

既知系列を利用したシングルキャリア伝送における 周波数領域繰り返しチャネル推定に関する検討

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、周波数領域等化(FDE)を用いる既知系列を利用したシングルキャリア(TS-SC)ブロック伝送に適した周波数領域繰り返しチャネル推定を提案する。提案チャネル推定法は、2ステップから構成される。第1ステップでは、まず受信既知系列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、瞬時チャネル推定値を求める。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させている。また、雑音電力も同様に周波数領域で推定している。第2ステップでは、仮判定データシンボル系列および既知系列を用いた最尤チャネル推定とFDEを繰り返し行い、推定精度をさらに高めている。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ビット誤り率(BER)特性を明らかにし、理想チャネル推定の場合に非常に近い優れたBER特性を達成できることを示す。

キーワード シングルキャリア, 周波数領域等化, 既知系列, チャネル推定

Study on Frequency-domain Iterative Channel Estimation for Training Sequence Aided Single-carrier 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 propose a frequency-domain iterative channel estimation scheme for training sequence aided single-carrier (TS-SC) block transmission using frequency-domain equalization (FDE). The proposed channel estimation consists of two steps. In the 1st step, the received training sequence having cyclic property is constructed for the frequency-domain channel estimation to obtain the instantaneous channel estimate. The improved channel estimate is obtained by simply averaging the instantaneous channel estimates over several blocks. The noise power is also estimated. In the 2nd step, the maximum likelihood channel estimation is carried out iteratively by using both the estimated symbol sequence and the training sequence. The bit error rate (BER) performance with the proposed frequency-domain channel estimation is evaluated by computer simulation. It is shown that the proposed channel estimation achieves a BER performance close to the perfect channel estimation.

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

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が望まれている。移動無線チャネルは、遅延時間の異なる様々な伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャネルであるため、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SC伝送の伝送特性を改善できる[2-4]。

FDEは、それぞれの受信ブロックに対し離散フーリエ変換(DFT)を適用して等化を行うブロック信号処理である。したがって、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(IBI)を防ぐため、ガードインターバル(GI)の挿入が必須であり、一般にサイクリ

ックプリフィックス(CP)がよく用いられている[3,4]。

一方、CPの代わりに全ブロック共通の既知系列を挿入することもできる[5-7]。受信側でデータブロックと既知系列を合計したシンボル長でDFTをすることで、1つ前のブロックの既知系列が現在のブロックのCPの役割を果たすため、CPを用いるSC伝送(CP-SC伝送)と同様にFDEを適用できる。また、既知系列を利用してチャネル推定を行うことで、CP-SC伝送のようにパイロットブロックを送信する必要がない。

MMSE-FDEでは、高精度なチャネルの伝達関数の推定および雑音電力の推定が必要である。これまで既知系列を挿入するSC伝送(TS-SC伝送)を対象に、数多くのチャネル推定の検討がなされてきた[6,8,9]。伝搬路の最大遅延時間の2倍以上の長さの既知系列を用いれば($N_g \geq 2L$)、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。ここで、 N_g

は既知系列長、 L は伝搬路のパス数である。さらに、 $N_g/2$ 周期の既知系列を2回繰り返して1つのブロックの既知系列として送信することで、前半 $N_g/2$ シンボルが後半 $N_g/2$ シンボルのCPの役割を果たすため、簡易な周波数領域チャネル推定を行うことが可能である。しかしながら、 $2L$ シンボル長の既知系列の挿入は伝送効率の低下を招いてしまう。

本稿では、 $2L$ シンボル長の既知系列の挿入を必要とせず、 L シンボル長の既知系列を用いる周波数領域繰り返しチャネル推定を提案している。提案チャネル推定法は、2ステップから構成される。第1ステップでは、まず受信既知系列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、瞬時チャネル推定値を求める。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させている。また、雑音電力も同様に周波数領域で推定している。第2ステップでは、仮判定データシンボル系列および既知系列を用いた最尤チャネル推定[10]とFDEを繰り返して行い、推定精度をさらに高めている。

本稿の構成は、以下のようになっている。第2章では、MMSE-FDEを用いるTS-SC伝送系について述べる。第3章では、本稿で用いる周波数領域繰り返しチャネル推定について述べる。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ビット誤り率(BER)特性を明らかにし、第5章でまとめる。

2. MMSE-FDE を用いる TS-SC ブロック伝送

2.1. 信号伝送系

図1にMMSE-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、 $N_g(\geq L)$ シンボルの既知系列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。

$$\mathbf{s}^{(n)} = \begin{bmatrix} \mathbf{d}^{(n)} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、 $\mathbf{u}=[u(0), \dots, u(t), \dots, u(N_g-1)]^T$ は、既知系列ベクトルであり、全ブロックで共通の既知系列を用いる。図2にTS-SC伝送のブロック構成を示す。CPの代わりに既知系列を挿入したものがTS-SC伝送である。既知系列が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 となる。

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。 N_B 個のブロックを受信した後、周波数領域繰り返しチャネル推定を行う。ただし、フェージングは N_B ブロックにわたって変動しないものと仮定する。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。MMSE-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。

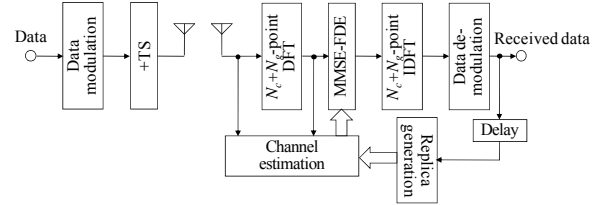


図1 MMSE-FDEを用いるTS-SC伝送系

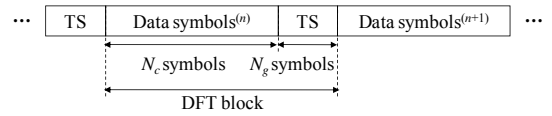


図2 送信ブロック構成

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。

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

ここで、 h_l 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、 $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2] = 1$ 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。

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

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

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

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。

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

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

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

$\mathbf{S}^{(n)} = [S^{(n)}(0), \dots, S^{(n)}(k), \dots, S^{(n)}(N_c + N_g - 1)]^T = \mathbf{F}_{N_c + N_g} \mathbf{s}^{(n)}$ 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 $\mathbf{H} = \sqrt{2S} \mathbf{F}_{N_c + N_g} \mathbf{h} \mathbf{F}_{N_c + N_g}^H$ は、チャン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} は巡回行列であるから、チャン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。

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

MMSE-FDEは、次式のように行われる。

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

ここで、 $\mathbf{W} = \text{diag}[W(0), \dots, W(k), \dots, W(N_c + N_g - 1)]$ 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]。

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

ここで、 $\tilde{H}(k)$ はチャンネル利得の推定値、 $\tilde{\nu}$ は雑音電力の推定値である。また、 $(\cdot)^*$ は、複素共役を表す。

$\hat{\mathbf{Y}}^{(n)}$ 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 $\hat{\mathbf{s}}^{(n)} = [\hat{s}^{(n)}(0), \dots, \hat{s}^{(n)}(t), \dots, \hat{s}^{(n)}(N_c + N_g - 1)]^T$ に変換し、軟判定値系列 $\hat{\mathbf{d}}^{(n)} = [\hat{d}^{(n)}(0), \dots, \hat{d}^{(n)}(t), \dots, \hat{d}^{(n)}(N_c - 1)]^T$ を得る。

3. 周波数領域繰り返しチャンネル推定

図3に提案チャンネル推定法のフローチャートを示す。 N_B 個のブロックを受信した後、チャンネル推定を以下のように行う。第1ステップでは、既知系列のみを用いる。まず、受信既知系列の巡回性を確保した上で周波数領域チャンネル推定を行い、瞬時チャンネル推定値を求める。 N_B ブロックにわたってチャンネル推定値を時間的に平均化することでチャンネル推定精度を向上させている。また、雑音電力も同様に周波数領域で推定することを考えている。第1ステップで得られたチャンネル推定値を用いて、MMSE-FDEおよび仮判定を行う。第2ステップでは、仮判定データシンボル系列および既知系列を用いた最尤チャンネル推定[10]とMMSE-FDEを繰り返して行い、推定精度をさらに高めている。

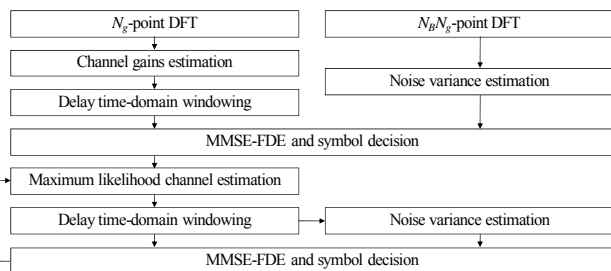


図3 周波数領域繰り返しチャンネル推定

3.1. 第1ステップ

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既知系列の巡回性を保証する[11]。

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

式(10)は、ベクトル表記で次式のように書き表せる。

$$\tilde{\mathbf{y}}^{(n)} = \sqrt{2S} \mathbf{h}_{N_g} \mathbf{u} + \mathbf{i}^{(n)} + \tilde{\mathbf{n}}^{(n)}, \quad (11)$$

ここで、 \mathbf{h}_{N_g} は $N_g \times N_g$ チャンネルのインパルス応答行列であり、巡回行列となる。また、 $\mathbf{i}^{(n)}$ は、ISI ベクトルであり、次式で与えられる。

$$\mathbf{i}^{(n)} = \sqrt{2S} \begin{bmatrix} h_0 & & & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L-2} & \cdots & h_0 & & & \\ & & & & & h_{L-1} \\ & & & & & 0 \end{bmatrix} \mathbf{d}^{(n)} \quad (12)$$

$\tilde{\mathbf{y}}^{(n)}$ 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。

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

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

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

瞬時チャンネル利得推定値 $\{\bar{H}^{(0)}(q(N_c + N_g)/N_g); q=0 \sim N_g - 1\}$ は次式で与えられる。

$$\bar{H}^{(0)}\left(\frac{N_c + N_g}{N_g} q\right) = \frac{1}{N_B} \sum_{n=0}^{N_B-1} \tilde{Y}^{(n)}(q) U(q) \quad (15)$$

この時推定されるチャンネル利得は周波数 $k = q(N_c + N_g)/N_g$, $q=0 \sim N_g - 1$, の N_g 個の成分のみであるため、周波数領域補間を行い、MMSE-FDEに必要な $N_c + N_g$ 個のチャンネル利得推定値を得る。本稿では、遅延時間領域窓関数法[12]により、周波数領域補間を行う。まず、 $\{\bar{H}^{(0)}(q(N_c + N_g)/N_g); q=0 \sim N_g - 1\}$ に N_g ポイント IDFT を適用してチャンネルインパルス応答推定値 $\{\tilde{h}^{(0)}(\tau); \tau=0 \sim N_g - 1\}$ を得る。次に、次式のように $\{\tilde{h}^{(0)}(\tau); \tau=0 \sim N_g - 1\}$ 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 MMSE-FDEに必要な $N_c + N_g$ 個のチャンネル利得推定値を得る。

$$\begin{aligned} \tilde{H}^{(0)}(k) &= \sum_{\tau=0}^{N_g-1} \tilde{h}^{(0)}(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_c + N_g}\right) \\ &= \sum_{q=0}^{N_g-1} A\left(k - \frac{N_c + N_g}{N_g} q\right) \bar{H}^{(0)}\left(\frac{N_c + N_g}{N_g} q\right) \end{aligned} \quad (16)$$

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。

$$A(n) = \frac{1}{N_c + N_g} \exp\left(-j\pi(N_g - 1)\frac{n}{N_c + N_g}\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi N_g n}{N_c + N_g}\right)}{\sin\left(\frac{\pi n}{N_c + N_g}\right)} \quad (17)$$

MMSE 重みには、雑音電力 \tilde{v} の推定が必要である。 \tilde{v} は、以下のように推定できる。まず、式(10)または(11)により得られた受信信号を N_B ブロック分まとめた次式のような受信信号系列 $\{\tilde{y}^{(m)}(t); t=0 \sim N_B N_g - 1\}$ を生成する。

$$\tilde{y}(t) = \tilde{y}^{\lfloor t/N_g \rfloor}(t \bmod N_g) \quad (18)$$

ここで、 $\lfloor x \rfloor$ は x より小さいか等しい最大の整数である。 $\{\tilde{y}^{(m)}(t); t=0 \sim N_B N_g - 1\}$ に $N_B N_g$ ポイント DFT を適用して $N_B N_g$ 個の周波数成分 $\{\bar{Y}^{(m)}(p); p=0 \sim N_B N_g - 1\}$ を得る。

$$\bar{Y}(p) = \frac{1}{\sqrt{N_B N_g}} \sum_{t=0}^{N_B N_g - 1} \tilde{y}(t) \exp\left(-j2\pi p \frac{t}{N_B N_g}\right) \quad (19)$$

$$= H(p)\bar{U}(p) + \bar{I}(p) + \bar{N}(p)$$

ここで、 $\bar{I}(p)$ および $\bar{N}(p)$ は、データシンボルブロックからの干渉成分および雑音成分である。 $\bar{U}(p)$ は次式で与えられる。

$$\bar{U}(p) = \frac{1}{\sqrt{N_B N_g}} \sum_{t=0}^{N_B N_g - 1} u(t \bmod N_g) \exp\left(-j2\pi p \frac{t}{N_B N_g}\right)$$

$$= \begin{cases} U(q) & \text{for } p = N_B q, q \sim 0 \sim N_g - 1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (20)$$

式(19)および(20)より、 $\{\bar{Y}^{(m)}(p); p=0 \sim N_B N_g - 1, p \neq N_B q, q=0 \sim N_g - 1\}$ には、データシンボルからの干渉成分と雑音成分のみが含まれることが分かる。したがって、 $\tilde{v}^{(0)}$ を次式により推定する。

$$\tilde{v}^{(0)} = \frac{1}{2} \frac{1}{N_B N_g - N_g} \left\{ \sum_{p=0}^{N_B N_g - 1} |\bar{Y}(p)|^2 - \sum_{q=0}^{N_g - 1} |\bar{Y}(q N_B)|^2 \right\} \quad (21)$$

この推定値には雑音およびデータシンボルブロックからの干渉が寄与している。データブロックからの干渉は、第1ステップのチャンネル推定誤差に対応している。

3.2. 第2ステップ

第2ステップでは、仮判定データシンボル系列および既知系列を用いた最尤チャンネル推定[10]を繰り返して行う。以下では、第 i 回目 ($i > 0$) の繰り返しについて述べる。チャンネル利得推定値 $\{\bar{H}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c + N_g - 1\}$ は次式で得られる。

$$\bar{H}^{(i)}(k) = \frac{\sum_{n=0}^{N_g - 1} Y^{(n)}(k) \{\tilde{S}^{(n,i-1)}(k)\}^*}{\sum_{n=0}^{N_g - 1} |\tilde{S}^{(n,i-1)}(k)|^2} \quad (22)$$

$\{\tilde{S}^{(n,i-1)}(k); k=0 \sim N_c + N_g - 1\}$ は、1つ前の繰り返し時における周波数領域送信レプリカブロック $\tilde{\mathbf{S}}^{(n,i-1)} = [\tilde{S}^{(n,i-1)}(0), \dots, \tilde{S}^{(n,i-1)}(k), \dots, \tilde{S}^{(n,i-1)}(N_c + N_g - 1)]^T$ の第 k 要素であり、 $\tilde{\mathbf{S}}^{(n,i-1)}$ は次式で与えられる。

$$\tilde{\mathbf{S}}^{(n,i-1)} = \mathbf{F}_{N_c + N_g} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{d}}^{(n,i-1)} \\ \mathbf{u} \end{bmatrix} \quad (23)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{d}}^{(n,i-1)} = [\tilde{d}^{(n,i-1)}(0), \dots, \tilde{d}^{(n,i-1)}(t), \dots, \tilde{d}^{(n,i-1)}(N_c - 1)]^T$ は、軟判定シンボルレプリカブロックである[13-15]。

第2ステップでは、遅延時間領域窓関数法により、雑音低減を行う。 $\{\bar{H}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c + N_g - 1\}$ 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 $\{\tilde{h}^{(i)}(\tau); \tau=0 \sim N_c + N_g - 1\}$ を得る。チャンネルインパルス応答は、既知系列長以内に収まっているが、雑音成分は全遅延時間帯域にわたって一様に分布している。そこで、既知系列長をこえる $\tilde{h}^{(i)}(\tau)$, $N_g \leq \tau \leq N_c + N_g - 1$, を 0 に置換して、 $N_c + N_g$ ポイント DFT を適用すれば、雑音を低減したチャンネル利得推定値 $\{\tilde{H}^{(i)}(k); k=0 \sim N_c + N_g - 1\}$ が得られる。

\tilde{v} は次式のように推定できる[16]。

$$\tilde{v}^{(i)} = \frac{1}{2} \frac{1}{N_B} \frac{1}{N_c + N_g} \sum_{n=0}^{N_B - 1} \sum_{k=0}^{N_c + N_g - 1} |Y(k) - \tilde{H}^{(i)} \tilde{S}^{(n,i-1)}(k)|^2 \quad (24)$$

式(24)で推定した $\tilde{v}^{(i)}$ には、チャンネル推定誤差の影響も含まれている。

第2ステップでは、チャンネル推定、MMSE-FDE および軟判定を十分な回数繰り返す。

4. 計算機シミュレーション

シミュレーション諸元を表1に示す。QPSK データ変調、データシンボル数は $N_c=64$ 、既知系列長は $N_g=16$ シンボルとした。既知系列には、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ブロックレイリーフェージングを仮定した。

表1 シミュレーション諸元

Transmitter	Data modulation	QPSK
	Data symbol block length	$N_c=64$
	Training sequence length	$N_g=16$
	Training sequence	Chu sequence
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ path uniform power delay profile
Receiver	Signal detection	MMSE-FDE
	Channel estimation	Frequency-domain iterative channel estimation

図4に提案チャンネル推定法を用いた時の平均BER特性を示す。ここで、横軸 E_b/N_0 は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である。繰り返し回数は $I=1$ とした。正規化ドップラー周波数 $f_d T (=f_d(N_c+N_g)T_s) \rightarrow 0$ の準静的フェージング環境を仮定している。図4より、チャンネル推定に用いるブロック数 N_B が多くなるにつれてBER特性が改善しているのが分かる。これは、 N_B を増やすことで平均化効果が大きくなり雑音およびデータブロックからの干渉の影響を抑圧できるためである。

図5に $N_B=16$ とし、繰り返し回数 I をパラメータとしてプロットした周波数領域繰り返しチャンネル推定を用いた時の平均BER特性を示す。繰り返し数を増やすと特性が改善し、理想チャンネル推定に近いBER特性を達成できている。

平均BER= 10^{-3} を得るための所要 E_b/N_0 を I の値の関数として図6にプロットした。チャンネル推定に用いるブロック数 N_B を増やすと少ない繰り返し回数で十分優れた特性が得られる。理想チャンネル推定からの許容劣化を0.5dBとすると、 $N_B=32, 16$ および8の場合、それぞれ繰り返し回数 $I=1, 2$ および3で十分である。

これまで、 N_B ブロックにわたってチャンネル利得が変動しない準静的フェージング環境を仮定していた。以下では、フェージング変動の影響を考察する。図7にドップラー周波数の影響を示す。搬送波周波数2GHzで、帯域幅が20MHzの場合 $f_d T = 1 \times 10^{-3}$ は135km/hの高速移動に相当する。 $f_d T (=f_d(N_c+N_g)T_s) \rightarrow 0$ の場合に、理想チャンネル推定からの劣化が0.5dB以内となった $(N_B, I)=(32, 1), (16, 2)$ および $(8, 3)$ の3つの場合について示している。図7より $N_B=32, 16$ および8の場合、それぞれ $f_d T \leq 3 \times 10^{-4}, f_d T \leq 9 \times 10^{-4}$ および $f_d T \leq 1 \times 10^{-3}$ までは理想チャンネル推定に近いBERを達成できていることが分かる。上述したように、 N_B を増やすことで平均化効果が大きくなり雑音およびデータブロックからの干渉の影響を抑圧できるため、少ない繰り返し回数で十分優れた特性が得られる。しかしながら、 N_B を増やすことでフェージング変動に追従しにくくなる。提案チャンネル指定法は、 $(N_B, I)=(16, 2)$ または $(8, 3)$ を用いた場合、実際の移動通信環境において理想チャンネル推定に近い優れた伝送特性を実現できるといえる。

5. まとめ

本稿では、MMSE-FDEを用いるTS-SC伝送における周波数領域繰り返しチャンネル推定を提案した。提案チャンネル推定法は、2ステップから構成され、第1ステップでは、受信既知系列の巡回性を確保した上で周波数領域チャンネル推定を行う。第2ステップでは、仮判定データシンボル系列および既知系列を用いた最尤チャンネル推定とFDEを繰り返して行い、推定精度を向上させる。計算機シミュレーションにより、平均BER特性を明らかにし、繰り返し数が少ない場合はチャンネル推定に用いるブロック数を大きくすることで、またブロック数が小さい場合は繰り返し数を多くすることでチャンネル推定精度を向上でき、理想チャンネル推定に近い優れたBER特性を実現できることを示した。

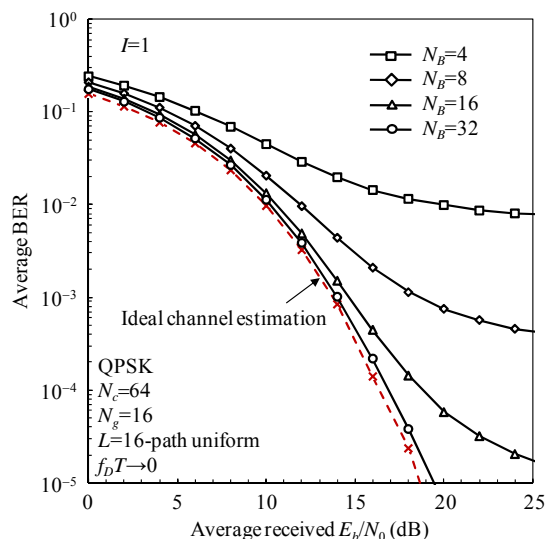


図4 周波数領域繰り返しチャンネル推定の平均BER特性 ($I=1$)

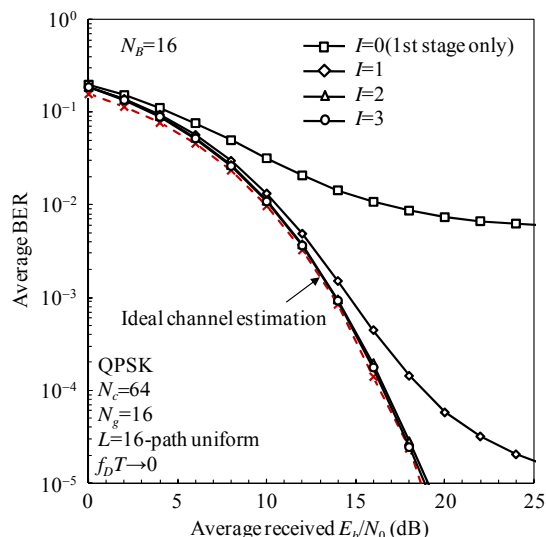


図5 周波数領域繰り返しチャンネル推定の平均BER特性 ($N_B=16$)

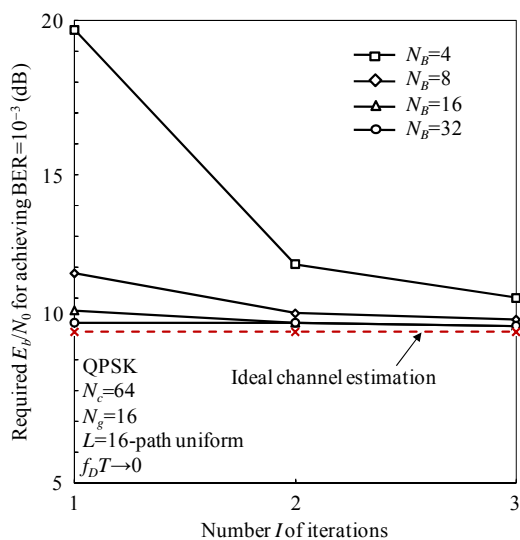


図6 平均BER= 10^{-3} を満たす所要 E_b/N_0

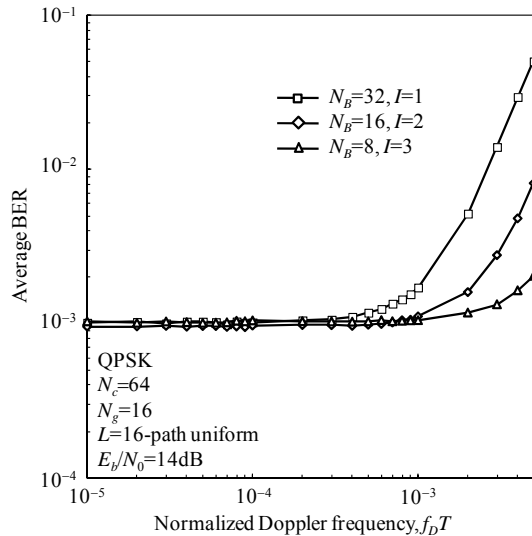


図 7 正規化ドップラー周波数の影響

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 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 Letters*, 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 (ICICS 2011)*, 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] 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.
- [11] 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, June 2010.
- [12] 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.
- [13] N. Benvenuto and S. Tomasin, "Iterative design and detection of DFE in the frequency domain," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 53, No. 11, pp. 1867-1875, Nov. 2005.
- [14] 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.
- [15] R. Dinis, P. Carvalho, and J. Martins, "Soft combining ARQ techniques for wireless systems employing SC-FDE schemes," in *Proc. The 17th International Conference on Computer Communications and Networks (ICCCN'08)*, pp. 174-178, Aug. 2008.
- [16] 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, July 2007.
- [17] D. C. Chu, "Polyphase codes with good periodic correlation properties," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 18, No. 4, pp. 531-532, July 1972.