

논문 2014-51-5-2

고차 MIMO 시스템을 위한 저 복잡도 병렬 구형 검출 알고리즘

(A Parallel Sphere Decoder Algorithm for High-order MIMO System)

구 지 훈*, 김 재 훈**, 김 용 석***, 김 재 석*

(Jihun Koo, Jaehoon Kim, Yongsuk Kim, and Jaeseok Kim[©])

요 약

본 논문에서는 고차 MIMO 시스템을 위한 저 복잡도의 병렬 구형 검출 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘에서는 정적 가지치기와 가변 가능한 다수의 노드연산기에 의한 동적 가지치기 기법을 통해서 종래의 Fixed-complexity sphere decoder(FSD) 알고리즘 대비 더 낮은 복잡도를 갖게 되며, quasi-maximum likelihood 검출 성능을 보인다. 알고리즘과 함께 제안된 노드연산기 또한, 기존 구형검출기의 순차적 연산 구조를 갖는 노드 연산을 고정된 복잡도를 갖도록 제한하여 하드웨어 구현의 용이성을 제공한다. 16QAM 복조를 하는 고차 MIMO 무선통신의 몬테카를로 모의실험을 통해서, 종래의 저 복잡도를 갖는 FSD 알고리즘 대비, 제안된 알고리즘이 평균적으로 단 6.3%의 검출 시간이 증가되면서 평균 55% 탐색노드가 감소하여 연산 복잡도가 낮아지는 것을 보여주었다.

Abstract

In this paper, a low complexity parallel sphere decoder algorithm is proposed for high-order MIMO system . It reduces the computational complexity compared to the fixed-complexity sphere decoder (FSD) algorithm by static tree-pruning and dynamic tree-pruning using scalable node operators, and offers near-maximum likelihood decoding performance. Moreover, it also offers hardware-friendly node operation algorithm through fixing the variable computational complexity caused by the sequential nature of the conventional SD algorithm. A Monte Carlo simulation shows our proposed algorithm decreases the average number of expanded nodes by 55% with only 6.3% increase of the normalized decoding time compared to a full parallelized FSD algorithm for high-order MIMO communication system with 16 QAM modulation.

Keywords : Multiple-input multiple-output (MIMO), sphere decoder, fixed-complexity sphere decoder (FSD)

* 정회원, 연세대학교 전기전자공학부

(Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

** 정회원, 한국철도기술연구원 첨단고속철도연구실

(High-speed Railroad Systems Research Center, Korea Railroad Research Institute)

*** 정회원, 건양대학교 창의융합대학

(Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

© Corresponding Author(E-mail: jaekim@yonsei.ac.kr)

※ 본 연구는 미래창조과학부/산업기술연구회 융합연구사업의 지원으로 수행되었음.

(과제번호 B551179-12-06-00)

접수일자: 2013년11월5일, 수정일자: 2013년12월3일, 수정완료: 2014년3월1일

I. 서 론

다중입력다중출력(multi-input multiple-output : MIMO) 기술은 고속의 데이터 통신 및 통신 안정성 향상, 다중사용자 환경에서 네트워크 용량 향상 등을 제공하기 때문에 통신 분야의 주요 기술로 주목받고 있다^[1~2]. 또, 최근에는 다중 사용자 간의 MIMO 기술이 WLAN 및 이동통신 분야의 표준에 채택되면서, 시스템 구현 시 MIMO의 차수가 급속도로 증가하고 있다^[3~5].

이러한 추세로 인해, MIMO 검출기의 복잡도는 기하급수적 증가가 불가피 했으며, 이를 해결하고자 하는 MIMO 검출기의 물리 층 연구들이 있었다. MIMO 검출기의 최적 해를 갖는 MLD(maximum likelihood decoder)는 MIMO의 안테나 차수나 변조 차수에 대해 지수적으로 증가하는 복잡도 때문에 현실적으로 구현이 불가능하다. 이 문제를 해결하고자 구형 검출기(Sphere decoder)^[6~7] 및 FSD(Fixed-complexity sphere decoder) 등이 제안되었다^[9]. 구형 검출 알고리즘의 경우, MLD와 동일한 최적 해를 갖게 되나, 하드웨어 구현 시, 채널 상황이나 잡음 정도에 대해 가변 복잡도를 갖게 되며 최악의 경우 MLD와 동일한 복잡도를 갖게 된다^[8, 10~11]. 또 탐색반경의 초기값에 따라 수신 성능과 복잡도가 큰 폭으로 가변될 수 있다^[12~13]. 따라서 순수 구형 검출 알고리즘만으로는 현실적인 해답이 되기 힘들다. quasi-maximum likelihood 수신 성능을 갖는 FSD 알고리즘은 정적 가지치기와 병렬처리 가능한 구조로 종래 구형 검출 알고리즘 대비 현저하게 낮은 복잡도를 보여준다^[9]. 하지만, 최근 급속하게 증가하고 있는 MIMO 차수와 변조 차수를 감안했을 때 고차 MIMO 시스템에 대해서는 여전히 한계에 부딪치게 된다.

이러한 이유로, 고차 MIMO 시스템에서 현실적으로 구현을 할 수 있는 복조 알고리즘인, 병렬 형 구형 검출 알고리즘 및 하드웨어 구현 시 확장 가능한 구조를 제안한다. 제안된 알고리즘에 사용된 노드 연산기는 종래 구형 검출 알고리즘이 가지고 있는 가변 크리티컬 경로를 간단하게 고정 연산량을 갖도록 변형했다. 또, FSD 알고리즘과 구형 검출 알고리즘 각각의 장점을 결합하여, 정적 가지치기와 동적 가지치기가 모두 가능하도록 하여, 병렬 구조 및 낮은 복잡도로도 구현이 용이하도록 고안되었다. 보다 자세한 설명을 위해서, II장에서는

시스템 모델과 종래의 구형검출 알고리즘 및 FSD에 대해서 기술하였고, III장에서는 제안하는 알고리즘 및 구조에 대해서 설명하였다. 또 IV장에서는 제안된 알고리즘을 몬테카를로 모의 시험을 통해 그 효과를 보여주었으며, 마지막으로 V장에서 결론을 맺도록 한다.

II. 시스템 모델

MIMO 시스템에서, 송신 데이터는 송신 안테나를 통해서 전송되며 선형 및 시 불변, 비 선택적으로 모델링되는 채널을 통과하게 된다. 이때 수신 안테나에서 수신된 심볼 벡터 $\mathbf{y}=(y_1, y_2, \dots, y_N)^T$ 는 식 (1)과 같이, 송신신호 \mathbf{s} 와 $N \times M$ Rayleigh 페이딩 및 부가 백색 가우시안 잡음 \mathbf{v} 와의 선형식으로 표현된다. 이때 h_{ij} 는 송신 안테나 j 에서 수신 안테나 i 로의 채널 전달함수를 나타내며, $E[|h_{ij}|]=1$ 으로 정규화 된다. 또 QAM 변조 성상도상의 송신 심볼 벡터 $\mathbf{s}=(s_1, s_2, \dots, s_M)^T$ 또한 송신 안테나 개수 M 에 대해서 정규화 되어 $E[|s_i|^2]=1/M$ 이 되고, 잡음 성분 벡터 $\mathbf{v}=(v_1, v_2, \dots, v_N)^T$ 는 N_0 의 분산을 갖는 백색 가우시안 잡음 벡터로 표현된다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (1)$$

송신 심볼 \mathbf{s} 는 각각의 축이 m -QAM 성상도를 갖는 M 차원의 유한집합 χ_m^M 상에서 균등 분포되며, \mathbf{H} 는 수신 단에서 완벽히 알고 있다고 가정한다. 이때, 수신오차확률 $P_e(\hat{\mathbf{s}}_{MLD} \neq \mathbf{s})$ 을 최소화 하는 MLD는 다음 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{s}}_{ML} = \underset{\mathbf{s} \in \chi_m^M}{\operatorname{argmin}} |\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}|^2 \quad (2)$$

그러나 앞서 기술한 것처럼, MLD는 최소의 수신오차를 보이지만, 송신안테나 수와 변조 차수에 기하급수적으로 증가하는 복잡도 $O(m^M)$ 로 인해서 고차 MIMO 시스템에 적용이 현실적으로 불가능하다.

1. 구형 검출 알고리즘

구형 검출 알고리즘은 트리검색 방식의 구조를 갖으며 수신신호를 기준으로 후보 해를 열거 후 가지치기 기법에 의해서 복잡도를 줄인다. 대표적인 열거기법으로는 Fincke-Posh (FP)^[6] 기법과 Schnorr-Euchner

(SE)^[7] 기법이 있으며 현재의 대부분의 구형 검출 알고리즘의 기본이 된다^[14].

식 (1)을 FP 및 SE 열거기법을 사용하는 트리검색 방식으로 표현하기 위해서 채널행렬 H 를 QR분해를 통해 다음 식 (3)과 같이 표현한다.

$$H = Q \begin{bmatrix} R \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 Q 는 $N \times N$ 직교 유니타리 행렬이며, R 은 $M \times M$ 상삼각행렬, 0 는 $(N-M) \times M$ 영행렬을 나타낸다. 또, \hat{y} 을 $Q^T y$ 라고 할 때, 식 (3)에 의해서 식 (2)는 식 (4)와 같이 구형 검출기로 표현된다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_{ML} &= \underset{s \in \chi_m^M}{\operatorname{argmin}} |y - Hs|^2 \\ &= \underset{s \in \chi_m^M}{\operatorname{argmin}} |\hat{y} - Rs|^2 \end{aligned} \quad (4)$$

\hat{y}_i 와 s_i 를 \hat{y} 와 s 의 원소를 나타낸다고 할 때, 상기 식 (4)의 놈 연산 부는 다음 식 (5)와 같이 부분 유클리디안 거리 (PED)의 합으로 전개 가능하다.

$$\begin{aligned} |\hat{y} - Rs|^2 &= \sum_{i=1}^M \left| \hat{y}_i - \sum_{j=1}^M r_{i,j} s_j \right|^2 \\ &= \sum_{i=1}^M \left| \hat{y}_i - \sum_{j=i+1}^M r_{i,j} s_j - r_{i,i} s_i \right|^2 \end{aligned} \quad (5)$$

따라서 검색트리 상 i 번째 층의 누적 PED, w_i 는 다음 식 (6)과 같이 재귀적인 형태로 전개된다.

$$\begin{aligned} w_i &= |e_{i+1} - r_{i,i} s_i|^2 + w_{i+1} \\ \text{단, } e_{i+1} &= \hat{y}_i - \sum_{j=i+1}^M r_{i,j} s_j \end{aligned} \quad (6)$$

이렇게 유도된 재귀적 표현식에 따라서, 구형 검출 알고리즘은, 유클리디안 거리를 최소화하는 \hat{s}_{SD} 를 구하기 위해, M 번째 층부터 첫 번째 층까지 트리검색을 수행하게 된다. 이때 가지치기를 위해서, 노드 연산자가 중단 노드를 방문할 때, 구의 반경 d 을 갱신하게 된다. 갱신된 d 에 의해서 i 번째 층의 후보 해 s_i 는 다음 수식 (7)을 만족하는 범위로 축소된다.

$$\begin{aligned} \lceil \tilde{s}_i - \frac{1}{r_{i,i}} (\sqrt{d - w_{i+1}}) \rceil &\leq s_i \\ &\leq \lfloor \tilde{s}_i + \frac{1}{r_{i,i}} (\sqrt{d - w_{i+1}}) \rfloor \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\tilde{s}_i = e_{i+1}/r_{i,i}$ 이며, $\lceil x \rceil$ 는 χ_m 중 x 보다 크거나 같은 가장 근접한 값, $\lfloor x \rfloor$ 는 χ_m 중 x 보다 작거나 같은 가장 근접한 값을 의미한다.

SE 열거기법을 통해서, i 번째 층의 후보가지들은 \tilde{s}_i 에 대한 유클리디안 거리에 대해 정렬된다. 결과적으로, \tilde{s}_i 를 기준으로 한 지그재그 형태의 후보 해 탐색을 하게 되고, 중단 노드에 도달하게 되면 다시 검색 구 반경 d 를 갱신하게 된다.

이러한 동적 가지치기 특성으로 인해 성능의 열화 없이 MLD 대비 연산 복잡도를 낮출 수 있다. 하지만, 낮은 SNR(Signal-to-noise Ratio)에서는 여전히 복잡도가 높은 특징이 있으며, 순차적인 연산 특성으로 인해 하드웨어 구현 시 긴 크리티컬 연산 경로를 야기한다.

2. Fixed-complexity sphere decoder 알고리즘

FSD는 기존의 구형 검출 알고리즘이 SNR이나 채널 상황에 따라서 연산복잡도가 가변하는 문제를 해결하기 위해서 고안되었다. FSD에서는 MLD의 전체 탐색 공간 χ_m^M 대신에 노드 분포 벡터 $\mathbf{n}_s = (n_1, n_2, \dots, n_M)$ 에 의해 제한된 탐색 공간 S 를 사용하여 연산복잡도를 현저하게 낮추었다. 즉 \mathbf{n}_s 의 i 번째 원소 n_i 는 요구되는 수신 성능에 따라서 1 혹은 m 의 값을 갖게 된다. 모든 n_i 값이 1인 경우는 단독 경로 탐색을 통해서 zero-forcing 검출기와 같은 $\hat{s} = \hat{s}_{ZF}$ 을 갖게 되고, 모든 n_i 값이 m 인 경우는 정적 가지치기에 한 탐색 공간 축소가 없어서 exhaustive search를 수행하는 MLD와 같은 $\hat{s} = \hat{s}_{MLD}$ 을 갖게 된다.

Quasi-ML 성능을 갖기 위해, FSD 알고리즘은, 채널 행렬 H 의 M 개의 열을 V-BLAST와 유사한 방법으로 순서화 한다. 또, 단독탐색 층의 수와 전역탐색 층의 수를 각각 l_1 와 l_m 으로 표현하고 다음 식 (8)의 제약 조건을 만족하여야 한다^[9].

$$\begin{aligned} l_m &\geq \lceil \sqrt{M} - 1 \rceil \\ l_1 &= M - l_m \end{aligned} \quad (8)$$

이러한 조건 하에서, FSD 알고리즘의 병렬 탐색 경로의 수 p_{FSD} 은 m^{l_m} 이 되며, 검색트리 상에서 탐색되는 노드의 수 v_{FSD} 는 식 (9)와 같이 표현될 수 있다.

$$v_{FSD} = \sum_{i=1}^{l_m} m^i + m^{l_m} l_1 \quad (9)$$

III. 저 복잡도 병렬 구형 검출 알고리즘

제안하는 저 복잡도 병렬 구형 검출 알고리즘은 종래의 구형 검출 알고리즘과 FSD 알고리즘의 장점을 결합하여 고안되었다. 즉 SE열거기법을 사용하는 구형검출 알고리즘의 가지치기와 FSD의 제한된 노드 분포 \mathbf{n}_s 에 의한 정적 가지치기 특성을 모두 이용할 수 있는 알고리즘 및 구형 구조를 제안하고자 한다.

제안된 알고리즘의 처리 과정은 크게 전처리 과정 및 부분트리할당 과정, 노드연산 과정으로 나눌 수 있다. 전처리 과정에서는 FSD의 채널 순서를 수행하고 식 (8)에 의해서 노드 분포를 구하여 정적 가지치기를 수행한다. 또 순서화된 채널 \mathbf{H}^o 에 대해서 QR분해를 수행하여 $\hat{\mathbf{y}}$ 및 \mathbf{R} 을 구한다. 부분트리할당 과정에서는 전체 검색트리를 부분트리들로 나누어 각각에 대해서 노드연산자를 할당한다. 마지막으로, 노드연산 과정에서는 할당된 부분트리에 대해서 구형 검출 알고리즘을 수행하여 동적 가지치기를 하고, 각각의 부분트리로부터 얻어진 국소 구 반경을 비교하여 최소의 구 반경 d 를 얻고 이를 전체 노드연산에 갱신한다. 여기서 각각의 과정에 대한 기능 단위를 전처리 유닛(PU) 및 부분트리할당 유닛(SAU), 노드연산 유닛 (NOU)로 표기한다.

1. 고정 연산량을 갖는 노드연산자

기존의 구형 검출기의 하드웨어 구현 시 나타나는 결점 중 하나는 순차적 연산에서 야기되는 크리티컬 경로의 가변 연산량이다. 식 (6)에 표현된 노드연산자는 w_i 를 계산하기 위해서 $M-i$ 번의 곱셈과 $M-i$ 번의 덧셈을 필요로 한다. 즉, 검색트리 상의 낮은 층일수록 높은 연산량을 갖게 되어, 하드웨어 구현을 통해 한 클럭에 연산 가능한 노드 연산기를 만들 때, 긴 크리티컬 경로를 발생 시키게 된다.

이러한 긴 연산 단계와 가변 연산량을 해결하기 위

해, 또 구형 검출기의 트리검색 과정 중 역방향 탐색을 용이하게 하기 위해서, $M \times M$ 의 상삼각행렬 $\tilde{\mathbf{Y}}$ 를 정의하고 그 원소 $\tilde{y}_{i,j}$ 를 다음 식 (10)과 같이 정의한다. 여기서 $\tilde{\mathbf{Y}}$ 의 $i+1$ 번째 열벡터 $\tilde{\mathbf{y}}_{i+1}$ 는 병렬연산 가능하다. 또, 식 (10)에 의해서, 순차적 합으로 표현된 식 (6)은 식 (11)과 같이 반복적 연산이 없는 형태로 간략하게 전개 가능하다. 결과적으로, i 번째 층의 크리티컬 경로의 산술 연산량은 기존 $4 + 2 \times (M-i)$ 에서 4로 적어지게 된다.

$$\tilde{y}_{i,j} = \begin{cases} \tilde{y}_{i,j+1} - r_{i,j+1}s_{j+1}, & i \leq j, j < M \\ 0, & i > j \\ \hat{y}_i, & i = j \end{cases} \quad (10)$$

$$w_i = \begin{cases} |\tilde{y}_{i,i} - r_{i,i}s_i|^2 + w_{i+1}, & i < M \\ |\tilde{y}_{i,i} - r_{i,i}s_i|^2, & i = M \end{cases} \quad (11)$$

또, 트리검색 시 역방향 탐색을 용이하게 하기 위해 $\tilde{\mathbf{Y}}$ 를 정의한 것처럼, 누적 PED 벡터 $\mathbf{w} = (w_1, w_2, \dots, w_M)$ 와 경로탐색 기록 벡터 $\mathbf{b} = (b_1, b_2, \dots, b_M)$ 를 정의한다. 여기서 b_i 는 i 번째 층의

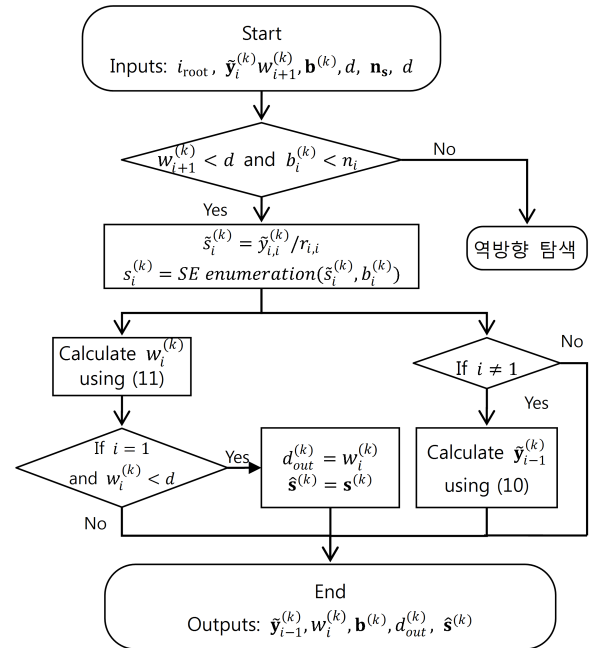


그림 1. NOU_k에 대한 검색트리 상의 한 층 정 방향 연산가능도

Fig. 1. Flow diagram for forward-direction search of NOU_k.

후보 가지 중 탐색된 후보 가지 수를 의미한다.

복수의 NOU간의 변수 구분을 위해서 NOU_k 의 $\tilde{\mathbf{Y}}$ 및 \mathbf{w} , \mathbf{b} 를 각각 $\tilde{\mathbf{Y}}^{(k)}$, $\mathbf{w}^{(k)}$, $\mathbf{b}^{(k)}$ 로 표기하고 $d^{(k)}$ 와 $\hat{\mathbf{s}}^{(k)}$ 를 NOU_k 에 의해서 계산된 구 반경 및 수신 심볼 벡터라 한다. 이때 NOU_k 에 대한 검색트리 상의 한 층 정방향 연산함수는 그림 1의 기능도를 갖는 식 (12)와 같이 표현 가능하다.

$$\begin{aligned} & (\tilde{\mathbf{y}}_{i-1}^{(k)}, w_i^{(k)}, \mathbf{b}'^{(k)}, d^{(k)}, \hat{\mathbf{s}}^{(k)}) \\ & = f_{NOU_k}(\tilde{\mathbf{y}}_i^{(k)}, w_{i+1}^{(k)}, \mathbf{b}^{(k)}, d) \end{aligned} \quad (12)$$

그림 1의 순서도에 따라서, 각 NOU_k 는 노드 분포 벡터 \mathbf{n}_s 에 의해 정적 가지치기된 검색트리를 탐색하며, 처음 할당된 부분트리의 최상의 노드인 i_{root} 로 되돌아오면 *idle* 상태가 된다.

2. SAU의 부분트리 할당 규칙

표 1은 제안하는 저 복잡도 병렬 구형 검출 알고리즘의 전체 의사코드를 보여주고 있다. 우선 PU에서 순서화된 채널 \mathbf{H}^o 에 대해서 QR 분해를 수행하여 $\hat{\mathbf{y}}$ 및 \mathbf{R} , \mathbf{n}_s 를 구하여 정적 가지치기가 되면, SAU와 NOU들에서 각각 부분트리 할당과 노드연산을 수행한다. SAU와 NOU들은 서로 독립적으로 연산 가능하다. 이때, 효율적인 NOU들의 할당을 위해서, SAU의 기능 동작 규칙을 다음과 같이 제시한다.

표 1. 저 복잡도 병렬 구형검출기의 의사코드
Table 1. Pseudo-code for low complexity parallel sphere decoder.

Input : \mathbf{H} , \mathbf{y}
Output : $\hat{\mathbf{s}}$
\mathbf{n}_s 및 l_m, l_1 계산 $\mathbf{H}^o = \text{FSD순서화}(\mathbf{H})$ $[\mathbf{Q}, \mathbf{R}] = \text{QR분해}(\mathbf{H}^o)$ \mathbf{b} 및 d 초기화
While (할당되지 않은 부분트리 존재) Thread 1 : 할당된 NOU 탐색 연산 Thread 2 : 탐색 구 반경 d 갱신 Thread 3 : 탐색되지 않은 부분트리의 할당 End

규칙 1. SAU는 탐색되지 않는 가지를 갖는 가장 큰 부분트리를 선택하여, 이를 *idle* 상태의 NOU에 할당한다.

규칙 2. 만약 동일한 크기를 갖는 부분트리가 복수개 존재 할 경우, 탐색되지 않는 가지를 많이 보유한 부분트리를 선택한다.

규칙 3. NOU들간의 중복탐색을 막기 위해서, SAU는 서로 연관된 NOU들(하나의 NOU에 할당된 부분트리의 최상위 노드가 다른 NOU에 할당된 부분트리의 가지에 포함된 경우)을 파악하여, i 번째 층의 노드연산 시, 연관된 NOU들의 b_i 를 증가 시킨다.

제시된 세 가지 규칙에 따라서, 그림 2처럼, 하나의 NOU에 할당된 부분트리의 세부 부분트리들은 다시 다른 NOU에 재귀적으로 할당되어서 전체 검색트리의 탐색을 빠르게 할 수 있다.

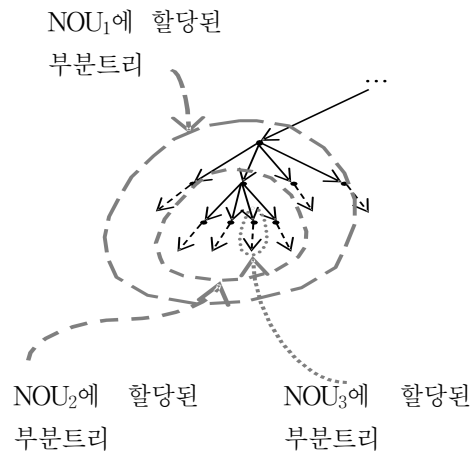


그림 2. SAU에 의한 부분트리의 재귀적 할당 예
Fig. 2. Example recursive allocation by SAU.

2. 연산 및 구현 복잡도 분석

제안된 저 복잡도 병렬 구형 검출 알고리즘의 복잡도를 기술하기 위해서, NOU의 수를 p_{PSD} 로 기술한다. 또 FSD 알고리즘은 전체 병렬 처리가 장점으로 주장되고 있으므로 이상적인 FSD의 NOU수를 p_{FSD} 라고 하고 p_{FSD} 는 FSD 알고리즘이 갖는 전체 병렬 탐색경로와 같다고 가정한다. 또 p_{FSD} 에 대한 p_{PSD} 의 비율을 ϵ 으로 표기한다. 마지막으로 제안되는 알고리즘과 FSD

알고리즘 모두 노드연간에서 단위 시간당 하나의 노드만 탐색연산이 가능하다고 가정한다.

이러한 가정 하에서 만약 ρ_{PSD} 가 ρ_{FSD} 와 같다면, 즉 $\varepsilon = 1$ 이면, 제안된 알고리즘은 역방향 탐색이 불필요하게 되어서 FSD 알고리즘과 동일한 검출성능과 노드 연산 양을 갖게 된다. 반대로, $\varepsilon < 1$ 이면, 제안된 알고리즘은 트리검색의 역방향탐색을 통해서 동적 가지치기를 하게 되고 동적 가지치기 된 만큼 연산 복잡도가 낮아지게 된다. 하지만 이때 역방향탐색에 필요한 단위 시간만큼 검출 속도가 증가 될 수 있다.

표 2는 구형검출 알고리즘 및 FSD 알고리즘, 제안된 알고리즘 간의 복잡 도를 기술하고 있다. 기본적으로, MLD나 구형검출기는 탐색 공간 χ_m^M 에 대한 검색트리상의 전체 노드의 수는 $\sum_{i=1}^M m^i$ 가 된다. 반면에, FSD 알고리즘이나 제안된 알고리즘의 경우는 \mathbf{n}_s 에 의한 정적 가지치기를 통해서 탐색 공간 $A \subset \chi_m^M$ 에 대한 검색트리상의 전체 노드의 수는 $\sum_{i=1}^{l_m} m^i + m^{l_m} l_1$ 이 된다. 하지만, 여기서 제안된 알고리즘이나 구형검출기와 같은 가지치기 기반의 트리검색 알고리즘들은 동적 가지치기에 의해서 검색트리 상의 탐색된 노드의 수가 적어지게 된다.

구형검출 알고리즘의 경우, 채널 및 잡음 강도에 따른 인자를 $\gamma_{SD} \in (0, 1]$ 를 고려하여, 연산복잡도가

표 2. 제안된 알고리즘과 기존 구형검출기 및 FSD 알고리즘간의 복잡도 분석

Table 2. Complexity comparison between proposed algorithm, SD and SD.

알고리즘	구형검출기	FSD 알고리즘	병렬 구형검출기
수신오차 확률 P_e	ML	Quasi-ML	
탐색공간상의 노드 수	$\sum_{i=1}^M m^i$	$\sum_{i=1}^{l_m} m^i + m^{l_m} l_1$	
가지치기 방법	동적	정적	동적 및 정적
연산 복잡도	$O(P^{\gamma_{SD}M})$ 단, $\gamma_{SD} \in (0, 1]$	$O(P^{\sqrt{M}})$	$O(P^{\gamma_{FSD}\sqrt{M}})$ 단, $\gamma_{FSD} \in (0, 1]$
독립 탐색경로 ρ	-	$\sum_{i=1}^{l_m} m^i$	$\varepsilon \sum_{i=1}^{l_m} m^i$ 단, $\varepsilon \in (0, 1]$

$O(m^{\gamma_{SD}M})$ 된다^[10]. 같은 맥락으로, FSD 알고리즘이 $O(m^{\sqrt{M}})$ 의 연산 복잡도를 가지므로 제안된 알고리즘의 연산 복잡도는 $O(m^{\gamma_{FSD}\sqrt{M}})$ 으로 표현될 수 있다. 단, γ_{FSD} 는 $(0, 1]$ 의 값을 갖고, 채널 및 잡음강도, ε 에 따라서 변화한다. 또, ε 항에 의해서 γ_{FSD} 는 γ_{SD} 보다 채널 및 잡음강도에 둔감하게 된다. 예를 들어 $\varepsilon = 1$ 인 경우는 채널이나 잡음강도에 상관없이 $\gamma_{FSD} = 1$ 이 된다. 따라서 제안된 알고리즘의 연산 복잡도 $O(m^{\gamma_{FSD}\sqrt{M}})$ 는 FSD의 연산 복잡도 $O(m^{\sqrt{M}})$ 보다 항상 같거나 작은 값을 갖게 된다.

IV. 실험

제안된 알고리즘의 BER(Bit-error-rate) 성능과 ε 에 따른 연산 복잡도를 알아보기 위해서 다양한 MIMO 차수에 대해 몬테카를로 모사실험을 수행하였다. 각 모사 실험을 위해 QAM 변조된 송신신호는 역 다중화 과정을 거쳐 송신 안테나들을 통해 전송 후, 각각 독립적으로 모델 된 채널을 통과하여 수신되도록 하였다.

우선, BER성능을 알아보기 위해서 16-QAM 변조를 갖는 16x16 MIMO 시스템을 모사하여 제안된 알고리즘과 SD 및 FSD와의 수신 성능을 그림 3에서 비교해보았다. 제안된 알고리즘이 FSD와 동일한 근접 ML의 성

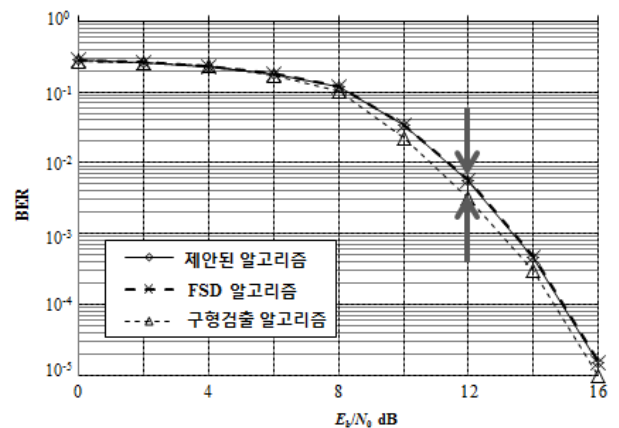


그림 3. 16QAM 변조 16x16 MIMO 시스템 상에서의 제안된 알고리즘 및 구형검출기, FSD의 BER 성능

Fig. 3. BER performance of the proposed algorithm, SD, and FSD under a 16 x 16 MIMO system with 16-QAM modulation.

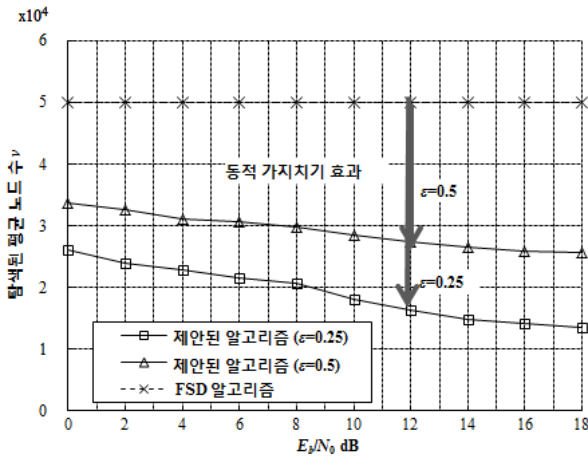


그림 4. 16QAM 변조 16×16 MIMO 시스템 상에서의 제안된 알고리즘 및 구형검출기, FSD의 평균 탐색된 노드 수
Fig. 4. Average number of expanded nodes of the proposed algorithm, SD, and FSD under a 16 × 16 MIMO system with 16-QAM modulation.

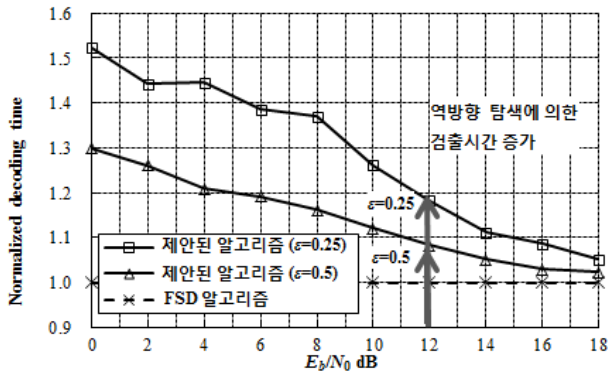


그림 5. 16QAM 변조 16×16 MIMO 시스템 상에서의 제안된 알고리즘의 FSD 대비 정규화 된 검출 시간
Fig. 5. Normalized decoding time of the proposed algorithm compared to FSD under a 16 × 16 MIMO system with 16-QAM modulation.

능을 가짐을 볼 수 있다.

두 번째로, 그림 4에서는, 제안된 알고리즘의 E_b/N_0 에 대한 탐색된 평균 노드 수의 추이를 보여주고 있다. 제안된 알고리즘의 탐색된 평균 노드를 FSD 알고리즘과 비교하였을 때, 12 dB E_b/N_0 기준으로, $\epsilon = 0.5$ 일 때 약 53% 감소하였고, $\epsilon = 0.25$ 일 때, 약 66% 감소하는 것을 알 수 있었다.

그림 5는 동일한 경우에 대해서 제안된 알고리즘이 모든 병렬 탐색 경로만큼의 노드 연산자를 갖는 FSD

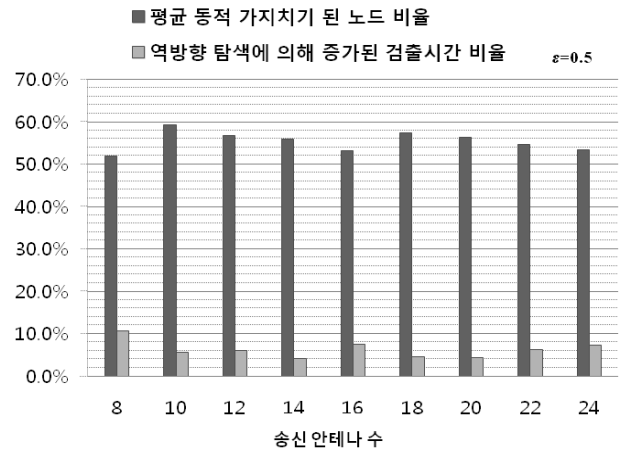


그림 6. 16QAM 변조 및 12 dB E_b/N_0 기준에서 다양한 MIMO 차수에 대한 제안된 알고리즘의 평균 탐색된 노드 수와 정규화 된 검출 시간
Fig. 6. Average number of expanded nodes and normalized decoding time of the proposed algorithm under various MIMO dimensions with 16-QAM modulation and 12 dB E_b/N_0 .

대비 수신 심볼 검출 시간의 증가를 보여주고 있다. 제안된 알고리즘은 $\epsilon = 0.5$ 일 경우 약 7.7%, $\epsilon = 0.25$ 의 경우 약 18.0% 만이 증가되어 동작 가지치기에 의해 감소된 평균 탐색 노드 대비 상대적으로 경미한 값을 가짐을 볼 수 있다.

다음으로, 그림 6은 제안된 알고리즘의 평균 탐색 노드 수와 검출 시간을 다양한 MIMO 차수에 대해서 모사실험한 결과를 보여주고 있다. 16QAM 변조 방식 및 12 dB, E_b/N_0 하에서 FSD 알고리즘 대비 제안된 알고리즘의 평균 동적 가지치기 된 노드 비율 및 역방향 탐색에 의해 증가된 검출 시간비율을 보여주고 있다. 송신 안테나 수 8부터 24까지 고려하였을 때, $\epsilon = 0.5$ 은 제안된 알고리즘은 FSD대비 평균 55% 탐색노드가 감소하였으며 약 6.3% 만의검출 시간이 증가됨을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서 고차 MIMO 시스템을 위한 가변 구조를 갖는 병렬 구 검출 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 SD 알고리즘의 가변 복잡도 노드 연산기의 구조를 고정된 낮은 연산 복잡도를 갖도록 고안되었으며, 병렬 노드 연산기의 수를 가변 가능 하도록 하여 하

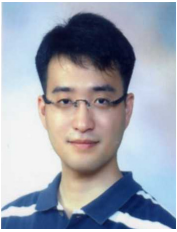
드웨어 구현 시 필요한 확장성을 제공하였다. 또, 정적 가지치기와 동적 가지치기 기법을 모두 활용하여 전체 탐색 노드 수를 현저하게 감소시켰다.

고차 MIMO 통신환경을 모사한 몬테카를로 모의실험을 통해서, FSD 알고리즘과 동일한 근접ML 수신 성능을 가짐을 보여주었다. 그리고 독립탐색 경로만큼의 노드 연산자를 갖는 FSD 알고리즘 대비, 제안된 알고리즘이 단 6.3%의 검출 시간이 증가되면서 평균 55% 탐색노드가 감소하여 연산복잡도가 낮아지는 것을 보여주었다.

REFERENCES

- [1] I. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 10, no. 6, pp. 585 - 596, Dec. 1999.
- [2] E. Biglieri, G. Taricco, "Large-system analysis of multiple antenna system capacities," *Journal of Communications and Networks*, vol. 5, pp. 5764, Jun. 2003.
- [3] F. Rusek, D. Persson, B.K. Lau, E.G. Larsson, T.L. Marzetta, O. Edfors and F. Tufvesson, "Scaling up MIMO: Opportunities and challenges with very large arrays," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 30, pp. 40-60. Jan. 2013.
- [4] Jangyong Park, Minjoon Kim, Hyunsub Kim, and Jaeseok Kim, "A high performance MIMO detection algorithm for DL MU-MIMO with practical errors in IEEE802.11ac systems," in *Proc. IEEE Int. Symp. Pers., Indoor, Mobile Radio Commun.*, Oct. 2013.
- [5] M. O. Damen, H. E. Gamal, and G. Caire, "On maximum-likelihood detection and the search for the closest lattice point," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 49, no.10, pp. 2389 - 2402, Oct. 2003.
- [6] U. Fincke and M. Pohst, "Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis," *Math. Computation*, vol. 44, pp. 463 - 471, Apr. 1985.
- [7] C. P. Schnorr and M. Euchner, "Lattice basis reduction: Improved practical algorithms and solving subset sum problems," *Math. Programming*, vol. 66, pp. 181 - 191, Aug. 1994.
- [8] A.Burg, et al., "VLSI implementation of MIMO detection using the sphere decoding algorithm," *IEEE Jour. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 7, pp.1566-1577, Jul. 2005.
- [9] L. G. Barbero and J. S. Thompson, "Fixing the complexity of the Sphere Decoder for MIMO Detector," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, pp. 2131-2142, Jun. 2008.
- [10] J. Jald'en and B. Ottersten, "On the complexity of sphere decoding in digital communications," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, no. 4, pp. 1474 - 1484, Apr. 2005.
- [11] H. Jang, H. Lee, "Pruning potential prediction in Sphere decoding for MIMO detection," in *Proc. IEEK Summer Conference*, pp. 411-413, Jun. 2012.
- [12] Portugal S., G. Yoon, C. Seo, I. Hwang, "Improvement of the Sphere Decoding Complexity through an Adaptive OSIC-SD System," *Journal of IEEK*, vol. 48, no. 3, pp. 13-18, 2011.3
- [13] Han H, Oh S., "Computational Complexities of Sphere Decoding according to the Initial Radii," *International Technical Conference on Circuits Systems, Computers and Communications*, pp. 1125-1126, 2005.7
- [14] K. Su, I. Berenger, I. J. Wassell and X. Wang, "Efficient maximum-likelihood decoding of spherical lattice codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, pp. 2290-2300, Aug. 2009.

저 자 소 개



구 지 훈(정회원)
2000년 인하대학교 전기공학과
학사 졸업
2002년 인하대학교 전기공학과
석사 졸업
2002년~현재 삼성전자
책임연구원

2009년~현재 연세대학교 전자공학과 박사과정
<주관심분야 : 무선통신시스템, WLAN, RFID>



김 재 훈(정회원)
1999년 서강대학교 물리학과
학사 졸업.
2002년 서강대학교 기계공학과
석사 졸업.
2009년 서강대학교 기계공학과
박사 졸업.

2002년~현재 한국철도기술연구원 첨단고속철도
연구실 선임연구원
<주관심분야 : 무선센서 네트워크, 저전력 통신>



김 용 석(정회원)
1989년 고려대학교 전자공학과
학사 졸업
1995년 경기대학교 멀티미디어
통신공학과 석사 졸업
2002년 고려대학교 전자공학과
박사 졸업

1995년~2014년 삼성전자 수석연구원
2014년~현재 건양대학교 창의융합대학 교수
<주관심분야 : WLAN, WPAN, Bluetooth>



김 재 석(정회원)
1977년 연세대학교 전자공학과
학사 졸업
1979년 KAIST 전기전자공학과
석사 졸업
1988년 Rensselaer Polytechnic
Institute, NY. 박사 졸업

1988년~1996년 한국전자통신연구원 책임연구원
1996년~현재 연세대학교 전지전자공학과 교수
<주관심분야 : 통신 SoC 설계, 멀티미디어 SoC
설계>