

광선기반 채널 환경에서 협업 Massive MIMO 네트워크를 위한 피드백 비트 할당 최적화

강진호*, 최완^o

Feedback Bit Allocation Optimization for Cooperative Massive MIMO Networks with Ray-Based Channel Environment

Jinho Kang*, Wan Choi^o

요약

Massive MIMO 시스템과 밀리미터파 대역의 물리적인 특성이 반영된 통계적 채널 모델로서 광선기반 채널이 폭넓게 고려되고 있다. 본 논문에서는 광선기반 채널 환경의 협업 Massive MIMO 네트워크에서, 채널 획득을 위한 피드백 오버헤드와 채널 상태 정보 공유를 위한 백홀 오버헤드를 줄이기 위해 AoD-적응 부분 공간 코드북을 사용하는 경우 피드백 비트 할당 최적화 기법을 제안한다. AoD에 따른 방향 벡터들로 구성된 AoD-적응 부분 공간 코드북 활용 시 전송률 손실을 분석하고, 이를 통해 전송률에 대한 양자화 오차의 영향은 셀 내 서비스 채널과 인접 셀 간섭 채널의 다중경로 수에 따라 달라짐을 보인다. 셀 내 사용자 채널과 인접 셀 간섭 채널에 대한 최적의 피드백 비트 할당을 닫힌 형태로 도출함으로써 광선기반 채널의 다중경로 수에 따른 적응적 피드백 기법을 제안한다. 제안하는 피드백 비트 할당 최적화 기법이 기존 기법들보다 평균 총 전송률을 매우 크게 증가시킴을 확인하였다.

Key Words : Massive MIMO, Cooperation, Ray-based channel, Feedback bit allocation, Optimization

ABSTRACT

Ray-based channel model is widely considered as a statistical channel model by reflecting the physical characteristics of Massive MIMO systems and millimeter wave band. In this paper, we propose a feedback bit allocation optimization scheme for angle-of-departure(AoD)-adaptive subspace codebook, in order to reduce feedback overhead for channel state information(CSI) acquisition and backhaul overhead for CSI sharing in cooperative Massive MIMO networks in a Ray-based channel. Analyzing the rate loss when the AoD-adaptive subspace codebook is utilized, we reveal that the impact of the quantization error on achievable rate depends on the number of multipaths of the intra-cell user channel and other-cell interfering channels. By deriving the optimal feedback bit allocation to the intra-cell user channel and other-cell interfering channels in a closed-form, we devise an adaptive feedback scheme according to the number of multipaths for the Ray-based channel. It is shown that the proposed scheme significantly increases the average sum rate compared to the existing schemes.

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

• First Author : School of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology (KAIST), jinho_kang@kaist.ac.kr, 학생회원

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

논문번호 : 202012-332-A-RN, Received December 29, 2020; Revised January 19, 2021; Accepted January 25, 2021

1. 서 론

Massive MIMO(Multiple-input multiple-output) 시스템은 Beyond 5G 이동 통신 시스템과 군용 네트워크 등 차세대 무선 통신 시스템의 핵심 기술로서 큰 주목을 받고 있다¹⁻³. 대규모 안테나는 간단한 선형 송수신기를 기반으로 사용자 간의 간섭을 거의 완벽히 제거할 수 있어 전송률과 에너지 효율을 크게 향상할 수 있지만, 기지국에서 정확한 채널 상태 정보를 획득하는 것이 중요하다. 시 분할 듀플렉스(Time division duplex, TDD) 시스템에서는 상향링크와 하향링크 사이의 채널 가역성이 성립하여 상향링크 채널 추정을 통해 기지국에서 하향링크의 채널 상태 정보를 얻을 수 있어 안테나 수의 관계없이 채널 추정이 용이하다⁴⁻⁶. 이러한 이점으로 인해, Massive MIMO 시스템에서 TDD 방식을 고려한 연구들이 활발히 진행되었다. 하지만, TDD 시스템은 주파수 분할 듀플렉스(Frequency division duplex, FDD) 시스템에 비해 주파수 효율이 낮으며, 기존의 이동 통신 표준에서는 주로 FDD 방식을 지원하였다⁴⁻⁶. 따라서, TDD 방식의 단점을 보완하고 하위 호환성을 확보할 수 있는 FDD 방식의 Massive MIMO 시스템 연구가 필요하다.

이와 더불어, 다중 셀 Massive MIMO 네트워크 환경에서는 달성 가능한 전송률은 셀 내 사용자 간 간섭(Multi-user interference)뿐만 아니라 인접 셀로부터의 간섭(Other-cell interference)에 의해 제한을 받는다. 간섭 제어를 위해, 백홀(Backhaul) 링크를 통해 채널 상태 정보를 공유함으로써 셀 내 사용자 간 간섭과 인접 셀로부터의 간섭을 모두 제거하는 기지국 간 협업기반의 간섭 조정(Interference coordination) 기법이 연구되었다^{7,8}.

주파수 분할 듀플렉스 시스템에서는 상향링크와 하향링크 사이의 채널 가역성이 성립하지 않으므로, 기지국에서 채널 상태 정보를 얻기 위해 사용자로부터 채널 피드백이 요구된다⁴⁻⁶. 하지만, 요구되는 피드백 양이 기지국 안테나 수에 따라 증가하기 때문에, 협업(Cooperative) Massive MIMO 네트워크에서는 채널 상태 정보 획득을 위한 피드백 오버헤드와 기지국 간 협업기반의 채널 상태 정보 공유를 위한 백홀 오버헤드가 대량으로 발생하게 된다. 이러한 피드백 및 백홀 오버헤드 문제를 극복하기 위해, 상관관계가 있는 레일레이(Correlated Rayleigh) 채널 환경의 Massive MIMO 네트워크에서 왜곡된 코드북을 활용한 채널 상관관계 행렬 기반의 적응적 피드백 기법이 제안되었다⁸.

한편, massive MIMO 시스템 또는 밀리미터파 대역의 물리적인 특성을 고려한 통계적 채널 모델(Statistical channel model, SCM)로서 주요한 다중경로(Multi-path) 성분들로 구성되는 광선기반 채널(Ray-based channel) 모델이 폭넓게 고려되고 있다⁹⁻¹¹. 또한, 광선기반 채널 환경의 주파수 분할 듀플렉스 단일 셀 massive MIMO 시스템에서 대규모 안테나에 의한 피드백 오버헤드를 줄이기 위해, angle-of-departure (AoD)에 따른 방향 벡터들로 구성된 부분 공간만을 고려하여 효율적으로 채널을 양자화하는 AoD-적용 부분 공간 코드북이 제안되었다¹¹. 하지만, 이와 같은 중요한 유용성에도 불구하고, 광선기반 채널 환경의 다중 셀 Massive MIMO 네트워크에서 피드백 오버헤드와 백홀 오버헤드를 줄이기 위한 효율적인 피드백 기법에 관한 연구는 미비한 실정이다.

본 논문에서는 광선기반 채널 환경의 다중 셀 Massive MIMO 네트워크에서 간섭 조정 기법을 연구하고, AoD-적용 부분 공간 코드북을 기반으로 적응적 피드백 기법을 제안한다. 평균 합 전송률을 최대화하기 위한 피드백 비트 할당 최적화 문제를 제시하고, 전송률 손실(Rate loss)을 분석함으로써 셀 내 사용자 채널과 인접 셀 간섭 채널의 양자화 오차가 전송률에 미치는 영향을 파악한다. 분석을 기반으로 셀 내 사용자 채널과 인접 셀 간섭 채널에 대한 최적의 피드백 비트 할당을 닫힌 형태(Closed-form)로 도출하고 이를 활용하여 광선기반 채널의 다중경로 수에 따른 적응적 피드백 기법을 제안한다. 모의실험을 통해 제안하는 피드백 비트 할당 최적화 기법이 평균 합 전송률 측면에서 기존 기법들보다 우수한 성능을 달성하고, 또한 최적의 성능에 근접한 성능을 달성함을 확인한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 광선기반 채널 환경의 협업 Massive MIMO 시스템 모델을 설명한다. III장에서는 피드백 할당 최적화 기법을 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통해 본 논문에서 제안하는 기법의 성능을 확인하고, V장에서 본 논문을 종합하여 결론을 제시한다.

표기법: 본 논문에서 $(\cdot)^T$, $(\cdot)^\dagger$, $(\cdot)^{-1}$ 는 각각 transpose, complex conjugate transpose, inverse를 나타낸다. $\|\cdot\|$ 는 벡터의 노름(Norm)이며, $E[\cdot]$ 는 기댓값(Expectation)을 나타낸다.

II. 시스템 모델

2.1 채널 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 제한된 피드백 환경에서 협업기반의 N 셀 Massive MIMO 네트워크를 고려한다. 각 셀에서는 M ($\gg 1$) 개의 안테나를 가지는 단일 기지국이 하나의 안테나를 가지는 K 명의 사용자들을 서비스한다. 기지국 간 협업을 위해 모든 기지국은 오차 및 지연이 없는 백홀 링크로 연결된다. n 번째 ($n \in \mathbf{N} = \{1, \dots, N\}$) 기지국에서의 전송 데이터 심볼 벡터를 $\mathbf{s}_n = [s_{1,n}, \dots, s_{K,n}]^T \text{INVC}^{K \times 1}$ 로 표현하고, 선형 프리코더를 $\mathbf{V}_n = [\mathbf{v}_{1,n}, \dots, \mathbf{v}_{K,n}] \text{INVC}^{M \times K}$ 로 표현하면, 전송 신호는 $\mathbf{x}_n = \mathbf{V}_n \mathbf{s}_n$ 이다. 각 기지국은 전력 할당을 위한 피드백 오버헤드를 줄이기 위해 각 사용자에게 동등한 전력을 할당한다^[2,3]. 따라서, n 번째 기지국의 k 번째 ($k \in \mathbf{K} = \{1, \dots, K\}$) 사용자를 서비스하는 빔포밍 벡터의 크기는 $\|\mathbf{v}_{k,n}\|^2 = 1$ 를 만족한다. 본 논문에서는 표기법의 단순성을 위해 n 번째 기지국의 k 번째 사용자를 (k,n) 사용자로 표현하며, 수신 신호는 다음과 같다.

$$y_{k,n} = \sqrt{\gamma_{k,n,n}^r} \mathbf{h}_{k,n,n}^\dagger \mathbf{v}_{k,n} s_{k,n} + \sum_{l \in \mathbf{K} \setminus k} \sqrt{\gamma_{k,n,n}^r} \mathbf{h}_{k,n,n}^\dagger \mathbf{v}_{l,n} s_{l,n} + \sum_{i \in \mathbf{N} \setminus n} \sqrt{\gamma_{k,n,i}^r} \mathbf{h}_{k,n,i}^\dagger \sum_{j \in \mathbf{K}} \mathbf{v}_{j,i} s_{j,i} + n_{k,n} \quad (1)$$

위 식에서 $\gamma_{k,n,i}^r$ 는 경로 손실이 반영된 i 번째 기지국으로부터의 사용자 (k,n) 사이의 수신전력이며, $\mathbf{h}_{k,n,i} \text{INVC}^{M \times 1}$ 는 i 번째 기지국과 (k,n) 사용자 간의 채널 벡터이다. $n_{k,n}$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 복소 가우시안 ($n_{k,n} \sim \text{CN}(0, \sigma^2)$) 잡음이다.

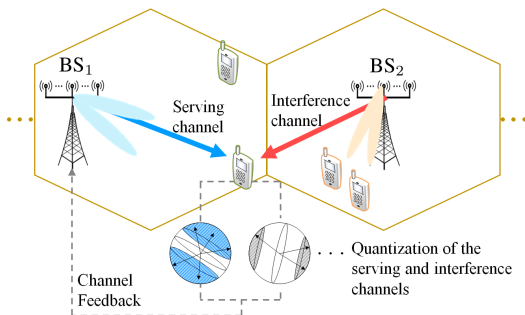


그림 1. 시스템 모델
Fig. 1. System model

본 논문에서는 Massive MIMO와 밀리미터파 환경에서 폭넓게 쓰이는 협대역(Narrowband) 광선기반 채널을 고려한다. 기지국의 안테나로 균일 선형 배열 (Uniform linear array, ULA)을 고려 시, i 번째 기지국과 (k,n) 사용자 간의 광선기반 하향 채널은 $P_{k,n,i}$ 개의 다중경로들로 구성되며 아래와 같이 표현된다.

$$\mathbf{h}_{k,n,i} = \sum_{p=1}^{P_{k,n,i}} g_{k,n,i,p} \mathbf{a}(\theta_{k,n,i,p}) \quad (2)$$

위 식에서 $g_{k,n,i,p}$ 는 소규모 페이딩에 의한 p 번째 경로의 복소 이득이며, 평균이 0 분산이 1인 복소 가우시안, 즉 $g_{k,n,i,p} \sim \text{CN}(0,1)$ 로 표현된다^[10,11]. $\theta_{k,n,i,p}$ 와 $\mathbf{a}(\theta_{k,n,i,p})$ 는 각각 p 번째 경로의 AoD와 방향 벡터를 의미하며, $\mathbf{a}(\theta_{k,n,i,p}) \text{INVC}^{M \times 1}$ 는 아래와 같이 표현된다.

$$\mathbf{a}(\theta_{k,n,i,p}) = \left[e^{-j2\pi(m-1)\frac{D}{\lambda} \sin(\theta_{k,n,i,p})} \right]_{m=1}^M \quad (3)$$

위 식에서 D 는 안테나 간격을 λ 는 파장을 의미한다. $P_{k,n,i}$ 개의 방향 벡터들로 구성된 방향 행렬을 $\mathbf{A}_{k,n,i} = [\mathbf{a}(\theta_{k,n,i,1}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{k,n,i,P_{k,n,i}})] \text{INVC}^{M \times P_{k,n,i}}$ 로 정의하면, 광선기반 채널 벡터를 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{h}_{k,n,i} = \mathbf{A}_{k,n,i} \mathbf{g}_{k,n,i} \quad (4)$$

위 식에서 $\mathbf{g}_{k,n,i} = [g_{k,n,i,1}, \dots, g_{k,n,i,P_{k,n,i}}]^T \text{INVC}^{P_{k,n,i} \times 1}$ 는 경로 이득 벡터이다. 위의 식으로 표현되는 광선기반 채널 모델에서, AoD들은 산란체들(Scatterers)의 물리적인 위치에 따라 영향을 받기 때문에 채널 상관 시간 동안 정적인 것으로 가정한다^[11].

2.2 협력적 제로-포싱 빔포밍

사용자 (k,n) 수신 신호 수식에서 알 수 있듯이, 다중 셀 네트워크 환경에서는 수식의 두 번째 항인 셀 내부 사용자 간 간섭(IUI)과 세 번째 항인 다른 셀로부터의 간섭(OCI)이 전송률 성능을 결정하는 주요한 요소이다^[7,8]. 따라서, IUI와 OCI를 동시에 제거하기 위한 빔포밍 기법이 필요하며, 본 연구에서는 협력적 제로-포싱 빔포밍(Coordinated Zero-forcing beamforming, C-ZFBB) 기법을 도입한다. 사용자

(k, n) 의 빔포밍 벡터는 아래와 같이 설계된다.

$$v_{k,n} = \frac{(\mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^\dagger)^{-1} \mathbf{h}_{k,n,n}}{\|(\mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^\dagger)^{-1} \mathbf{h}_{k,n,n}\|} \quad (5)$$

위 식에서 $\mathbf{H}_n = [\mathbf{H}_{n,n}, [\mathbf{H}_{i,n}^{\text{OCI}}]_{i \in \mathbf{N} \setminus n}] \text{INVC}^{M \times NK}$ 은 n 번째 기지국이 서비스하는 셀 내부 채널과 인접 셀 사용자들을 향한 간섭 채널이며, 서비스하는 채널은 $\mathbf{H}_{n,n} = [\mathbf{h}_{1,n,n}, \dots, \mathbf{h}_{K,n,n}] \text{INVC}^{M \times K}$ 으로 인접 셀 간섭 채널은 $\mathbf{H}_{i,n}^{\text{OCI}} = [\mathbf{h}_{1,i,n}, \dots, \mathbf{h}_{K,i,n}] \text{INVC}^{M \times K}$ ($i \in \mathbf{N} \setminus n$)로 표현된다. 이때, n 번째 기지국은 백홀 링크를 통하여 기지국들간의 협업을 통해 인접 셀 간섭 채널들인 $[\mathbf{H}_{i,n}^{\text{OCI}}]_{i \in \mathbf{N} \setminus n}$ 을 얻게 된다. 또한, 빔포밍을 통해 IUI와 OCI를 완벽히 제거할 수 있도록 기지국의 안테나 수는 $M \geq NK$ 를 만족한다.

2.3 AoD-적응 부분 공간 코드북 기반의 제한된 피드백

본 연구에서는 각 기지국이 피드백 링크를 통해 채널 방향 정보를 획득하는 제한된 피드백 환경을 고려한다. 사용자는 기지국에서 보낸 파일럿 신호를 기반으로 채널을 추정하고, 추정된 채널을 기지국으로 피드백한다. Massive MIMO 시스템에서 정확한 채널 추정^[2,3,11]이 가능하므로, 본 연구에서 사용자는 기지국과의 채널 상태 정보를 완벽히 알고 있다고 가정한다.

사용자 (k, n) 은 셀 안에서 서비스하는 n 번째 기지국과의 채널 방향 정보뿐만 아니라 인접 셀에 있는 다른 모든 기지국과 관련된 간섭 채널의 방향 정보를 피드백 한다. 이를 위해서, 사용자 (k, n) 은 서로 다른 N 개의 채널 방향 정보 양자화 코드북을 활용한다. 각 코드북은 M 차원의 $2^{b_{k,n,i}}$ 개의 단위 크기 벡터들로 아래와 같이 구성된다.

$$\mathbf{C}_{k,n,i} = \{\mathbf{c}_{k,n,i,1}, \dots, \mathbf{c}_{k,n,i,2^{b_{k,n,i}}}\}, \forall k \in \mathbf{K}, n \in \mathbf{N}, i \in \mathbf{N} \quad (6)$$

본 연구에서는 광선기반 채널 모델에서 피드백 오버헤드를 줄일 수 있는 AoD-적응 부분 공간 코드북을 활용한다^[11]. AoD-적응 부분 공간 코드북은 전체 채널 공간이 아닌 AoD에 따른 방향 벡터들로 구성된 부분 공간만을 고려함으로써 주요한 경로들로 이루어진 광선기반 채널을 효율적으로 양자화한다. 사용자 (k, n) 과 i 번째 기지국 간의 방향 행렬 $\mathbf{A}_{k,n,i}$ 을 기

반으로 코드북 $\mathbf{C}_{k,n,i}$ 을 아래와 같이 설계한다^[11].

$$\mathbf{C}_{k,n,i} = \{\mathbf{A}_{k,n,i} \mathbf{c}_{k,n,i,1}^{\text{RVQ}}, \dots, \mathbf{A}_{k,n,i} \mathbf{c}_{k,n,i,2^{b_{k,n,i}}}^{\text{RVQ}}\} \quad (7)$$

위 식에서 $\mathbf{C}_{k,n,i}^{\text{RVQ}} = \{\mathbf{c}_{k,n,i,1}^{\text{RVQ}}, \dots, \mathbf{c}_{k,n,i,2^{b_{k,n,i}}}^{\text{RVQ}}\}$ 는 $b_{k,n,i}$ 비트의 랜덤 벡터 양자화(Random vector quantizer, RVQ) 코드북이다. 위 식에서 알 수 있듯이, AoD-적응 부분 공간 코드북은 i 번째 기지국과 사용자 (k, n) 간에 미리 공유된 RVQ 코드북이 AoD로 구성되는 방향 행렬 $\mathbf{A}_{k,n,i}$ 따라 조정된다. 또한, $\mathbf{C}_{k,n,i}$ 의 각 코드워드 벡터들은 Massive MIMO 시스템에서 점근 분석에 따라 단위 크기인 $\|\mathbf{A}_{k,n,i} \mathbf{c}_{k,n,i,j}^{\text{RVQ}}\|^2 = 1$ 을 만족한다^[11]. 또한, 기지국과 사용자 간의 AoD 들은 MUSIC과 같은 방위각 추정 알고리즘으로 정확한 추정이 가능하다. 사용자 (k, n) 은 추정된 채널 상태 정보로부터 i 번째 기지국 사이의와 표본(Sample) 채널 상관관계 행렬인 $\mathbf{R}_{k,n,i} = E[\mathbf{h}_{k,n,i} \mathbf{h}_{k,n,i}^\dagger]$ 을 얻을 수 있으며, $\mathbf{R}_{k,n,i}$ 를 기반으로 MUSIC 알고리즘을 통해 다중 경로들을 구성하는 $[\theta_{k,n,i,p}]_{p=1}^{P_{k,n,i}}$ 을 추정할 수 있다^[11]. 이를 통해 다중경로 개수인 $P_{k,n,i}$ 를 얻을 수 있다. AoD들은 장기적인(Long-term) 채널 통계이므로, 기지국은 낮은 피드백 오버헤드로 사용자로부터 추정된 AoD들을 피드백 받을 수 있다. 이러한 이유로, 본 연구에서 기지국과 사용자는 다중경로 개수 및 AoD들을 완벽히 안다고 가정한다.

사용자 (k, n) 은 $\mathbf{C}_{k,n,i}$ 을 활용하여 i 번째 기지국과 채널 방향 정보를 다음과 같이 양자화한다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{k,n,i} = \underset{\mathbf{c} \in \mathbf{C}_{k,n,i}}{\text{argmax}} |\hat{\mathbf{h}}_{k,n,i}^\dagger \mathbf{c}|^2, \forall i \in \mathbf{N} \quad (8)$$

위와 같이 사용자 (k, n) 은 N 개의 양자화 코드북을 활용하여 모든 기지국과의 채널 방향 정보를 양자화하기 때문에, 사용자 (k, n) 의 채널 방향 정보 양자화를 위한 피드백 비트 할당 벡터를 $\mathbf{b}_{k,n} = [b_{k,n,1}, \dots, b_{k,n,N}]$ 로 표현할 수 있다. 기지국이 채널 방향 정보를 얻기 위해 각 사용자에게 할당된 총 피드백 양을 B_t 라 하면, 피드백 비트 할당 벡터는 $\sum_{i \in \mathbf{N}} b_{k,n,i} = B_t$ 을 만족한다.

각 기지국이 서비스하는 사용자로부터 채널 방향 정보들을 피드백 받은 후, 모든 기지국은 인접 셀 간

섭 채널들의 양자화된 채널 정보를 백홀 링크를 통해 공유한다. 기지국은 양자화된 셀 내 채널과 다른 셀을 향한 간섭 채널을 기반으로 식 (5)로 부터 협력적 제로-포싱 빔포밍을 설계한다. 결과적으로, 사용자 (k, n) 의 달성 가능한 전송률은 아래와 같이 표현된다.

$$R_{k,n} = \log_2 \left(1 + \frac{\rho_{k,n,n}^r | \mathbf{h}_{k,n,n}^\dagger \mathbf{v}_{k,n} |^2}{J_{k,n,n}^{\text{UI}} + J_{k,n,n}^{\text{OCI}} + 1} \right) \quad (9)$$

위 식에서 $J_{k,n,n}^{\text{UI}} = \sum_{l \in \mathbf{K} \setminus k} \rho_{k,n,n}^r | \mathbf{h}_{k,n,n}^\dagger \mathbf{v}_{l,n} |^2$ 는 셀 내 간섭을, $J_{k,n,n}^{\text{OCI}} = \sum_{i \in \mathbf{N} \setminus n} \sum_{j \in \mathbf{K}} \rho_{k,n,i}^r | \mathbf{h}_{k,n,i}^\dagger \mathbf{v}_{j,i} |^2$ 는 셀 간 간섭을 나타내며, $\rho_{k,n,i}^r = \frac{\gamma_{k,n,i}^r}{\sigma^2}$ 는 수신 신호 대 잡음 비(Signal-to-noise ratio, SNR)이다. 이에 따라, 네트워크의 평균 합 전송률은 아래와 같다.

$$R_s = \sum_{n \in \mathbf{N}} \sum_{k \in \mathbf{K}} E[R_{k,n}] \quad (10)$$

III. 피드백 비트 할당 최적화

3.1. 최적화 문제 수립

제한된 피드백 양 환경에서는 양자화 오차로 인해 셀 내 간섭과 셀 간 간섭이 완벽히 제거되지 않으므로, 사용자 (k, n) 의 달성 가능한 전송률은 $J_{k,n,n}^{\text{UI}}$ 와 $J_{k,n,n}^{\text{OCI}}$ 의 영향을 받는다. 기지국이 셀 내에서 서비스하는 사용자 채널의 양자화 오차와 인접 셀 간섭 채널의 양자화 오차는 각각 $J_{k,n,n}^{\text{UI}}$ 와 $J_{k,n,n}^{\text{OCI}}$ 에 영향을 미치는 주요한 요소이다. 특히나, 본 연구에서와 같이 광선기반 채널 환경에서 AoD-적용 부분 공간 코드북을 활용시, 양자화 오차는 각 채널을 구성하는 방향 벡터들로부터 직접적인 영향을 받는다. 따라서, 사용자의 피드백 비트 할당 벡터 $\mathbf{b}_{k,n} = [b_{k,n,1}, \dots, b_{k,n,N}]$ 는 방향 벡터들로 구성된 사용자 채널과 간섭 채널의 양자화 오차에 따른 네트워크 평균 합 전송률을 고려하여 최적화되어야 한다. 본 논문에서는 평균 합 전송률을 최대화하기 위한 피드백 비트 할당 최적화 문제를 다음과 같이 제시한다.

$$\begin{aligned} P1: & \text{maximize} && \sum_{n \in \mathbf{N}} \sum_{k \in \mathbf{K}} E[R_{k,n}] \\ & \text{subject to} && \mathbf{b}_{k,n} = [b_{k,n,1}, \dots, b_{k,n,N}], \\ & && \sum_{i \in \mathbf{N}} b_{k,n,i} = B_l, \forall k \in \mathbf{K}, n \in \mathbf{N}. \end{aligned}$$

문제 P1의 목적 함수(Objective function)는 양자화된 채널들로 형성된 빔포밍 벡터의 함수지만, 최적화 변수인 피드백 비트 할당 벡터의 영향이 암시적(Implicit)으로 반영되어 있다. 또한, 위 문제는 네트워크의 모든 사용자의 피드백 비트 할당 벡터, 즉, $[\mathbf{b}_{1,n}, \dots, \mathbf{b}_{K,n}]_{n=1}^N$ 이 목적 함수에 영향을 미치는 조합 문제(Combinatorial problem)이다. 이로 인해, 문제 P1의 최적의 솔루션을 직접 도출하는 것은 매우 어렵다. 따라서, 최적의 솔루션은 몬테카를로 시뮬레이션(Monte-Carlo simulation)을 기반으로 모든 사용자의 피드백 비트 할당 벡터를 수치 탐색(Numerical search) 함으로써 얻을 수 있다. 하지만, 수치 탐색 기반의 솔루션은 $(N-1)NK$ -차원의 완전 탐색(Brute-force search)이 요구되므로, 실제 시스템에서는 복잡도가 매우 높아 많은 시간과 자원 소모가 필요하다. 따라서, 본 연구에서는 문제 P1을 수학적 분석 함으로써 낮은 복잡도로 얻을 수 있는 최적해에 근접한 성능을 달성할 수 있는 피드백 비트 할당 벡터 기법을 다음과 같이 제시한다.

3.2. 전송률 손실 분석

기지국이 셀 내에서 서비스하는 채널과 인접 셀 간섭 채널의 양자화 오차가 전송률에 미치는 영향을 파악하기 위해 본 논문에서는 다음과 같이 전송률 손실을 분석한다. 사용자 (k, n) 전송률 손실은 완벽한 채널 상태 정보 시(Perfect CSI, PCSI) 달성 가능한 전송률과 제한된 피드백 환경에서의 달성 가능한 전송률의 차이를 의미하며, 아래와 같이 정의된다.

$$\Delta R_{k,n} = E[R_{k,n}^{\text{PCSI}} - R_{k,n}] \quad (11)$$

위 식에서 $R_{k,n}^{\text{PCSI}}$ 완벽한 채널 상태 정보 환경에서의 사용자 (k, n) 의 전송률이며, 이러한 환경에서 설계되는 C-ZFBF 벡터를 $\mathbf{v}_{k,n}^{\text{PCSI}}$ 라 하면, $R_{k,n}^{\text{PCSI}}$ 는 아래와 같이 표현된다.

$$R_{k,n}^{\text{PCSI}} = \log_2 \left(1 + \rho_{k,n,n}^r | \mathbf{h}_{k,n,n}^\dagger \mathbf{v}_{k,n}^{\text{PCSI}} |^2 \right) \quad (12)$$

식 (9)와 (12)를 식 (11)에 대입한 후 전개하면, (k, n) 사용자의 전송률 손실은 아래와 같은 상한을 갖는다^{7,8)}.

$$\Delta R_{k,n} \leq \log_2(E[J_{k,n,n}^{\text{UI}}] + E[J_{k,n,n}^{\text{OCI}}] + 1) \quad (13)$$

식 (13)의 상한을 기반으로 전송률 손실의 상한을 다음과 같이 수학적으로 분석할 수 있다. 광선기반 채널 환경에서 AoD-적용 부분 공간 코드북 활용 시, 식 (13)의 셀 내 간섭의 기댓값인 $E[J_{k,n,n}^{\text{UI}}]$ 의 상한을 다음과 같이 도출할 수 있다.

$$E[J_{k,n,n}^{\text{UI}}] = \sum_{l \in \mathbf{K} \setminus k} \rho_{k,n,n}^r E[|\mathbf{h}_{k,n,n}^\dagger \mathbf{v}_{l,n}|^2] \quad (14)$$

$$\begin{aligned} &< \sum_{l \in \mathbf{K} \setminus k} \rho_{k,n,n}^r E[\|\mathbf{h}_{k,n,n}\|^2] \frac{2^{-\frac{b_{k,n,n}}{P_{k,n,n}-1}}}{P_{k,n,n}-1} \\ &= (K-1)\rho_{k,n,n}^r \frac{MP_{k,n,n}}{P_{k,n,n}-1} 2^{-\frac{b_{k,n,n}}{P_{k,n,n}-1}} \end{aligned} \quad (15)$$

위 식에서 (14)는 광선기반 채널 환경에서 AoD-적용 부분 공간 코드북으로 얻은 양자화된 채널로부터 제로-포싱 빔포밍 형성 시, 논문 [11]에서 도출한 사용자 간 간섭의 상한으로부터 얻을 수 있다. 위 식에서 (15)는 $E[\|\mathbf{h}_{k,n,n}\|^2]$ 의 기댓값을 다음과 같이 도출함으로써 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} &E[\|\mathbf{h}_{k,n,n}\|^2] \\ &= E[(\mathbf{A}_{k,n,i} \mathbf{g}_{k,n,i})^\dagger (\mathbf{A}_{k,n,i} \mathbf{g}_{k,n,i})] \\ &= \text{tr}(\mathbf{A}_{k,n,i}^\dagger \mathbf{A}_{k,n,i} E[\mathbf{g}_{k,n,i} \mathbf{g}_{k,n,i}^\dagger]) \end{aligned} \quad (16)$$

위와 동일한 과정을 통해, 식 (13)의 셀 간 간섭의 기댓값인 $E[J_{k,n,n}^{\text{OCI}}]$ 의 상한을 아래와 같이 도출할 수 있다.

$$E[J_{k,n,n}^{\text{OCI}}] < \sum_{i \in \mathbf{N} \setminus n} K \rho_{k,n,i}^r \frac{MP_{k,n,i}}{P_{k,n,i}-1} 2^{-\frac{b_{k,n,i}}{P_{k,n,i}-1}} \quad (17)$$

식 (15)와 식 (17)을 식 (13)에 대입하면, (k, n) 사용자의 전송률 손실의 상한을 아래와 같이 도출할 수 있으며, 표기법의 단순성을 위해 $\Delta R_{k,n}^{\text{Upper}}$ 표현한다.

$$\Delta R_{k,n} \leq \log_2 \left((K-1)\rho_{k,n,n}^r \frac{MP_{k,n,n}}{P_{k,n,n}-1} 2^{-\frac{b_{k,n,n}}{P_{k,n,n}-1}} + \sum_{i \in \mathbf{N} \setminus n} K \rho_{k,n,i}^r \frac{MP_{k,n,i}}{P_{k,n,i}-1} 2^{-\frac{b_{k,n,i}}{P_{k,n,i}-1}} + 1 \right) \quad (18)$$

$$= \Delta R_{k,n}^{\text{Upper}} \quad (19)$$

도출한 위 식에서 알 수 있듯이, 기존 연구에서 도출된 레일레이채널 또는 상관관계가 있는 레일레이 채널 환경에서의 전송률 손실 분석^{7,8)}과는 달리, 광선기반 채널 환경에서는 전송률 손실의 상한이 (k, n) 사용자의 피드백 비트 할당 벡터 $\mathbf{b}_{k,n} = [b_{k,n,1}, \dots, b_{k,n,N}]$ 및 수신 SNR $\rho_{k,n,i}^r$, 그리고 광선기반 채널의 다중경로 수 $P_{k,n,i}$ 에 영향을 받음을 알 수 있다. 특히나 흥미로운 점은, 도출한 전송률 손실의 상한이 방향 행렬 $\mathbf{A}_{k,n,i}$ 의 열벡터를 형성하는 AoD에는 독립적이지만, 방향 행렬 $\mathbf{A}_{k,n,i}$ 의 열벡터 수, 즉, 다중경로 수에는 영향을 받는다는 점이다. 따라서, (k, n) 사용자의 전송률을 향상하기 위해서는 (k, n) 사용자가 피드백하는 서비스 채널과 간섭 채널 들로부터의 수신 SNR과 다중경로 수를 모두 고려하여 피드백 양을 할당하여야 한다. 표기법의 단순성을 위해 식 (18)에서 피드백 비트 할당 벡터와 무관한 항을 각각 $t_{k,n,n} = (K-1)\rho_{k,n,n}^r MP_{k,n,n}/(P_{k,n,n}-1)$ 와 $t_{k,n,i} = K\rho_{k,n,i}^r MP_{k,n,i}/(P_{k,n,i}-1), \forall i \in \mathbf{N} \setminus n$ 로 표현하면, 전송률 손실의 상한은 아래와 같다.

$$\Delta R_{k,n}^{\text{Upper}} = \log_2 \left(\sum_{i \in \mathbf{N}} t_{k,n,i} 2^{-\frac{b_{k,n,i}}{P_{k,n,i}-1}} + 1 \right) \quad (20)$$

3.3 제안하는 피드백 비트 할당 최적화 기법

본 연구에서는 앞 절에서 분석한 전송률 손실을 기반으로 낮은 복잡도로 최적의 근접한 성능을 달성할 수 있는 기법을 제시하기 위해, 다음과 같이 (k, n) 사용자의 전송률 손실의 상한을 최소화하는 피드백 비트 할당 최적화 문제를 제안한다.

$$\begin{aligned} P2: &\text{minimize} && \Delta R_{k,n}^{\text{Upper}} \\ &\text{subject to} && \sum_{i \in \mathbf{N}} b_{k,n,i} = B_t. \end{aligned}$$

문제 P2의 목적 함수인 식 (20)에서 log 함수가 단조 증가(Monotonic increasing) 함수이므로, 위의 최

적화 문제는 아래의 문제 P3와 동등하다.

$$P3: \underset{b_{k,n,1}, \dots, b_{k,n,N}}{\text{minimize}} \sum_{i \in \mathbf{N}} t_{k,n,i} 2^{-\frac{b_{k,n,i}}{P_{k,n,i}-1}}$$

$$\text{subject to } \sum_{i \in \mathbf{N}} b_{k,n,i} = B_t.$$

문제 P3은 볼록 최적화 문제 (Convex optimization problem)이며, Karush-Kuhn-Tucker(KKT) 최적화 조건들로부터 최적의 솔루션을 도출할 수 있다^[12]. 먼저, 문제 P3의 제약조건과 관련된 라그랑주 승수 (Lagrangian multiplier)를 λ 로 정의하면, 라그랑주 함수를 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$L = \sum_{i \in \mathbf{N}} t_{k,n,i} 2^{-\frac{b_{k,n,i}}{P_{k,n,i}-1}} + \lambda \left(\sum_{i \in \mathbf{N}} b_{k,n,i} - B_t \right) \quad (21)$$

식 (21)의 라그랑주 함수를 기반으로 아래와 같은 KKT 최적화 조건들을 도출할 수 있다.

$$\frac{\partial L}{\partial b_{k,n,i}} = -\frac{t_{k,n,i} \ln 2}{P_{k,n,i}} 2^{-\frac{b_{k,n,i}}{P_{k,n,i}-1}} + \lambda = 0, \forall i \in \mathbf{N} \quad (22)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \lambda} = \sum_{i \in \mathbf{N}} b_{k,n,i} - B_t = 0 \quad (23)$$

위 수식에서 $\bar{P}_{k,n,i} = P_{k,n,i} - 1$ 이며, (22)와 (23) 수식들을 계산함으로써 KKT 최적화 조건들을 만족하는 $b_{k,n,i}, \forall i \in \mathbf{N}$ 와 λ 를 얻을 수 있다. 결과적으로 문제 P3의 최적의 솔루션을 닫힌 형태로 아래와 같이 도출할 수 있다.

$$b_{k,n,i}^* = \bar{P}_{k,n,i} \left[\log_2 \left(\frac{t_{k,n,i} \ln 2}{\bar{P}_{k,n,i}} \right) + \frac{1}{\sum_{i \in \mathbf{N}} \bar{P}_{k,n,i}} \right] \quad (24)$$

$$\times \left\{ B_t - \log_2 \prod_{i \in \mathbf{N}} \left(\frac{t_{k,n,i} \ln 2}{\bar{P}_{k,n,i}} \right)^{\bar{P}_{k,n,i}} \right\}, \forall i \in \mathbf{N}$$

이에 따라 (k,n) 사용자의 전송률 손실의 상한을 최소화하는 피드백 비트 할당 벡터는 아래와 같다.

$$\mathbf{b}_{k,n}^* = [b_{k,n,1}^*, \dots, b_{k,n,N}^*] \quad (25)$$

IV. 모의실험

본 절에서는 제안하는 피드백 비트 할당 최적화 기법의 성능을 확인하기 위해 모의실험을 수행하였다. 그림 1과 같이 제한된 피드백 환경에서 협업기반 2셀 Massive MIMO 네트워크를 고려한다. 64 개의 균일 선형 배열 안테나 ($M=64$)를 가지는 기지국이 각 셀에서 단일 안테나를 가지는 6 명의 사용자들을 서비스한다. 각 셀의 크기는 500 m이며, 셀 1의 사용자들은 기지국 1로부터 450 m 거리에 방위각 $-\pi/4 + \pi k/10$ ($k \in \{1, \dots, 6\}$)에 위치하였으며, 셀 2의 사용자들은 기지국 2로부터 450 m 거리에 방위각 $3\pi/4 + \pi k/10$ 에 있는 환경을 고려하였다. 간섭 기지국으로부터의 거리는 기지국과 사용자들의 위치에 따라 계산되었다. 사용자들의 서비스 채널과 간섭 채널은 식 (2)에 따른 광선기반 하향 채널로 구성되었으며, sub-6 GHz를 위한 3GPP 공간 채널 모델을 고려하여 다중경로 수를 서비스 채널의 경우 10 ($P_{k,n,n} = 10$)으로 간섭 채널의 경우 12 ($P_{k,n,i} = 12, i \neq n$)로 설정하였다^[9,11]. 또한, 각 경로의 AoD는 $[-\pi/2, \pi/2]$ 의 구간에서 균일분포로 랜덤하게 선택하였다^[11]. 기지국으로부터 사용자 거리에 따른 경로 손실을 고려하기 위해 전력 하락 경로 손실 모델 $\gamma_{k,n,i}^r = \gamma^f (d_0/d_{k,n,i})^a$ 이 고려되었으며^[8], γ^f 는 송신 전력을 $d_0 (= 1 \text{ m})$ 는 기준거리, $a (= 2.7)$ 는 경로 손실 계수를 의미한다. 제안한 기법(Proposed scheme)의 성능 평가를 위한 기준 기법들로서 1) RVQ 코드북 기반의 동일한 비트 할당(Equal bit allocation) 기법 (EB with RVQ), 2) RVQ 코드북 기반의 적응적 비트 할당(Adaptive bit allocation) 기법^[7], 3) AoD-적용 부분 공간 코드북 기반의 동일한 비트 할당 기법 (EB with AoD CB)^[11], 4) 몬테카를로 시뮬레이션 기반의 수치 탐색으로부터 얻은 문제 P1의 최적의 솔루션 (Optimal scheme) 기법이 고려되었다. 모의실험 수행 시, 수식 (23)으로부터 도출하는 최적화된 피드백 비트 할당 벡터에서 특정 셀 기지국과의 피드백 양이 0 비트로 계산되는 경우 피드백 양을 1 비트로 조정하며, 다른 셀 기지국과의 피드백 양을 1 비트 감소함으로써 각 사용자의 총 피드백 양을 만족하도록 조정하였다.

그림 2는 각 사용자의 총 피드백 양이 8 비트일 때 ($B_t = 8$) 수신 SNR에 따른 다양한 기법들의 평균 합 전송률 성능을 보여준다. 수신 SNR의 경우는 경로 손실을 고려하여 사용자가 셀 가장자리, 즉, 기지국으로부터 500 m 거리에 위치하였을 때의 SNR을 의미하

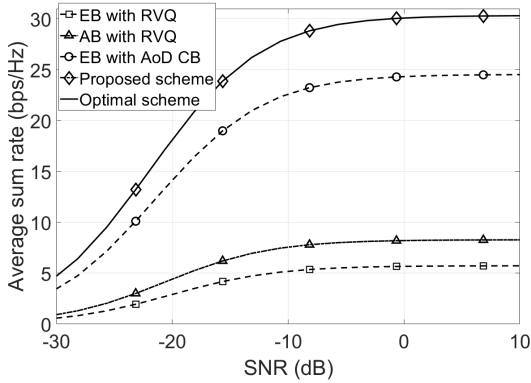


그림 2. 총 피드백 양 8 비트일 때 ($B_f = 8$) 다양한 기법들에 따른 평균 총 전송률
 Fig. 2. Average sum rate of various schemes when the number of feedback amount is 8 bits

며, 이를 기반으로 송신 전력 γ 를 계산하여 얻을 수 있다⁷⁾. 이때, 모든 사용자에 대하여 수식 (25)으로부터 도출하는 최적화된 피드백 비트 할당 벡터의 원소는 1비트 이상임을, 즉, $b_{k,n}^* \geq 1$ 임을 확인하였다. 기존의 RVQ 코드북에 비해 AoD-적용 부분 공간 코드북을 사용 시 전송률이 크게 향상되었다. 그림 2에서 알 수 있듯이, 본 논문에서 제안한 피드백 비트 할당 최적화 기법이 AoD-적용 부분 공간 코드북 기반의 동일한 비트 할당 기법보다 전송률 측면에서 우수한 성능을 달성함을 알 수 있으며, 그 차이는 수신 SNR이 커질수록 증가한다. 또한, 제안한 기법이 최적의 슬루션과 같은 성능을 달성함을 확인하였다.

그림 3은 각 사용자의 총 피드백 오버헤드가 16 비트일 때 ($B_f = 16$) 수신 SNR에 따른 다양한 기법들

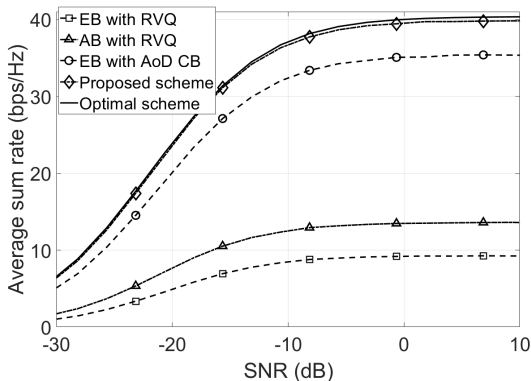


그림 3. 총 피드백 양 16 비트일 때 ($B_f = 16$) 다양한 기법들에 따른 평균 총 전송률
 Fig. 3. Average sum rate of various schemes when the number of feedback amount is 16 bits

의 평균 합 전송률 성능을 보여준다. 마찬가지로, 모든 사용자에 대하여 수식 (25)으로부터 도출하는 최적화된 피드백 비트 할당 벡터는 $b_{k,n}^* \geq 1$ 임을 확인하였다. 채널 방향 정보 양자화를 위해 각 사용자에게 더 많은 양의 피드백 양을 할당한 경우 전송률 측면에서 전체적인 성능이 향상됨을 알 수 있다. 그림 2의 결과와 마찬가지로, 제안한 피드백 비트 할당 최적화 기법이 기존 기법들보다 우수한 전송률 성능을 달성함을 알 수 있다. 또한, 제안한 기법이 최적의 성능에 근접한 성능을 달성함을 확인하였다.

그림 4는 수신 SNR이 0 dB 일 때 각 사용자의 총 피드백 오버헤드에 따른 다양한 기법들의 평균 합 전송률 성능을 나타낸다. 총 피드백 양이 증가할수록 전송률 측면에서 전체적인 성능이 향상됨을 알 수 있다. 본 논문에서 제안한 피드백 비트 할당 최적화 기법이 모든 피드백 오버헤드에 대해서 기존 기법들에 비해 우수한 성능을 달성함을 알 수 있다. 또한, 제안한 기법이 모든 피드백 오버헤드에 대해서 최적의 성능에 근접한 성능을 달성함을 확인하였다.

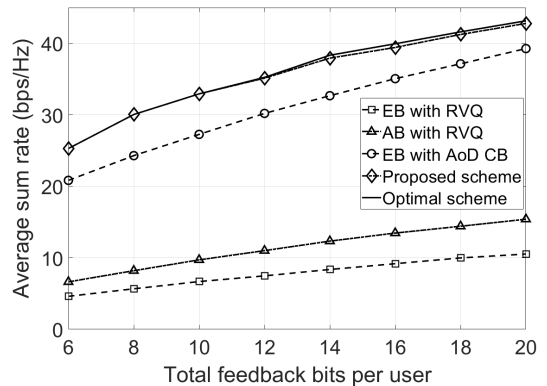


그림 4. 총 피드백 오버헤드에 따른 다양한 기법들에 따른 전송률 성능 (SNR=0 dB)
 Fig. 4. Average sum rate of various schemes with respect to the total feedback overhead (SNR=0 dB)

V. 결론

본 논문에서는 광선기반 채널 환경의 다중 셀 Massive MIMO 네트워크에서 피드백 오버헤드와 백홀 오버헤드 줄이기 위해 AoD-적용 부분 공간 코드북을 활용한 피드백 비트 할당 최적화 기법을 제안하였다. 양자화 오차가 전송률에 미치는 영향이 셀 내 사용자 채널과 인접 셀 간섭 채널의 다중경로 수에 영향을 받는다는 사실을 밝혀냈다. 다중경로 수와 수신

SNR에 따라 셀 내 서비스 채널과 인접 셀 간섭 채널에 대한 최적의 피드백 비트 할당을 단힌 형태로 도출하고, 이를 바탕으로 적응적 피드백 기법을 제안하였다. 모의실험을 통해 제안하는 기법이 평균 합 전송률 측면에서 기존 기법들을 훨씬 능가하고, 거의 최적의 성능을 달성하는 것으로 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.

[2] J. Kang, J. H. Lee, and W. Choi, "Dimension-optimized two-stage precoder design for massive MIMO systems with limited feedback," in *Proc. IEEE MILCOM*, pp. 530-535, Oct. 2018.

[3] J. Kang, J. H. Lee, and W. Choi, "Machine learning based dimension optimization for two-stage precoder in massive MIMO systems with limited feedback," *Applied Sci.*, vol. 9, no. 14, p. 2894, Jul. 2019.

[4] J. Choi, D. J. Love, and P. Bidigare, "Downlink training techniques for FDD massive MIMO systems: Open-loop and closed-loop training with memory," *IEEE J. Sel. Topics Sign. Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 802-814, Mar. 2014.

[5] B. Lee, J. Choi, J. -Y. Seol, D. J. Love, and B. Shim, "Antenna grouping based feedback compression for FDD-based massive MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 9 pp. 2361-3274, Sep. 2015.

[6] J. Kang, J. Lee, J. H. Lee, and W. Choi, "Channel-correlation-based two-stage codebook design for massive MIMO systems with limited feedback," *J. KICS*, vol. 44, no. 7, pp. 1257-1270, Jul. 2019.

[7] N. Lee and W. Shin, "Adaptive feedback scheme on K-cell MISO interfering broadcast channel with limited feedback," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 10, no. 2, pp. 401-406, Feb. 2011.

[8] J. Kang and W. Choi, "Channel statistics based adaptive feedback for cooperative massive MIMO systems," in *Proc. 2020 ICTC*, pp. 872-874, Oct. 2020.

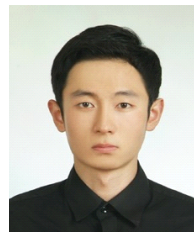
[9] 3GPP, *Study on Channel Model for Frequencies From 0.5 to 100 GHz*, document TR 38.901, V14.2.0, 2017.

[10] S. Li, P. J. Smith, P. A. Dmochowski, H. Tataria, M. Matthaiou, and J. Yin, "Massive MIMO asymptotics for ray-based propagation channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 19, no. 6, pp. 3977-3991, Jun. 2020.

[11] W. Shen, L. Dai, B. Shim, Z. Wang, and R. W. Heath, "Channel feedback based on AoD-adaptive subspace codebook in FDD massive MIMO systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 66, no. 11, pp. 5235-5248, Nov. 2018.

[12] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2004.

강진호 (Jinho Kang)



2013년 2월 : 한국과학기술원 기
공학전공 학사
2015년 2월 : 한국과학기술원 기
공학전공 석사
2015년 3월~현재 : 한국과학기술
원 전기 및 전자공학부 박사
과정

<관심분야> 무선통신, 빔포밍, 머신러닝

[ORCID:0000-0003-2513-3304]

최 완 (Wan Choi)



1996년 2월 : 서울대학교 전자
공학 학사

1998년 2월 : 서울대학교 전자
공학 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 뉴미디어통신공동연
구소 및 전기정보공학부 정교수

<관심분야> 무선통신, 정보이론, 머신러닝

[ORCID:0000-0003-3930-7088]