

<https://doi.org/10.7236/IIBC.2018.18.6.75>

IIBC 2018-6-9

분산 안테나 시스템에서 다중 사용자 MIMO를 위한 SLNR 기반의 프리코더 설계

SLNR-Based Precoder Design for Multiuser MIMO in Distributed Antenna Systems

서방원*

Bangwon Seo*

요약 본 논문에서는 분산 안테나 시스템의 하향링크 다중 사용자 MIMO를 위한 프리코더 설계에 대해서 고려한다. 분산 안테나 시스템에서 RRH (Remote Radio Head)는 셀 영역 내에서 지리적으로 서로 다른 위치에 배치되게 되는데, RRH에서 적용하기 위한 세 가지 종류의 프리코더 설계 방법을 제안한다. 모든 RRH들의 전송 전력 합, 또는 각 RRH의 전송 전력에 대한 제약 조건 하에서, 개별 SLNR 또는, 결합 SLNR (Signal-to-Leakage plus Noise Ratio) 비용합수를 최대화시키도록 프리코더를 설계한다. 그리고, 각각의 최적화 문제에 대한 분석적 이론해를 제시한다. 컴퓨터 모의실험을 통하여, 결합 SLNR 기반의 프리코더 설계 방법이 개별 SLNR 기반의 프리코더 설계 방식보다 더 높은 SINR (Signal-to-Interference plus Noise Ratio) 성능과 더 낮은 BER (Bit Error Rate) 성능을 갖는다는 것을 보인다. 또한, 모든 RRH들의 전력 합에 대한 제약 조건을 갖는 프리코더 설계 방법이 각 RRH 전송 전력 제약 조건을 갖는 방식보다 더 좋은 성능을 갖는다는 것을 보인다.

Abstract In this paper, we consider a precoder design for downlink multiuser multiple-input multiple-output (MU-MIMO) in distributed antenna systems (DAS). In DAS, remote radio heads (RRHs) are placed at geographically different locations within a cell area. Three different precoder design schemes are proposed to maximize the separate or joint signal-to-leakage-plus-noise ratio (SLNR) metrics by considering RRH sum power or per-RRH power constraints. The analytical closed-form solution for each optimization problem is presented. Through computer simulation, we show that the joint SLNR based precoding schemes have better signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) and bit error rate (BER) performances than the separate SLNR based schemes. Also, it is shown that the precoding scheme with RRH sum power constraint has better performance than the precoding scheme with per-RRH power constraint.

Key Words : Distributed antenna systems, multiuser MIMO, precoder design, SLNR (Signal-to-Leakage plus Noise Ratio)

1. 서론

기지국에 많은 안테나를 갖는 거대 MIMO 시스템은

주파수 효율성과 에너지 효율성을 상당히 개선시킬 수 있고, 사용자 간 간섭신호를 크게 줄일 수 있기 때문에, 차세대 무선 통신 시스템을 위한 주요 기술 중의 하나로

*정회원, 공주대학교 전기전자 제어공학부 / IT융합기술연구소
접수일자: 2018년 10월 30일, 수정완료: 2018년 11월 30일
게재확정일자: 2018년 12월 7일

Received: 30 October, 2018 / Revised: 30 November, 2018 /
Accepted: 7 December, 2018

*Corresponding Author: seobw@kongju.ac.kr

Division of Electrical, Electronic, and Control Engineering, the
Institute of IT Convergence Technology (IICT), Kongju National
University, Korea

고려되고 있다^{[1]-[4]}. 그러나, 거대 MIMO 시스템에서는 매우 많은 안테나를 작은 안테나 영역에 설치해야 되는 어려움이 있다. 이로 인해, 안테나 간의 간격이 너무 좁아져서, 안테나 간의 공간 상관도가 매우 높아지게 되고, 거대 MIMO 안테나 시스템의 성능 개선 효과가 상당히 제한될 수 있다.

최근에, 일반적인 거대 MIMO 시스템과 같은 전형적인 집중형 안테나 시스템 (CAS)에 대한 대안으로서, 분산 안테나 시스템 (DAS)이 많은 관심을 받았다. 하향링크 다중사용자 MIMO (MU-MIMO) 시스템에서, 복수의 송신 안테나를 갖는 기지국은 동일한 주파수와 시간 자원을 사용하여 동시에 여러 명의 사용자들에게 데이터를 전송하게 된다. 기지국에서 송신 안테나의 개수는 동시에 서비스를 제공하는 단말기들의 개수보다 더 많기 때문에, 하향링크 MU-MIMO 시스템의 채널 용량은 단일 사용자 MIMO 시스템의 달성 전송률보다 훨씬 큰 값을 갖는다^{[5]-[7]}. MU-MIMO 시스템의 성능은 사용자간 간섭 신호에 크게 영향을 받는다. 따라서, 사용자 간 간섭 신호를 제거하기 위해서는, 선형 전송 프리코딩 기법과 같은 적절한 전송 기법들을 송신단에서 적용할 필요가 있다.

참고문헌 [8]-[10]에서는 MU-MIMO 환경에서 사용자 간 간섭 신호를 완전히 제거하기 위하여 ZF 기반의 프리코딩 기법들이 제안하였다. 그러나, 이러한 기법들은 프리코딩 벡터를 설계할 때 배경 잡음을 고려하지 않기 때문에, 배경 잡음이 증가해서 신호 대 잡음비 (SNR)가 낮아지면 성능이 크게 감소하게 된다. 더욱이, 이러한 기법들은 기지국 송신 안테나 개수에 대한 제약 조건을 갖게 된다. 즉, ZF 기반의 기법들은 기지국에서 송신 안테나 개수가 동시에 서비스를 제공하는 단말기의 개수보다 더 커야 된다.

이러한 ZF 기반 프리코딩 기법들의 단점을 보완하기 위하여, 참고문헌 [11], [12]에서는 출력 신호 대 간섭신호 및 잡음비 (SINR)를 최대화시키는 프리코딩 기법들이 제안하였다. 그러나, 임의의 단말기에 대한 SINR 표현식은 모든 단말기들의 프리코딩 벡터들과 관련된 함수이고, 이 함수는 프리코딩 벡터들의 볼록 함수가 아니기 때문에, 모든 단말기들에 대한 프리코딩 벡터들은 반복 알고리즘을 사용하여 동시에 설계되어야 한다. 따라서, SINR을 최대화시키도록 프리코딩 벡터들을 설계하는 방식은 모든 단말기들의 프리코딩 벡터들이 서로 연관되어

있는 문제이기 때문에, 모든 프리코딩 벡터들을 동시에 설계해야 해서 계산 복잡도가 매우 크고, 분석적인 이론 해를 구하는 것은 불가능하다.

참고문헌 [13]-[15]에서는 모든 단말기들의 프리코딩 벡터들을 동시에 설계하는 문제를 여러 개의 단순한 개별적인 문제들로 분리시키고 분석적인 이론 해를 구하는 것이 가능하도록 누수 기반의 프리코딩 기법들을 제안하였다. 임의의 단말기의 누수 신호 전력은 그 단말기의 신호가 모든 다른 단말기들에서 수신된 신호 전력의 총 합으로 정의된다. 이것은 그 단말기의 신호 중에서 얼마나 많은 신호 전력이 다른 단말기에게 누수 되었는지를 나타내는 척도이다. 누수 기반의 프리코딩 벡터 설계 기법에서는 그 단말기에 대한 신호 대 누수 및 잡음 전력비 (SLNR)를 최대화시키도록 프리코딩 벡터를 설계한다. 프리코딩 벡터들을 설계할 때 SLNR 메트릭을 사용하면, 각 프리코딩 벡터에 대한 개별적인 최적화 문제로 변형시켜 주고, 이를 통해 분석적인 이론 해를 구하는 것이 가능하게 된다. 또한, ZF 기반의 기법들과는 달리 SLNR 기반의 프리코딩 설계 기법들은 송신 안테나의 개수와 동시에 서비스하는 단말기의 개수에 대한 어떤 제약 조건도 필요로 하지 않는다. 더욱이, SLNR 기반의 기법들은 프리코딩 벡터를 설계할 때, 배경잡음의 영향도 고려하기 때문에, 송신 안테나 개수에 대한 제약조건을 만족시키는 경우에도, SLNR 기반의 기법이 ZF 기반의 기법보다 우수한 성능을 나타내게 된다.

본 논문에서는 하향링크 분산 안테나 시스템에 대해서 다루며, 두 가지 종류의 전송 전력 제약 조건을 고려함으로써, SLNR을 기반으로 하는 세 가지 종류의 프리코딩 벡터 설계 기법들을 제안한다. 이 때, 두 가지 종류의 제약 조건들은 모든 RRH에 대한 전송 전력 합 제약 조건과 개별 RRH 전송 전력 제약 조건이다. 전체 전력 합 제약 조건은 네트워크 레벨에서의 전송 전력 제약 조건으로 볼 수 있고, 개별 RRH 전송 전력 제약 조건은 RRH 레벨의 제약 조건으로 볼 수 있다. 또한, 두 가지 종류의 SLNR 메트릭을 고려는데, 이것은 결합 SLNR과 개별 SLNR이다. 결합 SLNR은 모든 RRH로부터의 총 누수 전력을 고려해서 정의되며, 개별 SLNR은 해당 RRH로부터의 누수 전력만을 고려함으로써 정의된다. 제안하는 기법들에서, RRH들에 대한 프리코딩 벡터들은 RRH 전체 전력 합 제약 조건 또는, RRH 개별 전력 제약 조건 하에서, 결합 또는 개별 SLNR 메트릭을 최대화시키도록

프리코딩 벡터들을 설계하게 된다. 그리고 나서, 각각의 최적화 문제에 대한 분석적인 이론 해를 제시한다. 컴퓨터 모의실험을 통하여, 결합 SLNR 기반의 설계 기법이 개별 SLNR 기반의 설계 기법보다 더 높은 SINR 성능과 더 낮은 비트 오류 확률 (BER) 성능을 갖는다는 것을 보인다. 또한, RRH 전체 전력 합 제약 조건을 갖는 프리코딩 설계 기법이 RRH 개별 전력 제약 조건을 갖는 기법보다 더 우수한 성능을 갖는다는 것을 보인다.

이 논문의 나머지 부분들은 다음과 같이 구성되어 있다. 2장에서는 본 논문에서 고려하는 시스템 모델에 대해서 설명한다. 3장에서는 분산 안테나 시스템에서 하향링크 MU-MIMO를 위한 세 가지 종류의 프리코딩 벡터 설계 방법들을 제안한다. 4장에서는 컴퓨터 모의실험 결과들을 제시하고, 마지막으로 5장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

표기법: 벡터를 나타내기 위하여 굵은 소문자를 사용한다. 표현식 $E[\cdot]$ 는 기댓값을 나타내고, $\delta_{k,j}$ 는 Kronecker 델타 함수를 나타낸다. 위 첨자 기호 $(\cdot)^T$ 와 $(\cdot)^H$ 은 각각 전치 연산자와 복소수 전치 연산자를 나타낸다. \mathbf{I}_N 은 크기가 $N \times N$ 인 단위행렬을 나타낸다. 기호 $|\cdot|$ 와 $\|\cdot\|$ 는 각각 절대 값과 유클리언 놈을 나타낸다. 임의의 복수 스칼라 x 를 $x = |x| e^{j\phi}$ 라고 표현하면, $\angle x$ 는 x 의 위상 성분 ϕ 를 의미한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 분산 안테나 시스템을 위한 하향링크 다중 사용자 MIMO (MU-MIMO)를 고려한다. 그림 1은 시스템 모델을 보여 준다. 셀 내에 M 개의 RRH가 존재하며, RRH들은 K 개의 단말기(MS)에게 동시에 데이터를 전송한다. RRH는 N 개의 송신 안테나를 가지고 있으며, 단말기는 한 개의 수신 안테나를 갖는다. 그리고, 모든 RRH들은 고속 광섬유를 통해서 중앙처리장치와 연결되어 있으며, 신호 처리 및 프리코딩 벡터 설계는 중앙처리장치에서 수행하게 된다.

단말기 k 에게 전송하기 위한 정보 신호는 스칼라 심볼 $s_k, k = 1, \dots, K$, 로 표현되며, $E[s_k s_j^*] = \delta_{k,j}$ 인 특성을 갖는다고 가정한다. RRH m 은 단말기 k 에 대한 심

볼 s_k 를 전송하기 위하여 길이가 $N \times 1$ 인 프리코딩 벡터 $\mathbf{v}_{k,m}$ 를 곱한다. 그래서, RRH m 에서 모든 단말기들을 위한 전체 전송 신호 벡터는 다음과 같이 주어진다.

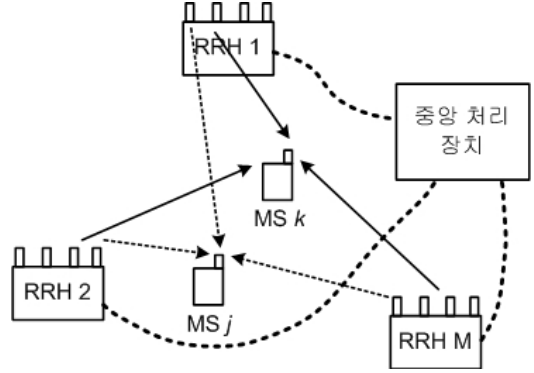


그림 1. 분산안테나 시스템에서 하향링크 거대 MU-MIMO 모델
 Fig. 1. Downlink massive MU-MIMO model for distributed antenna systems

$$\mathbf{x}_m = \sum_{k=1}^K \mathbf{v}_{k,m} s_k, \quad m = 1, \dots, M. \quad (1)$$

RRH m 으로부터 단말기 k 까지의 채널 벡터를 길이가 $N \times 1$ 인 벡터 $\mathbf{h}_{k,m}$ 로 정의하면, 단말기 k 에서의 수신 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y_k = \left(\sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{v}_{k,m} \right) s_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \left(\sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{j,m}^H \mathbf{v}_{j,m} \right) s_j + z_k, \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (2)$$

여기에서 우변의 오른쪽에 있는 성분들 중에서 두 번째 성분은 사용자 간섭 신호를 나타내며, z_k 는 평균이 0이고, 분산이 σ_z^2 인 백색 복소수 가우시안 부가 잡음을 나타낸다. 채널 벡터 $\mathbf{h}_{k,m}$ 의 각 성분들은 독립적이고 동일한 분포를 갖는 복소수 가우시안 랜덤 변수이며, 각각의 평균은 0이고 분산은 1이다.

이제 모든 RRH에 대한 전체 채널 벡터를 $\mathbf{h}_k = [\mathbf{h}_{k,1}^T, \dots, \mathbf{h}_{k,M}^T]^T$ 로 정의하고, 프리코딩 벡터를 $\mathbf{v}_k = [\mathbf{v}_{k,1}^T, \dots, \mathbf{v}_{k,M}^T]^T$ 라고 정의하자. 그러면, 단말기 k 에서의 수신 신호는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$y_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_k s_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_j^H \mathbf{v}_j s_j + z_k, \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (3)$$

단말기 k 에서의 수신 SINR은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\text{SINR}_k = \frac{\mathbf{v}_k^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_k}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{v}_j^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_j + \sigma_z^2}. \quad (4)$$

이제, RRH에서의 전송전력 제한 조건 하에서 단말기 k 의 SINR을 최대화시키도록 프리코딩 벡터들 $\mathbf{v}_k, k=1, 2, \dots, K$, 을 설계할 수 있다. 그러나, 단말기 k 에 대한 SINR의 표현식은 모든 프리코딩 벡터들 $\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_K$ 의 함수이기 때문에, SINR을 최대화시키는 프리코딩 벡터들을 설계하는 최적화 문제에 대한 분석적인 이론 해를 구하는 것은 불가능하다는 것이 잘 알려져 있다.

III. 제안하는 프리코딩 벡터 설계 방법

이 장에서는 RRH 전체 전송 전력 합 제약 조건과 개별 RRH 전송 전력 제약 조건을 고려하여, 세 가지 프리코딩 벡터 설계 방법들을 제안한다. 이 때, 프리코딩 벡터들을 설계하기 위한 성능 매트릭으로서 두 가지 종류의 SLNR을 고려한다. 즉, 결합 SLNR과 개별 SLNR을 고려한다.

1. RRH 전체 전력 조건을 갖는 결합 SLNR 매트릭

단말기 k 에 대한 결합 SLNR은 모든 RRH로부터 전송된 신호들을 같이 고려하며, 단말기 k 에서 수신한 정보 신호의 전력과 다른 단말기들에서 수신한 정보 신호의 전력 및 배경 잡음의 비로 정의된다. 즉, 단말기 k 에 대한 SLNR은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \text{SLNR}_k &= \frac{\mathbf{v}_k^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_k}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{v}_j^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_j + \sigma_z^2} \quad (5) \\ &= \frac{\mathbf{v}_k^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_k}{\mathbf{v}_k^H \left\{ \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H \right\} \mathbf{v}_k + \sigma_z^2}. \end{aligned}$$

SLNR $_k$ 에 대한 표현식으로부터, 단말기 k 에 대한 결합 SLNR 매트릭은 오직 단말기 k 의 프리코딩 벡터의 함수라는 것을 알 수 있다. 따라서, SLNR 매트릭을 이용하여 각 단말기에 대한 프리코딩 벡터를 구하는 문제는 각 단말기별로 독립적인 최적화 문제이다.

모든 RRH에 대한 전체 전력 조건식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\|\mathbf{v}_{k,1}\|^2 + \|\mathbf{v}_{k,2}\|^2 + \dots + \|\mathbf{v}_{k,M}\|^2 = \|\mathbf{v}_k\|^2 \leq P_k. \quad (6)$$

여기에서, P_k 는 모든 RRH들이 단말기 k 에게 데이터를 전송하기 위하여 사용하는 전체 전력 공급량을 의미한다. 모든 RRH들이 K 개의 단말기에게 동시에 데이터를 전송하기 위하여 사용하는 전체 전송 전력을 P_T 라고 하고, 모든 단말기들에게 동일한 전력이 할당된다고 하면, $P_k = P_T/K$ 가 된다.

그러면, 모든 RRH에 대한 전체 전력 제약 조건 하에서 단말기 k 에 대한 프리코딩 벡터를 설계하는 최적화 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\max_{\mathbf{v}_k} \text{SLNR}_k \quad \text{s.t.} \quad \|\mathbf{v}_k\|^2 \leq P_k. \quad (7)$$

제안 1: 최적화 문제 (7)에 대한 해는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{v}_k^{(1)} = \sqrt{P_k} \max_{\text{geig}} \left(\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H, \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H + \frac{\sigma_z^2}{P_k} \mathbf{I}_{N_T} \right), \quad (8)$$

여기에서, $\max_{\text{geig}}(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ 는 행렬 펜슬 (\mathbf{A}, \mathbf{B}) 의 가장 큰 고유 값에 해당하는 고유벡터를 나타낸다.

증명: $\|\mathbf{w}_k\| = 1$ 를 만족하는 벡터 \mathbf{w}_k 와 스칼라 α_k 에 대해서 $\mathbf{v}_k = \sqrt{\alpha_k} \mathbf{w}_k$ 라고 정의하면, SLNR $_k$ 는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{SLNR}_k &= \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left\{ \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H \right\} \mathbf{w}_k + \frac{\sigma_z^2}{\alpha_k}} \quad (9) \\ &= \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left\{ \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H + \frac{\sigma_z^2}{\alpha_k} \mathbf{I}_{N_T} \right\} \mathbf{w}_k} \end{aligned}$$

이제 이 식을 이용하여, 프리코딩 벡터를 구하는 최적화 문제는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\max_{\mathbf{w}_k} \left\{ \max_{\alpha_k} \text{SLNR}_k \quad \text{s.t.} \quad \alpha_k \leq P_k \right\}. \quad (10)$$

이 식의 안쪽에 있는 최적화 문제는 $\alpha_k = P_k$ 일 때 최적이 된다는 것은 쉽게 알 수 있다. 따라서, 원래의 최적화 문제는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\max_{\mathbf{w}_k} \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left\{ \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H + \frac{\sigma_z^2}{P_k} \mathbf{I}_{N_T} \right\} \mathbf{w}_k} \quad \text{s.t. } \|\mathbf{w}_k\| = 1 \quad (11)$$

이 문제에 대한 해는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{w}_k = \max_{\text{geig}} \left(\mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H, \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_j \mathbf{h}_j^H + \frac{\sigma_z^2}{P_k} \mathbf{I}_{N_T} \right). \quad (12)$$

따라서, 최적화 문제 (7)에 대한 해는 식 (8)에 의해 주어진다. ■

2. 개별 RRH 전력 조건을 갖는 결합 SLNR 매트릭

여기에서는, 개별 RRH에 대한 전송 전력 제약 조건하에서 결합 SLNR을 최대화시키는 프리코딩 벡터 설계 방법을 제안한다. 이 경우에 SLNR를 최대화시키는 최적화 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\max_{\mathbf{v}_k} \text{SLNR}_k \quad \text{s.t. } \|\mathbf{v}_{k,m}\|^2 \leq \frac{P_k}{M}, \quad m=1, \dots, M. \quad (13)$$

여기에서, 각 RRH에 대한 전송 전력은 동일하게 할당된다고 가정하였다.

각 RRH에 대한 전송 전력 제약 조건 때문에, 이 최적화 문제를 푸는 것은 쉽지 않다. 따라서, 먼저 (7)에서 주어진 것처럼 RRH 전체 전송 전력 합 조건 하에서 최적화 문제를 푼다. 그리고 나서, 구한 해를 개별 RRH 전송 전력 제약 조건에 맞도록 변형시킨다. 최적화 문제 (7)의 해를 $\mathbf{v}_k^{(1)} = [\mathbf{v}_{k,1}^{(1)}, \mathbf{v}_{k,2}^{(1)}, \dots, \mathbf{v}_{k,M}^{(1)}]^T$ 라고 정의하자. $\mathbf{v}_k^{(1)}$ 을 사용하면, RRH에서의 최대 전송 전력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Gamma_k = \max_{\{m \in 1, 2, \dots, M\}} \|\mathbf{v}_{k,m}^{(1)}\|. \quad (14)$$

개별 RRH에 대한 전송 전력 조건을 만족시키기 위하여, 프리코딩 벡터 $\mathbf{v}_k^{(1)}$ 을 Γ_k 로 나눈다. 그러면, 개별 RRH 전송 전력 조건을 만족시키는 프리코딩 벡터는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{v}_k^{(2)} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{k,1}^{(1)} \\ \mathbf{v}_{k,2}^{(1)} \\ \vdots \\ \mathbf{v}_{k,M}^{(1)} \end{bmatrix} \times \sqrt{\frac{P_k}{\Gamma_k M}}. \quad (15)$$

3. 개별 RRH 전력 조건을 갖는 개별 SLNR 매트릭

RRH m 으로부터 단말기 k 로 전송한 신호에 대한 개별 SLNR은 그 단말기가 RRH m 으로부터 수신한 신호 전력 과 다른 단말기에서 수신한 신호 전력 및 잡음 전력의 합 의 비로 표현된다. 이것은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{SLNR}_{k,m} = \frac{\mathbf{v}_{k,m}^H \mathbf{h}_{k,m} \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{v}_{k,m}}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{v}_{k,m}^H \mathbf{h}_{j,m} \mathbf{h}_{j,m}^H \mathbf{v}_{k,m} + \frac{\sigma_z^2}{M}} \quad (16)$$

단말기 k 에 대한 프리코딩 벡터를

$\mathbf{v}_{k,m} = e^{-j\phi_{k,m}} \mathbf{u}_{k,m}$ 라고 정의하자. 여기에서 위상 성분 $\phi_{k,m}$ 은 원하는 신호의 전체 수신 전력을 최대화시키도록 조절하게 된다. 그리고, 원하는 단말기 신호의 총 수신 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$\left| \sum_{m=1}^M \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{v}_{k,m} \right|^2 = \|\mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_k\|^2. \quad (17)$$

이제 RRH m 으로부터 단말기 k 에 대한 개별 SLNR은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\text{SLNR}_{k,m} = \frac{\mathbf{u}_{k,m}^H \mathbf{h}_{k,m} \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{u}_{k,m}}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{u}_{k,m}^H \mathbf{h}_{j,m} \mathbf{h}_{j,m}^H \mathbf{u}_{k,m} + \frac{\sigma_z^2}{M}}. \quad (18)$$

개별 RRH에 대한 전송 전력 조건은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\|\mathbf{v}_{k,m}\|^2 = \|\mathbf{u}_{k,m}\|^2 \leq \frac{P_k}{M}. \quad (19)$$

그러면, 개별 RRH에 대한 전송 전력 조건 하에서 개별 SLNR 최대화 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\max_{\mathbf{u}_{k,m}} \text{SLNR}_{k,m} \quad \text{s.t. } \|\mathbf{u}_{k,m}\|^2 \leq \frac{P_k}{M}. \quad (20)$$

여기에서, $k=1, \dots, K$ 이고, $m=1, \dots, M$ 이다.

그러면, 개별 RRH에 대한 전송 전력 조건 하에서 개별 SLNR을 최대화시키는 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다. 제안 1에서 주어진 것과 유사한 방식을 사용하면, 최적화 문제 (20)에 대한 해는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{u}_{k,m} = \sqrt{\frac{P_k}{M}} \max_{\text{geig}} \left(\mathbf{h}_{k,m} \mathbf{h}_{k,m}^H, \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_{j,m} \mathbf{h}_{j,m}^H + \frac{M\sigma_z^2}{P_k} \mathbf{I}_N \right) \quad (21)$$

마지막으로, 위상 성분 $\phi_{k,m}$ 은 원하는 신호 성분의 전

체 수신 전력이 최대가 되도록 다음과 같이 선택하게 된다.

$$\phi_{k,m} = \angle(\mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{u}_{k,m}). \quad (22)$$

이때의 전체 수신 전력은 다음과 같이 주어진다.

$$\left| \sum_{m=1}^M e^{-j\phi_{k,m}} \mathbf{h}_{k,m}^H \mathbf{u}_{k,m} \right|^2. \quad (23)$$

IV. 모의실험 및 결과

본 장에서는 제안하는 프리코딩 기술들의 성능을 비교하기 위하여 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 제안하는 여러 가지 기법들에 대해서 SINR과 BER 성능을 비교하였다. 각 RRH에서의 송신 안테나 개수는 $N=4$ 이고, 각 단말기는 한 개의 수신 안테나를 갖는다. 채널 벡터 $\mathbf{h}_j, j=1, \dots, K$,의 각 원소들은 독립적이고 동일한 레일레이 페이딩 분포를 갖도록 발생시켰으며, 평균은 0이고, 분산은 1이다. 그리고, 1000개의 독립적인 채널 벡터를 발생시켜서 얻은 결과들을 평균함으로써 모의실험 결과들을 얻었다.

그림 2는 제안하는 프리코딩 기법들의 SINR 성능을 비교한다. 그림에서, 'J-SLNR with SPC'는 전체 RRH 전송 전력 조건 (SPC)하에서 결합 SLNR 기반의 프리코딩 기법을 나타낸다. 또한, 'J-SLNR with PRPC'와 'S-SLNR with PRPC'는 개별 RRH 전송 전력 조건 (PRPC) 하에서 결합 SLNR 기반의 프리코딩 기법과 개별 SLNR 기반의 프리코딩 기법을 나타낸다. 이 그림에서 볼 수 있듯이, 매우 낮은 SNR 영역을 제외하고는 대부분의 SNR 영역에서, 결합 SLNR 기반의 프리코딩 기법들이 개별 SLNR 기반의 기법들보다 더 우수한 SINR 성능을 나타낸다. 개별 SLNR 기반 프리코딩 벡터 설계 기법의 SINR 성능은 SNR이 증가함에 따라 빠르게 포화되는 것을 볼 수 있다. 이것은 높은 SNR 영역에서는 사용자간 간섭 신호가 성능을 열화시키는 주요 원인이기 때문이고, 개별 SLNR 기반의 프리코딩 벡터 설계 기법은 단말기의 수신 신호로부터 사용자간 간섭신호를 효과적으로 제거하지 못하기 때문이다. 결합 SLNR 기반의 기법들을 비교하면, 전체 RRH 전송 전력 조건을 갖는 기법이 개별 RRH 전송 전력 조건을 갖는 기법보다 더 우수한 SINR 성능을 갖는다는 것을 볼 수 있고, 그 둘 간의 성능 차이는 그렇게 크지 않다는 것을 알 수 있다.

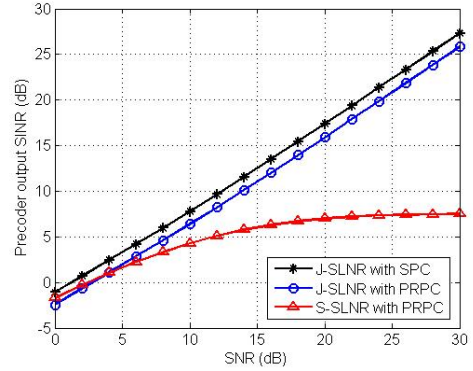


그림 2. 제안하는 프리코더 설계 기술들의 SINR 성능 비교
Fig. 2. SINR comparison of the proposed precoder design schemes

그림 3은 모든 사용자들의 심볼에 QPSK를 적용했을 때, 제안 기술들의 BER 성능을 비교한다. 그리고, 그림 4는 16-QAM을 적용했을 때의 성능을 비교한다. 이 그림들로부터, QPSK 방식과 16-QAM 방식 모두에 대해서, 결합 SLNR 기반의 프리코딩 기법들이 개별 SLNR 기반의 기법들보다 더 낮은 BER 성능을 갖는다는 것을 볼 수 있다. 또한, 전체 RRH 전송 전력 조건 하에서 결합 SLNR 기반의 기법이 가장 좋은 BER 성능을 갖는다는 것을 볼 수 있다. 그리고, 개별 SLNR 기반의 프리코딩 기법의 성능은 SNR이 증가하더라도 BER 성능이 크게 개선되지 않는다는 것을 알 수 있다.

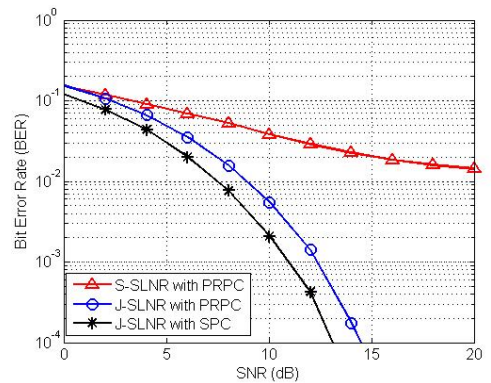


그림 3. QPSK를 적용했을 때, 제안하는 프리코더 설계 기술들의 BER 성능 비교

Fig. 3. BER comparison of the proposed precoder design schemes when QPSK modulation is employed.

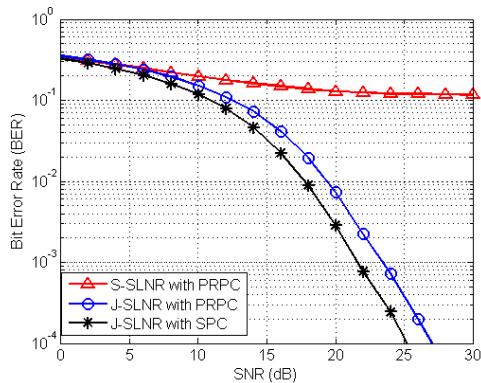


그림 4. 16-QAM을 적용했을 때, 제안하는 프리코더 설계 기법들의 BER 성능 비교

Fig. 4. BER comparison of the proposed precoder design schemes when 16-QAM modulation is employed.

V. 결론

본 논문에서는, 분산 안테나 시스템에서 하향링크 거대 MU-MIMO를 위한 세 가지 프리코더 설계 기법들을 제안하였다. 복수의 송신 안테나를 갖는 RRH에 대한 프리코딩 벡터를 설계하기 위하여 RRH 전체 전송 전력 조건과 개별 전송 전력 조건을 고려하였다. 그리고, 이러한 제약 조건 하에서, 결합 SLNR 또는 개별 SLNR을 최대화시키도록 RRH 프리코딩 벡터를 설계하였다. 컴퓨터 모의실험을 통하여, 결합 SLNR 기반의 프리코딩 기법이 개별 SLNR 기반의 프리코딩 기법보다 더 우수한 SINR 성능과 더 낮은 BER 성능을 갖는다는 것을 보였다. 또한, RRH 전체 전송 전력 조건을 갖는 프리코더 설계 기법이 개별 RRH 전송 전력 조건을 갖는 기법보다 더 우수한 성능을 갖는다는 것을 보였다.

References

[1] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, and T. L. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems”, *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 52, No. 2, pp. 186–195, Feb. 2014.
 DOI: [10.1109/MCOM.2014.6736761](https://doi.org/10.1109/MCOM.2014.6736761).

[2] L. Lu, G. Y. Li, A. L. Swindlehurst, A. Ashikhmin,

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.

DOI: [10.1109/JSTSP.2014.2317671](https://doi.org/10.1109/JSTSP.2014.2317671)

[3] X. Yu, S.-H. Leung, W. Xu, X. Dang, Z. Luo, and Y. Wang, “Precoding design for distributed antenna systems in spatially correlated Ricean fading channel”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 65, No. 11, pp. 9138–9152, Nov. 2016.

DOI: [10.1109/TVT.2016.2519911](https://doi.org/10.1109/TVT.2016.2519911)

[4] H. Ren, N. Liu, C. Pan, and L. Hanzo, “Joint Fronthaul link selection and transmit precoding for energy efficiency maximization of multiuser MIMO-aided distributed antenna systems”, *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 65, No. 12, pp. 5180–5196, Dec. 2017.

DOI: [10.1109/TCOMM.2017.2728526](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2728526)

[5] R. W. Heath, T. Wu, Y. H. Kwon, and A. C. K. Soong, “Multiuser MIMO in distributed antenna systems with out-of-cell interference”, *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol. 59, No. 11, pp. 4885–4899, Oct. 2011.

DOI: [10.1109/TSP.2011.2161985](https://doi.org/10.1109/TSP.2011.2161985)

[6] Q. H. Spencer, C. B. Peel, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “An introduction to the multi-user MIMO downlink”, *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 42, No. 10, pp. 60–67, Oct. 2004.

DOI: [10.1109/MCOM.2004.1341262](https://doi.org/10.1109/MCOM.2004.1341262)

[7] Y.-J. Hong, “Performance of M-ary OSTBC MIMO system”, *Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society (JKAIS)*, Vol. 16, No. 9, pp. 6269–6273, Sept. 2015.

DOI: [10.5762/KAIS.2015.16.9.6269](https://doi.org/10.5762/KAIS.2015.16.9.6269)

[8] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, “Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels”, *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol. 52, No. 2, pp. 461–471, Feb. 2004.

DOI: [10.1109/TSP.2003.821107](https://doi.org/10.1109/TSP.2003.821107)

[9] J. Park, B. Lee, and B. Shim, “A MMSE vector

precoding with block diagonalization for multiuser MIMO downlink”, IEEE Trans. Commun., Vol. 60, No. 2, pp. 569-577, Feb. 2012.

DOI: [10.1109/TCOMM.2011.122111.100681](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2011.122111.100681)

[10] J. S. Yang, T. C. Shin, and M. H. Lee, “MIMO channel diagonalization: Linear detection ZF, MMSE”, Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communications (JIIBC), Vol. 16, No. 1, pp. 15-20, Feb. 2016.

[11] M. Schubert and H. Boche, “Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual SINR constraints”, IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 53, No. 1, pp. 18-28, Jan. 2004.

DOI: [10.1109/TVT.2003.819629](https://doi.org/10.1109/TVT.2003.819629)

[12] A. Wiesel, Y. C. Eldar, and S. Shamai, “Linear precoding via conic optimization for fixed MIMO receivers”, IEEE Trans. Signal Process., Vol. 54, No. 1, pp. 161-176, Jan. 2006.

DOI: [10.1109/TSP.2005.861073](https://doi.org/10.1109/TSP.2005.861073)

[13] 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.

DOI: [10.1109/TWC.2007.360373](https://doi.org/10.1109/TWC.2007.360373)

[14] P. Cheng, M. Tao, and W. Zhang, “A new SLNR-based linear precoding for downlink multi-user multi-stream MIMO systems”, IEEE Commun. Lett., Vol. 14, No. 11, pp. 1008-1010, Nov. 2010.

DOI: [10.1109/LCOMM.2010.091710.100868](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2010.091710.100868)

[15] M. Sadek and S. Aissa, “Leakage based precoding for multi-user MIMO-OFDM systems”, IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 10, No. 8, pp. 2428-2433, Aug. 2011.

DOI: [10.1109/TWC.2011.062111.101748](https://doi.org/10.1109/TWC.2011.062111.101748)

저자 소개

서 방 원(정회원)



- 1997년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 (공학사)
- 1999년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 (공학석사)
- 2010년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 (공학박사)
- 2004년 11월 ~ 2013년 2월: 한국전자통신연구원 선임연구원

• 2013년 3월 ~ 현재 : 공주대학교 부교수

<주요 관심분야> : 이동통신, 단말간 직접통신 (D2D), 다중 안테나 기술 (MIMO), 프리코더 설계