

저해상도 DAC 시스템에서 공정 데이터율을 위한 빔포밍

배수민, 유승형, 이상민, 최진석*
울산과학기술원, *한국과학기술원

gweado@unist.ac.kr, seunghy@unist.ac.kr, sangminlee@unist.ac.kr, *jinseok@kaist.ac.kr

Fairness-Aware Beamforming for Low-Resolution DAC Systems

Soomin Bae, Seunghyeong Yoo, Sangmin Lee, Jinseok Choi*

UNIST, *KAIST

요약

본 논문은 저해상도 DAC 를 사용하는 하향링크 다중 유저 MIMO 시스템에서 랜덤한 유저의 가중치를 고려한 최대-최소 공정성(MMF) 프리코딩을 제안한다. 부분적인 채널 지식, 최적화 문제에서 non-smooth 하고 non-convex 특성에 의해 발생하는 문제를 해결하고자 조건부 평균 전송률을 유도하고, non-smooth 문제를 LogSumExp 방법을 통해 smooth 한 값으로 근사함으로써 해결했다. 이후 non-convex 한 최적화 문제를 고유 값과 고유 벡터 관련 문제로 변형하여 최상 국소 최적해(best local-optimal solution)를 찾았다. 해당 알고리즘은 기존의 방법들에 비해 향상된 최소 스펙트럼 효율을 보였다.

I. 서론

다양한 스마트 기기의 확산에 의해 기지국 당 할당되는 기기의 수가 급속도로 증가하고 있으며, 자연스럽게 이 기기들에 높은 스펙트럼 효율을 제공하는 시스템에 관심이 높아간다. 하지만 자원은 한정되어 있으며, 각각의 기기들은 상황에 따라 다양한 전송률, 대기 시간 등의 서비스 품질(QoS)을 요구한다[1]. 다시 말해, 전체 유저 중 우선도가 낮은 경우 아주 낮은 품질의 서비스를 제공할 수 있다. 더욱이 앞으로 이 거대해지는 MIMO 시스템의 에너지 소모량 때문에 미래의 통신 기술들은 가능한 양자화기의 해상도는 낮추고자 한다. 즉 일부 유저에게는 더욱더 낮은 서비스가 제공될 것이다. 이런 맥락에서, 저해상도 DAC 와 다양한 유저가 존재하는 시스템의 공정성을 유지하는 것은 모든 사용자가 만족하는 서비스 제공을 위해 필수적이며, 이를 성취할 수 있는 알고리즘을 제시하고자 한다.

II. 본론

본 논문에서는 N 개의 안테나를 가지고 있는 기지국에서 K 명의 이용자에게 서비스를 제공하는 하향 다중 MIMO 시스템을 고려한다. 이때 이 시스템에서 각 이용자는 1 개의 안테나를 가지고 있고, 기지국의 안테나에서는 저해상도 DAC 를 이용한다고 상정한다.

기지국에서는 프리코딩 된 신호 벡터 $\mathbf{x} = \sqrt{P}\mathbf{F}\mathbf{s}$ 을 생성한다. 여기서 P 는 최대 송신 파워, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times K}$ 는 프리코딩 행렬, 그리고 $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^K$ 는 사용자의 전송 데이터 벡터를 의미한다. 이후 송신 안테나의 DAC 에서 스칼라 양자화기 AQNM 방법[2]을 사용하여 양자화되며, 그 신호가 하향링크 유저들에게 전송된다. 각 유저들은 아래 신호를 수신한다.

$$y_k = \sqrt{P}\mathbf{h}_k^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_k \mathbf{s}_k + \sqrt{P} \sum_{i=1, i \neq k}^K \mathbf{h}_k^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{h}_k^H \mathbf{q}_{bs} + n_k$$

여기서, $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^N$ 는 사용자 k 와 기지국간의 채널을 의미하며, $\Phi_{\alpha,bs} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 는 DAC 에 의한 양자화 손실을 대각 행렬로 나타낸 값이다. 또한 $\mathbf{q}_{bs} \sim \mathcal{CN}(0_{N \times 1}, \mathbf{R}_{q_{DAC}})$ 는 DAC 양자화 에러를 의미하며, $\mathbf{R}_{q_{DAC}}$ 는 양자화 에러 벡터의 공분산 행렬을 의미한다.

본 연구는 현실적인 상황을 가정하기 위해 불완전한 채널 지식(CSIT)을 기본으로 하고 있으며, 모든 유저가 업무의 중요도에 따라 고유의 가중치를 가지고 있는 경우를 가정한다. 이러한 상황에서 유저 간의 공정성을 고려하기 위한 MMF 최적화 문제는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_K}{\text{maximize}} \quad \min_{k \in K} (w_k R_k) \\ & \text{subject to} \quad \sum_{k=1}^K \|\mathbf{f}_k\|^2 \leq 1 \end{aligned}$$

여기서 w_k 는 각 유저가 가지고 있는 가중치를 의미하며, 각 유저들의 전송률 아래와 같이 정의된다.

$$R_k = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_k|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_i|^2 + \mathbf{h}_k^H \mathbf{R}_{q_{DAC}} \mathbf{h}_k / P + \sigma^2 / P} \right)$$

위 최적화 문제는 non-convex 와 non-smooth 하며, 이 시스템은 불완전한 CSIT 임을 유의해야 한다. 다시 말해서 이 최적화 문제는 직접적인 해답을 달성할 수 없다.

기지국이 제안된 채널 정보에만 접근할 수 있다는 점을 고려하여, 측정 채널에 대한 조건부 평균 스펙트럼 효율을 새롭게 정의한다. 이 때 Jensen's inequality 와 [3]의 Lemma 1 을 이용하여 아래와 같은 최적화 문제의 하한 값을 도출해 낸다.

$$\begin{aligned} \bar{R}_k &= \mathbb{E} \left[\mathbb{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_k|^2}{|\mathbf{I}| + \mathbf{h}_k^H \mathbf{R}_{q_{DAC}} \mathbf{h}_k / P + \sigma^2 / P} \right) \middle| \hat{\mathbf{h}}_k \right] \right] \\ &\geq \mathbb{E} \left[\mathbb{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_k^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_k|^2}{|\mathbf{I}|_e + \sum_{i=1}^K |\mathbf{e}_k^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_i|^2 + Q_{E_k} / P + \sigma^2 / P} \right) \right] \right] \\ &\geq \mathbb{E} \left[\log_2 \left(1 + \frac{|\hat{\mathbf{h}}_k^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_k|^2}{|\mathbf{I}|_e + \sum_{i=1}^K \mathbf{f}_i^H \Phi_{\alpha,bs}^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_i + Q_{E_k}^E / P + \sigma^2 / P} \right) \right] \\ &= R_k^{lb} \end{aligned}$$

여기서 $\hat{\mathbf{h}}_k \in \mathbb{C}^N$ 는 기지국에서 얻은 불완전한 채널 정보이며, $\mathbf{e}_k \in \mathbb{C}^N$ 는 채널 측정 에러 벡터를 의미하며, $\Phi_e \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 는 \mathbf{e}_k 의 공분산 행렬이다. 본 논문에서 추정 채널 모델은 [4]의 FDD 시스템을 사용했다. 추가적으로,

$|\mathbf{I}| = \sum_{i=1, i \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_i|^2$, $|\mathbf{I}|_e = \sum_{i=1, i \neq k}^K |\hat{\mathbf{h}}_k^H \Phi_{\alpha,bs} \mathbf{f}_i|^2$, $Q_{E_k} = \hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{R}_{q_{DAC}} \hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{e}_k^H \mathbf{R}_{q_{DAC}} \mathbf{e}_k$, 그리고 $Q_{E_k}^E = \mathbb{E}[\hat{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{R}_{q_{DAC}} \hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{e}_k^H \mathbf{R}_{q_{DAC}} \mathbf{e}_k]$ 을 의미한다. 이때 기지국은 불완전한 채널 정보를 이용할 수 있으므로, 새롭게 구한 하한 값

알고리즘 1: 최대-최소 공정성과 양자화를 고려한 GPI 기반 프리코더 설계 알고리즘 (Q-GPI-MMF)

1. **initialize:** $\mathbf{f}^{(0)}$
2. Set the iteration count $t = 1$
3. **while** $\|\mathbf{f}^{(t)} - \mathbf{f}^{(t-1)}\| > \epsilon$ or $t \leq t_{\max}$ **do**
4. Build $\mathbf{A}_{\text{KKT}}(\mathbf{f})^{(t-1)}$ and $\mathbf{B}_{\text{KKT}}(\mathbf{f})^{(t-1)}$
5. Compute $\mathbf{f}^{(t)} = \mathbf{B}_{\text{KKT}}^{-1}(\mathbf{f}^{(t-1)})\mathbf{A}_{\text{KKT}}(\mathbf{f}^{(t-1)})\mathbf{f}^{(t-1)}$
6. Normalize $\mathbf{f}^{(t)} = \mathbf{f}^{(t)} / \|\mathbf{f}^{(t)}\|$
7. $t \leftarrow t + 1$
8. **return** $\mathbf{f}^{(t)}$

$\mathbb{E}_{\{\mathbf{h}_k\}}[R_k^{lb}] = R_k^{lb}$ 으로 고려할 수 있다. 따라서, 새로운 최적화 문제는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} & \text{maximize} \min_{k \in K} (w_k R_k^{lb}) \\ & \text{subject to} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{f}_k\|^2 \leq 1 \end{aligned}$$

위에서 스펙트럼 효율을 재구성했지만, 해당 최적화 문제는 non-convex 와 non-smooth 에 대한 문제가 남아있다. Non-smooth 와 관련된 문제는 LogSumExp 방법을 활용하여 smooth 한 근사치를 아래와 같이 도출할 수 있다 [5].

$$\min_{k \in K} (w_k R_k^{lb}) \approx -\tau_1 \ln \left(\sum_{k \in K} \exp \left(\frac{w_k R_k^{lb}}{-\tau_1} \right) \right)$$

마지막으로 non-convex 의 경우 GPI[6]기법을 이용하여 최상 국소 최적해(best local-optimal solution)을 찾아 해결할 수 있다. 이를 위해 우선 위에서 변형한 R_k^{lb} 을 $\bar{\mathbf{f}} = [\bar{\mathbf{f}}_1^T, \dots, \bar{\mathbf{f}}_K^T]^T$ 에 대한 함수로 변형한다. 이 후 $\mathcal{L} = \ln \lambda(\bar{\mathbf{f}})$ 로 목적함수를 정의하고, 이를 $\bar{\mathbf{f}}$ 에 대해 미분하면 $\mathbf{A}_{\text{KKT}}(\bar{\mathbf{f}})$ 와 $\mathbf{B}_{\text{KKT}}(\bar{\mathbf{f}})$ 을 얻을 수 있다. 그리고 얻은 값들은 아래의 최적화 조건을 만족한다.

$$\mathbf{B}_{\text{KKT}}^{-1}(\bar{\mathbf{f}})\mathbf{A}_{\text{KKT}}(\bar{\mathbf{f}})\bar{\mathbf{f}} = \lambda(\bar{\mathbf{f}})\bar{\mathbf{f}}$$

이 조건은 일반화된 고유값 문제로써, $\lambda(\bar{\mathbf{f}})$ 와 $\bar{\mathbf{f}}$ 은 $\mathbf{B}_{\text{KKT}}^{-1}(\bar{\mathbf{f}})\mathbf{A}_{\text{KKT}}(\bar{\mathbf{f}})$ 의 고유값과 고유 벡터에 해당한다. 위 조건에서 다수로 존재하는 해 중 가장 주가 되는 고유값을 찾으면, 이는 목적함수를 최대화해 주는 해임을 의미한다. 그 해를 얻기 위해 알고리즘 1 을 제안한다.

시뮬레이션 설명에 앞서 우리는 $N = 6$, $K = 4$, 송신 안테나의 DAC 비트 $b_{\text{DAC}} = 2\text{bit}$, $t_{\max} = 100$, 그리고 w_k 는 랜덤하게 설정했다. 또한 채널 공분산 행렬을 얻기 위해, one-ring 채널 모델을 채택하였다[7]. 알고리즘 1 에서 초기 프리코더 $\mathbf{f}^{(0)}$ 는 maximum ratio transmission (MRT)로 초기화 한다.

성능 비교를 위해 다음과 같은 기존 방법들도 사용했다. 1) 양자화를 고려한 MMF 가중 최소 평균 제곱 오차 [8], 2) 양자화를 고려한 regularized zero-forcing(RZF), 3) MRT.

그림 1 은 SNR 에 대한 최소 전송률의 추이를 보여준다. 저 SNR 영역에서는 모든 방법이 거의 동일한 성능을 나타내지만, 약 5dB 을 기점으로 SNR 가 증가할수록 제안된 알고리즘은 가중치와 양자화 모두를 고려한 최적의 프리코더를 찾음으로써 가장 좋은 성능을 보인다.

III. 결론

본 논문은 불완전한 CSIT 시스템에서 공정성, 양자화 그리고 유저의 가중치를 고려한 새로운 코딩 알고리즘을 제안하였다. 관련 최적화 문제를 풀기 위해 조건 평균 스펙트럼 효율을 정의 후 하한 값을 유도하였다. 변형된 문제의 비선형 문제를 선형의 근사값으로 대체하여 이를 해결하고, GPI 기법을 사용하여 최적 로컬 솔루션 즉 최적의 프리코더를 찾았다. 실질적으로 기지국에서 사용하는 SNR 영역을 고려했을 때 제안한 알고리즘이 기존 방법에 비해 가장 우수한 성능을 보여주었다.

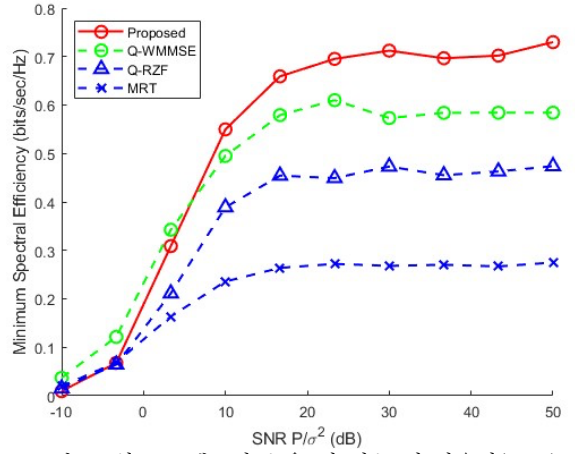


그림 1. 최소 스펙트럼 효율 대 신호 대 잡음비(SNR)

ACKNOWLEDGMENT

이 성과는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국 연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. RS-2023-00219443).

참고 문헌

- [1] L. M. Hoo, B. Halder, et al, "Multiuser transmit optimization for multicarrier broadcast channels: Asymptotic FDMA capacity region and algorithms", *IEEE Trans. Commun.*, vol.52, no.6, pp. 922-930, 2004.
- [2] A. K. Fletcher, S. Rangan, et al, "Robust Predictive Quantization: Analysis and Design Via Convex Optimization", *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 1, no. 4, pp. 618-632, 2007.
- [3] Q. Zhang, S. Jin, K.-K. Wong, H. Zhu, and M. Matthaiou, "Power scaling of uplink massive MIMO systems with arbitrary-rank channel means", *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 8, no. 5, pp. 966-981, 2014.
- [4] J. Choi, N. Lee, S.-N. Hong, and G. Caire, "Joint user selection, power allocation, and precoding design with imperfect CSIT for multi cell MU-MIMO downlink systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 19, no. 1, pp. 162-176, 2019.
- [5] C. Shen and H. Li, "On the dual formulation of boosting algorithms", *IEEE Trans. On Pattern Anal. And Mach. Intell.*, vol. 32, no. 12, pp. 2216-2231, 2010.
- [6] J. Choi. and J. Park, "Sum Secrecy Spectral Efficiency Maximization in Downlink MU-MIMO: Colluding Eavesdroppers", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 70, no. 1, pp. 1051-1056, 2021.
- [7] A. Adhikary, J. Nam, J.-Y. Ahn, and G. Caire, "Joint spatial division and multiplexing—The large-scale array regime," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 59, no. 10, pp. 6441-6463, 2013.
- [8] H. Joudeh and B. Clerckx, "Achieving max-min fairness for MU-MISO with partial CSIT: A multicast assisted transmission," in Proc. IEEE Int. Conf. on Commun., pp. 4739-4744, 2015.