

## 4 アンテナ受信を可能とする マルチキャリア伝送用時空間符号化送受信ダイバーシチ

留場 宏道<sup>†</sup> 武田 和晃<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

東北大学大学院工学研究科電気・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> {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 高速信号伝送が要求される次世代の移動無線通信では周波数選択性フェージングチャネルの克服が必要不可欠であり、マルチキャリア符号分割多重アクセス(MC-CDMA)が注目されている。伝送特性を改善する技術としてアンテナダイバーシチが良く知られている。筆者らはこれまでに送信側にチャネル等化処理を集中できる時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-TRD)を提案した。STBC-TRD は、送信チャネル情報を用いて送信信号を符号化し、受信側で簡単な復号操作を行うことによりダイバーシチ効果を得ることができる。しかし、これまでの提案では受信アンテナ数が2本までに制限されていた。本論文では、4アンテナ受信を可能とする送信符号化を提案している。そして、このときのBER特性を計算機シミュレーションによって明らかにしている。また、時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)と受信アンテナダイバーシチを併用するときのBER特性との比較を行っている。

**キーワード** 送受信ダイバーシチ, 時空間符号化, マルチキャリア伝送, 周波数選択性チャネル

### Space-time block coded transmit/receive diversity using 4 receive antennas for multi-carrier transmissions

Hiromichi TOMEBA<sup>†</sup> Kazuaki TAKEDA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup> {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** High speed data transmissions are required for the next generation mobile communication systems. However, broadband mobile channel is composed of many propagation paths with different time delays, producing severe frequency-selective fading channel. Recently, multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) has been attracting much attention for the broadband wireless access in the next generation mobile communications systems. MC-CDMA can exploit the channel frequency-selectivity to achieve the frequency diversity gain and improve the transmission performance. Transmit/receive antenna diversity is a well-known technique for further improving the transmission performance in a fading channel. Recently, we proposed the space-time block coded-transmit/receive antenna diversity (STBC-TRD), in which the equalization processing for transmission and reception can be implemented at the one transmit/receive side. However, in the previously proposed STBC-TRD scheme, the number of receive antennas is limited to 2. In this paper, we propose a new transmit encoding for STBC-TRD, which can employ the 4-branch receive antenna diversity. The achievable BER performance is evaluated by computer simulation and is compared with that of joint space-time transmit diversity (STTD) and antenna receive diversity.

**Keyword** Transmit/receive antenna diversity, space-time coding, multi-carrier transmission, frequency-selective channel

#### 1. まえがき

次世代の移動無線通信では高速、高品質な伝送が要求されている。高速移動無線チャネルは、様々な遅延時間の伝播路から構成される周波数選択性フェージングチャネルであるのが特徴であり、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]。そこで最近ではマルチキャリア符号分割多重アクセス(MC-CDMA)が注目されている[2, 3]。MC-CDMAでは周波数領域の拡散を用いることでチャネルの周波数選択性を利用して周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、マルチアクセス機能を持ちつつ優れた伝送特性を得るこ

とができる。更に伝送特性を改善する技術としてアンテナダイバーシチが広く知られている。特に最近では送信側に複数の送信アンテナを用いる送信ダイバーシチの研究が盛んである[4-12]。

送信ダイバーシチは送信側でチャネル情報を必要とするものとチャネル情報を必要としないものに大別される。時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)[6-8]や遅延送信ダイバーシチ(DTD)[2]は送信側でチャネル情報を必要としない。STTDやDTDでは、容易に受信アンテナダイバーシチを組み合わせることができる[13, 14]。しかし、受信側でチャネル情報が必要である。一方、送信側でチャネル情報を必要とする送信ダイバーシチに、各送信アンテナで複素重みを乗算して送信する

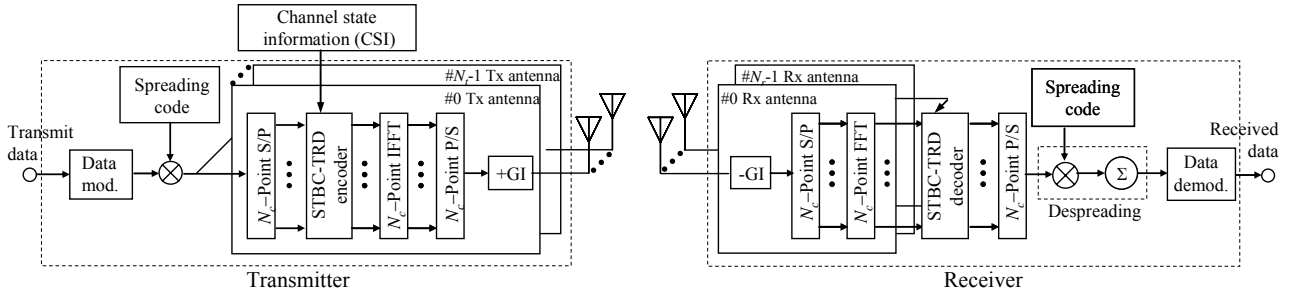


図1 STBC-TRDを用いるMC-CDMAの送受信系

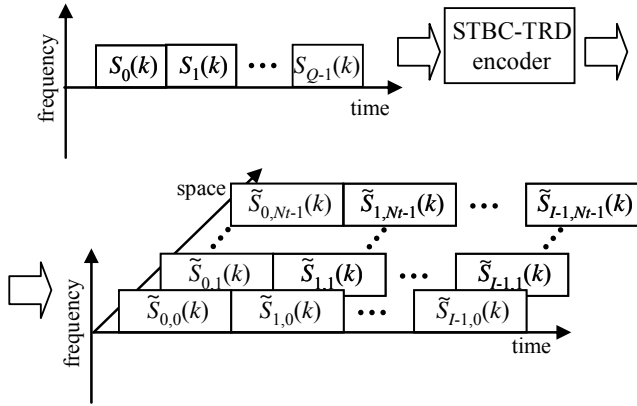


図2 STBC-TRD 送信符号化の概要(第  $k$  サブキャリア)

表1 受信アンテナ数  $N_r$  と情報ブロック数  $Q$ , 符号ブロック長  $I$  および符号化率  $R$  の関係

$N_r$	$Q$	$I$	$R$
2	2	2	1
3	3	4	3/4
4	3	4	3/4

ここで受信 MRC アンテナダイバーシチと等価な特性を得ることができる最大比送信ダイバーシチ(MRT)がある[11, 12]. 送受信に同じ搬送波周波数を用いる時間分割複信(TDD)では、受信信号を用いて送信チャネルのチャネル推定を比較的容易に行える[15]ので、MRTの適用可能性は高い。さらなる特性改善効果を得るためにMRTに受信ダイバーシチを組み合わせる方法も検討されている[12]が、送受信機双方でチャネル情報が必要となる。

最近、筆者らは送信側でチャネル等化処理を行うだけで2アンテナSTTDと等価なダイバーシチ効果を得ることができる時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-TRD: Space-Time Block Coded-Transmit/Receive Diversity)を提案した[16]. STBC-TRDは、送信チャネル情報を用いて送信信号を符号化し、受信側でチャネル情報を用いない簡単な復号をすることによりダイバーシチ効果を得ることができる。しかし、以前の提案では受信アンテナ数が2本までに制限されていた。本論文では、4アンテナ受信ダイバーシチを可能とするあたらしいSTBC-TRD送信符号化を提案している。

本論文は以下のような構成になっている。第2章ではSTBC-TRDの送受信系について述べ、第3章で瞬時受信信号対雑音電力比をもとに条件付ビット誤り率(BER)を導出する。周波数選択性レイリーフェージングチャネルにおける

STBC-TRDを用いるMC-CDMAの平均BER特性の理論BERと計算機シミュレーション結果を第4章で示し、第5章でまとめる。

## 2. STBC-TRD 送受信系について

$(N_t, N_r)$ STBC-TRDを用いるMC-CDMAの送受信系を図1に示す。送信アンテナ数は  $N_t$ 、受信アンテナ数は  $N_r$  本である。送信局では、送信シンボル系列に拡散率  $SF$  の拡散符号  $\{c(i); i=0 \sim SF-1\}$  を乗算した後、 $N_c$  チップのブロックに分け、 $Q$  ブロック毎にSTBC-TRD符号化を行って  $I \times N_t$  ブロックのSTBC-TRD符号化送信ブロックを生成し(図2参照)、 $N_c$  ポイントIFFTを用いて  $N_t$  個のSTBC-TRD符号化MC-CDMA信号を生成する。なお、 $Q$  は1符号語に含まれる情報データブロック数、 $I$  は符号語ブロック長をそれぞれ表している。各受信アンテナ数と  $Q$ ,  $I$  および符号化率  $R$  の関係を表1に示す。STBC-TRD符号化については後述する。符号化ブロックにガードインターバル(GI)を付加して送信する。受信局では各受信アンテナの受信信号からGIを取り除いた後に  $N_c$  ポイントFFTを適用し  $N_c$  個のサブキャリア成分に分解してSTBC-TRD復号する。その後逆拡散を行い、最後にデータ復調を行う。STBC-TRD復号についても後述する。STTDでは送信アンテナ数が3以上のとき伝送レートの低下を招いてしまうが、本提案方式は伝送レートの低下なしに任意の数の送信アンテナを用いることが可能である。しかし、3アンテナ以上の受信アンテナを用いる場合、符号化率は3/4となる。以下では、一般性を失うことなく、 $Q$  ブロックのデータシンボル  $\{d(u); u=0 \sim (QN_c/SF)-1\}$  を送信するものとする。

### 2.1. STBC-TRD 符号化

第  $q$  番目の情報ブロックの第  $k$  サブキャリア成分は次式のように表される。

$$S_q(k) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} c((k + qN_c) \bmod SF) d\left(\left\lfloor \frac{k + qN_c/SF}{SF} \right\rfloor\right) \quad (1)$$

$$q = 0 \sim (Q-1), k = 0 \sim N_c - 1$$

ここで、 $P$  は送信電力を表し、 $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  を超えない最大の整数である。ここで第  $n$  送信アンテナから送信される第  $i$  送信符号化ブロックの第  $k$  サブキャリア成分を  $\tilde{S}_{i,n}(k)$  で表す。STBC-TRD符号化は次式のように表される。

$$\begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_0(k) \\ \tilde{\mathbf{S}}_1(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{C_2(k)}} \begin{pmatrix} S_0(k)\mathbf{H}_0^*(k) + S_1(k)\mathbf{H}_1^*(k) \\ S_0^*(k)\mathbf{H}_1^*(k) - S_1^*(k)\mathbf{H}_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_f=2 \quad (2-a)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_0(k) \\ \tilde{\mathbf{S}}_1(k) \\ \tilde{\mathbf{S}}_2(k) \\ \tilde{\mathbf{S}}_3(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{C_3(k)}} \begin{pmatrix} S_0(k)\mathbf{H}_0^*(k) + S_1(k)\mathbf{H}_1^*(k) + S_2(k)\mathbf{H}_2^*(k) \\ S_0^*(k)\mathbf{H}_1^*(k) - S_1^*(k)\mathbf{H}_0^*(k) \\ S_0^*(k)\mathbf{H}_2^*(k) - S_2^*(k)\mathbf{H}_0^*(k) \\ S_1^*(k)\mathbf{H}_2^*(k) - S_2^*(k)\mathbf{H}_1^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_f=3 \quad (2-b)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_0(k) \\ \tilde{\mathbf{S}}_1(k) \\ \tilde{\mathbf{S}}_2(k) \\ \tilde{\mathbf{S}}_3(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{C_4(k)}} \begin{pmatrix} S_0(k)\mathbf{H}_0^*(k) + S_1(k)\mathbf{H}_1^*(k) + S_2(k)\mathbf{H}_2^*(k) \\ S_0^*(k)\mathbf{H}_1^*(k) - S_1^*(k)\mathbf{H}_0^*(k) + S_2(k)\mathbf{H}_3^*(k) \\ S_0^*(k)\mathbf{H}_2^*(k) - S_1(k)\mathbf{H}_3^*(k) - S_2^*(k)\mathbf{H}_0^*(k) \\ S_0(k)\mathbf{H}_3^*(k) + S_1^*(k)\mathbf{H}_2^*(k) - S_2^*(k)\mathbf{H}_1^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_f=4 \quad (2-c)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{S}}_i(k) = [\tilde{S}_{i,0}(k), \tilde{S}_{i,1}(k), \dots, \tilde{S}_{i,N_f-1}(k)]^T$  である ( $i=0 \sim (I-1)$ ). また、 $\mathbf{H}_m(k) = [H_{m,0}(k), H_{m,1}(k), \dots, H_{m,N_f-1}(k)]^T$  であり ( $m=0 \sim (N_f-1)$ ),  $H_{m,n}(k)$  は第  $n$  送信アンテナと第  $m$  受信アンテナとの間を結ぶチャネル利得を表す(2.2節参照). また、 $C_{N_f}(k)$  は各ブロックの送信電力を一定にするための正規化係数であり、次式で与えられる.

$$C_{N_f}(k) = \sum_{n=0}^{N_f-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} |H_{m,n}(k)|^2 \quad (3)$$

なお、STBC-TRD では受信アンテナ数を 3 以上とすると符号化率が 3/4 となる.

次式のような  $N_c$ -ポイント IFFT を適用して STBC-TRD 符号化された MC-CDMA 信号を生成する.

$$\tilde{\mathbf{s}}_i(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{S}}_i(k) \exp\left(j \frac{2\pi k}{N_c} t\right), \quad i=0 \sim (I-1), k=0 \sim N_c-1 \quad (4)$$

これにガードインターバル(GI)を付与して送信する.

## 2.2. STBC-TRD 復号

送信信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して  $N_f$  本の受信アンテナで受信される. フェージング変動は十分に緩慢であるとし、1 符号語間にわたってチャネル利得が変動しないブロックフェージングを仮定している. フェージングチャネルは遅延時間の異なる  $L$  個の離散パスから構成され、パス  $l$  の遅延時間  $\tau_l$  は FFT/IFFT サンプリグ周期の整数倍であるものとする.  $\mathbf{H}_m(k)$  は、各送信アンテナと第  $m$  番目受信アンテナとを結ぶチャネルのパス利得行列  $\mathbf{h}_{m,l} = [h_{m,l,0}, h_{m,l,1}, \dots, h_{m,l,N_f-1}]^T$  を用いて次式のように表される.

$$\mathbf{H}_m(k) = [\mathbf{h}_{m,0}, \dots, \mathbf{h}_{m,l}, \dots, \mathbf{h}_{m,L-1}] \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi k \tau_l / N_c) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi k \tau_{L-1} / N_c) \end{bmatrix} \quad (5)$$

第  $i$  受信ブロックにおける第  $m$  受信アンテナ ( $m=0 \sim N_f-1$ ) の受信信号を  $r_{i,m}(t)$  で表すと、受信信号は次式のようなになる.

$$r_{i,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{m,l}^T \tilde{\mathbf{s}}_i(t - \tau_l) + \eta_{i,m}(t) \quad (6)$$

ここで、 $\eta_{i,m}(t)$  は第  $i$  受信ブロックにおける第  $m$  受信アンテナにおける平均 0 で分散  $2N_0/T_c$  の加法性白色ガウス雑音(AWGN)を表す. なお、 $N_0$  は AWGN の片側電力スペクトル密度を表す.

受信信号に  $N_c$ -ポイント FFT を適用することにより、次式のように  $N_c$  個のサブキャリア成分に分解する.

$$R_{i,m}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} r_{i,m}(t) \exp\left(-j \frac{2\pi t}{N_c} k\right) \quad (7)$$

式(7)に式(6)を代入して第  $i$  番目受信ブロックの第  $k$  サブキャリア成分  $R_{i,m}(k)$  を求めると、次式のようなになる.

$$R_{i,m}(k) = \mathbf{H}_m^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_i(k) + N_{i,m}(k) \quad (8)$$

ここで、 $N_{i,m}(k)$  は次式で与えられる雑音成分であり、平均 0 で分散  $2N_0/N_c T_c$  のガウス変数である.

$$N_{i,m}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{i,m}(t) \exp\left(-j \frac{2\pi t}{N_c} k\right) \quad (9)$$

次に、 $R_{i,m}(k)$  を用いて次式に示すような STBC-TRD 復号を行う.

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) \end{pmatrix}$$

for  $N_f=2$  (10-a)

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \\ \hat{S}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) + R_{2,2}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) + R_{3,2}^*(k) \\ R_{0,2}(k) - R_{2,0}^*(k) - R_{3,1}^*(k) \end{pmatrix}$$

for  $N_f=3$  (10-b)

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \\ \hat{S}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) + R_{2,2}^*(k) + R_{3,3}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) - R_{2,3}^*(k) + R_{3,2}^*(k) \\ R_{0,2}(k) + R_{1,3}^*(k) - R_{2,0}^*(k) - R_{3,1}^*(k) \end{pmatrix}$$

for  $N_f=4$  (10-c)

上式に式(7)を代入し、更に式(2)を用いると次式を得る.

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \end{pmatrix} = \sqrt{C_2(k)} \begin{pmatrix} S_0(k) \\ S_1(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{0,0}(k) + N_{1,1}^*(k) \\ N_{0,1}(k) - N_{1,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=2 \quad (11-a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \\ \hat{S}_2(k) \end{pmatrix} = \sqrt{C_3(k)} \begin{pmatrix} S_0(k) \\ S_1(k) \\ S_2(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{0,0}(k) + N_{1,1}^*(k) + N_{2,2}^*(k) \\ N_{0,1}(k) - N_{1,0}^*(k) + N_{3,2}^*(k) \\ N_{0,2}(k) - N_{2,0}^*(k) - N_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=3 \quad (11-b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \\ \hat{S}_2(k) \end{pmatrix} = \sqrt{C_4(k)} \begin{pmatrix} S_0(k) \\ S_1(k) \\ S_2(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{0,0}(k) + N_{1,1}^*(k) + N_{2,2}^*(k) + N_{3,3}^*(k) \\ N_{0,1}(k) - N_{1,0}^*(k) - N_{2,3}^*(k) + N_{3,2}^*(k) \\ N_{0,2}(k) + N_{1,3}^*(k) - N_{2,0}^*(k) - N_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=4 \quad (11-c)$$

上式は、受信側でチャンネル情報を必要とせずに $N_r$ ブランチMRC受信ダイバーシチ合成を行えることを示している。

この後、次式に示すように逆拡散を行うことにより送信シンボル系列 $\{d(u); u=0 \sim (QN_c/SF)-1\}$ に対応する軟判定値系列 $\{\hat{d}(u)\}$ を得る。

$$\hat{d}(u+qN_c/SF) = \sum_{u'=u-SF}^{(u+1)SF-1} \hat{S}_q(k) c^*(k \bmod SF) \quad (12)$$

$, q=0 \sim Q-1, u'=0 \sim N_c/SF-1$

### 3. 条件付 BER

シングルコード伝送時において、送信アンテナ数が $N_t$ で受信アンテナ数が数 $N_r$ のときの $(N_b, N_r)$ STBC-TRDの条件付BERを導出する。一般性を失うことなく、QPSKデータ変調を仮定し、送信データとしてすべて"1"を送信した場合を考える。チャンネル利得 $\{\mathbf{H}_m(k), m=0 \sim (N_r-1)\}$ が与えられた時の条件付BERは次式となる。

$$p_b \left( \frac{E_s}{N_0}, \{\mathbf{H}_m(k)\} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[ \sqrt{\frac{1}{2} \gamma \left( \frac{E_s}{N_0}, \{\mathbf{H}_m(k)\} \right)} \right] \quad (13)$$

ここで、 $E_s=PN_cT_c$ は1シンボルあたりの信号エネルギーであり、 $\operatorname{erfc}[x] = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数である。また、 $\gamma(E_s/N_0, \{\mathbf{H}_m\})$ は瞬時信号電力対雑音電力比(SNR)であり、式(11)および式(12)より次式で表される(導出略)。

$$\gamma \left( \frac{E_s}{N_0}, \{\mathbf{H}_m\} \right) = \frac{1}{N_r} \frac{E_s}{N_0} \frac{1}{SF} \left( \sum_{k=u-SF}^{(u+1)SF-1} \sqrt{\frac{1}{SF} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{m,n}|^2} \right)^2 \quad (14)$$

すべての $\{\mathbf{H}_m(k), m=0 \sim (N_r-1)\}$ について式(13)を平均することで平均BERが求められる。

## 4. 数値計算および計算機シミュレーション

### 4.1. シミュレーション条件

STBC-TRDを用いた場合の平均BERの理論値を条件付BERを用いてモンテカルロ手法で求めた。またSTBC-TRDを用いた信号伝送の計算機シミュレーションを行って理論検討の妥当性を示した。数値計算およびシミュレーション条件を表2に示す。パス数は $L=16$ でFFT/IFFTサンプリング周期を $T_c$ としたときパス $l$ の遅延時間が $\tau_l=lT_c$ で、一様電力遅延プロファイルを有する周波数選択性レイリーフェージングを仮定している( $E[|h_{m,l,n}|^2]=1/L$  for all  $m, l, n$ )。また、チャンネル推定は理想としている。

表2 数値計算およびシミュレーション条件

Data modulation		QPSK
MC-CDMA	No. of sub-carriers	$N_c=256$
	Guard interval	$N_g=32$
	No. of transmit antennas	$N_t=1 \sim 4$
	Spreading factor	$SF=1, 16$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=lT_c, l=0 \sim L-1$
No. of receive antennas		$N_r=1 \sim 4$
Channel estimation		Ideal

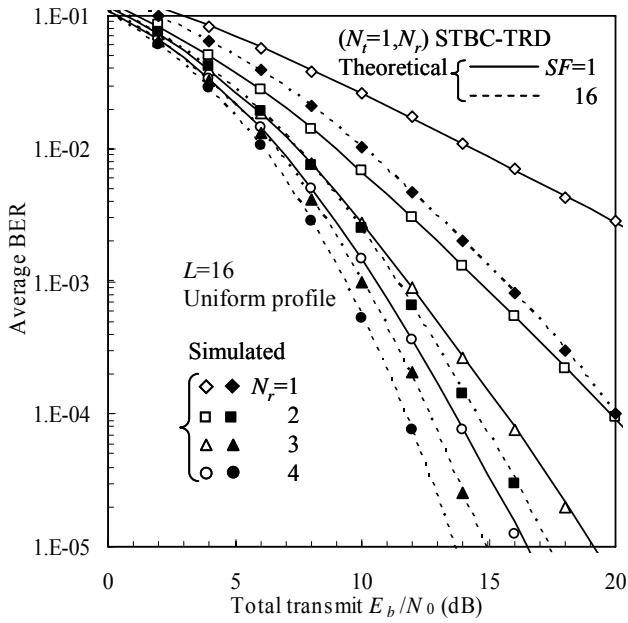
### 4.2. STBC-TRD の BER 特性

$(N_b, N_r)$ STBC-TRDを用いるときのBER特性の理論値とシミュレーション値を図3に示す。図3より拡散率によらず送受信アンテナともにアンテナ数を増やすことで大きなアンテナダイバーシチ効果が得られBER特性は大幅に改善する。拡散率を大きくすることでより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるためBER特性がさらに改善することが分かる。また、計算機シミュレーション結果と理論値がほぼ一致していることが分かる。

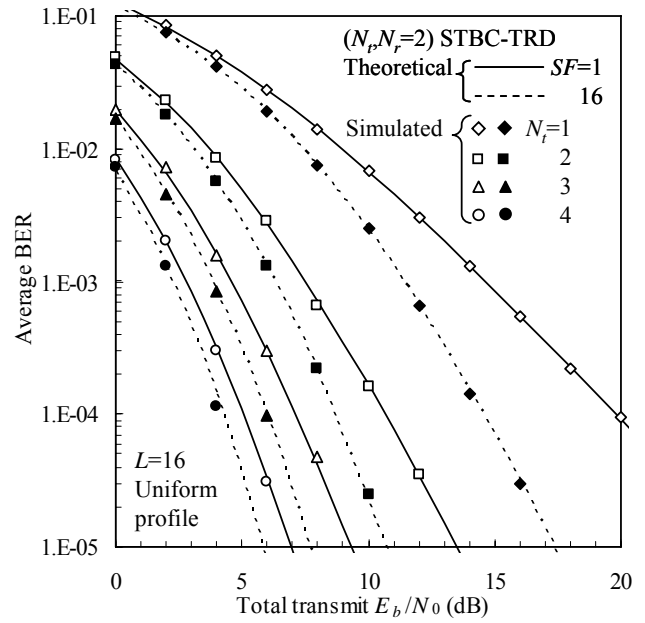
$(1, N_r)$ STBC-TRDおよび $(N_b, 1)$ STTDを用いるときのBER特性の計算機シミュレーション結果を図4に示す。図4よりSTBC-TRDの送信アンテナ数 $N_t$ とSTTDの受信アンテナ数 $N_r$ を等しくしたとき、両者ではほぼ同等のBER特性が得られていることが分かる。この理由を以下に述べる。チャンネル利得 $\{\mathbf{H}_m(k)\}$ が与えられたときの $(N_b, N_r)$ STTDの逆拡散後における瞬時信号対雑音電力比(SNR)は次式で与えられる(導出略)。

$$\gamma \left( \frac{E_s}{N_0}, \{\mathbf{H}_m\} \right) = \frac{1}{N_t} \frac{E_s}{N_0} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=u-SF}^{(u+1)SF-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2 \right) \quad (14)$$

$SF=1$ の場合には式(13)と式(14)は一致し、 $(1, N_r)$ STBC-TRDと $(N_b, 1)$ STTDの瞬時受信SNRは等しくなることから両者のBER特性は一致する。一方、 $SF=16$ においてはわずかに $(N_b, 1)$ STTDのSNRが $(1, N_r)$ STBC-TRDよりも優れるが、その差はわずかであることから両者のBER特性はほぼ一致する。

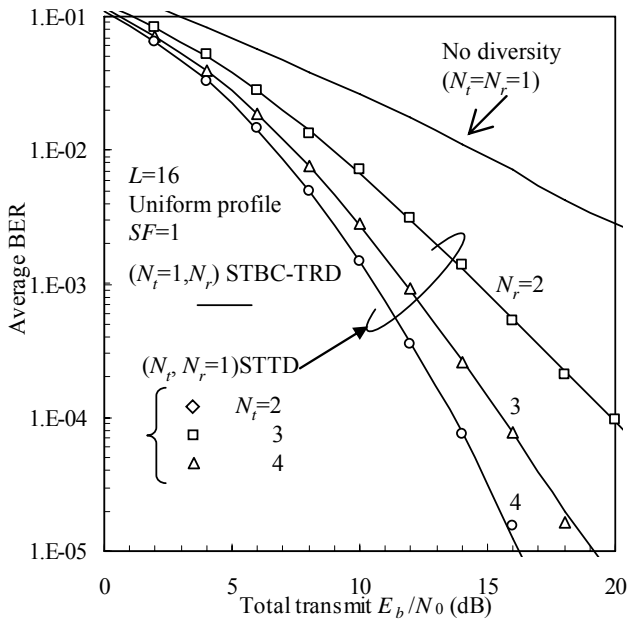


(a)  $(N_i=1, N_r)$  STBC-TRD

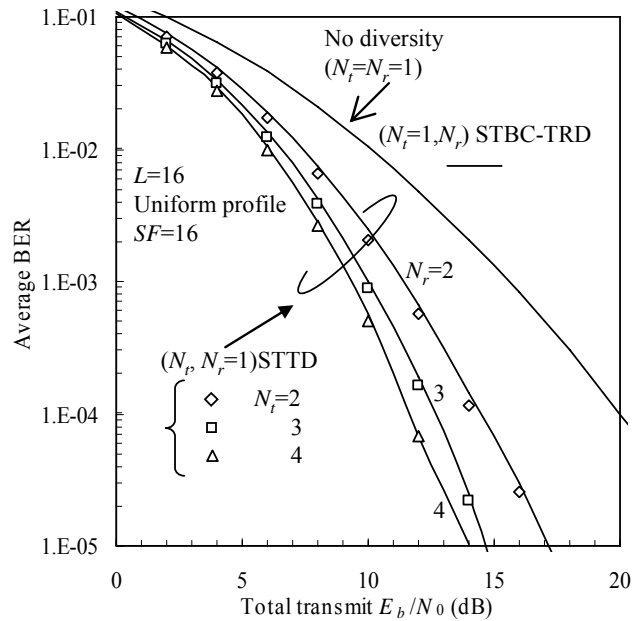


(b)  $(N_i=2, N_r)$  STBC-TRD

図3 STBC-TRD の BER 特性



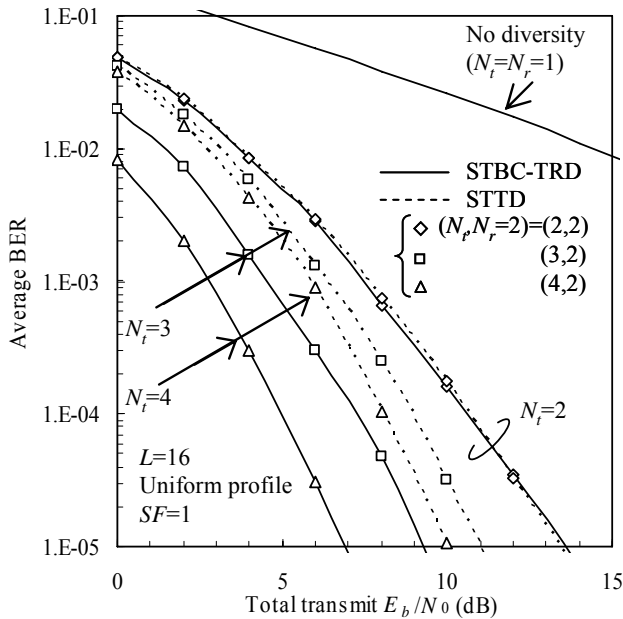
(a)  $SF=1$



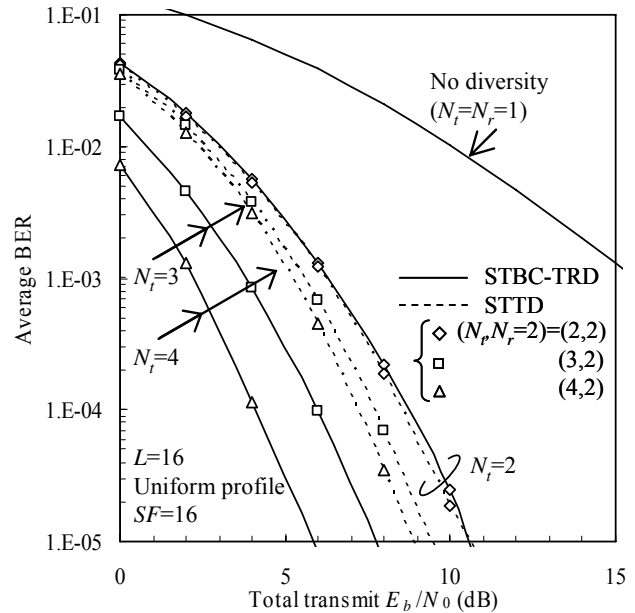
(b)  $SF=16$

図4 STBC-TRD と STTD の等価性

受信アンテナ数を $N_r=2$ としたときに送信アンテナ数 $N_i$ をパラメータとしてプロットしたBER特性のシミュレーション結果を図5に示す。 $N_i=2$ のときはSTBC-TRDとSTTDで同じBER特性であるが、 $N_i=3, 4$ ではSTTDより優れたBER特性が得られることが分かる。また、 $N_i=3, 4$ のときのSTTDでは伝送レートが $3/4$ になってしまうが、STBC-TRDでは伝送効率は劣化しない。また、 $SF=16$ の場合においてもSTBC-TRDがSTTDよりも優れたBER特性を与えることが分かる。



(a)  $SF=1, N_r=2$



(b)  $SF=16, N_r=2$

図5 STTD との比較

## 5. まとめ

本論文では、受信アンテナ数を4本にできる時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-TRD)を提案した。そのBER特性を理論検討および計算機シミュレーションによって明らかにした。STBC-TRDでは伝送効率の低下を引き起こさずに任意のアンテナ数の送信ダイバーシチを可能にしつつ4ブランチ受信ダイバーシチを実現できる。しかし、受信アンテナ数を3本、4本とすると伝送レートは3/4となる。一方、良く知られたSTTDでは伝送効率を犠牲にしないのは送信アンテナ数が2本までであるが、受信アンテナ数 $N_r$ は任意である。

## 参考文献

- [1] W.C. Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Vehi. Technol.*, Vol. 48, No. 5, pp. 1584-1595, Sept. 1999.
- [3] T. Sao and F. Adachi, "Comparative study of various frequency equalization techniques for downlink of a wireless OFDM-CDMA systems," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E86-B, No. 1, pp. 352-364, Jan. 2003.
- [4] R. T. Derryberry, S. D. Gray, D. M. Ionescu, G. Mandyam and B. Raghothaman, "Transmit diversity in 3G CDMA systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 33, pp. 68-75, Apr. 2002.
- [5] G. Bauch and J. S. Malik, "Parameter optimization interleaving and multiple access in OFDM with cyclic delay diversity," *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) '04 Spring*, May 2004.
- [6] 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.
- [7] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance results," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, Vol. 17, No. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [8] W. Su, X. G. Xia and K. J. R. Liu, "A systematic design of high-rate complex orthogonal space-time block codes," *IEEE Commun., Lett.*, Vol. 8, No. 6, pp. 380-382, June 2004.
- [9] H. Shi, M. Katayama, T. Yamazato, H. Okada and A. Ogawa, "An adaptive antenna selection scheme for transmit diversity in OFDM systems," *Proc. IEEE VTC'01 Fall*, Vol. 4, pp. 2168-2172, Oct. 2001.
- [10] Ye. Li, J. C. Chuang and N. R. Sollenberger, "Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, Vol. 17, No. 7, pp. 1233-1243, July 1999.
- [11] T. Lo, "Maximum ratio transmission," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 47, No. 10, pp. 1458-1461, Oct. 1999.
- [12] K. Caver, "Single-user and multiuser adaptive maximal ratio transmission for Rayleigh channels," *IEEE Trans. Vehi. Technol.*, Vol. 49, No. 6, pp. 2043-2050, Nov. 2000.
- [13] 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.
- [14] K. Takeda and F. Adachi, "MMSE frequency-domain equalization combined with space-time transmit diversity and antenna receive diversity for DS-SS-CDMA," *Proc. 59th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) '04 Spring*, May 2004.
- [15] R. Esmailzadeh, M. Nakagawa and A. Jones, "TDD-CDMA for the 4th generation of wireless communications," *IEEE Wireless Communications*, Vol. 10, No. 4, pp. 8-15, Aug. 2003.
- [16] 留場, 武田, 安達, "マルチキャリア伝送における送受信ダイバーシチに関する一検討," *信学技報*, RCS2004-266, pp. 43-48, 2005年1月.