

信州大学審査学位論文  
コグニティブ無線における  
周波数資源の高效率利用に向けた無線システム認識

March 2018

征矢 隼人

信州大学大学院  
総合工学研究科  
システム開発工学専攻

# 目次

<b>Abstract</b>	<b>1</b>
<b>第1章 序論</b>	<b>4</b>
1.1 研究背景	4
1.1.1 無線通信をとりまく現状	6
1.1.2 周波数資源枯渇問題	6
1.1.3 コグニティブ無線	8
1.1.4 チャネル分析の課題	9
1.1.5 アクセスチャネルの課題	10
1.2 研究目的	10
1.3 本論文の構成	10
1.4 References	11
<b>第2章 高精度かつ低複雑な占有率と遷移率測定法</b>	<b>13</b>
2.1 あらまし	13
2.2 システム概要	15
2.2.1 エネルギー検出	17
2.2.2 エネルギーの尤度の計算	17
2.2.3 チャネルの占有率と遷移率	18
2.3 チャネルの占有率と遷移率の推定法	18
2.3.1 二重閾値法	18
2.3.2 系列推定法	19
2.4 提案法	20
2.4.1 状態確率の伝播処理	20
2.5 二重閾値の最適な設計法	22
2.5.1 設計方針	23
2.5.2 提案設計法	24
2.6 シミュレーション結果	26
2.6.1 二重閾値の検討	26
2.6.2 二重閾値の比較	27

2.6.3	COR と CTR 推定精度 . . . . .	31
2.6.4	信号及び雑音電力推定誤差の影響 . . . . .	33
2.6.5	遷移率の最適閾値への影響 . . . . .	34
2.7	まとめ . . . . .	36
2.8	References . . . . .	37
<b>第 3 章</b>	<b>占有率測定によるアクセスチャネルを推定する学習型占有率測定法によるランデブチャネル法</b>	<b>40</b>
3.1	あらまし . . . . .	40
3.2	システム概要 . . . . .	43
3.3	学習型占有率測定法に基づくランデブチャネル法 (従来法) [0.18] . . . . .	46
3.4	学習型占有率測定法に基づくランデブチャネル法の改良 . . . . .	47
3.4.1	スレーブのチャネル選択基準の規則化 . . . . .	48
3.4.2	マスタの制御信号の送信プロトコル . . . . .	48
3.4.3	マスタによるチャネルリストの生成 . . . . .	50
3.5	マスタから見たスレーブが有利チャネルと選択する確率の推論 . . . . .	53
3.5.1	チャネル数が 2 ( $M = 2$ ) のとき . . . . .	54
3.5.2	$M$ チャネル環境における有利チャネル選択確率 . . . . .	55
3.6	数値結果 . . . . .	56
3.6.1	理論解析の妥当性検証 . . . . .	56
3.6.2	スレーブによる有利チャネル選択確率の推論結果 . . . . .	58
3.6.3	チャネル不整合の補償に必要な制御信号の送信回数と時間評価 . . . . .	61
3.6.4	様々な無線環境における評価 . . . . .	62
3.7	まとめ . . . . .	67
3.8	References . . . . .	67
<b>第 4 章</b>	<b>今後の課題</b>	<b>71</b>
4.1	占有率及び遷移率測定法の課題 (第 2 章) . . . . .	71
4.2	ランデブチャネル法における課題 (第 3 章) . . . . .	72
4.3	References . . . . .	72
<b>第 5 章</b>	<b>結論</b>	<b>74</b>
<b>第 6 章</b>	<b>研究業績</b>	<b>76</b>
6.1	査読付き論文 . . . . .	76
6.2	国際会議発表 . . . . .	76
	謝辞 . . . . .	77

# 目 次

1.1	国内移動体通信トラヒックの推移 . . . . .	5
1.2	トラヒック種別世界のトラヒックの推移及び予測 . . . . .	5
1.3	無線通信にお周波数利用状況 . . . . .	7
1.4	Bluetoothにおける周波数ホッピング . . . . .	7
1.5	コグニティブ無線利用図 . . . . .	9
2.1	無線通信環境におけるシステムモデル . . . . .	15
2.2	PSにおけるマルコフモデル . . . . .	15
2.3	エネルギー検出から状態確率への流れ . . . . .	16
2.4	低信頼ラベルを判定するための二重閾値 . . . . .	19
2.5	状態遷移と確率伝播 . . . . .	20
2.6	提案測定法における処理の流れ . . . . .	21
2.7	信頼度判定と更新処理 . . . . .	22
2.8	両側に隣接する状態からの確率伝播を用いた占有率の更新 . . . . .	23
2.9	ノイズ電力と信号 + 雑音電力の確率密度関数 . . . . .	24
2.10	SNR と最適閾値間の特性 . . . . .	27
2.11	SNR と仮遷移率間の特性 . . . . .	28
2.12	SNR と高信頼/低信頼シンボル数 . . . . .	29
2.13	仮遷移率の推定割合 (2(dB)) . . . . .	30
2.14	誤検出数 (2(dB)) . . . . .	30
2.15	各遷移率の発生頻度 (2(dB)) . . . . .	30
2.16	SNR と占有率 (COR) 間の特性 . . . . .	31
2.17	SNR と遷移率 (CTR) 間の特性 . . . . .	32
2.18	SNR と計算複雑さの関係 . . . . .	32
2.19	SNR 推定誤差 (提案法及び二重閾値法) . . . . .	33
2.20	SNR 推定誤差 (提案法及び系列推定法) . . . . .	33
2.21	SNR と最適閾値の特性 (近似設計及びシミュレーション設計 [0.2, 0.4]) . . . . .	35
2.22	SNR に対する占有率及び遷移率特性 (近似設計及びシミュレーション設計 [0.2, 0.4]) . . . . .	35

3.1	PS と SS の存在下における無線環境 . . . . .	44
3.2	周波数ホッピング中のランデブチャンネル法の時間的流れ . . . . .	45
3.3	学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法 . . . . .	46
3.4	学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法の流れ図 . . . . .	47
3.5	提案法におけるスレーブのチャンネルアクセス . . . . .	48
3.6	チャンネル占有を考慮した提案法におけるマスタの制御信号送信プロ コル . . . . .	49
3.7	衝突によるランデブへの影響 . . . . .	50
3.8	提案ランデブチャンネル法に対する制御信号送信までのマスタの流れ図	53
3.9	チャンネル番号に対するマスタあるいはスレーブが有利チャンネルと選択 する確率 . . . . .	56
3.10	チャンネルリスト内のチャンネル数 . . . . .	57
3.11	初期閾値における必要時間の CDF . . . . .	58
3.12	マスタが生成したチャンネルリスト内にスレーブが選択した有利チャネ ルが含まれる確率 . . . . .	59
3.13	閾値 $\eta$ に対するチャンネルリストのチャンネル数 . . . . .	60
3.14	マスタとスレーブのランデブが完了するまでに必要な時間 . . . . .	60
3.15	マスタとスレーブのランデブが完了するまでに必要な制御信号の送信 回数 . . . . .	61
3.16	$P_{MD}$ に対するランデブを完了するために必要な制御信号 . . . . .	62
3.17	チャンネル数に対するランデブに必要な所要制御信号の送信回数 . . . . .	63
3.18	チャンネル数に対するランデブに必要な時間 . . . . .	63
3.19	各チャンネルの占有率の偏差 $\sigma_{ch}$ に対する, CDF = 0.99 における必要制 御信号送信回数 . . . . .	64
3.20	各チャンネルの占有率の偏差 $\sigma_{ch}$ に対する, CDF = 0.99 における時間ス ロット数 . . . . .	65
3.21	占有率偏差 $\Delta\rho$ に対する CDF = 0.99 のために必要な制御信号数 . . . . .	66

# 表 目 次

2.1 シミュレーション諸元 . . . . .	26
--------------------------	----

# 要旨

近年、第5世代移動通信システムやIoT(Internet of Things)等の新たな無線通信技術の登場により、無線通信の需要が高まっている。一方で必要とされる周波数帯域の不足が深刻な問題となっている。しかしながら実際の割り当て済み周波数における利用率は時間や場所によっては高くない。そこで現在ではコグニティブ無線が注目されている。コグニティブ無線とは場所や時間及び周波数帯域によって異なる無線の利用状況を検知し、有効かつ最適な利用を行う無線技術である。コグニティブ無線技術は無線機の電波利用環境のセンシング方法により、ヘテロジニアスネットワーク型と周波数共用型の二種類に分類される。本研究で扱う周波数共用型コグニティブ無線技術は、無線機が、各システムに割り振られていない空き周波数、もしくは各システムに割り振られているが利用されていない周波数や時間スロット等の無線リソースをセンシングにより認識し、その空き周波数及び空き時間を使って利用者の必要とするリソースを確保し通信を行う技術である。

周波数共用型コグニティブ無線においては、既存ユーザーであるプライマリシステム(PS:Primary System)の周波数利用状況が時間的に変動する。そのため、周波数の二次利用を計画するセカンダリシステム(SS:Secondary System)は、周波数利用状況を高速かつ高精度に把握する必要がある。これをPSにおける無線システム認識の課題と称する。周波数利用状況の正確な把握のために、本研究では他の無線システムとの周波数共用利用におけるチャンネル選択規範として、既存ユーザーによる平均的なチャンネルの利用頻度を示す占有率(COR:Channel Occupation Rate)、及び、マルコフモデルに基づく過去の利用状態との継続度を示す遷移率(CTR:Channel Transition Rate)を用いる。COR/CTRの推定では、無線システムのチャンネルアクセスをスペクトラムセンシングで検出し、一定時間における検出結果の統計量としてCOR/CTRの推定値が算出される。そのため、センシング結果に誤りが生じると、COR/CTRの推定精度が劣化する。これまでにCOR/CTRの推定法が検討されているが、高い推定精度と処理の低複雑さを両立できてはいない。本研究では、これらを両立するCOR/CTR推定法を提案する。センシング誤りを抑制するため、時間軸上で連続する検出結果、及び、仮のCTR推定結果に基づく状態確率の更新処理からセンシング結果の状態を修正する。その際、センシング結果の信頼性を二つの閾値により評価し、高信頼とするセンシング結果から仮のCTRを推定し、低信頼とするセンシング結果

に限定して状態を更新する。また、COR 推定に基づく最小平均二乗誤差規範による簡便な二重閾値を設計する。提案法の有効性は計算機シミュレーションにより示す。

また、実際にコグニティブ無線の利用を考える際に、通信を確立する SS における送信者であるマスタと受信者であるスレーブはアクセスチャンネルに自由度があるため、アクセスチャンネルが一致しないチャンネル不整合問題が生じる。これは SS における無線システム認識における課題である。SS において通信を確立する前に、マスタ、スレーブが接続しているチャンネルを探索する必要がある。この探索プロトコルをランデブと呼ぶ。過去にランデブチャンネル法を提案し、ランデブに要する時間を最小化する最適な受信機接続割合を検討がされているが、マスタがスレーブに発信する制御信号の回数に関して考慮されていない。制御信号の発信は、チャンネルを優先的に利用できる PS への干渉となるだけでなく、二次利用する SS 間での干渉となる恐れや SS の消費電力の増加の恐れがあるため、できる限り制御信号の発信回数を少なく抑えることが必要である。過去の検討では、他の無線機との周波数競合が考慮されず、共通認識を得るための情報を取得する方法が具体的に検討されていない。本研究では、学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法を新たに改良した。提案法では、スレーブのアクセスチャンネルにルールを設けた。一方、マスタは、スレーブが選択したチャンネルを既存システムが占有する平均的な割合（占有率）を用いて推定することにより、より少ないチャンネルの探索範囲でランデブが完了できる。その結果、高速化なランデブチャンネル法を少ない制御信号の送信回数で実現できる。

以上の PS 及び SS の無線システム認識における提案を行うことにより、コグニティブ無線における周波数の高効率利用が可能となる。



# 第 1 章

## 序論

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

日本において1979年から提供が開始された陸上移動無線通信サービスは現在に至るまで進化を繰り返してきた。当初のアナログ方式である第1世代移動通信システム(1G)から始まり、1990年代始めにデジタル方式である第2世代移動通信システム(2G)へ移行してからは、無線通信サービスは世界の社会の発展に大きく寄与し、今日における世界中の多くの人々にとって日常生活で必要不可欠なものとなった。現在では第3世代移動通信システムのサービスが世の中に広く展開されている。また、スマートフォンやタブレット等の多様なモバイル端末の登場から、より高速な伝送速度と低遅延かつ高効率に提供できるLTEサービスが普及し、さらにLTEを発展させた第4世代(4G)と呼ばれるLTE-Advanced(LTE-A)の世界的な展開も行われている。将来的には、第5世代(5G)と呼ばれる次世代移動通信サービスの検討が進められており、2020年よりサービス提供の開始が予定されている。このような無線通信技術の発展に伴い、5Gではこれまで以上の体感品質(QoE: Quality of Experience)が得られるような応用技術の開発も進んでいる。その一例としてモノのインターネット(IoT: Internet of Things)[1.1]や機器間通信(M2M: Machine to Machine)[1.2]のようなセンサーやロボット、家電同士を無線接続し制御する提案がなされている。さらに車と路側機などの通信である路車間(V2I: Vehicle to Infrastructure)や車同士を無線接続する車と車の間の通信(V2V: Vehicle to Vehicle)や車とデバイス間の通信(V2D: Vehicle to Device)のようなV2X[1.3]と称される通信技術も盛んに研究されている。また、高精細ストリーミング(4K/8K)[1.4]や拡張現実(AR: Augmented Reality)などの高度化されたサービスを無線で提供する提案もなされている。2020年以降の無線システム(5G)では実現すべき要求として主に大容量化、データ伝送速度の高速化、低遅延化、超多数端末の同時接続、省エネルギー化及び低コスト化が指摘されている。

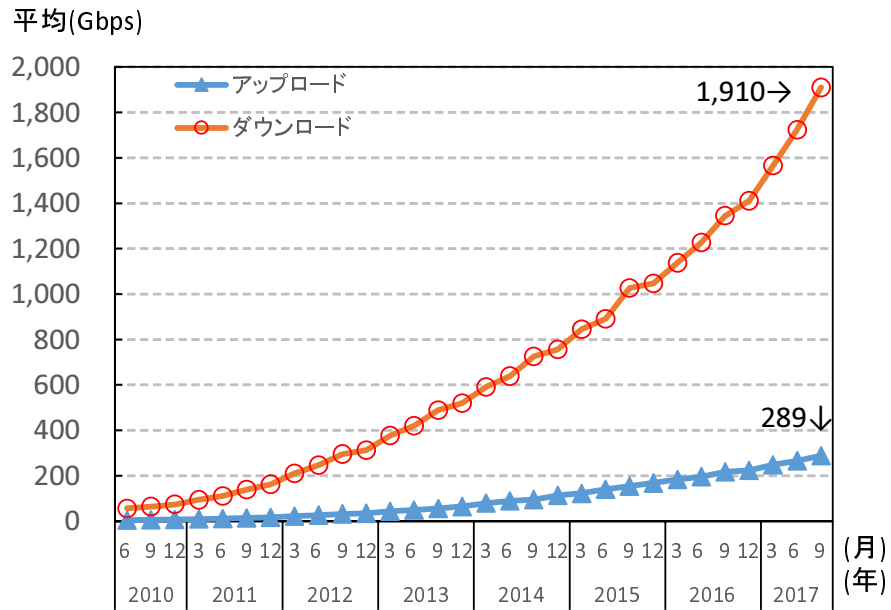


図 1.1: 国内移動体通信トラフィックの推移

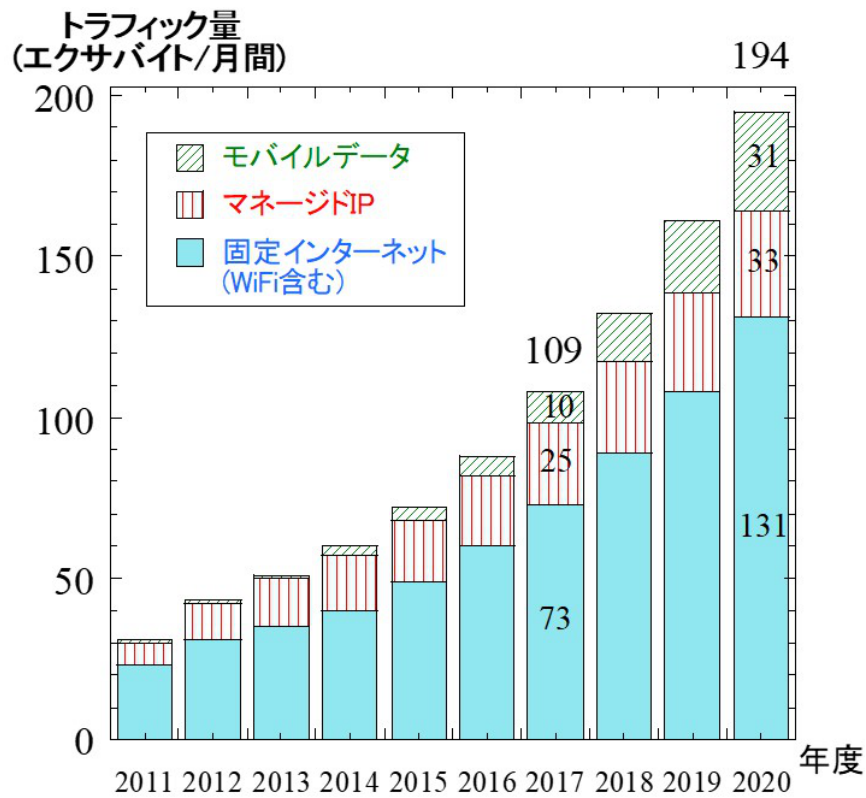


図 1.2: トラフィック種別世界のトラフィックの推移及び予測

### 1.1.1 無線通信をとりまく現状

図 1.1 に示す通り、現在の移動体通信トラフィックはアップロード及びダウンロードにおいて増加傾向にあり、将来的にも移動通信トラフィックが飛躍的に増大することが予想されている [1.5]。図 1.2 に示すトラフィック種別世界のトラフィック量の推移より、モバイルデータのトラフィック量は 2017 年現在 10exabyte から 2020 年にはおよそ 3 倍になることが予想されている [1.6]。さらに固定インターネットにおいては家庭用無線 LAN 等が含まれており、潜在的な無線トラフィックはさらに多いと考えられる。また、トラフィック量は場所や時間帯に依存することが知られており、都市部のショッピングモールや駅など多くのユーザーが高密度に存在するエリアにおいては瞬間的に発生するトラフィック量はさらに多い。その上、前述した IoT や M2M のような多様なサービスの出現を考慮すると、アップロードトラフィックだけではなくダウンロードのトラフィック量も増えることが予想され、これらの需要を満たす大容量システムの実現が必要である。また、移動通信ネットワーク上で提供されるサービスには SNS (Social Networking Service) のような利用継続時間の短いサービスから、ストリーミングのような利用継続時間が長いサービスまで様々な周波数の使用形態が想定され、時間、場所、アプリケーションの種類によって大きく異なる QoE を常に提供することが重要である。

### 1.1.2 周波数資源枯渇問題

無線通信においては、様々な周波数帯が使用されており、その周波数によって、伝わり方や伝送できるデータ量が異なる。そのため、限りある電波資源を有効活用するために、利用用途によって、使う周波数帯は省令等で割り当てられている。周波数の利用状況を図 1.3 に示す。一般的に VHF (超短波) までの低周波数帯では、送信可能な情報量が少ないが、電波の回り込みなどにより電波が伝わりやすく、広域な端末と通信として使用される場合、例えば、船舶無線やアマチュア無線、ラジオなどに用いられる。一方、高周波数帯は、伝送距離こそ低周波帯に比べ短い、多くの情報を送信できるため大容量通信に向いている。そのため、UHF (極超短波)、SHF (マイクロ波) の周波数帯は、伝送できる情報量の面で使いやすい周波数帯であるため、移動通信や無線 LAN などで利用されている。今後はモバイル端末のような既存ユーザーの増加だけでなく IoT 等新規の通信システムの導入が進むことから、トラフィック量のさらなる増加が予想される。そのため通信大容量化を想定した周波数の利用を検討する必要がある。

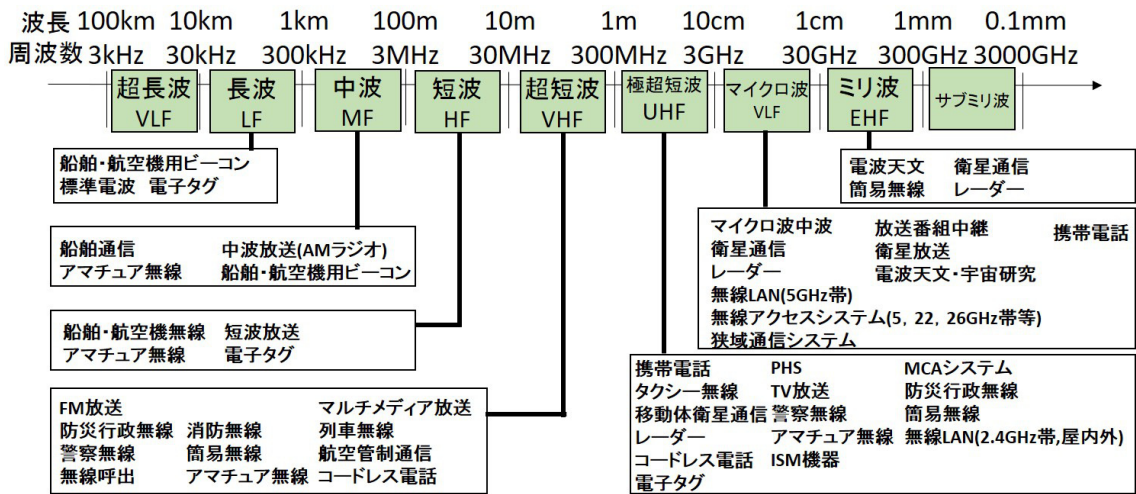


図 1.3: 無線通信にお周波数利用状況

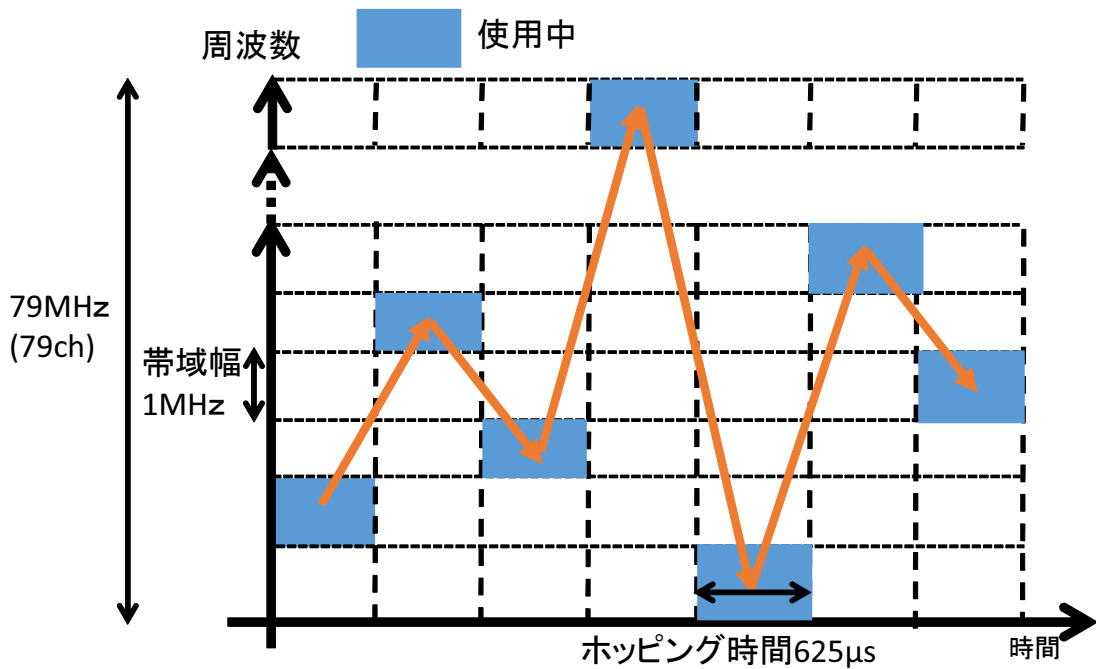


図 1.4: Bluetooth における周波数ホッピング

無線資源である周波数の有効利用には、①既に割り当てられている周波数をより効率的に利用する方法と、②未使用周波数を開拓する方法 [1.7], の二つがある。①の代表的な技術としてはマルチユーザ MIMO (MU-MIMO) などの多重化やセル間での周波数再利用やコグニティブ無線などが挙げられる。一方、②は未開拓の EHF (ミリ波) などの未使用周波数の開拓を指す。一般に電波の伝搬損は周波数の二乗に比例して増加するため、周波数が高いほど通信距離が短くなり、システムの設計が難しくなる。いずれにしても限られた資源である周波数は全てのユーザーの要求を満た

すように有効利用されなければならない。本研究では①のうちコグニティブ無線について検討する。

### 1.1.3 コグニティブ無線

前項では周波数資源枯渇問題について述べた。本節のはじめでは実際の既存システムにおける時間的な利用状況について、Bluetooth を例に説明する。図 1.4 に示す通り、Bluetooth は複数の周波数をホッピングすることで、短時間利用を繰り返す通信システムであり、実際には細かい時間ごとに空き時間が存在していることが分かる。この空き時間は本来ライセンスが割り当てられたユーザーしか使用できない。しかしながら、これら無駄になっている時間を活用することで、より周波数利用効率の改善が期待される。

そこで、現在ではコグニティブ無線が検討されている。コグニティブ無線とは場所や時間/周波数帯域によって異なる無線の利用状況を検知し、有効かつ最適な利用を行う無線技術である [1.8]。コグニティブ無線技術では、既に利用周波数が割り当てられている無線端末の利用状況を認識し、最適な運用状態やパラメータに動的に切り替えることを繰り返すことで、限られた周波数帯を有効活用することを目的とする。コグニティブ無線技術は無線機の電波利用環境のセンシング方法により、ヘテロジニアスネットワーク型 [1.9] と周波数共用型 [1.10] の二種類に分類される。どちらも一つの無線機に電波の利用環境を取得するためのセンシング機能及びセンシングした結果を基に学習し、使用すべき無線リソースを決定する機能、そして決定した結果に基づき無線機の機能を構築する機能を有する。両技術の大きな違いは、センシングの対象である。通常、各周波数帯は各システムに割り振られているもの、各システムに割り振られていないもの、各システムに割り振られているが利用されていないものという、三つに分類される。ヘテロジニアス型コグニティブ無線技術においては、無線機が既存の無線通信システムをセンシングし、利用できることが分かれば、必要とする帯幅を既存システムで確保し、通信を行う。それに対して周波数共用型コグニティブ無線技術は、無線機が、各システムに割り振られていない空き周波数、もしくは各システムに割り振られているが利用されていない周波数や時間スロット等の無線リソースをセンシングにより認識し、その空き周波数及び時間を使って利用者の必要とするリソースを確保し通信を行う技術である。本研究では周波数共用型コグニティブ無線に着目した。

周波数共用型コグニティブ無線は、基地局、端末に導入することができる。基地局に導入した場合は、基地局自らが、各システムに割り振られていない周波数、もしくは各システムに割り振られているが利用されていない周波数を見つけ出し、その周波数を用いて、その基地局が独自の通信システムを実現させる。端末に導入した場合で

は、端末自らが、各システムに割り振られていない周波数、もしくは各システムに割り振られているが利用されていない周波数を見つけ出し、次に、その周波数を用いて端末間でアドホック通信を行う。この技術を実現させるためには、各周波数帯において、その周波数、時間スロットが空いているということを証明する必要がある。

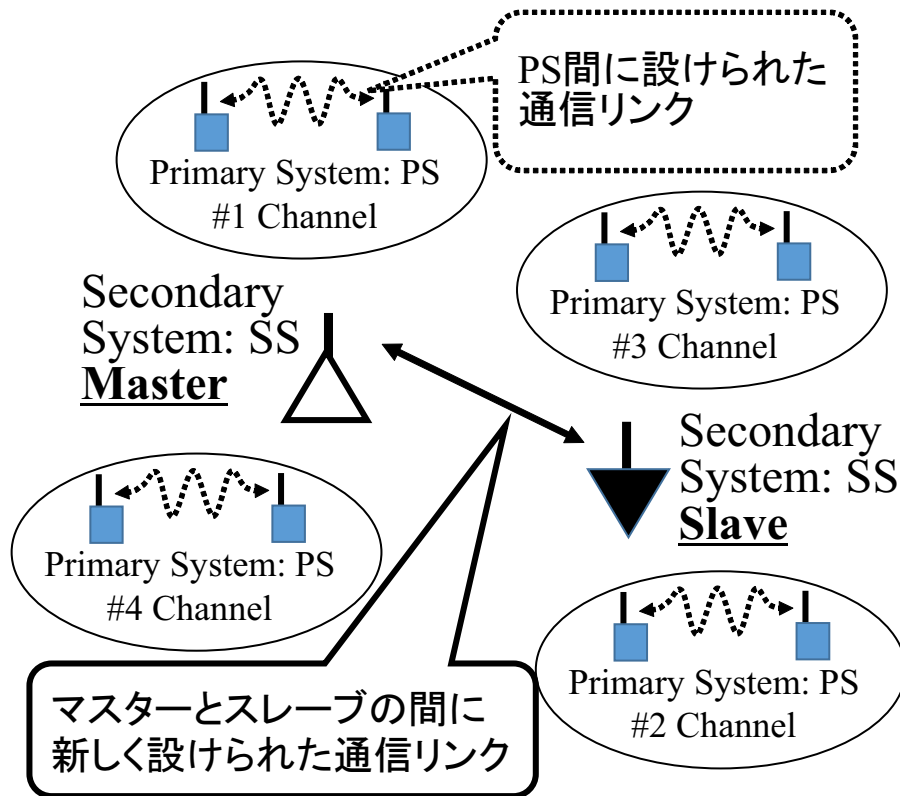


図 1.5: コグニティブ無線利用図

#### 1.1.4 チャンネル分析の課題

周波数共用型コグニティブ無線においては、前項で示した通り、既存ユーザーの周波数及び時間スロットにおける利用状況を正確に把握する必要がある。ただし、その利用状況は時間ごとに動的に変動することに留意しなければならない。また利用状況は周波数、時間スロットの平均的な利用割合だけでなく、使用の継続時間も含めた状況も把握する必要がある。さらに二次利用者は時間ごとに変動する複数チャンネルの利用状況を短時間でかつ正確に測定する必要がある。実際の測定の際には誤警報及び誤検出の二つの誤りが生じることがある。そのうち誤検出とは任意の周波数を使用している状況を未使用として誤って判定する誤りであり、誤警報は未使用の状況を使用中として判定する誤りである。二次利用者は測定の際に、これら誤りに対する補償を行った上で短時間で正確な利用状況の把握を行わなければならない。

### 1.1.5 アクセスチャネルの課題

周波数共用型コグニティブ無線における実際のチャネルアクセス方法について考えてみる。コグニティブ無線は送信機であるマスタ、受信機であるスレーブそれぞれの端末が任意にチャネルを選択できるため、お互いが接続している周波数チャネルが不確定になる。したがって、通信を確立する前に、マスタ、スレーブが接続しているチャネルを探索する必要がある。この探索プロトコルをハンドシェイクと呼ぶ。過去にハンドシェイク法を提案し、ランデブチャネルに要する時間を最小化する最適な受信機接続割合の検討がされているが、マスタがスレーブに発信する制御信号の回数に関して考慮されていない。制御信号の発信は、チャネルを優先的に利用できるプライマリシステム (PS:Primary System) への干渉となるだけでなく、二次用するセカンダリシステム (SS:Secondary System) 間での干渉となる恐れや SS の消費電力の増加の恐れがあるため、できる限り制御信号の発信回数を少なく抑えることが必要である。

## 1.2 研究目的

コグニティブ無線には2つの課題がある。ひとつはPSが使用しているチャネルの利用状況を高精度かつ低複雑に把握しなければならない。さらにSSの利用において、ユーザー間にチャネル不整合問題が生じる課題がある。本研究ではこれら無線システム認識問題と称し、課題解決を図る。

## 1.3 本論文の構成

本論文ではコグニティブ無線における周波数資源の高効率利用における、無線システム認識問題について扱う。

第1章では無線通信技術を取り巻く現状に触れた上で、周波数利用における課題を述べた。

第2章では高い推定精度と処理の低複雑さを両立する占有率/遷移率推定法を提案する。センシング誤りを抑制するため、時間軸上で連続する検出結果、及び、仮の遷移率推定結果に基づく状態確率の更新処理からセンシング結果の状態を修正する。その際、センシング結果の信頼性を二つの閾値により評価し、高信頼とするセンシング結果から仮の遷移率を推定し、低信頼とするセンシング結果に限定して状態を更新する。加えて、占有率推定に基づく最小平均二乗誤差規範による簡便な二重閾値設計法を提案する。提案法の有効性を計算機シミュレーションより示す。

第3章では、コグニティブ無線において送信機であるマスタと受信機であるスレーブの接続方法について検討する。1.1.5で述べた通りマスタとスレーブが通信を確立



する際にチャンネル不整合問題が生じる。過去に提案されている手法ではハンドシェイクに要する時間を最小化する最適な受信機接続割合の検討がされているが、マスタがスレーブに発信する制御信号の回数に関しては考慮されていない。本研究では、学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法を新たに改良した。改良内容としては、スレーブのアクセスチャンネルにルールを設けた。一方、マスタは、スレーブが選択したチャンネルを既存システムが占有する平均的な割合（占有率）を用いて推定することにより、より少ないチャンネルの探索範囲でハンドシェイクが完了できる。その結果、高速化なハンドシェイク法を少ない制御信号の送信回数で実現できる。計算機シミュレーションにより提案法の有効性を検証した。

第4章では今後の課題を述べ、第5章では本研究で得られた研究成果について結論を述べる。

## 1.4 References

- [1.1] A. Ijaz, L. Zhang, M. Grau, A. Mohamed, S. Vural, A.U. Quddus, M.A. Imran, C.H. Foh, and R. Tafazolli, “Enabling massive IoT in 5G and beyond systems: PHY radio frame design considerations,” *IEEE Access*, vol.4, pp.3322–3339, Jun. 2016.
- [1.2] 諸橋 知雄, 森川 博之, “あらゆるものがつながる世界,” *電子情報通信学会誌*, vol.98,no.5, pp.369-374, May. 2015.
- [1.3] 藤岡 雅宣, “車と情報が交わる未来,” *電子情報通信学会誌*, vol.98,no.5, pp.353-360, May. 2015.
- [1.4] M. Fadda, M. Murrioni, and V. Popescu, “A cognitive radio indoor HDTV multi-vision system in the TV white spaces,” *IEEE Trans. Consumer Electro.*, vol.58, no.2, pp.302–310, Jul. 2012
- [1.5] 総務省, “我が国の移動通信トラヒックの現状”, Sep.2017
- [1.6] Cisco, “全世界のモバイル データ トラフィックの予測”, Feb.2017. [https://www.cisco.com/c/ja\\_jp/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white\\_paper\\_c11-520862.html](https://www.cisco.com/c/ja_jp/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/white_paper_c11-520862.html).
- [1.7] K. Sakaguchi, T. Haustein, S. Barbarossa, E.C. Strinati, A. Clemente, G. Destino, A. Prssinen, I. Kim, H. Chung, J. Kim, W. Keusgen, R.J.Weiler, K. Takinami, E. Ceci, A. Sadri, L. Xian, A. Maltsev, G.K.Tran, H. Ogawa, K. Mahler, and R.W. Heath Jr., “Where, when, and how mmwave is used in 5G and beyond,” submitted to *IEICE Trans.Electronics*.
- [1.8] J. Mitola and G.Q. Maguire, Jr., “Cognitive radio:making software radios more personal,” *IEEE Pers.Comm.*, vol.6, pp.1318, Aug. 1999.
- [1.9] 檜木 勘四郎, 鈴木 利則, “ネットワーク運営の立場から見たコグニティブ無線技術,” *電子情報通信学会誌*, vol.94,no.1, pp.35-38, Jan. 2011.
- [1.10] S.Buljore, M.Muck, P.Martigne, P.Houze, H.Harada, K.Ishizu, O.Holland, A.Mihailovic, K.A.Tsagkaris, O.Sallent, G.Clemo, M.Sooriyabandara, V.Ivanov, K.Nolte, and M.Stametalos, “Introduction to IEEE P1900.4 activities,” *IEICE Trans..Commun.*, vol.E91-B,no.1, pp.29, Jan. 2008.

## 第2章

# 高精度かつ低複雑な 占有率と遷移率測定法

## 第2章 高精度かつ低複雑な占有率と遷移率測定法

周波数共用型のコグニティブ無線では、他の無線システムとの周波数共用利用におけるチャンネル選択規範として、平均的なチャンネルの利用頻度を示す占有率（COR:Channel Occupation Rate）、及び、マルコフモデルに基づく過去の利用状態との継続度を示す遷移率（CTR:Channel Transition Rate）が用いられる。CORとCTRの推定では、他の無線システムのチャンネルアクセスをスペクトラムセンシングで検出し、一定時間における検出結果の統計量としてCOR/CTRの推定値が算出される。そのため、センシング結果に誤りが生じると、COR/CTRの推定精度が劣化する。これまでにCOR/CTRの推定法が検討されているが、高い推定精度と処理の低複雑さを両立できてはいない。本章では、これらを両立するCOR/CTR推定法を提案する。センシング誤りを抑制するため、時間軸上で連続する検出結果、及び、仮のCTR推定結果に基づく状態確率の更新処理からセンシング結果の状態を修正する。その際、センシング結果の信頼性を二つの閾値により評価し、高信頼とするセンシング結果から仮のCTRを推定し、低信頼とするセンシング結果に限定して状態を更新する。加えて、COR推定に基づく最小平均二乗誤差規範による簡便な二重閾値設計法を提案する。提案法の有効性を計算機シミュレーションにより示す。

### 2.1 あらまし

近年、無線通信の応用先としてIoT[2.1]、ロボット制御[2.2]、スマートグリッド[2.3]、高品位テレビ[2.4]などが注目され、応用分野の多様化が進んでいる。これに伴い、様々なネットワーク形態に対応できる高い柔軟性と大きなトラフィックを収容できる周波数資源の確保が無線通信システムに求められている。その一解決法として、各無線機が自律的に周波数チャンネルを切り替えるダイナミックスペクトルアクセス[2.5]及び周波数資源の開拓的利用を可能にするコグニティブ無線の重要度が高まっている[2.6]。

コグニティブ無線では、周波数資源を二次利用する無線システム（Secondary System:SS）が、既に通信確立中の無線システム（Primary System:PS）のチャンネル利用機会を予測するため、SSはPSの統計的なチャンネル利用傾向を推定する[2.7]。特

にマルチチャネル環境では、SSが自身のチャネルアクセスの観測結果に基づいて高い利用機会が見込まれるチャネルへ切り替えることで、チャネル方向に無線アクセスが分散化し、周波数利用効率の向上を期待できる [2.8].

チャネルの利用傾向のパラメータ化には、PSのチャネルの平均的な利用割合を示す占有率 (COR), 及び、マルコフモデルに基づく利用状態の遷移割合を示す遷移率 (CTR) が用いられる [2.7]. コグニティブ無線では、SSが二次利用できる各チャネルの平均的な機会を予測する際に COR を用いる. 更に、PSのチャネル占有の時間的な相関関係を活用して、SSが二次利用できる機会を高精度に予測するために CTR を用いる [2.9]. このように、COR/CTRの両方を活用したSSによるチャネルの二次利用法が検討されており、高精度な COR/CTR 推定法が必要である. 推定法の一例として、PSのチャネルアクセスをSSがスペクトラムセンシングで一定時間検出し (以降、センシング結果と呼ぶ)、その検出結果の統計量として推定値を求める方法がある [2.5], センシング結果に誤りが生じると推定精度が劣化する問題がある.

CORを高精度に推定する手法として、検出率の誤差を考慮する方法が提案されている [2.10]. また、センシングの誤りを補償する COR/CTR の推定法として、最尤推定に基づく期待値最大化法を用いる方法 [2.11] や、一定時間のセンシング結果を時間系列として最尤系列推定 (MLSE: Maximum Likelihood Sequence Estimation) により COR/CTR を高精度に推定する方法がある [2.12, 13, 14]. しかし、これらの手法では、センシング回数に応じてセンシング結果での予想される系列が増え、計算量は指数関数的に増加する [2.15]. また、センシング結果に誤りが生じると、MLSE で用いられる仮の CTR 値の推定精度が低下し、CTR の推定精度及び仮の CTR 値の推定精度に関連する COR 推定精度が劣化する.

一方、センシング結果から状態を決定する閾値を複数設けることで結果の信頼度を評価し、信頼度が低いと判定された結果を除外する二重閾値法が提案されている [2.16, 17]. 同手法では、推定に要する計算量は少ないが、センシング結果の数が減少して推定精度の低下を招く. そこで、二重閾値法により除去された結果を一つ前の時刻の結果に置き換え補間する方法が提案されている [2.17]. しかし、CTR を考慮しないため、誤ったセンシング結果が伝播して推定精度が劣化する問題がある.

上述のように、COR/CTR 推定法に対して低複雑かつ高い推定精度を達成する方法は、著者らが調べた範囲では提案されていない. これらの手法を踏まえ、提案するアルゴリズムでは、信頼度の低い (低信頼な) センシング結果のみを閾値処理により抽出し、それらの正しい状態を推定するため、周辺の高信頼度の高い (高信頼な) 結果の状態確率をマルコフモデルに基づいて更新する. その結果、補正対象は低信頼なセンシング結果に絞られ、精度を保ちつつ処理量を低減できる (2.4 参照). また、高信頼な結果から仮の CTR 推定値を求められ、低信頼な結果の状態確率を高精度に更新できる.

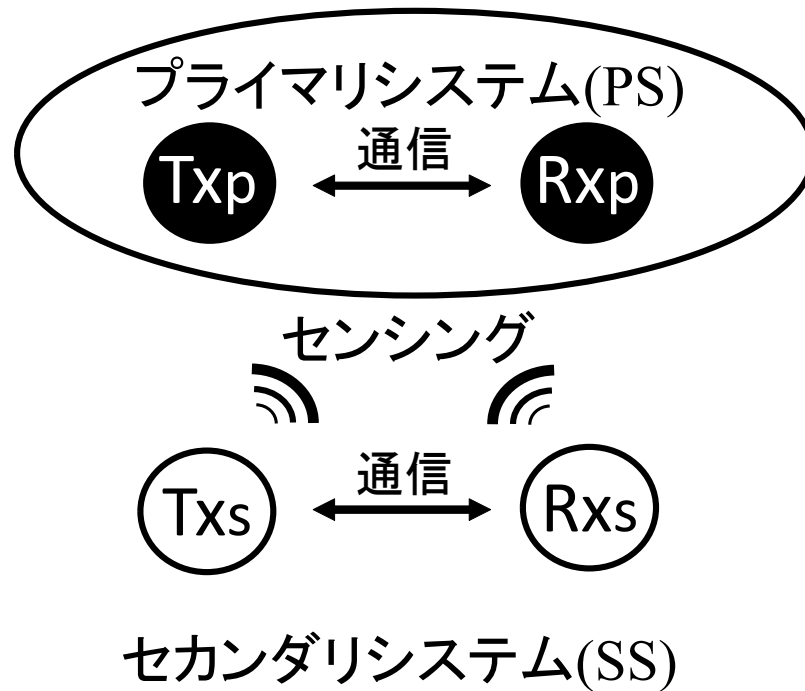


図 2.1: 無線通信環境におけるシステムモデル

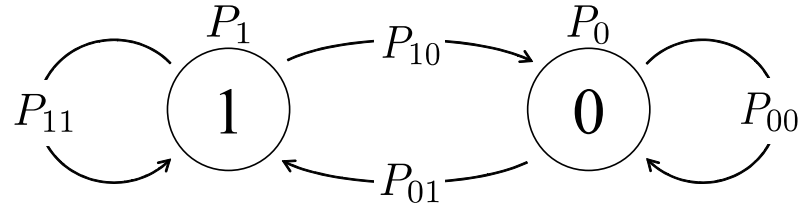


図 2.2: PS におけるマルコフモデル

加えて本研究では，閾値の設計基準として推定占有率の最小平均二乗誤差の規範に基づく閾値の設計法を提案する．占有率推定精度の劣化原因としてセンシング結果の誤りがあるため，その誤りの影響を小さくする閾値を求めれば，閾値処理での信頼度評価は高まる．その結果，高精度な更新処理が可能になると考えられる．

計算機シミュレーションによる評価では，提案法が従来法と比べて低 SNR において高い COR/CTR 推定精度を達成し，かつ，既存の MLSE[2.12] と比べて状態更新回数を少なく抑えて低複雑さを達成することを示す．

## 2.2 システム概要

本章で検討する無線通信環境を図 2.1 に示す．送信機  $T_{xp}$  と受信機  $R_{xp}$  の無線機対が一つあり，これを PS と定める．一方，同じチャネルに対して，PS の未使用時に二次利用する送受信機対  $T_{xs}$  と  $R_{xs}$  を SS と定める．ここで，任意のチャネルにお

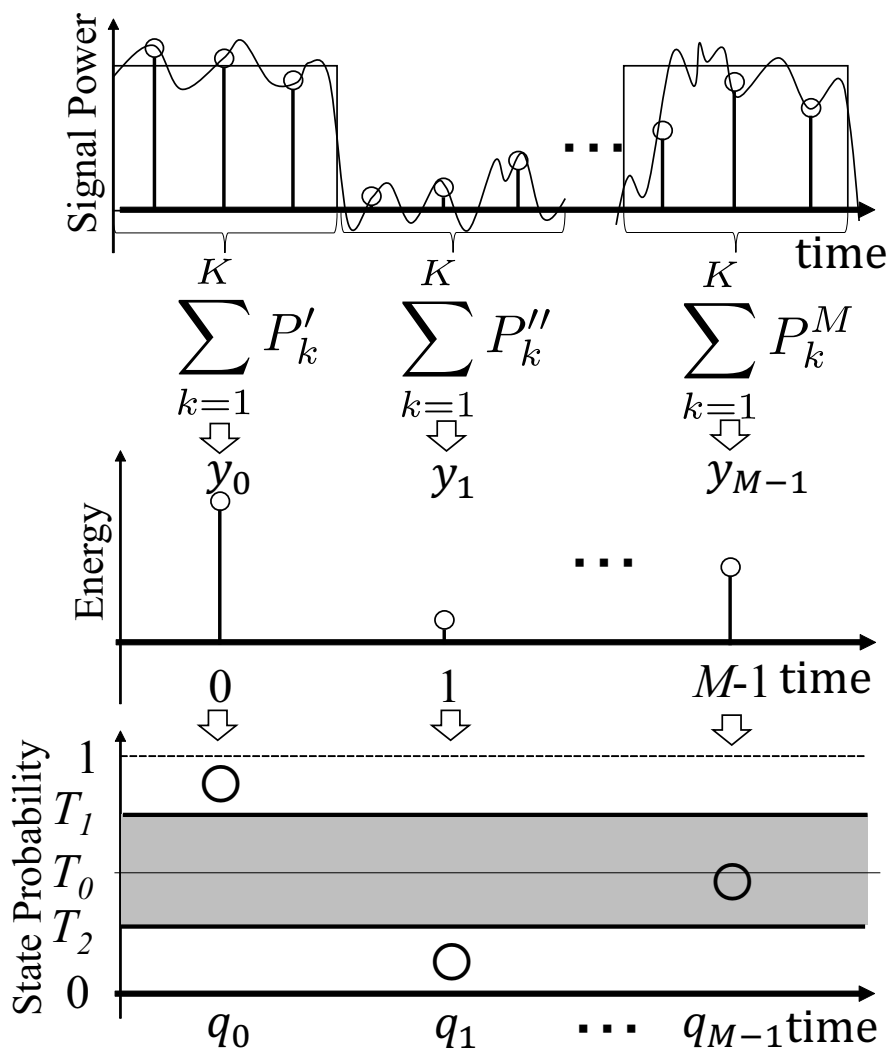


図 2.3: エネルギー検出から状態確率への流れ

ける PS の利用状態を，図 2.2 のように ‘1’ として表し，PS がチャンネルを利用する時間的な割合を，真の占有率  $P_1$  とする．また，利用状態 ‘1’ と非利用状態 ‘0’ の遷移には四つの場合があり，全ての遷移機会のうち，一つの場合の遷移割合を示したものを遷移率（CTR）として定義する．図中では  $P_{00}$ ,  $P_{01}$ ,  $P_{10}$ ,  $P_{11}$  として表す．COR と CTR には互いに相関があることを利用し，CTR から COR を求める手法を 2.4.1 に示す．

なお，本研究では説明の簡単化のため，文献 [2.18] と同様に PS はスロットベースでチャンネルアクセスを切り替えるモデルを想定する．また，PS と SS のスロット同期は理想的であると仮定する．

### 2.2.1 エネルギー検出

SSはエネルギー検出によりPSのチャネルアクセスを検出する[2.19]。その概要を図2.3に示す。上から順に、(上段)エネルギー検出では、標本化された $K$ 個の信号電力を一定時間累積したエネルギーを $y_n$ と定義する。(中段)検出処理を $M$ 回繰り返す。ある1回の検出で得られたエネルギーのうち、 $n$ 番目のエネルギーを $y_n$  ( $n = 0, 1, \dots, M-1$ )とする。(下段) $y_n$ が閾値を上回るときにチャネルは占有状態であると判定し、一方、閾値を下回るときに非占有状態とする。

この判定は次に示す二値仮説検定に相当する。

$H_0$  : PSは未使用

$H_1$  : PSは使用中

$H_0$ と $H_1$ が正しく判定されることを“正警報”と“正検出”とそれぞれ定義する。更に、本来 $H_1$ であるものを $H_0$ と誤って判定することを“誤検出”， $H_0$ であるものを $H_1$ と誤ることを“誤警報”と定義する。

加えて、PSの信号はOFDM変調や多値変調を用いると仮定する。このとき信号電力はカイ二乗分布に従うが、電力は中心極限定理によりガウス分布に従う不規則変数と仮定してモデル化した[2.5]。検出されたエネルギーは、 $H_1$ のときに信号と雑音を加算されたガウス分布 $\mathcal{N}(K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2), K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2)$ に従う[2.20]。ここで $\sigma_s^2$ は信号の瞬時電力、 $\sigma_n^2$ は雑音の瞬時電力、 $\mathcal{N}(a, b)$ は平均 $a$ と分散 $b$ のガウス分布を表す。また、 $H_0$ のとき、検出されたエネルギーは $\mathcal{N}(K\sigma_n^2, K\sigma_n^4)$ に従う。

### 2.2.2 エネルギーの尤度の計算

第 $n$ 番目のエネルギー値 $y_n$ から、チャネルの占有確率 $P(H_1)$ に対する非占有確率 $P(H_0)$ の比率を対数化した対数尤度比 $\lambda_n$ は次式で与えられる。

$$\lambda_n = \ln \frac{P(H_1)}{P(H_0)} \quad (2.1)$$

ここで、 $P(H_1)$ は信号と雑音を加算されたガウス分布 $\mathcal{N}(K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2), K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2)$ であり、 $P(H_0)$ は雑音のガウス分布 $\mathcal{N}(K\sigma_n^2, K\sigma_n^4)$ であるため、 $\lambda_n$ は次式で与えられる[2.21]。

$$\lambda_n = \ln \left( \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} \right) + \frac{(y_n - K\sigma_n^2)^2}{2K\sigma_n^4} - \frac{y_n - K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{2K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2} \quad (2.2)$$

更に、 $P(H_1) + P(H_0) = 1$ から、 $n$ 番目の時刻にPSがチャネルを占有する状態確率 $P(H_1) = q_n$ は次のシグモイド関数で与えられる[2.22]。

$$q_n = (1 + \exp(-\lambda_n))^{-1} \quad (2.3)$$

ここで、エネルギー量から状態確率として得られるサンプルをエネルギーシンボル (以降単にシンボルと呼ぶ) とする。

なお、対数尤度比  $\lambda_n$  の導出では、雑音電力と信号電力のそれぞれの平均値の推定が必要になる。その推定法としては、期待値最大化法を用いる方法 [2.11] など、様々な方法が提案されている。本研究では、雑音と信号電力の推定法の議論は省き、平均雑音電力と平均信号電力は理想的に推定されていると仮定する。

### 2.2.3 チャネルの占有率と遷移率

平均的なチャネルの利用確率と非利用確率をそれぞれ  $P_1$  と  $P_0$  ( $P_0 = 1 - P_1$ ) と定め、これらを占有率 (COR) と非占有率と呼ぶ。なお、全てのシンボルは正しく推定されたと仮定する。また、任意の時間  $n$  から  $n+1$  への経過において、チャネルの使用状況が  $i$  から  $j$  (なお  $i, j \in \{0, 1\}$  の二状態) へ移り変わる確率  $P_{ij}$  を遷移率 (CTR)  $P_{00}$ ,  $P_{01}$ ,  $P_{10}$ ,  $P_{11}$  として表す。これらの CTR は四つの遷移パターン ('0' から '0', '0' から '1', '1' から '0', '1' から '1') の発生頻度から求める。各パターンの発生頻度を  $u_{00}$ ,  $u_{01}$ ,  $u_{10}$ ,  $u_{11}$  として、CTR は次式で求まる。

$$\begin{aligned} P_{00} &= \frac{u_{00}}{u_{00} + u_{01}}, & P_{01} &= \frac{u_{01}}{u_{00} + u_{01}} \\ P_{10} &= \frac{u_{10}}{u_{10} + u_{11}}, & P_{11} &= \frac{u_{11}}{u_{10} + u_{11}} \end{aligned} \quad (2.4)$$

なお、実際の PS のアクセスモデルでは、SS のセンシング周期のタイミング誤差に起因してモデルが変化することが報告されている [2.23]。しかし、本研究ではこの誤差による PS のアクセスモデルの妥当性については研究対象外とし、影響に関する考察や対策法については今後の研究課題とした。

## 2.3 チャネルの占有率と遷移率の推定法

本章では、占有率 (COR) と遷移率 (CTR) を推定するための代表的な二つの従来法について述べる。

### 2.3.1 二重閾値法

図 2.4 に各エネルギーから式 (2.2) と (2.3) を用いて算出した尤度を 0 から 1 の範囲で規格化した正規化尤度を示す。本手法では、'1' と '0' を判定する閾値  $T_0$  とは別に、 $T_1$  と  $T_2$  の二つの閾値を設け、 $T_1$  から  $T_2$  の範囲 (図中の灰色で塗られた範囲) を低信頼と判定する。低信頼な  $n$  番目のシンボルの状態確率  $q_n$  は棄却される (図 2.4(a) 参



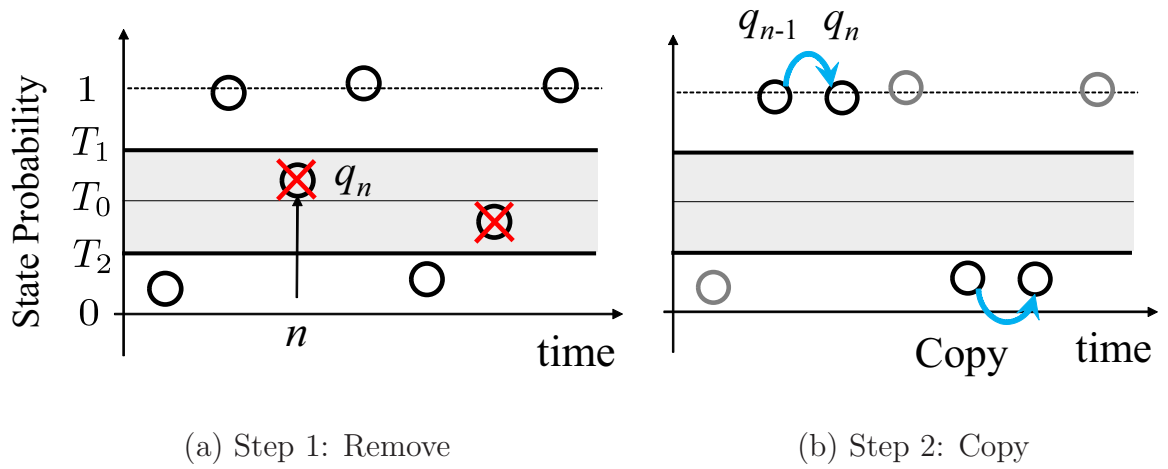


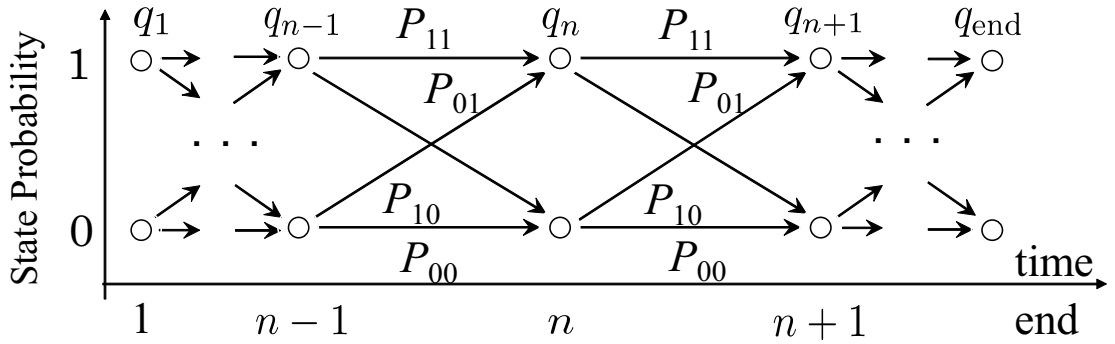
図 2.4: 低信頼ラベルを判定するための二重閾値

照). 新しいシンボルの状態確率  $q'_n$  は前の時刻の  $q_{n-1}$  を用いて補間される (図 2.4(b) 参照).

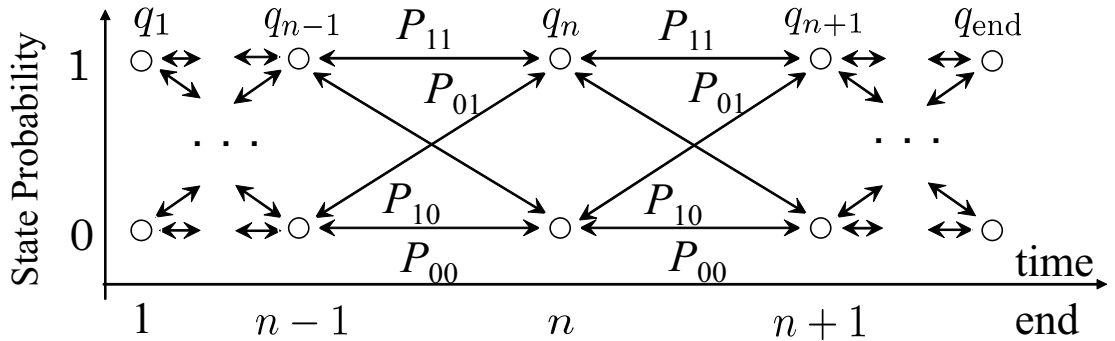
本手法では, PS の状態推移は大きく変化せずの一つ前の時刻の状態を維持すると仮定するが, マルコフモデルのように状態遷移が確率的である場合, その仮定は必ずしも成立しない. その結果, 誤った状態確率が伝播して COR/CTR の推定精度は劣化する.

### 2.3.2 系列推定法

シンボルの系列を高精度に推定する方法として Sequence Detection (SD) 法が提案されている [2.12]. 本手法では, CTR でモデル化された状態遷移確率を考慮し, 確率伝播アルゴリズムを用いて各状態の尤もらしさ (尤度) を更新する [2.24, 25, 26, 27]. 尤度の更新処理では, 図 2.5 のように全ての系列を用いて  $q_n$  の状態が決定される. 更新を一定回数以上実施した後, 各シンボルの状態確率  $q_n$  を閾値判定し, 各時刻での PS による占有状態の有無を判定する. 占有状態と判定された系列を系列長で正規化して COR を推定する. また, マルコフモデルに基づく遷移頻度を計算して最終的な CTR を求める. しかし, 全てのシンボルを閾値判定した後に式 (2.4) を用いて仮の CTR を推定するため, 低信頼なシンボルにおいて判定誤りが生じ, 仮の CTR の推定精度が劣化する. 更に, 従来法では全てのシンボルの状態確率に対して状態更新をするため, 系列長に応じて更新すべき状態数は増え, 計算量の増加を招く.



(a) 状態遷移



(b) 確率伝播

図 2.5: 状態遷移と確率伝播

## 2.4 提案法

提案法は前節の手法の欠点を相互に補うことを目的とする。提案法は図 2.6 に示す 4 段階の処理からなり、(A) エネルギー検出、(B) 尤度評価、(C) 尤度更新処理、(D) 占有率と遷移率の測定の順に処理を行う。既に (A)、(B)、(D) についてはそれぞれ 2.2.1、2.2.2、2.2.3 で述べており、本章では (C) の尤度更新処理について述べる。

### 2.4.1 状態確率の伝播処理

図 2.6(C) の処理において、 $n$  番目のシンボルの状態確率  $q_n$  が 0.5 近傍では、その時刻における PS のチャンネルの占有状態を判定する確証度が低いと考えられる。そこで、図 2.7(a) に示すように、0.5 を基準として  $\pm\Delta\tau$  の二つの閾値を新たに設ける。ここまでの過程は 2.3.1 で述べた二重閾値法と同じであり、この後、同手法では前時刻のシンボルの状態確率に置き換える。一方、提案法では、二つの閾値の内側（図中の灰色で塗られた範囲）にシンボルがある場合、そのシンボルから判定される PS の状態情報は低信頼であると判定する。反対に、閾値の範囲外となる場合には高信頼と判

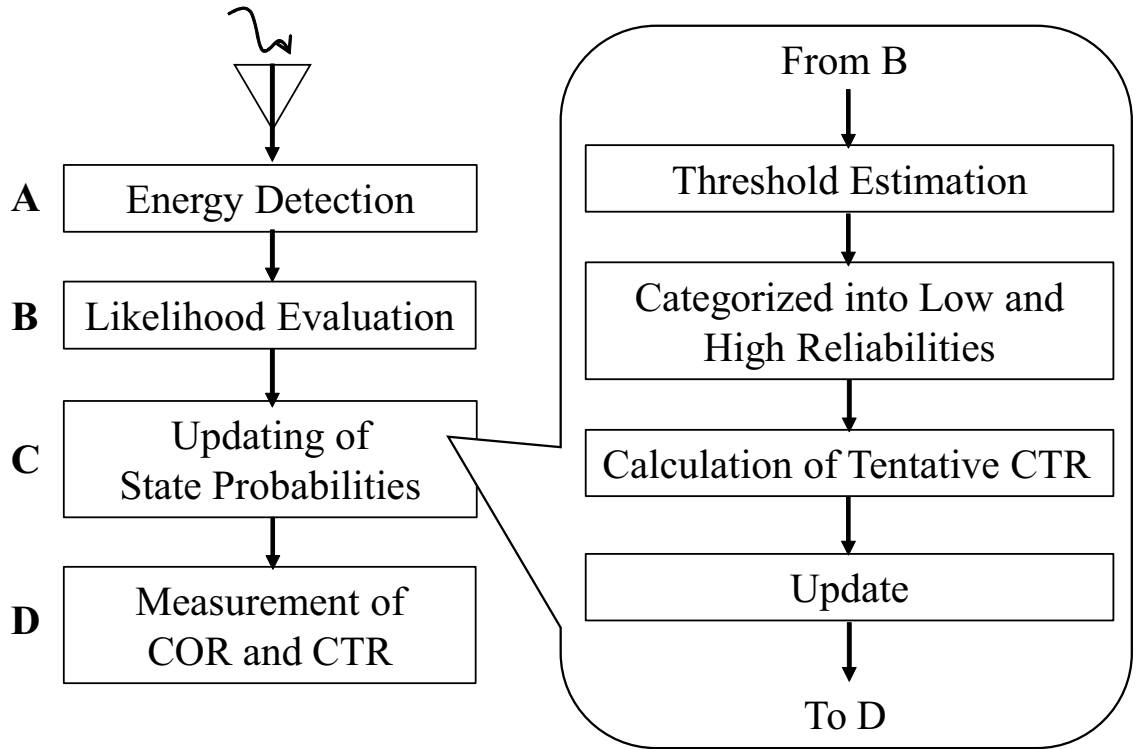


図 2.6: 提案測定法における処理の流れ

定する。すなわち、次式のように定める。

$$\begin{cases} \text{low reliable} & \text{if } 0.5 - \Delta\tau < q_n < 0.5 + \Delta\tau \\ \text{high reliable} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.5)$$

次に、仮の CTR を算出する。まず、高信頼なシンボルから得られる PS の占有確率に対して 0.5 を判定閾値として、これを上回る場合は占有状態‘1’，下回る場合は非占有状態‘0’と判定する。各 CTR は 2.2.3 に示した手法により各遷移の発生回数を数えて求める（式 (2.4) 参照）。なお、低信頼なシンボルに入出力する遷移は CTR 推定には用いない。

次に、低信頼なシンボルの状態確率を更新する。図 2.8 は各シンボルの状態確率を更新する様子を示したものである。この図では  $n$  番目のシンボルの状態確率が低信頼であり、更新対象である。まず、 $n-1$  から  $n$  への遷移で  $n$  番目が占有状態となる確率  $r'_b$  は

$$r'_b = q_{n-1} \cdot P_{11} + (1 - q_{n-1}) \cdot P_{01} \quad (2.6)$$

である。また、 $n+1$  番目の二つの状態から  $n$  番目へ遡るとき、占有状態である確率は

$$r'_f = q_{n+1} \cdot P_{11} + (1 - q_{n+1}) \cdot P_{10} \quad (2.7)$$

である。これらより、時刻  $n$  において占有状態となる確率  $r'_n$  は次のように更新される。

$$r'_n = r'_b \cdot q_n \cdot r'_f \quad (2.8)$$

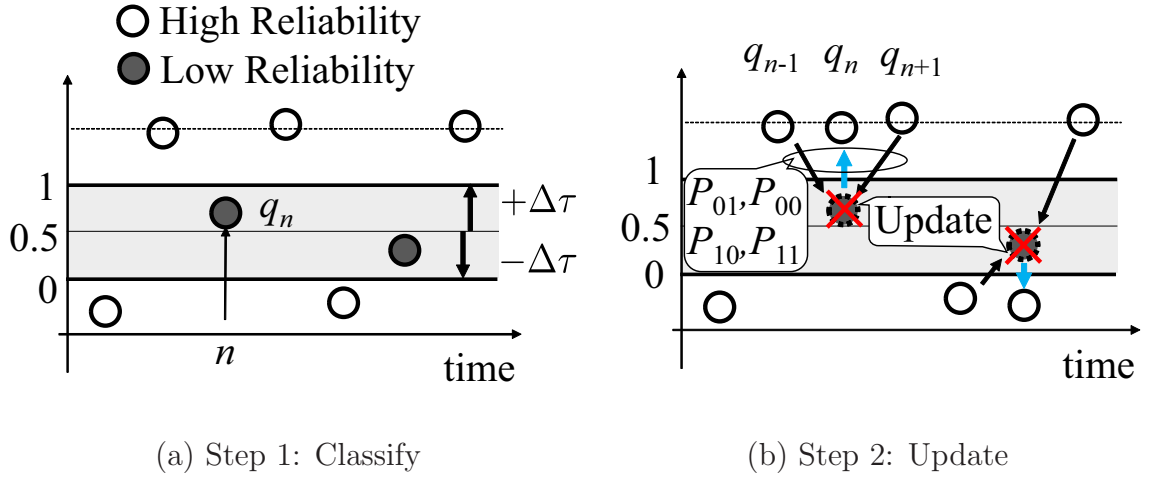


図 2.7: 信頼度判定と更新処理

同様に，時刻  $n$  の非占有状態となる確率  $s'_n$  は次のように与えられる．

$$s'_b = q_{n-1} \cdot P_{10} + (1 - q_{n-1}) \cdot P_{00} \quad (2.9)$$

$$s'_f = q_{n+1} \cdot P_{01} + (1 - q_{n+1}) \cdot P_{00} \quad (2.10)$$

$$s'_n = s'_b \cdot (1 - q_n) \cdot s'_f \quad (2.11)$$

得られた  $r'_n$  と  $s'_n$  を用いて， $n$  番目のシンボルの状態確率  $q'_n$  を得る．

$$q'_n = \frac{r'_n}{r'_n + s'_n} \quad (2.12)$$

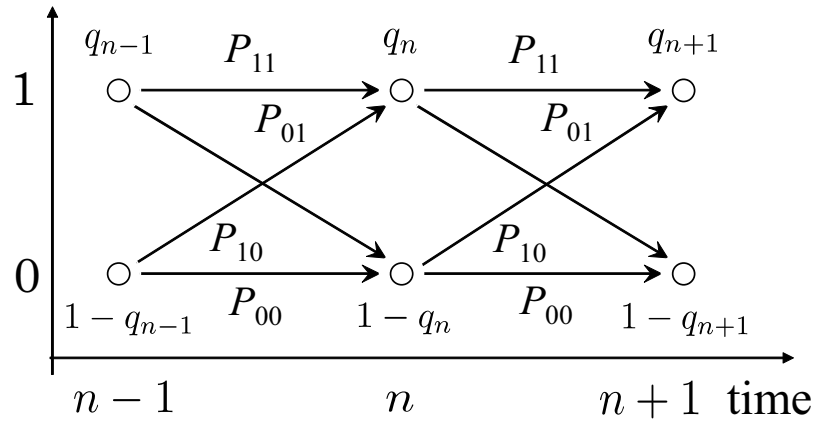
これにより図 2.8(b) に示す通り，状態確率  $q_n$  は  $q'_n$  へと更新される．

なお，低信頼なシンボルの状態確率について，隣接するシンボルの状態確率も低信頼な場合は，そのシンボルからは確率を伝播させない．つまり，式 (2.8) と (2.11) から低信頼なシンボルと遷移確率を除いて計算する．また，両方のシンボルの状態確率が低信頼と判定されたら，伝播を行わない．なお，伝播は時系列の最も古い時刻の低信頼のシンボルの状態確率を基準とし，新しい時刻に向かって一方向に進める．

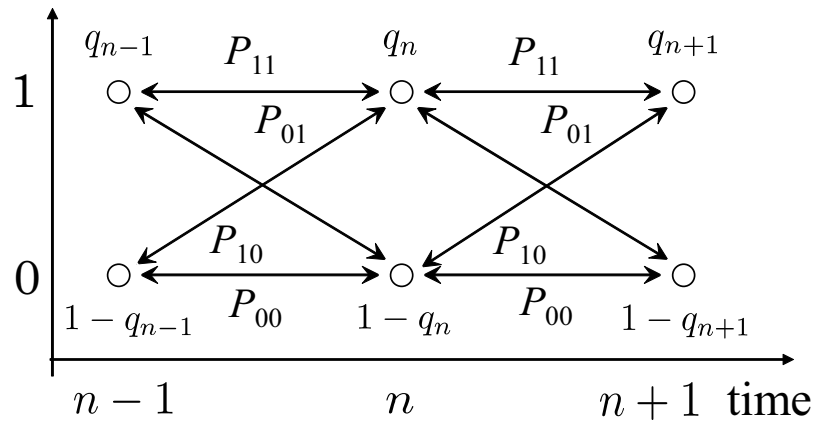
提案法は SD 法とは異なり，任意のシンボルの状態確率  $q_n$  において， $n-1$  と  $n+1$  のシンボルの状態確率を用いて更新する．また，信頼度の高いシンボルの伝播に限定し，状態推定精度を改善する．更に提案法では，更新する対象を低信頼な状態確率のシンボルに限定するため，更新処理に要する計算量は低減する．

## 2.5 二重閾値の最適な設計法

本章では提案法の二重閾値の簡易な設計を示す．



(a) 状態遷移



(b) 確率伝播

図 2.8: 両側に隣接する状態からの確率伝播を用いた占有率の更新

### 2.5.1 設計方針

提案法における二重閾値の利用目的は二つある．(i) COR/CTR 推定精度が劣化する低信頼シンボルを識別すること，(ii) 仮の CTR を高精度に推定する高信頼のシンボルを識別することである．閾値の設計ではこれらの両立を要するが，(ii) の仮の CTR の精度評価では，系列長が比較的長い場合は，推定に使用できる高信頼のシンボルの数は増え，仮の CTR の推定精度を高く維持できる．よって，(i) の COR/CTR 推定精度が劣化する低信頼シンボルの識別に焦点をあて，推定精度の計算が簡易な COR に着目した閾値設計を提案する．

提案設計法では，高信頼なシンボルのみを用いて推定した COR と図 2.2 の  $P_1$  に相当する真の COR との平均二乗誤差が最小となる閾値設計基準を導出した．この設計基準により得られる閾値を用いることで，COR の推定精度が劣化する要因となるシンボルを除外し，高い推定精度を達成する．これは同時に，更新対象とすべき低信頼のシンボルの高精度な識別を実現している．よって，COR 推定における平均二乗

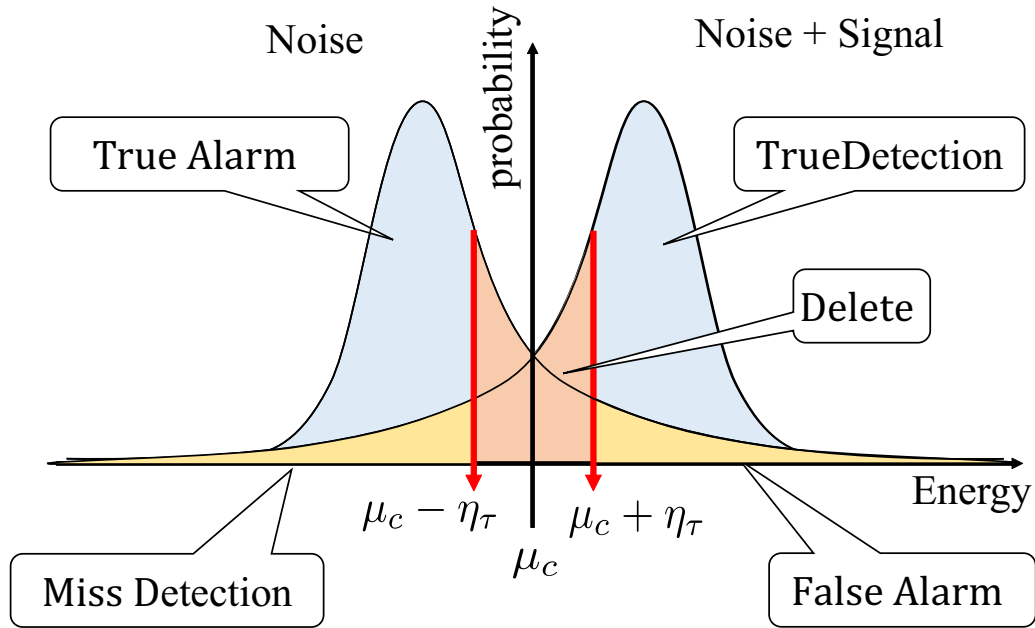


図 2.9: ノイズ電力と信号 + 雑音電力の確率密度関数

誤差最小基準は、低信頼のシンボルを高精度に識別する閾値設計基準と考えられる。

## 2.5.2 提案設計法

本節では閾値を設計するための提案設計法について示す。図 2.9 に“雑音”，及び，“信号と雑音”が加算された際のエネルギー量の確率密度関数の例を示す。ここで二つの確率密度関数が同じ確率になるエネルギー値を  $\mu_c$  とする。二重閾値は  $\mu_c - \eta_\tau$  と  $\mu_c + \eta_\tau$  として  $\mu_c$  を基準として対称に設定する。その理由は、CTR と COR の測定以前は PS のチャネルアクセスに関する事前情報がなく、雑音及び信号と雑音が加算された二つの状態の発生確率は不明であり、二つの状態は偏りなく等確率で生じると仮定するためである。

$n$  番目の時刻のエネルギー量  $y_n$  が  $\mu_c - \eta_\tau < y_n < \mu_c + \eta_\tau$  を満たすとき、このエネルギー量を低信頼と判定して COR 推定には用いない。この範囲に含まれるエネルギーを除外エネルギーとする。また、 $\mu_c + \eta_\tau \leq y_n$  のとき、雑音と信号の確率密度関数から正検出確率  $P_{TD}$  を示す領域と、雑音の確率密度関数から誤警報確率  $P_{FA}$  を示す領域が与えられる。同様に  $y_n \leq \mu_c - \eta_\tau$  のとき、雑音と信号の確率密度関数から誤検出確率  $P_{MD}$  と雑音の確率密度関数から正警報確率  $P_{TA}$  を示す領域が与えられる。まず、 $P_{FA}$  について示す。雑音の確率密度関数から  $P_{FA}$  は次式で与えられる。

$$P_{FA}(\eta_\tau) = \frac{1}{\sqrt{2\pi(K\sigma_n^4)^2}} \int_{\eta_\tau}^{\infty} \exp\left(\frac{-(y_n - K\sigma_n^2)^2}{2(K\sigma_n^4)^2}\right) dy_n \quad (2.13)$$

ここで、Q関数式  $Q(x) = \sqrt{2\pi}^{-1} \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt$  を用いて二つのガウス分布の中間値を

$$\mu_c = \frac{1}{2} (K\sigma_n^2 + K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)) \quad (2.14)$$

とすると、式 (2.13) は次のように表せる。

$$P_{FA}(\eta_\tau) = Q\left(\frac{\mu_c + \eta_\tau - K\sigma_n^2}{K\sigma_n^4}\right) \quad (2.15)$$

同様に  $P_{TD}$ ,  $P_{MD}$ ,  $P_{TA}$  についても次のように表せる。

$$P_{TD}(\eta_\tau) = Q\left(\frac{\mu_c + \eta_\tau - K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2}\right) \quad (2.16)$$

$$P_{MD}(\eta_\tau) = Q\left(\frac{\mu_c + \eta_\tau + K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)}{K \cdot (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2}\right) \quad (2.17)$$

$$P_{TA}(\eta_\tau) = Q\left(\frac{\mu_c + \eta_\tau + K\sigma_n^2}{K\sigma_n^4}\right) \quad (2.18)$$

更に前述した図 2.2 の  $P_1$  と同義である真の占有率,  $\rho$ , を用いて占有状態 '1' となる確率は  $P'_1(\eta_\tau) = \rho \cdot P_{TD}(\eta_\tau) + (1 - \rho) \cdot P_{FA}(\eta_\tau)$  となり, 状態 '0' となる確率は  $P'_0(\eta_\tau) = \rho \cdot P_{MD}(\eta_\tau) + (1 - \rho) \cdot P_{TA}(\eta_\tau)$  とする. その結果, 推定占有率  $\rho'(\eta_\tau)$  は

$$\rho'(\eta_\tau) = \frac{P'_1(\eta_\tau)}{P'_1(\eta_\tau) + P'_0(\eta_\tau)} \quad (2.19)$$

と示せる. 次に COR の平均二乗誤差  $L(\eta_\tau)$  は次式で与えられる.

$$L(\eta_\tau) = \int_\alpha^\beta (\rho'(\eta_\tau) - \rho)^2 f(\rho) d\rho \quad (2.20)$$

ここで積分範囲  $\alpha$  と  $\beta$  は占有率の取りうる最小値と最大値を示す. また,  $f(\rho)$  は占有率の確率密度関数である. この関数は非線形な関数であるが, 探索範囲の中で, 単峰性となることは保証されていない. ここで, 設定閾値を拡大すると, より高い確証度のエネルギーに限定できるため, エネルギー検出の誤りを抑えられる. しかし, エネルギー数が減少し, 占有率推定の平均化効果が減少する. このように, 閾値に対して, エネルギーの確証度と平均化効果のトレードオフが成立する. ゆえに, 占有率推定の最小平均二乗誤差は, 閾値の探索範囲に対して, 概ね単峰性があると考えられる. これより,  $L(\eta_\tau)$  が最小となる最適閾値  $\eta_\tau$  は次式で与えられる.

$$\min_{\eta_\tau} L(\eta_\tau) \Rightarrow \frac{\partial L(\eta_\tau)}{\partial \eta_\tau} = 0 \quad (2.21)$$

上式を満たす  $\eta_\tau$  を数値解析により求めた. 最後に式 (2.2) のエネルギー値  $y_n$  に  $\eta_\tau$  を代入し, 得られた  $\lambda_n$  を (2.3) に代入して, 状態確率の次元における最適閾値  $\tau$  が得られる. ここで, 図 2.9 のエネルギー値  $\mu_c$  を式 (2.2) と (2.3) により変換した値は状態確率では 0.5 となる. 閾値はこの 0.5 を基準に  $+\tau$  と  $-\tau$  となる場合が考えられるため, 最適閾値の絶対量を  $\Delta\tau$  と定義する.

表 2.1: シミュレーション諸元

Number of Simulation Times	10000
Length of Energy Sequence	2000
CTR Model, $P_{11}, P_{01}$	Uniform Distribution [0.2, 0.8]
Estimation Error, $\epsilon$ (dB)	Uniform Distribution [- $\Delta$ SNR, $\Delta$ SNR]
Max Estimated Range, $\Delta$ SNR(dB)	1,2,3

## 2.6 シミュレーション結果

提案設計法の有効性を示すため、計算機シミュレーションにより評価を進めた。表 2.1 にシミュレーション諸元を示す。 $P_{11}$  と  $P_{01}$  は、 $P_{11}, P_{01} \in [0.2, 0.8]$ <sup>1</sup> の一様乱数としてモデル化した。更に、図 2.2 より  $P_1$  及び  $P_{11}$  と  $P_{01}$  は互いに相関があり、COR は CTR より求まる。また、COR 及び CTR はある観測区間において常に一定の値とする。

2.6.4 で後述する推定誤差値  $\epsilon$  は  $\epsilon \in [0, 1], [0, 2], [0, 3]$  のそれぞれの範囲において一様乱数で発生する。基礎評価として加法性白色ガウス雑音に基づく AWGN 通信路を仮定した。従来の二重閾値法 [2.17] における閾値には、提案法と同じ閾値を用いた。

### 2.6.1 二重閾値の検討

図 2.10 に様々な SNR 値に対する最適閾値  $\Delta\tau$  を示す。 $\Delta\tau$  が 0.5 に近づくほど提案法の二重閾値の間隔が広がり、閾値内に入るシンボルの状態確率が低信頼と判定される確率が高まる。シミュレーション設計 (図 2.10 の Simulation Construction) は、提案法による COR の推定平均二乗誤差が最小となるように二重閾値をシミュレーションで設計し、提案設計法 (図 2.10 の Proposed Construction) は 2.5.2 の式 (2.21) より設計した。図より、全ての特性において SNR の増加に対して最適閾値が増加している。これは、低 SNR 時では最適閾値を小さくし、低信頼と判定する領域を狭くすることで、シンボルの過度な除外を防ぎ、仮の COR 推定精度の劣化を回避するためである。一方、高 SNR 時では、確証度の高い状態確率のシンボルが多く、最適閾値を大きくしたとしても高い確証度のシンボルが多数得られるため、仮の COR 推定精度を高く維持できる。一方、信頼度が低下したシンボルに対しては更新処理により、高精度な COR 推定を可能にする。次に、提案法を任意の SNR に対して適応するた

<sup>1</sup> $x \in [a, b]$  は範囲記号  $a \leq x \leq b$  を表す。



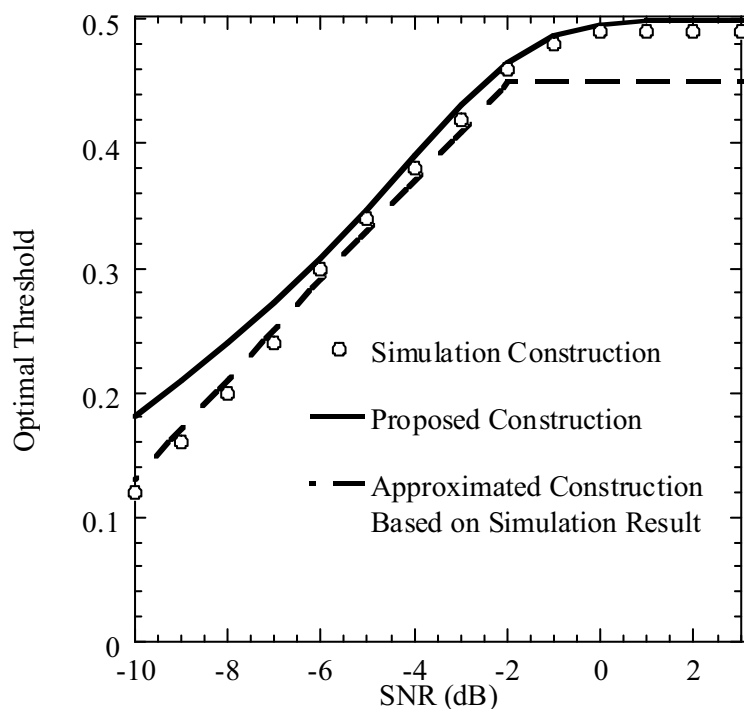


図 2.10: SNR と最適閾値間の特性

め、シミュレーション設計の結果を基に閾値を新たに設計した式を次に示す。

$$\Delta\tau' = \begin{cases} 0.04\gamma + 0.53 & \text{if } \gamma \leq -2(\text{dB}) \\ 0.45 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.22)$$

ここで  $\gamma$  (dB) は SNR であり dB 次元である。この式は図 2.10 の Approximated Construction Based on Simulation Result の近似直線に相当する。この直線では、 $-2 < \gamma$  の場合には COR の提案法による推定精度の改善効果が小さい。そこで、 $\gamma = -2$  の場合の値とした。一方、 $\gamma < -2$  のときは、シミュレーション設計の評価結果を最小平均二乗誤差基準に基づく直線近似でモデル化した。この設計方法を近似設計 (図 2.10 Approximated Construction Based on Simulation Result) とする。図 2.10 より、SNR が  $-6(\text{dB})$  以上では、提案設計法とシミュレーション設計は一致する。しかし、SNR が  $-6(\text{dB})$  以下では差異が生じた。

## 2.6.2 二重閾値の比較

2.6.1 で生じた閾値の誤差原因を明らかにするため、高信頼及び低信頼と判断されたシンボルの平均数及び仮遷移率の検証を行った。ここで仮遷移率とは提案法の図 2.7(a) 「判定処理」により得られた高信頼のシンボルのみを用いて推定した遷移率を指す。横軸を SNR、縦軸を仮遷移率推定精度 (MSE) とした図 2.11 より、 $-6(\text{dB})$

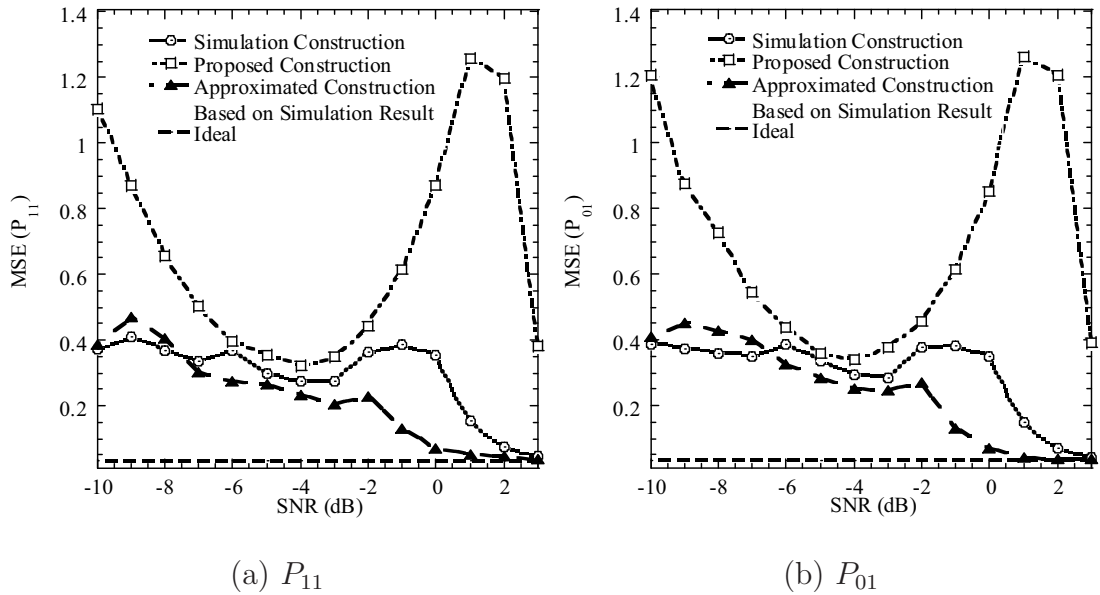


図 2.11: SNR と仮遷移率間の特性

以下において提案設計法（図中 Proposed Construction）の MSE が 0.5 以上であるのに対して，近似設計（図中 Approximated Construction Based on Simulation Result）では MSE が 0.5 以下である．これは図 2.12 より，近似設計法による閾値では，提案設計法に比べて高信頼と判定するシンボル数が多く，近似設計では，提案設計法に比べてより多くのシンボルを用いて仮遷移率を推定した結果，高精度化が図れたと考えられる．そして，高精度に推定された仮遷移率を用いて，低信頼シンボルの状態確率を更新するため，更新後の占有率の推定精度が改善されたと考えられる．この結果より，提案設計法では，更新前の占有率の推定二乗誤差が最小になる閾値設計をしているため，仮遷移率の推定精度を考慮していない．一方，近似設計法では，仮遷移率を用いて低信頼シンボルの状態更新をした後の占有率の推定精度が最小になるように閾値を設計する．そのため，仮遷移率の推定精度を考慮することができる．このように，仮遷移率の推定誤差の考慮の有無により閾値に差が生じたと考える．

また，SNR が  $-2(\text{dB})$  以上の高 SNR では仮遷移率の推定において，別の現象が確認された．SNR が  $-2(\text{dB})$  以上では，提案法の仮の遷移率の推定精度が他の閾値設計法に比べて，大きく劣化する．SNR= $2(\text{dB})$  における仮遷移率の推定結果の発生確率を評価した結果を図 2.13 に示す．シミュレーション設計（図中 Simulation Construction）と近似設計は，遷移率が  $[0.2, 0.8]$  の範囲において一様に分布しており，遷移率の分布モデルである  $[0.2, 0.8]$  の一様分布とおおよそ一致する．一方，提案設計法では， $P_{00}$  及び  $P_{01}$  及び  $P_{10}$  及び  $P_{11}$  の推定値に偏りが生じることが確認されている．このような偏りが発生する理由を明らかにするため，図 2.14 の横軸に各試行における誤警報及誤検出が発生する回数を，縦軸に各回数の誤警報及び誤検出発生する試行回数を示す．更に，図 2.15 に，横軸に各試行で検出した系列の中から，高信頼と判断された

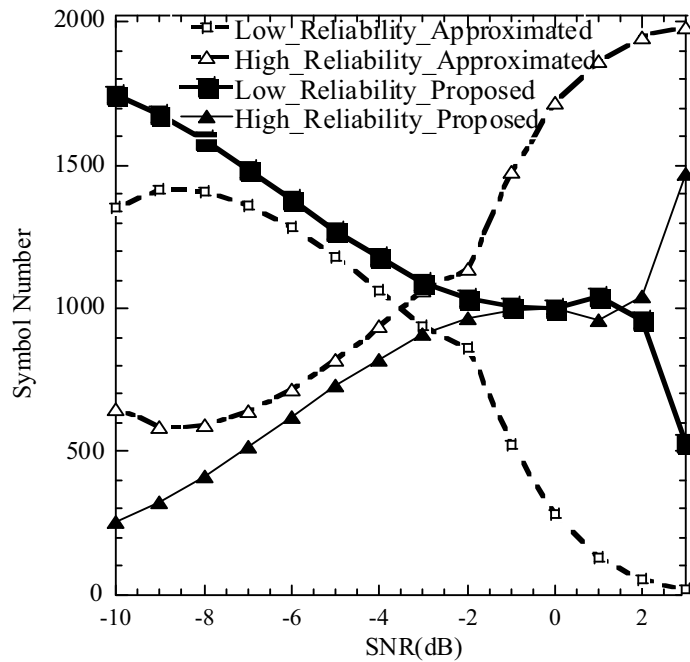


図 2.12: SNR と高信頼/低信頼シンボル数

シンボルだけで数えられた各状態遷移 (00, 01, 10, 11) の頻度数と縦軸に各状態遷移の頻度数が現れる試行回数を示す。

図 2.14(a) に示すように、提案設計法では、誤警報及び誤検出はほとんどすべての試行において 1 回以下となる。これは、図 2.12(a) に示すように、SNR=2(dB) において、提案設計法では、1 系列あたり半分のシンボルに絞りこみ、高信頼のシンボルのみで占有率を推定するため、高精度な占有率推定を達成しているためと考えられる。また、図 2.15 に示すように、状態 '1' から '1' に遷移する頻度が他の頻度よりも圧倒的に多くなることが確認されており、これは、雑音はシンボル毎に独立なランダム性があるのに対して PS の占有は、マルコフモデルに基づく相関があるため、高信頼で占有していると判定されるエネルギー量が高いシンボルは連続する可能性が高くなったと考えられる。よって、提案設計法では、状態遷移の計上に大きな偏りが生じ、SNR が -2(dB) 以上において、仮遷移率の推定精度が大きく劣化したと考えられる。一方、近似設計では、閾値を一定とすることで、図 2.14(c) より、高信頼シンボルに含まれる誤警報及び誤検出は増えるが、図 2.15(c) よりあらゆる状態遷移を偏りなく推定することが可能になることが確認されており、仮遷移率推定精度を高く維持できる。それゆえ、高 SNR においては、仮遷移率の推定精度が改善される。

以上より近似設計は他の設計法と比べて、-2(dB) 以下の仮遷移率の精度が十分であり、かつ -2(dB) 以上の高 SNR で仮遷移率が優れているため、高精度な占有率推定が可能である。よって以降の検証では、近似設計法を用いる。

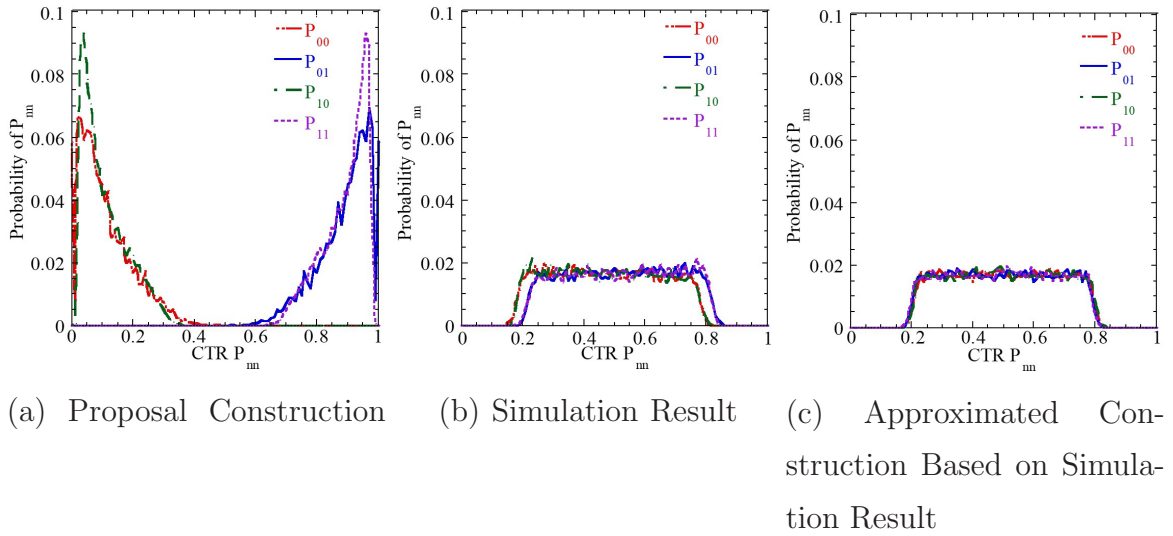


図 2.13: 仮遷移率の推定割合 (2(dB))

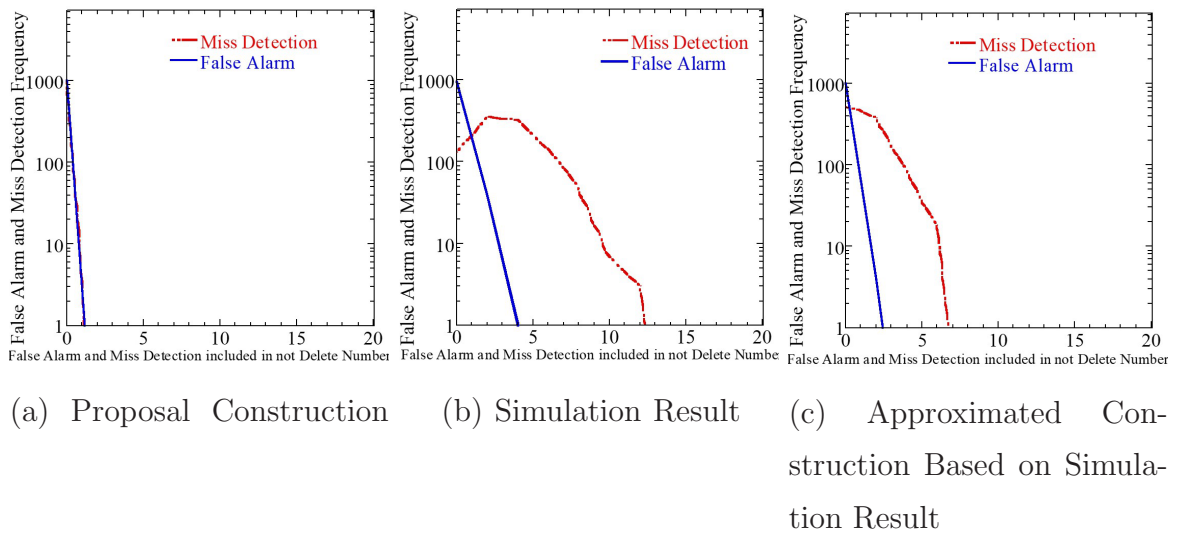


図 2.14: 誤検出数 (2(dB))

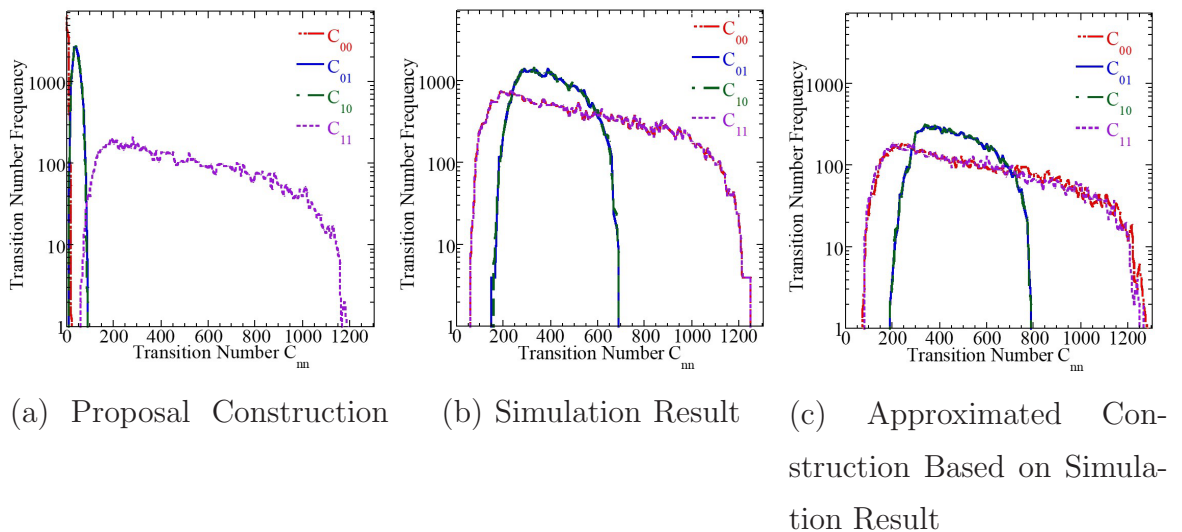


図 2.15: 各遷移率の発生頻度 (2(dB))

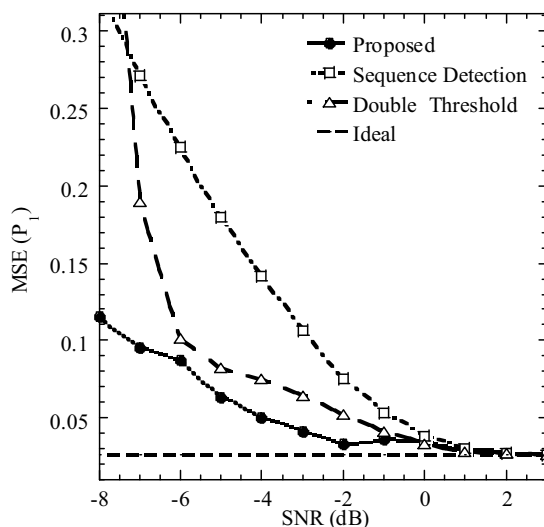


図 2.16: SNR と占有率 (COR) 間の特性

### 2.6.3 COR と CTR 推定精度

図 2.16 に SNR に対する占有率  $P_1$  の平均二乗誤差平方根 (MSE) を示す. MSE は次式で定義される

$$\text{MSE} = \sqrt{\frac{1}{N_T} \sum_{n=1}^{N_T} \frac{(x - \tilde{x}_n)^2}{x^2}} \quad (2.23)$$

ここで  $x$  と  $\tilde{x}$  は推定対象の真の値と推定結果を表し,  $N_T$  は試行回数を表す. 同図において, Ideal は全てのシンボルの状態確率の判定結果が正しい場合の推定精度を示し, SNR に関係なく一定の値となる. Sequence Detection と Double Threshold は文献 [2.12, 17] の系列推定法と二重閾値法を用いた場合を示し, Proposed は提案法を示す. MSE = 0.1 において, 提案法は, 従来法の二重閾値法 Double Threshold と Sequence Detection に比べ, それぞれ 1(dB) と 4.5(dB) 低い SNR を達成しており, 最も優れた特性を達成している.

図 2.17 に遷移率  $P_{11}$  と  $P_{01}$  の MSE の結果を示す. MSE = 0.1 において, Proposed が Sequence Detection 及び Double Threshold に比べて  $P_{11}$  では 2(dB) と 4(dB),  $P_{01}$  では 2.5(dB) と 4(dB) それぞれ低い SNR を達成している. ここで Double Threshold の MSE が大きく劣化している理由として, 除外したシンボルより直前のシンボルの判定結果に置き換えるため, 正しい遷移から外れる確率が高いためである.

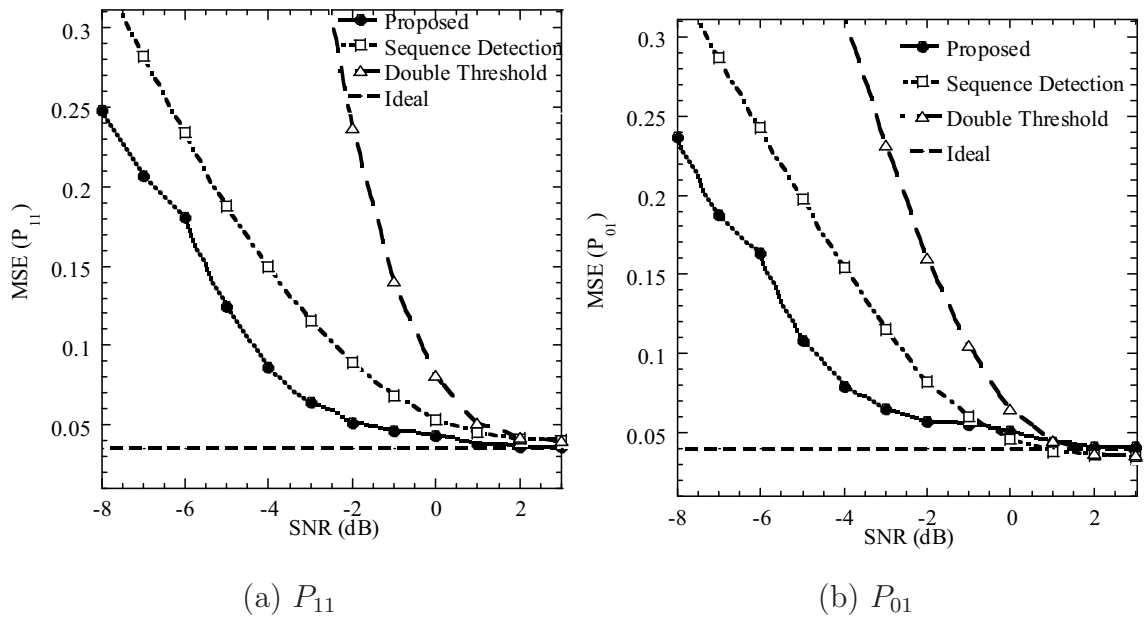


図 2.17: SNR と遷移率 (CTR) 間の特性

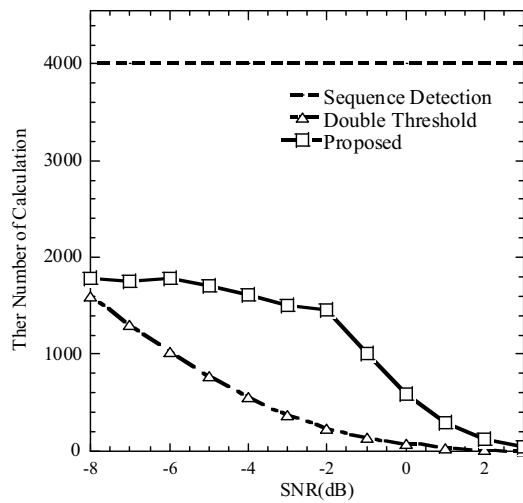


図 2.18: SNR と計算複雑さの関係

図 2.18 に SNR に対する計算回数を示す。計算回数は、一方のシンボルから更新する処理を 1 単位とする。Double Threshold 法では、図 2.4 より、前時刻の低信頼なシンボルの状態確率に置き換える処理を 1 回としたため計算回数は系列長  $N$  回で済む。Sequence Detection は最初と最後のシンボルを除いた全てのシンボルにおいて前後のシンボルの状態確率から更新処理を行うため、計算回数がおおよそ  $2N$  である。提案法では低信頼なシンボルの状態確率にのみ状態更新処理をしたため Sequence Detection に比べ計算量が少なくなる。特に SNR が大きくなると低信頼シンボルの数は少なくなるため、更に計算量は少なくなる。また、提案法は計算量では Double Threshold より劣るが前述した MSE 精度の点で優位性がある。

### 2.6.4 信号及び雑音電力推定誤差の影響

誤差が生じた信号及び雑音電力推定  $\widetilde{\text{SNR}}$  は真の SNR 及び推定誤差値  $\epsilon$  を用いて

$$\widetilde{\text{SNR}} = \text{SNR} + \epsilon \quad (2.24)$$

として示す. ここで推定誤差値はその絶対量  $\Delta\text{SNR}$  より  $\epsilon \in [-\Delta\text{SNR}, \Delta\text{SNR}]$  と設定する.

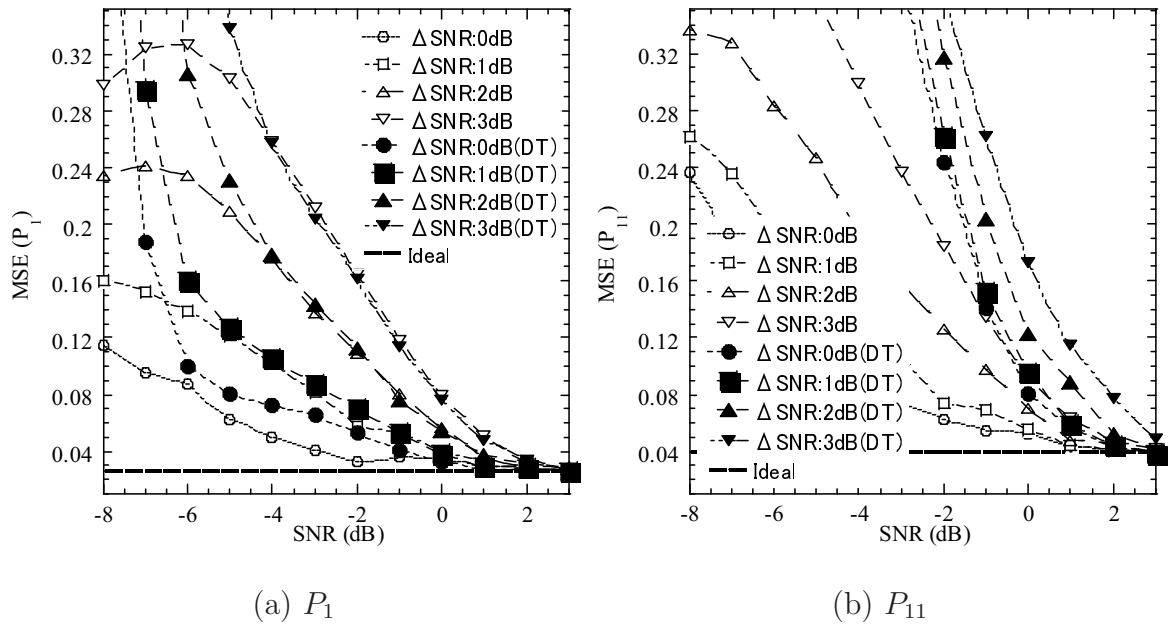


図 2.19: SNR 推定誤差 (提案法及び二重閾値法)

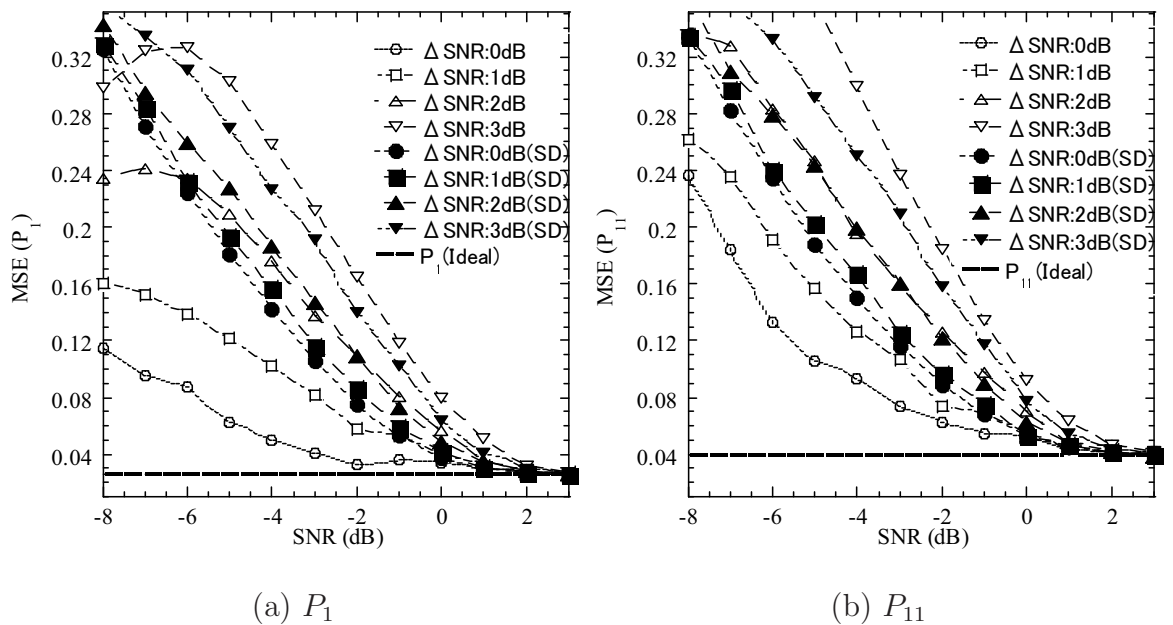


図 2.20: SNR 推定誤差 (提案法及び系列推定法)

これまでの結果では，SNR 推定が理想的であると仮定した．この節では，2.2.1 のエネルギー検出において，真の SNR に推定誤差が生じた場合の COR と CTR の信号及び雑音電力推定誤差の影響をを評価する．評価方法として，図 2.20 と図 2.19 に COR  $P_1$  と CTR  $P_{11}$  及び  $P_{01}$  の MSE 特性をそれぞれ示す．横軸を真の SNR，及び，縦軸を推定二乗誤差 MSE としたとき，MSE=0.1 (10%) を示す MSE10%点における真の SNR を“所要 SNR”と定義する．また，従来法から提案法に対する所要 SNR の差分を“改善量”として定義する．図中の Double Threshold と Sequence Detection (図中 SD) 及び Proposed のうち，Double Threshold は図 2.19 より，MSE 推定精度誤差で Proposed に劣っていることが確認されている．そのため，本節では Sequence Detection と Proposed を比較する．ここで，SNR の推定誤差として真の推定値から一定範囲  $\Delta\text{SNR} = 1, 2, 3$  の誤差が生じた場合を仮定し，誤差はプラス側とマイナス側の両方に生じるものとする．図より，提案法の推定誤差が  $[0, 2]$  時の特性 ( $\Delta\text{SNR} = 1(\text{dB})$ ) では，Proposed が Sequence Detection に比べて，MSE = 0.1 のときに， $P_1$  において 1.5(dB)， $P_{11}$  において 0.75(dB) の SNR 改善を示している．また， $\epsilon \in [0, 2]$  の場合，Proposed と Sequence Detection は  $P_1$  と  $P_{11}$  ともに同等であった．一方， $\epsilon \in [0, 3]$  の場合，Proposed が Sequence Detection に比べて，MSE = 0.1 のときに， $P_1$  と  $P_{11}$  ともに SNR は 0.5(dB) 悪化した．Proposed では，SNR 推定精度の劣化が，二重閾値における最適閾値の設計精度の劣化となり，過剰なシンボルの除外や低信頼とする状態確率のシンボルの見逃しを生じ，最終的な推定精度が劣化したと考えられる．

以上より，本シミュレーション環境においては，推定誤差  $\epsilon$  が 2(dB) 以内に収まるように SNR 推定法が用いられれば，提案法が従来法に比べて推定精度及び複雑さの両方の観点で優位である．また，推定誤差が 2(dB) のときは，複雑さの観点で優位である．ゆえに，提案法の優位性を得るためには，2(dB) 以内の推定誤差を達成する SNR 推定法を要する．

### 2.6.5 遷移率の最適閾値への影響

今回の提案法では占有率が  $[0.2, 0.8]$  の一様乱数でモデル化し，閾値を設計した．本節では遷移率が偏った例として，遷移率を  $[0.2, 0.4]$  の一様乱数のモデル化し，シミュレーション評価を行った．

図 2.21 に SNR に対する設計閾値を示す．この図では， $[0.2, 0.8]$  の一様乱数でモデル化して設計した本章提案の設計法 (図中 Approximated Construction Base on Simulation Result) の閾値と  $[0.2, 0.4]$  の一様乱数でモデル化し，シミュレーションにより推定占有率の二乗誤差が最小になるように設計した閾値 (図中 Simulation Construction  $[0.2, 0.4]$ ) を示す．これによると，両者の閾値は大きく異なる．



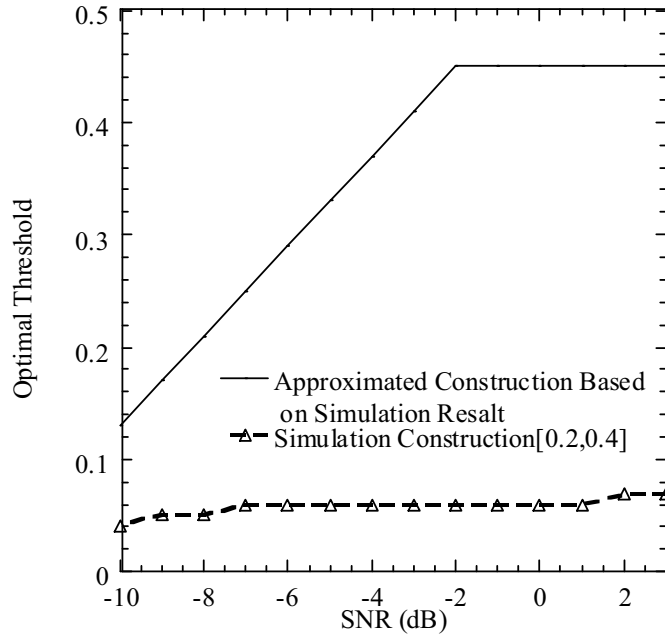


図 2.21: SNR と最適閾値の特性 (近似設計及びシミュレーション設計 [0.2, 0.4])

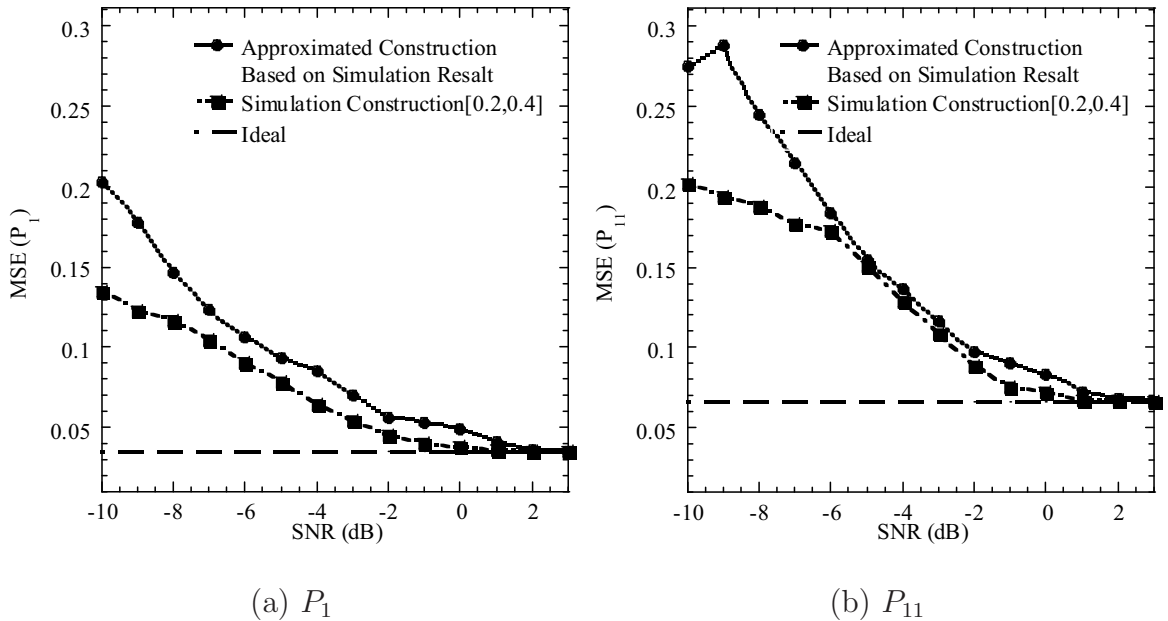


図 2.22: SNR に対する占有率及び遷移率特性 (近似設計及びシミュレーション設計 [0.2, 0.4])

更に各閾値の COR/CTR 推定精度 (MSE) について検証した。図 2.22 に SNR に対する COR/CTR 推定精度 (MSE) の結果を示す。ここでは、提案設計法 (図中 Approximated Construction Based on Simulation Results) と遷移率を [0.2, 0.4] の一様分布でモデル化し、計算機シミュレーションにおいて提案法の更新処理後の推定占有率の MSE が最小の条件で閾値を設計した比較法 (図中 Simulation Construction

[0.2, 0.4]) の結果を示す。ここで比較法が、遷移率に分布に適合した閾値設計となる。図より、占有率の  $MSE = 0.1$  において、提案法が比較法と比較して所用 SNR が 1(dB) 程度劣化する。また、遷移率の  $MSE = 0.1$  において、提案法が比較法と比較して所用 SNR が 0.25(dB) 程度の劣化が認められる。

以上より、優れた MSE の達成には、より遷移率に正確に適応した閾値設計が必要であると言える。また、図 2.21 の閾値では、提案法と比較法の間に大きな差異があるが、MSE 特性では顕著な差異が認められなかった。これは、提案法では、高信頼のシンボルと判断したシンボル数が少なく、更新に必要な仮遷移率の推定精度が低く、特性改善が限定的であった。一方、比較法では、より多くのシンボルを高信頼と判断しているが、誤警報及び誤検出が高信頼と判断されたシンボルに多数含まれている。提案法では、更新処理は低信頼と判断されたシンボルにのみ更新処理をするため、特性改善が限定的になったと考えられる。このように、閾値が異なるが、最終的な特性改善は限定的であったため、提案法と比較法に大きな特性差は生じなかった。ただし、この結果は、遷移率モデルの一例であり、閾値と推定誤差の関係はさまざまな遷移率モデルにおいて異なると考えられる。

## 2.7 まとめ

本研究では、コグニティブ無線における PS のチャンネルの平均的な占有率及び遷移率を高精度かつ低複雑に推定可能な方法を提案した。提案法では、二重閾値による信頼度評価により、低信頼と判断されるシンボルを除外して、仮遷移率を推定する。一方、高信頼と判断されるシンボルより低信頼なシンボルに対してのみ、仮遷移率を用いた更新処理を行うことで、高精度化と低複雑さを両立した占有率/遷移率推定を実現した。また、理論解析に基づき、提案法の信頼度判定をする二重閾値の最適設計を導出した。計算機シミュレーションにおいて、提案法の有効性を示すとともに、提案法に必要なとされる信号対雑音電力推定法の所要推定精度を明らかにした。

今後の検討課題として、提案法の二重閾値設計におけるより高精度な設計法の導出と提案法の優位性を高める高精度な信号電力と雑音電力推定法の確立が必要である。また、有力な COR と CTR 推定法については隠れマルコフモデルを用いた手法が検討されている [2.28]。この手法では計算量は 2 倍になるが、推定精度の観点では不明であるので、特性比較が必要である。更に、本章では遷移率 [0.2, 0.4] モデルの設計について検証したが、閾値と推定誤差の関係はさまざまな遷移率モデルにおいて異なると考えられ、閾値に対する遷移率を明確にするためには、継続的な検証が必要である。こちらも今後の重要な検討課題としたい。

## 2.8 References

- [2.1] A. Ijaz, L. Zhang, M. Grau, A. Mohamed, S. Vural, A.U. Quddus, M.A. Imran, C.H. Foh, and R. Tafazolli, “Enabling massive IoT in 5G and beyond systems: PHY radio frame design considerations,” *IEEE Access*, vol.4, pp.3322–3339, Jun. 2016.
- [2.2] C.A. Castro, A. Alqassis, S. Smith, T. Ketterl, Y. Sun, S. Ross, A. Rosemurgy, P.P. Savage, and R.D. Gitlin, “A wireless robot for networked laparoscopy,” *IEEE Trans. Bio. Eng.*, vol.60, no.4, pp.930–936, Dec. 2013.
- [2.3] D. Niyato, P. Wang, and E. Hossain, “Reliability analysis and redundancy design of smart grid wireless communications system for demand side management,” *IEEE Wireless Commun.*, vol.19, no.3, pp.38–46, Jul. 2012.
- [2.4] M. Fadda, M. Murrioni, and V. Popescu, “A cognitive radio indoor HDTV multi-vision system in the TV white spaces,” *IEEE Trans. Consumer Electro.*, vol.58, no.2, pp.302–310, Jul. 2012.
- [2.5] 三堀政一, 阪口啓, 無線分散ネットワーク, 電子情報通信学会, 2011.
- [2.6] J. Mitola and G. Q. Maguire, “Cognitive radio: making software radios more personal,” *IEEE Personal Commun.*, vol.6, no.4, pp.13–18, Aug. 1999.
- [2.7] A. Oluwaranti and S. Okegbile, “Two state Markov chain based predictive model for cognitive radio spectrum availability: a conceptual approach,” *Future Tech. Conf. (FTC)*, pp.179–186, Dec. 2016.
- [2.8] R.v. Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*, 1st edition, Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 2000.
- [2.9] A. Oluwaranti and S. Okegbile, “Two state Markov chain based predictive model for cognitive radio spectrum availability: a conceptual approach,” *Future Tech. Conf. (FTC)*, pp.179–186, Dec. 2016.
- [2.10] J.J. Lehtomaki, M. Lopez-Benitez, K. Umebayashi and M. Juntti, “Improved channel occupancy rate estimation,” *IEEE Trans Commun.*, vol.63, no.3, pp.643–654, Mar. 2015.
- [2.11] K.W. Choi and E. Hossain, “Estimation of primary user parameters in cognitive radio systems via hidden Markov model,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol.61, no.3, pp.782–795, Nov. 2013.
- [2.12] Z. Sun, G.J. Bradford, and J.N. Laneman, “Sequence detection algorithms for PHY-layer sensing in dynamic spectrum access networks,” *IEEE J. Selected Topics Signal Process.*, vol.5, no.1, pp.97–109, Sept. 2011.
- [2.13] Y. Li, S.K. Jayaweera, M. Bkassiny, and K.A. Avery, “Optimal myopic sensing and dynamic spectrum access in centralized secondary cognitive radio networks with low-complexity implementations,” *IEEE Vehicular Tech. Conf. (VTC)*, pp.1–5, May 2012.
- [2.14] T. Nguyen, B.L. Mark, and Y. Ephraim, “Spectrum sensing using a hidden bivariate Markov model,” *IEEE Trans. Commun.*, pp. 4582–4591, Aug. 2013.
- [2.15] A. Eltholth, “Forward backward autoregressive spectrum prediction scheme in cognitive radio systems,” *Int. Conf. Signal Process. Commun. Sys. (ICSPCS)*, pp.1–5, Dec. 2015.

- [2.16] X.-L. Huang, Y. Gao, J. Wu, J. Chen, and Y. Xu, “Cooperative spectrum sensing with data mining of multiple users’ historical sensing data,” *IEEE Access*, vol.4, pp.7391–7401, Oct. 2016.
- [2.17] D. Datla, R. Rajbanshi, A.M. Wyglinski, and G.J. Minden, “An adaptive spectrum sensing architecture for dynamic spectrum access networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.8, no.8, pp.4211–4219, Aug. 2009.
- [2.18] X. Ma, S.M. Djouadi, and H. Li, “State estimation over a semi-Markov model based cognitive radio system,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol.11, no.7, pp.2391–2401, May 2012.
- [2.19] S.M. Kay, *Fundamentals of statistical signal processing volume II: detection theory*, Prentice Hall, 1998.
- [2.20] H. Ochiai and H. Imai, “Performance analysis of deliberately clipped OFDM signals,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.50, no.1, pp.89–101, 7 Aug. 2002.
- [2.21] Z. Wu, *Coding and iterative detection for magnetic recording channels*, vol.531, Eng. Comput. Sci., Springer, 2000.
- [2.22] M.S. Yee, T.H. Liew, and L. Hanzo, “Burst-by-burst adaptive turbo-coded radial basis function-assisted decision feedback equalization,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.49, no.11, pp.1935–1945, Nov. 2001.
- [2.23] P.K. Tang and Y.H. Chew, “Modeling periodic sensing errors for opportunistic spectrum access,” *IEEE Vehicular Tech. Conf. (VTC)*, pp.1–5, Sept. 2010.
- [2.24] C.M. Bishop, *Pattern recognition and machine learning*, Springer, 2006.
- [2.25] J. Pearl, *Probabilistic reasoning in intelligent systems: networks of plausible inference*, Morgan Kaufmann Publishers Inc., San Francisco, CA, USA, 1988.
- [2.26] Y. Weiss and W. Freeman, “Correctness of belief propagation in Gaussian graphical models of arbitrary topology,” *Neural Computation*, vol.13, no.10, pp.2173–2200, Oct. 2001.
- [2.27] J. Mooij and H. Kappen, “Sufficient conditions for convergence of the sum-product algorithm,” *IEEE Trans. Info. Theory*, vol.53, no.12, pp.4422–4437, Dec. 2007.
- [2.28] H. Eltom, S. Kandeepan, B. Moran and R. J. Evans, “Spectrum occupancy prediction using a hidden Markov model,” *Int. Conf. Signal Process. Commun. Sys. (ICSPCS)*, pp.1–8, 2015.

## 第3章

占有率測定によるアクセスチャネルを推定する  
学習型占有率測定法によるランデブチャネル法

## 第3章 占有率測定によるアクセスチャネルを推定する学習型占有率測定法によるランデブチャネル法

周波数資源の枯渇問題への対策としてマルチチャネルコグニティブ無線が有力視されている。コグニティブ無線で通信を確立するマスタとスレーブはアクセスチャネルに自由度があるため、アクセスチャネルが一致しないチャネル不整合問題が生じる。チャネル不整合問題を解決するため、マスタ及びスレーブがアクセスチャネルを切り替えながら、通信要求を示す制御信号を交換する周波数ホッピング型のランデブチャネル法が提案されている。これまでの検討では、他の無線機との周波数競合が考慮されず、共通認識を得るための情報を取得する方法が具体的に検討されていない。本章では、学習型占有率測定法に基づくランデブチャネル法を新たに改良した。提案法では、スレーブのアクセスチャネルにルールを設けた。一方、マスタは、スレーブが選択したチャネルを既存システムが占有する平均的な割合（占有率）を用いて推定することにより、より少ないチャネルの探索範囲でランデブが完了できる。その結果、高速化なランデブチャネル法を少ない制御信号の送信回数で実現する。

### 3.1 あらまし

近年の無線通信を利用したアプリケーションの発展に伴い、周波数資源の枯渇が一層深刻さを増している [3.1]. 周波数共用型コグニティブ無線は、優先的にチャネルにアクセス可能な無線機（プライマリシステム：PS）が利用していない空き時間を別システム（セカンダリシステム：SS）が二次利用することで、周波数資源の空間的・時間的な開拓利用を可能にする [3.2]. 周波数共用型のコグニティブ無線は周波数資源の枯渇を解消する無線システムとして注目されている。開拓的なチャネル利用を可能にするため、コグニティブ無線機にはアクセスチャネルに選択の自由度がある [3.3]. この特徴により、無線通信を確立する二つの無線機（マスタとスレーブ）のアクセスチャネルが異なるチャネル不整合が生じ、双方の情報が受信できなくなる問題が生じる [3.3]. 特に、近年の低電力広域通信（Lower Power Wide Area: LPWA）では、狭帯域伝送という特徴から多数のチャネルが定義されている [3.4]. そのため、チャネ

ル選択の自由度が大きく，チャンネル不整合への対策が重要な課題である．加えて，広域性から多数の無線システムとの周波数共用をするコグニティブ無線が必要となっている．

チャンネル不整合問題を克服するため，マスタとスレーブが相互にアクセスチャンネル番号を伝える制御信号の交換をするランデブチャンネル法が検討されている [3.3]．最も簡易な方法として，ランデブ専用のチャンネルを設ける方法がある [3.3] が，画一的に専用チャンネルを設けることはチャンネル利用効率の低下を生じるだけでなく，PS との周波数共用において専用チャンネルが確保できる保証がないという欠点がある．そこで，ランデブを確立するチャンネルを動的に切り替える周波数ホッピング法が提案されている [3.5]．周波数ホッピング法では PS のチャンネル利用状況に応じてランデブを確立できる利点があり，コグニティブ無線に適している．そこで，本章では周波数ホッピング型のランデブチャンネル法に注目する．

周波数ホッピング型のランデブチャンネル法では，マスタとスレーブが同じチャンネルにアクセスし，制御信号の交換を完了するまでの時間が長いことが課題となっている．そこで，複数の無線機 (Multi-radio) の利用 [3.7, 8] やマルチキャリア通信による広帯域受信機を用いる [3.9] ことにより，複数のチャンネルで同時に制御信号を交換する高速なランデブチャンネル法が提案されている．しかし，センサネットワークのような小型化や低消費電力化が重要課題となる無線システムでは，複数の無線機を搭載することは困難である．また，アクセスチャンネル番号の系列に従いチャンネルを切り替えることで高速なランデブを可能にする系列法が提案されている [3.10, 11]．系列法は二つに分類され [3.10]，ランデブにかかる最大の時間を保障する方法 [3.10, 12] と保障しない方法 [3.13] がある．系列法はランデブを完了するまでの時間が短い，アクセスチャンネル番号を示す系列の生成が複雑であることや，生成した系列を他のノードに通知するためにネットワークが必要であり，そのネットワークを確立するためのランデブが新たに必要になる [3.11]．また，これまでの検討の多くは PS と SS がチャンネルを共有した際のチャンネル競合を考慮していない．そのため，PS があるチャンネルを独占的に占有した場合，SS がそのチャンネルにおいて制御信号が交換できず，ランデブを確立できる時間保証が失われる．また，チャンネル競合を考慮した場合，ランデブにかかる時間 (Time to Rendezvous: TTR) が長くなることが指摘されている [3.14]．

一方，系列法よりもシンプルな方法として，Jump-and-Stay 法が提案されている．マスタとスレーブがアクセス可能なチャンネルグループ内の各チャンネルを巡回して切り替える．その際，マスタあるいはスレーブ一方のチャンネルアクセス時間をより短く (あるいは長く) する．その結果，マスタとスレーブでチャンネルを巡回するスピードが異なるため，定期的に同じチャンネルを選択する機会が得られ，制御信号の交換が可能になる [3.15][3.16]．また，アクセスチャンネルを通信路状態情報 (CSI) に基づくランキング化することで，最大ランクのチャンネルに対して長時間アクセスする方法

[3.17] が提案されている。Jump-and-Stay 法は系列法に比べてアクセスチャンネル番号の決定が簡易であり、短い時間でランデブが完了できる。また、文献 [3.17] では、マスタとスレーブ間で CSI が共通認識となることでアクセスチャンネルの不整合が緩和され、さらなる高速化が図れる。しかし、Jump-and-Stay 法においても、PS のチャンネル競合は考慮されていない。また、文献 [3.17] における共通認識項目である CSI の具体的な伝送法や、共通認識に誤差が生じた場合の影響については検討されていない。認識の誤差は直接ランデブの時間遅延となる恐れがある。

これまでのランデブチャンネル法には次の課題があるといえる。

1. アクセスチャンネル番号を決定するための事前情報（系列や通信路状態情報）の配布方法は理想的に各端末に配布されており、現実的な取得方法が検討されていない。
2. PS との周波数競合を考慮していないため、高負荷のチャンネルにはランデブに大きな時間を要する恐れがある [3.14]。
3. 1 の理由に起因して、事前情報の配布や推定に誤差が生じた場合の影響を考慮していない。

筆者らはこれまでに Jump-and-Stay 法に基づくランデブチャンネル法において、各チャンネルの PS の占有率によりアクセスチャンネル番号を決定するランデブチャンネル法として、学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法を提案している。

文献 [3.18] では、スペクトラムセンシングにより一定時間間隔の PS のアクセス頻度から平均的なチャンネルのアクセス率（占有率）を推定する。そして、スレーブでは最小占有率のチャンネル（有利チャンネルと呼ぶ）にアクセスする時間長を長くし、マスタは有利チャンネルに集中的に制御信号を送信する。その結果、占有率がマスタとスレーブの共通認識となる。そして、占有率の測定時間が長くなるほど測定精度が良好になり、マスタとスレーブが同じチャンネルを最小占有率と判断する確率（一致率）が高まり、高速なランデブを実現できる。本手法は、過去のスペクトラムセンシング結果から占有率をマスタとスレーブの共通認識とする、自己学習型のランデブチャンネル法である。また、提案法では最小占有率のチャンネルにスレーブが集中的にアクセスすることにより、マスタ及びスレーブが制御信号を送信できる機会を多く確保でき、ランデブの高速化を実現する。

しかし、学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法では次の課題がある。

1. スレーブのチャンネルアクセスが不規則であるため、マスタが制御信号を送信したとしても偶発的にスレーブが受信できない可能性がある。
2. 1. を補償するためマスタ側が繰り返し制御信号を送信するため、消費電力の拡大とチャンネル利用効率が低下する。



3. 占有率の推定誤差がある場合、マスタとスレーブが認識する有利チャンネルに差異が生じランデブにかかる時間が長くなる。

特に、チャンネル数が多くなるとスレーブが他のチャンネルにアクセスする時間も比例して長くなるため、制御信号を受け取ることができない可能性が高まる。また、占有率がチャンネル間で拮抗している場合には、マスタとスレーブが認識する有利チャンネルに差異が生じやすくなる。

本研究では、学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法 [3.18] において、マスタとスレーブのアクセスチャンネルに規則性を与える改良を進めた。スレーブでは、有利チャンネルとそれ以外のチャンネルを交互に切り替えることで、有利チャンネルにアクセスする時間間隔を狭くする。マスタは有利チャンネルにおいて複数回を連続して制御信号を送信することで、スレーブがより高い確証度で制御信号を受信することができる。また、もし、マスタが制御信号の送信に二回失敗した場合には、マスタとスレーブは異なるチャンネルを有利チャンネルとして認識していると高い確証度で判断できる。そこで提案法では、二回制御信号を送信したとしてもランデブが確立できない場合、マスタは最小占有率に準ずるチャンネルへ切り替える。提案法では、二回の制御信号の送信と占有率が低い順にチャンネルを切り替えることで、マスタとスレーブの有利チャンネルの認識の差異を補償できる。その結果、提案法は高速かつ制御信号の送信回数を少なく抑えたランデブが可能になる。しかし、提案法の規則的なチャンネル切り替えは、系列法と同様にマスタとのチャンネルの競合が生じた場合に、想定プロトコルが崩れる恐れがある。特に、隠れ端末問題 [3.19] により PS とマスタの制御信号でパケット衝突が生じたとき、提案法のプロトコルが崩れ、大幅な時間遅延が生じる恐れがある。

そこで、本章では、マスタが推定した占有率からスレーブが有利チャンネルとして選択する確率を推定する。そして、スレーブが有利チャンネルとして選択するチャンネルを発見できる確率が一定以上となるチャンネルグループを生成し、このグループにおいては繰り返し制御信号を送信する。その結果、制御信号と PS の信号とのパケット衝突を高速に補償し、ランデブの高速化を実現することができる。計算機シミュレーションによって提案法の有効性を明らかにする。

## 3.2 システム概要

図 3.1 に本章が想定する無線通信環境を示す。(a) は無線局の空間配置を示しており、図 3.1(b) は時間に対するチャンネルの周波数の様子を示している。想定する無線環境には、チャンネルを優先的にアクセスできる PS と PS が利用していない時間帯でチャンネルにアクセスする SS が共存する。PS は簡単のため、二つの無線機が通信を確立するモデルを仮定するが、アクセスポイントなどのインフラストラクチャモードを

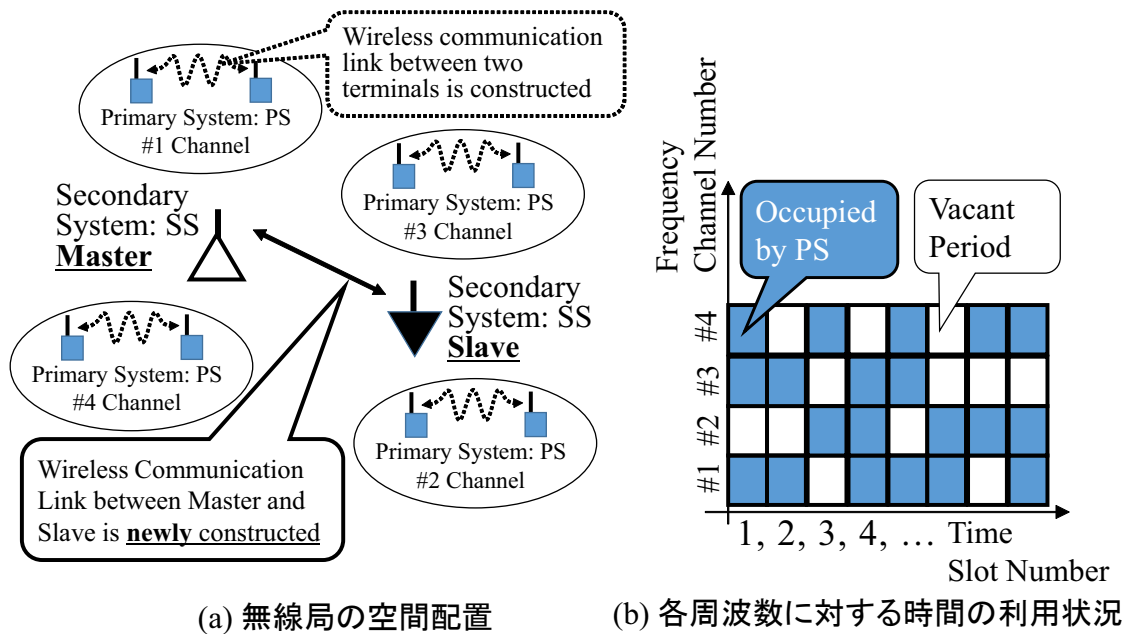


図 3.1: PS と SS の存在下における無線環境

想定 [3.20] したとしても、提案法は適用できる。PS は二つの無線端末が単一チャンネルにアクセスするシングルラジオ [3.3] とする。アクセスチャンネル以外の信号は、RF フロントにおける帯域制限フィルタにより除去される。

また、隣接チャンネル干渉はアクセス中の無線通信に影響を与えることなく十分に抑制していると仮定する。PS のトラヒックモデルは一様乱数でモデル化する。簡単のため文献 [3.21] と同じくスロットと呼ばれる短い時間間隔を定義し、PS のアクセスはスロット毎に切り替わるとする。周波数同期と時間同期をランデブと同時に確立する方法も提案されている [3.22]。本研究では、時間同期と周波数同期の検討は対象外とし、周波数同期と時間同期は理想的に確立できていると仮定する。

SS は二つの無線機で構成され、アクセスチャンネル不整合を克服するため、無線機相互で制御信号を交換するハンドシェイクを実施する [3.3]。ハンドシェイクの際、制御信号を最初に送信する無線機をマスタ、制御信号を受信する無線機をスレーブとする。マスタとスレーブは共にシングルラジオを想定し [3.3]、アクセスチャンネル番号は任意に切り替えられ、チャンネル切り替えにかかる遅延時間は無視できるくらい小さいとした。

マスタ及びスレーブはアクセス前にスペクトラムセンシングで PS のアクセスを確認し、PS がチャンネルにアクセスしている場合にはマスタとスレーブはアクセスを停止する。ここでスペクトラムセンシングにおいて二種類の検出誤りがあり [3.23]、1 つ目は誤検出、2 つ目は誤警報である。誤検出は、PS がアクセス中にマスタとスレーブは PS がアクセスしていないと認知する誤りである。誤警報は PS がアクセスしていないがマスタあるいはスレーブは PS がアクセスしていると認識する誤りである。

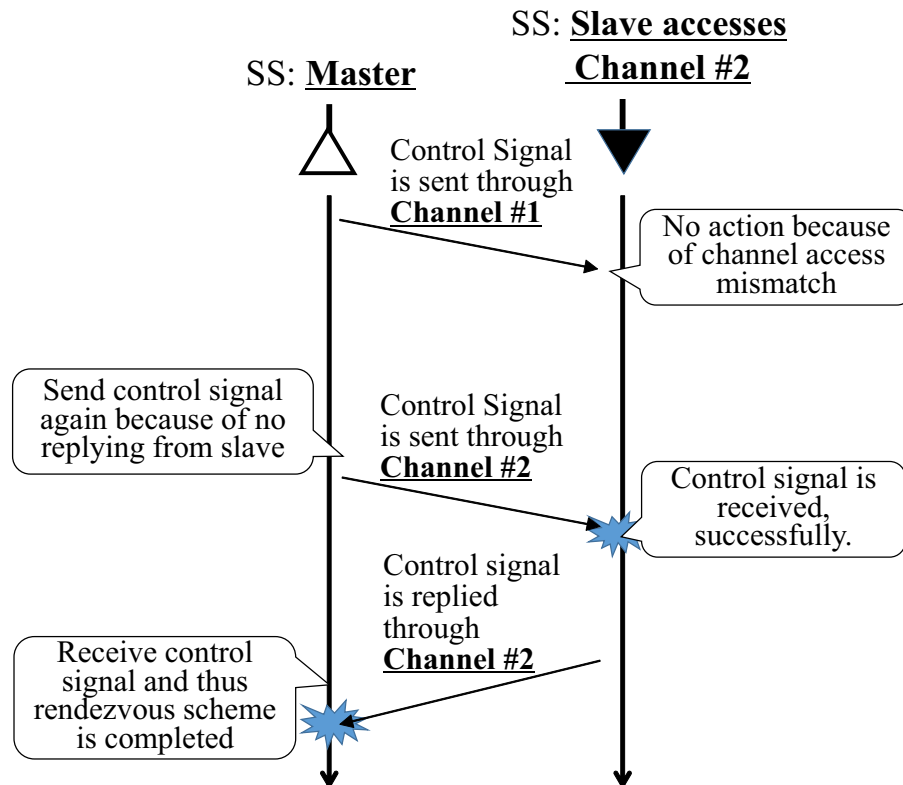


図 3.2: 周波数ホッピング中のランデブチャンネル法の時間的流れ

誤警報及び誤検出は確率変数で定義され，誤検出が発生する確率を  $P_{MD}$ ，誤警報が発生する確率を  $P_{FA}$  とする．

ハンドシェイクによる制御信号を交換する様子を図 3.2 に示す．マスタは接続希望無線機の ID 情報を含む制御信号を報知する．一方，スレーブは偶発的に同じチャンネルにアクセスしていた場合には制御信号を受信し，復調後，ID 情報を確認する．そしてスレーブの ID 情報と制御信号の ID 情報が一致した場合には，スレーブは受領確認を示す応答信号を報知する．マスタは制御信号を報知した後，スレーブの応答を受信する待機状態となる．もしスレーブから応答信号が報知され，マスタが応答信号を受信した場合にはアクセスチャンネルが一致しチャンネル不整合が補償される．一方，マスタは一定時間経過した場合においてもスレーブから応答信号の報知がない場合，再度同じチャンネルに制御信号を報知するか，チャンネルを切り替える．マスタは応答信号を受信できるまで，制御信号の送信とチャンネル切り替えを繰り返す．本章では，マスタが制御信号を送信しスレーブが応答信号を返信するまでのハンドシェイク一回の手続きを一スロットで完結できると仮定する．

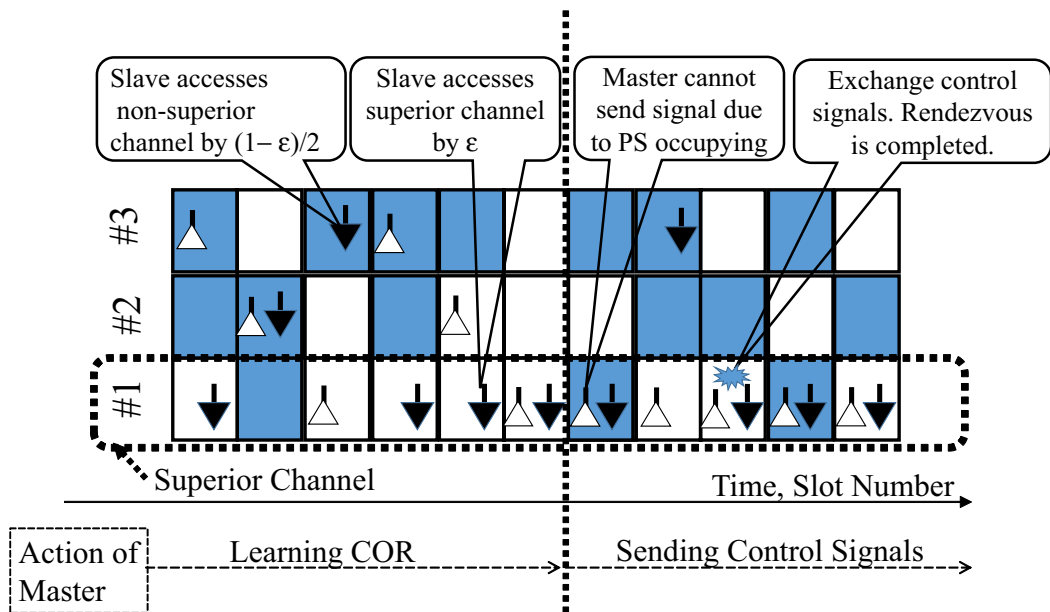


図 3.3: 学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法

### 3.3 学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法（従来法） [3.18]

図 3.3 に学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法の様子を, 図 3.4 に流れ図を示す. マスタ及びスレーブは制御信号を交換する前に, PS の平均的なチャンネルの利用割合を示す占有率を測定する. 占有率の測定ではスペクトラムセンシングを実施し, スロット毎にチャンネルの占有を示す 1 ビット情報を得る. スロット毎の 1 ビットの占有情報を FIFO (Fast In Fast Out) 型のメモリに記録し, 占有と判断されたビット数をメモリ長で正規化した値を占有率として求める. ここで占有率の最も低いチャンネルを有利チャンネルと定義する.

スレーブはスロット毎にアクセスチャンネルを一様乱数に従う乱数で決定する. その際, 有利チャンネルを選択する平均確率を  $\epsilon$  とし, それ以外のチャンネルにアクセスする平均確率を  $(1 - \epsilon)/(N - 1)$  となるように乱数を発生する. ここで  $N$  はチャンネルの総数である. このようなスレーブのチャンネル選択決定法は  $\epsilon$ -greedy 法と呼ばれている. スレーブは継続的に占有率を測定しており, 一定スロット毎に有利チャンネルを更新する. ここで有利チャンネルの更新時間間隔をフレームと定義する.  $\epsilon > 1/N$  と設定した場合, 有利チャンネルへのアクセス割合は他のチャンネルよりも高くする.

一方, マスタはスレーブと同じ方法で占有率を測定する. マスタを利用するユーザからスレーブとの通信要求が生じたとき, ハンドシェイクを開始する. マスタは占有率が最小のチャンネルである有利チャンネルを選択して, 制御信号を送信する. これはスレーブが有利チャンネルを選択する確率が, それ以外のチャンネルを選択する確率よりも

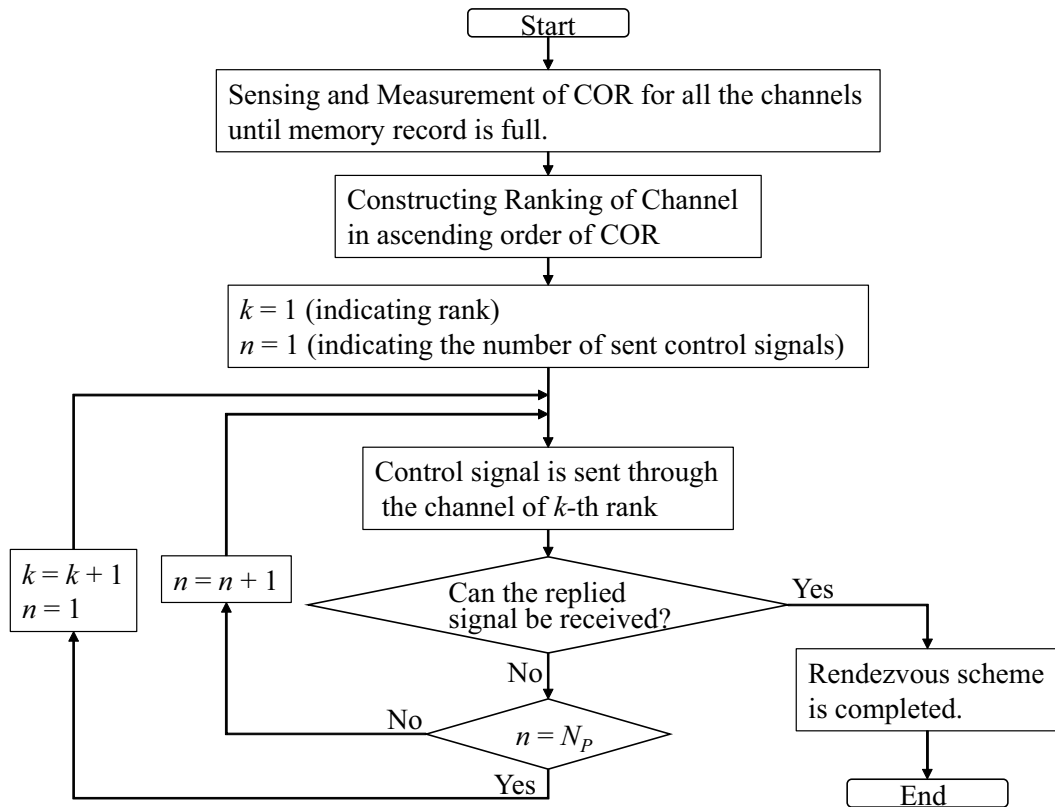


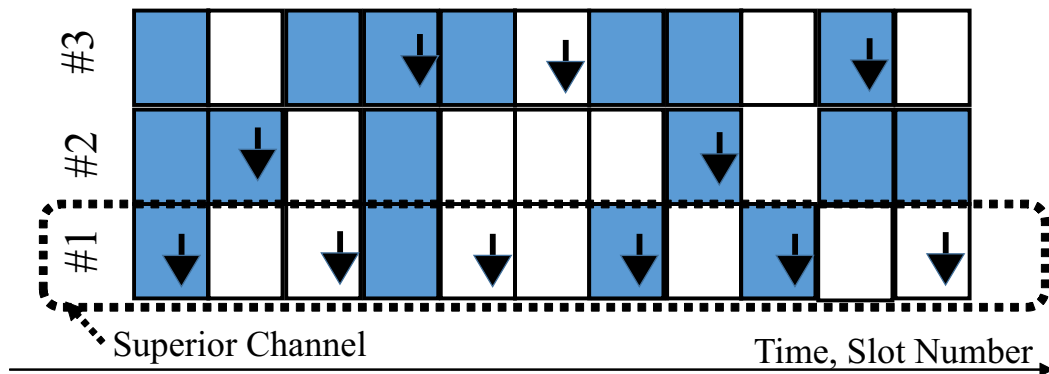
図 3.4: 学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法の流れ図.

高く, 有利チャンネルにおいてスレーブが制御信号を受信できる確率が高いからである. また占有率が低いチャンネルは PS がアクセスする確率が低いため, マスタが制御信号を送信する機会が多く, 高速なランデブを可能にする.

しかし, 従来法は 2 つの欠点がある. 一つ目は占有率測定結果の差異に起因するマスタとスレーブ間の有利チャンネル番号の認識の差異である. マスタとスレーブはチャンネルのセンシングタイミングが異なるため, 各チャンネルの測定占有率に差異が生じる [3.18]. 特に各チャンネルの占有率が拮抗している場合, マスタとスレーブが認識する有利チャンネルに差異が生じやすい. 二つ目の欠点はスレーブのアクセスが不規則であるため, マスタは繰り返し制御信号を送信しなければならない. 1 つ目の欠点により, マスタとスレーブの有利チャンネルに差異がある場合は, 制御信号を送信する回数が極めて多くなる恐れがある.

### 3.4 学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法の改良

改良法は文献 [3.18] に基づく学習型占有率測定法によるチャンネル不整合補償法を基本方法として, 次の三つの改良をした. 一つ目はスレーブのチャンネル選択基準の規則



Slave accesses the superior channel and the non-superior ones, alternately. In accessing to the non-superior channels, a channel is randomly selected among all the non-superior channels.

図 3.5: 提案法におけるスレーブのチャンネルアクセス

化，二つ目はマスタの制御信号の送信プロトコルの確立，三つ目はスレーブが有利チャンネルと認識した確率が高いチャンネルのグループ化である．各修正についてそれぞれ次節で説明する．

### 3.4.1 スレーブのチャンネル選択基準の規則化

図 3.5 に提案するスレーブのアクセス方法を示す．スレーブは1スロットおきに有利チャンネルと有利チャンネル以外のチャンネルにアクセスする．また，有利チャンネル以外のチャンネルは従来法と同じく，一様乱数に従い不規則にチャンネルを選択する．有利チャンネル以外のチャンネルのアクセス確率は等確率とする．提案するスレーブのチャンネル選択では1スロット毎に有利チャンネルにアクセスするため，規則的でかつ間欠型のチャンネル選択法である．

### 3.4.2 マスタの制御信号の送信プロトコル

スレーブの規則的なチャンネル選択の特徴を利用し，マスタは制御信号の計画的な送信プロトコルを確立する．まず，マスタが事前の占有率測定により有利チャンネルと判断したチャンネルに，制御信号を送信する．しかし，スレーブから応答信号の報知が無く，マスタは応答信号を受信しなかったとする．この制御信号の交換に失敗した理由として，マスタが制御信号を送信したスロットでは，スレーブは他のチャンネルにアクセスしていたと考えられる．ここで，3.4.1 節より，スレーブは有利チャンネルとそれ以外のチャンネルのアクセスをスロット毎に交互に切り替える．よって，有利チャンネル以外にアクセスしていたスロットの次の時刻のスロットは，スレーブは必ず有利チャ

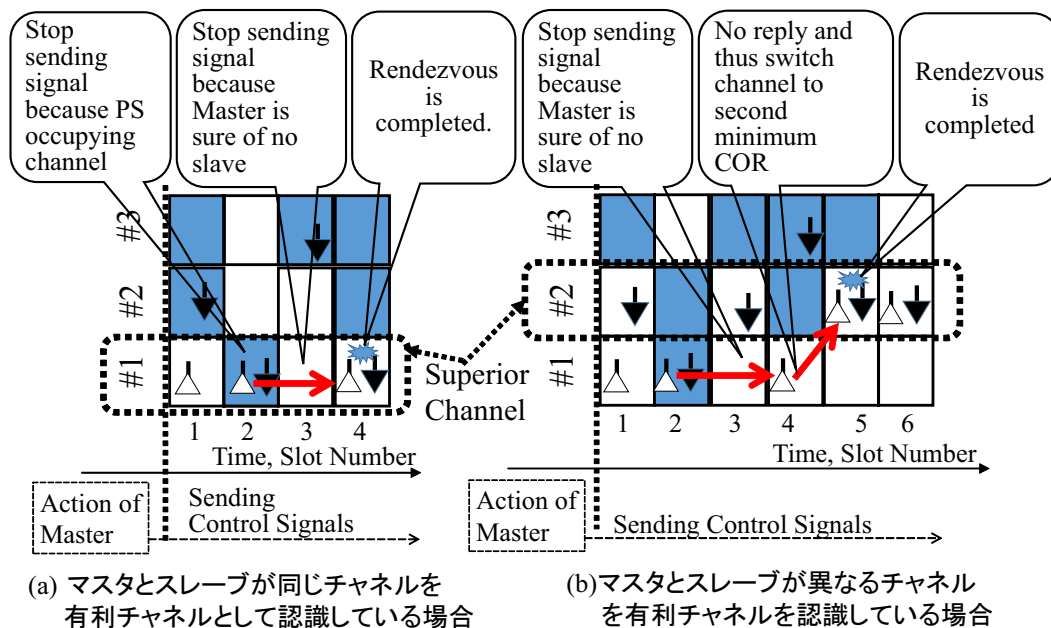


図 3.6: チャンネル占有を考慮した提案法におけるマスタの制御信号送信プロトコル

ネルにアクセスする。そこで、マスタはスレーブによる制御信号の応答がないとき、次の時刻のロットで制御信号を送信する。一回目の制御信号の送信を含めてマスタの制御信号の送信プロトコルでは、二つの連続するロットで制御信号を各一回送信する。つまり、合計二回制御信号を送信する。その結果スレーブは高い確率で制御信号を受信でき、応答信号を返信できる。ここで、PSによりチャンネルが占有された場合について検討する。PSによるチャンネル占有を考慮した、提案法のマスタの制御信号の送信プロトコルのイメージを図 3.6 に示す。図 3.6(a) では提案法のマスタの制御信号の送信プロトコルでは、連続する二つのロットで制御信号を送信する。しかし、二番目のロットにおいてPSによりチャンネルが占有された場合、制御信号を送信できない。一方、後続の三番目のロットではスレーブは確実に有利チャンネル以外のチャンネルにアクセスする。そこで、マスタは三番目のロットでは制御信号の送信を停止し、最初に制御信号を送信したロット時間を1番目という時間の起点とし、二番目、四番目というように偶数番目のロット時間において、PSによるチャンネルが占有されていないロットをスペクトラムセンシングで認識し、制御信号を送信する。その結果、スレーブが有利チャンネル以外にアクセスするロットでは、マスタは制御信号の送信を停止することで、不要な制御信号の送信を抑えられる。

一方、図 3.6(b) のようにマスタが制御信号を二回送信した場合にもスレーブから応答がないとき、マスタとスレーブが認識した有利チャンネルが異なると考えられる。そこで、マスタはアクセスチャンネルを二番目に低い占有率のチャンネルに切り替え、同様の手順で制御信号を二回送信する。以降同様に、占有率が低い順にチャンネルの選択と二回の制御信号の送信を繰り返すことで、マスタとスレーブが認識した有利チャネ

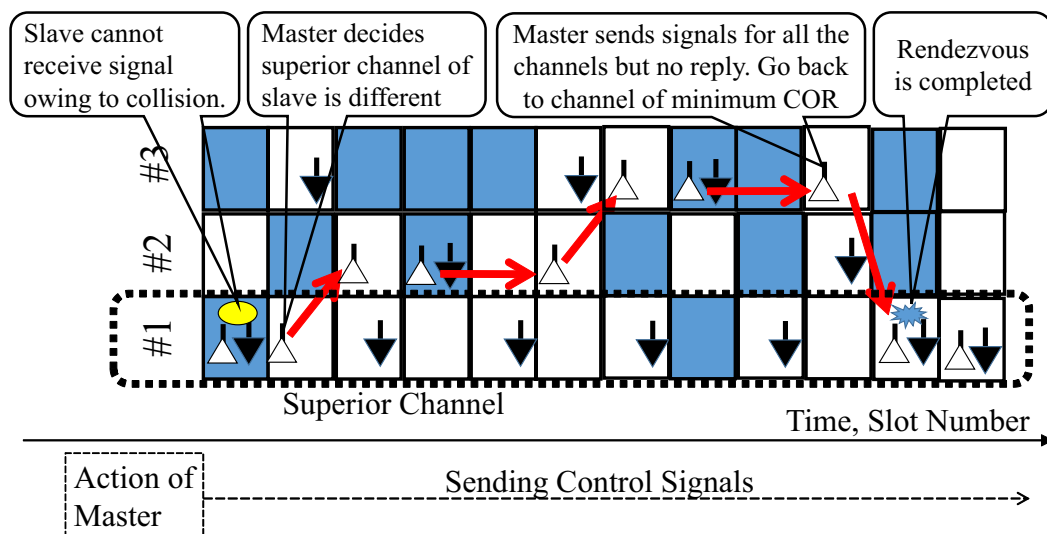


図 3.7: 衝突によるランデブへの影響

ルの差異を補償し，ランデブを可能にする。

### 3.4.3 マスタによるチャネルリストの生成

スペクトラムセンシング中の誤検出によって、送信プロトコルではスレーブが選択した有利チャネルの推定を誤り、制御信号の大幅な増加と時間の拡大という新たな課題が生ずる。提案法では、スレーブのチャネル選択基準の規則化とマスタの制御信号の送信プロトコルの改良により、制御信号の送信回数と短時間でのチャネル不整合の補償を可能にする。しかし、隠れ端末問題により PS の信号とマスタの制御信号が衝突すると、ランデブプロトコルに深刻な狂いが生じる。図 3.7 に衝突によるランデブの影響を示す。図に示す衝突により、スレーブは制御信号を復調できないため、応答信号を送信できない。マスタは制御信号の応答がないため、次のスロットにおいて制御信号を送信する。しかし、その時刻のスロットは、スレーブは他のチャンネルにアクセスする時刻であるため、スレーブは必然的に制御信号を受信できない。マスタは二回制御信号を送信するが、応答信号を受信されないため、チャンネルを切り替える。そのため、マスタとスレーブが同じチャンネルを有利チャネルと認識しているが、マスタはそれ以外のチャンネルの探索を進め、すべてのチャンネルを探索終わるまで、スレーブが有利チャネルと認識したチャンネルへのアクセスを再開できない。マスタ及びスレーブのチャネル選択基準を規則化した結果、スペクトラムセンシングの誤検出による送信プロトコルの狂いにより、スレーブが選択した有利チャネルの推定を誤り制御信号の大幅な増加と時間の拡大という新たな課題が生ずる。そこで、チャネルリストを用いた高速な誤検出補償法を提案する。



## チャンネルリストの生成

マスタ及びスレーブは、一定時間スペクトラムセンシングにより占有率を測定する。マスタ及びスレーブのスペクトラムセンシングのタイミングが異なるため、マスタとスレーブが観測した占有率の測定結果には差異が生じる。しかし、マスタとスレーブが観測した時間間隔内でPSのトラヒックモデルが定常的である場合、PSがチャンネルの占有率は変動しない。よって、マスタ及びスレーブが推定した占有率推定結果には一定の相関があると考えられる。そこで、マスタが推定した占有率からスレーブが推定した占有率を予測し、スレーブが有利チャンネルを選択する確率をマスタが推論する。推論結果からスレーブが有利チャンネルと(して)選択したチャンネルを含むチャンネルグループを生成できる。具体的には次のようにチャンネルグループを生成する。

まず、マスタが測定した各チャンネルの占有率推定結果を列ベクトル  $\hat{\rho} = [\hat{\rho}_1, \hat{\rho}_2, \dots, \hat{\rho}_M]^T \in \mathbb{R}^M$ , で表す。ここで、 $M$  はチャンネルの総数。 $\cdot^T$  は転置を示す。このとき、マスタが推論する  $n$  番目のチャンネルをスレーブが有利チャンネルとして選択する確率を  $q_n(\hat{\rho}), n \in \{1, 2, \dots, M\}$  とする。ここで、マスタが推論するすべてのチャンネルにおけるスレーブが有利チャンネルと選択する確率の集合を  $\mathcal{Q}_{\hat{\rho}} = \{q_1(\hat{\rho}), q_2(\hat{\rho}), \dots, q_M(\hat{\rho})\}$  とする。そして、集合  $\mathcal{Q}_{\hat{\rho}}$  から要素を取り出すことで、生成される部分集合を  $\mathcal{R}_{\hat{\rho}} (\subseteq \mathcal{Q}_{\hat{\rho}})$  とする。そのとき、部分集合は次の条件を満たすように設計する。

$$\begin{aligned} & \min_{\hat{\rho}} |\mathcal{R}_{\hat{\rho}}| \\ & \text{subject to } \sum_{q_i \in \mathcal{R}_{\hat{\rho}}} q_i \geq \eta, \end{aligned} \quad (3.1)$$

$|\cdot|$  は集合  $\mathcal{R}_{\hat{\rho}}$  のチャンネルの中にスレーブが選択した有利チャンネルが存在する確率を示す。この最適化問題は  $\mathcal{Q}_{\hat{\rho}}$  を降順に並べ、最上位からある順位  $\gamma (\in \{1, 2, \dots, M\})$  までの確率の合計が式 (3.1) の制約式を満たす条件下で、 $\gamma$  が最も高いものが式 (3.1) を達成する。ここで、 $|\cdot|$  は集合の要素数を示す、 $\eta$  は集合  $\mathcal{R}_{\hat{\rho}}$  のチャンネルの中にスレーブが選択した有利チャンネルが存在する確率を示す ( $0 \leq \eta \leq 1$ )。この最適化問題は  $\mathcal{Q}_{\hat{\rho}}$  を降順に並べ、最上位からある順位  $\gamma (\in 1, 2, \dots, M)$  までの確率の合計が式 (3.1) の制約式を満たす条件下で、 $\gamma$  が最も高いものが式 (3.1) を達成する。このとき  $\mathcal{R}_{\hat{\rho}}$  が、マスタが生成するチャンネルリストである。もし、 $\eta$  が1に近づくとき、多くのチャンネルがリストに含まれるため、スレーブが推定した有利チャンネルがチャンネルリスト内に存在する確率が高くなる。しかし、探索すべきチャンネルが増えるため、チャンネル不整合の補償に要する時間が大きくなる。それゆえ、探索すべきチャンネル数とスレーブが有利チャンネルと推定したチャンネルがチャンネルリストに含まれる確率との間にトレードオフが成立し、 $\eta$  が設計パラメータとなる。

## チャンネルグループを用いたマスタの制御信号送信プロトコル. 及び, 段階的送信範囲の拡大法

前節の通りに設計したチャンネルリストに従い, マスタはチャンネルを選択して制御信号を送信する. チャンネルリストは, スレーブが有利チャンネルと選択した確率に対して降順になるように並べ, 最も確率の高いチャンネルから制御信号を送信する. 各チャンネルで二回制御信号を送信し, 応答がない場合には, 次に確率の高いチャンネルに切り替え, 制御信号を送信する. チャンネルリストのすべてのチャンネルで制御信号を送信したとしても応答がない場合は, 再びチャンネルリスト内におけるスレーブが有利チャンネルと選択した確率の高いチャンネルから再び制御信号を送信する. このようにすることで, すべてのチャンネルを探索することなく, スレーブが有利チャンネルと認識した確率の高いチャンネルに, 複数回制御信号を送信することが可能になるため, 有利チャンネルの不整合の補償とスペクトラムセンシングの誤検出の補償が可能になる.

しかし, マスタが生成したチャンネルリストでは, 少なくとも  $1 - \eta$  の確率でチャンネルリスト外のチャンネルをスレーブが有利チャンネルと選択する可能性がある. さらに, マスタとスレーブ間で推定占有率が異なること, 加えて誤検出及び誤警報によって, 推定占有率に差異が生じる. そのため, チャンネルリスト外のチャンネルをスレーブが有利チャンネルと選択する可能性がある.

そこで, チャンネルリストの範囲を動的に切り替える方法を提案する. チャンネルリスト内のすべてのチャンネルに制御信号を送信した後も, スレーブより応答信号が送信されない場合には, チャンネルリストを設計する閾値  $\eta$  を次式に従い更新する.

$$\eta_k = 1 - \alpha(1 - \eta_{k-1}), \quad (3.2)$$

ここで  $\eta_k$  は  $k$  回目のチャンネルリストの生成回数を示し,  $\alpha (< 1.0)$  が小さくなるほどチャンネルリストの再設計において, より多くのチャンネルを新たにチャンネルリストに含める. このように, チャンネルリストの範囲を段階的に広げることで, スレーブが有利チャンネルとして認識した確率が高いチャンネルは, 早い段階で制御信号を送信する. 段階が進むことで, スペクトラムセンシングによる誤検出を補償する. 一方, 段階が進むことで, チャンネルリストから外れたチャンネルが新たに検索対象となるため, チャンネルリストの不正確性を補える.

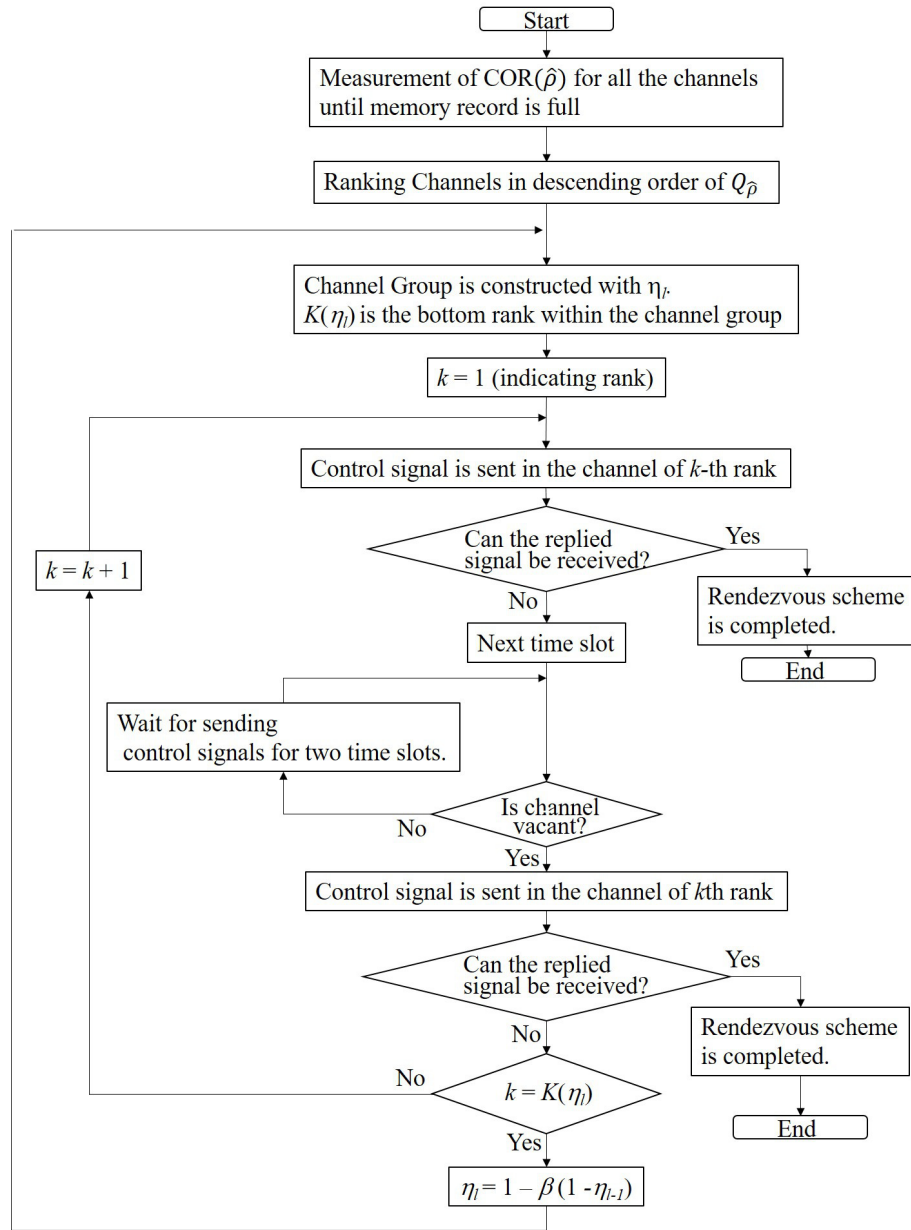


図 3.8: 提案ランデブチャンネル法に対する制御信号送信までのマスタの流れ図

図 3.8 に制御信号交換までの流れ図を示す. 提案するランデブチャンネル法では  $K(\eta_k)$  を構成したチャンネルリストにおける生成回数ごとの設計パラメータとする.

### 3.5 マスタから見たスレーブが有利チャンネルと選択する確率の推論

本節では, 提案法におけるマスタがスレーブの有利チャンネルと選択する確率を推論する方法を示す.

### 3.5.1 チャネル数が2 ( $M = 2$ ) のとき

チャネル数  $M$  が2の場合を検討する．一般性を失わずに，チャネル1をスレーブが有利チャネルと選択する確率を求める．チャネル1にPSがアクセスする確率は  $\rho_1$  とし，これを真の占有率と呼ぶ．同様に，チャネル2の真の占有率  $\rho_2$  と仮定する．マスタ及びスレーブが，センシング結果を記録する1チャネルあたりのメモリ長を  $N$  とする．ここで，センシングの結果は占有と非占有を示す1ビット情報である．それゆえ，チャネル1のメモリで，占有状態と記録されたメモリの数  $k_1$ ，チャネル2に対して  $k_2$  とする ( $k_1, k_2 \in \{0, 1, \dots, N\}$ ) ．

チャネル1で，メモリに記録した結果から占有率が  $k_1/N$  と推定される確率は，各センシング結果が統計的に独立である場合，二項分布に従い次式で与えられる．

$$\binom{N}{k_1} \rho_1^{k_1} (1 - \rho_1)^{N-k_1}, \quad (3.3)$$

ここで， $N\rho_1(1 - \rho_1) \gg 1$  が成立するとき，DeMoivre-Laplaceの定理 [3.24] より，二項分布は次式に示すガウス分布に近似できる．

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi N\rho_1(1 - \rho_1)}} \exp\left(-\frac{(k_1 - N\rho_1)^2}{2N\rho_1(1 - \rho_1)}\right). \quad (3.4)$$

この近似から， $k_1$  は整数型から実数型へと変換する．同様にチャネル2においても  $N\rho_2(1 - \rho_2) \gg 1$  が成立するとき，チャネル2における占有率が  $k_2/N$  となる確率は次式の通りである．

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi N\rho_2(1 - \rho_2)}} \exp\left(-\frac{(k_2 - N\rho_2)^2}{2N\rho_2(1 - \rho_2)}\right). \quad (3.5)$$

$k_2 \leq k_1$  を満たすとき，チャネル1を有利チャネルと判断する．ここで  $k_1 = k_2$  においては厳密に議論すべきであるが，DeMoivre-Laplaceの定理により  $k_1$  と  $k_2$  は実数に拡張されているため， $k_2 \leq k_1$  のように統合を含めて計算しても，誤差は無視できるほど小さいと考えられる． $k_1$  が与えられた条件で， $k_2 \leq k_1$  が成立する確率  $P_{1 \leq 2 | k_1}$  は次式の通りである．

$$P_{k_1 \leq k_2 | k_1} = \int_{k_1}^N \frac{1}{\sqrt{2\pi N\rho_2(1 - \rho_2)}} e^{-\frac{(k_2 - N\rho_2)^2}{2N\rho_2(1 - \rho_2)}} dk_2. \quad (3.6)$$

ここで  $k_2$  の取りうる範囲を  $k_2 \in [-\infty, \infty]$  に拡張したとしても，拡張した積分範囲での発生確率は十分小さく無視できると仮定する．その結果，次式を得る．

$$P_{k_1 \leq k_2 | k_1} = \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{\sqrt{N}(1-\rho_2)}{\sqrt{2\rho_2(1-\rho_2)}} \right) - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{k_1 - N\rho_2}{\sqrt{2N\rho_2(1-\rho_2)}} \right), \quad (3.7)$$

ここで  $\operatorname{erf}(\cdot)$  は誤差関数を示す。

### 3.5.2 $M$ チャネル環境における有利チャネル選択確率

利用可能な総チャネル数を  $M (\geq 2)$  とするとき、チャネル 1 を有利チャネルと選択する条件は  $k_1 \leq k_2, k_1 \leq k_3, \dots, k_1 \leq k_M$  のすべてが成立するときである。各チャネルのアクセスが統計的独立であり、 $k_1$  が与えられた条件付きにおいて、チャネル 1 を選択する確率は式 (3.7) から、次式となる。

$$P_{k_1 \leq k_2, k_1 \leq k_3, \dots, k_1 \leq k_M | k_1} = \prod_{j=2}^M \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{\sqrt{N}(1-\rho_j)}{\sqrt{2\rho_j(1-\rho_j)}} \right) - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{k_1 - N\rho_j}{\sqrt{2N\rho_j(1-\rho_j)}} \right) \right\}. \quad (3.8)$$

あらゆる  $k_1$  に対して上式が成立する平均確率を算出することで、チャネル 1 を有利チャネルとして選択する確率  $q_1$  は次式となる。

$$q_1(\boldsymbol{\rho}) = P_{k_1 \leq k_2, k_1 \leq k_3, \dots, k_1 \leq k_M} = \int_0^N \frac{1}{\sqrt{2\pi N\rho_1(1-\rho_1)}} e^{-\frac{(k_1 - N\rho_1)^2}{2N\rho_1(1-\rho_1)}} \prod_{j=2}^M \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{\sqrt{N}(1-\rho_j)}{\sqrt{2\rho_j(1-\rho_j)}} \right) - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{k_1 - N\rho_j}{\sqrt{2N\rho_j(1-\rho_j)}} \right) \right\} d_{k_1}, \quad (3.9)$$

ここで、 $\boldsymbol{\rho} = [\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_M]^\top$  である。 $k_1$  の取りうる範囲を  $k_1 \in [-\infty, \infty]$  に拡張したとしても、拡張した積分範囲での発生確率は十分小さく無視できると仮定する。それゆえ、

$$q_1(\boldsymbol{\rho}) = P_{k_1 \leq k_2, k_1 \leq k_3, \dots, k_1 \leq k_M} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi N\rho_1(1-\rho_1)}} e^{-\frac{(k_1 - N\rho_1)^2}{2N\rho_1(1-\rho_1)}} \prod_{j=2}^M \left\{ \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{\sqrt{N}(1-\rho_j)}{\sqrt{2\rho_j(1-\rho_j)}} \right) - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{k_1 - N\rho_j}{\sqrt{2N\rho_j(1-\rho_j)}} \right) \right\} d_{k_1}. \quad (3.10)$$

この積分は  $M = 2$  の時は閉形式で解が与えられ次式となる。

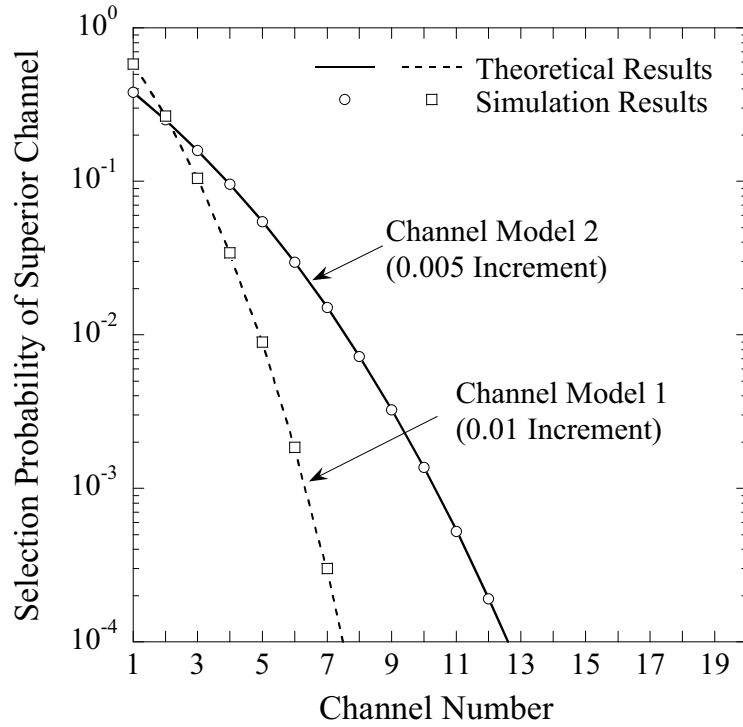


図 3.9: チャンネル番号に対するマスタあるいはスレーブが有利チャンネルと選択する確率

$$q_1(\boldsymbol{\rho}) = P_{k_1 \leq k_2} = \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{\sqrt{N}(1-\rho_2)}{\sqrt{2\rho_2(1-\rho_2)}} \right) - \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left( \frac{N\rho_1 - N\rho_2}{\sqrt{2N}\sqrt{\rho_1(1-\rho_1) + \rho_2(1-\rho_2)}} \right). \quad (3.11)$$

しかし  $M > 2$  のときは閉形式の解は導出されていない．そこで，モンテカルロ数値積分 [3.25] により数値解析的に求める．マスタでは，真の占有率， $\boldsymbol{\rho}$ ，に代わり，推定占有率， $\hat{\boldsymbol{\rho}}$  を用いて，式 (3.10) から，スレーブが有利チャンネルとして選択するチャンネルの確率を推論できる．

## 3.6 数値結果

提案法の有効性を計算機シミュレーションにより示す．

### 3.6.1 理論解析の妥当性検証

図 3.9 にチャンネル番号に対するマスタあるいはスレーブが有利チャンネルと選択する確率を示している．ここで，PS の  $n$  番目のチャンネルにおける真の占有率  $\rho_n$  を次式とした．

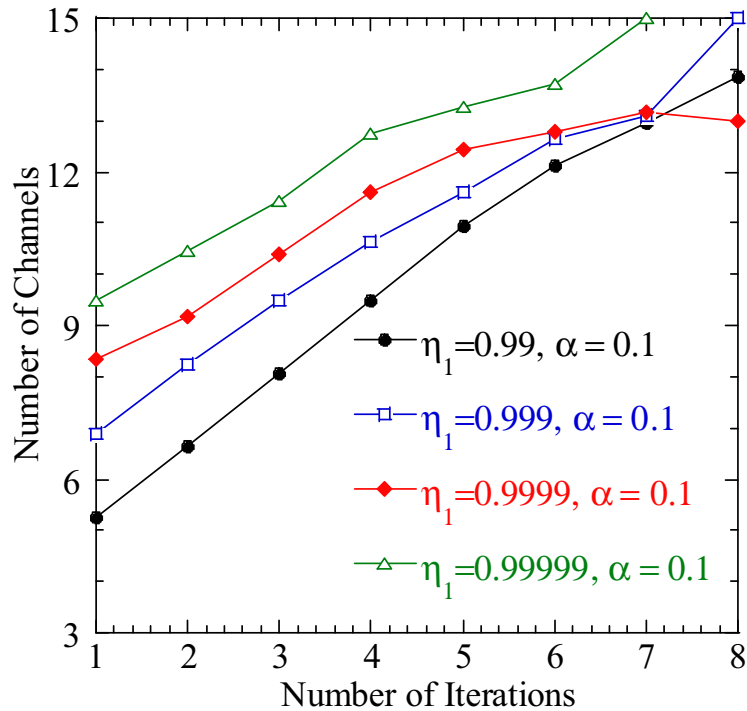


図 3.10: チャンネルリスト内のチャンネル数

$$\text{Model1: } \rho_n = 0.4 + 0.01(n - 1), \quad (3.12)$$

$$\text{Model2: } \rho_n = 0.4 + 0.005(n - 1),$$

占有率測定のためのメモリ長,  $N$ , を 1000, 誤警報及び誤検出は発生しないとした。プロットがシミュレーション, 線分が式 (3.10) より導出した結果である。

図 3.9 よりチャンネル番号の増加にともない有利チャンネルの選択確率が減少傾向にある。これは, PS の占有率がチャンネル番号の増加とともに占有率が拡大するため, 低いチャンネル番号を有利チャンネルと選択する傾向にあると考えられる。チャンネルモデル 2 がチャンネルモデル 1 に比べて, チャンネル 1 を有利チャンネルと選択する確率は低く, それ以外のチャンネルを選択する確率が高いことがわかる。これはチャンネルモデル 2 のほうがチャンネル間の占有率差が小さく, チャンネル 1 以外を最小占有率チャンネルと選択する確率が高いからである。また, シミュレーション結果と理論解析結果が一致していることがわかる。ゆえに理論解析の妥当性を確認できる。

図 3.10 より, スレーブのアクセスチャンネルとして選択する確率が大きくなるようチャンネルの繰り返し探索することと初期閾値のチャンネルリスト内にある他のチャンネルの探索範囲拡大の間には最適なバランスがあると考えられる。そこで, チャンネルリストを設計するために提案ランデブチャンネル法に追加した修正として, チャンネルリストを構築するために, 閾値  $\eta_1$  の設定について考える。我々は, 様々な  $\eta_1$  における構成の下で提案ランデブチャンネル法の所要時間を評価した。図 3.11 は, ランデブチャンネル

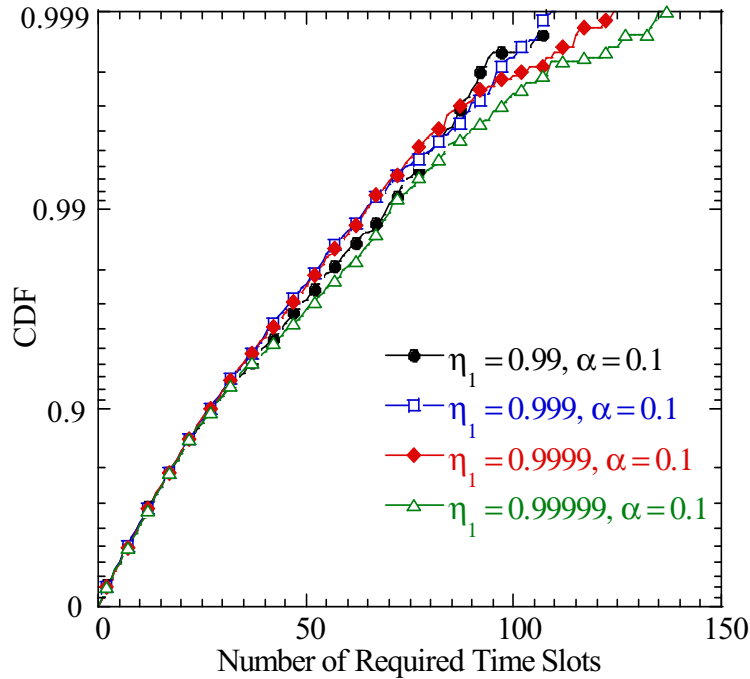


図 3.11: 初期閾値における必要時間の CDF

法と  $\eta_1$  モデルの間の性能を示している。ここで、 $\eta_1$  モデルは式 (3.2) から与えられ、 $\eta_1$  と  $\alpha$  は初期閾値と繰り返し回数における設計値をそれぞれ示す。この図から、ランデブ完了の最小所要時間は、 $\eta_1 = 0.999$  および  $\alpha = 0.1$  によって達成される。 $\alpha$  が変わっても特性に影響がないことを既に確認されている。したがって、以下の評価では、 $\eta_1 = 0.999$  および  $\alpha = 0.1$  を使用する。

### 3.6.2 スレーブによる有利チャネル選択確率の推論結果

図 3.12 にマスタが生成したチャンネルリスト内にスレーブが選択した有利チャネルが含まれる確率特性を示す。横軸は式 (3.10) におけるチャンネルリスト生成における目標選択確率、 $\eta$ 、である。チャンネル数、 $M$ 、は 20 であり、各チャンネルの占有率は平均  $\mu_{ch} = 0.5$ 、偏差  $\sigma_{ch} = 0.1$  の一様乱数でモデル化している。また、誤検出確率、 $P_{MD}$ 、と誤警報確率、 $P_{FA}$ 、はそれぞれ、 $P_{MD} = (0, 0)$  と  $P_{FA} = (0.1, 0.1)$  としている。また、マスタ及びスレーブの占有率測定用のメモリ長、 $N$ 、は共に 100, 200, 1000 ビットとしている。

図より、閾値、 $\eta$ 、に比べて、チャンネルリストにスレーブが選択した有利チャネルが含まれる確率が低いことがわかる。これは、先に説明したとおり、マスタとスレーブの推定占有率の差異、誤警報及び誤検出による推定誤差によって、マスタが生成したチャンネルリスト以外のチャンネルを有利チャネルとして選択する可能性が生じるからである。また、メモリ長を拡大するとき、チャンネルリストにスレーブが選択した有利



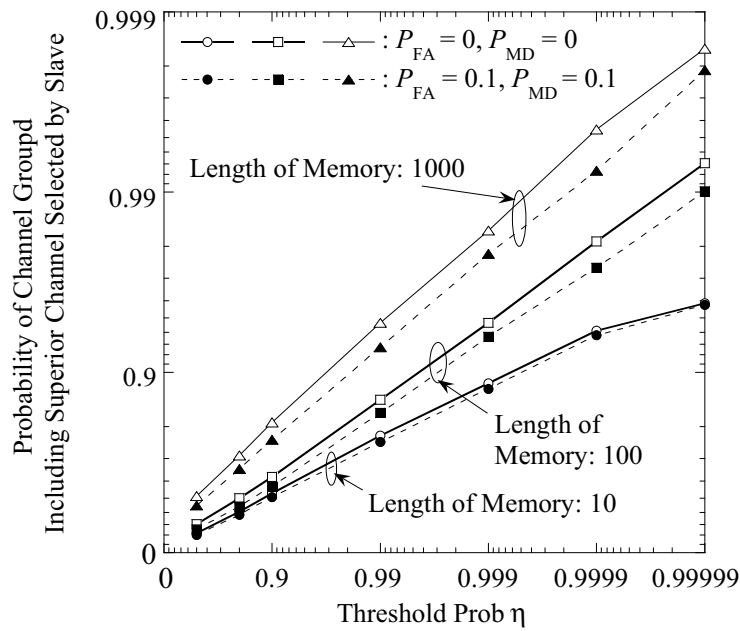


図 3.12: マスタが生成したチャンネルリスト内にスレーブが選択した有利チャンネルが含まれる確率

チャンネルが含まれる確率が高くなる。これはメモリ長の拡大によりマスタとスレーブの占有率測定結果の差が小さくなることで、誤警報及び誤検出が平均化効果によって補償されることが考えられる [3.26]。メモリ長  $N = 1000$  において閾値  $\eta$  を 0.99999 とすることでチャンネルリストに有利チャンネルが含まれる確率が 0.99 以上を達成している。

一方、図 3.13 に閾値、 $\eta$ 、に対するチャンネルリストのチャンネル数を示す。図より  $\eta$  を拡大することで、チャンネルリストに含まれるチャンネル数が拡大することがわかる。メモリ長が  $N = 1000$ 、閾値  $\eta = 0.99999$ 、 $P_{FA} = P_{MD} = 0$  においてチャンネル数は 7、及び  $P_{FA} = P_{MD} = 0.1$  において 9.5 を達成している。総チャンネル数が 20 であるため、チャンネルを約半分以下に絞り込めることがわかる。以上より図 3.12 と図 3.13 の結果から高精度な確率推論を少ないチャンネル数で実現できるメモリ長  $N = 1000$  として、以降の評価で用いる。

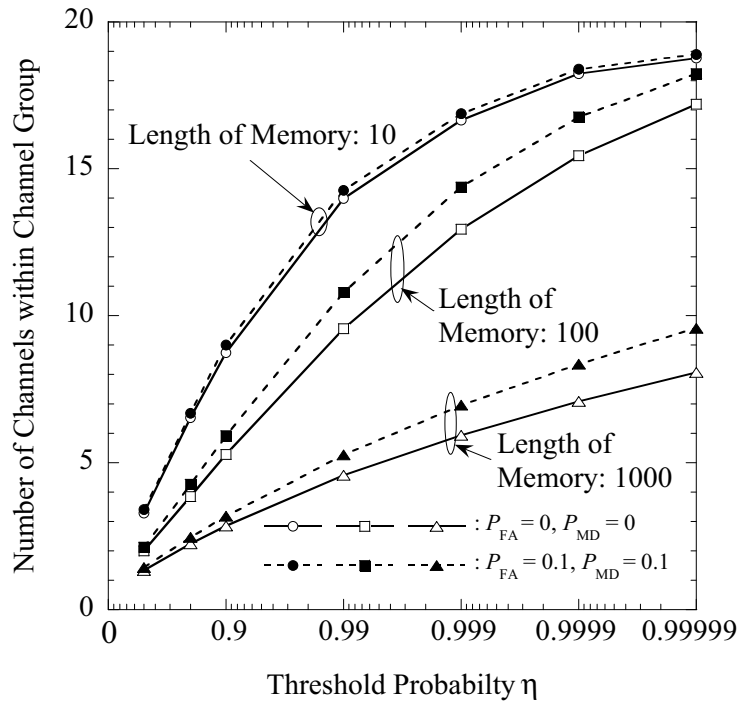


図 3.13: 閾値  $\eta$  に対するチャンネルリストのチャンネル数

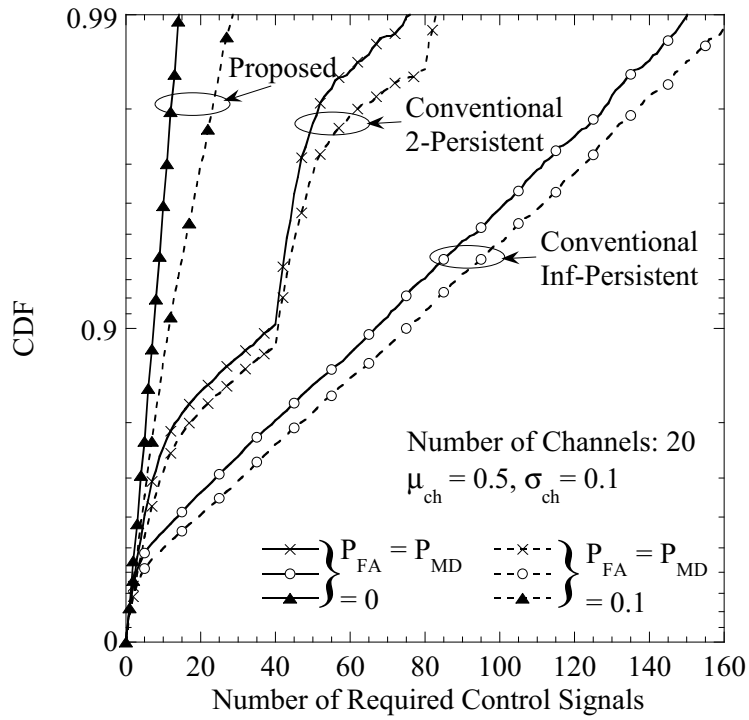


図 3.14: マスタとスレーブのランデブが完了するまでに必要な時間

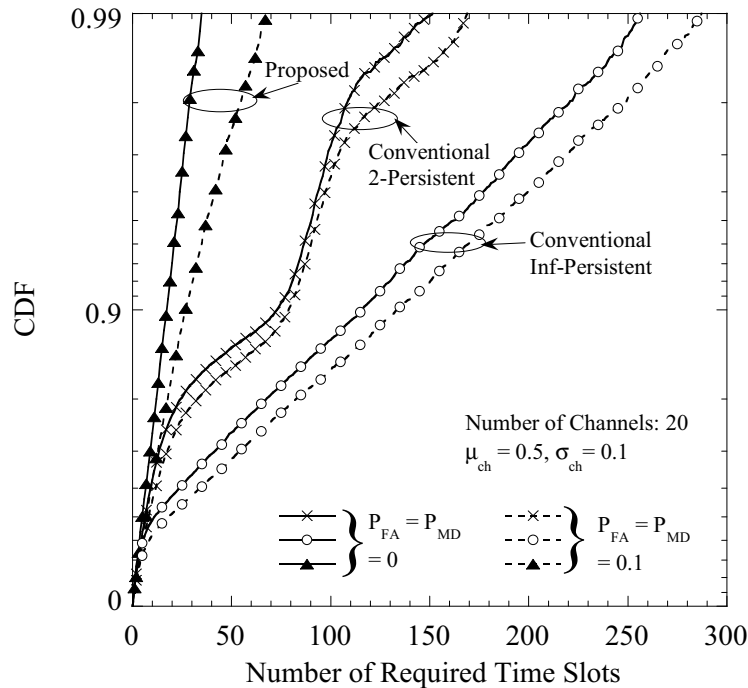


図 3.15: マスタとスレーブのランデブが完了するまでに必要な制御信号の送信回数

### 3.6.3 チャンネル不整合の補償に必要な制御信号の送信回数と時間評価

図 3.14 と図 3.15 に、マスタとスレーブのランデブが完了するまでに必要な制御信号の送信回数と時間評価結果を示す。ここで、チャンネル数は  $N = 20$ 、PS の真の占有率は、平均  $\mu_{ch} = 0.5$  偏差  $\sigma_{ch} = 0.1$  の一様乱数でモデル化し、各チャンネルで独立であると仮定している。

“Conventional Inf-Persistent” は文献 [3.18] の方法でありマスタは一度有利チャンネルを選択すると同じチャンネルに制御信号を送信する。“Conventional 2-Persistent” は、制御信号の 2 回送信毎にチャンネルを切り替える方法である。なお、チャンネルは占有率の低い順に次々に切り替える。“Proposed” は提案法であり、 $\eta_1 = 0.999$ 、 $\alpha = 0.1$  とし、チャンネルリスト内のすべてのチャンネルを探索した後、閾値を拡大している。スレーブが有利チャンネルとして選択した確率に基づくチャンネルリストによってチャンネルを絞りこみ、チャンネルリスト内のチャンネルにマスタが繰り返し制御信号を送信することで、信号衝突を高速に補償することができる。また、段階的なチャンネルリストの拡大によって、チャンネルリストから漏れたチャンネルの探索も可能になる。マスタでの選択チャンネルの絞り込み、グループ内の制御信号の繰り返し送信により図 3.14 に示す通り、 $P_{FA} = P_{MD} = 0$  において、“Proposed” は “Conventional 2-Persistent” に比べて、CDF=0.9 において 30 回数制御信号の削減、50 回の時間スロットの削減を達成している。また、“Proposed” は “Conventional inf-Persistent” に比べて約 60 回制御信号

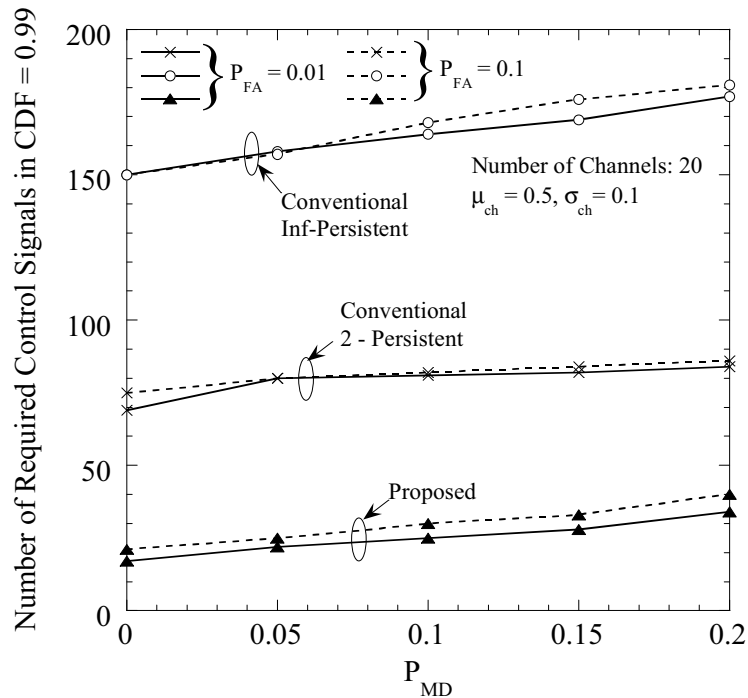


図 3.16:  $P_{MD}$  に対するランデブを完了するために必要な制御信号

の削減, 100 時間スロットの削減を達成している. この特性差は,  $CDF = 0.99$  において広がっていることがわかる. それゆえ, 提案法は, 高速かつ制御信号の送信回数的大幅な削減を達成した. また,  $P_{FA} = P_{MD} = 0.1$  において, “Proposed” は最も優れた特性を達成しており, 制御信号と PS の信号が衝突した場合においても, 優れた特性を達成している. これは, スレーブのチャンネル選択確率の推定に基づくチャンネルグループによるマスタの選択チャンネルの絞り込みの結果, グループ内の制御信号の繰り返し送信により, 高速化を実現したといえる.

### 3.6.4 様々な無線環境における評価

図 3.16 は様々な  $P_{MD}$  に対する, ランデブを完了するために必要な制御信号の特性を示す. ここで  $P_{FA}$  は 0.01 と 0.1 とする. マスタが最低 2 回留まる従来法である Conventional 2-persistent に比べ提案法が優れていると考える.  $P_{MD}$  と  $P_{FA}$  が大きい時でも少数の必要な制御信号を維持する理由は以下の通りである. 記録された検出結果のメモリは非常に大きいため, COR を評価するための平均化プロセスは誤検出および誤警報を補償するのに有効である. その結果, マスタによって推論されたスレーブの上位チャンネルと見なされる確率は非常に正確であり, より少ない制御信号数でランデブチャンネル法を適用することを可能にする.

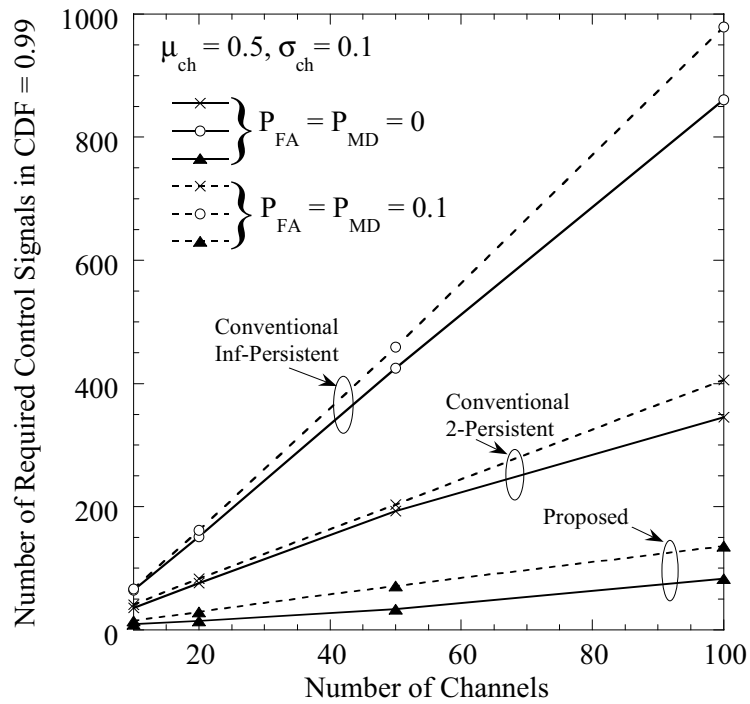


図 3.17: チャンネル数に対するランデブに必要な所要制御信号の送信回数

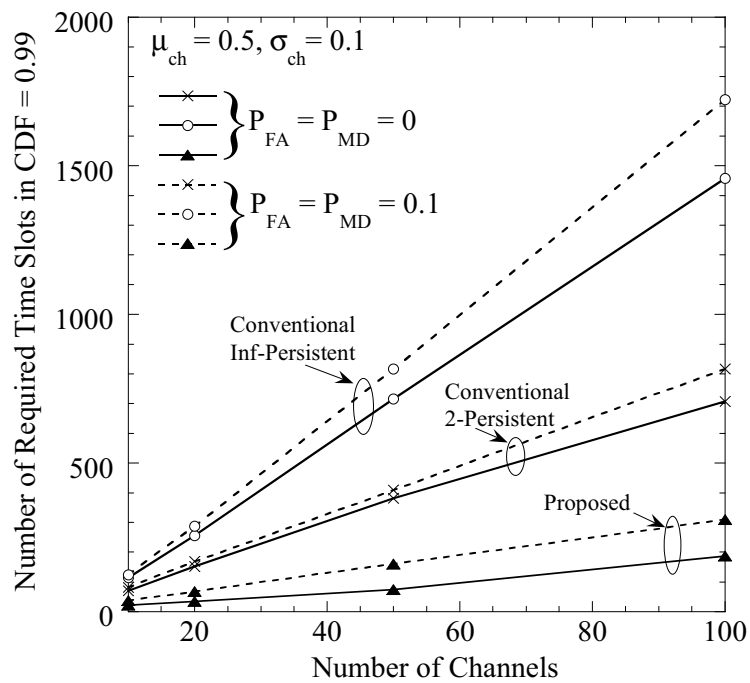


図 3.18: チャンネル数に対するランデブに必要な時間

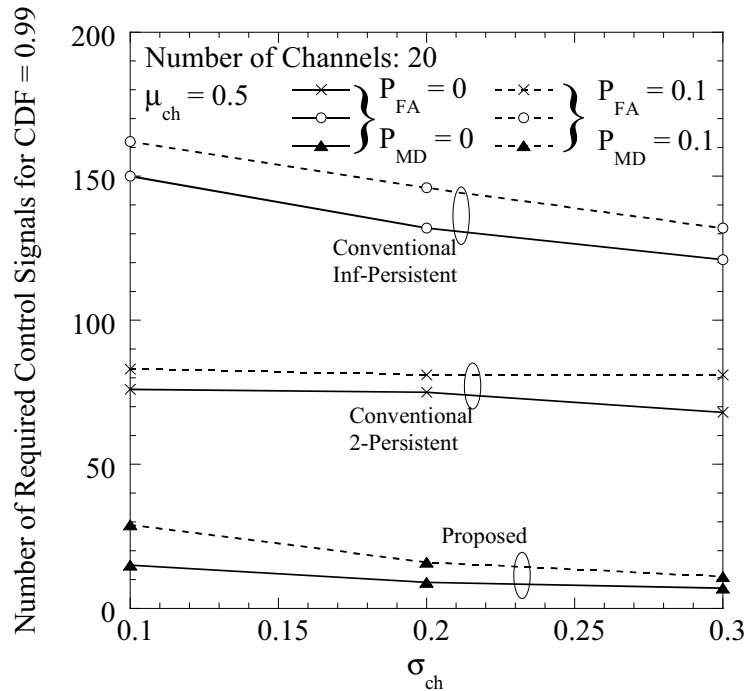


図 3.19: 各チャンネルの占有率の偏差  $\sigma_{ch}$  に対する, CDF = 0.99 における必要制御信号送信回数

図 3.17 と図 3.18 に, チャンネル数に対するランデブに必要な所要制御信号の送信回数と所要時間の特性を示す. ここで, 各チャンネルの占有率は独立の平均  $\mu_{ch} = 0.5$ , 及び, 偏差  $\sigma_{ch} = 0.1$  の一様乱数でモデル化した.

マスタは各チャンネルに 2 回制御信号を送信しているため, スレーブが選択したチャンネルを全チャンネルの 4 割チャンネルからマスタがチャンネルを見つけだしていることがわかる.

従来法における系列法 [3.12] や Jump-and-Stay 法 [3.15, 16] では, MTTR は最小でも総チャンネル数とほぼ同等であり, 提案法が系列法及び Jump-and-Stay 法に比べて高速であることが確認できる. また,  $P_{FA} = P_{MD} = 0.1$  の環境においても提案法の優位性を確認できる.

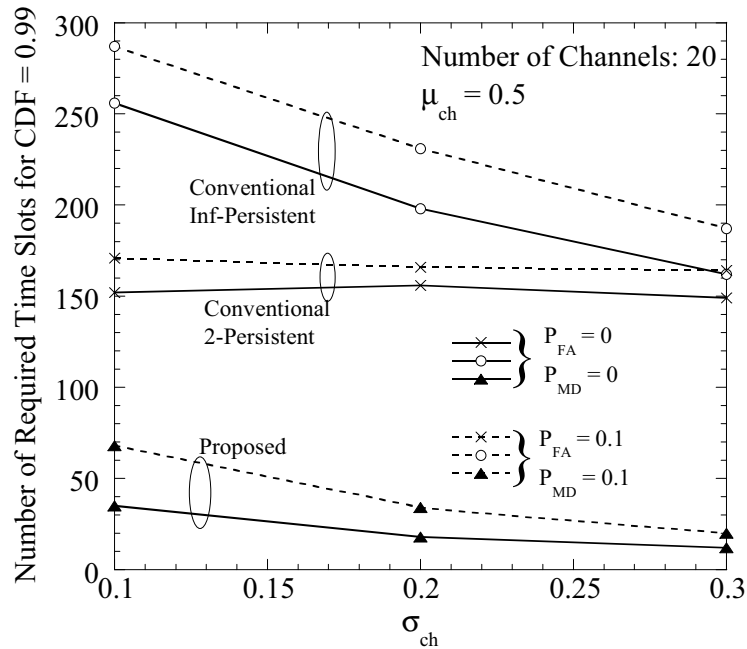


図 3.20: 各チャンネルの占有率の偏差  $\sigma_{ch}$  に対する, CDF = 0.99 における時間スロット数

図 3.19 と 3.20 に各チャンネルの占有率の偏差  $\sigma_{ch}$  に対する, CDF = 0.99 における必要制御信号送信回数と時間スロット数を示している. ここで, 各チャンネルの占有率は統計的独立な, 平均  $\mu_{ch} = 0.5$  と偏差  $\sigma_{ch}$  の一様乱数でモデル化している. チャンネル数は 20 とする.

図より,  $\sigma_{ch}$  の拡大に伴い, 必要制御信号送信回数及び時間数が削減できることがわかる. これは,  $\sigma_{ch}$  の拡大に伴い, チャンネル間の占有率差が大きくなり, 最小占有率である有利チャンネルの識別が容易になった結果, 高い確率でマスタとスレーブが同じチャンネルを有利チャンネルとする確率が高くなるからである. また, 誤検出及び誤警報が発生した場合においても, 提案法の特長劣化は従来法に比べて小さい. これは, チャンネルリストの生成精度が高くなり, チャンネルリストに含まれるチャンネル数がより少なくなり, 衝突発生時においても, 制御信号を送信すべきチャンネル数を少なく抑えられ, 高速化が実現できたといえる.

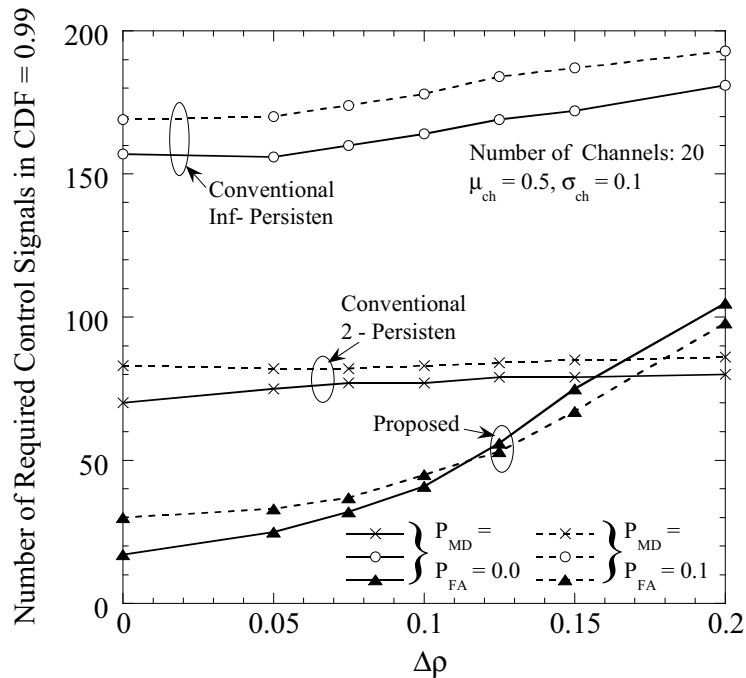


図 3.21: 占有率偏差  $\Delta\rho$  に対する CDF = 0.99 のために必要な制御信号数

図 3.21 は、占有率偏差  $\Delta\rho$  に対する CDF = 0.99 のために必要な制御信号数を示す。 $\Delta\rho$  が大きくなるにつれて、提案された方式において要求される制御信号が大きくなる。これは、推測されるスレーブの選択確率が低くなるためである。 $\Delta\rho$  が 0.15 より大きい場合、2 スロット留まる従来の方式における制御信号数は提案法にくらべて小さくなる。この理由は以下の通りである。COR モデルは  $\mathcal{U}(\mu_{ch}, \sigma_{ch}) = \mathcal{U}(0.5, 0.1)$  とする。チャンネル間の COR の差は最大 0.2 とする。 $\Delta\rho$  が 0.15 より大きい場合、実際の COR のオフセットに起因するチャンネル間の COR の差は 0.3 までになる。実際の COR は、オフセットモデルによって決定される。マスタによる測定された COR はスレーブによる COR とほとんど異なるため、マスタは測定された COR からのスレーブのアクセスチャンネル数をほとんど推定できず、すべてのチャンネルでスレーブを検索する。2 スロット留まる従来の方式では、マスタは各チャンネルの制御信号を 2 回送信するが、提案された方式では、スレーブの選択確率の高いチャンネルで制御信号を繰り返し送信する。提案方式は、従来の方式よりも全チャンネルのスレーブ探索に多くの制御信号を必要とする。 $\Delta\rho$  が 0.1 以上の時、 $P_{MD} = P_{FA} = 0.1$  の時の提案方式は、 $P_{MD} = P_{FA} = 0$  の時よりも若干優れている。これは誤警報と誤検出が有利チャンネルの候補であるチャンネルを絞り込むことを困難にするからである。さらに、チャンネルリストのサイズが大きくなるにしたがって、マスタはより少ない繰り返し探索で、より多くのチャンネルの中からスレーブを検索する。図 3.21 を考慮すると、あるマスタとスレーブ間に COR の認識の違いが大きくなると、マスタがスレーブと遠い場合は提案法は適していない。



## 3.7 まとめ

本章では、マルチチャネルコグニティブ無線における、少ない制御信号の送信回数で高速なランデブチャネル法を提案した。計算機シミュレーションにより、既存の学習型占有率測定法によるランデブチャネル法に比べて、高速かつ制御信号の送信回数が少なくなることを示した。本章ではPSのアクセスモデルを最小時間間隔で統計的に独立であると仮定した。しかし、実際のPSのアクセスモデルは、過去のアクセスとの間に一定の相関のあるマルコフモデルが用いられている [3.27]。提案法のマスタがスレーブの有利チャネル選択確率の推論精度がPSの時間相関に強く影響する。それゆえ、PSのアクセスモデルに時間相関を考慮したときの推論法や特性評価は重要な今後の研究課題である。また、SSにおいてランデブが確立した後、新たなPSが増えたと考え、PS全体の利用状況が変化すると考えられる。この点を考慮した検討も必要である。

## 3.8 References

- [3.1] S. Haykin, “Cognitive radio: brain-empowered wireless communications,” *IEEE J. Selected Areas in Commun.*, vol.23, no.2, pp.201–220, Feb 2005.
- [3.2] N. Zhang, H. Liang, N. Cheng, Y. Tang, J.W. Mark, and X.S. Shen, “Dynamic spectrum access in multi-channel cognitive radio networks,” *IEEE J. Selected Areas in Commun.*, vol.32, no.11, pp.2053–2064, Nov 2014.
- [3.3] K.C. Chen and R. Prasad, *Cognitive radio networks*, Wiley, 2009.
- [3.4] U. Raza, P. Kulkarni, and M. Sooriyabandara, “Low power wide area networks: an overview,” *IEEE Commun. Surveys Tutorials*, vol.19, no.2, pp.855–873, 2017.
- [3.5] G.Y. Chang and J.F. Huang, “A fast rendezvous channel-hopping algorithm for cognitive radio networks,” *IEEE Commun. Letters*, vol.17, no.7, pp.1475–1478, July 2013.
- [3.6] V.A. Reguera, E.O. Guerra, C.M.G. Algora, A. Nowe, and K. Steenhaut, “On the upper bound for the time to rendezvous in multi-hop cognitive radio networks,” *Proc. IEEE Int. Workshop Comput. Aided Model. Design Commun. Links Netw. (CAMAD)*, pp.31–36, Oct 2016.
- [3.7] A. Al-Mqdashi, A. Sali, N.K. Noordin, S.J. Hashim, R. Nordin, and M.J. Abdel-Rahman, “An efficient quorum-based rendezvous scheme for multi-radio cognitive radio networks,” *Proc. IEEE Int. Symp. Telecommun. Tech. (ISTT)*, pp.59–64, Nov 2016.
- [3.8] L. Yu, H. Liu, Y.W. Leung, X. Chu, and Z. Lin, “Adjustable rendezvous in multi-radio cognitive radio networks,” *Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM)*, 7 pages, Dec 2015.
- [3.9] I.S. Choi, S.J. Yoo, M. Seo, and H.W. Cho, “Initial rendezvous protocol using multicarrier operation for ad-hoc cognitive radio networks,” *Proc. Int. Conf. Info. Commun. Tech. Converge. (ICTC)*, pp.121–125, Oct 2016.

- [3.10] C.M. Chao and H.Y. Fu, "Supporting fast rendezvous guarantee by randomized quorum and latin square for cognitive radio networks," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol.65, no.10, pp.8388–8399, Oct 2016.
- [3.11] C.M. Chao and H.Y. Fu, "Supporting fast rendezvous guarantee by randomized quorum and latin square for cognitive radio networks," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol.65, no.10, pp.8388–8399, Oct 2016.
- [3.12] C.M. Chao, H.Y. Fu, and L.R. Zhang, "A fast rendezvous-guarantee channel hopping protocol for cognitive radio networks," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol.64, no.12, pp.5804–5816, Dec 2015.
- [3.13] C. Xin, M. Song, L. Ma, and C.C. Shen, "ROP: near-optimal rendezvous for dynamic spectrum access networks," *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, vol.62, no.7, pp.3383–3391, Sept 2013.
- [3.14] R. Wu, W. Guo, and F. Wang, "Channel-grouping based rendezvous algorithm for cognitive radio adhoc networks," *Proc. Int. Conf. Telecommun. (ICT)*, pp.16–20, Apr 2015.
- [3.15] J. Li, H. Zhao, J. Wei, D. Ma, and L. Zhou, "Sender-jump receiver-wait: a simple blind rendezvous algorithm for distributed cognitive radio networks," *IEEE Trans. Mobile Computing*, (Early Publication) 2017.
- [3.16] R.N. Yadav and R. Misra, "Periodic channel-hopping sequence for rendezvous in cognitive radio networks," *Proc. Int. Conf. Adv. Comput., Commun. Informa. (ICACCI)*, pp.1787–1792, Aug 2015.
- [3.17] H. Ohize and M. Dlodlo, "Ant colony system based control channel selection scheme for guaranteed rendezvous in cognitive radio ad-hoc network," *Proc. IEEE Personal, Indoor, Mobile Radio Commun. (PIMRC)*, 7 pages, Sept 2016.
- [3.18] O. Takyu, T. Yamakita, T. Fujii, M. Ohta, F. Sasamori, and S. Handa, "Optimization of learning time for learning-assisted rendezvous channel in cognitive radio system," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E98-B, no.2, pp.360–369, Feb 2015.
- [3.19] F. Tobagi and L. Kleinrock, "Packet switching in radio channels: part ii - the hidden terminal problem in carrier sense multiple-access and the busy-tone solution," *IEEE Trans. Commun.*, vol.23, no.12, pp.1417–1433, Dec 1975.
- [3.20] A.S. Tanenbaum and D.J. Wetherall, *Computer networks*, 5 ed., Prentice Hall, 2010.
- [3.21] C. Chao and H. Fu, "A fast and fair rendezvous guarantee channel hopping protocol for cognitive radio networks," *Proc. IEEE Int. Conf. Commun. Soft. Netw. (ICCSN)*, pp.483–487, Jun 2016.
- [3.22] F.J. Han, L. Yu, and W.H. Fan, "Clock skew and offset estimations for channel rendezvous in cognitive radio networks," *Proc. IEEE Int. Conf. Consumer Elec. Berlin (ICCE-Berlin)*, pp.117–121, Sept 2014.
- [3.23] S.M. Kay, *Fundamentals of statistical signal processing, vol.II: Detection theory*, Prentice Hall 1998.
- [3.24] A. Papoulis, *Probability, random variables, and stochastic processes*, 4 ed., McGraw-Hill, 2002.

- [3.25] W.H. Press, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling, and B.P. Flannery, Numerical recipes in C, Cambridge university press, 1988.
- [3.26] H. Soya, O. Takyu, K. Shirai, M. Ohta, T. Fujii, F. Sasamori, and S. Handa, "Measurement technique for occupancy ratio and transition ratio in cognitive radio system," Proc. IEEE Wireless Commun. Netw. Conf. Workshops (WCNCW), 6 pages, Mar 2017.
- [3.27] A. Oluwaranti and S. Okegbile, "Two state Markov chain based predictive model for cognitive Radio spectrum availability: A conceptual approach, ' ' in proc IEEE, 2016 Future Technologies Conference (FTC), pp. 179-186, Dec 2016

# 第4章

## 今後の課題

## 第4章 今後の課題

本研究ではコグニティブ無線において、PSおよびSSの無線システム認識にある課題に対して提案を行った。提案した手法を用いた無線システムの実装に向けた検討も今後必要である。その一例として、IoT分野について、センサ端末を二次利用者として見立て、任意の周波数の空き時間を端末が自分で見つけデータ送信する実装が考えられる。実装内容については今後検討したい。その他課題については各章ごとに次にまとめる。

### 4.1 占有率及び遷移率測定法の課題 (第2章)

- 尤度更新における最適閾値設計の課題

本研究における提案法では実無線環境を想定し、遷移率及び占有率の変動範囲が  $[0.2, 0.8]$  の一様乱数でモデル化し、閾値を設計した。しかしながら本研究では想定しなかった極端な利用状況を想定した最適閾値の検討も必要である。また、本研究では遷移率が偏った例として、遷移率を  $[0.2, 0.4]$  の一様乱数でモデル化しシミュレーション評価を行ったところ、提案法とは異なる最適閾値が得られた。そのため遷移状況を考慮した上での厳密な閾値設計が必要であると考えられる。その際、閾値がずれた場合におけるロバスト性について検証を行う必要もある。

- マルコフモデルの妥当性について

過去の論文では誤検出及び誤警報を考慮した4状態マルコフモデルにおいて、遷移率、占有率に加えて誤検出、誤警報を推定する提案が報告されている [4.1]。それによると、本研究で仮定する2状態マルコフモデルと比較して、状態数が2倍に増える。そのため、各シンボルの状態確率を更新した場合、提案法の2状態マルコフモデルに比べて、更新に要する計算量は約2倍に増えると概算される。一方、本検討では占有率/遷移率については触れていない。そのため、占有率及び遷移率推定精度は、厳密な特性比較が必要になると考える。

## 4.2 ランデブチャネル法における課題 (第3章)

- PSのアクセスモデルにおける時間相関について

本研究ではPSのアクセスモデルを最小時間間隔で統計的に独立であると仮定した。しかし、実際のPSのアクセスモデルは、過去のアクセスとの間に一定の相関のあるマルコフモデルが用いられている。提案法のマスタがスレーブの有利チャネル選択確率の推論精度がPSの時間相関に強く影響する。それゆえ、PSのアクセスモデルに時間相関を考慮した時の推論法や特性評価は重要な研究課題である。

- 占有率の観測時間の課題

有利チャネルの選択は、占有率の観測時間に依存すると考えられる。観測時間を長くすると通信環境が変動してしまうため、短時間の測定が必要である。しかしながら観測時間を短くすると測定精度の劣化が懸念される。つまり、占有率測定時間の長さは、占有率変化の追従性と占有率の推定精度との間にトレードオフがあると考えられる。よって短時間での高い測定精度が得られる占有率測定法が求められる。そこで、現在では二段階センシング法の検討を行っている。二段階センシング測定法とは測定時間を2つのフェーズに分けて占有率を測定する手法である。第一段階では存在する全てのチャネルにて対して占有率測定を行う。ここで、得られた測定結果より、占有率の低い順にチャネルを任意の数選び、次段の測定対象とする。第二段階では第一段階で絞り込まれたチャネルのみに対して占有率/遷移率測定を行う。この手法によって時間変動への追従性を高めることが可能であると期待される。今後検討していきたい。

- 通信環境変動における動的観測

SSにおいてランデブが確立した後、新たなPSが増えたと考え、PS全体の利用状況が変化すると考えられる。この点を考慮した検討も必要である。

## 4.3 References

- [4.1] H. Eltom, S. Kandeepan, B. Moran and R. J. Evans, "Spectrum occupancy prediction using a Hidden Markov Model," 2015 9th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS), Cairns, QLD, 2015, pp. 1-8.

# 第5章

## 結論

## 第5章 結論

近年，無線通信端末の爆発的な普及に伴い，周波数資源の枯渇化が深刻な問題となっている．その解決法として，コグニティブ無線が注目されている．周波数共用型コグニティブ無線においては，PSの周波数利用をSSが正確に把握する必要がある．また実際の無線システム運用におけるSSのアクセス方法についてもチャンネル不整合問題が存在する．本研究ではコグニティブ無線における周波数資源の高効率利用のために，これらPS及びSSの無線システム認識における課題に対する提案を行った．

第1章では，本研究の背景と目的について述べた上で，本論文の構成を示した．

第2章ではPSの無線認識における課題であるPSの周波数利用状況を把握するために，占有率及び遷移率を高精度かつ低複雑に推定する方法を提案した．提案内容として，まずエネルギー値を尤度変換することで得られるシンボルに対して二重閾値による信頼度評価を行った．その上で低信頼と判断されるシンボルを除外して，高い信頼と判断されたシンボルを用いて仮遷移率を推定する．一方，低信頼と判定されたシンボルに対してのみ，仮遷移率を用いた更新処理を行う．その際，理論解析に基づき，信頼度判定をする二重閾値の最適設計を示した．計算機シミュレーションにおいて高い推定精度と処理の低複雑さを確認することで，提案法の有効性を示した．これにより二次利用者は時間ごとに変動する複数チャンネルの利用状況を短時間でかつ正確に測定することが可能となった．

第3章ではSSの無線システム認識における課題であるチャンネル不整合問題を解決するために，学習型占有率測定法に基づくランデブチャンネル法の，マスタとスレーブのアクセスチャンネルに規則性を与える改良を進めた．スレーブでは，有利チャンネルとそれ以外のチャンネルを交互に切り替えることで，有利チャンネルにアクセスする時間間隔を狭くする．マスタは有利チャンネルにおいて複数回を連続して制御信号を送信することで，スレーブがより高い確証度で制御信号を受信することができる．また，もし，マスタが制御信号の送信に二回失敗した場合には，マスタとスレーブは異なるチャンネルを有利チャンネルとして認識していると高い確証度で判断できる．そこで提案法では，二回制御信号を送信したとしてもランデブが確立できない場合，最小占有率に準ずるチャンネルへ切り替える．提案法では，二回の制御信号の送信と占有率が低い順にチャンネルを切り替えることで，マスタとスレーブの有利チャンネルの認識の差異を補償できる．その結果，提案法は高速かつ制御信号の送信回数を少なく抑えたランデ



ブが可能となる。

しかしながら、提案法の規則的なチャンネル切り替えは、マスタとのチャンネル競合が生じた場合に、想定プロトコルが崩れ、大幅な時間遅延が生じる恐れがある。そこで、マスタが推定した占有率からスレーブが有利チャンネルとして選択する確率を推定する。そして、スレーブが有利チャンネルとして選択するチャンネルを発見できる確率が一定以上となるチャンネルグループを生成し、このグループにおいては繰り返し制御信号を送信する。その結果、制御信号とPSの信号とのパケット衝突を高速に補償し、ランデブの高速化を実現することができる。計算機シミュレーションによって提案法の有効性を明らかにし、周波数不整合問題に対しての効果が確認された。

第4章では今後の検討課題を示した。

以上より本研究では周波数の高効率利用可能なコグニティブ無線実現に向けて、PS及びSSの無線システム認識における課題の解決を図る有用な提案を行った。

## 第6章 研究業績

### 6.1 査読付き論文

征矢 隼人, 田久 修, 白井 啓一郎, 太田 真衣, 藤井 威生, 笹森 文仁, 半田 志郎 “コグニティブ無線における低複雑かつ高精度な占有率と遷移率測定法” 電子情報通信学会和文論文誌 *B* 13 ページ (2018年 2月, Vol.J101-B, No.2)

Hayato Soya, Osamu Takyu, Keiichiro Shirai, Mai Ohta, Takeo Fujii, Fumihito Sasamori, Shiro Handa, “Fast Rendezvous Scheme with a Few Control Signals for Multi-Channel Cognitive Radio,” *IEICE Transaction on Communications*, 13pages 採録決定 (2017年 12月 28日)

### 6.2 国際会議発表

Hayato Soya, Osamu Takyu, Keiichiro Shirai, Mai Ohta, Takeo Fujii, Fumihito Sasamori, Shiro Handa, “Measurement Technique for Occupancy Ratio and Transition Ratio in Cognitive Radio System,” in proc. IEEE, 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), 6pages (March 19 2017)

Hayato Soya, Osamu Takyu, Keiichiro Shirai, Mai Ohta, Takeo Fujii, Fumihito Sasamori, Shiro Handa, “Modified Rendezvous Scheme with Inferring Access Channel Probability of Slave by Master,” in proc. IEEE, 2018 IEEE International Conference on Information Networking (ICOIN), 6pages (January 2017)

## 謝辞

信州大学大学院 総合工学研究科 田久修准教授には研究進捗の都度、丁寧なご助言、ご教示を賜りました。また無線通信分野のみにとどまらず幅広い工学分野に関してのご指導を賜りました。本論文をまとめるまでに多大なるご尽力を果たされたことに、深く感謝の意を申し上げます。

また、研究を進めていくにあたり、信州大学大学院 総合工学研究科 半田志郎教授ならびに笹森文仁教授にはご助言、ご教示、励ましのお言葉を頂き、輪講では無線通信分野のご指導も賜りました。深く感謝の意を申し上げます。

信州大学大学院 総合工学研究科 白井啓一郎准教授には、研究を進めていくにあたり、数々のご助言、ご教示を賜りました。特に数値計算分野の視点から頂いたご指摘は大変勉強になりました。深く感謝の意を申し上げます。

本論文の審査において、貴重なご助言を賜りました信州大学大学院 総合工学研究科 西新幹彦准教授、新潟大学 自然科学研究科 電気情報工学専攻 佐々木重信教授に深く感謝申し上げます。

電気通信大学 先端ワイヤレスコミュニケーションセンター 藤井威生教授、ならびに福岡大学 工学部 電子情報工学科 太田真衣助教には研究相談や論文執筆を通じて、ご教示、ご助言、さらに無線通信の分野に関するご指導を賜りました。深く感謝の意を申し上げます。研究室生活においてお力添えを賜りました、信州大学 工学部 技官 瀧澤君明様に感謝申し上げます。研究を進めるにあたり、数々の貴重なご意見をいただいた日本電信電話株式会社 NTT 未来ねっと研究所 宗秀哉様に深く感謝申し上げます。

信州大学大学院に進学する機会を与えていただき、在学中は常に励ましをいただき、また貴重なご助言をいただいた、長野県工科短期大学校 藤井恒男校長(当時)、岡本正行校長、目黒秀明副校長(当時)、中村正幸副校長に深く感謝申し上げます。また、本研究を遂行するに当たり、深いご理解、ご支援をいただきました長野県工科短期大学校 電子技術科 田鹿幸永学科長を始めとする電子技術科教員の皆様、並びに長野県工科短期大学校全教職員の皆様に深く感謝申し上げます。

さらに、筆者の研究進捗の発表を傾聴し、研究室生活を支えてくれた研究室の皆さま及び研究室 OB の皆様に感謝申し上げます。