

M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索を適用した 時間領域送信等化 THP を行うシングルキャリア MU-MIMO

吉岡 翔平[†] 熊谷 慎也[†] 安達 文幸[‡]

^{†‡}東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†]{yoshioka, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 送信等化(TE)を用いる広帯域シングルキャリア(SC)下りリンクブロック伝送とマルチユーザ(MU)マルチアンテナ送受信(MIMO)を組み合わせると、基地局(BS)は同一周波数を用いて同時に複数のユーザと通信しつつ周波数ダイバーシチ利得を獲得できる。TEは、周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉(ISI)の除去と、受信信号の振幅変動除去を同時に行っていると考えることができ、電力を大きく増大させてしまう。以前筆者らは、TEのうちのISI除去をユーザ間干渉(IUI)除去とまとめて時間領域 Tomlinson-Harashima Precoding(THP)により行い、その後、振幅変動除去を適用する SC-MU-MIMO(TD-SC-TETHP)を提案した。TD-SC-TETHPでは、IUIだけでなくISIも干渉減算によって除去するため、ISI除去に起因する電力増大を Modulo 演算により抑圧できる。THP後では振幅変動除去のみを行うので電力の大幅な増加を避けることができ、受信信号対雑音電力比(SNR)の劣化を小さくできる。しかし、Modulo 演算はそれ以前の信号処理による電力増大のみを考慮するため、最適な電力抑圧手法ではない。ここで、Modulo 演算は干渉減算後の信号に補助的信号ベクトルを加えて、元の信号点付近へ移動させる操作である。このベクトルは、Vector Perturbation(VP)における摂動ベクトルの一種とみなすことができる。TD-SC-TETHPにおいて、Modulo 演算ではなく最適な摂動ベクトルを探索し加算することで、電力増大をさらに抑圧し、受信 SNRの大きな改善が期待できる。そこで本報告では、M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索を適用した TD-SC-TETHPを提案する。M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索の精度を向上させるためのオーダリングを適用している。計算機シミュレーションにより、提案法が従来の TD-SC-TETHP および SC-MU-MIMO において QR 分解および M アルゴリズム(QRM)に基づく摂動ベクトル探索法を用いた VP(SC-VP)より、優れた平均ビット誤り率(BER)特性を示すことを明らかにする。また、提案法の演算量を従来の TD-SC-TETHP および SC-VP の演算量と比較する。

キーワード SC-MU-MIMO, Tomlinson-Harashima Precoding, 送信等化, 時間領域, M アルゴリズム

Single-Carrier Multi-User MIMO with Time-Domain Transmit Equalization and THP Applying M Algorithm Based Perturbation Vector Search

Shohei YOSHIOKA[†] Shinya KUMAGAI[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]{yoshioka, kumagai}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.jp

Abstract In a combination of broadband single-carrier (SC) block transmission with transmit equalization (TE) and multi-user (MU) multiple-input multiple-output (MIMO), frequency diversity gain can be obtained while a base station (BS) communicates simultaneously with multiple users using the same frequency. TE is considered as removing both inter-symbol interference (ISI) caused by the frequency-selective fading and amplitude variation in received signals, and consequently, increases signal power significantly. Recently, we proposed SC-MU-MIMO with time-domain TE and Tomlinson-Harashima precoding (TD-SC-TETHP), where TD-THP removes ISI as well as inter-user interference (IUI), and then the amplitude variation is removed. Modulo operation in TD-SC-TETHP can suppress the signal power increase caused by ISI removal. Performing only the amplitude variation removal after THP can avoid increasing the signal power significantly. As a result, the received signal-to-noise power ratio (SNR) improves. However, modulo operation takes into account the power increase caused by the former signal processings, and thereby is not the optimal scheme for signal power suppression. Modulo operation shifts the desired signal after the interference subtraction near the original constellation by adding a auxiliary signal vector. The vector can be regarded as a kind of perturbation vector in vector perturbation (VP). It is expected that finding and adding the optimal perturbation vector in TD-SC-TETHP suppress the signal power increase more and improve the received SNR. In this paper, we propose TD-SC-TETHP applying M algorithm based perturbation vector search. An ordering is performed to improve the accuracy of M algorithm based perturbation vector search. We show, by computer simulation, the proposed TD-SC-TETHP provides better average bit error rate (BER) performance than conventional TD-SC-TETHP and VP applying QR decomposition and M algorithm based perturbation vector search for SC-MU-MIMO (SC-VP). Computational

complexity of the proposed TD-SC-TETHP is compared to those of the conventional TD-SC-TETHP and SC-VP.

Keyword SC-MU-MIMO, Tomlinson-Harashima Precoding, Transmit equalization, Time-domain, M algorithm

1. まえがき

マルチユーザ(MU)マルチアンテナ送受信(MIMO)では、複数の端末が同一周波数を用いて同時に一つの基地局(BS)と通信する。MU-MIMO は少ない帯域幅で多数のユーザと通信できることから、移動無線通信に利用できる周波数帯域幅の不足という課題の解決策として、注目されている。MU-MIMO 上りリンク伝送では BS が受信機であり、BS における最尤信号検出[1],[2]等の複雑な信号検出手法を適用することができる。これに対して下りリンク伝送では、チャンネル情報(CSI)をユーザ間で共有することが難しい。よって、BS におけるプリコーディングを用いてユーザ間干渉(IUI)を抑圧することが一般的である。プリコーディング手法は線形(Channel Inversion[3], ブロック対角化[4]等)および非線形(Tomlinson-Harashima Precoding (THP)[5], Vector Perturbation (VP)[6]等)に大別され、後者の方が優れた伝送品質を実現できることが知られている[7]。

プリコーディングを用いる MU-MIMO 下りリンクと送信等化(TE)を用いる広帯域シングルキャリア(SC)下りリンクブロック伝送を組み合わせると、BS は同一周波数を用いて同時に複数のユーザと通信しつつ周波数ダイバーシチ利得を獲得できる。しかし、TE は周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉(ISI)の除去と、受信信号の振幅変動除去を同時に行っていると考えることができ、電力を大きく増大させる。そこで以前筆者らは、TE のうちの ISI 除去を IUI 除去とまとめて時間領域 THP により行い、その後、振幅変動除去を適用する SC-MU-MIMO(TD-SC-TETHP)を提案した[8]。

TD-SC-TETHP では、等価チャンネル行列を下三角行列にするためのプリコーディング行列を、遅延波を考慮したチャンネル行列表現を用いて求めている。プリコーディング行列乗算後に残留する IUI/ISI を、プリコーディング行列乗算前の信号から、あらかじめ減算する。IUI/ISI 減算後の信号には Modulo 演算を適用し、IUI/ISI 減算による電力増大を抑圧する。振幅変動除去後に、プリコーディング行列を乗算する。以上のように、IUI だけでなく ISI も干渉減算によって除去するため、ISI 除去に起因する電力増大を Modulo 演算により抑圧できる。さらに、THP 後に行う振幅変動除去は TE のような電力の大幅な増加を避けることができ、受信信号対雑音電力比(SNR)の劣化が小さくなる。

しかし、Modulo 演算はそれ以前の信号処理による電力増大のみを考慮するため、最適な電力抑圧手法ではない。ここで、Modulo 演算は干渉減算後の信号に補助的信号ベクトルを加えて、元の信号点付近へ移動させる操作である。このベクトルは、VP における摂動ベクトルの一種とみなすことができる。TD-SC-TETHP において、Modulo 演算ではなく最適な摂動ベクトルを探索し加算することで、電力増大をさらに抑圧し、受信 SNR の大きな改善が期待できる。ただし、VP を用いる SC-MU-MIMO (SC-VP)[9]と同様に、最適な摂動ベクトルの探索は実現不可能なほどの膨大な演算量を必要

とする。文献[9]では、QR 分解と M アルゴリズム(QRM)に基づく摂動ベクトル探索法[10]を導入することで演算量を削減している。QRM に基づく摂動ベクトル探索法では、摂動ベクトル探索を QR 分解により木構造として表現し、M アルゴリズムを用いて準最適な摂動ベクトルを求める。TD-SC-TETHP では、プリコーディング行列乗算が等価チャンネル行列を下三角化していることから、摂動ベクトル探索は既に木構造として表現できる。そこで本報告では、SC-VP に倣い、M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索を適用した TD-SC-TETHP を提案する。また、M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索の精度を向上させるためのオーダリングを適用している。TD-SC-TETHP で用いるチャンネル行列表現は疎行列であり、適切に並び替えることで等価チャンネル行列の下三角部分に 0 成分が生じる。これによって、M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索精度が向上する。

計算機シミュレーションにより、提案法が従来の TD-SC-TETHP および SC-VP より優れた平均ビット誤り率(BER)特性を示すことを明らかにする。また、提案法の演算量を従来の TD-SC-TETHP および SC-VP の演算量と比較する。本報告の構成は以下のとおりである。第 2 章では従来の TD-SC-TETHP 伝送系について述べ、第 3 章で、TD-SC-TETHP へ M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索を適用し、また、探索精度を向上させるオーダリングを導入する。第 4 章で計算機シミュレーション結果を示し、第 5 章で演算量を比較する。最後に第 6 章でまとめる。

2. 従来 TD-SC-TETHP[8]

図 1 に、従来の TD-SC-TETHP の送受信系を示す。従来の TD-SC-TETHP では、送信機における干渉減算およびプリコーディング行列乗算により IUI/ISI を除去する。Modulo 演算は、IUI/ISI 減算による電力増大を抑圧する。受信信号ブロック内で生じる振幅変動の除去を、Modulo 演算後に行う。送信機における IUI/ISI の減算、Modulo 演算、振幅変動除去およびプリコーディング行列乗算は、時間領域で全ユーザの信号ブロックに対して行われる。プリコーディング行列は、遅延波の影響を考慮したチャンネル行列を用いて計算される。

BS と同時に通信するユーザ数を U 、BS の送信アンテナ本数を $N_T(\geq U)$ とし、ユーザはそれぞれ 1 本の受信アンテナを用いることとする。第 u ユーザへのデータ変調信号ブロックを $N_c \times 1$ のベクトル $\mathbf{d}_u = [d_u(0) \cdots d_u(N_c-1)]^T$ とし、全ユーザのベクトルをまとめて $\tilde{\mathbf{d}} = [\mathbf{d}_0^T \cdots \mathbf{d}_{U-1}^T]^T$ と表す。また、 $\tilde{\mathbf{d}}$ の第 $i(=0 \sim UN_c-1)$ 要素を \tilde{d}_i とする。ここで、 $[\cdot]^T$ は転置演算子である。BS は $\tilde{\mathbf{d}}$ に対し、以下の IUI/ISI 減算および Modulo 演算を $\tilde{d}_0, \tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_{UN_c-1}$ の順に逐次的に行う。 $\tilde{\mathbf{d}}$ の第 i 要素 \tilde{d}_i から IUI/ISI を減算し、減算後の信号 \tilde{a}_i を得る。

$$\tilde{a}_i = \tilde{d}_i - \tilde{y}_i \quad (1)$$

ここで、 \tilde{y}_i はプリコーディング行列乗算によって残留

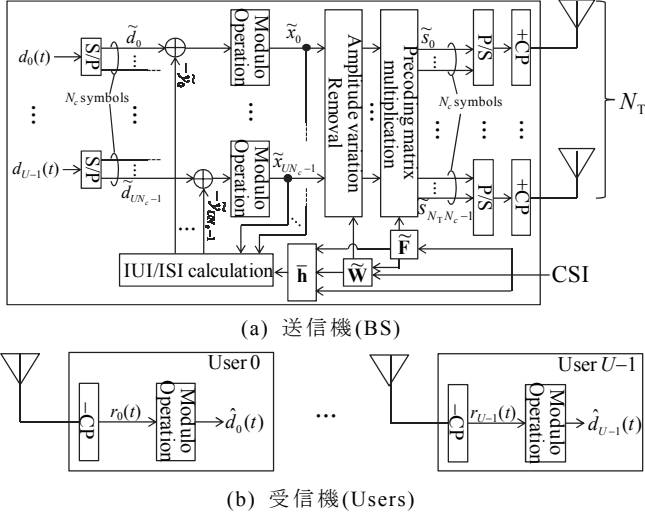


図 1 TD-SC-TETHP の送受信系

する IUI と ISI のうち \tilde{d}_i が受ける成分である (詳細は後述). 式(1)の IUI/ISI 減算操作に伴い増大した信号電力を, 実部/虚部に関する Modulo 演算により抑圧する. \tilde{a}_i の Modulo 演算後の信号 \tilde{x}_i は, 次式で表される.

$$\tilde{x}_i = (\tilde{a}_i) \text{modt} \equiv \tilde{a}_i + \tau \tilde{z}_i \quad (2)$$

τ は変調方式に依存する値であり, QPSK 変調を用いるときは $\tau = \sqrt{2}$ である. \tilde{z}_i の実部および虚部はそれぞれ整数である. IUI/ISI 項, および Modulo 演算前の信号, Modulo 演算項, Modulo 演算後の信号を, 全成分をまとめてそれぞれ $\tilde{\mathbf{y}} = [\tilde{y}_0 \dots \tilde{y}_{UN_c-1}]^T$, $\tilde{\mathbf{a}} = [\tilde{a}_0 \dots \tilde{a}_{UN_c-1}]^T$, $\tilde{\mathbf{z}} = [\tilde{z}_0 \dots \tilde{z}_{UN_c-1}]^T$, $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_0 \dots \tilde{x}_{UN_c-1}]^T$ と表す.

以上の逐次の IUI/ISI 減算および Modulo 演算後, UN_c 次の振幅変動除去行列 $\tilde{\mathbf{w}}$ を $\tilde{\mathbf{x}}$ に乗算する. $\tilde{\mathbf{w}}$ は, $\tilde{\mathbf{w}} = \text{diag}\{\tilde{w}_0, \dots, \tilde{w}_{UN_c-1}\}$ と表される対角行列であり, 等価チャネル行列の対角項を 1 にする (詳細は後述). $\tilde{\mathbf{w}}$ の乗算後, BS はプリコーディング行列を乗算する. 第 n_T 送信アンテナからの $N_c \times 1$ の送信信号ベクトルを $\mathbf{s}_{n_T} = [s_{n_T}(0) \dots s_{n_T}(N_c-1)]^T$ とすると, 送信信号ベクトルは各アンテナからの送信信号をまとめて $N_T N_c \times 1$ のベクトル $\tilde{\mathbf{s}} = [s_0^T \dots s_{N_T-1}^T]^T$ と表され, 次式で与えられる.

$$\tilde{\mathbf{s}} = \sqrt{\frac{UN_c}{\gamma}} \tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{w}} \tilde{\mathbf{x}} \quad (3)$$

ここで γ は, 次式で与えられる電力正規化係数であり, 全送信アンテナからの送信電力和を一定に保つ.

$$\gamma = \|\tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{w}} \tilde{\mathbf{x}}\|^2 = \|\tilde{\mathbf{w}} \tilde{\mathbf{x}}\|^2 \quad (4)$$

$\|\cdot\|$ はベクトルのユークリッドノルムを表す. また, $\tilde{\mathbf{f}}$ は $\mathbf{h}\mathbf{f}$ を下三角行列にする $N_T N_c \times UN_c$ のプリコーディング行列であり, 次式で与えられる遅延波の影響を考慮した $UN_c \times N_T N_c$ のチャネル行列 $\tilde{\mathbf{h}}$ を用いて計算される.

$$\tilde{\mathbf{h}} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{00} & \dots & \mathbf{h}_{0(N_T-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{(U-1)0} & \dots & \mathbf{h}_{(U-1)(N_T-1)} \end{pmatrix} \quad (5)$$

ここで $\mathbf{h}_{u n_T}$ は第 u ユーザの受信アンテナと BS の第 n_T 送信アンテナ間の $N_c \times N_c$ のチャネルインパルス応答行列であり, 第 $l=(0 \sim L-1)$ パスの複素パス利得を $h_{l, u n_T}$, 遅延時間 $\tau_l = lT_s$ とすると,

$$\mathbf{h}_{u n_T} = \begin{pmatrix} h_{0, u n_T} & & & h_{L-1, u n_T} & \dots & h_{1, u n_T} \\ h_{1, u n_T} & h_{0, u n_T} & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_{1, u n_T} & \ddots & \mathbf{0} & & h_{L-1, u n_T} \\ h_{L-1, u n_T} & \vdots & \ddots & h_{0, u n_T} & \ddots & \\ \mathbf{0} & h_{L-1, u n_T} & \ddots & h_{1, u n_T} & \ddots & h_{0, u n_T} \end{pmatrix} \quad (6)$$

で与えられる. なお, L は遅延パス数である. $\tilde{\mathbf{h}}$ に LQ 分解[11]を適用することで, $\tilde{\mathbf{f}}$ を得る.

$$\tilde{\mathbf{h}} = (\tilde{\mathbf{L}} \ \mathbf{0}) \tilde{\mathbf{Q}} = (\tilde{\mathbf{L}} \ \mathbf{0}) \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}_L \\ \tilde{\mathbf{Q}}_0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$\tilde{\mathbf{f}} = \tilde{\mathbf{Q}}_L^H \quad (8)$$

ここで, $[\cdot]^H$ はエルミート転置演算子であり, $\tilde{\mathbf{L}}$ および $\tilde{\mathbf{Q}}$ はそれぞれ, 対角項が実数の UN_c 次の下三角行列および $N_T N_c$ 次のユニタリ行列である. また, $\tilde{\mathbf{Q}}_L$ および $\tilde{\mathbf{Q}}_0$ は, $\tilde{\mathbf{Q}}$ の第 $0 \sim UN_c-1$ 行, 第 $UN_c \sim N_T N_c-1$ 行にそれぞれ対応する. 最後に BS はガードインターバル(GI)にサイクリックプリフィックス(CP)を N_g シンボル挿入した後, 各アンテナから信号を送信する.

以上より, 等価チャネル行列の対角項を全て 1 にするための $\tilde{\mathbf{w}}$ が求められる. 式(3),(7),(8)より, UN_c 次の等価チャネル行列 $\tilde{\mathbf{h}}$ は次式で表すことができる.

$$\tilde{\mathbf{h}} = \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{w}} = \tilde{\mathbf{L}} \text{diag}\{\tilde{w}_0, \dots, \tilde{w}_{UN_c-1}\} = \begin{pmatrix} \tilde{L}_{00} & & \mathbf{0} & \tilde{w}_0 & & \\ \vdots & \ddots & & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \tilde{L}_{(UN_c-1)0} & \dots & L_{(UN_c-1)(UN_c-1)} & \mathbf{0} & & \tilde{w}_{UN_c-1} \end{pmatrix} \quad (9)$$

これより, UN_c 次の行列 $\tilde{\mathbf{w}}$ は次式で与えられる.

$$\tilde{\mathbf{w}} = \text{diag}\{\tilde{L}_{00}^{-1}, \dots, \tilde{L}_{(UN_c-1)(UN_c-1)}^{-1}\} \quad (10)$$

また, このとき式(9)の等価チャネル行列 $\tilde{\mathbf{h}}$ は次式で書き直される.

$$\tilde{\mathbf{h}} = \begin{pmatrix} 1 & & & & \mathbf{0} \\ \tilde{L}_{00}^{-1} & & & & \\ \vdots & \ddots & & & \\ \tilde{L}_{(UN_c-1)0}^{-1} & \dots & \tilde{L}_{(UN_c-1)(UN_c-2)}^{-1} & & \\ \tilde{L}_{00}^{-1} & & \tilde{L}_{(UN_c-2)(UN_c-2)}^{-1} & & 1 \end{pmatrix} \quad (11)$$

ISI および IUI を完全に除去する $\tilde{\mathbf{y}}$ を用いたとき, CP 除去後の $N_c \times 1$ の第 u ユーザ受信信号ベクトルを $\mathbf{r}_u = [r_u(0) \dots r_u(N_c-1)]^T$ とすると, 全ユーザの受信信号をまとめた $UN_c \times 1$ のベクトル $\tilde{\mathbf{r}} = [r_0^T \dots r_{U-1}^T]^T$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s} \frac{UN_c}{\gamma}} \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{w}} (\tilde{\mathbf{d}} - \tilde{\mathbf{y}} + \tau \tilde{\mathbf{z}}) + \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s} \frac{UN_c}{\gamma}} (\tilde{\mathbf{d}} + \tau \tilde{\mathbf{z}}) + \tilde{\mathbf{n}} \\ &:= \mathbf{C}(\tilde{\mathbf{d}} + \tau \tilde{\mathbf{z}}) + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで E_s は平均送信シンボルエネルギー, T_s はシンボル長を表す. $\tilde{\mathbf{n}}$ は $UN_c \times 1$ の雑音ベクトル $\tilde{\mathbf{n}} = [\mathbf{n}_0^T \dots \mathbf{n}_{U-1}^T]^T$ であり, $N_c \times 1$ の雑音ベクトル $\mathbf{n}_u = [n_u(0) \dots n_u(N_c-1)]^T$ の各成分は零平均で分散 $2N_0/T_s$

の複素ガウス変数である。\$N_0\$は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。受信側はCSIを必要とせず、送信側から通知される式(12)の信号項(右辺第1項)の係数\$C\$で\$\tilde{\mathbf{r}}\$を除算した後、Modulo演算を適用し、信号を復調する。

以上より、ISIおよびIUIを完全に除去するための\$\tilde{\mathbf{y}}\$が求められる。Modulo演算後の信号ベクトル\$\tilde{\mathbf{x}}\$と受信信号ベクトル\$\tilde{\mathbf{r}}\$は、\$\tilde{\mathbf{r}} = C\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{x}}\$の関係となり(雑音省略)、\$\tilde{\mathbf{r}}\$の第\$i(i=0\sim UN_c-1)\$要素\$\tilde{r}_i\$は、以下の式で与えられる。

$$\tilde{r}_i = C\left(\tilde{d}_i + \tau\tilde{z}_i\right) \quad (13)$$

$$= \begin{cases} C\tilde{x}_i & \dots\dots\dots \text{for } i = 0 \\ C\left(\tilde{x}_i + \sum_{j=0}^{i-1} \frac{\tilde{L}_{ij}}{\tilde{L}_{jj}} \tilde{x}_j\right) & \dots\dots\dots \text{for } i > 0 \end{cases}$$

式(13)より、IUI/ISIを完全に除去するための\$\tilde{\mathbf{y}}\$の各成分は、次式で与えられる。

$$\tilde{y}_i = \begin{cases} 0 & \dots\dots\dots \text{for } i = 0 \\ \sum_{j=0}^{i-1} \frac{\tilde{L}_{ij}}{\tilde{L}_{jj}} \tilde{x}_j & \dots\dots\dots \text{for } i > 0 \end{cases} \quad (14)$$

3. 提案 TD-SC-TETHP

図2に、Mアルゴリズムによる摂動ベクトル探索およびオーダリングを適用したTD-SC-TETHPの送信機構成を示す。受信機構成は従来TD-SC-TETHPと同じである。前章で述べた従来のTD-SC-TETHPでは、Modulo演算によってIUI/ISI減算の起因する信号電力増大を抑圧していた。IUI/ISI減算およびModulo演算は逐次的に行われ、ある時点でのModulo演算はその時点での信号電力を最小にする。すなわち、それ以降のIUI/ISI減算およびModulo演算、振幅変動除去を考慮しておらず、Modulo演算は最適ではないベクトルを加えているといえる。ここで、Modulo演算により加えられるベクトルは、VPにおける摂動ベクトルの一種と捉えることができる。そこで、TD-SC-TETHPにおいて、Modulo演算ではなく摂動ベクトルを探索・加算し、電力増大をさらに抑圧する。また、式(11)で表される等価チャンネル行列の下三角部分の左側に0成分が多く存在するほど、ある摂動項の探索ステージにおいて、以前のステージで探索された摂動項から受ける影響は小さくなる。よって、各ステージでより最適に近い摂動項が探索されるため、Mアルゴリズムによる摂動ベクトル探索精度が向上する。そこで、IUI/ISI減算前およびプリコーディング行列乗算後にオーダリングを適用

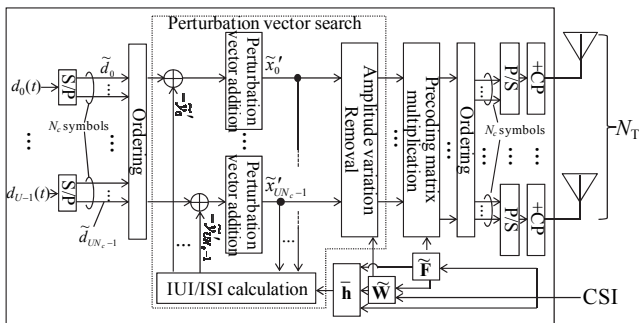


図2 Mアルゴリズムによる摂動ベクトル探索およびオーダリングを適用したTD-SC-TETHPの送信機構成

し、\$\tilde{\mathbf{L}}\$の下三角部分に0成分を発生させる。式(5),(6)に示されているとおり、TD-SC-TETHPで用いるチャンネル行列表現は疎行列であるため、これが可能である。

3.1. Mアルゴリズムによる摂動ベクトル探索

式(4)は、IUI/ISI減算後の信号ベクトル\$\tilde{\mathbf{a}}\$およびModulo演算項のベクトル\$\tilde{\mathbf{z}}\$を用いて、次式で書き直される。

$$\gamma = \|\tilde{\mathbf{w}}\tilde{\mathbf{x}}\|^2 = \|\tilde{\mathbf{w}}(\tilde{\mathbf{a}} + \tau\tilde{\mathbf{z}})\|^2 \quad (15)$$

Modulo演算ではなく\$\gamma\$を最小化する摂動ベクトルを探索・加算するとき、式(15)の\$\tilde{\mathbf{z}}\$は\$UN_c \times 1\$の摂動ベクトル\$\tilde{\mathbf{I}} = [\tilde{I}_0 \dots \tilde{I}_{UN_c-1}]^T\$に置き換えられる。

$$\gamma = \|\tilde{\mathbf{w}}(\tilde{\mathbf{a}} + \tau\tilde{\mathbf{I}})\|^2 \quad (16)$$

$$\tilde{\mathbf{I}} = \arg \min_{\mathbf{I}} \left(\|\tilde{\mathbf{w}}(\tilde{\mathbf{a}} + \tau\mathbf{I})\|^2 \right) \quad (17)$$

しかし、式(17)として表現される摂動ベクトルの候補数は\$K^{UN_c}\$であり(\$K\$は各摂動項の候補数)、SC-VP[9]における摂動ベクトル候補数と等しい。例えば\$U=4\$、\$N_c=64\$、\$K=9\$ (摂動項の実部/虚部ともに\$-1, 0, +1\$のいずれか)としたとき、\$K^{UN_c} = 9^{4 \times 64} \approx 2 \times 10^{244}\$となり、実現不可能なほどの膨大な演算量を必要とする。SC-VPでは、QRMに基づく摂動ベクトル探索法[10]を適用することで、摂動ベクトルの探索数を大きく削減しつつ優れた伝送品質を実現している。一方で、TD-SC-TETHPではIUI/ISI減算および摂動ベクトル加算は逐次的に行われ、式(17)は次式として書き直される。

$$\tilde{\mathbf{I}} = \arg \min_{\mathbf{I}} \left[\left| \tilde{w}_0(\tilde{a}_0 + \tau I_0) \right|^2 + \left| \tilde{w}_1 \left(\tilde{a}_1 + \tau I_1 - \frac{\tilde{L}_{10}}{\tilde{L}_{00}}(\tilde{a}_0 + \tau I_0) \right) \right|^2 + \dots + \left| \tilde{w}_{UN_c-1} \left(\tilde{a}_{UN_c-1} + \tau I_{UN_c-1} - \sum_{j=0}^{UN_c-2} \frac{\tilde{L}_{(UN_c-1)j}}{\tilde{L}_{jj}}(\tilde{a}_j + \tau I_j) \right) \right|^2 \right] \quad (18)$$

式(18)の摂動ベクトル探索は、木構造として表現される。これは、QRMに基づく摂動ベクトル探索法において、QR分解を適用した後の摂動ベクトル探索の表現と同様である。そこで、SC-VPに倣い、Mアルゴリズムを用いて式(18)の摂動ベクトル探索を行う。TD-SC-TETHPにおける摂動ベクトル探索は、IUI/ISI減算および振幅変動除去を行いながらMアルゴリズムによって行われる。各ステージで残される候補数を\$M\$とすると、Mアルゴリズム適用時の摂動ベクトルの探索回数はおおよそ\$MKUN_c\$となり、必要な演算量を大幅に削減できる。例えば\$U=4\$、\$N_c=64\$、\$K=9\$、\$M=50\$としたとき、\$MKUN_c=115200\$である。

3.2. オーダリング

第\$i\$要素が1で他の要素が0である\$UN_c \times 1\$の単位列ベクトル\$\mathbf{a}_i\$および\$N_T N_c \times 1\$の単位列ベクトル\$\mathbf{\beta}_i\$を用いて、\$UN_c\$次のオーダリング行列\$\mathbf{M} = [(\mathbf{a}_0 \mathbf{a}_{N_c} \dots \mathbf{a}_{(U-1)N_c}) \dots (\mathbf{a}_{N_c-1} \mathbf{a}_{2N_c-1} \dots \mathbf{a}_{UN_c-1})]\$、\$N_T N_c\$次のオーダリング行列\$\mathbf{N} = [(\mathbf{\beta}_0 \mathbf{\beta}_{N_c} \dots \mathbf{\beta}_{(N_T-1)N_c}) \dots (\mathbf{\beta}_{N_c-1} \mathbf{\beta}_{2N_c-1} \dots \mathbf{\beta}_{N_T N_c-1})]\$を定義する。\$\mathbf{M}\$、\$\mathbf{N}\$をチャンネル行列に乘算して得られる\$UN_c \times N_T N_c\$の行列を\$\tilde{\mathbf{h}}'\$とする。

$$\tilde{\mathbf{h}}' = \mathbf{M}^T \tilde{\mathbf{h}} \mathbf{N} \quad (19)$$

$\tilde{\mathbf{h}}$ および $\tilde{\mathbf{h}}'$ の概形を図 3(a),(b)に示す. $\tilde{\mathbf{h}}'$ に対して式(7)のように LQ 分解を適用する.

$$\tilde{\mathbf{h}}' = (\tilde{\mathbf{L}}' \quad \mathbf{0}) \tilde{\mathbf{Q}}' = (\tilde{\mathbf{L}}' \quad \mathbf{0}) \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{Q}}_L' \\ \tilde{\mathbf{Q}}_0' \end{pmatrix} \quad (20)$$

UN_c 次の下三角行列 $\tilde{\mathbf{L}}'$ の概形は図 3(c)のようになり, 下三角部分に 0 成分を発生させることができる. そこで, 式(19),(20)を使用できるように信号をオーダリングする. ただしユーザ間でオーダリングを行うことはできないため, 送信機でのみオーダリングを適用する.

BS は, データ変調信号ブロックベクトル $\tilde{\mathbf{d}}$ に対し, 次式で与えられるオーダリングを行う.

$$\tilde{\mathbf{d}}' = \mathbf{M}^T \tilde{\mathbf{d}} \quad (21)$$

$\tilde{\mathbf{d}}'$ に対して逐次の IUI/ISI 減算および摂動ベクトル加算を行った後, 振幅変動を除去し, $N_T N_c \times UN_c$ のプリコーディング行列 $\tilde{\mathbf{f}}'$ を乗算する. $\tilde{\mathbf{f}}'$ および乗算後の $N_T N_c \times 1$ の信号ベクトル $\tilde{\mathbf{s}}'$ は次式で表される.

$$\tilde{\mathbf{f}}' = \tilde{\mathbf{Q}}_L'^H \quad (22)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}' = \sqrt{\frac{UN_c}{\gamma}} \tilde{\mathbf{f}}' \tilde{\mathbf{w}}' (\tilde{\mathbf{d}}' - \tilde{\mathbf{y}}' + \tau \tilde{\mathbf{l}}') \quad (23)$$

ここで, $\tilde{\mathbf{w}}'$ は UN_c 次の振幅変動除去行列, $\tilde{\mathbf{y}}'$ は $UN_c \times 1$ の IUI/ISI ベクトル, $\tilde{\mathbf{l}}'$ は $UN_c \times 1$ の摂動ベクトルである. それぞれ, 式(10),(14),(18)の各成分をオーダリング後のものに置き換えることで求められる. また, 式(9)と同様に UN_c 次の等価チャネル行列 $\tilde{\mathbf{h}}' = \tilde{\mathbf{h}}' \tilde{\mathbf{f}}' \tilde{\mathbf{w}}'$ を定義する. $\tilde{\mathbf{s}}'$ に対し, 次式で与えられるオーダリングを行い, GI に CP を N_g シンボル挿入した後, 各アンテナから信号を送信する.

$$\tilde{\mathbf{s}}'' = \mathbf{N} \tilde{\mathbf{s}}' \quad (24)$$

CP 除去後の $UN_c \times 1$ の受信信号ベクトルは, 式(12)と同様に次式で表される.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= \tilde{\mathbf{C}} \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{N}} \tilde{\mathbf{f}}' \tilde{\mathbf{w}}' (\tilde{\mathbf{d}}' - \tilde{\mathbf{y}}' + \tau \tilde{\mathbf{l}}') + \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \mathbf{C} \tilde{\mathbf{M}} \tilde{\mathbf{h}}' \tilde{\mathbf{N}} \tilde{\mathbf{f}}' \tilde{\mathbf{w}}' (\tilde{\mathbf{d}}' - \tilde{\mathbf{y}}' + \tau \tilde{\mathbf{l}}') + \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \mathbf{C} \tilde{\mathbf{M}} \tilde{\mathbf{h}}' (\tilde{\mathbf{d}}' - \tilde{\mathbf{y}}' + \tau \tilde{\mathbf{l}}') + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (25)$$

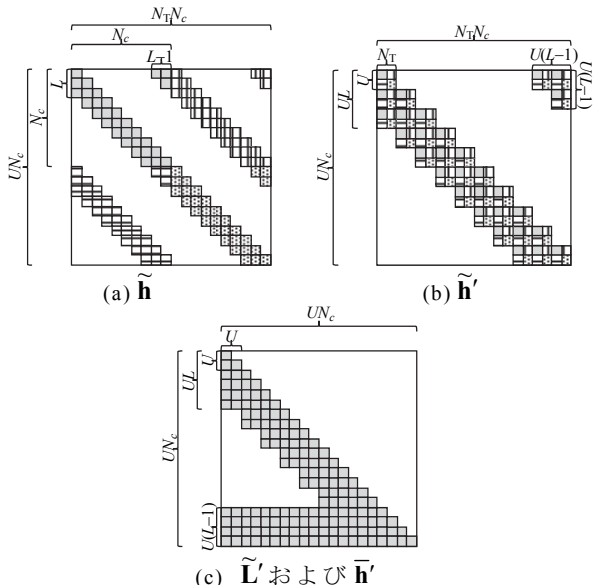


図 3 各行列の概形 ($U=N_T=2, L=3, N_c=10$)

したがって, $\tilde{\mathbf{d}}$ に対するオーダリング(式(21))および $\tilde{\mathbf{s}}'$ に対するオーダリング(式(24))によって, 等価チャネル行列を下三角部分に 0 成分をもつ行列として表現することができる. 式(25)において, IUI/ISI はあらかじめ減算によって除去されるため, 次式に書き直される.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= \mathbf{C} \tilde{\mathbf{M}} (\tilde{\mathbf{d}}' + \tau \tilde{\mathbf{l}}') + \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \mathbf{C} \tilde{\mathbf{M}} \mathbf{M}^T (\tilde{\mathbf{d}} + \tau \tilde{\mathbf{l}}) + \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \mathbf{C} (\tilde{\mathbf{d}} + \tau \tilde{\mathbf{l}}) + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (26)$$

式(26)の最終段は式(12)の $\tilde{\mathbf{z}}$ を $\tilde{\mathbf{l}}$ に置き換えたものに等しいことから, 受信側における信号処理は従来法と同じである.

4. 計算機シミュレーション

4.1. 計算機シミュレーション諸元

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す. BS は $N_T=4$ 本のアンテナで $U=4$ ユーザへ同時に信号を送信し, 各ユーザは $N_R=1$ 本のアンテナで信号を受信する. M アルゴリズムの各ステージにおいて, $M=50$ のパスを残しながら探索する. 各摂動項の探索範囲は, 実部/虚部に関してそれぞれ $-1, 0, +1$ の 3 通りとし, このとき各摂動項の候補数 $K=9$ である. BS は全送受信アンテナ間のチャネルを理想的に得られるものとした. チャネルは $L=8$ パスの一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングを仮定し, 各パスの遅延時間はシンボル長の整数倍とした.

4.2. 平均 BER 特性

図 4 に, M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索を適用した TD-SC-TETHP の, オーダリング非適用時/適用時の平均 BER 特性(チャネル符号化なし)を示す. 横軸は平均総送信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 (E_b/N_0) である. 比較のため, 従来の TD-SC-TETHP および $M=50$ とした SC-VP の特性も併せて示す. なお, SC-VP は提案する TD-SC-TETHP と同じ範囲の摂動ベクトルを探索している. 図 4 より, 本報告で提案している TD-SC-TETHP は, 従来の TD-SC-TETHP から大幅に平均 BER 特性を改善できることがわかる. これは, 準最適な摂動ベクトル加算が Modulo 演算よりも信号電力の増大を抑圧し, 受信 SNR の劣化を回避できるからである. また, オーダリング非適用時の提案 TD-SC-TETHP は, SC-VP と同等の平均 BER 特性を示している. しかし, オーダリングを適用することによって M アルゴリズムを用いた摂動ベクトル探索の精度が向上し, SC-VP より優れた平均 BER 特性が得られている.

5. 演算量比較

本章では演算量を複素乗算回数で表す. 提案 TD-SC-TETHP および従来の TD-SC-TETHP, SC-VP の, 送信機における複素乗算回数を表 2 に示す. なお, a は $M \leq K^a$ を満たす最小の整数値である. 提案 TD-SC-TETHP は M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索を行うため, その分の複素乗算回数が従来の TD-SC-TETHP より多く必要になる. SC-VP は $N_T \times U$ の周波数領域プリコーディング行列を用いるため, プリコーディング行列計算および乗算の演算量は, 提案

TD-SC-TETHP より小さい。提案 TD-SC-TETHP の摂動ベクトル探索に要する演算量は SC-VP より小さいが、全体の複素乗算回数は TD-SC-TETHP の方が大きい。

例えば表 1 のシミュレーション諸元を用いた場合、オーダリング非適用時の提案 TD-SC-TETHP およびオーダリング適用時の提案 TD-SC-TETHP、従来の TD-SC-TETHP、SC-VP における送信機の複素乗算回数はそれぞれ 48307599, 39487599, 33652608, 31694949 となる。したがって、オーダリング適用時の提案 TD-SC-TETHP の送信機は、従来の TD-SC-TETHP の約 1.17 倍、SC-VP の約 1.25 倍の複素乗算を必要とする。

6. むすび

本報告では、M アルゴリズムによる摂動ベクトル探索を適用した TD-SC-TETHP を提案した。計算機シミュレーションにより、提案した TD-SC-TETHP が従来の TD-SC-TETHP より優れた平均 BER 特性を示すこと、オーダリングの適用によって SC-VP より優れた平均 BER 特性を示すことを明らかにした。また、送信機における複素乗算回数を比較し、提案 TD-SC-TETHP が必要とする複素乗算は従来の TD-SC-TETHP および SC-VP より大きいことを示した。今後は、チャネル推定誤差の影響の調査および上りリンク SC-MU-MIMO との比較を行う予定である。

文 献

- [1] M. Itagaki, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain QRM-MLD block signal detection for multi-user single-carrier MIMO uplink," in *Proc. of 2010 International Conference on Network Infrastructure and Digital Content (IC-NIDC2010)*, Beijing, China, Sept. 2010.
- [2] T. Yamamoto, K. Adachi, S. Sun, and F. Adachi, "Recursive QR packet combining for uplink single-carrier multi-user MIMO HARQ using near ML detection," *Wireless Communications and Mobile Computing*, Wiley, Dec. 2012, DOI: 10.1002/wcm.2334.
- [3] B. M. Hochwald, B. Peel and A. L. Swindlehurst, "A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-Part I: channel inversion and regularization," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, no. 1, pp. 195-202, Jan. 2005.
- [4] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 461-471, Feb. 2004.
- [5] G. Ginis and J. M. Cioffi, "A multi-user precoding scheme achieving crosstalk cancellation with application to DSL systems," in *Proc. of Signals, Systems and Computers 2000, Asilomar Conference on*, Pacific Grove, USA, 29 Oct.-1 Nov., 2000.
- [6] B. Peel, B. M. Hochwald 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. 195-202, Mar. 2005.
- [7] B. Deepa and P. S. Reddy, "Comparison of bit error rate and signal to noise ratio for multi-user MIMO wireless applications," *International Journal of Innovation Technology and Exploring Engineering (IJITEE)*, vol. 3, no. 3, pp. 52-55, Aug. 2013.
- [8] 吉岡, 熊谷, 安達, "時間領域で送信等化と Tomlinson-Harashima Precoding を行うシングルキャリア MU-MIMO", 信学技報, vol. 114, no. 254, RCS2014-156, pp. 1-6, 2014 年 10 月.
- [9] S. Yoshioka, S. Kumagai, and F. Adachi, "Vector perturbation for single-carrier MU-MIMO downlink," in

Proc. of 2014 IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS2014), Macau, Nov. 2014.

- [10] J. Z. Zhang and K. J. Kim, "Near-capacity MIMO multiuser precoding with QRD-M algorithm," in *Proc. of IEEE ACSSC*, California, U.S.A., Nov. 2005.
- [11] C. C. Paige and M. A. Saunders, "Solution of sparse indefinite systems of linear equations," *Society for Industrial and Applied Mathematics Journal on Numerical Analysis*, vol. 12, no. 4, pp. 617-629, Sep. 1975.

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter & Receiver	Data modulation	QPSK
	Block size	$N_c=64$
	CP length	$N_g=8$
	No. of transmit antennas	$N_T=4$
	No. of each user's receive antennas	$N_R=1$
	No. of users	$U=4$
	No. of candidates of perturbation vector	$K=9$
	No. of survival paths in each stage	$M=50$
Channel model	Channel estimation	Ideal
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	8-path uniform
	Time delay of l -th path	$\tau_l=l$ symbols

表 2 複素乗算回数

	Proposed TD-SC-TETHP	Conv. TD-SC-TETHP	SC-VP
Precoding matrix calculation	$U^2 N_T N_c^3$	$U^2 N_T N_c^3$	$2U^2(U+N_T)N_c$
Equivalent channel matrix calculation	$U^2 N_T N_c^3$	$U^2 N_T N_c^3$	
Time-domain equivalent precoding matrix calculation			$U N_T N_c^2$
QR decomposition			$U^2 N_T N_c^3$
IU/ISI calculation	- w/o ordering - $\{K^2 - aK^{a+1} + (a-1)K^{a+2}\} / (K-1)^2 +$ $MK(UN_c + a - 1)(UN_c - a) / 2$ ($:=\Omega$)	$(UN_c - 1) \times UN_c / 2$	
Perturbation vector search	- w/ ordering - $\Omega - MKU^2(N_c - 2L + 2)(N_c - 2L + 1) / 2$		$\{K - (a+1)K^{a+1} + aK^{a+2}\} / (K-1)^2 + \{MK(UN_c + a + 1) \times (UN_c - a) / 2\}$
Precoding matrix multiplication	$U N_T N_c^2$	$U N_T N_c^2$	$U N_T N_c$
DFT			$U N_c^2$
IDFT			$N_T N_c^2$

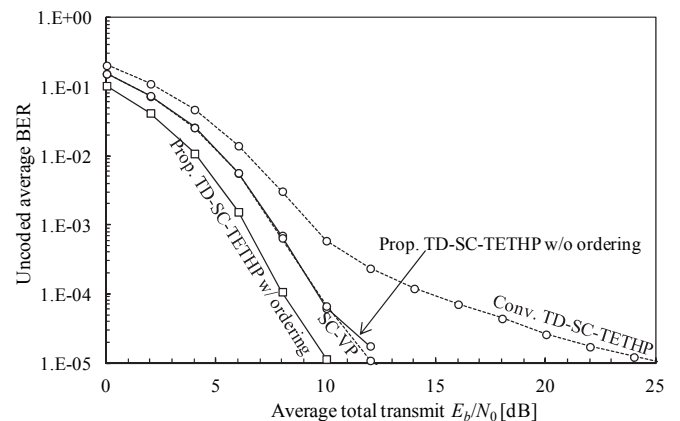


図 4 平均 BER 特性(チャネル符号化なし)