

# IEEE 802.16m MIMO 모드 성능평가

준회원 김누리별\*, 정회원 김재권\*, 방영조\*\*, 박윤옥\*\*

## Performance Evaluation of IEEE 802.16m MIMO Modes

Nulibyul Kim\* Associate member,

Jaekwon Kim\*, Young-Jo Bang\*\*, Youn Ok Park\*\* Regular Members

### 요약

본 논문에서는 IEEE 802.16m 표준에 반영된 다중안테나 기술의 성능을 모의실험을 통해 평가한다. 기지국은 4개 또는 8개의 안테나를 가지고 있으며 단말기는 2, 4, 8개의 안테나가 장착된 경우를 고려한다. 총 단말의 수는 4이며, 표준에 반영된 MIMO 모드 중 0번, 1번, 4번 모드의 성능을 평가한다. 각 모드에 대해서 다양한 스트림 수의 적용이 가능하나, 본 논문에서 채택한 스트림 수 및 이에 따른 파일럿 패턴은 하드웨어 구현을 위한 파라미터와 동일하다. 본 논문의 mimo 모드 성능들은 하드웨어 구현 후 성공적인 동작을 검증하기 위한 기준으로 사용되었다.

**Key Words** : IEEE 802.16m, MIMO 모드

### ABSTRACT

In this paper, we evaluate the performance of multi-antenna techniques adopted for the IEEE 802.16m standard. Base station is equipped with 4 or 8 antennas, and each mobile station (MS) has 2, 4, 8 antennas. The number of MSs is 4, and MIMO modes 0, 1, and 4 are evaluated. For each mimo mode, various number of data streams can be implemented, and the selected number of streams in the paper corresponds to the parameters adopted for hardware implementation. The error performance of various mimo modes presented in this paper was used as reference performance to verify successful hardware implementation.

### 1. 서론

IEEE 802.16m은 IEEE 802 위원회에서 표준화 중인 와이브로/모바일 와이맥스의 차세대 표준으로 ITU-R의 IMT-Advanced 표준에 반영하기 위해 802.16e 표준기반의 진보된 에어인터페이스 표준이다<sup>[1]</sup>. IMT-Advanced는 이동시 100Mbps 고정시 1Gbps의 전송량을 목표로 하고 있다. 이렇게 높은 전송속도를 낮은 오류율을 유지하면서 안정적으로 달성하는 기술로써 다중 안테나 기술이 있으며<sup>[2,4]</sup>, 다양한 다중안테나 기술들이 IEEE 802.16.m 표준화에 채택되었다.

IEEE 802.16m draft 문서에 기술된 multiple-input

multiple-output (MIMO) 모드는 총 6가지이다. 모드0은 단일사용자 open loop (OL) 송신다이버시티 기법인 space-frequency block coding (SFBC)을 사용하며, 모드1은 단일사용자 OL 공간다중화 기법이며, 모드2는 단일사용자 closed loop (CL) 공간다중화 기법을 사용하며, 모드3은 다중사용자 OL 공간다중화 기법을 사용하며, 모드4는 다중사용자 CL 공간다중화 기법 및 적응적 프리코딩기법을 사용하며, 모드5는 단일사용자 OL 송신다이버시티 기법 및 conjugate data repetition (CDR) 인코딩방식을 사용한다.

본 논문에서는 IEEE 802.16m draft 문서에 부합하도록 모드0, 모드1, 모드4 시뮬레이터를 구축하고 각

\* 연세대학교 원주캠퍼스 디지털통신연구실 (jaekwon@yonsei.ac.kr), \*\* 한국전자통신연구원  
 논문번호 : KICS2011-01-047, 접수일자 : 2011년 1월 20일, 최종논문접수일자 : 2011년 4월 12일

모드에 대한 하향링크 성능을 평가한다. 송신안테나 즉 기지국의 안테나 수는 4 또는 8이며 단말의 안테나 수는 2, 4, 8이며 총 단말의 수는 4이다. 모드4의 다중 사용자 MIMO 성능은 채널사운딩 기술을 사용하지 않아 송신부에 채널정보가 가용하지 않으며 단지 각 단말이 요구하는 프리코딩 벡터의 인덱스들만 가용하다고 가정하였다.

## II. IEEE 802.16m 물리계층 파라미터

### 2.1 시스템 파라미터

IEEE 802.16m은 orthogonal frequency division multiple access (OFDMA)의 다양한 대역폭 및 cyclic prefix (CP) 구간을 허용하도록 규격이 정해져 있으며 본 논문의 성능평가에 사용된 규격은 채널 대역폭이 20MHz, CP 구간의 길이가 OFDMA 심볼구간의 1/8 인 경우이다. 대역폭이 20MHz 인 경우의 왼쪽과 오른쪽 guard subcarrier 수는 각각 160개와 159개이다.

### 2.2 파일럿 패턴

본 논문의 모드0에서와 같이 송신되는 스트림의 개수가 2개일 때 파일럿의 패턴은 그림 1과 같다. 모드0에서 송신안테나의 수는 4개이나 4×2 프리코딩 행렬이 포함된 effective 채널은 2×2가 된다. 그림 1의 숫자 1과 2는 각각 첫 번째 스트림과 두 번째 스트림에 해당하는 채널추정을 위한 파일럿 삽입위치를 나타내며, 한 쪽에 파일럿이 삽입될 때 다른 쪽에는 신호가 삽입되지 않는다. 단말기는 파일럿이 위치한 부반송파

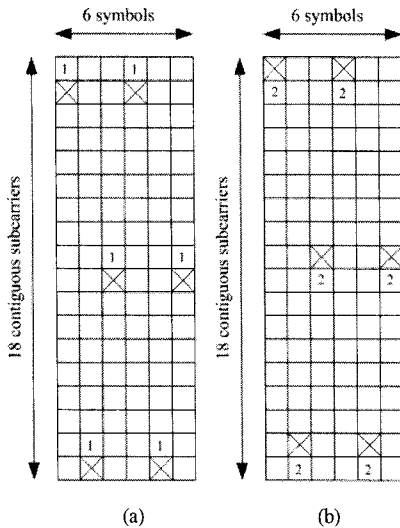


그림 1. MIMO 모드0에 적용된 파일럿 패턴

에 수신된 신호를 사용해 채널을 추정한다. 주파수 축으로 선형보간을 수행한다. 시간 축으로는 채널이 한 개의 resource unit (RU) 안에서는 변하지 않는다고 가정하였다. 파일럿이 삽입된 후 프리코딩이 수행되기 때문에 각 파일럿 위치에서 추정된 채널이득은 프리코딩을 포함한 effective 채널이득에 해당하게 된다.

본 논문의 모의실험 모드1에서 사용된 파일럿 패턴은 그림 2와 같으며 (a)는 4개의 송신안테나 및 4개 스트림의 경우이고 (b)는 8개의 송신안테나 및 8개 스트림을 전송하는 경우를 나타낸다. 채널 추정은 모드0에서와 동일하게 시간 축으로는 변동이 없다고 가정했으며 주파수 축으로 선형보간을 수행하였다. 8개 스트림을 전송하는 경우 파일럿 오버헤드를 감소시키기 위해 36개의 연속된 부반송파 단위로 자원을 할당하게 된다. 모드1에서는 안테나 수가 4개 일 때와 8개 일 때 파일럿 오버헤드가 동일함을 알 수 있다. 그림 2의 각 숫자는 역시 각 스트림에 해당하는 채널이득을 추정하기 위해 삽입된 파일럿 위치를 나타낸다. 스트림 수가 8인 경우는 4개 스트림의 경우에 비해 각 스트림에 대해 주파수 축상으로 파일럿 간격이 약 2

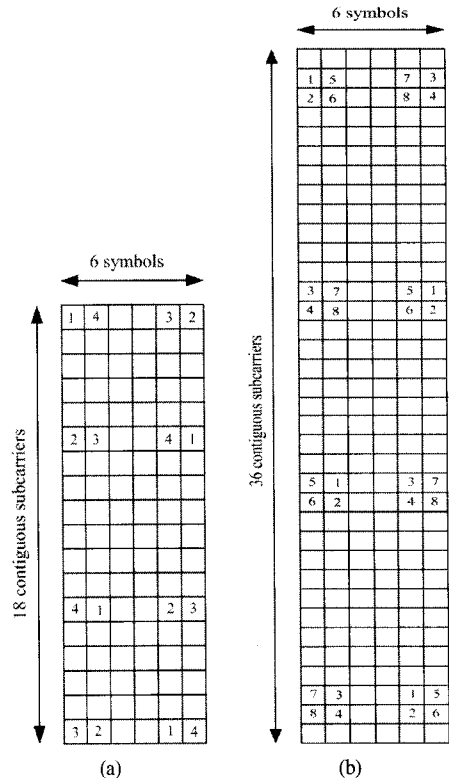


그림 2. MIMO 모드1에 적용된 파일럿 패턴: (a) 4개 송신안테나 (b) 8개 송신안테나

배임을 확인할 수 있다. 표준에 따르면 모드1에서는 한 사용자가 모든 스트림을 점유하며 다양한 개수의 스트림을 이용할 수 있다. 사용하는 스트림의 개수에 따라 그림 2와는 다른 파일럿 패턴을 사용해야 한다. 그러나 본 논문의 모의실험 및 하드웨어 구현은 최대 스트림 수를 가정하였다. 모드4에서는 각 사용자가 다양한 개수의 스트림을 할당받을 수 있으므로 이에 따라 파일럿 패턴이 변경되어야 한다. 그러나 본 논문에서는 4명의 사용자 각각이 한 개의 스트림을 사용하는 경우를 고려하였으며 따라서 그림 2 (a)와 동일한 파일럿 패턴을 사용한다.

### 2.3 Subchannelization

IEEE 802.16m subchannelization 과정을 살펴본다. IEEE 802.16m의 subchannel 구조는 RU로 이루어져 있으며, 각 RU는 주파수 영역 18개의 연속된 부반송파와 시간 영역 연속된 6개의 심볼들에 분포한다. RU는 physical resource unit (PRU)와 logical resource unit (LRU)로 분류할 수 있다. PRU는 자원할당의 가장 기본적인 물리 단위이며, LRU는 논리적 자원할당의 기본으로 distributed LRU (DLRU), contiguous LRU (CLRU)가 있다. IEEE 802.16m의 subchannelization은 multi cell subchannelization 부분과 cell-specific subchannelization 부분으로 이루어져 있다.

Multi-cell 자원 매핑은 PRU들로 이루어진 subframe 전체를 frequency partion (FP)들로 나누는 과정이다. FP는 최대 4개까지로 나눌 수 있다. 우선 4개의 연속된 PRU들로 이루어지는 PRU<sub>SB</sub>(PRU subband)와 PRU<sub>MB</sub>(PRU miniband)로 전체 PRU들을 나누 뒤 주파수 분할이 이루어진다.

Multi-cell 자원 매핑을 통해 주파수 분할이 이루어진 PRU는 LRU에 매핑 되기 전 DRU, CRU에 매핑 된다. CRU들은 4개의 PRU들이 하나의 묶음으로 이루어진 PRU<sub>SB</sub>로 이루어지며 DRU들은 하나의 PRU들로 이루어진 PRU<sub>MB</sub>의 순서를 섞어 이루어진다. 따라서 CRU들은 4개의 PRU에 대해 연속된 주파수 영역이 보장되며, DRU들은 각각의 여러 주파수의 PRU들이 뒤섞인 형태를 갖게 된다. 최종적으로 LRU에 할당되기 위해서는 주파수 분할이 끝난 후 DRU의 각 부반송파의 순서를 뒤 섞는 subcarrier permutation과정을 거치게 된다<sup>[1]</sup>.

## III. IEEE 802.16m MIMO 모드

본 장에서는 IEEE 802.16m에 채택된 여러 MIMO

모드들을 알아본다. IEEE 802.16m에는 총 6가지의 MIMO 모드가 존재하며 그 중 모드0, 모드1, 모드4의 인코딩 방식, 프리코딩 방식 그리고 성능평가를 위해 사용한 신호검출 방식을 기술한다.

### 3.1 MIMO 모드0

모드0은 OL SU-MIMO 송신다이버시티 방식으로 SFBC 인코딩 방식을 사용하며, 비적응적 프리코딩 방식을 사용한다. 모드0에서는 그림 3과 같이 기지국은 안테나 4개, 단말기는 각각 2개의 안테나를 가지며, 총 단말의 수는 4개로 가정한다. 모드0의 레이어 수는 1, 스트림 수는 2이며 레이어별 space-time coding (STC) 율은 1이다. 레이어와 스트림은 MIMO 인코더의 입력과 출력이다.

MIMO 인코딩은 입력으로 들어온 레이어 신호를 다음 식 (1)과 같이 배열 한다.

$$s = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

SFBC 인코딩은 MIMO인코딩 된 식 (1)의 신호를 다음 식 (2)형태의 출력신호로 변형한다.

$$x = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2)$$

위의 식 (1) 및 (2)의 과정은 각 부반송파에 대해 수행된다. 식 (2)의 신호는 아래와 같이 프리코딩이 이루어진다.

$$W_{mode0,i} x \quad (3)$$

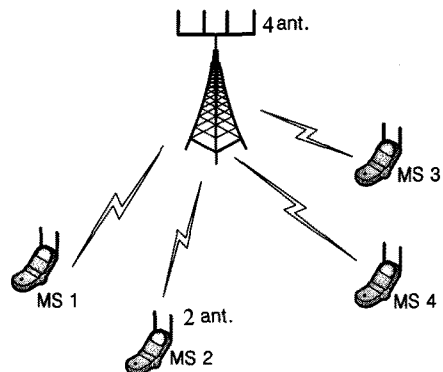


그림 3. MIMO 모드0에서의 안테나

MIMO 모드0에서 4개 전송 안테나, 2개 MIMO 스트림의 경우 프리코딩 행렬은 다음 표 1과 같으며, DLRU마다 다른 프리코딩 행렬을 순차적으로 사용한다.

식 (3) 및 표 1에 표현된 프리코딩과정을 포함한 effective 채널이득을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{H}_{\text{eff},k} = \begin{bmatrix} h_{\text{eff},k,1,1} & h_{\text{eff},k,1,2} \\ h_{\text{eff},k,2,1} & h_{\text{eff},k,2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{k,1,1} & h_{k,1,2} & h_{k,1,3} & h_{k,1,4} \\ h_{k,2,1} & h_{k,2,2} & h_{k,2,3} & h_{k,2,4} \end{bmatrix} \mathbf{W}_{\text{mode}0,i} \quad (4)$$

기지국에서 전송된 4개의 신호는 2개의 안테나를 통해 수신되며 수신신호, 채널, 전송신호 그리고 잡음의 관계는 식 (5)의 형태로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_{k,1} \\ y_{k+1,1} \\ y_{k,2} \\ y_{k+1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{\text{eff},k,1,1} & h_{\text{eff},k,1,2} \\ h_{\text{eff},k+1,1,1} & -h_{\text{eff},k+1,1,1} \\ h_{\text{eff},k,2,1} & h_{\text{eff},k,2,2} \\ h_{\text{eff},k+1,2,1} & -h_{\text{eff},k+1,2,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k,1} \\ n_{k+1,1} \\ n_{k,2} \\ n_{k+1,2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

식 (5)로 표현되는 수신신호로부터 송신신호를 추정하는 절차는 식 (6)과 같다. 이때 k번째와 k+1번째 부반송파들이 겪는 채널이득에 작은 차이가 존재하여 성능열화를 초래한다. 이 성능열화를 감소하는 방안으로 잘 알려진 방식이 식 (7)로 표현되는 평균이득을 사용하는 방안이다.

표 1. 모드0에서 4개 송신안테나 및 2개 스트림 경우의 프리코딩 행렬

index (i)	$\mathbf{W}_{\text{mode}0,i}$
0	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5j \\ 0.5 & -0.5 \\ -0.5 & 0.5j \end{bmatrix}$
1	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 \\ -0.5 & -0.5j \\ 0.5 & -0.5 \\ 0.5 & -0.5j \end{bmatrix}$
2	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 \\ 0.5j & -0.5 \\ -0.5 & 0.5 \\ 0.5j & 0.5 \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & -0.5j \\ 0.5 & -0.5 \\ -0.5 & -0.5j \end{bmatrix}$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \overline{h_{\text{eff},k,1,1}} & \overline{h_{\text{eff},k,1,2}} & \overline{h_{\text{eff},k,2,1}} & \overline{h_{\text{eff},k,2,2}} \\ \overline{h_{\text{eff},k,1,2}} & -\overline{h_{\text{eff},k,1,1}} & \overline{h_{\text{eff},k,2,2}} & -\overline{h_{\text{eff},k,2,1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{k,1} \\ y_{k+1,1} \\ y_{k,2} \\ y_{k+1,2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \overline{h_{\text{eff},k,1,1}} & \overline{h_{\text{eff},k,1,2}} & \overline{h_{\text{eff},k,2,1}} & \overline{h_{\text{eff},k,2,2}} \\ \overline{h_{\text{eff},k,1,2}} & -\overline{h_{\text{eff},k,1,1}} & \overline{h_{\text{eff},k,2,2}} & -\overline{h_{\text{eff},k,2,1}} \end{bmatrix} \\ &\quad \left( \begin{bmatrix} h_{\text{eff},k,1,1} & h_{\text{eff},k,1,2} \\ h_{\text{eff},k+1,1,1} & -h_{\text{eff},k+1,1,1} \\ h_{\text{eff},k,2,1} & h_{\text{eff},k,2,2} \\ h_{\text{eff},k+1,2,1} & -h_{\text{eff},k+1,2,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k,1} \\ n_{k+1,1} \\ n_{k,2} \\ n_{k+1,2} \end{bmatrix} \right) \\ &\approx (|\overline{h_{\text{eff},k,1,1}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,1,2}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,2,1}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,2,2}}|^2) \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \end{bmatrix} \quad (6) \end{aligned}$$

$$\tilde{h}_{\text{eff},k} = \frac{1}{2}(h_{\text{eff},k} + h_{\text{eff},k+1}) \quad (7)$$

SFBC 기법은 인접 부 반송파의 채널이득이 동일하다는 가정하에 성공적으로 작동하도록 개발된 기법이다. 위 식 (7)은 인접한 부 반송파의 채널이득이 동일하지 않아 발생하는 성능열화를 완화하기 위해 사용하였다.

식 (6)의 양변을  $|\overline{h_{\text{eff},k,1,1}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,1,2}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,2,1}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,2,2}}|^2$ 으로 나누면 다음 관계를 얻는다.

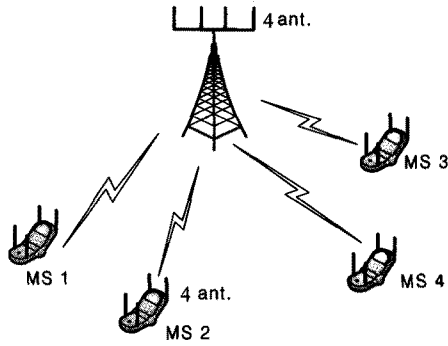
$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{bmatrix} &= \frac{1}{|\overline{h_{\text{eff},k,1,1}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,1,2}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,2,1}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,2,2}}|^2} \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{|\overline{h_{\text{eff},k,1,1}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,1,2}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,2,1}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,2,2}}|^2} \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \end{bmatrix} \quad (8) \end{aligned}$$

식 (8)의 오른쪽 첫 번째 항은 신호성분이며 두 번째 항이 잡음성분이다. 위 잡음 성분은 식 (5)의 잡음 성분  $n_{k,i}$ ,  $i=1,2$ 의 분산이  $\sigma_n^2$ 이므로 아래 식 (9)과 같이 구할 수 있으며 Gaussian 분포를 갖는다는 점을 이용해 단일 안테나 시스템에서와 동일한 방식으로 log likelihood ratio (LLR)값을 계산하여, convolutional turbo code (CTC) 복호기에 입력으로 주어진다.

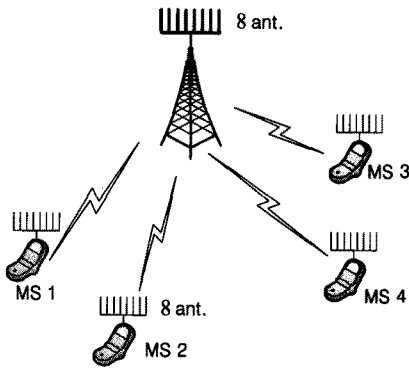
$$\frac{\sigma_n^2}{|\overline{h_{\text{eff},k,1,1}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,1,2}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,2,1}}|^2 + |\overline{h_{\text{eff},k,2,2}}|^2} \quad (9)$$

### 3.2 MIMO 모드1

MIMO 모드1은 OL 단일 사용자 공간다중화 MIMO방식으로 vertical encoding (VE)을 사용한다. 그림 4에 나타난 바와 같이 4개 또는 8개 기지국 안테나, 4개 또는 8개 단말기 안테나를 가정한다. 모드1의



(a)



(b)

그림 4. MIMO 모드1의 안테나 configuration: (a) 4x4 (b) 8x8VE는 4x4 안테나 configuration 경우 입력 신호인 레이어 신호가 4개, 출력이 되는 스트림 또한 4개이며 식 (10)과 같이 표현된다.

레이어수는 1이며 스트림의 수는 각각 4와 8인 경우를 고려하였으며, 레이어별 STC 율은 4와 8이 된다. 두 경우 모두 단말의 개수는 4개이다.

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \end{bmatrix} \quad (10)$$

위 신호는 식 (11)과 같이 프리코딩 행렬과 곱한 후 전송된다.

$$\mathbf{W}_{\text{mode1},i} \mathbf{x} \quad (11)$$

MIMO 모드1의 전송 안테나가 4개와 8개인 경우 프리코딩 행렬은 다음 표 2와 표 3과 같으며, SLRU 마다 다른 프리코딩 행렬을 순차적으로 사용하였다. 프리코딩 행렬을 포함한 effective 채널이득을 다음과

같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{eff},k} &= \begin{bmatrix} h_{\text{eff},k,1,1} & h_{\text{eff},k,1,2} & h_{\text{eff},k,1,3} & h_{\text{eff},k,1,4} \\ h_{\text{eff},k,2,1} & h_{\text{eff},k,2,2} & h_{\text{eff},k,2,3} & h_{\text{eff},k,2,4} \\ h_{\text{eff},k,3,1} & h_{\text{eff},k,3,2} & h_{\text{eff},k,3,3} & h_{\text{eff},k,3,4} \\ h_{\text{eff},k,4,1} & h_{\text{eff},k,4,2} & h_{\text{eff},k,4,3} & h_{\text{eff},k,4,4} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_{k,1,1} & h_{k,1,2} & h_{k,1,3} & h_{k,1,4} \\ h_{k,2,1} & h_{k,2,2} & h_{k,2,3} & h_{k,2,4} \\ h_{k,3,1} & h_{k,3,2} & h_{k,3,3} & h_{k,3,4} \\ h_{k,4,1} & h_{k,4,2} & h_{k,4,3} & h_{k,4,4} \end{bmatrix} \mathbf{W}_{\text{mode1},i} \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)의 effective 채널이득을 사용해 송수신 관계는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} y_{k,1} \\ y_{k,2} \\ y_{k,3} \\ y_{k,4} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{\text{eff},k} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} n_{k,1} \\ n_{k,2} \\ n_{k,3} \\ n_{k,4} \end{bmatrix} \quad (13)$$

기지국 안테나 8개, 단말기 안테나 8개 인 경우에도 송수신 관계가 유사하게 표현되며 신호검출은 QR-LRL (Least Reliable Layer)방식을 사용하였다<sup>[5]</sup>. 2.2절에 기술된 바와 같이 8x8의 경우에도 4x4와 오

표 2. 모드1 및 4개 송신안테나 경우의 프리코딩 행렬, a=0.3536.

i	$\mathbf{W}_{\text{mode1},i}$
0	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & -0.5 & -0.5 \\ 0.5 & -0.5 & -0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & -0.5 & 0.5 & -0.5 \end{bmatrix}$
1	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & -0.5 & -0.5 \\ 0.5j & -0.5j & -0.5j & 0.5j \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.5j & -0.5j & 0.5j & -0.5j \end{bmatrix}$
2	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & -0.5 & -0.5 \\ 0.5 & -0.5 & -0.5j & 0.5j \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & -0.5 & 0.5j & -0.5j \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & -0.5 & -0.5 \\ 0.5j & -0.5j & -0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.5j & -0.5j & 0.5 & -0.5 \end{bmatrix}$
4	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.5 & 0.5j & -0.5 & -0.5j \\ 0.5 & -0.5 & 0.5 & -0.5 \\ -0.5 & 0.5j & 0.5 & -0.5j \end{bmatrix}$
5	$\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ a+a_j & -a+a_j & -a-a_j & a-a_j \\ 0.5j & -0.5j & 0.5j & -0.5j \\ -a+a_j & a+a_j & a-a_j & -a-a_j \end{bmatrix}$

표 3. 모드1 및 8개 송신안테나 경우의 프리코딩 행렬,  $a = 0.3536, b = 0.25$ .

$i$	$W_{\text{modell},i}$
0	$\begin{bmatrix} a & a & a & a & a & a & a & a & a \\ a-a & aj & -aj & b+bj & -b-bj & -b+bj & b-bj & -b-bj \\ a & a & -a & aj & aj & -aj & -aj & -aj \\ a-a & -aj & aj & -b+bj & b-bj & b+bj & -b-bj & -b-bj \\ a & a & a & -a & -a & -a & -a & -a \\ a-a & aj & -aj & -b-bj & b+bj & b-bj & -b+bj & -b+bj \\ a & a & -a & -a & -aj & -aj & aj & aj \\ a-a & -aj & aj & b-bj & -b+bj & -b-bj & b+bj & b+bj \end{bmatrix}$
1	$\begin{bmatrix} a & -a & a & a & a & a & a & a & a \\ a+bj & b+bj & -b-bj & -b-bj & -b+bj & -b+bj & b-bj & b-bj & b-bj \\ b+bj & -b-bj & b-bj & -b+bj & -a & a & aj & -aj & -aj \\ aj & aj & aj & aj & -aj & -aj & -aj & -aj & -aj \\ aj & -aj & -a & a & b-bj & -b+bj & b+bj & -b-bj & -b-bj \\ -b+bj & -b+bj & b-bj & b-bj & b+bj & b+bj & -b-bj & -b-bj & -b-bj \\ -b+bj & b-bj & b+bj & -b-bj & aj & -aj & a & -a & -a \end{bmatrix}$

버헤드가 동일한 파일럿 패턴을 사용하므로 전송속도가 4x4에 비해 약 2배가 된다.

### 3.3 MIMO 모드4

MIMO 모드4는 CL 다중사용자 공간다중화 MIMO방식으로 각 레이어가 다른 사용자의 신호이며 따라서 multi-layer encoding (ME) 을 사용한다. 또한 모드0 및 1과 달리 적응적 프리코딩 즉 사용자가 원하는 프리코딩 벡터를 선택하여 기지국에 보고한다. 모드4의 안테나 환경은 4x2 MIMO로써 모드0와 동일하며, 따라서 파일럿 패턴도 동일하다. 모드4에서 MIMO 레이어와 MIMO 스트림 수가 모두 4이고 레이어별 시공간부호화율은 1이 된다.

표준에 반영된 적응적 프리코딩 방식은 base 모드, transformation 모드, differential 모드가있다. 본 논문에서는 base 모드를 사용하였으며 base codebook의 랭크 1에 해당 하는 64개의 프리코딩 벡터 집합을 사용하였다. 각 단말이 선택한 프리코딩 벡터를  $w_{u=i} = [w_{1,u=i} \ w_{2,u=i} \ w_{3,u=i} \ w_{4,u=i}]^T, i=1,2,3,4$  라고 할 때, 프리코딩 후 각 안테나로부터 송신되는 신호  $z_k = [z_{k,1} \ z_{k,2} \ z_{k,3} \ z_{k,4}]^T$  는 아래와 같이 표현된다.

$$z_k = w_{u=1}x_{k,u=1} + w_{u=2}x_{k,u=2} + w_{u=3}x_{k,u=3} + w_{u=4}x_{k,u=4} \quad (14)$$

위의 프리코딩 절차를 포함한 송신신호와 첫 번째 사용자가 수신한 신호  $y_{k,u=1} = [y_{k,1,u=1} \ y_{k,2,u=1}]^T$  의 관계는 아래 식과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} y_{k,1,u=1} \\ y_{k,2,u=1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{k,11,u=1} h_{k,12,u=1} h_{k,13,u=1} h_{k,14,u=1} \\ h_{k,21,u=1} h_{k,22,u=1} h_{k,23,u=1} h_{k,24,u=1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_{1,u=1} w_{1,u=2} w_{1,u=3} w_{1,u=4} \\ w_{2,u=1} w_{2,u=2} w_{2,u=3} w_{2,u=4} \\ w_{3,u=1} w_{3,u=2} w_{3,u=3} w_{3,u=4} \\ w_{4,u=1} w_{4,u=2} w_{4,u=3} w_{4,u=4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{k,u=1} \\ x_{k,u=2} \\ x_{k,u=3} \\ x_{k,u=4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k,1} \\ n_{k,2} \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} h_{\text{eff},k,11,u=1} h_{\text{eff},k,12,u=1} h_{\text{eff},k,13,u=1} h_{\text{eff},k,14,u=1} \\ h_{\text{eff},k,21,u=1} h_{\text{eff},k,22,u=1} h_{\text{eff},k,23,u=1} h_{\text{eff},k,24,u=1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{k,u=1} \\ x_{k,u=2} \\ x_{k,u=3} \\ x_{k,u=4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k,1} \\ n_{k,2} \end{bmatrix} \quad (15)$$

다음 식 (16)에서와 같이 첫 번째 사용자가 수신한 신호는 목표 신호와 다른 사용자의 신호 즉 간섭 신호로 구분할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_{1,k,u=1} \\ y_{2,k,u=1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{\text{eff},k,11,u=1} \\ h_{\text{eff},k,21,u=1} \end{bmatrix} x_{k,u=1} + \begin{bmatrix} h_{\text{eff},k,12,u=1} h_{\text{eff},k,13,u=1} h_{\text{eff},k,14,u=1} \\ h_{\text{eff},k,22,u=1} h_{\text{eff},k,23,u=1} h_{\text{eff},k,24,u=1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{k,u=2} \\ x_{k,u=3} \\ x_{k,u=4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k,1} \\ n_{k,2} \end{bmatrix} \quad (16)$$

위 식 (16)을 기반으로 signal-to-interference-plus-noise ratio (SINR) 을 식 (17)과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{SINR} = \frac{E_x \left\| \begin{bmatrix} h_{\text{eff},k,11,u=1} \\ h_{\text{eff},k,21,u=1} \end{bmatrix} \right\|^2}{E_x \left\| \begin{bmatrix} h_{\text{eff},k,12,u=1} h_{\text{eff},k,13,u=1} h_{\text{eff},k,14,u=1} \\ h_{\text{eff},k,22,u=1} h_{\text{eff},k,23,u=1} h_{\text{eff},k,24,u=1} \end{bmatrix} \right\|^2 + 2\sigma_n^2} \quad (17)$$

3.3.1 요청하는 프리코딩 벡터에 따른 사용자 그룹핑 프리코딩 선택방식에는 랜덤선택방식, 최대 SINR 선택방식, 그리고 직교 선택방식이 있다. 식 (17)로 표현되는 SINR을 최대로 하는 프리코딩 벡터선택 및 사용자 그룹핑을 위해서는 채널의 정보가 송신부에 가용해야 한다. 랜덤선택을 했을 경우에는 식 (17)로 표현되는 SINR이 크게 저하됨을 짐작할 수 있다. 본 논문에서는 직교선택방식을 사용하였으며 첫 번째 사용자가 타겟사용자라고 가정한다. 직교선택방식에서는 식 (18)과 같이 타겟사용자 관점에서 신호성분이 최대가 되게하는 프리코딩 벡터를 선택한다. 프리코딩 벡터는 subband (=4개 SLRU)마다 선택하게 되어있으므로 4x18개 부반송파에 대해 신호성분의 합이 최대가 되도록 프리코딩 벡터를 선택한다.

$$w_{u=1,\text{sel}} = \underset{w}{\text{argmax}} \sum_k E_x \left\| \begin{bmatrix} h_{\text{eff},k,11,u=1} \\ h_{\text{eff},k,21,u=1} \end{bmatrix} \right\|^2 \\ = \underset{w}{\text{argmax}} \sum_k$$

$$\left\| \begin{bmatrix} h_{11,k,u=1} & h_{12,k,u=1} & h_{13,k,u=1} & h_{14,k,u=1} \\ h_{21,k,u=1} & h_{22,k,u=1} & h_{23,k,u=1} & h_{24,k,u=1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (18)$$

나머지 프리코딩 벡터들은 타 사용자들이 요구한 프리코딩 벡터들 중 식(19)을 만족하는 벡터들을 선택하며, 해당 프리코딩 벡터들을 요청한 사용자와 그룹을 이루도록 한다. 사용자의 수가 증가할수록 식 (19)로 표현되는 내적의 값이 더 작아지게 된다.

$$[w_{u=2,sel} \ w_{u=3,sel} \ w_{u=4,sel}] = \underset{\mathbf{w}}{\operatorname{argmin}} \left\| \mathbf{w}_{u=1,sel}^H \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (19)$$

식 (19)를 최소화하는 것과 식 (17)의 분모부분의 간섭을 최소화하는 것은 차이가 있음을 알 수 있다. 따라서, 식 (17)을 최대화하는 프리코딩 벡터 선택기법에 비해 식 (19)를 사용했을 때 성능열화를 초래하게 된다.

### 3.3.2 Zero-forcing beam-forming (ZFBF)

본 논문에서는 성능개선을 위해 zero-forcing beam-forming (ZFBF)을 사용하였다. 식 (14)와 같이 선택된 프리코딩 벡터들을 직접 프리코딩에 수행하지 않고 식 (20)과 같이 표현되는 ZFBF 행렬을 사용하여 프리코딩을 수행하였다.

$$\mathbf{W}_{ZFBF} = \mathbf{W}(\mathbf{W}^H\mathbf{W})^{-1} \quad (20)$$

위의 ZFBF 프리코딩 행렬은 만약 본 논문에서와 같이 원래 선택된 프리코딩 행렬이 정방행렬일 때 다음 식과 같이 표현된다.

$$\mathbf{W}_{ZFBF} = \mathbf{W}\mathbf{W}^{-1}\mathbf{W}^H = \mathbf{W}^H \quad (21)$$

여기서  $\mathbf{W}^H$ 는 역행렬 연산후 Hermitian transpose를 나타낸다. 위 식 (21)로부터 만약 원래 선택된 프리코딩 행렬이 unitary 행렬이라면 ZFBF 프리코딩 행렬과 원래 선택된 프리코딩 행렬이 동일하게 됨을 확인할 수 있다. 본 논문에서 사용한 basecodebook의 64개 프리코딩 벡터들은 서로 orthogonal하지 않은 성분들이 있기 때문에 ZFBF를

수행할 때 성능이득을 얻게 된다. ZFBF를 사용할 때에는 각 column 벡터의 norm값이 1이 되도록 scaling 절차를 거친다.

### 3.3.3 신호검출

본 성능평가에서 MIMO 모드4 신호검출 방식으로 noise whitening (NW) 후 maximal ratio combining (MRC) 방식을 사용하였다. 식 (16)으로부터 송신 관계를 아래와 같이 표현한다.

$$\mathbf{y}_{k,u=1} = \mathbf{h}_{1,k,eff}\mathbf{x}_{k,u=1} + \mathbf{H}_{1,k,eff}\mathbf{x}_{1,k} + \mathbf{n}_k \quad (22)$$

위 식 (22)를 기반으로 LLR 값을 계산하기 위해서는 간섭과 잡음성분에 해당하는 자기상관행렬이 대각행렬이 되어야 한다. 이를 위해 잡음 및 간섭부분에 해당하는 자기상관행렬을 표현하면 아래 식과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{1+n,k} &= E\left[(\mathbf{H}_{1,k,eff}\mathbf{x}_{1,k} + \mathbf{n})(\mathbf{H}_{1,k,eff}\mathbf{x}_{1,k} + \mathbf{n}_k)^H\right] \\ &= E\left[\mathbf{H}_{1,k,eff}\mathbf{x}_{1,k}\mathbf{x}_{1,k}^H\mathbf{H}_{1,k,eff}^H + \mathbf{n}_k\mathbf{n}_k^H\right] \\ &= \mathbf{H}_{1,k,eff}E\left[\mathbf{x}_{1,k}\mathbf{x}_{1,k}^H\right]\mathbf{H}_{1,k,eff}^H + E\left[\mathbf{n}_k\mathbf{n}_k^H\right] \\ &= E_x\mathbf{H}_{1,k,eff}\mathbf{H}_{1,k,eff}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_{2 \times 2} \end{aligned} \quad (23)$$

위의 자기상관행렬은 아래와 같이 Cholesky 분해할 수 있다.

$$\mathbf{R}_{1+n,k} = \mathbf{C}_k^H\mathbf{C}_k \quad (24)$$

수신부에서는 noise whitening 행렬  $\mathbf{W}_{NW,k} = \mathbf{C}_k^{-H}$ 를 사용한다. 식 (22)의 수신신호에 noise whitening을 수행하면 아래 식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_{k,u=1} &= \mathbf{W}_{NW,k}\mathbf{y}_{k,u=1} \\ &= \mathbf{W}_{NW,k}\mathbf{h}_{1,k,eff}\mathbf{x}_{k,u=1} \\ &+ \mathbf{W}_{NW,k}\mathbf{H}_{1,k,eff}\mathbf{x}_{1,k} + \mathbf{W}_{NW,k}\mathbf{n}_k \end{aligned} \quad (25)$$

위 식을 간단히 다음과 같이 표현한다.

$$\tilde{\mathbf{y}}_{k,u=1} = \tilde{\mathbf{h}}_{1,k,eff}\mathbf{x}_{k,u=1} + \tilde{\mathbf{n}}_k \quad (26)$$

여기서  $\tilde{\mathbf{h}}_{1,k,eff} = \mathbf{W}_{NW,k}\mathbf{h}_{1,k,eff}$  이고  $\tilde{\mathbf{n}}_k = \mathbf{W}_{NW,k}\mathbf{H}_{1,k,eff}\mathbf{x}_{1,k} + \mathbf{W}_{NW,k}\mathbf{n}_k$ 이다. 식 (26)의 잡음성분의 분산은 1이다. 식 (26)로부터 다음과 같이 MRC를 수행한다.

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{k,1} &= \frac{\tilde{\mathbf{h}}_{1,k,\text{eff}}^H \tilde{\mathbf{y}}_k}{\|\tilde{\mathbf{h}}_{1,k,\text{eff}}^H\|^2} \\ &= x_{k,u=1} + \frac{\tilde{\mathbf{h}}_{1,k,\text{eff}}^H \tilde{\mathbf{n}}_k}{\|\tilde{\mathbf{h}}_{1,k,\text{eff}}^H\|} \end{aligned} \quad (27)$$

위 식 (2)의 잡음성분의 분산은  $1/\|\tilde{\mathbf{h}}_{1,k,\text{eff}}^H\|^2$ 이며 LLR 값 계산에 사용된다.

#### IV. 모의실험

본 절에서는 III절에 기술된 3가지 MIMO 모드의 성능평가를 위해 모의실험을 수행한다.

##### 4.1 MIMO 모드0 성능

그림 5는 모드0의 성능을 나타낸다. 모의실험에 사용된 채널 환경은 Ped A이며, DLRU는 20개이다.  $I_{\text{size\_offset}}$  값으로 14, 20, 24, 28, 29를 사용하였으며, 각  $I_{\text{size\_offset}}$ 에 따른 블록크기, 성상도, 채널부호화율을 표 4에 나타내었다.

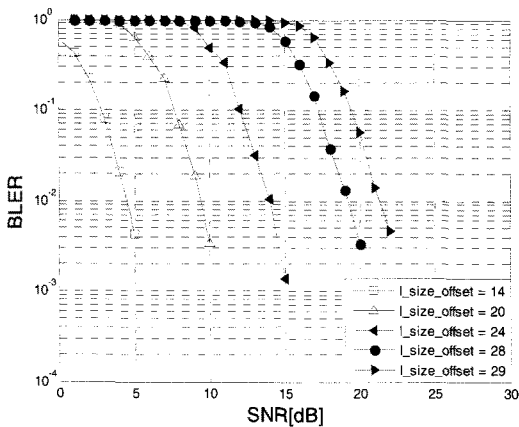


그림 5. 다양한  $I_{\text{size\_offset}}$ 에 대한 MIMO 모드0의 성능

표 4. 모드0의  $I_{\text{size\_offset}}$ 에 따른 블록크기, 성상도, 채널 부호화율

$I_{\text{size\_offset}}$	블록크기 [bits]	성상도	채널 부호화율
14	1632	4-QAM	0.4891
20	3328	16-QAM	0.4891
24	5248	64-QAM	0.5111
28	8448	64-QAM	0.7333
29	9600	64-QAM	0.8333

##### 4.2 MIMO 모드1 성능

그림 6은 4x4 환경에서 모드1의 성능을 나타낸다. 20개의 SLRU를 사용하였으며 Ped A 채널에 대해 모의실험을 수행하였다.  $I_{\text{size\_offset}}$ 의 값이 14, 20, 24, 27, 28인 경우의 성능이며, 각  $I_{\text{size\_offset}}$ 에서 블록크기, 성상도, 및 채널부호화율이 표 5에 나타나 있다.

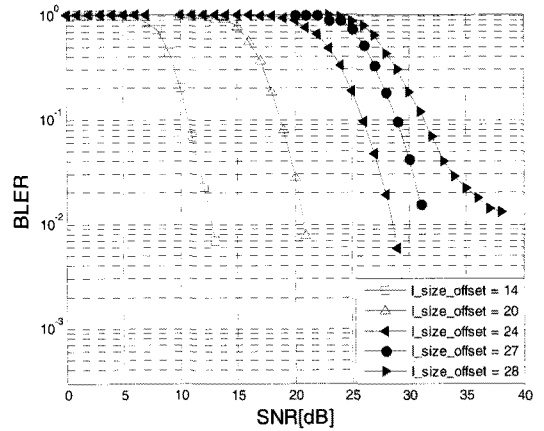


그림 6. 4x4 MIMO 모드1 성능

표 5. 4x4 모드1의  $I_{\text{size\_offset}}$ 에 따른 블록크기, 성상도, 채널부호화율

$I_{\text{size\_offset}}$	블록크기 [bits]	성상도	채널 부호화율
14	6656	4-QAM	0.4522
20	14440	16-QAM	0.4891
24	21120	64-QAM	0.4783
27	33600	64-QAM	0.7609
28	38400	64-QAM	0.8696

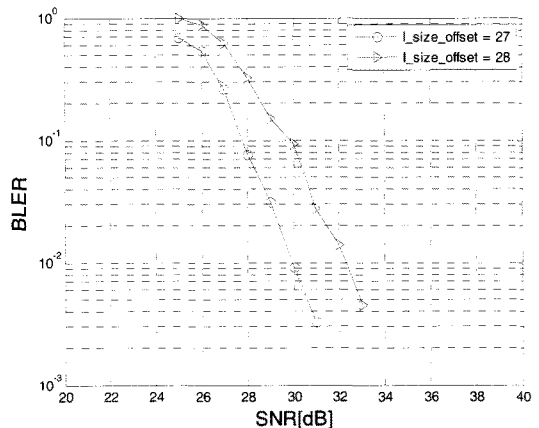


그림 7. 8x8 MIMO 모드1의 성능



표 6. 8×8 모드1의 I\_size\_offset에 따른 블록크기, 성상도, 채널부호화율

I_size_offset	블록크기 [bits]	성상도	채널 부호화율
27	24000	64-QAM	0.6793
28	28800	64-QAM	0.8152

그림 7은 8×8환경에서 I\_size\_offset이 27과 28일 때 각각의 성능을 나타내며, 각 I\_size\_offset에 대한 블록크기, 성상도, 및 채널부호화율이 표 6에 요약되어 있다.

4.3 MIMO 모드4 성능

자원으로 8개의 SLRU가 사용되었으며, Ped A 채널환경에서 모의실험을 수행하였다. 신호검출기법은 III장에서 설명한 NW 후 MRC 방식을 사용하였다. 송신안테나 간의 상관관계는 아래 식 (28)의 상관관계 행렬을 통해 반영하였다. 그림 8을 통해 알 수 있듯이 기지국에 채널정보가 가용하지 않을 때에도 요청하는 프리코딩 벡터에 따라 사용자 그룹핑을 통해 4명의 사용자에게 I\_size\_offset이 24인 경우를 제외한 경우에 대해 모두 데이터를 원만하게 전송할 수 있음을 알 수 있다.

$$R_{tx} = \begin{bmatrix} 1 & \rho & \rho^2 & \rho^3 \\ \rho^* & 1 & \rho & \rho^2 \\ \rho^{2*} & \rho^* & 1 & \rho \\ \rho^{3*} & \rho^{2*} & \rho^* & 1 \end{bmatrix}, \rho = 0.9 \times e^{j\theta} \quad (28)$$

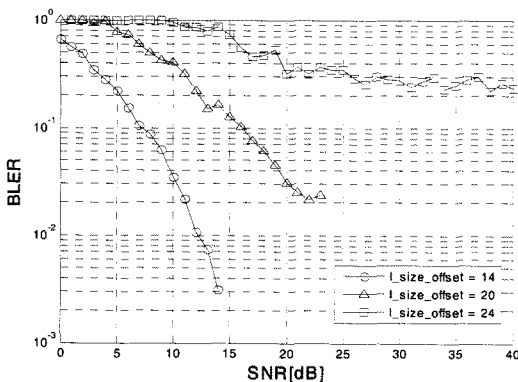


그림 8. ZF-BF, MRC, 직교 프리코딩 선택기법 사용시 모드 4의 성능

I_size_offset	블록크기 [bits]	성상도	채널 부호화율
14	720	4-QAM	0.4891
20	1440	16-QAM	0.4891
24	2368	64-QAM	0.5362

표 7. 모드4의 I\_size\_offset에 따른 블록크기, 성상도, 채널 부호화율

V. 결론

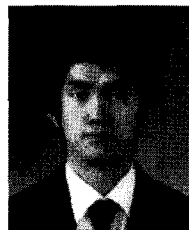
본 논문에서는 IEEE 802.16m 표준에 반영된 다양한 MIMO 모드를 분석하고, 모드0, 모드1 및 모드4에 대해 모의실험을 수행하여 성능을 평가하였다. 모드4는 기지국의 4개 안테나에서 각 2개의 안테나를 갖는 4명의 사용자에게 한 개의 스트림을 전송하는 다중사용자 MIMO 기술을 사용하며, 기지국에 4명의 사용자 채널정보가 가용하지 않을 때에도 각 사용자가 요청하는 프리코딩 벡터에 따라 사용자 그룹핑을 하여 적절한 성능을 달성할 수 있음을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] IEEE P802.16m/D6 Part 16: air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems, May 2010.
- [2] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channel," IEEE Sig. Process. Mag., Vol.17, No. 2, pp.744-765, Mar. 1998.
- [3] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB, Wiely and Sons, Sept. 2010.
- [4] D. Gesbert, M. Kountouris, R.W. Heath Jr., C. B. Chae, and T. Salzer "Shifting the MIMO Paradigm," IEEE Sig. Process. Mag., Vol.24, No.5, pp.36-46, Sep. 2007.
- [5] S. Bahng, Y. Park, and J. Kim, "QR-LRL signal detection for spatially multiplexed MIMO systems," IEICE Trans. Commun., Vol.E91-B, No.10, pp.3383-3386, Oct. 2008.

김누리별 (Nu-Li-Byul Kim)

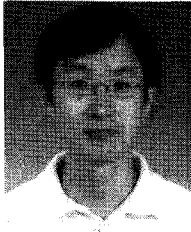
준회원



2009년 2월 연세대학교 원주 캠퍼스 컴퓨터정보통신 공학부 졸업  
 2010년 2월~현재 연세대학교 전산학과 석사과정  
 <관심분야> OFDM, MIMO, 실용적인 신호검출 기법, 무선비디오전송

김재권 (Jae-Kwon Kim)

정회원



1995년 8월 중앙대학교 전기공학  
과 졸업  
2000년 2월 중앙대학교 전기공  
학과 석사  
2004년 5월 The University of  
Texas at Austin 공학박사  
2004년 8월~2005년 8월 삼성  
종합기술연구원 4G 시스템 Lab.

2005년 9월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정  
보통신공학부 조교수, 부교수  
<관심분야> OFDM, MIMO, 실용적인 신호검출 기  
법, 무선비디오전송

박윤옥 (Youn Ok Park)

정회원

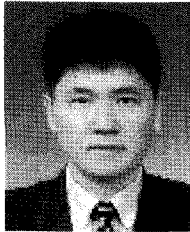


1986년 2월 한양대 전자공학  
과 졸업  
1997년 2월 충남대 컴퓨터공  
학과 석사  
2011년 2월 충남대 정보통신  
공학 박사  
1985년~1987년 삼성전자종합  
연구소 연구원

1987년~현재 한국전자통신연구원 책임연구원  
<관심분야> 영상처리 기술, 이동통신 시스템, 안테  
나 및 전파전파, 통방융합기술

방영조 (Young-Jo Bang)

정회원



1989년 2월 연세대학교 전기  
공학과 졸업 공학사  
1991년 2월 한국과학기술원 전  
기 및 전자공학과 공학석사  
1997년 2월 한국과학기술원 전  
기 및 전자공학과 공학박사  
1997년 3월~현재 한국전자통  
신 연구원 책임연구원

<관심분야> MIMO 모뎀 기술, 이동통신 신호처리