

효율적인 노드 삽입을 이용한 순서화된 병렬 트리-탐색 기반 저복잡도 연판정 다중 안테나 검출 알고리즘

김길환*, 박장용*, 김재석^o

Low-Complexity Soft-MIMO Detection Algorithm Based on Ordered Parallel Tree-Search Using Efficient Node Insertion

Kilhwan Kim*, Jangyong Park*, Jaeseok Kim^o

요 약

본 논문은 max-log 근사화 하에서 연판정 최대 우도(soft-output maximum-likelihood, soft-ML) 성능을 달성하기 위한 저복잡도 연판정 다중 안테나(soft-output multiple-input multiple-output, soft-MIMO) 검출 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 병렬 트리-탐색(parallel tree-search, PTS)을 기반으로 하며, 정렬 순서를 변경한 정렬된 QR 분해(sorted-QR decomposition, SQRD)를 채널 순서화를 위해 적용한다. 비트별 로그-우도비(log-likelihood ratio, LLR)를 계산하는 과정에서 발생할 수 있는 공집합 문제(empty-set problem)는 탐색 레벨 별로 추가적인 노드들을 삽입함으로써 해결한다. 제안된 노드 삽입 기법에서는 선택된 노드와 반대 비트 값을 가지면서 가장 가까운 노드만 삽입되기 때문에, 연산 복잡도 측면에서 상당히 효율적이다. 제안된 알고리즘의 연산 복잡도는 기존 알고리즘 대비 약 37-74% 수준이며, 4x4 시스템에 대한 시뮬레이션 결과, 제안된 알고리즘은 soft-ML와 비교하여 0.1 dB 미만의 성능 저하를 보였다.

Key Words : Soft-MIMO Detection, Parallel Tree-Search, Node Insertion, SQRD, Empty-Set Problem

ABSTRACT

This paper proposes an low-complexity soft-output multiple-input multiple-output (soft-MIMO) detection algorithm for achieving soft-output maximum-likelihood (soft-ML) performance under max-log approximation. The proposed algorithm is based on a parallel tree-search (PTS) applying a channel ordering by a sorted-QR decomposition (SQRD) with altered sort order. The empty-set problem that can occur in calculation of log-likelihood ratio (LLR) for each bit is solved by inserting additional nodes at each search level. Since only the closest node is inserted among nodes with opposite bit value to a selected node, the proposed node insertion scheme is very efficient in the perspective of computational complexity. The computational complexity of the proposed algorithm is approximately 37-74% of that of existing algorithms, and from simulation results for a 4x4 system, the proposed algorithm shows a performance degradation of less than 0.1dB.

※ 본 연구는 지식경제부 기술혁신사업(10035389)의 지원을 받아 수행되었습니다.

◆ 주저자 : 연세대학교 전기전자공학과 IT-SoC 연구실, kilhwan_kim@yonsei.ac.kr, 정회원

◦ 교신저자 : 연세대학교 전기전자공학과 IT-SoC 연구실, jaekim@yonsei.ac.kr, 정회원

* 연세대학교 전기전자공학과 IT-SoC 연구실, parkjang@yonsei.ac.kr

논문번호 : KICS2012-07-327, 접수일자 : 2012년 7월 23일, 최종논문접수일자 : 2012년 9월 17일

I. 서 론

최근, 무선 전송 데이터의 대용량화 및 고속화에 대한 요구가 증가함에 따라, 3GPP LTE-advanced^[1]나 IEEE 802.16m^[2] 등과 같은 차세대 통신 시스템 표준들에서는 데이터 전송률 증대 및 서비스 품질 강화를 위해 다중 송수신 안테나(multiple-input multiple-output, MIMO) 기술을 핵심 기술로서 채택하고 있다. 이러한 MIMO 기술은 추가적인 대역폭 할당 없이 데이터 전송률을 증가시킬 수 있을 뿐만 아니라, 터보 코드(turbo code)나 low-density parity-check (LDPC) 코드 등의 오류 정정 부호들과 결합하여 수신 성능을 더욱 향상시킬 수 있다.

오류 정정 부호와 결합된 coded-MIMO 시스템에서는 복호 성능의 향상을 위해, 연관성 MIMO (soft-MIMO) 검출을 수행하여야 한다^[3]. Soft-MIMO 검출은 단순히 송신 심볼 벡터를 찾는 경관성 MIMO (hard-MIMO) 검출과 다르게, 송신 심볼 벡터를 구성하고 있는 각각의 비트들에 대한 연관성 정보를 구한다. 이러한 연관성 정보는 일반적으로 로그-우도비(log-likelihood ratio, LLR)로 표현되며, max-log 근사화를 통하여, 비트 값이 0인 경우와 1인 경우에 대한 최소 유클리디언 거리(Euclidean distance)의 차로 계산될 수 있다. 하지만, MIMO 검출 과정에서 얻어진 후보 심볼 벡터들이 특정 비트에서 모두 같은 값을 갖는 경우, 반대 비트 값에 대한 유클리디언 거리를 구할 수 없게 된다. 그 결과, 해당 비트에 대한 LLR을 계산할 수 없는 문제가 발생할 수 있으며, 이를 ‘공집합 문제(empty-set problem)’라고 한다^[4,5].

모든 가능한 송신 심볼 벡터에 대한 유클리디언 거리를 계산하는 maximum likelihood (ML) 검출은 공집합 문제없이 모든 비트들에 대한 LLR 값을 구할 수 있다. 따라서 ML 검출은 hard-MIMO 검출뿐 아니라 soft-MIMO 검출에서도 최적의 성능을 보인다. 하지만, ML 검출의 연산 복잡도는 송신 안테나 수와 변조 차수에 따라 지수적으로 증가하기 때문에, 실제 시스템에는 적용하기 어렵다. 반면, hard-MIMO 검출에서 ML 성능에 근접하는 성능을 달성하는 sphere decoding^[6]이나 K-Best^[7] 계열의 검출 기법들의 경우, 공집합 문제가 발생할 수 있어, soft-MIMO 검출에는 그대로 적용할 수 없다.

이러한 문제를 해결하기 위해, 다양한 알고리즘들이 제안되었다^[8-15]. 특히, Double-Detection^[12,13]과 QR-OSIC with candidates (QOC)^[14,15]는 다른 알고

리즘들에 비해 복잡도가 상대적으로 낮으며, 병렬 트리-탐색(parallel tree-search, PTS)에 기반을 두고 있어, 연산 복잡도가 채널 상황이나 잡음 크기에 관계없이 고정되므로 하드웨어 구현에 용이하다. 하지만, soft-ML 성능에 도달하기 위해 PTS에 추가되는 연산 복잡도가 상당히 높다.

따라서 본 논문에서는 soft-ML 성능에 거의 근접하면서도 낮은 복잡도를 갖는 soft-MIMO 검출 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 채널 순서화가 적용된 PTS에 기반을 두며, PTS를 수행하는 과정에서 탐색 레벨 별로 적절한 노드들을 삽입함으로써, 공집합 문제를 효율적으로 해결한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 본 논문의 시스템 모델을 설명하고, III장에서는 제안하는 soft-MIMO 검출 알고리즘에 대해 기술한다. IV장과 V장은 각각 제안된 알고리즘의 연산 복잡도 및 성능 평가 결과를 기존 알고리즘들과 비교하여 제시한다. 마지막으로 VI장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 고려하고 있는 $N_T \times N_R$ ($N_T \leq N_R$) coded-MIMO 시스템을 나타낸다. 송신단에서는 정보 비트 스트림 \mathbf{u} 가 생성되어, N_u 비트의 블록 단위로 부호화되고 인터리빙되어 비트 스트림 \mathbf{b} 가 생성된다. 부호화된 비트 스트림 \mathbf{b} 는 $\log_2 P$ 비트 씩 P -QAM 심볼로 변조된다. 변조된 심볼들은 N_T 개의 송신 안테나를 통해 $N_T \times 1$ 심볼 벡터 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_T}]^T$ 를 형성하여 전송된다. 송신된 심볼 벡터 \mathbf{x} 는 무선 채널과 잡음을 겪은 후, N_R 개의 수신 안테나를 통해 수신된다. 수신 신호 벡터 $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$ 는 다음과 같이 표현된다.

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

여기서, \mathbf{H} 는 $N_R \times N_T$ 채널 행렬로, 행렬의 원소 $h_{i,j}$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 독립적이고 동일 분포(independent identically distributed, i.i.d.)의 복소수 가우시안 랜덤 변수(complex Gaussian random variable)라 가정한다. \mathbf{w} 는 additive white-Gaussian noise (AWGN) 벡터로 평균이 0이고, 분산이 $N_0/2$ 이다. 수신단의 soft-MIMO 검출기는 수신된 신호 벡터 \mathbf{y} 로부터, 송신 심볼 벡터 \mathbf{x} 를

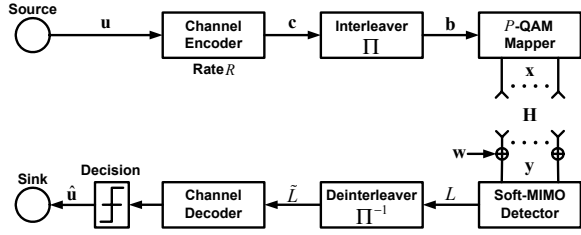


그림 1. 오류 정정 부호와 결합된 MIMO 시스템 모델
Fig. 1. MIMO system model combined with an error-correction code

구성하고 있는 각각의 비트에 대한 LLR을 계산한다. 채널 복호기는 이러한 LLR 값을 입력받아 연관정 복호화(soft-decision decoding)를 수행하여 정보 비트를 복원한다. 본 논문에서는 채널 복호기의 반복 복호(iterative decoding)를 내부 반복(inner iteration)만으로 한정하였다. 이는 설명의 단순화를 위한 것으로, 외부 반복(outer iteration) 복호가 적용되더라도 그 본질은 변하지 않는다.

각 송신 비트에 대한 LLR은 이론적으로 다음과 같이 정의된다.

$$L(b_{i,k}|\mathbf{y}) = \ln \left(\frac{\Pr(b_{i,k} = 1|\mathbf{y})}{\Pr(b_{i,k} = 0|\mathbf{y})} \right), \quad (2)$$

여기서, $b_{i,k}$ 는 송신 심볼 벡터에서 i 번째 심볼의 k 번째 비트를 의미하며, 이 때, $i = 1, \dots, N_T$ 이고 $k = 1, \dots, \log_2 P$ 이다. $\Pr(b_{i,k} = a|\mathbf{y})$ 는 주어진 \mathbf{y} 에 대해, $b_{i,k} = a$ 일 조건부 확률을 나타낸다. 식 (2)을 직접 계산하는 것은 매우 어려우므로, Bayes' rule과 max-log 근사화를 통해 다음과 같이 계산한다.

$$L(b_{i,k}|\mathbf{y}) \approx \frac{1}{N_0} \left(\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{S} \cap \mathcal{A}_{i,k}^0} D(\mathbf{x}) - \min_{\mathbf{x} \in \mathcal{S} \cap \mathcal{A}_{i,k}^1} D(\mathbf{x}) \right), \quad (3)$$

여기서, $D(\mathbf{x}) = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x}\|^2$ 는 유클리디언 거리이며, $\mathcal{A}_{i,k}^0$ 과 $\mathcal{A}_{i,k}^1$ 는 각각 $b_{i,k} = 0$ 과 $b_{i,k} = 1$ 인 모든 송신 심볼 벡터의 집합을 표현한다. \mathcal{S} 는 soft-MIMO 검출 과정에서 생성된 후보 심볼 벡터의 집합을 나타낸다. 만약, ML 검출이 수행되었다면, \mathcal{S} 는 P^{N_T} 개의 가능한 모든 송신 심볼 벡터들을 원소로 가진다. 하지만, 대부분의 MIMO 검출 알고리즘에서 생성되는 후보 심볼 벡터의 수는 일반적으로 P^{N_T} 개보다 훨씬 작다. 이로 인해, 특정 비트에 대해서 $\mathcal{S} \cap \mathcal{A}_{i,k}^0 = \emptyset$ 또는 $\mathcal{S} \cap \mathcal{A}_{i,k}^1 = \emptyset$ 인, 이른바 ‘공집합 문제(empty-set problem)’가 발생 수 있다. 결과적

으로, 식 (3)에서 LLR을 구하지 못하는 상황이 발생하며, soft-MIMO 검출에서는 이러한 문제에 대한 해결 방안이 요구된다.

III. 제안하는 알고리즘

제안하는 알고리즘은 낮은 연산 복잡도로 공집합 문제를 예방하면서, soft-ML에 근접하는 성능을 달성하기 위해, 채널 순서화가 적용된 PTS에 효율적인 노드 삽입 기법을 결합한다. 다음 절에서 각각 대해 설명된다.

3.1. 병렬 트리-탐색(Parallel Tree-Search, PTS)

채널 행렬 \mathbf{H} 를 QR 분해하고($\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$), 식 (1)의 양변에 \mathbf{Q}^H 를 곱하면 다음과 같다.

$$\mathbf{z} = \mathbf{R}\mathbf{x} + \mathbf{v}, \quad (4)$$

여기서, $\mathbf{z} = \mathbf{Q}^H\mathbf{y}$ 이고, $\mathbf{v} = \mathbf{Q}^H\mathbf{w}$ 이다. 식 (4)에서 \mathbf{Q} 는 유니타리(unitary) 행렬이므로, \mathbf{v} 는 \mathbf{w} 와 동일한 통계적 특성을 갖는다. 따라서 식 (3)에서 $D(\mathbf{x})$ 의 \mathbf{y} 와 \mathbf{H} 를 \mathbf{z} 와 \mathbf{R} 로 대체하더라도 결과는 동일하다. $D(\mathbf{x})$ 를 \mathbf{R} 의 upper triangular 특성을 반영하여 다시 쓰면 다음과 같다.

$$D(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{N_T} \underbrace{\left| z_i - \sum_{j=i}^{N_T} r_{i,j}x_j \right|^2}_{=\Delta_i}, \quad (5)$$

여기서, z_i 는 \mathbf{z} 의 i 번째 값이며, $r_{i,j}$ 는 \mathbf{R} 의 i 행 j 열의 원소이다. Δ_i 는 유클리디언 거리의 증분으로 x_i 로부터 x_{N_T} 에 의해 결정되며, 이로부터 부분 유클리디언 거리(partial Euclidean Distance, PED), T_n 은 다음과 같이 정의된다.

$$T_n = \sum_{i=n}^{N_T} \left| z_i - \sum_{j=i}^{N_T} r_{i,j}x_j \right|^2 = T_{n+1} + \Delta_n. \quad (6)$$

위 식에서, $D(\mathbf{x}) = T_1$ 이므로, $D(\mathbf{x})$ 의 계산은 T_{N_T} 로부터 Δ_i 을 축적하여 T_1 을 구하는 것이라 할 수 있다. 이러한 원리에서, MIMO 검출 과정은 그림 2와 같이, 부모 노드(parent node)별로 P 개의 자식 노드들(children nodes)을 갖는 N_T 레벨의 탐색 트리에서의 탐색 과정으로 표현될 수 있다.

한편, PTS는 최상위 레벨에서 모든 노드를 탐색

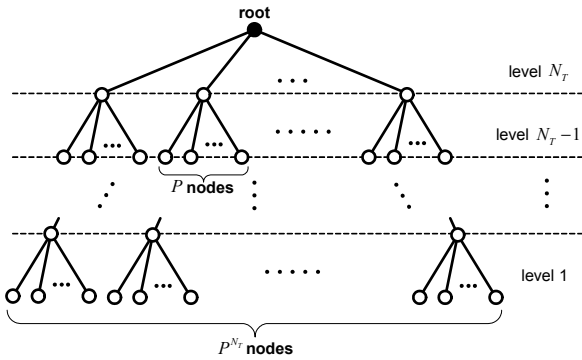


그림 2. MIMO 검출을 위한 탐색 트리 ($N_T \times N_B$, P -QAM)
 Fig. 2. Search tree for MIMO detection ($N_T \times N_B$, P -QAM)

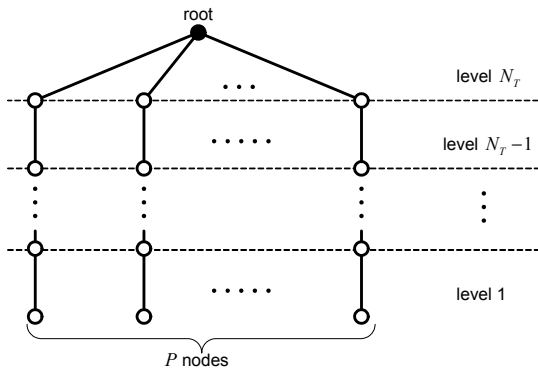


그림 3. 병렬 트리-탐색
 Fig. 3. Parallel Tree-Search (PTS)

하고, 나머지 하위 레벨에서는 부모 노드에서 하나의 자식 노드만 확장하여 찾는 방식으로 그림 3과 같이 나타내어진다. 부모 노드에서 자식 노드로의 확장은 다음의 ‘순차적 간섭 제거 (successive interference cancelation, SIC)’ 식을 이용하여 수행된다.

$$x_i = Q\left(z_i - \sum_{j=i+1}^{N_T} r_{i,j}x_j / r_{i,i}\right), \quad (7)$$

여기서, $i = N_T - 1, \dots, 1$ 이고, $Q(\cdot)$ 는 slicing 함수로서 입력된 값과 성상도 상에서 가장 가까운 심볼을 선택한다. 즉, PTS에서는 x_{N_T} 에 성상도 상의 모든 심볼들이 할당되고, 각각의 할당된 x_{N_T} 에 대해, x_{N_T-1} 에서 x_1 는 식 (7)에 의해 얻어진다. 그리하여 총 P 개의 후보 심볼 벡터들이 PTS를 통해 얻어지며, 식 (3)의 LLR 계산을 위한 후보 심볼 벡터 집합 \mathcal{S} 에 포함된다. 만약, hard-MIMO 검출을 수행하는 경우라면, 후보 심볼 벡터들 중 유클리디언 거리

가 가장 작은 벡터를 선택하면 된다.

이러한 PTS는 최상위 레벨 노드 각각에 대해 병렬적인 수행이 가능하고, 채널 상황이나 잡음 크기에 관계없이 고정된 복잡도를 가지므로, 파이프라인 구조에 적합하다. 한편, PTS는 K-Best 검출^[7]에서 사용되는 가지-우선 탐색 (breadth-first search, BFS)과는 구별된다. BFS는 각 레벨에서 부모 노드로부터 모든 자식 노드들을 확장한 후, PED의 크기에 따라 일정 수의 노드들 선택하는 방식으로, PTS에 비해 연산 복잡도가 훨씬 높다^[16].

3.2. SQRD 기반 채널 순서화

BFS와는 다르게, PTS를 통해 ML에 근접하는 성능을 얻기 위해서는, QR 분해 전, 적절한 채널 순서화가 수행되어야 한다. 이러한 채널 순서화는 최상위 레벨에서 후처리 잡음 (post-processing noise amplification)의 크기가 가장 큰 심볼이 검출되도록 하고, 나머지 레벨들에서는 후처리 잡음 크기가 작은 순서대로 검출되도록 하는 것이다^[10,16,17]. 이를 위해서는, vertical-Bell Labs layered space-time (V-BLAST) 채널 순서화^[18]와 유사하게, 채널 행렬 H 의 의사역행렬 (pseudo inverse matrix)을 반복적으로 계산해야 하므로, 이에 따른 연산 복잡도가 매우 높다.

이러한 채널 순서화의 연산 복잡도를 감소시키기 위해, 본 논문에서는 정렬된 QR 분해 (sorted-QR decomposition, SQRD)^[19]를 변형한 저복잡도 채널 순서화를 제안한다. SQRD는 Gram-Schmidt 직교화 과정에서, Q 행렬의 열을 놈 (norm)의 크기에

표 1. 제안하는 SQRD 기반 채널 순서화 알고리즘
 Table 1. Proposed SQRD-based channel ordering algorithm

1:	$\mathbf{R} = \mathbf{0}_{N_T \times N_T}$, $\mathbf{Q} = \mathbf{H}$, $\mathbf{P} = \mathbf{I}_{N_T \times N_T}$
2:	for $i = 1, \dots, N_T$
3:	if $i == N_T$
4:	$l = i$
5:	else
6:	$l = \arg \min_{j=1, \dots, N_T}^{2nd} \ \mathbf{q}_j\ ^2$
7:	end
8:	exchange columns i and l in \mathbf{Q} , \mathbf{R} , and \mathbf{P}
9:	$r_{i,i} = \ \mathbf{q}_i\ $
10:	$\mathbf{q}_i = \mathbf{q}_i / r_{i,i}$
11:	for $j = i + 1, \dots, N_T$
12:	$r_{i,j} = \mathbf{q}_i^H \mathbf{q}_j$
13:	$\mathbf{q}_j = \mathbf{q}_j - r_{i,j} \mathbf{q}_i$
14:	end
15:	end
16:	$\mathbf{x} = \mathbf{P}\mathbf{x}$

따라 정렬해가면서 QR 분해를 수행하는 것으로, QR 분해와 채널 순서화가 동시에 수행될 수 있다. 제안하는 채널 순서화는 앞서 설명한 채널 순서화의 개념을 도입하여, SQRD의 정렬 순서를 일부 변경한 것이다. 표 1은 제안하는 채널 순서화 알고리즘을 나타낸다. 표 1에서 \mathbf{q}_i 는 \mathbf{Q} 의 i 번째 열벡터이고, $\min^{2nd}(\cdot)$ 은 입력된 값들 중에서 2번째로 작은 값을 찾는 함수이다. 표 1의 3-7번째 줄이 채널 순서화를 위해 본 논문에서 변경한 부분으로, 이를 위한 연산 복잡도는 그리 크지 않음을 알 수 있다. 그럼에도, 앞에서 언급한 의사역행렬을 이용하는 채널 순서화에 비해 성능 저하는 크지 않으며, 단순히 \mathbf{H} 의 열벡터의 놈 값을 이용하는 채널 순서화보다는 우수한 성능을 얻을 수 있다.

3.3. 효율적인 노드 삽입 기법

앞 절의 순서화된 PTS를 수행하여 얻어진 후보 심볼 벡터들을 가지고 식 (3)의 LLR을 계산하는 경우, x_{N_T} 에 해당하는 비트들, $b_{N_T,1}, b_{N_T,2}, \dots, b_{N_T, \log_2 P}$ 을 제외한 나머지 비트들에 대해서는 공집합 문제가 발생할 수 있다. x_{N_T} 에는 탐색 트리의 최상위 레벨에서 성상도 상의 모든 심볼들이 할당되었기 때문에 공집합 문제가 발생하지 않는다.

본 논문에서는 탐색 레벨 별로 적절한 노드를 삽입함으로써, 공집합 문제가 발생하지 않도록 사전에 예방하는 기법을 고려한다.

제안된 노드 삽입 기법은 최상위 레벨을 제외한 각 탐색 레벨에서 노드들의 PED 값을 구하고, 그 값이 작은 M 개의 노드들을 선택하여 그 주변으로 새로운 노드들을 삽입하는 것이다. 이렇게 삽입된 노드들은 하위 레벨로의 트리-탐색에 포함되어 추가적인 후보 심볼 벡터들을 생성한다.

그림 4는 4-QAM을 사용하는 4×4 시스템에서, 제안된 노드 삽입 기법을 적용하여 PTS를 수행하는 예를 보여주며, 여기서 $M=1$ 로 가정한다. 그림 4에서, 노드 옆에 표기된 숫자는 그 노드에 대한 PED 값이다. 'x' 표시된 노드들은 PED에 따라 각 레벨에서 선택된 노드들을 나타내고, '+' 표시된 노드는 선택된 노드 주변으로 삽입되는 노드들을 나타낸다. 그림 4에 나타난 것처럼, 삽입된 노드들로부터 추가적인 후보 심볼 벡터들이 생성된다. 추가적으로 생성된 후보 심볼 벡터들은 식 (3)의 집합 \mathcal{S} 에 포함되어 LLR 계산을 위해 사용된다.

삽입되는 노드 심볼들은 선택된 노드 심볼과 그 심볼을 구성하는 각 비트 값에 의해 정해진다. 각각

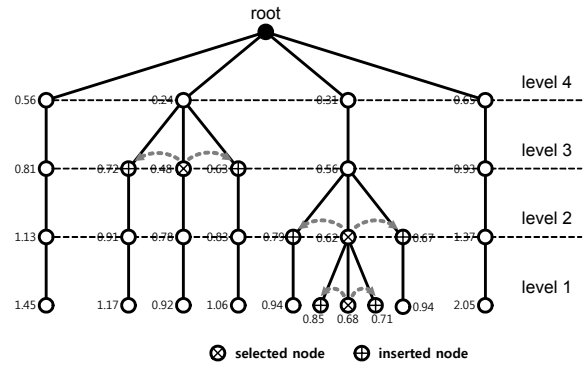


그림 4. 4-QAM을 사용하는 4×4 시스템에서 제안된 노드 삽입 기법 ($M=1$)이 적용된 PTS의 예시
Fig. 4. Example of PTS using the proposed node-insertion method ($M=1$) in 4×4 MIMO system with 4-QAM

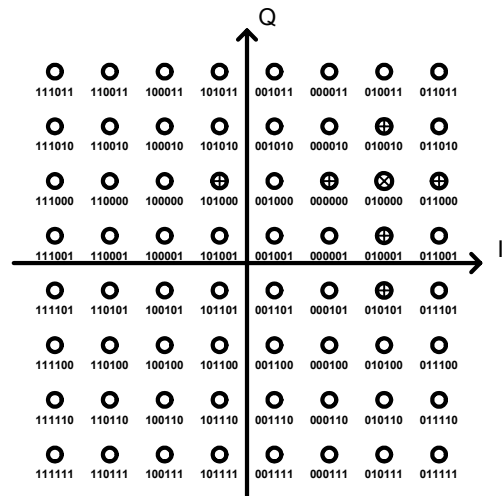


그림 5. 64-QAM에서 선택된 노드 심볼에 대해 삽입되는 노드 심볼들을 결정하는 방법
Fig. 5. Determination method of node symbols for a selected node symbol in 64-QAM

의 비트에 대해 반대되는 비트 값을 가진 심볼들 중 선택된 노드 심볼과 가장 가까운 심볼이 삽입될 노드 심볼로 결정된다. 이는 공집합 문제를 사전에 예방하는 동시에, 비트 별 최소 유클리디언 거리에 근접하는 후보 심볼 벡터를 얻기 위한 것으로, 단순한 비트 반전과는 구별된다.

그림 5는 64-QAM 성상도 상에서, 선택된 노드 심볼에 대해 삽입되는 노드 심볼들을 정하는 방법을 나타낸 것이다. 그림 5에서 'x' 표시된 심볼은 선택된 노드 심볼을 나타내고, '+' 표시된 심볼들은 삽입되는 노드 심볼들을 나타낸다. 그림 5에서의 같이, 삽입되는 노드 심볼들은 성상도 상에서 선택된 노드 심볼의 상하 혹은 좌우에서만 정해지며, 선택된 노드 심볼의 위치에 따라 미리 정해질 수 있다.

표 2. Soft-MIMO 검출 알고리즘들의 일반화된 연산 복잡도
Table 2. Generalized computational complexity of soft-MIMO detection algorithms

Algorithm	Process	# of Multiplications.	# of Iterations
Proposed Algorithm	Channel Ordering, $\ \mathbf{q}_i \ ^2$	$2N_R$	$(N_T+1)(N_T-2)/2$
	QR Decomposition	$4N_T^2N_R$	1
	$\mathbf{z} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}$	$4N_TN_R$	1
	$T_n = T_{n+1} + \Delta_n$	2	$N_T P + ((N_T-1)N_T/2)M \log_2 P$
	Total	$(5N_T^2 + 3N_T - 2)N_R + (2P + (N_T-1)M \log_2 P)N_T$	
Double-Detection ^[12]	Channel Ordering, $\ \mathbf{h}_i \ ^2$	$2N_R$	N_T
	QR Decomposition	$4N_T^2N_R$	$\lceil N_T/2 \rceil$
	$\mathbf{z} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}$	$4N_TN_R$	$\lceil N_T/2 \rceil$
	$D(\mathbf{x}) = \ \mathbf{z} - \mathbf{R}\mathbf{x} \ ^2$	$2N_T$	$N_T P$
	Total	$2N_TN_R \left(1 + 2 \lceil \frac{N_T}{2} \rceil (N_T+1) \right) + 2N_T^2 P$	
QOC ^[14]	Channel Ordering, $\ \mathbf{h}_i \ ^2$	$2N_R$	N_T
	QR Decomposition	$4N_T^2N_R$	1
	$\mathbf{z} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y}$	$4N_TN_R$	1
	$T_n = T_{n+1} + \Delta_n$	2	$N_T P + ((N_T-1)N_T/2)M(P-1)$
	Total	$(4N_T + 6)N_TN_R + (2P + (N_T-1)M(P-1))N_T$	
soft-ML	$D(\mathbf{x}) = \ \mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{x} \ ^2$	$2N_R$	P^{N_T}
	Total	$2N_R P^{N_T}$	

따라서 shift-and-add 연산을 이용하여 간단히 구현 될 수 있다.

제안된 노드 삽입 기법을 통해, 레벨 별로 삽입 되는 노드들의 수는 $M \log_2 P$ 개이며, 이것들에 의해 추가적으로 생성되는 후보 심볼 벡터의 수는 $(N_T-1)M \log_2 P$ 개 이다. 즉, 추가되는 후보 심볼 벡터의 수는 변조 차수의 \log_2 값에 비례한다. 이는 제안된 soft-MIMO 검출 알고리즘이 다른 알고리즘 들보다 낮은 연산 복잡도를 가질 수 있는 중요한 근거가 된다.

IV. 연산 복잡도 비교

표 2는 제안된 알고리즘과 몇 가지 soft-MIMO 검출 알고리즘들의 연산 복잡도를 파라미터 N_T , N_R , P , 그리고 M 에 대한 함수로 표현한 것이다. 여기서, 연산 복잡도는 알고리즘 수행을 위해 요구 되는 실수 곱셈의 수를 의미한다. 곱셈에 비해 간단한 덧셈과 사용 빈도가 낮은 나눗셈, 제곱근 등의 연산은 비교의 단순화를 위해 제외하였다. 또한, 식 (7)의 SIC 과정에서 사용되는 성상도 심볼과의 곱셈 및 slicing 연산은 shift-and-add로 간단히 구현할 수 있어 포함하지 않았다.

한편, 표 3은 4x4 시스템에 대한 연산 복잡도를 표 2에서 정리된 식에 따라 계산한 결과를 보여준

표 3. 4x4, 16-QAM 및 64-QAM 시스템에서 soft-MIMO 검출 알고리즘들의 연산 복잡도 비교
Table 3. Computational complexity comparison of soft-MIMO detection algorithms in 4x4 system with 16-QAM and 64-QAM

Algorithm	# of Multiplications		
	16-QAM	64-QAM	
Proposed Algorithm	$M=2$	584	1,016
	$M=4$	680	1,160
	$M=8$	872	1,448
Double-Detection ^[12]		1,184	2,720
QOC ^[14]	$M=2$	840	2,376
	$M=4$	1,200	3,888
soft-ML		524,288	134,217,728

다. 표 3에서 제안된 알고리즘의 연산 복잡도는 다른 비교 알고리즘들에 비해 상대적으로 낮다. 특히, 16-QAM 보다 64-QAM에서 복잡도 차이가 더욱 두드러지게 나타난다. 이는 제안된 노드 삽입 기법 때문이다. 제안된 노드 삽입 기법에 의해 추가적으로 생성되는 후보 심볼 벡터의 수는 변조 차수의 \log_2 값에 비례하며, 그 결과, 파라미터 값의 증가에 따른 복잡도 증가가 비교적 작다.

4x4 시스템에서 제안된 알고리즘($M=8$)의 연산 복잡도는, Double-Detection^[12]과 비교하여 16-QAM에서 74%, 64-QAM에서 53% 수준이며, QOC^[14]($M=4$)와 비교하면, 16-QAM과 64-QAM에서 각각 73%과 37% 수준이다.

V. 모의실험 결과

제안된 알고리즘의 성능 검증을 위해 모의실험을 수행하였다. 모의실험에서는 16-QAM 및 64-QAM 변조를 사용하는 4×4 시스템을 가정하였다. 송신단에서 생성되는 정보 비트 스트림의 블록 사이즈 N_u 는 1920 비트로 설정하였으며, 생성 다항식이 $G_1(D)=1+D+D^3$, $G_2(D)=1+D^2+D^3$ 이고 부호화율 $R=5/6$ 인 duo-binary convolutional turbo-code (CTC)를 오류 정정 부호로 사용하였다. 본 실험에서 CTC의 기본 부호화율(=1/3)보다 높은 부호화율을 적용한 이유는, soft-ML 성능과 비교하여 각 알고리즘의 성능 저하를 보다 잘 드러내기 위함이다. MIMO 채널 행렬 H 는 II장의 시스템 모델에서 설명한 것과 동일하게 생성하였으며, 이 때, 모든 채널 계수는 수신단에서 완벽히 알고 있다고 가정하였다. 수신단에서, 터보 복호화는 max-log maximum a posteriori (max-log MAP) 알고리즘으로 수행되며, 최대 반복수는 8회로 제한하였다. 터보 복호기로 입력되는 LLR 값은 ±8로 clipping하였는데, 이는 실제 시스템에서의 양자화 과정을 고려한 것이다.

그림 6과 7은 4×4, 16-QAM 및 64-QAM에 대한 비트-에러율 (bit-error rate, BER) 성능을 각각 보여준다. 제안된 알고리즘은 $M=4$ 일 때, 16-QAM에서는 QOC^[14] ($M=4$)와 거의 비슷한 성능을 보였으며, 64-QAM에서는 Double-Detection^[12]과 유사한 성능을 보였다. 특히, $M=8$ 인 경우에는 BER=10⁻⁵에서 soft-ML 성능에 약 0.1 dB 차이로 근접하는 성능을 나타내었다.

제안된 알고리즘이 다른 비교 알고리즘들에 비해 훨씬 낮은 수준의 연산 복잡도에도 불구하고, 더 좋은 성능을 나타내는 이유는, 우수한 채널 순서화와 효율적인 노드 삽입 기법으로 인해 최소 유클리디언 거리에 가까운 후보 심볼 벡터들이 생성되었기 때문이라 판단된다.

VI. 결론

본 논문에서는 저복잡도 soft-MIMO 검출 알고리즘이 제안되었다. 제안된 알고리즘은 SQRD 기반의 채널 순서화가 적용된 PTS를 수행하여 LLR 계산에 참여하는 후보 벡터들을 검출하되, 공집합 문제

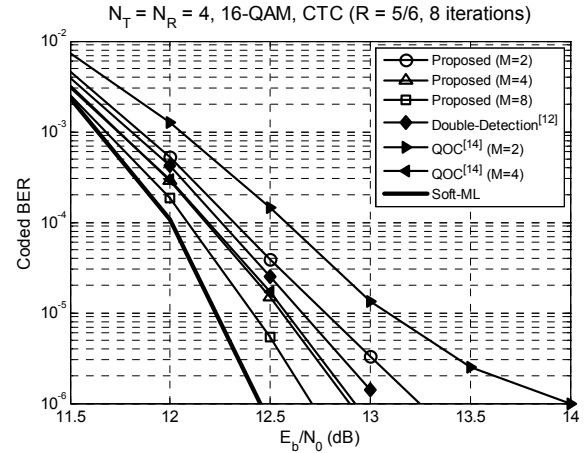


그림 6. 4×4, 16-QAM 시스템에서 BER 성능 비교
Fig. 6. BER performance comparison in 4×4 system with 16-QAM

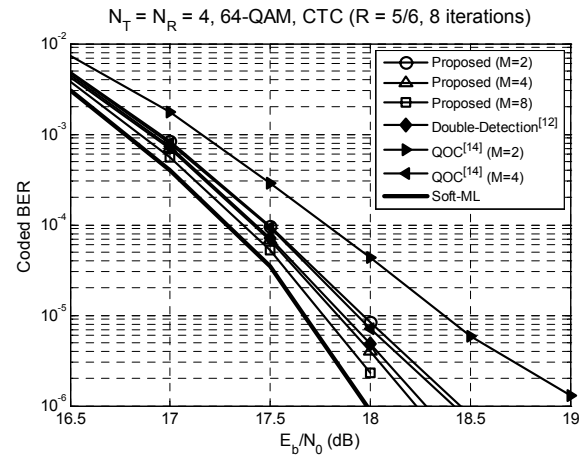


그림 7. 4×4, 64-QAM 시스템에서 BER 성능 비교
Fig. 7. BER performance comparison in 4×4 system with 64-QAM

를 예방하기 위해, 탐색 레벨 별로 추가적인 노드를 삽입하는 방법을 적용하였다. 제안된 노드 삽입 기법에서는, 선택된 노드와 반대되는 비트 값을 가지면서 가장 가까운 노드만이 삽입되므로, 추가되는 연산 복잡도가 낮다. 이는 PTS에 기반을 둔 기존 알고리즘들과의 연산 복잡도 비교를 통해 잘 드러난다. 연산 복잡도 분석 결과, 제안된 알고리즘은 $M=8$ 일 경우, 기존 알고리즘들 대비, 37–74% 수준의 연산 복잡도를 요구하였으며, 모의실험 결과, BER=10⁻⁵을 기준으로 soft-ML 성능에 약 0.1 dB 차이로 근접하는 성능을 얻을 수 있었다. 이러한 결과들로부터, 제안된 알고리즘은 기존 알고리즘들보다 낮은 복잡도로 soft-ML 성능에 거의 근접할 수 있다고 결론지을 수 있다.

References

- [1] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), "Technical specification group radio access network; evolved universal terrestrial radio access (E-UTRA); physical channels and modulation (Release 10)," Dec. 2010.
- [2] IEEE 802.16 Task Group m (TGM), "IEEE 802.16m system description document (SDD)," Dec. 2010.
- [3] B. M. Hochwald and S. ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 3, pp. 389-399, Mar. 2003.
- [4] C. Studer, A. Burg, and H. Bölcskei, "Soft-output sphere decoding: algorithms and VLSI implementation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 26, no. 2, pp. 290-300, Feb. 2008.
- [5] K. Kim, Y. Jung, S. Lee, and J. Kim, "Efficient list extension algorithm using multiple detection orders for soft-output MIMO detection," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E95-B, no. 3, pp. 898-912, Mar. 2012.
- [6] E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1639-1642, Jul. 1999.
- [7] K. W. Wong, C. Y. Tsui, R. S. K. Cheng, and W. H. Mow, "A VLSI architecture of a K-best lattice decoding algorithm for MIMO channels," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Syst. (ISCAS)*, pp. 273-276, May. 2002.
- [8] M. Higashinaka, K. Motoyoshi, A. Okazaki, T. Nagayasu, H. Kubo, and A. Shibuya, "Likelihood estimation for reduced-complexity ML detectors in a MIMO spatial-multiplexing system," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, no. 3, pp. 837-847, Mar. 2008.
- [9] L. G. Barbero and J. S. Thompson, "Extending a fixed-complexity sphere decoder to obtain likelihood information for turbo-MIMO systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 5, pp. 2804-2814, Sep. 2008.
- [10] S. Bahng, Y. Park, and J. Kim, "QR-LRL detection for spatially multiplexed MIMO systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E91-B, no. 10, pp. 3383-3386, Oct. 2008.
- [11] D. L. Milliner, E. Zimmermann, J. R. Barry, and G. Fettweis, "A fixed-complexity smart candidate adding algorithm for soft-output MIMO detection," *IEEE J. Sel. Topics Sig. Process.*, vol. 3, no. 6, pp. 1016-1025, Dec. 2009.
- [12] J. Kim, Y. Park, and S. Bahng, "Efficient soft-output generation method for spatially multiplexed MIMO systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E92-B, no. 11, pp. 3512-3515, Nov. 2009.
- [13] J. Kim, S. Bahng, and Y. Park, "A signal detection method based on the double detection for spatially multiplexed MIMO systems," *KICS J.*, vol. 34, no. 6, pp. 634-641, Jun. 2009.
- [14] T. H. Im, I. Park, J. M. Kim, J. Yi, J. W. Kim, S. Yu, and Y. S. Cho, "A new signal detection method for spatially multiplexed MIMO systems and its VLSI implementation," *IEEE Trans. Circuits Syst. II: Express Briefs*, vol. 56, no. 5, pp. 399-403, May. 2009.
- [15] T. H. Im, J. Kim, and Y. S. Cho, "A QOC signal detection method for spatially multiplexed MIMO systems," *KICS J.*, vol. 35, no. 9, pp. 771-777, Sep. 2010.
- [16] Z. Lei, Y. Dai, and S. Sun, "A low complexity near ML V-BLAST algorithm," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC) - Fall*, pp. 942-946, Sep. 2005.
- [17] L. G. Barbero and J. S. Thompson, "Fixing the complexity of the sphere decoder for MIMO detection," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 11, pp. 2131-2142, Jun. 2008.
- [18] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple

antennas,” *Bell Lab. Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, Aug. 1996.

[19] D. Wübben, R. Böhnke, J. Rinas, V. Kühn, and K. D. Kammeyer, “Efficient algorithm for decoding layered space-time codes,” *IEE Electron. Lett.*, vol. 37, no. 22, pp. 1348-1350, Oct. 2001.

김길환 (Kilhwan Kim)



2006년 연세대학교 전기전자공학과 졸업
2008년 연세대학교 전기전자공학과 석사
2008년~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
<관심분야> MIMO/OFDM

통신시스템, 모뎀SoC설계

박장용 (Jangyong Park)



2009년 연세대학교 전기전자공학과 졸업
2009년~현재 연세대학교 전기전자공학과 석박사 통합과정
<관심분야> MIMO/OFDM
통신시스템, 모뎀SoC설계

김재석 (Jaeseok Kim)



1977년 연세대학교 전자공학과 졸업
1979년 KAIST 전기전자공학과 석사
1988년 Rensselaer Polytechnic Institute, NY. 박사
1988년~1993년 AT&T Bell Lab. 연구원

1993년~1996년 한국전자통신연구원 책임연구원
1996년~현재 연세대학교 전기전자공학과 교수
<관심분야> 통신SoC설계, 고속멀티미디어IP설계