

高速移動環境下におけるシングルキャリア時空間符号化時分割複信伝送のための周波数領域等化に関する一検討

宮崎 寛之[†] 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: [†]miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし これまでに我々は、シングルキャリア (SC) 周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ (FD-STBC-JTRD) を対象に、1 符号語を構成する複数の符号ブロックの一つ一つに対応して複数の重みを用いるマルチブロック FDE を提案し、1 符号語内で共通の FDE 重みを用いる従来の FDE より優れた平均ビット誤り率 (BER) 特性を達成できることを明らかにした。しかしながら、FD-STBC-JTRD におけるマルチブロック送信 FDE に関するこれまでの検討では準静的フェージングを仮定しており、1 符号語内におけるチャンネルの時間変動を考慮していなかった。そこで本稿では、SC 時分割複信 (TDD) を対象に 1 符号語内におけるチャンネルの時間変動を考慮した上で、STBC 符号化前の送信信号を STBC 復号後の受信信号との平均二乗誤差 (MSE) を最小とするように上りリンクマルチブロック受信 FDE 重みおよび下りリンクマルチブロック送信 FDE 重みを決定する。計算機シミュレーションにより、チャンネル情報が理想的に得られる場合は、マルチブロック FDE を用いることによって、1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮しない FDE を用いる場合より、常に優れた平均 BER 特性が得られることを明らかにしている。また循環遅延パイロットチャンネル推定 (CDP-CE) および最小二乗法による予測を用いた場合の平均 BER 特性を明らかにし、チャンネル推定の時間追従性がマルチブロック FDE に及ぼす影響について考察している。

キーワード 時空間符号化, 周波数領域等化, 高速フェージング

FDE Weight for Single-Carrier Space-Time Block Coded Time Division Duplex Transmission in High Mobility Environment

Hiroyuki MIYAZAKI[†] 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: [†]miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, we proposed a multi-block transmit frequency-domain equalization (FDE), which uses multiple weight matrices corresponding to multiple blocks in a STBC code-word, for single-carrier (SC) transmission using frequency-domain space-time block coded joint transmit/receive diversity (FD-STBC-JTRD) and showed that the multi-block transmit FDE achieves better bit error rate (BER) performance than the conventional transmit FDE which uses the single weight matrix over a STBC code-word. However, the past study assumed a quasi-static fading channel. In this paper, we proposed a multi-block FDE for SC-STBC time division duplex (TDD) transmission in high mobility environment. The received FDE weight matrices for uplink and the transmit FDE weight matrices for downlink are respectively optimized so as to minimize the mean square error (MSE) between the transmit signal before STBC coding and the received signal after STBC decoding considering the changing of the channel in a STBC code-word. It is shown by computer simulation that, when channel state information (CSI) is perfectly obtained, the proposed FDE can achieve better BER performance than the previous FDE which does not consider the changing of the channel in STBC code-word. Then, we evaluate, by computer simulation, BER performance when using cyclic delay pilot aided channel estimation (CDP-CE) and polynomial prediction and discuss the impact of CSI error.

Keyword Space-time block coding, frequency-domain equalization, high mobility

1. まえがき

2011年3月に発生した東日本大震災は、次世代移動無線通信システムには高速大容量化だけではなく、災害時に通信機能を迅速に復旧できなければならないことを教えてくれた。無人航空機 (UAS) を用いた無線中継技術システム[1]は、災害時の迅速な通信機能の復旧を可能とする。UAS を用いた無線中継システムでは、UAS の移動や旋回による距離変動および他無線システムからの干渉により、地上局-UAS 間リンクは不安定なリンクとなる。また、広帯域シングルキャリア (SC) 伝送では、周波数選択性フェージングに起因する符号

間干渉 (ISI) によって伝送特性が大幅に劣化してしまう[2]。そのため UAS を用いた無線中継システムでは、高品質化および高安定化が重要な技術課題である。

まず周波数選択性フェージングを克服する技術として、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) が広く知られている[3,4]。さらに上記の MMSE-FDE とアンテナダイバーシチを組み合わせることによって空間ダイバーシチ効果と周波数ダイバーシチ効果の両方が得られ、より優れた BER 特性を改善できる[5]。また簡易な構成の受信機もしくは送信機で実現できる送受信ダイバーシチには、周波数領

域時空間ブロック符号化受信ダイバーシチ (FD-STTD) [6,7]および周波数領域時空間ブロック符号化送受信ダイバーシチ (FD-STBC-JTRD) [8,9]がある.

我々は最近, UAS を用いる無線中継システムを対象に, 第 1 ホップにおいて FD-STTD (もしくは FD-STBC-JTRD) を, 第 2 ホップにおいて FD-STBC-JTRD (もしくは FD-STTD) をそれぞれ用いる地上-UAS 連携マルチリンク MIMO 協調中継を提案した[10] (図 1). この手法では, 地上局 (もしくは UAS) 構成を簡易なものに保ちつつ送受信ダイバーシチを実現でき, 従来の SISO 中継伝送を用いる場合より常に優れたスループットを達成できる[10].

次いで我々は最近, 1 符号語内の複数のブロックの一つ一つに対応して複数の FDE 重みを用いるマルチブロック FDE を提案した[11]. マルチブロック FDE は, 1 符号語内で共通の FDE 重みを用いる従来の FDE より STBC 符号化率の逆数倍の受信信号電力対雑音電力比 (SINR) を達成できる[11]. しかし, マルチブロック FDE に関するこれまでの検討は準静的フェージングを仮定していた. UAS を用いた無線中継システムでは, UAS が高速に旋回することから, 無線チャンネルは時々刻々と変化する時間・周波数二重選択性フェージングとなる. そして 1 符号語を構成する複数のブロックごとに時間変動するような高速移動環境下では, STBC 符号の直交性を満たさなくなることにより, STBC 符号干渉が発生し, 特性が大きく劣化してしまう[12]. しかし, マルチブロック FDE では, 1 符号語内のチャンネルの時間変動に応じて, 1 符号語を構成する複数のブロックに対する FDE 重みを最適化できることから, STBC 符号干渉を抑圧できると考えられる.

そこで本稿では, 高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチのためのマルチブロック FDE について検討している. ただし本稿では初期検討として簡易な端末構成で双方向通信を実現する SC-STBC 時分割複信 (TDD) [13,14]による 1 対 1 通信を仮定している. 1 符号語内におけるチャンネルの時間変動を考慮した上で, STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との平均二乗誤差 (MSE) が最小となるように, 上りリンク受信 FDE 重みおよび下りリンク送信 FDE 重みを決定する. マルチブロック FDE 重みを用いた場合の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め, CSI が理想的に得られる場合, 1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮しない従来の FDE 重みを用いる場合より, 優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている. また循環遅延パイロットチャンネル推定 (CDP-CE) [15]および最小二乗法による予測[16]を用いた場合の平均 BER 特性を明らかにし, チャンネル推定の時間追従性が及ぼす影響について考察している.

2. SC-STBC TDD 伝送

本稿では初期検討として, 上りリンクに FD-STTD を, 下りリンクに FD-STBC-JTRD をそれぞれ用いる SC-STBC TDD 伝送を仮定している. 基地局は N_{BS} 本, 端末は N_{MT} 本のアンテナをそれぞれ搭載しているものと仮定している. 図 2 にフレーム構成を示す. 端末の構成を簡易にするためおよびチャンネル情報のフィードバック量を削減するため, チャンネル推定および FDE はすべて基地局で行うものとする. また本稿では, CDP-CE[15]および最小二乗法による予測[16]を用いて CSI を推定するものとする. まず, 端末が N_B ブロック

からなる上りリンクデータブロックおよびその前後に挿入されたパイロットブロックを基地局に送信する. そして基地局は CDP-CE を用いてパイロットステージにおける CSI を推定した後, 最小二乗法による予測を用いて上りリンク CSI を推定し, 受信 FDE を行う. その後, 最小二乗法による予測を用いて推定された下りリンク CSI を用いて FD-STBC-JTRD 伝送を行う. なお本稿ではページ数の都合上, チャンネル推定の詳細な説明は割愛する.

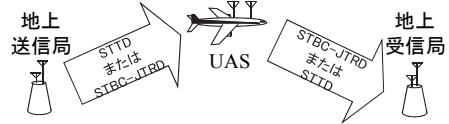


図 1 地上-UAS 連携マルチリンク MIMO 協調中継

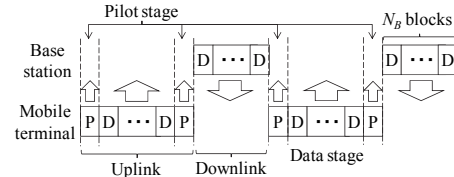


図 2 フレーム構成

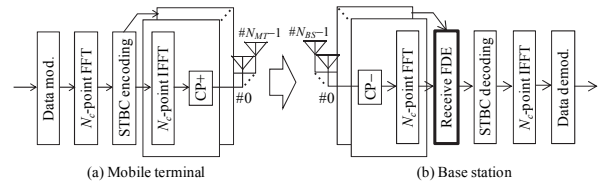


図 3 上りリンク送受信機構成

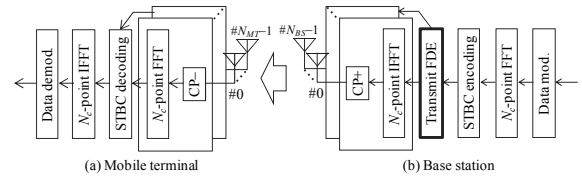


図 4 下りリンク送受信機構成

2.1. 上りリンク FD-STTD 伝送

図 3 に上りリンク端末送信機および基地局受信機構成を示す. 端末では, まず $J \times N_c$ シンボルからなるデータ変調後の送信信号系列を分割して, J 個の送信信号ブロックを生成した後, 生成した送信信号ブロックに対して N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数領域信号に変換する. ついで, 周波数領域において STBC 符号化を行い, STBC 符号化送信信号ブロック $\{X_{U,q}(n_{MT}, k): k=0, \dots, N_c-1, n_{MT}=0, \dots, N_{MT}-1, q=0, \dots, Q-1\}$ を生成する. 端末における第 $j(j=0, \dots, J-1)$ 周波数領域送信信号ブロックを $\{D_{U,j}(k): k=0, \dots, N_c-1\}$ とすると, STBC 符号化送信信号ブロックは次式で表される.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_{U,0}^T(k) \\ \mathbf{X}_{U,1}^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{U,0}(k) & D_{U,1}(k) \\ -D_{U,1}^*(k) & D_{U,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_{MT}=2, \quad (1a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_{U,0}^T(k) \\ \mathbf{X}_{U,1}^T(k) \\ \mathbf{X}_{U,2}^T(k) \\ \mathbf{X}_{U,3}^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{U,0}(k) & D_{U,1}(k) & D_{U,2}(k) \\ -D_{U,1}^*(k) & D_{U,0}^*(k) & 0 \\ -D_{U,2}^*(k) & 0 & D_{U,0}^*(k) \\ 0 & -D_{U,2}^*(k) & D_{U,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_{MT}=3, \quad (1b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_{U,0}^T(k) \\ \mathbf{X}_{U,1}^T(k) \\ \mathbf{X}_{U,2}^T(k) \\ \mathbf{X}_{U,3}^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{U,0}(k) & D_{U,1}(k) & D_{U,2}(k) & 0 \\ -D_{U,1}^*(k) & D_{U,0}^*(k) & 0 & D_{U,2}(k) \\ -D_{U,2}^*(k) & 0 & D_{U,0}^*(k) & D_{U,1}^*(k) \\ 0 & -D_{U,2}^*(k) & D_{U,1}^*(k) & D_{U,0}(k) \end{pmatrix}$$

... for $N_{MT}=4$, (1c)

ただし、 $\mathbf{X}_{U,q}(k)=[X_{U,q}(0,k), \dots, X_{U,q}(N_{MT}-1,k)]^T$ は第 q タイムスロットにおいて送信される第 q STBC 符号化送信信号ブロックベクトルである。なお、送信信号ブロック数 J および STBC 符号化ブロック数 Q は、端末アンテナ本数 N_{MT} によって決定される[7]。その後、STBC 符号化送信信号ブロックに N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換した後、ブロックの先頭のガード区間にサイクリックプレフィックス (CP) を挿入する。そして Q タイムスロットを用いて基地局に信号を送信する。

基地局では、受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して周波数領域受信信号に変換する。第 q タイムスロットにおける第 n_{BS} アンテナの周波数領域受信信号 $\{R_{U,q}(n_{BS},k):k=0,\dots,N_c-1, n_{BS}=0,\dots,N_{BS}-1\}$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_{U,q}(k) = \sqrt{\frac{2P_t}{N_{MT} \cdot (J/Q)}} \mathbf{H}_{U,q}(k) \mathbf{X}_{U,q}(k) + \mathbf{N}_{U,q}(k) \quad (2)$$

ただし、 $\mathbf{R}_{U,q}(k)=[R_{U,q}(0,k), \dots, R_{U,q}(N_{BS}-1,k)]^T$ は第 q タイムスロットにおける周波数領域受信信号ベクトルである。また P_t は送信電力を表す。 $\mathbf{H}_{U,q}(k)=[\mathbf{H}_{U,q}(0,k), \dots, \mathbf{H}_{U,q}(N_{MT}-1,k)]$ は第 q タイムスロットにおける $N_{BS} \times N_{MT}$ の上りリンクデータステージ周波数領域チャネル利得行列であり、 $\mathbf{H}_{U,q}(n_{MT},k)=[H_{U,q}(0,n_{MT},k), \dots, H_{U,q}(N_{BS}-1,n_{MT},k)]^T$ である。また、 $\mathbf{N}_{U,q}(k)=[N_{U,q}(0,k), \dots, N_{U,q}(N_{BS}-1,k)]^T$ は雑音ベクトルであり、 $N_{U,q}(n_r,k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音である。ただし N_0 は片側雑音電力スペクトル密度比であり、 T_s はシンボル長である。その基地局は 1 符号語を構成する複数の受信信号ブロックごとに受信 FDE を行う。受信 FDE 後の第 q 受信信号ブロックベクトル $\hat{\mathbf{R}}_{U,q}(k)=[\hat{R}_{U,q}(0,k), \dots, \hat{R}_{U,q}(N_{MT}-1,k)]^T$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{R}}_{U,q}(k) = \mathbf{W}_{U,q}(k) \mathbf{R}_{U,q}(k) \quad (3)$$

ただし、 $\mathbf{W}_{U,q}(k)=[\mathbf{W}_{U,q}^T(0,k), \dots, \mathbf{W}_{U,q}^T(N_{MT}-1,k)]^T$ は第 q STBC 符号化受信信号ブロックに対する $N_{MT} \times N_{BS}$ 受信 FDE 重み行列であり、 $\mathbf{W}_{U,q}(n_{MT},k)=[W_q(0,n_{MT},k), \dots, W_q(N_{BS}-1,n_{MT},k)]$ である。その後、受信 FDE 後の周波数領域受信信号に対して STBC 復号を行う。STBC 復号後の第 j 受信信号ブロック $\{\hat{D}_{U,j}(k):k=0,\dots,N_c-1, j=0,\dots,J-1\}$ は次式で表される。

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_{U,0}(k) \\ \hat{D}_{U,1}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}_{U,0}(0,k) + \hat{R}_{U,1}^*(1,k) \\ \hat{R}_{U,0}(1,k) - \hat{R}_{U,1}^*(0,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_{MT}=2, (4a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_{U,0}(k) \\ \hat{D}_{U,1}(k) \\ \hat{D}_{U,2}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}_{U,0}(0,k) + \hat{R}_{U,1}^*(1,k) + \hat{R}_{U,2}^*(2,k) \\ \hat{R}_{U,0}(1,k) - \hat{R}_{U,1}^*(0,k) + \hat{R}_{U,3}^*(2,k) \\ \hat{R}_{U,0}(2,k) - \hat{R}_{U,2}^*(0,k) - \hat{R}_{U,3}^*(1,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_{MT}=3, (4b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}_{U,0}(0,k) + \hat{R}_{U,1}^*(1,k) + \hat{R}_{U,2}^*(2,k) + \hat{R}_{U,3}^*(3,k) \\ \hat{R}_{U,0}(1,k) - \hat{R}_{U,1}^*(0,k) - \hat{R}_{U,2}^*(3,k) + \hat{R}_{U,3}^*(2,k) \\ \hat{R}_{U,0}(2,k) + \hat{R}_{U,1}^*(3,k) - \hat{R}_{U,2}^*(0,k) - \hat{R}_{U,3}^*(1,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_{MT}=4, (4c)$$

最後に、STBC 復号後の周波数領域受信信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後、データ復調を行う。

2.2. 下りリンク FD-STBC-JTRD 伝送

図 4 に下りリンク基地局送信機および端末受信機構成を示す。基地局では、まず $J \times N_c$ シンボルからなるデータ変調後の送信信号系列を分割して、 J 個の送信信号ブロックを生成した後、生成した送信信号ブロックに対して N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数領域信号に変換する。ついで、周波数領域において STBC 符号化を行い、STBC 符号化送信信号ブロック $\{X_{D,q}(n_{MT},k):k=0,\dots,N_c-1, n_{MT}=0,\dots,N_{MT}-1, q=0,\dots,Q-1\}$ を生成する。基地局における第 $j(j=0,\dots,J-1)$ 周波数領域送信信号ブロックを $\{D_{D,j}(k):k=0,\dots,N_c-1\}$ とすると、STBC 符号化送信信号ブロックは次式で表される。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_{D,0}^T(k) \\ \mathbf{X}_{D,1}^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{D,0}(k) & D_{D,1}(k) \\ -D_{D,1}^*(k) & D_{D,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_{MT}=2, (5a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_{D,0}^T(k) \\ \mathbf{X}_{D,1}^T(k) \\ \mathbf{X}_{D,2}^T(k) \\ \mathbf{X}_{D,3}^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{D,0}(k) & D_{D,1}(k) & D_{D,2}(k) \\ -D_{D,1}^*(k) & D_{D,0}^*(k) & 0 \\ -D_{D,2}^*(k) & 0 & D_{D,0}^*(k) \\ 0 & -D_{D,2}^*(k) & D_{D,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_{MT}=3, (5b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_{D,0}^T(k) \\ \mathbf{X}_{D,1}^T(k) \\ \mathbf{X}_{D,2}^T(k) \\ \mathbf{X}_{D,3}^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{D,0}(k) & D_{D,1}(k) & D_{D,2}(k) & 0 \\ -D_{D,1}^*(k) & D_{D,0}^*(k) & 0 & D_{D,2}(k) \\ -D_{D,2}^*(k) & 0 & D_{D,0}^*(k) & D_{D,1}^*(k) \\ 0 & -D_{D,2}^*(k) & D_{D,1}^*(k) & D_{D,0}(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_{MT}=4, (5c)$$

ただし、 $\mathbf{X}_{D,q}(k)=[X_{D,q}(0,k), \dots, X_{D,q}(N_{MT}-1,k)]^T$ は第 q タイムスロットにおいて送信される第 q STBC 符号化送信信号ブロックベクトルである。なお、FD-STBC-JTRD では、送信信号ブロック数 J および STBC 符号化ブロック数 Q は、端末アンテナ本数 N_{MT} によって決定される[8]。その後、STBC 符号化送信信号ブロックベクトルごとに送信 FDE を適用する。送信 FDE 後の第 q 送信信号ブロックベクトル $\hat{\mathbf{X}}_{D,q}(k)=[\hat{X}_{D,q}(0,k), \dots, \hat{X}_{D,q}(N_{BS}-1,k)]^T$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{X}}_{D,q}(k) = A_{N_{MT}} \mathbf{W}_{D,q}(k) \mathbf{X}_{D,q}(k) \quad (6)$$

ただし、 $A_{N_{MT}}$ は 1 符号語内の送信電力を一定とするための電力正規化係数であり次式で与えられる。

$$A_{N_{MT}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{N_c} \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_{MT}=0}^{N_{MT}-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{W}_{D,q}(n_{MT},k)\|^2}} \quad (7)$$

また、 $\mathbf{W}_{D,q}(k)=[W_{D,q}(0,k), \dots, W_{D,q}(N_{MT}-1,k)]$ は第 q STBC 符号化送信信号ブロックに対する $N_{BS} \times N_{MT}$ 送信 FDE 重み行列であり、 $\mathbf{W}_{D,q}(n_{MT},k)=[W_{D,q}(0,n_{MT},k), \dots, W_{D,q}(N_{BS}-1,n_{MT},k)]^T$ である。基地局は、送信 FDE 後の送信信号に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域送信信号に変換する。最後に送信ブロックの先頭のガード区間に CP を挿入した後、 N_{BS} 本のアンテナから送信する。

端末では、受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して周波数領域受信信号に変換する。第 q タイムスロットにおける第 n_{BS} アンテナの周波数領域受信信号 $\{R_{D,q}(n_{MT},k):k=0,\dots,N_c-1, n_{MT}=0,\dots,N_{MT}-1\}$

は次式で表される．

$$\mathbf{R}_{D,q}(k) = \sqrt{2P_t} \mathbf{H}_{D,q}(k) \hat{\mathbf{X}}_{D,q}(k) + \mathbf{N}_{D,q}(k) \quad (8)$$

ただし， $\mathbf{R}_{D,q}(k) = [R_{D,q}(0,k), \dots, R_{D,q}(N_{MT}-1,k)]^T$ は第 q タイムスロットにおける周波数領域受信信号ベクトルである．また P_t は送信電力を表す． $\mathbf{H}_{D,q}(k) = [\mathbf{H}_{D,q}^T(0,k), \dots, \mathbf{H}_{D,q}^T(N_{MT}-1,k)]^T$ は第 q タイムスロットにおける $N_{MT} \times N_{BS}$ の下りリンクデータステージ周波数領域チャネル利得行列であり， $\mathbf{H}_{D,q}(n_{MT}, k) = [H_{D,q}(n_{MT}, 0, k), \dots, H_{D,q}(n_{MT}, N_{BS}-1, k)]$ である．また， $\mathbf{N}_{D,q}(k) = [N_{D,q}(0,k), \dots, N_{D,q}(N_{MT}-1,k)]^T$ は雑音ベクトルであり， $N_{D,q}(n_{MT}, k)$ は雑音成分である．その後，周波数領域受信信号に対して STBC 復号を行う．STBC 復号後の第 j 受信信号ブロック $\{\hat{D}_{D,j}(k) : k=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式で表される．

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_{D,0}(k) \\ \hat{D}_{D,1}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{D,0}(0,k) + R_{D,1}^*(1,k) \\ R_{D,0}(1,k) - R_{D,1}^*(0,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_{MT}=2, \quad (9a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_{D,0}(k) \\ \hat{D}_{D,1}(k) \\ \hat{D}_{D,2}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{D,0}(0,k) + R_{D,1}^*(1,k) + R_{D,2}^*(2,k) \\ R_{D,0}(1,k) - R_{D,1}^*(0,k) + R_{D,3}^*(2,k) \\ R_{D,0}(2,k) - R_{D,2}^*(0,k) - R_{D,3}^*(1,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_{MT}=3, \quad (9b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_{D,0}(k) \\ \hat{D}_{D,1}(k) \\ \hat{D}_{D,2}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{D,0}(0,k) + R_{D,1}^*(1,k) + R_{D,2}^*(2,k) + R_{D,3}^*(3,k) \\ R_{D,0}(1,k) - R_{D,1}^*(0,k) - R_{D,2}^*(3,k) + R_{D,3}^*(2,k) \\ R_{D,0}(2,k) + R_{D,1}^*(3,k) - R_{D,2}^*(0,k) - R_{D,3}^*(1,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4, \quad (9c)$$

最後に，STBC 復号後の周波数領域受信信号に対して N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換した後，データ復調を行う．

3. 高速移動環境下におけるマルチブロック FDE

本稿では，1 符号語内のチャネルの時間変動を考慮した上で ($\mathbf{H}_{U,0}(k) \neq \dots \neq \mathbf{H}_{U,Q-1}(k)$, $\mathbf{H}_{D,0}(k) \neq \dots \neq \mathbf{H}_{D,Q-1}(k)$)，STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との平均二乗誤差 (MSE) を最小とするマルチブロック FDE 重みを導出する．ただし，送信 FDE では送信側で等化処理を行うため，信号対雑音電力比は MSE に比例しない．そこで本稿では，次式で与えられる上りリンク MSE_{e_U} および下りリンク相対 MSE_{e_D} をそれぞれ最小とするように上りリンク受信 FDE 重みおよび下りリンク送信 FDE 重みをそれぞれ決定する．

$$\begin{cases} e_U = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\left| D_{U,j}(k) - \sqrt{\frac{2P_t}{N_r(J/Q)}} \hat{D}_{U,j}(k) \right|^2 \right] \\ e_D = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\frac{\left| D_{D,j}(k) - \sqrt{2P_t} A_{N_{MT}} \hat{D}_{D,j}(k) \right|^2}{\sqrt{2P_t} A_{N_{MT}} \sqrt{E[D_{D,j}(k)]^2}} \right] \end{cases} \quad (10)$$

3.1. マルチブロック送信 FDE 重みの導出

下りリンクマルチブロック送信 FDE 重みは式(10)で与えられる下りリンク相対 MSE を最小とするように決定される． $\partial e / \partial \mathbf{W}_{D,0}(0,k) = 0, \dots, \partial e / \partial \mathbf{W}_{D,Q-1}(N_{MT}-1,k) = 0$ を解くことにより， $N_{MT}=2$ の場合におけるマルチブロック送信 FDE 重みは次式で与えられる．

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{D,0}(0,k) = \frac{\mathbf{H}_{D,0}^H(0,k) - \mathbf{H}_{D,0}^H(1,k) (\tilde{H}_{D,2}(k) / \tilde{H}_{D,1}(k))}{\tilde{H}_{D,0}(k) - \left(\tilde{H}_{D,2}(k) \right)^2 / \tilde{H}_{D,1}(k)} \\ \mathbf{W}_{D,0}(1,k) = \frac{\mathbf{H}_{D,0}^H(1,k) - \mathbf{H}_{D,0}^H(0,k) (\tilde{H}_{D,3}(k) / \tilde{H}_{D,0}(k))}{\tilde{H}_{D,1}(k) - \left(\tilde{H}_{D,3}(k) \right)^2 / \tilde{H}_{D,0}(k)} \\ \mathbf{W}_{D,1}(0,k) = \frac{\mathbf{H}_{D,1}^H(0,k) - \mathbf{H}_{D,1}^H(1,k) (\tilde{H}_{D,3}^*(k) / \tilde{H}_{D,0}(k))}{\tilde{H}_{D,1}(k) - \left(\tilde{H}_{D,3}(k) \right)^2 / \tilde{H}_{D,0}(k)} \\ \mathbf{W}_{D,1}(1,k) = \frac{\mathbf{H}_{D,1}^H(1,k) - \mathbf{H}_{D,1}^H(0,k) (\tilde{H}_{D,2}^*(k) / \tilde{H}_{D,1}(k))}{\tilde{H}_{D,0}(k) - \left(\tilde{H}_{D,2}(k) \right)^2 / \tilde{H}_{D,1}(k)} \end{cases} \quad (11)$$

ただし，

$$\begin{cases} \tilde{H}_{D,0}(k) = \|\mathbf{H}_{D,0}(0,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{D,1}(1,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P_t}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{D,1}(k) = \|\mathbf{H}_{D,0}(1,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{D,1}(0,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P_t}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{D,2}(k) = \mathbf{H}_{D,0}(0,k) \mathbf{H}_{D,0}^H(1,k) - \mathbf{H}_{D,1}(0,k) \mathbf{H}_{D,1}^H(1,k) \\ \tilde{H}_{D,3}(k) = \mathbf{H}_{D,0}(1,k) \mathbf{H}_{D,0}^H(0,k) - \mathbf{H}_{D,1}(1,k) \mathbf{H}_{D,1}^H(0,k) \end{cases} \quad (12)$$

であり， $N = N_0/T_s$ は雑音電力である．マルチブロック送信 FDE 重みの分子第 2 項および分母第 2 項が 1 符号語内におけるチャネルの時間変動に起因する STBC 符号干渉を抑圧する項となっている．また，チャネルの時間変動が十分小さい場合 ($\mathbf{H}_{D,0}(k) \approx \dots \approx \mathbf{H}_{D,Q-1}(k)$)， $\tilde{H}_{D,2}(k) \approx \tilde{H}_{D,3}(k) \approx 0$ となり，準静的フェージング環境下におけるマルチブロック送信 FDE 重み [12] と一致する．なお， $N_{MT}=3,4$ の場合についても同様にして求めることができるが，ページ数の都合上，本稿では割愛する．

3.2. マルチブロック受信 FDE 重みの導出

ついで，式(10)で与えられる上りリンク MSE_{e_U} を最小とするマルチブロック受信 FDE 重みを導出する．マルチブロック送信 FDE を重みの場合と同様に， $\partial e / \partial \mathbf{W}_{U,0}(0,k) = 0, \dots, \partial e / \partial \mathbf{W}_{U,Q-1}(N_{MT}-1,k) = 0$ を解くことにより，マルチブロック受信 FDE 重みは次式で与えられる．

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{U,0}(0,k) = \frac{\mathbf{H}_{U,0}^H(0,k) - \mathbf{H}_{U,0}^H(1,k) (\tilde{H}_{U,2}(k) / \tilde{H}_{U,1}(k))}{\tilde{H}_{U,0}(k) - \left(\tilde{H}_{U,2}(k) \right)^2 / \tilde{H}_{U,1}(k)} \\ \mathbf{W}_{U,0}(1,k) = \frac{\mathbf{H}_{U,0}^H(1,k) - \mathbf{H}_{U,0}^H(0,k) (\tilde{H}_{U,3}(k) / \tilde{H}_{U,0}(k))}{\tilde{H}_{U,1}(k) - \left(\tilde{H}_{U,3}(k) \right)^2 / \tilde{H}_{U,0}(k)} \\ \mathbf{W}_{U,1}(0,k) = \frac{\mathbf{H}_{U,1}^H(0,k) - \mathbf{H}_{U,1}^H(1,k) (\tilde{H}_{U,3}^*(k) / \tilde{H}_{U,0}(k))}{\tilde{H}_{U,1}(k) - \left(\tilde{H}_{U,3}(k) \right)^2 / \tilde{H}_{U,0}(k)} \\ \mathbf{W}_{U,1}(1,k) = \frac{\mathbf{H}_{U,1}^H(1,k) - \mathbf{H}_{U,1}^H(0,k) (\tilde{H}_{U,2}^*(k) / \tilde{H}_{U,1}(k))}{\tilde{H}_{U,0}(k) - \left(\tilde{H}_{U,2}(k) \right)^2 / \tilde{H}_{U,1}(k)} \end{cases} \quad (13)$$

ただし，

$$\begin{cases} \tilde{H}_{U,0}(k) = \|\mathbf{H}_{U,0}(0,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{U,1}(1,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P_t}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{U,1}(k) = \|\mathbf{H}_{U,0}(1,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_{U,1}(0,k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q} \right) \left(\frac{P_t}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_{U,2}(k) = \mathbf{H}_{U,0}(0,k) \mathbf{H}_{U,0}^H(1,k) - \mathbf{H}_{U,1}(0,k) \mathbf{H}_{U,1}^H(1,k) \\ \tilde{H}_{U,3}(k) = \mathbf{H}_{U,0}(1,k) \mathbf{H}_{U,0}^H(0,k) - \mathbf{H}_{U,1}(1,k) \mathbf{H}_{U,1}^H(0,k) \end{cases} \quad (14)$$

である．

4. 計算機シミュレーション

高速移動環境下におけるマルチブロック FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送を行った場合の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求めた。QPSK データ変調を仮定しており、FFT ブロックサイズ N_c および CP 長 N_g はそれぞれ $N_c=128$ および $N_g=16$ とする。SC-STBC TDD 伝送では STBC 符号化率を低下させることなく任意の基地局アンテナ本数を用いることができるが、本シミュレーションでは一例として $N_{BS}=2$ と仮定している。一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの周波数選択性フェージングを仮定している。またパイロット信号には Chu 系列[17]を用いるものとし、パイロットステージは $N_B=8$ データブロック毎に挿入されるものとする。

4.1. 理想的に CSI が得られる場合

理想的に CSI が得られる場合において、マルチブロック FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送を行った場合の送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を図 5 に示す。ただし、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ は $f_D T_s=0.0008$ としている。比較のため、1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮しない準静的フェージング環境下におけるマルチブロック FDE 重み[11]を用いた場合の特性も同様に図 5 に示す。図 5 より、1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮しない FDE 重みを用いた場合エラーフロアが生じていることがわかる。これはチャンネルの時間変動によって STBC 符号の直交性を満たさなくなることによって発生する STBC 符号干渉によるものである。また図 5 より、提案する高速移動環境下のためのマルチブロック FDE 重みを用いることによって、1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮しないマルチブロック FDE 重み[11]を用いる場合より常に優れた平均 BER 特性を達成できる。これは 1 符号語内のチャンネルの時間変動に応じて、マルチブロック FDE 重みを最適化することによって STBC 符号干渉を抑圧できるためである。また図 6 にマルチブロック FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送を行った場合の正規化最大ドップラー周波数対平均 BER 特性を示す。ただし、送信 E_b/N_0 は 6dB としている。図 6 より、高速移動環境下のためのマルチブロック FDE 重みを用いることによって、従来の 1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮しないマルチブロック FDE 重みを用いる場合より、所要 BER を達成できる許容正規化最大ドップラー周波数を大きくできることがわかる。例えば所要 BER が $BER=10^{-4}$ の場合、高速移動環境下のためのマルチブロック FDE 重みを用いることによって、従来のマルチブロック FDE 重みを用いる場合より、 $N_{MT}=2$ のとき約 2 倍、 $N_{MT}=3,4$ のとき約 3 倍の正規化最大ドップラー周波数を許容できる。

4.2. 実際のチャンネル推定を用いた場合

CDP-CE[15]および最小二乗法による予測[16]を用いて実際にチャンネル推定を行った場合において、マルチブロック FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送を行った場合の正規化最大ドップラー周波数対平均 BER 特性を図 7 に示す。ただし、送信 E_b/N_0 は 6dB とし、端末アンテナ本数 N_{MT} は $N_{MT}=3$ としている。比較のため、理想的に CSI が得られる場合の特性も図 7 に示す。図 7 より、CDP-CE および最小二乗法による予測を用いてチャンネルを推定した場合、理想的に CSI が得られる場合から平均 BER 特性が大きく劣化し、高速移動環境下

のためのマルチブロック FDE を用いた場合と 1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮しないマルチブロック FDE を用いた場合との特性差が小さくなっていることがわかる。これは最小二乗法による予測の時間追従性が乏しく、1 符号語内におけるチャンネルの時間変動が正しく推定できないためである。このことから、本稿で提案するマルチブロック FDE による改善効果を得るためには、より時間追従性に優れたチャンネル推定が必要であるといえる。

5. むすび

本稿では、高速移動環境下における SC-STBC TDD 伝送のためのマルチブロック FDE を提案した。計算機シミュレーションにより、CSI が理想的に得られる場合は、提案マルチブロック FDE を用いることにより、1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮しない場合より、所要 BER を達成できる許容正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ を大きくできることを明らかにした。しかしながら、CDP-CE および最小二乗法による予測を用いて CSI を推定した場合、チャンネル推定精度の劣化により、提案マルチブロック FDE を用いても特性は改善しない。そこで、SC-STBC TDD 伝送に適し時間追従性に優れたチャンネル推定法について今後検討する必要がある。マルチブロック FDE の地上-UAS 連携マルチリンク MIMO 協調中継伝送への適用効果についても今後検討する予定である。

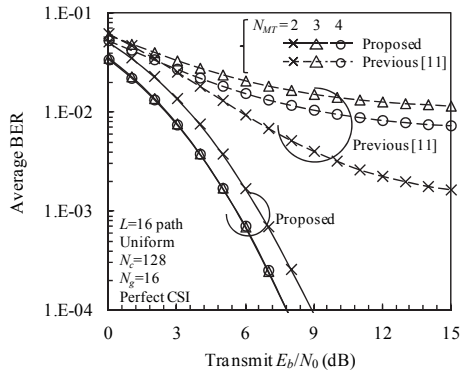
謝辞

本稿の一部は、総務省委託研究開発「無人航空機を活用した無線中継システムと地上ネットワークとの連携および共用技術の研究開発」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。

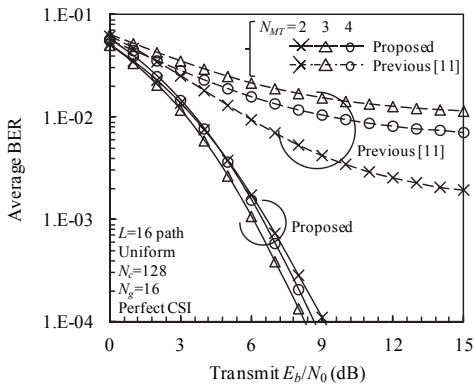
文 献

- [1] 三浦龍, 鈴木幹雄, 滝沢賢一, 小野文枝, 辻宏之, 井上真杉, 大和田泰伯, 浜口清, “小型無人航空機を用いた災害時無線中継システムの開発,” 信学会総合大会, BI-2-6, 2013 年 3 月
- [2] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, “Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems,” *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [4] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, “Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmission in a wireless channel,” *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E92-B, pp. 2789-2808, Sept. 2009.
- [5] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, “Joint use of frequency-domain equalization and transmit/receive antenna diversity for single-carrier transmissions,” *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 7, pp. 1946-1953, July 2004.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, “Frequency-domain space-time block coded joint transmit/receive diversity for direct-sequence spread spectrum signal transmission,” *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 3, pp. 597-606, Mar. 2007.

- [9] R. Matsukawa, T. Obara, and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded transmit/receive diversity for single-carrier distributed antenna network," IEICE Communications Express (ComEX), Vol. 2, No. 4, pp. 141-147, 15 April, 2013.
- [10] 宮崎寛之, 安達文幸, "地上-UAS 連携マルチリンク MIMO 協調中継伝送におけるスループット特性" 信学会ソサイエティ大会, B-5-39, 2013年9月
- [11] H. Miyazaki and F. Adachi, "Transmit FDE weight design for single-carrier space-time block coded joint transmit/receive diversity," Presented in 9th ICICS, Dec. 2013.
- [12] P. H. Chiang, D. B. Lin and H. J. Li, "Performance analysis of two-branch space-time block coded DS-CDMA systems in time-varying multipath rayleigh fading channels," IEEE Trans. Vehicular Tech., Vol. 56, No. 2, pp. 975-983, Mar. 2007.
- [13] 熊谷慎也, 長岡諒, 小原辰徳, 山本哲矢, 安達文幸, "STBC-OFDM を用いる連携ダイバーシティ" 信学技報, RCS2012-112, pp. 97-102, 2012年8月
- [14] S. Yoshioka, S. Kumagai, T. Yamamoto, T. Obara, F. Adachi, "Single-carrier STBC diversity using CDP-CE and linear inter/extrapolation in a doubly selective fading channel," Proc. the 10th IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2013), Seoul, Korea, Aug. 2013.
- [15] T. Fujimori, K. Takeda, K. Ozaki, A. Nakajima, and F. Adachi, "Channel estimation using cyclic delay pilot for SC-MIMO multiplexing," IEICE Trans. Commun., Vol. E91-B, No. 9, pp. 2925-2932, Sep. 2008.
- [16] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-hall, 1991.
- [17] D. C. Chu, "Polypase codes with good periodic correlation properties," IEEE Trans. On Inf. Theory, Vol. 18, Issue 4, pp. 531-532, July 1972.

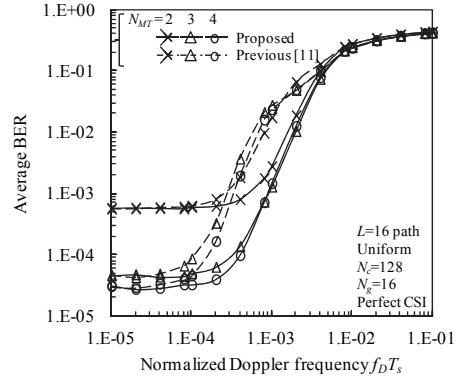


(a) 上りリンク

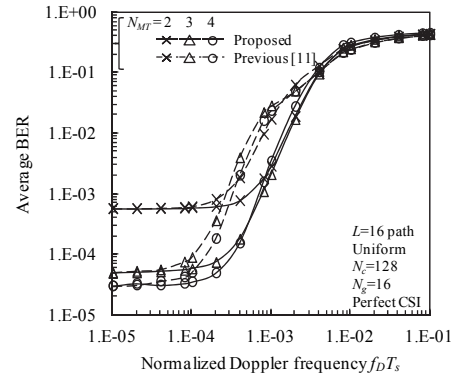


(b) 下りリンク

図5 送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性

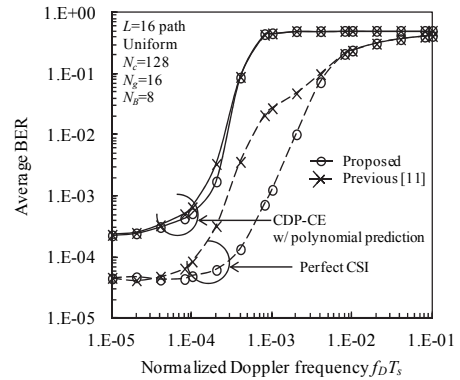


(a) 上りリンク

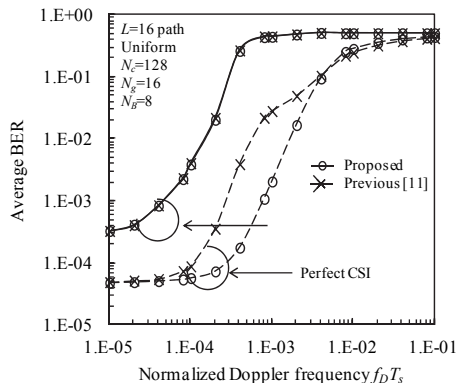


(b) 下りリンク

図6 正規化最大ドップラー周波数対平均 BER 特性



(a) 上りリンク



(b) 下りリンク

図7 チャンネル推定の時間追従性の影響