

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

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 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。本論文では、送信側にチャネル等化処理を集中できる送受信ダイバーシチ提案する。提案方式は送信チャネル情報を用いて送信信号を符号化し、受信側での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。本論文ではその BER 特性改善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。

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

Study on transmit/receive antenna diversity for multi-carrier transmission

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

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
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 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 effect and improve the transmission performance. Transmit/receive antenna diversity is well-known for further improving the transmission performance. In this paper, we propose a new transmit/receive antenna diversity technique in which the equalization processing for transmission and reception can be implemented at the one transmit/receive side, and the BER performance is evaluated by the computer simulation.

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。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、マルチアクセス性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[4-11]。

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, 7]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の場合には、受信アンテナダイバーシチを組み合わせることは容易である[12, 13]。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ことで受信 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[10, 11]。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[14]。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が[11] 送受信機双方でチャネル情報が必要となる。

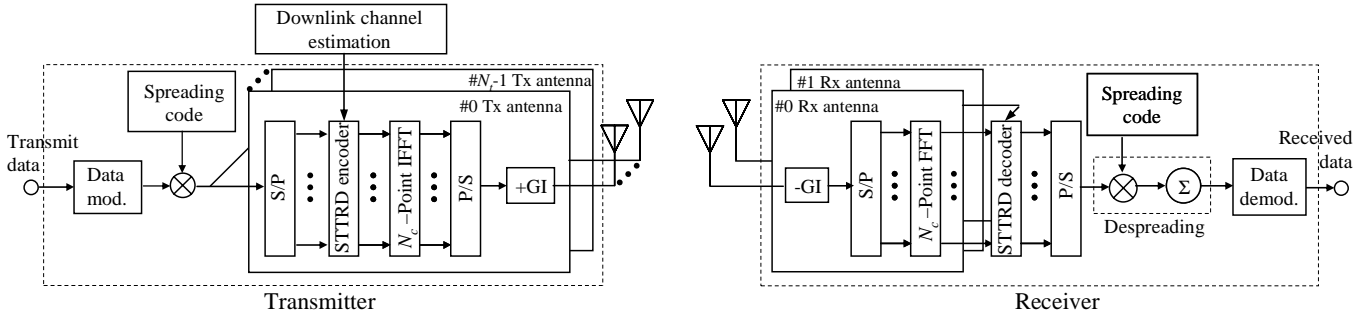


図1 STTRD を用いる MC-CDMA の送受信系

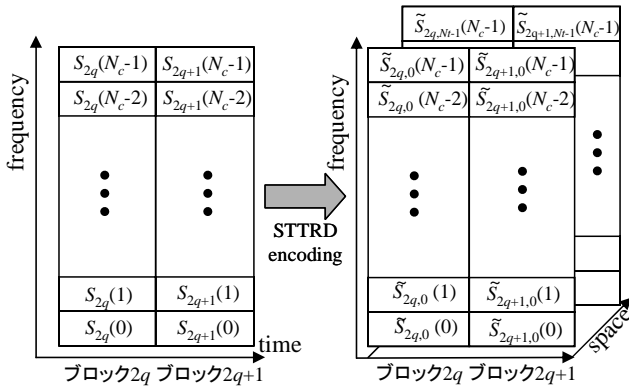


図2 STTRD 送信符号化の概要

本論文で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(STTRD : Space-Time block coding Transmit/Receive Diversity)を提案する．STTRD は送信チャネル情報を用いて送信信号を符号化し，受信側では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．本論文ではMC-CDMAを対象にSTTRDを用いた場合のビット誤り率(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STTRDの送受信系について述べ，第3章でSTTRDとSTTDの等価性を明らかにする．第4章で計算機シミュレーション結果を示す．第5章はまとめである．

2. STTRD 送受信系について

$(N_t, 2)$ STTRD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2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 $\{c(k); k=0 \sim SF-1\}$ を乗算したあと， N_c チップのブロックに分け，図2に示すように2ブロック毎にSTTRD符号化を行って N_c ポイントIFFTを用いて時間領域MC-CDMA信号を生成する．STTRD符号化については後述する．その後，ガードインターバル(GI)を付与して送信する．受信局では各受信アンテナに受信された受信信号から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STTRD復号する．STTRD復号についても後述する．その後逆拡散を行い，最後にデータ復調を行う．STTDでは送信アンテナ数3以上を用いる場合に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送信アンテナを用いることが可能である．以下では，一般性を失うことなく，第0および第1番目のブロックの $2N_c/SF$ 個のデータシンボル $\{d(i); i=0 \sim (2N_c/SF)-1\}$ を送信するものとする．

2.1. STTRD 符号化について

第0および第1番目のブロックのサブキャリア k 成分ベクトルは次式のように表される．

$$\begin{cases} S_0(k) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} c(k \bmod SF) d\left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor\right) \\ S_1(k) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} c((k + N_c) \bmod SF) d\left(\left\lfloor \frac{k + N_c}{SF} \right\rfloor\right) \end{cases} \quad (1)$$

$$k = 0 \sim N_c - 1$$

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0および第1番目のブロックにおける第 n 番目の送信アンテナから送信される第 k サブキャリア成分を $\tilde{S}_{0,n}(k)$ および $\tilde{S}_{1,n}(k)$ で表す．STTRDでは $\{S_0(k), S_1(k)\}$ を次式のように送信信号ベクトル $\tilde{\mathbf{S}}_0(k) = [\tilde{S}_{0,0}(k), \tilde{S}_{0,1}(k), \dots, \tilde{S}_{0,N_t-1}(k)]^T$ および $\tilde{\mathbf{S}}_1(k) = [\tilde{S}_{1,0}(k), \tilde{S}_{1,1}(k), \dots, \tilde{S}_{1,N_t-1}(k)]^T$ に符号化する．

$$\begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_0(k) \\ \tilde{\mathbf{S}}_1^*(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{C(k)}} \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0^*(k) & \mathbf{H}_1^*(k) \\ \mathbf{H}_1(k) & -\mathbf{H}_0(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_0(k) \\ S_1(k) \end{pmatrix} \quad (2)$$

ここで， $\mathbf{H}_m(k) = [H_{m,0}(k), H_{m,1}(k), \dots, H_{m,N_t-1}(k)]^T$ であり $(m=0,1)$ ， $H_{m,n}(k)$ は第 n 番目送信アンテナと第 m 番目受信アンテナとを結びチャネル利得を表す(2.2節参照)．また， $C(k)$ は平均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．

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

式(2)に N_c -ポイント IFFT を適用することにより、次式のように MC-CDMA 信号を生成する。

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{s}}_0(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{S}}_0(k) \exp\left(j \frac{2\pi k}{N_c} t\right) \\ \tilde{\mathbf{s}}_1(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{S}}_1(k) \exp\left(j \frac{2\pi k}{N_c} t\right) \end{cases} \quad (4)$$

これにガードインターバル(GI)を付与して送信する。

2.2. STTRD 復号

送信信号は、周波数選択性フェージングチャンネルを伝播して 2 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、2 送信ブロックにわたって変動しない準静的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、パス l の遅延時間 τ_l は FFT/IFFT サンプリグ周期を T_c としたときに $\tau_l = lT_c$ 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ンネルのパス利得行列 $\mathbf{h}_{m,l} = [h_{m,l,0}, h_{m,l,1}, \dots, h_{m,l,N_c-1}]^T$ を用いて次式のように表される。

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

ここで、第 0 および 1 番目の受信ブロックにおける第 m 番目の受信アンテナ ($m=0,1$) の受信信号をそれぞれ $r_{0,m}(t)$ および $r_{1,m}(t)$ とすると、受信信号は次式のようになる。

$$\begin{cases} r_{0,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{m,l}^T \tilde{\mathbf{s}}_0(t-l) + \eta_{0,m}(t) \\ r_{1,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{m,l}^T \tilde{\mathbf{s}}_1(t-l) + \eta_{1,m}(t) \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 $\eta_{0,m}(t)$ および $\eta_{1,m}(t)$ はそれぞれ第 0 および第 1 番目の受信ブロックにおける第 m 番目の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。

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

式(7)に式(6)を代入して第 k サブキャリア成分の行列は次式のようになる。

$$\begin{pmatrix} R_{0,0}(k) & R_{1,0}(k) \\ R_{0,1}(k) & R_{1,1}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_0(k) & \mathbf{H}_0^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_1(k) \\ \mathbf{H}_1^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_0(k) & \mathbf{H}_1^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_1(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{0,0}(k) & N_{1,0}(k) \\ N_{0,1}(k) & N_{1,1}(k) \end{pmatrix} \quad (8)$$

ここで、 $N_{0,m}(k)$ および $N_{1,m}(k)$ はそれぞれ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。

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

$R_{0,m}(k)$ および $R_{1,m}(k)$ を用いて次式に示すような STTRD 復号を行う。

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{0,0}(k) + R_{1,1}^*(k) \\ R_{0,1}(k) - R_{1,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad (10)$$

上式に式(7)を代入し、更に式(2)を用いると次式を得る。

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_0(k) + (\mathbf{H}_1^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_1(k))^* \\ \mathbf{H}_1^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_0(k) - (\mathbf{H}_0^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_1(k))^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{0,0}(k) + N_{1,1}^*(k) \\ N_{0,1}(k) - N_{1,0}^*(k) \end{pmatrix} = \sqrt{\sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^1 |H_{m,n}(k)|^2} \begin{pmatrix} S_0(k) \\ S_1(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{0,0}(k) + N_{1,1}^*(k) \\ N_{0,1}(k) - N_{1,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad (11)$$

上式は、受信側でチャンネル情報を必要とせずに 2 受信アンテナ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 $\{\hat{d}(i); i=0 \sim (2N_c/SF)-1\}$ に対応する軟判定値系列 $\{\hat{d}(i)\}$ を得る。

$$\hat{d}(i) = \begin{cases} \sum_{k=iSF}^{(i+1)SF-1} \hat{S}_0(k) c^*(k \bmod SF), & i=0 \sim N_c / SF - 1 \\ \sum_{k=(i-N_c/SF)SF}^{(i+1-N_c/SF)SF-1} \hat{S}_1(k) c^*(k \bmod SF), & i=N_c / SF \sim 2N_c / SF - 1 \end{cases} \quad (12)$$

3. $(N_t, 2)$ STTRD と $(2, N_r)$ STTD の瞬時受信 SNR

送信アンテナ数 2 で受信アンテナ数 N_r を用いる $(2, N_r)$ STTD と送信アンテナ数 N_t で受信アンテナ数 2 の $(N_t, 2)$ STTRD の瞬時信号対雑音電力比 (SNR) を求める。簡単のため、 $SF=1$ (OFDM) とする STTD 符号化は次式のように表される [6]。

$$\begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_0(k) \\ \tilde{\mathbf{S}}_1(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} S_0(k) & -S_1^*(k) \\ S_1(k) & S_0^*(k) \end{pmatrix} \quad (13)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{S}}_0(k) = [\tilde{S}_{0,0}(k), \tilde{S}_{0,1}(k)]^T$ および $\tilde{\mathbf{S}}_1(k) = [\tilde{S}_{1,0}(k), \tilde{S}_{1,1}(k)]^T$ である。上式に IFFT を適用し、時間領域の送信信号を得る。2 本のアンテナから送信された信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝播して N_r 本の受信アンテナで受信される。第 k 番目のサブキャリア成分の受信信号行列は次式で表される。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{R}_0(k) \\ \mathbf{R}_1^*(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0(k) & \mathbf{H}_1(k) \\ \mathbf{H}_1^*(k) & -\mathbf{H}_0^*(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_0(k) \\ S_1(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{N}_0(k) \\ \mathbf{N}_1^*(k) \end{pmatrix} \quad (14)$$

ここで $\mathbf{R}_0(k) = [R_{0,0}(k), R_{0,1}(k), \dots, R_{0,N_r-1}(k)]^T$ および $\mathbf{R}_1(k) = [R_{1,0}(k), R_{1,1}(k), \dots, R_{1,N_r-1}(k)]^T$ はそれぞれ第 0 および第 1 番目の受信ブロックにおける受信信号ベクトルを表す。 $\mathbf{H}_n(k) = [H_{n,0}(k), H_{n,1}(k), \dots, H_{n,N_r-1}(k)]^T$ はチャネル利得ベクトルであり ($n=0, 1$)、 $H_{n,m}(k)$ は第 n 番目の送信アンテナと第 m 番目の受信アンテナとを結ぶ伝播路のチャネル利得を表す。また、 $\mathbf{N}_0(k) = [N_{0,0}(k), N_{0,1}(k), \dots, N_{0,N_r-1}(k)]^T$ および $\mathbf{N}_1(k) = [N_{1,0}(k), N_{1,1}(k), \dots, N_{1,N_r-1}(k)]^T$ はそれぞれ第 0 および第 1 番目の受信ブロックにおける各受信アンテナの雑音ベクトルを表している。STTD 復号は次式のように表される [6]。

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0^H(k) & \mathbf{H}_1^T(k) \\ \mathbf{H}_1^H(k) & -\mathbf{H}_0^T(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{R}_0(k) \\ \mathbf{R}_1^*(k) \end{pmatrix} \quad (15)$$

ここで $(\cdot)^H$ はエルミート転置演算を表す。上式に式(14)を代入すると次式を得る。

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_0(k) \\ \hat{S}_1(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{n,m}(k)|^2 \begin{pmatrix} S_0(k) \\ S_1(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0^H(k)\mathbf{N}_0(k) + \mathbf{H}_1^T(k)\mathbf{N}_1^*(k) \\ \mathbf{H}_1^H(k)\mathbf{N}_0(k) - \mathbf{H}_0^T(k)\mathbf{N}_1^*(k) \end{pmatrix} \quad (16)$$

この後、逆拡散を行って送信シンボル系列 $\{d(i); i=0 \sim (2N_c/SF)-1\}$ に対応する軟判定値系列 $\{\hat{d}(i)\}$ を得る。

式(16)よりチャネル利得 $\mathbf{H}_n(k)$ が与えられたときの $d(i)$ に対する受信 SNR は次式のように求められる。

$$\text{SNR}_{\text{STTD}} = \frac{P \cdot \left(\sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{n,m}(i)|^2 \right)^2}{E[\|\mathbf{H}_0^H(i)\mathbf{N}_0(i)\|^2] + E[\|\mathbf{H}_1^T(i)\mathbf{N}_1^*(i)\|^2]} \quad (17)$$

$$= \frac{1}{2} \frac{E_s}{N_0} \sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{n,m}(i)|^2$$

ここで、 $E_s = PT_c N_c$ はシンボルエネルギーである。

一方、 $(N_t, 2)$ STTRD における $d(i)$ の瞬時受信 SNR は式(11)より次式のように求められる。

$$\text{SNR}_{\text{STTRD}} = \frac{2P \cdot \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{m=0}^2 |H_{m,n}(i)|^2}{E[\|N_{0,0}(i)\|^2] + E[\|N_{1,1}(i)\|^2]} \quad (18)$$

$$= \frac{1}{2} \frac{E_s}{N_0} \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{m=0}^2 |H_{m,n}(i)|^2$$

式(17)および式(18)より STTRD の送信アンテナ数 N_t と STTD の受信アンテナ数 N_r が等しい場合には、両者の瞬時 SNR は一致するから、BER 特性も同じになることがわかる。

4. 計算機シミュレーション

4.1. シミュレーション条件

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ている ($E[|h_{m,l,n}|^2] = 1/L$ for all m, l, n)。また、チャネル推定は理想としている。

表 1 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	$SF=1 \sim 256$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l = lT_c, l=0 \sim L-1$
	Normalized maximum Doppler frequency	$f_D T = 0.001$ ($T = (N_c + N_g)T_c$)
No. of receive antennas		$N_r=1, 2$
Channel estimation		Ideal

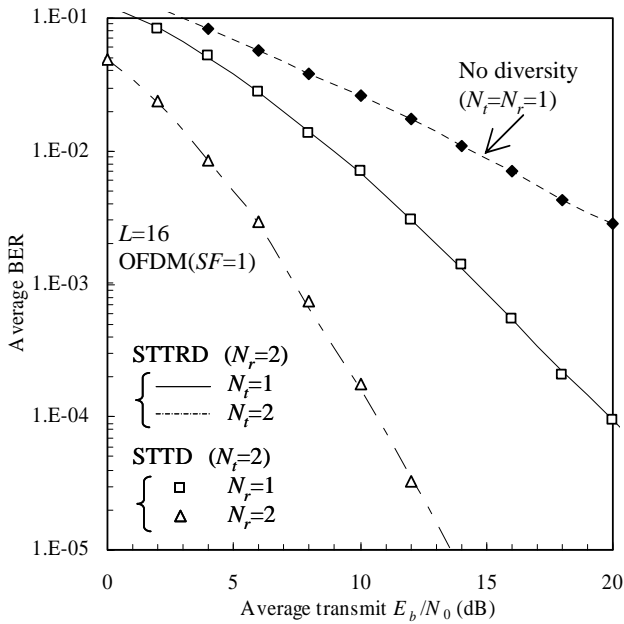


図3 $(N_t, 2)$ STTRD と $(2, N_r)$ STTD の BER 特性の比較 (OFDM) .

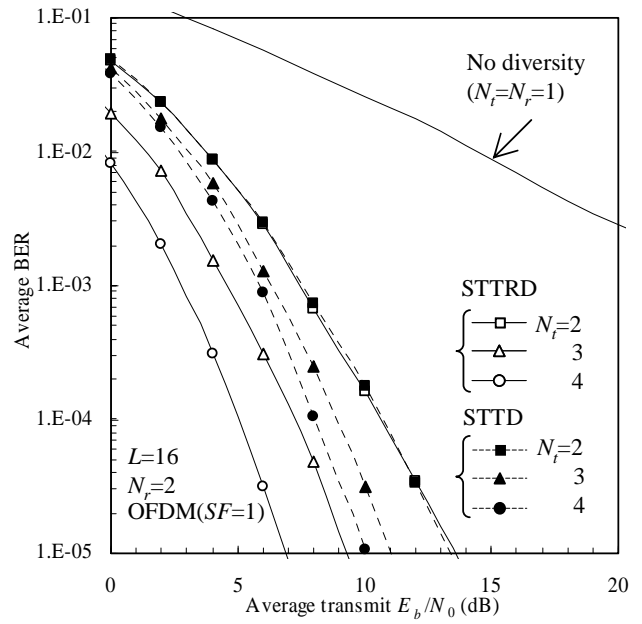


図4 $(N_r, 2)$ STTRD と $(N_r, 2)$ STTD の BER 特性の比較 (OFDM) .

4.2. OFDM の BER 特性

$(N_t, 2)$ STTRD および $(2, N_r)$ STTD を用いるときの OFDM の BER 特性を図3の比較を示す. 図3より STTRD 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, 両者は同じ BER 特性が得られることがわかる. これは平均送信電力を等しくした場合, 両者の受信信号の瞬時信号電力対雑音電力比(SNR)が等しくなるためである(第3節参照). 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_t をパラメータとしてプロットした OFDM の BER 特性を図4に示す. 図4より STTRD は, $N_t=2$ のときは $(N_r, 2)$ STTD と同じ BER 特性であるが $N_t=3, 4$ では STTD より優れた BER 特性が得られることが分かる. また, $N_t=3, 4$ のときの STTD では伝送レートが $3/4$ になってしまうが, STTRD には伝送効率の劣化は発生しない.

4.3. MC-CDMA の BER 特性の比較

周波数拡散を行った場合の (N_t, N_r) STTRD の BER 特性を図4に示す. なお, $(N_t, N_r)=(1, 1)$ は送信側で位相のみの等化を行った場合の特性である[15]. 図4より周波数拡散を行った場合にも提案方式を併用することにより BER 特性は改善していることがわかる. また, 送信アンテナ数を増やすことにより特性はさらに改善することがわかる.

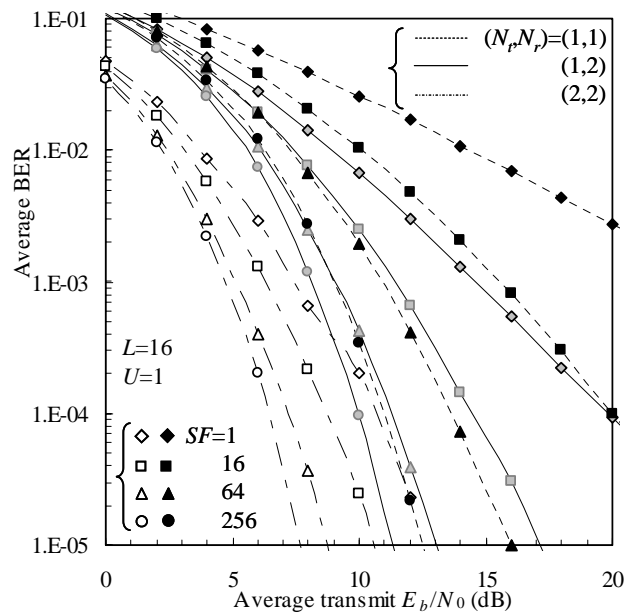


図5 周波数拡散時の BER 特性

5. まとめ

本論文では送信側にチャネル等化処理を集中させることができる時空間符号化送受信ダイバーシチ(STTRD)を提案した。その BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにした。STTRD では受信アンテナ数は 2 本に限定されるものの任意の送信アンテナ数 N_t の送受信ダイバーシチが可能である。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。しかし、STTD では受信側でチャネル推定が必要である。 $(N_t, 2)$ STTRD と $(2, N_r)$ STTD を用いるときの瞬時 SNR を求め、 $N_t=N_r$ のとき両者の SNR が一致し、同じ BER 特性が得られることを示した。このことを計算機シミュレーションにより確認した、また、2 アンテナ受信を用いるときの $(N_t, 2)$ STTRD と $(N_r, 2)$ STTD の BER 特性を比較した結果、 $N_t=2$ のとき STTD と STTRD は同じ特性を得ることができるが $N_t=3, 4$ では STTRD の方が優れた BER 特性を得ることができることを示した、 $N_t=3, 4$ のとき STTD の伝送レートは $3/4$ になってしまうが、STTRD では伝送レートの低下はない。

今後は STTRD の BER 特性の理論解析を行い、STTD と比較する予定である。

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. Raghathan, "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] 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.
- [9] 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.
- [10] T. Lo, "Maximum ratio transmission," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 47, No. 10, pp. 1458-1461, Oct., 1999.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] H. Tomeba, S. Takaoka and F. Adachi, "Frequency domain pre-equalization transmit diversity for MC-CDMA," *Proc. 7th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication(WPMC) '04*, Sept., 2004.