

分散 MIMO 協調伝送への適応 STBC-TD の適用に関する一検討

齋藤 智之 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 2-1-1

E-mail: saito.tmm@riec.tohoku.ac.jp, amnart@riec.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし シングルユーザ時空間ブロック符号化送信ダイバーシチ(STBC-TD)では、データ伝送前にパイロット信号を送信してチャネル推定を行って、上りリンク伝送では最小自乗誤差合成ダイバーシチ(MMSECD)重みを、下りリンク伝送では最大比送信等化(MRTD)重みを生成する。しかし、高速移動環境下ではデータ伝送中にチャネルが変動してしまうから伝送特性が劣化する。この伝送特性劣化を救済するには、データ伝送途中で重み係数を更新する必要がある。そこで本稿では、判定帰還チャネル推定を用いる適応 STBC-TD を提案している。SC 上りリンク伝送では MMSECD の重み係数の更新を行い、OFDM 下りリンク伝送では等価チャネルをサブフレーム先頭のパイロット信号受信時の等価チャネルに近づけるような受信フィルタを用いる。

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 STBC-TD の無符号化ビット誤り率(BER)特性を求め、BER<10⁻²を確保する最大許容正規化ドップラ周波数 $f_d T$ を SC 上りリンク伝送で約 4.3 倍、OFDM 下りリンク伝送で約 2.2 倍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, STBC-TD, SC, OFDM, 判定帰還チャネル推定

Study on Adaptive STBC-TD for Distributed MIMO Cooperative Transmission

Tomoyuki SAITO, Amnart BOONKAJAY and Fumiyuki ADACHI

Research Organization of Electrical Communication, Tohoku University

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

E-mail: saito.tmm@riec.tohoku.ac.jp, adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Space-time block coded transmit diversity (STBC-TD) uses the minimum mean square error combining diversity (MMSECD) for single-carrier (SC) uplink and the maximal ratio transmit diversity (MRTD) for OFDM downlink. The MMSECD weight and the MRTD weight are generated before transmission. This is done by using pilot based channel estimation using the uplink and downlink pilots which are transmitted before data. However, in a high mobility environment, the bit-err rate (BER) performance degrades because the channel changes after pilot transmission. In order to mitigate the performance degradation, in this paper, we propose an adaptive STBC-TD with decision feedback channel estimation. Using decision feedback channel estimation, the adaptive STBC-TD updates the MMSECD weight for SC uplink transmission while it introduces the receive filter for OFDM downlink transmission so as to keep the equivalent channel close to the equivalent channel computed upon receiving the downlink pilot. We evaluate, by computer simulation, the uncoded BER performance with adaptive STBC-TD. It is shown that the proposed adaptive STBC-TD increases the allowable maximum Doppler frequency $f_d T$ for keeping BER<10⁻² about 4.3 times and 2.2 times for SC uplink transmission and OFDM downlink transmission, respectively.

Keywords distributed MIMO, STBC-TD, SC, OFDM, decision feed back channel estimation,

1. まえがき

第5世代移動無線通信システムでは、更なる広帯域データ通信サービスの提供が求められている。しかしながら、広帯域無線チャネルは伝搬損失およびシャドウイング損失の他、過酷な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してしまう[1]。これらの問題の克服に向けた、マクロセル内に多数の分散アンテナを配置し、それらを協調して利用する分散 MIMO システムの研究開発を進められている[2-4]。

ユーザ端末(UE)近傍の分散アンテナ(DA)を利用する時空間ブロック符号化送信ダイバーシチ(STBC-TD)[5, 6]を適用すれば、伝搬損失とシャドウ

イング損失の影響を低減でき、通信マクロセルエリア全体に亘って優れた伝送品質を達成できる。そこで、分散 MIMO 協調伝送では、最小自乗誤差合成ダイバーシチ(MMSECD)を SC 上りリンクのマクロセル基地局(MBS)受信側に、最大比送信ダイバーシチ(MRTD)を OFDM 下りリンク伝送の MBS 送信側に、STBC-TD にそれぞれ組み合わせる。これにより、任意の本数の DA を用いる STBC-TD が可能となり、伝送品質を大幅に改善できる[7-10]。

ところで、MBS 側では、SC 上りリンク受信用の MMSECD 重みと OFDM 下りリンク送信用の MRTD 重みを生成しなければならないが、そのためには、ユー

ザデータ伝送前に MBS のアンテナと UE アンテナ間のチャンネル情報 (CSI) を知る必要がある。そのため、周波数分割複信 (FDD) では、UE 側で得られた CSI を MBS 側へフィードバックしなければならない。一方、時分割複信 (TDD) では、チャンネルの相反性を利用すれば MBS と UE それぞれで独立にチャンネル推定を行うことができ、CSI のフィードバックが不要になる。そこで筆者らは最近、図 1 に示す 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 伝送を対象に準静止環境下であれば十分精度の良いチャンネル推定ができることを計算機シミュレーションより明らかにした [11, 12]。

しかしながら、サブフレーム先頭のパイロット信号を用いた初期推定チャンネルを用いて MMSECD 重みおよび MRTD 重みを生成するため、高速移動環境下ではデータ送信中にチャンネルが変動して推定チャンネルとずれが生ずることにより、BER 特性が劣化してしまう。そこで本稿では、受信機 (MBS および UE) 側で判定帰還チャンネル推定を用いてデータ伝送特性の劣化を救済する適応 STBC-TD を提案している。本検討に当たっては、高速移動環境下における適応 STBC-TD の基本的特性を明らかにするため、時間と周波数領域 2 重選択性フェージングのみを考慮するものとし、伝搬損失およびシャドウィング損失を無視した。

本稿の構成は以下の通りである。第 2 章において STBC-TD の送受信伝送系について説明し、第 3 章にて提案する適応チャンネル推定法について述べる。第 4 章で計算機シミュレーション結果を示し、適応チャンネル推定の効果について考察する。第 5 章で結論を述べる。

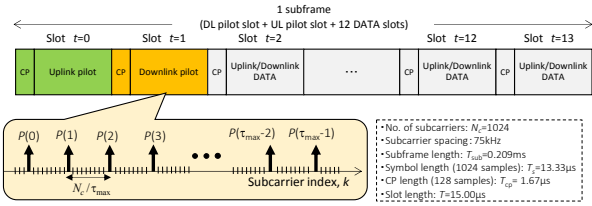


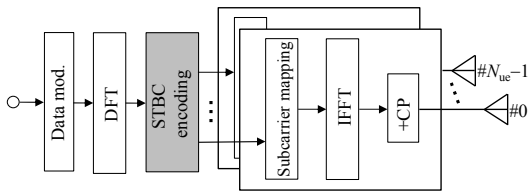
図 1 TDD サブフレーム構成 (2PTS+12DTS)

2. 分散 MIMO 協調伝送における STBC-TD

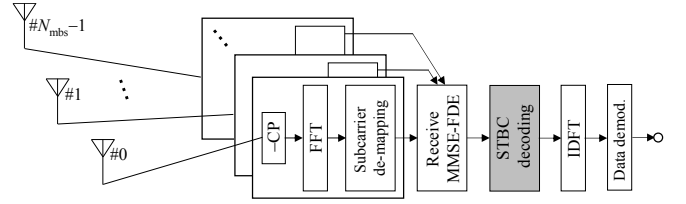
SC 上りリンクおよび OFDM 下りリンクの従来の送受信機構成を図 2 および 3 に示す。以下では、送信信号生成および受信信号検出処理について説明する。

マクロセル内に分散配置された N_{macro} 本のアンテナから N_{mbs} 本のアンテナを選択した後の分散 MIMO 協調伝送の信号表現を用いる。上下リンクともに、 U 台の UE を周波数分割多重し、第 u UE には $k=u(N_c/U)$ から $k=(u+1)(N_c/U)-1$ 番目までの N_c/U 本のサブキャリアを割り当てるものとする。また本章では、タイムスロットインデックス t の記載を省略する。

本論文では下記の表記を用いる。 $[\cdot]^{-1}$, $[\cdot]^T$ および $[\cdot]^*$, $[\cdot]^H$ はそれぞれ逆行列、行列の転置および複素共役、エルミート転置を表す。

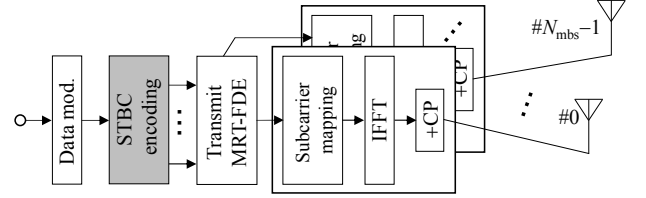


(a) 送信機 (UE 側)

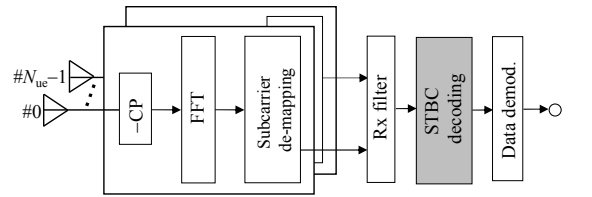


(b) 受信機 (MBS 側)

図 2 SC 上りリンク送受信機構成



(a) 送信機 (MBS 側)



(b) 受信機 (UE 側)

図 3 OFDM 下りリンク送受信機構成

2.1. SC 上りリンク伝送

SC 上りリンクでは、STBC 符号化と復号を周波数領域で行う。送信機 (UE) 側では、2 個の送信シンボルブロックを離散フーリエ変換 (DFT) により周波数領域信号に変換後、周波数成分毎に STBC 符号化を行う。次いで、STBC 符号化後信号に逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に戻し、サイクリックプリフィックス (CP) を付加後、 N_{ue} 本のアンテナを用いて信号を送信する。周波数領域送信信号 $\mathbf{S}_\uparrow(k)$ は次式のように表せる。

$$\mathbf{S}_\uparrow(k) = \sqrt{\frac{1}{N_{ue}} \left(\frac{2E_s}{T_s} \right)} \mathbf{X}(k) \quad (1)$$

ここで E_s および T_s はデータシンボルエネルギーおよびデータシンボル長をそれぞれ表している。また、 $\mathbf{X}(k)$ は 2 行 \times 2 列の Alamouti STBC 符号化行列 [5] であり、2 個の送信データシンボル $\{D_j(k): k=0 \sim N_c-1, j=0,1\}$ を用いて次式のように表すことができる。

$$\mathbf{X}(k) = [\mathbf{X}_0^T(k), \mathbf{X}_1^T(k)] = \begin{bmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) \\ D_1(k) & D_0^*(k) \end{bmatrix} \quad (2)$$

受信機 (MBS) 側では、 N_{mbs} 本の分散アンテナによる受信信号 $\mathbf{R}_\uparrow(k)$ に次式のように MMSECD 重みを適用して $\hat{\mathbf{R}}_\uparrow(k) = \{\hat{R}_{n_{ue},q}(k); n_{ue} = 0 \sim N_{ue}-1, q = 0,1\}$ を得る。

$$\hat{\mathbf{R}}_\uparrow(k) = \mathbf{W}_{\uparrow mmse}(k) \mathbf{R}_\uparrow(k) \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{R}_\uparrow(k)$ と $\mathbf{W}_{\uparrow mmse}(k)$ はそれぞれ、 $N_{mbs} \times 2$ の受信信号行列と $N_{ue} \times N_{mbs}$ の MMSECD 重み行列である。ところで、 $\mathbf{R}_\uparrow(k)$ は

$$\mathbf{R}_\uparrow(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{H}_\uparrow(k) \mathbf{S}_\uparrow(k) + \mathbf{N}_\uparrow(k) \quad (4)$$

のように表せる.

ここで, $\mathbf{N}_\uparrow(k) = \{N_{n_{\text{mbs},q}}(k); n_{\text{mbs}}=0 \sim N_{\text{mbs}}-1, q=0,1\}$ は N_{mbs} 行 \times 2列の熱雑音行列であり, 各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である (N_0 は片側雑音電力スペクトル密度). このことから, $\mathbf{W}_{\uparrow\text{mmse}}(k)$ の第 n_{ue} 行第 n_{mbs} 列の要素は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} & W_{\uparrow\text{mmse}}(k; n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}}) \\ &= \left(\sum_{n_{\text{ue}}=0}^{N_{\text{ue}}-1} \sum_{n_{\text{mbs}}=0}^{N_{\text{mbs}}-1} |H_\uparrow(k; n_{\text{mbs}}, n_{\text{ue}})|^2 \right)^{-1} \\ & \quad + \left(\frac{1}{N_{\text{ue}}} \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \end{aligned} \times H_\uparrow^*(k; n_{\text{mbs}}, n_{\text{ue}}) \quad (5)$$

式(3)の $\hat{\mathbf{R}}_\uparrow(k)$ を用いて STBC 復号を行い, 軟判定データシンボルを得た後にデータ復調を行う. 軟判定データシンボルを得る STBC 復号は複素共役演算と加減算のみである [5, 7-9]. 特に Alamouti 符号化のとき式(3)を用いて次式のように求めることができる.

$$\hat{\mathbf{D}}_\uparrow(k) = \begin{bmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{R}_{0,0}(k) + \hat{R}_{1,1}^*(k) \\ \hat{R}_{0,1}(k) - \hat{R}_{1,0}^*(k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

2.2. OFDM 下りリンク伝送

受信機 (UE) 側では, N_{ue} 本のアンテナで信号を受信して STBC 復号する. 送信機 (MBS) 側では, 送信シンボルと STBC 復号後の受信シンボルの受信信号電力対雑音電力比 (SNR) を最大化する MRTD 重みを用いる. 式(2)の Alamouti 符号化行列に MRTD 重みを適用して次式のように送信信号 $\mathbf{S}_\downarrow(k)$ を生成する.

$$\mathbf{S}_\downarrow(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \mathbf{W}_{\downarrow\text{mrt}}(k) \mathbf{X}(k) \quad (7)$$

ここで, MRTD 重み行列 $\mathbf{W}_{\downarrow\text{mrt}}(k)$ は次式で与えられる N_{mbs} 行 \times N_{ue} 列の行列である.

$$\mathbf{W}_{\downarrow\text{mrt}}(k) = A \mathbf{H}_\downarrow^H(k) \quad (8)$$

ここで, A と $\mathbf{H}_\downarrow(k)$ はそれぞれ, 次式で与えられる電力正規化係数と N_{ue} 行 \times N_{mbs} 列の下りリンクチャネル行列である.

$$\begin{cases} A = \left(\frac{1}{N_c/U} \sum_{k=u(N_c/U)}^{(u+1)(N_c/U)-1} \sum_{n_{\text{mbs}}=0}^{N_{\text{mbs}}-1} \sum_{n_{\text{ue}}=0}^{N_{\text{ue}}-1} |H_\downarrow(k; n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}})|^2 \right)^{-1/2} \\ \mathbf{H}_\downarrow(k) = \begin{bmatrix} H_\downarrow(k; 0, 0) & H_\downarrow(k; 0, 1) & \cdots & H_\downarrow(k; 0, N_{\text{mbs}}-1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_\downarrow(k; N_{\text{ue}}-1, 0) & H_\downarrow(k; N_{\text{ue}}-1, 1) & \cdots & H_\downarrow(k; N_{\text{ue}}-1, N_{\text{mbs}}-1) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

上式より, MRTD 重み行列 $\mathbf{W}_{\downarrow\text{mrt}}(k)$ の第 n_{mbs} 行 n_{ue} 列の要素は次式で与えられる.

$$W_{\downarrow\text{mrt}}(k; u, n_{\text{mbs}}, n_{\text{ue}}) = \frac{H_\downarrow^*(k; n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}})}{\sqrt{\frac{1}{N_c/U} \sum_{k=u(N_c/U)}^{(u+1)(N_c/U)-1} \sum_{n_{\text{mbs}}=0}^{N_{\text{mbs}}-1} \sum_{n_{\text{ue}}=0}^{N_{\text{ue}}-1} |H_\downarrow(k; n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}})|^2}} \quad (10)$$

各受信機 (UE) 側では, N_{ue} 本のアンテナによる $N_{\text{ue}} \times 2$ の周波数領域受信信号行列 (N_c ポイント FFT を用いて時間領域信号を周波数領域に変換した後)

$\mathbf{R}_\downarrow(k) = \{R_{n_{\text{ue}},q}(k); n_{\text{ue}}=0 \sim N_{\text{ue}}-1, q=0,1\}$ を得る. 準静的フェージングのときは不要であるが, 高速フェージングのときにはデータ受信中のチャネル変動を補正するために受信フィルタ $\mathbf{W}_{\downarrow\text{RX}}(k)$ を導入する. 受信フィルタリング後の受信信号 $\mathbf{R}_\downarrow(k)$ は次式のように表せる.

$$\hat{\mathbf{R}}_\downarrow(k) = \mathbf{W}_{\downarrow\text{RX}}(k) \mathbf{R}_\downarrow(k) \quad (11)$$

準静的フェージングとき, 受信フィルタは $\mathbf{W}_{\downarrow\text{RX}}(k) = \mathbf{I}$ (単位行列) とすればよい. なお, $\mathbf{R}_\downarrow(k)$ は次式のように表せることに注意されたい.

$$\mathbf{R}_\downarrow(k) = \mathbf{H}_\downarrow(k) \mathbf{S}_\downarrow(k) + \mathbf{N}_\downarrow(k) \quad (12)$$

ここで, $\mathbf{N}_\downarrow(k) = \{N_{n_{\text{ue}},q}(k); n_{\text{ue}}=0 \sim N_{\text{ue}}-1, q=0,1\}$ は第 N_{ue} 行 \times 2列の熱雑音行列であり, 各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス変数である.

式(12)を用いて SC 上りリンクと同様に STBC 復号を行い, 軟判定データシンボルを得て, 振幅正規化を行った後にデータ復調を行う. 尚, 振幅正規化後の軟判定データシンボルは次式のように得られる.

$$\hat{\mathbf{D}}_\downarrow(k) = A^{-1} \sum_{n_{\text{mbs}}=0}^{N_{\text{mbs}}-1} \sum_{n_{\text{ue}}=0}^{N_{\text{ue}}-1} |H(k; n_{\text{ue}}, n_{\text{mbs}})|^2 \begin{bmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

3. 高速移動環境下のための適応 STBC-TD

本稿では, 図 1 の TDD サブフレーム構成を用いる. サブフレームは 14 個のタイムスロットで構成され, 時刻 $t=0$ で上りリンクパイロット信号, $t=1$ で下りリンクパイロット信号, $t=2 \sim 13$ でユーザデータ信号を送送する. 疎なチャネルの特徴を利用することで, MIMO チャネルの同時推定が可能である [11-13]. また, 上りリンクおよび下りリンクは, SC 伝送および OFDM 伝送をそれぞれ仮定している.

サブフレーム先頭の上りリンクパイロットを用いて, MBS および UE はそれぞれ初期チャネル推定を行い送信 MRTD または受信 MMSECD の重みを生成し, ユーザデータ伝送を行う. しかしながら, 高速移動環境下では初期推定チャネルを用いた送信 MRTD または受信 MMSECD の重みと伝搬チャネルとの間に不整合が生じ, BER 特性が劣化してしまう.

これを救済するために SC 上りリンクでは, 判定帰還チャネル推定値を用いて MMSECD 重み係数の更新を行う. また OFDM 下りリンクでは, 判定帰還等価チャネル推定値を用いて受信信号の等価チャネル成分を先頭ユーザデータ受信時の等価チャネルに近づける受信フィルタを適用する.

本稿では, 連続する 2 スロット間 (時刻 t と $t+1$) のチャネル変動は十分小さいものと仮定した ($\mathbf{H}^t(k) \approx \mathbf{H}^{t+1}(k)$). 以下に, SC 上りリンクおよび OFDM 下りリンクの判定帰還チャネル推定を用いた適応更新法についてそれぞれ述べる.

3.1. SC 上りリンクにおける MMSECD 重みの更新

SC 上りリンクにおける適応 STBC-TD の受信機構成を図 4 に示す. 受信機 (MBS) 側では, MMSECD 重みの生成に用いるチャネル推定値をタイムスロット時刻に

よって切り替える．タイムスロット時刻 $t=2,3$ の時，初期チャネル推定を， $t > 3$ の時，判定帰還チャネル推定をそれぞれ使用する．

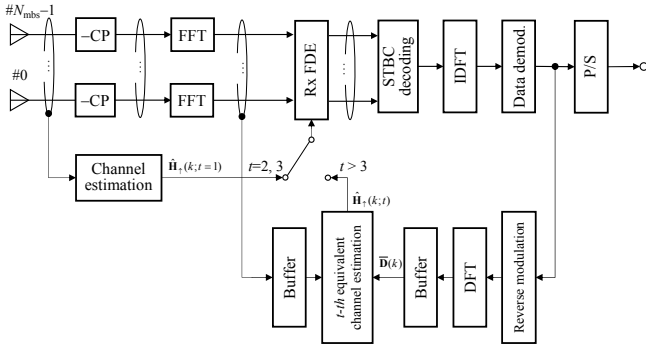


図4 SC上りリンクにおける適応 STBC-TD の受信機構成

MBS では， N_{mbs} 本のアンテナで受信された 2 タイムスロット分のサブキャリア k の成分から構成される $N_{mbs} \times 2$ の受信信号行列 $\hat{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t') = [\mathbf{R}_{\uparrow}(k;t'), \mathbf{R}_{\uparrow}(k;t'+1)]$ を得る．ここで $t'=2m (m=1,2,\dots,6)$ である． $\hat{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t')$ に MMSECD 重みを乗算後，STBC 復号とデータ判定を行う．この後，判定帰還チャネル推定を行って，時刻 t' の $N_{mbs} \times N_{ue}$ のチャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k;t')$ を推定する．

ところで，受信信号行列 $\hat{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t')$ が

$$\hat{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t') = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \mathbf{H}_{\uparrow}(k;t') \hat{\mathbf{X}}_{\uparrow}(k;t') + \hat{\mathbf{N}}_{\uparrow}(k;t') \quad (14)$$

のように表せることから，推定チャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k;t')$ を次式のように得る．

$$\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k;t') = \hat{\mathbf{R}}_{\uparrow}(k;t') (\hat{\mathbf{D}}(k;t'))^H \left(\hat{\mathbf{D}}(k;t') (\hat{\mathbf{D}}(k;t'))^H + \mathbf{I}_{N_{ue}} \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{-1} \right)^{-1} \quad (15)$$

ここで， $\hat{\mathbf{D}}(k;t')$ は STBC 復号結果 $\hat{\mathbf{D}}_{\uparrow}(k)$ より求めた硬判定シンボルを用いた STBC 行列であり，次式のように表せる．

$$\hat{\mathbf{D}}(k;t') = \begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) & -\hat{D}_1^*(k) \\ \hat{D}_1(k) & \hat{D}_0^*(k) \end{pmatrix} \quad (16)$$

このようにして得た推定判定帰還チャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k;t')$ を次式のようにサブキャリア方向に移動平均する．

$$\tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k;t') = \frac{1}{W} \sum_{w=-W/2}^{W/2} \hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k+w;t') \quad (17)$$

ここで W はサブキャリア方向の移動平均窓幅を表す．簡単な 1 次線形予測 (1st DF-LP) または 2 次線形予測 (2nd DF-LP) を用いて，時刻 $t'+2$ におけるチャネル行列を次式のように推定する．

$$\hat{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k;t'+2) = \begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k;t') & : 1 \text{次線形予測} \\ 2\tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k;t') - \tilde{\mathbf{H}}_{\uparrow}(k;t'-2) & : 2 \text{次線形予測} \end{cases} \quad (18)$$

式(5)で示した MMSECD 重みの生成と同様に，上式(18)で求めたチャネル推定値を用いて時刻 t の MMSECD 重みを次式のように更新する．

$$W_{\uparrow, \text{mmse}}(k; n_{ue}, n_{mbs}) = \begin{cases} \left(\sum_{n_{ue}=0}^{N_{ue}-1} \sum_{n_{mbs}=0}^{N_{mbs}-1} |\hat{H}_{\uparrow}(k; t=0, n_{mbs}, n_{ue})|^2 \right)^{-1} \times (\hat{H}_{\uparrow}(k; t=0, n_{mbs}, n_{ue}))^* & t=2,3 \\ \left(\sum_{n_{ue}=0}^{N_{ue}-1} \sum_{n_{mbs}=0}^{N_{mbs}-1} |\hat{H}_{\uparrow}(k; t'+2, n_{mbs}, n_{ue})|^2 \right)^{-1} \times (\hat{H}_{\uparrow}(k; t'+2, n_{mbs}, n_{ue}))^* & t > 3 \end{cases} \quad (19)$$

ここで $\hat{H}_{\uparrow}(k; t=0)$ は，時刻 $t=0$ で上りリンクパイロット信号を用いた初期チャネル推定値である．次いで，上式(19)を式(3)へ適用し STBC 復号を行った後，データ復調を行う．

3.2. OFDM 下りリンクにおける受信フィルタの更新

OFDM 下りリンクにおける適応 STBC-TD の受信機構成を図 5 に示す．OFDM 下りリンクでは，時刻 $t=0$ における上りリンクの初期チャネル推定値を用いて生成した MRTD 重みを， $2 \leq t \leq 13$ のデータ区間に渡って使用し続ける．そのため，受信機(UE)側のユーザデータ区間における判定帰還チャネル推定では，等価チャネルの推定のみが可能である．そこで，ユーザデータ区間の先頭と最後尾の等価チャネルの差を小さくするような受信フィルタを適用する．

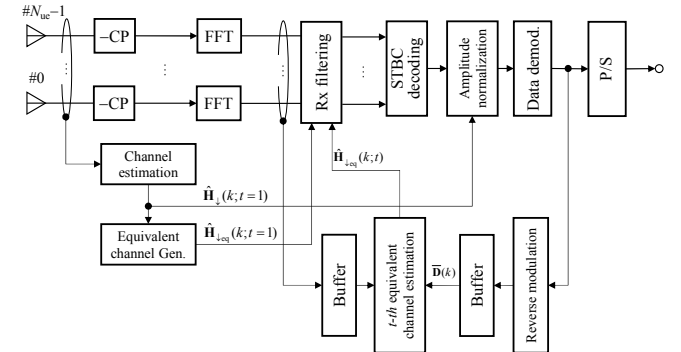


図5 OFDM下りリンクにおける適応 STBC-TD の受信機構成

N_{ue} 本の UE アンテナで受信された 2 タイムスロット分の受信信号を $N_{ue} \times 2$ 行列 $\hat{\mathbf{R}}_{\downarrow}(k;t') = [\mathbf{R}_{\downarrow}(k;t'), \mathbf{R}_{\downarrow}(k;t'+1)]$ で表すことにする．この $\hat{\mathbf{R}}_{\downarrow}(k;t')$ が

$$\hat{\mathbf{R}}_{\downarrow}(k;t') = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \mathbf{H}_{\downarrow, \text{eq}}(k;t') \hat{\mathbf{X}}(k;t') + \hat{\mathbf{N}}_{\downarrow}(k;t') \quad (20)$$

のように表せることから，判定帰還により等価チャネル行列を次式のように推定する．

$$\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow, \text{eq}}(k;t') = \hat{\mathbf{R}}_{\downarrow}(k;t') (\hat{\mathbf{D}}(k;t'))^{-1} \quad (21)$$

上式中の $\hat{\mathbf{D}}(k;t')$ は，STBC 復号後に振幅正規化した軟判定データシンボル $\hat{\mathbf{D}}_{\downarrow}(k)$ より硬判定を行って生成した STBC 行列であり，SC 上りリンクと同様に式(16)で与えられる．

このようにして得た推定等価チャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow, \text{eq}}(k;t')$ を次式のようにサブキャリア方向に移動平

均する.

$$\tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq}}(k;t') = \frac{1}{W} \sum_{w=-W/2}^{W/2} \hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq}}(k+w;t') \quad (22)$$

ここで W はサブキャリア方向の移動平均窓幅を表す. この後, 1 次線形予測または 2 次線形予測を用いて, 時刻 $t+2$ における等価チャネル行列を次式のように推定する.

$$\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq}}(k;t'+2) = \begin{cases} \tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq}}(k;t') & \text{:1次線形予測} \\ 2\tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq}}(k;t') - \tilde{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq}}(k;t'-2) & \text{:2次線形予測} \end{cases} \quad (23)$$

上式(23)の等価チャネル行列を用いて次式のように受信フィルタを生成する.

$$\mathbf{W}_{\downarrow\text{RX}}(k;t'+2) = \hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq}}(k;t=1) \left(\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq}}(k;t') \right)^{-1} \quad (24)$$

ここで, $\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow\text{eq}}(k;t=1)$ は時刻 $t=1$ で下りリンクパイロット信号を用いた初期チャネル推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\downarrow}(k;t=1)$ より生成した推定等価チャネル行列である.

最後に式(24)を用いて式(11)のように受信信号を生成し, STBC 復号および振幅正規化を行った後, データ復調を行う.

4. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表 1 に示す. 総サブキャリア数 N_c および CP 長 N_{cp} はそれぞれ $N_c=1024$ および $N_{cp}=128$ としている. マクロセル内に配置する DA から $N_{mbs}=4$ 本の送信アンテナを選択したものとし, UE は $N_{ue}=2$ 本の受信アンテナを搭載しているものとする. 計算機シミュレーションにより, STBC-TD を用いた SC 上りリンクおよび OFDM 下りリンク伝送の無符号化ビット誤り率(BER)を求めた.

図 6 にサブフレーム先頭のパイロットによる初期チャネル推定を用いて送信 MRTD または受信 MMSECD の重みを生成した場合と判定帰還によるチャネル推定を用いて送信 MRTD または受信 MMSECD の重みを生成した場合において, 最大正規化ドップラ周波数 ($f_b T$) をパラメータとして, SC 上りリンクおよび OFDM 下りリンクの平均 E_s/N_0 対 BER 特性をそれぞれ示す. ここで, T はスロット長である. 図 6 より, 上下リンクともに準静止環境下 ($f_b T \rightarrow 0$) では, 理想チャネル推定と同程度の BER 特性が得られることが分かる. しかしながら, 高速移動環境下になるほど ($f_b T$ が大きくなるほど), チャネル時変動の影響により送信 MRTD または受信 MMSECD の重みと伝搬チャネル間の不整合が大きくなり, BER 特性が劣化する. そのため $f_b T$ が大きい場合, E_s/N_0 を大きくしても BER フロアが発生してしまう. 一方, 2 次線形予測を用いる判定帰還チャネル推定を用いることで, 準静止環境下では雑音協調により BER が劣化するものの, 高速移動環境下における BER 特性の劣化を救済できることが分かる. そのため, 受信 E_s/N_0 および $f_b T$ に対応して, 重み生成に初期チャネル推定または判定帰還チャネル推定のどちらを用いるかを適応的に判定する必要がある.

図 7 に, 上下リンクの受信機における 2 次線形予測を用いる判定帰還チャネル推定時の移動平均窓幅の影響について, 窓幅 W と BER 特性の関係を示す. W 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, チャネルの周波数選択性により W が大きすぎる場合,

BER 特性が劣化してしまう. 窓幅 W と BER 特性にはトレードオフの関係にあることが分かる. また図 7 より, SC 上りリンクと OFDM 下りリンクでは, 移動平均窓幅はそれぞれ $7 \leq W_{\text{(uplink)}} \leq 15$ と $9 \leq W_{\text{(downlink)}} \leq 17$ が適していることが分かる.

図 8 に, SC 上りリンクおよび OFDM 下りリンクの $f_b T$ 対平均 BER 特性を示す. 移動平均窓幅 $W=11$ の 2 次線形予測を用いる判定帰還チャネル推定を適用した場合, BER $< 10^{-2}$ を確保する最大許容 $f_b T$ を, SC 上りリンクと OFDM 下りリンクでは, それぞれ約 4.3 倍 ($f_b T=0.008 \rightarrow 0.035$) と約 2.2 倍に ($f_b T=0.008 \rightarrow 0.0175$) に拡大できることが分かる. これは, 搬送周波数 5GHz, シンボル長 $T_s=13.33\mu\text{s}$, サブキャリア間隔を 75kHz とすると, SC 上りリンクと OFDM 下りリンクでは, それぞれ UE 移動速度約 504km/h と約 252km/h に相当する.

表 1 シミュレーション諸元

Pilot structure	No. of pilot subcarriers	$N_p=16$
	Pilot sequence	Zdaff-Chu seq.($i=1$)
Transmitter/ Receiver	No. of subcarriers	$N_c=1024$
	CP length	$N_{cp}=128$
	No. of MBS antennas	$N_{mbs}=4$
	No. of UE antennas	$N_{ue}=2$
Propagation channel	Frequency-Selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile (PDP) shape	16-path uniform
	Maximum delay time	$\tau_{\text{max}}=16$

5. まとめ

サブフレームの先頭に配置したパイロットを用いて, MBS 側で上りリンク受信用 MMSECD 重みと下りリンク送信用 MRTD 重みを生成後, ユーザデータ伝送を行うシングルユーザ STBC-TD では, 準静止環境下 ($f_b T \rightarrow 0$) においては理想チャネル推定に近い BER 特性が得られるものの, 高速移動環境下においてはデータ伝送中にチャネルが変動するために BER 特性が劣化する. そこで本稿では, 判定帰還を用いるチャネル推定を用いて高速移動環境下のチャネル時変動に追従する適応 STBC-TD を提案した. 計算機シミュレーションにより, 適応 STBC-TD を用いれば, BER $< 10^{-2}$ を確保する最大許容 $f_b T$ を, SC 上りリンクでは約 4.3 倍に, OFDM 下りリンクでは約 2.2 倍に拡大できることを明らかにした.

判定帰還チャネル推定を用いることで高速移動環境下では BER の劣化を救済できるものの準静止環境下では雑音強調により BER が劣化する. 今後は, $f_b T$ と受信 E_s/N_0 に対応して判定帰還チャネル推定を用いるかを判定する適応切替法の検討および伝播損失とシャドウイング損失を考慮した分散アンテナシステムにおける適応 STBC-TD の効果について検討を行う予定である.

謝 辞

本稿は, 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] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.

[2] F. Adachi, K. Takeda, T. Obara, T. Yamamoto, and H. Matsuda, "Recent advances in single-carrier frequency-domain equalization and distributed antenna network," *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol.E93-A, No.11, pp.2201-2211, Nov. 2010.

[3] F. Adachi, K. Takeda, T. Yamamoto, R. Matsukawa, and S. Kumagai, "Recent advances in single-carrier distributed antenna network," *Wireless Commun. and Mobile Computing*, Vol. 11, Issue 12, pp. 1551-1563, Dec. 2011, doi: 10.1002/wcm.1212.

[4] 瀬山, 小林, 伊達, 関, 箕輪, 須山, 奥村, "5G 超高密度分散アンテナシステムにおける協調 MU-MIMO 送信の基礎検討," 信学会ソサイエティ大会, B-5-65, 2015 年 9 月.

[5] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas. Commun.*, Vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.

[6] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans.on Inform. Theory*, Vol. 45, No. 5, pp. 1456-1467, July 1999.

[7] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-time block coded-joint transmit/receive antenna diversity using more than 4 receive antennas," *Proc. 2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, Calgary, Canada, 21-25 September 2008.

[8] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity in a Frequency-Nonselective Rayleigh Fading Channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E89-B, No.8, pp.2189-2195, Aug. 2006.

[9] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Application of space-time transmit diversity to single-carrier transmission with frequency-domain equalization and receive antenna diversity in a frequency-selective fading channel," *IEE Proc. Commun.*, Vol. 151, No. 6, pp. 627-632, Dec. 2004.

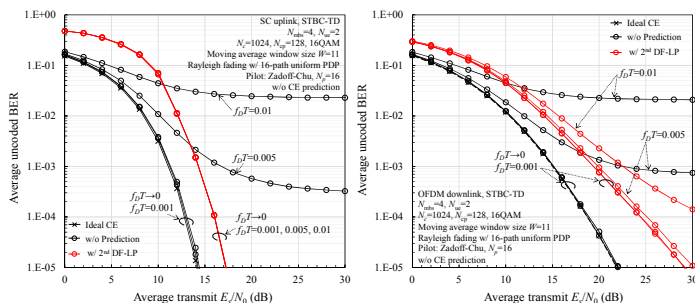
[10] F. Adachi, A. Boonkajay, Y. Seki, T. Saito, S. Kumagai and H. Miyazaki, "Cooperative Distributed Antenna Transmission for 5G Mobile Communications Network," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E100-B, No.8, pp.1189-1204, Aug. 2017.

[11] 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.

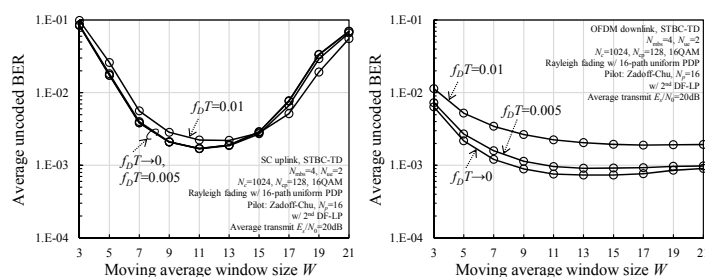
[12] F. Adachi, A. Boonkajay, Y. Seki and T. Saito, "MIMO Channel Estimation for Time-Division Duplex Distributed Antenna Cooperative Transmission," *Proc. The 13th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2017)*,

Holiday Inn Hotel, Valencia, Spain, 26-30 June, 2017.

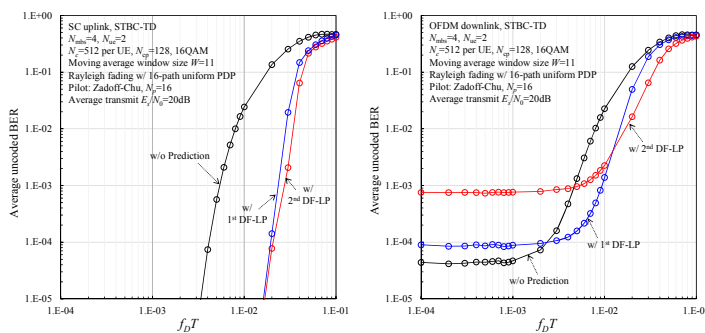
[13] 関, ブンカジャイ, 安達, "分散 MIMO 協調伝送における適応 MMSE-SVD に関する検討," 信学技報, Vol.117, No.246, RCS2017-174, pp.37-42, 2017 年 10 月.



(a)SC 上りリンク (b)OFDM 下りリンク
図 6 平均 E_s/N_0 対 平均 BER 特性



(a)SC 上りリンク (b)OFDM 下りリンク
図 7 移動平均窓幅 W の影響



(a)SC 上りリンク (b)OFDM 下りリンク
図 8 移動速度の影響