

적응형 검색 범위 기반 복잡도 감소 QRD-M MIMO 검출 기법

준회원 김 봉 석*, 종신회원 최 권 휴*

Low Complexity QRD-M MIMO Detection Algorithm Based on Adaptive Search Area

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

요 약

본 논문에서는 MIMO 시스템을 위한 적응형 검색범위 기반 복잡도 감소 QRD-M 기법을 제안한다. 기존의 QRD-M 기법은 각 단계에서 survivor path들을 현 단계의 모든 가능한 성상도 심벌들로 확장하여 그 중 가장 작은 path metric을 가지는 M 개를 선택한다. 그러나, 채널 상황에 따라 모든 심벌이 아닌 임시적으로 추정된 심벌의 이웃하는 포인트들로 그 검색 범위를 적절하게 줄인다 하더라도, 성능저하가 없음을 파악하였다. 이러한 특성을 이용하여, 본 논문에서는 작은 계산량으로도 MLD의 성능에 근접하는 새로운 기법을 제안한다. 채널의 신뢰도를 나타내는 지표(indicator)로써, SNR값을 측정할 필요없는 단계들 간의 채널 이득의 비를 이용한다. 실험 결과에서는 제안된 기법이 Maximum Likelihood Detection (MLD)의 성능에 근접하면서, 계산량은 기존의 QRD-M 기법에 비해 확연하게 작다는 것을 보인다.

Key Words : MIMO, QRD-M, Limited search area, M -algorithm

ABSTRACT

A very low complexity QRD-M algorithm based on adaptive search area is proposed for MIMO systems. The conventional QRD-M scheme extends each survivor paths to all constellation symbols at each layer and selects M paths of minimum path metrics. We found that performance will not be degraded even if we adaptively restrict the survivor path extension only to the neighboring points of temporary detection symbol according to the channel condition at each layer. By employing this feature, we propose a new QRD-M algorithm achieving the near MLD performance with a reduced complexity. We employ the channel gain ratio among the layers as a channel condition indicator, which does not require SNR estimation. The simulation results show that the proposed scheme effectively achieves near MLD performance while maintaining the overall average computation complexity much smaller than the conventional QRD-M algorithm.

I. 서 론

최근 무선 통신 환경에서 고속 데이터 전송이 요

구되면서, MIMO 시스템에 대한 관심이 늘고있다^[1]. MIMO 시스템은 송수신 안테나의 개수가 늘어남에 따라, 다이버시티 이득 및 전송속도의 이득을 가진다.

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

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

논문번호 : KICS2008-04-156, 접수일자 : 2008년 4월 7일, 최종논문접수일자: 2008년 6월 3일

MIMO 시스템에서 가장 이상적인 성능을 가지는 검출방법은 MLD이다. MLD는 송신 안테나에서 보내지는 모든 가능한 심벌에 대해 Euclidean distance를 비교하므로 최적의 성능을 가지는 반면, 변조 방식의 레벨이 늘어나거나, 송신 안테나 개수가 증가함에 따라 그 계산량이 지수적으로 증가하는 단점을 가진다. 이를 보완하기 위해 제안된 여러가지 알고리즘 가운데, 성능은 MLD에 근접하면서, 계산량은 MLD에 비해 작은 SD(Sphere Decoding) 알고리즘과 QRD-M 알고리즘이 연구되어 오고 있다^[2-8].

QRD-M 기법은 survivor path들의 개수인, M 의 크기에 따라 성능과 계산량의 trade-off를 가지는 tree-search 구조로서, 계산량은 M 과 각 단계에서 수신신호와 Euclidean distance를 비교하는 모든 가능한 심벌들의 개수인 C (일반적으로 모든 성상도 심벌 개수)의 곱에 의해 결정되어진다. MLD의 성능에 근접하기 위해서는 모든 단계에서 정확한 path를 포함하는 큰 값의 M 을 사용하여야 하므로 여전히 큰 계산량이 요구된다. 최근에는, 기존의 QRD-M 기법의 첫 번째와 마지막 단계의 불필요한 계산을 피하므로 기존의 기법과 동일한 성능을 유지하면서 계산량은 감소시킨 QRD-M 기법이 제안되었다^[9]. 그러나, 이 기법 역시 채널의 상태를 고려하지 않은 채 고정된 M 과 C 값을 사용하고 있으므로 여전히 불필요한 계산량이 많이 남아있다. 이를 개선하기 위한 방법으로 채널 환경에 따라 생존 path의 개수, M (또는 K)을 적절하게 조절하여 계산량을 효율적으로 줄이는 적응형 tree-search 기법들이 제안되어 왔다^{[8],[10-14]}. 최근에는 C 값 역시 채널 상태에 따라 효과적으로 조절하는 방법에 대한 연구가 검토되기 시작했는데, [15]에서는 각 단계에 해당하는 채널 행렬의 이득을 기반으로 채널 상태를 추정하여, 후보 심벌들의 개수를 적절히 바꾸어 전체 계산량을 줄이는 기법을 제안하였다. 하지만, 채널상태에 따라 후보 심벌의 개수가 결정된다고 하더라도, 가장 작은 path metric을 가지는 C 개의 심벌을 선택하기 위해서는 먼저 모든 성상도 심벌의 path metric을 계산해야 하므로 전체 계산량을 줄이는 효과는 크다고 할 수 없다.

본 논문에서 제안된 QRD-M 기법은 각 단계에서 임시적으로 추정된 심벌의 이웃하는 심벌들만으로 검색 범위를 제한하고 채널 상태에 따라 그 범위를 조절한다. 참고문헌 [15]와 달리, 단지 추정된 심벌의 이웃하는 C 개의 심벌들이 가장 작은 path metric을 유지하는 사실을 이용하여 모든 가능한 심벌에

대해 path metric을 비교해보지 않으므로 전체 계산량을 확연히 감소시킬 수 있다. 이러한 특성은 MLD와 근접한 성능을 가지는 큰 M 을 사용하더라도, 아주 작은 M 을 사용한 QRD-M 기법의 계산량을 가지게 한다.

본 논문에서는 채널 상태 판별 척도(indicator)로써 [14]에서 제시된 것 처럼 상삼각행렬 R 의 대각성분의 비를 이용한다. 채널 상태가 매우 좋은 경우, 임시적으로 얻어진 QRD 심벌은 정확한 심벌의 가까운 곳에 위치할 것이므로 아주 작은 검색범위, 즉 아주 작은 C 값을 사용하더라도 정확한 심벌을 놓치지 않을 수 있다. 이와는 반대로, 채널 환경이 좋지 못한 경우에는 임시적으로 얻어진 QRD 심벌이 정확한 심벌과 멀리 떨어져 있을 가능성이 크기 때문에, 검색 범위를 넓혀 정확한 심벌을 놓치지 않도록 한다. 결론적으로, 제안된 기법은 채널의 상태에 따라 검색 범위의 크기, 즉 C 값을 적절하게 조절하므로 계산량은 기존의 QRD-M 방식에 비해 확연히 감소시키면서, MLD와 거의 근접한 성능을 가진다. 최근 연구되어오고 있는 채널환경에 따라 적절하게 M 을 조절하는 기법[8], [10-14]과 C 를 효율적으로 바꾸는 제안된 기법을 동시에 적용시킨다면 더욱더 효과적인 계산량 절감을 기대할 수 있다. 이에 대한 연구도 현재 본 논문의 저자들이 진행중이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서 시스템의 구성에 대해, III절에서는 기존의 QRD-M 방식에 대해 논의한다. 채널에 따라 검색 범위를 적절하게 조절하는 제안된 방식의 QRD-M 알고리즘은 IV절에서, V절에서는 기존의 방식과 제안된 방식의 성능 및 계산량을 비교한 실험결과를 보여줄 것이다.

II. 시스템 구성

본 논문에서는 N 개의 송신 안테나와 L 개의 수신 안테나로 구성된 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템 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) 성상도로 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. 채널 행렬 H 의

성분 h_{ij} 는 평균은 0이고 분산은 1인 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 0이고 분산, σ^2 은 아래와 같이 주어진다.

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

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

III. 기존의 제안된 QRD-M 기법들

QRD-M 기법은 tree-search 알고리즘(또는 M -알고리즘, K -best 알고리즘)을 기반으로 한 기법이다. Tree-search 알고리즘은 각 단계에서 확장된 path metric들 가운데 신뢰도가 높다고 판단되는 M 개의 path들을 선택하고, 나머지 가능성이 없다고 판단되어진 path들은 고려하지 않으므로, MLD에 비해 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 상삼각행렬 R 을 얻는다.

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

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

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

여기서 \tilde{y} 는 $Q^H y$, \tilde{n} 은 $Q^H n$ 로 정의 된다.

식 (4)의 수신벡터 \tilde{y} 를 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 검출 단계, 즉 N 번째 송신 심벌을 추정하는 단계에서의 path metric은 아래와 같이 계산되어진다.

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

여기서, $\tilde{s}_{N,l}$ 은 s_N 의 l 번째 후보심벌을 나타낸다. 여기서 Euclidean distance의 값이 최소가 되는 M 개의 후보 path들 만을 선택하고, 나머지 path들은 삭제한다. 다음으로 i 번째 검출 단계(R 의 $N-i+1$ 번째 행)에서의 m 번째 까지 누적된 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 l 번째 후보심벌을 나타낸다. 그림 1은 기존의 QRD-M 기법이 $N=L=4$ 일 때의 구조를 예를 들어 설명하고 있다. 단계의 개수는 송신 안테나의 개수 N 과 같고, 각 단계에서 M 개의 노드들을 유지하면서 다음 단계로 넘어간다. 마지막 N 번째 검출 단계에서는 가장 작은 누적된 path metric을 가지는 path를 선택하여 검출 심벌 벡터로 추정한다.

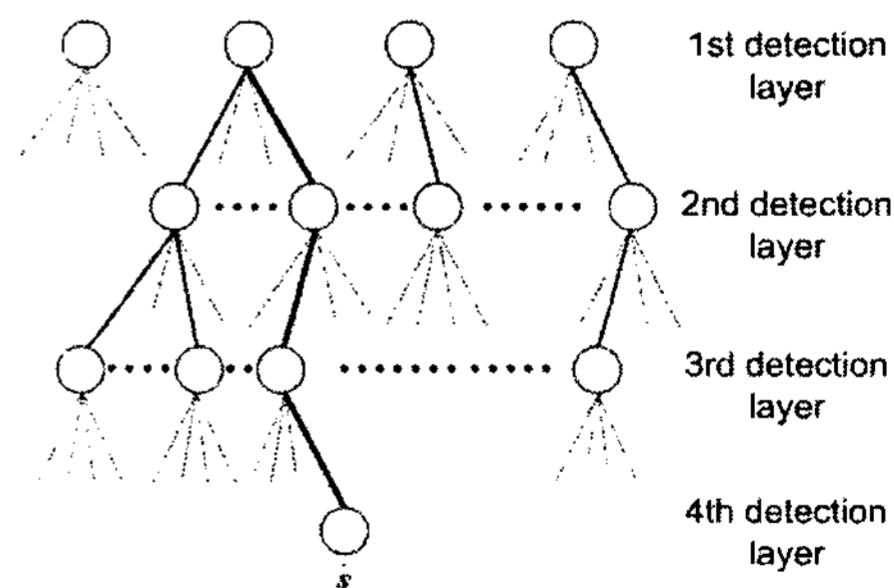


그림 1. 기존의 QRD-M($M=4$) 기법의 예 ($N=L=4$, QPSK)

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 곱하여, 식(4)의 형식으로 만든다.

- 3) 각각의 모든 path들에 대해 후보 심벌의 개수인 C 개의 노드들로 확장한다.
- 4) 식(7)을 이용하여 path metric값들을 계산한다.
- 5) path metric값들을 오름차순으로 정렬한 후, 그 중 최소값을 갖는 M 개의 survivor path들을 선택한 후 다음 검출 단계로 넘어간다.
- 6) 순서 3)으로 돌아가 마지막 검출 단계까지 이 순서를 반복한다.
- 7) 마지막 검출 단계에서는 현재까지 누적된 path metric들 중에서 최소값을 갖는 하나의 path를 선택하여, 송신 검출 심벌벡터로 추정해낸다.

본 논문에서는 검출 과정 가운데 path metric을 계산하는 과정이 가장 많은 비중을 차지하므로, 계산되는 path metric의 양으로 각 기법의 계산량을 판단할 것이다. 기존의 QRD-M 방식에서 요구되어지는 path metric 계산량, $T_{conventional}$ 은 다음과 같이 계산되어진다^{[10],[12]}.

$$T_{conventional} = C + MC(N-1). \quad (8)$$

이 계산량은 MLD에서 요구되는 C^N 에 비해서는 아주 작은 양이지만, MLD에 근접하는 성능을 얻기 위해서는 아주 큰 M 값을 사용하여야 하므로, 여전히 높은 계산량이 요구된다.

최근 기존의 QRD-M 기법과 동일한 성능을 가지면서 첫 번째와 마지막 검출 단계에서 불필요한 계산량을 제거하여 전체 계산량을 감소시킨 기법이 제안되었다^[9]. 이 기법의 계산량을 $T_{reduced}$ 라고 정의하면 다음과 같이 계산되어진다.

$$T_{reduced} = MC(N-2). \quad (9)$$

QRD-M 방식에서의 계산량은 식 (8), (9)에서 알 수 있듯이 M 과 C 의 곱에 의해 결정되어진다. 하지만 이 기법 역시 채널 상태를 고려하지 않은, 고정된 M 과 C 값을 사용하므로 계산량을 줄이는 데 있어 효율적이지 못한 부분이 여전히 남아있다. 이러한 단점을 보완하기 위해, 본 논문에서는 채널 상태에 따라, 각 단계마다 임시적으로 추정된 심벌의 이웃하는 심벌들로 검색 범위를 적절하게 선택하므로, 모든 가능한 심벌에 대한 path metric을 비교할 필요없이 이웃하는 C 개의 심벌만을 효율적으로 선택하여 전체 계산량을 확연히 감소시키는 새로운 방식의 QRD-M 기법을 다음 절에서 설명하고자 한다.

IV. 적응형 검색 범위 기반 복잡도 감소 QRD-M 기법

이번 절에서는 적응형 검색범위를 사용하여 전체 계산량을 감소시키는 제안된 QRD-M 기법을 소개한다. 제안된 기법은 모든 성상도 심벌들을 후보 심벌로 사용하는 기존의 기법과 달리, QRD에 의해 임시적으로 추정된 심벌의 이웃하는 심벌들 만으로 그 대상을 적절하게 조절하여 전체 계산량을 줄인다.

본 논문에서는 채널 상태, 다시 말해 QRD에 의해 추정된 심벌의 신뢰도를 판별하는 척도로 [14]와 유사하게, 상삼각 행렬 R 의 대각성분들의 비를 이용한다. 본 논문에서는 i 번째 검출 단계에서의 채널 신뢰도를 판별하기 위한 기준을 나타내는 변수, $\xi^{[i]}$,를 다음과 같이 계산한다.

$$\xi^{[i]} = |R_{N-i+1, N-i+1}|^2 / \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |R_{k,k}|^2. \quad (10)$$

식(10)에서 알 수 있듯이, $\xi^{[i]}$ 를 임의의 신호 크기와 SNR 값에 독립된 값으로 사용하기 위해서, 각 검출하고자 하는 심벌에 해당하는 상삼각 행렬 R 의 대각 성분의 제곱값을 전체 제곱의 평균값으로 정규화(normalization)하였다.

채널상태의 지표인 $\xi^{[i]}$ 이 큰 경우, 채널 상태가 좋다고 판단하므로, 기존의 기법에서 사용했던 모든 성상도의 심벌을 대상으로 하는 전체 검색 범위(full-search area) 대신, 임시적으로 추정되어진 심벌의 이웃하는 심벌들만으로도 그 대상을 줄인, 제한된 검색범위(limited-search area)를 적용하더라도 정확한 심벌을 놓치지 않을 것으로 추정한다. 반대로, $\xi^{[i]}$ 이 작은 경우, 채널 상태가 좋지 않은 경우이므로 임시적으로 추정된 심벌과 정확한 심벌은 멀리 떨어져 있을 가능성이 크기 때문에 정확한 심벌을 놓치지 않도록 검색 범위를 넓게 가져가야 한다.

그림 2에서는 $\xi^{[i]}$ 를 기반으로 설정된 i 번째 검출 단계에서의 16QAM 검색 범위의 4가지 모드의 예를 보여준다. 제안된 기법에서는 i 번째 검출 단계에서 얻어지는 심벌을 $d^{[i]}$ 로, 그것에 가장 가까운 심벌로 slicing하여 얻어진 심벌을 $\hat{d}^{[i]}$ 로 정의하며, 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$d^{[i]} = \left(\tilde{y}_{N-i+1} - \sum_{k=N-i+2}^N R_{N-i+1,k} \cdot \tilde{s}_k \right) / R_{N-i+1, N-i+1}, \quad (11)$$

$$\hat{d}^{[i]} = Q(d^{[i]}), \quad (12)$$

여기서 $Q(\cdot)$ 는 입력된 값을 가장 가까운 심벌로 slicing 하는 함수이다. 4가지 모드의 검색 범위는 미리 결정된 threshold 값인 ξ_{low} , ξ_{mid} , ξ_{high} 값과 $\xi^{[i]}$ 의 값의 비교에 의해 선택된다. 그리고 i 번째 검출 단계에서 적용될 검색 범위의 크기, 다시 말해 채널 신뢰도에 의해 결정된 후보심벌의 개수를 $\tilde{C}^{[i]}$ 라고 정의를 했을 때 제안된 기법의 기준은 다음과 같이 정의된다.

- 1) 만일 $\xi^{[i]} > \xi_{high}$ 라면, 현재 채널 상태가 아주 좋은 상태라고 판단하고, 임시적으로 얻어진 심벌, $d^{[i]}$ 가 정확한 심벌과 아주 가까이 있을 것으로 예상하여, 그림 2의 (a)와 같은 $\tilde{C}^{[i]} = 1$ 인 Mode I의 검색 범위를 적용한다.
- 2) 만일 $\xi_{mid} < \xi^{[i]} < \xi_{high}$ 라면, 현재 채널 상태가 나쁘지 않다고 판단되어지므로, $d^{[i]}$ 는 정확한 심벌과 적당히 가까운 곳에 위치할 것으로 예상하여, 그림 2의 (b)와 같은 $\tilde{C}^{[i]} = 4$ 인 Mode II의 검색 범위를 적용한다.
- 3) 만일 $\xi_{low} < \xi^{[i]} < \xi_{mid}$ 라면, 현재 채널 상태가 좋지 않다고 판단하고, $d^{[i]}$ 는 정확한 심벌과 적당히 떨어진 곳에 위치할 것으로 예상하여, $d^{[i]}$ 를 slicing 하여 얻은 $\hat{d}^{[i]}$ 의 이웃하는 심벌들을 가져가는 그림 2의 (c)와 같은 $\tilde{C}^{[i]} = 9$ 인 Mode III의 검색 범위를 적용한다.
- 4) 만일 $\xi^{[i]} < \xi_{low}$ 라면, 현재 채널 상태가 나쁘다고 판단되므로, $d^{[i]}$ 의 신뢰도가 아주 떨어지게 되어 정확한 심벌과 멀리 떨어질 가능성이 있으므로, 그림 2의 (d)와 같은 $\tilde{C}^{[i]} = 16$ 인 Mode IV의 검색 범위를 적용한다.

각 Mode를 효율적으로 선택하기 위해서는, 적응형 검색 범위 안에 정확한 심벌을 반드시 포함하면서 가능한 작은 후보 심벌을 선택해주는 threshold 값, ξ_{low} , ξ_{mid} , ξ_{high} 을 적절하게 결정해야 한다. 그 특성을 알아보기 위해 그림 3, 4는 첫째, 둘째 검출 단계에서, 모든 정상도 심벌들에 대해 path metric 값을 구한 후 오름차순으로 정렬하고, 정확한 path의 metric이 첫 번째, 두 번째, 네 번째, 다섯 번째,

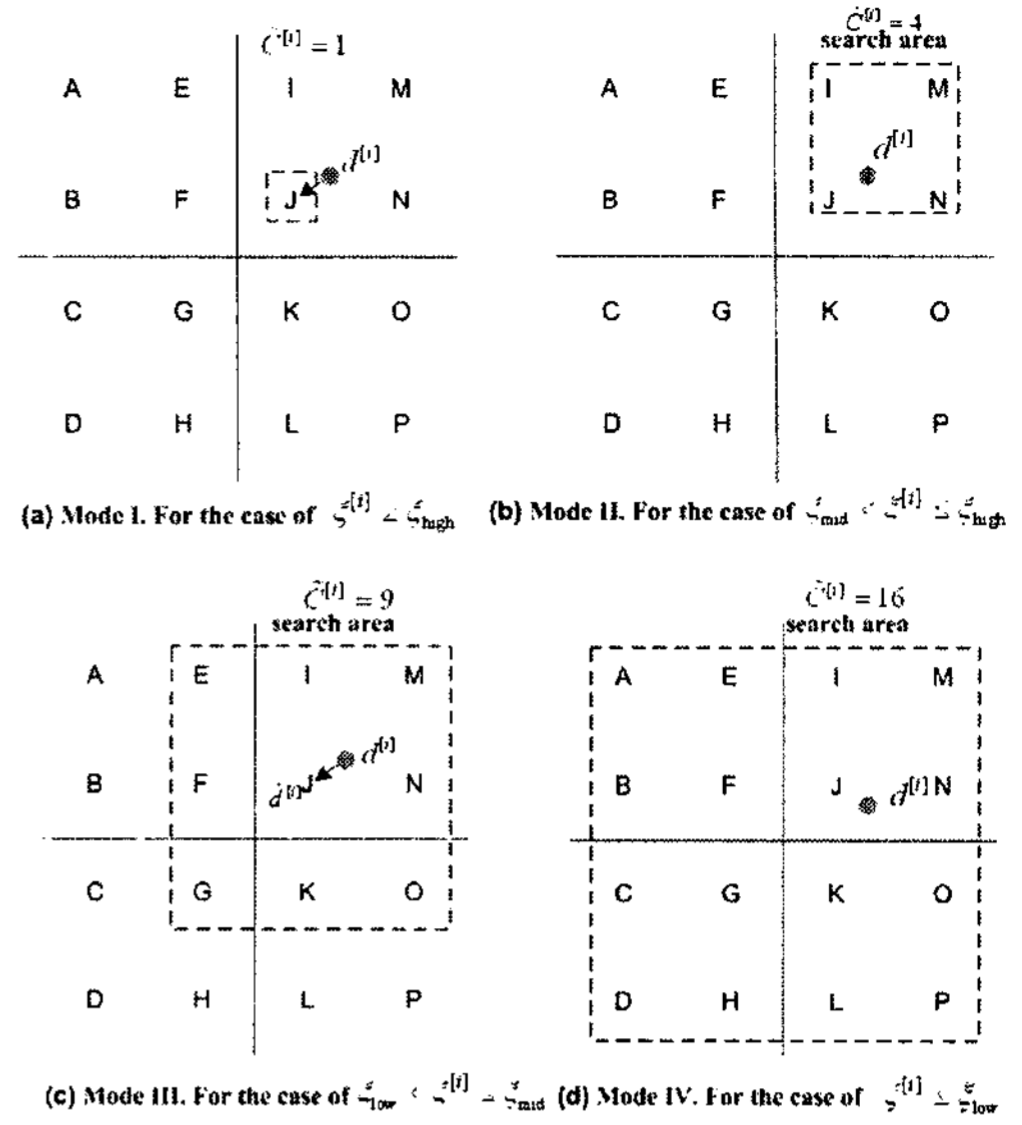


그림 2. 제안된 4-Mode 적응형 검색 범위의 예

아홉 번째, 열 번째 최소값을 가지는 경우의 $\xi^{[i]}$ 에 대한 누적 분포 함수(Cumulative Distribution Function : CDF)를 그린 것이다. 그림 3, 4를 통해 각 정확한 path의 metric값이 몇 번째 최소값을 가지느냐에 따라 각기 다른 특성을 가지고 있음을 관찰할 수 있다. 채널 지표, $\xi^{[i]} > 1.2$ 인 경우의 분포를 관찰해보면, 정확한 path의 metric값이 첫 번째 최소값인 경우만 존재하고, $\xi^{[i]} > 0.7$ 인 경우에는 정확한 path의 metric이 거의 첫 번째에서 네 번째인 경우만 거의 존재한다는 것을 알 수 있다. 이러한 $\xi^{[i]}$ 분포의 특성은 검색 범위의 크기를 효율적으로

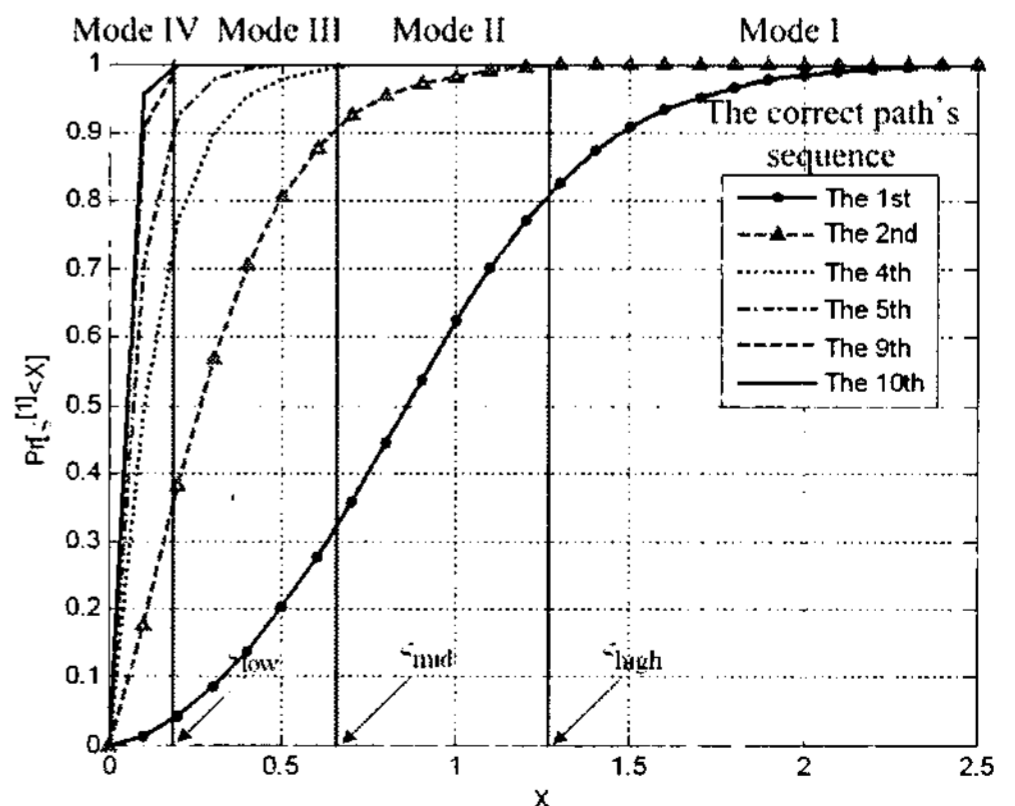


그림 3. 첫 번째 검출 단계에서 정확한 path의 metric이 1 번째, 2번째, 4번째, 5번째, 9번째, 10번째 최소값을 가지는 경우, $\xi^{[i]}$ 의 CDF (16QAM, $N=L=4$)

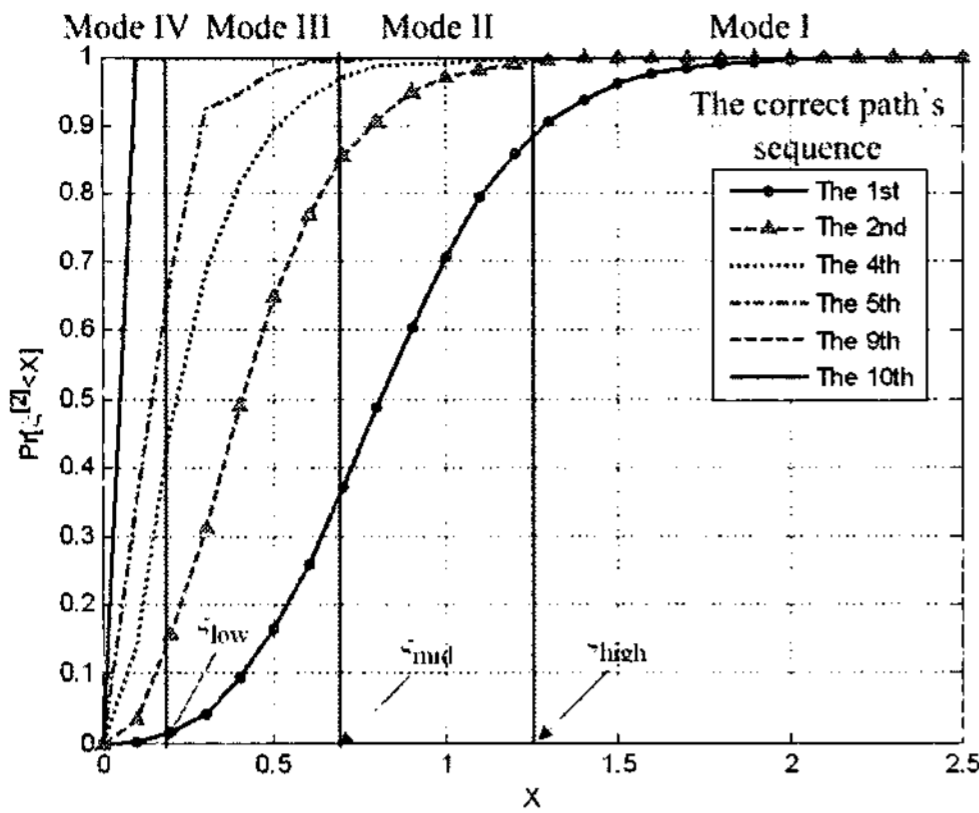


그림 4. 두 번째 검출 단계에서 정확한 path의 metric이 1 번째, 2번째, 4번째, 5번째, 9번째, 10번째 최소값을 가지는 경우, $\xi^{(2)}$ 의 CDF (16QAM, $N=L=4$)

정할 수 있게 해 준다. 만일 $\xi^{(i)} > 1.2$ 인 경우에는 정확한 path의 metric의 최소값이 첫 번째인 경우의 확률이 아주 높아서 안전하게 Mode I의 검색 범위를 적용시킬 수 있으므로, $\xi_{high} = 1.2$ 으로 설정한다. 또, $\xi^{(i)} > 0.7$ 인 경우에는 정확한 path의 metric의 최소값이 적어도 네 번째를 넘길 확률이 거의 없어서 검색 범위의 크기를 Mode II로 설정할 수 있으므로 $\xi_{mid} = 0.7$ 로 설정한다. 같은 방식으로, Mode III과 Mode IV를 결정해주는 threshold 값, ξ_{low} 을 설정할 수 있는데, $\xi_{low} > 0.2$ 인 경우 path의 metric의 최소값이 적어도 아홉 번째를 넘어가는 확률이 없으므로, $\xi_{low} = 0.2$ 로 결정한다. 이 기준을 사용하여, 각 검출 단계에서의 검색 범위를 효율적으로 설정하므로, 기존의 QRD-M 방식에 비해 성능의 저하 없이 전체 계산량을 감소시킬 수 있다.

그림 5에서는 제안된 기법의 Mode II, III에서, 임시적으로 얻어진 심벌, $d^{(i)}$ 가 정상도의 가장자리에 위치한 경우 결정된 검색 범위를 보여준다. 그림에서 알 수 있듯이 정상도의 가장자리에 떨어진 경우 검색 범위를 추가적으로 감소시킬 수 있다.

그림 6에서는 제안된 기법을 $\tilde{C}^{(1)}=9$, $\tilde{C}^{(2)}=4$, $\tilde{C}^{(3)}=16$, $\tilde{C}^{(4)}=1$ 인 경우를 예를 들어 설명하고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 첫 번째 검출 단계에서는 Mode III이 적용되어 QRD에 의해 얻어진 심벌을 중심으로 그 이웃하는 심벌이 후보 심벌이 되어, $\tilde{C}^{(1)}=9$ 로 검색 범위를 설정하고 있음을 알 수 있다.

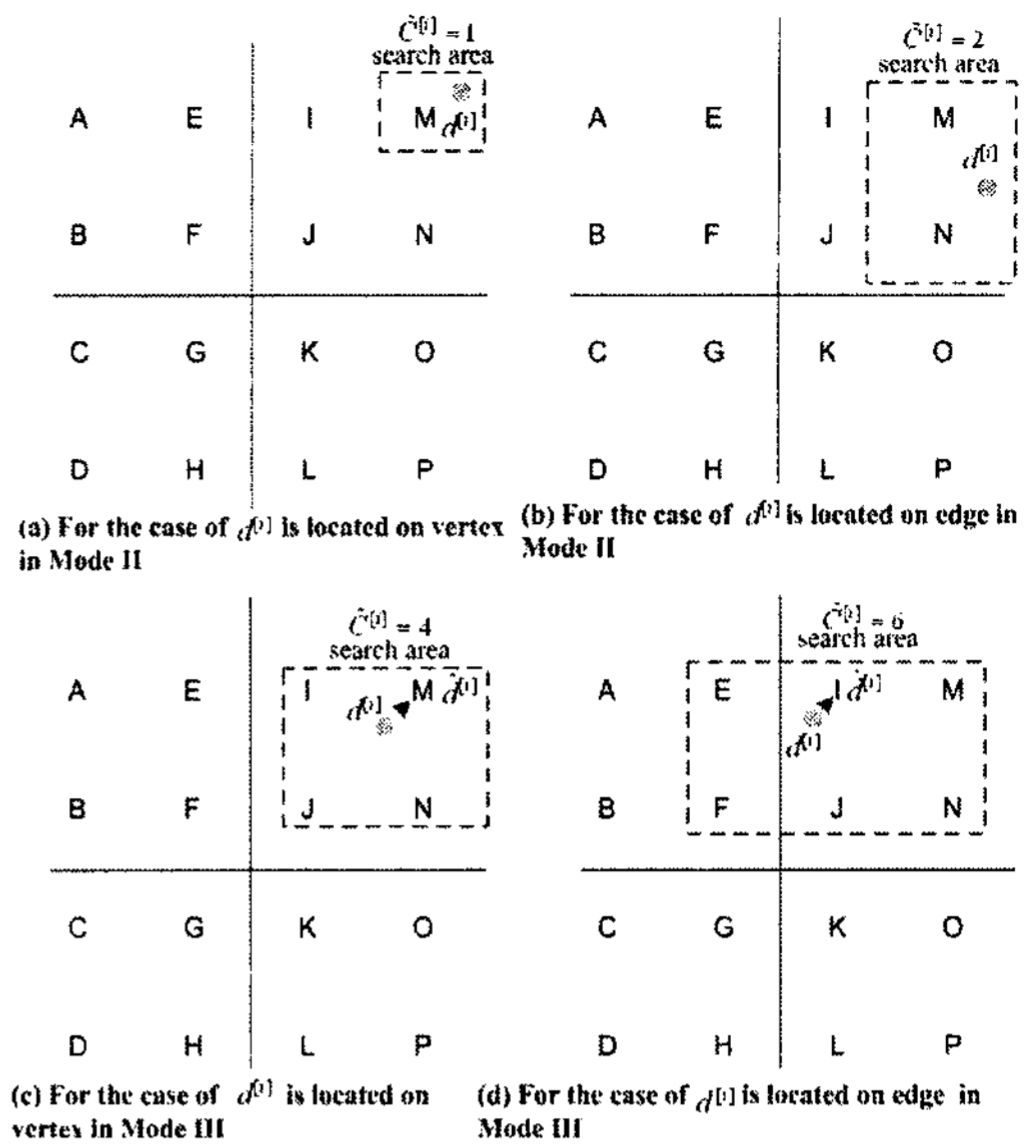


그림 5. 제안된 limited-search area의 특별한 경우의 예

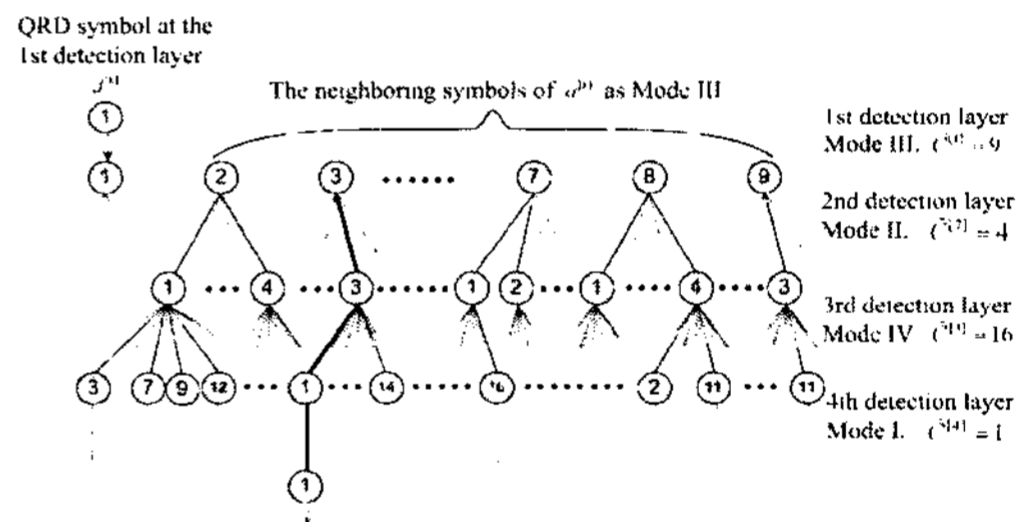


그림 6. 제안된 기법의 예 (16QAM, $N=L=4$)

마찬가지로, 두 번째부터 마지막 검출 단계까지 각각 Mode II, IV, I이 적용되어 검색범위의 크기, C 가 레이어마다 적절히 바뀌고 있음을 알 수 있다.

제안된 기법의 metric 계산량, T 는 다음과 같이 표현되어진다.

$$T = E\left(\bar{C}^{(1)} + M^{(1)}(\bar{C}^{(2)} + \bar{C}^{(3)} + \dots + \bar{C}^{(N)})\right) \quad (13)$$

여기서, $\bar{C}^{(i)}$, $M^{(i)}$ 는 각각 i 번째 검출 단계에서의 $\tilde{C}^{(i)}$ 의 평균값과 M 값을 나타내고, $E(\cdot)$ 는 평균값을 구하는 연산자를 나타낸다. 제안된 기법의 계산량을 정의하는 데, $M^{(i)}$ 를 적용하는 이유는 기존의 QRD-M 기법과 달리 확장시킨 path들의 개수가 M 보다 작은 경우가 발생할 수 있기 때문이다. 예를들어 $\tilde{C}^{(1)} < M$ 인 경우, M 개가 아닌 $\tilde{C}^{(1)}$ 개의 survivor path를 다음 단계로 가져가게 되므로,

$M^{[1]} = \tilde{C}^{[1]}$ 가 된다. 따라서 두 번째 검출 단계에서의 확장된 path들의 개수는 $\tilde{C}^{[1]} \times \tilde{C}^{[2]}$ 가 되고, 이것 역시 여전히 M 보다 작을 수 있으므로, $M^{[i]}$ 에 대한 정의를 다음과 같이 요약할 수 있다.

$$M^{[i]} = \begin{cases} \tilde{C}^{[1]}, & \text{if } i=1, \\ M^{[i-1]} \tilde{C}^{[i-1]}, & \text{if } M^{[i-1]} \tilde{C}^{[i-1]} < M, \text{ if } i>1 \\ M, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (14)$$

참고문헌 [9]에서 첫 번째와 마지막 검출 단계에서 불필요한 계산량을 줄인 방식을 적용하면 제안된 기법의 metric 계산량을 나타내는 식(13)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$T_{proposed} = E(M^{[i]}(\tilde{C}^{[2]} + \tilde{C}^{[3]} + \dots + \tilde{C}^{[N-1]})). \quad (15)$$

식(9)와 (15)를 비교하면, $C_{conventional}$ 를 기존의 QRD-M 기법의 검색 범위의 크기, 즉 모든 성상도 심벌의 개수라고 하면, 항상 $\tilde{C}^{[i]} \leq C_{conventional}$ 이므로 제안된 기법이 기존의 기법에 비해 전체 계산량이 확연히 줄어들 것을 예측할 수 있다. 더욱이 $M^{[i]} \leq M$ 이므로 계산량은 추가적으로 줄게될 것이다. 다음 절에서 논의될 실험 결과에서는 제안된 기법의 평균 계산량은 같은 성능을 가지는 기존의 QRD-M 기법의 계산량에 비해 확연히 작다는 것을 보여준다.

V. 실험결과

이번 절에서는 제안된 QRD-M 기법의 실험결과에 대해 논의한다. 실험 환경은 송수신 안테나의 개수가 3, 4, 5개일 때, 16QAM의 변조방식을 사용하였다. 제안된 기법은 threshold 값을 $(\xi_{low}, \xi_{mid}, \xi_{high}) = (0.2, 0.7, 1.2)$, $M=16$ 으로 설정하였다. 또, 제안된 기법의 채널상태에 따른 적응도(adaptation)의 이득을 관찰하기 위해, 첫 번째 검출 단계에서는 $\tilde{C}^{[1]} = 16$ 인 Mode IV, 나머지 검출 단계에서는 $\tilde{C}^{[2-N]} = 9$ 인 Mode III으로 동작하는 비적응 방식도 함께 고려하였다. 이 방식을 앞으로 'fixed limited-search QRD-M 방식'이라고 명명할 것이다. 제안된 기법의 성능을 평가하기 위해 모든 성상도 심벌을 사용하는 QRD-M 방식($M=4, 16$), 앞에서 언급한 fixed limited-search area QRD-M 기법

및 MLD와 성능 및 계산량을 비교한다. 여기서 기존의 QRD-M 방식 대신, 모든 SNR 영역에서 동일한 성능을 가지지만, 불필요한 계산량을 없앤 [9]에서 제안한 QRD-M 방식과 비교할 것이다. 앞으로 이 기법을 'reduced QRD-M 기법'으로 명명할 것이다. 모든 기법들에 대해 successive interference cancellation 기법[16]과 유사하게, 오류 생성(error propagation)을 최소화 하기위한 방법으로 채널 행렬 H 를 pseudo inverse 한 후, 각 행의 norm이 작은 순서로 H 의 열을 정렬하였다.

그림 7, 8, 9는 각각 $N=L=3, 4, 5$ 일 때, SER(Symbol Error Rate) 성능을 비교하였다. 제안된 기법의 SER 성능이 MLD의 성능에 근접한 reduced QRD-M 기법과 같다는 것을 알 수 있다. Fixed-limited search area QRD-M 기법은 $N=L=3, 4$ 일 때 약간의 성능차이가 있기는 하지만, 대체로 우수한 성능을 가진다는 것을 알 수 있으나, $N=L=5$ 일 때의 성능을 비교한 그림 9를 보면, 25dB 이후 영역에서 성능이 저하된다는 것을 알 수 있다. 이것은 단계의 개수가 늘어나면서 $\tilde{C}^{[2-N]} = 9$ 를 사용하는 fixed limited-search area QRD-M 기법이 정확한 path를 놓칠 확률이 그만큼 높아졌기 때문이다. 이와는 대조적으로, 제안된 기법의 성능은 단계의 수가 증가 했음에도 적절한 검색 범위의 크기 조절로 성능이 저하가 없다는 것을 보여준다. 그림 9에서 MLD의 성능을 포함시키지 않은 이유는 $N=5$ 이므로, 매 프레임마다 $16^5 = 1,048,576$ 의 많은 계산량이 요구될 뿐 아니라 이상적인 성능을 가지는 MLD의 특성상 에러 발생 확률이 아주 낮아,

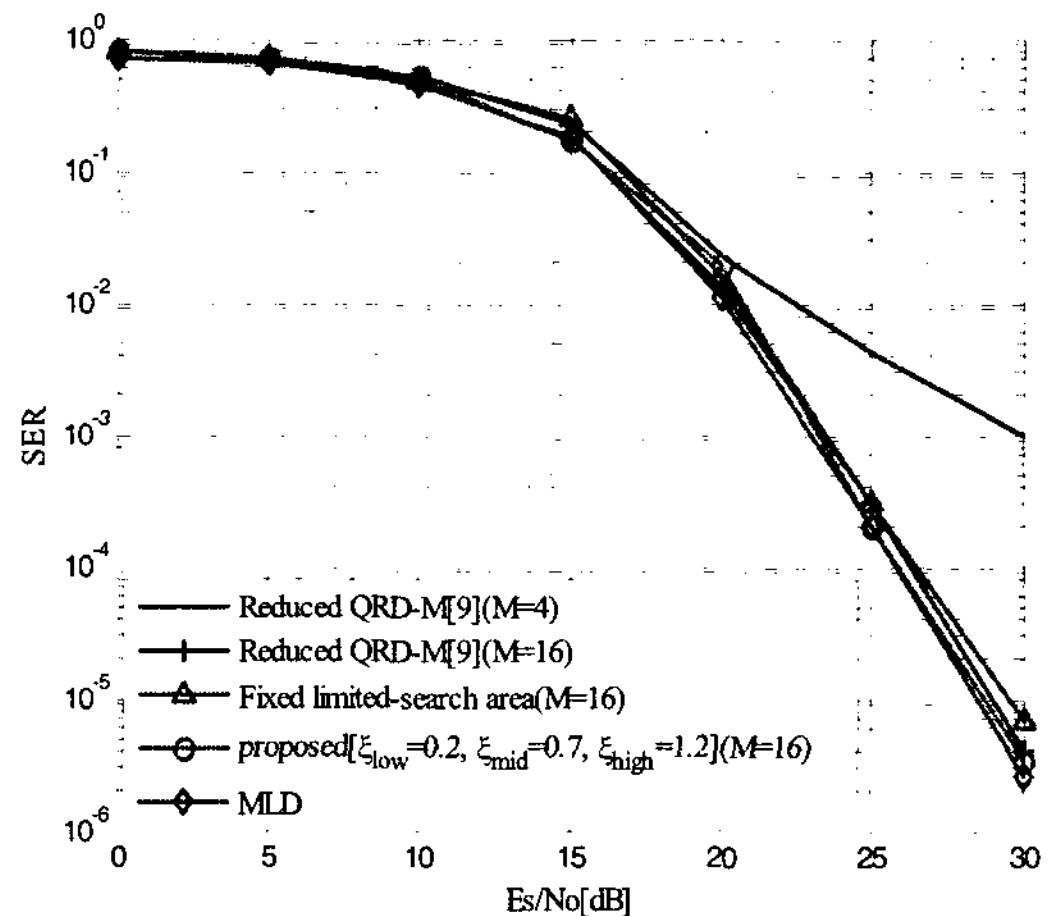


그림 7. $N=L=3$ 인 경우의 성능비교

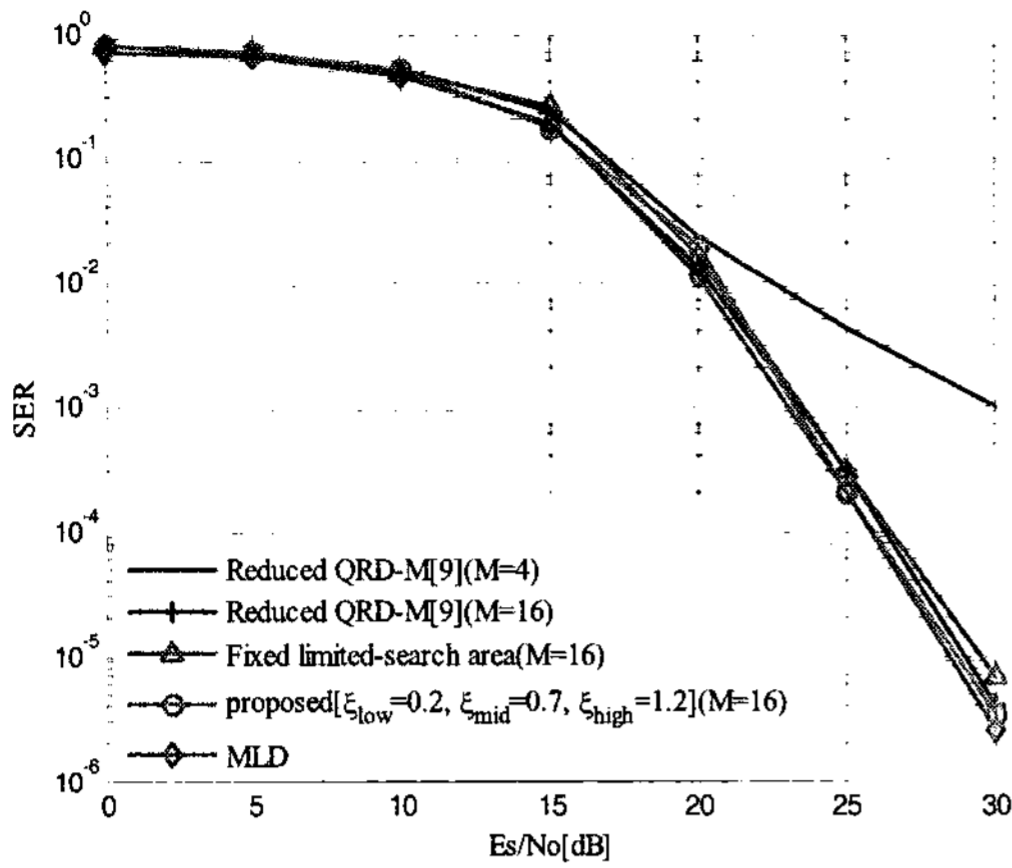


그림 8. $N=L=4$ 인 경우의 성능비교

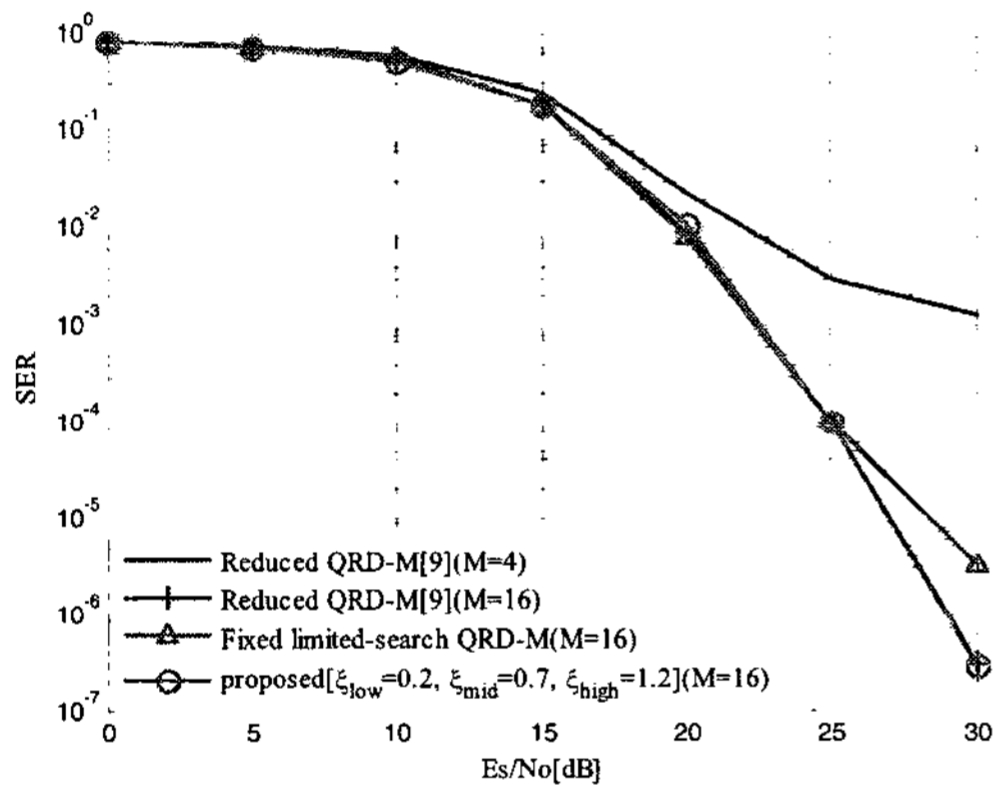


그림 9. $N=L=5$ 인 경우의 성능비교

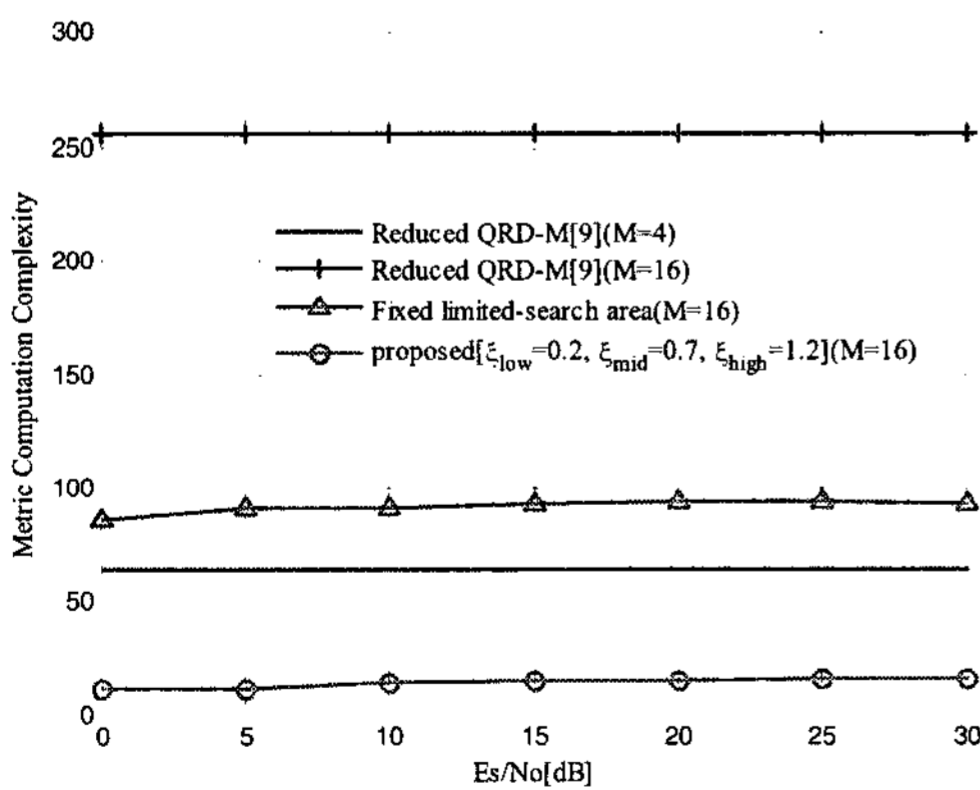


그림 10. $N=L=3$ 인 경우의 계산량 비교

실험결과를 통해 얻기가 어렵기 때문이다.

표 1, 2, 3은 제안된 기법의 각 검출 단계에서의 각 Mode의 선택율을 백분율로 나타내고 있다. 기존의 기법과 동일한 방식인 $\tilde{C}^{(i)}=16$ 인 Mode IV의

표 1. 제안된 기법의 각 Mode I, II, III, IV의 선택률 ($N=L=3$, 16QAM, 20dB)

검출단계	Mode I	Mode II	Mode III	Mode IV
1st	20.69%	44.19%	28.38%	6.74%
2nd	15.84%	53.57%	28.56%	2.04%
3rd	36.78%	43.45%	19.42%	0.35%

표 2. 제안된 기법의 각 Mode I, II, III, IV의 선택률 ($N=L=4$, 16QAM, 20dB)

검출단계	Mode I	Mode II	Mode III	Mode IV
1st	16.88%	43.71%	31.49%	7.92%
2nd	9.07%	51.52%	36.99%	2.42%
3rd	24.95%	51.86%	22.95%	0.23%
4th	45.33%	41.79%	12.84%	0.04%

표 3. 제안된 기법의 각 Mode I, II, III, IV의 선택률 ($N=L=5$, 16QAM, 20dB)

검출단계	Mode I	Mode II	Mode III	Mode IV
1st	11.53%	42.58%	37.69%	8.19%
2nd	4.78%	47.51%	44.74%	2.97%
3rd	15.01%	54.39%	30.28%	0.31%
4th	34.76%	50.80%	14.31%	0.14%
5th	53.45%	38.44%	8.08%	0.04%

선택률이 아주 낮고, $\tilde{C}^{(i)}=4$ 인 Mode II의 선택률이 상대적으로 높다는 것을 관찰할 수 있다. 이 결과를 통해 제안된 기법은 기존의 기법의 효율적이지 못했던 계산량을 확연히 감소시킬 것을 예측할 수 있다. 다음으로, 각 기법에 대한 계산량을 관찰해 볼 것이다. 그림 10, 11, 12는 $N=L=3$, $N=L=4$, $N=L=5$ 인 경우의 실제 metric 계산량을 0~30dB 까지의 SNR 영역에서 나타내고 있다. 모든 기법의 계

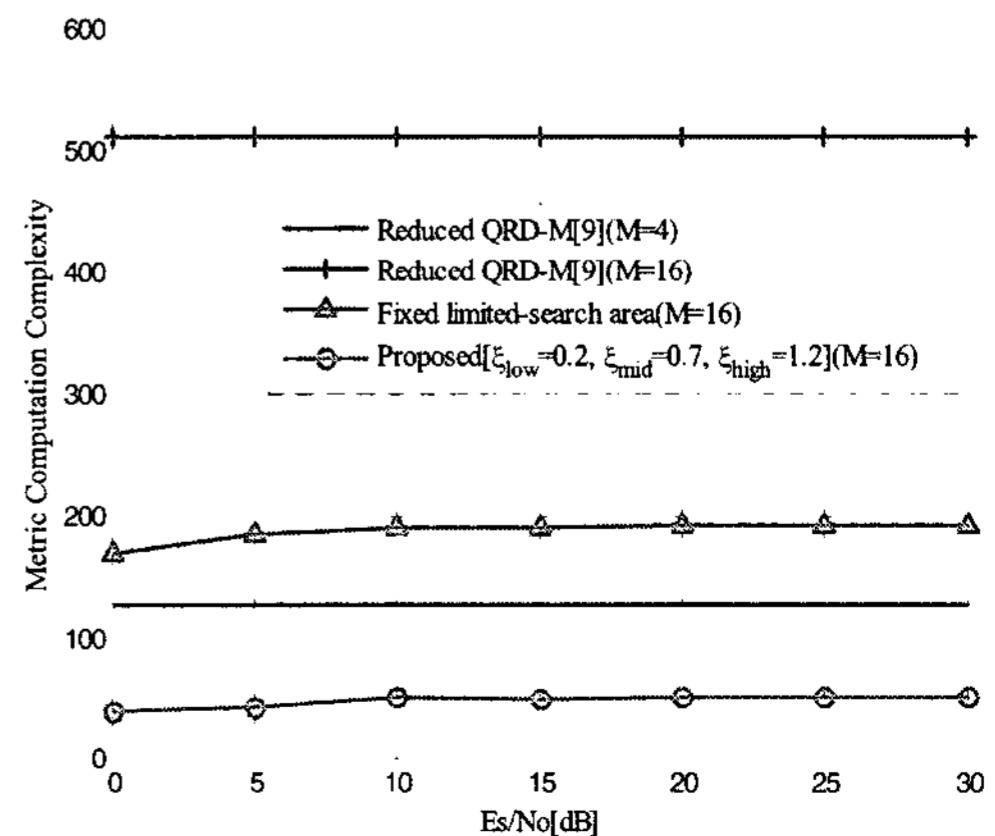


그림 11. $N=L=4$ 인 경우의 성능비교

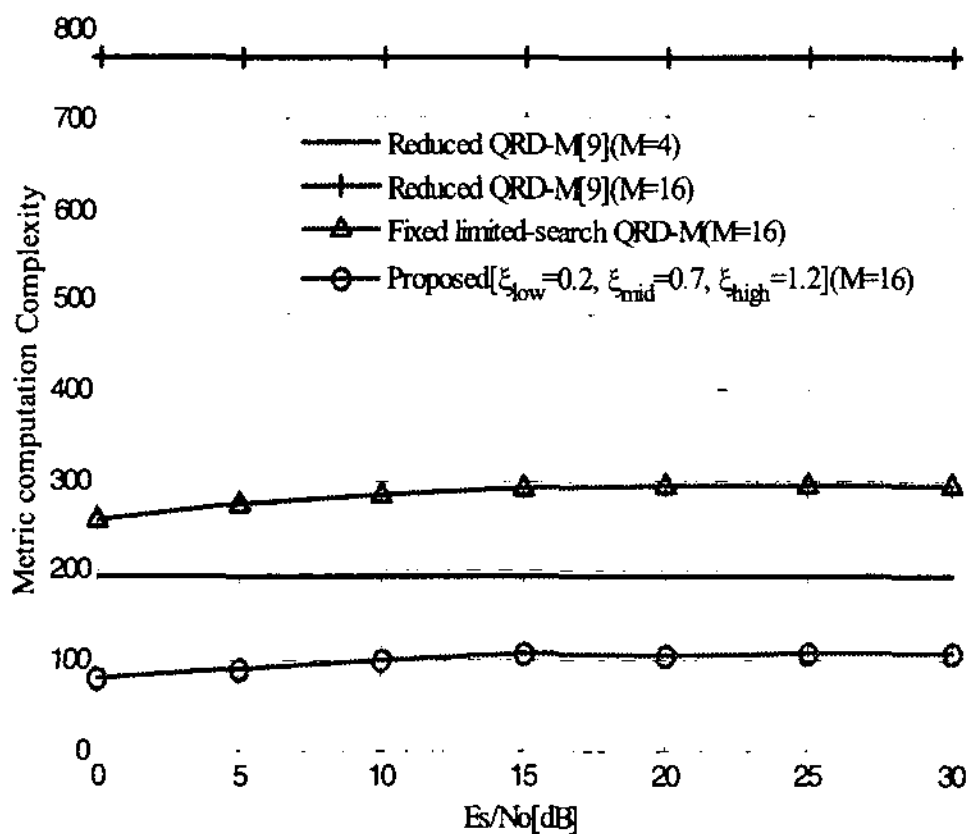


그림 12. $N=L=5$ 인 경우의 성능비교

산양은 [9]에서 제안된 기법과 같이, 첫 번째, N 번째 검출 단계에서의 불필요한 부분을 제거하였다. 그림 10에서, $N=L=3$ 인 환경에서 제안된 기법은 0~30dB SNR 영역에서 path metric의 계산양이 약 20정도 되는 것을 알 수 있는데, 같은 성능을 가지는 $M=16$ 인 reduced QRD- M 기법의 계산양이 약 250 정도 되므로 제안된 기법이 20배 이상의 계산양을 감소시켰음을 알 수 있다. 제안된 기법은 작은 M 을 사용한 reduced QRD- $M(M=4)$ 기법보다 더 작은 계산양을 가진다는 것을 알 수 있다. 그림 11, 12에서도, 제안된 기법은, 같은 성능을 가지는 기존의 기법($M=16$), 그리고 심지어는 심각한 SER 성능 열화가 발생할 만큼 작은 $M(M=4)$ 을 사용하는 기법에 비해서도 계산양이 더 작다는 것을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 채널 상태에 따라 검색 범위를 적절히 조절하여 계산양을 감소시킨 새로운 QRD- M 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 모든 심벌들에 대한 path metric을 비교하는 기존의 기법과 다르게, 임시적으로 추정된 심벌의 이웃하는 심벌들로 그 범위를 적절히 선택하므로 계산양을 현저히 줄일 뿐 아니라, 채널 행렬을 이용하여 채널 상태를 판별하므로 SNR 값을 측정해야 하는 부담이 없다. 실험결과를 통해 제안된 기법은 MLD에 근접하는 성능을 가진 큰 M 을 사용하는 기존의 QRD- M 방식과 같은 성능을 유지하면서, 계산양은 현저히 감소시켰음을 보였다. 더욱이, 이 기법을 채널 상태에 따라 M 을 바꾸어 주는 적응형 QRD- M 방식과 함께 적용시키면 더욱 큰 계산양 절감의 효과를 기대할 수 있다.

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, Jul. 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*, pp.903~908, May 2004.
- [4] Wanlun Zhao and Georgios B. Giannakis, "Sphere Decoding Algorithms With Improved Radius Search" *IEEE Trans. on Commun*, Vol.53, No.7, pp.1104~1109, Jul. 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*, IV-393~396, 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, 1624~1627, Jun. 2005.
- [8] W. Peing, S. Ma, T. Sang. N, and J. Z. Wang, "Adaptive QRD- M Detection with Variable Number of Surviving Paths for MIMO Systems", *International Symposium on Commun. and Inform. Technologies, 2007. ISCIT 2007*, pp.403-408, Oct. 2007.
- [9] T. Im, J. Kim, and Y. Cho, "A Low Complexity QRM-MLD for MIMO Systems", *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th. VTC 2007*, pp.2243-2247, Apr. 2007.
- [10] 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, Jun. 2006.
- [11] 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” *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol.4, No.2, pp.710-721, Mar. 2005.
- [12] B. Kim, and K. Choi, “Adaptive K-best Algorithm Based on Path Metric Comparison for MIMO Systems,” *The Journal of Korea Inform. and Commun. Society*, Vol.32, No.11, pp.1197~1205 Nov. 2007.
- [13] B. Kim, H. Kim, and K. Choi, “Path metric Comparison-based Adaptive QRD-M Algorithm for MIMO Systems,” URL: <http://bwc.y-u.ac.kr/080411.pdf>, submitted to *the Journal of KICS*.
- [14] J. Kim, J. Kang, and C. Lee “An Adaptive K-best Detection Algorithm for MIMO Systems,” *Journal of the Institute of Electronics Engineers of Korea*, vol 43-TC, N0.10, Oct. 2006.
- [15] David. L. Milliner and John. R. Barry “A Layer-Adaptive M algorithm for Multiple-Input Multiple-Output Channel Detection,” *IEEE Globcom 2007*, Jun. 2007.
- [16] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, and R. A. Valenzuela, “V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel,” in *Proc. URSI ISSSE, 1998*, pp.295-300, Oct. 1998.

김 봉 석 (Bong-seok Kim)

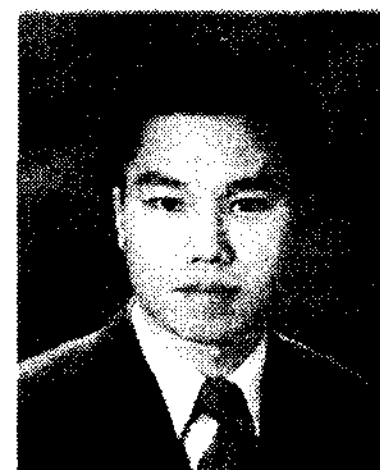
준회원



2005년 2월 영남대학교 전자공학과 졸업
2007년 3월~현재 영남대학교 정보통신공학과 석사과정
<관심분야> MIMO detection 알고리즘, OFDM 기반 다중반송파 전송방식

최 권 휴 (Kwonhue Choi)

중신회원



1994년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업
1996년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 석사
2000년 2월 포항공과대학교 전자전기공학과 박사
2000년 4월~2003년 2월 한국전자통신연구원 광대역 무선전송 연구부 광대역 무선전송 연구팀 선임연구원
2003년 2월~현재 영남대학교 전자정보공학부 정보통신공학전공 조교수
<관심분야> OFDM 기반 다중반송파 전송방식, MIMO detection 알고리즘, CDMA 시스템