DBpia

논문 19-44-07-03 The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences '19-07 Vol.44 No.07
https://doi.org/10.7840/kics.2019.44.7.1257

제한된 피드백 환경에서 Massive MIMO 시스템을 위한 채널 상관관계 기반 두 단계 코드북 설계

강 진 호◆, 이 진 규*, 이 정 훈**, 최 완°

Channel-Correlation-Based Two-Stage Codebook Design for Massive MIMO Systems with Limited Feedback

Jinho Kang◆, Jinkyu Lee*, Jung Hoon Lee**, Wan Choi°

요 약

최근 5세대 이동 통신 시스템이 도입되면서, 이에 따른 핵심 기술로 massive MIMO 시스템에 대한 관심이 높아지고 있다. 주파수 분할 이중 통신 (FDD) 방식에서 동작하는 massive MIMO 시스템의 경우 대량의 안테나 수로 인해 채널 정보 획득에 필요한 오버헤드가 발생한다. 이러한 피드백 오버헤드를 줄이기 위해, 효율적인 피드백 기법 및 코드북 설계가 필요하다. 본 논문에서는 공간적 상관관계가 있는 massive MIMO 채널 시스템에서, 효율적인 채널 크기와 방향 정보 양자화를 위해 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계를 제안한다. 피드백 오버헤드 저감을 위해 채널 상관관계를 활용한 화이트닝 기법을 도입함으로써, 실제 채널을 유효채널로 변환하여 피드백하는 차원을 축소한다. 또한, 유효채널의 크기와 방향 정보 양자화를 위해 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계를 제시한다. 모의실험을 통해 제안한 기법이 평균 합 전송률 측면에서 기존의 두 단계 양자화 기법보다 우수한 성능을 달성함을 확인하였다.

Key Words : Massive MIMO, limited feedback, correlated channel, channel quantization, codebook design

ABSTRACT

In recent years, massive MIMO has attracted a great attention as one of key technologies for 5G communication systems. In frequency division duplex (FDD) massive MIMO systems, the large-scales antennas make channel feedback overhead very heavy. Thus, the efficient limited feedback method and codebook design are required to circumvent this difficulty. In this paper, we propose channel-correlation-based two-stage quantization and codebook design for the efficient quantization of channel magnitude and channel direction in massive MIMO systems with correlated fading channels. To reduce feedback overhead, we adopt whitening method based on channel correlation, so the original channel is reduced to the effective channel with less dimensions. For quantization of the effective channel, we propose channel-correlation-based two-stage quantization and codebook design. Our simulation results show that our proposed limited feedback design significantly increases the average sum rate compared to the conventional limited feedback design with two-stage quantization.

※ 본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소가 지원하는 미래전투체계 네트워크기술 특화연구센터 사업의 일환으로 수행되었습니다.(UD160070BD)

◆ First Author : School of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology, jinho_kang@kaist.ac.kr, 학생회원
° Corresponding Author : School of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology, wchoi@kaist.edu, 종신회원
* School of Electrical Engineering, Korea Advanced Institute of Science and Technology, jinkyulee@kaist.ac.kr, 학생회원
** Department of Electronics Engineering and Applied Communications Research Center, Hankuk University of Foreign Studies, tantheta@hufs.ac.kr, 정회원
논문번호 : 201904-042-A-RN, Received April 8, 2019; Revised June 10, 2019; Accepted June 13, 2019

www.dbpia.co.kr

Ⅰ. 서 론

최근 5G 이동 통신 시스템이 도입되면서 이에 따른 핵심 기술로 massive MIMO (multiple-input-multiple-output) 시스템이 큰 주목을 받고 있다[1-3]. 대량의 안테나로 구성된 massive MIMO 시스템에서는 간단한 선형 송수신기를 기반으로 사용자 간의 간섭을 거의 완벽히 제거함으로써 높은 전송률 및 에너지 효율을 달성할 수 있다[1-3]. 반면, 이러한 massive MIMO 시스템의 장점을 얻기 위해서는 기지국이 채널 상태 정보 (channel state information, CSI) 를 정확히 알아야 한다[3,4]. 시분할 이중 통신 (Time division duplex, TDD) 시스템에서는 상향링크 (uplink)와 하향링크 (downlink) 사이의 채널 가역성 (reciprocity)이 성립하므로, 직교 파일럿을 사용하여 상향링크 채널을 추정함으로써 하향링크의 채널 상태 정보를 얻을 수 있다[5]. 안테나 수의 관계없이 채널 추정이 용이하여, TDD 방식을 고려한 massive MIMO 시스템에 관한 연구들이 활발히 진행되었다[1-4,6]. 하지만 TDD 시스템은 주파수 분할 이중 통신 (frequency division duplex, FDD) 시스템에 비해 주파수 효율이 낮으며 기존의 통신 표준에서는 FDD 시스템을 지원하므로, 하위 호환성 (backward compatibility) 확보와 TDD 시스템의 단점을 보완하기 위해서는 FDD 방식의 massive MIMO 시스템 관련 연구가 필요하다[7-11].

FDD 시스템에서는 상향링크와 하향링크 사이의 채널 가역성이 성립하지 않으므로[5-7], 송신단에서 채널 상태 정보를 얻기 위해서 수신단으로부터의 채널 정보 피드백 (feedback) 이 필요하다. 이때, 요구되는 피드백 양이 송신단의 안테나 수에 따라 선형적으로 증가하기 때문에[12], FDD massive MIMO 시스템에서는 다량의 피드백 오버헤드가 발생한다. 이러한 피드백 오버헤드 문제를 극복하기 위해, FDD massive MIMO 시스템에서 채널 통계 (channel statistics)를 활용한 효율적인 피드백 기법 및 코드북 설계에 관한 연구들이 진행되었다[10,11]. 안테나 간의 공간적 상관관계가 존재하는 채널 모델에서, 채널 상관관계를 활용한 안테나 그룹핑 (grouping) 기반의 효율적인 채널 방향 정보 피드백 기법[10]과 채널 방향 정보 양자화 (quantization)를 위한 채널 상관관계 기반의 효율적인 코드북 설계가 제안되었다[11]. 하지만, 안테나 간의 공간적 상관관계가 존재하는 massive MIMO 채널 모델에서, 채널 크기와 방향 정보 양자화를 동시에 고려한 효율적인 피드백 기법 및 코드북 설계에 관한 연구는 미비한 실정이다.

본 논문에서는 공간적 상관관계가 존재하는 massive MIMO 채널 시스템의 제한된 피드백 환경에서, 채널 상관관계 기반의 효율적인 피드백 기법과 코드북 설계를 제안한다. 기지국에 속해있는 사용자 수가 기지국의 안테나 수보다 많은 경우, 기지국은 피드백 받은 양자화된 채널 정보를 기반으로 정보를 전송할 사용자들을 선택하고, 선택한 사용자들의 채널 정보를 바탕으로 빔포밍을 설계한다[13,14]. 이때, 기지국은 사용자들로부터 채널 크기와 방향 정보를 모두 피드백 받아야 한다.

채널의 공간적 상관관계가 고려되지 않은 기존의 MIMO 시스템에서는, 제한된 피드백 양을 채널 크기와 방향 정보 양자화에 배분하는데 있어서 곱 코드북 기법을 기반으로 하는 방식과 두 단계 양자화 기법을 기반으로 하는 방법이 제안된 바 있다[13,14]. 곱 코드북 기법은 채널 크기 정보 코드북과 방향 정보 코드북을 독립적으로 설계하여 복잡성을 줄일 수 있지만, 채널 크기와 방향을 동시에 고려한 양자화 (joint quantization) 가 아니므로 전송률 손실 (rate loss) 측면에서 성능 하락이 발생한다. 이러한 한계를 극복하기 위해 채널 크기와 방향 정보를 동시에 고려한 두 단계 양자화 기법과 통합된 코드북 설계가 제안되었다[14]. 하지만, 공간적 상관관계가 존재하는 massive MIMO 채널에서는 채널 크기와 방향 정보의 분포가 각 사용자의 채널 상관관계에 따라 변하게 되므로, 채널 상관관계를 고려한 양자화 기법이 요구된다. 또한, 대량의 안테나 수로 인한 피드백 오버헤드 저감을 위해, 채널 상관관계를 활용한 효율적인 피드백 기법 및 코드북 설계가 필요하다.

본 논문에서는 massive MIMO 시스템의 제한된 피드백 환경에서 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계를 제안한다. 대량의 안테나 수로 인한 피드백 오버헤드 저감을 위해 채널 상관관계 기반의 화이트닝 (whitening) 기법을 제안한다. 화이트닝 기법을 통해 원래 채널을 유효채널 (effective channel) 로 변환하여 피드백하는 차원을 축소하고, 유효채널의 크기와 방향 정보를 피드백한다. 또한, 논문 [14]에서 제안된 두 단계 양자화 기법을 활용하여, 유효채널의 크기와 방향 정보를 피드백하기 위한 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계를 제안한다. 모의실험을 통해 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법이 기존 기법보다 평균 합 전송률 (average sum rate) 측면에서 우수한 성능을 달성함을 확인하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 제한된

www.dbpia.co.kr

피드백 환경에서의 massive MIMO 시스템 모델과 사용자 선택 기법을 정의한다. III장에서는 채널 크기와 방향 정보 양자화를 정의하고 기존에 제안되었던 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계를 설명하고, 본 논문에서 논의하는 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계를 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통해 본 논문에서 제안하는 기법의 성능을 확인하고, V장에서 본 논문을 종합하여 결론을 제시한다.

Ⅱ. 시스템 모델

2.1 채널 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 M ($\gg 1$) 개의 안테나를 가지는 단일 기지국이 한 개의 수신 안테나를 가지는 K ($\geq M$) 명의 사용자들을 지원하는 massive MIMO 시스템에서 제한된 피드백 환경을 고려한다. 사용자들의 집합을 $[K] \triangleq \{1,...,K\}$ 로 표현하면, $k \in [K]$ 번째 사용자가 수신한 신호 y_k는 다음과 같다.

$$y_k = \mathbf{h}_k^{\mathrm{H}} \mathbf{x} + n_k \tag{1}$$

식 (1)에서 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 는 평균 전력 $E[\mathrm{tr}(\mathbf{x}\mathbf{x}^{\mathrm{H}})] = \mathrm{P}$를 만족하는 전송 신호이며, $\mathbf{h}_k IN \mathbb{C}^{M\times 1}$ 는 k 번째 사용자의 채널이다. n_k는 평균이 0이고 분산이 σ_k^2인 복소 가우시안 잡음이다.

Massive MIMO 시스템에서는 대량의 안테나가 기지국에 밀집되어 안테나 사이의 공간적 상관관계가 존재한다[7-9]. 본 논문에서는 공간적 상관관계가 반영된 레일레이 상관관계 채널 (Ralyeigh correlated channel) $\mathbf{h}_k \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{R}_k)$ 을 고려한다. $\mathbf{R}_k$는 k 번째 사용자의 공간 상관관계 행렬이며, r_k 개의 고유값들을 가지는 양의 준정부호 (positive semi-definite) 행렬이다. 특잇값 분해를 통해 $\mathbf{R}_k = \mathbf{U}_k \mathbf{D}_k \mathbf{U}_k^{\mathrm{H}}$ 로 표현된다. 이때, $\mathbf{U}_k IN \mathbb{C}^{M\times r_k}$ 는 tall unitary 행렬이고, $\mathbf{D}_k IN \mathbb{R}^{r_k \times r_k}$ 는 r_k 개의 양의 고유값들로 구성된 대각행렬이다. Karhunen-Loeve (KL) 이론에 의해서 공간적 상관관계가 있는 레일레이 페이딩 채널은 아래와 같이 표현할 수 있다[7-9].

$$\mathbf{h}_k = \mathbf{U}_k \sqrt{\mathbf{D}_k}\, \mathbf{w}_k \tag{2}$$

위 식에서 $\mathbf{w}_k IN \mathbb{C}^{r_k \times 1}$ 는 레일레이 페이딩 성분을 나타내며 $\mathbf{w}_k \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{r_k})$ 로 표현된다.

그림 1과 같이 일환 산란 (one-ring scattering) 모델을 가정한 등간격 평면 배열 (uniform planar array)을 고려하면, 수평 및 수직 방향의 공분산 행렬은 아래와 같다[7-9].

$$\left[\mathbf{R}_k^i\right]_{m,n} = \frac{1}{2\Delta_k^i} \int_{\theta_k^i - \Delta_k^i}^{\theta_k^i + \Delta_k^i} \exp\left(-j2\pi \frac{a_d}{\lambda_c}(m-n)\sin(\alpha)\right) d\alpha \tag{3}$$

식 (3)에서 $i \in \{h, v\}$와 v는 각각 수평 및 수직 성분을 나타낸다. θ_k^i와 Δ_k^i는 각각 k 번째 사용자의 방위각 (azimuth angle) 과 각도 확산 (angular spread) 을 나타낸다. λ_c는 중심주파수 파장이고 a_d는 인접한 안테나 사이의 간격이다. 등간격 평면 배열의 공분산 행렬은 수평과 수직 방향 공분산 행렬의 크로네커 (Kronecker) 곱으로 표현되며, 식 (3)을 바탕으로 $\mathbf{R}_k = \mathbf{R}_k^h \otimes \mathbf{R}_k^v$ 와 같이 표현된다. 본 논문에서 기지국은 전체 사용자들의 공분산 행렬을, 각 사용자는 자체 공분산 행렬을 완벽히 안다고 가정한다. 공분산 행렬은 전송시간 대비 상대적으로 긴 시간 동안 일정하게 유지되기 때문에, 실제 환경에서 공분산 행렬 추정을 통해 이러한 정보 획득이 가능한 것으로 여겨진다[7,8].

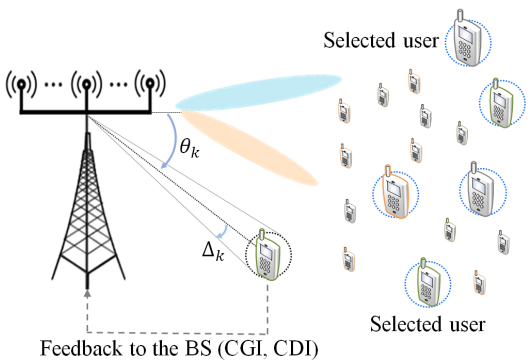

그림 1. 시스템 모델.
Fig. 1. System model.

2.2 제한된 피드백 및 사용자 선택

본 논문에서는 기지국이 채널 상태 정보 (channel state information) 를 얻기 위해 각 사용자에게 B 비트가 할당된 제한된 피드백 환경을 고려한다. 각 사용자는 2^B 개의 단위 크기 (unit-norm) 벡터들로 구성된 코드북 (codebook) 을 사용하여 채널을 양자화하고,

www.dbpia.co.kr

피드백 링크를 통해 양자화된 채널 정보를 기지국으로 피드백한다. 이때 동일한 코드북이 기지국과 사용자들 간에 미리 공유되어야 한다. 코드북을 기반으로 k 번째 사용자의 채널 $\mathbf{h}_k$를 양자화한 채널을 $\mathbf{f}_k \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 라 하면, 기지국은 각 사용자로부터의 피드백을 통해 양자화된 채널 정보 $\{\mathbf{f}_1,...,\mathbf{f}_K\}$를 얻을 수 있다.

전체 사용자 수가 송신 안테나의 수보다 많은 경우, 기지국은 피드백 받은 양자화 채널의 정보인 $\{\mathbf{f}_1,...,\mathbf{f}_K\}$를 기반으로 정보를 전송할 사용자들을 선택한다[14]. 선택한 사용자들의 양자화 채널 정보를 바탕으로 빔포밍 벡터를 구성한다. 기지국에서 선택된 사용자들의 집합을 $S(\subset [K])$ 로 나타내면, Zero-forcing (ZF) 빔포밍 (beamforming) 을 통해 M 명의 사용자까지 동시 지원이 가능하다 (i.e., $|S|\leq M$). 선택된 각 사용자에게 전송할 데이터 심볼을 d_s, 지원할 빔포밍 벡터를 $\mathbf{v}_s \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 라 하면, 기지국에서 전송 신호는 $\mathbf{x}=\sum_{s\in S}\mathbf{v}_s d_s$ 이다. 전송 신호의 총 전력이 P일 때, 각 사용자에게 동등한 전력을 할당하고 ($E[|d_s|^2]=P/|S|$), 단위 크기의 빔포밍 벡터를 사용한다고 가정한다 ($\|\mathbf{v}_s\|^2=1$)[12,14]. 선택된 $s\in S$ 번째 사용자의 채널 벡터를 $\mathbf{h}_s$라 하면, 사용자 s가 수신한 신호 y_s는 아래와 같다.

$$y_s=\mathbf{h}_s^{\mathrm{H}}\mathbf{v}_s d_s+\sum_{i\in S\setminus\{s\}}\mathbf{h}_s^{\mathrm{H}}\mathbf{v}_i d_i+n_s \tag{4}$$

위 식에서 $\mathbf{h}_s^{\mathrm{H}}\mathbf{v}_s d_s$ 와 $\sum_{i\in S\setminus\{s\}}\mathbf{h}_s^{\mathrm{H}}\mathbf{v}_i d_i$ 는 각각 원하는 신호와 간섭 신호를 나타낸다. 식 (4)로 부터 s 번째 사용자의 신호 대 간섭-잡음 비를 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$\mathbf{SINR}_s=\frac{\gamma|\mathbf{h}_s^{\mathrm{H}}\mathbf{v}_s|^2}{\sum_{i\in S\setminus\{s\}}\gamma|\mathbf{h}_s^{\mathrm{H}}\mathbf{v}_i|^2+1} \tag{5}$$

식 (5)에서 $\gamma=P/(\sigma_s^2|S|)$ 는 각 사용자의 신호 대 잡음 비이다. 식 (5)를 기반으로 평균 합 전송률 (average sum rate) 은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\Re_{\mathrm{sum}}=E\left[\sum_{s\in S}\log_2(1+\mathbf{SINR}_s)\right] \tag{6}$$

2.3 양자화된 채널 정보의 역할

양자화된 채널 정보로부터 사용자를 선택하기 위해 본 논문에서는 양자화된 채널 크기 정보 (channel gain information, CGI) 를 활용한다. 따라서, 사용자 선택을 위한 채널 크기 정보를 얻기 위해 적절한 피드백 크기의 할당이 필요하다. 또한, 다른 사용자로부터의 간섭을 제거하기 위한 빔포밍 벡터 설계를 위해, 정확한 채널 방향 정보 (channel direction information, CDI) 가 요구된다. 앞으로 본 논문에서의 양자화된 채널 정보는 채널 크기 정보와 채널 방향 정보를 모두 포함한다. 한편, 다중 안테나 (MIMO) 방송 채널 (broadcast channel) 환경에서 사용자 선택과 빔포밍 설계의 동시 최적화 (joint optimization) 는 NP-hard 문제이므로[15], 본 논문에서는 양자화된 채널 크기 정보만 활용하여 사용자를 선택하고, 선택된 사용자들의 양자화된 채널 크기 정보와 방향 정보를 기반으로 빔포밍을 설계하는 단계적 접근 기법을 도입한다[14].

양자화된 채널 크기 정보로 사용자 선택 시, 선택된 사용자 $s\in S$ 의 양자화된 채널 크기 정보는 선택되지 않은 사용자들의 채널 크기 정보보다 더 큰 값을 갖도록 선택되며, 아래와 같이 표현된다[14].

$$\|\mathbf{f}_s\|^2\geq\|\mathbf{f}_j\|^2,\forall s\in S,\forall j\in[K]\setminus S \tag{7}$$

식 (7)에 의하여 사용자를 선택한 후, 선택된 사용자들의 양자화된 채널 정보 $\{\mathbf{f}_s|s\in S\}$ 를 기반으로 빔포밍 벡터를 구성한다. 본 논문에서는 사용자들 간의 간섭을 제거하기 위해 Zero-forcing 빔포밍을 도입한다. 선택된 사용자 $s\in S$ 의 빔포밍 벡터는 아래와 같이 설계된다[7-9].

$$\mathbf{v}_s=\frac{(\mathbf{F}\mathbf{F}^{\mathrm{H}})^{-1}\mathbf{f}_s}{\|(\mathbf{F}\mathbf{F}^{\mathrm{H}})^{-1}\mathbf{f}_s\|} \tag{8}$$

위 식에서 $\mathbf{F}=\{\mathbf{f}_1,...,\mathbf{f}_{|S|}\}$ 는 선택된 사용자들의 양자화된 채널들이며, null-space를 형성함으로써 간섭을 제거한다 ($|\mathbf{v}_s^{\mathrm{H}}\mathbf{f}_j|^2=0$, $\forall j\in S\setminus\{s\}$). Zero-forcing 빔포밍은 massive MIMO 시스템에서 낮은 복잡도를 가지면서 동시에 높은 주파수 효율을 제공한다[7-9].

www.dbpia.co.kr

Ⅲ. 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계

본 장에서는 MIMO 시스템에서 채널 크기와 방향 정보 양자화에서 양자화 오차에 의한 전송률 손실을 줄이기 위해 제안되었던 두 단계 양자화 기법 [14]에 관하여 설명하고, massive MIMO 시스템을 위한 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계를 제안한다.

3.1 채널 크기와 방향 정보의 양자화

벡터는 크기와 방향으로 구성되므로, k 번째 사용자의 채널은 크기와 방향, 즉 $\|\mathbf{h}_k\|$ 와 $\tilde{\mathbf{h}}_k(\triangleq \mathbf{h}_k/\|\mathbf{h}_k\|)$ 로 나타낼 수 있다. 채널 크기 정보와 방향 정보 양자화를 각각 $\mathrm{q}_k^{\mathrm{CGI}}$, $\mathrm{q}_k^{\mathrm{CDI}}$라고 정의하면, k 번째 사용자의 양자화된 채널 벡터를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathrm{q}_k(\mathbf{h}_k) = \sqrt{\mathrm{q}_k^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_k)}\ \mathrm{q}_k^{\mathrm{CDI}}(\mathbf{h}_k) \tag{9}$$

식 (9)에서 $\mathrm{q}_k(\mathbf{h}_k) \triangleq \mathbf{f}_k$ 로 정의하면, $\sqrt{\mathrm{q}_k^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_k)} = \|\mathbf{f}_k\|$ 이고 $\mathrm{q}_k^{\mathrm{CDI}}(\mathbf{h}_k) = \tilde{\mathbf{f}}_k$ $(\triangleq \mathbf{f}_k/\|\mathbf{f}_k\|)$ 이다. 이때, 채널 크기 정보의 양자화 오차 (Quantization error) 는 다음과 같다[14].

$$\left|\|\mathbf{h}_k\|^2 - \mathrm{q}_k(\mathbf{h}_k)^2\right| = \left|\|\mathbf{h}_k\|^2 - \|\mathbf{f}_k\|^2\right| \tag{10}$$

또한, 채널 방향 정보의 양자화 오차 $Z_k \in [0,1]$ 는 아래와 같다[12,14].

$$\begin{aligned} \mathrm{Z}_k &\triangleq \sin^2(\angle(\mathbf{h}_k, \mathrm{q}_k(\mathbf{h}_k))) \\ &= 1 - \left|\tilde{\mathbf{h}}_k^{\mathrm{H}}\tilde{\mathbf{f}}_k\right|^2 \end{aligned} \tag{11}$$

식 (9)와 같이 채널 크기와 방향 정보 양자화를 위해서는 채널 크기를 양자화하는 스칼라 양자화 (scalar quantization) 코드북과 채널 방향을 양자화하는 벡터 양자화 (vector quantization) 코드북이 각각 필요하다. 채널 정보 양자화 및 코드북 구성을 위해 사용자 k에게 B 비트가 할당되었을 때, 채널 크기와 방향 정보 코드북을 각각 B_{CGI} 비트와 B_{CDI} 비트로 할당할 수 있다 ($B_{\mathrm{CGI}} + B_{\mathrm{CDI}} = B$). 이때, 채널 크기 정보 코드북 $\boldsymbol{\Delta}_k \in \mathbb{R}^+$ 은 $2^{B_{\mathrm{CGI}}}$ 개의 스칼라 값들로 구성되며 아래와 같이 표현된다[14].

$$\boldsymbol{\Delta}_k \triangleq \left\{\delta_1, \ldots, \delta_{2^{B_{\mathrm{CGI}}}}\right\} \tag{12}$$

사용자 k는 채널 크기 정보 코드북 $\boldsymbol{\Delta}_k$을 사용하여 아래와 같이 채널 크기의 제곱과의 차이가 최소가 되도록 양자화한다.

$$\mathrm{q}_k^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_k) = \arg\min_{\delta \in \boldsymbol{\Delta}_k} (\|\mathbf{h}_k\|^2 - \delta)^2 \tag{13}$$

이때 채널 크기 정보 양자화는 M 차원의 복소 공간 ($\mathbb{C}^{M\times 1}$) 을 $2^{B_{CGI}}$ 개의 Voronoi 구역들 ($V_1, \ldots, V_{2^{B_{CGI}}}$)로 나누게 되며, 아래와 같이 표현된다[14].

$$V_i \triangleq \left\{\|\mathbf{h}_k\|^2 \mid \mathrm{q}_k^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_k) = \delta_i\right\} \tag{14}$$

채널 방향 정보 코드북 $\boldsymbol{C}_k \in \mathbb{C}^{\mathrm{M}\times 1}$ 은 M 차원의 $2^{B_{\mathrm{CDI}}}$ 개의 단위 크기 벡터들로 구성되며 아래와 같다[14].

$$\boldsymbol{C}_k \triangleq \left\{\mathbf{c}_1, \ldots, \mathbf{c}_{B_{\mathrm{CDI}}}\right\} \tag{15}$$

사용자 k는 채널 방향 정보 코드북 $\boldsymbol{C}_k$을 사용해서 아래와 같이 채널 방향과 이루는 각도가 최소가 되도록 양자화한다.

$$\begin{aligned} \mathrm{q}_k^{\mathrm{CDI}}(\mathbf{h}_k) &= \arg\min_{\mathbf{c}\in\boldsymbol{C}_k} \sin^2(\angle(\mathbf{h}_k, \mathbf{c})) \\ &= \arg\min_{\mathbf{c}\in\boldsymbol{C}_k} 1 - \left|\tilde{\mathbf{h}}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{H}}\mathbf{c}\right|^2 \end{aligned} \tag{16}$$

식 (16)에 의해서 채널 방향 정보의 양자화 오차는 아래와 같이 표현된다.

$$\mathrm{Z}_k = \min_{\mathbf{c}\in\boldsymbol{C}_k} \sin^2(\angle(\mathbf{h}_k, \mathbf{c})) \tag{17}$$

3.2 두 단계 양자화 기법과 통합된 코드북 설계

채널 크기 양자화 $\mathrm{q}_k^{\mathrm{CGI}}$와 채널 방향 양자화 $\mathrm{q}_k^{\mathrm{CDI}}$가 서로 독립적이라고 가정하면, 식 (12)와 (15)를 기반으로 채널 벡터 정보를 양자화하는 곱 코드북 (product codebook)을 아래와 같이 설계할 수 있다[14].

www.dbpia.co.kr

$$W_k = \Delta_k \times C_k = \left\{ \delta_i \mathbf{c}_j \mid i \in [2^{B_{\mathrm{CGI}}}],\ j \in [2^{B_{\mathrm{CDI}}}] \right\} \quad (18)$$

식 (18)과 같은 곱 코드북은 Δ_k와 C_k를 독립적으로 설계할 수 있어 코드북 설계의 복잡성을 줄일 수 있는 반면, 채널 크기와 방향 정보를 동시에 고려한 양자화 (joint quantization) 코드북이 아니므로 전송률 손실 측면에서 최적의 성능을 보장하지 않는다. 이러한 한계를 극복하기 위해 채널 크기와 방향 정보를 동시에 고려한 두 단계 양자화 기법 기반의 통합된 양자화 코드북이 제안되었다[14].

통합된 양자화 코드북은 기존의 곱 코드북과는 달리 채널 정보 양자화에서 크기와 방향 정보를 동시에 고려하여 설계하기 위해, 크기 정보 양자화에 따라 적응할 수 있는 (adaptive) 방향 양자화 코드북이 결정되도록 단계적 양자화 기법을 도입하였다[14]. 그림 2는 기존의 곱 코드북과 논문 [14]에서 제안된 통합된 코드북 구조를 묘사한다. 두 단계 양자화 기법에서, 첫 번째 단계에서는 채널 크기 정보를 B_{CGI} 비트로 양자화 ($\mathrm{q}_k^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_k)$) 한다. 식 (12)의 스칼라 코드북 Δ_k을 사용하면, 채널 크기 양자화는 $\mathrm{q}_k^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_k)$ 원소 $\{\delta_1,\ldots,\delta_{2^{B_{\mathrm{CGI}}}}\}$와 같다. 두 번째 단계에서는 양자화된 채널 크기 정보, 즉 $\{\delta_1,\ldots,\delta_{2^{B_{\mathrm{CGI}}}}\}$에 따라서 다르게 적응하는 채널 방향 정보 코드북을 설계한다. 양자화된 채널 크기 정보 $\mathrm{q}_k^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_k)$는 $2^{B_{\mathrm{CGI}}}$개의 스칼라 값들 ($\{\delta_1,\ldots,\delta_{2^{B_{\mathrm{CGI}}}}\}$) 중 하나의 값으로 양자화되며, 채널 방향 양자화 $\mathrm{q}_k^{\mathrm{CDI}}(\mathbf{h}_k)$는 각 크기 정보마다 서로 다른 서브 코드북 $C_k^{(1)},\ldots,C_k^{(2^{B_{\mathrm{CGI}}})}$을 기반으로 방향 정보를 양자화한다. 따라서, 각 채널 방향 서브 코드북 크기의 합은 다음과 같은 식을 만족한다[14].

$$\sum_{i=1}^{2^{B_{\mathrm{CGI}}}} \left| C_k^{(i)} \right| = 2^{(B_{\mathrm{CGI}}+B_{\mathrm{CDI}})} = 2^B \quad (19)$$

기존의 곱 코드북은 양자화된 채널 크기 정보에 상관없이 동일 크기를 갖는 방향 정보 서브 코드북을 구성하는 반면, 제안된 두 단계 기반의 통합된 코드북은 양자화된 채널 크기 정보에 따라 각 채널 방향의 서브 코드북 크기가 방향 정보에 적응하는 코드북을 구성하여 채널 크기와 방향 정보를 동시에 고려하여 코드북을 설계한다[14].

위와 같은 두 단계 양자화 기반의 통합된 코드북에

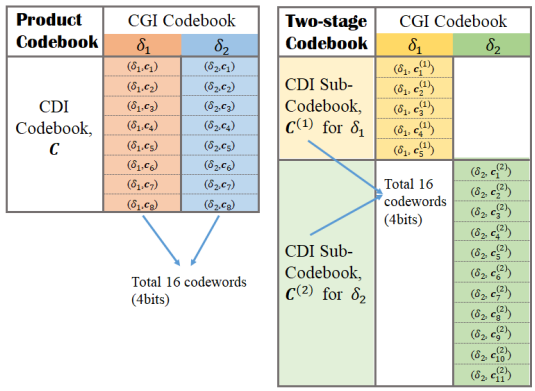

그림 2. 곱 코드북 기법과 두 단계 양자화 기법 기반 통합된 코드북 설계 묘사[14].
Fig. 2. Illustration of product codebook and two-stage quantization based unified codebook[14].

서 채널 크기 정보를 기반으로 사용자를 선택한 후, 선택된 사용자 $s \in S$의 채널 크기 정보에 따라 채널 방향 정보 코드북을 설계해야 한다. 따라서, 식 (19)를 만족하도록 서브 코드북들 ($C_s^{(1)},\ldots,C_s^{(2^{B_{\mathrm{CGI}}})}$)의 크기, 즉, $L_1(=|C_s^{(1)}|),\ldots,L_{2^{B_{\mathrm{CGI}}}}(=|C_s^{(2^{B_{\mathrm{CGI}}})}|)$를 최적화하여 설계해야 한다[14]. 코드북 크기의 최적화를 위해 논문 [14]에서는, 선택된 사용자 $s \in S$의 채널 크기와 방향 양자화 과정에서 발생하는 양자화 오차에 의한 평균 전송률 손실을 분석하고, 이를 최소화하는 코드북 크기를 최적화하는 문제를 제안하였다. 논문 [14]에서 전송률 손실의 상한 (upper bound)을 수학적으로 도출하였으며, $E\left[\|\mathbf{h}_s\|^2 Z_s\right]$이 최소일 때 전송률 손실의 상한이 최소가 됨을 확인하였다. 이를 바탕으로, 전송률 손실의 상한을 최소화하는 서브 코드북의 크기를 최적화하는 문제를 아래와 같이 제안하였다[14].

$$\begin{aligned} \underset{L_1,\ldots,L_{2^{B_{\mathrm{CGI}}}}}{\text{minimize}} \quad & E\left[\|\mathbf{h}_s\|^2 Z_s\right] \\ \text{subject to} \quad & \sum_{i=1}^{2^{B_{\mathrm{CGI}}}} L_i = 2^{(B_{\mathrm{CGI}}+B_{\mathrm{CDI}})} \end{aligned} \quad (20)$$

위 문제의 최적화 해를 직접 얻는 것은 매우 어려운 문제이므로, 채널 방향 정보 코드북으로 랜덤 벡터 양자화 (Random vector quantizer, RVQ) 코드북을 사용하였을 때 목적 함수 $E\left[\|\mathbf{h}_s\|^2 Z_s\right]$의 상한을 수학적으로 도출하여, 상한을 최소화하는 최적의 해를 아래와 같은 닫힌 해 (closed-form solution)를 도출하였다.

www.dbpia.co.kr

$$L_i^{\star} = \frac{(\delta_i p_i)^{\frac{M-1}{M}}}{\sum_{j=1}^{2^{B_{\mathrm{CGI}}}} (\delta_j p_j)^{\frac{M-1}{M}}} \times 2^{(B_{\mathrm{CGI}}+B_{\mathrm{CDI}})} \quad (21)$$

위 식에서 M은 채널 벡터의 크기, 즉, 채널 방향 정보 코드북의 크기이다. p_i는 식 (12)의 코드북을 사용하는 채널 크기 정보 양자화 $\mathrm{q}_s^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_s)$ 에서 선택된 사용자의 양자화된 채널 크기 정보가 δ_i일 확률이며, 아래와 같이 정의된다.

$$p_i \triangleq \Pr\left[\mathrm{q}_s^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_s) = \delta_i\right] = \Pr\left[\mathrm{q}_s^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_s) \in V_i\right] \quad (22)$$

기지국에서는 양자화된 채널 크기 정보를 사용하여 사용자를 선택하기 때문에, p_i는 기지국에서 지원하는 총 사용자 수 K와 선택하여 전송하는 사용자 수 $|S|$에 영향을 받는다[14]. 채널 크기 정보 코드북 $\boldsymbol{\Delta}_s$의 스칼라 값들을 $\delta_1 \geq \ldots \geq \delta_{2^{B_{\mathrm{CGI}}}}$ 라 가정할 때, 총 사용자 수 K가 증가할수록 선택된 사용자들이 더 큰 스칼라 값들을 선택할 확률이 증가하게 된다. 즉, K 가 증가할수록 p_1의 값이 커지게 된다. 또한, 식 (22)에서 채널 크기 정보 코드북의 스칼라 값들은 채널 크기 제곱의 분산을 최소화하도록 식 (14)의 Voronoi 구역들의 정의로부터 아래의 식을 만족한다.

$$\delta_i = \arg\min_{\delta} E\left[(\|\mathbf{h}_s\|^2 - \delta)^2 \mid \mathbf{h}_s \in V_i\right] \quad (23)$$

식 (23)은 최적의 스칼라 양자화의 필요 조건을 의미하며, 이를 만족하는 채널 크기 정보 코드북의 스칼라 값들은 일반적으로 Lloyd-Max 알고리즘 기반의 스칼라 양자화로부터 얻을 수 있다[14].

3.3 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계

앞 절에서 제안된 두 단계 양자화 기법 기반의 통합된 코드북 설계[14]는 사용자들의 채널을 레일레이 페이딩 채널 ($\mathbf{h}_k \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$) 로 가정하였다. 반면, 레일레이 상관관계 채널 ($\mathbf{h}_k \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{R}_k)$) 을 고려한 massive MIMO 시스템에서는 각 사용자의 채널 상관관계 행렬 $\mathbf{R}_k$로 인해 채널 크기와 방향 정보의 분포가 사용자마다 다르며, 기존의 두 단계 양자화 기법 적용 시 성능 저하를 야기한다. 또한, 대량의 안테나 수로 인한 피드백 오버헤드 저감을 위해 상관관계를 활용한 피드백 기법이 요구된다. 따라서, 본 논문에서는 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법 및 코드북 설계를 제안한다.

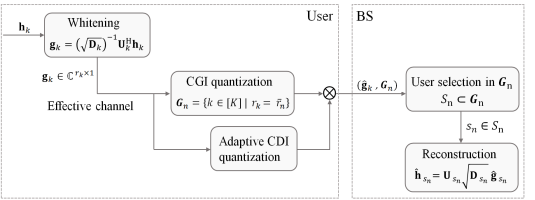

그림 3. 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법.
Fig. 3. Channel-correlation-based two stage quantization.

본 논문에서 제안하는 기법은 그림 3과 같다. 첫 번째로, 피드백 오버헤드 저감을 위해 각 사용자는 채널 상관관계 행렬을 기반으로 화이트닝 기법을 도입한다. 채널 상관관계 행렬을 활용함으로써 실제 채널을 r_k 개의 고유값들로 화이트닝 함으로써, r_k 차원의 유효 채널 (effective channel) 로 변환하여 피드백을 위한 차원을 축소한다. 이는 아래의 식으로 표현된다.

$$\mathbf{g}_k \triangleq \left(\sqrt{\mathbf{D}_k}\right)^{-1}\mathbf{U}_k^{\mathrm{H}}\mathbf{h}_k \quad (24)$$

식 (24)에서 $\mathbf{g}_k \in \mathbb{C}^{r_k \times 1}$ 는 차원이 축소된 유효채널이다. 또한, 식 (2)로부터 $\mathbf{g}_k = \boldsymbol{w}_k$ 이 성립함을 알 수 있다. 논문 [16]에서는 모든 사용자가 동일한 채널 상관관계 행렬을 가진다고 가정하여 고유값들의 방향으로만 압축한 반면, 본 논문에서는 모든 사용자가 서로 다른 상관관계 행렬을 가지므로 각 사용자의 상관관계 행렬의 고유값 크기들과 방향을 모두 고려하는 화이트닝 기법을 도입한다. 본 논문에서는 사용자들 사이의 공간적 상관관계는 없다고 가정한다.

두 번째로, 차원 축소된 유효채널의 크기와 방향 정보 피드백을 위해 앞 절에서 제안된 두 단계 양자화 기법[14]을 도입한다. 이때, 화이트닝 기반으로 차원이 축소된 유효채널의 분포는 $\mathbf{g}_k \sim CN\left(0, \mathbf{I}_{r_k}\right)$ 이며, 각 사용자의 공간 상관관계 행렬의 고유값의 갯수 r_k에 따라 채널 크기의 분포가 변하게 된다. 이러한 특성은 두 단계 양자화 기법을 적용하여 코드북을 설계할 때, 식 (22)에서 p_i의 변화와 식 (23)에서 δ_i의 변화를 야기한다. 더 나아가, r_k와 p_i, δ_i의 변화는 식 (21)에서 채널 방향 정보 서브 코드북들의 최적화 크기, 즉, $L_i^{\star}$의 변화를 발생시킨다. 따라서, 채널 상관관계를 고려한 두 단계 양자화 기법 적용 시, 상관관계 행렬들의

www.dbpia.co.kr

고유값의 갯수를 반영한 코드북 설계가 요구된다.

사용자들의 채널 상관관계 행렬의 유효 고유값의 갯수 집합을 $\boldsymbol{\Lambda} \triangleq \{\mathrm{r}_1,...,\mathrm{r}_K\}$ 로 정의하면, 집합 $\boldsymbol{\Lambda}$ 중 가장 작은 고유값의 갯수를 $r_{\min} = \min\{\Lambda\}$, 가장 큰 유효 고유값의 갯수를 $r_{\max} = \max\{\Lambda\}$ 로 정의할 수 있다. 기지국이 지원하는 사용자들을 모두 고려하면, 채널 크기 정보 코드북 설계 시 반영해야 하는 유효 고유값의 갯수들은 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}\overline{\boldsymbol{\Lambda}} &= \{r_{\min}, r_{\min}+1, ..., r_{\max}\} \\ &= \{\bar{r}_1, \bar{r}_2, ..., \bar{r}_L\}\end{aligned} \tag{25}$$

식 (25)에서 $L = |\overline{\boldsymbol{\Lambda}}|$ 이며, 유효 고유값의 갯수가 동일한 사용자들의 집합 (유효 고유값 갯수 그룹, $\boldsymbol{G}_n$) 을 아래와 같이 정의할 수 있다.

$$\boldsymbol{G}_n \triangleq \left\{k \in [K] \mid r_k = \bar{r}_n\right\}, \forall\, n \in \{1,..,L\} \tag{26}$$

식 (26)에서, 집합 $\boldsymbol{G}_n$ 들의 크기들의 합은 $\sum_{n=1}^{L} |\boldsymbol{G}_n| = K$ 를 만족한다. 유효 고유값 갯수 그룹 n에 속하는 사용자들, 즉, 집합 $\boldsymbol{G}_n$ 에 해당하는 사용자들 ($\forall k \in \boldsymbol{G}_n$) 의 차원이 축소된 유효채널은, $\mathbf{g}_n \sim CN\left(0, \mathbf{I}_{\bar{r}_n}\right)$ 와 같이 동일한 분포를 갖는다. 따라서, 그룹 n에 속하는 사용자들은 동일한 스칼라 값들로 구성된 채널 크기 정보 코드북을 갖게 되며 아래와 같다.

$$\boldsymbol{\Delta}^n = \left\{\delta_1^n, ..., \delta_{2^{B_{\mathrm{CGI}}}}^n\right\}, \forall\, n \in \{1,..,L\} \tag{27}$$

그룹 n에서 선택된 사용자들의 집합을 $S_n \subset \boldsymbol{G}_n$ 로 나타내면, 기지국에서 선택하여 지원하는 사용자들의 집합을 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$S = [S_1, ..., S_n, ..., S_L], \forall\, n \in \{1,..,L\} \tag{28}$$

위 식에서 $\sum_{n=1}^{L} |S_n| = |S|$ 이 성립한다. 식 (23)과 같이 그룹 n의 채널 크기 정보 코드북 $\boldsymbol{\Delta}^n$ 을 구성하는 스칼라 값들은 아래의 식과 같은 필요 조건을 만족한다.

$$\delta_i^n = \arg\min_{\delta^n} E\left[\left(\|\mathbf{g}_{s_n}\|^2 - \delta^n\right)^2 \mid \mathbf{g}_{s_n} \in V_i^n\right] \tag{29}$$

식 (29)에서 s_n은 그룹 n에서 선택된 사용자 ($s_n \in S_n$) 를 나타내며, V_i^n은 $\bar{r}_n$ 차원의 복소 공간 $\mathbb{C}^{\bar{r}_n \times 1}$ 을 $2^{B_{\mathrm{CGI}}}$ 개로 나눈 Voronoi 구역들 (i.e., $V_1^n, ..., V_{2^{B_{\mathrm{CGI}}}}^n$) 을 의미한다. 식 (29)에서 도출한 채널 크기 정보 코드북의 스칼라 값들을 기반으로 그룹 n에서 선택된 사용자의 양자화된 채널 크기 정보의 확률을 도출할 수 있으며, 아래와 같이 정의된다.

$$p_i^n \triangleq \Pr\left[\mathrm{q}_{s_n}^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_{s_n}) = \delta_i^n\right] = \Pr\left[\mathrm{q}_{s_n}^{\mathrm{CGI}}(\mathbf{h}_{s_n}) \in V_i^n\right] \tag{30}$$

위 식에서 p_i^n는 기지국에서 그룹 n의 총 사용자 수 $|\boldsymbol{G}_n|$ 와 그룹 n에서 선택하여 전송하는 사용자 수 $|S_n|$ 에 영향을 받는다. 코드북의 스칼라 값들을 $\delta_1^n \geq ... \geq \delta_{2^{B_{\mathrm{CGI}}}}^n$ 라 가정할 때, $|S_n|$ 이 증가할수록, 선택된 사용자들이 큰 스칼라 값들을 선택할 확률이 증가하게 된다. 즉, $|S_n|$ 가 증가할수록 p_1^n의 값이 커지게 된다. 각 사용자들의 채널 상관관계 행렬의 따라 식 (26)의 집합 $\boldsymbol{G}_n$ ($\forall\, n \in \{1,..,L\}$) 이 주어졌을 때, 평균 전송률 손실을 최소화하며 $\sum_{n=1}^{L} |S_n| = |S|$ 을 만족하는 $|S_n|$ ($\forall\, n \in \{1,..,L\}$) 을 최적화함으로써 얻을 수 있다. 하지만, 위와 같이 정수 선택 기반의 최적화 문제는 NP-hard 문제이므로, 본 논문에서는 $|S_n|$ 을 주어진 값으로 가정한다. $|S_n|$ 이 주어졌을 때 그룹 n에 따라, δ_i^n 과 p_i^n 을 식 (29)과 (30)으로부터 각각 얻을 수 있다. 이를 기반으로 그룹 n의 채널 방향 정보 양자화를 위한 서브 코드북들 ($\boldsymbol{C}_{s_n}^{(1)}, ..., \boldsymbol{C}_{s_n}^{(2^{B_{\mathrm{CDI}}})}$) 의 최적화된 크기를 아래의 식으로부터 도출할 수 있다.

$$(L_i^n)^{\star} = \frac{\left(\delta_i^n p_i^n\right)^{\frac{\bar{r}_n - 1}{\bar{r}_n}}}{\sum_{j=1}^{2^{B_{\mathrm{CGI}}}} \left(\delta_j^n p_j^n\right)^{\frac{\bar{r}_n - 1}{\bar{r}_n}}} \times 2^{(B_{\mathrm{CGI}} + B_{\mathrm{CDI}})} \tag{31}$$

식 (31)에서 알 수 있듯이, 최적화된 서브 코드북의 크기 $(L_i^n)^{\star}$는 $\bar{r}_n$ 함수이며, 채널 상관관계 행렬의 유효 고유값의 갯수에 따라 서브 코드북 크기를 다르

www.dbpia.co.kr

게 설계해야 한다.

위와 같은 두 단계 양자화 과정을 통해 기지국에서는 차원 축소된 유효채널의 크기 정보를 기반으로 각 그룹별 (그룹 n) 로 사용자를 선택하며, 선택한 사용자들의 유효채널의 정보 $\hat{\mathbf{g}}_{s_n}(s_n \in S_n)$ 를 피드백 받는다. 기지국에서는 그림 3과 같이 피드백 받은 유효채널 정보와 채널 상관관계 행렬을 기반으로 아래와 같이 양자화된 채널 정보를 얻을 수 있다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{s_n} = \mathbf{U}_{s_n} \sqrt{\mathbf{D}_{s_n}} \hat{\mathbf{g}}_{s_n}, s_n \in S_n \quad (32)$$

Ⅳ. 모의실험 결과

본 장에서는 제안한 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법 및 통합된 코드북의 성능을 확인하기 위해 모의실험을 수행하였다. 단일 셀에서 64 개의 안테나 ($M=64$) 를 가지는 기지국이 단일 수신 안테나를 가지는 사용자들을 지원한다. 현실적인 통신 시스템을 반영하기 위해 64 명의 사용자들 ($K=64$) 과 128 명의 사용자들 ($K=128$) 을 지원하는 두 상황을 고려하여 모의실험을 수행하였다. 기지국의 안테나는 등간격 평면 배열로 구성되며, 레일레이 상관관계 채널을 고려한다. 사용자 k의 채널 상관관계 행렬을 구성하기 위해, 식 (3)에서 $\frac{a_d}{\lambda_c}=0.5$ 로 가정하고, 수평 및 수직 성분의 방위각과 각도 확산은 각각 $\theta_k^h \in \left[-\frac{13\pi}{36}, \frac{13\pi}{36}\right]$와 $\Delta_k^h \in \left[\frac{\pi}{90}, \frac{\pi}{60}\right]$, $\theta_k^v \in \left[-\frac{5\pi}{12}, \frac{5\pi}{12}\right]$와 $\Delta_k^v \in \left[\frac{\pi}{90}, \frac{\pi}{45}\right]$의 구간에서 uniformly 랜덤하게 선택한다.

위와 같이 구성하였을 때, 식 (25)에서 사용자들의 채널 상관관계 행렬의 고유값의 갯수는 $\overline{\Lambda}=\{6,7,8,9\}$이며, 4 개의 그룹 ($n \in \{1,2,3,4\}$) 으로 나뉜다. 유효 고유값의 갯수는 condition number (가장 큰 고유값 크기 대비 가장 작은 고유값 크기의 비) 를 기반으로 $\frac{\lambda_{\min}(\mathbf{R}_k)}{\lambda_{\max}(\mathbf{R}_k)} \geq 10^{-6}$ 의 기준으로 정하였다[10,17]. 상관관계 행렬의 유효 고유값의 갯수는 수평 및 수직 성분의 방위각과 각도 확산에 따라 변하게 되는데, 동일한 방위각을 기준으로 각도 확산이 작을수록 상관관계가 강해지게 되어 유효 고유값의 갯수가 적어지게 된다. 앞에서 랜덤하게 제시한 구성에서 각 그룹별로 수평 및 수직 성분의 평균 각도 확산 ($\overline{\Delta}^h, \overline{\Delta}^v$)을 확인하면, 유효 고유값의 갯수 $\{6,7,8,9\}$에 따라 각각, (2.72°, 2.69°), (2.71°, 2.88°), (3.04°, 2.85°), (3.39°, 3.13°) 이다.

첫 번째 모의실험은 셀 내의 사용자 수가 기지국의 안테나 수와 동일한 64 명의 사용자들 중에서 채널 크기 정보를 기반으로 32 명의 사용자들을 선택 ($|S|=32$) 하는 상황을 고려하였다. 식 (26)와 같이 동일한 유효 고유값 갯수를 갖는 사용자들의 집합 $\boldsymbol{G}_n$ 을 구성하면, 집합의 크기는 각각 $|\boldsymbol{G}_1|=9$, $|\boldsymbol{G}_2|=8$, $|\boldsymbol{G}_3|=32$, $|\boldsymbol{G}_4|=15$ 이다. 각 그룹별로 선택하는 사용자 수를 두 가지 경우로 고려하여 비교한다. 첫 번째는 각 그룹별로 동일한 수의 사용자를 선택하는 경우 ($|S_1|=8$,$|S_2|=8$,$|S_3|=8$,$|S_4|=8$, 경우 1) 이며, 두 번째는 전체 사용자 대비 유효 고유값 갯수 집합들에 속한 사용자들의 수 ($|\boldsymbol{G}_n|$)에 비례하여 선택하는 경우 ($|S_1|=4$,$|S_2|=4$,$|S_3|=16$, $|S_4|=8$, 경우 2) 이다. 채널 크기 정보 양자화를 위해 각 사용자별로 2 비트를 할당한다 ($B_{\mathrm{CGI}}=2$). 이때, 식 (29)에 따라 Lloyd-Max 알로리즘 기반의 스칼라 양자화로부터 얻은 각 유효 고유값 갯수 그룹 별 채널 정보 코드북은 표 1과 같다.

첫 번째 모의실험에서 채널 방향 정보 양자화를 위해 각 사용자별로 6 비트를 할당하여 (i.e., $B_{\mathrm{CDI}}=6$) 전송률 성능을 비교한다. 첫 번째 사용자 선택인 경우 1일 때 식 (30)과 식 (31)로부터 얻은 선택된 사용자의 양자화된 채널 크기 정보의 확률과 최적의 서브 코드북 크기를 각각 표 2와 표 3에 유효 고유값 갯수 그룹별로 나타내었다.

표 2에서 첫 번째 그룹의 p_1 같이 채널 크기 정보의 확률이 0 근처로 매우 작은 경우, 최적의 서브 코드북 크기 (i.e., $L_1^{\star}$) 가 확률적으로 0이 된다. 하지만, 실제 모의실험에서 채널 생성 시 채널 정보 코드북에

표 1. 유효 고유값 갯수 그룹 별 채널 크기 정보 코드북 ($B_{\mathrm{CGI}}=2$).
Table 1. CGI codebook by groups according to the number of eigenvalues ($B_{\mathrm{CGI}}=2$).

유효 고유값 갯수 그룹	p_1	p_2	p_3	p_4
$\overline{r}_1=6$	3.43	5.58	7.92	11.32
$\overline{r}_2=7$	4.17	6.52	9.02	12.53
$\overline{r}_3=8$	4.87	7.43	10.05	13.65
$\overline{r}_4=9$	5.62	8.34	11.17	15.05

www.dbpia.co.kr

표 2. 유효 고유값 갯수 그룹 별 채널 크기 정보의 확률 ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=6$, 경우 1).
Table 2. Probability of CGI by groups according to the number of eigenvalues ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=6$, Case 1).

유효 고유값 갯수 그룹	p_1	p_2	p_3	p_4
$\bar{r}_1=6$	0.21	0.41	0.29	0.09
$\bar{r}_2=7$	0.29	0.37	0.25	0.09
$\bar{r}_3=8$	0	0.01	0.60	0.39
$\bar{r}_4=9$	0	0.33	0.49	0.18

표 3. 유효 고유값 갯수 그룹 별 최적의 서드 코드북 크기 ($K=64, B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=6$, 경우 1).
Table 3. Optimal size of sub-codebook by groups according to the number of eigenvalues ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=6$, Case 1).

유효 고유값 갯수 그룹	$L_1^{\star}$	$L_2^{\star}$	$L_3^{\star}$	$L_4^{\star}$
$\bar{r}_1=6$	34	89	88	45
$\bar{r}_2=7$	47	84	80	45
$\bar{r}_3=8$	1	4	134	117
$\bar{r}_4=9$	1	67	123	65

서 δ_1에 해당하는 상황이 발생할 수 있다. 따라서 서브 코드북 크기가 확률적으로 0으로 계산되는 경우 그 크기를 1로 가정하며, 다른 서브 코드북의 크기 중 코드북 크기가 가장 큰 서브 코드북에서 크기 1을 감소함으로써 전체 방향 정보 코드북 크기를 $B_{\mathrm{CDI}}=6$로 조정하였다. 두 번째 사용자 선택인 경우 2 일 때, 식 (30)과 식 (31)로부터 얻은 선택된 사용자의 양자화된 채널 크기 정보의 확률과 최적의 서브 코드북 크기를 각각 표 4와 표 5에 나타낸다.

표 4와 5에서, 경우 2의 유효 고유값 갯수 그룹별 양자화된 채널 크기 정보의 확률과 최적의 서브 코드북 크기가 경우 1과 다름을 확인할 수 있다.

그림 4는 기존에 제안된 두 단계 양자화 기법 (Conv), 채널 상관관계 기반의 곱 코드북 기법 (Product) 과 두 단계 양자화 기법 (Two-stage) 의 평균 합 전송률 성능을 신호 대 잡음 비에 대하여 보여준다. 채널 상관관계 기반의 곱 코드북 기법은 본 논문에서 제안하는 화이트닝 기법을 도입한 반면, 각 서브 코드북들의 크기가 동일한 경우이다. 그림 4에서 알 수 있듯이, 본 논문에서 제안하는 채널 상관관계

표 4. 유효 고유값 갯수그룹 별 채널 크기 정보의 확률 ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=6$, 경우 2).
Table 4. Probability of CGI by groups according to the number of eigenvalues ($K=64$, $B_{\mathrm{CDI}}=6$, Case 2).

유효 고유값 갯수 그룹	p_1	p_2	p_3	p_4
$\bar{r}_1=6$	0.01	0.30	0.51	0.18
$\bar{r}_2=7$	0.01	0.34	0.48	0.17
$\bar{r}_3=8$	0	0.29	0.52	0.19
$\bar{r}_4=9$	0	0.33	0.49	0.18

표 5. 유효 고유값 갯수 그룹 별 최적의 서드 코드북 크기 ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=6$, 경우 2).
Table 5. Optimal size of sub-codebook by groups according to the number of eigenvalues ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=6$, Case 2).

유효 고유값 갯수 그룹	$L_1^{\star}$	$L_2^{\star}$	$L_3^{\star}$	$L_4^{\star}$
$\bar{r}_1=6$	2	60	124	70
$\bar{r}_2=7$	3	68	119	66
$\bar{r}_3=8$	1	59	128	68
$\bar{r}_4=9$	1	67	121	67

기반의 화이트닝 기법은 기존의 기법보다 전송률 측면에서 우수한 성능을 보인다. 이는 차원이 축소된 유효채널을 양자화함으로써 더 정확한 채널 방향 정보를 피드백하기 때문이다. 또한, 두 단계 양자화 기법

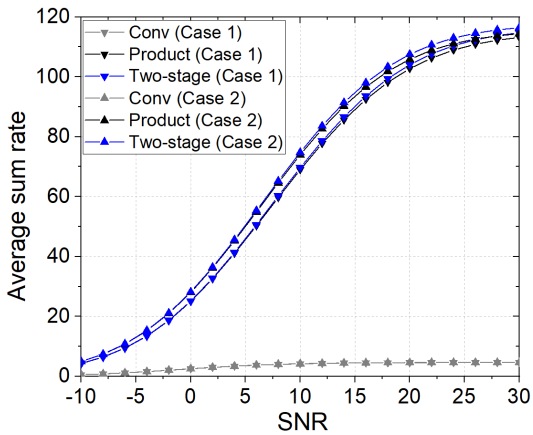

그림 4. 양자화 기법들에 따른 전송률 성능 ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=6$).
Fig. 4. Average sum rates of various quantization schemes ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$ $B_{\mathrm{CDI}}=6$).

www.dbpia.co.kr

은 기존의 곱 코드북 기법에 비해 우수한 성능을 달성하며, 그 차이는 신호 대 잡음 비가 커질수록 증가한다. 경우 1과 2의 전송률 성능을 비교하면, 기존 기법에서는 성능 차이가 미미하다. 반면, 화이트닝 기법을 도입한 경우, 곱 코드북과 두 단계 양자화 기법에서 경우 2의 전송률 성능이 우수함을 알 수 있다. 이는 위의 표 3과 5에서 유효 고유값 갯수 그룹별로 최적의 서브 코드북 크기가 서로 다르기 때문이다.

그림 5는 채널 방향 정보 양자화를 위해 각 사용자별로 10 비트를 할당할 때 ($B_{\mathrm{CDI}}=10$) 전송률 성능을 나타낸다. 채널 방향 정보 양자화를 위한 피드백 할당량이 달라지므로, 최적의 서브 코드북 크기 또한 변하게 되며, 두 경우에 대하여 표 6과 7에 나타낸다.

그림 5에서 알 수 있듯이, 채널 상관관계 기반의 화이트닝 기법은 기존의 기법보다 전송률 측면에서 우수한 성능을 보인다. 채널 방향 정보 양자화를 위해 더 많은 양의 피드백 양을 할당할 시 그림 4의 결과와 비교하면, 화이트닝 기법을 도입한 경우 전송률 측면에서 전체적인 성능이 향상됨을 알 수 있다. 하지만, 기존의 기법은 전송률 향상이 미미하다. 이는 제안하는 기법은 차원이 축소된 유효채널을 양자화하므로, 방향 정보 피드백 양 증가에 따른 양자화 오차가 감소하기 때문이다. 또한, 경우 1과 2의 전송률 성능을 비교하면, 그림 4의 결과와 마찬가지로 경우 2의 전송률 성능이 더 우수함을 알 수 있다.

그림 6은 신호 대 잡음 비가 20 dB 일 때, 채널 방향 정보 양자화를 위한 피드백 양에 따른 평균 합 전송률 성능을 나타낸다. 기존 기법의 경우는 피드백 양이 증가하여도 전송률 성능의 증가가 매우 미미함을 알 수 있다. 반면 본 논문에서 제안하는 채널 상관관계 기반의 화이트닝 기법을 도입한 경우, 방향 정보

표 6. 유효 고유값 갯수 그룹 별 최적의 서드 코드북 크기 ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=10$, 경우 1).
Table 5. Optimal size of sub-codebook by groups according to the number of eigenvalues ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=10$, Case 1).

유효 고유값 갯수 그룹	$L_1^\star$	$L_2^\star$	$L_3^\star$	$L_4^\star$
$\bar{r}_1=6$	564	1399	1408	725
$\bar{r}_2=7$	735	1368	1319	674
$\bar{r}_3=8$	1	74	2133	1888
$\bar{r}_4=9$	16	1070	1985	1025

표 7. 유효 고유값 갯수 그룹 별 최적의 서드 코드북 크기 ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=10$, 경우 2).
Table 5. Optimal size of sub-codebook by groups according to the number of eigenvalues ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=10$, Case 2).

유효 고유값 갯수 그룹	$L_1^\star$	$L_2^\star$	$L_3^\star$	$L_4^\star$
$\bar{r}_1=6$	31	917	2017	1131
$\bar{r}_2=7$	46	1084	1869	1097
$\bar{r}_3=8$	2	935	2042	1117
$\bar{r}_4=9$	18	1089	1955	1034

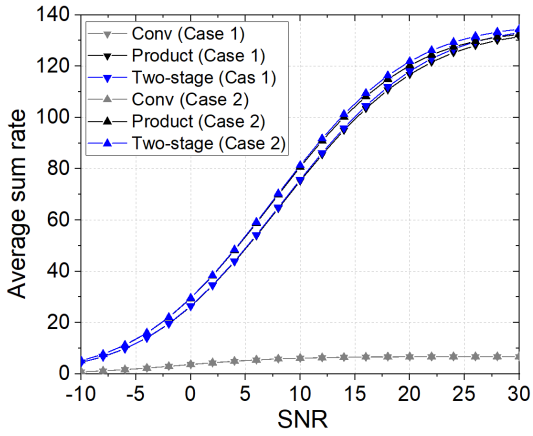

그림 5. 양자화 기법들에 따른 전송률 성능 ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=10$).
Fig. 5. Average sum rates of various quantization schemes ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$ $B_{\mathrm{CDI}}=10$).

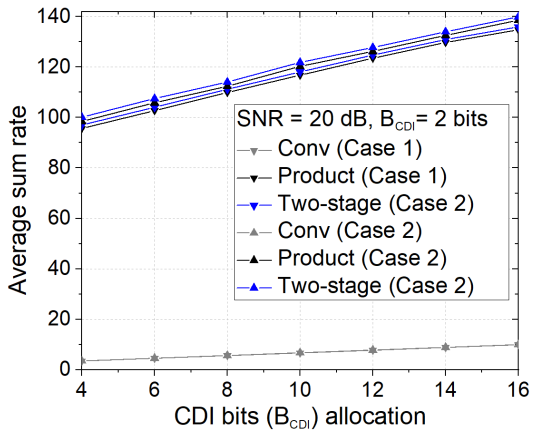

그림 6. 채널 방향 정보 피드백 양에 따른 전송률 성능 ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, SNR= 20 dB).
Fig. 6. Average sum rates in terms of various CDI feedback bits allocation ($K=64$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, SNR= 20 dB).

www.dbpia.co.kr

양자화를 위한 피드백 양이 증가할수록 전송률 성능도 증가함을 알 수 있다. 또한, 제안한 두 단계 양자화 기법이 곱 코드북 기법에 비해 모든 피드백 양의 범위에서 우수한 성능을 달성함을 알 수 있다. 경우 1과 2의 성능을 비교하면, 모든 피드백 양의 범위에서 경우 2의 전송률 성능이 우수함을 확인하였다.

두 번째 모의실험은 셀 내의 사용자 수가 기지국의 안테나 수보다 많은 128 명의 사용자들 중에서 채널 크기 정보를 기반으로 56 명의 사용자들을 선택 ($|S|=56$) 하는 상황을 고려하였다. 식 (26)와 같이 동일한 유효 고유값 갯수를 갖는 사용자들의 집합 $\boldsymbol{G}_n$ 을 구성하면, 집합의 크기는 각각 $|\boldsymbol{G}_1|=26$, $|\boldsymbol{G}_2|=17$, $|\boldsymbol{G}_3|=52$, $|\boldsymbol{G}_4|=33$ 이다. 첫 번째 모의실험과 같이 각 그룹별로 동일한 수의 사용자를 선택하는 경우 ($|S_1|=14$,$|S_2|=14$,$|S_3|=14$, $|S_4|=14$, 경우 1) 와 $\boldsymbol{G}_n$ 에 속한 사용자들의 수에 비례하여 선택하는 경우 ($|S_1|=11$,$|S_2|=7$, $|S_3|=23$,$|S_4|=15$, 경우 2) 를 고려하며, 채널 크기 정보 양자화를 위해 $B_{\mathrm{CGI}}=2$ 이다.

그림 7은 기존에 제안된 두 단계 양자화 기법, 채널 상관관계 기반의 곱 코드북 기법과 두 단계 양자화 기법의 평균 합 전송률 성능을 채널 방향 정보 양자화 할당 ($B_{\mathrm{CDI}}=6,10$) 과 신호 대 잡음 비에 대하여 보여준다. 첫 번째 실험과 마찬가지로 각 경우에 대하여 식 (30)과 식 (31)로부터 선택된 사용자의 양자화된 채널 크기 정보의 확률과 최적의 서브 코드북 크기를 도출한 후 평균 합 전송률 성능을 얻었다. 셀 내의 사용자 수가 많은 상황에서도 본 논문에서 제안하는 기법이 기존 기법에 비해 우수한 성능을 달성함을 확인하였다. 경우 1과 2의 성능을 비교했을 때, 경우 2의 전송률 성능이 우수하며 경우 1과의 전송률 차이가 그림 5에서의 전송률 차이보다 더 커짐을 알 수 있다. 또한, SNR이 25 dB 이상인 영역에서 경우 2의 6 bits 전송률 성능이 경우 1의 10 bits 전송률 성능보다 우수함을 알 수 있다. 이러한 결과는 셀 내의 사용자 수가 많은 경우 각 그룹 내에서 채널 크기 정보가 큰 사용자들을 선택할 확률이 높아지기 때문이며, 본 논문에서 제안하는 두 단계 양자화 기법을 기반으로 전송률 손실이 감소하기 때문이다.

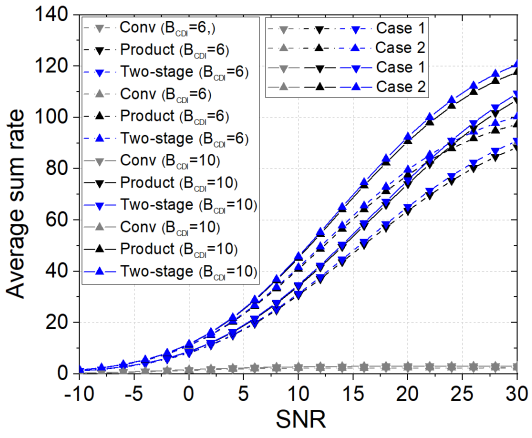

그림 7. 양자화 기법들에 따른 전송률 성능 ($K=128$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, $B_{\mathrm{CDI}}=6,10$).
Fig. 7. Average sum rates of various quantization schemes ($K=128$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$ $B_{\mathrm{CDI}}=6,10$).

그림 8은 셀 내의 사용자 수가 128명의 상황에서 신호 대 잡음 비가 20 dB 일 때, 채널 방향 정보 양자화를 위한 피드백 양에 따른 평균 합 전송률 성능을 나타낸다. 본 논문에서 제안하는 기법의 경우 방향 정보 양자화를 위한 피드백 양이 증가할수록 전송률 성능도 증가함을 알 수 있으며, 기존 기법에 비해 증가율이 더 큼을 알 수 있다. 셀 내의 사용자 수가 많은 상황에서도 첫 번째 실험과 마찬가지로 제안한 두 단계 양자화 기법이 곱 코드북 기법에 비해 모든 피드백 양의 범위에서 우수한 성능을 달성함을 확인하였다. 경우 1과 2의 성능을 비교했을 때, 전송률 차이가 그림 6에서의 전송률 차이보다 큼을 확인하였으며, 이는 앞의 그림 7에서의 결과 분석을 뒷받침해준다.

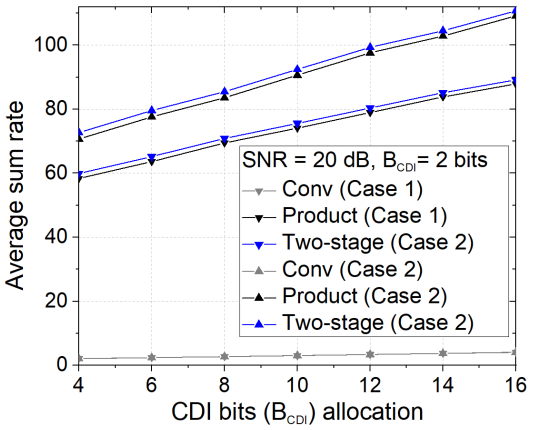

그림 8. 채널 방향 정보 피드백 양에 따른 전송률 성능 ($K=128$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, SNR= 20 dB).
Fig. 8. Average sum rates in terms of various CDI feedback bits allocation ($K=128$, $B_{\mathrm{CGI}}=2$, SNR= 20 dB).

www.dbpia.co.kr

V. 결 론

본 논문에서는 massive MIMO 시스템 제한된 피드백 환경에서 피드백 오버헤드 저감을 위해 효율적인 양자화 기법 과 코드북 설계를 제안하였다. 대량의 안테나 수로 인한 공간적 상관관계가 있는 massive MIMO 채널 모델에서, 채널의 상관관계를 활용하여 실제 채널을 유효채널로 피드백하기 위해 공간 차원을 축소하는 화이트닝 기법을 제시하였다. 또한, 유효 채널의 크기와 방향 정보 피드백을 위해 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계를 제안하였다. 채널 크기 정보 양자화를 위해 사용자들의 채널 상관관계 행렬의 유효 고유값의 갯수에 따라 그룹핑을 도입하였으며, 각 그룹에 따른 채널 방향 정보 서브 코드북의 최적화된 크기를 도출하였다. 모의실험을 통해 기존 MIMO 시스템에서 제안되었던 두 단계 양자화 기법에 비해 우수한 성능을 달성함을 확인하였다. 본 논문에서 제안하는 채널 상관관계 기반의 두 단계 양자화 기법과 코드북 설계는 대량의 안테나 수로 인한 피드백 오버헤드가 발생하는 FDD massive MIMO 시스템에 활용 가능하다.

References

[1] E. G. Larsson, F. Tufvesson, O. Edfors, and T. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, Feb. 2014.

[2] F. Rusek, D. Persson, B. K. Lau, E. G. Larsson, T. L. Marzetta, O. Edfors, and F. Tufvesson, “Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 30, no. 1, pp. 40-60, Jan. 2013.

[3] H. Q. Ngo, E. G. Larsson, and T. L. Marzetta, “Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 4, pp. 1436-1449, Apr. 2013.

[4] L. Lu, G. Ye Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, “An overview of massive MIMO: Benefits and challenge,” *IEEE J. Sel. Topics Sign. Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 742-758, Oct. 2014.

[5] T. L. Marzetta, “How much training is required for multiuser MIMO?,” in *Proc. 40th ACSSC*, pp. 359-363, Pacific Grove, CA, USA, Oct. 2006.

[6] H. Xie, F. Gao, S. Zhang, and S. Jin, “A unified transmission strategy for TDD/FDD massive MIMO systems with spatial basis expansion model,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 66, no. 40, pp. 3170-3184, Apr. 2017.

[7] S. Wagner, R. Couillet, M. Debbah, and D. T. M. Slock, “Large system analysis of linear precoding in correlated MISO broadcast channels under limited feedback,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 7, pp. 4509-4537, Jul. 2012.

[8] A. Adhikary, J. Nam, J.-Y. Ahn, and G. Caire, “Joint spatial division and multiplexing - The large-scale array regime,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 59, pp. 6441-6463, Oct. 2013.

[9] 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.

[10] 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.

[11] 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, pp. 7553-7557, Aug. 2017.

[12] N. Jindal, “MIMO broadcast channels with finite-rate feedback,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 11, pp. 5045-5060, Nov. 2006.

[13] Y. Cheng, V. K. N. Lau, and Y. Long, “A scalable limited feedback design for network MIMO using per-cell product codebook,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 10, pp. 3093-3099, Oct. 2010.

[14] J. H. Lee and W. Choi, “Unified Codebook design for vector channel quantization in MIMO broadcast channels,” *IEEE Trans.*

www.dbpia.co.kr

Signal Process., vol. 63, no. 10, pp. 2509-2519, May 2015.

[15] T. Yoo and A. Goldsmith, "On the optimality of multiantenna broadcast scheduling using zero-forcing beamforming," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 3, pp. 528-541, Mar. 2006.

[16] J. Jung, J. Kang, J. H. Lee, and W. Choi, "Two-stage quantization scheme using compressed channel in massive MIMO systems," in *Proc. KIMST Conf.*, pp. 1486-1487, Jun. 2017.

[17] K. Kim and J. Lee, "Mode selection technique between antenna grouping and beamforming for MIMO communication systems," *J. KICS*, vol. 34, no. 2, pp. 147-154, Feb. 2017.

강 진 호 (Jinho Kang)

2013년 2월 : 한국과학기술원 기계공학전공 학사

2015년 2월 : 한국과학기술원 기계공학전공 석사

2015년 3월~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학부 박사과정

<관심분야> 무선통신시스템, 빔포밍, 채널 피드백, 머신러닝

[ORCID:0000-0003-2513-3304]

이 진 규 (Jinkyu Lee)

2016년 2월 : 서울과학기술대학교 전자IT미디어공학과 학사

2017년~현재 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학부 석사과정

<관심분야> 통신공학

이 정 훈 (Jung Hoon Lee)

2006년 6월 : 한국과학기술원 공학사

2008년 8월 : 한국과학기술원 공학 석사

2013년 8월 : 한국과학기술원 공학 박사

2013년 9월~2014년 4월 : 한국과학기술원 박사후연구원

2014년 8월~2015년 8월 : 미국 노스캐롤라이나 주립대학교 박사후연구원

2015년 9월~2016년 8월 : 국립제주대학교 전자공학과 조교수

2016년 9월~현재 : 한국외국어대학교 전자공학과 조교수

<관심분야> 채널 피드백, 간섭 제어, 무선통신시스템, 머신러닝

[ORCID:0000-0002-7875-2398]

최 완 (Wan Choi)

1996년 2월 : 서울대학교 전자공학 공학사

1998년 2월 : 서울대학교 전자공학 석사

2006년 12월 : University of Texas at Austin, Department of Electrical and Computer Engineering 박사

2007년~현재 : 한국과학기술원 (KAIST) 전기 및 전자공학부 조교수, 부교수, 정교수

<관심분야> 무선통신, 정보이론, 머신러닝

[ORCID:0000-0003-3930-7088]

www.dbpia.co.kr