

공간다중화 방식을 사용하는 다중 안테나 시스템을 위한 감소된 계산량의 QRM-MLD 신호검출기법

준회원 임 태 호*, 정회원 김 재 권**, 종신회원 조 용 수*

A Reduced Complexity QRM-MLD for Spatially Multiplexed MIMO Systems

Tae-Ho Im* *Associate Member*, Jae-kwon Kim** *Regular Members*,
Yong Soo Cho* *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 공간다중화 방식을 사용하는 MIMO(Multiple Input Multiple Output)시스템을 위한 수신부 신호 검출기법인 QRM-MLD (Maximum Likelihood Detection with QR Decomposition and M-algorithm)를 다룬다. 최근 산업현장에서는 차세대 이동통신에서 요구되는 보행자 속도로 움직이는 환경에서 1Gbps를 달성하기 위해 4×4 MIMO 시스템에 QRM-MLD기법을 사용하여 1Gbps 전송속도의 testbed를 구현하였다. 본 논문에서는 QRM-MLD기법과 동일한 오류성능을 가지지만 계산량을 현격하게 줄이는 새로운 reduced complexity QRM-MLD기법을 제안한다. 두 가지 방식의 계산량을 엄밀하게 비교하여 계산량 감소정도를 정량적으로 표현하고 모의실험을 통해 제안된 방식이 기존의 방식과 동일한 오류성능을 보임을 확인한다.

key Words : MIMO, QRM-MLD, QR Decomposition

ABSTRACT

In the paper, we address QRM-MLD (Maximum Likelihood Detection with QR Decomposition and M-algorithm) signal detection method for spatially multiplexed MIMO (Multiple Input Multiple Output) systems. Recently, the QRM-MLD signal detection method which can achieve 1Gbps transmission speed for next generation mobile communication was implemented in a MIMO testbed for the mobile moving at a pedestrian speed. In the paper, we propose a novel signal detection method "reduced complexity QRM-MLD" that achieves identical error performance as the QRM-MLD while reducing the computational complexity significantly. We rigorously compare the two detection methods in terms of computational complexity to show the complexity reduction of the proposed method. We also perform a set of computer simulations to demonstrate that two detection methods achieve identical error performance.

I. 서 론

언제, 어디서나, 누구와도 항상 통화 가능한 고품질의 멀티미디어 서비스에 대한 요구의 증대로, 차

세대 이동통신 시스템에서는 더 많은 데이터를 더 빨리 전송하는 것이 필요하다. 그러나 이동통신 환경은 페이딩, 음영효과, 전파 감쇠, 잡음 및 간섭 등에 의해 성능을 크게 저하시킨다. 특히 다중 경로

※ 본 연구는 정보통신부 21세기 프론티어 연구개발사업 유비쿼터스컴퓨팅 및 네트워크원천기술개발사업의 지원과 서울시 산학연 협력 사업의 IP/SoC 설계기술혁신사업단의 지원으로 이루어졌습니다.

* 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신연구실 (yscho@cau.ac.kr), ** 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부
논문번호 : KICS2006-03-109, 접수일자 : 2006년 3월 6일, 최종논문접수일자 : 2007년 1월 4일

에 의한 페이딩 현상은 서로 다른 경로를 거쳐 수신되는 서로 다른 위상과 크기를 가지는 신호들의 합에 의한 심각한 신호 왜곡을 초래하게 된다. 이러한 무선 채널 특성을 극복하거나 그 성질을 이용하기 위해, 다수의 송수신 안테나를 이용한 MIMO 기술이 제안되었다.

다중 송수신 안테나 기술은 송신기와 수신기에 다중의 안테나를 이용하여, 서로 다른 데이터 스트림을 동시에 전송함으로써 시스템의 주파수 대역폭을 증가시키지 않고, 고속의 데이터를 전송할 수 있는 공간다중화기법과 다중의 송신 안테나에서 같은 데이터를 전송하여 송신 다이버시티를 얻는 공간 다이버시티 기술로 구분된다^{[1][2]}. 이 중 공간다중화 방식을 도입한 MIMO 시스템은 데이터 전송속도를 크게 향상시킬 수 있어 차세대 이동통신 시스템에 필수적으로 쓰일 것으로 예상된다.

공간다중화 방식을 사용하는 MIMO 시스템의 수신단에서는 송신된 공간 데이터 스트림을 분리해야 한다. 가장 최적의 오류성능을 보이는 ML 신호 검출기법은 송신신호 벡터 검출을 위해 가능한 모든 조합의 송신신호 벡터 각각에 대한 ML metric을 계산하여 가장 작은 ML metric을 갖는 벡터를 찾는 방법이다. 하지만 송신안테나 수와 변조차수에 따라 계산량이 지수적으로 증가하기 때문에 ML 신호 검출기법은 하드웨어 구현이 불가능한 것으로 여겨지고 있다. 이러한 이유 때문에 ML 신호검출기법의 복잡도를 낮추는, AGD (Adaptive Group Detection), MSRC (Multi-step Reduced-Constellation), ML-DFE, QRM-MLD기법과 같은 다양한 신호 검출 기법들이 제안되었다^{[4][6]}.

이 중 QRM-MLD기법은 산업계에서 차세대 이동통신 시스템에 적용하여 하드웨어로 구현하는 등 QRM-MLD기법을 이용한 신호검출기법들이 활발히 연구되고 있다^[7]. QRM-MLD기법은 채널행렬(channel matrix)의 QR 분해(decomposition)와 M-알고리즘을 이용하여 ML 신호검출기법의 복잡도를 낮추는 신호검출기법이다. 하지만 이동통신 단말기에 사용되기 위해서는 추가적으로 계산량을 감소할 필요가 있다. 본 논문에서는 QRM-MLD기법과 동일한 성능을 가지면서 계산량을 줄여 구현을 용이하게 하는 새로운 신호검출기법 제안한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 MIMO시스템에 대해 기술하고, III장에서는 기존의 QRM-MLD기법에 대하여 설명하고, IV장에서는 기존 QRM-MLD기법과 동일한 성능을 가지면서 계산

량을 줄이는 새로운 신호검출기법을 제안한다. 또한 두 기법이 동일한 오류성능을 보이는 이유에 대해 분석한다. V장에서는 QRM-MLD기법과 제안된 새로운 신호검출기법이 동일한 오류성능을 보임을 모의실험을 통해 확인하고 계산량을 엄밀하게 비교하여 기존 기법에 비해 본 논문에서 제안되는 신호검출기법의 계산량 감소를 정량적으로 확인한다. 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

II. MIMO 시스템 기술

본 논문에서는 m 개의 송신 안테나와 n 개의 수신 안테나로 구성된 무선통신 채널을 고려한다. 송신 및 수신신호의 관계는 다음의 수식으로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (1)$$

여기서

$$\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_n]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1m} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1} & h_{n2} & \dots & h_{nm} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_m]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ \dots \ z_m]^T \quad (5)$$

이고, $x_i, i = 1, 2, \dots, m$ 은 i 번째 송신 안테나로부터 송신된 신호를 나타내고, $y_j, j = 1, 2, \dots, n$ 는 j 번째 수신 안테나에서 수신된 신호를 나타내며, $h_{ij}, i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m$ 은 j 번째 송신 안테나와 i 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다. 잡음 $z_i \sim CN(0, \sigma_z^2), i = 1, 2, \dots, n$ 은 흰색 대칭 백색 가우시안 잡음이라고 가정한다. 본 논문에서는 송신신호 $x_i, i = 1, 2, \dots, m$ 은 임의 크기의 성상도를 갖는 QAM (Quaternary Amplitude Modulation) 변조된 심볼이라 가정한다. 수신단에서는 수신신호 벡터 \mathbf{y} 가 주어졌을 때, 혼련신호를 통해 채널행렬 \mathbf{H} 를 먼저 추정한다 다음 송신신호 벡터 \mathbf{x} 를 찾는다. 본 논문에서는 채널 추정은 고려하지

않고, 채널 추정 이 이미 수행되었다고 가정한다. 따라서 일반적으로 추정치를 나타내는 $\hat{\mathbf{H}}$ 대신 \mathbf{H} 를 사용한다.

III. 기존의 QRM-MLD 신호검출 기법

QRM-MLD기법에서는 채널행렬 \mathbf{H} 를 QR분해하여 $m \times m$ 크기의 정규직교 행렬 \mathbf{Q} 와 $n \times n$ 크기의 상삼각 행렬 \mathbf{R} 을 얻는다.

$$\mathbf{H} = \mathbf{QR} \quad (6)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1m} \\ 0 & \ddots & \dots & r_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & r_{mm} \end{bmatrix} \quad (7)$$

식 (1)의 양변에 \mathbf{Q}^H 를 곱하여 아래 식 (8)의 관계를 얻을 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{Q}^H(\mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z}) = \mathbf{R}\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}} \quad (8)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{y}}$ 는 $\mathbf{Q}^H\mathbf{y}$ 를 $\tilde{\mathbf{z}}$ 는 $\mathbf{Q}^H\mathbf{z}$ 를 나타낸다. 식(8)에 M-알고리즘을 적용하여 송신신호 x_m, x_{m-1}, \dots, x_1 에 대한 후보군을 선택한다. 송신신호에 대한 후보군의 선택이 끝나면 M개 가지의 ML metric값 중 가장 작은 metric에 해당하는 벡터를 송신신호의 추정치로 결정한다. 후보를 선택하는 과정을 더 자세히 기술한다.

먼저 송신신호 x_m 의 후보군을 선택하는 방법을 기술한다. 식 (9)를 이용하여 x_m 에 사용하는 성상도를 이루고 있는 복소수 값을 각각 대입하여 metric을 계산한다. 따라서 성상도의 크기 C번의 metric계산을 수행한다.

$$|\tilde{y}_m - r_{mm}x_m|^2 \quad (9)$$

계산된 값들 중 작은 metric값을 가지는 노드를 M개를 선택 저장하고 그 외의 노드는 삭제한다. 선택된 M개의 노드 각각은 다시 성상도의 크기 C개의 가지로 다시 확장되고 식 (10)을 사용해 $M \times C$ 개의 metric 연산을 수행한다.

$$\left[\begin{array}{c} \tilde{y}_{m-1} \\ \tilde{y}_m \end{array} \right] - \left[\begin{array}{cc} r_{m-1, m-1} & r_{m-1, m} \\ 0 & r_{m, m} \end{array} \right] \cdot$$

$$\left[\begin{array}{c} x_{m-1} \\ x_{m, cand} \end{array} \right]^2 \quad (10)$$

여기서 $x_{m, cand}$ 는 위 단계에서 선택된 x_m 의 M개 후보 중 특정한 후보를 나타낸다. $M \times C$ 개의 metric중 가장 작은 M개의 metric 값에 해당하는 송신신호 벡터 $[x_{m-1} \ x_m]$ 의 후보군 M개를 선택 저장한다. 유사한 방법으로 진행하여 $[x_{m-2} \ x_{m-1} \ x_m], \dots, [x_1 \ \dots \ x_{m-1} \ x_m]$ 의 후보군 M개를 순차적으로 선택 저장한다. $[x_1 \ \dots \ x_{m-1} \ x_m]$ 의 후보군 M개 중 가장 작은 metric값에 해당하는 후보를 송신신호의 추정치로 결정한다.

기술한 QRM-MLD기법의 이해를 돕기 위해 M=4인 경우를 예를 들어 그림 1에 나타내었다. 그림 1에서 볼 수 있듯이 송신 안테나 개수의 단계가 존재하고 각 단계에서 M개의 노드를 유지하면서 마지막 이전 단계까지 수행한 후 마지막 단계에서 가장 작은 ML metric값을 가지는 송신신호 벡터 하나를 선택하게 된다. 기존 QRM-MLD기법은 비록 ML 신호검출기법의 연산 복잡도를 감소시켰으나, 하드웨어로 구현하기에는 여전히 복잡도가 높다는 단점이 있다. 다음 장에서는 기존 QRM-MLD기법과 동일한 성능을 보이지만 계산량을 현격히 줄여 하드웨어 구현을 용이하게 하는 새로운 기법을 제안한다.

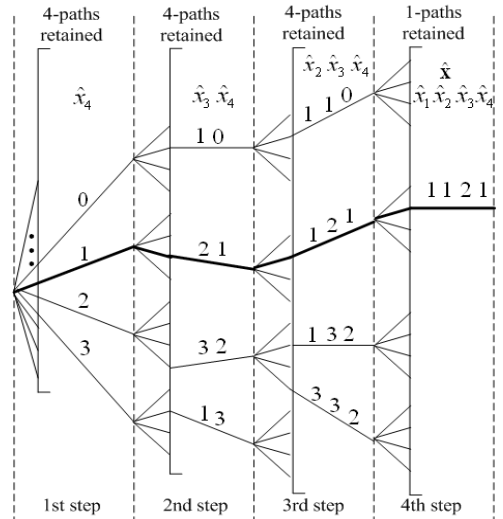


그림 1. M=4인 경우의 기존 QRM-MLD기법
Fig. 1 Conventional QRM-MLD method with M=4

IV. Reduced Complexity
QRM-MLD 기법

본 장에서는 III장에서 기술된 기존 QRM-MLD 기법의 오류성능을 동일하게 유지하면서 계산량을 줄이는 새로운 신호검출기법인 reduced complexity QRM-MLD기법을 제안한다.

$$y = [h_1 \ h_2 \ h_3 \ h_4] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} \quad (11)$$

본 장에서는 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 가진 4x4 MIMO 시스템을 가정하고, 따라서 식 (1)을 식 (11)과 같이 표현할 수 있다. 식 (11)에서 h_i 는 채널 행렬 H의 i번째 열벡터를 나타낸다. QRM-MLD의 파라미터 M 값으로는 4, 9, 16 을 고려한다.

본 논문에서 제안하는 reduced complexity QRM-MLD기법에서는 그림 1의 두 번째 단계와 세 번째 단계는 기존 QRM-MLD기법과 동일한 방법으로 수행하고 첫 번째 단계와 네 번째 단계는 계산량면에서 효율적인 새로운 방법으로 연산을 수행하여 전체적인 계산량을 줄인다.

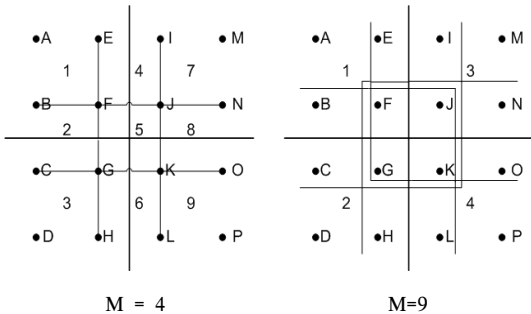


그림 2. 제안된 Reduced Complexity QRM-MLD기법의 첫 번째 step의 송신신호 후보군을 선택하는 방법

Fig. 2. Candidate set selection method in the first step of the reduced complexity QRM-MLD proposed in the paper

첫 번째 단계의 계산량 감소 : 첫 번째 단계에서는 기존의 QRM-MLD기법과 달리 식 (12)로 \hat{x}_4 를 구한 후 그림 2와 같이 나누어진 영역 중 \hat{x}_4 을 포함하는 영역의 M개의 후보를 선택한다.

$$\hat{x}_4 = \frac{\tilde{y}_4}{r_{44}} \quad (12)$$

첫 번째 단계의 이해를 돕기 위해 그림 2와 같이 성상도의 점들을 A~P로 표시하고 M=4인 경우 성상도를 1~9로 표시되는 9개의 영역으로 나누고, M=9인 경우 성상도를 1~4로 표시되는 4개의 영역으로 나눈다. M=4인 경우 식 (12)의 연산결과인 \hat{x}_4 값이 1영역에 포함되는 값이라면 x_m 의 후보군은 {A, B, C, D}가 되고, 5영역에 포함되는 값이라면 x_m 의 후보군은 {F, G, J, K}간 된다. M=9인 경우 \hat{x}_4 값이 1영역에 포함되는 값이라면 x_m 의 후보군은 {A, B, C, E, F, G, I, J, K}가 되고, 4영역에 포함되는 값이라면 x_m 의 후보군은 {F, G, H, J, K, L, N, O, P}가 된다.

이와 같은 방식을 이용하여 기존 QRM-MLD기법에서와는 달리 식 (9)의 연산 및 정렬이 필요하지 않으므로 하드웨어 구현 복잡도를 감소시킬 수 있다. 첫 번째 단계에서의 제안된 후보군 선택방법은 기존의 QRM-MLD기법에 의한 선택방법과 동일한 후보군을 선택한다. 이는 flat fading SISO (Single Input Single Output) 채널환경에서는 단순한 나뭇셈에 의한 등화방식이 ML 신호 검출기법과 동일한 성능을 나타내기 때문이다. 두 번째와 세 번째 단계는 기존 QRM-MLD기법과 동일한 방법을 사용하고, 세 번째 단계까지 수행한 결과 송신신호 $[x_2 \ x_3 \ x_4]$ 에 대한 M개의 후보군을 얻는다.

마지막 단계의 계산량 감소 : 네 번째 단계의 연산을 줄이기 위해 아래 식 (13)을 사용해 $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]$ 의 후보군 M개를 선택한다.

$$x_{1,cand} = Q\left(\frac{1}{r_{11}}\left(\tilde{y}_1 - \sum_{i=2}^4 r_{1i}x_{i,cand}\right)\right) \quad (13)$$

여기서 $x_{i,cand}$ 은 송신신호 x_i 의 후보군에 속해있는 특정한 후보를 나타낸다. 함수 $Q(a)$ 는 a로부터 가장 가까운 성상도 상의 한 점을 찾는 slicing 함수를 나타낸다. 식 (13)의 입력은 세 번째 단계까지의 수행결과인 $[x_2 \ x_3 \ x_4]$ 에 대한 M개의 후보이고, 출력은 $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]$ 에 대한 M개의 후보이다. 식 (13)의 연산방법에 대해 기술한다.

참고문헌 [8]에서는 식 (11)로 표현되는 MIMO 시스템에서 exhaustive full search를 수행하지 않으면서 ML 신호검출 성능을 얻는 방법이 소개되었다. [8]에 기술된 방법의 핵심은 다음의 수식으로 표현된다.

$$\mathbf{x}_{1,ML} = Q \left(\frac{\mathbf{h}_1^H}{\|\mathbf{h}_1\|^2} \left(y - \sum_{i=2}^4 \mathbf{h}_i \mathbf{x}_{i,ML} \right) \right) \quad (14)$$

위 수식은 만약 $[x_2 \ x_3 \ x_4]$ 의 ML 해 $[x_{2,ML} \ x_{3,ML} \ x_{4,ML}]$ 를 알고 있다면 x_1 의 ML 해인 $x_{1,ML}$ 을 exhaustive full search를 수행하지 않고 $[x_{2,ML} \ x_{3,ML} \ x_{4,ML}]$ 의 함수로 표현되는 것을 나타낸다.

본 논문에서는 식 (13)와 (14)가 수학적으로 등가임을 증명하고 식 (13)을 QRM-MLD 기법에 성공적으로 적용이 가능함을 보인다. 먼저 식 (13)과 식 (14)가 등가임을 증명한다. 증명을 위해 먼저 QR분해를 수행하면 다음 관계를 얻는다.

$$[\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \mathbf{h}_3 \ \mathbf{h}_4] = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & r_{14} \\ 0 & r_{22} & r_{23} & r_{24} \\ 0 & 0 & r_{33} & r_{34} \\ 0 & 0 & 0 & r_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \xi_3 \\ \xi_4 \end{bmatrix} \quad (15)$$

식 (15)의 관계를 이용하면 식(14)의 입력 값은 다음의 형태로 변형할 수 있다.

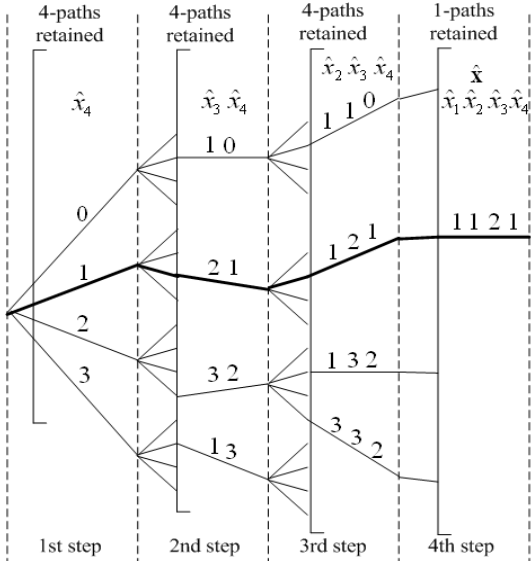


그림 3. M=4일 때 제안된 Reduced Complexity QRM-MLD 기법
Fig. 3 Reduced complexity QRM-MLD method when M=4

$$\begin{aligned} & \frac{\mathbf{h}_1^H}{\|\mathbf{h}_1\|^2} \left(y - \sum_{i=2}^4 \mathbf{h}_i \mathbf{x}_{i,ML} \right) \\ &= \frac{1}{r_{11}} \xi_1 \left(y - \sum_{i=2}^4 \mathbf{h}_i \mathbf{x}_{i,ML} \right) \\ &= \frac{1}{r_{11}} \left(\tilde{y}_1 - \sum_{i=2}^4 r_{1i} \mathbf{x}_{i,ML} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)를 통해 식 (13)과 (14)는 등가임을 알 수 있다.

제안된 reduced complexity QRM-MLD 기법의 알고리즘의 이해를 돕기 위해 M=4인 경우를 그림 3으로 표시하였다. 그림 1과 비교하면 첫 번째 단계 및 네 번째 단계의 연산 횟수가 감소하였음을 확인할 수 있다.

BER 성능 비교 : 기존 QRM-MLD 기법과 제안된 reduced complexity QRM-MLD 기법은 비록 첫 번째 단계에서 후보군을 선택하는 방법에 차이가 있지만 마지막 이전 단계까지 (4개의 송신 안테나를 사용한 경우는 세 번째 단계까지) 수행한 결과 동일한 후보군을 선택한다. 그러므로 마지막 단계에서 x_1 을 포함한 $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]$ 에 대한 후보군을 선택할 때 송신신호 x_1 에 대한 오류성능이 같도록 선택이 되면 두 가지 신호검출기법이 동일한 성능을 보인다고 할 수 있다.

송신신호 x_1 의 오류확률은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_e(x_1) = P_e(x_1|x_1,ML)P_{ML}(x_1) + P_e(x_1|x_1,no ML)(1 - P_{ML}(x_1)) \quad (17)$$

여기서 $P_{ML}(x_1)$ 은 x_1 이 ML해가 후보군에 포함될 확률, $P_e(x_1)$ 은 송신신호 x_1 의 오류확률, $P_e(x_1|x_1,ML)$ 은 x_1 이 ML해가 후보군에 포함되어 있지만 오류가 발생할 확률, $P_e(x_1|x_1,no ML)$ 은 후보군에 x_1 이 ML해가 포함되지 않고 오류가 발생할 확률을 각각 나타낸다. 신호검출기법과는 무관하게 $P_e(x_1|x_1,ML)$ 과 $P_e(x_1|x_1,no ML)$ 는 주어진 채널환경에 따른 고정된 값이다. 따라서 두 가지 신호검출방식에서 식 (17)로 표현되는 오류확률이 동일하기 위해서는 식 (18)로 표현되는 $P_{ML}(x_1)$ 이 같으면 된다.

$$\begin{aligned}
 P_{ML}(x_1) & \quad (18) \\
 &= P_{ML}(x_1|x_2, x_3, x_4, ML)P_{ML}(x_2, x_3, x_4) \\
 & \quad + P_{ML}(x_1|x_2, x_3, x_4, \text{no ML}) \cdot \\
 & \quad \quad \quad (1 - P_{ML}(x_2, x_3, x_4)) \\
 &= P_{ML}(x_2, x_3, x_4) \\
 & \quad + P_{ML}(x_1|x_2, x_3, x_4, \text{no ML}) \\
 & \quad \times (1 - P_{ML}(x_2, x_3, x_4))
 \end{aligned}$$

위 식의 유도과정에서 $P_{ML}(x_1|x_2, x_3, x_4, ML) = 1$ 이 된다는 점을 이용하였다. 식 (18) 은 x_1 의 후보군에 ML해가 포함될 확률은, 후보군에 x_2, x_3, x_4 의 ML해가 포함될 확률과 후보군에 x_2, x_3, x_4 의 ML해가 포함되지 않지만 x_1 의 ML해가 포함된 확률의 합으로 표현할 수 있음을 나타낸다. 두 가지의 신호검출 기법은 주어진 채널에서 x_2, x_3, x_4 에 대한 동일한 후보군을 선택하므로 $P_{ML}(x_2, x_3, x_4)$ 값은 동일하게 된다. 성능의 차이는 $P_{ML}(x_1|x_2, x_3, x_4, \text{no ML})$ 값의 차이에서 발생할 수 있다. 하지만 x_2, x_3, x_4 의 ML해가 후보군에 포함되지 않는 조건에서 x_1 의 ML해가 후보군에 포함될 확률은 두 가지 방식 모두에서 매우 낮은 확률을 갖게 됨을 예상할 수 있다. 따라서 기존 QRM-MLD기법과 제안된 reduced complexity QRM-MLD기법의 성능이 동일하게 된다.

V. 계산량 및 성능 비교

본 장에서는 기존 ML신호검출기법, 기존QRM-MLD기법과 제안된 reduced complexity QRM-MLD기법의 계산량과 성능을 비교한다. ML신호검출기법의 계산량은 일반화시켜 계산하고 QRM-MLD기법과 제안된 reduced complexity QRM-MLD기법은 그림 1, 3의 단계별로 계산량을 일반화 시켜 표현한다. 정상도의 복소수 점들로 이루어진 집합의 원소 개수를 C 라 가정한다. 또한 사용한 정상도를 이루는 복소수의 실수부와 허수부가 정수라고 가정한다.

먼저 가장 최적의 검출 성능을 보이는 ML신호검출기법의 전체 계산량은 송신 안테나의 개수가 m 일 때, $C^m \cdot 2m$ 으로 표현될 수 있다. 따라서 송신 안테나 개수나 변조차수가 증가함에 따라 계산량이 지수적으로 증가하므로 연산 복잡도가 매우 크다.

기존 QRM-MLD기법은 송신 안테나의 개수와 동일한 수의 단계 각각에 식 (10)의 계산을 수행해야 한다. 단계별로 계산량을 살펴보면 첫 번째 단계

에서는 r_{44} 에 해당하는 metric계산을 C 회 복소수의 실수부와 허수부를 곱하면 되므로 곱하기 횟수는 $2C$ 이다. 두 번째 단계부터 네 번째 단계에서는 metric계산에 사용되는 R 벡터의 원소들이 단계가 증가하면서 1씩 증가하게 되고 선택되어진 M 개에 대하여 C 개수만큼 metric계산을 하여야 하므로 각 단계에서의 곱하기 횟수는 $2C \times M$ 에 해당하는 단계의 수를 곱한 것과 같다. 즉, 두 번째 단계에서는 $2CM \times 2$, 세 번째 단계에서는 $2CM \times 3$, 네 번째 제안된 reduced complexity QRM-MLD기법의 계산량을 QRM-MLD기법에서와 같이 단계별로 구한다. 첫 번째 단계에서 $M=16$ 인 경우에는 QRM-MLD기법과 동일하게 구하고, $M=4, M=9$ 인 경우에는 식(12)와 같이 한번의 나누기를 통해 하나의 \hat{x}_4 를 선택 후 slicing을 수행하여 x_4 에 대한 M 개의 후보군을 선택한 후, 각 후보에 대한 metric값을 구하면 되므로 곱하기 횟수는 $2M$ 이다. 두 번째와 세 번째 단계에서는 QRM-MLD기법과 동일한 알고리즘으로 수신신호를 구하게 되므로 동일한 계산량을 가진다. 네 번째 단계에서는 M 개의 x_2, x_3, x_4 에 대한 후보군을 식 (13)에 대입하여 x_1 에 대한 후보군을 선택하므로, 송신 안테나의 수가 m 개 일 때 나누기 M 번과 $2M \times m$ 번의 곱하기 연산이 필요하다. 이와 같은 각 신호검출기법의 계산량을 송신 안테나가 4개, 수신 안테나가 4개이고 C 가 16일 때 표 1과 같이 계산량을 정리할 수 있다. 표 1을 살펴보면 ML신호검출기법은 아주 높은 계산량이 요구되어 하드웨어 구현이 어렵다는 것을 알 수 있고, 기존 QRM-MLD기법과 제안된 reduced complexity QRM-MLD기법 모두 ML기법에 비해 현격하게 계산량이 주는 것을 확인할 수 있다. 제안된 reduce complexity QRM-MLD기법은 기존의 QRM-MLD기법에 비해 비록 M 회의 나누기 연산이 부가적으로 필요하지만 곱하기 횟수는 42% 이상 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 단계에서는 $2CM \times 4$ 표 1과 같은 계산량을 가지는 각 신호검출기법에 대해 BER(Bit Error Rate) 성능을 모의실험을 통해 비교한다. 시뮬레이션 환경은 표 1에서 계산량을 비교할 때와 동일하게 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 가지는 MIMO 시스템을 가정하였고, 변조방식은 16-QAM을 고려하였다. 채널은 플랫 레일레이 페이딩(flat rayleigh fading)을 가정하였다.

그림 4는 모의실험 결과를 보이고 있다. ML신호

검출 기법이 가장 최적의 성능을 보임을 확인 할 수 있다. QRM-MLD기법과 reduced complexity QRM-MLD기법의 성능비교를 위해 M 값은 계산량 비교와 동일하게 4, 9, 16을 고려하였다.

IV장에서 예상된 바와 같이 QRM-MLD기법과 reduced complexity QRM-MLD기법은 동일한 성능을 보임을 확인할 수 있다. 시뮬레이션 결과와 계산량을 고려할 때 ML 신호검출기법은 최적의 성능을 보이지만 계산량이 너무 많아 구현이 어렵고, QRM-MLD기법과 reduced complexity QRM-MLD기법은 동일한 성능을 가지므로 계산량이 적은 reduced complexity QRM-MLD기법이 하드웨어 구현관점에서 더 효율적임을 알 수 있다.

표 1. 기존 QRM-MLD기법과 제안된 reduced complexity QRM-MLD 기법의 계산량 비교
Table 1. Computational complexity comparison of the conventional QRM-MLD method and the reduced complexity QRM-MLD method

Full MLD		Mul.: 1,048,576 Div.: 0
QRM-MLD	M=16	Mul.: 4,640 Div.: 0
	M=9	Mul.: 2,642 Div.: 0
	M=4	Mul.: 1,184 Div.: 0
Reduced Complexity QRM-MLD	M=16	Mul.: 2,720 Div.: 16
	M=9	Mul.: 1530 Div.: 10
	M=4	Mul.: 680 Div.: 5

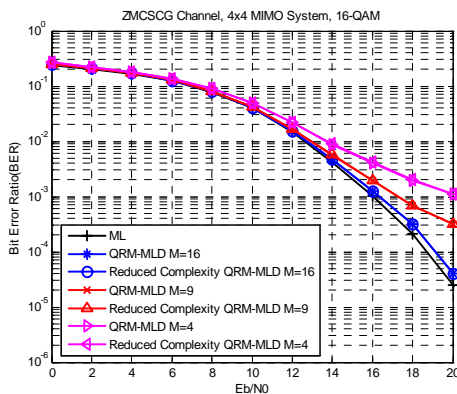


그림 4. 기존 QRM-MLD기법과 제안된 Reduced Complexity QRM-MLD기법의 BER 성능 비교
Fig. 4 BER performance comparison of the conventional QRM-MLD method and the reduced complexity QRM-MLD method (proposed in the paper)

VI. 결론

고속 데이터 전송이 요구되는 차세대 이동통신 시스템에서 공간다중화 방식의 MIMO 시스템이 사용될 것으로 예상된다. 본 논문은 이 시스템의 다양한 수신 알고리즘 중 QRM-MLD기법을 다루었다. 본 논문에서는 기존 QRM-MLD기법과 동일한 성능을 유지하면서 연산량을 현격히 줄이는 reduced complexity QRM-MLD기법을 제안하였다. 제안된 reduced complexity QRM-MLD기법은 기존 QRM-MLD기법과 동일한 오류성능을 얻으면서 비록 부가적인 나눗셈이 필요하지만 약 42%의 계산량을 감소할 수 있음을 계산량 분석 및 모의실험을 통해 검증하였다.

참고 문헌

- [1] 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.
- [2] G.D Golden, C.J.Foschini, R.A.Valenzuela and P.W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory result using V-BLAST space time communication architecture," *IEEE Electronics Letters*, vol. 35, Jan, 1999.
- [3] David Gesbert, Luc Haumont, Helmut Bolcskei, Rajeev Krishnamoorthy, Arogyaswami J. Paulraj, "Technologies and Performance for Non-Line-of-Sight Broadband Wireless Access Network," *IEEE Commun. Mag.*, Apr. 2002
- [4] W.Choi, R. Negi, and J.M.Cioffi, "Combined ML and DFE decoding for the V-BLAST system," in *Proc. IEEE ICC*, pp. 1243-1248, June 2000.
- [5] R. Narashimhan, "Error propagation analysis of V-BLAST with channel-estimation errors," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 27-31, Jan. 2005.
- [6] J. Yue, K.J. Kim, J.D. Gibson, and R.A. Iltis, "Channel Estimation and Data Detection for MIMO-OFDM Systems," in *Proc. GLOBECOM 2003*, pp. 581-585, 2003.

- [7] 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. 47-57, Jan. 2005.
- [8] 김재권, 김영수, 김기호, "공간다중화 방식을 사용하는 다중 안테나 시스템을 위한 효율적 신호 검출기법 및 하드웨어 구현," 통신정보합동학술대회 2006.

임 태 호 (Tae-Ho Im)

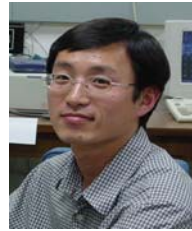
준회원



2006년 2월 중앙대학교 전자 전기공학부 학사 졸업
 2006년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 석사과정
 <관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO

김 재 권 (Jae-Kwon Kim)

정회원



1995년 8월 중앙대학교 전기공학과 졸업
 2000년 2월 중앙대학교 전기공학과 석사
 2004년 5월 The University of Texas at Austin 공학박사
 2004년 8월~2005년 8월 삼성종합기술연구원 4G 시스템 Lab
 2005년 9월~현재 연세대학교 원주캠퍼스 컴퓨터정보통신공학부 교수
 <관심분야> 디지털 통신, OFDM, MIMO, 실용적인 신호검출 기법

조 용 수 (Yong Soo Cho)

종신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자공학과 졸업(학사)
 1987년 2월 연세대학교 전자공학과 졸업(석사)
 1991년 2월 The University of Texas at Austin 공학박사
 1992년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학과 교수
 2003년 8월~현재 TTA 휴대인터넷 프로젝트그룹 (PG302) 무선접속 실무반 의장
 <관심분야> 4G 이동통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-OFDM 모뎀 설계