

高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD の検討

関 裕太[‡] アムナート ブンカジヤイ[‡] 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 複数のユーザ端末(UE)が同一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、限られた周波数帯域でリンク容量を拡大するのに有効な技術である。MU-MIMO に最小平均二乗誤差(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 を適用することにより従来の基地局側だけの MMSE フィルタと比較して高いリンク容量を達成できる。しかしながら、高速移動環境下では、チャンネルの時変動に伴い、フィルタの不整合が発生してしまう問題がある。筆者らは最近、OFDM 下りリンクを対象に、マクロ基地局では上りパイロット信号を用いたチャンネルの線形予測を行い、端末では判定帰還を用いたチャンネル推定を行い、それぞれ送信フィルタおよび受信フィルタを適応的に更新する適応 MMSE-SVD を提案し、高速移動環境下でも優れた BER 特性を得られることを示した。本稿では、SC 上りリンクへの適応 MMSE-SVD の適用効果を計算機シミュレーションにより明らかにし、OFDM 下りリンクへの適用効果と比較している。その結果、OFDM 下りリンクでは BS の送信フィルタおよび UE の受信フィルタの適応更新により $BER < 10^{-2}$ を確保する許容最大 $f_d T$ を約 4 倍に拡大できるのに対し、SC 上りリンクでは UE の送信フィルタの適応更新には BER 特性の改善効果が無く、判定帰還チャンネル推定を用いた BS の受信フィルタの適応更新により許容最大 $f_d T$ を約 1.6 倍に拡大できることを明らかにした。

キーワード MU-MIMO, SC 上りリンク, OFDM 下りリンク, チャンネル推定, 判定帰還, 線形予測

Study on Adaptive MMSE-SVD for the tracking ability against fading

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 Multi-User Multiple Input Multiple Output (MU-MIMO) is an attractive technique which can achieve higher link capacity without bandwidth expansion. The authors proposed a minimum mean square error filtering combined with singular value decomposition (MMSE-SVD) for MU-MIMO. MMSE-SVD needs to share the MIMO channel state information (CSI) among transceivers. However, in a high mobility environment, the shared MIMO CSI prior to data transmission becomes outdated, consequently the bit-error rate (BER) performance degrades. Recently, we proposed an adaptive MMSE-SVD for OFDM downlink, in which base station (BS) updates transmit filter using channel prediction while each UE updates receive filter using decision feedback channel estimation, and showed the adaptive MMSE-SVD can achieve good BER performance in a high mobility environment. In this paper, we apply adaptive MMSE-SVD to SC uplink. Its effectiveness on the SC uplink transmission is evaluated by computer simulation and compared with OFDM downlink. Simulation results confirmed that in OFDM downlink, both transmit and receive filter updating contribute to BER improvement and increase the allowable maximum Doppler frequency ($f_d T$) for keeping $BER < 10^{-2}$ about 4 times. On the other hand, in SC uplink, only receive filter updating contributes to BER improvement and increases the allowable $f_d T$ about 1.6 times.

Keyword MU-MIMO, SC uplink, OFDM downlink, decision feedback channel estimation, linear prediction,

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)からの更なるリンク容量向上が求められている[1]。複数のユーザ端末(UE)が同一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、限られた周波

数帯域でリンク容量を拡大するのに有効な技術である[2,3]。

筆者らは、BS における最小平均二乗誤差(MMSE)フィルタリングと UE における特異値分解(SVD)を組み合わせたマルチユーザ MMSE-SVD を提案し、従来の BS 側のみでの MMSE フィルタと比較して高いリンク

容量を達成できることを明らかにした[4]. 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BSアンテナとUEアンテナとの間のチャネル情報(CSI)をBSとUEでそれぞれ知る必要がある. 図1に示すユーザー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[5]を用いたとき, 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, アンテナ間干渉(IAI)およびユーザ間干渉(IUI)が増大するためビット誤り率(BER)特性が劣化してしまう. そこで筆者らは最近, OFDM下りリンクを対象に, 高速移動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, 高速移動環境下でも優れたBER特性を得られることを明らかにした[6].

本稿では, 適応MMSE-SVDのSC上りリンクに伝送への適用効果を計算機シミュレーションにより明らかにする. また, OFDM下りリンクへの適用効果と比較する.

本報告の構成は以下のとおりである. 第2章ではOFDM下りリンクおよびSC上りリンクMMSE-SVD送受信フィルタの原理について説明する. 第3章では, OFDM下りリンクおよびSC上りリンクにおける高速フェージングに追従する適応MMSE-SVDについて説明する. 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.

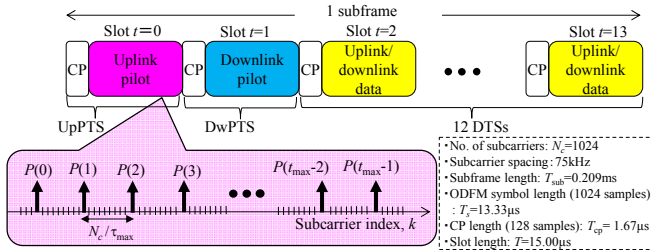


図1 サブフレーム構成(2PTS+12DTS)

2. MMSE-SVD 送受信フィルタの原理

N_{bs} 本のアンテナを有するBSと N_{ue} 本のアンテナを有する U 台のUEとの N_c サブキャリアを用いたMU-MIMO伝送を仮定する. UEあたり N_{strm} ($\leq N_{ue}$)個のデータストリームを伝送するものとする. 本章では簡単化のため, 時間スロット番号 t の記載を省略する.

2.1. 下りリンクMMSE-SVD送受信フィルタ

OFDM下りリンクMMSE-SVDにおけるIAIおよびIUIを抑圧するMMSE送信フィルタ行列およびIAIを抑圧するSVDによる固有モード受信フィルタ行列はそれぞれ次式で表される[7].

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{W}_{\downarrow mmse}(k) &= [\mathbf{W}_{\downarrow mmse,0}(k), \dots, \mathbf{W}_{\downarrow mmse,u}(k), \dots, \mathbf{W}_{\downarrow mmse,U-1}(k)] \\ &= (\mathbf{U}_{\downarrow}^H(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k))^{H^H} \\ &\quad \times \left((\mathbf{U}_{\downarrow}^H(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k)) \mathbf{U}_{\downarrow}(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k) \right)^{-1} \\ &\quad \times \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \frac{N_{ue}}{N_{strm}} \mathbf{I}_{U \cdot N_{strm}} \end{aligned} \right. \mathbf{P}_{\downarrow}^{1/2}(k) \quad (1)$$

$$\mathbf{W}_{\downarrow svd,u}(k) = \mathbf{U}_{\downarrow,u}^H(k) \quad (1)$$

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

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

ここで, $\mathbf{U}_{\downarrow,u}(k)$ および $\mathbf{V}_{\downarrow,u}(k)$ はそれぞれの $\mathbf{H}_{\downarrow,u}(k)$ 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. $\mathbf{\Lambda}_{\downarrow,u}(k)$ は第 n_{strm} 対角要素に $\mathbf{H}_{\downarrow,u}(k)$ 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. $\mathbf{U}_{\downarrow}^H(k) \mathbf{H}_{\downarrow}(k)$ 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. $\mathbf{P}_{\downarrow}(k) = diag[\mathbf{P}_{\downarrow,0}(k), \dots, \mathbf{P}_{\downarrow,u}(k), \dots, \mathbf{P}_{\downarrow,U-1}(k)]$ の部分行列 $\mathbf{P}_{\downarrow,u}(k)$ 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. また, E_s はシンボルエネルギー, 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を表す.

2.2. 上りリンクMMSE-SVD送受信フィルタ

SC上りリンクMMSE-SVDにおけるIAIを抑圧する固有モード送信フィルタ行列とIAIおよびIUIを抑圧するMMSE受信フィルタ行列はそれぞれ次式で表される[7].

$$\left\{ \begin{aligned} \mathbf{W}_{\uparrow svd,u}(k) &= \mathbf{V}_{\uparrow,u}(k) \mathbf{P}_{\uparrow,u}^{1/2}(k) \\ \mathbf{W}_{\uparrow mmse}(k) &= (\mathbf{H}_{\uparrow}(k) \mathbf{W}_{\uparrow svd}(k))^{H^H} \\ &\quad \times \left((\mathbf{H}_{\uparrow}(k) \mathbf{W}_{\uparrow svd}(k)) (\mathbf{H}_{\uparrow}(k) \mathbf{W}_{\uparrow svd}(k))^{H^H} + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_{bs}} \right)^{-1} \end{aligned} \right. \quad (3)$$

ここで, $\mathbf{V}_{\uparrow,u}(k)$ は第 u UEに関する $N_{bs} \times N_{ue}$ 上りリンクMIMO行列 $\mathbf{H}_{\uparrow,u}(k)$ を次式のようにSVDすることで得られる右特異ベクトルを各列に有するユニタリ行列である.

$$\mathbf{H}_{\uparrow,u}(k) = \mathbf{U}_{\uparrow,u}(k) \mathbf{\Lambda}_{\uparrow,u}^{1/2}(k) \mathbf{V}_{\uparrow,u}^H(k) \quad (4)$$

$\mathbf{\Lambda}_{\uparrow,u}(k)$ は第 n_{strm} 対角要素に $\mathbf{H}_{\uparrow,u}(k)$ 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. また $\mathbf{P}_{\uparrow,u}(k)$ は第 u UEの各固有モードと各サブキャリアへのMMSE規範に基づく電力配分[3]を表す $N_{strm} \times N_{strm}$ 対角行列である. $\mathbf{H}_{\uparrow}(k) = [\mathbf{H}_{\uparrow,0}(k) \dots \mathbf{H}_{\uparrow,u}(k) \dots \mathbf{H}_{\uparrow,U-1}(k)]$ は $N_{bs} \times U \cdot N_{ue}$ 上りリンクMIMOチャネル行列, $\mathbf{W}_{\uparrow svd}(k) = diag[\mathbf{W}_{\uparrow svd,0}(k) \dots \mathbf{W}_{\uparrow svd,u}(k) \dots \mathbf{W}_{\uparrow svd,U-1}(k)]$ は $U \cdot N_{ue} \times U \cdot N_{strm}$ 送信フィルタ行列である.

3. 高速フェージングに追従する適応 MMSE-SVD

3.1. OFDM 下りリンク適応 MMSE-SVD

OFDM 下りリンク適応 MMSE-SVD の送受信構成を図 2 に示す. BS は上りリンクパイロットを用いて MIMO チャンネルを推定する[5]. 時刻 $t=0$ で上りパイロットから推定した $\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{bs}}(k;t=0)$ 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 $\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{bs}}(k;t=-N_{\text{slot}})$ とを外挿補間し, $t=2\sim 13$ のチャンネル $\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{bs}}(k;t)$ を次式のように線形予測する.

$$\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{bs}}(k;t) = \hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{bs}}(k;t=0) + \frac{\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{bs}}(k;t=0) - \hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{bs}}(k;t=-N_{\text{slot}})}{N_{\text{slot}}} \times t \quad (5)$$

$\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{bs}}(k;t)$ を式 (1,2) に代入し, $t=2\sim 13$ の送信フィルタ $\mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse}}(k;t)$ をタイムスロット毎に更新する.

各 UE では, 判定帰還チャンネル推定を用いて $N_{\text{ue}} \times N_{\text{strm}}$ の等価チャンネル $\mathbf{H}_{\downarrow\text{eq},u}(k;t) = \mathbf{H}_{\downarrow u}(k;t) \mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse},u}(k;t)$ を推定する. 第 u 番目 UE の時刻 t における $N_{\text{ue}} \times 1$ 受信信号ベクトルを $\mathbf{R}_{\downarrow u}(k;t)$ と表し, 連続する $N_{\text{buf}} (\geq N_{\text{strm}})$ 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 $t-1 \sim t-N_{\text{buf}}$ の $N_{\text{strm}} \times N_{\text{buf}}$ の受信信号ベクトルを行方向に並べた $N_{\text{ue}} \times N_{\text{buf}}$ の受信信号行列 $\dot{\mathbf{R}}_{\downarrow u}(k;t) = [\mathbf{R}_{\downarrow u}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{R}_{\downarrow u}(k;t-1)]$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{R}}_{\downarrow u}(k;t) &= [\mathbf{R}_{\downarrow u}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{R}_{\downarrow u}(k;t-1)] \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{\downarrow u}(k;t) \mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse},u}(k;t) \dot{\mathbf{D}}_u(k;t) \\ &\quad + \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \mathbf{H}_{u'}(k;t) \mathbf{W}_{\downarrow\text{mmse},u'}(k;t) \dot{\mathbf{D}}_{u'}(k;t) + \dot{\mathbf{N}}_u(k;t) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで, 第 2 項は IUI 成分, 第 3 項は雑音成分を表す. $\dot{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k;t) = [\mathbf{D}_{\downarrow u}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{D}_{\downarrow u}(k;t-1)]$ は $N_{\text{strm}} \times N_{\text{buf}}$ のデータシンボル行列, $\dot{\mathbf{N}}_{\downarrow u}(k;t) = [\mathbf{N}_{\downarrow u}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{N}_{\downarrow u}(k;t-1)]$ は $N_{\text{ue}} \times N_{\text{strm}}$ の雑音行列であり, 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. 判定帰還シンボルベクトルを再変調して, 行方向に並べた行列 $N_{\text{strm}} \times N_{\text{buf}}$ の $\dot{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k;t) = [\dot{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \dot{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k;t-1)]$ の逆行列を式 (11) の右側から乗算することで, 等価チャンネルの推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq},u}(k;t)$ が得られる. 但し, $\dot{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k;t)$ 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.

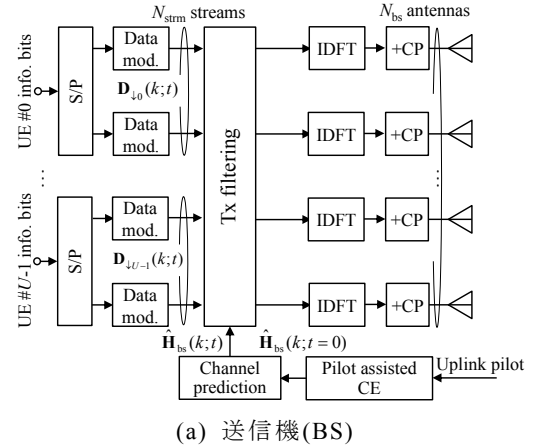
$$\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq},u}(k;t) = \begin{cases} \dot{\mathbf{R}}_{\downarrow u}(k;t) \dot{\mathbf{D}}_{\downarrow u}^{-1}(k;t) & \text{rank}(\dot{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k;t)) = N_{\text{strm}} \\ \hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq},u}(k;t-1) & \text{rank}(\dot{\mathbf{D}}_{\downarrow u}(k;t)) < N_{\text{strm}} \end{cases} \quad (7)$$

得られた $\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq},u}(k;t)$ を用いて次式のようにサブキャリア方向に移動平均を行う.

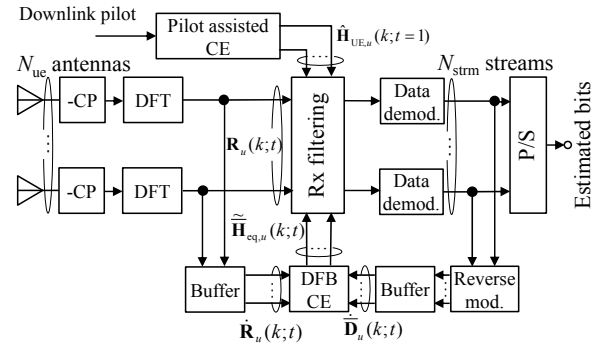
$$\tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq},u}(k;t) = \frac{1}{Q} \sum_{q=-Q/2}^{Q/2} \hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq},u}(k+q;t) \quad (8)$$

$\tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq},u}(k;t)$ を用いて, $t=(2+N_{\text{strm}})\sim 13$ 受信フィルタ行列を次式を用いて適応更新する.

$$\mathbf{W}_{\downarrow\text{svd},u}(k;t) = (\tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq},u}(k;t) \tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq},u}(k;t)^H + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1} \mathbf{I}_{N_{\text{ue}}})^{-1} \quad (9)$$



(a) 送信機 (BS)



(b) 受信機 (UE)

図 2 OFDM 下りリンク適応 MMSE-SVD 送受信構成

3.2. SC 上りリンク適応 MMSE-SVD

SC 上りリンク適応 MMSE-SVD の送受信構成を図 3 に示す. UE は下りリンクパイロットを用いて MIMO チャンネルを推定する[5]. 時刻 $t=1$ で下りパイロットから推定した $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{ue},u}(k;t=1)$ と 1 サブフレーム (N_{slot} スロット) 前の下りパイロットから推定した $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{ue},u}(k;t=1-N_{\text{slot}})$ とを外挿補間し, $t=2\sim 13$ のチャンネル $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{ue},u}(k;t)$ を次式のように線形予測する.

$$\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{ue},u}(k;t) = \hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{ue},u}(k;t=1) + \frac{\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{ue},u}(k;t=1) - \hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{ue},u}(k;t=1-N_{\text{slot}})}{N_{\text{slot}}} \times t \quad (10)$$

$\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{ue}}(k;t)$ を式 (3,4) に代入し, $t=2\sim 13$ の送信フィルタ $\mathbf{W}_{\uparrow\text{svd}}(k;t)$ をタイムスロット毎に更新する.

BS では, 判定帰還チャンネル推定を用いて $N_{\text{bs}} \times U \times N_{\text{strm}}$ の等価チャンネル $\mathbf{H}_{\uparrow\text{eq}}(k;t) = \mathbf{H}_{\uparrow}(k;t) \mathbf{W}_{\uparrow\text{svd}}(k;t)$ を推定する. 時刻 t における $N_{\text{bs}} \times 1$ 受信信号ベクトルを $\mathbf{R}_{\uparrow}(k;t)$ と表し, 連続する $N_{\text{buf}} (\geq U \times N_{\text{strm}})$ スロットにおける等価チャンネルの変動が十分小さいと仮定すると, 時刻 $t-1 \sim t-N_{\text{buf}}$ の受信信号ベクトルを行方向に並べた $N_{\text{bs}} \times N_{\text{buf}}$ の受信信号行列 $\dot{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t) = [\mathbf{R}_{\uparrow}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{R}_{\uparrow}(k;t-1)]$ は次式のように表される.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t) &= [\mathbf{R}_{\uparrow}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \mathbf{R}_{\uparrow}(k;t-1)] \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_{\uparrow}(k;t) \mathbf{W}_{\uparrow\text{svd}}(k;t) \hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t) + \hat{\mathbf{N}}_{\uparrow}(k;t)\end{aligned}\quad (11)$$

ここで、 T_s はシンボル長を表す。 $\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t) = [\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t-1)]$ は $U \cdot N_{\text{strm}} \times N_{\text{buf}}$ のデータシンボル行列、 $\hat{\mathbf{N}}_{\uparrow}(k;t) = [\hat{\mathbf{N}}_{\uparrow}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \hat{\mathbf{N}}_{\uparrow}(k;t-1)]$ は、 $N_{\text{bs}} \times N_{\text{buf}}$ の雑音行列であり、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。判定帰還シンボルベクトルを再変調して、行方向に並べた $U \cdot N_{\text{strm}} \times N_{\text{buf}}$ の行列 $\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t) = [\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t-N_{\text{buf}}), \dots, \hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t-1)]$ の雑音を考慮した擬似逆行列を式(6)の右側から乗算することで、等価チャネルの推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t)$ を次式のように求める。但し、 $\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t)$ 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。

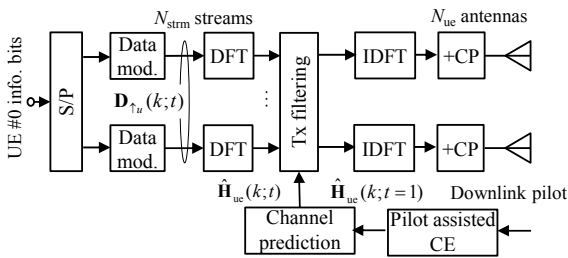
$$\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t) = \begin{cases} \hat{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t) \hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}^H(k;t) \left(\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}^H(k;t) \hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t) + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{U \cdot N_{\text{strm}}} \right)^{-1} & \text{rank}(\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t)) = U \cdot N_{\text{strm}} \\ \hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t-1) & \text{rank}(\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k;t)) < U \cdot N_{\text{strm}} \end{cases}\quad (12)$$

得られた $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t)$ を用いて次式のようにサブキャリア方向に移動平均を行う。

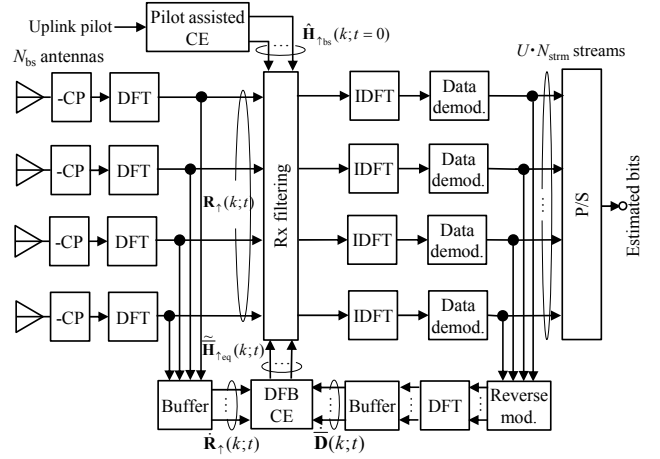
$$\tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t) = \frac{1}{Q} \sum_{q=-Q/2}^{Q/2} \hat{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k+q;t)\quad (13)$$

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

$$\mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k;t) = \left(\tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}(k;t) \tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow\text{eq}}^H(k;t) + \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \mathbf{I}_{N_{\text{bs}}} \right)^{-1}\quad (14)$$



(a) 送信機(UE)



(b) 受信機(BS)

図3 SC上りリンク適応MMSE-SVD送受信構成

4. モンテカルロ計算機シミュレーション

計算機シミュレーション諸元を表1に示す。図4にOFDM下りリンクおよびSC上りリンクにおけるスロット長 T で正規化した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送信 E_s/N_0 対平均BER特性を示す。比較のため、理想チャネル推定時のBER特性も示した。図4より、SC上りリンク、OFDM下りリンク共に準静的フェージング ($f_d T \rightarrow 0$) 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。送受信フィルタの適応更新を行わないとき、 $f_d T$ 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ネルとの間に不整合が生じ、BER特性は劣化しエラーフロアが生じる。一方、適応MMSE-SVDでは、エラーフロアを低減できることがわかる。

次に判定帰還チャネル推定時のバッファサイズ N_{buf} および周波数窓幅 Q の影響について議論する。図5に $f_d T$ をパラメータとした判定帰還チャネル推定時のバッファサイズ N_{buf} 対平均BER特性を示す。 N_{buf} が大きくなるほど、時間平均化により判定帰還チャネル推定の誤差が小さくなりBER特性が改善する。OFDM下りリンクでは $N_{\text{buf}}=4$ 、SC上りリンクでは $N_{\text{buf}}=8$ で改善効果は飽和することがわかる。図6に $f_d T$ をパラメータとした判定帰還チャネル推定時の周波数窓幅 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。OFDM下りリンクでは $Q=5$ 、SC上りリンクでは $Q=3$ が最適値であることがわかる。

図7に $f_d T$ 対平均BER特性を示す。送信および受信フィルタ更新の効果进行讨论するため、送受信フィルタ更新なし、受信フィルタのみ適応更新、送信フィルタのみ適応更新および送受信フィルタの適応更新の特性をそれぞれ示した。OFDM下りリンクでは、先ず受信フィルタのみ適応更新したときの改善はほとんど得られないことがわかる。次に、送信フィルタのみを適応更新したときBER特性は改善し、 $\text{BER} < 10^{-2}$ を確保する $f_d T$

を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 ($f_b T=0.001 \rightarrow 0.003$). 最後に, 送受信フィルタの適応更新をしたときの改善が最も大きく $BER < 10^{-2}$ を確保する $f_b T$ を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 ($f_b T=0.001 \rightarrow 0.004$). これは, 下りリンクでは, 送信フィルタが IUI および IAI の両方低減をするため, 送信フィルタ適応更新による特性改善が大きく, 加えて受信フィルタ適応更新することで残留 IAI を低減できるためである. 一方, SC 上りリンクでは, 送信フィルタのみを適応更新したときの改善はほとんど得られないことがわかる. 受信フィルタのみを適応更新したときの特性改善が最も大きく $BER < 10^{-2}$ を確保する $f_b T$ を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 1.6 倍に拡大できる ($f_b T=0.0010 \rightarrow 0.0016$). これは, 上りリンクでは, 受信フィルタが IUI および IAI の両方低減をするため, 受信フィルタ適応更新による特性改善が支配的であるためである. 受信フィルタに加え, 送信フィルタを適応更新したときに特性改善が得られず僅かに特性が劣化するのは, 送信フィルタ適応更新による IAI 低減の効果よりも, 送信フィルタを適応更新に伴う等価チャネルの時間変動が大きくなることによる受信側の判定帰還チャネル推定の精度の低下の影響が大きいためと考えられる. また, OFDM 下りリンクと比較して $f_b T$ の改善量が小さいのは, SC 上りリンクでは BS 受信で UE の $U \cdot N_{\text{strm}}$ ストリームを同時処理するため, 判定帰還チャネル推定における行列演算のサイズが大きく推定誤差が大きくなるためと考えられる.

サブキャリア間隔を 75kHz とすると, シンボル長 $T_s=13.33 \mu\text{s}$, CP 長 $T_{\text{cp}}=1.67 \mu\text{s}$ であるから, 1 スロット長は $T=15 \mu\text{s}$ となる. このことより, 搬送波周波数が 5GHz のとき, 下りリンクの $f_b T=0.001 \rightarrow 0.004$ の改善は UE 移動速度約 14.4 km/h \rightarrow 57.6km/h の拡大に相当し, 上りリンクの $f_b T=0.0010 \rightarrow 0.0016$ の改善は UE 移動速度約 14.4 km/h \rightarrow 23.0km/h の拡大に相当する.

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 ($f_b T \rightarrow 0$) では理想チャネル推定に近い特性が得られるものの, $f_b T$ が大きい高速移動環境化においては $f_b T$ が大きい高速移動環境化においてはパイロット送受信時とデータ送受信時の伝搬チャネルが異なってしまうため BER 特性が劣化する. 本報告では, 適応 MMSE-SVD の SC 上りリンクへの適用効果を明らかにした. SC 上りリンク伝送では, 判定帰還チャネル推定により MMSE 受信フィルタ (BS) を適応更新することにより, $BER < 10^{-2}$ を確保する許容最大 $f_b T$ を約 1.6 倍に拡大できることを明らかにした. 一方, OFDM 下りリンクの場合には, 線形予測により MMSE 送信フィルタ (BS) を線形予測により更新するとともに判定帰還チャネル推定により SVD による固有モード受信フィルタ (UE) を適応更新することにより, SC 上りリンク伝送の場合より大

きい約 4 倍に許容最大 $f_b T$ を拡大できる [6]. 今後は, 低 $f_b T$ 領域の BER 特性を改善するため, パイロットを用いて生成した受信フィルタと判定帰還チャネル推定を用いて生成した受信フィルタの切り替えについて検討する.

謝 辞

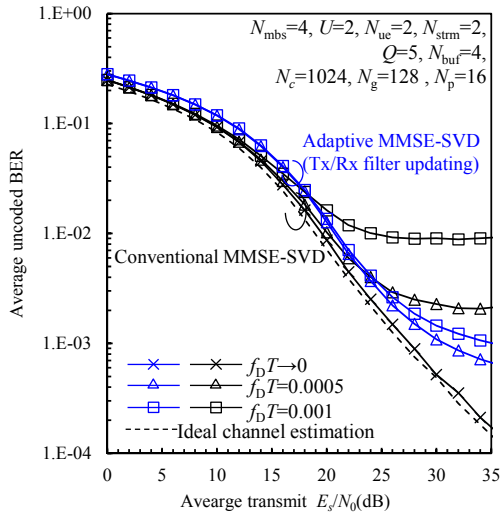
本報告の一部は, 総務省委託研究開発「第 5 世代移动通信システム実現に向けた研究開発～超高密度マルチバンド・マルチアクセス多層セル構成による大容量化技術の研究開発～」による委託を受けて実施した研究開発による成果である.

文 献

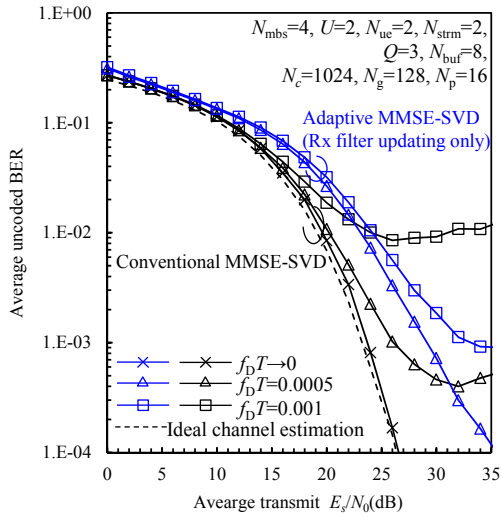
- [1] ARIB 2020 and Beyond Ad Hoc Group, “Mobile Communications System for 2020 and Beyond”, White paper, Oct. 2014.
- [2] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, M. Haardt, “Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels”, IEEE, Trans. Signal Processing, vol. 52, no.2, pp.461-471, Feb.2004.
- [3] S. Kumagai, F. Adachi, “Joint Tx/Rx MMSE Filtering for Single-Carrier MU-MIMO,” Proc. 12nd, IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communication Symposium (APWCS2015), Singapore, Aug. 2015.
- [4] 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.
- [5] F. Adachi, A. Boonkajay, Y. Seki and T. Saito, “MIMO Channel Estimation for Time-Division Duplex Distributed Antenna Cooperative Transmission,” Proc. Int. Wirel. Commun. and Mobile Comput. Conf. (IWCMC 2017), Valencia, Spain, Jun. 2017.
- [6] 関, ブンカジャイ, 安達, “分散 MIMO 協調伝送における適応 MMSE-SVD に関する検討,” 信学技報, vol. 117, no. 246, RCS2017-174, pp. 37-42, 2017 年 10 月.
- [7] F. Adachi, A. Boonkajay, Y. Seki, T. Saito, S. Kumagai and H. Miyazaki, “Cooperative Distributed Antenna Transmission for 5G Mobile Communications Network,” IEICE Trans. Commun., Vol. E100-B, No. 8, pp. 1190-1204, Aug. 2017.
- [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.

表 1 シミュレーション諸元

BS / UE	No. of BS antennas	$N_{\text{mbs}}=4$
	No. of multiplexed UEs	$U=2$
	No. of UE antennas	$N_{\text{uc}}=2$
	No. of data streams per UE	$N_{\text{strm}}=2$
	Pilot sequence	Zadoff-Chu sequence[10] ($i=1$), $N_p=16$
	Modulation	16QAM
	No. of subcarriers	$N_c=1024$
Channel	CP length	$N_g=128$
	Type of fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	16-path uniform, $\tau_{\text{max}}=16$



(a) OFDM 下りリンク



(b) SC 上りリンク

図 4 平均送信 E_s/N_0 対平均 BER 特性

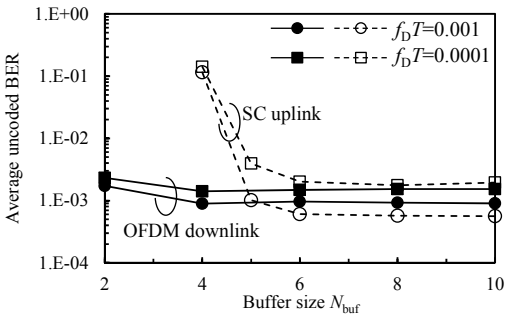


図 5 判定帰還チャンネル推定における N_{buf} の影響

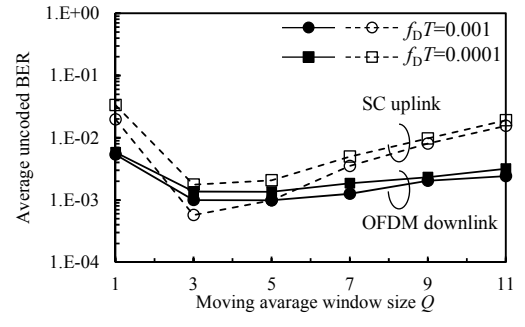
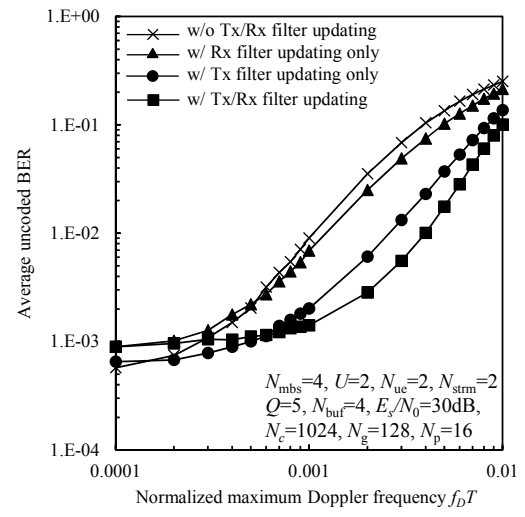
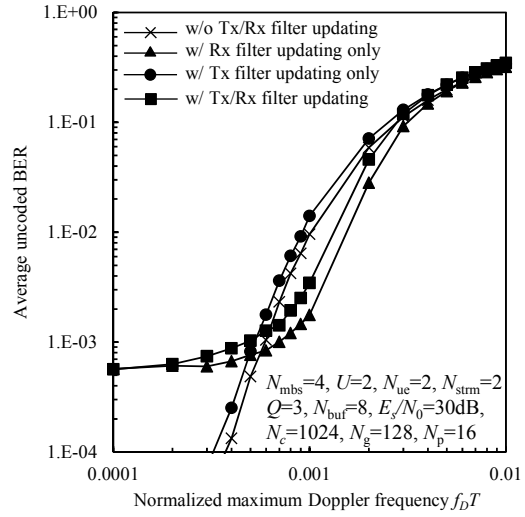


図 6 判定帰還チャンネル推定における Q の影響



(a) OFDM 下りリンク



(b) SC 上りリンク

図 7 $f_D T$ 対平均 BER 特性