

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

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

Phone: 022-217-7174

E-mail: kato@mobile.ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本論文では, DS-CDMA を対象に, マルチアンテナを用いて送信し 1 アンテナで受信するマルチチャネル送信ダイバ - シチについて検討している. 瞬時送信電力をチャネル状態に適応して各アンテナに最適配分し, 遅延を加えて送信し Rake 合成する送信ダイバ - シチについて, Rake 合成後の受信 SNR を最大とする最適重みを理論的に導出し, チャネル利得の絶対値を重みとすれば等価的に選択合成と同じ効果が得られることを明らかにした. 計算機シミュレーションにより, 周波数非選択性レイリーフェージング環境下でのビット誤り率特性を求め, 送信ダイバ - シチがどのような改善効果を示すか, および送信電力制御との併用効果について考察している.

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

A Study on Optimum Weights for Multi-channel Transmit Diversity

Akihito KATOH, Eisuke KUDOH, and Fumiyuki ADACHI

Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

Phone: 022-217-7174

E-mail: kato@mobile.ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In this paper, we study multi-channel transmit diversity, with multiple transmit antennas and single receive antenna, for DS-CDMA. A transmit diversity we consider is to transmit the weighted and time-delayed versions of the same signal from multiple antennas. At the receiver, Rake reception is performed using a single receive antenna. The optimum antenna weights for maximizing the received SNR, thus minimizing the average bit error rate, is theoretically derived to show the optimum weight is to transmit from one antenna that have the maximum channel gain. This transmit diversity is equivalent to selection combining (SC) receive diversity. The combined effect of transmit diversity and transmit power control (TPC) is also theoretically analyzed. The BER performance with SC transmit diversity in a frequency non-selective Rayleigh fading environment is evaluated by computer simulations.

Key words transmit diversity, transmit power control, fading, DS-CDMA, Rake combining

1. まえがき

移動通信では、マルチパスフェージングが発生する[1]ために、受信電力は瞬時変動し、伝送特性の劣化を招く。このような劣化を軽減する技術の1つとしてアンテナダイバーシチ技術がある。ダイバーシチ技術とは同じ信号を伝送するチャンネルを複数用意し、それらが互いに独立なフェージングを受けるようにし、受信側でマルチチャンネルの信号が合成されるように送信側あるいは受信側で重み付け合成処理を行うものである。アンテナダイバーシチには受信側に複数アンテナを用意し、その受信信号を合成することによりフェージングの影響を軽減する、よく知られた受信ダイバーシチがある。もうひとつは本論文で検討する、複数アンテナを用いて送信するマルチチャンネル送信ダイバーシチである。

最近の移動通信では、全ての基地局で同じ搬送波周波数を用い、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)[2]が用いられるようになった[3], [4], [5], [6], [7]. 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[2], [8], [9]. さて、伝搬路が周波数選択性と見なせる(伝搬路を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ほど)すなわち、拡散チップレートが高速であるとき、Rake受信は効果的である。しかし、周波数非選択性チャンネルではRake受信を用いることができないので、受信ダイバーシチや送信ダイバーシチによる改善効果が期待される。高速TPCと受信ダイバーシチとの複合効果についてこれまで多くの検討がなされてきた[8], [9]. しかし、高速TPCとマルチチャンネル送信ダイバーシチを組み合わせたとき、どのような効果が得られるかはよく理解されていない。

本論文では、周波数非選択性フェージング環境下でのDS-CDMAを対象に、チャンネル状態に適應して各アンテナに瞬時送信電力を最適配分したうえで強制的に遅延を加えて送信することによって、擬似的に周波数非選択性チャンネルを周波数選択性チャンネルに変換し、受信側でRake合成する送信ダイバーシチを考え、受信信号対雑音電力比(SNR)を最大とする最適重みを理論的に導出している。なお、複素チャンネル利得の共役をアンテナ重みとすれば、受信側で等価的に最大比合成

(MRC)を用いる受信ダイバーシチと同じ効果が得られることが、理論解析、および計算機シミュレーションにより知られている[10], [11]. 本論文ではこれをMRC送信ダイバーシチとよぶ。計算機シミュレーションにより、周波数非選択性レイリーフェージング環境下でのビット誤り率特性を求め、マルチチャンネル送信ダイバーシチがどのような改善効果を示すか考察している。また、送信ダイバーシチと送信電力制御(TPC)を併用するときの改善効果についても検討している。

2. 遅延を加えるマルチチャンネル送信ダイバーシチのモデル

図1にマルチチャンネル送信ダイバーシチを用いるDS-CDMA信号伝送系モデルを示す。送信アンテナはM本で、受信アンテナは1本であるものとする。周波数非選択性フェージングチャンネルを仮定する。アンテナ m ($=1, 2, \dots, M$)の複素チャンネル利得を $g_m(t)$ とし、各伝搬路は独立なフェージングを呈しているものとする。本論文では、送信側では $g_m(t)$ 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。アンテナ m の複素重みを $\alpha_m(t)$ とする。 $g_m(t)$ および $\alpha_m(t)$ を次式のように表示する。

$$\begin{cases} g_m(t) = H_m(t) \exp(j\phi_m(t)) \\ \alpha_m(t) = A_m(t) \exp(j\theta_m(t)) \end{cases} \quad (1)$$

ただし、 $A_m(t) \geq 0, H_m(t) > 0, -\pi < \phi_m(t), \theta_m(t) \leq \pi$ であり、 $E[|g_m|^2] = E[H_m^2] = 1$ とする。 $E[\cdot]$ は集合平均を表す。平均送信電力を一定とするため、複素重みの組 $\{\alpha_m(t)\}$ には次式のような拘束条件があるものとする。

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

データ変調として4相位相変調(QPSK)を仮定するものとする。受信信号の等価低域表現 $r(t)$ は次式のように表すことができる。

$$r(t) = \sum_{m=1}^M \sqrt{2S} d(t - \tau_m) c(t - \tau_m) \alpha_m(t - \tau_m) g_m(t) + n(t) \quad (3)$$

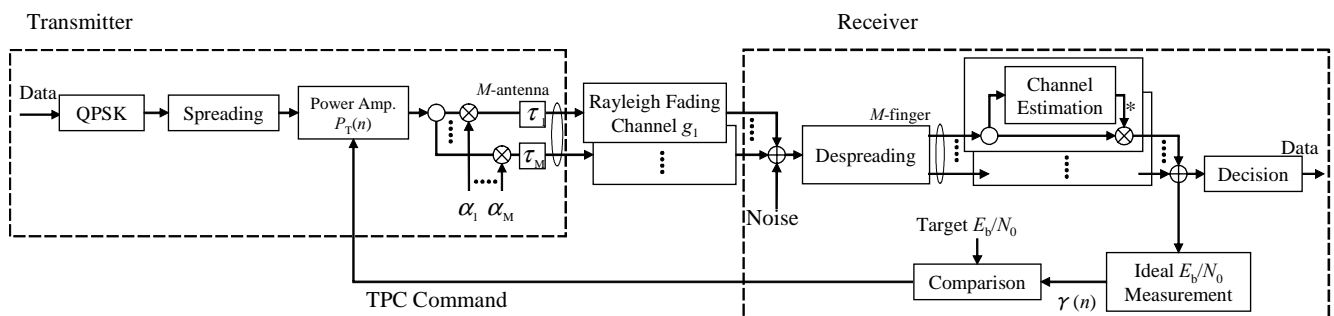


図1 DS-CDMA信号伝送系モデル

ここで、 S は送信電力、 T はデータシンボル長、 τ_m はアンテナ m で付加される遅延時間である。一般性を失うことなく $\tau_1 < \tau_2 < \dots < \tau_M < T$ であるものとする。 $d(t)$ は QPSK データ変調信号、 $c(t)$ は拡散符号系列であり、それぞれ次式のように表すことができる。

$$\begin{cases} d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k u(t/T - k) \\ c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k u(t/T_c - k) \end{cases} \quad (4)$$

ここで、 $\{d_k\}$ および $\{c_k\}$ は、それぞれ QPSK 送信データシンボル系列および拡散符号系列であり、 $u(x) = 1(0)$ if $0 \leq x \leq 1$ (otherwise) は矩形パルス関数である。式(3)の $n(t)$ は片側電力スペクトル密度 N_0 のガウス雑音であり、平均 0 で分散 $2N_0/T$ の複素ガウス過程であるものとする。

3. 最適重みと誤り率の理論検討

本論文では、移動通信で典型的なレイリーフェージングを仮定している。受信側では、最大比合成法 (MRC) を用いる Rake 合成を仮定し、DS-CDMA で用いる拡散・逆拡散処理および Rake 合成は理想的に行われるものと仮定している。フェージングによるチャネル利得は 1 データシンボルの間で一定値であるとみなすことができるものとする。したがって、以下の理論検討では式(3)の $c(t)$ は $c(t) = 1$ であるとしている。また、遅延時間差を設けたことにより拡散符号の相互相関が非零であることによりチャネル間干渉が発生する。理論検討では拡散率が充分大きく、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。

各送信アンテナで重み付けされた信号はアンテナごとに異なる遅延が付加されて送信されるため、受信局では送信信号が異なるタイミングで受信されることになる。そこで、受信機では Rake 受信を用いるものとする。各送信アンテナで送信された信号のタイミングに同期した Rake フィンガにより逆拡散が行われた後に MRC を用いてコヒーレント Rake 合成する。送信アンテナで強制的に印加された遅延時間は Rake フィンガで吸収されることに注意して、チャネル間干渉を無視したときの送信アンテナ m に対応する Rake フィンガの出力 $r'_m(t)$ は、式(3)より次式のように表される。

$$r'_m(t) = \sqrt{2S} d(t) \alpha_m(t) g_m(t) + n'_m(t), \quad (5)$$

ここで、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るが、ここでは連続時間表示を用いた。 $n'_m(t)$ は平均 0 で分散 $2(N_0/T_c)/SF = 2N_0/T$ の複素ガウス過程である。ただし、 SF は拡散率である。MRC を用いる M フィンガ Rake 合成後の受信 E_b/N_0 、 γ_R は、式(3)より次式のようになる。

$$\begin{aligned} \gamma_R(t) &= \left(\frac{T}{2N_0} \right) \sum_{m=1}^M \frac{1}{2} \left| \sqrt{2S} d(t) \alpha_m(t) g_m(t) \right|^2 \\ &= \frac{ST/2}{N_0} |d(t)|^2 \sum_{m=1}^M |\alpha_m(t) g_m(t)|^2 \\ &= \gamma_T \sum_{m=1}^M |\alpha_m(t)|^2 |g_m(t)|^2 = \gamma_T \sum_{m=1}^M A_m^2 H_m^2 \quad (6) \end{aligned}$$

ここで、 $|d(t)|^2 = 1$ 、 γ_T は送信 E_b/N_0 であり、 γ_R は θ_m の関数ではないため、 θ_m は任意でよい。したがって最適値を $\hat{\theta}_m = 0$ とする。 $x_m = |\alpha_m|^2 (\geq 0)$ 、 $c_m = |g_m|^2 (\geq 0)$ とし、式(6)を最大にするには、次式の目的関数 z を最大にすればよい。

$$z = \sum_{m=1}^M c_m x_m \quad (7)$$

最大値問題は、式(2)より

$$\sum_{m=1}^M x_m = 1 \quad (8)$$

の拘束条件の元で目的関数 z を最大にする最適化問題に帰着される。線形計画法のシンプレックス法[12]を用いると、最適値 \hat{x}_m および z の最大値 z_{\max} はそれぞれ次式のように求められる(付録 A を参照)。

$$\begin{aligned} \hat{x}_m &= \delta_{mk} \quad \text{subject to } c_k = \max_{m=1,2,\dots,M} \{c_m\} \\ z_{\max} &= c_k \end{aligned} \quad (9)$$

ここで、 δ_{mk} は Kronecker のデルタ関数である。従って、最適重み $\hat{\alpha}_m$ および合成後の受信 E_b/N_0 の最大値 $\gamma_{R,\max}$ はそれぞれ次式のようになる。

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}_m &= \delta_{mk} \quad \text{subject to } |g_k| = \max_{m=1,2,\dots,M} \{|g_m|\} \\ \gamma_{R,\max} &= \gamma_T \max_{m=1,2,\dots,M} \{|g_m|^2\} \end{aligned} \quad (10)$$

即ち、1 アンテナ当たりの平均受信 E_b/N_0 が γ_T である選択合成 (SC) 受信ダイバーシチと同じ効果が得られることが分かる。以下では、この送信ダイバーシチを SC 送信ダイバーシチとよぶ。理論検討では Rake 合成受信を仮定したが、複数送信アンテナのうちどれか 1 つのアンテナを用いて送信することになるので、受信側では Rake 合成する必要がない。また、遅延時間を加えて送信することも必要がない。

平均ビット誤り率 $P_b^{(M)}(\gamma_T)$ は次式のように与えられる[13]。

$$P_b^{(M)}(\gamma_T) = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^M \binom{M}{m} \frac{(-1)^m}{\sqrt{1+m/\gamma_T}} \quad (11)$$

なお、MRC 送信ダイバーシチのアンテナ重みが複素チャネル利得の共役であることを付録 C で証明している。

4. マルチチャネル送信ダイバーシチと TPC の併用

送信ダイバーシチと TPC を併用したとき、どのような伝送特性が得られるか以下で検討する。図1に示すように受信局では合成後の受信 E_b/N_0 を測定してターゲット E_b/N_0 , γ_{tpc} , と比較する。受信 E_b/N_0 は第3章で導出したように理想的に最大化され(すなわち $\gamma_{\text{R,max}}$ が得られる), かつその測定は理想的であるものと仮定する。また, TPC コマンドは誤りなく送信局で受信されるものとする。最適重みとは独立に送信電力が制御される。TPC を用いるときの送信電力は時間変動するので送信電力を $S(t)$ のように連続時間表現する。なお, 実際には送信電力は周期 T_{tpc} 毎にしか更新されず, しかも増減は Δ_{tpc} dB である。以下では理想 TPC を仮定し, 送信電力制御周期はフェージングの変動速度に比べて高速で, かつ電力増減が連続であるものとし, 提案した SC 送信ダイバーシチおよび MRC 送信ダイバーシチにおける送信電力 $S(t)$ および平均送信 E_b/N_0 を求めている。

4.1 SC 送信ダイバーシチ

理想 TPC を仮定したときの送信電力 $S(t)$ は, 式(10)で $\gamma_{\text{tpc}} = \gamma_{\text{R,max}}$ となるように制御されるので次式のようになる。

$$S(t) = \gamma_{\text{tpc}} \left(\frac{2N_0}{T} \right) \min_{m=1,2,\dots,M} \{ |g_m(t)|^2 \} \quad (12)$$

よって, 送信 E_b/N_0 , γ_{T} , は次式のようになる。

$$\gamma_{\text{T}}(t) = \gamma_{\text{tpc}} \min_{m=1,2,\dots,M} \{ |g_m(t)|^2 \} \quad (13)$$

ここで, $\gamma_{\text{T}}(t)$ の確率密度関数 $p(\gamma_{\text{T}})$ は次式のように表すことができる(付録 B を参照)。

$$p(\gamma_{\text{T}}) = M^2 \gamma_{\text{tpc}} \frac{\exp(-M\gamma_{\text{tpc}}/\gamma_{\text{T}})}{\gamma_{\text{T}}^2} \{1 - \exp(-M\gamma_{\text{tpc}}/\gamma_{\text{T}})\}^{M-1} \quad (14)$$

従って, 平均 γ_{T} は次式のように求められる。

$$E[\gamma_{\text{T}}] = \int \gamma_{\text{T}} p(\gamma_{\text{T}}) d\gamma_{\text{T}} = \begin{cases} \infty & \text{for } M=1 \\ M\gamma_{\text{tpc}} \ln \left[\frac{2 \binom{M-1}{1} 4 \binom{M-1}{3} \dots M \binom{M-1}{M-1}}{1 \binom{M-1}{0} 3 \binom{M-1}{2} \dots (M-1) \binom{M-1}{M-2}} \right] & \text{for } M=2,4,\dots \\ M\gamma_{\text{tpc}} \ln \left[\frac{2 \binom{M-1}{1} 4 \binom{M-1}{3} \dots (M-1) \binom{M-1}{M-2}}{1 \binom{M-1}{0} 3 \binom{M-1}{2} \dots (M-2) \binom{M-1}{M-3} M \binom{M-1}{M-1}} \right] & \text{for } M=3,5,\dots \end{cases} \quad (15)$$

さて, 理想 TPC のとき, γ_{R} は常に TPC ターゲット γ_{tpc} に保たれる。このときのビット誤り率は, フェージングなしで受信 E_b/N_0 が γ_{tpc} のときのビット誤り率に等しい。したがって, ビット誤り率 $P_b(\gamma_{\text{tpc}})$ は次式で与えられる[13]。

$$P_b(\gamma_{\text{tpc}}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\gamma_{\text{tpc}}} \quad (16)$$

ここで,

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

は誤差補関数である。よって, 平均 γ_{T} と γ_{tpc} の関係を与える式(15)と式(16)とから, 平均 γ_{T} を関数とする平均ビット誤り率特性が得られる。

4.2 MRC 送信ダイバーシチ

理想 TPC を仮定したときの送信 $E_b/N_0(t)$, $\gamma_{\text{T}}(t)$, は SC 送信ダイバーシチと同様に, 式(C3)より次式のように求められる。

$$\gamma_{\text{T}}(t) = \frac{S(t)T/2}{N_0} = \gamma_{\text{tpc}} \frac{1}{\sum_{m=1}^M |g_m(t)|^2} \quad (17)$$

このとき, 平均 γ_{T} は次式のように求められる[15]。

$$E[\gamma_{\text{T}}] = \int \gamma_{\text{T}} p(\gamma_{\text{T}}) d\gamma_{\text{T}} = \frac{1}{M-1} \gamma_{\text{tpc}} \quad (18)$$

上式より, 1送信アンテナ($M=1$)のとき, 送信電力は無限大になることが分かる($E[\gamma_{\text{T}}] = \infty$) [15]。平均 γ_{T} を関数とする平均ビット誤り率特性は SC 送信ダイバーシチと同様に, 式(16)と式(18)から得られる。

5. 伝送特性

5.1 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションでは, 様々な γ_{tpc} の値における平均ビット誤り率および平均 γ_{T} を測定した。表1に両方式のシミュレーション諸元を示す。

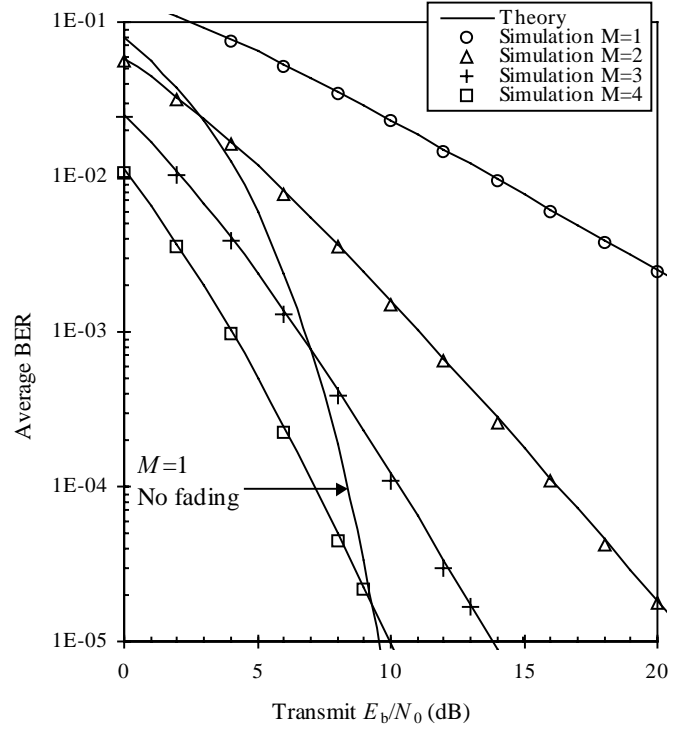
表1 シミュレーション諸元

Method	SC	MRC
Propagation channel	Frequency non-selective Rayleigh fading (1-path)	
Data modem.	Modulation	
	QPSK	
Demodulation	Ideal coherent detection	Channel estimation isn't required
	Spreading factor	
TPC	64	
	Period T_{tpc}	64-symbol
	Step size Δ_{tpc}	1dB
Delay	T_{tpc}	

Transmit diversity	Channel estimation	Ideal	
	M -antenna transmit diversity	Ideal SC	Ideal MRC
	Addition delay	τ_m	No
Receiver diversity		1-antenna + M -finger coherent Rake combining	No (1-antenna)

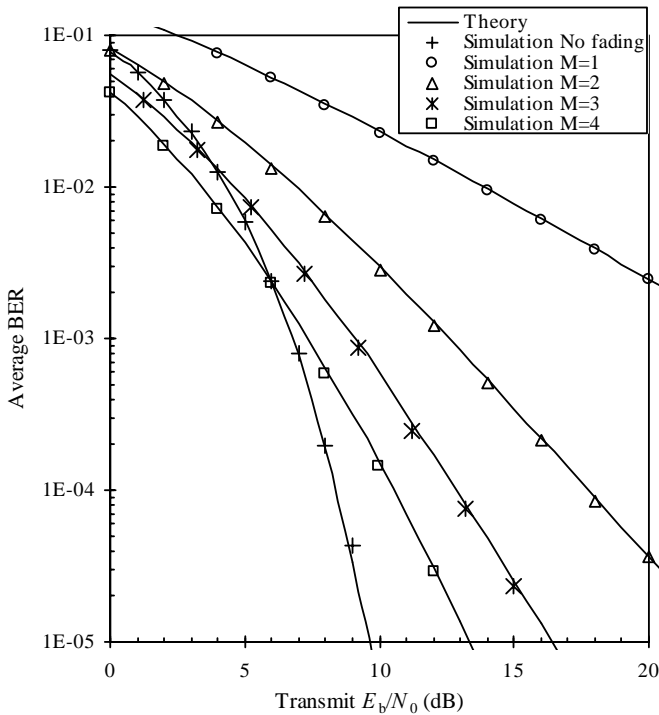
5.2 TPC を用いないとき

TPC を用いないときのビット誤り率特性はフェージングの最大ドップラー周波数に依存しない。送信アンテナ本数 M をパラメータとしてプロットした γ_f 対平均ビット誤り率特性を図2に示した。図中にはフェージングなしのときのビット誤り率(式(16)に $\gamma_{pc}=\gamma_f$ を代入したもの)も示されている。シミュレーション結果と計算結果が良く一致していることが分かる。マルチチャネル送信ダイバーシチを用いれば、1アンテナ送信($M=1$)時に比較して誤り率特性を大幅に改善できることが分かる。BER= 10^{-3} を得るときの所要 γ_f は $M=1$ のとき 24dB である。SC 送信ダイバーシチと MRC 送信ダイバーシチと比較すると、後者の改善効果大きい。SC(MRC)送信ダイバーシチの所要 γ_f は、 $M=2, 3$, および 4 のとき、それぞれ 12.5(11)dB, 9(6.5)dB および 7.5(4)dB に低減される。2送信アンテナを用いるときの所要 γ_f の差は 1.5dB である。



(b) MRC 送信ダイバーシチ

図2 マルチチャネル送信ダイバーシチを用いるときの送信 E_b/N_0 対平均ビット誤り率特性



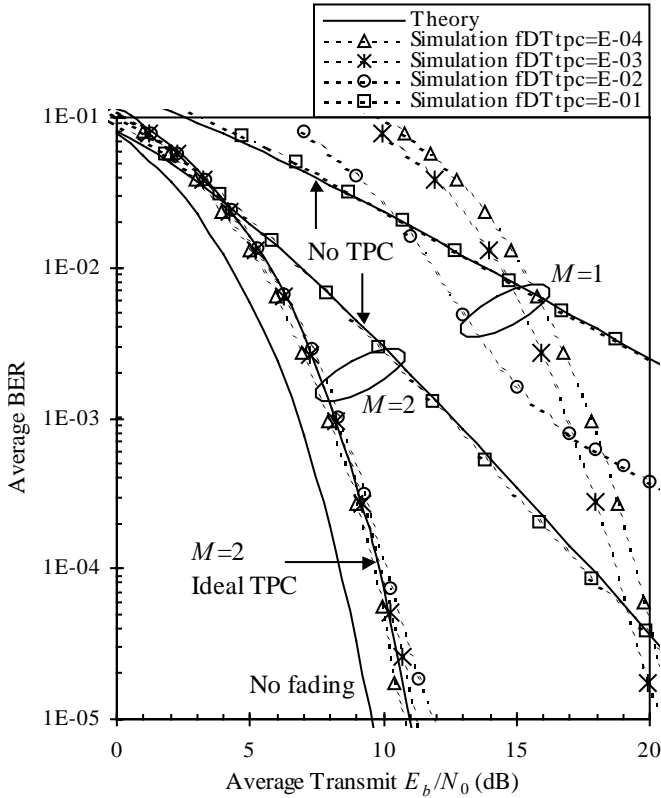
(a) SC 送信ダイバーシチ

5.3 TPC を用いるとき

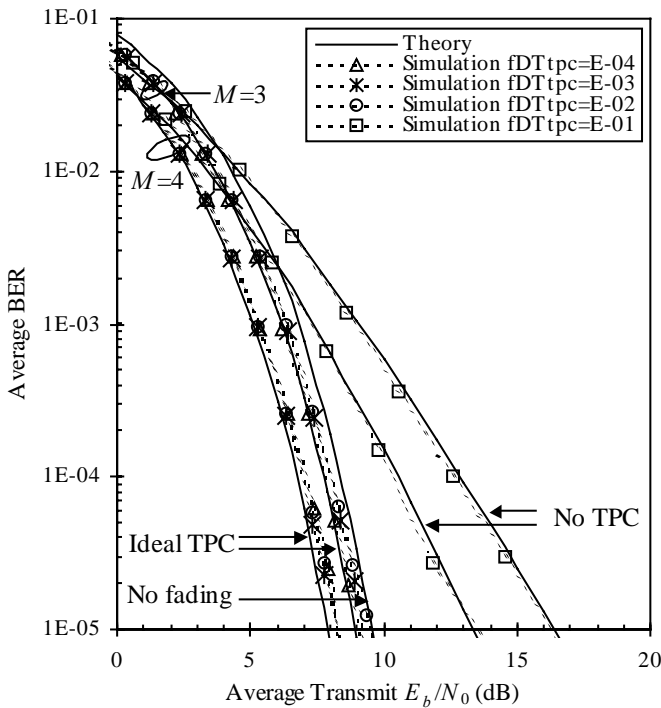
本論文では、TPC の制御遅延を 1TPC 周期 T_{tpc} 、ステップサイズを $\Delta_{tpc}=1$ dB としている。このため、ビット誤り率特性は理論特性より劣化する。図3に、最大ドップラー周波数 f_D を TPC 周期で正規化した正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_{tpc}$ をパラメータとしてプロットした平均 γ_f 対平均ビット誤り率特性を示した。比較のため、式(11)および式(C4)を用いて計算した SC 送信ダイバーシチおよび MRC 送信ダイバーシチの理論特性をプロットした。送信アンテナ本数 M は $M=1, 2, 3$, および 4 である。 $f_D T_{tpc}=10^{-1}$ および $M=1$ のときを除いて、計算機シミュレーション結果は理論特性とよく一致している。 $f_D T_{tpc}=10^{-1}$ のようにフェージングが高速になると、チャネル利得の時間変動に TPC が追従できなくなるので誤り率特性は劣化し、TPC なしのときの特性に漸近している。 $M=1$ のとき、理論的には $\gamma_f \rightarrow \infty$ となるから、ある誤り率を得るための所要平均 γ_f の値は ∞ となる。ところが、実際には T_{tpc} 毎に $\pm \Delta_{tpc}$ dB だけしか送信電力が更新されないから、所要平均 $\gamma_f \rightarrow \infty$ となることはない。

マルチチャネル送信ダイバーシチを用いれば、1アンテナ送信($M=1$)時に比較して誤り率特性を大幅に改善できることが分かる。フェージングが緩慢になるほど誤り率特性の改善効果は大きくなる。 $f_D T_{tpc}=10^{-4}$ の場合、BER= 10^{-3} を得るときの所要平均 γ_f は $M=1$ のとき 18dB である。TPC を用いないときと同様に、MRC 送信ダイバーシチが SC 送信ダイバーシチより優れた特性を示す。SC(MRC)送信ダイバーシチの所要平均 γ_f は $M=2$ のとき

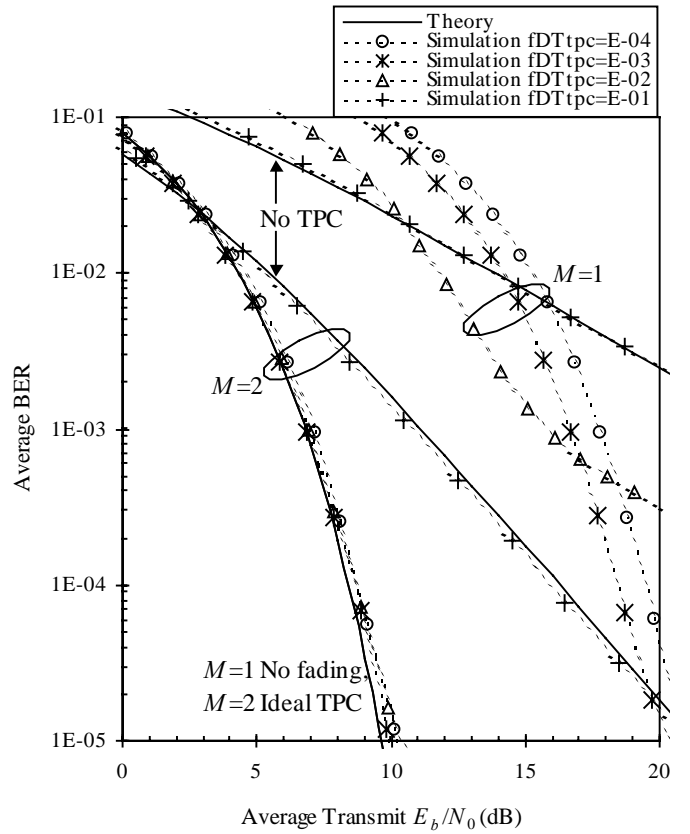
8(7)dB に低減され, $M=3$ および 4 のときそれぞれ $6(4)$ dB および $5(2.5)$ dB に低減される. 2 送信アンテナを用いるときの所要 γ_T の差は 1 dB であり, TPC 無しするときより 0.5 dB ほど差が小さい.



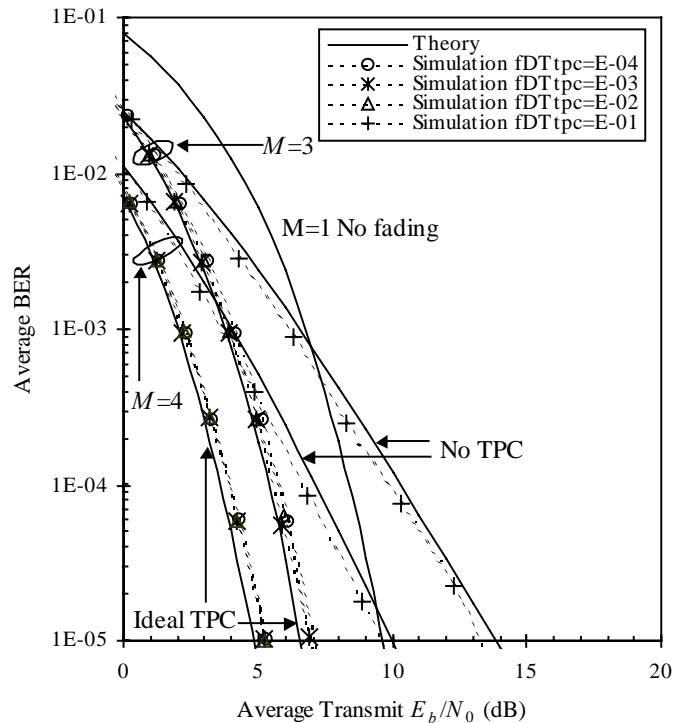
(a-1) SC 送信ダイバーシティ, $M=1, 2$



(a-2) SC 送信ダイバーシティ, $M=3, 4$



(b-1) MRC 送信ダイバーシティ, $M=1, 2$



(b-2) MRC 送信ダイバーシティ, $M=3, 4$

図 3 マルチチャネル送信ダイバーシティと TPC を併用したときの平均送信 E_b/N_0 対平均ビット誤り率特性

6. むすび

本論文では, 瞬時送信電力をチャネル状態に適応し

て各アンテナに最適配分したうえで強制的に遅延を加えて送信し、1 アンテナで受信し Rake 合成する送信ダイバーシチについて、最適アンテナ重みと周波数非選択性レイリーフェージング環境下での QPSK ビット誤り率特性を明らかにした。また、マルチチャネル送信ダイバーシチと高速 TPC との併用効果についても明らかにした。レイリーフェージング環境下でのビット誤り率特性を計算機シミュレーションにより求め、両方式により特性改善効果を明らかにした。本論文で得られた結果をまとめると、次のようになろう。

① 遅延を強制的に付加するマルチチャネル送信ダイバーシチの最適重みは、瞬時チャネル利得が最大となるアンテナの重みが 1 で、それ以外のアンテナの重みが 0 であることを明らかにした。すなわち、SC ダイバーシチ受信と同じ効果が得られる。この結果、理論解析で仮定した送信側での遅延付加と Rake 受信は必要がない。本論文で提案したこの送信ダイバーシチを SC 送信ダイバーシチとよんだ。

② 送信ダイバーシチの改善効果は、文献[10],[11]の MRC 送信ダイバーシチより小さい。しかし、2 送信アンテナを用いるときの所要 γ_T を比較すると、誤り率 10^{-3} を得る所要送信 E_b/N_0 の差は 1.5dB である。

③ TPC を併用すれば、TPC を用いないときよりもビット誤り率特性を大幅に改善できる。フェージングが緩慢なほど 1 送信アンテナ時に対する誤り率特性の改善効果は大きい。TPC を用いないときと同様に、SC 送信ダイバーシチは MRC 送信ダイバーシチより改善効果が少ない。しかし、緩慢フェージング ($f_D T_{\text{tpc}}=10^{-4}$) の場合、誤り率 10^{-3} を確保する所要平均送信 E_b/N_0 を比較したところ、2 送信アンテナを用いるときの所要平均送信 E_b/N_0 の差は 1dB であり、TPC なしときより 0.5dB ほど差が小さいだけである。

本論文では、送信アンテナから見たチャネル利得が理想的に分かるものと仮定したが、実際には各アンテナ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]ことになる。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] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of spread spectrum communications*, Addison-Wesley, 1995.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] R. Kohno, R. Meiden, and L. Milstein, "Spread spectrum access methods for wireless communications," *IEEE communications Magazine*, Mol.33 pp.58-67, Jan. 1995
- [6] K.Gilhausen,et.al., "On the capacity of a cellular CDMA

system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-40, pp.303-312, May 1991.

- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] T. Lo, "Maximum ratio transmission," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, pp. 1458-1461, Oct. 1999.
- [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] 泉, 近藤, 穂刈, 永倉: 数学公式, 共立出版, 1953 年
- [13] J.G. Proakis, *Digital communications*, 3rd ed., New York, McGraw Hill, 1995.
- [14] 堀口剛, 佐野雅己: 大学院情報理工学2 情報数理物理, 講談社, 2000 年.
- [15] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, T. Dohi, and Y. Okumura, "Coherent multicode DS-CDMA mobile radio access," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79-B, pp. 1316-1325, Sept. 1996.

付 録

A. 線形計画法のシンプレックス法

線形計画法のシンプレックス法[12]を用いて、式(7)と式(8)より拘束条件

$$\begin{cases} x_1 + x_2 + \dots + x_M = 1 \\ x_m \geq 0 (m=1,2,\dots,M) \end{cases} \quad (\text{A1})$$

の元で、目的関数 z

$$\begin{cases} z = c_1 x_1 + c_2 x_2 + \dots + c_M x_M \\ c_1 > c_2 > \dots > c_M > 0 \end{cases} \quad (\text{A2})$$

を最大にする最適問題を解く。

まず、 $c_k = \max_{m=1,2,\dots,M} \{c_m\}$ となる $m=k$, 即ち $m=1$ について、 x_1 を選ぶ。式(A1)の右辺を b'_1 とおき、 x_1 について整理すると次式のようなになる。

$$x_1 = b'_1 - (x_2 + x_3 + \dots + x_M) \quad (b'_1 = 1 \geq 0) \quad (\text{A3})$$

式(A3)と式(A2)から x_1 を消去し、 $z'_0 = c_1 b'_1$, $c'_n = c_n - c_1$ ($n=2,3,\dots,M$) とすると次式のようなになる。

$$\begin{aligned} z &= c_1 (b'_1 - x_2 - x_3 - \dots - x_M) + c_2 x_2 + c_3 x_3 + \dots + c_M x_M \\ \Leftrightarrow z - b'_1 c_1 &= (c_2 - c_1) x_2 + (c_3 - c_1) x_3 + \dots + (c_M - c_1) x_M \\ \Leftrightarrow z - z'_0 &= c'_2 x_2 + c'_3 x_3 + \dots + c'_M x_M \end{aligned} \quad (\text{A4})$$

ここで、 $c_1 = \max_{m=1,2,\dots,M} \{c_m\}$ より $c'_n < 0$ となりシンプレックス法の

性質より, $x_1=b'_1=1$, $x_n=0$, $z=z'_0=b'_1c_1=c_1$ が最適値となる。 x_1 , z の最適値をそれぞれ \hat{x}_m , z_{\max} とすると, 次式のようにまとめられる。

$$\begin{aligned} \hat{x}_m &= \delta_{mk} \text{ subject to } c_k = \max_{m=1,2,\dots,M} \{c_m\} \\ z_{\max} &= c_k \end{aligned} \quad (\text{A5})$$

よって, 遅延を強制的に加える送信ダイバーシチの最適重み $\hat{\alpha}_m$, および γ_R の最大値 $\gamma_{R,\max}$ はそれぞれ次式のようになる。

$$\begin{aligned} \hat{\alpha}_m &= \delta_{mk} \text{ subject to } |g_k| = \max_{m=1,2,\dots,M} \{|g_m|\} \\ \gamma_{R,\max} &= \gamma_T \max_{m=1,2,\dots,M} \{|g_m|^2\} \end{aligned} \quad (\text{A6})$$

すなわち, チャンネル利得が最大のアンテナのみより信号を送信することになる。したがって, この送信ダイバーシチを, 本論文では SC 送信ダイバーシチとよぶ。

B. SC 送信ダイバーシチにおける送信 E_b/N_0 の確率密度関数

次式のように等価チャンネル利得 $y_M(t)$ を定義する。

$$y_M(t) = \max_{m=1,2,\dots,M} \{|g_m(t)|^2\} \quad (\text{B1})$$

ここで, $y_M(t)$ の確率密度関数 $p(y_M)$ は次式のように求められる[13].

$$p(y_M) = M \exp(-y_M) \{1 - \exp(-y_M)\}^{M-1} \quad (\text{B2})$$

式(10)は次式のように表される。

$$\gamma_{R,\max}(t) = \gamma_T y_M(t) \quad (\text{B3})$$

ここで, $\gamma_{\text{tpc}} = \gamma_{R,\max}(t)$ とするよう理想 TPC を適用するとき, γ_T と y_M の関係は

$$y_M(\gamma_T) = \frac{\gamma_{\text{tpc}}}{\gamma_T} \quad (\text{B4})$$

となるので, 確率変数変換のヤコビアン J は次式で与えられる。

$$J = \frac{\partial y_M}{\partial \gamma_T} = -\frac{\gamma_{\text{tpc}}}{\gamma_T^2} \quad (\text{B4})$$

よって, γ_T の確率密度関数 $p(\gamma_T)$ は式(B2)と式(B4)より次式のようになる。

$$\begin{aligned} p(\gamma_T) &= p(y_M) |J| \\ &= M^2 \gamma_{\text{tpc}} \frac{\exp(-M\gamma_{\text{tpc}}/\gamma_T)}{\gamma_T^2} \{1 - \exp(-M\gamma_{\text{tpc}}/\gamma_T)\}^{M-1} \end{aligned} \quad (\text{B5})$$

C. MRC 送信ダイバーシチの最適重み

各送信アンテナから信号を重み付けして送信するが, それらが受信局で同時に受信されるようにして送信するのが SC 送信ダイバーシチとの違いである。合成後の 1 ビット当た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 , $\gamma_R(t)$, は式(3)より次式のようになる。

$$\begin{aligned} \gamma_R(t) &= \left(\frac{T}{2N_0} \right) \frac{1}{2} \left| \sum_{m=1}^M \sqrt{2S} d(t) \alpha_m(t) g_m(t) \right|^2 \\ &= \frac{ST/2}{N_0} |d(t)|^2 \left| \sum_{m=1}^M \alpha_m(t) g_m(t) \right|^2 = \gamma_T \left| \sum_{m=1}^M \alpha_m g_m \right|^2 \end{aligned} \quad (\text{C1})$$

γ_R を最大にする最適重みの組 $\{\hat{\alpha}_m\}$ は, そのアンテナに対応する複素チャンネル利得の複素共役となることが分かっている[10], [11]. SC 送信ダイバーシチと同様に, 拘束条件である式(2)に注意して $\{\hat{\alpha}_m\}$ を求めると次式のように表される。

$$\hat{\alpha}_m = g_m^* / \sqrt{\sum_{n=1}^M |g_n|^2} \quad (\text{C2})$$

最適重みの組 $\{\hat{\alpha}_m\}$ を用いて得られる γ_R の最大値を $\gamma_{R,\max}$ で表すと, 次式のようになる。

$$\gamma_{R,\max} = \gamma_T \sum_{m=1}^M |g_m|^2 \quad (\text{C3})$$

すなわち, 1アンテナ当たりの平均受信 E_b/N_0 が γ_T である最大比合成受信ダイバーシチと同じ効果が得られることが分かる。したがって, このときの QPSK 復調後の平均ビット誤り率 $P_b^{(M)}(\gamma_T)$ は次式で与えられる[13].

$$P_b^{(M)}(\gamma_T) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1+1/\gamma_T}} \sum_{m=0}^{M-1} \binom{2m}{m} \frac{1}{\{4(1+\gamma_T)\}^m} \right] \quad (\text{C4})$$