

## MC-CDMA における適応予測繰り返しチャネル推定

高岡 辰輔<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 仙台市青葉区荒巻大字青葉 05

E-mail: <sup>†</sup>takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 本論文では、MC-CDMA における適応予測繰り返しチャネル推定を提案している。提案法は、繰り返しチャネル推定に適応予測フィルタを導入して、そのタップ係数をマルチパス伝搬環境の変化に適応して更新することに特徴がある。繰り返し初回では、時間多重されたパイロット MC-CDMA シンボルの直後のデータシンボルの同期検波時には、パイロットシンボルを用いた周波数領域適応予測フィルタによるチャネル推定を行う。それ以外のデータシンボルの同期検波時には、1シンボル前の繰り返しチャネル推定後の推定値を用いるチャネル推定を行う。繰り返し2回目以降では、判定帰還・逆変調と周波数領域適応予測フィルタを用いるチャネル推定を行う。計算機シミュレーションにより、周波数選択性フェージング環境下での平均ビット誤り率(BER)の改善効果を明らかにしている。

**キーワード** MC-CDMA, 繰り返しチャネル推定, 周波数選択性フェージング, MMSEC

## Adaptive Prediction Iterative Channel Estimation for MC-CDMA Signal Reception in a Frequency Selective Fading channel

Shinsuke TAKAOKA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

Electrical and communication engineering, Graduate school engineering, Tohoku university  
05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup>takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** An adaptive prediction iterative channel estimation is proposed for the MC-CDMA signal reception in a frequency selective fading channel. Adaptive prediction filtering is incorporated into iterative channel estimation process and the filter tap coefficients are adaptively updated according to changes in the propagation environment. For channel estimation, the pilot MC-CDMA symbol is periodically time-multiplexed in the sequence of transmitting MC-CDMA data symbols. The first stage applies one of two channel estimation methods, depending on the data symbol position. For the coherent detection of  $N_c/SF$  data symbols ( $N_c$  and  $SF$  representing the number of subcarriers and spreading factor, respectively) placed next to pilot MC-CDMA symbol, frequency-domain adaptive prediction filtering using pilot MC-CDMA symbol is applied to obtain the first stage channel gain estimates in the frequency domain. For the coherent detection of other data symbols, the channel gain estimates obtained at the last iteration stage in the detection of previous  $N_c/SF$  data symbols are utilized as the first stage channel gain estimates. The succeeding iteration stages applies decision feedback, reverse modulation and frequency-domain adaptive prediction filtering for re-channel estimation. The improvement in the bit error rate (BER) performance in a frequency selective Rayleigh fading channel is elucidated by computer simulation.

**Keyword** MC-CDMA, Iterative channel estimation, Frequency selective fading channel, MMSEC

### 1. まえがき

近年、インターネットの急激な普及、ネットワーク上で伝送される情報の高速、大容量化が進行している。次世代の移動体通信では、第3世代移動通信をはるかに凌ぐ高速データ伝送能力が要求されている[1,2]。移動体通信では送受信局間の障害物によって、送信信号が反射、回

折されて遅延時間の異なる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する。このため、時間領域変調を用いるシングルキャリア伝送や直接拡散符号分割多元接続(DS-SS)では、符号間干渉の影響により伝送特性が著しく劣化してしまう。

最近、CDMA と直交周波数分割多重

(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)とを組み合わせた MC-CDMA と呼ばれるマルチアクセス技術が注目されている[3-5]. MC-CDMA では, 送信データシンボルを周波数領域で定義した直交拡散符号を用いて多数のサブキャリア上に拡散する. 直交拡散 CDMA (DS-SS) 移動通信システム[6]と同様, 下りリンク(基地局→移動局)では直交多重伝送が可能である. 周波数選択性フェージング環境下では拡散符号の直交性が崩れるが, 周波数等化技術として最小平均 2 乗誤差合成 (MMSE: Minimum Mean Square Combining)[5]を用いれば, 直交性を回復しつつ周波数ダイバーシチ効果を得ることができるために優れたビット誤り率 (BER) 特性が得られることが知られている.

ところで, MMSE では, サブキャリア毎のチャンネル推定が必要である. そこで, さまざまなチャンネル推定法が検討されている[7-12]. パイロットシンボル数を一定にしたままで, パイロットシンボル数を等価的に増やして高いチャンネル推定精度を得る方法として, 判定帰還, 逆変調とチャンネル推定を繰り返し行う繰り返しチャンネル推定[11,12]が検討されている. また, チャンネル推定フィルタのタップ係数をマルチパス伝搬環境の変化に適応させる方法も提案され, 固定タップフィルタより優れた伝送特性が得られることが示されている[10,12].

本論文では, MC-CDMA における適応予測繰り返しチャンネル推定を提案している. 提案法は, 繰り返しチャンネル推定に適応予測フィルタを導入して, そのタップ係数をマルチパス伝搬環境の変化に適応して更新することに特徴がある. 第 2 章では, 提案する適応予測繰り返しチャンネル推定の動作原理を説明する. 第 3 章ではシミュレーションモデルと周波数選択性レイリーフェージング環境下におけるシミュレーション結果を示す. 繰り返しチャンネル推定に, 固定タップフィルタを用いた場合の特性との比較も行っている. 第 4 章はむすびである.

## 2. パイロットシンボルを用いる適応予測繰り返しチャンネル推定

$N_c$  個のサブキャリアを用いるものとし, 拡散率が  $SF$  であるものとする. したがって, 1 ユーザ当たり  $N_c/SF$  個のデータシンボルを並列伝送できることになる. 周波数領域で定義した拡散率  $SF$  の直交符号を用いて  $C(\leq SF)$  ユーザを多重することができる.

サブキャリアデータ変調には QPSK を用いるも

のとする. 受信機では, 受信 MC-CDMA 信号  $r(t)$  を標本化して得られた受信標本系列からガードインターバルを除去した後,  $N_c$  ポイントの高速フーリエ変換 (FFT) を適用することにより各サブキャリア成分へ分解する. FFT を適用して得られる第  $i$  番目の MC-CDMA シンボル時刻の第  $n$  サブキャリア成分を  $r(i,n)$  で表す. 適応予測繰り返しチャンネル推定の概要を以下に示す.

### 2.1 繰り返しチャンネル推定の概要

図 1 のように  $N_d$  個の MC-CDMA データシンボル毎に 1 パイロット MC-CDMA シンボルを時間多重する. 図 2 は, 初回を含めて  $P$  回の繰り返しチャンネル推定を行う適応予測繰り返しチャンネル推定の動作を示したフローチャートである. MC-CDMA シンボル時刻を  $i$  で表す.  $i \bmod N_d = 0$  の時刻のとき, パイロット MC-CDMA シンボルになる.

繰り返し初回のチャンネル推定には, 以下に示す 2 つの方法を用いる.  $i \bmod N_d = 1$  のとき,  $N_c/SF$  個のデータシンボルの同期検波では, 直前に受信したパイロット MC-CDMA シンボル ( $i \bmod N_d = 0$ ) を用いて周波数領域適応予測フィルタによりチャンネル推定したものを, 初回のチャンネル推定値として用いる.  $i \bmod N_d > 1$  のときは, 1 MC-CDMA シンボル前の繰り返しチャンネル推定後のチャンネル推定値をそのまま初回のチャンネル推定値として用いる.

繰り返し 2 回目以降のチャンネル推定には, 判定帰還・逆変調と適応予測フィルタを用いる再チャンネル推定を用いる.

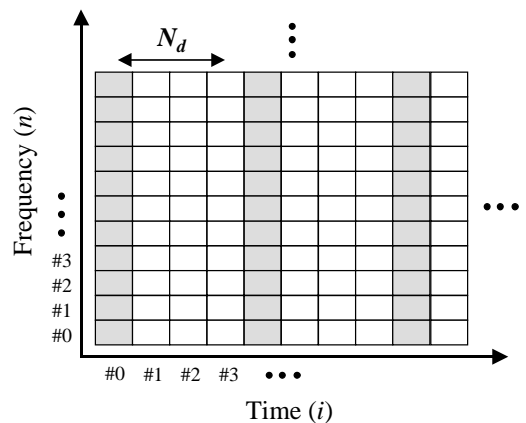


図 1 パイロットの挿入方法

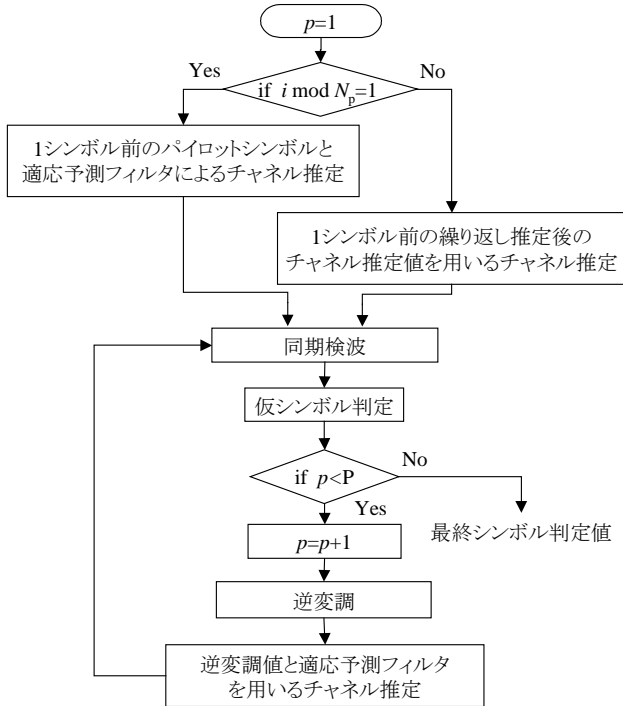


図2 適応予測繰り返しチャンネル推定の動作を示したフローチャート

## 2.2 $i \bmod N_d=1$ のときのチャンネル推定

1 シンボル前の時点( $i-1$ )に受信されたパイロット MC-CDMA シンボルを用いる. QPSK データ変調を仮定し, 一般性を失うことなくパイロットシンボルを  $d(i, n) = \sqrt{2SQ/SF}(1 + j0)$  とする.

### 2.2.1 初回( $p=1$ )のチャンネル推定

1 つ前のシンボル時点( $i-1$ )の各サブキャリア点における瞬時チャンネル利得の推定値  $\{\hat{H}^{(1)}(i-1, n); 0 \leq n \leq N_c-1\}$  を次式のように求める.

$$\hat{H}^{(1)}(i-1, n) = \frac{1}{\sqrt{2SQ/SF}} r(i-1, n) \quad (1)$$

ここで,  $S$ ,  $SF$  及び  $Q$  は, それぞれデータシンボル当りの平均受信信号電力, 拡散率及び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. (なお, 実際のチャンネル推定では,  $\sqrt{2S/SF} \hat{H}(i-1, n)$  をチャンネル推定値として用いることに注意.)

次に, パイロットシンボルを用いて求めた瞬時チャンネル推定値  $\{\hat{H}^{(1)}(i-1, n); n=0 \sim N_c-1\}$  と, 図3に示す適応予測フィルタを用いて,  $i$  番目の時点の各サブキャリア点におけるチャンネル利得を推定する. 信号帯域両端のサブキャリア点 ( $n=0, N_c-1$ ) では, パイロットシンボルを用いて求

めた瞬時チャンネル利得  $\{\hat{H}^{(1)}(i-1, n); n=0, N_c-1\}$  をそのままチャンネル推定値として用いる. 両端以外のサブキャリア点 ( $n \neq 0, N_c-1$ ) では, 推定したいサブキャリア点の前後  $2\alpha(n)$  個の瞬時チャンネル利得を用いて適応予測フィルタでチャンネル推定する.

次式のような適応チャンネル推定を行って, 初回のチャンネル値  $\tilde{H}^{(1)}(i, n)$  を得る.

$$\tilde{H}^{(1)}(i, n) = \begin{cases} \hat{H}^{(1)}(i-1, n) & \text{for } n=0, N_c-1 \\ \frac{1}{\sum_{\substack{k=-\alpha \\ k \neq 0}}^{k=\alpha} |w(j, k)|} \sum_{\substack{k=-\alpha \\ k \neq 0}}^{k=\alpha} w(j, k) \hat{H}^{(1)}(i-1, n+k) & (2) \\ \hat{H}^{(1)}(i-1, n) & \text{for } n \neq 0, N_c-1 \end{cases}$$

ここで,  $\{w(j, k)\}$  は適応予測フィルタのタップ係数であり, その更新アルゴリズムについては 2.4 節で述べる.  $\alpha(n)$  は次式で与えられる.

$$\alpha(n) = \begin{cases} n & \text{if } 1 \leq n \leq K-1 \\ K & \text{if } K \leq n \leq N_c - K - 1 \\ N_c - 1 - n & \text{if } N_c - K \leq n \leq N_c - 2 \end{cases} \quad (3)$$

このようにして得られたチャンネル推定値  $\tilde{H}^{(1)}(i, n)$  より計算した MMSEC 重みを用いて周波数領域での逆拡散を行った後, 仮シンボル判定を行う.

### 2.2.2 第2回目以降( $p \geq 2$ )のチャンネル推定

第  $p-1$  回目の繰り返しチャンネル推定後の仮シンボル判定値を拡散することによって得られるサブキャリア成分を  $\{\tilde{u}^{(p-1)}(i, n); 0 \leq n \leq N_c-1\}$  で表す. 受信サブキャリア成分  $\{r(i, n)\}$  を逆変調することによって瞬時チャンネル利得  $\{\hat{H}^{(p)}(i, n); n=0 \sim N_c-1\}$  を求め, これに適応予測フィルタを適用して再チャンネル推定を行う.  $\hat{H}^{(p)}(i, n)$  は次式のように表される.

$$\hat{H}^{(p)}(i, n) = \frac{1}{C\sqrt{2S/SF}} r(i, n) \tilde{u}^{(p-1)*}(i, n) \quad (4)$$

ここで,  $*$  は複素共役,  $C$  はコード多重数である. 次に, 式(4)で得られた瞬時チャンネル利得と適応予測フィルタによりチャンネル推定を行う.

2 回目以降の繰り返しチャネル推定では次式のような適応チャネル推定を行って、チャネル推定値  $\tilde{H}^{(p)}(i, n)$  を得る。

$$\tilde{H}^{(p)}(i, n) = \begin{cases} \hat{H}^{(p)}(i, n) & \text{for } n=0, N_c-1 \\ \frac{1}{\sum_{\substack{k=-\alpha \\ k \neq 0}}^{\alpha} |w(j, k)|} \sum_{\substack{k=-\alpha \\ k \neq 0}}^{\alpha} w(j, k) \hat{H}^{(p)}(i, n+k) & (5) \\ \text{for } n \neq 0, N_c-1 \end{cases}$$

このようにして得られたチャネル推定値  $\tilde{H}^{(p)}(i, n)$  より計算した MMSEC 重みを用いて周波数領域での逆拡散を行った後、仮シンボル判定を行う。

上述の操作を  $P-1$  回繰り返した後の仮シンボル判定値を、最終的なシンボル判定値として出力する。



図 3 適応予測フィルタの構造

### 2.3 $i \bmod N_d \neq 0, 1$ のときのチャネル推定

1 つ前のシンボル時点 ( $i-1$ ) の繰り返しチャネル推定後のチャネル推定値  $\{\tilde{H}^{(p)}(i-1, n); n=0 \sim N_c-1\}$  を初回のチャネル推定値  $\{\tilde{H}^{(1)}(i, n); n=0 \sim N_c-1\}$  として用いる。 $\tilde{H}^{(1)}(i, n)$  は次式のように表される。

$$\tilde{H}^{(1)}(i, n) = \tilde{H}^{(p)}(i-1, n) \quad (6)$$

これを用いて MMSEC 重みを計算し、逆拡散して仮シンボル判定を行う。繰り返し 2 回目以降 ( $p>1$ ) のチャネル推定は、2.1 節と同様に、判定帰還、逆変調を行った後、適応予測フィルタを用いて再チャネル推定を行っている。

### 2.4 タップ係数の更新

$\tilde{H}^{(p)}(i, n)$  の推定では、 $n$  番目のサブキャリア点瞬時チャネル利得を参照信号として用いて、正規化 LMS (NLMS) アルゴリズム[13]により適応予測フィルタのタップ係数を、次式のように更新する。

$$\begin{cases} \mathbf{W}(j+1) = \mathbf{W}(j) + \mu \frac{e(j)}{\sum_{\substack{k=-K \\ k \neq 0}}^K |\hat{H}^{(p)}(i, n+k)|^2} \mathbf{X}^*(i, n) \\ e(j) = \hat{H}^{(p)}(i, n) - \mathbf{W}^T(j) \mathbf{X}(i, n) \\ \text{for } n=K \sim N_c-1-K \end{cases} \quad (7)$$

ここで、 $e(j)$  は推定誤差、 $\mu$  はステップサイズであり、 $\mathbf{W}(j)$  および  $\mathbf{X}(i, n)$  は、それぞれ次式で定義されるタップ係数ベクトルおよび瞬時チャネル利得ベクトルである。

$$\begin{cases} \mathbf{W}(j) = [w(j, -K), \dots, w(j, -1), w(j, 1), \dots, w(j, K)]^T \\ \mathbf{X}(i, n) = [\hat{H}^{(p)}(i, n-K), \dots, \hat{H}^{(p)}(i, n-1), \\ \hat{H}^{(p)}(i, n+1), \dots, \hat{H}^{(p)}(i, n+K)]^T \end{cases} \quad (8)$$

ここで、 $[.]^T$  は転置である。タップ係数の更新を繰り返しチャネル推定ループに組み込んでいること、サブキャリア群の両端からそれぞれ  $K$  個のサブキャリア領域ではタップ係数を更新しないことが特徴である[12]。

## 3. 計算機シミュレーション

### 3.1 伝送系モデル

下りリンク伝送系モデルを図 4 に、シミュレーション条件を表 1 に示す。拡散率  $SF=64$  を用いた送信側では、各ユーザの QPSK シンボル系列を  $N_c/SF$  個の系列に直並列変換した後、直交拡散符号 (Walsh-Hadamard 符号と長周期 PN 符号の積符号) を用いて 64 個のサブキャリアに拡散する。次に、 $C$  ユーザ分の 64 個のサブキャリア成分をコード多重する。なお、 $N_d$  個の MC-CDMA シンボル毎に 1 パイロット MC-CDMA シンボルを時間多重する。最後に、逆高速フーリエ変換 (IFFT) を用いて時間領域信号波形に変換し、ガードインターバルを挿入し送信信号を生成する。MC-CDMA シンボル長  $T$  は、有効シンボル長  $T_s$  とガードインターバル長  $T_g$  を用いて表すと、 $T = T_s + T_g$  になる。

送信信号は、図 5 に示す  $L$  個の離散パスから構成される指数電力遅延プロファイルを有するレイリーフェージングチャンネルを伝搬し、受信されるものとする。ここで、各パスの複素チャネル利得は各々独立で同じ分布を持つ複素ガウス過程であるとする。また、伝搬路のインパルス応答の長さはガードインターバル長以内であり、MC-CDMA シンボル長  $T$  内で複素チャネル利得の時間変化はないものとした。

受信側では、まず受信信号  $r(t)$  からガードインターバルを除去した後、高速フーリエ変換(FFT)を用いて各サブキャリア成分へ分解する。第  $m$  ユーザのデータを受信するものとする。第  $i$  シンボル時点の第  $n$  サブキャリア成分  $\{r(i,n), n=0 \sim N_c-1\}$  に MMSEC 重み  $\{w(i,n); n=0 \sim N_c-1\}$  と拡散符号  $\{c_m(n); n=0 \sim N_c-1\}$  を乗算する逆拡散を行って、 $N_c/SF$  個のデータシンボルに対応する軟判定値を得る。MMSEC 重み[5]と第  $p$  回目の繰り返しにおける軟判定値  $\tilde{d}_m^{(p)}(i,n)$  は次式で与えられる。

$$w_{MMSEC}(i,n) = \frac{\tilde{H}^{(p)*}(i,n)}{|\tilde{H}^{(p)}(i,n)|^2 + \frac{SF}{C} \left( \frac{E_{eff}}{N_0} \right)^{-1}} \quad (9)$$

$$\tilde{d}_m^{(p)}(i,k) = \sum_{n=SFk}^{SF(k+1)-1} r(i,n) w_{MMSEC}(i,n) c_m^*(n) \quad (10)$$

for  $0 \leq k \leq N_c / SF - 1$

ここで、 $\tilde{H}^{(p)}(i,n)$  は第  $p$  回目の繰り返しチャネル推定値、 $E_{eff}/N_0 (=E_s/N_0/(1+T_g/T_s))$  は有効平均受信シンボルエネルギー対雑音電力スペクトル密度比である。最後に、軟判定値を用いて仮シンボルを行う。

表1 シミュレーション諸元

MC-CDMA	Modulation	QPSK
	No. of subcarrier: $N_c$	256
	Spreading code	Walsh-Hadamard+PN code
	Spreading factor: $SF$	64
	No. of user: $C$	32
	Pilot insertion interval: $N_d$	100
	Pilot power ratio: $Q$	32
	Guard interval duration: $T_g$	$T_s/8$
Channel model	Exponential 8-path Rayleigh	
Adaptive prediction filter	Step size: $\mu$	0.01

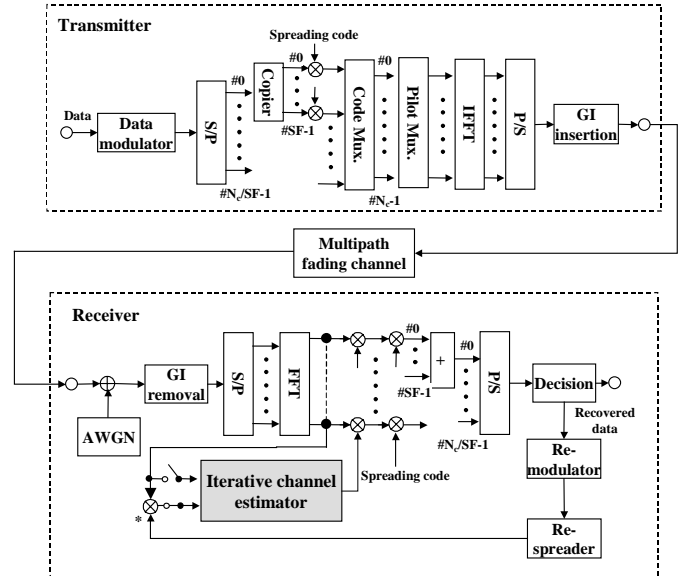


図 4 伝送系モデル

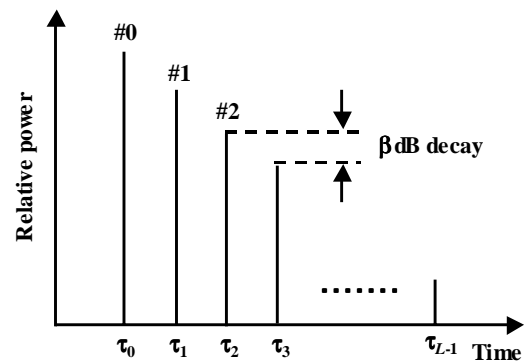


図 5 伝搬路モデル

## 3.2 シミュレーション結果

### 3.2.1 タップ数の最適化

図 6 に、適応予測フィルタのタップ数の関数としてプロットした、繰り返し数  $P=3$  のときの平均 BER 特性を示す。正規化最大ドップラー周波数  $f_d T = 0.001$ 、平均受信  $E_b/N_0 (=0.5E_s/N_0) = 20\text{dB}$  であり、正規化遅延スプレッド  $\tau_{rms}/T_s$  をパラメータとして表している。適応予測フィルタのタップ数を増やすにつれて、平均 BER が単調に減少している。これは、タップ数を増やすことによって雑音の影響を低減でき、チャネル推定精度を高めることができるためである。タップ数が  $2K=30$  以上では BER がほぼ一定になるので、以降の計算機シミュレーションでは  $2K=30$  個のタップを用いる。

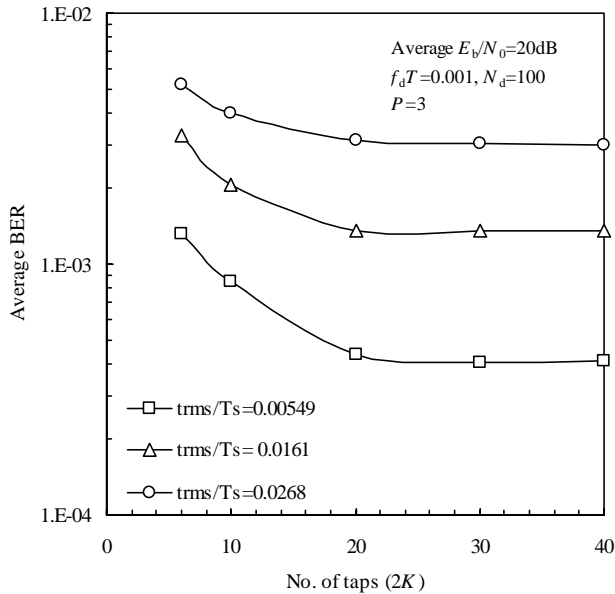


図 6 タップ数対 BER 特性

### 3.2.2 繰り返しチャンネル推定の効果

図 7 は、正規化遅延スプレッド  $\tau_{\text{rms}}/T_s$  をパラメータとしてプロットした平均受信  $E_b/N_0=20\text{dB}$  における、チャンネル推定の繰り返し回数  $P$  対 BER 特性である。いずれの遅延スプレッドにおいても、繰り返しチャンネル推定を適用すれば BER 特性を改善できる。繰り返しチャンネル推定を 4 回以上に増やしても BER はほとんど一定のままであるので、初回を含む 3 回の繰り返し推定で充分であると言える。また、MMSEC を用いる逆拡散では周波数ダイバーシチ効果が得られるので、正規化遅延スプレッド  $\tau_{\text{rms}}/T_s$  が 0.00199 から 0.00549 に大きくなると BER を低減できることが分かる。しかし、更に遅延スプレッドが大きくなると、周波数ダイバーシチ効果より、ユーザ間の符号の直交性の崩れに起因したコード間干渉の方が大きくなるため BER 特性は劣化している。

### 3.2.3 フェージング速度の影響

図 8 は、正規化ドップラー周波数  $f_d T$  の関数としてプロットした、正規化遅延スプレッド  $\tau_{\text{rms}}/T_s=0.00549$  における平均 BER 特性である。比較のために、繰り返し回数  $P=1$  の BER 特性も示す。繰り返し回数  $P=3$  の場合は、 $f_d T \leq 0.01$  であればチャンネル推定が時間領域のフェージング変動に十分追従しているのではほぼ一定の BER が得られるが、正規化ドップラー周波数  $f_d T$  が 0.01 以上になると、チャンネル推定が追従できなくなっていくため BER が増加してしまう。しかし、繰り返し回数  $P=1$  の BER 特性と比較すると、繰り返しチャンネル推定を行うことにより BER を大幅に

低減でき、 $f_d T \leq 0.01$  までの高速フェージング変動に追従できるようになることが分かる。

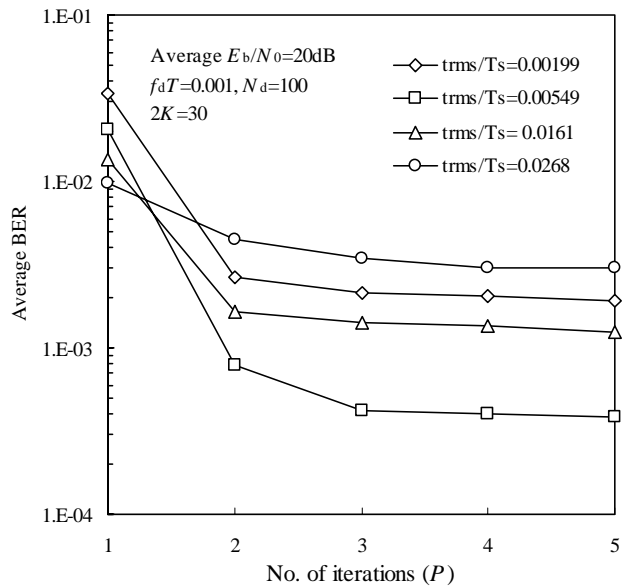


図 7 繰り返し数対 BER 特性

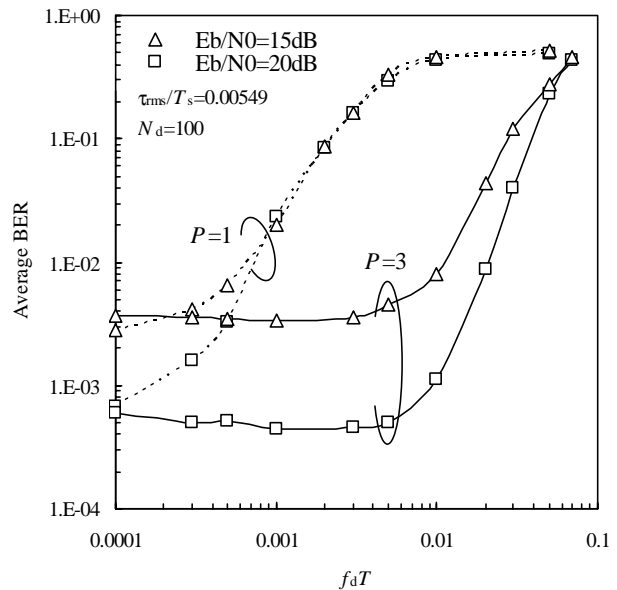
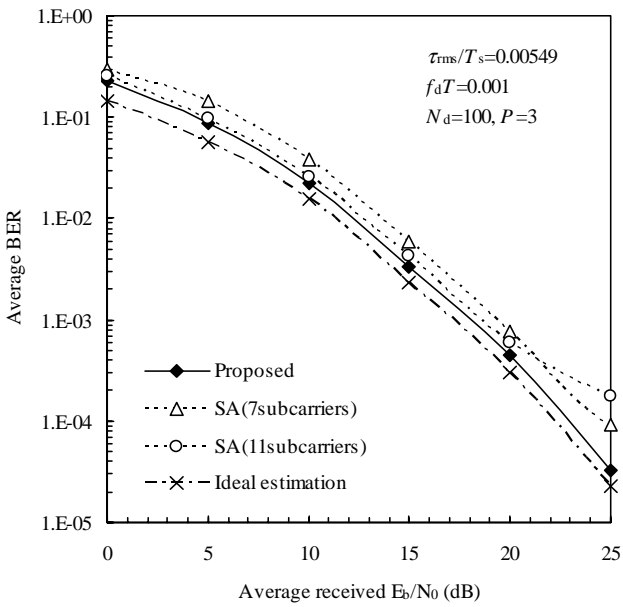


図 8 正規化最大ドップラー周波数  $f_d T$  対 BER 特性

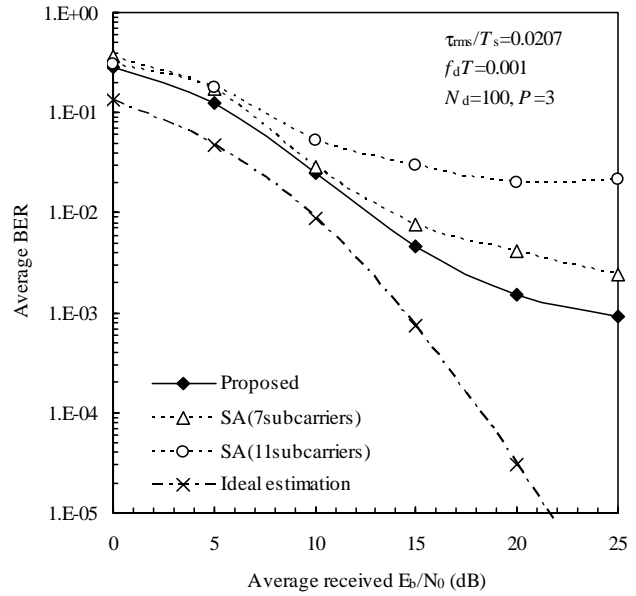
### 3.2.4 固定タップフィルタとの特性比較

繰り返しチャンネル推定に適応予測フィルタを用いるときと固定タップフィルタを用いるときの BER 特性を比較する。固定タップフィルタとして単純平均化(SA)フィルタを用いた。図 9 は、平均受信  $E_b/N_0$  対 BER 特性をプロットしたもので、(a)は  $\tau_{\text{rms}}/T_s=0.00549$ 、(b)は  $\tau_{\text{rms}}/T_s=0.0207$  における特性である。図 9(a), (b)より、SA フィルタ

を用いるときは、AWGN が誤り発生の主原因である低平均  $E_b/N_0$  の領域では 11 サブキャリア平均が最適であるが、高平均  $E_b/N_0$  の領域では 7 サブキャリア平均が最適になる。つまり、平均受信  $E_b/N_0$  に対して最適平均化サブキャリア数が存在する。平均受信  $E_b/N_0$  ごとに最適平均化サブキャリア数を用いる SA フィルタに比べて、本論文で提案した適応予測繰り返しチャネル推定は、適応予測フィルタのタップ係数をマルチパス伝搬環境の変化に適応して更新するため、優れた BER 特性を得ることができる。  $\tau_{rms}/T_s=0.00549$  の時の場合で  $BER=10^{-3}$  を得るための所要平均  $E_b/N_0$  を比較すると、提案法は 7(11)サブキャリア平均に対して約 1.3(0.5)dB 優れる。



(a)  $\tau_{rms}/T_s=0.00549$



(b)  $\tau_{rms}/T_s=0.0207$   
 図 9 受信  $E_b/N_0$  対 BER 特性

#### 4 まとめ

本論文では、MC-CDMA における適応予測繰り返しチャネル推定を提案し、計算機シミュレーションにより、周波数選択性フェージング環境下での BER 特性の改善効果を明らかにした。得られた結果をまとめると以下である。

- (1) 適応予測フィルタのタップ数を増やすことにより BER は改善されるが、30 タップ程度で改善効果は飽和する。
- (2) チャネル推定を繰り返して行うことにより BER 特性は改善されるが、初回を含めて 3 回の繰り返し推定で十分である。
- (3) チャネル推定を繰り返して行うことにより、 $f_d T \leq 0.01$  の時間領域のフェージング変動ではほぼ一定の BER が得られる。
- (4) 適応予測フィルタを用いるチャネル推定では、単純平均化フィルタ(SA)を用いる繰り返しチャネル推定より、優れた BER 特性が得られる。

#### 参考文献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future -evolving mobile communications systems-, " IEICE Trans. Fundamentals., Vol. E84-A, pp55-60, Jan. 2001.
- [2] S. Ohmori, Y. Yamao and N. Nakajima, "The future generation of mobile communications based on broadband access technologies," IEEE Commun., Mag., pp. 134-142, Dec. 2000.
- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., pp. 126-144, Dec. 1997.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in

frequency-selective Rayleigh fading channels,”  
IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 48, pp.  
1584-1595, Sept. 1999.

- [5] A. Chouly, A. Brajal, and S. Jourdan, “Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system,” Proc. IEEE GLOBECOM’93, Nov. 1993, pp. 1723-1728.
- [6] F. Adachi, K. Ohno, A. Higashi, T. Dohi and Y. Okumura, “Coherent Mulicode DS-SS-CDMA mobile radio access,” IEICE Trans. Commun., vol. E79-B, no. 9 Sep. 1996.
- [7] V. Mignone and A. Morello, “CD3-OFDM: A novel demodulation scheme for fixed and mobile receivers,” IEEE Trans. Commun., Vol.44 pp.1144-1151, Sept. 1996.
- [8] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S.K. Wilson, and P. O. Borjesson, “OFDM channel estimation by singular value decomposition,” IEEE Trans. Commun., Vol.46, No.7, pp. 931-939, July. 1998.
- [9] Y. (G.) Li, L. J. Cimini, Jr, N. R. Solenberger, “Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels,” IEEE Trans. Commun., vol.46, No.7, pp.902-915, July. 1998.
- [10] T. Onizawa, M. Mizoguchi and M. Morikura, “A novel channel estimation scheme employing adaptive selection of frequency-domain filters for OFDM systems,” IEICE Trans. Commun., Vol. E82-B, No.12, pp. 1923-1931, Dec. 1999.
- [11] 新博行, 安部田貞行, 佐和橋衛, “繰り返しチャネル推定を用いた時の下りリンクブロードバンドパケット TD-OFCDM の特性,” 信学技報, RCS2001-186, 2001-01.
- [12] 高岡辰輔, 安達文幸, “周波数選択性フェージング環境下での OFDM 受信における適応繰り返しチャネル推定,” 信学技報, RCS2002-157, pp. 65-70, 2002年8月.
- [13] S. Haykin, “Adaptive Filter theory,” 3rd edition, Prentice Hall, 1996.