

周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチに関する理論検討

松川 隆介[†] 小原 辰徳[†] 安達 文幸[‡]

[†] [‡] 東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†] {matsukawa, obara}@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)は周波数領域送信等化(送信 FDE)と時空間符号化を組み合わせた送受信ダイバーシチであり, 簡易な受信処理でありながら送信アンテナ数×受信アンテナ数に等しいダイバーシチ次数を得ることができる. しかし, FD-STBC-JTRD の伝送特性については計算機シミュレーションによってしか明らかにされておらず, 送信等化と組み合わせた時空間符号の設計法については明らかにされていなかった. そこで本稿では, FD-STBC-JTRD の符号設計について述べている. 次いで, 数値計算及び計算機シミュレーションにより FD-STBC-JTRD の伝送特性を求め, 受信ダイバーシチと組み合わせた Alamouti の周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)と比較する.

キーワード シングルキャリア伝送, 時空間符号化, 周波数領域等化

Theoretical Analysis of Frequency-domain Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity

Ryusuke MATSUKAWA[†] Tatsunori OBARA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

[†] [‡] Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: [†] {matsukawa, obara}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity (FD-STBC-JTRD) is a joint use of space-time block coding (STBC) and transmit frequency-domain equalization (transmit FDE), and the diversity order of the number of transmit antennas times that of receive antennas can be achieved with low receiver complexity. However, the performance of FD-STBC-JTRD was confirmed by computer simulation only. The code design for FD-STBC-JTRD has not been well described yet. In this paper, the code design for FD-STBC-JTRD is presented first. Then, the performance of FD-STBC-JTRD is evaluated by both computer simulation and numerical computation to compare with FD-STTD.

Keyword Single-carrier transmission, space-time block code, frequency-domain equalization

1. はじめに

次世代の高速移動無線通信では, 遅延時間の異なる複数伝搬路により厳しい周波数選択性フェージングチャネルが形成される[1]. 特にシングルキャリア(SC)伝送においては, この周波数選択性フェージングの影響により生じる符号間干渉(ISI)の克服が必須である. 周波数領域等化(FDE)[2,3]とアンテナダイバーシチ[4-9]の併用は, これらを解決する手段として有効な技術である. 最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく FDE を用いれば, 低演算量ながら比較的優れた平均ビット誤り率(BER)特性を達成できる. 残留 ISI により特性が制限されるものの, アンテナダイバーシチを併用することでその影響を抑圧し, 高い希望信号対干渉+雑音電力比(SINR)を獲得できる. 簡易な処理で送受信ダイバーシチを実現できる手法として, 時空間符号化(STBC)が注目されている[4-8]. Alamouti の STBC [4]に代表される符号化を用いる, 周波数領域時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)[4-6]では, 送信機でチャネル情報(CSI)を利用しないにも関わらず送信ダイバーシチ利得を獲得でき, かつ複数受信アンテナを用いて受信信号ブロックを合成することで大きな受信ダイバーシチ利得を獲得できる. 但し, FD-STTD における符号化

は送信アンテナ本数に依存しており, 3 本以上のアンテナを用いると STBC 符号化率が低下してしまう.

近年, 筆者らは周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STBC-JTRD)を提案した[7,8]. これは, 送信機で CSI を利用した符号化を行うことで, 符号化率に依らず任意の本数の送信アンテナを利用できる技術である. なお, 受信アンテナ本数は符号化率により制限されてしまうものの, 簡易な受信処理でありながら送受信ダイバーシチを実現できる. 但し, これまで FD-STBC-JTRD に関する様々な検討が行われているが, その理論的な符号設計規範は未だ明らかにされていない. FD-STTD では符号設計が既に明らかにされているものの[5], FD-STBC-JTRD については発見的アプローチで符号設計がなされていて, その伝送特性は計算機シミュレーションによってのみ確認されていた[8].

そこで本稿では, FD-STBC-JTRD の符号設計法について述べている. FD-STTD における復号行列が, 受信 FDE 行列とその他の加減算・複素数演算行列に分割することに着目し, FD-STBC-JTRD 符号化は FD-STTD に用いられる STBC 符号化行列と送信 FDE 行列の乗算で生成できることを明らかにする. まず第 2 章では, 任意の受信アンテナ本数を使用できる FD-STTD の符

号設計について考察を行う。次いで第3章では、STBC符号に送信FDE行列を乗算することで、任意の送信アンテナ本数を使用可能なFD-STBC-JTRD符号が生成できることを示す。第4章では、数値計算、及び計算機シミュレーションによりFD-STBC-JTRDとFD-STTDの平均BER特性を明らかにするとともに、ハイブリッド自動再送要求(HARQ) [11,12]を用いる場合の packets 合成法に関するFD-STBC-JTRDの課題について言及する。第5章でまとめる。

2. FD-STTD

2.1. 送受信信号表現

本章では、FD-STTDの送受信系について述べた後、STBC符号化・復号に関する考察を行う。以下、送受信アンテナ本数をそれぞれ N 、 M と定義する。図1にFD-STTDの送受信系を示す。 N_c 個のデータシンボルから成る J 個の情報ブロックに対し、STBC符号化を適用することで $N \times Q$ 個の符号ブロックを生成する。FD-STTDにおける送受信アンテナ本数とSTBC符号化率 $R_s (=J/Q)$ の関係を表1に示す。FD-STTDの場合、STBC符号化率を低下させることなく任意の本数の受信アンテナ本数 M を使用できる。

N_c 個のデータシンボルから成る J 個のブロック $\{d_j(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に対して N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用し、周波数領域上のデータシンボルブロック $\{D_j(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $\{D_j(k); k=0 \sim N_c-1\}$ は以下のように表される。

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

J 個の周波数領域データシンボルブロックにおける第 k 番目のシンボルベクトル $\mathbf{D}(k)=[D_0(k), \dots, D_J(k), \dots, D_{J-1}(k)]^T$ に対してSTBC符号化を適用し、 $N \times Q$ 個の符号化ブロックを生成する。 $N \times Q$ の送信信号行列 $\mathbf{S}_{std}(k)$ は次式で与えられる。

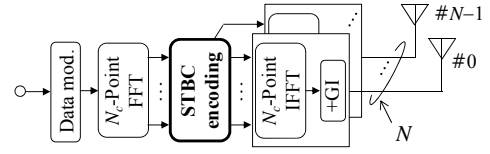
$$\mathbf{S}_{std}(k) = \sqrt{\frac{2P_t}{N}} \boldsymbol{\Omega}_N(k) \quad (2)$$

ここで P_t は総送信電力、 $\boldsymbol{\Omega}_N(k)$ はSTBC符号化行列をそれぞれ表す。FD-STTDにおけるSTBC符号は送信アンテナ本数 N に依存しており、例えば $N=2 \sim 4$ のときは以下のように符号化行列が設計されている[4,5]。

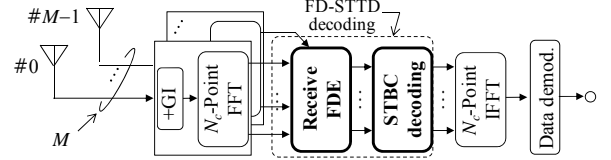
$$\boldsymbol{\Omega}_{N=2}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) \\ D_1(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad (3a)$$

$$\boldsymbol{\Omega}_{N=3}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & -D_2^*(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \end{pmatrix} \quad (3b)$$

$$\boldsymbol{\Omega}_{N=4}(k) = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) & -D_2^*(k) & 0 \\ D_1(k) & D_0^*(k) & 0 & -D_2^*(k) \\ D_2(k) & 0 & D_0^*(k) & D_1^*(k) \\ 0 & D_2(k) & -D_1(k) & D_0(k) \end{pmatrix} \quad (3c)$$



(a) 送信機



(b) 受信機

図1 FD-STTD送受信系

表1 FD-STTDにおける送受信アンテナ数とSTBC符号化率の関係

	N	M	J	Q	R_s
FD-STTD	2	Arbitrary	2	2	1
	3		3	4	3/4
	4		3	4	3/4

各送信シンボルブロックに対して N_c ポイント逆FFT(IFFT)を用いることで、時間領域シンボル行列に変換する。後部 N_g 個のシンボルをサイクリックプレフィックス(CP)としてブロック先頭のガード区間(GI)に挿入し、 N 本の各送信アンテナより送信する。

受信機では、 M 本のアンテナで受信した受信信号ブロックよりGIを除去した後、 N_c ポイントFFTを適用して次式のように $M \times Q$ の周波数領域受信信号行列 $\mathbf{R}(k)=[\mathbf{R}_0(k), \dots, \mathbf{R}_q(k), \dots, \mathbf{R}_{Q-1}(k)]$ を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{std}(k) &= \mathbf{H}(k) \mathbf{S}_{std}(k) + \mathbf{N}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2P_t}{N}} \mathbf{H}(k) \boldsymbol{\Omega}_N(k) + \mathbf{N}(k) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{H}(k)=[\mathbf{H}_0(k), \dots, \mathbf{H}_n(k), \dots, \mathbf{H}_{N-1}(k)]$ は $M \times N$ のチャネル利得行列を表しており、その第 m 行第 n 列成分は以下のように表現できる。

$$H_{m,n}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (5)$$

$h_{m,n,l}$ は第 m 受信アンテナと第 n 送信アンテナ間における第 l 伝搬路の複素チャネル利得であり、 τ_l は遅延時間を表す。 $\mathbf{N}(k)$ は雑音行列を表しており、各成分はそれぞれ平均0で分散 $2N_0/T_s$ の加法的白色ガウス雑音(AWGN)にしたがう独立な変数である。 N_0 、 T_s はそれぞれ雑音電力スペクトル密度、及びシンボル長である。

$\mathbf{R}(k)$ に対し、次式のようにSTBC復号を適用する。

$$\bar{\mathbf{D}}_{N=2}(k) = \begin{pmatrix} \mathbf{W}_0^H(k) \mathbf{R}_0(k) + \mathbf{W}_1(k) \mathbf{R}_1^H(k) \\ \mathbf{W}_1^H(k) \mathbf{R}_0(k) - \mathbf{W}_0(k) \mathbf{R}_1^H(k) \end{pmatrix} \quad (6a)$$

$$\bar{\mathbf{D}}_{N=3}(k) = \begin{pmatrix} \mathbf{W}_0^H(k) \mathbf{R}_0(k) + \mathbf{W}_1(k) \mathbf{R}_1^H(k) + \mathbf{W}_2(k) \mathbf{R}_2^H(k) \\ \mathbf{W}_1^H(k) \mathbf{R}_0(k) - \mathbf{W}_0(k) \mathbf{R}_1^H(k) + \mathbf{W}_2(k) \mathbf{R}_3^H(k) \\ \mathbf{W}_2^H(k) \mathbf{R}_0(k) - \mathbf{W}_0(k) \mathbf{R}_2^H(k) - \mathbf{W}_1(k) \mathbf{R}_3^H(k) \end{pmatrix} \quad (6b)$$

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{D}}_{N=4}(k) &= \begin{pmatrix} \mathbf{W}_0^H(k)\mathbf{R}_0(k) + \mathbf{W}_1(k)\mathbf{R}_1^H(k) + \mathbf{W}_2(k)\mathbf{R}_2^H(k) + \mathbf{W}_3^H(k)\mathbf{R}_3(k) \\ \mathbf{W}_1^H(k)\mathbf{R}_0(k) - \mathbf{W}_0(k)\mathbf{R}_1^H(k) - \mathbf{W}_3^H(k)\mathbf{R}_2(k) + \mathbf{W}_2(k)\mathbf{R}_3^H(k) \\ \mathbf{W}_2^H(k)\mathbf{R}_0(k) + \mathbf{W}_3^H(k)\mathbf{R}_1(k) - \mathbf{W}_0(k)\mathbf{R}_2^H(k) - \mathbf{W}_1(k)\mathbf{R}_3^H(k) \end{pmatrix} \\ &\quad (6c) \end{aligned}$$

ここで, $\mathbf{W}_r(k)=[\mathbf{W}_0(k), \dots, \mathbf{W}_n(k), \dots, \mathbf{W}_{N-1}(k)]$, $\mathbf{W}_n(k)=A(k)\mathbf{H}_n(k)$, は受信 FDE 重み行列である. $A(k)$ は FDE の規範によって定まる係数であり, 第 3.2 節で述べる. また, $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算子である. 式(6)のような復号処理を行うことにより, 周波数領域における軟判定データシンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}(k)=[\hat{D}_0(k), \dots, \hat{D}_j(k), \dots, \hat{D}_{J-1}(k)]$ を次式のように求めることができる.

$$\hat{\mathbf{D}}(k) = \sqrt{\frac{2P_t}{N}} A(k) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2 \mathbf{D}(k) + \hat{\mathbf{N}}_{std}(k) \quad (7)$$

ここで, $\hat{\mathbf{N}}_{std}(k)$ の各成分は等価雑音を表し, それぞれ平均 0, 分散 $(2N_0/T_s) \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |A(k)H_{m,n}(k)|^2$ の分布に従う. また, ISI は独立なデータシンボルの足し合わせであることから, 中心極限定理によりガウス分布に従う. このとき, チャンネルの伝達関数 $\{H_{m,n}(k)\}$ が与えられたときの受信 SINR $\gamma_{std}(E_s/N_0, \{H_{m,n}(k)\})$ は以下のように与えられる[14].

$$\begin{aligned} \gamma_{std} \left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\} \right) &= \frac{2 \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \left(\sum_{k=0}^{N-1} \hat{H}(k) \right)^2}{NN_c \left(\frac{E_s}{N_0} \right)} \\ &= \frac{1 \left(\frac{E_s}{N_0} \right) \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} |\hat{H}(k)|^2 - \frac{1}{N_c} \left| \sum_{k=0}^{N-1} \hat{H}(k) \right|^2 \right\} + \sum_{k=0}^{N-1} A(k) \hat{H}(k)}{\left(\frac{E_s}{N_0} \right)} \end{aligned} \quad (8)$$

ここで, $\hat{H}(k)=A(k) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2$ とおいた. また, $E_s=P_t \cdot T_s$ は送信シンボルエネルギーである. 式(8)より, FD-STTD では $(N \times M)$ 次の送受信ダイバーシチ利得が得られていることが確認できる. 但し, 送信電力が各アンテナへ等配分されるために電力損が生じ, 受信 SNR は理想的な最大比合成送受信ダイバーシチに比べて $1/N$ となる. $\{\hat{D}_j(k)\}$ に対して N_c ポイント IFFT を適用し, 軟判定データシンボルブロック $\{\hat{d}_j(k)\}$ に変換する.

式(6)で示したように, FD-STTD では受信 FDE を併用して復号を行っている. ここで式(6)は, 図 1(b)のように受信 FDE 処理と加減算・複素数演算を用いる復号処理の 2 つに分割して表すことができる. これらを式で表すと, それぞれ以下ようになる.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_{std}(k) &= \mathbf{W}_r^H(k) \mathbf{R}_{std}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2P_t}{N}} A(k) \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k) \boldsymbol{\Omega}_N(k) + \mathbf{W}_r^H(k) \mathbf{N}(k) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_{N=2}(k) = \begin{pmatrix} \tilde{R}_{0,0}(k) + \tilde{R}_{1,1}^*(k) \\ \tilde{R}_{1,0}(k) - \tilde{R}_{0,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad (10a)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_{N=3}(k) = \begin{pmatrix} \tilde{R}_{0,0}(k) + \tilde{R}_{1,1}^*(k) + \tilde{R}_{2,2}^*(k) \\ \tilde{R}_{1,0}(k) - \tilde{R}_{0,1}^*(k) + \tilde{R}_{2,3}^*(k) \\ \tilde{R}_{2,0}(k) - \tilde{R}_{0,2}^*(k) - \tilde{R}_{1,3}^*(k) \end{pmatrix} \quad (10b)$$

$$\hat{\mathbf{D}}_{N=4}(k) = \begin{pmatrix} \tilde{R}_{0,0}(k) + \tilde{R}_{1,1}^*(k) + \tilde{R}_{2,2}^*(k) + \tilde{R}_{3,3}^*(k) \\ \tilde{R}_{1,0}(k) - \tilde{R}_{0,1}^*(k) - \tilde{R}_{3,2}^*(k) + \tilde{R}_{2,3}^*(k) \\ \tilde{R}_{2,0}(k) + \tilde{R}_{3,1}^*(k) - \tilde{R}_{0,2}^*(k) - \tilde{R}_{1,3}^*(k) \end{pmatrix} \quad (10c)$$

ここで, $\tilde{R}_{n,q}(k)$ は $\tilde{\mathbf{R}}_{std}(k)$ の第 n 行 q 列成分である. $\bar{\mathbf{H}}_{std}(k) = A(k) \mathbf{H}^H(k) \mathbf{H}(k)$ は FDE 後の等価チャンネル利得行列を表しており, 次式で与えられる.

$$\bar{\mathbf{H}}_{std}(k) = A(k) \begin{bmatrix} \sum_{m=0}^{M-1} |H_{m,0}(k)|^2 & \dots & \sum_{m=0}^{M-1} H_{m,0}^*(k) H_{m,N-1}(k) \\ \vdots & & \vdots \\ \sum_{m=0}^{M-1} H_{m,N-1}^*(k) H_{m,0}(k) & \dots & \sum_{m=0}^{M-1} |H_{m,N-1}(k)|^2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$\bar{\mathbf{H}}_{std}(k)$ はエルミート行列[10]であり, すなわち任意の整数 a, b において $(\bar{\mathbf{H}}_{std}(k))_{ab} = (\bar{\mathbf{H}}_{std}(k))_{ba}^*$ なる性質を有する. また, 式(8), 式(11)より, $\bar{\mathbf{H}}_{std}(k)$ は送受信ダイバーシチ利得を表す係数の要素を対角成分に持っていることが分かる. このことから, FD-STTD では $\bar{\mathbf{H}}_{std}(k)$ の対角成分を合成し, その他の成分を相殺するような STBC 符号化・復号の組み合わせを用いていると考えられる. すなわち, 式(3), (10)にそれぞれ示す STBC 符号化・復号は任意のエルミート行列に対して適用可能であり, 受信 FDE を用いて等価チャンネルをエルミート行列に変換することでデータシンボルブロックを直交化している. 次節ではこれを示す.

2.2. STBC の適用条件

本節では, STBC 符号化・復号を用いてデータシンボルを直交化するために, 等価チャンネル行列が満たすべき条件について議論する. 結果として, STBC はエルミート行列の性質を有する任意の等価チャンネル行列に対して適用可能であることを示す. なお, $N=2$ ($Q=2$) の場合についてこれを示し, $N>2$ については省略する. 以下, 周波数インデックス k , 送信電力係数 $\sqrt{2P_t/N}$, 及び雑音行列 $\mathbf{N}(k)$ を省略して表現する.

図 2 は STBC 符号化・復号の簡易ブロック図を示したものであり, 符号器は $J=2$ 個のデータシンボル D_0, D_1 を用いて, $N \times Q$ の符号化行列 $\boldsymbol{\Omega}_2$ を生成する. $\boldsymbol{\Omega}_2$ は, $N \times N$ の伝達関数 $\bar{\mathbf{H}}$ を通って受信される. $N \times Q$ の受信シンボル行列 $\mathbf{Y} = \bar{\mathbf{H}} \boldsymbol{\Omega}_2$ に対し, 復号処理 $\hat{\mathbf{D}}_2$ を適用する. このとき, データシンボル系列 D_0, D_1 を直交して復号するために必要な $\bar{\mathbf{H}}$ の条件を考える. $N \times Q$ の受信シンボル行列 \mathbf{Y} は次式のように表せる.

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \begin{pmatrix} Y_{0,0} & Y_{0,1} \\ Y_{1,0} & Y_{1,1} \end{pmatrix} \\ &= \bar{\mathbf{H}} \mathbf{D}_2 = \begin{pmatrix} \bar{H}_{0,0} & \bar{H}_{0,1} \\ \bar{H}_{1,0} & \bar{H}_{1,1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D_0 & -D_1^* \\ D_1 & D_0^* \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

ここで, \mathbf{Y} の各成分はそれぞれ次式のように表せる.

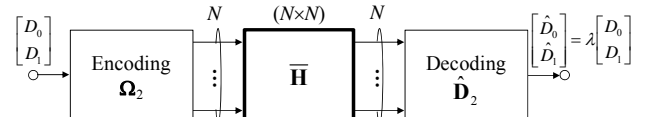


図 2 STBC 簡易ブロック図

$$\begin{cases} Y_{0,0} = \bar{H}_{0,0}D_0 + \bar{H}_{0,1}D_1 \\ Y_{1,0} = \bar{H}_{1,0}D_0 + \bar{H}_{1,1}D_1 \\ Y_{0,1} = \bar{H}_{0,1}D_0^* - \bar{H}_{0,0}D_1^* \\ Y_{1,1} = \bar{H}_{1,1}D_0^* - \bar{H}_{1,0}D_1^* \end{cases} \quad (13)$$

Y に対し、式(10)に示す STBC 復号を適用する。

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{D}}_2 &= \begin{pmatrix} \hat{D}_0 \\ \hat{D}_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{0,0} + Y_{1,1}^* \\ Y_{1,0} - Y_{0,1}^* \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} (\bar{H}_{0,0} + \bar{H}_{1,1})D_0 + (\bar{H}_{0,1} - \bar{H}_{1,0}^*)D_1 \\ (\bar{H}_{1,0} - \bar{H}_{0,1}^*)D_0 + (\bar{H}_{1,1} + \bar{H}_{0,0})D_1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、 \hat{D}_j は復号後の軟判定データシンボルを表す。STBC によって各データシンボルが完全直交となるためには、 $\bar{\mathbf{H}}$ の各要素は以下の条件を満たさなければならない。

$$\begin{cases} \bar{H}_{0,0} + \bar{H}_{1,1} = \lambda \\ \bar{H}_{0,1} - \bar{H}_{1,0}^* = 0 \\ \bar{H}_{1,0} - \bar{H}_{0,1}^* = 0 \end{cases} \quad (15)$$

なお、 $\lambda = (\sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |A(k)H_{m,n}(k)|^2 \text{ for } k=0 \sim N_c-1)$ は実数の係数である。式(15)は、エルミート行列の定義に一致する。以上の議論より、STBC 符号化・復号を適用するためには、等価チャネル $\bar{\mathbf{H}}$ がエルミート行列の性質を有していれば良いことが分かる。FD-STTD では、受信機で FDE 重み $\mathbf{W}_r(k) = A(k)\mathbf{H}^H(k)$ を乗算することにより、等価チャネルをエルミート行列 $\bar{\mathbf{H}}_{std}(k)$ に変換している。なお、 $\bar{\mathbf{H}}_{std}(k)$ は N 次の正則行列であるため、STBC 符号化・復号行列のサイズも N に依存する。

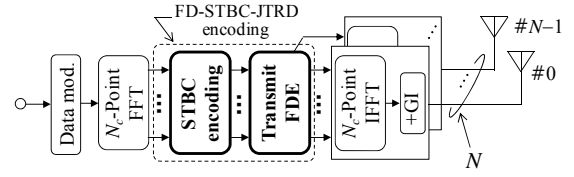
3. FD-STBC-JTRD

FD-STTD では、送信アンテナ本数 N が増えるにつれて STBC 符号化率が低下してしまい、伝送効率の劣化が生じる。このため、下りリンクのように多数の送信アンテナを利用できる伝送には有効でない。また前節で述べたように、STBC 符号はエルミート行列の性質を有する任意の等価チャネルに対して適用可能である。送信 FDE を用いれば、FD-STTD と同様に等価チャネルをエルミート行列に変換でき、かつ等価チャネル行列は M 次の正則行列となる(すなわち、STBC 符号は受信アンテナ本数 M に依存する)。FD-STBC-JTRD では、STBC 符号に送信 FDE 重みを乗算することによって符号行列を生成しており、かつ STBC 符号化率に関わらず任意の本数の送信アンテナが使用可能となる。以下、FD-STBC-JTRD の送受信系について示す。

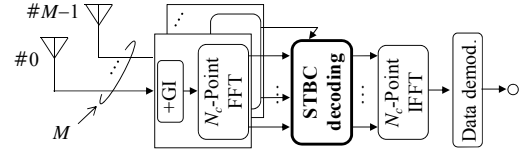
3.1. 送受信信号表現

FD-STBC-JTRD 送受信系を図 3 に示す。 J 個の周波数領域データシンボルブロック $\mathbf{D}(k) = [D_0(k), \dots, D_J(k), \dots, D_{J-1}(k)]^T$ に対し、STBC 符号化を適用することで $M \times Q$ の符号化行列を生成する。その後、 $N \times M$ の送信 FDE 重み行列を乗算することで $N \times Q$ の送信信号行列 $\mathbf{S}_{stbc-jtrd}(k)$ を得る。 $\mathbf{S}_{stbc-jtrd}(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{stbc-jtrd}(k) &= \sqrt{2P_t} \mathbf{C} \mathbf{W}_t^H(k) \boldsymbol{\Omega}_M(k) \\ &= \sqrt{2P_t} \mathbf{C} A(k) \mathbf{H}^H(k) \boldsymbol{\Omega}_M(k) \end{aligned} \quad (16)$$



(a)送信機



(b)受信機

図 3 FD-STBC-JTRD 送受信系

表 1 FD-STBC-JTRD における送受信アンテナ本数と STBC 符号化率の関係

	N	M	J	Q	R_s
FD-STBC-JTRD	Arbitrary	2	2	2	1
		3	3	4	3/4
		4	3	4	3/4

ここで、 $C = (N_c / \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} A^2(k) |H_{m,n}(k)|^2)^{1/2}$ は、送信電力を一定に保つための電力正規化係数である。また、 $\boldsymbol{\Omega}_M(k)$ は受信アンテナ本数 M に依存した STBC 符号化行列であり、 $N=M$ とすれば式(3)に一致する。FD-STBC-JTRD における送受信アンテナ本数と STBC 符号化率 $R_s (= J/Q)$ の関係を表 2 に示す。 M を増やすにつれて STBC 符号化率 R_s は低下するものの、送信アンテナ本数については任意の本数を利用できる。

各送信ブロックに対して N_c ポイント IFFT を適用して $\mathbf{S}_{stbc-jtrd}(k)$ を時間領域信号行列に変換した後、GI を付加して N 本のアンテナから送信する。受信機では、 M 本の各アンテナで受信した受信信号ブロックより GI を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して次式のように $M \times Q$ の周波数領域受信信号行列 $\mathbf{R}(k)$ を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{stbc-jtrd}(k) &= \mathbf{H}(k) \mathbf{S}_{stbc-jtrd}(k) + \mathbf{N}(k) \\ &= \sqrt{2P_t} \mathbf{C} A(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k) \boldsymbol{\Omega}_M(k) + \mathbf{N}(k) \end{aligned} \quad (17)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{H}}_{stbc-jtrd}(k) = A(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k)$ は送信 FDE 重み行列とチャネル利得行列からなる $M \times M$ の等価チャネル行列を表しており、次式で与えられる。

$$\bar{\mathbf{H}}_{stbc-jtrd}(k) = A(k) \begin{bmatrix} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{0,n}(k)|^2 & \dots & \sum_{n=0}^{N-1} H_{0,n}^*(k) H_{M-1,n}(k) \\ \vdots & & \vdots \\ \sum_{n=0}^{N-1} H_{M-1,n}^*(k) H_{0,n}(k) & \dots & \sum_{n=0}^{N-1} |H_{M-1,n}(k)|^2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

式(18)はエルミート行列であるため、 $\mathbf{R}_{stbc-jtrd}(k)$ に対して式(10)に示す STBC 復号 $\hat{\mathbf{D}}_M(k)$ を適用できる。 $\hat{\mathbf{D}}_M(k)$ は加減算・複素数演算のみを用いる処理であるため、非常に簡易な処理により復号を実現できる。復号後のシンボルベクトル $\hat{\mathbf{D}}(k)$ は次式のように与えられる。

$$\hat{\mathbf{D}}(k) = \sqrt{2P_t} \mathbf{C} A(k) \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n}(k)|^2 \mathbf{D}(k) + \hat{\mathbf{N}}_{stbc-jtrd}(k) \quad (19)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{N}}_{stbc-jtrd}(k)$ は平均 0 で分散 $2MN_0/T_s$ の変数を各成分に持つ等価雑音成分ベクトルを表す。FD-STTD の場合と同様、 $\{H_{m,n}(k)\}$ が与えられたときの受信 SINR $\gamma_{stbc-jtrd}(E_s/N_0, \{H_{m,n}(k)\})$ は以下のように与えられる。

$$\gamma_{stbc-jtrd}\left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\}\right) = \frac{\frac{2C^2}{N_c^2} \left(\frac{E_s}{N_0}\right) \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2}{\frac{C^2}{N_c} \left(\frac{E_s}{N_0}\right) \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 - \frac{1}{N_c} \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2} + M \quad (20)$$

式(20)に示すように、FD-STBC-JTRD においても $(N \times M)$ 次の送受信ダイバーシチ利得を獲得できる。但し、受信機では加減算を用いて復号を行うため、雑音強調が生じてしまう。このため、復号後の雑音電力は M 倍となる。式(20)に対し、 C^2M で正規化を行うと以下のように書き改められる。

$$\gamma_{stbc-jtrd}\left(\frac{E_s}{N_0}, \{H_{m,n}(k)\}\right) = \frac{\frac{2}{MN_c} \left(\frac{E_s}{N_0}\right) \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2}{\frac{1}{M} \left(\frac{E_s}{N_0}\right) \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2 - \frac{1}{N_c} \left| \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right|^2} + \sum_{k=0}^{N_c-1} A(k) \hat{H}(k) \quad (21)$$

式(21)において $M=N$ 、かつ $N=M$ としたとき、式(8)に示す FD-STTD の受信 SINR に一致する。すなわち、FD-STBC-JTRD の送信アンテナ本数と FD-STTD の受信アンテナ本数が等しく、かつ FD-STBC-JTRD の受信アンテナ本数と FD-STTD の送信アンテナ本数が等しいとき、両者の伝送特性は一致することが確認できる。

3.2. MMSE-FDE 重み

FDE 重み行列の係数である $A(k)$ は、FDE 重みの規範によって定まる係数である。本章では、データシンボル系列 $\{d_j(t)\}$ と軟判定データシンボル系列 $\{\hat{d}_j(t)\}$ の MSE を最小とする、MMSE 規範に基づく送信 FDE 重みを用いる。文献[9]を参考にして $\mathbf{W}_t(k)$ を求めると、MMSE 重みは次式のように導出できる。

$$\mathbf{W}_t(k) = \left(\frac{1}{M} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} |H_{m,n}(k)|^2 + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1} \right)^{-1} \mathbf{H}(k) \quad (22)$$

なお、式(22)で $M=N$ とした場合、FD-STTD における受信 FDE 重み行列 $\mathbf{W}_r(k)$ に一致する。

表 3 計算機シミュレーション諸元

Transmitter & Receiver	Data modulation	QPSK, 16QAM
	No. of FFT points	$N_c=256$
	Guard interval length	$N_g=32$
	FDE weight	MMSE
	Channel estimation	Ideal
Channel model	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Path model	$L=16$ with uniform power delay profile
	Time delay	$\tau=l$

4. 計算機シミュレーション結果

計算機シミュレーション諸元を表 3 に示す。周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルを仮定し、各パスの遅延時間はシンボル長間隔であるものとする。また、各送受信アンテナ間のチャネルは無相関であり、チャネル推定は理想とした。

4.1. 平均 BER 特性

図 4 に、FD-STBC-JTRD の平均 BER 特性を示す。式(21)を用い、数値計算によって得た理論特性を合わせて示している。また、ダイバーシチ次数が等しくなる送受信アンテナ本数の組み合わせを同じマークで示した。図より、FD-STBC-JTRD では送信アンテナ本数 N を増やすことで BER 特性が大幅に改善されることが分かる。これは、 N を増やすことで理想的な最大比送信ダイバーシチ利得が得られるのに対し、受信アンテナ本数 M を増やした場合は受信 SINR が最大比送信ダイバーシチと比較して $1/M$ 倍となってしまうためである。例えば $(N,M)=(4,2)$ 、 $(2,4)$ を比較すると、前者は後者よりも所要送信電力を約 3dB 低減できている。

図 5 に、FD-STBC-JTRD と FD-STTD の平均 BER 特性を示す。FD-STBC-JTRD における送信(受信)アンテナ本数と FD-STTD の受信(送信)アンテナ本数が等しいとき、両者の平均 BER 特性が一致していることが分かる。これは第 3.1 節でも述べたように、上記の場合では FD-STBC-JTRD と FD-STTD の受信 SINR が一致するためである。このように、FD-STBC-JTRD と FD-STTD は非常に対称的な性質を有している。

4.2. パケット合成に関する一考察

前節では、送受信アンテナ本数が対称である場合に FD-STBC-JTRD と FD-STTD の BER 特性が一致することを述べた。ただし、HARQ を用いるパケット伝送の場合、両者の特性は異なる。同一パケットの再送が生じた場合、FD-STTD では MMSE 規範に基づいて各パケットへの重みを更新し、周波数領域パケット合成を行うことで大きな時間ダイバーシチ利得を獲得することが知られている[13]。FD-STTD におけるパケット合成重みは次式で与えられる(導出略)。

$$W_{m,n,g}(k) = \frac{H_{m,n,g}(k)}{\frac{1}{N} \sum_{g=0}^{G-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} |H_{m,n,g}(k)|^2 + \left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (23)$$

ここで、 G はパケット再送回数を表す。一方、FD-STBC-JTRD では送信 FDE を用いているため、過去に受信したパケットに対する重みを更新できない。従って、各パケットの対数尤度比(LLR)を加算する手法を用いる。

図 6 に、Type II S-P2[12]を用いるときの FD-STBC-JTRD と FD-STTD のスループット特性の比較を示す。FD-STBC-JTRD の送信(受信)アンテナ本数と FD-STTD の受信(送信)アンテナ本数が等しい場合について比較すると、低 E_s/N_0 領域において FD-STBC-JTRD の特性が若干劣っていることが分かる。これは、パケット合成が行われる領域で FD-STTD がより大きなダイバーシチ利得を獲得できるためである。

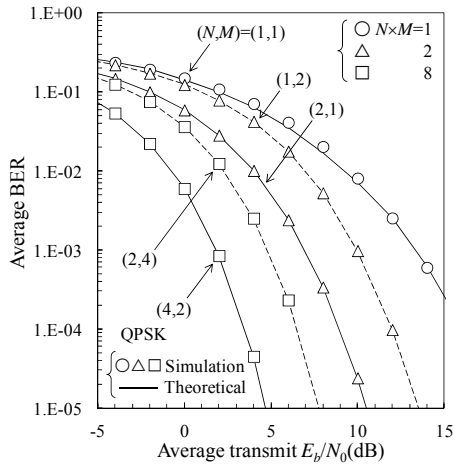


図 4 FD-STBC-JTRD の平均 BER 特性

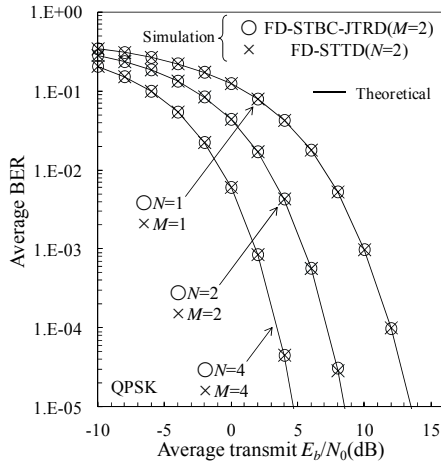


図 5 FD-STBC-JTRD と FD-STTD の平均 BER 特性

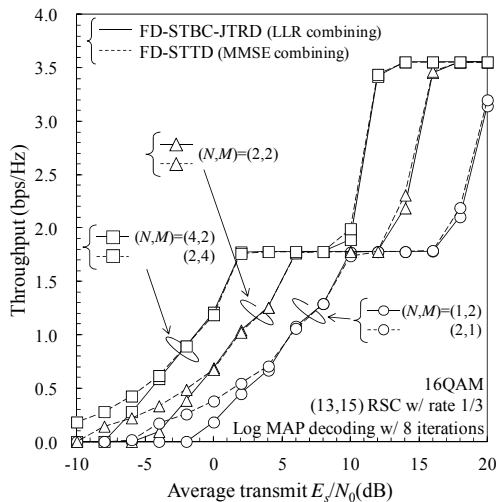


図 6 HARQ スループット特性

5. むすび

本稿では、FD-STBC-JTRD の符号設計に関する検討を行った。まず、FD-STTD における復号行列が受信 FDE 重み行列と加減算・複素数演算を用いる復号行列に分割できることに着目し、FD-STTD では受信 FDE を用いることで STBC 符号を適用可能にしていること

を示した。この考えに基づき、FD-STBC-JTRD では、STBC 符号に送信 FDE 行列を乗算することによって FD-STBC-JTRD 符号を生成できることを明らかにした。また、チャンネル利得行列が与えられたときの受信 SINR を理論的に導出し、FD-STBC-JTRD の送信アンテナ本数と FD-STTD の受信アンテナ本数が等しく、かつ FD-STBC-JTRD 受信アンテナ本数と FD-STTD 送信アンテナ本数が等しい場合、両者の伝送特性が一致することを示した。

但し、第 4 章で示したように、FD-STBC-JTRD では MMSE 規範に基づくパケット合成を行えないため、FD-STTD に比べてスループットが劣化する。FD-STBC-JTRD のパケット合成に関する検討は今後の課題である。

文 献

- [1] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, 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, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-SS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [4] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [5] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-time coding*, John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [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 and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity for the single carrier transmission," *Proc. The 10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006)*, Singapore, 30 Oct. - Nov. 2006.
- [8] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-time block coded-joint transmit/receive antenna diversity using more than 4 receive antennas," *2008 IEEE 68th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall)*, Calgary, Canada, 21-25 September 2008.
- [9] A. Gusmao, R. Dinis and N. Esteves, "On frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 51, No. 7, pp. 1029-1033, Jul. 2003.
- [10] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1985.
- [11] J. Hagenauer, "Rate-compatible punctured convolutional codes (RCP codes) and their application," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 36, No. 4, pp. 389-400, Apr. 1988.
- [12] D. Garg, and F. Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-SS-CDMA with frequency-domain equalization," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E88-B, No.2, pp.664-677, Feb. 2005.
- [13] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun., Mag.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [14] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, pp. 2991-3002, Oct. 2004.