

# 협력적 공간다중화 기반 상향링크 다중사용자 시스템을 위한 신호검출 기법

정회원 임 태 호\*, 김 영 준\*, 준회원 정 재 훈\*, 종신회원 조 용 수\*

## A Signal Detection Method for Uplink Multiuser Systems Based on Collaborative Spatial Multiplexing

Tae Ho Im\*, Yeong Jun Kim *Regular Members*\*, Jae-Hoon Jung\* *Associate Member*,  
Yong Soo Cho\* *Lifelong Member*

### 요 약

기존 SM MIMO 시스템을 위한 신호검출 기법인 OSIC 계열의 기법과 준최적 신호검출 기법인 QRD-M 기법을 협력적 공간다중화 기반 상향링크 다중사용자 시스템에 적용할 경우 사용자별 신호의 검출성능에 차이가 발생한다. 본 논문에서는 협력적 공간다중화 기반 상향링크 다중사용자 시스템을 위한 사용자간별 검출성능 차이가 발생하지 않으면서 최적 신호검출 기법과 유사한 성능을 보이는 신호검출 기법을 제안한다. 제안된 신호검출 기법의 연산복잡도는 QPSK 변조에서는 QRD-M과 유사하지만, 16-QAM, 64-QAM과 같이 높은 차수의 변조방식의 시스템에서는 QRD-M에 비해 매우 낮은 연산복잡도를 가진다.

**Key Words** : CSM (Collaborative Spatial Multiplexing), Uplink multiuser system, Signal detection, OSIC, QRD-M

### ABSTRACT

The conventional detection methods developed for spatially-multiplexed MIMO systems such as OSIC and QRD-M show performance difference for each user depending on the order of detection when they are applied to detection of multi-user signals in uplink multiuser systems based on collaborative spatial multiplexing. In this paper, a signal detection method for uplink multiuser systems based on collaborative spatial multiplexing is proposed to provide similar performance for each user while its performance is close to the case of ML detection. Compared with QRD-M method, computational complexity of the proposed signal detection method is similar in the case of QPSK, and significantly lower in the case of high modulation order with 16-QAM and 64-QAM.

### I. 서 론

ITU-R의 IMT-Advanced 표준을 대비하는 LTE-Advanced 및 IEEE 802.16m 표준화에 스펙트럼 효

율성과 전송속도의 극대화를 위해 송수신부에 다수의 안테나를 사용하는 MIMO (multiple input multiple output) 기술을 기본으로 채택하고 있다<sup>[1-4]</sup>. 특히, 동일한 자원에 안테나별로 상이한 신호를 전송하여

※ 본 연구는 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단(R01-2008-000-10406-0)과 서울시 산학연 협력사업의 IP/SoC 설계기술혁신사업단의 지원을 받아 이루어졌습니다.

\* 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신연구실 (yscho@cau.ac.kr)

논문번호 : KICS2009-10-446, 접수일자 : 2009년 10월 5일, 최종논문접수일자 : 2010년 1월 21일

전송속도의 극대화 효과를 내는 SM (spatially-multiplexed) MIMO 기술이 매우 중요시 되고 있다<sup>[5]</sup>. 그러나 소형의 단말기에 작은 크기와 비용 증가, 전송 전력 문제로 인하여 다수의 안테나를 적용하기가 어렵기 때문에 상향링크에 MIMO 기술을 사용하기 어렵다. 이와 같은 문제를 협력적 공간다중화 (CSM; collaborative spatial multiplexing) 방식을 사용하여 해결할 수 있으며, 최근 협력적 공간다중화 전송방식은 WiMAX, 3GPP LTE, IEEE 802.16m의 상향링크 전송방식으로 채택되었다<sup>[2],[4],[6],[7]</sup>.

상향링크 전송방식으로써 협력적 공간다중화 기술은 SM MIMO 전송 방식과 유사하게 다수의 송신기를 마치 하나의 송신기가 다중 안테나를 사용하는 것처럼 동작하여 MIMO 효과를 얻을 수 있다. 또한, 송신기는 하나 또는 두 개의 적은 수의 안테나를 가지게 되므로 작은 크기의 소형 단말기가 송신기로 사용될 수 있다. 즉, 협력적 공간다중화 방식을 상향링크에 사용함으로써 단말기의 복잡도를 낮추어 단말 제조 비용을 줄이고, 전송 전력 문제를 해결하면서 SM MIMO 방식의 장점을 가질 수 있다<sup>[6][7]</sup>. 협력적 공간다중화 방식을 상향링크에 적용하게 되면 동일한 시간, 주파수 자원을 여러 개의 단말기가 공유하게 된다. 그러므로 기지국에서는 신호검출 기술을 이용하여 여러 사용자의 신호를 검출하여야 한다. 기존 SM MIMO 시스템을 위한 최적의 신호검출 기술로는 MLD (maximum likelihood detection) 기법이 있으며 최적의 성능을 획득할 수 있다<sup>[8]</sup>. 그러나 MLD 방식은 송신 안테나 수와 변조 차수의 수에 지수승으로 증가하여 매우 높은 연산복잡도를 가지므로 실제 시스템에 적용하기가 어렵다. 이 문제를 해결하기 위해 다양한 준최적 신호검출 기법이 연구되었으며, 특히, QRD-M (M-algorithm combined with QR decomposition)과 SD (sphere decoding) 기법이 가장 주목받는 기법으로 여겨지고 있다<sup>[9][10]</sup>. QRD-M 기법은 BFS (breadth-first search) 기반 알고리즘으로 후보 벡터의 개수인 M 값을 고정함으로써 하드웨어 복잡도가 고정되는 반면, SD 기법은 DFS (depth-first search) 알고리즘을 이용하므로 하드웨어 복잡도가 고정되지 않아 closed-form으로 표현하기 어렵다. 이외에 MLD에 비해 큰 성능 열화를 보이지만 복잡도가 낮은 OSIC (ordered successive interference cancellation) 계열의 비선형 신호검출 기법도 실제 시스템에 고려되고 있다<sup>[11]</sup>. 그러나 오차전파 문제를 가진 OSIC 계열의 기법과 후보 신호벡터를 사용하는 QRD-M

기법을 협력적 공간다중화 기반의 상향링크 다중사용자 시스템에 적용하여 신호를 검출하게 되면 각 사용자 신호의 검출성능의 차이가 크게 발생하는 문제점이 있다. 본 논문에서는 이 문제점을 해결하기 위하여 협력적 공간다중화 기반의 상향링크 다중사용자 시스템의 신호검출에 적합한 새로운 신호검출 기법을 제안한다. 제안하는 신호검출 기법은 최적 성능을 보이는 MLD에 근접하며 QRD-M 기법에 비해 우수한 성능을 보인다. 즉, MLD 기법에 비해 매우 낮은 연산복잡도를 가지면서 기존 신호검출 기법에 비해 우수한 성능을 보인다. 또한, 각 사용자 신호의 검출성능의 차이가 발생하지 않는다. 그러므로 제안하는 기법은 AMC (adaptive modulation and coding) 기술을 이용하여 각 사용자간 오류 확률을 유사하도록 고려한 시스템에서 사용자간 검출성능이 유사하도록 보장해준다.

본 논문의 2장에서는 본 논문에서 고려하는 시스템 모델을 설명하고, 협력적 공간다중화 방식의 상향링크 다중사용자 시스템에 기존 신호검출 기법의 문제점을 살펴본다. 3장에서는 협력적 공간다중화 방식의 상향링크 다중사용자 시스템에 적합한 새로운 신호검출 기법을 설명한다. 4장에서는 모의실험을 통해 기존 신호검출 기법과 제안하는 신호검출 기법을 비교한다. 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

## II. 협력적 공간다중화 기반 상향링크 다중사용자 시스템과 기존 신호검출 기법

그림 1은 협력적 공간다중화 기반 상향링크 다중사용자 시스템을 간략화한 것으로, 하나의 안테나를 가진 단말기 4개가 4개의 안테나를 가진 기지국으로 동일한 자원을 이용하여 전송하는 예를 보여준다. 본 논문에서는 단일 안테나를 가진 4개의 단말기를 가정한다. 협력적 공간다중화 기반 상향링크 다중사용자 시스템 모델은 다수의 송신기를 하나의 송신기가 다중 안테나를 4개의 단말처럼 동작하므로 SM MIMO 시스템 모델과 동일하게 표현이 가능하다. 그러므로 채널 행렬을 아래와 같이 MIMO 시스템 모델의 채널 행렬과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \quad (1)$$

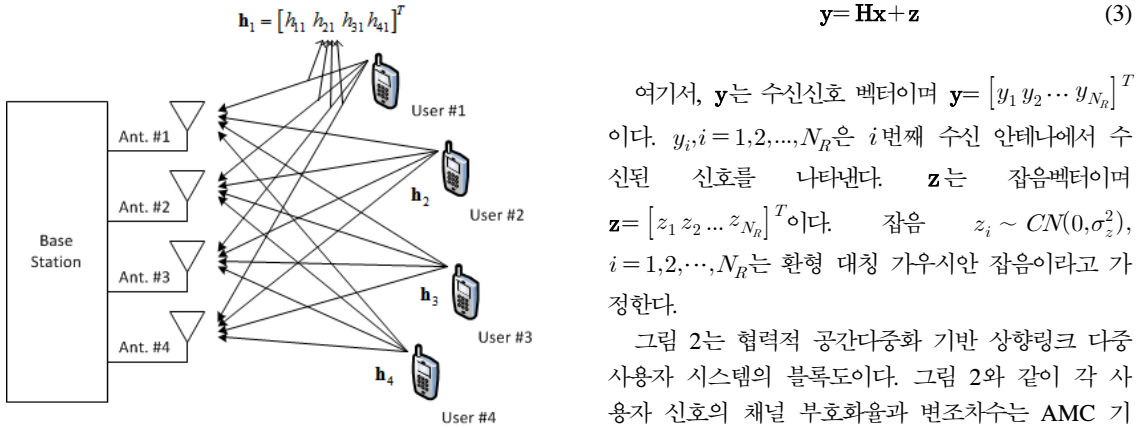


그림 1. 협력적 공간다중화 기반의 상향링크 다중사용자 시스템 모델  
 Fig. 1. Uplink multiuser systems model based on collaborative spatial multiplexing

여기서  $N_T$ 는 SM MIMO 시스템에서는 송신안테나의 개수이지만, 협력적 공간다중화 기반 상향링크 다중사용자 시스템에서는 사용자의 수에 해당한다.  $h_{i,j}, i=1,2,\dots,N_R, j=1,2,\dots,N_T$ 는  $j$ 번째 사용자의 단말기와  $i$ 번째 기지국 수신안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다. 본 논문에서는 채널 추정기가 완벽하게 되었다고 가정한다. 전체 단말기의 송신신호는 아래 식과 같이 벡터형태로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{N_T}]^T \quad (2)$$

여기서,  $x_i, i=1,2,\dots,N_T$ 는  $i$ 번째 사용자로부터 송신된 신호를 나타낸다. 송신신호는 M-QAM 변조된 신호라고 가정한다. 이와 같이 정의한 채널 행렬과 송신신호를 이용하여 송수신 신호의 관계를 다음 식으로 표현할 수 있다.

여기서,  $\mathbf{y}$ 는 수신신호 벡터이며  $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{N_R}]^T$ 이다.  $y_i, i=1,2,\dots,N_R$ 는  $i$ 번째 수신 안테나에서 수신된 신호를 나타낸다.  $\mathbf{z}$ 는 잡음벡터이며  $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ \dots \ z_{N_R}]^T$ 이다. 잡음  $z_i \sim CN(0, \sigma_z^2), i=1,2,\dots,N_R$ 는 환경 대칭 가우시안 잡음이라고 가정한다.

그림 2는 협력적 공간다중화 기반 상향링크 다중사용자 시스템의 블록도이다. 그림 2와 같이 각 사용자 신호의 채널 부호화율과 변조차수는 AMC 기술을 적용하여 전송 품질을 보장하고, 사용자별로 유사한 오류 성능을 가지도록 설계된다. 기지국에서는 다양한 채널 부호화율과 변조차수를 가진 신호가 공간다중화되어 수신되므로 신호검출시에는 각 사용자 신호의 채널 부호화와 변조 차수를 고려하여 검출하여야 한다. SM MIMO 시스템에서는 하나의 송신부에서 전송된 전체 신호의 성능을 고려하는 반면, 협력적 공간다중화 기반 상향링크 다중사용자 시스템에서는 각 사용자별 신호의 성능이 중요하게 고려된다. 그러므로 신호검출 기법은 AMC 기술을 통해 각 사용자의 전송 품질을 보장한 시스템에서 사용자간 신호검출 성능이 유사하도록 동작하여야 한다. 그러나 이러한 경우에 기존 OSIC 계열의 비선형 기법과 QRD-M 기법은 사용자별 신호의 성능에 차이가 발생한다. OSIC 계열의 기법의 경우 순차적인 신호를 검출하는 방식으로 오차 전파가 발생하므로 검출 순서에 따른 사용자간 검출성능 차이가 발생한다. QRD-M 기법의 경우 단계별로 후보 신호벡터를 선정하며 최종 단계에서 선정된 후보 신호벡터에 포함되는 사용자간

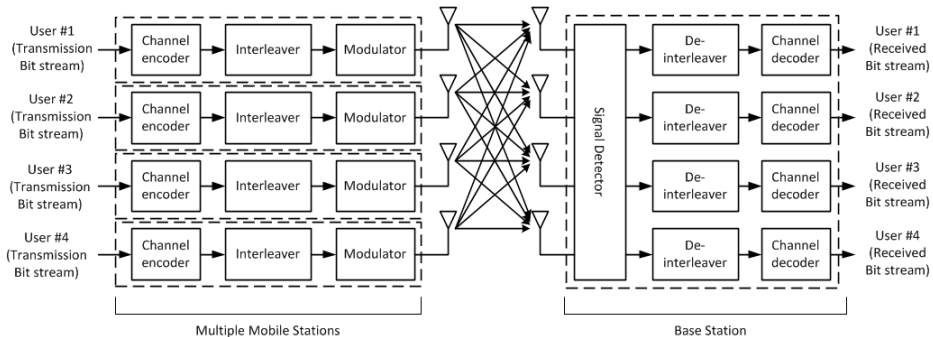


그림 2. 협력적 공간다중화 기반의 상향링크 다중사용자 시스템의 송수신부 블록도  
 Fig. 2. A block diagram of transmitter and receiver for uplink multiuser systems based on collaborative spatial multiplexing

신호에 다양성의 차이가 발생한다. 그림 3은 QPSK 변조방식의 4x4 MIMO 시스템에서 후보 신호벡터의 개수 M이 4인 QRD-M 기법의 트리 구조의 예로써 후보 신호벡터에 포함되는 각 사용자의 송신 가능한 신호의 다양성이 차이가 발생함을 보여주고 있다. QRD-M 기법의 초기 단계에 선정되는 사용자의 신호는 최종적으로 선정된 후보 신호벡터에 존재하는 송신 가능한 신호의 다양성이 매우 낮다. 그러나 마지막 단계에 선정된 사용자의 신호는 송신 가능한 신호가 모두 대입되어 매우 다양하게 분포한다. 후보 신호벡터에 포함되는 각 사용자의 송신 가능한 신호의 다양성의 차이에 의해 사용자간 검출성능 차이가 발생한다. 그림 4는 그림 2와 같

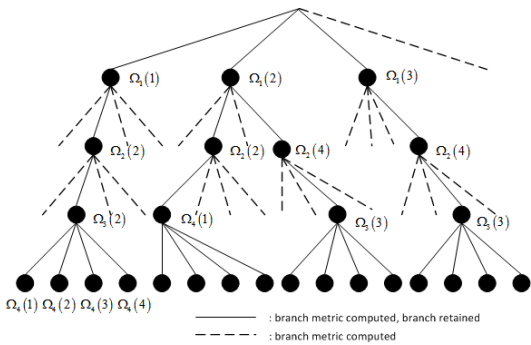


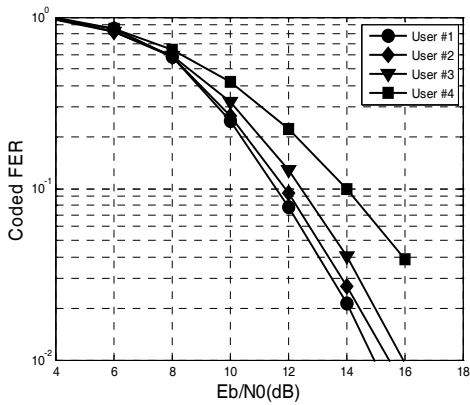
그림 3. QPSK 변조방식을 가진 4x4 MIMO 시스템을 위한 QRD-M 기법의 트리 구조  
Fig. 3. Tree structure for QRD-M method in 4x4 MIMO systems with QPSK

은 반면, 협력적 공간다중화 기반 상향링크 다중사용자 에서 사용자별 FER 연관성 성능을 보여준다. 그림 4(a)는 순차적으로 신호를 검출하는 MMSE-OSIC 기법을 이용한 것으로, 검출 순서에 따라 성능이 열화되는 것을 확인할 수 있다. 즉, 오류 전파 문제에 의해서 가장 먼저 검출하는 사용자의 신호가 가장 성능이 우수하며, 가장 마지막에 검출하는 사용자의 신호가 가장 열화된 성능을 보인다. 그림 4(b)는 QRD-M (M=16) 기법을 이용한 검출 성능이며 MMSE-OSIC 기법과는 반대로 가장 먼저 후보 신호로 선정되는 사용자 신호가 가장 열화된 성능을 보인다.

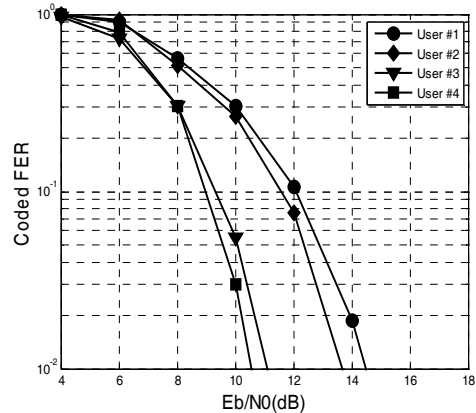
### III. 협력적 공간다중화 시스템을 위한 신호검출 기법

앞 장에서 살펴본 바와 같이 협력적 공간다중화 기반 상향링크 시스템은 SM MIMO 시스템과 동일한 모델로 표현이 가능하다. 그러므로 기존 SM MIMO 시스템을 위한 신호검출 기법을 협력적 공간다중화 기반의 상향링크 시스템에 적용 가능하다. 그러나 협력적 공간다중화 기반의 상향링크 시스템에서의 다중화된 신호는 각각 다른 사용자의 신호이므로 전체 신호의 검출성능보다는 각 사용자의 검출성능이 중요하다.

본 장에서 제안하는 신호검출 기법은 OSIC 계열의 기법에서 발생하는 오류 전파 문제가 발생하지 않고, QRD-M 기법과 같이 제한된 후보 심볼 벡터



(a) MMSE-OSIC



(b) QRD-M (M=16)

그림 4. 협력적 공간다중화 기반의 상향링크 다중사용자 시스템에서 MMSE-OSIC 기법과 QRD-M 기법의 사용자별 신호의 FER 성능  
Fig. 4. FER performance of signal detector for each user when MMSE-OSIC and QRD-M smethods are applied to uplink multiuser systems based on collaborative spatial multiplexing

를 사용하지 않고 각 사용자별로 송신 가능한 모든 심볼을 독립적으로 대입함으로써 전체 신호의 성능이 MLD에 근접한 성능을 보이면서 각 사용자간 검출성능이 유사한 새로운 신호검출 기법을 설명한다.

그림 5는 제안하는 신호검출 기법의 블록도를 보여준다. 그림 5의 각 블록은 하드웨어적인 구조를 고려하여 수행하는 역할에 따라 나눈 것이다. 본 절에서는 효과적인 설명을 위하여 2장에서 가정한 시스템 모델에서와 같이 단일 안테나를 가진 단말기가 4개이고 수신하는 기지국의 안테나가 4개인 경우를 예를 들어 그림 5의 각 블록을 순서대로 설명한다.

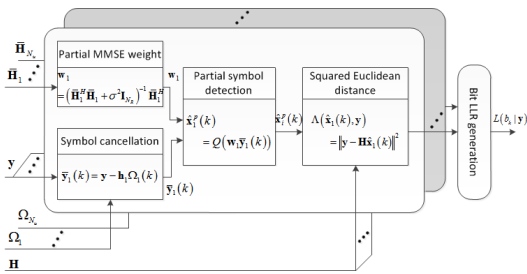


그림 5. 제안하는 신호검출 기법의 블록도  
Fig. 5. Block diagram of proposed signal detection method

1) 부분 채널 생성을 이용한 MMSE 가중치 행렬 생성

채널 행렬에서 하나의 열벡터를 제거한 채널 행렬을 이용하여 MMSE 가중치 행렬을 생성한다. 채널 행렬이 4x4인 경우 하나의 열이 제거된 3x4 채널 행렬이 4개가 생성되므로 가중치 행렬이 4개 생성된다.

$$\bar{\mathbf{H}}_1 = \begin{bmatrix} h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{H}}_2 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix},$$

$$\bar{\mathbf{H}}_3 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{44} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{H}}_4 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\mathbf{W}_i = (\bar{\mathbf{H}}_i^H \bar{\mathbf{H}}_i + \sigma^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \bar{\mathbf{H}}_i^H, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (5)$$

여기서  $i$ 는 제거된 사용자 신호의 인덱스이다.

2) 사용자 신호별 송신 가능한 신호를 제거한 수신 신호 생성

단계 1)에서 제거한 열벡터에 해당하는 송신 가능한 신호를 수신 신호에서 제거한다. 식 (4)에서  $\bar{\mathbf{H}}_1$ 은  $x_1$ 에 해당하는 첫 번째 열벡터  $\mathbf{h}_1 = [h_{11} \ h_{21} \ h_{31} \ h_{41}]$ 를 제거한 행렬이므로  $x_1$ 으로 변조 차수에 따른 송신 가능한 신호를 제거한다. 새로운 수신 신호가 각 부분 채널에 제거된 신호의 변조 차수의 크기만큼 생성된다.

$$\bar{\mathbf{y}}_i(k) = \mathbf{y} - \mathbf{h}_i \Omega_i(k), \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad k = 1, 2, \dots, |\Omega_i| \quad (6)$$

여기서  $|\Omega_i|$ 는  $i$  번째 사용자 신호의 변조차수의 크기를 나타내고,  $\Omega_i(k)$ 는  $i$  번째 사용자 신호의 송신 가능한  $k$  번째 신호를 나타낸다.

3) MMSE 가중치 행렬을 이용한 부분 신호 검출

단계 1)에서 생성한 MMSE 가중치 행렬과 단계 2)에서 생성한 새로운 수신 신호를 이용하여 아래 식에서와 같이 제거된 사용자 신호 이외의 사용자 신호를 검출한다.

$$\hat{\mathbf{x}}_{p,i}(k) = \mathbf{W}_i \bar{\mathbf{y}}_i(k), \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad k = 1, 2, \dots, |\Omega_i|, \quad (7)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{p,i}(k) = [\hat{x}_{p,1,1}(k) \ \hat{x}_{p,1,2}(k) \ \hat{x}_{p,1,3}(k)]$$

여기서 검출 신호  $\hat{\mathbf{x}}_{p,i}(k)$ 에서  $i$ 는 제거된 사용자 신호의 인덱스이며  $k$ 는 제거된 사용자 신호의 변조 차수의 인덱스이다. 제거된 사용자 신호와 검출된 사용자 신호를 이용하여 송신 신호 후보벡터를 생성하면 아래 식과 같다.

$$\hat{\mathbf{x}}_1(k) = [\Omega_1(k) \ x_{p,1,1}(k) \ x_{p,1,2}(k) \ x_{p,1,3}(k)], \quad k = 1, 2, \dots, |\Omega_1|$$

$$\hat{\mathbf{x}}_2(k) = [x_{p,2,1}(k) \ \Omega_2(k) \ x_{p,2,2}(k) \ x_{p,2,3}(k)], \quad k = 1, 2, \dots, |\Omega_2|$$

$$\hat{\mathbf{x}}_3(k) = [x_{p,3,1}(k) \ x_{p,3,2}(k) \ \Omega_3(k) \ x_{p,3,3}(k)], \quad k = 1, 2, \dots, |\Omega_3|$$

$$\hat{\mathbf{x}}_4(k) = [x_{p,4,1}(k) \ x_{p,4,2}(k) \ x_{p,4,3}(k) \ \Omega_4(k)], \quad k = 1, 2, \dots, |\Omega_4| \quad (8)$$

4) 하나의 제거 신호와 부분 검출 신호를 이용한 자승 유클리디언 거리 연산

단계 3)에서 생성한 송신 신호 후보벡터와 식 (3)의 시스템 모델을 이용하여 아래 식과 같이 자승 유클리디언 거리를 연산한다.

$$A(\hat{\mathbf{x}}_i(k), \mathbf{y}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_i(k)\|^2, \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad k = 1, 2, \dots, |\Omega_i| \quad (9)$$

경관정시에는 생성한 자승 유클리디언 거리 중 가장 짧은 거리를 가지는 후보 신호벡터를 송신 신호로 판정한다. 연판정시에는 생성한 모든 자승 유클리디언 거리를 이용하여 비트 LLR (log likelihood ratio) 정보를 생성한다. 본 논문에서는 연판정을 고려한다.

5) 비트 LLR 생성

연판정에 사용되는 비트 LLR 정보는 채널 복호기의 입력으로 APP (a posteriori probability) 정보가 된다. APP는 비트 LLR 값으로써 아래 식과 같이 표현된다.

$$L(b_{i,j}|\mathbf{y}) = \ln \frac{P[b_{i,j}=+1|\mathbf{y}]}{P[b_{i,j}=-1|\mathbf{y}]} = L_A(b_{i,j}) + L_E(b_{i,j}) \quad (10)$$

여기서  $b_{i,j}$ 는  $i$ 번째 사용자 신호의  $j$ 번째 비트를 의미하며,  $L_A$ 와  $L_E$ 는 a priori L-value와 extrinsic L-value 로서 아래와 같이 표현된다. 송신 신호의 priori에 대한 정보가 없다고 가정하고, 식 (10)을 max-log approximation을 이용하여 간략화 하면 아래 식과 같이 표현할 수 있다.

$$L(b_{i,j}|\mathbf{y}) \approx \frac{1}{2\sigma^2} \left( \min_{\mathbf{x} \in X} \min_{k_i - 1 \leq \mathbf{x}, \mathbf{y}} A(\mathbf{x}, \mathbf{y}) - \min_{\mathbf{x} \in X_{k_i+1}} A(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \right) \quad (11)$$

여기서  $X_{k_i+1} = \{\mathbf{x}|b_{i,j}=+1\}$ ,  $X_{k_i-1} = \{\mathbf{x}|b_{i,j}=-1\}$  이고,  $A(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ 는 식 (9)의 자승 유클리디언 거리를 사용하며  $\mathbf{x}$ 는 식 (8)의 후보 신호벡터  $\hat{\mathbf{x}}_i(k)$ 를 사용한다. 즉, 단계 4)에서 구한 자승 유클리디언 거리를 사용하여 비트 LLR을 생성한다.

그림 6은 제안된 신호검출 기법의 생성된 후보 신호벡터의 예를 트리구조로 표현한 것이다. 그림 6을 통해서 알 수 있듯이 제안하는 신호검출 기법에서 생성된 후보 신호벡터의 사용자별 신호는 식 (8)과 같다. 식 (8)을 통해 전체 후보 신호벡터에 포함되는 각 사용자의 신호는 송신 가능한 신호 전체가 최소 한번 이상 포함된다. 제안된 신호검출 기법은 후보 신호벡터에 포함되는 각 사용자의 신호의 다양성에 큰 차이가 발생하는 QRD-M 기법과 비교해 후보 신호벡터에 포함되는 각 사용자의 신호의 다양성이 유사하다. 또한 각 사용자의 신호의 다양성이 QRD-M 기법에 비해 크므로 전체 성능에 항상

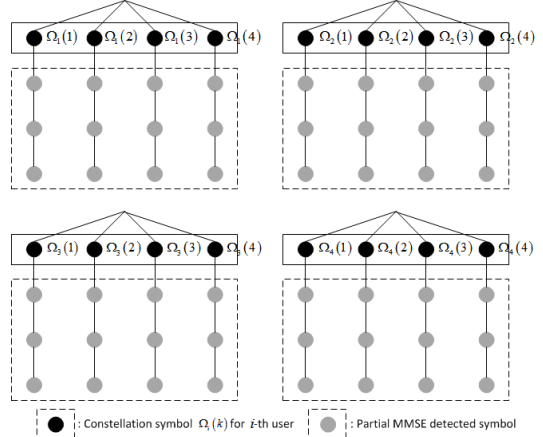


그림 6. QPSK 변조방식을 가진 제안된 신호검출 기법의 트리 구조  
Fig. 6. Tree structure of proposed signal detection method with QPSK

을 보임을 다음 장에서 모의 실험을 통해 제안된 신호검출 기법의 사용자별 검출 성능에 대해 확인한다.

IV. 모의 실험 결과 및 연산복잡도 비교

본 장에서는 모의 실험을 통해 기존 신호검출 기법과 제안된 신호검출 기법의 성능과 연산복잡도를 비교 분석한다. 모의 실험의 파라미터는 표 1과 같다. 채널 추정은 이상적이라고 가정하였다.

그림 7은 협력적 공간다중화 기반의 상향링크 다중사용자 시스템에서 다양한 신호검출 기법의 전체 수신 신호의 연판정 FER 성능을 보여준다. 최적 성능에 비해 MMSE-OSIC 기법은 성능 열화가 크고,

표 1. 모의 실험 파라미터  
Table 1. Parameters for simulation

항 목	설정값
사용자의 안테나 수	1
사용자의 수	4
기지국의 안테나 수	4
무선 채널	i.i.d. Rayleigh fading (8tap)
변조 방식	16 QAM
채널 부호화	Convolutional coding/ Viterbi decoding (rate 1/2)
	Turbo coding / Turbo decoding (rate 1/2, iteration : 3)

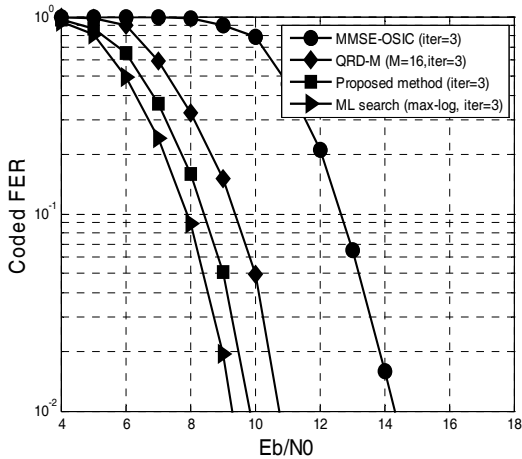


그림 7. 협력적 공간다중화 기반의 상향링크 다중사용자 시스템에서 제안된 신호검출 기법의 전체 수신 신호의 FER 성능  
Fig. 7. Average FER performance of each signal detector in uplink multiuser systems based on collaborative spatial multiplexing

QRD-M (M=16) 기법은 10<sup>-2</sup> 레벨에서 약 1.8dB의 성능 열화를 보인다. 제안된 신호검출 기법은 10-2 레벨에서 약 0.8dB의 성능 열화를 보인다. 제안된 신호검출 기법은 SM MIMO 시스템에서 QRD-M 기법에 비해 향상된 성능을 보이며, 최적 성능에 근접한 성능을 보인다.

그림 8은 그림 2의 협력적 공간다중화 방식의 다중사용자 시스템에서 제안된 신호검출 기법의 사용자별 FER 연관성 성능을 보여준다. 제안된 기법에

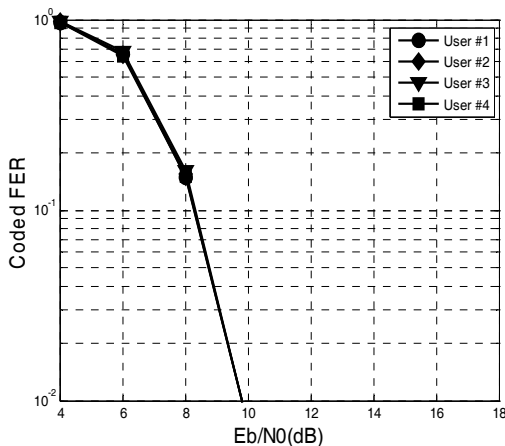


그림 8. 협력적 공간다중화 기반의 상향링크 다중사용자 시스템에서 제안된 신호검출 기법의 사용자별 신호의 FER 성능  
Fig. 8. FER performance of proposed signal detector for each user in uplink multiuser systems based on collaborative spatial multiplexing

서는 사용자별 송신 가능한 모든 값이 최소 한번 이상 후보 신호벡터에 존재하고 부분적인 MMSE 검출을 이용함으로써 성능 차이가 발생하지 않는다. 그러므로 제안된 신호검출 기법을 사용하면 AMC 기술을 통해 사용자간 오류 확률을 유사하게 고려한 시스템에서 사용자간 유사한 신호검출 성능을 보임을 확인할 수 있다.

표 2는 기존 MLD, QRD-M 기법과 제안된 신호검출 기법의 연산복잡도를 실수 곱셈기의 개수로 비교한 것이다. 하나의 안테나를 가진 단말기 4개가 4개의 안테나를 가진 기지국 시스템의 경우에 대하여 연산복잡도변조방식에 대해 비교하였다. MLD의 경우 성상도의 크기에 송신 안테나 수의 지수승으로 증가하므로 매우 큰 연산복잡도를 가지며, QRD-M 기법시스템상도 크기의 후보 신호 벡터의 개수를 가진다고 가정한 경우의 연산복잡도이다. QRD-M 기법과 제안된 신호검출 기법을 비교하면 QPSK도변조방식의 경우 QRD-M 기법이 낮시스복잡도를 제안나 대-QAM, 64-QAM의 높시스차수의 변조 방식일수록 제안된 신호검출 기법이 더 낮시스복잡도를 가진다크기의 후보 신호 벡터의 개QRD-M 기법의 연산복잡도다. QR 대-QAM인 경우 가지57%, 64-QAM인 경우 약 10%의 연산복잡도를 가진다.

이와 같이 모의 실험과 연산복잡도의 비교를 통해 제안된 신호검출 기법이 QRD-M 기법에 비해 낮은 연산복잡도로 전체적인 성능 향상뿐만 아니라 각 사용자별 성능에도 차이가 발생하지 않는 신호검출 기법임을 확인할 수 있다.

표 2. 연산복잡도 비교  
Table 2. Computational complexity comparison

	MLD	QRD-M	Proposed method
QPSK	2,048	424 (M=4)	656
16QAM	524,288	1,888 (M=16)	1,040
64QAM	134,217,728	25,056(M=64)	2,576

## VI. 결론

본 논문에서는 협력적 공간다중화 방식의 다중사용자 시스템의 상향링크에서 다중사용자의 신호를 검출하는 기법에 대하여 설명하였다. 제안된 기법은 각 사용자의 송신 가능한 심볼을 모두 고려하여 LLR 값의 신뢰도를 높임으로써 QRD-M 기법에 비해 향상된 성능을 보인다. 특히, 제안된 기법은 각

사용자간 검출성능이 동일하므로 OSIC 기법이나 QRD-M 기법에 비해 협력적 공간다중화 방식의 다중사용자 시스템의 상향링크에서 매우 효과적이다.

### 참 고 문 헌

[1] S. Y. Hui and K. H. Yeung, "Challenges in the Migration to 4G Mobile Systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.41, No.12, pp.54-59, Dec. 2003.

[2] F. Wang, A. Ghosh, C. Sankaran, P. Fleming, F. Hsieh, and S. Benes, "Mobile WiMAX systems: performance and evolution," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.46, No.10, pp.41-49, Oct. 2008.

[3] D. Astely, E. Dahlman, A. Furuskar, Y. Jading, M. Lindstrom, and S. Parkvall, "LTE: The Evolution of Mobile Broadband," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.47, No.4, pp.44-51, Apr. 2009.

[4] S. Ahmadi, "An Overview of Next-Generation Mobile WiMAX Technology," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.47, No.6, pp.84-98, June 2009.

[5] D. Gesbert, M. Shafi, D.S. Shiu, P. Smith, and A. Naguib, "From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems," *IEEE J. of Sel. Areas Commun.*, Vol. 21, No. 3, pp.281-302, Apr. 2003.

[6] Q. Li, X. Lin, J. Zhang, and W. Roh, "Advancement of MIMO technology in WiMAX: from IEEE 802.16d/e/j to 802.16m," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.47, No.6, pp.100-107, June 2009.

[7] K. Balachandran, D. Calin, N. Gopalakrishnan, J. H. Kang, A. Kogiantis, S. Li, L. Ozarow, S. Ramakrishna, A. N. Rudrapatna, and R. Sun, "Design and performance analysis of collaborative spatial multiplexing for IEEE 802.16e-based systems," *Bell Labs Technical Journal*, Vol.13, No.4, pp.97-117, Feb. 2009.

[8] T. H. Im, I. Park, J. Kim, J. Yi, J. Kim, S. Yu, and Y. S. Cho, "A new signal detection method for spatially multiplexed MIMO systems and its VLSI implementation," *IEEE Trans. Circuit and Systems II*, Vol.56, No.5, pp.399 - 403,

May 2009.

[9] B. M. Hochwald and S. Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antennas channel," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.51, No.3, pp.389-399, Mar. 2003.

[10] H. Kawai, K. Higuichi, N. Maeda, M. Sawahashi, T. Ito, Y. Kakura, A. Ushirokawa, and H. Seki, "Likelihood function for QRM-MLD suitable for soft-decision turbo decoding and its performance for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E88-B, No.1, pp.57-57, Jan. 2005.

[11] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory result using V-BLAST space-time communication architecture," *IEE Electronics Letters*, Vol.53, No.1, pp.14-16, Jan. 1999.

임 태 호 (Tae Ho Im)

정회원



2006년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 학사  
 2008년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 석사  
 2008년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정  
 <관심분야> 차세대 이동통신, 디지털 통신, OFDM, MIMO

김 영 준 (Yeong Jun Kim)

정회원



2005년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 학사  
 2007년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 석사  
 2007년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정  
 <관심분야> 디지털 신호처리, 무선모뎀, MMR 시스템



정 재 훈 (Jae Hoon Jung)

준회원



2009년 2월 중앙대학교 전자  
전기공학부 학사  
2009년3월~현재 중앙대학교  
전자전기공학부 석사과정  
<관심분야> 차세대 이동통신,  
디지털 통신, OFDM, MIMO

조 용 수 (Yong Soo Cho)

중신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자  
공학과 학사  
1987년 2월 연세대학교 전자공  
학과 석사  
1991년 2월 The University of  
Texas at Austin 공학박사  
1992년 3월~현재 중앙대학교  
전자전기공학과 교수  
2003년 8월~2007년 12월 TTA 휴대인터넷 프로젝  
트그룹(PG302) 무선접속 실무반 의장  
<관심분야> 차세대 이동통신, OFDM/DMT 모뎀  
설계, MIMO-OFDM 모뎀 설계