

논문 2011-48TC-5-4

MIMO 시스템에서 부분 검색 공간 기반의 검파기법

(A New Subspace Search-based Method for MIMO Systems)

남 상 호*, 고 균 병**, 홍 대 식***

(Sangho Nam, Kyun-Byoung Ko, and Daesik Hong)

요 약

본 논문에서는 MIMO 시스템에서 최적의 수신 성능을 제공하면서 낮은 복잡도를 요구하는 부분 검색 공간 기반의 검파 기법이 제안된다. 최적의 최대 우도 검파기는 신호의 전체 검색 공간을 활용하기 때문에 많은 복잡도를 요구하게 되는 데, 이에 대한 해결 방안으로 신호의 부분 검색 공간에 기반한 부분 후보 심볼 벡터 생성 기법이 제안된다. 또한, 최적의 수신 성능을 제공하기 위해서 전체 검색 공간에 기반한 전체 후보 심볼 벡터 생성 기법이 제안된다. 결론적으로 제안하는 부분 검색 공간 기반의 검파 기법은 MIMO 시스템에서 낮은 복잡도를 필요하면서 최적의 수신 성능을 제공하는 검파기법으로 사용될 수 있다.

Abstract

In this paper, we propose a subspace search-based detector (SSD) with low-complexity to achieve near optimal performance for multiple-input multiple-output systems. As an effective solution to reduce the prohibitive computational complexity of the optimal maximum likelihood detector, a partial candidate symbol vector is generated through a partitioned search space but not the entire search space. In addition, based on a partial candidate symbol vector, an ensemble candidate symbol vector generation considering the whole search space is introduced to produce a near optimal solution. As a result, the proposed SSD achieves near-maximum-likelihood performance while having a significantly reduced computational complexity.

Keywords : subspace search, multiple-input multiple-output systems

I. 서 론

다중 입·출력 전송기법(MIMO : Multiple-Input Multiple-Output technology)은 추가적인 대역폭과 파워를 요구하지 않고 시스템의 용량을 증대시키거나 높은 신뢰도를 제공할 수 있는 장점으로 인하여 차세대

이동 통신 시스템의 중요한 요소 기술로 큰 관심을 받고 있다^[1]. MIMO 기법에 대한 최적의 수신 기법은 최대 우도 검파기(MLD : Maximum Likelihood Detector)로 널리 알려져 있다^[2]. 그러나, MLD는 송신 안테나 개수와 변조 차수(modulation order)에 의해 지수 관계의 복잡도를 요구하게 된다.

MLD가 높은 복잡도를 요구하는 문제점이 발생하는 원인은 후보 심볼 벡터를 생성할 때 전체 공간 벡터가 사용되기 때문이다. 따라서, 부분 공간 벡터를 기반으로 생성된 후보 심볼 벡터를 사용함으로써 MLD의 문제점이 해결될 수 있다^[3]. 부분 공간 벡터를 사용하는 대표적인 검파기법은 한 개의 부분 공간 벡터를 활용하는 zero-forcing, minimum mean square error와 같은 선형 검파기법이 있다. 선형 검파 기법들은 낮은 복잡도를 요구하는 반면에 수신 성능이 저하되는 단점이 있

* 학생회원-교신저자, *** 평생회원, 연세대학교 전기전자공학과

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

** 평생회원, 충주대학교 제어계측공학과
(Control and Instrumentation Engineering at Chungju National University)

※ 이 논문은 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2010-0018938)

접수일자: 2011년3월21일, 수정완료일: 2011년5월17일

다. 이를 극복하기 위해서 많은 연구가 진행되었다^{3~7)}.

최근 선형 검파 기법인 QR 분해(QR decomposition)와 M 알고리즘(M algorithm)을 결합한 QRD- M 검파 기법이 제안되었다⁸⁾. QRD- M 검파 기법은 수신 신호에 QR 분해를 적용한 후에 m 번째 단계에서 S_m 개의 후보 벡터를 생성하는 검파 기법으로서 S_m 에 의해서 수신기의 복잡도와 수신 성능이 결정되게 된다.

예를 들어, QRD- M 검파 기법의 수신 성능을 향상시키기 위해서는 큰 S_m 값이 선택되어야 한다. 특히, 충분히 큰 S_m 값이 선택되면 MLD에 근접한 수신 성능을 제공할 수 있다. 그러나, QRD- M 검파 기법은 트리 구조를 기반으로 하기 때문에 송신 안테나 개수가 많거나 변조 차수가 높은 경우 높은 복잡도를 요구하는 문제가 발생하게 된다. 이를 해결하기 위해 작은 S_m 값을 선택할 수 있지만 수신 성능이 열화되는 문제가 발생하게 된다. 이는 QR 분해 기법이 사용될 경우 충분한 공간 다이버시티 이득(spatial diversity gain)이 제공되지 못하기 때문이다.

QRD- M 검파 기법의 문제점을 해결하기 위해서 백색화 기법(whitener)⁹⁾에 기반한 검파 방법이 사용될 수 있다. 백색화 기법에서는 내 신호 성분을 원하는 신호와 간섭 신호의 두 개의 그룹으로 나눈다. 이를 통해서 전체 공간 벡터가 아닌 부분 공간 벡터를 이용하여 신호를 검파한다. 백색화 검파 기법은 부분 공간 벡터의 차수가 2 이상이 되는 경우 QRD- M 검파 기법에 비해서 추가적인 다이버시티 이득을 제공할 수 있다. 그러나, 백색화 검파 기법 또한 트리 구조를 기반으로 하기 때문에 송신 안테나 개수가 많거나 변조 차수가 높은 경우 높은 복잡도가 요구되는 문제가 발생한다¹⁰⁾.

본 논문에서는 MIMO 시스템을 위한 부분 검색 공간 기반 검파기(SSD : subspace search-based detector)를 제안한다. 제안하는 SSD 기법은 낮은 복잡도를 요구하면서 MLD의 근접한 수신 성능을 제공한다.

제안하는 SSD 기법은 QRD- M 검파 기법과는 달리 전송 신호를 여러 개의 그룹으로 나누어서 검파한다. 이를 위해서 부분 검색 공간 기반의 검파 방식을 사용한다. 따라서, 복잡도가 낮은 시스템을 구축할 수 있다. 그러나, 부분 검색 공간 기반의 검파 방식은 검파기의 수신 성능을 열화시킬 수 있다¹⁰⁾. 이를 해결하기 위해서 제안하는 SSD 기법은 각 그룹에 해당하는 후보 벡터를 생성하여 MLD에 근접한 수신 성능을 제공하게 된다.

II. MIMO 시스템 모델

송신안테나의 개수는 N_T 개이고 수신 안테나의 개수는 N_R 개인 MIMO 시스템을 고려한다. 이 때, 송신단에서는 하나의 데이터 스트림(data stream)이 심볼 신호로 부호화(encoding) 된다. 부호화된 심볼 신호들은 역다중화(demultiplexed)되어 N_T 개의 송신 안테나를 통해 동일한 파워로 전송된다. 이 때, 수신 신호의 기저대역(baseband) 등가식은 다음과 같이 표현된다.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_T} \end{bmatrix}}_{\mathbf{y}} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix}}_{\mathbf{n}}, \quad (1)$$

여기서 \mathbf{y} 는 수신 신호 벡터를 의미하며, \mathbf{x} 는 송신 심볼 벡터를 의미한다. 송신 심볼 벡터의 원소인 x_i 는 M-QAM(M-ary Quadrature Amplitude Modulation)로 변조되어 i 번째 송신 안테나로부터 전송되는 심볼을 의미하며, M 은 정상점의 개수이다. $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \cdots \mathbf{h}_{N_T}]$ 는 채널 행렬을 의미하며, $\mathbf{h}_i = [h_{i1} \cdots h_{iN_R}]^T$ 는 i 번째 송신 안테나의 채널 벡터를 의미하며, $[\cdot]^T$ 는 전치 행렬을 의미한다. 그리고, h_{ji} 는 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테나의 채널 전달 함수(channel transfer function)를 의미한다. 또한, $\{h_{ji}\}$ 는 동일 독립 분포(i.i.d. : independent and identically distributed)를 만족하는 평균값이 0 이고 분산값이 $1/N_T$ 인 복소 가우시안 확률 변수이다. 그리고, \mathbf{n} 은 평균값이 0 이고 공분산 행렬(covariance matrix)이 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 을 만족하는 부가 백색 가우시안 백색 잡음을 의미하며, \mathbf{I} 는 단위 행렬이다.

III. 부분 검색 공간 기반의 신호 검파기

이번 장에서는 MIMO 시스템에서 낮은 복잡도를 요구하면서 MLD에 근접한 수신 성능을 제공할 수 있는 SSD 기법을 제안한다.

1. 부분 검색 공간 기반 검파기

새롭게 제안하는 SSD 기법은 네 가지 단계로 구성되어 있다. 첫 번째는 norm 기반의 선택 (norm-based

selection) 과정이다. 두 번째는 부분 공간 검색 기반을 이용한 부분 후보 벡터 생성 과정이다. 세 번째는 전체 공간 검색을 활용한 전체 후보 벡터 생성 과정이다. 마지막 단계는 세 번째 단계에서 생성된 전체 후보 벡터에 우도 테스트(likelihood test)를 적용하여 최종 신호를 검파하는 과정이다.

첫 번째 단계에서는 순시적인 채널 상태를 고려하여 채널 응답 행렬 \mathbf{H} 를 전송 안테나의 채널의 놈(norm)을 기반으로 내림차순으로 정리하면 다음과 같이 정렬된다.

$$\mathbf{H}^P = [\mathbf{h}_{p(1)} \mathbf{h}_{p(2)} \cdots \mathbf{h}_{p(N_T)}], \quad (2)$$

여기서 $\|\mathbf{h}_{p(1)}\|^2 \geq \|\mathbf{h}_{p(2)}\|^2 \geq \cdots \geq \|\mathbf{h}_{p(N_T)}\|^2$ 을 만족하고 $\|\cdot\|$ 는 Frobenius norm^[12]을 의미하며 $p(i)|_{1 \leq i \leq N_T}$ 는 $\{1, 2, \dots, N_T\}$ 의 원소로서 송신 안테나 인덱스를 의미한다. 이를 통해서 순시적인 채널 상태가 좋은 안테나의 신호를 검파함으로써 보다 신뢰도 높은 부분 후보 심볼을 얻을 수 있다. 또한, \mathbf{H}^P 에 의해서 수신 신호는 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^P \mathbf{x}^P + \mathbf{n}, \quad (3)$$

여기서 \mathbf{H}^P 는 $[\mathbf{h}_{p(1)} \mathbf{h}_{p(2)} \cdots \mathbf{h}_{p(N_T)}]$ 이며, \mathbf{x}^P 는 $[x_{p(1)} x_{p(2)} \cdots x_{p(N_T)}]$ 이다.

두 번째 단계에서는 제안하는 SSD의 복잡도를 낮추기 위해서 부분 공간 검색 기법을 적용하여 부분 후보 심볼 벡터를 생성한다.

부분 공간 검색 기법을 적용하기 위해서는 수신 신호를 여러 개의 그룹으로 나누어준다. 제안하는 SSD 기법에서는 각 그룹이 두 개의 전송 신호로 구성되어진다. 따라서, 전송된 송신 심볼 벡터는 다음과 같이 N 개의 그룹으로 나뉜다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}^P \mathbf{x}^P + \mathbf{n} = \mathbf{H}_1 \mathbf{x}_1 + \cdots + \mathbf{H}_N \mathbf{x}_N + \mathbf{n}, \quad (4)$$

여기서 \mathbf{H}_i 는 $[\underbrace{\mathbf{h}_{p(1)} \mathbf{h}_{p(2)} \cdots \mathbf{h}_{p(N_T-1)}}_{\mathbf{H}_1} \underbrace{\mathbf{h}_{p(N_T)}}_{\mathbf{H}_N}]$ 이며, \mathbf{x}_i 는 $[\underbrace{x_{p(1)} x_{p(2)} \cdots x_{p(N_T-1)}}_{\mathbf{x}_1} \underbrace{x_{p(N_T)}}_{\mathbf{x}_N}]$ 이며, 전송 안테나 개수가 홀수개인 경우 \mathbf{H}_N 과 \mathbf{x}_N 는 각각 $[\mathbf{h}_{p(N_T)}]$ 과 $[x_{p(N_T)}]$ 이 된다. 또한, N 은 $\lceil N_T/2 \rceil$ 이며 $\lceil x \rceil$ 는 x 보다 같거나 큰 최소의 자연수를 의미한다.

제안하는 SSD 기법에서는 부분 공간 검색 기법으로 백색화 기법^[13]을 사용하였다. 이는 백색화 기법을 적용하게 되면 MLD를 사용하여 검파할 수 있게 되어 신뢰도가 높은 부분 후보 심볼 벡터를 얻을 수 있기 때문이다.

특히, 제안하는 SSD 기법은 앞서 언급하였듯이 두 개의 전송 신호를 하나의 그룹으로 나누어서 검파하기 때문에, 수신 신호를 두 개의 그룹으로 나누어서 검파하는 기존의 백색화 기법^[13]에 비해서 복잡도를 낮출 수 있다.

i 번째 그룹 신호 \mathbf{x}_i 를 검파하기 위해서 (4)는 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_i \mathbf{x}_i + \mathbf{n}_i, \quad (5)$$

여기서 \mathbf{n}_i 는 $\sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{H}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n}$ 이다. 전송 신호 \mathbf{x}^P 중에서 \mathbf{x}_i 를 제외한 다른 신호들은 간섭 신호처럼 간주된다. 이 때, \mathbf{n}_i 는 공간 상관(spatially correlation)이 존재하며 \mathbf{n}_i 의 자기 상관 함수 $\mathbf{R}_{\mathbf{n}_i} = \mathbb{E}[\mathbf{n}_i(\mathbf{n}_i)^H]$ 는 양의 정부호(positive definite)를 반드시 만족하기 때문에 $\mathbf{L}_i(\mathbf{L}_i)^H = \mathbb{E}[\mathbf{n}_i(\mathbf{n}_i)^H]$ 을 만족하는 비특이 행렬(nonsingular matrix) \mathbf{L}_i 가 반드시 존재하게 된다^[9].

이를 이용하여 백색화 기법 $(\mathbf{L}_i)^{-1}$ 을 수신 신호 (5)의 양변에 곱해주면 다음과 같다.

$$\bar{\mathbf{y}}_i = \bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{x}_i + \bar{\mathbf{n}}_i, \quad (6)$$

여기서 $\bar{\mathbf{y}}_i$ 와 $\bar{\mathbf{n}}_i$ 는 각각 $(\mathbf{L}_i)^{-1} \mathbf{y}$ 와 $(\mathbf{L}_i)^{-1} \mathbf{n}_i$ 이 된다. 이 때, $\bar{\mathbf{n}}_i$ 의 자기 상관 함수 $\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{n}}_i}$ 는 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 가 되었기 때문에 $\bar{\mathbf{y}}_i$ 는 백색화 되었음을 알 수 있다.

따라서, \mathbf{x}_i 는 N_R 개의 입력 신호와 2개의 출력 신호를 가진 $2 \times N_R$ MLD를 이용하여 다음과 같이 검파된다.

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \arg \min_{\mathbf{x}_i} \|\bar{\mathbf{y}}_i - \bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{x}_i\|^2. \quad (7)$$

특히 \mathbf{x}_i 를 검파하기 위해서 $2 \times N_R$ MLD 대신에 개선된 $2 \times N_R$ MLD (MMLD : Modified Maximum Likelihood Detector)^[14]를 사용하였다. 이는 $2 \times N_R$ MLD의 경우 복잡도가 $O(M^2)$ 이지만 개선된 $2 \times N_R$ MMLD의 복잡

도가 선형 복잡도인 $O(M)$ 을 요구하기 때문이다^[14].

다른 그룹의 신호도 i 번째 그룹 신호 $\bar{\mathbf{x}}_i$ 를 생성하는 똑같은 과정인 (5), (6), (7)의 방법을 적용함으로써 $\bar{\mathbf{X}}^P = [(\bar{\mathbf{x}}_1)^T \dots (\bar{\mathbf{x}}_N)^T]^T$ 를 얻을 수 있다. 그러나, $\bar{\mathbf{x}}_i$ 는 부분 공간 검색으로부터 검파되었기 때문에 (6)의 최적의 해이지만 전체 검색 공간 측면에서는 $\bar{\mathbf{X}}^P$ 가 최적의 해가 아닐 수도 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해서 부분 후보 심볼 벡터 생성 기법을 제안한다. 제안하는 부분 후보 심볼 벡터 생성 과정은 반경 기반 기법(radius-based algorithm)^[11]을 기반으로 다음과 같이 생성된다.

$$\Theta_i = \frac{\|\bar{\mathbf{y}}_i - \mathbf{H}_i \bar{\mathbf{x}}_{i,j(i)}\|^2}{\|\bar{\mathbf{y}}_i - \mathbf{H}_i \bar{\mathbf{x}}_i\|^2} \leq r, \quad (8)$$

여기서 $j(i)$ 는 Θ_i 의 오름차순으로 결정되며 r 에 의해서 $1 \leq j(i) \leq N_i \leq M$ 을 만족하게 된다.

반경 기반 기법^[11]을 백색화 기법에 적용하면 신뢰도가 낮은 부분 후보 심볼 벡터가 제거되어 그림 1에서 볼 수 있듯이 고정된 r 값에 대해 채널 상태가 좋아지면 N_i 값이 감소되는 것을 관찰할 수 있다. 따라서, 반경 기반 기법을 백색화 기법에 적용하게 되면 복잡도를 감소시킬 수 있는 효과적인 알고리즘임을 알 수 있다.

또한, 적용된 반경 기반 기법은 신뢰도가 낮은 부분 후보 심볼 벡터의 제거에 사용되었기 때문에 기존의 구 검파기(sphere decoder)의 단점인 초기 반경 문제(initial radius problem)^[11]가 발생하지 않는다.

그러나, i 번째 그룹의 부분 후보 심볼 벡터 $\bar{\mathbf{x}}_{i,j(i)}$ 은 부분 검색 공간에서 생성되었기 때문에 $\bar{\mathbf{x}}_{i,j(i)}$ 의 신뢰도가 보장되지 않을 수도 있다.

따라서, 세 번째 단계에서는 신호의 전체 검색 공간을 이용하여 신뢰도가 높은 전체 후보 심볼 벡터를 생성한다.

i 번째 그룹에 해당하는 전체 후보 심볼 벡터를 생성하기 위해서 i 번째 그룹의 부분 후보 심볼 벡터 $\bar{\mathbf{x}}_{i,j(i)}$ 중에서 가장 신뢰도가 높은 $\bar{\mathbf{x}}_{i,1}$ 가 올바르게 검파되어 전송된 심볼이라고 가정하자. 이 때, 나머지 그룹에 해당하는 신호는 다음과 같이 결정될 수 있다.

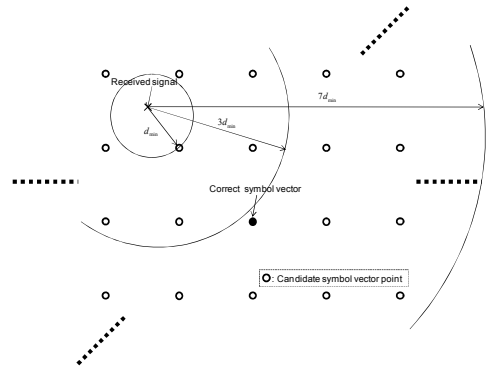
$$\mathbf{x}_{m,ML} \quad (9)$$

$$1 \leq m \neq i \leq N$$

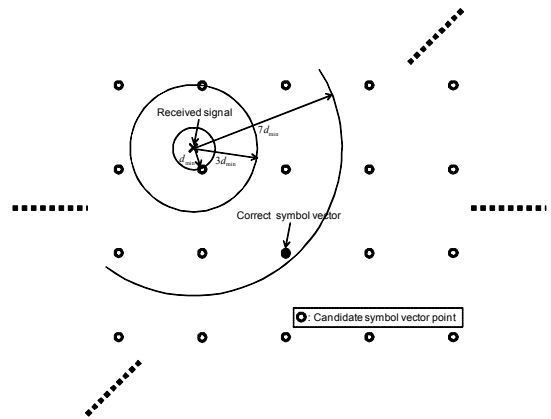
$$= \arg \min_{\mathbf{x}_m \in C_m} \|\mathbf{y} - \sum_{m=1, m \neq i}^N \underbrace{\mathbf{H}_m \mathbf{x}_m}_{\text{desired}} - \underbrace{\mathbf{H}_i \bar{\mathbf{x}}_{i,1}}_{\text{given}}\|^2,$$

여기서 C_m 은 m 번째 그룹의 부분 후보 심볼 벡터 $\bar{\mathbf{x}}_{m,j(m)}$ 로 이루어진 집합이다. 그러므로, $\bar{\mathbf{x}}_{i,1}$ 과 $\mathbf{x}_{m,ML}$ 을 결합하여 i 번째 그룹의 전체 후보 벡터 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,1} = [(\mathbf{x}_{1,ML})^T \dots (\mathbf{x}_{i-1,ML})^T (\bar{\mathbf{x}}_{i,1})^T (\mathbf{x}_{i+1,ML})^T \dots (\mathbf{x}_{N,ML})^T]^T$ 을 얻을 수 있다.

그러나, $\tilde{\mathbf{x}}_{i,1}$ 의 신뢰도가 보장되기 위해서는 $\bar{\mathbf{x}}_{i,1}$ 가 전송 심볼이어야 한다. 그러나, 앞서 살펴보았듯이 $\bar{\mathbf{x}}_{i,1}$ 가 부분 검색 공간으로부터 생성되었기 때문에 전송 심



(a) 채널 상태가 나쁠 때의 r 과 N_i 의 관계



(b) 채널 상태가 좋을 때의 r 과 N_i 의 관계

그림 1. 채널 상태와 r 에 따른 부분 후보 심볼 벡터의 생성 예

Fig. 1. Partial vector generation with respect to the channel state and r

(a) Partial vector generation under bad channel conditions

(b) Partial vector generation under good channel conditions

불이 아닐 수도 있다. 이로 인해서 $\bar{\mathbf{x}}_{i,1}$ 와 (9)로부터 얻어진 i 번째 그룹의 전체 후보 심볼 벡터 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,1}$ 의 신뢰도가 보장되지 않을 수 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 전체 후보 심볼 벡터의 신뢰도를 향상시킬 수 있는 알고리즘에 대해서 제안한다.

$\tilde{\mathbf{x}}_{i,1}$ 의 신뢰도를 다음과 같이 정의하자.

$$\Lambda_{i,1} = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}_{i,1}\|^2. \quad (10)$$

이 때, $\tilde{\mathbf{x}}_{i,2}$ 는 i 번째 그룹의 부분 후보 심볼 벡터 $\bar{\mathbf{x}}_{i,j(i)}$ 중에서 $\bar{\mathbf{x}}_{i,1}$ 다음으로 신뢰도가 높은 $\bar{\mathbf{x}}_{i,2}$ 와 (9)를 이용하여 생성될 수 있다. 이 때, $\tilde{\mathbf{x}}_{i,2}$ 의 신뢰도는

$$\Lambda_{i,2} = \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}_{i,2}\|^2, \quad (11)$$

가 된다. $\Lambda_{i,1}$ 과 $\Lambda_{i,2}$ 의 크기를 체크해 본다. 만약, $\Lambda_{i,1} \leq \Lambda_{i,2}$ 이라면 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,1}$ 의 신뢰도가 더 높기 때문에 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,1}$ 을 i 번째 그룹의 전체 후보 심볼 벡터라고 선언하고 알고리즘을 종료한다. 그렇지 않다면 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,3}$ 을 생성하여 $\Lambda_{i,2}$ 과 $\Lambda_{i,3}$ 의 크기를 체크해 본다. 만약 $\Lambda_{i,2} \leq \Lambda_{i,3}$ 을 만족한다면 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,2}$ 의 신뢰도가 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,3}$ 보다 높기 때문에 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,2}$ 를 i 번째 그룹의 전체 후보 심볼 벡터라고 선언하고 알고리즘을 종료한다. 즉, 다음의 조건

$$\Lambda_{i,j(i)} > \Lambda_{i,j(i)+1}, \quad (12)$$

을 만족하면 i 번째 그룹의 전체 후보 심볼 벡터가 생성

되고 만족하지 않을 경우는 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,j(i)}$ 를 i 번째 그룹의 전체 후보 심볼 벡터로 선언하고 알고리즘을 종료한다.

위의 조건 (12)을 만족하여 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,j(i)}$ 를 생성하기 위해서는 $\Lambda_{i,j(i)}$ 가 볼록함수(convex function)를 만족하여야 한다. 그러나, $\tilde{\mathbf{x}}_{i,j(i)}$ 의 생성 기반이 되는 i 번째 그룹의 부분 후보 심볼 벡터 $\bar{\mathbf{x}}_{i,j(i)}$ 가 부분 검색 공간으로부터 생성되었기 때문에 $\Lambda_{i,j(i)}$ 는 볼록함수가 아닐 수 있다.

이를 보완하기 위하여 균형 요소 G 를 고려한다. G 값은 (12)을 위반하는 횟수이다. 예를 들어, $\Lambda_{i,1}$, $\Lambda_{i,2}$, $\Lambda_{i,3}$, $\Lambda_{i,4}$, 와 $\Lambda_{i,5}$ 의 값이 각각 0.1, 0.2, 0.05, 0.07, 과 0.04라고 하자. 만약 $G=0$ 이라면 $\Lambda_{i,1} \leq \Lambda_{i,2}$ 이기 때문에 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,1}$ 을 i 번째 그룹의 후보 심볼 벡터라고 선언 후 알고리즘을 종료한다. $G=1$ 이라면 $G=0$ 과는 달리 (12)를 만족하지 않더라도 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,3}$ 을 생성하고 $\Lambda_{i,3} < \Lambda_{i,4}$ 이기 때문에 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,3}$ 을 i 번째 그룹의 후보 심볼 벡터라고 선언 후 알고리즘을 종료한다. 그리고, $G=2$ 인 경우는 (12)를 위반하는 경우가 2번이기 때문에 $\tilde{\mathbf{x}}_{i,5}$ 을 i 번째 그룹의 후보 심볼 벡터라고 선언 후 알고리즘을 종료하게 된다.

마지막 단계에서는 각 그룹에서 생성된 전체 후보 심볼 벡터의 최대 우도 테스트를 통해서 최종적인 신호를 검파하게 된다.

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{x}}_i} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{x}}_i\|^2, \quad (13)$$

표 1. 복잡도 비교

Table 1. Computational complexity comparison between conventional detectors and the proposed SSD.

기법	곱셈의 총 개수	$N_T = N_R = 4$	$N_T = N_R = 8$
		(16-QAM)	(16-QAM)
QRD-M	$4N_R^3 + 4N_R^2 + 2M(1 + \sum_{m=1}^{N_T-1} S_m)N_R$	832($S_m = 1$)	4,358($S_m = 1$)
		1,984($S_m = 4$)	9,728($S_m = 4$)
		6,592($S_m = 16$)	31,232($S_m = 16$)
Proposed SSD	$N_R N_T + \lceil N_T/2 \rceil \{2N_R^3 + 2N_R^2 + (2N_R + 4M + 2 \lceil N_T/2 \rceil (E(N_i))^{N_T/2 - 1} + 1)N_R + M(M+1)\}$	1,528($r = 11, \text{SNR} = 25\text{dB}, E(N_i) = 2$)	24,736($r = 11, \text{SNR} = 25\text{dB}, E(N_i) = 4$)
		1,944($r = 11, \text{SNR} = 5\text{dB}, E(N_i) = 15$)	1,056,928($r = 11, \text{SNR} = 5\text{dB}, E(N_i) = 16$)
Optimal MLD	$M^{N_T}(N_T + 1)N_R$	1,310,720	31,457,280

여기서 $\tilde{\mathbf{x}}_i$ 는 i 번째 그룹의 전체 후보 심볼 벡터이다.

2. 기존 검파기와 제안하는 SSD의 복잡도 비교

표 1은 MIMO 시스템에서 기존 검파 기법들과 제안하는 SSD 기법의 복잡도를 보여주고 있다. 제안하는 SSD 기법의 $E(N_i)$ 는 i 번째 그룹의 부분 후보 심볼 벡터는 r 과 채널의 상태에 따라 결정된다. 그림 2는 송·수신 안테나 개수와 r 과 채널 상태에 따라 생성된 부분 후보 심볼 벡터의 개수를 실험적으로 보여주고 있다. 이를 이용하여 표 1의 복잡도를 계산하였다. 그리고, 균형 요소 G 에 대한 영향을 복잡도에 고려하지 않았다. 채널 상태에 따라 G 의 영향이 달라지기 때문에 가장 복잡도가 큰 경우를 고려하여 계산하였다.

기존의 QRD- M 검파 기법은 채널 상태에 관계없이 주어진 S_m 에 따라서 고정된 복잡도를 가진다. 반면 제안하는 SSD 기법은 채널 상태와 r 에 따라서 복잡도가 달라짐을 알 수 있다. 이는 제안하는 SSD 기법은 기존의 QRD- M 검파 기법과는 달리 채널 상태를 고려하여 부분 후보 심볼 벡터를 생성하기 때문이다. 따라서, 채널 상태가 좋을 때는 복잡도가 감소된다.

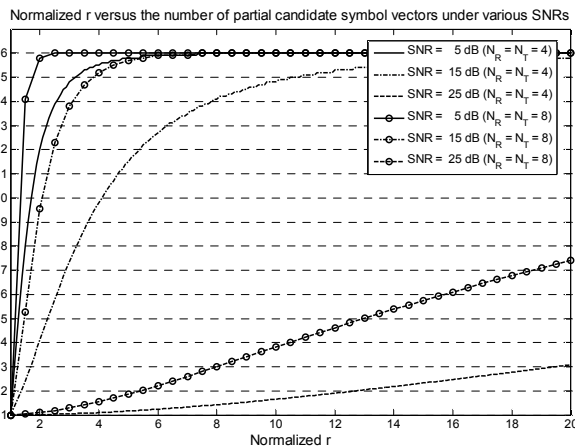


그림 2. 송·수신 안테나 개수에 r 과 채널 상태에 따라 부분 후보 심볼 벡터 생성

Fig. 2. Partial vector generation with respect to the number of transmit antennas, channel conditions, and r .

IV. 모 의 실험

본 모 의 실험에서는 MIMO 무선 통신 시스템에서 기존의 검파기와 제안하는 SSD 기법의 수신 성능을 검증해본다. 고려하는 시스템은 4 개의 송·수신 안테나와

8 개의 송·수신 안테나를 가진 무선 통신 시스템이다. 수신 SNR은 $E = [h_{ji}]^2 / \sigma^2$ 로 정의한다.

그림 3은 4 개의 송·수신 안테나를 통해서 16-QAM으로 변조된 심볼을 전송하는 무선 통신 시스템에서 기존의 검파기와 제안하는 SSD 기법의 비트 오류 확률(BER : bit error rate)을 보여주고 있다.

제안하는 SSD 기법의 성능은 G 가 0과 1인 경우 각각 실선과 점선으로 표현하였다. 먼저 r 이 1인 경우 SSD의 BER 성능이 S_m 이 1과 4인 QRD- M 검파 기법에 비해서 우수함을 관찰할 수 있다. 이는 제안하는 SSD 기법이 기존의 QRD- M 검파 기법과 비교했을 때 더 많은 부분 공간을 활용하여 추가적인 공간 다이버시티 이득(spatial diversity gain)을 제공하였기 때문이다. 그러나, r 이 1인 경우 SSD의 BER 성능은 MLD에 비해서 많이 열화됨을 알 수 있다.

제안하는 SSD 기법의 BER 성능이 MLD에 근접한 성능을 제공할 수 있도록 하기 위해서 r 을 6과 11인 경우를 고려하였다. 먼저 r 이 6인 경우 G 가 0이 될 때는 BER 성능이 아직 MLD에 근접하지 않을 수 있다. 그러나, G 가 1이 되면 r 이 6인 경우에도 제안하는 SSD 기법의 BER 성능이 MLD에 근접함을 알 수 있다. 한편, r 이 11이 되는 경우는 G 가 0이 되더라도 제안하는 SSD 기법은 MLD에 근접한 BER 성능을 보인다. 그리고, QRD- M 검파 기법의 S_m 이 16인 경우의 BER 과도 유사한 BER 성능을 갖는다. r 이 11인 경우 G 가 1이 되어도 BER 성능은 G 가 0인 경우와 비슷한 데, 이는 r 이 충분히 크면 생성된 부분 후보 심볼 벡터의

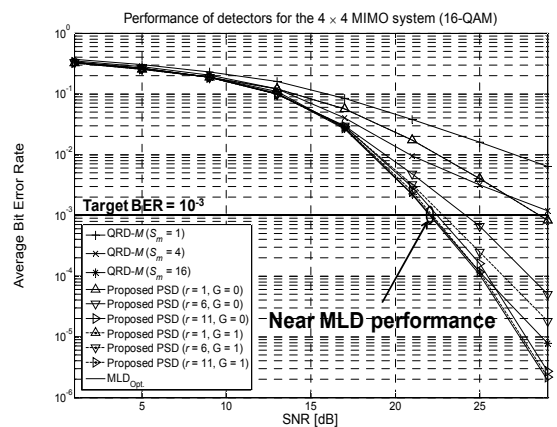


그림 3 제안하는 SSD 기법의 4x4 MIMO 시스템에서의 비트 오류 성능

Fig. 3 Average bit error rate of conventional detectors and proposed SSD for 4x4 MIMO systems.

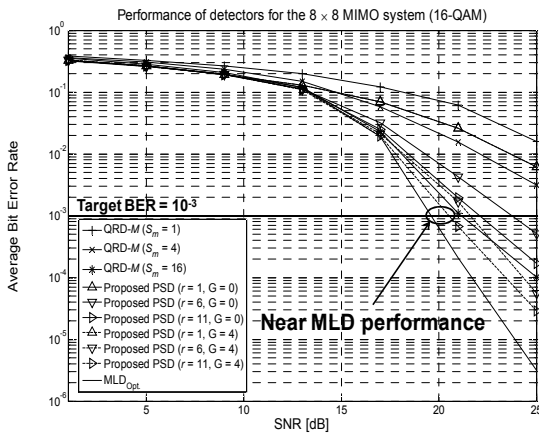


그림 4. 제안하는 SSD 기법의 8×8 MIMO 시스템에서의 비트 오류 성능

Fig. 4. Average bit error rate of conventional detectors and proposed SSD for 8×8 MIMO systems.

신뢰도가 보장되기 때문이다.

그림 4는 송·수신 안테나가 8 개인 경우 기존 검파기와 제안하는 SSD 기법의 BER 성능을 보여준다. 기존의 검파기와 제안하는 SSD 기법의 BER 성능 경향은 송·수신 안테나가 4 개인 경우와 비슷함을 알 수 있다.

그러나, QRD-M 검파 기법의 경우 S_m 이 최대인 16 인 경우에도 최적의 검파 기법에 비해서 BER 성능이 많이 열화됨을 관찰할 수 있다. 반면, 제안하는 SSD 기법은 r 이 11이고 G 가 4인 경우 최적의 성능을 보임을 알 수 있다.

제안하는 SSD 기법의 BER 성능을 개선시키기 위해서 송신 안테나 개수가 늘어나면서 큰 G 가 필요하다. 이는 제안하는 SSD 기법의 사용되는 부분 검색 공간이 2 이기 때문에 송신 안테나 개수가 늘어나면 얻을 수 있는 공간 다이버시티 이득이 한계가 있기 때문이다.

위에서 살펴보았듯이 제안하는 SSD 기법은 송신 안테나가 4개와 8개인 경우 적은 복잡도를 요구하면서 MLD와 유사한 BER 성능을 제공함을 알 수 있다. 따라서, 제안하는 SSD 기법은 다른 기법에 비해서 효율적으로 MLD의 BER 성능을 제공함을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 저 복잡도를 요구하면서 MLD의 수신 성능을 제공할 수 있는 검파기를 제안하였다. 제안하는 SSD 기법은 부분 검색 공간을 사용함으로써 요구되는 복잡도를 낮출 수 있었다. 또한, 수신 성능을 개선하기

위해서 전체 검색 공간을 활용하는 기법을 제안하였다. 실험 결과는 제안하는 SSD 기법이 기존의 기법에 비해서 낮은 복잡도를 요구하면서 우수한 수신 성능을 제공할 수 있음을 보여주었다. 따라서, 제안하는 SSD 검파기는 송신 안테나 개수가 많은 MIMO 시스템에서 간단 하면서 MLD와 비슷한 BER 성능을 제공하는 검파기로 사용될 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] 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.
- [2] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, Introduction to Space-Time Wireless Communications, Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2003.
- [3] 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 Int. Symp. Signals, Syst., and Electron., Sep. 1998.
- [4] G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 17, no. 11, pp. 1841-1852, Nov. 1999.
- [5] Y. Yuk, K. Ko, C. You, H. Na, D. Hong, and C. Kang, "Turbo coded iterative V-BLAST system using maximum a posteriori criterion," IEICE Trans. Commun., vol. E86-B, no. 7, pp. 2198-2202, July 2003.
- [6] E. W. Jang, S. Nam, J. Kim, and J. M. Cioffi, "Improved OSIC decoder for spatially multiplexed system," in Proc. IEEE ICC, June 2006, pp. 2963-2968.
- [7] X. Li, H. C. Huang, A. Lozano, and G. J. Foschini, "Reduced complexity detection algorithms for systems using multi-element arrays," in Proc. IEEE GLOBECOM, Nov. 2000, pp. 1072-1076.
- [8] K. J. Kim, J. Yue, R. A. Iltis, and J. D. Gibson, "A QRD-M/Kalman filter-based detection and channel estimation algorithm for MIMO-OFDM systems," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 4, no. 2, pp. 710-721, Mar. 2005.
- [9] Y. (Geoffrey) Li, J. H. Winters, and N. R.

- Sollenberger, "MIMO-OFDM for wireless communications: signal detection with enhanced channel estimation," IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 9, pp. 1471-1477, Sep. 2002.
- [10] S. Nam, S. Lim, K. Ko, and D. Hong, "A New Multistage Whitener-Based Detector for MIMO Systems," Springer Wireless Personal Communications, accepted.
- [11] E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channel," IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 45, no. 5, pp. 1639 - 1642, July 1999.
- [12] G. H. Golub and C. F. Van Loan, Matrix Computations, 3rd ed. The Johns Hopkins University Press, 1996.
- [13] J. L. Melas, and D.L. Cohn, Detection and Estimation Theory, McGraw Hill, 1978.
- [14] S. Yu, T. H. Im, C. H. Park, J. Kim, and Y. Cho, "An FPGA Implementation of MML-DFE for spatially multiplexed MIMO systems," IEEE Trans. Circuit and Systems II, vol. 55, no. 7, pp. 705-709, July 2008.

 저 자 소 개



남 상 호(학생회원)-교신전자
2000년 연세대학교 기계·전자
공학부 학사
2003년 연세대학교 전기전자
공학 석사
2003년~현재 연세대학교
전기전자공학 박사
<주관심분야 : 이동통신, MIMO, 협력통신>



고 균 병(평생회원)
1997년 연세대학교 전자공학 학사
1999년 연세대학교 전기전자공학
석사
2004년 연세대학교 전기전자공학
박사
2004년 3월~2007년 2월 삼성전자
통신연구소
2007년 3월~현재 충주대학교 제어계측공학과
<주관심분야 : 이동통신, MIMO, 협력통신>



홍 대 식(평생회원)
1990년 Purdue University
Electrical Engineering
박사 졸업
1991년~현재 연세대학교 전기
전자공학과 교수

<주관심분야 : 디지털통신, 통신신호처리, 4G시스
템, OFDM 시스템, 멀티홉 시스템, CR, M2M>