

# 最適送信周波数領域等化を用いる時空間符号化送受信ダイバーシチにおけるチャンネル推定誤差の影響に関する一検討

宮崎 寛之<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup>miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>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。以前筆者らは、FD-STBC-JTRD を用いる SC 伝送のための最適送信周波数領域等化 (FDE) を導出し、1 符号語内で共通の FDE を用いる従来送信 FDE より、STBC 符号化率の逆数倍だけ受信信号電力対雑音電力比 (SNR) を向上できることを明らかにした。しかしながら、これまでの検討は送信機にて理想的にチャンネル情報が得られる場合を仮定していた。そこで本稿では、循環遅延パイロットチャンネル推定 (CDP-CE) と最適送信 FDE を用いるときの FD-STBC-JTRD における受信信号電力対干渉雑音電力比 (SINR) と平均 BER を導出し、チャンネル推定誤差が受信 SINR に与える影響について考察している。また計算機シミュレーションにより、平均 BER を求め、平均 BER を最小とする挿入パイロットブロック数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, 送信周波数領域等化, チャンネル推定誤差

## Impact of Channel Estimation Error in Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity with Optimal Transmit FDE

Hiroyuki MIYAZAKI<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup>miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>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. Recently, we derived the optimal transmit FDE weight for SC FD-STBC-JTRD and showed that the optimal transmit FDE can achieve  $1/R_{STBC}$  times higher received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) than our previously proposed transmit FDE weight, where  $R_{STBC}$  denotes the STBC coding rate. However, the previous study for SC FD-STBC-JTRD with the optimal transmit FDE assumed Ideal channel estimation. In this paper, we derive the signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) achievable by SC FD-STBC-JTRD using both the optimal transmit FDE and the cyclic delay pilot channel estimation (CDP-CE) and discuss how the channel estimation error affects the received SINR. Then, we evaluate, by computer simulation, the bit error rate (BER) performance and show the optimal number of pilot blocks.

**Keyword** Frequency-domain space-time block coded joint transmit/receive diversity, transmit frequency-domain equalization, channel estimation error

### 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]。

また、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) [9-12] 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のでチャンネル情報を必要としない。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ーシチである [11,12]。

以前、我々は 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、1 符号語内の複数のブロック間で異なる送信 FDE 重みを用いることを許容することによって、1 符号語内で共通の送信 FDE 重みを用いる従来送信 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) を達成できることを示した [13]。しかしながら、最適送信 FDE を用

いる SC FD-STBC-JTRD におけるこれまでの検討は、送信機で理想的にチャンネル情報が得られる場合を仮定しており、チャンネル推定誤差の影響については議論されていなかった。

そこで本稿では、循環遅延パイロットチャンネル推定 (CDP-CE) [14] と最適送信 FDE を用いる SC FD-STBC-JTRD における受信 SINR を求め、チャンネル推定誤差が受信 SINR に与える影響について考察している。また計算機シミュレーションにより、CDP-CE を用いた場合の平均 BER 特性およびその理論特性を求め、平均 BER を最小とする挿入パイロットブロック数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、フレーム構成および CDP-CE の動作について述べた後、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。第 3 章では、CDP-CE と最適送信 FDE 重みを用いる SC FD-STBC-JTRD における受信 SINR と平均 BER を導出した後、チャンネル推定誤差が受信 SINR に与える影響について考察している。第 4 章では計算機シミュレーションによる BER 特性を示し、第 5 章にてまとめる。

## 2. CDP-CE と FD-STBC-JTRD を用いる SC 伝送

本稿では、CDP-CE と FD-STBC-JTRD を用いる SC 伝送を仮定している。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。図 1 に送受信フレーム構成を示す。受信機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送信 FDE はすべて送信局で行うものとする。パイロットステージは  $N_B$  データブロックからなるデータステージ毎に挿入される。パイロットステージにおいて、受信局は  $N_p$  パイロットブロックを送信局に送信し、送信局は CDP-CE を用いてチャンネル情報を推定する。その後データステージにおいて、送信局は得られたチャンネル情報を用いて、FD-STBC-JTRD を用いる SC 伝送を行う。なお本稿では、1 フレーム内におけるチャンネルの時間変動は十分小さいものと仮定している。

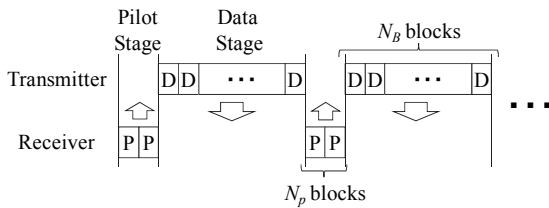


図 1 フレーム構成

### 2.1. CDP-CE

CDP-CE では、異なる循環遅延を与えたパイロットブロックを各アンテナから同時に送信することで、全送受信アンテナのチャンネル利得を同時に推定する。第  $m$  ( $m=0, \dots, N_p-1$ ) パイロット信号を  $\{p_0^{(m)}(t): t=0, \dots, N_c-1\}$  とすると、受信局第  $n_r$  アンテナの第  $m$  パイロット信号  $\{p^{(m)}(n_r, t): t=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で与えられる。

$$p^{(m)}(n_r, t) = p_0^{(m)}((t - n_r \theta) \bmod N_c) \quad (1)$$

ただし  $\theta$  は循環遅延量である。受信局はパイロット信号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、各アンテナからパイロット信号を送信する。

送信局では、受信パイロット信号から CP を除去した後、 $N_c$  ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を用いて周波数領域信号に変換する。送信局第  $n_t$  アンテナにおける第  $m$  周波数領域受信パイロット信号  $\{R^{(m)}(n_t, k): k=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で表される。

$$R^{(m)}(n_t, k) = \sqrt{\frac{2P_t}{N_r}} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} H(n_r, n_t, k) \exp\left(-\frac{j2\pi k n_r \theta}{N_c}\right) P_0^{(m)}(k) + N(n_t, k) \quad (2)$$

ただし、 $P_t$  は送信電力である。 $H(n_r, n_t, k)$  は送信局第  $n_t$  アンテナ-受信局第  $n_r$  アンテナ間のチャンネル利得であり、 $N(n_t, k)$  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。また  $N_0$  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。 $P_0^{(m)}(k)$  は第  $m$  パイロット信号  $p_0^{(m)}(t)$  の第  $k$  周波数成分である。送信局は周波数領域受信パイロット信号に参照信号  $\{P_0^{(m)}(k)\}^2 / |P_0^{(m)}(k)|^2$  を乗算してパイロット成分を除去した後、 $N_c$  ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して、総合インパルス応答  $\{\bar{h}^{(m)}(n_t, \tau): \tau=0, \dots, N_c-1\}$  を得る。総合インパルス応答  $\bar{h}^{(m)}(n_t, \tau)$  は次式で与えられる。

$$\bar{h}^{(m)}(n_t, \tau) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} h(n_r, n_t, (\tau - n_r \theta) \bmod N_c) + \tilde{n}(n_t, \tau) \quad (3)$$

ただし、 $h(n_r, n_t, \tau)$  は送信局第  $n_t$  アンテナ-受信局第  $n_r$  アンテナ間のチャンネルのインパルス応答であり、次式で与えられる。

$$h(n_r, n_t, \tau) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sqrt{\frac{2P_t}{N_r}} H(n_r, n_t, k) \exp(j2\pi k \tau / N_c) \quad (4)$$

その後、送信局は総合インパルス応答に遅延時間領域窓関数法を適用した後、 $N_c$  ポイント高速フーリエ変換を適用して送信局第  $n_t$  アンテナ-受信局第  $n_r$  アンテナ間のチャンネル利得の推定値  $\tilde{H}^{(m)}(n_r, n_t, k)$  を得る。第  $m$  パイロット信号によって得られたチャンネル推定値  $\tilde{H}^{(m)}(n_r, n_t, k)$  は次式で表される。

$$\tilde{H}^{(m)}(n_r, n_t, k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{\tau=0}^{N_c-1} \bar{h}^{(m)}(n_t, (\tau + n_r \theta) \bmod N_c) \exp\left(-\frac{j2\pi k \tau}{N_c}\right) \quad (5)$$

最後に、得られた  $N_p$  個のチャンネル推定値を平均化することによって雑音の影響が低減されたチャンネル推定値  $\tilde{H}(n_r, n_t, k)$  を得る。

$$\tilde{H}(n_r, n_t, k) = \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} \tilde{H}^{(m)}(n_r, n_t, k) \quad (6)$$

また、雑音電力  $\sigma_n^2$  は次式にしたがって推定される。

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2N_p} \frac{1}{N_c - N_g N_r} \sum_{m=0}^{N_p-1} \sum_{\tau=0}^{N_c-1} |\bar{h}^{(m)}(n_t, \tau)|^2 \quad (7)$$

### 2.2. FD-STBC-JTRD

図 2 にデータステージにおける送受信機構成を示す。

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。送信機における第  $j$  ( $j=0, \dots, J-1$ ) 送信信号を  $\{d_j(t): t=0, \dots, N_c-1\}$  とすると、周波数領域送信信号  $\{D_j(k): k=0, \dots, N_c-1\}$  は次式で与えられる。

$$D_j(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} d_j(t) \exp(j2\pi kt/N_c) \quad (8)$$

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。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_0^T(k) \\ \mathbf{X}_1^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2, \quad (9a)$$

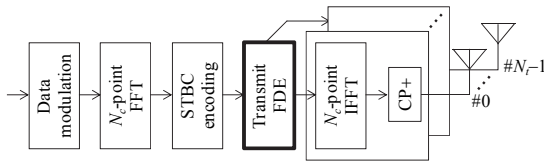
$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_0^T(k) \\ \mathbf{X}_1^T(k) \\ \mathbf{X}_2^T(k) \\ \mathbf{X}_3^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) & D_2(k) \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) & 0 \\ -D_2^*(k) & 0 & D_0^*(k) \\ 0 & D_2(k) & -D_1(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3, \quad (9b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{X}_0^T(k) \\ \mathbf{X}_1^T(k) \\ \mathbf{X}_2^T(k) \\ \mathbf{X}_3^T(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & D_1(k) & D_2(k) & 0 \\ -D_1^*(k) & D_0^*(k) & 0 & D_2(k) \\ -D_2^*(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \\ 0 & D_2(k) & -D_1(k) & D_0(k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4, \quad (9c)$$

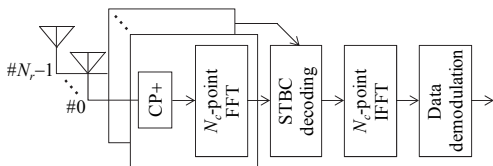
ただし、 $\mathbf{X}_q(k)=[X_q(0, k), \dots, X_q(N_c-1, k)]^T$  は第  $q$  タイムスロットにおいて送信される第  $q$  STBC 符号化送信信号ブロックベクトルである。なお、送信信号ブロック数  $J$  および STBC 符号化ブロック数  $Q$  は、受信局アンテナ本数  $N_r$  によって決定される。受信局アンテナ本数  $N_r$ 、送信信号ブロック数  $J$ 、STBC 符号化ブロック数  $Q$  および STBC 符号化率  $R_{STBC}=J/Q$  の関係を表 1 に示す。

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



(a) 送信機構成



(b) 受信機構成

図 2 送受信機構成

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  $\mathbf{S}_q(k)=[S_q(0, k), \dots, S_q(N_c-1, k)]^T$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{S}_q(k) = A_{N_r} \mathbf{W}_q(k) \mathbf{X}_q(k) \quad (10)$$

ただし、 $A_{N_r}$  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。

$$A_{N_r} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{N_c} \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{W}_q(n_r, k)\|^2}} \quad (11)$$

また、 $\mathbf{W}_q(k)=[\mathbf{W}_q(0, k), \dots, \mathbf{W}_q(N_c-1, k)]$  は第  $q$  STBC 符号化送信信号ブロックに対する  $N_c \times N_r$  送信 FDE 重み行列であり、 $\mathbf{W}_q(n_r, k)=[W_q(0, n_r, k), \dots, W_q(N_c-1, n_r, k)]^T$  である。最適送信 FDE 重みは、1 符号語内で異なる送信 FDE 重みを用いることを許容した上で、平均二乗誤差 (MSE) を最小とするように決定される。最適送信 FDE 重みはそれぞれ次式で与えられる [13]。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_0(k) \\ \mathbf{W}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{H}}^H(0, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(1, k) \\ \tilde{\mathbf{H}}^H(0, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(1, k) \end{pmatrix} C_{opt}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=2, \quad (12a)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_0(k) \\ \mathbf{W}_1(k) \\ \mathbf{W}_2(k) \\ \mathbf{W}_3(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{H}}^H(0, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(1, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(2, k) \\ \tilde{\mathbf{H}}^H(0, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(1, k) & 0 \\ \tilde{\mathbf{H}}^H(0, k) & 0 & \tilde{\mathbf{H}}^H(2, k) \\ 0 & \tilde{\mathbf{H}}^H(1, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(2, k) \end{pmatrix} C_{opt}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=3, \quad (12b)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{W}_0(k) \\ \mathbf{W}_1(k) \\ \mathbf{W}_2(k) \\ \mathbf{W}_3(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{H}}^H(0, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(1, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(2, k) & 0 \\ \tilde{\mathbf{H}}^H(0, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(1, k) & 0 & \tilde{\mathbf{H}}^H(3, k) \\ \tilde{\mathbf{H}}^H(0, k) & 0 & \tilde{\mathbf{H}}^H(2, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(3, k) \\ 0 & \tilde{\mathbf{H}}^H(1, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(2, k) & \tilde{\mathbf{H}}^H(3, k) \end{pmatrix} C_{opt}^{-1}(k) \quad \dots \text{ for } N_r=4, \quad (12c)$$

ただし、

$$C_{opt}(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\tilde{\mathbf{H}}(n_r, k)\|^2 + 2\sigma_n^2 N_r \left(\frac{J}{Q}\right) \quad (13)$$

であり、 $\tilde{\mathbf{H}}(n_r, k)=[\tilde{H}(n_r, 0, k), \dots, \tilde{H}(n_r, N_c-1, k)]$  である。一方、従来送信 FDE 重みは、1 符号語内で共通の送信 FDE 重みを用いるという条件下 ( $\mathbf{W}_0(k)=\mathbf{W}_1(k)=\dots=\mathbf{W}(k)$ ) で、MSE を最小とするように決定される。従来送信 FDE、重みは次式で与えられる [10]。

$$\mathbf{W}(k) = (\tilde{\mathbf{H}}^H(0, k) \dots \tilde{\mathbf{H}}^H(N_r-1, k)) C_{subopt}^{-1}(k) \quad (14)$$

ただし、

$$C_{subopt}(k) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\tilde{\mathbf{H}}(n_r, k)\|^2 + 2\sigma_n^2 N_r \quad (15)$$

である。送信機は、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、 $N_r$  本のアンテナから送信する。

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。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

$$\mathbf{R}_q(k) = \sqrt{2P_t} \mathbf{H}(k) \mathbf{S}_q(k) + \mathbf{N}_q(k) \quad (16)$$

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  $N_r \times N_t$  の周波数領域チャネル利得行列である.

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^T(0,k), \dots, \mathbf{H}^T(N_r-1,k) \\ H(0,0,k) \quad \dots \quad H(0,N_t-1,k) \\ \vdots \quad \ddots \quad \vdots \\ H(N_r-1,0,k) \quad \dots \quad H(N_r-1,N_t-1,k) \end{bmatrix} \quad (17)$$

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

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(0,k) + R_1^*(1,k) \\ R_0(1,k) - R_1^*(0,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=2, \quad (18a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(0,k) + R_1^*(1,k) + R_2^*(2,k) \\ R_0(1,k) - R_1^*(0,k) + R_3^*(2,k) \\ R_0(2,k) - R_2^*(0,k) - R_3^*(1,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=3, \quad (18b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \\ \hat{D}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_0(0,k) + R_1^*(1,k) + R_2^*(2,k) + R_3^*(3,k) \\ R_0(1,k) - R_1^*(0,k) - R_2^*(3,k) + R_3^*(2,k) \\ R_0(2,k) + R_1^*(3,k) - R_2^*(0,k) - R_3^*(1,k) \end{pmatrix} \quad \dots \text{ for } N_r=4, \quad (18c)$$

式(18)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. チャネル推定誤差の影響の理論的考察

#### 3.1. CDP-CE を用いた時の推定誤差分散の導出

チャネル推定誤差の分散  $2\sigma_{ee}^2$  は次式で与えられる.

$$2\sigma_{ee}^2 = \frac{1}{N_r N_t} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} E \left[ \left| H(n_r, n_t, k) - \tilde{H}(n_r, n_t, k) / \sqrt{2P_t/N_r} \right|^2 \right] \quad (19)$$

ここで, 式(2),(3),(4)および(5)より, 上式は以下のように整理できる.

$$2\sigma_{ee}^2 = \frac{N_r}{N_p} \frac{N_g}{N_c} \left( \frac{P_t}{\sigma_n^2} \right)^{-1} \quad (20)$$

上式より, チャネル推定誤差の分散は総送信電力対雑音電力比  $(P_t/\sigma_n^2)$  に反比例することが分かる. また受信局アンテナ本数が増えると, パイロットステージにおけるアンテナ毎の送信電力が減少するため, チャネル推定誤差の分散も受信局アンテナ本数に比例して増大する. しかし, 平均化に用いる挿入パイロットブロック数を大きくすることによってチャネル推定誤差の分散を小さくすることができる.

#### 3.2. 受信 SINR の導出

ついで, 最適送信 FDE および従来送信 FDE を用いた場合の受信 SINR 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.

$$\gamma_{opt.} = \frac{2 \left( \frac{P_t}{\sigma_n^2} \right) \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \mathbf{H}(n_r, k) \bar{\mathbf{H}}^*(n_r, k) C_{opt}^{-1}(k) \right)^2}{\left( \frac{P}{\sigma_n^2} \right) \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \mathbf{H}(n_r, k) \bar{\mathbf{H}}^*(n_r, k) C_{opt}^{-1}(k) \right)^2 - \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \mathbf{H}(n_r, k) \bar{\mathbf{H}}^*(n_r, k) C_{opt}^{-1}(k) \right)^2 \right\}} + \left( \frac{P}{\sigma_n^2} \right) \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} I(k) C_{opt}^{-1}(k) \right) 2\sigma_{ee}^2 + \frac{J}{Q} \frac{N_r}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}(n_r, k) C_{opt}^{-1}(k)\|^2$$

$$\gamma_{subopt.} = \frac{2 \left( \frac{P_t}{\sigma_n^2} \right) \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \mathbf{H}(n_r, k) \bar{\mathbf{H}}(n_r, k) C_{subopt.}^{-1}(k) \right)^2}{\left( \frac{P}{\sigma_n^2} \right) \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \mathbf{H}(n_r, k) \bar{\mathbf{H}}^*(n_r, k) C_{subopt.}^{-1}(k) \right)^2 - \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \mathbf{H}(n_r, k) \bar{\mathbf{H}}^*(n_r, k) C_{subopt.}^{-1}(k) \right)^2 \right\}} + \left( \frac{P}{\sigma_n^2} \right) \left( \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} I(k) C_{subopt.}^{-1}(k) \right) 2\sigma_{ee}^2 + \frac{N_r}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}(n_r, k) C_{subopt.}^{-1}(k)\|^2 \quad (21)$$

ただし,  $\bar{\mathbf{H}}(n_r, k) = \sqrt{2P_t/N_r} \mathbf{H}(n_r, k)$  である. また  $I(k)$  は次式で表される.

$$I(k) = \begin{cases} \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}(n_r, k)\|^2 & \text{if } N_r = 2 \\ \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}(n_r, k)\|^2 + \|\bar{\mathbf{H}}(0, k)\|^2 & \text{if } N_r = 3 \\ 2 \cdot \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}(n_r, k)\|^2 & \text{if } N_r = 4 \end{cases} \quad (22)$$

式(21)において, 分母第1項は残留 ISI 成分, 第2項はチャネル推定誤差に起因する残留 STBC 符号干渉成分, 第3項は雑音成分である. ここで FD-STBC-JTRD により高い受信 SNR が得られる場合 (i.e.,

$$\frac{1}{N_r} \left( \frac{P_t}{\sigma_n^2} \right) \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}(n_r, k)\|^2 \gg 1), \text{ 提案送信 FDE および従来}$$

送信 FDE を用いた場合の受信 SINR の比  $\gamma_{opt.}/\gamma_{subopt.}$  は以下のように近似できる.

$$\frac{\gamma_{opt.}}{\gamma_{subopt.}} \approx \frac{2\sigma_{ee}^2 I_{STBC} + 1}{2\sigma_{ee}^2 I_{STBC} + (J/Q)} \leq \frac{1}{R_{STBC}} \quad (23)$$

ただし,

$$I_{STBC} = \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{I(k)}{\left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}(n_r, k)\|^2 \right)^2} \bigg/ \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{1}{\left( \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \|\bar{\mathbf{H}}(n_r, k)\|^2 \right)} \quad (24)$$

である.したがって実際にチャネル推定を行う場合は,チャネル推定誤差に起因する残留 STBC 符号干渉成分の影響により,最適送信 FDE 重みの従来送信 FDE 重みに対する改善量 $\gamma_{opt.}/\gamma_{subopt.}$ が STBC 符号化率の逆数倍より小さくなることが分かる.また式(20)を代入することによって,上式は以下のように変形できる.

$$\frac{\gamma_{opt.}}{\gamma_{subopt.}} \approx \frac{\frac{N_r}{N_p} \frac{N_g}{N_c} \left( \frac{P_t}{\sigma_n^2} \right)^{-1} I_{STBC} + 1}{\frac{N_r}{N_p} \frac{N_g}{N_c} \left( \frac{P_t}{\sigma_n^2} \right)^{-1} I_{STBC} + (J/Q)} \leq \frac{1}{R_{STBC}} \quad (25)$$

式(25)より,平均化に用いるパイロットブロック数 $N_p$ を大きくすることによって,残留 STBC 符号干渉成分を小さくでき,最適送信 FDE 重みの従来送信 FDE 重みに対する改善量を STBC 符号化率の逆数倍に近づけることができる.ただし,平均化に用いるパイロットブロック数 $N_p$ を大きくしすぎると,パイロット挿入損の増加により,受信 SINR が低下してしまう.そこで計算機シミュレーションにより,受信 SINR を最大とするパイロットブロック数を求める.

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.

$$\begin{cases} p_{e,opt.} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{\gamma_{opt.}}{4}} \right] \\ p_{e,subopt.} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{\gamma_{subopt.}}{4}} \right] \end{cases} \text{ for QPSK} \quad (26)$$

平均 BER は,式(26)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.

#### 4. 計算機シミュレーション

CDP-CE と最適送信 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.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おり,1 フレーム内のチャネルの時間変動は十分小さいものとしている.またパイロット信号には Chu 系列[15]を用いるものとし,パイロットステージは  $N_B=16$  データブロック毎に挿入されるものとする.

CDP-CE および最適送信 FDE を用いる SC FD-STBC-JTRD を行った場合の送信  $E_b/N_0$  対平均 BER 特性を図 3 に示す.ただしパイロットブロック数は  $N_p=1$  としている.比較のため,CDP-CE および従来の送信 FDE を用いた場合の特性を図 3(a)に,チャネル情報が理想的に得られた場合の特性を図 3(b)に示す.まず図 3(a)より,  $N_r>2$  の場合,CDP-CE を用いる場合においても,最適送信 FDE は従来送信 FDE より優れた BER 特性を達成できることがわかる.これは, STBC

符号化行列に応じて送信 FDE 重み行列を疎な行列にすることによって,送信 FDE 重み行列のノルムを小さくでき,受信 SNR を改善できるためである.ただし,  $\text{BER}=10^{-4}$  を達成するために必要な送信  $E_b/N_0$  で比較すると,その改善量は,  $N_r=3$  のとき約 0.7dB,  $N_r=4$  のとき約 0.9dB となっており, STBC 符号化率の逆数倍 (=約 1.2dB) より小さい.これはチャネル推定誤差に起因する残留 STBC 符号干渉成分により受信 SINR が劣化してしまうためである.また図 3(b)より,理想チャネル推定からの劣化量は  $N_r=2$  のとき約 1.3dB,  $N_r=3$  のとき 1.8dB,そして  $N_r=4$  のとき約 2.1dB となっており,受信局アンテナ本数が増えるにつれ大きくなっていることがわかる.これは式(20)および式(22)で示されるように,受信局アンテナ本数が増えるにつれチャネル推定精度が劣化すること,残留 STBC 符号干渉成分が大きくなることに起因する.また図 3 より,シミュレーション値と理論値が一致しており,理論検討が妥当であることが分かる.

図 4 に挿入パイロットブロック数  $N_p$  対許容  $\text{BER}=10^{-4}$  を達成するために要する送信  $E_b/N_0$  特性を示す.比較のため,CDP-CE と従来の送信 FDE を用いた場合およびチャネル情報が理想的に得られた場合の特性も図 4 に示す.図 4 より,挿入パイロットブロック数を大きくすることによって所要送信  $E_b/N_0$  を低減できることがわかる.これは式(20)で示されるように,挿入パイロットブロック数を大きくすることによって,チャネル推定精度を向上できるためである.しかしながら,  $N_p>3$  の場合はパイロット挿入損の影響が支配的となるため,所要送信  $E_b/N_0$  が大きくなってしまふ.これらのことから,最適送信 FDE を用いる SC FD-STBC-JTRD の場合は,  $N_p=2$  が最適であるといえる.また  $N_p=2$  の場合,最適送信 FDE 重みを用いることによって従来送信 FDE 重みを用いる場合と比較して所要送信  $E_b/N_0$  を約 1.2dB 低減でき, STBC 符号化率の逆数倍に近い改善量が得られていることがわかる.また図 4 より,  $N_r=4$  のとき,  $N_p=2$  とすることによって,理想チャネル推定からの劣化量を 1.8dB (パイロット挿入損 0.5dB を含む) に低減できる.

#### 5. むすび

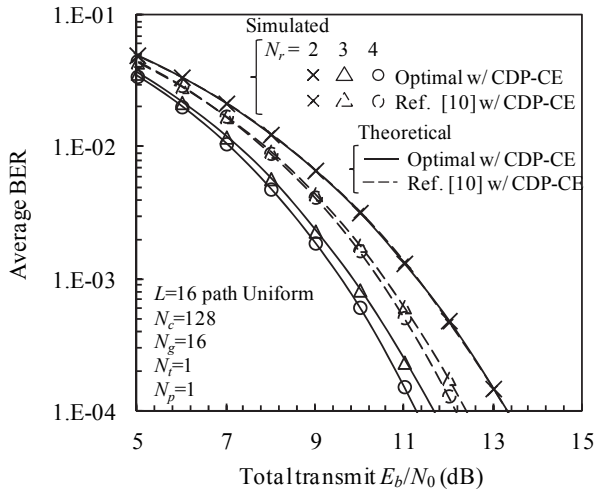
本稿では, CDP-CE と最適送信 FDE を用いる SC FD-STBC-JTRD における受信 SINR 及び平均 BER を求め,受信アンテナ本数が増加するにつれてチャネル推定精度が劣化すること,チャネル推定誤差に起因する残留 STBC 符号干渉により受信 SINR が劣化することを明らかにした.また計算機シミュレーションにより,CDP-CE を用いた場合の平均 BER 特性およびその理論特性を求め,挿入パイロットブロック数  $N_p=2$  のとき BER が最小化されること,またそのとき,チャネル推定誤差が存在する場合においても,最適送信 FDE を用いることによって従来送信 FDE を用いる場合より STBC 符号化率の逆数倍の受信 SINR を達成できることを明らかにした.

#### 謝辞

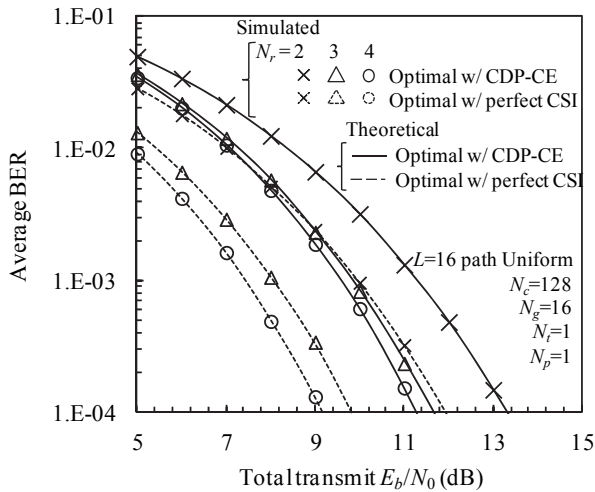
本論文の一部は,総務省委託研究開発「無人航空機を活用した無線中継システムと地上ネットワークとの連携および共用技術の研究開発」による委託を受けて実施した研究開発による成果である.

## 文 献

- [1] 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 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] 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 pre-equalization for multi-code DS-SS 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-nonselective 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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) CDP-CE を用いる従来送信 FDE との比較



(b) 理想チャネル推定を用いる最適送信 FDE との比較  
図 3 平均 BER 特性

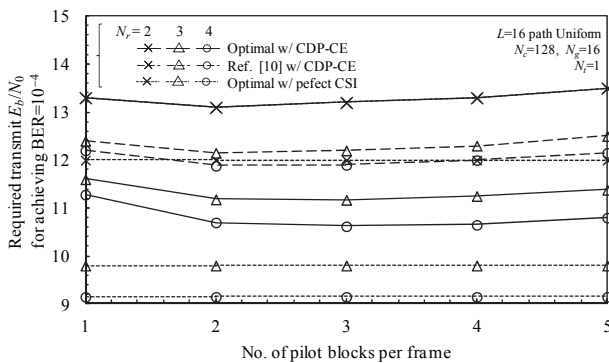


図 4 挿入パイロットブロック数の影響