分散 MIMO 協調伝送における適応 MMSE-SVD に関する検討

関 裕太[‡] アムナート ブンカジャイ[‡] 安達 文幸[†]

東北大学 電気通信研究機構 〒980-8577 宮城県仙台市青葉区片平2丁目1-1 E-mail: [‡]{seki.yuta, amnart}@riec.tohoku.ac.jp, [†]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし ユーザデータ伝送の前にパイロットを送信し、チャネル推定を行って送受信フィルタを生成するマル チユーザ MMSE-SVD では、高速移動環境下でのユーザデータ伝送中にチャネルが変動すると伝送特性が劣化する という問題が発生する.そこで、伝送途中で送受信フィルタを更新する必要がある.そこで本稿では、OFDM 下り リンク伝送を対象に、マクロ基地局ではパイロット信号を用いたチャネル予測を適用して送信フィルタを更新し、 端末では判定帰還チャネル推定により受信フィルタの更新を行うことで、高速移動環境下での特性劣化を救済する 適応 MMSE-SVD を提案している.計算機シミュレーションにより、高速移動環境下での適応 MMSE-SVD の無符 号化ビット誤り率(BER)特性を求め、BER<10⁻²を確保する許容最大正規化ドップラ周波数(foT)を約4倍程度に拡大 できることを明らかにしている.

キーワード 分散 MIMO, MMSE-SVD, 下りリンク, OFDM, チャネル予測, 判定帰還チャネル推定

Study on Adaptive MMSE-SVD in Distributed MIMO Cooperative Transmission

Yuta SEKI[‡] Amnart BOONKAJAY[‡] Fumiyuki ADACHI[†]

Research Organization of Electrical Communication, Tohoku University

2-1-1 Katahira, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8577, Japan

E-mail: [‡] {seki.yuta, amnart}@riec.tohoku.ac.jp, [†]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract When using a subframe structure consisting of uplink pilot slot and downlink pilot slot followed by 12 user data slots, the achievable bit-error rate (BER) performance of multi-user MMSE-SVD degrades in a high mobility environment. This is because the transmit (Tx) filter and receive (Rx) filter are both generated by channel estimation using uplink and downlink pilots before the user data transmission and reception. To remedy this problem, Tx/Rx filters updating is necessary during the user data transmission and reception. In this paper, we propose an adaptive MMSE-SVD for OFDM downlink. In the adaptive MMSE-SVD, macro base station (MBS) updates Tx filter using channel prediction while each UE updates Rx filter using decision feedback channel estimation. The uncoded BER performance of adaptive MMSE-SVD is evaluated by computer simulation. It is shown that proposed adaptive multi-user MMSE-SVD can increase the allowable maximum Doppler frequency ($f_D T$) for keeping the BER below BER<10⁻² about 4 times.

Keyword Distributed MIMO, MMSE-SVD, downlink, OFDM, channel prediction, decision feedback

1. まえがき

第5世代移動通信システム(5G)では,第4世代移動 通信システム(4G)からの更なる性能向上として,通信 リンク容量向上,広帯域化,低遅延化,接続デバイス の増加,低消費電力化等が求められている[1].広帯域 無線チャネルは伝搬損失,シャドウイング損失および 周波数選択性フェージングにより伝送品質が著しく劣 化する[2].これら課題を克服するために,マクロセル 内に多数の分散アンテナを配置し,マクロ基地局 (MBS)でユーザ端末(UE)近傍の複数の分散アンテナを 用いる分散 MIMO 協調伝送の検討が行われている [3,4].

筆者らは,最小平均二乗誤差(MMSE)フィルタリン

グと特異値分解(SVD)を組み合わせたマルチユーザ MMSE-SVD を提案し、チャネル容量を明らかにした [5,6]. MMSE-SVDでは、送信フィルタと受信フィルタ を生成するために、データ伝送前にマクロ基地局 (MBS)アンテナと端末アンテナとの間のチャネル情報 (CSI)をマクロ基地局と端末(UE)で知る必要がある.そ のため、周波数分割複信(FDD)では受信側で得られた CSI を送信側にフィードバックしなければならない. 一方で時分割複信(TDD)では、チャネルの相反性が成 立することから MBSとUEとでそれぞれ独立にチャネ ル推定を行うことができ、CSI フィードバックは不要 になる.そこで筆者らは最近、図1に示すユーザデー タ伝送前に既知パイロットを送信して MIMO チャネル

Copyright ©2017 by IEICE

推定するための TDD サブフレーム構成およびパイロ ット信号設計を提案し、SISO 伝送を対象に準静的フェ ージング環境下であれば十分精度の良い MIMOチャネ ル推定が可能であることを計算機シミュレーションに より明らかにした[7].しかし、図1のサブフレーム構 成では、パイロットをサブフレームの先頭に配置して いるため、高速移動環境下では送受信のフィルタと伝 搬チャネルとの間に不整合が生じ、ビット誤り率 (BER)特性が劣化してしまう.

そこで本稿では、MMSE-SVD を用いる分散 MIMO 協調伝送における高速環境下でのサブフレーム内チャ ネル変動によるデータ伝送特性劣化を救済するため, 送信側と受信側で独立に送受信フィルタの適応更新を 行う適応 MMSE-SVD を提案している.送信側ではチ ャネル予測を用いて送信フィルタの適応更新を行い, 受信側では判定帰還チャネル推定を用いて受信フィル タの適応更新を行う.

本報告の構成は以下のとおりである.第2章では下 りリンク OFDM 分散 MIMO 協調伝送における MMSE-SVD 送受信フィルタについて述べ,サブフレー ム構成とパイロットを用いたチャネル推定について説 明する.第3章では,提案する送受信フィルタの適応 更新を用いる適応 MMSE-SVD について説明する.第4 章では本報告で仮定するシミュレーションモデル,お よび計算機シミュレーション結果を示し,第5章でま とめる.

表記法:[.]^{*T*}および[.]^{*H*}はそれぞれ行列の転置および エルミート転置を表す. *diag*[.]は対角行列, I_Nは N×N の単位行列を表す.



図 1 サブフレーム構成(2PTS+12DTS)

2. 分散 MIMO 協調伝送における MMSE-SVD 2.1. 下りリンク MMSE-SVD 送受信フィルタ

マクロセル全体に分散配置したアンテナ本数を N_{macro} ,分散 MIMO 協調伝送に用いる分散アンテナ本 数と UE アンテナ本数をそれぞれ N_{mbs} (<< N_{macro})と N_{ue} で表す. U 台の UE を空間多重し, UE あたり N_{strm} ($\leq N_{ue}$) 個のデータストリームを伝送することを仮定する.本 節ではタイムスロットインデックス t の記載を省略し て表記する.

MBS では、 $N_{\text{strm}} \times 1$ 送信データシンボルベクトル $\mathbf{D}_{u}(k) = [d_{u,0}(k), \dots, d_{u,n_{\text{strm}}}(k), \dots, d_{u,N_{\text{strm}}-1}(k)]^{T}$ を生成し、 $\mathbf{D}_{u}(k)$ を U 台分の並べた U·N_{strm}×1 ベクトル $\mathbf{D}(k)$ に対し送信 フィルタリングを行い、次式で表される $N_{\text{mbs}} \times 1$ 送信シ ンボルベクトル $\mathbf{S}(k)$ を得る.

$$\mathbf{S}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{\text{mbs}}(k) \mathbf{D}(k)$$
$$= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{\text{mbs}}(k) \begin{bmatrix} \mathbf{D}_0(k) \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{U-1}(k) \end{bmatrix}$$
(1)

ここで, E_s , T_s および k はデータシンボルエネルギーお よびデータシンボル長およびサブキャリア番号 (0~ N_c -1)をそれぞれ表している. $W_{mbs}(k)$ はアンテナ間干 渉 (IAI) およびユーザ間干渉 (IUI)を同時に低減する $N_{mbs} \times U \cdot N_{strm}$ 送信フィルタ行列であり, 次式で与えられる.

$$\mathbf{W}_{\text{mbs}}(k) = \left(\mathbf{U}_{\text{mbs}}^{H}(k)\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k)\right)^{H} \times \left(\left(\mathbf{U}_{\text{mbs}}^{H}(k)\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k)\right)\left(\mathbf{U}_{\text{mbs}}^{H}(k)\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k)\right)^{H}\right)^{-1} + \left(\frac{E_{s}}{N_{0}}\right)^{-1} \frac{N_{\text{ue}}}{N_{\text{strm}}} \mathbf{I}_{U \cdot N_{\text{strm}}} \right)^{-1} \mathbf{P}^{1/2}(k)$$
(2)

ここで、 $U_{mbs}(k) = diag[U_{mbs,0}(k), \dots, U_{mbs,u}(k), \dots, U_{mbs,U-1}(k)]$ の部分行列 $U_{mbs,u}(k)$ は、 MBS における下りリンク MIMO チャネル推定値行列 $\hat{H}_{mbs}(k)$ の u 番目 UE に対応 する $N_{ue} \times N_{mbs}$ の部分行列 $\hat{H}_{mbs,u}(k)$ を次式のように SVD[8]することにより得られる.

$$\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{mbs},u}(k) = \mathbf{U}_{\mathrm{mbs},u}(k) \mathbf{\Lambda}_{\mathrm{mbs},u}^{1/2}(k) \mathbf{V}_{\mathrm{mbs},u}^{H}(k)$$
(3)

ここで、 $U_{mbs,u}(k)$ および $V_{mbs,u}(k)$ はそれぞれの $\hat{H}_{mbs,u}(k)$ 左 特異値および右特異値ベクトルを各列に有するユニタ リ行列である. $\Lambda_{mbs,u}(k)$ は第 n_{strm} 対角要素に $\hat{H}_{mbs,u}(k)$ の 第 n_{strm} 番目の固有値を有する $N_{strm} \times N_{strm}$ 対角行列であ る. $U_{mbs}^{u}(k)\hat{H}_{mbs}(k)$ は、各 UE が固有モード受信してい るときの下りリンク等価チャネル行列を表す. $P(k) = diag[P_0(k), ..., P_{U-1}(k)]$ の部分行列 $P_u(k)$ は、第u番目 UE の各固有モード・サブキャリアへの注水定理[9]に 基づく電力配分を与える $N_{strm} \times N_{strm}$ 対角行列である. 第u番目 UE における $N_{ue} \times 1$ 受信信号ベクトル $R_u(k)$ は 次式で表される.

$$\mathbf{R}_{u}(k) = \mathbf{H}_{u}(k)\mathbf{S}(k) + \mathbf{N}_{u}(k)$$
(4)

ここで、 $\mathbf{H}_{u}(k)$ は $N_{ue} \times N_{mbs}$ 下りリンク MIMO チャネル 行列、 $\mathbf{N}_{u}(k)$ は $N_{ue} \times 1$ 維音ベクトルであり、各要素が零 平均で分散 $2(N_{0} + I_{0}(u))/T_{s}$ の複素ガウス変数である. $N_{strm} \times 1$ 軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_{u}(k)$ は次式で表される.

$$\hat{\mathbf{D}}_{u}(k) = [\hat{d}_{u,0}(k), \cdots, \hat{d}_{u,N_{\text{stm}}-1}(k)]^{T} = \mathbf{W}_{ue,u}(k)\mathbf{R}_{u}(k)$$
(5)

ここで, $\mathbf{W}_{ue,u}(k)$ は各 UE における IAI を低減する $N_{\text{strm}} \times N_{ue}$ 受信フィルタ行列であり次式で与えられる.

$$\mathbf{W}_{\mathrm{ue},u}(k) = \mathbf{U}_{\mathrm{UE},u}^{H}(k) \tag{6}$$

 $U_{UE,u}(k)$ は各UEにおける下りリンクMIMOチャネル推定値行列 $\hat{H}_{UE,u}(k)$ を式(3)と同様にSVD することにより得られる.

$$\hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{ue},u}(k) = \mathbf{U}_{\mathrm{ue},u}(k) \mathbf{\Lambda}_{\mathrm{ue},u}^{1/2}(k) \mathbf{V}_{\mathrm{ue},u}^{H}(k)$$
(7)

2.2. パイロットを用いる MIMO チャネル推定

本稿では図1のサブフレーム構成を用いる.サブフレームは N_{slot}=14 スロットで構成され,時刻 t=0 が上りリンクパイロット信号,t=1 が下りリンクパイロット信号,t=2~13 がユーザデータ信号を伝送するスロットである.パイロット信号は MBS と UE とで既知であるものとする.

(a) 上りリンクパイロットを用いるチャネル推定

チャネル最大遅延時間を τ_{max} と表し, $N_c >> \tau_{max}$ と仮定する.各UEは、t=0において、各アンテナから τ_{max} シンボル長のパイロットを周波数方向に等間隔(サブキャリア間隔 N_c/τ_{max})に配置した τ_{max} 個のパイロットを送信する.パイロット系列は次式で表されるZadoff-Chu系列[10]を用いる.

$$P_{\uparrow u \cdot N_{ue} + n_{ue}}(k \cdot \tau_{max} + u \cdot N_{ue} + n_{ue}) = \exp\left(j\frac{k^2 i\pi}{N_p}\right), k = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (8)$$

ここで、 n_{ue} は UE アンテナ番号、 N_p はチャネル推定用 パイロットサブキャリア数、iは N_p と素な整数である。 例えば、 $N_c=1024$ サブキャリア、 $\tau_{max}=16$ サンプルのと き、 $N_c/\tau_{max}=64$ 個のパイロットを周波数直交多重でき る。MBS で受信される $N_{macro}\times1$ パイロット信号ベクト ルは次式で表される。

$$\mathbf{R}_{\uparrow \text{pilot}}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{\uparrow}(k;t=0) \mathbf{P}_{\uparrow}(k) + \mathbf{N}(k)$$
$$= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{\uparrow}(k;t=0) \begin{bmatrix} P_{\uparrow 0}(k) \\ \vdots \\ P_{\uparrow U \cdot N_{uc}-1}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{N}(k)$$
(9)

ここで、 $\mathbf{H}_{\uparrow}(k;t=0)$ は $N_{\text{macro}} \times U \cdot N_{\text{ue}}$ 上りリンク MIMO チャ ネル行列、 $\mathbf{N}(k)$ は $N_{\text{macro}} \times 1$ の雑音ベクトルであり、各 要素が零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である. 上りリンク MIMO チャネル推定値行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k:t=0)$ は 遅延領域窓関数を用いて次式のように求められる[11].

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k:t=0) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\mathbf{h}}_{\uparrow}(\tau:t=0) w(\tau) \exp\left(-j2\pi \frac{k\tau}{N_c}\right) \\ \hat{\mathbf{h}}_{\uparrow}(\tau:t=0) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \mathbf{R}_{\uparrow \text{pilot}}(k) \mathbf{P}_{\uparrow}^H(k) \left(\mathbf{P}_{\uparrow}(k)\mathbf{P}_{\uparrow}^H(k)\right)^{-1} \exp\left(j2\pi \frac{k\tau}{N_c}\right) \end{cases}$$
(10)

ここで, w(τ)は雑音電力を低減するための遅延領域窓関数であり次式で表される.

$$w(\tau) = \begin{cases} 1 & 0 \le \tau < \tau_{\max} \\ 0 & \tau_{\max} \le N_c \end{cases}$$
(11)

MBS では、空間多重する UE とのデータ伝送に用いる N_{mbs} 本の分散アンテナを選択し、 $U \cdot N_{ue} \times N_{mbs}$ 下りリンク MIMO チャネル推定値行列 $\hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k)$ を得る($\hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k;t=0)$ は $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}^{T}(k;t=0)$ の部分行列). MBS では、 $\hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k)$ を用いて、式 (2-3)で表される下りリンク送信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{mbs}(k;t=0)$ を 生成する.

(b) 下りリンクパイロットを用いるチャネル推定

MBS は、時刻 t=1 において、各アンテナから周波数 領域に等間隔(サブキャリア間隔 N_c/N_{mbs})に周波数直 交多重した N_{mbs} 個のパイロットを送信する.パイロッ ト系列は次式で表される Zadoff-Chu 系列を用いる.

$$P_{\downarrow n_{\rm mbs}}(k \cdot N_{\rm mbs} + n_{\rm mbs}) = \exp\left(j\frac{k^2 i\pi}{N_{\rm p}}\right), \quad k = 0, 1, \dots, N_{\rm p} - 1 \qquad (12)$$

ここで n_{mbs} は MBS アンテナ番号を表す. 各 UE で受信 される $N_{ue} \times 1$ パイロット信号ベクトルは次式で表される.

$$\mathbf{R}_{\downarrow \text{pilot},u}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{\text{UE},u}(k;t=1) \mathbf{P}_{\downarrow}(k) + \mathbf{N}_u(k)$$

$$= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{\text{UE},u}(k;t=1) \begin{bmatrix} P_{\downarrow 0}(k) \\ \vdots \\ P_{\downarrow N_{\text{mbs}}-1}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{N}_u(k)$$
(13)

ここで、 $\mathbf{H}_{UE,u}(k)$ は第 u 番目 UE の $N_{ue} \times N_{mbs}$ 下りリンク MIMO チャネル行列、 $\mathbf{N}_{u}(k)$ は $N_{ue} \times 1$ 雑音ベクトルであ り、各要素が零平均で分散 $2N_{0}/T_{s}$ の複素ガウス変数で ある.式(10)と同様に、下りリンク MIMO チャネル推 定値行列 $\hat{\mathbf{H}}_{UE,u}(k;t=1)$ は次式のように求められる.

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{H}}_{\mathrm{UE},u}(k;t=1) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\mathbf{h}}_{\mathrm{UE},u}(\tau;t=1) w(\tau) \exp\left(-2\pi \frac{k\tau}{N_c}\right) \\ \hat{\mathbf{h}}_{\mathrm{UE},u}(\tau;t=1) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \mathbf{R}_{\mathrm{pilot},u}(k) \mathbf{P}_{\mathrm{\downarrow}}^{H}(k) \left(\mathbf{P}_{\mathrm{\downarrow}}(k) \mathbf{P}_{\mathrm{\downarrow}}^{H}(k)\right)^{-1} \exp\left(2\pi \frac{k\tau}{N_c}\right) \end{cases}$$
(14)

各 UE は、 $\hat{\mathbf{H}}_{_{UE,u}}(k;t=1)$ を用いて、それぞれ式(6-7)で表される下りリンク受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{_{ucu}}(k;t=1)$ を生成する.

3. 高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD

上りリンクパイロット信号および下りリンクパイ ロット信号を用いた MIMO チャネル推定値に基づいて 生成した送信フィルタ行列 $W_{mbs}(k;t=0)$ および受信フィル タ行列 $W_{ucu}(k;t=1)$ をサブフレームのデータ伝送区間 (t=2=13)にわたり適用した場合,高速移動環境下におい て送受信のフィルタと伝搬チャネルとの間に不整合が 生じ,BER 特性が劣化する.BER 特性劣化の問題を救 済するため、本稿では、送信側と受信側で独立に行う 送受信フィルタの適応更新を行う適応 MMSE-SVD を 提案する.適応 MMSE-SVD の送受信構成を図 2 に示 す.

3.1. チャネル予測を用いる送信フィルタ適応更新

MBS は,時刻 t=0 で上りパイロットから推定した $\hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k;t=0)と1 サブフレーム(N_{slot}スロット)前の上りパイロ$ $ットから推定した <math>\hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k;t=-N_{slot})とを外挿補間し,$ $<math>t=2\sim13$ のチャネル $\hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k;t)$ を次式のように適応予測する.

$$\hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k;t) = \hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k;t=0) + \frac{\hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k;t=0) - \hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k;t=-N_{slot})}{N_{slot}} \times t \ (15)$$



(b)受信機(UE) 図 2 OFDM 下りリンク分散 MIMO 協調伝送における 適応 MMSE-SVD 送受信構成

Ĥ_{mbs}(k;t)を式(2-3)に代入し,t=2~13の送信フィルタ
 W_{mbs}(k;t)をタイムスロット毎に更新する.

3.2. 判定帰還チャネル推定を用いる受信フィルタ 適応更新

各 UE では、判定帰還チャネル推定を用いて $N_{ue} \times N_{strm}$ の等価チャネル $\overline{\mathbf{H}}_{u}(k;t) = \mathbf{H}_{u}(k;t) \mathbf{W}_{mbs}(k;t)$ を推定する. 第 u 番目 UE の時刻 t における $N_{ue} \times 1$ 受信信号ベクトル を $\mathbf{R}_{u}(k;t)$ と表し、連続する $N_{strm}(< N_{slot})$ スロットで等価 チャネルの変動が十分小さいと仮定すると、時刻 $t \sim t$ - N_{strm} の受信信号ベクトルを行方向に並べた $N_{ue} \times N_{strm}$ 受信信号行列 $\overline{\mathbf{R}}_{u}(k;t) = [\mathbf{R}_{u}(k;t-N_{strm}), \cdots, \mathbf{R}_{u}(k;t)]$ は次式 のように表される.

$$\overline{\mathbf{R}}_{u}(k;t) = \left[\mathbf{R}_{u}(k;t-N_{\text{stm}}),\cdots,\mathbf{R}_{u}(k;t)\right] \\
= \sqrt{\frac{2E_{s}}{T_{s}}}\mathbf{H}_{u}(k;t)\mathbf{W}_{\text{mbs},u}(k;t)\overline{\mathbf{D}}_{u}(k;t) \\
+ \sqrt{\frac{2E_{s}}{T_{s}}}\sum_{\substack{u'=0\\u'\neq u}}^{U-1}\mathbf{H}_{u'}(k;t)\mathbf{W}_{\text{mbs},u'}(k;t)\overline{\mathbf{D}}_{u'}(k;t) + \overline{\mathbf{N}}_{u}(k;t)$$
(16)

ここで, 第 2 項は IUI 成分, 第 3 項は雑音成分を表す. $\overline{\mathbf{D}}_{u}(k;t) = [\mathbf{D}_{u}(k;t-N_{strm}), \cdots, \mathbf{D}_{u}(k;t)]$ および, $\overline{\mathbf{N}}_{\downarrow u}(k;t) = [\overline{\mathbf{N}}_{\downarrow u}(k;t-N_{strm}), \cdots, \overline{\mathbf{N}}_{\downarrow u}(k;t)]$ は, それぞれ時刻 *t~t- N*_{strm} の *N*_{strm}×*N*_{strm} データシンボル行列および *Nue×N*_{strm} 雑音行列である. 判定帰還した軟判定シンボ ルベクトル行列 $\hat{\mathbf{D}}_{u}(k;t) = [\hat{\mathbf{D}}_{u}(k;t-N_{strm}),...,\hat{\mathbf{D}}_{u}(k;t)]$ の逆 行列を式(16)の右側から乗算することで,等価チャネ ルの推定値が得られる. 但し, $\hat{\mathbf{D}}_{u}(k;t)$ の逆行列が存在 しない場合は,等価チャネル推定の更新は行わない.

$$\hat{\overline{\mathbf{H}}}_{u}(k;t) = \begin{cases} \overline{\mathbf{R}}_{u}(k;t)\overline{\mathbf{D}}_{u}^{-1}(k;t) & rank(\overline{\mathbf{D}}_{u}(k;t)) = N_{\text{strm}} \\ \hat{\overline{\mathbf{H}}}_{u}(k;t-1) & rank(\overline{\mathbf{D}}_{u}(k;t)) < N_{\text{strm}} \end{cases}$$
(17)

得られた $\overline{\mathbf{H}}_{u}(k;t)$ を次式のようにサブキャリア方向に 移動平均を行う.

$$\widetilde{\overline{\mathbf{H}}}_{u}(k;t) = \frac{1}{Q} \sum_{q=-Q/2}^{Q/2} \widehat{\overline{\mathbf{H}}}_{u}(k+q;t)$$
(18)

ここで Q はサブキャリア方向の移動平均窓幅を表す. $\widetilde{\overline{\mathbf{H}}}_{_{u}}(k)$ を用いて, $t=(2+N_{\mathrm{strm}})\sim13$ 受信フィルタ行列を次式 を用いて適応更新する.

$$\mathbf{W}_{ueu}(k;t) = \left(\widetilde{\overline{\mathbf{H}}}_{u}(k)\right)^{H} \left(\widetilde{\overline{\mathbf{H}}}_{u}(k)\left(\widetilde{\overline{\mathbf{H}}}_{u}(k)\right)^{H} + \left(\frac{E_{s}}{N_{0}}\right)^{-1} \mathbf{I}_{N_{ue}}\right)$$
(19)

4. モンテカルロ計算機シミュレーション

下りリンク OFDM 適応 MMSE-SVD のビット誤り 率(BER)を測定した.計算機シミュレーション諸元を 表1に示す.

先ず,送受信フィルタの適応更新を用いないとき, すなわち送信フィルタ行列 $W_{mbs}(k;t=0)$ および受信フィル タ行列 $W_{uc,u}(k;t=1)$ をサブフレームのデータ伝送区間 (t=2=13)にわたり適用したときの正規化最大ドップラ周波 数 foT をパラメータとした平均 E_s/N_0 対平均 BER 特性 を図 3 に示す.ここで,Tはスロット長である.比較のため, 理想チャネル推定時の BER も示した.図3より,準静 的フェージング(foT→0)のとき,理想チャネル推定とほぼ同 等のBER 特性が得られていることがわかる.foTが大きくなる ほど,フェージングの影響により送受信のフィルタと伝搬 チャネルとの間に不整合が生じ BER 特性は劣化する. E_s/N_0 が大きくなるとBER フロアに収束し,BER フロアは foT が大きくなるほど高くなる.

表 1 シミュレーション諸元

MBS	No. of Tx antennas	$N_{\rm mbs}$ =4
	No. of multiplexed UEs	<i>U</i> =2
	Pilot sequence	Zadoff-Chu sequence $(i=1), N_p=16$
	Modulation	16QAM
	No. of subcarriers	N _c =1024
	CP length	$N_{\rm g}$ =128
Channel	Type of fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	16-path uniform, τ_{max} =16
UE	No. of Rx antennas per UE	$N_{\rm ue}$ =2
	No. of data streams per UE	N _{strm} =2





図4 判定帰還チャネル推定における移動平均窓幅Q の影響



図 5 fpT 対平均 BER 特性

次に UE における判定帰還チャネル推定時の周波数窓 幅 Q の影響について議論する.図4に送受信フィルタの適 応更新を適用したときの fbT をパラメータとした周波数 窓幅 Q 対平均 BER 特性を示す.Q が大きいほど平均化に よる雑音低減の効果があるものの,等価チャネルの周波数 選択性によりQが大きいほど誤差が大きくなるトレードオフの 関係がある.図4より,Q=5 が最適値であることがわかる.以 降の評価ではQ=5を用いた.

図5にfoT対平均BER特性を示す.比較のため,送受信フィルタの適応更新を用いないとき,受信フィルタのみ適応更新するとき,送信フィルタのみ適応更新するときの特性も示した.送受信フィルタの適応更新を用いないとき,foT=0.0001より大きくなるとBER特性が劣化する.

先ず,受信フィルタのみを適応更新したときの BER 特性について述べる. foT の大きい領域での BER 特性 の改善はわずかである.これは,受信側のみの更新で は IAI は低減できるものの IUI の低減に効果はないた めである.また, foT の小さい領域では逆に BER 特性 が劣化している.これは,等価チャネル推定時の推定 誤差の影響および判定帰還の誤り伝播の影響と考えら れる.

次に、送信フィルタのみを適応更新したときの結果 について述べる.送信フィルタ更新による IUI および IAI の低減効果により BER 特性は改善し、BER<10⁻² を確保する f_DT が送受信フィルタの適応更新を用いな いときと比較して約 3 倍に拡大できる(f_DT =0.001→ 0.003).

最後に、送信フィルタと受信フィルタの両方を適応 更新するときの結果について述べる.BER 特性は更に 改善し、BER <10⁻²を確保する許容最大 foT が、送受信 フィルタの適応更新を用いないときと比較して約4倍 に拡大できる(foT=0.001→0.004).これは、送信フィル タ更新による IUI および IAI 低減に加え、受信フィル タの更新により残留 IAI を低減できるためである.サ ブキャリア間隔を 75kHz とすると、シンボル長 $T_s=13.33 \mu s$, CP 長 $T_{cp}=1.67 \mu s$ であるから、1 スロット 長は $T=15 \mu s$ となる.このことより、搬送波周波数が 5GHz のとき foT=0.001(0.004)は UE 移動速度約 14.4 km/h(57.6km/h)に相当する.

5. むすび

データ伝送の直前に送信された既知パイロット信 号を用いてチャネル推定により送受信フィルタを生成 するマルチユーザ MMSE-SVD では、準静的フェージン グ($f_DT \rightarrow 0$)では理想チャネル推定に近い特性が得られるも のの、 f_DT が大きい高速移動環境化においては送受信の フィルタと伝搬チャネルとの間に不整合が生じて BER 特性が劣化する.本報告では、高速フェージングに追 従する適応 MMSE-SVD を提案し、送信フィルタと受信 フィルタとを独立に適応更新することにより、 BER<10⁻²を確保する許容最大 f_DT を約4倍に拡大でき ることを明らかにした. 今後は、*f_DT*の小さい領域の特性改善、SC 上りリン クへの適応 MMSE-SVD の適用の検討を行う予定である.

謝 辞

本報告の一部は,総務省委託研究開発「第5世代移動通 信システム実現に向けた研究開発〜超高密度マルチバン ド・マルチアクセス多層セル構成による大容量化技術の研 究開発〜」による委託を受けて実施した研究開発による成 果である.

文 献

- [1] ARIB 2020 and Beyond Ad Hoc Group, "Mobile Communications System for 2020 and Beyond", White paper, Oct. 2014.
- [2] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [3] F. Adachi, K. Takeda, T. Yamamoto, R. Matsukawa, and S. Kumagai, "Recent advances in Single-carrier Distributed Antenna Network," Wirel. Commun. Mob. Comput., vol. 11, no. 12, pp. 1551-1563, Dec. 2011.
- [4] 箕輪,関,奥村,須山,大高,木村,中津川,浅野, 市川,平野,山尾,安達,中沢,"[依頼講演]5G 実現に向けた超高密度マルチバンド・マルチアクセス多層セル構成による大容量化技術の研究開発の概要,"信学技報,RCS2015-250, pp. 41-46, 2015年12月.
- [5] S. Kumagai, Y. Seki, and F. Adachi, "Joint Tx/Rx Signal Processing for Distributed Antenna MU-MIMO Downlink," Proc. 2016 IEEE 84th Vehicular Technology Conference: VTC2016-Fall, Montréal, Canada, 18-21 Sept. 2016.
 [6] Y. Seki and F. Adachi, "Downlink Capacity Comparison of MMSE-SVD and BD-SVD for Concentive Distributed Antenna Transmission using
- [6] Y. Seki and F. Adachi, "Downlink Capacity Comparison of MMSE-SVD and BD-SVD for Cooperative Distributed Antenna Transmission using Multi-user Scheduling," Proc. 2017 IEEE 86th Vehicular Technology Conference: VTC2017-Fall, Toronto, Canada, 24-27 Sept. 2017.
- [7] 安達, ブンカジャイ, 齋藤, 関, "TDD 分散アンテナ協調伝送のためのチャネル推定の一検討,"信学技報, Vol.116, No.394, RCS2016-263, pp.159-164, 2017 年1月.
- [8] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [9] D. Tse and P. Viswanath, Fundamentals of wireless communication, Cambridge University Press, 2005.
- [10] D. C. Chu, "Polyphase Codes with Good Periodic Correlation Properties," IEEE Trans. Inf. Theory, Vol. 8, No. 4, pp. 531-532, July 1972.
- [11] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On Channel Estimation in OFDM Systems," Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf., pp.815-819, Chicago, IL, Jul. 1995.