

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($f_d T$)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

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 チャン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ン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ン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. 送信側ではチャン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ン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ン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: $[\cdot]^T$ および $[\cdot]^H$ はそれぞれ行列の転置およびエルミート転置を表す. $diag[\cdot]$ は対角行列, \mathbf{I}_N は $N \times N$ の単位行列を表す.

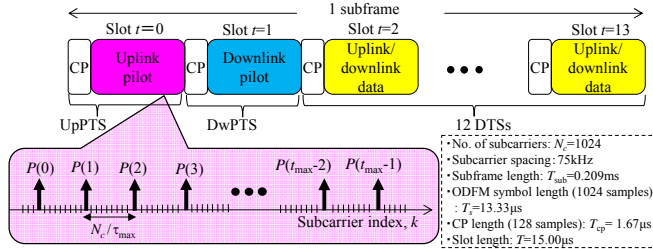


図 1 サブフレーム構成 (2PTS+12DTS)

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} ($\ll N_{\text{macro}}$) と N_{ue} で表す. U 台の UE を空間多重し, UE あたり N_{strm} ($\leq N_{\text{ue}}$) 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 $U \cdot N_{\text{strm}} \times 1$ 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.

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

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 ($0 \sim N_c - 1$) をそれぞれ表している. $\mathbf{W}_{\text{mbs}}(k)$ 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 $N_{\text{mbs}} \times U \cdot N_{\text{strm}}$ 送信フィルタ行列であり, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\text{mbs}}(k) &= \left(\mathbf{U}_{\text{mbs}}^H(k) \hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k) \right)^H \\ &\quad \times \left(\left(\mathbf{U}_{\text{mbs}}^H(k) \hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k) \right) \left(\mathbf{U}_{\text{mbs}}^H(k) \hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k) \right)^H \right)^{-1} \\ &\quad \times \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{N_{\text{ue}}}{N_{\text{strm}}} \mathbf{I}_{U \cdot N_{\text{strm}}} \mathbf{P}^{1/2}(k) \end{aligned} \quad (2)$$

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

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

ここで, $\mathbf{U}_{\text{mbs},u}(k)$ および $\mathbf{V}_{\text{mbs},u}(k)$ はそれぞれの $\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs},u}(k)$ 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. $\mathbf{\Lambda}_{\text{mbs},u}(k)$ は第 n_{strm} 対角要素に $\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs},u}(k)$ の第 n_{strm} 番目の固有値を有する $N_{\text{strm}} \times N_{\text{strm}}$ 対角行列である. $\mathbf{U}_{\text{mbs}}^H(k) \hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k)$ 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ンネル行列を表す. $\mathbf{P}(k) = \text{diag}[\mathbf{P}_0(k), \dots, \mathbf{P}_{U-1}(k)]$ の部分行列 $\mathbf{P}_u(k)$ 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 $N_{\text{strm}} \times N_{\text{strm}}$ 対角行列である. 第 u 番目 UE における $N_{\text{ue}} \times 1$ 受信信号ベクトル $\mathbf{R}_u(k)$ は次式で表される.

$$\mathbf{R}_u(k) = \mathbf{H}_u(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{N}_u(k) \quad (4)$$

ここで, $\mathbf{H}_u(k)$ は $N_{\text{ue}} \times N_{\text{mbs}}$ 下りリンク MIMO チャンネル行列, $\mathbf{N}_u(k)$ は $N_{\text{ue}} \times 1$ 雑音ベクトルであり, 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. $N_{\text{strm}} \times 1$ 軟判定シンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}_u(k)$ は次式で表される.

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

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

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

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

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

2.2. パイロットを用いる MIMO チャンネル推定

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 $N_{\text{slot}}=14$ 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、 $t=2\sim 13$ 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ンネル推定

チャンネル最大遅延時間を τ_{max} と表し、 $N_c \gg \tau_{\text{max}}$ 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。

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

ここで、 n_{ue} は UE アンテナ番号、 N_p はチャン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、 $\tau_{\text{max}}=16$ サンプルのとき、 $N_c/\tau_{\text{max}}=64$ 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 $N_{\text{macro}} \times 1$ パイロット信号ベクトルは次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\uparrow \text{pilot},u}(k) &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{\uparrow}(k;t=0) \mathbf{P}_{\uparrow}(k) + \mathbf{N}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{\uparrow}(k;t=0) \begin{bmatrix} P_{\uparrow 0}(k) \\ \vdots \\ P_{\uparrow u \cdot N_c - 1}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{N}(k) \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{H}_{\uparrow}(k;t=0)$ は $N_{\text{macro}} \times U \cdot N_{ue}$ 上りリンク MIMO チャンネル行列、 $\mathbf{N}(k)$ 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 チャンネル推定値行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k;t=0)$ は遅延領域窓関数を用いて次式のように求められる[11]。

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

ここで、 $w(\tau)$ 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。

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

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、 $U \cdot N_{ue} \times N_{\text{mbs}}$ 下りリンク MIMO チャンネル推定値行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k)$ を得る($\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k;t=0)$ は $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}^T(k;t=0)$ の部分行列)。MBS では、 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k)$ 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 $\mathbf{W}_{\text{mbs}}(k;t=0)$ を

生成する。

(b) 下りリンクパイロットを用いるチャンネル推定

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。

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

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。

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

ここで、 $\mathbf{H}_{\text{UE},u}(k)$ は第 u 番目 UE の $N_{ue} \times N_{\text{mbs}}$ 下りリンク MIMO チャンネル行列、 $\mathbf{N}_u(k)$ 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 チャンネル推定値行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{UE},u}(k;t=1)$ は次式のように求められる。

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

各 UE は、 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{UE},u}(k;t=1)$ 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 $\mathbf{W}_{\text{ue},u}(k;t=1)$ を生成する。

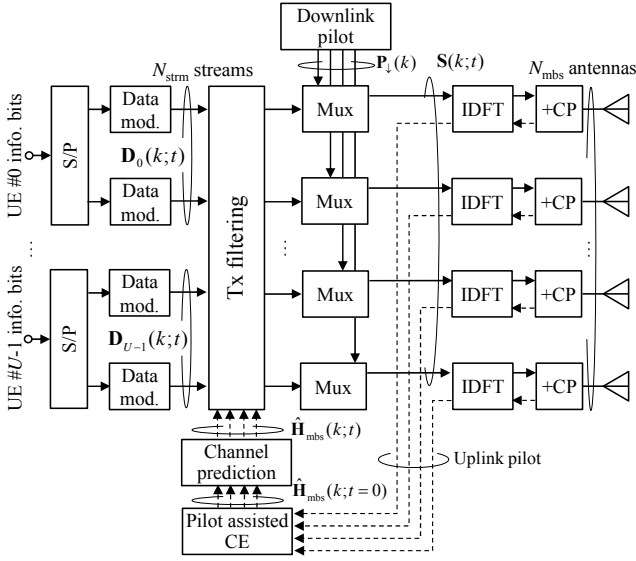
3. 高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD

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 チャンネル推定値に基づいて生成した送信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{\text{mbs}}(k;t=0)$ および受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{\text{ue},u}(k;t=1)$ をサブフレームのデータ伝送区間 ($t=2\sim 13$) 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ン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。

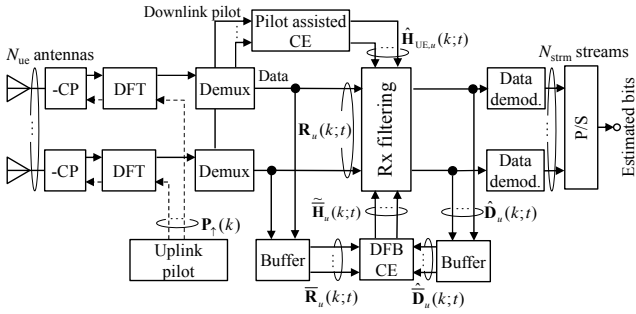
3.1. チャンネル予測を用いる送信フィルタ適応更新

MBS は、時刻 $t=0$ で上りパイロットから推定した $\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k;t=0)$ 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 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k;t=-N_{\text{slot}})$ とを外挿補間し、 $t=2\sim 13$ のチャンネル $\hat{\mathbf{H}}_{\text{mbs}}(k;t)$ を次式のように適応予測する。

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



(a) 送信機(MBS)



(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

$\hat{\mathbf{H}}_{mbs}(k;t)$ を式 (2-3) に代入し, $t=2\sim 13$ の送信フィルタ $\mathbf{W}_{mbs}(k;t)$ をタイムスロット毎に更新する.

3.2. 判定帰還チャンネル推定を用いる受信フィルタ適応更新

各 UE では, 判定帰還チャンネル推定を用いて $N_{uc} \times N_{strm}$ の等価チャンネル $\bar{\mathbf{H}}_u(k;t) = \mathbf{H}_u(k;t) \mathbf{W}_{mbs}(k;t)$ を推定する. 第 u 番目 UE の時刻 t における $N_{uc} \times 1$ 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ン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 $N_{uc} \times N_{strm}$ 受信信号行列 $\bar{\mathbf{R}}_u(k;t) = [\mathbf{R}_u(k;t - N_{strm}), \dots, \mathbf{R}_u(k;t)]$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_u(k;t) &= [\mathbf{R}_u(k;t - N_{strm}), \dots, \mathbf{R}_u(k;t)] \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_u(k;t) \mathbf{W}_{mbs,u}(k;t) \bar{\mathbf{D}}_u(k;t) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{u'=0}^{U-1} \mathbf{H}_{u'}(k;t) \mathbf{W}_{mbs,u'}(k;t) \bar{\mathbf{D}}_{u'}(k;t) + \bar{\mathbf{N}}_u(k;t) \end{aligned} \quad (16)$$

ここで, 第 2 項は IUI 成分, 第 3 項は雑音成分を表す. $\bar{\mathbf{D}}_u(k;t) = [\mathbf{D}_u(k;t - N_{strm}), \dots, \mathbf{D}_u(k;t)]$ および, $\bar{\mathbf{N}}_{ju}(k;t) = [\mathbf{N}_{ju}(k;t - N_{strm}), \dots, \mathbf{N}_{ju}(k;t)]$ は, それぞれ時刻

$t \sim t - N_{strm}$ の $N_{strm} \times N_{strm}$ データシンボル行列および $N_{uc} \times N_{strm}$ 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 $\hat{\mathbf{D}}_u(k;t) = [\hat{\mathbf{d}}_u(k;t - N_{strm}), \dots, \hat{\mathbf{d}}_u(k;t)]$ の逆行列を式 (16) の右側から乗算することで, 等価チャン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, 等価チャンネル推定の更新は行わない.

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

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

$$\tilde{\mathbf{H}}_u(k;t) = \frac{1}{Q} \sum_{q=-Q/2}^{Q/2} \hat{\mathbf{H}}_u(k+q;t) \quad (18)$$

ここで Q はサブキャリア方向の移動平均窓幅を表す. $\tilde{\mathbf{H}}_u(k)$ を用いて, $t=(2+N_{strm})\sim 13$ 受信フィルタ行列を次式を用いて適応更新する.

$$\mathbf{W}_{uc,u}(k;t) = \left(\tilde{\mathbf{H}}_u(k) \right)^H \left(\tilde{\mathbf{H}}_u(k) \tilde{\mathbf{H}}_u(k)^H + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_{uc}} \right)^{-1} \quad (19)$$

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.

まず, 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 $\mathbf{W}_{mbs}(k;t=0)$ および受信フィルタ行列 $\mathbf{W}_{uc,u}(k;t=1)$ をサブフレームのデータ伝送区間 ($t=2\sim 13$) にわたり適用したときの正規化最大ドップラ周波数 $f_d T$ 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, 理想チャンネル推定時の BER も示した. 図 3 より, 準静的フェージング ($f_d T \rightarrow 0$) のとき, 理想チャン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. $f_d T$ 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ン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 $f_d T$ 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	$N_{mbs}=4$
	No. of multiplexed UEs	$U=2$
	Pilot sequence	Zadoff-Chu sequence ($i=1$), $N_p=16$
	Modulation	16QAM
	No. of subcarriers	$N_c=1024$
	CP length	$N_g=128$
Channel	Type of fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	16-path uniform, $\tau_{max}=16$
UE	No. of Rx antennas per UE	$N_{uc}=2$
	No. of data streams per UE	$N_{strm}=2$

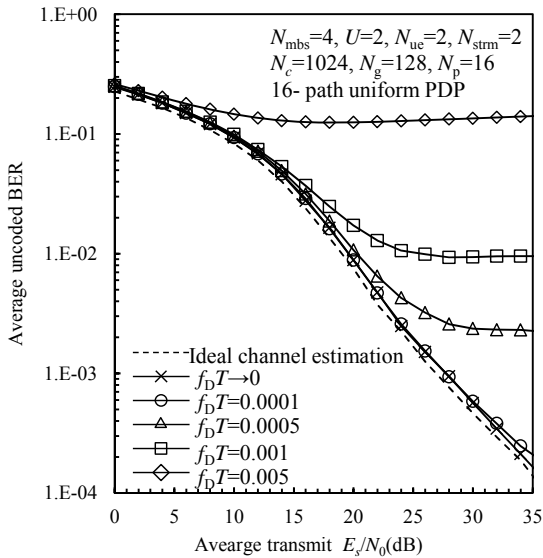


図3 平均 E_s/N_0 対平均 BER 特性

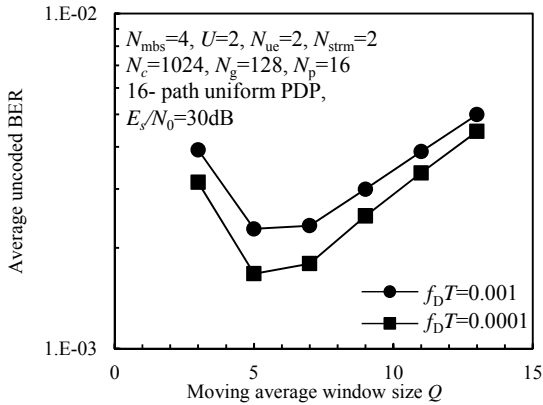


図4 判定帰還チャネル推定における移動平均窓幅 Q の影響

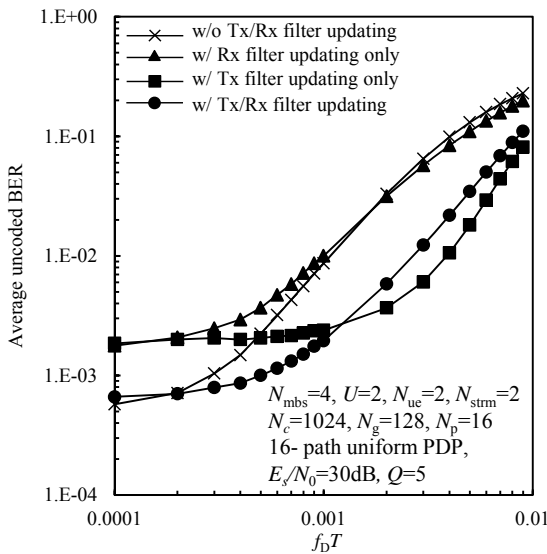


図5 $f_D T$ 対平均 BER 特性

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 $f_D T$ 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 $f_D T$ 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, $f_D T = 0.0001$ より大きくなると BER 特性が劣化する.

まず, 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. $f_D T$ 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, $f_D T$ 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 $f_D T$ 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 ($f_D T = 0.001 \rightarrow 0.003$).

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 $f_D T$ 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 ($f_D T = 0.001 \rightarrow 0.004$). 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 $f_D T = 0.001 (0.004)$ 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 ($f_D T \rightarrow 0$) では理想チャネル推定に近い特性が得られるものの, $f_D T$ 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 $f_D T$ を約4倍に拡大できることを明らかにした.

今後は、 $f_d T$ 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 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, ブンカジヤイ, 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.