

周波数選択性フェージング環境下におけるシングルキャリア 空間・周波数ブロック符号化ダイバーシチのための周波数領域等化

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 以前我々は、時分割複信 (TDD) シングルキャリア (SC) 時空間ブロック符号化 (STBC) ダイバーシチのためのマルチブロック周波数領域等化 (MB-FDE) を提案し、MB-FDE を用いることで高速移動環境下においても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。一方、STBC 信号を空間と周波数にマッピングする空間・周波数ブロック符号化 (SFBC) ダイバーシチは、高速移動環境下において STBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成できることが知られている。しかしながら SFBC ダイバーシチでは、伝搬チャネルの周波数選択性が強い場合、SFBC 符号語内のチャネルの周波数変動により SFBC 符号の直交性が崩れ、特性が大きく劣化してしまうという問題がある。

そこで本稿では、この問題を解決するために、TDD-SC-SFBC ダイバーシチのためのマルチサブキャリア FDE (MS-FDE) を提案する。提案法では、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づき、1 符号語内のチャネルの周波数変動を考慮して複数のサブキャリアの FDE 重みを同時に最適化することで、SFBC 符号の直交性の崩れに起因する干渉を抑圧する。提案 MS-FDE を用いる TDD-SC-SFBC ダイバーシチ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、MS-FDE は 1 符号語内でチャネルが周波数変動しないものと仮定して最適化された従来 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている。また MB-FDE を用いる TDD-SC-STBC ダイバーシチとの特性比較を行い、TDD-SC-STBC ダイバーシチより優れた平均 BER を達成可能な正規化 rms 遅延スプレッドおよび正規化ドップラースプレッドの範囲を明らかにしている。

キーワード 空間・周波数ブロック符号、周波数領域等化、時間・周波数選択性フェージング

Frequency-Domain Equalization Suitable for Single-Carrier Space-Frequency Block Coded Transmit Diversity in Frequency-Selective Fading Channel

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 multi-block frequency-domain equalization (MB-FDE) for time division duplex (TDD) single-carrier (SC) space-time block coded (STBC) diversity and showed that the use of MB-FDE can achieve a good BER performance even in high mobility environment. On the other hand, it is well known that space-frequency block coded (SFBC) diversity can achieve better BER performance than STBC diversity in high mobility environment. However, in a frequency-selective fading channel, the performance of SFBC diversity degrades due to interference caused by the orthogonality distortion of SFBC codeword.

In this paper, we propose a multi-subcarrier FDE (MS-FDE) for TDD-SC-SFBC diversity in a frequency-selective fading channel. In the proposed MS-FDE, multiple FDE weights, each associated with each subcarrier, are jointly optimized based on minimum mean square error (MMSE) criterion taking into account the channel variation within SFBC codeword. We evaluate, by computer simulation, BER performance when using the proposed MS-FDE and show that MS-FDE can achieve better BER performance than conventional FDE. Furthermore, we compare STBC diversity with MB-FDE and SFBC diversity with MS-FDE and show the range of normalized rms delay spread and normalized Doppler spread in which SFBC diversity with MS-FDE outperforms STBC diversity with MB-FDE.

Keyword Space-frequency block coding, frequency-domain equalization, time and frequency-selective fading channel

1. まえがき

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 [1]. 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 [2,3]. また上記の 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、さらに BER 特性を改善できる [4].

我々はこれまでに、簡易な端末構成で送受信ダイバーシチを実現する手法として、上りリンクに受信 FDE を用いる時空間ブロック符号化 (STBC) ダイバーシチ [5,6] を、下りリンクにおいて送信 FDE を用いる STBC ダイバーシチ [7,8] をそれぞれ用いる時分割 (TDD) シングルキャリア (SC) 時空間ブロック符号化 (STBC) ダイバーシチを提案してきた [9,10]. この手法では、STBC 符号化率を低下させずに任意の本数の基地局アンテナを利用でき、端末ではチャンネル情報 (CSI) を用いずに STBC 符号化および STBC 復号ができる. また、基地局では上りリンクにおいて推定した CSI を下りリンクに再利用でき、CSI のフィードバックが不要である. しかしながら、高速移動環境下では、1 符号語内のチャンネルの時間変動により STBC 符号の直交性が崩れ、特性が大きく劣化してしまう.

この問題を解決するために、以前我々は TDD-SC-STBC ダイバーシチのためのマルチブロック FDE (MB-FDE) を提案した [10]. MB-FDE では 1 符号語を構成する複数のブロックに対応して複数の FDE 重みを用いる. そして 1 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮して、複数の FDE 重みを同時に最適化することで STBC 符号の直交性の崩れに起因する干渉を抑圧する. これにより、MB-FDE は 1 符号語内で共通の FDE 重みを用いる従来 FDE より、所要 BER を達成可能な許容正規化ドップラースプレッドを大きくできる [10].

ところで、高速移動環境下においても優れた伝送品質を達成する伝送方式として、空間・周波数ブロック符号化 (SFBC) ダイバーシチがある [11,12]. SFBC ダイバーシチでは、STBC 符号を空間と周波数にそれぞれマッピングするため、STBC ダイバーシチより符号長を短くできる. その結果、STBC ダイバーシチより所要 BER を達成可能な許容正規化ドップラースプレッドを大きくできる. しかしながら、SFBC ダイバーシチでは、チャンネルの周波数選択性が強い場合、1 符号語内のチャンネルの周波数変動により SFBC 符号の直交性が崩れ、特性が大きく劣化してしまう.

そこで本稿では、この問題を解決するために、TDD-SC-SFBC ダイバーシチのためのマルチサブキャリア FDE (MS-FDE) を提案する. 提案 MS-FDE では、以前我々が提案した MB-FDE と同様に、1 符号語内のチャンネルの周波数変動を考慮して複数のサブキャリアの FDE 重みを同時に最適化することで、SFBC 符号の直交性の崩れに起因する干渉を抑圧する. 提案 MS-FDE を用いる TDD-SC-SFBC ダイバーシチ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、MS-FDE は 1 符号語内でチャンネルが周波数変動しないものと仮定して最適化された従来 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにしている. また、MB-FDE を用いる TDD-SC-STBC ダイバーシチとの特性比較を行い、TDD-SC-STBC ダイバーシチより低 BER を達成可能な正規化 rms 遅延スプレッドおよび正規化ドップラースプレッドの範囲を明らかにしている.

本稿の構成は以下のようになっている. 第 2 章にて TDD-SC-SFBC ダイバーシチにおける送受信機構成および信号表現を示した後、第 3 章にて TDD-SC-SFBC ダイバーシチのための MS-FDE を提案している. 第 4 章にて計算機シミュレーション結果を述べた後、第 5 章にてまとめる.

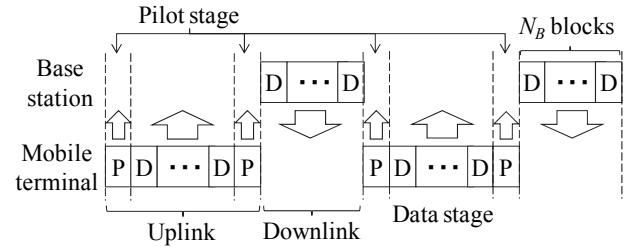


図 1 フレーム構成

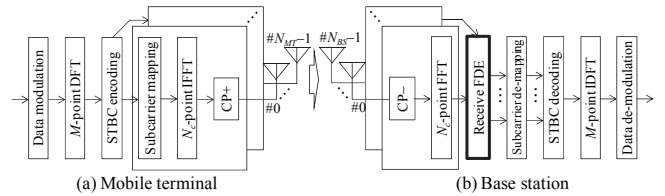


図 2 上りリンク送受信機構成

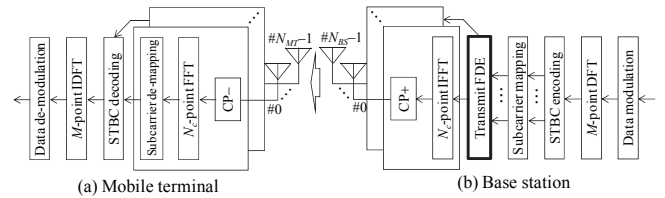


図 3 下りリンク送受信機構成

2. TDD-SC-SFBC ダイバーシチ

本稿では、上りリンクに受信 FDE を用いる SFBC ダイバーシチを、下りリンクに送信 FDE を用いる SFBC ダイバーシチをそれぞれ用いる TDD-SC-SFBC ダイバーシチを仮定している. 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 1 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 CSI 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. まず、端末が N_B ブロックの SFBC 符号化送信信号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. そして基地局はパイロットブロックを用いて CSI を推定した後、受信 FDE および SFBC 復号を行う. その後基地局は、予測を用いて推定された下りリンクデータステージにおける CSI を用いて、SFBC 符号化送信信号ブロックに対して送信 FDE を適用する. そして送信 FDE 後の送信信号を端末に送信する.

2.1. 上りリンク伝送

以降、シンボル時間間隔 T_s の離散時間等価低域表現を用いる. なおページ数の都合上、端末のアンテナ本数が $N_{MT}=2$ の場合に注目して述べる.

図 2 に上りリンクデータステージにおける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 $J \times M$ 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 M ポイント離散フーリエ変換 (DFT) を適用して周波数領域信号に変換する. そして、周波数領域にて STBC 符号化を行い、STBC 符号化送信信号ブロック $\{X_{U,q}(n_{MT}, m): k=0, \dots, M-1, n_{MT}=0, \dots, N_{MT}-1, q=0, \dots, Q-1\}$ 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 $\{D_{U,j}(m): m=0, \dots, M-1\}$ とすると、第 q STBC 符号化送信信号ブロックベクトル $\mathbf{X}_{U,q}(m)=[X_{U,q}(0,m), \dots, X_{U,q}(N_{MT}-1,m)]^T$ は次式で表される。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_{U,0}(m) \\ \mathbf{X}_{U,1}(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{U,0}(m) & D_{U,1}(m) \\ -D_{U,1}^*(m) & D_{U,0}^*(m) \end{pmatrix} \quad (1)$$

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。その後、 $N_{MT} \times Q$ ブロックからなる STBC 符号化送信信号を N_c サブキャリアにマッピングして N_{MT} ブロックからなる SFBC 符号化送信信号を生成する。第 q STBC 符号化信号第 m サブキャリアのためのマッピングインデックスを $\varepsilon_q(m)$ とすると、SFBC 符号化送信信号 $\{S_U(n_{MT}, k): k=0, \dots, N_c-1, n_{MT}=0, \dots, N_{MT}-1\}$ は $S_U(n_{MT}, \varepsilon_q(m)) = X_{U,q}(n_{MT}, m)$ で与えられる。ここで、スペクトル分割数を K とすると、 $\varepsilon_q(m)$ は次式で与えられる。

$$\varepsilon_q(m) = (M/K) \left\lfloor \frac{m}{(M/K)} + q \right\rfloor + (m \bmod (M/K)) \quad (2)$$

その後、端末は SFBC 送信信号ブロックに対して N_c ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用して時間領域信号に変換する。最後に、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) を挿入した後、 N_{MT} 本のアンテナから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 n_{BS} アンテナにおける周波数領域受信信号を $\{R_U(n_{BS}, k): k=0, \dots, N_c-1, n_{BS}=0, \dots, N_{BS}-1\}$ とすると、周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{R}_U(k)=[R_U(0,k), \dots, R_U(N_{BS}-1,k)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_U(k) = \sqrt{\frac{2P_t}{N_{MT} \cdot (J/Q)}} \mathbf{H}_U(k) \mathbf{S}_U(k) + \mathbf{N}_U(k) \quad (3)$$

ただし、 $\mathbf{S}_U(k)=[S_U(0,k), \dots, S_U(N_{MT}-1,k)]^T$ は SFBC 符号化送信信号ベクトルであり、 P_t は送信電力を表す。 $\mathbf{H}_U(k)$ は上りリンクデータステージにおける $N_{BS} \times N_{MT}$ の周波数領域チャネル行列であり、第 n_{MT} アンテナ-第 n_{BS} アンテナ間のチャネルの伝達関数を $H_U(n_{BS}, n_{MT}, k)$ とすると、 $\mathbf{H}_U(k)=[\mathbf{H}_U(0,k), \dots, \mathbf{H}_U(N_{MT}-1,k)]$ および $\mathbf{H}_U(n_{MT}, k)=[H_U(0, n_{MT}, k), \dots, H_U(N_{BS}-1, n_{MT}, k)]^T$ で表される。また、 $\mathbf{N}_U(k)=[N_U(0,k), \dots, N_U(N_{BS}-1,k)]^T$ は雑音ベクトルであり、 $N_U(n_{BS}, k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) 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る。その後、基地局は受信信号に対して受信 FDE を行う。受信 FDE 後の周波数領域受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{R}}_U(k)=[\hat{R}_U(0,k), \dots, \hat{R}_U(N_{MT}-1,k)]^T$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{R}}_U(k) = \mathbf{W}_U(k) \mathbf{R}_U(k) \quad (4)$$

ただし、 $\mathbf{W}_U(k)=[\mathbf{W}_U^T(0,k), \dots, \mathbf{W}_U^T(N_{MT}-1,k)]^T$ は $N_{MT} \times N_{BS}$ 受信 FDE 重み行列であり、 $\mathbf{W}_U(n_{MT}, k)=[W_U(0, n_{MT}, k), \dots, W_U(N_{BS}-1, n_{MT}, k)]$ である。その後、受信 FDE 後の受信信号に対してサブキャリアデマッピングを行って、 $N_{MT} \times Q$ ブロックからなる STBC 受信信号に分割した後、STBC 復号を行う。STBC 復号後の第 j 受信信号 $\{\hat{D}_{U,j}(m): m=0, \dots, M-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次

式で表される。

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_{U,0}(m) \\ \hat{D}_{U,1}(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{Y}_{U,0}(0,m) + \hat{Y}_{U,1}^*(1,m) \\ \hat{Y}_{U,0}(1,m) - \hat{Y}_{U,1}^*(0,m) \end{pmatrix} \quad (5)$$

ただし、 $\hat{Y}_{U,q}(n_{MT}, m)$ はサブキャリアデマッピング後の第 q STBC 受信信号であり、 $\hat{Y}_{U,q}(n_{MT}, m) = \hat{R}_U(n_{MT}, \varepsilon_q(m))$ で与えられる。最後に、STBC 復号後の周波数領域受信信号に対して M ポイント IDFT 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. 下りリンク伝送

図 3 に下りリンクデータステージにおける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 $J \times M$ 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 M ポイント DFT を適用して周波数領域信号に変換する。そして、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 $\{X_{D,q}(n_{MT}, m): m=0, \dots, M-1, n_{MT}=0, \dots, N_{MT}-1, q=0, \dots, Q-1\}$ 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 $\{D_{D,j}(m): m=0, \dots, M-1\}$ とすると、第 q STBC 符号化送信信号ブロックベクトル $\mathbf{X}_{D,q}(m)=[X_{D,q}(0,m), \dots, X_{D,q}(N_{MT}-1,m)]^T$ は次式で表される。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_{D,0}(m) \\ \mathbf{X}_{D,1}(m) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_{D,0}(m) & D_{D,1}(m) \\ -D_{D,1}^*(m) & D_{D,0}^*(m) \end{pmatrix} \quad (6)$$

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。その後、 $N_{MT} \times Q$ ブロックからなる STBC 符号化送信信号ブロックを N_c サブキャリアにマッピングして N_{MT} ブロックからなる SFBC 符号化送信信号を生成した後、送信 FDE を適用する。送信 FDE 後の SFBC 符号化送信信号ベクトル $\hat{\mathbf{S}}_D(k)=[\hat{S}_D(0,k), \dots, \hat{S}_D(N_{BS}-1,k)]^T$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{S}}_D(k) = A_{N_{MT}} \mathbf{W}_D(k) \mathbf{S}_D(k) \quad (7)$$

ただし、 $\mathbf{W}_D(k)=[\mathbf{W}_D(0,k), \dots, \mathbf{W}_D(N_{MT}-1,k)]$ は $N_{BS} \times N_{MT}$ 送信 FDE 重み行列であり、 $\mathbf{W}_D(n_{MT}, k)=[W_D(0, n_{MT}, k), \dots, W_D(N_{BS}-1, n_{MT}, k)]^T$ である。 $A_{N_{MT}}$ 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。

$$A_{N_{MT}} = \left(\frac{1}{N_c} \sum_{n_{MT}=0}^{N_{MT}-1} \sum_{k=0}^{N_{BS}-1} \|\mathbf{W}_D(n_{MT}, k)\|^2 \right)^{-1/2} \quad (8)$$

また、 $\mathbf{S}_D(k)=[S_D(0,k), \dots, S_D(N_{MT}-1,k)]^T$ はサブキャリアマッピング後の SFBC 符号化送信信号ベクトルであり、 $S_D(n_{MT}, \varepsilon_q(m)) = X_{D,q}(m)$ で与えられる。その後、送信 FDE 後の SFBC 符号化送信信号に対して 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、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 n_{MT} アンテナにおける周波数領域受信信号を $\{R_D(n_{MT}, k): k=0, \dots, N_c-1, n_{MT}=0, \dots, N_{MT}-1\}$ とすると、周波数領域受信信号ベクトル

$\mathbf{R}_D(k)=[R_D(0,k),\dots,R_D(N_{MT}-1,k)]^T$ は次式で表される.

$$\mathbf{R}_D(k)=\sqrt{2P_t}\mathbf{H}_D(k)\hat{\mathbf{S}}_D(k)+\mathbf{N}_D(k) \quad (9)$$

ここで, $\mathbf{H}_D(k)$ は下りリンクデータステージにおける $N_{MT}\times N_{BS}$ の周波数領域チャネル行列であり, 第 n_{BS} アンテナー第 n_{MT} アンテナ間のチャネルの伝達関数を $H_D(n_{MT},n_{BS},k)$ とするよと $\mathbf{H}_D(k)=[\mathbf{H}_D^T(0,k),\dots,\mathbf{H}_D^T(N_{MT}-1,k)]^T$ および $\mathbf{H}_D(n_{MT},k)=[H_D(n_{MT},0,k),\dots,H_D(n_{MT},N_{BS}-1,k)]$ で表わされる. また, $\mathbf{N}_D(k)=[N_D(0,k),\dots,N_D(N_{MT}-1,k)]^T$ は雑音ベクトルであり, $N_D(n_{MT},k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の AWGN である. その後, サブキャリアデマッピングを行って, $N_{MT}\times Q$ ブロックからなる STBC 符号化受信信号に分割した後, STBC 復号を行う. STBC 復号後の第 j 受信信号 $\{\hat{D}_{D,j}(k):k=0,\dots,N_c-1,j=0,\dots,J-1\}$ は次式で表される.

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_{D,0}(k) \\ \hat{D}_{D,1}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{D,0}(0,k)+Y_{D,1}^*(1,k) \\ Y_{D,0}(1,k)-Y_{D,1}^*(0,k) \end{pmatrix} \quad (10)$$

ただし $Y_{D,q}(n_{MT},m)$ はサブキャリアデマッピング後の第 q STBC 受信信号であり, $Y_{D,q}(n_{BS},m)=R_D(n_{MT},\varepsilon_q(m))$ で与えられる. 最後に, STBC 復号後の周波数領域受信信号に対して M ポイント IDFT 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. TDD-SC-SFBC ダイバーシチのためのマルチサブキャリア FDE

本稿では, TDD-SC-SFBC ダイバーシチのための FDE として MS-FDE を提案する. MS-FDE では, 1 符号語内のチャネルの周波数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) を最小とするように, 複数のサブキャリアの FDE 重みを同時に最適化する. 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.

$$\begin{cases} e_U = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{m=0}^{M-1} E \left[\left| D_{U,j}(m) - \sqrt{\frac{2P_t}{N_{MT}(J/Q)}} \hat{D}_{U,j}(m) \right|^2 \right] \\ e_D = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{m=0}^{M-1} E \left[\frac{\left| D_{D,j}(m) - \sqrt{2P_t} A_{N_{MT}} \hat{D}_{D,j}(m) \right|^2}{\sqrt{2P_t} A_{N_{MT}} \sqrt{E[D_{D,j}(m)]^2}} \right] \end{cases} \quad (11)$$

3.1. 送信マルチサブキャリア FDE 重みの導出

下りリンク送信 MS-FDE 重みは式(11)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. $\partial e/\partial \mathbf{W}_D(0,k)=0, \dots, \partial e/\partial \mathbf{W}_D(N_{MT}-1,k)=0$ を解くことにより, $N_{MT}=2$ の場合における送信 MS-FDE 重みは次式で与えられる.

$$\begin{cases} \mathbf{W}_D(0,\varepsilon_0(m)) = \frac{\mathbf{H}_D^H(0,\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_D^H(1,\varepsilon_0(m))(\tilde{H}_{D,2}(m)/\tilde{H}_{D,1}(m))}{\tilde{H}_{D,0}(m) - \left(\tilde{H}_{D,2}(m)\right)^2/\tilde{H}_{D,1}(m)} \\ \mathbf{W}_D(1,\varepsilon_0(m)) = \frac{\mathbf{H}_D^H(1,\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_D^H(0,\varepsilon_0(m))(\tilde{H}_{D,3}(m)/\tilde{H}_{D,0}(m))}{\tilde{H}_{D,1}(m) - \left(\tilde{H}_{D,3}(m)\right)^2/\tilde{H}_{D,0}(m)} \\ \mathbf{W}_D(0,\varepsilon_1(m)) = \frac{\mathbf{H}_D^H(0,\varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_D^H(1,\varepsilon_1(m))(\tilde{H}_{D,3}^*(m)/\tilde{H}_{D,0}(m))}{\tilde{H}_{D,1}(m) - \left(\tilde{H}_{D,3}^*(m)\right)^2/\tilde{H}_{D,0}(m)} \\ \mathbf{W}_D(1,\varepsilon_1(m)) = \frac{\mathbf{H}_D^H(1,\varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_D^H(0,\varepsilon_1(m))(\tilde{H}_{D,2}^*(m)/\tilde{H}_{D,1}(m))}{\tilde{H}_{D,0}(m) - \left(\tilde{H}_{D,2}^*(m)\right)^2/\tilde{H}_{D,1}(m)} \end{cases} \quad (12)$$

ただし,

$$\begin{cases} \tilde{H}_{D,0}(m) = \|\mathbf{H}_D(0,\varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_D(1,\varepsilon_1(m))\|^2 + N_{MT} \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P_t}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{D,1}(m) = \|\mathbf{H}_D(1,\varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_D(0,\varepsilon_1(m))\|^2 + N_{MT} \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P_t}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{D,2}(m) = \mathbf{H}_D(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_D^H(1,\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_D(0,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_D^H(1,\varepsilon_1(m)) \\ \tilde{H}_{D,3}(m) = \mathbf{H}_D(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_D^H(0,\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_D(1,\varepsilon_1(m))\mathbf{H}_D^H(0,\varepsilon_1(m)) \end{cases} \quad (13)$$

であり, $N=N_0/T_s$ は雑音電力である. 送信 MS-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周波数変動に起因する干渉を抑圧する項となっている. 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. 受信マルチサブキャリア FDE 重みの導出

ついで, 式(11)で与えられる上りリンク MSE_{e_U} を最小とする受信 MS-FDE 重みを導出する. 送信 MS-FDE 重みの場合と同様に, $\partial e/\partial \mathbf{W}_U(0,k)=0, \dots, \partial e/\partial \mathbf{W}_U(N_{MT}-1,k)=0$ を解くことにより, 受信 MS-FDE 重みは次式で与えられる.

$$\begin{cases} \mathbf{W}_U(0,\varepsilon_0(m)) = \frac{\mathbf{H}_U^H(0,\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_U^H(1,\varepsilon_0(m))(\tilde{H}_{U,2}(m)/\tilde{H}_{U,1}(m))}{\tilde{H}_{U,0}(m) - \left(\tilde{H}_{U,2}(m)\right)^2/\tilde{H}_{U,1}(m)} \\ \mathbf{W}_U(1,\varepsilon_0(m)) = \frac{\mathbf{H}_U^H(1,\varepsilon_0(m)) - \mathbf{H}_U^H(0,\varepsilon_0(m))(\tilde{H}_{U,3}(m)/\tilde{H}_{U,0}(m))}{\tilde{H}_{U,1}(m) - \left(\tilde{H}_{U,3}(m)\right)^2/\tilde{H}_{U,0}(m)} \\ \mathbf{W}_U(0,\varepsilon_1(m)) = \frac{\mathbf{H}_U^H(0,\varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_U^H(1,\varepsilon_1(m))(\tilde{H}_{U,3}^*(m)/\tilde{H}_{U,0}(m))}{\tilde{H}_{U,1}(m) - \left(\tilde{H}_{U,3}^*(m)\right)^2/\tilde{H}_{U,0}(m)} \\ \mathbf{W}_U(1,\varepsilon_1(m)) = \frac{\mathbf{H}_U^H(1,\varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_U^H(0,\varepsilon_1(m))(\tilde{H}_{U,2}^*(m)/\tilde{H}_{U,1}(m))}{\tilde{H}_{U,0}(m) - \left(\tilde{H}_{U,2}^*(m)\right)^2/\tilde{H}_{U,1}(m)} \end{cases} \quad (14)$$

ただし,

$$\begin{cases} \tilde{H}_{U,0}(m) = \|\mathbf{H}_U(0,\varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_U(1,\varepsilon_1(m))\|^2 + N_{MT} \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P_t}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{U,1}(m) = \|\mathbf{H}_U(1,\varepsilon_0(m))\|^2 + \|\mathbf{H}_U(0,\varepsilon_1(m))\|^2 + N_{MT} \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P_t}{N}\right)^{-1} \\ \tilde{H}_{U,2}(m) = \mathbf{H}_U(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_U^H(1,\varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_U(0,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_U^H(1,\varepsilon_1(m)) \\ \tilde{H}_{U,3}(m) = \mathbf{H}_U(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_U^H(0,\varepsilon_1(m)) - \mathbf{H}_U(1,\varepsilon_0(m))\mathbf{H}_U^H(0,\varepsilon_1(m)) \end{cases} \quad (15)$$

である.

4. 計算機シミュレーション

MS-FDE を用いる TDD-SC-SFBC ダイバーシチ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 $N_g=32$ とする。また本シミュレーションでは一例として、端末アンテナ本数および基地局アンテナ本数をそれぞれ $N_{MT}=3$ および $N_{BS}=2$ と仮定している。時間周波数二重選択性フェージングを仮定しており、基地局におけるチャンネル推定は理想的に行えるものと仮定している。

4.1. BER 特性と PAPR 特性

準静的フェージング環境下において、MS-FDE を用いる TDD-SC-SFBC ダイバーシチを行った場合の送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を図 4 に示す。ただし、一様電力遅延プロファイル有する $L=16$ パスの周波数選択性フェージング (正規化 rms 遅延スプレッド $\tau_{rms}/T_s \approx 4.61$) を仮定している。比較のため、1 符号語内でチャンネルが周波数変動しないものと仮定して最適化された従来 FDE を用いた場合および MB-FDE を用いる TDD-SC-SFBC ダイバーシチにおける特性も同様に図 4 に示す。なお、上下リンクでほぼ等しい BER 特性が得られるため、上りリンク BER 特性のみを示している。図 4 より、1 符号語内のチャンネルの周波数変動を考慮しない従来 FDE を用いた場合はエラーフロアが生じていることがわかる。これは 1 符号語内のチャンネルの周波数変動によって SFBC 符号の直交性が崩れることによって発生する干渉によるものである。一方で提案 MS-FDE を用いることで、従来 FDE 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周波数変動を考慮して、複数のサブキャリアの FDE 重みを同時に最適化することで SFBC 符号の直交性の崩れに起因する干渉を抑圧できるためである。また図 4 より、サブキャリア分割数が増加するにつれて、BER 特性が改善していることがわかる。これはサブキャリア分割数が増加するにつれて、同じ符号語がマッピングされるサブキャリアの間隔が狭くなり、1 符号語内のチャンネルの周波数変動が小さくなるためである。

図 5 に MS-FDE を用いる TDD-SC-SFBC ダイバーシチにおけるピーク対平均電力比 (PAPR) の相補累積分布関数 (CCDF) 特性を示す。図 5 より、受信 FDE が用いられる上りリンク伝送では、スペクトル分割数が増加するにつれて PAPR が一度増加するものの、さらにスペクトル分割数が増加すると PAPR が減少することがわかる。この理由については以下のように考えられる。まずスペクトル分割数が増加する領域では、スペクトル分割数が増加するにつれて、サブキャリア間の位相の変化がより不連続となるため PAPR が増大する。一方でスペクトル分割数が大きい領域では、スペクトル分割数が増加するにつれて、同じ SC 信号がマッピングされるサブキャリアの間隔がより等間隔となる。その結果、サブキャリア間の位相の変化がより連続になり PAPR が減少する。また図 5 より、送信 FDE が用いられる下りリンク伝送では、スペクトル分割数が増加するにつれて PAPR がわずかであるが減少することがわかる。これはスペクトル分割数が増加するにつれて、同時に最適化された MS-FDE 重みが用いられるサブキャリアの間隔が狭くなり、サブキャリア間の

位相の変化がより連続になるためである。以上のことから、MS-FDE を用いる TDD-SC-SFBC ダイバーシチでは、BER と PAPR の両方の観点からみてもスペクトル分割数を最大値の $K=M$ とすることが最適であるといえる。そこで以降は $K=M$ として議論を行う。

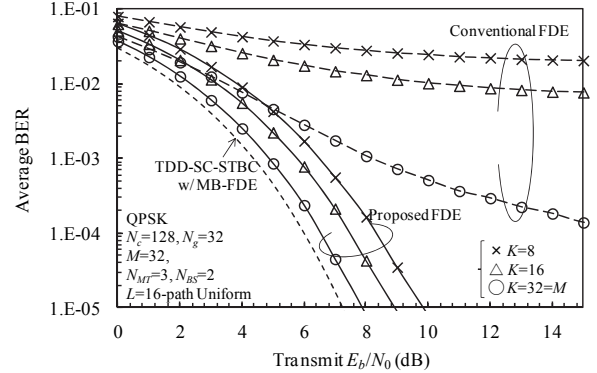


図 4 送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性

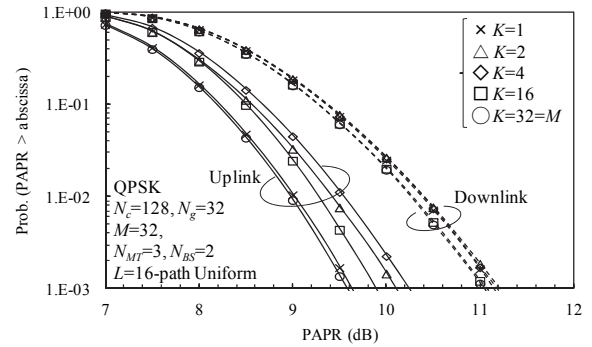
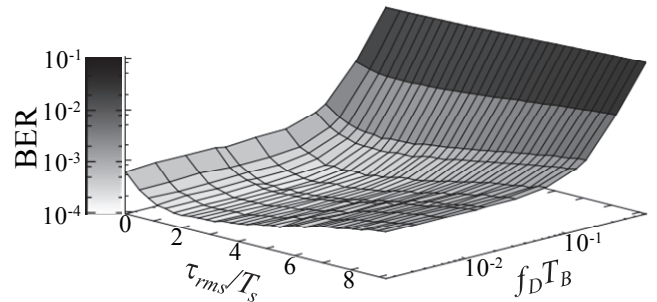
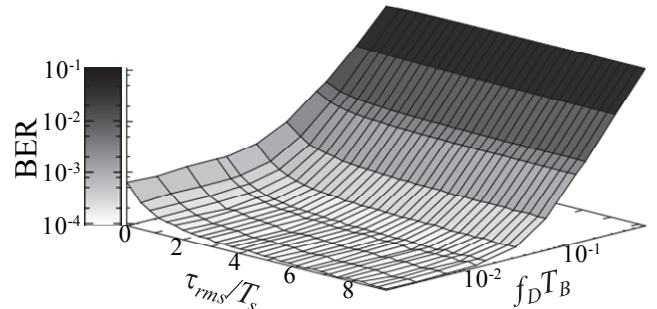


図 5 PAPR の CCDF 特性



(a) TDD-SC-SFBC ダイバーシチ



(b) TDD-SC-STBC ダイバーシチ

図 6 TDD-SC-SFBC ダイバーシチとの比較

4.2. TDD-SC-STBC ダイバーシチとの比較

図 6 に MS-FDE を用いる TDD-SC-STBC ダイバーシチを行った場合の正規化 rms 遅延スプレッド τ_{rms}/T_s および正規化ドップラースプレッド $f_D T_B$ 対平均 BER 特性を示す。ただし $T_B=(N_c+N_g)T_s$ であり、送信 E_b/N_0 は 6dB としている。ここで正規化 rms 遅延スプレッドはチャンネルの周波数選択性の強さを、正規化ドップラースプレッドはチャンネルの時間選択性の強さを表している。また比較のため、MB-FDE を用いる TDD-SC-STBC ダイバーシチを行った場合の特性も同様に図 5 に示す。なお、上下リンクでほぼ等しい BER 特性が得られるため、上りリンク BER 特性のみを示している。

図 5 より、TDD-SC-STBC ダイバーシチでは、正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなるにつれて BER が単調に減少しているのに対し、TDD-SC-SFBC ダイバーシチでは、一度 BER が減少し、その後 BER が増加していることが分かる。この理由については以下のように考えられる。正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなるにつれてチャンネルの周波数選択性が強くなる。そのため、TDD-SC-STBC ダイバーシチでは、正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなるにつれて周波数ダイバーシチ効果が大きくなり特性は改善する。一方 TDD-SC-SFBC ダイバーシチでは、正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなるにつれて、周波数ダイバーシチ効果が大きくなるものの、同時に SFBC 符号の直交性の崩れに起因する干渉も大きくなる。

すなわち TDD-SC-SFBC ダイバーシチでは、周波数ダイバーシチ効果による特性改善と SFBC 符号の直交性の崩れに起因する干渉による特性劣化がトレードオフの関係にある。正規化 rms 遅延スプレッドが小さい領域では、周波数ダイバーシチ効果による特性改善が SFBC 符号の直交性の崩れに起因する干渉による特性劣化より大きいいため、正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなるにつれて特性が改善する。一方で、正規化 rms 遅延スプレッドが大きい領域では、SFBC 符号の直交性の崩れに起因する干渉による特性劣化が周波数ダイバーシチ効果による特性改善より大きいいため、正規化 rms 遅延スプレッドが大きくなるにつれて特性が劣化する。

図 5 より、正規化ドップラースプレッドが約 5×10^{-2} 以上の場合、TDD-SC-SFBC ダイバーシチは TDD-SC-STBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる。例えば正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 の場合において所要 BER が $BER=10^{-3}$ の場合、TDD-SC-SFBC ダイバーシチは TDD-SC-STBC ダイバーシチと比較して、所要 BER を達成可能な許容正規化ドップラースプレッドを約 2 倍に大きくできる。これは SFBC ダイバーシチを用いることで、STBC ダイバーシチより符号長を短くできるためである。一方で、正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 以上かつ正規化ドップラースプレッドが約 5×10^{-2} 以下の場合には、TDD-SC-STBC ダイバーシチが TDD-SC-SFBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成している。これは SFBC 符号語内のチャンネルの周波数変動に起因する干渉によるものである。以上のことから、正規化 rms 遅延スプレッドが約 2.0 未満もしくは正規化ドップラースプレッドが約 5×10^{-2} 以上の領域において、TDD-SC-SFBC ダイバーシチは TDD-SC-STBC ダイバーシチよりも有効であるといえる。

5. まとめ

本稿では TDD-SC-SFBC ダイバーシチのための MS-FDE を提案した。計算機シミュレーションにより、提案 MS-FDE は従来 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにした。また MB-FDE を用いる TDD-SC-STBC ダイバーシチとの特性比較を行い、正規化 rms 遅延スプレッドが 2.0 未満もしくは正規化ドップラースプレッドが 5×10^{-2} 以上の領域において、TDD-SC-SFBC ダイバーシチが TDD-SC-STBC ダイバーシチより優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにした。

文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavastakul, 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [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] 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.
- [7] 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.
- [8] 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 Apr. 2013.
- [9] 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 IEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2013)*, Seoul, Korea, Aug. 2013.
- [10] H. Miyazaki and F. Adachi, "Robust frequency-domain equalization against doubly selective fading for single-carrier STBC time-division duplex transmission," *Proc. the 10th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC2014)*, Nicosia, Cyprus, Aug. 2014.
- [11] J. Yupeng, Y. Dongfeng and W. Dalei, "Performance comparison of STBC and SFBC in turbo coded OFDM systems," *Proc. 2005 Intern. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM2005)*, Wuhan China, Sept. 2005.
- [12] S. Yiu, D. Calin, O. Kaya and Y. Kai, "Distributed STBC-OFDM and distributed SFBC-OFDM for frequency-selective and time-varying channels," *Proc. Wireless Communications and Networking Conference (WCNC2012)*, Paris, France, Apr. 2012.