

MIMO 시스템에서 16-QAM의 Semi-Definite Relaxation에 기반을 둔 선형 검출 기법

Linear Detection Method Based on Semi-Definite Relaxation of 16-QAM in MIMO Systems

이 기 준 · 변 윤 식

Ki-Jun Lee · Youn-Shik Byun

요 약

본 논문은 PI-SDR을 통해 얻은 후보 심볼을 이용하여 적은 계산량이 요구되는 검출 기법을 제안한다. PI-SDR을 통해 얻어진 후보 심볼 행렬을 이용하여 ZF와 MMSE 기법을 적용, 수신 신호를 검출하였다. PI-SDR 후보 심볼을 이용한 선형 검출 기법은 ML 검출 기법보다는 성능이 조금 떨어지지만, 복잡도가 낮고, ML의 해와 근접한 심볼을 이용하기 때문에 기존의 ZF와 MMSE 기법보다 더 좋은 성능을 보인다.

Abstract

This paper suggests the detecting method in which it uses the candidate symbol obtained through PI-SDR, the little computational complexity is required. By using the candidate symbol matrices obtained through PI-SDR, ZF and MMSE method was applied and the received signal was detected. The linear detecting method using PI-SDR candidate symbol is out of the performance than ML detecting method but the complexity is low. Because of using the symbol come close to the solution of ML, the proposed method's performance is better than the existing ZF and MMSE method.

Key words : MIMO, Semi-Definite Relaxation, Maximum Likelihood Detection

I. 서 론

Multiple-input multiple-output(MIMO) 시스템은 전통적인 single-input single-output(SISO) 시스템보다 시스템 성능 이득을 가져오는 것으로 잘 알려져 있다. 이러한 MIMO 시스템의 수신단에서는 송신 신호의 효과적인 검출 기법을 필요로 한다^[1]. Maximum Likelihood(ML) 검출 방법은 최적의 Bit-Error-Rate(BER) 성능을 보여주지만, nondeterministic polynomial-

hard(NP-hard) 문제로 인해 실제 시스템의 적용이 어려운 단점을 가지고 있다^{[2],[3]}.

이러한 단점을 보완하기 위한 방법으로 semi-definite relaxation(SDR) 검출 기법이 제안되었다. 참고 문헌 [4]에서는 확률 분포를 이용하여 후보 심볼을 생성하는 방법을 소개하였고, 참고문헌 [5]에서는 Cholesky factorization을 이용하여 후보 심볼을 생성하는 방법을 소개하였으며, 참고문헌 [6]에서는 SDR을 통해 얻은 최적의 해를 간단한 연산을 통하여 후

인천대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, University of Incheon)

· Manuscript received December 15, 2011 ; Revised April 23, 2012 ; Accepted May 18, 2012. (ID No. 20111215-161)

· Corresponding Author : Youn-Shik Byun (e-mail : byun@incheon.ac.kr)

보 심볼 생성 방법을 소개하였다. 하지만 4-QAM 시스템에 한해서만 적용되기 때문에 본 논문에서는 고차의 QAM 중 16-QAM을 고려한 기법 중 Polynomial Inspired SDR(이하 PI-SDR)^[7]을 이용하여 얻어진 해값을 이용하여 후보 심볼을 생성하는 검출 방법을 사용한다.

본 논문에서는 PI-SDR을 통해 얻은 최적의 해에서 후보 심볼을 생성하고, 이를 이용하여 적은 계산량이 요구되는 검출 기법을 제안한다. 2장에서는 PI-SDR을 이용하여 후보 심볼을 생성한 뒤 검출하는 방법에 대해서 알아보고, 3장에서는 본 논문에서 제안하는 PI-SDR 기반의 후보 심볼을 이용한 적은 연산량을 가지는 선형 검출 기법에 대해 알아본 후, 4장에서는 모의실험 결과를 분석하고, 5장에서는 결론을 맺는다.

II. 기존의 PI-SDR 기법

N_T 개의 송신 안테나와 N_R ($N_T \leq N_R$) 개의 수신 안테나를 갖는 MIMO 시스템에서 수신된 신호 \mathbf{y} 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \\ \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{y}_c) \\ \Im(\mathbf{y}_c) \end{bmatrix}, \mathbf{s} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{s}_c) \\ \Im(\mathbf{s}_c) \end{bmatrix}, \mathbf{n} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{n}_c) \\ \Im(\mathbf{n}_c) \end{bmatrix} \\ \mathbf{H} &= \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{H}_c) & -\Im(\mathbf{H}_c) \\ \Im(\mathbf{H}_c) & \Re(\mathbf{H}_c) \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{N \times M} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 \mathbf{y}_c 는 복소 수신 신호이고, \mathbf{s}_c 는 송신 신호, \mathbf{H}_c 는 $N_R \times N_T$ Rayleigh fading 채널 행렬, 그리고 \mathbf{n}_c 는 평균이 0이고 분산이 σ_c^2 인 가우시안 잡음이다. 또한, \Re 와 \Im 는 실수와 허수를 나타내고, $M = 2N_T$, $N = 2N_R$ 이다. 송신 신호 벡터 $\mathbf{s} \in \mathbf{C}^M$ 가 주어지면 ML 검출 기법은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{s}}_{ML} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathbf{C}^M} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (2)$$

이때, $\|\cdot\|$ 은 Euclidean distance를 의미하고, \mathbf{C} 는 $\{\pm 1, \pm 3\}$ 으로 이루어진 16QAM의 성상도 집합이다. ML 검출 기법은 모든 가격자 $\mathbf{H}\mathbf{s}$ 사이에서 \mathbf{y} 와 최소 거리를 갖는 \mathbf{s} 를 선택한다. ML 검출 기법은 최적의 성능을 갖지만, 송신 가능한 모든 신호들과 수

신 신호와의 Euclidean distance를 계산하기 때문에 복잡도가 매우 높다. 이를 해결하기 위해 연구되는 기법 중 하나가 SDR 기법이다. 본 논문에서는 고차 QAM으로 확대한 SDR의 방법 중 하나인 PI-SDR을 소개한다.

16-QAM에서 ML의 제약 조건을 다음과 같이 나타냄으로써 PI-SDR로 이어질 수 있다.

$$(s_i + 1)(s_i - 1)(s_i + 3)(s_i - 3) = 0, \quad i = 1, \dots, 2N_T \quad (3)$$

여기서 s_i 는 16QAM에서 $\{\pm 1, \pm 3\}$ 으로 이루어진 송신 신호 집합이다. 이때, $\mathbf{u}_i = s_i^2$ 라 하고, SDR을 위해 목적 함수인 식 (2)를 선형화해야 한다. 따라서, ML 검출 기법은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{s}, \mathbf{u}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 &= \min_{\mathbf{s}, \mathbf{u}} \mathbf{s}^T \mathbf{H}^T \mathbf{H} \mathbf{s} - 2\mathbf{y}^T \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{y}^T \mathbf{y} \\ &= \min_{\mathbf{x}} \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} \\ \text{s.t. } s_i^2 &= u_i, \quad i = 1, \dots, 2N_T \\ u_i^2 - 10u_i + 9 &= 0, \quad i = 1, \dots, 2N_T \end{aligned} \quad (4)$$

이를 최적화 문제로 공식화 하여, $\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} = \text{Trace}(\mathbf{Q} \mathbf{x} \mathbf{x}^T)$ 로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{X}} \text{Trace}(\mathbf{X} \mathbf{Q}) \\ \text{s.t. } \text{diag}\{\mathbf{X}_{11}\} - \mathbf{X}_{23} &= 0 \\ \text{diag}\{\mathbf{X}_{22}\} - 10\mathbf{X}_{23} + 9\mathbf{I}_{2N_T} &= 0 \\ \mathbf{X} &\succeq 0 \\ \mathbf{X}_{33} &= 1 \\ \text{rank}(\mathbf{X}) &= 1 \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 \mathbf{Q} 와 \mathbf{X} 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} &= \begin{bmatrix} \mathbf{H}^T \mathbf{H} & \mathbf{0} & -\mathbf{H}^T \mathbf{y} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{y}^T \mathbf{H} & \mathbf{0} & \mathbf{y}^T \mathbf{y} \end{bmatrix} \\ \mathbf{X} &= \mathbf{x} \mathbf{x}^T, \text{ where } \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}^T & \mathbf{u}^T & \mathbf{1} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (6)$$

이때, \mathbf{X}_{ij} ($i, j = 1, 2, 3$)는 \mathbf{x} 의 i, j 번째 부분 블록으로, $\mathbf{X}_{11} = \mathbf{s} \mathbf{s}^T$, $\mathbf{X}_{22} = \mathbf{u} \mathbf{u}^T$, $\mathbf{X}_{13} = \mathbf{s}$, $\mathbf{X}_{23} = \mathbf{u}$ 를 나타낸다. 그리고 $\mathbf{X} = \mathbf{x} \mathbf{x}^T$ 는 \mathbf{X} 가 symmetric하고 positive semidefinite이며, $\text{rank}(\mathbf{X}) = 1$ 임을 의미한다. 하지만 식 (5)에서 $\text{rank}(\mathbf{X}) = 1$ 라는 제약 조건은 non-

convex optimization problem을 가지게 된다. 따라서 이를 생략하여, ML의 정보를 포함하는 Relaxation의 식으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{X}} \text{Trace}(\mathbf{X}\mathbf{Q}) \\ & \text{s.t. } \text{diag}\{\mathbf{X}_{11}\} - \mathbf{X}_{23} = 0 \\ & \quad \text{diag}\{\mathbf{X}_{22}\} - 10\mathbf{X}_{23} + 9\mathbf{I}_{2N_r} = 0 \\ & \quad \mathbf{X} \succeq 0 \\ & \quad \mathbf{X}_{33} = 1 \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에 의해 얻어진 해의 값을 신호 성분 \mathbf{s} 만을 갖는 행렬로 재배치한 행렬은 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{S}}_{SDR} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{11} & \mathbf{X}_{13} \\ \mathbf{X}_{31} & \mathbf{X}_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}}\tilde{\mathbf{s}} & \tilde{\mathbf{s}} \\ \tilde{\mathbf{s}}^T & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

식 (8)이 $\text{rank}(\mathbf{X}) = 1$ 을 만족한다면, 이는 ML의 검출 기법의 해와 1대1 대응을 이룬다. 하지만 일반적으로 rank는 1보다 크므로, rank-1을 만족하는 송신 심볼을 찾고, 이를 검출하기 위한 기법이 연구되어 왔다^[6]. 하지만 이는 4-QAM에서만 가능했다. 다음은 고차 QAM인 16-QAM에서 후보 심볼을 이용하여 최적의 해를 찾기 위한 PI-SDR 기반의 후보 심볼을 이용하여 해를 검출하는 방법을 소개한다^[11].

송수신 안테나의 수가 각각 4개를 갖는 실수 등가 모델을 가정할 때, 식 (8)을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}}_1\tilde{\mathbf{s}}_1 & \tilde{\mathbf{s}}_1\tilde{\mathbf{s}}_2 & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_1\tilde{\mathbf{s}}_8 & \tilde{\mathbf{s}}_1 \\ \tilde{\mathbf{s}}_2\tilde{\mathbf{s}}_1 & \tilde{\mathbf{s}}_2\tilde{\mathbf{s}}_2 & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_2\tilde{\mathbf{s}}_8 & \tilde{\mathbf{s}}_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{s}}_8\tilde{\mathbf{s}}_1 & \tilde{\mathbf{s}}_8\tilde{\mathbf{s}}_2 & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_8\tilde{\mathbf{s}}_8 & \tilde{\mathbf{s}}_8 \\ \tilde{\mathbf{s}}_1 & \tilde{\mathbf{s}}_2 & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_8 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

식 (9)의 마지막 행을 각 열에 곱하고, 각 열을 $[\mathbf{X}_{32} \ 1] = [\mathbf{u}^T \ 1]$ 로 나눈 후 양자화를 하여 다음과 같이 $\bar{\mathbf{S}}$ 를 구한다.

$$\bar{\mathbf{S}} = \mathbf{Q} \left(\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}}_1\tilde{\mathbf{s}}_1\tilde{\mathbf{s}}_1 & \tilde{\mathbf{s}}_1\tilde{\mathbf{s}}_2\tilde{\mathbf{s}}_2 & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_1\tilde{\mathbf{s}}_8\tilde{\mathbf{s}}_8 & \tilde{\mathbf{s}}_1 \\ \tilde{\mathbf{s}}_2\tilde{\mathbf{s}}_1\tilde{\mathbf{s}}_1 & \tilde{\mathbf{s}}_2\tilde{\mathbf{s}}_2\tilde{\mathbf{s}}_2 & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_2\tilde{\mathbf{s}}_8\tilde{\mathbf{s}}_8 & \tilde{\mathbf{s}}_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{s}}_8\tilde{\mathbf{s}}_1\tilde{\mathbf{s}}_1 & \tilde{\mathbf{s}}_8\tilde{\mathbf{s}}_2\tilde{\mathbf{s}}_2 & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_8\tilde{\mathbf{s}}_8\tilde{\mathbf{s}}_8 & \tilde{\mathbf{s}}_8 \\ \hline & & & & [\mathbf{X}_{32} \ 1] \end{bmatrix} \right) \quad (10)$$

여기서 $\mathbf{Q}(\cdot)$ 는 rounding operation으로 반올림 연산자이다. 위의 식 (10)에서 $\mathbf{X}_{32} = \mathbf{u}^T = \tilde{\mathbf{s}}_i^2$ 이므로, 모든 원소의 $\tilde{\mathbf{s}}_i\tilde{\mathbf{s}}_i$ 는 $\tilde{\mathbf{s}}_i^2$ 에 의해 상쇄되어 식 (11)과 같은 $\bar{\mathbf{S}}$ 를 구할 수 있다.

$$\bar{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}}_1 & \tilde{\mathbf{s}}_1 & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_1 & \tilde{\mathbf{s}}_1 \\ \tilde{\mathbf{s}}_2 & \tilde{\mathbf{s}}_2 & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_2 & \tilde{\mathbf{s}}_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{s}}_8 & \tilde{\mathbf{s}}_8 & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_8 & \tilde{\mathbf{s}}_8 \end{bmatrix} \quad (11)$$

이 때 식 (11)의 계수가 1 이면, $\bar{\mathbf{S}}$ 의 모든 열은 같은 값을 가지며, 이는 ML의 해와 동일함을 의미한다. 반면, $\bar{\mathbf{S}}$ 의 계수가 1 이 아닌 경우에는 $\bar{\mathbf{S}}$ 의 모든 열이 같지 않게 된다.

$$\bar{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}}_{11} & \tilde{\mathbf{s}}_{12} & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_{18} & \tilde{\mathbf{s}}_{19} \\ \tilde{\mathbf{s}}_{21} & \tilde{\mathbf{s}}_{22} & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_{28} & \tilde{\mathbf{s}}_{29} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{s}}_{81} & \tilde{\mathbf{s}}_{82} & \dots & \tilde{\mathbf{s}}_{88} & \tilde{\mathbf{s}}_{89} \end{bmatrix} \quad (12)$$

계수가 1 이 아닌 $\bar{\mathbf{S}}$ 가 전열 계수인 경우에는 모든 열이 해가 되지만, 그렇지 않은 경우에는 공통부분이 있게 된다. 따라서 중복되는 열을 제거하여 후보 심볼 행렬 $\bar{\mathbf{S}}_{cand}$ 은 다음과 같다.

$$\bar{\mathbf{S}}_{cand} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}}_{11} & \tilde{\mathbf{s}}_{13} & \tilde{\mathbf{s}}_{15} & \tilde{\mathbf{s}}_{19} \\ \tilde{\mathbf{s}}_{21} & \tilde{\mathbf{s}}_{23} & \tilde{\mathbf{s}}_{25} & \tilde{\mathbf{s}}_{29} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{s}}_{81} & \tilde{\mathbf{s}}_{83} & \tilde{\mathbf{s}}_{85} & \tilde{\mathbf{s}}_{89} \end{bmatrix} \quad (13)$$

위와 같은 방법으로 SDR을 통해 얻어진 후보 심볼 행렬 $\bar{\mathbf{S}}_{cand}$ 을 이용하여 송신 신호 \mathbf{s} 를 검출한다^[10].

$$\tilde{\mathbf{s}}_{SDR} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{s}} \in \bar{\mathbf{S}}_{cand}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\tilde{\mathbf{s}}\|^2 \quad (14)$$

식 (14)를 통하여 후보 심볼과 수신 신호의 Euclidean distance를 측정하여 송신 신호를 검출한다.

III. 선형 검출 기법이 적용된 새로운 PI-SDR 기법

하지만 기존 PI-SDR 기반의 후보 심볼을 이용하

여 해를 검출하는 방법은 후보 심볼 행렬에 따라 연산량이 늘어나게 된다. 본 논문에서는 후보 심볼을 이용한 PI-SDR 검출 기법의 연산량을 줄이기 위해 선형 검출 기법을 적용한 방법을 제안한다. Zero-forcing(ZF) 검출 방식은 수신된 신호에 필터 행렬을 곱하여 송신된 신호를 추정하는 방식이고, 여기에 잡음 신호까지 고려한 검출 필터가 minimum mean square error(MMSE) 검출 방식이다.

$$\mathbf{z} = \mathbf{W}\mathbf{y} = \mathbf{s} + \mathbf{v}, \quad \mathbf{v} = \mathbf{W}\mathbf{n}$$

$$\tilde{\mathbf{s}} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{s}} \in \tilde{\mathbf{S}}_{cand}} \|\mathbf{z} - \tilde{\mathbf{s}}\|^2 \quad (15)$$

식 (15)는 식 (14)의 복잡도를 줄이기 위한 선형 검출 기법의 수식이다. 여기서 \mathbf{W} 는 필터 행렬로 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{ZF} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \\ \mathbf{W}_{MMSE} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_t})^{-1} \mathbf{H}^H \end{aligned} \quad (16)$$

\mathbf{W}_{ZF} 는 ZF 검출 기법의 필터 행렬이며, SNR이 낮은 환경에서는 성능이 낮은 단점을 가지고 있다. \mathbf{W}_{MMSE} 는 MMSE 필터 행렬로 σ_n^2 는 잡음 신호를 나타낸다. \mathbf{W}_{MMSE} 을 이용한 검출 기법은 잡음 신호를 이용하기 때문에 \mathbf{W}_{ZF} 을 이용한 기법보다 더 좋은 성능을 보인다.

기존 기법의 경우, 후보 심볼 행렬인 $\tilde{\mathbf{S}}_{cand}$ 의 해를 채널 행렬에 곱해 준 후 수신 신호 벡터인 \mathbf{y} 사이의 Euclidean distance를 계산하여 송신 신호를 검출하기 때문에 곱셈 연산량이 많아지게 되는데, 이러한 곱셈 연산량을 줄이고자 선형 검출 기법을 적용한 방법을 제안한다. ZF, MMSE 필터 행렬을 수신 신호에 곱해 준 \mathbf{z} 와 후보 심볼 행렬인 $\tilde{\mathbf{S}}_{cand}$ 의 해 사이의 Euclidean distance를 계산하여 송신 신호를 검출하기 때문에, 기존 기법보다 곱셈 연산량이 줄어든다. 식 (15)의 $\tilde{\mathbf{S}}_{cand}$ 을 이용한 선형 검출 기법은 식 (14)의 성능보다는 조금 떨어지지만, 복잡도가 낮고, ML의 해와 근접한 $\tilde{\mathbf{S}}_{cand}$ 을 이용하기 때문에, 기존의 ZF와 MMSE 기법보다 더 좋은 성능을 보인다. 다음의 표 1은 제안하는 기법의 요약이다.

표 1. 후보 심볼을 이용한 선형 검출 기법의 요약
Table 1. The abstract of linear detection method using candidate symbol.

<p>Step 1 : Set \mathbf{Q}</p> $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^T \mathbf{H} & 0 & -\mathbf{H}^T \mathbf{y} \\ 0 & 0 & 0 \\ -\mathbf{y}^T \mathbf{H} & 0 & \mathbf{y}^T \mathbf{y} \end{bmatrix}$ <p>Step 2 : Solve the Semi-definite Program</p> $\begin{aligned} &\min_{\mathbf{X}} \text{Trace}(\mathbf{X}\mathbf{Q}) \\ &\text{s.t. } \text{diag}\{\mathbf{X}_{11}\} - \mathbf{X}_{23} = 0 \\ &\quad \text{diag}\{\mathbf{X}_{22}\} - 10\mathbf{X}_{23} + 9\mathbf{I}_{2N_T} = 0 \\ &\quad \mathbf{X} \succeq 0 \\ &\quad \mathbf{X}_{33} = 1 \end{aligned}$ <p>Step 3 : Generate \mathbf{S} having The Transmission Symbols</p> $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{11} & \mathbf{X}_{13} \\ \mathbf{X}_{31} & \mathbf{X}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{s}} & \tilde{\mathbf{s}} \\ \tilde{\mathbf{s}}^T & 1 \end{bmatrix}$ <p>Step 4 : Calculate</p> $\bar{\mathbf{S}} = \mathcal{Q} \left(\frac{(\mathbf{S}(1:N_s,:) \times \mathbf{S}(\text{end},:))}{[\mathbf{X}_{32} \quad 1]} \right)$ <p>Step 5 : Obtain Candidate Symbol Set $\bar{\mathbf{S}}_{cand}$ by remove the duplicate column of $\bar{\mathbf{S}}$.</p> <p>Step 6 : if the size of column $\bar{\mathbf{S}}$ is 1.</p> $\tilde{\mathbf{s}}_{SDR} = \bar{\mathbf{S}}_{cand}$ <p>else Calculate the minimum Euclidean distance</p> $\tilde{\mathbf{s}} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{s}} \in \tilde{\mathbf{S}}_{cand}} \ \mathbf{z} - \tilde{\mathbf{s}}\ ^2$ <p>end</p>

IV. 모의실험

모의실험에서는 표 2의 시스템 파라미터를 사용하여 실험하였다. Rayleigh fading 채널 모델과 16-QAM 변조 방식을 사용하였고, 신호에 가산되는 잡음은 평균이 0이고, 분산이 σ_n^2 인 가산성 백색 가우시안 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise)이다. 송신 안테나와 수신 안테나는 각 4개인 MIMO 시스템을 가정한다. 그리고 안테나에 할당되는 전력은 모두 동일하다고 가정하며 기존의 알고리즘과 제안한 알고리즘의 비트 오류율(BER : Bit Error Rate) 비교를 위해 Monte Carlo 방법을 사용하여 시뮬레이션 하였다.

표 2. 시스템 파라미터

Table 2. System parameter.

송신 안테나	4
수신 안테나	4
채널 모델	Rayleigh fading channel
잡음 모델	AWGN
변조 방식	16-QAM
채널 코딩	None

표 3. PI-SDR 기법과 제안한 기법의 복잡도 연산량 비교

Table 3. The complexity comparison of the PI-SDR and the proposed method.

	ML method	Conventional method	Proposed method
복잡도 연산량	$N_T N_R \times C^{N_t}$	$N_T N_R \times N_{Col} (S_{cand})$	$N_T N_R$

$N_{Col}(S_{cand})$: 후보 심볼 행렬의 열의 개수(=후보 심볼 개수)

N_T =송신안테나, N_R =수신안테나, C^{N_t} =가능한 모든 격자점들의 조합

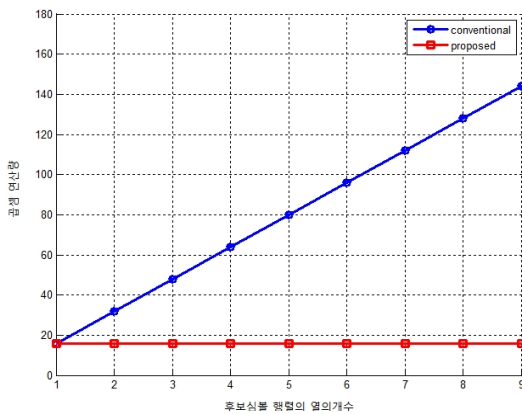


그림 1. 후보 심볼 행렬의 열의 개수에 따른 PI-SDR 기법과 제안한 기법의 복잡도 연산량 비교 그래프

Fig. 1. The graph with the complexity comparison of the PI-SDR and the proposed method according to the number of columns of the candidate symbol matrix.

표 3과 그림 1은 기존 PI-SDR 기반의 후보 심볼을 이용한 기법과 선형 검출 기법을 적용한 제안하는 기법의 연산량을 비교하는 표와 그래프이다. 기존

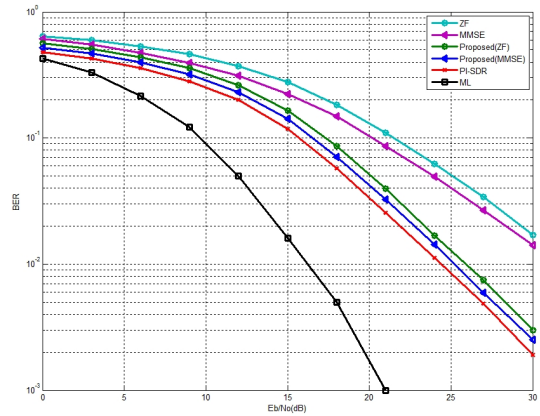


그림 2. 선형 검출 기법과 PI-SDR, 그리고 제안하는 기법의 BER 성능 분석

Fig. 2. The BER performance analysis of the linear detection method and PI-SDR and the proposed method.

기법의 경우, 후보 심볼 행렬인 \bar{S}_{cand} 의 해를 채널 행렬에 곱해준 후 수신 신호 벡터인 \mathbf{y} 사이의 minimum Euclidean distance를 계산하여 송신 신호를 검출하기 때문에 후보 심볼 행렬의 열의 개수에 따라 복잡도 연산량이 증가하게 된다. 제안하는 기법은 선형 검출 기법을 적용하므로 ZF, MMSE 필터 행렬을 수신 신호에 곱해 준 \mathbf{z} 와 후보 심볼 행렬인 \bar{S}_{cand} 의 해 사이의 minimum Euclidean distance를 계산하여 송신 신호를 검출하기 때문에, 후보 심볼 행렬의 열의 개수에 관계없이 $N_T N_R$ 의 복잡도 연산량만을 필요하게 된다.

그림 2는 PI-SDR에 기반을 둔 후보 심볼을 이용한 SDR 검출 기법과 ZF, MMSE 그리고 선형 검출 기법을 적용한 제안하는 기법의 BER 성능 곡선이다. 제안하는 기법은 선형 검출 기법의 사용으로 복잡도가 감소하고, 성능이 기존의 PI-SDR 기법보다는 조금 떨어지지만 거의 근사함을 볼 수 있고, 일반적인 ZF, MMSE 기법보다는 좋은 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 PI-SDR을 통해 얻은 최적의 \mathbf{S} 에서 후보 심볼을 생성하고, 이를 이용하여 적은 계산량이 요구되는 검출 기법을 제안하였다. 기존에 제

안된 PI-SDR 기법의 복잡도를 줄이기 위해 선형 검출 기법을 사용하였다. ZF, MMSE 필터 행렬을 수신 신호에 곱해 준 값과 후보 심볼 행렬인 \bar{S}_{cand} 의 해 사이의 Euclidean distance를 계산하여 송신 신호를 검출하기 때문에, 기존 기법보다 곱셈 연산량이 줄어들게 된다. 후보 심볼 행렬을 이용한 선형 검출 기법은 기존의 기법보다 성능이 조금 떨어지지만 복잡도가 낮고, ML의 해와 근접한 후보 심볼 행렬을 이용하기 때문에 기존의 ZF와 MMSE 기법보다 더 좋은 성능을 보인다.

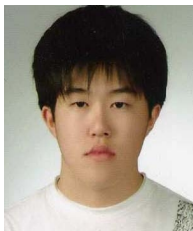
참 고 문 헌

[1] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels", *AT & T Bell Labs Internal Tech. Memo.*, Jun. 1995.
 [2] S. Verdu, "Computational complexity of multi-user detection", *AT & T Bell Labs Internal Tech. Memo.*, Jun. 1995.
 [3] M. Ajtai, "The shortest vector problem in L2 is NP-hard for randomized reductions", in *Proc. 30th Annu. ACM Symp. Theory Comput.*, pp. 10-19, 1998.
 [4] M. Kisiailiou, Z-Q Luo, "Performance analysis of quasi-maximum-likelihood detector based on semi-definite programming", *ICASSP'05*, vol. 3, no. 3, pp. 433-436, Mar. 2005.
 [5] W. -K. Ma, T. N. Davison, K. Wong, Z-Q. Luo,

and P. -C. Ching, "Quasi-maximum-likelihood multi-user detection using semi-definite relaxation with application to synchronous CDMA", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 50, no. 4, pp. 912-922, Apr. 2003.

[6] 박수빈, 정재선, 변윤식, "MIMO 시스템에서 semi-definite relaxation에 기반을 둔 후보 심볼을 이용한 최적 해 검출 방법", *JCCI2008*, Apr. 2008.
 [7] A. Wiesel, Y. C. Eldar, and S. Shamai, "Semidefinite relaxation for detection of 16-QAM signaling in MIMO channels", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 653-656, 2005.
 [8] L. Vandenberghe, S. Boyd, "Semidefinite programming", *SIMA Review*, vol. 38, pp. 49-95, 1996.
 [9] J. Jalden, B. Ottersten, "High diversity detection using semidefinite relaxation", *Fortieth Asilomar Conference on ACSSC'06*, pp. 2082-2086, Oct.-Nov. 2006.
 [10] 유은지, 조명주, 변윤식, "MIMO system에서 semi-definite relaxation 기반의 후보 심볼을 이용한 soft detection 기법", *신호처리합동학술대회 논문집*, vol. 23, pp. 519-523, 2010년 10월.
 [11] 조명주, 유은지, 변윤식, "MIMO 시스템에서 16-QAM의 semi-definite relaxation에 기반을 둔 새로운 후보 심볼을 이용한 검출 기법", *JCCI-2011*, 2011년 5월.

이 기 준



2011년 2월: 인천대학교 전자공학과 (공학사)
 2011년 3월~현재: 인천대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] MIMO-OFDM, 통신 신호처리

변 윤 식



1978년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학사)
 1981년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학석사)
 1985년 2월: 연세대학교 전기공학과 (공학박사)
 1990년 8월~1991년 7월: 미국 Stanford University 전자공학과 객원교수
 2004년 9월~2005년 8월: 고려대학교 전파통신공학과 객원교수
 2006년 7월~2008년 2월: 인천대학교 공과대학장
 2008년 3월~2008년 7월: 인천대학교 교무처장
 2010년 7월~2011년 12월: 인천대학교 대학원장
 1987년 3월~현재: 인천대학교 전자공학과 교수
 [주 관심분야] 디지털 통신 및 신호 처리