

LR-THP に基づく MU-MIMO NLP への実信号空間における象限検出の適用による最適摂動ベクトルの検出法の提案

今村 和樹^{†a)} 高畑 文雄[†]

A Search Algorithm of Optimal Perturbation Vectors by Applying Ray Detection in Real Signal Space to MU-MIMO NLP Based on LR-THP

Kazuki IMAMURA^{†a)} and Fumio TAKAHATA[†]

あらまし MU-MIMO 下りリンクに対する非線形プリコーディング (Non-Linear Precoding: NLP) の一つである VP (Vector Perturbation) は、究極的に優れた伝送特性を実現することから注目を集めているが、限界の伝送特性を得ようとすると膨大な演算量を必要とする。そのため、演算量を削減すべく複数の提案があるが、いずれの方式も依然として多くの演算量を必要とするとともに、限界の伝送特性を必ずしも達成しない。本論文では、LR-THP (Lattice Reduction - Tomlinson Harashima Precoding) に基づくユーザ間干渉抑圧システムに対して、任意の摂動ベクトルを減算する機能を追加するとともに、実信号空間における象限検出を適用することによって無限個の摂動ベクトルの中から、所要送信電力を最小化する最適摂動ベクトルを検出する方法を提案し、計算機シミュレーションにより、提案方式が VP の演算量削減型である SE (Sphere Encoding)-VP と同等以上の伝送特性を示しつつ、演算量を SE-VP よりも大幅に削減できることを定量的に明らかにする。

キーワード MU-MIMO, 非線形プリコーディング, Vector Perturbation, LR-THP, 象限検出

1. ま え が き

次世代移動通信において周波数利用効率を飛躍的に高める技術として MU-MIMO (Multi User - Multiple Input Multiple Output) 下りリンク [1] に関する検討が進められている。MU-MIMO 下りリンクでは、送信信号を空間的に多重させ、同一時間・同一周波数上で複数のユーザと同時に通信を行うために、基地局側であらかじめプリコーディングを施す必要がある。このプリコーディングは大別して、線形プリコーディング (Linear Precoding: LP) [1] と非線形プリコーディング (Non-Linear Precoding: NLP) [2]~[9] の 2 種類に分類することができる。ZF (Zero Forcing) 規範に基づく線形プリコーディングは、伝搬路行列の逆行列となる線形フィルタを用いることによってユーザ間

干渉を抑圧する方法である。しかしながら、ユーザ間の伝搬路の直交性が低い場合、非ユニタリ行列で表される線形フィルタを所望送信信号に乗算することによって、所要送信電力が増大し電力効率が大きく低下するという問題を有する [3]。

一方、非線形プリコーディングでは、受信端末において modulo 演算と呼ばれる処理を施す。この modulo 演算は、信号に付加された、modulo 幅をガウス整数 (実数成分、虚数成分が共に整数) 倍した摂動項と呼ばれる信号を取り除くことによって、信号をあらかじめ設定された modulo 幅の格子内に収めることができる。このとき、modulo 演算では付加された摂動項が未知であっても希望の信号を得ることができるため、基地局側では無限に存在する摂動項をもとに、送信電力を抑圧する摂動ベクトル (成分が摂動項で構成されるベクトル) を自由に付加することができる。これにより、非線形プリコーディングは、線形プリコーディングと比較して所要送信電力を大幅に抑圧することができる。

非線形プリコーディングの一つである VP (Vector

[†] 早稲田大学理工学術院基幹理工学研究科, 東京都 Graduate School of Fundamental Science and Engineering, Waseda University, 3-4-1 Okubo, Shinjuku-ku, Tokyo, 169-8555 Japan

a) E-mail: askkbe-0711@akane.waseda.jp

Perturbation) では、摂動ベクトル候補の中から所要送信電力を最小化する摂動ベクトルを探索することによって、優れた伝送特性を実現する [2]。しかしながら、摂動ベクトル候補の数は空間多重受信端末数に依存して指数関数的に増大するため、現実的な処理能力を超える可能性がある。そのため、VP の演算量を削減する技術として様々な方法が提案されている [4]~[7]。

SE (Sphere Encoding) [4], [5]-VP は、超球探索を用いて摂動ベクトルを探索する方法であり、VP と同等の伝送特性を得ることができるが、依然として多くの演算量を必要とする。文献 [6] では、QRM-VP [4] に対して複素信号空間における象限検出を適用し、摂動項にランキングをつけることによって VP よりも演算量を削減している。しかしながら、幅優先探索において生き残り数を設定することから、全探索とならないため、VP からの伝送特性の劣化が大きい。いずれの方式においても、演算量の点から摂動項候補数をあらかじめ制限した上で摂動ベクトルを探索するため、VP としての極限の特性を得ることはできない。

一方、端末間干渉を逐次的に除去し、modulo 演算を施す THP (Tomlinson Harashima Precoding) [8] に対して、格子基底縮小 (Lattice Reduction: LR) を適用して、基地局側で準直交化された等価伝搬路に置換してから THP を施す LR-THP は、優れた伝送特性を実現する [9]。しかしながら THP 系では逐次 modulo 演算を実行し、送信信号成分に最も近い摂動項を減算することから、送信電力を最小化する最適な摂動ベクトルと必ずしも一致しないため、VP の伝送特性には及ばない。

以上の点を鑑み、本論文では、LR-THP [9] に基づくユーザ間干渉抑圧システムに対して、任意の摂動ベクトルを減算する機能を追加することに加えて、modulo 演算の結果に基づく正負の象限検出を適用することによって考え得る摂動ベクトルの中から、所要送信電力を最小化する最適摂動ベクトルを検出する手法を提案する。そして、提案方式を OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) へ適用した場合の伝送特性と最適摂動ベクトルの探索回数を計算機シミュレーションによって明らかにする。

以下、2. において、従来方式の LR-THP について簡単に述べた後、3. において提案方式について述べ、4. において、特性評価を行い、5. において、まとめを述べる。

2. LR-THP [9]

LR-THP は、実際の伝搬路を格子基底縮小により準直交化した等価伝搬路に置換してから、THP を適用する方法である。なお、各ユーザ当たりのアンテナ数は 1 とし、基地局側の送信アンテナ数とユーザ数は同一の N_t とする。また、説明の簡単化のため、周波数選択性フェージングが無視できる OFDM 信号中の一つのサブキャリアに着目して記述する。

2.1 送信側処理

まず、LLL (Lenstra-Lenstra-Lovasz) アルゴリズム [10], [11] を用いてチャネル行列 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ に対して格子基底縮小を施し、ユニモジュラ行列 $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ を用いて準直交化された等価伝搬路を算出する。なお、LLL アルゴリズムは、与えられた行列を、よりノルムが小さく、より直交した行列に変換 (準直交化) するための格子基底縮小に必要なユニモジュラ行列 \mathbf{T} を求めるためのアルゴリズムであり、ユニモジュラ行列はガウス整数の成分を有し、行列式の絶対値が 1 である行列である。このとき、チャネル行列 \mathbf{H} と、LLL アルゴリズムによって出力されるユニモジュラ行列 \mathbf{T} 、ユニタリ行列 $\tilde{\mathbf{Q}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ ($\tilde{\mathbf{Q}}^H \tilde{\mathbf{Q}} = \tilde{\mathbf{Q}} \tilde{\mathbf{Q}}^H = \mathbf{I}$ を満たす行列)、上三角行列 $\tilde{\mathbf{R}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ ($\tilde{r}_{i,k} = 0$ ($i > k$) を満たす行列) の関係は、次式で与えられる。

$$\mathbf{H}^H \mathbf{T} = \tilde{\mathbf{Q}} \tilde{\mathbf{R}} \quad (1)$$

ただし、 $[\cdot]^H$ は行列 $[\cdot]$ の複素共役転置行列を意味し、 $\tilde{r}_{i,k}$ は $\tilde{\mathbf{R}}$ の i 行目 k 列目の成分を表す。

上式で得た、 \mathbf{T} 、 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 、 $\tilde{\mathbf{R}}$ を用いて、Feedback Filter $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ と Feed Forward Filter $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ を算出する。 \mathbf{F} と \mathbf{P} は、対角行列 $\mathbf{A} = \text{diag}(\tilde{r}_{1,1}, \dots, \tilde{r}_{N_t, N_t}) \in \mathbb{R}^{N_t \times N_t}$ (対角成分が $(\tilde{r}_{1,1}, \dots, \tilde{r}_{N_t, N_t})$ であり、対角成分以外が 0 となる正方行列) を用いて、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{P} &= \tilde{\mathbf{Q}} \mathbf{A}^{-1} \\ \mathbf{F} &= \tilde{\mathbf{R}}^H \mathbf{A}^{-1} \end{aligned} \quad (2)$$

ただし、 $[\cdot]^{-1}$ は行列 $[\cdot]$ の逆行列を表す。

送信信号ベクトル $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{N_t}]^T \in \mathbb{C}^{N_t}$ ($[\cdot]^T$ は行列 $[\cdot]$ の転置行列) に乗算される行列は \mathbf{H} と \mathbf{P} であるため、送信信号ベクトル \mathbf{s} にとって見かけの伝搬路は $\mathbf{H}\mathbf{P}$ となる。したがって、見かけの伝搬路を通過した送信ベクトル \mathbf{s} から、受信側で所望送信信号ベ

クトル $\mathbf{d} = [d_1, \dots, d_{N_t}]^T \in \mathbb{C}^{N_t}$ を検出するためには、送信ベクトル \mathbf{s} が次式を満足する必要がある。

$$\begin{aligned} \mathbf{d} - \mathbf{T}^{-H} \tau \mathbf{z} &= \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{s} \\ &= \mathbf{T}^{-H} \mathbf{F} \mathbf{s} \\ \Leftrightarrow \mathbf{T}^H \mathbf{d} - \tau \mathbf{z} - (\mathbf{F} - \mathbf{I}) \mathbf{s} &= \mathbf{s} \end{aligned} \quad (3)$$

上式中の、 $\mathbf{T}^{-H} \tau \mathbf{z}$ は、受信側から見た、所望送信信号ベクトルから減算されるベクトルであり、摂動ベクトル $\tau \mathbf{z}$ にユニモジュラ行列 \mathbf{T} の複素共役転置の逆行列を乗じたベクトルである。ここで、 \mathbf{T}^{-H} はユニモジュラ行列であるため、 $\mathbf{T}^{-H} \tau \mathbf{z}$ の各成分は modulo 幅のガウス整数倍となる。したがって、基地局側で所望送信信号ベクトルに対して $\mathbf{T}^{-H} \tau \mathbf{z}$ を減算しても、受信側で modulo 演算を施すことによって $\mathbf{T}^{-H} \tau \mathbf{z}$ を除去することができる。

式 (3) において、 $(\mathbf{F} - \mathbf{I})$ は下三角行列かつ対角成分が 0 となる行列であるため、 $\mathbf{T}^H \mathbf{d} = \mathbf{d}' = [d'_1, \dots, d'_{N_t}]^T \in \mathbb{C}^{N_t}$ と置くと、送信ベクトル \mathbf{s} の i 行目成分 s_i は $i = 1 \rightarrow 2 \rightarrow \dots \rightarrow N_t$ の順に、次式で与えられる。

$$s_i = \text{modulo}_\tau \left(d'_i - \sum_{k=1}^{i-1} f_{i,k} s_k \right) \quad (4)$$

ただし、 $f_{i,k}$ は Feedback Filter \mathbf{F} の i 行目 k 列目の成分を表す。また、 modulo_τ は modulo 幅 τ を法とした modulo 演算を表し、次式で表現される。

$$\text{modulo}_\tau(a) = a - \left\lfloor \frac{\Re(a)}{\tau} + \frac{1}{2} \right\rfloor \tau - j \left\lfloor \frac{\Im(a)}{\tau} + \frac{1}{2} \right\rfloor \tau \quad (5)$$

ただし、 j は虚数、 $\lfloor \cdot \rfloor$ は \cdot を超えない最大の整数を表し、 $\Re(\cdot)$ は \cdot の実数成分、 $\Im(\cdot)$ は \cdot の虚数成分を意味する。更に、modulo 幅 τ は送信シンボルの最大振幅 $|\Lambda|_{max}$ とシンボル間間隔 Δ を用いて、次式で与えられる [7]。

$$\tau = 2 (|\Lambda|_{max} + \Delta/2) \quad (6)$$

式 (5) で示した modulo 演算は、実質的に信号に最も近い摂動項を減算する処理に等しく、この処理によって信号を modulo 幅 τ の格子内に収めることができる。LR-THP では、上記 modulo 演算によって逐次決定される摂動項 [式 (5) における第 2 項と第 3 項] が

式 (3) における摂動ベクトル $\tau \mathbf{z}$ に対応する。

Feed Forward Filter \mathbf{P} を乗算後の送信信号ベクトル $\mathbf{x}' = [x'_1, \dots, x'_{N_t}]^T \in \mathbb{C}^{N_t}$ は、式 (4) により算出された \mathbf{s} を用いて、次式で与えられる。

$$\mathbf{x}' = \mathbf{P} \mathbf{s} \quad (7)$$

最後に、電力正規化係数 g を用いて送信電力を正規化し、基地局からの最終的な送信信号ベクトル $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_{N_t}]^T \in \mathbb{C}^{N_t}$ が得られる。 \mathbf{x} は、ベクトル表記により、次式で与えられる。

$$\mathbf{x} = g^{-1} \mathbf{x}' \quad (8)$$

また、電力正規化係数 g は次式で与えられる。

$$g = \sqrt{\frac{\|\mathbf{x}'\|^2}{P_{total}}} \quad (9)$$

ただし、 P_{total} は総送信電力であり、 $\|\cdot\|$ は \cdot のノルムを表す。

2.2 受信側処理

送信ベクトル \mathbf{x} にチャネル行列 \mathbf{H} が乗算され、電力正規化係数 g が乗算された後の受信信号ベクトル $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_{N_t}]^T$ は、次式で与えられる。

$$\mathbf{y} = g(\mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}) = \mathbf{d} - \mathbf{T}^{-H} \tau \mathbf{z} + g \mathbf{n} \quad (10)$$

ただし、 $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{N_t}$ は雑音信号ベクトル、 $\tau \mathbf{z}$ は摂動ベクトル、 \mathbf{z} はガウス整数ベクトルを表す。

受信信号ベクトル \mathbf{y} に modulo 演算を施した後の信号ベクトル $\mathbf{y}' = [y'_1, \dots, y'_{N_t}]^T$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{y}' = \text{modulo}_\tau(\mathbf{y}) = \mathbf{d} + g \mathbf{n} \quad (11)$$

上式より、受信側で所望信号を得ることが可能となる。

3. 提案方式

提案方式では、LR-THP と同様に Feedback Filter を用いて干渉成分をあらかじめ減算することによって、ユーザ間干渉を抑圧する。ここでは説明の簡単化のため、2. と同様、周波数選択性フェージングが無視できる OFDM 信号中の一つのサブキャリアに着目して記述する。

図 1 は、提案方式のシステム構成を示したものである。提案方式の特徴は、文献 [9] を参考にした LR-THP

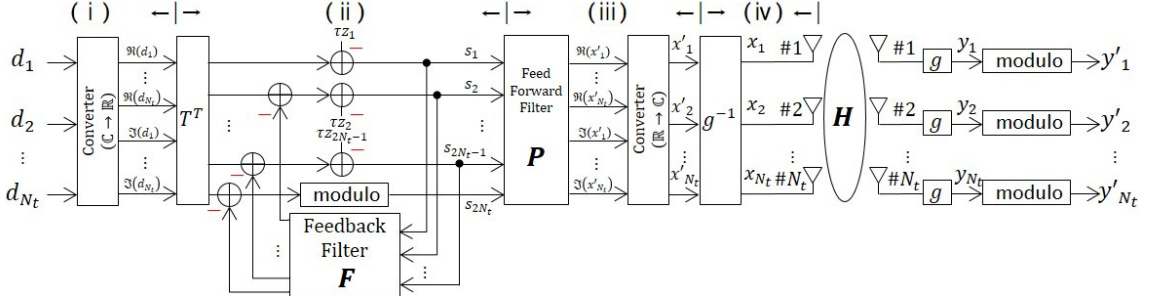


図1 提案方式におけるシステム構成
Fig. 1 System structure of proposed scheme.

のシステム構成に対して、実信号空間において最適な摂動項を減算する機能の追加にある。以下、**3.1**の送信側処理において、同図中に記した番号に従って処理の詳細を述べ、**3.2**において摂動ベクトルの探索について述べる。なお、受信側処理は、**2.2**で述べた従来方式である LR-THP における受信側処理と同一である。

3.1 送信側処理

(i) 実信号空間における摂動ベクトルの探索を可能とするために、所望送信信号ベクトル \mathbf{d} を実数に分解する。分解後の所望送信信号ベクトル $\hat{\mathbf{d}} \in \mathbb{R}^{2N_t}$ は、次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{d}} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{d}) \\ \Im(\mathbf{d}) \end{bmatrix} \quad (12)$$

(ii) 所望送信信号ベクトルと同様に、チャンネル行列 \mathbf{H} を実数に分解する。分解後のチャンネル行列 $\hat{\mathbf{H}} \in \mathbb{R}^{2N_t \times 2N_t}$ は、次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{H}) & -\Im(\mathbf{H}) \\ \Im(\mathbf{H}) & \Re(\mathbf{H}) \end{bmatrix} \quad (13)$$

次に、ALLL (Adaptive Lenstra Lenstra Lovasz) アルゴリズム [12] を用いて、チャンネル行列 $\hat{\mathbf{H}}$ に対して格子基底縮小を施し、ユニモジュラ行列 $\mathbf{T} \in \mathbb{Z}^{2N_t \times 2N_t}$ を用いて準直交化された等価伝搬路を算出する。ここで、ALLL アルゴリズムは、伝搬路特性のサブキャリア間相関を考慮して、隣接するサブキャリアに対する LLL アルゴリズムのユニモジュラ行列 \mathbf{T} の初期値として、一つ前 (周波数がサブキャリア間隔だけ低い) のサブキャリアで得られた \mathbf{T} を用いる方法であり、周波数領域において連続的に格子基底縮小を施すことによって、LLL アルゴリズムより演算量を削減すること

ができる。

このとき、チャンネル行列 $\hat{\mathbf{H}}$ と、ユニモジュラ行列 \mathbf{T} 、ユニタリ行列 $\tilde{\mathbf{Q}} \in \mathbb{R}^{2N_t \times 2N_t}$ 、上三角行列 $\tilde{\mathbf{R}} \in \mathbb{R}^{2N_t \times 2N_t}$ の関係は、次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{H}}^T \mathbf{T} = \tilde{\mathbf{Q}} \tilde{\mathbf{R}} \Leftrightarrow \hat{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{Q}} = \mathbf{T}^{-T} \tilde{\mathbf{R}}^T \quad (14)$$

提案方式では、行列の要素を実数化するため、従来方式である LR-THP と異なり、複素共役転置行列を転置行列に置き換えるとともに、全ての行列のサイズが $2N_t \times 2N_t$ となる。

上式で得た、 \mathbf{T} 、 $\tilde{\mathbf{Q}}$ 、 $\tilde{\mathbf{R}}$ を用いて、Feedback Filter $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{2N_t \times 2N_t}$ と Feed Forward Filter $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{2N_t \times 2N_t}$ を算出する。 \mathbf{F} と \mathbf{P} は、次式中の対角行列 $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{2N_t \times 2N_t}$ を用いて、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \text{diag}(\tilde{r}_{1,1}, \dots, \tilde{r}_{2N_t, 2N_t}) \\ \mathbf{P} &= \tilde{\mathbf{Q}} \mathbf{A}^{-1} \\ \mathbf{F} &= \tilde{\mathbf{R}}^T \mathbf{A}^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & & & \mathbf{0} \\ f_{2,1} & 1 & & \\ \vdots & \ddots & \ddots & \\ f_{2N_t,1} & \dots & f_{2N_t, 2N_t-1} & \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

提案方式では、実数行列としてシステム全体を捉える。見かけの伝搬路 $\hat{\mathbf{H}}\mathbf{P}$ を通過した送信ベクトル $\mathbf{s} \in \mathbb{R}^{2N_t}$ から、受信側で所望送信信号ベクトル \mathbf{d} を検出するためには、送信ベクトル \mathbf{s} が次式を満足する必要がある。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{d}} - \mathbf{T}^{-T} \tau \mathbf{z} &= \hat{\mathbf{H}} \mathbf{P} \mathbf{s} \\ \Leftrightarrow \mathbf{T}^T \hat{\mathbf{d}} - \tau \mathbf{z} - (\mathbf{F} - \mathbf{I}) \mathbf{s} &= \mathbf{s} \end{aligned} \quad (16)$$

式 (16) 中の, $\mathbf{T}^{-T}\tau\mathbf{z}$ は, 図 1 における受信側から見た, 所望送信信号ベクトルから減算されるベクトルである.

上式より, $\mathbf{T}^T\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{d}' = [d'_1, \dots, d'_{2N_t}]^T \in \mathbb{R}^{2N_t}$ と置くと, 送信ベクトル \mathbf{s} の i 行目成分 s_i は $i = 1 \rightarrow 2 \rightarrow \dots \rightarrow 2N_t$ の順に, 次式で与えられる.

$$s_i = d'_i - \tau z_i - \sum_{k=1}^{i-1} f_{i,k} s_k \quad (17)$$

摂動ベクトル $\tau\mathbf{z} \in \mathbb{R}^{2N_t}$ の決定法は 3.2 において後述する.

上式は, Feedback Filter \mathbf{F} における逐次減算処理の部分にあたり, この処理によって MU-MIMO におけるユーザ間干渉を抑圧することができる.

(iii) 算出された送信ベクトル \mathbf{s} を用いて, Feed Forward Filter \mathbf{P} を乗算後の送信信号ベクトル \mathbf{x}' は, 次式で与えられる.

$$\begin{bmatrix} \Re(\mathbf{x}') \\ \Im(\mathbf{x}') \end{bmatrix} = \mathbf{P}\mathbf{s} \quad (18)$$

(iv) 送信電力を電力正規化係数 g を用いて正規化し, 基地局からの最終的な送信信号ベクトル \mathbf{x} が得られる. \mathbf{x} は, ベクトル表記により, 次式で与えられる.

$$\mathbf{x} = g^{-1}\mathbf{x}' \quad (19)$$

また, 電力正規化係数 g は次式で与えられる.

$$g = \sqrt{\frac{\|\mathbf{x}'\|^2}{P_{total}}} \quad (20)$$

3.2 摂動ベクトルの探索

所要送信電力を最小化する摂動ベクトル $\tau\mathbf{z}$ を求める目的関数は, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \tau\mathbf{z} &= \arg \min \|\mathbf{P}\mathbf{s}\|^2 \\ &= \arg \min \sum_{i=1}^{2N_t} \left(\frac{1}{\tilde{r}_{i,i}} \right)^2 \left(d'_i - \tau z_i - \sum_{k=1}^{i-1} f_{i,k} s_k \right)^2 \\ &= \arg \min \tilde{C}^2(2N_t) \end{aligned} \quad (21)$$

ただし, $x = \arg \min f(x)$ は, x の関数 $f(x)$ を最小化する x を意味し, $\tilde{C}^2(i)$ は目的関数の 1~ i 行目までのそれぞれのメトリック (2 乗ユークリッド距離) を加算した累積メトリックを表す. なお, 上式の導出過程は, 付録に示すとおりである.

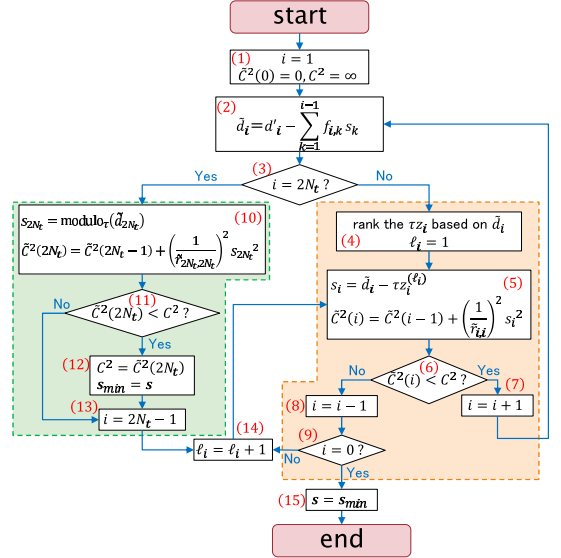


図 2 提案方式の摂動ベクトル探索におけるフローチャート

Fig. 2 Flowchart of searching optimal perturbation vectors.

s_i は $s_1 \sim s_{i-1}$ で構成されることから, τz_i は $i = 1 \rightarrow 2 \rightarrow \dots \rightarrow 2N_t$ の順に探索木を用いて逐次的に決定することができる.

図 2 は, 提案方式における摂動ベクトル探索のフローチャートを示したものである. 提案方式では, 探索アルゴリズムとして深さ優先探索を用いた分枝限定法 [13] を用いて, 最終的な摂動ベクトルを決定する. 深さ優先探索は, 探索木において根ノードからの深さが最大になるような部分問題を優先的に探索するアルゴリズムであり, 分枝限定法は, 実行可能解を検索するために場合分け (分枝操作) を実行する過程で, 最適解が得られる見込みのない部分問題を省略 (限定操作) することによって, 計算時間を短縮する方法である.

以下, 同図中に記した番号に従って処理の詳細を述べる.

(1) 摂動項 τz_i を $i = 1 \rightarrow 2 \rightarrow \dots \rightarrow 2N_t$ の順に探索するために, 目的関数の行数 (深さ) を表す変数 i を 1 に初期化する. また, 後に示す式 (22) を用いて $i = 1$ に対応する $\tilde{C}^2(1)$ を計算する前段階として, $i = 0$ を設け, $\tilde{C}^2(0) = 0$ と定義する. 図中の C は超球半径を表し, C^2 は目的関数の最小値である. この段階では摂動ベクトルが決定していないため, $C^2 = \infty$ と初期化する.

(2) i 行目を対象に, 式 (17) の右辺中の摂動項 τz_i

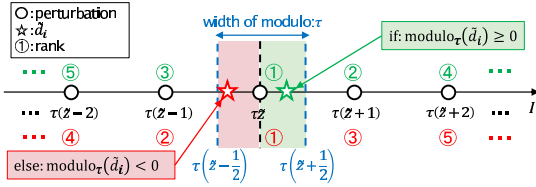


図3 実信号空間における象限検出の概念
Fig. 3 Concept of ray detection in real signal space.

以外の項 $\tilde{d}_i = d'_i - \sum_{k=1}^{i-1} f_{i,k} s_k$ を計算する。

(3) 処理の分岐を行うために、 $i = 2N_t$ (最深部) か否かの判定を行う。最深部においては、累積メトリックを低減し得る摂動項の候補が、最小メトリックを有する摂動項と一致し、一意に決定できることから、当該判定を実行する。

(4) $s_i = \tilde{d}_i - \tau z_i$ であるため、 \tilde{d}_i に近い摂動項 τz_i ほど目的関数の i 行目のメトリックが小さくなる。 $i \neq 2N_t$ より、最深部ではないので、 τz_i を \tilde{d}_i に近い順にランク付けを行う。

図3は、特定の i 行目に対する実信号空間における象限検出の概念を示したものであり、実信号空間に存在する \tilde{d}_i に対して、 \tilde{d}_i に最も近い摂動項を基準としたときの正負の象限を検出する。同図において、右側の緑色の星印は $\text{modulo}_\tau(\tilde{d}_i) \geq 0$ となるときの \tilde{d}_i を表し、正の象限が検出される。一方、左側の赤色の星印は $\text{modulo}_\tau(\tilde{d}_i) < 0$ となるときの \tilde{d}_i を表し、負の象限が検出される。また、○は摂動項 $\tau(\tilde{z} + \tilde{z}')$ ($-\infty < \tilde{z}' < +\infty$) を意味し、 \tilde{z} と \tilde{z}' はガウス整数ベクトル \mathbf{z} を実数化した整数値に対応する。その中で $\tau\tilde{z}$ は、星印で表される \tilde{d}_i に最も近い摂動項である。緑色の丸数字は $\text{modulo}_\tau(\tilde{d}_i) \geq 0$ と判定されるとき \tilde{d}_i 、赤色の丸数字は $\text{modulo}_\tau(\tilde{d}_i) < 0$ と判定されるとき \tilde{d}_i と、距離が近い順にランク付けされた摂動項の順位である。同図に示すように、 \tilde{d}_i に対して modulo 演算を施し、その正負を判別し、正負の象限を検出することによって無限個の摂動項に対して容易に完全なランク付けを行うことができる。

(5) i 行目における摂動項候補の内、 l_i 番目にランク付けされた摂動項を $\tau z_i^{(l_i)}$ とすると、摂動項候補 $\tau z_i^{(l_i)}$ に対する累積メトリック $\tilde{C}^2(i)$ は次式で与えられる。

$$\tilde{C}^2(i) = \tilde{C}^2(i-1) + \left(\frac{1}{\tilde{r}_{i,i}}\right)^2 \left(\tilde{d}_i - \tau z_i^{(l_i)}\right)^2 \quad (22)$$

(6) 上式が超球内 ($< C^2$) を満たすか否かの判定を

行う。

(7) 上式が超球内 ($< C^2$) を満たす場合、次の深さの摂動項探索に移るために $i = i + 1$ とする。

(8) 上式が超球外 ($\geq C^2$) の場合、任意の自然数 k に対して $(\tilde{d}_i - \tau z_i^{(l_i)})^2 \leq (\tilde{d}_i - \tau z_i^{(l_i+k)})^2$ が成り立つことから、摂動項候補を $\tau z_i^{(l_i+k)}$ としたときの累積メトリック $\tilde{C}^2(i)$ も超球外となる。したがって、 $(l_i + 1)$ 番目以降のランクの摂動項候補に対しては、メトリックを計算することなく探索を打ち切ることができる。これにより、探索回数的大幅な削減が達成できる。一つ前の深さの摂動項探索に移るために、 $i = i - 1$ とする。

(9) $i = 0$ を満たす場合、 $i = 1$ に対する全ての摂動項候補の探索が終了したことになる。したがって、全ての摂動ベクトル候補に対する探索が終了したため、ループから抜け出て (15) に移る。

(10) $i = 2N_t$ より最深部となる。このとき、 $2N_t$ 行目のメトリックを最小化する摂動項が累積メトリックを最小化する摂動項となるため、摂動項候補のランク付けは行わず、 $s_{2N_t} = \text{modulo}_\tau(\tilde{d}_{2N_t})$ とする。その後、当該 s_{2N_t} をもとに、式 (22) を用いて累積メトリックを計算する。

(11) $\tilde{C}^2(2N_t)$ が超球内 ($< C^2$) を満たすか否かの判定を行う。

(12) 超球内 ($< C^2$) を満たす場合、新たな最適解が得られたことになる。そのため、このときの摂動ベクトルに対応する送信信号ベクトルを \mathbf{s}_{min} に保持し、超球の更新を行う。上記 (11) の判定において、超球外 ($\geq C^2$) の場合は超球の更新は行わない。

(13) 最深部までの探索が終了したため、一つ前の深さの摂動項探索に移る。そのため、 $i = 2N_t - 1$ とする。

(14) $i \neq 1$ で $\tilde{C}^2(i)$ が超球外となった場合、または、最深部の探索が終了した場合、次の摂動項候補に対するメトリック計算を行うために、 $l_i = l_i + 1$ とする。

(15) 全ての探索が終了したため、保持していた最適な摂動ベクトルに対応する送信信号ベクトル \mathbf{s}_{min} を \mathbf{s} に代入する。

図4は、図2に示したフローチャートの理解を容易にすべく、摂動ベクトル探索アルゴリズムを用いた一例として、 $2N_t = 4$ の場合の摂動ベクトルの探索木を示したものである。同図において、黒丸は根ノード、

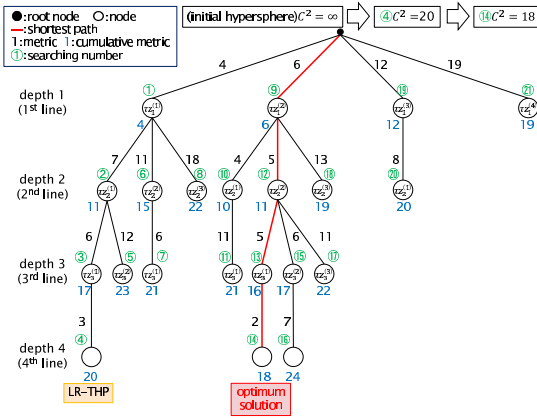

 図 4 摂動ベクトル探索木例 ($2N_t = 4$)

 Fig. 4 Example of tree data structure for searching perturbation vectors ($2N_t = 4$).

白丸はノード (摂動項) を表す。また、黒数字はメトリック、青数字は根ノードからそのノードまでの累積メトリック、赤線は累積メトリックが最小となる経路、緑色の丸数字は累積メトリックの計算、すなわち摂動項の探索順に番号付けしたものである。当該丸数字ごとの処理を、図 2 に示したフローチャートの番号に対応付けて、以下順番に説明する。

① 1 行目 (深さ 1) に対するフローチャート中の (2) \rightarrow (3) \rightarrow (4) \rightarrow (5) \rightarrow (6) \rightarrow (7) \rightarrow (2) \rightarrow (3) \rightarrow (4) に対応する処理である。 $\tilde{d}_1 = d_1$ を計算し、 \tilde{d}_1 に近い順に摂動項 τz_1 をランク付けする。次に、1 行目 (深さ 1) に対する 1 回目の探索として、 $s_1 = \tilde{d}_1 - \tau z_1^{(1)}$ としたときのメトリックを計算する。このときの累積メトリックは、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{C}^2(1) &= \tilde{C}^2(0) + \left(\frac{1}{\tilde{r}_{1,1}}\right)^2 s_1^2 \\ &= 0 + 4 = 4 < C^2 (= \infty) \end{aligned} \quad (23)$$

超球内という条件を満たすため、次の深さへの探索を行う。探索のために、 $\tilde{d}_2 = d_2 - f_{2,1}s_1$ を計算し、 \tilde{d}_2 に近い順に摂動項 τz_2 をランク付けする。

② 2 行目 (深さ 2) に対するフローチャート中の (5) \rightarrow (6) \rightarrow (7) \rightarrow (2) \rightarrow (3) \rightarrow (4) に対応する処理である。2 行目 (深さ 2) に対する 2 回目の探索として、 $s_2 = \tilde{d}_2 - \tau z_2^{(1)}$ としたときのメトリックを計算する。このときの累積メトリックは、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{C}^2(2) &= \tilde{C}^2(1) + \left(\frac{1}{\tilde{r}_{2,2}}\right)^2 s_2^2 \\ &= 4 + 7 = 11 < C^2 (= \infty) \end{aligned} \quad (24)$$

超球内という条件を満たすため、次の深さへの探索を行う。探索のために、 $\tilde{d}_3 = d_3 - \sum_{k=1}^2 f_{3,k}s_k$ を計算し、 \tilde{d}_3 に近い順に摂動項 τz_3 をランク付けする。

③ 3 行目 (深さ 3) に対するフローチャート中の (5) \rightarrow (6) \rightarrow (7) \rightarrow (2) \rightarrow (3) に対応する処理である。3 行目 (深さ 3) に対する 3 回目の探索として、 $s_3 = \tilde{d}_3 - \tau z_3^{(1)}$ としたときのメトリックを計算する。このときの累積メトリックは、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{C}^2(3) &= \tilde{C}^2(2) + \left(\frac{1}{\tilde{r}_{3,3}}\right)^2 s_3^2 \\ &= 11 + 6 = 17 < C^2 (= \infty) \end{aligned} \quad (25)$$

超球内という条件を満たすため、次の深さへの探索を行う。探索のために、 $\tilde{d}_4 = d_4 - \sum_{k=1}^3 f_{4,k}s_k$ を計算する。フローチャート中の (3) において $i = 2N_t$ が成立し、次の探索が最深部における探索となるので、摂動項に対するランク付けは実行しない。

④ 4 行目 (深さ 4) に対するフローチャート中の (10) \rightarrow (11) \rightarrow (12) \rightarrow (13) \rightarrow (14) に対応する処理である。4 行目 (深さ 4) に対する 4 回目の探索として、 $s_4 = \text{modulo}_\tau(\tilde{d}_4)$ としたときのメトリックを計算する。このときの累積メトリックは、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{C}^2(4) &= \tilde{C}^2(3) + \left(\frac{1}{\tilde{r}_{4,4}}\right)^2 s_4^2 \\ &= 17 + 3 = 20 < C^2 (= \infty) \end{aligned} \quad (26)$$

超球内という条件を満たすため、超球の更新を行い $C^2 = \tilde{C}^2(4) = 20$ とする。フローチャート中の (13) において、最深部における探索が終了したと判定される。

⑤ 3 行目 (深さ 3) に対するフローチャート中の (5) \rightarrow (6) \rightarrow (8) \rightarrow (9) \rightarrow (14) に対応する処理である。3 行目 (深さ 3) に対する 5 回目の探索として、 $s_3 = \tilde{d}_3 - \tau z_3^{(2)}$ としたときのメトリックを計算する。このときの累積メトリックは、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{C}^2(3) &= \tilde{C}^2(2) + \left(\frac{1}{\tilde{r}_{3,3}}\right)^2 s_3^2 \\ &= 11 + 12 = 23 \geq C^2 (= 20) \end{aligned} \quad (27)$$

超球外であるため、 $\tau z_3^{(l_3)}$ ($l_3 \geq 2$) 以上に最適な摂動項は存在しないので、3 行目 (深さ 3) の探索を打ち切り、2 行目 (深さ 2) における探索を実行する。

以下、同様な処理に基づき、⑥以降を実行することによって、最終的な摂動ベクトルを得る。

なお、初めて最深部まで辿り付く摂動ベクトル候補は、 s_i ($1 \leq i \leq 2N_t$) が全て modulo 格子内に存在する場合となるため、LR-THP で使用する摂動ベクトルと同一になる、したがって、その段階における超球半径 C^2 は、LR-THP で得られる半径 $\tilde{C}^2(2N_t)$ に更新される。

一般的に伝送特性は LP よりも LR-THP の方が優れているため、所要送信電力の大きさを表す超球半径は LP よりも LR-THP の方が小さい。そのため、実質的に初期超球半径が LR-THP で得られるものに設定される提案方式は、初期超球半径を LP で得られるものに設定する SE-VP と比較して、探索範囲の大幅な縮小が可能となる。

提案方式では、存在し得る摂動ベクトルを構成する摂動項候補に対して、探索を打ち切る限定操作を施すのは、累積メトリック $\tilde{C}^2(i)$ が超球外と判定される場合、すなわち最適解が得られないことが確定した場合のみに実行される。したがって、全探索を行うことによって最適解が得られることが保障 (=最適性) されている深さ優先探索アルゴリズムと組み合わせることによって、存在し得る摂動ベクトル候補中から完全に最適な摂動ベクトルを得ることができる。

4. 特性評価

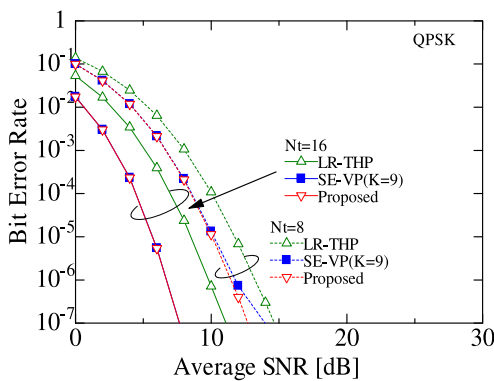
表 1 は、主要なシミュレーション諸元を示したものである。ただし、同表における Proposed(w/o LR) は、提案方式において格子基底縮小を施さなかった場合の方式を表し、 $\mathbf{T} = \mathbf{I}$ として信号処理を施した場合である。LLL または ALLL アルゴリズムにおける直

交化の程度を表すパラメータ δ (δ が大きいほど、直交性が高い。 $1/4 \leq \delta \leq 1$) の値は、一般に広く用いられる $3/4$ に設定する [11]。更に、誤り訂正は適用していない。

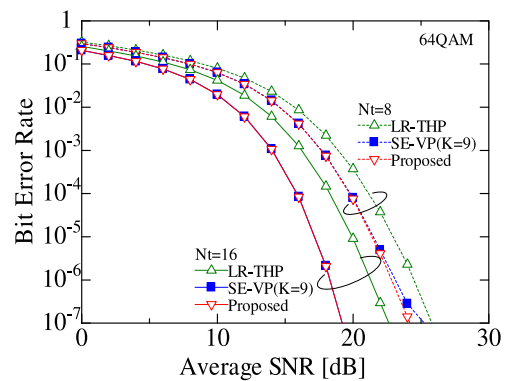
図 5 は各種プリコーディング法における平均 SNR (Signal to Noise power Ratio) 対 BER (Bit Error Rate) 特性を示したものであり、同図中の (a) は変調方式として QPSK, (b) は 64QAM を適用した場合の結果である。ただし、VP は SE-VP と、Proposed(w/o LR) は提案方式と理論的に完全に同一の BER 特性を示すため、VP と Proposed(w/o LR) の特性は省略している。図 5 の横軸に示す SNR は、所望信号成分 d_i とユーザごとに負荷される雑音成分 n_i を用いて、 $SNR = E[|d_i|^2] / E[|n_i|^2]$ ($1 \leq i \leq N_t$) と定義され、1 ストリームの所望信号電力に対する雑音信号電力の比である。ただし、総送信電力 P_{total} は基地局のアンテナ数またはユーザ数 N_t と等しく設定している。な

表 1 シミュレーション諸元
Table 1 Simulation parameters.

Modulation	QPSK, 64QAM
Number of OFDM sub-carriers	64
Channel model	6-path Rayleigh fading
Channel estimation & feedback	ideal
Channel Coding	none
Number of base station antennas (N_t)	8, 16
Precoding	VP, SE-VP, LR-THP Proposed(w/o LR), Proposed
(LLL or ALLL algorithm) δ	3/4



(a) QPSK



(b) 64QAM

図 5 平均 SNR 対 BER 特性
Fig. 5 Average SNR versus BER characteristics.

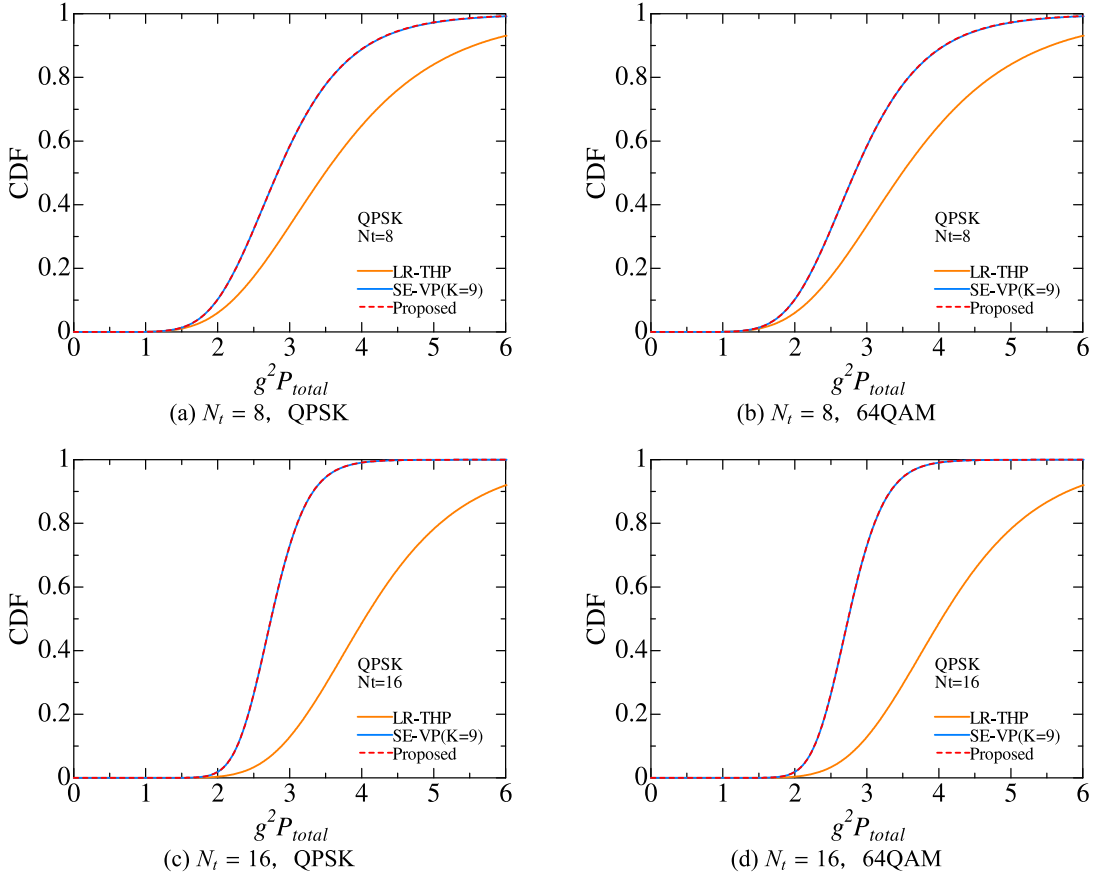


図 6 $g^2 P_{total}$ の累積分布関数
Fig. 6 Cumulative distribution function of $g^2 P_{total}$.

お、BER 特性は、全ユーザの平均であり、ユーザごとの BER 特性は一致する。両図より、提案方式は、その他の方式よりも良好な特性を示すことがわかる。SE-VP の特性が提案方式よりもわずかに劣る理由は、提案方式は摂動ベクトルに対する厳密解が必ず得られるのに対して、SE-VP は摂動項候補数を K に制限したことによって、最適摂動ベクトルが得られない場合があるからである。

提案方式は、最適な摂動ベクトルの選択により、送信電力を抑制することを大きな特徴として有する。そこで、送信電力の抑制を評価すべく電力正規化前の送信電力について検討する。式 (18) より、電力正規化前の送信信号ベクトルは \mathbf{x}' であるので、電力正規化前の総送信電力は、 $\|\mathbf{x}'\|^2$ で与えられる。更に式 (20) より、電力正規化係数は $g = \sqrt{\|\mathbf{x}'\|^2 / P_{total}}$ で与えられるので、電力正規化前の総送信電力は $g^2 P_{total}$ と

なる。この点を踏まえ、 $g^2 P_{total}$ に関して、定量的に評価する。図 6 は各種プリコーディング法における、電力正規化前の総送信電力 $g^2 P_{total}$ の累積分布関数 (Cumulative Distribution Function: CDF) を示したものであり、同図中の (a) は $N_t = 8$, QPSK, (b) は $N_t = 8$, 64QAM, (c) は $N_t = 16$, QPSK, (d) は $N_t = 16$, 64QAM を適用した場合の結果である。なお、電力正規化後の総送信電力 P_{total} は、基地局のアンテナ数またはユーザ数 N_t と等しく設定している。また、表 2 は各種プリコーディング法における $g^2 P_{total}$ の平均値を示したものである。図 6 に示した $g^2 P_{total}$ の累積分布特性からは、提案方式と SE-VP ($K = 9$) の差を顕著に観測することはできないが、表 2 に示した $g^2 P_{total}$ の平均値から提案方式における送信電力の抑圧効果が若干大きいことがわかる。なお、QPSK と 64QAM の両変調方式に対して、提案方式は送信電

表 2 $g^2 P_{total}$ の平均値特性
Table 2 Comparison of average $g^2 P_{total}$.

	$N_t=8$		$N_t=16$	
	QPSK	64QAM	QPSK	64QAM
LR-THP	3.750671	2.877400	4.237128	3.284352
SE-VP ($K=9$)	2.973920	2.280296	2.787472	2.132224
Proposed	2.970424	2.276328	2.786608	2.130896

表 3 平均探索回数特性 (64QAM)
Table 3 Comparison of average searching number of perturbation vectors (64QAM).

Precoding	VP ($K=9$)	SE-VP ($K=9$)	Proposed	
			(w/o LR)	-
$N_t=8$	3.44×10^8	7419	1415	447
$N_t=16$	2.96×10^{16}	2198486	255893	169796

力 (または電力正規化係数) を抑圧できることがわかる。また、QPSK より 64QAM を用いた方が $g^2 P_{total}$ を抑圧できることがわかるが、これは式 (6) で示した modulo 幅 τ が 64QAM のときの方が小さいためである。式 (11) に示したように、電力正規化係数 g の値が小さいほど所望信号ベクトル \mathbf{d} に対する雑音の影響が小さくなるため、SE-VP ($K=9$) における $g^2 P_{total}$ との差はわずかであるが、これらの送信電力の抑圧効果の差が、図 5 に示したように提案方式が最も良好な BER 特性を実現する要因である。

表 3 は、変調方式として 64QAM を用いたときの、各種プリコーディング法における、1OFDM シンボル 1 サブキャリア当たりの平均の摂動項の探索回数を示したものである。摂動項の探索回数を評価対象とする理由は、VP や提案方式において摂動ベクトル (摂動項) 探索が処理の大部分を占めるからである。同表より、SE-VP における探索回数は、VP における探索回数と比較して、 $N_t=8$ のとき約 $2.16 \times 10^{-3}\%$ 、 $N_t=16$ のとき約 $7.43 \times 10^{-9}\%$ となり、VP より探索回数が大幅に削減されることが確認できる。更に、提案方式における探索回数は、SE-VP における探索回数と比較して $N_t=8$ のとき約 6.03%、 $N_t=16$ のとき約 7.72% となり、従来方式より探索回数を大幅に削減できることがわかる。また、Proposed(w/o LR) と比較しても探索回数が削減されていることから、格子基底縮小による演算量削減効果が確認できる。

5. む す び

本論文では、LR-THP に基づくユーザ間干渉抑圧システムに対して、任意の摂動ベクトルを減算する機能を追加することに加えて、実信号空間における正負の

象限検出を適用することによって無限個の摂動ベクトルの中から、所要送信電力を最小化する最適摂動ベクトルを検出する手法を提案し、計算機シミュレーションにより特性評価を行った。

その結果、提案方式は SE-VP と同等以上の伝送特性を示しつつ、演算量を SE-VP よりも大幅に削減できることを定量的に明らかにした。

文 献

- [1] Q.H. Spencer, C.B. Peel, A.L. Swindlehurst, and M. Haardt, "An introduction to the multi-user MIMO downlink," IEEE Commun. Mag., vol.42, no.10, pp.60-67, Oct. 2004.
- [2] B.M. Hochwald, C.B. Peel, and A.L. Swindlehurst, "A vector perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication - Part II Perturbation," IEEE Trans. Commun., vol.53, no.3, pp.537-544, March 2005.
- [3] 留場宏道, 吉村友樹, 小野寺毅, 窪田 稔, 前原文明, "下りリンク非線形 MU-MIMO 伝送における受信干渉抑圧技術に関する一検討," 信学技報, RCS2014-212, Nov. 2014.
- [4] M. Mohaisen, B. Hui, K.H. Chang, S. Ji, and J. Joung, "Fixed-complexity vector perturbation with block diagonalization for MU-MIMO systems," IEEE Malaysia International Conference on Communications, pp.238-243, Dec. 2009.
- [5] 佐々木駿輔, 高畑文雄, "Downlink MU-MIMO VP への Multiple Sphere Encoding の適用," 信学技報, RCS2013-390, March 2014.
- [6] H. Tomeba, T. Onodera, M. Kubota, F. Maehara, and F. Takahata, "Vector perturbation using signal space conversion assisted vector ranking algorithm," IEEE Wireless Communications and Networking Conference, pp.1218-1223, Istanbul, Turkey, April 2014.
- [7] 今塩屋竜太, 松尾宗明, 長尾勇平, 黒崎正行, 尾知 博, "マルチユーザ MIMO システムにおける Vector Perturbation アルゴリズムの演算量削減に関する検討," 信学技報, RCS2010-77, March 2011.
- [8] M. Joham, J. Brehmer, and A. Voulgarelis, "MMSE approaches to multiuser spatio-temporal Tomlinson-Harashima precoding," Proc. 5th Int. ITG Conf. on Source and Channel Coding, pp.387-394, Erlangen, Germany, Jan. 2004.
- [9] C. Stierstorfer and R.F.H. Fischer, "Lattice-reduction-aided Tomlinson-Harashima precoding for point-to-multipoint transmission," AEU Int. Jour. Elect. and Commun., vol.60, no.4, pp.328-330, April 2006.
- [10] A.K. Lenstra, H.W. Lenstra, Jr., and L. Lovasz, "Factoring polynomials with rational coefficients," Math. Ann., vol.261, pp.515-534, 1982.
- [11] 板垣将志, 武田一樹, 安達文幸, "格子基底縮小を用いる

マルチユーザ MIMO 多重に関する一検討,” 信学技報, RCS2009-44, June 2009.

- [12] A.T. Murray and S.R. Weller, “Performance and complexity of adaptive lattice reduction in fading channels,” Communications Theory Workshop, pp.17–22, April 2009.
- [13] 福島雅夫, 新版 数値計画入門, pp.156–163, 朝倉書店, 2011.

付 録

式 (21) における式変形は, 以下のとおりである.

$$\begin{aligned}
 \tau z &= \arg \min \| \mathbf{P} \mathbf{s} \|^2 \\
 &= \arg \min \left\| \tilde{\mathbf{Q}} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{s} \right\|^2 \\
 &= \arg \min \left| \left(\tilde{\mathbf{Q}} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{s} \right)^T \tilde{\mathbf{Q}} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{s} \right|^2 \\
 &= \arg \min \left| \mathbf{s}^T \mathbf{A}^{-T} \tilde{\mathbf{Q}}^T \tilde{\mathbf{Q}} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{s} \right|^2 \\
 &= \arg \min \left| \mathbf{s}^T \mathbf{A}^{-T} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{s} \right|^2 \\
 &= \arg \min \left\| \mathbf{A}^{-1} \mathbf{s} \right\|^2 \\
 &= \arg \min \left\| \begin{bmatrix} \tilde{r}_{1,1} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \tilde{r}_{2N_t, 2N_t} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{2N_t} \end{bmatrix} \right\|^2 \\
 &= \arg \min \sum_{i=1}^{2N_t} \left(\frac{1}{\tilde{r}_{i,i}} \right)^2 s_i^2 \\
 &= \arg \min \sum_{i=1}^{2N_t} \left(\frac{1}{\tilde{r}_{i,i}} \right)^2 \left(d'_i - \tau z_i - \sum_{k=1}^{i-1} f_{i,k} s_k \right)^2
 \end{aligned} \tag{A-1}$$

(平成 27 年 11 月 9 日受付, 28 年 2 月 19 日再受付)



高畑 文雄 (正員:フェロー)

昭 47 早大・理工・電気通信卒. 昭 49 同大大学院修士課程了. 同年国際電信電話(株)入社. 昭 63 早大・理工・教授. 工博. デジタル無線通信技術に関する研究に従事. IEEE 会員.



今村 和樹 (学生員)

平 26 早大・理工学術院・基幹理工・情報理工卒. 現在, 同大学院理工学術院基幹理工学研究科情報理工・情報通信専攻博士前期課程在学中. デジタル無線通信技術に関する研究に従事.