

過負荷非直交 STBC のための凸最適化に基づく復号法

早川 諒[†] 林 和則^{††}

[†] 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
^{††} 大阪市立大学大学院工学研究科 〒 558-8585 大阪市住吉区杉本 3-3-138
E-mail: rhayakawa@sys.i.kyoto-u.ac.jp, kazunori@eng.osaka-cu.ac.jp

あらまし 本稿では、受信アンテナが送信ストリーム数よりも少ない過負荷 MIMO (multiple-input multiple-output) システムにおける非直交 STBC (space-time block codes) の復号法を提案する。提案手法では送信シンボルの離散性を利用した凸最適化問題の解を、その目的関数のパラメータを更新しながら繰り返し求める。また、巡回多元体に基づく非直交 STBC に対して、符号の構造を利用して提案復号法の計算量を削減する手法も提案する。

キーワード 過負荷 MIMO, 非直交 STBC, 凸最適化, 近接分離法

Convex Optimization-Based Decoding for Overloaded Non-Orthogonal STBCs

Ryo HAYAKAWA[†] and Kazunori HAYASHI^{††}

[†] Graduate School of Informatics, Kyoto University, Yoshida-Honmachi, Sakyo-ku, Kyoto, 606-8501 Japan
^{††} Graduate School of Engineering, Osaka City University, 3-3-138 Sugimoto, Sumiyoshi-ku, Osaka, 558-8585 Japan

E-mail: rhayakawa@sys.i.kyoto-u.ac.jp, kazunori@eng.osaka-cu.ac.jp

Abstract In this paper, we propose a decoding scheme for non-orthogonal space-time block codes (NO-STBCs) in overloaded multiple-input multiple-output (MIMO) systems, where the number of receive antennas is less than that of transmitted streams. The proposed method iteratively solves a convex optimization problem with updating parameters in the cost function, which utilizes the discreteness of the transmitted symbols. For the NO-STBC based on cyclic division algebra, we also reduce the order of computational complexity of the proposed algorithm by using the structure of the code.

Key words overloaded MIMO, non-orthogonal STBC, convex optimization, proximal splitting methods

1. ま え が き

MIMO (multiple-input multiple-output) 通信システム [1] において、高レートと高ダイバーシチの両方を達成するために非直交 STBC (space-time block code) [2] が検討されている。例えば [3] では、巡回多元体に基づく非直交 STBC が提案されており、最尤復号のもとでフルダイバーシチを達成することが示されている。さらに、その符号のレートは送信アンテナ数と等しい。しかし、最尤復号の計算量はアンテナ数が増加するにつれて指数的に増大するため、低演算量な復号法がいくつか提案されている。例えば、近傍探索に基づく手法 [4, 5]、確率伝搬法に基づく手法 [6]、probabilistic data association に基づく手法 [7] などがある。

MIMO システムにおいて、受信機の大きさや重さ、消費電力などの制限により、十分な数の受信アンテナを用いることが

できない場合がある。このような、受信アンテナ数が送信ストリーム数よりも少ない MIMO システムは過負荷 MIMO と呼ばれる [8]。過負荷 MIMO においては、レートが送信アンテナ数に等しい非直交 STBC の復号は劣決定の問題となるため、従来の低演算量な復号法の特性は大きく劣化する。一方で、最尤復号と同等の特性を達成する過負荷 MIMO 信号検出法 (例えば [8] や [9] など) は、大規模な非直交 STBC の復号に適用するには計算量が大きいという問題がある。

本稿では、過負荷 MIMO システムにおける非直交 STBC のための復号アルゴリズムを提案する。提案手法では、大規模過負荷 MIMO 信号検出法に対して提案されている IW-SOAV (iterative weighted sum-of-absolute-value) 最適化 [10] のアプローチを非直交 STBC の復号に応用する。IW-SOAV では送信シンボルの離散性を利用した凸最適化問題の解を、目的関数のパラメータを更新しながら繰り返し求める。IW-SOAV の特

性は通信路行列のサイズや構造に大きく依存し、MIMO 信号検出と非直交 STBC の復号では通信路行列の構造が異なることに注意されたい。さらに、巡回多元体に基づく非直交 STBC に対して、符号の構造を利用して提案復号法の計算量を削減する手法も提案する。計算機シミュレーションにより、送信アンテナ数が 10 本程度の過負荷 MIMO システムにおいて、提案復号法が従来の手法に比べて良い BER (bit error rate) 特性を達成することを示す。また、通信路行列の各成分に相関がある場合でも、提案復号法が従来の手法よりも良い特性をもつことを示す。

本稿では、以下の記法を用いる。\$\text{Re}\{\cdot\}\$ と \$\text{Im}\{\cdot\}\$ はそれぞれ実部と虚部を示す。虚数単位を \$j\$、\$N \times N\$ の単位行列を \$\mathbf{I}_N\$、成分がすべて 0 のベクトルを \$\mathbf{0}\$ と表す。行列 \$\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1 \cdots \mathbf{u}_N] \in \mathbb{C}^{M \times N}\$ に対して、\$\text{vec}(\mathbf{U}) = [\mathbf{u}_1^T \cdots \mathbf{u}_N^T]^T \in \mathbb{C}^{MN}\$ と定義する。クロネッカー積を \$\otimes\$、符号関数を \$\text{sgn}(\cdot)\$ で表す。

2. システムモデル

送信アンテナ数が \$N_t\$、受信アンテナ数が \$N_r\$ の MIMO システムを考える。STBC を用いて、\$K\$ 個の複素データシンボル \$\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_K \in \mathbb{C}\$ を \$P\$ タイムスロットで送信するとする。STBC 行列を \$\tilde{\mathbf{X}} = [\tilde{\mathbf{x}}_1 \cdots \tilde{\mathbf{x}}_P] \in \mathbb{C}^{N_t \times P}\$ と定義する。ここで、\$\tilde{\mathbf{x}}_p = [\tilde{x}_{1,p} \cdots \tilde{x}_{N_t,p}]^T \in \mathbb{C}^{N_t}\$ (\$p = 1, \dots, P\$) は \$p\$ 番目のタイムスロットにおける送信信号ベクトルであり、\$\tilde{x}_{n_t,p}\$ が \$n\$ 番目の送信アンテナから送信されるシンボルを表す (\$n_t = 1, \dots, N_t\$)。線形の STBC では、STBC 行列 \$\tilde{\mathbf{X}}\$ は

$$\tilde{\mathbf{X}} = \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{C}}_k \tilde{s}_k \quad (1)$$

で与えられる。ここで、\$\tilde{\mathbf{C}}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times P}\$ はデータシンボル \$\tilde{s}_k\$ に対応する重み行列である。例えば [3] では、巡回多元体に基づく非直交 STBC 行列

$$\tilde{\mathbf{X}} = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \begin{bmatrix} \tilde{s}_{0,n_t} & \delta \tilde{s}_{N_t-1,n_t} \omega_{N_t}^{n_t} & \cdots & \delta \tilde{s}_{1,n_t} \omega_{N_t}^{(N_t-1)n_t} \\ \tilde{s}_{1,n_t} & \tilde{s}_{0,n_t} \omega_{N_t}^{n_t} & \cdots & \delta \tilde{s}_{2,n_t} \omega_{N_t}^{(N_t-1)n_t} \\ \tilde{s}_{2,n_t} & \tilde{s}_{1,n_t} \omega_{N_t}^{n_t} & \cdots & \delta \tilde{s}_{3,n_t} \omega_{N_t}^{(N_t-1)n_t} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{s}_{N_t-2,n_t} & \tilde{s}_{N_t-3,n_t} \omega_{N_t}^{n_t} & \cdots & \delta \tilde{s}_{N_t-1,n_t} \omega_{N_t}^{(N_t-1)n_t} \\ \tilde{s}_{N_t-1,n_t} & \tilde{s}_{N_t-2,n_t} \omega_{N_t}^{n_t} & \cdots & \tilde{s}_{0,n_t} \omega_{N_t}^{(N_t-1)n_t} \end{bmatrix} \rho^{n_t} \quad (2)$$

が提案されている。ここで、\$\tilde{s}_{n_t, n'_t} = \tilde{s}_{n_t N_t + n'_t + 1} \in \mathbb{C}\$ (\$n_t, n'_t = 0, \dots, N_t - 1\$) は送信される複素データシンボルであり、\$\omega_{N_t} = e^{j \frac{2\pi}{N_t}}\$ である。式 (2) の符号を用いた場合、\$K = N_t^2\$ 個のシンボルを \$P = N_t\$ タイムスロットで送信するため、そのレートは \$K/P = N_t\$ となる。さらに、\$\delta = e^{\sqrt{5}j}\$ かつ \$\rho = e^j\$ のとき、最尤復号のもとでフルダイバーシチを達成することが示されている [3]。

送信信号行列 \$\tilde{\mathbf{X}}\$ に対する受信信号行列 \$\tilde{\mathbf{Y}} \in \mathbb{C}^{N_r \times P}\$ は

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{X}} + \tilde{\mathbf{V}} \quad (3)$$

と書ける。ここで、\$\tilde{\mathbf{H}} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}\$ は通信路行列、\$\tilde{\mathbf{V}} \in \mathbb{C}^{N_r \times P}\$ は平均 0 の加法性白色ガウス雑音行列である。式 (1) および式 (3) より \$\tilde{\mathbf{Y}} = \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{C}}_k \tilde{s}_k + \tilde{\mathbf{V}}\$ が成り立つ。よって、\$\tilde{\mathbf{y}} := \text{vec}(\tilde{\mathbf{Y}}) \in \mathbb{C}^{N_r P}\$ は

$$\tilde{\mathbf{y}} = \sum_{k=1}^K (\mathbf{I}_P \otimes \tilde{\mathbf{H}}) \text{vec}(\tilde{\mathbf{C}}_k) \tilde{s}_k + \text{vec}(\tilde{\mathbf{V}}) \quad (4)$$

$$= (\mathbf{I}_P \otimes \tilde{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{C}} \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{v}} \quad (5)$$

$$= \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{v}} \quad (6)$$

と書ける。ここで、\$\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{s}_1 \cdots \tilde{s}_K]^T \in \mathbb{C}^K\$、\$\tilde{\mathbf{v}} = \text{vec}(\tilde{\mathbf{V}}) \in \mathbb{C}^{N_r P}\$、\$\tilde{\mathbf{C}} = [\text{vec}(\tilde{\mathbf{C}}_1) \cdots \text{vec}(\tilde{\mathbf{C}}_K)] \in \mathbb{C}^{N_t P \times K}\$、\$\tilde{\mathbf{A}} = (\mathbf{I}_P \otimes \tilde{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{C}} \in \mathbb{C}^{N_r P \times K}\$ である [4]。複素数値の信号モデル (6) は実数値の信号モデル

$$\mathbf{y} = \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (7)$$

に変形できる。ここで、\$\mathbf{y} = [\text{Re}\{\tilde{\mathbf{y}}\}^T \text{Im}\{\tilde{\mathbf{y}}\}^T]^T \in \mathbb{R}^{2N_r P}\$、\$\mathbf{s} = [\text{Re}\{\tilde{\mathbf{s}}\}^T \text{Im}\{\tilde{\mathbf{s}}\}^T]^T \in \mathbb{R}^{2K}\$、\$\mathbf{v} = [\text{Re}\{\tilde{\mathbf{v}}\}^T \text{Im}\{\tilde{\mathbf{v}}\}^T]^T \in \mathbb{R}^{2N_r P}\$、および

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{A}}\} & -\text{Im}\{\tilde{\mathbf{A}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{A}}\} & \text{Re}\{\tilde{\mathbf{A}}\} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{2N_r P \times 2K} \quad (8)$$

である。\$N_r < N_t\$ の場合に式 (2) で与えられる非直交 STBC を用いると、\$2K = 2N_t P > 2N_r P\$ より \$\mathbf{A}\$ が横長の行列となるため、その復号は劣決定の問題となる。

3. 提案復号法

本節では、IW-SOAV [10] に基づく非直交 STBC の復号法を提案する。式 (2) で与えられる非直交 STBC を用いるものとし、\$\delta = e^{\sqrt{5}j}\$ かつ \$\rho = e^j\$ であるとする。したがって、\$P = N_t\$ および \$K = N_t^2\$ である。また、符号の構造を利用して提案復号法の計算量を削減する手法も提案する。

3.1 IW-SOAV に基づく復号

IW-SOAV は大規模過負荷 MIMO 信号検出のために提案された手法であり、STBC の信号モデル (7) にも適用可能である。IW-SOAV は QAM (quadratic amplitude modulation) にも拡張可能である [10] が、本稿では、QPSK (quadrature phase shift keying) を仮定して \$\tilde{s}_k \in \{1 + j, -1 + j, -1 - j, 1 - j\}\$ とする。この場合 \$\mathbf{s}\$ の各成分は 1 か -1 のどちらかの値をとる。この離散性を利用して、IW-SOAV では以下の W-SOAV (weighted sum-of-absolute-value) 最適化問題

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{z} \in \mathbb{R}^{2N_t^2}} \left(\sum_{k=1}^{2N_t^2} (w_k^+ |z_k - 1| + w_k^- |z_k + 1|) + \frac{\alpha}{2} \|\mathbf{y} - \mathbf{A} \mathbf{z}\|_2^2 \right) \quad (9)$$

の解をパラメータ \$w_k^+, w_k^-\$ を更新しながら繰り返し求める。ここで、\$z_k\$ は \$\mathbf{z}\$ の \$k\$ 番目の成分を表し、\$\alpha (> 0)\$ は第一項 \$\sum_{k=1}^{2N_t^2} (w_k^+ |z_k - 1| + w_k^- |z_k + 1|)\$ と第二項 \$\frac{\alpha}{2} \|\mathbf{y} - \mathbf{A} \mathbf{z}\|_2^2\$ のバ

Algorithm 1 IW-SOAV に基づく提案復号法

- (1) $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{0}$ とし, (a)–(c) を L 回繰り返す.
(a) $\hat{\mathbf{s}}$ に基づいて w_k^+ と w_k^- を更新する.
(b) $\varepsilon \in (0, 1)$, $\gamma > 0$, $\mathbf{r}_0 \in \mathbb{R}^{2N_t^2}$, $M_{\text{itr}} \in \mathbb{N}$ とする.
(c) $m = 0, 1, 2, \dots, M_{\text{itr}}$ に対して以下を繰り返し, $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{z}_{M_{\text{itr}}}$ とする.

$$\begin{cases} \mathbf{z}_m = \text{prox}_{\gamma f_w}(\mathbf{r}_m) \\ \theta_m \in [\varepsilon, 2 - \varepsilon] \\ \mathbf{r}_{m+1} = \mathbf{r}_m + \theta_m \left((\mathbf{I}_{2N_t^2} + \alpha\gamma \mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \cdot (2\mathbf{z}_m - \mathbf{r}_m + \alpha\gamma \mathbf{A}^T \mathbf{y}) - \mathbf{z}_m \right) \end{cases}.$$

- (2) $\text{sgn}(\hat{\mathbf{s}})$ を \mathbf{s} の推定値とする.
-

ランスを決めるパラメータである. 重みパラメータ w_k^+, w_k^- は最初の繰り返しでは $w_k^+ = w_k^- = 1/2$ とし, それ以降は一つ前の繰り返しで得られた推定値 $\hat{\mathbf{s}}$ に基づいて定める. [10] では, 一つ前の繰り返しで得られた推定値を用いて計算した事後 LLR (log likelihood ratio) の推定値 $\hat{\Lambda}_k$ を用いて $w_k^+ = e^{\hat{\Lambda}_k} / (1 + e^{\hat{\Lambda}_k})$, $w_k^- = 1 / (1 + e^{\hat{\Lambda}_k})$ とする方法が提案されている.

IW-SOAV に基づく提案復号法を Algorithm 1 に示す. 最適化問題 (9) を解くアルゴリズムとしては Douglas-Rachford アルゴリズム [11] を用いた. (1) (a) で重みパラメータを更新した後, W-SOAV 最適化 (9) の解を (1) (b) および (1) (c) で求める. $\text{prox}_{\gamma f_w}(\cdot)$ は関数 $f_w(\mathbf{z}) = \sum_{k=1}^{2N_t^2} (w_k^+ |z_k - 1| + w_k^- |z_k + 1|)$ の proximity operator [11] であり, その k 番目の成分は

$$\begin{aligned} & [\text{prox}_{\gamma f_w}(\mathbf{r})]_k \\ &= \begin{cases} r_k + \gamma & (r_k < -1 - \gamma) \\ -1 & (-1 - \gamma \leq r_k < -1 - \xi_k \gamma) \\ r_k + \xi_k \gamma & (-1 - \xi_k \gamma \leq r_k < 1 - \xi_k \gamma) \\ 1 & (1 - \xi_k \gamma \leq r_k < 1 + \gamma) \\ r_k - \gamma & (1 + \gamma \leq r_k) \end{cases} \quad (10) \end{aligned}$$

で与えられる. ここで, r_k は \mathbf{r} の k 番目の成分であり, $\xi_k = w_k^+ - w_k^-$ とする.

3.2 逆行列演算の計算量削減

Algorithm 1 には逆行列 $(\mathbf{I}_{2N_t^2} + \alpha\gamma \mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \in \mathbb{R}^{2N_t^2 \times 2N_t^2}$ の計算が含まれており, 直接的な計算では $\mathcal{O}(N_t^6)$ の計算量が必要になる. しかし, 式 (2) で与えられる非直交 STBC を用いる場合, 行列 $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{2N_t N_r \times 2N_t^2}$ の構造を利用してその計算量のオーダーを削減することができる.

計算量を削減するため, $\tilde{\mathbf{C}} \in \mathbb{C}^{N_t^2 \times N_t^2}$ が $\tilde{\mathbf{C}}\tilde{\mathbf{C}}^H = N_t \mathbf{I}_{N_t^2}$ を満たす [4, 6] という性質を利用して $(\mathbf{I}_{2N_t^2} + \alpha\gamma \mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1}$ を変形する. まず, 逆行列補題 [12] により

$$\begin{aligned} & (\mathbf{I}_{2N_t^2} + \alpha\gamma \mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \\ &= \mathbf{I}_{2N_t^2} - \alpha\gamma \mathbf{A}^T (\mathbf{I}_{2N_t N_r} + \alpha\gamma \mathbf{A} \mathbf{A}^T)^{-1} \mathbf{A} \quad (11) \end{aligned}$$

が成り立つ. 行列 $(\mathbf{I}_{2N_t N_r} + \alpha\gamma \mathbf{A} \mathbf{A}^T)^{-1}$ は行列 $\tilde{\mathbf{B}} :=$

$$(\mathbf{I}_{N_t N_r} + \alpha\gamma \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{A}}^H)^{-1} \in \mathbb{C}^{N_t N_r \times N_t N_r} \text{ を用いて}$$

$$(\mathbf{I}_{2N_t N_r} + \alpha\gamma \mathbf{A} \mathbf{A}^T)^{-1} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{B}}\} & -\text{Im}\{\tilde{\mathbf{B}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{B}}\} & \text{Re}\{\tilde{\mathbf{B}}\} \end{bmatrix} \quad (12)$$

と書ける. さらに行列 $\tilde{\mathbf{B}}$ は

$$\tilde{\mathbf{B}} = (\mathbf{I}_{N_t N_r} + \alpha\gamma (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \tilde{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{C}} \tilde{\mathbf{C}}^H (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \tilde{\mathbf{H}})^H)^{-1} \quad (13)$$

$$= (\mathbf{I}_{N_t N_r} + \alpha\gamma N_t (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \tilde{\mathbf{H}}) (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \tilde{\mathbf{H}}^H))^{-1} \quad (14)$$

$$= (\mathbf{I}_{N_t N_r} + \alpha\gamma N_t (\mathbf{I}_{N_t} \otimes \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H))^{-1} \quad (15)$$

$$= (\mathbf{I}_{N_t} \otimes (\mathbf{I}_{N_r} + \alpha\gamma N_t \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H))^{-1} \quad (16)$$

$$= \mathbf{I}_{N_t} \otimes (\mathbf{I}_{N_r} + \alpha\gamma N_t \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H)^{-1} \quad (17)$$

と変形できる. 逆行列 $(\mathbf{I}_{N_r} + \alpha\gamma N_t \tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H)^{-1}$ の計算に必要な計算量は $\mathcal{O}(N_t N_r^2)$ となるため, $\tilde{\mathbf{B}}$ および $(\mathbf{I}_{2N_t N_r} + \alpha\gamma \mathbf{A} \mathbf{A}^T)^{-1}$ は $\mathcal{O}(N_t^2 N_r^2)$ の計算量で計算可能である. この逆行列の計算はアルゴリズム全体で一度だけ実行すればよいことに注意されたい. 式 (11) より, $(\mathbf{I}_{2N_t N_r} + \alpha\gamma \mathbf{A} \mathbf{A}^T)^{-1}$ が得られれば, アルゴリズム中の \mathbf{r}_m の更新はベクトル同士の和および行列とベクトルの積のみで実行可能であり, その計算量は $\mathcal{O}(N_t^3 N_r)$ となる. 重みパラメータ w_k^+, w_k^- の更新も繰り返し 1 回あたり $\mathcal{O}(N_t^3 N_r)$ で行える [10] ので, 提案アルゴリズム全体の計算量は $\mathcal{O}(N_t^3 N_r)$ となる.

4. シミュレーション結果

本節では, 提案復号法の特徴を計算機シミュレーションで評価する. 変調方式は QPSK として, 式 (2) の非直交 STBC ($\delta = e^{\sqrt{5}j}$ および $\rho = e^j$) を用いるとする. IW-SOAV の重みパラメータの更新は, [10] の手法と同じものを用いる. その他のパラメータは $\varepsilon = 0.1$, $\gamma = 1$, $\mathbf{r}_0 = \mathbf{0}$, $M_{\text{itr}} = 50$ および $\theta_m = 1.9$ ($m = 0, \dots, M_{\text{itr}}$) とする.

4.1 相関のない通信路

過負荷 MIMO における非直交 STBC の復号に対する BER 特性を図 1–3 に示す. ここでは相関のない通信路を仮定し $\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{H}}_{\text{i.i.d.}}$ とする. ここで, $\tilde{\mathbf{H}}_{\text{i.i.d.}}$ の各成分は i.i.d. (independent and identically distributed) で平均 0, 分散 1 の円対称な複素ガウス分布に従うとする. “LMMSE” は線形の MMSE (minimum mean-square-error) 法, “RTS” は RTS (reactive tabu search) を用いた復号法 [5], “ML” は最尤復号, “IW-SOAV” は提案復号法を表す. また, 大規模過負荷 MIMO 信号検出法として提案されている ERTS (enhanced RTS) [13] の特性も示している. RTS および ERTS のパラメータはそれぞれ [5] および [13] と同じものを用いた. IW-SOAV で解く最適化問題のパラメータ α は, [10] と同じ表 1 に示された値を用いた. $(N_t, N_r) = (3, 2)$ である図 1 では \mathbf{A} のサイズは 12×18 であり, IW-SOAV の特性は最尤復号に比べてはるかに悪くなる. アンテナ数が $(N_t, N_r) = (9, 6)$ に増えた図 2 (\mathbf{A} のサイズは 108×162) では, 最尤復号は計算量が大きく非現実的であ

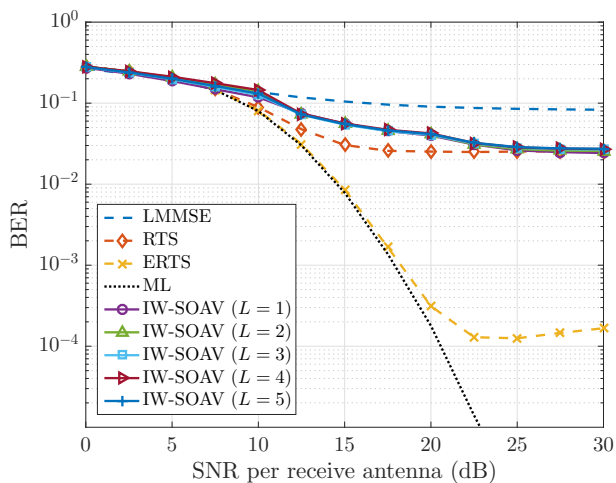


図 1 相関のない通信路における BER 特性 ($N_t = 3, N_r = 2$)

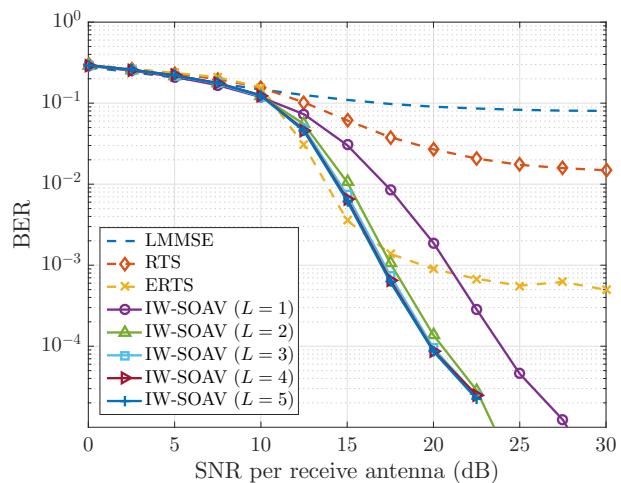


図 4 相関のある通信路における BER 特性 ($N_t = 9, N_r = 6$)

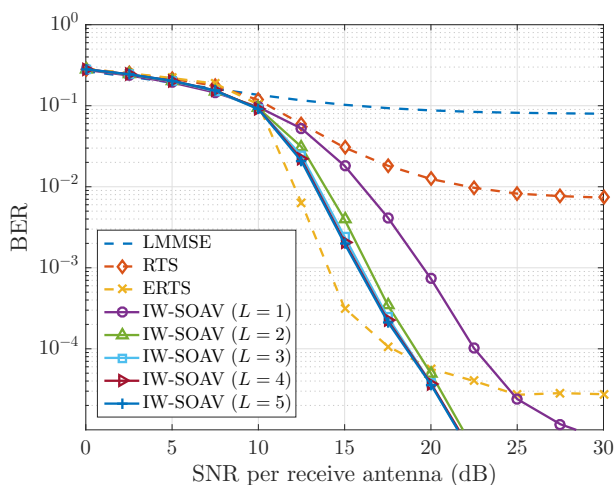


図 2 相関のない通信路における BER 特性 ($N_t = 9, N_r = 6$)

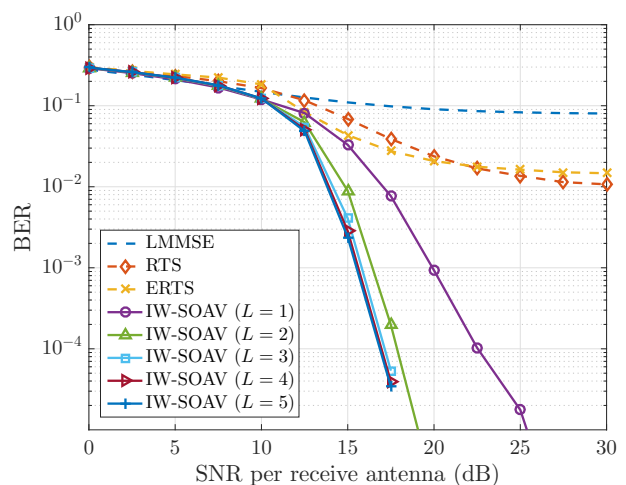


図 5 相関のある通信路における BER 特性 ($N_t = 12, N_r = 8$)

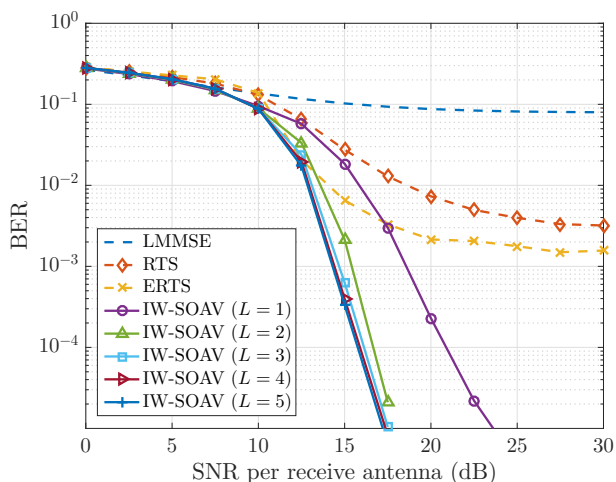


図 3 相関のない通信路における BER 特性 ($N_t = 12, N_r = 8$)

表 1 パラメータ α の値				
SNR (dB)	0-10	12.5-20	22.5	25-30
α	0.01	0.1	0.3	1

るが、高 SNR (signal-to-noise ratio) の場合 IW-SOAV が他の手法に比べて良い特性を達成することがわかる。SNR が 15

dB 付近の場合は ERTS が IW-SOAV よりも良い特性をもつが、ERTS の計算時間は $L = 3$ とした IW-SOAV の計算時間の約 10 倍である [10]。(N_t, N_r) = (12, 8) とした図 3 (A) のサイズは 192×288 では、IW-SOAV はすべての SNR において最も良い特性を達成している。

4.2 空間相関のある通信路

空間相関のある通信路における BER 特性を図 4, 5 に示す。図 4 では (N_t, N_r) = (9, 6)、図 5 では (N_t, N_r) = (12, 8) である。通信路行列は $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{\Phi}_r^{\frac{1}{2}} \tilde{\mathbf{H}}_{\text{i.i.d.}} \mathbf{\Phi}_t^{\frac{1}{2}}$ とした。ここで、 $\mathbf{\Phi}_r \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$ および $\mathbf{\Phi}_t \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ はそれぞれ受信側と送信側の空間相関を表す正定値対称行列である [14]。シミュレーションでは、受信側と送信側双方で等間隔リニアアレーを用いると仮定して $[\mathbf{\Phi}_r]_{i_1, i_2} = J_0(|i_1 - i_2| \cdot 2\pi d_r / \lambda)$ および $[\mathbf{\Phi}_t]_{i_1, i_2} = J_0(|i_1 - i_2| \cdot 2\pi d_t / \lambda)$ とした。ここで、 $J_0(\cdot)$ は 0 次の第一種ベッセル関数であり、 λ は波長を表す。 d_r と d_t はそれぞれ受信側と送信側でのアンテナ間隔であり、シミュレーションでは $d_r = d_t = 0.5\lambda$ とした。図 4, 5 より、相関のある通信路の場合は ERTS の特性が大きく劣化し、IW-SOAV の方が良い特性を達成することがわかる。

5. ま と め

本稿では、過負荷 MIMO システムにおける非直交 STBC の復号法を提案した。提案手法は W-SOAV 最適化問題の解を、目的関数のパラメータを更新しながら繰り返し求める。また、巡回多元体に基づく非直交 STBC に対しては、符号の構造を利用することで提案復号法の計算量を削減することが可能である。計算機シミュレーションにより、従来の手法に比べて提案復号法が良い BER 特性を達成することを示した。また、空間相関のある通信路の場合でも、提案復号法が良い特性をもつことを示した。今後の課題としては、提案復号法の複素数値信号への拡張や、提案復号法の特性の理論解析などがあげられる。

謝辞 本研究の一部は、科学研究費補助金（研究課題番号 15K06064, 15H2255, 17J07055）の助成を受けたものです。

文 献

- [1] A. Chockalingam and B. S. Rajan, *Large MIMO systems*. Cambridge University Press, 2014.
- [2] H. Jafarkhani, *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge University Press, 2005.
- [3] B. A. Sethuraman, B. S. Rajan, and V. Shashidhar, “Full-diversity, high-rate space-time block codes from division algebras,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2596–2616, Oct. 2003.
- [4] S. K. Mohammed, A. Zaki, A. Chockalingam, and B. S. Rajan, “High-rate space-time coded large-MIMO systems: Low-complexity detection and channel estimation,” *IEEE J. Sel. Topics Signal Process.*, vol. 3, no. 6, pp. 958–974, Dec. 2009.
- [5] N. Srinidhi, S. K. Mohammed, A. Chockalingam, and B. S. Rajan, “Low-complexity near-ML decoding of large non-orthogonal STBCs using reactive tabu search,” in *Proc. IEEE ISIT*, Jun./Jul. 2009.
- [6] M. Suneel, P. Som, A. Chockalingam, and B. S. Rajan, “Belief propagation based decoding of large non-orthogonal STBCs,” in *Proc. IEEE ISIT*, Jun./Jul. 2009.
- [7] S. K. Mohammed, A. Chockalingam, and B. S. Rajan, “Low-complexity near-MAP decoding of large non-orthogonal STBCs using PDA,” in *Proc. IEEE ISIT*, Jun./Jul. 2009.
- [8] K. K. Wong, A. Paulraj, and R. D. Murch, “Efficient high-performance decoding for overloaded MIMO antenna systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 5, pp. 1833–1843, May 2007.
- [9] L. Bai, C. Chen, and J. Choi, “Lattice reduction aided detection for underdetermined MIMO systems: A pre-voting cancellation approach,” in *Proc. IEEE VTC-Spring*, May 2010.
- [10] R. Hayakawa and K. Hayashi, “Convex optimization-based signal detection for massive overloaded MIMO systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 16, no. 11, pp. 7080–7091, Nov. 2017.
- [11] P. L. Combettes and J.-C. Pesquet, “Proximal splitting methods in signal processing,” in *Fixed-point algorithms for inverse problems in science and engineering*. Springer, 2011.
- [12] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, and B. P. Flannery, *Numerical Recipes 3rd Edition: The Art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, 2007.
- [13] T. Datta, N. Srinidhi, A. Chockalingam, and B. S. Rajan, “Low-complexity near-optimal signal detection in underdetermined large-MIMO systems,” in *Proc. IEEE NCC*, Feb. 2012.
- [14] H. Shin and J. H. Lee, “Capacity of multiple-antenna fading channels: spatial fading correlation, double scattering, and keyhole,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2636–2647, Oct. 2003.