

# OFDM 移動通信における適応補間フィルタを用いるチャネル推定

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** 同期検波を用いる直交周波数分割多重(OFDM)では,高精度のチャネル推定が必要である.本論文では,補間フィルタの係数を適応的に更新する適応補間チャネル推定を提案している.時間多重,周波数多重や分散多重パイロットシンボル配置を用いるときの,1次元及び2次元適応補間チャネル推定を検討している.2重(時間および周波数)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により求め,2次元適応補間チャネル推定は2重選択性フェーディングへの追従性に優れることを明らかにしている.

**キーワード** OFDM,パイロットシンボル,補間

## Pilot-assisted Adaptive Interpolation Channel Estimation for OFDM Signals

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

Electrical and Communication Engineering, Graduate School Engineering, Tohoku University  
05 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:** Accurate channel estimation is necessary for coherent detection of the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signals. In this paper, a pilot-assisted adaptive interpolation channel estimation is proposed. One- and two-dimensional adaptive interpolation filtering methods are presented for frequency-multiplexed pilot, time-multiplexed pilot and scattered pilot cases. Interpolation filter tap weights are adaptively updated according to the normalized least mean square (NLMS) algorithm. The average bit error rate (BER) performance in a doubly-selective Rayleigh fading channel is evaluated by computer simulation. It is confirmed that the proposed two-dimensional adaptive interpolation channel estimation is very robust against doubly-selective fading and provides BER performances close to the ideal channel estimation case.

**Keyword:** OFDM, pilot symbol, linear interpolation, adaptive algorithm

### 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,互いに直交する複数のサブキャリアを用いて並列伝送する直交周波数分割多重(OFDM)が有望視されている[1,2].移動通信では送受信局間の障害物によって,送信信号が反射,回折されて多重波として受信される.この時,伝搬路の周波数伝達関数は周波数領域および時間領域で一樣ではなく複雑に変化する2重(周波数及び時間)選択性フェージングの影響を受ける[3].このようなフェージング環境下における直交周波数分割多重(OFDM)を用いる通信では,高精度のチャネル推定が求められる.これまで様々なチャネル推定法が検討されている[4]-[7].文献[4,5]では,分散多重パイロットシンボルを用いるOFDMを対象に,1次元及び2次元ウィナーフィルタを用いるチャネル推定法が提案されており,優れた平均2乗誤差(MSE)特性が得られることが示されている.しかしながら,ウィナーフィルタを用いるチャネル推定では,伝搬環境パラメータ(最大ドップラー周波数,受信信号対雑音電力比,遅延広がり)の値を知らなくてはならないが,これらを受信機側で知ることは一般的には難しい.そこで,最悪伝搬環境を想定してウィナーフィルタが設計されることが多い[4,5].しかし,移動局の移動に伴って,フェージング環境が変化する.また,移動速度も一定ではない.

そこで,本論文では,フェージング環境の変化に適

応してタップ係数を最適化する1次元および2次元の適応補間チャネル推定を提案している.時間多重[8],周波数多重[8]や分散多重パイロットシンボル配置[9]を用いるときの,1次元及び2次元適応補間チャネル推定を提案する.そして,2重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により明らかにしている.第2章では,1次元及び2次元適応補間チャネル推定の動作原理を説明する.第3章では,計算機シミュレーションから得られた,2重選択性レイリーフェージング環境下における平均BER特性を示す.第4章はむすびである.

### 2. 適応補間チャネル推定

OFDMのサブキャリア数を $N_c$ とし,データ変調にはQPSKを用いるものとする.図1は,時間多重,周波数多重と分散多重パイロットシンボル配置を示す.時間多重パイロットの場合, $N_p$ 個のOFDMシンボルに1個の割合でパイロットシンボルが挿入されている.周波数多重パイロットの場合, $N_p$ 個のサブキャリアに1個の割合でパイロットサブキャリアが挿入されている.分散多重パイロットの場合, $N_p$ シンボル及び $N_p$ サブキャリア毎( $i \bmod N_p = n \bmod N_p = 0$ )に1個のパイロットが分散配置されている.

受信機では $M$ ブランチアンテナダイバーシチ受信を用いるものとする.アンテナ $\#m$ での受信OFDM信号 $r_m(t)$ からガードインターバルを除去した後,高速フーリ

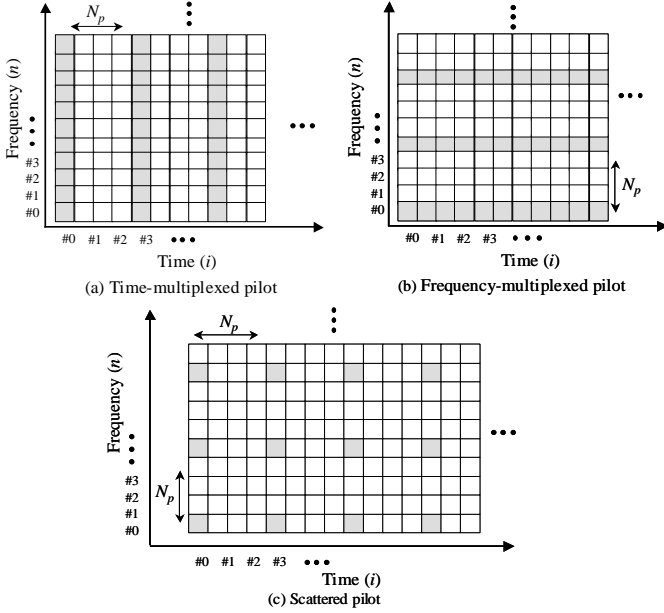


図1 パイロットシンボルの配置

工変換(FFT)することにより, 受信信号を  $N_c$  個のサブキャリア成分に分解する. 第  $m$  番目のアンテナにおける, 第  $i$  番目の OFDM シンボルの第  $n$  サブキャリア成分を以下では  $R_m(i, n)$  で表す.

## 2.1 1次元適応補間フィルタ

図2に,  $2K$  個のタップを用いる1次元補間フィルタの構造を示す. 本論文では, 1個のパイロットシンボルとそれに続く  $N_p-1$  個のデータシンボルで1スロットを構成しているものとする(時間領域および周波数領域ともにスロットという表現を用いている). 1次元適応補間フィルタを用いて, 1スロット内の異なるデータシンボル位置におけるチャンネル利得の推定を行う. 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  $N_p-1$  セット用いる. 同じタップ係数セットは, 異なるスロットの同一シンボル位置のチャンネル推定で再利用されるのが特徴である.

まず,  $N_p$  シンボル毎に挿入されているパイロットシンボルより, 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  $1+j0$  と仮定すると, 第  $i$  番目の OFDM シンボルの第  $n$  サブキャリアにおける瞬時チャンネル推定値  $\{\hat{H}_m(i, n)\}$  は, 次式で与えられる.

$$\hat{H}_m(i, n) = R_m(i, n) \quad (1)$$

次に,  $2K$  個の瞬時チャンネル推定値  $\{\hat{H}_m(i, n)\}$  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補間フィルタによって推定する. この時,  $N_p-1$  個のタップ係数セットを用いる. 時間多重パイロットの場合は, 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を用いる. 周波数多重パイロットの場合は, 推定するサブキャリアを中心として前後, それぞれ

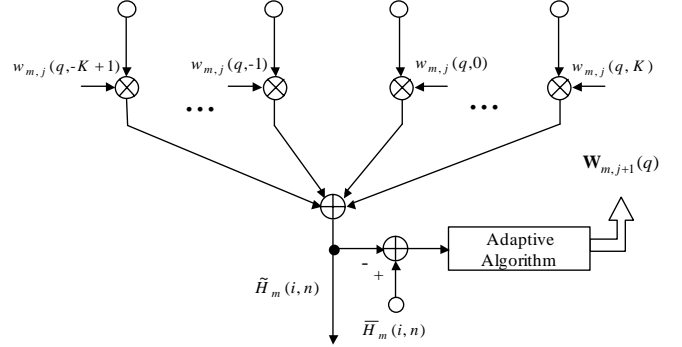


図2 適応補間フィルタの構造

$K$  個の瞬時チャンネル推定値を用いる. 従って, 第  $i$  シンボルの第  $n$  データサブキャリアにおけるチャンネル推定値は, 次式のように示される.

$$\tilde{H}_m(i, n) = \mathbf{W}_{m,j}^T(q) \mathbf{X}_m(i, n) \quad (2)$$

ここで,  $[\cdot]^T$  は転置を示し,  $\mathbf{W}_{m,j}(q)$ ,  $q=1 \sim N_p-1$ , は  $j$  回のタップ係数更新を行った後のタップ係数ベクトルで次式のように表される.

$$\mathbf{W}_{m,j}(q) = [w_{m,j}(q, -K+1), \dots, w_{m,j}(q, K)]^T \quad (3)$$

また,  $\mathbf{X}_m(i, n)$  は瞬時チャンネル利得ベクトルを示し, 次式で与えられる.

$$\mathbf{X}_m(i, n) = \begin{cases} \hat{H}_m(\lfloor i/N_p \rfloor N_p + kN_p, n) & \text{for time-mux pilot case} \\ \hat{H}_m(i, \lfloor n/N_p \rfloor N_p + kN_p) & \text{for frequency-mux pilot case} \\ & \text{for } k=-K+1 \sim K \end{cases} \quad (4)$$

周波数多重パイロットでは, 伝送帯域外の瞬時チャンネル利得は  $\hat{H}_m(i, n) = 0$ ,  $n \leq 0$  and  $N_c-1 \leq n$ , であるものとしエッジ領域のチャンネル推定を行った. 式(2)で得られたチャンネル推定値を用いて, 同期検波を行った後にサブキャリアごとに最大比(MRC)ダイバーシチ合成する. データシンボル  $d(i, n)$  の軟判定値  $\eta(i, n)$  は次式のようになる.

$$\eta(i, n) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} R_m(i, n) \tilde{H}_m^*(i, n)}{\sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{H}_m(i, n)|} \quad (5)$$

ここで\*は複素共役である.

$\eta(i, n)$  を用いてデータ判定を行った後, 正規化 LMS アルゴリズム [10] を用いてタップ係数ベクトル  $\mathbf{W}_{m,j}(q)$  を更新する. 正規化 LMS アルゴリズムに用い

る参照信号  $\bar{H}_m(i, n)$  は判定帰還, 逆変調によって次式のように得る.

$$\bar{H}_m(i, n) = R_m(i, n) \bar{d}^*(i, n) \quad (6)$$

ここで,  $\bar{d}(i, n)$  は判定データシンボルである. タップ係数ベクトル  $\mathbf{W}_{m,j}(q)$  の更新式は次のようになる.

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{m,j+1}(q) = \mathbf{W}_{m,j}(q) + \mu \frac{e_{m,j}(q)}{\|\mathbf{X}_m(i, n)\|^2} \mathbf{X}_m^*(i, n) \\ e_{m,j}(q) = \bar{H}_m(i, n) - \tilde{H}_m(i, n) \end{cases} \quad (7)$$

ここで, 周波数多重パイロットの場合は  $q = n \bmod N_p$  であり, 時間多重パイロットの場合は  $q = i \bmod N_p$  である. また,  $e_{m,j}(q)$  は推定誤差,  $\mu$  はステップサイズ,  $\|\mathbf{X}_m(i, n)\|^2$  はユークリッドノルムを示す. タップ係数ベクトルは, 時間多重パイロット, 周波数パイロットの場合とも周波数軸方向に更新して行く. 時間多重パイロットの場合は, 第  $i$  番目の OFDM においては  $q = i \bmod N_p$  のタップ係数セット  $\mathbf{W}_{m,j}(q)$  を  $0 \leq n \leq N_c - 1$  の各サブキャリアで更新する. 従って, 1OFDM シンボルあたりの更新回数は  $N_c$  である. 周波数多重パイロットの場合は,  $N_p K \leq n \leq \lfloor N_c / N_p \rfloor N_p - N_p K$  の各データサブキャリア ( $n \bmod N_p \neq 0$ ) で  $q = n \bmod N_p$  のタップ係数セット  $\mathbf{W}_{m,j}(q)$  をそれぞれ更新する.

## 2.2 2次元適応補間フィルタ

図 1(c) に示す分散多重パイロットの場合, 2次元適応補間チャネル推定を用いる.  $N_p$  シンボル及び  $N_p$  サブキャリア毎 ( $i \bmod N_p = n \bmod N_p = 0$ ) に分散配置されているパイロットシンボルを用いて瞬時チャネル利得を推定し, 2次元補間フィルタを用いてデータシンボル位置のチャネル利得の推定を行う. 本論文では, 時間領域適応補間フィルタと及び周波数領域適応補間フィルタを縦続接続する 2次元適応補間フィルタを用いる.

まず,  $i \bmod N_p = n \bmod N_p = 0$  の瞬時チャネル利得推定値と時間領域適応補間フィルタのタップベクトル  $\mathbf{W}_{m,j}^{(\text{Time})}(q)$ ,  $q = 0 \sim N_p - 1$ , を用いて, 時間軸方向の補間を行うことにより,  $n \bmod N_p = 0$  のサブキャリア点におけるチャネル利得を次式のように推定する.

$$\tilde{H}_m(i, n) = \mathbf{W}_{m,j}^{(\text{Time})T}(q) \mathbf{X}_m(i, n) \quad \text{for } n \bmod N_p = 0 \quad (8)$$

ここで,  $q = i \bmod N_p$ ,  $\mathbf{X}_m(i, n) = \{\hat{H}(i/N_p \lfloor N_p/kN_p, n); k = -K+1 \sim K\}$  である. 次に, 周波数領域適応補間フィルタのタップ係数ベクトル  $\mathbf{W}_{m,j}^{(\text{Freq.})}(q)$ ,  $q = 1 \sim N_p - 1$ , を用いて, 周波数軸方向の補間を行うことにより, 各サブキャリア点(すなわち, 周波

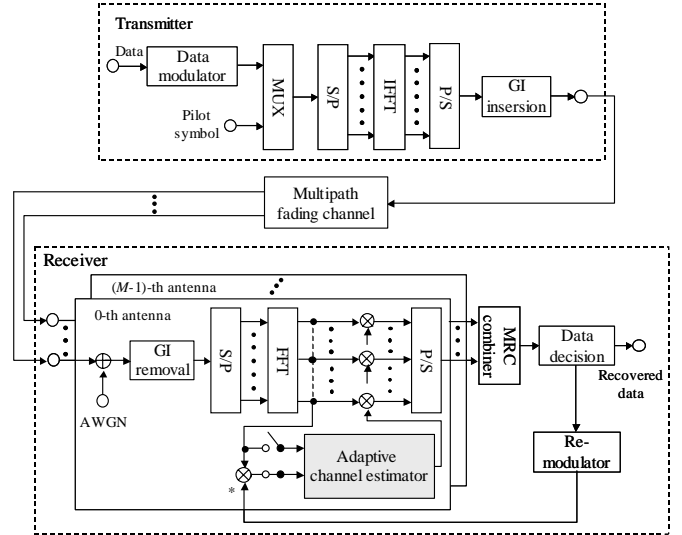


図 3 伝送系モデル

表 1 シミュレーション条件

| OFDM                      | Data modulation                                           | QPSK          |
|---------------------------|-----------------------------------------------------------|---------------|
|                           | Number of subcarriers                                     | $N_c = 1024$  |
|                           | Guard interval samples                                    | $N_g = N_c/4$ |
| Propagation channel model | 8-path Rayleigh having an exponential power delay profile |               |
| Antenna diversity         | 2-branch MRC                                              |               |
| No. of tap weights        | $2K = 6$                                                  |               |

数領域で定義したスロット内の各データシンボル点)におけるチャネル推定値を, 次式のように求める.

$$\tilde{H}_m(i, n) = \mathbf{W}_{m,j}^{(\text{Freq.})T}(q) \tilde{\mathbf{X}}_m(i, n) \quad (9)$$

ここで,  $q = n \bmod N_p$ ,  $\tilde{\mathbf{X}}_m(i, n) = \{\tilde{H}(i, \lfloor n/N_p \rfloor N_p + kN_p); k = -K+1 \sim K\}$  である. 時間領域適応補間フィルタのタップ係数ベクトル  $\mathbf{W}_{m,j}^{(\text{Time})}(q)$ , 周波数領域適応補間フィルタのタップ係数ベクトル  $\mathbf{W}_{m,j}^{(\text{Freq.})}(q)$  は, 2.1 節で述べた時間多重パイロット及び周波数多重パイロットの場合の 1次元適応補間フィルタの更新法と同様に, 周波数軸方向に更新して行く.

## 3. 計算機シミュレーション

伝送系モデルを図 3 に, シミュレーション条件を表 1 に示す. 送信側では, 2値送信データ系列を QPSK シンボル系列に変換しパイロットシンボルを挿入した後, 逆高速フーリエ変換(IFFT)を用いて  $N_c = 1024$  サブキャリアの OFDM 信号を生成する. 最後に,  $N_g = N_c/4$  サンプルのガードインターバルを挿入して送信する.

OFDM 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、 $L=8$  個の離散パスから構成され、指数電力遅延プロファイルを有する周波数選択性レイリーフェージングチャンネルを伝搬し、 $M=2$  個の受信アンテナで受信される。ここで、各パスの複素チャンネル利得は各々独立で、平均値がゼロで分散が 1 の複素ガウス過程であるものとする。また、フェージングチャンネルのインパルス応答の長さがガードインターバル長以下であること及び、OFDM シンボル長  $T$  内で複素チャンネル利得が一定であるものとする。時間領域および周波数領域の 1 次元適応補間フィルタのタップ数は、それぞれ  $2K=6$  であるものとした。

### 3.1 時間領域の 1 次元適応補間チャンネル推定を用いるときの BER 特性

図 4 は、正規化最大ドップラー周波数  $f_D T$  をパラメータとしてプロットした、時間多重パイロットを用いる 1 次元適応補間チャンネル推定における平均 BER 特性である。比較として、理想チャンネル推定及び時間領域の線形内挿補間 [11] を用いるチャンネル推定の特性も示す。1 次元適応補間チャンネル推定は、 $f_D T=0.01$ 、 $0.03$  の場合においても理想チャンネル推定時に近い特性が得られていることが分かる。これは、フェージング利得の変化に適応的にタップ係数を追従できるためである。一方、線形内挿補間を用いるチャンネル推定では、 $f_D T=0.03$  のような高速フェージングに追従できなくなるため、誤りフロアを引いてしまうことが分かる。アンテナダイバーシチを用いる場合、BER= $10^{-3}$  を満たす所要受信  $E_b/N_0$  の理想チャンネル推定時からの劣化は、 $f_D T=0.01$  および  $0.03$  のときそれぞれ  $1.3\text{dB}$  および  $2.1\text{dB}$  である(但し、パイロットシンボル挿入による電力損  $0.51\text{dB}$  を含む)。

図 5 は、正規化最大ドップラー周波数  $f_D T$  の関数としてプロットした、受信  $E_b/N_0=20\text{dB}$  における平均 BER である。 $f_D T$  が大きくなるにつれて、スロット内の時間変動が激しくなるため BER は劣化するが、 $f_D T < 0.02$  であればほぼ一定の BER が得られることが分かる。

### 3.2 周波数領域の 1 次元適応補間チャンネル推定を用いるときの BER 特性

図 6 は、周波数多重パイロットを用いる 1 次元適応補間チャンネル推定における正規化遅延スプレッド  $\tau_{rms}/T_s$  対平均 BER 特性である。受信  $E_b/N_0=20\text{dB}$ 、パイロット挿入間隔  $N_p=9$  とした。比較のため、理想チャンネル推定および周波数領域の線形内挿補間 [8] と周波数領域の線形外挿補間を用いるチャンネル推定の特性も示す。周波数領域の 1 次元適応補間フィルタは周波数領域のチャンネル利得変動にタップ係数を追従させることができるため、線形内挿補間と線形外挿補間を用いるチャンネル推定より良好な特性を示すことが分かる。しかし、帯域の両端に近い周波数領域のチャンネル推定ではチャンネル推定精度は劣化するから、周波数選択

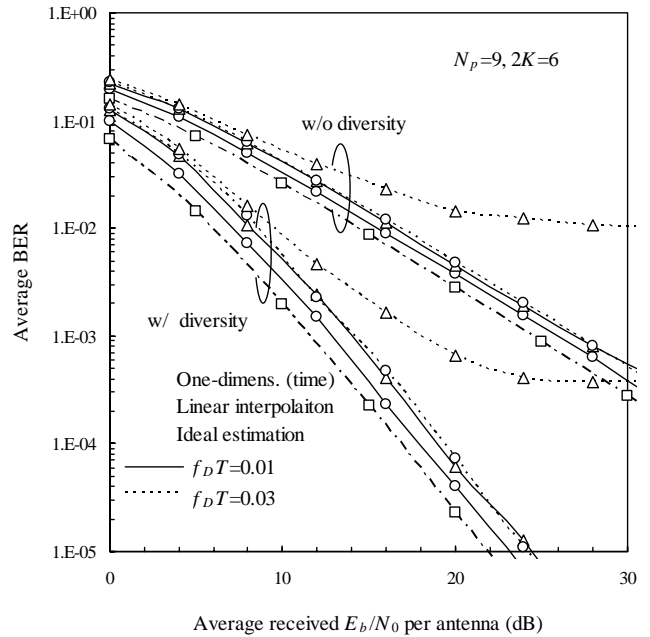


図 4 時間領域の 1 次元適応補間チャンネル推定を用いるときの平均 BER 特性

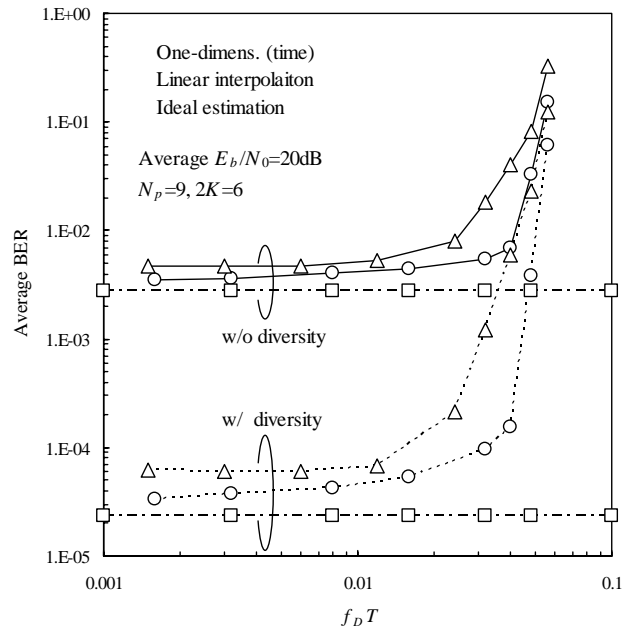


図 5 時間領域の 1 次元適応補間チャンネル推定を用いるときの  $f_D T$  対 BER 特性

性が強くなるにつれ(正規化遅延スプレッドが大きくなるにつれ)BER 特性が緩やかに劣化していくことが分かる。

### 3.3 2 次元適応補間チャンネル推定を用いるときの BER 特性

2 次元適応補間チャンネル推定と 1 次元適応補間チャンネル推定の BER 特性を比較する。3 つの方式の伝送効率を同じにするため、1 次元適応補間フィルタの

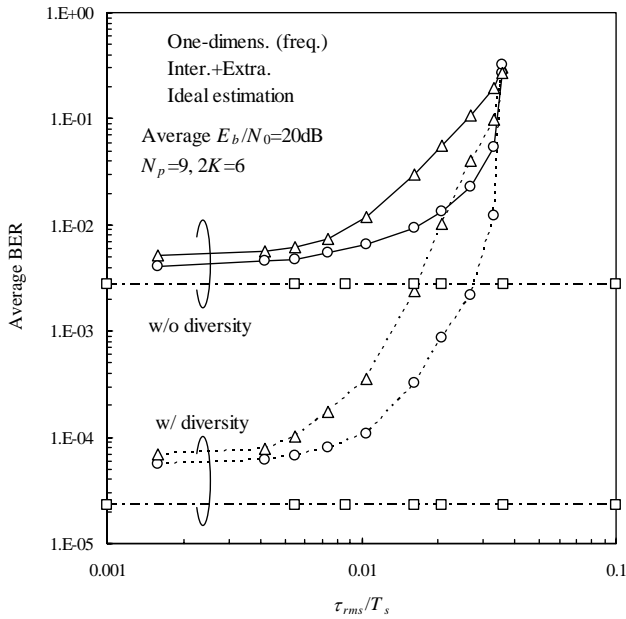


図 6 周波数領域の 1 次元適応補間チャネル推定を用いるときの  $\tau_{rms}/T_s$  対 BER 特性

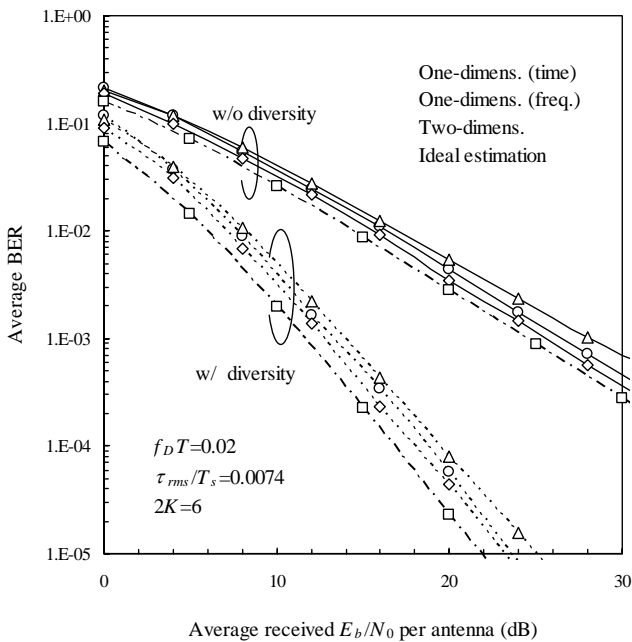


図 7 2 次元適応補間チャネル推定を用いるときの平均 BER 特性

パイロット挿入間隔を  $N_p=9$  とし, 2 次元適応補間フィルタでは  $N_p=3$  とした. 図 7 は, 正規化最大ドップラー周波数  $f_D T=0.02$  および正規化遅延スプレッド  $\tau_{rms}/T_s=0.0074$  における平均 BER 特性である. 比較のため, 理想チャネル推定時の特性も示している. 図 7 より, 2 次元適応補間フィルタは, 1 次元適応補間フィルタより優れた BER 特性を示すことが分かる. これは, 時間領域及び周波数領域の 1 次元適応補間フィルタを従属接続することによって十分な雑音低減効果を得られるためと考えられる. アンテナダイバーシチを用

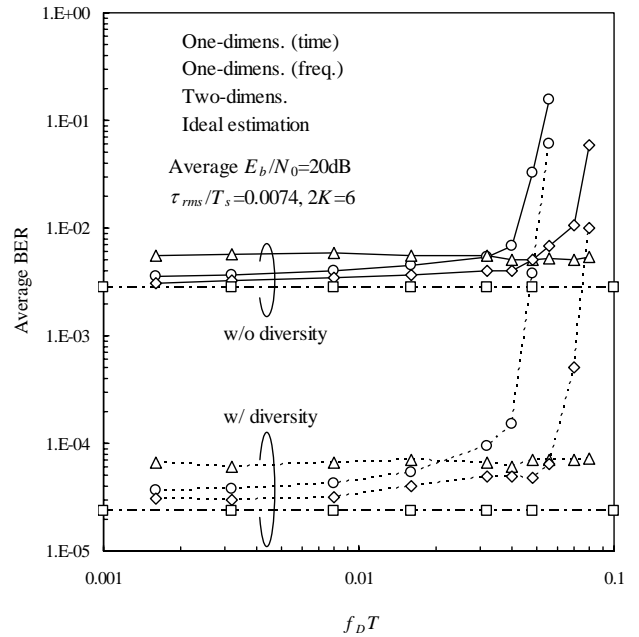


図 8 2 次元適応補間チャネル推定を用いるときの  $f_D T$  対 BER 特性

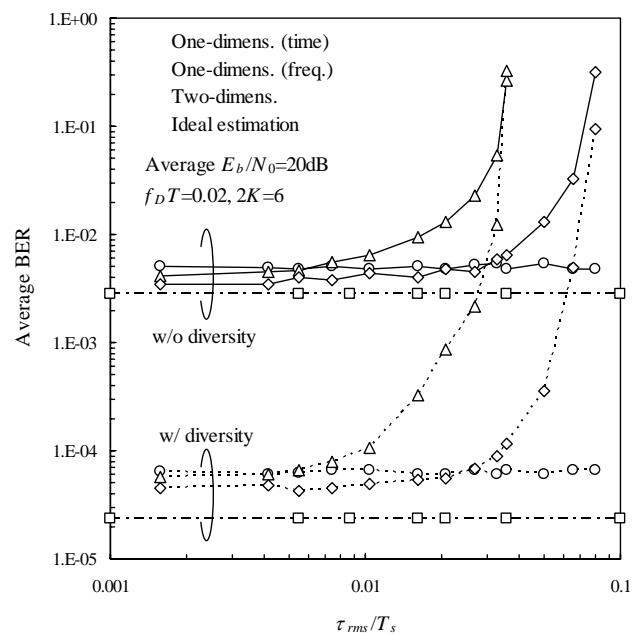


図 9 2 次元適応補間チャネル推定を用いるときの  $\tau_{rms}/T_s$  対 BER 特性

いる場合, BER=10<sup>-3</sup> を満たす所要受信  $E_b/N_0$  の理想チャネル推定時からの劣化は 1.2dB である.

図 8 および 9 に, それぞれ受信  $E_b/N_0=20$ dB における正規化最大ドップラー周波数  $f_D T$  対 BER 特性および正規化遅延スプレッド  $\tau_{rms}/T_s$  対 BER 特性を示す. 時間領域(周波数領域)の 1 次元適応補間チャネル推定の精度はフェージングチャネルの周波数選択性(時間選択性)の強さには依存しないものの, 時間選択性(周波数選択性)が強くなると BER が急激に増加してしまう. 一方, 2 次元適応補間フィルタは, チャネ



ル利得の時間領域と周波数領域のいずれの変化にもタップ係数を適応できるため、1次元適応補間フィルタと比較して優れた特性が得られている。

#### 4. むすび

本論文では、時間および周波数選択性フェーディング環境下における OFDM 同期検波を対象に、時間多重、周波数多重や分散多重パイロットシンボル配置を用いるときの、1次元及び2次元適応補間チャンネル推定を提案した。時間領域(周波数領域)の1次元適応補間チャンネル推定は、時間(周波数)領域のチャンネル利得変動にタップ係数を適応させることができ、2次元適応補間チャンネル推定は、チャンネル利得の時間領域と周波数領域のいずれの変化にもタップ係数を適応できる。2重(時間および周波数)選択性レイリーフェーディ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により求め、以下のことを明らかにした。1次元適応補間チャンネル推定は、線形内挿(外挿)補間チャンネル推定より良好なBER特性が得られた。時間領域の1次元適応補間チャンネル推定は、 $f_b T < 0.02$ であればほぼ一定のBERが得られることが分かった。また、2次元適応補間チャンネル推定は、2重選択性フェーディングへの追従性に優れるため、1次元適応補間チャンネル推定より良好なBER特性が得られることが分かった。

#### 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, "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] P. Hoeher, S. Kaiser and P. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering," in Proc. Int. Conf. Acoustics, Speech, and Signal Processing, pp. 1845-1848, April 1997.
- [5] P. Hoeher, S. Kaiser and P. Robertson, "Pilot-symbol-aided channel estimation in time and frequency," in Proc. of Global Telecomm. Conf. The Mini-Conf., pp. 90-96, Nov. 1997.
- [6] Y. (G.) Li, "Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless systems," IEEE Trans. Vehi. Technol., Vol. 49, No. 4, pp. 1207-1215, July 2000.
- [7] 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.

[8] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," IEEE Trans. on Broad., Vol. 48, No. 3, Sept. 2002.

[9] S. Y. Park, and C. G. Kang, "Performance analysis of pilot symbol arrangement for OFDM system under time-varying multi-path Rayleigh fading channels," IEICE Trans. Commun., Vol. E84-B, No. 1 Jan. 2001.

[10] S. Haykin, *Adaptive filter theory*, Prentice Hall, 1996.

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