

# DS-CDMA マルチアンテナ送受信ダイバーシチの最適重み

加藤 昭仁<sup>†</sup> 工藤 栄亮<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 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 05

E-mail: <sup>†</sup>(kato, kudoh)@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 本論文では、周波数非選択性フェージング環境下で DS-CDMA を対象に、同じ信号に重みと遅延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、MRC ダイバーシチ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 for DS-CDMA

Akihito KATO<sup>†</sup> Eisuke KUDOH<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup>(kato, kudoh)@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

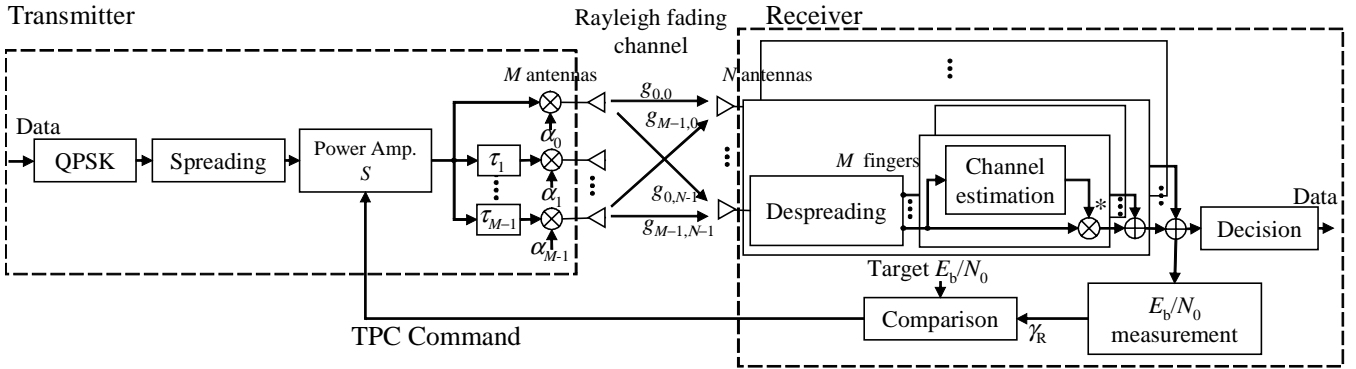
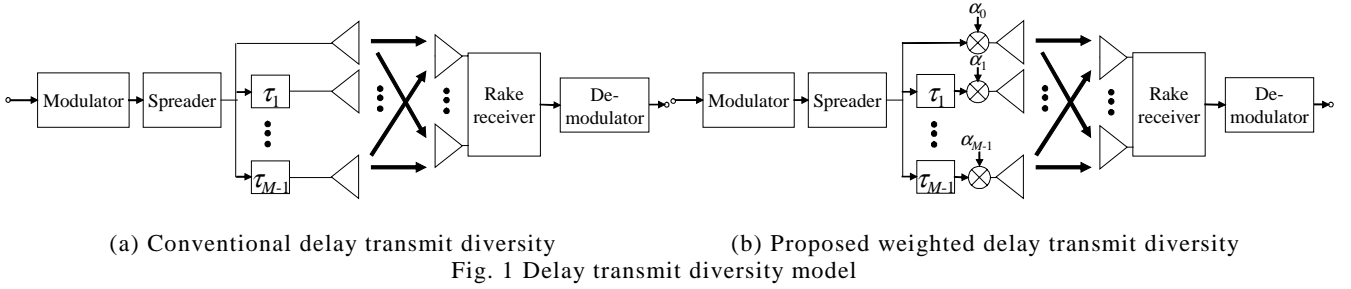
**Abstract** In this paper, we study DS-CDMA delay transmit diversity that transmits the time-delayed versions of the same signal from weighted multiple antennas in a frequency non-selective fading environment. At a receiver, multiple receive antennas are used and the received delayed signals are coherently combined by Rake receiver. The optimum set of antenna weights for maximizing the received signal-to-noise power ratio (SNR) is theoretically derived to show that the optimum solution is to transmit from the best antenna that has the maximum equivalent channel gain after maximum ratio combining (MRC) diversity reception. The improvement of the BER performance from conventional delay 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]。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], [7, 8]。さて、伝搬路が周波数選択性とならざる (伝搬路が拡散チップ長以上の遅延時間差のある複数パスに分解できる) とき、Rake 受信は効果的である。しかし、周波数非選択性チャネルでは Rake 受信を用いることができないので、アンテナダイバーシチによる改善効果が期待される。アンテナダイバーシチには、受信ダイバーシチと送信ダイバーシチがあり、前者は現在の実システムで既に用いられ、後者はこれまで多くの検討がなされてきた [9-12]。その一つに、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がある [12, 13] (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 (即ち

拡散率が十分大きければ)、1 受信アンテナ当たりの受信電力は送信アンテナ数分の 1 の最大比 (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。そこで、筆者らは信号に重みを付けて各送信アンテナから送信することを提案した [14]。1 アンテナで受信するとき、最適重みは最大の瞬時チャネル利得を与える送信アンテナからのみ送信する値であり、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、この送信ダイバーシチを SC 送信ダイバーシチと呼んだ。) この結果、従来の遅延送信ダイバーシチ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 [14] では 1 アンテナ受信の検討のみしか行われていなかった。さらに特性を向上させるには、受信局も複数のアンテナを用いるマルチアンテナ送受信ダイバーシチが考えられる (図 1(b) 参照)。この場合も 1 アンテナ受信の送信ダイバーシチ同様、送信アンテナに重み付けを行うことによる改善効果が



期待できる. そこで本論文では, マルチアンテナ受信するときの遅延送信ダイバーシチにおけるコヒーレント 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, 従来の遅延送信ダイバーシチに対する 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, 送信ダイバーシチと高速 TPC を組み合わせたとき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 節では遅延送信ダイバーシチの最適な重みと BER 特性を理論的に導出している. 第 3 節では送信ダイバーシチと高速 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チの最適重みと BER 特性の理論解析

図 2 に  $M$  送信アンテナ,  $N$  受信アンテナを用いる遅延送信ダイバーシチの伝送系モデルを示す. DS-CDMA で最も厳しいチャネルは, Rake 受信 (即ちパスダイバーシチ合成) の効果を得ることができない周波数非選択性フェージングチャネルである. 本論文では周波数非選択性レイリーフェージングを仮定する. データ変調は 4 相位相変調 (QPSK), 拡散変調は 2 相位相変調 (BPSK) を仮定する. 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.  $M$  個のコピーには異なる時間遅延  $\{\tau_m\}$  ( $m=0, 1, \dots, M-1$ ) が付加され, QPSK 送信シンボルに対して重み  $\{\alpha_m\}$  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,  $\tau_0(=0) < \tau_1 < \dots < \tau_{M-1} < T$  ( $T$  はデータシンボル長) と仮定する. また, 総送信電力が一定に保たれるようアンテナ重みは

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

であるものとする.

このとき, 全てのアンテナで観測されるガウス雑音電力スペクトル密度は等しく  $N_0$  であるものとし, 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ガウス雑音片側電力スペクトル密度比  $E_b/N_0$ ,  $\gamma_R$  は, 1 アンテナ受信と同様に次式のように与えられる[14].

$$\gamma_R = \frac{ST/2}{N_0} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} |\alpha_m g_{m,n}|^2 = \gamma_T \sum_{m=0}^{M-1} |\alpha_m|^2 \sum_{n=0}^{N-1} |g_{m,n}|^2 \quad (2)$$

ここで,  $S$  は送信電力であり,  $\gamma_T$  は送信  $E_b/N_0$ ,  $g_{m,n}$  は  $m$  番目の送信アンテナと  $n$  番目の受信アンテナ間の時間変動する複素チャネル利得である. ただし,  $E[|g_{m,n}|^2] = 1$  ( $E[\cdot]$  は集合平均を表す) である.  $\gamma_R$  を最大にする  $\{\alpha_m\}$  の最適値  $\{\hat{\alpha}_m\}$  は, 式(2)で  $h_m = \sum_{n=0}^{N-1} |g_{m,n}|^2$  とすれば, 1 アンテナ受信のときの[14]と同様に求めることができる. ここで,  $h_m$  は送信アンテナ  $m$  における MRC ダイバーシチ受信後の等価チャネル利得を表している. この結果, 最適値  $\{\hat{\alpha}_m\}$  とそのときの  $\gamma_R$  は次式のようになる.

$$\begin{cases} \{\hat{\alpha}_m\} = \delta_{ml} \\ \gamma_R = \gamma_T h_l \end{cases} \quad (3)$$

ここで,  $l$  は等価チャネル利得  $h_m$  を最大にする  $m$  の値であり,  $\delta_{ml}$  は Kronecker のデルタ関数である[15]. 最適重みは, 1 アンテナ受信と同様に MRC ダイバーシチ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値である. 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ることを表し、以下では SC 送信ダイバーシチと呼ぶ。したがって、送信アンテナに付加した時間遅延と受信局の Rake 合成は必要なくなり、以下では、時間遅延と Rake 合成を省いて検討を進める。図 3 にそのときの SC 送信ダイバーシチの概略図を示す。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、MRC ダイバーシチ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。

BER 特性の理論検討を行うに当り、送信局における送信時の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時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大きさによる劣化は今後の検討課題である）。ここで、 $\gamma_R$  はランダム変数であり、その確率密度関数 (pdf) は次式のように表される（付録 A 参照）。

$$p(\gamma_R) = \frac{M\gamma_R^{N-1}}{(N-1)!\gamma_T^N} \left\{ 1 - e^{-\gamma_R/\gamma_T} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{(\gamma_R/\gamma_T)^n}{n!} \right\}^{M-1} e^{-\gamma_R/\gamma_T}. \quad (4)$$

式(4)より、平均ビット誤り率 (BER)  $P_b(\gamma_T)$  は次式のように表される。

$$\begin{aligned} P_b(\gamma_T) &= \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma_R} p(\gamma_R) d\gamma_R \\ &= \frac{1}{(N-1)!} \sum_{m=1}^M \binom{M}{m} \frac{(-1)^{m+1} (m-1)!}{m^{N-1}} \sum_{\{a_n\} \sum_{n=0}^{N-1} a_n = m-1} \frac{(N+A(a_n)-1)!}{m^{A(a_n)}}, \\ &\quad \cdot B(a_n) \frac{1}{2} \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{1+m/\gamma_T}} \sum_{k=0}^{N+A(a_n)-1} \binom{2k}{k} \frac{1}{\{4(1+\gamma_T/m)\}^k} \right] \\ &\approx \frac{(2MN-1)!!}{2^{MN+1} (N!)^M} \frac{1}{\gamma_T^{MN}}, \text{ for } \gamma_T \gg 1 \end{aligned} \quad (5a)$$

ここで、

$$\begin{cases} \binom{M}{m} = \frac{M!}{m!(M-m)!} \\ A(a_n) = \sum_{n=0}^{N-1} n a_n \\ B(a_n) = \frac{1}{\prod_{n=0}^{N-1} a_n! (n!)^{a_n}}, \{a_n\} = 0, 1, 2, \dots, \end{cases} \quad (5b)$$

である。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(5a)の  $\gamma_T$  が大きいときの近似式より、従来の遅延送信ダイバーシチからの所要  $\gamma_T$  の改善量の概算値は、 $10 \log [M \{ (N!)^M / (MN)! \}]^{1/MN}$  dB になる。例えば、 $N=2$  で  $M=2, 3$ 、および  $4$  のとき、その改善量は、それぞれ  $1.1\text{dB}$ 、 $1.5\text{dB}$ 、および  $1.8\text{dB}$  になる。したがって、送信アンテナ数が増加するにつれて従来の遅延送信ダイバーシチに対する SC 送信ダイバーシチの所要  $\gamma_T$  の改善量

が大きくなるのが分かる。なお、厳密解から求められる SC 送信ダイバーシチの所要  $\gamma_T$  の改善量は、後述する計算機シミュレーションで示したグラフから、シミュレーション値と共に得ることができる。

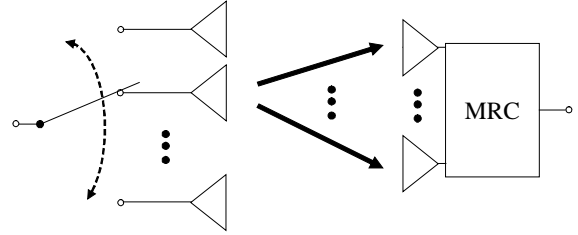


Fig. 3 SC transmit diversity model (without time delay and Rake receiver).

### 3. SC 送信ダイバーシチと高速 TPC の併用

SC 送信ダイバーシチと高速 TPC を併用するときについて考察する。送信局は送信時のチャネル利得が既知であること、受信局での受信  $E_b/N_0$ 、 $\gamma_R$  の測定が理想的に行われると仮定する。図 2 に示すように、受信局では  $\gamma_R$  を測定してターゲット  $E_b/N_0$ 、 $\gamma_{\text{tpc}}$  と比較する。 $\gamma_R < \gamma_{\text{tpc}}$  (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  $\gamma_{\text{tpc}} = \gamma_R$  となるように制御されるので、式(2)、(3)より  $\gamma_T$  は次式のように表される。

$$\gamma_T = S \left( \frac{T}{2N_0} \right) = \gamma_{\text{tpc}} \left( \frac{1}{h_l} \right). \quad (6)$$

ここで、 $x = \gamma_T / \gamma_{\text{tpc}}$  とすると、これはランダム変数である。 $x$  の確率密度関数 (pdf)  $p(x)$  は次式のように表される（付録 B 参照）。

$$p(x) = \frac{M}{(N-1)!} \left\{ 1 - e^{-1/x} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{n! x^n} \right\}^{M-1} \frac{e^{-1/x}}{x^{N+1}}. \quad (7)$$

式(7)より、 $E[x]$  (即ち  $E[\gamma_T / \gamma_{\text{tpc}}]$ ) は次式のように表される。

$$\begin{aligned} E[x] &= \int_0^\infty x p(x) dx \\ &= \begin{cases} D(M), & \text{if } N = 1 \\ \frac{1}{(N-1)!} \sum_{m=1}^M \binom{M}{m} \frac{(-1)^{m+1} (m-1)!}{m^{N-2}} \\ \quad \cdot \sum_{\{a_n\} \sum_{n=0}^{N-1} a_n = m-1} \frac{(N+A(a_n)-2)!}{m^{A(a_n)}} B(a_n), & \text{if } N \geq 2 \end{cases} \end{aligned} \quad (8a)$$

ここで、 $A(a_n)$ 、 $B(a_n)$  は式(5b)で与えられ、 $D(M)$  は次式のように表される [14]。

$$D(M) = \begin{cases} \infty, \text{if } M = 1 \\ M \ln \left[ \frac{2^{\binom{M-1}{1}} 4^{\binom{M-1}{3}} \dots M^{\binom{M-1}{M-1}}}{1^{\binom{M-1}{0}} 3^{\binom{M-1}{2}} \dots (M-1)^{\binom{M-1}{M-2}}} \right], \\ \text{if } M = 2, 4, \dots \\ M \ln \left[ \frac{2^{\binom{M-1}{1}} 4^{\binom{M-1}{3}} \dots (M-1)^{\binom{M-1}{M-2}}}{1^{\binom{M-1}{0}} 3^{\binom{M-1}{2}} \dots (M-2)^{\binom{M-1}{M-3}} M^{\binom{M-1}{M-1}}} \right], \\ \text{if } M = 3, 5, \dots \end{cases}, \quad (8b)$$

$\gamma_R$  はターゲット値  $\gamma_{pc}$  に常に保たれるため、ビット誤り率 (BER)  $P_b(\gamma_{pc})$  は次式のように与えられる[16].

$$P_b(\gamma_{pc}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma_{pc}}, \quad (9)$$

したがって、式(8)と式(9)から平均  $\gamma_T$  を変数とする SC 送信ダイバーシティを用いるときの平均 BER 特性が得られる。式(8)より、従来の遅延送信ダイバーシティからの所要平均  $\gamma_T$  の改善量は、 $10 \log[M/\{(MN-1)E[x]\}]$  dB となる。例えば、 $N=2$  で  $M=2, 3$ , および 4 のとき、従来の遅延送信ダイバーシティからの所要平均  $\gamma_T$  の改善量は、それぞれ 1.2dB, 1.9dB, および 2.3dB である。これからも分かるように、TPC を用いないときの概算値と同様、送信アンテナ数が増加するにつれ従来の遅延送信ダイバーシティからの所要平均  $\gamma_T$  の改善量は大きくなる。

#### 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。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  $\Delta_{tpc}$  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なく、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 に比べどのくらい劣化するかを明らかにする。

図 4 は、TPC を用いないとき、 $\gamma_T$  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。受信アンテナ数  $N=2$  であり、送信アンテナ数  $M=2, 3$ , および 4 である。この図より、SC 送信ダイバーシティの BER 特性が従来の遅延送信ダイバーシティ(受信電力が  $1/M$  の MRC ダイバーシティ受信)のそれより良いことが分かる。送信アンテナ数が増加すると、SC 送信ダイバーシティによる BER 特性の改善効果が大きくなる。平均  $BER=10^{-3}$  を確保するとき、従来の遅延送信ダイバーシティに対する SC 送信ダイバーシティの所要  $\gamma_T$  の改善量は、 $M=2, 3$ , および 4 のとき、それぞれ  $\gamma_T=1.2$ dB, 1.7dB, および 2.1dB となる。

図 5 は高速 TPC を用いるとき、TPC 周期、 $T_{tpc}$  で正規化した正規化最大ドップラー周波数  $f_D T_{tpc}$  をパラメータとし、平均  $\gamma_T$  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。 $M=N=2$  である。どちらの送信ダイバーシティに対しても、緩慢フェージング ( $f_D T_{tpc}=10^{-3}, 10^{-2}$ ) のときの BER 特性のシミュレーション値は理想 TPC の BER 特性とほぼ同じであることが分かり、高速フェージング ( $f_D T_{tpc}=10^{-1}$ ) の

ときは、TPC がチャンネル利得の変化に追従できなく、BER 特性は理想 TPC から大きく劣化してしまうことが分かる。平均  $BER=10^{-3}$  を確保するとき、従来の送信ダイバーシティに対する SC 送信ダイバーシティの所要平均  $\gamma_T$  の改善量は、フェージング速度によらず理論値と同じ 1.2dB であることが分かる。

Table 1 Transmit diversity simulation parameters

| Propagation channel |                                 | Frequency non-selective Rayleigh fading (1-path) |
|---------------------|---------------------------------|--|
| Data modem.         | Modulation                      | QPSK   |
|                     | Demodulation                    | Ideal coherent detection                         |
| Spreading factor    |                                 | 64   |
| TPC                 | Period $T_{tpc}$                | 64symbols  |
|                     | Step size $\Delta_{tpc}$        | 1dB  |
|                     | Delay                           | $T_{tpc}$  |
| Transmit diversity  | Channel estimation              | Ideal  |
|                     | $M$ antennas transmit diversity | Ideal SC   |
| Receiver diversity  |                                 | $N$ antennas                                     |

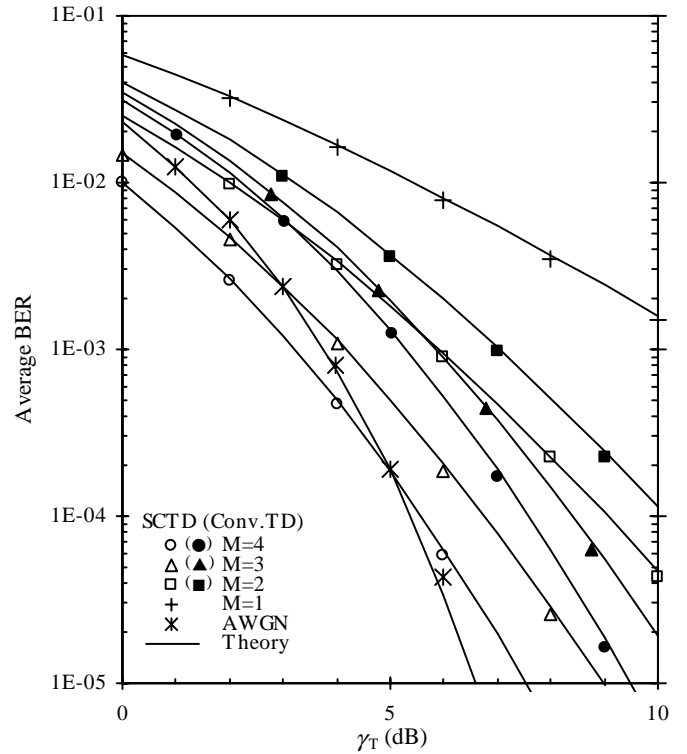


Fig. 4 BER performance with transmit diversity without TPC.  $N=2$ .  $M=2, 3$ , and 4.

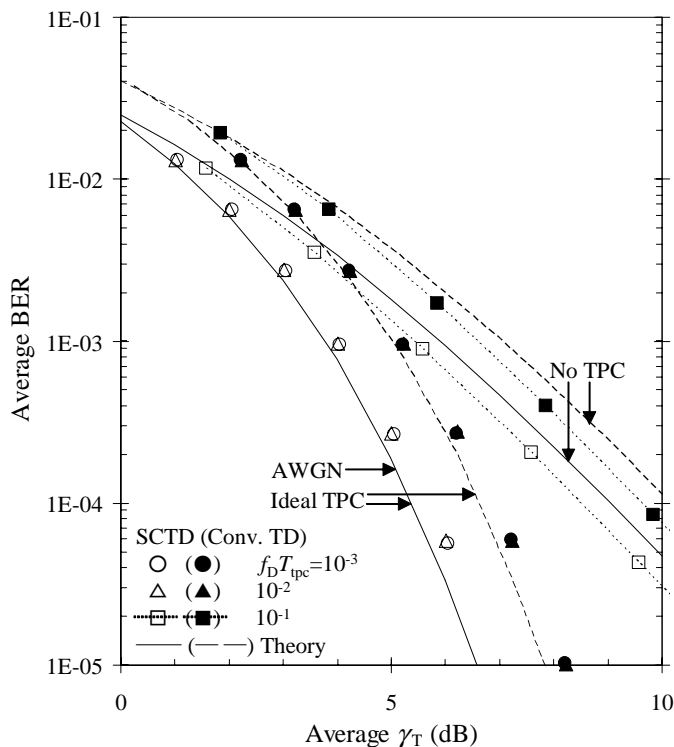


Fig. 5 BER performance with transmit diversity with TPC.  $M=N=2$ .

## 5. 結論

本論文では、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遅延送信ダイバーシチについて考察を行った。ここでの送信ダイバーシチは信号に時間遅延と重みを付けて複数の送信アンテナから送信するものである。受信局では複数のアンテナを用いコヒーレント Rake 合成が行われる。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。従来の遅延送信ダイバーシチに対する 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。また、送信ダイバーシチと高速 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。本論文で得られた結果をまとめると、次の通りである。

- ① 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)のもとでの最適重みは、MRC ダイバーシチ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 SC 送信ダイバーシチと等価になる、重みであることが分かった。したがって、時間遅延と Rake 受信は必要がなくなる。
- ② SC 送信ダイバーシチの従来の遅延送信ダイバーシチに対する所要送信  $E_b/N_0$  の改善量は送信アンテナ数が増加するにつれて増加する。改善量の大きさは、2, 3, および 4 送信アンテナで 2 受信アンテナのとき、それぞれ 1.2dB, 1.7dB, 2.1dB である。
- ③ フェージングが緩慢であれば TPC を用いないときよりも BER 特性を大きく改善できる。従来の遅延送信ダイバーシチからの所要平均送信  $E_b/N_0$  の改善量は、TPC を用いないときより大きくなり、例えば、2 送信アンテナ、2 受信アンテナのとき 1.2dB である。

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

送信ダイバーシチ特性が劣化する[11]。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., Mol.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] 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.
- [8] 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.
- [9] T. Lo, "Maximum ratio transmission," IEEE Trans. Commun., vol. 47, pp. 1458-1461, Oct. 1999.
- [10] V. Weerackody, "Diversity for the direct-sequence spread spectrum system using multiple transmit antennas", in Proc. Int. Commun. Conf., pp.1775-1779, May 1993.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] G. Stephenson, An introduction to matrices, sets and groups for science students, Dover Publications, Inc. New York, 1965.
- [16] J.G. Proakis, Digital communications, 3rd ed., New York Holt, Rinehart and Winston, 1961.

## 付 録

### A. SC 送信ダイバーシチにおける受信 $E_b/N_0$ の確率密度関数

SC 送信ダイバーシチを用いるとき, MRC ダイバーシチ受信後の等価チャネル利得  $h_l$  は,  $m$  番目の送信アンテナと  $n$  番目の受信アンテナ間の時間変動する複素チャネル利得  $g_{m,n}$  を用いると式(3)より, 次式のように表される.

$$h_l = \max_{m=0,1,\dots,M-1} \left( \sum_{n=0}^{N-1} |g_{m,n}|^2 \right) \quad (\text{A1})$$

$h_l$  の累積分布 (cdf)  $P(h_l)$  は次式のように表される[16].

$$P(h_l) = \left[ 1 - \exp(-h_l) \sum_{n=0}^{N-1} \frac{h_l^n}{n!} \right]^M \quad (\text{A2})$$

したがって,  $h_l$  の確率密度関数 (pdf)  $p(h_l)$  は次式のように表される.

$$\begin{aligned} p(h_l) &= \frac{\partial P(h_l)}{\partial h_l} \\ &= \frac{M h_l^{N-1}}{(N-1)!} \left\{ 1 - e^{-h_l} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{h_l^{n-1}}{n!} \right\}^{M-1} e^{-h_l} \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

受信  $E_b/N_0$ ,  $\gamma_R$  は, 送信  $E_b/N_0$ ,  $\gamma_T$  を用いて式(3)より  $\gamma_R = \gamma_T h_l$  と表される.  $\gamma_R$  の確率密度関数を得るための確率変数変換ヤコビアン  $J$  は次式のように表される.

$$J = \frac{\partial h_l}{\partial \gamma_R} = \frac{1}{\gamma_T} \quad (\text{A4})$$

したがって,  $p(\gamma_R)$  は次式のように表される.

$$\begin{aligned} p(\gamma_R) &= p(h_l) |J| \\ &= \frac{M \gamma_R^{N-1}}{(N-1)! \gamma_T^N} \left\{ 1 - e^{-\gamma_R/\gamma_T} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{(\gamma_R/\gamma_T)^{n-1}}{n!} \right\}^{M-1} e^{-\gamma_R/\gamma_T} \end{aligned} \quad (\text{A5})$$

### B. 高速 TPC 時の送信 $E_b/N_0$ の確率密度関数

理想 TPC を仮定するとき, 即ち  $\gamma_R = \gamma_T h_l$  において  $\gamma_{\text{tpc}} = \gamma_R$  となり,  $x = \gamma_T / \gamma_{\text{tpc}}$  とおくと, これは,  $h_l$  の関数となり, 次式のように表される.

$$x(h_l) = \frac{1}{h_l} \quad (\text{B1})$$

$x$  の確率密度関数を得るための確率変数変換ヤコビアン  $J$  は次式のように表される.

$$J = \frac{\partial h_l}{\partial x} = -\frac{1}{x^2} \quad (\text{B2})$$

したがって,  $x$  の確率密度関数  $p(x)$  は式(A3)と(B2)より次式のように表される.

$$\begin{aligned} p(x) &= p(h_l) |J| \\ &= \frac{M}{(N-1)!} \left\{ 1 - e^{-1/x} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{n! x^n} \right\}^{M-1} \frac{e^{-1/x}}{x^{N+1}} \end{aligned} \quad (\text{B3})$$