

重畳型パイロットを用いるウィナーフィルタに基づくチャネル推定

内海 哲哉[†] 武田 一樹[†] 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: [†] {uchiumi, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 重畳型パイロットを用いるチャネル推定(SI-PACE)はフェージング変動への高い追従能力を期待できるが、データチャネルからの干渉がチャネル推定精度を劣化させる。重畳パイロットを長時間単純平均すればデータチャネルからの干渉を低減できるが、フェージング変動への追従能力が低下してしまう。本論文では、ウィナーフィルタを用いた重畳型パイロットチャネル推定を提案し、周波数選択性フェージングチャネルにおけるシングルキャリア(SC)及び直交周波数分割多重 OFDM 伝送の 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 重畳型パイロット, ウィナーフィルタ, 自己相関関数

Wiener Filter based Channel Estimation Using Superimposed Pilot

Tetsuya UCHIUMI[†] Kazuki TAKEDA[†] 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: [†] {uchiumi, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Superimposed pilot-aided channel estimation (SI-PACE) has a potential of high tracking ability against channel variation due to fading, but interference from data channel degrades the accuracy of channel estimation. The interference from data channel can be reduced by taking simple time averaging of the superimposed pilot, but the tracking ability tends to be lost. In this paper, we propose a Wiener filter based SI-PACE which can suppress the interference from the data channel while achieving a high tracking ability. We investigate by computer simulation the bit error rate (BER) performance of single-carrier (SC) and orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) using the Wiener filter based SI-PACE in a frequency-selective Rayleigh fading channel.

Keywords Superimposed Pilots, Wiener Filter, Autocorrelation

1. まえがき

広帯域無線伝搬路は、遅延時間の異なる複数のパスにより構成される周波数選択性チャネルとして特徴づけられる。このためシングルキャリア(SC)伝送ではビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1]。この劣化を回避するための手法として、互いに直交する多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)伝送[2]がある。SC伝送においても、最少平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を適用することで優れた BER 特性を実現できることが分かり、有望な次世代通信方式として広く検討されるようになった[3]。

SCおよびOFDMでは、高精度なチャネル推定技術が必須である。一般にチャネル推定には、送受で既知のパイロット信号を用いるパイロットチャネル推定(PACE)が用いられている[2,3,4]。

PACEの1つに重畳型パイロットチャネル推定(SI-PACE)がある[5,6,7]。SI-PACEでは、データにパイロットを重畳して送信する。時間多重パイロットや周波数多重パイロットを用いる場合とは異なり、時間および周波数領域でパイロット間隔が生じないことから、

受信機の高速移動に追従できるとされる[5]。しかし実際には、チャネル推定の際に未検出のデータ信号が干渉を与えることから、パイロット信号を十分長い時間で平均しなければならない[6,7]。しかし、長時間平均を行うと追従能力が犠牲になってしまい、SI-PACEの高速移動に追従できるという利点を生かすことができなくなってしまう。

本論文では文献[6,7]を拡張し、より高いフェージング追従能力を有するSI-PACEを提案する。パイロットの単純時間平均の代わりに、ウィナーフィルタ[8]を用いる。ウィナーフィルタを用いるSI-PACEをSCおよびOFDM伝送に用いたときのBER特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

本論文は以下のような構成になっている。第2章で重畳型パイロットを用いるSCとOFDM伝送系について述べる。第3章ではウィナーフィルタを用いるチャネル推定について述べ、第4章では計算機シミュレーションにより伝送特性を明らかにする。

2. 信号伝送モデル

2.1. 送信機構成

図1に送信信号の構成とSCおよびOFDMの送信系

のシステムモデルを示す。

本論文では高速フーリエ変換(FFT)のためのサンプリング間隔 T_s で正規化された離散時間間隔の等価低域表現を用いる。送信機では、2 値送信データ系列をデータシンボル系列に変調し、 N_c シンボルごとのブロックに分割する。この時、第 n ブロックのデータシンボル系列を $\{d_n(t); t=0,1,\dots,N_c-1; n=0,1,\dots,N_B-1\}$ と表す。

次に、 N_c 個シンボルのパイロット系列 $\{p(t); t=0,1,\dots,N_c-1\}$ を SC では時間領域で、OFDM は周波数領域で重畳することによって送信ブロックが生成される。パイロットには BPSK 変調された 2 値 PN 系列を用いる。その後、OFDM 伝送では送信信号ブロックに N_c ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用し時間領域信号に変換する。

最後に、送信信号ブロックの後尾 N_g 個をサイクリックプレフィックスとしてコピーして、ガードインターバル(GI)としてブロックの先頭に挿入して送信する。この送信ブロックを N_B 個並べたものを 1 フレームとし、図 2 にフレーム構成を示す

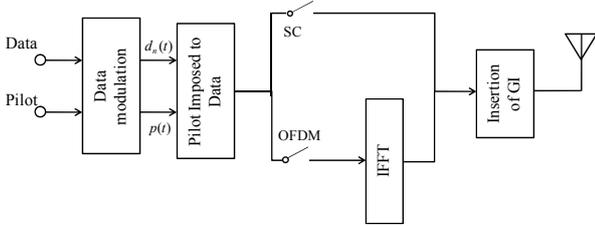


図 1 送信系モデル

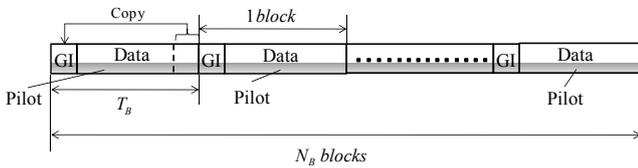


図 2 フレーム構成

2.2. 受信機構成と繰り返し SI-PACE

図 3 に SC および OFDM の受信機の構成を示す。送信信号は、 L 個の独立なパスを有する周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信機で受信される。受信機では、受信信号から GI を除去した後、 N_c ポイント FFT を行う。1 フレーム分(N_B 個)のブロックを受信した後、第 n ブロックの繰り返し SI-PACE を以下のように行う。

ステップ 1: まず受信ブロック N_B 個の内、第 n ブロックの前後 N_T 個の受信ブロックにおけるパイロット信号を用いて、第 n ブロックの初回のチャンネル推定を行う。これを最後のブロック ($n=0\sim N_B-1$) まで行い、フレーム全体の初回のチャンネル推定値を得る。

ステップ 2: 次に、ステップ 1 のチャンネル推定値を用いて信号検出を行う。信号検出にはチャンネル等化を行う。SC では MMSE-FDE を、OFDM では ZF-FDE を行った後、データ復調する。

ステップ 3: 次にステップ 2 で得られたデータ復調

結果をパイロットと見なし、ステップ 1 と同様に再びチャンネル推定を行う。これを最後のブロック ($n=0\sim N_B-1$) まで行い、フレーム全体のチャンネル推定値を更新する。

ステップ 4: ステップ 3 で更新されたチャンネル推定値をもとに再び SC では MMSE-FDE を、OFDM では ZF-FDE を行った後、データ復調する。

この後、ステップ 3 と 4 のチャンネル推定とデータ復調を十分な回数繰り返す。最後の繰り返しで得られたデータ復調結果を受信データとして出力する。

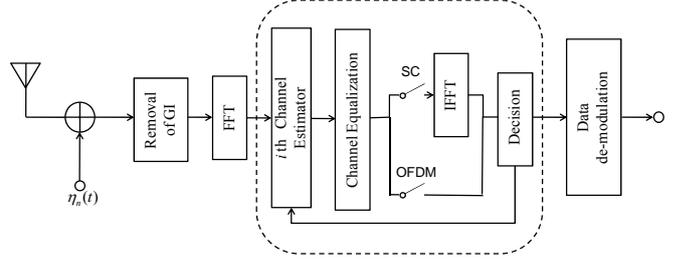


図 3 受信系モデル

3. 繰り返し SI-PACE の数式表現

本章では文献[6,7]を参考に、2.2 節で示した繰り返し SI-PACE の動作を数式を用いて説明する。本論文では、ブロックフェージングを仮定し、1 ブロックにわたってパス利得は変動しないものとしている。

第 n ブロックにおけるチャンネルのインパルス応答は次式であらわされる。

$$h_n(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

ここで、 $h_{n,l}$ 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を表す。 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{n,l}|^2] = 1$ であるとし、遅延時間 τ_l の最大値は GI よりも短いとする。

GI 除去後、式(1)で表わされるチャンネルを介して受信された第 n ブロックの受信信号 $y_n(t)$ は次式で表せる。

$$y_n(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} x_n((t - \tau_l) \bmod N_c) + \eta_n(t) \quad (2)$$

ここで、 $x_n(t)$ および $\eta_n(t)$ は、それぞれ第 n ブロックにおける送信信号および零平均で分散が $E[|\eta_n(t)|^2] = 2\sigma_N^2$ の複素ガウス雑音である。

(SC 伝送の場合)

$x_n(t)$ は次式のように表される。

$$x_n(t) = d_n(t) + p(t) \quad (SC) \quad (3)$$

データおよびパイロットの分散をそれぞれ $2\sigma_d^2$ および $2\sigma_p^2$ で表わす。

受信信号に N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{Y_n(k); k=0\sim N_c-1\}$ に分解する。 $Y_n(k)$ は次式で表せる。

$$Y_n(k) = (D_n(k) + P(k))H_n(k) + N_n(k) \quad (4)$$

ここで、 $H_n(k)$ と $N_n(k)$ はそれぞれ第 n ブロックにおける第 k 周波数のチャンネルの伝達関数と雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} H_n(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp\left(-j2\pi \frac{\tau_l}{N_c} k\right) \\ N_n(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_n(t) \exp\left(-j2\pi \frac{t}{N_c} k\right) \end{cases} \quad (5)$$

また、 $D_n(k)$ と $P(k)$ は次式で表される。

$$\begin{cases} D_n(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} d_n(t) \exp\left(-j2\pi \frac{t}{N_c} k\right) \\ P(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} p(t) \exp\left(-j2\pi \frac{t}{N_c} k\right) \end{cases} \quad (6)$$

(OFDM 伝送の場合)

OFDM の周波数領域信号表現 $Y_n(k)$ は次式のようになる。

$$Y_n(k) = (d_n(k) + p(k))H_n(k) + N_n(k) \quad (7)$$

3.1. 初回のチャンネル推定 (ステップ 1)

一般性を失わずに $(N_T-1)/2 \leq n \leq N_B - (N_T-1)/2$ とする。1フレーム(N_B ブロック)の内の第 $n - (N_T-1)/2$ から第 $n + (N_T-1)/2$ 番目までの N_T 個のブロック($N_T: N_T \leq N_B$ かつ奇数)について、行列を用いて以下のように周波数領域表現する。

(SC 伝送の場合)

$$\mathbf{Y}(k) = \begin{pmatrix} Y_{n-(N_T-1)/2}(k) \\ Y_{n-(N_T-1)/2+1}(k) \\ \vdots \\ Y_{n+(N_T-1)/2}(k) \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$= (\mathbf{D}(k) + \mathbf{P}(k))\mathbf{H}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (k = 0 \sim N_c - 1)$$

ここで $\mathbf{D}(k)$ 、 $\mathbf{P}(k)$ 、 $\mathbf{H}(k)$ および $\mathbf{N}(k)$ はそれぞれ $N_T \times N_T$ 、 $N_T \times N_T$ の行列、 $N_T \times 1$ および $N_T \times 1$ のベクトルであり次式のように定義される。

$$\mathbf{D}(k) = \begin{pmatrix} D_{n-(N_T-1)/2}(k) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & D_{n-(N_T-1)/2+1}(k) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & D_{n+(N_T-1)/2}(k) \end{pmatrix} \quad (8a)$$

$$\mathbf{P}(k) = P(k)\mathbf{I} \quad (8b)$$

$$\mathbf{H}(k) = \begin{pmatrix} H_{n-(N_T-1)/2}(k) \\ H_{n-(N_T-1)/2+1}(k) \\ \vdots \\ H_{n+(N_T-1)/2}(k) \end{pmatrix} \quad \mathbf{N}(k) = \begin{pmatrix} N_{n-(N_T-1)/2}(k) \\ N_{n-(N_T-1)/2+1}(k) \\ \vdots \\ N_{n+(N_T-1)/2}(k) \end{pmatrix} \quad (8c)$$

(OFDM 伝送の場合)

$$\mathbf{Y}(k) = (\mathbf{d}(k) + \mathbf{p}(k))\mathbf{H}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (k = 0 \sim N_c - 1) \quad (9)$$

ここで $\mathbf{d}(k)$ 、 $\mathbf{p}(k)$ はそれぞれ次式のように定義される。

$$\mathbf{d}(k) = \begin{pmatrix} d_{n-(N_T-1)/2}(k) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & d_{n-(N_T-1)/2+1}(k) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & d_{n+(N_T-1)/2}(k) \end{pmatrix} \quad (9a)$$

$$\mathbf{p}(k) = p(k)\mathbf{I} \quad (9b)$$

受信信号行列 $\mathbf{Y}(k)$ に次式のようにフィルタ係数行列(重み行列) $\mathbf{W}_n^{(1)}(k)$ を乗算することで、第 n ブロックにおける第 k 周波数の初回($i=1$)のチャンネル推定値 $\tilde{H}_n^{(1)}(k)$ を求める。

$$\tilde{H}_n^{(1)}(k) = \mathbf{W}_n^{(1)}(k)\mathbf{Y}(k) \quad (10)$$

フィルタ係数行列 $\mathbf{W}_n^{(1)}(k)$ はウィナー解[8]であり次式で表せる。

$$\mathbf{W}_n^{(1)}(k) = E[H_n(k)\mathbf{Y}^H(k)]E[\mathbf{Y}(k)\mathbf{Y}^H(k)]^{-1} \quad (11)$$

式(11)はウィナーフィルタと呼ばれる。ここで $E[\cdot]$ は集合平均を表し、 $\mathbf{Y}^H(k)$ は $\mathbf{Y}(k)$ のエルミート共役である。SCおよびOFDM伝送の場合、上式は次のようになる。

(SC 伝送の場合)

$$\mathbf{W}_n^{(1)}(k) = E[H_n(k)\mathbf{H}^H(k)]\mathbf{P}^H(k) \times (\mathbf{P}(k)E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)]\mathbf{P}^H(k) + (2\sigma_D^2 + 2\sigma_N^2)\mathbf{I})^{-1} \quad (12)$$

(OFDM 伝送の場合)

$$\mathbf{W}_n^{(1)}(k) = E[H_n(k)\mathbf{H}^H(k)]\mathbf{p}^H(k) \times (\mathbf{p}(k)E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)]\mathbf{p}^H(k) + (2\sigma_D^2 + 2\sigma_N^2)\mathbf{I})^{-1} \quad (13)$$

式(12)および式(13)の $E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)]$ はチャンネルの自己相関行列が必要であり、次式で表される。

$$E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)] = \begin{pmatrix} R(0) & R(1) & \cdots & R(N_T-1) \\ R(1) & R(0) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & R(1) \\ R(N_T-1) & \cdots & R(1) & R(0) \end{pmatrix} \quad (14)$$

ただし、

$$R(m) = E[H_{n-m}(k)H_n^*(k)] \quad m = 0 \sim N_T - 1 \quad (15)$$

はチャンネルの自己相関関数であり、マルチパスを構成する多数の素波が全方向から等電力で一様に到来するとき、第1種ベッセル関数を用いて次式のように表わ

せることが知られている [9].

$$R(m) = J_0(2f_D T_B m) \quad (16)$$

ここで, f_D は最大ドップラー周波数であり, T_B はブロック長である.

しかし一般には, 素波の到来方向には偏りがあるから, 自己相関関数が式(16)のようになるとは限らない. そこで本論文では, ウィナーフィルタによるチャンネル推定を行う前に, 以下のように初回の自己相関関数 $R^{(1)}(m)$ の推定を行う. まず, 1 ブロックごとに $n=0 \sim N_B$ まで自己相関関数推定のためのチャンネル推定値 $\{\hat{H}'_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を次式のように求める.

(SC 伝送の場合)

$$\hat{H}'_n(k) = \frac{P^*(k)}{|P(k)|^2 + (\sigma_N^2 + \sigma_D^2) / \sigma_P^2} Y_n(k) \quad (17)$$

(OFDM 伝送の場合)

$$\hat{H}'_n(k) = \frac{p^*(k)}{|p(k)|^2} Y_n(k) \quad (18)$$

SC では MMSE 規範に基づくチャンネル推定 [3] を行っている. この理由は, $|P(k)|^2$ の大きさがパイロット系列に依存し, 一定値になるとは限らず, その値が小さくなる可能性があるからである. 一方, OFDM では単純な ZF チャンネル推定が適用できる.

次に, 自己相関関数推定のためのチャンネル推定値 $\{\hat{H}'_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に遅延時間領域窓関数法 [3] を適用し, 雑音を低減したチャンネル推定値 $\{\hat{H}'_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る. 遅延時間領域窓関数法では, IFFT を用いてチャンネル推定値 $\{\hat{H}'_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を遅延時間領域に変換し, 最大遅延時間 (GI 長) を超えるインパルス応答部分をゼロで置き換えた後, FFT により再び周波数領域に戻すことで, 雑音を低減したチャンネル推定値 $\{\hat{H}'_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得ている. 次に, 自己相関関数 $R^{(1)}(m)$ の推定を次式のように行う.

$$R^{(1)}(m) = \frac{1}{N_B \times N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_B-1} \frac{\hat{H}'_n(k) \hat{H}'_{n-m}^*(k)}{|\hat{H}'_n(k)|^2} \quad (19)$$

このようにして推定した自己相関関数 $R^{(1)}(m)$ を利用してウィナーフィルタを用いるチャンネル推定 (式(10)) を行った後, チャンネル推定値 $\{\hat{H}'_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に遅延時間領域窓関数法 [3] を適用して雑音を低減し, 初回 ($i=1$) のチャンネル推定値 $\{\hat{H}_n^{(1)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る.

3.2. 初回の信号検出 (ステップ 2)

ステップ 1 で求めた初回 ($i=1$) のチャンネル推定値 $\hat{H}_n^{(1)}(k)$ を用いて等化重み $Q_n(k)$ を計算し, 1 タップ周波数領域等化を行って, 以下のように, 第 n ブロックの初回 ($i=1$) の軟判定値 $\tilde{d}_n^{(1)}(t)$ を得る. 最後に軟判定値 $\tilde{d}_n^{(1)}(t)$ を用いてデータ復調を行い, 初回 ($i=1$) の硬判定値 $\bar{d}_n^{(1)}(t)$ を得る.

(SC 伝送の場合)

$$\tilde{d}_n^{(1)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{D}_n^{(1)}(t) \exp\left(j2\pi \frac{t}{N_c} k\right) \quad (20a)$$

ここで,

$$\tilde{D}_n^{(1)}(k) = Q_n(k) Y_n(k) - P(k) \quad (20b)$$

MMSE 重み $Q_n(k)$ は次式で与えられる.

$$Q_n(k) = \frac{\hat{H}_n^{(1)*}(k)}{|\hat{H}_n^{(1)}(k)|^2 + \sigma_N^2 / (\sigma_D^2 + \sigma_P^2)} \quad (20c)$$

ここで, $\hat{H}_n^{(1)}(k)$ は n 番目のブロックにおける第 k 周波数の初回 ($i=1$) のチャンネル推定値である. また σ_N^2 は, 雑音とチャンネル推定誤差の和の分散である. 本論文では, この分散を理想的に推定できると仮定している.

(OFDM 伝送の場合)

$$\tilde{d}_n^{(1)}(k) = Q_n(k) Y_n(k) - p(k) \quad (21a)$$

なお, $\tilde{d}_n^{(1)}(k)$ を $\tilde{d}_n^{(1)}(t)$ に置き換える. 等化重み $Q_n(k)$ は次式で与えられる.

$$Q_n(k) = \frac{\hat{H}_n^{(1)*}(k)}{|\hat{H}_n^{(1)}(k)|^2} \quad (21b)$$

3.3. 2 回目以降のチャンネル推定 (ステップ 3)

過去のデータ判定結果をパイロットとして用いることで, チャンネル推定精度を改善できる. そこで, 第 $i-1$ 回目のデータ判定結果をパイロットとして用い, 3.1 節と同様に, 次式のように第 i 回目 ($i \geq 2$) のチャンネル推定を行う.

$$\tilde{H}_n^{(i)}(k) = \mathbf{W}_n^{(i)}(k) \mathbf{Y}(k) \quad (22)$$

ここで, フィルタ係数行列 $\mathbf{W}_n^{(i)}(k)$ は次式で与えられる.

$$\mathbf{W}_n^{(i)}(k) = E[H_n(k) \mathbf{Y}^H(k)] E[\mathbf{Y}(k) \mathbf{Y}^H(k)]^{-1} \quad (23)$$

SC と OFDM 伝送のときの $\mathbf{W}_n^{(i)}(k)$ は以下のようになる.

(SC 伝送の場合)

$$\mathbf{W}_n^{(i)}(k) = E[H_n(k) \mathbf{H}^H(k)] (\bar{\mathbf{D}}^{(i)H}(k) + \mathbf{P}(k)) \times ((\bar{\mathbf{D}}^{(i)}(k) + \mathbf{P}(k)) E[\mathbf{H}(k) \mathbf{H}^H(k)] (\bar{\mathbf{D}}^{(i)H}(k) + \mathbf{P}(k)) + \mathbf{N}'_\sigma)^{-1} \quad (24a)$$

ここで, $\bar{\mathbf{D}}^{(i)}(k)$ は i 回目の硬判定値行列, \mathbf{N}'_σ は雑音と判定誤差との和の共分散行列であり, それぞれ次式で表される.

$$\bar{\mathbf{D}}^{(i)}(k) = \begin{pmatrix} \bar{D}_{n-(N_T-1)/2}^{(i)}(k) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \bar{D}_{n-(N_T-1)/2+1}^{(i)}(k) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \bar{D}_{n+(N_T-1)/2}^{(i)}(k) \end{pmatrix} \quad (24b)$$

$$\mathbf{N}'_{\sigma}(k) = \begin{pmatrix} \sigma_{n-(N_T-1)/2}^{\prime 2} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sigma_{n-(N_T-1)/2+1}^{\prime 2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \sigma_{n+(N_T-1)/2}^{\prime 2} \end{pmatrix} \quad (25)$$

ところで、 \mathbf{N}'_{σ} は未知であるから推定しなければならぬ。そこで次式のように \mathbf{N}'_{σ} を推定する[3].

$$\sigma_n^{\prime 2} = \frac{2}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |Y_n(k) - (\bar{D}_n^{(i)}(k) + P(k))\hat{H}_n(k)|^2 \quad (26)$$

(OFDM 伝送の場合)

$$\mathbf{W}_n^{(i)}(k) = E[\mathbf{H}_n(k)\mathbf{H}^H(k)](\bar{\mathbf{d}}^{(i)H}(k) + \mathbf{p}(k)) \times ((\bar{\mathbf{d}}^{(i)}(k) + \mathbf{p}(k))E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)](\bar{\mathbf{d}}^{(i)H}(k) + \mathbf{p}(k)) + \mathbf{N}'_{\sigma})^{-1} \quad (27a)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{d}}^{(i)}(k)$ は次式のように表される。

$$\bar{\mathbf{d}}^{(i)}(k) = \begin{pmatrix} \bar{d}_{n-(N_T-1)/2}^{(i)}(k) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \bar{d}_{n-(N_T-1)/2+1}^{(i)}(k) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \bar{d}_{n+(N_T-1)/2}^{(i)}(k) \end{pmatrix} \quad (27b)$$

雑音と判定誤差との和の共分散行列 \mathbf{N}'_{σ} は、式(26)と同様に次式のように推定できる[3].

$$\sigma_n^{\prime 2} = \frac{2}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |Y_n(k) - (\bar{d}_n^{(i)}(k) + p(k))\hat{H}_n(k)|^2 \quad (28)$$

ところで、第*i*回目のチャンネル推定に用いるチャンネルの自己相関関数 $R^{(i)}(m)$ は、第*i-1*回目のCE値 $\hat{H}_n^{(i-1)}(k)$ を用いて次式のように求めている。

$$R^{(i)}(m) = \frac{1}{N_B \times N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_B-1} \frac{\hat{H}_n^{(i-1)}(k)\hat{H}_{n-m}^{(i-1)*}(k)}{|\hat{H}_n^{(i-1)}(k)|^2} \quad (29)$$

このようにして推定した自己相関関数 $R^{(i)}(m)$ を利用してウィナーフィルタを用いるチャンネル推定(式(22))を行った後、チャンネル推定値 $\{\hat{H}_n^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に遅延時間領域窓関数[3]を適用して雑音を低減し、第*i*回目のチャンネル推定値 $\{\hat{H}_n^{(i)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る。

3.4.2 回目以降の信号検出(ステップ4)

ステップ3で求められた第*i*回目のチャンネル推定値 $\hat{H}_n^{(i)}(k)$ を用いて、3.2節と同様に以下のようにして周波数領域等化を行い、第*n*番目のブロックの第*i*回目の軟判定値 $\tilde{d}_n^{(i)}(t)$ を得る。最後に、軟判定値 $\tilde{d}_n^{(i)}(t)$ からデータ復調によって第*i*回目の硬判定値 $\bar{d}_n^{(i)}(t)$ を得る。

(SC 伝送の場合)

$$\tilde{d}_n^{(i)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{D}_n^{(i)}(t) \exp\left(j2\pi \frac{t}{N_c} k\right) \quad (28a)$$

ここで、

$$\tilde{D}_n^{(i)}(k) = \frac{\hat{H}_n^{(i)*}(k)}{|\hat{H}_n^{(i)}(k)|^2 + \sigma_N^{\prime 2} / (\sigma_D^2 + \sigma_P^2)} Y_n(k) - P(k) \quad (28b)$$

(OFDM 伝送の場合)

$$\tilde{d}_n^{(i)}(k) = \frac{\hat{H}_n^{(i)*}(k)}{|\hat{H}_n^{(i)}(k)|^2} Y_n(k) - p(k) \quad (29)$$

なお、 $\tilde{d}_n^{(i)}(k)$ を $\tilde{d}_n^{(i)}(t)$ に置き換える。

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。変調はQPSK、1フレーム中のブロック数を $N_B=128$ 個、FFTポイント数を $N_c=512$ 、ガード長を $N_g=64$ とした。パイロットシンボル系列は1023周期のPN系列を用いた。パイロット電力対データ電力比 β の最適値は正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_B$ および平均SNRに依存するが、本論文では $\beta=0.1$ とした。フェージングチャネルは、等電力遅延プロファイルを有する $L=16$ 個の独立なパスから構成される周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャネルとした(1ブロック内でチャンネル利得の変動はない)。また、各パスを構成する素波の数は64個であり、全方向から等電力で到来するものとし、受信機のタイミング再生は理想的であるとした。チャンネル推定の繰り返し回数を5回に設定し、自己相関関数の推定は第3章で述べた推定法に基づいて行った。

表1 計算機シミュレーション諸元

	Modulation	QPSK
Transmitter	No. of FFT points	$N_c=512$
	GI	$N_g=64$
	Pilot sequence	PN sequence with a repetition of 1023
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	L=16-path exponential power delay profile Decay factor $\alpha=0$ dB
Receiver	Frequency-domain Equalization	ZF (OFDM) MMSE (SC)
	Channel Estimation	Wiener Filter $N_T=5, 17$
	iteration	5

ウィナーフィルタを用いるチャンネル推定と単純時間平均を用いるチャンネル推定[6,7]との比較を行った。1ビットあたりの平均受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比 $E_b/N_0=14$ dB(SC), 20dB(OFDM)(ここで、 $E_b/N_0=0.5(1+N_g/N_c)(E_s/N_0)/(\beta+1)$)のときについて、SCとOFDMの $f_D T_B$ 対平均BER特性を図5に示す。図5より、 N_T の大きさにかかわらず($N_T=5$ と17)、正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_B$ が0.01(搬送波5GHzでシンボルレート100Mspsのとき、移動速度375km/hに相当)を超えると、単純時間平均を用いるチャンネル推定ではBERが大幅に増加するが、ウィナーフィルタを用いるチャンネル推定ではBERのわずかな増加に抑えられていることが分かる。

$N_T=17$ のときの平均 E_b/N_0 対平均BER特性を図6に示す。準静的フェージングのとき($f_D T_B=0$)、ウィナーフィルタを用いるチャンネル推定は単純時間平均を用いるチャンネル推定とほぼ同じBER特性を示している。高速フェージング($f_D T_B=0.01$)のとき、単純時間平均を用いるチャンネル推定ではBER特性が大幅に劣化するが、

ウィナーフィルタを用いるチャンネル推定ではわずかなBER 特性の劣化に抑えられている。

以上述べたように、重畳型パイロットとウィナーフィルタとを用いたチャンネル推定は、フェージング変動への高い追従能力を有していることが分かる。

5. むすび

本論文では、ウィナーフィルタを用いる重畳型パイロットチャンネル推定を提案し、パイロット単純平均を用いるチャンネル推定よりフェージング追従能力が高いことを、計算機シミュレーションにより明らかにした。正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_B = 0.01$ のときの $f_D T_B = 0.0$ からの所要 E_b/N_0 (BER= 10^{-3}) の劣化を、SCでは 0.5dB, OFDMでは 2dBで抑えることができることを示した。

ウィナーフィルタではチャンネルの自己相関関数の推定が必要であり、本論文では単純時間平均推定を用いたが、今後は逐次推定について検討する予定である。

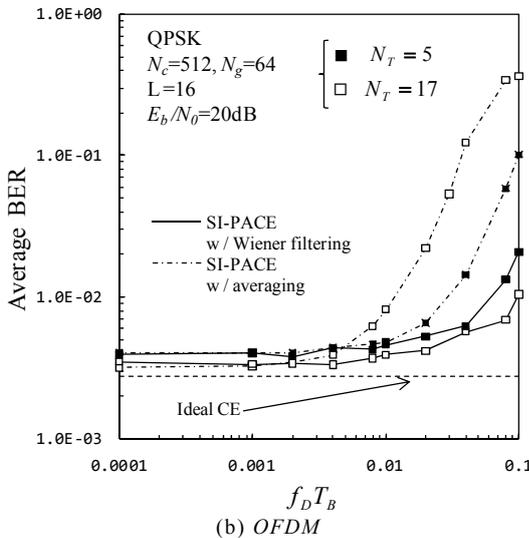
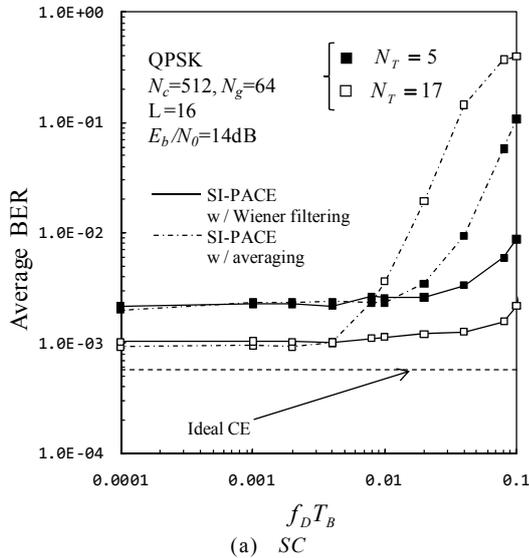


図5 平均BER対 $f_D T_B$ 特性

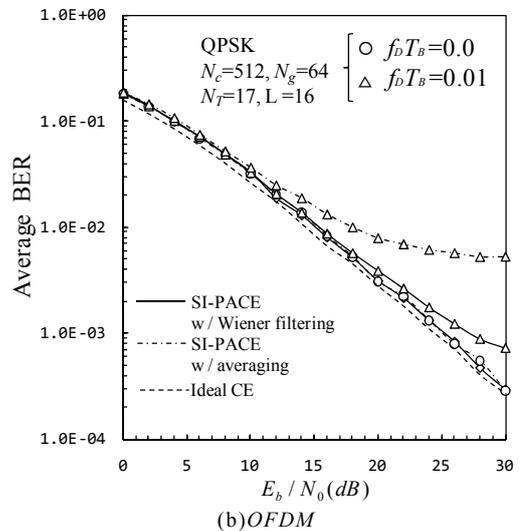
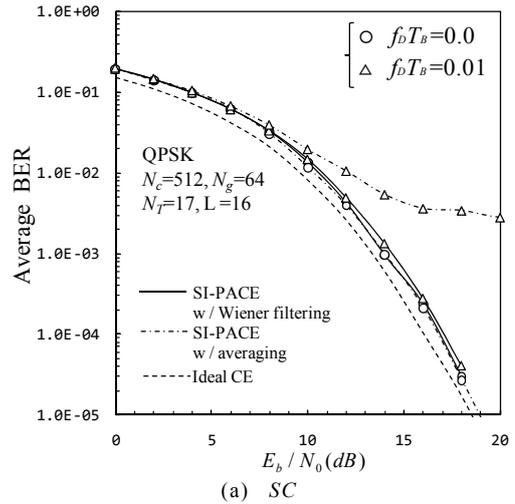


図6 平均BER対 E_b/N_0 特性

文 献

- [1] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th edition, McGraw-Hill, 2001.
- [2] Jan-Jaap van de Beek, Ove Edfors, Magnus Sandell, Srah Kate Wilson, Per Ola Börjesson, "On Channel Estimation in OFDM Systems", In Proceedings of Vehicular Technology Conference (VTC '95), vol. 2, pp. 815-819, Chicago, USA, September 1995.
- [3] 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.
- [4] Y. Kojima, K. Takeda and F. Adachi "Polynomial Prediction RLS Channel Estimation for DS-CDMA Frequency-domain Equalization," 2009 IEEE 70th Vehicular Technology Conference (VTC-Fall), Anchorage, Alaska, USA, 20-23 Sep. 2009.
- [5] Peter. Hoher and Fredrik Tufvesson, "Channel Estimation with Superimposed Pilot Sequence," GLOBECOM-NEW YORK-, 1999 - Citeseer.
- [6] Rui Dinis, Nuno Souto, Joao Silva, Atul Kumar and Americo Correia "Joint Detection and Channel Estimation for OFDM Signals with Implicit Pilots," Mobile and Wireless Communications Summit. 2007. 16th IST
- [7] Mario Marques da Silva, Rui Dinis, Americo M. C. Correia "Joint Detection and Channel Estimation for SC-FDE with STBC," Proceedings of the 15th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC 2009)-036
- [8] サイモン・ヘイキン "適応フィルタ入門," 現代工学社.
- [9] 奥村 善久, 進士 昌明 "移動通信の基礎," 電子情報通信学会