

OFDMA システムにおけるスパース通信路のセミブラインド推定

齊藤 友哉^{†*} 宮嶋 照行^{††a)}

Semi-Blind Estimation of Sparse Channels in OFDMA Systems

Tomoya SAITO^{†*} and Teruyuki MIYAJIMA^{††a)}

あらまし 本論文では、OFDMA システムにおけるスパース通信路を推定する方法を検討する。まず OFDM のための従来の決定論的ブラインド推定法がアップリンク OFDMA に拡張できることを示す。次に、このブラインド推定法とパイロットシンボルを用いる推定法を組み合わせたセミブラインド推定法に ℓ_1 ノルム正則化を適用した推定法を提案する。推定結果のスパースさを制御する正則化パラメータを三分探索により決定する方法を提案する。計算機シミュレーションにより、提案するセミブラインド推定法は、通信路次数推定誤差とユーザ当たりのサブキャリア数に影響を受けにくく、少数のパイロットシンボルと少数の受信データブロックで良好な性能が得られることを示す。

キーワード OFDMA, スパース通信路, 通信路推定, ℓ_1 ノルム正則化, セミブラインド推定

1. ま え が き

直交周波数分割多重 (OFDM) は、周波数選択性フェージングに強く、装置が簡易であることから、高速無線データ伝送に適している。OFDM の特長を活かしながら複数ユーザのアクセスを可能にする直交周波数分割多元接続 (OFDMA) 方式は、WiMAX [1] や IEEE 802.20 [2] 等において採用されており、ブロードバンド無線ネットワークのための基幹技術である。

OFDM(A) では同期検波のために通信路の正確な推定が必要であり、通信路を推定するためにパイロットシンボルを用いる方法が一般的である。しかし、高精度の推定が必要な場合や頻繁に推定が必要な場合には、多数のパイロットシンボルの送信が必要になり周波数利用効率が劣化したり、推定品質がパイロット配置に依存する問題がある。一方、ブラインド通信路推定法はパイロットシンボルの送信を必要とせず、全受信信号のみから推定を行う。従来のブラインド推定法の多

くは部分空間に基づく方法 [3], [4] であり、文献 [5] では [3] の方法を OFDMA へ適用している。部分空間法では、十分な推定品質を得るために数十から数千の受信ブロックが必要となるが、装置規模、復調遅延といった点から、必要な受信ブロック数は少ないことが望ましい。一方、OFDM のための決定論的推定法 [6] は、非常に少数の受信ブロックで優れた推定性能が得られるが、OFDMA にこれを適用した報告は今のところない。また通信路の次数を事前に知る必要があるといった制限もある。

一方、スパース通信路 (インパルス応答のほとんどのタップ係数がゼロとなる通信路) のための推定法が盛んに研究されている [7]。非ゼロタップが少数となることを利用して、少数の受信ブロックだけから通信路を推定しようとするもので、代表的な方法として、 ℓ_1 正則化最小自乗法 [8]、適合追跡法 [9]、タップ検出に基づく方法 [10] が挙げられる。更に、これらとブラインド推定法を組み合わせた、スパース通信路のブラインド推定法が検討されている [11]~[14]。

OFDM におけるスパース通信路のブラインド推定法として、 ℓ_1 ノルム正則化と部分空間法を組み合わせた方法 [12], [13]、非ゼロタップ検出と決定論的推定法を組み合わせた方法 [14] がある。前者は部分空間法のために、後者は非ゼロタップ検出のために、それぞれ受信信号の相関行列を求める必要があり、数千程度の

[†] 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

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

* 現在, 日本信号株式会社

a) E-mail: teruyuki.miyajima.spc@vc.ibaraki.ac.jp

受信ブロックを必要とする．また，OFDMA アップリンクにおけるスパース通信路のブラインド推定法は，著者等が知る限り報告されていない．

セミブラインド推定法は，パイロットシンボルを用いた推定法とブラインド推定法を組み合わせたものである [4]．両推定法のメリットを活かして，少数の受信ブロックと少数のパイロットシンボルにより高い推定性能が得られると期待できる．文献 [12] では，OFDM のスパース通信路推定のために，部分空間法と ℓ_1 ノルム正則化を組み合わせたセミブラインド推定法が提案されている．これを OFDMA へ適用した場合，部分空間法のために多数の受信ブロックが必要になると考えられ，また通信路推定可能性の理論的保証は不明である．更に，性能に大きい影響を与える正則化パラメータの決め方については議論されていない．

本論文では，OFDMA アップリンクにおけるスパース通信路のセミブラインド推定法を提案する．従来法で用いられた部分空間法ではなく決定論的ブラインド推定法 [6] が OFDMA に適用できることを明らかにする．これにより 10 以下の受信ブロックで十分な性能が得られることを示す．提案法は，このブラインド推定法とパイロットシンボルを用いる推定法と ℓ_1 ノルム正則化を組み合わせたものである．また正則化パラメータを自動的に決定できるという特長をもつ．計算機シミュレーションにより，提案法はサブキャリア数に影響を受けにくいことや，通信路次数推定誤差に強いことを示す．

2. 問題設定

図 1 のアップリンク OFDMA システムを検討する．単一送信アンテナをもつ K ユーザが存在し，受信機はアンテナを $D(\geq 2)$ 本もつ．全サブキャリア数を N とする．各ユーザには U 個のサブキャリアを割り当て，そのうちパイロット用に N_p 個を利用する．各ユーザへのサブキャリアの割り当ては排他的に行われる．第 k ユーザのデータとパイロットサブキャリア番号の集合をそれぞれ $\mathcal{D}^{(k)}, \mathcal{P}^{(k)}$ と表す（また $\mathcal{A}^{(k)} = \mathcal{D}^{(k)} \cup \mathcal{P}^{(k)}$ とする）．第 k ユーザの第 n データブロックを $\mathbf{s}_n^{(k)} = [s_n^{(k)}[0] \ s_n^{(k)}[1] \ \cdots \ s_n^{(k)}[N-1]]^T$ と表すとき（上付き T は転置を表す），各要素は，

$$s_n^{(k)}[i] = \begin{cases} d_n^{(k)}[i], & i \in \mathcal{D}^{(k)} \\ p_n^{(k)}[i], & i \in \mathcal{P}^{(k)} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

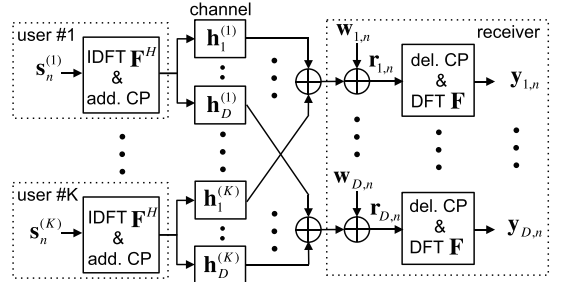


図 1 アップリンク OFDMA システム

Fig. 1 Uplink OFDMA system.

となり， $d_n^{(k)}[i]$ と $p_n^{(k)}[i]$ は第 i サブキャリアに割り当てられたデータ及びパイロットシンボルである．通信路は準静的であると仮定し，サブキャリア割り当ては M_e ブロックに渡って同一であるとする． $\mathbf{s}_n^{(k)}$ に N 点 IDFT を適用して得られる時間領域信号に，長さ P のサイクリックプリフィックス (CP) を付加してブロック長 $Q = N + P$ の信号を送信する．

周波数選択性通信路を通過して，第 d 受信アンテナで受信された時刻 m の信号を $r_{d,m}$ とする．第 n ブロックの CP 相当部分を除いた受信信号を $\mathbf{r}_{d,n} = [r_{d,nQ+P} \ \cdots \ r_{d,nQ+Q-1}]^T$ と表す．これに DFT を適用した $\mathbf{y}_{d,n} = \mathbf{F}\mathbf{r}_{d,n}$ は次のように書ける．

$$\mathbf{y}_{d,n} = \sqrt{N} \sum_{k=1}^K \text{diag}(\mathbf{s}_n^{(k)}) \mathbf{F}_{L+1} \mathbf{h}_d^{(k)} + \mathbf{F} \mathbf{w}_{d,n}. \quad (2)$$

ここで $\mathbf{F}$ は N 次 DFT 行列で，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． $\mathbf{F}_l$ は $\mathbf{F}$ の第 1 列から第 l 列からなる $N \times l$ 行列， $\text{diag}(\mathbf{s}_n^{(k)})$ は $\mathbf{s}_n^{(k)}$ の要素を対角要素にもつ N 次対角行列を表す． $\mathbf{h}_d^{(k)} = [h_{d,0}^{(k)} \ h_{d,1}^{(k)} \ \cdots \ h_{d,L}^{(k)}]^T$ は第 k ユーザと第 d 受信アンテナ間の次数 L の通信路インパルス応答である．スパース通信路では $L+1$ 個のうち少数の係数のみが非ゼロの値を取る．ブロック間干渉が生じないように $L \leq P$ と仮定する．更に $h_{d,0}^{(k)} \neq 0$ を仮定する． $\mathbf{w}_{d,n} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ は雑音を表し，その要素は平均 0 で分散 σ_w^2 の複素ガウス確率変数とする．

本論文では，第 k ユーザの通信路

$$\mathbf{h}^{(k)} = [\mathbf{h}_1^{(k)T} \ \cdots \ \mathbf{h}_D^{(k)T}]^T \in \mathbb{C}^{D(L+1) \times 1} \quad (3)$$

を DFT 出力 $\mathbf{y}_{d,n}$ と第 k ユーザのパイロットシンボル $\{p_n^{(k)}[i]\}$ を用いて推定する問題を考える．

3. スパース通信路のブラインド推定

3.1 ブラインド推定法

OFDM のための決定論的なブラインド通信路推定法 [6] が 2. の OFDMA へ適用できることを示す. 雑音が無視できる場合, 式 (2) の DFT 出力 $\mathbf{y}_{d,n}$ の第 i 要素は, 第 k ユーザに割り当てられた第 i サブキャリア成分であり, 次のように書ける.

$$y_{d,n}[i] = \sqrt{N} s_n^{(k)}[i] \mathbf{f}_i^H \mathbf{h}_d^{(k)}, \quad i \in \mathcal{A}^{(k)}. \quad (4)$$

ここで $\mathbf{f}_i^H$ は $\mathbf{F}_{L+1}$ の第 i 行である (上付き H は複素共役転置を表す). 式 (4) において $s_n^{(k)}[i] (\neq 0)$ は受信アンテナに依らず共通なので, 任意のペア (d_1, d_2) について次式が成り立つ.

$$y_{d_1,n}[i] \mathbf{f}_i^H \mathbf{h}_{d_2}^{(k)} = y_{d_2,n}[i] \mathbf{f}_i^H \mathbf{h}_{d_1}^{(k)}, \quad i \in \mathcal{A}^{(k)}. \quad (5)$$

ここで $1 \leq d_1 < d_2 \leq D$. 上の U 個の式をまとめて以下を得る.

$$\left[\mathbf{Y}_{d_2,n}^{(k)} \mathbf{F}_{L+1}^{(k)} - \mathbf{Y}_{d_1,n}^{(k)} \mathbf{F}_{L+1}^{(k)} \right] \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{d_1}^{(k)} \\ \mathbf{h}_{d_2}^{(k)} \end{bmatrix} = \mathbf{0}, \quad (6)$$

ここで $\mathbf{Y}_{d,n}^{(k)} = \text{diag}(\mathbf{y}_{d,n}^{(k)})$ は U 次対角行列, $\mathbf{y}_{d,n}^{(k)}$ は $y_{d,n}[i], i \in \mathcal{A}^{(k)}$ を要素とする長さ U のベクトル, $\mathbf{F}_{L+1}^{(k)}$ は $\mathbf{f}_i^H, i \in \mathcal{A}^{(k)}$ を行とする $U \times (L+1)$ 行列である. 第 d アンテナについて式 (6) をまとめると,

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{d,n}^{(k)} \mathbf{F}^{(k)} \mathbf{h}^{(k)} = \mathbf{0}. \quad (7)$$

ここで $(D-d)U \times DU$ 行列 $\tilde{\mathbf{Y}}_{d,n}^{(k)}$ は,

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{d,n}^{(k)} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{Y}_{d+1,n}^{(k)} & -\mathbf{Y}_{d,n}^{(k)} & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_{D,n}^{(k)} & \mathbf{0} & -\mathbf{Y}_{d,n}^{(k)} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

(d-1)U (D-d+1)U

$\mathbf{F}^{(k)}$ は $\mathbf{F}_{L+1}^{(k)}$ を対角ブロックとする $DU \times D(L+1)$ ブロック行列である. 全てのアンテナについて式 (7) をまとめると次式を得る.

$$\mathbf{V}_n^{(k)} \mathbf{h}^{(k)} = \mathbf{0}. \quad (9)$$

ここで $\mathbf{V}_n^{(k)}$ は以下の $N_v \times D(L+1)$ 行列,

$$\mathbf{V}_n^{(k)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}}_{1,n}^{(k)} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{Y}}_{D-1,n}^{(k)} \end{bmatrix} \mathbf{F}^{(k)}. \quad (10)$$

ここで $N_v = D(D-1)U/2$. 式 (9) について以下の結果が得られる.

[命題 1] 第 k ユーザの全ての通信路 $h_{d,l}^{(k)}$ が共通のゼロ点をもたず, $U \geq 2L+1$ であれば, 式 (9) を満たす推定値 $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ は真の通信路 $\mathbf{h}^{(k)}$ の複素定数倍となる.

証明の詳細は省略するが, 任意のアンテナペアの対応する通信路について推定値が真値の複素定数倍になることが, OFDM の場合 [6] とほぼ同様に示せることから上の結果が得られる. 本論文では, サブキャリア間の直交性が確保されている状況を考えているので, [6] の結果が OFDMA でも成り立つことは自然である. あるユーザに着目した場合, OFDM との違いは, 各ユーザが利用するサブキャリア数である. サブキャリア数の性能への影響を 5. のシミュレーションで評価する. 雑音が無視できる場合, 式 (9) により 1 ブロックだけで通信路推定ができる. このことは部分空間法など多数の受信ブロック数を必要とする方法に対する大きい利点である.

この手法を利用する場合は以下に注意する. まず, この手法は通信路次数 L を事前に知る必要がある. そのために L を推定して, 得られた推定値 L' を用いる. また, 雑音が無視できない場合, 式 (9) を満たす $\mathbf{h}^{(k)}$ は存在しないので, 自乗誤差を最小にする解を求めれば良い. また, M_e 個の受信ブロックを利用することで推定品質の向上を図ることができる. 以上を考慮すると次のブラインド推定法を得る.

$$\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \arg \min_{\mathbf{h}^{(k)}} \bar{\mathbf{h}}^{(k)H} \bar{\mathbf{U}}^{(k)} \bar{\mathbf{h}}^{(k)} \quad \text{s.t.} \quad \|\bar{\mathbf{h}}^{(k)}\|_2 = 1. \quad (11)$$

ここで $\hat{\mathbf{h}}^{(k)} \in \mathcal{C}^{D(L'+1) \times 1}$, $\bar{\mathbf{U}}^{(k)} = \sum_{n=1}^{M_e} \bar{\mathbf{V}}_n^{(k)H} \bar{\mathbf{V}}_n^{(k)} \in \mathcal{C}^{D(L'+1) \times D(L'+1)}$ であり, $\bar{\mathbf{V}}_n^{(k)}$ は式 (10) の $\mathbf{V}_n^{(k)}$ において $\mathbf{F}^{(k)}$ に含まれる $\mathbf{F}_{L+1}^{(k)}$ を $\mathbf{F}_{L'+1}^{(k)}$ の第 $i \in \mathcal{A}^{(k)}$ 行からなる行列 $\mathbf{F}_{L'+1}^{(k)}$ で置き換えたものである. ノルム拘束は $\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \mathbf{0}$ となることを防ぐために必要である. 式 (11) の解は, 行列 $\bar{\mathbf{U}}^{(k)}$ の最小固有値に対応する固有ベクトルで与えられる.

本論文では, 通信路次数の推定値は実際の値より小さくない ($L' \geq L$) ものと仮定する. L' は自由に選べるので, 大きい値に定めることでこの仮定は満たさ

れる． $L' \neq L$ のとき係数 $h_{d,L'}^{(k)}$ はゼロであり，このとき命題 1 の条件は満たされず推定に失敗することが問題である．

3.2 ℓ_1 最適化に基づくブラインド推定法

良く知られているように，スパースなパラメータの推定には ℓ_1 最適化が適している．式 (11) に対して，次の ℓ_1 最適化問題を考える．

$$\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}} \|\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}\|_1 \quad \text{s.t.} \quad \sum_{n=1}^{M_e} \|\tilde{\mathbf{V}}_n^{(k)} \tilde{\mathbf{h}}^{(k)}\|_2^2 \leq \epsilon. \quad (12)$$

ここで ϵ は正の小さい定数である． $\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \mathbf{0}$ が解となることを防ぐために， $\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}$ の第 1 要素が 1 であると仮定し^(注1)，次のように書き換える．

$$\tilde{\mathbf{V}}_n^{(k)} \tilde{\mathbf{h}}^{(k)} = \tilde{\mathbf{V}}_n^{(k)} \tilde{\mathbf{h}}^{(k)} + \mathbf{v}_n^{(k)}. \quad (13)$$

ここで $\tilde{\mathbf{V}}_n^{(k)}$ は $\mathbf{V}_n^{(k)}$ の第 1 列を除いた $N_v \times (DL' + 1)$ 行列， $\mathbf{v}_n^{(k)}$ は $\mathbf{V}_n^{(k)}$ の第 1 列， $\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}$ は $\mathbf{h}^{(k)}$ の第 1 要素を除いた長さ $DL' + 1$ のベクトルである． ℓ_1 ノルム正則化により式 (12) を制約無し最適化問題として書き直すと次の ℓ_1 正則化ブラインド推定法を得る．

$$\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \arg \min_{\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}} \|\tilde{\mathbf{V}}^{(k)} \tilde{\mathbf{h}}^{(k)} - \mathbf{v}^{(k)}\|_2^2 + \lambda \|\tilde{\mathbf{h}}^{(k)}\|_1. \quad (14)$$

$$\text{ここで，} \tilde{\mathbf{V}}^{(k)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{V}}_1^{(k)} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{V}}_{M_e}^{(k)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v}^{(k)} = \begin{bmatrix} -\mathbf{v}_1^{(k)} \\ \vdots \\ -\mathbf{v}_{M_e}^{(k)} \end{bmatrix}.$$

$\lambda > 0$ は正則化パラメータと呼ばれ，適切に定める必要がある． λ が与えられると式 (14) は既存の ℓ_1 最適化アルゴリズムで解くことができる． $\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \mathbf{0}$ を防ぐために，推定ベクトルの正規化を行う方法 [11]～[13] もあるが，反復計算ごとに正規化の計算をするようにアルゴリズムの修正が必要である．

4. スパース通信路のセミブラインド推定

4.1 セミブラインド推定法

まずパイロットシンボルを用いる推定法について説明する． $\mathbf{s}_n^{(k)}$ に含まれる第 k ユーザのパイロットシンボル $p_n^{(k)}[i]$ を要素とする長さ N_p のベクトルを $\mathbf{s}_{n,p}^{(k)}$ とする．これに対応する第 d アンテナの DFT 出力は次式となる．

$$\mathbf{y}_{d,n,p}^{(k)} = \sqrt{N} \mathbf{S}_{n,p}^{(k)} \mathbf{F}_p^{(k)} \mathbf{h}_d^{(k)} \in \mathcal{C}^{N_p \times 1} \quad (15)$$

ここで $\mathbf{S}_{n,p}^{(k)} = \text{diag}(\mathbf{s}_{n,p}^{(k)})$ ， $\mathbf{F}_p^{(k)} \in \mathcal{C}^{N_p \times (L+1)}$ は $\mathbf{F}_{L+1}^{(k)}$ からパイロットシンボルに対応する N_p 行を抜き出した行列である．アンテナ D 本分をまとめると，

$$\mathbf{y}_{n,p}^{(k)} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{1,n,p}^{(k)} \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{D,n,p}^{(k)} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{n,p}^{(k)} \mathbf{h}^{(k)} \in \mathcal{C}^{DN_p \times 1}. \quad (16)$$

ここで $\mathbf{T}_{n,p}^{(k)}$ は $\sqrt{N} \mathbf{S}_{n,p}^{(k)} \mathbf{F}_p^{(k)}$ を対角ブロックとする $DN_p \times D(L+1)$ 対角ブロック行列．上式を $\mathbf{h}^{(k)}$ について解くことで通信路の推定値が得られる．推定値を得るためにはパイロットシンボルが $L+1$ 個以上必要である．多数のパイロットシンボルを利用する場合，周波数利用効率が低下する点が問題である．

パイロットシンボルによる推定 (9) とブラインド推定 (16) を組み合わせて，次のセミブラインド推定法を得る．

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_1^{(k)} \\ \vdots \\ \mathbf{A}_{M_e}^{(k)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}^{(k)}} \tilde{\mathbf{h}}^{(k)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{b}_1^{(k)} \\ \vdots \\ \mathbf{b}_{M_e}^{(k)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{b}^{(k)}}. \quad (17)$$

ここで $\mathbf{A}_n^{(k)} \in \mathcal{C}^{(N_v + DN_p) \times D(L'+1)}$ ， $\mathbf{b}_n^{(k)} \in \mathcal{C}^{(N_v + DN_p) \times 1}$ は，

$$\mathbf{A}_n^{(k)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{T}}_{n,p}^{(k)} \\ \tilde{\mathbf{V}}_n^{(k)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_n^{(k)} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{n,p}^{(k)} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

ここでパイロットシンボルは全て利用するものとし， $\tilde{\mathbf{T}}_{n,p}^{(k)}$ は $\mathbf{T}_{n,p}^{(k)}$ における $\mathbf{F}_p^{(k)}$ を $\mathbf{F}_{L'+1}^{(k)}$ からパイロットシンボルに対応する N_p 行を抜き出した行列に置き換えたものである．式 (17) の最小自乗解が推定値となる．式 (16) のパイロットシンボルのみの場合と違い，式 (17) ではブラインド推定部だけでも通信路推定が可能となるので，パイロットシンボルは $L+1$ より少なくても良い．また，ブラインド推定法と異なり，推定値に複素定数倍の曖昧さはない．更に，パイロットシンボルを利用するおかげで，受信ブロック数が少なくても良い性能が得られると期待できる．

4.2 ℓ_1 最適化に基づくセミブラインド推定法

3.2 と同様に， ℓ_1 最適化と式 (17) を組み合わせることによって得られる以下の ℓ_1 正則化セミブラインド推定

(注1)：ブラインド推定では複素スカラー倍の曖昧さが残るので，一つの要素を 1 としても一般性を失うことはない．

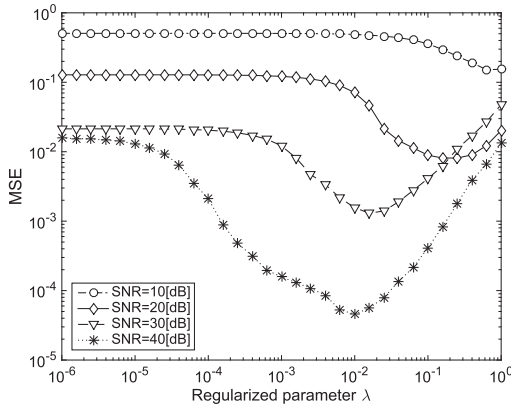


図2 MSE への λ の影響
Fig. 2 Impact of λ on MSE.

法を提案する.

$$\hat{\mathbf{h}}^{(k)} = \arg \min_{\mathbf{h}^{(k)}} \|\mathbf{A}^{(k)} \mathbf{h}^{(k)} - \mathbf{b}^{(k)}\|_2^2 + \lambda \|\mathbf{h}^{(k)}\|_1. \quad (19)$$

これは既存の ℓ_1 最適化アルゴリズムを用いて解くことができる. 上式の $\lambda > 0$ は正則化パラメータであり, 5. に示すように性能に大きく影響するため, 適切に設定する必要がある.

4.3 正則化パラメータの決定法

4.3.1 MSE の評価

提案するセミブラインド推定法 (19) において, 正則化パラメータ λ の影響を調べる. $D = 2$ の場合についてシミュレーション (詳細は 5. で述べる) により次式の MSE を評価する.

$$\text{MSE} = \|\hat{\mathbf{h}}^{(k)} - \check{\mathbf{h}}^{(k)}\|^2 / \|\mathbf{h}^{(k)}\|^2. \quad (20)$$

ここで $\check{\mathbf{h}}^{(k)} = [\mathbf{h}_1^{(k)T} \mathbf{0} \mathbf{h}_2^{(k)T} \mathbf{0}]^T \in \mathcal{C}^{2(L'+1) \times 1}$. 図 2 に受信 SNR を変えたときの MSE の例を示す. MSE は λ によって大きく変わること, 最適な λ は受信 SNR によって異なることが分かる. 以下では, SNR が未知の場合に λ を決定する方法を検討する.

実際には MSE は測定できないので, その代わりにとなる評価基準が必要である. まず自乗誤差を考える.

$$\varepsilon(\lambda) = \|\mathbf{A}^{(k)} \hat{\mathbf{h}}^{(k)} - \mathbf{b}^{(k)}\|_2^2. \quad (21)$$

予備実験によれば, λ が大きいとき ε は大きく, λ が小さくなるにつれて ε は小さくなり, λ の最適値付近から収束する傾向がある. しかし λ が小さすぎると, $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ の要素全てが非ゼロの値を取る傾向がある. そこで次の要素和により解のスパース性を評価する.

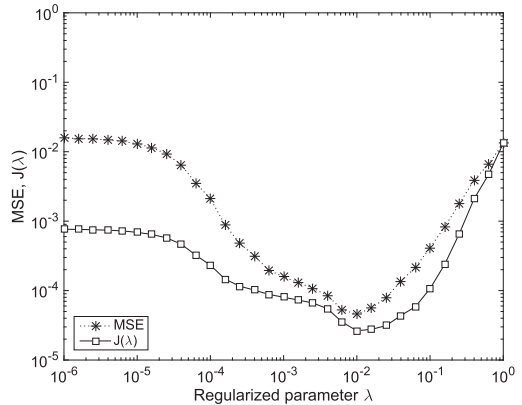


図3 評価基準 J と MSE の比較 (SNR=40dB)
Fig. 3 Comparison between criterion J and MSE (SNR=40dB).

$$\sigma(\lambda) = \sum_{p=1}^{P_c} |\hat{h}_{l(p)}^{(k)}| / \|\hat{\mathbf{h}}^{(k)}\|. \quad (22)$$

ここで $l(p)$ は推定値 $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}$ の要素のうち p 番目に小さい要素番号を表す. 推定結果がスパースである場合, σ は小さくなる. 最適解では, 自乗誤差が小さく, かつスパースとなることから, 次の評価基準を考える.

$$J(\lambda) = \varepsilon(\lambda) \sigma(\lambda). \quad (23)$$

図 3 に, SNR が 40dB の場合の MSE と評価基準 J を併せて示す. J は MSE と似た傾向をもち, MSE が最良となる λ において最小値を取ることが分かる. そこで, MSE の代わりに J を利用して λ を決定する方法を次に述べる. なお, 式 (22) の要素選択数 P_c は 1 から $D(L'+1)$ の範囲から選ぶが, 予備実験によれば, 最大値の半分の $D(L'+1)/2$ 程度であれば良く, P_c はあまり性能に影響を与えないことを確認している.

4.3.2 三分探索による決定法

図 2 と図 3 より, MSE と J はほぼ単峰性とみなすことができる. そこで, 単峰性関数の極値を求めるアルゴリズムとして知られる三分探索を利用することを提案する. 以下に三分探索による正則化パラメータ λ の決定手順を示す.

Step 1) 上限 $\lambda_{\max}$ と下限 $\lambda_{\min}$ を与える.

Step 2) 探索領域 $[\lambda_{\min}, \lambda_{\max}]$ を三等分する λ_1, λ_2 を決定する ($\lambda_1 < \lambda_2$).

Step 3) λ_1 と λ_2 について式 (19) を解き, 推定値 $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}(\lambda_1)$ と $\hat{\mathbf{h}}^{(k)}(\lambda_2)$ を得る.

Step 4) 式 (23) より $J(\lambda_1)$ と $J(\lambda_2)$ を得る.

Step 5) $J(\lambda_1) > J(\lambda_2)$ ならば $\lambda_{\min} = \lambda_1$, $J(\lambda_1) < J(\lambda_2)$ ならば $\lambda_{\max} = \lambda_2$ とする.

Step 6) 2~5 を N_c 回繰り返す, 最後の $J(\lambda_1)$ と $J(\lambda_2)$ の小さい方を与える λ を推定結果とする.

この方法の計算量を複素数の乗算回数で評価すると, 式 (19) を解く計算量を C と置くと, $2N_c\{C + (M_e(DN_p + N_v) + 1)(DL' + D + 1) + P_c\}$ となる.

5. 計算機シミュレーション

5.1 シミュレーション諸元

三分探索による λ 決定法を用いた式 (19) の ℓ_1 正則化セミブラインド推定法 (ℓ_1 -Semibland+TS) の有効性を確認するために計算機シミュレーションを行った. 特に断らない限り表 1 の諸元に従う. 比較のために, 式 (11) のブラインド推定法 (Blind), 式 (14) の ℓ_1 正則化ブラインド推定法 (ℓ_1 -Blind), 式 (17) のセミブラインド推定法 (Semibland), 通信路が既知の場合 (Perfect) も検討する. ℓ_1 -Blind では, 推定法の性能を明確にするために, 正則化パラメータ λ は $[10^{-6}, 10^0]$ の範囲の値 (図 2 の測定点) のうち最適な BER を与えるものを用いた. Blind と ℓ_1 -Blind では, 推定値の複素定数倍のあいまいさは補償できるものと仮定した. 通信路のインパルス応答は N_{nz} 個の非ゼロ係数を持ち, それらは等電力とし複素ガウス確率変数で与えた. インパルス応答次数推定値 L' を固定し, 通信路ごとに $L' \geq L$ となるようにランダムに非ゼロ係数位置を決定した. 式 (14) と式 (19) を解くアルゴリズムは文献 [15] のものを用いた.

5.2 三分探索更新回数の影響

図 4 に三分探索更新回数 N_c が BER に与える影響を示す. ここで受信 SNR は 40dB, 通信路次数は未知とした. 更新回数が 2 回で誤り率が収束している. 以下では, 少し余裕を見て, 更新回数を 5 回に固定する.

5.3 通信路次数が既知の場合

通信路次数が既知の場合 ($L' = L$) の評価を行う. 図 5 に SNR に対する BER 特性の比較を示す. 命題 1 の条件を満たしておりブラインド推定がうまく動作するため, 全ての方式で良好な BER が得られている. パイロットシンボルを用いることで, BER が 10^{-3} で約 8dB の向上が得られている.

OFDM に対して OFDMA が大きく異なる点は, 各ユーザが使えるサブキャリアが一部に限られることである. そこで, 図 6 にユーザ当りのサブキャリア数 U を変化させた場合の BER を示す. ℓ_1 最適化を利用

表 1 シミュレーション諸元

Table 1 Simulation parameters.

変調方式	QPSK
サブキャリア数 N	256
CP 長 P	64
通信路のインパルス応答次数推定値 L'	10
非ゼロ要素数 N_{nz}	3
パイロットシンボル数 N_p	2
ユーザ数 K	4
アンテナ数 D	2
受信 SNR	30dB
要素選択数 P_c	11
三分探索更新回数 N_c	5
$(\lambda_{\min}, \lambda_{\max})$	$(10^{-6}, 10^0)$
推定に用いるブロック数 M_e	3
試行回数	1000
試行当りの BER 評価ブロック数	1000

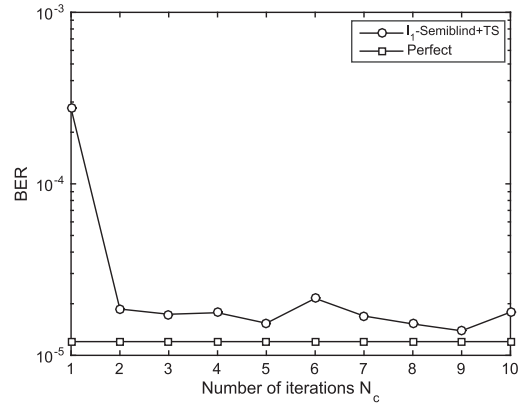


図 4 三分探索による BER の変化
Fig. 4 Transition of BER by ternary search.

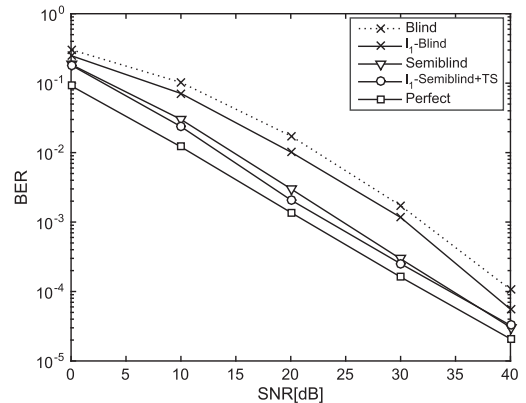
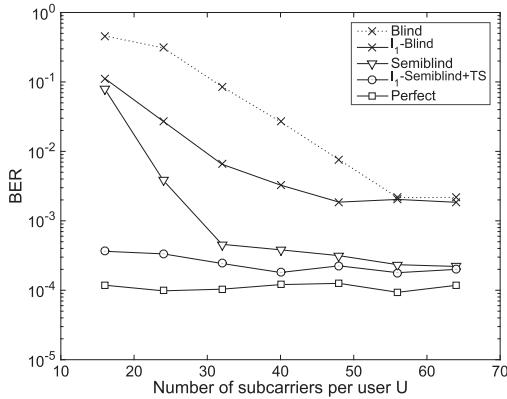
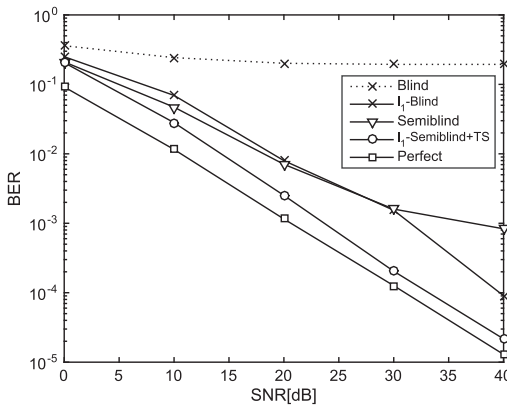


図 5 BER 特性の比較 ($L' = L$)
Fig. 5 BER comparison ($L' = L$).

することで性能が改善し, パイロットシンボルを利用することで更に性能が改善している. また, サブキャリア数が減るにつれて, 利用可能な方程式 (5) の数が

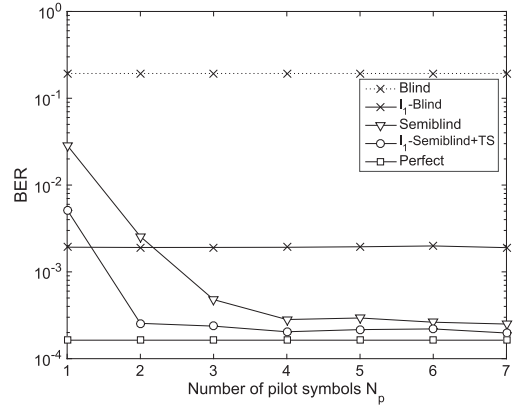
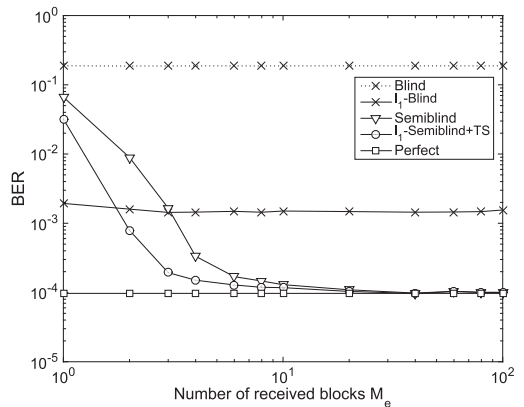
図 6 BER へのサブキャリア数の影響 ($L' = L$)Fig. 6 Effect of the number of subcarriers on BER ($L' = L$).図 7 BER 特性の比較 ($L' \geq L$)Fig. 7 BER comparison ($L' \geq L$).

減るため、Blind, ℓ_1 -Blind, Semibland は性能が大きく劣化するが、 ℓ_1 -Semibland+TS は劣化が非常に小さい。

5.4 通信路次数が未知の場合

次に通信路次数が未知の場合 ($L' \geq L$) の評価を行う。図 7 に BER 特性の比較を示す。Blind の性能が非常に悪い理由は、 $h_{d,l}^{(k)}, l = L+1, \dots, L'$ が 0 となるために $d = 1, 2$ でゼロ点を共有するからである。一方 ℓ_1 -Blind では、これらの係数を 0 と推定するため、性能が大きく改善する（同様の結果はシングルキャリア伝送の部分空間法による手法でも報告されている [11]）。また Semibland では高 SNR において劣化が見られるが、 ℓ_1 -Semibland+TS では更に性能を改善している。

図 8 にパイロットシンボル数の BER への影響を示

図 8 BER へのパイロットシンボル数の影響 ($L' \geq L$)Fig. 8 Effect of the number of pilot symbols on BER ($L' \geq L$).図 9 BER への受信ブロック数の影響 ($L' \geq L$)Fig. 9 Effect of the number of received blocks on BER ($L' \geq L$).

す。少数のパイロットシンボルで性能が改善することが確認できる。特に ℓ_1 -Semibland+TS では 2 シンボルで十分良好な性能が得られている。

図 9 に推定に用いる受信ブロック数の BER への影響を示す。Semibland と ℓ_1 -Semibland+TS は少ない受信ブロック数で優れた性能を示しており、10 ブロック程度で完全な場合の誤り率に近づく。これは、受信ブロック数が増えることでパイロットシンボル数が増加するためである。

図 10 にサブキャリア数の BER への影響を示す。通信路次数既知の場合と同様に、利用可能なサブキャリア数が減るにつれて性能が劣化するが、 ℓ_1 -Semibland+TS の性能劣化は比較的小さく抑えられている。

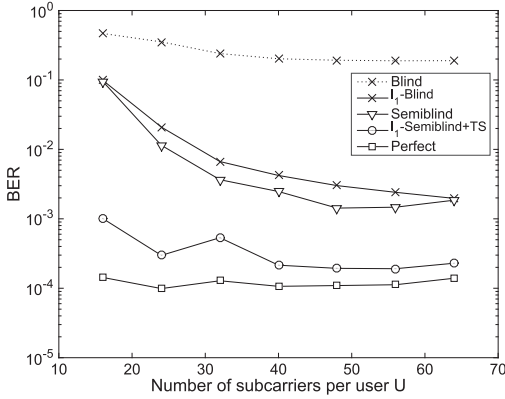


図 10 BER へのサブキャリア数の影響 ($L' \geq L$)
Fig. 10 Effect of the number of subcarriers on BER ($L' \geq L$).

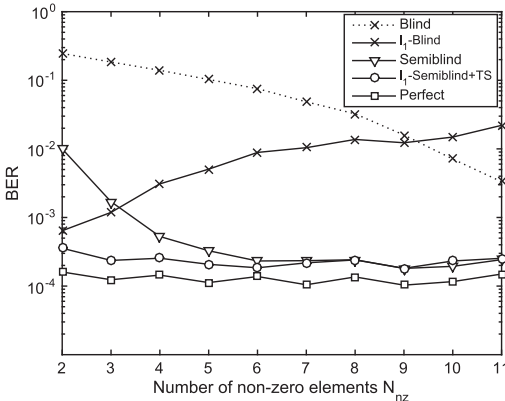


図 11 BER への非ゼロ要素数の影響 ($L' \geq L$)
Fig. 11 Effect of the number of nonzero elements on BER ($L' \geq L$).

図 11 にインパルス応答の非ゼロ要素数の BER への影響を示す。Blind と Semiblind は非ゼロ数が少なくなるにつれて性能が劣化するが、 ℓ_1 -Blind は逆に性能が向上しており、スパース性をうまく利用していることが分かる。また ℓ_1 -Semiblind+TS は非ゼロ数にほとんど依存せず、 $N_{nz} = 11$ のスパースでない場合でも良好な性能を示している。

図 12 に BER とアンテナ数の関係を示す。Blind 以外の推定法はアンテナ数が増えるにつれて通信路が既知の場合に近い性能が得られる。アンテナ数が増えるにつれて式 (9) の解くべき方程式の数 N_v が多くなるため、複雑さの観点からはアンテナ数は少ないことが望ましく、アンテナ数が 2 でも良い性能をもつ ℓ_1 -Semiblind+TS が優れていると言える。

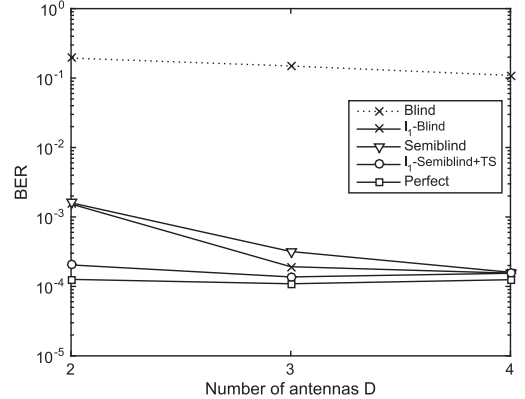


図 12 BER へのアンテナ数の影響 ($L' \geq L$)
Fig. 12 Effect of the number of antennas on BER ($L' \geq L$).

6. む す び

本論文では、OFDMA におけるスパース通信路のための ℓ_1 最適化に基づくセミブラインド推定法を提案した。また、正規化パラメータの決定法を提案した。計算機シミュレーションにより、提案法したセミブラインド推定法は、サブキャリア数や通信路次数の推定誤りに影響を受けにくく、少数のパイロットシンボルと少数の受信ブロックにより、通信路推定が完全な場合に近い性能が得られることを確認した。

謝辞 本研究は JSPS 科研費 26420337 の助成を受けて行われた。ブラインド通信路推定法の導出に関して有益な議論をして頂いた茨城大学工学部電気電子工学科卒業生のレカオファン氏に心より感謝致します。

文 献

- [1] Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, IEEE Standard 802.16e 2005, Feb. 2006.
- [2] A. Greenspan, M. Klerer, J. Tomcik, R. Cancchi, and J. Wilson, "IEEE 802.20: Mobile broadband wireless access for the twenty-first century," IEEE Commun. Mag., vol.46, no.7, pp.56–63, July 2008.
- [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, M.D. Courville, and P. Duhamel, "Subspace-based blind and semi-blind channel estimation for OFDM systems," IEEE Trans. Signal Process., vol.50, no.7, pp.1699–1712, July 2002.
- [5] W.-C. Huang, C.-H. Pan, C.-P. Li, and H.-J. Li, "Subspace-based semi-blind channel estimation in

- uplink OFDMA systems,” IEEE Trans. Broadcast., vol.56, no.1, pp.58–65, March 2010.
- [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] K. Hayashi, M. Nagahara, and T. Tanaka, “A user’s guide to compressed sensing for communications systems,” IEICE Trans. Commun., vol.E96-B, no.3, pp.685–712, March 2013.
- [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] S.F. Cotter and B.D. Rao, “Sparse channel estimation via matching pursuit with application to equalization,” IEEE Trans. Commun., vol.50, no.3, pp.374–377, March 2002.
- [10] 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.
- [11] K. Hayashi, H. Matsushima, H. Sakai, E. de Carvalho, and P. Popovski, “Subspace based blind sparse channel estimation,” Proc. APSIPA 2012, pp.1–6, Dec. 2012.
- [12] A. Aïssa-El-Bey, D. Kimura, H. Seki, and T. Taniguchi, “Blind and semi-blind sparse channel identification in MIMO OFDM systems,” Proc. IEEE ICC 2011, pp.1–5, June 2011.
- [13] C.G. Tsinos, A.S. Lalos, and K. Berberidis, “Sparse subspace tracking techniques for adaptive blind channel identification in OFDM systems,” Proc. IEEE ICASSP 2012, pp.3185–3188, March 2012.
- [14] 上野貴弘, 宮嶋照行, “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,” 信学論 (B), vol.J95-B, no.11, pp.1158–1566, Nov. 2012.
- [15] S. Kim, K. Koh, M. Lustig, S. Boyd, and D. Gorinevsky, “An interior-point method for large-scale l_1 -regularized least squares,” IEEE J. Sel. Top. Signal Process., vol.1, no.4, pp.606–617, Dec. 2007.

(平成 28 年 3 月 29 日受付, 7 月 5 日再受付)



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・工・システム工学科助手. 現在, 同大電気電子工学科教授. 通信の信号処理の研究に従事. IEEE 会員.



齊藤 友哉 (学生員)

2014 茨城大・工・電気電子卒. 2016 同大学院理工学研究科博士前期課程了. 同年, 日本信号(株)入社. 在学中, 通信の信号処理の研究に従事.