

MU-MIMOにおける一般逆行列を用いたブロック対 角化

メタデータ	言語: Japanese
	出版者:
	公開日: 2021-08-27
	キーワード (Ja):
	キーワード (En):
	作成者: 内田, 圭耶, 藤元, 美俊, 北尾, 光司郎, 今井, 哲朗
	メールアドレス:
	所属:
URL	http://hdl.handle.net/10098/00028757

Copyright(C)2020 IEICE

MU-MIMOにおける一般逆行列を用いたブロック対角化

内田 圭耶<sup>†a)</sup> 藤元 美俊<sup>†</sup> 北尾光司郎<sup>††</sup> 今井 哲朗<sup>††</sup>

Block Diagonalization using General Inverse Matrix for MU-MIMO

Keiya UCHIDA<sup>†a)</sup>, Mitoshi FUJIMOTO<sup>†</sup>, Koshiro KITAO<sup>††</sup>, and Tetsuro IMAI<sup>††</sup>

あらまし 第5世代移動通信システム (5G) では,超高速、高品質を達成するために MU-MIMO の利用が 検討されている.また,ミリ波等の高周波数帯利用による伝搬損失を補償するため Massive MIMO の導入が想 定されている.しかし,基地局アンテナの大規模化やユーザ数の増加によって MU-MIMO 制御のための計算量 の増大が課題となる.本論文では,伝搬チャネル行列の一般逆行列を用いてブロック対角化を実現し,空間的に ユーザの多重化を行う MU-MIMO のための線形制御法を提案する.提案法では,特異値分解による雑音部分空 間の演算を省略する Thin SVD を用いて計算量を削減している.また,MU-MIMO の制御として用いられる BD 法との通信性能や計算量を比較し,提案法の有効性を示している.

キーワード MU-MIMO, Massive MIMO, ブロック対角化, 計算量削減

# 1. まえがき

論

Ϋ́.

スマートフォンの普及により,移動通信における通 信トラヒック量が急増している.また、多様なアプリ ケーションやリッチコンテンツの登場から、サービス 提供に必要なデータ通信速度の高速化が重要視されて いる[1]. 基地局とユーザそれぞれに複数のアンテナを 設置する MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) システムでは、複数の信号を同時に送受信することで 通信路容量を大きく向上させることが可能である.特 に第5世代移動通信システムでは,空間的にユーザを 多重化して複数のユーザに対して同時に MIMO 通信 を行う MU-MIMO (Multi-User MIMO) を導入し, システムの通信速度の飛躍的な向上が期待されてい る [2], [3]. また, 準ミリ波やミリ波などの高周波数帯 の利用によって生じる伝搬損失補償のため, Massive MIMO と呼ばれる超多素子アンテナによる MIMO 通 信が用いられる [4]~[6]. しかし、基地局アンテナの

 <sup>†</sup>福井大学大学院工学研究科,福井市 Graduate School of Engineering, University of Fukui, 3–9–1 Bunkyo, Fukui-shi, 910–8507 Japan
 <sup>††</sup>株式会社 NTT ドコモ 5G イノベーション推進室,横須賀市

NTT DOCOMO, INC. 5G Laboratories, 3–5 Hikarino-oka, Yokosuka-shi, 239–8536 Japan

a) E-mail: k-uchida@wireless.fuis.u-fukui.ac.jp DOI:10.14923/transcomj.2019WFP0004 大規模化やユーザ数の増加によって, MU-MIMO 制 御のための計算量の増加が問題となる.

従来の MU-MIMO 制御手法として,制御の計算の 高速化を図った手法 [7], [8] や,正則化による伝送性能 向上を図った手法 [9] などが挙げられる.前者は高速化 の弊害として,従来の BD (Block Diagonalization) 法よりも伝送性能が劣化,後者は計算量が増加する特 徴がある.また,測定した伝搬チャネルのパス数が少 ない場合,上記手法における逆行列演算の安定性など も問題となり得る.

本論文では、伝搬チャネル行列の一般逆行列を用い てブロック対角化を実現する MU-MIMO のウエイト 計算手法を提案する.また、MU-MIMO のユーザ分離 手法として用いられる BD (Block Diagonalization) 法と通信性能や計算量を比較し、提案法の有効性を 示す.

以下,本論文の構成について述べる.2.では MU-MIMO のシステムモデルを示す.3.では従来法であ る BD 法と提案するユーザ分離手法について説明す る.4.では計算機シミュレーションによる BD 法と提 案手法の通信性能及び計算量を比較することで,提案 法の有効性を明らかにする.

# 2. システムモデル

図1に本報告で扱う MU-MIMO 下り回線のシステ



図 1 MU-MIMO システムモデル Fig. 1 System model of MU-MIMO.

ムモデルを示す. アンテナ数  $N_T$  の基地局からそれぞ れ  $N_R$  素子を有する K ユーザに対して MU-MIMO 伝送を考える. なお, ブロック対角化によるユーザ分 離を実現するためには,  $N_T \ge KN_R$  の条件を満たす 必要がある. ここで, 第 k ユーザに対する所望信号の 受信ベクトル  $y^{(k)}$  は次式で表される.

$$y^{(k)} = (W_{R}^{(k)})^{H} H^{(k)} W_{T}^{(k)} x^{(k)} + (W_{R}^{(k)})^{H} H^{(k)} \sum_{i=1, i \neq k}^{K} W_{T}^{(i)} x^{(i)} + (W_{R}^{(k)})^{H} n^{(k)}$$
(1)

ここで,  $\boldsymbol{x}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_R}$ ,  $\boldsymbol{n}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_R}$ ,  $\boldsymbol{H}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ ,  $\boldsymbol{W}_T^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_R}$  及び  $\boldsymbol{W}_R^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_R}$  は, そ れぞれ第 k ユーザに対する送信信号ベクトル, 雑音ベ クトル, 伝搬チャネル行列, 送信ウエイト行列及び受 信ウエイト行列を表す. また,  $(\bullet)^H$  は行列の複素共役 転置を表す. なお, ブロック対角化が成立している場合

$$\boldsymbol{H}^{(i)}\boldsymbol{W}_{T}{}^{(j)}\big|_{i\neq j} = \boldsymbol{O} \tag{2}$$

となるため,ユーザ側は干渉信号を受信せずに所望信 号のみを受けることができる[10],[11].ここで,**O**は ゼロ行列である.

# 3. 提案するユーザ分離手法

# 3.1 従来のユーザ分離手法(BD法)

従来のユーザ分離手法として,BD 法によりユーザ 分離を行い,MU-MIMO 固有モード伝送を行う場合 の送受ウエイト導出手順を説明する.各ユーザに対す る伝搬チャネル行列を部分行列として連結させた行列 を基地局と全ユーザ間の伝搬チャネル行列 *H* とする.



$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{H}^{(1)}\right)^T & \left(\boldsymbol{H}^{(2)}\right)^T & \cdots & \left(\boldsymbol{H}^{(K)}\right)^T \end{bmatrix}^T$$
(3)

ただし,  $(\bullet)^T$  は行列の転置を表す.第 k ユーザのみ に信号を送るようにするため, H から  $H^{(k)}$  を除い た以下の行列  $\bar{H}^{(k)}$  を定義する.

$$\bar{\boldsymbol{H}}^{(k)} = \left[ \left( \boldsymbol{H}^{(1)} \right)^T \cdots \left( \boldsymbol{H}^{(k-1)} \right)^T \left( \boldsymbol{H}^{(k+1)} \right)^T \cdots \left( \boldsymbol{H}^{(K)} \right)^T \right]^T$$
(4)

第 k ユーザ以外のチャネル行列  $\bar{H}^{(k)}$  に対して, Full SVD による特異値分解を行うと

$$\bar{\boldsymbol{H}}^{(k)} = \bar{\boldsymbol{U}}^{(k)} \begin{bmatrix} \bar{\boldsymbol{D}}_s^{(k)} & \boldsymbol{O} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\boldsymbol{V}}_s^{(k)} & \bar{\boldsymbol{V}}_n^{(k)} \end{bmatrix}^H \quad (5)$$

が得られる.ここで、 $\bar{H}^{(k)} \in \mathbb{C}^{(K-1)N_R \times N_T}$ の 特異値分解の行列サイズを図 2 に示す.右特異 行列  $\bar{V}^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ はそれぞれ信号部分空間  $\bar{V}_s^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_T \times (K-1)N_R}$ ,雑音部分空間  $\bar{V}_n^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_T \times (N_T - (K-1)N_R)}$ で構成されている.これらの 両方を計算するのが Full SVD,  $\bar{V}_s^{(k)}$ のみを計算 ( $\bar{V}_n^{(k)}$ の計算を省略)するのが Thin SVD であり, Full SVD と比べて計算量が削減される [12].特に, 送信アンテナ数  $N_T$ が (K - 1) $N_R$ よりも大きい場 合  $\bar{V}_n^{(k)}$ の行列サイズが大きくなることから, Thin SVD による計算量の削減効果が大きい.

第kユーザのチャネル行列 $H^{(k)}$ と送信側の雑音部 分空間の行列 $\bar{V}_n^{(k)}$ は以下の式を満足する.

$$\boldsymbol{H}^{(i)} \boldsymbol{\bar{V}}_{n}{}^{(j)} = \begin{cases} \boldsymbol{O}, & i \neq j \\ \text{other}, & i = j \end{cases}$$
(6)

したがって、 $H \ge \bar{V}_n^{(k)}$ の積はブロック対角化が成 立し、図1に示す干渉が全て打ち消される.第kユー ザのチャネル行列 $H^{(k)}$ 及び $\bar{V}_n^{(k)}$ を用いて所望の チャネル行列  $ilde{m{H}}^{(k)}$  を定義する.

$$\tilde{\boldsymbol{H}}^{(k)} = \boldsymbol{H}^{(k)} \bar{\boldsymbol{V}}_n^{(k)} \tag{7}$$

ここで, $ilde{H}^{(k)}$ を特異値分解すると

$$\tilde{\boldsymbol{H}}^{(k)} = \tilde{\boldsymbol{U}}^{(k)} \begin{bmatrix} \tilde{\boldsymbol{D}}_{s}^{(k)} & \boldsymbol{O} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\boldsymbol{V}}_{s}^{(k)} & \tilde{\boldsymbol{V}}_{n}^{(k)} \end{bmatrix}^{H} \quad (8)$$

が得られる.ただし、この特異値分解では以降の計算 に用いない  $\tilde{V}_n^{(k)}$ を計算する必要がないため、Thin SVD による演算削減が可能である.送信ウエイト行 列及び受信ウエイト行列をそれぞれ

$$\boldsymbol{W}_{T}^{(k)} = \bar{\boldsymbol{V}}_{n}^{(k)} \tilde{\boldsymbol{V}}_{s}^{(k)} \tag{9}$$

$$\boldsymbol{W}_{R}^{(k)} = \tilde{\boldsymbol{U}}^{(k)} \tag{10}$$

とすれば, BD 法による MU-MIMO の固有モードを 実現でき, 混信無く複数ユーザとの同時 MIMO 通信 が可能となる [10].

BD 法では, K ユーザ全ての送受ウエイトを導出す るために上記の手順を K ユーザ分それぞれで計算す る必要がある.加えて BD 法では,式(5)の雑音部分 空間  $\bar{V}_n^{(k)}$ の計算が必要であるため,行列サイズが 大きいほど計算コストが増加してしまう問題がある. したがって, Massive MIMO では不利である.

3.2 一般逆行列を用いたユーザ分離手法(提案法) BD 法における Full SVD では, 雑音部分空間を信 号部分空間に対して正規直交するベクトルとして計算 するため [13], 行列のサイズによっては非常に高コス トな演算となる.提案法では, Full SVD と比べて比

固有モードのためのウエイト計算を行う. 全ユーザ間の伝搬チャネル行列 *H* (式 (3)) から,第 *k* ユーザに対する MU-MIMO の固有モード伝送が実 現される送受ウエイト *W*<sub>T</sub><sup>(k)</sup> 及び *W*<sub>R</sub><sup>(k)</sup> を求める.

較的低演算量となる Thin SVD を用いた MU-MIMO

はじめに,式(11)で与えられる **H** の特異値分解よ り,式(12)に示すムーア・ペンローズの一般逆行列 **H**<sup>+</sup>を求める[14].

$$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{U} \begin{bmatrix} \boldsymbol{D}_s & \boldsymbol{O} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{V}_s & \boldsymbol{V}_n \end{bmatrix}^H$$
(11)

$$\boldsymbol{H}^{+} = \boldsymbol{V}_{s} \boldsymbol{D}_{s}^{-1} \boldsymbol{U}^{H} \tag{12}$$

 $H^+$ を導出するにあたり, Hの右特異行列の雑音部分 空間  $V_n$ は用いられないことに注目する. Thin SVD による特異値分解では,  $V_n$ の計算を省略するとこで 演算の削減が可能である. 次に  $H^+$ を式 (13) に示す ように, それぞれのユーザに対応する部分行列として



考える.

$$\boldsymbol{H}^{+} = \begin{bmatrix} \left(\boldsymbol{H}^{+}\right)^{(1)} & \left(\boldsymbol{H}^{+}\right)^{(2)} & \cdots & \left(\boldsymbol{H}^{+}\right)^{(K)} \end{bmatrix}$$
(13)

ただし,第kユーザに対する一般逆行列の部分行列は $(\mathbf{H}^+)^{(k)} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_R}$ である.部分行列 $(\mathbf{H}^+)^{(k)}$ に 特異値分解を施して各特異行列を計算する.

$$(H^{+})^{(k)} = \left[ (U_{s}^{+})^{(k)} (U_{n}^{+})^{(k)} \right] \left[ \begin{matrix} (D_{s}^{+})^{(k)} \\ O \end{matrix} \right] \left( (V_{s}^{+})^{(k)} \right)^{H}$$

$$(14)$$

$$= U_{s}^{+(k)} D_{s}^{+(k)} \left( V^{+(k)} \right)^{H}$$
(15)

ここで図3に, 左特異行列が信号・雑音部分空間に 分かれる行列の  $(H^+)^{(k)}$  特異値分解を示す. 図2の 場合と同様に, 信号部分空間  $(U_s^+)^{(k)}$  と雑音部分空 間  $(U_n^+)^{(k)}$  からなる分解 (式 (14)) を Full SVD,  $(U_s^+)^{(k)}$  のみを計算する分解 (式 (15)) を Thin SVD と呼ぶ. また,  $(H^+)^{(k)}$  の特異値分解は Thin SVD によって, 提案手法では使用しない  $(U_n^+)^{(k)}$  の計算 を省略し, 演算量の削減を図ることができる. 特に提 案法では,  $N_T$  が送信アンテナ数,  $N_R$  がユーザアン テナ数であり,  $N_T - N_R$  列の正規直交ベクトルの演 算を省略可能である. このことから, Thin SVD によ る高い計算量削減効果が期待される.

送信ウエイト行列  $W_T^{(k)} = U_s^{+(k)}$ とすることで, ブロック対角化によるユーザ分離が実現される.ブロッ ク対角化から第 k ユーザは,対応する伝搬チャネル行 列  $H^{(k)}$ と送信ウエイト  $W_T^{(k)}$ の積  $H^{(k)}W_T^{(k)}$ の チャネルを推定する.ユーザ側は  $H^{(k)}W_T^{(k)}$ を特異 値分解することで,ユーザの受信ウエイトを計算する.

$$\boldsymbol{H}^{(k)}\boldsymbol{W}_{T}^{(k)} = \left[ (\boldsymbol{U}_{s}^{\prime})^{(k)} \ (\boldsymbol{U}_{n}^{\prime})^{(k)} \right] \left[ (\boldsymbol{D}_{s}^{\prime})^{(k)} \ \boldsymbol{O} \right] \left( (\boldsymbol{V}^{\prime})^{(k)} \right)^{H}$$
(16)

$$= (U'_{s})^{(k)} (D'_{s})^{(k)} ((V')^{(k)})^{\prime\prime}$$
(17)

ただし,式 (14) 及び式 (15) と同様,以降の演算に用い ない  $(U'_n)^{(k)}$ の計算を Thin SVD として省略可能で あることに注意する. $(U'_s)^{(k)}$ を列方向に反転させた 行列を  $W_R^{(k)}$  とすることで,ブロック対角化による MU-MIMOの固有モード伝送による通信が可能となる.

提案法では、全ユーザに対する送受ウエイトを計算 するため、式 (11)、(12) による一般逆行列を1回、式 (15) 及び (17) の計算を K ユーザ分計算すればよい. また、導出過程の特異値分解が全て Thin SVD である ため、少ない計算量でのウエイト導出が期待される.

## 4. 提案手法の性能評価

## 4.1 性能評価諸元

本報告では,基地局側からユーザへの下りの MU-MIMO による固有モード伝送を考える.提案手法の性 能評価のための解析諸元を表1に示す.条件(i)同時 に通信を行いたいユーザ数及び条件(ii)基地局の送信 アンテナ数を変化させた場合の,システム全体のチャ ネル容量,送受ウエイト導出にかかる浮動小数点演算 回数及び CPU 時間をそれぞれ BD 法と比較する.

## 4.2 通信性能評価

固有モード伝送における第 k ユーザの第 j ストリー ムに対するチャネル容量は以下の式で表される [15].

$$C_{k,j} = \log_2(1 + SINR_{k,j}) \tag{18}$$

 $SINR_{k,j}$  は第 k ユーザの第 j ストリームに対する信 号対干渉雑音比 (Signal to Interference plus Noise power Ratio) である.通信性能評価に用いるシステ

	衣	1	脌	忉	諂	兀	
Table	1	A	naly	sis	pa	rameter	s.

	(i)	(ii)
Number of Tx antennas $N_T$	256	100~500
Number of Rx antennas $N_R$	2	2
Number of users $K$	1~32	10
SNR	20	dB
Propagation channel model	i.i.d. Rayle	eigh fading
Operation method	E-SDM	

ム全体のチャネル容量 Ctotal [bit/s/Hz] は

$$C_{\text{total}} = \sum_{k=1}^{K} \sum_{j=1}^{N_R} C_{k,j}$$
(19)

として与えられる.

図4にユーザ数 K とシステム全体のチャネル容量  $C_{total}$ の関係を示す.図より,提案手法と BD 法の通 信性能が完全に一致することがわかる.これは,提案 手法におけるウエイトが BD 法によるウエイトと完全 に一致することに起因する.このことより,提案手法 は BD 法と同等の高いユーザ分離性能を有することが わかる.

#### 4.3 演算量評価

ここでは、各手法に対するウエイト導出に必要な 浮動小数点演算回数及び経過した CPU 時間にて演算 量の評価を行う. BD 法,提案法のそれぞれに,Full SVD の代わりに Thin SVD を用いて計算を省略可能 な演算がある.そこで、省略可能なものを全て Thin SVD とした場合と、全て Full SVD を用いた場合で も比較を行った.

4.3.1 浮動小数点演算回数

ウエイト導出の演算量を評価するため,浮動小数 点演算回数 (FLoating-point OPerations: FLOPs) を用いる.実数の四則演算は全て 1FLOPs であ る [16, pp.12] のに対して,複素数の加減算及び乗 算では,それぞれ2及び 6FLOPs の演算が発生する.

表 2 に複素行列  $A \in \mathbb{C}^{a \times b}$  及び  $B \in \mathbb{C}^{b \times c}$  に対す る各種行列演算の浮動小数点演算回数を示す [17]. た だし,  $b \ge c$  である.  $b \times c$  の実行列の Full SVD 及び Thin SVD がそれぞれ  $4b^2c + 22c^3$  及び  $6bc^2 + 20c^3$ 回の浮動小数点演算回数を要する [16, pp.492] ことか ら,表 2 中の特異値分解の浮動小数点演算回数は全て



Fig. 4 Relationship between number of users and total channel capacity.

表 2 複素行列  $A \in \mathbb{C}^{a \times b}$  及び  $B \in \mathbb{C}^{b \times c}$  に対する行列 演算の浮動小数点演算回数  $(b \ge c)$ 

Table 2 FLOPs of matrix operations for complex matrices  $A \in \mathbb{C}^{a \times b}$  and  $B \in \mathbb{C}^{b \times c}$   $(b \ge c)$ .

Multiplication AB	8abc - 2ac	
Full SVD $\boldsymbol{B} = \boldsymbol{U}\boldsymbol{D}\boldsymbol{V}^H$	$24b^2c + 132c^3$	
Thin SVD $\boldsymbol{B} = \boldsymbol{U}_{s} \boldsymbol{D}_{s} \boldsymbol{V}^{H}$	$36bc^2 + 120c^3$	
General inverse matrix $B^+$	$SVD + 8bc^2 - 2bc + 6c^2 + 6c$	



図 5 BD 法における行列演算フローチャート Fig.5 Flow chart of matrix calculation for BD method.

乗算と仮定した結果を示している.

ここで、図5及び図6にBD法と提案法それぞれに 対する基地局・ユーザに要する行列演算フローチャー トを示す.なお、ウエイトを適用してチャネルを測定・ 取得する動作については、ハードウェア上でのCPU 演算ではないため除外した.図5より、BD法では演 算量が比較的多いFull SVDによる特異値分解を必要 としている.更に、Full SVDを K ユーザ分繰り返し 処理が必要である.一方、提案法では、一般逆行列演 算が一回のみであり、繰り返し処理に該当する特異値 分解もThin SVDによる比較的低演算量な演算のみ で構成されている.以上のことから、提案法ではBD 法と比べて演算量の削減が期待できる.

図7(a)及び(b)にユーザ数に対する基地局及びユー



図 6 提案手法における行列演算フローチャート

Fig. 6 Flow chart of matrix calculation for proposed method.



図 7 ユーザ数とウエイト導出演算量の関係 Fig. 7 Relationship between number of Users and complexity.

ザのウエイト導出演算量を示す(表1の条件(i)).図 より,提案法ではBD法と比べ,基地局及びユーザ側 の双方で演算量を大きく削減できることがわかる.こ



(b) User

図 8 送信アンテナ数とウエイト導出演算量の関係 Fig. 8 Relationship between number of Tx antennas and complexity.

れは、提案法では低演算量な Thin SVD を用い、更に 全ユーザに対する繰り返し演算処理も少ないためであ る. また, BD 法における基地局での Thin SVD によ る演算量削減効果は小さいことがわかる. BD 法にお ける Thin SVD で計算の省略が可能な式 (7) は, 行列 サイズが  $N_R \times (N_T - (K - 1)N_R)$  の複素行列の特異 値分解を計算する.式(5)では、 $(K-1)N_R \times N_T$ の 行列を特異値分解するが,この計算では雑音部分空間 取得のために Full SVD を用いる必要がある.  $\tilde{\boldsymbol{H}}^{(k)}$  は  $\bar{H}^{(k)}$ と比較して行列サイズが小さいことから、式 (5) における特異値分解が計算量のボトルネックとなって いると考えられる. したがって, BD 法に Thin SVD を適用した場合における計算量削減効果は少ない.提 案法におけるユーザが要する計算は、 $N_R \times N_R$ の複 素行列の特異値分解のみである.表2より,正方行列 における Full SVD 及び Thin SVD の FLOPs が一致 することから、図7(b)における提案法の結果は同値 を示している.

図8(a)及び(b)に送信アンテナ数N<sub>T</sub>に対する基 地局及びユーザのウエイト導出演算量を示す(表1の 条件(ii)).基地局のアンテナ数が増加すると伝搬チャ ネル行列の次元数も多くなるが,提案法ではBD法よ りも少ない演算量にてウエイトの導出が可能である.

表 3	シミュレーション実行環境
Table 3	Simulation environment

OS	Windows 10 Pro 64bit
CPU	Intel(R) Core(TM) i7-7700 CPU @ 3.60GHz(8CPUs), ~3.6GHz
RAM	8192MB
Programming language	MATLAB R2018a

特に, Thin SVD を用いた提案法の場合,基地局側で は BD 法よりも緩慢なふるまいを,ユーザ側では送信 アンテナ数に依らない低い演算量を達成している.

BD 法では,式(7) における  $N_R \times (N_T - (K-1)N_R)$ の複素行列の特異値分解によってのみ計算量に差異が 生じる.図7(a)と同様,式(5)の(K-1) $N_R \times N_T$ の行列でのFull SVDが,全体の計算量に対して高い 割合を占めることから,BD 法における Thin SVDの 計算量改善効果は望めない.

提案法では、基地局側は1回の一般逆行列演算を実行した後、K回のThin SVDを実行する.ユーザ側では、 $N_R \times N_R$  サイズの行列の特異値分解を K回計算すればよい.ユーザ側における特異値分解は正方行列であることから、表2に示した値よりFull SVD及びThin SVDにて一致する計算量を示す.

以上のことから,BD 法と比べて基地局,ユーザの 双方で低演算量なウエイト計算が可能となる.また, 提案法は  $N_T$  が非常に大きい Massive MIMO に適用 する場合においても,BD 法と比べて非常に少ない演 算回数にてウエイトの導出が可能である.したがって, 提案法は Massive MIMO における MU-MIMO 伝送 に非常に有効であるといえる.

4.3.2 CPU 時間

各手法に対するウエイト導出の計算機上での CPU 時間を比較するため,表3にシミュレーション実行環 境を示す.なお,行列積,特異値分解及び一般逆行列 の行列演算にはそれぞれ mtimes()関数, svd()関数 及び pinv()関数を用いた<sup>(注1)</sup>.特異値分解のオプショ ンに "econ"を指定することで Thin SVD,指定なし で Full SVD での計算が可能である.また,実行時間 の計測には timeit() 関数<sup>(注2)</sup>を使用した.

<sup>(</sup>注1):線形代数 - MATLAB & Simulink - MathWorks 日本, https://jp.mathworks.com/help/matlab/linear-algebra.html, (参照 2020-02-10)

<sup>(</sup>注2):パフォーマンスとメモリ - MATLAB & Simulink -MathWorks 日本, https://jp.mathworks.com/help/matlab/ performance-and-memory.html, (参照 2020-02-10)



(b) User

図 9 ユーザ数とウエイト導出に要する CPU 時間の関係
 Fig. 9 Relationship between number of users and CPU time required for calculation of weight.

図 9 (a) 及び (b) に表 1 の条件 (i) における各手法 に対にするユーザ数 K と基地局側及びユーザ側に要 する CPU 時間の関係を示す.提案法によって基地局 及びユーザの双方に対する計算時間の削減が実現して いる.また, Thin SVD による計算時間の削減効果が 基地局側の提案手法において効果的であることもわか る.したがって,ユーザ数が増加する MU-MIMO に おいても BD 法より軽量な演算にて固有モード伝送が 実現される.

提案法における図 7 (b) と図 9 (b) の Full SVD と Thin SVD の結果に差異が生じている.理論上の FLOPs では計算量が一致しているが,実験的な結 果となる CPU 時間では Full SVD のものの計算量 が多くなっている. Matlab 上において Full SVD と Thin SVD は,用いられる特異値分解の最適化が異 なっていると考えられる.基地局アンテナ数  $N_T$  が 256 であり,提案法では  $N_T$  のサイズに依存する特異 値分解(式 (14) や式 (15))を実行した.実行時間測 定プログラムでは,その直後に式 (16) や式 (17)の特 異値分解を計算する.そこで,直前の演算の最適化の 影響を受けているため,図 7 (b) と図 9 (b) における 提案法のウエイト導出の CPU 時間に差異が生じてし



(b) User

図 10 送信アンテナ数とウエイト導出に要する CPU 時 間の関係

Fig. 10 Relationship between number of Tx antennas and CPU time required for calculation of weight.

まったと考えられる.

図 10 に、ユーザ数を固定した場合の送信アンテナ 数  $N_T$  と基地局側及びユーザ側に要する CPU 時間の 関係を示す(表 1 の条件(ii)).提案法では、基地局・ ユーザ側の双方において、BD 法よりも少ない計算時 間でウエイトの導出が実現している。特に基地局側に おいて、Thin SVD による高い計算時間削減効果が確 認できる。送信アンテナ数の変化に対しても、提案法 は BD 法よりも緩慢な変化を示している。

提案法における図 8 (b) と図 10 (b) の Full SVD と Thin SVD の結果に差異が生じている.この結果も, 先の図 7 (b) と図 9 (b) と同様に,同サイズの正方行列 の特異値分解に対して FLOPs と CPU 時間の間に差 が生じている.基地局アンテナ数  $N_T$  が 256 より少 ない場合と 256 以上となる場合で,計算量が増加して いる項目がある.図 10 (b) における BD 法及び Thin SVD を用いた提案法では,Full SVD を用いた計算が 存在する.このことから,Matlab における Full SVD はその行列サイズによって演算の最適化手法を切り替 えるものと考えられる.また,提案法の Full SVD と Thin SVD の CPU 時間の差についても,図 7 (b) 及 び図 9(b) と同様に直前の計算機上での演算の影響を 受けていると考えられる.ユーザが自身で演算する場 合,直前の演算などは存在しないため,Thin SVD を 用いた結果の値が適切な CPU 時間と考えられる.

以上のことから,提案法は基地局アンテナ数が膨大 となる Massive MIMO においても有効な手法である といえる.

## 5. む す び

本論文では、大規模な下りの MU-MIMO において 課題となるウエイト計算の演算量を軽減化する手法 を提案した.具体的には伝搬チャネル行列の一般逆 行列を軽量な Thin SVD を用いて特異値分解するこ とで、MU-MIMO の固有モード伝送を実現する基地 局及びユーザのウエイトを求めた.提案法における MU-MIMO のユーザ全体のチャネル容量、ウエイト導 出に要する浮動小数点演算回数及び CPU 時間を BD 法と比較した.

提案法は,BD法と同等の MU-MIMO の通信性能 を達成した.つまり,提案法とBD法は完全に一致す る送受ウエイトを導出可能であるとわかった.更に, 基地局,ユーザ側の双方において浮動小数点演算回 数,CPU時間の両方を大きく削減可能であることを 示した.また,提案法はユーザ数や基地局アンテナ数 の増加に対する計算量の変化も緩慢であることが示さ れた.以上のことから提案法は、アンテナ規模が非常 に大きくなる Massive MIMO において,非常に有効 な MU-MIMO 制御手法であることを示した.

#### 文

献

- 岸山祥久, ベンジャブール アナス, 永田 聡, 奥村幸彦, 中村武宏, "ドコモの 5G に向けた取組み," NTT DOCOMO テクニカルジャーナル, vol.23, no.4, pp.6– 17, Jan. 2016.
- [2] 小林崇春,熊谷慎也,実川大介,瀬山崇志,伊達木隆,関 宏之,"5G 超高密度分散アンテナシステムにおける電力直 交度規範 SINR 推定を用いた簡易 UE 選択の検討,"信学 論(B),vol.J101-B,no.1,pp.51–61, Jan. 2018. DOI: 10.14923/transcomj.2017JBP3015
- [3] 鷹取泰司,西森健太郎, "次世代高速無線アクセスシステムへの下りリンクマルチユーザ MIMO 技術の適用," 信学論(B), vol.J93-B, no.9, pp.1127–1139, Sept. 2010.
- [4] 唐沢好男, "Massive MIMO チャネルの漸近固有値分布と 通信路容量,"信学論(B), vol.J99-B, no.9, pp.637-645, Sept. 2016. DOI: 10.14923/transcomj.2016API0001
- [5] 大鐘武雄,西村寿彦,小川恭孝, "5Gを実現する MIMO 技術," 信学誌, vol.101, no.11, pp.1117–1122, Nov. 2018.
- [6] H. Papadopoulos, C. Wang, O. Bursalioglu, X. Hou,

and Y. Kishiyama, "Massive MIMO technologies and challenges towards 5G (Invited Survey Paper)," IEICE Trans. Commun., vol.E99-B, no.3, pp.602– 621, March 2016. DOI:10.1587/transcom.2015ebi0002

- [7] Y. Chang and K. Araki, "Simplified block diagonalization for multiuser MIMO systems with gramschmidt orthogonalization," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E94-A, no.11, pp.2263–2270, Nov. 2011.
- [8] W. Zhang, R.C. de Lamare, C. Pan, M. Chen, J. Dai, and B. Wu, "Simplified matrix polynomial-aided block diagonalization precoding for massive MIMO systems," IEEE SAM 2016, July 2016.
- [9] K. Zu, R.C. de Lamare, and M. Haardt, "Generalized design of low-complexity block diagonalization type precoding algorithms for multiuser MIMO systems," IEEE Trans. Commun., vol.61, no.10, pp.4232–4242, Oct. 2013.
- [10] 西森健太郎, マルチユーザ MIMO の基礎, コロナ社, pp.89-98, 2014.
- [11] 西野誠司,佐藤正知, "MU-MIMO下り回線における信号 部分空間に基づくユーザ間直交化プリコーディング法,"信 学論(B),vol.J97-B,no.12,pp.1243-1247,Dec. 2014.
- [12] S.L. Brunton and J.N. Kutz, Data-Driven Science and Engineering: Machine Learning, Dynamical Systems, and Control, 1st ed., Cambridge University Press, United Kingdom, 2019.
- [13] S. Boyd and L. Vandenberghe, Introduction to Applied Linear Algebra: Vectors, Matrices, and Least Squares, 1st ed., Cambridge University Press, United Kingdom, 2018.
- [14] D.C. Lay, S.R. Lay, and J.J. McDonald, Linear Algebra and Its Applications, 5th ed., Pearson, United States, 2015.
- [15] A.M. Khachan, A.J. Tenenbaum, and R.S. Adve, "Linear processing for the downlink in multiuser MIMO systems with multiple data streams," Proc. IEEE International Conference on Communications, pp.4113-4118, June 2006. DOI:10.1109/ICC.2006. 255725.
- [16] G.H. Golub and C.F. Van Loan, Matrix computations, 4th ed., JHU Press, United States, 2013.
- [17] R. Hunger, "Floating point operations in matrix-vector calculus," Munich University of Technology, Inst. For Circuit Theory and Signal Processing, 2005.
  (2019年10月21日受付, 2020年2月21日再受付, 4月6日早期公開)



# 内田 圭耶 (学生員)

平成 30 福井大・工卒.現在同大大学院 博士前期課程在学中.MIMO の研究に従 事. 2019 IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition 受賞.



### 藤元 美俊 (正員:シニア会員)

昭 60(株)豊田中央研究所入所. 平1名 工大・工・電気卒. 平3同大大学院修士課 程了.同年(株)豊田中央研究所復職.小 形アンテナ,アダプティブアレーアンテナ, デジタル通信方式,地上デジタル放送移動 受信の研究に従事.平12名工大大学院博

士課程了.博士(工学).平15福井大助教授.平19同大准教授,平26同大教授,現在に至る.到来方向推定,UWB通信の研究に従事.1991(社)日本電気技術者協会霜寿賞,1992年度IEEE AP-S Tokyo chapter, Young Engineer Award,2006,2010本会ソサイエティ活動功労賞,受賞.著書「アンテナ工学ハンドブック」(共著).IEEE 会員.



# 北尾光司郎 (正員)

平6鳥取大・工・電気電子卒.平8同大 大学院工学研究科博士前期課程了.同年日 本電信電話(株)入社.以来,移動伝搬に 関する研究開発及びITU-RにおいてIMT 方式評価用チャネルモデルの標準化に従事. 平11(株)NTTドコモに転籍.平21鳥

取大大学院工学研究科情報生産工学専攻博士後期課程了. 平 27 本会通信ソサイエティ英文論文誌 Best Paper Award 受賞. 現在,(株) NTT ドコモ 5G イノベーション推進室主査. 博士 (工学).



## 今井 哲朗 (正員)

平成3東北大工学部電気工学科卒,同年 日本電信電話(株)入社.以来,陸上移動 通信に関する電波伝搬,アンテナ及び回線 設計法の研究開発に従事.平成4NTTド コモに転籍.平成14東北大大学院工学研 究科電気・通信工学専攻博士課程了.現在,

東京電機大学工学部情報通信工学科教授. 平成 10 年度電子情 報通信学会学術奨励賞受賞, 平成 18 年度及び 23 年度電子情 報通信学会論文賞受賞, 2017 年度電子情報通信学会通信ソサ イエティBest Tutorial Paper Award 受賞. 電子情報通信学 会及び IEEE 会員.