

周波数選択性フェージング環境下における DS-CDMA マルチアンテナ送受信ダイバーシチの最適重みについて

加藤 昭仁[†] 工藤 栄亮[†] 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 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 05

E-mail: [†](kato, kudoh)@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本論文では、周波数選択性フェージング環境下で DS-CDMA を対象に、同じ信号に遅延と重みを付け複数のアンテナから送信し複数のアンテナで受信する遅延送信ダイバーシチについて検討している。最大比合成 (MRC) を用いる Rake 受信後の信号対雑音電力比 (SNR) を最大にする最適重みを理論的に導出している。最適重みを用いるとき、Rake 受信後の等価チャンネル利得を最大とする送信アンテナからのみの送信となることが分かった。重みを付加しない従来の遅延送信ダイバーシチに対する、ビット誤り率 (BER) 特性の改善量を理論検討と計算機シミュレーションによって明らかにしている。送信電力制御 (TPC) との併用効果についても検討をしている。

キーワード 送信ダイバーシチ, 送信電力制御, フェージング, DS-CDMA, Rake 受信

The Optimum Weights of Multi-Antenna Transmit and Receive Diversity in a Frequency Selective Fading Environment for DS-CDMA

Akihito KATO[†] Eisuke KUDOH[†] 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: [†](kato, kudoh)@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In this paper, we study DS-CDMA delay transmit diversity that transmits the time-delayed versions of the same signal from weighted multiple antennas in a frequency selective fading environment. At a receiver, multiple receive antennas are used and the received delayed signals are coherently combined by Rake receiver. The set of optimum antenna weights for maximizing the received signal-to-noise power ratio (SNR) is theoretically derived to show that the optimum solution is to transmit only from the best antenna that has the maximum equivalent channel gain after Rake combining. The improvement of the BER performance from conventional delay transmit diversity is theoretically analyzed and confirmed by computer simulations. The combined effect of transmit diversity and transmit power control (TPC) is also evaluated.

Keyword transmit diversity, transmit power control, fading, DS-CDMA, Rake combining

1. まえがき

最近の移動通信では、高い周波数利用効率を得ることができる直接拡散符号分割多元接続 (DS-CDMA) [1] が用いられるようになった [2-6]。広帯域伝送になるほど逆拡散処理のパス分離の分解能が向上し、伝搬路が周波数選択性で見なせる。このとき、Rake 受信によるパスダイバーシチ効果が得られるが、マルチアンテナ送受信ダイバーシチを用いれば、更にダイバーシチ効果が得られ伝送特性は大幅に改善することが期待される。しかしながら、周波数選択性フェージング (FSF) チャンネルでのマルチアンテナ送受信ダイバーシチについては、よく検討がなされていない。

本論文では、同じ信号を遅延させて複数のアンテナから送信する遅延送信ダイバーシチ (TD) に注目する [7,8] (図 1(a)参照)。受信局では Rake 合成により遅延信号を分離してコヒーレント合成できるので、遅延信号間の干渉を無視すれば 1 受信アンテナ当たりの受信電力が送信アンテナ数分

の 1 の最大比合成 (MRC) ダイバーシチ受信と同じになる。このため、MRC ダイバーシチ受信のときのビット誤り率 (BER) 特性より改善効果が小さい。筆者らは各送信アンテナに重みを付けて送信する重み付け遅延 TD を提案した [9,10]。複数アンテナで受信するとき、最適重みは MRC ダイバーシチ受信後の瞬時等価チャンネル利得が最大となる送信アンテナからのみ送信する重みであり、選択合成 (SC) ダイバーシチ受信と等価になることを明らかにした。したがって、この重み付け遅延 TD を SC 送信ダイバーシチ (TD) と呼んだ (図 1(b)参照)。この結果、従来の遅延 TD より大きな改善効果が得られ、MRC ダイバーシチ受信の特性に近づくことが分かった。しかし、文献 [9,10] では周波数非選択性フェージングチャンネルの検討のみしか行われていなかった。そこで本論文では、FSF チャンネルにおいて重み付け遅延 TD を用いるとき、コヒーレント Rake 合成後の信号対雑音電力比 (SNR) が最大となる、即ち BER を最小にする、最適重みを

理論的に求めている。さらに、従来の遅延 TD に対する BER 特性の改善効果を理論検討と計算機シミュレーションにより明らかにしている。また、DS-CDMA では、遠近問題の解決やフェージングの影響を軽減するため高速送信電力制御 (TPC) が用いられる [1], [11,12]. TD と高速 TPC の併用効果についても明らかにしている。

本論文の構成は以下の通りである。第 2 節では重み付け遅延 TD の最適重みと BER 特性を理論的に導出している。第 3 節では TD と高速 TPC との併用効果について理論的に考察している。第 4 節では、計算機シミュレーションによる結果を示して理論値との比較を行っている。第 5 節では結論を述べている。

2. 遅延送信ダイバーシティの最適重みの理論解析

2.1. 送信信号

図 2 に M 送信アンテナ, N 受信アンテナを用いる重み付け遅延 TD の DS-CDMA 信号伝送系モデルを示す。フェージングは、それぞれ独立な L 個のパスからなる等平均電力の周波数選択性レイリーフェージングであると仮定する。QPSK データ変調信号 $d(t)$ に、拡散符号系列 $c(t)$ を乗算した後、 M 個のコピーを作る。 M 個のコピーには、時間遅延 $\{\tau_m\}$ ($m=0\sim M-1$) が付加され、 k 番目の QPSK 送信シンボルに対して、複素重み $\{\alpha_{m,k}\}$ が乗算されて M 本のアンテナから送信される。ここで、一般性を失うことなく、 $\tau_0(=0) < \tau_1 < \dots < \tau_{M-1} < T/2$ と仮定する。ただし、 T はデータシンボル長である。また、総送信電力が一定に保たれるようアンテナ重みは

$$\sum_{m=0}^{M-1} |\alpha_{m,k}|^2 = 1 \quad (1)$$

であるものとする。重み $\{\alpha_{m,k}\}$ が乗算された後、 M 本のアンテナから送信される。送信アンテナ m からの送信信号の等価低域表現 $s_m(t)$ は次式のようになる。

$$s_m(t) = \sqrt{2S} d(t - \tau_m) c(t - \tau_m) \alpha_m(t - \tau_m) \quad (2)$$

ここで、 S は送信電力であり、 $d(t)$, $c(t)$, $\alpha_m(t)$ はそれぞれ次式のように与えられる。

$$\begin{cases} d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k u(t/T - k) \\ c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k u(t/T_c - k) \\ \alpha_m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \alpha_{m,k} u(t/T - k) \end{cases} \quad (3)$$

$\{d_k\}$ および $\{c_k\}$ は、それぞれ $|d_k|=1$ の QPSK 送信データシンボル系列、および $|c_k|=1$ の拡散符号系列、 T_c は拡散符号のチップ長であり、 $u(x) = 1(0)$ if $0 \leq x \leq 1$ (otherwise) は矩形パルス関数である。

2.2. 受信信号

M 本のアンテナから送信された信号は、それぞれ L パスの等平均電力のレイリーフェージングで表される独立な FSF チャネルを通り、 N 本のアンテナで受信される。受信アンテナ n における受信信号 $r_n(t)$ は次式のように表わすことができる。

$$\begin{aligned} r_n(t) &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} s_m(t) g_{mn}^{(l)}(t) + n_n(t) \\ &= \sqrt{2S} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ d(t - \tau_m - \tau'_l) c(t - \tau_m - \tau'_l) \right\} \cdot \alpha_m(t - \tau_m - \tau'_l) g_{mn}^{(l)}(t) + n_n(t) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $\{g_{mn}^{(l)}(t)\}$ は、時間遅延 $\{\tau'_l\} (\neq \tau_m)$; $l=0\sim L-1$. 一般性を失うことなく、 $\tau'_0(=0) < \tau'_1 < \dots < \tau'_{L-1} < T/2$ と仮定する) で表される送信アンテナ m と受信アンテナ n 間の第 l パスの複素チャネル利得である。ただし、平均値 0 の複素ガウス過程であり、一様電力遅延プロファイルを仮定しているので、 $E[|g_{mn}^{(l)}(t)|^2] = 1/L$ である ($E[\cdot]$ は標本平均を表わす)。

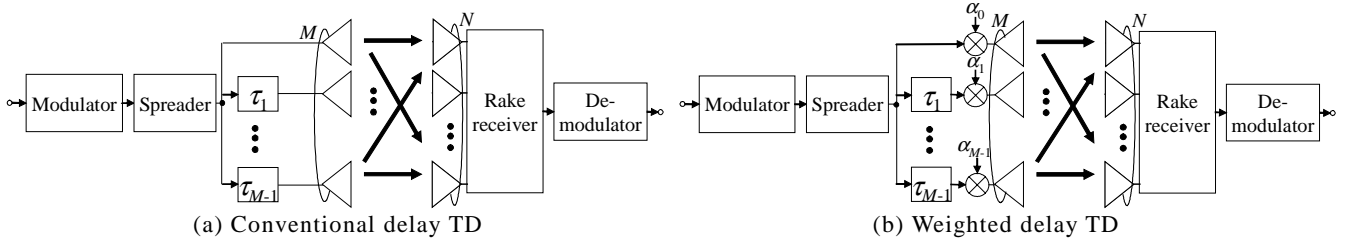


Fig. 1 TD model

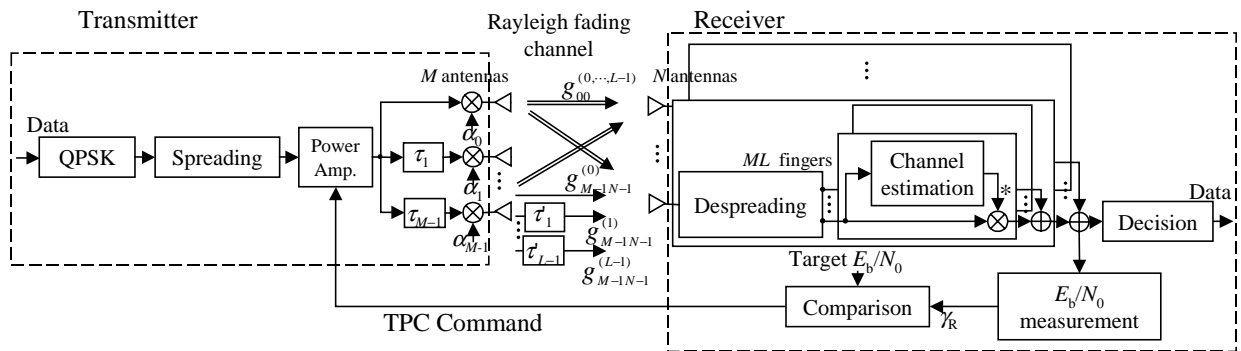


Fig.2 Block diagram of weighted delay TD system in a FSF environment.

$\{n_n(t)\}$ は片側電力スペクトル密度 N_0 のガウス雑音である。また、1アンテナごとの受信信号は $M \times L$ パスのそれぞれ独立な FSF チャネルを通過してきた信号と等価である。本論文では、送信側では $\{g_{mn}^{(l)}\}$ を理想的に推定できるものとし、この推定値をもとに各アンテナの複素重みを決定するものとする。

2.3. Rake フィンガ出力

1アンテナ当りの Rake フィンガ数が等価パス数 $M \times L$ に等しいと仮定する。各アンテナの受信信号は $M \times L$ 個のコピーに分解され、Rake 受信によってコヒーレントに合成される。各 Rake フィンガでは、各パスの遅延時間に同期した局部発生拡散符号系列 $c(t)$ が $r_n(t)$ に乗算され、QPSK シンボル長 T の間積分される。本論文では、受信機は遅延時間が完全に分かっているものとし、サンプリングタイミングが理想であると仮定する。全ての Rake フィンガ出力は、シンボル毎の離散時間出力になり、受信アンテナ n に対する送信アンテナ m 、第 l パスの Rake フィンガ出力 $r_{mn,k}^{(l)}$ は、次式のように表される。

$$r_{mn,k}^{(l)} = \frac{1}{T} \int_{kT+\tau_n+\tau_l'}^{(k+1)T+\tau_n+\tau_l} r_n(t)c(t-\tau_m-\tau_l')dt \quad (5)$$

$$= \sqrt{2Sd_k} \alpha_{m,k} g_{mn,k}^{(l)} + n_{n,k}^{(l)}$$

ここで、 $g_{mn,k}^{(l)} = g_{mn}^{(l)}(kT)$ であり、 $\{n_{n,k}^{(l)}\}$ は片側電力スペクトル密度 N_0 のガウス雑音である。チャネル利得 $\{g_{mn,k}^{(l)}\}$ は QPSK データシンボル長 T 内で一定値とみなすことができるものとする。遅延時間差があるため、拡散符号の相互相関が非零であることによりパス間干渉が発生する。式(5)では拡散率 SF が充分大きく、これを無視できるものとしている(しかし、計算機シミュレーションではパス間干渉を考慮に入れた Rake 合成処理を忠実に実行している)。式(5)で、全ての変数に対し第 l パスを表すインデックスを省き、 n の代わりに q を用いる。ただし、 $q=nL+l=0 \sim NL-1$ である。Rake フィンガ出力は次式のように再表示される。

$$r_{mq,k} = \sqrt{2Sd_k} \alpha_{m,k} g_{mq,k} + n_{q,k} \quad (6)$$

すなわち、周波数非選択性フェージングチャネルでのマルチアンテナ送受信ダイバーシチにおける等価受信アンテナ数が $N \times L$ 本の場合と等価であることが分かる(図 1(b)参照。ただし、 N を $N \times L$ に置き換える)。したがって、FSF チャネルでの遅延 TD の最適重みは、既に検討がなされている周波数非選択性フェージングチャネルのときの最適重みと等価になる。

2.4. 最適重み

受信局でのチャネル推定は理想的に行えるものと仮定する。全 $M \times (N \times L)$ Rake フィンガの出力信号はコヒーレントに合成されるため、Rake 合成後の信号 η は次式のように表され、

$$\eta = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{NL-1} r_{mq} (\sqrt{2Sd_k} \alpha_{m,k} g_{mq,k})^* \quad (7)$$

QPSK データ復調のための判定値となる。ただし、シンボル順序を表すインデックス k は簡単のため省いた。コヒーレント Rake 合成後の 1 ビット当りの受信信号エネルギー対雑音電

力スペクトル密度比 E_b/N_0 、 γ_R は次式のように表される。

$$\gamma_R = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{q=0}^{NL-1} \left| \sqrt{2Sd_k} \alpha_{m,k} g_{mq,k} \right|^2 \left/ \left(\frac{2N_0}{T} \right) \right. \quad (8)$$

$$= \gamma_T \sum_{m=0}^{M-1} |\alpha_m|^2 \sum_{q=0}^{NL-1} |g_{mq}|^2$$

ここで、 γ_T は送信 E_b/N_0 である。 γ_R は周波数非選択性フェージングチャネルのときと全く同様に表記され、 γ_R を最大にする最適重み $\{\hat{\alpha}_m\}$ とそのときの γ_R は次式のようになる[9,10]。

$$\begin{cases} \hat{\alpha}_m = \delta_{mi} \\ \gamma_R = \gamma_T h_i \\ \text{if } h_i = \max_{m=\{0,1,\dots,M-1\}} (h_m) \end{cases} \quad (9)$$

ここで、 δ_{mi} は Kronecker のデルタ関数 [13] であり、 $h_m = \sum_{q=0}^{NL-1} |g_{mq}|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} |g_{mn}^{(l)}|^2$ である。ただし、 $\{h_m\}$ は送信アンテナ m におけるコヒーレント Rake 受信後の瞬時等価チャネル利得を表している。したがって、最適重みは、Rake 受信後の等価チャネル利得が最大となる送信アンテナからのみ送信する重みである。このとき、等価チャネルにおける選択合成(SC)ダイバーシチ受信と等価であり、以下では SC 送信ダイバーシチ(TD)と呼ぶ。したがって、送信アンテナに付加した時間遅延は必要なくなり、以下では、それを省いて検討を進める。図 3 にそのときの SCTD の概略図を示す。総送信電力一定という条件(即ち、他ユーザへ与える干渉電力を増やさないという条件)のもとで、 M 本の送信アンテナのうち、Rake 受信後の等価チャネル利得を最大とする送信アンテナから送信するのが最小の BER を与える。

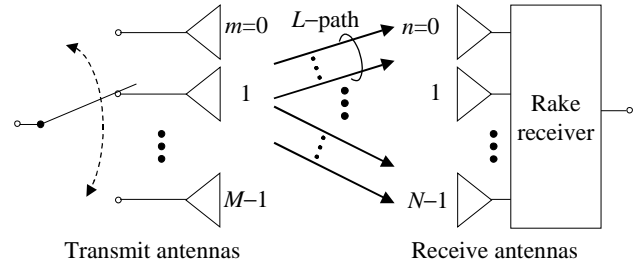


Fig. 3 SCTD model (without time delay).

2.5. BER 特性

BER 特性の理論検討を行うに当たり、送信局における送信チャネル利得は理想的に既知であるものと仮定する(しかし、現実には送信局は受信信号から送信チャネルの瞬時チャネル利得を推定する必要がある。送信局における送受信チャネル間の相関の小ささによる劣化は今後の検討課題である)。FSF チャネルにおける SCTD は、前節より周波数非選択性フェージングチャネルにおいて、受信アンテナ数が $N \times L$ 本、1アンテナ当りの平均受信電力が $1/L$ のそれに等価であることを注意すると、SCTD を適用した場合の平均ビット誤り率 (BER) $P_b(\gamma_T)$ は次式のように表される[10]。

$$P_b(\gamma_T) = \frac{1}{(NL-1)!} \sum_{m=1}^M \binom{M}{m} \frac{(-1)^{m+1} (m-1)!}{m^{NL-1}} \cdot \sum_{\{a_q\} | \sum_{q=0}^{NL-1} a_q = m-1} \frac{(NL + A(a_q) - 1)!}{m^{A(a_q)}} \cdot B(a_q) \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{m}{\gamma_T/L}}} \sum_{j=0}^{NL+A(a_q)-1} \frac{\binom{2j}{j}}{\left\{ 4 \left(1 + \frac{\gamma_T/L}{m} \right) \right\}^j} \right] \quad (10a)$$

$$\approx \frac{(2MNL-1)!!}{2^{MNL+1} \{(NL)!\}^M} \frac{1}{(\gamma_T/L)^{MNL}}, \text{ for } \gamma_T \gg 1$$

ここで,

$$\begin{cases} \binom{M}{m} = \frac{M!}{m!(M-m)!} \\ A(a_q) = \sum_{q=0}^{NL-1} q a_q \\ B(a_q) = \frac{1}{\prod_{q=0}^{NL-1} a_q! (q!)^{a_q}}, \{a_q\} = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (10b)$$

である。これに対し遅延 TD は、1 アンテナ当りの平均受信電力が $1/(ML)$ の MNL 本のアンテナ MRC ダイバーシチ受信と等価であり、その平均 BER は式(10)において M に 1, および L に ML を代入したものに等しい。したがって、式(10)の近似式より、遅延 TD に対する SCTD のある BER を得るときの所要 γ_T の改善量 $\Delta\gamma_T$ は次式のようになる。

$$\Delta\gamma_T = 10 \log \left(M \left[\frac{\{(NL)!\}^M}{(MNL)!} \right]^{1/MNL} \right) \text{ dB} \quad (11)$$

図 4 に SCTD の改善量を示す。例えば、 $N=2, M=2$ (3) で $L=1, 2$, および 4 のときの改善量は、それぞれ 1.1dB(1.5dB), 0.7dB(1.0dB), および 0.4dB(0.6dB) である。したがって、送信アンテナ数が増加、パス数が減少するにつれて SCTD の遅延 TD からの改善量が大きくなる事が分かる。

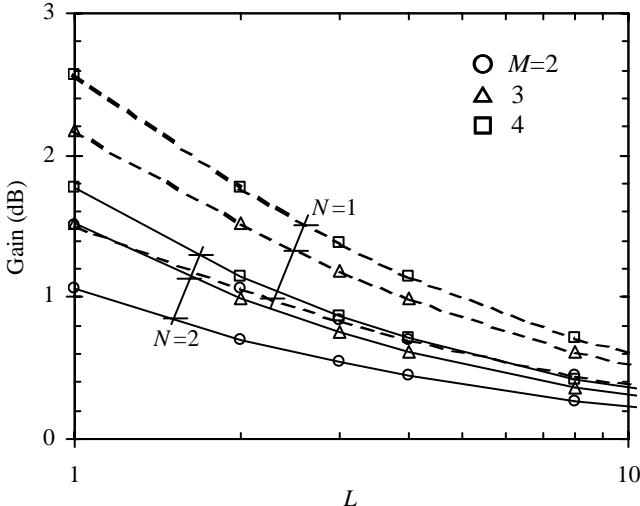


Fig. 4 Gain of SCTD from delay TD without TPC.

3. SC 送信ダイバーシチと高速 TPC の併用

SCTD と高速 TPC を併用するときについて考察する。送信局は送信チャンネルの瞬時チャンネル利得が既知であること、受信局での受信 $E_b/N_0, \gamma_R$ の理想的な測定を仮定する。図 2 に示すように、受信局では γ_R を測定してターゲット $E_b/N_0, \gamma_{pc}$ と比較する。 $\gamma_R < \gamma_{pc}$ (これ以外) のとき、送信電力 S を増加(減少)させるよう TPC コマンドが送信される[4,5]。理想高速 TPC を仮定すると、送信電力 S は常に $\gamma_{pc} = \gamma_R$ となるように制御され、 γ_T は時間変動する。SCTD の γ_T は式(8), (9)より求められ、遅延 TD の γ_T は 2.5 節と同様の手法により求められる。各 TD の γ_T は次式のように表される。

$$\gamma_T = S \left(\frac{T}{2N_0} \right) = \begin{cases} \gamma_{pc} / \left\{ \max_{m=\{0,1,\dots,M-1\}} \left(\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} |g_{nm}^{(l)}|^2 \right) \right\}, \text{ for SCTD} \\ \gamma_{pc} / \left(\frac{1}{ML} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} |g_{nm}^{(l)}|^2 \right), \text{ for Delay TD} \end{cases} \quad (12)$$

ここで、 $x = \gamma_T / \gamma_{pc}$ とし、2.5 節と同様の手法を用いることにより、 $E[x] = E[\gamma_T] / \gamma_{pc}$ は $MNL \neq 1$ のとき ($MNL = 1$ のときは $E[x] = \infty$)、次式のように表される[10]。

$$E[x] = \begin{cases} D(M), \text{ if } NL = 1 \\ L \frac{1}{(NL-1)!} \sum_{m=1}^M \binom{M}{m} \frac{(-1)^{m+1} (m-1)!}{m^{NL-2}} \cdot \sum_{\{a_q\} | \sum_{q=0}^{NL-1} a_q = m-1} \frac{(NL + A(a_q) - 2)!}{m^{A(a_q)}} B(a_q), \text{ for SCTD} \\ \text{if } NL \geq 2 \\ \frac{ML}{MNL-1}, \text{ for Delay TD} \end{cases} \quad (13a)$$

ここで、 $A(a_q), B(a_q)$ は式(10b)で与えられ、 $D(M)$ は次式のように表される。

$$D(M) = \begin{cases} M \ln \left[\frac{2 \binom{M-1}{1} 4 \binom{M-1}{3} \dots M \binom{M-1}{M-1}}{1 \binom{M-1}{0} 3 \binom{M-1}{2} \dots (M-1) \binom{M-1}{M-2}} \right], \\ \text{if } M = 2, 4, \dots \\ M \ln \left[\frac{2 \binom{M-1}{1} 4 \binom{M-1}{3} \dots (M-1) \binom{M-1}{M-2}}{1 \binom{M-1}{0} 3 \binom{M-1}{2} \dots (M-2) \binom{M-1}{M-3} M \binom{M-1}{M-1}} \right], \\ \text{if } M = 3, 5, \dots \end{cases} \quad (13b)$$

γ_R はターゲット値 γ_{pc} に常に保たれるため、BER $P_b(\gamma_{pc})$ は次式のように与えられる[14]。

$$P_b(\gamma_{\text{tpc}}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma_{\text{tpc}}} \quad (14)$$

ここで,

$$\operatorname{erfc}(y) = (2/\sqrt{\pi}) \int_y^{\infty} \exp(-t^2) dt$$

は誤差補関数である。したがって、式(13)と式(14)から平均 γ_T を変数とする各 TD を用いるときの BER 特性が得られる。式(13)で SCTD に対して、 $f(M,N,L)=E[x]$ とすると、式(13)より、遅延 TD からの SCTD の所要平均 γ_T の改善量 $\Delta E[\gamma_T]$ は次式のように表される。

$$\Delta E[\gamma_T] = 10 \log \left\{ \frac{ML}{(MNL-1)f(M,N,L)} \right\} \text{dB} \quad (15)$$

図 5 に遅延 TD からの SCTD の改善量を示す。例えば、 $M=2, N=1$ (2) で $L=1, 2$, および 4 のとき、SCTD の所要平均 γ_T の改善量は、それぞれ 1.6dB (1.2dB), 1.2dB (1.0dB), および 1.0dB (0.7dB) である。高速 TPC を用いないときと同様、パス数が減少するにつれ SCTD の改善量は大きくなる。

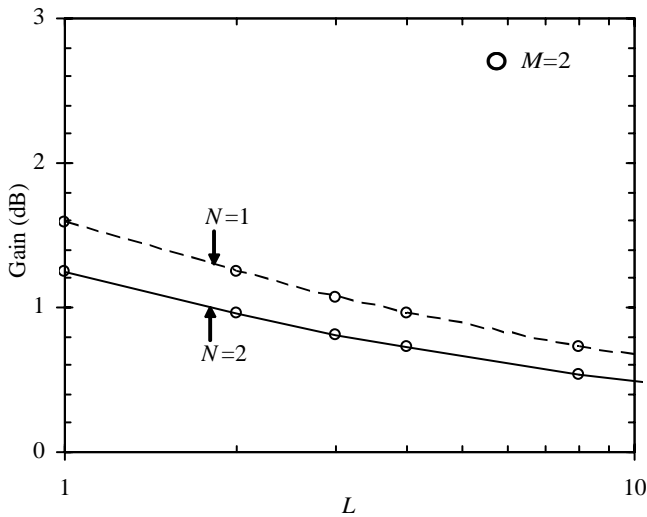


Fig. 5 Gain of SCTD from delay TD with fast TPC.

4. 計算機シミュレーション

表 1 に計算機シミュレーション諸元を示す。計算機シミュレーションでは、拡散率 $SF=64$ とし、パス間干渉を考慮に入れた Rake 合成処理を忠実に実行している。理論検討では理想 TPC を仮定したが、計算機シミュレーションでは TPC コマンド周期 T_{tpc} 毎にステップサイズ Δ_{tpc} dB だけ送信電力を更新する現実的な TPC を用いる。この場合、フェージングによる速くて深い受信電力の落ち込みは完全に補償できず、BER 特性は理想 TPC に比べ劣化してしまう。計算機シミュレーションにより BER 特性が理想 TPC に比べどれ程劣化するかを明らかにする。

図 6 は、高速 TPC を用いないとき、 γ_T の関数として BER 特性の理論値とシミュレーション値をプロットしている。送信アンテナ数 $M=2$, 受信アンテナ数 $N=2$ であり、パス数 $L=1, 2, 4$, および 8 である。この図より、SCTD の BER 特性が遅延 TD のそれより良いことが分かる。パス数が減少すると、SCTD による遅延 TD に対する BER 特性の改善効果が大き

くなる。平均 $\text{BER}=10^{-3}$ を得るための SCTD の遅延 TD に対する所要 γ_T の改善量は、 $L=1, 2$, および 4 のとき、それぞれ $\gamma_T=1.1\text{dB}, 0.9\text{dB}$, および 0.6dB である。

図 7 は高速 TPC を用いるとき、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_{\text{tpc}}$ をパラメータとし、平均 γ_T の関数として BER 特性の理論値とシミュレーション値をプロットしている。高速 TPC を用いないときと同様に、SCTD は遅延 TD よりも BER 特性が良くなる。緩慢フェージング ($f_D T_{\text{tpc}}=10^{-3}, 10^{-2}$) において、平均 $\text{BER}=10^{-3}$ を得るための所要平均 γ_T の各 TD のシミュレーション値は、理論値から僅かに劣化している。その劣化量は約 0.2dB である。SCTD の遅延 TD からの改善量は理論値に等しい 1.0dB である。高速フェージング ($f_D T_{\text{tpc}}=10^{-1}$) のときは、TPC がチャネル利得の変化に追従できなく、両者の BER 特性は理想 TPC から劣化してしまい、その劣化量は約 0.7dB である。

Table 1 Simulation parameters

Propagation channel		Frequency selective Rayleigh fading (L -path)
Data modem.	Modulation	QPSK
	Demodulation	Ideal coherent detection
Spreading factor		64
TPC	Period T_{tpc}	64 symbols
	Step size Δ_{tpc}	1 dB
	Delay	T_{tpc}
Transmit diversity	Channel estimation	Ideal
	Diversity scheme	Ideal SC
Receiver diversity		N antennas, L fingers / antenna Rake combining based on MRC

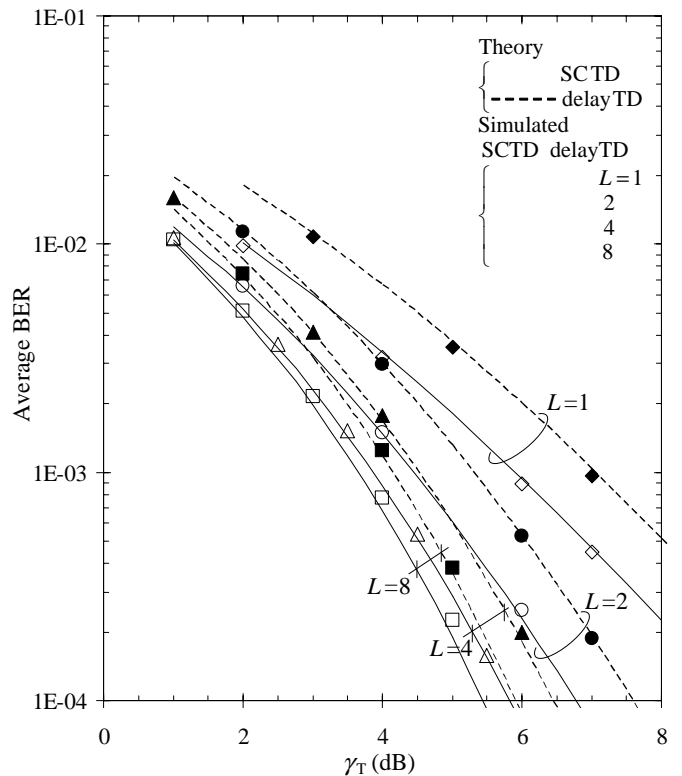


Fig. 6 BER performance with TD without fast TPC. $M=N=2, L=1, 2, 4$, and 8.

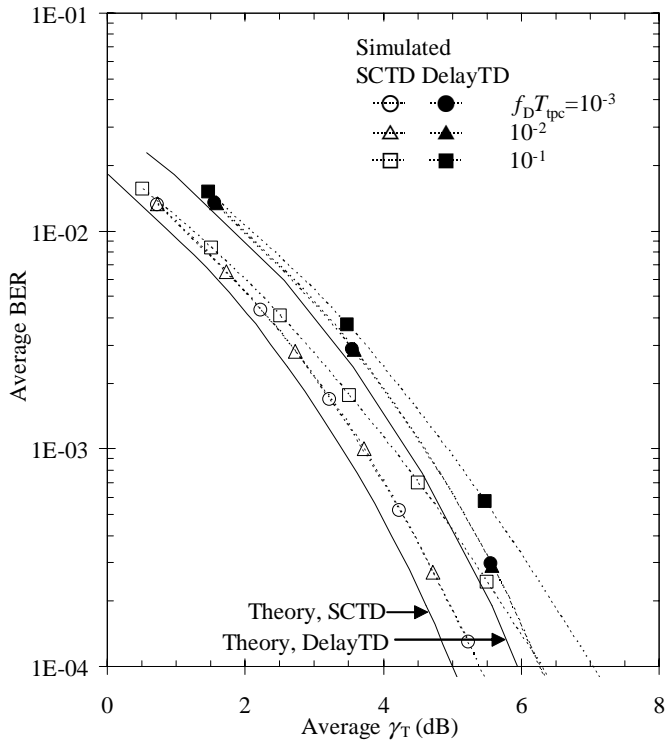


Fig. 7 BER performance with TD with fast TPC.
 $M=N=L=2$.

5. 結論

本論文では、周波数選択性フェージング環境下において、DS-CDMA マルチアンテナ送受信ダイバーシチを用いるときの重み付け遅延送信ダイバーシチ (TD) について考察を行った。コヒーレント Rake 合成後の SNR を最大にする、即ち BER を最小にする、最適な送信アンテナ重みを理論的に導出した。周波数選択性レイリーフェージング環境下で、従来の遅延 TD に対する BER 特性の改善効果を理論検討と計算機シミュレーションにより明らかにした。TD と高速 TPC との併用効果についても理論と計算シミュレーションによる考察を行った。本論文の結果をまとめると以下のようになる。

- ① コヒーレント Rake 合成後の SNR を最大にする最適重みは、Rake 受信後の等価チャネル利得が最大となる送信アンテナからのみ送信する (いわゆる SCTD と等価になる) 重みであることが分かった。
- ② 遅延 TD に対する SCTD のある BER を得る所要送信 E_b/N_0 の改善量は、パス数が減少するにつれて増加する。平均 BER=10⁻³ を得るための所要送信 E_b/N_0 の改善量の大きさは、2 送信アンテナ、2 受信アンテナで、パス数 1, 2, および 4 のときそれぞれ 1.1dB, 0.9dB, 0.6dB である。
- ③ フェージングが緩慢であれば TPC を併用することにより BER 特性を改善できる。

本論文では、送信局において瞬時チャネル利得が理想的に分かるものと仮定したが、実際には送信局での受信信号より推定しなければならない。チャネル推定誤差があれば TD 特性が劣化する[15]。今後はチャネル利得の推定方法や推定誤差による特性劣化について検討する予定である。

文 献

[1] A. J. Viterbi, CDMA: Principles of spread spectrum communications, Addison-Wesley, 1995.

[2] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," IEEE Commun. Mag., vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.

[3] M. Sawahashi, K. Higuchi, S. Tanaka, and F. Adachi, "Enhanced wireless access technologies and experiments for W-CDMA communications," IEEE Personal Commun., vol. 7, pp. 6-16, Dec. 2000.

[4] R. Kohno, R. Meiden, and L. Milstein, "Spread spectrum access methods for wireless communications," IEEE Commun. Mag., vol. 33, pp. 58-67, Jan. 1995.

[5] K. Gilhausen, et al., "On the capacity of a cellular CDMA system," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. VT-40, pp. 303-312, May 1991.

[6] C. Kchao and G. L. Stuber, "Analysis of a direct-sequence spread-spectrum cellular radio system," IEEE Trans. Commun., vol. 41, pp. 1507-1516, Oct. 1993.

[7] Jack H. Winters, "The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 47, no. 1, pp. 119-123, Feb. 1998.

[8] R. T. Derryberry, S. D. Gray, D. M. Ionescu, G. Mandyam, B. Raghathan, "Transmit diversity in 3G CDMA Systems", IEEE Commun. Mag., Vol. 33 pp. 68-75, Apr. 2002.

[9] 加藤, 工藤, 安達, "マルチチャネル送信ダイバーシチにおける最適重みの検討," 信学会無線通信システム研究会, RCS2001-282, pp. 257-264, 2002年3月.

[10] 加藤, 工藤, 安達, "DS-CDMA マルチアンテナ送受信ダイバーシチの最適重み," 信学会スペクトル拡散研究会, SST2002-38, pp. 19-24, 2002年10月.

[11] S. Ariyavistakul, "Signal and interference statistics of a CDMA system with feedback power control - part II," IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 598-1005, Feb./March/April 1994.

[12] S. Seo, T. Dohi, and F. Adachi, "SIR-based transmit power control of reverse link for coherent DS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., vol. E81-B, pp. 1508-1516, July 1998.

[13] G. Stephenson, An introduction to matrices, sets and groups for science students, Dover Publications, Inc. New York, 1965.

[14] J.G. Proakis, Digital communications, 3rd ed., New York Holt, Rinehart and Winston, 1961.

[15] James. K. Cavers, "Single-user and multiuser adaptive maximal ratio transmission for Rayleigh channels," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 49, pp. 2043-2050, Nov. 2000.