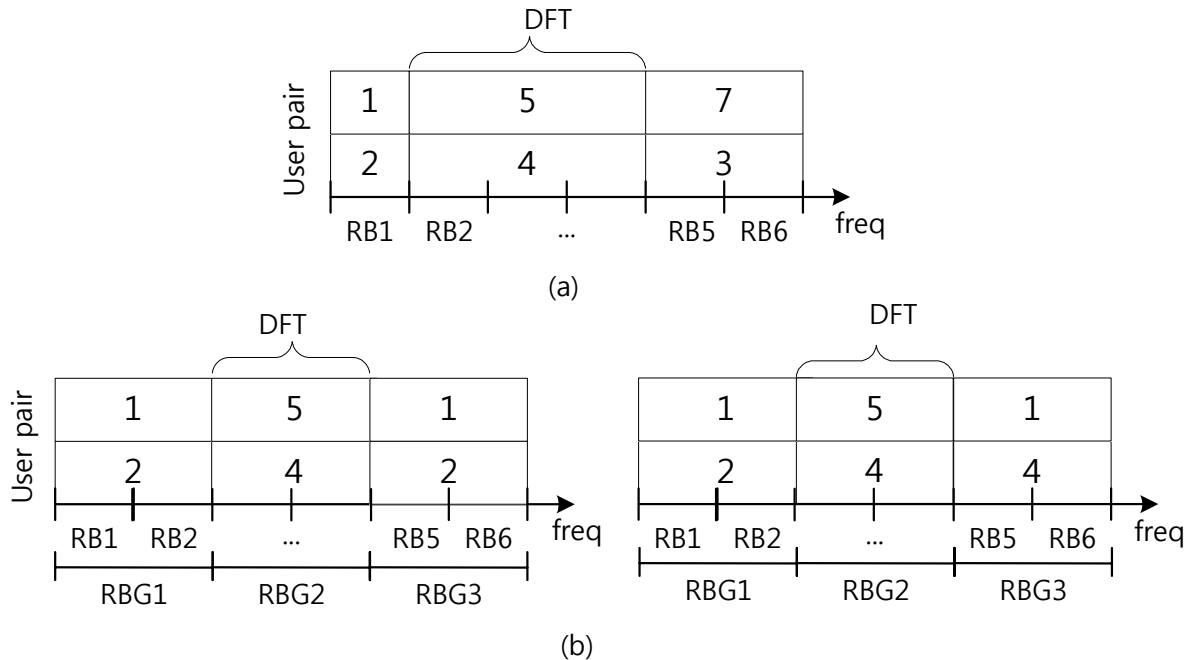


그림 3. $N_{RB} = 6$ 일 때 자원 할당 예: (a) SC-FDMA (b) DFTS-OFDMA ($P=2$)
 Fig. 3. An example of resource allocation with $N_{RB} = 6$: (a) SC-FDMA (b) DFTS-OFDMA ($P=2$)

3.1. 자원 할당 제한 조건

그림 3은 기존의 SC-FDMA에서의 사용자 쌍 및 자원 할당과 본 논문에서 고려하는 DFTS-OFDMA 사용자 쌍 및 자원 할당 예를 보인 것이다. 여기서, $N_{RB} = 6$ 이고 DFTS-OFDMA에서의 $P = 2$ 이다. SC-FDMA에서는 사용자 송신단에서 크기가 가변인 하나의 DFT만을 사용하기 때문에 한 사용자가 인접한 RB로 구성된 오직 하나의 자원 패턴을 할당받는다. 따라서, 할당 가능한 자원 패턴은 $N_{RB}(N_{RB}+1)/2$ 가지가 존재하고 할당된 자원 패턴에서의 신호대잡음비는 일정하다. 즉, SC-FDMA의 경우 인접한 RB로 구성된 자원 패턴만을 고려하고, 한 사용자 쌍은 동일한 자원 패턴을 할당받고, 할당된 서로 다른 사용자 쌍에 중복 사용자가 존재하지 않는다. 따라서 SC-FDMA의 경우 자원 할당 정보로 한 사용자 쌍에 $\lceil \log_2\{N_{RB}(N_{RB}+1)/2\}$ 비트를 전달하면 된다. 한편, DFTS-OFDMA에서는 사용자가 RBG마다 DFT를 수행하므로 그림 3(b)에서처럼 한 사용자가 인접하지 않은 RBG를 할당받을 수 있다. 따라서, 가능한 자원 할당 패턴은 $2^{N_{RB}/P}$ 가 된다. 이 때 그림 3(b)의 왼쪽 그림처럼 같은 사용자 쌍에게 같은 자원 패턴을 할당하도록 하는 방식 I와 그림 3(b)의 오른쪽 그림처럼 사용자마다 서로 독립된 자원 패턴을 할당하는 방식 II를 고려할 수 있는

데 두 방식은 전달해야 할 제어 정보 양이 다르다. 즉, DFTS-OFDMA 방식 I은 사용자 쌍에 한 자원 패턴 정보를 보내야 하므로 N_{RB}/P 비트가 필요하고, DFTS-OFDMA 방식 II는 두 사용자에게 각각 다른 자원 패턴 정보를 보내야 하므로 $2N_{RB}/P$ 비트가 필요하다.

3.2. 문제 정의

본 항에서는 DFTS-OFDMA에서 사용자 중복을 허용하지 않으면서 사용자 쌍에 동일 자원 패턴을 할당하는 방식 I과 사용자 중복을 허용하여 RBG마다 사용자 쌍을 독립적으로 할당하는 방식 II에 대한 자원 할당 문제를 고려한다. 문제 정의를 위해 할당 가능한 사용자 쌍 집합 Ω 와 할당 가능한 자원 패턴 집합 Q 를 정의하고 각 집합의 원소를 순서를 매겨 나열한다. 집합 Ω 의 i 번째 원소는 $\{k_1(i), k_2(i)\}$ 로 나타낼 수 있으며 (여기서, $k_1(i) < k_2(i)$), 원소 수는 $|\Omega| = K(K-1)/2$ 이다. 집합 Q 의 j 번째 원소는 자원 지시자 벡터 $\mathbf{b}(j) = [b_1(j) \ b_2(j) \ \dots \ b_{N_{RB}/P}(j)]$ 로 나타낼 수 있다. 여기서, $b_n(j)$ 은 RBG n 이 j 번째 자원 패턴에 포함되면 1의 값을 갖고 포함하지 않으면 0을 갖는 자원 패턴 할당 지시자이다. 따라서, 집합 Q 의 원소 수는 $|Q| = 2^{N_{RB}/P}$ 가 된다.

집합 Ω 의 i 째 사용자 쌍이 집합 Q 의 j 째 자원 패턴에 할당되면 1, 할당되지 않으면 0인 할당 지시자 $x_{i,j}$ 를 정의하자. 할당 지시자 $x_{i,j}$ 가 1일 때 얻는 이득을 $C_{i,j}$ 이라고 하면, 비중복 사용자 쌍에 동일한 자원 패턴을 할당하는 방식 I에 대한 자원 할당 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\max \sum_{i=1}^{|\Omega|} \sum_{j=1}^{|\mathcal{Q}|} C_{i,j} x_{i,j} \quad (7)$$

- s.t (a) $\sum_{j=1}^{|\mathcal{Q}|} x_{i,j} \leq 1, \forall i$
 (b) $\sum_{i=1}^{|\Omega|} \sum_{j=1}^{|\mathcal{Q}|} x_{i,j} b_n(j) \leq 1, \forall n=1,2,\dots, \frac{N_{RB}}{P}$
 (c) $\bigcup_{\{i|x_{i,j}=1, \forall j\}} \{k_1(i), k_2(i)\} = \phi,$
 (d) $x_{i,j} \in \{0,1\}$

여기서, 조건 (a)는 한 사용자 쌍은 하나 이상의 자원 패턴에 할당될 수 없음을, 조건 (b)는 각 RBG마다 오직 한 사용자 쌍만 할당됨을, 조건 (c)는 서로 다른 RBG에 할당된 사용자 쌍에 같은 사용자를 허용하지 않음을 의미한다. 자원 할당을 위한 성능 메트릭을 합 전송률로 하면 이득 함수는 다음과 같다.

$$C_{i,j} = \frac{1}{N_{RB}} \sum_{n=1}^{N_{RB}/P} b_n(j) \sum_{u=1}^2 \log_2(1 + \gamma_{i,u,n}) \text{ bits/Hz} \quad (8)$$

중복을 허용하여 RBG마다 사용자 쌍을 독립적으로 할당하는 방식 II는 i 째 사용자 쌍이 n 째 RBG에 할당되면 1이고 할당되지 않으면 0인 할당 지시자 $y_{i,n}$ 을 정의함으로써 문제를 다음과 같이 간단하게 표현할 수 있다.

$$\max \sum_{i=1}^{|\Omega|} \sum_{n=1}^{N_{RB}/P} D_{i,n} y_{i,n} \quad (9)$$

- s.t (a) $\sum_{i=1}^{|\Omega|} y_{i,n} \leq 1, \forall n$
 (b) $y_{i,n} \in \{0,1\}$

식 (8)에서 $D_{i,n} = \frac{1}{N_{RB}} \sum_{u=1}^2 \log_2(1 + \gamma_{i,u,n})$ bits/Hz으로 n 째 RBG에 i 째 사용자 쌍이 할당되었을 때의 합 전송률이다.

3.3. 자원 할당 알고리즘

방식 I의 자원 할당 문제는 이진 정수 프로그래밍 문제로 나타낼 수 있다. 즉, 자원 할당 지시자 벡터 $\mathbf{x} = [x_{1,1} \ x_{1,2} \ \dots \ x_{1,|\mathcal{Q}|} \ x_{2,1} \ \dots \ x_{|\Omega|,|\mathcal{Q}|}]$ 를 정의하고, 그에 따른 전송률 벡터 $\mathbf{C} = [C_{1,1} \ C_{1,2} \ \dots \ C_{1,|\mathcal{Q}|} \ C_{2,1} \ \dots \ C_{|\Omega|,|\mathcal{Q}|}]$ 를 정의하면, 식 (7)의 문제는 다음과 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$\min_{\mathbf{x}} \{-\mathbf{C}^T \mathbf{x}\} \quad (10)$$

s. t. $\begin{bmatrix} \mathbf{1}_{1 \times |\Omega|} \otimes \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \otimes \mathbf{1}_{1 \times |\mathcal{Q}|} \end{bmatrix} \mathbf{x} = \mathbf{1}_{(N_{RB}/P + K) \times 1}$

여기서, 행렬 \mathbf{A} 는 크기가 $(N_{RB}/P) \times |\mathcal{Q}|$ 인 각 사용자 쌍에 대해 할당 가능한 자원 패턴 행렬이고, 행렬 \mathbf{B} 는 크기가 $K \times |\Omega|$ 인 각 자원 패턴에 대해 할당 가능한 사용자 쌍 행렬이며, \otimes 는 행렬의 크로네커 곱 (Kronecker product)를 나타낸다. 상기의 이진 정수 프로그래밍 문제 최적 해를 효율적으로 도출하기 위해 가지-한계 탐색 (branch-and-bound) 알고리즘을 적용하였다¹⁶⁾. 가지-한계 탐색 알고리즘에서 가지 생성은 문제의 가능 영역을 다중 부분 영역으로 나누고 각 부분 영역에서 부분 문제를 공식화하고, 부분 문제화에서 최대 및 최소값을 찾음으로써 한계를 설정한다. 가지 확장은 나무 구조가 생성되도록 반복적으로 수행하며, 일부 나무 가지들은 미리 제거하여 탐색 속도를 크게 향상시킬 수 있다.

한편, 방식 II는 제한 조건으로 각 RBG별로 한 사용자 쌍만을 선택해야 하는 조건만 있기 때문에 각 RBG별로 전송률을 최대화 하는 사용자 쌍을 찾으면 최적 해가 된다.

IV. 성능 평가

본 절에서는 표 1에서 제시한 1.25 MHz LTE 시스템 변수를 이용하여 가상 여러입력 여러출력을 적용할 때 SC-FDMA와 DFTS-OFDMA의 최적 자원 할당 성능을 도출하였다. 모든 사용자에 대해 송신 전력이 동일하고 전력 제어가 완벽하게 이루어져 평균 신호대잡음비가 동일하다고 가정하였다.

그림 4와 그림 5는 사용자 수가 6명일 때 평균 신

표 1. 모의실험 파라미터
Table 1. Simulation parameters

Simulation parameters	Value
Bandwidth	1.25 MHz
Sampling frequency	1.92 MHz
Total effective subcarriers (N_f)	72
RB configuration ($N_{RB} \times N_{sc}$)	6×12
Number of RB's in each RBG (P)	1
Number of antennas at the base station (N_r)	2
Channel model	Independent ITU Ped.B [17]

호대잡음비에 따른 전송률 성능을 서로 다른 채널 모형에서 보인 것이다. 그림 4는 RBG 내 채널은 플랫이고, 서로 다른 RBG 사이의 페이딩 특성이 독립인 이상적인 페이딩 채널이고 그림 5는 사용자사이의 채널은 독립이나 각 사용자 채널은 ITU 보행자 B 채널 모형에 따라 주파수 영역에서 상관성이 있는 채널이다. 그림에서 'DFTS-OFDMA I'와 'DFTS-OFDMA II'는 DFTS-OFDMA에서 방식 I과 방식 II에 의한 자원 할당이고, 'SC-FDMA'는 기존의 연속 RB 자원 할당^[13], 그리고 'Round-Robin'은 각 RBG마다 서로 다른 사용자 쌍을 차례로 할당한 경우를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있듯이 임의로 자원을 할당하는 Round-Robin보다 각 조건 하에 최적의 사용자 쌍 및 자원을 선택하는 다른 세 경우의 성능이 괄목하게 좋을 수 있다. 또한, 자원 할당에 제약이 줄어들수록 즉, SC-FDMA, DFTS-OFDMA I, DFTS-OFDMA II 순으로 성능이 차례로 향상됨을 볼 수 있다. 이 때 자원 패턴만 다르고 사용자 쌍에 대한 조건 같은 SC-FDMA와 DFTS-OFDMA I의 성능 차이는 그리 크지 않지만 사용자 쌍 선택에 제한이 없는 DFTS-OFDMA II의 성능은 꽤 향상됨을 볼 수 있다. 또한, DFT-OFDMA 성능은 주파수 다양성 이득을 가장 잘 활용할 수 있는 RBG별로 채널이 독립인 그림 4에서 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

그림 6과 그림 7은 각각 그림 4와 그림 5의 채널 모형에서 신호대잡음비를 10 dB로 고정하고 시스템 내 사용자 수에 따른 전송률을 보인 것이다. 세 방식 모두 다중 사용자 이득에 의해 사용자 수가 증가할수록 전송률이 로그 스케일로 증가함을 볼 수 있다. 이 때, 사용자 수가 증가하면 SC-FDMA 대비

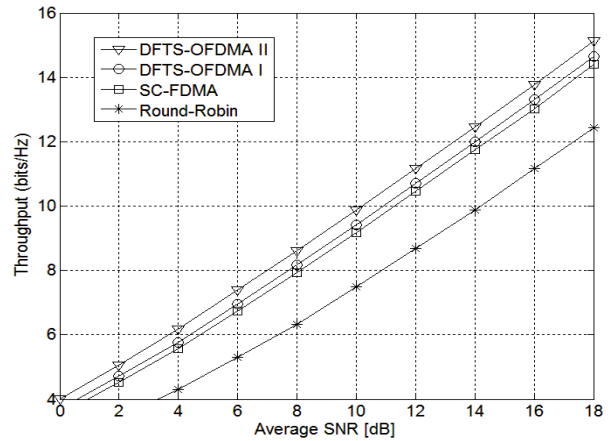


그림 4. RBG마다 독립인 페이딩 채널에서 사용자가 6명일 때 신호대잡음비에 따른 전송률
Fig. 4. Throughput for the average SNR in the RBG-wise independent flat fading channel when the number of users is 6

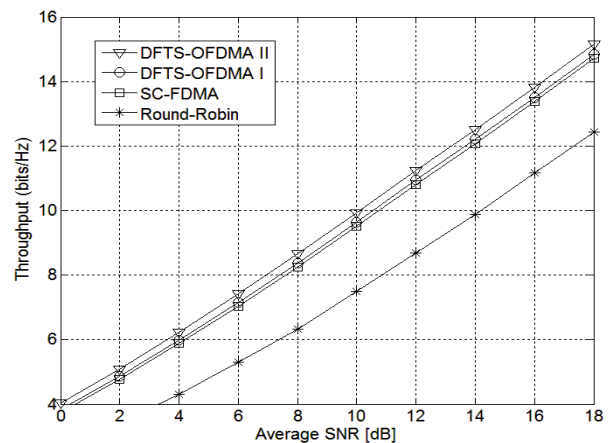


그림 5. ITU 보행자 B 채널에서 사용자가 6명일 때 신호대잡음비에 따른 전송률
Fig. 5. Throughput in terms of the average SNR in the ITU Pedestrian B channel when the number of users is 6

DFT-OFDMA의 성능 이득이 독립 페이딩 환경에서 줄어드는 데, 이는 DFTS-OFDMA가 추가로 제공하는 주파수 다양성 이득 효과가 사용자 수가 증가하면서 함께 증가하는 다중 사용자 다양성 이득 때문에 상대적으로 적게 보이기 때문이다. 채널이 ITU Ped B 인 경우 주파수 선택성 이득이 독립인 채널보다 상대적으로 적기 때문에 사용자 수에 따른 이득 차이가 그리 크지 않다. 그림에서 볼 수 있듯이 DFTS-OFDMA I는 기존의 SC-FDMA와 비교하여 자원 할당 제어 정보 양은 비슷한 수준으로 유지하면서 비연속 자원 패턴만 허용함에 따라 성능 이득이 그리 크지 않음을 볼 수 있다. 반면 DFTS-OFDMA II는 자원 할당 관련 제어 정보 비트 수가 증가하나, 자원 할당 및 사용자 쌍 할당의 자유도를 가장 높임으로써 적은 복잡도로 최적해를 얻을 수 있고 성능

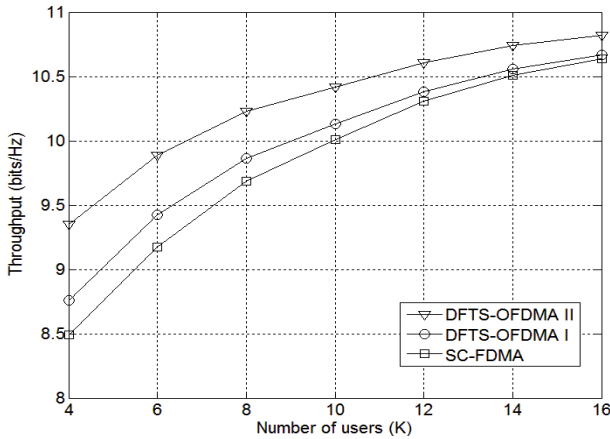


그림 6. RBG마다 독립인 페이딩 채널에서 신호대잡음비가 10 dB일 때 사용자 수에 따른 전송률
Fig. 6. Throughput for the number of users in the RBG-wise independent flat fading channel when the average SNR is 10 dB

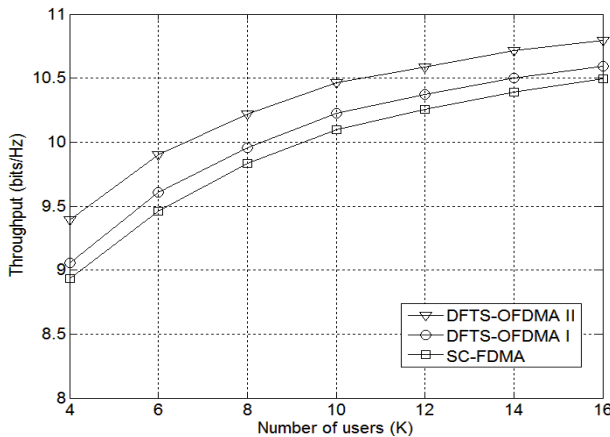


그림 7. ITU-Ped B 채널에서 신호대잡음비가 10 dB일 때 사용자 수에 따른 전송률
Fig. 7. Throughput for the number of users in the ITU-Ped B channel when the average SNR is 10 dB

또한 가장 좋은 것을 볼 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 기존의 SC-FDMA보다 자원 할당이 유연하고 OFDMA보다 최대대비평균전력비가 좋은 DFTS-OFDMA 방식을 상향 링크에 적용하고 가상 여러입력 여러출력을 적용할 때의 사용자 쌍 선택 및 자원 할당 방식을 살펴보았다. 제어 정보 양에 따라 비중복 사용자 쌍에 대해 단일 자원 패턴을 할당하는 경우와 중복 사용자를 허용하여 자원 할당 단위에서 독립적으로 사용자 쌍을 할당하는 경우에 대해 자원 할당 문제를 공식화하고 최적해를 얻는 방법을 제시하였다. 성능 평가 결과 DFTS-OFDMA는 자원 할당 단위마다 DFT 연산을 수행하고 사용자

쌍에게 비연속적인 자원을 할당하거나 중복 사용자 쌍을 허용함으로써 SC-FDMA보다 향상된 성능을 제공할 수 있다. 특히 중복으로 사용자를 허용하는 DFTS-OFDMA II는 SC-FDMA보다 자원 할당 관련 제어 정보 양은 늘어나지만 매우 간단한 방법으로 최적 해를 얻을 수 있으며 특히 사용자 수가 적거나 채널이 독립인 환경에서 향상된 성능을 제공할 수 있다.

참고문헌

- [1] G. Berardinelli, L. A. Ruiz de Temino, S. Frattasi, M. Rahman, and P. Mogensen, "OFDMA vs. SC-FDMA: performance comparison in local area IMT-A scenarios," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 15, no. 5, pp. 64 - 72, Oct. 2008.
- [2] T. Frank, A. Klein, and T. Haustein, "A survey on the envelope fluctuations of DFT precoded OFDMA signals," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, pp. 3495-3500, Beijing, China, May 2008.
- [3] D. Kang, P. Xue, and D. Kim, "Enhancing the performance of 3GPP LTE systems using uplink relays based on hybrid OFDMA/SC-FDMA," *J. Korean Inst. Commun. Inform. Sci. (KICS)*, vol. 34A, no. 12, pp. 941-948, Dec. 2009.
- [4] I. C. Wong, O. Oteri, and W. McCoy, "Optimal resource allocation in uplink SC-FDMA systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 5, pp. 2161 - 2165, May 2009.
- [5] J. Fan, Q. Yin, G. Y. Li, B. Peng, and X. Zhu, "Adaptive block-level resource allocation in OFDMA networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 11, pp. 3966 - 3972, Nov. 2011.
- [6] F. Khan, *LTE for 4G Mobile Broadband*, Cambridge, 2009.
- [7] E. Dahlman, S. Parkvall, and J. Skold, *4G: LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband*, Academic Press, 2011.
- [8] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading

environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, no. 3, pp. 311 - 335, Mar. 1998.

- [9] 3GPP TSG RAN1 #46, “Link simulation results for uplink virtual MIMO,” 3GPP R1-062074, Tallinn, Estonia, Aug. 2006.
- [10] X. Chen, H. Hu, H. Wang, H. Chen, and M. Guizani, “Double proportional fair user pairing algorithm for uplink virtual MIMO systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 7, pp. 2425 - 2429, July 2008.
- [11] J. W. Kim, I. S. Hwang, and C. G. Kang, “Scheduling for virtual MIMO in single carrier FDMA (SC-FDMA) system,” in *Proc. Int. Conf. Inform. Commun. Technol. Convergence (ICTC)*, pp. 115 - 119, Nov. 2010.
- [12] M. A. Ruder, D. Ding, U. L. Dang, and W. H. Gerstacker, “Combined user pairing and spectrum allocation for multiuser SC-FDMA transmission,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, pp. 1 - 6, Kyoto, Japan, June 2011.
- [13] J. Fan, Q. Yin, G. Y. Li, B. Peng, and X. Zhu, “Joint user pairing and resource allocation for uplink SC-FDMA systems,” in *Proc. Global Telecom. Conf.*, pp. 1 - 5, Houston, USA, Dec. 2011.
- [14] J. Fan, G. Y. Li, Q. Yin, B. Peng, and X. Zhu, “Joint user pairing and resource allocation for LTE uplink transmission,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 8, pp. 2838-2837, Aug. 2012.
- [15] W. Pao and Y. Chen, “Reduced complexity subcarrier allocation schemes for DFT-precoded OFDMA uplink systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 9, pp. 2701 - 2706, Sep. 2010.
- [16] D. Chen, R. G. Batson, and Y. Dang, *Applied Integer Programming: Modeling and Solution*, John Wiley and Sons, 2010.
- [17] ITU, “Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000,” ITU-Rec. M.1225, 1997.

신 동 렬 (Dong Ryul Shin)



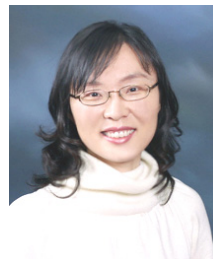
2012년 2월 경희대학교 전자공학과 졸업
 2012년 3월~현재 경희대학교 전자공학과 석사과정
 <관심분야> 가상 MIMO, Factor graph 기반 최적화 문제

왕 진 수 (Jinsoo Wang)



2009년 2월 경희대학교 전자정보학부 공학사
 2011년 2월 경희대학교 전자전파공학과 공학석사
 2011년 3월~현재 경희대학교 전자전파공학과 박사과정
 <관심분야> MIMO-OFDM, 부호화 협력, PAPR 감소기법, 이동통신, Superposition 부호화 협력

김 윤 희 (Yun Hee Kim)



1995년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학사
 1997년 2월 한국과학기술원 전기및전자공학과 공학석사
 2000년 1월~2000년 4월 UCSD 방문 연구원
 2000년 8월 한국과학기술원 전자전산학과 박사
 2000년 9월~2004년 8월 한국전자통신연구원 선임 연구원
 2004년 9월~현재 경희대학교 전자정보학부 조교수, 부교수
 2006년 1월~현재 IEEE 준석학회원, 한국통신학회 논문지 편집위원
 <관심분야> 이동/무선 통신, 통신이론, 통계학적 신호처리, 부호이론