

パイロットとウィナーフィルタを用いる繰り返しチャネル推定のシングルキャリア HARQ スループット特性

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 複数受信ブロックにわたるサイズのウィナーフィルタをスライディングさせながらチャネル推定を行う、パイロットとウィナーフィルタを用いるシングルキャリア繰り返しチャネル推定は、精度良く自己相関関数を推定でき、十分長いサイズのウィナーフィルタよりも演算量を抑えながら、チャネル変動への高い追従能力を有している。パイロットには重畳型と時間多重型の2つがある。本論文では、重畳型パイロットとウィナーフィルタを用いる繰り返しチャネル推定(SI-PACE)に重点を置きながら、それと時間多重パイロットとウィナーフィルタを用いるチャネル推定(TM-PACE)をシングルキャリアハイブリッド自動再送要求(SC HARQ)に適用した時のスループット特性を計算機シミュレーションで求め、SI-PACEとTM-PACEとを比較している。

キーワード 重畳型パイロット, ウィナーフィルタ, 自己相関推定, HARQ

Single-carrier HARQ Throughput performance with Iterative Channel Estimation Using Pilot And Wiener-filtering

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 Single-carrier (SC) pilot based iterative channel estimation with sliding Wiener filter having a short window size (several SC blocks) has a high tracking ability against the fading time variation while improving the autocorrelation estimation and reducing the computational complexity compared to the channel estimation with a Wiener filter with a large window size. There are two types of pilot: time multiplexed pilot and superimposed pilot. Time-multiplexed pilot based channel estimation using Wiener filter and superimposed-pilot based channel estimation using Wiener filter are respectively called TM-PACE and SI-PACE. In this paper, focusing on SI-PACE, we investigate the throughput performances of SC HARQ achievable with TM-PACE and SI-PACE to compare.

Keyword Superimposed Pilots, Wiener Filter, Autocorrelation estimation, HARQ

1. まえがき

超高速伝送が要求される次世代の移動無線通信では高速パケットアクセスが主流になると考えられている。パケット伝では誤り訂正符号と自動再送要求を組み合わせたハイブリッド自動再送要求(HARQ)が用いられている[1-3]。

超高速無線伝搬路は、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、厳しいシンボル間干渉 (ISI) によりビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまうが[4],[5], 平均二乗誤差最小規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を適用すれば、優れた BER 特性を得ることができることが報告されてきた[6],[7]。

MMSE-FDEを用いる SC 伝送では、高精度なチャネル推定技術が必須である。既知のパイロット信号を用

いるチャネル推定には、大きく分けて時間多重パイロット、周波数多重パイロット、および重畳型パイロットがあり、これまで数多くの研究がおこなわれてきた[8-12]。

重畳型パイロットチャネル推定(SI-PACE) [10-12]は、データ信号にパイロット信号を重畳して送信するため、データシンボルが干渉となりチャネル推定精度を劣化させるという問題がある。そこで文献[11],[12]では、チャネル推定と信号検出を繰り返して行い、推定精度を高める手法が提案されている。しかし[11],[12]では、干渉を低減しチャネル推定精度を高めるために、チャネル推定値を長時間にわたり単純平均しており、フェージングの時間変動への追従能力が劣化してしまうという問題があった。そこで、筆者らはこの時間追従能力の向上を目的に重畳型パイロットとウィナーフィルタを用いる繰り返しチャネル推定を提案した[15]。提

案法では、複数受信ブロックにわたるサイズのウィナーフィルタをスライディングさせながらチャンネル推定を行うという工夫をすることで、自己相関関数を精度良く推定でき、かつ十分長いサイズのウィナーフィルタよりも演算量を抑えながら、チャンネル変動への高い追従能力を有している。

ウィナーフィルタを用いる繰り返しチャンネル推定は、重畳型パイロットに限らず、時間多重パイロットの場合にも適用可能である。時間多重パイロットは重畳型パイロットと異なりパイロット・データ間の干渉が存在しないが、時間リソースをパイロットに割り当てるため、スループットの低下を招く。どちらのパイロット多重法が HARQ パケット伝送時に優れたスループットを達成できるか、十分に検討することが必要であった。

そこで本論文では高速移動環境を仮定し、重畳型パイロットとウィナーフィルタを用いる繰り返しチャンネル推定を用いる SC 伝送の HARQ のスループットを計算機シミュレーションにより求め、時間多重パイロットを用いる SC HARQ とスループットを比較する。

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-HARQ 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繰り返しチャンネル推定について述べ、第 4 章で計算機シミュレーション結果について述べる。

2. 重畳型パイロットを用いる SC HARQ 伝送系

2.1. 送信機構成

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。図 1 に送信機の構成を示す。送信側では、 C ビット(テールビットを含む)の送信情報ビット系列を符号化率 R のターボ符号化[16]を行った後にチャンネルインターリーブして、長さ $CR^{-1}=1024$ ビットのターボ符号化ビット系列を得る。これを $N_c (=CR^{-1}/\log_2 M)$ 個の多値レベル M のデータ変調シンボル系列に変換する。このデータシンボル系列をシングルキャリア伝送の 1 ブロックとする。図 2 にパケット構成を示す。 N_B 個のブロックで 1 パケットを構成するものとする。

第 n ブロック ($n=0 \sim N_B-1$) における第 t シンボル ($t=0 \sim N_c-1$) を $d_n(t)$ 、送信電力を σ_p^2 とする。各ブロックに N_c 個シンボルのパイロット信号 $p(t)$ を重畳する。なお、パイロットには Chu 系列[14]を用いるものとし、パイロットシンボル $p(t)$ の送信電力を σ_p^2 で表す。そして、ブロックごとに送信ブロックの後尾 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、ブロック先頭のガードインターバル(GI)に挿入した後、送信する。

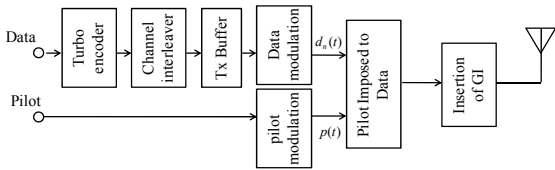


図 1 送信機モデル

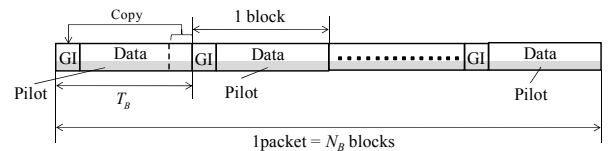


図 2 パケット構成

2.2. 受信系

図 3 に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。チャンネルの最大遅延時間は GI よりも短いとする。

受信機では、ブロック毎にターボ復号と誤り検出を行い、誤りのあるブロックの再送を要求する選択再送要求(S-ARQ)を行うものとする。以下では、第 n ブロックでは Q_n-1 回目の再送が行われているものとする。GI 除去後の受信信号ブロックに N_c ポイントの FFT を適用して得られる第 k 周波数成分 $Y_n^{(q)}(k)$ は次式で表せる。

$$Y_n^{(q)}(k) = (D_n(k) + P(k))H_n^{(q)}(k) + N_n^{(q)}(k) \quad (1)$$

ここで、 $H_n^{(q)}(k)$ および $N_n^{(q)}(k)$ 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利得および零平均で分散が $2\sigma_N^2$ の雑音成分である。

$D_n(k)$ および $P(k)$ はそれぞれ第 n ブロックにおけるデータブロックとパイロット信号の第 k 周波数成分であり、次式で表される。

$$\begin{cases} D_n(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} d_n(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c} k\right) \\ P(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} p(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c} k\right) \end{cases} \quad (2)$$

パケット受信後、繰り返しチャンネル推定とデータ判定を行う(3章参照)。ターボ復号後に誤り検出を行い、誤りが検出されたブロックの再送を送信機に要求する。誤り検出には CRC 符号などが用いられる[20]が、本論文では誤り検出および誤り情報のフィードバックは理想的に行われるものと仮定している。

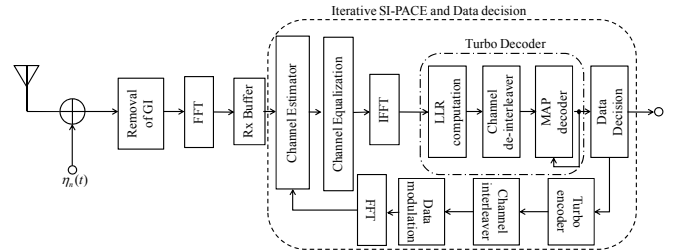


図 3 受信機モデル

3. ウィナーフィルタを用いる繰り返しチャンネル推定とデータ判定

まず、ウィナーフィルタ[13]を用いるチャンネル推定について説明する。本論文では自己相関関数を精度良く推定し(3.1 節参照)、演算量を低減するために、サイズが N_B より小さい N_T ブロックのウィナーフィルタを用い、それを 1 パケット内でスライディングさせながらチャンネル推定する[15]。第 i 回目の繰り返し段における第 n ブロックの第 k 周波数のチャンネル推定値

$\tilde{H}_n^{(i,q)}(k)$ は次式のようにになる．ただし， $(N_T-1)/2 \leq n \leq N_B - (N_T-1)/2$ である．

$$\tilde{H}_n^{(i,q)}(k) = \mathbf{W}_n^{(i)}(k) \mathbf{Y}(k) \quad (3)$$

ここで， $\mathbf{Y}(k)$ と $\mathbf{W}_n^{(i)}(k)$ はそれぞれ受信信号とウィナーフィルタ係数の行列であり， $\mathbf{Y}(k)$ は次式で与えられる．

$$\mathbf{Y}(k) = \begin{pmatrix} Y_{n-(N_T-1)/2}^{(q)}(k) \\ Y_{n-(N_T-1)/2+1}^{(q)}(k) \\ \vdots \\ Y_{n+(N_T-1)/2}^{(q)}(k) \end{pmatrix} = (\mathbf{D}(k) + \mathbf{P}(k))\mathbf{H}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (4)$$

ここで， $\mathbf{D}(k)$ ， $\mathbf{P}(k)$ ， $\mathbf{H}(k)$ および $\mathbf{N}(k)$ はそれぞれデータ信号，パイロット信号，チャネルの伝達関数および雑音成分の行列であり，次式のように表せる．

$$\begin{cases} \mathbf{D}(k) = \text{diag}\{D_{n-(N_T-1)/2}(k), \dots, D_{n+(N_T-1)/2}(k)\} \\ \mathbf{P}(k) = P(k)\mathbf{I} \\ \mathbf{H}(k) = \begin{pmatrix} H_{n-(N_T-1)/2}^{(q)}(k) \\ H_{n-(N_T-1)/2+1}^{(q)}(k) \\ \vdots \\ H_{n+(N_T-1)/2}^{(q)}(k) \end{pmatrix} \\ \mathbf{N}(k) = \begin{pmatrix} N_{n-(N_T-1)/2}^{(q)}(k) \\ N_{n-(N_T-1)/2+1}^{(q)}(k) \\ \vdots \\ N_{n+(N_T-1)/2}^{(q)}(k) \end{pmatrix} \end{cases} \quad (5)$$

ウィナーフィルタ係数行列 $\mathbf{W}_n^{(i)}(k)$ は，文献[15]より，次式で与えられる．

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_n^{(i)}(k) &= E[H_n^{(q)}(k)\mathbf{H}^H(k)](\bar{\mathbf{D}}^{(i-1)H}(k) + \mathbf{P}^H(k)) \\ &\times ((\bar{\mathbf{D}}^{(i-1)}(k) + \mathbf{P}(k))E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)](\bar{\mathbf{D}}^{(i-1)H}(k) + \mathbf{P}^H(k)) + \mathbf{N}'_\sigma)^{-1} \end{aligned} \quad (6)$$

ここで，

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{D}}^{(i-1)}(k) = \text{diag}\{\bar{D}_{n-(N_T-1)/2}^{(i-1)}(k), \dots, \bar{D}_{n+(N_T-1)/2}^{(i-1)}(k)\} \\ \mathbf{N}'_\sigma = \text{diag}\{2\sigma_{n-(N_T-1)/2}^2(i, q), \dots, 2\sigma_{n+(N_T-1)/2}^2(i, q)\} \end{cases} \quad (7)$$

ここで， $\bar{D}_n^{(i-1)}(k)$ は第 3.3 節で述べる第 $i-1$ 回目の硬判定値であり， $\bar{D}_n^{(0)}(k) = 0$ である．また $2\sigma_n^2(i, q)$ は雑音と判定誤差の和の分散(雑音電力)である．

ウィナーフィルタを用いるためには， $E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)]$ ， $E[H_n^{(q)}(k)\mathbf{H}^H(k)]$ および $2\sigma_n^2(i, q)$ が必要である．そこで，本論文では図 4 に示す手順に従ってそれらを推定し，繰り返しチャネル推定を行っている．

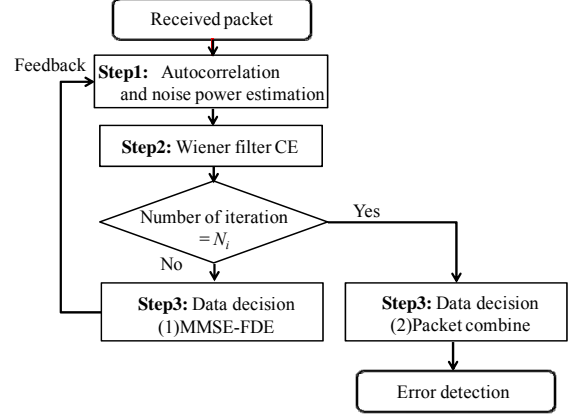


図 4 繰り返しチャネル推定のフローチャート．

3.1. 第 1 ステップ(自己相関推定と雑音電力推定)

$E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)]$ ， $E[H_n^{(q)}(k)\mathbf{H}^H(k)]$ および $2\sigma_n^2(i, q)$ を以下のように推定する．

(1) $E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)]$ と $E[H_n^{(q)}(k)\mathbf{H}^H(k)]$ の推定

チャネルの自己相関関数 $R(m) = E[H_{n-m}^{(i)}(k)H_n^{(i)*}(k)]$ ， $m=0 \sim N_T-1$ ，を用いると， $E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)]$ および $E[H_n^{(q)}(k)\mathbf{H}^H(k)]$ は次式のように表示できる．

$$\begin{cases} E[\mathbf{H}(k)\mathbf{H}^H(k)] = \begin{pmatrix} R(0) & R(1) & \dots & R(N_T-1) \\ R(1) & R(0) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & R(1) \\ R(N_T-1) & \dots & R(1) & R(0) \end{pmatrix} \\ E[H_n^{(q)}(k)\mathbf{H}^H(k)] \\ = (R((N_T-1)/2) \dots R(0) \dots R((N_T-1)/2))^T \end{cases} \quad (8)$$

チャネルの各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 Jakes モデル[4]を仮定すると，

$R(m) = J_0(2f_D T_B m)$ ， $m=0 \sim N_T-1$ ，となる[4]．ここで， $J_0(\cdot)$ は第 1 種ベッセル関数であり， f_D は最大ドップラ一周波数， T_B はブロック長である．しかし，実際には素波の到来方向には偏りがあるから，自己相関関数がベッセル関数で与えられるとは限らない．そこで，本論文では，アンサンブル平均を過去 N_B ブロックを用いたブロック平均に置き換えて，次式のように $R(m)$ を推定する．

$$\hat{R}^{(i)}(m) = \frac{\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_B-1-m} \hat{H}_n^{(i-1,q)}(k) \hat{H}_{n-m}^{(i-1,q)*}(k)}{\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{n=0}^{N_B-1-m} |\hat{H}_n^{(i-1,q)}(k)|^2} \quad (9)$$

ここで， $\hat{H}_n^{(i-1,q)}(k)$ は第 $i-1$ 回目の繰り返し段におけるチャネル推定値である． $\hat{R}^{(1)}(m)$ の計算にはチャネル推定値 $\hat{H}_n^{(0,q)}(k)$ が必要になるが，遅延時間領域窓関数[7]

を用いて次式のように求めることができる.

$$\hat{H}_n^{(0,q)}(k) = \text{FFT}\{\tilde{h}_n^{(0,q)}(t)w(t); t=0 \sim N_c-1\} \quad (10)$$

ここで,

$$\begin{cases} \tilde{h}_n^{(0,q)}(t) = \text{IFFT}\{\tilde{H}_n^{(0,q)}(k); k=0 \sim, N_c-1\} \\ w(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq N_g-1 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \\ \tilde{H}_n^{(0,q)}(k) = \frac{P^*(k)}{|P(k)|^2} Y^{(q)}(k) \end{cases} \quad (11)$$

であり, $\text{FFT}\{\cdot\}$ および $\text{IFFT}\{\cdot\}$ はそれぞれ, FFT および IFFT 操作を表す.

以上の推定法では, チャネル推定値 $\hat{H}_n^{(i-1,q)}(k)$ が理想的に求められた場合であっても, 時間差 m が大きくなると, 式(9)において自己相関推定時の平均回数が少なくなり推定精度が劣化する. そのため, フィルタサイズ N_T が小さい方が, 自己相関推定を精度良く推定できる.

(2) 雑音電力推定

第 n ブロックを用いた第 i 回目の繰り返し段における雑音電力 $2\hat{\sigma}_n^2(i,q)$ の推定は次式のように行う [7].

$$2\hat{\sigma}_n^2(i,q) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |Y_n^{(q)}(k) - (\bar{D}_n^{(i-1)}(k) + P(k))\hat{H}_n^{(i-1,q)}(k)|^2 \quad (12)$$

ここで, $\bar{D}_n^{(i-1)}(k)$ は第 3.3 節で述べる第 $i-1$ 回目の硬判定値の第 k 周波数成分である. また, $\bar{D}_n^{(0)}(k) = 0$ であり,

$$2\hat{\sigma}_n^2(1,q) = \frac{1}{N_B} \sum_{j=0}^{N_B-1} 2\hat{\sigma}_j^2(1,q) \quad (13)$$

である.

3.2. 第 2 ステップ (ウィナーフィルタを用いるチャネル推定)

1 パケット区間 ($n=0 \sim N_B-1$) におけるチャネル推定を行う. 式(6)で表されるウィナーフィルタを, 図 5 に示すように, 1 パケットにわたってスライディングさせながらチャネル推定を行う. チャネル推定値 $\{\hat{H}_n^{(i,q)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に遅延時間領域窓関数 [7] を適用して雑音を低減し, 第 n ブロック ($n=0 \sim N_B-1$) における第 i 回目のチャネル推定値 $\{\hat{H}_n^{(i,q)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る.

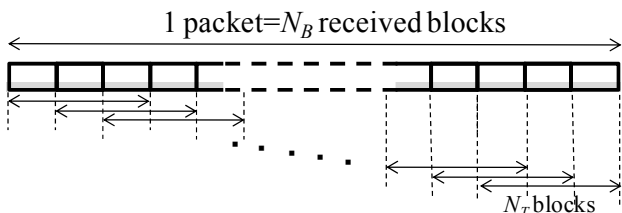


図 5 フィルタ適用 ($N_T=3$).

3.3. 第 3 ステップ (軟判定)

チャネル推定と 1 タップの MMSE-FDE を用いる軟判定を繰り返して行い, 第 N_i 回目の繰り返し時点で再送パケットとの合成を行う.

(1) 第 $i (< N_i)$ 回目の軟判定

まず, 式(12)の $\hat{H}_n^{(i-1,q)}(k)$ を, 第 2 ステップにより求めた第 i 回目におけるチャネル推定値 $\hat{H}_n^{(i,q)}(k)$ に置き換えて, 再び雑音電力推定を次式のように行う [7].

$$2\hat{\sigma}_n^2(i,q) = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |Y_n^{(q)}(k) - (\bar{D}_n^{(i-1)}(k) + P(k))\hat{H}_n^{(i,q)}(k)|^2 \quad (14)$$

次に, $\hat{H}_n^{(i,q)}(k)$ を用いて MMSE-FDE を行い, 第 n ブロックの i 回目の軟判定値 $\{\tilde{d}_n^{(i)}(t); t=0,1,\dots,N_c-1\}$ を次式のように得る.

$$\tilde{d}_n^{(i)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{D}_n^{(i)}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (15)$$

ここで,

$$\tilde{D}_n^{(i)}(k) = \frac{\hat{H}_n^{(i,q)*}(k)}{|\hat{H}_n^{(i,q)}(k)|^2 + \hat{\sigma}_n^2(i,q)/(\sigma_D^2 + \sigma_P^2)} Y_n^{(q)}(k) - P(k) \quad (16)$$

ここで $\hat{\sigma}_n^2(i,q)$ は雑音とチャネル推定誤差の和の分散 (雑音電力) の 1/2 の推定値である.

最後に得られた軟判定値系列 $\{\tilde{d}_n^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ をターボ複号し, 再びパングチャ, インターリービングとデータ変調を行った後, 第 i 回目の硬判定シンボル系列 $\{\bar{d}_n^{(i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を得る. これに FFT を適用し周波数領域信号に変換しチャネル推定を繰り返す.

(2) 最終段 (第 N_i 回目) の軟判定

第 N_i 回目の繰り返し段で MMSE-FDE およびパケット合成 [17-19] を行った後, 第 n ブロックの軟判定値 $\{\tilde{d}_n^{(N_i)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を次式のように得る.

$$\tilde{d}_n^{(N_i)}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \tilde{D}_n^{(N_i)}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (17)$$

ここで,

$$\tilde{D}_n^{(N_i)}(k) = \mathbf{W}_n(k) \mathbf{Y}_n(k) - P(k) \quad (18)$$

であり, $\mathbf{Y}_n(k) = (Y_n^{(0)}(k) \ Y_n^{(1)}(k) \ \dots \ Y_n^{(Q_n-1)}(k))$, また合成重み行列 $\mathbf{W}_n(k)$ は次式で与えられる.

$$\mathbf{W}_n(k) = \hat{\mathbf{H}}_n^{(N_i)}(k)^H (\hat{\mathbf{H}}_n^{(N_i)}(k) \hat{\mathbf{H}}_n^{(N_i)}(k)^H + \hat{\mathbf{N}}_\sigma^{(N_i)})^{-1} \quad (19)$$

ただし,

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{H}}_n^{(N_i)}(k) = \text{diag}\{\hat{H}_n^{(N_i,0)}(k), \dots, \hat{H}_n^{(N_i,Q_n-1)}(k)\} \\ \hat{\mathbf{N}}_\sigma^{(N_i)} = \frac{1}{\sigma_D^2 + \sigma_P^2} \text{diag}\{\hat{\sigma}_n^2(N_i,0), \dots, \hat{\sigma}_n^2(N_i,Q_n-1)\} \end{cases} \quad (20)$$

$\hat{H}_n^{(N_i,q)}(k)$ は第 n ブロックにおける第 k 周波数の N_i 回目のチャネル推定値, $\hat{\sigma}_n^2(N_i,q)$ は雑音とチャネル推定誤

差の和の分散(雑音電力)の 1/2 の推定値である。

軟判定シンボル系列 $\{\tilde{d}_n^{(N_i)}(t); t=0,1,\dots,N_c-1\}$ をターボ復号器に入力し、硬判定データ系列を得て誤り検出を行い、ACK/NACK を送信機にフィードバックする。本論文では、誤り検出および ACK/NACK のフィードバックは理想的に行われるものと仮定する。

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。ターボ符号器は 2 つの(13, 15)再帰的組織畳込み(RSC)符号器から構成され、復号器には Log-MAP アルゴリズムが用いられる。変調は QPSK, FFT ポイント数を $N_c=512$, ガード長を $N_g=64$ 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レイリーフェージングチャネルとした。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。低速から高速にわたるフェージング環境のもとでパイロット電力対データ電力比 β の BER に及ぼす影響を検討したところ、 $\beta=1/16$ を用いれば低速から高速にわたるフェージング環境のもとでほぼ最小の BER を実現できることが分かった。本論文では $\beta=1/16$ を用いる。ターボ複合器の繰り返し回数は 4 回とし、チャネル推定の繰り返し回数 N_i は 7 回としている。

表 1 計算機シミュレーション緒元

Transmitter	Modulation	QPSK
	No. of FFT points	$N_c=512$
	GI	$N_g=64$
	Pilot sequence	Chu sequence
Channel	Fading	Frequency-selective Rayleigh fading
	Power delay profile	L=16-path exponential power delay profile Decay factor $\alpha=0$ dB
Turbo coding and decoding	Coding rate	$R=1/2, 3/4, 8/9$
	Encoder	(13,15)RSC encoder
	Decoder	Log-MAP decoding
Receiver	Number of iteration	4
	Frequency-domain Equalization	MMSE
	Channel Estimation	Wiener filter
	Number of iteration	$N_i=7$

まず、最適なパケット長(1 パケット中のブロック数) N_B とフィルタサイズ N_T の組み合わせを計算機シミュレーションにより求める。図 6 は、 $R=1/2$ の時、 N_B をパラメータとした、重畳型パイロットとウィナーフィルタを用いる繰り返しチャネル推定(SI-PACE)の N_T 対平均 BER 特性である。図 6 より、フィルタサイズ N_T が小さすぎても大きすぎても BER 特性に劣化が生じることが分かる。これは、ウィナーフィルタサイズ N_T が小さすぎると十分な雑音低減効果が得られないためであり、逆に大きすぎると自己相関推定時の平均回数が少なくなり(式(9)参照)、十分な雑音低減効果が得られず自己相関推定精度が劣化するからである。以降、BER を最小とする組み合わせである $N_B=129$, $N_T=17$ で、計算機シミュレーションを行う。

次に、時間多重パイロットとウィナーフィルタを用いる繰り返しチャネル推定(TM-PACE)と、重畳型パイ

ロットとウィナーフィルタを用いる繰り返しチャネル推定(SI-PACE)の比較を行う。正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_B = 0.01$ (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)のときの E_b/N_0 対平均 BER 特性を図 7 に示す。重畳型パイロットを用いるとき $E_b/N_0=0.5R^{-1}(1+N_g/N_c)(E_s/N_0)(\beta+1)$ であり、時間多重パイロットを用いるとき $E_b/N_0=0.5R^{-1}(1+N_g/N_c)(E_s/N_0)(K+1)/K$ である。ここで、 K はデータブロック数とパイロットブロック数との比であり、計算機シミュレーションでは、 $K=16$ を用いた。図 7 より、提案手法よりも TM-PACE の方が優れた BER 特性を実現できることが分かる。これは、SI-PACE では、パイロット信号による干渉のためにチャネル推定誤差が大きく、BER 特性を劣化させるからである。

次に、SI-PACE と TM-PACE に HARQ[15,16]を適用した場合について、平均受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度 E_s/N_0 の関数としてスループットを図 8 にプロットした。TM-PACE では、正規化最大ドップラー周波数が $f_D T_B = 0.01$ のときのスループットを最大にするように、データブロック数とパイロットブロック数との比を $K=32$ とした。図 8 より、高い E_s/N_0 の領域では SI-PACE は TM-PACE よりも優れたスループット特性が得られることが分かる。これは、高い E_s/N_0 の領域では誤り率はかなり低いため、パイロットの時間挿入による影響が相対的に大きくなるからである。一方、低 E_s/N_0 の領域では SI-PACE のスループットは TM-PACE よりも劣化している。これは、低 E_s/N_0 ではパイロットの時間挿入だけでなく、誤り率の影響も無視できないからである。低 E_s/N_0 の領域では、TM-PACE のパイロットの時間挿入による劣化よりも、SI-PACE のパイロット信号の干渉による誤り率の劣化の影響がより大きいから、TM-PACE の方が優れたスループットが得られている。

以上より、高 E_s/N_0 領域では重畳型パイロットを、低 E_s/N_0 領域では時間多重パイロットを用いれば、低 E_s/N_0 から高 E_s/N_0 にわたって優れたスループットが得られることが分かる。

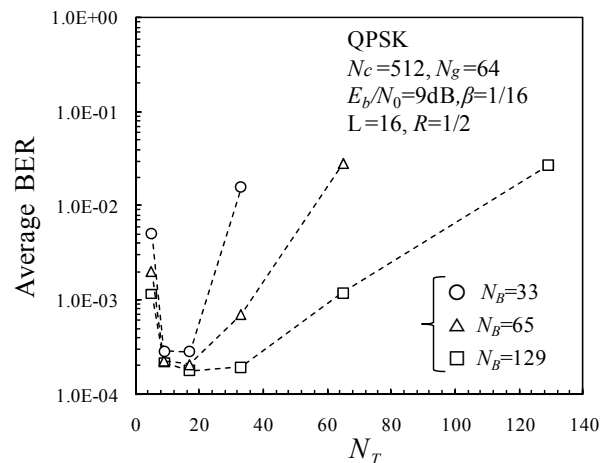


図 6 N_T 対平均 BER 特性

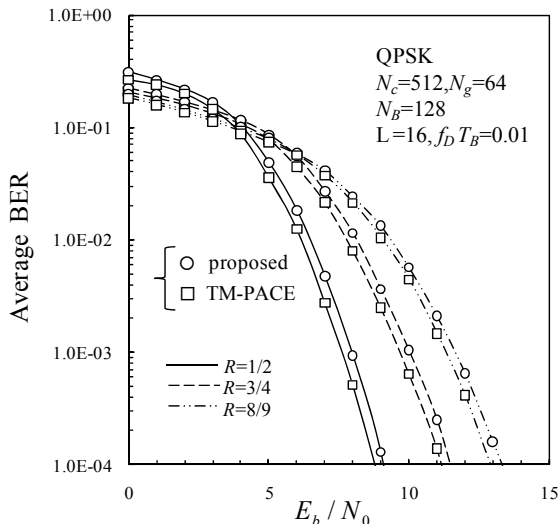


図7 平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性

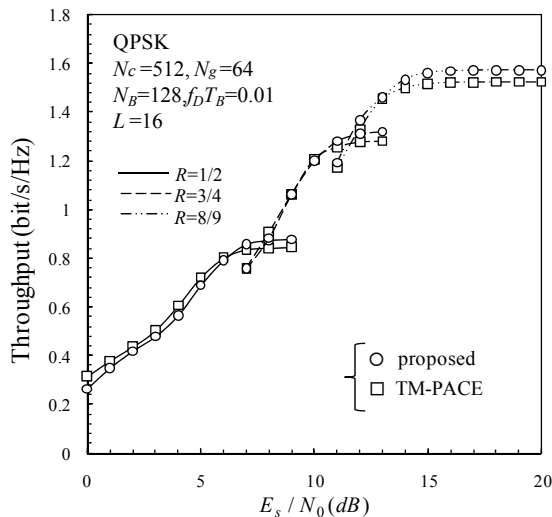


図8 平均受信 E_s/N_0 対スループット 特性

5. むすび

本論文では、重畳型パイロットとウィナーフィルタを用いる繰り返しチャンネル推定の SC HARQ スループット特性を明らかにし、時間多重パイロットを用いる SC HARQ の特性と比較した。高 E_s/N_0 領域では重畳型パイロットを、低 E_s/N_0 領域では時間多重パイロットを用いれば、低 E_s/N_0 から高 E_s/N_0 にわたって優れたスループットが得られることを示した。

文 献

- [1] S. Lin and D. J. Costello, *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, 1983.
- [2] D.N.Rowitch and L.B.Milstein, "Rate compatible punctured turbo(RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ system," Proc. GLOBECOM'97, pp.55-59, Mar.2003.
- [3] D.Garg and F.Adachi, "Throughput Comparison of Turbo-Coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-CDMA with Frequency Domain Equalization," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No.2, pp.664-667, Feb. 2005.
- [4] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th edition, McGraw-Hill, 2001.
- [5] F.Adachi, "Wireless past and future-evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E83-A, no.1, pp.55-60, Jan. 2001.
- [6] F. Adachi, H. Tomeba, and Kazuki Takeda, "Frequency-domain equalization for broadband single-carrier multiple access," IEICE Trans. Commun., Vol.E92-B, No.05, pp. 1441-1456, May 2009.
- [7] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyarand B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol.40, No. 4, pp.58-66, Apr. 2002.
- [8] 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.
- [9] C.-T. Lam, D. Falconer, F. Danilo-Lemoine and R. Dinis, "Channel estimation for SC-FDE systems using frequency domain multiplexed pilots," in Proc. IEEE VTC 2006, pp. 1-5, Sep. 2006.
- [10] Peter. Hoeher and Fredrik Tufvesson, "Channel Estimation with Superimposed Pilot Sequence," in Proc. GLOBECOM 99, Rio de Janeiro, Brazil, vol.4, pp.2162-2166. Dec. 1999.
- [11] Rui Dinis, Nuno Souto, Joao Silva, Atul Kumar and Americo Correia "Joint Detection and Channel Estimation for OFDM Signals with Implicit Pilots," IEEE Mobile and Wireless Communications Summit, Hungary, pp.1-5, July, 2007.
- [12] 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) Shanghai, pp.157-160, Oct. 2009.
- [13] Simon Haykin, "Adaptive Filter Theory," 4th ed., Prentice Hall, 2002.
- [14] David C. Chu "Polyphase Codes With Good Periodic Correlation Properties," IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY pp. 531-32, July, 1972.
- [15] 内海 哲哉, 武田 一樹, 安達 文幸, "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ンネル推定," 信学技報, RCS2009-306, pp. 279-284, YRP, 2009年3月.
- [16] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding-turbo codes," Proc. Int'l Conf. Communications, pp. 1064-1070, May 1993.
- [17] D.Chase, "Code combining-A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," IEEE Trans. Commun., vol.33, no.5, pp.385-393, May 1985.
- [18] T. Yui, H. Tomeba and F. Adachi, "Pilot-assisted Adaptive Channel Estimation for Coded MC-CDMA with ICI cancellation," IEICE Trans. Commun., Vol.E92-B No.1, pp.246-253, Jan. 2009.
- [19] 油井 辰憲, 留場 宏道, 安達 文幸, "ICI キャンセルを用いるターボ符号化 MC-CDMA における判定帰還チャンネル推定," 信学技報, RCS2007-81, pp.7-12, 2007年10月.
- [20] 中島 昭範, ガーグディーブシカ, 安達 文幸, "MIMO-OFDM における HybridARQ のスループット特性," 信学技報, RCS2004-151, PP.91-96, 2004年8月.