

広帯域周波数利用観測における Welch FFT-電力検出法のパラメータ設定に関する研究

玉木 義孝[†] 梅林 健太[†] Janne J. Lehtomäki^{††} Miguel López-Benítez^{†††}

[†] 東京農工大学 工学府 電気電子工学専攻 〒184-8588 東京都小金井市中町 2-24-16

^{††} University of Oulu P. O. BOX 4500 FIN-90014, University of Oulu, Finland

^{†††} University of Liverpool, Merseyside, L69 3GJ, United Kingdom

E-mail: y-tamaki@st.go.tuat.ac.jp

あらまし 高効率な周波数共用の実現のためには、広帯域にわたる周波数利用観測を行って現行の周波数利用の統計情報を収集する必要がある。この観測を高精度にするために、筆者らはこれまでに時間-周波数軸上での信号の配置に関する情報によって周波数利用をモデル化し、それによって得た周波数利用パラメータを用いることで観測パラメータを設定する汎用的な手法を提案してきた。本稿では、Welch FFT-電力検出法の観測パラメータを、時間分解能の拘束条件の下で信号検出率を最大化する最適化問題によって設定する。しかし、最適化問題に信号検出率の解析を用いる場合、計算量が大きくなってしまいう問題がある。そこで本稿では、電力検出の検定統計量の平均と分散のみを用いた指標を用いた最適化問題に置き換えることで、計算量を小さくする。また、それにあたって検定統計量の平均・分散の導出を示す。そして、計算機シミュレーションと実測信号への観測信号処理により、提案する観測パラメータ設定法の妥当性を示す。

キーワード ダイナミックスペクトラムアクセス, 周波数利用観測, スマートスペクトラムアクセス

A study on parameter setting of Welch FFT-Energy Detection in Spectrum Measurement

Yoshitaka TAMAKI[†], Kenta UMEBAYASHI[†], Janne J. LEHTOMÄKI^{††}, and Miguel

LÓPEZ-BENÍTEZ^{†††}

[†] Department of Electrical Engineering, Tokyo University of Agriculture and Technology, 2-24-16 Naka-cho, Koganei-shi, Tokyo, 184-8588 Japan

^{††} University of Oulu, P. O. BOX 4500 FIN-90014, University of Oulu, Finland

^{†††} University of Liverpool, Merseyside, L69 3GJ, United Kingdom

E-mail: y-tamaki@st.go.tuat.ac.jp

Abstract Dynamic Spectrum Access (DSA) can be enhanced by statistical information of actual spectrum usage. The information is available by wideband spectrum measurement. To improve the measurement accuracy, the authors had developed measurement parameter design scheme based on prior information about layout of signals in time-frequency plane. In this paper, measurement parameter for Welch FFT-energy detector is decided by optimization problem about detection accuracy with time resolution constraint. There is a difficulty that detection probability analysis has very large computation amount. Our proposed method, quasi-optimizer, using only mean and variance of test statistic on energy detector for brevity, can reduce computation complexity. Therefore, analysis of mean and variance of test statistic is shown. Numerical evaluation shows validity of the method.

Key words Dynamic spectrum access, Spectrum measurement, Smart Spectrum Access

1. 序 論

現在の各種無線事業は、各国で定められた電波法あるいは国際的取り決めに従い、周波数帯を固定的に、そしてほとんどの場合排他的な割り当てを行うことで運営されている。そして、例えば日本やアメリカでは無線通信に有用な周波数帯のほぼ全てが割り当て済みである [1], [2]。このように、今後も増加し続ける無線通信需要に対して新たに割り当てる周波数が枯渇する周波数逼迫問題が発生している [3]。その一方で、連邦通信委員会 (Federal Communications Commission: FCC) の周波数利用観測による調査によれば、多くの割り当て済みの周波数帯が、時間や場所によってはその利用率が低く未使用の電波資源 (White Space: WS) が存在することが分かっている [4]。そこで、周波数逼迫問題の対策として、既存の無線事業である一次利用システム (Primary System: PS) に割り当てられている周波数の WS を、新規無線事業の二次利用システム (Secondary System: SS) が二次的に利用する、ダイナミックスペクトラムアクセス (Dynamic Spectrum Access: DSA) が検討されている [5], [6]。DSA では、SS が PS に干渉を与えないように保護することが必要となる。そこで、SS は PS の周波数利用状況を正確に知る必要があり、特に時間的な WS に対する DSA では瞬時的な利用状況を知るためにスペクトラムセンシングを用いる方法が検討されている [7]。スペクトラムセンシングには高い精度、低遅延性、さらには低コストであることが要求されるが、全てを満たすことは困難である。

上記のような問題を解決するためのアプローチとして、PS の周波数利用に関する事前情報を用いることで DSA をより効率的に実現する、スマートスペクトラムアクセス (Smart Spectrum Access: SSA) が検討されている [8]。PS の周波数利用統計情報を利用することで、スペクトラムセンシングの精度を向上させたり [9], [10]、WS を効率的に利用するためのチャネル選択などの MAC 層技術を高度化することも可能であることが報告されている [11]。

SSA の実現のためには、SS が事前情報を入手する手段の実装が重要な課題となる。その課題に着目した SSA のシステムモデルが、2 階層型の SSA として提案されている [12]。2 階層型の SSA の第 1 層は、基本的な DSA そのものであり、第 2 層は、第 1 層の SS に必要となる PS の周波数利用統計情報を提供することを目的とする、Spectrum Awareness System (SAS) である。

本稿では、SAS の構成要素のひとつである周波数利用観測システムに着目する。周波数逼迫問題解決への寄与の観点から、SSA を実現する帯域や場所を可能な限り多くすることが求められる。そこで本稿では 30MHz-6GHz を観測帯域とし、空間的にも広範囲をカバーするために、複数の観測機を用いての周波数利用観測を想定する。周波数利用観測の高精度化のためには、観測帯域における周波数利用の特性を考慮して観測パラメータ設定を行う必要がある。しかし、多種多様な周波数利用についてそれぞれに最適な観測パラメータの検討を経験的かつ個別に行うことは煩雑である。そこで、周波数

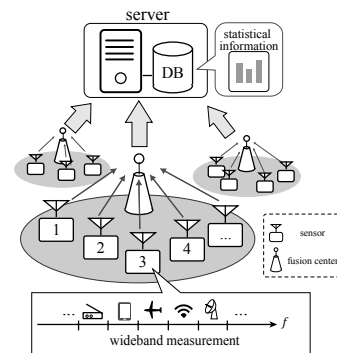


図 1: 広帯域周波数利用観測システム

利用を周波数利用パラメータとしてモデル化し、それを用いて各観測パラメータを決定する汎用的なパラメータ設定手法を提案する。本稿では、周波数利用の電力検出において時間分解能の拘束条件のもとで信号検出率を最大化するように観測パラメータを最適化する。しかし、信号検出率の解析には高精度な数値計算が必要で、計算量が大きいという問題がある。そこで、検定統計量の平均と分散のみを用いたより簡易な指標によって最適化問題を置き換えることで、計算量を低減することを提案する。そして、上記の観測パラメータ設定法の妥当性を計算機シミュレーションおよび実際の観測信号への処理結果を用いて示す。

2. 周波数利用観測システム

2.1 広帯域周波数利用観測システム

本稿で想定する広帯域周波数利用観測システムは、30MHz-6GHz の広帯域の周波数利用を、広範囲かつ長期に渡って観測し、その統計情報を収集することを目的とする。そのモデルを図 1 に示す。本観測システムは、多数の観測機と、それらの制御や DB としての役割を果たすサーバ、そして観測機-サーバ間のやり取りの仲介を行う中間収集局で構成される。観測機は広範囲の観測のため、街中にばらまきように配置される。各観測機は、近傍に存在する中間収集局に対してその観測結果を送信する。中間収集局では、複数の観測機からの観測結果を必要に応じて合成し、サーバへと送信する。サーバに蓄積された観測データから有用な統計情報を抽出し、それらの情報を用いることで効率的な周波数共用を可能とする。以降の節では、周波数利用のモデル化と、周波数利用検出のための観測信号処理とそれにおける観測パラメータをそれぞれ示す。

2.2 周波数利用パラメータ

本節では、時間-周波数平面上での周波数利用をモデル化し、時間方向と周波数方向それぞれの特徴を用いて周波数利用パラメータを定義する。また、数 GHz という広帯域を同時に観測することは難しいため、同一無線システムのような類似した周波数利用の帯域ごとに分割し、これをサブ観測帯域として個別に観測を行うようにする。それに合わせ、周波数利用パラメータもまたサブ観測帯域ごとに定義する。

図 2 上部に、サブ観測帯域における周波数利用によって時間-周波数平面上に占有領域が生じている様子を示す。まず時

間方向に着目してモデル化を行う．1 連続占有領域の時間長を T_O とおく．一般に，無線システムごとに規格などによって T_O の取りうる最小値が存在する．これを最小連続占有時間長 $T_{O,\min} = \min\{T_O\}$ とし，周波数利用パラメータとする．この値は，観測信号処理に要求される時間分解能を決定する基準となる．

続いて周波数方向についてモデル化する．多くの無線システムは，それが割り当てられている周波数帯をさらにチャネル (Channel: CH) として分割して周波数利用を行っている．そこで，占有領域の周波数配置情報を，式 (1) に示す $2 \times N$ の行列の形の周波数利用パラメータ $\mathbf{F}_{CH}$ として定義する．

$$\mathbf{F}_{CH} = \begin{bmatrix} f_1^L & f_2^L & f_2^H & \dots \\ f_1^H & f_2^H & f_3^H & \dots \end{bmatrix} \quad (1)$$

f_k^L , f_k^H は，占有が発生する k 番の帯域のそれぞれ下端周波数と上端周波数を示している．図 2 に CH 配置の例を，CH のオーバーラップがない場合 (左, (a)) とある場合 (右, (b)) に分けて示し，それぞれについてパラメータ $\mathbf{F}_{CH}$ の定義の手順を述べる．

CH のオーバーラップがない場合は，まず各 CH に周波数について昇順で番号 $k (= 1, 2, 3, \dots)$ を与え， k 番目の CH の下端周波数と上端周波数をそれぞれ f_k^L , f_k^H とおいて列ベクトル $[f_k^L, f_k^H]^T$ として，各列ベクトルを $\mathbf{F}_{CH}$ の k 列目に格納することで定義できる．

オーバーラップがある場合には，オーバーラップしている CH の帯域を分割し，それぞれを個別の CH と見なすことで疑似的にオーバーラップを解消する処理を行う．図 2(b) においては CH1 と CH2 がオーバーラップしているので，CH1 のみの帯域，CH1 と CH2 が共存する帯域，CH2 のみの帯域の 3 つに分割し，それぞれを個別の CH とみなす．全てのオーバーラップを解消した後，オーバーラップのない場合と同様の手順で $\mathbf{F}_{CH}$ を定義する．

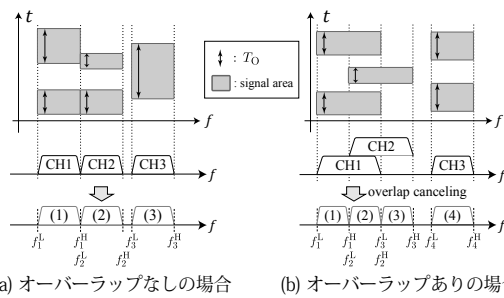


図 2: t - f 平面上での周波数利用と周波数利用パラメータ

以下の表 1 に，本稿で定義する周波数利用パラメータをまとめる．

表 1: 周波数利用パラメータ一覧

$T_{O,\min}$	最小連続占有時間長
$\mathbf{F}_{CH}$	占有領域の周波数配置情報

2.3 観測信号処理システムモデル

想定する各観測機での観測信号処理の流れを図 3 に示す．

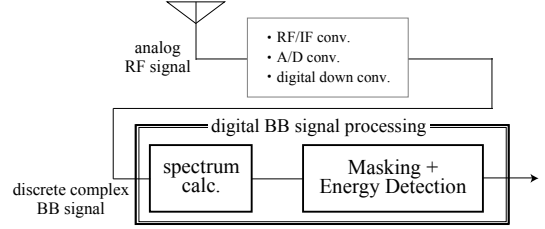


図 3: 観測信号処理の流れ

観測信号処理では，アナログ Radio Frequency (RF) 信号をデジタル Base Band (BB) 信号に変換し，それに対するデジタル信号処理によって信号検出を実行する．

観測機のアンテナで受信された観測時間 $T_{ob}[\text{sec}]$ のアナログ RF 信号に対し，中心周波数 f_c ，サンプリング周波数 f_s でダウンコンバートとサンプリングをおこなうことで，デジタル複素 BB 信号系列 $\mathbf{r}_{BB} = [r_{BB,1}, \dots, r_{BB,f_s T_{ob}}]^t$ を得る． $r_{BB,k}$ は雑音成分と信号成分の和で構成される．雑音成分はサンプルごとに独立同分布 (i.i.d.) な複素ガウス分布に従う確率変数 $\mathcal{CN}(0, \sigma_N^2)$ として扱う． σ_N^2 は観測機のノイズフロア (Noise Floor: NF) である．このとき， T_{ob} は観測機の RAM 容量によって制限されるが，Duty Cycle (全観測時間に対して信号が検出された時間の割合) [9], [10] といった統計情報を正確に抽出するためには， T_O に対して十分長くすることが望ましい．また， f_c および f_s は観測対象となるサブ観測帯域がサンプリング帯域 $[f_c - f_s/2, f_c + f_s/2]$ に含まれるように選択する．

続いてデジタル複素 BB 信号への信号処理を示す．まず， $\mathbf{r}_{BB}$ を N_{FFT} サンプルごとのタイムスロットに分けて Welch FFT を行う．ここでは，ある 1 タイムスロットのサンプルに着目し， $\mathbf{r}$ と表記する (式 (2))．

$$\mathbf{r} = [r_1 \ r_2 \ \dots \ r_{N_{FFT}}]^t \quad (2)$$

ここで， $(\cdot)^t$ は転置を表す．さらに， $\mathbf{r}$ のサンプルをオーバーラップを伴う長さ N_{seg} のセグメントに分割する． N_{seg} は，周波数変換に FFT を用いることができるよう，2 の累乗の値とする．オーバーラップ率を γ とし，オーバーラップするサンプル数を γN_{seg} とおくと，出来るセグメント数は N_t であり，式 (3) のように表現できる．

$$N_t = \frac{N_{FFT} - N_{seg}}{N_{seg}(1 - \gamma)} + 1 \quad (3)$$

このとき各セグメントを，添字 $k = 0, 1, \dots, N_t - 1$ を用いて $\mathbf{r}_k$ とおき，式 (4) のように表記する．

$$\mathbf{r}_k = [r_{k(N_{seg}(1-\gamma))+1} \ r_{k(N_{seg}(1-\gamma))+2} \ \dots \ r_{k(N_{seg}(1-\gamma))+N_{seg}}]^t \quad (4)$$

各セグメントのサンプルに窓関数 $\mathbf{w} = [w_1 \ \dots \ w_{N_{seg}}]$ を適用し，フーリエ変換を行う (図 4)．各セグメントの FFT 結果 $\mathbf{x}_k$ は式 (7) で表すことができる．

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{F}\mathbf{W}\mathbf{r}_k \quad (5)$$

ここで， $\mathbf{W}$ は $\mathbf{w}$ を対角成分にもつ対角行列で，また $\|\mathbf{w}\| = 1$

であるとする． $\mathbf{F}$ は $N_{\text{seg}} \times N_{\text{seg}}$ の離散フーリエ変換行列である．

ここで，周波数ビン番号を周波数に対して昇順に $-N_{\text{seg}}/2$ から $N_{\text{seg}}/2 - 1$ で定義 (図 4 下部) し，セグメントの FFT 結果 $\mathbf{x}_k$ の各成分を $x_{k, -\frac{N_{\text{seg}}}{2}}, \dots, x_{k, \frac{N_{\text{seg}}}{2} - 1}$ とおく．また，そのセグメントでのパワースペクトルは $x_{k, -\frac{N_{\text{seg}}}{2}}^*, x_{k, -\frac{N_{\text{seg}}}{2}}, \dots, x_{k, \frac{N_{\text{seg}}}{2} - 1}^*, x_{k, \frac{N_{\text{seg}}}{2} - 1}$ と表すことができる．ただし， $(\cdot)^*$ は複素共役を表す．各セグメントのパワースペクトルを時系列順に並べることで，そのタイムスロットについてのスペクトログラムが得られる．同様に，各タイムスロットについてスペクトログラムを計算して並べることで，サンプル時系列全体のスペクトログラムが得られる．また，今後スペクトログラムの各点をタイルと呼称する．

電力検出処理は，各タイムスロットのスペクトログラム中の図 4 中央の破線の長方形で示されるマスク領域に含まれるタイルの電力の平均値を検定統計量として実行される．マスクは $\mathbf{F}_{\text{CH}}$ で定義した帯域 $[f_l^L f_l^H]^t$ ごとに設定し，それぞれの周波数方向範囲は，各帯域におさまっている周波数ビンである．マスクの周波数方向範囲を観測パラメータ $\mathbf{B}_{\text{CH}}$ として式 (6) に示すように定義する．

$$\mathbf{B}_{\text{CH}} = \begin{bmatrix} b_1^L & b_2^L & b_2^H & \dots \\ b_1^H & b_2^H & b_3^H & \dots \end{bmatrix} \quad (6)$$

列番号 $1, 2, 3, \dots$ は CH 番号で， $[b_l^L, b_l^H]^t$ はそれぞれ $[f_l^L, f_l^H]^t$ に対応するマスク領域の最小ビン番号，最大ビン番号である．一方，時間方向にはタイムスロット全体に対してマスクを適用する．すなわちマスクの時間方向長さはセグメント数 N_t に等しい．

以降は説明の簡略化のため l 番のマスク領域の電力検出処理に着目して説明を行う．マスクによって FFT 結果 $(\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_{N_t-1})$ から取り出した周波数方向範囲 $b_l^L - b_l^H$ ，時間方向長さ N_t の領域の FFT 値を， $\mathbf{y}_0, \mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_{N_t-1}$ においてそれぞれを式 (7) のように表す．

$$\mathbf{y}_k = [x_{k, b_l^L} x_{k, (b_l^L+1)} \dots x_{k, b_l^H}]^t = [y_{kN_f+1} x_{kN_f+2} \dots x_{kN_f+N_f}]^t \quad (7)$$

ここで， N_f はマスクの周波数方向長さ $b_l^H - b_l^L + 1$ である．

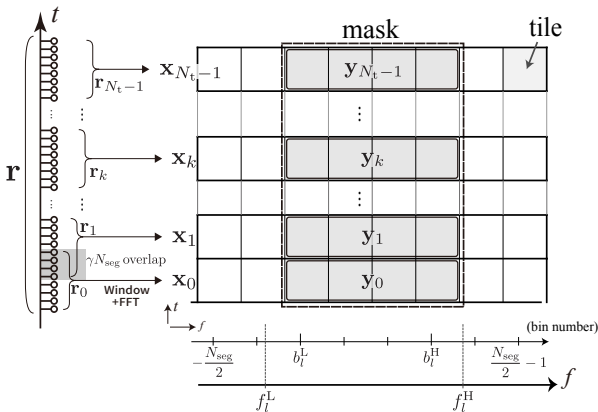


図 4: オーバーラップを伴う FFT とマスクの適用

ここで，マスク領域内の全タイルの FFT 値を格納したベクトル $\mathbf{y}$ を式 (8) のようにおく．

$$\mathbf{y} = [\mathbf{y}_0^t \mathbf{y}_1^t \dots \mathbf{y}_{N_t-1}^t]^t = [y_1 y_2 \dots y_{N_{\text{ave}}}]^t \quad (8)$$

ただし， $N_{\text{ave}} = N_t N_f$ で，マスクによる平均化タイル数である．マスク内のタイルの電力の平均値を電力検出の検定統計量 T とし，式 (9) のように表す．

$$T = \frac{1}{N_{\text{ave}}} \mathbf{y}^H \mathbf{y} \quad (9)$$

ただし $(\cdot)^H$ は複素共役転置を表す．

検定統計量 T をしきい値 η と比較し，マスク領域に対する電力検出結果 d を得る． d は式 (10) のように定義される．

$$d = \begin{cases} 1 & (T \geq \eta : \mathcal{H}_1) \\ 0 & (\text{otherwise} : \mathcal{H}_0) \end{cases} \quad (10)$$

$d = 1$ は信号あり ($\mathcal{H}_1$)， $d = 0$ は信号なし ($\mathcal{H}_0$) と判定したことを表している．ここではマスクの真の状態を，完全に信号領域に含まれていれば $\mathcal{H}_1$ ，逆に一切信号を含まなければ $\mathcal{H}_0$ と定義している．そのどちらも満たさないマスクについては真の状態を定義しない (図 5)．このときしきい値 η は，誤警報率 P_{FA} が目標誤警報率 P_{FA}^* と等しくなるように設定する．誤警報率とは，マスク領域の真の状態が $\mathcal{H}_0$ であるのに $d = 1$ と判定してしまう確率 $\Pr(d = 1 | \mathcal{H}_0)$ である．

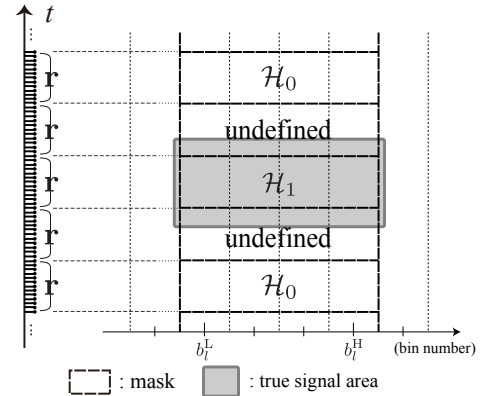


図 5: マスクの真の状態の定義

上記のような CFAR 基準を満たすしきい値の設定には， σ_N^2 を知る必要がある． σ_N^2 は観測機の特長やそれがおかれている環境によって変動するため，スペクトログラムから N_f を推定することを想定する．本稿では N_f 推定に MED-FCME 法 [8] を用いる．

表 2 に，観測パラメータをまとめる．

3. 観測パラメータ設定

本稿では，高精度な周波数利用統計情報の入手を目的とした周波数利用パラメータを用いた観測パラメータ設定法を述べる．ただしここでは，観測パラメータのうち f_c , f_s は観測機のハードウェアによってその自由度が異なるため，予め与えられているものとする．また， P_{FA} は，電力検出結果に施

表 2: 観測パラメータ一覧

f_c	観測中心周波数
f_s	サンプリング周波数
N_{FFT}	Welch FFT フレーム長
N_{seg}	Welch FFT セグメント長
γ	Welch FFT オーバーラップ率
$\mathbf{w}$	FFT に伴う窓関数
$\mathbf{B}_{\text{CH}}$	マスクの周波数方向範囲
P_{FA}	目標誤警報確率

す後処理の内容や抽出する統計情報によって適切な値が異なるため、予め与えられているものとする。そして、問題の簡単化のため γ と $\mathbf{w}$ は固定する。したがって、本稿では N_{seg} , N_{FFT} , $\mathbf{B}_{\text{CH}}$ の 3 パラメータについての最適化を示す。

3.1 観測パラメータ設定問題

より高精度な統計情報の抽出のためには、観測信号処理の信号検出率を高める必要がある。信号検出率は、真の状態が $\mathcal{H}_1$ であるときに $d=1$ と判定する確率 $P_D = \Pr(d=1|\mathcal{H}_1)$ である。信号検出率を高めるには、信号領域の範囲内でマスク領域を最大化すればよい。そのため、 l 番マスクの周波数方向範囲 $[b_l^L b_l^H]^t$ は、占有帯域情報 $[f_l^L f_l^H]^t$ の範囲内でマスクが最大化するように設定する。しかし、時間方向については、周波数利用と観測信号処理のタイミングが同期していないため、信号領域の長さに対して十分細かい時間分解能でマスクを設計しないと、信号領域の時間長を過大推定しやすくなってしまいう問題がある (図 6)。このことはその後抽出する統計情報の精度低下の原因となるため、信号検出率だけでなく時間分解能にも考慮して観測パラメータを設定する必要がある。そこで、 N_{FFT} は時間分解能の拘束条件 $N_{\text{FFT}} \leq R_t T_{O,\min} f_s$ を設け、その範囲で最大となるように設定する。 R_t は拘束条件の高低を決定する正の実数係数で、過去の観測結果から適宜変動する。以上のことを用いると、 N_{FFT} および $\mathbf{B}_{\text{CH}}$ の要素 b_l^L, b_l^H は、 N_{seg} が与えられたときそれぞれ一意に式 (11, 12) で与えられる (図 7)。

$$\begin{aligned} b_l^L &= \left\lceil \frac{f_l^L - f_c}{f_s/N_{\text{seg}}} + \frac{1}{2} \right\rceil \\ b_l^H &= \left\lfloor \frac{f_l^H - f_c}{f_s/N_{\text{seg}}} - \frac{1}{2} \right\rfloor \end{aligned} \quad (11)$$

$$N_{\text{FFT}} = N_{\text{seg}} \left\{ 1 + (1 - \gamma) \left\lceil \frac{1}{1 - \gamma} \left(\frac{R_t T_{O,\min} f_s}{N_{\text{seg}}} - 1 \right) \right\rceil \right\} \quad (12)$$

ここで、 $\lceil \cdot \rceil$ は床関数、 $\lfloor \cdot \rfloor$ は天井関数である。

以上より、本稿の観測パラメータ設定問題は P_D を最大化する N_{seg} を探索する、1 変数の最適化問題であるといえる (式 (13))。

$$\hat{N}_{\text{seg}} = \arg \max_{N_{\text{seg}}} P_D \quad (13)$$

$\hat{N}_{\text{seg}}$ は、 N_{seg} の最適値である。

3.2 観測パラメータ最適化指標

P_D の理論値は式 (14) で与えられる。

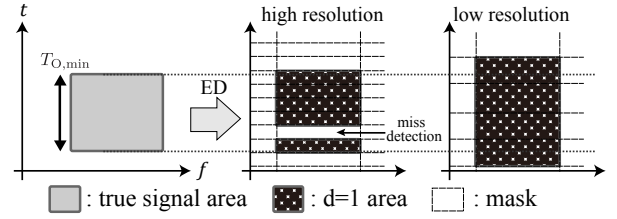


図 6: 時間分解能が占有領域推定に与える影響

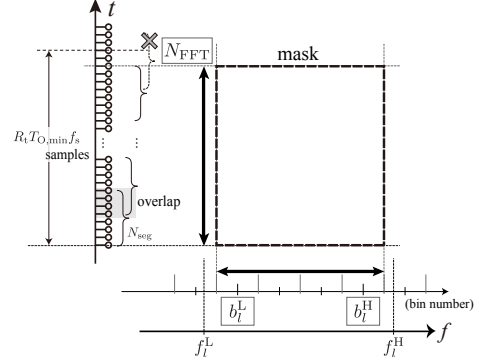


図 7: N_{seg} を与えた時の N_{FFT} および b_k^L, b_k^H の最適値

$$P_D = \sum_{k=1}^{N_{\text{ave}}} \frac{\left(\lambda_k^{(\mathcal{H}_1)} \right)^{N_{\text{seg}}-1}}{\prod_{1 \leq l \leq N_{\text{ave}}, l \neq k} \left(\lambda_k^{(\mathcal{H}_1)} - \lambda_l^{(\mathcal{H}_1)} \right)} \exp \left(-\frac{N_{\text{ave}} \eta}{\lambda_k^{(\mathcal{H}_1)}} \right) \quad (14)$$

ここで、 $\lambda_i^{(\mathcal{H}_1)}$ ($i = 1, \dots, N_{\text{ave}}$) は、 $\mathcal{H}_1$ のときの $E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H]$ の固有値であり、観測パラメータに依存する。その導出は 4. 章にて示す。しかし、 P_D の解析には非常に高精度な数値計算が必要で、計算量が大きいう問題がある。そこで、 P_D よりも簡易に導出可能な $(DC)_m$ (式 (15)) で最適化問題を置き換えることを検討する。 $(DC)_m$ は、deflection coefficient [13] に対し、分母に $\text{var}[T; \mathcal{H}_1]$ を加える改良を行ったものである。

$$(DC)_m = \frac{(E[T; \mathcal{H}_1] - E[T; \mathcal{H}_0])^2}{\text{var}[T; \mathcal{H}_0] + \text{var}[T; \mathcal{H}_1]} \quad (15)$$

ここで、 $E[\cdot]$ は平均、 $\text{var}[\cdot]$ は分散の演算を表す。 $(DC)_m$ を得るには、検定統計量 T の平均と分散を $\mathcal{H}_1, \mathcal{H}_0$ の場合それぞれについて導出する必要がある。導出は 4. 章にて示す。

4. 観測パラメータ設定のための解析

検定統計量 T の平均・分散の導出を行う。またその過程で、式 (14) に必要となる T の構成要素であるタイル ($\mathbf{y}$) の共分散行列 $E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H]$ の固有値の導出を示す。このとき信号成分のスペクトルを無線システムごとに考慮するのは煩雑であるため、ここでの信号成分は、複素ガウス乱数を CH 帯域に帯域制限したものと仮定して解析を行う。

4.1 $\mathbf{y}$ の共分散行列

本節では、タイルの相関関係を表す $\mathbf{y}$ の共分散行列 $E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H]$ を示す。ここでは単一の CH とそのマスク領域に着目し、その周波数方向範囲を $I_b, I_b + 1, \dots, I_b + N_f - 1$ (長さ N_f) とおき、時間方向長さを N_t とする。また、その CH 帯域幅を f_{ch} , CH の中心周波数の観測中心周波数からのオフセットを f_{os} とおく。そして、 $\mathbf{y}_0, \dots, \mathbf{y}_{N_t-1}$ を、式 (16) のように再定

義する。

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{F}' \mathbf{W} \mathbf{r}_k \quad (16)$$

ただし、 $\mathbf{F}'$ は離散フーリエ変換行列から $I_b, I_b + 1, \dots, I_b + N_f - 1$ 番の周波数ビンの出力に用いる行のみを取り出したもので、 $\alpha = \exp(2\pi j/N_{\text{seg}})$ において式 (17) で表される。

$$\mathbf{F}' = \begin{bmatrix} \alpha^0 & \alpha^{I_b} & \cdots & \alpha^{I_b(N_{\text{seg}}-1)} \\ \alpha^0 & \alpha^{I_b+1} & \cdots & \alpha^{(I_b+1)(N_{\text{seg}}-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha^0 & \alpha^{I_b+N_f-1} & \cdots & \alpha^{(I_b+N_f-1)(N_{\text{seg}}-1)} \end{bmatrix} \quad (17)$$

共分散行列 $E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H]$ は式 (18) のように表すことができる。

$$E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = \begin{bmatrix} E[\mathbf{y}_0\mathbf{y}_0^H] & E[\mathbf{y}_0\mathbf{y}_1^H] & \cdots & E[\mathbf{y}_0\mathbf{y}_{N_t-1}^H] \\ E[\mathbf{y}_1\mathbf{y}_0^H] & E[\mathbf{y}_1\mathbf{y}_1^H] & \cdots & E[\mathbf{y}_1\mathbf{y}_{N_t-1}^H] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ E[\mathbf{y}_{N_t-1}\mathbf{y}_0^H] & E[\mathbf{y}_{N_t-1}\mathbf{y}_1^H] & \cdots & E[\mathbf{y}_{N_t-1}\mathbf{y}_{N_t-1}^H] \end{bmatrix} \quad (18)$$

ここで、 $E[\mathbf{y}_p\mathbf{y}_q^H]$ はマスク領域の p 番セグメントと q 番セグメントのタイルの共分散行列で、式 (16) を用いることで式 (19) のように表現できる。

$$E[\mathbf{y}_p\mathbf{y}_q^H] = E[(\mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{r}_p)(\mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{r}_q)^H] = \mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{E}[\mathbf{r}_p\mathbf{r}_q^H]\mathbf{W}\mathbf{F}'^H \quad (19)$$

ここで、 $\mathbf{r}$ を雑音成分 $\mathbf{z}$ と信号成分 $\mathbf{s}$ の和とする ($\mathbf{r} = \mathbf{z} + \mathbf{s}$)。同様に p 番セグメントについても $\mathbf{r}_p = \mathbf{z}_p + \mathbf{s}_p$ とおき、雑音成分と信号成分が独立であるとする、式 (20) に示すように $\mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{E}[\mathbf{r}_p\mathbf{r}_q^H]\mathbf{W}\mathbf{F}'^H$ を信号成分の共分散である第 1 項と雑音成分の共分散である第 2 項に分けることができる。

$$\mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{E}[\mathbf{r}_p\mathbf{r}_q^H]\mathbf{W}\mathbf{F}'^H = \mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{E}[\mathbf{z}_p\mathbf{z}_q^H]\mathbf{W}\mathbf{F}'^H + \mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{E}[\mathbf{s}_p\mathbf{s}_q^H]\mathbf{W}\mathbf{F}'^H \quad (20)$$

第 1 項の解析では、雑音成分 $\mathbf{z}$ を i.i.d. な確率変数と扱うが、第 2 項では信号成分 $\mathbf{s}$ が相関をもつため、それを考慮した解析を行う。雑音成分の共分散行列については 4.2 節で、信号成分の共分散行列については 4.3 節でそれぞれ解析を示す。

4.2 雑音成分の共分散行列の解析

$E[\mathbf{z}_p\mathbf{z}_q^H]$ は、雑音成分が i.i.d. な複素ガウス分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_N^2)$ に従うことから $\delta_k(\delta_k = 1 (k=0), \delta_k = 0 (k \neq 0))$ を用いて式 (21) で表現できる。

$$E[\mathbf{z}_p\mathbf{z}_q^H] = f_s \sigma_N^2 \begin{bmatrix} \delta_D & \delta_{D+1} & \cdots & \delta_{D+N_{\text{seg}}-1} \\ \delta_{D-1} & \delta_D & \cdots & \delta_{D+N_{\text{seg}}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{D-N_{\text{seg}}+1} & \delta_{D-N_{\text{seg}}+2} & \cdots & \delta_D \end{bmatrix} \quad (21)$$

ここで、 $D = (q-p)(1-\gamma)N_{\text{seg}}$ である。

ここで、 $\mathbf{A}_{q-p} = \mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{E}[\mathbf{z}_p\mathbf{z}_q^H]\mathbf{W}\mathbf{F}'^H$ とおく。 $q-p=0$ のとき、 $\mathbf{A}_{q-p}$ は $E[\mathbf{z}_p\mathbf{z}_q^H] = \sigma_N^2 \mathbf{I}$ ($\mathbf{I}$ は単位行列) より式 (22) で表すことができる。

$$\mathbf{A}_{q-p} = \mathbf{F}'\mathbf{W}\sigma_N^2\mathbf{I}\mathbf{W}\mathbf{F}'^H = \sigma_N^2\mathbf{F}'\mathbf{W}^2\mathbf{F}'^H \quad (22)$$

ここで、 $\mathbf{F}'\mathbf{W}^2\mathbf{F}'^H$ は式 (23, 24) で表現できる。

$$\mathbf{F}'\mathbf{W}^2\mathbf{F}'^H = \{\tau_{m,n}\}_{N_f \times N_f} \quad (23)$$

$$\tau_{m,n} = \sum_{k=0}^{N_{\text{seg}}-1} w_k^2 \alpha^{(m-n)k} \quad (24)$$

$q-p > 0$ のときには $\mathbf{A}_{q-p}$ は式 (25, 26) で表すことができる。

$$\mathbf{A}_{q-p} = \mathbf{F}\mathbf{W}\mathbf{E}[\mathbf{z}_p\mathbf{z}_q^H]\mathbf{W}\mathbf{F}'^H = \{\gamma_{m,n}\}_{N_f \times N_f} \quad (25)$$

$$\gamma_{m,n} = \sum_{k=0}^{N_{\text{seg}}-D-1} w_k \alpha^{(I_b+m-1)k} w_{k+D} \alpha^{-(I_b+n-1)(k+D)} \quad (26)$$

また、 $q-p < 0$ については、 $\mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{E}[\mathbf{z}_p\mathbf{z}_q^H]\mathbf{W}\mathbf{F}'^H = (\mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{E}[\mathbf{z}_q\mathbf{z}_p^H]\mathbf{W}\mathbf{F}'^H)^H$ であることから、 $\mathbf{A}_{q-p} = \mathbf{A}_{p-q}^H$ と表す。

4.3 信号成分の共分散行列の解析

信号成分 $\mathbf{s}$ は、i.i.d. な複素ガウス分布 ($\mathcal{CN}(0, \sigma_S^2)$) に従う確率変数の系列 $x(k) (k \in \mathbb{Z})$ に式 (27) の処理を加えて得た系列 $x_1(k)$ から任意の連続した N_{FFT} サンプルを取り出したものとしてモデル化する。

$$x_1(k) = \left(\sum_{l=-L}^L x(M_d k - l) w_{\text{aa}}(l) \right) \exp \left(2\pi j \frac{f_{\text{os}}}{f_s} k \right) \quad (27)$$

ここで、 L はアンチエイリアスフィルタ $w_{\text{aa}}(l)$ の長さを決めるパラメータで、 $M_u : M_d$ は、 $f_s : f_{\text{ch}}$ の最小整数比を表している。 $w_{\text{aa}}(l)$ は式 (28,29) で表される。

$$w_{\text{aa}}(l) = \sqrt{\frac{M_d/M_u}{\sum_{k=-L}^L (h(l))^2}} h(l) \quad (28)$$

$$h(l) = \begin{cases} \text{sinc}\left(\frac{l}{M_u}\right) \frac{I_0(\beta\sqrt{1-(l/L)^2})}{I_0(\beta)} & (|l| \leq L) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (29)$$

ただし、 $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ で、 $I_0(\beta\sqrt{1-(l/L)^2})/I_0(\beta)$ はカイザー窓で、 β は窓の形状パラメータである。また、 $I_0(\cdot)$ は第 1 種 0 次変形ベッセル関数である。

このとき、 $E[\mathbf{s}_p\mathbf{s}_q^H]$ は式 (30) と表すことができる。ただし、 ρ_k は式 (31) である。

$$E[\mathbf{s}_p\mathbf{s}_q^H] = \sigma_S^2 \begin{bmatrix} \rho_D & \rho_{D+1} & \cdots & \rho_{D+N_{\text{seg}}-1} \\ \rho_{D-1} & \rho_D & \cdots & \rho_{D+N_{\text{seg}}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{D-N_{\text{seg}}+1} & \rho_{D-N_{\text{seg}}+2} & \cdots & \rho_D \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\rho_k = \sigma_S^2 \left[\sum_{l=-L}^L w_{\text{aa}}(l) w_{\text{aa}}(M_d k + l) \right] \times \exp \left(-2\pi j \frac{f_{\text{os}}}{f_s} k \right) \quad (31)$$

ここで、 $\mathbf{B}_{q-p} = \mathbf{F}'\mathbf{W}\mathbf{E}[\mathbf{s}_p\mathbf{s}_q^H]\mathbf{W}\mathbf{F}'^H$ とおく。 $q-p \geq 0$ のときの $\mathbf{B}_{q-p}$ は式 (32, 33) で表すことができる。

$$\mathbf{B}_{q-p} = \mathbf{FWE} [\mathbf{s}_p \mathbf{s}_q^H] \mathbf{WF}^H = \sigma_S^2 \{\kappa_{m,n}\}_{N_f \times N_f} \quad (32)$$

$$\kappa_{m,n} = \sum_{k=0}^{N_{\text{seg}}-1} \sum_{l=0}^{N_{\text{seg}}-1} w_k \alpha^{(I_b+m-1)k} w_l \alpha^{-(I_b+n-1)l} \rho_{D+l-k} \quad (33)$$

また, $q - p < 0$ のときは, $\mathbf{F}'\mathbf{WE} [\mathbf{s}_p \mathbf{s}_q^H] \mathbf{WF}'^H = (\mathbf{F}'\mathbf{WE} [\mathbf{s}_q \mathbf{s}_p^H] \mathbf{WF}'^H)^H$ であることから, $\mathbf{B}_{q-p} = \mathbf{B}_{p-q}^H$ と表せる.

4.4 共分散行列の固有値による表現

4.2, 4.3 節でそれぞれ得た雑音成分と信号成分の共分散行列の表現を用いて $E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H]$ を表現すると, 式 (34) となる.

$E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H]$ の固有値を λ_i ($i = 1, \dots, N_{\text{ave}}$) (λ_i は正の実数) とする. このとき, 検定統計量 T は, N_{ave} 個の平均がそれぞれ λ_i ($i = 1, \dots, N_{\text{ave}}$) である指数分布に従う独立な確率変数の平均と等価である [14].

ここで, 平均 μ の指数分布の分散が μ^2 であることより, 検定統計量の平均 $E[T]$, 分散 $\text{var}[T]$ はそれぞれ式 (35, 36) と表せる.

$$E[\mathbf{y}\mathbf{y}^H] = \sigma_N^2 \begin{bmatrix} \mathbf{A}_0 & \mathbf{A}_1 & \cdots & \mathbf{A}_{N_{\text{seg}}-1} \\ \mathbf{A}_1^H & \mathbf{A}_0 & \cdots & \mathbf{A}_{N_{\text{seg}}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_{N_{\text{seg}}-1}^H & \mathbf{A}_{N_{\text{seg}}-2}^H & \cdots & \mathbf{A}_0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$+ \sigma_S^2 \begin{bmatrix} \mathbf{B}_0 & \mathbf{B}_1 & \cdots & \mathbf{B}_{N_{\text{seg}}-1} \\ \mathbf{B}_1^H & \mathbf{B}_0 & \cdots & \mathbf{B}_{N_{\text{seg}}-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{B}_{N_{\text{seg}}-1}^H & \mathbf{B}_{N_{\text{seg}}-2}^H & \cdots & \mathbf{B}_0 \end{bmatrix}$$

$$E[T] = \frac{1}{N_{\text{ave}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{ave}}} \lambda_i \quad (35)$$

$$\text{var}[T] = \frac{1}{N_{\text{ave}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{ave}}} \lambda_i^2 \quad (36)$$

以上を利用することで, 式 (34) において $\sigma_S^2 = 0(\mathcal{H}_0)$ とおけば, $E[T; \mathcal{H}_0]$ および $\text{var}[T; \mathcal{H}_0]$ が, $\sigma_S^2 > 0(\mathcal{H}_1)$ とおけば, $E[T; \mathcal{H}_1]$ および $\text{var}[T; \mathcal{H}_1]$ が導出できる.

5. シミュレーションおよび実測信号による検証

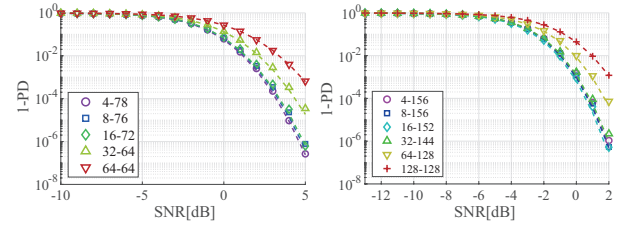
表 3: N_{seg} , N_{FFT} , $\mathbf{B}_{\text{CH}}$ 設定の諸元

周波数利用パラメータ	
$T_{O,\min}$	50[μsec]
$\mathbf{F}_{\text{CH}}$	$[-3.3]^t$ [MHz]
与えられている観測パラメータ	
f_c	0[MHz]
f_s	12.5[MHz]
γ	0.5
$\mathbf{w}$	hamming window
P_{FA}	0.01

表 3 に示す周波数利用パラメータと観測パラメータを事前に与えられた場合を例として $R_t = 1/8, 1/4$ の 2 パターンについて観測パラメータ設定を行い, 本稿の観測パラメータ設定法の

妥当性を示す. 図 8 は取りうる全ての N_{seg} に $\text{SNR}(=\sigma_S^2/\sigma_N^2)$ - P_D 特性である. マーカーは計算機シミュレーションによる結果を, 破線は解析による結果を表している. 図 9 は, P_D 解析値 $\cdot (DC)_m$ に従って選択した N_{seg} および計算機シミュレーションで実際に P_D が最大であった N_{seg} である. 図 10 は各指標で選択した観測パラメータを用いたときの $\text{SNR}-P_D$ 特性である. P_D 解析値の代わりに $(DC)_m$ を観測パラメータ設定に用いても達成する P_D の差は大きくないことが分かる. 図 11 に, $R_t = 1/8, 1/4$ のときに P_D 解析値を用いて設定した観測パラメータで観測を行った際の Duty Cycle と, その真値の比較を示す. $R_t = 1/4$ の方が低 SNR 領域では精度よく Duty Cycle を推定できているが, 高 SNR 領域では過大推定の影響が大きくなってしまっており $R_t = 1/8$ の方が正確である. 環境に応じて時間分解能を適切に設定することが必要であることが分かる. 図 12 に, $R_t = 1/8, 1/4$ のときに P_D 解析値 $\cdot (DC)_m$ のそれぞれで観測パラメータ設定を行った際の処理時間を示す. $(DC)_m$ を利用することで観測パラメータ設定の所要時間を 1/100 以下に軽減できることが分かる.

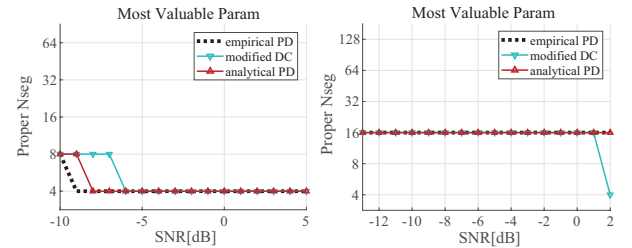
図 13, 図 14 に LTE(band19) Uplink の帯域の実際の観測信号のスペクトログラムとその観測結果を示す. 実際の観測信号に対しても本稿で示した観測信号処理とその観測パラメータ設定が有効であることが分かる.



(a) $R_t = 1/8$ の場合

(b) $R_t = 1/4$ の場合

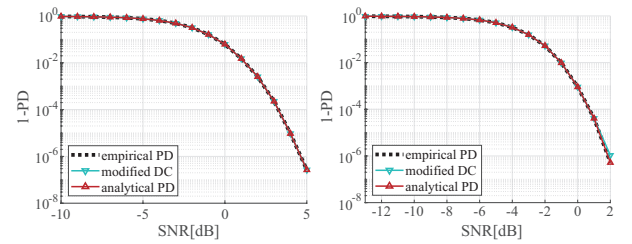
図 8: 選択した N_{seg} ごとの $\text{SNR}-P_D$ 特性



(a) $R_t = 1/8$ の場合

(b) $R_t = 1/4$ の場合

図 9: 各手法で選択した N_{seg}



(a) $R_t = 1/8$ の場合

(b) $R_t = 1/4$ の場合

図 10: 各手法で選択した観測パラメータを用いた時の P_D 特性

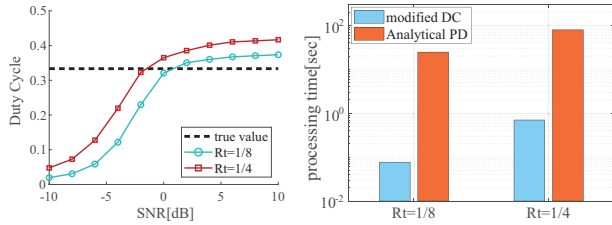


図 11: R_t が Duty Cycle 推定値にあたえる影響
図 12: 観測パラメータ設定の所要時間

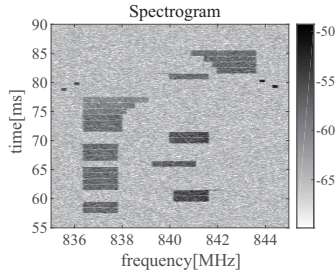
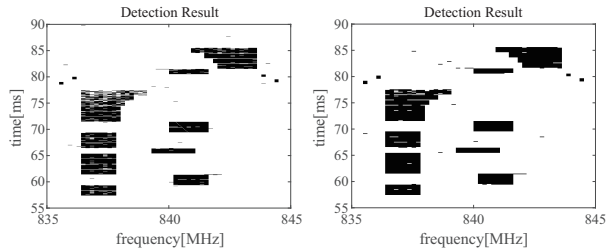


図 13: LTE(band19) Uplink の周波数利用



(a) $R_t = 1/8$ の場合 (b) $R_t = 1/4$ の場合

図 14: LTE(band19) Uplink の観測信号処理結果

6. 結 論

本稿では、SAS の構成要素である広帯域周波数利用観測システムに着目し、時間-周波数平面上の周波数利用のモデルを用いてサブ観測帯域ごとの観測パラメータを設定する汎用的な手法を示した。また、時間分解能の拘束条件の下で信号検出率を最大化する最適化問題による観測パラメータ設定を示し、さらにその信号検出率の解析において問題となる計算量の大きさを軽減するより簡易に導出可能な指標[15],[16]を用いることを提案した。そして、計算機シミュレーションと実際の観測信号への観測信号処理により、提案の観測パラメータ設定手法の妥当性を示した。

7. 謝 辞

本研究は JSPS 科研費 JP15K06053, JP15KK0200 の助成を受けたものである。

文 献

- [1] 総務省, “わが国の電波の使用状況,” March 2015.
- [2] U.D.O.C. NTIA, “United states frequency allocations the radio spectrum,” Jan. 2016.
- [3] S. Frank, “Will we ever... face a wireless ‘spectrum crunch’?,” Oct. 2013. <http://www.bbc.com/future/story/20131014-are-we-headed-for-wireless-chaos>
- [4] FCC, “Spectrum policy task force et dcket no. 02-135,” Nov. 2002. <http://sites.nationalacademies.org/cs/groups/bpasite/>

documents/webpage/bpa_048826.pdf

- [5] I.F. Akyildiz, W.-Y. Lee, M.C. Vuran, and S. Mohanty, “Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey,” *Computer Networks*, vol.50, no.13, pp.2127–2159, 2006.
- [6] Q. Zhao and B.M. Sadler, “A survey of dynamic spectrum access,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.24, no.3, pp.79–89, May 2007.
- [7] T. Yücek and H. Arslan, “A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol.11, no.1, pp.116–130, First 2009.
- [8] K. Umehayashi, S. Tiio, and J.J. Lehtomaki, “Development of a measurement system for spectrum awareness,” *1st International Conference on 5G for Ubiquitous Connectivity*, pp.234–239, Nov. 2014.
- [9] N. Wang, Y. Gao, and X. Zhang, “Adaptive spectrum sensing algorithm under different primary user utilizations,” *IEEE Communications Letters*, vol.17, no.9, pp.1838–1841, Sept. 2013.
- [10] T. Nguyen, B.L. Mark, and Y. Ephraim, “Spectrum sensing using a hidden bivariate Markov model,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol.12, no.9, pp.4582–4591, Sept. 2013.
- [11] Y. Xu, A. Anpalagan, Q. Wu, L. Shen, Z. Gao, and J. Wang, “Decision-theoretic distributed channel selection for opportunistic spectrum access: Strategies, challenges and solutions,” *IEEE Communications Surveys Tutorials*, vol.15, no.4, pp.1689–1713, Fourth 2013.
- [12] K. Umehayashi, K. Moriaki, R. Mizuchi, H. Iwata, S. Tiio, J.J. Lehtomäki, M. López-benítez, and Y. Suzuki, “Simple primary user signal area estimation for spectrum measurement,” *IEICE Transactions on Communications*, vol.E99-B, no.02, pp.523–532, Feb. 2016.
- [13] S.M. Kay, “Fundamentals of statistical signal processing, volume 2: Detection theory,” chapter 2, p.15, Prentice Hall, Inc., Jan. 2014.
- [14] W. Sichun, F. Patenaude, and R. Inkol, “Computation of the normalized detection threshold for the FFT filter bank-based summation CFAR detector,” *Journal of Computers*, vol.2, no.6, pp.35–48, Aug. 2007.
- [15] B. Shen, S. Ullah, and K. Kwak, “Deflection coefficient maximization criterion based optimal cooperative spectrum sensing,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol.64, no.9, pp.819–827, 2010.
- [16] K. Umehayashi, H. Tsuchiya, and Y. Suzuki, “Analysis of optimal weighted cooperative spectrum sensing with multiple antenna elements,” *IEICE Transactions on Communications*, vol.E95.B, pp.3261–3269, Oct. 2012.