

공간 다중화 MIMO-OFDM 시스템을 위한 복잡도 감소 QRD-M 알고리즘

정회원 모하이센마나르*, 준회원 안 홍 선*, 종신회원 장 경 희*

Reduced Complexity QRD-M Algorithm for Spatial Multiplexing MIMO-OFDM Systems

Manar Mohaisen* *Regular Member*, HongSun An* *Associate Member*,
KyungHi Chang* *Lifelong Member*

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)이 적용된 MIMO(Multiple-input Multiple-output) 기술은 추가적인 주파수 자원의 할당 없이 채널 용량을 증가시키기 위한 방법으로 주목 받고 있으나, MIMO-OFDM 수신단에서 다른 안테나로부터 동시에 전송된 독립적인 데이터 스트림을 분리할 수 있는 낮은 복잡도의 검출 알고리즘을 개발해야 하는 문제점이 있다. 이 논문에서 제안하는 ULBC QRD-M (Upper-Lower Bounded-Complexity QRD-M) 알고리즘은 최대 복잡도 즉, 복잡도의 상한(upper bound)을 기존의 QRD-M 알고리즘과 동일한 값으로 고정 시킴으로써 SD(Sphere Decoding) 알고리즘에서 순시적으로 매우 높은 복잡도를 가지는 문제를 해결하는 동시에, 불필요한 Hypothesis를 제거하여 필요한 계산량을 현저하게 낮출 수 있는 장점이 있다. 분석과 모의실험 결과를 통하여 제안된 알고리즘이 기존의 QRD-M 알고리즘에 비하여 단지 26%의 계산량 만으로도 동일한 BER 성능을 가질 수 있음을 보인다.

Key Words : MIMO-OFDM detection, sphere decoding, QRD-M, ULBC QRD-M, maximum likelihood, receiver complexity

ABSTRACT

Multiple-input multiple-output (MIMO) technology applied with orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is considered as the ultimate solution to increase channel capacity without any additional spectral resources. At the receiver side, the challenge resides in designing low complexity detection algorithms capable of separating independent streams sent simultaneously from different antennas. In this paper, we introduce an upper-lower bounded-complexity QRD-M algorithm (ULBC QRD-M). In the proposed algorithm we solve the problem of high extreme complexity of the conventional sphere decoding by fixing the upper bound complexity to that of the conventional QRD-M. On the other hand, ULBC QRD-M intelligently cancels all unnecessary hypotheses to achieve very low computational requirements. Analyses and simulation results show that the proposed algorithm achieves the performance of conventional QRD-M with only 26% of the required computations.

※ 이 논문은 2007년 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국과학기술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임(KRF-2007-331-D00296(100048)).

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

논문번호 : KICS2008-10-432, 접수일자 : 2008년 10월 3일, 최종논문접수일자 : 2009년 3월 6일

I. 서 론

공간 다중화 MIMO (multiple-input multiple-output)는 추가적인 주파수 자원의 할당 없이도 시스템 throughput을 선형적으로 증가시키는 특성으로 인해 주목 받고 있는 기술이다^[1]. 이러한, 공간 다중화 MIMO 시스템의 채널 용량은 주로 전송된 심벌 블럭을 복원하기 위해 수신단에서 사용하는 검출 기법에 의존한다^[2]. 따라서, 높은 성능과 낮은 복잡도를 동시에 실현하는 검출 기법 개발에 대한 관심이 늘고 있다. ML (Maximum likelihood) 검출은 변조된 디지털 메시지의 복원을 위해 송신된 모든 신호 벡터를 탐색하여 가장 이상적인 성능을 얻을 수 있는 MIMO 검출 기법으로 알려져 있다. 그러나, 문제 크기(problem size)가 높은 경우에 ML 성능을 얻기 위해서는 현실적으로 실현하기 어려운 정도의 소모적인 탐색이 필요하다. 여기서, 문제 크기는 변조 크기가 고정되어 있을 때 다른 안테나를 통해서 전송된 심벌의 수로써 정의 된다.

MIMO 검출에 관한 연구 논문들은 서로 다른 기술을 적용함으로써 복잡도의 수준과 보여 지는 성능 또한 각각 다른 다양한 검출 기법들을 다루고 있다. 이러한 기술들 중에서, SD (sphere decoding) 알고리즘과 QRD-M (QR-decomposition with M-algorithm) 알고리즘은 높은 복잡도를 가진 ML 검출의 대안으로 개발되고 있는 기법 중 가장 주목 받는 MIMO 검출 기법들이다.

SD 알고리즘은 ML 검출에 비해 매우 낮은 평균 복잡도를 가지면서 유사한 성능을 보인다^{[4],[5]}. [6]에서, SD 알고리즘의 평균 복잡도는 Hassibi와 Vikalo에 의해 특정한 가정 하에서 문제 크기에 관한 다항식으로 나타내어진다^[6]. 그러나, SD 알고리즘은 채널 상태가 좋지 않을 때 (ill-conditioned), 즉, 채널 행렬의 condition number가 높은 경우, 또는 순시적인 잡음 전력이 큰 경우에 매우 높은 복잡도를 가지는 문제가 있다.

이동 단말기는 제한된 전력 (power)을 사용하며 지연 (latency)에 취약하다. 이러한 현실에서, 높은 편차를 보이며 임의적으로 변하는 복잡도를 가진 검출 기법은 받아들이기 어렵다. 그 결과, BER성능과 복잡도 사이의 trade-off를 절충하여 고정된 복잡도를 가지면서 우수한 BER성능을 보이는 QRD-M 알고리즘이 제안되었다^{[8], [9]}. QRD-M 알고리즘에서, 필요한 계산량은 채널 상태나 잡음 전력과 관계 없이 일정하게 고정되어 있다. 이와 같이, 검출 과

정에서 일정한 복잡도를 유지하는 QRD-M과 같은 검출 알고리즘은 채널 상태가 좋은 경우에는 정해진 계산양보다 낮은 계산량을 가지고도 동일한 BER 성능을 보일 수 있음을 간과하고 있다.

[10]에서 제안된 adaptive QRD-M 알고리즘에서, 추정된 잡음 분산(variance)과 각 단계의 최소 거리가 더해진 상수 X의 곱은 불필요한 가치를 잘라내기 위한 검출 threshold로 사용된다. 만약, X가 큰 값이라면, 복잡도는 증가하지만 ML에 가까운 성능을 얻을 수 있고, 반면에 X값이 작다면, 복잡도는 감소하지만, 성능 또한 저하된다. 적응형(Adaptive) QRD-M 알고리즘의 문제점은 낮은 신호 대 잡음비(SNR)에서 많은 후보들이 유사한 거리를 가지므로 쉽게 제거될 수 없기 때문에, ML에 가까운 성능을 보이려면 높은 복잡도가 필요하다는데 있다. [11]에서는 각 검출 단계에서 threshold가 부분 결정 피드백(partial decision feedback)을 통해 계산되는 알고리즘이 제안되었다. 이 알고리즘은 각각의 검출 단계에서 최소 거리를 가진 노드(node)가 남아 있는 심벌을 찾기 위해 사용되고, 계산된 거리는 현재의 검출 단계에서 새로운 threshold로 사용된다. 이로 인해, [10]에서 제안된 적응형 QRD-M 알고리즘에 비해서 복잡도는 감소 하였지만, 많은 송신 안테나가 사용될 경우에 결정 피드백의 과정은 검출기 throughput을 감소시키고, 검출 단계에서의 더욱 많은 계산량을 요구하게 된다. 더욱이, 부분 결정 피드백 알고리즘은 첫 번째 단계에서 얻은 해법이 유일한 해법인 경우에 검출 과정을 종료하는 방법이 정의 되지 않았다.

이 논문에서 제안하는 ULBC QRD-M(upper-lower bounded-complexity QRD-M)은 탐색하는 가지의 크기는 기존 QRD-M 알고리즘과 같은 크기로 고정되어 있는 반면, 수신 벡터로부터 Babai 점까지의 제곱 유클리드 거리(squared Euclidean distance)를 조건으로 미리 정하여, 이 조건보다 작은, 즉, 이 조건을 만족 시키지 못하는 metric을 가진 가지들은 검출 과정에서 제거한다. 채널 상태가 좋은 (well-conditioned) 경우에 Babai 점은 기존 QRD-M 알고리즘에서 살아남은 격자점(lattice point) 중에서 수신 벡터에서 가장 가까운 점이 되고, 검출 과정은 첫 번째 단계라도 종료 되므로, 복잡도는 확연하게 감소한다. 또한, Babai 점이 수신 벡터에 가장 가까운 점이 아닌 경우에도, 정해진 조건을 만족시키지 못하는 가지들은 제거되어 더 이상 탐색 과정에 고려되지 않고, 이 결과 신호 검출 과정에서 거치는

노드 수가 줄어들어 복잡도는 감소된다. 제안된 알고리즘의 주요 이점은 복잡도는 확연하게 감소시키고, 검출기 throughput을 그대로 유지하면서도 기존 QRD-M 알고리즘과 정확하게 일치하는 BER 성능을 보이는 것이다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 채널 모델을 포함한 시스템 모델을 간략하게 설명하고, III장과 IV장에서 각각 SD 알고리즘과 기존 QRD-M 알고리즘의 이론적 기법을 살펴본다. V장에서는 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 ULBC 유도 과정을 상세히 소개 하고, VI장에서 모의실험 결과를 살펴본다. 마지막으로 VII장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

2.1 MIMO-OFDM System Model

본 논문에서는 부반송파간의 간섭(ICI : Inter-Carrier Interference)은 고려하지 않은 공간 다중화 MIMO-OFDM 시스템을 가정한다. 송신 및 수신 신호의 관계는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

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

여기서, $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{N_r}$ 은 수신 벡터, $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_r}$ 는 σ^2 의 분산을 가진 i.i.d.(independent and identically distributed) 가우시안 잡음(noise), $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 는 i 번째 수신 안테나와 j 번째 송신 안테나 사이의 전달 함수 성분인 $h_{i,j}$ 로 구성된 full column rank 복소 채널 행렬이다.

$N_r = N_t = N$ 의 경우에, $N_s = 2N_t$ 는 실공간(real space)의 차원을 나타내고, 식(1)은 다음과 같은 간단한 수식^[12]에 의해 실수 영역 \mathbb{R}^{N_s} 으로 맵핑시킬 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Re(\mathbf{r}) \\ \Im(\mathbf{r}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{H}) & -\Im(\mathbf{H}) \\ \Im(\mathbf{H}) & \Re(\mathbf{H}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{x}) \\ \Im(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{v}) \\ \Im(\mathbf{v}) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

여기서, $\Re(\mathbf{x})$ 와 $\Im(\mathbf{x})$ 는 각각 \mathbf{x} 의 실수부와 허수부이다. 보다 분명하게 표현하기 위해 $\mathbf{r}_r = \mathbf{H}_r \mathbf{x}_r + \mathbf{v}_r$ 와 같이 식(2)를 표현한다. 여기서, 각 기호는 $\mathbf{r}_r \in \mathbb{R}^{N_s}$, $\mathbf{H}_r \in \mathbb{R}^{N_s \times N_s}$, $\mathbf{v}_r \in \mathbb{R}^{N_s}$, $\mathbf{x}_r \in \mathbb{Z}^{N_s}$ 와 같다. 송신된 벡터 \mathbf{x}_r 을 이용하면 \mathbf{H}_r 은 격자 $L_s(\mathbf{H}_r) := \{\mathbf{z} = \mathbf{H}_r \mathbf{x}_r \mid \mathbf{x}_r \in \mathbb{Z}^{N_s}\}$ 를

만들어 낸다. 결과적으로, 식 (1)은 잡음 \mathbf{v}_r 에 의해 교란된 격자점 \mathbf{z} 의 결과로 보여질 수 있다.

최종적으로, QR-분해를 사용하여 실수 채널 행렬 \mathbf{H}_r 은 단위(unitary) 행렬 \mathbf{Q} 와 상삼각행렬(upper triangular matrix) \mathbf{R} 의 곱으로 분해된다. 식(2)의 양변에 \mathbf{Q} 의 역행렬, 즉, 전치 행렬을 곱해주면 다음과 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{x}_r + \mathbf{n} \quad (3)$$

여기서, $\mathbf{y} = \mathbf{Q}^T \mathbf{r}_r$ 이고, $\mathbf{n} = \mathbf{Q}^T \mathbf{v}_r$ 이다. 식(3)은 제안된 알고리즘의 검출 기법을 설명하기 위한 시작점으로 사용될 것이다.

2.2 MIMO Channel Model

본 논문에서는 채널 모델로 3GPP SCM-E (spatial channel model-extended)^[13]를 사용한다. SCM-E 채널은 각 환경에서 신호 전파에 대하여 6개의 고정된 주경로(main-path)로써 묘사하며, 각 경로는 ‘Sum of Sinusoid’ 방법에 따라 분포된 20개의 부경로(sub-path)로 구성된다. 이러한 20개의 부경로는 중간경로(mid-path)라는 그룹의 부분 집합으로 분리하여 원래의 경로에 대하여 상대적으로 서로 다른 지연을 갖게 할 수 있다. 각각의 주경로는 채널 시나리오에 따라 3 또는 4개의 중간경로로 이루어진다. 본 논문에서는 각 주경로가 3개의 중간경로로 이루어진 sub-urban macro 시나리오를 고려한다. 표 1은 반송 주파수 (carrier frequency) $f_c=3.7\text{GHz}$ 에서의 전력 지연 분포 (power delay profile)를 나타낸다. 지연 분포는 각 주경로를 구성하는 3개의 중간경로의 평균 지연수로 정의 되고, 모든 주경로 전력 분포의 합은 1이 된다.

III. Sphere Decoding 알고리즘

SD 알고리즘 기반의 두 가지 대표적인 non-trivial한 검출 방법론이 Fincke와 Pohst^[14], Agr^[15]에 의해서 발표되었다. 본 논문에서는 이 중 [15]의 검출 방법론을 이용 한다.

표 1. 3GPP SCM-E sub-urban 채널 모델의 Power & delay profiles.

Path	1	2	3	4	5	6
Delaly	0.33	2.33	4.67	12.67	42.67	87.33
Power	0.526	0.126	0.285	0.048	0.012	0.003

Agrell의 방법론에 의하여 SD 알고리즘은 다음의 조건을 만족하는 hypothesis만을 고려한다.

$$\| \mathbf{R} \mathbf{x}_i - \mathbf{y} \|^2 \leq d^2 \quad (4)$$

여기서, d 는 탐색 범위를 결정하는 고차원 구의 반지름이다. SD 알고리즘은 연속적인 방법으로 최적의 해 벡터를 검출해 낸다. 즉, ML에서 행해지는 N_s -차원 구에서의 소모적인 탐색을 N_s 개의 1차원 탐색으로 변형함으로써, 각 검출 단계마다 식(4)를 만족하지 않는 후보는 검출 과정에서 제거 되고, 탐색 트리의 크기는 줄어든다.

채널 상태가 좋고 순시적인 잡음 전력이 낮은 경우, SD 알고리즘은 매우 낮은 계산 복잡도를 가지고 ML에 근접한 성능을 나타낸다. 그러나, 이와 반대로 채널 상태가 나쁘고, 순시적인 잡음 전력이 높은 경우, 수신 벡터로부터 유사한 제곱 유클리드 거리를 가지는 많은 hypotheses가 발생 하게 되고, 이로 인해 SD 알고리즘은 검출 초기 단계에서 아무런 hypotheses도 제거할 수 없게 된다.

SD 알고리즘은 상당한 복잡도의 감소와 동시에 ML에 근접한 성능을 보임에도 불구하고, 최악의 경우에 매우 높은 복잡도를 가지는 단점으로 인해 사용할 수 있는 전력의 제약과 지연 허용 범위의 한계를 가지는 실제의 통신 시스템에서 구현이 용이하지 않다는 단점을 가진다.

다음 장에서, 최악의 경우 매우 높은 복잡도를 가지는 SD 알고리즘의 단점을 해결하기 위한 방법으로 제안된 일정한 복잡도를 가지는 QRD-M 알고리즘에 대해 설명한다.

IV. 기존의 QRD-M 알고리즘

QRD-M 알고리즘은 i 번째 검출 단계에서 식(4)를 만족하는 모든 후보를 검출 과정에 남겨두지 않고, 미리 정해진 가지의 수, M_i 만을 선택하여 신호 검출을 진행한다. 그 결과, 알고리즘의 복잡도는 문제 크기와 $\mathbf{M} = [M_{N_s}, M_{N_s-1}, \dots, M_1]$ 에 따라 고정된다.

본 논문에서는, 다음 단계에 따라 QRD-M 알고리즘을 실수 영역에서 나타낼 것이다.

Step 1 : 첫 번째 검출 단계는 $i = N_s$ 로 설정한 뒤에, 누적 거리값으로 0을 가지는 탐색 트리의 루트에서 시작한다.

Step 2 : 살아남은 모든 가지들을 가능한 모든

노드로 확장한다.

Step 3 : 식(5)를 이용하여 각각의 누적 거리를 계산하여 크기 순서대로 정렬한 뒤, 최소 누적 거리를 가지는 M_i 가지만을 남겨둔다.

Step 4 : 검출 단계가 마지막 단계($i=1$)라면, Step 6로 넘어가고, 마지막 검출 단계가 아니라면 다음 Step을 진행한다.

Step 5 : 다음 검출 단계 즉, $i=i-1$ 단계로 이동하고 Step 2부터 반복한다.

Step 6 : 현재까지 남아 있는 가지들을 각각의 계산된 누적 거리에 따라 크기 순서로 정렬하고, 가장 작은 거리를 갖는 가지를 QRD-M 알고리즘의 해법으로 선택한다.

i 번째 검출 단계에서 가지들의 누적 거리는 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$\sum_{k=i}^{N_s} \left| R_{k,k} (\hat{x}_k - x_k) + \sum_{j=k+1}^{N_s} R_{k,j} (\hat{x}_j - x_j) \right|^2 \quad (5)$$

여기서, $R_{k,j}$ 는 행렬 \mathbf{R} 에서 k 번째 행의 j 번째 열에 위치한 성분, i 는 거리가 계산되는 검출 단계, x 는 ZF(zero-focusing)에 의한 \hat{x} 의 복조된 값을 나타낸다.

V. 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘

SD 알고리즘은 ML 검출 기법에 가장 근접한 BER 성능을 보이는 검출 기법이지만, 최악의 경우 ML과 유사한 복잡도를 가지는 단점이 있다. QRD-M 알고리즘은 검출 과정에 필요한 탐색 트리의 크기를 고정함으로써, 계산 복잡도와 BER 성능 사이의 tradeoff를 적절한 수준으로 조절한다. 그러나 QRD-M 알고리즘은 각 검출 단계에서 살아남는 가지의 수를 누적 거리는 고려하지 않고, 고정 시키는 단점을 가진다. 이로 인해, QRD-M 알고리즘은 채널 상태가 좋은 경우에도 신호 검출을 위해 필요치 않은 계산을 지속적으로 수행한다.

본 논문에서 ULBC QRD-M 알고리즘이라 지칭하는 변형된 QRD-M 알고리즘은 기존의 QRD-M 알고리즘이 가지는 복잡도의 상한은 고정시키는 반면에, 미리 정해진 특정한 조건을 만족시키지 못하는 모든 가지들은 제거하여 필요치 않은 계산을 피

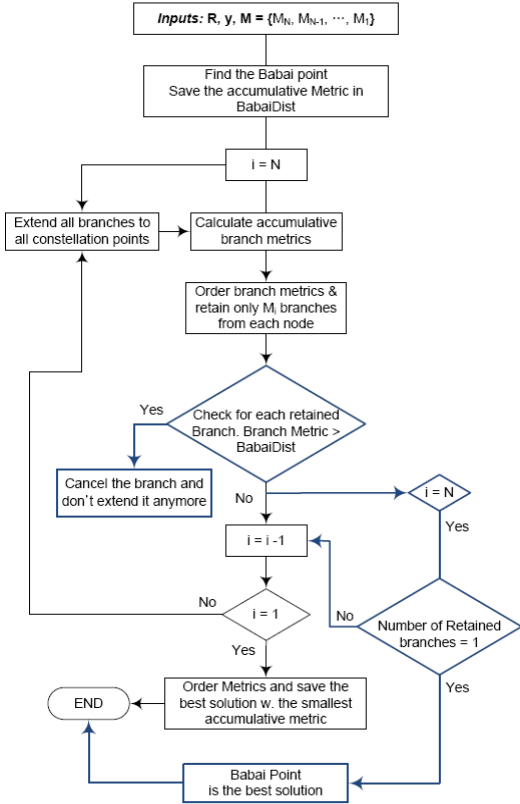


그림 1. 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘

함으로써 복잡도의 하한은 상당 수준 감소시킨다. 그림 1은 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 순서도이며, 시작을 위한 입력 값으로 행렬 R, y, 파라미터 M을 가진다.

그림 1에서 보여지는 것처럼 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 신호 검출 과정은 다음의 단계를 통해 진행된다.

Step 1 : 그림 2의 Algorithm 1 [16]에서 설명된 알고리즘을 이용하여 Babai 점을 찾은 뒤, 식 (4)를 이용하여 y에서부터 구해진 Babai 점까지의 누적 제곱 유클리드 거리를 계산하여 BabaiDist값으로 설정한다.

- 탐색 트리의 루트 노드를 가능한 모든 가지로 확장한다.
- 각 가지의 누적 거리를 계산한 뒤, 최소의 거리를 가진 M_i 를 선택한다.
- 선택된 가지들의 누적 거리를 BabaiDist와 비교하여 보다 큰 거리를 가지는 가지들은 검출 과정에서 제거한다.

Inputs: $y, R, N_s, BabaiDist = 0$

For $i = N_s$ **to** 1

$$x = \left(y_i - \sum_{k=i+1}^{N_s} R_{i,k} \hat{x}_k \right) / R_{i,i}$$

$$\hat{x}_i = Q(x) \quad \% \text{ demodulation}$$

$$i = i - 1 \quad \% \text{ move to next stage}$$

End

Outputs: $\hat{\mathbf{x}}_{BB} = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_{N_s}]^T$

$$BabaiDist = \|\mathbf{y} - \mathbf{R} \hat{\mathbf{x}}_{BB}\|^2$$

그림 2. Algorithm 1. Babai point 해법

- 하나의 가지만이 살아남는다면, 검출 알고리즘은 종료되고 살아남은 가지가 알고리즘의 해법으로 선택되며, 하나 이상의 가지가 살아남는다면 검출 과정은 계속 진행된다.

Step 2 : 다음 검출 단계, 즉, $i = i - 1$ 로 이동한다.

Step 3 : 살아남은 모든 가지들을 가능한 모든 노드로 확장한다.

Step 4 : 식(5)를 이용하여 각각의 누적 거리를 계산하고 오름차순으로 정렬한 뒤, 최소 누적 거리를 가지는 M_i 가지만을 남겨둔다.

Step 5 : 살아남은 가지들의 누적 거리와 BabaiDist를 비교하여 BabaiDist보다 큰 누적 거리를 가지는 가지들을 제거한다.

Step 6 : 검출 단계가 마지막 단계($i=1$)라면, 살아남은 가지들을 계산된 각각의 누적 거리에 따라서 순서대로 정렬하고, 가장 작은 거리를 갖는 가지를 ULBC QRD-M 알고리즘의 해법으로 선택한다. 마지막 검출 단계가 아니라면 Step 2부터 반복한다.

검출 과정 초기의 탐색 반지름으로 BabaiDist를 선택한 것은 다음에서 기인한다.

1. 기존의 QRD-M 알고리즘에 의해 살아남은 격자점 중에서 Babai 점이 최적의 해법이라면, 계산된 BabaiDist는 step 1에서 검출 과정을 종료시킬 수 있는 해법을 제시한다.

2. 탐색 반지름을 결정하기 위한 다른 방법 (criterion)¹⁷⁾은 결정된 반지름 범위 안에 격자 점이 없는 경우가 발생할 수 있고, 이 경우에 반지름을 증가시킨 뒤 검출 과정을 다시 시작해야 한다. 또한, 이렇게 증가된 탐색 반지름이 너무 많은 격자점을 범위 안에 포함시켜 계산 복잡도를 증가시키기도 한다.

제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 계산 복잡도는 그림 3의 예를 통해 설명한다.

Babai 점이 기존의 QRD-M 알고리즘에 의한 점들의 집합보다 수신 벡터와 더욱 가까이 위치하는 일반적인 시나리오는 그림 3(a)에서 보여진다. 이러한 점들은 검출 과정에서 제거되어 검출 과정 동안 평균적으로 거치는 노드 수가 감소하게 된다.

Babai 점이 수신 벡터에 가장 가까이 위치하는 점이 되는 최상의 경우는 그림 3(b)에서 보여준다. 이 경우에 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘 검출 과정에서 거치는 노드 수, 즉, 복잡도의 하한은 아래 식과 같이 표현되고, 이는 기존의 QRD-M 고정된 알고리즘의 복잡도 보다 매우 낮은 수치이다.

$$f_{ULBC}^{LB} = N_s + C^{1/2} \tag{6}$$

여기서, C는 변조 크기(QPSK의 경우 C = 4),

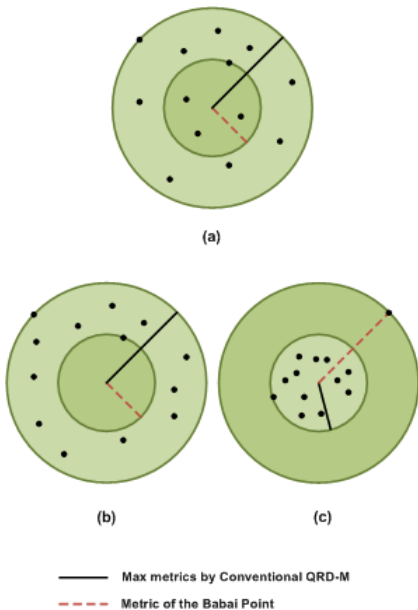


그림 3. 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 복잡도: (a) General scenario (b) Best scenario (c) Worst scenario.

N_s 는 Babai 점을 구하기 위해 거치는 노드 수이다.

그림 3(c)에서 보여지는 것처럼, 수신 벡터를 기준으로 Babai 점이 기존의 QRD-M 알고리즘에 의해 살아 남은 모든 점보다 더 먼 곳에 위치 하는 최악의 경우에 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘 복잡도의 상한은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$f_{ULBC}^{UB} = f_{QRD-M} + N_s \tag{7}$$

여기서, f_{QRD-M} 은 기존의 QRD-M 알고리즘이 검출 과정동안 거치는 노드 수이다.

VI. 모의실험을 통한 성능 분석

본 장에서, SD 알고리즘과 기존 QRD-M 알고리즘의 성능과 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 성능을 비교 검증한다.

표 2는 본 논문의 모의실험환경에서 사용한 주요 파라미터들을 나타낸다. 터보 코드 부호기는 1/2 부호율(code rate)을 가진 두 개의 이진 RSC(recursive systematic convolutional) 부호기의 병렬 연결(parallel concatenation)으로 이루어져 있다. RSC 부호기는 랜덤 인터리버에 의해 분리되고, 터보 부호기의 코드율을 1/3에서 1/2까지 증가시키기 위해 puncturing이 사용된다.

그림 4는 4개의 송신 안테나가 사용될 때, 전송 프레임 구조를 나타낸다. 다른 안테나의 파일럿들은 서로 직교(orthogonal)하고, 2번째와 6번째 OFDM 심벌

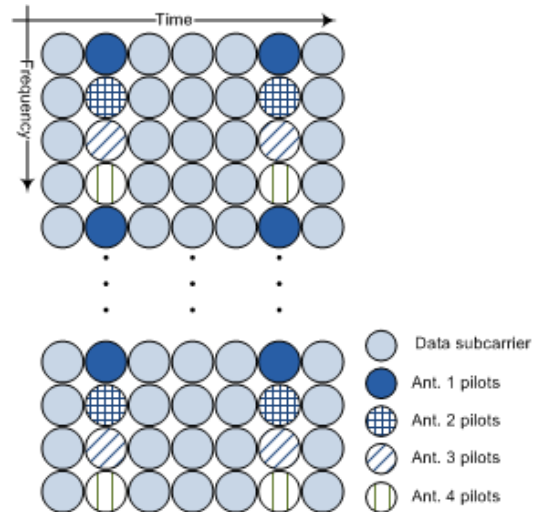


그림 4. 4x4 MIMO-OFDM 시스템의 프레임 구조.

표 2. 모의실험 파라미터.

Parameter	Value
Bandwidth (BW)	20 MHz
Sampling frequency (f_s)	30.72 MHz
Carrier frequency (f_c)	3.7 GHz
Subcarrier spacing (Δf)	15 kHz
FFT size (N_{FFT})	2048
Data sub-carriers (N_{DC})	1200
Guard interval (GI)	146 samples
Sub-frame duration (T_s)	7 OFDM symbols (0.5 ms)
Modulation	16QAM
Channel coding	Turbo code (8 decoding iterations)
Code rate	1/2
Packet length	2400 bits
MIMO channel model	3GPP spatial channel model-extended (SCM-E)
Channel scenario	Suburban macro
Mobility	120 km/h
Channel estimation	Pilot-assisted
Detection algorithms	SD, QRD-M, Proposed ULBC QRD-M
Number of Tx/Rx antennas	4×4

에 삽입된다. 일단, 파일럿 위치에서 ZF방법을 사용하여 채널 계수가 추정되면, 데이터 위치의 채널 계수는 시간과 주파수 영역으로 보간법(interpolation)을 수행하여 추정한다. 이 프레임 구조는 송신안테나의 수에 따라서 파일럿의 개수를 조정하여 사용될 수 있다.

그림 5는 SD 알고리즘과 기존의 QRD-M 알고리즘과 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 PER 성능을 보여준다. 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘과 기존의 QRD-M 알고리즘은 같은 PER 성능을 보임을 알 수 있다. 이러한 결과는 제안된 알고리즘에 의해 구해진 해법이 기존 QRD-M 알고리즘에 의해 구해지는 해법과 다르지 않음을 의미한다.

16QAM의 변조 방식을 사용하고 $M=[q, q^2, q^3, \dots, q^3]$ 과 $q = (C)^{0.5} = 4$ 로 설정하여 모의실험 한 결과, 목표 PER 10^{-2} 인 경우에, 기존의 QRD-M 알고리즘과 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘은 SD 알고리즘에 비하여 약 1dB 정도의 신호대 잡음비 성능 열화를 보인다.

그림 6은 16QAM, 4×4 MIMO-OFDM 시스템 환경에서 최악의 경우 SD 알고리즘의 복잡도에 대해 모의실험 한 결과를 ML 검출 기법의 복잡도와 함께

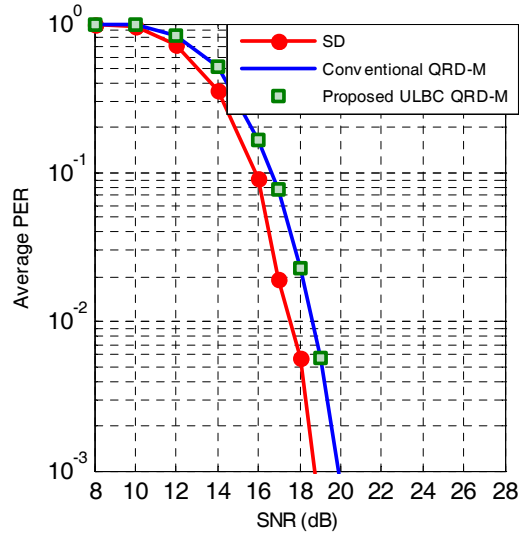


그림 5. 기존의 검출 알고리즘과 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 PER 성능.

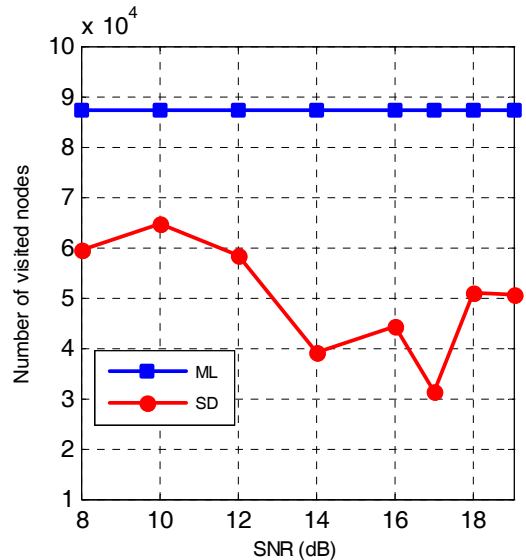


그림 6. SD 알고리즘 Worst case 복잡도.

나타낸 것이다. SD 알고리즘의 단점은 채널 상태가 나쁜 경우 또는 탐색 구간에 많은 수의 후보들을 포함할 경우 계산 복잡도가 ML 검출 복잡도의 60%를 넘는 것이다.

그림 7은 SD 알고리즘과 기존의 QRD-M 알고리즘의 복잡도와 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 평균 복잡도를 비교하여 보인다. 기존 QRD-M 알고리즘이 일정하지만 상대적으로 높은 복잡도를 보이는 반면, SD 알고리즘은 가장 낮은 평균 복잡도

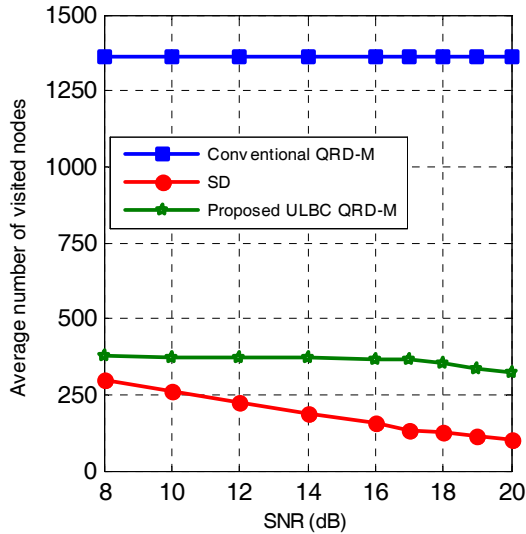


그림 7. 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 평균 복잡도

를 보인다. 제안된 알고리즘은 QRD-M 알고리즘의 26% 수준의 계산 복잡도를 가지고 정확하게 같은 PER 성능을 보인다. SNR = 8 dB에서 부호화된 채널의 영향을 고려한 경우에 ULBC QRD-M 알고리즘(그림 7), 적응형 QRD-M 알고리즘($X = 4.0$)^[10], 부분 결정 피드백 알고리즘(Fig. 5 in [11])은 기존의 QRD-M 알고리즘과 비교하여 각각 27.6%, 93.15%, 47.2%에 해당하는 복잡도를 보인다. 더욱이, 제안된 알고리즘의 평균 복잡도는 실제 동작 범위의 신호 대 잡음비(SNR)에서 [10]과 [11]의 적응형 피드백 알고리즘과 결정 피드백 알고리즘에 비하여 작은 변동을 보인다. 이러한 사실은 이미 언급된 두 알고리즘이 순시적인 신호대 잡음비에 따라 계산 복잡도의 심한 변동을 보이지만, 제안된 알고리즘의 평균 복잡도는 거의 고정됨을 의미한다. 더욱이 적응형 피드백 알고리즘과 결정 피드백 알고리즘에서는 threshold를 구하기 위해 많은 계산량을 필요로 하기 때문에, 제안된 알고리즘의 상한은 이들의 상한보다 낮은 복잡도를 가진다.

결론적으로, 제안된 알고리즘이 가지는 가장 큰 장점은 낮은 평균 복잡도를 가질 뿐만 아니라 식(7)에서 나타낸 복잡도의 상한 또한 낮은 수치를 가지는 것이다. 제안된 알고리즘은 Babai 점보다 큰 누적 거리를 가지는 모든 가지들을 제거하여 적은 수의 거리 계산만으로도 신호 검출 과정을 끝내기 때문에 낮은 복잡도를 가지게 된다.

VII. 결 론

본 논문에서 공간 다중화 MIMO-OFDM 시스템을 위한 upper-lower bounded-complexity QRD-M 검출 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘에서 탐색 트리의 크기는 복잡도의 상한을 일정한 값으로 고정하기 위하여 미리 정해지며, 신호 검출을 위한 불필요한 탐색 과정은 탐색 구의 반지름을 고정시킴으로써 제거 된다. 제시한 분석과 모의실험 결과와 같이, 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘은 기존의 QRD-M 알고리즘이 가지는 계산 복잡도의 26% 수준으로 동일한 PER 성능을 보이는 장점을 가지며, 이러한 장점은 ULBC QRD-M 알고리즘을 SD 알고리즘과 기존의 QRD-M 알고리즘을 대신하여 실제의 통신 시스템에 적용 가능하게 한다.

참 고 문 헌

- [1] S. Haykin and M. Moher, *Modern Wireless Communications*. Pearson Prentice Hall, New Jersey, 2005.
- [2] K. Su, *Efficient Maximum Likelihood Detection for Communication over Multiple Input Multiple Output Channels*. Doctoral Dissertation, University of Cambridge, 2005.
- [3] J. Jalden and B. Ottersten, "On the complexity of sphere decoding in digital communications," *IEEE Trans. on Sig. Processing*, vol. 53, no. 4, pp. 1474-1484, Apr. 2005.
- [4] J. Boutros, N. Gresset, L. Brunel, M. Fossorier, "Soft-input soft-output lattice sphere decoder for linear channels," in *Proc. GLOBECOM'03*, vol. 3, pp. 1583-1587, 2003.
- [5] B. M. Hockwald, S. ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, Mar. 2003.
- [6] B. Hassibi, H. Vikalo, "On the expected complexity of integer least-squares problems," in *Proc. IEEE ICASSP'02*, vol. 2, pp. 1497-1500, May 2002.
- [7] G. Golub, C. F. Van Loan, *Matrix Computations*. The Johns Hopkins Uni-

versity Press, London, 1996.

[8] J. Anderson, S. Mohan, "Sequential coding algorithms: A survey and cost analysis," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 32, no. 2, pp. 169-176, Feb. 1984.

[9] K.-J. Kim, R. Iltis, "Joint detection and channel estimation algorithms for QS-CDMA signals over time-varying channels," *IEEE Trans. on Communications*, vol. 50, no. 5, pp. 845-855, May 2002.

[10] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, M. Sawahashi, "Adaptive control of surviving symbol replica candidates in QRD-MLD for OFDM MIMO multiplexing," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 6, pp. 1130-1140, June 2006.

[11] K. Jeon, H. Kim, H. Park, "An efficient QRD-M algorithm using partial decision feedback detection," in *Proc. 40th Asilomar Conference on Signal, Systems, and Computers*, pp. 1658-1661, Oct 2006.

[12] H. Vikalo, B. Hassibi, T. Kailath, "Iterative decoding for MIMO channels via modified sphere decoding," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. 3, no. 6, pp. 2299-2311, Nov. 2004.

[13] D. S. Baum, J. Salo, G. Del Galdo, M. Milojevic, P. Kyösti, J. Hansen, "An interim channel model for beyond-3G systems," in *Proc. IEEE VTC'05*, vol. 5, pp. 3132-3136, May2005.

[14] U. Fincke, M. Pohst, "Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including complexity analysis," *Mathematics of Computation*, vol. 44, no. 170, pp. 463-471, Apr. 1985.

[15] E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, K. Zeger, "Closest point search in lattices," *IEEE Trans. on Inf. Theory*, vol. 48, no. 8, pp. 2201-2214, Nov. 2002.

[16] L. Babai, "On Lovasz' lattice reduction and the nearest point problem," *Combinatorica*, vol. 6, no. 1, pp. 1-13, Mar. 1986.

[17] Y. Dai, S. Suni, Z. Lei, "A comparative study of QRD-M detection and sphere decoding for

MIMO-OFDM systems," in *Proc. PIMRC'05*, vol. 1, pp.186-190, Sep. 2005.

모하이센마나르 (Manar Mohaisen)

정회원



2001년 7월 Univ. of Gaza, Gaza, Palestine, 통신 및 제어 (공학사)
2005년 9월 School of Polytechnic of Nice Univ., Sophia-Antipolis, 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 An)

준회원



2007년 2월 인하대학교 전기공학과 (공학사)
2008년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 석사과정

<관심분야> MIMO Detection, 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