

공간다중화 MIMO 시스템의 QRM-MLD 신호검출을 위한 개선된 탐색공간

준회원 허 훈*, 우현명*, 정회원 양원영**, 방승재***,
박윤옥***, 종신회원 김재권*

An Improved Search Space for QRM-MLD Signal Detection for Spatially Multiplexed MIMO Systems

Hoon Hur*, Hyun-Myung Woo* *Associate Members*, Won Young Yang**,
Seungjae Bahng***, Youn Ok Park*** *Regular Members*, Jae-Kwon Kim* *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 공간다중화 방식을 사용하는 다중 안테나 시스템의 수신부에서 사용가능한 QRM-MLD 신호검출기법을 위한 새로운 변형된 형태를 제안한다. 원래의 QRM-MLD 신호검출 기법은 채널의 QR분해 및 M-algorithm을 결합한 형태로써, ML 수신기법에 비해 상대적인 복잡도가 현저하게 낮아지면서, ML에 근접한 성능을 보이거나, 전송속도를 높이기 위해 안테나 개수가 증가하거나 성상도의 크기가 증가하면 그 복잡도가 크게 증가하여 하드웨어 구현을 어렵게 하는 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 다양한 변형된 형태가 제안되었고, 대표적인 방법으로 성상점들을 ranking화하여 필요한 성상점에 대해서만 연산을 수행함으로써 복잡도를 감소시키는 방법이 있다. 그러나, 성상점들의 ranking화를 사용하는 QRM-MLD 방식의 성능이 원래의 QRM-MLD의 성능에 비해 현격히 저하된다. 본 논문에서는 ranking화를 사용하는 QRM-MLD의 신호검출 기법이 성능열화를 겪게 되는 이유를 분석하고, 이를 극복함으로써 새로운 변형된 형태의 QRM-MLD기법을 제안한다. 모의실험을 통해 제안된 방식의 성능을 기존 방법들과 비교하여, 제안된 방식이 원래의 QRM-MLD 신호검출방식의 성능을 달성하면서 복잡도는 ranking화를 사용하는 QRM-MLD기법과 유사하다는 것을 보인다.

Key Words : QRM-MLD, ranking, signal detection, MIMO

ABSTRACT

In this paper, we propose a variant of the QRM-MLD signal detection method that is used for spatially multiplexed multiple antenna system. The original QRM-MLD signal detection method combines the QR decomposition with the M-algorithm, thereby significantly reduces the prohibitive hardware complexity of the ML signal detection method, still achieving a near ML performance. When the number of transmitter antennas and/or constellation size are increased to achieve higher bit rate, however, its increased complexity makes the hardware implementation challenging. In an effort to overcome this drawback of the original QRM-MLD, a number of variants were proposed. A most strong variant among them, in our opinion, is the ranking method, in which the constellation points are ranked and computation is performed for only highly ranked constellation points, thereby reducing the required complexity. However, the variant using the ranking method experiences a significant performance degradation, when compared with the original QRM-MLD. In this paper, we point out the reasons of the performance degradation, and we propose a novel variant that overcomes the drawbacks. We perform a set of computer simulations to show that the proposed method achieves a near performance of the original QRM-MLD, while its computational complexity is near to that of the QRM-MLD with ranking method.

* 연세대학교 원주캠퍼스 디지털통신연구실 (jackwon@yonsei.ac.kr), ** 중앙대학교, ***한국전자통신연구원
논문번호 : KICS2007-11-512, 접수일자 : 2007년 11월 15일, 최종논문접수일자 : 2008년 4월 10일

I. 서 론

차세대 이동 통신 시스템은 멀티미디어 데이터 위주의 고속 데이터 서비스를 위해 보행자 속도로 이동하는 환경에서 1Gbps, 고속으로 움직이는 상황에서 100Mbps의 데이터 전송 속도가 요구한다. 이와 같은 요구를 만족시키기 위해서 제한된 주파수를 사용한 고속 데이터 전송방법으로 multiple input multiple output (MIMO) 시스템 기술이 널리 연구 되고 있다^[1]. MIMO 시스템을 사용하는 기술 중 특히 spatial multiplexing(SM)기술을 이용하여 추가적인 주파수 대역폭이나 송신 전력이 없이도 통신 용량을 향상 시킬 수 있다^[2-4]. SM MIMO 시스템에서는 송신 안테나의 수가 증가 할수록 수신단의 복잡도가 현격히 증가하기 때문에 수신부의 하드웨어 구현 복잡도를 줄이는 방법에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 본 논문에서는 고속 데이터 전송을 가능하게 하는 SM MIMO 시스템을 위한 신호검출 기법을 다룬다.

SM MIMO 시스템을 위한 기존의 신호검출 기법으로는 maximum likelihood detection(ML), zero-forcing(ZF), maximum likelihood detection with QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD), QRM-MLD with ranking 등이 있다. ML 기법은 가장 최적의 방식으로 다른 방식에 대한 성능 비교의 기준이 되지만, 송신 안테나 수와 변조차수가 높아짐에 따라 연산복잡도가 지수적으로 증가하여, 매우 높은 연산복잡도 때문에 실제 시스템에 적용하기가 어렵다. 변형된 형태의 ML(MML;modified ML) 기법을 사용하면, ML의 복잡도를 다소 감소시킬 수 있으나, 안테나 개수가 3개 이상의 경우에는 여전히 복잡도가 높다.^[5] ZF방법은 채널의 역행렬을 이용하여 신호를 검출하는 방법으로 다른 신호검출 기법에 비해 연산복잡도가 적어 비교적 간단한 구조로 구현이 가능하지만, 성능이 현저하게 낮은 단점이 있다.

ML 기법의 높은 연산 복잡도를 줄이면서 ML과 유사한 성능을 가지는 신호검출 기법인 maximum likelihood detection with QR decomposition and M-algorithm (QRM-MLD)은 충분한 후보 벡터 개수를 가질 경우 ML 신호검출 기법과 거의 동일한 성능을 보이나, 후보 벡터가 적을 경우 성능의 저하가 크게 나타나고, 연산복잡도가 여전히 높은 단점이 있다^[6]. 여전히 높은 연산 복잡도를 갖는 QRM-MLD의 연산 복잡도를 줄이기는 방법으로 QRM-MLD

with ranking이 제안되었으나 QRM-MLD와 비교하면 현격한 성능 저하를 보인다^[7].

본 논문에서 새롭게 제안하는 신호검출 기법은 기존의 QRM-MLD with ranking 방식을 기반으로 하며 타 방식과 마찬가지로 송신안테나 수에 해당하는 개수의 검출 단계로 구성된다. 본 논문은 QRM-MLD with ranking 기법이 original QRM-MLD에 비해 성능이 열화되는 이유를 지적하고, 이 약점을 극복하고 방안을 제안한다. 모의실험을 통해 제안된 방식은 거의 original QRM-MLD의 성능을 달성하고, 연산 복잡도는 기존의 QRM-MLD with ranking 방식보다 감소하는 것을 보인다.

본 논문의 II장에서는 고려하는 시스템 모델을 설명하고, III장에서 기존의 다양한 신호검출 기법들을 기술하고, 단점을 분석하고, 새로운 방식을 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통해 성능을 평가하고, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 공간다중화 MIMO 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 고려하는 공간다중화방식 MIMO 시스템을 보여준다. 송신 안테나 개수는 n_T 이고 수신 안테나의 개수는 n_R 이다. 공간다중화 시스템에서는 송신 안테나 개수 n_T 가 미지수의 개수를 나타내고, 수신 안테나의 개수 n_R 이 방정식의 개수를 나타내기 때문에 $n_T \geq n_R$ 의 조건을 만족해야 한다. 송신 및 수신신호의 관계는 다음 수식으로 표현 할 수 있다.

$$y = Hx + z \tag{1}$$

$$y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{n_R}]^T$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,n_T} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,n_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_R,1} & h_{n_R,2} & \dots & h_{n_R,n_T} \end{bmatrix}$$

$$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{n_T}]^T$$

$$z = [z_1 \ z_2 \ \dots \ z_{n_R}]^T$$

여기서 $x_i, i = 1, 2, \dots, n_T$ 은 i 번째 송신 안테나로부터 송신된 신호를 나타내고, $y_i, i = 1, 2, \dots, n_R$ 은 i 번째

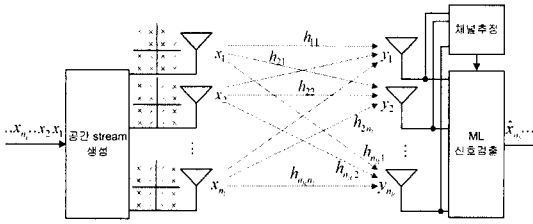


그림 1. 공간다중화 MIMO 시스템 모델

째 수신 안테나에서 수신된 신호를 나타내며, $h_{i,j}$, $i = 1, 2, \dots, n_R, j = 1, 2, \dots, n_T$ 는 j 번째 송신 안테나와 i 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다. 크기가 $n_R \times n_T$ 인 채널 행렬 H 의 각 원소들은 서로 iid이고, 분산 1의 복소 가우시안 분포를 갖는다. MIMO-OFDM 시스템에 적용 시에는 채널 행렬 H 는 다수개의 OFDM 심볼로 이루어진 한 프레임 동안 변하지 않으며 각 프레임은 독립적으로 변하는 블록 독립 페이딩 채널을 가정한다. OFDM과 결합시, 각 부채널에서의 신호검출을 동일한 절차로 수행되므로, 다음 3장의 검출기법을 설명에 있어서 부채널 인덱스를 생략하고, 모의실험에서는 OFDM과 결합하여 성능을 평가한다. 잡음 $z_i \sim CM(0, \sigma_z^2)$, $i = 1, 2, \dots, n_R$ 은 환경 대칭 가우시안 잡음으로 가정하고, 송신 신호 x_i , $i = 1, 2, \dots, n_T$ 는 16-QAM 변조된 심볼이라고 가정한다.

수신부에서는 수신신호 y 벡터가 주어졌을 때, 훈련신호를 통해 채널행렬 H 를 먼저 추정된 다음 송신신호 벡터 x 를 찾아야 한다. 본 논문에서는 채널 추정은 고려하지 않고, 채널추정이 이미 완벽하게 수행되어 가용하다고 가정한다. 따라서 일반적으로 추정치를 나타내는 \hat{H} 대신 H 를 사용한다.

III. 기존 신호검출 기법

본 장에서는 기존의 ML, original QRM-MLD, QRM-MLD with ranking 신호 검출 기법에 대하여 알아보고, 단점들은 분석하고, 이 단점들을 극복하는 새로운 검출 기법을 제안하고, 끝으로 복잡도를 비교한다.

3.1 ML 신호검출 기법

ML 기법은 아래 식과 같이 표현할 수 있다.

$$x_{ML} = \underset{x}{\operatorname{argmin}} \|y - Hx\|^2 \quad (2)$$

식 (2)을 통해 알 수 있듯이, ML 신호검출을 위

해 $|C|^{n_R}$ (16-QAM의 경우, $|C|=16$, 정상도의 크기)개의 가능한 조합의 모든 송신 신호벡터 대해 ML metric을 계산해야 하며 가장 작은 ML metric 값에 해당하는 송신 신호벡터를 송신된 신호로 추정한다. 이 기법은 최적의 성능을 보이지만, 매우 높은 복잡도 때문에 하드웨어 구현이 어렵다는 단점이 있다⁵⁾.

3.2 Original QRM-MLD 신호검출 기법

QRM-MLD는 각 단계마다 고정된 개수의 후보 벡터를 선택한다⁶⁾. QR 분해와 M-알고리즘을 결합하면 식 (2)을 아래와 같이 표현 할 수 있다.

$$\|y - Hx\| = \|y - QRx\| \quad (3)$$

$$= \|Q^H[y - QRx]\| \quad (4)$$

$$= \|\tilde{y} - Rx\| \quad (5)$$

식 (4)에서 $\|Q^H[y - QRx]\|$ 는 unitary matrix를 곱하면 norm값이 유지되기 때문이고, 식 (5)에서 \tilde{y} 는 $Q^H(Hx+z) = Rx+\tilde{z}$ 이기 때문에 y 에 포함되어 있는 noise의 통계적 특성이 \tilde{y} 에서도 동일하게 유지된다. 따라서 ML 신호검출기법은 다음과 같이 기술할 수 있다.

$$x_{ML} = \underset{x}{\operatorname{argmin}} \|y - Hx\| \quad (6)$$

$$= \underset{x}{\operatorname{argmin}} \|\tilde{y} - Rx\| \quad (7)$$

$$= \underset{x}{\operatorname{argmin}} \|\tilde{y} - Rx\|^2 \quad (8)$$

식 (8)의 비용함수는 다음과 같이 기술 할 수 있다.

$$\|\tilde{y} - Rx\|^2 = \left\| \begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \\ \vdots \\ \tilde{y}_{n_R} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \dots & r_{1,n_T} \\ 0 & r_{2,2} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & r_{n_R,n_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n_T} \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (9)$$

$$= \sum_{i=0}^{n_R-1} |\widetilde{y}_{n_R-i} - \sum_{j=0}^i r_{n_R-i, n_T-j} x_{n_T-j}|^2 \quad (10)$$

설명의 용이성을 위해 3×3 MIMO 시스템의 경우에 대해 기술한다. 3×3 MIMO 시스템에서는 식 (10)이 아래와 같이 표현된다.

$$|\widetilde{y}_3 - r_{3,3}x_3|^2 + |\widetilde{y}_2 - r_{2,2}x_2 - r_{2,3}x_3|^2 + |\widetilde{y}_1 - r_{1,1}x_1 - r_{1,2}x_2 - r_{1,3}x_3|^2 \quad (11)$$

처음 단계에서는 $|\tilde{y}_3 - r_{3,3}x_{3,i}|^2$ 을 최소로 하는 $x_{3,i}$ 을 $M=4$ 개 선택하고, 선택된 심볼을 $\{x_{3,i}\}_{i=1,2,3,4}$ 라 가정한다. 또한 각 선택된 심볼의 비용함수 값이 아래와 같이 정의 된다.

$$\xi_{1,i} = |\tilde{y}_3 - r_{3,3}x_{3,i}|^2, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (12)$$

일반성을 잃지 않으며, $\xi_{1,i} \leq \xi_{1,j}, 1 \leq i < j \leq 4$ 임을 가정한다. 그림 2는 이러한 가정 및 정의를 포함한 기존 original QRM-MLD 기법을 나타낸다. 그림 2는 또한 2번째 단계를 나타낸다. 첫 번째 단계에서 구한 값을 바탕으로 아래의 비용함수를 최소로 하는 벡터 $[x_2, x_3]^T$ 를 $M=4$ 개 선택한다.

$$\xi_{2,i} = |\tilde{y}_3 - r_{3,3}x_{3,i}|^2 + |\tilde{y}_2 - r_{2,2}x_{2,i} - r_{2,3}x_{3,i}|^2 \quad (13)$$

기존 방법에서는 이러한 벡터들의 비용함수 값을 계산하는데 $(M=4) \times (|C|=16)$ 회의 식(13)으로 표현되는 연산을 수행하여 $\{[x_{2,1} x_{3,1}]^T, [x_{2,2} x_{3,2}]^T, [x_{2,3} x_{3,3}]^T, [x_{2,4} x_{3,4}]^T\}$ 를 선택한다. 여기서 단계 1에서 선택된 값을 나타내는 수식(13)을 연산해야 하는 벡터는 그림 2에서 검정색 사각으로 표시되어 있다. 수식(12)와 (13)을 비교하면, 단계가 커질수록 비용함수의 값이 증가함을 알 수 있다. 그림 2의 $x_{3,1}$ 과 두 번째 단계에서 선택된 벡터의 원소 $x_{3,1}$ 은 다를 수 있음을 강조한다. 역시 일반성을 잃지 않으며, $\xi_{2,i} \leq \xi_{2,j}, 1 \leq i < j \leq 4$ 임을 가정한다. 이와 유사한 형태로 3번째 단계를 수행하면 신호검출이 마치게 된다.

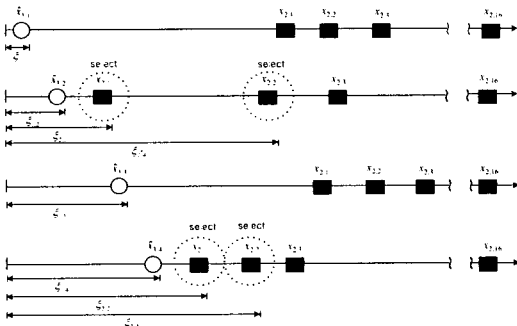


그림 2. original QRM-MLD의 두 번째 단계: 3x3 MIMO 가정 $\{x_{3,i}\}_{i=1,2,3,4}$ 가정으로 $\{[x_{2,i}, x_{3,i}]^T\}_{i=1,2,3,4}$ 선택

3.3 QRM-MLD with ranking 신호검출 기법

QRM-MLD with ranking는 기존 original QRM-MLD를 기반으로 하지만, original QRM-MLD와는 달리 각 단계에서 필요한 후보 벡터에 해당하는 M개의 ML 매트릭만 계산하여 연산량을 감소시킨다⁷⁾.

본 검출기법에서는 후보벡터 선택 시 비용함수 값을 선택 후에 계산하는 것이 특징이다. Ranking 정보를 이용하는 방법은 성상도 상의 점들을 중심으로 그림 3과 같이 $|C| \times 4$ 개의 영역으로 나눈다. 본 검출기법을 설명하기 위해 다시 3x3 MIMO 시스템을 가정하고, 기존 QRM-MLD의 첫 번째와 동일한 후보들 $\{x_{3,i}\}_{i=1,2,3,4}$ 을 가정하고, 두 번째 단계에서 $[x_2, x_3]^T$ 후보벡터 선택과정을 기술한다.

그림 4~7이 이 과정을 나타낸다. 그림4에서 볼 수 있듯이 $x_{3,i}, i=1,2,3,4$ 를 각각 가정했을 때 x_2 에 해당하는 성상점들을 순서대로 ranking한다. 예를 $x_{3,1}$ 을 가정했을 때, 아래의 임시 값을 계산한다.

$$\tilde{x}_2 = \frac{\tilde{y}_2 - r_{2,3}x_{3,1}}{r_{2,2}} \quad (14)$$

위에서 구한 \tilde{x}_2 를 성상도상에 그림 3과 같이 위치시킨 후, \tilde{x}_2 가 위치한 영역의 중간점 (그림 3의 경우는 0.5+0.5j)으로 부터 각 성상점의 거리를 이용해 ranking을 수행한다. 그림 3 성상점에 표시된 숫자 1,2,...,16이 ranking을 나타낸다. 가장 높은 ranking에 해당하는 성상점은 1+j이고, ranking이 가장 낮은 점은 -3-3j이다. 영역의 중심점으로 부터의 거리를 사용하기 때문에 동일한 거리에 위치한 성상점들이 존재하게 된다. 그림 3의 경우에는 {2,3}, {5,6}, {7,8}, {10,11}, {12,13}, {14,15} 점들은 0.5+0.5j로부터 동일한

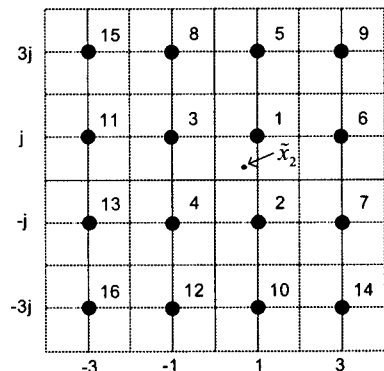


그림 3. 16-QAM 성상점들 ranking

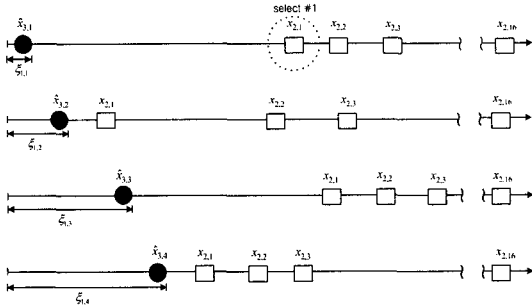


그림 4. QRM-MLD with ranking 검출기법: 두 번째 단계에서 첫 번째 후보벡터 선택과정.

거리에 위치한다. 이 때문에 original QRM-MLD에 비해 성능이 열화된다. 그림4의 $x_{2,1}$ 은 표기의 편리성을 위해 중복의 의미를 갖게 하였다. 즉, $x_{3,1}$ 을 가정했을 때의 $x_{2,1}$ 와 $x_{3,2}$ 를 가정 했을 때의 $x_{2,1}$ 은 성상도상의 상이한 점들을 나타낼 수 있다. 그림 4에서는 검정색 동그라미에 해당하는 비용함수 $\xi_{1,i}$, $i=1,2,3,4$ 를 비교했을 때, $\xi_{1,1}$ 이 가장 작기 때문에 $x_{3,1}$ 을 가정으로 하는 $x_{2,1}$ 이 선택되었다. 선택 후 $\xi_{2,1,temp}$ 를 아래와 같이 연산한다.

$$\xi_{2,1,temp} = \xi_{1,1} + |\tilde{y}_2 - r_{2,2}x_{2,1} - r_{2,3}x_{3,1}|^2 \quad (15)$$

그림 5에서는 $\xi_{2,1,temp}, \xi_{1,2}, \xi_{1,3}, \xi_{1,4}$ 를 비교하여 가장 작은 값에 해당하는 $x_{3,2}$ 를 가정으로 하는 $x_{2,1}$ 의 선택 과정을 나타낸다. 그림 6과 7에서는 유사한 절차에 의해, $x_{3,2}$ 를 가정으로 하는 $x_{2,2}$ 와 $x_{3,3}$ 를 가정으로 하는 $x_{2,1}$ 이 각각 선택된다. 그림 7에서는 $\xi_{2,1,temp}, \xi_{2,3,temp}, \xi_{1,3}, \xi_{1,4}$ 가 비교된다. $M=4$ 번째 후보 벡터 선정 후에는 $\xi_{2,i,temp}$, $i=1,2,3,4$ 을 크기에 따라 정렬하여 $\xi_{2,i}$, $i=1,2,3,4$ 를 결정한다. 두 번째 단계가 다시 M 개의 소단계로 구성되어 있지만 첫 번째 단계에서의 소 단계와 동일하게 수식(13)으로 표현

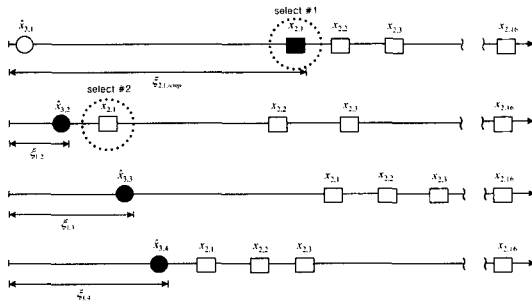


그림 5. QRM-MLD with ranking 검출기법: 두 번째 단계에서 두 번째 후보벡터 선택과정

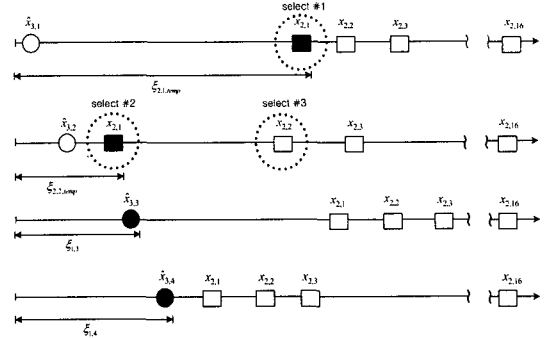


그림 6. QRM-MLD with ranking 검출기법: 두 번째 단계에서 세 번째 후보벡터 선택과정.

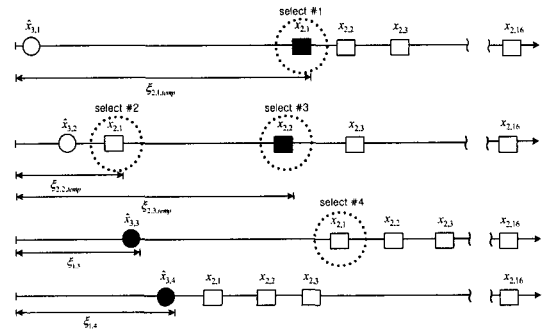


그림 7. QRM-MLD with ranking 검출기법: 두 번째 단계에서 네 번째 후보벡터 선택과정

되는 연산이 $M=4$ 회만 수행됨을 알 수 있다. 본 검출 방법은 기존 original QRM-MLD에 비해 연산량이 줄어드는 장점이 있으나, 검출성능이 심하게 열화되는 단점을 갖고 있다. 그림 2와 그림 7을 통해 2가지 검출기법에서 첫 번째 단계의 동일한 심볼을 가정하지만, 두 번째 단계에서 상이한 후보 벡터를 선택함을 관찰 할 수 있다.

3.4 제안된 신호검출 기법

본 장에서는 QRM-MLD 기반 신호검출을 위한 개선된 탐색 공간을 제안한다. 제안된 기법은 연산 복잡도 측면에서 기존의 QRM-MLD with ranking와 유사하고, 성능 면에서는 original QRM-MLD와 유사하다.

제안된 방식은 original QRM-MLD의 연산 복잡도를 감소하기 위해 적은 횟수의 비용함수 연산을 수행하고, 수행 횟수는 QRM-MLD with ranking과 유사하다. 기존 QRM-MLD with ranking 방식과의 가장 큰 차이는, 제안된 방식에서는 QRM-MLD with ranking 기법에 의한 성능 열화를 극복하기 위해 비용함수를 미리 계산하고 후보벡터를 선택한다는 것이다.

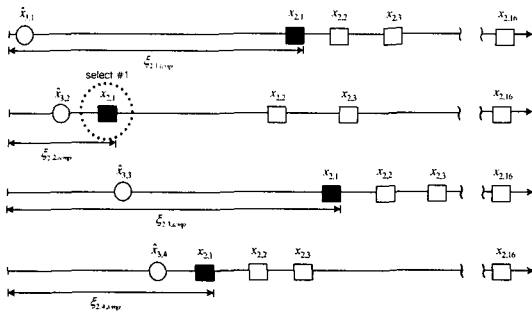


그림 8. 제안된 신호검출 기법: 두 번째 단계에서 첫 번째 후보벡터 선정을 위한 탐색공간.

그림 8~11은 다시 3×3 MIMO 시스템과 첫 번째 단계에서 $\{x_{3,i}\}_{i=1,2,3,4}$ 를 타 방식과 동일하게 선택했음을 가정으로, 두 번째 단계를 나타낸다. 그림 8을 통해 각 $x_{3,i}, i=1,2,3,4$ 를 가정으로 $x_{2,i}, i=1,2,\dots,16$ 의 ranking을 수행함을 알 수 있다. 그림 8에서 나타냈듯이 두 번째 단계의 첫 번째 후보벡터의 선정을 위해 $\xi_{2,i,temp}, i=1,2,3,4$ 가 비교됨을 알 수 있다. 이 절차에 의해 $x_{3,2}$ 를 가정으로 하는 $x_{2,1}$ 즉 $[x_{2,1} \ x_{3,2}]^T$ 가 선택된다. 선택 후 $\xi_{2,2,temp}$ 는 아래 식으로 갱신된다.

$$\xi_{2,2,temp} = \xi_{1,2} + |\tilde{y}_2 - r_{2,2}x_{2,2} - r_{2,3}x_{3,2}|^2 \quad (16)$$

그림 9에서는 $\xi_{2,1,temp}, \xi_{2,2,temp}, \xi_{2,3,temp}, \xi_{2,4,temp}$ 를 비교하여 $x_{3,4}$ 를 가정으로 하는 $x_{2,1}$ 이 선택된다. 다시 식 (16)과 유사한 방식으로 $\xi_{2,4,temp}$ 를 계산한다. 유사한 방식으로 그림 10과 11에서는 $x_{3,4}$ 를 가정한 $x_{2,2}$ 와 $x_{3,2}$ 를 가정한 $x_{2,2}$ 가 각각 선택된다. 그림 11에서 볼 수 있듯이 선택된 후보벡터들이 그림 2에 나타난 기존 original QRM-MLD에 의해 선택된 후보벡터들과 동일함을 알 수 있다.

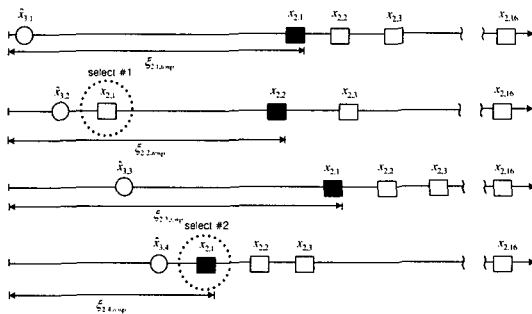


그림 9. 제안된 신호검출 기법: 두 번째 단계에서 두 번째 후보벡터 선정을 위한 탐색공간.

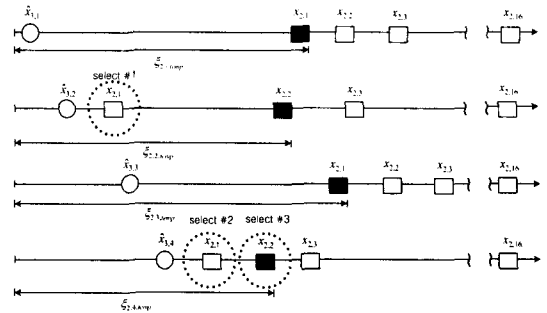


그림 10. 제안된 신호검출 기법: 두 번째 단계에서 세 번째 후보벡터 선정을 위한 탐색공간.

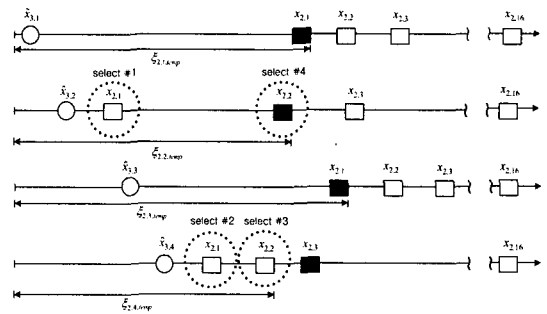


그림 11. 제안된 신호검출 기법: 두 번째 단계에서 네 번째 후보벡터 선정을 위한 탐색공간.

표 1. 곱셈계산량 비교

검출방식		복잡도	
		3×3 MIMO	4×4 MIMO
QRM-MLD	M=16	528	784
	M=4	144	208
QRM-MLD with ranking	M=61	138	199
	M=16	48	64
	M=4	12	16
Proposed method	M=16	78	109
	M=4	18	25

세 가지 검출 기법의 복잡도를 비교하면 표 1과 같다. 표 1의 곱셈은 복소수 곱셈을 의미한다. 기존 original QRM-MLD의 첫 번째 단계에서는 $|C|$ 회의 곱셈이 필요하고, 나머지 단계에서는 $M \times |C|$ 회의 곱셈이 필요하므로, 전체적으로 $|C| + M \times |C| \times (n_T - 1)$ 회 곱셈이 소요된다. 기존 QRM-MLD with ranking 기법의 모든 단계에서 각각 M회의 곱셈이 필요하므로, 전체적으로 $M \times n_T$ 회의 곱셈이 필요하다. 제안된 방식의 첫 번째 단계에서는 M회의 곱셈이 필요하고, 나머지 각 단계에서는 $M + M - 1$ 회의 곱셈이 필요하므로, 전체적으로 $M + (2M - 1) \times (n_T - 1)$

회의 곱셈이 필요하다. 제안된 방식의 복잡도가 QRM-MLD with ranking과 비교할 때 다소 높으나, original QRM-MLD에 비해 현격히 감소함을 확인할 수 있다. QRM-MLD with ranking(M=61)의 경우는 제안된 방식(M=16)에 비해 복잡도가 약 2배가 됨을 알 수 있다.

IV. 모의실험

본장에서는 OFDM과 결합한 형태의 MIMO 시스템에 적용되었을 때 세 가지 기법의 성능을 비교한다. 모의 실험환경은 표 2와 같다.

그림 12은 M=16을 사용하고, QRM-MLD with ranking의 경우 M=61도 포함한 성능비교이다. M=16일때, 제안된 방식은 original QRM-MLD와 유사한 성능을 달성하지만, QRM-MLD with ranking 이 성능은 매우 열악하다. 파라미터 M=61을 사용해도 QRM-MLD with ranking의 성능이, FER=10⁻² 기준으로, 약 2dB 성능이 나쁘다. 그림(13)에서 QRM-MLD with ranking (M=61)의 복잡도가 제

안된 방식 (M=16)보다 2배 가량 높다는 것을 고려하면, 제안된 방식의 우수성을 확인할 수 있다. 3.3 절에서 기술한 바와 같이 동일거리 성상점들을 임의로 정한 방식으로 ranking화 하기 때문에, ranking화를 사용하는 제안된 방식도 original QRM-MLD에 비해 적은 성능 열화를 겪고 있음을 관찰할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 공간 다중화 MIMO 시스템을 위한 QRM-MLD기반의 신호 검출 방식에 효율적으로 접목이 가능한 탐색공간을 제안하였다. 기존 original QRM-MLD는 성능이 매우 우수하나 복잡도가 높다는 단점이 있고, 기존 QRM-MLD with ranking 방식은 복잡도가 낮으나 성능이 열화되는 단점이 있음을 지적하였다. 제안된 방식은 ranking 기법을 기반으로 하여, original QRM-MLD와 유사한 성능을 달성하고, 복잡도는 QRM-MLD with ranking과 유사하다.

표 2. 모의실험환경

System model	4x4 MIMO-OFDM systems (spatial multiplexing)
채널모델	Exponential power delay profile
채널추정	Ideal CSI at Rx
프레임 크기	10 OFDM symbols x 64-FFT size x 4stream x 4bits x 1/2 coding rate = 5,120 bits
FFT 크기	64 points
변조방식	16-QAM
오류정정부호화기	convolutional coding (rate = 1/2)
인터리빙	Bit interleaved coded modulation (BICM)

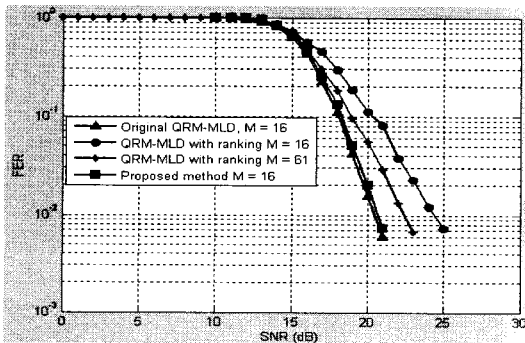


그림 12. M=16,61 경우의 성능 비교

참 고 문 헌

- [1] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Increasing data rate over wireless channel," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 17, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [2] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Bell Lab. Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp.41-59, Aug. 1996.
- [3] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, no. 10, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [4] S. Sanhdu and A. Paulraj, "Space-time block codes: a capacity perspective", *IEEE Commun. Letters*, vol. 4, no. 12, pp. 384-386, Dec. 2000.
- [5] J. Kim, Y. Kim, K. Kim, "Computationally efficient signal detection method for next generation mobile communications using multiple antennas," *SK Telecommun. Review*, vol. 17, no 1C, pp.183-191, Feb. 2007.
- [6] 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.

- [7] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, M. Sawahashi, "Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates Based on Maximum Reliability in QRM-MLD for OFCDM MIMO Multiplexing" 2004. *GLOBECOM '04. IEEE*, pp.2480-2486, Vol 4, 29 Nov.-3 Dec. 2004.

허 훈 (Hoon Hur)

준회원



2007년 2월 연세대학교 원주 캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부
2007년 3월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 통신공학 석사과정
<관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO, 실용적인 신호검출기법

우 현 명 (Hyun-Myung Woo)

준회원



2008년 2월 연세대학교 원주 캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부
2008년 3월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 통신공학 석사과정
<관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO, 실용적인 신호검출기법

양 원 영 (Won Young Yang)

정회원



1975년 2월 서울대학교 전기공학
과(학사)
1981년 2월 서울대학교 전기공학
과(석사)
1986년 8월 USC 전기공학과(박사)
1986년 9월~중앙대학교 전자전
기공학부 교수

방 승 재 (Seungjae Bahng)

정회원

1998년 2월 인하대학교 전자공학과
2000년 2월 광주과학기술원 석사
2005년 5월 University of Hawaii 공학박사
2005년 7월~현재 한국전자통신연구원 이동통신연구단
선임연구원
<관심분야> 무선통신, OFDM, MIMO

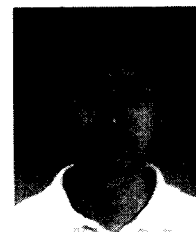
박 윤 옥 (Youn Ok Park)

정회원

1986년 2월 한양대학교 전자공학과
1997년 2월 충남대학교 컴퓨터공학과 석사
2004년 12월 충남대학교 정보통신공학과 박사과정수료
1985년 12월~1987년 1월 삼성전자종합연구원 연구원
1987년 2월~현재 한국전자통신연구원 이동패킷모뎀연
구팀팀장/책임연구원
<관심분야> 이동 통신, OFDM, MIMO, Modem Design

김 재 권 (Jae-Kwon Kim)

종신회원



1995년 8월 중앙대학교 전기공학과
2000년 2월 중앙대학교 전기공학
과 석사
2004년 5월 The University of
Texas at Austin 공학박사
2004년 8월~2005년 8월 삼성중
합기술연구원 4G 시스템 Lab.

2005년 9월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보
통신공학부 교수
<관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO, 실용적인 신
호검출 기법