

時空間符号化送受信ダイバーシチのための 最適送信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 周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ (FD-STBC-JTRD) を用いるシングルキャリア (SC) 伝送は、送信機でチャンネル情報が必要である一方、受信機ではチャンネル情報を用いずに最大比送受信ダイバーシチ利得を得ることができることができ、優れた伝送品質を実現できる。筆者らはこれまでに FD-STBC-JTRD を用いる SC 伝送のための最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく送信周波数領域等化 (FDE) を提案し、送信 MMSE-FDE を用いることで優れたビット誤り率 (BER) 特性を実現できることを明らかにした。しかしながら、先に提案した送信 FDE は、1 符号語が複数の送信ブロックで構成されるにも関わらず、1 符号語内で共通の送信 FDE を用いていた。そこで本稿では、FD-STBC-JTRD を用いる SC 伝送のための最適送信 FDE 重みを導出する。最適送信 FDE 重みは、1 符号語内の送信ブロックごとに異なる送信 FDE 重みを用いることを許容した上で、STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との MSE を最小とすよう求める。理論検討により、最適送信 FDE 重みは従来の送信 FDE 重みを用いる場合と比較して、STBC 符号化率の逆数倍の受信信号電力対干渉雑音電力比 (SINR) を達成できることを明らかにしている。また計算機シミュレーションにより、最適送信 FDE を用いた場合の平均 BER 特性およびその理論特性を求め、従来の送信 FDE 重みを用いる場合より優れた BER 特性を達成できることを明らかにしている。

キーワード 時空間符号化送受信ダイバーシチ, シングルキャリア伝送, 送信周波数領域等化

Optimal Transmit FDE Weight for Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity

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 Single-Carrier (SC) transmission using frequency-domain space-time block coded joint transmit/receive diversity (FD-STBC-JTRD) combined with transmit frequency-domain equalization (FDE) obtains full spatial diversity gain while the channel state information (CSI) is required only at transmitter for transmit FDE. In our previous study of SC FD-STBC-JTRD, single transmit FDE weight matrix was used while the STBC code-word composed of sequence of coded data blocks. In this paper, we derive the optimal transmit FDE weight design for SC FD-STBC-JTRD. In the optimal transmit FDE weight design, multiple transmit FDE weight matrices, each associated with each block in a STBC code-word, are used unlike our previous transmit FDE weight design. The transmit FDE weight matrices are jointly optimized based on the minimization of the mean square error (MSE) between the transmitted signal before STBC encoding at the transmitter and the received signal after STBC decoding at the receiver. We show by theoretical analysis that the optimal transmit FDE weight design can achieve $1/R_{STBC}$ times higher received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) than our previous transmit FDE weight design, where R_{STBC} denotes the STBC coding rate. Then, we show by the computer simulations that the optimal transmit FDE weight design improves the BER performance compared to the previous transmit FDE weight design.

Keyword Frequency-domain space-time block coded joint transmit/receive diversity, single-carrier transmission, transmit frequency-domain equalization

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]。

筆者らは最近、時空間ブロック符号化 (STBC) [5,6] と送信 FDE [7,8] を組み合わせた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) を提案した [9-12]。FD-STBC-JTRD では、送信機において送信 MMSE-FDE を行うためにチャンネル情報を必要とする一方、受信機ではチャンネル情報を用いずに、加減算と複素共役演算のみで STBC 復号を行うことがで

きる．さらに STBC 符号化率を低下させずに任意の本数の送信アンテナ利用できる．これらより，FD-STBC-JTRD は下りリンク伝送に適した送受信ダイバシティである[11,12]．

FD-STBC-JTRD の 1 符号語は複数の送信ブロックで構成されている．しかしながら FD-STBC-JTRD におけるこれまでの送信 MMSE-FDE[9]は，1 符号語内で共通の送信 FDE 重みを用いていた．本稿では，1 符号語が複数の送信ブロックで構成されていることに着目し，最適送信 FDE 重みを導出する．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) を最小とする最適送信 FDE 重みは，1 符号語内の送信ブロックごとに異なる．最適送信 FDE 重みは，1 符号語内で共通の送信 FDE 重みを用いる場合と比較し，STBC 符号化率の逆数倍の受信信号電力対雑音電力比 (SINR) を達成できることを明らかにしている．また計算機シミュレーションにより，最適送信 FDE 重みを用いた場合の平均 BER 特性を求め，1 符号語内で共通の送信 FDE 重みを用いる場合より優れた BER 特性を達成できること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 章では，FD-STBC-JTRD を用いる SC 伝送の動作および信号表現について述べる．そして第 3 章で最適送信 FDE 重みを導出した後，第 4 章において最適送信 FDE を用いた場合の受信 SINR を求める．第 5 章では計算機シミュレーションによる BER 特性を示し，第 6 章にてまとめる．

2. FD-STBC-JTRD を用いる SC 伝送

2.1. 送受信機の動作

本稿では，FD-STBC-JTRD を用いる SC 伝送を仮定している．図 1 に送受信機構成を示す．送信機は N_t 本，受信機は N_r 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．また送信機ではチャンネル情報が理想的に得られるものと仮定している．

送信機では，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する．そして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した後，周波数領域にて STBC 符号化を行う．送信信号ブロック数 J および STBC 符号化ブロック数 Q は，受信アンテナ本数 N_r によって決定される．受信アンテナ本数 N_r ，送信信号ブロック数 J ，STBC 符号化ブロック数 Q および STBC 符号化率 $R_{STBC}=J/Q$ の関係を表 1 に示す．

その後，送信機は STBC 符号化ブロックに対して送信 FDE を適用する．そして N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用した後，サイクリックプレフィックス (CP) をブロックの先頭のガード区間に挿入して送信する．

受信機では，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．そして周波数領域において STBC 復号を行う．最後に STBC 復号後の受信信号に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域受信信号に変換した後，データ復調を行う．

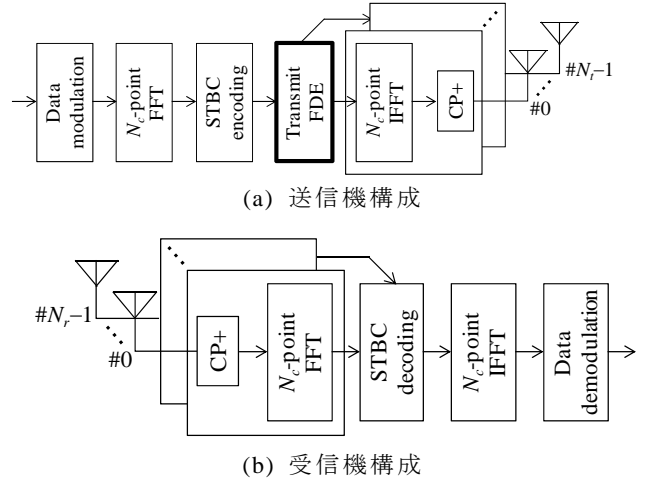


図 1 送受信機構成

表 1 N_r , J , Q および R_{STBC} の関係

N_r	J	Q	$R_{STBC}=J/Q$
2	2	2	1
3	3	4	3/4
4	3	4	3/4
5	10	15	2/3

2.2. 送受信信号表現

本稿ではシンボル時間間隔 T_s の離散時間等価低域表現を用いる．

(a) FD-STBC-JTRD 符号化

送信機における第 j ($j=0, \dots, J-1$) 送信信号ブロックを $\{d_j(t): t=0, \dots, N_c-1\}$ と表現する．送信機は送信信号ブロックに対し N_c ポイント FFT を適用し周波数領域送信信号 $\{D_j(k): k=0, \dots, N_c-1\}$ に変換する．周波数領域送信信号 $D_j(k)$ は次式で与えられる．

$$D_j(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} d_j(t) \exp(j2\pi kt/N_c) \quad (1)$$

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 $\{X_q(n_r, k): k=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_r-1, q=0, \dots, Q-1\}$ を生成する．STBC 符号化送信信号ブロックは次式で表される．

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_0^T(k) \\ \mathbf{X}_1^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2, \quad (2a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_0^T(k) \\ \mathbf{X}_1^T(k) \\ \mathbf{X}_2^T(k) \\ \mathbf{X}_3^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) & D_2(k) \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) & 0 \\ -D_2^*(k) & 0 & D_0^*(k) \\ 0 & D_2(k) & -D_1(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3, \quad (2b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_0^T(k) \\ \mathbf{X}_1^T(k) \\ \mathbf{X}_2^T(k) \\ \mathbf{X}_3^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) & D_2(k) & 0 \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) & 0 & D_2(k) \\ -D_2^*(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \\ 0 & D_2(k) & -D_1(k) & D_0(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4, \quad (2c)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_0^T(k) \\ \mathbf{X}_1^T(k) \\ \mathbf{X}_2^T(k) \\ \mathbf{X}_3^T(k) \\ \mathbf{X}_4^T(k) \\ \mathbf{X}_5^T(k) \\ \mathbf{X}_6^T(k) \\ \mathbf{X}_7^T(k) \\ \mathbf{X}_8^T(k) \\ \mathbf{X}_9^T(k) \\ \mathbf{X}_{10}^T(k) \\ \mathbf{X}_{11}^T(k) \\ \mathbf{X}_{12}^T(k) \\ \mathbf{X}_{13}^T(k) \\ \mathbf{X}_{14}^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1^*(k) & D_2^*(k) & D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & -D_0^*(k) & 0 & 0 & D_4^*(k) \\ D_2(k) & 0 & -D_0^*(k) & 0 & -D_5^*(k) \\ 0 & D_2(k) & -D_1(k) & 0 & D_6(k) \\ D_3(k) & 0 & 0 & -D_0^*(k) & D_7^*(k) \\ 0 & -D_3(k) & 0 & D_1(k) & -D_8(k) \\ 0 & 0 & -D_3(k) & D_2(k) & D_9(k) \\ D_4(k) & 0 & -D_6^*(k) & -D_8^*(k) & -D_1^*(k) \\ 0 & D_4(k) & -D_5(k) & D_7(k) & D_0(k) \\ D_5(k) & -D_6^*(k) & 0 & -D_9^*(k) & D_2^*(k) \\ D_6(k) & D_5^*(k) & D_4^*(k) & 0 & 0 \\ D_7(k) & D_8^*(k) & -D_9^*(k) & 0 & -D_3^*(k) \\ D_8(k) & -D_7^*(k) & 0 & D_4^*(k) & 0 \\ D_9(k) & 0 & D_7^*(k) & D_5^*(k) & 0 \\ 0 & -D_9(k) & -D_8(k) & D_6(k) & 0 \end{pmatrix} \quad \dots \text{for } N_r=5, (2d)$$

ただし, $\mathbf{X}_q(k)=[X_q(0,k), \dots, X_q(N_r-1,k)]^T$ 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. 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 $\mathbf{S}_q(k)=[S_q(0,k), \dots, S_q(N_r-1,k)]^T$ は次式で与えられる.

$$\mathbf{S}_q(k) = A_{N_r} \mathbf{W}_q(k) \mathbf{X}_q(k) \quad (3)$$

ただし, $\mathbf{W}_q(k)=[\mathbf{W}_q(0,k), \dots, \mathbf{W}_q(N_r-1,k)]$ は第 q STBC 符号化送信信号ブロックに対する $N_r \times N_r$ 送信 FDE 重み行列であり, $\mathbf{W}_q(n_r, k)=[W_q(0, n_r, k), \dots, W_q(N_r-1, n_r, k)]^T$ である. また A_{N_r} 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.

$$A_{N_r} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{N_c} \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{W}_q(n_r, k)\|^2}} \quad (4)$$

その後, 送信 FDE 後の周波数領域送信信号に対して 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, Q タイムスロットを用いて N_r 本のアンテナから送信する.

(a) FD-STBC-JTRD 復号

受信機では, 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_r アンテナの周波数領域受信信号 $\{R_q(n_r, k): k=0, \dots, N_c-1, n_r=0, \dots, N_r-1\}$ は次式で表される

$$\mathbf{R}_q(k) = \sqrt{2P} \mathbf{H}(k) \mathbf{S}_q(k) + \mathbf{N}_q(k) \quad (5)$$

ただし, $\mathbf{R}_q(k)=[R_q(0,k), \dots, R_q(N_r-1,k)]^T$ 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 は送信電力を表す. $\mathbf{H}(k)$ は次式で表される $N_r \times N_r$ の周波数領域チャネル利得行列であり, $H(n_r, n_r, k)$ は第 n_r 送信アンテナ-第 n_r 受信アンテナ間のチャネルの伝達関数である.

$$\mathbf{H}(k) = [\mathbf{H}^T(0, k), \dots, \mathbf{H}^T(N_r-1, k)]^T = \begin{bmatrix} H(0, 0, k) & \dots & H(0, N_r-1, k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H(N_r-1, 0, k) & \dots & H(N_r-1, N_r-1, k) \end{bmatrix} \quad (6)$$

また, $\mathbf{N}_q(k)=[N_q(0,k), \dots, N_q(N_r-1,k)]^T$ は雑音ベクトルであり, $N_q(n_r, k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音である. なお N_0 は片側雑音電力スペクトル密度比である.

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 $\{\hat{D}_j(k): k=0, \dots, N_c-1, j=0, \dots, J-1\}$ は次式で表される.

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(0, k) + R_1^*(1, k) \\ R_0(1, k) - R_1^*(0, k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{for } N_r=2, (7a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(0, k) + R_1^*(1, k) + R_2^*(2, k) \\ R_0(1, k) - R_1^*(0, k) + R_3^*(2, k) \\ R_0(2, k) - R_2^*(0, k) - R_3^*(1, k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{for } N_r=3, (7b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(0, k) + R_1^*(1, k) + R_2^*(2, k) + R_3^*(3, k) \\ R_0(1, k) - R_1^*(0, k) - R_2^*(3, k) + R_3^*(2, k) \\ R_0(2, k) + R_1^*(3, k) - R_2^*(0, k) - R_3^*(1, k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{for } N_r=4, (7c)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \\ \hat{D}_3(k) \\ \hat{D}_4(k) \\ \hat{D}_5(k) \\ \hat{D}_6(k) \\ \hat{D}_7(k) \\ \hat{D}_8(k) \\ \hat{D}_9(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(0, k) - R_1^*(1, k) - R_2^*(2, k) - R_4^*(3, k) + R_8(4, k) \\ R_1(0, k) + R_0^*(1, k) - R_5(2, k) + R_5(3, k) - R_7^*(4, k) \\ R_2(0, k) + R_3(1, k) + R_0^*(2, k) + R_6(3, k) + R_9^*(4, k) \\ R_4(0, k) - R_5(1, k) - R_6(2, k) + R_0^*(3, k) - R_{11}^*(4, k) \\ R_7(0, k) + R_8(1, k) + R_{10}^*(2, k) + R_{12}^*(3, k) + R_1^*(4, k) \\ R_9(0, k) + R_{10}^*(1, k) - R_8^*(2, k) + R_{13}^*(3, k) - R_2^*(4, k) \\ R_{10}(0, k) - R_9^*(1, k) - R_7^*(2, k) + R_{14}(3, k) + R_3(4, k) \\ R_{11}(0, k) - R_{12}^*(1, k) + R_{13}^*(2, k) + R_8(3, k) + R_4^*(4, k) \\ R_{12}(0, k) + R_{11}^*(1, k) - R_{14}(2, k) - R_7^*(3, k) - R_5^*(4, k) \\ R_{13}(0, k) - R_{14}(1, k) - R_{11}^*(2, k) - R_9^*(3, k) + R_6(4, k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{for } N_r=5, (7d)$$

式(7)で示されるように, 受信機ではチャネル情報を用いることなく, 加減算および複素共役演算のみで STBC 復号できる. 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. 最適送信 FDE 重みの導出

本稿では, STBC 符号化前の送信信号 $D_j(k)$ および STBC 復号後の受信信号 $\hat{D}_j(k)$ との MSE が最小とする送信 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相対 MSE を導入する[9].

$$e = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\left| \frac{\hat{D}_j(k) - \sqrt{2P} A_{N_r} D_j(k)}{\sqrt{2P} A_{N_r} \sqrt{E[D_j(k)]^2}} \right|^2 \right] \quad (8)$$

3.1. 従来の送信 MMSE-FDE 重み

1 符号語内で共通の送信 FDE 重みを用いるという条件 ($\mathbf{W}_q(n_r, k) = \dots = \mathbf{W}_{Q-1}(n_r, k) = \mathbf{W}(n_r, k)$) 下で相対 MSE を最小とするように, 送信重みが決定される. $\partial e / \partial \mathbf{W}(0, k) = 0, \dots, \partial e / \partial \mathbf{W}(N_r-1, k) = 0$ より, 1 符号語内

で共通の送信 FDE 重み $\mathbf{W}(n_r, k)$ は次式で与えられる [9].

$$\mathbf{W}(n_r, k) = \mathbf{H}^H(n_r, k) D_{subopt.}^{-1}(k) \quad (9)$$

ただし,

$$D_{subopt.}(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\mathbf{H}(n_r, k)\|^2 + N_r \left(\frac{P}{N}\right)^{-1} \quad (10)$$

であり, $N=N_0/T_s$ は雑音電力を表す.

3.2. 最適送信 MMSE-FDE 重みの導出

最適送信 FDE 重みは, 1 符号語内の送信ブロックごとに異なる送信 FDE 重みを用いることを許容した上で, 式(7)で表される相対 MSE が最小とするように決定される. $\partial e / \partial \mathbf{W}_0(0, k) = 0, \dots, \partial e / \partial \mathbf{W}_{Q-1}(N_r - 1, k) = 0$ より, 最適送信 FDE 重みは次式で与えられる.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_0(k) \\ \mathbf{W}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) \\ \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) \end{pmatrix} D_{opt.}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=2, \quad (11a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_0(k) \\ \mathbf{W}_1(k) \\ \mathbf{W}_2(k) \\ \mathbf{W}_3(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) & \mathbf{H}_2^H(k) \\ \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) & 0 \\ \mathbf{H}_0^H(k) & 0 & \mathbf{H}_2^H(k) \\ 0 & \mathbf{H}_1^H(k) & \mathbf{H}_2^H(k) \end{pmatrix} D_{opt.}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=3, \quad (11b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_0(k) \\ \mathbf{W}_1(k) \\ \mathbf{W}_2(k) \\ \mathbf{W}_3(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) & \mathbf{H}_2^H(k) & 0 \\ \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) & 0 & \mathbf{H}_3^H(k) \\ \mathbf{H}_0^H(k) & 0 & \mathbf{H}_2^H(k) & \mathbf{H}_3^H(k) \\ 0 & \mathbf{H}_1^H(k) & \mathbf{H}_2^H(k) & \mathbf{H}_3^H(k) \end{pmatrix} D_{opt.}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=4, \quad (11c)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_0(k) \\ \mathbf{W}_1(k) \\ \mathbf{W}_2(k) \\ \mathbf{W}_3(k) \\ \mathbf{W}_4(k) \\ \mathbf{W}_5(k) \\ \mathbf{W}_6(k) \\ \mathbf{W}_7(k) \\ \mathbf{W}_8(k) \\ \mathbf{W}_9(k) \\ \mathbf{W}_{10}(k) \\ \mathbf{W}_{11}(k) \\ \mathbf{W}_{12}(k) \\ \mathbf{W}_{13}(k) \\ \mathbf{W}_{14}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) & \mathbf{H}_2^H(k) & \mathbf{H}_3^H(k) & 0 \\ \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) & 0 & 0 & \mathbf{H}_4^H(k) \\ \mathbf{H}_0^H(k) & 0 & \mathbf{H}_2^H(k) & 0 & \mathbf{H}_4^H(k) \\ 0 & \mathbf{H}_1^H(k) & \mathbf{H}_2^H(k) & 0 & \mathbf{H}_4^H(k) \\ \mathbf{H}_0^H(k) & 0 & 0 & \mathbf{H}_3^H(k) & \mathbf{H}_4^H(k) \\ 0 & \mathbf{H}_1^H(k) & 0 & \mathbf{H}_3^H(k) & \mathbf{H}_4^H(k) \\ 0 & 0 & \mathbf{H}_2^H(k) & \mathbf{H}_3^H(k) & \mathbf{H}_4^H(k) \\ \mathbf{H}_0^H(k) & 0 & \mathbf{H}_2^H(k) & \mathbf{H}_3^H(k) & \mathbf{H}_4^H(k) \\ 0 & \mathbf{H}_1^H(k) & \mathbf{H}_2^H(k) & \mathbf{H}_3^H(k) & \mathbf{H}_4^H(k) \\ \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) & 0 & \mathbf{H}_3^H(k) & \mathbf{H}_4^H(k) \\ \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) & \mathbf{H}_2^H(k) & 0 & 0 \\ \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) & \mathbf{H}_2^H(k) & 0 & \mathbf{H}_4^H(k) \\ \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^H(k) & 0 & \mathbf{H}_3^H(k) & 0 \\ \mathbf{H}_0^H(k) & 0 & \mathbf{H}_2^H(k) & \mathbf{H}_3^H(k) & 0 \\ 0 & \mathbf{H}_1^H(k) & \mathbf{H}_2^H(k) & \mathbf{H}_3^H(k) & 0 \end{pmatrix} D_{opt.}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=5, \quad (11d)$$

ただし,

$$D_{opt.}(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\mathbf{H}(n_r, k)\|^2 + N_r \left(\frac{J}{Q}\right) \left(\frac{P}{N}\right)^{-1}. \quad (12)$$

である. 式(2), (9)および(11)より従来の送信 FDE 重み行列は受信アンテナ本数にかかわらず密な行列であるのに対し, 最適送信 FDE 重み行列は STBC 符号化行列に対応して疎な行列であることがわかる. このことから最適送信 FDE 重みは従来の送信 FDE 重みと比較して, 送信 FDE 重みのノルムを小さくでき, 高い受信

SNR を達成できる.

4. 受信 SINR および条件付き BER の導出

本章では, 最適送信 FDE を用いた場合の受信 SINR および条件付き BER を導出する. 残留 ISI と雑音の和を新たな零平均複素ガウス変数とみなすと, 最適送信 FDE および従来の送信 FDE 重みを用いた場合の受信 SINR, $\gamma_{opt.}$ および $\gamma_{subopt.}$ はそれぞれ次式で表される.

$$\left\{ \begin{aligned} \gamma_{opt.} &= \frac{2 \left(\frac{P}{N}\right) \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{opt.}(k)\right)^2}{\left(\frac{P}{N}\right) \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{opt.}^2(k) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{opt.}(k)\right)^2 \right\} + N_r \frac{J}{Q} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{opt.}(k)} \\ \gamma_{subopt.} &= \frac{2 \left(\frac{P}{N}\right) \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{subopt.}(k)\right)^2}{\left(\frac{P}{N}\right) \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{subopt.}^2(k) - \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{subopt.}(k)\right)^2 \right\} + N_r \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{H}_{subopt.}(k)} \end{aligned} \right. \quad (13)$$

ただし,

$$\left\{ \begin{aligned} \tilde{H}_{opt.}(k) &= \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\mathbf{H}(n_r, k)\|^2 D_{opt.}^{-1}(k) \\ \tilde{H}_{subopt.}(k) &= \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\mathbf{H}(n_r, k)\|^2 D_{subopt.}^{-1}(k) \end{aligned} \right. \quad (14)$$

である. 十分に高い受信 SNR が得られる場合 (i.e.,

$$\frac{1}{N_r} \left(\frac{P}{N}\right) \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\mathbf{H}(n_r, k)\|^2 \gg 1), \text{ 式(13)は以下のように近似}$$

できる.

$$\left\{ \begin{aligned} \gamma_{opt.} &\approx \frac{2}{N_r} \frac{1}{J/Q} \left(\frac{P}{N}\right) = \frac{1}{R_{STBC}} \gamma_{subopt.} \\ \gamma_{subopt.} &\approx \frac{2}{N_r} \left(\frac{P}{N}\right) \end{aligned} \right. \quad (15)$$

したがって, 最適送信 FDE 重みは従来の送信 FDE 重みを用いる場合より, $1/R_{STBC}$ 倍の受信 SINR を達成できる. これは重み行列を STBC 符号化行列に対応して疎な行列とすることによって, 送信 FDE 重みのノルムを $1/R_{STBC}$ 倍にできるためである.

また, チャネルの伝達関数が与えられたときの条件付き BER, $p_{b,opt.}$ および $p_{b,subopt.}$ はそれぞれ次式で与えられる.

$$\left\{ \begin{aligned} p_{e,opt.} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{\gamma_{opt.}}{4}} \right] \\ p_{e,subopt.} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{\gamma_{subopt.}}{4}} \right] \end{aligned} \right. \text{ for QPSK} \quad (16)$$

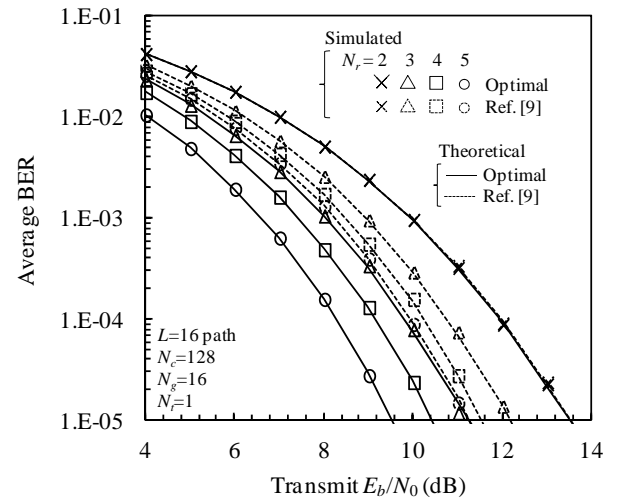
平均 BER は, 式(16)で与えられる条件付き BER をチャネルの伝達関数がとり得るすべての範囲にわたって平均することによって求められる.

5. 計算機シミュレーション

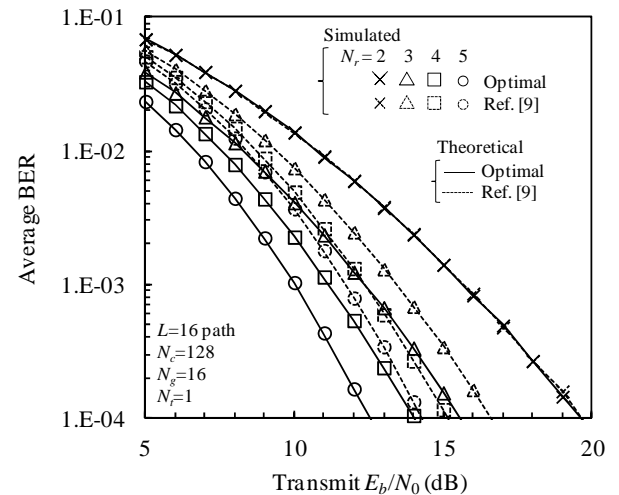
最適送信 FDE を用いる SC FD-STBC-JTRD を行った場合の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求めた。QPSK データ変調を仮定しており、FFT ブロックサイズ N_c および CP 長 N_g はそれぞれ $N_c=128$ および $N_g=16$ とする。FD STBC-JTRD では STBC 符号化率を低下させることなく任意の送信アンテナ本数を用いることができるが、本シミュレーションでは一例として $N_r=1$ と仮定している。減衰指数 α の指数減衰電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの周波数選択性フェージングを仮定しており、送信機ではチャンネル情報が理想的に得られるものと仮定している。

Transmitter	Data modulation	QPSK
	FFT block size	$N_c=128$
	CP length	$N_g=16$
	The number of transmit antenna	$N_t=1$
	Channel estimation	Ideal
Channel	Frequency-selective block Rayleigh fading	
	Power delay profile	$L=16$ -path exponential
	Decay factor	$\alpha=0, 6\text{dB}$
	Delay time	$\tau_l=l$
Receiver	The number of receive antenna	$N_r=2,3,4,5$

最適送信 FDE を用いた場合の送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を図 2 に示す。比較のため、従来の送信 FDE を用いた場合の特性も図 2 に示す。図 2 より、受信アンテナ本数が $N_r=2$ の場合、最適送信 FDE および従来の送信 FDE とともに等しい特性が得られることがわかる。これは、 $N_r=2$ の場合は最適送信 FDE 重みと従来の送信 FDE 重みが等しく、ともに密な行列であるためである。一方で受信アンテナ本数が $N_r>2$ の場合、最適送信 FDE 重みを用いることによって、従来の送信 FDE 重みを用いる場合より優れた BER 特性を達成できる。たとえば許容 $\text{BER}=10^{-4}$ のとき、最適送信 FDE 重みを用いることによって、受信アンテナ本数が $N_r=3,4$ の場合は 1.2dB 、 $N_r=5$ の場合は 1.6dB 所要送信 E_b/N_0 を低減できる。この改善量は前章で考察した理論値と一致する。また図 2(a)と(b)より、最適送信 FDE 重みは電力遅延プロファイルによらず一定の改善量が得られている。これは STBC 符号化行列に対応して送信 FDE 重みを疎な行列とすることによって、送信 FDE 重みのノルムを $1/R_{STBC}$ 倍に低減でき、 $1/R_{STBC}$ 倍の受信 SINR を達成できるためである。



(a) $\alpha=0\text{dB}$



(b) $\alpha=6\text{dB}$

図 2 平均 BER 特性

6. むすび

本稿では、FD-STBC-JTRD を用いる SC 伝送のための最適送信 FDE 重みを導出した。最適送信 FDE 重みは、1 符号語内の送信ブロックごとに異なる送信 FDE 重みを用いることを許容した上で、STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との相対 MSE を最小とするよう決定される。理論検討により、最適送信 FDE は、STBC 符号化行列に対応して送信 FDE 重みを疎な行列とすることによって送信 FDE 重みのノルムを $1/R_{STBC}$ 倍に低減でき、1 符号語内で共通の送信 FDE 重みを用いる場合と比較して $1/R_{STBC}$ 倍の受信 SINR を達成できることを明らかにした。また計算機シミュレーションにより、最適送信 FDE 重みを用いた場合の平均 BER 特性を求め、1 符号語内で共通の送信 FDE を用いる場合より常に優れた 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. 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.
- [3] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmission in a wireless cheannel," *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] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 17, No. 3, pp. 451-460, March 1999.
- [7] L. -U. Choi and R. D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," *Proc. IEEE VTC'02 fall*, Vol. 3, pp. 1784-1791, Oct. 2002.
- [8] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain preequalization for multi-code DS-CDMA mobile radio," *Proc. IEEE VTS 2nd APWCS*, pp. 184-188, Aug. 2005.
- [9] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-time block coded joint transmit/receive diversity in a frequency-nonselctive Rayleigh fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 8, pp. 2189-2195, Aug. 2006.
- [10] 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.
- [11] R. Matsukawa, T. Obara, K. Takeda, and F. Adachi, "Single-carrier distributed antenna network downlink using joint transmit/receive diversity," *Proc. the IEEE International Conference on Communication Systems (IEEE ICCS 2010)*, Nov. 2010.
- [12] 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.