

周波数利用観測のための誤警報除去法のパラメータ設計に関する一検討

水知 力[†] 梅林 健太[†] Janne J. Lehtomäki^{††} Miguel López-Benítez^{†††} 鈴木 康夫[†]

[†] 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: s157261s@st.go.tuat.ac.jp

あらまし ダイナミックスペクトラムアクセスにおいて、周波数利用統計情報を用いることでスペクトラムセンシングの精度を向上させ、より高信頼、高効率な周波数共用が可能であるが、周波数利用統計情報を得るためには高精度かつ簡易な周波数利用観測技術が必要となる。本研究では周波数利用観測の要素技術として、時間-周波数軸の二次元平面における周波数利用の高精度な検出法について検討する。従来研究では、時間-周波数軸の二次元平面において Primary User (PU) 信号の占有領域が長方形となることを利用することで簡易かつ正確に PU 信号領域を検出する Simple-Signal Area (S-SA) 推定法と、さらなる検出能力改善のために誤警報を抑制する L 字誤警報除去法が提案されている。上記 2 つの手法を用いることで高精度な周波数利用観測が可能であることが示されたが、L 字誤警報除去法のパラメータを適切に設計する方法は明らかにされていない。目標誤警報確率を一定としたときに検出確率を最大化させる最適なパラメータを解析的に導出するのは困難であるため、本研究では L 字誤警報除去法のみに着目し最適なパラメータの解析的な設計法を明らかにする。さらに計算機シミュレーションにより、適切なパラメータを解析的に得ることができることを示す。

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 method of false alarm removal for spectrum awareness

Riki MIZUCHI[†], Kenta UMEBAYASHI[†], Janne J. LEHTOMÄKI^{††}, Miguel LÓPEZ-BENÍTEZ^{†††},
and Yasuo SUZUKI[†]

[†] 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: s157261s@st.go.tuat.ac.jp

Abstract In dynamic spectrum access, statistical information of Primary User (PU) enables more reliable and efficient spectrum sharing. We need accurate and low computational complexity spectrum measurement method to obtain PU's statistical information. In this paper, we investigate an accurate signal detection method on time-frequency plane as a part of spectrum measurement technique. Simple-Signal Area (S-SA) estimation is applied to the Fast Fourier Transform (FFT) based Energy Detection (ED) outputs to improve the signal detection performance and L-shaped false alarm removal can mitigate the destructive effect of false alarm. More accurate spectrum measurement can be achieved by these methods. However, a way to set parameters of L-shaped false alarm removal method has not been investigated. It is difficult to calculate optimum parameters which attain maximum detection probability under certain false alarm probability. In this paper, we analytically prove sub-optimum parameter setting method by ignoring S-SA. We analytically derive false alarm probability and detection probability of L-shaped false alarm removal by considering the effect of correlation due to window function. Numerical evaluations show that the validity of sub-optimum parameter compared to optimum parameter.

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

1. 研究背景

近年、スマートフォンや無線 LAN に代表される無線局数の急速な増加や通信の高速化への要求に伴い、無線通信の需要が増大している。一方、固定的かつ排他的な周波数割り当てが原因で新規無線システムに対して割り当てる周波数帯域が不足するという、周波数逼迫問題が発生している。しかし、連邦通信委員会 (FCC: Federal Communications Commission) の調査によると、実際にはある時間、場所における周波数の利用率は 15%~85% であり、未使用の周波数 (WS: White Space) が多数存在する [1]。そこで、周波数をより効率的に利用するための方法として Primary User (PU) が時間的、空間的に利用していない周波数帯域を Secondary User (SU) が発見し利用する Dynamic Spectrum Access (DSA) が注目されている [2]。

SU が PU の周波数利用状況を知るための手法としては、主に地理情報データベースを用いた手法とスペクトラムセンシングを用いた手法が研究されている。

地理情報データベースを用いた手法は空間的な周波数共用に注目した手法であり、周波数の利用状況が時間に対してほとんど変動しない静的なシステムとの周波数共用に対して有効な手法である。地理情報データベースでは PU の位置やチャネル情報などを記録しておき、SU がそのデータベースを参照する事で PU の周波数利用に関する情報を得る [3]。

その一方で、スペクトラムセンシングは SU 自身が瞬時的な PU の周波数利用状況を把握する手法であり、これを用いることで時間とともに周波数利用が変動する PU との周波数共用の実現が期待されている [4],[5]。しかしスペクトラムセンシングでは PU を保護するために非常に高いセンシング精度と低い処理遅延時間が要求される。さらにスペクトラムセンシングを無線端末へ実装することから低実装コスト、低計算量であることが求められ、その実現は非常に困難である。

この問題を解決する一つのアプローチとして、PU の周波数利用に関する統計情報を利用してスペクトラムセンシングを高精度化させる手法が検討されている。具体的には、統計情報としてある期間において PU 信号が存在する割合である Duty Cycle [6]、PU の利用状態が変化する確率 [7],[8] などを用いることでスペクトラムセンシングを高精度化できることが報告されている。すなわち、周波数利用に関する統計情報を事前に SU が保持することが出来れば、センシング精度を向上させることが可能である。

PU の周波数利用に関する統計情報を利用した DSA を実現するためのシステムとして、2 階層型の Smart Spectrum Access (SSA) が提案されている [9],[10]。1 階層目では、SU が PU の周波数利用状況に関する統計情報を用いて、時間的、空間的に利用していない周波数帯域を効率的に利用する。2 階層目には、統計情報を取得し、SU に提供する役割を持つ周波数利用観測専用システム (SAS: Spectrum Awareness System) を用意する。2 階層とすることにより、SU において統計情報取得にかかる負担を避けることが可能となる。

SAS では、長期間・広帯域の周波数利用を広範囲にわたって

観測することが求められるため、観測機器 (OE: Observation Equipment) を空間的に多数配置し、それらからの情報を収集する必要がある。よってシステム全体のコストを考えると、各 OE には高精度かつ低計算量で、かつ情報収集コストを下げるために低情報量となるような信号検出法が求められる。

低計算量で実現可能な信号検出法としては、電力検出 (ED: Energy Detection) [11],[12] が提案されている。高速フーリエ変換 (FFT: Fast Fourier Transform) を用いた電力検出では各周波数ビンのパワースペクトルを計算し、それを元に PU 信号の検出 (H_1 :PU が占有, H_0 :PU が非占有) を行う。PU 信号の特徴を利用する特徴検出法やマッチドフィルタ [4] を用いた方法と比較すると、電力検出は PU 信号の事前情報が不要であるというメリットもあるが、一般的に検出精度は他の手法より劣ってしまう。

周波数利用観測ではスペクトラムセンシングと比べて低遅延であることの拘束条件が緩和される。そこで電力検出結果の後処理として、時間-周波数軸の二次元平面において PU の 1 連続送信信号 (1 データフレーム等) の領域が長方形となることを利用した簡易な信号領域推定法 (S-SA 推定法) が提案されている [10]。推定された長方形領域の内部において H_0 と判定された箇所を H_1 と判定し直すことで検出見逃しを減少させることが可能である。この手法は低計算量であるだけでなく、各長方形の対角座標のみで信号検出結果を表現することで情報量も大幅に削減可能である。

しかし S-SA 推定では、電力検出で発生した信号領域近辺での誤警報をさらに増加させてしまう。これに対して筆者らは L 字誤警報除去法を提案し、それを S-SA 推定と組み合わせた L+S-SA 推定法を用いることで検出精度を改善できることを示した [13]。しかし、L+S-SA 後のある誤警報確率に対する検出確率を最大化させる最適なパラメータの解析的な設計手法は明らかになっていない。

解析を容易にするために、本論文では S-SA 推定を除き、L 字誤警報除去法のみを考慮した解析モデルをもとに準最適なパラメータの設計手法を示す。FFT に用いる窓関数の影響でパワースペクトルは広がりを持ち、結果として電力検出結果は近傍の周波数ビン同士で相関を持つ事となる。本論文では隣接周波数ビン同士の相関のみを考慮して L 字誤警報除去法後の検出確率および誤警報確率の近似値を解析的に導出し、それらを利用することで適切なパラメータ設計を行う。

モンテカルロシミュレーションを用いてその妥当性を検証し、また L+S-SA の最適パラメータと準最適なパラメータを比較することで、解析的に適切なパラメータの設計が可能であることを示す。

2. 周波数利用観測システム

2.1 システムモデル

本研究では SAS における観測機の信号検出法に着目する。信号検出処理の流れを図 1 に示す。設定した観測周波数帯域内に、PU がランダムにアクセスする状況を考える。信号検出処理の目的は、時間-周波数軸の二次元平面において PU が占有して

いる領域を発見することである。PUの占有する帯域は、PU信号のパワースペクトルのピーク値から30[dB]低下する周波数帯域までと定義する[14]。信号検出処理は大きく3つの処理(Welch FFTによる時間-周波数変換, 電力検出, SA推定)に分けられる。

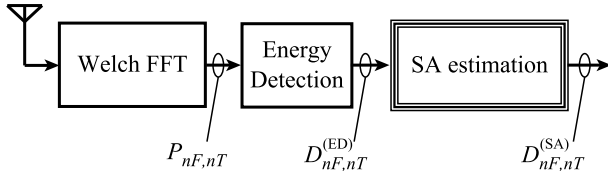


図. 1 信号検出処理の流れ

観測機ではまず中心周波数 f_c の信号を 0[Hz] にダウンコンバートする。その信号を $[-f_{sam}/2, f_{sam}/2]$ に帯域制限し、サンプリング周波数 f_{sam} で1観測期間の間 N_{ob} サンプルのデータを連続的に取り込む。得られた離散複素ベースバンド信号を N_S サンプルずつ、 $N_{TS} = N_{ob}/N_S$ 個のタイムスロットに分割する。

Welch FFTは得られた N_{TS} 個のタイムスロットそれぞれに対して行われる。1タイムスロット分のサンプル (N_S サンプル) を N_W サンプルずつ、 N_o サンプル分だけオーバーラップさせながら N_{seg} 個のセグメントに分割する。 N_{seg} は以下の式で与えられる。

$$N_{seg} = \frac{N_S - N_W}{N_o} + 1 = \frac{2N_S}{N_W} - 1 \quad (1)$$

但し、今回は N_S, N_W は2の累乗の値、 $N_o = N_W/2$ とする。

次にセグメント両端の値の不連続性の影響を抑えるために、窓関数としてハミング窓を使用して各セグメントに対してFFTを行い、パワースペクトルを計算する。窓関数を用いたことによる周波数分解能の悪化が原因でパワースペクトルには広がりが生じる。得られた N_{seg} 回のパワースペクトルの平均を取る事で、1タイムスロット分のWelch FFT結果を得る。

これを全てのタイムスロットに対して行う事でパワースペクトル P_{n_F, n_T} を得る。但し、 n_F は周波数ビンのインデックス番号、 n_T はタイムスロットのインデックス番号である。ここであるタイムスロット n_T の1つの周波数ビン n_F をタイルと定義する。各タイルのインデックスは (n_F, n_T) により与えられる。

電力検出を P_{n_F, n_T} に対して行った結果は次式で表される。

$$D_{n_F, n_T}^{(ED)} = \begin{cases} 1 & (P_{n_F, n_T} > \eta : H_1) \\ 0 & (\text{otherwise} : H_0) \end{cases} \quad (2)$$

但し、 η は電力検出における閾値であり、 $D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1$ はそのタイルの状態を H_1 、 $D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 0$ はそのタイルの状態を H_0 と判定したことを示す。以上のWelch FFTから電力検出までの処理の詳細は[17]で述べられている。

SA推定処理は、1観測期間 N_{ob} ごとに得られた $D_{n_F, n_T}^{(ED)}$ に対して行う。SA推定処理の詳細については次節で述べる。

2.2 S-SA(Simple-Signal Area) 推定法

S-SA推定法はPUの信号領域が長方形であることを利用し

たSA推定法である[10]。S-SA推定法の処理の概要を図2を用いて示す。

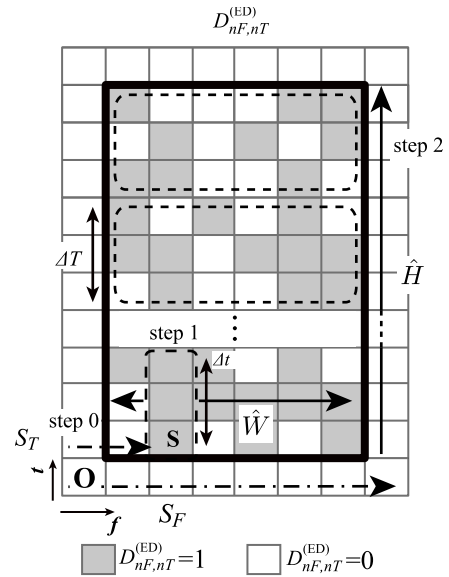


図. 2 S-SA 推定法

まず、図2左下のタイルである原点 O から順に周波数軸 (f 軸) 正方向に向って探索し、端まで来たら1タイムスロットずつ時間軸 (t 軸) 正方向に向って $D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1$ であるタイル S を探索し(ラスタスキャン)、そのタイルの座標を (S_F, S_T) とする(図2: step 0)。次に S から t 軸正方向の $S_T \leq n_T < S_T + \Delta t$ の範囲のタイルをチェックし、その中に1つ以上 $D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1$ のタイルが存在すれば f 軸両方向に広げていき、長方形の f 軸方向のタイル数 \hat{W} を求める(図2: step 1)。最後に S から幅 \hat{W} 、高さ ΔT の領域内の $D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1$ のタイルの密度が γ_C よりも高い間 t 軸正方向に長方形領域を拡張していき、 t 軸方向のタイル数 \hat{H} を求める(図2: step 2) (注1)。

S-SAの長所は、信号検出をマスク(例: Step 1における Δt 個のタイル)単位で行うことで検出精度を高めることができること、信号領域を長方形とみなし、 f 軸方向と t 軸方向のみの探索で構成されることから計算量が比較的低いことである。

また、S-SAでは推定された長方形(図2の太枠)の内側のタイルを全て1(PU信号あり)と判定する事でS-SA推定結果 $D_{n_F, n_T}^{(S-SA)}$ を得る。これにより検出見逃しを減少させることが可能となる。

S-SAにおいて Δt 、 ΔT を適切に設定するにはPU信号の最小の時間長および最小の帯域幅と信号間の最小時間間隔に関する情報が必要であり、OEは今回それらの情報を保持していると仮定する[10]。

2.3 L字誤警報除去法

信号領域に隣接した誤警報のタイルからS-SA推定を開始すると、そのタイルを含んだ長方形領域内部を H_1 と判定してしまい、誤警報を大幅に増加させてしまう(図3のAおよびC)。

(注1): 実際には \hat{H} が ΔT の整数倍となるとは限らない。これに対して、step 2の後に H を細かく推定する処理があり、それはS-SA推定のStep 3に該当する[10]。

この影響を抑えるための手法として、 \mathbf{S} が誤警報か否かを判定する L 字誤警報除去法が提案されている [13]。L 字誤警報除去法のアルゴリズムは図 4 の L-shaped False Alarm removal の部分に相当する。L 字誤警報除去法による誤警報除去の例を図 3 に示す。

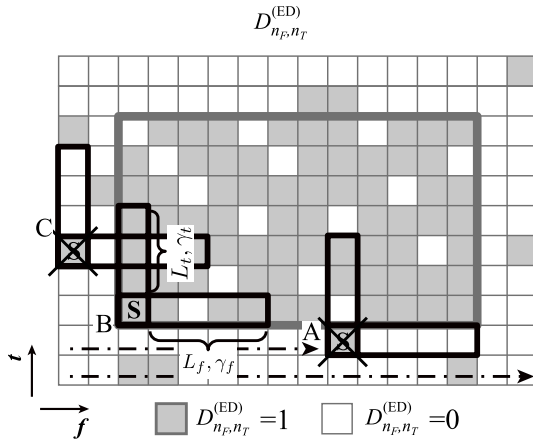


図 3 L 字誤警報除去法による誤警報除去の例

ラスタスキャンにより発見した $D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1$ のタイル $\mathbf{S} = (S_F, S_T)$ を基点とし、時間軸正方向 L_t 個の領域 ($S_T + 1 \leq n_T \leq S_T + L_t$) のタイル中の $D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1$ の数 x_t が閾値 γ_t 個以上、かつ周波数軸正方向 L_f 個の領域 ($S_F + 1 \leq n_F \leq S_F + L_f$) のタイル中の $D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1$ の数 x_f が閾値 γ_f 個以上の場合、 \mathbf{S} は信号であると判断し、S-SA 推定を開始する。それ以外の場合は、 \mathbf{S} は誤警報であると判断して $D_{S_F, S_T}^{(ED)} = 0$ とする。この L 字型の領域を以下では判定領域と呼ぶ。

図 3 の A では周波数方向、C では時間方向の領域中に $D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1$ と判定したタイルが無い場合、誤警報であると判定し、除去することができる。B では判定領域が全て信号中に含まれており、全ての判定領域で $D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1$ と判定する確率が高いため、B から S-SA 推定を開始する事が可能である。判定領域を L 字型にすることで、信号領域の直下および左側を原因とする誤警報の増加も効率的に抑えることが可能となる。

L 字誤警報除去法と S-SA 推定を組み合わせた図 4 のアルゴリズムを以降では L+S-SA と呼び、その判定結果を $D_{n_F, n_T}^{(L+S-SA)}$ と表す。

2.4 検出確率 P_D と誤警報確率 P_{FA}

信号検出性能を評価する指標として検出確率および誤警報確率を定義する。

電力検出後の検出確率 $P_D^{(ED)}$ 、誤警報確率 $P_{FA}^{(ED)}$ を次式で定義する。

$$P_D^{(ED)} = P(D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1 | H(n_F, n_T) = H_1) \quad (3)$$

$$P_{FA}^{(ED)} = P(D_{n_F, n_T}^{(ED)} = 1 | H(n_F, n_T) = H_0) \quad (4)$$

但し、 $H(n_F, n_T)$ は (n_F, n_T) のタイルにおける PU の真の周波数占有状態を示す。

今電力検出後の目標誤警報確率 $\dot{P}_{FA}^{(ED)}$ が与えられたとすると、電力検出後の検出確率は次式で与えられる [16]。

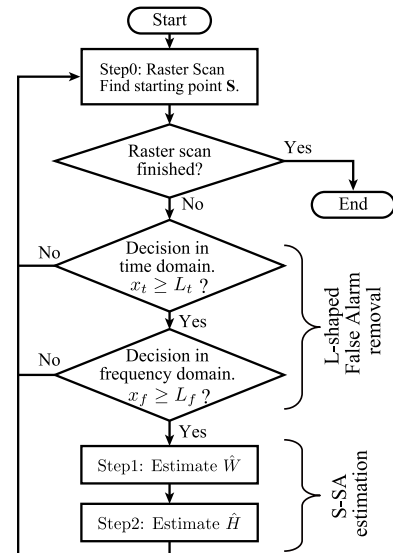


図 4 L+S-SA 推定法のフローチャート

$$P_D^{(ED)} = \tilde{\Gamma} \left(N_{seg}, \frac{\tilde{\Gamma}^{-1} \left(N_{seg}, \dot{P}_{FA}^{(ED)} \right)}{1 + \sigma_{fS}^2 / \sigma_{fN}^2} \right) = \tilde{\Gamma} \left(N_{seg}, \frac{\tilde{\Gamma}^{-1} \left(N_{seg}, \dot{P}_{FA}^{(ED)} \right)}{1 + 2E_s / N_0} \right) \quad (5)$$

但し、 $y = \tilde{\Gamma}(a, x) = (\int_x^\infty t^{a-1} e^{-t} dt) / (\int_0^\infty t^{a-1} e^{-t} dt)$ は正規化された不完全ガンマ関数、 $x = \tilde{\Gamma}^{-1}(a, y)$ はその逆関数である。 E_s / N_0 はベースバンドにおける 1 シンボルあたりの信号エネルギー E_s と片側雑音電力スペクトル密度 N_0 の比 (スペクトルがフラットだと仮定した場合の周波数軸上での信号対雑音電力に相当) であり、次式で与えられる。

$$E_s / N_0 = \frac{\sigma_{fS}^2}{2\sigma_{fN}^2} = \frac{\sigma_{tS}^2}{2\sigma_{tN}^2} \frac{f_{sam}}{B} \quad (6)$$

但し、 σ_{fS}^2 は単位周波数あたりの信号電力、 σ_{fN}^2 は単位周波数あたりの雑音電力、 σ_{tS}^2 は信号の時間平均電力、 σ_{tN}^2 は雑音の時間平均電力、 B は信号の帯域幅である。

同様に L+S-SA 推定後の誤警報確率 $P_{FA}^{(L+S-SA)}$ 、検出確率 $P_D^{(L+S-SA)}$ を次式で定義する。

$$P_D^{(L+S-SA)} = P(D_{n_F, n_T}^{(L+S-SA)} = 1 | H(n_F, n_T) = H_1) \quad (7)$$

$$P_{FA}^{(L+S-SA)} = P(D_{n_F, n_T}^{(L+S-SA)} = 1 | H(n_F, n_T) = H_0) \quad (8)$$

3. L 字誤警報除去法のパラメータ設計

3.1 設計モデル

L 字誤警報除去法には時間軸方向の閾値 γ_t 、周波数軸方向の閾値 γ_f 、時間軸正方向の判定領域の長さ L_t 、周波数軸正方向の判定領域の長さ L_f の 4 つのパラメータが存在する。

異なるタイムスロットでは異なる時刻のサンプルを用いて検出を行うことから、時間軸方向の電力検出結果は独立である。そこで時間軸方向の閾値 γ_t は 1 とする。

一方で、窓関数 (今回はハミング窓を使用) や Welch FFT の

オーバーラップの影響により、パワースペクトルに広がりを生じ、周囲の周波数ビンには相関が生じる。特に隣接する周波数ビンの電力検出結果同士の相関係数は約 0.41 と無視できない高さとなる。そこで、周波数方向の閾値 γ_f は 2 とする。

信号検出能力を最大化するために、残りのパラメータである L_t および L_f を設計するための最適化問題を以下の通り定める。

$$\begin{aligned} (L_t^{(\text{opt})}, L_f^{(\text{opt})}) &= \arg \max_{L_t, L_f} P_D^{(\text{L+S-SA})}(L_t, L_f) \quad (9) \\ \text{s.t. } P_{\text{FA}}^{(\text{L+S-SA})}(L_t, L_f) &= \hat{P}_{\text{FA}}^{(\text{L+S-SA})}. \end{aligned}$$

但し、 $\hat{P}_{\text{FA}}^{(\text{L+S-SA})}$ は L+S-SA 後の目標誤警報確率である。

上記最適化を解析的に行うためには電力検出、L 字誤警報除去、そして S-SA 推定を考慮した解析を行う必要がある。しかし図 3 に示すように、L+S-SA で誤警報を増加させる主要因は信号領域直下での誤警報であり、信号領域直下での L 字誤警報除去による誤警報確率を低く抑えることができれば L+S-SA 後の誤警報確率も低く抑えることができる。同様に信号領域左側で発生した誤警報も誤警報確率を大きく上昇させるが、実際には信号領域最下列で信号ありと判定し、先に長方形で信号領域を囲ってしまう確率が高い。従って信号領域左側で L 字誤警報除去の判定を行う確率は低いため、無視することとする。

また、L 字誤警報除去で信号領域内部、特に最下列で L 字誤警報除去で H_1 と判定する確率を高くすることができれば L+S-SA の検出率を高くすることができる。

そこで今回は解析を容易にするために、信号領域直下で L 誤警報除去法のみを考慮した解析モデルを元にしてパラメータの最適化を行うこととする。具体的には、図 5 に示すように下側は雑音、上側は信号が入ってきたときの電力検出結果に対して、L 字誤警報除去法のみを適用した場合を考える。観測される信号は、雑音領域では時間平均電力 σ_{tN}^2 、信号領域では時間平均電力 $\sigma_{tS}^2 + \sigma_{tN}^2$ の円対称複素ガウス分布に従うと仮定する。この信号に対して Welch FFT および電力検出を行う事で $D_{n_f, n_T}^{(\text{ED})}$ を得る。今回は電力検出結果に対して L 字誤警報除去を行ったあとの誤警報確率 $P_{\text{FA}}^{(\text{L})}(L_t, L_f)$ および検出確率 $P_D^{(\text{L})}(L_t, L_f)$ を用いることで準最適なパラメータの設計を行う。このときの最適化問題を次式のように定める。

$$\begin{aligned} (L_t^{(\text{sub-opt})}, L_f^{(\text{sub-opt})}) &= \arg \max_{L_t, L_f} P_D^{(\text{L})}(L_t, L_f) \quad (10) \\ \text{s.t. } P_{\text{FA}}^{(\text{L})}(L_t, L_f) &= \hat{P}_{\text{FA}}^{(\text{L})}. \end{aligned}$$

但し、 $\hat{P}_{\text{FA}}^{(\text{L})}$ は L 字誤警報除去後の目標誤警報確率である。

3.2 L 字誤警報除去法後の検出確率 $P_D^{(\text{L})}$ の理論式

L 字誤警報除去法では注目ビン \mathbf{S} が信号を検出し、かつ時間方向 L_t 個のタイル中 γ_t 個以上のタイルで信号を検出し、かつ周波数方向 L_f 個のタイル中 γ_f 個以上のタイルで信号を検出した場合に、信号ありと判定する。

従って、信号領域内での検出確率 $P_D^{(\text{L})}$ は次式で計算することができる。

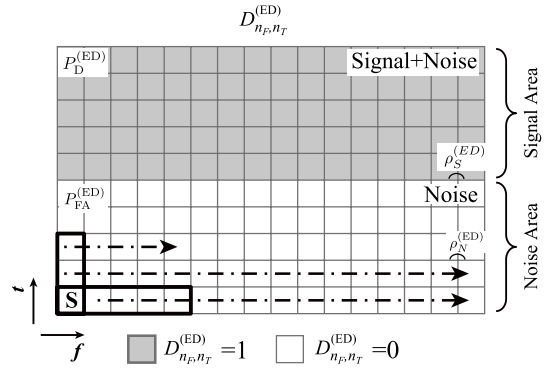


図 5 L 字誤警報除去法までを考慮したときの解析モデル

$$P_D^{(\text{L})} = P(\mathbf{S} = 1) \cdot P(x_t \geq \gamma_t | \mathbf{S} = 1) \cdot P(x_f \geq \gamma_f | \mathbf{S} = 1) \quad (11)$$

ここで時間方向は独立なことから、 $P(x_t \geq \gamma_t | \mathbf{S} = 1) = P(x_t \geq \gamma_t)$ より、

$$P_D^{(\text{L})} = P(x_t \geq \gamma_t) \cdot P(x_f \geq \gamma_f, \mathbf{S} = 1) \quad (12)$$

となる。

図 5 の解析モデルでは、 \mathbf{S} が信号領域内部に存在するときは、L 字型の判定領域も全て信号領域内部に存在する。

時間方向の判定領域内では全て独立に確率 $P_D^{(\text{ED})}$ で $D_{n_f, n_T}^{(\text{ED})} = 1$ と判定されるため $P(x_t \geq \gamma_t)$ は、2 項分布の上側累積確率でモデル化する事ができ、次式で計算することができる。

$$P(x_t \geq \gamma_t) = \sum_{k=\gamma_t}^{L_t} \text{Bin}(L_t, k, P_D^{(\text{ED})}) \quad (13)$$

但し、 $\text{Bin}(n, k, p) = {}_n C_k p^k (1-p)^{n-k}$ は 2 項分布であり、検出確率 p である n 回の試行中に k 回検出される確率を表す。

窓関数等の影響により生じるパワースペクトルの広がりの影響により周囲の周波数ビンには相関が生じるが、ここでは相関は隣接ビン同士にのみ存在すると仮定する。 $P(x_f \geq \gamma_f, \mathbf{S} = 1)$ は隣接ビン同士にのみ相関のある 2 項分布 [18] でモデル化することができ、次式で計算することができる。

$$P(x_f \geq \gamma_f, \mathbf{S} = 1) = \sum_{x=\gamma_f}^{L_f} P_{L_f+1}(x, Y_{L_f+1} = \mathbf{S} = 1) \quad (14)$$

但し、 $P_{L_f+1}(x, Y_{L_f+1} = \mathbf{S} = 1)$ は $\mathbf{S} = 1$ かつ \mathbf{S} を含めた周波数方向の $L_f + 1$ 個のタイルのうち x 個 H_1 と判定する場合の同時確率であり、これは次式で再帰的に計算することができる。

$$P_N(x, Y_N = 1) = \sum_{y=0}^1 P_{N-1}(x-1, Y_{N-1} = y) P(Y_N = 1 | Y_{N-1} = y) \quad (15)$$

但し、 $Y_N \in \{0, 1\}$ は周波数方向 N 番目のタイルの状態であり、 $1 \leq x \leq N$ である。式 (15) の初期値は次式で与えられる。

$$P_1(x, Y_1 = y) = \begin{cases} P_D^{(\text{ED})} & (x = 0, y = 0) \\ 1 - P_D^{(\text{ED})} & (x = 1, y = 1) \end{cases} \quad (16)$$

また、式 (15), 式 (16) において $x = 0$ かつ $y = 1$, または $x = 1$ かつ $y = 0$ となるような事象は起こりえないため, その場合の確率は 0 である. さらに, 式 (15) の右辺第二項の条件付き確率は次式で与えられる.

$$P(Y_N|Y_{N-1}) = \left(P_D^{(ED)}(1 - \rho_S^{(ED)}) + \rho_S^{(ED)}Y_{N-1} \right)^{Y_N} \cdot \left((1 - P_D^{(ED)})(1 - \rho_S^{(ED)}) + \rho_S^{(ED)}(1 - Y_{N-1}) \right)^{1 - Y_N} \quad (17)$$

但し, $\rho_S^{(ED)}$ は信号領域内部における電力検出結果の隣接周波数ビン同士の相関係数である.

3.3 信号領域下部での誤警報確率 $P_{FA}^{(L)}$ の理論式

信号領域下部での誤警報確率 $P_{FA}^{(L)}$ は $P_D^{(L)}$ と同様に次式で計算することができる.

$$P_{FA}^{(L)} = P(x_t \geq \gamma_t) \cdot P(x_f \geq \gamma_f, \mathbf{S} = 1) \quad (18)$$

$P(x_t \geq \gamma_t)$ は図 6 に示すように, 信号領域下部では時間方向の判定領域が信号領域と雑音領域にまたがる場合を考慮して理論式を求める必要がある. 信号領域と雑音領域の割合によって x_t 個 $D_{n_f, n_T}^{(ED)} = 1$ となる確率が異なるため, 信号領域下部 N_{noise} 行分だけ判定領域を縦にスライドさせたときの平均の確率を $P(x_t \geq \gamma_t)$ とする. 具体的には次式で与えられる.

$$P(x_t \geq \gamma_t) = \frac{1}{N_{noise}} \sum_{k=0}^{N_{noise}} \sum_{x_t=\gamma_t}^{L_t} \alpha(x_t, k, P_{FA}^{(ED)}, L_t - k, P_D^{(ED)}) \quad (19)$$

但し, $\alpha(k, L_t - k, x_t, P_{FA}^{(ED)}, P_D^{(ED)})$ は雑音領域に k 個, 信号領域に $L_t - k$ 個のタイルが含まれている場合に x_t 個のタイルが H_1 と判定される確率であり, 次式で与えられる.

$$\alpha(k, L_t - k, x_t, P_{FA}^{(ED)}, P_D^{(ED)}) = \begin{cases} \sum_{l=0}^{x_t} \text{Bin}(k, l, P_{FA}^{(ED)}) \cdot \text{Bin}(L_t - k, x_t - l, P_D^{(ED)}) & (k \leq L_t) \\ \text{Bin}(L_t, x_t, P_{FA}^{(ED)}) & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (20)$$

雑音領域において周波数方向の判定領域内は全て雑音のタイルとなる. 雑音領域内部における電力検出結果の隣接周波数ビン同士の相関係数を $\rho_N^{(ED)}$ とおくと, $P(x_f \geq \gamma_f, \mathbf{S} = 1)$ は 3.2 節の式 (14) から式 (17) の $P_D^{(ED)}$ を $P_{FA}^{(ED)}$, $\rho_S^{(ED)}$ を $\rho_N^{(ED)}$ に置き換えることで計算することができる.

4. シミュレーション

この章では 3.2 節, 3.3 節で解析的に求めた準最適パラメータの理論式の妥当性を検証する. まず, 理論式が正しく求められている事を検証するために, 図 5 の解析モデルを元にモンテカルロシミュレーションを用いて求めた準最適パラメータとの比較を行う. さらに準最適なパラメータを用いることで最適なパラメータとほぼ同等の性能を達成することができる事を検証するために, 式 (9) を用いてモンテカルロシミュレーションを用いて求めた最適パラメータとの比較を行う.

シミュレーション諸元を表 1 に示す.

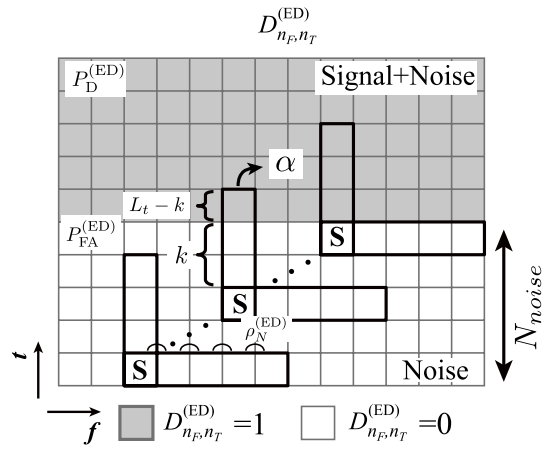


図 6 信号領域内部での L 字誤警報除去後の検出確率 $P_{FA}^{(L)}$ の導出法

表 1 シミュレーション諸元

FFT size (N_S)	2^{10}
segment size (N_W)	2^7
overlap size (N_o)	2^6
window function	hamming window
$\dot{P}_{FA}^{(L+S-SA)}$	0.01
$\dot{P}_{FA}^{(L)}$	0.01
γ_t	1
γ_f	2
L_t	1~10
L_f	2~10
E_s/N_0 [dB]	-10,-8,-6,-5,-4
N_{noise}	11

解析的に求めた準最適パラメータ ($L_t^{(analytical)}, L_f^{(analytical)}$), モンテカルロシミュレーションから求めた準最適パラメータ ($L_t^{(sub-opt)}, L_f^{(sub-opt)}$), モンテカルロシミュレーションから求めた最適パラメータ ($L_t^{(opt)}, L_f^{(opt)}$) の 3 つの比較を図 7 に示す. ($L_t^{(analytical)}, L_f^{(analytical)}$) と ($L_t^{(sub-opt)}, L_f^{(sub-opt)}$) はほぼ同じパラメータを選択することができており, 今回求めた理論式は妥当であると言える. これらのパラメータと ($L_t^{(opt)}, L_f^{(opt)}$) の E_s/N_0 に対する変化傾向は近いが, 選択されたパラメータにはずれが存在する.

そこで各手法で求めた最適パラメータを使用したときの L+S-SA 後の検出確率 $P_D^{(L+S-SA)}$ の比較を図 8 に示す.

ここで, CO+S-SA は Closing-Opening を誤警報除去手法として利用した手法である. Closing-Opening は, 膨張処理および収縮処理を利用する事で雑音成分の除去を行う雑音除去手法 [19] であり, 画像処理の分野で広く利用されている.

また, 図 7 では E_s/N_0 に対して各手法でパラメータ設計を行ったが, 実際には信号の E_s/N_0 毎に処理時のパラメータを変更することは困難であると考えられる. そこで analytical fixed として検出確率 0.9 を達成するとき ($E_s/N_0 = -6$) [dB] に, 解析的に求めた準最適パラメータ ($L_t = 3, L_f = 6$) で固定したと

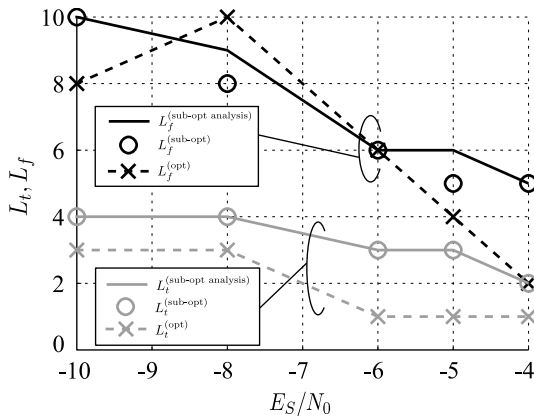


図. 7 各手法で求めた最適パラメータの比較

きの検出確率の特性も同時にプロットした。

最適パラメータを用いた場合，準最適パラメータを用いた場合，解析的に求めた準最適パラメータを用いた場合，パラメータを固定した場合全てにおいて，検出確率が約 0.5 を超える領域で CO+S-SA よりも高い検出率を達成していることがわかる。

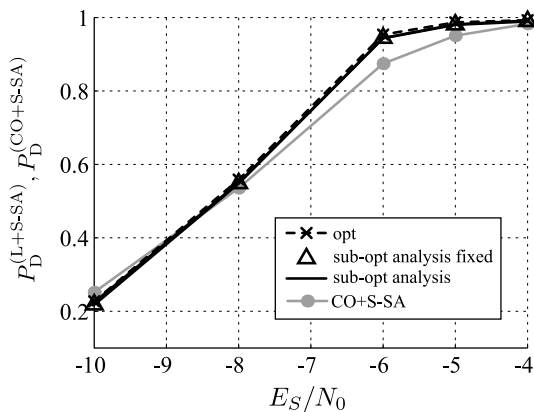


図. 8 各手法を用いたときの $E_s/N_0 - P_D$ 特性

また，図 9 に検出確率 0.9 付近を拡大したグラフを示す。準最適パラメータによって最適パラメータにかなり近い検出確率を達成できていることが確認できる。従って，解析的に求めた準最適パラメータを用いることで，適切なパラメータの設計が可能であることがわかる。

5. まとめ

本研究では，周波数利用観測のための信号検出法のうち L 字誤警報除去法に注目し，その準最適パラメータ設計を解析的に行う方法を明らかにした。

具体的には誤警報が S-SA に与える影響に着目して L+S-SA の検出性能を最大化させるための解析モデルを提案した。このとき電力検出結果は時間方向は独立であり，周波数方向は隣接する周波数ビン同士にのみ相関が存在すると仮定することで，検出確率及び誤警報確率を解析的に導出した。これを利用する事で，解析的に準最適パラメータを設計することが可能となった。

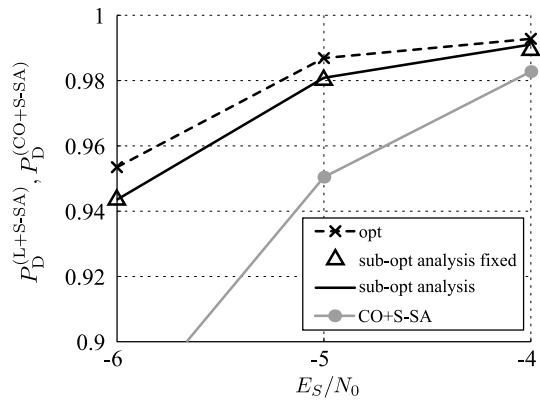


図. 9 各手法を用いたときの $E_s/N_0 - P_D$ 特性 ($P_D = 0.9$ 付近を拡大)

また，シミュレーション結果から，解析的に求めた準最適パラメータを用いることで最適なパラメータにかなり近い検出確率を達成可能であることを示した。

謝 辞

本研究は，2015 年度総務省委託研究 SCOPE の成果である。

文 献

- [1] FCC, "Spectrum Policy Task Force ET Dcket No. 02-135," Nov. 2002.
- [2] 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, May 2006.
- [3] A. B. Flores, R. E. Guerra, E. W. Knightly, P. Ecclesine, and S. Pandey, "IEEE 802.11af: A standard for TV white space spectrum sharing," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, pp. 92–100, Oct. 2013.
- [4] L. Lu, X. Zhou, U. Onunkwo, and G. Li, "Ten years of research in spectrum sensing and sharing in cognitive radio," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, no. 1, p. 28, Jan. 2012.
- [5] J. Lunden, V. Koivunen, and H. Poor, "Spectrum Exploration and Exploitation for Cognitive Radio," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 32, no. 3, pp. 123–140, May 2015.
- [6] N. Wang, Y. Gao, and X. Zhang, "Adaptive spectrum sensing algorithm under different primary user utilizations," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 9, pp. 1838–1841, Sep. 2013.
- [7] T. Nguyen, B. L. Mark, and Y. Ephraim, "Spectrum sensing using a hidden bivariate markov model," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, no. 9, pp. 4582–4591, Sep. 2013.
- [8] D. Zhao and X. Zhou, "Spectrum Sensing Using Prior Probability Prediction," *7th Int. Conf. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, pp. 1–4, Sep. 2011.
- [9] K. Umabayashi, S. Tiirro, and J. J. Lehtomaki, "Development of a Measurement System for Spectrum Awareness," *1st Int. Conf. 5G for Ubiquitous Connectivity*, Nov. 2014.
- [10] K. Umabayashi, K. Moriwaki, R. Mizuchi, H. Iwata, S. Tiirro, J. J. Lehtomaki, M. Lopez-Benitez, and Y. Suzuki, "Simple primary user signal area estimation for spectrum measurement," (*to be published in IEICE Trans. Commun.*), vol. E99-B, no. 02, Feb. 2016.
- [11] H. Urkowitz, "Energy detection of unknown deterministic signals," *Proc. IEEE*, vol. 55, no. 4, Apr. 1967.
- [12] Qiwei Zhang, A. B. Kokkeler, and G. J. Smit, "An

- efficient multi-resolution spectrum sensing method for cognitive radio,” in *2008 Third International Conference on Communications and Networking in China*. IEEE, pp. 1226–1229, Aug. 2008.
- [13] 水知 力, 梅林 健太, 鈴木 康夫, “周波数利用観測における高精度な電力検出のための低計算量な雑音除去法,” *信学技報*, vol. 115, no. 161, pp. 71–78, Jul. 2015.
- [14] ITU-R, “SPECTRA AND BANDWIDTH OF EMISSIONS,” *RECOMMENDATION ITU-R SM.328-10*, 1999.
- [15] P. Welch, “The use of fast Fourier transform for the estimation of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms,” *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. 15, no. 2, pp. 70–73, Jun. 1967.
- [16] H. Iwata, K. Umebayashi, S. Tiio, Y. Suzuki, and J. J. Lehtomaki, “Optimum welch FFT segment size for duty cycle estimation in spectrum awareness system,” in *2015 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*. IEEE, pp. 229–234, Mar. 2015.
- [17] K. Umebayashi, R. Takagi, N. Ioroi, J. Lehtomaki, and Y. Suzuki, “Duty cycle and noise floor estimation with Welch FFT for Spectrum Usage Measurements,” *9th Int. Conf. Cognitive Radio Oriented Wireless Networks*, Jul. 2014.
- [18] 守 真太郎, 久門 正人, “ネットワーク上の相関のある二項分布,” *情報処理学会論文誌 数理モデル化と応用*, vol. 2, no. 1, pp. 22–36, Feb. 2009.
- [19] P. Soille, *Morphological Image Analysis*. Springer Berlin Heidelberg, 2004.