

<https://doi.org/10.7236/JIIBC.2022.22.3.49>  
JIIBC 2022-3-8

# 대용량 MIMO 시스템을 위한 하이브리드 송신기 설계

## Hybrid Transmitter Design for Massive MIMO Systems

서방원\*

Bangwon Seo \*

**요약** 차세대 이동통신시스템에서 RF 체인의 개수를 증가시키지 않으면서 달성 가능 데이터 전송률을 크게 증가시킬 수 있는 방법은 하이브리드 대용량 MIMO 기법을 사용하는 것이다. 최근에 하이브리드 프리코딩에 대한 계산량을 줄이기 위하여 SIC 기반의 설계 방식이 제안되었다. 그러나 기저대역 프리코딩을 위해 단순히 대각 행렬을 사용함으로써 동시에 전송되는 스트림 간에 존재하는 간섭 문제를 해결할 수 없고, 아날로그 프리코딩을 위해서는 1개의 위상변환기를 사용함으로써 데이터 전송률 성능 향상에 한계가 있었다. 이러한 문제점들을 해결하기 위하여, 본 논문에서는 유효 채널에 대한 SVD 기반의 디지털 프리코딩을 적용하고 두 개의 위상 변환기를 사용하는 아날로그 프리코딩 방법을 제안한다. 모의실험을 통하여 제안하는 기법이 기존 기법보다 더 높은 달성 가능 데이터 전송률 성능과 SINR 성능을 갖는다는 것을 보인다.

**Abstract** In the next generation mobile communication systems, hybrid massive multiple-input multiple output (MIMO) can be used to highly improve an achievable rate without increasing the number of RF chains. Recently, successive-interference-cancellation (SIC) based hybrid precoder design scheme was proposed to reduce the complexity. However, since this scheme uses simple diagonal matrix for baseband precoding, it cannot solve an interference problem between the transmitted streams. Also, there is a limitation for improving the data rate because of the use of one phase shifter for analog precoding. To solve these problems, in this paper we propose a digital precoding based on the SVD of the effective channel and an analog precoding using two phase shifters. Through simulation, we show that the proposed scheme has better achievable rate and SINR performances than the conventional one.

**Key Words** : massive MIMO, hybrid precoder, SIC precoder, achievable rate

### 1. 서론

차세대 이동통신시스템의 데이터 전송률을 획기적으로 증가시킬 수 있는 방법 중에 가장 대표적인 방법은 대

용량 다중입력 다중출력 (Massive Multiple-Input Multiple-Output, massive MIMO) 기술이다. 기존의 MIMO 기술에서는 수 개의 송신 또는 수신 안테나를 사용하였으나, 대용량 MIMO 기술에서는 송신기 및 수신

\*종신회원, 공주대학교 전기전자 제어공학부/ IT융합기술연구소  
접수일자 2022년 4월 18일, 수정완료 2022년 5월 18일  
게재확정일자 2022년 6월 10일

Received: 18 April, 2022 / Revised: 18 May, 2022 /  
Accepted: 10 June, 2022

\*Corresponding Author: seobw@kongju.ac.kr  
Division of Electrical, Electronic, and Control Engineering, the  
Institute of IT Convergence Technology (IICT), Kongju National  
University, Korea

기에서 수십 또는, 수백 개의 안테나를 배치해서 데이터를 송수신하게 된다. 이때, 많은 안테나를 이용하여 프리코딩 기반의 빔포밍을 적용함으로써 동시에 전송되는 데이터들 간의 간섭을 크게 줄일 수 있는 장점이 있다<sup>[1]-[3]</sup>. 한편 안테나 개수가 적은 일반적인 MIMO 기술에서는 RF 체인의 개수가 안테나의 개수와 동일하도록 설계하였다. 그러나 대용량 MIMO 기술에서는 안테나의 개수가 매우 많기 때문에, 안테나 개수와 동일한 개수의 RF 체인을 사용하게 되면 매우 많은 비용이 들고 에너지 소모도 매우 크게 된다. 이런 문제점들을 개선하기 위하여, 기존 대용량 MIMO 기술의 성능 저하를 적게 하면서 RF 체인의 개수를 줄일 수 있는 하이브리드 프리코딩에 대한 연구가 진행되었다<sup>[4]-[6]</sup>.

문헌 [4], [5], [6]에서는 각 RF 체인이 모든 송신안테나에 연결되는 완전 연결형 구조에 대해서 하이브리드 프리코딩을 제안하였다. 대부분의 방식들은 반복 기법 기반의 설계 방식을 사용하기 때문에, 최적해로 수렴하기까지 시간이 많이 걸릴 수 있고, 완전 최적해가 아닌 지역적 최적해에 도달하는 문제가 발생할 수 있다. 또한 이러한 구조에서는 아날로그 프리코딩을 위해서 매우 많은 위상 천이기를 필요로 하기 때문에 구현 비용이 많이 들고 전력 소모도 매우 크게 된다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여, 문헌 [7], [8]에서는 부분 연결형 구조에 대해서 하이브리드 프리코딩을 제안하였다. 특히 [8]에서는 연속 간섭 제거기 (successive interference canceller, SIC) 형태의 프리코딩 설계 방법을 제안하였다. 이 방식에서는 반복 기법이 아닌 수학적 최적 기법을 적용하기 때문에 계산 복잡도가 크게 감소하고, 반복 기법에서 발생하는 수렴 문제 및 지역적 최적해 문제가 발생하지 않는 장점이 있다.

그러나 문헌 [8]에서 제시한 방식은 디지털 프리코딩 방식인 기저대역 프리코딩을 적용하기 위하여 대각행렬을 적용하였다. 이와 같은 방식은 단순히 데이터 스트림 간의 전력 할당을 조절하는 기능만 수행하며 데이터 스트림 간에 발생하는 간섭을 제거하는 기능은 전혀 수행하지 못하게 된다. 이 방식의 또 다른 문제점은 RF 대역 아날로그 프리코딩에서 하나의 위상 스위치를 사용하기 때문에, 프리코딩 행렬의 모든 원소가 절댓값이 동일해야 되는 조건을 만족해야 된다. 이러한 조건 때문에 기존 방식의 데이터 전송률 성능이 크게 저하되는 문제가 발생한다.

본 논문에서는 기존 방식의 문제점을 개선하기 위하여 두 가지 기법을 적용한다. 먼저 기존 방식이 기저대역 프

리코딩 방식으로 대각행렬을 사용하였지만, 본 논문에서는 유효 채널에 대한 고유치 분해 (SVD) 기반의 프리코딩 행렬을 적용한다. 이를 통해서 동시에 전송되는 데이터 스트림 간의 간섭을 줄임으로써 SINR 성능을 개선시킬 수 있다. 또한 RF 대역 아날로그 프리코딩을 위해서 두 개의 위상 천이기를 결합해서 사용한다. 이 방식을 통해서 아날로그 프리코딩 행렬의 각 원소들은 절대값이 서로 다른 값을 가질 수 있게 된다. 즉 모든 원소들의 절댓값이 동일해야 되는 조건을 제거함으로써 아날로그 프리코딩 행렬을 훨씬 더 자유롭게 설계할 수 있으며 이를 통해서 데이터 전송률 성능을 향상시킬 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장은 시스템 모델을 제시하고, III장은 본 논문에서 제안하는 프리코딩 행렬 설계 기법을 설명한다. IV장은 모의실험을 통하여 제안하는 프리코딩 설계 기법이 기존 기법보다 더 우수한 성능을 갖는다는 것을 보인다. 마지막으로, V장은 본 논문의 결론을 제시한다.

## II. 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 고려하는 부분 연결형 대용량 안테나의 송신기 구조를 보여준다. 먼저 본 논문에서 사용하는 주요 파라미터에 대한 정의는 다음과 같다.

- $N$  : 송신 안테나의 개수
- $J$  : 수신 안테나의 개수
- $M$  : RF 체인의 개수 ( $M \ll N$  이라고 가정)
- $K$  : RF 체인 신호가 전달되는 송신안테나 개수

본 논문에서는 대용량 안테나를 고려하기 때문에,  $N$  은 매우 큰 값을 갖고  $N \gg M$  인 특성을 갖는다.

데이터  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_M]^T$  를 전송하기 위하여 기저대역 프리코딩  $\mathbf{F}_B \in \mathbb{C}^{M \times M}$  을 적용하고 전력 할당 행렬  $\mathbf{D} = \text{diag}(d_1, d_2, \dots, d_M)$  을 적용함으로써 RF 체인으로 전송할 신호  $\mathbf{D}\mathbf{F}_B\mathbf{s}$  를 만들게 된다. 각각의 RF 체인 신호를  $K$  개의 이중 위상 변환기 (Two phase shifters, TPS)를 통과시킨 후에,  $K$  개의 송신 안테나로 전송하게 된다. 그림 2는 TPS 구조를 나타내며, 두 개의 위상 천이기에서의 계수 값을  $\alpha$ ,  $\beta$ 로 표현하면,  $|\alpha| = 1$ ,  $|\beta| = 1$  이며, TPS의 동작은  $a = \alpha + \beta$ ,  $-2 \leq a \leq 2$  로 나타낼 수 있다. RF 체인 신호에 대해서 TPS를 적용

하는 과정을 아날로그 프리코딩 행렬  $\mathbf{F}_A \in C^{N \times M}$  로 표현하면,  $\mathbf{F}_A$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{F}_A = [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_M] = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{a}}_1 & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \bar{\mathbf{a}}_2 & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \bar{\mathbf{a}}_M \end{bmatrix} \quad (1)$$

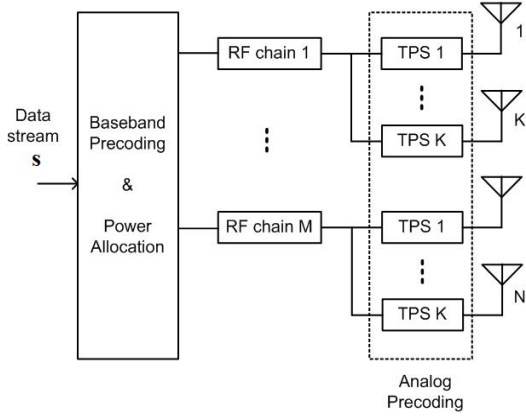


그림 1. 송신기 구조  
 Fig. 1. Transmitter structure

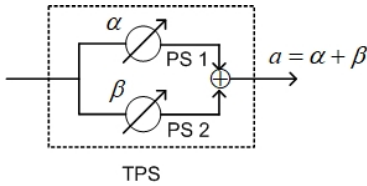


그림 2. 이중 위상 변환기 (TPS) 구조  
 Fig. 2. Two phase shifter (TPS) structure

여기에서 부분 벡터  $\bar{\mathbf{a}}_m \in C^{K \times 1}$ 의  $k$ 번째 원소를  $\bar{a}_{m,k}$ 라고 하면,  $\bar{a}_{m,k} = \alpha_{m,k} + \beta_{m,k}$ 이고,  $|\bar{a}_{m,k}| \leq 2$ 라는 특징을 갖는다. 이제 송신 안테나를 통해서 송신되는 신호는  $\mathbf{x} = \mathbf{F}_A \mathbf{D} \mathbf{F}_B \mathbf{s}$ 로 나타낼 수 있으며, 본 논문에서 설계해야 되는 전체 프리코딩 행렬은  $\mathbf{F}_A \mathbf{D} \mathbf{F}_B$ 이다. 송신 신호가 채널을 통해서 전송된 후에  $J$ 개의 수신 안테나를 갖는 수신기로 수신된다고 하면, 수신 신호  $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_J]^T$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{H} \mathbf{F}_A \mathbf{D} \mathbf{F}_B \mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (2)$$

여기에서  $\rho$ 는 평균 수신 전력을 나타내고,  $\mathbf{H} \in C^{J \times N}$ 는 채널 행렬을 나타낸다. 본 논문에서는 수신단이 채널 추정 기법을 통해서  $\rho$ 와  $\mathbf{H}$ 를 완벽하게 알고 있다고 가정한다. 그리고  $\mathbf{z}$ 는 백색 가우시안 부가잡음 (AWGN)을 나타내며, 각 원소의 평균은 0이고 분산은  $\sigma^2$ 인 특성을 갖는다. 전송 데이터  $\mathbf{s}$ 는  $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \frac{1}{M} \mathbf{I}_M$ 인 특성을 가지며,  $\mathbf{I}_M$ 는 사이즈가  $M \times M$ 인 단위행렬을 나타낸다.

전체 달성 가능 전송속도  $R$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[9]</sup>.

$$R = \log_2 \left( \left| \mathbf{I}_J + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{F}_A \mathbf{D} \mathbf{F}_B \mathbf{F}_B^H \mathbf{D}^H \mathbf{F}_A^H \mathbf{H}^H \right| \right) \quad (3)$$

본 논문에서는 프리코딩 행렬  $\mathbf{F}_A$ ,  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{F}_B$ 를 설계하기 위하여,  $R$ 을 최대화시키는 최적화 문제를 고려한다. 이 경우 최적화 문제는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\max_{\mathbf{F}_A, \mathbf{D}, \mathbf{F}_B} R \quad (4)$$

### III. 제안하는 하이브리드 송신기 설계

본 장에서는  $R$ 을 최대화시키도록 프리코딩 행렬을 설계하는 방법을 제안한다. 식 (4)를 만족하도록  $\mathbf{F}_A$ ,  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{F}_B$ 를 동시에 최적화시키는 것은 매우 어렵기 때문에, 본 논문에서는 준최적화 방식을 적용한다. 먼저  $\mathbf{F}_A$ 와  $\mathbf{D}$ 가 주어진 경우를 가정하여  $\mathbf{F}_B$ 를 최적화하고, 그 다음으로  $\mathbf{F}_B$ 가 주어진 경우를 가정하여  $\mathbf{F}_A$ 와  $\mathbf{D}$ 를 최적화시키는 방법을 제안한다.

먼저,  $\mathbf{F}_A$ 와  $\mathbf{D}$ 가 주어진 경우에 최적화 문제는 다음과 같이  $\mathbf{F}_B$ 만의 최적화 문제로 표현할 수 있다.

$$\max_{\mathbf{F}_B} R \quad (5)$$

이 문제에 대한 최적해를 구하기 쉽도록 행렬식의 특성을 이용하여  $R$ 을 다음과 같이 표현한다<sup>[9]</sup>.

$$R = \log_2 \left( \left| \mathbf{I}_M + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{F}_B^H \mathbf{D}^H \mathbf{F}_A^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_A \mathbf{D} \mathbf{F}_B \right| \right) \quad (6)$$

이제  $\mathbf{H}\mathbf{F}_A\mathbf{D}$ 에 대한 고유값 분해 (SVD)를 적용하여  $\mathbf{H}\mathbf{F}_A\mathbf{D} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$ 로 표현하자. 여기에서  $\mathbf{U}$ 와  $\mathbf{V}$ 는 각각 사이즈가  $J \times J$ ,  $M \times M$ 인 유니타리 행렬을 나타내고,  $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M)$ 는 고유값들로 구성된 대각행렬을 나타낸다. 유니타리 행렬의 특성에 의해  $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}_J$ ,  $\mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_M$ 이므로,  $R$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R = \log_2 \left( \left| \mathbf{I}_J + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{F}_B^H \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^2 \mathbf{V}^H \mathbf{F}_B \right| \right) \quad (7)$$

그러면, 최적화 문제 (5)에 대한 해는  $\mathbf{F}_B = \mathbf{V}$ 라는 것을 쉽게 알 수 있다<sup>[9]</sup>. 이제  $\mathbf{F}_B = \mathbf{V}$ 로 주어진 경우를 가정하여  $\mathbf{F}_A$ 와  $\mathbf{D}$ 를 최적화시키는 방법을 살펴보자.  $\mathbf{F}_B = \mathbf{V}$ 인 경우에  $\mathbf{F}_B \mathbf{F}_B^H = \mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}_M$ 이므로, 식 (3)은 다음과 같이 간단히 표현할 수 있다.

$$R = \log_2 \left( \left| \mathbf{I}_J + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{H}\mathbf{F}_A\mathbf{D}\mathbf{D}^H\mathbf{F}_A^H\mathbf{H}^H \right| \right) \quad (8)$$

이 경우  $\mathbf{F}_A$ 와  $\mathbf{D}$ 에 대한 최적화 문제는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\min_{\mathbf{F}_A, \mathbf{D}} \log_2 \left( \left| \mathbf{I}_J + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{H}\mathbf{F}_A\mathbf{D}\mathbf{D}^H\mathbf{F}_A^H\mathbf{H}^H \right| \right) \quad (9)$$

행렬  $\mathbf{Q} \equiv \mathbf{F}_A\mathbf{D}$ 라고 정의하고,  $\mathbf{Q}$ 를  $\mathbf{Q} = [\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_M]$  =  $[\mathbf{Q}_{M-1}, \mathbf{q}_M]$ 로 표현하자. 그리고 행렬  $\mathbf{T}_{M-1}$ 을 다음과 같이 정의하자.

$$\mathbf{T}_{M-1} = \mathbf{I}_J + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{H}\mathbf{Q}_{M-1}\mathbf{Q}_{M-1}^H\mathbf{H}^H \quad (10)$$

그러면,  $R$ 은  $\mathbf{T}_{M-1}$ ,  $\mathbf{q}_M$ 을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[8]</sup>.

$$R = \log_2(|\mathbf{T}_{M-1}|) + \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{q}_M^H \mathbf{H}^H \mathbf{T}_{M-1}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{q}_M \right) \quad (11)$$

앞에서와 유사하게  $\mathbf{Q}_{M-1} = [\mathbf{Q}_{M-2}, \mathbf{q}_{M-1}]$ 라고 정의

하고,  $\mathbf{T}_{M-2}$ 을 다음과 같이 정의하자.

$$\mathbf{T}_{M-2} = \mathbf{I}_J + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{H}\mathbf{Q}_{M-2}\mathbf{Q}_{M-2}^H\mathbf{H}^H \quad (12)$$

그러면,  $\log_2(|\mathbf{T}_{M-1}|)$ 은  $\mathbf{T}_{M-2}$ ,  $\mathbf{q}_{M-1}$ 을 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \log_2(|\mathbf{T}_{M-1}|) &= \log_2(|\mathbf{T}_{M-2}|) \\ &+ \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{q}_{M-1}^H \mathbf{H}^H \mathbf{T}_{M-2}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{q}_{M-1} \right) \end{aligned} \quad (13)$$

식 (11)과 (13)을 비교하면,  $R$ 은  $\mathbf{T}_{M-1}$ 로 표현할 수 있고,  $\mathbf{T}_{M-1}$ 은 다시  $\mathbf{T}_{M-2}$ 로 표현할 수 있다는 것을 알 수 있다. 따라서 앞에서와 유사한 과정을 반복적으로 적용하게 되면,  $R$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$R = \sum_{m=1}^M \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{q}_m^H \mathbf{H}^H \mathbf{T}_{m-1}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{q}_m \right) \quad (14)$$

한편  $\mathbf{Q}_m = [\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_m]$ 으로 정의하고,  $\mathbf{Q}_m$ 을 이용하여  $\mathbf{T}_m$ 을 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{T}_m = \mathbf{I}_J + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{H}\mathbf{Q}_m\mathbf{Q}_m^H\mathbf{H}^H, \quad \mathbf{T}_0 = \mathbf{I}_J \quad (15)$$

이제 최적화 문제 (9)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\min_{\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_M} \sum_{m=1}^M \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{q}_m^H \mathbf{H}^H \mathbf{T}_{m-1}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{q}_m \right) \quad (16)$$

식 (16)에서 모든  $\mathbf{q}_m, m = 1, \dots, M$ ,을 동시에 구하는 것은 매우 어려우므로, 준최적화 방식을 적용한다. 위 식으로부터  $\mathbf{q}_m$ 에 대한 부분 데이터 전송률  $R_m$ 을 다음과 같이 정의한다.

$$R_m = \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{q}_m^H \mathbf{H}^H \mathbf{T}_{m-1}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{q}_m \right) \quad (17)$$

따라서  $\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_{m-1}$ 이 주어진 경우에,  $R_m$ 은 오직  $\mathbf{q}_m$ 만의 함수라는 것을 알 수 있다.

이제  $\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_{m-1}$ 을 이미 구했다고 가정하면,  $R_m$ 에 대한 최적화 문제는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\max_{\mathbf{q}_m} \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{q}_m^H \mathbf{H}^H \mathbf{T}_{m-1}^{-1} \mathbf{H} \mathbf{q}_m \right) \quad (18)$$

이제  $\mathbf{B}_m \equiv \mathbf{H}^H \mathbf{T}_m^{-1} \mathbf{H}$ 라고 정의하면, 위 최적화 문제는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\max_{\mathbf{q}_m} \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{J\sigma^2} \mathbf{q}_m^H \mathbf{B}_{m-1} \mathbf{q}_m \right) \quad (19)$$

벡터  $\mathbf{q}_m$  중에서 0이 아닌 원소들을 모아서  $\bar{\mathbf{q}}_m \in C^{K \times 1}$ 라고 표현하고,  $\mathbf{B}_m$  중에서  $\bar{\mathbf{q}}_m$ 에 곱해지는 부행렬을  $\bar{\mathbf{B}}_m$ 라고 하면, 최적화 문제는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\max_{\bar{\mathbf{q}}_m} \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{J\sigma^2} \bar{\mathbf{q}}_m^H \bar{\mathbf{B}}_{m-1} \bar{\mathbf{q}}_m \right) \quad (20)$$

이 최적화 문제에 대한 최적해는 다음과 같이 구할 수 있다.<sup>[8]</sup>

$$\bar{\mathbf{q}}_{m,opt} = (\bar{\mathbf{B}}_m \text{의 최대고유치에 대한 고유벡터}) \quad (21)$$

이 방식을 이용하여 모든  $\bar{\mathbf{q}}_{m,opt}, m = 1, 2, \dots, M$ , 을 구하는 방법을 정리하면 다음과 같다. 먼저  $\mathbf{T}_0$ , 식 (20), (21)을 이용하여  $\bar{\mathbf{q}}_{1,opt}$ 를 구하고, 식 (15)를 이용하여  $\mathbf{T}_1$ 을 구한다. 다음으로  $\mathbf{T}_1$ 을 이용하여  $\bar{\mathbf{q}}_{2,opt}$ 를 구한다. 이와 같은 과정을 반복적으로 적용함으로써, 모든  $\bar{\mathbf{q}}_{m,opt}$ 을 구하게 된다.

이제  $\bar{\mathbf{q}}_{m,opt}$ 으로부터  $\mathbf{F}_A$ 와  $\mathbf{D}$ 를 구하기 위하여 다음 관계식을 이용한다.

$$\mathbf{Q} = \mathbf{F}_A \mathbf{D} = [d_1 \mathbf{a}_1, d_2 \mathbf{a}_2, \dots, d_M \mathbf{a}_M] = [\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2, \dots, \mathbf{q}_M] \quad (22)$$

이 식으로부터  $\bar{\mathbf{q}}_{m,opt} = d_m \bar{\mathbf{a}}_m$ 를 얻을 수 있다. 한편,  $\bar{\mathbf{a}}_m$ 의  $k$ 번째 원소인  $\bar{a}_{m,k}$ 는 두 개의 위상 변환기를 사용하여 구현되기 때문에,  $\bar{a}_{m,k} = \alpha_{m,k} + \beta_{m,k}$ ,

$|\alpha_{m,k}| = 1, |\beta_{m,k}| = 1$ 로 표현할 수 있고,  $-2 \leq \bar{a}_{m,k} \leq 2$ 를 만족해야 된다. 따라서  $\bar{\mathbf{q}}_{m,opt}$ 의 원소들의 절대값 중에서 최대값을  $\gamma_m$ 라고 하면,  $\bar{\mathbf{q}}_{m,opt}$ 를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\bar{\mathbf{q}}_{m,opt} = \frac{\gamma_m}{2} \left( \frac{2}{\gamma_m} \times \bar{\mathbf{q}}_{m,opt} \right) = d_m \bar{\mathbf{a}}_m \quad (23)$$

이 식으로부터  $d_m$ 과  $\bar{\mathbf{a}}_m$ 를 구하면 다음과 같다.

$$d_m = \frac{\gamma_m}{2}, \quad \bar{\mathbf{a}}_m = \frac{2}{\gamma_m} \times \bar{\mathbf{q}}_{m,opt} \quad (24)$$

제안하는 기저대역 및 RF 대역 프리코더를 사용하면 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho} \mathbf{U} \Sigma \mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (25)$$

수신단에서 선형 ZF (Zero forcing) 검파기를 적용하는 경우에 검파기 출력 평균 SINR은 다음과 같이 주어진다.

$$\text{SINR} = \frac{\rho}{\sigma^2} \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \gamma_m^2 \quad (26)$$

## IV. 모의실험

제안하는 하이브리드 프리코딩 방식과 기존의 방식 [8] 간의 성능을 비교하기 위하여 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 채널 행렬은 [8]에서와 동일한 모델을 사용하여 발생하였으며, 1000개의 독립적인 채널을 사용하여 성능을 비교하였다. 유효 채널 경로는  $L = 32$ 개의 경로를 사용하였으며, 반송파 주파수는 28 GHz를 사용하였다. 송신 안테나와 수신안테나는 균등 선형 배열 (ULA) 안테나를 사용하였으며, 안테나 간의 간격은  $\lambda/2$  ( $\lambda$ : 파장 길이)라고 가정하였다. 송신 안테나의 개수는  $N = 128$ , 수신 안테나의 개수는  $J = 16$ 을 사용하였고, RF 체인의 개수는  $M = 4, 8$ 인 경우를 고려하였다.

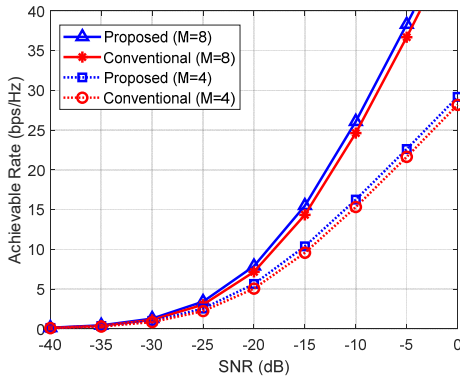


그림 3. 달성 가능 전송속도 비교 (N=128, J=16)  
Fig. 3. Comparison of the achievable rates (N=128, J=16)

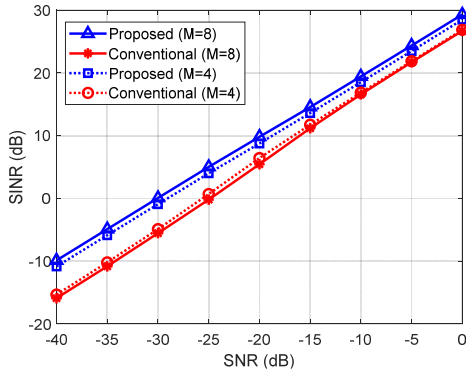


그림 4. 검파기 출력 평균 SINR 성능 비교 (N=128, J=16)  
Fig. 4. Comparison of the detector output average SINR (N=128, J=16)

그림 3은 제안 기법과 기존 기법 [8] 간에 달성 가능 데이터 전송률을 비교하였다. 그림에서 ‘Proposed’는 제안 기법을 의미하며, ‘Conventional’은 기존 기법을 의미한다. 이 결과로부터  $M$ 이 증가함에 따라 달성 가능 데이터 전송률이 증가한다는 것을 알 수 있다. SNR이 낮은 경우에는 제안 기법과 기존 기법의 성능이 비슷하지만, SNR이 높은 경우에는 제안하는 기법이 기존 기법보다 더 우수한 성능을 갖는다는 것을 알 수 있다. 또한, SNR이 증가함에 따라 두 기법 간의 성능 차이가 증가한다는 것을 알 수 있다.

그림 4는 제안 기법과 기존 기법 간에 검파기 출력에서의 신호대 간섭잡음비 (SINR) 성능을 비교하였다. 가장 간단한 검파기를 고려하기 위하여 선형 ZF 검파기를 사용하였다. 이 결과로부터 제안하는 기법이 기존 기법보다 더 우수한 SINR 성능을 갖는다는 것을 알 수 있다.

그 이유는 제안 기법은 SVD 기반의 기저대역 프리코딩을 통해서 각 RF 체인으로 수신되는 스트림 간의 간섭이 완전히 제거되지만, 기존 방법은 대각행렬 형태의 기저대역 프리코딩이라서 스트림 간의 간섭 신호를 제거하지 못하기 때문이다. 그리고 수신기에서 선형 ZF 검파기를 사용하기 때문에 RF 체인의 개수 변화에 대해서는 SINR 성능이 크게 달라지지 않으며, SNR이 증가할수록 두 기법 간의 성능 차이가 감소한다는 것을 알 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 대용량 MIMO 시스템의 부분 연결 구조에 대해서 하이브리드 송신기를 설계하는 방법을 제안하였다. 하이브리드 송신기는 기저대역 프리코딩과 RF 대역 프리코딩으로 구성되며, 기존 기법보다 우수한 성능을 갖도록 두 가지 프리코딩을 개선하는 기법을 제안하였다. 유효 채널에 대한 SVD를 기반으로 기저대역 프리코딩을 설계함으로써, 각 RF 체인을 통해서 동시에 전송되는 스트림 간의 간섭 신호를 제거하였고 수신 SINR 성능을 개선하였다. 그리고 RF 대역에서는 두 개의 위상 변환기로 구성된 TPS를 사용함으로써, RF 대역 프리코더 행렬의 원소들에 대한 제약 조건을 제거하였으며, 이를 통해 달성 가능 데이터 전송률을 개선하였다. 모의실험을 통하여, 달성 가능 데이터 전송률과 검파기 출력 SINR 관점에서 제안하는 기법이 기존 기법보다 더 우수한 성능을 갖는다는 것을 보였다.

## References

- [1] B. M. Lee and H. Yang, "Massive MIMO with massive connectivity for industrial internet of things", *IEEE Trans. Industr. Electr.*, Vol 67, No. 6, pp. 5187-5196, Jun. 2020.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2924855>
- [2] S.-L. Ju, B.-J. Lee, N.-I. Kim, and K.-S. Kim, "Combined Hybrid Beamforming and Spatial Multiplexing for Millimeter-Wave Massive MIMO Systems", *The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication(IIBC)*, Vol. 18, No. 5, pp. 123-129, Oct. 2018.  
DOI: <https://doi.org/10.7236/IIBC.2018.18.5.123>
- [3] S.-G. Yoon and S. J. Lee, "A Novel Hierarchical Multi-Beam Search Scheme Based on Codebook Update for Massive MIMO Systems", *The Journal of KIIT*, Vol. 18, No. 1, pp. 49-55, Jan. 2020.

DOI: <https://doi.org/10.14801/jkiit.2020.18.1.49>

- [4] S. Park, J. Park, A. Yazda, and R. W. Heath, "Exploiting spatial channel covariance for hybrid precoding in massive MIMO systems", IEEE Trans. Signal Process. Vol. 65, No. 14, pp. 3818-3832, Jul. 2017.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2701321>
- [5] W. Ni, X. Dong, and W.-S. Lu, "Near-optimal hybrid processing for massive MIMO systems via matrix decomposition", IEEE Trans. Signal Process., Vol. 65, No. 15, pp. 3922-3933, Aug. 2017.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2699643>
- [6] R. Rajashekar and L. Hanzo, "Iterative matrix decomposition aided block diagonalization for mm-wave multiuser MIMO systems", IEEE Trans. Wireless Comm. Vol. No. 3, pp. 1372-1384, Mar. 2017.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/TWC.2016.2628357>
- [7] N. Li et al., "Hybrid precoding for mmWave massive MIMO systems with partially connected structure", IEEE Access, Vol. 5, pp. 15142-15151, 2017.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2720163>
- [8] X. Gao et al., "Energy-efficient hybrid analog and digital precoding for mmWave MIMO systems with large antenna arrays", IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. 34, No. 4, pp. 998-1009, Apr. 2016.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/JSAC.2016.2549418>
- [9] D. Tse and P. Viswanath, Fundamentals of wireless communication, Cambridge University Press, 2005.

## 저 자 소 개

### 서 방 원(중신회원)



- 1997년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학 학과 (공학사)
  - 1999년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학 학과 (공학석사)
  - 2010년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학 학과 (공학박사)
  - 2013년 3월 ~ 현재 : 공주대학교 교수
- 주 관심분야 : 이동통신, 다중 안테나 기술 (MIMO), 프리코더 설계, 인공지능

※ 이 논문은 2021년 공주대학교 학술연구지원사업의 연구지원에 의하여 연구되었음.