

時空間符号化送受信ダイバーシチを用いる周波数領域送信等化 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、最近、周波数領域送信等化が注目されている。更に伝送特性を改善する技術として受信ダイバーシチが良く知られているが、これまで周波数領域送信等化と受信ダイバーシチとの併用について検討された例はなかった。本論文では DS-CDMA を対象に 2 アンテナ受信ダイバーシチを用いることができる周波数領域時空間ブロック符号化送受信ダイバーシチ(STTRD)を提案し、その 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。また、時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD)と受信ダイバーシチを用いる場合の BER 特性と比較している。

キーワード 周波数領域送信等化, 送受信アンテナダイバーシチ, 時空間符号化, DS-CDMA

Performance Evaluation for Frequency-domain Pre-equalization with Space-Time block coding Transmit/Receive diversity in DS-CDMA Mobile Radio

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 Recently, 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. Antenna diversity reception is also a well-known technique for improving the transmission performance. However, so far the joint use of pre-FDE and the receive diversity has not been discussed. In this paper, we propose a new transmit/receive diversity technique that jointly uses pre-FDE transmit diversity and two-antenna receive diversity, called frequency-domain space-time block coded transmit/receive diversity (STTRD) for DS-CDMA transmissions. Its bit error rate (BER) performance is evaluated by computer simulation and compared to space-time coded transmit diversity (STTD) jointly used with antenna receive diversity.

Keyword Frequency-domain pre-equalization, transmit/receive antenna diversity, space-time block coding, 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。高速移動無線チャンネルは、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]。そこで、最近では、Rake 受信器というチャンネル整合フィルタを用いる DS-CDMA が数 Mbps 程度の高速移動通信に用いられるようになった。DS-CDMA は、遅延時間の異なるパスを分離して Rake 受信を行うことによりパスダイバーシチ効果を得ることができ、伝送特性を改善できる。しかし、今後期待される 100Mbps 以上の超高速伝送においては分離可能なパス数が大幅に増えることによるパス間干渉 (IPI) の増大により、伝送特性は大幅に劣化してしまう。そこで最近では、シングルキャリア伝送を対象とした周波数領域等化技術が注目されている[2]。周波数領域等化をシングル

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[3,4]。また、最近では周波数領域等化処理を送信側で行うことにより伝送特性を改善する周波数領域送信等化 [5-8]が注目されてきており、筆者らは DS-CDMA および MC-CDMA を対象とした周波数領域送信等化を提案し BER 特性を大きく改善できることを示してきた[9,10]。ところで伝送特性を改善する技術として受信アンテナダイバーシチ技術が良く知られている[1]。しかし、送信側でチャンネル等化処理を行う周波数領域送信等化と受信ダイバーシチとの併用についてこれまで検討された例はなかった。そこで筆者らはマルチキャリア伝送を対象に、2 アンテナ受信ダイバーシチを用いることができる時空間ブロック符号化送受信ダイバーシチ (STTRD) を提案した[11]。本論文では、STTRD を DS-CDMA 周波数領域送信等化に適用することを検討している。送受信ダイバーシチと周波数領域送信等化とを組み合わせ

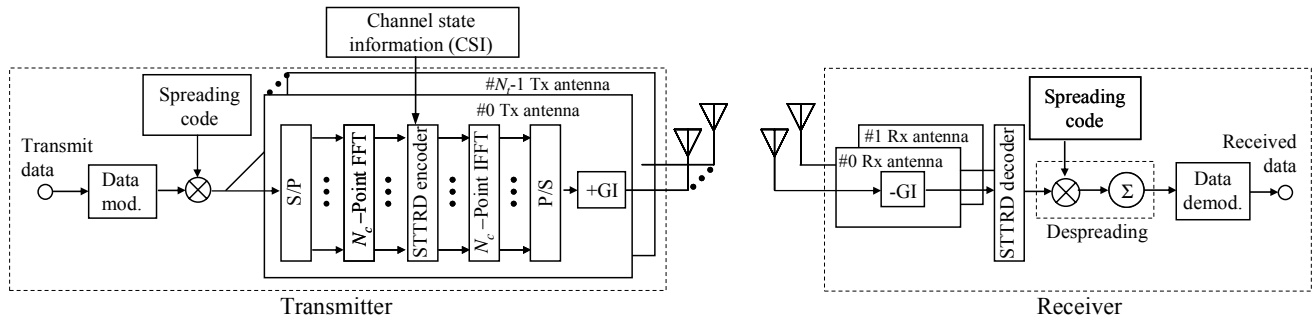


図1 時空間符号化送受信ダイバシティを用いる周波数領域送信等化 DS-SS-CDMA の送受信系

せた周波数領域 STTRD を提案している。

周波数領域 STTRD では送信チャネルの伝達関数を知ることが必要であるが、送受信に同じ搬送波周波数を用いる時間分割複信(TDD)[12]では、送信チャネルの推定は比較的容易であるから、本論文ではチャネル利得が理想的に推定できるという仮定のもとで、DS-SS-CDMA を対象に周波数領域 STTRD のビット誤り率特性(BER)を計算機シミュレーションによって求め、時空間ブロック符号化送信ダイバシティ(STTD)と周波数領域受信等化を用いるときの BER 特性と比較している。本論文は以下のような構成になっている。第2章では周波数領域 STTRD について述べる。計算機シミュレーション結果を第3章で述べ、最後に第4章でまとめる。

2. 周波数領域 STTRD の送受信系

DS-SS-CDMA 周波数領域 STTRD 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 $N_r=2$ とする。送信機では、送信シンボル系列を N_c/SF 個のシンボル(N_c は FFT ポイント数、 SF は拡散率)毎のブロック系列に分割し、各ブロックを拡散率 SF の拡散符号系列 $\{c(t)\}$ を用いて拡散する。周波数領域 STTRD では連続する2つのブロックを用いて符号化する。まず、2つのブロックにそれぞれ N_c ポイント FFT を適用して N_c 個のサブキャリア成分に分解し、サブキャリア毎に周波数領域 STTRD 符号化を行う。その後、 N_c ポイント IFFT を用いて時間領域送信信号を生成する。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 個サブキャリア成分に分解し、サブキャリア毎に STTRD 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2ブロック(偶数番目と奇数番目のブロックと呼ぶ)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. 周波数領域 STTRD 符号化

偶数番目および奇数番目のブロックの拡散された信号 $\{s_e(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ および $\{s_o(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ はそれぞれ次式のように表される。

$$\begin{cases} s_e(t) = c(t)d(\lfloor t/SF \rfloor) \\ s_o(t) = c(t+N_c)d(\lfloor (t+N_c)/SF \rfloor) \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である。次に次式のように N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 ($k=0 \sim (N_c-1)$) に分解する(以下、MC-SS-CDMA と同様にサブキャリア成分と呼ぶこととする)。

$$\begin{cases} S_e(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_e(t) \exp\left(-j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \\ S_o(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_o(t) \exp\left(-j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \end{cases} \quad (2)$$

次に周波数領域 STTRD 符号化を行う。ここで第 n 番目の送信アンテナから送信される、奇数および偶数番目の送信ブロックにおける第 k サブキャリア成分を $\tilde{S}_{e,n}(k)$ および $\tilde{S}_{o,n}(k)$ で表す。周波数領域 STTRD 符号化では $\{S_e(k), S_o(k)\}$ を次式のような送信信号ベクトル $\tilde{S}_e(k) = [\tilde{S}_{e,0}(k), \tilde{S}_{e,1}(k), \dots, \tilde{S}_{e,N_t-1}(k)]^T$ および $\tilde{S}_o(k) = [\tilde{S}_{o,0}(k), \tilde{S}_{o,1}(k), \dots, \tilde{S}_{o,N_t-1}(k)]^T$ に符号化する。

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_e(k) \\ \tilde{S}_o(k) \end{pmatrix} = C \begin{pmatrix} \mathbf{w}_0^*(k) & \mathbf{w}_1^*(k) \\ \mathbf{w}_1(k) & -\mathbf{w}_0(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_e(k) \\ S_o(k) \end{pmatrix} \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{w}_m(k) = [w_{m,0}(k), w_{m,1}(k), \dots, w_{m,N_t-1}(k)]$ は送信等化重みであり ($m=0,1$)、また C は平均送信電力を一定にする正規化係数を表し、次式のように表される。

$$C^2 = \frac{N_c}{\sum_{k=0}^{N_c-1} (\|\mathbf{w}_0(k)\|^2 + \|\mathbf{w}_1(k)\|^2)} \quad (4)$$

ここで N_t 本の送信アンテナと第 m 番目の受信アンテナ ($m=0,1$) とを結ぶチャネル利得を $\mathbf{H}_m(k) = [H_{m,0}(k), H_{m,1}(k), \dots, H_{m,N_t-1}(k)]^T$ ($m=0,1$) で表す。本論文では等化重みとして MR 重み、ZF 重みおよび MMSE 重みを考える。それらは次式のように表される[10]。

$$\mathbf{w}_m(k) = \begin{cases} \mathbf{H}_m(k), & \text{MR} \\ \frac{\mathbf{H}_m(k)}{\|\mathbf{H}_0(k)\|^2 + \|\mathbf{H}_1(k)\|^2}, & \text{ZF} \\ \frac{\mathbf{H}_m(k)}{\|\mathbf{H}_0(k)\|^2 + \|\mathbf{H}_1(k)\|^2 + \lambda}, & \text{MMSE} \end{cases} \quad (5)$$

MR 重みは受信信号の信号対雑音電力比(SNR)を最大とするが、等化後のチャンネルの周波数選択性を強めてしまうため、伝送特性が劣化してしまう。一方、ZF 重みはチャンネルを完全な周波数非選択性チャンネルに変換するが、チャンネル利得が大きく落ち込んでいるサブキャリア成分に大きな送信電力を配分するため、送信電力一定とする拘束条件のもとでは平均受信電力が小さくなってしまい雑音による誤りが増えてしまう。MMSE 重みは λ を最適化することにより周波数選択性を弱めながら受信電力の低下を避けることが可能である。本論文では、 λ の最適値を計算機シミュレーションによって求めている。なお $\lambda \rightarrow \infty$ としたときにMR 重み、 $\lambda=0$ としたときにZF 重みとなる。

式(3)に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域のシングルキャリア送信信号 $\{\tilde{\mathbf{s}}_e(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ および $\{\tilde{\mathbf{s}}_o(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$ を生成する。

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{s}}_e(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{S}}_e(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \right\} \\ \tilde{\mathbf{s}}_o(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{\mathbf{S}}_o(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \right\} \end{cases} \quad (6)$$

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. 受信信号

N_t 本の送信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ンネルを伝播して2本の受信アンテナで受信される。本論文では、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。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する。また第 n 番目の送信アンテナと第 m 番目の受信アンテナ間のチャンネルの第 l 番目のパスのパス利得を $h_{m,l,n}$ 、遅延時間を $\tau_l = lT_c$ とする。第 m 番目の受信アンテナ($m=0,1$)で受信された偶数および奇数番目のブロックの受信信号をそれぞれ $r_{e,m}(t)$ および $r_{o,m}(t)$ で表すと、それらは次式ようになる。

$$\begin{cases} r_{e,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{m,l}^T \tilde{\mathbf{s}}_e(t-l) + \eta_{e,m}(t) \\ r_{o,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}_{m,l}^T \tilde{\mathbf{s}}_o(t-l) + \eta_{o,m}(t) \end{cases} \quad (7)$$

ここで、 $\eta_{e,m}(t)$ および $\eta_{o,m}(t)$ は互いに独立な、平均0で分散 $2N_0/T_c$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。なお、 N_0 はAWGNの片側電力スペクトル密度である。

2.3. 周波数領域 STTRD 復号

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 個のサブキャリア成分に分解する。

$$\begin{cases} R_{e,m}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r_{e,m}(t) \exp\left(-j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \\ R_{o,m}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r_{o,m}(t) \exp\left(-j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \end{cases} \quad (8)$$

式(8)に式(7)を代入すると次式を得る。

$$\begin{cases} R_{e,m}(k) = \mathbf{H}_m^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_e(k) + N_{e,m}(k) \\ R_{o,m}(k) = \mathbf{H}_m^T(k) \tilde{\mathbf{S}}_o(k) + N_{o,m}(k) \end{cases} \quad (9)$$

ここで、 $\mathbf{H}_m(k) = [H_{m,0}(k), H_{m,1}(k), \dots, H_{m,N_c-1}(k)]^T$, $m=0, 1$, はパス利得 $\mathbf{h}_{m,l} = [h_{m,l,0}, h_{m,l,1}, \dots, h_{m,l,N_c-1}]^T$, $l=0 \sim L-1$, $m=0, 1$, を用いて次式のように表される。

$$\mathbf{H}_m(k) = [\mathbf{h}_{m,0}, \dots, \mathbf{h}_{m,1}, \dots, \mathbf{h}_{m,L-1}] \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi k l / N_c) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi k (L-1) / N_c) \end{bmatrix} \quad (10)$$

また、 $N_{e,m}(k)$ および $N_{o,m}(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{cases} N_{e,m}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{e,m}(t) \exp\left(-j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \\ N_{o,m}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{o,m}(t) \exp\left(-j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \end{cases} \quad (11)$$

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

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_e(k) \\ \hat{S}_o(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{e,0}(k) + R_{o,1}^*(k) \\ R_{e,1}(k) - R_{o,0}^*(k) \end{pmatrix} \quad (12)$$

式(12)に式(9)を代入し、さらに式(3)および式(5)を用いると次式を得る。

$$\begin{pmatrix} \hat{S}_e(k) \\ \hat{S}_o(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{H}_0^T(k) & \mathbf{H}_1^H(k) \\ \mathbf{H}_1^T(k) & \mathbf{H}_0^H(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{S}_e(k) \\ \tilde{S}_o(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{e,0}(k) + N_{o,1}^*(k) \\ N_{e,1}(k) - N_{o,0}^*(k) \end{pmatrix}$$

$$= \begin{cases} C_{\text{MR}} (\|\mathbf{H}_0(k)\|^2 + \|\mathbf{H}_1(k)\|^2) \mathbf{S}(k) + \hat{\mathbf{N}}(k), & \text{MR} \\ C_{\text{ZF}} \mathbf{S}(k) + \hat{\mathbf{N}}(k), & \text{ZF} \\ C_{\text{MMSE}} \frac{\|\mathbf{H}_0(k)\|^2 + \|\mathbf{H}_1(k)\|^2}{\|\mathbf{H}_0(k)\|^2 + \|\mathbf{H}_1(k)\|^2 + \lambda} \mathbf{S}(k) + \hat{\mathbf{N}}(k), & \text{MMSE} \end{cases} \quad (13)$$

ここで $\hat{\mathbf{N}}(k) = [N_{e,0}(k) + N_{o,1}^*(k), N_{e,1}(k) - N_{o,0}^*(k)]^T$, $\mathbf{S}(k) = [S_e(k), S_o(k)]^T$ であり, C_{MR} , C_{ZF} および C_{MMSE} はそれぞれ MR, ZF および MMSE 送信等化重みを用いた場合の正規化係数(式(4)参照)を表す.

式(13)に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域の受信信号系列 $\{\hat{s}_e(t), \hat{s}_o(t)\}$ を得る.

$$\begin{cases} \hat{s}_e(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{S}_e(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \hat{s}_o(t) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{S}_o(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (14)$$

ところで, 式(12)より STTRD 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. このことは受信側で 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(7)を用いて次式に示すように時間領域で直接 STTRD 復号を行うことができることを示している. ただし, $t=0 \sim (N_c-1)$ である.

$$\begin{cases} \hat{s}_e(t) = r_{e,0}(t) + r_{o,1}^*((N_c - t) \bmod N_c) \\ \hat{s}_o(t) = r_{e,1}(t) - r_{o,0}^*((N_c - t) \bmod N_c) \end{cases} \quad (15)$$

この後, 次式に示す逆拡散により軟判定値系列 $\{\hat{d}(i); i=0 \sim 2N_c / SF - 1\}$ を得る.

$$\hat{d}(i) = \begin{cases} \sum_{t=iSF}^{(i+1)SF-1} \hat{s}_e(t) c^*(t), & i=0 \sim (N_c / SF - 1) \\ \sum_{t=iSF}^{(i+1)SF-1} \hat{s}_o(t) c^*(t + N_c), & i=N_c / SF \sim 2N_c / SF - 1 \end{cases} \quad (16)$$

表1 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	$SF=1 \sim 64$
	No. of transmit antennas	$N_t=1, 2, 4$
	Pre-equalization weight	ZF, MR, 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	$N_r=1, 2$
Channel estimation		Ideal

3. 計算機シミュレーション

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, 比較のために STTD と受信ダイバーシチを併用する場合[13]の平均 BER 特性も求めた.

3.1. 送信等化重みの比較

MR, ZF および MMSE 等化重みを用いるときの平均 BER 特性を送信アンテナ数 N_t をパラメータとして図2に示す. MMSE 重みの λ の最適値は送信 E_b/N_0 の値に依存するので, 本論文では送信 E_b/N_0 毎に計算機シミュレーションにより λ の最適値を求めた. なお, $SF=8$ とした.

MMSE 重みは周波数非選択性チャネルの完全再生をあきらめることで, 平均受信電力の低下を避けつつ周波数ダイバーシチ効果を得ることができるため, 送信アンテナ数によらず最も優れた BER 特性が得られている. 送信アンテナを増やすことで BER 特性は改善できる. $BER=10^{-4}$ を満たす所要 E_b/N_0 を $N_t=1$ と比較して $N_t=2(4)$ で約 5 (9)dB 改善できる. 一方, ZF 重みはチャネルを完全に周波数非選択性にするため符号間干渉(ISI)は発生しないが, 送信電力一定の拘束条件のもとでは平均受信電力が小さくなってしまいうため BER 特性は劣化してしまう. しかし, アンテナ数を増やすことでチャネル利得が大きく落ち込むサブキャリアが減少し, 平均受信電力の低下を避けることができるので BER 特性は大幅に改善し, $N_t=4$ のときは MMSE 重みとほぼ同等な BER 特性が得られる. MR 重みではチャネルの周波数選択性を強調してしまい大きな符号間干渉を発生させるので MMSE 重みや ZF 重みを用いるときよりも BER 特性は劣化する.

以降の計算機シミュレーションでは最も優れた BER 特性を得ることができる MMSE 重みのみを用いた.

3.2. 受信ダイバーシチによる特性改善効果について

受信ダイバーシチを併用したときの平均 BER 特性を送信アンテナ数 N_t をパラメータとして図3に示す. なお, $SF=8$ とした. 受信ダイバーシチを用いることにより残留 ISI が抑圧されるため BER 特性は改善し, $BER=10^{-4}$ 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 $N_t=1$ で約 2dB, $N_t=2$ で約 1dB, $N_t=4$ で約 0.5dB 改善できる.

受信ダイバーシチを併用する場合の拡散率の影響を図4に示す. なお, $N_t=2$ としている. $N_t=1$ のとき SF を大きくするにつれて逆拡散により残留 ISI が抑圧されるため BER 特性は改善し, $SF=64$ 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. $N_t=2$ の場合, 受信ダイバーシチにより ISI が十分に抑圧されるため SF を大きくすることによる BER 特性の改善は小さい.

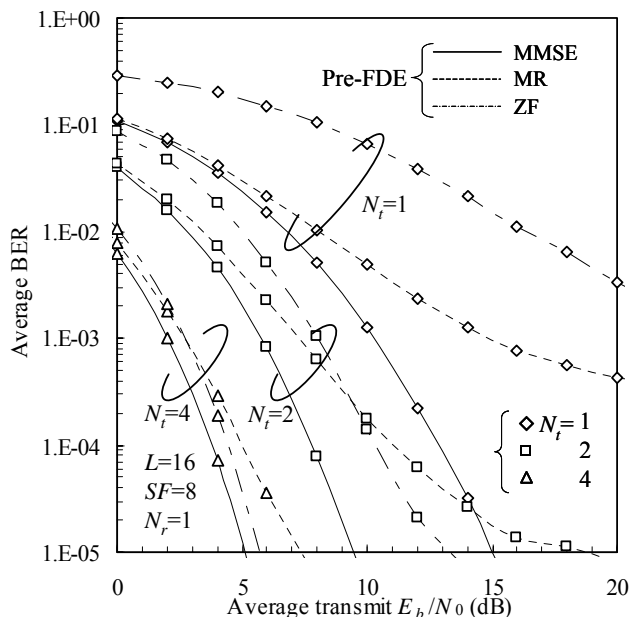


図2 MR, ZF および MMSE 送信等化重みを用いるときの BER 特性の比較 ($SF=8$)

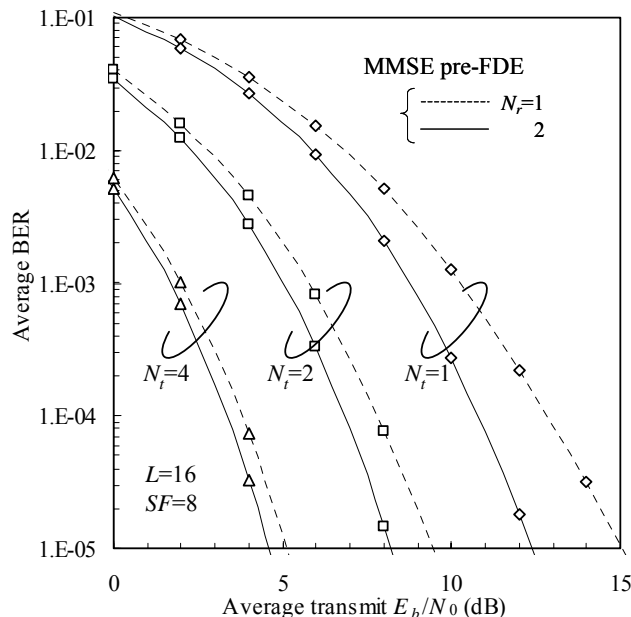


図3 受信ダイバーシチの効果 ($SF=8$)

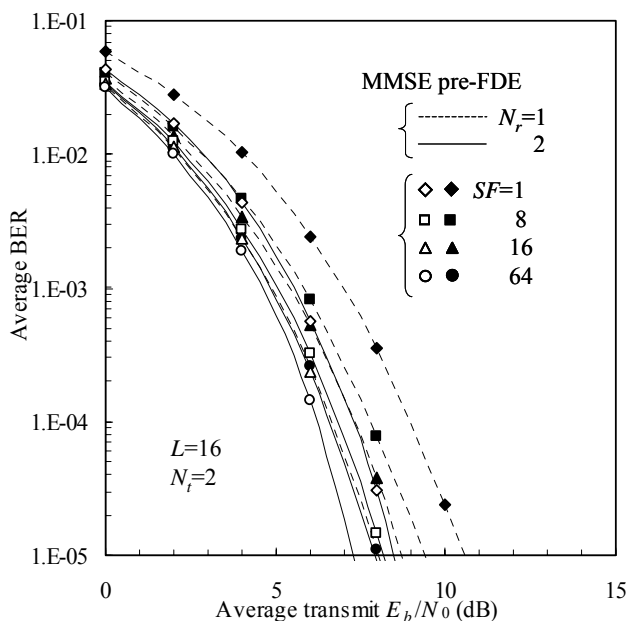


図4 拡散率の影響

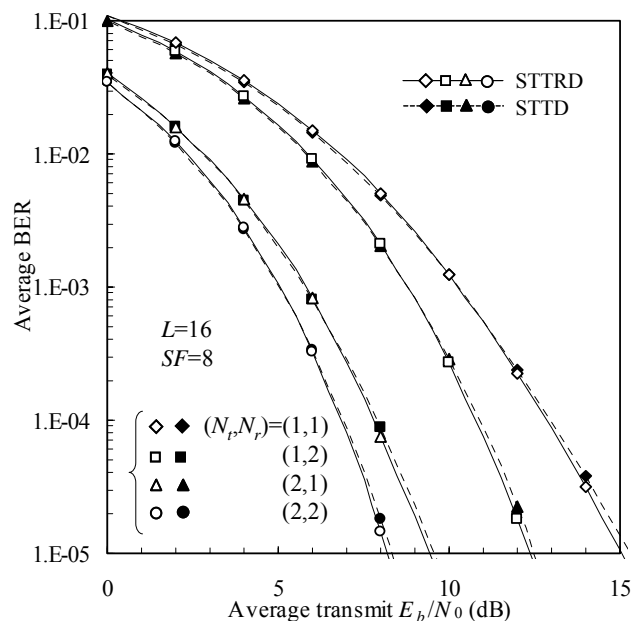


図5 周波数領域 STTRD と周波数領域 STTD の BER 特性の比較

3.3. 周波数領域 STTD との比較

周波数領域 STTRD と周波数領域 STTD の BER 特性の比較を図5に示す。図5より周波数領域 STTRD の送信アンテナ数 N_t と周波数領域 STTD の受信アンテナ数 N_r を等しくしたとき、両者で同じ BER 特性が得られることが分かる。これは平均送信電力が等しいとき、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[11]。このことは、周波数領域 STTD と受信ダイバーシチを併用して得られる平均 BER を、周波数領域 STTRD では送信側の送信アンテナを増やすだけで得ることができることを示している。なお、周

波数領域 STTRD では送信データ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が、STTD では送信アンテナ数を2本以上とすると送信データレートの低下を招いてしまう[14]。

4. まとめ

本論文では DS-CDMA/TDD を対象に、周波数領域時空間ブロック符号化送受信ダイバーシチ(STTRD)を提案した。周波数領域 STTRD では受信アンテナ数は2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

ナ数を用いることができる。周波数領域 STTRD を用いたときの平均 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。

送信等化に MMSE 重みを用いると高い平均受信電力を保ちつつ周波数ダイバーシチ効果を得ることができ、最も優れた BER 特性を得ることができることを示した。また、周波数領域送信等化 STTRD と周波数領域 STTD との平均 BER 特性を比較した。 λ を最適化することにより両者はほぼ等価な特性を得ることができることを示した。つまり、周波数領域 STTD と受信ダイバーシチを併用して得られる平均 BER を、周波数領域 STTRD では送信側の送信アンテナを増やすだけで得ることができる。このことは、BER 特性の劣化を引き起こさずに送信側にアンテナを集中させることができるので、特に下りリンクに適している。上りリンクでは周波数領域 STTD を用いればよい。

文献

- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, Newyork,1974.
- [2] 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.
- [3] 武田, 板垣, 安達, "周波数選択性フェージングにおける空間・周波数領域処理を用いる DS-CDMA の伝送特性," 信学技報, RCS2003-33, pp. 21-25, 2003 年 5 月.
- [4] 武田, 安達, "周波数領域等化とアンテナダイバーシチを用いる DS-CDMA のビット誤り率の理論解析," 信学技報, RCS2003-239, pp. 27-32, 2004 年 1 月.
- [5] D. Mottier and D. Castelain, "SINR-based channel pre-equalization for uplink multi-carrier CDMA systems," Proc. IEEE Int. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.(PIMRC2002), Vol. 4, pp. 1488-1492, Sept. 2002.
- [6] 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.
- [7] 阿部, 高岡, 安達, "送信等化を用いる MC-CDMA の伝送特性," RCS2003-375, pp.131-136, 2004 年 3 月
- [8] 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.
- [9] 留場, 高岡, 安達, "周波数領域等化送信ダイバーシチを用いた MC-CDMA 上りリンクの誤り率特性," 信学技報, RCS2004-67, pp.67-72, 2004 年 5 月
- [10] 留場, 武田, 安達, "シングルキャリア CDMA における周波数領域送信等化," RCS2004-214, pp. 19-24, 2004 年 10 月.
- [11] 留場, 武田, 安達, "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," 信学技報, RCS2004-266, pp. 43-48, 2005 年 1 月.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.