

Cell-Free MIMO 시스템에서 Rician 인자에 기반한 사용자 선택 및 피드백 비트 할당 통합 설계

이 광 재*, 최 완^o

Rician Factor-Based Joint User Selection and Feedback Bit Allocation in Cell-Free MIMO Systems

Kwangjae Lee*, Wan Choi^o

요 약

최근 5G/6G 이동통신 시스템에서 한 사용자가 여러 분산된 access point(AP)로부터 효율적으로 서비스받을 수 있도록 사용자 관점에서 셀 개념이 사라진 cell-free MIMO 시스템이 주목받고 있다. 또한, cell-free 네트워크와 더불어 고주파수 대역 통신과 비지상 네트워크에서 물리적인 특성인 line-of-sight(LoS) 성분이 반영된 LoS 통신이 폭넓게 고려되고 있다. 사용자가 많은 MIMO 통신 시스템에서는 사용자 선택이 필요하며, frequency-division duplex(FDD) 방식의 제한된 피드백 환경에서는 피드백 비트 할당이 주요 이슈로써 다뤄진다. 본 논문에서는 AP 간 채널 정보 공유가 이루어지지 않는 상황에서 각 AP가 독립적으로 제로-포싱 빔포밍을 수행할 때, LoS 통신을 반영한 Rician 페이딩 채널 모델에서 Rician 인자를 고려하여 사용자 선택과 피드백 비트 할당 통합 설계 기법을 제안한다. Rician 페이딩 채널에 특화된 밴드 구조의 비균질 코드북을 활용했을 때, 전송률의 하한과 피드백 비트 할당의 영향을 분석하고 사용자 선택과 피드백 비트 할당을 순차적으로 수행하여 낮은 복잡도를 가진 최적에 근접한 피드백 비트 할당을 도출한다. 모의실험을 통해 제안하는 기법이 기존 기법들과 비교해 달성할 수 있는 평균 합 전송률을 크게 향상할 수 있음을 확인한다.

Key Words : Cell-free MIMO, Frequency-division Duplex, Rician Fading Channel, User Selection, Feedback Bit Allocation

ABSTRACT

In 5G/6G communication systems, cell-free multiple-input multiple-output (MIMO) systems have attracted much attention, where the multiple distributed access points (APs) serve each user from a user perspective so that cell boundary no longer exists at each user. In addition, line-of-sight (LoS) communications are widely considered in cell-free networks, high-frequency bands, and non-terrestrial networks, which are typically modeled by Rician fading channels. In this paper, we consider the downlink of a frequency-division duplex (FDD) cell-free MIMO system, where channel state information at each user is quantized and conveyed to APs via limited feedback links, and propose a joint user selection and feedback bit allocation scheme. In our

* 본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 미래전투체계 네트워크기술 특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다.(UD190033ED)

• First Author : Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, kwangjae@snu.ac.kr, 학생회원

o Corresponding Author : Institute of New Media and Communications and Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, wanchoi@snu.ac.kr, 종신회원

논문번호 : 202208-175-A-RN, Received August 12, 2022; Revised September 23, 2022; Accepted October 7, 2022

proposed scheme, APs perform distributed zero-forcing (DZF) beamforming without sharing any channel information and jointly optimize user selection and feedback bit allocation by considering the Rician factors. Using aband-structured non-homogeneous (BS-NH) codebook tailored for Rician fading channels, we first analyze the effect of feedback bit allocation on the average achievable sum rate. Then, we find the optimal user selection and feedback bit allocation. In the simulation part, we evaluate our proposed scheme and show that our proposed scheme significantly increases the average achievable sum rate compared with conventional schemes.

I. 서 론

5G/6G 이동통신 시스템의 핵심 기술로써 진화된 multiple-input multiple-output(MIMO) 기술이 꾸준히 연구되고 있다^{1,2)}. MIMO 기술을 통해 access point(AP)에서 많은 안테나를 이용하여 다수의 사용자를 높은 전송률로 서비스할 수 있는데, 이때 MIMO 기술을 보다 효과적으로 활용하기 위해서는 AP에서 정확한 채널 상태 정보를 아는 것이 중요하다. 현재까지의 많은 통신 시스템은 주파수 분할 이중화(frequency-division duplex, FDD) 방식을 채택하였다^{3,4)}. FDD 방식은 하향링크와 상향링크의 주파수 대역을 나눠서 이용하기 때문에, AP에서 하향링크 채널 정보를 획득하기 위해서는 사용자로부터의 채널 피드백이 요구된다. 이때, FDD 방식의 주요 이슈인 사용자의 피드백 오버헤드는 AP에서의 안테나 수에 비례하여 증가한다는 것이 알려져 있는데, 이는 MIMO 기술 운용 시 큰 문제가 된다⁴⁾.

다중 셀 MIMO 시스템에서는 지리적으로 분포된 여러 AP가 협력 또는 분산적으로 네트워크 내의 사용자를 효과적으로 서비스할 수 있다⁵⁻⁸⁾. 다중 셀 MIMO 시스템은 분산 안테나 시스템(distributed antenna system, DAS), coordinated multipoint (CoMP), network MIMO, 그리고 가상 셀 네트워크(virtual cellular network, VCN)라는 이름으로 발전해 왔다⁶⁻⁸⁾. 최근에는 정형화된 셀의 개념이 없는 cell-free massive MIMO 시스템이 다중 셀 MIMO 시스템으로 주로 연구되고 있다⁹⁾. Cell-free massive MIMO 시스템은 다수의 AP가 네트워크에 분포되어 여러 사용자를 같은 시간-주파수 대역에서 서비스한다. Massive MIMO 기술 연구는 주로 시간 분할 이중화(time-division duplex, TDD) 방식을 채택하지만, FDD 방식도 이전 통신 시스템과의 하위호환성과 낮은 지연 시간 등 여전히 활용성이 높다¹⁰⁾.

본 논문에서는, cell-free MIMO 시스템에 실제 채널 환경에서의 가시경로(line-of-sight, LoS)와 비가시

경로(non-LoS, NLoS)를 동시에 반영한 Rician 페이딩 채널 환경을 고려한다^{10,11)}. 또한, AP의 수보다 사용자의 수가 많은 상황에서 Rician 인자를 기반으로 사용자를 선택한다. 이때, 여러 AP가 동시에 신호를 전송하기 때문에, 사용자의 수신신호에는 서비스받는 AP로부터 선택된 사용자 간 간섭(inter-user interference, IUI)뿐만 아니라 다른 AP로부터의 간섭(other AP interference, OAI)이 포함된다. 본 논문에서는, 각 AP가 백홀을 통한 채널 정보의 교환 없이 독립적으로 분산 제로-포싱(distributed zero-forcing, DZF) 빔포밍을 수행한다. AP에서 사용자를 선택하여 서비스할 때, 선택된 사용자의 피드백 오버헤드는 시스템 관점에서 큰 부담이 된다. 본 논문에서는 사용자의 피드백 오버헤드 저감을 위해 Rician 인자에 기반하여 사용자 선택 및 피드백 비트 할당을 통합적으로 설계한다^{8,10)}. 이때, 최적화 문제의 통합 설계는 최적화 변수 간에 서로 연관이 있어 직접 해결하기 어렵다. 본 논문에서는 통합 설계 문제해결을 위해 사용자 선택과 피드백 비트 할당을 순차적으로 해결한다. 이때, AP의 피드백 비트 할당 벡터가 0인 성분이 많은 희소함을 이용하여 복잡한 최적화 문제를 컨벡스(convex) 문제로 완화한다. 또한, 본 논문에서는 LoS 성분과 Rician 인자를 반영한 밴드 구조의 비균질(band-structured non-homogeneous, BS-NH) 코드북을 이용하여 적응적 피드백을 수행한다¹²⁾. 모의실험을 통해 본 논문에서 제시하는 Rician 인자 기반 사용자 선택 및 피드백 비트 할당 통합 설계가 기존 기법들보다 우수한 전송률을 달성함을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장의 1절에서 cell-free MIMO 시스템, Rician 페이딩 채널, Rician 인자 기반 사용자 선택 방법, 그리고 DZF 빔포밍 기법을 설명한다. II장의 2절에서는 사용자 선택 및 피드백 비트 할당 통합 설계에 대한 최적화 문제를 수립하고 해결한다. III장에서는 모의실험을 통해 제안하는 기법의 성능을 검증하고, IV장에서 본 논문의 결론을 제시한다.

II. 본 론

2.1 시스템 모델

2.1.1 네트워크 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 N 개의 안테나로 구성된 M 개의 AP가 네트워크에 있는 단일 안테나로 구성된 총 K 명의 사용자들을 공유하는 cell-free MIMO 시스템을 고려한다. 이때, 모든 AP와 모든 사용자의 집합은 $\mathcal{A} \triangleq \{1, \dots, M\}$ 와 $\mathcal{U} \triangleq \{1, \dots, K\}$ 로 각각 나타낸다. 모든 AP와 사용자들은 네트워크에 임의로 위치하고, AP의 수보다 사용자의 수가 더 많은 상황을 고려한다. 여기서 모든 AP는 각각 최대 U 명의 사용자를 선택하여 같은 시간-주파수 대역에서 동시에 서비스를 진행한다⁸⁾.

AP m 의 빔포밍 행렬을 $\mathbf{W}_m = [\mathbf{w}_{m,1}, \dots, \mathbf{w}_{m,K}]$, 데이터 벡터를 $\mathbf{s}_m = [s_{m,1}, \dots, s_{m,K}]^T$ 라고 정의하면, 전송신호는 $\mathbf{x}_m = \mathbf{W}_m \mathbf{s}_m$ 으로 표현된다. 간섭에 의해 성능이 제한되는 환경에서는 정확한 채널 방향 정보에 기반한 간섭제어가 성능을 좌우하는 요소가 되기 때문에, 본 논문에서는 간섭제어 문제에 중점을 두고 복잡한 전력 할당 문제는 다루지 않는다. 또한, 추가적인 피드백 오버헤드를 방지하기 위해 채널 크기에 대한 피드백을 진행하지 않는다. 이에 따라 각 AP는 선택한 사용자에게 동일한 전력으로 신호를 전송한다고 가정한다^{3,4,8,12)}. m 번째 AP가 k 번째 사용자의 서비스에 이용하는 빔포밍 벡터는 $\|\mathbf{w}_{m,k}\|^2 = 1$ 의 조건을 만족한다. 이때, AP m 에게 서비스받는 사용자 k 의 수신신호는 아래와 같다.

$$y_{m,k} = \mathbf{h}_{m,k}^H \mathbf{x}_m + \sum_{i \in \mathcal{A} \setminus \{m\}} \mathbf{h}_{i,k}^H \mathbf{x}_i + n_k. \quad (1)$$

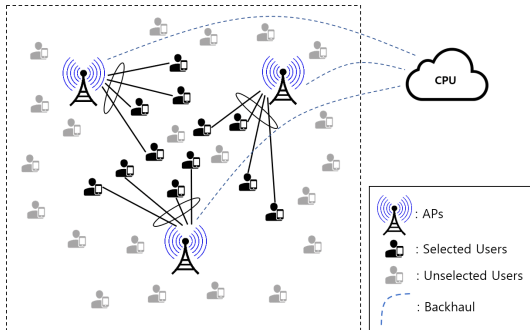


그림 1. 시스템 모델
Fig. 1. System model.

위 식에서 $\mathbf{h}_{m,k} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 는 AP m 과 사용자 k 사이의 채널이고, $n_k \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 는 평균 0과 단위 분산을 가지는 복소 가우시안 잡음이다. 또한, AP m 의 총 전송 전력을 $E[\text{tr}(\mathbf{x}_m \mathbf{x}_m^H)] = P_m$ 으로 표기한다. 여기서, $E[\cdot]$ 는 랜덤 변수의 기댓값을 나타낸다. 위 식에서 첫 번째 항이 IUI가 포함된 원하는 신호를 나타내고, 두 번째 항이 OAI를 나타낸다.

2.1.2 채널 모델

본 논문에서 제안하고자 하는 기법은 LoS 경로가 존재하는 대부분의 채널 환경에 적용될 수 있다. 그중, 본 논문에서는 LoS 성분이 반영된 대표적인 채널 환경인 Rician 페이딩 채널을 고려한다. Cell-free 네트워크에서는 AP와 사용자 간의 거리가 가까워서 LoS 경로의 확보가 용이하고, 이로 인해 Rician 페이딩 채널이 적합하다^{10,11)}. Rician 페이딩 채널은 결정적 LoS 성분과 확률적 NLoS 성분으로 구성되며, m 번째 AP와 k 번째 사용자 간의 채널은 다음과 같이 표현된다¹⁰⁻¹²⁾.

$$\mathbf{h}_{m,k} = \beta_{m,k} \cdot \left(\sqrt{\frac{\kappa_{m,k}}{\kappa_{m,k} + 1}} e^{j\phi_{m,k}} \mathbf{h}_{m,k}^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa_{m,k} + 1}} \mathbf{h}_{m,k}^{\text{NLoS}} \right). \quad (2)$$

먼저, 위 식에서 $\beta_{m,k}$ 는 대규모 페이딩 계수를 나타낸다. $\mathbf{h}_{m,k}^{\text{LoS}} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 는 결정적 LoS 성분이고, 크기는 $\|\mathbf{h}_{m,k}^{\text{LoS}}\|^2 = N$ 을 만족한다. $\mathbf{h}_{m,k}^{\text{NLoS}} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 는 각 요소가 평균 0과 단위 분산을 가지는 복소 가우시안 랜덤 변수인 확률적 NLoS 성분으로, $\mathbf{h}_{m,k}^{\text{NLoS}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_N)$ 로 표현된다. 또한, $\kappa_{m,k}$ 는 Rician 인자로, LoS 성분과 NLoS 성분의 전력 세기의 비율을 의미한다. 마지막으로, $e^{j\phi_{m,k}}$ 는 LoS 성분의 알려지지 않은 위상 천이로, 본 논문에서는 해당 위상 천이가 LoS 성분의 양자화와 무관하기에 이후의 내용에서는 생략한다^{5,10,12)}.

본 논문에서는 네트워크 내의 각 AP와 각 사용자의 통신 링크 $\forall m \in \mathcal{A}, \forall k \in \mathcal{U}$ 에 대한 대규모 페이딩 계수 $\beta_{m,k}$, LoS 성분 $\mathbf{h}_{m,k}^{\text{LoS}}$, 그리고 Rician 인자 $\kappa_{m,k}$ 를 미리 안다고 가정한다^{5,10)}. 이 가정은 대규모 페이딩 계수, LoS 성분, 그리고 Rician 인자가 소규모 페이딩인 NLoS 성분에 비해 긴 시간 규모로 변하기 때문에 타당하다. 구체적으로, $\beta_{m,k}$ 는 경로 손실과 음영 페이딩을 포함하며, 이는 AP와 사용자 간의 거리

에 따른 경로 손실 모델 계산 및 음영 변수를 도입하여 쉽게 구할 수 있다. $\mathbf{h}_{m,k}^{\text{LoS}}$ 는 AP의 안테나 배열 구조와 방위각에 따라 결정되고, $\kappa_{m,k}$ 는 3GPP의 단순화 모델에 따라 AP와 사용자 간의 거리에 따라 결정된다^[3]. 본 논문에서는 파일럿 신호를 통해 사용자의 하향 링크 채널 추정이 완벽히 이뤄진다고 가정한다. 사용자는 기존에 잘 알려진 기법으로 추정된 하향링크 채널, 대규모 페이딩 계수, 방위각, 그리고 Rician 인자를 AP에 피드백한다^[5,10].

2.1.3 Rician 인자에 기반한 사용자 선택

앞서 네트워크 모델에서 설명한 바와 같이 본 논문에서는 AP의 수보다 사용자의 수가 더 많은 상황을 고려한다. 동시에, 각 AP의 안테나 수가 사용자의 수보다 적은 상황을 고려한다. 즉, $K > M, N$ 이다. 이때, 각 AP는 순차적으로 최대 U 명의 사용자를 선택하여 서비스를 진행한다^[8]. AP m 은 전체 사용자 집합 \mathcal{U} 를 Rician 인자가 큰 사용자 집합 $\mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}$ 와 작은 사용자 집합 $\mathcal{U}_m^{\text{Low}-\kappa}$ 로 나눈다^[10]. 먼저, $\mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}$ 을 다음과 같이 정의한다.

$$\mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa} = \{k \in \mathcal{U} \mid \kappa_{m,k} \geq \kappa_{\text{TH}}\}. \quad (3)$$

위 식에서 κ_{TH} 는 Rician 인자의 문턱값이며 시스템 매개변수이다. Rician 인자는 기본적으로 AP와 사용자 간의 채널 환경에 따라 정해지며, Rician 인자가 클수록 LoS 성분이 지배적이고, Rician 인자가 작을수록 NLoS 성분이 지배적이다. 따라서 Rician 인자로 사용자 그룹을 나눠 각 그룹의 일부 사용자를 서비스하는 방식은 사용자 서비스의 공평성을 좀 더 보장해 줄 수 있다. 이때, $K_m^{\text{High}-\kappa}$ 를 $\mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}$ 의 크기라고 하자. 그러면, Rician 인자가 작은 사용자의 집합은 $\mathcal{U} - \mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}$ 가 되고, 집합의 크기는 $\text{Card}(\mathcal{U} - \mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}) = K - K_m^{\text{High}-\kappa}$ 를 만족한다.

본 논문에서는 각 AP가 Rician 인자가 큰 사용자 중 일부와 Rician 인자가 작은 사용자 중 일부를 서비스한다고 가정한다^[8]. 즉, 각 AP는 체로-포싱 조건에 맞게 최대 U ($\leq N$)명의 사용자를 선택하며, $\mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}$ 로부터 최대 $U^{\text{High}-\kappa}$ 명을 선택한다. \mathcal{S}_m 을 AP m 에서 선택한 사용자의 집합이라고 한다면, $\text{Card}(\mathcal{S}_m) = U$ 이고 $\text{Card}(\mathcal{S}_m \cap \mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}) \leq U^{\text{High}-\kappa}$ 이다. 이를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{Card}(s \in \mathcal{S}_m \mid \kappa_{m,s} \geq \kappa_{\text{TH}}) \leq U^{\text{High}-\kappa}. \quad (4)$$

본 논문에서는 사용자 집합이 서로 구분된다고 가정한다. 즉, 모든 $i \neq j$ 에 대해 $\mathcal{S}_i \cap \mathcal{S}_j = \emptyset$ 이다.

각 AP가 임의로 최대 U 명씩을 선택했을 때, 식 (1)을 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$y_{m,k} = \mathbf{h}_{m,k}^H \mathbf{w}_{m,k} \mathbf{s}_{m,k} + \sum_{s \in \mathcal{S}_m \setminus \{k\}} \mathbf{h}_{m,k}^H \mathbf{w}_{m,s} \mathbf{s}_{m,s} + \sum_{i \in \mathcal{A} \setminus \{m\}} \sum_{j \in \mathcal{S}_i} \mathbf{h}_{i,k}^H \mathbf{w}_{i,j} \mathbf{s}_{i,j} + n_k. \quad (5)$$

위 식에서 첫 번째 항이 원하는 신호, 두 번째 항이 IUI, 그리고 세 번째 항이 OAI를 의미한다.

2.1.4 제한된 피드백 환경

2.1.4.1 채널 양자화 및 피드백

본 논문에서는 각 AP가 제한된 피드백 링크를 통해 선택한 사용자로부터 양자화된 하향링크 채널 방향을 피드백받는 제한된 피드백 환경을 고려한다^[3,5,10]. k 번째 사용자가 m 번째 AP와의 채널을 양자화하기 위해 할당받은 피드백 크기를 $b_{m,k}$ 라고 하면, 각 코드북은 $2^{b_{m,k}}$ 개의 N 차원 단위 놈 코드워드 벡터들로 구성된다^[4,5].

$$\mathbf{C}_{m,k} = \{\mathbf{c}_{m,k,1}, \dots, \mathbf{c}_{m,k,2^{b_{m,k}}}\}. \quad (6)$$

k 번째 사용자는 코드북 $\mathbf{C}_{m,k}$ 를 활용하여 m 번째 AP와의 채널 방향을 아래의 기준으로 양자화한다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{m,k} = \underset{\mathbf{c} \in \mathbf{C}_{m,k}}{\text{argmax}} \left| \tilde{\mathbf{h}}_{m,k}^H \mathbf{c} \right|^2. \quad (7)$$

위 식에서 $\tilde{\mathbf{h}}_{m,k} = \mathbf{h}_{m,k} / \|\mathbf{h}_{m,k}\|$ 는 채널의 방향을 의미한다. 이때, m 번째 AP와 k 번째 사용자 간의 채널 양자화 오차는 다음과 같이 정의된다^[4,5].

$$Z_{m,k} = 1 - \left| \tilde{\mathbf{h}}_{m,k}^H \hat{\mathbf{h}}_{m,k} \right|^2. \quad (8)$$

위 식에서 양자화 오차는 단위 놈 코드워드 벡터들로 구성된 코드북 $\mathbf{C}_{m,k}$ 를 기반으로 단위 놈 채널 방향을 양자화하므로 $Z_{m,k} \in [0, 1]$ 을 만족한다. 여기서, $[0, 1]$ 은 0부터 1까지의 실수의 집합이다.

2.1.4.2 밴드 구조의 비균질 코드북

본 논문에서는 사용자의 피드백 오버헤드를 저감하기 위해 LoS 성분 크기에 따라 Rician 페이딩 채널을 효과적으로 양자화하는 BS-NH 코드북을 활용한다^[12]. BS-NH 코드북은 LoS 성분의 방향에 기반하며, 추가로 Rician 인자에 따라 코드북을 스케일링하여 특정 방향 영역 내 코드북에 코드워드 벡터를 밀집시키고, 특정 방향 영역 외 코드북에는 코드워드 벡터를 띄엄 띄엄 배치한다. 여기서, 각 코드북의 설계 변수들은 Rician 인자에 따라 최적화된다^[12]. BS-NH 코드북을 활용 시, 양자화 오차에 대한 식 (8)의 기댓값의 상한이 Rician 인자에 따라 다음과 같이 주어진다^[12].

$$E[Z_{m,k}] < I(\gamma_{\kappa_{m,k}}) \frac{N}{N-1} 2^{-\frac{b_{m,k}}{N-1}}. \quad (9)$$

위 식에서 $I(\cdot)$ 는 감마 함수를 나타내고, $\gamma_{\kappa_{m,k}}$ 는 Rician 인자 $\kappa_{m,k}$ 에 의해 결정되는 BS-NH 코드북의 최적화된 설계 변수이다^[12]. 즉, m 번째 AP와 k 번째 사용자 사이의 BS-NH 코드북은 LoS 성분 $\mathbf{h}_{m,k}^{\text{LoS}}$ 와 Rician 인자 $\kappa_{m,k}$ 에 따라 결정된다.

2.1.4.3 분산 제로-포싱 빔포밍

식 (5)에서 알 수 있듯이, 사용자의 수신신호는 원하는 신호뿐만 아니라 간섭 신호 IUI와 OAI에 영향을 받는다. AP 간의 채널 정보 공유가 없는 상황을 고려하면, m 번째 AP는 오직 자신이 피드백받은 양자화 채널 벡터만을 보유한다. 따라서 OAI를 제거하거나 완화할 수 없으므로 본 논문에서는 각 AP에서 독립적으로 제로-포싱 빔포밍을 수행해서 IUI만을 효과적으로 제거하는 DZF 빔포밍 기법을 활용한다. 이때, m 번째 AP에서의 DZF 빔포밍 행렬은 아래와 같이 설계된다^[10].

$$\mathbf{W}_m = \frac{\hat{\mathbf{H}}_{m,\mathcal{J}_m} (\hat{\mathbf{H}}_{m,\mathcal{J}_m}^H \hat{\mathbf{H}}_{m,\mathcal{J}_m})^{-1}}{\| \hat{\mathbf{H}}_{m,\mathcal{J}_m} (\hat{\mathbf{H}}_{m,\mathcal{J}_m}^H \hat{\mathbf{H}}_{m,\mathcal{J}_m})^{-1} \|^2}. \quad (10)$$

위 식의 $\hat{\mathbf{H}}_{m,\mathcal{J}_m} = [\hat{\mathbf{h}}_{m,\mathcal{J}_m^{(1)}}, \dots, \hat{\mathbf{h}}_{m,\mathcal{J}_m^{(v)}}] \in \mathbb{C}^{N \times U}$ 은 m 번째 AP가 선택한 사용자들과 m 번째 AP 사이의 채널로 구성된다. 이때, m 번째 AP에서 $k \in \mathcal{J}_m$ 번째 사용자에게 대한 빔포밍 벡터 $\mathbf{w}_{m,k}$ 는 빔포밍 행렬 \mathbf{W}_m 의 k 번째 열벡터이다.

2.1.4.4 전송률 표현

간단한 표기를 위해 식 (5)의 원하는 신호, IUI, 그리고 OAI의 전력을 아래와 같이 나타낸다.

$$D_{m,k} \triangleq \frac{P_m}{U} |\mathbf{h}_{m,k}^H \mathbf{w}_{m,k}|^2, \quad (11)$$

$$I_{m,k}^{\text{IUI}} \triangleq \sum_{s \in \mathcal{J}_m \setminus \{k\}} \frac{P_m}{U} |\mathbf{h}_{m,k}^H \mathbf{w}_{m,s}|^2, \quad (12)$$

$$I_{m,k}^{\text{OAI}} \triangleq \sum_{i \in \mathcal{A} \setminus \{m\}} \left[\sum_{j \in \mathcal{J}_i} \frac{P_i}{U} |\mathbf{h}_{i,k}^H \mathbf{w}_{i,j}|^2 \right]. \quad (13)$$

위 표기를 바탕으로, AP m 에게 서비스받는 사용자 k 의 전송률을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R_{m,k} \triangleq \log_2 \left(1 + \frac{D_{m,k}}{I_{m,k}^{\text{IUI}} + I_{m,k}^{\text{OAI}} + 1} \right). \quad (14)$$

이때, AP m 이 달성 가능한 합 전송률은 $\sum_{s \in \mathcal{J}_m} R_{m,k}$ 이고 전체 시스템의 합 전송률은 다음과 같다.

$$\sum_{m=1}^M \left[\sum_{k \in \mathcal{J}_m} R_{m,k} \right]. \quad (15)$$

2.2 사용자 선택 및 피드백 비트 할당 통합 설계

2.2.1 풀고자 하는 문제

AP에 대한 상향링크 피드백 채널은 일반적으로 여러 사용자가 공유하며, 본 논문에서도 사용자 간에 피드백 링크를 공유하는 상황을 고려한다^[8,14]. m 번째 AP는 B_m 비트의 가용 상향링크 피드백 크기를 가지고, k 번째 사용자에게 $b_{m,k} \in \{0\} \cup \mathbb{Z}^+$ 비트를 할당한다. 이때, 식 (15)는 모든 피드백 할당에 대해 제약이 걸려있고, 모든 AP와 사용자 간의 피드백 할당 비트 $b_{1,1}, \dots, b_{M,K}$ 는 다음을 만족한다^[8].

$$\sum_{k=1}^K b_{m,k} = B_m, \forall m \in \mathcal{A}. \quad (16)$$

본 논문에서는 시스템의 달성 가능한 합 전송률을 최대로 하는 사용자 선택 및 피드백 비트 할당 통합 설계의 최적화 문제를 아래와 같이 수립한다.

$$\begin{aligned}
 \text{(P1)} : & \text{maximize} \sum_{m=1}^M \left[\sum_{k \in \mathcal{J}_m} R_{m,k}(b_{1,1}, \dots, b_{M,K}) \right] \\
 & \text{subject to } \mathcal{J}_m \subset \mathcal{A}, \text{Card}(\mathcal{J}_m) = U, \\
 & \text{Card}(s \in \mathcal{J}_m \mid \kappa_{m,s} > \kappa_{\text{TH}}) \leq U^{\text{High}-\kappa}, \\
 & \sum_{k=1}^K b_{m,k} = B_m, \forall m \in \mathcal{A}.
 \end{aligned} \tag{17}$$

문제 (P1)은 모든 피드백 비트 크기가 공동으로 영향을 끼치는 조합 문제기 때문에 최적의 해결책을 직접 얻기가 어렵다¹⁵⁾. 게다가, 집합의 크기에 제약이 있어 비결정 난해 문제이다¹⁵⁾. 본 논문에서는, 피드백 비트 할당의 영향을 분석하여 문제를 대체한 후 사용자 선택과 피드백 비트 할당을 순차적으로 수행해서 위 최적화 문제를 해결하려고 한다.

2.2.2 최적화 문제 복잡도 완화 및 해결 과정

2.2.2.1 피드백 비트 할당 영향 분석

피드백 비트 할당의 영향을 알아보기 위해, 식 (14)의 기댓값의 하한을 다음과 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned}
 E[R_{m,k}] & \stackrel{(a)}{\geq} E \left[\log_2 \left(1 + \frac{D_{m,k}}{E[I_{m,k}^{\text{UI}}] + E[I_{m,k}^{\text{OAI}}] + 1} \right) \right] \\
 & = E \left[\log_2 (D_{m,k} + E[I_{m,k}^{\text{UI}}] + E[I_{m,k}^{\text{OAI}}] + 1) \right. \\
 & \quad \left. - \log_2 (E[I_{m,k}^{\text{UI}}] + E[I_{m,k}^{\text{OAI}}] + 1) \right] \\
 & \stackrel{(b)}{\geq} E \left[\log_2 (D_{m,k} + E[I_{m,k}^{\text{OAI}}] + 1) \right. \\
 & \quad \left. - \log_2 (E[I_{m,k}^{\text{UI}}] + E[I_{m,k}^{\text{OAI}}] + 1) \right].
 \end{aligned} \tag{18}$$

위 식에서 부등식 (a)는 $\log(1+1/x)$ 가 x 의 컨벡스 함수이고, 랜덤 변수 $D_{m,k}$ 가 랜덤 변수 $I_{m,k}^{\text{UI}}$ 와 $I_{m,k}^{\text{OAI}}$ 에 독립이어서 성립한다⁸⁾. 부등식 (b)는 로그 함수가 단조 증가 함수이고, $I_{m,k}^{\text{UI}} \geq 0$ 이므로 성립한다⁸⁾. 이때, 부등식 (b)는 DZF 빔포밍을 활용 시 IUI가 효과적으로 제거되므로 유효하다.

여기서 BS-NH 코드북을 활용하면, 아래와 같은 식 (18)의 항 $E[I_{m,k}^{\text{UI}}]$ 의 상한을 얻을 수 있다^{3,5,12)}.

$$\begin{aligned}
 E[I_{m,k}^{\text{UI}}] & = \sum_{s \in \mathcal{J}_m \setminus \{k\}} \frac{P_m}{U} E[|\mathbf{h}_{m,k}^H \mathbf{w}_{m,s}|^2] \\
 & \leq \sum_{s \in \mathcal{J}_m \setminus \{k\}} \frac{P_m}{U} E[\|\mathbf{h}_{m,k}\|^2] E[Z_{m,k}]
 \end{aligned} \tag{19}$$

$$= (U-1) \frac{P_m}{U} \beta_{m,k} N I(\gamma_{\kappa_{m,k}}) \frac{N}{N-1} 2^{-\frac{b_{m,k}}{N-1}}. \tag{20}$$

위 식에서 식 (19)는 양자화 오차에 따른 IUI의 상한을 통해 얻어진다^{3,4)}. 그리고 식 (20)은 Rician 채널의 크기 $E[\|\mathbf{h}_{m,k}\|^2] = \beta_{m,k} N$ 과 BS-NH 코드북을 활용 시, 식 (9)로부터 도출된다^{5,12)}.

OAI의 경우에는, AP 간의 채널 공유가 없기 때문에 OAI에 대한 채널을 얻지 못하여 식 (18)의 항 $E[I_{m,k}^{\text{OAI}}]$ 의 상한이 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 E[I_{m,k}^{\text{OAI}}] & = \sum_{i \in \mathcal{A} \setminus \{m\}} \sum_{j \in \mathcal{J}_i} \frac{P_i}{U} E[|\mathbf{h}_{i,k}^H \mathbf{w}_{i,j}|^2] \stackrel{(a)}{=} \\
 & \sum_{i \in \mathcal{A} \setminus \{m\}} \sum_{j \in \mathcal{J}_i} \frac{P_i}{U} \cdot \beta_{i,k} (E \left[\left| \sqrt{\frac{\kappa_{i,k}}{\kappa_{i,k}+1}} \mathbf{h}_{i,k}^{\text{LoS},H} \mathbf{w}_{i,j} \right|^2 \right] \right. \\
 & \left. + E \left[\left| \sqrt{\frac{1}{\kappa_{i,k}+1}} \mathbf{h}_{i,k}^{\text{NLoS},H} \mathbf{w}_{i,j} \right|^2 \right] \right)
 \end{aligned} \tag{21}$$

$$\stackrel{(b)}{\leq} \sum_{i \in \mathcal{A} \setminus \{m\}} P_i \beta_{i,k} \left(\frac{\kappa_{i,k} N}{\kappa_{i,k}+1} + \frac{1}{\kappa_{i,k}+1} \right). \tag{22}$$

위 식에서 등식 (a)는 식 (2)를 대입 후 내적의 제곱을 계산했을 때, $\mathbf{h}_{i,k}^{\text{LoS}}$, $\mathbf{h}_{i,k}^{\text{NLoS}}$, 그리고 $\mathbf{w}_{i,j}$ 가 서로 독립이고 $E[\mathbf{h}_{i,k}^{\text{NLoS}}] = 0$ 이므로 성립한다. 부등식 (b)를 도출하기 위해서는, 먼저 식 (21)의 첫 번째 항을 코시-슈바르츠 부등식을 통해 $\kappa_{i,k} N / (\kappa_{i,k} + 1)$ 로 도출한다. 그리고 식 (21)의 두 번째 항에 대해서는 등방성인 단위 노름 벡터와 서로 독립인 임의의 단위 노름 벡터 내적의 제곱이 두 번째 항 $1/(\kappa_{i,k} + 1)$ 으로 유도되는 것을 쉽게 증명할 수 있다¹⁶⁾.

식 (20)과 (22)를 식 (18)에 대입하면, 다음과 같은 전송률의 하한 $R_{m,k}^{\text{LB}}$ 를 얻을 수 있다⁸⁾.

$$\begin{aligned}
 E[R_{m,k}] & \geq R_{m,k}^{\text{LB}} \triangleq \\
 & E[\log_2(D_{m,k} + (22) + 1) - \log_2((20) + (22) + 1)].
 \end{aligned} \tag{23}$$

위 식에서 알 수 있듯이, Rician 페이딩 채널 환경에서 전송률의 하한은 $\beta_{m,k}$, $b_{m,k}$, 그리고 $\kappa_{m,k}$ 에 영향을 받는다. 따라서 Rician 페이딩 채널 환경에서 전송률을 높이기 위해서는 거리, 피드백 크기, 그리고 Rician

인자를 고려한 적응적 피드백 비트 할당이 필요하다 [5,8].

2.2.2.2 독립적 문제해결을 위한 대안 문제 수립

문제 (P1)을 해결하기 위해, $R_{m,k}$ 를 $R_{m,k}^{LB}$ 로 대체한다. 이때, $R_{m,k}^{LB}$ 는 $b_{m,k}$ 만의 함수로 표현될 수 있고, 아래와 같은 문제 (P2)를 수립한다.

$$(P2): \begin{aligned} & \underset{\substack{\mathcal{J}_m \subseteq \mathcal{U} \\ \{b_{m,1}, \dots, b_{m,K}\}}} \text{maximize} && \sum_{m=1}^M \left[\sum_{k \in \mathcal{J}_m} R_{m,k}^{LB}(b_{m,k}) \right] \\ & \text{subject to} && \mathcal{J}_m \subset \mathcal{U}, \text{Card}(\mathcal{J}_m) = U, \\ & && \text{Card}(s \in \mathcal{J}_m \mid \kappa_{m,s} > \kappa_{TH}) \leq U^{\text{High}-\kappa}, \\ & && \sum_{k=1}^K b_{m,k} = B_m, \forall m \in \mathcal{A}. \end{aligned} \quad (24)$$

문제 (P2)를 보면, m 번째 AP에게 요구되는 사용자 집합과 피드백 비트 할당은 오직 \mathcal{J}_m 과 $b_{m,k}$ 이므로, 위 문제를 M 개의 동등한 하위 문제로 나눌 수 있다. 결과적으로, 문제 (P2)는 각 AP가 다음과 같은 문제 (P3)을 독립적으로 해결하는 것과 동치이다.

$$(P3): \begin{aligned} & \underset{\substack{\mathcal{J}_m \subseteq \mathcal{U} \\ \{b_{m,1}, \dots, b_{m,K}\}}} \text{maximize} && \sum_{k \in \mathcal{J}_m} R_{m,k}^{LB}(b_{m,k}) \\ & \text{subject to} && \mathcal{J}_m \subset \mathcal{U}, \text{Card}(\mathcal{J}_m) = U, \\ & && \text{Card}(s \in \mathcal{J}_m \mid \kappa_{m,s} > \kappa_{TH}) \leq U^{\text{High}-\kappa}, \\ & && \sum_{k=1}^K b_{m,k} = B_m. \end{aligned} \quad (25)$$

문제 (P3)의 목적함수는 모든 AP와 모든 사용자 간의 대규모 페이딩 계수 $\beta_{1,1}, \dots, \beta_{M,K}$ 와 Rician 인자 $\kappa_{1,1}, \dots, \kappa_{M,K}$ 와 연관이 있다.

2.2.3 사용자 선택 및 피드백 비트 할당의 순차적 해결

문제 (P3)은 여전히 컨벡스가 아니고, 정수 혼합 문제이며 집합의 크기에 제약이 걸려있어 비결정 난해 문제이다^[15]. 문제 (P3)의 최적의 해결책은 모든 사용자 집합과 모든 피드백 비트 할당의 경우의 수를 전부 탐색하는 완전 탐색 방법이다^[8]. 완전 탐색 방법은 사용자의 수 혹은 총 피드백 예산이 증가할수록 그 복잡도가 매우 커진다. 따라서 문제 (P3)을 풀기 위한 효율적인 알고리즘이 필요하다^[8].

이를 위해, 정수의 피드백 크기를 음이 아닌 실수로 완화하면, $R_{m,k}^{LB}$ 는 연속 함수 형태가 된다. 하지만, 여전히 문제 (P3)은 컨벡스가 아니고, 집합의 크기에 제약이 있다. 집합의 크기 제약을 완화하기 위해, K 차원의 벡터 \mathbf{b}_m 의 원소 중에서 0인 원소가 $K-U$ 개임을

이용한다. II장 1.3절에서 설명했듯이, AP m 은 전체 K 명의 사용자 중 적은 수의 최대 U 명을 선택하므로 벡터 \mathbf{b}_m 이 0인 원소가 많은 희소 벡터임을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 집합의 크기 제약의 대안으로 피드백 비트 할당 벡터의 희소 제약 $\|\mathbf{b}_m\|_0 \leq U$ 를 이용한다^[8]. 여기서 $\|\cdot\|_0$ 은 벡터의 l_0 놈을 나타낸다. 이때, 식 (4)는 피드백 비트 할당 벡터의 희소 제약을 이용해 다음과 같이 대체된다.

$$\text{Card}(\{k \in \mathcal{U} \mid \kappa_{m,k} \geq \kappa_{TH}, \mathbf{b}_m^{(k)} > 0\}) \leq U^{\text{High}-\kappa}. \quad (26)$$

본 논문에서는, 컨벡스가 아닌 l_0 놈 제약 문제를 컨벡스인 l_1 놈 제약 문제로 완화한다^[8,15]. 즉, l_0 놈 제약 $\|\mathbf{b}_m\|_0 \leq U$ 가 l_1 놈 제약 $\|\mathbf{b}_m\|_1 \leq \eta$ 로 완화되며, 여기서 η 는 원하는 희소정도를 얻기 위한 정칙화 항이다. 이후, η 를 조정하여 Rician 인자가 큰 사용자들에 대한 $U^{\text{High}-\kappa}$ 희소 피드백 비트 할당을 유지하면서, U 희소 피드백 비트 할당 벡터를 만든다. 이때, 남은 피드백 비트 제약 $\sum_{k=1}^K b_{m,k} = B_m$ 때문에, 사용자 선택 이후 피드백 비트를 다시 할당해야 한다^[8].

결과적으로, 복잡도를 낮춘 컨벡스 문제를 다음과 같은 순서로 해결할 수 있다. 먼저, 사용자 선택 과정에서 각 AP는 아래와 같은 문제를 해결한다.

$$(P4): \begin{aligned} & \underset{\mathbf{b}_m = \{b_{m,1}, \dots, b_{m,K}\}} \text{maximize} && \sum_{k=1}^K R_{m,k}^{LB}(b_{m,k}) \\ & \text{subject to} && \sum_{k=1}^K b_{m,k} \leq \eta. \end{aligned} \quad (27)$$

문제 (P4)는 $b_{m,k}$ 의 컨벡스 함수여서, 다음과 같이 라그랑주 승수법을 적용할 수 있다.

$$\mathcal{L} \triangleq \sum_{k=1}^K R_{m,k}^{LB}(b_{m,k}) - \lambda \left(\sum_{k=1}^K b_{m,k} - \eta \right). \quad (28)$$

위 식에서 \mathcal{L} 은 라그랑지안이고, λ 는 라그랑주 승수이다. 그러면, 최적의 해결책 $\mathbf{b}_m^* \triangleq [b_{m,1}^*, \dots, b_{m,K}^*]^T$ 는 아래와 같이 얻어진다.

$$\frac{\partial \mathcal{L}(b_{m,k}^*)}{\partial b_{m,k}} = 0, \quad (29)$$

$$b_{m,k}^* = \left[\frac{\eta}{K} + (N-1) \left(A_{m,k} - \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K A_{m,j} \right) \right]^+, \quad (30)$$

$$A_{m,j} \triangleq \log_2 \left[\frac{\left(\frac{U-1}{U} \right)^N \Gamma(\gamma_{\kappa_{m,j}}) P_m \beta_{m,j}}{\sum_{i \in A \setminus \{m\}} \frac{\kappa_{i,j} N + 1}{\kappa_{i,j} + 1} P_i \beta_{i,j} + 1} \right]. \quad (31)$$

위 식에서 $[\cdot]^+$ 는 $\max(0, \cdot)$ 이다. 식 (30)을 통해, η 가 커질수록 \mathbf{b}_m^* 의 최소정도가 줄어드는 것을 확인할 수 있다. AP m 은 $\{A_{m,1}, \dots, A_{m,K}\}$ 를 내림차순으로 정렬한 후, $\mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}$ 에서 최대 $U - \mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}$ 명을 선택하고 $\mathcal{U} - \mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}$ 에서 최대 $U - \mathcal{U}_m^{\text{High}-\kappa}$ 명을 선택한다. 결과적으로, 선택된 사용자 집합 \mathcal{J}_m 은 모든 집합의 크기 제약을 만족한다.

사용자 선택을 마친 후, AP m 은 선택된 사용자 집합 \mathcal{J}_m 내의 사용자들에게 피드백 비트를 다시 할당한다. 마찬가지로, 라그랑주 승수법을 통해 다음과 같이 최적의 피드백 비트 할당 $b_{m,s}^*$ 을 구한다.

$$b_{m,s}^* = \left[\frac{\eta'}{U} + (N-1) \left(A_{m,s} - \frac{1}{U} \sum_{j \in \mathcal{J}_m} A_{m,j} \right) \right]^+. \quad (32)$$

위 식에서 $A_{m,j}$ 는 식 (31)에 정의되어 있고, η' 은 $\sum_{s \in \mathcal{J}_m} b_{m,s}^* = B_m$ 을 만족한다. 본 절에서 제시한 최적화 방법을 통해 완전 탐색 방법에 비해 낮은 복잡도로 최적에 근접한 해결책을 얻을 수 있다⁸⁾.

III. 실험

본 장에서는, 모의실험을 통해 본 논문에서 제안하는 사용자 선택 및 피드백 비트 할당 통합 설계 기법의 성능을 검증한다. 성능 평가를 위한 비교 기법들은 사용자 선택에 있어 신호 대 간섭비(signal-to-noise ratio, SNR)를 최대한 하도록 사용자를 선택 후 피드백 비트를 동일하게 할당하는 기법과 신호 대 간섭 잡음비(signal-to-interference and noise ratio, SINR)를 최대한 하도록 사용자를 선택 후 피드백 비트를 동일하게 할당하는 기법이 있고, 제안하는 기법과 비교 기법에 대해 BS-NH 코드북과 랜덤 벡터 양자화(random vector quantization, RVQ) 코드북을 사용한 결과를 비교한다.

모의실험 환경으로는, 4개의 AP, 각 AP에서 8개의 안테나, 그리고 총 20명의 사용자로 구성되는 Rician 페이딩 채널 환경의 cell-free MIMO 시스템을 고려한다. 모든 AP와 사용자는 $1 \times 1 \text{ km}^2$ 영역 내에 랜덤하게 분포된다. 랜덤 토폴로지와 채널 실현을 위해, AP를 먼저 생성하고, 해당 AP 배치에서 사용자를 생성하며, 해당 AP와 사용자의 배치에서 Rician 페이딩 채널을 실현한다¹⁰⁾. 모든 AP는 각각 최대 4명의 사용자를 선택하며, 그중 Rician 인자가 큰 사용자는 1명을 선택한다. 각 AP의 가용 상향링크 피드백 크기는 16비트이다.

Rician 인자는 3GPP의 단순화 모델에 기반하여 식 $\kappa_{m,k} = 13 - 0.03 d_{m,k}$ [dB]를 통해 계산한다¹³⁾. 여기서, $d_{m,k}$ 는 AP와 사용자 간의 거리이다. 또한, 대규모 페이딩 계수는 Cost 321 Walfish-Ikegami 모델 식인 $\beta_{m,k} = 30.18 + 26 \log_{10}(d_{m,k}) + z_{m,k}$ 를 따른다¹⁰⁻¹¹⁾. 여기서, $z_{m,k} \sim N(0, \sigma_z^2)$ 는 음영 페이딩 현상을 나타내며, $\sigma_z = 8$ [dB]이다.

그림 2는 송신 SNR에 따른 제한한 기법 및 비교 기법들의 달성 가능한 평균 합 전송률을 나타낸다. 제한한 사용자 선택 및 피드백 비트 할당 통합 설계와 BS-NH 코드북을 활용하였을 때, 최적의 솔루션인 완전 탐색 기법에 매우 근접하는 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 또한, BS-NH 코드북이 RVQ 코드북에 비해 뛰어난 전송률을 달성함을 확인할 수 있다.

그림 3은 전체 사용자 수 K 에 따른 제한한 기법 및 비교 기법들의 달성 가능한 평균 합 전송률을 나타낸다. 이때, 송신 SNR은 10dB로 고정하였다. 마찬가지로

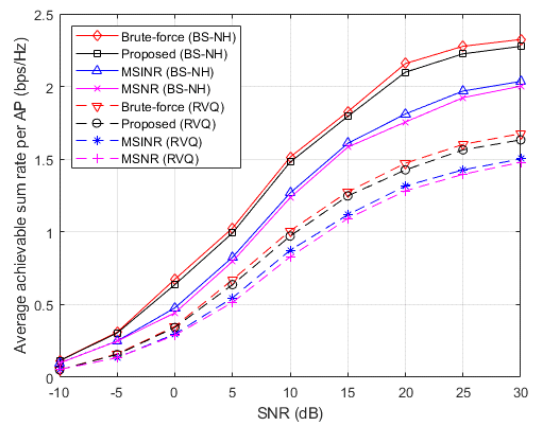


그림 2. SNR에 따른 달성 가능한 평균 합 전송률
Fig. 2. Average achievable sum rate as a function of SNR.

로 제한한 기법과 BS-NH 코드북을 활용하였을 때, 최적의 솔루션인 완전 탐색 기법의 성능에 매우 근접함을 보인다. 또한 사용자 수가 증가함에 따라 전송률이 증가하는데, 이로부터 사용자가 많아질수록 더 높은 사용자 선택 다양성 이득을 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다.

마지막으로, 그림 4는 각 AP의 가용 상향링크 피드백 크기에 따른 제한한 기법 및 비교 기법들의 달성 가능한 평균 합 전송률을 나타낸다. 이때 전체 사용자 수는 20명, 송신 SNR은 10dB로 고정하였다. 가용 상향링크 피드백 크기가 커짐에 따라 달성 가능한 평균 합 전송률이 비례해서 커지는 것을 알 수 있으며, 마찬가지로 제한한 기법과 BS-NH 코드북을 활용하였

을 때, 최적의 솔루션인 완전 탐색 기법의 성능에 매우 근접함을 보인다.

IV. 결론

본 논문에서는 Rician 페이딩 채널 환경의 cell-free MIMO 시스템에서 사용자가 많을 때, AP에서 사용자 선택 및 피드백 비트 할당을 통합으로 설계하는 기법을 제안하였다. 또한, AP 간에 채널 공유가 없는 상황에서 DZF 빔포밍과 Rician 페이딩 채널에 특화된 BS-NH 코드북을 활용하였다. 문제해결을 위해, 달성 가능한 합 전송률의 하한과 피드백 비트 할당의 영향을 분석하고, 사용자 선택 및 피드백 비트 할당을 순차적으로 수행하여 낮은 복잡도로 최적에 근접한 피드백 비트 할당을 도출하였다. 모의실험을 통해 제안하는 기법이 기존 기법들에 비해 큰 전송률을 달성함을 확인하였다.

References

- [1] J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, and J. C. Zhang, "What will 5G be?," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 32, no. 6, pp. 1065-1082, Jun. 2014. (<https://doi.org/10.1109/JSAC.2014.2328098>)
- [2] F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L. Marzetta, and P. Popovski, "Five disruptive technology directions for 5G," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 74-80, Feb. 2014. (<https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6736746>)
- [3] W. Shen, L. Dai, Y. Zhang, J. Li, and Z. Wang, "On the performance of channel-statistics-based codebook for massive MIMO channel feedback," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 8, Aug. 2017. (<https://doi.org/10.1109/TVT.2017.2656908>)
- [4] N. Jindal, "MIMO broadcast channels with finite-rate feedback," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 11, pp. 5045-5060, Nov. 2006. (<https://doi.org/10.1109/TIT.2006.883550>)
- [5] J. Kang and W. Choi, "Adaptive feedback for Rician fading channel in cooperative massive MIMO systems with limited feedback environment," *J. Korean Inst. Commun. Inf.*

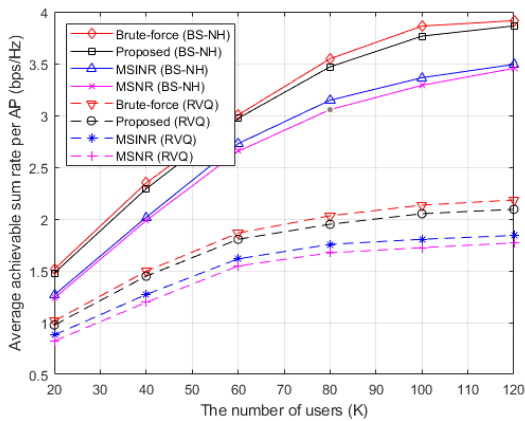


그림 3. 사용자 수에 따른 달성 가능한 평균 합 전송률
Fig. 3. Average achievable sum rate as a function of the number of users.

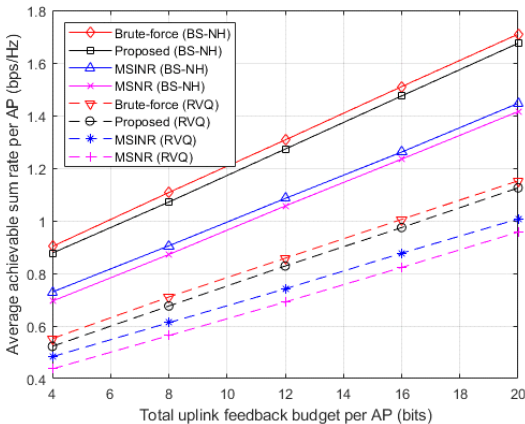


그림 4. 가용 상향링크 피드백 크기에 따른 달성 가능한 평균 합 전송률
Fig. 4. Average achievable sum rate as a function of the total uplink feedback budget.

- Sci.*, vol. 46, no. 10, Oct. 2021.
(<https://doi.org/10.7840/kics.2021.46.10.1563>)
- [6] W. Choi and J. G. Andrews, "Downlink performance and capacity of distributed antenna systems in a multicell environment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 1, Jan. 2007.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2007.05207>)
- [7] R. Irmer, et al., "Coordinated multipoint: Concepts, performance, and field trial results," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 2, pp. 102-111, Feb. 2011.
(<https://doi.org/10.1109/MCOM.2011.5706317>)
- [8] J. H. Lee, W. Choi, and H. Dai, "Joint user selection and feedback bit allocation based on sparsity constraint in MIMO virtual cellular network," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 13, no. 3, Mar. 2016.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2015.2497702>)
- [9] H. Q. Ngo, A. Ashikhmin, H. Yang, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, "Cell-free massive MIMO versus small cells," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 16, no. 3, Mar. 2017.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2655515>)
- [10] K. Lee and W. Choi, "Cell-free massive MIMO with Rician K-adaptive feedback," in *Proc. IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mob. Radio Commun.*, pp. 358-363, Tokyo, Japan, Sep. 2022.
- [11] O. Ozdogan, E. Bjornson, and J. Zhang, "Performance of cell-free massive MIMO with Rician fading and phase shifts," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 18, no. 11, Nov. 2019.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2019.2935434>)
- [12] J. Kang and W. Choi, "Novel codebook design for channel state information quantization in MIMO Rician fading channels with limited feedback," *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 69, pp. 2858-2872, May 2021.
(<https://doi.org/10.1109/TSP.2021.3077807>)
- [13] 3GPP Technical Specification Group Radio Access Network; *Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations*, 3GPP TR 25.996 version 17.0.0, May 2022.
- [14] J. H. Lee and W. Choi, "Optimal feedback rate sharing strategy in zero-forcing MIMO broadcast channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, no. 6, Jun. 2013.
(<https://doi.org/10.1109/TWC.2013.050713.121410>)
- [15] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2004.
(<https://doi.org/10.1017/CBO9780511804441>)
- [16] K. Lee, J. H. Lee, and W. Choi, "Rician K-factor-adaptive joint user selection and feedback bit allocation in cell-free MIMO systems," in preparation for submission.

이 광 재 (Kwangjae Lee)



2020년 2월 : 광운대학교 전자공학과 학사
2020년 3월~현재 : 서울대학교 전기정보공학부 석박통합과정
<관심분야> 무선통신, 채널피드백, 간섭제어

[ORCID:0000-0003-0563-0151]

최 완 (Wan Choi)



1996년 2월 : 서울대학교 전자공학 학사
1998년 2월 : 서울대학교 전자공학 석사
2006년 12월 : University of Texas at Austin, Department of Electrical and Computer Engineering 박사

2007년 1월~2020년 2월 : 한국과학기술원 (KAIST) 전기 및 전자공학부 조교수, 부교수, 정교수
2020년 3월~현재 : 서울대학교 뉴미디어통신공동연구소 및 전기정보공학부 정교수
<관심분야> 무선통신, 정보이론, 머신러닝

[ORCID:0000-0003-3930-7088]