

DS-CDMA における適応フィルタを複数個並列に用いるチャネル推定

高岡 辰輔[†] 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: [†] takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし コヒーレント Rake 受信を用いる直接拡散符号分割多元接続(DS-CDMA)では、高精度のチャネル推定が必要である。本論文では、適応フィルタのタップ係数セットを複数用いる適応チャネル推定を提案している。各タップ係数セットは、スロット内の異なるシンボル位置のチャネル推定のために用いられる。各タップ係数セットは、逆変調された受信データシンボルをスロット内のターゲットシンボル位置の参照信号として用い正規化 LMS アルゴリズムで更新される。送受信機間で周波数オフセットが存在する周波数選択性レイリーフェージング環境下での平均ビット誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションで評価し、提案法は従来のチャネル推定法より優れた BER 特性が得られることを示している。

キーワード DS-CDMA, パイロットシンボル, 周波数選択性フェージング

Pilot-Assisted Adaptive Channel Estimation Using Multiple Sets of Tap Weights for Coherent Rake Reception of DS-CDMA Signals

Shinsuke TAKAOKA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

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

E-mail: [†] takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Coherent rake reception of direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) signals requires accurate channel estimation in a frequency-selective fading channel. In this paper, a new adaptive channel estimation scheme using multiple sets of adaptive filter tap weights, each set at different symbol position is proposed. A block of known pilot symbols is periodically transmitted along with the data modulated symbols. Each set of adaptive filter tap weights is updated using the normalized least mean square (NLMS) algorithm, the reference signal for which is obtained by reverse modulating the received data symbol and averaging at the target symbol position. The average bit error rate (BER) performance in a frequency-selective Rayleigh fading channel is evaluated by computer simulation. Also evaluated is the robustness against the frequency offset between a transmitter and a receiver. It is confirmed that the proposed channel estimation scheme provides better BER performance than the conventional channel estimation schemes.

Keyword DS-CDMA, pilot symbol, frequency-selective fading.

1. まえがき

第3世代移動通信システムでは、直接拡散符号分割多元接続(DS-CDMA)が用いられている[1]。移動通信では、送信信号は移動局近傍の建造物などで反射、回折され、異なるドップラーシフトの多重波として受信されるため、マルチパスフェージングが発生する[2]。DS-CDMA システムにおけるコヒーレント Rake 受信を行うためには、高精度のチャネル推定値が必要とされる。そこで、これまで多くのチャネル推定法が提案、解析されてきた[3]-[10]。WMSA(Weighted multi-slot averaging)チャネル推定では、 N_d 個のデータシンボルごとに送信される N_p 個のパイロットシンボル(パイロットブロック)を用いてチャネル推定する(N_p+N_d 個のシンボルで1スロットが構成される)[9]。WMSA チャネル推定は、次の2ステップから構成される。まず、各スロットの N_p 個のパイロットシンボルを同相加算することにより、瞬時チャネル利得を推定する。次に、 $2K$ タップからなるFIRフィルタに $2K$ 個の瞬時チャネル利得を入力して、最終的なチャネル推定値を求める。この推定値を用いて、同期検波する。 $2K$ 個のタップ係数の準最適組み合わせが、文献[9]で計算機シミュレーションにより求められている。なお、 $K=1$ WMSA は、同期検波するスロットを挟む2つのパイロットブロックの単純平均を用いるチャネル推定と同様である[6]。

しかしながら、移動局の移動に伴って、最大ドップラー周

波数や受信信号対雑音電力比などが変化する。従って、時不変のタップ係数では、誤り率(BER)を常に最小化できるとは限らない。そこで、タップ係数を適応的に更新する適応チャネル推定が提案されている[11],[12]。更に、フェージングに加えて送受信機間の搬送波周波数にオフセットが存在する場合、受信信号は一定の位相回転を受けるためBER 特性の更なる劣化を招く。文献[12]で提案された適応予測チャネル推定では、フェージングタイプの変化に適応するよう、また、フェージングによるランダム位相回転に加えて周波数オフセットによる一定の位相回転にも適応するよう、複素タップ係数が用いられている。

適応予測チャネル推定[12]は、WMSA チャネル推定の拡張であり、次の3ステップから構成される。まず、WMSA チャネル推定と同様に、パイロットブロック内の N_p 個のパイロットシンボルを同相加算することにより、瞬時チャネル利得を推定する。次に、過去(未来)に推定された K 個の瞬時チャネル利得を用いて、同期検波するスロットの先頭(最後)の位置のチャネル利得を、前方(後方)予測器によりそれぞれ線形予測する。前方(後方)予測器のタップ係数は、正規化LMS(Normalized least mean square)アルゴリズムにより、更新される。最後に、予測されてスロットの先頭(最後)の瞬時チャネル利得を用いて、単純平均又は線形補間により最終的なチャネル推定値を求めている。

本論文では、適応フィルタのタップ係数のセットを複数用いて、スロット内の異なるシンボル位置のチャンネル利得を同時に推定する適応チャンネル推定を提案している。逆変調された受信データシンボルを参照信号として用いた正規化 LMS アルゴリズムにより、タップ係数の各セットを更新する。本論文の構成は、以下のとおりである。第 2 章では信号伝送系モデルを説明する。第 3 章では、提案適応チャンネル推定法の動作原理について述べている。第 4 章では、周波数選択性レイリーフェージング環境下における DS-CDMA の BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、WMSA チャンネル推定[9]および適応予測チャンネル推定[12]と特性比較している。また、送受信機間に周波数オフセットが存在する場合の BER 特性も明らかにしている。タップ係数セットの最大数は、スロット内のデータシンボル数 N_d と等しい。チャンネル推定に利用可能なセット数を減少させることでチャンネル推定の複雑さを軽減できるが、BER 特性が劣化する。つまり、チャンネル推定の複雑さと BER 特性はトレードオフの関係にある。このトレードオフの関係についても第 4 章で議論している。第 5 章は結論である。

2. 信号伝送系モデル

信号伝送系モデルを図 1 に、スロット構成を図 2 に示す。

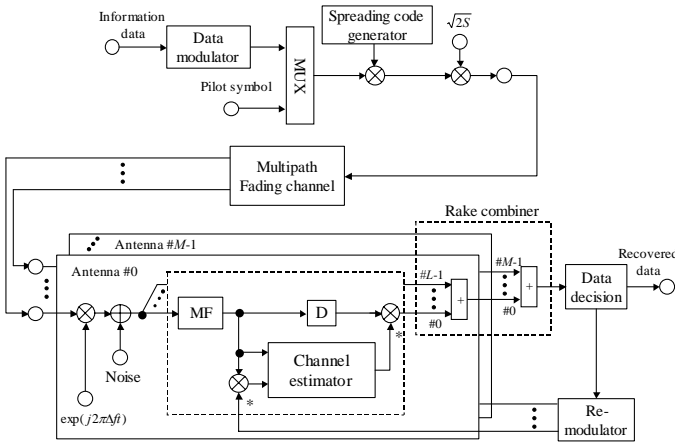


図 1 信号伝送系モデル

送信側では、2 値送信データを変調しデータシンボル系列に変換した後、図 2 のように N_d 個のデータシンボル毎に N_p 個のパイロットシンボルを時間多重する。 N_p 個のパイロットシンボルとそれに続く N_d 個のデータシンボルで 1 スロットが構成される。スロット長は $T_{slot} = (N_p + N_d)T$ である。ここで、 T はデータシンボル長である。最後に、パイロットを周期的に挿入したデータシンボル系列に、拡散符号を乗積して DS-CDMA 信号を生成して送信する。等価低域表現を用いて DS-CDMA 信号 $s(t)$ を表すと次式のようになる。

$$\begin{cases} s(t) = \sqrt{2S}d(t)p(t) \\ d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k u(t/T - k) \\ p(t) = \sum_{q=-\infty}^{\infty} c_q u(t/T_c - q) \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 S は平均信号電力、 $d(t)$ はデータシンボル波形、 $p(t)$ は拡散波形を表す。式(1)中の $\{d_k\}$ はデータシンボル系列、 $\{c_q\}$ はチップ長 T_c の長周期 2 値ランダム拡散系列である。 $u(t)$ は矩形パルス波形であり、 $u(t)=1(0)$ 、 $0 \leq t < 1$ (otherwise) である。拡散率(SF)は $SF=T/T_c$ になる。

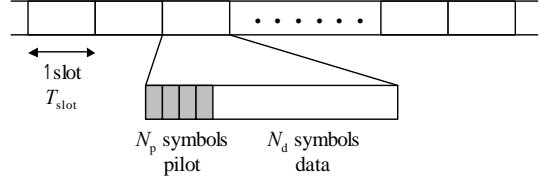


図 2 スロット構成

送信された DS-CDMA 信号は、周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信される。伝搬路は、チップ長 T_c の整数倍の遅延時間を持つ L 個の離散パスで構成されるものとし、各パスはそれぞれ独立なレイリーフェージングを受けるものとする。受信機では、 M ブランチアンテナダイバーシチを用いているものとする。 m 番目のアンテナ ($m=0, 1, \dots, M-1$) で観測したフェージングチャンネルの時刻 t におけるインパルス応答 $h_m(t, \tau)$ は次のように表せる[14]。

$$h_m(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

ここで、 $\xi_{m,l}(t)$ および τ_l は、それぞれ l 番目のパスの複素チャンネル利得および遅延時間を表す。 $\{\xi_{m,l}(t)\}$ は各々独立で同じ分布を持つ複素ガウス過程である。また、

$$E\left[\sum_{l=0}^{L-1} |\xi_{m,l}(t)|^2\right] = 1 \text{ であり、} E[\cdot] \text{ は集合平均を表す。}$$

送受信機間に周波数オフセット Δf が存在する場合、 m 番目のアンテナの受信信号 $r_m(t)$ は次式のようになる。

$$r_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_{m,l}(t) \exp(j2\pi\Delta f t) s(t - \tau_l) + v_m(t) \quad (3)$$

ここで、 $v_m(t)$ は片側電力密度 N_0 の相加性白色ガウス雑音(AWGN)である。また、受信フィルタは十分広帯域であり、周波数オフセットによって生ずる受信信号の歪みは無視できるものと仮定する。フェージング及び周波数オフセットの影響を受けた受信 DS-CDMA 信号は整合フィルタ(MF)により逆拡散される。各 MF では、各パスの遅延時間に理想的に同期した拡散符号を生成し、それを受信信号 $r_m(t)$ に乗積し、1 シンボル区間にわたって積分する。このようにして、受信 DS-CDMA 信号は送信データシンボル系列の L 個のコピーに分解される。第 l 番目のパスを伝搬して受信された DS-CDMA 信号の、 g 番目のスロットの n 番目のシンボル位置における MF 出力 $r_{m,l}(g, n)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} r_{m,l}(g, n) &= \frac{1}{T} \int_{gT_{slot} + nT + \tau_l}^{gT_{slot} + (n+1)T + \tau_l} r_m(t) p(t - \tau_l) dt \\ &= \sqrt{2S} \xi_{m,l}(g, n) d(g, n) \exp[j2\pi\Delta f (gT_{slot} + nT)] \\ &\quad + v_{m,l}(g, n) \end{aligned} \quad (4)$$

ここで、 $\xi_{m,l}(g,n) = \xi_{m,l}(gT_{slot} + nT)$ 、 $d(g,n) = d_{g(N_p+N_d)+n}$ であり、 $v_{m,l}(g,n)$ はガウス雑音+パス間干渉 (IPI) 成分を表す。Rake 合成器では、最大比合成 [2] に基づいて $M \times L$ 個の MF 出力のコヒーレント合成が行われる。チャンネル推定値を $\tilde{\xi}_{m,l}(g,n)$ とすると、Rake 合成出力 $\eta(g,n)$ は次式のようになる。

$$\eta(g,n) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{L-1} r_{m,l}(g,n) \tilde{\xi}_{m,l}^*(g,n) \quad (5)$$

ただし、* は複素共役を表す。

3. タップ係数セットを複数個用いる適応チャンネル推定

図3は、 $2K$ タップから成る適応フィルタの構造を示している。スロット内の異なるシンボル位置のチャンネル利得を同時に推定するために、 $2K$ 個のタップを Q セット用いる。ここで、 Q は、 N_d/Q が整数となるような整数である ($Q \leq N_d$)。まず、WMSA チャンネル推定 [9] と同様に、 N_p 個の受信パイロットシンボルを同相加算することにより各パスの瞬時チャンネル利得を推定する。一般性を失うことなく、パイロットシンボルを $d=1+j0$ と仮定すると、 g 番目のスロットの先頭における瞬時チャンネル推定値 $\hat{\xi}_{m,l}(g)$ は次式で与えられる。

$$\hat{\xi}_{m,l}(g) = \frac{1}{N_p} \sum_{n=0}^{N_p-1} r_{m,l}(g,n) \quad (6)$$

次に、過去および未来の、それぞれ K 個の瞬時チャンネル推定値 $\{\hat{\xi}_{m,l}(g)\}$ を用いて、スロット内の異なるシンボル位置のチャンネル利得を適応フィルタによって推定する。この時、 Q 個のタップ係数セットが用いられる。 $Q=N_d$ の場合は、スロット内の各シンボル位置のチャンネル利得を、全て異なるタップ係数セットを用いて推定する。 $Q=1$ の場合は、1 セットのタップ係数でスロット内の全てのデータシンボル位置のチャンネル推定を行う。従って、 l 番目のパスを伝搬して受信された DS-CDMA 信号の、 g 番目のスロットの n 番目のシンボル位置におけるチャンネル推定値 $\{\tilde{\xi}_{m,l}(g,n)\}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \tilde{\xi}_{m,l}(g,n) &= \sum_{k=-K+1}^K w_{m,l,q}(g,k) \hat{\xi}_{m,l}(g+k) \\ &= \mathbf{W}_{m,l,q}^T(g) \mathbf{X}_{m,l}(g) \end{aligned} \quad (7)$$

for $n=q(N_d/Q) \sim (q+1)(N_d/Q)-1$

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{m,l,q}(g) = [w_{m,l,q}(g,K), \dots, w_{m,l,q}(g,-K+1)]^T \\ \mathbf{X}_{m,l}(g) = [\hat{\xi}_{m,l}(g+K), \dots, \hat{\xi}_{m,l}(g-K+1)]^T \end{cases} \quad (8)$$

ここで、 $\mathbf{W}_{m,l,q}(g)$ は q 番目 ($q=0 \sim Q-1$) のセットを示す複素タップ係数ベクトル、 $\mathbf{X}_{m,l}(g)$ は g 番目のスロットのチャンネル推定に用いる瞬時チャンネル利得推定値ベクトルである。 $[\cdot]^T$ は転置を示す。正規化 LMS アルゴリズム [13] を用いてタップ

係数セット $\mathbf{W}_{m,l,q}(g)$ を更新する。 g 番目のスロットのチャンネル推定及びデータ判定を行った後、 $2K$ 個のタップ係数ベクトルを更新する。正規化 LMS アルゴリズムに用いる参照信号 $\bar{\xi}_{m,l,q}(g)$ を逆変調及び N_d/Q シンボル平均によって次式のように得る。

$$\begin{cases} \bar{\xi}_{m,l,q}(g) = \frac{Q}{N_d} \sum_{k=0}^{N_d/Q-1} \xi_{m,l}(g, N_p + qN_d/Q + k) \\ \tilde{\xi}_{m,l}(g,n) = r_{m,l}(g,n) \hat{d}^*(g,n) \end{cases} \quad (9)$$

ここで、 $\hat{d}(g,n)$ は g 番目のスロットの n 番目のシンボル判定結果である。従って、 q 番目のタップ係数セット $\mathbf{W}_{m,l,q}(g)$ の更新式は次のようになる。

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{m,l,q}(g+1) = \mathbf{W}_{m,l,q}(g) + \mu \frac{e_{m,l,q}(g)}{\sum_{k=-K+1}^K |\hat{\xi}_{m,l}(g+k)|^2} \mathbf{X}_{m,l}^*(g) \\ e_{m,l,q}(g) = \bar{\xi}_{m,l,q}(g) - \tilde{\xi}_{m,l}(g,n) \end{cases} \quad (10)$$

ここで、 $e_{m,l,q}(g)$ は推定誤差、 μ はステップサイズである。

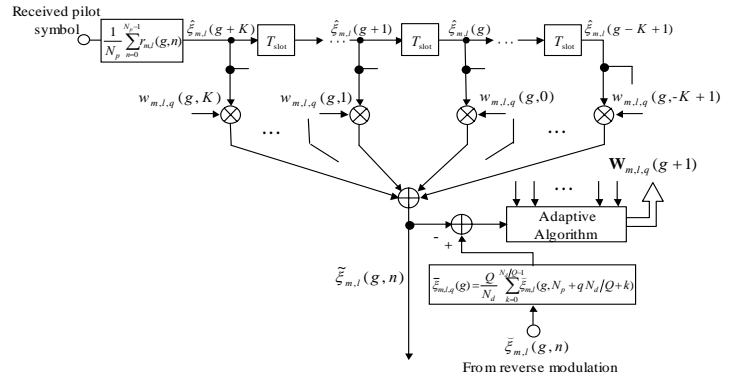


図3 適応フィルタのブロック構造

4. 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。データ変調および拡散変調にはそれぞれ、QPSK (quadrature phase shift keying) および BPSK (binary PSK) を用いた。伝搬路は等電力の L パスレイリーフェージングチャンネルであり、各パスの遅延時間差を T_c とした。チャンネル推定精度は1スロット内のパイロットシンボル数 N_p に依存するため、 N_p の選択は重要である。 N_p を増加させると、瞬時チャンネル利得 $\hat{\xi}_{m,l}(g)$ の信号対雑音電力比 (SNR) が改善し推定精度が向上する。しかし、電力効率の低下を招き、BER 特性の劣化を引き起こす。従って、以後の計算機シミュレーションでは、パイロットシンボル数を $N_p=4$ 、データシンボル数を $N_d=60$ とした [12]。比較対象として、第3ステップで線形補間を用いる適応予測チャンネル推定 [12] (以後、適応予測チャンネル推定と呼ぶ) および $K=1$ または 2 を用いる WMSA チャンネル推定の BER 特性も求めた。WMSA フィルタのタップ係数は、 $K=1$ では $[1.0, 1.0]$ 、 $K=2$ では $[0.6, 1.0, 1.0, 0.6]$ とした [9]。

表1 シミュレーション条件

Transmitter	Spreading factor	SF=8, 64	
	Spreading sequence	Long PN sequence	
	Modulation	Data	QPSK
		Spreading	BPSK
Slot structure	Pilot	$N_p=4$ symbols	
	Data	$N_d=60$ symbols	
Propagation channel model	Rayleigh fading with L -path uniform power delay profile		
Receiver	Diversity	$M=2$ -branch antenna diversity + L -finger rake	
	No. of tap weights	$2K=8$	

まず、送受信機間に周波数オフセット Δf が存在しない場合について考える。図4は、2パス環境下での、1アンテナ当りの平均受信 E_b/N_0 の関数としてプロットした平均BER特性である。図4(a)および4(b)は、それぞれ拡散率 $SF=8$ および64の特性である。正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_{slot}=0.064$ 、タップ係数セット数 $Q=N_d(=60)$ である(つまり、1スロット内の各データシンボル位置のチャンネル推定に、全て異なるタップ係数セットを用いた)。図4より、WMSAチャンネル推定では、各平均受信 E_b/N_0 ごとに最適タップ数が存在することが分かる。これは、WMSAチャンネル推定では、フェージングに対する追従性を犠牲することによって、雑音成分の軽減に重点を置くように設計されているためである。従って、低(高)平均受信 E_b/N_0 では、 $K=2(1)$ WMSAチャンネル推定が $K=1(2)$ WMSAチャンネル推定より優れたBER特性を示している。高受信 E_b/N_0 領域では、フェージング変動への追従性能が劣るため誤りフロアが発生している。しかし、タップ係数セットを複数個用いる適応チャンネル推定では、誤りフロアがなく、 $K=2(1)$ WMSAチャンネル推定および適応予測チャンネル推定より優れたBER特性が得られていることが分かる。 $SF=64$ で2アンテナダイバーシチを用いる場合、提案チャンネル推定では、 $BER=10^{-4}$ を得るための所要受信 E_b/N_0 を $K=1(2)$ -WMSAより0.6(0.4)dB、適応予測チャンネル推定より0.3dB低減できる。また理想チャンネル推定時からの受信 E_b/N_0 の劣化は高々0.7dBである(ただし、0.28dBはパイロット挿入による電力損である)。

図5は、4パス環境下での、1アンテナ当りの平均受信 E_b/N_0 の関数としてプロットした平均BER特性である。パス数が増加するとIPIも増加するから、精度の高いチャンネル推定が難しくなる(理想チャンネル推定の場合でも、 $SF=8$ のような低拡散率を用いると誤りフロアが生じる)。しかし、提案法は最も優れたBER特性を示していることが、図5より分かる。

フェージング速度がチャンネル推定精度に与える影響を検討するために、図6にBER特性を正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_{slot}$ の関数としてプロットした。 $SF=64$ 、 $L=2$ 、平均受信 $E_b/N_0=20$ (ダイバーシチなし)、12(ダイバーシチあり)dBである。 $f_D T_{slot}$ が増加するにつれ、チャンネル推定のフェージング追従性は悪くなるためBERは増加するものの、提案法では $f_D T_{slot}<0.3$ の領域においてほぼ一定のBERが得られることが分かる。

フェージングは受信DS-CDMA信号にランダムな位相回転を与えるが、もし送受信機間に周波数オフセットが存在した場合、受信信号はフェージングによるランダムな位相回転の他に一定の位相回転を受けることになり、BER特性が劣化する。そこで、周波数オフセットがチャンネル推定精度に与える影響を以下で検討する。図7は、平均受信 $E_b/N_0=20$ dBにおける正規化周波数オフセット $\Delta f T_{slot}$ の関数としてプロットした平均BER特性である。タップ係数セット数は $Q=N_d(=60)$ である。 $\Delta f T_{slot}$ が小さい領域では、ビット誤りの主原因はAWGNであるからBERはほぼ一定であるが、 $\Delta f T_{slot}$ が増加するにつれてBERは劣化する。提案法は4つのチャンネル推定の中で最も良いBER特性を示している。

これまでは、タップ係数の最大セット数 $Q=N_d(=60)$ を用いたが、チャンネル推定の複雑さの観点からできるだけ少ないタップ係数のセット数を用いることが望ましい。しかし、セット数を減少させると、高速フェージング環境下でのBER特性の劣化を招く。これは、異なるシンボル位置では異なるチャンネル変動を受け一方で、隣接する N_d/Q 個のデータシンボル位置のチャンネル推定に同じタップ係数セットを使うためである。つまり、チャンネル推定の複雑さとBER特性はトレードオフの関係にある。図8は、 $f_D T_{slot}$ をパラメータとし、チャンネル推定に利用可能なセット数 Q の関数としてプロットした平均BER特性である。図8より、 Q が減少するに従ってBERは増加するものの、 $f_D T_{slot}<0.32$ であれば、BER特性をほとんど犠牲にすることなく、チャンネル推定に利用可能なセット数 Q を $Q=10$ (ダイバーシチなし)および6(ダイバーシチあり)まで減少できることが分かる。

5. 結論

本論文では、DS-CDMA信号伝送を対象に、適応フィルタのタップ係数のセットを複数個用いて、スロット内の異なるシンボル位置のチャンネル利得を同時に推定する適応チャンネル推定を提案し、周波数選択性フェージング環境下でのBER特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。計算機シミュレーション結果より、提案法はWMSAチャンネル推定[9]および適応予測チャンネル推定[12]より優れたBER特性を示すこと、 $BER=10^{-4}$ を得るための所要受信 E_b/N_0 の理想チャンネル推定時からの劣化は高々0.7dBであることが分かった($L=2$ 、 $f_D T_{slot}=0.064$ の時)。また、フェージング速度、周波数オフセットに対して優れた耐性を持つことも分かった。正規化最大ドップラー周波数が $f_D T_{slot}<0.32$ であれば、BER特性をほとんど劣化させることなく、チャンネル推定に利用可能なセット数 Q を $Q=10$ (ダイバーシチなし)および6(ダイバーシチあり)まで減少できることが分かった。

謝辞

本研究は、科学研究費補助金(特別研究員奨励費)によって行われた。

参考文献

- [1] F. Adachi, M. Sawahashi and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communication system," IEEE Commun. Mag., vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [2] W. C. Jakes Jr., Ed., Microwave Mobile Communications, Wiley, New York, 1974.
- [3] J. K. Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading

channels," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 40, No. 4, pp. 686-693, Nov. 1991.

[4] S. Sampei and T. Sunaga, "Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 42, pp. 137-147, May 1993.

[5] F. Ling, "Coherent detection with reference-symbol based estimation for direct sequence CDMA uplink communications," Proc. IEEE Vehicular Tech. Conference, New Jersey, pp. 400-403, May 1993.

[6] Y. Honda and K. Jamal, "Channel estimation based on time-multiplexed pilot symbols," IEICE Technical Report, RCS96-70, pp. 31-35, Aug. 1996.

[7] C. I. Bang and M. H. Lee, "An analysis of pilot symbol assisted 16QAM in the Rayleigh fading channel," IEEE Trans. Consum. Elect., Vol. 41, pp.1138-1141, Nov. 1995.

[8] P. Schramm, "Analysis and optimization of pilot-channel assisted BPSK for DS-CDMA systems," IEEE Trans. Commun., Vol. 46, No. 9, pp. 1122-1124, Sept. 1998.

[9] H. Andoh, M. Sawahashi and F. Adachi, "Channel estimation filter using time-multiplexed pilot channel for coherent rake combining in DS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., Vol. E81-B, pp.1517-1526, July 1998.

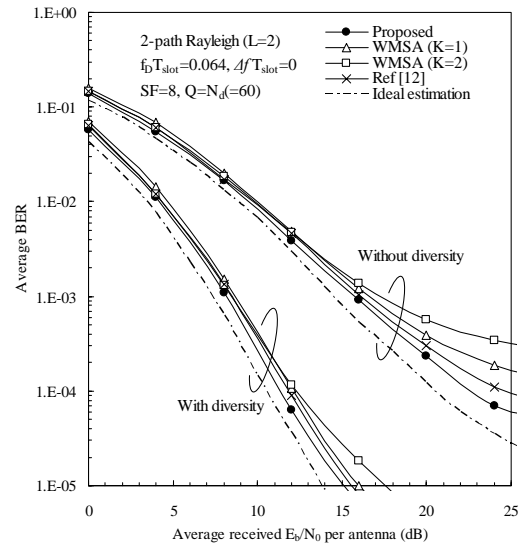
[10] S. Abeta, M. Sawahashi and F. Adachi, "Performance comparison between time-multiplexed pilot channel and parallel pilot channel for coherent rake combining in DS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., Vol. E81-B, pp.1417-1425, July 1998.

[11] S. Abeta, M. Sawahashi and F. Adachi, "Adaptive channel estimation for coherent DS-CDMA mobile radio using time-multiplexing pilot and parallel pilot structures," IEICE Trans. Commun., Vol. E82-B, pp.1505-1513, Sept.1999.

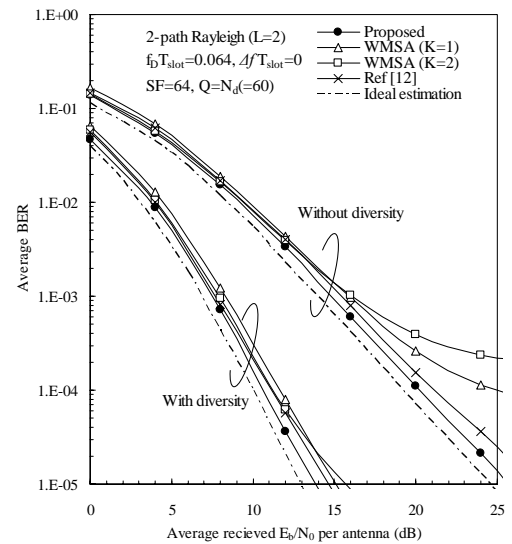
[12] S. Takaoka and F. Adachi, "Pilot-aided adaptive prediction channel estimation in a frequency-nonselctive fading channel," IEICE Trans. Commun., Vol. E85-B, pp. 1552-1560, Aug. 2002.

[13] S. Haykin, Adaptive filter theory, 3rd edition, Prentice Hall, 1996.

[14] F. Adachi, "Transmit power efficiency of fast transmit power controlled DS-CDMA reverse link," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E80-A, pp. 2420-2428, Dec. 1997.

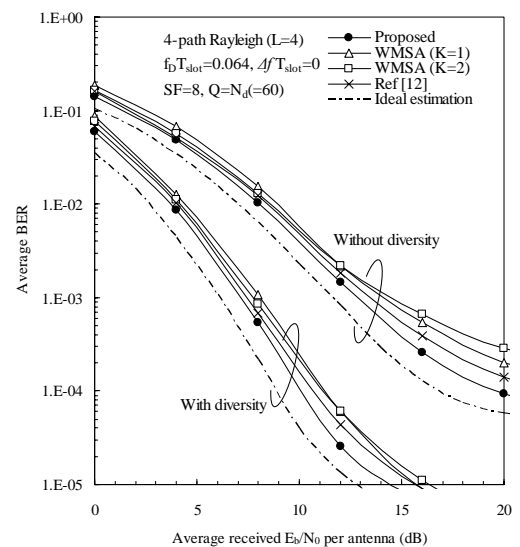


(a) SF=8

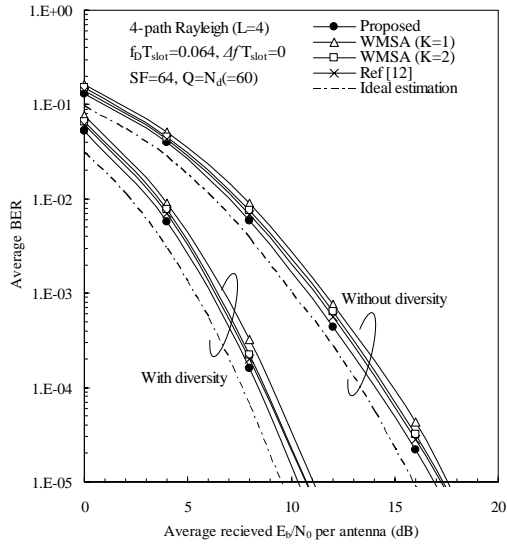


(b) SF=64

図4 2パス環境下での平均BER特性



(a) SF=8



(b) $SF=64$

図5 4パス環境下での平均BER特性

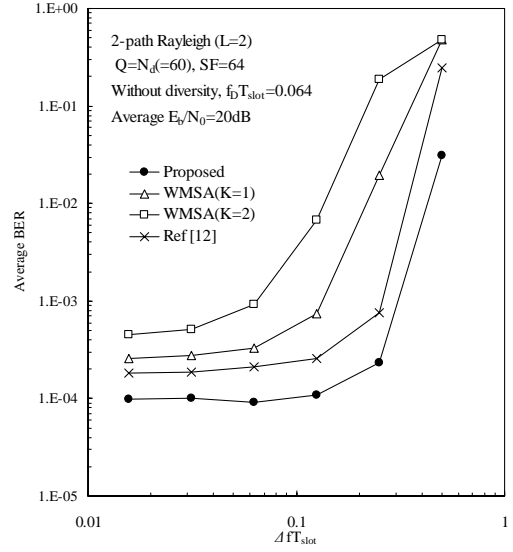
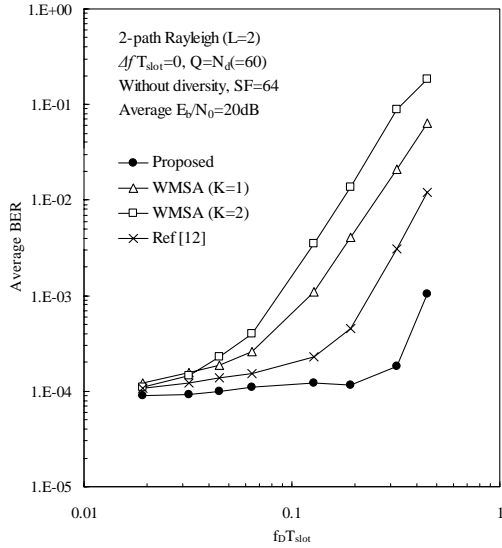
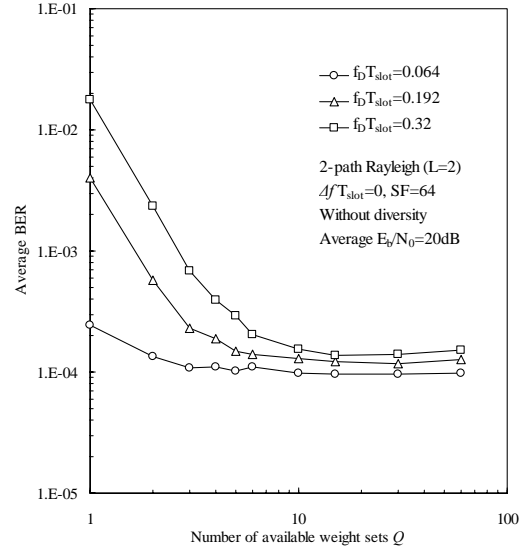


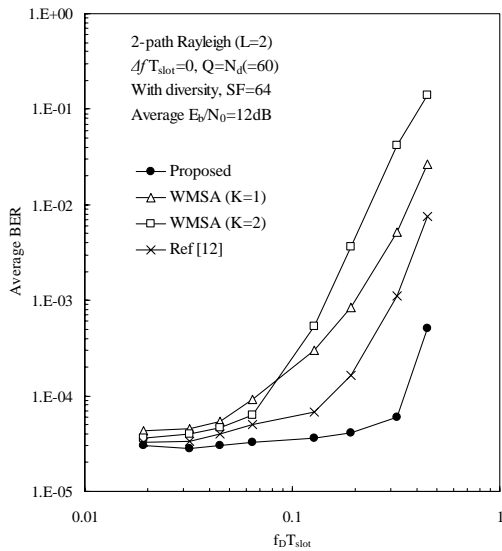
図5 周波数オフセット $\Delta f T_{slot}$ の影響



(a) Without diversity

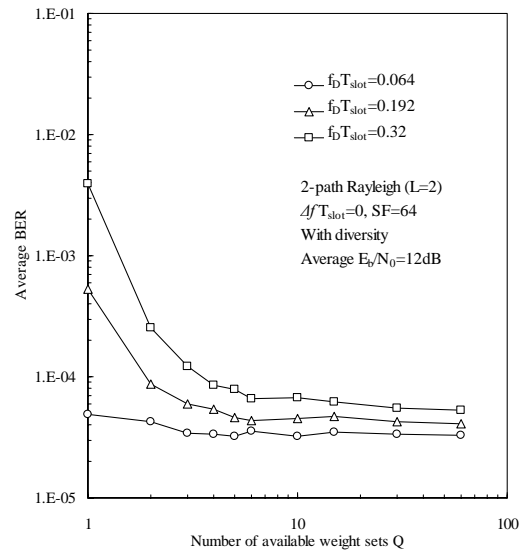


(a) Without diversity



(b) With diversity

図6 フェージング速度 $f_b T_{slot}$ の影響



(b) With diversity

図8 タップ係数セット数 Q の影響