

高速フェージングチャネルにおける FFT/IFFT を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 DS-CDMA では、高精度のチャネル推定が必要である。本論文は、符号多重パイロットを用いる DS-CDMA 通信において、FFT/IFFT を用いるチャネル推定について検討している。本方式は、(1)高速フェージング変動への追従性が優れる点、(2)窓関数を適用することにより周波数軸上で効率的な雑音軽減が行える点、に特徴がある。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)を計算機シミュレーションにより求め、優れた BER 特性が得られることを示している。

キーワード 高速フェージング, FFT/IFFT, 符号多重パイロット

Channel estimation method using FFT/IFFT for coherent DS-CDMA mobile radio in a fast fading channel

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, we study the channel estimation method using FFT/IFFT for coherent DS-CDMA mobile radio using the code-multiplexed pilot structure. This channel estimation method can provide a good tracking capability against a fast fading channel and can effectively reduce the noise effect in the frequency-domain processing. The average bit error rate (BER) performance in a frequency-selective fading channel is evaluated by computer simulation. It is confirmed that this channel estimation method provides better BER performance than the conventional channel estimation method.

Keyword Fast fading, FFT/IFFT, Code-multiplexed pilot.

1. まえがき

次世代の移動通信ではより高速高品質のデータ伝送能力が要求されており、直接拡散符号分割多元接続 (DS-CDMA), 直交周波数分割多重 (OFDM), CDMA と OFDM とを組み合わせた MC-CDMA 等のマルチアクセス方式が検討されている[1,2]. 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、回折されて、遅延時間の異なる多数の波(多重波)として受信されるため、周波数選択性フェージングが発生し、伝送品質の著しい劣化を招く[3]. そこで、フェージング対策として、DS-CDMA システムでは逆拡散によって分離された複数のパスを重み付け合成する Rake 受信を用いる。この Rake 受信を用いることによって伝送特性は大幅に改善されることが知られている[4]. しかしながら、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検討されてきた[5]-[10]. WMSA(Weighted multi-slot averaging)チャネル推定[8]は、各スロットの先頭に時間多重されているパイロットシンボルから得られる瞬時チャネル利得を、FIR フィルタに入力することによって、チャネル推定を行う。タップ係数の最適組み合わせが、計算機シミュレーションにより求められている。しかしながら、移動局の移動に伴って伝搬環境は変化する。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も提案されてい

る[9,10]. これまで述べてきたチャネル推定法は、全て時間領域での信号処理を用いている。

一方、高速フェージングに対する追従性の向上を目的として、周波数領域での信号処理により補間を行う高速フーリエ変換(FFT)を用いたチャネル推定法が提案されている[11]. また、高速フェージング変動への追従性に加えて、さらに雑音軽減を行うチャネル推定法も提案されている[12]. 文献[11,12]には、標本化定理を満たす領域(パイロット挿入間隔で正規化された最大ドップラー周波数 <0.5)では、ほぼ一定のビット誤り率(BER)が得られることが示されている。これら2つの方式は、時間多重パイロットシンボルから得られた瞬時チャネル利得を用いて、FFT/IFFTにより時間領域補間を行うことによりチャネル推定を行っている。また、文献[12]では、散乱波の少ない伝搬路モデルを仮定し、到来波の偏りを利用して雑音成分の低減も行っている。

ところで、DS-CDMA システムでは、時間多重パイロットの他に符号多重パイロットもある[6,7],[9]. 従来の符号多重パイロットを用いるチャネル推定は、雑音を軽減するために、複数のシンボルに渡って平均化を行うことによりチャネル推定精度の向上を図っている。しかし、雑音軽減とフェージング変動への追従性はトレードオフの関係にあるため、最適平均化シンボル数も変化してしまうという問題があった。そこで、本論文は、符号多重パイロットを用いる DS-CDMA システムにおいて、FFT/IFFT を用いる

チャンネル推定法について検討している. 本方式の特徴を以下に示す.

- 符号多重パイロットは時間多重パイロットとは異なり, 時間的に連続した瞬時チャンネル利得を得ることができる. 従って, 時間多重パイロットを用いて FFT/IFFT により時間領域補間を行うチャンネル推定法よりも, 瞬時チャンネル利得のサンプリング間隔を短くできるため, フェージング変動への追従性の向上が期待できる.
- フェージングチャンネル利得は, $|f| \leq f_D$ (f_D : 最大ドップラー周波数) に帯域制限された周波数成分から成る. そこで, シンボルレートより低次の周波数成分が支配的であることを利用して, 符号多重パイロットから得られた瞬時チャンネル利得に窓関数を掛けた後 FFT を行うことにより, 周波数領域で効果的な雑音軽減が行える.

文献[16,17]では, OFDM 通信を対象に, パイロットから得られた周波数領域の瞬時チャンネル利得に窓関数を乗算した後, IFFT により時間領域に変換し, 時間領域でのフィルタリングにより, 周波数補間, 雑音低減を行っている. 本方式は, これとは反対に, 時間領域で得られた瞬時チャンネル利得を FFT により周波数領域に変換し, 周波数領域のフィルタリングで雑音の低減を行っている.

本論文の構成は, 以下のとおりである. 第 2 章では DS-CDMA 伝送系モデルを説明する. 第 3 章では, 符号多重パイロットと FFT/IFFT を用いる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 BER 特性を, 計算機シミュレーションにより明らかにする. 第 5 章は結論である.

2. DS-CDMA 伝送系モデル

信号伝送系モデルを図 1 に, 符号多重パイロットを用いる送信信号系列を図 2 に示す.

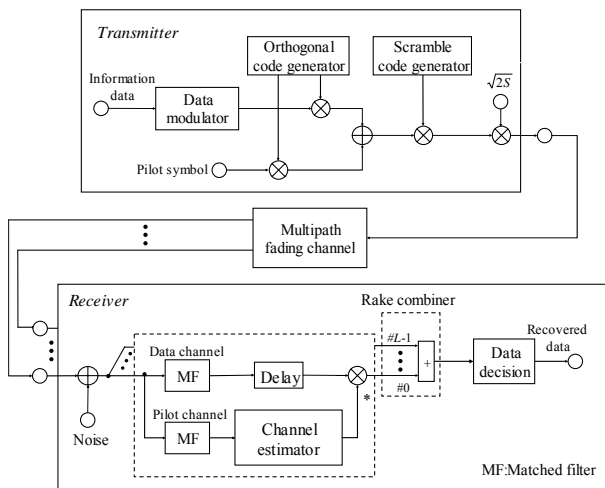


図1 信号伝送系モデル

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, 直交拡散符号を乗積することにより拡散を行う. パイロットシンボルも, データシンボルと異なる直交拡散符号により拡散を行う. 次に拡散されたデータとパイロットを加算した後, スランブルコードを乗算する. スランブル符号は Rake 合成するための遅延パスの分離およびパス間干渉のランダム化のために用いている. 等価低域表現を用いて送信 DS-CDMA 信号 $s(t)$ を表すと

次式ようになる.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2S}{1+Q}} (g_d(t)d(t) + g_p(t)p(t)) \quad (1)$$

ここで, S は平均送信電力, $d(t)$ はデータシンボル波形, $p(t)$ はパイロットシンボル波形, $g_d(t)$ はデータシンボルに対する拡散波形, $g_p(t)$ はパイロットシンボルに対する拡散波形を示し, 以下のように表せる.

$$\begin{cases} d(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d(n)u(t/T - n) \\ p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{Q}d_p u(t/T - n) \\ g_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_d(k)c_{sc}(k)u(t/T_c - k) \\ g_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_p(k)c_{sc}(k)u(t/T_c - k) \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中の $\{d(n)\}$, d_p はそれぞれデータシンボル系列とパイロットシンボルを示す. $\{c_d(k)\}$, $\{c_p(k)\}$ はそれぞれ 2 値直交拡散系列, $\{c_{sc}(k)\}$ は長周期 2 値ランダム拡散系列である. $u(t)$ は矩形パルス波形を示し, $u(t)=1(0)$, $0 \leq t < 1$ (otherwise) である. T はデータシンボル長, T_c はチップ長を示すため, 拡散率 (SF) は $SF=T/T_c$ になる. また, Q は, データシンボルに対するパイロットシンボルの電力比を示す.

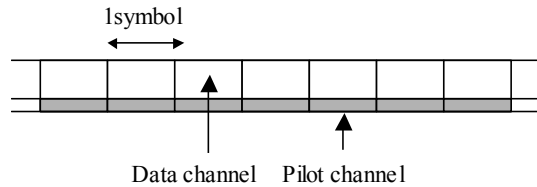


図2 送信信号系列

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. 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[13].

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

ここで, $\xi_l(t)$ および τ_l は, それぞれ l 番目のパスの複素チャネル利得および遅延時間を表す. $\{\xi_l(t)\}$ 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,

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

受信信号 $r(t)$ は次式のようにになる.

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l(t) s(t - \tau_l) + v(t) \quad (4)$$

ここで、 $v(t)$ は片側電力密度 N_0 の相加性白色ガウス雑音 (AWGN) である。周波数選択性フェージングを受けた受信 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 $r(t)$ 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、 n 番目のシンボル位置における MF 出力 $r_l(n)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \eta_l(n) &= \frac{1}{T} \int_{nT+\tau_l}^{(n+1)T+\tau_l} r(t) g_{d \text{ or } p}(t - \tau_l) dt \\ &= \begin{cases} \sqrt{\frac{2S}{1+Q}} \xi_l(n) d(n) + v_l^{(d)}(n) & \text{for data channel} \\ \sqrt{2S \frac{Q}{1+Q}} \xi_l(n) d_p + v_l^{(p)}(n) & \text{for pilot channel} \end{cases} \quad (5) \end{aligned}$$

ここで、 $\xi_l(n) = \xi_l(nT)$ であり、 $v_l^{(d)}$ (または $v_l^{(p)}$) はデータシンボル (またはパイロットシンボル) に含まれるガウス雑音 + パス間干渉 (IPI) 成分を表す。Rake 合成器では、最大比合成 [3] に基づいて 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 $\tilde{\xi}_l(n)$ で表すと、Rake 合成出力 $\eta(n)$ は次式のようになる。

$$\eta(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \eta_l(n) \tilde{\xi}_l^*(n) \quad (6)$$

ただし、*は複素共役を表す。

3. 符号多重パイロットと FFT/IFFT を用いるチャンネル推定

図 3 は、FFT/IFFT を用いるチャンネル推定のブロック構造を示している。本方式では、連続する B データシンボルの同期検波用チャンネル推定値 $\tilde{\xi}_l(n)$ を求める時に、図 4 に示すように $N (\geq B)$ 個の符号多重パイロットシンボルから得られる瞬時チャンネル利得を用いる。ここで、 N は FFT と IFFT のサンプルポイント数を示す。まず、逆拡散により得られたパイロットシンボルから、各シンボル時点の瞬時チャンネル利得を求める。一般性を失うことなく、パイロットシンボルを $d_p = 1 + j0$ と仮定すると、 n 番目のシンボル時点における瞬時チャンネル推定値 $\hat{\xi}_l(n)$ は次式で与えられる。簡単化のため、以下では $n=0 \sim N-1$ の時間範囲で説明する。

$$\hat{\xi}_l(n) = \sqrt{2S \frac{Q}{1+Q}} \xi_l(n) + v_l^{(p)}(n) \quad \text{for } n=0 \sim N-1 \quad (7)$$

次に、FFT 後のフェージングチャンネル利得の信号成分がシンボルレートより低次の周波数成分が支配的であるように、瞬時チャンネル推定値 $\hat{\xi}_l(n)$ に窓関数 $w(n)$ を乗算

する。

$$\bar{\xi}_l(n) = \hat{\xi}_l(n) w(n) \quad \text{for } n=0 \sim N-1 \quad (8)$$

本論文では、以下に示す 2 つの窓関数 [14,15] を用いる。

・一般化ハミング窓

$$w(n) = a - (1-a) \cos 2\pi \frac{n}{N-1} \quad \text{for } n=0 \sim N-1 \quad (9)$$

ただし、 $0 \leq a \leq 1$ である。 $a=0.54$ の時はハミング窓、 $a=0.5$ の時はハニング窓になる。

・カイザー窓

$$w(n) = I_0 \left(b \sqrt{1 - \left(\frac{2n}{N-1} - 1 \right)^2} \right) / I_0(b) \quad \text{for } n=0 \sim N-1 \quad (10)$$

ここで、 $I_0(x)$ は 0 次第 1 種変形ベッセル関数であり、次式で与えられる。

$$I_0(x) = 1 + \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{(x/2)^m}{m!} \right)^2 \quad (11)$$

次に、窓関数が乗算された瞬時チャンネル利得 $\bar{\xi}_l(n)$ の周波数成分 $H_l(k)$ を得るために、次式に示す N ポイント FFT を適用する。

$$H_l(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \bar{\xi}_l(n) e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad \text{for } k=0 \sim N-1 \quad (12)$$

式 (12) で得られるフェージングチャンネル利得の周波数成分は、元々、 $|f| \leq f_D$ (f_D : 最大ドップラー周波数) の周波数成分しか持たない。一方、ガウス雑音とパス間干渉成分は元々高次の周波数成分を持つため、FFT 後の成分は、全周波数帯域に広がったままである。そこで、高次の周波数成分を抑圧するため、次式のように周波数成分を変形する。

$$\bar{H}_l(k) = \begin{cases} 0 & \text{for } -\frac{A}{2} \leq k - \frac{N}{2} \leq \frac{A}{2} - 1 \\ H_l(k) & \text{for otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

周波数成分 $\bar{H}_l(k)$ に IFFT を適用した後、窓関数の逆数を乗積することによって、時間領域のチャンネル推定値 $\tilde{\xi}_l(n)$ を得る。

$$\tilde{\xi}_l(n) = \frac{1}{w(n)} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \bar{H}_l(k) e^{j \frac{2\pi nk}{N}} \quad \text{for } n=0 \sim N-1 \quad (14)$$

最後に、 N シンボル分のチャンネル推定値 $\tilde{\xi}_l(n)$ から、図 4 に示すように、両端のそれぞれ $(N-B)/2$ 個の推定値を削除した中央部の B 個のチャンネル推定値を切り出し、式 (6) に示す Rake 合成を行う。式 (14) で得られた N シンボル

分の全てのチャンネル推定値を同期検波に用いない理由は以下である。 $n=0$ および $N-1$ 近傍の窓関数の値は、FFTを行うときに問題となる時間領域での不連続性をなくすため、非常に小さな値をとる。従って、 $n=0$ および $N-1$ 近傍では、IFFT から得られた信号成分を小さな窓関数値で除算することになるため、雑音強調が起こりチャンネル推定精度が劣化してしまうからである。

以後同様に、 B シンボルごとにチャンネル推定を行う。

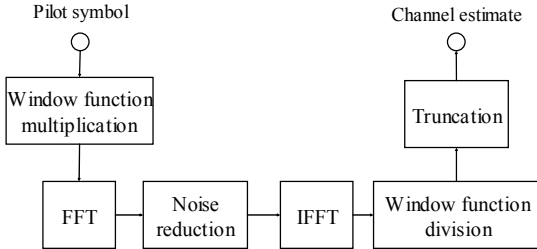


図3 FFT/IFFTを用いるチャンネル推定

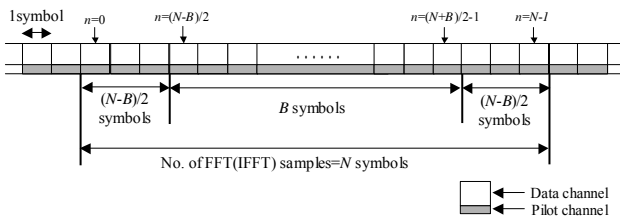


図4 チャンネル推定区間

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 および BPSK を用いた。符号多重用の拡散直交符号には Walsh 符号を、スクランブル符号には長周期 PN 符号を用いた。伝搬路は一様電力遅延プロファイルの 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。Rake 受信では、パス数 L に等しい Rake フィンガーを持つものとした。また、 $N=512$, $B=256$ とした。

表1 シミュレーション条件

Transmitter	Modulation	Data	QPSK
		Spreading	BPSK
	Orthogonal code	Walsh code	
	Scramble code	Long PN sequence	
	Spreading factor	$SF=64$	
	Pilot power allocation	6.25%	
Propagation channel model	Rayleigh fading with L -path uniform power delay profile		
Receiver	Diversity	L -finger rake	
	No. of FFT/IFFT points	$N=512$	
	No. of channel estimation interval	$B=256$	

まず、窓関数の適用効果を明らかにするため、図5に、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T=0.1$ の時の、式(12)によって得られた周波数成分の大きさ $|H_{m,l}(k)|$, $k=0\sim 255$ を示す。フェージングチャンネル利得の周波数成分だけに着目するため、ガウス雑音なし、パス間干渉のない $L=1$ パスとした。 $f_D T=0.1$ であるため、フェージングチャンネル利得は元々 $k \leq 51.2$ の周波数成分しか持たない。比較のため、窓関数を用いずに(即ち、方形窓を用いて)FFTを適用した場合の結果も示す。図5より、窓関数を用いることにより、高次の周波数成分のみを抑圧でき、雑音とパス間干渉成分を効果的に軽減できることが分かる。各種窓関数の中で、カイザー窓 ($b=4$) が、高次の周波数成分を最も抑圧できることが分かる。しかし、3章で述べたとおり、時間領域で窓関数値を除算する時に生じる雑音強調の問題があるため、他の窓関数と比べて小さな値を持つカイザー窓 ($b=4$) が、一概に精度の高いチャンネル推定値が得られるとは限らない。

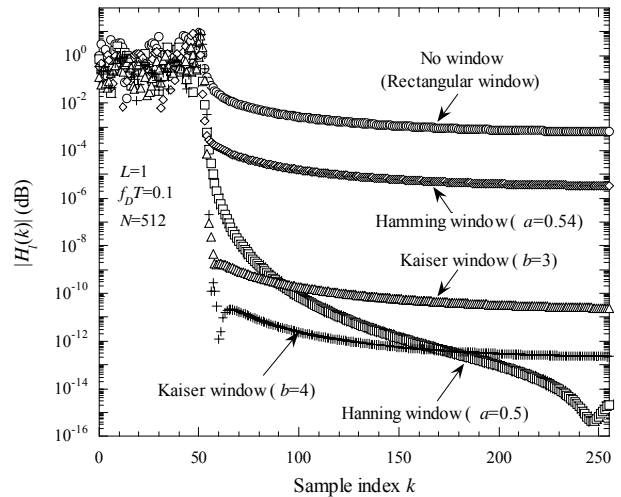
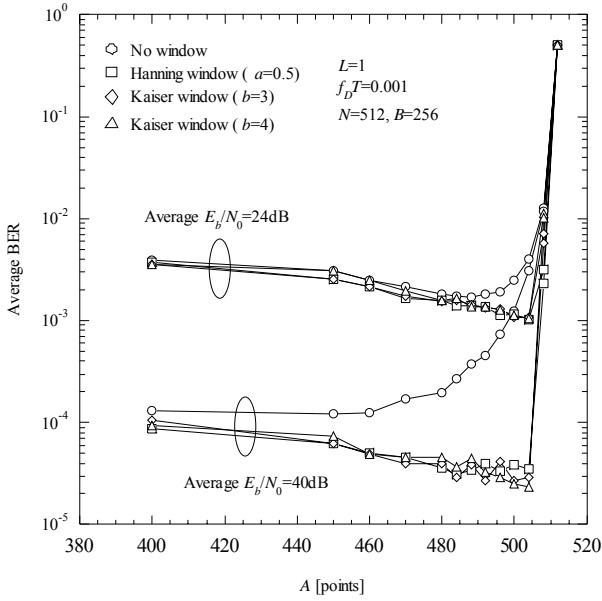
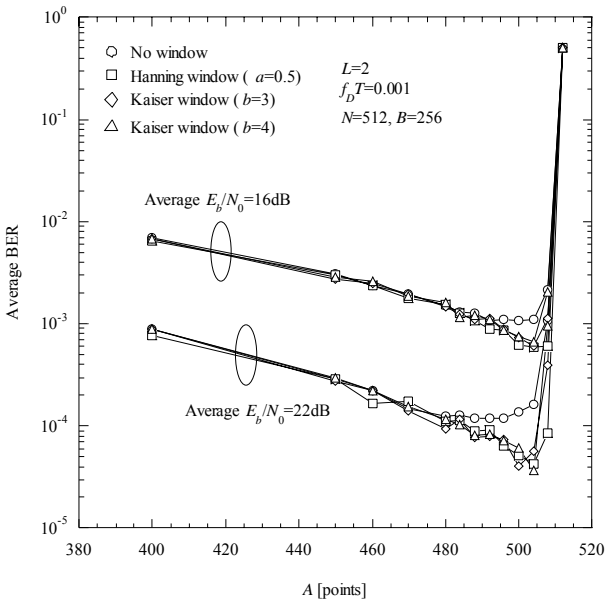


図5 窓関数の適用効果

各窓関数の効果を明らかにするために、 $f_D T=0.001$ のときの、ゼロ点挿入ポイント数 A の関数としてプロットした平均 BER を図6に示す。ゼロ点挿入ポイント数 A を大きくするに従い、雑音およびパス間干渉成分(1パスの場合は、雑音成分だけ)をより低減できるため、平均 BER を小さくできることが分かる。しかし、 A を大きくしすぎると、BER は急激に劣化する。これは、低次の周波数成分に支配的に存在するフェージングチャンネル利得の成分を過剰に除去してしまうことにより、チャンネル推定値に大きな歪みが生じてしまうためである。また、窓関数を用いない場合は、受信 E_b/N_0 に対してゼロ点挿入ポイント数の最適値 A が存在するが、窓関数を用いることにより最適値 A が受信 E_b/N_0 の変化に依存しなくなることが分かる。これは、図5に示されている通り、窓関数を用いた場合は低次の周波数成分が支配的になるからである。窓関数の適用効果は、1パスでは非常に大きいですが2パス環境下では小さい。パイロットチャンネルの電力はデータチャンネルの電力より小さいから、2パス環境下では1パス環境下では生じない大きなパス間干渉が生じてしまう。このパス間干渉は白色雑音に近く、低次から高次の周波数に広がっているため、窓関数の効果が現れにくいためであると言える。また、窓関数が異なっても平均 BER にほとんど差がないため、今後の計算機シミュレーションではハンニグ窓を用いる。



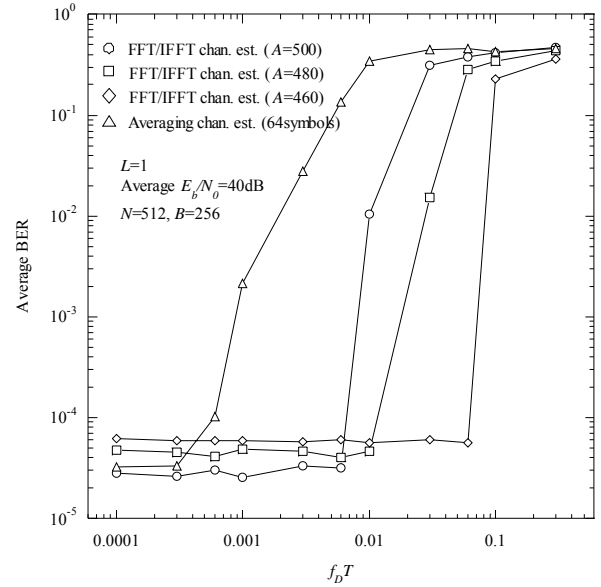
(a) $L=1$



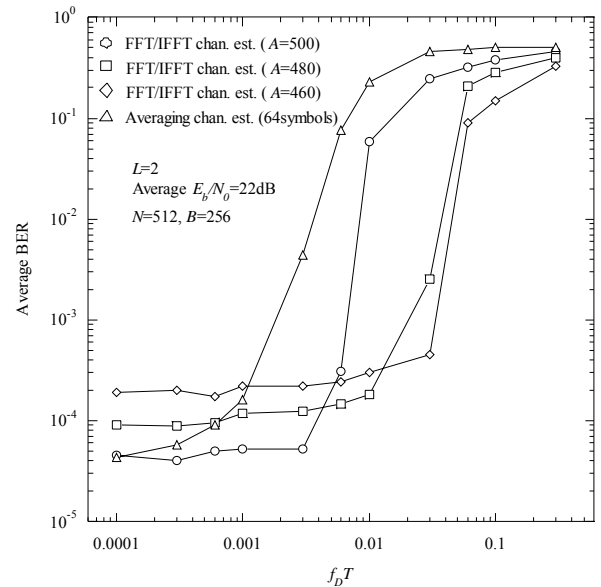
(b) $L=2$

図 6 ゼロ点挿入ポイント数 A 対 BER 特性

図 7 に、ゼロ点挿入ポイント数 A をパラメータとしてプロットした、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T$ 対 BER 特性を示す。比較のため、パイロットチャネルから得られた瞬時チャネル利得を、時間領域で 64 シンボル区間だけ単純平均して得られたチャネル推定値を用いたときの平均 BER もプロットした。図 7 より、単純平均によるチャネル推定を用いるときの平均 BER は、 $f_D T$ が大きくなるに従いフェージングに追従できなくなるため、急激に増加する。しかし、FFT/IFFT を用いるチャネル推定は、推定対象の周波数成分を歪ませることなく、周波数領域で効果的に雑音を低減できるため、高速フェージングにおいても低い平均 BER が得られることが分かる。また、ゼロ点挿入ポイント数 A は、フェージングへの追従性と雑音低減能力のトレードオフの関係をコントロールするパラメータであることも図より分かる。従って、最大ドップラー周波数があらかじめ



(a) $L=1$

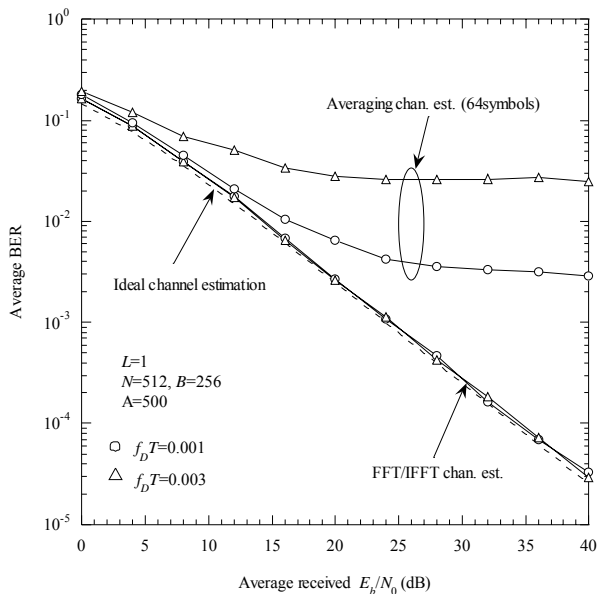


(b) $L=2$

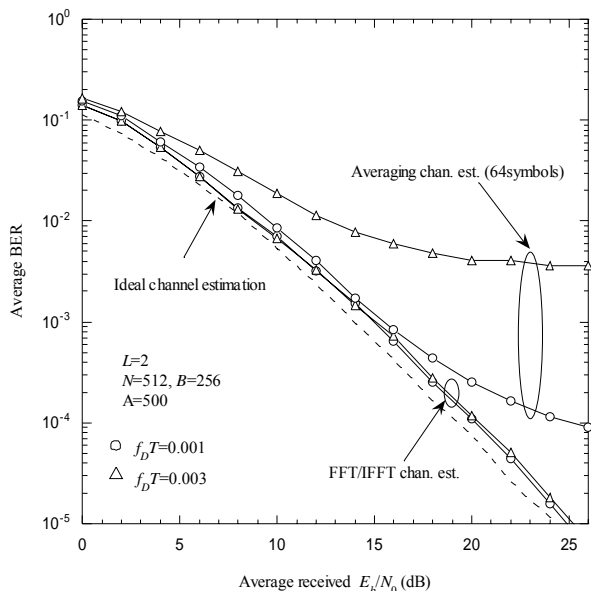
図 7 $f_D T$ 対 BER 特性

分かれば、最適なゼロ点挿入ポイント数 A を決定することができる。

図 8 に、 $f_D T=0.001, 0.003$ の時の平均受信 E_b/N_0 の関数としてプロットした平均 BER 特性を示す。理想チャネル推定の特長も点線で併せて示す。ゼロ点挿入ポイント数 $A=500$ とした。単純平均によるチャネル推定は、高速フェージング変動に追従できないため、高 E_b/N_0 の領域で誤りフロアを引いていることが分かる。しかし、FFT/IFFT を用いるチャネル推定は、 $f_D T=0.001, 0.003$ の場合ともほぼ同様の特性を示し、理想チャネル推定時に漸近した特性が得られることが分かる。



(a) $L=1$



(b) $L=2$

図 8 E_b/N_0 対 BER 特性

5. 結論

本論文は、符号多重パイロットを用いる DS-CDMA を対象に、FFT/IFFTを用いるチャンネル推定について検討した。このチャンネル推定は、(1)高速フェージング変動への追従性が優れる点、(2)窓関数を適用することにより周波数領域で効率的な雑音軽減が行える点、に特徴がある。レイリーフェージング環境下での平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め、高速フェージングチャンネルにおいても特性の劣化はほとんどなく、単純平均を用いるチャンネル推定より優れた BER 特性を得られることを示した。

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, "Wireless past and future -evolving mobile communications systems-," IEICE Trans. Fundamentals., Vol. E84-A, pp.55-60, Jan. 2001.
- [2] H. Atarashi, S. Abeta and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access," IEICE Trans. Commun., Vol. E86-B, No. 1, pp. 291-299, Jan. 2003.
- [3] W. C., Jakes Jr., Ed., Microwave Mobile Communications, Wiley, New York, 1974.
- [4] A.J. Viterbi, CDMA: Principles of spread spectrum communications, Addison Wesley, 1995.
- [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] S. Abeta, S. Sampei, and N. Morinaga, "DS/CDMA coherent detection system with a suppressed pilot channel," Proc. IEEE GLOBECOM'94. pp. 1622-1626, Dec. 1994.
- [7] A. Fukasawa, T. Sato, Y. Takizawa, T. Kato, M. Kawabe, and R. E. Fisher, "Wideband CDMA system for personal radio communications," IEEE Commun. Mag., Vol. 34, pp. 116-123, Oct. 1996.
- [8] 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.
- [9] S. Abeta, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Adaptive channel estimation for coherent DS-CDMA mobile radio using time-multiplexing pilot and parallel pilot structure," IEICE Trans. Commun., Vol. E82-B, pp. 1505-1513, Sept. 1999.
- [10] S. Takaoka and F. Adachi, "Pilot-assisted adaptive channel estimation using multiple sets of tap weights for coherent rake reception of DS-CDMA signals," in Proc. of 8th CIC2003, Korea, Oct. 2003.
- [11] E. Okamoto, H. B. Li, and T. Ikegami, "Rayleigh fading compensation for 16QAM using FFT," IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 48, No. 5, pp. 1626-1633, Sept. 1999.
- [12] 小川佳彦, 笹岡秀一, "OFDM 伝送方式におけるフェージング変動補償方式の特性改善に関する検討," IEICE 信学技報, RCS2003-161, pp. 57-62, Nov. 2003.
- [13] 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.
- [14] 樋口龍雄, 川又政征, MATLAB 対応デジタル信号処理, 昭晃堂, 2000.
- [15] 樋口龍雄, デジタル信号処理の基礎, 昭晃堂, 1999.
- [16] B. Yang, K. B. Lataief, R. S. Cheng, and Z. Cao, "Windowed DFT based pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM systems in multipath fading channels," in Proc. IEEE VTC'2000-Spring, pp. 1480-1484, Tokyo, Japan, 2000.
- [17] B. Yang, Z. Cao, and K. B. Lataief, "Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems," IEEE Trans. Commun. Vol. 49, No. 11, pp. 1977-1987, Nov. 2001.