

밀리미터파 다중 사용자 빔 공간 MIMO 시스템을 위한 누설 기반 프리코더 설계 및 빔 선택

김 상 준*

Leakage-based Precoder Design and Beam Selection for Millimeter-Wave Multiuser Beamspace MIMO Systems

Sangchoon Kim*

본 논문은 동아대학교 교내연구비 지원에 의하여 연구되었음

요 약

본 연구는 DLA(Discrete Lens Array)를 갖춘 밀리미터파(mmWave) 다중 사용자 MIMO 시스템에 대한 프리코더 설계 및 빔 선택 문제를 탐구한다. 본 논문에서는 SLNR(Signal-to-Leakage-plus-Noise Ratio) 기반 FD(Full Digital) 프리코딩 설계를 채택하여 DLA를 갖춘 mmWave 다중 사용자 MIMO 시스템의 성능을 개선한다. 또한 동일한 SLNR 기준을 빔 선택 시에도 활용하여 빔 공간 MIMO 채널에서 최적에 가까운 성능을 제공하도록 한다. 모의 실험 결과는 제안한 SLNR 기반 FD 프리코딩 방식이 ZF(Zero-Forcing) 솔루션을 사용한 기존 SINR(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) 기반 FD 프리코딩 방식보다 최대 2배까지 우수한 에너지 효율 성능을 나타내고, 선택된 빔을 사용한 SLNR 기반 프리코딩 방식도 해당 FD 프리코딩 구조에 가까운 성능 수준을 유지할 수 있음을 보여준다.

Abstract

This study explores the precoder design and beam selection problem for millimeter-Wave(mmWave) multiuser Multiple Input Multiple Output (MIMO) systems with Discrete Lens Array (DLA). In this work, the Signal-to-Leakage-plus-Noise Ratio (SLNR)-based Full Digital (FD) precoding design is utilized to improve the performance of mmWave multiuser MIMO systems with DLA. Then, the same SLNR metric is also exploited for beam selection to provide near-optimal performance in beamspace MIMO channels. Simulation results demonstrate that the proposed SLNR-based FD precoding scheme has energy efficiency performance that is up to twice better than the conventional Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR)-based FD precoding one with zero-forcing solution and further the SLNR-based precoding scheme with beam selection can still maintain performance levels that are close to the corresponding FD precoding.

Keywords

MIMO, millimeter-wave, beam selection, FD, precoding, DLA, SLNR

* 동아대학교 전자공학과 교수
- ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-4048-2177>

· Received: Mar. 21, 2025, Revised: Apr. 13, 2025, Accepted: Apr. 16, 2025
· Corresponding Author: Sangchoon Kim
Dept. of Electronic Eng., Dong-A University, Korea
Tel.: +82-51-200-7705, Email: skim@dau.ac.kr

I. 서 론

최근 몇 년 동안 데이터 트래픽이 폭발적으로 증가하면서 센티미터파 주파수에서 작동하는 대부분의 상용 무선 시스템에 심각한 스펙트럼 부족 현상이 발생했다[1]. 30~300GHz에서 동작하는 mmWave(millimeter-wave) 통신은 5G 무선 네트워크에서 다중 기가비트 무선 서비스를 제공하는 데 중요한 기술로서 다루어졌다[2][3]. mmWave의 짧은 파장은 광대한 대역폭을 제공할 뿐만 아니라 작은 물리적 영역 내에서 많은 수의 안테나를 사용할 수 있게 함으로써 고차원 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템을 실현할 수 있게 한다[4].

그러나 대규모(Massive) MIMO의 경우에, 기존의 완전 디지털 프리코딩 방식은 RF 체인과 전력 소비 측면에서 감당할 수 없는 비용을 수반하게 한다[5]. 하이브리드 아날로그/디지털 프리코딩 방식은 필요한 RF 체인의 수를 변경하여 하드웨어 복잡성과 시스템 성능 간의 균형을 이루는 효과적인 방법으로 제안되었다[6]. 하이브리드 프리코딩 방식 설계를 단순화하기 위해 빔 공간 MIMO 개념이 [7]에서 제시되었다. DLA(Discrete Lens Array)를 사용하면 기존 공간 영역의 MIMO 채널을 빔 각도 영역으로 변환하여 mmWave 주파수에서 채널 희소성을 포착할 수 있게 한다[8][9].

빔 공간 채널의 희소성 특성은 소수의 빔만이 시스템 성능에 기여하게 할 수 있게 한다. 각 빔은 전용 RF 체인에 해당하므로 빔의 하위 집합을 선택하여 mmWave 대규모 MIMO 시스템에서 RF 체인 비용을 줄이는 것을 가능하게 한다[10]-[15]. 빔 공간 MIMO에서 효율적으로 빔을 선택하는 기술은 최적 또는 최적에 가까운 sum-rate 성능을 달성하는데 필수적이다. DLA에 대한 기존 빔 선택 방식에는 크기 또는 임계값 기반 크기를 기반으로 하는 maximal magnitude beam selection[10], 간섭 인식 기반 빔 선택[11], SINR(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio) 및 용량 최대화 기반 빔 선택[12], heuristic 검색 기반 빔 선택[13]이 포함된다.

앞서 언급한 모든 빔 선택 방식은 디지털 프리코더의 프리코딩 벡터를 찾기 위한 ZF(Zero-

Forcing) 솔루션을 기반으로 한다. 그러나 ZF 기반 프리코딩 방식은 송신기 측의 RF 체인 수가 모든 사용자의 수신 안테나 수의 총합보다 커야 한다는 중요한 제약성을 가지고 있다. 본 연구의 목적은 mmWave 다중 사용자 MIMO 시스템에서 프리코더 설계 및 빔 선택을 위한 대체 기준을 제시하고자 한다. [14] 및 [15]에서 정의된 누설(Leakage) 개념을 대상 사용자를 위한 신호로 인해 발생하는 비대상 사용자 간섭으로 사용하여 DLA가 있는 mmWave 다중 사용자 빔 공간 MIMO 시스템에 대한 프리코딩 벡터를 결정하고 빔 하위 집합을 선택하기 위해 SLNR(Signal-to-Leakage-plus-Noise Ratio)이라는 최적화 기준을 제안하고자 한다.

DLA를 갖춘 mmWave 다중 사용자 MIMO 시스템을 위해 EVD(Eigenvalue Decomposition)를 사용한 SLNR 기반 FD 프리코딩 방법이 우선 제시된다. 그러한 성능이 ZF를 갖춘 기존 SINR 기반 FD 선택형 프리코딩 방식과도 비교된다. 또한, 이 SLNR 기준은 빔 선택에도 사용된다. SLNR 기반 프리코더와 빔 선택기를 갖춘 mmWave 빔 공간 다중 사용자 MIMO 시스템이 기존의 ZF 기반 해당 방식보다 성능이 우수함을 보여주하고자 한다.

II. 시스템 및 채널 모델

본 연구에서는 한 개의 안테나를 가진 K 명 다중 사용자에게 동시에 서비스를 제공하기 위해 방향성 mmWave 빔 공간 massive MIMO 시스템을 고려하고자 한다(그림 1). 이 경우 BS(Base Station)는 N 개의 안테나와 N_{RF} RF 체인을 갖추고 있다고 가정한다. 송신기에서 DLA가 사용되는 경우 기존 MIMO 채널은 아래와 같이 주어진 직교 기저 벡터 세트로 구성된 $N \times N$ 공간 이산 푸리에 변환 행렬 U 를 통해 빔 공간 채널로 변환될 수 있다.

$$U = [\vec{a}(\theta_1) \ \vec{a}(\theta_2) \ \dots \ \vec{a}(\theta_N)] \quad (1)$$

여기서 $\vec{a}(\theta_n)$ 는 다음에 의해 주어진 $N \times 1$ 배열 응답 벡터를 나타낸다.

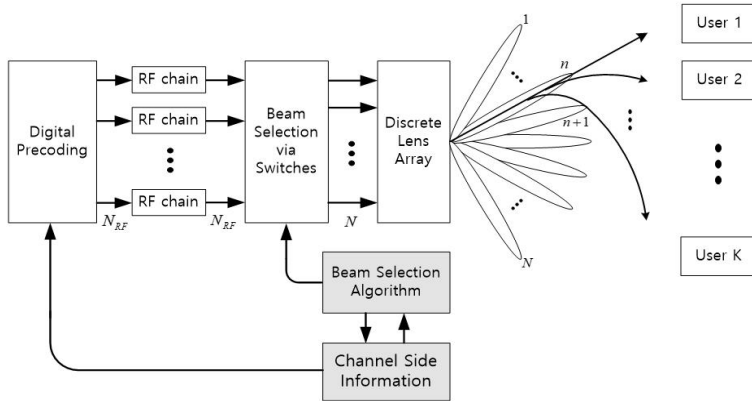


그림 1. SLNR 기반의 빔 선택
Fig. 1. SLNR-based beam selection

$$\vec{a}(\theta_n) = \frac{1}{\sqrt{N}} [\exp(-j2\pi\theta_n m)]_{m \in \mathcal{J}(N)} \quad (2)$$

여기서 $\theta_n = (n - (N+1)/2)/N$ ($n = 1, 2, \dots, N$)는 미리 정의된 공간 방향을 나타내고, $\mathcal{J}(N) = \{q - (N+1)/2, q = 1, 2, \dots, N\}$. 그러면 모든 K 명 사용자에게 대한 수신 신호 $K \times 1$ 벡터 $\vec{y}$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\vec{y} = H^H U P \vec{s} + \vec{n} = \vec{H}^H P \vec{s} + \vec{n} \quad (3)$$

여기서 $H = [\vec{h}_1 \ \vec{h}_2 \ \dots \ \vec{h}_K] \in C^{N \times K}$ 는 채널 행렬이고, $\vec{h}_k \in C^{N \times 1}$ ($k = 1, 2, \dots, K$)는 BS와 k 번째 사용자 사이의 채널 벡터이고, H^H 는 행렬 H 의 Hermitian Transpose를 나타낸다. 그리고, $\vec{s}$ 는 $E[\vec{s} \vec{s}^H] = I_K$ (여기서 I_K 는 $K \times K$ 항등 벡터)를 만족하는 모든 K 명 사용자에게 대한 $K \times 1$ 신호 벡터이고, $\vec{n} \sim CN(\vec{0}, \sigma^2 I_K)$ 는 additive White Gaussian 잡음 벡터이다. $\vec{H} = U^H H$ 는 H 에 대한 빔 공간 영역을 표현하는 행렬이고, $P = \alpha F \in C^{N \times K}$ 는 $\text{tr}(PP^H) = \rho$ ($\text{tr}(\cdot) = \rho$ 는 trace 연산자를 뜻함)를 만족하는 디지털 프리코딩 행렬을 나타낸다. 여기서, F 는 전력 정규화가 없는 프리코딩 행렬이고, α 는 전송 전력을 정규화하는 스케일링 인자로서 다음과 같이 주어진다.

$$\alpha = \sqrt{\frac{\rho}{\text{tr}(FF^H)}} \quad (4)$$

ZF 기반 FD (FD-ZF) 프리코더를 사용하는 경우, F 는 다음과 같다.

$$F_{ZF} = \vec{H}(\vec{H}^H \vec{H})^{-1} \quad (5)$$

[14]에서는 수신기 관점에서 사용되는 SINR 지표 대신 송신기 관점에서 각 사용자의 SLNR을 성능 지표로 사용하여 프리코딩 벡터를 설계하였다. 각 사용자의 SLNR 기준은 사용자의 프리코딩 벡터만의 함수이므로 지표를 최대화하는 프리코딩 벡터를 closed-form 솔루션 형태로 구할 수 있다. SLNR 프리코딩 방식에서 누설(Leakage)은 관심 있는 특정 사용자의 전송 신호에서 다른 원치 않는 사용자에게 나타나는 간섭의 양을 나타낸다. EVD를 사용하여 SLNR를 최대화하는 FD 프리코더 (FD-EVD라고 함)를 설계하려면 k 번째 사용자의 수신 신호를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} y_k &= \vec{h}_k^H U p_k s_k + \sum_{i=1, i \neq k}^K \vec{h}_k^H U p_i s_i + n_k \\ &= \vec{h}_k^H p_k s_k + \sum_{i=1, i \neq k}^K \vec{h}_k^H U p_i s_i + n_k \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\vec{h}_k = U^H \vec{h}_k$ 와 $\vec{p}_k$ 는 각각 빔 공간 채널 $\vec{H}$ 와 디지털 프리코딩 행렬 P 의 k 번째 열 벡터이다. 식 (6)의 두 번째 항은 다중 사용자 간섭을 나타낸다. 그러면 k 번째 사용자에게 대한 SLNR 표현식은 다음과 같이 주어진다.

$$SLNR_k = \frac{\left| \overrightarrow{h_k^H p_k} \right|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K \left| \overrightarrow{h_i^H p_k} \right|^2 + \sigma^2} \quad (7)$$

여기서 $\left| \overrightarrow{h_k^H p_k} \right|^2$ 는 k 번째 사용자에게 의해 i 번째 다른 사용자의 수신한 신호에서 발생하는 누설 전력을 나타낸다. 최적의 프리코딩 벡터 $\overrightarrow{p_k^{opt}}$ 는 아래 수식에서 주어진 decoupled 최적화 문제를 풀어서 얻어진다.

$$\overrightarrow{p_k^{opt}} = \arg \max_{\overrightarrow{p_k} \in C^{N \times 1}} \frac{\left| \overrightarrow{h_k^H p_k} \right|^2}{\sum_{i=1, i \neq k}^K \left| \overrightarrow{h_i^H p_k} \right|^2 + \sigma^2} \quad (8)$$

문제 (8)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\overrightarrow{p_k^{opt}} = \arg \max_{\overrightarrow{p_k} \in C^{N \times 1}} \frac{\overrightarrow{p_k^H h_k} \overrightarrow{h_k^H p_k}}{\overrightarrow{p_k^H} \left(\sigma^2 I_N + \underline{h_k} \underline{h_k^H} \right) \overrightarrow{p_k}} \quad (9)$$

여기서 $\underline{h_k} = [\overrightarrow{h_1} \dots \overrightarrow{h_k} \overrightarrow{h_{k+1}} \dots \overrightarrow{h_K}]$ 이다.

[14]에서는 행렬 $\left(\sigma^2 I_N + \underline{h_k} \underline{h_k^H} \right)^{-1} \overrightarrow{h_k} \overrightarrow{h_k^H}$ 의 가장 큰 고유값에 해당하는 고유 벡터로 식 (9) 문제에 대한 해결책이 주어진다.

$$\overrightarrow{p_k^{opt}} \propto \max \text{eigenvector} \left(\left(\sigma^2 I_N + \underline{h_k} \underline{h_k^H} \right)^{-1} \overrightarrow{h_k} \overrightarrow{h_k^H} \right) \quad (10)$$

여기서 $\overrightarrow{p_k^{opt}}$ 의 norm은 $\left\| \overrightarrow{p_k^{opt}} \right\|^2 = 1$ 를 만족하도록 조정된다.

본 연구에서는 mmWave 통신을 위한 Saleh-Valenzuela 채널 모델[4]-[7]이 채택된다. 따라서 k 번째 사용자의 채널 벡터는 LOS(line-of-sight) 및 NLOS(non-LOS)를 사용하여 다음과 같이 모델링된다[2].

$$\overrightarrow{h_k} = \beta_{k,0} \overrightarrow{a(\theta_{k,0})} + \sum_{l=1}^{L_p} \beta_{k,l} \overrightarrow{a(\theta_{k,l})} \quad (11)$$

여기서 $\beta_{k,0}$ 및 $\theta_{k,0}$ 는 각각 LOS 구성 요소의 복소 이득 및 공간 방향을 나타낸다. L_p 는 NLOS 경로의 총 개수이다. $\beta_{k,l}$ 및 $\theta_{k,l}$ 는 각각 l 번째 NLOS 경로의 복소 이득 및 공간 방향이다. 매개변수 $\theta_{k,0}$ 및 $\theta_{k,l}$ 는 $\theta = (d/\lambda) \sin \phi$ 로 정의되며, 여기서 λ 는 파장을 나타내고, d 는 $\lambda/2$ 로 주어진 안테나 간격이며, ϕ 는 물리적 AOA(angle of arrival)이다.

빔 공간 MIMO 채널 행렬에서, k 번째 사용자의 빔 공간 채널 벡터는 $\overrightarrow{h_k} (= U^H \overrightarrow{h_k}) \in C^{N \times 1}$ 로 주어지며, 이 벡터의 각각의 요소는 N 개의 직교하는 미리 정의된 빔들에 의해 제공된 채널 이득을 나타낸다. mmWave 전파 환경에서 채널 희소성으로 인해 $\overrightarrow{h_k}$ 를 구성하는 지배적인 요소의 수는 N 보다 훨씬 적다. 따라서 시스템 성능을 잃지 않고 MIMO 시스템의 차원을 줄이기 위해 적합한 빔의 일부만 선택할 수 있다. 빔 공간 MIMO에서 빔 선택 프로세스는 $\overline{H}$ 에서 몇 개의 행 벡터들(N 개의 행 벡터 중에서)를 찾는 것이다. 그 때 K 명 사용자의 하향 링크 수신 신호 $K \times 1$ 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\overrightarrow{y_r} = \overline{H_r^H} P_r \overrightarrow{s} + \overrightarrow{n} \quad (12)$$

여기서 $\overline{H_r} = \overline{H}(r, :)$, $r \in B \in C^{N_s \times K}$ 는 빔 선택 후 차원이 축소된 채널 행렬이고, 여기서 $B = \{B_1, B_2, \dots, B_K\}$ 및 N_s 는 각각 선택된 빔의 인덱스 집합과 개수를 나타낸다. 여기서 $P_r (= \alpha_r F_r) \in C^{N_s \times K}$ 는 차원이 축소된 채널 행렬 $\overline{H_r}$ 을 기반으로 한 디지털 프리코딩 행렬이다.

III. 기존 빔 선택 방식

대부분의 기존 빔 선택 방식은 각 사용자에게 대한 채널 성분에 대한 크기 성분을 최대화 하거나 SINR 최대화의 기준에 기반을 두고 있다. 빔 공간 채널의 희소성 특성을 활용하는 가장 간단한 빔 선택 방식은 최대 크기 또는 임계값 기반 크기의 빔을 선택하는 방식이다[10][12]. SINR 최대화 기반 빔 선택 알고리즘을 간략히 설명하기 위해서 식 (6)으로 표현된 k 번째 사용자의 수신 신호를 사용

하고자 한다. 그러면 k 번째 사용자의 수신 SINR은 다음과 주어진다.

$$SINR_k = \frac{\left| \overrightarrow{h_k^H} \overrightarrow{p_k} \right|^2}{\sum_{\substack{j=1, k \neq j}}^K \left| \overrightarrow{h_k^H} \overrightarrow{p_j} \right|^2 + \sigma^2} \quad (13)$$

논문 [12]에서 식 (13)의 SINR 표현식을 빔의 하위 집합을 식별하고 프리코딩 벡터 $\{\overrightarrow{p_k}\}_{k=1,2,\dots,K}$ 를 결정하기 위한 최적화 기준으로 채택되었다. 이는 ZF 프리코딩을 사용한 SINR을 최대화하는 빔 선택을 기반으로 하고 있다. 여기서 이러한 기준 빔 선택 방법을 MS-BS(Maximization of SINR Beam Selection)라고 명명한다.

IV. 제안한 빔 선택 방식

3장에서 언급한 기존 빔 선택 방식에서 프리코딩 벡터는 각 사용자의 SINR을 최대화하도록 설계되었다. 이러한 $SINR_k$ 는 모든 프리코딩 벡터 $\{\overrightarrow{p_k}\}_{k=1,2,\dots,K}$ 들의 함수이므로 모든 프리코딩 벡터들은 모든 사용자의 SINR을 고려하여 공동으로 최적화해야 한다. 공동 최적화 문제를 피하기 위해 ZF 방식을 채택하여 다중 사용자 간섭을 완전히 제거할 수 있다. 그러나 송신기 측의 RF 체인 수가 기본적으로 모든 수신 안테나의 수를 합친 것만큼 커야 한다는 조건이 필요하다. 이러한 안테나 차원 요구 사항 없이 빔 선택 방법을 제안하기 위해 2장에서 설명한 SLNR 기준을 고려하고자 한다.

식 (10)에 의해 모든 최적의 프리코딩 벡터가 얻어진 후, 잠재적 누설(Leakage)을 줄이기 위해 SLNR을 최대화하여 빔을 선택할 수 있다. 이 경우 최적에 가까운 성능을 달성하도록 잠재적인 사용자 간의 간섭을 고려하는 새로운 빔 선택 기준을 설계할 수 있다. 선형 프리코더 P 와 빔 공간 채널 행렬 $\overline{H}$ 의 (n,k) -요소를 각각 $P(n,k)$ 및 $\overline{H}(n,k)$ 로 표시하고자 한다. 이 때 k 번째 사용자의 n 번째 빔의 신호 전력이 $|P(n,k)^* \overline{H}(n,k)|^2$ 로 정의할 수 있다. 여기서 $(\cdot)^*$ 는 공액 복소수를 나타낸다. 동

시에, 다른 k 번째 사용자에게 n 번째 빔으로 인해 발생하는 간섭 전력은 $|P(n,\dot{k})^* \overline{H}(n,k)|^2$ 로 주어진다. 그때 n 번째 빔에 대한 누설(Leakage)되는 양은 k 번째 사용자의 n 번째 빔에서 다른 모든 사용자에게 누설되는 총 전력으로 정의된다. 따라서 k 번째 사용자의 n 번째 빔의 SLNR은 아래와 같이 정의된다.

$$\Omega(n,k) = \frac{|P(n,k)^H \overline{H}(n,k)|^2}{\sum_{\substack{j=1, k \neq j}}^K |P(n,\dot{k})^H \overline{H}(n,\dot{k})|^2 + \sigma^2} \quad (14)$$

알고리즘 1. 제안한 EVD 프리코딩을 사용한 SLNR 기반 빔 선택 알고리즘

Alg. 1. Proposed SLNR-based beam selection algorithm with EVD precoding

```

Input :  $\overline{H}, K, N, \sigma^2, t$ 
for  $k = 1 : K$ 
 $\overrightarrow{H} = \overline{H}(:, [1 : (k-1) \ (k+1) : end])$ 
 $[V, D] = \text{evd}(\overline{H}(:, k) \overline{H}(:, k)^H, \sigma^2 I + \overrightarrow{H} \overrightarrow{H}^H)$ 
 $[u, i] = \max(\text{diag}(D))$ 
 $P(:, k) = \frac{V(:, i)}{\sqrt{V(:, i)^H V(:, i)}}$ 
end
for  $n = 1 : N$ 
 $G(n) = |(\overline{H}(n,:) P(n,:)^T)^*|^2$ 
end
for  $k = 1 : K$ 
for  $n = 1 : N$ 
 $\Omega(n,k) = \frac{|P(n,k)^H \overline{H}(n,k)|^2}{\sum_{\substack{j=1, k \neq j}}^K |P(n,\dot{k})^H \overline{H}(n,\dot{k})|^2 + \sigma^2}$ 
end
end
 $B = [ ]$ 
for  $\overrightarrow{k} = 1 : K$ 
 $[\overrightarrow{a_k}, \overrightarrow{b_k}] = \text{sort}_{\text{descend}}(\Omega(:, k))$ 
if  $a_k(1) > t a_k(2)$ 
 $B = [B \ \overrightarrow{b_k}(1)]$ 
 $\Omega(\overrightarrow{b_k}(1), k) = 0_{1 \times K}$ 
 $\Omega(:, k) = 0_{N \times 1}$ 
else
 $B = [B \ \overrightarrow{b_k}(1:2)]$ 
end
end
 $B = \text{unique}(B)$ 
 $\overline{H}_r = \overline{H}(B,:)$ 
Output :  $\overline{H}_r$ 

```

따라서 EVD 프리코딩을 사용한 제안된 SLNR 기반 빔 선택 접근법(EVD-SLNR이라고 함)은 알고리즘 1에서 기술되어 있다. 알고리즘 1에 제시된 새로운 SLNR 기반 빔 선택 알고리즘에서 각 사용자에게 두 개의 우세한 빔을 선택할 수도 있다. 선택된 빔의 가능한 최대 개수를 줄이기 위해 본 연구에서는 임계값 기반 기준을 채택한다. 벡터 $\Omega(:,k)$ 의 가장 큰 요소와 두 번째로 큰 요소를 각각 $\vec{a}_k(1)$ 와 $\vec{a}_k(2)$ 로 표시하여, 조건 $\vec{a}_k(1) > t \vec{a}_k(2)$ 을 사용하여 하나의 우세한 빔 또는 두 개의 우세한 빔을 선택할 수 있다. 여기서 임계값 t 가 1과 같거나 1보다 크고, 모든 사용자의 빔 선택에 대해 동일한 값을 갖는다고 가정한다. 즉,

$$\text{select} \begin{cases} 1 \text{ beam} & \text{if } \vec{a}_k(1) > t \vec{a}_k(2) \Leftarrow t=1 \\ 2 \text{ beams} & \text{if } \vec{a}_k(1) \leq t \vec{a}_k(2) \Leftarrow t=\infty \end{cases} \quad (15)$$

임계값 t 의 값이 클수록 두 개의 빔(2B)이 선택될 확률이 커진다. 따라서 임계값이 큰 값으로부터 1에 더 가까워질수록 한 개의 빔이 선택될 가능성이 더 크다.

V. 모의 실험 및 결과

여기서 스펙트럼 효율성(Spectral efficiency)과 에너지 효율성(Energy efficiency)과 같은 두 가지 성능 지표의 관점에서 모의 실험 결과를 제시한다. 모든 모의 실험 결과는 1000개의 채널 구현에 대해 평균화되었다. BS에는 $N=128$ 인 이상적인 DLA로 장착되어 있고, 각 사용자는 단일 안테나를 가지고 있다고 가정한다. SNR은 심볼 에너지 대 잡음 전력 스펙트럼 밀도 비율, 즉 $\eta = \rho/\sigma^2$ 로 정의된다. k 번째 사용자의 공간 채널에 대해 경로 이득 $\beta_{k,0} \sim CN(0,1)$ 이 있는 하나의 LOS와 두 개의 경로로 구성된 NLOS가 있다고 가정한다. 각각의 NLOS에 대한 경로 이득은 $\beta_{k,l} \sim CN(0, 10^{-1})$ ($l=1,2$)이라고 가정한다.

빔 선택 후 mmWave 빔 공간 대규모 MIMO 시

스템이 달성한 스펙트럼 효율성은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$R = \sum_{k=1}^K \log_2(1 + \text{SINR}_{r,k}) \quad (16)$$

여기서 빔 선택 후 k 번째 사용자의 수신 SINR은 다음과 같이 표현된다.

$$\text{SINR}_{r,k} = \frac{|\overleftarrow{h_{r,k}}^H \overrightarrow{p_{r,k}}|^2}{\sum_{k=1, k \neq k}^K |\overleftarrow{h_{r,k}}^H \overrightarrow{p_{r,k}}|^2 + \sigma^2} \quad (17)$$

여기서 $\overleftarrow{h_{r,k}}$ 와 $\overrightarrow{p_{r,k}}$ 는 식 (13)의 차원 축소 표현식에서 각각 $\overleftarrow{H_r}$ 와 $\overrightarrow{P_r}$ 는 k 번째 열 벡터를 나타낸다.

[6]과 [12]에서 사용된 에너지 효율성(Energy efficiency)은 다음과 같다.

$$\xi = \frac{R}{\rho + N_{RF}P_{RF}} \quad (18)$$

여기서 ρ 는 총 전송 전력이고 P_{RF} 는 각 RF 체인에서 소모되는 에너지이다. 이 실험에서 사용된 ρ 및 P_{RF} 의 실제 값은 $\rho = 32 \text{ mW}$ 및 $P_{RF} = 34.4 \text{ mW}$ 로 가정한다[6][12].

우선, 빔 선택이 없는 경우에 EVD 프리코더를 사용한 FD 다중 사용자 MIMO 시스템과 ZF 프리코더를 사용한 시스템과 비교한다. FD-ZF와 FD-EVD는 각각 모든 빔을 사용하는 ZF 기반 및 EVD 기반 FD 시스템에서 달성한 성능을 나타내며, 모의 실험의 벤치마크로 사용한다. 다음으로, 제안된 빔 선택 방식의 성능을 다른 빔 선택 알고리즘의 성능과 비교한다. 여기서는 다음과 표기법을 사용한다.

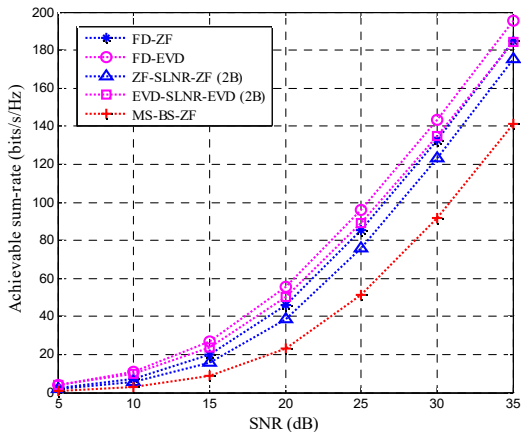
MS-BS-ZF는 감소형 SINR 기반 빔 선택기와 ZF 프리코더를 사용한다[12].

ZF-SLNR-ZF (2B)는 $t=\infty$ 와 ZF 프리코딩을 사용하여 ZF-SLNR 기반 2개의 빔 선택을 수행한다. 여기서 ZF 프리코딩을 사용한 SLNR 기반 빔 선택 접근 방식(ZF-SLNR이라고 함)은 다음을 제외하고

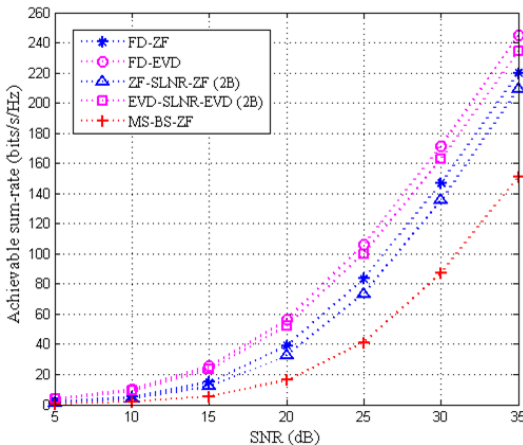
알고리즘 1과 동일하다. 알고리즘 1에서 1~6행 모두를 세 개의 식 (5), (4), 그리고 $P = \alpha F_{ZF}$ 로 바꾸어야 한다.

EVD-SLNR-EVD(2B)는 $t = \infty$ 와 EVD 프리코딩을 사용하여 EVD-SLNR 기반하여 2개의 빔을 선택한다.

그림 2 (a)와 2 (b)는 각각 $K=32$ 및 $K=48$ 에서 데시벨 단위의 SNR에 따른 다양한 빔 선택 방식의 시스템 합계 속도(Sum-rate)를 비교한다. 결과로부터 제안된 FD-EVD 프리코딩 방식이 기존 FD-ZF 보다 성능이 우수함을 알 수 있다. 특히, $SNR=35dB$ 일 때 $K=32$ 와 $K=48$ 에서 각각 10(bits/s/Hz)와 25(bits/s/Hz) 수치로 FD-EVD가 FD-ZF보다 더 큰 합계 속도를 나타낸다.



(a) $K=32$



(b) $K=48$

그림 2. 달성 가능한 합계 속도 비교
Fig. 2. Achievable sum-rate comparison

또한 더 많은 사용자에게 서비스를 제공할 때 제안된 SLNR 기반 프리코딩 방식과 ZF 솔루션 간의 SNR 격차가 더 커지는 것도 관찰되었다. $K=48$ 일 때 SLNR 프리코딩을 기반으로 하는 제안된 EVD-SLNR-EVD(2B) 알고리즘이 FD-ZF 방식보다 합계 속도 성능이 우수한 것으로 나타났다. 그림 2 (b)에서 $SNR=35dB$ 에서 10(bits/s/Hz) 정도 차이가 나는 것을 알 수 있다. 그림 2로부터 제안된 EVD-SLNR-EVD(2B) 알고리즘은 최적의 성능을 나타내는 FD-EVD 구조에 거의 근접한 합산 속도 성능을 보이고 있다.

그림 3은 $SNR=20dB$ 에서 다양한 빔 선택 알고리즘에 대한 사용자 수에 따른 달성 가능한 합계 속도를 나타낸다. 일반적으로 사용자 수가 증가함에 따라 합계 속도 성능이 좋아지다가 다시 나빠진다. FD-EVD 방식은 모든 수의 사용자에게 대해 FD-ZF보다 더 나은 합계 속도 성능을 제공한다. 특히, FD-EVD와 FD-ZF 간의 합계 속도 성능 격차는 사용자 수가 증가함에 따라 커진다. 이러한 합계 속도 격차는 $K=20$ 일 때는 대략 6(bits/s/Hz)이고, $K=45$ 일 때는 16(bits/s/Hz), 그리고 $K=70$ 일 때 27(bits/s/Hz)인 것을 보여준다. 즉, 제안된 FD-EVD 프리코딩 방식은 많은 수의 사용자가 있는 경우에 더 많은 잠재력을 가지고 있다고 볼 수 있다. EVD-SLNR-EVD (2B) 빔 선택 알고리즘은 다양한 인원 수의 사용자가 존재할 때 좋은 성능을 달성하는 것으로 관찰되었다. 즉, $K=22$ 보다 클 때 EVD-SLNR-EVD(2B)는 FD-ZF보다도 더 우수한 합계 속도를 보여준다. 그림 3에서도 $K=70$ 일 때 EVD-SLNR-EVD(2B)는 최적의 성능을 나타내는 FD-EVD 구조에 가까운 합산 속도 성능을 나타내고 있다.

다양한 프리코딩 및 빔 선택 방식이 주어진 시스템에 필요한 전력에 어떻게 영향을 미치는지 평가하기 위해 식 (18)에 의해 정의된 에너지 효율성 성능을 사용하고자 한다. $SNR=20dB$ 에서 그림 4은 사용자 수에 따른 에너지 효율성을 보여준다. 제안된 FD-EVD가 FD-ZF보다 성능이 더 뛰어난 것을 알 수 있다. 즉, $K=70$ 일 때 거의 2배까지 큰 에너지 효율성을 나타낸다. 이렇게 우수한 성능은 그림 3에서 볼 수 있듯이 전자가 후자보다 달성 가

능한 합계 속도가 더 높기 때문이다. 두 FD 사전 코딩 방식이 모두 약 $K \leq 25$ 에 대해 매우 높은 전력 소모를 갖는다는 점에 유의해야 한다. 또한 EVD-SLNR-EVD(2B)는 ZF-SLNR-ZF(2B) 및 MS-BS-ZF보다 더 높은 전력 효율을 달성한다.

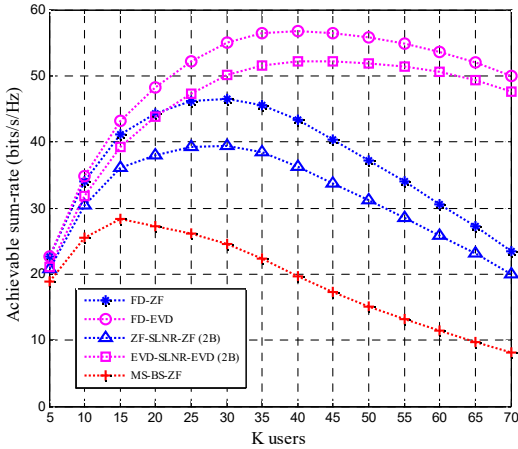


그림 3. $SNR = 20\text{ dB}$ 일 때 달성 가능한 합계 속도 비교

Fig. 3. Achievable sum-rate comparison under $SNR = 20\text{ dB}$

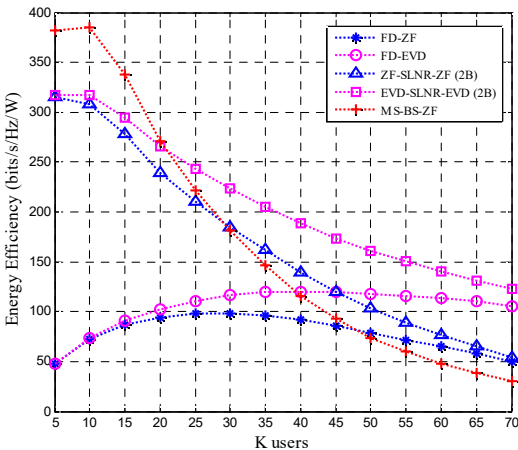


그림 4. $SNR = 20\text{ dB}$ 일 때 에너지 효율성 비교

Fig. 4. Energy efficiency comparison under $SNR = 20\text{ dB}$

VI. 결 론

본 연구에서는 DLA를 사용하는 mmWave 빔 공간 MIMO 시스템에서 다중 사용자 프리코딩 벡터

를 설계하고 빔 선택을 수행하기 위해 SLNR을 최적화하는데 기반한 비용 함수를 고려하였다. SLNR 기반 FD 프리코딩 방식이 기존 FD-ZF 프리코딩보다 달성 가능한 합계 속도에서도 더 높은 수치를 보여주었을 뿐 만 아니라 최대 2배 우수한 에너지 효율 성능을 보여주었다. 그리고, EVD 프리코딩을 사용하여 RF 복잡도를 줄이는 동시에 최적에 가까운 성능을 달성할 수 있는 SLNR 기반 빔 선택 방법을 제시하였다. 모의 실험 결과, EVD 프리코딩 구조에 사용된 제한된 빔 누설 기반 복잡도 감소 알고리즘 EVD-SLNR-EVD(2B)는 최적의 합산 속도 성능에 근접하고 동시에 에너지 효율 측면에서 상당한 개선을 이룰 수 있음을 보여주었다.

References

- [1] "Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update 2017-2022", Cisco, San Jose, CA, USA, Tech. Rep. (White_paper_c11-738429-01), Feb. 2019.
- [2] P. Wang, Y. Li, L. Song, and B. Vucetic, "Multi-gigabit millimeter wave wireless communications for 5G: From fixed access to cellular networks", IEEE Commun. Mag., Vol. 53, No. 1, pp. 168-178, Jan. 2015. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2015.7010531>.
- [3] R. W. Heath, N. González-Prelcic, S. Rangan, W. Roh, and A. M. Sayeed, "An overview of signal processing technologies for millimeter wave MIMO systems", IEEE J. Sel. Topics Signal Process., Vol. 10, No. 3, pp. 436-453, Apr. 2016. <https://doi.org/10.1109/JSTSP.2016.2523924>.
- [4] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhin, and R. Zhang, "An overview of massive MIMO: Benefits and challenges", IEEE J. Sel. Topics Signal Process., Vol. 8, No. 5, pp. 742-758, Oct. 2014. <https://doi.org/10.1109/JSTSP.2014.2317671>.
- [5] A. Alkhateeb, J. Mo, N. González-Prelcic, and R. W. Heath, "MIMO precoding and combining solutions for millimeter-wave systems", IEEE

- Commun. Mag., Vol. 52, No. 12, pp. 122-131, Dec. 2014. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6979963>.
- [6] X. Gao, L. Dai, and A. M. Sayeed, "Low RF-complexity technologies to enable millimeter-wave MIMO with large antenna array for 5G wireless communications", IEEE Commun. Mag., Vol. 56, No. 4, pp. 211-217, Apr. 2018. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2018.1600727>.
- [7] J. Brady, N. Behdad, and A. M. Sayeed, "Beamspace MIMO for millimeter-wave communications: System architecture, modeling, analysis, and measurements", IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 61, No. 7, pp. 3814-3827, Jul. 2013. <https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2254442>.
- [8] W. Shen, X. Bu, X. Gao, C. Xing, and L. Hanzo, "Beamspace precoding and beam selection for wideband millimeter-wave MIMO relying on lens antenna arrays", IEEE Trans. Signal Process., Vol. 67, No. 24, pp. 6301-6313, Dec. 2019. <https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2953595>.
- [9] Y. J. Cho, G.-Y. Suk, B. Kim, and C.-B. Chae, "RF lens-embedded antenna array for mmWave MIMO: Design and performance", IEEE Commun. Mag., Vol. 56, No. 7, pp. 42-48, Jul. 2018. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2018.1701019>.
- [10] A. M. Sayeed and J. Brady, "Beamspace MIMO for high-dimensional multiuser communication at millimeter-wave frequencies", Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM), Atlanta, USA, pp. 3679-3684, Dec. 2013. <https://doi.org/10.1109/GLOCOM.2013.6831645>.
- [11] X. Gao, L. Dai, Z. Chen, Z. Wang, and Z. Zhang, "Near-optimal beam selection for beamspace mmWave massive MIMO systems", IEEE Commun. Lett., Vol. 20, No. 5, pp. 1054-1057, May 2016. <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2016.2544937>.
- [12] P. V. Amadori and C. Masouros, "Low RF-complexity millimeter-wave beamspace-MIMO systems by beam selection", IEEE Trans. Commun., Vol. 63, No. 6, pp. 2212-2223, Jun. 2015. <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2431266>.
- [13] D. Wang, W. Zhang, and Q. Zhu, "Heuristic search inspired beam selection algorithms for mmWave MU-MIMO system with discrete lens array", IEEE Access, Vol. 9, pp. 61324-61333, Apr. 2021. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3074128>.
- [14] M. Sadek, A. Tarighat, and A. H. Sayed, "A leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels", IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 6, No. 5, pp. 1711-1721, May 2007. <https://doi.org/10.1109/TWC.2007.360373>.
- [15] M. Sadek, A. Tarighat, and A. H. Sayed, "Active antenna selection in multiuser MIMO communications", IEEE Trans. Signal Process., Vol. 55, No. 4, pp. 1498-1510, Apr. 2007. <https://doi.org/10.1109/TSP.2006.888893>.

저자소개

김 상 준 (Sangchoon Kim)



1991년 2월 : 연세대학교

전자공학과(공학사)

1995년 12월 : 미국 University of
Florida 전기공학과(공학석사)

1999년 12월 : 미국 University of
Florida 전기 및 컴퓨터공학과
(공학박사)

2000년 1월 ~ 2005년 2월 : LG전자 책임연구원

2005년 3월 ~ 현재 : 동아대학교 전자공학과 교수

관심분야 : 이동/무선통신분야