

# 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

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** 最近, 高速移動無線アクセス技術として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. MC-CDMA では最小平均二乗誤差(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ビット誤り率(BER)特性を得ることができる. さらに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4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, MC-CDMAへSTBC-JTRDを適用したときの平均BER特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている.

**キーワード** 周波数選択性フェージング, 周波数領域送信等化, 時空間符号化, アンテナダイバーシチ, MC-CDMA

## Average BER Performance of Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity in MC-CDMA signal transmission

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

6-6-05 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** Recently, multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) has been attracting much attention as a broadband wireless access technique for the next generation mobile communications systems. Frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion can take advantage of the channel frequency-selectivity and improve the average bit error rate (BER) performance due to frequency-diversity gain. 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 while limiting the number of receive antennas to 4. In this paper, we present the application of STBC-JTRD to MC-CDMA and evaluate the average BER performance of MC-CDMA transmission with STBC-JTRD by computer simulation.

**Keyword** Frequency-selective fading channel, frequency-domain pre-equalization, space-time block coding, antenna diversity, MC-CDMA

### 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. 高速移動無線チャンネルは, 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ン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, 2]. 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[3-5]. 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)によりチャン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, 厳しい周波数選択性フェージング環境下においてもマルチアクセス能力を持ちつつ優れたビット誤り率(BER)特性を得ることができる.

更なる BER 特性の改善には送受信アンテナダイバーシチ技術が有効である[1, 2, 6-8]. 最近, 筆者らは, 周波数非選択性チャンネルを対象として, 受信アンテナ数は4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[9].

STBC-JTRD は, 送信チャンネル情報を用いて送信信号を符号化し, 受信側でチャン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. 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[10, 11]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[12]. しかし, 文献[12]はシングルキャリア伝送を対象としたものであった. 本論文では, STBC-JTRDのMC-CDMA伝送への適用効果を計算機シミュレーションによって明らかにしている.

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MC-CDMA伝送系について述べ, 次の第3章では, チャンネル利得が与えられたときの条件付BERの理論特性を導出している. 第4章では導出した条件付BERをもとにモンテカルロ数値計算によって平均BERを求め, 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.

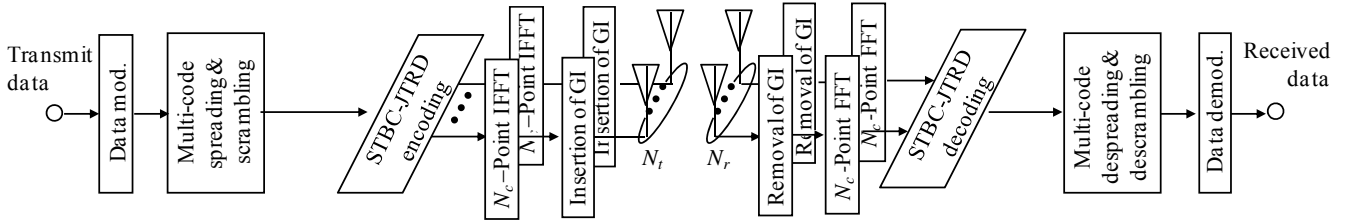


図1 STBC-JTRD を用いる MC-CDMA 送受信系

## 2. STBC-JTRD を用いる MC-CDMA 送受信系

STBC-JTRD を用いる MC-CDMA 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、送信シンボル系列に直並列(S/P)変換をし、 $U$  個の並列系列に変換した後で、それぞれ拡散率  $SF$  の直交拡散符号  $\{c_u(k); u=0 \sim (SF-1), u=0 \sim (U-1)\}$  を乗算して、直交コード多重する。スクランブル符号  $\{c_{scr}(k)\}$  を乗算したのち、連続する  $J$  個の多重ブロックを STBC-JTRD 符号化し、 $(N_c \times Q)$  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  $Q$  および符号化率  $R$  の関係を表1に示す。符号化された  $(N_c \times Q)$  個のブロックに  $N_c$  ポイント IFFT を適用し時間領域 MC-CDMA 送信信号を生成し、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、サブキャリア毎に STBC-JTRD 復号を行ってから逆拡散し、データ復調する。以下では、連続する  $J$  ブロックのデータシンボル系列  $\{d(i); i=0 \sim (JUN_c/SF-1)\}$  を送信するものとする。

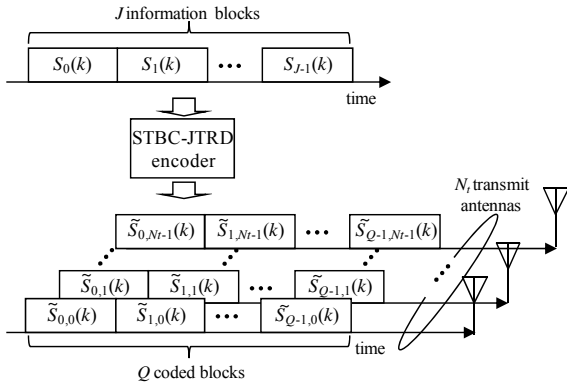


図2 STBC-JTRD 符号化(直交周波数  $k$ )

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

### 2.1. チャンネルモデル

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  $n$  番目の送信アンテナと第  $m$  番目の受信アンテナ間の第  $l$  パスの複素パス利得を  $h_{n,m,l}$ 、遅延時間  $\tau_l$  とし、FFT/IFFT サンプルング周期を  $T_c$  としたときに  $\tau_l = lT_c$  であるも

のとする、チャンネルのインパルス応答  $h_{n,m}(\tau)$  は次式で表される。

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

このとき、第  $k$  サブキャリア成分のチャンネル利得  $\{H_{n,m}(k); n=0 \sim N_t-1, m=0 \sim N_r-1\}$  は次式で与えられる。

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

### 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 信号  $\{S_j(k); j=0 \sim J-1, k=0 \sim N_c-1\}$  を  $(N_c \times Q)$  個の STBC-JTRD 符号語に符号化する。  $\{S_j(k)\}$  は次式で与えられる。

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

ここで、 $P$  は1データシンボル当たりの送信電力、  $\{d(n); n=-2, -1, 0, 1, 2, \dots\}$  は変調シンボル系列を表し、  $\lfloor x \rfloor$  は  $x$  を超えない最大の整数である。STBC-JTRD 符号化は次式のように表される。

ここで第  $n$  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  $\tilde{S}_{q,n}(k)$  で表す。STBC-JTRD 符号化は次式のように表される[9]。

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

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_0(k) \\ \tilde{S}_1(k) \\ \tilde{S}_2(k) \\ \tilde{S}_3(k) \end{pmatrix} = C_3 \begin{pmatrix} S_0(k) \mathbf{w}_0^*(k) + S_1(k) \mathbf{w}_1^*(k) + S_2(k) \mathbf{w}_2^*(k) \\ S_0^*(k) \mathbf{w}_1^*(k) - S_1^*(k) \mathbf{w}_0^*(k) \\ S_0^*(k) \mathbf{w}_2^*(k) & -S_2^*(k) \mathbf{w}_0^*(k) \\ S_1^*(k) \mathbf{w}_2^*(k) - S_2^*(k) \mathbf{w}_1^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=3 \quad (4b)$$

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

ここで、  $\tilde{\mathbf{S}}_q(k) = [\tilde{S}_{q,0}(k), \tilde{S}_{q,1}(k), \dots, \tilde{S}_{q,N_t-1}(k)]^T$  であり

( $q=0\sim(Q-1)$ ),  $\mathbf{w}_m(k)=[w_{m,0}(k), w_{m,1}(k), \dots, w_{m,N_r-1}(k)]^T$  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[12]

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

ここで,  $\mathbf{H}_m(k)=[H_{0,m}(k), H_{1,m}(k), \dots, H_{N_r-1,m}(k)]^T$ ,  $E_s=PN_cT_c$  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, 送信機側でチャン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.  $C_{N_r}$  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.

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

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, 各受信アンテナに受信され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  $q$  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  $R_{q,m}(k)$  としたとき, 受信信号ベクトル  $\mathbf{R}_q(k)=[R_{q,0}(k), R_{q,1}(k), \dots, R_{q,N_r-1}(k)]^T$  は次式のように表される.

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

ここで,  $\mathbf{H}(k)=[\mathbf{H}_0(k), \mathbf{H}_1(k), \dots, \mathbf{H}_{N_r-1}(k)]^T$  であり,  $\mathbf{\Pi}_q(k)=[\Pi_{q,0}(k), \Pi_{q,1}(k), \dots, \Pi_{q,N_r-1}(k)]^T$  は雑音ベクトルを表す.  $\Pi_{q,m}(k)$  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  $2N_cN_0/T_c$  の AWGN を表す. 直交周波数成分毎に, 得られた ( $N_r \times Q$ ) 個の受信信号  $\{R_{q,m}(k)\}$  を用いて次式に示すような STBC-JTRD 復号を行う [9].

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

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

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

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

$$\hat{d}(i + u(N_c/SF) + jUN_c/SF) = \frac{1}{SF} \sum_{k=SF}^{(i+1)SF-1} \hat{S}_j(k) c_{scr}^*(k) c_u^*(k \bmod SF) \quad (9)$$

$, i = 0 \sim (N_c/SF - 1), j = 0 \sim J - 1$

### 3. 平均 BER の理論検討

一般性を失うことなく,  $d(0)$  を検出するものとし, STBC-JTRD を用いる MC-CDMA の平均 BER の理論値を求め.

式(9)に式(8)を代入することにより,  $\hat{d}(0)$  は次式のように表わされる.

$$\hat{d}(0) = C_{N_r} \sqrt{\frac{2P}{SF}} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N_r}(k) \right) d(0) + \mu_{ICI,N_r} + \mu_{noise,N_r} \quad (10)$$

ここで,  $\hat{H}_{N_r}(k)$  は等価チャンネル利得であり, 次式で与えられる.

$$\hat{H}_{N_r}(k) = \frac{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |H_{n,m}(k)|^2}{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |H_{n,m}(k)|^2 + N_r \left( \frac{U}{SF} \right)^{-1} \left( \frac{E_s}{N_0} \right)^{-1}} \quad (11)$$

また,  $\mu_{ICI,N_r}$  および  $\mu_{noise,N_r}$  は, それぞれ逆拡散後のコード間干渉(ICI)成分および雑音成分を表わしており, 次式で与えられる.

$$\begin{cases} \mu_{ICI,N_r} = \frac{1}{SF} \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{u=1}^{U-1} d(uN_c/SF) \left( \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{H}_{N_r}(k) c_0^*(k) c_u(k) \right) \\ \mu_{noise,N_r} = \frac{1}{SF} \sum_{t=0}^{SF-1} \hat{\Pi}_{N_r}(k) c_{scr}^*(k) c_0^*(k \bmod SF) \end{cases} \quad (12)$$

ここで,  $\hat{\Pi}_{N_r}(k)$  は次式で表わされる.

$$\begin{cases} \hat{\Pi}_2(t) = \Pi_{0,0}(k) + \Pi_{1,1}^*(k) \\ \hat{\Pi}_3(t) = \Pi_{0,0}(k) + \Pi_{1,1}^*(k) + \Pi_{2,2}^*(k) \\ \hat{\Pi}_4(t) = \Pi_{0,0}(k) + \Pi_{1,1}^*(k) + \Pi_{2,2}^*(k) + \Pi_{3,3}^*(k) \end{cases} \quad (13)$$

式(10)より,  $\hat{d}(0)$  は  $C_{N_r} \sqrt{\frac{2P}{SF}} \left( \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N_r}(k) \right) d(0)$  を平均とする確率変数となることが分かる. 式(12)より  $\mu_{ICI,N_r}$  は平均 0 の多数の確率変数を平均したものであるから, 中心極限定理 [13]により正規分布に従うので,  $\mu = \mu_{ICI,N_r} + \mu_{noise,N_r}$  を新たな零平均のガウス雑音として扱うことができる.  $\mu$  の分散  $2\sigma_\mu^2$  は次式で与えられる [14].

$$2\sigma_\mu^2 = \frac{N_c}{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{w}_m(k)\|^2} \frac{U-1}{SF} \frac{2P}{SF} \left[ \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_{N_r}(k)|^2 \right] + \frac{1}{SF} \frac{2N_r N_0}{T_c} \quad (14)$$

QPSK データ変調を仮定した場合、チャネル利得行列  $\mathbf{X}=[\mathbf{H}(0), \mathbf{H}(1), \dots, \mathbf{H}(N_c-1)]$  が与えられた時の条件付 BER は次式となる[2].

$$P_b\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{X}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{X}\right)}\right] \quad (15)$$

ここで、 $\operatorname{erfc}[x] = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$  は誤差補関数である。また、 $\gamma(E_s/N_0, \mathbf{X})$  は瞬時信号電力対干渉+雑音電力比(SINR)であり、次式で表される。

$$\gamma\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{X}\right) = \frac{2 \frac{1}{N_r} \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N_r}(k) \right|^2}{\frac{1}{N_r} \frac{U-1}{SF} \frac{E_s}{N_0} \left[ \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_{N_r}(k)|^2 \right] + \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{w}_m(k)\|^2} \quad (16)$$

次式のように、 $\mathbf{X}$  のとり得る全ての範囲にわたって式(15)を平均することで平均 BER が求められる。

$$P_b\left(\frac{E_s}{N_0}\right) = \operatorname{ave}_{\mathbf{X}} \left[ P_b\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{X}\right) \right] \quad (17)$$

#### 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 1 に示す。パス数は  $L=16$  で一様電力遅延プロファイルを仮定した(すなわち  $E[|h_{m,l,n}|^2]=1/L$  for all  $m, l, n$ )。なお、比較のため STTD と受信ダイバーシチを併用する周波数領域受信等化 MC-CDMA[6]および周波数領域 STBC-JTRD を用いる DS-CDMA[12]の平均 BER も併せて求めた。なお、平均 BER の理論特性は文献[12]と同様の手法で求めた。

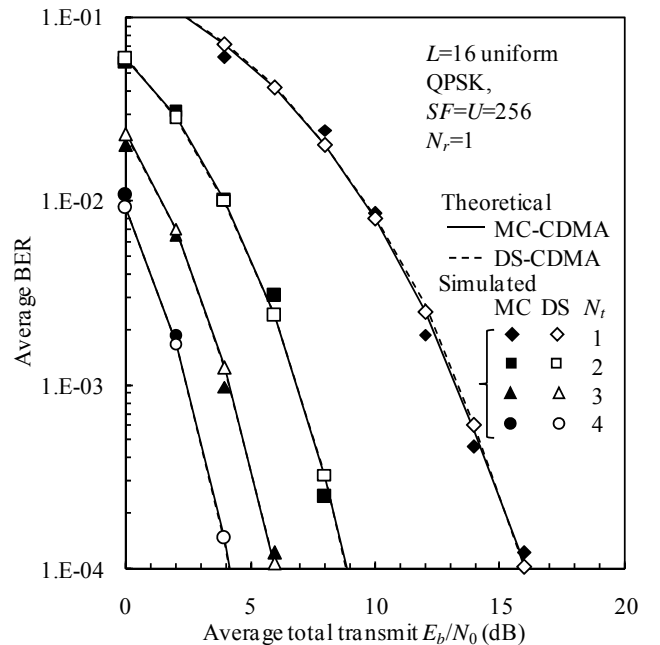
表 2 数値計算および計算機シミュレーション条件

Data modulation		QPSK
Transmitter	No. of FFT points	$N_f=256$
	Guard interval	$N_g=32$
	Spreading factor	$SF=256$
	Code multiplexing order	$U=256$
	No. of transmit antennas	$N_T=1, 2, 3, 4$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=IT_c, l=0 \sim L-1$
Receiver	No. of receive antennas	$N_R=1, 2, 3, 4$
Channel estimation		Ideal

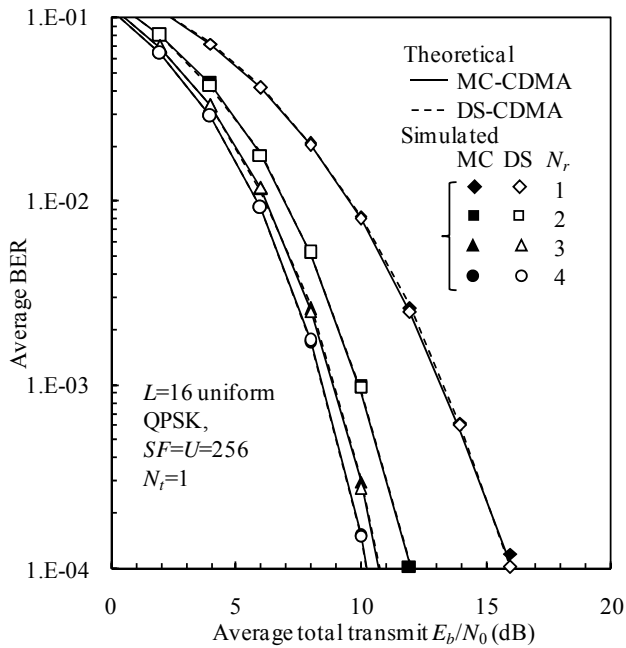
#### 4.1. 平均 BER 特性

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、 $N_T=1$  および  $SF=U=256$  とした。理論値とシミュレーション値はよく一致していることが分かる。また、送信ダイバーシチ利得により BER 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、 $BER=10^{-4}$  を満たす所要  $E_b/N_0$  を送信ダイバーシチを用いない場合と比較して約 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 BER 特性を図 3(b)に示す。なお送信アンテナ数は 1 としている。受信アンテナ数を増やすことにより BER 特性は改善するものの、受信アンテナ数を 4 本とした場合に、 $BER=10^{-4}$  を満たす所要  $E_b/N_0$  の改善量は約 6dB に留まり、送信アンテナ数を増加させたときより改善効果が小さいことが分かる。これは、受信アンテナ数を  $N$  だけ増加させたときの受信 SINR の改善量が、送信アンテナ数を  $N$  だけ増加させた時のその  $(1/N)$  倍になってしまうためである[9]。なお、図 3 において、 $SF=U=256$  の DS-CDMA の BER 特性も併せて示しているが、MC-CDMA と同等の BER 特性が達成できていることが分かる。これは、 $SF=N_c$  において両者の受信 SINR がほぼ等しくなるためである。

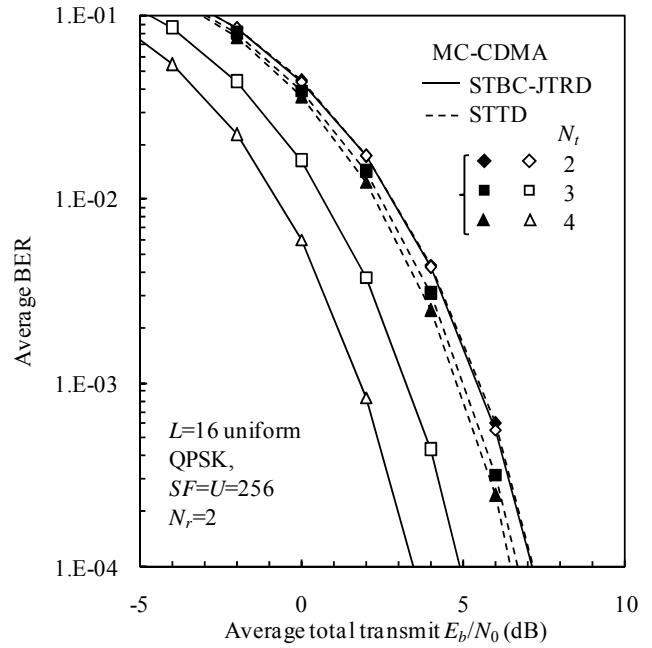
STBC-JTRD と STTD の BER 特性の比較を送信アンテナ数をパラメータとして図 4(a)に示す。なお、ここではシミュレ



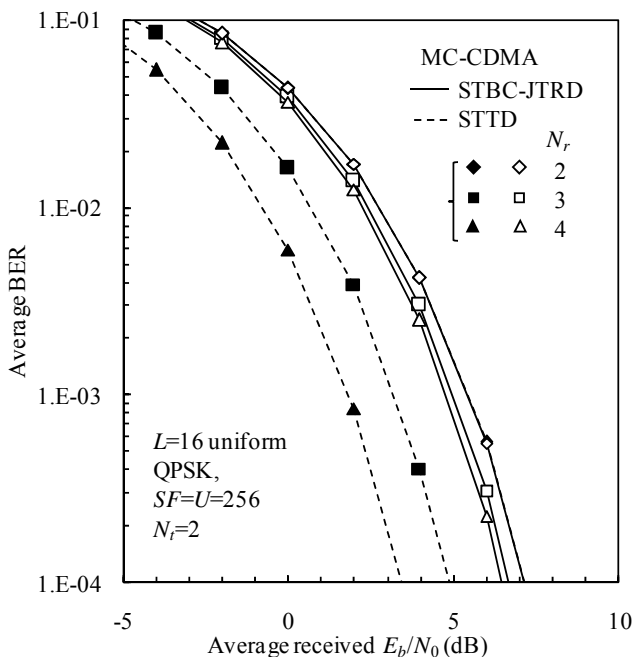
(a) 送信ダイバーシチ効果



(b) 受信ダイバーシチ効果  
図3 STBC-JTRD の平均 BER 特性



(a) 送信ダイバーシチ効果の比較



(b) 受信ダイバーシチ効果の比較

図4 MC-CDMA における STBC-JTRD と STTD の比較

ーション結果のみを示し、また  $N_t=2$  とした。図 4(a) より、 $N_t>2$  のとき、STBC-JTRD は STTD よりも優れた平均 BER 特性を与えることが分かる。これは STTD の瞬時受信 SNR が STBC-JTRD の受信 SNR の  $1/N_t$  倍になるためである[9]。また、STTD では  $N_t>2$  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。受信アンテナ数をパラメータとしたときの BER 特性の比較を図 4(b) に示す。送信アンテナ数を増加させたときと異なり、 $N_t>2$  において STTD の方が STBC-JTRD よりも優れた平均 BER 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 STBC-JTRD では  $N_t$  本の受信アンテナを用いるときのアンテナ合成後の瞬時受信 SNR が同じアンテナ数を用いる MRC 受信ダイバーシチのそれぞれの  $1/N_t$  倍になるためである。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。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さずとなく大きな 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ダイバーシチシステムであるといえる。また、STTD では送信アンテナ数を増加させるよりも受信アンテナ数を増加させることにより大きな伝送特性改善効果が得られ、また伝送効率の低下を引き起こさないことから、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。

最後に符号化 STBC-JTRD の伝送特性を示す。符号化には符号化率  $R=1/2$  のターボ符号を用いた。2 つの(13,15)再帰的組織畳込み(RSC)符号器からなる符号化率  $R=1/3$  のターボ符号器を用い、パリティ系列をパンクチャした。図 5 に送信アンテナ数をパラメータとしたときの符号化 STBC-JTRD と符号化 STTD の BER 特性の比較を示す。なお、受信アンテナ数は 2 とした。無符号化時と同様に、STBC-JTRD では送信アンテナ数を増やすにつれて BER 特性が改善するが、STTD では大きな BER 特性改善効果は見られない。また、MC-CDMA と DS-CDMA はほぼ同等の BER 特性を達成できていることが分かる。

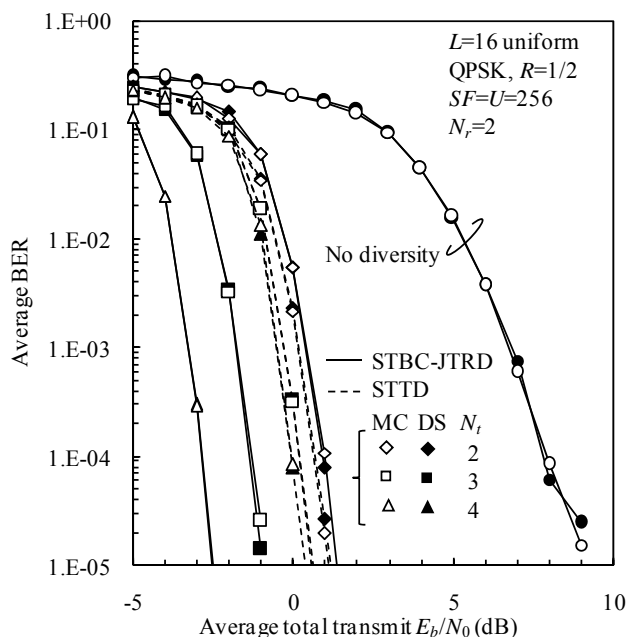


図5 符号化 STBC-JTRD と符号化 STTD の比較

## 5. まとめ

本論文では MC-CDMA に、時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)を適用したときの平均 BER 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 では受信アンテナ数は 4 本という制限があるものの、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、下りリンクに適している. 下りリンクに STBC-JTRD を用い、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.

ところで、今のところ STBC-JTRD での受信アンテナ数は 4 本までの符号化方法しか見つかっていない. 一方、STTD では Liang[15]や Su[16]らにより、5 本以上の送信アンテナの配置を可能とする符号化方法が明らかにされている. 今後は STBC-JTRD において、5 本以上の受信アンテナの配置を可能とする符号化方法について検討する予定である.

## 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. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDM," *IEEE Commun., Mag.*, Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [4] 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.
- [5] 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.

- [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, March 1999.
- [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, April 2002.
- [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] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] M. H. Degroot, *Probability and statistics*, 2nd ed., Addison Wesley, 1986.
- [14] K. Ishihara, K. Takeda and F. Adachi, "Iterative frequency-domain soft interference cancellation for multicode DS- and MC-CDMA transmissions and performance comparison," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 12, pp. 3344-3355, Dec. 2006.
- [15] X.-B. Liang, "A high-rate orthogonal space-time block code," *IEEE Commun., Lett.*, Vol. 7, No. 5, pp. 222-223, May 2003.
- [16] 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.