

周波数選択性フェージング環境下での OFDM 受信における 適応予測繰り返しチャンネル推定

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 仙台市青葉区荒巻大字青葉 05
E-mail: takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 本稿では, OFDM 受信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. 本方式は, 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, そのタップ係数を伝搬環境の変化に適応して適応的に更新することに特徴がある. 繰り返しチャンネル推定の初回では, 周波数多重されているパイロットサブキャリアを用いて1次の内挿と外挿によりチャンネル推定し, 2 回目以降の繰り返しチャンネル推定では判定帰還, 逆変調と適応予測フィルタを用いるチャンネル推定を行う. 適応予測フィルタのタップ係数の更新には, 逆変調によって得られた瞬時チャンネル利得を参照信号とする正規化 LMS アルゴリズムを用いている. 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ビット誤り率(BER)特性を評価した. シミュレーション結果より, 繰り返しチャンネル推定は同じ BER を得るためのパイロットサブキャリア数を低減できること, そして適応予測繰り返しチャンネル推定は固定タップフィルタを用いる繰り返しチャンネル推定より優れた BER 特性を示すことを明らかにした.

キーワード OFDM, 適応繰り返しチャンネル推定, 周波数選択性フェージング, 正規化 LMS アルゴリズム

Adaptive Prediction Iterative Channel Estimation for OFDM Signal Reception in a Frequency Selective 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

Abstract An adaptive prediction iterative channel estimation is proposed for the OFDM 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. The first stage applies the channel estimation using first order interpolation and extrapolation of frequency-multiplexed pilot subcarriers. The succeeding iteration stages use decision feedback, reverse modulation and the adaptive prediction filter for channel re-estimation. For tap adaptation, the normalized least mean square (NLMS) algorithm is applied that uses the noisy instantaneous channel gain obtained by reverse modulation as the reference signal. The bit error rate (BER) performance in a frequency selective Rayleigh fading channel is evaluated by computer simulation. It is found that iterative channel estimation can reduce the number of pilot subcarriers to achieve the same BER and the adaptive prediction iterative channel estimation provides better BER performance than the channel estimation using fixed-tap filter irrespective of the values of delay spread, fading rate and received E_b/N_0 .

Keyword OFDM, adaptive prediction, iterative channel estimation, normalized LMS algorithm, frequency selective fading,

1. まえがき

次世代の移動通信では、より高速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様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. このため、高速・高品質伝送を実現することが難しい.

OFDM 信号の同期検波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[3-8]. その中でも、パイロットサブキャリア数を一定にしたままで、サブキャリア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[8]が提案されている. 文献[8]では、固定タップフィルタを用いた繰り返しチャンネル推定を行っている. しかし、移動局の移動につれて、マルチパス伝搬環境が変化する. また、移動速度も一定ではない. このため、チャンネル推定に用いるフィルタの最適なタップ係数値も変化してしまう. そこで、異なるタップ係数を持つフィルタを複数個用意し、これらの中から1つのフィルタを選択してチャンネル推定する方法が提案され、固定タップ係数フィルタより良好な特性が得られることが示されている[6].

本論文では、アンテナダイバーシチ受信を用いる OFDM 受信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. 本方式は、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、第 3 章ではシミュレーションモデルを説明する. 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計算機シミュレーション結果を示す. 2 回目以降の繰り返しチャンネル推定に固定タップ係数フィルタを用いた場合の BER 特性との比較も行っている. 第 5 章はむすびである.

2. 適応予測繰り返しチャンネル推定

繰り返しチャンネル推定の初回では、周波数多重されているパイロットサブキャリアを用いて1次の内挿と外挿によりチャンネル推定する. 2 回目以降では判定帰還・逆変調と適応予測フィルタを用いるチャンネル推定を繰り返して行う. 適応予測フィルタのタップ係数の更新には、逆変調によって得られた瞬时チャンネル利得を参照信号とする正規化 LMS アルゴリズムを用いている.

2.1 動作原理

図 1 にチャンネルの構成を示す. J サブキャリア毎に 1 個のパイロットサブキャリアが挿入されている. ここで、 J をパイロットサブキャリアの挿入間隔と呼ぶ. 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.

OFDM のサブキャリア数を N_c とし、サブキャリアデータ変調には QPSK を用いるものとする. また、受信機では M ブラン antennas ダイバーシチ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、高速フーリエ変換 (FFT) することにより、各サブキャリア成分へ分解し標本化する. 第 n サブキャリアの受信信号標本を $r_m(n)$ で表す. 続いて、以下に示す手順により繰り返し

チャンネル推定を行う.

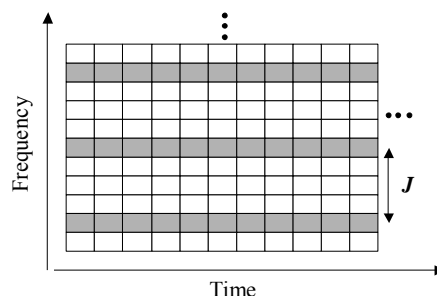


図 1 パイロットサブキャリアの配置

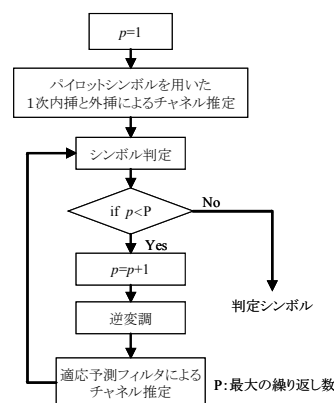


図 2 適応予測繰り返しチャンネル推定のフローチャート

(1) 初回 ($p=1$) のチャンネル推定

初回 ($p=1$) のチャンネル推定では、まず J サブキャリア毎に挿入されているパイロットサブキャリアにおける瞬时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 $1+j0$ とすると、第 i 番目のサブキャリアがパイロットサブキャリアであるものとし、その瞬时チャンネル推定値を $\hat{H}_m(i)$ とすると、次式で与えられる.

$$\hat{H}_m(i) = r_m(i) \quad (1)$$

次に、パイロットサブキャリアの瞬时チャンネル推定値の組み $\{\hat{H}_m(i)\}$ を用いて、2つのパイロットサブキャリアに挟まれるデータサブキャリアに対しては1次の内挿、それ以外は1次の外挿によってチャンネル推定値 $\hat{H}_m^{(1)}(n)$ を求める.

(2) 2 回目以降 ($p>1$) のチャンネル推定

2 回目以降 ($p>1$) のチャンネル推定では、パイロットサブキャリア標本とデータサブキャリア標本を判定帰還・逆変調したものを用いて、適応予測フィルタによりチャンネル利得の再推定を行う. 図 3 は、適応予測フィルタの構造を示している. 第 n サブキャリアにおけるチャンネル推定を考える. 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 $\hat{d}^{(p-1)}(n)$ とする. ここで、 $|\hat{d}^{(p-1)}(n)|=1$ である. これを帰還し、逆変調 (受信信号標本 $r_m(n)$ の変調位相成分を取り除く) を用いて全サブキャリアの瞬时チャンネル利得 $\hat{H}_m^{(p)}(n)$ ($0 \leq n \leq N_c - 1$) を求める. すなわち

$$\hat{H}_m^{(p)}(n) = r_m(n) \hat{d}^{(p-1)*}(n) \quad (2)$$

次に、OFDM サブキャリア群両端 (すなわち, $n=0, N_c-1$) のサブキャリアのチャンネル利得を推定する場合は、逆変調により得られた瞬時チャンネル利得 $\hat{H}_m^{(p)}(n)$ をそのままチャンネル推定値として用いる。サブキャリア群の両端以外のサブキャリアについては、次式のように、チャンネル推定したいサブキャリア点の前後 2α 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。したがって、2 回目以降のチャンネル推定値 $\tilde{H}_m^{(p)}(n)$ は次のように表される。

$$\tilde{H}_m^{(p)}(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sum_{\substack{k=-\alpha \\ k \neq 0}}^{k=\alpha} |w_m(n, k)|} \sum_{\substack{k=-\alpha \\ k \neq 0}}^{k=\alpha} w_m(n, k) \hat{H}_m^{(p)}(n+k) \cdots n \neq 0, N_c-1 \\ \hat{H}_m^{(p)}(n) \cdots n = 0, N_c-1 \end{cases} \quad (3)$$

ここで, $w_m(n, k)$ は適応予測フィルタのタップ係数, α は次式で与えられる。

$$\alpha = \begin{cases} n & \text{if } 1 \leq n \leq K-1 \\ K & \text{if } K \leq n \leq N_c - K - 1 \\ N_c - 1 - n & \text{if } N_c - K \leq n \leq N_c - 2 \end{cases} \quad (4)$$

このようにして得られたチャンネル推定値 $\tilde{H}_m^{(p)}(n)$ を用いて、同期検波、仮シンボル判定を行う。上述の操作を $P-1$ 回繰り返したあと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。

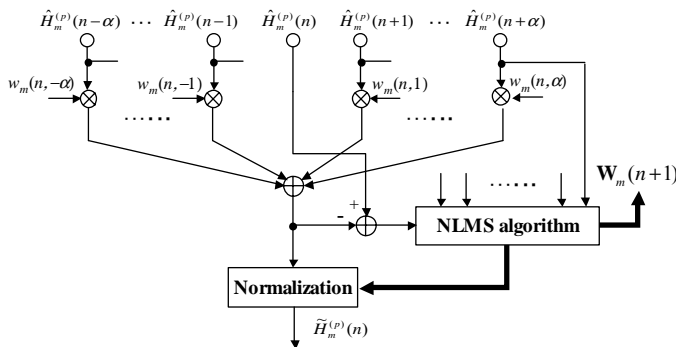


図3 適応予測フィルタの構造

2.2 タップ係数の更新

図3に示すように、推定したいサブキャリアの瞬時チャンネル利得 $\hat{H}_m^{(p)}(n)$ を参照信号とし、正規化 LMS (NLMS) アルゴリズム[9]により適応予測フィルタのタップ係数を更新する。タップ係数更新の様子を図4に示す。1OFDM シンボル内の繰り返しチャンネル推定ループにタップ係数更新を組み込んでいること、図4に示すように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 (エッジ領域) ではタップ係数を更新しないことが特徴である。後者の理由は、式(4)から分かるように、エッジ領域では適応予測フィルタに入力される瞬時チャンネル利得の個数が $2K$ 個以下であるためである。つまり、タップ係数の更新を行う領域は、タップ係数の個数 $2K$ と同数の瞬時チャンネル利得がフィルタに入力される領域 (すなわち $\alpha=K$ となる ($K \leq n \leq N_c - K - 1$) 領域) だけである。したがって、チャンネル推定の繰り返し回数を P とすると、1OFDM シンボルでの更新回数は $(N_c - 2K) \times (P - 1)$ になる。

NLMS アルゴリズムを用いたタップ係数の更新式は次式

のようになる。

$$\begin{cases} \mathbf{W}_m(n+1) = \mathbf{W}_m(n) + \mu \frac{e_m(n)}{\sum_{\substack{k=-K \\ k \neq 0}}^K |\hat{H}_m^{(p)}(n+k)|^2} \mathbf{X}_m^*(n) \\ e_m(n) = \hat{H}_m^{(p)}(n) - \mathbf{W}_m^T(n) \mathbf{X}_m(n) \end{cases} \quad (5)$$

for $K \leq n \leq N_c - 1 - K$

ここで, $e_m(n)$ は推定誤差, μ はステップサイズであり, $\mathbf{W}_m(n)$ および $\mathbf{X}_m(n)$ 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ンネル利得ベクトルである。

$$\begin{cases} \mathbf{W}_m(n) = [w_m(n, -K), \dots, w_m(n, -1), \\ w_m(n, 1), \dots, w_m(n, K)]^T \\ \mathbf{X}_m(n) = [\hat{H}_m^{(p)}(n-K), \dots, \hat{H}_m^{(p)}(n-1), \\ \hat{H}_m^{(p)}(n+1), \dots, \hat{H}_m^{(p)}(n+K)]^T \end{cases} \quad (6)$$

$[\cdot]^T$ は転置, $*$ は複素共役である。

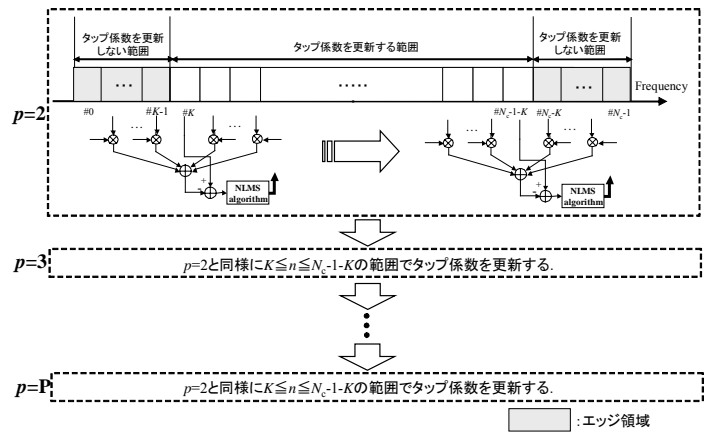


図4 タップ係数の更新方法

もし、仮データ判定値に誤りがなければ、収束後のタップ係数は、各サブキャリアに含まれる雑音が高いに独立なガウス雑音であることから、次式で与えられる (付録参照)。

$$\mathbf{W}_m = \mathbf{W}_{opt} = \left(\mathbf{R}_f + \frac{1}{SNR} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{r}_f \quad (7)$$

しかし、実際には仮データ判定値に誤りが残留するから、タップ係数の収束値は式(7)の周りに分布することになる。

3. シミュレーションモデル

シミュレーションモデルを図5に、シミュレーション条件を表1に示す。

送信側では、2 値の送信データを QPSK シンボル系列に変換した後、 J サブキャリア毎に 1 パイロットサブキャリアを図1のように挿入する。次に、逆高速フーリエ変換 (IFFT) を用いて全てのサブキャリア変調信号を周波数合成する。最後に、ガードインターバルを挿入し送信信号を生成する。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。

送信された信号は、図 6 に示されるような減衰定数 β (dB) で、 L 個の離散パスから構成されるレイリーフェージングチャネルを伝搬し、 M 個の受信アンテナで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。また、伝搬路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 内で複素チャネル利得の時間変化が一定とみなせるものとする。

受信側では、まず受信信号 $r_m(t)$ からガードインターバルを除去した後、高速フーリエ変換(FFT)を用いて各サブキャリア成分へ分解する。第 m 番目のアンテナで受信される第 n サブキャリアの受信信号標本 $r_m(n)$ は次式のように表せる。

$$r_m(n) = \sqrt{2S}d(n)H_m(n) + n_m(n) \quad (8)$$

ここで、 S は 1 サブキャリア当たりの平均受信電力、 $d(n) = \{\exp(j\pi(2q+1)/4); q=0-3\}$ は QPSK 変調シンボルである。また、 $H_m(n)$ はチャネル利得、 $n_m(n)$ は平均 0 で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス雑音である。ここで、 N_0 は相加白色雑音の片側電力スペクトル密度である。

サブキャリアごとに MRC ダイバーシチ合成する。MRC 合成後の第 n サブキャリアの信号成分 $\eta^{(p)}(n)$ は次式のようになる。

$$\eta^{(p)}(n) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} r_m(n) \tilde{H}_m^{(p)*}(n)}{\sum_{m=0}^{M-1} |\tilde{H}_m^{(p)}(n)|^2} \quad (9)$$

ここで、 $\tilde{H}_m^{(p)}(n)$ は第 p 回目の繰り返しチャネル推定値である。最後に、 $\eta^{(p)}(n)$ をシンボル判定する。

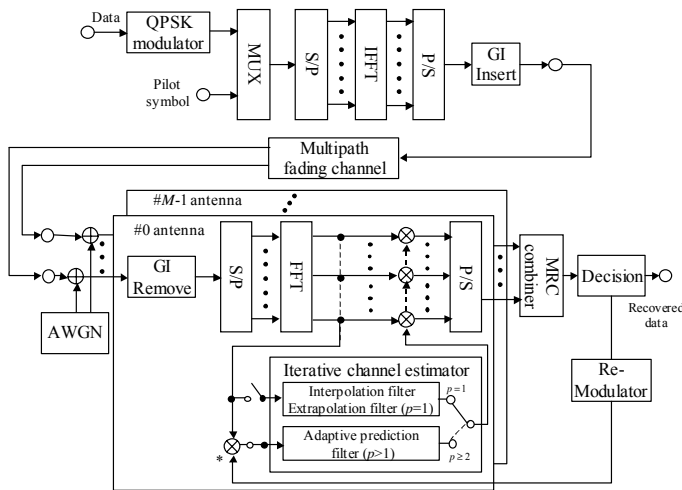


図 5 シミュレーションモデル

表 1 シミュレーション条件

Modulation	QPSK
Number of subcarrier: N_c	256
Guard interval duration: T_g	$T_s/8$
Channel model	Exponential 8-path profile ($L=8$)
Diversity	2-branch antenna diversity ($M=2$)
Number of tap coefficients: $2K$	30

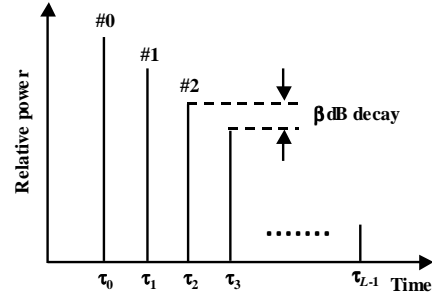


図 6 伝搬路モデル

4. 計算機シミュレーション結果

4.1 収束特性

図 7 は、正規化遅延スプレッド $\tau_{rms}/T_s=0.0161$ 、受信 $E_b/N_0=20$ dB におけるステップサイズ μ をパラメータとしてプロットしたタップ係数の更新回数対正規化平均 2 乗誤差 (NMSE) である。NMSE は $E[|e_m(n)|^2/2S]$ で与えられる。タップ係数ベクトル $\mathbf{W}_m(n)$ の初期値は $w_m(n,k)=1/(2 \times 7) + j0(-7 \leq k \leq 7, k \neq 0)$, $w_m(n,k)=0$ (otherwise) とした。 $\mu=1.0$ とすると収束速度は速いが収束後の NMSE が大きい。一方、 $\mu=10^{-3}$ とすると収束速度が大変遅くなる。 $\mu=10^{-2}$ と 10^{-1} とを比較すると、収束後の NMSE はほぼ同じであるものの $\mu=10^{-1}$ の収束速度が早いので、以後の計算機シミュレーションでは $\mu=10^{-1}$ を用いる。

図 8 は、受信 $E_b/N_0=20$ dB におけるタップ係数の収束値を正規化遅延スプレッド τ_{rms}/T_s をパラメータにしてプロットした図である。横軸はタップ番号、縦軸はタップ係数の実部である。タップ係数は、 $k=0$ を中心に対称な値になるから、図 8 ではタップ番号 $1 \leq k \leq K$ の値を示している。また、式(7)より計算した理論値を比較のためプロットした。理論値に近い値にタップ係数が収束しているのを確認できる。正規化遅延スプレッドが小さい場合は、周波数軸方向で見たチャネル利得の変動が小さいためほぼ同じタップ係数値に収束し、雑音低減に重点を置く平均化フィルタとして動作することが分かる。一方、正規化遅延スプレッド大きい場合は周波数軸方向で見たチャネル利得の変動が大きくなるため、予測フィルタとして動作するように、チャネル推定したいサブキャリアから遠い(近い)サブキャリアのタップは小さい(大きい)値に収束していることが分かる。以上より、適応予測フィルタは伝搬環境の変化に適応するようにタップ係数を更新することが分かる。

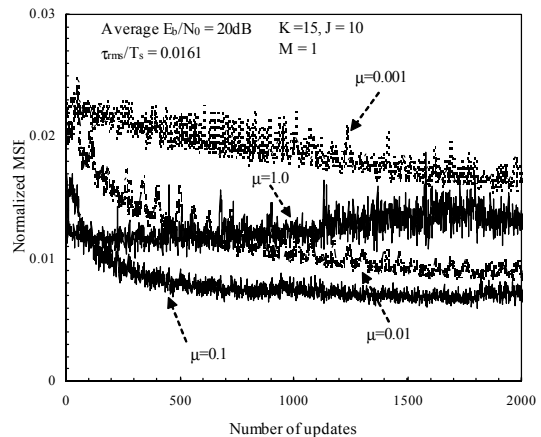


図 7 収束特性

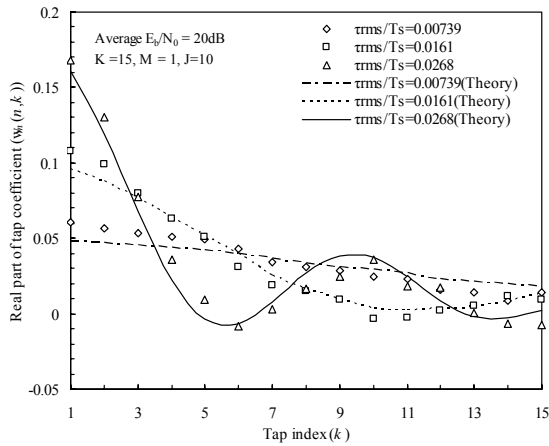


図 8 タップ係数の収束値

4.2 繰り返しチャンネル推定の効果

図 9 は、正規化遅延スプレッド $\tau_{rms}/T_s=0.0267$ 、受信 $E_b/N_0=30\text{dB}$ 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。図 9 中に記されている“Perfect feedback”とは、誤りのない仮判定シンボルを判定帰還する場合 ($\hat{d}^{(p-1)}(n) = d(n)$) に相当している。従って、BER 特性改善の限界値を示している。“Perfect feedback”からの BER 特性の劣化は、仮データ判定値に誤りが含まれるための劣化である。繰り返しチャンネル推定することで BER 特性は改善し、特にダイバーシチ受信を用いた場合の改善効果が大きいことが分かる。これは、ダイバーシチ受信を用いることにより仮判定誤りの影響が小さくなるからである。また、 $P=6$ 回繰り返しで特性の改善は飽和している。以下では繰り返し回数を $P=6$ 回としている。

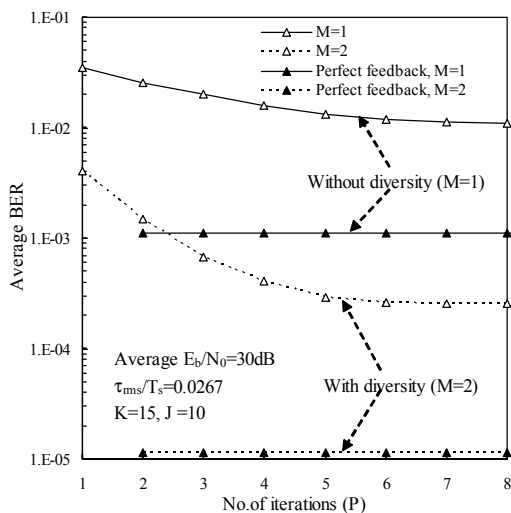


図 9 繰り返しチャンネル推定の効果

4.3 パイロット挿入間隔の影響

図 10 は、受信 $E_b/N_0=30\text{dB}$ 、 $\tau_{rms}/T_s=0.0267$ の時のパイロット挿入間隔 J 対 BER 特性である。図 10 より、パイロット挿入間隔を大きくしていくと、繰り返し推定を用いない場合 ($P=1$)、繰り返し推定を用いる場合 ($P>1$) 両方とも BER 特性は劣化していくが、同じパイロット挿入間隔で BER を比較すると、繰り返しチャンネル推定を用いる方が小さい BER が得られている。従って、繰り返しチャンネル推定を行うことで、同じ BER を得るためのパイロットシンボル数を低減でき、伝送効

率を向上できることが分かる。

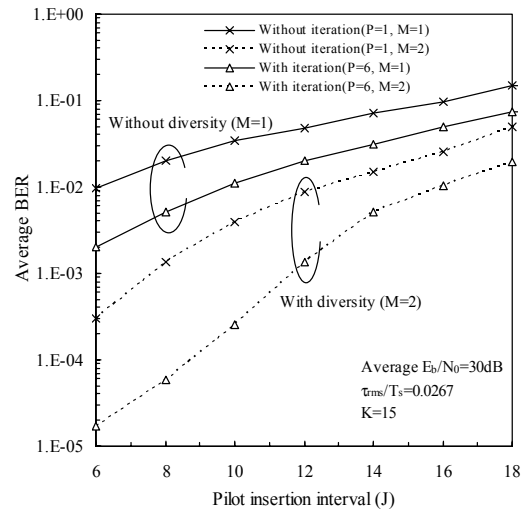
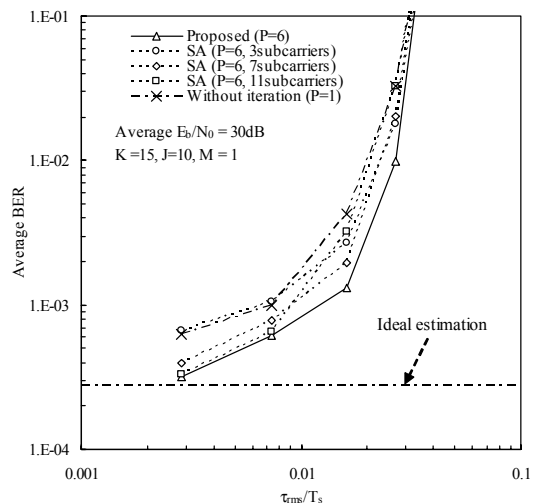


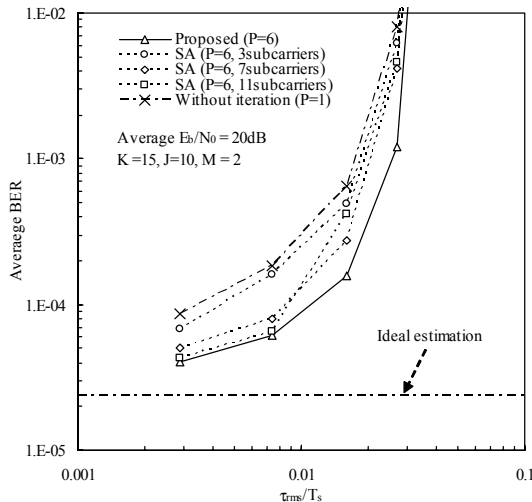
図 10 パイロット挿入間隔 J の影響

4.4 固定タップフィルタとの BER 特性の比較

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[8]を用いた。図 11 は、正規化遅延スプレッド τ_{rms}/T_s の関数としてプロットした BER 特性で、(a)は $M=1$ 、(b)は $M=2$ の場合である。SA を用いた場合は、図 11(a)より、 $\tau_{rms}/T_s \leq 0.00739$ では 11 サブキャリア平均、 $\tau_{rms}/T_s=0.0161$ では 7 サブキャリア平均、 $\tau_{rms}/T_s \geq 0.0267$ では 3 サブキャリア平均が最も優れた BER 特性を示している。すなわち、遅延スプレッドに対して最適平均化フィルタサイズが存在する。しかし、適応予測フィルタを用いれば、遅延スプレッドの大きさにかかわらず常に SA より優れた BER 特性を得られている。これは、図 8 で示した通り、タップ係数値が遅延スプレッドの変化に適応できるためである。図 12 は、 $\tau_{rms}/T_s=0.0161$ における受信 E_b/N_0 対 BER 特性である。SA を用いた場合は、 $E_b/N_0 \leq 45\text{dB}$ の領域では 7 サブキャリア平均が、それ以上の領域では 3 サブキャリア平均が最も優れた BER 特性を示している。一方、提案方式では受信 E_b/N_0 に依存することなく、常に SA より優れた BER 特性が得られている。また、“Perfect feedback”の場合に近い BER 特性になっていることが分かる。



(a) Without diversity ($M=1$)



(b) With diversity(M=2)
図 11 遅延スプレッド対 BER 特性

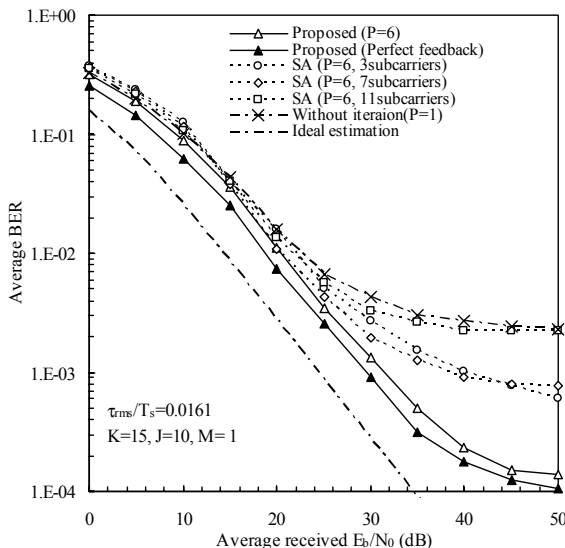


図 12 受信 E_b/N_0 対誤り率特性

5. むすび

OFDM 受信における適応予測繰り返しチャネル推定を提案し、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で明らかにした。本論文で得られた結果をまとめると以下のようになる。

- ① 繰り返し数は 6 回程度で十分である。
- ② 繰り返しチャネル推定を用いれば、同一 BER を得るためのパイロットサブキャリア数を低減でき、伝送効率を向上できる。
- ③ 単純平均化フィルタ(SA)を用いる固定タップの繰り返しチャネル推定より、いずれの遅延スプレッド及び受信 E_b/N_0 においても優れた BER 特性が得られた。

文 献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future -evolving mobile communications systems-, " IEICE Trans. Fundamentals., Vol. E84-A, pp55-60, Jan. 2001.
- [2] H. Atarashi and M. Sawahashi, "Variable spreading factor orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM)," 2001 Third International Workshop on

Multi-Carrier Spread Spectrum (MC-SS 2001) & Related Topics, pp.113-122, Oberpfafenhofen, Germany, Sept. 26-28, 2001.

- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] W. G. Jeon, K. H. Paik, and Y. S. Cho, "An Efficient channel estimation technique for OFDM systems with transmitter diversity," IEICE Trans. Commun., Vol.E84-B, No.4, pp.967-974, April. 2001.
- [8] 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.
- [9] S. Haykin, "Adaptive Filter theory," 3rd edition, Prentice Hall, 1996.

付 録

最適タップ係数は直交原理[9]より次式を満足する。

$$E[(\hat{H}_m^{(p)}(n) - \mathbf{W}_m^T \mathbf{X}_m(n)) \hat{H}_m^{(p)*}(n+q)] = 0 \quad (A1)$$

for all q ($|q| \leq K, q \neq 0$)

判定帰還値が正しいと仮定すると、式(2)は次式で示せる。

$$\begin{cases} \hat{H}_m^{(p)}(n) = \sqrt{2S} H_m(n) + \hat{n}_m(n) \\ \hat{n}_m(n) = n_m(n) \hat{d}^{(p-1)}(n) \end{cases} \quad (A2)$$

ここで、 $\hat{n}_m(n)$ は平均 0 で分散 $2N_0/T_s$ の逆変調された複素ガウス雑音である。式 (A2) を式 (A1) に代入し、 $E[H_m^*(j) \cdot \hat{n}_m(k)] = 0$ (for all j, k), $E[\hat{n}_m^*(j) \cdot \hat{n}_m(k)] = 0$ (for $j \neq k$) を用いて整理し、これをマトリクス表現すると次式が得られる。

$$2S(\mathbf{r}_f - \mathbf{R}_f \mathbf{W}_m) - 2\sigma_n^2 \mathbf{W}_m = 0 \quad (A3)$$

であるから、最適タップ係数ベクトルは次式で与えられることになる。

$$\mathbf{W}_{opt} = \left(\mathbf{R}_f + \frac{1}{SNR} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{r}_f \quad (A4)$$

つまり、最適参照信号 $\sqrt{2S} H_m(n)$ の場合と等しいタップ係数を得られる。ここで、 \mathbf{I} は単位行列、 σ_n^2 は雑音電力を示し、 SNR は S/σ_n^2 である。 \mathbf{R}_f は $R_{f,k} = E[H_m(n+j)H_m^*(n+k)]$ を要素に持つ $2K \times 2K$ の相関行列、 \mathbf{r}_f は $r_f = E[H_m(n)H_m^*(n+j)]$ を要素に持つ $2K \times 1$ の相関ベクトルである。