

논문 2012-50-4-3

# 간섭 제거와 수신 성능 향상을 위한 전처리기법을 적용한 LDC기반의 다중 사용자 다중 입출력 시스템

( An LDC-based MU-MIMO System with Pre-coding for Interference  
Cancellation and Robust Reception )

박 명 철\*, 조 봉 균\*, 한 동 석\*\*

( Myung Chul Park, Bong-Gyun Jo, and Dong Seog Han )

## 요 약

본 논문에서는 다중사용자 다중입출력 시스템에서 대역폭 효율의 감소 없이 페이딩에 대한 수신 성능을 향상시키는 부호화 알고리즘을 제안한다. 기존의 다중사용자 다중입출력 방식으로 사용되는 공간분할다중화 방식은 페이딩 경로에 취약하며, 이를 극복하기 위한 시공간블록부호화 방식은 전송량이 떨어지는 단점이 있다. 이러한 문제점을 개선하기 위하여 제안 부호화 알고리즘은 페이딩 환경에 강인하고 전송량이 송신 안테나 개수에 비례하여 증가하는 LDC(linear dispersion code) 기법을 이용하여 송신 심벌을 부호화하고, 예측한 채널 이득의 특이값 분해 값을 LDC 부호화 심벌에 전처리하여 성능을 개선한다. 그리고 컴퓨터 모의실험을 통하여 기존 알고리즘과 제안하는 알고리즘의 성능을 비교 평가한다.

## Abstract

In this paper, a coding algorithm is proposed for multi-user multi-input multi-output (MU-MIMO) systems to improve the reception performance in fading conditions without reducing the bandwidth efficiency. The space division multiple access (SDMA) scheme that is one of the commonly used for MU-MIMO systems is vulnerable to the fading. The space time block code (STBC) scheme that is used to overcome the fading has a disadvantage of reduced throughput. The proposed MU-MIMO system first encodes transmitted symbols by linear dispersion code (LDC) which is less vulnerable to the fading and increases the throughput in proportional to the number of transmit antennas. Then, the LDC coded symbols are pre-coded by the result of singular value decomposition (SVD) of the estimated channel gain. We evaluate the performance of the proposed scheme compared with the conventional algorithms by computer simulations.

**Keywords** : LDC, MU-MIMO, SVD

## I. 서 론

\* 학생회원, \*\* 정회원, 경북대학교 전자공학부  
(School of Electronics Engineering, Kyungpook  
National University)

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 IT  
융합 고급인력과정 지원사업의 연구결과로 수행되  
었음(NIPA-2013-H0401-12-1006)

※ 본 논문은 2012학년도 경북대학교 학술연구비에 의  
하여 연구되었음

접수일자: 2013년1월23일, 수정완료일: 2013년3월22일

모바일 이용자들은 실내·외에서 이동하는 동안 근  
거리 통신인 Wi-Fi와 이동통신 시스템을 이용하여 대  
용량 멀티미디어 서비스를 고속으로 즐길 수 있다. 그  
러나 고품질 멀티미디어 정보의 이용을 위하여 지금보  
다 더 빠른 무선 통신 환경이 지속적으로 요구되고 있  
다. 이러한 요구의 하나로 최근에는 초고속 Wi-Fi 통신

을 위한 IEEE 802.11ac의 표준화가 활발하게 진행되고 있다<sup>[1]</sup>.

IEEE 802.11ac는 기존 Wi-Fi 규격인 IEEE 802.11n을 개선한 것으로서 80~160MHz의 대역폭을 활용하여 최대 6.93Gbps 정도의 높은 전송량을 가진다. 그리고 한 개의 채널당 최대 8명의 사용자에게 동시에 정보를 제공할 수 있는 장점이 있다. IEEE 802.11n은 점-대-점(point-to-point) 다중 안테나(multi input multi output, MIMO)만 적용하여 동일한 주파수 자원을 사용하는 수신기의 개수가 증가할수록 수신 성능과 전송 속도가 감소하는 단점이 있다. 이는 순방향 링크와 역방향 링크에서 다중 접속 간섭(multiple access interference, MAI) 또는 안테나 간에 간섭(inter-antenna interference, IAI)을 겪게 되기 때문이다. 이 문제를 해결하기 위하여 IEEE 802.11ac 표준에서는 다중 사용자 다중 안테나(multi user-multi input multi output, MU-MIMO) 기법을 채택하여 수신 성능과 전송 속도가 감소하는 문제를 해결하려고 하고 있다<sup>[2]</sup>.

MU-MIMO 기법은 크게 전처리 과정과 후처리 과정으로 나눈다. 후처리 과정에서는 최우검과기(maximum-likelihood, ML)를 주로 사용하여 IAI와 MAI를 제거하고 사용자 신호를 검파한다. 그러나 이 기법은 수신기의 복잡도를 매우 증가시키는 단점이 있으며, 이를 보완하기 위하여 전처리 기법으로 다중 사용자 송신(multiuser transmission, MUT) 기술이 도입되었다<sup>[2]-[7]</sup>.

MUT 방식으로 많이 사용되는 기법으로는 MMSE(minimum mean square error)와 ZF(zero forcing) 등의 선형 전처리 기술이 있다. 이러한 선형 전처리 기술은 이동단말에서는 사용할 수 없고 기지국에서만 사용할 수 있기 때문에 순방향링크에서만 적용 가능하다<sup>[3, 6]</sup>. 그러나 Liu가 제안한 특이값 분해(singular value decomposition, SVD)를 이용한 MUT 방식은 순방향과 역방향 링크에서 모두 사용 가능한 장점이 있다<sup>[2]</sup>.

Liu는 SVD로 얻은 복소공역 전치행렬의 신호공간에 대한 의사역행렬(pseudo inverse)을 송신기에서 전처리 행렬로 사용하여 MAI를 제거한다. 그리고 SVD로 얻은 유니터리 행렬(unitary matrix)에 대한 의사역행렬을 수신기에서 후처리 행렬로 사용하여 IAI를 제거한다. 또한 Liu는 이러한 MUT 방식에 점-대-점 MIMO 기법인 SDMA(space division multiple access)를 적용하여 공

간 다이버시티 이득을 얻는다. 그러나 SDMA 시스템은 각 경로별 페이딩에 취약한 단점이 있어 수신 성능 향상에는 크게 기여하지 않는다<sup>[2]</sup>.

본 논문에서는 Liu가 제안한 SVD 기법을 적용하고 SDMA의 단점을 극복하기 위하여 STBC(space time block code) 기법을 적용한 MU-MIMO 시스템을 살펴보고 LDC(linear dispersion code) 기법을 적용한 MU-MIMO 시스템을 제안한다. STBC는 공간과 시간적 다이버시티 이득을 동시에 얻어서 동일한 변조레벨에서 SDMA보다 수신 성능이 크게 향상되는 장점이 있다<sup>[7]</sup>. 그리고 LDC 기법은 다수의 심벌 신호를 여러 심벌구간 동안 부호화를 통하여 분산하여 전송함으로써 다이버시티 이득을 얻는 시스템이다. 이 기법은 동일한 변조레벨에서 SDMA와 같은 전송량을 가지면서도 수신 성능이 향상되는 장점이 있다<sup>[9]</sup>.

본 논문에서는 LDC를 SVD에 적용하여 LDC 부호화를 통한 다이버시티 이득과 SVD의 MAI와 IAI를 제거하는 효과를 동시에 가지는 선형 전처리 기법을 제안한다. 이를 통하여 Liu가 제안한 SDMA 기반의 MU-MIMO 시스템보다 향상된 수신 성능을 가진 LDC 기반의 MU-MIMO 시스템을 제안한다.

본문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 기존 SDMA를 기반으로 한 SVD MU-MIMO 시스템과 STBC-SVD 검출방법에 대하여 살펴보고 III장에서는 SVD에 LDC를 적용한 MU-MIMO 시스템을 제안한다. IV장에서는 컴퓨터 실험을 통하여 얻은 수신 성능을 살펴본 후, V장에서 결론을 맺는다.

## II. 기존의 MU-MIMO 시스템

본 장에서는 기존의 SDMA MU-MIMO 시스템에 대해 살펴본다. 그리고 수신 성능을 향상하기 위하여 MU-MIMO에 STBC를 적용한 기존의 시스템에 대하여 살펴본다.

### 1. 기존의 SDMA-SVD MU-MIMO 시스템

MU-MIMO 시스템은 기지국과 이동단말 간의 채널 상태 정보(channel state information, CSI)를 사용하여 송신기에서 송신 정보를 전처리 하고 수신기에서 수신 정보를 후처리 하여 MAI와 IAI의 영향을 줄인다. 그림 1과 2에 순방향 MU-MIMO 시스템의 개념도와 역방향

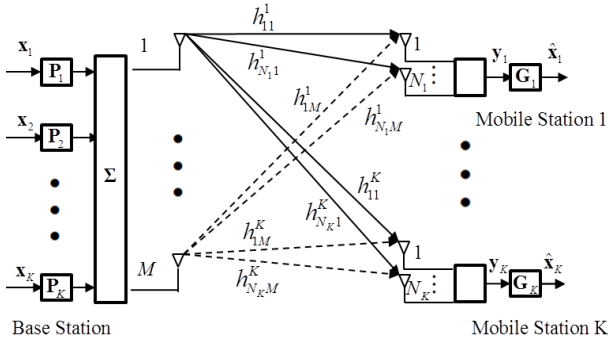


그림 1. 순방향 MU-MIMO 시스템의 개념도  
Fig. 1. Downlink MU-MIMO system block diagram.

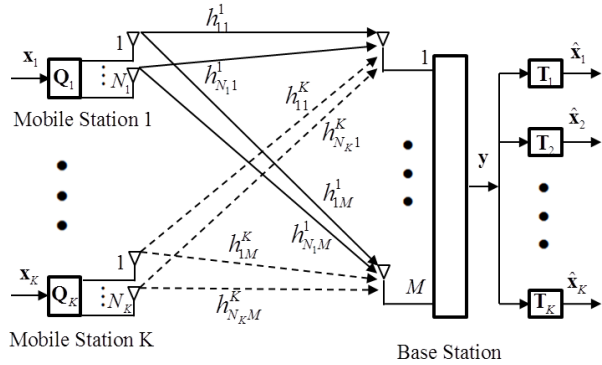


그림 2. 역방향 MU-MIMO 시스템의 개념도  
Fig. 2. Uplink MU-MIMO system block diagram.

MU-MIMO 시스템 개념도를 나타내었다. 역방향과 순방향의 시스템 구조는 흡사하기 때문에 여기서는 역방향 구조에 대해서만 설명한다.

기지국은  $M$ 개의 안테나를 가지고  $k$ 번째 이동단말은  $N_k (k=1, 2, \dots, K)$ 개의 안테나를 가진다.  $Q_k$ 는  $k$ 번째 이동단말의 송신 심벌  $x_k$ 를 전처리 한다.  $T_k$ 는 기지국에서  $k$ 번째 이동단말의 송신 심벌을 추출하기 위하여 수신 정보를 후처리 한다.  $\mathbf{x}_k = [x_{k1}, x_{k2}, \dots, x_{kN_k}]^T$ 는  $k$ 번째 이동단말의  $j$ 번째 안테나로 보내는 송신 심벌  $x_{kj} (j=1, 2, \dots, N_k)$ 로 구성되고,  $T$ 는 전치행렬을 의미한다.  $k$ 번째 이동단말에서 전처리된 송신 심벌  $\mathbf{d}_k$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{d}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{x}_k \quad k=1, 2, \dots, K \quad (1)$$

$k$ 번째 이동단말이  $N_k$ 개의 송신 안테나를 사용하여  $M$ 개의 수신 안테나를 가진 기지국으로 전송할 때 채널 임펄스 응답(channel impulse response, CIR) 행렬은 다음

과 같다.

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_{11}^k & h_{12}^k & \dots & h_{1N_k}^k \\ h_{21}^k & h_{22}^k & \dots & h_{2N_k}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}^k & h_{M2}^k & \dots & h_{MN_k}^k \end{bmatrix} \quad (2)$$

이 행렬은 기지국의  $m$ 번째 수신 안테나와  $k$ 번째 이동단말의  $n$ 번째 송신 안테나간의 채널 이득을 의미하는  $h_{mn}^k$ 으로 구성되고 크기는  $M \times N_k$ 이다. 그리고 기지국에서 수신된 신호  $\mathbf{y}$ 는 길이가  $M$ 인 열벡터로 다음과 같다.

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \mathbf{d}_k + \mathbf{z} = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_k \mathbf{Q}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{z} \quad (3)$$

여기서  $\mathbf{z}$ 는 평균이 영이고 분산이  $\sigma^2$ 인 가우스 분포를 따르는 열잡음이다.

기지국에서는 수신된 신호  $\mathbf{y}$ 를 크기가  $N_k \times M$ 으로 구성된 가중치 행렬  $\mathbf{T}_k$ 로 후처리 하여  $k$ 번째 이동단말의 송신 심벌을 다음과 같이 검출한다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{T}_k \mathbf{y}, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (4)$$

그리고 기지국에서 추정된 모든 이동단말의 송신 심벌  $\hat{\mathbf{x}}$ 는 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{x}} = [\hat{\mathbf{x}}_1^T, \hat{\mathbf{x}}_2^T, \dots, \hat{\mathbf{x}}_K^T]^T = \mathbf{T} \mathbf{y} \quad (5)$$

여기서  $\mathbf{T}$ 는 기지국에서 사용하는 모든 후처리 행렬을 나타내며  $\mathbf{T} = [\mathbf{T}_1^T, \mathbf{T}_2^T, \dots, \mathbf{T}_K^T]^T$ 이고 크기가  $(\sum_{k=1}^K N_k) \times M$ 이다. 이 시스템이 성립하기 위해서는 기지국의 안테나 개수가  $K$ 명의 이동단말의 안테나 개수 총합보다 크거나 같아야 한다  $(M \geq \sum_{k=1}^K N_k)$ . 그리고 채널 행렬  $\mathbf{H}_k$ 를 SVD하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_k &= \mathbf{U}_k \begin{bmatrix} \mathbf{A}_k^{1/2} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{V}_k^H = [\mathbf{U}_{ks} \ \mathbf{U}_{kn}] \begin{bmatrix} \mathbf{A}_k^{1/2} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{V}_k^H \\ &= \mathbf{U}_k \mathbf{A}_k^{1/2} \mathbf{V}_k^H, \quad k=1, 2, \dots, K \end{aligned} \quad (6)$$

여기서  $\mathbf{U}_k$ 와  $\mathbf{V}_k$ 의 크기는 각각  $M \times M$ 와  $N_k \times N_k$

이고,  $\mathbf{\Lambda}_k = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_k}\}$ 은  $\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k$ 이나  $\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H$ 의 고유 값들 중 0이 아닌 값으로 구성된 대각 행렬이다. 그리고  $\mathbf{U}_{ks}$ 는  $\mathbf{U}_k$ 의 1부터  $N_k$ 열까지의 부분 행렬로 신호 영역이고,  $\mathbf{U}_{kn}$ 은  $\mathbf{U}_k$ 의  $N_k+1$ 부터  $M$ 열까지의 부분 행렬로 공백 영역이다.

식(6)을 식(3)에 대입하면 기지국에서 수신된 신호인  $\mathbf{y}$ 를 다음과 같이 얻는다.

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{U}_{ks} \mathbf{\Lambda}_k^{1/2} \mathbf{V}_k^H \mathbf{Q}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{z} \quad (7)$$

이 때  $k$ 번째 사용자의 채널 행렬  $\mathbf{H}_k$ 는 식(6)의 SVD 행렬로 대체되었다. 그리고 전처리 행렬  $\mathbf{Q}_k$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{Q}_k = \mathbf{V}_k, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (8)$$

식 (8)을 식(7)에 대입하고  $\mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_k = \mathbf{I}_{N_k}$ 인 성질을 적용하면 역방향 수신 신호인 벡터  $\mathbf{y}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \mathbf{U}_{ks} \mathbf{\Lambda}_k^{1/2} \mathbf{x}_k + \mathbf{z} \quad (9)$$

식(9)는 전처리 행렬  $\mathbf{Q}_k$ 가  $k$ 번째 이동단말의 각 안테나에 따라 보내는 정보들을 다른 안테나에서 보내는 정보와 구분할 수 있음을 보인다.

$\mathbf{U}_s$ 와  $\mathbf{\Lambda}^{1/2}$ 는 다음과 같이 정의하여

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_s &= [\mathbf{U}_{1s}, \mathbf{U}_{2s}, \dots, \mathbf{U}_{Ks}] \\ \mathbf{\Lambda}^{1/2} &= \text{diag}\{\mathbf{\Lambda}_1^{1/2}, \mathbf{\Lambda}_2^{1/2}, \dots, \mathbf{\Lambda}_K^{1/2}\} \end{aligned} \quad (10)$$

기지국에서 수신한 신호  $\mathbf{y}$ 를 다음과 같이 나타낸다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}^{1/2} \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (11)$$

그리고 식(11)을 식(5)에 대입하여 다음과 같이 송신 심벌을 추정한다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{T} \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}^{1/2} \mathbf{x} + \mathbf{T} \mathbf{z} \quad (12)$$

이 때  $\mathbf{U}_{ks}$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ )의 모든 열들은 서로 직교하지만  $\mathbf{U}_s$ 의 모든 열들은 서로 직교하지 않는다<sup>[2]</sup>. 이는 MAI가 존재함을 의미하므로 기지국에서는 이를 제거

해야 한다. 그러므로 MAI를 제거하기 위하여 후처리 행렬  $\mathbf{T}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{T} = [\mathbf{U}_s]^\dagger = (\mathbf{U}_s^H \mathbf{U}_s)^{-1} \mathbf{U}_s^H \quad (13)$$

여기서  $[\cdot]^\dagger$ 는 의사역행렬을 의미한다. 식(13)을 식(12)에 대입하면 MAI가 제거된 다음과 같은 송신 심벌이 검출된다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{\Lambda}^{1/2} \mathbf{x} + \mathbf{z}' \quad (14)$$

여기서  $\mathbf{z}' = \mathbf{T} \mathbf{z}$ 는 평균이 0이고 분산은 다음과 같다.

$$E[\mathbf{z}'(\mathbf{z}')^H] = \sigma^2 (\mathbf{U}_s^H \mathbf{U}_s)^{-1} \quad (15)$$

그러므로 SVD MU-MIMO 시스템은 수신 안테나 하나가 다른 송신 안테나에 대한 간섭 없이 특정 송신 안테나 하나와 통신한다. 즉 특정한 안테나 간에 통신 채널이 형성된다. 이러한 채널 상황에 적합한 STBC 검출 방법을 다음 절에서 살펴본다.

## 2.2 기존의 STBC-SVD MU-MIMO 시스템

기존 STBC-SVD MU-MIMO 시스템은 송신 안테나 개수가 2개, 수신 안테나 개수가 2개인 STBC 기법을 SVD MU-MIMO에 적용한 것이다. 그림 3은 IAI가 제거되지 않았을 때 STBC의 개념도이다. 송신기는 신호  $x_0, x_1$ 을 임의의 시각  $t$ 에서 한 심벌 길이  $T$  이후  $t+T$ 까지 2개의 안테나로 전송한다. 그리고 수신기는 임의의 시각  $\tau$ 에서 한 심벌 길이  $T$  이후  $\tau+T$ 까지 2개의 안테나로 수신한다.  $z_0, z_1, z_2, z_3$ 는 평균이 영이고 분산이  $\sigma^2$ 인 가우스 분포를 따르는 열잡음이다. 그리고 수신기는 수신된 신호  $y_0, y_1, y_2, y_3$ 를 통하여 송신 신호를 다음과 같이 추정한다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_0 &= h_0^* y_0 + h_1^* y_1 + h_2^* y_2 + h_3^* y_3 \\ \hat{x}_1 &= h_1^* y_0 - h_0^* y_1 + h_3^* y_2 - h_2^* y_3 \end{aligned} \quad (16)$$

여기서  $*$ 는 복소공액을 의미한다.

그러나 IAI 제거되었을 때 STBC의 수신 신호는 달라진다. 그림 4는 SVD를 통하여 IAI가 제거되었을 때의 STBC 시스템의 개념도로 달라진 STBC의 수신 신호를 나타낸다.

이러한 수신 신호로부터 다음과 같이 송신 신호를 추

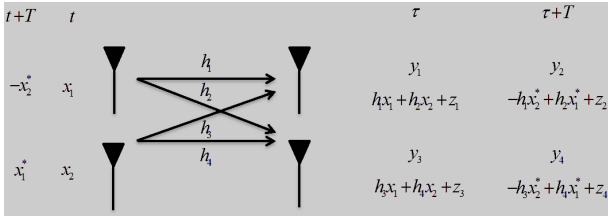


그림 3. IAI가 존재하는 2x2 STBC 개념도  
Fig. 3. 2x2 STBC with IAI.

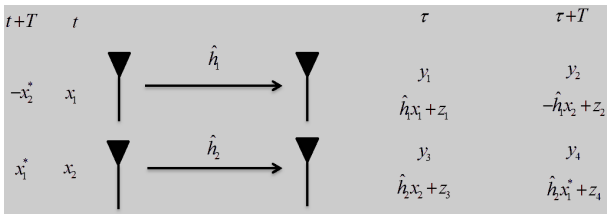


그림 4. IAI가 제거되었을 때 STBC의 개념도  
Fig. 4. 2x2 STBC without IAI.

정한다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_0 &= \hat{h}_1^* y_0 + \hat{h}_2^* y_3 \\ \hat{x}_1 &= \hat{h}_2^* y_2 - \hat{h}_1^* y_1 \end{aligned} \quad (17)$$

여기서  $\hat{h}_i$ 는 IAI가 제거된 STBC 시스템에서  $i$ 번째 송신 안테나와  $i$ 번째 수신 안테나간의 채널 이득을 의미한다.

동일한 송수신 안테나 수를 사용한 그림 4의 시스템은 그림 3의 시스템보다 채널의 수가 작다. 채널의 수가 작은 만큼 공간 다이버시티 이득을 얻지 못한다. 그러므로 IAI가 제거되었을 때 송수신 안테나를 2개(2x2)를 사용한 STBC 시스템의 다이버시티 이득은, IAI가 있을 때 송신 안테나 2개, 수신 안테나 1개(2x1)를 사용한 STBC 시스템의 다이버시티 이득과 동일하다.

그림 5는 MU-MIMO를 적용한 STBC 시스템의 개념도이다. STBC 부호기는 송신기에서 전처리 전에 송신 심벌을 STBC 부호화하고, STBC 복호기는 수신기에서 후처리 이후의 출력 신호를 검파한다. 식(14)를 보면 후처리 이후의 신호는 송신 심벌  $\mathbf{x}_k$ 가 채널  $\mathbf{A}_k^{1/2}$ 을 통과한 것이다. 즉 STBC 시스템 관점에서 SVD MU-MIMO는  $\mathbf{A}_k^{1/2}$ 만큼의 이득을 가진 통신채널이다. 그리고 MU-MIMO 시스템은 IAI를 제거한 그림 4와 같은 시스템이다. 그러므로  $\mathbf{A}_k^{1/2}$ 를 식(17)에 채널 이득 값으로 대입하여 송신 심벌을 추정한다. 즉 안테

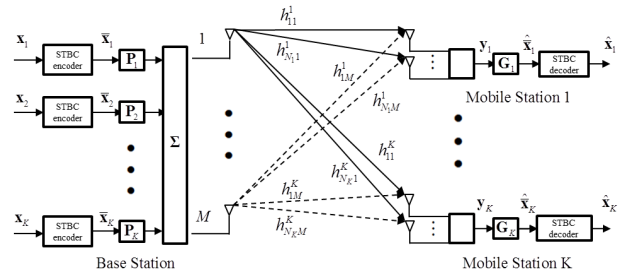


그림 5. STBC-SVD MU-MIMO 순방향 개념도  
Fig. 5. Downlink block diagram for STBC-SVD MU-MIMO.

나를 2개 가진  $k$ 번째 이동단말이 추정할 송신 심벌은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_1^k &= \lambda_{1,k}^{1/2} \hat{x}_{1,1}^k + \lambda_{2,k}^{1/2} \hat{x}_{2,2}^{k*} \\ \hat{x}_2^k &= \lambda_{2,k}^{1/2} \hat{x}_{2,1}^k - \lambda_{1,k}^{1/2} \hat{x}_{1,2}^{k*} \end{aligned} \quad (18)$$

$\hat{x}_i^k$ 는  $k$ 번째 수신기에서 추정된  $i$ 번째 송신 심벌을 의미하고,  $\hat{x}_{i,j}^k$ 은  $k$ 번째 수신기에서 후처리 이후  $j$ 번째 시각의  $i$ 번째 수신 심벌을 의미한다.  $\lambda_{i,k}^{1/2}$ 는  $k$ 번째 수신기에서 얻은 채널의 고유 값 중  $i$ 번째 고유 값이다.

기존 2x2 STBC-SVD MU-MIMO 시스템의 수신 성능은 기존 2x2 SDMA-SVD MU-MIMO 시스템의 수신 성능보다 점-대-점 2x1 STBC의 다이버시티 이득만큼 향상된다. 이 검출 기법은 점-대-점 다이버시티 이득을 보존하지 않기 때문에, 다음 장에서 점-대-점 다이버시티 이득을 보존하는 LDC-SVD MU-MIMO 시스템을 제안한다.

### III. SVD에 LDC의 적용을 제안하는 MU-MIMO 시스템

제안하는 MU-MIMO 시스템은 기존의 점-대-점 MIMO 기법인 LDC<sup>[9]</sup>를 SVD MU-MIMO 시스템에 적용한 것이다. 먼저 기존의 LDC 기법을 살펴본다. 송신 안테나가  $M$ 개, 수신 안테나가  $N$ 개, 그리고  $T$ 개의 심벌 구간 동안 채널이 변하지 않고 수신기에서 채널을 완벽히 안다고 가정한다. 그리고 LDC 부호화된 송신 신호  $\mathbf{X}$ 는  $T \times M$ 행렬이고 채널이 변하지 않는 구간 동안  $M$ 개의 송신 안테나를 통하여 송신된다. 이 때  $r$ -QAM 성상을 나타내는 일련의 복소수 심벌들을  $Q$ 개로 부분집합화( $x_1, \dots, x_Q$ ) 한다고 가정하면, 전송량

$R$ 은  $R = (Q/R)\log_2 r$  이 되고, 이러한 전송량을 가진 LDC 부호화는 다음과 같다.

$$\mathbf{X} = \sum_{q=1}^Q (\alpha_q \mathbf{A}_q + j\beta_q \mathbf{B}_q) \quad (19)$$

$$x_q = \alpha_q + j\beta_q \quad q=1, \dots, Q$$

분산 행렬  $\{\mathbf{A}_q, \mathbf{B}_q\}$ 과 파라미터  $T, Q$ 에 따라서 LDC 부호가 결정된다<sup>[9]</sup>. 이 때 수신 신호  $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{T \times N}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X}\mathbf{H} + \mathbf{Z} \quad (20)$$

여기서  $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{T \times M}$ 는 LDC 부호화된 송신 신호,  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 는 채널 행렬이고,  $\mathbf{Z} \in \mathbb{C}^{T \times N}$ 은 열잡음이다.

식(20)을 실수 부분과 허수 부분으로 다음과 같이 분해한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y}_R + j\mathbf{Y}_I &= \sum_{q=1}^Q [\alpha_q (\mathbf{A}_{R,q} + j\mathbf{A}_{I,q}) \\ &\quad + j\beta_q (\mathbf{B}_{R,q} + j\mathbf{B}_{I,q})] (\mathbf{H}_R + j\mathbf{H}_I) + \mathbf{Z}_R + j\mathbf{Z}_I \end{aligned} \quad (21)$$

여기서  $\mathbf{H}_R = \text{Re}\{\mathbf{H}\}$ 이고  $\mathbf{H}_I = \text{Im}\{\mathbf{H}\}$ 이다. 식(21)의 수신 신호의 실수부분과 허수부분은 다음과 같다.

$$\mathbf{Y}_R = \sum_{q=1}^Q [(\mathbf{A}_{R,q}\mathbf{H}_R - \mathbf{A}_{I,q}\mathbf{H}_I)\alpha_q - (\mathbf{B}_{R,q}\mathbf{H}_R + \mathbf{B}_{I,q}\mathbf{H}_I)\beta_q] + \mathbf{Z}_R \quad (22)$$

$$\mathbf{Y}_I = \sum_{q=1}^Q [(\mathbf{A}_{I,q}\mathbf{H}_R + \mathbf{A}_{I,q}\mathbf{H}_I)\alpha_q + (\mathbf{B}_{R,q}\mathbf{H}_R - \mathbf{B}_{I,q}\mathbf{H}_I)\beta_q] + \mathbf{Z}_I$$

$\mathbf{Y}_R, \mathbf{Y}_I, \mathbf{H}_R, \mathbf{H}_I, \mathbf{Z}_R, \mathbf{Z}_I$ 의 열들을 각각  $\mathbf{y}_{R,n}, \mathbf{y}_{I,n}, \mathbf{h}_{R,n}, \mathbf{h}_{I,n}, \mathbf{z}_{R,n}, \mathbf{z}_{I,n}$ 로 표시하고 행렬  $\tilde{\mathbf{A}}_q, \tilde{\mathbf{B}}_q, \tilde{\mathbf{h}}_n$ 을 다음과 같이 정의하고  $\mathbf{Y}_R$ 과  $\mathbf{Y}_I$ 를 하나의 실수 방정식 형태로 결합한다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}_q &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{R,q} - \mathbf{A}_{I,q} \\ \mathbf{A}_{I,q} \quad \mathbf{A}_{R,q} \end{bmatrix} \\ \tilde{\mathbf{B}}_q &= \begin{bmatrix} -\mathbf{B}_{I,q} - \mathbf{B}_{R,q} \\ \mathbf{B}_{R,q} \quad \mathbf{B}_{I,q} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\tilde{\mathbf{h}}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{R,n} \\ \mathbf{h}_{I,n} \end{bmatrix}, \quad n=1, 2, \dots, N$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{R,1} \\ \mathbf{y}_{I,1} \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{R,N} \\ \mathbf{y}_{I,N} \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{H}} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \beta_1 \\ \vdots \\ \alpha_Q \\ \beta_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{R,1} \\ \mathbf{z}_{I,1} \\ \vdots \\ \mathbf{z}_{R,N} \\ \mathbf{z}_{I,N} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{R,1} \\ \mathbf{y}_{I,1} \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{R,N} \\ \mathbf{y}_{I,N} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{x}} \equiv \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \beta_1 \\ \vdots \\ \alpha_Q \\ \beta_Q \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{z}} \equiv \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{R,1} \\ \mathbf{z}_{I,1} \\ \vdots \\ \mathbf{z}_{R,N} \\ \mathbf{z}_{I,N} \end{bmatrix}$$

이 때  $\tilde{\mathbf{H}}$ 는 크기가  $2NT \times 2Q$ 이고 실수로 구성된 채널 행렬이다.

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{A}}_1 \tilde{\mathbf{h}}_1 & \tilde{\mathbf{B}}_1 \tilde{\mathbf{h}}_1 & \cdots & \tilde{\mathbf{A}}_Q \tilde{\mathbf{h}}_1 & \tilde{\mathbf{B}}_Q \tilde{\mathbf{h}}_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{A}}_1 \tilde{\mathbf{h}}_N & \tilde{\mathbf{B}}_1 \tilde{\mathbf{h}}_N & \cdots & \tilde{\mathbf{A}}_Q \tilde{\mathbf{h}}_N & \tilde{\mathbf{B}}_Q \tilde{\mathbf{h}}_N \end{bmatrix} \quad (25)$$

그러므로 입력과 출력 벡터  $\tilde{\mathbf{x}}$ 와  $\tilde{\mathbf{y}}$ 는 선형적 관계다.

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}} \quad (26)$$

점-대-점 MIMO 기법인 LDC는 식(26)과 같이 입력 신호와 출력 신호간에 선형적인 관계를 도출한다. LDC의 선형적 관계를 기존 SVD MU-MIMO 시스템에 적용하여, LDC 부호화를 통한 다이버시티 이득과 SVD를 통하여 MAI와 IAI를 제거하는 효과를 동시에 가지는 새로운 시스템을 제안한다.

기지국은  $N$ 개의 수신 안테나를 가지고  $k$ 번째 이동단말은  $M_k (k=1, \dots, K)$ 개의 송신 안테나를 가진다. 식(3)에서  $k$ 번째 이동단말에서의 송신 심벌  $\mathbf{x}_k$ 와 기지국에서의 수신 신호  $\mathbf{y}$ 는 식(26)의 선형 벡터 형식인  $\tilde{\mathbf{x}}_k$ 와  $\tilde{\mathbf{y}}$ 로 변형된다. 그리고  $k$ 번째 이동단말과 기지국과의 채널을 나타내는 행렬  $\mathbf{H}_k$ 는 식(25)의 실수 채널 행렬 형태인  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 로 변형된다.  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 를 SVD하여  $\tilde{\mathbf{U}}_{ks} \in \mathbb{R}^{2Q \times 2Q}$ ,  $\tilde{\mathbf{\Lambda}}_k^{1/2} \in \mathbb{R}^{2Q \times 2Q}$ 와  $\tilde{\mathbf{V}}_k \in \mathbb{R}^{2Q \times 2Q}$ 를 얻는다.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{H}}_k &= \tilde{\mathbf{U}}_k \begin{bmatrix} \tilde{\Lambda}_k^{1/2} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_k^H = [\tilde{\mathbf{U}}_{ks} \tilde{\mathbf{U}}_{kn}] \begin{bmatrix} \tilde{\Lambda}_k^{1/2} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_k^H \\ &= \tilde{\mathbf{U}}_{ks} \tilde{\Lambda}_k^{1/2} \tilde{\mathbf{V}}_k^H\end{aligned}\quad (27)$$

이를 통하여 전처리 행렬  $\tilde{\mathbf{Q}}_k$ , 후처리 행렬  $\tilde{\mathbf{T}}_k$ , 그리고  $\tilde{\Lambda}^{1/2}$ 를 정의한다.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{Q}}_k &= \tilde{\mathbf{V}}_k \quad k=1,2,\dots,K \\ \tilde{\mathbf{U}}_s &= [\tilde{\mathbf{U}}_{1s}, \tilde{\mathbf{U}}_{2s}, \dots, \tilde{\mathbf{U}}_{Ks}] \\ \tilde{\mathbf{T}} &= [\tilde{\mathbf{U}}_s]^\dagger = (\tilde{\mathbf{U}}_s^H \tilde{\mathbf{U}}_s)^{-1} \tilde{\mathbf{U}}_s^H \\ \tilde{\Lambda}^{1/2} &= \text{diag}\{\tilde{\Lambda}_1^{1/2}, \tilde{\Lambda}_2^{1/2}, \dots, \tilde{\Lambda}_K^{1/2}\}\end{aligned}\quad (28)$$

그러므로 수신 신호  $\tilde{\mathbf{y}}$ 는 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{H}}_k \tilde{\mathbf{Q}}_k \tilde{\mathbf{x}}_k + \tilde{\mathbf{z}}\quad (29)$$

이를 통하여 송신 심볼을 추정하면 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{T}} \tilde{\mathbf{U}}_s \tilde{\Lambda}^{1/2} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{T}} \tilde{\mathbf{z}} = \tilde{\Lambda}^{1/2} \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{T}} \tilde{\mathbf{z}}\quad (30)$$

제안하는 LDC-SVD MU-MIMO 시스템은 성상에 대하여 다이버시티 이득을 얻어 IAI가 제거되지 않았을 때의 다이버시티 이득과 동일하다. 그러나 STBC-SVD MU-MIMO의 다이버시티 이득은 IAI가 제거되지 않았을 때 다이버시티 이득보다 감소한다. 그러므로 점-대-점 LDC 시스템의 다이버시티 이득을 그대로 가지는 LDC-SVD MU-MIMO 시스템이 점-대-점 STBC 시스템의 다이버시티 이득을 그대로 가지지 못하는 STBC-SVD MU-MIMO보다 다이버시티 이득 측면에서 효율적이다.

#### IV. 성능분석

III장에서는 LDC를 기반으로 한 SVD MU-MIMO 시스템을 제안하였다. 본 장에서는 제안한 LDC-SVD MU-MIMO 수신 성능과 기존의 Liu가 제안한 SDMA SVD MU-MIMO의 수신 성능을 비교한다. 채널은 평평한 레일리 페이딩(Rayleigh flat-fading)이고, 채널 임펄스 응답의 추정은 완벽하다고 가정한다. 시스템은 안테나를 8개 가진 기지국과 안테나를 2개씩 가진 이동단

말 2개로 구성하였다.

그림 6은 변조 레벨이 QPSK일 때, 순방향과 역방향의 수신 성능을 나타낸다. 그림 6에서 제안한 LDC 방식을 기반으로 한 MU-MIMO 시스템의 수신 성능은 기존의 SDMA 방식을 기반으로 한 MU-MIMO 시스템보다 BER(bit error rate)이  $10^{-3}$ 일 때 4dB 우수하고 STBC 방식을 기반으로 한 MU-MIMO 시스템의 수신 성능이  $10^{-3}$ 일 때 SDMA 방식을 기반으로 한 MU-MIMO 시스템보다 BER이  $10^{-3}$ 일 때 6dB만큼

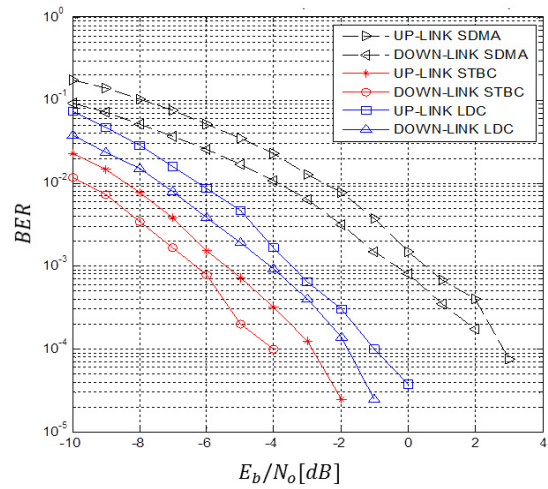


그림 6. QPSK일 때 SDMA, STBC 와 LDC SVD MU-MIMO 수신 성능 비교

Fig. 6. Reception performance for SDMA, STBC, and LDC SVD MU-MIMOs for QPSK.

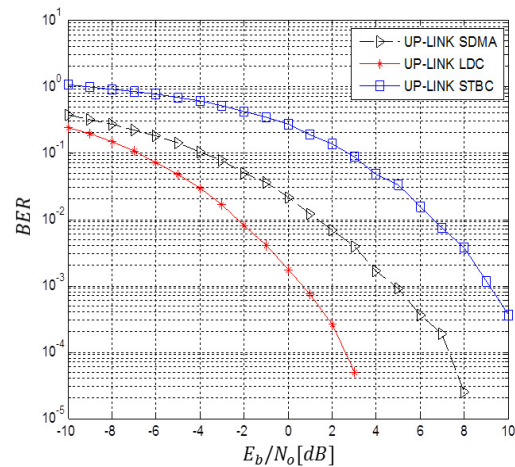


그림 7. 8bits/s/Hz에 대한 SDMA, STBC와 LDC MU-MIMO 수신 성능 비교

Fig. 7. Reception performance of SDMA, STBC, and LDC MU-MIMOs for 8bits/s/Hz.

우수하다.

STBC는 시간에 대하여 같은 정보를 반복하여 보내므로, 단위 시간에 대하여 주파수당 보내는 심벌의 수는 LDC의 반이 된다. 그러므로 동일한 전송량을 얻기 위하여 필요한 LDC와 STBC 시스템의 변조 레벨은 다르다. 또한, SDMA는 STBC와 달리 시간에 대하여 같은 정보를 반복하여 보내지 않으므로, LDC와 같은 변조 레벨을 사용해야 전송량이 동일하다.

그림 7은 동일한 전송량에 대하여 기존과 제안한 MU-MIMO 시스템의 수신 성능을 비교한 결과이다. SDMA-SVD MU-MIMO와 LDC-SVD MU-MIMO 시스템은 16-QAM을 사용하고 STBC-SVD MU-MIMO 시스템은 256-QAM을 사용한다. LDC 기반의 MU-MIMO 시스템의 수신 성능이 STBC 기반의 MU-MIMO 시스템의 수신 성능보다 BER이  $10^{-3}$ 일 때 약 7dB이 우수하다. 그리고 SDMA 기반의 MU-MIMO 시스템의 수신 성능이 STBC 기반의 MU-MIMO 시스템의 수신 성능보다 BER이  $10^{-3}$ 일 때 4dB 우수하다. 그러므로 대역폭을 효율적으로 사용하는 관점에서는 SDMA 또는 STBC 기반으로 한 MU-MIMO 시스템보다 LDC를 기반으로 한 MU-MIMO 시스템이 이득이다.

그림 8은 채널 추정이 완벽하지 않은 모델을 시뮬레이션 한 결과이다. 각 사용자의 채널 추정 행렬은  $\hat{\mathbf{H}}_k = \rho \mathbf{H}_k + \sqrt{1-\rho^2} \mathbf{Z}_k$  이고,  $\rho$ 는 실제 채널 이득과

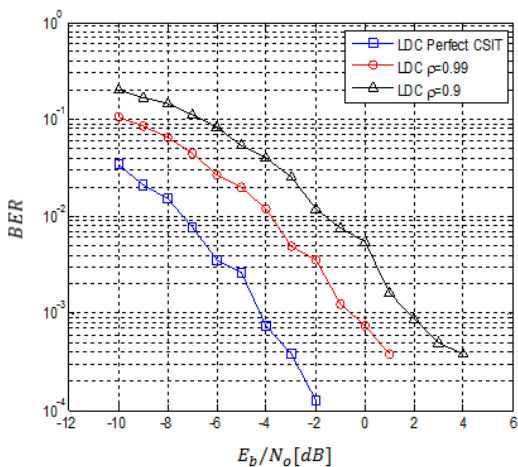


그림 8. 불완전한 채널 추정에 따른 LDC MU-MIMO 수신 성능 비교

Fig. 8. Reception performance of LDC MU-MIMO for imperfect channel estimation.

추정 채널 사이의 상관 계수이다<sup>[2]</sup>. LDC-SVD MU-MIMO 순방향 시스템이 QPSK를 사용하였을 때 결과이다. 상관 계수가 0.99일 때 완벽한 채널 일 때 보다 4dB만큼 성능이 열화되고, 0.9일 때는 6dB만큼 성능이 열화 된다.

## V. 결론

SVD를 기반으로 하는 MU-MIMO는 채널 상태를 완벽히 알고 있을 때, 안테나간에 간섭과 다른 수신기와 의 간섭을 모두 제거하는 장점을 가진다. 이러한 장점에 도 불구하고, 기존 Liu의 MU-MIMO 방식은 송신기에서 부호화 과정을 거치지 않는 SDMA를 사용하여, 경로별 페이딩에 취약하다. 그러므로 본 논문에서는 LDC를 기존 Liu의 채널을 분해하는 SVD 방법에 적용하여, LDC 부호화를 통한 다이버시티 이득과 SVD를 통한 MAI와 IAI를 제거 효과를 동시에 가지는 새로운 선형 전처리 기법을 제안하였다. 제안한 선형 전처리 방법은 Wi-Fi와 LTE-Advanced와 같은 근거리 통신에서의 수신 성능 향상에 필요하며, 멀티미디어 정보를 여러 사용자에게 전송하는데 적합하다.

## 참고 문헌

- [1] 이병주, 임채만, 그리고 심병호 “LTE-Advanced 표준에 바탕을 둔 다중사용자 MIMO의 기술개발 현황”, 전자공학회 논문지 제 49권 TC편, 제4호, 18-25쪽, 2012년 4월
- [2] W. Liu, L.L. Yang, and L. Hanzo “SVD-Assited Multiuser Transmitter and Multiuser Detector Design for MIMO Systems”, IEEE Trans.Veh. Technol., VOL. 58, NO. 2, FEBRUARY 2009
- [3] R. L. Choi and R. D. Murch, “New transmit schemes and simplified receivers for MIMO wireless communication systems,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, no. 6, pp. 1217 - 1230, Nov. 2003.
- [4] L. Choi and R. D. Murch, “A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach,” IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 1, pp. 20 - 24, Jan. 2004.
- [5] 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.
- [6] M. Joham, W. Utschick, and J. A. Nossek, "Linear transmit processing in MIMO communications systems," IEEE Trans. Signal Process., vol. 53, no. 8, pp. 2700 - 2712, Aug. 2005.
- [7] 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.
- [8] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications" IEEE J. Sel. Areas Commun., VOL. 16, NO. 8, OCTOBER 1998.
- [9] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "High-Rate Codes That Are Linear in Space and Time", IEEE Trans. Inform. Theory, VOL. 48, NO. 7, JULY 2002.

저 자 소 개



박 명 철(학생회원)  
2008년~현재 경북대학교  
전자공학과 학사과정.  
<주관심분야 : MU-MIMO>



조 봉 군(학생회원)  
2008년 경북대학교 전자공학과  
학사 졸업  
2011년 경북대학교 전자공학과  
석사 졸업.  
2011년~경북대학교 전자공학과  
박사과정  
<주관심분야 : MIMO, 방송통신기술>



한 동 석(평생회원)- 교신저자  
1987년 경북대학교  
전자공학과 공학사  
1989년 KAIST 전기 및  
전자공학과 공학석사  
1993년 KAIST 전기 및  
전자공학과 공학박사  
1987년10월~1996년 8월 삼성전자 기술총괄  
신호처리 연구소 선임연구원  
1996년 8월~현재 경북대학교 IT대학 교수  
2006년 7월~2008년 7월 정보통신연구진흥원  
디지털 TV/방송사업단 단장  
2011년~현재 경북대학교 IT·자동차 융합연구  
센터장  
<주관심분야 : 통신신호처리, 지능형 교통시스  
템>