

既知のトレーニング系列を挿入したシングルキャリアブロック伝送における高速フェージング環境下での最小2乗法による予測を導入したチャンネル推定法

山本 哲矢[†] 安達 文幸[‡]

^{†‡} 東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

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

あらまし 本稿では、既知のトレーニング系列(TS)を周期的に挿入したシングルキャリアブロック伝送(TS-SC伝送)における周波数領域等化(FDE)のための周波数領域チャンネル推定に関する検討を行っている。TS-SC伝送では、ブロック毎に挿入されているTSを利用してチャンネル推定を行うことができるから、チャンネル推定のためにパイロットブロックを送信する必要がない。これまで筆者らは、TS-SC伝送を対象に単純平均型繰り返しチャンネル推定(SA-CE)およびRLSアルゴリズムに基づくチャンネル推定(RLS-CE)を提案した。SA-CEは低速フェージング環境下においてチャンネル推定精度を向上し、理想チャンネル推定の場合に近い優れたビット誤り率(BER)特性を達成できること、また、RLS-CEはフェージング変動が速い場合に、SA-CEよりも優れたBER特性を実現できることを示してきた。しかし、従来のRLS-CEはフェージング変動への追従能力に限界があった。本稿では、フェージング追従能力を更に向上するために最小2乗法による予測を導入したRLS-CEを提案し、2重(時間および周波数)選択性フェージングチャンネルにおける平均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。

キーワード シングルキャリア, 周波数領域等化, 既知系列, チャンネル推定, RLSアルゴリズム, 予測

Study on Frequency-Domain Channel Estimation Using Polynomial Prediction for Training Sequence Inserted Single-Carrier Block Transmission

Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡} Department of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579, JAPAN

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

Abstract In this paper, we study frequency-domain channel estimation scheme for training sequence inserted single-carrier (TS-SC) block transmission using frequency-domain equalization (FDE). In TS-SC block transmission, since the TS can be utilized for channel estimation, no pilot block is needed. Recently, we have proposed a frequency-domain iterative channel estimation with simple averaging filter (SA-CE) for TS-SC block transmission and showed that it improves the channel estimation accuracy and achieves a bit error rate (BER) performance close to the perfect channel estimation in a slow fading environment. More recently, we have proposed an RLS-based frequency-domain channel estimation (RLS-CE) and showed that it provides better BER performance than the SA-CE in a fast fading environment. However, the tracking ability of the conventional RLS-CE is limited. In this paper, we introduce the polynomial prediction to improve the tracking ability. We evaluate the BER performance of TS-SC transmission using polynomial prediction RLS-CE in doubly-selective (time- and frequency-selective) fading channel.

Keyword Single-carrier, frequency-domain equalization, training sequence, channel estimation, RLS algorithm, prediction

1. まえがき

広帯域移動無線チャンネルは、遅延時間の異なる複数の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャンネルであるため、シングルキャリア(SC)伝送では、厳しい符号間干渉が発生し伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いれば、周波数ダイバーシチ効果が得られるので厳しい周波数選択性フェージング

環境下においても優れた伝送特性を実現できる[2-4]。

FDEは、離散フーリエ変換(DFT)を用いて受信信号を直交周波数分解して周波数領域で等化を行うブロック信号処理である。DFTを適用するためには、受信信号ブロックが巡回性を有していないといけないこと、伝搬路を構成する遅延パスによって生じるブロック間干渉を防ぐことが必要であることから、サイクリックプリフィックス(CP)をブロック毎に挿入するCP-SC伝送がこれまで多く検討されてきた[3, 4]。ところで、CP

の代わりに全ブロック共通の既知のトレーニング系列 (TS) をブロック毎に挿入して伝送する TS-SC 伝送を用いることもできる [5-7]. 受信側でデータブロックと TS とを合わせて DFT することで、1 つ前のブロックの TS が現在のブロックの CP の役割を果たすから、CP-SC 伝送と同様に FDE を適用できる.

TS-SC 伝送では、ブロック毎に挿入されている TS を利用してチャネル推定を行うことができるため、CP-SC 伝送のようにチャネル推定のためにパイロットブロックを送信する必要がなく、伝送効率に優れている. また、TS 挿入間隔が短いことから、TS を用いるチャネル推定はフェージング変動への追従能力が高いとされる [5]. 伝搬路の最大遅延時間の 2 倍以上の長さの TS を用いれば ($N_g \geq 2L$), データブロックからの干渉を生じることなくチャネル推定を行うことが可能である [6, 8, 9]. ここで、 N_g は TS 長、 L はパス数である. しかしながら、 $2L$ シンボル長の TS の挿入は伝送効率の低下を招いてしまう.

そこで、筆者らは、 $2L$ シンボル長ではなく、 L シンボル長の TS を用い、受信側で受信 TS の巡回性を確保した上で周波数領域チャネル推定を行う手法を提案した [10, 11]. [10] においては、受信 TS を複数ブロックに渡って単純平均することで、データブロックからの干渉を低減し、かつ判定帰還を導入してチャネル推定と FDE を繰り返して行うことで推定精度を高める単純平均型繰り返しチャネル推定 (SA-CE) を提案した. しかし、SA-CE では、平均化区間に渡ってフェージング変動がないものとしているため、高速フェージング環境下では、ビット誤り率 (BER) 特性が大幅に劣化してしまう. そこで [11] において、フェージング変動への追従能力の高いチャネル推定として RLS アルゴリズムに基づく周波数領域チャネル推定 (RLS-CE) を提案し、フェージング変動が速い場合に、SA-CE よりも優れた BER 特性を実現できることを示した. しかし、受信 TS の巡回性生成の際に、データブロックからの干渉成分を過去 1 つ前ブロックにおけるチャネル推定値を用いてキャンセルしているため、フェージング追従能力に限界があった.

本稿では、RLS-CE のフェージング追従能力を更に向上するために最小 2 乗法による予測を導入した RLS-CE を提案し、2 重 (時間および周波数) 選択性フェージングチャネルにおける平均 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.

本稿の構成は、以下のようになっている. 第 2 章では、FDE を用いる TS-SC 伝送系について述べる. 第 3 章では、最小 2 乗法による予測を導入した RLS-CE について述べる. 第 4 章では、計算機シミュレーションにより提案チャネル推定法を用いた時の平均 BER 特性を明らかにし、第 5 章でまとめる.

2. FDE を用いる TS-SC ブロック伝送

2.1. 信号伝送系

図 1 に FDE を用いる TS-SC 伝送系のシステムモデルを示す. 以降では、シンボル時間 T_s 間隔の離散時間低域等価表現を用いる. 送信機では、送信ビット系列を変調した後、送信シンボル系列を 1 ブロックあたり N_c 個のシンボルからなるブロック系列に変換する. 第

n 番目のデータシンボルブロックをベクトル $\mathbf{d}^{(n)} = [d^{(n)}(0), \dots, d^{(n)}(t), \dots, d^{(n)}(N_c - 1)]^T$ を用いて表す. ここで、 $(\cdot)^T$ は転置操作を表す. その後、 $N_g (\geq L)$ シンボルの TS をブロックの後尾に付加して送信する. 送信ブロック $\mathbf{s}^{(n)} = [s^{(n)}(0), \dots, s^{(n)}(t), \dots, s^{(n)}(N_c + N_g - 1)]^T$ は次式で表される.

$$\mathbf{s}^{(n)} = [\{\mathbf{d}^{(n)}\}^T \quad \mathbf{u}^T]^T \quad (1)$$

ここで、 $\mathbf{u} = [u(0), \dots, u(t), \dots, u(N_g - 1)]^T$ は、TS ベクトルであり、全ブロックで共通の TS を用いる. 図 2 に TS-SC 伝送のブロック構成を示す. TS が CP と同じ働きをするためには、データシンボル数と既知シンボル数を合計したシンボル数を受信側における DFT 長とする必要がある. したがって、TS-SC 伝送の受信側における DFT 長は $N_c + N_g$ である.

送信信号はシンボル時間間隔の L 個の離散パスから構成される周波数選択性ブロックフェージングチャネルを伝搬して受信されるものとする. 受信機では、受信信号ブロックに $N_c + N_g$ ポイント DFT を適用して、受信信号を周波数領域信号に変換する. FDE を行った後、 $N_c + N_g$ ポイント逆 DFT (IDFT) により時間領域に変換し、軟判定値系列を得る. 最後に、これをデータ復調する.

2.2. 受信信号表現

伝搬路のインパルス応答は次式で表わされる.

$$h^{(n)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

ここで、 $h_l^{(n)}$ および τ_l はそれぞれ第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l^{(n)}|^2] = 1$ であるものとしている. 第 n ブロックの受信信号ベクトル $\mathbf{y}^{(n)} = [y^{(n)}(0), \dots, y^{(n)}(t), \dots, y^{(n)}(N_c + N_g - 1)]^T$ は次式のようになる.

$$\mathbf{y}^{(n)} = \sqrt{2S} \mathbf{h}^{(n)} \mathbf{s}^{(n)} + \mathbf{n}^{(n)} \quad (3)$$

ここで、 S は平均受信電力を表す. $\mathbf{h}^{(n)}$ は $(N_c + N_g) \times (N_c + N_g)$ インパルス応答行列であり、次式で与えられる.

$$\mathbf{h}^{(n)} = \begin{bmatrix} h_0^{(n)} & & & & h_{L-1}^{(n)} & \cdots & h_1^{(n)} \\ h_1^{(n)} & h_0^{(n)} & & & \mathbf{0} & & \vdots \\ \vdots & h_1^{(n)} & \ddots & & & & h_{L-1}^{(n)} \\ h_{L-1}^{(n)} & \vdots & \ddots & \ddots & & & \\ & h_{L-1}^{(n)} & & \ddots & \ddots & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & h_{L-1}^{(n)} & \cdots & h_1^{(n)} & h_0^{(n)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

また、 $\mathbf{n}^{(n)} = [n^{(n)}(0), \dots, n^{(n)}(t), \dots, n^{(n)}(N_c + N_g - 1)]^T$ の各要素は零平均で分散 $2N_0/T_s$ の複素ガウス過程であり、 N_0 は加法的白色ガウス雑音 (AWGN) の片側電力スペクトル密度である.

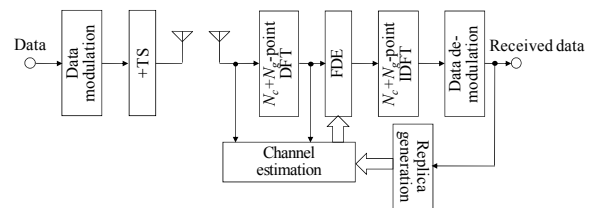


図 1 FDE を用いる TS-SC 伝送系

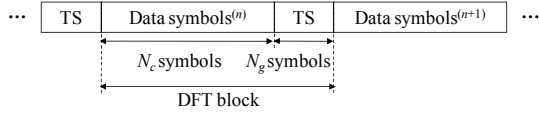


図2 送信ブロック構成

2.3. MMSE-FDE

受信機では、 N_c+N_g ポイントの DFT により受信信号を周波数領域信号へと変換する．周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{Y}^{(n)}=[Y^{(n)}(0), \dots, Y^{(n)}(k), \dots, Y^{(n)}(N_c+N_g-1)]^T$ は次式で表わされる．

$$\mathbf{Y}^{(n)} = \mathbf{F}_{N_c+N_g} \mathbf{y}^{(n)} = \mathbf{H}^{(n)} \mathbf{S}^{(n)} + \mathbf{N}^{(n)} \quad (5)$$

ここで、 \mathbf{F}_K は次式で表わされる $K \times K$ DFT 行列である．

$$\mathbf{F}_K = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (K-1)}{K}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(K-1) \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(K-1) \times (K-1)}{K}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$\mathbf{S}^{(n)}=[S^{(n)}(0), \dots, S^{(n)}(k), \dots, S^{(n)}(N_c+N_g-1)]^T = \mathbf{F}_{N_c+N_g} \mathbf{s}^{(n)}$ は、周波数領域送信信号ベクトル、 $\mathbf{N}^{(n)}=[N^{(n)}(0), \dots, N^{(n)}(k), \dots, N^{(n)}(N_c+N_g-1)]^T = \mathbf{F}_{N_c+N_g} \mathbf{n}^{(n)}$ は、周波数領域雑音ベクトル、および $\mathbf{H}^{(n)} = \sqrt{2S} \mathbf{F}_{N_c+N_g} \mathbf{h}^{(n)} \mathbf{F}_{N_c+N_g}^H$ は、チャネル利得行列である．ただし、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置操作を表す． $\mathbf{h}^{(n)}$ は巡回行列であるから、チャネル利得行列は対角行列であり、その第 k 対角要素は次式で与えられる．

$$H^{(n)}(k) = \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c+N_g}\right) \quad (7)$$

FDE は、次式のように行われる．

$$\hat{\mathbf{Y}}^{(n)} = \mathbf{W}^{(n)} \mathbf{Y}^{(n)} \quad (8)$$

ここで、 $\mathbf{W}^{(n)} = \text{diag}[W^{(n)}(0), \dots, W^{(n)}(k), \dots, W^{(n)}(N_c+N_g-1)]$ は、MMSE-FDE 重み行列であり、第 k 対角要素は次式で与えられる[3]．

$$W^{(n)}(k) = \frac{\{\tilde{H}^{(n)}(k)\}^*}{|\tilde{H}^{(n)}(k)|^2 + 2\tilde{\nu}} \quad (9)$$

ここで、 $\tilde{H}^{(n)}(k)$ はチャネル利得の推定値、 $\tilde{\nu}$ は雑音電力の推定値である．また、 $(\cdot)^*$ は、複素共役を表す．本稿では、 $\tilde{H}^{(n)}(k)$ を次節で述べる最小 2 乗法による予測を導入した RLS-CE により推定し、 $\tilde{\nu}$ は文献[12]の方法により推定する．

$\hat{\mathbf{Y}}^{(n)}$ に対し N_c+N_g ポイント IDFT を適用して時間領域シンボル系列 $\hat{\mathbf{s}}^{(n)}$ に変換し、軟判定値系列 $\hat{\mathbf{d}}^{(n)} = [\hat{s}^{(n)}(0), \dots, \hat{s}^{(n)}(t), \dots, \hat{s}^{(n)}(N_c-1)]^T$ を得る．

3. 最小 2 乗法による予測を導入した RLS-CE

3.1. RLS-CE

まず、次式のように受信ブロック $\mathbf{y}^{(n)}$ の後尾 N_g シンボルと先頭 $L-1$ シンボルを用いることで受信 TS の巡回性を生成する[10-11, 13]．

$$\tilde{\mathbf{y}}^{(n)}(t) = \begin{cases} y^{(n)}(t) + y^{(n)}(t+N_c) - \bar{r}^{(n)}(t) - \bar{r}^{(n)}(t+N_c) & t=0 \sim L-2 \\ y^{(n)}(t+N_c) & t=L-1 \sim N_g-1 \end{cases}$$

ここで、 $\bar{r}^{(n)}(t)$ 、 $t=0 \sim N_c+N_g-1$ は次式で与えられるデータブロックからの干渉レプリカである．

$$\bar{r}^{(n)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_l^{(n)} \bar{d}^{(n)}(t-\tau_l) \quad (10)$$

$\hat{h}_l^{(n)}$ は RLS-CE によって既に得られている過去 M_B ブロック(第 $(n-M_B) \sim (n-1)$ ブロック)のチャネル推定値を用いて最小 2 乗法により予測した第 n ブロックのチャネル推定値から得られる第 l パスの複素パス利得の推定値、 $\bar{d}^{(n)}(t)$ はそのチャネル推定値を用いて仮判定したデータシンボルである(最小 2 乗法による予測については、次節(3.2 節)で述べる)．予測を用いない従来法の場合は、過去 1 つ前ブロックにおけるチャネル推定値を利用する．式(10)は、ベクトル表記で次式のように書き表せる．

$$\tilde{\mathbf{y}}^{(n)} = \sqrt{2S} \mathbf{h}_{N_g}^{(n)} \mathbf{u} + \tilde{\mathbf{n}}^{(n)} \quad (12)$$

ここで、 $\mathbf{h}_{N_g}^{(n)}$ は $N_g \times N_g$ チャネルのインパルス応答行列であり、巡回行列となる．第 2 項は、残留干渉成分である．

$\tilde{\mathbf{y}}^{(n)}$ に N_g ポイント DFT を適用し、周波数領域信号 $\tilde{\mathbf{Y}}^{(n)} = [\tilde{Y}^{(n)}(0), \dots, \tilde{Y}^{(n)}(q), \dots, \tilde{Y}^{(n)}(N_g-1)]^T$ に変換する．周波数領域信号 $\tilde{\mathbf{Y}}^{(n)}$ は次式で表される．

$$\tilde{\mathbf{Y}}^{(n)} = \sqrt{2S} \mathbf{H}_{N_g}^{(n)} \mathbf{U} + \mathbf{F}_{N_g} \mathbf{i}^{(n)} + \mathbf{F}_{N_g} \tilde{\mathbf{n}}^{(n)} \quad (13)$$

ここで、 $\mathbf{U}=[U(0), \dots, U(q), \dots, U(N_g-1)]^T = \mathbf{F}_{N_g} \mathbf{u}$ は TS の周波数成分、 $\mathbf{H}_{N_g}^{(n)} = \sqrt{2S} \mathbf{F}_{N_g} \mathbf{h}_{N_g}^{(n)} \mathbf{F}_{N_g}^H$ は、チャネル利得行列である． $\mathbf{H}_{N_g}^{(n)}$ の第 q 対角要素は次式で与えられる．

$$H^{(n)}\left(\frac{N_c+N_g}{N_g}q\right) = \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \exp\left(-j2\pi \left(\frac{N_c+N_g}{N_g}q\right) \frac{\tau_l}{N_c+N_g}\right) \quad (14)$$

RLS-CE では、第 n ブロックにおける受信 TS の巡回性を生成した受信信号(式(13))および過去の周波数領域受信信号ブロック(式(5))を用いて、直交周波数成分毎に RLS アルゴリズムに基づくチャネル推定を行う．第 k 直交周波数成分における評価関数は次式のようになる[14]．

$$\varepsilon^{(n)}(k) = e_1^{(n)}(k) + \sum_{i=0}^{n-1} \beta^{n-i} |e_2^{(i)}(k)|^2 \quad (15)$$

ここで、 $e_1^{(n)}(k)$ および $e_2^{(i)}(k)$ は次式で表される．

$$e_1^{(n)}(k) = \begin{cases} \tilde{Y}^{(n)}(q) - \tilde{H}^{(n)}(k)U(q) \\ k = \frac{N_c+N_g}{N_g}q, q=0 \sim N_g-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

$$e_2^{(i)}(k) = Y^{(i)}(k) - \tilde{H}^{(i)}(k)S^{(i)}(k) \quad (17)$$

また、 $\beta(0 < \beta < 1)$ は忘却係数である．チャネル推定値は、 $\varepsilon^{(n)}(k)$ を最小にする点である(つまり、 $\partial \varepsilon^{(n)}(k) / \partial \tilde{H}^{(n)}(k) = 0$ を与える $\tilde{H}^{(n)}(k)$ が第 n ブロック受信時点のチャネル推定値)．したがって、 $\tilde{H}^{(n)}(k)$ は次式のように与えられる．

$$\tilde{H}^{(n)}(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{Y}^{(i)}(q)U^*(q) + \beta Z^{(n-1)}\left(\frac{N_c + N_g}{N_g}q\right)}{|U(q)|^2 + \beta \Phi^{(n-1)}\left(\frac{N_c + N_g}{N_g}q\right)} & \text{if } k = \frac{N_c + N_g}{N_g}q, q = 0 \sim N_g - 1 \\ \frac{Z^{(n-1)}(k)}{\Phi^{(n-1)}(k)} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (18)$$

ここで,

$$\begin{cases} Z^{(n)}(k) = \sum_{i=0}^n \beta^{n-i} Y^{(i)}(k) \{S^{(i)}(k)\}^* \\ \Phi^{(n)}(k) = \sum_{i=0}^n \beta^{n-i} |S^{(i)}(k)|^2 \end{cases} \quad (19)$$

である。\$Z^{(n)}(k)\$および\$\Phi^{(n)}(k)\$は次式のような更新式により逐次的に得ることができる。

$$\begin{cases} Z^{(n)}(k) = \beta Z^{(n-1)}(k) + Y^{(n)}(k) \{S^{(n)}(k)\}^* \\ \Phi^{(n)}(k) = \beta \Phi^{(n-1)}(k) + |S^{(n)}(k)|^2 \end{cases} \quad (20)$$

なお、初期値は次式で与えられる。

$$\begin{cases} Z^{(0)}(k) = Y^{(0)}(k) \{S^{(0)}(k)\}^* \\ \Phi^{(0)}(k) = |S^{(0)}(k)|^2 \end{cases} \quad (21)$$

式(18)-(21)から分かるように第 \$n(n \ge 1)\$ブロックにおける RLS-CE では、第 \$0 \sim (n-1)\$ブロックの送信シンボルブロックのレプリカが必要である。送信シンボルブロックのレプリカは、以下のように求める。第 \$n\$ブロックの FDE 後の軟判定値系列を用いて対数尤度比(LLR)を求め、得られた LLR 系列から軟判定シンボルレプリカを求める[15]。これと TS を用いて送信ブロックレプリカを生成し、送信ブロックレプリカに \$N_c + N_g\$ポイント DFT を適用することにより送信シンボルブロックのレプリカの周波数成分 \$\{\hat{S}^{(n)}(k); k=0 \sim N_c + N_g + 1\}\$を得る。次に、次式のように \$Z_2^{(n)}(k)\$および \$\Phi_2^{(n)}(k)\$を更新する。

$$\begin{cases} Z^{(n)}(k) = \beta Z^{(n-1)}(k) + Y^{(n)}(k) \{\hat{S}^{(n)}(k)\}^* \\ \Phi^{(n)}(k) = \beta \Phi^{(n-1)}(k) + |\hat{S}^{(n)}(k)|^2 \end{cases} \quad (22)$$

第 \$n+1\$ブロックでは、式(22)で求めた \$Z^{(n)}(k)\$および \$\Phi^{(n)}(k)\$を用いて、チャンネル推定を行う。

最後に、遅延時間領域窓関数法[16]により雑音およびデータブロックからの残留干渉の影響を低減する。式(18)により得られた \$\{\tilde{H}^{(n)}(k); k=0 \sim N_c + N_g - 1\}\$に \$N_c + N_g\$ポイント IDFT を適用してチャンネルインパルス応答推定値 \$\{\tilde{h}^{(n)}(\tau); \tau=0 \sim N_c + N_g - 1\}\$を得る。真のチャンネルインパルス応答は TS 長内に収まっているが、雑音およびデータブロックからの残留干渉成分は全遅延時間帯域に渡って一様に分布している。そこで、\$\tau=N_g \sim N_c + N_g - 1\$を 0 に置き換えたインパルス応答に \$N_c + N_g\$ポイント DFT を適用することで、雑音を低減したチャンネル利得推定値を得る。

3.2. 最小 2 乗法による予測の導入

従来の RLS-CE では、受信 TS の巡回性生成の際に、データブロックからの干渉成分を過去 1 つ前ブロックにおけるチャンネル推定値を用いてキャンセルしている。また、式(18)により推定されるチャンネル利得において、

第 \$n\$ブロックの TS を用いて推定できるのは、周波数 \$k=q(N_c + N_g)/N_g, q=0 \sim N_g - 1\$の \$N_g\$個の成分のみであり、残りの周波数成分は、第 \$n-1\$ブロック受信時点のチャンネル推定値 \$Z^{(n-1)}(k)/\Phi^{(n-1)}(k) = \tilde{H}^{(n-1)}(k)\$である。したがって、フェージング変動が非常に速い場合、追従能力が劣化してしまう。

一方、統計的性質を持つチャンネル推定値を受信機のメモリに蓄えている場合、それらのチャンネル推定値から次のブロックのチャンネル利得を求めるチャンネル予測を用いることができる。本稿では、最小 2 乗法により、RLS-CE によって既に得られている \$M_B\$ブロックのチャンネル推定値 \$Z^{(m)}(k)/\Phi^{(m)}(k) = \tilde{H}^{(m)}(k), m=(n-M_B) \sim (n-1)\$を用いて、第 \$n\$ブロックの受信 TS の巡回性生成および RLS アルゴリズムに用いるチャンネル利得を予測する。最小 2 乗法によりチャンネルの多項式近似曲線を求め、第 \$n\$ブロックにおける多項式近似曲線上の値が、第 \$n\$ブロックのチャンネルの予測値となる。図 3 に正規化最大ドップラー周波数 \$f_D T_s = 3.0 \times 10^{-4}\$の時のチャンネル利得の第 0 周波数成分の実部 \$\text{Re}[H^{(n)}(0)]\$の時間変動の一例を示す(搬送波周波数 2GHz で、帯域幅が 5MHz の場合 \$f_D T_s = 3 \times 10^{-4}\$は移動速度 810km/h に相当)。図 3 より、高速フェージングであっても、32 ブロック程度の範囲であれば、チャンネルは高々 2 次多項式で表すことができる。したがって、予測に用いるブロック数 \$M_B\$を多くても 32 ブロックと想定すると、チャンネルは多項式で近似してよいと言える。

最小 2 乗法による予測では、次式のような評価関数を用いる[14]。

$$g^{(n)}(k) = \sum_{m=1}^{M_B} |\hat{H}^{(n-m)}(k) - \tilde{H}^{(n-m)}(k)| \quad (23)$$

ここで、\$\{\hat{H}^{(n-m)}(k); m=1 \sim M_B - 1\}\$は次式のように \$N_i\$次多項式で近似したチャンネル利得である。

$$\hat{H}^{(n-m)}(k) = \sum_{i=0}^{N_i} a_i(k) \cdot (n-m)^i \quad (24)$$

ここで、\$\{a_i(k); i=0 \sim N_i\}\$は多項式の係数である。\$\{a_i(k); i=0 \sim N_i\}\$は、評価関数 \$g^{(n)}(k)\$を最小とする値であり(つまり、\$\partial g^{(n)}(k)/\partial a_i(k) = 0\$を満たす)、次式で与えられる(導出略)。

$$\begin{bmatrix} a_0(k) \\ a_1(k) \\ \vdots \\ a_{N_i}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^{M_B} H^{(n-m)}(k) \\ \sum_{m=1}^{M_B} (n-m) H^{(n-m)}(k) \\ \vdots \\ \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{N_i} H^{(n-m)}(k) \end{bmatrix} \quad (25)$$

ただし、

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} M_B & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m) & \cdots & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{N_i} \\ \sum_{m=1}^{M_B} (n-m) & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^2 & \cdots & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{N_i+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{N_i} & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{N_i+1} & \cdots & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{2N_i} \end{bmatrix} \quad (26)$$

である。

最小 2 乗法による予測値 $\hat{H}^{(n)}(k)$ は、式(25)から求められる多項式の係数 $\{a_i(k); i=0 \sim N_i\}$ を用いて、次式で与えられる。

$$\hat{H}^{(n)}(k) = \sum_{i=0}^{N_i} a_i(k) \cdot n^i \quad (27)$$

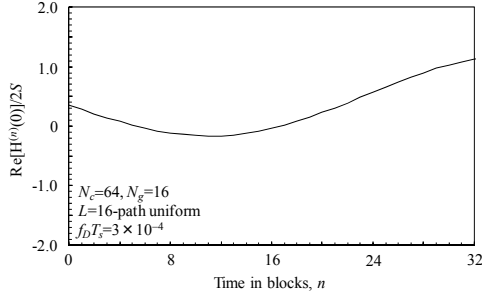


図 3 フェージングの時間変動

4. 計算機シミュレーション

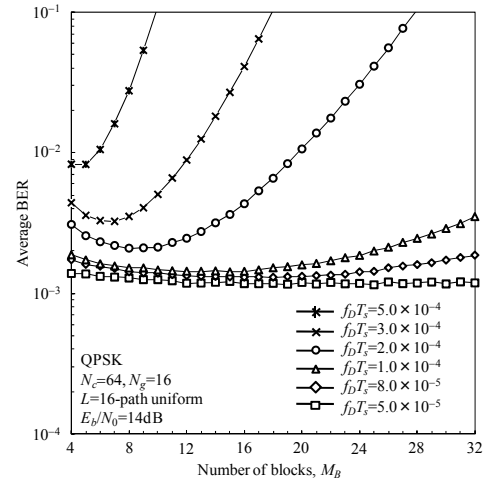
QPSK データ変調, データシンボル数は $N_c=64$ とし, TS 長は $N_g=16$ シンボルとした. TS には, Chu 系列[17]を用いた. 伝搬路は, $L=16$ パスで等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性レイリーフェージングを仮定した.

4.1. 予測に用いるブロック数の影響

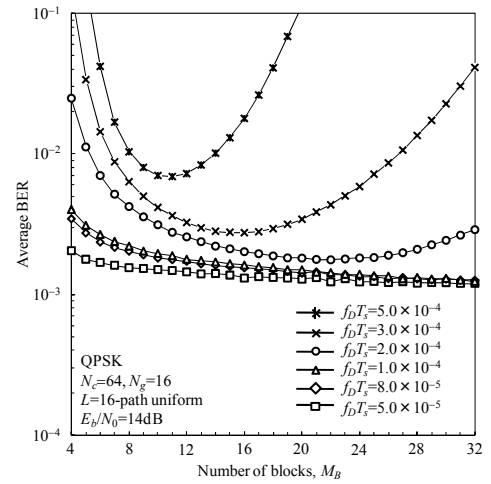
図 4 に最小 2 乗法による予測を導入した RLS-CE における $f_D T_s$ をパラメータとして表したときの予測に用いるブロック数 M_B 対平均 BER 特性を示す. 1 ビットあたりの平均信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比 (E_b/N_0)=14dB としている. また, RLS アルゴリズムの忘却係数 β は各 $f_D T_s$ 毎に計算機シミュレーションにより得られた最適な β を用いて特性評価を行っている. 図 4 より平均 BER を最小とする最適な M_B の値は $f_D T_s$ の値によって異なる. M_B を大きくするほど雑音およびデータブロックからの残留干渉の平均化効果を高めてそれらの影響をより低減できるものの, フェージング追従能力は劣化してしまう. このため, $f_D T_s$ が小さくなるほど M_B の最適値は大きくなり, $f_D T_s$ が大きくなるほど M_B の最適値は小さくなる. また, 多項式の次数が高くなるほど M_B の最適値が大きくなっている. 例えば, $f_D T_s=3.0 \times 10^{-4}$ において, 平均 BER を最小とするブロック数 M_B の値は, $N_i=1$ のとき $M_B=7$, $N_i=2$ のとき $M_B=15$ である. 以降では, 各 $f_D T_s$ 毎に計算機シミュレーションにより得られた最適な M_B を用いて特性評価を行っている.

4.2. 平均 BER 特性

図 5 に, $f_D T_s=1.0 \times 10^{-4}$ および $f_D T_s=3.0 \times 10^{-4}$ の場合について, 最小 2 乗法による予測を導入した RLS-CE を用いた時の平均 BER 特性を示す. また, 比較のため, 先に提案した予測を用いない RLS-CE および SA-CE (平均化ブロック数 $N_B=8$ および繰り返し回数 $I=3$) の特性も示している. 最小 2 乗法による予測を導入した RLS-CE は, 予測を用いない RLS-CE および SA-CE に比べて優れた BER 特性が得られる. また, 多項式の次数が高いほど優れた BER 特性を実現できる.



(a) $N_i=1$



(b) $N_i=2$

図 4 予測に用いるブロック数の影響

図 6 に $f_D T_s$ 対平均 BER 特性を示す. $E_b/N_0=14$ dB としている. 最小 2 乗法による予測を導入した RLS-CE は, 予測を用いない RLS-CE および SA-CE より, 高速フェージング環境下において大幅に特性を改善することができる. また, $f_D T_s$ が大きくなると, 多項式の次数が低い場合特性が劣化する. これは, フェージングの変動が大きくなり多項式近似の誤差が大きくなるためである.

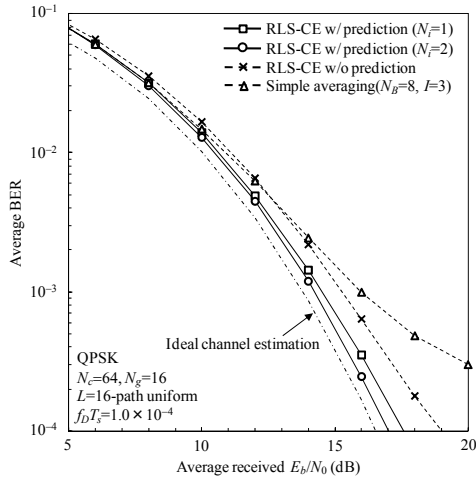
演算量については, 最小 2 乗法による予測を導入した RLS-CE の演算量は $N_i=1$ および 2 の時, 予測を用いない RLS-CE の約 1.1 倍および 1.4 倍である. 一方, SA-CE ($N_B=8$ および $I=3$) の 73% および 94% 程度である ($f_D T_s=1.0 \times 10^{-4}$ の場合).

5. むすび

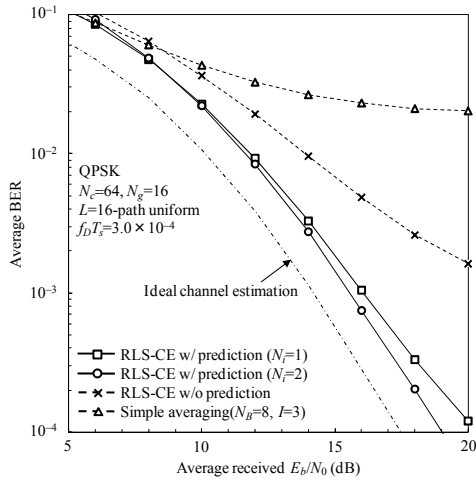
本稿では, FDE を用いる TS-SC 伝送を対象に, フェージング変動への追従能力に優れた最小 2 乗法による予測を導入した RLS-CE を提案し, 2 重選択性フェージングチャネルにおける平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした. 提案チャネル推定法は, 高速フェージング環境下において, 先に提案した予測を用いない RLS-CE および SA-CE に比べ優れた BER 特性を実現できることを示した.

文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.40, No.4, pp.58-66, Apr. 2002.
- [3] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicarrier DS-SS using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Lett.*, Vol.39, No.2, pp.239-241, Jan. 2003.
- [4] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmissions in a wireless channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E92-B, No.9, pp.2789-2808, Sept. 2009.
- [5] L. Deneire, B. Gyselinckx, and M. Engels, "Training sequence versus cyclic prefix - a new look on single carrier communication," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.5, No.7, pp.292-294, July 2001.
- [6] J. Coon, M. Sandell, M. Beach, and J. McGeehan, "Channel and noise variance estimation and tracking algorithms for unique-word based single-carrier systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.5, No.6, pp.1488-1496, June 2006.
- [7] F. Adachi, T. Obara, and T. Yamamoto, "Capacity and BER performance considerations on single-carrier frequency-domain equalization," *Proc. The 8th International Conference on Information, Communications, and Signal Processing (ICICS2011)*, Dec. 2011.
- [8] K. Kambara, H. Nishimoto, T. Nishimura, T. Ohgane, and Y. Ogawa, "Subblock processing for frequency-domain turbo equalization under fast fading environments," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E92-B, No.5, pp. 1466-1474, May 2009.
- [9] Y. Hou and T. Hase, "Improvement on the channel estimation of pilot cyclic prefixed single carrier (PCP-SC) system," *IEEE Signal Processing Lett.*, Vol.16, No.8, pp.719-722, Aug. 2009.
- [10] T. Yamamoto and F. Adachi, "2-step frequency-domain channel estimation for training sequence inserted single-carrier block transmission," *Proc. IEEE 76th Vehicular Technology Conference (VTC2012-Fall)*, Sept. 2012.
- [11] 山本哲矢, 安達文幸, "既知のトレーニング系列を挿入したシングルキャリアブロック伝送における RLS アルゴリズムを用いるチャンネル推定," *信学技報*, RCS2012-153, pp.161-166, 2012年10月
- [12] K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain MMSE channel estimation for frequency-domain equalization of DS-CDMA signals," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E90-B, No.7, pp.1746-1753, July 2007.
- [13] H. Lee, Y. Lee, and H. Park, "An efficient CP compensation for SC-FDE with insufficient CP symbols," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.14, No.6, pp.548-550, June 2010.
- [14] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-hall, 1991.
- [15] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-CDMA downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E89-B, No.12, pp.3335-3343, Dec. 2006.
- [16] J. J. de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference (VTC)*, Vol.2, pp.815-819, July 1995.
- [17] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.18, No.4, pp.531-532, July 1972.



(a) $f_D T_s = 1.0 \times 10^{-4}$



(b) $f_D T_s = 3.0 \times 10^{-4}$

図 5 平均 BER 特性

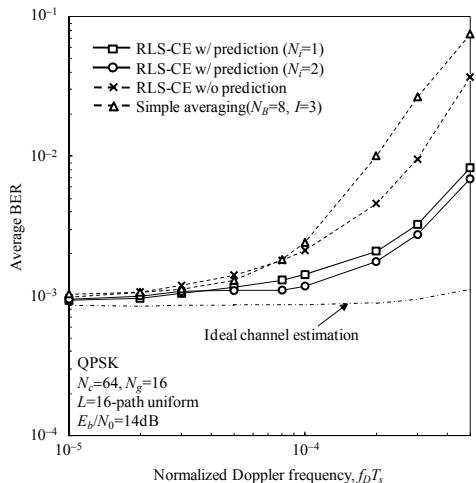


図 6 フェージング変動の影響