

# 다중 사용자 MIMO 시스템을 위한 순차적 영공간 계산

정회원 정진곤\*, 이용훈\*

## Recursive Nullspace Calculation for Multiuser MIMO Systems

Jingon Joung\*, Yong Hoon Lee\* *Regular Members*

### 요약

본 논문에서는 zero-forcing (ZF) 기반 다중 사용자 MIMO (multiple-input multiple-output) 시스템에서, 송신-처리-행렬을 구하기 위한 간단한 순차적 (recursive) nulling 행렬 계산 알고리즘을 제안한다. 제안한 방식은 채널 행렬의 부분 행렬을 써서 구한 nulling 행렬을 이용하여 전체 행렬의 nulling 행렬과 송신-처리-행렬을 구하는 방식으로써, 전체 채널 행렬을 이용하여 송신-처리-행렬을 구하는 기존 방식에 비해 계산량을 줄일 수 있다.

**Key Words** : 영공간(nullspace), 다중 송수신 안테나(multiple-input multiple-output: MIMO), 여러 사용자(multiuser)

### ABSTRACT

The computational complexity for the zero-forcing (ZF)-based multiuser (MU) multiple-input multiple-output (MIMO) preprocessing matrices can be immoderately large as the number of transmit antennas or users increases. In this paper, we show that the span of singular vector space of a matrix can be obtained from the singular vectors of the parted rows of that matrix with computational saving and propose a computationally efficient recursive-algorithm for achieving the ZF-based preprocessing matrices. Analysis about the complexities shows that a new recursive-algorithm can lighten the computational load.

### I. 서론

최근 순방향 무선통신 용량 증대를 위해 여러 송수신 안테나를 사용하는 MIMO (multiple-input multiple-output) 기법에 대한 연구가 활발히 진행되었다. 초기에 단일 사용자를 바탕으로 진행된 MIMO 연구는 근래 다중 사용자 (multi-user: MU) 기반으로 활발히 연구 되고 있다. 이 가운데 비교적 구현이 쉬운 선형 처리 기반 기술로써, zero-forcing (ZF) 기반 합동 채널 행렬 대각화 (joint-channel diagonalization: JCD) 방식과<sup>[1],[4]</sup> 최소평균제곱오차 (minimum mean square error: MMSE) 기반 방식 등이 있다<sup>[5],[6]</sup>. JCD 방식은 반복적 알고리즘을 통

해 순차적으로 (recursive) 간섭을 제거하는 방식과<sup>[1],[2]</sup> nulling 행렬을 이용하여 각 사용자의 간섭을 완벽히 제거하는 공간 분할 다중 접속 방식 (space division multiple access: SDMA)<sup>[3],[4]</sup> 으로 구분된다. 이러한 ZF 기반 방식은 높은 신호대잡음비에서 (signal to noise ratio: SNR) MMSE 기반 방식에 비해 큰 합전송량을 (sum rates) 얻지만, 낮은 SNR에서는 수신기에 잡음 세기를 고려한 MMSE 기반 방식에 비해 합전송량이 작다고 알려진 바가 있다<sup>[6]</sup>. 이와 같은 SNR에 따른 시스템 용량 trade-off를 보완하기 위해, 새로운 평균제곱오차와 (mean square error: MSE) 이에 따른 비용함수를 최적화한, ZF 및 MMSE 기반 방식에 장점을 모두 갖는,

※ 본 논문은 2007년도 한국과학기술원 BK21 정보기술사업단에 의하여 지원되었습니다.

\* 한국과학기술원 전자전산학과 디지털통신 연구실 (jgjoung@stein.kaist.ac.kr, yohlee@ee.kaist.ac.kr)

논문번호: KICS2007-06-225, 접수일자: 2007년 6월 9일, 최종논문접수일자: 2007년 11월 13일

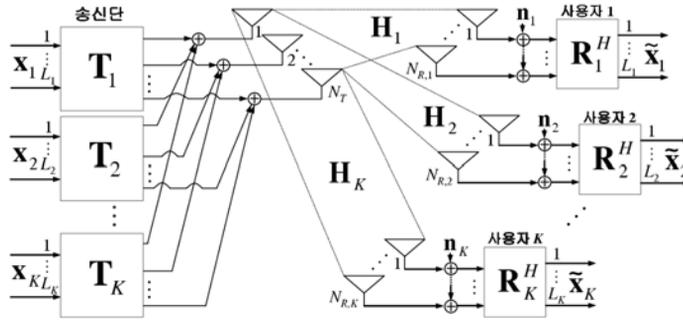


그림 1. K명 MIMO 사용자 하향링크 시스템 구성도

새로운 JCD 방식이 최근 제안되었다<sup>7)</sup>. 한편, 차세대 멀티미디어 통신을 위해 보다 높은 데이터 전송률이 요구되고 있다. 이를 위해 광대역 통신인 직교 주파수 분할 다중화 (orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) 시스템에 MU-MIMO 기술을 도입하는 것은 필수적이며, 이는 IEEE802.16 Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems<sup>8)</sup>, IEEE802.20 Mobile Broadband Wireless Access (MBWA)<sup>9)</sup>, Wireless World Initiative New Radio (WINNER)<sup>10)</sup> 등과 같은 국제 표준화 에서도 중요하게 논의 되고 있다.

본 논문에서는 OFDM 시스템에 ZF 기반 MU-MIMO 기술을 적용할 때 발생하는 복잡도 문제를 알아본다. 이때, 복잡도를 줄이기 위한 방법으로, MU-MIMO 송신-처리-행렬을 간단히 얻기 위한, 순차적 nulling 행렬 계산법을 제안하였다. 행렬의 부분 행렬로 nulling 행렬을 구하고 이를 이용하여 전체 행렬의 nulling 행렬을 구하는 방법으로, 제안한 방식은 송신 안테나 수가 늘어남에 따라 기존 nulling 행렬 획득 방식에 비해 큰 복잡도 감소 효과를 얻는다.

## II. 시스템 모델

그림 1은  $N_T$ 개 송신 안테나를 갖는 송신기와  $N_{R,k}$ 개 수신 안테나를 갖는 K명 사용자가 있는 시스템 구성도를 나타내고 있다. j째 사용자 MIMO 채널을 행렬  $\mathbf{H}_j \in C^{N_{R,k} \times N_T}$ 라 표현하고, n째 송신 안테나로부터 m째 수신 안테나 사이 복소 채널 값인  $(m,n)$ 째 원소는 독립이며 평균이 0이고 분산이 1인 independent, identically distributed (i.i.d.) 복소 Gaussian 확률변수라고 가정한다. 또한, 송신단은 모든 사용자 채널  $\{\mathbf{H}_j\}$ 를 알고 있으나, j째 사용자

는 자신의 채널  $\mathbf{H}_j$ 만을 안다고 가정한다.  $L_k$ 개 심볼로 구성된 송신 신호 벡터  $\mathbf{x}_j \in C^{L_k \times 1}$ 에 송신-처리-행렬  $\mathbf{T}_k$ 를 곱하여, 여러 송신 안테나로 벡터  $\mathbf{T}_k \mathbf{x}_k$ 를 송신함으로써 공간다중화를 구현한다. 이때 송신-처리-행렬  $\mathbf{T}_k \in C^{N_T \times L_k}$ 는  $\mathbf{W}_k \overline{\mathbf{V}}_k \mathbf{E}_k$ 이며, 여기서  $\mathbf{W}_k \in C^{N_T \times (N_T - \sum_{j=1}^{k-1} L_j)}$ 는 사용자간 간섭 제거 역할을 하고;  $\overline{\mathbf{V}}_k \in C^{(N_T - \sum_{j=1}^{k-1} L_j) \times L_k}$ 는 k째 사용자 MIMO 채널  $\mathbf{H}_k$ 를 대각화 하며; 대각 행렬  $\mathbf{E}_k \in C^{L_k \times L_k}$ 는 전력 제어를 한다. 다음으로 선행 처리된 각 사용자 신호 벡터를 합한  $\sum_{k=1}^K \mathbf{T}_k \mathbf{x}_k$ 를 여러 송신 안테나를 써서 전송한다. 이때, k째 사용자 수신 신호  $\mathbf{y}_k$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \sum_{j=1}^K \mathbf{T}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_k, \quad (1)$$

여기서 잡음 벡터  $\mathbf{n}_k \in C^{N_{R,k} \times 1}$ 의 원소는 분산이  $\sigma^2$ 이며 평균이 1인 덧셈표 백색 정규잡음 (additive white Gaussian noise: AWGN) 이다. 다음으로 k째 수신기는 수신 신호 (1)과 수신-처리-행렬  $\mathbf{R}_k^H \in C^{L_k \times N_{R,k}}$ 을 곱하여, 다음과 같이 자신에게 송신된 신호  $\tilde{\mathbf{x}}_k$ 를 추정한다.

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = \mathbf{R}_k^H \mathbf{H}_k \sum_{j=1}^K \mathbf{T}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{R}_k^H \mathbf{n}_k, \quad (2)$$

여기서 위 첨자 H는 Hermitian 치환을 나타내고; 수신-처리-행렬  $\mathbf{R}_k^H$ 은  $\overline{\mathbf{U}}_k^H \mathbf{U}_k^H$ 로 표현되며; 이때  $\mathbf{U}_k^H \in C^{L_k \times N_{R,k}}$ 은  $N_{R,k}$ 개 수신 신호를 결합하고;

표 1. Nulling 행렬 계산을 위한 실수 연산량

방식	덧셈과 곱셈 연산수 (Floating point operations (Flops))
기존 방식	$\sum_{t=1}^{\lfloor N_T/L \rfloor - 1} 6(t+1) \{4(LN_T^2 t + 8(Lt)^2 N_T + 9(Lt)^3)\}$
순차적 방식	$\sum_{t=1}^{\lfloor N_T/L \rfloor - 1} 6(t+1) \{4L(N_T - Lt + L)^2 + 8L^2(N_T - Lt + L) + 9L^3\}$ $+ \sum_{t=2}^{\lfloor N_T/L \rfloor - 1} 6(t+1) \{N_T^2 N_R(N_T - Lt) + (N_T - Lt)^2 N_T L\}$

$\bar{\mathbf{U}}_k^H \in C^{L_k \times L_k}$ 는  $k$ 째 사용자의 MIMO 채널을 대각화 하는 후 처리-행렬이다. 특이치 분해 (singular value decomposition: SVD) 기반 MU-MIMO 처리기를 사용할 때<sup>[2],[4]</sup>,  $\mathbf{W}_k$ 는 nulling 행렬로써 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\mathbf{W}_k = \text{null}([\mathbf{H}_1^H \mathbf{U}_1 \dots \mathbf{H}_{k-1}^H \mathbf{U}_{k-1} \mathbf{H}_{k+1}^H \mathbf{U}_{k+1} \dots \mathbf{H}_K^H \mathbf{U}_K]^H), \quad (3)$$

여기서  $\text{null}\{\cdot\}$ 은 입력 행렬의 kernel 또는 영공간의 (nullspace) 직교 기저벡터(orthogonal basis)를 열로 갖는 행렬을 나타내고;  $\mathbf{U}_k$ 는  $\mathbf{H}_k$ 의 좌 특이 벡터들 가운데 큰 특이값을 갖는  $L_k$ 개 벡터들로 구성되며;  $\bar{\mathbf{U}}_k$ 와  $\bar{\mathbf{V}}_k$ 는 각각 행렬  $\mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k$ 의 좌, 우 특이 행렬을 나타낸다. 이 경우, 다른 사용자 간섭은 ZF 성질에 의해 완벽하게 제거되고, 그 결과 (2)에 추정 신호  $\tilde{\mathbf{x}}_k$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_k &= \mathbf{R}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{T}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{R}_k^H \mathbf{n}_k \\ &= \bar{\mathbf{U}}_k^H \bar{\mathbf{U}}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \bar{\mathbf{V}}_k \mathbf{E}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{R}_k^H \mathbf{n}_k \\ &= \bar{\mathbf{D}}_k \mathbf{E}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{R}_k^H \mathbf{n}_k. \end{aligned}$$

위에 셋째 등식에서  $\bar{\mathbf{D}}_k$ 는 행렬  $\mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k$ 의 영보다 큰 특이값을 대각 원소로 갖는  $L_k$ -차원 대각 행렬이다. 따라서, 유효 채널 (effective channel)  $\bar{\mathbf{D}}_k \mathbf{E}_k$  역시 대각 행렬이 되어, 사용자는 서로간의 간섭 없이 각자 송신신호를 복원할 수 있다. 이때, 유효 채널의 대각 원소는 공간 다중화된 송신 신호에 곱해져 수신 SNR을 결정 짓는다.

### III. 제안한 순차적 Nulling 행렬 계산 방법

MU-MIMO 처리를 하기 위해 필요한 (3)에 nulling 행렬 가짓수는 사용자 조합과 사용자 별 데이터 스트림 수에 따라 매우 많다. 또한 각 조합의 nulling 행렬을 계산하는 데는 특이치 분해 과정이

필요하며, 그 복잡도는 매우 크다. 여기서 특이치 분해 복잡도는 분해하고자 하는 행렬의 크기에 따라 좌우된다.  $m \times n$  실수 행렬을 ( $m \geq n$ ) Golub-Reinsch SVD 방식에 따라 특이치 분해를 할 경우,  $4m^2n + 8mn^2 + 9n^3$ 에 덧셈 연산이 필요하다<sup>[11]</sup>. 모든 복소 연산이 곱셈이라 가정할 때, 복소수 채널 행렬에 특이치 분해 복잡도는 실수 행렬 특이치 분해 복잡도에 여섯 배이다. 또한, 이를 OFDM 시스템에 적용할 경우 MU-MIMO 처리 행렬을 MU-MIMO를 사용하는 각 밴드 별로 계산해야하므로, 시스템 복잡도는 그 밴드 수에 비례해 증가하게 된다. 복잡도를 줄이기 위해 사용자 조합 수나, 사용자 별 데이터 스트림 수에 따른 조합 수를 줄이는 것을 생각할 수 있다. 하지만, 이는 시스템 용량 감소를 초래한다. 따라서 본 논문에서는 각 사용자 조합에 대한 nulling 행렬 계산에 필요한 계산량을 줄이는 알고리즘을 제안함으로써, 시스템 용량 저하 없이 복잡도를 줄이고자 한다.

처음 두 사용자 MU-MIMO nulling 행렬을 구하는 것을 첫째 과정이라 정의하고 ( $t=1$ ), 새로운 사용자가 더해짐에 따라 새로운 MU-MIMO를 위한 nulling 행렬을 구하는 것을 다음 과정이라 정의한다. 새로운 과정  $t$ 에서 nulling 행렬을 구할 때, 계산량을 줄이기 위한 유용한 성질을 다음과 같이 제안한다.

성질 1.  $m_1 \times n$  행렬  $\mathbf{A}$ 와  $m_2 \times n$  행렬  $\mathbf{B}$ 에 대하여,  $m_1 + m_2 < n$ 이면,

$$\text{null} \left( \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} \right) = \text{null}(\mathbf{A}) \cdot \text{null}(\mathbf{B} \cdot \text{null}(\mathbf{A})). \quad (4)$$

증명. 다음의 식으로 쉽게 증명 된다.

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} \cdot (\text{null}(\mathbf{A}) \cdot \text{null}(\mathbf{B} \cdot \text{null}(\mathbf{A}))) \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} \cdot \text{null}(\mathbf{A}) \cdot \text{null}(\mathbf{B} \cdot \text{null}(\mathbf{A})) \\ \mathbf{B} \cdot \text{null}(\mathbf{A}) \cdot \text{null}(\mathbf{B} \cdot \text{null}(\mathbf{A})) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (5) \end{aligned}$$

이로써 증명을 마칩.

앞서 말한 바와 같이  $\text{null}(\mathbf{A})$  계산량은 행렬  $\mathbf{A}$  크기에 따라 결정된다. 이때, 성질 1 덕분에, 먼저 계산된 nulling 행렬  $\text{null}(\mathbf{A}) \in \mathbb{C}^{n \times (n-m_1)}$ 는 새로운 행렬  $\begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}$ 의 영공간을 계산하는데 쓰일 수 있다. 여기서 새로운 행렬  $\text{null}\left(\begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}\right)$ 는 사용자 조합에 따른 또 다른 송신-처리-행렬 가운데 하나이다. 이 경우,  $\text{null}(\cdot)$  계산할 행렬의 크기는 (4)에 왼쪽 행렬에 크기  $(m_1+m_2) \times n$ 에서 오른쪽에 있는 행렬  $[\mathbf{B} \cdot \text{null}(\mathbf{A})]$ 에 크기  $m_2 \times (n-m_1)$ 로 줄어, 계산량 감소 효과를 얻을 수 있다.

보기로써,  $t$ 째 과정에  $m_1 \times n$  채널  $\mathbf{H}_1$ 과  $m_2 \times n$  채널  $\mathbf{H}_2$ 를 갖는 사용자 1과 2의 nulling 행렬은 각각  $\text{null}([\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_2^H]^H)$ 와  $\text{null}([\mathbf{H}_1^H]^H)$ 이 된다. 이때,  $t+1$ 째 과정에서  $m_3 \times n$  채널  $\mathbf{H}_3$ 을 갖는 셋째 사용자가 추가된 조합을 생각하면, 이로 인한 간섭 신호가 바뀌게 되어 사용자 1, 2, 3에 nulling 행렬을 새로 구해야 한다. 즉, 각 사용자의 nulling 행렬  $\mathbf{W}_k$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_1 &= \text{null}([\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_3^H]^H); \\ \mathbf{W}_2 &= \text{null}([\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_3^H]^H); \\ \mathbf{W}_3 &= \text{null}([\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_2^H]^H). \end{aligned}$$

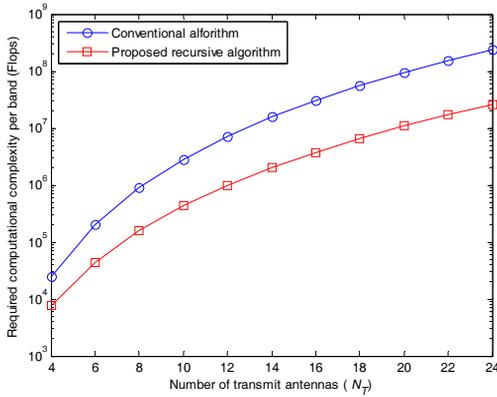
이때,  $\mathbf{W}_2$ 를 새로 계산하는 과정에서, 성질 1에 따라  $(m_1+m_3) \times n$  행렬  $[\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_3^H]^H$ 의  $\text{null}(\cdot)$ 을 구하는 대신, 크기가  $m_3 \times (n-m_1)$ 인 행렬  $\mathbf{H}_3 \cdot \text{null}([\mathbf{H}_1^H]^H)$ 의  $\text{null}(\cdot)$ 과 앞서 구한  $\text{null}([\mathbf{H}_1^H]^H)$ 를 곱하여 송신-처리-행렬을 얻을 수 있다. 마찬가지로 나머지 nulling 행렬  $\mathbf{W}_1$ 과  $\mathbf{W}_3$ 도 쉽게 얻을 수 있다. 비록, 추가적인 행렬 곱셈이 있지만,  $\text{null}(\cdot)$  연산량을 크게 줄일 수 있어 전체 계산량은 줄어든다. 이를 순차적 알고리즘이라 부르겠다. 순차적 nulling 행렬 계산 방식은 동시에 지원할 수 있는 MU-MIMO 사용자 수  $K$ , 또는 송신 안테나 수  $N_T$ 가 클 경우에 복잡도 감소 효과가 크다. 이를 보이기 위해 앞의 보기에 더해  $m_4 \times n$  크기의  $\mathbf{H}_4$  채널을 갖는 넷째 사용자가 추가된 조합을 생각해 보자. 여기서 편의상  $m_4 \leq m_3$ 라고 가정한다. 이때, 계산해야 할 새로운 nulling 행렬 가운데 앞에 보인  $\mathbf{W}_2$ 를 예로 살펴보면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_2 &= \text{null}\left(\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^H & \mathbf{H}_3^H & \mathbf{H}_4^H \end{bmatrix}^H\right) \\ &= \text{null}\left(\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_3 \end{bmatrix}\right) \cdot \text{null}\left(\mathbf{H}_4 \cdot \text{null}\left(\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_3 \end{bmatrix}\right)\right) \end{aligned} \quad (6)$$

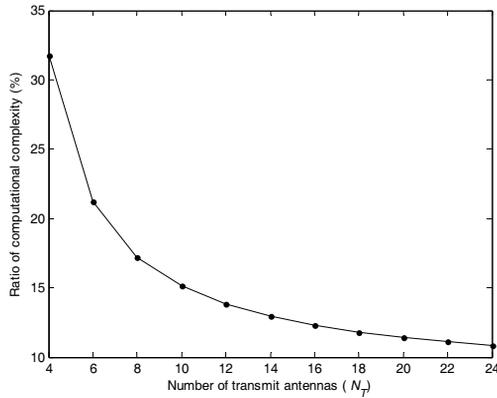
식 (6)에 첫째 등식에서 행렬  $[\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_3^H \mathbf{H}_4^H]^H$ 에 크기는 새로 추가되는 넷째 사용자 채널  $\mathbf{H}_4$ 에 의해  $(m_1+m_3) \times n$ 에서  $(m_1+m_3+m_4) \times n$ 으로 커졌으며, 이로 인해 복잡도가 증가하였다. 하지만 성질 1을 쓴 (6)에 둘째 등식에서는 추가적인  $\text{null}(\cdot)$  연산을 행렬  $\mathbf{H}_4 \cdot \text{null}([\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_3^H]^H)$ 에 대해서만 수행하면 된다. 이때, 이전 과정에서  $\text{null}([\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_3^H]^H)$ 을 얻었고, 행렬  $\mathbf{H}_4 \cdot \text{null}([\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_3^H]^H)$ 에 크기는  $m_4 \times (n-m_1-m_3)$ 으로 줄었기 때문에 전체 복잡도는 줄어든다. 결국, 동시에 지원 가능한 최대 MU-MIMO 사용자 수  $K$ 가 증가함에 따라 (또는, 송신 안테나 수가 증가함에 따라), 제안하는 순차적 nulling 계산 알고리즘은 기존 알고리즘에 비해 복잡도 감소 효과가 크다. 간단히 복잡도 비교를 하기 위해 모든 사용자의 안테나 수가 같고 ( $N_{R,k} = N_R$ ), 사용자별 데이터 스트림 수가 같다고 ( $L_k = L$ ) 가정했을 때, 기존 방식과 제안한 방식에 MU-MIMO 밴드별 복잡도를 표 1에 정리하였다.

#### IV. 모의실험 결과

이번 절에서는 정량적인 복잡도 비교를 위해, 모든 사용자가 수신 안테나를 두 개씩 갖을 때, 표 1에 보인 복잡도 분석 결과를 송신 안테나 수에 따라 비교해 보았다. 먼저, 그림 2는 사용자 별 스트림 수가 하나일 때 ( $L=1$ ) 복잡도를 나타낸다. 이때, 최대 MU-MIMO 사용자 수  $K$ 는 동일 주파수당 송신 안테나 수  $N_T$ 와 같다. 송신 안테나가 네개일 때, 즉 최대 사용자 수가 네명일 때, 제안한 순차적 알고리즘은 기존 방식에 31.7% 계산량만으로 nulling 행렬을 계산할 수 있으며, 송신 안테나 수가 증가함에 따라 최대 MU-MIMO 사용자 수도 증가하고, 제안한 순차적 알고리즘은 기존 방식에 비해 더 높은 복잡도 감소 효과를 얻는다. 안테나가 24개인 경우 기존 방식에 10.8% 계산량을 필요로 한다. 다음으로, 그림 3은 사용자 별 스트림 수가 둘일 때 ( $L=2$ ) 복잡도를 보이고 있다. 이때 최대 MU-MIMO 사용자 수  $K$ 는 동일 주파수당  $N_T/2$ 이다. 송신 안테나가 수가 넷일 때, 즉 최대 사용자 수



(a)



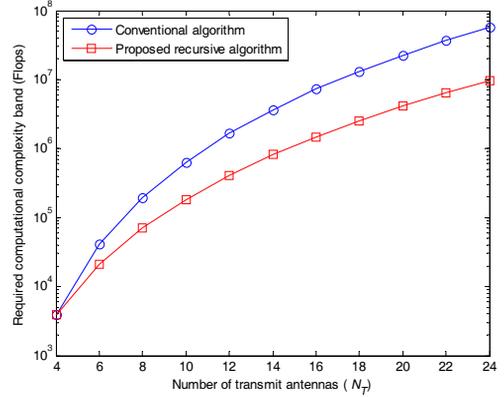
(b)

그림 2.  $N_{R,k} = 2$ 이고  $L=1$ 일 때, 송신 안테나 수  $N_T$ 에 따른, 기존 nulling 행렬 계산 방식과 제안한 순차적 nulling 행렬 계산 방식의 복잡도 비교 (a) 계산량 비교 (b) 기존 방식 대비 요구 계산량 (%) 비율

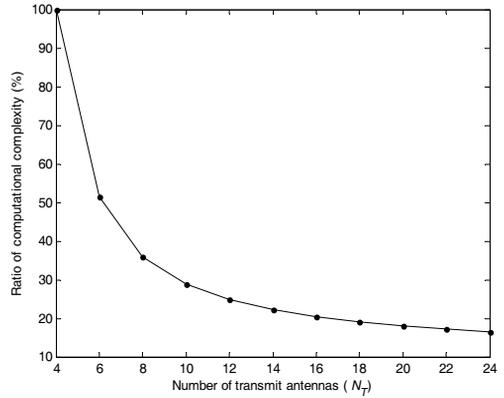
가 동일 때는 간접 사용자가 한명이므로, 각 사용자 채널을 이용해 서로에 nulling 행렬을 구하기 때문에 제안한 방식은 기존 방식과 동일한 복잡도를 갖는다. 하지만, 안테나가 24개인 경우, 기존 방식 계산량에 16.5% 복잡도로 nulling 행렬을 얻을 수 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 ZF-기반 MU-MIMO 시스템에서 순차적 nulling 행렬 계산 알고리즘을 제안하였다. 제안한 방식은 송신 안테나가 많을 때, 효과적으로 복잡도를 줄일 수 있다. 또한, 송신 안테나가 적은 경우에도 여러 사용자 가운데 MU-MIMO 사용자를 고르는 스케줄링에 기준인 유효 채널 값 계산에 유용하게 사용될 수 있다. 이에 더해 OFDM 시스템에



(a)



(b)

그림 3.  $N_{R,k} = 2$ 이고  $L=2$ 일 때, 송신 안테나 수  $N_T$ 에 따른, 기존 nulling 행렬 계산 방식과 제안한 순차적 nulling 행렬 계산 방식의 복잡도 비교 (a) 계산량 비교 (b) 기존 방식 대비 요구 계산량 (%) 비율

본 기술을 적용할 때, OFDM 시스템에 각 밴드특성을 이용하여 좀 더 효과적으로 복잡도를 줄이는 방법이 앞으로 연구되어야 한다.

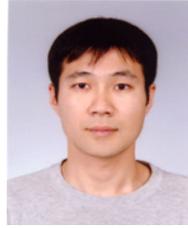
### 참 고 문 헌

- [1] K. K. Wrong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, "A joint-channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, pp. 773–786, Jul. 2003.
- [2] Z. Pan, K. K. Wrong, and T. S. Ng, "Generalized multiuser orthogonal space-division multiplexing," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, pp. 1969–1973, Nov. 2004.

- [3] R. L. Choi and R. D. Murch, "A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, pp. 20–24, Jan. 2004.
- [4] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, pp. 461–471, Feb. 2004.
- [5] A. J. Tenenbaum and R. S. Adve, "Joint multiuser transmit-receive optimization using linear processing," in *Proc IEEE Int. Conf. Commun. (ICC)*, Jun. 2004, vol. 1, pp. 588–592.
- [6] J. Zhang, Y. Wu, S. Zhou, and J. Wang, "Joint linear transmitter and receiver design for the downlink of multiuser MIMO systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, pp. 991–993, Nov. 2005.
- [7] J. Joung and Y. H. Lee, "Regularized channel diagonalization for multiuser MIMO downlink using a modified MMSE criterion," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 55, pp. 1573–1579, Apr. 2007.
- [8] IEEE Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, IEEE P802.16e/D12, 2005, Website <http://ieeexplore.ieee.org>
- [9] IEEE Mobile Broadband Wireless Access, IEEE802.20, 2006, Website <http://grouper.ieee.org/groups/802/20/2006>.
- [10] Wireless World Initiative New Radio (WINNER), 2006, Website <https://www.ist-winner.org>
- [11] G. H. Golub and C. F. Van Loan, *Matrix Computation*, 3rd ed. Baltimore, MD: The Johns Hopkins Univ. Press, 1996.

정진곤 (Jingon Joung)

정회원



2001년 연세대학교 전기공학과 (학사)  
 2003년 한국과학기술원 전기및전자공학과(석사)  
 2007년 한국과학기술원 전기및전자공학과(박사)  
 2007~현재 한국과학기술원 전자전산학과 연수연구원

<관심분야> MU-MIMO/MIMO 시스템 transceiver 설계, Relay 시스템 및 relaying 프로토콜 등

이용훈 (Yong Hoon Lee)

정회원



1978년 서울대학교 전기공학과 (학사)  
 1980년 서울대학교 전기공학과 (석사)  
 1984년 University of Pennsylvania 전기공학과(박사)  
 1984~1988년 State University of New York, Buffalo 조교수

1989년~현재 KAIST 전자전산학과 교수  
 <관심분야> 신호 동기화, 추정 및 검파, 간섭 제거, CDMA, TDMA, OFDM 시스템 자원관리, MIMO 시스템 및 relay 시스템 송수신기 설계, Cognitive Radio 등