

スラブ復号と格子基底縮小を用いた低演算量な過負荷 MIMO 信号検出法

早川 諒[†] 林 和則[†] 金子めぐみ[†]

[†] 京都大学大学院情報学研究科 〒 606-8501 京都市左京区吉田本町
E-mail: †rhayakawa@sys.i.kyoto-u.ac.jp, {kazunori,meg}@i.kyoto-u.ac.jp

あらまし 本稿では、過負荷 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 伝送のための低要求演算量の信号検出法を提案する。提案法では、スラブ復号を用いて (送信ストリーム数 - 受信アンテナ数) 分の信号の候補を絞り込み、各候補それぞれに対応する残りの受信アンテナ数分の信号を格子基底縮小を用いた MMSE (Minimum Mean Square Error)-SIC (Successive Interference Cancellation) 法で検出する。(送信ストリーム数 - 受信アンテナ数) 分の信号を網羅的に探索する従来の手法に比べて格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法の回数が減少し、計算量が削減される。格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法は球内復号法よりも低演算量であるため、受信アンテナ数分の信号を球内復号法で検出するスラブ-球内復号法と比べても、提案法はより少ない計算量で信号検出を行える。計算機シミュレーションによって、提案法では従来法に比べて少ない計算量でほぼ同等のビット誤り率特性が達成できることを示す。

キーワード 過負荷 MIMO, 格子基底縮小, スラブ復号

A Reduced Complexity Signal Detection Scheme for Overloaded MIMO Systems Using Slab Decoding and Lattice Reduction

Ryo HAYAKAWA[†], Kazunori HAYASHI[†], and Megumi KANEKO[†]

[†] Graduate School of Infomatics, Kyoto University, Yoshida-Honmachi, Sakyo-ku, Kyoto, 606-8501 Japan
E-mail: †rhayakawa@sys.i.kyoto-u.ac.jp, {kazunori,meg}@i.kyoto-u.ac.jp

Abstract This paper proposes a reduced complexity signal detection scheme for overloaded MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) systems. The proposed scheme uses slab decoding to reduce the candidates of transmit signals whose number is the difference between the number of transmit streams and the number of receive antennas, and detect remaining signals that correspond to the candidates by lattice reduction aided MMSE (Minimum Mean Square Error)-SIC (Successive Interference Cancellation) detectors. Simulation results show that the proposed scheme can achieve almost the same performance as conventional schemes while reducing the computational complexity.

Key words overloaded MIMO, lattice reduction, slab decoding

1. ま え が き

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 伝送において、受信端末の大きさや重さ、消費電力などに制限があり十分な数の受信アンテナを使うことができない場合がある。受信アンテナ数が送信ストリーム数よりも少ない MIMO 伝送は過負荷 MIMO と呼ばれ、様々な信号検出法が提案されている [1]- [6]。MIMO 信号検出において、理論的に最良の BER (Bit Error Rate) 特性を与える手法として最尤推定法があるが、最尤推定法は送信信号がとりうる値を網羅的に探索するため、送信ストリーム数に対して計算量が指数的に増加するという問題がある。そのため、最尤推定法の計算量の削減を行うスラブ-球内復号法が提案されている [1]。スラブ-球内復号法は、よく知られた

球内復号法を過負荷 MIMO に適用するための手法であり、スラブ復号を用いて (送信ストリーム数 - 受信アンテナ数 + 1) 個の信号の候補を絞り込んだ上で、球内復号法で尤度を評価する。一方、さらに計算量の少ない過負荷 MIMO 信号検出法として、PVC (Pre-Voting Cancellation) と格子基底縮小を用いた MMSE (Minimum Mean Square Error) -SIC (Successive Interference Cancellation) 法が提案されている [2]。この手法では、送信信号を (送信ストリーム数 - 受信アンテナ数) 分の信号と受信アンテナ数分の信号に分け、前者を最尤基準で網羅的に探索し、その各々の候補信号に対して後者を格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法によって検出する。このため、その計算量は (送信ストリーム数 - 受信アンテナ数) に対して指数的に増加するという問題があり、特に近年注目を集めている

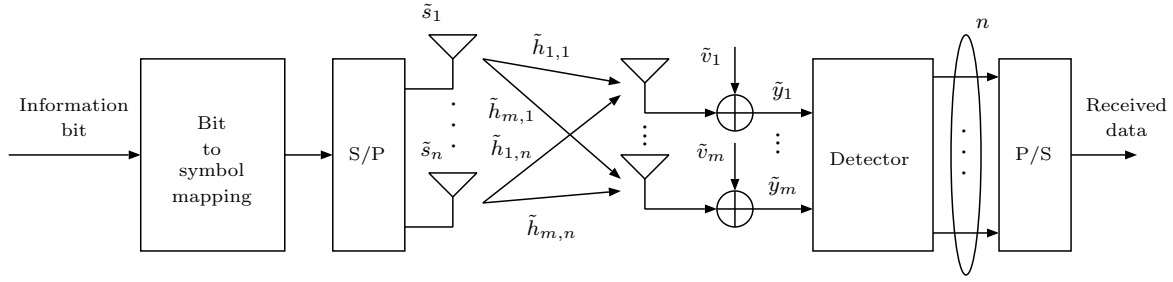


図1 システムモデル

大規模 MIMO に適用するためには、さらに低演算量な過負荷 MIMO 信号検出法が不可欠である。

本稿では、PVC を用いた信号検出法とスラブ復号の両方のアイデアを利用した、より低演算量な信号検出法を提案する。提案法では、スラブ復号で得られた（送信ストリーム数－受信アンテナ数）分の信号の候補のみに対して格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法による残りの受信アンテナ数分の信号の検出を行い、得られた候補の中で尤度が最大のものを送信信号の推定値とする。これにより、（送信ストリーム数－受信アンテナ数）分の信号の探索を網羅的に行う従来の PVC を用いた手法に比べ、格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法の計算の回数を減らすことができる。計算機シミュレーションにより提案法と従来法の特性を比較し、候補数の削減量を評価する。提案法では従来法に比べて特性を大きく劣化させることなく、候補数が大幅に削減されることを示す。

2. システムモデル

送信アンテナ数が n 、受信アンテナ数が m の MIMO 伝送のシステムモデルを図 1 に示す。簡単のため送信ストリーム数＝送信アンテナ数とし、プリコーディングは考慮しないものとする。送信ビット列はデジタル変調によりシンボルに変換された後、送信アンテナ数 n と同じ数の信号に直並列変換され、送信アンテナから送信される。受信側では、フラットフェージング通信路を通った送信信号に雑音加わったものが受信される。シンボルがとる値の集合を $\tilde{\mathcal{S}}$ とし、 n 個の送信アンテナから送信された n 個のシンボル $\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_n$ からなるベクトルを $\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_n]^T \in \tilde{\mathcal{S}}^n$ とおく。ただし、 $E[\tilde{\mathbf{s}}\tilde{\mathbf{s}}^H] = \sigma_s^2 \mathbf{I}_n$ とする。上付きの H はエルミート転置を表し、 \mathbf{I}_n は $n \times n$ の単位行列である。通信路行列を

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{1,1} & \cdots & \tilde{h}_{1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{m,n} & \cdots & \tilde{h}_{m,n} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{m \times n} \quad (1)$$

とすると、受信信号ベクトルは

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{v}} \quad (2)$$

と書ける。ここで、 $\tilde{\mathbf{v}} = [\tilde{v}_1, \dots, \tilde{v}_m]^T \in \mathbb{C}^m$ は平均 $\mathbf{0}$ 、共分散

行列 $\sigma_v^2 \mathbf{I}_m$ の白色複素ガウス雑音ベクトルである。

後の計算では、複素数で表される式 (2) のモデルと等価な実数で表されるモデルを主に考える。 $\text{Re}\{\cdot\}, \text{Im}\{\cdot\}$ をそれぞれ実部と虚部を表す演算子とし、

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{y}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{y}}\} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^M, \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{H}}\} & -\text{Im}\{\tilde{\mathbf{H}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{H}}\} & \text{Re}\{\tilde{\mathbf{H}}\} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{M \times N},$$

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{s}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{s}}\} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^N, \mathbf{v} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{v}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{v}}\} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^M \quad (3)$$

とおくことで、式 (2) と等価な実数で表されるモデル

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (4)$$

が得られる。ここで、 $M = 2m, N = 2n$ である。

3. 従来の信号検出法

3.1 受信アンテナ数が送信アンテナ数以上の MIMO 信号検出法

まず、受信アンテナ数 m が送信アンテナ数 n 以上である MIMO 伝送における信号検出法について述べる。

3.1.1 最尤推定に基づく手法

最尤推定法は

$$\hat{\mathbf{s}}_{\text{ML}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathcal{S}^N} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (5)$$

を \mathbf{s} の推定値とする。ここで \mathcal{S} は、 $\tilde{\mathcal{S}}$ の要素の実部と虚部がとりうるすべての値からなる集合である。例えば、変調方式が QPSK で $\tilde{\mathcal{S}} = \{1+j, -1+j, -1-j, 1-j\}$ の場合には、 $\mathcal{S} = \{1, -1\}$ となる。最尤推定法は理論的に最良の BER 特性を得られる手法であるが、 \mathbf{s} の取りうる値すべてを網羅的に探索するため、計算量が N に対して指数的に増加するという問題がある。

最尤推定法の計算量を削減する手法として、球内復号法 [7] が知られている。球内復号法では、定数 C に対して

$$\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \leq C^2 \quad (6)$$

を満たす \mathbf{s} のみを探索することで計算量を削減する。 \mathbf{H} の QR 分解 $\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$ によって得られる直交行列 \mathbf{Q} を利用して式

(6) は

$$\|\mathbf{z} - \mathbf{R}\mathbf{s}\|^2 \leq C^2 \quad (7)$$

と書ける。ここで、 $\mathbf{z} = \mathbf{Q}^T \mathbf{y}$ である。式 (7) を満たす \mathbf{s} の値を探索し、得られた候補の中で $\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2$ が最小となるものを \mathbf{s} の推定値とする。

3.1.2 MMSE 規範に基づく手法

MMSE 法は、最小平均二乗誤差規範に基づいて $E[\|\mathbf{W}\mathbf{y} - \mathbf{s}\|^2]$ を最小にする行列

$$\mathbf{W} = \left(\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \frac{\sigma_v^2}{\sigma_s^2} \mathbf{I}_N \right)^{-1} \mathbf{H}^T \in \mathbb{R}^{N \times M} \quad (8)$$

を用いて $\hat{\mathbf{s}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{W}\mathbf{y}$ を \mathbf{s} の推定値とする。MMSE 法は少ない計算量で信号検出を行えるが、その特性は最尤推定法や球内復号法に劣ることが知られている。

MMSE 法の特性を改善した手法として MMSE-SIC 法がある。MMSE-SIC 法では、

$$\hat{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \mathbf{y} \\ \mathbf{0}_N \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \frac{\sigma_v}{\sigma_s} \mathbf{I}_N \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{v}} = \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ -\frac{\sigma_v}{\sigma_s} \mathbf{s} \end{bmatrix} \quad (9)$$

において拡張した以下の受信信号モデル

$$\hat{\mathbf{y}} = \hat{\mathbf{H}}\mathbf{s} + \hat{\mathbf{v}} \quad (10)$$

を考える。ここで、 $\mathbf{0}_N$ は N 次元零ベクトルである。まず、 $\hat{\mathbf{H}}$ の QR 分解 $\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{Q}}\hat{\mathbf{R}}$ を行い直交行列 $\hat{\mathbf{Q}}$ と上三角行列 $\hat{\mathbf{R}}$ を得る。次に、 $\hat{\mathbf{Q}}$ の転置 $\hat{\mathbf{Q}}^T$ を式 (10) に左から掛けて

$$\hat{\mathbf{z}} = \hat{\mathbf{R}}\mathbf{s} + \hat{\boldsymbol{\eta}} \quad (11)$$

を得る。ここで、 $\hat{\mathbf{z}} = \hat{\mathbf{Q}}^T \hat{\mathbf{y}}$, $\hat{\boldsymbol{\eta}} = \hat{\mathbf{Q}}^T \hat{\mathbf{v}}$ である。 $\hat{\mathbf{z}}$ の第 i 成分を \hat{z}_i 、 $\hat{\mathbf{R}}$ の (i, j) 成分を $\hat{r}_{i,j}$ 、 \mathbf{s} の第 j 成分を s_j 、 $\hat{\boldsymbol{\eta}}$ の第 i 成分を $\hat{\eta}_i$ ($i, j = 1, \dots, N$) とおくと、式 (11) は

$$\begin{bmatrix} \hat{z}_1 \\ \vdots \\ \hat{z}_N \\ \hat{z}_{N+1} \\ \vdots \\ \hat{z}_{N+M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{r}_{1,1} & \cdots & \hat{r}_{1,N} \\ 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \hat{r}_{N,N} \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{\eta}_1 \\ \vdots \\ \hat{\eta}_N \\ \hat{\eta}_{N+1} \\ \vdots \\ \hat{\eta}_{N+M} \end{bmatrix} \quad (12)$$

と書ける。式 (12) の第 N 行は

$$\hat{z}_N = \hat{r}_{N,N} s_N + \hat{\eta}_N \quad (13)$$

であるから、 $|\hat{z}_N - \hat{r}_{N,N} s_N|^2$ を最小にする $s_N \in \mathcal{S}$ を s_N の推定値 \hat{s}_N とする。 $s_N = \hat{s}_N$ とすると式 (12) の第 $N-1$ 行目は

$$\hat{z}_{N-1} = \hat{r}_{N-1,N-1} s_{N-1} + \hat{r}_{N-1,N} \hat{s}_N + \hat{\eta}_{N-1} \quad (14)$$

のように s_{N-1} のみについての式となるので、 $|\hat{z}_{N-1} - (\hat{r}_{N-1,N-1} s_{N-1} + \hat{r}_{N-1,N} \hat{s}_N)|^2$ を最小にする $s_{N-1} \in \mathcal{S}$ を s_{N-1} の推定値 \hat{s}_{N-1} とする。同様の手続きを式 (12) の第

$N-2, \dots, 1$ 行目に順に適用することで、 s_{N-2}, \dots, s_1 の推定値 $\hat{s}_{N-2}, \dots, \hat{s}_1$ を得る。

MMSE-SIC 法の特性をさらに改善するため、式 (10) の通信路行列 $\hat{\mathbf{H}}$ に格子基底縮小を適用する手法が提案されている [8]。格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法では、まず $\hat{\mathbf{H}}$ に格子基底縮小を適用し、 $\hat{\mathbf{H}}$ よりも条件数が小さい行列 $\hat{\mathbf{H}}' = \hat{\mathbf{H}}\mathbf{T}$ を求める。ここで、 \mathbf{T} はユニモジュラ行列である。そして $\mathbf{u} = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{s}$ とおき、式 (10) を

$$\hat{\mathbf{y}} = \hat{\mathbf{H}}'\mathbf{u} + \hat{\mathbf{v}} \quad (15)$$

と変形する。式 (15) を $\hat{\mathbf{H}}'$ が通信路行列である受信信号モデルとみなし、MMSE-SIC 法と同様の計算を行って \mathbf{u} の推定値 $\hat{\mathbf{u}}$ を求めたあと、 $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{T}\hat{\mathbf{u}}$ として \mathbf{s} の推定値を得る。 $\hat{\mathbf{H}}'$ の条件数は $\hat{\mathbf{H}}$ の条件数よりも小さいので、特性を改善することができる。

3.2 過負荷 MIMO 信号検出法

受信アンテナ数 m が送信アンテナ数 n よりも少ない過負荷 MIMO システムにおいては、通信路行列 \mathbf{H} は列数が行数よりも多い行列となり、球内復号法や格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法をそのまま適用することができない。そのため [1] では、球内復号法を過負荷 MIMO に適用するためにスラブ復号を用いるスラブ-球内復号法が提案されている。また [2] では、格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法を過負荷 MIMO に適用する手法として PVC が提案されている。

3.2.1 スラブ-球内復号法

スラブ-球内復号法は、球内復号法と同様に式 (7) を満たす \mathbf{s} を探索する。 $M < N$ であるから、 z_i を \mathbf{z} の第 i 成分、 $r_{i,j}$ を \mathbf{R} の (i, j) 成分 ($i = 1, \dots, M$ かつ $j = 1, \dots, N$) とすると、式 (7) は

$$\left\| \begin{bmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_M \\ z_M \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{1,1} & \cdots & r_{1,M} & \cdots & r_{1,N} \\ 0 & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & r_{M,M} & \cdots & r_{M,N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_M \\ \vdots \\ s_N \end{bmatrix} \right\|^2 \leq C^2 \quad (16)$$

と書ける。この式を満たす s_1, \dots, s_N を求めるため、まず

$$\|z_M - (r_{M,M} s_M + \cdots + r_{M,N} s_N)\|^2 \leq C^2 \quad (17)$$

を満たす s_M, \dots, s_N の値の組を、[1] で提案されているスラブ復号アルゴリズムを用いてすべて求める。 s_M, \dots, s_N の値が決まれば、

$$\left\| \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_{M-1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} r_{1,1} & \cdots & r_{1,M-1} \\ 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & r_{M-1,M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{M-1} \end{bmatrix} \right\|^2 \leq C^2 - \|z_M - (r_{M,M} s_M + \cdots + r_{M,N} s_N)\|^2 \quad (18)$$

は s_1, \dots, s_{M-1} のみについての不等式となるので、得られ

た s_M, \dots, s_N の組の候補それぞれに対して式 (18) を満たす s_1, \dots, s_{M-1} の組の候補を球内復号法ですべて求める。ただし、 $w_i = z_i - (r_{i,M}s_M + \dots + r_{i,N}s_N)$ ($i = 1, \dots, M-1$) である。このようにして得られた \mathbf{s} の候補の中から、 $\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2$ を最小にするものを \mathbf{s} の推定値とする。

3.2.2 PVC と格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法

PVC と格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法は、受信信号のうち送受信アンテナ数差の分の信号を網羅的に探索し、残りの受信アンテナ数分の信号を MMSE-SIC 法で求める。まず添字の集合 $\{1, \dots, n\}$ をそのうちの $n-m$ 個の要素を持つ集合 $\mathcal{P} = \{p_1, \dots, p_{n-m}\} \subset \{1, \dots, n\}$ と、残りの m 個の要素の集合 $\mathcal{Q} = \{q_1, \dots, q_m\} = \{1, \dots, n\} \setminus \mathcal{P}$ に分ける。そして \mathcal{P}, \mathcal{Q} を用いて送信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{s}}$ を $\tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{P}} = [\tilde{s}_{p_1}, \dots, \tilde{s}_{p_{n-m}}]^T$ と $\tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{Q}} = [\tilde{s}_{q_1}, \dots, \tilde{s}_{q_m}]^T$ に分ける。同様に、通信路行列 $\tilde{\mathbf{H}} = [\tilde{\mathbf{h}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_n]$ も $\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{P}} = [\tilde{\mathbf{h}}_{p_1}, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_{p_{n-m}}]$ と $\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{Q}} = [\tilde{\mathbf{h}}_{q_1}, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_{q_m}]$ に分ける。ここで $\tilde{\mathbf{h}}_j$ ($j = 1, \dots, n$) は $\tilde{\mathbf{H}}$ の j 番目の列ベクトルである。以上のような分割を行うと、式 (2) の受信信号モデルは

$$\tilde{\mathbf{y}} = \tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{P}}\tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{P}} + \tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{Q}}\tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{Q}} + \tilde{\mathbf{v}} \quad (19)$$

と書ける。さらに

$$\mathbf{H}_{\mathcal{P}} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{P}}\} & -\text{Im}\{\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{P}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{P}}\} & \text{Re}\{\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{P}}\} \end{bmatrix}, \mathbf{s}_{\mathcal{P}} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{P}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{P}}\} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H}_{\mathcal{Q}} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{Q}}\} & -\text{Im}\{\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{Q}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{Q}}\} & \text{Re}\{\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{Q}}\} \end{bmatrix}, \mathbf{s}_{\mathcal{Q}} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{Q}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{s}}_{\mathcal{Q}}\} \end{bmatrix} \quad (20)$$

とおくことで、式 (19) と等価な実数で表されるモデル

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_{\mathcal{P}}\mathbf{s}_{\mathcal{P}} + \mathbf{H}_{\mathcal{Q}}\mathbf{s}_{\mathcal{Q}} + \mathbf{v} \quad (21)$$

が得られる。

式 (21) を利用して信号検出を行う。まず $\mathbf{s}_{\mathcal{P}}$ のとりうる値を $\mathbf{s}_{\mathcal{P}}^1, \dots, \mathbf{s}_{\mathcal{P}}^K$ とおく。 $|\mathcal{S}|$ を集合 \mathcal{S} の要素数とすると、 $K = |\mathcal{S}|^{N-M}$ となる。いま $\mathbf{s}_{\mathcal{P}} = \mathbf{s}_{\mathcal{P}}^k$ ($k = 1, \dots, K$) であったとすると、式 (21) から

$$\mathbf{r}^k = \mathbf{H}_{\mathcal{Q}}\mathbf{s}_{\mathcal{Q}} + \mathbf{v} \quad (22)$$

が得られる。ここで、 $\mathbf{r}^k = \mathbf{y} - \mathbf{H}_{\mathcal{P}}\mathbf{s}_{\mathcal{P}}^k$ である。 $\mathbf{H}_{\mathcal{Q}}$ は $M \times M$ の正方行列であるから、式 (22) は送受信アンテナ数が等しい MIMO 伝送の受信信号モデルとみなすことができる。したがって、式 (22) に格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法を適用することによって $\mathbf{s}_{\mathcal{Q}}$ の推定値 $\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{Q}}^k$ を求められる。このようにしてすべての k に対して $\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{P}}^k$ と $\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{Q}}^k$ を計算し、

$$\hat{k} = \arg \min_{k \in \{1, \dots, K\}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_{\mathcal{P}}\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{P}}^k - \mathbf{H}_{\mathcal{Q}}\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{Q}}^k\|^2 \quad (23)$$

を求める。 $\hat{\mathbf{s}}^k$ を $\mathbf{s}_{\mathcal{P}}$ の推定値、 $\hat{\mathbf{s}}_{\mathcal{Q}}^k$ を $\mathbf{s}_{\mathcal{Q}}$ の推定値とする。

\mathcal{P} と \mathcal{Q} の選び方について述べる。 \mathcal{Q} を定めれば \mathcal{P} もそれに伴って決まるので、[2] では格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法の推定精度ができるだけ良くなるように、[9] で提案されてい

る MD (Max-min Diagonal) 規範

$$\mathcal{Q}_{\text{MD}} = \arg \max_{\mathcal{Q}} \left\{ \min_{i \in \{1, \dots, M\}} |r_{i,i}^{\mathcal{Q}}|^2 \right\} \quad (24)$$

によって \mathcal{Q} を決定する。ここで、 $r_{i,i}^{\mathcal{Q}}$ は $[\mathbf{H}_{\mathcal{Q}}^T (\sigma_n/\sigma_s)\mathbf{I}_M]^T$ に格子基底縮小を適用して得られた行列を QR 分解したときの、上三角行列の (i, i) 成分を表す。

4. 提案信号検出法

PVC と格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法では送受信アンテナ数差の分の信号 $\mathbf{s}_{\mathcal{P}}$ を網羅的に探索するため、計算量が送受信アンテナ数の差 $n-m$ に対して指数的に増加するという問題がある。そこで提案法では、スラブ復号のアイデアを用いて $\mathbf{s}_{\mathcal{P}}$ の候補を絞り込むことで、PVC を用いた信号検出法の計算量を削減する。

まず、PVC と格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法と同様に、式 (24) の MD 規範によって集合 \mathcal{P}, \mathcal{Q} を決定する。

次に、スラブ復号のアイデアを用いて送受信アンテナ数差の分の信号 $\mathbf{s}_{\mathcal{P}}$ の候補を決める。そのため、MD 規範により定まった $\mathbf{H}_{\mathcal{Q}}$ と $\mathbf{H}_{\mathcal{P}}$ を横に結合した行列 $\bar{\mathbf{H}} = [\mathbf{H}_{\mathcal{Q}} \ \mathbf{H}_{\mathcal{P}}]$ を考える。同様に、 $\mathbf{s}_{\mathcal{Q}}$ と $\mathbf{s}_{\mathcal{P}}$ を縦に結合したベクトル

$$\bar{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \bar{s}_1 \\ \vdots \\ \bar{s}_M \\ \bar{s}_{M+1} \\ \vdots \\ \bar{s}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{\mathcal{Q}} \\ \mathbf{s}_{\mathcal{P}} \end{bmatrix} \quad (25)$$

を考える。 $\bar{\mathbf{H}}, \bar{\mathbf{s}}$ を用いた受信信号モデルは

$$\mathbf{y} = \bar{\mathbf{H}}\bar{\mathbf{s}} + \mathbf{v} \quad (26)$$

となる。 $\bar{\mathbf{H}}$ を $\bar{\mathbf{H}} = \bar{\mathbf{Q}}\bar{\mathbf{R}}$ と QR 分解し、式 (26) に左から掛けると

$$\bar{\mathbf{z}} = \bar{\mathbf{R}}\bar{\mathbf{s}} + \bar{\boldsymbol{\eta}} \quad (27)$$

となる。ただし、 $\bar{\mathbf{z}} = \bar{\mathbf{Q}}^T \mathbf{y}$ 、 $\bar{\boldsymbol{\eta}} = \bar{\mathbf{Q}}^T \mathbf{v}$ である。式 (27) の一番下の行、すなわち M 行目は

$$\bar{z}_M = \bar{r}_{M,M}\bar{s}_M + \dots + \bar{r}_{M,N}\bar{s}_N + \bar{\eta}_M \quad (28)$$

と書ける。したがって、実際に送信された真の $\bar{s}_M, \dots, \bar{s}_N$ の値に対しては、 $\bar{z}_M - (\bar{r}_{M,M}\bar{s}_M + \dots + \bar{r}_{M,N}\bar{s}_N)$ の値は雑音による項 $\bar{\eta}_M$ のみとなるので、他の $\bar{s}_M, \dots, \bar{s}_N$ に対する $\bar{z}_M - (\bar{r}_{M,M}\bar{s}_M + \dots + \bar{r}_{M,N}\bar{s}_N)$ の値よりも小さくなる確率が高いと考えられる。そこで、ある定数 C に対して

$$|\bar{z}_M - (\bar{r}_{M,M}\bar{s}_M + \dots + \bar{r}_{M,N}\bar{s}_N)|^2 \leq C \quad (29)$$

を満たす $\bar{s}_M, \bar{s}_{M+1}, \dots, \bar{s}_N$ の値の組をスラブ復号を用いて探索する。 $\mathbf{s}_{\mathcal{P}} = [\bar{s}_{M+1}, \dots, \bar{s}_N]^T$ であるから、この探索によつ

て \bar{s}_M と s_P の値の組の候補が得られる．このようにして得られた s_P のうち、重複を取り除いた異なる L 個の値を s_P の候補 s_P^1, \dots, s_P^L とする．

得られた s_P の候補 s_P^1, \dots, s_P^L それぞれに対応する残りの受信アンテナ数分の信号 s_Q の値 s_Q^1, \dots, s_Q^L を、格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法 [8] によって求める． $s_P = s_P^\ell$ ($\ell = 1, \dots, L$) とすると、式 (21) の受信信号モデルは

$$\mathbf{r}^\ell = \mathbf{H}_Q \mathbf{s}_Q + \mathbf{v} \quad (30)$$

となる．ここで、 $\mathbf{r}^\ell = \mathbf{y} - \mathbf{H}_P \mathbf{s}_P^\ell$ である．このモデルに対して格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法の計算を行って、 s_P^ℓ に対応する s_Q の値 s_Q^ℓ を得る．まず

$$\hat{\mathbf{r}}^\ell = \begin{bmatrix} \mathbf{r}^\ell \\ \mathbf{0}_M \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{H}}_Q = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_Q \\ \frac{\sigma_v}{\sigma_s} \mathbf{I}_M \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{v}}_Q = \begin{bmatrix} \mathbf{v} \\ -\frac{\sigma_v}{\sigma_s} \mathbf{s}_Q \end{bmatrix} \quad (31)$$

とし、式 (30) と等価な受信信号モデル

$$\hat{\mathbf{r}}^\ell = \hat{\mathbf{H}}_Q \mathbf{s}_Q + \hat{\mathbf{v}}_Q \quad (32)$$

を得る．次に、 $\hat{\mathbf{H}}_Q$ に格子基底縮小を適用して $\hat{\mathbf{H}}'_Q = \hat{\mathbf{H}}_Q \mathbf{T}_Q$ となるユニモジュラ行列 \mathbf{T}_Q を求める． $\mathbf{s}'_Q = \mathbf{T}_Q^{-1} \mathbf{s}_Q$ とおくと式 (32) から

$$\hat{\mathbf{r}}^\ell = \hat{\mathbf{H}}'_Q \mathbf{s}'_Q + \hat{\mathbf{v}}_Q \quad (33)$$

が得られる． $\hat{\mathbf{H}}'_Q$ を $\hat{\mathbf{H}}'_Q = \hat{\mathbf{Q}}' \hat{\mathbf{R}}'$ と QR 分解して得られた直交行列 $\hat{\mathbf{Q}}'$ の転置 $(\hat{\mathbf{Q}}')^T$ を式 (33) に左から掛けると

$$\hat{\mathbf{z}}^\ell = \hat{\mathbf{R}}' \mathbf{s}'_Q + \hat{\boldsymbol{\eta}}_Q \quad (34)$$

となる．ただし、 $\hat{\mathbf{z}}^\ell = (\hat{\mathbf{Q}}')^T \hat{\mathbf{r}}^\ell$, $\hat{\boldsymbol{\eta}}_Q = (\hat{\mathbf{Q}}')^T \hat{\mathbf{v}}_Q$ である．式 (34) に MMSE-SIC 法の計算を適用して \mathbf{s}'_Q の成分の推定値を得る必要があるが、一般に \mathbf{s}'_Q の成分がとりうる値は \mathbf{T}_Q やそのもととなる \mathbf{H} に依存し、単純な端数処理によって \mathbf{s}'_Q の成分の推定値を求めることはできない．そこで [10] にあるように、送信信号ベクトルの成分が整数となる受信信号モデルへの変換を行う．例えば $S = \{1/2, -1/2\}$ の場合は、

$$\mathbf{s}_{Q,Z} = \mathbf{s}_Q + \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ \vdots \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix} \in \mathbb{Z}^{N-M} \quad (35)$$

とおき、式 (34) を

$$\hat{\mathbf{z}}^\ell = \hat{\mathbf{R}}' \left(\mathbf{s}'_{Q,Z} - \mathbf{T}_Q \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ \vdots \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix} \right) + \hat{\boldsymbol{\eta}}_Q, \quad (36)$$

すなわち

$$\hat{\mathbf{z}}^\ell + \hat{\mathbf{R}}' \mathbf{T}_Q \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \\ \vdots \\ \frac{1}{2} \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{R}}' \mathbf{s}'_{Q,Z} + \boldsymbol{\eta}' \quad (37)$$

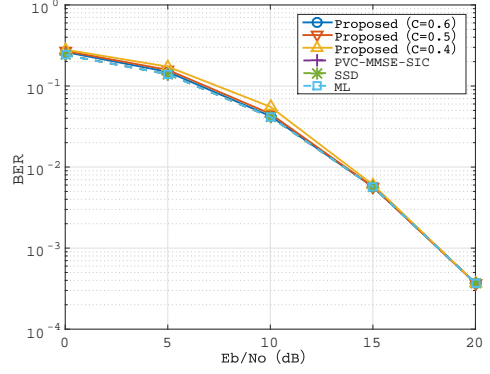


図 2 $n = 4, m = 2$, QPSK の場合の BER 特性

と変形する．ただし、 $\mathbf{s}'_{Q,Z} = \mathbf{T}_Q \mathbf{s}_{Q,Z}$ である． \mathbf{T}_Q はユニモジュラ行列であり、 $\mathbf{s}_{Q,Z}$ は整数ベクトルであるから、 $\mathbf{s}'_{Q,Z}$ は通信路行列 \mathbf{H} の値にかかわらず整数ベクトルとなる．したがって、 $\mathbf{s}'_{Q,Z}$ の推定値は単純な端数処理によって求めることができる．式 (37) に対して MMSE-SIC 法の計算を行って $\mathbf{s}'_{Q,Z}$ の推定値を求め、式 (35) と $\mathbf{s}'_{Q,Z} = \mathbf{T}_Q \mathbf{s}_{Q,Z}$ を用いることで \mathbf{s}_Q の推定値 \mathbf{s}_Q^ℓ が得られる．

最後に、得られた s_P, s_Q の組の候補のうち尤度が最大となるものを最終的な推定値とする．すなわち、

$$\hat{\ell} = \arg \min_{\ell \in \{1, \dots, L\}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_P \mathbf{s}_P^\ell - \mathbf{H}_Q \mathbf{s}_Q^\ell\|^2 \quad (38)$$

を求め、 s_P の候補を \mathbf{s}_P^ℓ , s_Q の候補を \mathbf{s}_Q^ℓ とする．

5. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションにより提案法の有効性を評価する．評価対象の一つ目は BER 特性であり、二つ目は従来の PVC と格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法における s_P の候補数 $|S|^{N-M}$ に対する、提案法においてスラブ復号を用いて得られる s_P の候補数 L の割合 $L/|S|^{N-M}$ である．通信路行列 $\tilde{\mathbf{H}}$ の成分は平均 0、分散 1 の i.i.d. な複素ガウス分布に従うとする．さらに $\tilde{\mathbf{H}}$ は時不変であるとし、100 個の独立な $\tilde{\mathbf{H}}$ の実現値に対してそれぞれ 1,000 個の送信信号ベクトルを送信した際の平均 BER を評価する．格子基底縮小を行うアルゴリズムは、[8] と同様に LLL (Lenstra-Lenstra-Lovász) アルゴリズム [11] を用いる．

各信号検出法の BER を計算した結果を図 2-4 に示す．「Proposed」、「PVC-MMSE-SIC」、「SSD」、「ML」はそれぞれ提案法、PVC と格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法、スラブ球内復号法、最尤推定法を表している．図 2 は送信アンテナ数 $n = 4$ 、受信アンテナ数 $m = 2$ とし、QPSK を用いた場合の BER 特性である．図 3 は $n = 6, m = 2$ とし QPSK を用いた場合のもので、図 4 は $n = 4, m = 2$ とし 16-QAM を用いた場合のものである．いずれの場合でも、式 (29) において適切な C を選択することによって、提案法を用いて従来法とほぼ同等の特性を得られることがわかる．

図 5 は、従来の PVC と格子基底縮小を用いた MMSE-SIC

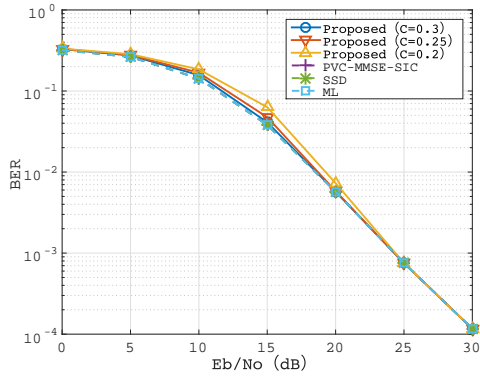


図3 $n=6, m=2$, QPSK の場合の BER 特性

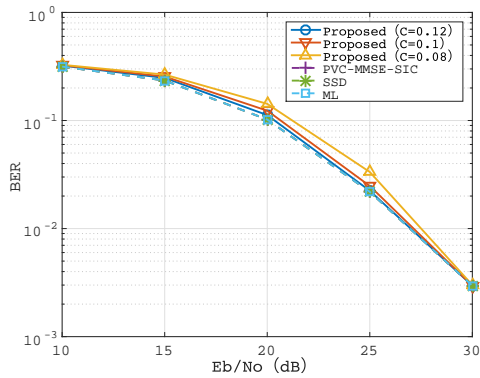


図4 $n=4, m=2$, 16-QAM の場合の BER 特性

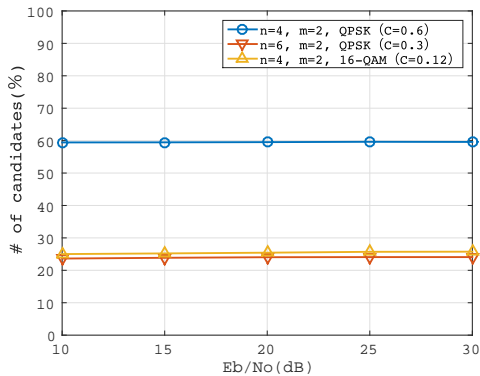


図5 候補数の割合 (%)

法における s_P の候補数 $|\mathcal{S}|^{N-M}$ に対する、提案法においてスラブ復号を用いて得られる s_P の候補数 L の割合 $L/|\mathcal{S}|^{N-M}$ である。 $n=4, m=2$ で QPSK を用いた場合の候補数の割合が他の 2 つの場合に比べ大きいことから、送受信アンテナ数の差が大きいほど、また変調多値数が大きいほど、候補数削減の効果も大きくなることがわかる。これは、そのような場合の方が、実際に送信された送信信号ベクトルと異なる成分を多く持つ送信信号ベクトルの候補の数の割合が多いためだと考えられる。 s_P の候補数が削減されることで、 s_Q を求めるための格子基底縮小を用いた MMSE-SIC 法の計算の回数も減少し、計算量が削減される。

6. ま と め

本稿では、従来よりも計算量の少ない過負荷 MIMO 信号検出法について検討した。従来の PVC を用いた手法では送受信アンテナ数差の分の信号を網羅的に探索していた部分で、スラブ復号のアイデアを用いることでその候補を絞り込み、計算量を削減する手法を提案した。計算機シミュレーションにより、提案手法によって従来法とほぼ同等の BER 特性を達成しつつ、計算量を削減できることを示した。今後の課題としては、それぞれの信号検出法の計算量の理論的評価や、大規模 MIMO への適用の検討などが挙げられる。

謝辞 本研究の一部は、科学研究費補助金 15K06064, 15H2252 の助成を受けたものです。

文 献

- [1] K. K. Wong and A. Paulraj, "Efficient high-performance decoding for overloaded MIMO antenna systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 5, pp. 1833-1843, May 2007.
- [2] L. Bai, C. Chen, and J. Choi, "Lattice reduction aided detection for underdetermined MIMO systems: a pre-voting cancellation approach," in *Proc. IEEE 71st Vehicular Technology Conference 2010 Spring*, pp. 1-5, May 2010.
- [3] Z. Yang, C. Liu, and J. He, "A new approach for fast generalized sphere decoding in MIMO systems," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 12, no. 1, pp. 41-44, Jan. 2005.
- [4] P. Wang and T. Le-Ngoc, "A low-complexity Generalized Sphere Decoding Approach for Underdetermined MIMO Systems," *IEEE International Conference on Communications*, vol. 9, pp. 4266-4271, June 2006.
- [5] Y. Sanada, "Performance of Joint Maximum-Likelihood Decoding for Block Coded Signal Streams in Overloaded MIMO-OFDM System," in *Proc. International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems 2013*, Naha, pp. 775-780, Nov. 2013.
- [6] S. Denno, H. Maruyama, D. Umehara, and M. Morikura, "A virtual layered space time receiver with maximum likelihood channel detection," in *Proc. IEEE 69th Vehicular Technology Conference 2009 Spring*, Barcelona, pp. 1-5, April 2009.
- [7] M. Pohst, "On the computation of lattice vectors of minimal length, successive minima and reduced basis with applications," *ACM SIGSAM Bulletin*, vol. 15, pp. 37-44, Feb. 1981.
- [8] D. Wübben, R. Bohnke, V. Kuhn, and K.-D. Kammeyer, "Near-maximum-likelihood detection of MIMO systems using MMSE-based lattice reduction," *IEEE International Conference on Communications*, vol. 2, pp. 798-802, June 2004.
- [9] J. Choi and F. Adachi, "User selection criteria for multiuser systems with optimal and suboptimal LR based detectors," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 58, no. 10, pp. 5463-5468, June 2010.
- [10] C. Windpassinger and R. F. H. Fischer, "Low-complexity near-maximum-likelihood detection and precoding for MIMO systems using lattice reduction," in *Proc. IEEE Information Theory Workshop*, pp. 345-348, Paris, France, Mar. 2003.
- [11] A. K. Lenstra, H. W. Lenstra, and L. Lovász, "Factoring polynomials with rational coefficients," *Math. Annalen*, vol. 261, pp. 515-534, July 1982.