

5 受信アンテナ以上を可能とする時空間符号化送受信ダイバーシチ

留場 宏道[†] 武田 和晃[†] 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 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

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

あらまし マルチパスフェージング環境下での伝送特性を改善する技術として、アンテナダイバーシチ技術がこれまで広く提案されてきた。最近、筆者らは、チャネル情報を用いた送信符号化により伝送効率を低下させることなく任意の本数の送信アンテナを用いることのできる時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)を提案した。しかし、STBC-JTRD では受信アンテナ数は4本までに制限されていた。本論文では、5受信アンテナ以上を可能とする送信符号化を明らかにするとともに、その平均 BER の理論特性を明らかにしている。そして、計算機を用いた信号伝送シミュレーションによりその妥当性を明らかにしている。

キーワード 周波数非選択性フェージング, 時空間符号化, アンテナダイバーシチ

Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity using more than 5 Receive Antennas

Hiromichi TOMEBA[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

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

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

Abstract Antenna diversity is an effective technique for improving the transmission performance in a multi-path fading channel. Recently, we proposed the space-time block coded-joint transmit/receive antenna diversity (STBC-JTRD), which allows the use of an arbitrary number of transmit antennas without losing the transmission efficiency. However, in STBC-JTRD, the number of receive antennas is limited to 4. In this paper, we propose a new STBC-JTRD coding/decoding algorithm that allows the use of more than 5 receive antennas, and present the bit error rate (BER) analysis in a frequency-nonselective Rayleigh fading channel. The BER performance is evaluated and is confirmed by computer simulation.

Keyword Frequency-nonselective fading channel, space-time block coding, antenna diversity

1. まえがき

近年、移動無線通信は高速、高品質な伝送が要求されている。しかし、移動無線チャネルは電波が反射物により反射・回折され、それらが干渉しあうことによって受信電力が大きく変動するマルチパスフェージングチャネルであるのが特徴であり、受信電力の急激な変動は通信の品質を著しく劣化させてしまう[1, 2]。このようなマルチパスフェージング環境下における通信品質を向上させる技術として、アンテナダイバーシチが広く研究されてきた[3-11]。アンテナダイバーシチは複数のアンテナを用いることで受信電力の瞬時変動を緩和し、通信品質を向上させることができる。

最近、筆者らは伝送効率の低下を引き起こすことなく任意の数の送信アンテナを用いることのできる時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)を提案した[12]。STBC-JTRD では、送信符号化にはチャネル情報が必要であるが、復号にはチャネル情報を必要としないのが特徴である。よく知られている時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)では、3本以

上の送信アンテナを用いると伝送レートが 3/4 以下になってしまうが[7]、STBC-JTRD では送信アンテナ数の増加に伴う伝送レートの低下は発生しない。また、STBC-JTRD は周波数領域送信等化[13, 14]と併用することにより、周波数選択性チャネルにも適用できる[15, 16]。しかし、これまでの STBC-JTRD では受信アンテナ数は4本までに制限されていた。本論文では5受信アンテナ以上を可能とする送信符号化を明らかにするとともに、その平均 BER の理論特性を明らかにしている。そして、計算機を用いた信号伝送シミュレーションによりその妥当性を明らかにしている。

本論文は以下のような構成になっている。第2章では STBC-JTRD を用いる伝送系について述べ、次いで第3章では、周波数非選択性レイリーフェージング環境下における平均 BER の理論特性を導出している。第4章では導出した平均 BER を計算機シミュレーション結果と比較している。最後に第5章でまとめる。

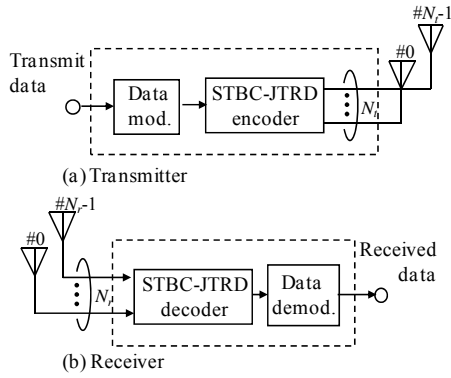


図1 STBC-JTRD の送受信系

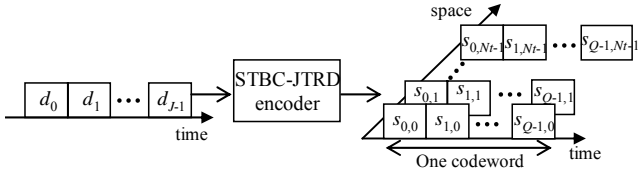


図2 STBC-JTRD 符号化

2. STBC-JTRD

STBC-JTRD の送受信系を図1に示す. 送信アンテナ数を N_t , 受信アンテナ数を N_r とする. 送信機では, 送信シンボル系列を J 個のデータシンボルからなるブロックに分割し, ブロック毎に STBC-JTRD 符号化し, $(N_t \times Q)$ 行列の STBC-JTRD 符号化送信信号を生成して, N_t 本の送信アンテナより送信する(図2参照). 受信機では STBC-JTRD 復号を行ってからデータ復調する. 以下では, J 個のデータシンボル $\{d_j; j=0 \sim (J-1)\}$ からなる情報シンボルブロックの送信を考える.

2.1. STBC-JTRD 符号化

$(N_t \times Q)$ 送信信号行列 $\mathbf{S}_{N_t} = [\mathbf{s}_0, \mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_{Q-1}]$ は次式で与えられる.

$$\mathbf{S}_{N_t} = [\mathbf{s}_0, \mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_{Q-1}] = \sqrt{2PC_{N_t}} \mathbf{H}_{N_t}^H \mathbf{D}_{N_t} \quad (1)$$

ここで, $\mathbf{s}_q = [s_{q,0}, s_{q,1}, \dots, s_{q,N_t-1}]^T$ であり, $s_{q,n}$ は第 n 送信アンテナから送信される第 q 符号化シンボルを表す ($n=0 \sim (N_t-1)$, $q=0 \sim (Q-1)$). P は 1 シンボルあたりの平均送信電力, $\mathbf{H}_{N_t} = [\mathbf{h}_0, \mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{N_t}]^T$ はチャネル行列を表し, $\mathbf{h}_m = [h_{m,0}, h_{m,1}, \dots, h_{m,N_t-1}]^T$, $m=0 \sim N_t-1$ である. ここで, $\{h_{m,n}; m=0 \sim (N_t-1), n=0 \sim (N_t-1)\}$ は第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間のチャネルの複素パス利得を表す. C_{N_t} は 1 シンボルあたりの平均送信電力を常に P に保つための電力正規化係数であり, 次式で与えられる.

$$C_{N_t} = \left(\sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{m=0}^{N_t-1} |h_{m,n}|^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

\mathbf{D}_{N_t} は符号化シンボル行列であり, 受信アンテナ数に応じて決定される. 本論文では受信アンテナ数 N_r が 5 および 6 の場合のみ示す ($N_r < 5$ の場合については文献[12]を参照).

$$\mathbf{D}_5 = \begin{pmatrix} d_0 & d_1^* & d_2^* & d_3^* & 0 \\ d_1 & -d_0^* & 0 & 0 & d_4^* \\ d_2 & 0 & -d_0^* & 0 & -d_5^* \\ 0 & d_2 & -d_1 & 0 & d_6 \\ d_3 & 0 & 0 & -d_0^* & d_7^* \\ 0 & -d_3 & 0 & d_1 & -d_8 \\ 0 & 0 & -d_3 & d_2 & d_9 \\ d_4 & 0 & -d_6^* & -d_8^* & -d_1^* \\ 0 & d_4 & -d_5 & d_7 & d_0 \\ d_5 & -d_6^* & 0 & -d_9^* & d_2^* \\ d_6 & d_5^* & d_4^* & 0 & 0 \\ d_7 & d_8^* & -d_9^* & 0 & -d_3^* \\ d_8 & -d_7^* & 0 & d_4^* & 0 \\ d_9 & 0 & d_7^* & d_5^* & 0 \\ 0 & -d_9 & -d_8 & d_6 & 0 \end{pmatrix}^T$$

for $N_t=5$ ((J, Q)=(10, 15)) (3a)

($N_t=6$ の符号化行列(\mathbf{D}_6)については次ページ左上参照)

STBC-JTRD では 3 受信アンテナ以上を用いると伝送効率の低下を招いてしまうが[12], 5 および 6 受信アンテナを用いる STBC-JTRD では伝送効率が 2/3 に低下してしまう. 受信アンテナ数 N_r と送信シンボル数 J , 符号語長 Q および符号化率 R の関係を表1に示す. ところで, N_r 本の受信アンテナを用いる STBC-JTRD の送信符号化行列は, N_t 本の送信アンテナを用いる時空間ブロック符号化送信ダイバーシチ(STTD)の送信符号行列[5-7]と等価である. STBC-JTRD と STTD の送受信アンテナ数と符号化率の関係を表2に示す. なお, STTD ではチャネル情報が受信機で必要になるが, STBC-JTRD では送信符号化にチャネル情報を必要とするものの, 復号にはチャネル情報は必要ない.

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

N_r	J	Q	R
2	2	2	1
3	3	4	3/4
4	3	4	3/4
5	10	15	2/3
6	20	30	2/3

表2 STBC-JTRD と STTD の関係

	送信アンテナ数 N_t	受信アンテナ数 N_r	符号化率 R
STBC-JTRD [12]	Arbitrary	2	1
		3,4	3/4
		5,6	2/3
STTD [5-7]	2	Arbitrary	1
	3,4		3/4
	5,6		2/3

$$\mathbf{D}_6 = \begin{pmatrix} d_0 & d_1 & d_2 & 0 & d_6 & 0 \\ -d_1^* & d_0^* & 0 & d_3^* & 0 & d_{10}^* \\ -d_2^* & 0 & d_0^* & d_4^* & 0 & d_{11}^* \\ 0 & -d_2^* & d_1^* & d_5^* & 0 & d_{12}^* \\ 0 & -d_3 & -d_4 & d_0 & d_7 & 0 \\ d_3 & 0 & -d_5 & d_1 & d_8 & 0 \\ d_4 & d_5 & 0 & d_2 & d_9 & 0 \\ -d_5^* & d_4^* & -d_3^* & 0 & 0 & d_{13}^* \\ -d_6^* & 0 & 0 & -d_7^* & d_0^* & d_{14}^* \\ 0 & -d_6^* & 0 & -d_8^* & d_1^* & d_{15}^* \\ 0 & 0 & -d_6^* & -d_9^* & d_2^* & d_{16}^* \\ -d_8^* & d_7^* & 0 & 0 & d_3^* & d_{17}^* \\ -d_9^* & 0 & d_7^* & 0 & d_4^* & d_{18}^* \\ 0 & -d_9^* & d_8^* & 0 & d_5^* & d_{19}^* \\ d_7 & d_8 & d_9 & -d_6 & 0 & 0 \\ 0 & -d_{10} & -d_{11} & 0 & -d_{14} & d_0 \\ d_{10} & 0 & -d_{12} & 0 & -d_{15} & d_1 \\ d_{11} & d_{12} & 0 & 0 & -d_{16} & d_2 \\ 0 & 0 & d_{13} & -d_{10} & -d_{17} & d_3 \\ 0 & -d_{13} & 0 & -d_{11} & -d_{18} & d_4 \\ d_{13} & 0 & 0 & -d_{12} & -d_{19} & d_5 \\ d_{14} & d_{15} & d_{16} & 0 & 0 & d_6 \\ 0 & -d_{17} & -d_{18} & d_{14} & 0 & d_7 \\ d_{17} & 0 & -d_{19} & d_{15} & 0 & d_8 \\ d_{18} & d_{19} & 0 & d_{16} & 0 & d_9 \\ -d_{12}^* & d_{11}^* & -d_{10}^* & -d_{13}^* & 0 & 0 \\ -d_{15}^* & d_{14}^* & 0 & d_{17}^* & -d_{10}^* & 0 \\ -d_{16}^* & 0 & d_{14}^* & d_{18}^* & -d_{11}^* & 0 \\ 0 & -d_{16}^* & d_{15}^* & d_{19}^* & -d_{12}^* & 0 \\ d_{19}^* & -d_{18}^* & d_{17}^* & 0 & d_{13}^* & 0 \end{pmatrix}^T$$

for $N_r=6$ ((J, Q)=(20, 30)) (3b)

2.2. STBC-JTRD 復号

本論文ではチャネルが符号語内で変動しないブロックフェージングチャネルを仮定している。第 q 受信ブロックにおける第 m 受信アンテナ($m=0\sim(N_r-1)$)の受信信号を $r_{q,m}$ で表す。受信信号ベクトルを $\mathbf{r}_q=[r_{q,0}, r_{q,1}, \dots, r_{q,N_r-1}]^T$ としたとき、受信信号行列 $\mathbf{R}_{N_r}=[\mathbf{r}_0, \mathbf{r}_1, \dots, \mathbf{r}_{Q-1}]$ は次式のように表される。

$$\mathbf{R}_{N_r} = \mathbf{H}_{N_r} \mathbf{S}_{N_r} + \mathbf{\Pi}_{N_r} \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{\Pi}_{N_r}=[\boldsymbol{\eta}_0, \boldsymbol{\eta}_1, \dots, \boldsymbol{\eta}_{Q-1}]$ であり、 $\boldsymbol{\eta}_q=[\eta_{q,0}, \eta_{q,1}, \dots, \eta_{q,N_r-1}]^T$, $q=0\sim(Q-1)$, は雑音ベクトルを表す。また $\eta_{q,m}$ は第 q 番目の受信信号に対する第 m 受信アンテナにおける平均 0 で分散 $2N_0/T$ 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、 T はシンボル長を表す。得られた($N_r \times Q$)個の受信信号 $\{r_{q,m}\}$ を用いて STBC-JTRD 復号を行うことにより送信シンボル $\{d_j; j=0\sim(J-1)\}$ に対する軟判定

シンボル $\{\hat{d}_j; j=0\sim(J-1)\}$ が得られる[12]。5 および 6 受信アンテナの復号は次式でそれぞれ与えられる。

$$\begin{pmatrix} \hat{d}_0 \\ \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \\ \hat{d}_3 \\ \hat{d}_4 \\ \hat{d}_5 \\ \hat{d}_6 \\ \hat{d}_7 \\ \hat{d}_8 \\ \hat{d}_9 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{0,0} - r_{1,1} - r_{2,2} - r_{3,3} + r_{8,4} \\ r_{1,0} + r_{0,1} - r_{3,2} + r_{5,4} - r_{7,4} \\ r_{2,0} + r_{3,1} + r_{1,2} + r_{6,3} + r_{9,4} \\ r_{4,0} - r_{5,1} - r_{6,2} + r_{0,3} - r_{11,4} \\ r_{7,0} + r_{8,1} + r_{10,2} + r_{12,3} + r_{2,4} \\ r_{9,0} + r_{10,1} - r_{8,2} + r_{13,3} - r_{2,4} \\ r_{10,0} - r_{9,1} - r_{7,2} + r_{14,3} + r_{3,4} \\ r_{11,0} - r_{12,1} + r_{13,2} + r_{8,3} + r_{4,4} \\ r_{12,0} + r_{11,1} - r_{14,2} - r_{7,3} - r_{5,4} \\ r_{13,0} - r_{14,1} - r_{11,2} - r_{9,3} + r_{6,4} \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=5 \quad (5a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{d}_0 \\ \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \\ \hat{d}_3 \\ \hat{d}_4 \\ \hat{d}_5 \\ \hat{d}_6 \\ \hat{d}_7 \\ \hat{d}_8 \\ \hat{d}_9 \\ \hat{d}_{10} \\ \hat{d}_{11} \\ \hat{d}_{12} \\ \hat{d}_{13} \\ \hat{d}_{14} \\ \hat{d}_{15} \\ \hat{d}_{16} \\ \hat{d}_{17} \\ \hat{d}_{18} \\ \hat{d}_{19} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{0,0} + r_{1,1} + r_{2,2} + r_{4,3} + r_{8,4} + r_{15,5} \\ -r_{1,0} + r_{0,1} + r_{3,2} + r_{5,3} + r_{9,4} + r_{16,5} \\ -r_{2,0} - r_{3,1} + r_{0,2} + r_{6,3} + r_{2,4} + r_{17,5} \\ r_{5,0} - r_{4,1} - r_{7,2} + r_{1,3} + r_{11,4} + r_{18,5} \\ r_{6,0} + r_{7,1} - r_{4,2} + r_{2,3} + r_{12,4} + r_{19,5} \\ -r_{7,0} + r_{6,1} - r_{5,2} + r_{3,3} + r_{13,4} + r_{20,5} \\ -r_{8,0} - r_{9,1} - r_{10,2} - r_{14,3} + r_{0,4} + r_{21,5} \\ r_{14,0} + r_{11,1} + r_{12,2} - r_{8,3} + r_{4,4} + r_{22,5} \\ -r_{11,0} + r_{14,1} + r_{13,2} - r_{9,3} + r_{5,4} + r_{23,5} \\ -r_{12,0} - r_{13,1} + r_{14,2} - r_{10,3} + r_{6,4} + r_{24,5} \\ r_{16,0} - r_{15,1} - r_{25,2} - r_{18,3} - r_{26,4} + r_{1,5} \\ r_{17,0} + r_{25,1} - r_{15,2} - r_{19,3} - r_{27,4} + r_{2,5} \\ -r_{25,0} + r_{17,1} - r_{16,2} - r_{20,3} - r_{28,4} + r_{3,5} \\ r_{20,0} - r_{19,1} + r_{18,2} - r_{25,3} + r_{29,4} + r_{7,5} \\ r_{21,0} + r_{26,1} + r_{27,2} + r_{22,3} - r_{15,4} + r_{8,5} \\ -r_{26,0} + r_{21,1} + r_{28,2} + r_{23,3} - r_{16,4} + r_{9,5} \\ -r_{27,0} - r_{28,1} + r_{21,2} + r_{24,3} - r_{17,4} + r_{10,5} \\ r_{23,0} - r_{22,1} + r_{29,2} + r_{26,3} - r_{18,4} + r_{11,5} \\ r_{24,0} - r_{29,1} - r_{22,2} + r_{27,3} - r_{19,4} + r_{12,5} \\ r_{29,0} + r_{24,1} - r_{23,2} + r_{28,3} - r_{20,4} + r_{13,5} \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=6 \quad (5b)$$

式(5)に式(1)および式(4)を代入することにより、次式を得る。

$$\hat{d}_j = \sqrt{2P \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{Q-1} |h_{m,n}|^2} d_j + \hat{\eta}_{j,N_r} \quad (6)$$

ここで、 $\hat{\eta}_{j,N_r}$ は復号後の等価雑音であり、平均 0 で分散 $2N_r N_0/T$ のガウス雑音である。

3. 平均 BER の理論検討

周波数非選択性レイリーフェージング環境下における QPSK 変調時の STBC-JTRD の平均 BER の理論値を求める。

チャンネル行列 \mathbf{H}_{N_r} が与えられた時の条件付 BER は次式で与えられる[2].

$$P_b\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{H}_{N_r}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{4}\gamma(\Gamma, \mathbf{H}_{N_r})}\right) \quad (7)$$

ここで, $\operatorname{erfc}(x) = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ は誤差補関数であり, $\Gamma = PT/N_0$ は平均送信シンボルエネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度比を表す. $\gamma(\Gamma, \mathbf{H}_{N_r})$ は瞬時受信電力対雑音電力比 (SNR) であり, 式(6)を用いて次式のように表される.

$$\gamma(\Gamma, \mathbf{H}_{N_r}) = 2 \left(\frac{1}{N_r} \Gamma \right) \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |h_{m,n}|^2 \quad (8)$$

BER 解析のために, 式(8)を次式のように表記しなおす.

$$\gamma(\Gamma, \mathbf{H}_{N_r}) = 2 \frac{\Gamma}{N_r} \sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2 \quad (9)$$

ここで, $L = N_t \times N_r$ であり, h_l は平均 0 で分散 1 の独立な複素ガウス変数である.

平均 BER は次式のように計算できる.

$$P_b(\Gamma) = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{4}\gamma}\right) p(\gamma) d\gamma \quad (10)$$

ここで, $p(\gamma)$ は $\gamma(\Gamma, \mathbf{H}_{N_r})$ の確率密度関数であり, 次式で与えられる[2].

$$p(\gamma) = \frac{N_r^L}{(L-1)! \Gamma^L} \left(\frac{\gamma}{2}\right)^{L-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{2} \frac{N_r}{\Gamma}\right) \quad (11)$$

式(10)に式(11)を代入することにより, 平均 BER は次式のように得られる.

$$P_b(\Gamma) = \left[\frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\Gamma/N_r}{2+\Gamma/N_r}} \right) \right]^L \times \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{\Gamma/N_r}{2+\Gamma/N_r}} \right) \right]^k \quad (12)$$

ここで, $\binom{a}{b}$ は 2 項係数を表す. $\Gamma \gg 1$ において上式は次のように近似できる[2].

$$P_b(\Gamma) \approx \frac{1}{2^L} \left(\frac{\Gamma}{N_r} \right)^{-L} \binom{2L-1}{L} \quad (13)$$

式(13)より, (N_t, N_r) STBC-JTRD は $(N_t \times N_r)$ ブランチを有する受信 MRC アンテナダイバーシチと等価なダイバーシチ利得が得られることが分かる.

一方, 同様の導出により, 送信アンテナ数 N_t , 受信アンテナ数 N_r の (N_t, N_r) STTD の平均 BER は次式で与えられる.

$$P_b(\Gamma) = \left[\frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\Gamma/N_t}{2+\Gamma/N_t}} \right) \right]^L \times \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left[\frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{\Gamma/N_t}{2+\Gamma/N_t}} \right) \right]^k \quad (14)$$

$$\approx \frac{1}{2^L} \left(\frac{\Gamma}{N_t} \right)^{-L} \binom{2L-1}{L} \quad \text{for } \Gamma \gg 1$$

4. 数値計算と計算機シミュレーション

数値計算および計算機シミュレーション条件を表 3 に示す. チャンネルモデルは 1 バスの周波数非選択性レイリーフェージングチャンネルを仮定し, また理想チャンネル推定とした. なお, 比較のため STTD[5-7]の平均 BER も併せて求めた.

表 3 数値計算および計算機シミュレーション条件

Data modulation	QPSK
No. of transmit antennas	$N_t=1\sim 6$
Channel model	Frequency-nonselective Rayleigh fading channel
No. of received antennas	$N_r=1\sim 6$
Channel estimation	Ideal

N_r 受信アンテナを用いる STBC-JTRD の BER 特性の理論値とシミュレーション値を図 3 に示す. ここで, $E_b/N_0 = (1/2)\Gamma$ であり, また送信アンテナ数は 2 とした. 5 および 6 受信アンテナを用いた場合でもアンテナダイバーシチ利得が得られていることが確認できる. しかし, 1 受信アンテナ時に対する平均 BER = 10^{-3} を満たす所要 E_b/N_0 の改善量は, 受信アンテナ数 $N_r = 2, 3, 4, 5$ および 6 のとき, それぞれ, 4.1, 5.2, 5.8, 6.1 および 6.3 dB であり, 受信アンテナ数を増加させるに従い, 伝送特性の改善量の増加は小さくなっていくことが分かる. これは, STBC-JTRD では受信 SNR が $(1/N_r)$ 倍に低下してしまうためである (式(13)参照). 一方, 受信アンテナ数を 2 とし, 送信アンテナ数をパラメータとしたときの BER 特性を図 4 に示す. 図 4 より, 送信アンテナ数を増加させると, 大きな伝送特性改善効果が得られ, その改善量は受信アンテナを増加させたときより大きい. また, 受信アンテナ数を増加させるに従い, STBC-JTRD では伝送効率が低下してしまうが (表 2 参照), 送信アンテナ数を増加させても伝送効率の低下は発生しない.

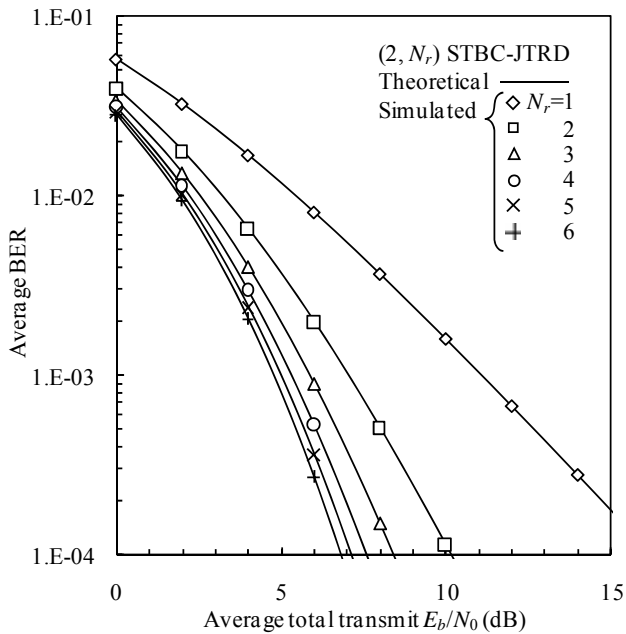
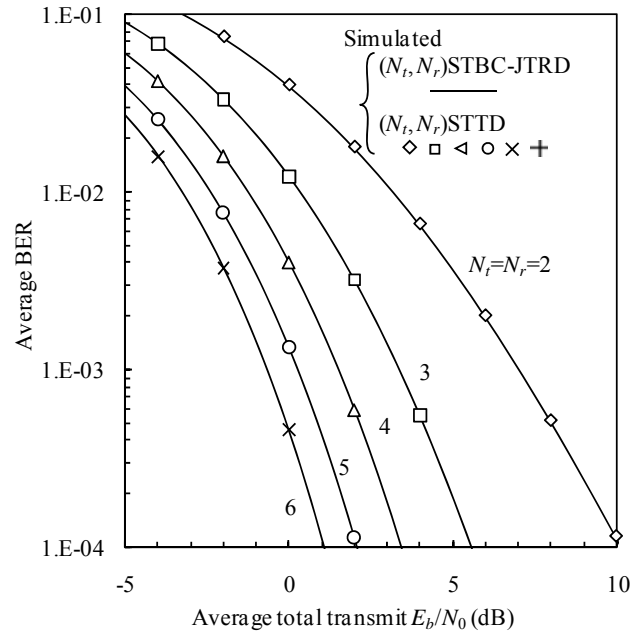


図3 ($N_t=2, N_r$)STBC-JTRD の平均 BER 特性



(a) (N_t, N_r)STBC-JTRD と (N_t, N_r)STTD, $N_t=N_r$

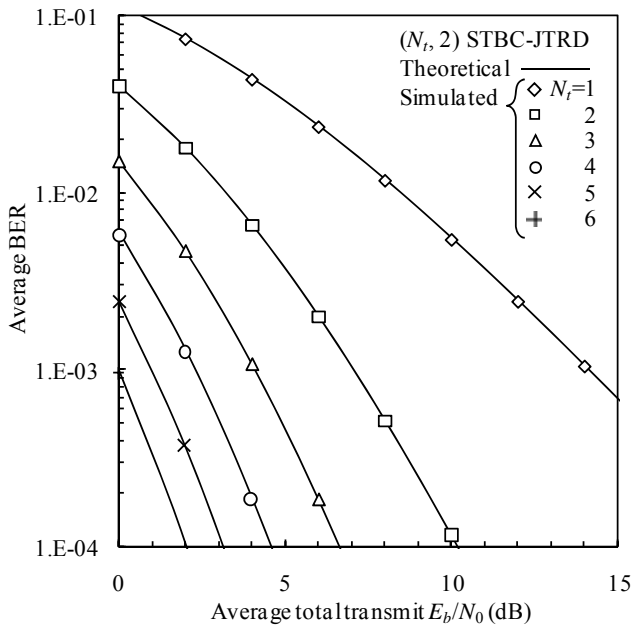
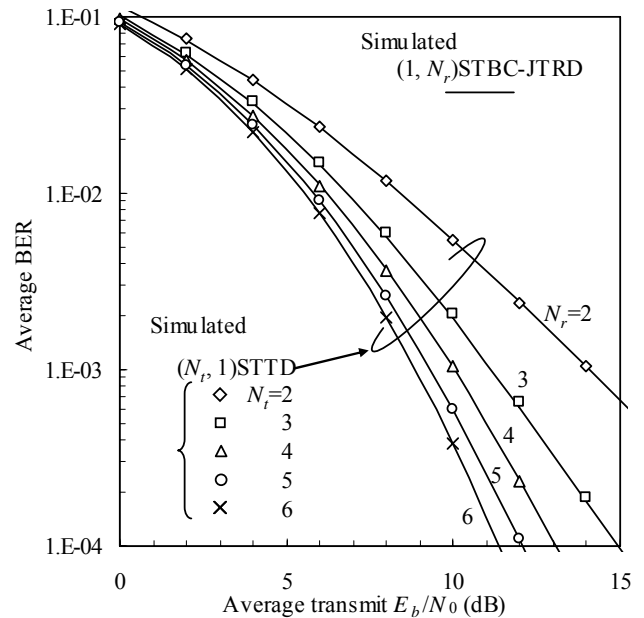


図4 ($N_t, N_r=2$)STBC-JTRD の平均 BER 特性



(b) ($1, N_r$)STBC-JTRD と ($N_r, 1$)STTD, $N_t=N_r$

図5 STBC-JTRD と STTD の比較

以上から、STBC-JTRD では、受信アンテナ数を増やすよりも送信アンテナ数を増やした方が伝送効率の低下を引き起こすことなく大きな BER 特性改善効果が期待できる。そのため、送信側にアンテナを集中できる下りリンク伝送に適した送信ダイバーシチであるといえる。なお、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。

STTD との比較を図5に示す。図5より、STBC-JTRD と STTD では、送受信アンテナ数が同数のとき ($N_t=N_r$)、同等な BER 特性が得られる。また、STBC-JTRD の送信(受信)アンテナ数と STTD の受信(送信)アンテナ数を揃えることによりやはり同等な BER 特性が得られる。このことは両者の平均 BER

の理論式(式(12)および式(13)参照)から容易に導くことができる。このことは、上下リンクに STBC-JTRD と STTD をそれぞれ用いることにより、送受信アンテナ数によらず、上下リンクの BER 特性を等しくできることを示している。STBC-JTRD では送信アンテナ数を増加させれば BER 特性を大きく改善できるが、一方、STTD では受信アンテナ数を増加させるほうが送信アンテナ数を増加させるより効果的である。よって下りリンクに STBC-JTRD を、上りリンクに STTD を用いることにより、基地局にアンテナ数を集中させつつ、高い送受信アンテナダイバーシチ利得が期待できる。

5. まとめ

本論文では、これまで受信アンテナ数が4本に制限されていた時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)において、5受信アンテナ以上を可能とする送信符号化方法を明らかにするとともに、その平均BERの理論値を求め、その妥当性を計算機シミュレーションによって確認した。

ところで本文中でも述べたが、STBC-JTRDでは送信符号化にSTTDの送信符号行列を用いることによりアンテナ間干渉を引き起こすことなくダイバーシチ合成を可能としているが、このことは計算機シミュレーションによって確認したが、理論的な証明はまだなされていない。一方、時空間ブロック符号化送信ダイバーシチ(STTD)ではTarokhらにより、直交符号設計が示されている[5]。今後はSTBC-JTRDにおける直交符号設計を明確にするとともに、スループット等の評価も行っていく予定である。

謝辞

本研究は日本学術振興会科学研究費補助金(特別研究員奨励費)によって行われた。

文献

- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork, 1974.
- [2] J.G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans.on Inform. Theory*, Vol. 45, No. 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [6] X.-B. Liang, "A high-rate orthogonal space-time block code," *IEEE Commun., Lett.*, Vol. 7, No. 5, pp. 222-223, May 2003.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] T. Lo, "Maximum ratio transmission," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 47, No. 10, pp. 1458-1461, Oct. 1999.
- [11] X. Feng and C. Leung, "A new optimal transmit and receive diversity scheme," *Proc. IEEE PACRIM*, pp. 538-541, Victoria, Canada, Aug. 2001.
- [12] 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.
- [13] Lai-U Choi and Ross D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," *Proc. IEEE VTC'02 Fall*, Oct. 2002.
- [14] H. Tomeba, S. Takaoka and F. Adachi, "Frequency-domain pre-equalization transmit diversity for MC-CDMA uplink transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E88-B, No. 2, pp. 575-584, Feb. 2005.
- [15] 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, March 2007.
- [16] 留場, 武田, 安達, "MC-CDMA 信号伝送における時空間符号化送受信ダイバーシチの平均BER特性", *信学技法, SIP2007-171*, pp. 79-84, 広島, 2008年1月.