

OFDMにおけるスパース通信路推定のためのブラインド非ゼロタップ検出法

上野 貴弘[†] 宮嶋 照行^{††a)}

Blind Nonzero Tap Detection for Sparse Channel Estimation in OFDM Systems
Takahiro UENO[†] and Teruyuki MIYAJIMA^{††a)}

あらまし スパース通信路はそのインパルス応答が非常に少数の非ゼロタップをもつものであり、様々な通信環境において観測されている。本論文では、OFDMシステムにおけるスパース通信路のブラインド推定について検討している。通信路推定は、パイロット信号を用いない非ゼロタップ検出と、その検出結果を用いたタップ係数推定の二段階で行われる。提案するブラインド非ゼロタップ位置検出法はサイクリック・プリフィックスの性質を利用した統計的な手法によりタップ係数の大きさを求め、しきい値判定により非ゼロタップを検出する。この非ゼロタップ検出結果を従来のSIMOシステムにおけるブラインド通信路推定法に組み合わせる方法を検討している。推定すべきタップ数が減少するため、通信路推定性能が大幅に向上することが期待できる。計算機シミュレーションにより、提案法により通信路が既知の場合と同等のビット誤り率特性が得られることを示している。

キーワード OFDM, ブラインド通信路推定, スパース通信路

1. まえがき

直交周波数分割多重(OFDM)方式は、周波数選択性フェージング通信路における高速伝送を比較的簡単な装置で実現できるという特長を有し、無線LANや地上デジタル放送をはじめとする多様なサービスへ適用され、今後もその応用範囲は広がると期待できる[1]。OFDM方式の特長を生かすために同期検波や適応変調が用いられるが、そのためには正確な通信路の推定が必要である[2]。通信路推定のためにパイロット信号を用いることが多いが、高い推定精度を得るために多くのパイロット信号を利用することは周波数利用効率の劣化を引き起こす。この問題に対しパイロット信号を必要としないブラインド推定法が有効であり、これまでに多くのブラインド通信路推定法が提案されている[3]~[6]。

一方、様々な通信路がスパース通信路としてモデ

ル化できることが指摘されている[7], [8]。具体例として、室内環境におけるWPAN[9]、海中通信[10]、地上デジタル放送[11]、セルラ通信[12]などが挙げられる。スパース通信路とはインパルス応答のほとんどのタップ係数がゼロであり、残りの少数のタップ係数が非ゼロであるような通信路である。非スパース通信路を対象に開発された従来の通信路推定手法をスパース通信路の推定に用いる場合、十分な推定性能が得られないことから、スパース通信路の特徴を考慮した通信路推定法が盛んに研究されている[7], [8], [11]~[17]。これまでに提案されたスパース通信路推定法は、 ℓ_1 正則化最小二乗法に基づく方法[8], [13], Matching Pursuit等の貪欲法[11], [14], [15]、非ゼロ（またはゼロ）タップを検出した後にタップ係数推定を行う方法[12], [16], [17]に大別できる。

これまでにOFDM方式のためのスパース通信路推定法がいくつか報告されている。文献[15]では、海中通信におけるドップラー広がりのある通信路をパイロット信号を用いた貪欲法により推定することを検討している。文献[16]と[17]では非ゼロタップ検出後に通信路推定を行う方法が検討されている。文献[16]の方法はタップ数の増加に伴い計算手順が複雑になるという欠点がある。一方、文献[17]では、最小二乗推定

[†]茨城大学大学院理工学研究科、日立市

Graduate School of Science and Engineering, Ibaraki University, 4-12-1 Nakanarusawa, Hitachi-shi, 316-8511 Japan

^{††}茨城大学工学部、日立市

Faculty of Engineering, Ibaraki University, 4-12-1 Nakanarusawa, Hitachi-shi, 316-8511 Japan

a) E-mail: miyajima@mx.ibaraki.ac.jp

と GAIC (generalized Akaike information criterion) を組み合わせた比較的簡易な手法を提案している。これら手法は、非ゼロタップ検出とその後の通信路推定を実行するためにパイロット信号を必要とする。著者等の知る限り、OFDM 方式におけるスパース通信路のブラインド推定に関する研究は行われていない。

本論文では、OFDM システムにおけるスパース通信路の非ゼロタップ検出をパイロット信号を用いずに行う方法を提案する。提案法は、サイクリック・パリフィックス (CP) の性質を利用して作成した相関行列から各タップ係数の大きさを推定し、しきい値判定により非ゼロタップを検出するものである。更に、提案する非ゼロタップ検出法の結果を従来の SIMO システムにおけるブラインド通信路推定法 [6] と組み合わせることでスパース通信路のブラインド推定を行うことを検討する。従来の SIMO システムにおけるブラインド通信路推定法 [6] は、通信路インパルス応答のタップ数が増加するにつれ推定性能が大きく劣化することを指摘し、非ゼロタップ検出と組み合わせることで大幅に性能向上が可能となることを示す。

2. システムモデル

図 1 に検討するシステムを示す。サブキャリヤ数 N 、受信アンテナ数 $K = 2$ の SIMO-OFDM システムを考える。長さ N の第 n 番目の情報シンボルブロック $\mathbf{s}_n = [s_0[n], s_1[n], \dots, s_{N-1}[n]]^T$ に対して N 点 IDFT を適用し、時間領域信号 $\tilde{\mathbf{x}}_n = \mathbf{F}^H \mathbf{s}_n = [x_0[n], x_1[n], \dots, x_{N-1}[n]]^T$ を得る。上付きの T と H はベクトル行列の転置と複素共役転置を表す。また、 \mathbf{F} は DFT 行列であり、その第 (l, m) 要素は $\frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{(l-1)(m-1)}{N}}$ で与えられる。次に長さ P の CP を付加すると第 n 送信ブロック \mathbf{x}_n は以下のように表される。

$$\mathbf{x}_n = \begin{bmatrix} x_{N-P}[n] & \dots & x_{N-1}[n] & x_0[n] & \dots & x_{N-1}[n] \end{bmatrix}^T.$$

送信シンボルは無相関系列であると仮定する。

$$\mathbb{E} [x_i[j]x_{i'}[j']] = \begin{cases} \sigma_x^2, & i = i', j = j' \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (1)$$

送信信号は準静的な周波数選択性通信路を通過し受信機へ到達する。第 k 受信アンテナにおける第 n 送信ブロックに対する時刻 i の受信信号を $r_i^{(k)}[n]$, $i = 0, \dots, N + P - 1$, とする。それを 1 ブロック分まとめて以下のように表す。

$$\mathbf{r}_n^{(k)} = \begin{bmatrix} r_0^{(k)}[n] & \dots & r_{N+P-1}^{(k)}[n] \end{bmatrix}^T = \mathbf{H}^{(k)} \begin{bmatrix} x_{N-L}[n-1] \\ \vdots \\ x_{N-1}[n-1] \\ \mathbf{x}_n \end{bmatrix} + \mathbf{w}_n^{(k)} \quad (2)$$

ここで $\mathbf{w}_n^{(k)}$ は雑音成分を表すベクトルであり、その要素は互いに無相関で分散 σ_w^2 をもつとする。 $\mathbf{H}^{(k)}$ は $(N+P) \times (N+P+L)$ の通信路のインパルス応答から成る行列であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{H}^{(k)} = \begin{bmatrix} h_L^{(k)} & h_{L-1}^{(k)} & \dots & h_0^{(k)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_L^{(k)} & h_{L-1}^{(k)} & \dots & h_0^{(k)} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_L^{(k)} & h_{L-1}^{(k)} & \dots & h_0^{(k)} \end{bmatrix},$$

ここで $h_l^{(k)}, l = 0, \dots, L$, は次数 L の通信路のインパルス応答を表し、 $L + 1 \leq P$ とする。更に $h_0^{(k)} \neq 0$ と仮定する。通信路ベクトル $\mathbf{h}^{(k)}$ を以下のように定義する。

$$\mathbf{h}^{(k)} = \begin{bmatrix} h_L^{(k)} & h_{L-1}^{(k)} & \dots & h_0^{(k)} \end{bmatrix}^T. \quad (3)$$

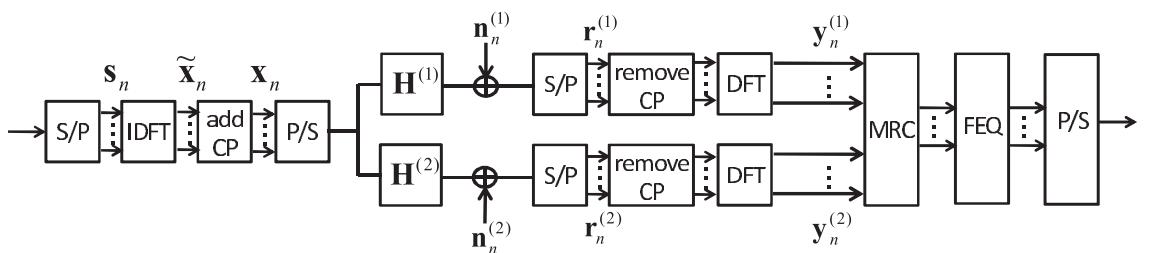


図 1 SIMO-OFDM システム図
Fig. 1 OFDM system with multiple receiver antenna.

CP 除去後, DFT により周波数領域へ変換された信号 $\mathbf{y}_n^{(k)}$ は以下のように書ける.

$$\mathbf{y}_n^{(k)} = \text{diag}(\mathbf{s}_n) \mathbf{F}_{L+1} \mathbf{h}^{(k)} + \bar{\mathbf{w}}_n^{(k)} \quad (4)$$

ここで $\bar{\mathbf{w}}_n^{(k)}$ は雑音成分, \mathbf{F}_{L+1} は DFT 行列の第 1 列から第 $L+1$ 列までを抜き出した行列であり, $\text{diag}(\mathbf{s}_n)$ はベクトル \mathbf{s}_n の要素が対角要素である対角行列を表す. また, 行列 \mathbf{F}_{L+1} の各行をベクトル $\mathbf{u}_i^H, i = 1, \dots, N$, で表すこととする.

スペースな通信路を考えよう. 非ゼロタップの位置番号の集合を $\mathcal{D}^{(k)}$ とすると, $\mathbf{h}^{(k)}$ の要素 $h_i^{(k)}$ は次のように表される.

$$h_i^{(k)} = \begin{cases} h_i^{(k)} & i \in \mathcal{D}^{(k)} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

また, 非ゼロタップ及びゼロタップの位置情報のみをもつベクトルを $\mathbf{b}^{(k)}$ とし, その要素 $b_i^{(k)}$ を次式で表す.

$$b_i^{(k)} = \begin{cases} 1 & i \in \mathcal{D}^{(k)} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (6)$$

3. 非ゼロタップ検出

図 2 に示すように非ゼロタップ検出と通信路推定を 2 段階に分けて行うことを考える. 非ゼロタップ検出は $\mathbf{b}^{(k)}$ を検出するもので, その結果を利用して通信路推定で \mathbf{h} を推定する.

3.1 提案法の原理

CP の性質を利用した非ゼロタップ検出を提案する. 第 k アンテナの受信信号の CP 部分とそのコピー元に対応する部分を次式で定義する.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_n^{(k)} &= \left[r_0^{(k)}[n] \quad \dots \quad r_{P-1}^{(k)}[n] \right]^T \\ \hat{\mathbf{r}}_n^{(k)} &= \left[r_N^{(k)}[n] \quad \dots \quad r_{N+P-1}^{(k)}[n] \right]^T. \end{aligned}$$

ベクトル $\tilde{\mathbf{r}}_n^{(k)}, \hat{\mathbf{r}}_n^{(k)}$ の差を取ると

$$\tilde{\mathbf{r}}_n^{(k)} - \hat{\mathbf{r}}_n^{(k)} = \bar{\mathbf{H}}^{(k)} \begin{bmatrix} x_{N-L}[n-1] - x_{N-P-L}[n] \\ \vdots \\ x_{N-1}[n-1] - x_{N-P-1}[n] \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \bar{\mathbf{w}}_n^{(k)}$$

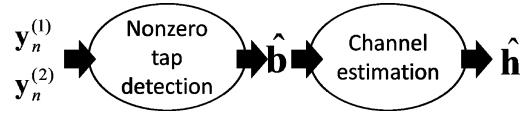


図 2 タップ検出と通信路推定

Fig. 2 Tap detection and channel estimation.

$$\equiv \bar{\mathbf{H}}^{(k)} \bar{\mathbf{x}}_n. \quad (7)$$

と書ける. ここで $\bar{\mathbf{w}}_n^{(k)}$ は雑音成分の差ベクトル, $\bar{\mathbf{H}}^{(k)}$ は $P \times (P+L)$ の行列であり次式で与えられる

$$\bar{\mathbf{H}}^{(k)} = \begin{bmatrix} h_L^{(k)} & \dots & h_0^{(k)} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_L^{(k)} & \dots & h_0^{(k)} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & h_L^{(k)} & \dots & h_0^{(k)} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

式 (7) の右辺第 1 項の送信信号の差からなるベクトルの CP に対応する部分が 0 となることに注意されたい. 式 (7) の自己相関行列を $\mathbf{R}^{(k)}$ とすると

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{(k)} &= \mathbb{E}[(\tilde{\mathbf{r}}_n^{(k)} - \hat{\mathbf{r}}_n^{(k)})(\tilde{\mathbf{r}}_n^{(k)} - \hat{\mathbf{r}}_n^{(k)})^H] \\ &= \bar{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{R}_x (\bar{\mathbf{H}}^{(k)})^H + 2\sigma_n^2 \mathbf{I}_{P \times P} \end{aligned} \quad (9)$$

となる. 第 2 項は雑音の無相関性により得られる. \mathbf{R}_x は $\bar{\mathbf{x}}_n$ の自己相関行列であり, 式 (1) の仮定より次式で与えられる

$$\mathbf{R}_x = \begin{bmatrix} 2\sigma_x^2 \mathbf{I}_{L \times L} & \mathbf{0}_{L \times P} \\ \mathbf{0}_{P \times L} & \mathbf{0}_{P \times P} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

左上の $L \times L$ 部分行列以外がゼロになるのは CP のおかげである. さて, $\mathbf{R}^{(k)}$ の対角要素 $R_{ii}^{(k)}$ に注目しよう. $R_{ii}^{(k)}$ は次式で与えられる.

$$R_{ii}^{(k)} = \begin{cases} \sum_{l=i}^M |h_l^{(k)}|^2 + 2\sigma_n^2, & 1 \leq i \leq M \\ 2\sigma_n^2, & M+1 \leq i \leq P \end{cases} \quad (11)$$

これを用いて次のように $|h_i^{(k)}|$ の推定値を求めることができる.

$$|\hat{h}_i^{(k)}|^2 = R_{ii}^{(k)} - R_{(i+1)(i+1)}^{(k)} \quad i = 1, \dots, P. \quad (12)$$

理想的な相関行列が得られれば, たとえ雑音が存在する場合でもタップ係数の大きさを正確に検出できる. 次に式 (12) を利用して次のように非ゼロタップを検出する.

$$\hat{b}_i^{(k)} = \begin{cases} 1 & |\hat{h}_i^{(k)}|^2 \neq 0 \\ 0 & |\hat{h}_i^{(k)}|^2 = 0 \end{cases}. \quad (13)$$

$h_0^{(k)} \neq 0$ を仮定したので、 $\hat{b}_0^{(k)} = 1$ とする。

ここでは SIMO システムを前提としたが、提案する非ゼロタップ検出法は SISO システムへも適用可能である [18]。

3.2 非ゼロタップ検出手順

有限個のデータから相関行列 $\mathbf{R}_n^{(k)}$ を推定する場合、雑音などの影響により $|\hat{h}_m^{(k)}|^2 = 0$ ($m \notin \mathcal{D}^{(k)}$) となるとは限らない。そこで、式 (12) の値が大きいものから順に非ゼロタップとして検出し、検出した $|\hat{h}_m^{(k)}|^2$ の総和がしきい値 τ を超えるまで非ゼロタップ検出を行うことを提案する。しきい値 τ は以下で決定する。

$$\tau^{(k)} = \alpha \sum_{i=1}^P |\hat{h}_i^{(k)}|^2 \quad (14)$$

ここで、 α は定数であり、 $0 < \alpha < 1$ とする。以下に提案法の検出手順を簡単にまとめる。なお、この手順はアンテナごとに行われる。

(Step0) $\mathbf{R}^{(k)}$ を B ブロックに渡る時間平均で求める。

$$\mathbf{R}^{(k)} = \frac{1}{B} \left[\sum_{n=1}^B (\tilde{\mathbf{r}}_n^{(k)} - \hat{\mathbf{r}}_n^{(k)})(\tilde{\mathbf{r}}_n^{(k)} - \hat{\mathbf{r}}_n^{(k)})^H \right]. \quad (15)$$

(Step1) 式 (12) によりタップ係数の大きさを求める。

(Step2) α 及び $\tau^{(k)}$ を設定する。

(Step3) $\hat{\mathcal{D}}^{(k)} = \{ \}$ とおく。

(Step4) $m = \arg \max_{i \notin \hat{\mathcal{D}}} |\hat{h}_i^{(k)}|^2$

(Step5) m を $\hat{\mathcal{D}}^{(k)}$ に追加。

(Step6) $E^{(k)} = \sum_{i \in \hat{\mathcal{D}}^{(k)}} |\hat{h}_i^{(k)}|^2 < \tau^{(k)}$ なら、Step4

へ戻る。それ以外は $\hat{b}_i^{(k)} = \begin{cases} 0, & i \notin \hat{\mathcal{D}}^{(k)} \\ 1, & i \in \hat{\mathcal{D}}^{(k)} \end{cases}$ とする。

式 (15) の推定に使った B ブロック分のデータ復調については、受信信号を受信機のメモリに保持しておきチャネル推定後に復調を行う。

3.3 提案法の例

本方式について簡単な例を示す。 $P = 8$ とする。図 3 に $|\hat{h}_i^{(k)}|^2$ をプロットしたものを示し、表 1 に $|\hat{h}_i^{(k)}|^2$ の数値をまとめまる。 $\sum_{i=1}^P |\hat{h}_i^{(k)}|^2 = 40$ である。図中のプロット点の上の数字は $|\hat{h}_i^{(k)}|^2$ の大きさの順序を示している。まず、 $|\hat{h}_1^{(k)}|^2$ が全要素の中で最も大きいので $h_1^{(k)}$ を非ゼロタップとして検出し、 $\hat{b}_1^{(k)} = 1$ とする。同様に $|\hat{h}_i^{(k)}|^2$ が大きいものから選択してい

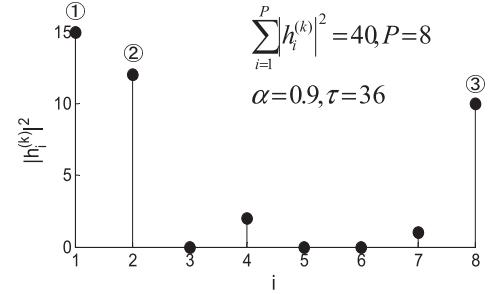


図 3 提案法の検出例

Fig. 3 An example of proposed tap detection.

表 1 $|\hat{h}_i^{(k)}|^2$ の例

Table 1 An example of $|\hat{h}_i^{(k)}|^2$.

i	1	2	3	4	5	6	7	8
$ \hat{h}_i^{(k)} ^2$	15	12	0	2	0	0	1	10

く。3 番目に大きい $|\hat{h}_8^{(k)}|^2$ まで非ゼロタップと検出し、この時点で $\hat{\mathcal{D}}^{(k)} = \{1, 2, 8\}$ で $E^{(k)} = 37$ となり、 $\alpha = 0.9$ としたときのしきい値 $\tau^{(k)} = 0.9 \times 40 = 36$ を超えるので検出を終了し、 $\hat{b}_i^{(k)} = 1, i = 1, 2, 8$ 及び $\hat{b}_i^{(k)} = 0, i = 3, 4, 5, 6, 7$ を得る。

4. ブラインド通信路推定

3.1 で述べた非ゼロタップ検出法をブラインド通信路推定法と組み合わせることを考える。ブラインド通信路推定法は統計的な手法 [3]～[5] と決定論的な手法 [6] に大別できる。統計的な手法 [3] を用いる場合については [18] で既に報告している。そこで本論文では文献 [6] の手法（以降 WLC 法と呼ぶ）の利用を考える。

4.1 WLC 法 [6]

WLC 法は SIMO-OFDM システムのためのブラインド通信路推定法である。簡単のため雑音を無視する。式 (4) の DFT 出力 $\mathbf{y}_n^{(k)}$ の第 i 要素は次のように書ける。

$$y_i^{(1)}[n] = s_i[n] \mathbf{u}_i^H \mathbf{h}^{(1)}, y_i^{(2)}[n] = s_i[n] \mathbf{u}_i^H \mathbf{h}^{(2)} \quad (16)$$

式 (16) において $s_i[n] (\neq 0)$ が共通なので次式が成り立つ、

$$y_i^{(1)}[n] \mathbf{u}_i^H \mathbf{h}^{(2)} = y_i^{(2)}[n] \mathbf{u}_i^H \mathbf{h}^{(1)}. \quad (17)$$

式 (17) を行列形式で次のように書き直す。

$$\mathbf{V}_n \mathbf{h} = 0, \quad (18)$$

ここで $\mathbf{V}_n = \left[\mathbf{Y}_n^{(2)} \mathbf{F}_{L+1} - \mathbf{Y}_n^{(1)} \mathbf{F}_{L+1} \right]$, $\mathbf{Y}^{(k)} = \text{diag}(\mathbf{y}_n^{(k)})$, $\mathbf{h} = \left[(\mathbf{h}^{(1)})^T, (\mathbf{h}^{(2)})^T \right]^T$ である。式(18)を満たす \mathbf{h} を求めることで通信路の推定値 $\hat{\mathbf{h}}$ を得ることができる。チャネル $\{h_i^{(1)}\}$ と $\{h_i^{(2)}\}$ が共通のゼロ点をもたず, $N \geq 2L+1$ であれば, 推定した $\hat{\mathbf{h}}$ は真のインパルス応答 \mathbf{h} の複素定数倍となる[6] (同期検波を行う場合, この複素定数を少数のパイロットシンボルを用いて推定する必要がある)。雑音を考慮する場合, 通信路の推定は以下により行う。

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\mathbf{h}} \mathbf{h}^H \underbrace{\left[\sum_{i=1}^B \mathbf{V}_i^H \mathbf{V}_i \right]}_{\mathbf{Q}} \mathbf{h} \quad \text{s.t. } \|\mathbf{h}\|=1. \quad (19)$$

式(19)の解は行列 \mathbf{Q} の最小固有値に対応する固有ベクトルに一致する。

4.2 提案法の WLC 法への適用

式(19)で推定される \mathbf{h} は全てのタップ係数を含む。スパース通信路の場合は非ゼロタップ検出により検出された非ゼロタップ係数のみを推定すれば十分である。そこで 3.1 で提案した方法による非ゼロタップ検出によって得た $\hat{\mathbf{b}}^{(1)}, \hat{\mathbf{b}}^{(2)}$ を式(19)に適用させることを考える。

$\hat{\mathbf{b}} = \left[(\hat{\mathbf{b}}^{(1)})^T, (\hat{\mathbf{b}}^{(2)})^T \right]^T$ とし, 式(19)を $\hat{\mathbf{b}}$ を用いて書き直すと

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}} &= \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \mathbf{h}^H \underbrace{\text{diag}(\hat{\mathbf{b}}) \mathbf{Q} \text{diag}(\hat{\mathbf{b}})}_{\mathcal{A}} \mathbf{h} \\ &= \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \mathbf{h}^H \mathcal{A} \mathbf{h} \end{aligned} \quad (20)$$

を得る。行列 \mathcal{A} の最小固有値に対応する固有ベクトルを求ることで, 通信路の推定値 $\hat{\mathbf{h}}$ を得ることができる。このとき $\hat{\mathbf{h}}$ の要素のうちゼロタップとして検出されたタップに対応するものはゼロとなっていていることに注意すべきである。このように推定すべきタップ数が減少しているため, 式(19)により全タップを推定するものに比べて優れた性能を得られると期待できる。5. のシミュレーションで示すように, スパース通信路の場合, WLC 法の性能は大きく劣化するのだが, 提案する非ゼロタップ検出を利用することで WLC 法の性能劣化を改善することができる。

5. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションにより提案法の性能評価を

表 2 シミュレーション諸元
Table 2 Simulation parameters

変調方式	QPSK
サブキャリヤ数: N	64
時間方向サンプルポイント数	64
CP 長: P	16
チャネル次数: L	15
非ゼロタップ数: D	4
試行回数	300
SNR	20
送信ブロック数: B	1000
しきい値のパラメータ: α	0.9

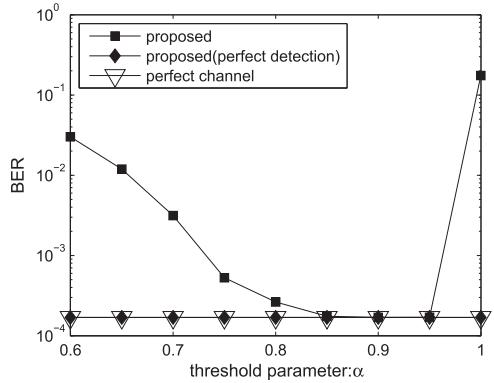


図 4 α に対する BER 特性
Fig. 4 BER performance for various α

行う。特に断らない限りシミュレーションのパラメータは表 2 のものを用いる。比較のために, 非ゼロタップ検出が完全に行われた後に式(20)で通信路推定を行う場合 (proposed(perfect detection)) と通信路が完全に既知な場合 (perfect channel) についても検討する。

D 個の非ゼロタップをもつ通信路の生成方法について説明する。まず, $L+1$ 個のタップ $\{h_i\}$ の実部と虚部を平均 0 で分散 1 の正規乱数により発生する。次に h_1, \dots, h_L の中から絶対値が大きい $D-1$ 個を選び, これらと h_0 を非ゼロタップとする。残りのタップはゼロタップとみなして値を 0 とする。

5.1 非ゼロタップ検出法の性能比較

提案するタップ検出法と従来法の性能比較を行う。従来法としてパイロット信号を用いる比較的簡易な文献[17]の手法を検討する。以後文献[17]の手法を GAIC と呼ぶこととする。GAIC で用いるパラメータは予備実験の結果より $\gamma = 2$ とする。

図 4 ではしきい値パラメータ α が BER (bit error rate) に及ぼす影響について評価している。性能が α に依存していることが分かるが, $0.8 \leq \alpha \leq 0.95$ の区

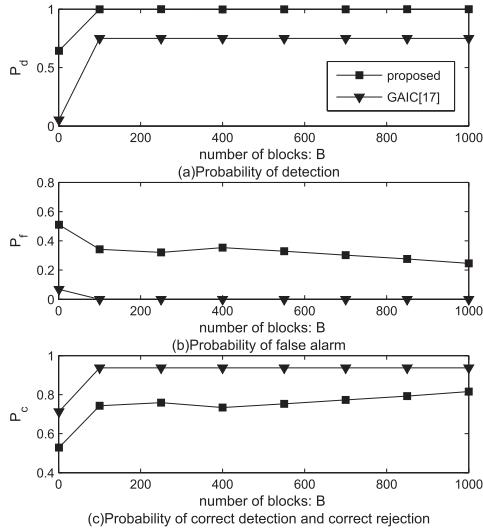


図 5 相関行列の推定に必要な送信ブロック数に対する検出性能評価. (a) 非ゼロタップを正しく検出した確率, (b) ゼロタップを非ゼロタップと検出した確率, (c) ゼロタップ及び非ゼロタップを正しく検出した確率

Fig. 5 Detection performance for various number of OFDM blocks required for correlation matrix estimation. (a) Probability of detection, (b) Probability of false alarm, (c) Probability of correct detection and correct rejection.

間において提案法の BER 特性が通信路が既知の場合とほぼ一致している. このことから $0.8 \leq \alpha \leq 0.95$ の範囲で選択すればよい. 以後は $\alpha = 0.9$ を用いた. なお予備実験により, 今回のシミュレーション条件下では, SNR や相関行列推定に使用する送信ブロック数等を変化させた場合でも, $\alpha = 0.9$ を選択しておけば良い BER が得られている.

図 5 は相関行列 $\mathbf{R}^{(k)}$ を推定するために必要な送信ブロック数に対する検出性能を示している. 具体的には, 「非ゼロタップを正しく検出した確率 P_d 」, 「ゼロタップを非ゼロタップと検出した確率 P_f 」, 「ゼロタップ及び非ゼロタップを正しく検出した確率 P_c 」を評価している. パイロット信号を用いる従来法に比べ提案法は非ゼロタップを正しく検出する確率が高いが, ゼロタップを誤って非ゼロタップと検出する誤検出確率が高いために全体の正解率は従来法に比べ低くなっている. しかし, 後述の誤り率による評価によれば, この劣化は問題ないといえる.

図 6 は SNR に対する検出性能の評価を行っている. SNR が高くなるにつれて, 図 6 (b) よりゼロタップを

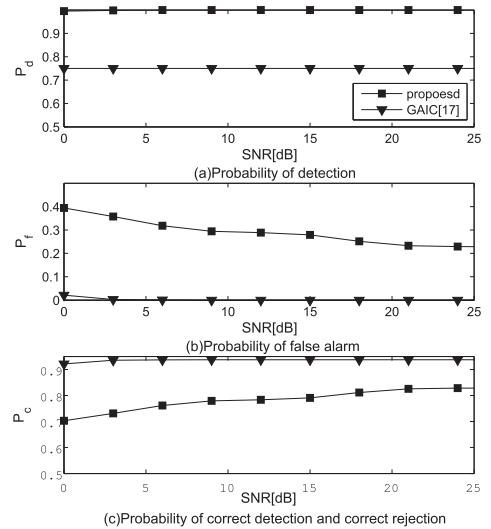


図 6 SNR に対する検出性能評価. (a) 非ゼロタップを正しく検出した確率, (b) ゼロタップを非ゼロタップと検出した確率, (c) ゼロタップ及び非ゼロタップを正しく検出した確率

Fig. 6 Detection performance for various SNR. (a) Probability of detection, (b) Probability of false alarm, (c) Probability of correct detection and correct rejection.

非ゼロタップと誤る確率が下がり, 図 6 (c) より非ゼロタップ及びゼロタップを正しく検出した確率が向上していることが分かる. これは雑音が小さくなり比較的小さいパワーをもつ非ゼロタップを検出できるためと考えられる.

5.2 ブラインド通信路推定法の性能比較

提案する通信路推定法と (タップ検出を行わない) WLC 法 [6] との性能比較を行う. 通信路推定の性能評価の指標として MSE (mean squared error) 及び BER を採用する. $\mathbf{h}^{(k)}$ の推定ベクトルが $\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}$ のとき, $\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}$ に係数 $c = (\tilde{\mathbf{h}}^{(k)})^H \mathbf{h}^{(k)} / \|\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}\|^2$ を掛けたベクトルを $\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = c\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}$ と補正した上で次式の MSE を計算する.

$$MSE = \frac{1}{N_t(L+1)} \sum_{m=1}^{N_t} \|\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\|^2 \quad (21)$$

ここで N_t は試行回数を表す. BER を求める場合も同様の補正を行った後に復調を行う^(注1).

(注1) : ブラインド通信路推定により推定した通信路ベクトルは, 真の通信路ベクトルの複素定数倍となってしまう. この複素定数倍の曖昧さはブラインド推定に共通の性質なので, 推定結果の評価においては本質的でない. そこで多くの文献では, この曖昧さが理想的に補償できると仮定している. 本論文もこれにならう.

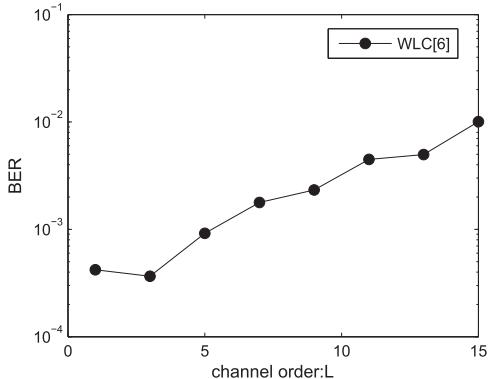


図 7 WLC 法のチャネル次数に対する BER 特性
Fig. 7 BER performance for various channel order L .

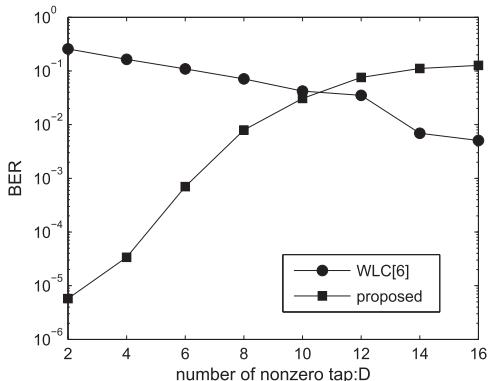


図 8 非ゼロタップ数の BER への影響
Fig. 8 Effect of sparsity of channel impulse responses on BER performance.

まず WLC 法の性質を明らかにする。図 7 は WLC 法のチャネル次数 L による BER 特性を示している。ここでチャネルはスパース通信路ではなく、全タップが非ゼロの場合である。WLC 法はチャネル次数が大きくなり CP 長 ($P = 16$) に近づくにつれて BER 特性が大幅に劣化することが分かる。WLC 法は必要なプロック数が少なくて済むという利点があるが、チャネル次数が短い場合しか良い性能が得られないことが欠点である。スパース通信路ではほとんどのタップがゼロであるから、非ゼロタップが検出できれば、推定すべきタップ数を大幅に減少できる。このことは、見かけのチャネル次数を大幅に短くできるとみなせるので、WLC 法の BER を改善できると期待できる。

図 8 は提案法及び WLC 法のスパース性に対する BER 特性を示している。一定のチャネル次数 $L = 15$ に対して非ゼロタップ数 D を変化させた。通信路のス

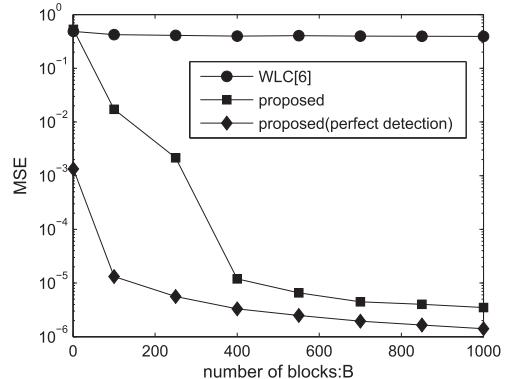


図 9 相関行列推定に必要な送信プロック数に対する MSE 特性
Fig. 9 MSE performance for various number of transmitted OFDM blocks required for correlation matrix estimation.

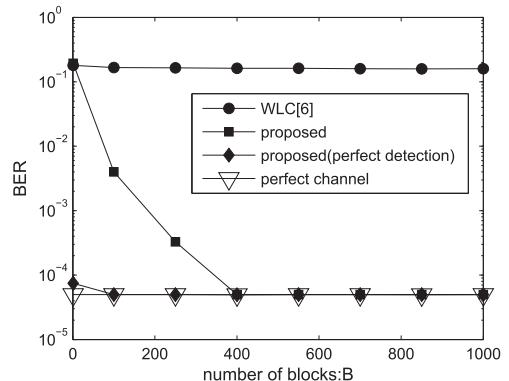


図 10 相関行列推定に必要な送信プロック数に対する BER 特性
Fig. 10 BER performance for various number of transmitted OFDM blocks required for correlation matrix estimation.

バース性が高い場合は、推定すべきタップの削減のおかげで BER 特性が大きく改善することが確認できる。一方、WLC 法は非ゼロタップ数が少ない（スパース性が高い）ほど性能が劣化することが分かる。

図 9 及び図 10 は送信プロック数に対する MSE 及び BER 特性を示している。WLC 法の通信路推定性能が劣化しているが、これはチャネル次数 ($L = 15$) が CP 長 ($P = 16$) に近く、またスパース性が高いためであると考えられる。一方、提案法は送信プロック数の増加に伴い性能が向上しており、送信プロック数が 400 以上で通信路が既知の場合と BER が一致している。提案法は数百プロックの受信信号を必要とするので、準静的な通信路の推定に適している。また、非

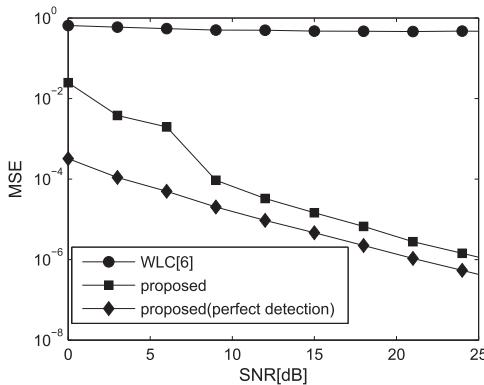


図 11 提案法及び WLC 法の SNR に対する MSE 特性
Fig. 11 MSE performance for various SNR using the proposed channel estimation and the WLC method.

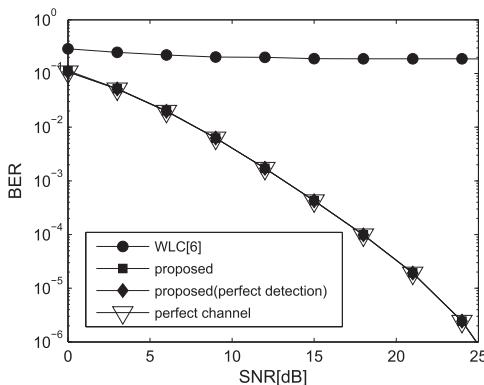


図 12 提案法及び WLC 法の SNR に対する BER 特性
Fig. 12 BER performance for various SNR using the proposed channel estimation and the WLC method.

ゼロタップ検出が完全な場合は、非常に少ないブロック数で通信路が既知な場合とほぼ BER が一致しており、非ゼロタップ検出の効果が確認できる。

図 11 及び図 12 は SNR に対する MSE 及び BER 特性を示している。SNR の増加により性能が向上している。BER 特性に関して、提案法は通信路が既知な場合の結果とほとんど一致していることが解る。

6. む す び

本論文では、OFDM におけるスパース通信路のブラインド非ゼロタップ検出法を提案し、タップ検出結果を利用したブラインド通信路推定法との組合せについて検討した。提案法により、従来のブラインド通信路推定の性能を大幅に改善し、通信路が既知な場合と

同等の BER が得られることを示した。非ゼロタップ検出のしきい値の最適値は環境に依存するので、その自動設定について今後検討が必要である。

謝辞 本研究の一部は科研費 (23560434) の助成を受けたものである。

文 献

- [1] Z. Wang and G.B. Giannakis, "Wireless multicarrier communications," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol.17, no.3, pp.29–48, May 2000.
- [2] J.-J. van de Beek, O. Edfors, and M. Sandell, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. IEEE Vehicular Technol. Conf.*, vol.2, pp.815–819, July 1995.
- [3] C. Li and S. Roy, "Subspace-based blind channel estimation for OFDM by exploiting virtual carriers," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.2, no.1, pp.141–150, Jan. 2003.
- [4] B. Muquet and M. de Courville, "Blind and semi-blind channel identification methods using second order statistics for OFDM systems," *Proc. IEEE ICASSP*, vol.5, pp.2745–2748, March 1999.
- [5] X. Zhuang, Z. Ding, and A.L. Swindlehurst, "A statistical subspace method for blind channel identification in OFDM communications," *Proc. IEEE ICASSP*, vol.5, pp.2493–2496, June 2000.
- [6] H. Wang, Y. Lin, and B. Chen, "Data-efficient blind OFDM channel estimation using receiver diversity," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.51, no.10, pp.2613–2623, Oct. 2003.
- [7] W.U. Bjawa, J. Hupt, G. Raz, and R. Nowak, "Compressed channel sensing," *Proc. 42nd Annual Conf. Information Sciences and Systems*, pp.5–10, March 2008.
- [8] C.R. Berger, Z. Wang, J. Huang, and S. Zhou, "Application of compressive sensing to sparse channel estimation," *IEEE Commun. Mag.*, vol.48, no.11, pp.164–174, Nov. 2010.
- [9] J.L. Paredes, G.R. Arce, and Z. Wang, "Ultra-wideband compressed sensing: Channel estimation," *IEEE J. Select. Topics Signal Process.*, vol.1, no.3, pp.383–395, Oct. 2007.
- [10] W. Li and J.C. Preisig, "Estimation of rapidly time-varying sparse channel," *IEEE J. Oceanic Eng.*, vol.32, no.4, pp.927–939, Oct. 2007.
- [11] S.F. Cotter and B.D. Rao, "Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.50, no.3, pp.374–377, March 2002.
- [12] C. Carbonelli, S. Vedantam, and U. Mitra, "Sparse channel estimation with zero tap detection," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.6, no.5, pp.1743–1753, May 2007.
- [13] M. Cetin and B.M. Sadler, "Semi-blind sparse channel estimation with constant modulus symbols,"

- Proc. IEEE ICASSP, vol.3, pp.561–564, March 2005.
- [14] G. Gui, Q. Wan, W. Peng, and F. Adachi, “Sparse multipath channel estimation using compressive sampling matching pursuit algorithm,” Proc. IEEE VTS APWCS, May 2010.
- [15] C.R. Berger, S. Zhou, J.C. Preisig, and P. Willett, “Sparse channel estimation for multicarrier underwater acoustic communication: from subspace methods to compressed sensing,” IEEE Trans. Signal Process., vol.58, no.3, pp.1708–1721, March 2010.
- [16] F. Wan, Wei-Ping Zhu, and M.N.S. Swamy, “A semi-blind algorithm for most significant tap detection in channel estimation of OFDM systems,” Proc. IEEE ISCAS, pp.605–608, May 2009.
- [17] M.R. Raghavendra and K. Giridhar, “Improving channel estimation in OFDM systems for sparse multipath channels,” IEEE Signal Process. Lett., vol.12, no.1, pp.52–55, Jan. 2005.
- [18] 上野貴弘, 宮嶋照行, “スパース OFDM 通信路のための非ゼロタップ検出によるブラインド推定の一検討,” 信学技報, WBS2010-64, March 2011.

付 錄

GAIC 法 [17]

GAIC 法の非ゼロタップ検出方法について説明する。

(step0) DFT 出力から最小二乗法により \mathbf{h}_{ls} 及び \mathbf{h}_{mls} を求める。 $\text{diag}(\mathbf{s}_n) = \mathbf{X}$ とする。

$$\mathbf{h}_{ls} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{X}^{-1} \mathbf{y}_n^{(k)}, \quad (\text{A}\cdot1)$$

$$\mathbf{h}_{mls} = (\mathbf{F}_1^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F}_1)^{-1} \mathbf{F}_1^H \mathbf{X}^H \mathbf{y}_n^{(k)} \quad (\text{A}\cdot2)$$

(step1) 初期値 $J = P, \hat{\mathbf{h}}_{ls} = \mathbf{h}_{ls}, \hat{\mathbf{h}}_{mls} = \mathbf{h}_{mls}$ を設定する。

(step2) 評価関数を最小とする l を見つける。

$$\hat{L}_t = \arg \min_l \frac{N}{2} \ln \left[\frac{1}{N} (\hat{\mathbf{h}}_{ls} - \hat{\mathbf{h}}_{mls})^H \mathbf{F}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F} \cdot (\hat{\mathbf{h}}_{ls} - \hat{\mathbf{h}}_{mls}) \right] + \gamma \ln(\ln(N))(l+1).$$

(step3) $\hat{h}_{ls}(\hat{L}_t) = 0, b_{\hat{L}_t}^{(k)} = 1$ と設定し, $\mathbf{y}_n^{(k)} = \mathbf{X} \mathbf{F} \hat{\mathbf{h}}_{ls}$ を更新する。

(step4) $\hat{\mathbf{h}}_{mls} = (\mathbf{F}_1^H \mathbf{X}^H \mathbf{X} \mathbf{F}_1)^{-1} \mathbf{F}_1^H \mathbf{X}^H \mathbf{y}_n^{(k)}$ を更新する。

(step5) $J = \hat{L}_t - 1$ とし, $\hat{L}_t = 1$ なら検出を終了, それ以外なら step2 に戻る。

γ はモデリング誤差とペナルティ項のバランスを調整するパラメータであり, $1.5 \leq \gamma \leq 2.5$ の範囲で選択すれば検出性能に影響を及ぼさないことが報告されている [17]。

(平成 23 年 10 月 31 日受付, 24 年 2 月 20 日再受付)



上野 貴弘 (学生員)

2009 茨城大・工・電気電子卒. 2012 同大大学院理工学研究科博士前期課程了. 同年, (株) ナカヨ通信機入社. 在学中, 通信信号処理の研究に従事.



宮嶋 照行 (正員)

1989 埼玉大・工・電気卒. 1993 同大大学院理工学研究科博士後期課程了. 博士 (学術). 同年, 茨城大学・工・システム工学科助手. 現在, 同大学電気電子工学科准教授. 通信の信号処理の研究に従事. IEEE 会員.