

저-분해능 컨버터를 사용하는 Massive MIMO 시스템을 위한 피드백 양 공유 기법

강진호*, 이정훈*, 최완°

Feedback Rate Sharing Strategy for Massive MIMO Systems with Low-Resolution Converters

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

요약

최근 massive multiple-input multiple-output (MIMO) 시스템에서 하드웨어에 의한 전력 소모를 줄이기 위해 저-분해능 컨버터 사용에 관한 관심이 높아지고 있다. 본 논문에서는 저-분해능의 컨버터를 사용하는 제한된 피드백 환경의 massive MIMO 시스템에서 컨버터의 분해능에 따른 최적의 피드백 양 공유 기법을 제안한다.

Key Words : Massive MIMO, Limited Feedback, Low-Resolution Converter, Feedback Rate Sharing, Optimization

ABSTRACT

Recently, the use of low-resolution converters has attracted a great attention in order to reduce the power consumption by the hardware in massive multiple-input multiple-output (MIMO) systems. In this letter, we propose an optimal feedback rate

sharing strategy according to the resolution of the converters in massive MIMO systems with low-resolution converters under limited feedback environments.

1. 서론

Massive multiple-input multiple-output (MIMO) 시스템은 6G 이동 통신 시스템과 무인 항공기 (Unmanned aerial vehicle, UAV), 위성 기반의 비저상 네트워크와 같은 차세대 통신 시스템의 핵심 기술로 고려되고 있다¹⁻⁵. 대규모 안테나는 전송률과 에너지 효율을 크게 증가시킬 수 있지만, 기지국에서 정확한 채널 상태 정보가 필요하다. 특히나, 주파수 분할 듀플렉스 (FDD) 시스템에서는 채널 가역성이 성립하지 않으므로 기지국은 사용자로부터 피드백을 통해 채널 상태 정보를 얻는다⁶. 하지만, 채널 상태 정보 획득을 위해 요구되는 피드백 양이 안테나 수에 따라 증가하므로 massive MIMO 시스템에서는 대량의 피드백 오버헤드가 발생한다. 이러한 피드백 오버헤드를 줄이기 위해, 채널 통계를 활용하는 적응적 피드백 기법^{7,8}과 사용자 간의 피드백 양을 공유함으로써 최적의 피드백 양을 할당하는 피드백 양 공유 기법이 연구되었다⁹.

한편, 기지국 또는 사용자의 안테나에서 고-분해능의 DAC (Digital-analog converter) 및 ADC (Analog-digital converter)의 사용은 높은 전력 소모를 발생시킨다^{4,5}. 특히나, 이러한 전력 소모는 양자화 컨버터의 분해능에 따라 기하급수적으로 증가한다. 이와 같은 높은 전력 소모를 완화하기 위해 최근 massive MIMO 시스템에서 저-분해능의 DAC/ADC 사용에 대한 연구들이 이루어졌다^{4,5}. 하지만, massive MIMO 시스템에서 저-분해능의 DAC/ADC 사용 시 피드백 오버헤드를 줄이기 위한 효율적인 기법에 관한 연구는 미비한 실정이다.

본 논문에서는 저-분해능의 DAC/ADC를 사용하는

* 본 연구는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기술진흥센터의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2018-0-00809, 새로운 자원을 활용한 beyond 5G 이동통신 변혁기술 개발). The work of J. H. Lee was supported by Hankuk University of Foreign Studies Research Fund of 2022.

• First Author : (ORCID:0000-0003-2513-3304) Department of Electronic Engineering, Gyeongsang National University, jinhokang@gnu.ac.kr, 조교수, 정회원

° Corresponding Author : (ORCID:0000-0003-3930-7088) Institute of New Media and Communications and Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, wanchoi@snu.ac.kr, 정교수, 종신회원

* (ORCID:0000-0002-7875-2398) Department of Electronics Engineering and Applied Communications Research Center, Hankuk University of Foreign Studies, tantheta@hufs.ac.kr, 부교수, 정회원

논문번호 : 202210-248-A-LU, Received October 19, 2022; Revised October 24, 2022; Accepted October 24, 2022

제한된 피드백 환경의 massive MIMO 시스템을 위한 피드백 양 공유 기법을 연구한다. 안테나에서 저-분해능의 DAC/ADC를 사용하면 양자화 변환에 의한 신호 손실이 발생하며, 이는 전송률을 하락시킨다. 또한, 제한된 피드백 환경에서 채널 상태 정보 피드백을 위한 양자화 오차는 전송률에 영향을 미친다. 따라서, DAC/ADC의 분해능을 고려한 최적의 피드백 양 공유 기법을 제안한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 제한된 피드백 환경의 단일 셀 massive MIMO 하향 링크 시스템을 고려하며, M ($\gg 1$) 개 송신 안테나를 가지는 기지국이 한 개의 수신 안테나를 가지는 K 명의 사용자를 지원한다. 기지국에서 전송 데이터는 $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_K]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}$, 선형 프리코더는 $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_K] \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 이다. 전력 할당을 위한 오버헤드를 줄이기 위해 모든 사용자들에게 같은 전력을 할당하며, 각 사용자의 프리코딩 벡터는 $\|\mathbf{v}_k\|^2 = 1$ ($\in \mathbf{K} = \{1, \dots, K\}$) 이다^{1,2}. 기지국에서의 전송 전력이 P 로 나타내면 각 사용자에게 할당된 전력은 $P_k = P/K$ 이며, 기지국에서 프리코딩된 전송 신호 벡터는 $\mathbf{x} = \sqrt{P_k} \mathbf{V} \mathbf{s} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 이다. 기지국과 k 번째 사용자 간의 채널 벡터를 $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 라 하면, 사용자 k 의 수신 신호 y_k 는 다음과 같다.

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_q + n_k \quad (1)$$

위 식에서 $n_k \sim CN(0, \sigma^2)$ 는 추가적인 가우시안 잡음이다. 본 연구에서는 massive MIMO 시스템의 물리적인 특성이 반영된 공간적 상관관계가 있는 레일레이 (Correlated Rayleigh) 채널을 고려하며, 사용자의 채널 벡터는 $\mathbf{h}_k = \mathbf{D}_k^{1/2} \mathbf{w}_k$ 와 같이 표현된다¹¹. \mathbf{C}_k 는 차수 (Rank)가 d_k 인 상관관계 행렬이며, $\mathbf{w}_k \sim CN(0, \mathbf{I}_{d_k})$ 는 레일레이 페이딩 성분을 의미한다. 곱셈 분해에 의해 $\mathbf{D}_k = \mathbf{U}_k \mathbf{\Lambda}_k \mathbf{U}_k^H$ 로 표현되며, $\mathbf{D}_k^{1/2} = \mathbf{U}_k \mathbf{\Lambda}_k^{1/2} \in \mathbb{C}^{M \times d_k}$ 이다.

III. 저-분해능 컨버터 사용시 피드백 양 공유 기법

본 연구에서 기지국과 사용자들은 각각 저-분해능의 DAC들과 ADC들을 사용한다. 전송 신호 벡터는

저 분해능의 DAC에서 양자화된 후 전송하게 되며, 기지국의 각 안테나는 동일한 저-분해능을 갖는 b_{BS}^{DAC} 비트 분해능의 DAC를 사용한다. DAC에서의 양자화 변환을 $Q(\cdot)$ 로 정의하면, 양자화된 후 기지국에서 전송되는 아날로그 신호는 $\mathbf{x}_q = Q(\mathbf{x})$ 이다. 비선형성을 갖는 다중 비트의 양자화 변환을 수학적으로 모델링 하기 위해 Bussgang 이론 기반으로 양자화 변환을 선형 변환과 왜곡 잡음의 합으로 모델링 하는 additive quantization noise (AQN) 모델을 도입한다^{4,5}. 따라서, 양자화된 송신 신호는 아래와 같이 표현된다.

$$\mathbf{x}_q = Q(\mathbf{x}) = \alpha_{BS}^{DAC} \mathbf{x} + \mathbf{n}_{BS,q}^{DAC} \quad (2)$$

위 식에서 $\alpha_{BS}^{DAC} = 1 - \rho_{BS}^{DAC}$ 는 양자화 손실이며, $\mathbf{n}_{BS,q}^{DAC} \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{R}_{BS}^{DAC})$ 는 \mathbf{x} 와 상관없는 양자화 잡음이다. ρ_{BS}^{DAC} 는 DAC 분해능 b_{BS}^{DAC} 에 따라 정의되는 왜곡률이며, 양자화 잡음의 공분산 행렬 \mathbf{R}_{BS}^{DAC} 은 아래와 같다^{4,5}.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{BS}^{DAC} &= \alpha_{BS}^{DAC} \rho_{BS}^{DAC} \text{diag}(E[\mathbf{x} \mathbf{x}^H]) \\ &= P_K \alpha_{BS}^{DAC} \rho_{BS}^{DAC} \text{diag}(\mathbf{V} \mathbf{V}^H) \end{aligned} \quad (3)$$

각 사용자의 수신 신호는 b_k^{ADC} 비트 분해능의 ADC를 통해 양자화 변환되며, AQN 모델에 따라 양자화된 수신 신호 $y_{k,q} = Q(y_k)$ 는 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} y_{k,q} &= \alpha_k^{ADC} [\mathbf{h}_k^H (\alpha_{BS}^{DAC} \mathbf{x} + \mathbf{n}_{BS,q}^{DAC}) + n_k] + n_{k,q}^{ADC} \\ &= \sqrt{P_k} \alpha_k^{ADC} \alpha_{BS}^{DAC} \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_k s_k \\ &\quad + \sqrt{P_k} \alpha_k^{ADC} \alpha_{BS}^{DAC} \mathbf{h}_k^H \sum_{i \in \mathbf{K} \setminus k} \mathbf{v}_i s_i \\ &\quad + \alpha_k^{ADC} \mathbf{h}_k^H \mathbf{n}_{BS,q}^{DAC} + \alpha_k^{ADC} n_k + n_{k,q}^{ADC} \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)에서 $\alpha_k^{ADC} = 1 - \rho_k^{ADC}$ 는 양자화 손실이며, ρ_k^{ADC} 는 k 번째 사용자의 ADC에 분해능인 b_k^{ADC} 에 따라 결정되는 왜곡률이며, $n_{k,q}^{ADC} \sim CN(0, r_k^{ADC})$ 는 와 상관없는 양자화 잡음이다. 양자화 잡음의 공분산 r_k^{ADC} 는 다음과 같다^{4,5}.

$$\begin{aligned} r_k^{ADC} &= \alpha_k^{ADC} \rho_k^{ADC} E[y_k y_k^H] \\ &= \alpha_k^{ADC} \rho_k^{ADC} [\mathbf{h}_k^H (P_k \mathbf{V} \mathbf{V}^H + \mathbf{R}_{BS}^{DAC}) \mathbf{h}_k + \sigma^2] \end{aligned}$$

식 (4)로부터 k 번째 사용자의 신호 대 간섭-잡음

비 (SINR)는 아래와 같이 정의된다.

$$\gamma_k = \frac{P_K (\alpha_k^{ADC} \alpha_{BS}^{DAC})^2 | \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_k |^2}{T_k + (\alpha_k^{ADC})^2 \mathbf{h}_k^H \mathbf{R}_{BS}^{DAC} \mathbf{h}_k + (\alpha_k^{ADC})^2 \sigma^2 + r_k^{ADC}},$$

$$T_k = P_K (\alpha_k^{ADC} \alpha_{BS}^{DAC})^2 \sum_{i \in \mathbf{K} \setminus k} | \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_i |^2. \quad (5)$$

결과적으로, 합 전송률은 $R_s = \sum_{k \in \mathbf{K}} \log_2(1 + \gamma_k)$ 이다. 식 (5)에서 분모와 분자를 $(\alpha_k^{ADC} \alpha_{BS}^{DAC})^2$ 로 나눈 후 전개하면 아래의 식을 얻을 수 있다.

$$\gamma_k = \frac{P_K | \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_k |^2}{P_K \sum_{i \in \mathbf{K} \setminus k} | \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_i |^2 + J_k},$$

$$J_k = \frac{\rho_k^{ADC} P_K \left(| \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_k |^2 + \sum_{i \in \mathbf{K} \setminus k} | \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_i |^2 \right)}{\alpha_k^{ADC} (\alpha_{BS}^{DAC})^2}$$

$$+ \frac{\rho_{BS}^{DAC}}{\alpha_{BS}^{DAC}} \left(\frac{\rho_k^{ADC}}{\alpha_k^{ADC}} + 1 \right) P_K \mathbf{h}_k^H \text{diag}(\mathbf{V} \mathbf{V}^H) \mathbf{h}_k$$

$$+ \frac{1}{(\alpha_{BS}^{DAC})^2} \left(\frac{\rho_k^{ADC}}{\alpha_k^{ADC}} + 1 \right) \sigma^2. \quad (6)$$

본 연구에서는 다중 사용자 간 간섭을 제거하기 위해 제로-포싱 빔포밍을 활용하며, 기지국은 각 사용자로부터 피드백 받은 채널 방향 정보를 기반으로 프리코딩을 설계한다. 사용자 k 에게 할당된 피드백 양을 b_k^{CDI} 라 하면, 양자화된 채널 방향 정보는 아래와 같다 [1,2].

$$\hat{\mathbf{h}}_k = \underset{\mathbf{c} \in \mathcal{C}_k}{\text{argmax}} | \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{c} |^2 \quad (7)$$

위 식에서 \mathcal{C}_k 는 M 차원의 $2^{b_k^{CDI}}$ 개의 단위 벡터들로 이루어진 코드북이다. 기지국은 사용자들로부터 피드백 받은 채널 방향 정보를 기반으로 제로-포싱 프리코더를 설계한다[1,2].

이와 같은 제한된 피드백 환경에서, 피드백 양 공유 기법^[6]은 사용자들마다 피드백 양을 공유하여 최적의 피드백 양을 할당함으로써 오버헤드를 저감할 수 있

다. 이때, K 명의 사용자 모두에게 할당하는 총 피드백 양은 $B_{tot}^{CDI} = \sum_{k \in \mathbf{K}} b_k^{CDI}$ 이다.

한편, 식 (6)에서 알 수 있듯이, k 번째 사용자의 전송률은 사용자 간 간섭뿐만 아니라 저-분해능 DAC와 ADC에 의한 양자화 왜곡 손실, 즉, J_k 의 영향을 받게 된다. 또한, 양자화 왜곡 손실 J_k 는 기지국의 DAC 분해능인 b_{BS}^{DAC} 와 k 번째 사용자의 ADC 분해능인 b_k^{ADC} 에 따라 변하게 된다. 게다가, J_k 는 간섭 신호뿐만 아니라, k 번째 사용자가 요구하는 신호 $\mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_k$ 와 프리코더 \mathbf{V} 에 직접적인 영향을 받게 되며, 이들은 양자화된 채널 방향 정보, 즉, 사용자 k 에게 할당된 피드백 양인 b_k^{CDI} 에 영향을 받게 됨을 알 수 있다. 따라서, 기지국의 DAC 분해능인 b_{BS}^{DAC} 와 각 사용자의 ADC 분해능인 b_k^{ADC} 을 고려하여 최적의 피드백 양을 할당하여야 한다. 본 논문에서는 아래의 문제를 해결함으로써 평균 합 전송률을 최대화할 수 있는 최적의 피드백 양 공유 기법을 제시한다.

$$\underset{b_1^{CDI}, b_2^{CDI}, \dots, b_K^{CDI}}{\text{maximize}} E[R_s]$$

$$\text{subject to } b_k^{CDI} \in \mathbb{Z}^+, B_{tot}^{CDI} = \sum_{k \in \mathbf{K}} b_k^{CDI}.$$

위 문제는 NP-hard로 알려진 혼합 정수 문제로 최적의 솔루션을 직접 얻는 것이 매우 어려우며, 본 논문에서는 몬테카를로 시뮬레이션 기반의 수치 탐색으로 최적의 피드백 할당량을 찾는다.

IV. 모의실험 및 결론

모의실험을 위해 단일 셀에서 64개의 선형 안테나를 가지는 기지국이 단일 안테나를 가지는 2 명의 사용자를 지원하는 massive MIMO 시스템을 고려하였다. 공간적 상관관계가 있는 레일레이 채널을 구성하기 위해, 사용자의 방위각을 각각 $-\pi/4$ 와 $-\pi/12$ 로, 각도 확산을 $\pi/15$ 로 설정하여 채널 상관관계 행렬을 구성하였다. 기지국은 8 비트 분해능의 DAC를 사용하며, 사용자 1은 2 비트 분해능의 ADC를 사용자 2는 8 비트 분해능의 ADC를 사용하는 환경을 고려하였다. 또한, 채널 방향 정보 피드백을 위해 랜덤 벡터 양자화 (RVQ) 코드북^[6]과 채널 상관관계 행렬 기반의 왜곡된 코드북 (SC) 코드북^[1]을 활용한다.

그림 1은 총 피드백 양은 20 비트일 때 SNR에 따

른 평균 합 전송률 성능을 보여준다. SC 코드북이 RVQ 코드북에 비해 전송률을 증가시킨다. 또한, 본 논문에서 제안한 DAC와 ADC 분해능에 따른 피드백 양 공유 기법이 동일한 비트 (Equal Bit) 할당 기법보다 전송률을 증가시킬 수 있다. 특히나 본 논문에서 제안한 DAC와 ADC 분해능에 따른 피드백 양 공유 기법 적용 시, RVQ 코드북과 SC 코드북에 따라 전송률 향상 정도가 다를 수 있으며 그 이유는 다음과 같다. SC 코드북의 경우 massive MIMO 채널의 공간적 상관관계를 활용하므로, 제한된 피드백 환경에서 RVQ 코드북에 비해 채널 상태 정보 피드백을 위한 양자화 오차를 감소시킨다^[1]. 따라서, SC 코드북과 RVQ 코드북은 피드백 할당량에 따른 양자화 오차 변화율이 다르다. 결과적으로, DAC와 ADC 분해능에 따라 최적의 피드백 양 할당 시, SC 코드북과 RVQ 코드북 각각의 피드백 할당량에 따른 양자화 오차 변화율이 다르게 되며, 이에 따라 전송률 향상의 정도 다르게 된다.

본 논문에서는 massive MIMO 시스템에서 저-분해능 DAC/ADC를 사용할 시, 양자화 컨버터 분해능에 따른 최적의 피드백 양 공유 기법을 제안하였다. 모의실험을 통해 제안하는 기법이 전송률 성능을 증가시킬 수 있음을 확인하였다.

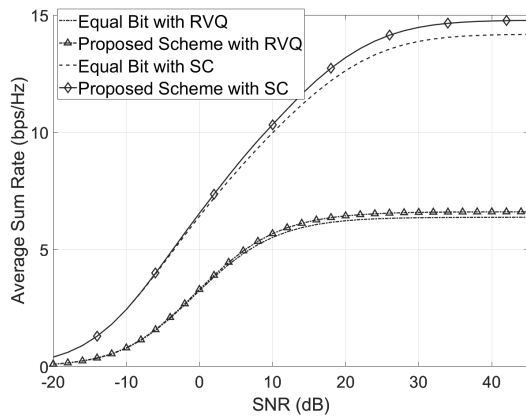


그림 1. 제안하는 기법의 평균 합 전송률.
Fig. 1. Average sum rate of proposed scheme.

References

- [1] J. Kang and W. Choi, "Coordinated regularized zero-forcing beamforming with channel statistics based adaptive feedback for cooperative massive MIMO networks," *ICT Express*, vol. 7, no. 1, pp. 10-14, Mar. 2021. (<https://doi.org/10.1016/j.ict.2021.01.006>)
- [2] J. Kang and W. Choi, "Adaptive feedback for rician fading channel in cooperative massive MIMO systems with limited feedback environment," *J. KICS*, vol. 46, no. 10, pp. 1563-1571, Oct. 2021. (<https://doi.org/10.7840/kics.2021.46.10.1563>)
- [3] Y. Huang, Q. Wu, R. Lu, X. Peng, and R. Zhang, "Massive MIMO for cellular-connected UAV: Challenges and promising solutions," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 59, no. 2, pp. 84-90, Feb. 2021. (<https://doi.org/10.1109/MCOM.001.2000552>)
- [4] J. Dai, J. Liu, J. Wang, J. Zhao, C. Cheng, and J.-Y. Wang, "Achievable rates for full-duplex massive MIMO systems with low-resolution ADCs/DACs," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 24343-24353, Feb. 2019. (<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2900273>)
- [5] J. Choi, J. Park, and N. Lee, "Energy efficiency maximization precoding for quantized massive MIMO systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 21, no. 9, pp. 6803-6817, Feb. 2022. (<https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3152491>)
- [6] 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, pp. 3000-3011, Jun. 2013. (<https://doi.org/10.1109/TWC.2013.050713.121410>)