

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

山本 哲矢[†] 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 伝送を対象に最尤推定に基づく 2 ステップ周波数領域繰り返しチャンネル推定(2 ステップ CE)を提案してきた。2 ステップ CE は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を示してきた。しかし、2 ステップ CE はフェージング変動への追従能力が問題となる。本稿では、RLS アルゴリズムに基づく周波数領域チャンネル推定を提案し、2 重(時間及び周波数)選択性フェージングチャンネルにおける BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。また、先に提案した 2 ステップ CE と比較している。

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

RLS-based Channel Estimation for Training Sequence Inserted Single-carrier Block Transmission

Tetsuya YAMAMOTO[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

^{†‡}Dept. of Electrical and Communication 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 channel estimation schemes 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 2-step frequency-domain iterative channel estimation (2-step CE) for TS-SC block transmission. We showed that it improves the channel estimation accuracy and achieves a bit error rate (BER) performance close to the perfect channel estimation. However, the tracking ability is a problem in 2-step CE. In this paper, we propose RLS-based frequency-domain channel estimation schemes and evaluate by computer simulation the BER performance of TS-SC block transmission with FDE in doubly-selective (time- and frequency-selective) fading channel. The comparison between the proposed RLS-based channel estimation schemes and the previously proposed 2-step CE is also presented.

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

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(ISI)が発生し伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-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(ICI)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から、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を用いる2ステップ周波数領域繰り返しチャネル推定(2ステップCE)を提案した[10]。2ステップCEでは、第1ステップにおいて受信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い、第2ステップにおいては、仮判定データシンボル系列およびTSを用いた最尤チャネル推定[11]とFDEを繰り返して行い、推定精度をさらに高めている。データブロックからの干渉が生じることから、複数のブロックにわたってチャネル推定値を時間的に平均化することでチャネル推定精度を向上しなければならない。しかし、平均化のためのブロックを増やし過ぎるとフェージング変動への追従能力が低下してしまう。平均化のためのブロック数を少なくし、第2ステップにおける繰り返し回数を多くすることでフェージング変動への追従能力を向上できるが受信機の演算量の増加を伴う。

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アルゴリズムを用いる手法が知られている[6,12-13]。本稿では、TS-SC伝送を対象に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、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。また、BER特性および演算量を先に提案した2ステップCEと比較している。

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、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、 $(\cdot)^T$ は転置操作を表わす。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。第 n 番目の送信ブロック $\mathbf{s}^{(n)}=[s^{(n)}(0), \dots, s^{(n)}(t), \dots, s^{(n)}(N_c+N_g-1)]^T$ 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。

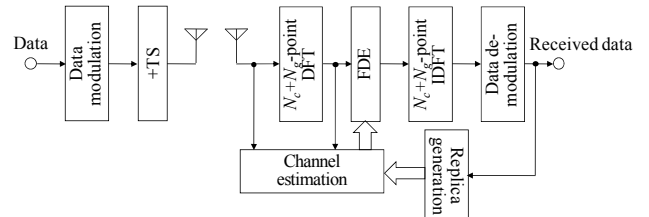


図1 FDEを用いるTS-SC伝送系

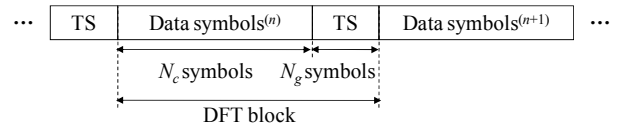


図2 送信ブロック構成

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。

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

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。

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。

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

MMSE-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 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 RLS-CE により推定し、 $\tilde{\nu}$ は文献 [14] 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. RLS アルゴリズムを用いる周波数領域チャネル推定

本稿では、2 種類の RLS-CE (RLS-CE Type 1 および Type 2) を提案する。どちらも先に提案した 2 ステップ CE [10] の第 1 ステップにおける処理と同様に受信 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。このとき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た仮判定結果によりキャンセルしている。Type 1 では、TS のみを利用してチャネル推定を行う。一方、Type 2 では、過去の検出済みデータシンボルも利用しチャネル推定を行う。

3.1. RLS-CE Type 1

3.1.1. TS の巡回性の生成

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, 15]。

$$\tilde{\mathbf{y}}^{(n)}(t) = \begin{cases} y^{(n)}(t) + y^{(n)}(t+N_c) - \bar{r}^{(n)}(t) - \bar{r}^{(n)}(t+N_c) & t=0 \sim L-2 \\ y^{(n)}(t+N_c) & t=L-1 \sim N_g-1 \end{cases} \quad (10)$$

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。

$$\bar{r}^{(n)}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}_l^{(n-1)} \bar{d}^{(n)}(t-\tau_l) \quad (11)$$

$\tilde{h}_l^{(n-1)}$ は過去 1 つ前のブロックにおけるチャネル推定で得られる第 l パスの複素パス利得の推定値、 $\bar{d}^{(n)}(t)$ は過去 1 つ前のブロックにおける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。式 (10) は、ベクトル表記で次式のように書き表せる。

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

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。

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

3.1.2. RLS アルゴリズム

式 (13) で与えられる受信 TS の巡回性を生成した受信信号を用いて、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 q 直交周波数成分における評価関数は次式のようなになる [16]。

$$\varepsilon^{(n)}(q) = \sum_{i=1}^n \beta^{n-i} |e^{(i)}(q)|^2 \quad (15)$$

ここで、 $e^{(i)}(q)$ は次式で表される。

$$e^{(i)}(q) = \tilde{Y}^{(i)}(q) - \hat{H}^{(n)}(q(N_c+N_g)/N_g) U(q) \quad (16)$$

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

$$\hat{H}^{(n)}(q(N_c+N_g)/N_g) = (1/\Phi_1^{(n)}) \mathcal{Z}_1^{(n)}(q) \quad (17)$$

ここで、

$$\begin{cases} Z_1^{(n)}(q) = \sum_{i=1}^n \beta^{n-i} \frac{\tilde{Y}^{(i)}(q)U^*(q)}{|U(q)|^2} \\ \Phi_1^{(n)} = \sum_{i=1}^n \beta^{n-i} \end{cases} \quad (18)$$

である。\$Z_1^{(n)}(q)\$ および \$\Phi_1^{(n)}\$ 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。

$$\begin{cases} Z_1^{(n)}(q) = \beta Z_1^{(n-1)}(q) + \frac{\tilde{Y}^{(n)}(q)U^*(q)}{|U(q)|^2} \\ \Phi_1^{(n)} = \beta \Phi_1^{(n-1)} + 1 \end{cases} \quad (19)$$

なお、初期値は次式で与えられる。

$$\begin{cases} Z_1^{(0)}(q) = \frac{\tilde{Y}^{(0)}(q)U^*(q)}{|U(q)|^2} \\ \Phi_1^{(0)} = 1 \end{cases} \quad (20)$$

3.1.3. 遅延時間領域窓関数による補間

式(17)により推定されるチャネル利得は周波数 \$k=q(N_c+N_g)/N_g, q=0\sim N_g-1\$, の \$N_g\$ 個の成分のみであるため、周波数領域補間を行い FDE に必要な \$N_c+N_g\$ 個のチャネル利得推定値を得る。本稿では、遅延時間領域窓関数法 [17] により、周波数領域補間を行う。まず、\$\{\hat{H}^{(n)}(q(N_c+N_g)/N_g); q=0\sim N_g-1\}\$ に \$N_g\$ ポイント IDFT を適用してチャネルインパルス応答推定値 \$\{\hat{h}^{(n)}(\tau); \tau=0\sim N_g-1\}\$ を得る。次に、次式のように \$\{\hat{h}^{(n)}(\tau); \tau=0\sim N_g-1\}\$ および \$\tau=N_g\sim N_c+N_g-1\$ に 0 を挿入したインパルス応答に \$N_c+N_g\$ ポイント DFT を適用して FDE に必要な \$N_c+N_g\$ 個のチャネル利得推定値を得る。

$$\begin{aligned} \tilde{H}^{(n)}(k) &= \sum_{\tau=0}^{N_g-1} \hat{h}^{(n)}(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_c+N_g}\right) \\ &= \sum_{q=0}^{N_g-1} A \left(k - \frac{N_c+N_g}{N_g} q\right) \hat{H}^{(n)}\left(\frac{N_c+N_g}{N_g} q\right) \end{aligned} \quad (21)$$

上式から、IDFT を用いた補間は高次の多項式補間になっていることが分かる。ここ、\$A(n)\$ は補間係数であり、次式で与えられる。

$$A(n) = \frac{1}{N_c+N_g} \exp\left(-j\pi(N_g-1) \frac{n}{N_c+N_g}\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi N_g n}{N_c+N_g}\right)}{\sin\left(\frac{\pi n}{N_c+N_g}\right)} \quad (22)$$

3.2. RLS-CE Type 2

RLS-CE Type 1 では TS のみを用いてチャネル推定を行っているが、過去の検出済みデータシンボルを既知シンボルとみなしてチャネル推定に利用することもできる。RLS-CE Type 2 は、過去の検出済みデータシンボルも利用した RLS-CE である。

3.2.1. RLS アルゴリズム

RLS-CE Type2 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))および過去のブロック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 \$q\$ 直交周波数成分における評価関

数は次式のようになる。

$$\varepsilon^{(n)}(q) = e_1^{(n)}(q) + \sum_{i=1}^{n-1} \beta^{n-i} |e_2^{(i)}(q)|^2 \quad (23)$$

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

$$\begin{cases} e_1^{(n)}(q) = \tilde{Y}^{(n)}(q) - \hat{H}^{(n)}\left(\frac{N_c+N_g}{N_g} q\right) U(q) \\ e_2^{(i)}(q) = Y^{(i)}\left(\frac{N_c+N_g}{N_g} q\right) - \hat{H}^{(i)}\left(\frac{N_c+N_g}{N_g} q\right) S^{(i)}\left(\frac{N_c+N_g}{N_g} q\right) \end{cases} \quad (24)$$

チャネル推定値は、\$\partial \varepsilon^{(i)}(q) / \partial \hat{H}^{(i)}(q(N_c+N_g)/N_g) = 0\$ を与える \$\hat{H}^{(i)}(q(N_c+N_g)/N_g)\$ であり、次式のように与えられる。

$$\hat{H}^{(i)}\left(\frac{N_c+N_g}{N_g} q\right) = \frac{\tilde{Y}^{(i)}(q)U^*(q) + \beta Z_2^{(n-1)}\left(\frac{N_c+N_g}{N_g} q\right)}{|U(q)|^2 + \beta Z_2^{(n-1)}\left(\frac{N_c+N_g}{N_g} q\right)} \quad (25)$$

ここで、

$$\begin{cases} Z_2^{(n)}(k) = \sum_{i=1}^n \beta^{n-i} Y^{(i)}(k) \{S^{(i)}(k)\}^* \\ \Phi_2^{(n)}(k) = \sum_{i=1}^n \beta^{n-i} |S^{(i)}(k)|^2 \end{cases} \quad (26)$$

である。\$Z_2^{(n)}(k)\$ および \$\Phi_2^{(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。

$$\begin{cases} Z_2^{(n)}(k) = \beta Z_2^{(n-1)}(k) + Y^{(n)}(k) \{S^{(n)}(k)\}^* \\ \Phi_2^{(n)}(k) = \beta \Phi_2^{(n-1)}(k) + |S^{(n)}(k)|^2 \end{cases} \quad (27)$$

なお、初期値は次式で与えられる。

$$\begin{cases} Z_2^{(0)}(k) = Y^{(0)}(k) \{S^{(0)}(k)\}^* \\ \Phi_2^{(0)}(k) = |S^{(0)}(k)|^2 \end{cases} \quad (28)$$

3.2.2. 送信シンボルブロックのレプリカの利用

式(25)-(28)からも分かるように第 \$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 [18]。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。

$$\begin{cases} Z_2^{(n)}(k) = \beta Z_2^{(n-1)}(k) + Y^{(n)}(k) \{\hat{S}^{(n)}(k)\}^* \\ \Phi_2^{(n)}(k) = \beta \Phi_2^{(n-1)}(k) + |\hat{S}^{(n)}(k)|^2 \end{cases} \quad (29)$$

第 \$n+1\$ ブロックでは、式(29)で求めた \$Z_2^{(n)}(k)\$ および \$\Phi_2^{(n)}(k)\$ を用いて、チャネル推定を行う。

3.2.3. 遅延時間領域窓関数

RLS-CE Type 2 においても式(25)を用いて推定されるチャネル利得は周波数 \$k=q(N_c+N_g)/N_g, q=0\sim N_g-1\$, の

N_g 個の成分のみである．一方，第 n ブロック受信時点のチャンネル推定値 $\{\bar{H}^{(n)}(k); k=0\sim N_c+N_g-1\}$ は式(29)を用いて $\bar{H}^{(n)}(k) = Z_2^{(n)}(k)/\Phi_2^{(n)}(k)$ で求めることができる [13]．そこで，RLS-CE Type 2 では $k=q(N_c+N_g)/N_g, q=0\sim N_g-1$ ，以外の周波数成分におけるチャンネル推定値として過去 1 つ前のブロックにおけるチャンネル推定値 $\bar{H}^{(n-1)}(k)$ を用い，遅延時間領域窓関数法により雑音の影響を低減する．まず， $\{\hat{H}^{(n)}(k); k=0\sim N_c+N_g-1\}$ 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 $\{\hat{h}^{(n)}(\tau); \tau=0\sim N_c+N_g-1\}$ を得る．ただし，

$$\hat{H}^{(n)}(k) = \begin{cases} \hat{H}^{(n)}(k) & \text{if } k = \frac{N_c+N_g}{N_g}q, \quad q=0\sim N_g-1 \\ \bar{H}^{(n-1)}(k) & \text{otherwise} \end{cases} \quad (30)$$

である．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．

4. 計算機シミュレーション

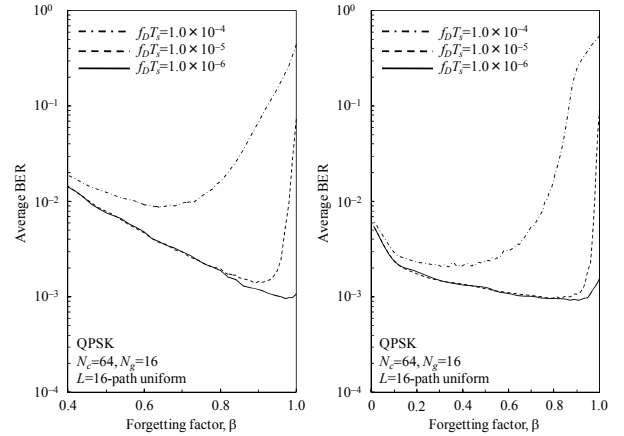
QPSK データ変調，データシンボル数は $N_c=64$ とし，TS 長は $N_g=16$ シンボルとした．既知系列には，Chu 系列 [19] を用いた．伝搬路は， $L=16$ パスで等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性レイリーフェージングを仮定した．

4.1. 忘却係数の影響

図 3 に提案 RLS-CE における RLS アルゴリズムの忘却係数 β 対平均 BER 特性を示す．正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s = 1.0 \times 10^{-6}$ ， 1.0×10^{-5} および 1.0×10^{-4} の場合について示している(搬送波周波数 5GHz で，帯域幅が 20MHz の場合 $f_D T_s = 1 \times 10^{-4}$ は移動速度 432km/h に相当する)．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．図 3 より BER を最小とする最適な β の値は $f_D T_s$ の値によって異なる． β 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 β の最適値は大きくなり， $f_D T_s$ が大きくなるほど β の最適値は小さくなる．また，Type1 は Type2 に比べて β の最適値が大きくなっている．これは，Type1 は TS のみを用いてチャンネル推定を行っていることから，雑音およびデータブロックからの干渉の影響をより大きく低減する必要があり， β を大きくしなければならないためである．一方，Type2 は Type1 に比べて雑音および干渉の低減効果が大きいので， β の最適値を小さくでき，その結果，フェージング追従能力を高くすることができる．以降では，Type 1 および Type 2 とともに各 $f_D T_s$ 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．

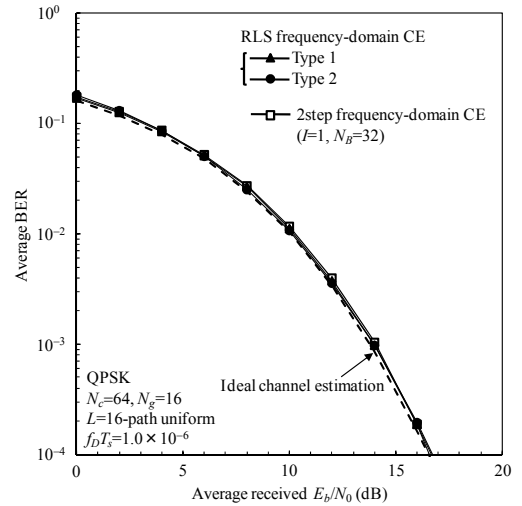
4.2. 平均 BER 特性

図 4 に， $f_D T_s = 1.0 \times 10^{-6}$ および 1.0×10^{-4} の場合について，提案 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 2 ステップ CE の特性も示している．図 4(a)より $f_D T_s = 1 \times 10^{-6}$ の場合には，

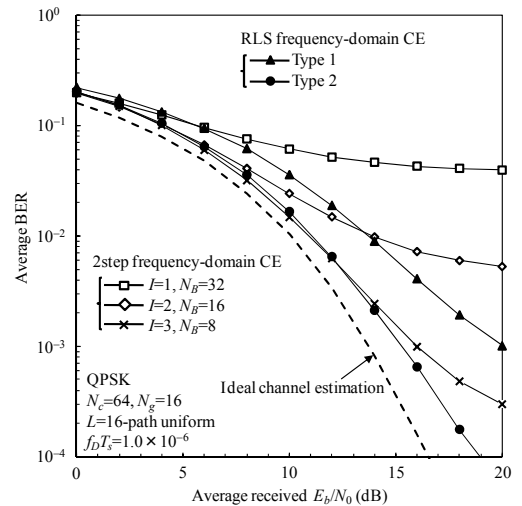


(a) Type 1 (b) Type 2

図 3 忘却係数の影響



(a) $f_D T_s = 1.0 \times 10^{-6}$



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

図 4 平均 BER 特性

RLS-CE(Type1 および Type2) および 2 ステップ CE とともに理想チャンネル推定に近い BER 特性を達成できることが分かる．一方， $f_D T_s = 1 \times 10^{-4}$ の場合，2 ステップ CE

は平均化に用いるブロック数 N_B を大きくするにつれて特性が劣化する。繰り返し回数 I を増やすことで N_B を小さくでき、特性を改善することができる。RLS-CE は、Type1 の場合、 $I=1$ の 2 ステップ CE に比べて優れた BER 特性を達成できるものの、 $I=3$ の 2 ステップ CE に比べると特性は劣化する。一方、Type2 は $I=3$ の 2 ステップ CE よりも優れた BER 特性が得られる。

図 5 に $f_D T_s$ 対平均 BER 特性を示す。提案 RLS-CE は、Type2 の場合、常に 2 ステップ CE よりも良い特性が得られている。一方、Type1 は、 $I=3$ の 2 ステップ CE に比べると特性は劣化するものの、 $f_D T_s \geq 3.0 \times 10^{-5}$ においては $I=1$ 、 $f_D T_s \geq 1.0 \times 10^{-4}$ においては $I=2$ の 2 ステップ CE よりも優れた特性が得られる。

提案 RLS-CE の演算量は、Type1 が $I=1(2)$ の 2 ステップ CE の約 99%(65%)である。一方、Type2 の演算量は Type1 の約 1.5 倍、 $I=3$ の 2 ステップ CE の約 80%程度である。以上から、提案 RLS-CE は、2 ステップ CE と同程度あるいはそれ以下の演算量で実現でき、かつ優れた特性が得られることが分かる。

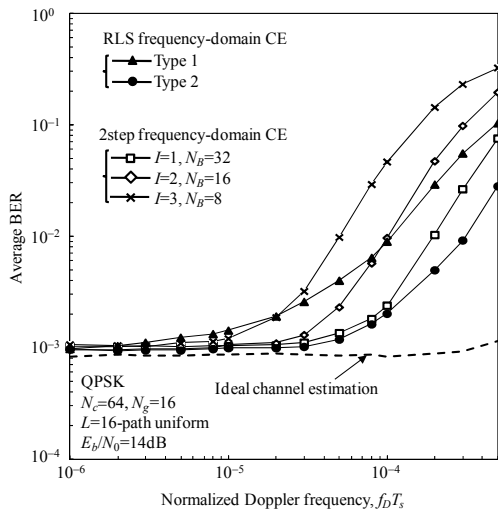


図 5 フェージング変動の影響

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 RLS アルゴリズムを用いる周波数領域チャネル推定を提案した。TS のみを用いる Type1 と過去に検出済みのデータシンボルも利用する Type2 の 2 種類のチャネル推定法を提案し、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、フェージング変動が無視できるような環境では、先に提案した 2 ステップ CE と同様に理想チャネル推定に近い BER 特性を実現できる。一方、フェージング変動が速い場合には、2 ステップ CE よりも低演算量でかつ優れた 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 multicode DS-CDMA 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. on 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," in *Proc. The 8th International Conference on Information, Communications, and Signal Processing*, 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," in *Proc. IEEE 76th Vehicular Technology Conference*, Sept. 2012.
 [11] Y. Kojima, K. Takeda, and F. Adachi, "2-Step maximum likelihood channel estimation for multicode DS-CDMA with frequency-domain equalization," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E92-B, No.6, pp.2065-2071, June 2009.
 [12] Y. Wu, Xu. Zhu, and A. K. Nandi, "Low complexity adaptive turbo frequency-domain channel estimation for single-carrier multi-user detection," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.7, No.11, pp.6012-6017, Nov. 2008.
 [13] Y. Kojima, H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "RLS channel estimation with adaptive forgetting factor for DS-CDMA frequency-domain equalization," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E92-B, No.5, pp.1457-1465, May 2009.
 [14] 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.
 [15] 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.
 [16] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-hall, 1991.
 [17] J. J. de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," in *Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, Vol.2, pp.815-819, July 1995.
 [18] 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.
 [19] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.18, No.4, pp.531-532, July 1972.