

スキッタード・パイロット OFDM 受信機に用いる 繰り返し検出と適応タップ選択チャネル推定

加藤 勝也[†] 須山 聡[†] 鈴木 博[†] 府川 和彦[†]

[†] 東京工業大学 〒152-8550 東京都目黒区大岡山 2-12-1

E-mail: †{kato,ssuyama,suzuki,fukawa}@radio.ss.titech.ac.jp

あらまし スキッタード・パイロット (SP) を用いる OFDM において、復号器出力である軟判定情報と SP を用いて適応的にタップ選択を行い、これを利用してソフト判定指向形チャネル推定 (SDCE) を行う受信方式を提案する。ガードインターバル程度の遅延波が存在する高速フェージング環境では、複数シンボルの SP を用いても、従来のチャネル推定では追従性能と推定精度のトレードオフから、十分な推定精度を実現することはできなかった。この問題を克服するため、提案方式では、復号器出力である符号化ビットの対数尤度比 (LLR) を利用して繰り返し信号検出とチャネル推定を行う。その際、初回のチャネル推定では、過去と未来の時間的に近いシンボルの SP を用いて最小 2 乗法によりスムージングを行う。また、繰り返し処理時のチャネル推定では、LLR と SP を用いて有効なパスのみを適応的に抽出し、それに対応したタップのみを選択、更新する LMS アルゴリズムにより SDCE を行う。提案方式の有効性を評価するため、地上波デジタル TV 放送 (ISDB-T) に準拠した SP-OFDM 信号において計算機シミュレーションを行い、タップ選択、SDCE、同期検波、MAP 復号の一連の動作を繰り返し行うことで、推定パラメータ数が多い OFDM 方式においても優れた追従性能及び推定精度の向上を実現できることを示す。

キーワード 移動通信, OFDM, スキッタード・パイロット, 判定指向形チャネル推定, タップ選択

Iterative Detection and Channel Estimation Employing Adaptive Tap Selection for Scattered Pilot OFDM Receiver

Katsuya KATO[†], Satoshi SUYAMA[†], Hiroshi SUZUKI[†], and Kazuhiko FUKAWA[†]

[†] Tokyo Institute of Technology, 2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo, 152-8550 Japan

E-mail: †{kato,ssuyama,suzuki,fukawa}@radio.ss.titech.ac.jp

Abstract This report proposes a scattered-pilot (SP) OFDM reception method employing adaptive tap selection by both SPs and soft decision information from a decoder and soft decision directed channel estimation (SDCE) with the selected taps. In fast fading environments where delay time of a propagation path is as long as the guard interval, the conventional channel estimation method using SPs of some symbols cannot achieve sufficient accuracy of the estimation because of the tradeoff between the tracking performance and the accuracy of the estimation. To solve this problem, the proposed method performs iterative detection and channel estimation by using the log-likelihood ratio (LLR) of the coded bits from the decoder. The initial channel estimation smoothens the channel impulse response which the least square method estimates by using SPs of neighboring symbols. The channel estimation in the iterative processing adaptively extracts only dominant paths by LLR and SPs, and it conducts SDCE by the LMS algorithm which selects and updates only the taps corresponding to the extracted paths. To verify the effectiveness of the method, computer simulations in the SP-OFDM signal formats following the integrated services digital broadcasting-terrestrial (ISDB-T) demonstrate that the iterative processing of the tap selection, SDCE, the coherent detection, and MAP decoding can achieve the excellent tracking performance and improve the accuracy of the estimation even in the case of the OFDM transmission with a large number of estimated parameters.

Key words Mobile communication, OFDM, scattered-pilot, decision-directed channel estimation, tap selection

1. はじめに

移動通信において、マルチパス・フェージング環境下で高速・高信頼伝送を実現する伝送方式として OFDM が注目されており、すでに地上波デジタルテレビジョン放送 (ISDB-T)、無線 LAN などに採用されている [1]-[3].

ISDB-T では、単一周波数ネットワーク (SFN) を用いることでサービスエリアを容易に拡大でき、周波数利用効率の観点で有用である [4]. しかしながら、複数の放送局から信号が受信されるため、遅延波の遅延時間が比較的長くなり、ガードインターバル (GI) 長程度になることが考えられる. このため、ISDB-T の移動受信モードであるワンセグでは、高速フェージング環境において、長遅延波を高精度に推定でき追従性能が優れたチャネル推定が必要となる. スキャッタード・パイロット (SP) を用いる OFDM 信号用の従来のチャネル推定器は、複数シンボルにおける SP 及び復号器出力である符号化ビットの対数尤度比 (LLR) を用いて推定を行う [5]-[7]. しかしながら、サブキャリア数が多い OFDM 方式では、推定パラメータ数が多くなるため、十分な追従性能を実現できないという問題がある.

そこで、追従性能を向上させるため、(i) 初回処理として、複数シンボルにおける SP を用いた最小 2 乗法によりチャネル推定のスムージングを行い、(ii) 繰り返し処理として、復号器出力である LLR を用いて推定タップを適応的に選択し、LMS アルゴリズムによりソフト判定指向形チャネル推定 (SDCE) を行う SP 用 OFDM 受信方式を提案する. 提案方式では、復号器出力である LLR を用いて、タップ選択、SDCE、同期検波、MAP 復号の一連の受信処理を繰り返すことで、GI 程度の遅延波が存在する高速フェージング環境においても良好な伝送特性を実現できる.

2. 適応タップ選択チャネル推定

2.1 基本構成と動作

適応タップ選択を行う繰り返し受信機の構成を 図 1 に示す. 受信機は、初回チャネル推定器 (ICE : Initial Channel Estimator)、同期検波器、MAP 復号器、タップ選択器、ソフト判定指向形チャネル推定器 (SDCE : Soft Decision Directed Channel Estimator) から構成され、初回処理と繰り返し処理の二つのモードで動作する.

まず、初回処理として ICE が周波数領域での SP のみを用いた MMSE 規範チャネル推定を行う [5]. その際、ICE は推定精度を向上させるため、過去と未来の数シンボルにおける推定値を指数重み付け合成することでスムージングを行う. 次に、受信機は ICE で推定されたチャネル・インパルス応答を用いて同期検波を行い、デインターリーブ後に MAP 復号を行う. 復号結果に判定誤りが検出された場合には、MAP 復号器の出力である符号化ビットの LLR を用いて全データサブキャリアの変調信号の期待値が求められ、受信機は繰り返し処理に移行する.

繰り返し処理では、まず、タップ選択器により SDCE でチャネル推定に用いるタップの選択が行われる. タップ選択器は、変調信号の期待値と SP を用いて受信信号に対して逆変調を行

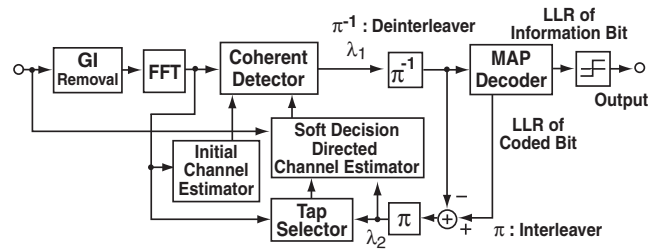


図 1 適応タップ選択を行う繰り返し受信機の構成

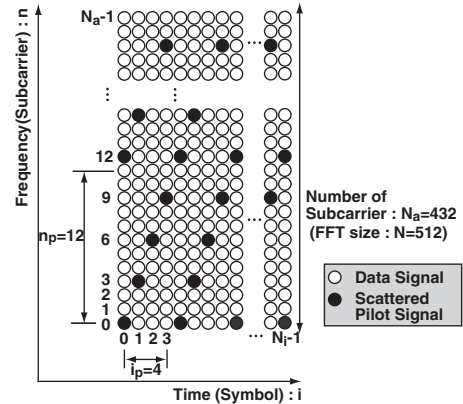


図 2 スキャッタード・パイロット方式の配置図

うことで伝達関数を求め、それを IFFT することで近似的にチャネル・インパルス応答を求める. さらに、推定されたチャネル・インパルス応答から電力の高いパスを抽出し、それに対応した遅延時間を推定に用いるタップの遅延時間として選択する. 次に、SDCE は選択されたタップの情報を利用して受信信号に対するレプリカを生成し、受信信号とレプリカ信号との差分が最小になるように LMS アルゴリズムによりチャネル・インパルス応答をタップ係数として推定する. 受信信号レプリカは OFDM シンボルの時間信号波形とチャネル・インパルス応答の内積で表せるので、LMS アルゴリズムの入力信号は変調信号の期待値と SP を IFFT することで生成する. 高精度に推定されたチャネル・インパルス応答は、同期検波に用いられ、その出力は再度、デインターリーブ、MAP 復号される. 以降、受信機は、タップ選択、SDCE、同期検波、MAP 復号の一連の受信処理を判定誤りが検出されなくなるか、最大の繰り返し回数まで繰り返す. 各繰り返し処理におけるタップ選択器での選択タップ数は適応的に調整される.

2.2 信号モデル

シンボル長 T_s の第 i シンボルの送信信号 $s_i(t)$ は、 $iT_s \leq t < (i+1)T_s$ において

$$s_i(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} z_{i,n} \exp[j2\pi n \Delta_f (t - iT_s - T_G)] \quad (1)$$

と表すことができる. ここで、 n ($0 \leq n \leq N-1$) はサブキャリア番号、 N は FFT ポイント数、 $\Delta_f = 1/T_F$ はサブキャリア周波数間隔である. また、 T_F と T_G はそれぞれ FFT 区間長と GI 長である. $z_{i,n}$ は第 i シンボルにおける第 n サブキャリアの変調信号 $z_{i,n}^d$ 、もしくは、SP 信号 $z_{i,n}^p$ であり、以下のように定

める。

$$z_{i,n} = \begin{cases} 0 & \text{for } n \geq N_a \\ z_{i,n}^p & \text{for } n < N_a, n \in \mathcal{P}_i \\ z_{i,n}^d & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

ただし、 N_a は有効サブキャリア数で、 \mathcal{P}_i は SP が挿入されるサブキャリアの集合である。さらに、 n が $n \in \mathcal{P}_i$ のとき

$$n \bmod n_p = (i \bmod i_p) \times \frac{n_p}{i_p} \quad (3)$$

の関係がある。ただし、 i_p , n_p はそれぞれ SP が挿入されるシンボル間隔及びサブキャリア間隔で、 \bmod はモジュロ演算子である。なお、図 2 は $i_p = 4$, $n_p = 12$ の SP の配置例である。

いま、 $\Delta_t = T_F/N$ で正規化された時刻 $k = (t - iT_s)/\Delta_t$ で $s_i(t)$ をサンプリングした信号を $s_{i,k}$ とする。さらに、 $s_{i,k}$ を要素に持つ N_s 次元送信信号ベクトル \mathbf{s}_i を

$$\mathbf{s}_i^T = (s_{i,0} \ s_{i,1} \ \cdots \ s_{i,N_s-1}) \quad (4)$$

とする。ただし、 T は転置を表し、 N_s は $N+G$ で、 $G (= T_G/\Delta_t)$ は正規化された GI 長である。 \mathbf{s}_i は (1) より

$$\mathbf{s}_i = \mathbf{F}_1 \mathbf{z}_i \quad (5)$$

$$\mathbf{z}_i^T = (z_{i,0} \ z_{i,1} \ \cdots \ z_{i,N-1}) \quad (6)$$

$$(\mathbf{F}_1)_{p,q} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left[j \frac{2\pi}{N} q(p-G)\right] \quad (7)$$

と表せる。ただし、 \mathbf{z}_i は N 次元変調信号ベクトル、 \mathbf{F}_1 は $N_s \times N$ の逆フーリエ変換行列で、 $(\mathbf{F}_1)_{p,q}$ は \mathbf{F}_1 の p 行 q 列の要素を表す。なお、本稿では $D \leq G$ とし、遅延時間は GI は超えないものとする。

さらに、同一シンボル内ではチャンネル変動がないとし、第 i シンボル、第 d パスの複素振幅を $h_{i,d}$ ($d = 0, 1, \dots, D$) とする。ただし、 D は正規化された最大遅延時間である。また、離散時刻 k でサンプリングされた受信信号と雑音をそれぞれ、 $r_{i,k}$ と $n_{i,k}$ とする。このとき、GI を除去した後の N 次元受信信号ベクトル $\mathbf{r}_i^T = (r_{i,G} \ r_{i,G+1} \ \cdots \ r_{i,N_s-1})$ は

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{H}_{c,i} \mathbf{z}_i + \mathbf{n}_i \quad (8)$$

$$\mathbf{H}_{c,i} = \mathbf{H}_{0,i} \mathbf{F}_1 \quad (9)$$

となる。ただし、 $\mathbf{H}_{0,i}$ は第 i シンボルにおける $N \times N_s$ のチャンネル応答行列、 \mathbf{n}_i は N 次元の雑音ベクトルであり、それぞれ以下のように定義する。

$$\mathbf{H}_{0,i} = \begin{pmatrix} 0 & \cdots & h_{i,D} & \cdots & h_{i,0} & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_{i,D} & \cdots & h_{i,0} & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & h_{i,D} & \cdots & h_{i,0} \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$\mathbf{n}_i^T = (n_{i,G} \ n_{i,G+1} \ \cdots \ n_{i,N_s-1}) \quad (11)$$

また、受信信号ベクトル \mathbf{r}_i をフーリエ変換することによって

得られる N 次元ベクトル $\mathbf{R}_i^T = (R_{i,0} \ \cdots \ R_{i,N-1})$ は、フーリエ変換行列 \mathbf{F} を用いて

$$\mathbf{R}_i = \mathbf{F} \mathbf{r}_i \quad (12)$$

$$(\mathbf{F})_{p,q} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(-j \frac{2\pi p}{N} q\right) \quad (13)$$

となる。なお、(12) における第 i シンボル、第 n サブキャリアの受信信号 $R_{i,n}$ は

$$R_{i,n} = H_{i,n} z_{i,n} + N_{i,n} \quad (14)$$

$$H_{i,n} = \sum_{d=0}^D h_{i,d} \exp\left(-j \frac{2\pi d}{N} n\right) \quad (15)$$

となる。ただし、 $H_{i,n}$ は第 i シンボル、第 n サブキャリアの伝達関数、 $N_{i,n}$ は雑音 $n_{i,k}$ をフーリエ変換したものである。

2.3 初回チャンネル推定

ICE は、パス情報が無いため、想定する最大遅延以上のタップを Δ_t 間隔で用意し、挿入された SP のみを用いて MMSE 規範チャンネル推定によりチャンネル・インパルス応答を推定する [5]。遅延時間が GI 程度の遅延波を推定するには、1 シンボルに含まれる SP が足りないため、過去と未来の数シンボルの SP も利用して、チャンネル推定値を求め、それらを指数重み付け合成することでスムージングを行い、推定精度及びチャンネル変動への追従性能の向上を実現する。受信信号とそのレプリカの差が最小になるように求めた L 次元推定ベクトル \mathbf{w}_i は

$$\mathbf{w}_i = \left(\hat{h}_{i,0} \ \hat{h}_{i,1} \ \cdots \ \hat{h}_{i,L-1}\right)^H = \mathbf{R}_{i,xx}^{-1} \mathbf{r}_{i,xd} \quad (16)$$

$$\mathbf{R}_{i,xx} = \sum_{m=-I_p}^{i+I_f} \lambda^{|i-m|} \sum_{n \in \mathcal{P}_m} \mathbf{a}_n \mathbf{a}_n^H \quad (17)$$

$$\mathbf{r}_{i,xd} = \sum_{m=-I_p}^{i+I_f} \lambda^{|i-m|} \sum_{n \in \mathcal{P}_m} R_{m,n}^* z_{m,n}^p \mathbf{a}_n \quad (18)$$

$$\mathbf{a}_n^H = \left[1 \ \exp\left(j \frac{2\pi n}{N}\right) \ \cdots \ \exp\left(j \frac{2\pi n}{N}(L-1)\right)\right] \quad (19)$$

となる。ただし、 H は複素共役転置を表し、 L はタップ数で、 $L \geq D+1$ と設定する必要がある。また、 $\hat{h}_{i,d}$ は $h_{i,d}$ の推定値、 I_p , I_f はそれぞれ参照する過去と未来のシンボル数、 λ は忘却係数で $0 < \lambda \leq 1$ である。さらに、 $H_{i,n}$ の推定値 $\hat{H}_{i,n}$ は \mathbf{w}_i を用いて以下のように求められる。

$$\hat{H}_{i,n} = \mathbf{w}_i^H \mathbf{a}_n \quad (20)$$

同期検波器は、 $\hat{H}_{i,n}$ を用いて検波器出力である $\tilde{z}_{i,n}$ を求め、さらに、符号化ビットの LLR λ_1 を計算する。 $\tilde{z}_{i,n}$ は

$$\tilde{z}_{i,n} = \frac{\hat{H}_{i,n}^* R_{i,n}}{|\hat{H}_{i,n}^*|^2 + \hat{\sigma}_n^2} = \mu_n z_{i,n} + \eta_n \quad (21)$$

となる [7]。ただし、 $\hat{\sigma}_n^2$ は雑音電力の推定値で、 μ_n は第 n サブキャリアの等価振幅、 η_n は平均 0、分散 v_n^2 の等価雑音であり

$$\mu_n = E \left[\frac{\tilde{z}_{i,n} z_{i,n}^*}{|z_{i,n}|^2} \right] \simeq \frac{|\hat{H}_{i,n}|^2}{|\hat{H}_{i,n}|^2 + \hat{\sigma}_n^2} \quad (22)$$

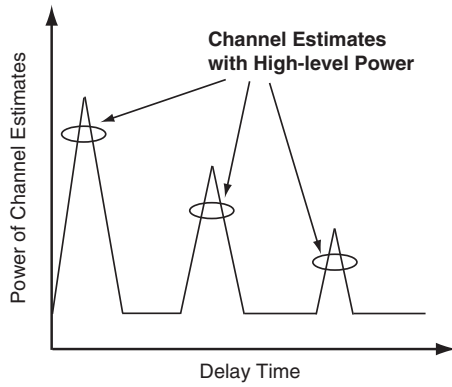


図3 タップ選択の概念

$$v_n^2 = E[|\tilde{z}_{i,n}|^2] - \mu_n^2 = \mu_n - \mu_n^2 \quad (23)$$

となる。ここで、変調方式が QPSK の場合、 $z_{i,n} = 1/\sqrt{2}(b_0 + jb_1)$ ($b_0, b_1 = \pm 1$) とすると、 b_0 に対する LLR $\lambda_1(b_0)$ は

$$\lambda_1(b_0) = -\frac{|\Re[\tilde{z}_{i,n}] - \frac{\mu_n}{\sqrt{2}}|^2}{2v_n^2} + \frac{|\Re[\tilde{z}_{i,n}] + \frac{\mu_n}{\sqrt{2}}|^2}{2v_n^2} \\ = \frac{2\Re[\tilde{z}_{i,n}]}{\sqrt{2}(1 - \mu_n)} \quad (24)$$

となる。 b_1 に対する LLR $\lambda_1(b_1)$ は上式の実数部を虚数部に置き換えたものになる。

2.4 適応タップ選択

サブキャリア数が多い OFDM では、GI 程度の遅延時間の遅延波が存在すると、チャンネル推定のパラメータ数が非常に多くなり、十分な追従性能を実現できない。そこで、タップ選択器はチャンネル推定におけるタップを適応的に選択することで推定パラメータ数を減らし、推定精度と追従性能の向上を実現する。

まず、初回処理において MAP 復号器で計算された LLR から生成した変調信号の期待値と SP を用いて、伝達関数を推定する。変調信号の期待値 $\hat{z}_{i,n}$ は、復号器出力である符号化ビットの LLR λ_2 を用いて

$$\hat{z}_{i,n} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left[\frac{\lambda_2(b_0)}{2}\right] + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left[\frac{\lambda_2(b_1)}{2}\right] \quad (25)$$

となる。さらに、 $\hat{z}_{i,n}$ を用いると、伝達関数の推定値 $\hat{H}_{i,n}$ は

$$\hat{H}_{i,n} = \frac{R_{i,n}}{\hat{z}_{i,n}} \quad (26)$$

となる。ただし、 $n \geq N_a$ では $\hat{H}_{i,n} = 0$ とする。

次に、タップ選択器は、 $\hat{H}_{i,n}$ を IFFT することで近似的にチャンネル・インパルス応答を求め、電力の大きいパスの位置を抽出し、それに対応した遅延時間のタップをチャンネル推定タップとして選択する。第 d パスにおける複素振幅の近似値 $\hat{h}'_{i,d}$ は

$$\hat{h}'_{i,d} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N_a-1} \hat{H}_{i,n} \exp\left(j \frac{2\pi n}{N} d\right) \quad (27)$$

となる。なお、導出には $\hat{H}_{i,n} = 0$ ($n \geq N_a$) を用いており、使用していないサブキャリアが存在するため、 $\hat{h}'_{i,d}$ は実際の $h_{i,d}$

が他のパスへ漏れ込んで観測された推定値となる。さらに、より正確にパス抽出を行うため、フレーム長である M シンボルにおける $|\hat{h}'_{i,d}|^2$ の平均値を利用する。よって、第 d パスの電力推定値 \hat{P}_d は

$$\hat{P}_d = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} |\hat{h}'_{i,d}|^2 \quad (28)$$

となる。 \hat{P}_d が図3のように得られたとき、値の大きいパスだけを抽出し、値の小さいパスは有効なパスでないと判断し、チャンネル推定のタップを設けないことでタップ数を減らす。選択するタップ数を Ω とした時、 \hat{P}_d の値の大きい順に Ω 個の位置 d を選び、それぞれ $l_0, l_1, \dots, l_{\Omega-1}$ とし、これらをチャンネル推定タップとして、後述の SDCE を行う。上述のタップ選択は各繰り返し処理毎に行われ、逐次的に Ω を減らすことで、チャンネル推定の精度を上げる。タップ選択器は、後述する SDCE における LMS アルゴリズムの誤差信号の大きさを基準として Ω を減らす。

2.5 SDCE

SDCE は、変調信号の期待値である (25) の $\hat{z}_{i,n}$ と SP 及び選択された推定タップを用いてチャンネル推定を行う。時間領域の受信信号 $r_{i,k}$ に対してそのレプリカを生成し、受信信号との絶対値 2 乗誤差を最小にするように LMS アルゴリズムを用いてチャンネル推定を行う [7], [8]。

誤差信号を $e_{i,k}$ 、推定する複素振幅を要素に持つタップ係数ベクトルを $\mathbf{w}_{i,k}$ とすると、 $e_{i,k}$ は

$$e_{i,k} = r_{i,k} - \mathbf{w}_{i,k}^H \mathbf{x}_{i,k} \quad (29)$$

$$\mathbf{w}_{i,k}^H = (\hat{h}_{i,l_0,k} \hat{h}_{i,l_1,k} \cdots \hat{h}_{i,l_{\Omega-1},k}) \quad (30)$$

$$\mathbf{x}_{i,k}^T = (\hat{s}_{i,k-l_0} \hat{s}_{i,k-l_1} \cdots \hat{s}_{i,k-l_{\Omega-1}}) \quad (31)$$

と表すことができる。なお、 $\hat{s}_{i,k}$ は第 i シンボルの送信信号レプリカであり、変調信号の期待値 $\hat{z}_{i,n}$ を用いて

$$\hat{s}_{i,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \hat{z}_{i,n} \exp\left[j \frac{2\pi n}{N} (k - G)\right] \quad (32)$$

となる。時間領域でチャンネル・インパルス応答を推定するため、サンプリング点毎に推定値が更新できるが、同期検波器では伝達関数の推定値を用いるため、チャンネル変動を考慮して、 $k = N_s/2$ のときの値を用いる。すなわち、同期検波で用いる伝達関数の推定値 $\hat{H}_{i,n}$ は

$$\hat{H}_{i,n} = \sum_{m=0}^{\Omega-1} \hat{h}_{i,l_m,N_s/2} \exp\left(-j \frac{2\pi l_m}{N} n\right) \quad (33)$$

となる。

3. ターボ ICI キャンセラの適用

2.2 節では、同一シンボル内でチャンネル変動がないものとしてモデル化を行ったが、より高速にチャンネル変動するフェージング環境では、同一シンボル内の変動も無視できなくなる。こ

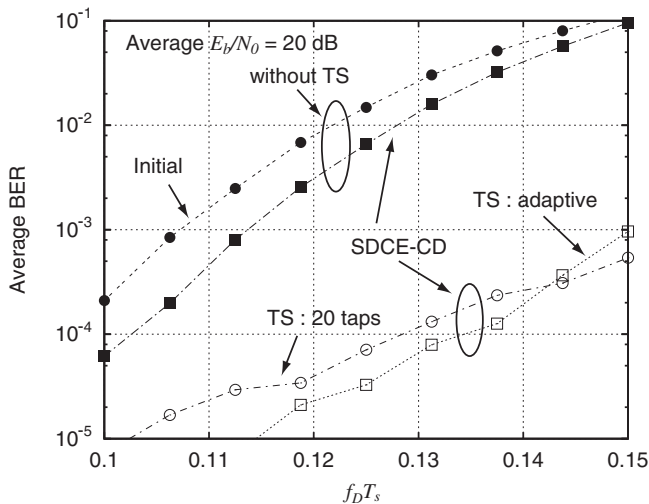


図6 最大ドップラー周波数に対する平均 BER 特性

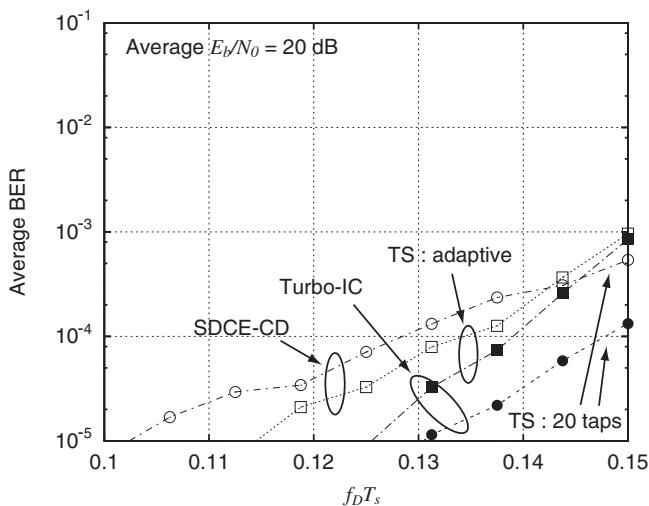


図7 最大ドップラー周波数特性

持できることがわかる。しかしながら、 $f_D T_s$ が大きい領域では、タップ選択に誤りが発生するため、特性劣化が大きくなっていると考えられる。

4.4 ターボ ICI キャンセラの効果

図7に繰り返し処理における検波器としてターボ ICI キャンセラ (Turbo-IC) を用いたときの最大ドップラー周波数に対する平均 BER 特性を示す。Turbo-IC の繰り返し回数は SDCE-CD と同様に 4 とした。Turbo-IC は、ICI を除去することで SDCE-CD よりも優れた伝送特性を実現でき、 $f_D T_s = 0.148$ まで平均 BER = 10^{-4} を維持できることがわかる。しかしながら、適応タップ選択と 20 タップ固定を比較すると、適応タップ選択では $f_D T_s$ が大きくなるにつれ、タップ選択に誤りが発生するため、チャンネル推定精度が劣化する。Turbo-IC は、各サンプル点におけるチャンネル推定値を用いて ICI を除去するため、チャンネル推定精度の劣化による影響が顕著となり、20 タップ固定に比べて大きく劣化していると考えられる。しかしながら、適応タップ選択を行う Turbo-IC は、 $f_D T_s = 0.125$ 付近では 20 タップ固定とほぼ同等な特性を実現できる。

5. まとめ

GI 程度の遅延時間の遅延波が存在する高速フェージング環境において、適応タップ選択を行うことで推定精度と追従性能を向上させた SP-OFDM 受信方式を提案した。提案方式は、初回処理として SP のみを用いたチャンネル推定を行い、誤りが検出された場合には、復号器出力である LLR を用いて、タップ選択、SDCE、同期検波、MAP 復号の一連の受信処理を繰り返すことで良好な伝送特性を実現する。性能の評価として ISDB-T の移動受信に準拠した計算機シミュレーションを行い、適応タップ選択を行うことで、 $f_D T_s = 0.1$ において平均 BER = 10^{-4} を平均 $E_b/N_0 = 13$ dB で達成しており、タップ選択無しに比べて 6 dB 改善できることを示した。さらに、提案方式は平均 $E_b/N_0 = 20$ dB において、 $f_D T_s = 0.135$ まで平均 BER = 10^{-4} を維持でき、また、繰り返し処理における検波器として、ターボ ICI キャンセラを用いることで、伝送特性をさらに改善できることを示した。

文献

- [1] ARIB STD-B31, *Transmission System for Digital Terrestrial Television Broadcasting*, May 2001.
- [2] ETSI ETS 300 744, *Broadcasting System for Television, Sound and Data Services*, March 1996.
- [3] IEEE Std 802.11a, *High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, 1999.
- [4] 今村 浩一郎, 濱住 啓之, 渋谷 一彦, 佐々木 誠, “地上デジタル放送 SFN における放送波中継用回り込みキャンセラの基礎検討,” *映像情報メディア学会誌*, vol. 54, no. 11, pp. 1568-1575, 2000 年 11 月.
- [5] K. Fukawa, H. Suzuki, and T. Usami, “OFDM channel estimation with RLS algorithm for different pilot schemes in mobile radio transmission,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E86-B, no. 1, pp. 266-274, Jan. 2003.
- [6] M. Ito, S. Suyama, K. Fukawa, and H. Suzuki, “An OFDM receiver with decision-directed channel estimation for the scattered pilot scheme in fast fading environments,” *IEEE VTC 2003-Spring*, Jeju, Korea, vol. 1, pp. 368-372, April 2003.
- [7] Y. Sagae, S. Suyama, H. Suzuki, and K. Fukawa, “An OFDM turbo equalizer for scattered pilot signals in multipath environments with delay difference greater than guard interval,” *IEEE VTC 2004-Spring*, vol. 1, pp. 425-429, May 2004.
- [8] S. Suyama, M. Ito, K. Fukawa, and H. Suzuki, “A scattered pilot OFDM receiver employing turbo ICI cancellation in fast fading environments,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 1, pp. 115-121, Jan. 2005.
- [9] A. J. Viterbi, “An intuitive justification and a simplified implementation of the MAP decoder for convolutional codes,” *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, vol. 16, no. 2, pp.260-264, Feb. 1998.