

Path Metric 비교 기반 적응형 QRD-M MIMO 검출 기법

준회원 김 봉 석*, 김 한 나*, 종신회원 최 권 휴*

Path Metric Comparison-based Adaptive QRD-M Algorithm for MIMO Systems

Bong-seok Kim*, Hannah Kim* Associate Members, Kwonhue Choi* Lifelong Member

요 약

본 논문에서는 MIMO(Multiple-input Multiple-output) 시스템에서 실시간으로 변하고 있는 채널의 상태를 추정하여 각 layer에서 survivor path들의 개수인, M 을 효율적으로 조절하는 적응형 QRD-M 기법을 제안한다. 채널 상태와 상관없이 고정된 M 을 사용하는 기존의 QRD-M 기법은 MLD(maximum-likelihood detection)의 성능에 근접하기 위해 correct path를 놓치지 않기 위한 큰 값의 M 을 사용하여야 하므로, 큰 계산량이 요구된다. 이를 보완하기 위해 채널 행렬의 성분을 이용하여 채널 상태를 추정하여, M 을 적절히 조절하는 기법이 제안되었으나 매 프레임에서 변하고 있는 채널 이득 성분만을 이용할 뿐 매 순간 바뀌고 있는 수신 잡음에 대한 정보를 이용하지 못하는 단점을 가진다. 본 논문에서는 잡음 전력 값을 측정하지 않고서도 채널 이득뿐 아니라 순간적인 수신 잡음에 대한 정보 까지 모두 반영한 채널 indicator를 이용하여 M 을 더욱더 효율적으로 조절하는 QRD-M 기법을 제안한다. 채널환경이 좋은 경우에는 그렇지 못한 경우에 비해, 가장 작은 path metric 값이 다른 path의 metric 값들에 비해 확연히 작다는 사실을 이용하여, 가장 작은 값을 가지는 두 path metric의 비(ratio)를 채널상태를 추정하는 indicator로 이용하였다. 제안된 기법은 M 을 적절하게 조절하므로 MLD에 근접하는 최적의 성능을 가지면서, 기존의 QRD-M 기법에 비해 계산량은 확연히 감소 시킨다.

Key Words : MIMO, QRD-M, M-algorithm, tree-search, Low computation

ABSTRACT

This paper proposes a new adaptive QRD-M algorithm for MIMO systems. The proposed scheme controls the number of survivor paths, M based on the channel condition at each layer. The original QRD-M algorithm used fixed M at each layer and it needs large M to achieve near-MLD (maximum-likelihood detection) performance. However, using the large M increases the computation complexity. In this paper, we further effectively control M by employing the channel indicator which includes not only the channel gain, but also instantaneous noise information without necessity of SNR measurement. We found that the ratio of the minimum path metric to the second minimum is good reliability indicator for the channel condition. By adaptively changing M based on this ratio, the proposed scheme effectively achieves near MLD performance and computation complexity of the proposed scheme is significantly smaller than the conventional QRD-M algorithms.

※ “본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음” (IITA-2008-C1090-0801-0045)

* 영남대학교 정보통신공학과 광대역무선통신 연구실 (gonew@yu.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-04-167, 접수일자 : 2008년 4월 12일, 최종논문접수일자 : 2008년 6월 4일

I. 서론

최근 무선 통신 환경에서 고속 데이터 전송이 요구되면서 MIMO system에 대한 관심이 늘고 있다^[1]. MIMO 시스템은 송수신 안테나의 개수가 늘어남에 따라, 다이버시티 이득 및 전송속도의 이득을 가진다. MLD (maximum likelihood detection)는 최적의 성능을 가지는 MIMO 검출기법이다. 그러나 송신 안테나의 개수가 늘어남에 따라 지수적으로 계산량이 증가하는 단점이 있다. 이런 단점을 보완하기 위해 최근에는 성능이 MLD에 근접하면서 계산량을 줄인 QRD-M 기법과 sphere decoding (SD) 기법들이 연구되어 왔다^[2-6].

고정된 M 을 사용하는 fixed QRD-M 기법은 각 detection layer에서 모든 가능한 path를 후보로 취하는 것이 아니라 path metric(수신신호와의 Euclidean distance)이 최소가 되는 M 개의 path들을 선택함으로써 전체 계산량을 감소시킨다^[7-9]. 작은 M 을 사용하면 계산량을 줄일 수 있기는 하지만, 채널의 환경이 좋지 않은 경우에 correct path임에도 일시적으로 path metric 값이 커져서, M 개의 후보 path 로 선택되지 못하는 경우가 발생하여 성능이 저하되는 단점을 가진다. 성능을 개선하기 위해서는 채널이 좋지 않은 상황에서도 correct path를 놓치지 않을 만큼 큰 M 값을 사용하여야 하는데, 큰 M 을 사용하게 되면 전체 계산량이 늘어나게 된다.

이를 보완하기 위한 방법으로 채널상태에 따라 search area를 적절히 조절하거나^[8], M 의 값을 조절하여 계산량을 효율적으로 감소시킨 기법이 연구되어 오고 있다^[9,10,11]. 참고문헌 [9]에서는 매 프레임마다 측정된 SNR 정보, 즉, 측정된 수신 잡음 전력을 이용하여 M 을 적절히 조절하는 QRD-M 기법이 제안되었다. 이 기법은 측정된 잡음 전력에 따라 M 의 값을 조절하므로 같은 성능을 가지는 fixed QRD-M 기법에 비해 작은 계산량을 가진다. 그러나 잡음 전력 값을 정확하게 측정해야 하는 부담이 있으며 잡음의 분산 값에 기반 하므로 순간 잡음 성분이 커지는 경우 correct path를 놓칠 수 있는 단점이 있다. 참고문헌 [11]에서는 채널 행렬 성분을 이용하여 M 을 적절히 선택하는 QRD-M 기법이 제안되었다. 채널 행렬을 이용하기 때문에 잡음 전력 값을 매 프레임마다 측정해야 하는 부담은 없지만, 채널 이득에 대한 성분을 이용할 뿐 순간적인 수신 잡음 전력에 대한 정보는 이용하지 못하므로 개선해야 할 부분이 여전히 남아있다.

본 논문에서는 잡음 전력을 측정하지 않고서도 채널 이득뿐 아니라, 수신 잡음의 순간적인 크기까지 모두 고려하여 M 을 적절히 선택하는 QRD-M 기법을 제안한다. 채널 환경이 좋은 경우에는 가장 작은 값을 가지는 path의 metric이 다른 path들의 metric들에 비해 확연히 작으며, 반대로, 채널환경이 좋지 않은 경우에는 가장 작은 값을 가지는 path metric과 다른 path들의 metric들에 대한 차이가 크지 않다는 것을 발견하였다. 본 논문에서는 이러한 특성을 이용하여 가장 작은 두 개의 path metrics의 비(ratio)를 채널의 신뢰도를 측정하는 지표(indicator)로 사용한다. 제안된 기법은 잡음 전력을 측정할 필요가 없지만 채널 이득뿐 아니라 수신된 잡음 성분까지 채널 지표에 포함되어 있으므로 M 을 더욱더 효율적으로 선택할 수 있다. 본 논문에서 제안된 기법은 MLD 성능에 근접한 큰 M 을 사용한 기존의 fixed QRD-M 기법과 같은 성능을 가지면서 계산량은 fixed QRD-M 기법뿐 아니라, 다른 적용형 QRD-M 기법에 비해 작은 계산량을 가진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템의 구성을 설명하고, III장에서는 기존의 QRD-M 방식을 설명한다. IV장에서는 제안된 방식의 QRD-M 기법을 소개하고 본 논문이 제안하는 방식의 성능 및 계산량의 결과를 V장에서 보인다.

II. 시스템 구성

본 논문에서는 N 개의 송신 안테나와 L 개의 수신 안테나로 구성된 MIMO(Multiple Input Multiple Output) system 환경을 고려하며, 수신 심벌 벡터 y 는 다음과 같이 표현된다.

$$y = Hs + n \quad (1)$$

송신 신호 벡터 s 는 N 의 크기를 가지며 평균 에너지 E_s 를 갖는 QAM (Quaternary Amplitude Modulation) constellation으로 변조된 심벌이라고 정의한다. 채널 행렬 H 는 $L \times N$ 의 크기를 가지며, H 의 i 행 j 열의 성분 h_{ij} 는 j 번째 송신 안테나와 i 번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타낸다. H 의 성분 h_{ij} 는 독립 복소 가우시안 분포를 따르는 레일리 페이딩(Rayleigh Fading)이라고 가정하고, 다음 심벌이 보내지기 전까지는 그 값이 변하지 않는다고 가정한다. 복소 AWGN을 나타내는 L 차원 잡음 벡터 n 은 평균은 0이며, 분산은 σ^2 인

Gaussian 분포를 따른다고 가정하며 σ^2 은 아래와 같이 정의된다.

$$\sigma^2 = N_0/2 \quad (2)$$

여기서, $N_0 / 2$ 은 잡음 전력 성분 밀도 (Noise Power Spectral Density)를 나타낸다.

III. 기존의 QRD-M 기법

3.1 Fixed QRD-M 기법

QRD-M 기법은 M -알고리즘(또는 tree-search 기법, K -best 기법)을 기반으로 한 기법이다. M -알고리즘은 각 layer에서 신뢰도가 높은 M 개의 path들만을 선택하여 고려하므로, 모든 가능한 path를 고려하여 가장 신뢰도가 높은 심벌벡터를 찾는 MLD 기법에 비해서 아주 작은 계산량을 가진다. QRD-M 기법의 순서를 보면, 먼저 채널 행렬 H 에 대한 QR분해를 통해 $L \times L$ 의 크기를 갖는 정규직교 행렬 Q 와, $N \times N$ 의 크기를 갖는 상삼각 행렬 R 을 얻는다.

$$H = QR \quad (3)$$

얻어진 Q 의 conjugate transpose 행렬을 Q^H 라고 정의를 하면, Q 는 정규직교 행렬의 특징에 의해 $Q^H Q = I$ 과 같이 단위행렬 I 를 얻게 되므로, 식 (1)의 양변에 Q^H 를 곱하면, 식 (1)은 식 (4)와 같이 바뀌질 수 있다.

$$\tilde{y} = Rs + \tilde{n} \quad (4)$$

여기서 \tilde{y} 는 $Q^H y$, \tilde{n} 는 $Q^H n$ 로 정의된다. 식 (4)의 수신벡터 \tilde{y} 를 각 행으로 나누면 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{y}_1 &= r_{1,1}s_1 + r_{1,2}s_2 + r_{1,3}s_3 + \dots + r_{1,N}s_N + \tilde{n}_1 \\ \tilde{y}_2 &= r_{2,2}s_2 + r_{2,3}s_3 + \dots + r_{2,N}s_N + \tilde{n}_2 \\ &\vdots \\ \tilde{y}_{N-1} &= r_{N-1,N-1}s_{N-1} + r_{N-1,N}s_N + \tilde{n}_{N-1} \\ \tilde{y}_N &= r_{N,N}s_N + \tilde{n}_N \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 s_k 는 송신벡터 s 의 k 번째 성분으로 정의되며, $r_{j,k}$ 는 상삼각 행렬 R 의 j, k 번째 성분으로 정의되고, 상삼각 행렬의 특성으로 $j > k$ 일 때, $R_{j,k} = 0$ 이 된다.

식 (5)를 관찰해보면, 다른 송신심벌의 간섭이 없는 N 번째 송신 심벌, s_N 부터 추정해 나가는 것이 가장 효율적이라는 것을 알 수 있다. 첫 번째 detection layer, 즉 N 번째 송신 심벌을 추정하는 layer에서는 path metric은 아래와 같이 계산 된다.

$$\|\tilde{y}_N - r_{N,N}\tilde{s}_{N,l}\|^2 \quad (6)$$

여기서, $\tilde{s}_{N,l}$ 은 s_N 의 l 번째 후보심벌을 나타낸다. 여기서 Euclidean distance의 값이 최소가 되는 M 개의 후보 path들만을 선택하고, 나머지 path들은 삭제한다. 다음으로 i 번째 detection layer (R 의 $N-i+1$ 번째 행)에서의 m 번째 accumulated Euclidean distance 값을 나타내면 다음과 같다.

$$\sum_{j=1}^i \left\| \tilde{y}_{N-j+1} - \sum_{k=N-j+1}^N r_{N-j+1,k}\tilde{s}_{k,l}(m) \right\|^2 \quad (7)$$

여기서 $\tilde{s}_{k,l}(m)$ 은 m 번째 path에서의 s_k 의 후보심벌을 나타낸다. 그림 1은 기존의 QRD-M 기법이 $N=L=4$ 일 때의 구조를 예를 들어 설명하고 있다. Layer의 개수는 송신 안테나의 개수 N 과 같고, 각 layer에서 M 개의 path를 유지하면서 다음 layer로 넘어간다. 마지막 N 번째 detection layer에서는 가장 작은 accumulated path metric을 가지는 path를 선택하여 검출 심벌 벡터로 추정한다.

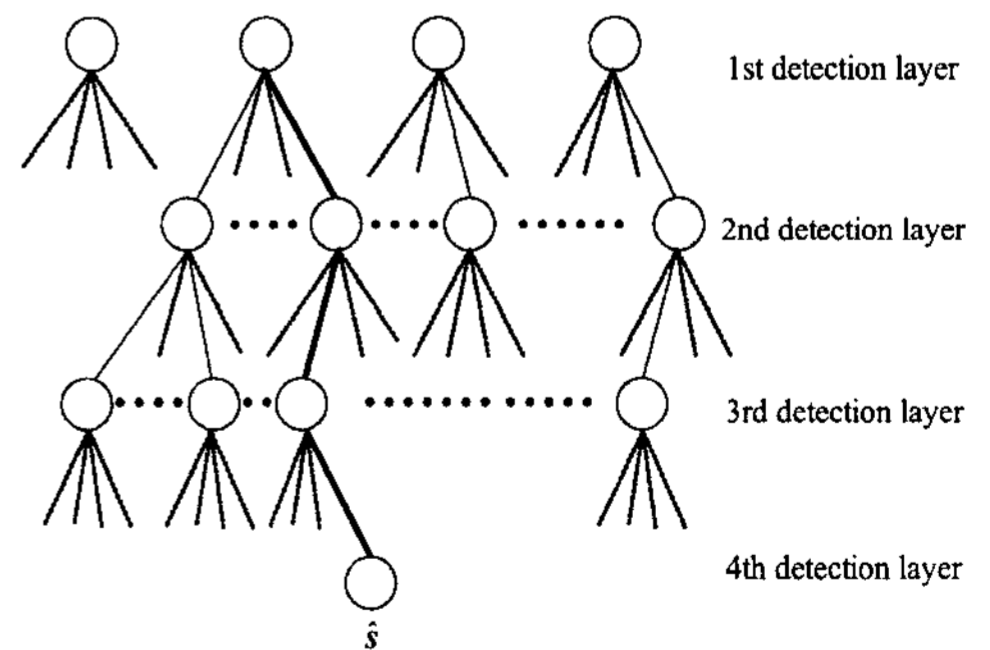


그림 1. Fixed QRD-M기법의 구조(QPSK, $N=L=4$, $M=4$)

이해를 돕기 위하여 QRD-M 기법은 다음과 같이 설명될 수 있다.

- 1) 채널 행렬 H 를 QR 분해한다.
- 2) 수신 벡터 y 에 Q^H 를 곱한다.
- 3) 각각의 모든 path들에 대해 후보 심벌의 개수

인 C (일반적으로 변조 차수) 개의 node들로 확장한다.

- 4) 식(7)을 이용하여 path metric값들을 계산한다.
- 5) path metric값들을 오름차순으로 정렬한 후, 그중 최소값을 갖는 M 개의 survivor path들을 선택한 후 다음 layer로 넘어간다.
- 6) 마지막 detection layer까지 3~5번 스텝을 반복한다
- 7) 마지막 detection layer에서는 accumulated path metric들 중에서 최소값을 갖는 하나의 path를 선택하여, 송신 검출 심벌벡터로 추정한다.

검출 과정 가운데 path metric을 계산하는 과정이 가장 많은 비중을 차지하므로, 계산되는 path metric의 양으로 각 기법의 계산량을 비교할 것이다. Fixed QRD- M 방식에서의 한 개의 송신 심벌 벡터를 추정하기 위해 $C+MC(N-1)$ 만큼의 metric 계산량이 필요하다. 물론 C^N 의 계산량을 갖는 MLD에 비해서는 아주 작은 값이지만, MLD 성능을 갖기 위해서는 큰 M 의 값이 필요 하므로 여전히 큰 계산량이 요구된다.

3.2 잡음 전력 기반 적응형 QRD- M

최근, fixed QRD- M 기법의 이러한 단점을 보완하기 위해 채널상태에 따라 M 을 효율적으로 선택하는 적응형 QRD- M 기법이 제안되어 왔다. [9],[11] 그림 2는 적응형 QRD- M 기법을 예를 들어 설명하고 있다(QPSK, $N=L=4$). 모든 detection layer에서 고정된 M 을 사용하던 fixed QRD- M 기법과 달리, 각 detection layer마다 적절한 M 을 선택하고 있다.

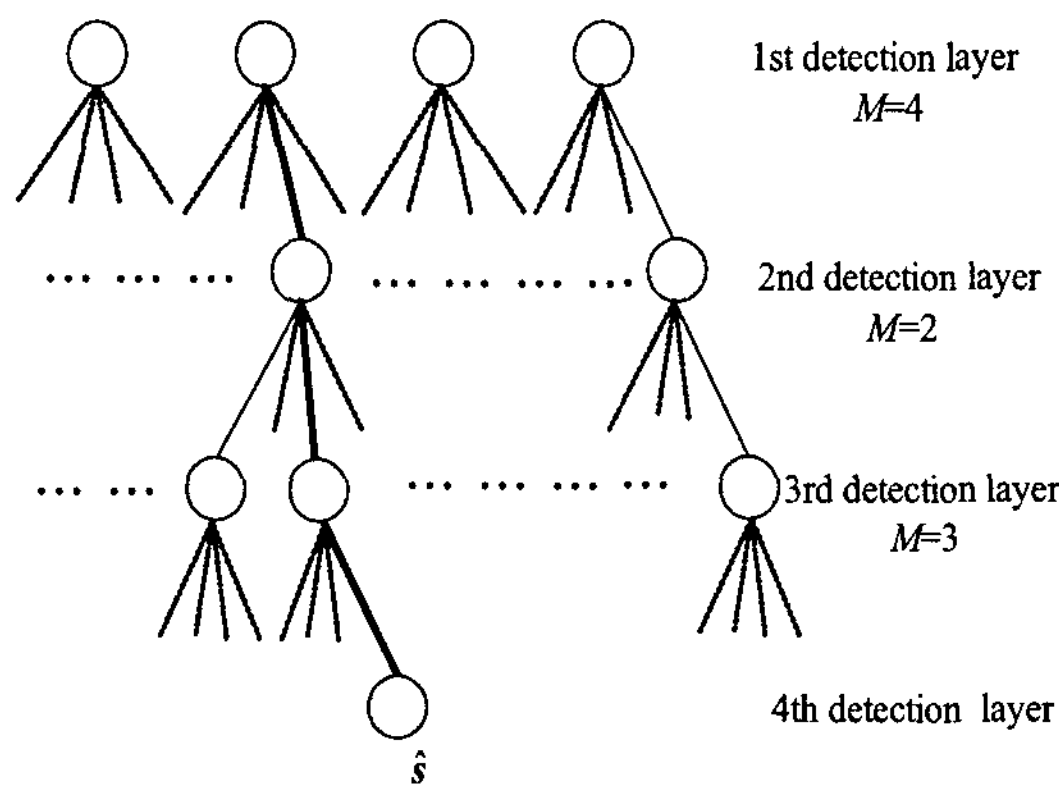


그림 2. 적응형 QRD- M 기법의 예(QPSK, $N=L=4$)

그림 3은 측정된 잡음 전력(noise power)기반 QRD- M 기법의 원리를 설명한다[8]. 이 기법은 측정된 잡음전력 값에 따라 threshold 값을 설정하고 threshold 값보다 작은 path metric을 갖는 path 들만을 후보로 유지 하므로써 M 을 적절하게 조절한다. Survivor path의 수, M 을 결정해주는 threshold 값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta^{[i]} = d_1^{[i]} + X_{noise} \sigma^2 \quad (8)$$

여기서 $d_k^{[i]}$ 은 i 번째 detection layer에서 k 번째로 작은 accumulated path metric을 나타낸다. 성능과 계산량의 trade-off를 결정하는 변수, X_{noise} 의 값을 크게 하면 M 이 증가하여 성능이 우수해지는 반면 계산량이 많아지고, 반대로, 작은 값을 선택하면 계산량은 줄어들지만 성능이 저하된다. 측정된 수신 잡음 전력을 나타내는, σ^2 은 이 기법에서 채널 상태를 나타내는 지표로 사용된다. 측정된 잡음 전력 σ^2 이 큰 경우에는 correct path를 놓칠 확률이 높으므로, threshold 를 증가시켜 M 을 키움으로써 성능 저하를 막는다. 반대로, σ^2 이 작은 경우 채널상태가 좋다고 판단하여, threshold를 감소시켜 M 을 축소함으로써 계산량을 감소시킨다. 하지만 계속해서 변하고 있는 잡음 전력 값을 실시간으로 또, 정확히 측정해야 하는 부담이 있다. 정확하지 못한 측정은 계산량의 증가나 성능의 저하를 가져올 수 있다. 또 다른 문제점으로는 이 기법에서 사용하고 있는 잡음 전력 값은 통계적인 분산 값이므로 수신 잡음 성분이 일시적으로 커지는 경우를 가려내어 M 을 키우지 못하므로 성능의 저하를 가져올 수 있는 단점을 가진다.

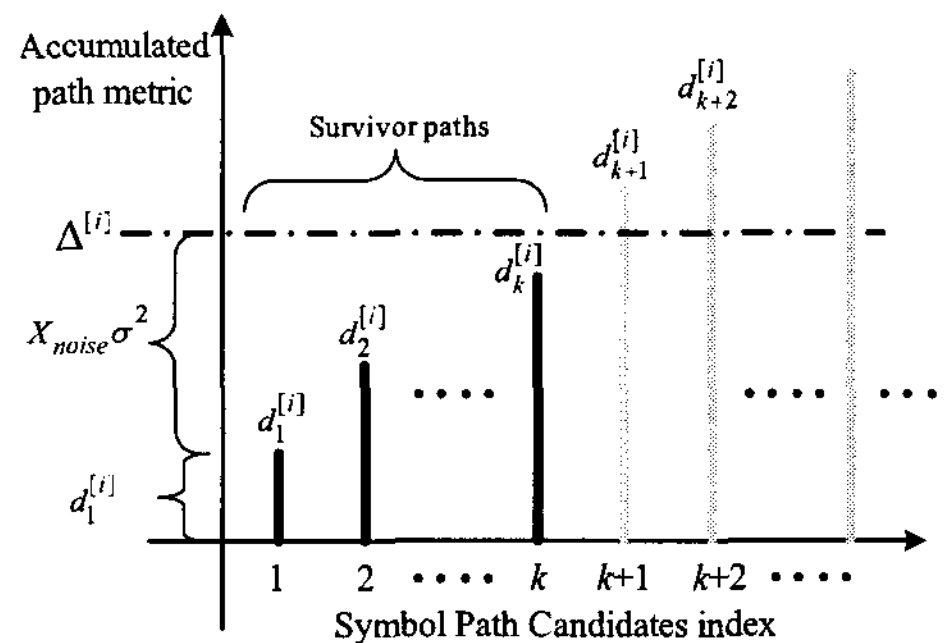


그림 3. 잡음 전력 기반 QRD- M 기법

3.3 채널 기반 적응형 QRD- M

이 기법은 잡음전력을 측정하지 않고 각 detection layer 마다 상삼각 행렬 R 의 대각 성분의 절대값을 이용하여 채널 상태를 판별하고 채널의 상태에 따라 M 을 적절히 결정한다^[11]. 채널 환경이 좋지 않은 경우, R 의 대각 성분인 $|r_{N-i+1,N-i+1}|$ 의 값이 작고, 반대로 채널 환경이 $|r_{N-i+1,N-i+1}|$ 좋은 경우에는 $|r_{N-i+1,N-i+1}|$ 의 값이 크다는 특징을 이용하여 M 을 적절히 결정한다. 이 기법에서는 i 번째 detection layer에서 M 을 적절히 선택하기 위해, 그림 4와 같이 $|r_{N-i+1,N-i+1}|$ 의 CDF (Cumulative Distribution Function)를 이용한다. 채널의 환경이 좋은 경우, $|r_{N-i+1,N-i+1}|$ 의 값이 대부분 클 것이므로, 그렇지 않은 경우에 비해 오른쪽에 분포할 확률이 높다. 대각성분 $|r_{N-i+1,N-i+1}|$ 의 분포가 오른쪽에 가까울 수록 작은 M 을 사용하여도 correct path를 놓칠 확률이 거의 없기 때문에 M 값을 줄인다. 선택될 M 의 최대값을 결정하기 위한 변수 K_i 는 변조차수가 C 일 때 $\min\{M_{\max}, M_{i-1} \times C\}$ 로 주어진다. 여기서 M_{\max} 는 i 번째 detection layer 에서 가질 수 있는 M 의 최대값이며 계산양과 성능의 trade-off 를 가지는 선택 가능한 변수이다. 그리고 M_{i-1} 는 이전 detection layer 에서의 M 의 값이고, $M_{i-1} \times C$ 는 i 번째 detection layer에서 확장된 총 path 의 metric의 개수이다. 그림 4와 같이 각 detection layer에서 정해진 CDF의 y 축을 K_i 의 수 대로 균등하게 나누고, 각각의 y 값에 대응되는 x 축의 값들을 (9)와 같이 M 의 값을 선택하는 threshold 값으로 정한다.

$$\begin{cases} M_i = K_i, 0 \leq |r_{N-i+1,N-i+1}| < th_{i,1} \\ M_i = K_i - 1, th_{i,1} \leq |r_{N-i+1,N-i+1}| < th_{i,2} \\ M_i = K_i - 2, th_{i,2} \leq |r_{N-i+1,N-i+1}| < th_{i,3} \\ \vdots \\ M_i = 1, th_{i,K_i-1} \leq |r_{N-i+1,N-i+1}| < \infty \end{cases} \quad (9)$$

이 기법은 수신 잡음 전력을 측정하지 않고, M 을 효율적으로 선택하는 장점을 가지지만, 채널 상태의 지표로 사용되고 있는 채널 행렬 성분 $|r_{N-i+1,N-i+1}|$ 에는 채널 이득 정보만 있을 뿐, 잡음 성분의 순간적인 크기에 따른 채널 신뢰도 정보를 가지고 있지 않기 때문에 M 을 효율적으로 선택하기 위해 개선 해야 할 부분이 여전히 있다.

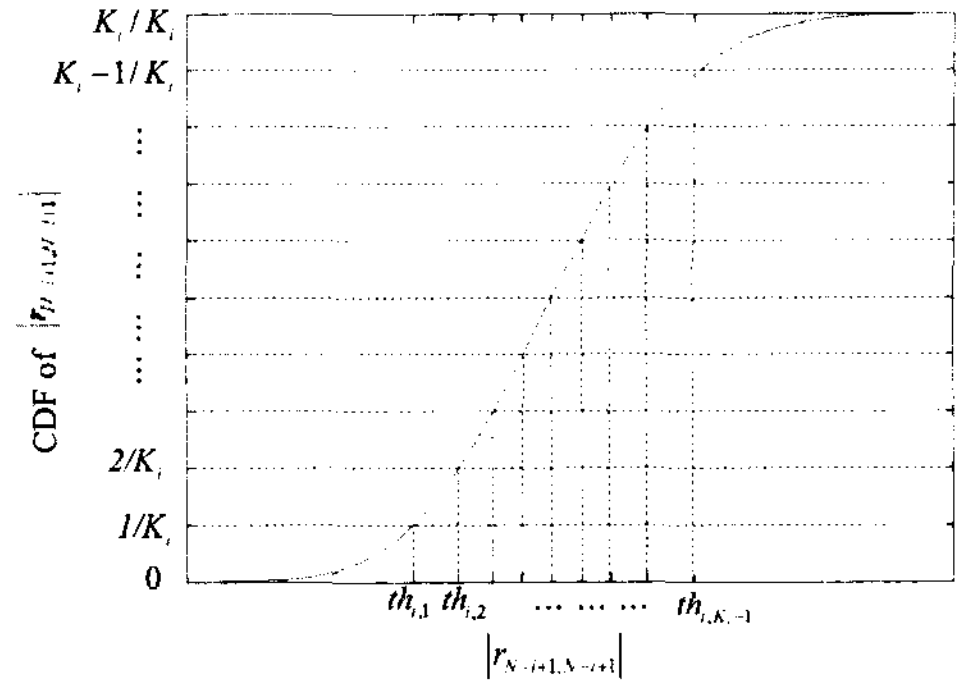


그림 4. $|r_{N-i+1,N-i+1}|$ 의 크기에 따른 범위

IV. 제안된 path metric 기반 적응형 QRD-M 기법

이번 절에서는 기존의 기법의 단점들을 개선한 적응형 QRD-M 기법을 제안한다. 제안된 기법은 잡음전력을 측정하지 않고서도, 채널행렬 성분뿐 아니라 매 수신 심벌 마다 변하는 순간 잡음의 크기 정보까지 모두 고려하여 M 을 적절히 선택한다.

제안된 기법에서는 채널 상태에 따라 달라지는 path metric 의 특성을 이용한다. 그림 5의 (a)와 같이 채널 상태가 좋은 경우, i 번째 detection layer 에서 가장 작은 path metric 값인, $d_1^{[i]}$ 은 다른 path metric값들에 비해 확연히 작으며, 반대로 채널 환경이 좋지 못한 경우에는 그림 5의 (b)와 같이 $d_1^{[i]}$ 은 다른 path metric 값들과 큰 차이가 없다는 것을 알 수 있다.

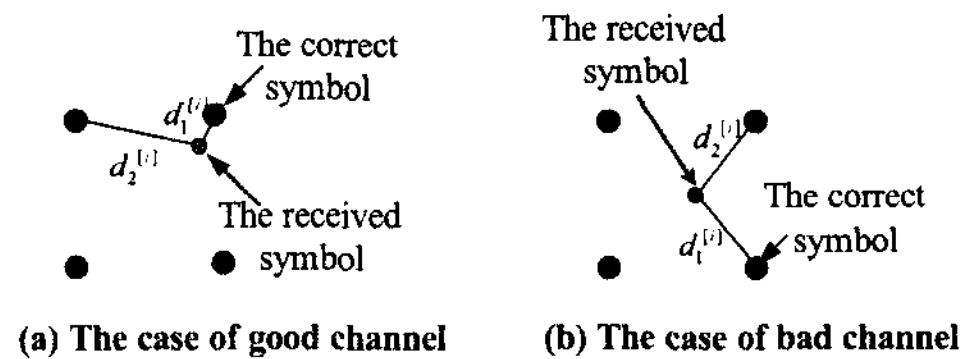


그림 5. 채널 상태에 따른 path metric의 특성의 예

본 논문에서는 이러한 특성을 이용하여, $d_1^{[i]}$ 과 $d_2^{[i]}$ 의 비(ratio)를 통해 채널 상태를 추정한다. 가장 작은 두 path metric의 비인 $d_1^{[i]}/d_2^{[i]}$ 값이 0에 가까운 경우 채널 상태가 좋다고 가정을 하여 작은 M 을 사용하고, 반대로 $d_1^{[i]}/d_2^{[i]}$ 값이 1에 가까운 경우 채널 상태가 나쁘다고 판단하고, 큰 M 을 사용하

여 correct path를 놓치지 않도록 한다. 이러한 path metric은 매 MIMO 심벌 주기 마다 변할 수 있는 채널 이득뿐 아니라, 수신 잡음의 순간적인 크기 정보까지 반영되어 결정되는 특성이 있으므로 기존의 기법의 단점들을 개선할 수 있다. 제안된 기법에서는 [8]과 유사하게, i 번째 detection layer에서 식 (10)을 이용하여 계산된 threshold 값, $\gamma^{[i]}$ 보다 작은 accumulated path metric 값의 개수를 M 으로 선택한다.

$$\gamma^{[i]} = d_1^{[i]} + X_{ratio} \sqrt{(d_1^{[i]}/d_2^{[i]})} \quad (10)$$

여기서 X_{ratio} 는 성능과 계산량의 trade-off 를 가지는 선택 가능한 미리 정해진 변수로 정의된다. 앞으로 path metric의 비를 이용해 채널 상태를 이용하는 방식을 ratio reliability indicator라고 명명하자.

예외적으로 ratio reliability indicator가 채널상태를 정확히 판별하지 못하는 경우가 있다. 첫 번째 detection layer에서는 path의 branch 길이가 1이므로 즉, 단지 $r_{N,N}$ 과 단일 수신신호 s_N , 잡음 성분인 \tilde{n}_N 의 값에 의해서만 path metric 값이 결정되어, $r_{N,N}$ 이 순간적으로 작아지는 경우, $r_{N,N}$ 의 값이 아주 작아지므로, 잡음 \tilde{n}_N 의 영향을 크게 받게 된다. 이때 수신 신호는 그림 6 과 같이, correct 심벌이 아닌, 다른 심벌과 매우 가까워질 수 있는데, 이러한 경우 M 을 키워 correct 심벌을 놓치지 않게 해야 하지만, $d_1^{[i]}$ 값이 아주 작기 때문에 채널상태가 좋은 것으로 착각하여 작은 M 을 선택한다.

이를 보완하기 위해서 첫 번째 detection layer에 국한해서 채널의 상태를 판별하는 지표(indicator)로 path metric의 비 대신, 상삼각 행렬 R 의 성분 $r_{N,N}$ 을 이용한다. 참고문헌 [12]에서와 유사하게 R 의 대각 성분 $r_{N-i+1,N-i+1}$ 의 비를 사용하여 채널 상태를 판별한다. 첫 번째 detection layer에서 M 을 선택하는 기준이 되는 threshold 값 $\gamma^{[1]}$ 은 다음과 같이 계산된다.

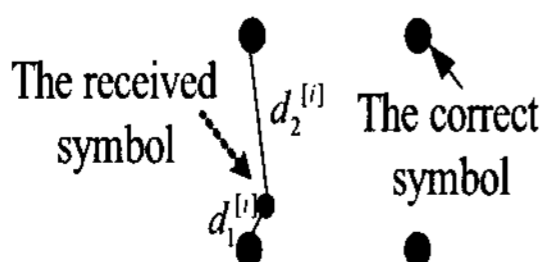


그림 6. 첫 번째 detection layer에서 ratio reliability indicator의 오동작 하는 경우의 예

$$\gamma^{[1]} = d_1^{[1]} + X_{diagonal} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{m=1}^N |r_{m,m}|^2 / |r_{N,N}|^2} \quad (11)$$

여기서 $\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{m=1}^N |r_{m,m}|^2 / |r_{N,N}|^2}$ 은 대각성분 $r_{N,N}$ 을 SNR 값과 독립적으로 사용하기 위해 모든 대각성분의 합과의 비를 이용하였다. 앞으로 이 값을 diagonal reliability indicator로 명명하자. 여기서 $X_{diagonal}$ 은 성능과 계산량의 trade-off를 결정하는 시스템 변수가 된다.

제안된 기법의 channel reliability indicator가 제대로 동작하는지 검증하기 위해 그림 7~10에서 각 detection layer 마다 ratio reliability indicator와 diagonal reliability indicator에 의한 threshold, $\gamma^{[i]}$ 가 correct path metric 값인, $d_{correct}$ 를 놓치는 확률을 비교해 보았다. 식 (10)와 식 (11)에서 계산량과 성능의 trade-off를 결정하는 X_{ratio} 와 $X_{diagonal}$ 의 값은 같은 계산량을 가지게 하는 $X_{ratio} = 0.6$, $X_{diagonal} = 0.3$ 으로 정하였다. 그래프의 x 축을 $\gamma^{[i]}$ 값으로 하고, y 축의 값을, correct path metric 값인 $d_{correct}$ 로 하여 독립적인 수신신호를 발생하여 얻어진 좌표 값을 나타내었다. 그래프에 나타나진 대각실선은 $y=x$ 즉, $\gamma^{[i]}$ 값에 의한 threshold 값을 나타내므로, $d_{correct}$ 이 threshold 위에 존재하면 그 layer에서는 correct path를 놓치게 되어 오류가 발생한다. 따라서 그림 7~10에서 대각실선보다 위에 찍힌 점들의 개수의 빈도, 즉 $\gamma^{[1]} < d_{correct}$ 의 확률이 작을수록 좋은 indicator라고 할 수 있다. 첫 번째 detection layer에서 $\gamma^{[1]}$ (threshold)로 ratio reliability indicator를 사용한 경우와 diagonal reliability indicator를 사용하는 경우, $\gamma^{[1]} < d_{correct}$ 의 확률을 그림 7과 그림 8에 각각 나타내고 있는데 diagonal reliability indicator를 사용한 경우 $\gamma^{[1]} < d_{correct}$ 의 확률이 ratio reliability indicator를 사용한 경우보다 1/2 정도로 작다는 것을 알 수 있다. 즉, 첫 번째 detection layer에서 diagonal reliability indicator를 사용한 경우 $d_{correct}$ 를 놓칠 확률을 ratio reliability indicator를 사용한 경우에 비해 절반으로 줄일 수 있다. 첫 번째 detection layer에서 correct path를 놓치면 전체 detection layer에 영향을 주기 때문에 first detection layer에서는 diagonal reliability indicator를 사용하여야 함을 알 수 있다.

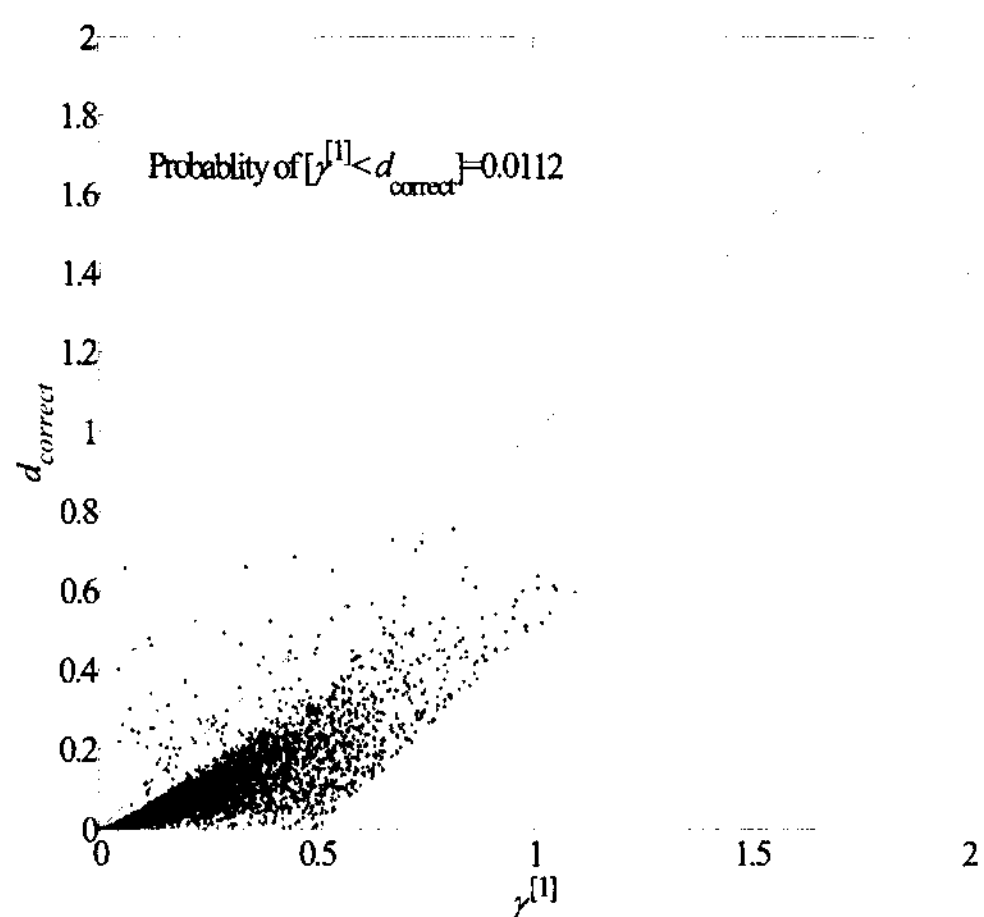


그림 7. 첫 번째 detection layer에서 ratio reliability indicator을 $\gamma^{[1]}$ 으로 사용한 경우 $(\gamma^{[1]}, d_{correct})$ 의 분포, $N=L=4$, $E_s/N_0=20\text{dB}$, $X_{ratio}=0.6$

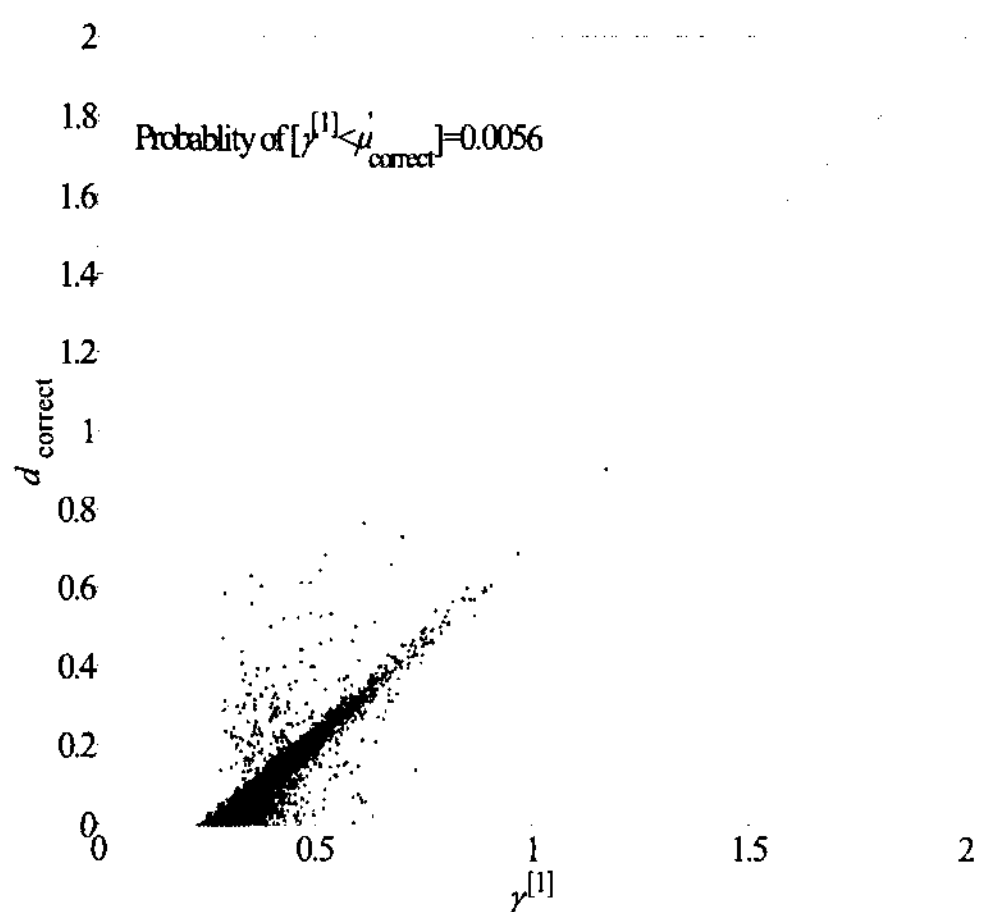


그림 8. 첫 번째 detection layer에서 diagonal reliability indicator을 $\gamma^{[1]}$ 으로 사용한 경우 $(\gamma^{[1]}, d_{correct})$ 분포, $N=L=4$, $E_s/N_0=20\text{dB}$, $X_{diagonal}=0.3$

그림 9에서 두 번째 detection layer와 세 번째 detection layer에서 diagonal reliability indicator을 $\gamma^{[i]}$ 로 사용한 경우를 보면 first detection layer와 달리 $\gamma^{[1]} < d_{correct}$ 확률이 약 3배 이상 크다는 것을 알 수 있다. $\gamma^{[1]} < d_{correct}$ 확률을 줄이기 위해서 $X_{diagonal}$ 의 값을 크게 할 수 있지만 $X_{diagonal}$ 의 값을 크게 하면 계산량이 증가하게 된다. 그림 10은 두 번째, 세 번째 detection layer에서 ratio reliability indicator를 $\gamma^{[i]}$ 로 이용한 경우의 $d_{correct}$ 의 분포를 보여준다. 첫 번째 detection layer(그림 7)와 $\gamma^{[1]} < d_{correct}$ 확률을 비교해보면 두 번째

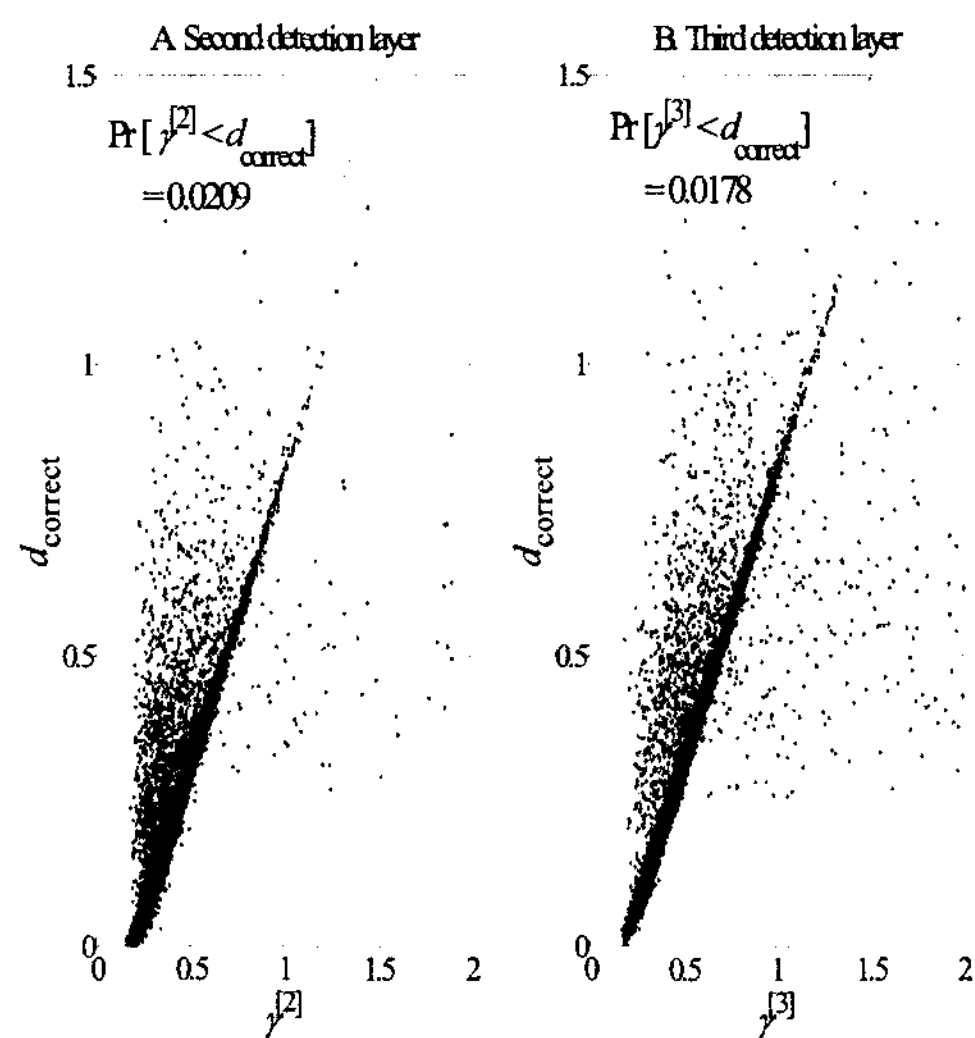


그림 9. 두 번째 detection layer와 세 번째 detection layer에서 diagonal reliability indicator을 $\gamma^{[i]}$ 으로 사용한 경우 $(\gamma^{[i]}, d_{correct})$ 분포, $N=L=4$, $E_s/N_0=20\text{dB}$, $X_{diagonal}=0.3$

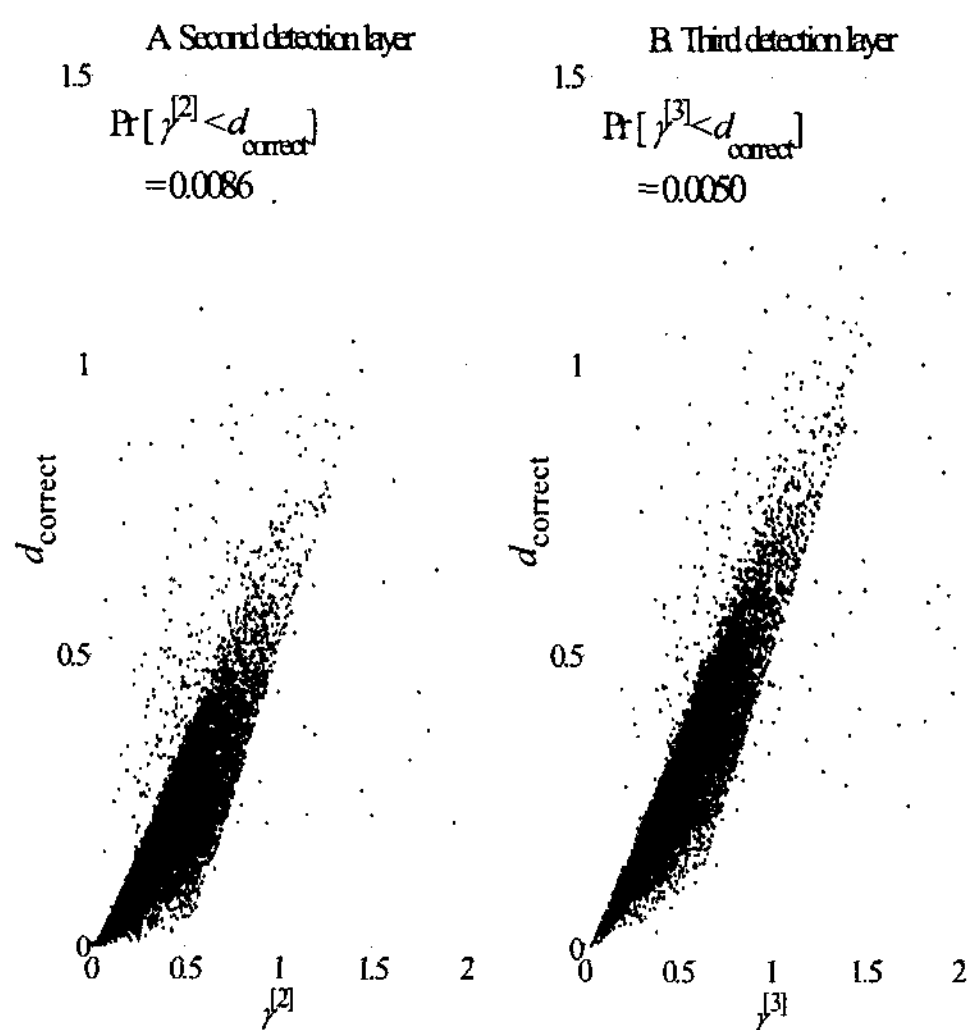


그림 10. 두 번째 detection layer와 세 번째 detection layer에서 ratio reliability indicator을 $\gamma^{[i]}$ 으로 사용한 경우 $(\gamma^{[i]}, d_{correct})$ 의 분포, $N=L=4$, $E_s/N_0=20\text{dB}$, $X_{ratio}=0.6$

detection layer와 세 번째 detection layer에서는 $\gamma^{[1]} < d_{correct}$ 확률이 각각 1/1.3, 1/2로 감소한다는 것을 알 수 있다. 이것은 앞에서 언급한 첫 번째 detection layer에 한해서만 ratio reliability indicator의 신뢰도가 떨어지는 현상을 확인시켜 준다. 그림 9와 10의 $\gamma^{[1]} < d_{correct}$ 확률을 비교해보면 두 번째 detection layer에서는 ratio reliability

indicator를 $\gamma^{[i]}$ 로 사용한 경우 $\gamma^{[1]} < d_{correct}$ 확률이 diagonal reliability indicator 를 사용한 경우에 비해 1/2.4, 세 번째 layer에서는 약 1/3 정도로 감소한다. 결론적으로 두 번째 detection layer 이상에서는 ratio reliability indicator 가 더 효과적으로 M 을 조절 할 수 있음을 알 수 있다.

이해를 돕기 위해 제안된 기법의 순서를 아래와 같이 설명한다.

- 1) 채널 행렬 H 를 QR 분해한다.
- 2) 수신 벡터 y 에 Q^H 를 곱한다.
- 3) $i = 1$ 로 초기화
- 4) 현재의 path 들에 대해 후보 심벌의 개수인 C (일반적으로 변조차수)개의 node들로 path 확장한다.
- 5) 식 (7) 번을 이용하여 path metric 값을 계산한다.
- 6) $\gamma^{[i]}$ 를 아래의 식과 같이 계산한다.

$$\gamma^{[i]} = \begin{cases} d_1^{[i]} + X_{diagonal} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{m=1}^N |r_{m,m}|^2} / |r_{N,N}|^2 & (i=1) \\ d_1^{[i]} + X_{ratio} \sqrt{(d_1^{[i]} / d_2^{[i]})} & (i > 1) \end{cases}$$

- 7) path metric 을 오름차순으로 정렬하고 $\gamma^{[i]}$ 보다 작은 M_i 개의 path들만 선택한다.
- 8) 다음 detection layer로 넘어간다.
- 9) $i = i + 1$,
- 10) 마지막 N 번째 detection layer까지 4)~9) 번 과정을 반복한다.
- 11) 마지막 detection layer 에서는 accumulated path metric 들 중에서 가장 작은 값을 가지는 하나의 path 를 선택하여, 송신 검출 심벌 벡터로 추정해낸다.

제안된 기법은 기존의 fixed QRD-M 기법의 과정에, $\gamma^{[i]}$ 에 근거하여 M 을 조절하는 과정 6), 7)을 추가 한 것이다. 각 detection layer 마다 다른 M 을 사용한 제안된 기법의 계산량은 평균값 M_i 를 사용하여 식 (12)와 같이 나타내었다.

$$\begin{aligned} T &= C(1 + \overline{M}_1 + \dots + \overline{M}_{N-1}) \\ &= C(1 + \sum_{i=1}^{N-1} \overline{M}_i) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 평균값 M_i 는 fixed QRD-M 기법에서 MLD의 성능을 갖게 하는 M 에 비해 아주 작을 것이므로,

fixed QRD-M 기법의 계산량을 확연히 줄일 것이다. 뿐만 아니라 제안된 기법이 기존의 적응형 기법에 비해 효율적으로 M 을 선택함을 실험 결과를 통해 보인다.

V. 실험 결과

이번 장에서는 기존의 QRD-M 기법과 제안된 기법의 성능과 계산량을 16 QAM, 64 QAM, $N=L=4$ 의 환경에서 비교하였다. 이 논문에서 제안하는 기법의 $X_{diagonal}$ 과 X_{ratio} 값은 실험을 통하여 MLD의 성능에 근접하면서 계산량은 가장 작게 하는 최적화된 값으로 정하였다.

그림 11에서는 $X_{diagonal}$ 과 X_{ratio} 값에 따른 성능을 비교하였다. 그림 11에서 알 수 있듯이 $X_{diagonal}$ 과 X_{ratio} 의 값이 증가 할수록 성능이 좋아진다. 예를 들어, $X_{diagonal} = 1.5, X_{ratio} = 1$ 값을 가지는 제안된 기법과 $X_{diagonal} = 0.1, X_{ratio} = 0.1$ 값을 가지는 제안된 기법의 성능을 비교해 보면 $X_{diagonal} = 1.5, X_{ratio} = 1$ 값을 가지는 제안된 기법의 성능이 더 MLD의 성능에 근접함을 알 수 있다. 하지만 그림 12를 보면 $X_{diagonal} = 1.5, X_{ratio} = 1$ 의 계산량이 $X_{diagonal} = 0.1, X_{ratio} = 0.1$ 값을 가지는 제안된 기법의 계산량보다 약 2배 이상 계산량이 많음을 알 수 있다. 그리고 $X_{diagonal} = 1.5, X_{ratio} = 1$ 값을 가지는 제안된 기법과 $X_{diagonal} = 0.3, X_{ratio} = 0.7$ 값을 가지는 제안된 기법은 같은 성능을 유지하면서 $X_{diagonal} = 0.3, X_{ratio} = 0.7$ 값을 가지는 제안된 기법의 계산량이 더 작음을 알 수 있다. 이 기법에서는 성능과

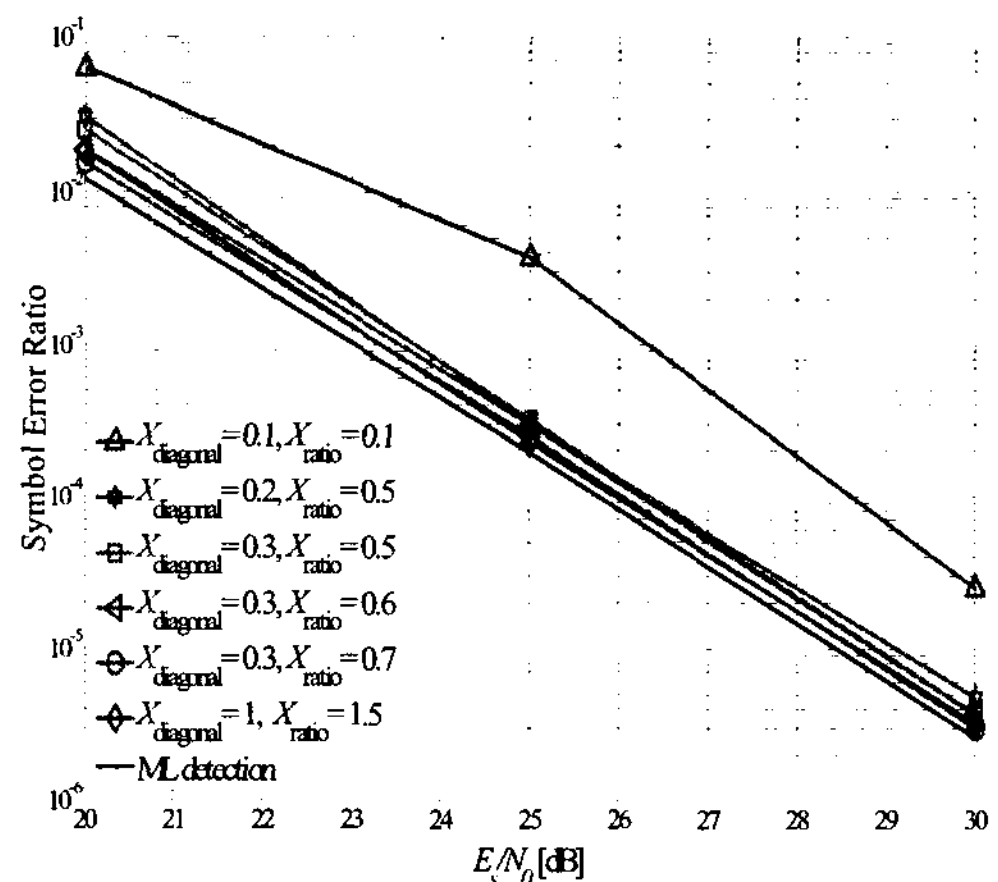


그림 11. 제안된 기법의 $X_{diagonal}$ 와 X_{ratio} 값에 따른 성능 비교 ($N=L=4, 16$ QAM)

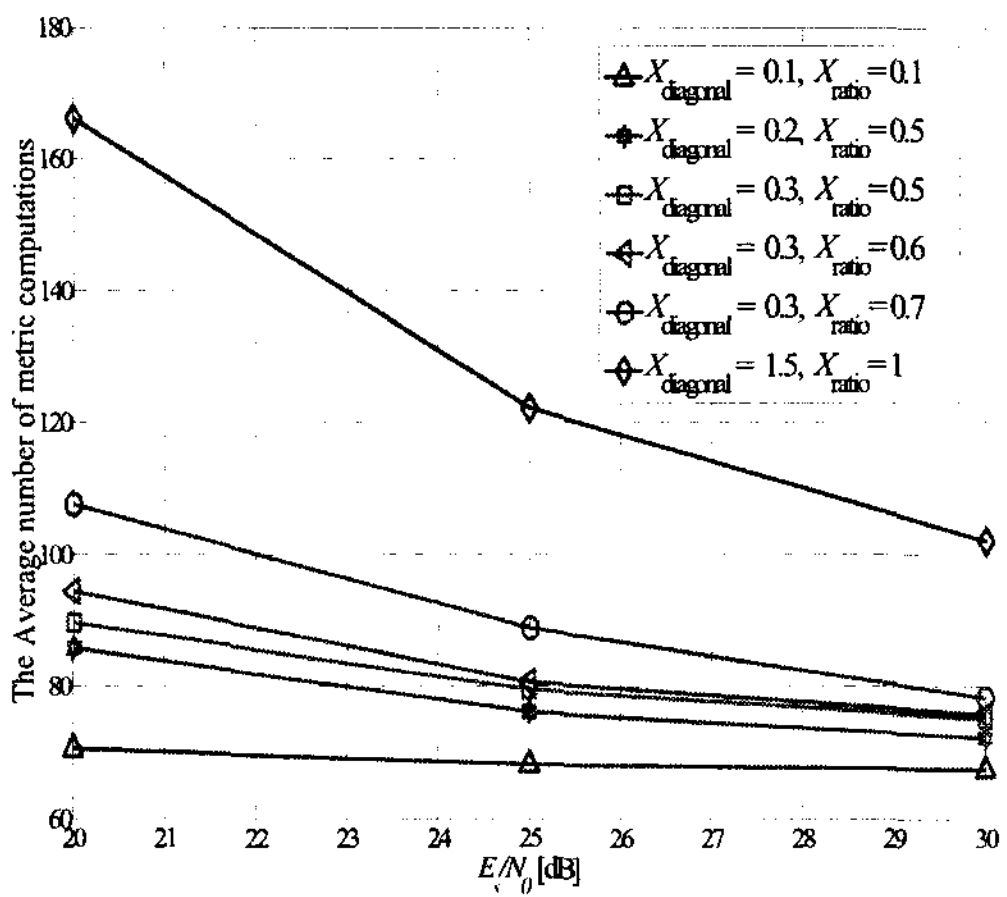


그림 12. 제안된 기법의 $X_{diagonal}$ 와 X_{ratio} 값에 따른 계산량 비교 ($N=L=4$, 16 QAM)

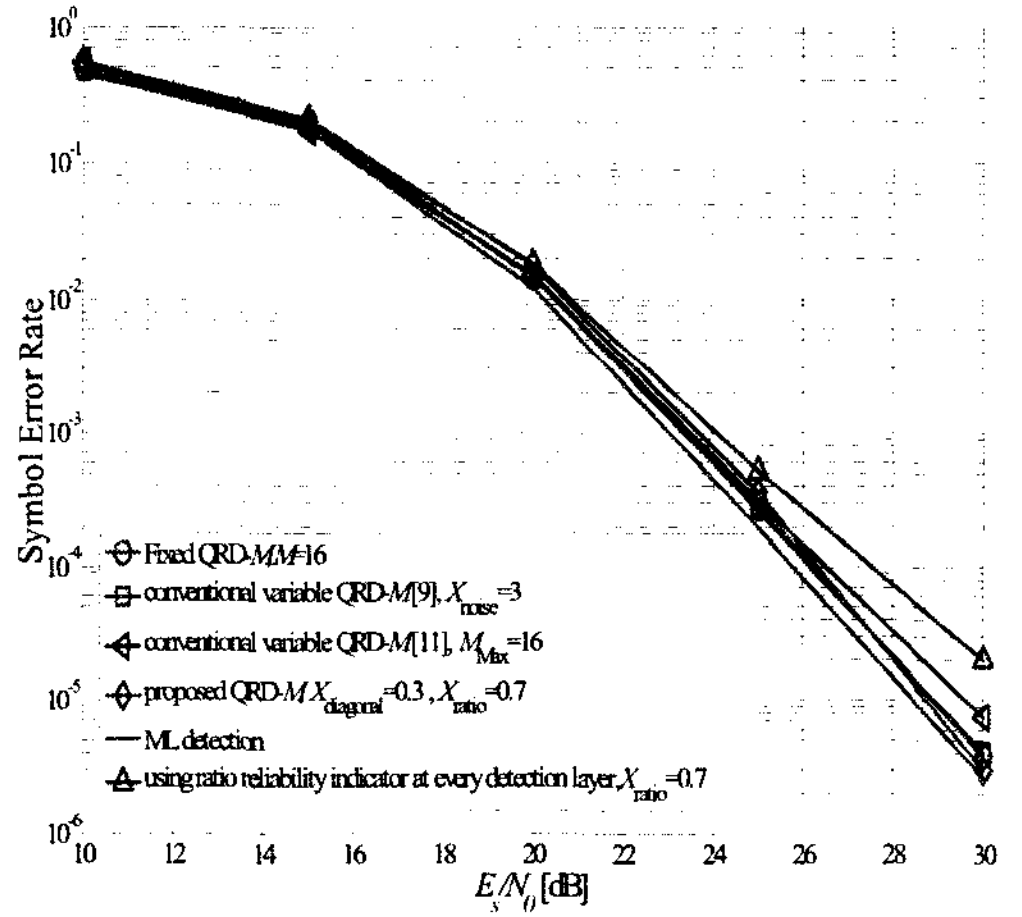


그림 13. 기존의 QRD-M 기법과 제안된 기법의 성능 비교 ($N=L=4$, 16 QAM)

계산량을 고려하여 $X_{diagonal} = 0.3$, $X_{ratio} = 0.7$ 으로 최적화 하였다.

그림 13에서는 제안된 기법과 기존의 QRD-M 기법의 성능을 비교하였다. 공정한 비교를 위해서 노이즈 기반 QRD-M의 X_{noise} 의 값과 채널 기반 적응형 QRD-M의 M_{max} 의 값은 같은 제안된 기법과 같은 성능을 가지면서 계산량은 최소가 되는 값으로 ($X_{noise}=3$, $M_{max}=16$) 정하였다. 먼저, 기존 기법과의 비교에 앞서 제안된 ratio reliability indicator를 모든 detection layer에서 사용하는 경우와 첫 번째 detection layer에 한하여 diagonal reliability indicator를 사용하고 그 외의 detection layer에서는 ratio reliability indicator를 사용하는 경우를 비교하였다. 공정한 비교를 위하여 계산량이 일치하도록

변수를 설정 하였는데, 모든 detection layer에서 ratio reliability indicator 을 사용하는 경우 모든 SNR 영역에서 성능이 저하된 것을 볼 수 있다. 이런 결과가 나온 이유는 앞에서 언급했듯이 첫 번째 detection layer에서 채널의 상태가 좋지 않음에도 ratio reliability indicator가 채널의 상태가 좋다고 착각하기 때문이다. 제안된 기법에서는 이 문제를 보완하기 위해 첫 번째 detection layer에서는 diagonal reliability indicator를 사용한다.

그림 13에서, 제안된 기법과 ($X_{diagonal} = 0.3$, $X_{ratio}=0.7$), 기존의 QRD-M 기법들은 거의 모두 MLD의 SER 성능에 근접하도록 변수를 최적화 하였음을 알 수 있다. 그러나 계산량을 비교한 그림 14를 보면 제안된 방식을 포함 한 적응형 QRD-M 기법들이 fixed QRD-M 기법에 비해 계산량을 줄였음을 알 수 있다. 제안된 기법은 fixed QRD-M 과 같은 성능을 유지하면서 계산량은 SNR과 크게 상관 없이 평균적으로 1/8 로 감소 되었음을 알 수 있다. 더구나, 제안 된 기법과 기존의 적응형 QRD-M 기법들에 대해서도 현저한 계산량 감소를 보인다.

먼저, 제안된 기법과 ($X_{diagonal} = 0.3, X_{ratio} = 0.7$)과 잡음전력 기반 적응형 QRD-M ($X_{noise} = 3$)과 계산량을 비교해 보면 제안된 기법은 수신 잡음 전력을 측정하지 않음에도 불구하고, 더 작은 계산량을 가짐을 알 수 있으며 SNR 이 감소할수록 계산량 감소는 현저하게 나타남을 알 수 있다. 예를 들어 25dB 에서는 계산량이 비슷하지만 20 dB에서 계산량이 약 1/2로 감소 된 것을 알 수 있다. 두 번째로, 제안된 기법의 계산량은 채널 기반 적응형

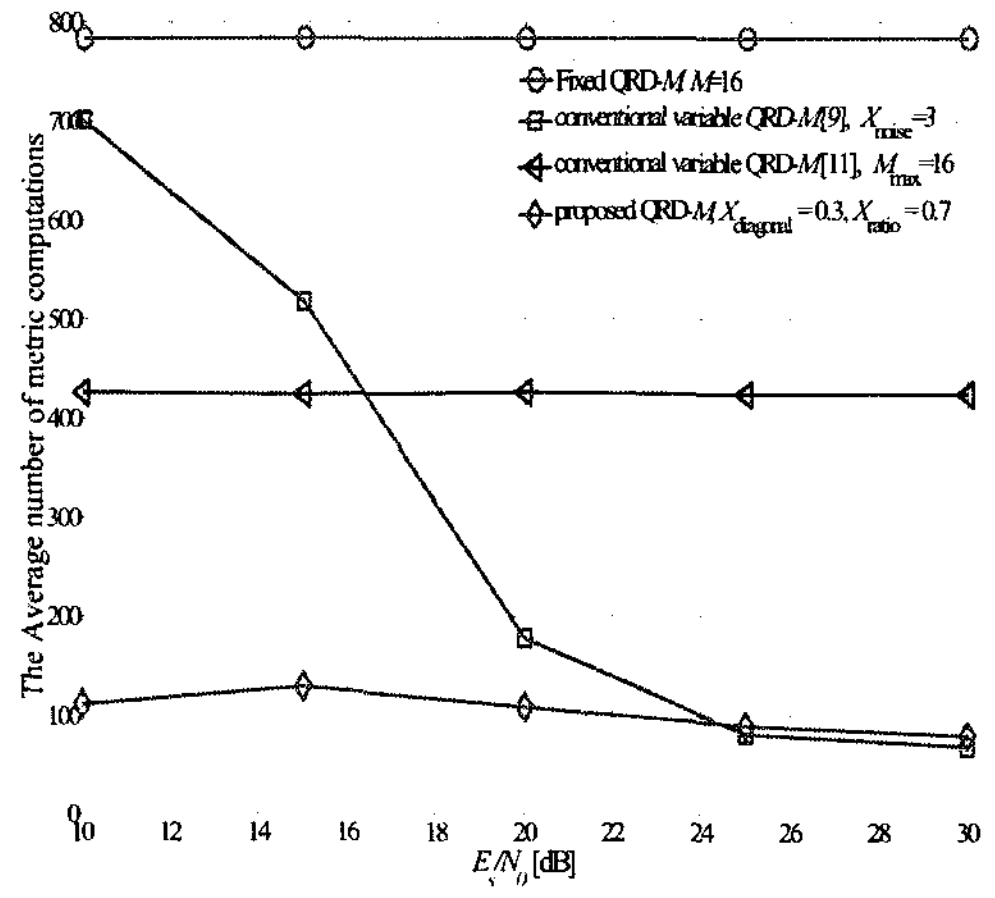


그림 14. 기존의 QRD-M 기법과 제안된 기법의 metric 계산량 비교 ($N=L=4$, 16 QAM)

QRD-M 기법 보다 모든 SNR 영역에서 4배 이상 계산량이 감소 되었음을 알 수 있다.

그림 15와 16에서는 64 QAM, $N=L=4$ 인 환경에서 제안된 기법과 기존의 QRD-M 기법의 성능과 계산량을 각각 비교하였다. 그림 15에서 알 수 있듯이 제안된 기법과 기존의 QRD-M 기법은 MLD의 SER 성능에 근접하며 그림 16에서는 제안된 기법이 더 작은 계산량을 가짐을 알 수 있다. 이러한 결과는 제안된 기법이 채널 이득 성분뿐 아니라, 순간적인 수신 잡음의 영향도 함유하고 있는 채널 신뢰지표를 이용 하므로써, 기존의 적응형 QRD-M 기법보다 훨씬 더 효율적으로 M 을 선택한다는 것을 보여준다.

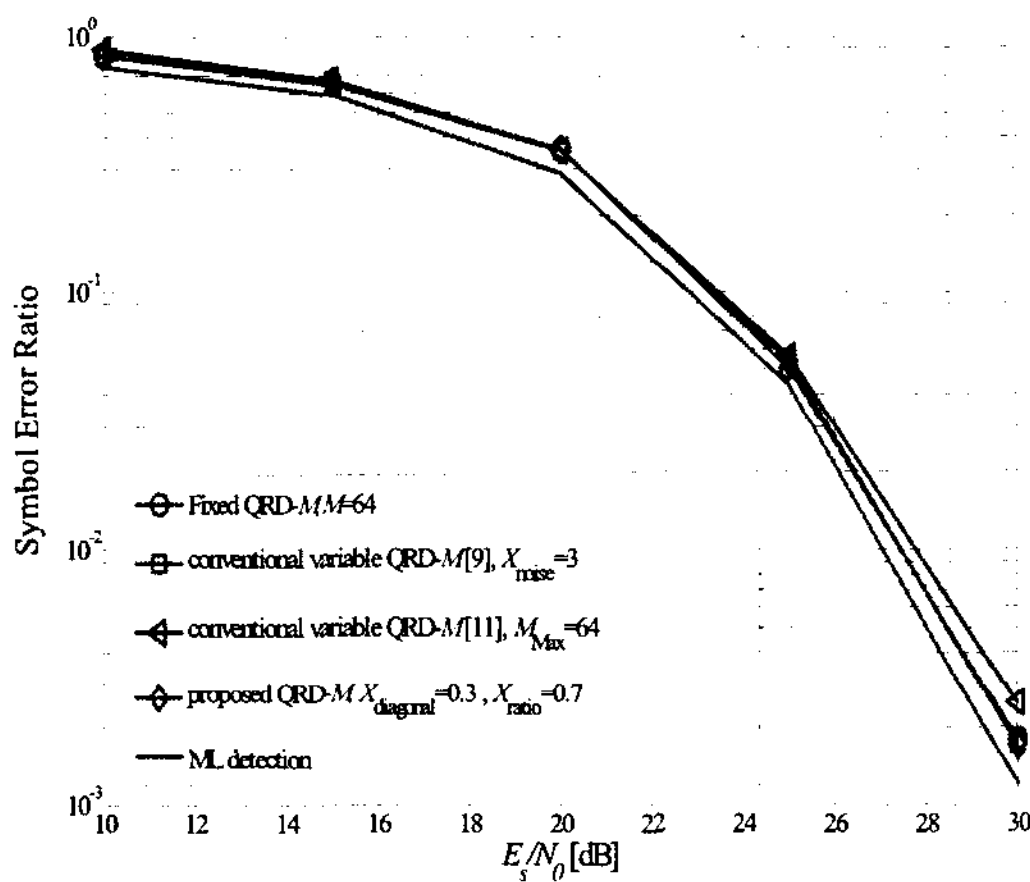


그림 15. 기존의 QRD-M 기법과 제안된 기법의 성능 비교 ($N=L=4$, 64 QAM)

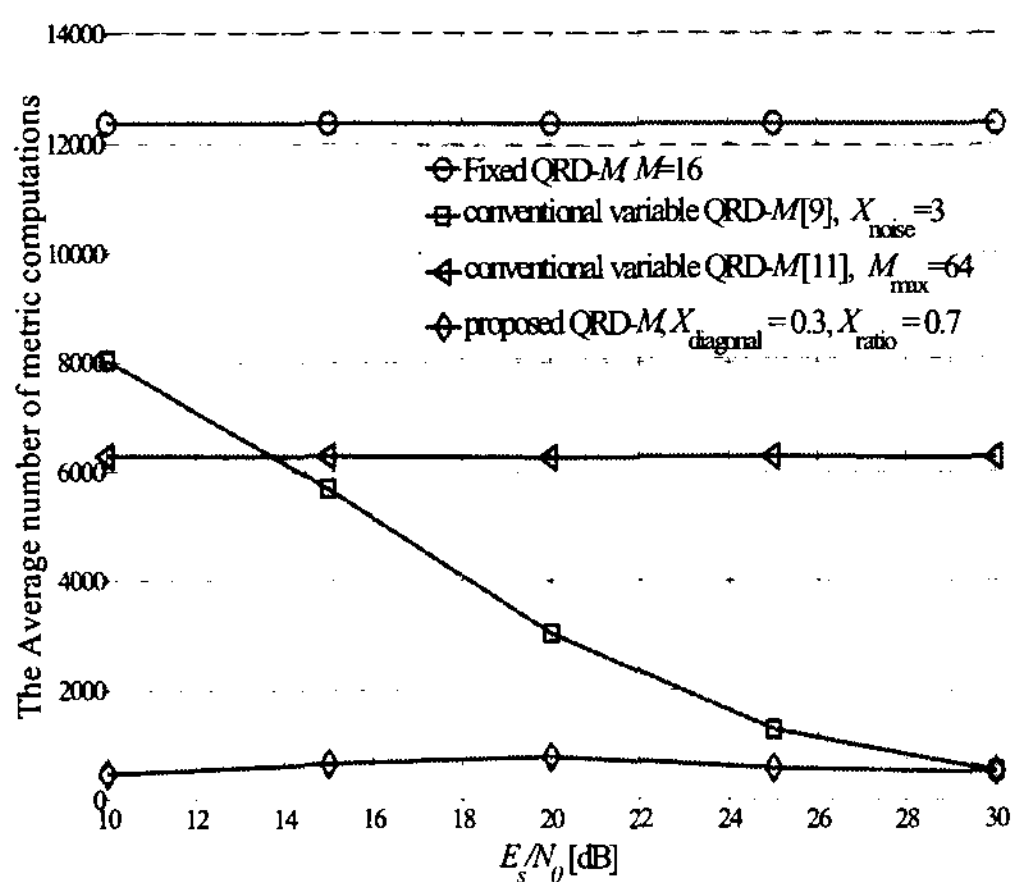


그림 16. 기존의 QRD-M 기법과 제안된 기법의 metric 계산량 비교 ($N=L=4$, 16 QAM)

VI. 결 론

본 논문에서는 잡음 전력을 측정 하지 않지만, 채널 이득 성분 및 순간적인 수신 잡음의 크기까지 모두 고려하여 M 을 적절하게 조절하는 개선된 적응형 QRD-M 기법을 제안하였다. 각 detection layer마다 최소값을 가지는 두 개의 path metric의 ratio를 채널 상태를 판별하는 지표(indicator)로 사용하므로, SNR을 측정해야 하는 부담을 덜 수 있다. 제안된 기법은 MLD의 성능에 근접하면서, 계산량은 기존의 고정 QRD-M 뿐 아니라 적응형 QRD-M 기법에 비해 확연히 줄어 든 장점을 가진다.

참 고 문 헌

- [1] C. Jankiraman Space-Time codes and MIMO systems, Artech House, 2004, ISBN-1-58053-865-7.
- [2] E. Viterbo and J. Boutros, "A Universal Lattice Decoder for Fading Channels," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.45, pp. 1639-1642, July 1999.
- [3] J. Yin, H.N Lee, M. Ahmed, B.Ryu and Lewis Peterson, "Iterative MMSE-Sphere List Detection and Graph Decoding MIMO OFDM Transceiver," IEEE Vehicular Technology Conference, May 2004.
- [4] Wanlun Zhao and Georgios B. Giannakis, "Sphere Decoding Algorithms With Improved Radius Search" IEEE Transactions on Communications, Vol.53, No.7, JULY 2005.
- [5] Joakim Jalden and Bjorn Ottersten, "An Exponential Lower Bound on the Expected Complexity of Sphere Decoding," IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, May 2004.
- [6] Mohamed Oussama Damen, Hesham El Gamal and Giuseppe Caire, "On Maximum-Likelihood Detection and the Search for the Closest Lattice Point," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol.49, pp.2389-2402, Oct. 2003.
- [7] Chin, W.H. "QRD Based Tree Search Data Detection for MIMO Communication Systems", Vehicular Technology Conference, 2005. VTC 2005-Spring. 2005 IEEE 61st.

- [8] B. Kim, K. Choi "Low complexity QRD-M Algorithm Based on Limited search Area for MIMO Systems", to appear in VTC 2008 spring, <http://bwc.yu.ac.kr/110408.pdf>.
- [9] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, and M. Sawahashi, "Adaptive Control of Surviving Symbol Replica Candidates in QRM-MLD for OFDM MIMO Multiplexing," IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol.24, No.6, pp.1130-1140, June 2006.
- [10] K.J. Kim, J. Yue. R.A, Iltis J.D.Gibson IEEE "A QRD-M/Kalman Filter-Based Detection and Channel Estimation Algorithm for MIMO-OFDM Systems" Transactions on wireless communications, Vol.4, No.2, pp. 710-721, March 2005.
- [11] Wei Peng, Shanodan Ma, Tung Sang Ng, and Jiang Zhou Wang "Adaptive QRD-M Detection with Variable Number of Surviving Paths for MIMO Systems", Communications and Information Technologies, 2007. ISCIT '07, Oct 2007.
- [12] J. Kim, J. Kang and C. Lee, "An Adaptive K-best Detection Algorithm for MIMO Systems", Journal of The Institute of Electronic Engineers of Korea, Vol.43-TC, No.10, pp1-7, Oct 2006.

김 봉 석 (Bong-seok Kim)

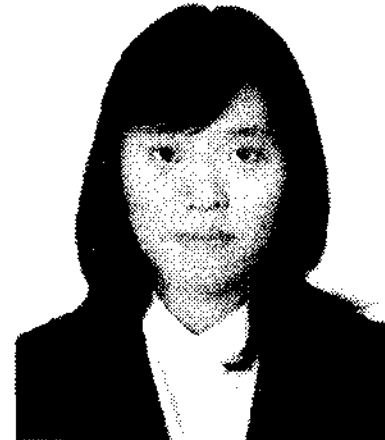
준회원



2005년 2월 영남대학교 전자공학
과졸업
2007년 3월~현재 영남대학교 정
보통신공학과 석사과정
<관심분야> MIMO detection
알고리즘, OFDM 기반 다중반송
파 전송방식

김 한 나 (Hannah Kim)

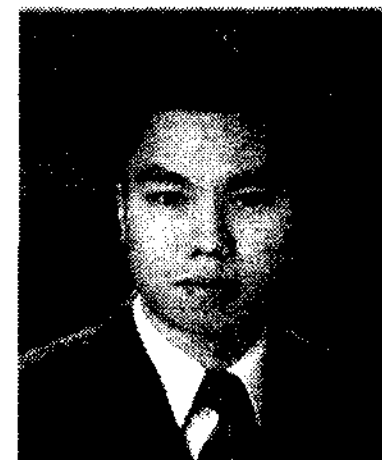
준회원



2007년 2월 영남대학교 전자공학
과졸업
2008년 3월~현재 영남대학교 정
보통신공학과 석사과정
<관심분야> MIMO detection
알고리즘

최 권 휴 (Kwonhue Choi)

종신회원



1994년 2월 포항공과대학교 전
자전기공학과 졸업
1996년 2월 포항공과대학교 전
자전기공학과 석사
2000년 2월 포항공과대학교 전
자전기공학과 박사
2000년 4월~2003년 2월 한국전
자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역 무선
전송 연구팀 선임연구원
2003년 2월~현재 영남대학교 전자정보공학부 정보통
신공학전공 조교수
<관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식, MIMO
detection 알고리즘, CDMA 시스템