

周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチを用いる DS-CDMA の誤り率特性

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 周波数選択性フェージング環境下での DS-CDMA などのシングルキャリア伝送特性を改善する技術として、周波数領域送信等化が注目されている。最近、筆者らは、周波数非選択性チャ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。本論文では、周波数選択性チャネルを対象とし、STBC-JTRD と周波数領域送信等化を組み合わせた周波数領域 STBC-JTRD(FD-STBC-JTRD)を提案している。また、チャネル利得が与えられたときの条件付ビット誤り率(BER)特性を導出し、数値計算により平均 BER を求め、計算機シミュレーション結果と比較することによりその妥当性を示している。

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、DS-CDMA

BER Performance of DS-CDMA with Frequency-domain Space-Time Block Coded-Joint Transmit/Receive Diversity

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 Frequency-domain pre-equalization (pre-FDE) transmission has been attracting attention for improving the SC transmission (e.g., DS-CDMA) performance in a frequency-selective fading channel. Recently, we proposed the space-time block coded-joint transmit/receive antenna diversity (STBC-JTRD) for a frequency-nonselctive channel, which allows the use of an arbitrary number of transmit antennas while using up to 4 receive antennas. In this paper, for an application of the STBC-JTRD to a frequency-selective channel, we combine the frequency-domain pre-equalization (pre-FDE) and STBC-JTRD to propose the frequency-domain STBC-JTRD (FD-STBC-JTRD). The conditional bit error rate (BER) analysis for the given set of channel gains is presented for DS-CDMA with FD-STBC-JTRD in a frequency-selective fading channel. The average BER performance is evaluated by Monte-Carlo numerical computation method using the derived conditional BER and is confirmed by the computer simulation.

Keyword Frequency-selective fading channel, frequency-domain pre-equalization, space-time block coding, antenna diversity, DS-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[1-3]。そこで最近では、周波数領域等化技術が注目されている[4]。周波数領域等化を DS-CDMA 等のシングルキャリア伝送に適用すれば MC-CDMA と同等の優れた特性を得ることができる[5,6]。また、最近では周波数領域送信等化[7-10]が注目されてきている。筆者らは、送信側でチャネル情報を用いて周波数成分毎に送信ダイバーシチを行うことでチャネルを周波数非選択性チャネルに近づける周波数領域等化送信ダイバーシチ(FPTD) [11]、および送信信号と受信信号の相対平均二乗誤差を最小にする MMSE 送信等化重みを用いる周波数領域送信等化[12,13]を提案し、周波数選択性フェージング環境下において優れた伝送特性を得ることができる

ことを示してきた。

ところで、伝送特性を改善する技術として送受信アンテナダイバーシチ技術が良く知られている[1]。最近、筆者らは、周波数非選択性チャネルを対象として、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[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。本論文では、周波数選択性チャネルを対象として、STBC-JTRD と周波数領域送信等化を組み合わせた周波数領域時空間符号化送受信ダイバーシチ(FD-STBC-JTRD)を提案する。そして、DS-CDMA へ FD-STBC-JTRD を適用したときの平均ビット誤り率(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。

本論文は以下のような構成になっている。第2章では FD-STBC-JTRD を用いる DS-CDMA 伝送系について述べ、次いで第3章では、MMSE 送信等化重みについて述べ、チャネ

ル利得が与えられたときの条件付 BER の理論特性を第 4 章で導出している. 第 5 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 6 章でまとめる.

2. FD-STBC-JTRD を用いる DS-CDMA 送受信系

周波数領域 STBC-JTRD(FD-STBC-JTRD) を用いる DS-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, 送信シンボル系列を拡散率 SF の拡散符号系列 $\{c(t)\}$ を用いて拡散し, N_c チップ毎のチップブロック $\{s_j(t); j=0 \sim (J-1), t=0 \sim (N_c-1)\}$ に分割する. 連続する J 個のチップブロックにそれぞれ N_c ポイント FFT を適用して, 各チップブロックを N_c 個の直交周波数成分 $\{S_j(k); k=0 \sim (N_c-1)\}$ に分解する. その後, 各直交周波数毎に連続する J 個の成分を STBC-JTRD 符号化し, $N_t \times Q$ 個の FD-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 $N_t \times Q$ 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 個の直交周波数成分に分解し, 各周波数毎に FD-STBC-JTRD 復号を行ってから N_c ポイント IFFT により時間領域信号に変換した後に逆拡散し, 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 $\{d(i); i=0 \sim JN_c/SF-1\}$ を送信するものとする.

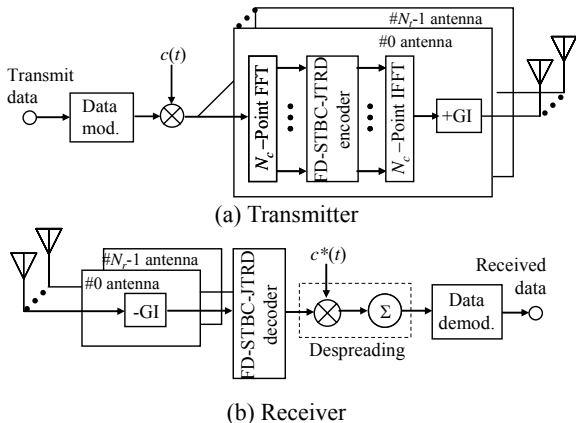


図 1 FD-STBC-JTRD を用いる DS-CDMA の送受信系

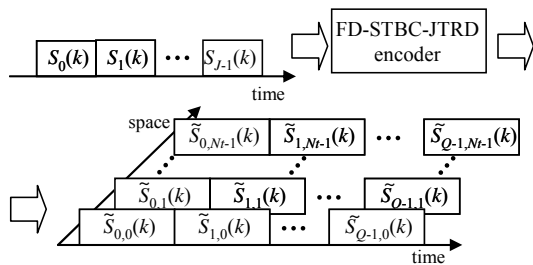


図 2 STBC-JTRD 符号化(直交周波数 k)

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. FD-STBC-JTRD 符号化

第 j 番目のシンボルブロックの拡散された信号 $\{s_j(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ は次式で表される.

$$s_j(t) = c(t) d \left(\left\lfloor \frac{t + jN_c/SF}{SF} \right\rfloor \right) \quad (1)$$

ここで, $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である. 式(1)に N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分に分解する.

$$S_j(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_j(t) \exp \left(-j2\pi t \frac{k}{N_c} \right), \quad k=0 \sim N_c-1 \quad (2)$$

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. FD-STBC-JTRD 符号化は次式のように表される.

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_0(k) \\ \tilde{S}_1(k) \end{pmatrix} = C_2 \begin{pmatrix} S_0(k) \mathbf{w}_0^*(k) + S_1(k) \mathbf{w}_1^*(k) \\ S_0^*(k) \mathbf{w}_1^*(k) - S_1^*(k) \mathbf{w}_0^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=2 \quad (3a)$$

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

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_0(k) \\ \tilde{S}_1(k) \\ \tilde{S}_2(k) \\ \tilde{S}_3(k) \end{pmatrix} = C_4 \begin{pmatrix} S_0(k) \mathbf{w}_0^*(k) + S_1(k) \mathbf{w}_1^*(k) + S_2(k) \mathbf{w}_2^*(k) \\ S_0^*(k) \mathbf{w}_1^*(k) - S_1^*(k) \mathbf{w}_0^*(k) + S_2(k) \mathbf{w}_3^*(k) \\ S_0^*(k) \mathbf{w}_2^*(k) - S_1^*(k) \mathbf{w}_3^*(k) - S_2^*(k) \mathbf{w}_0^*(k) \\ S_0(k) \mathbf{w}_3^*(k) + S_1^*(k) \mathbf{w}_2^*(k) - S_2^*(k) \mathbf{w}_1^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=4 \quad (3c)$$

ここで, $\tilde{\mathbf{S}}_q(k) = [\tilde{S}_{q,0}(k), \tilde{S}_{q,1}(k), \dots, \tilde{S}_{q,N_r-1}(k)]^T$ であり ($q=0 \sim (Q-1)$), $\mathbf{w}_m(k) = [w_{m,0}(k), w_{m,1}(k), \dots, w_{m,N_r-1}(k)]$ は MMSE 送信等化重みである ($m=0 \sim N_r-1$). なお MMSE 送信重みについては次節で詳しく説明する. また, 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.

$$C_{N_r}^2 = \frac{N_c}{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{w}_m(k)\|^2} \quad (4)$$

なお, FD-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. 次式のような N_c -ポイント IFFT を適用して FD-STBC-JTRD 符号化された時間領域の DS-CDMA 送信チップ系列 $\{\tilde{s}_q(t); q=0 \sim (Q-1), t=0 \sim (N_c-1)\}$ を生成する.

$$\tilde{s}_q(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{S}}_q(k) \exp \left(j2\pi k \frac{t}{N_c} \right) \right\} \quad (5)$$

ここで E_c は 1 チップあたりの信号エネルギー, T_c はチップ長を表す. これに N_g チップの GI を付加して送信する.

2.2. FD-STBC-JTRD 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_r 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 個の分散パスから構成され、パス l の遅延時間 τ_l は $\tau_l = lT_c$ であるものとする。受信局で観測される各送受信アンテナ間のフェージングチャネルのインパルス応答行列 $\mathbf{h}(t) = [\mathbf{h}_0(t), \mathbf{h}_1(t), \dots, \mathbf{h}_{N_r-1}(t)]^T$ はパス l の複素パス利得行列 $\mathbf{h}_l = [\mathbf{h}_{0,l}, \mathbf{h}_{1,l}, \dots, \mathbf{h}_{N_r-1,l}]^T$ を用いて次式で表される。

$$\mathbf{h}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_l \delta(t - \tau_l) \quad (6)$$

ただし、 $\mathbf{h}_{m,l} = [h_{m,l,0}, h_{m,l,1}, \dots, h_{m,l,N_r-1}]^T$, $m=0 \sim N_r-1$, $l=0 \sim L-1$ である。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 $r_{q,m}(t)$ としたとき、受信信号ベクトル $\mathbf{r}_q(t) = [r_{q,0}(t), r_{q,1}(t), \dots, r_{q,N_r-1}(t)]^T$ は次式のように表される。

$$\mathbf{r}_q(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_l \tilde{\mathbf{s}}_q(t - \tau_l) + \boldsymbol{\eta}_q(t) \quad (7)$$

ここで、 $\boldsymbol{\eta}_q(t) = [\eta_{q,0}(t), \eta_{q,1}(t), \dots, \eta_{q,N_r-1}(t)]^T$ では雑音ベクトルを表し、 $\eta_{q,m}(t)$ 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 $2N_0/T_c$ の加法的白色ガウス雑音 (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。

受信信号から GI を除去した後、 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 個の周波数成分に分解する。

$$\mathbf{R}_q(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \mathbf{r}_q(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (8)$$

式(7)に式(6)を代入して第 q 番目受信ブロックの第 k 周波数成分 $\mathbf{R}_q(k) = [R_{q,0}(k), R_{q,1}(k), \dots, R_{q,N_r-1}(k)]^T$ を求めると、次式のようになる。

$$\mathbf{R}_q(k) = \mathbf{H}(k) \tilde{\mathbf{S}}_q(k) + \mathbf{N}_q(k) \quad (9)$$

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、 $\mathbf{H}_m(k) = [H_{m,0}(k), H_{m,1}(k), \dots, H_{m,N_r-1}(k)]^T$, $m=0 \sim (N_r-1)$ は次式のように表される。

$$\mathbf{H}_m(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{m,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \quad (10)$$

また、 $\mathbf{N}_q(k) = [N_{q,0}(k), N_{q,1}(k), \dots, N_{q,N_r-1}(k)]^T$ は次式で与えられる雑音ベクトルであり、各要素は平均 0 で分散 $2N_c N_0 / T_c$ のガウス変数である。

$$\mathbf{N}_q(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \boldsymbol{\eta}_q(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (11)$$

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

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=2 \quad (12a)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \\ \hat{S}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) + R_{2,2}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) + R_{3,2}^*(k) \\ R_{0,2}(k) - R_{2,0}^*(k) - R_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=3 \quad (12b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \\ \hat{S}_2(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) + R_{2,2}^*(k) + R_{3,3}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) - R_{2,3}^*(k) + R_{3,2}^*(k) \\ R_{0,2}(k) + R_{1,3}^*(k) - R_{2,0}^*(k) - R_{3,1}^*(k) \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=4 \quad (12c)$$

式(12)に N_c -ポイント IFFT を適用して時間領域の受信信号系列 $\{\hat{s}_j(t); j=0 \sim J-1\}$ を得る。

$$\hat{s}_j(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{S}_j(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (13)$$

ところで、式(12)より FD-STBC-JTRD 復号は周波数領域における共役演算および加減算によって行われていることがわかる。ここで離散フーリエ変換では時間領域信号 $x(t)$ と周波数領域信号 $X(k)$ の間で次のような関係が成り立つことが知られている。

$$X^*(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} x^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (14)$$

この関係を用いることにより受信側で FFT および IFFT 演算を行わなくとも離散フーリエ変換の性質により式(12)を用いて次式に示すように時間領域で直接 FD-STBC-JTRD 復号を行うことができる ($N_r=3$ および 4 についてはページ下部参照)。

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(t) \\ \hat{S}_1(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{0,0}(t) + r_{1,1}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} \\ r_{0,1}(t) - r_{1,0}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=2 \quad (15a)$$

この後、次式に示す逆拡散により軟判定値系列 $\{\hat{d}(i); i=0 \sim JN_c/SF - 1\}$ を得る。

$$\hat{d}(i + jN_c/SF) = \frac{1}{SF} \sum_{t=iSF}^{(i+1)SF-1} \hat{s}_j(t) c^*(t \text{ mod } SF) \quad (16)$$

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

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(t) \\ \hat{S}_1(t) \\ \hat{S}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{0,0}(t) + r_{1,1}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} + r_{2,2}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} & & \\ r_{0,1}(t) - r_{1,0}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} & + r_{3,2}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} & \\ r_{0,2}(t) & - r_{2,0}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} - r_{3,1}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} & \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=3 \quad (15b)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(t) \\ \hat{S}_1(t) \\ \hat{S}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{0,0}(t) + r_{1,1}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} + r_{2,2}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} & + r_{3,3}^*(t) \\ r_{0,1}(t) - r_{1,0}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} & - r_{2,3}^*(t) & + r_{3,2}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} \\ r_{0,2}(t) & + r_{1,3}^*(t) & - r_{2,0}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} - r_{3,1}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} \end{pmatrix} \quad \text{for } N_r=4 \quad (15c)$$

3. MMSE 送信等化重み

本節では FD-STBC-JTRD における MMSE 送信重みを導出する。MMSE 重みは受信信号と送信信号の平均二乗誤差 (MSE: Mean Square Error) を最小とする重みであるが、送信等化では送信側で等化処理を行うため、信号対雑音(等化誤差も含む)電力比は誤差の二乗に比例しない。そこで、相対誤差 $\{e(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を導入する。

$$e(k) = \frac{\hat{S}_0(k) - C_{N_r} \sqrt{2E_c/T_c} S_0(k)}{C_{N_r} \sqrt{2E_c/T_c} \sqrt{E[|S_0(k)|^2]}} \quad (17)$$

求める MMSE 重みは次式で表す平均二乗相対誤差を最小とする重みである:

$$e^2 = \sum_{k=0}^{N_c-1} E[|e(k)|^2] \quad (18)$$

すなわち、全ての k および m について

$$\frac{\partial e^2}{\partial \mathbf{w}_m(k)} = \mathbf{0} \quad (19)$$

を満足する重みが MMSE 重みである。式(19)より次式を得る(導出略)。

$$\mathbf{w}_m(k) = \frac{\mathbf{H}_m(k)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} \|\mathbf{H}_m(k)\|^2 + N_r(1/SF)^{-1}(E_s/N_0)^{-1}} \quad (20)$$

ここで $E_s = E_c SF$ である。

4. 平均 BER の理論検討

一般性を失うことなく、送信データは全て 1 を送っているものとし、 $d(0)$ の平均 BER を理論解析することにより FD-STBC-JTRD を用いる DS-CDMA の平均 BER の理論値を求める。

式(13)を用いることにより $\hat{s}_0(t)$ は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \hat{s}_{0,N_r}(t) &= \frac{C_{N_r}}{N_c} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N_r}(k) \right) s_0(t) \\ &+ \frac{C_{N_r}}{N_c} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N_r}(k) \sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} s_0(\tau) \left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c} \right) + \hat{\eta}_{N_r}(t) \end{aligned} \quad (21)$$

ここで、 $\hat{H}_{N_r}(k)$ は等価チャネル利得、 $\hat{\eta}_{N_r}(t)$ は等価雑音を表し、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{H}_2(k) = \mathbf{H}_0^T(k) \mathbf{w}_0^*(k) + \mathbf{H}_1^H(k) \mathbf{w}_1^*(k) \\ \hat{H}_3(k) = \mathbf{H}_0^T(k) \mathbf{w}_0^*(k) + \mathbf{H}_1^H(k) \mathbf{w}_1(k) + \mathbf{H}_2^H(k) \mathbf{w}_2(k) \\ \hat{H}_4(k) = \mathbf{H}_0^T(k) \mathbf{w}_0^*(k) + \mathbf{H}_1^H(k) \mathbf{w}_1(k) \\ \quad + \mathbf{H}_2^H(k) \mathbf{w}_2(k) + \mathbf{H}_3^H(k) \mathbf{w}_3^*(k) \\ \hat{\eta}_2(t) = \eta_{0,0}(t) + \eta_{1,1}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} \\ \hat{\eta}_3(t) = \eta_{0,0}(t) + \eta_{1,1}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} + \eta_{2,2}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} \\ \hat{\eta}_4(t) = \eta_{0,0}(t) + \eta_{1,1}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} \\ \quad + \eta_{2,2}^*(N_c - t)_{\text{mod } N_c} + \eta_{3,3}^*(t) \end{cases} \quad (22)$$

ここで、 $\hat{\eta}_{N_r}(t)$ はいずれも平均 0 の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) であり、分散はそれぞれ $2N_r N_0 / T_c$ である。式(21)を式(16)に代入することにより $d(0)$ に対する軟判定値 $\hat{d}(0)$ が得られる:

$$\hat{d}_{N_r}(0) = C_{N_r} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N_r}(k) \right) d(0) + \mu_{ICI,N_r} + \mu_{noise,N_r} \quad (24)$$

上式において、第 1 項が希望信号成分、第 2 項が符号間干渉 (ICI) 成分、第 3 項が雑音成分である。第 2 項および第 3 項はそれぞれ次式のように表される。

$$\begin{cases} \mu_{ICI,N_r} = \frac{C_{N_r}}{SF \cdot N_c} \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{t=0}^{SF-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N_r}(k) \sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} s_{0,N_r}(\tau) \left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c} \right) c^*(t) \\ \mu_{noise,N_r} = \frac{1}{SF} \sum_{t=0}^{SF-1} \hat{\eta}_{N_r}(t) c^*(t) \end{cases} \quad (25)$$

文献[13]と同様に、 μ_{ICI,N_r} を零平均のガウス雑音として近似し、 μ_{ICI,N_r} と μ_{noise,N_r} の和は新たな零平均のガウス雑音 μ として扱う。 μ の分散 $2\sigma_\mu^2$ は次式で与えられる[13]。

$$\begin{aligned} 2\sigma_\mu^2 &= \frac{N_c}{\sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{w}_m(k)\|^2} \frac{1}{SF} \frac{2E_c}{T_c} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_{N_r}(k)|^2 \right. \\ &\quad \left. - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N_r}(k) \right|^2 \right] \\ &+ \frac{1}{SF} \frac{2N_r N_0}{T_c} \end{aligned} \quad (26)$$

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]。

$$P_b \left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{X} \right) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{4} \gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{X} \right)} \right] \quad (27)$$

ここで、 $\text{erfc}[x] = (2/\sqrt{\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2) dt$ 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。

$$\begin{aligned} \gamma \left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{X} \right) &= \frac{2 \frac{1}{N_r} \frac{E_s}{N_0} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N_r}(k) \right|^2}{\frac{1}{N_r} \frac{1}{SF} \frac{E_s}{N_0} \left[\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |\hat{H}_{N_r}(k)|^2 \right.} \\ &\quad \left. - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{N_r}(k) \right|^2 \right] + \frac{1}{N_c} \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} \|\mathbf{w}_m(k)\|^2} \end{aligned} \quad (28)$$

次式のように、 \mathbf{X} のとり得る全ての範囲にわたって式(26)を平均することで平均 BER が求められる。

$$P_b\left(\frac{E_s}{N_0}\right) = \text{ave}_{\mathbf{X}} \left[P_b\left(\frac{E_s}{N_0}, \mathbf{X}\right) \right] \quad (29)$$

5. 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 DS-CDMA[6]の平均 BER も併せて求めた。なお、平均 BER の理論特性は文献[13]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	$N_c=256$
	Guard interval	$N_g=32$
	Spreading factor	$SF=1, 16, 256$
	No. of transmit antennas	$N_t=1, 2, 3, 4$
	Pre-equalization weight	MMSE
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=LT_c, l=0\sim L-1$
Receiver	No. of receive antennas	$N_r=1, 2, 3, 4$
Channel estimation		Ideal

5.1. FD-STBC-JTRD の平均 BER 特性

FD-STBC-JTRD を用いたときの平均 BER 特性を受信アンテナ数 N_r をパラメータとして図3に示す。なお、 $N_r=1$ および $SF=1$ 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、受信ダイバーシチ利得により残留ICIが抑圧されるため BER 特性は改善する。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 を受信ダイバーシチを用いない場合と比較して約6dB改善できる。拡散率の影響を図4に示す。なお、 $N_r=2$ としている。 $N_r=1$ のとき SF を大きくするにつれて逆拡散により残留ICIが抑圧されるため BER 特性は改善し、 $SF=256$ のとき $SF=1$ と比較して $BER=10^{-4}$ を満たす所要 E_b/N_0 を約2.2dB改善できる。受信アンテナ数を増やすことによりチャネルの周波数非選択性がある程度再生されるため残留ICIは小さくなっていき、拡散率による BER 特性差は小さくなっていく。 $SF=1$ の場合と $SF=256$ の場合とで $BER=10^{-4}$ を満たす所要 E_b/N_0 の違いは、 $N_r=4$ で0.5dB程度である。

5.2. STTD を用いる周波数領域受信等化(FD-STTD)との比較

$SF=1$ としたときの FD-STBC-JTRD と周波数領域 STTD(FD-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5(a)に示す。なお、 $N_r=2$ とした。図5(a)より、 $N_r>2$ のとき、FD-STBC-JTRD は FD-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 FD-STTD では送信アンテナ数 N_t に対して、瞬時受信 SNR が $1/N_t$ 倍になるためである[14]。また、FD-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、FD-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 FD-STBC-JTRD と FD-STTD の BER 特性の比較を図5(b)に示す。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 FD-STTD の方が FD-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、FD-STBC-JTRD では N_r 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の $1/N_r$ 倍になるためである(式(28)参照)。また、3本以上の受信アンテナを用いる場合、FD-STBC-JTRD では伝送効率が $3/4$ になってしまう。FD-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 BER 特性を改善できる。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。

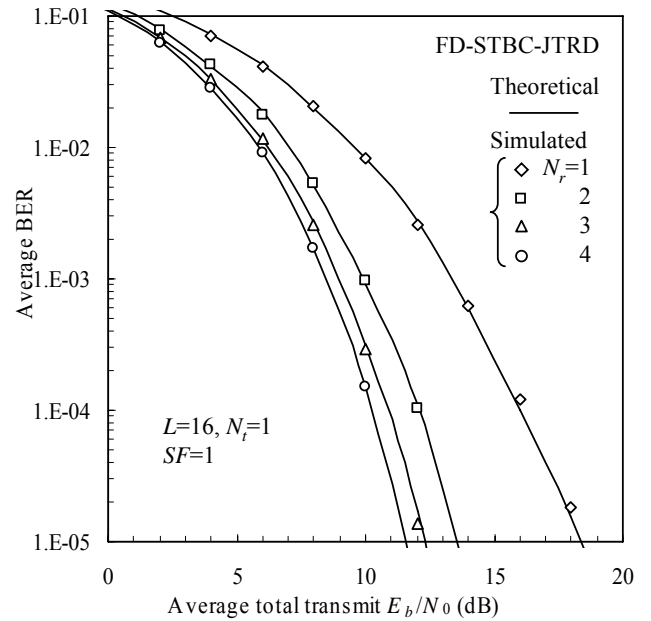


図3 受信ダイバーシチ効果

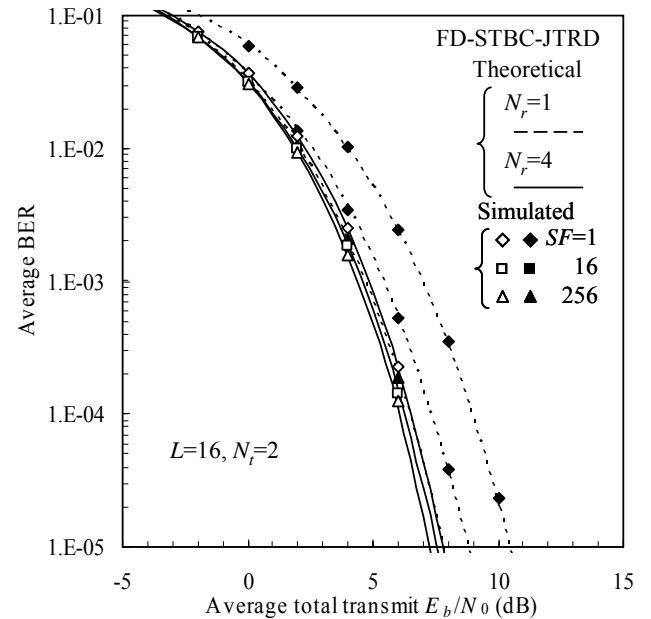
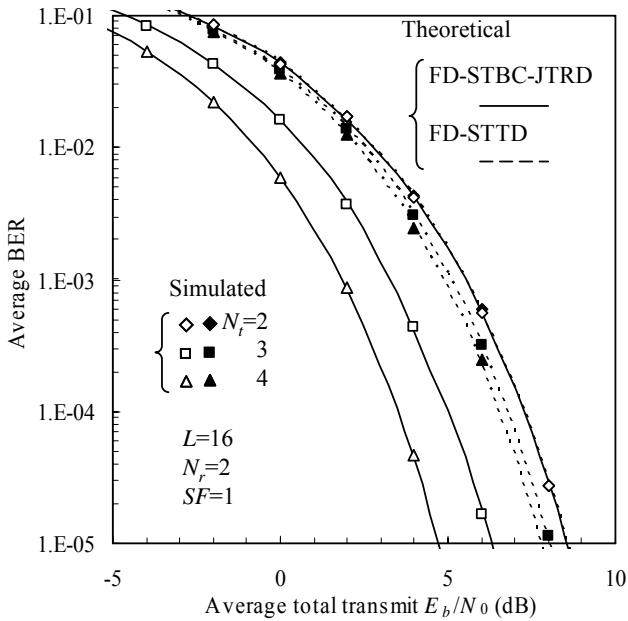
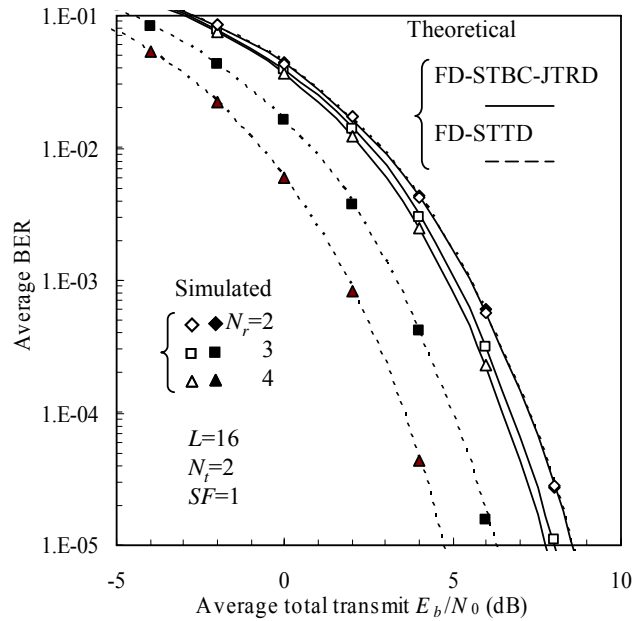


図4 拡散率の影響



(a) 送信ダイバーシチ利得の比較



(b) 受信ダイバーシチ利得の比較

図5 FD-STBC-JTRD と FD-STTD の比較

6. まとめ

本論文では DS-CDMA を対象に、時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC-JTRD)と周波数領域送信等化とを組み合わせた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. FD-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送信アンテナ数を用いることができる. FD-STBC-JTRD を用いる DS-CDMA における MMSE 送信等化重みを導出し、また、条件付 BER を求め、数値計算により FD-STBC-JTRD の平均 BER 特性を明らかにした. 求めた理論値とシミュレーション値はよく一致し、MMSE 重みを用いることにより、優れた BER 特性改善効果が得られることを示した. また、FD-STBC-JTRD の送信ダイバーシチによる BER 特性改善効果は FD-STTD よりも優れていることを示した.

FD-STBC-JTRD は下りリンクに適している. 下りリンクに FD-STBC-JTRD を用い、上りリンクに FD-STTD を用い、任意の本数の送受信アンテナを基地局に配置し、移動局には2~4本の送受信アンテナを用いることで大きなダイバーシチ利得を得ることができる.

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] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, Newyork, 1997.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [5] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*, Vol. 12, No. 2,

- pp. 8-18, Apr. 2005.
- [6] K. Takeda and F. Adachi, "MMSE frequency-domain equalization combined with space-time transmit diversity and antenna received diversity for DS-CDMA," *Proc. IEEE VTC'04 spring*, May. 2004.
- [7] I. Cosovic, M. Schnell and A. Springer, "On the performance of different channel pre-compensation techniques for uplink time division duplex MC-CDMA," *Proc. IEEE VTC'03 fall*, Oct. 2003.
- [8] S. Abe, S. Takaoka, H. Tomeba and F. Adachi, "Frequency-domain pre-equalization for MC-CDMA/TDD uplink and its bit error rate analysis," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 1, Jan. 2006.
- [9] 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.
- [10] Lai-U Choi and Ross D. Murch, "A transmit MIMO scheme with frequency domain pre-equalization for wireless frequency selective channels," *IEEE Trans. Commun*, Vol. 3, No. 3, pp. 929-938, May 2004.
- [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 pre-equalization for multi-code DS-CDMA mobile radio," *Proc. IEEE VTS 2nd APWCS*, pp. 184-188, Aug. 2005.
- [13] 留場, 武田, 安達, "周波数領域送信等化 DS-CDMA のビット誤り率の理論解析," *信学技報*, RCS2005-61, pp. 61-65, 作並, 2005年11月.
- [14] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Space-time block coded transmit/receive diversity," *IEEE VTC05 fall*, Dallas, USA, Sept. 25-28, 2005.