

양자화된 전이중 다중 사용자 및 다중 안테나 시스템에 대한 프리코더 설계

유승형, 박석준, 최진석
울산과학기술원 전기전자공학과

seunghy@unist.ac.kr, seokjunpark@unist.ac.kr, jinseokchoi@unist.ac.kr

Precoder Design for Quantized Full-Duplex MU-MIMO Systems

Seunghyeong Yoo, Seokjun Park, Jinseok Choi

Dept. of Electrical Engineering, UNIST

요약

본 논문은 컴바이너가 주어져 있는 상황에서의 저해상도 아날로그-디지털 변환기(analog-to-digital converter, ADC) 및 디지털-아날로그 변환기(digital-to-analog converter, DAC)를 고려한 단일 셀 전이중(full-duplex, FD) 전송 다중 사용자 및 다중 안테나 시스템에 대한 에르고딕 합 스펙트럼 효율(ergodic sum spectral efficiency, ergodic sum SE)을 최대화하는 프리코더 설계 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 전이중 전송에서 발생하는 자체 간섭(self-interference, SI) 및 채널 간 간섭(co-channel interference, CCI)을 최소화하고 동시에 각 링크의 총합 스펙트럼 효율을 최대화하기 위한 최적화 문제를 정의한 이후, 최적화 조건을 도출하는 것으로부터 문제를 해결하여 가장 최적의 프리코더를 찾는다. 해당 알고리즘이 기존 기법과 비교하여 에너지 효율 및 성능 측면에서 우수함을 보였다.

I. 서론

수많은 모바일 기기의 출현으로 인해, 무선 통신 시스템은 높은 데이터 속도, 낮은 대기시간과 같은 요구 사항을 충족시키기 위해 빠르게 발전되어 왔다. 그러나, 여전히 모바일 네트워크의 트래픽 수요는 급증하고 있으며, 이를 충족하기 위해 주파수 사용을 개선해야 하는 전례 없는 과제에 직면했다. 또한, 이러한 모바일 기기의 대부분이 제한된 전력을 갖고 있기 때문에, 제한된 에너지를 효율적으로 사용하면서 성능을 향상시켜야 하는 문제가 커지고 있다 [1].

모바일 네트워크의 표준은 반이중(half-duplex) 전송으로, 하나의 시간 혹은 주파수 간격 동안 한 방향의 전송을 의미한다. 그러나, 반이중 전송은 리소스를 비효율적으로 사용하는 한계가 있다. 이와 달리 전이중 전송은 하나의 리소스 간격 동안 동시에 송수신을 하는 통신 방식을 의미한다. 따라서, 이론적으로 반이중 전송에 비해 스펙트럼 효율을 두 배로 증가시킬 수 있다 [2]. 여기에 기존의 ADC/DAC를 저해상도 ADC/DAC로 변환하여 사용하면, 전력 소비를 줄이면서 높은 데이터 속도를 달성할 수 있다. 그러나, 이러한 전이중 전송 시스템의 구현에 있어 가장 큰 장애물은 SI 및 CCI와 저해상도로 인한 양자화 에러이다. 따라서 우리는 이러한 문제를 극복하고 에너지 효율과 스펙트럼 효율을 최대화하기 위한 프리코더 설계 알고리즘을 제안한다.

II. 본론

본 논문에서는 저해상도 ADC/DAC, n_t 개의 전송안테나, n_r 개의 수신안테나를 갖춘 기지국과 하향링크 및 상향링크 각각 K_D , K_U 명의 사용자가 존재하는 전이중 다중 안테나 시스템을 고려한다. 여기서 각 링크의 유저들은 1 개의 안테나를 갖는다.

먼저 하향링크에서, 프리코딩된 전송신호벡터는 $\mathbf{x}_D = \mathbf{W}\mathbf{s}_D$ 이며, 여기서 $\mathbf{s}_D \in \mathbb{C}^{K_D}$ 와 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{n_t \times K_D}$ 는 각각 하향링크 유저에게 전송하는 심볼벡터와 이 심볼에 해당하는

프리코더를 의미한다. \mathbf{x}_D 는 DAC에서 AQNM 방법[3]을 기반으로 스칼라 양자화를 사용하여 양자화된 이후, 하향링크 유저에게 전송된다. 이때, 전송되는 신호벡터는 $\mathbf{x}_{D,q}$ 이며, 여기에 상향링크 유저의 동시 전송에 따라 발생하는 CCI의 영향이 더해져 수신된다. 반면 상향링크에서는, 상향링크 유저의 심볼벡터 $\mathbf{s}_U \in \mathbb{C}^{K_U}$ 가 채널 $\mathbf{H}_U \in \mathbb{C}^{n_r \times K_U}$ 를 통해 기지국으로 전송된다. 이와 동시에 기지국에서는 SI의 영향이 더해져서 $\mathbf{r}_U = \mathbf{H}_U\mathbf{s}_U + \mathbf{G}_{SI}\mathbf{x}_{D,q} + \mathbf{n}_U$ 가 수신된다. 이렇게 수신된 신호벡터 \mathbf{r}_U 는 ADC에서 AQNM 방법을 이용하여 $\mathbf{r}_{U,q}$ 로 양자화 된 이후, 컴바이닝된다. 이때, 컴바이닝된 수신신호는 $\mathbf{y}_U = \mathbf{F}^H\mathbf{r}_{U,q}$ 이다. 이를 기반으로, 하향링크 유저 k 에 대한 전송률 R_D 과 상향링크 유저 k 에 대한 전송률 R_U 은 각각 다음과 같다.

$$R_{D,k} = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_{D,k}^H \Phi_{\alpha_{DAC}} \mathbf{w}_k|^2}{IUI_D + \frac{1}{P_D} \mathbf{h}_{D,k}^H \mathbf{R}_{qDAC} \mathbf{h}_{D,k} + \frac{P_U}{P_D} \|\mathbf{g}_{CCI,k}\|^2 + \frac{\sigma_D^2}{P_D}} \right),$$

$$R_{U,k} = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{f}_k^H \Phi_{\alpha_{ADC}} \mathbf{h}_{U,k}|^2}{IUI_U + \frac{1}{P_U} \mathbf{f}_k^H \mathbf{R}_{qADC} \mathbf{f}_k + I_{SI,k} + \frac{\sigma_U^2}{P_U} \|\mathbf{f}_k^H \Phi_{\alpha_{ADC}}\|^2} \right).$$

여기서 IUI_D 와 IUI_U 는 각각 $\sum_{i=1, i \neq k}^{K_D} |\mathbf{h}_{D,i}^H \Phi_{\alpha_{DAC}} \mathbf{w}_i|^2$ 와 $\sum_{i=1, i \neq k}^{K_U} |\mathbf{f}_i^H \Phi_{\alpha_{ADC}} \mathbf{h}_{U,i}|^2$ 를, $I_{SI,k}$ 는 $\frac{P_D}{P_U} \sum_{i=1}^{K_D} |\mathbf{f}_k^H \Phi_{\alpha_{ADC}} \mathbf{G}_{SI} \Phi_{\alpha_{DAC}} \mathbf{w}_i|^2 + \frac{P_D}{P_U} \mathbf{f}_k^H \Phi_{\alpha_{ADC}} \mathbf{G}_{SI} \mathbf{R}_{qDAC} \mathbf{G}_{SI}^H \Phi_{\alpha_{ADC}} \mathbf{f}_k$ 를 의미한다. $\mathbf{G}_{SI} \in \mathbb{C}^{n_r \times n_t}$ 와 $\mathbf{g}_{CCI,k} \in \mathbb{C}^{K_U}$ 는 각각 SI 채널과 CCI 채널을 의미하고, $\Phi_{\alpha_{ADC}} = \text{diag}(\alpha_{ADC,1}, \dots, \alpha_{ADC,n_r}) \in \mathbb{C}^{n_r \times n_r}$ 와 $\Phi_{\alpha_{DAC}} \in \mathbb{C}^{n_t \times n_t}$ 는 각각 ADC/DAC 양자화 손실 대각 행렬을 의미한다. 또한, \mathbf{R}_{qADC} 와 \mathbf{R}_{qDAC} 는 각각 ADC/DAC 양자화 에러 벡터의 공분산 행렬을 의미한다. 따라서, 각 링크의 유저 k 의 전송률 $R_{D,k}$ 및 $R_{U,k}$ 을 기반으로 총 스펙트럼 효율을 최대화하는 최적화 문제를 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \underset{\mathbf{W}, \mathbf{F}}{\text{maximize}} \quad \sum_{k=1}^{K_D} R_{D,k} + \sum_{k=1}^{K_U} R_{U,k} \\ & \text{subject to} \quad \text{Tr}(\mathbb{E}[\mathbf{x}_{D,q} \mathbf{x}_{D,q}^H]) \leq P_D \end{aligned}$$

알고리즘 1: 저해상도 양자화 GPI 기반 프리코더 설계 알고리즘 (Q-GPI-FD)

1. **initialize:** $\mathbf{v}^{(0)}$
2. Set the iteration count $t = 1$
3. **while** $\|\mathbf{v}^{(t)} - \mathbf{v}^{(t-1)}\| > \varepsilon$ or $t \leq t_{\max}$ **do**
4. Build $\mathbf{A}_{\text{KKT}}(\mathbf{v})^{(t-1)}$ and $\mathbf{B}_{\text{KKT}}(\mathbf{v})^{(t-1)}$
5. Compute $\mathbf{v}^{(t)} = \mathbf{B}_{\text{KKT}}^{-1}(\mathbf{v}^{(t-1)})\mathbf{A}_{\text{KKT}}(\mathbf{v}^{(t-1)})\mathbf{v}^{(t-1)}$
6. Normalize $\mathbf{v}^{(t)} = \mathbf{v}^{(t)} / \|\mathbf{v}^{(t)}\|$
7. $t \leftarrow t + 1$
8. $\mathbf{v}^* \leftarrow \mathbf{v}^{(t)}$
9. **return** $\mathbf{V}^* = [\mathbf{v}_1^*, \mathbf{v}_2^*, \dots, \mathbf{v}_{K_D}^*]$

그러나 이는 복잡한 non-convex 최적화 문제이므로, 문제를 풀기 위해서 다루기 쉬운 형태로 변환한다. 먼저, 프리코더 \mathbf{w}_k 를 문제의 제약조건에 의해 형성된 가중 프리코더 $\mathbf{v}_k = \Phi_{\alpha_{\text{DAC}}}^{1/2} \mathbf{w}_k$ 로 설정한다. 이러한 모든 \mathbf{v}_k 를 하나의 벡터 $\bar{\mathbf{v}} = [\mathbf{v}_1^T, \mathbf{v}_2^T, \dots, \mathbf{v}_{K_D}^T]^T$ 로 쌓는다. 이때, 각 링크에 대한 유저 k 의 전송률을 다음과 같이 행렬과 벡터의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$\gamma_{D,k} = \log_2 \left(\frac{\bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{A}_k \bar{\mathbf{v}}}{\bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{B}_k \bar{\mathbf{v}}} \right), \gamma_{U,k} = \log_2 \left(\frac{\bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{C}_k \bar{\mathbf{v}}}{\bar{\mathbf{v}}^H \mathbf{D}_k \bar{\mathbf{v}}} \right)$$

여기서 $\mathbf{M}_k = (\Phi_{\alpha_{\text{DAC}}}^{1/2})^H \mathbf{h}_{D,k} \mathbf{h}_{D,k}^H \Phi_{\alpha_{\text{DAC}}}^{1/2} + \Phi_{\beta_{\text{DAC}}} \text{diag}(\mathbf{h}_{D,k} \mathbf{h}_{D,k}^H)$, $\mathbf{N}_k = \frac{P_D}{P_U} \{ (\Phi_{\alpha_{\text{DAC}}}^{1/2})^H \mathbf{G}_{\text{SI}}^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}} \Phi_{\beta_{\text{ADC}}} \text{diag}(\mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H) \mathbf{G}_{\text{SI}} \Phi_{\alpha_{\text{DAC}}}^{1/2} + \Phi_{\beta_{\text{DAC}}} \text{diag}(\mathbf{G}_{\text{SI}}^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}} \Phi_{\beta_{\text{ADC}}} \text{diag}(\mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H) \mathbf{G}_{\text{SI}}) + (\Phi_{\alpha_{\text{DAC}}}^{1/2})^H \mathbf{G}_{\text{SI}}^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}} \mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}} \mathbf{G}_{\text{SI}} \Phi_{\alpha_{\text{DAC}}}^{1/2} + \Phi_{\beta_{\text{DAC}}} \text{diag}(\mathbf{G}_{\text{SI}}^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}} \mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}} \mathbf{G}_{\text{SI}}) \}$ 로 표현하면 행렬 $\mathbf{A}_k, \mathbf{B}_k, \mathbf{C}_k, \mathbf{D}_k \in \mathbb{C}^{n_t K_D \times n_t K_D}$ 는 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{A}_k = \text{blkdiag}(\mathbf{M}_k, \dots, \mathbf{M}_k) + \left(\frac{P_U}{P_D} \|\mathbf{g}_{\text{CCI},k}\|^2 + \frac{\sigma_{\text{D}}^2}{P_D} \right) \mathbf{I}_{n_t K_D},$$

$$\mathbf{B}_k = \mathbf{M}_k - \text{blkdiag}(\mathbf{0}_{n_t}, \dots, (\Phi_{\alpha_{\text{DAC}}}^{1/2})^H \mathbf{h}_{D,k} \mathbf{h}_{D,k}^H \Phi_{\alpha_{\text{DAC}}}^{1/2}, \mathbf{0}_{n_t}, \dots, \mathbf{0}_{n_t}),$$

$$\mathbf{C}_k = \text{blkdiag}(\mathbf{N}_k, \dots, \mathbf{N}_k) + \psi \mathbf{I}_{n_t K_D},$$

$$\mathbf{D}_k = \mathbf{C}_k - \text{blkdiag}(\mathbf{0}_{n_t}, \dots, |\mathbf{f}_k^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}} \mathbf{h}_{U,k}|^2, \mathbf{0}_{n_t}, \dots, \mathbf{0}_{n_t}),$$

$$\psi = |\mathbf{f}_k^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}} \mathbf{h}_{U,k}|^2 + \sum_{i=1}^{K_U} \mathbf{h}_{U,i}^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}} \Phi_{\beta_{\text{ADC}}} \text{diag}(\mathbf{f}_k \mathbf{f}_k^H) \mathbf{h}_{U,i} + \frac{\sigma_{\text{U}}^2}{P_U} (\mathbf{f}_k^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}} \Phi_{\beta_{\text{ADC}}} \mathbf{f}_k + \|\mathbf{f}_k^H \Phi_{\alpha_{\text{ADC}}}\|^2).$$

따라서 최적화 문제는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} & \underset{\bar{\mathbf{v}}}{\text{maximize}} \quad \sum_{k=1}^{K_D} \gamma_{D,k} + \sum_{k=1}^{K_U} \gamma_{U,k} \\ & \text{subject to } \|\bar{\mathbf{v}}\| = 1 \end{aligned}$$

하지만 여전히 non-convex 하기 때문에, 목적함수에 대한 전역 최적해(global-optimal solution)를 찾는 것이 불가능하다. 따라서 우리는 GPI [4]기법을 적용하여 최상의 국소 최적해(best local-optimal solution)를 찾는다. 먼저 목적함수를 $\mathcal{L} = \log_2 \lambda(\bar{\mathbf{v}})$ 라 정의하자. 이를 $\bar{\mathbf{v}}$ 에 대해 미분하여 최적화 조건을 구하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

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

이 조건은 행렬 $\mathbf{A}_{\text{KKT}}(\bar{\mathbf{v}})$ 와 $\mathbf{B}_{\text{KKT}}(\bar{\mathbf{v}})$ 에 관한 일반화된 고유값 문제이며, 여기서 $\bar{\mathbf{v}}$ 와 $\lambda(\bar{\mathbf{v}})$ 는 각각 $\mathbf{B}_{\text{KKT}}^{-1}(\bar{\mathbf{v}}) \mathbf{A}_{\text{KKT}}(\bar{\mathbf{v}})$ 의 고유벡터 및 고유값에 해당한다. 이러한 non-convex 최적화 문제에서 다수의 국소해가 존재할 수 있다. 그러나, 위 조건의 주(principal) 고유벡터를 찾으면, 이는 국소해 중에서 목적함수를 최대화한다. 제안된 알고리즘은 주어진 컴바이너 \mathbf{f} 에 대한 프리코더 \mathbf{v} 를 설계하는데, \mathbf{f} 는 저해상도 양자화를 고려한 LMMSE 수신기[5]이다.

시뮬레이션은 $n_t = 6$, $n_r = 6$, $K_D = 4$, $K_U = 4$, SI와 CCI의 분산은 $\sigma_{\text{SI}}^2 = \sigma_{\text{CCI}}^2 = 1$, 상향링크 유저의 전력 $P_U = 0\text{dB}$ 으로 가정하고, 송신안테나에 DAC 비트 $b_{\text{DAC}} \in \{2, 3, 4, 5\}$ 를 랜덤하게 할당했다. 그리고 $\varepsilon = 0.01$, $t_{\max} = 100$ 으로 세팅하고, 기지국의 전송전력 P_D 을 -20dB 와 40dB 내에서 변화시키며 100번 반복 시행했다. 제안된 알고리즘의 성능을 분석하기 위해, 기존 프리코더에

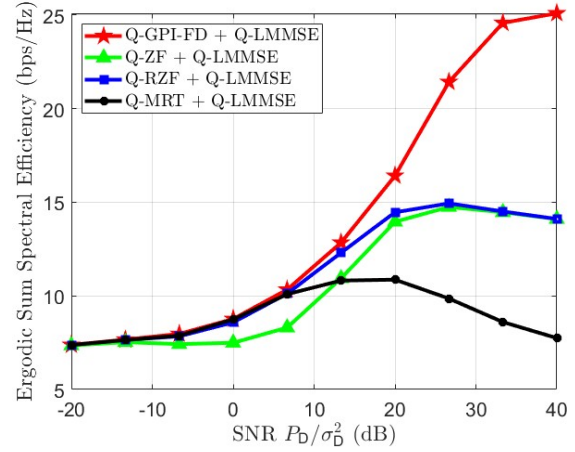


그림 1. 에르고딕 합 데이터 속도 대 기지국의 전송전력

저해상도 양자화 LMMSE 수신기를 사용한 비교군으로 설정하여 시뮬레이션을 진행했다.

그림 1은 기지국의 전송전력에 따른 ergodic sum SE에 대한 변화를 나타낸다. 전송전력 전 범위에서, 기존의 빔포밍 방법에 비해 제안된 알고리즘의 에너지 효율과 스펙트럼 효율이 우수한 성능을 보이고 있으나, 높은 SNR 구간에서, 증가한 SI로 인하여 데이터 속도가 감소하는 현상이 관찰되었다.

III. 결론

본 논문에서는 에너지를 효율적으로 사용하고 하향링크와 상향링크의 합 스펙트럼 효율을 극대화하기 위해, 컴바이너가 주어진 상황에서 저해상도 ADC 및 DAC를 갖춘 단일 셀 전이중 통신 시스템에 대한 프리코더 설계 알고리즘을 제안했다. 이에 대한 최적화 문제를 풀기 위해서 먼저 다루기 쉬운 형태로 변환했다. 이후 GPI 기법을 사용하여 최적의 프리코더를 찾았다. 제안된 방법은 기존 기법에 비해서 성능이 우수함을 보여주었다.

ACKNOWLEDGMENT

이 성과는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단(No. 2021R1C1C1004438)의 지원을 받아 수행된 연구임.

참고 문헌

- [1] R. Li, Y. Chen, et al, "Full-Duplex Cellular Networks," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.55, no.4, pp. 184-191, 2017.
- [2] J. Zhang, L. Dai, et al, "Mixed-ADC/DAC Multipair Massive MIMO Relaying Systems: Performance Analysis and Power Optimization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 67, no. 1, pp. 140-153, 2018.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] N. Kim, Y. Lee. and H. Park, "Performance Analysis of MIMO System with Linear MMSE Receiver", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 11, pp. 4474-4478, 2008.