

# 過負荷非直交STBCのための凸最適化に基づく復号法

Convex Optimization-Based Decoding for Overloaded Non-Orthogonal STBCs

早川 諒（京都大学大学院）， 林 和則（大阪市立大学大学院）

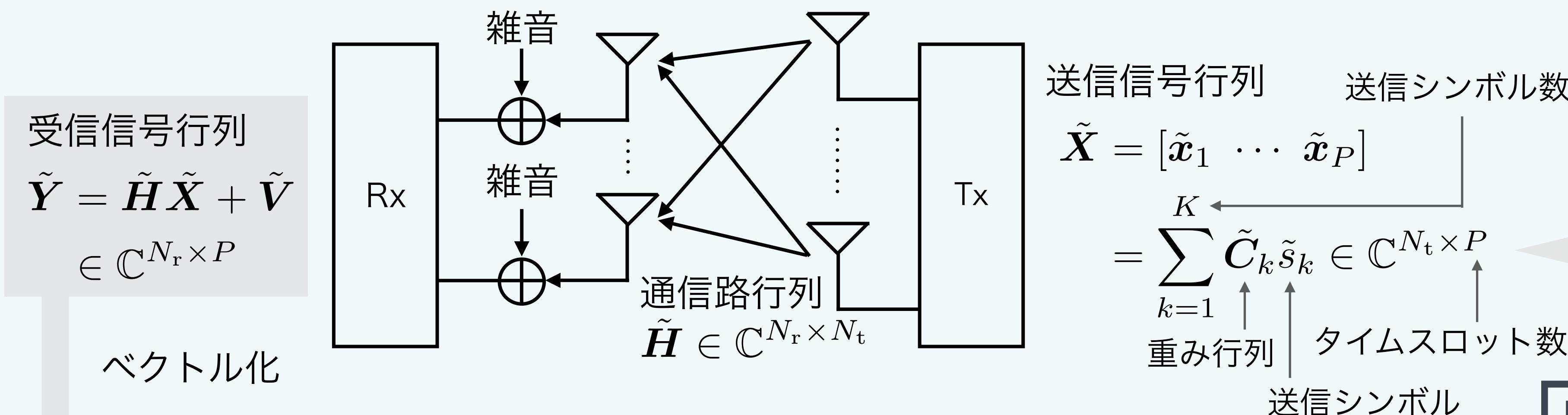
## 概要

本研究では，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 Code）**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．計算機シミュレーションにより，提案復号法が従来の手法よりも良いビット誤り率特性を達成することを示す．

## 1. システムモデル

### 過負荷MIMO（Multiple-Input Multiple-Output）

（受信アンテナ数  $N_r <$  送信アンテナ数  $N_t$ ）



$$\tilde{\mathbf{y}} := \text{vec}(\tilde{\mathbf{Y}}) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{H}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{vec}(\tilde{\mathbf{C}}_1) & \cdots & \text{vec}(\tilde{\mathbf{C}}_K) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{s}_1 \\ \vdots \\ \tilde{s}_K \end{bmatrix} + \text{vec}(\tilde{\mathbf{V}})$$
$$= \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{v}} \quad \tilde{\mathbf{A}} \in \mathbb{C}^{N_r P \times K} \quad \tilde{\mathbf{s}} \in \mathbb{C}^K$$

実数化  $\left( \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{y}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{y}}\} \end{bmatrix}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{A}}\} & -\text{Im}\{\tilde{\mathbf{A}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{A}}\} & \text{Re}\{\tilde{\mathbf{A}}\} \end{bmatrix}, \mathbf{s} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{s}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{s}}\} \end{bmatrix}, \mathbf{v} = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\tilde{\mathbf{v}}\} \\ \text{Im}\{\tilde{\mathbf{v}}\} \end{bmatrix} \right)$

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{v}$$

レート  $K/P = N_t$  の非直交STBCの復号（ $\mathbf{y}, \mathbf{A}$  から  $\mathbf{s}$  を推定）  
…過負荷MIMOでは**劣決定**の問題となる

未知数の数が観測の数より多い（ $\mathbf{A}$  が横長）

→ 従来法の特性は大きく劣化

### STBC（Space-Time Block Code）

…時空間領域で信号を処理してから送信しダイバーシチを得る

#### ◆ 直交STBC

✓ 復号が単純

- 低レート（ $N_t > 2$  だと1未満）

#### ◆ 非直交STBC

✓ 高レート（ $N_t$ ）

- 復号が複雑

## 3. シミュレーション結果

### シミュレーション条件

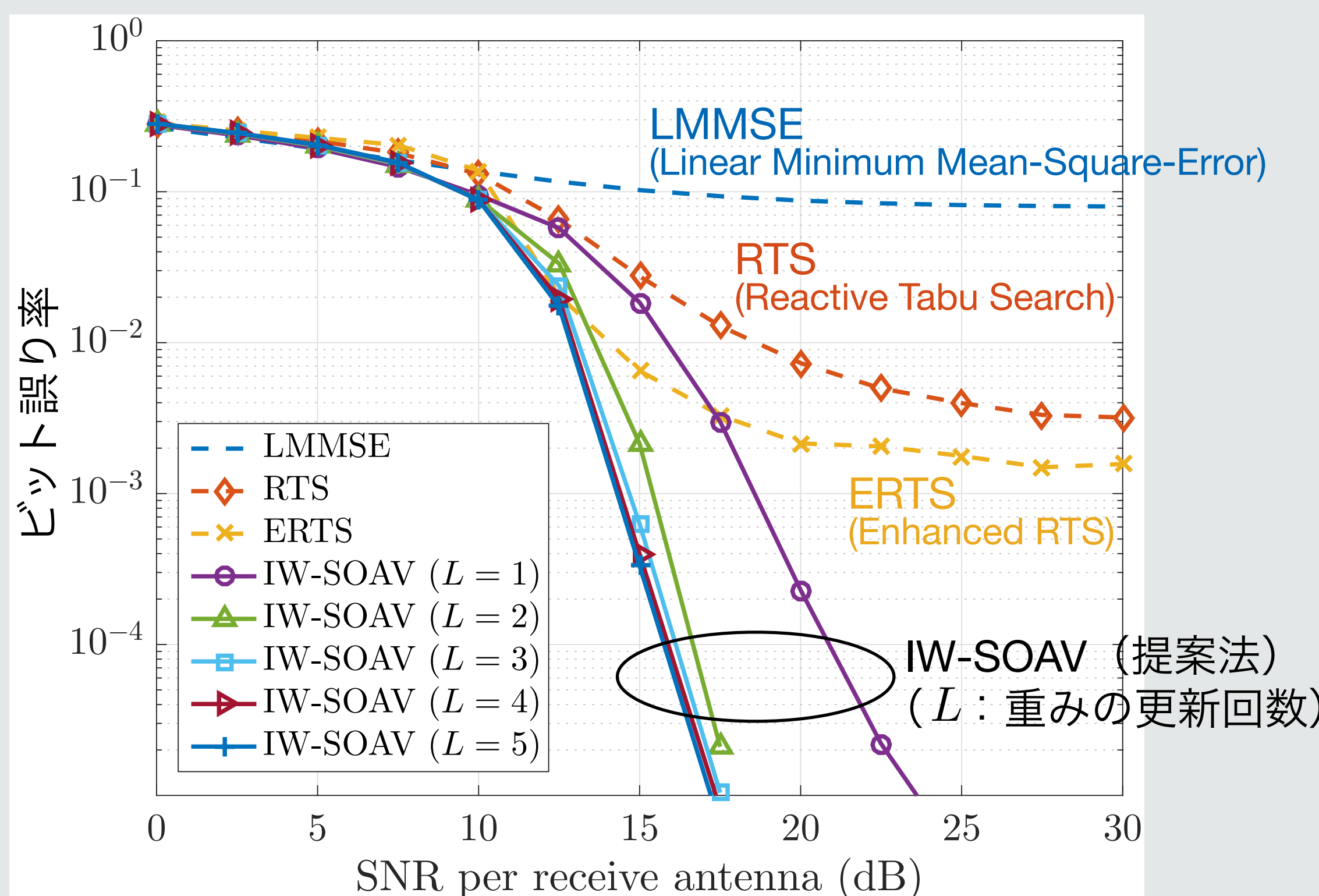
◆  $N_t = 12, N_r = 8$

◆ QPSK

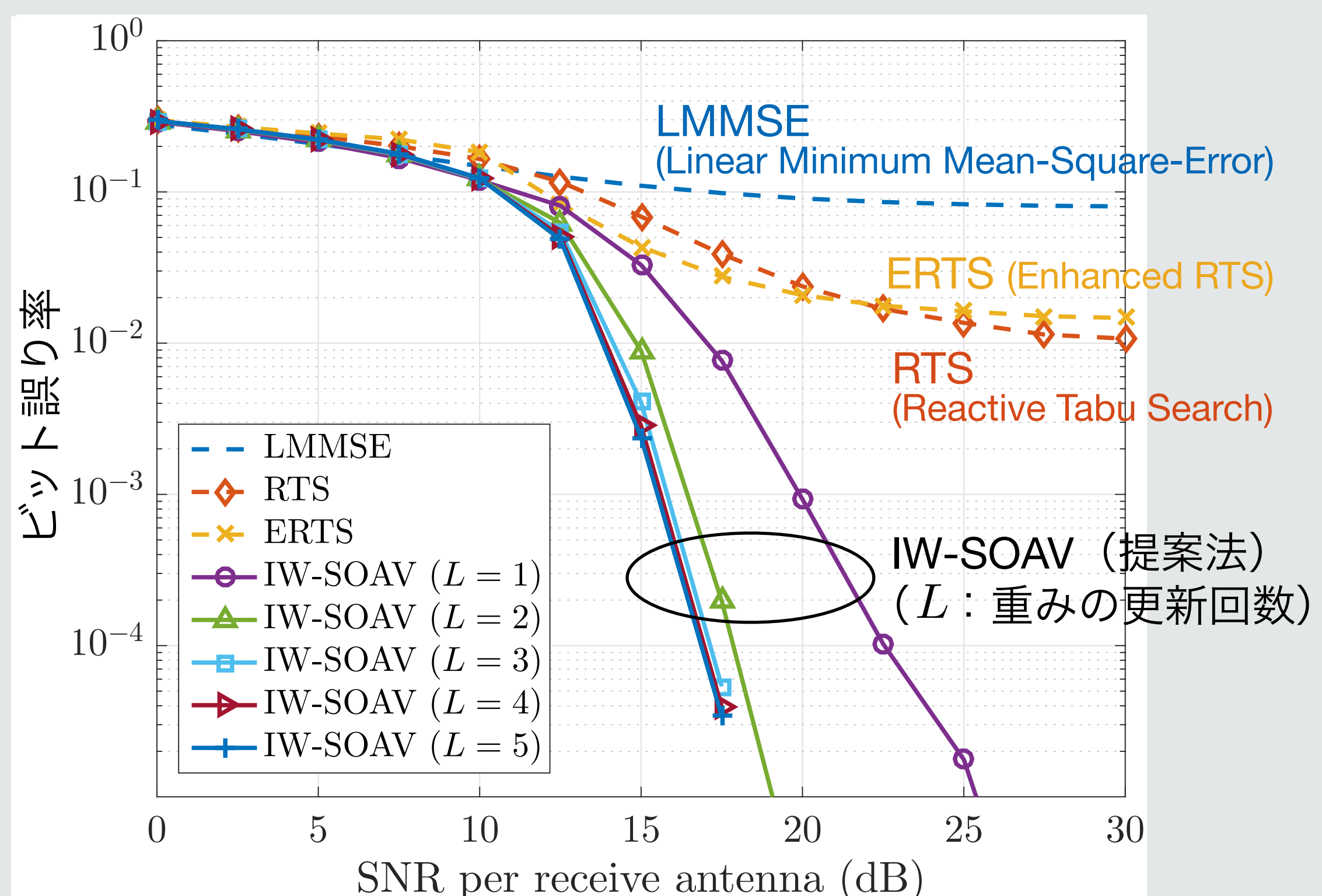
◆ 巡回多元体に基づく非直交STBC [1]

(Signal-to-Noise Ratio)				
SNR (dB)	0-10	12.5-20	22.5	25-30
$\alpha$	0.01	0.1	0.3	1

### 相関のない通信路



### 空間相関のある通信路（等間隔リニアアレーを仮定）



### 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．

## 2. 提案復号法

仮定（簡単のため）

$\tilde{s}_k \in \{1 + j, -1 + j, -1 - j, 1 - j\}$  (Quadrature Phase Shift Keying; QPSK)

$\mathbf{s} \in \{1, -1\}^K$ ：離散性をもつ

### IW-SOAV（Iterative Weighted Sum-of-Absolute-Value）[2]を用いた提案復号法

$s_k$  の離散性を考慮した最適化問題を，目的関数のパラメータを更新しながら繰り返し解く

#### 重みパラメータの計算

$\hat{\mathbf{s}}$  を基に計算した事後LLR（Log Likelihood Ratio）の推定値  $\hat{\Lambda}_k$  を用いて

$$w_k^+ = \frac{e^{\hat{\Lambda}_k}}{1 + e^{\hat{\Lambda}_k}}, w_k^- = \frac{1}{1 + e^{\hat{\Lambda}_k}} \text{ と更新（初期値：} w_k^+ = w_k^- = 1/2 \text{）}$$

$$w_k^+, w_k^- \quad (k = 1, \dots, K)$$

$$\hat{\mathbf{s}}$$

#### W-SOAV（Weighted Sum-of-Absolute-Value）最適化問題

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

◆  $w_k^+$  が大きい  $\rightarrow \hat{s}_k$  が 1 に近くなりやすい

◆  $w_k^-$  が大きい  $\rightarrow \hat{s}_k$  が -1 に近くなりやすい

[1] 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.

[2] 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.