

Vector Perturbation を用いるシングルキャリア 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 本報告では、シングルキャリア(SC)マルチユーザ(MU)マルチアンテナ送受信(MIMO)の下りリンクブロック伝送における Vector Perturbation(VP)を2種類提案する。第一の VP(SC-VP-1)では、時間領域で信号ブロックに摂動ベクトルを加えた後、時間領域でプリコーディング行列を乗算する。従来の VP と異なるチャネル行列表現を用いてプリコーディング行列を導出する。摂動ベクトル探索の膨大な演算量を削減するために、QR 分解と M アルゴリズムを用いた手法を適用する。一方、第二の VP(SC-VP-2)では、時間領域で摂動ベクトルが加えられた信号を周波数領域信号に変換した後にプリコーディング行列を乗算する。SC-VP-2 でも摂動ベクトル探索に膨大な演算量を必要とする。そこで、従来の VP および SC-VP-1 とは異なり、まずプリコーディング行列乗算の周波数領域表現と等価なプリコーディング行列乗算の時間領域表現を求めた後に、QR 分解と M アルゴリズムを用いる摂動ベクトル探索を適用する。SC-VP-1 と SC-VP-2 が等価であることを理論的に示す。さらに、線形プリコーディングを用いる場合からの平均ビット誤り率(BER)特性の改善量に関して、SC-VP-1 および 2 が直交周波数分割多重(OFDM)MU-MIMO における VP(OFDM-VP)より優れていることを、計算機シミュレーションにより明らかにする。また、SC-VP-1 および 2 と OFDM-VP の演算量比較を行う。

キーワード SC-MU-MIMO, Vector Perturbation, QR 分解, M アルゴリズム

Single-Carrier MU-MIMO using Vector Perturbation

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 this paper, we propose two new vector perturbation (VP) schemes for single-carrier (SC) multi-user (MU) multiple-input multiple-output (MIMO) downlink block transmission. The first VP scheme (SC-VP-1) adds a perturbation vector to each user's signal block in time-domain and then, multiplies a precoding matrix to perturbation vector-added signal blocks in time-domain. The precoding matrix is derived using the channel matrix expression which is different from that of conventional VP. In order to reduce the computational complexity of perturbation vector search, a combination of QR decomposition and M algorithm is applied. On the other hand, in the second VP scheme (SC-VP-2), perturbation vector-added signal blocks are transformed into frequency-domain signal blocks, to multiply the precoding matrices in frequency-domain. In SC-VP-2, unlike from conventional VP and SC-VP-1, a time-domain expression of precoding matrix multiplication which is equivalent to frequency-domain expression is derived and then, QR decomposition and M algorithm based perturbation vector search is applied. We show, by theoretical analysis, that SC-VP-1 and SC-VP-2 are equivalent. We also show, by computer simulation, that SC-VP-1 and SC-VP-2 provide larger improvement than orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) MU-MIMO using VP (OFDM-VP) in terms of the average bit error rate (BER) improvement from the case of linear precoding. Computational complexity is compared among SC-VP-1, SC-VP-2, and OFDM-VP.

Keyword SC-MU-MIMO, Vector Perturbation, QR decomposition, M algorithm

1. まえがき

複数の端末が同じ周波数を用いて同時に基地局(BS)と通信を行うマルチユーザ(MU)マルチアンテナ送受信(MIMO)は、利用できる周波数帯域幅不足が深刻となっている近年、注目を集めている。また、広帯域シングルキャリア(SC)ブロック伝送は、符号間干渉(ISI)を抑えつつ周波数ダイバーシチ効果が得られるため優れた伝送品質を実現できる。MU-MIMO と SC ブロック伝送を組み合わせることで、利用できる周波数帯域幅が限られた中で超高速伝送を可能とすることが期待

できる。

広帯域 SC-MU-MIMO 上りリンク伝送に関しては、受信機における演算量削減型の最尤信号検出が提案されている[1],[2]。一方、下りリンク伝送に関して、ユーザは一般的に他のユーザのチャネル情報(CSI)を知ることができず、したがって送信機におけるプリコーディングが用いられる[3],[4]。線形のプリコーディング手法である Channel Inversion(CI)[5]では、チャネルの状態が悪い(例えば、ユーザ間の相関が高い)場合に受信信号対雑音電力比(SNR)が極端に小さくなり、伝

送品質は劣悪なものとなる．これに対し，非線形のプロコーディング手法である Vector Perturbation(VP)[6]では，最適な摂動ベクトルを探索し加えることでチャネルの状態が悪い場合でも受信 SNR の劣化を回避できる．VP は直交周波数分割多重(OFDM)伝送で検討がなされており，同様に SC 伝送への適用が期待される．SC 伝送における VP では，チャネルの周波数選択性の影響を考慮して時間領域で摂動ベクトルを加算するため，摂動ベクトルの探索候補が OFDM 伝送における VP(OFDM-VP)より多くなる．そのため，VP の適用による受信 SNR の改善効果は，OFDM 伝送より SC 伝送の方が大きくなると考えられる．しかし，筆者らの知る限りでは VP の SC 伝送への適用に関する検討は報告されていない．

本報告では，SC-MU-MIMO 下りリンクブロック伝送における VP を 2 種類提案する．第一の VP(SC-VP-1)では，時間領域で信号ブロックに摂動ベクトルを加えた後，時間領域でプリコーディング行列を乗算する．このとき，遅延波が存在するチャネルの場合には，従来の VP のプリコーディング行列を SC-VP-1 にそのまま用いることはできないため，遅延波を考慮したチャネル行列表現を用いてプリコーディング行列を求める．ただし，SC-VP-1 では全ユーザの信号ブロックを考慮して摂動ベクトルの探索を行うため，演算量が膨大になる．そこで演算量削減のために，SC-VP-1 では，QR 分解と M アルゴリズムを用いる摂動ベクトル探索[7]を適用する．QR 分解と M アルゴリズムを用いた手法は，最適な摂動ベクトルを使う場合に近い伝送特性を実現しつつ，摂動ベクトル探索の演算量を大きく削減できる．この手法を用いることで SC-MU-MIMO 下りリンクに VP を適用することができる．

しかし，BS と同時に通信するユーザ数を U ，ブロック長を N_c とすると，SC-VP-1 のプリコーディング行列を求めるには UN_c 次の逆行列演算が必要であり， $O(U^3N_c^3)$ という大きな演算量になってしまう．そこで第二の VP(SC-VP-2)では，摂動ベクトルが加算された時間領域信号を周波数領域に変換した後に周波数領域プリコーディング行列を乗算することで，プリコーディング行列の計算に必要な逆行列演算の演算量を $O(U^3N_c)$ にすることができる．SC-VP-2 も SC-VP-1 と同様に，摂動ベクトルの探索に非常に大きな演算量を必要となる．しかし SC-VP-2 では，摂動ベクトルが加算された時間領域信号を周波数領域に変換して周波数領域プリコーディング行列を乗算する．この結果，摂動ベクトル成分が全ての周波数に広がるうえに，複数の周波数領域プリコーディング行列を用いているため，QR 分解と M アルゴリズムを用いる摂動ベクトル探索を適用しても，演算量を十分に削減できない．そこで，従来の VP および SC-VP-1 とは異なり，まずプリコーディング行列乗算の周波数領域表現と等価なプリコーディング行列乗算の時間領域表現(以降，時間領域等価プリコーディング行列)を求めた後に，QR 分解と M アルゴリズムを用いる摂動ベクトル探索を適用する．SC-VP-1 と SC-VP-2 は等価であることを理論的に示す．さらに，計算機シミュレーションにより，CI を用いる

場合からの平均ビット誤り率(BER)特性の改善量に関して，SC-VP-1 および 2 が OFDM-VP より優れていることを明らかにする．また，SC-VP-1 および 2 と OFDM-VP の演算量比較を行う．

本報告の構成は以下のとおりである．第 2 章では VP を用いる下りリンク狭帯域伝送系について述べ，第 3 章で，本報告で提案する SC-VP-1 および 2 について述べる．第 4 章で計算機シミュレーション結果を示し，第 5 章でまとめる．

2. VP を用いる下りリンク狭帯域伝送系(従来法)[6]

本章では，従来の狭帯域チャネルにおける VP について記述する．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 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．ここで， $[\cdot]^T$ は転置演算子である．各アンテナからの送信信号をまとめた $N_T \times 1$ のベクトルを $\mathbf{s} = [s_0 \ \dots \ s_{N_T-1}]^T$ とする．VP ではユーザ間干渉(IUI)の抑圧のために，摂動ベクトル加算後の $U \times 1$ の信号ベクトル $\mathbf{x} = [x_0 \ \dots \ x_{U-1}]^T$ に $N_T \times U$ のプリコーディング行列 \mathbf{f} を乗算する．

$$\mathbf{s} = (1/\sqrt{\gamma})\mathbf{f}\mathbf{x} \quad (1)$$

ここで VP におけるプリコーディング行列 \mathbf{f} は，CI と同様にチャネルの擬似逆行列が用いられ，

$$\mathbf{f} = \mathbf{h}^H (\mathbf{h}\mathbf{h}^H)^{-1} \quad (2)$$

で与えられる． \mathbf{h} は全ユーザの受信アンテナと BS の全送信アンテナ間の $U \times N_T$ チャネル行列である． $1/\sqrt{\gamma}$ は送信電力一定の条件を満たすための電力正規化項であり， $\gamma = \|\mathbf{f}\mathbf{x}\|^2$ である．ここで， $\|\cdot\|$ はベクトルのユークリッドノルムを表す．VP ではプリコーディング行列乗算の前に，データ変調信号に摂動ベクトルを加算する．最適な摂動ベクトルを探索し加算することで，CI で問題となる受信 SNR の落ち込みを回避できる．プリコーディング前の信号ベクトル \mathbf{x} は次式で表される．

$$\mathbf{x} = \mathbf{d} + \boldsymbol{\tau} \quad (3)$$

ここで， $\mathbf{d} = [d_0 \ \dots \ d_{U-1}]^T$ は各ユーザへのデータ変調信号をまとめた $U \times 1$ のベクトルである． $\boldsymbol{\tau}$ は変調方式に依存し，QPSK では $\boldsymbol{\tau} = 2\sqrt{2}$ である．また， $U \times 1$ の摂動ベクトル $\mathbf{l} = [l_0 \ \dots \ l_{U-1}]^T$ は送信信号ベクトル $\mathbf{f}\mathbf{x}$ のユークリッドノルムを最小とするように決定される．すなわち，

$$\mathbf{l} = \arg \min_{\mathbf{l}} \|\mathbf{f}\mathbf{x}\|^2 = \arg \min_{\mathbf{l}} \|\mathbf{f}(\mathbf{d} + \boldsymbol{\tau})\|^2 \quad (4)$$

である．以上より， $U \times 1$ の受信信号ベクトルは次式で表される．

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \sqrt{2UE_s/T_s} \mathbf{h}\mathbf{s} + \mathbf{n} \\ &= \sqrt{(2UE_s/T_s)/\gamma} \mathbf{h}\mathbf{f}(\mathbf{d} + \boldsymbol{\tau}) + \mathbf{n} \\ &= \sqrt{(2UE_s/T_s)/\gamma} (\mathbf{d} + \boldsymbol{\tau}) + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5)$$

ここで E_s は平均送信シンボルエネルギー， T_s はシンボル長であり，また， $U \times 1$ の雑音ベクトル $\mathbf{n} = [n_0 \ \dots \ n_{U-1}]^T$ 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(5)式の信号項(右辺第 1 項)の係数で \mathbf{r} を除算した後，Modulo 演算により摂動ベクトルを取り除き，信号を復調する．なお，広帯域 OFDM 伝送

では、摂動ベクトル加算およびプリコーディング行列乗算を各サブキャリアに対し行うことで VP が実現される。

3. SC 伝送における提案 VP

3.1. SC-VP-1

本節では、広帯域 SC 伝送での MU-MIMO 下りリンクブロック伝送における VP を提案する。SC-VP-1 では、遅延波の影響を考慮したチャンネル行列表現を用いてプリコーディング行列を計算する。図 1 に SC-VP-1 の送受信系を示す。第 n_T 送信アンテナからの $N_c \times 1$ の送信信号を $\mathbf{s}_{n_T} = [s_{n_T}(0) \cdots s_{n_T}(N_c - 1)]^T$ とし、各アンテナからの送信信号をまとめた $N_T N_c \times 1$ のベクトルを $\tilde{\mathbf{s}} = [\mathbf{s}_0^T \cdots \mathbf{s}_{N_T-1}^T]^T$ とする。プリコーディング行列乗算および $N_T N_c \times UN_c$ のプリコーディング行列 $\tilde{\mathbf{f}}$ はそれぞれ次式で表すことができる。

$$\tilde{\mathbf{s}} = (1/\sqrt{\gamma}) \tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{x}} \quad (6)$$

$$\tilde{\mathbf{f}} = \tilde{\mathbf{h}}^H (\tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{h}}^H)^{-1} \quad (7)$$

ここで $1/\sqrt{\gamma}$ は送信信号電力一定の条件を満たすための電力正規化項であり、 $\gamma = \|\tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{x}}\|^2$ である。また、 $\tilde{\mathbf{h}}$ は従来の VP と異なるチャンネル行列表現であり、次式で与えられる $UN_c \times N_T N_c$ の行列である。

$$\tilde{\mathbf{h}} = \begin{pmatrix} \mathbf{h}_{00} & \cdots & \mathbf{h}_{0(N_T-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{(U-1)0} & \cdots & \mathbf{h}_{(U-1)(N_T-1)} \end{pmatrix} \quad (8)$$

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 $N_c \times N_c$ のチャン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 $h_{l, u n_T}$ とすると、

$$\mathbf{h}_{u n_T} = \begin{pmatrix} h_{0, u n_T} & & & h_{L-1, u n_T} & \cdots & h_{1, u n_T} \\ h_{1, u n_T} & h_{0, u n_T} & & & \ddots & \vdots \\ \vdots & h_{1, u n_T} & \ddots & \mathbf{0} & & h_{L-1, u n_T} \\ h_{L-1, u n_T} & \vdots & \ddots & h_{0, u n_T} & & \\ \mathbf{0} & h_{L-1, u n_T} & & h_{1, u n_T} & \ddots & \\ & \mathbf{0} & \ddots & \vdots & \ddots & h_{0, u n_T} \end{pmatrix} \quad (9)$$

で与えられる。ここで L は遅延パス数である。 $\tilde{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}_0^T \cdots \mathbf{x}_{U-1}^T]^T$ は摂動ベクトル加算後の $UN_c \times 1$ の信号ベクトルであり、次式で与えられる。

$$\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{d}} + \tau \tilde{\mathbf{l}} \quad (10)$$

ここで $\tilde{\mathbf{d}}$ は、第 u ユーザへの N_c 個のデータ変調信号で構成される $N_c \times 1$ のベクトル $\mathbf{d}_u = [d_u(0) \cdots d_u(N_c - 1)]^T$ を用いて $\tilde{\mathbf{d}} = [\mathbf{d}_0^T \cdots \mathbf{d}_{U-1}^T]^T$ と表される、 $UN_c \times 1$ のデータ変調信号ベクトルである。また、第 u ユーザの $N_c \times 1$ の摂動ベクトル $\mathbf{l}_u = [l_u(0) \cdots l_u(N_c - 1)]^T$ を用いて $\tilde{\mathbf{l}} = [\mathbf{l}_0^T \cdots \mathbf{l}_{U-1}^T]^T$ と表される $UN_c \times 1$ の摂動ベクトルは、送信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{x}}$ のユークリッドノルムを最小とるように決定される。すなわち、

$$\tilde{\mathbf{l}} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{l}}} \left(\|\tilde{\mathbf{f}} \tilde{\mathbf{x}}\|^2 \right) = \arg \min_{\tilde{\mathbf{l}}} \left(\|\tilde{\mathbf{f}} (\tilde{\mathbf{d}} + \tau \tilde{\mathbf{l}})\|^2 \right) \quad (11)$$

である。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。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 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 $\tilde{\mathbf{r}} = [\mathbf{r}_0^T \cdots \mathbf{r}_{U-1}^T]^T$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= \sqrt{2UN_c E_s / T_s} \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \sqrt{(2UN_c E_s / T_s) / \gamma} \tilde{\mathbf{h}} \tilde{\mathbf{f}} (\tilde{\mathbf{d}} + \tau \tilde{\mathbf{l}}) + \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \sqrt{(2UN_c E_s / T_s) / \gamma} (\tilde{\mathbf{d}} + \tau \tilde{\mathbf{l}}) + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで、 $N_c \times 1$ の雑音ベクトル $\mathbf{n}_u = [n_u(0) \cdots n_u(N_c - 1)]^T$ 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。受信側は CSI を必要とせず、送信側から通知される (12) 式の信号項 (右辺第 1 項) の係数で $\tilde{\mathbf{r}}$ を除算した後、Modulo 演算により摂動ベクトルを取り除き、信号を復調する。

送信電力は全ユーザの信号ブロックを考慮して正規化されるため、(11) 式の摂動ベクトル探索に非常に大きな演算量が必要となる。そこで本報告では、QR 分解と M アルゴリズムを用いる摂動ベクトル探索を適用し演算量を削減する。(7) 式として表されるプリコーディング行列 $\tilde{\mathbf{f}}$ に、次式で表される QR 分解を行う。

$$\tilde{\mathbf{f}} = \tilde{\mathbf{Q}} \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{R}} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \quad (13)$$

ここで $\tilde{\mathbf{Q}}$ は $N_T N_c$ 次のユニタリ行列であり、 $\tilde{\mathbf{R}}$ は UN_c 次の上三角行列である。 $\tilde{\mathbf{d}}, \tilde{\mathbf{l}}$ の第 $j(=0 \sim UN_c - 1)$ 要素をそれぞれ \tilde{d}_j, \tilde{l}_j とし、 $\tilde{\mathbf{R}}$ の第 (i, j) 要素を \tilde{R}_{ij} ; $i, j=0 \sim UN_c - 1$ と表すと、(11) 式は次式で書き直される。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{l}} &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{l}}} \left(\|\tilde{\mathbf{R}} (\tilde{\mathbf{d}} + \tau \tilde{\mathbf{l}})\|^2 \right) \\ &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{l}}} \left(\sum_{i=0}^{UN_c-1} \left| \sum_{j=i}^{UN_c-1} \tilde{R}_{ij} (\tilde{d}_j + \tau \tilde{l}_j) \right|^2 \right) \\ &= \arg \min_{\tilde{\mathbf{l}}} \left(\left[\tilde{R}_{(UN_c-1)(UN_c-1)} (\tilde{d}_{UN_c-1} + \tau \tilde{l}_{UN_c-1}) \right]^2 + \right. \\ &\quad \left. \sum_{j=UN_c-2}^{UN_c-1} \tilde{R}_{(UN_c-2)j} (\tilde{d}_j + \tau \tilde{l}_j) \right]^2 + \cdots + \left[\sum_{j=0}^{UN_c-1} \tilde{R}_{0j} (\tilde{d}_j + \tau \tilde{l}_j) \right]^2 \right) \end{aligned} \quad (14)$$

(14) 式の右辺第 1 項は $\tilde{\mathbf{l}}$ の要素のうち \tilde{l}_{UN_c-1} にのみ依存するため、第 1 項を最小化する \tilde{l}_{UN_c-1} が決定される。次に第 2 項は \tilde{l}_{UN_c-1} および \tilde{l}_{UN_c-2} に依存し、 \tilde{l}_{UN_c-1} は既に決まっているため第 2 項を最小化する \tilde{l}_{UN_c-2} が決定される。これを第 UN_c 項まで繰り返すことで $\tilde{\mathbf{l}}$ を決定する。ただし \tilde{l}_i が第 $i+1$ 項から第 UN_c 項を最小化するとは限らない。このため \tilde{l}_i の決定時に、(14) 式の右辺第 1 項から第 i 項の和が小さい順に、摂動項の候補を M 本残すことで最適解に近づく (M アルゴリズム)。各摂動ベクトルの候補数を K とすると、QR 分解と M アルゴリズムを用いたときの探索数は $MKUN_c$ であり、例えば $M=5, K=9, U=4, N_c=64$ のときは $MKUN_c=11520$ となる。一方で、QR 分解と M アルゴリズムを用いない場合の探索数は $K^{UN_c} = 9^{4 \times 64} \approx 2 \times 10^{244}$ であるため、探索数を大幅に削減できる。

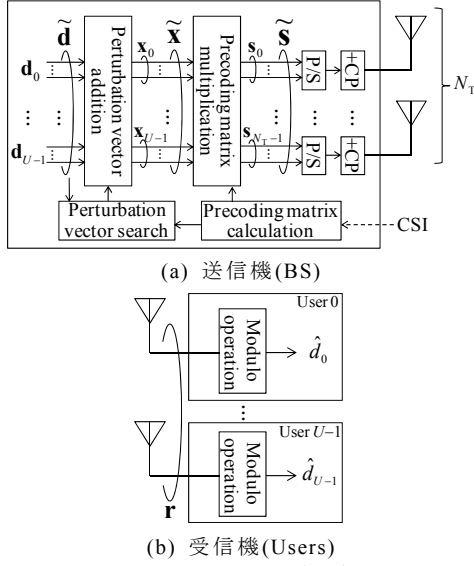


図1 SC-VP-1の送受信系

3.2. SC-VP-2

本節では、SC-MU-MIMO 下りリンクブロック伝送において周波数領域チャネル利得を用いる VP を提案する。図3に SC-VP-2の送信機構成を示す。受信機構成は SC-VP-1と同じである。時刻 t における、各ユーザへの時間領域データ変調信号をまとめた $U \times 1$ のベクトルを $\mathbf{d}(t)=[d_0(t) \cdots d_{U-1}(t)]^T$ と表し、 $U \times 1$ の摂動ベクトルを $\mathbf{l}(t)=[l_0(t) \cdots l_{U-1}(t)]^T$ とする。このとき時刻 t における摂動ベクトル加算後の $U \times 1$ の信号ベクトル $\mathbf{x}(t)$ は

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{d}(t) + \mathbf{t}\mathbf{l}(t) \quad (15)$$

で与えられる。BSは摂動ベクトル加算後、周波数領域でプリコーディング行列を乗算するために各成分 $\{x_u(t); t=0 \sim N_c-1, u=0 \sim U-1\}$ 、毎に N_c ポイント離散フーリエ変換(DFT)を行う。周波数領域信号の第 $k(=0 \sim N_c-1)$ 周波数成分をまとめた $U \times 1$ のベクトルを $\mathbf{X}(k)=[X_0(k) \cdots X_{U-1}(k)]^T$ と表す。 N_c ポイント DFT 後、 $\mathbf{X}(k)$ にプリコーディング行列が乗算される。プリコーディング行列乗算後の $N_T \times 1$ の信号ベクトル $\mathbf{S}(k)$ は次式で表される。

$$\mathbf{S}(k) = (1/\sqrt{\gamma})\mathbf{F}(k)\mathbf{X}(k) \quad (16)$$

ここで、電力正規化項および $U \times N_T$ の第 k 周波数プリコーディング行列 $\mathbf{F}(k)$ は、それぞれ次式で与えられる。

$$\gamma = \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{F}(k)\mathbf{X}(k)\|^2 \quad (17)$$

$$\mathbf{F}(k) = \mathbf{H}^H(k)(\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k))^{-1} \quad (18)$$

$\mathbf{H}(k)$ は、全ユーザの受信アンテナと全送信アンテナ間の $U \times N_T$ の第 k 周波数チャネル行列である。BSは $\mathbf{S}(k)$ の各成分 $\{S_{n_T}(k); k=0 \sim N_c-1, n_T=0 \sim N_T-1\}$ 、毎に N_c ポイント逆 DFT(IDFT)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。時刻 t における、CP 除去後の各ユーザの受信信号をまとめた $U \times 1$ のベクトル $\bar{\mathbf{r}}(t)=[r_0(t) \cdots r_{U-1}(t)]^T$ は、次式で表される。

$$\bar{\mathbf{r}}(t) = \sqrt{(2UN_c E_s/T_s)/\gamma}(\mathbf{d}(t) + \mathbf{t}\mathbf{l}(t)) + \mathbf{n}(t) \quad (19)$$

ここで、 $U \times 1$ の雑音ベクトル $\mathbf{n}(t)=[n_0(k) \cdots n_{U-1}(k)]^T$ 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。受信側は CSI を必要とせず、送信側から通知される

(19)式の信号項(右辺第1項)の係数で $\bar{\mathbf{r}}(t)$ を除算した後、Modulo 演算により摂動ベクトルを取り除き、信号を復調する。

SC-VP-2の摂動ベクトルの候補を全て探索するには前節で提案した SC-VP-1と同様の演算量が必要となる。しかし SC-VP-2では、摂動ベクトルが加算された時間領域信号を周波数領域に変換して周波数領域プリコーディング行列を乗算する。この結果、摂動ベクトル成分が全ての周波数に広がるうえに、複数の周波数領域プリコーディング行列を用いているため、QR分解とMアルゴリズムを用いる摂動ベクトル探索を適用しても、演算量を十分に削減できない。そこで従来の VP および SC-VP-1とは異なり、SC-VP-2ではまず、時間領域等価プリコーディング行列を求めた後に摂動ベクトル探索を行う。

プリコーディング行列乗算後の全周波数の信号をまとめた $N_T N_c \times 1$ のベクトル $\mathbf{S}=[\mathbf{S}^T(0) \cdots \mathbf{S}^T(N_c-1)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \begin{pmatrix} \mathbf{F}(0) & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \mathbf{F}(N_c-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{X}(0) \\ \vdots \\ \mathbf{X}(N_c-1) \end{pmatrix} \quad (20)$$

$$= (1/\sqrt{\gamma})\mathbf{F}\mathbf{X}$$

\mathbf{X} は第 k 周波数成分の全ユーザの信号をまとめたベクトル $\mathbf{X}(k)$ が周波数順に並んでいるが、これを第 u ユーザの全周波数成分の信号をまとめたベクトルのユーザ順に並べ替える。プリコーディング行列乗算前後の、第 u ユーザの全周波数成分の信号をまとめた $N_c \times 1$ のベクトルをそれぞれ $\bar{\mathbf{X}}_u=[X_u(0) \cdots X_u(N_c-1)]^T$ 、 $\bar{\mathbf{S}}_{n_T}=[S_{n_T}(0) \cdots S_{n_T}(N_c-1)]^T$ と表す。並び替え後のプリコーディング行列乗算後の全周波数の信号をまとめた $N_T N_c \times 1$ のベクトル $\bar{\mathbf{S}}=[\bar{\mathbf{S}}_0^T \cdots \bar{\mathbf{S}}_{N_T-1}^T]^T$ は次式で与えられる。

$$\bar{\mathbf{S}} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{F}}_{00} & \cdots & \bar{\mathbf{F}}_{0(U-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{\mathbf{F}}_{(N_T-1)0} & \cdots & \bar{\mathbf{F}}_{(N_T-1)(U-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{\mathbf{X}}_0 \\ \vdots \\ \bar{\mathbf{X}}_{U-1} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \bar{\mathbf{F}}\bar{\mathbf{X}} \quad (21)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{F}}_{yz}$ は第 k 対角成分が $\mathbf{F}(k)$ の (y,z) 成分 $F_{yz}(k)$ である、 N_c 次の対角行列である。このとき $\bar{\mathbf{X}}$ は、 (y,z) 成分が $\exp(-j2\pi yz/N_c)/\sqrt{N_c}$ で与えられる $N_c \times N_c$ の DFT 行列 Δ を用いて、次式で表される。

$$\bar{\mathbf{X}} = \begin{pmatrix} \Delta & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \Delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_0 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_{U-1} \end{pmatrix} = \bar{\Delta}\bar{\mathbf{x}} \quad (22)$$

したがって、(21)式は次式で書き直される。

$$\bar{\mathbf{S}} = (1/\sqrt{\gamma})\bar{\mathbf{F}}\bar{\Delta}\bar{\mathbf{x}} = (1/\sqrt{\gamma})\bar{\mathbf{f}}\bar{\mathbf{x}} \quad (23)$$

ここで(23)式が(6)式と同様の表現であり、 $\bar{\mathbf{f}}$ は $N_T N_c \times$

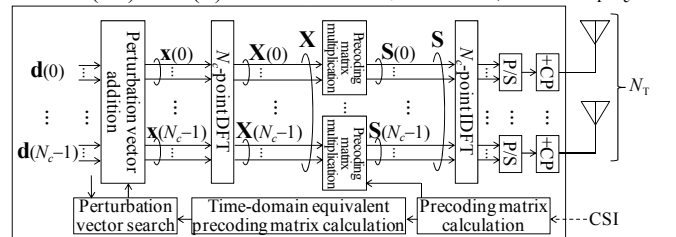


図2 SC-VP-2の送信機構成

UN_c の時間領域等価プリコーディング行列と言える。 $\bar{\mathbf{f}}$ を求めた後、(11)式の $\tilde{\mathbf{f}}$ を $\bar{\mathbf{f}}$ に置き換えて、QR分解とMアルゴリズムによる摂動ベクトル探索を行う。

3.3. SC-VP-1とSC-VP-2の等価性

本節では、SC-VP-1およびSC-VP-2が等価性を有することを示す。まずSC-VP-2に関して、 \mathbf{X} から $\bar{\mathbf{X}}$ への並び替えは UN_c 次の行列 $\mathbf{M}=[(\mathbf{e}_0\mathbf{e}_{N_c}\dots\mathbf{e}_{(U-1)N_c})(\mathbf{e}_1\mathbf{e}_{N_c+1}\dots\mathbf{e}_{(U-1)N_c+1})\dots(\mathbf{e}_{N_c-1}\mathbf{e}_{2N_c-1}\dots\mathbf{e}_{UN_c-1})]$ を用いて $\bar{\mathbf{X}}=\mathbf{M}\mathbf{X}$ と表される。ここで \mathbf{e}_i は、第 i 要素が1で他の要素が0である $UN_c\times 1$ の単位列ベクトルである。また、 \mathbf{S} から $\bar{\mathbf{S}}$ への並び替えは、 $N_T N_c$ 次の行列 $\mathbf{N}=[(\boldsymbol{\alpha}_0\boldsymbol{\alpha}_{N_c}\dots\boldsymbol{\alpha}_{(N_T-1)N_c})(\boldsymbol{\alpha}_1\boldsymbol{\alpha}_{N_c+1}\dots\boldsymbol{\alpha}_{(N_T-1)N_c+1})\dots(\boldsymbol{\alpha}_{N_c-1}\boldsymbol{\alpha}_{2N_c-1}\dots\boldsymbol{\alpha}_{N_T N_c-1})]$ を用いて $\bar{\mathbf{S}}=\mathbf{N}\mathbf{S}$ と表される。ここで $\boldsymbol{\alpha}_i$ は、第 i 要素が1で他の要素が0である $N_T N_c\times 1$ の単位列ベクトルである。これらを(20)式に代入すると、次式で書き直すことができる。

$$\bar{\mathbf{S}}=(1/\sqrt{\gamma})\mathbf{N}\mathbf{F}\mathbf{M}^T\bar{\Delta}\tilde{\mathbf{x}} \quad (24)$$

ここで \mathbf{F} は、 $\mathbf{H}(k)$ の全周波数成分をまとめた $UN_c\times N_T N_c$ のブロック対角行列 $\mathbf{H}=\text{diag}(\mathbf{H}(0)\dots\mathbf{H}(N_c-1))$ を用いて $\mathbf{F}=\mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$ と表すことができるので、(23)式および(24)式より、 $\bar{\mathbf{f}}$ は次式で表すことができる。

$$\bar{\mathbf{f}}=\mathbf{N}\mathbf{F}\mathbf{M}^T\bar{\Delta}=\mathbf{N}\mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}\mathbf{M}^T\bar{\Delta} \quad (25)$$

一方、SC-VP-1に関して、第 k 対角要素が第 u ユーザの受信アンテナとBSの第 n_T 送信アンテナ間の第 k 周波数チャネルである $N_c\times N_c$ の対角行列 $\mathbf{H}_{u n_T}$ を用いて、 $\mathbf{h}_{u n_T}$ は次式で表すことができる。

$$\mathbf{h}_{u n_T}=\Delta^{-1}\mathbf{H}_{u n_T}\Delta \quad (26)$$

したがって、(8)式の $\tilde{\mathbf{h}}$ および(7)式の $\tilde{\mathbf{f}}$ はそれぞれ次式で書き直すことができる。

$$\tilde{\mathbf{h}}=\begin{pmatrix} \Delta^{-1} & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \Delta^{-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{H}_{00} & \dots & \mathbf{H}_{0(N_T-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{(U-1)0} & \dots & \mathbf{H}_{(U-1)(N_T-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta & & \mathbf{0} \\ & \ddots & \\ \mathbf{0} & & \Delta \end{pmatrix} \quad (27)$$

$$=\bar{\Delta}^{-1}\tilde{\mathbf{H}}\bar{\Delta} \quad (27)$$

$$\tilde{\mathbf{f}}=\bar{\Delta}^{-1}\tilde{\mathbf{H}}^H(\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H)^{-1}\bar{\Delta} \quad (28)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{H}}$ は \mathbf{M} および \mathbf{N} を用いて $\tilde{\mathbf{H}}=\mathbf{M}\mathbf{H}\mathbf{N}^T$ と表されることから、(28)式は次式で書き直される。

$$\tilde{\mathbf{f}}=\bar{\Delta}^{-1}\mathbf{N}\mathbf{H}^H(\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}\mathbf{M}^T\bar{\Delta} \quad (29)$$

以上より、 $\tilde{\mathbf{f}}$ と $\bar{\mathbf{f}}$ は以下の関係にある。

$$\tilde{\mathbf{f}}=\bar{\Delta}^{-1}\bar{\mathbf{f}} \quad (30)$$

$\bar{\Delta}^{-1}$ はユニタリ行列であるから、 $\tilde{\mathbf{f}}$ と $\bar{\mathbf{f}}$ のQR分解後の上三角行列 $\tilde{\mathbf{R}}$ は等しくなる。したがって、SC-VP-1およびSC-VP-2は等価である。

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。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 $L=8$ パスの一樣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3に、本報告で提案している2種類のVPの、電力正規化項 $\sqrt{UN_c/\gamma}$ の累積分布関数(CDF)を示す。ここで、 $M=50$ としている。比較のため、SC-MU-MIMOにおけるCI(SC-CI)の電力正規化項 $\sqrt{UN_c/\gamma}$ およびOFDM-MU-MIMOにおけるCI(OFDM-CI)、OFDM-VP(全探索)の電力正規化項 $\sqrt{U/\gamma}$ のCDFも併せて示す。図3より、SC-VP-1および2は等しいCDF特性を示すことがわかる。また、準最適な摂動ベクトルの加算によって、電力正規化項を大きくできるため、SC-VP-1および2はSC-CIより優れたCDF特性を示している。

図4に、 $M=50$ としたときの提案VP法の平均BER特性を示す。横軸は平均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、SC-CIおよびOFDM-CI、OFDM-VP(全探索)の特性も併せて示す。図4より、SC-VP-1および2はSC-CIから大幅に平均BER特性を改善できることがわかる。さらに、CIからVPへの平均BER特性の改善効果は、OFDM伝送よりSC伝送の方が大きいことがわかる。SC-VP-1および2ではチャネルの周波数選択性の影響を考慮して時間領域で摂動ベクトルを加算するため、摂動ベクトルの探索候補がOFDM-VPより多くなる。そのため、各摂動ベクトルに対する電力正規化項の分散が大きくなり、選択された摂動ベクトルによる電力正規化項の改善効果がOFDM-VPより大きくなる。例えば表1のシミュレーション諸元を用いた場合、OFDM-VP(全探索)の摂動ベクトルの探索数は $K^U=9^4=6561$ であるのに対し、SC-VP-1および2(それぞれ全探索)の摂動ベクトルの探索数は $K^{UN_c}=9^{4\times 64}\approx 2\times 10^{244}$ である。

図5に、平均送信 $E_b/N_0=10\text{dB}$ とし M を変化させたときのSC-VP-1および2の平均BERを示す。図5より、摂動項の候補数 M を大きくすることで平均BERを小さくできることがわかる。これは M の増大により、摂動ベクトルがより最適なものに近づくためである。表1のシミュレーション諸元を用いるときには、 M がおおよそ40を超えると、 M の増加に対して平均BERの変化が僅かになることがわかる。

4.3. 演算量

本節では演算量を複素乗算回数で表す。SC-VP-1および2と比較のためOFDM-VP(全探索)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。

SC-VP-1においてはプリコーディング行列の複素乗算回数は N_c^3 に比例する一方、SC-VP-2においては N_c に比例する。よって、プリコーディング行列の計算に関する演算量はSC-VP-2のほうが小さい。SC-VP-2では時間領域等価チャネル行列の計算が必要だが、これを含めてもプリコーディング行列計算の演算量はSC-VP-2の方がSC-VP-1より小さい。QR分解および摂動ベクトル探索の演算量は等しく、DFT/IDFTは N_c^2 に比例するため、SC-VP-2の方がSC-VP-1より演算量を小さくできるとわかる。

SC-VP-2をOFDM-VPと比較すると、プリコーディング行列計算および乗算の演算量は等しい。しかし摂

動ベクトル探索の演算量は、 N_c の次数が大きいためから SC-VP-2の方が OFDM-VPより大きくなってしまいます。さらに SC-VP-2は時間領域等価チャネル行列計算および QR 分解が必要であることから、SC-VP-2の演算量は OFDM-VPより大きい。

例えば表 1 のシミュレーション諸元を用いて $M=50$ とした場合、SC-VP-1 および SC-VP-2、OFDM-VP における送信機の複素乗算回数はそれぞれ 98753636、48406629、6752256 となる。したがって、SC-VP-1 および SC-VP-2 の送信機においてそれぞれ OFDM-VP の約 15 および 7 倍の複素乗算を必要とする。

5. むすび

本報告では、SC-MU-MIMO 下りリンクブロック伝送を対象に、QR 分解と M アルゴリズムを用いる摂動ベクトル探索を適用した 2 つの VP(SC-VP-1 および 2)を提案した。SC-VP-1 と SC-VP-2 は等価であることを理論的に示した。計算機シミュレーションにより、線形プリコーディングを用いる場合からの平均 BER 特性の改善量に関して、SC-VP-1 および 2 が OFDM-VP より優れていることを明らかにした。また、SC-VP-1,2 および OFDM-VP について、複素乗算回数の比較を行った。今後は、さらなる誤り率改善および上りリンク SC-MU-MIMO との比較を行う予定である。

文 献

- [1] M. Itagaki, Kazuki 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] 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.
- [5] 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.
- [6] M. Morelli, M.-O. Pan and C.-C. J. Kuo, "Frequency-domain pre-equalization for single-carrier space-division multiple-access downlink transmissions," in *Proc. of IEEE 63rd Vehicular Technology Conference (VTC2006-Spring)*, Melbourne, Australia, May, 2006.
- [7] C. Degen and L. Rühl, "Linear and successive predistortion in the frequency domain: performance evaluation in SDMA systems," in *Proc. of 2005 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC2005)*, New Orleans, USA, Mar., 2005.
- [8] M. Mohaisen and K. Chang, "Fixed-complexity sphere encoder for multi-user MIMO systems," *Journal of Commun. and Networks*, vol. 13, no. 1, pp. 63-69, Feb. 2011.

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 receive antennas of each user	$N_R=1$
	No. of users	$U=4$
	No. of candidates of perturbation vector	$K=9$
	No. of survival paths in each stage	$M=1\sim 100$
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

	OFDM-VP	Proposed SC-VP-1	Proposed SC-VP-2
Precoding matrix calculation	$2U^2(U+N_T)N_c$	$2U^2(U+N_T)N_c^3$	$2U^2(U+N_T)N_c$
Time-domain equivalent precoding matrix calculation			$U^2N_TN_c^3$
QR decomposition		$N_T^3N_c^3$	$N_T^3N_c^3$
Search of perturbation vector	$K^UUN_TN_c$	$KM(U-N_c-a)\times(U-N_c+1+a)/2 + \{aK^{2a+2}-(a+1)K^{2a+1}+K\} / (K-1)^2$	$KM(U-N_c-a)\times(U-N_c+1+a)/2 + \{aK^{2a+2}-(a+1)K^{2a+1}+K\} / (K-1)^2$
Precoding matrix multiplication	UN_TN_c	$UN_TN_c^2$	UN_TN_c
DFT			$N_TN_c^2$
IDFT	$N_TN_c^2$		$N_TN_c^2$

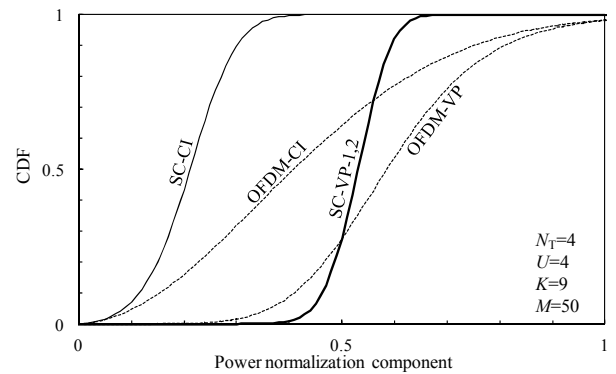


図 3 電力正規化項の CDF

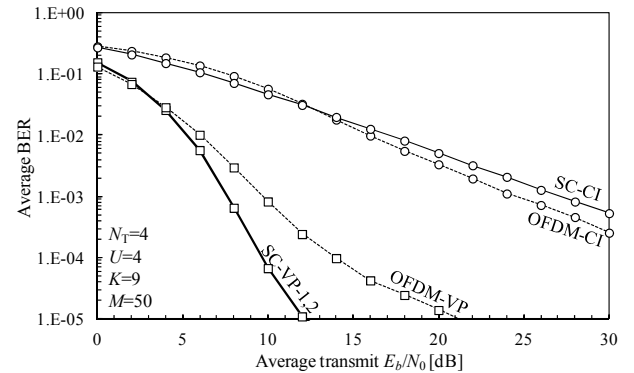


図 4 平均 BER 特性

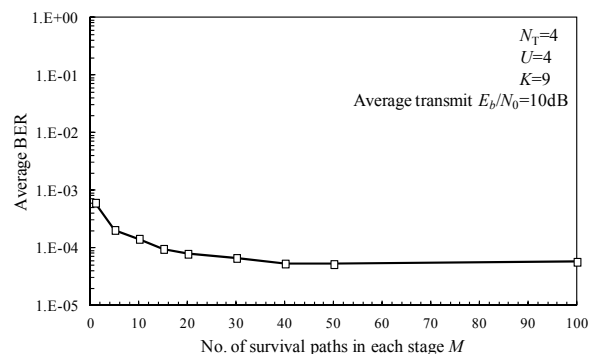


図 5 SC-VP-1 および 2 の M 対平均 BER (平均送信 $E_b/N_0=10\text{dB}$)