

# 다중 사용자 MIMO 시스템을 위한 적응적 Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법

정회원 안 홍 선\*, 모하이센 마나르\*, 종신회원 장 경 희\*

## Adaptive Coordinated Tx-Rx Beamforming for Multi-user MIMO Systems

HongSun An\*, Manar Mohaisen\* *Regular Members*,  
KyungHi Chang\* *Lifelong Member*

### 요 약

본 논문에서는 다수의 사용자 각자가 다수의 수신 안테나를 가지고 하나의 기지국과 통신하는 다중 사용자 MIMO 시스템 환경에서, 사용자 간의 간섭을 제거하기 위한 적응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법을 제안하였다. 기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법은 전송 순간의 채널 환경과는 상관없이 각 사용자에게 동일한 수의 데이터 스트림 수를 할당하여, 채널 환경이 좋지 않은 사용자에게도 같은 양의 데이터를 전송하는 비효율적인 문제가 있다. 제안된 적응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법에서는 전송 순간의 채널 상태를 고려하여 사용자에게 적응적으로 데이터 스트림 수를 할당함으로써, 시스템 전반적인 BER 성능의 향상을 달성한다. 모의실험 결과는 제안된 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법이 수신단에서 선형수신기법 사용을 가정한 경우에, target BER 10<sup>-2</sup>에서 기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법에 비하여 약 2.5dB 정도의 성능을 향상시킴을 입증한다.

**Key Words** : Multi-stream Selection, Interference Cancellation, Block Diagonalization, Coordinated Tx-Rx Beamforming, Multi-user MIMO

### ABSTRACT

In this paper, we propose an adaptive coordinated Tx-Rx beamforming scheme for inter-user interference cancellation, when a BS communicates with multiple users that each has multiple receive antenna. The conventional coordinated Tx-Rx beamforming scheme uses a fixed multi-stream per user regardless of the instantaneous channel states, that is, both user with ill-conditioned and well-conditioned channels have the same number of data streams. However, in the proposed adaptive coordinated Tx-Rx beamforming scheme, we select the number of streams per user to solve the inefficient problem of the conventional coordinated Tx-Rx beamforming. As a result of applying the adaptive coordinated Tx-Rx beamforming scheme, the BER performance is improved. Simulation results show that the proposed algorithm outperforms the conventional coordinated Tx-Rx beamforming algorithm by 2.5dB at a target BER of 10<sup>-2</sup>.

### I. 서 론

MIMO (multiple-input multiple-output) 시스템은

추가적인 주파수 자원이나 송신 전력의 할당 없이도 시스템 throughput을 선형적으로 증가시킬 수 있는 특성으로 인해 고속 전송 및 높은 신뢰도를 필요로 하

\* 이 논문은 2008년도 정부(과학기술부)의 재원으로 한국과학재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. R01-2008-000-20333-0).

\* 인하대학교 정보통신대학원 이동통신연구실 (ahs3179@gmail.com, lemanar@hotmail.com, khchang@inha.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-01-036, 접수일자 : 2010년 1월 26일, 최종논문접수일자 : 2010년 3월 18일

는 통신 시스템에서 주목 받고 있는 기술이다<sup>[1]</sup>. 채널 정보를 송신단에서 알고 있다면 다양한 프리코딩 기법들은 다중 사용자 MIMO 시스템의 성능 향상을 위하여 사용될 수 있다. DPC (Dirty paper coding) 기법은 다중 사용자 (MU: multi-user) MIMO 하향링크 시스템에서 채널 용량을 최대로 만들 수 있는 전송 방식으로 잘 알려져 있다<sup>[2]</sup>. 그러나 DPC는 우수한 성능에 비하여 복잡한 비선형 연산이 요구되기 때문에 복잡도를 고려한 프리코딩 기법에 대한 연구가 최근 활발히 진행되고 있다.

BD (block diagonalization) 기법은 각 사용자가 다수의 수신 안테나를 가진 경우, 사용자간 간섭을 제거하기 위하여 제안된 선형 프리코딩 기법이다. BD기법은 사용자의 수와 수신 안테나의 수가 제한적이라는 단점이 존재하며<sup>[3]</sup>, 이러한 단점을 보완하기 위하여 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법이 제안되었다<sup>[3,4]</sup>.

Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법은 각 사용자가 pre-receiver를 지니고 있다는 가정하에 수신하는 데이터 스트림 수를 지정하여, 지정된 데이터 스트림 수만큼의 데이터만을 수신하게 하는 기법이다. 이를 통하여, 각 사용자의 수신 안테나 수와는 관계없이 독립적인 데이터 스트림을 전송할 수 있으며, 최대  $N_T$ 명의 사용자를 수용할 수 있다<sup>[4]</sup>. 그러나, co-ordinated Tx-Rx 빔형성 기법에서 사용자당 데이터 스트림 수를 지정하는 알고리즘에 대한 연구는 미흡한 실정이다.

본 논문에서는 다중 사용자 MIMO 하향링크 시스템의 송신단에서 다중 사용자간 간섭을 제거하기 위하여 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법을 적용할 경우, 수신단에서 선형 검출기법을 사용한다는 전제하에 시스템 전체의 BER 성능 향상을 위한 데이터 스트림 선택기법을 제안한다. 데이터 스트림 선택기법을 적용함으로써, 기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법에 비하여 복잡도는 다소 증가하지만, 시스템 전체의 BER은 상당량 향상되며, 하향링크의 송신단에서 알고리즘이 적용된다는 점을 감안하였을 경우, 복잡도의 증가는 납득할 수 있다. 복잡도의 분석은 계산적으로 보이며, 시스템 전체의 BER 향상은 모의실험 결과를 통하여 검증한다.

본 논문의 II장에서는 시스템 모델을 간략하게 보이고, III장에서 다중 사용자 MIMO 시스템에서 사용자간 간섭 제거 기법인 블록 대각화 기법과 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법을 자세히 설명한다. IV장에서는 제안된 적응적 다중 스트림 선택의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법을 설명하며, V장에서 기존의 다중 사용자간 간섭제거 기법과 제안된 적

응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법의 성능을 모의실험 결과를 통하여 살펴본 후, VI장에서 결론을 맺는다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서는  $N_T$ 개의 송신 안테나를 가진 단일 지국과 다수의 수신 안테나를 가지고 있는  $K$ 명의 사용자가 동시에 통신하는 시스템 모델을 고려한다. 각 사용자에게 전송될 데이터 심볼 벡터를  $\mathbf{D}_k$  ( $k=1,2, \dots, K$ )라 하고,  $L_k \leq N_T$ 는 사용자  $k$ 에게 동시에 전송되는 데이터 스트림의 수이다. 데이터 심볼 벡터  $\mathbf{D}_k$ 는 송신단의 전처리 과정을 거쳐  $N_T$ 개의 안테나를 통하여  $K$  사용자에게 동시에 전송된다. 이러한 시스템 모델은 그림 1에 나타낸다.

채널 행렬  $\mathbf{H}$ 는 flat fading 환경을 가정하며, 사용자  $k$ 를 위한 MIMO 채널은  $N_{Rk} \times N_T$  크기의  $\mathbf{H}_k$ 로 표현한다. 하나의 프레임 동안  $N_R \times N_T$  채널 행렬  $\mathbf{H}$ 의 모든 값들은 일정하며, 매 프레임마다 독립적으로 변화한다. (여기서,  $N_R$ 은 모든 사용자의 수신 안테나의 합, 즉,  $N_R = \sum_{k=1}^K N_{Rk}$  와 같다). 또한, 본 논문에서는 완벽한 채널 추정을 가정하며, 전체의 송신 전력은  $N_T$ 로 제한된다.

송신단의  $N_T \times L_k$ 크기의 전송 가중치 행렬을  $\mathbf{T}_k$ 라 하면, 사용자  $k$ 는  $L_k$ 의 데이터 스트림을 받기위하여,  $N_{Rk}$ 개의 수신 안테나를 사용하고, 수신된  $N_{Rk} \times 1$  신호 벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}_k \sum_{i=1}^K \mathbf{T}_i \mathbf{D}_i + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

여기에서,  $\mathbf{n}_k$ 은 0의 평균값과  $\sigma_n^2$ 의 분산값을 가지는  $N_{Rk} \times 1$  복소 가우시안 잡음 벡터이다.

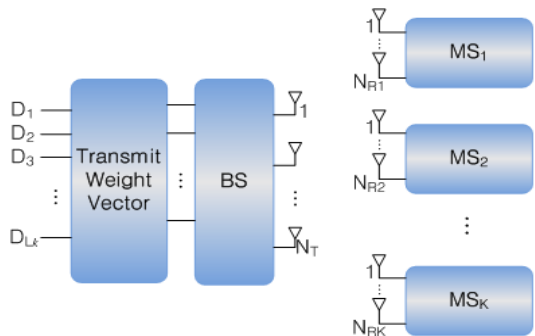


그림 1. 수신단에서 다수의 안테나를 가진 다중 사용자 MIMO 시스템 모델

### III. 다중 사용자 MIMO 시스템에서 사용자 간 간섭제거 기법

#### 3.1 블록대각화 기법 (Block Diagonalization)

본 장에서 설명하는 BD (block diagonalization) 기법은 각 사용자가 다수의 수신 안테나를 가지며,  $N_T \geq N_R$ 개의 송신 안테나를 가지는(여기서,  $N_T$ 와  $N_R$ 은 본 논문의 II장 시스템 모델에서의 정의와 같다.) 다중 사용자 MIMO 시스템의 하향링크에서 MU-MIMO 채널을 사용자 간의 간섭이 없는 독립적인 SU (single user)-MIMO 채널로 분해하기 위하여 제안되었다<sup>5)</sup>. MU-MIMO 시스템의 하향링크 송신단에서 BD 기법을 사용함으로써, 사용자 간의 간섭 (IUI: inter-user interference) 은 완전히 제거되며, 데이터 심볼 간의 간섭 (ISI: inter-symbol interference) 은 송신단에서의 프리코딩 기법이나 수신단에서 검출 기법을 적용하여 제거할 수 있다<sup>6)</sup>.

BD 기법을 송신단에 적용하여 다음과 같은 특성을 만족하는 송신 벡터  $\mathbf{B} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$  가 구해진다.

$$\mathbf{H}\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1\mathbf{B}_1 & \mathbf{H}_1\mathbf{B}_2 & \cdots & \mathbf{H}_1\mathbf{B}_K \\ \mathbf{H}_2\mathbf{B}_1 & \mathbf{H}_2\mathbf{B}_2 & \cdots & \mathbf{H}_2\mathbf{B}_K \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_K\mathbf{B}_1 & \mathbf{H}_K\mathbf{B}_2 & \cdots & \mathbf{H}_K\mathbf{B}_K \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{eff,1} & \mathbf{0}_{N_R} & \cdots & \mathbf{0}_{N_R} \\ \mathbf{0}_{N_R} & \mathbf{H}_{eff,2} & \cdots & \mathbf{0}_{N_R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{N_R} & \mathbf{0}_{N_R} & \cdots & \mathbf{H}_{eff,K} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_i\mathbf{B}_k = \mathbf{0} \text{ for all } i \neq k \text{ and } 1 < i \quad (3)$$

여기서,  $\mathbf{0}_{N_R}$ 은  $N_R \times N_R$ 크기의 0인자를 가지는 행렬을 의미하며,  $\mathbf{H}_{eff,k} = \mathbf{H}_k\mathbf{B}_k$ 는 BD 기법 적용 후에 사용자  $k$ 의 관점에서  $N_R \times N_R$  크기의 실제 유효 채널 행렬을 의미한다. 위의 조건을 만족하는 행렬  $\mathbf{B}_k$ 를 생성하기 위해서 먼저,  $(N_T - N_R) \times N_T$  크기의 채널 행렬  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 를 정의한다. 행렬  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 는 전체 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 에서 사용자  $k$ 의 채널 행렬을 제거함으로써, 간단하게 얻어지며, 다음과 같이 정의된다.

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_1^T \quad \cdots \quad \mathbf{H}_{k-1}^T \quad \mathbf{H}_{k+1}^T \quad \cdots \quad \mathbf{H}_K^T]^T \quad (4)$$

식 (3)의 조건을 만족시키기 위하여 프리코딩 행렬  $\mathbf{B}_k$ 는 행렬  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 null 공간에 속해야 한다.  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 rank를  $\tilde{L}_k \leq N_T - N_R$ 라 하면, rank-nullity 이론에 의하면,  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 null 공간은  $N_T - \tilde{L}_k$ 의 차원을 가진다.  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 SVD (singular value decomposition) 결과는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \tilde{\mathbf{U}}_k \tilde{\Sigma}_k [\tilde{\mathbf{V}}_k^1 \quad \tilde{\mathbf{V}}_k^0]^H \quad (5)$$

여기서,  $[\cdot]^H$ 는 Hermitian 전치 행렬을 의미하고,  $\tilde{\mathbf{V}}_k^1$ 과  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0$ 은 각각 행렬  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 특이값 중 첫  $\tilde{L}_k$ 개와 마지막  $N_T - \tilde{L}_k$ 개에 해당하는 오른쪽 고유 벡터를 의미한다. 따라서,  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0$ 은  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 행렬의 0 특이값, 즉, null 공간에 해당하는 직교기저행렬이 된다. 또한,  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0$ 은 다른 사용자에게 전혀 간섭을 주지 않기 때문에,  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0$ 의 열(column)은 사용자  $k$ 를 위한 빔형성 행렬  $\mathbf{B}_k$ 의 후보가 된다. 그러나,  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0$ 은 사용자  $k$ 가 수용할 수 있는 데이터 스트림 수를 초과하는 차원의 빔형성 행렬이 될 수 있다. 즉,  $N_T - \tilde{L}_k > \text{sum}(N_R)$ 인 경우에  $\tilde{\mathbf{V}}_k^1$ 만으로는 프리코딩 행렬의 차원이 초과될 수 있다. 따라서, 최적의  $\mathbf{B}_k$ 를 구하기 위하여  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0$ 행렬은 추가적인 선형 조합이 필요시 되며 이는 최대  $N_R$ 개의 열로 구성된다. 이를 달성하기 위하여, 다음의 SVD가 구성된다.

$$\mathbf{H}_k \tilde{\mathbf{V}}_k^0 = [\mathbf{U}_k^1 \quad \mathbf{U}_k^0] \begin{bmatrix} \Sigma_k & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} [\mathbf{V}_k^1 \quad \mathbf{V}_k^0]^H \quad (6)$$

여기서,  $\Sigma_k$ 는  $L_k \times L_k$ 이고,  $\mathbf{V}_k^1$ 는 0이 아닌 특이값을 가지는 즉, 특이값 중 첫  $L_k \leq N_R$ 에 해당하는 오른쪽 특이 벡터를 의미한다. 최종적으로  $\tilde{\mathbf{V}}_k^0 \mathbf{V}_k^1$ 는 IUI를 발생하지 않음과 동시에 사용자  $k$ 의 채널용량을 최대화 시켜주는 빔형성 행렬이 된다.

결론적으로, 프리코딩 행렬  $\mathbf{B}$ 는 다음과 같은 형태로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{B} = [\tilde{\mathbf{V}}_1^0 \mathbf{V}_1^1 \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{V}}_K^0 \mathbf{V}_K^1] \quad (7)$$

3.2 Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법

III.1장에서 설명한 BD 기법은 몇 가지 단점이 있다. 1) 사용자의 수가 제한된다. 2) 수신 안테나의 수가 제한된다. Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법은 이러한 제한 조건을 극복하기 위하여 제안된 MU-MIMO 채널 분해를 위한 빔형성 기법이다<sup>3),4)</sup>. Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법은 다음과 같은 특성을 가진다.

3.2.1 같은 주파수자원을 사용하여 하나의 기지국과 동시에 통신하는 사용자의 최대 수는 송신 안테나의 수와 같다.

3.2.2. 수신 안테나의 수에 제한이 없다.

Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법은 수신단에서 송신단에서의 빔형성을 위하여 어떠한 신호 처리 과정을 수행한다는 가정을 통하여 위와 같은 특성을 얻어낸다. 이러한 수신단에서의 신호 처리에 대한 가정은 송신단의 빔형성 행렬을 구하기 위해서만 이용되며, 실제로 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법은 어떠한 수신단의 신호 처리 과정의 도움 없이 송신단에서만 수행된다.

Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법은 크게 두 단계로 수행된다. 첫 번째로 각 사용자의 수신단에 채널과 송신단에서의 프리코딩 과정을 거친 신호를 통과 시키는 pre-receiver 필터 행렬  $\mathbf{R}_k$ 가 존재 한다고 가정한다. 사용자  $k$ 를 위한 pre-receiver 행렬  $\mathbf{R}_k$ 는  $N_{Rk} \times L_k$  크기를 가지며, pre-receiver를 통과한 신호는  $L_k \times 1$  크기의 벡터로 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{y}}_k = \mathbf{R}_k^H \mathbf{y}_k \quad (8)$$

이 pre-receiver 를 채널 행렬의 일부라고 가정하여 다음의 새로운 채널 행렬을 생성할 수 있다.

$$\mathbf{H}_S = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_1^H \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{R}_K^H \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \Rightarrow \mathbf{H}_{S_k} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_1^H \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{R}_{k-1}^H \mathbf{H}_{k-1} \\ \mathbf{R}_{k+1}^H \mathbf{H}_{k+1} \\ \vdots \\ \mathbf{R}_K^H \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$= [\tilde{\mathbf{U}}_k \mathbf{U}_k] \cdot \begin{bmatrix} \Sigma & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_k^H \\ \mathbf{V}_k^H \end{bmatrix}$$

III.1장에서 설명한 BD 기법을 식 (9)에서 구해진

채널 행렬에 적용하여 송신 프리코딩 행렬  $\mathbf{T}_k$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\mathbf{T}_k = \mathbf{V}_k \mathbf{A}_k \quad (10)$$

식 (9)과 (10)에서  $\mathbf{V}_k$ 는 다음의 조건을 만족하는 직교성을 가진 열이다.

$$\mathbf{R}_i^H \mathbf{H}_i \mathbf{V}_k = 0 \quad \text{for } i \neq k \quad (11)$$

따라서, pre-receiver 를 통과한 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{y}}_k = \mathbf{R}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{T}_k \mathbf{b}_k + \mathbf{R}_k^H \mathbf{n}_k \quad (12)$$

$$= \mathbf{R}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k \mathbf{A}_k \mathbf{b}_k + \mathbf{R}_k^H \mathbf{n}_k$$

일반적으로,  $i \neq k$ 인 동안  $\mathbf{H}_i \mathbf{V}_k \neq 0$ 이고, 이것은 수신단에서 다중 사용자간 간섭이 존재함을 의미한다. 그러나, 식 (11)에서와 같이 각각  $\mathbf{A}_k$ 와  $\mathbf{R}_k$ 로 표현되는 송신단과 수신단에서의 신호 처리로 인하여  $\mathbf{H}_k \mathbf{V}_k$ 로 표현되는 사용자  $k$ 의 유효 채널을 통과한 수신 신호는 다른 사용자에게 간섭을 주지 않는다.

두번째 단계에서, 모든 전송 빔형성 행렬  $\mathbf{T}_k$  ( $k=1,2,\dots,K$ )가 송신단에서 설정된다. 식 (12)에서 사용자  $k$ 에 대한 유효 채널 행렬은  $\mathbf{F}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k$ 로 표현할 수 있으며, 송신단 신호 처리 벡터  $\mathbf{A}_k$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{P}_k^{1/2} \quad (13)$$

여기서,  $\mathbf{Q}_k$ 는 직교 column을 가지며,  $\mathbf{P}_k$ 는 음이 아닌 요소를 가지는 대각 행렬이다.  $\mathbf{P}_k$ 의 각 대각 요소는 사용자  $k$ 의 데이터 스트림 각각에 대한 송신 전력을 의미하여  $P_k = \text{trace}(\mathbf{P}_k)$  사용자  $k$ 에게 할당된 전체 송신 전력이다. 시스템 전체에 대한 송신 전력은  $P_T$ 는 모든  $P_k$ 의 합과 같다. 본 논문에서는 모든 데이터 스트림에 같은 파워를 할당하였다.

사용자  $k$ 에 대한 유효 채널  $\mathbf{F}_k$ 의 SVD는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{F}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k = [\mathbf{R}_k \mathbf{U}'] \cdot \begin{bmatrix} \Sigma_k & 0 \\ 0 & \Sigma' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_k^H \\ \mathbf{V}_k^H \end{bmatrix} \quad (14)$$

사용자  $k$ 에게 전송되는 독립적인 데이터 스트림의 수는  $L_k$ 이기 때문에, 수신단 가중치 행렬  $\mathbf{R}_k$ 는 유효 채널  $\mathbf{F}_k$ 의 특이값 중 첫  $L_k$ 개에 해당하는 왼쪽 특이벡터로 선택되며, 동시에,  $\mathbf{Q}_k$ 는 특이값 중 첫  $L_k$ 개에 대한 오른쪽 특이벡터로 결정된다. 이를 바탕으로 식 (12)의 수신 신호 벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{y}} = \sum_k \mathbf{P}_k^{1/2} \mathbf{D}_k + \mathbf{n}' \quad (15)$$

여기서,  $\Sigma_k$ 는 유효 채널 행렬  $\mathbf{F}_k$ 의 특이값 중  $L_k$ 개를 나타내는  $L_k \times L_k$  대각 행렬이며,  $\mathbf{n}'_k$ 는  $L_k$  차원의 잡음 벡터이다.

위에서 설명한 coordinated Tx-Rx 기법은 그림 2와 같은 과정을 통하여 최종적인 송신단의 프리코딩 행렬을 계산해낸다. Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법을 실행함에 있어서 각 사용자의 수신 안테나 수는  $N_R = N_{R1} = N_{R2} = \dots = N_{RK}$ 로 가정하고, 각 사용자에게 독립적으로 전송되는 데이터 스트림의 수는  $L = L_1 = L_2 = \dots = L_K$ 로 고정한다. 알고리즘의 1, 2번째 단계는 송신단과 수신단의 가중치 행렬에 대한 초기값을 제공한다. 3번째 단계에서는 각 수신단이 계산된 송신단 가중치 행렬을 이용하여 최적의 수신단 가중치 행렬을 계산한다. 반면에, 4번 단계에서 송신단은 3번 과정에서 계산된 모든 사용자의 수신단에 적합한 pre-receiver 가중치 행렬을 이용하여 최적의 송신 가중치 행렬을 선택한다.

#### IV. 제안된 적응적 다중 스트림 선택의 Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법

III.2장에서 설명한 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법에서 각 사용자에게 전송되는 데이터 스트림의 수는 추가적인 DoF (degree of freedom) 를 제공한다. 또한, 추가적인 DoF는 시스템의 BER 성능을 보다 더 최적화 시킨다. MU-MIMO 시스템에서 모든 데이터 스트림의 수는 기지국의 안테나 수로 제한된다. 따라서, 시스템 throughput 및 BER 성능은 각 사용자에게 최적의 데이터 스트림을 할당해줌으로써 증가시킬 수 있다. 최적의 사용자 당 데이터 스트림의 수를 할당하는 것은 brute-force 탐색을 통하여 얻어질 수 있지만, 이는 현실적인 시스템에 적용하기에는 너무 복잡하다.

기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법 사용 시 사용자당 데이터 스트림의 수는 고정되어 있다<sup>[3][4]</sup>. 본 논문에서는 신호가 전송되는 순간의 채널 상태를 고

려하여, 각 사용자에게 대한 데이터 스트림의 수를 적응적으로 할당하는 적응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법을 제안한다. 제안된 적응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법은 수신단에서 선형검출 기법을 이용하여 신호 간 간섭을 제거한다고 가정한다.  $nR$ 개의 수신 안테나와  $nT$ 개의 송신안테나를 가진 공간 다중화 단일 사용자 MIMO 시스템을 가정한 경우, 수신 신호는  $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$ 로 표현된다. (여기서,  $\mathbf{y}$  는  $nR \times 1$  크기의 수신 신호 벡터,  $\mathbf{H}$ 는  $nR \times nT$  크기의 채널 행렬,  $\mathbf{x}$ 는  $nT \times 1$ 의 송신 신호 벡터,  $\mathbf{n}$ 은 0의 평균값과  $\sigma^2$ 의 분산값을 가지는  $nR \times 1$  가우시안 잡음 벡터이다) ZF 검출 기법은 이러한 수신 신호에 다음과 같은 채널 행렬의 의사 역행렬 (pseudo-inverse matrix)로 구성된 가중치 행렬을 곱하여 줌으로써, 전송 신호를 검출하며, 그 과정은 다음과 같다.

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$$

$$\mathbf{W}_{ZF} \mathbf{y} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n} \quad (16)$$

$$= \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n}$$

여기서,  $\mathbf{H}^H$ 는 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 의 Hermitian 전치 행렬이다. ZF검출에서 성능 저하는 채널 상태가 좋지 않은 경우, 식(16)에서 두 번째 항  $(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{n}$ 으로 인하여 발생하는 잡음 증폭으로 인한 것이다. MMSE 검출 기법의 경우 역시 채널 상태가 좋지 않은 경우, ZF 검출기법과 마찬가지로 이유로 인한 잡음 증폭으로 성능 저하 현상이 발생한다. QRD 관점에서 봤을 때, 식 (16)의 두 번째 항으로 인한 잡음 증폭은 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[7]</sup>.

<p><b>Input:</b> 채널 행렬 <math>\mathbf{H}</math> 각 사용자에게 전송되는 데이터 스트림 수 <math>L_k</math> (<math>k=1, 2, \dots, K</math>)</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1: 송신 가중치 행렬 <math>\mathbf{V}_k</math>는 identity 라 가정 식 (14)를 이용하여 수신 가중치 행렬 <math>\mathbf{R}_{k0}</math> 계산</li> <li>2: 식 (9)와 행렬 <math>\mathbf{R}_{k0}</math> 이용하여 초기 송신 가중치 행렬 <math>\mathbf{V}_{k0}</math> 계산</li> <li>3: 식 (14)를 적용후, 행렬 <math>\mathbf{F}_k</math>의 <math>L_k</math> 왼쪽 특이벡터를 가상 수신 가중치 행렬 <math>\mathbf{R}_k</math>로 결정</li> <li>4: 식 (9)와 <math>\mathbf{R}_k</math>를 이용하여 송신 가중치 행렬 <math>\mathbf{V}_k</math> 계산</li> <li>5: 행렬 <math>\mathbf{F}_k</math>의 <math>L_k</math> 오른쪽 특이벡터를 <math>\mathbf{Q}_k</math> 설정</li> <li>6: 계산된 <math>\mathbf{V}_k</math>와 <math>\mathbf{Q}_k</math>를 이용하여 프리코딩 행렬 구성: <math>\mathbf{T}_k = \mathbf{V}_k \mathbf{Q}_k</math></li> </ol> <p><b>Output:</b> 프리코딩 행렬 <math>\mathbf{T}_k</math></p>
---

그림 2. Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법

$$\begin{aligned} \text{Tr}\left\{\left(\mathbf{H}^H\mathbf{H}\right)^{-1}\right\} &= \text{Tr}\left\{\left(\mathbf{R}^H\mathbf{Q}^H\mathbf{Q}\mathbf{R}\right)^{-1}\right\} \\ &= \text{Tr}\left\{\left(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}^{-H}\right)\right\} \end{aligned} \quad (17)$$

$\mathbf{A}=\mathbf{R}^{-1}$ 라하면, 행렬  $\mathbf{R}$ 의 삼각행렬 특성으로 인하여 식 (17)은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \text{Tr}\left\{\left(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{R}^{-H}\right)\right\} &= \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \left\|A_{i,j}\right\|^2, \\ &= \sum_{i=1}^M \frac{1}{R_{i,i}^2} + \sum_{i=1}^M \sum_{j=i+1}^M \left\|A_{i,j}\right\|^2 \\ &\geq \sum_{i=1}^M \frac{1}{R_{i,i}^2} \end{aligned} \quad (18)$$

여기서,  $R_{i,i}$ 는 삼각 행렬  $\mathbf{R}$ 의 대각 요소이다. 식 (18)에서 등호는 행렬  $\mathbf{H}$ 가 직교 행렬인 경우 즉, 행렬  $\mathbf{R}$ 이 대각 행렬인 경우에만 성립한다. 최적의 사용자당 데이터 스트림 수를 얻기 위해서는 식 (18)에서 두 번째 항인  $\sum_{i=1}^M \sum_{j=i+1}^M \left\|A_{i,j}\right\|^2$ 를 고려하여 exhaustive 탐색을 수행해야만 한다. 따라서 본 논문에서는  $\sum_{i=1}^M 1/R_{i,i}^2$ 만을 고려함으로써, 채널 환경이 좋은 경우에는 최적 기법과 유사한 성능을 가지면서 복잡도는 상당량 감소시킨 준최적 사용자당 데이터 스트림 선택 기법을 제안하였다.

식 (18)의 분석을 바탕으로 수신단에서 선형 검출 기법을 가정한 경우  $\sum_{i=1}^M 1/R_{i,i}^2$ 를 최소화하는 사용자당 데이터 스트림 수 집합을 선택함으로써 최소의 잡음 증폭을 가지는 채널 환경 구성이 가능해지며 이로 인하여 BER 성능 향상이 가능하다. 즉, 행렬  $\mathbf{R}$ 의 대각 요소  $R_{i,i}$ 값을 최대화함으로써, 준최적 사용자당 데이터 스트림 개수를 얻을 수 있다.

#### 4.1 적응적 사용자당 데이터 스트림 선택 기법

본 절에서는 수신단에서 선형 검출 기법을 사용한다고 가정 하였을 때, 제안된 사용자 데이터 스트림 선택 기법 알고리즘을 설명한다.

먼저, 송신단에서 알고 있는 채널 정보를 이용하여 채널 행렬의 Hermitian 전치 행렬  $\mathbf{H}^H$ 의 각 열의 norm 값을 계산한 후, 다음과 같이 내림차순으로 정렬한다.

$$\left\|\mathbf{h}_{w_1}\right\|^2 \geq \left\|\mathbf{h}_{w_2}\right\|^2 \geq \dots \geq \left\|\mathbf{h}_{w_N}\right\|^2 \quad (19)$$

제안된 알고리즘의 첫 번째 단계에서 각 단계에서 불필요한 계산을 중단하기 위한 임계값은  $\infty$ 로 초기화 되며, 계산된 norm 값 중 가장 큰 값을 가지는 열 즉, 가장 작은 잡음 증폭을 발생하는 열이 선택된다. 두 번째 반복을 수행하기 위하여, 선택된 열을 제외한 행렬  $\mathbf{Q}$ 의 나머지  $(N-1)$ 개의 열을 이용하여 SQRD (sorted QR decomposition) 알고리즘<sup>[8]</sup>을 적용한 후, 그 중 가장 큰 norm 값을 가지는 열을 선택한다. 선택된 열을 이용하여 위의 과정을 전체 데이터 스트림의 수  $N_r$ 가 얻어질 때까지 반복한다. 또한, 매 단계에서 선택된 열들이 가지는  $D = \sum_{i=1}^M 1/R_{i,i}^2$  값을 연속적으로 계산되며, 첫 번째 잡음 증폭을 최소화하는 사용자 채널 조합이 구해지면, 그 조합이 가지는  $D$ 값을 임의의 임계값으로 저장하여, 다음 단계에서 이용한다. 두 번째 단계에서는 채널 행렬  $\mathbf{H}^H$ 의 각 열 중 두 번째로 큰 norm을 가지는 열, 즉,  $w_2$  번째 열을 선택하여 위 과정을 다시 수행하며, 각 반복 과정에서  $D$ 값이 이전 단계까지 수행하여 얻어진 임계값을 초과할 경우 저장된 사용자 채널 조합은 바뀌지 않으며, 다음 단계를

```

Input:  $\mathbf{H}^H, N_r$ ,
        M : 전체 데이터 스트림 수

1: Threshold =  $\infty$ 
2: 채널 각 열의 norm  $\|\mathbf{h}_i\|^2$  계산: norms
3: 계산된 norm값을 내림차순으로 정렬: w에 저장

For ii = 1 to  $N_r$ 
4:  $D = 0$ , Tnorms = norms

5: w로부터 최대 norm 선택: Tnorminit으로 설정
   & 선택된 norm의 순서: S에 저장

For jj = 2 to M
6:  $Tnorm_k = \arg\max_{m=j, \dots, N_r} (Tnorm_m), k = m$ 
7: 선택된 집합의 norm 합을 계산  $D = D + 1/Tnorm_k$ 
   if  $D \geq Threshold$ : break
8: S와 Q, R, Tnorms에서 jj와 k번째 순서 교환
9: from jj + 1 to  $N_r$ 
   내림차순의 Sorted QR-분해 수행 & Tnormm의 정보 갱신

if (jj == M)
if 각 사용자가 최소 하나의 데이터 스트림 할당
10: 채널 상황이 가장 좋은 사용자 집합 = S(1 : M)
11: Threshold value =  $D$ 
else
12: 가장 많은 데이터 스트림을 가진 사용자의 데이터 스트림
    0개의 데이터 스트림 가진 사용자에게 할당: S에 저장
end
end
end

13: 집합 S를 사용하여 사용자당 데이터 스트림 설정

Output: MS
    
```

그림 3. 적응적 데이터 스트림 선택 기법

표 1. Coordinated Tx-Rx 빔형성 기법의 연산 복잡도 비교 분석

Scheme	Complexity (flops)	C/C <sub>co</sub> × 100 (N=16, M=8)
Coordinated Tx-Rx Beamforming	$N^2M^3 + \frac{3}{4}NM^2 + 8N^2 + \frac{13}{2}NM + 38N$ $+ (M + 35)\left(\frac{2N}{M}\right)^3 + \left(10 - \frac{M}{2}\right)\left(\frac{2N}{M}\right)^2 - 10\frac{N}{M}$	100 (138156)
Adaptive Multi-stream Selection	$8N^2M^2 + \frac{1}{4}N^2 + \frac{3}{2}N^2M + \frac{11}{4}NM - 4NM^3 - \frac{15}{4}NM^2 - \frac{3}{4}N$	91.64 (126612)
Adaptive Coordinated Tx-Rx Beamforming	Adaptive multi-stream selection + Coordinated Tx-Rx Beamforming	191.644 (264768)

진행한다.

위와 같은 방법을 통하여 최소의  $\sum_{i=1}^M 1/R_{i,i}^2$  값을 가지는 채널 조합 즉, 최소의 잡음 증폭을 이끌어 내는 사용자 채널 조합이 결정된다. 시스템에서 주어진  $N_R \times N_T$  크기를 가지는 전체 채널  $\mathbf{H}$ 의 Hermitian 전치 행렬인  $\mathbf{H}^H$ 의 각 열은 사용자  $k$  ( $k=1,2,\dots,K$ )가 가진 각각의 수신 안테나가 겪는 채널을 의미한다. 따라서 제안된 알고리즘을 통하여 얻어진 준 최적 사용자 채널 조합에 속한 열의 번호를 바탕으로 사용자 당 데이터 스트림 수를 결정할 수 있다. 결정된 데이터 스트림수가 만약, 모든 사용자에게 최소 하나 이상의 데이터 스트림을 전송하지 못할 경우, 가장 많은 데이터 스트림 수를 가지는 사용자의 데이터 스트림 중 하나를 하나의 데이터 스트림도 가지지 못하는 사용자에게 할당함으로써, 시스템 전체의 BER 성능뿐 아니라, 사용자 간의 공정성 또한 고려한다. 제안된 데이터 스트림 선택 기법은 그림 3에 나타내었다.

#### 4.2 제안된 알고리즘의 연산 복잡도 분석

본 장에서는 제안된 적응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법과 기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법의 복잡도를 비교 분석한다. 본 장에서 연산 복잡도 분석을 위하여 flop 단위를 사용하였으며, 덧셈 연산의 경우 1 flop, 곱셈 연산의 경우 3 flop으로 정의하였다. 또한, 역행렬 계산은 Gaussian- Jordan 소거법을 이용하였다<sup>9)</sup>. 표 1에 기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법, 적응적 데이터 스트림 선택 기법과 제안된 적응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법의 연산 복잡도를 나타내었다. 본 논문에서의 환경과 마찬가지로 모든 사용자의 수신 안테나 수의 합  $N=16$ , 선택할 데이터 스트림의 총 수  $M=8$ 의 경우를 예로 하여 수치적으로 표현하였다. 모의실험 환경과 동일한 환경에서 기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법의 연산 복잡

도를 100%로 가정한 경우, 제안된 기법은 기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법의 경우 191.64% 정도의 복잡도를 가지고, 상당한 성능 향상을 달성한다. 제안된 빔형성 기법이 다중 사용자 MIMO 하향링크 시스템에서 수신단이 아닌 기지국에서 수행됨을 고려하였을 때, 복잡도의 증가보다 성능의 향상을 우선시하게 된다.

### V. 모의실험 결과

본 장에서는 제안된 적응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법의 성능을 검증하기 위한 모의실험 결과를 보인다. 본 모의실험에서 수신단에서의 신호 검출을 위하여 선형 검출 기법을 사용하였으며, 채널은 flat fading 채널을 사용하였다. 또한, 4QAM 변조기법을 사용한 uncoded 시스템에서 모의실험을 수행하였다. 먼저,  $8 \times 8$  SU-MIMO 시스템과 각 사용자가 2개씩의 수신안테나를 가진 경우, 송신단에서 BD 기법을 적용한 결과를 비교 하였다. 다음으로 각 사용자가 4개의 수신 안테나를 가진 경우 제안된 적응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법의 시스템 전체의 BER 성능 향상을 보이기 위하여 기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법과의 성능비교를 위한 모의실험을 수행하였다. 기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법에서는 모든 사용자에게 두 개의 데이터 스트림이 전송됨을 가정하였다.

모의실험 결과, 모든 사용자에게 독립적으로 전송되는 데이터 스트림의 수가 총 8개이며, 수신단에서 선형검출 기법을 사용한 경우에 적응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법은 기존의 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법에 비하여 target BER  $10^{-2}$ 에서 약 2.5dB의 성능 향상을 보임이 입증되었다. 그림 4는 수신단에서 ZF 검출기법을 사용한 경우 모의실험 결과이며, 그림 5는 MMSE 검출기법을 사용한 경우 모의실험 결과이다.

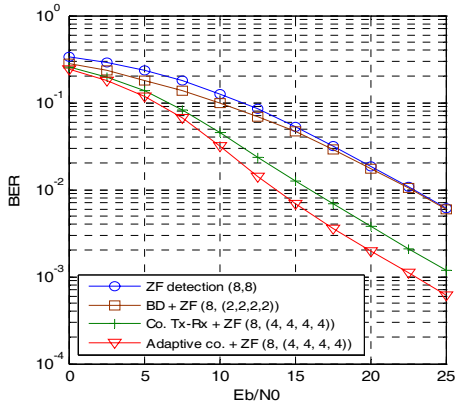


그림 4. ZF 검출기법 사용시 IUI 제거기법들의 성능 비교

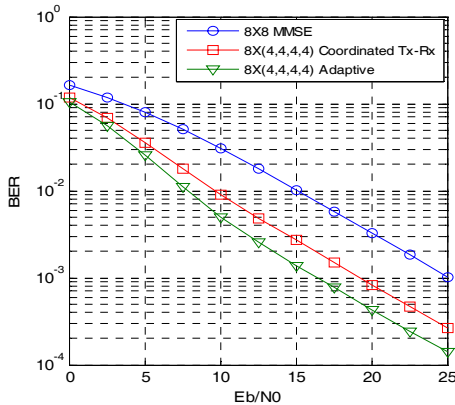


그림 5. MMSE 검출기법 사용시 IUI 제거기법들의 성능 비교

## VI. 결 론

본 논문에서는 다중 사용자 MIMO 하향링크 시스템에서 각 사용자가 다수의 수신안테나를 가지는 경우에 사용자간 간섭 제거를 위한 기존의 co-ordinated Tx-Rx 빔형성 기법이 사용자당 데이터 스트림의 수를 고정적으로 사용했던 점을 보완하기 위하여, 적응적 coordinated Tx-Rx 빔형성 기법을 제안하였다. 제안된 적응적 coordinated Tx-Rx 기법은 시스템의 전반적인 BER 성능을 향상시킬 수 있도록 잡음 증폭을 최소화하는 사용자당 데이터 스트림 수를 설정함과 동시에 모든 사용자에게 최소 하나 이상의 데이터 스트림 수를 전송하는 공정성 또한 고려하였다. 수신단에서 선형검출 기법 사용을 가정한 경우, 제안된 알고리즘은 기존의 co-ordinated Tx-Rx 빔형성 기법에 비하여 시스템의 전반적인 BER 성능을 target BER  $10^{-2}$ 에서 약 2.5dB 향상시켰으며, 모의실험을 통하여 이를 입증하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] S. Haykin and M. Moher, *Modern Wireless Communications*. Pearson Prentice Hall, New Jersey, 2005.
- [2] K. Su, *Efficient Maximum Likelihood Detection for Communication over Multiple Input Multiple Output Channels*. Doctoral Dissertation, University of Cambridge, 2005.
- [3] R.L.Choi, M.T. Ivrlac, R.D. Murch, and A. Nossek, "Joint Transmit and Receive Multi-user MIMO Decomposition Approach for the Downlink of Multi-user MIMO Systems," in *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference*, vol.1, pp.409-413, October 2003.
- [4] Quentin H. Spencer, A. Lee Swindlehurst, and Martin Haardt, "Zero-Forcing Methods for Downlink Spatial Multiplexing in Multiuser MIMO Channels," *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol.52, No.2, pp.461-471, Feb. 2004.
- [5] Q. Spencer and M. Haadt, "Capacity and downlink transmission algorithms for a multi-user MIMO channel," in *Proc. 36th Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, CA*, IEEE Computer Society Press, November 2002.
- [6] M. Mohaisen, B. Hui, and K.H. Chang, "Fixed-complexity vector perturbation with block diagonalization for MU-MIMO systems," in *Proc. of IEEE MICC*, Dec. 2009.
- [7] M. Mohaisen and K.H. Chang, "On transmit antenna selection for multiuser MIMO systems with dirty paper coding," in *Proc. of IEEE PIMRC*, Sep. 2009, SessionG9-1.
- [8] D. Wubben, J. Rinas, R. Bohnke, V. Kuhn, and K. D. Kammeyer, "Efficient Algorithm for Detecting Layered Space-Time Codes," in *Proc. ITG Conference on Source and Channel Coding*, Berlin, Germany, January 2002, pp. 399-405.
- [9] H. Arsham and M. Oblak, "Matrix inversion: a computational algebra approach," *International journal of Mathematical Education in*



Science and Technology, Vol.27, No.4, pp. 599-605, 1996.

안 흥 선 (HongSun An)

정회원



2007년 2월 인하대학교 전기공학과 공학사

2010년 2월 인하대학교 정보통신대학원 공학석사

2010년 2월~현재 Nessler 연구원

<관심분야> MIMO Detection,

Interference management, 4G 이동통신, Military Communication

장 경 희 (KyungHi Chang)

중신회원



1985년 2월 연세대학교 전자공학과 공학사

1987년 2월 연세대학교 전자공학과 공학석사

1992년 8월 Texas A & M Univ., EE Dept. (Ph.D.)

1989년~1990년 삼성종합기술원 주임연구원

1992년~2003년 한국전자통신연구원, 이동통신연구소 무선전송방식연구팀장 책임연구원

2003년현재 인하대학교 정보통신대학원 교수

<관심분야> 4세대 이동통신 및 3GPP LTE 무선전송방식, WMAN 및 DMB 시스템 무선전송기술, Cognitive Radio, Cross-layer Design, Cooperative Relaying System, RFID/USN Systems, Mobile Ad-hoc Network, 해상/수중 통신 등

모하이센 마나르 (Manar Mohaisen)

정회원



2001년 7월 Univ. of Gaza, Gaza, Palestine, 통신 및 제어 공학사

2005년 9월 School Polytechnic of Nice Univ., Sophia-Anti-polis, France 공학석사

2010년 2월 인하대학교 정보통신대학원 공학박사

2001년~2003년 Palestinian Telecommunication Company (JAWWAL)

<관심분야> MIMO Detection, Co-Channel Interference Cancellation, Dirty Paper Coding, Antenna Selection