

성상도 집합 그룹핑 기반의 적응형 병렬 및 반복적 QRDM 검출 알고리즘

정회원 마나르모하이센*, 준회원 안 홍 선*, 종신회원 장 경 희*, 구 본 태**, 정회원 백 영 석**

Adaptive Parallel and Iterative QRDM Detection Algorithms based on the Constellation Set Grouping

Manar Mohaisen* *Regular Member*, HongSun An* *Associate Member*,
KyungHi Chang* BonTae Koo** *Lifelong Members*, Young-Seok Baek** *Regular Member*

요 약

본 논문에서는 집합 그룹핑을 이용한 APQRDM (adaptive parallel QRDM) 알고리즘과 AIQRDM (adaptive iterative QRDM) 알고리즘을 제안한다. 제안된 검출 알고리즘은 집합 그룹핑을 이용하여 QRDM 알고리즘의 트리 검색 단계를 PDP (partial detection phases) 로 분할하여 수행한다. 기존 QRDM 알고리즘의 트리 검색 단계가 4개의 PDP로 나누어질 때, APQRDM 알고리즘은 기존 QRDM 알고리즘의 1/4 에 해당하는 검출 지연 (latency) 을 가지며, AIQRDM 알고리즘은 기존 QRDM 알고리즘의 약 1/4에 해당하는 하드웨어 요구량을 가진다. 모의실험 결과는 4×4 시스템의 경우, APQRDM 알고리즘은 12dB의 Eb/N0에서 기존 QRDM 알고리즘의 약 43%에 해당하는 연산 복잡도를 가지며, AIQRDM 알고리즘은 0dB의 Eb/N0에서 기존 QRDM 알고리즘의 54%, AQRDM 알고리즘의 10%에 해당하는 연산 복잡도를 가짐을 보인다.

Key Words : Multiple-input multiple-output (MIMO) multiplexing, maximum-likelihood detection (MLD), QRdecomposition with M-algorithm (QRDM), detection latency, set grouping

ABSTRACT

In this paper, we propose semi-ML adaptive parallel QRDM (APQRDM) and iterative QRDM (AIQRDM) algorithms based on set grouping. Using the set grouping, the tree-search stage of QRDM algorithm is divided into partial detection phases (PDP). Therefore, when the tree-search stage of QRDM is divided into 4 PDPs, the APQRDM latency is one fourth of that of the QRDM, and the hardware requirements of AIQRDM is approximately one fourth of that of QRDM. Moreover, simulation results show that in 4 × 4 system and at Eb/N0 of 12 dB, APQRDM decreases the average computational complexity to approximately 43% of that of the conventional QRDM. Also, at Eb/N0 of 0dB, AIQRDM reduces the computational complexity to about 54% and the average number of metric comparisons to approximately 10% of those required by the conventional QRDM and AQRDM.

※ 본 논문은 지식경제부의 출연금으로 수행하고 있는 한국전자통신연구원의 정보통신연구개발사업(과제번호:K1002109) 위탁연구과제 연구결과입니다.

* 인하대학교 정보통신대학원 이동통신연구실 (lemanar@hotmail.com, ahs3179@gmail.com, khchang@inha.ac.kr)

** 한국전자통신연구원 동방융합SoC연구팀 (koobt@etri.re.kr, ysbaek@etri.re.kr)

논문번호 : KICS2009-09-443, 접수일자 : 2009년 9월 24일, 최종논문접수일자 : 2010년 2월 8일

I. 서론

공간 다중화 MIMO (Multiple-input multiple-output) 시스템은 추가적인 주파수 자원 할당 없이 채널 용량을 증가 시키는 특성으로 인하여 차세대 이동통신에서 주목 받고 있는 주요 기술이지만^[1], 전송된 신호 검출을 위하여 수신단에서 효율적인 검출 알고리즘이 반드시 필요하다.

ML (Maximum-likelihood) 검출기법은 공간 다중화 MIMO 시스템을 위한 최적의 검출 기법으로 알려져 있으나, 안테나 수가 증가나 높은 차수의 변조 기법 사용시 연산 복잡도의 지수적인 증가로 인하여 현실적으로 사용이 어렵다^[2]. SD (Sphere decoder) 알고리즘과 QRDM (QR-decomposition with M- algorithm) 알고리즘은 ML 검출 기법의 연산 복잡도를 감소시키고 동시에 quasi-ML 성능을 가능하게 하는 검출 알고리즘이다^{[3],[4]}. SD 알고리즘은 실제 MIMO 시스템의 신호 검출을 위하여 사용하기에 적절한 평균 연산 복잡도를 가지지만, 순시적인 연산 복잡도 측면에서 채널 환경이나 잡음 전력에 따라 변화한다^[5]. 따라서, 채널 환경이 좋지 않은 경우 (ill-conditioned) SD 알고리즘의 순시 연산 복잡도는 ML 검출 기법과 유사한 문제점이 있다. 또한, SD 알고리즘에서 누적 거리 연산을 병렬적으로 동시에 하지 않고, 순차적으로 해야하는 특성은 구현 관점에서 보았을 때, 비효율적이다^[6]. QRDM 알고리즘은 채널 환경이 좋지 않은 경우 SD 알고리즘이 가지는 순시 연산 복잡도의 증가문제를 해결함과 동시에 quasi-ML 성능을 달성하기 위하여 제안되었다^[7]. 순시적인 연산 복잡도 증가 문제를 해결하기 위하여, QRDM 알고리즘은 매 검출 단계에서 선결정된 수 M 개의 심볼을 유지한다. 그러나, QRDM 알고리즘은 신호 검출과정에서 채널과 잡음 상황을 고려하지 않음으로서, 불필요한 연산을 지속할 뿐 아니라, 순차적인 검색 특성으로 인하여 병렬 검색을 하지 못하는 한계점이 있다.

본 논문에서 기고하는 바는 다음과 같이 요약된다.

집합 그룹화 (Set grouping) : QRDM 알고리즘의 전체 트리 검색 단계를 PDP (partial detection phases) 로 나누기 위하여 변조 집합 그룹화 방법을 도입하였다. 집합 그룹화 방법은 순차적 방법과 분산적 방법 두 가지로 분류된다.

APQRDM (Adaptive Parallel QRDM) : 제안된 APQRDM 알고리즘에서 각 PDP는 병렬적으로 수

행되어 검출 지연의 상당한 감소를 얻어낸다. 즉, 검출기의 throughput을 상당량 증가시킨다. 또한, 변형된 AQRDM (adaptive QRDM)^[8]과 함께 적용하여 많은 양의 연산 복잡도 감소를 얻어낸다.

AIQRDM (Adaptive Iterative QRDM): 제안된 AIQRDM 알고리즘에서는 PDP를 반복적으로 수행함으로써, MIMO 신호 검출기의 하드웨어 요구량을 줄인다. 또한, 변형된 AQRDM 알고리즘과 함께 사용하여 신호 검출을 위한 연산 복잡도를 감소시킨다.

제안된 APQRDM 과 AIQRDM 알고리즘은 앞서 언급한 바와 같이 높은 검출 throughput과 낮은 연산복잡도를 가질 뿐만 아니라, quasi-ML 성능을 가진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델을 설명하고, III장에서 제안된 집합 그룹화 방법과 APQRDM, AIQRDM 알고리즘을 자세히 설명한다. IV장에서는 제안된 알고리즘의 성능 및 연산 복잡도에 대한 모의실험 결과를 보이고, 마지막 V장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 $N_r \geq N_t$ 인 공간 다중화 MIMO 시스템을 고려한다. 여기서, N_r 과 N_t 는 각각 수신 안테나 수와 송신 안테나 수를 의미한다^[9]. 채널 행렬 \mathbf{H} 가 flat-fading 채널이라는 가정하에 수신 신호 벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

여기서, $\mathbf{x} \in \Omega^{N_t}$ 는 전송된 심볼 벡터를 의미하며, 벡터의 요소는 $E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] = \mathbf{I}^{N_t}$ 를 만족하는 성상도 집합으로부터 구성된다. \mathbf{I}^{N_t} 는 N_t 길이의 단위 행렬을 의미한다. 또한, $\mathbf{n} \in \mathcal{L}^{N_r}$ 은 단위 분산을 가지는 백색 가우시안 잡음을 나타내며, $\mathbf{H} \in \mathcal{L}^{N_r \times N_t}$ 는 채널 행렬을 표현한다. 채널 행렬 \mathbf{H} 는 j 번째 송신 안테나에서 i 번째 수신 안테나 사이의 복소 전달 함수인 $h_{i,j}$ 를 구성 요소로 가지며, 0 평균과 단위 분산을 가지는 원형 대칭 복소 가우시안 (CSCG : circularly symmetric complex Gaussian) 랜덤 변수로 모델링 되었다.

복소 격자 $\Delta(\mathbf{H}) = \{\mathbf{H}\mathbf{x} : \mathbf{x} \in \Omega^{N_t}\}$ 를 고려하면 신호 검출은 $\|\mathbf{r} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|^2$ 값을 최소화하는 격자점 $\hat{\mathbf{H}}\mathbf{x}$

를 찾는 것으로 정의 된다. 여기서 $\hat{\mathbf{x}}$ 은 전송된 신호 벡터의 추정값이다. 지금부터 본 논문에서는 $N_t = N_r = N$ 인 상황을 가정한다.

본 논문에서 제안된 알고리즘을 포함하여, QR 분해를 기반으로 하는 검출 기법은 채널 행렬 \mathbf{H} 를 $\mathbf{H} = \mathbf{QR}$ 형태로 분해한다. 여기서, \mathbf{Q} 는 unitary 행렬이며, \mathbf{R} 은 상삼각 행렬이다. 따라서, 식 (1)은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (2)$$

여기서, $\mathbf{y} = \mathbf{Q}^H \mathbf{r}$, $\mathbf{v} = \mathbf{Q}^H \mathbf{n}$ 이다. 축적 거리 $\|\mathbf{r} - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}\|^2$ 는 반복적으로 계산되며, 첫 번째 검색 단계 즉, $i = N$ 인 검색 단계에서 가지는 거리는 다음과 같이 주어진다.

$$E_N = (y_N - R_{N,N} \hat{x}_N)^2 \quad (3)$$

또한, 두 번째 검색 단계에서 가지는 누적거리는 다음과 같이 표현된다.

$$E_{N-1} = E_N + (y_{N-1} - R_{N-1,N-1} \hat{x}_{N-1} - R_{N-1,N} \hat{x}_N)^2 \quad (4)$$

III. 제안된 Adaptive Paralle과 Iterative QRDM 알고리즘

제안된 APQRDM과 AIQRDM 알고리즘은 집합 그룹핑 단계와 트리 탐색 단계로 구성된다. 제안된 두 개의 알고리즘에서 집합 그룹핑 단계는 일반적으로 다음과 같이 설명된다.

3.1 집합 그룹핑

성상도 집합 Ω 는 서로 소인 관계에 있는 G 개의 부분 집합, A_1, A_2, \dots, A_G 로 다음과 같이 나누어진다.

$$\Omega = \bigcup_{i=1}^G A_i \quad (5)$$

여기서, U 는 합집합 부호이다. 본 논문에서, 연속적인 집합 그룹핑과 분산적인 집합 그룹핑, 두 종류의 집합 그룹핑 방법을 정의한다.

그림 1은 $G = 4$ 이고, 16QAM 변조기법을 사용

한 경우의 집합 그룹핑을 나타낸다. 여기서, 각각의 원들은 같은 부분 집합에 속한 경우 같은 모양으로 표현된다. 다음에서 G_1^a 와 G_2^a 는 각각 $G = a$ 인 경우의 연속적 집합 그룹핑과 분산적 집합 그룹핑을 나타낸다.

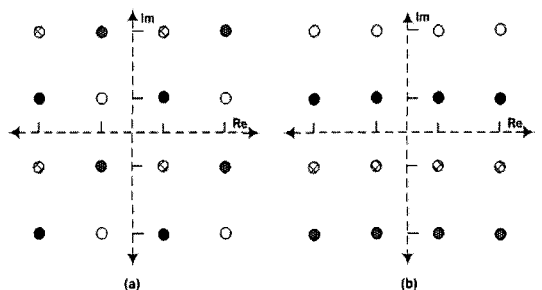
집합 그룹핑을 기반으로 하여, QRDM 알고리즘의 트리 탐색단계는 PDP로 나누어진다. i -번째 PDP에서 x_N 신호 검출을 위한 후보 심볼들은 부분 집합 A_i 로부터 선택된다. 이러한 PDP는 제안된 APQRDM 알고리즘에서 검출 지연 (latency)을 줄이기 위하여 병렬적으로 수행되어지며, AIQRDM 알고리즘에서는 하드웨어 요구량 감소를 위하여 반복적으로 수행되어진다.

SD 알고리즘에서 신호 검출을 위하여 고려되는 심볼 후보의 수는 잡음 전력과 채널 상태에 따라서 변경되며, 변경된 심볼 후보의 수는 다음과 같이 선택된다.

$$E[n_N] \geq E[n_{N-1}] \geq \dots \geq E[n_1] \quad (6)$$

여기서, n_i 는 심볼 x_i 검출을 위하여 고려되는 심볼 후보의 수를 나타내며, $E[n]$ 은 n 의 기대값을 의미한다^[6]. 이와 같은 사실을 이용하여, 송신된 신호를 검출하기 위하여 각 PDP에서 유지하는 심볼 후보의 최대 수는 벡터 $\mathbf{m}^N = \{m_2, m_3, \dots, m_N\}$ 로서 정의한다. 여기서 l 는 벡터 인덱스를 의미하며, N 은 송신 안테나의 수를 의미한다. 본 논문에서 $N=4$ 인 경우의 벡터 \mathbf{m} 은 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{m}_0^4 &= \{a, a, a, a\}, \\ \mathbf{m}_1^4 &= \left\{ \frac{a}{2}, \frac{3a}{2}, a \right\} \end{aligned} \quad (7)$$



(a)분산적 집합 그룹핑 (b)연속적 집합 그룹핑
그림 1. 16QAM 변조기법과 $G = 4$ 인 경우의 집합 그룹핑

여기서, $a=M/G$ 를 의미하며, 위 식으로 부터 제안된 알고리즘에서 신호 검출을 위하여 거치는 노드의 최대 수는 QRDM 알고리즘에서 거치는 노드수와 같음을 알 수 있다. 다음에서 제안된 알고리즘에 대하여 설명한다.

3.2 제안된 Adaptive Parallel QRDM (APQRDM)

APQRDM 알고리즘은 PDP의 병렬적 수행을 통하여 검출 지연을 낮추기 위하여 제안되었으며, 수정된 AQRDM 알고리즘을 적용시켜 연산 복잡도 또한 감소 시켰다. APQRDM 알고리즘의 목적을 달성하기 위하여, 먼저, III-1에서 설명한 것처럼, 성상도 집합 Ω 를 G 개의 서로 소인 부분 집합 A_1, A_2, \dots, A_G 로 분할한다. 결과적으로 QRDM 알고리즘의 트리 탐색 단계는 독립적인 G 개의 PDP로 나누어진다. 여기서, i 번째 PDP에서 첫 번째 검출될 신호 x_N 을 위한 심볼 후보는 부분 집합 A_i 로부터 선택되고, 선택된 심볼 후보 각각의 거리를 계산하여 각 PDP의 최소 누적 거리를 얻는다. 따라서, 전체의 첫 번째 검출 단계에서 최소 누적 거리는 다음과 같다.

$$E_{N,\min} = \min \{E_{N,\min}^1, E_{N,\min}^2, \dots, E_{N,\min}^G\} \quad (8)$$

여기서, $E_{N,\min}^i$ 은 $x_N \in A_i$ 인 심볼 후보의 최소 거리이다. 식 (8)로부터 검출 과정에서의 임계값은 다음과 같이 정의된다.

$$\Delta_N = E_{N,\min} + X\sigma_n^2 \quad (9)$$

여기서, 계산된 임계값보다 큰 누적 거리를 가지는 심볼 후보는 더 이상 검출 과정에서 고려하지 않으며, X 는 [8]에서처럼 이미 결정된 값을 가진다. 각 PDP에서 남겨진 심볼 후보의 수가 m_N 보다 많다면, 가장 작은 누적 거리를 가지는 최적의 심볼 후보 m_N 개만 다음 검색 단계를 위하여 고려되는 심볼 후보로 남겨진다. 각 PDP에서 남겨지는 모든 심볼 후보는 다음 검색 단계에서 고려된다. 다음 심볼 x_{N-1} 검출 구간에서는 첫 번째 검출 구간에서 남겨진 x_N 의 모든 심볼 후보들을 확장 가능한 모든 심볼 후보 $x_{N-1} \in \Omega$ 로 확장하고, 첫 번째 검출 단계에서와 같은 방법으로 임계값을 계산한다. 이러한 검출 과정은 마지막 심볼 검출 단계까지 반복되며, 각 PDP에서 살아남은 최적의 해와 그 해의 누적

거리는 \hat{x}^k 와 $E_{1,\min}^k$ 에 각각 저장된다. k 는 PDP 인덱스를 의미한다. 추정된 값들의 누적 거리를 비교하여 가장 낮은 누적 거리를 가지는 추정 값을 송신된 벡터 \hat{x} 으로 결정한다.

그림 2는 APQRDM 알고리즘의 자세한 설명을 나타낸다. APQRDM 알고리즘의 4~11 줄과 15~27 줄은 신호 검출을 위한 알고리즘의 핵심 부분이며, 알고리즘의 검출 지연을 감소시키기 위하여 이 부분이 병렬로 처리된다. 여기서, 변수 K 는 각 검출 단계에서 최소한 하나 이상의 심볼 후보가 남겨지는 PDP의 수를 나타낸다.

```

Input:  $y, \mathbf{R}, m, A_j$  for  $j = 1$  to  $G, \Omega, N, X$ 
1:  $i \leftarrow N$ 
2:  $K \leftarrow G$ 
3: while  $i > 0$  do
4:   for  $k = 1$  to  $K$  do
5:     if  $i = N$  then
6:       Calculate branch metric for all possible symbol replicas
7:          $x_N \in A_k$ 
8:     else
9:       Extend all retained branches to all possible replicas  $x_i \in \Omega$ 
10:    end if
11:    Find the minimum accumulative branch metric  $E_{i,\min}^k$ 
12:  end for
13:  if  $i \neq 1$  then
14:    Find  $E_{i,\min} = \min \{E_{i,\min}^1, E_{i,\min}^2, \dots, E_{i,\min}^K\}$ 
15:    Calculate the threshold  $\Delta_i = E_{i,\min} + X\sigma_n^2$ 
16:    for  $k = 1$  to  $K$  do
17:      Exclude all replicas with accumulative metric  $> \Delta_i$ 
18:      Retain at most  $m_i$  symbol replicas
19:      if retained symbol replicas = 0 then
20:         $K \leftarrow K - 1$ 
21:      end if
22:    end for
23:     $i \leftarrow i - 1$ 
24:  else
25:    for  $k = 1$  to  $K$  do
26:      Find the solution  $\hat{x}^k$  with the minimum accumulative
27:      metric  $E_{1,\min}^k$ 
28:    end for
29:  end while
30:  $k = \arg \min_{i=1, \dots, K} E_{1,\min}^i$ 
31:  $\hat{x} \leftarrow \hat{x}^k$ 
Output:  $\hat{x}$ 
    
```

그림 2. APQRDM 알고리즘

3.3 제안된 Adaptive Iterative QRDM (AIQRDM)

AIQRDM 알고리즘은 PDP를 반복적으로 수행하여 하드웨어 요구량을 감소시키기 위하여 제안되었으며, 수정된 AQRDM 알고리즘과 함께 적용되어 신호 검출을 위한 연산 복잡도 또한 감소시킨다.

그림 3은 AIQRDM 알고리즘의 구조를 나타내며, 입력값은 y, \mathbf{R}, A_k 그리고 ζ 이다. 여기서, ζ 는 이미 추정된 \mathbf{x} 의 값 중 최적의 해가 가지는 누적 거리로서 정의한다. 신호 검출을 위한 첫 번째 반복이 시

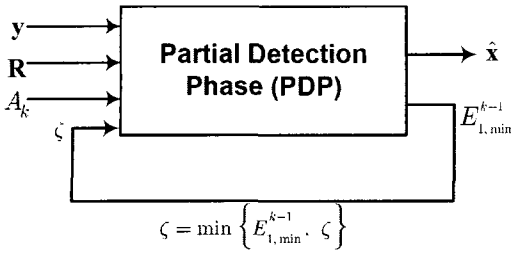


그림 3. AIQRDM 알고리즘의 블록 다이어그램

작 할 때, ζ 값은 ∞ 로 할당되며, 검출 알고리즘의 출력값 \hat{x} 는 0으로 초기화 된다. 초기화 과정 후, 기존의 AQRDM 알고리즘이 적용되며, 첫 번째 신호 x_N 을 위한 심볼 후보들은 성상도 부분 집합 A_1 으로부터 선택된다. 연산 복잡도 감소를 위하여, 첫 번째로 수행될 PDP는 x_N 의 ZF (zero-forcing) 해가 속해 있는 PDP로 선택하며, 심볼 x_i 검출을 위하여, 임계값은 다음과 같이 계산된다.

$$\Delta_i^1 = E_{i,min}^1 + X\sigma_n^2 \quad (10)$$

신호 검출 알고리즘이 진행되는 과정에서 식 (10)을 통하여 구해진 임계값 보다 높은 누적 거리를 가지는 심볼 후보들은 다음 신호 검출 과정에서 배제되며, 남겨진 심볼 후보의 수가 m_i 보다 많다면, 그중 최적의 심볼 후보 m_i 개만을 선택한다. 마지막 신호 x_1 이 검출될 때까지 이러한 과정은 계속적으로 수행된다. 첫 번째 반복 검출 과정의 마지막 단계에서 ζ 값은 그 순간까지 구해진 가장 가까운 격자점의 누적 거리 값으로 정해지며, $\hat{x} = \hat{x}^1$ 으로 설정한다. 여기서, ζ 값의 계산은 다음과 같이 표현 된다.

$$\zeta = \Delta_1^1 = \|y - R\hat{x}^1\|^2 \quad (11)$$

신호 검출을 위한 k 번째 반복에서, 첫 번째 검출될 심볼 x_N 을 위한 후보들은 성상도 부분 집합 A_k 로부터 선택되는 반면, 남아 있는 심볼을 위한 후보들은 전체 성상도 집합 Ω 로부터 선택된다. x_N 심볼 검출을 위하여 최소 누적 거리 $E_{i,min}^k$ 는 계산되며, 계산된 $E_{i,min}^k$ 값은 ζ 와 비교되어진다. 만약 $\zeta \leq E_{i,min}^k$ 라면, 이미 추정된 신호 벡터 \hat{x} 의 값이 현재 반복되어 얻어진 추정치보다 적절한 해 임을

의미한다. 따라서, 임의의 누적 거리 ζ 와 추정 신호 벡터 \hat{x} 의 수정 없이 반복 과정은 종료되고, 다음 반복 과정이 수행된다. 반면에, $\zeta > E_{i,min}^k$ 라면 임계값은 다음 식 (12)와 같이 재정의 되며, $\zeta < (E_{i,min}^k + X\sigma_n^2)$ 인 경우에는 보다 엄격한 임계값이 적용되어, 알고리즘의 연산 복잡도를 더욱 감소시킨다.

$$\Delta_i^k = \min\{\zeta, E_{i,min}^k + X\sigma_n^2\} \quad (12)$$

그림 4는 제안된 AIQRDM 알고리즘의 자세한 설명을 나타내고 있다. AIQRDM 알고리즘의 장점은 방문 노드의 수를 감소 시켜 탐색 트리의 크기를 줄임으로서, 신호 검출을 위해 보다 적은 비교 연산을 요구하는 것이다. 비교 연산은 직렬적으로 수행된다는 사실에 비추어볼 때, 제안된 알고리즘에 의한 지연 감소는 상당하다. 특히, 낮은 E_b/N_0 영역에서 기존의 AQRDM 알고리즘에서는 이루지 못한 일반적 QRDM 알고리즘의 연산 복잡도 감소가 가능하다. 또한, 제안된 AIQRDM 알고리즘의 하드웨어 및 메모리 요구량은 기존 QRDM 알고리즘의 요

```

Input: y, R, m, A_j for j = 1 to G, Ω, N, X, ζ = ∞
1: K ← G
2: for k = 1 to G do
3:   i ← N
4:   while i > 0 do
5:     if i = N then
6:       Calculate branch metric for all possible symbol replicas
       x_N ∈ A_k
7:     else
8:       Extend all retained branches to all possible symbol
       replicas x_i ∈ Ω
9:     end if
10:    Find the minimum accumulative branch metric E_{i,min}^k
11:    if E_{i,min}^k > ζ then
12:      K ← K - 1
13:      Break
14:    else
15:      Calculate the threshold
       Δ_i^k = min{ζ, E_{i,min}^k + Xσ_n^2}
16:    end if
17:    if i ≠ 1 then
18:      Exclude all replicas with accumulative metric > Δ_i^k
19:      Retain at most m_i symbol replicas
20:    else
21:      Find the solution x-hat^k with the minimum accumulative
       metric E_{i,min}^k
22:      if E_{i,min}^k < ζ then
23:        ζ = E_{i,min}^k
24:        x-hat ← x-hat^k
25:      end if
26:    end if
27:    i ← i - 1
28:  end while
29: end for
Output: x-hat
    
```

그림 4. AIQRDM 알고리즘

구량에 비하여 계수 G 만큼 감소하였다.

IV. 모의실험 결과 및 논의

본 장에서는 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 가진 공간 다중화 MIMO 시스템에서 16QAM 변조 기법을 사용하였을 경우, 제안된 알고리즘의 BER 성능을 확인한다. 본 모의 실험은 수신단에서 완벽한 채널 추정 (perfect channel estimation)을 가정한다. APQRDM 알고리즘과 AIQRDM 알고리즘은 정확하게 같은 성능을 가지며, 본 장에서 나타낸 모든 모의 실험 결과 그림에서 Proposed로 표현한다.

그림 5는 $G = 2, M = 16$ 인 상황에서 다른 집합 그룹핑 방법과 다양한 m 벡터 값을 사용한 경우, 제안된 알고리즘의 BER 성능을 나타낸다. m_0^4 과 G_1^2 이 사용된 경우 target BER 10^{-4} 에서 최대 성능 저하는 0.1dB이다. 이러한 성능 저하는 m_0^4 를 대신하여 m_1^4 를 사용할 경우, 0.05dB 까지 감소하며, m_1^4 와 G_2^2 가 사용되면, 성능 저하는 무시할 만한 수준에 이르러 ML과 거의 같은 성능을 달성한다. m_1^4 를 사용한다는 것은 첫 번째 신호 검출 단계에서 남겨지는 심볼 후보의 수를 증가시켜, 오류 전파를 감소시키고, 이는 결론적으로 BER 성능을 향상시킬 것을 의미한다.

그림 6은 $G = 4$ 인 경우에 제안된 알고리즘의

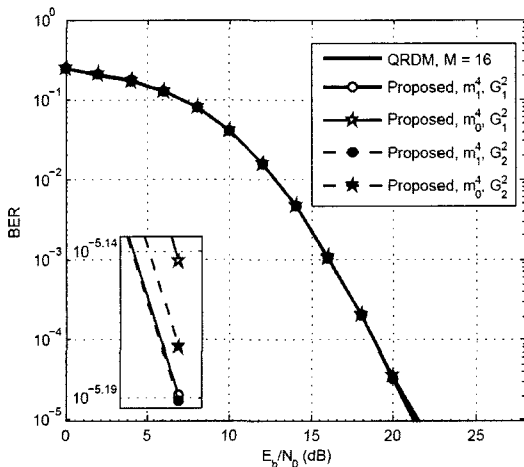


그림 5. $G=2, X=4, M=16$ 인 경우, 제안된 알고리즘의 BER 성능

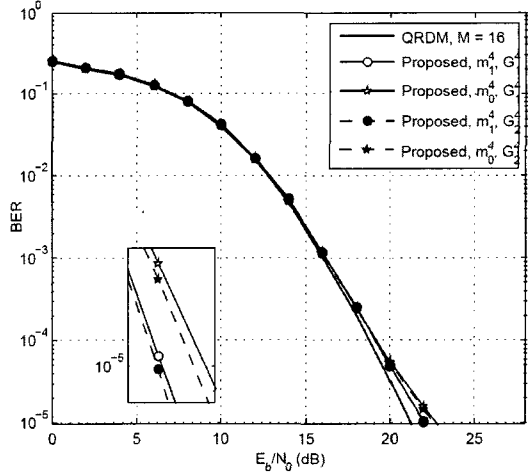


그림 6. $G=4, X=4, M=16$ 인 경우, 제안된 알고리즘의 BER 성능

BER 성능을 나타낸다. m_0^4 과 G_1^4 이 사용된 경우 target BER 10^{-4} 에서 0.45dB의 성능 저하를 보이지만, G_1^4 를 대신하여 G_2^4 가 사용된 경우의 성능 저하는 0.35dB로 감소한다. 모의 실험 결과는 모든 경우에 m_1^N 은 m_0^N 보다 우수한 성능을 보이며, G_2^2 또한 G_1^2 보다 우수한 성능을 가지는 것을 보인다.

그림 7은 $M = 16, m_1^4$ 와 G_2^4 를 사용한 경우에, 제안된 APQRDM 알고리즘의 연산 복잡도를 나타낸다. APQRDM 알고리즘은 집합 그룹핑을 신호 검출 과정에 이용함으로써, 기존의 AQRDM 알고리즘과 QRDM 알고리즘에 비하여 약 400%의 검출 throughput 증가뿐만 아니라, 연산 복잡도의 감소

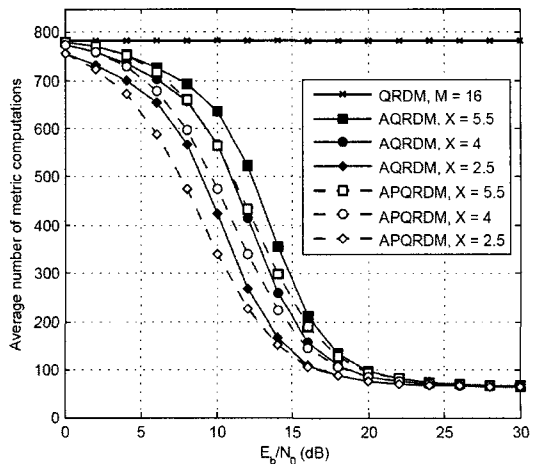


그림 7. 제안된 APQRDM 알고리즘의 연산 복잡도

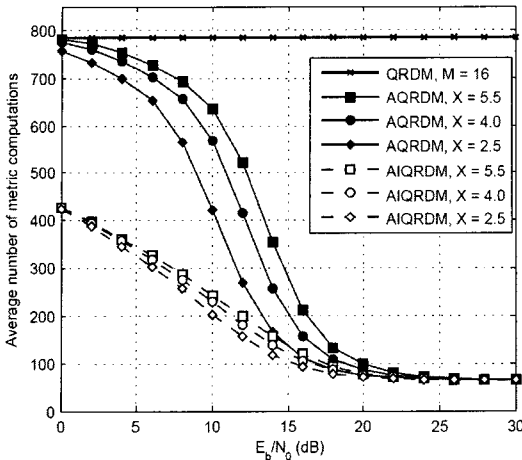


그림 8. 제안된 AIQRDM 알고리즘의 연산 복잡도

달성한다.

그림 8은 $M = 16$, $X = 4$, m_1^4 과 G_2^4 를 사용한 경우에, 제안된 AIQRDM 알고리즘의 연산 복잡도를 나타낸다. 0dB 의 E_b/N_0 에서 AIQRDM 알고리즘과 AQRDM 알고리즘은 각각 기존의 QRD 알고리즘이 가지는 연산 복잡도의 54.2% 와 98.8%만을 가지고 수행된다. 이는 제안된 AIQRDM 알고리즘이 계수 4만큼의 하드웨어 및 메모리 요구량 감소뿐만 아니라 상당량의 연산 복잡도 감소를 달성했음을 보인다.

그림 9는 $\rho = C_{AI}/C_A$ 와 E_b/N_0 사이의 비를 나타낸다. 여기서, C_{AI} 와 C_A 는 각각 AIQRDM 알고리즘과 AQRDM 알고리즘에서 수행되는 비교 연산의 평균량을 의미한다. AIQRDM 알고리즘은 신호 검

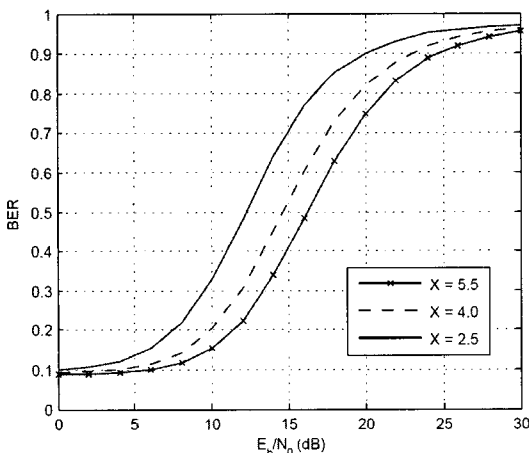


그림 9. 제안된 AIQRDM 알고리즘과 기존의 AQRDM 알고리즘에서 필요로 하는 연산 복잡도의 비율

출을 위한 각 반복 구간의 마지막 단계에서 임계값을 재설정하여 다음 반복 구간에 남겨지는 심볼 후보의 수를 줄임으로서, 낮은 E_b/N_0 영역에서 기존의 AQRDM 알고리즘이 가지는 연산량의 약 10%만으로도 신호 검출이 가능하다.

V. 결 론

본 논문에서는, 공간 다중화 MIMO 시스템에서 집합 그룹핑을 기반으로 하여 quasi-ML 성능을 달성하는 두 가지의 신호 검출 알고리즘을 제안하였다. 집합 그룹핑을 통하여 전체의 트리 탐색 구간은 PDP로 분할되며, 각 PDP는 제안된 APQRDM 알고리즘에서 병렬 수행되고, AIQRDM 알고리즘에서는 반복적으로 수행된다. APQRDM 알고리즘은 각 PDP의 병렬 수행을 통하여, 상당한 검출 지연의 감소를 달성하고, 기존의 AQRDM 알고리즘이 가지는 연산 복잡도의 약 10%만으로 AQRDM 알고리즘과 정확하게 일치하는 BER 성능을 가진다. 반면에, AIQRDM 알고리즘에서는 각 PDP를 반복적으로 수행하여 하드웨어 및 메모리 요구량을 감소시켰으며, 각 반복 구간의 마지막 단계에서 제안된 방법에 의하여 임계값을 효율적으로 재설정함으로써, 신호 검출 과정 동안의 연산 복잡도 및 비교 연산량을 상당량 감소 시켰다. 본 논문을 통하여, 제안된 공간 다중화 MIMO 시스템을 위한 신호 검출 알고리즘은 quasi-ML 성능을 달성할 뿐만 아니라, 검출 throughput 과 하드웨어 요구량 관점에서 매우 효율적임을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, Vol.10, pp.585-595, 1999.
- [2] W. Van Etten, "Maximum likelihood receiver for multiple channel transmission systems," *IEEE Transactions on Communications*, pp. 276-283, Feb. 1976.
- [3] E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, and K. Zeger, "Closest point search in lattices," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol.48, No.8, pp.2201-2214, Nov. 2002.
- [4] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis, and J.D. Gibson, "AQRD-M/Kalman filterbased detection and

channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol.4, No.2, pp.710-721, Mar. 2005.

- [5] J. Jalden and B. Ottersten, "On the complexity of sphere decoding in digital communications," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 53, No.4, pp.1474-1484, Apr. 2005.
- [6] J. Jalden, L. Barbero, B. Otterstény, and J. Thompson, "Full diversity detection in MIMO systems with a fixed-complexity sphere decoder," in *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP*, Vol.3, pp.49-52, Apr. 2007.
- [7] W. H. Chin "QRD based tree search data detection for MIMO communication systems," in *Proc. Vehicular Technology Conference VTC*, Vol.3, pp.1624-27, June 2005.
- [8] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, and M. Sawahashi, "Adaptive control of surviving symbol replicas in QRD-MLD for OFDM-MIMO multiplexing," *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, Vol.24, No.6, pp. 1130-1140, Jun. 2006.
- [9] P. Wolniansky, G. Foschini, G. Golden and R. Valenzuela "V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," in *Proc. URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, pp.295-300, Oct. 1998.

모하이센 마나르 (Manar Mohaisen) 정회원



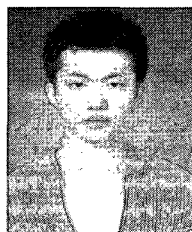
2001년 7월 Univ. of Gaza, Gaza, Palestine, 통신 및 제어(공학사)
 2005년 9월 School Polytechnic of Nice Univ., Sophia-Anti-polis, France(공학석사)
 2006년 2월~현재 인하대학교 정보통신대학원 박사과정

2001년~2003년: Palestinian Telecommunication Company (JAWWAL)

<관심분야> MIMO Detection, Co-Channel Interference Cancellation, Dirty Paper Coding, Antenna Selection

안 흥 선 (HongSun Ahn)

준회원



2007년 2월 인하대학교 전기공학과 (공학사)
 2008년 2월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사과정
 <관심분야> MIMO Detection, Interference cancellation, 4G 이동통신

장 경 희 (KyungHi Chang)

중신회원



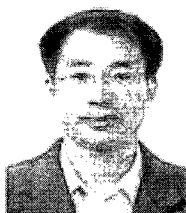
1985년 2월 연세대학교 전자공학과(공학사)
 1987년 2월 연세대학교 전자공학과(공학석사)
 1992년 8월 Texas A & M Univ., EE Dept.(Ph.D.)
 1989년~1990년 삼성종합기술원 주임연구원

1992년~2003년 한국전자통신연구원, 이동통신연구소 무선전송방식연구팀장 (책임연구원)

2003년~현재 인하대학교 정보통신대학원 교수
 <관심분야> 4세대 이동통신 및 3GPP LTE 무선전송방식, WMAN 및 DMB 시스템 무선전송기술, Cognitive Radio, Cross-layer Design, Cooperative Relaying System, RFID / USN Systems, 해상수중 통신, Green IT/Ship 등

구 본 태 (BonTae Koo)

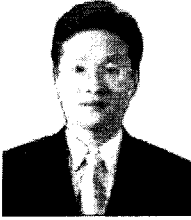
중신회원



1989년 2월 고려대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월 고려대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)
 1991년~1997년 현대전자
 1999년~현재 한국전자통신연구원 통방융합 SoC연구팀 팀장

백 영 석 (Young-Seok Baek)

정회원



1985년 2월 한양대학교 전자공
학과(공학사)

1987년 2월 한양대학교 대학원
전자공학과 (공학석사)

1989년 8월~현재 한국전자통
신 연구원 통방융합SoC연구
팀 책임연구원