JKIICE Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering

한국정보통신학회논문지 Vol. 25, No. 2: 274~279, Feb. 2021

부분 중첩 안테나 배열 구조를 갖는 대용량 MIMO 시스템을 위한 하이브리드 프리코더 설계

서방원*

Hybrid Precoder Design for Massive MIMO Systems with OSA structure

Bangwon Seo*

*Associate Professor, Dept. of Electrical, Electronics and Control Engineering, the Institute of IT Convergence Technology (IITC), Kongju National University, Cheonan, 31080 Korea

요 약

일반적인 대용량 안테나 시스템은 RF 체인의 개수가 매우 많기 때문에, 구현 비용 및 복잡도가 크게 증가하는 단점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 하이브리드 프리코더 설계 기법들이 제안되었으나, RF 체인이 모든 안테나에 연결되기 때문에, 여전히 구현 비용과 복잡도가 너무 높은 상태이다. 본 논문에서는 부분 중첩 안테나 구조를 갖는 대용량 MIMO 시스템을 고려하고 하이브리드 프리코더 설계 방법을 제안한다. 부분 중첩 구조에서는 RF 대역 아날로그 프리코딩 행렬의 많은 원소들이 0의 값을 갖는 듬성 행렬 형태를 갖는다. 이러한 듬성 행렬의 특성을 이용하여, GTP 기반의 RF 대역 아날로그 프리코딩 행렬 및 기저대역 디지털 프리코딩 행렬을 설계하는 방법을 제안한다. 모의실험을 통하여, 제안 기술이 일반적인 완전 연결 구조를 갖는 경우와 비교해서 20~30% 정도의 구현 복잡도를 가지고도, 완전 연결 구조의 85% 이상의 주파수 효율 성능을 갖는다는 것을 보인다.

ABSTRACT

Since conventional massive antenna systems require too many RF chains, they have disadvantages of high implementation cost and complexity. To overcome this problem, hybrid precoding schemes have been proposed. But, they are still of high implementation cost and complexity because RF chains are connected to all antenna elements. In this paper, we consider massive MIMO systems with overlapped sub-array (OSA) structure and then, propose a hybrid precoding scheme. In the overlapped subarray structure, RF analog precoding matrix has a sparse structure where many elements of RF analog precoding matrix are zeros. Using this sparse property, we propose a GTP-based precoder design method for RF and baseband digital precoding. Through simulation, we show that the proposed scheme has more than 85% of the spectral efficiency of the fully-connected structure while having 20~30% of complexity of it.

키워드 : 대용량 다중입출력, 프리코더 설계, 하이브리드 프리코더, 주파수 효율

Keywords : Massive MIMO, Precoder design, Hybrid precoder, Spectral efficiency

Received 11 December 2020, **Revised** 23 December 2020, **Accepted** 29 December 2020

*** Corresponding Author** Bangwon Seo(seobw@kongju.ac.kr, Tel:+82-41-521-9178)
Associate Professor, Dept. of Electrical, Electronics and Control Engineering, the Institute of IT Convergence Technology (IITC), Kongju National University, Cheonan, 31080 Korea

Open Access http://doi.org/10.6109/jkiice.2021.25.2.274 print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

ⓒThis is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(http://creativecommons.org/li-censes/ by-nc/3.0/) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright Ⓒ The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

Ⅰ. 서 론

차세대 이동통신 시스템에서 전체 시스템 데이터 전송 효율을 높이는 방법 중에서 가장 대표적인 방법은 대용량 MIMO 기술을 적용하는 것이다. 대용량 MIMO 방식에서 기지국은 수십 또는, 수백 개의 안테나를 사용한다 [1]-[3]. 그리고 기지국에서 공간 다중화 기술인 다중 사용자 전송 기법을 적용해서, 동일한 주파수를 사용해서 여러 명의 사용자에게 동시에 데이터를 전송하는 것이다. 이 때, 매우 많은 안테나를 사용하고, 기지국과 사용자 간의 채널 상태 정보를 고려한 프리코딩을 적용함으로써 다중 사용자 간의 간섭을 줄이게 된다. 그러나 일반적인 대용량 MIMO 방식에서는 안테나의 개수가 많아지면 RF 체인의 개수도 많아지기 때문에, 구현이 복잡해지고 비용이 크게 증가하는 단점이 발생한다.

한편, 대용량 MIMO 시스템에서 RF 체인의 개수를 줄이기 위해서 사용하는 방법은 하이브리드 프리코딩을 적용하는 것이다 [4]-[6]. 이 방식에서는 안테나 개수보다 훨씬 적은 RF 체인을 사용하고, RF 대역에서는 구현 복잡도를 줄이기 위해, 진폭은 고정시키고 위상만 변화시키는 위상 천이기를 사용한다. 기존의 하이브리드 프리코딩 방식들은 기지국의 RF 체인이 모든 안테나에 연결되는 완전 연결 구조를 고려한다. 이와 같은 완전 연결 구조에서는 위상 천이기의 개수가 안테나의 개수에 비례하고, 대용량 MIMO 시스템에서는 안테나의 개수가 매우 많기 때문에, 여전히 구현 복잡도가 매우 높게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위한 한 가지 방법은 RF 체인이 안테나 배열의 일부 안테나에만 연결되는 부분 중첩 구조를 사용하는 것이다. 이 경우, RF 대역 아날로그 프리코딩 행렬의 구조가 크게 달라지기 때문에, 기존에 제안된 하이브리드 프리코딩 방식들을 그대로 적용하면 성능이 크게 저하되게 된다.

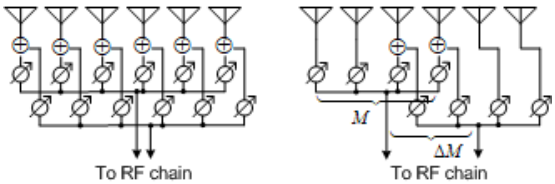
본 논문에서는 기지국의 RF 채널이 안테나 배열의 일부 안테나에만 연결되는 부분 중첩 구조를 갖는 대용량 MIMO 시스템에서 하이브리드 프리코더를 설계하는 방법을 제안한다. 하이브리드 프리코딩 방식에서는 RF 대역 아날로그 프리코딩 행렬의 원소 중에서 0이 아닌 원소들은 크기가 모두 동일해야 된다. 또한, 본 논문에서 고려하는 부분 중첩 구조에서는 RF 대역 아날로그 프리코딩 행렬의 많은 원소들이 0인 값을 갖는 듬성 행렬 (Sparse matrix)의 구조를 갖는다. 이러한 제약 조건 하에서, 달성 가능한 전체 데이터 전송률을 최대화시키도록 RF 대역 아날로그 프리코딩 행렬과 기저대역 디지털 프리코딩 행렬을 설계한다. 모의실험을 통해서, 제안하는 프리코딩 기법은 기존의 완전 연결 구조 방식보다 훨씬 적은 복잡도를 가지고도 완전 연결 구조 방식의 성능에 근접한 데이터 전송률 성능을 갖는다는 것을 보인다. 또한, 제안 기법에서 중첩된 안테나의 개수가 증가할수록 완전 연결 구조 방식의 성능에 접근한다는 것을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. Ⅱ장은 시스템 모델을 제시하고, Ⅲ장은 본 논문에서 제안하는 프리코더 설계 기법을 설명한다. Ⅳ장은 모의실험을 통하여 제안하는 프리코더 설계 기법이 기법과 기존의 프리코더 기법 간의 성능을 비교한다. 마지막으로, Ⅴ장은 본 논문의 결론을 제시한다.

Ⅱ. 시스템 모델

본 논문에서는 하향링크 다중사용자 대용량 MIMO 시스템 환경을 고려한다. 기지국의 송신 안테나 개수는 N이고, RF 체인의 개수는 $K(<N)$라고 하자. 그리고, 기지국은 동시에 K 명의 사용자에게 데이터를 전송한다고 하자.

모든 사용자들에 대한 송신 심볼은 $\mathbf{s}=[s_1,\ldots,s_K]^T$로 표현되며, 평균이 0이고 $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]=\mathbf{I}_K$인 특성을 갖는다고 가정한다. 여기에서 $\mathbf{I}_K$는 크기가 $K\times K$인 단위행렬을 나타낸다. 송신 심볼 $\mathbf{s}$를 전송하기 위하여 하이브리드 프리코딩 행렬 $\mathbf{P}\in\mathbb{C}^{N\times K}$를 적용하고, 프리코딩 행렬은 $\mathbf{P}=\mathbf{A}\mathbf{D}$로 표현될 수 있다. 여기에서 $\mathbf{A}\in\mathbb{C}^{N\times K}$는 RF 대역에서 적용하는 아날로그 프리코딩 행렬을 나타내고, $\mathbf{D}\in\mathbb{C}^{K\times K}$는 기저대역에서 적용하는 디지털 프리코딩 행렬을 나타낸다. 그리고 총 전송 전력 제약 조건을 만족시키기 위하여 $\|\mathbf{P}\|_F\le N$라고 가정한다. 여기에서 $\|\cdot\|_F$는 Frobenius 놈을 나타낸다. 또한, 아날로그 프리코딩은 위상 천이기에 의해서 구현되기 때문에, $\mathbf{A}$의 모든 원소 크기는 1 또는, 0의 값을 갖고, 위상만 다른 값을 갖는다.



(a) (b)

Fig. 1 Two methods to connect RF chains to antenna array (a) fully-connected (b) overlapped

그림 1은 RF 체인과 안테나 배열을 연결하는 두 가지 구조를 보여 준다. 그림 1-(a)는 완전 연결된 구조이며, 각 RF 체인이 모든 안테나 배열에 연결된 구조이다. 그림 1-(b)는 부분 중첩 안테나 배열 구조를 나타내며, RF 체인은 일부 안테나 배열에만 연결되고, 일부 안테나 배열들은 여러 개의 RF 체인과 연결된 구조이다.

본 논문에서는 그림 1-(b)와 같이 부분 중첩된 구조에 대해서 고려한다. RF 체인의 출력 신호는 송신 안테나 배열 중에서 M 개의 안테나로만 전달된다. 이웃한 두 개의 RF 체인과 중첩돼서 연결되는 안테나의 개수를 ΔM 이라고 하면, M은 다음과 같이 주어진다.

$$M = \{N + (K-1)\Delta M\}/K \tag{1}$$

RF 체인이 모든 송신 안테나에 연결되는 완전 연결 구조에서는 $K = N$ 이고, $M = \Delta M = N$ 이다.

부분 중첩 안테나 배열 구조를 갖는 하이브리드 프리코더 설계 방식에서 아날로그 프리코더 행렬 A는 다음과 같이 듬성한 구조를 갖는다.

$$\mathrm{A} = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \ldots, \mathbf{a}_K] = \begin{bmatrix} a_1(1) & & & \\ \vdots & a_2(1) & & \\ a_1(M) & \vdots & \ddots & a_K(1) \\ & a_2(M) & & \vdots \\ & & & a_K(M) \end{bmatrix} \tag{2}$$

여기에서 $a_k(m), m = 1, \ldots, M, k = 1, \ldots, K$ 는 아날로그 프리코딩 행렬 A에서 0이 아닌 성분들을 나타낸다. 따라서, A는 많은 원소들이 0의 값을 갖는 듬성한 행렬(Sparse matrix)이다.

모든 사용자들에 대한 수신 신호 벡터 $\mathbf{y}$는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y} = [y_1, \ldots, y_K]^T = \sqrt{\rho}\mathrm{HADs} + \mathbf{z} = \sqrt{\rho}\mathrm{HPs} + \mathbf{z} \tag{3}$$

여기에서 ρ는 평균 수신 전력을 나타내고, $\mathrm{H} = [\mathbf{h}_1, \ldots, \mathbf{h}_K]^T \in C^{K \times N}$ 는 기지국과 모든 사용자 간의 채널 행렬을 나타낸다. 그리고 $\mathbf{h}_k^T \in C^{1 \times N}$는 기지국과 사용자 k 간의 채널 벡터를 나타내며, $\mathbf{z} \in C^{K \times 1}$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2인 백색 가우시안 부가 잡음(AWGN)을 나타낸다.

Ⅲ. 제안하는 프리코더 설계 방법

본 논문에서는 하향링크 대용량 MIMO 시스템의 달성 가능한 데이터 전송률을 최대화시키도록 하이브리드 프리코딩 행렬을 설계한다.

수신 신호가 식 (2)과 같이 주어진 경우에, 달성 가능한 주파수 효율 성능은 다음과 같이 쓸 수 있다[7].

$$R = \log_2 \det\left(\mathrm{I}_K + \frac{\rho}{\sigma^2}\mathrm{HPP}^H\mathrm{H}^H\right) \tag{4}$$

여기에서 $\det(\cdot)$는 행렬식을 의미한다.

한편, $\det(\mathrm{I}_K + \mathrm{XY}) = \det(\mathrm{I}_K + \mathrm{YX})$ 이므로, 식 (4)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R = \log_2 \det\left(\mathrm{I}_K + \frac{\rho}{\sigma^2}\mathrm{P}^H\mathrm{H}^H\mathrm{HP}\right) \tag{5}$$

채널 행렬 $\mathrm{Q} = \mathrm{H}^H\mathrm{H}$에 고유치 분해를 $\mathrm{Q} = \mathrm{U}\Sigma\mathrm{U}^H$ 라고 하자. 여기에서 $\mathrm{U} \in C^{N \times N}$은 유니터리 행렬이고, Σ는 Q의 고유치로 구성된 대각행렬을 나타낸다. 이제 Q에 대한 고유치 분해를 식 (5)에 대입하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$R = \log_2 \det\left(\mathrm{I}_K + \frac{\rho}{\sigma^2}\mathrm{P}^H\mathrm{U}\Sigma\mathrm{U}^H\mathrm{P}\right) \tag{6}$$

따라서, 프리코딩 행렬 P를 설계하기 위한 최적화 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\max_{\mathrm{P}} \log_2 \det\left(\mathrm{I}_K + \frac{\rho}{\sigma^2}\mathrm{P}^H\mathrm{U}\Sigma\mathrm{U}^H\mathrm{P}\right) \tag{7}$$

만약 P에 대한 제약 조건이 없다면, $\mathrm{P} = \mathrm{U}\Lambda$ 에 의해 주어지고, 대각행렬 Λ는 각 사용자에 대한 전송 전력을 의미하며 water-filling 알고리즘에 의해 주어진다. 그러나 P는 $\mathrm{P} = \mathrm{AD}$의 형태이고, A의 모든 원소의 크기는 1

이어야 되기 때문에, 이러한 방식으로 P를 구할 수 없게 된다. 따라서, $\mathrm{P}=\mathrm{AD}$를 식 (7)에 대입하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\max_{\mathrm{A},\mathrm{D}} \log_2 \det\left(\mathrm{I}_K+\frac{\rho}{\sigma^2}\mathrm{D}^H\mathrm{A}^H\mathrm{U}\Sigma\mathrm{U}^H\mathrm{AD}\right) \quad \text{s. t. } \mathrm{A}\in F_A \tag{8}$$

여기에서, F_A는 행렬의 사이즈가 $N\times K$ 이고, 모든 원소들의 크기가 1인 행렬들의 집합을 의미한다. 이 식에서 $\mathrm{G}=\mathrm{A}^H\mathrm{U}\Sigma\mathrm{U}^H\mathrm{A}$, $\mathrm{U}=[\mathrm{u}_1,\ldots,\mathrm{u}_N]$라고 정의하자. 만약 $\mathrm{A}\in F_A$라는 조건을 고려하지 않는다면, G 신호에서 사용자 신호 간에 간섭이 없도록 A를 선택하는 방법은 다음과 같이 설정하는 것이다.

$$\mathrm{A}=\mathrm{U}_K=[\mathrm{u}_1,\ldots,\mathrm{u}_K] \tag{9}$$

그러나 아날로그 프리코딩 행렬 A는 식 (2)와 같이 많은 원소들이 0인 값을 갖고, 0인 아닌 원소들도 크기가 모두 1이어야 되기 때문에, 다른 방식을 적용해야 된다. 본 논문에서는 식 (9)과 유사한 형태로 A를 설정하기 위하여 GTP (greedy truncated power) 알고리즘을 적용한다. GTP 알고리즘 [8]은 식 (2)과 같이 많은 원소가 0인 경우에 적용 가능하며, 수렴 속도도 매우 빠른 것으로 알려져 있다. 표 1은 본 논문에서 제안하는 아날로그 프리코더 설계 알고리즘을 보여 준다.

표 1에서 x_k는 다음과 같이 정의된 함수이다.

$$\mathrm{x}_k(m)=\begin{cases}1, & m\in T_k\\ 0, & \text{otherwise}\end{cases} \tag{10}$$

Table. 1 Analog precoder design algorithm

For $k=1,2,\ldots,K$,
  Initialize $l=0$, $\mathrm{a}_k^{(0)}=\mathrm{x}_k$
  Repeat
    $l=l+1$
    $\mathrm{a}_k^{(l)}=\mathrm{Q}\mathrm{a}_k^{(l-1)}/\|\mathrm{Q}\mathrm{a}_k^{(l-1)}\|$
    $\mathrm{a}_k^{(l)}=\mathrm{trunc}(\mathrm{a}_k^{(l)},k)$
  Until $\|\mathrm{a}_k^{(l)}-\mathrm{a}_k^{(l-1)}\|<\epsilon_0$
  Update $\mathrm{Q}=\left(\mathrm{I}_N-\frac{\mathrm{a}_k^{(l)}\mathrm{a}_k^{(l)H}}{\|\mathrm{a}_k^{(l)}\|^2}\right)\mathrm{Q}$
End
$\mathrm{A}=\exp(j\angle[\mathrm{a}_1^{(l)},\ldots,\mathrm{a}_K^{(l)}])$

여기에서 집합 T_k는 다음과 같이 주어진다.

$$T_k=[1+(k-1)\Delta M,\ldots,M+(k-1)\Delta M] \tag{11}$$

함수 $\mathrm{trunc}(\cdot)$의 결과 신호는 벡터이며, 벡터 $\mathrm{trunc}(\mathrm{a},k)$의 m번째 원소 $[\mathrm{trunc}(\mathrm{a},k)](m)$는 다음과 같이 주어진다.

$$[\mathrm{trunc}(\mathrm{a},k)](m)=\begin{cases}\mathrm{a}(m), & m\in T_k\\ 0, & \text{otherwise}\end{cases} \tag{12}$$

또한, 기호 $\angle\mathrm{B}$는 행렬 B의 각 원소들의 위상각을 의미한다.

다음으로 디지털 프리코더 D를 설계하는 방법은 다음과 같다. 행렬 $\mathrm{G}=\mathrm{A}^H\mathrm{U}\Sigma\mathrm{U}^H\mathrm{A}$에 대한 고유치 분해를 $\mathrm{G}=\mathrm{V}\Sigma_g\mathrm{V}^H$라고 하자. 여기에서 $\mathrm{V}\in C^{K\times K}$은 유니터리 행렬이고, Σ_g는 G의 고유치로 구성된 대각행렬을 나타낸다. 그러면, 기저대역 디지털 프리코딩 행렬은 다음과 같이 설계한다.

$$\mathrm{D}=\mathrm{VE} \tag{13}$$

여기에서 $\mathrm{E}=diag(e_1,\ldots,e_K)$는 각 사용자에 대한 전송전력을 의미하며, water-filling 알고리즘을 통해서 구하게 된다. 식 (13)를 식 (8)에 대입하면, 달성 가능한 주파수 효율 성능은 다음과 같이 주어진다.

$$R=\log_2\det\left(\mathrm{I}_K+\frac{\rho}{\sigma^2}\mathrm{E}^H\Sigma_g\mathrm{E}\right) \tag{14}$$

Ⅳ. 모의 실험

부분 중첩 안테나 배열 구조를 갖는 대용량 안테나 시스템에서 제안하는 프리코딩 설계 기법의 성능을 검증하기 위하여 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 기존 방식들과의 성능을 비교하기 위하여, 제안하는 기법의 성능, 완전 연결 구조를 갖는 경우에 대한 성능, 완전 분리 구조를 갖는 경우에 대한 성능을 비교하였다.

각 사용자에 대한 채널 벡터는 평균이 $E[\mathrm{h}_k]=\mathbf{0}$이고, 공분산 행렬이 $E[\mathrm{h}_k\mathrm{h}_j^H]=\mathrm{I}_N\delta(k-j)$인 Rayleigh 가우시안 채널 모델을 사용하였다. 1000개의 독립적인 채널을 발생시켰으며, 발생된 모든 채널에 대한 성능을 평균함으로써 각 기법들의 성능을 구하였다. 기지국 송신 안테나의 개수는 $N=64$를 사용하였고, 각 사용자들

은 한 개의 수신 안테나를 갖는다고 가정하였다. 전체 사용자 수는 $K=4,8$인 경우를 고려하였고, 기지국의 RF 체인의 개수는 K와 같다고 가정하였다. 이웃한 두 개의 RF 체인과 중첩돼서 연결되는 안테나의 개수는 $\Delta M=8,16,\ ...,56$ 인 경우를 고려하였다.

그림 2는 $K=8$인 경우에 대해 전체 주파수 효율 성능을 비교한다. 그림의 가로축은 신호대 잡음비 (SNR, Signal-to-Noise Ratio)를 나타낸다. 모든 기법들은 SNR이 증가함에 따라 전체 주파수 효율이 크게 증가하는 것을 볼 수 있다. 또한, 제안 기법은 $\Delta M=48,32$인 경우를 고려하였으며, ΔM 가 증가함에 따라 제안 기법의 성능이 완전 연결 구조의 성능에 근접한다는 것을 알 수 있다. 또한, 제안 기법은 완전 분리 구조보다 훨씬 우수한 성능을 갖는다는 것을 알 수 있다.

그림 3은 SNR이 20dB인 경우에, 제안하는 방식의 성능과 복잡도를 완전 연결 구조의 성능과 비교하였다. 이 그림의 가로축과 세로축은 완전 연결 구조 대비 제안 기법의 복잡도와 성능을 각각 나타낸다. 사용자 수는 $K=4,8$인 경우를 고려하였다. 복잡도는 RF 대역 프리코더 설계시 사용되는 위상 천이기의 개수를 의미하며, 복잡도가 50%라는 것은 제안 기법의 위상 천이기의 개수가 완전 연결 구조에서 사용하는 개수의 절반이라는 것을 의미한다. 또한, 세로축의 성능 값은 제안 기법의 전체 주파수 효율 성능을 완전 연결 구조의 성능으로 나눈 값을 의미한다. 이 그림으로부터, 제안기법은 완전 연결 구조의 20~30%에 해당하는 복잡도를 가지고도 86~88%에 해당하는 얻을 수 있다는 것을 보여준다. 그리고, 사용자 수 K가 변하는 경우에도 유사한 특성을 갖는다는 것을 알 수 있다.

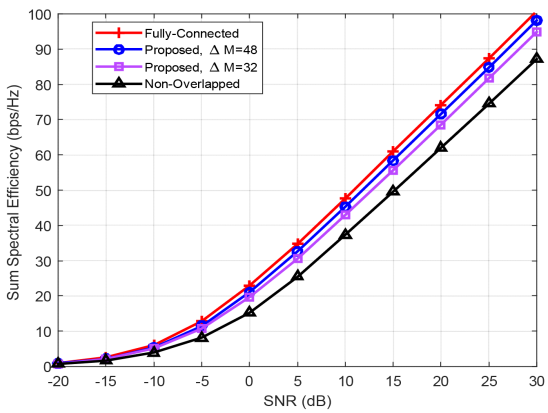


Fig. 2 Comparison of sum spectral efficiency (K=8)

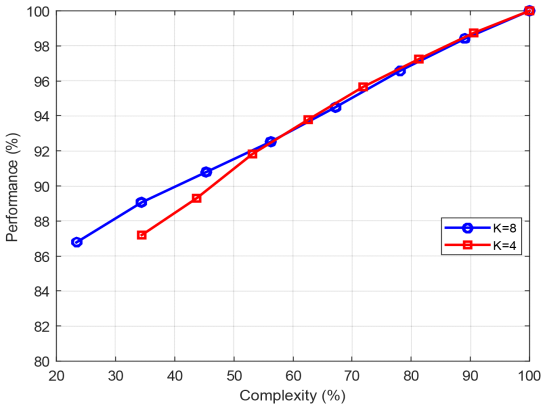


Fig. 3 Relationship between complexity and performance of the proposed scheme

V. 결 론

본 논문에서는 기지국의 RF 체인이 안테나 배열의 일부 안테나로만 연결되는 부분 중첩 안테나 배열을 갖는 대용량 MIMO 시스템을 위한 하이브리드 프리코더 설계 방법을 제안하였다. 모의실험을 통하여, 제안하는 방식의 성능을 배열 안테나 완전 연결 구조에 대한 성능 및 완전 분리 구조에 대한 성능과 비교하였다. 제안 방식은 완전 분리 구조에 대한 성능보다 훨씬 우수하다는 것을 보였고, 중첩되는 배열 안테나의 개수가 증가할수록 완전 연결 구조에 대한 성능에 근접하는 것을 확인하였다. 또한, 복잡도와 성능 비교 결과를 통해, 제안 기법은 완전 연결 구조 대비 20~30% 정도의 복잡도를 가지고도 완전 연결 구조에 대한 성능 대비 87% 이상의 성능을 얻을 수 있다는 것을 보였다.

References

[1] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin, and R. Zhang, “An overview of massive MIMO: Benefits and challenge,” *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 8, no. 5, pp. 742-758, Oct. 2014.

[2] 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 Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 32, no. 6, pp. 1065-1082, Jun. 2014.

[3] T. Ban, M. Jeong, and B. Jeong, "User and Antenna Joint Selection Scheme in Multiple User Massive MIMO Networks," *Journal of Korea Institute of Information and Communication Engineering*, pp. 77-82, Jan. 2015.

[4] Z. Wang, M. Li, Q. Liu, and A. L. Swindlehurst, "Hybrid precoder and combiner design with low-resolution phase shifters in mmWave MIMO systems," *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, vol. 12, no. 2, pp. 256-269, May. 2018.

[5] R. Zhang, W. Zou, Y. Wang, and M. Cui, "Hybrid precoder and combiner design for single-user mmWave MIMO systems," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 63818-63828, 2019.

[6] B. Dutta, R. Budhiraja, and R. D. Koilpillari, "Low-complexity subspace-based multi-user hybrid precoding," *IEEE Communication Letters*, vol. 23, no. 2, pp. 222-225, Feb. 2019.

[7] D. Tse and P. Viswanath, "Fundamentals of wireless communication," Cambridge University Press, 2005.

[8] X. T. Yuan and T. Zhang, "Truncated power method for sparse eigenvalue problems," *Journal on Machine Learning Research*, vol. 14, no. 1, pp. 899-925, 2013.

서방원(Bangwon Seo)

1997년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과 (공학사)
1999년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과 (공학석사)
2010년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과 (공학박사)
2004년 11월 ~ 2013년 2월 : 한국전자통신연구원 선임연구원
2013년 3월 ~ 현재 : 공주대학교 부교수
※관심분야 : 이동통신, 다중 안테나 기술 (MIMO), 프리코더 설계, 단말간 직접통신 (D2D), 인공지능