

# 時空間ブロック符号化送受信ダイバーシチのスループット特性

留場 宏道<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@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし—次世代移動無線通信では超高速パケットアクセスが主流になることが予想され、誤り訂正符号と自動再送要求を組み合わせたハイブリッド自動再送要求(HARQ)技術の採用が不可欠である。マルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)と HARQ の併用により厳しい周波数選択性フェージング環境下においても優れたスループット特性が得られることが知られている。さらなる伝送特性の改善にはアンテナダイバーシチ技術が有効である。最近、筆者らは、受信アンテナ数は6本までであるが、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。本論文では STBC-JTRD を用いる MC-CDMA HARQ について述べ、そのスループット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。そして、送信アンテナ数を増加させた時、従来の時空間ブロック符号化送信ダイバーシチ(STTD)よりも優れたスループット特性が得られることを明らかにしている。

キーワード—周波数選択性フェージングチャネル, STBC-JTRD, STTD, HARQ, MC-CDMA

## Throughput performance of space-time block coded-joint transmit/receive antenna diversity

Hiromichi TOMEBA<sup>†</sup> 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: <sup>†</sup> tomeba@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract**— Hybrid automatic repeat request (HARQ) is an indispensable error control technique for wireless packet access. A combination of multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) and HARQ can provide a good throughput performance in a severe frequency-selective fading channel. Recently, we proposed the space-time block coded-joint transmit/receive diversity (STBC-JTRD), which allows an arbitrary number of transmit antennas while limiting the number of receive antennas to 6. In this paper, we evaluate, by computer simulation, the throughput performance of MC-CDMA HARQ using STBC-JTRD, and show that the STBC-JTRD provides a better throughput performance than the space-time block coded transmit diversity (STTD).

**Keyword**— Frequency-selective fading channel, STBC-JTRD, STTD, HARQ, MC-CDMA.

### 1. まえがき

次世代の移動無線通信では、超高速パケットサービスが主流になることが予想されており、100M~1Gbps の超高速データ伝送が要求されている[1]。パケット伝送における誤り訂正技術として、ターボ符号等の強力な誤り訂正符号と自動再送要求(ARQ)を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)が注目を集めている[2, 3]。高速移動無線チャネルは、様々な遅延時間の伝搬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[4, 5]。最近、マルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)が注目されている[6-8]。MC-CDMA では周波数領域の拡散と、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づいた周波数領域等化(FDE)によりチャネル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、優れたビット誤り率(BER)特性を得ることができる。

MC-CDMA に HARQ を導入すれば、厳しい周波数選択性フェージング環境下においても優れたスループット特性が得られることが報告されている[8]。

更なる BER 特性の改善には送信アンテナダイバーシチ技術が有効である[9-12]。しかし、よく知られている時空間ブロック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効率が 3/4 以下になってしまうため、スループット特性改善には限界がある。最近、筆者らは、受信アンテナ数は 6 までであるが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[13, 14]。STBC-JTRD 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によりダイバーシチ効果を得ることができる。STBC-JTRD では受信アンテナ数を 3 以上とすると伝送効率が低下してしまうが、実用的な 2 受信アンテナまでは伝送効率の低下はおきず、また送信アンテナ数の増加に伴

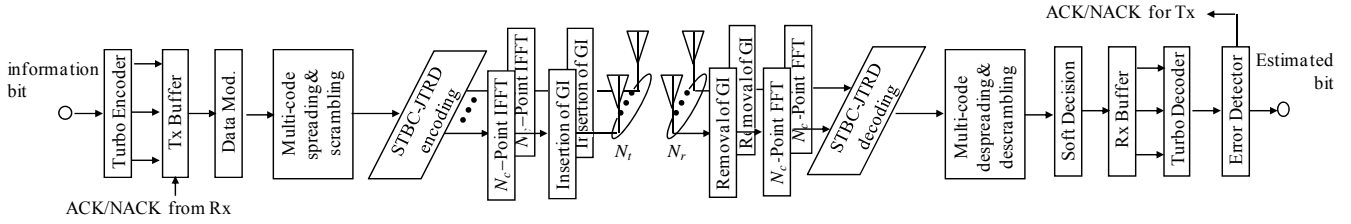


図1 STBC-JTRDを用いるターボ符号化MC-CDMA HARQ送受信系

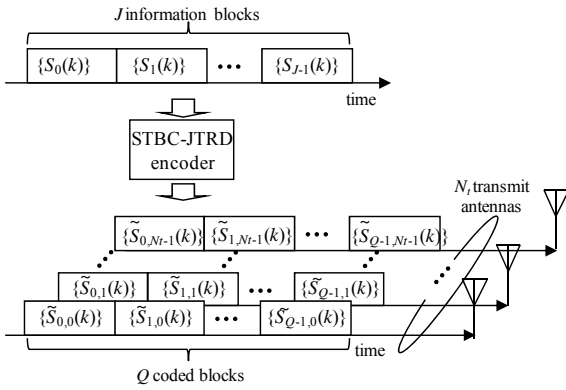


図2 STBC-JTRD符号化

表1 送信シンボル数  $J$ , 符号長  $Q$ , および符号化率  $R_s$  と受信アンテナ数  $N_r$  の関係

| $N_r$ | $J$ | $Q$ | $R_s$ |
|-------|-----|-----|-------|
| 1     | 1   | 1   | 1     |
| 2     | 2   | 2   | 1     |
| 3     | 3   | 4   | 3/4   |
| 4     | 3   | 4   | 3/4   |
| 5     | 10  | 15  | 2/3   |
| 6     | 20  | 30  | 2/3   |

う伝送レートの低下は発生しないことから下りリンク伝送に適したダイバーシチシステムである。また、STBC-JTRDは周波数領域送信等化[15, 16]と併用することにより、周波数選択性チャンネルにも適用できる[17, 18]。しかし、これまでの検討はBER特性に限られており、スループット特性については明らかにしていなかった。そこで本論文では、ターボ符号化 HARQ を用いる MC-CDMA パケット伝送を対象に、STBC-JTRD によるスループット特性改善効果を計算機シミュレーションによって求めている。

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MC-CDMA HARQ伝送系について述べている、次いで第3章では、スループット特性を計算機シミュレーションによって求め、従来のSTTDと比較を行っている。最後に第4章でまとめる。

## 2. 信号伝送系

STBC-JTRDを用いるターボ符号化MC-CDMA HARQ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。本論文ではチャンネル符号化率  $R_c=1/3$  のターボ符号を用い、パケット合成にはチェイス合成を用いる[19]。送

信機では、1 パケットを構成する送信情報ビット系列を符号化し、符号語をバッファに保存する。その後、再送に応じて送信ビット系列をデータシンボル系列に変換し、直並列(S/P)変換により  $U$  個の並列シンボル系列を得て、それぞれ拡散率  $SF$  の直交拡散符号  $\{c_u(t); t=0\sim(SF-1), u=0\sim(U-1)\}$  を乗算して、直交コード多重した後でスクランブル符号  $c_{scr}(t)$  を乗算する。その後、連続する  $J$  個の多重ブロックを STBC-JTRD 符号化し、 $(N_t \times Q)$  個の STBC-JTRD 符号化送信ブロックを生成する(図2参照)。受信アンテナ数  $N_r$  と送信シンボル数  $J$ , 符号語長  $Q$  および時空間符号化率  $R_s$  の関係を表1に示す。符号化された  $(N_t \times Q)$  個のブロックに  $N_c$  ポイント IFFT を適用し時間領域 MC-CDMA 送信ブロックを生成し、これにガードインターバル(GI)を付加して送信する。

受信機では受信信号から 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た後で STBC-JTRD 復号を行う。その後、逆スクランブルおよび逆拡散によって得られた軟判定値系列をターボ復号器に入力する。以下では1符号語、すなわち連続する  $J$  ブロックのデータシンボル系列  $\{d_u(x); x=0\sim(JN_c/SF-1), u=0\sim(U-1)\}$ , を送信するものとする。

### 2.1. チャネルモデル

はじめに、本論文で仮定する伝搬路モデルについて述べる。フェージングチャンネルは遅延時間の異なる  $L$  個の離散パスから構成されるものとし、フェージング変動は十分に緩慢であるとしている。第  $i$  回目の送信パケット時点における第  $n$  送信アンテナと第  $m$  受信アンテナ間の第  $l$  パスの複素パス利得を  $h_{m,n,l}^{(i)}$ , 遅延時間  $\tau=lT_c$  とする ( $T_c$  は FFT/IFFT サンプリグ周期)。チャンネルのインパルス応答  $h_{m,n}^{(i)}(\tau)$  は次式で表される。

$$h_{m,n}^{(i)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l}^{(i)} \delta(\tau-l) \quad (1)$$

このとき、第  $k$  サブキャリア成分のチャンネル利得は次式で与えられる。

$$H_{m,n}^{(i)}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,n,l}^{(i)} \exp\left(-j2\pi k \frac{l}{N_c}\right) \quad (2)$$

## 2.2. STBC-JTRD 符号化

送信機では、連続する  $J$  個のマルチコード MC-CDMA ブロック  $\{S_j(k); j=0 \sim (J-1), k=0 \sim (N_c-1)\}$  を  $(N_r \times Q)$  個のマルチコード MC-CDMA ブロックに符号化する。  $\{S_j(k)\}$  は次式で与えられる。

$$S_j(k) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{u=0}^{U-1} c_{scr}(k) c_u(k \bmod SF) d_u(\lfloor k/SF \rfloor + jN_c/SF) \quad (3)$$

ここで、  $P$  は 1 データシンボル当たりの平均送信電力、  $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  を超えない最大の整数である。

ここで第  $i$  回目の送信バケット時点の第  $n$  送信アンテナから送信される第  $q$  送信符号化ブロックの第  $k$  周波数成分を  $\tilde{S}_{q,n}^{(i)}(k)$  で表す。 STBC-JTRD 符号化は受信アンテナ数に応じて決定され、これまでに受信 6 本までの符号化および復号方法が示されている[16, 20]。本論文では受信 2 および 4 アンテナの符号化について示す[16]。

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_0^{(i)}(k) \\ \tilde{S}_1^{(i)}(k) \end{pmatrix} = C_2^{(i)} \begin{pmatrix} S_0(k) \mathbf{W}_0^{(i)*}(k) + S_1(k) \mathbf{W}_1^{(i)*}(k) \\ S_0^*(k) \mathbf{W}_1^{(i)*}(k) - S_1^*(k) \mathbf{W}_0^{(i)*}(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=2 \quad (4a)$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_0^{(i)}(k) \\ \tilde{S}_1^{(i)}(k) \\ \tilde{S}_2^{(i)}(k) \\ \tilde{S}_3^{(i)}(k) \end{pmatrix} = C_4^{(i)} \begin{pmatrix} S_0(k) \mathbf{W}_0^{(i)*}(k) + S_1(k) \mathbf{W}_1^{(i)*}(k) + S_2(k) \mathbf{W}_2^{(i)*}(k) \\ S_0^*(k) \mathbf{W}_1^{(i)*}(k) - S_1^*(k) \mathbf{W}_0^{(i)*}(k) + S_2(k) \mathbf{W}_3^{(i)*}(k) \\ S_0^*(k) \mathbf{W}_2^{(i)*}(k) - S_1(k) \mathbf{W}_3^{(i)*}(k) - S_2^*(k) \mathbf{W}_0^{(i)*}(k) \\ S_0(k) \mathbf{W}_3^{(i)*}(k) + S_1^*(k) \mathbf{W}_2^{(i)*}(k) - S_2^*(k) \mathbf{W}_1^{(i)*}(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=4 \quad (4b)$$

ここで、  $\tilde{S}_q^{(i)}(k) = [\tilde{S}_{q,0}^{(i)}(k), \tilde{S}_{q,1}^{(i)}(k), \dots, \tilde{S}_{q,N_r-1}^{(i)}(k)]^T$  , であり  $(q=0 \sim (Q-1))$ ,  $\mathbf{W}_m^{(i)}(k) = [W_{m,0}^{(i)}(k), W_{m,1}^{(i)}(k), \dots, W_{m,N_r-1}^{(i)}(k)]^T$  は MMSE 送信等化重みであり  $(m=0 \sim N_r-1)$ , 次式で与えられる[16]。

$$\mathbf{W}_m^{(i)}(k) = \frac{\mathbf{H}_m^{(i)}(k)}{\frac{1}{N_r} \sum_{m=0}^{N_r-1} \|\mathbf{H}_m^{(i)}(k)\|^2 + \left( \frac{U}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1}} \quad (5)$$

ここで、  $\mathbf{H}_m^{(i)}(k) = [H_{m,0}^{(i)}(k), H_{m,1}^{(i)}(k), \dots, H_{m,N_r-1}^{(i)}(k)]^T$  ,  $E_s = PN_c T_c$  であり、  $N_0$  は受信機の加法的白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度を表す。 MMSE 送信重みを得るためには、送信機側でチャネル利得および受信機雑音電力を必要とするが、本論文では理想的に得られるものとしている。  $C_{N_r}^{(i)}$  は 1 符号語あたり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。

$$C_{N_r}^{(i)} = \sqrt{\frac{N_c}{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{W}_m^{(i)}\|^2}} \quad (6)$$

なお、STBC-JTRD では受信アンテナ数を 3 以上とすると符号化率  $R_s$  が 3/4 となる(表 1 参照)。 STBC-JTRD 符号化を行った後で、  $N_c$ -ポイント IFFT を適用して時間領域のマルチコード MC-CDMA 送信信号系列を生成する。そのうち、  $N_g$  サンプル

の GI を付加して送信する。

## 2.3. STBC-JTRD 復号

受信機では、各受信アンテナで受信した受信ブロックより GI を取り除いたのち、  $N_c$ -ポイント FFT を適用して  $N_c$  個の直交周波数成分に分解する。第  $i$  バケット受信時点の第  $m$  受信アンテナ  $(m=0 \sim (N_r-1))$  に受信された第  $q$  受信ブロック信号を  $R_{q,m}^{(i)}(k)$  としたとき、受信信号ベクトル  $\mathbf{R}_q^{(i)}(k) = [R_{q,0}^{(i)}(k), R_{q,1}^{(i)}(k), \dots, R_{q,N_r-1}^{(i)}(k)]^T$  は次式のように表される。

$$\mathbf{R}_q^{(i)}(k) = \mathbf{H}^{(i)}(k) \tilde{\mathbf{S}}_q^{(i)}(k) + \mathbf{\Pi}_q^{(i)}(k) \quad (7)$$

ここで、  $\mathbf{H}^{(i)}(k) = [\mathbf{H}_{i,0}^{(i)}(k), \mathbf{H}_{i,1}^{(i)}(k), \dots, \mathbf{H}_{i,N_r-1}^{(i)}(k)]^T$  であり、  $\mathbf{\Pi}_q^{(i)}(k) = [\Pi_{q,0}^{(i)}(k), \Pi_{q,1}^{(i)}(k), \dots, \Pi_{q,N_r-1}^{(i)}(k)]^T$  は雑音ベクトルを表す。  $\Pi_{q,m}^{(i)}(k)$  は第  $q$  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  $2N_0/T_c N_c$  の AWGN を表す。直交周波数成分毎に、得られた  $(N_r \times Q)$  個の受信ブロック  $\{R_{q,m}^{(i)}(k)\}$  を用いて次式に示すような STBC-JTRD 復号を行う[16]。

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0^{(i)}(k) \\ \hat{S}_1^{(i)}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}^{(i)}(k) + \{R_{1,1}^{(i)}(k)\}^* \\ R_{0,1}^{(i)}(k) - \{R_{1,0}^{(i)}(k)\}^* \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=2 \quad (8a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0^{(i)}(k) \\ \hat{S}_1^{(i)}(k) \\ \hat{S}_2^{(i)}(k) \\ \hat{S}_3^{(i)}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}^{(i)}(k) + \{R_{1,1}^{(i)}(k)\}^* + \{R_{2,2}^{(i)}(k)\}^* + R_{3,3}^{(i)}(k) \\ R_{0,1}^{(i)}(k) - \{R_{1,0}^{(i)}(k)\}^* - R_{2,3}^{(i)}(k) + \{R_{3,2}^{(i)}(k)\}^* \\ R_{0,2}^{(i)}(k) + R_{1,3}^{(i)}(k) - \{R_{2,0}^{(i)}(k)\}^* - \{R_{3,1}^{(i)}(k)\}^* \\ R_{0,3}^{(i)}(k) - \{R_{1,2}^{(i)}(k)\}^* + R_{2,1}^{(i)}(k) - \{R_{3,0}^{(i)}(k)\}^* \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=4 \quad (8b)$$

この後、次式に示す逆拡散により軟判定値系列  $\{\hat{d}_u(x)\}$  を得る。

$$\hat{d}_u(x + jN_c/SF) = \frac{1}{SF} \sum_{k=xSF}^{(x+1)SF-1} \hat{S}_j^{(i)}(k) c_{scr}^*(k) c_u^*(k \bmod SF) \quad , x = 0 \sim (N_c/SF - 1), j = 0 \sim J - 1 \quad (9)$$

得られた軟判定値系列をターボ復号器に入力し、ターボ復号したのちに誤り検出を行う。誤りが検出されない場合には ACK(Acknowledgement)信号を送信し、誤りが検出された場合には NACK(Negative ACK)信号を送信する。送信機は、ACK 信号を受信した場合には新しいパケットを送信するが、NACK 信号を受信した場合には同一のパケットを再送する。

### 3. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション条件を表 2 に示す。一様電力遅延プロファイル(すなわち  $E[|h_{m,n,l}^i|^2]=1/L$  for all  $i, n, m$  and  $l$ )を有する  $L=16$  パスのブロックフェージングを仮定し、チャンネル推定は理想とした。符号化には 2 つの(13,15)再帰的組織畳込み(RSC)符号器からなるチャンネル符号化率  $R_c=1/3$  のターボ符号器を用い、パリティ系列をパンクチャすることで符号化率  $R_c=1/2$  のターボ符号を生成した。比較のため、従来の時空間ブロック符号化送信ダイバーシチ(STTD)のスループット特性も示した[21]。STBC-JTRD と STTD の送信アンテナ数および受信アンテナ数と符号化率の関係を表 3 にまとめる。

表2 シミュレーション条件

| Data modulation    |                                | QPSK, 16QAM               |
|--------------------|--------------------------------|---------------------------|
| MC-CDMA            | No. of subcarriers             | $N_c=256$                 |
|                    | Spreading factor               | $SF=256$                  |
|                    | No. of Code multiplexing order | $U=256$                   |
|                    | No. transmit antennas          | $N_t=1, 2, 3, 4$          |
| Channel coding     | No. of info. bits              | 1536                      |
|                    | Encoder                        | (13, 15) RSC              |
|                    | Coding rate                    | $R_c=1/2$                 |
|                    | Channel inter-leaver           | Block                     |
|                    | Packet combining               | Chase combining           |
| Channel model      | Decoder                        | Log MAP with 8 iterations |
|                    | Fading type                    | Block Rayleigh            |
|                    | No. of paths                   | $L=16$                    |
|                    | Power delay profile            | Uniform                   |
|                    | Time delay                     | $\tau_l=l, l=0\sim L-1$   |
| Receiver           | Doppler frequency              | $f_D=0$                   |
|                    | No. receive antennas           | $N_r=1, 2, 3, 4$          |
| Channel estimation |                                | Ideal                     |

表3 STBC-JTRD と STTD

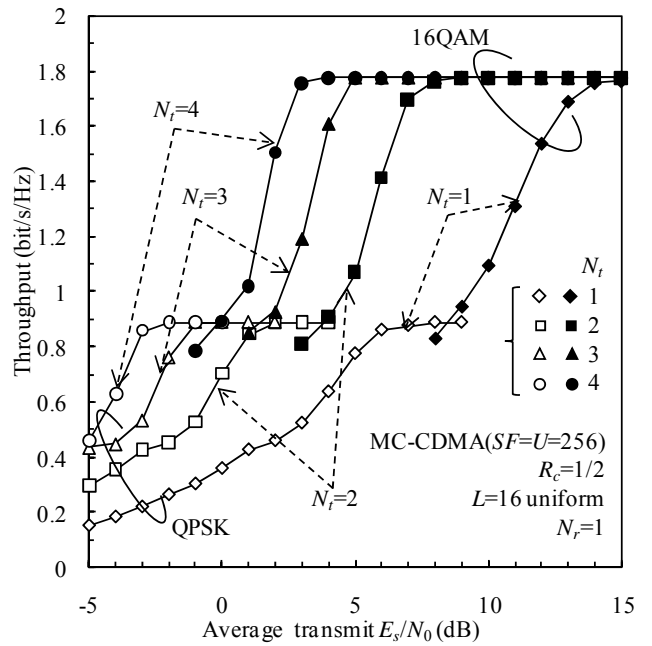
| Diversity scheme | No. of transmit antennas, $N_t$ | No. of receive antennas, $N_r$ | CSI required at  | Coding rate, $R_s$ |
|------------------|---------------------------------|--------------------------------|------------------|--------------------|
| STBC-JTRD        | Arbitrary                       | 1, 2                           | Transmitter side | 1                  |
|                  |                                 | 3, 4                           |                  | 3/4                |
| STTD             | 1, 2                            | Arbitrary                      | Receiver side    | 1                  |
|                  | 3, 4                            |                                |                  | 3/4                |

#### 3.1. スループット特性

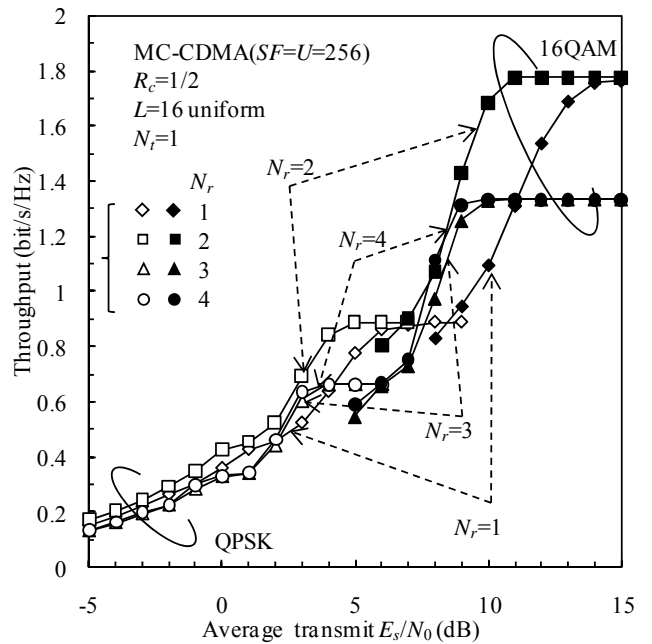
STBC-JTRD を用いたときの平均 BER 特性を送信アンテナ数  $N_t$  をパラメータとして図 3(a) に示す。なお、 $N_r=1$  とした。送信ダイバーシチ利得によりスループット特性が大幅に改善できていることが分かる。送信アンテナ数を 4 本とした場合に、ピークスループットを達成する所要送信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比(Transmit  $E_s/N_0$ )を送信ダイバーシチを用いない場合( $N_t=1$ )と比較して QPSK で約 10dB, 16QAM で約 12dB 改善できる。

次に受信アンテナ数  $N_r$  をパラメータとしたときのスループット

特性を図 3(b) に示す。なお  $N_t=1$  としている。 $N_r=2$  とした場合、1 受信アンテナ時と比較してピークスループットを達成する所要  $E_s/N_0$  を QPSK で約 3dB, 16QAM で約 5dB 改善できるが、その改善効果は送信アンテナ数を増加させたときより小さい。これは、受信アンテナ数を  $N$  だけ増加させたときの受信信号対雑音電力比(SNR)が、送信アンテナ数を  $N$  だけ増加させた時と比較して(1/M)倍になってしまうためである[14]。また 3 本以上の受信アンテナを用いた場合、スループット特性は 2 受信アンテナよりも劣化してしまう。これは受信 3 および 4 アンテナ以上を用いる STBC-JTRD では時空間符号化率  $R_s$  が 3/4 に低下してしまうためである。

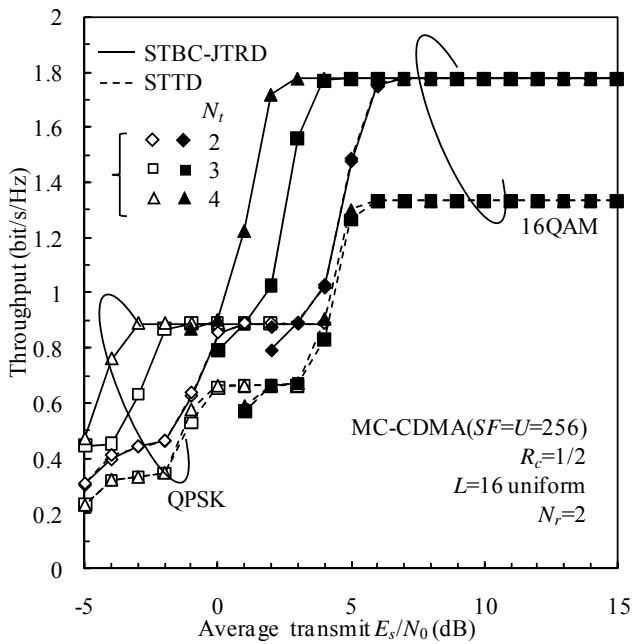


(a) 送信アンテナ数の影響( $N_t=1$ )

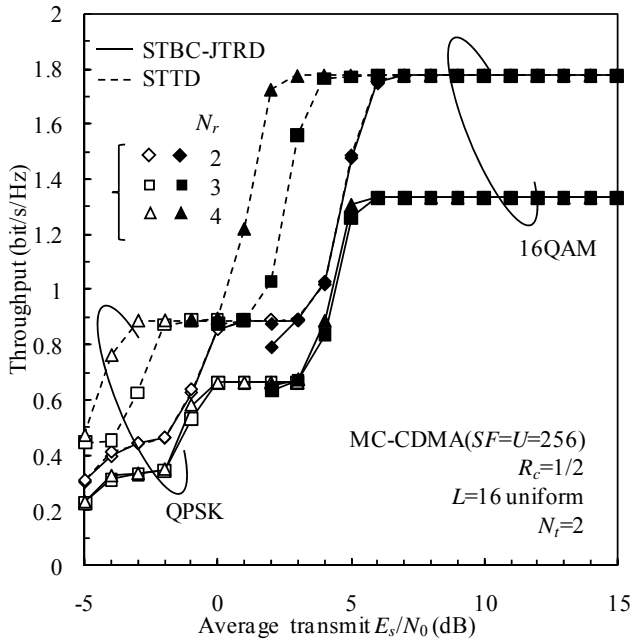


(b) 受信アンテナ数の影響 ( $N_t=1$ )

図 3 STBC-JTRD のスループット特性



(a) 送信アンテナ数の影響 ( $N_r=2$ )



(b) 受信アンテナ数の影響 ( $N_r=2$ )

図4 STBC-JTRD と STTD の比較

### 3.2. STTD との比較

STBC-JTRD と従来の STTD との比較を、送信アンテナ数および受信アンテナ数をパラメータとして、それぞれ図 4(a)および(b)に示す。図 4(a)より、 $N_r > 2$  のとき、STBC-JTRD は STTD よりも優れたスループット特性を与えることが分かる。これは STTD の受信 SNR が STBC-JTRD の受信 SNR の  $1/N_r$  倍になるためである[14]。また、STTD では  $N_r > 2$  とすると伝送効率が  $3/4$  に低下してしまうが、STBC-JTRD では送信アンテナ数をいくら増加させても伝送効率の低下は発生しない。一方、受信アンテナを増加させた場合(図 4(b))、送信アンテナ数を増

加させたときと異なり、 $N_r > 2$  において STTD の方が STBC-JTRD よりも優れたスループット特性を与えることが分かる。これは、送信アンテナ数を増加させた場合とは逆に  $N_r$  本の受信アンテナを用いる STBC-JTRD のアンテナ合成後の受信 SNR は  $N_r$  本の受信アンテナを用いる STTD と比較して  $1/N_r$  倍になるためである[14]。

また、3 本以上の受信アンテナを用いる場合、STBC-JTRD では伝送効率が  $3/4$  になってしまう。このことから STBC-JTRD は送信側にアンテナを集中した方が優れたスループット特性を実現できるため下りリンク伝送に適しており、STTD は受信機のアンテナ数の増加が容易な上りリンクに適していると言える。

### 4. まとめ

本論文ではターボ符号化 HARQ を用いる MC-CDMA 信号伝送を対称に、時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)を適用したときのスループット特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。STBC-JTRD では伝送レートを低下させることなく任意の数の送信アンテナ数を用いることができるので、従来の STTD よりも下りリンクに適したダイバーシチシステムである。下りリンクに STBC-JTRD を使い、上りリンクに STTD を用いれば、任意の本数の送受信アンテナを基地局に配置でき、また、移動局の複雑性を増加させることなく大きなダイバーシチ利得を得ることができる。

### 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。

### 参考文献

- [1] Yungsoo Kim, et al., "Beyond 3G: Vision, Requirements, and Enabling Technologies," IEEE Commun. Mag., Vol. 41, No. 3, pp. 120-124, Mar. 2003.
- [2] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "Rate compatible punctured turbo (RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ system," Proc. GLOBECOM'97, pp. 55-59, Nov. 1997.
- [3] D. Garg and F. Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-SS with frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No. 2, pp. 664-677, Feb. 2005.
- [4] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [5] J.G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [6] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDM," IEEE Commun., Mag., Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.

- [10] 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, March 1999.
- [11] R. T. Derryberry, S. D. Gray, D. M. Ionescu, G. Mandyam and B. Raghothaman, "Transmit diversity in 3G CDMA systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 68-75, April 2002.
- [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] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Space-time block coded-transmit/receive diversity," *Proc. IEEE Vehicular Technol. Conf. (VTC)2005-Fall, Dallas, U.S.A.*, 26-28 Sept. 2005.
- [14] 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.
- [15] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity for the single carrier transmission," *Proc. 10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006)*, Singapore, 30 Oct. -1 Nov. 2006
- [16] 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.
- [17] Lai-U Choi and Ross D. Murch, "Frequency domain pre-equalization with transmit diversity for MISO broadband wireless communications," *Proc. IEEE VTC2002-Fall*, Oct. 2002.
- [18] 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.
- [19] D. Chase, "Code combining-A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," *IEEE Trans, Commun.*, Vol. 33, No. 5, pp. 385-393, May 1985.
- [20] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-time block coded-joint transmit/receive antenna diversity using more than 4 receive antennas," *Proc. IEEE VTC2008-Fall*, Sep. 2008.
- [21] D. Garg and F. Adachi, "Joint space-time transmit diversity and minimum mean square error equalization for MC-CDMA with antenna diversity reception," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 4, pp. 849-857, Apr. 2004.