

## 2 重選択性フェージング環境下における既知トレーニング系列挿入 OFDM およびシングルキャリア伝送の誤り率特性比較

大沼 信也<sup>1</sup> 阿保 航平<sup>2</sup> 長岡 諒<sup>2</sup> 天間 克宏<sup>2</sup> 安達 文幸<sup>3</sup>

<sup>1</sup>東北大学工学部情報知能システム総合学科

<sup>2,3</sup>東北大学大学院工学研究科通信工学専攻 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: <sup>1,2</sup>{onuma, abo, nagaoka, tenma}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>3</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 既知のトレーニング系列(TS)をガードインターバル(GI)に挿入した広帯域ブロック信号伝送では、送信ブロックごとに挿入されている TS を利用してチャンネル推定を行うことができるため、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。本稿では、チャンネル推定に最小2乗予測を導入した RLS アルゴリズムに基づく周波数領域チャンネル推定法(RLS-CE)を用いて、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、直交周波数分割多重(OFDM)伝送およびシングルキャリア(SC)ブロック伝送のビット誤り率(BER)特性を計算機シミュレーションにより比較している。

**キーワード** 既知系列, チャンネル推定, RLS アルゴリズム, 直交周波数分割多重, シングルキャリア

## Performance Comparison between Training Sequence Inserted OFDM and Single-carrier Transmission under Doubly-selective Fading Channel

Shinya ONUMA<sup>1</sup> Kohei ABO<sup>2</sup> Ryo NAGAOKA<sup>2</sup> Katsuhiko TEMMA<sup>2</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Dept. of Information and Intelligent Systems, School of Engineering, Tohoku University

<sup>2,3</sup>Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: <sup>1,2</sup>{onuma, abo, nagaoka, tenma}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>3</sup>adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** In training sequence (TS) inserted block transmission, since the TS can be utilized for channel estimation, no pilot block is needed. In this paper, using RLS-based frequency-domain channel estimation (RLS-CE) with polynomial prediction, we evaluate a bit error rate (BER) performance of TS inserted orthogonal frequency division multiplexing (TS-OFDM) transmission and single-carrier (TS-SC) transmission under doubly-selective (time- and frequency-selective) fading channel.

**Keyword** Training sequence, channel estimation, RLS algorithm, OFDM, single-carrier

### 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。このため、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]。これを克服する有効な無線技術として、直交周波数分割多重(OFDM)伝送[2]や周波数領域等化(FDE)を用いるシングルキャリア(SC)伝送[3]が知られている。

OFDM 伝送や SC-FDE 伝送は、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、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)をブロックごとに挿入する

伝送系(CP-OFDM 伝送, CP-SC 伝送)がこれまで多く検討されてきた[4],[5]。最近、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)をブロックごとに挿入する伝送系が検討されている[6]-[8]。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。したがって CP を挿入するブロック伝送と同様に、TS-OFDM 伝送および TS-SC 伝送のどちらにも FDE を適用できる[7]。

ところで、OFDM 伝送および SC-FDE 伝送では、高精度なチャンネル推定が必須である。CPを用いる伝送におけるチャンネル推定には、一般に送受で既知のパイロット信号を用いるパイロットチャンネル推定が用いられている[9],[10]。これに対し TS を用いる伝送では、ブロックごとに挿入されている TS を利用してチャンネル

推定を行うことができるため、CP 伝送のようにパイロットブロックを挿入する必要がなく、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[8]。

これまで TS-SC 伝送を対象に、最小 2 乗予測を導入した RLS アルゴリズムに基づく周波数領域チャネル推定(RLS-CE)が提案されており、2 重(時間および周波数)選択性伝搬路においても優れた伝送特性を達成できることが報告されている[11]。しかしながら、TS-OFDM 伝送におけるチャネル推定法に関する検討は不十分であった。そこで本稿では、最小 2 乗予測を導入した RLS-CE を TS-OFDM 伝送に適用したとき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、TS-SC 伝送と比較する。

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 伝送系について述べる。第 3 章では、最小 2 乗予測を導入した RLS-CE について述べ、第 4 章では、計算機シミュレーションにより TS-SC 伝送と TS-OFDM 伝送の平均 BER 特性の比較を行い、第 5 章でまとめる。

## 2. FDE を用いる TS ブロック伝送

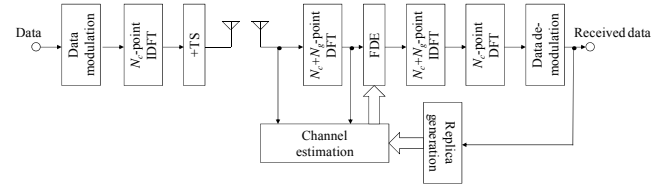
### 2.1. 信号伝送系

FDE を用いる TS-OFDM および TS-SC 伝送系のシステムモデルを図 1 に示す。以降では、DFT のためのサンプリング間隔  $T_s$  の離散時間低域等価表現を用いる。送信機では、2 値送信ビット系列を変調した後、 $N_c$  個のデータシンボルからなるブロック系列に分割する。第  $n$  ブロックのデータシンボル系列をベクトル  $\mathbf{d}^{(n)} = [d^{(n)}(0), \dots, d^{(n)}(t), \dots, d^{(n)}(N_c - 1)]^T$  で表す。ここで  $(\cdot)^T$  は転置操作を表す。OFDM 伝送ではこれに  $N_c$  ポイント逆 DFT(IDFT)を適用した後、データブロック後尾のガードインターバル(GI)に  $N_g$  シンボルの TS を付加して送信する。一方 SC 伝送では、IDFT 操作を行わずに TS を GI に付加して送信する。送信信号ブロック  $\mathbf{s}^{(n)} = [s^{(n)}(0), \dots, s^{(n)}(t), \dots, s^{(n)}(N_c + N_g - 1)]^T$  は次式で表される。

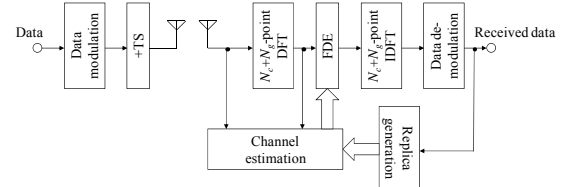
$$\mathbf{s}^{(n)} = \begin{cases} \left[ \left( \mathbf{F}_{N_c}^H \mathbf{d}^{(n)} \right)^T \mathbf{u}^T \right]^T & \text{for OFDM} \\ \left[ \mathbf{d}^{(n)} \right]^T \mathbf{u}^T & \text{for SC} \end{cases} \quad (1)$$

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。また、 $\mathbf{F}_K$  は次式で表される  $K \times K$  DFT 行列であり、 $(\cdot)^H$  はエルミート転置操作を表す。

$$\mathbf{F}_K = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{1 \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{1 \times (K-1)}{K}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(K-1) \times 1}{K}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(K-1) \times (K-1)}{K}} \end{bmatrix} \quad (2)$$



(a) TS-OFDM



(b) TS-SC

図1 システムモデル

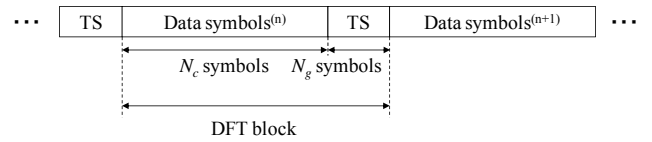


図2 送信ブロック構成

図 2 に送信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わせて 1 ブロックとみなし DFT を行う必要があるため、受信機側における DFT 長は  $N_c + N_g$  である。

送信信号は  $T_s$  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、受信信号を周波数領域信号に変換する。SC 伝送では、FDE を行った後、 $N_c + N_g$  ポイント IDFT により時間領域信号に変換し、軟判定値系列を得る。一方 OFDM 伝送では、FDE を行った後、 $N_c + N_g$  ポイント IDFT により時間領域信号に変換し、さらに  $N_c$  ポイント DFT を適用することで軟判定値系列を得る。最後にこれらをデータ復調する。

### 2.2. 受信信号表現

伝搬路のインパルス応答は次式で表される。

$$h^{(n)}(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \delta(\tau - \tau_l) \quad (3)$$

ここで  $h_l^{(n)}$  および  $\tau_l$  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 ( $E[\cdot]$  はアンサンブル平均を表す演算子である)。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。

$$\mathbf{y}^{(n)} = \sqrt{2S} \mathbf{h}^{(n)} \mathbf{s}^{(n)} + \mathbf{n}^{(n)} \quad (4)$$

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。

$$\mathbf{h}^{(n)} = \begin{bmatrix} h_0^{(n)} & & & h_{L-1}^{(n)} & \cdots & h_1^{(n)} \\ h_1^{(n)} & h_0^{(n)} & & \mathbf{0} & & \vdots \\ \vdots & h_1^{(n)} & \ddots & & & h_{L-1}^{(n)} \\ h_{L-1}^{(n)} & \vdots & \ddots & \ddots & & \\ & h_{L-1}^{(n)} & & \ddots & \ddots & \\ \mathbf{0} & & & h_{L-1}^{(n)} & \cdots & h_1^{(n)} & h_0^{(n)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$\mathbf{n}^{(n)} = [n^{(n)}(0), \dots, n^{(n)}(t), \dots, n^{(n)}(N_c + N_g - 1)]^T$  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の片側電力スペクトル密度である。

### 2.3. FDE

受信機では、 $N_c + N_g$  ポイント 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。

$$\mathbf{Y}^{(n)} = \mathbf{F}_{N_c + N_g} \mathbf{y}^{(n)} = \mathbf{H}^{(n)} \mathbf{S}^{(n)} + \mathbf{N}^{(n)} \quad (6)$$

ここで  $\mathbf{S}^{(n)} = [S^{(n)}(0), \dots, S^{(n)}(k), \dots, S^{(n)}(N_c + N_g - 1)]^T = \mathbf{F}_{N_c + N_g} \mathbf{s}^{(n)}$  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。 $\mathbf{h}^{(n)}$  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 は周波数領域受信信号ベクトルに FDE 重み行列を乗算することで行われる。

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

本稿では、FDE 重みとして最小平均二乗誤差(MMSE)重みを用いる [4]。MMSE-FDE 重み行列  $\mathbf{W}^{(n)} = \text{diag}[W^{(n)}(0), \dots, W^{(n)}(k), \dots, W^{(n)}(N_c + N_g - 1)]$  の第  $k$  対角要素は次式で与えられる。

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

ここで、 $\tilde{H}^{(n)}(k)$  はチャネル利得の推定値であり、 $\tilde{\nu}$  は雑音電力の推定値である。また、 $(\cdot)^*$  は、複素共役を表す。 $\tilde{\nu}$  はチャネルのインパルス応答の推定値  $\tilde{h}^{(n)}(\tau)$  を用いて次式のように与えられる [12]。

$$\tilde{\nu} = \frac{1}{2} \frac{N_c + N_g}{N_c} \sum_{\tau=N_g}^{N_c + N_g - 1} |\tilde{h}^{(n)}(\tau)|^2 \quad (10)$$

ここで、 $\tilde{h}^{(n)}(\tau)$  は  $\tilde{H}^{(n)}(k)$  に対して IDFT を適用することにより得られる。 $\tilde{H}^{(n)}(k)$  および  $\tilde{h}^{(n)}(\tau)$  の推定法については、次章で述べる。

MMSE-FDE では残留符号間干渉が発生する。しかしこのうち、TS がデータブロックに及ぼす干渉について

は、TS が受信側で既知であることを利用し、次式のように取り除くことができる [13]。

$$\hat{\mathbf{Y}}^{(n)} = \bar{\mathbf{Y}}^{(n)} - \mathbf{W}^{(n)} \tilde{\mathbf{H}}^{(n)} \mathbf{F}_{N_c + N_g} [\mathbf{0}_{N_c}^T \mathbf{u}^T]^T \quad (11)$$

$\mathbf{0}_{N_c}$  は  $N_c \times 1$  の零ベクトルである。SC 伝送では、 $\hat{\mathbf{Y}}^{(n)}$  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、軟判定系列  $\hat{\mathbf{d}}^{(n)} = \hat{\mathbf{s}}^{(n)}$  を得る。一方 OFDM 伝送では、 $\hat{\mathbf{Y}}^{(n)}$  の先頭の  $N_c$  シンボルに  $N_c$  ポイント DFT を適用して、軟判定系列  $\hat{\mathbf{d}}^{(n)} = \hat{\mathbf{s}}^{(n)} \mathbf{F}_{N_c + N_g}^H$  を得る。

## 3. 最小 2 乗予測を導入した 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 [14]。

$$\tilde{\mathbf{y}}^{(n)}(t) = \begin{cases} y^{(n)}(t) + y^{(n)}(t + N_c) - \bar{r}^{(n)}(t) - \bar{r}^{(n)}(t + N_c) & t = 0 \sim L-2 \\ y^{(n)}(t + N_c) & t = L-1 \sim N_g - 1 \end{cases} \quad (12)$$

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。

$$\bar{r}^{(n)}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \bar{d}^{(n)}(t' - \tau_l) \exp\left(j2\pi \frac{t' \times t}{N_c}\right) & \text{for OFDM} \\ \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_l^{(n)} \bar{d}^{(n)}(t - \tau_l) & \text{for SC} \end{cases} \quad (13)$$

$\hat{h}_l^{(n)}$  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 乗予測により推定した第  $n$  ブロックのチャネル推定値から得られる第 1 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 乗予測については、次節 (3.2 節) で述べる)。式 (12) は、ベクトル表記で次式のように書き表せる。

$$\tilde{\mathbf{y}}^{(n)} = \sqrt{2S} \mathbf{h}_{N_g}^{(n)} \mathbf{u} + \mathbf{i}^{(n)} + \tilde{\mathbf{n}}^{(n)} \quad (14)$$

ここで、 $\mathbf{h}_{N_g}^{(n)}$  は  $N_g \times N_g$  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  $\tilde{\mathbf{Y}}^{(n)} = [\tilde{Y}^{(n)}(0), \dots, \tilde{Y}^{(n)}(k), \dots, \tilde{Y}^{(n)}(N_g - 1)]^T$  に変換する。周波数領域信号  $\tilde{\mathbf{Y}}^{(n)}$  は次式で表される。

$$\tilde{\mathbf{Y}}^{(n)} = \sqrt{2S} \mathbf{H}_{N_g}^{(n)} \mathbf{U} + \mathbf{F}_{N_g} \mathbf{i}^{(n)} + \mathbf{F}_{N_g} \tilde{\mathbf{n}}^{(n)} \quad (15)$$

ここで、 $\mathbf{U} = [U(0), \dots, U(k), \dots, U(N_g - 1)]^T = \mathbf{F}_{N_g} \mathbf{u}$  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。

$$H^{(n)}\left(\frac{N_c + N_g}{N_g} q\right) = \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(n)} \exp\left(-j2\pi \left(\frac{N_c + N_g}{N_g} q\right) \frac{\tau_l}{N_c + N_g}\right) \quad (16)$$

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(15))および過去の周波数領域受信信号ブロック(式(6))を用いて、直交周波数成分ごとに RLS アルゴリズムに基づくチャンネル推定を行う。しかし、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  $N_g$  個の成分のみであるため、残りの成分については最小 2 乗予測により推定したチャンネル推定値を用いる。第  $k$  直交周波数成分( $k=q(N_c+N_g)/N_g$ ,  $q=0\sim N_g-1$ )における評価関数は次式のようになる[15].

$$\varepsilon^{(n)}(k) = |e_1^{(n)}(k)|^2 + \sum_{i=0}^{n-1} \beta^{n-i} |e_2^{(i)}(k)|^2 \quad (17)$$

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

$$\begin{cases} e_1^{(n)}(k) = \tilde{Y}^{(n)}(q) - \tilde{H}^{(n)}(k)U(q) \\ e_2^{(i)}(k) = Y^{(i)}(k) - \tilde{H}^{(n)}(k)S^{(i)}(k) \end{cases} \quad k = \frac{N_c + N_g}{N_g} q, q = 0 \sim N_g - 1 \quad (18)$$

また、 $\beta(0 < \beta < 1)$  は忘却係数である。チャンネル推定値の第  $k$  直交周波数成分は  $\varepsilon^{(n)}(k)$  を最小にする点であり、 $\partial \varepsilon^{(n)}(k) / \partial \tilde{H}^{(n)}(k) = 0$  を与える  $\tilde{H}^{(n)}(k)$  が第  $n$  ブロック受信時点での推定値となる。したがって、 $\tilde{H}^{(n)}(k)$  は次式のように与えられる。

$$\tilde{H}^{(n)}(k) = \begin{cases} \frac{\tilde{Y}^{(n)}(q)U^*(q) + \beta Z^{(n-1)}\left(\frac{N_c + N_g}{N_g} q\right)}{|U(q)|^2 + \beta \Phi^{(n-1)}\left(\frac{N_c + N_g}{N_g}\right)} \\ \text{if } k = \frac{N_c + N_g}{N_g} q, q = 0 \sim N_g - 1 \\ \hat{H}^{(n)}(k) \text{ otherwise} \end{cases} \quad (19)$$

ここで  $Z^{(n)}(k)$ ,  $\Phi^{(n)}(k)$  は次式で表される。

$$\begin{cases} Z^{(n)}(k) = \sum_{i=0}^n \beta^{n-i} Y^{(i)}(k) \{S^{(i)}(k)\}^* \\ \Phi^{(n)}(k) = \sum_{i=0}^n \beta^{n-i} |S^{(i)}(k)|^2 \end{cases} \quad (20)$$

また  $\hat{H}^{(n)}(k)$  は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)のチャンネル推定値を用いて最小 2 乗予測により推定した第  $n$  ブロックのチャンネル推定値の第  $k$  周波数成分である。 $Z^{(n)}(k)$  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。

$$\begin{cases} Z^{(n)}(k) = \beta Z^{(n-1)}(k) + Y^{(n)}(k) \{S^{(n)}(k)\}^* \\ \Phi^{(n)}(k) = \beta \Phi^{(n-1)}(k) + |S^{(n)}(k)|^2 \end{cases} \quad (21)$$

なお、初期値は次式で与えられる。

$$\begin{cases} Z^{(0)}(k) = Y^{(0)}(k) \{S^{(0)}(k)\}^* \\ \Phi^{(0)}(k) = |S^{(0)}(k)|^2 \end{cases} \quad (22)$$

式(21)からわかるように、第  $n$  ブロックにおける

RLS-CE では送信信号ブロックの周波数成分  $\{S^{(n)}(k); k=0\sim N_c+N_g-1\}$  が必要である。しかしこれらは受信機で未知であるので、判定帰還によって送信ブロックレプリカ  $\{\hat{S}^{(n)}(k); k=0\sim N_c+N_g-1\}$  を生成し、 $S^{(n)}(k)$  の代わりとして用いる。 $\hat{S}^{(n)}(k)$  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[16]。これと TS を用いて送信信号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レプリカの周波数成分  $\hat{S}^{(n)}(k)$  を得る。

次に、次式のように  $Z^{(n)}(k)$ ,  $\Phi^{(n)}(k)$  および  $\tilde{H}^{(n)}(k)$  を更新する。

$$\begin{cases} Z^{(n)}(k) = \beta Z^{(n-1)}(k) + Y^{(n)}(k) \{\hat{S}^{(n)}(k)\}^* \\ \Phi^{(n)}(k) = \beta \Phi^{(n-1)}(k) + |\hat{S}^{(n)}(k)|^2 \end{cases} \quad (23)$$

$$\tilde{H}^{(n)}(k) = \frac{Z^{(n)}(k)}{\Phi^{(n)}(k)} \quad (24)$$

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[9]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の推定値  $\{\tilde{h}^{(n)}(\tau); \tau=0\sim N_c+N_g-1\}$  を得る。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わたって一様に分布しているが、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ものとして、 $\tau=N_g\sim N_c+N_g-1$  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 乗予測

RLS-CE により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)のチャンネル推定値から、受信 TS の巡回生成(式(13))および RLS アルゴリズム(式(19))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利得の時間変動曲線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。

最小 2 乗予測では、次式のような評価関数を用いる[15].

$$g^{(n)}(k) = \sum_{m=1}^{M_B} |\hat{H}^{(n-m)}(k) - \tilde{H}^{(n-m)}(k)|^2 \quad (25)$$

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。

$$\hat{H}^{(n-m)}(k) = \sum_{i=0}^{N_i} a_i(k) \cdot (n-m)^i \quad (26)$$

$\{a_i(k); i=0\sim N_i\}$  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， $\partial g^{(n)}(k)/\partial a_i(k)=0$  を与える  $a_i(k)$  が多項式近似曲線の第  $i$  次の係数となる．したがって， $a_i(k)$  は次式のように与えられる．

$$\begin{bmatrix} a_0(k) \\ a_1(k) \\ \vdots \\ a_{N_i}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^{M_B} H^{(n-m)}(k) \\ \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)H^{(n-m)}(k) \\ \vdots \\ \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{N_i} H^{(n-m)}(k) \end{bmatrix} \quad (27)$$

ただし，

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} M_B & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m) & \cdots & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{N_i} \\ \sum_{m=1}^{M_B} (n-m) & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^2 & \cdots & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{N_i+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{N_i} & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{N_i+1} & \cdots & \sum_{m=1}^{M_B} (n-m)^{2N_i} \end{bmatrix} \quad (28)$$

である．

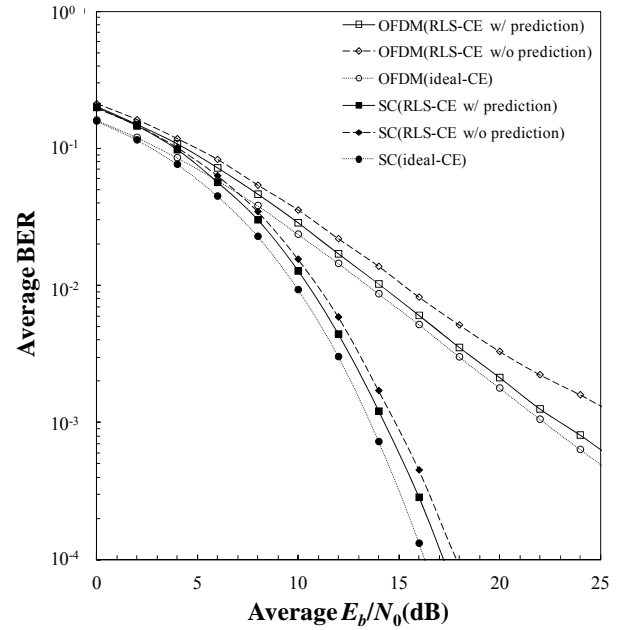
最小 2 乗予測による推定値  $\hat{H}^{(n)}(k)$  は，式(27)から求められる多項式の係数  $\{a_i(k); i=0 \sim N_i\}$  を用いて，次式で与えられる．

$$\hat{H}^{(n)}(k) = \sum_{i=0}^{N_i} a_i(k) \cdot n^i \quad (29)$$

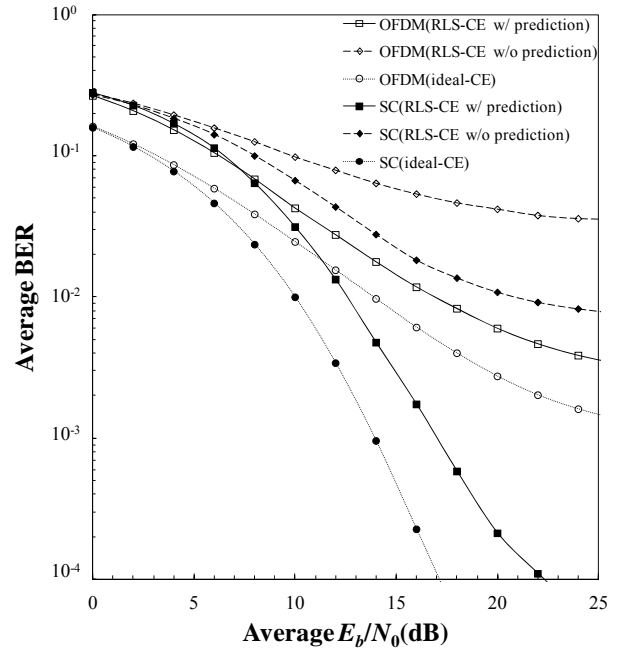
#### 4. 計算機シミュレーション

QPSK データ変調，データシンボル数を  $N_c=64$  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， $L=16$  パスで一様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．また最小 2 乗予測に用いる近似曲線の次数を  $N_i=2$  とし，予測に用いるブロック数  $M_B$  と RLS アルゴリズムの忘却係数  $\beta$  は，TS-OFDM 伝送では平均受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比 ( $E_b/N_0$ )=22dB，TS-SC 伝送では平均受信  $E_b/N_0=14$ dB における各  $f_D T_s$  毎の最適値を事前のシミュレーションにより求め，その値を用いた．

図 3 に， $f_D T_s=1.0 \times 10^{-4}$  および  $f_D T_s=5.0 \times 10^{-4}$  の場合について，最小 2 乗予測を導入した RLS-CE を用いた TS-OFDM 伝送の平均 BER 特性を示す．また，比較として最小 2 乗予測を導入した RLS-CE を用いた TS-SC 伝送の平均 BER 特性と，予測を用いない RLS-CE の平均 BER 特性を示す．TS-OFDM 伝送に最小 2 乗予測を導入した RLS-CE を用いた場合，平均 BER が  $1.0 \times 10^{-2}$  となる平均  $E_b/N_0$  が， $f_D T_s=1.0 \times 10^{-4}$  の場合で 1dB， $f_D T_s=5.0 \times 10^{-4}$  の場合で 3dB 程度理想チャネル推定から劣化する．これは TS-SC 伝送の場合とほぼ同様の結果であり，特に  $f_D T_s=5.0 \times 10^{-4}$  の場合に，予測を用いることで BER 特性を大幅に改善できることが分かる．



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



(b)  $f_D T_s=5.0 \times 10^{-4}$

図3 平均BER特性

図4に  $f_D T_s$  対平均BER特性を示す．TS-OFDM伝送では受信平均  $E_b/N_0=22$ dB，TS-SC伝送では受信平均  $E_b/N_0=14$ dBとしている．図より， $f_D T_s=1.0 \times 10^{-4}$ 程度までは理想チャネル推定とほぼ同等のBER特性が得られていることがわかる．これはTS-SC伝送の場合とほぼ同様の結果である(搬送波周波数2GHzで，帯域幅が5MHzの場合  $f_D T_s=1.0 \times 10^{-4}$ は移動速度270km/hに相当する)． $f_D T_s$ が大きくなると，フェージング変動に追従するためにRLS-CEにおけるチャネル推定値が瞬時の値に近づき，雑音の影響を大きく受ける．また，最小2乗法を用いてフェージングの時間変動を多項式で近似

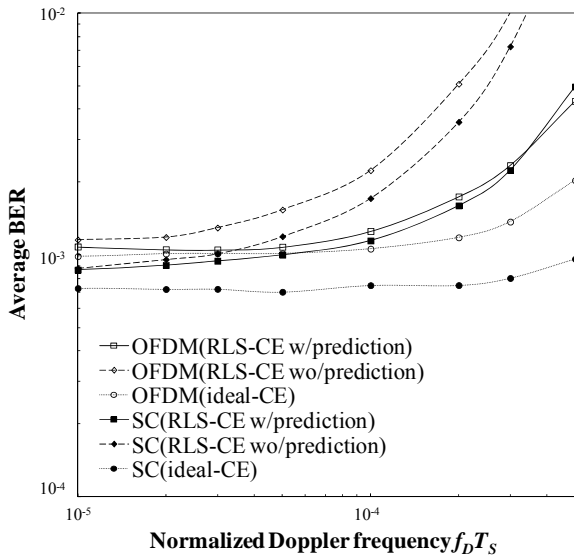


図4 フェージング変動の影響

する為には、時間変動が早いほど予測に用いるブロック数 $M_B$ を小さくしなければならず、予測の精度が劣化するため、 $f_D T_s$ が大きくなると理想特性に比べて特性が劣化する。

## 5. むすび

本稿では、最小2乗予測を導入したRLS-CEをTS-OFDM伝送に適用し、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求めた。計算機シミュレーション結果より、最小2乗予測を導入したRLS-CEは、TS-OFDM伝送においてもSC-FDE伝送と同様に優れた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] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communication*, Artech House, 2000.

[3] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEICE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.

[4] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEEE Electronics Lett.*, Vol.39, No.2, pp.239-241, Jan. 2003.

[5] Peled, A. and Ruiz, A., "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms", *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 964-967, Denver, Colorado, 1980.

[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] 山本哲也, 安達文幸, "既知トレーニング系列を挿

入するブロック伝送における周波数領域等化に関する一検討," 信学総合大会, B-5-122, p532, 2013年3月.

[8] 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.

[9] J. J. de Beek, O. Edifors, 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.

[10] K. Takeda and F. Adachi, "SNR Estimation for Pilot-assisted Frequency-domain MMSE Channel Estimation," *Proc. IEEE VTS APWCS*, Hokkaido University, Japan, 4-5 Aug. 2005.

[11] 山本哲也, 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ネル推定法," *信学技報*, RCS2012-348, pp. 381-386, 2013年2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] T. Yamamoto and F. Adachi, "A Novel Receiver Design for Training Sequence Inserted OFDM Transmission," *Proc. IEEE 78th Vehicular Technology Conference (VTC2013-Fall)*, Sept. 2013.

[14] 山本哲也, 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ネル推定," *信学技報*, RCS2012-153, pp. 161-166, 2012年10月.

[15] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-hall, 1991.

[16] 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.

[17] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.18, N0.4, pp.531-532, July 1972.