

多段階検出方式による広帯域スペクトル検出の高速・高ダイナミックレンジ化

代表研究者

榎田 洋太郎

東京理科大学理工学部教授

1 はじめに

現在の無線技術の発展に伴い、周波数資源の枯渇問題が重要視されている。周波数資源枯渇問題の解決策としてコグニティブ無線[1]-[3]が有望視されている。コグニティブ無線とは、利用する周波数や通信方式を適切に切り替えることにより空いている電波を有効的に使うという発想である。コグニティブ無線の実現方法として、マルチモードシステムと、ダイナミックスペクトルアクセスがある。マルチモードシステムは1つの端末で複数の無線システムを切り替えて通信回線を確立する。一方ダイナミックスペクトルアクセスは、時間的、空間的に空いている周波数資源を見つけ、それを利用し通信回線を確立する。本研究ではダイナミックスペクトルアクセスに注目する。

コグニティブ無線のダイナミックスペクトルアクセス方式において、空きスペクトルを検出する副ユーザ（以下、セカンダリユーザ（SU）と称する）が既に特定の周波数帯を使用している主ユーザ（以下、プライマリユーザ（PU）と称する）の電波利用状況をモニタするために使用するスペクトル検出器[4][5]には、広帯域性、高ダイナミックレンジ性、高速性が要求される。現在、高速フーリエ変換（FFT: Fast Fourier Transform）を用いて広い帯域を高速で検出する方法[5]が提案されている。しかし、スペクトル検出器はフロントエンドにおける増幅器の飽和や、量子化ビット数の飽和などの影響により、非線形性を持つ。フロントエンドに非線形性を持つスペクトル検出器がそのダイナミックレンジを超えるほどレベル差の大きい信号を同時に検出した場合、非線形性により高調波、相互変調波、および利得抑圧が発生する。これにより本来存在する信号を検出できない検出見逃し（MD: Miss Detection）や、本来存在しない信号を検出したと誤る誤警報（FA: False Alarm）が生じる。しかしフロントエンドの非線形性により発生する高調波、相互変調波、利得抑圧がスペクトル検出結果にもたらす影響は評価されていない。

一方、広帯域性、高ダイナミックレンジ性、高速性が要求されるスペクトル検出器には、これらを同時に高いレベルで満足することを目的として、以前、報告者らは多段階検出方式を提案した[6][7]。この方式の最も簡単な構成である二段階検出方式において、検出の第一段階（STEP1）では、低い周波数分解能で広帯域に検出し、高い入力レベルを含む周波数帯域を特定する。第二段階（STEP2）では、この帯域を除いて狭帯域検出することにより、高調波、相互変調、及び利得抑圧による MD 及び FA の発生を回避し、ダイナミックレンジを高く保つ事ができると共に、検出時間の短縮を図る事ができる。しかし、セカンダリユーザがプライマリユーザの使用しているチャンネルを検出する際、セカンダリユーザが検出を行う総チャンネル数（検出帯域幅）が変化したときの空きチャンネル検出特性の変化は明らかではない。

本研究ではフロントエンドの非線形性により発生した高調波、相互変調波、利得抑圧によるスペクトル検出結果への影響を、計算機シミュレーションにより定量的に評価する。そして、与えられたスペクトル検出チャンネル数に対し、所望の誤警報率、検出見逃し率を満たすスペクトル検出器のダイナミックレンジを設計する手法を提案する。

また、本研究では、二段階検出方式において、セカンダリユーザが検出を行う総チャンネル数が変化したときのセカンダリユーザの空きチャンネル検出成功率、及び空きチャンネルを成功した際に要した STEP2 における検出繰り返し数（リトライ数）を、計算機シミュレーションにより評価する。

2 コグニティブ無線の概要

2-1 基本原理

コグニティブ無線とは、端末や基地局など無線機が自動的に周囲の電波状況を監視し、その状況に応じて、周波数や変調方式などを変えて通信するという技術のことである。図1にコグニティブ無線の概念を示す。正規に周波数を割り当てられたユーザをプライマリユーザ、空いている周波数を二次利用するユーザをセカンダリユーザという。セカンダリユーザは周囲の電波利用状況を監視するためスペクトル検出を行い、時間、

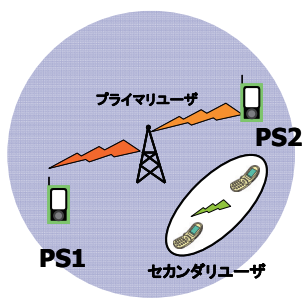


図1 コグニティブ無線の概念

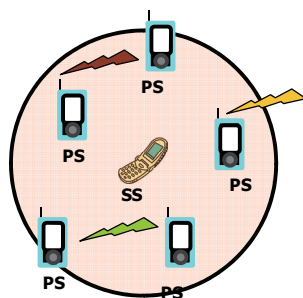
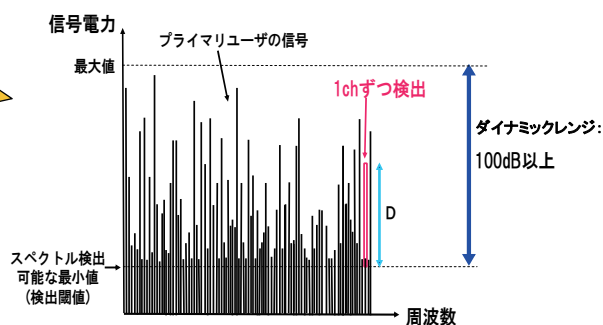


図2 ユーザ分布



D: スペクトル検出器のダイナミックレンジ<60dB

図3 複数スペクトル検出例

周波数、空間、で適応的に空き周波数を利用して通信を行う。これによりピーク時でも利用率約3割と、割り当てられていて使えないが、空いている周波数を利用することにより周波数資源利用の効率化を図ることができる。しかしながら、今までは、無線LANと携帯電話というような異なる周波数、かつ異なる方式の通信を行う場合、それぞれ異なるハードウェアを搭載する必要があったため、あまり現実的とは思われていなかった。なぜならば、それぞれの方式に対応するためには、必要となるコストやハードウェア規模が増大するからである。最近ではソフトウェアの切り替えで、複数の周波数や無線方式に対応できるソフトウェア無線と呼ばれる技術の進歩にともなって、コグニティブ無線が現実的なものになってきた。

コグニティブ無線実現には周囲の周波数利用状況を監視するためのスペクトル検出技術が必要となる。このスペクトル検出には、空き周波数を多く見つけるための広帯域性、通信時間を長くするための高速性、多様な入力電力を正確に処理するための高ダイナミックレンジ性が求められる。

2-2 スペクトル検出の課題

コグニティブ無線では、無線機が自ら空いている周波数帯を探し、その周波数や方式に切り替えることで通信を行うため、無線通信装置に周囲の電波状況を常に検知させることが重要である。電波の利用状況を監視するためには、様々な電界強度の信号を同時に検出できるスペクトル検出器が必要である。さらに、空き周波数を利用する場合、プライマリユーザ(正規に周波数を利用できるユーザ)の信号を妨害することなく通信をしなければならぬため、高速で正確なスペクトルを検出することが重要である。現在スペクトル検出の方式としてFFTを利用し広帯域を同時にスペクトル検出する方式が提案されている。

2-3 FFT を利用した複数チャンネルスペクトル検出技術

広帯域に周囲の信号を一括して受信し、FFTを用いて各チャンネル電力を求め、空いている周波数を探す方式である。図2、図3に複数チャンネルスペクトル検出の例を示す。セカンダリユーザを中心として、周囲でプライマリユーザが通信しているものとする。ここで、セカンダリユーザは一括して様々な周波数の信号を受信し、FFTを行う。この受信信号は、距離減衰の影響を受けるため、セカンダリユーザの近くにいるプライマリユーザの信号電力は大きく、セカンダリユーザから離れた場所にいるプライマリユーザの信号電力は小さくなる。つまり、セカンダリユーザは様々な周波数で様々な電力の信号を同時に受信しFFTする。このFFTの各チャンネル電力をしきい値と比較し、空いていると判断された場所を利用し、通信を行う。この複数チャンネルにおけるスペクトル検出で問題となるのが、ダイナミックレンジである。ダイナミックレンジとは、一番小さい信号と一番大きい信号の電力の差である。一般的なスペクトル検出器のダイナミックレンジは60dBほどであるが、入力信号のダイナミックレンジは100dBを越える。つまり、スペクトル検出器のダイナミックレンジよりもかなり大きな電力差を持った信号が入力されるため、スペクトル検出器のアナログフロントエンドが飽和や、量子化ビット数の不足による非線形の影響をうけることとなる。これにより高調波、相互変調波、利得抑圧が生じ、存在している電力スペクトルを存在していないと検出してしまう検出見逃しと、存在していない電力スペクトルを検出してしまう誤警報が生じるという問題がある。

スペクトル検出における誤警報及び検出見逃しがコグニティブ無線に与える影響を図4に示す。図4に示すように、誤警報が発生すると空いている周波数を空いていないと判断してしまうため、あいている周波数を利用できない。よってコグニティブ無線導入による周波数利用効率の改善率が低下する。また、検出見逃しによって、プライマリユーザが使用している周波数をセカンダリユーザが空いていると判断し、使用してしまうので、プライマリユーザの通信を妨害する可能性がある。しかし、これらの非線形の影響がFFTを用い

た複数チャンネル検出に与える影響については研究されていない。よって本論文では、これら非線形がFFTを用いた複数チャンネル検出に与える影響を定量的に評価すると共に、与えられた検出チャンネル数およびプライマリユーザチャンネル利用率に対し所望のFA率、MD率を満たすスペクトル検出器のダイナミックレンジを設計する。また、ダイナミックレンジが不足する場合への対策として、多段階スペクトル検出方式を提案する。

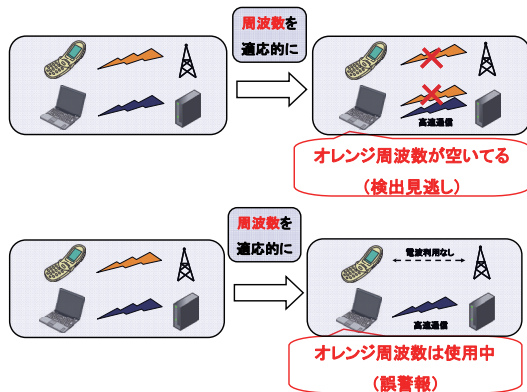


図4 FA, MDがコグニティブ無線に与える影響

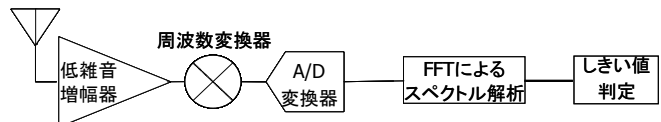


図5 スペクトル検出器の構成

3 誤警報と検出見逃しの発生メカニズム

3-1 スペクトル検出器構成

図5にスペクトル検出器の構成を示す。RF帯域で様々な通信方式に対応する帯域制限フィルタを並列で付けると、ハードウェアが肥大化する。従ってフィルタの数を減らすためにダウンコンバージョンを行う必要がある。また、将来的に携帯電話等への普及を目指しているため、安価でなければならない。よってフロントエンド部分ではある程度の非線形を見込む必要がある。アナログ回路の利得の飽和、A/D変換器による量子化ビット数の飽和などの非線形の影響でスペクトル検出において高調波、相互変調誤差が発生する。これにより信号が存在していない周波数を存在していると判断するフォルスアラーム (FA) と、信号が存在している周波数を存在していないと判断するミスディテクション (MD) が生じる。

3-2 高調波、相互変調波、利得抑圧の原理

アナログRF回路の微小信号応答を考える。簡単のため、メモリーレス、時不変のシステムを考えるとし、アナログ回路の非線形を式(1)にて仮定する。

$$y(t) = a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t) \quad (1)$$

まず、高調波について説明する、高調波は非線形に対し信号が入力されたときに、入力周波数の整数倍の周波数成分を持つ信号が発生する現象である。

高調波の発生を示すために、式(1)に対し式(2)の信号を入力する。

$$x(t) = A \cos \omega t \quad (2)$$

計算を行うと以下ようになる。

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1A \cos \omega t + a_2A^2 \cos^2 \omega t + a_3A^3 \cos^3 \omega t \\ &= \frac{a_2A^2}{2} + \left(a_1A + \frac{3a_3A^3}{4}\right) \cos \omega t + \frac{a_2A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{a_3A^3}{4} \cos 3\omega t \end{aligned} \quad (3)$$

入力式(2)に対し、入力信号の整数倍となる周波数成分を持つ信号が出力されているのがわかる。これが高調波である。一般的に、入力振幅Aは小さいため、Aの階乗の項は無視できるため、高調波の効果は現れず、利得は a_1 となる。しかしながら、入力振幅Aが大きい場合、高調波は無視する事ができない。

次に利得抑圧について説明する。利得抑圧は入力信号の振幅が大きくなると、回路の所望信号にたいする利得が下がる現象である。

式(3)において入力信号と同じ周波数を持つ、所望信号の利得は式(4)である。

$$a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \quad (4)$$

ここで一般的に、アナログ回路の利得は入力が大きくなると飽和することから、 a_3 は負であることがいえる。よって入力振幅 A が大きくなると、 A の 3 乗に比例して減少する。これが利得抑圧である。

最後に、相互変調波について説明する。これは周波数の異なる信号が非線形システムに入力される時、入力波とその高調波以外の周波数成分を持つ信号が発生する現象である。

相互変調波発生をしめすために式(1)に対し式(5)を入力する。

$$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad (5)$$

$$y(t) = a_1 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + a_2 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + a_3 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 \quad (6)$$

ここで、右辺を展開し、直流成分と高調波成分を無視すると、以下の周波数成分が存在することがわかる。

$$a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$$

$$\frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (7)$$

$$\frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t$$

式(7)のように、周波数の異なる信号が非線形システムに同時に入力されると、入力信号周波数と、その高調波以外の周波数成分を持つ信号が発生することがわかる。これが相互変調波である。特に $2\omega_1 - \omega_2$ $2\omega_2 - \omega_1$ の周波数成分を持つ信号は ω_1 と ω_2 の周波数を持つ入力波の付近にでてくるため、注意が必要である。(図6)

相互変調波も、高調波、利得抑圧と同じく、入力振幅が小信号であるとすれば無視することができるが、入力振幅が大きければ、その出力は大きなものとなり、無視することができない。

3-3 フロントエンド非線形による FA、MD 発生原理

図7にフロントエンドの非線形性による FA、MD の発生原理を 10 チャンネル検出の例を用いて示す。ここで、スペクトルを観測するユーザ（以下セカンダリ）の周辺には、セカンダリの飽和点電力よりも高い電力スペクトルで通信する既存ユーザ（以下プライマリユーザ）が存在する。この場合にセカンダリが複数の信号を同時に検出しようとする時、高調波、相互変調波、利得抑圧が発生する。高調波、相互変調波が検出しきい

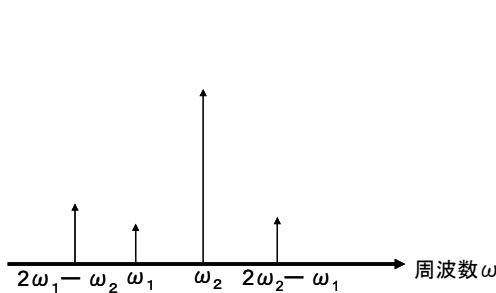


図6 3次の相互変調波

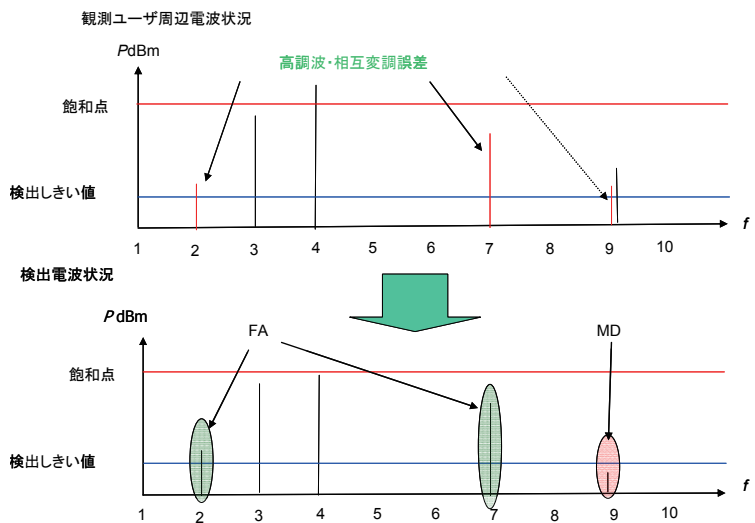


図7 非線形性による FA、MD の発生原理

値を超える事により、本来存在しない信号を検出してしまいう検出見逃し(FA)が発生する。また、本来存在する信号が利得抑圧により、電力が小さく観測され、検出しきい値以下となってしまう、本来存在する信号が存在しないと判断されてしまう誤警報(MD)が発生する。

4 多段階スペクトル検出方式

スペクトル検出器に要求される、広帯域性、高ダイナミックレンジ性、高速性が要求される。これらを同時に高いレベルで満足するために、二段階検出方式が提案されている[6][7]。図8に、多段階検出方式の最も簡単な適用例である二段階検出方式の動作を示す。第一段階(STEP1)では低周波数分解能で広帯域に検出し、高い入力レベルを含む周波数帯域を特定する。第二段階(STEP2)で、この帯域を除いて狭帯域検出することにより、高調波、相互変調、及び利得抑圧による検出見逃し(False Alarm: FA)及び誤警報(Miss Detection: MD)の発生を回避し、ダイナミックレンジを高く保つ事ができると共に、検出時間の短縮を図る事ができる。これまで、多段階スペクトル検出方式に関しては、所望のプライマリユーザのスペクトル使用率に対し所望の空きスペクトル検出成功率を得るためには、各段のダイナミックレンジの大きさと、その段の全帯域幅と周波数分解能(各チャンネルの帯域幅)の比の間にトレードオフが存在することを明らかにした[7]。また、多段階検出することにより最終段階におけるスペクトル検出の成功率を高めることが可能となるため、検出失敗による再検出の確率を低減し、結果としてスペクトル検出の高速化が可能となることを示した[6][7]。しかし、セカンダリユーザがプライマリユーザの利用しているチャンネルを検出する際、セカンダリユーザが検出を行う総チャンネル数(検出帯域幅)が変化したときの空きチャンネル検出特性の変化は明らかではない。

5 非線形性をもつスペクトル検出器の検出見逃し率および誤警報率の評価

5-1 評価方法

(1) スペクトル検出対象ユーザ分布

図9に本研究の対象とするユーザ分布を示す。ここで、簡単のためプライマリユーザの送信電力は1Wで一定とする。また、セカンダリユーザを中心として、半径Rの円内にプライマリユーザが一樣に分布するものとする。Rは、セカンダリユーザが1Wの信号を熱雑音レベルで検出することのできる距離の10倍とした。rはセカンダリユーザの検出しきい値によって変化する検出範囲である。図10に示すように、rよりも外側の

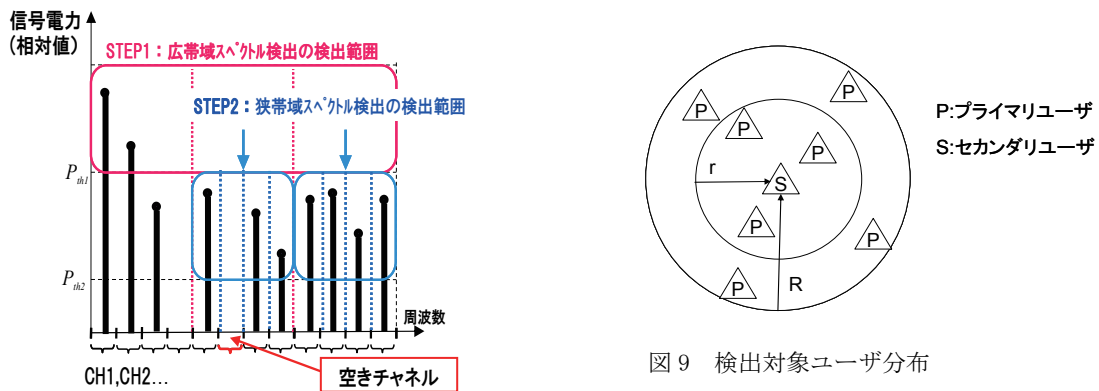


図8 二段階検出方式の動作

図9 検出対象ユーザ分布

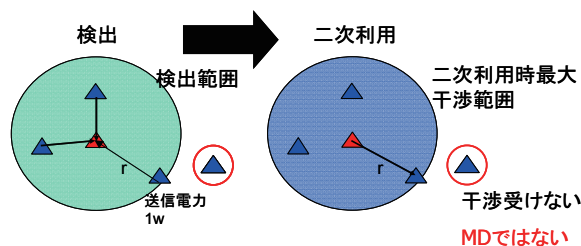


図10 検出するユーザの送信が検出対象ユーザに与える干渉

ユーザは観測されなくても干渉しないため MD とはならないと考える。これは、検出するユーザは検出範囲内に到達する以上の電力を二次利用で使わないとするためである。

本研究では、ユーザ数を変化させる場合、R内のプライマリユーザ数を増加させる。表1に、ユーザが熱雑音レベルを検出しきい値とした場合の、プライマリユーザ数を変化させた際の検出範囲内のユーザ数の期待値とプライマリユーザ密度の変化を示す。

(2) スペクトル検出器モデル

本研究ではフロントエンドのアナログ回路の利得飽和にはラップモデル[8]、A/D変換器の量子化ビット数の飽和には折れ線モデルを用いてモデル化を行った。図11にモデル化したスペクトル検出器の構成を示す。ラップモデルの式を以下に示す。

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{\left(1 + \left(\frac{V_{in}}{V_{sat}}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} \quad (8)$$

ここで、 p はラップ定数、 V_{in} は入力電圧、 V_{out} は出力電圧、 V_{sat} は飽和電圧である。図12にアナログ回路の利得飽和モデルであるラップモデルの $p=1, 3, 10$ の場合の入出力電圧特性を示す。なお、飽和電圧 $V_{sat}=1$ とした。また、ラップ定数として $p=3$ を使用する。これは一般的なアナログ回路の飽和を示すモデルである。

図13にA/D変換器の量子化ビット数飽和モデルである折れ線モデルの入出力特性を示す。A/D変換器は量子化ビット数が飽和すると、全て一番上のビットと判定されるため、急な折れ線型の入出力特性になると考えられる。

表1 全ユーザ数が増加した際の検出ユーザ数期待値と密度

全ユーザ数	検出ユーザ数期待値	密度[1/km ²]
100	1	0.063543386
200	2	0.127086772
300	3	0.190630157
400	4	0.254173543
500	5	0.317716929

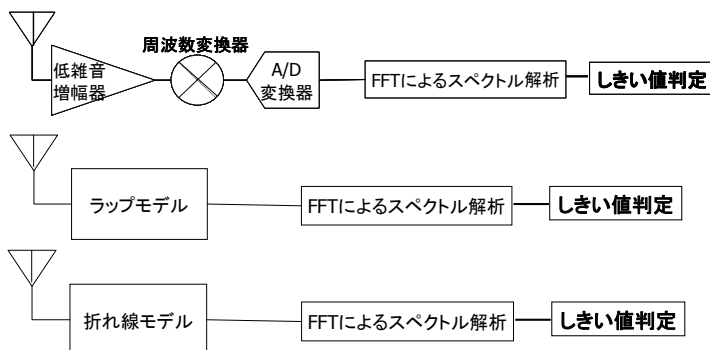


図11 スペクトル検出器モデル

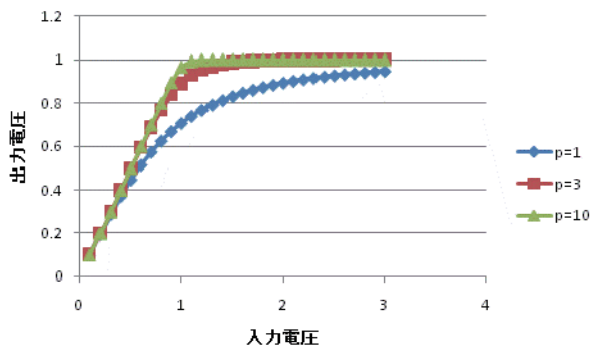


図12 ラップモデル入出力特性

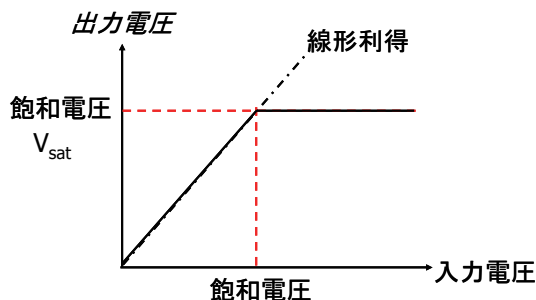


図13 折れ線モデル入出力特性

(3) 評価指標

本研究では非線形の評価指標として1チャンネル検出としたときのしきい値電力と飽和電力の差 ΔP を用いる。図14に ΔP の定義図を示す。また、FA、MDの発生確率の評価指標として以下のFA率、MD率を用いる。

$$\begin{cases} \text{(FA率)} = \frac{\text{(FAのチャンネル数)}}{\text{(実際の空きチャンネル数)}} \\ \text{(MD率)} = \frac{\text{(MDのチャンネル数)}}{\text{(実際の占有チャンネル数)}} \end{cases} \quad (9)$$

ただし、実際の空きチャンネル数が0である場合、FA率を0とする。同様に実際の占有チャンネル数が0である場合もMD率を0とする。

(4) シミュレーション方法

シミュレーションに用いたスペクトル検出器のモデルを図15に示す。検出範囲内のプライマリユーザの信号を全て生成し、それを一括して非線形にいれ、窓関数をかけた後FFTを行う。FFTにより出力された各チャンネルの電圧をしきい値と比較し、電力検出を行う。その結果とプライマリユーザの信号をカンニングした物を比較し、プライマリユーザの信号が存在しているにもかかわらず電力検出できなかったものをMD、プライマリユーザの信号が存在していないにもかかわらず電力検出してしまったものをFAとする。

5-2 シミュレーション緒元

(1) プライマリユーザの周波数割当て

表2にプライマリユーザの周波数割当ての諸元を、図16に周波数配置を示す。1チャンネルあたりの帯域幅を10MHz、ガードバンドを1.7MHzとする。中心周波数は5M、15M、・・・とする。

(2) プライマリユーザ諸元

表3にプライマリユーザの諸元を示す。平均送信電力は1Wで一定とする。変調方式はQPSKを用い、フィルタにはロールオフフィルタを用いた。なお、ロールオフ係数 $\alpha=0.5$ とした。通信で利用する中心周波数はランダムに選択。シンボルレートはチャンネル帯域幅に対し最大となるよう設計した。なお、減衰は4乗則を用い、フェージング、シャドウイングの影響は考慮しない。

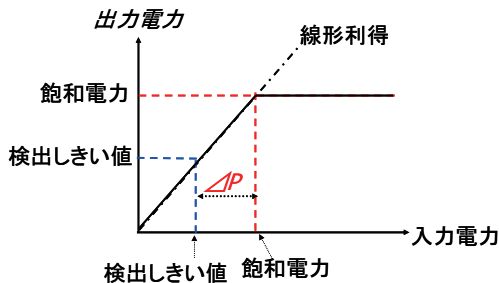


図14 非線形評価指標 ΔP

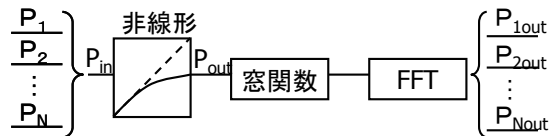


図15 シミュレーションに用いたスペクトル検出器モデル

表2 プライマリユーザの周波数割当て諸元

1チャンネル帯域幅	10MHz
ガードバンド	1.7MHz

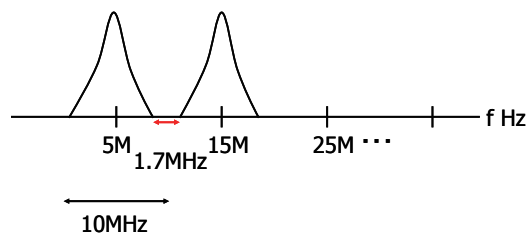


図16 プライマリユーザの周波数配置

(3) セカンダリユーザ諸元

表4にセカンダリユーザの諸元を示す。窓関数はブラックマン窓を用いる。これは離散フーリエ変換を折り返し誤差を用いるために用いる。FFTは窓関数による、サイドローブの影響を見るためにチャンネル帯域幅よりも周波数分解能を細かく見ている。

5-3 シミュレーションフローチャート

本研究のシミュレーションの手順を図17に示す。

5-4 FA、MD率の ΔP 依存性

ノイズを無視し、全チャンネル数を10チャンネル、検出しきい値を熱雑音レベルとして、検出ユーザ数期待値を1~10まで変化させシミュレーションを行った。なお非線形モデルとしてラップモデルを用いた。図18にMD率、FA率の ΔP 依存性を示す。フロントエンドの非線形性の影響により、MD、FAが実際に発生する事が示された。MD率、FA率はユーザ数が増えるに従い増加する。これは同時に入力される電力が増加しているため、これにより高調波、高調波、相互変調波の効果が顕著になっているからである。MD率は ΔP が小さい部分で発生しており、これは利得抑圧の効果によって、本来存在する信号の利得が減り、しきい値を下回ったため発生している。FA率には最大値が存在する事が見て取れる。定性的な説明を図19に示す。線形性が小さいと、多くの高調波、相互変調波が発生するが、利得抑圧によって高調波、相互変調波の電力が小さくなりしきい値を下回るため、FAの数は少なくなる。また、線形性が大きくなると利得抑圧の効果は小さくなるが、高調波、相互変調波の発生数が少なくなるためFAの数は少なくなる。結果として、高調波、相互変調波本数と利得抑圧の電力抑制効果で、一番不要波の電力が大きくなる点が最大値になっている。

表3 プライマリユーザ諸元

平均送信電力	1W
変調方式	QPSK
ロールオフフィルタ	$\alpha=0.5$
IF波周波数	中心周波数をランダムに選択
シンボルレート	5.5Msymbol/s

表4 セカンダリユーザ諸元

非線形	ラップモデル $p=3$ or 折れ線モデル
窓関数	ブラックマン窓
FFTサンプリング時間	$10\mu s$

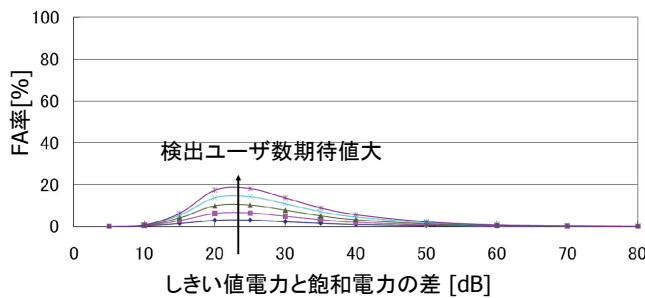
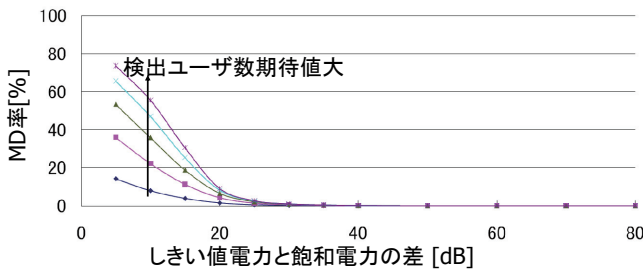


図18 (a) MD率の ΔP 依存性、(b) FA率の ΔP 依存性

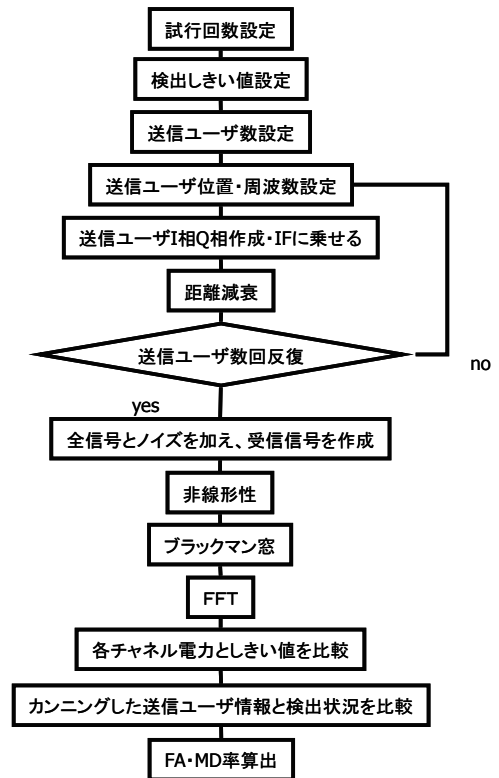


図17 シミュレーションのフローチャート

5-5 非線形の比較評価

アナログ回路の利得の飽和と、A/D 変換器の利得の飽和の比較をするため、ラップモデルと折れ線モデルを用いてシミュレーションを行う。ノイズを無視し、全チャンネル数を 10 チャンネル、検出しきい値を熱雑音レベルとして、検出ユーザ数期待値 5 とした時の FA、MD 率の ΔP 依存性を図 20 に示す。図より、アナログ回路の利得の飽和と、量子化ビット数の飽和の効果はほぼ同じである事が示された。以降はアナログ回路利得飽和モデルであるラップモデルを用いてシミュレーションを行う。

5-6 検出しきい値による FA 率 ΔP 依存性

図 21 にノイズを考慮した場合としない場合の、しきい値をノイズレベルおよびそこから+1、3dB と変化させた時の、FA 率の ΔP 依存性を示す。なお、検出チャンネル数 10、検出範囲内ユーザ数期待値 5、非線形モデルにはラップモデルを用いた。

しきい値をノイズレベルとした場合はノイズの影響が支配的であり、非線形による高調波、相互変調波の影響はほとんどみられない。しきい値をノイズレベル+1dB とした場合は非線形性の影響がほぼなくなる ΔP の点よりも、少々高い FA 率が観測される点があり、少々非線形による高調波相互変調波の影響が見られるが、ノイズの影響が支配的であるといえる。しきい値+3dB としたとき、ノイズの影響はみられず、非線形による高調波、相互変調波の影響のみが観測された。これにより、セカンダリのしきい値を変化させた場合ノイズの影響は除去することができるが、非線形による高調波、相互変調波の影響は除去できないということがわかった。

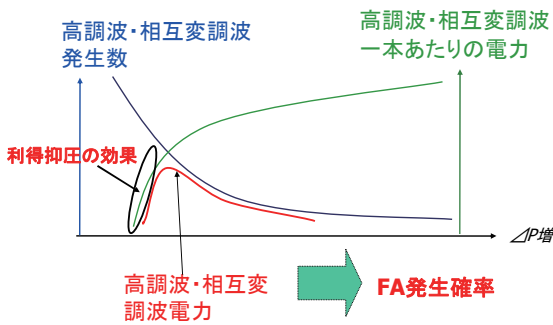


図 19 FA 率の ΔP 依存性の定性的説明

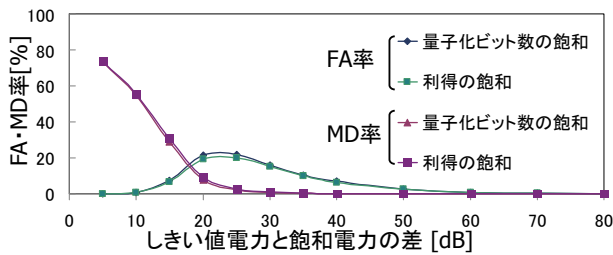
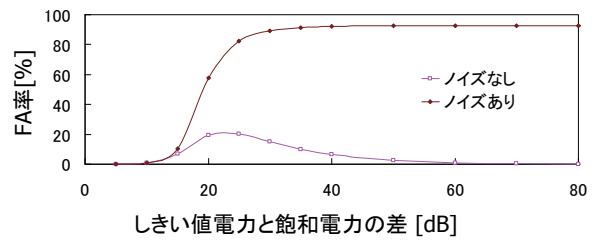
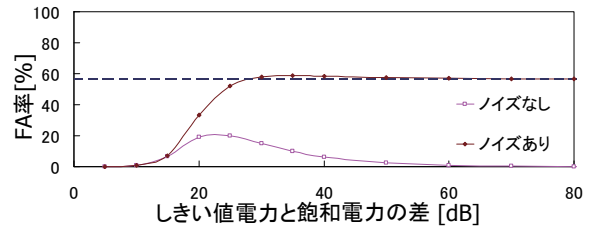


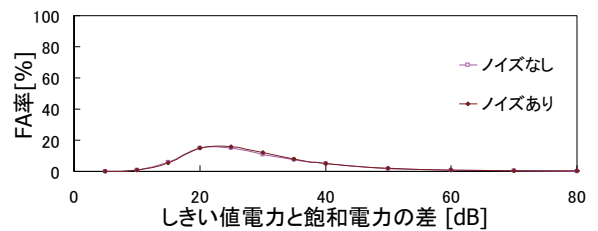
図 20 アナログ回路の飽和と A/D 変換器量子化ビット数の飽和の比較



(a)



(b)



(c)

図 21 検出しきい値とノイズ有無による FA 率比較

(a) 検出しきい値：ノイズレベル

(b) 検出しきい値：ノイズレベル+1dB

(c) 検出しきい値：ノイズレベル+3dB

5-7 FA、MD 率の検出チャンネル数依存性

図 22 に、 ΔP を 10~40dB まで変化させ、検出チャンネル数を 5~100 チャンネルまで変化させた場合の FA、MD 率の検出チャンネル数依存性を示す。ただし、ノイズを考慮し、しきい値をノイズレベル+3dB、検出範囲ユーザ数は、検出チャンネルに対して利用率 5 割とした。検出チャンネル数を多くするに従い、同時に入力される信号電力が増えるため MD 率は増加する。100 チャンネル検出した場合フロントエンドのしきい値からの線形性が 40dB あるときでも MD が発生し、プライマリユーザの通信を妨害する恐れがあることが分かった。利得抑圧は飽和電力よりも大きい電力レベルの信号が入力されない場合、発生しない。そのため、MD 率は利得抑圧を生じうる強い信号は利得抑圧の効果を受けても、しきい値電力以下まで利得が低下しないものが存在するため 100%にはならず飽和する。FA 率には最大値が存在することが分かる。これは、検出チャンネル数が増えるにつれて同時に入力される電力が大きくなり、高調波、相互変調波は増加する。しかしながら利得抑圧の効果により高調波、相互変調波の電力は低下し、検出しきい値を超えるものが少なくなる。二つの効果により、不要波電力が最大となる点が、最大値となっていると考えられる。

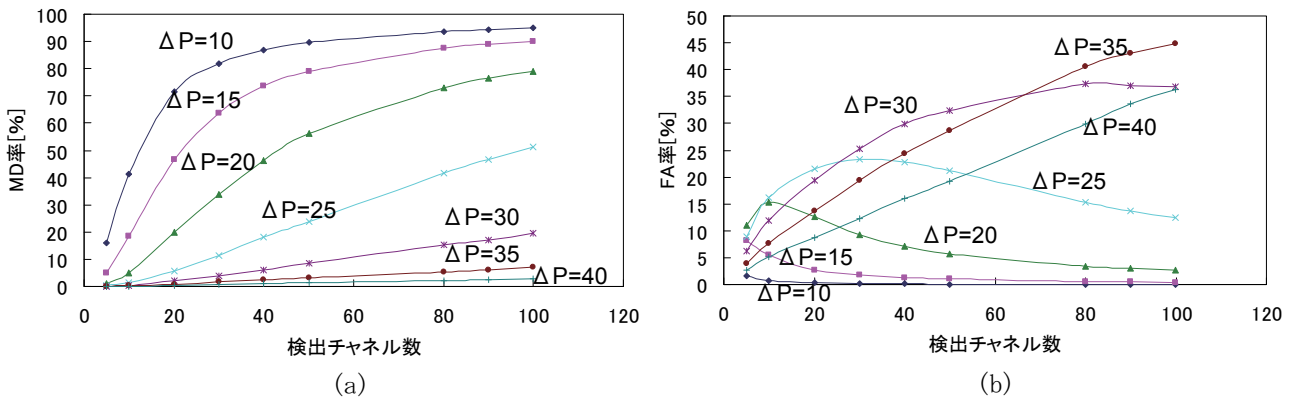


図 22 MD, FA 率検出チャンネル数依存性 (a)MD 率 (b)FA 率

5-8 FA、MD 率の検出チャンネル数依存性

与えられた検出チャンネル数、チャンネル利用率に対し、所望の FA 率、MD 率を満たすスペクトル検出器のダイナミックレンジ ΔP を設計する。ここでは検出チャンネル数がそれぞれ 10、100 チャンネルのときに FA 率 10%、MD 率 1%以下を実現するスペクトル検出器のダイナミックレンジ ΔP を算出するものとする。

図 22 をもとに、検出チャンネル数を一定とし、横軸を MD 率、縦軸を FA 率としたグラフを図 23(a)に、さらに設計目標とする範囲を拡大したものを図 23(b)に示す。図より、検出チャンネル数 10 チャンネル、プライマリユーザチャンネル利用率 5 割としたとき、FA 率 10%以下、かつ MD 率 1%以下を満たすためには、スペクトル検出器のダイナミックレンジは 34dB 以上必要である。また、検出チャンネル数を 100 チャンネル、ユーザチャンネル利用率 5 割としたときの、FA 率 10%MD 率 1%以下を満たすスペクトル検出器は 54dB 以上のダイナミックレンジが必要であることが示された。この方法により、与えられた任意のチャンネル検出数及び利用率において、所望の FA、MD 発生確率を満たすフロントエンドのダイナミックレンジを設計することができる。

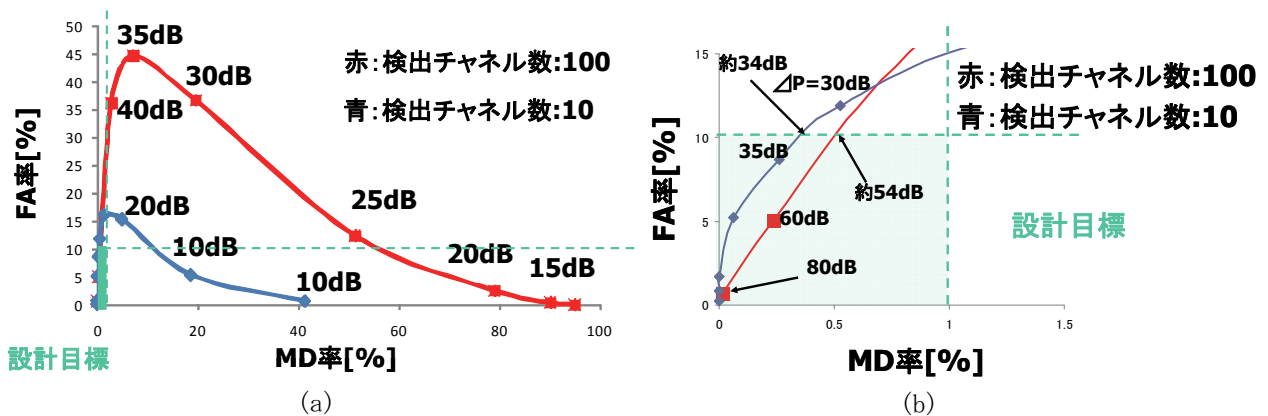


図 23 (a) FA, MD 率の ΔP 依存性、(b) (a) の拡大図

6 二段階検出方式による広帯域スペクトル検出特性のチャンネル数依存性

6-1 評価方法

(1) スペクトル検出モデル

本評価において、電波利用状況を観測し、スペクトル検出を行うモデルを空間的にイメージしたものを図 24 に示す。スペクトル検出を行うセカンダリユーザを中心に検出半径 r の円の内部にプライマリユーザが 360° 一様分布をしている。また今回は話を単純化するため、プライマリユーザが持つシステム（チャンネル帯域幅）は一定であるとしている。さらに、図 25 のようにプライマリユーザの送信電力は一定とし、セカンダリユーザが受信する電力は距離減衰のみによって定める。

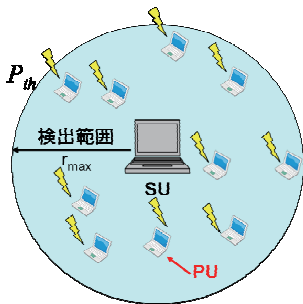


図 24 スペクトル検出モデル

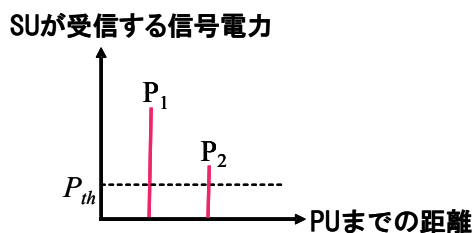


図 25 PU との距離と SU の受信電力の関係

(2) シミュレーション諸元

シミュレーションに用いた諸元を表 5 に示す。プライマリユーザのチャンネル帯域幅は STEP2 の周波数分解能と同一と仮定し、周波数および位置の発生はランダムとする。また、各プライマリユーザから放出された信号は、距離減衰し、セカンダリユーザの受信機に到来する。本シミュレーションでは、全試行回数に対する空き周波数スペクトルを検出した回数の比を空きスペクトル検出成功率と称して評価した。

また、本検討における検出時間は、FFT が支配的であるとし、FFT に要する時間は、FFT である周波数分解能を得るために必要な全サンプル時間(サンプル周期とポイント数の積)と FFT の演算処理時間の和となる。本検討では、このうち全サンプル時間のみを評価する。全サンプル時間を T_p 、周波数分解能を Δf とすると、

$$T_p = \frac{1}{\Delta f} \quad (10)$$

で与えられる[9]。

本検討では、STEP2 に用いる検出器は同じものを用いているため、STEP1、STEP2 の周波数分解能は総チャンネル数に関わらず一定である。従って、空きスペクトル検出に成功した場合における STEP2 のリトライ回数（ここでリトライ回数は初回検出を含めるものとする）の平均値をとり、検出時間の目安として評価した。

表 5 シミュレーション諸元

◆プライマリユーザ諸元	
送信電力	各ユーザ一定
分布	面密度一定の乱数
使用周波数チャンネル	一様乱数
検出距離 r の最大値	セカンダリユーザが受信電力が STEP2 の閾値となる値
◆検出諸元	
電波伝搬モデル	4 乗則距離減衰モデル
STEP2 の周波数分解能	PU の帯域幅と同一
STEP2 のチャンネル数	100CH
STEP1 の周波数分解能	STEP2 の検出全帯域幅と同一
試行回数	5000 回
ダイナミックレンジ	50dBm

(3) シミュレーション結果

図 26 に総チャンネル数を変化させたときの空きスペクトル利用率及び、空きスペクトル検出を成功したときのリトライ数を示す。図 27 はプライマリユーザ率 95~100%における図 26 の拡大図である。この結果より、総チャンネル数が増加すると、検出成功率が増加していることが分かる。また、プライマリユーザ利用率が低い場合にはいずれの総チャンネル数でも、一回の検出で空きスペクトルの検出に成功しているが、プライマリユーザ率が 95%を超える場合、総チャンネル数が多いほど、リトライ回数が増えていることがわかる。

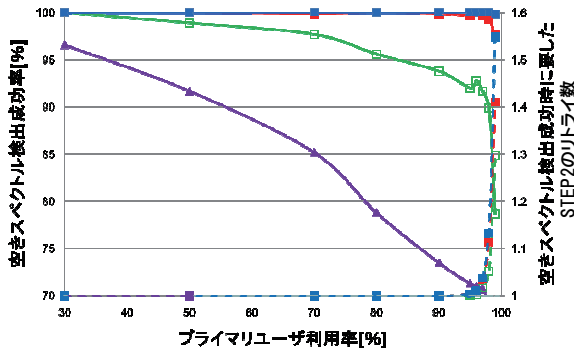


図 26 総チャンネル数に対する空きスペクトル検出成功率及び、リトライ数の関係

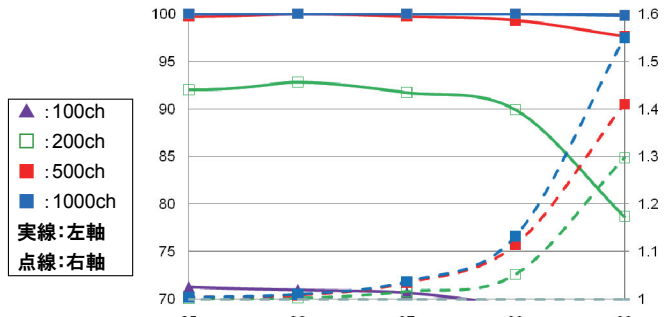


図 27 図 26 におけるプライマリユーザ率 95%~100%部分の拡大図

7 結論

コグニティブ無線におけるスペクトル検出の正確性を確保するため、スペクトル検出器のフロントエンドにおける非線形性の効果がFFTを用いた複数チャンネル検出の結果にもたらす影響を計算機シミュレーションにより示した。フロントエンドの非線形性により利得抑圧、高調波、相互変調波が発生し、検出見逃しおよび誤警報が発生することが示された。さらに、これらの誤りは検出しきい値を変化させても解消されないことを示した。検出チャンネル数が増加するに従い、MD 数は増加し、FA 数には最大値が存在することが示された。与えられた検出チャンネル数、ユーザ利用率から、所望の MD 率、FA 率をともに満たすスペクトル検出器のダイナミックレンジの設計方法を提案した。これにより、検出チャンネル数を 100 チャンネル、プライマリユーザのチャンネル使用率を 5 割としたとき、MD 率 1%以下、FA 率 10%以下をともに満たすためには、スペクトル検出器には 54dB 以上のダイナミックレンジが必要であることが示された。

一方、広帯域検出時のダイナミックレンジ不足の問題を解決する二段階スペクトル検出方式において、セカンダリユーザが検出を行う総チャンネル数が増加したときのセカンダリユーザの空きチャンネル検出成功率、及び空きチャンネル検出に成功した際に要した STEP2 の検出繰り返し数 (リトライ数) を計算機シミュレーションにより定量的に評価した。その結果、セカンダリユーザが検出を行う総チャンネル数 (周波数帯域幅) が増加すると、空きスペクトル検出成功率は増加することがわかった。また、プライマリユーザのチャンネル使用率が高くなると、STEP2 のリトライ回数も増加し、検出に時間がかかるが、このとき総チャンネル数が多いほど、リトライ回数が増え、検出に時間がかかることがわかった。

【参考文献】

- [1] J.Mitola and G.Q.Maguire, "Cognitive radio: Making software radios more personal", *IEEE Pers. Commun.*, vol.6, pp. 13-18, Aug. 1999
- [2] S. Haykin, "Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications," *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, vol.23, no.2, Feb. 2005, pp.201-220.
- [3] D. Cabric, L. D. O'Donnell, M. S.-W. Chen, and R. W. Brodersen, "Spectrum Sharing Radios," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 2nd Q. 2006, pp.30-45.
- [4] Y. Hur, J. Park, W. Woo, J. S. Lee, K. Lim, C.-H. Lee, H. S. Kim, and J. Laskar, "A Cognitive Radio (CR) System Employing A Dual-Stage Spectrum Sensing Technique: A Multi-Resolution Spectrum Sensing (MRSS) and A Temporal Signature Detection (TSD) Technique," *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM '07)*, Nov. 2006, pp. 1 - 5.
- [5] 富岡 "ホワイトスペース型コグニティブ無線通信システム研究への取り組み", 電子情報通信学会技

術研究報告, SR2008-104, 2009年3月.

- [6] H. Abe, Y. Umeda, O. takyu, T. Fujii, M. Nakagawa, "Wideband, fast and wide-dynamic-range spectrum sensing using dual-stage spectrum detection," 2010 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS 2010), pp. 284-287, Jan. 2010.
- [7] 阿部裕之, 他, "多段階検出方式による広帯域スペクトル検出の高速・高ダイナミックレンジ化", 2008年電子情報通信学会技術研究報告, SR2008-64, 2008年10月.
- [8] C. Rapp, "Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-SIGNAL for a Digital Sound Broadcasting System," 2nd European Conf. on Satellite Communications, 1991.
- [9] 辻井重男, 鎌田一雄, "デジタル信号処理", 昭晃堂, 1990年.

〈発表資料〉

題名	掲載誌・学会名等	発表年月
Wideband, fast and wide-dynamic-range spectrum sensing using dual-stage spectrum detection	2010 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS 2010)	2010年1月
フロントエンドに非線形性を持つスペクトル検出器の誤警報及び検出見逃し率	電子情報通信学会技術研究報告, SR2009-83	2010年1月
フロントエンドに非線形性を持つスペクトル検出器における検出見逃し率のチャンネル数依存性	電子情報通信学会 2010 総合大会 講演論文集, B-17-13	2010年3月
フロントエンドに非線形性を持つスペクトル検出器における誤警報および検出見逃し率のチャンネル数依存性	電子情報通信学会 2011 総合大会 講演論文集, B-17-19	2011年3月
二段階検出方式による広帯域スペクトル検出特性のチャンネル数依存性	電子情報通信学会 2011 総合大会 講演論文集, B-5-112	2011年3月