

非線形性と量子化雑音を持つスペクトル検出器における

二段階検出方式の信号検出特性

7311686 山下拓磨

1. はじめに

コグニティブ無線は、周囲の電波利用状況を監視し、周波数や変調方式を適宜に切り替えることにより、周波数利用効率を大幅に改善することができる。それゆえ、周波数資源の枯渇問題に対する解決策として有力視されている[1]。コグニティブ無線を実現するための有力な方法としてマルチモードシステム[2]とダイナミックスペクトルアクセス[3]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無線通信資源を見つけ、その周波数を利用して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。ダイナミックスペクトルアクセスにおいては、端末自身が周囲の周波数利用状況を監視するスペクトル検出技術が必要である。このスペクトル検出技術には周囲の電波状況をリアルタイムで、正確に認識するための高速性、正確性、高ダイナミックレンジ性が求められる。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[4]。この方法では、高速性を向上するため、FFTを利用し広帯域にわたる複数のチャンネルで同時にスペクトル検出を行う。

しかし、帯域内に高いレベルを持つ信号が存在すると、異なった周波数成分を持つ信号が同時に非線形性を持つ検出器に入力されることにより、高調波、相互変調誤差および利得抑圧が発生する[5]。これにより本来信号がないはずの周波数に信号が存在すると誤って認識する誤警報(FA:false alarm)、および本来信号があるはずの周波数に信号がないと誤って認識する検出見逃し(MD:miss detection)が生じてしまい、正しくスペクトル検出可能なダイナミックレンジが狭く制限されてしまう。次に、量子化器の存在を考えたとき、同様に飽和によるFA、MDが発生に加え、量子化ステップが大きい場合、量子化誤差によりFA、MDが発生する。しかし、スペクトル検出器の非線形性と量子化雑音によるFAおよびMDの発生が十分に抑えられるダイナミックレンジの定量的評価はされていない。本研究では、広帯域スペクトル検出器が非線形性および量子化

雑音をもつときの、FAおよびMDの発生率を計算機シミュレーションにより定量的に示し、二段階検出方式に要求されるダイナミックレンジを明らかにする。また、このダイナミックレンジにおける二段階検出方式の空きスペクトル検出成功率および検出時間を計算機シミュレーションによる定量的に評価し、二段階検出方式は十分高い空きスペクトル検出成功率を保持しつつ、高速・広帯域・高ダイナミックレンジを実現する検出方式であることを示す。

本論文の構成は、2章でFA、MDの発生原理について、3章でシミュレーションモデル、4章で計算機シミュレーションの方法、5章で計算機シミュレーション結果について述べ、6章においてまとめを述べる。

2. FA、MDの発生原理

図1にスペクトル検出器の構成を示す。アンテナから、低雑音増幅器を通し、周波数を変換、A/D変換を行った後にFFTを利用し、各チャンネルの利用状況を検出する。アンテナからA/D変換器までのアナログフロントエンド部分において、増幅器利得の非線形性およびA/D変換器による量子化ビット数の飽和などにより非線形性が生じる。また、A/D変換器における量子化誤差によって、入力と出力の電力に差異が生じる。

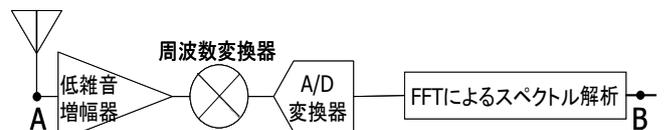


図1 スペクトル検出器の構成

図2にFA、MDの発生する様子を示す。フロントエンド部分における非線形性により、複数の周波数成分を持つ信号が同時に入力されると、高調波、相互変調波の影響により本来存在しないスペクトルが生じ、FAが発生する。また、強い信号が入力された場合の非線形性による利得抑圧の影響により、本来存在するスペクトルの電力が抑制されるためMDが発生する[5]。さらにA/D変換器の量子化誤差による入出力電力の誤差によりFA、MDが発生する。

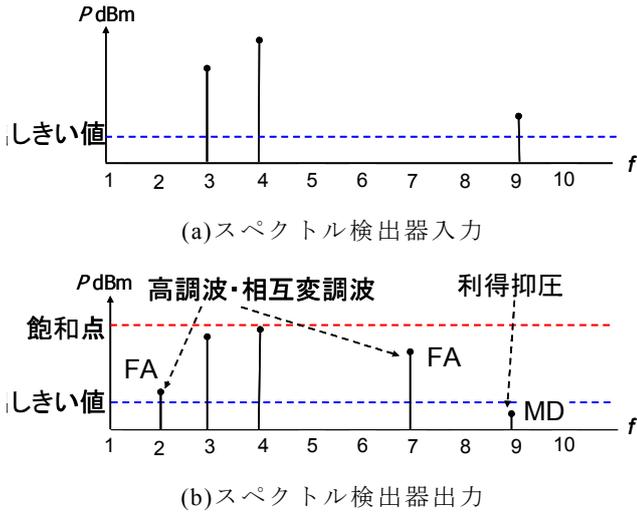


図2 FA, MD発生メカニズム

3. シミュレーションモデル

3.1 周辺ユーザ分布モデル

プライマリユーザ分布は図3のようにセカンダリユーザを中心に 360° 一様かつランダムに分布しているモデルとし、プライマリユーザの送信電力は一定とする。PUは正規に周波数を利用できるプライマリユーザ、SUは二次利用するセカンダリユーザである。また、プライマリユーザのチャンネル帯域幅は全て同一と仮定する。また平均送信電力は1W一定としている。周波数チャンネルは、各プライマリユーザに重複することなく全帯域の一様分布でランダムに割り当てる。rmaxは距離減衰を考慮した際、セカンダリユーザが検出しきい値で電力を検出する距離であり、距離減衰の電波伝搬モデルとして距離減衰指数をkとしたとき、電力が $1/r^k$ で減衰すると仮定し、本稿ではkは4とする。セカンダリユーザは空きスペクトルを利用して通信する際、rmaxよりも外に存在するプライマリユーザには干渉を与えない送信電力で通信するものとする。したがってrmaxよりも離れたプライマリユーザは観測されなくともMDではないものとする。なお、受信電力の周波数依存性、フェージング、及びシャドーイングの影響は考慮しない。

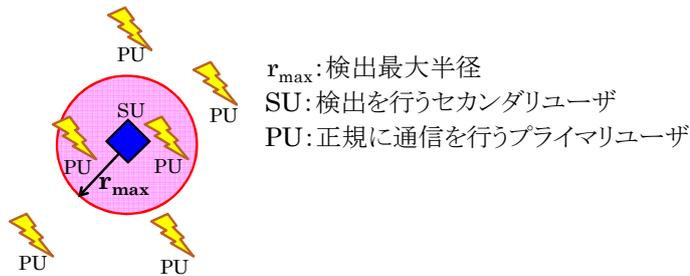


図3 スペクトル検出モデル

3.2 スペクトル検出器モデル

図4本稿での検出ユーザのスペクトル検出器のモデルを示す。

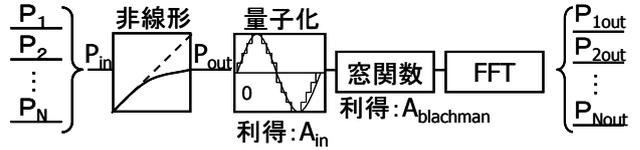


図4 スペクトル検出器モデル

異なる周波数成分を持つ信号が入力され、それを非線形に通した後、量子化を行う。さらにこの信号に対して窓関数としてブラックマン窓を用いた後、FFTにより各周波数成分に分解、それぞれをしきい値と比較する。ここで検出しきい値を P_{th} とすると、検出は各チャンネルの入力レベル $P_i (i=1,2,\dots,N)$ と P_{th} を比較する必要がある。ここで、

$$P_{i\ out} = A(P_{i\ in}) \times A_{blackman} \times P_i \quad (i=1,2,\dots,N)$$

であるから、下記のように検出しきい値を補正する。

$$P_{th\ out} = A(0) \times A_{blackman} \times P_{th}$$

検出しきい値を補正した後、 $P_{i\ out}$ と $P_{th\ out}$ を比較する。ここで $A(0)$ は線形利得とする。

非線形性がない場合は、 P_1, P_2, \dots, P_N と P_{th} の比と、 $P_{i\ out}$ と $P_{th\ out}$ の比は一致する。

3.3 非線形性のモデル化

増幅器利得における非線形性を表すモデルとしてラップモデル[6]を用いる。ただし、ラップモデルの定数 p は3とする。ラップモデル式を以下に示すとともに、図5に正側の入出力特性を示す。

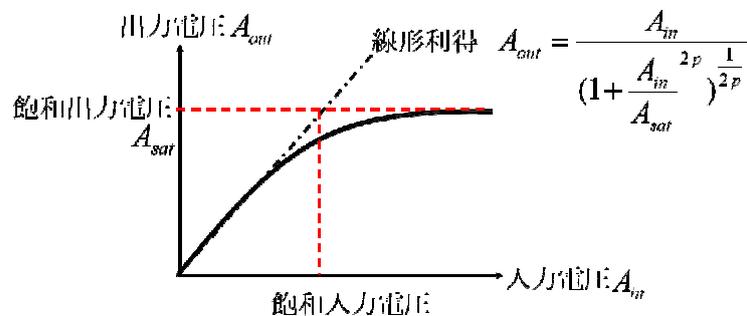


図5 非線形性モデル入出力特性

3.4 二段階検出方式の概要

図 6 にセカンダリユーザの受信電力と二段階検出方式の概要を示す。図は周波数軸上にランダムに信号が存在している事を示す。二段階検出方式では、第一段階 (STEP1) において、高い入力レベルの信号を広帯域で検出する。その際、周波数の分解能を低く抑えることで、ダイナミックレンジを高く保つことができる。続いて、第二段階 (STEP2) では STEP1 でスペクトルが検出されなかったチャンネルに対して、帯域を狭く制限してスペクトル検出を実施する。帯域を制限することによって、第 2 段階においてもダイナミックレンジを高く保つことができ、さらに周波数分解能を高く保ち、空き周波数の見逃しを回避できる。

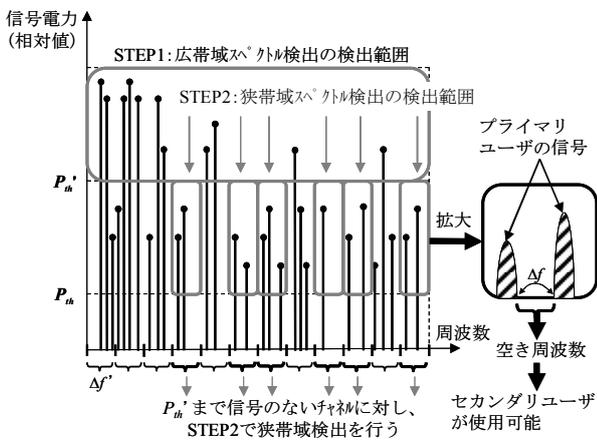


図 6 二段階検出方式の例

4. 計算機シミュレーション環境

4.1 シミュレーション概要

計算機シミュレーションにより、図 4 のスペクトル検出器モデルで非線形モデルの飽和点、検出チャンネル数、量子化の精度を示す量子化ビット数、しきい値を変化させたときの FA 率、MD 率の変化を算出する。ただし、通信路の状態として、距離減衰は 4 乗則、熱雑音を仮定し、フェージングおよびシャドウイングの影響は考慮しない。

4.2 プライマリユーザ諸元

表 1 にプライマリユーザの諸元を示す。プライマリユーザのシンボルレートは 1 チャンネルあたり 10MHz、ロールオフ率 0.5 とした。セカンダリユーザの検出しきい値がノイズレベルであるときの、 r_{max} の 10 倍の R_{max} 内にある全ユーザ数を 10, 100 とする。

表 1 プライマリユーザ諸元

チャンネル帯域幅	10MHz
全プライマリユーザ数	10,100

周波数分解能	100kHz	
距離減衰係数	4	
平均チャンネル利用率	50%	
変調方式	QPSK	
シンボルレート	5.5M symbol/s	
データ長 (打ち切り数)	56	
ロールオフフィルタ	形式	ルートレイズドコサイン
	打ち切り数	8
	ロールオフ率	0.5

4.3 スペクトル検出器諸元

スペクトル検出器のパラメータを表 2 に示す。

表 2 スペクトル検出器諸元

窓関数	ブラックマン窓
周波数分解能	100kHz
ラップモデル係数	3
ブラックマン窓減衰量	7dB
熱雑音	相加性白色ガウス雑音
検出しきい値	熱雑音 + 3dB[5]
オーバーサンプリング率	3 倍
ダイナミックレンジ ΔP	10 ~ 80dB
量子化ビット数	4, 8, 10, 12bit
飽和点	検出しきい値 + ΔP

5. 計算機シミュレーション

5.1 非線形と量子化雑音を持つスペクトル検出器の FA, MD 率のシミュレーションフローチャート。

評価指標として 1 チャンネル検出時のしきい値と飽和電力の差をダイナミックレンジとし、 ΔP を図 7 のように定義する。また FA 率、MD 率を以下のように定義する。ただし、FA 率は空きチャンネルが無い場合は 0 になるものとする。図 8 に計算機シミュレーションのフローチャートを示す。なお試行回数は 3000 回とした。

$$\left\{ \begin{aligned} \text{(FA率)} &= \frac{\text{(FAのチャンネル数)}}{\text{(実際の空きチャンネル数)}} \\ \text{(MD率)} &= \frac{\text{(MDのチャンネル数)}}{\text{(実際の占有チャンネル数)}} \end{aligned} \right.$$

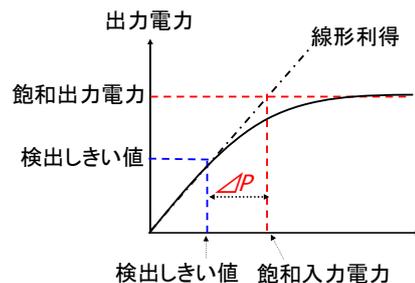


図 7 ダイナミックレンジ ΔP の定義

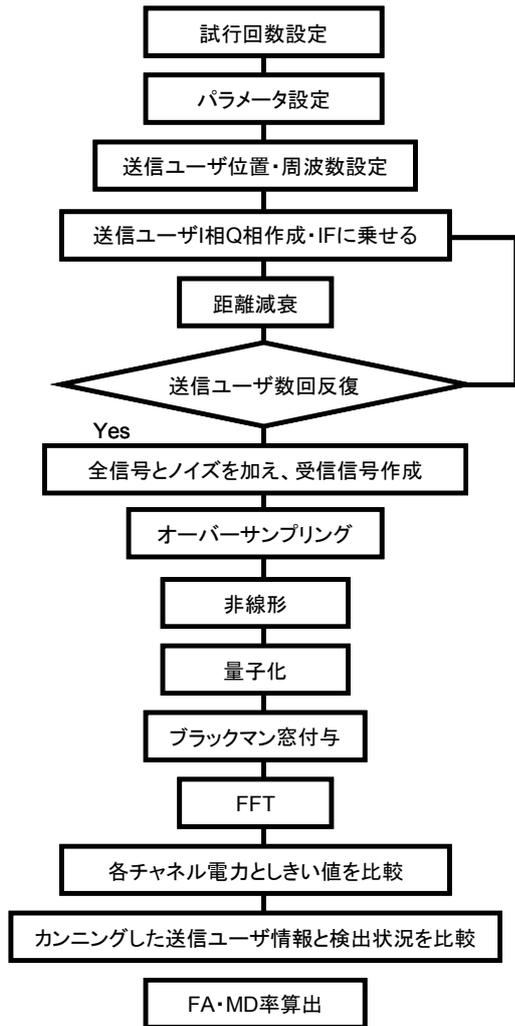
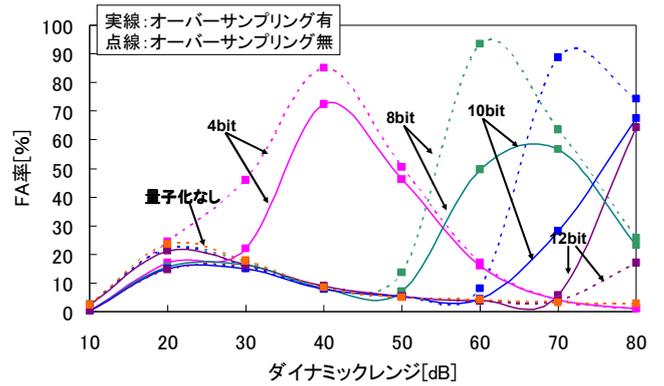


図 8 シミュレーションフローチャート

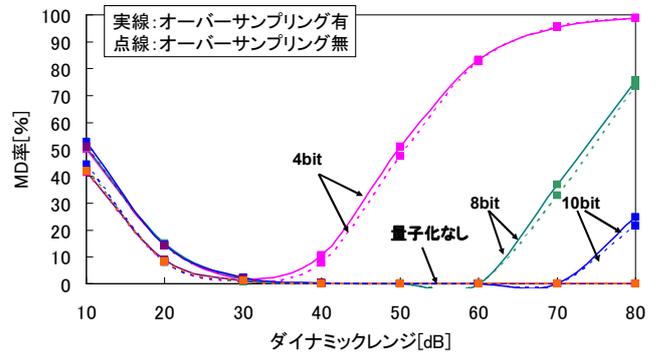
5. 2 計算機シミュレーション評価

5. 2. 1 オーバーサンプリング

サンプリングを行う際には折り返し雑音による影響を考慮する必要がある。図 9 に、オーバーサンプリングをしていない場合と、オーバーサンプリング率 3 倍の時の、ダイナミックレンジ ΔP を 10~80dB、量子化ビット数を量子化なし、4~12bit に変化させた時の FA, MD 率を示す。図より、FA, MD 率ともにオーバーサンプリングの有無で差異が出ており、折り返し雑音の影響がある事が分かる。さらに、オーバーサンプリング率が 3 倍以上では差異がほとんどないことが示される [7]。以降はオーバーサンプリング率 3 倍で検討を行う。



(a) FA 率

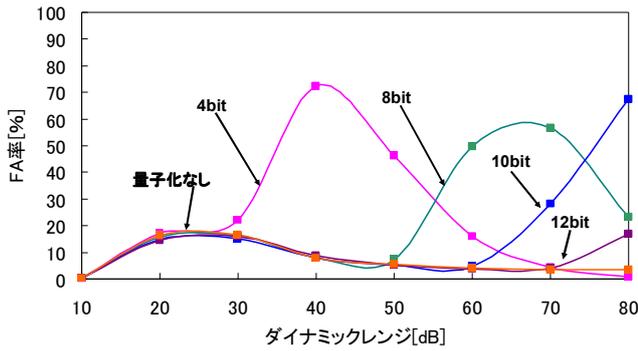


(b) MD 率

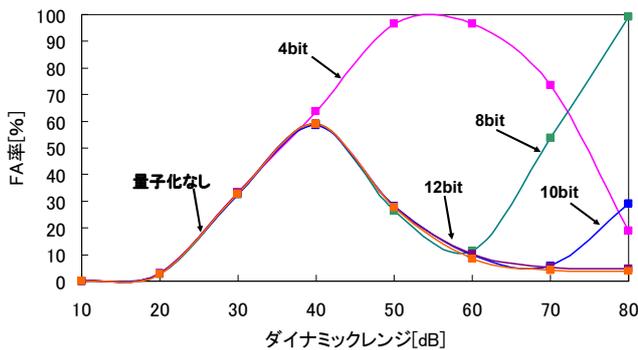
図 9 オーバーサンプリングの有無による FA, MD 率

5. 2. 2 量子化ビット数を変化させた場合の FA, MD 率の特性評価

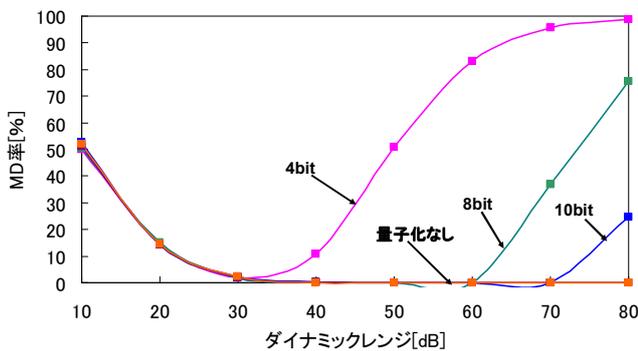
量子化雑音と FA, MD 率の特性を評価するため、量子化を行わない場合と、量子化ビット数を 4bit から 12bit に変化させたときのダイナミックレンジと FA, MD 率の関係を検出チャネル数を 10, 100 チャネルのそれぞれの場合について図 10 に示す。量子化がないときの FA, MD 率は非線形の飽和によるものであるが [5]、量子化がある場合、MD 率は再び単調増加している。量子化誤差の最大値はダイナミックレンジを量子化ビット数で割ったものであることから、ダイナミックレンジが増えることで量子化誤差が増え、MD 率が増加していると考えられる。同様に FA 率においても量子化がある場合には再び増加をするが、MD 率とは異なり、最大値を取ったあとに減少する。これはダイナミックレンジが増加し量子化誤差が増えることで、波形がすべて 0 になることが原因であると考えられる。



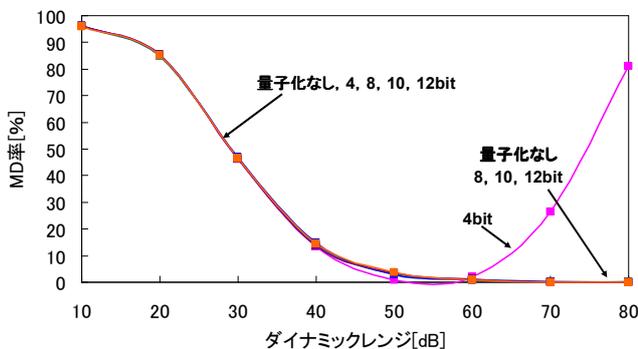
(a) 検出チャンネル数 10 チャンネルの FA 率



(b) 検出チャンネル数 100 チャンネルの FA 率



(c) 検出チャンネル数 10 チャンネルの MD 率



(d) 検出チャンネル数 100 チャンネルの MD 率

図 10 量子化雑音による FA, MD 率の特性

5. 2. 3 量子化雑音電力と FA, MD 率の関係

FA, MD 率の増加が量子化雑音によるものであるこ

とを示すために, 図 11 に検出チャンネル数が 10, 100 チャンネルそれぞれの場合の量子化ビット数を 4bit から 12bit に変化させたときの量子化雑音電力と FA, MD 率の関係を示す. 熱雑音電力は -134dB である.

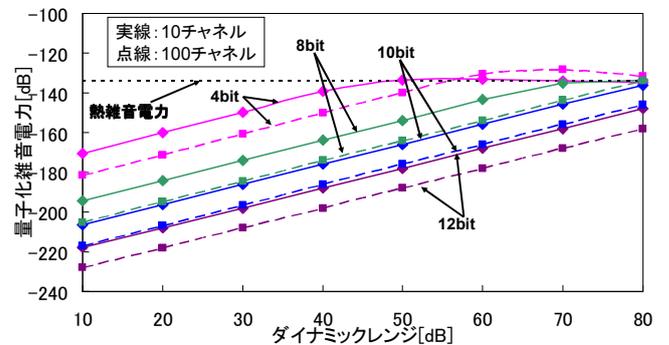


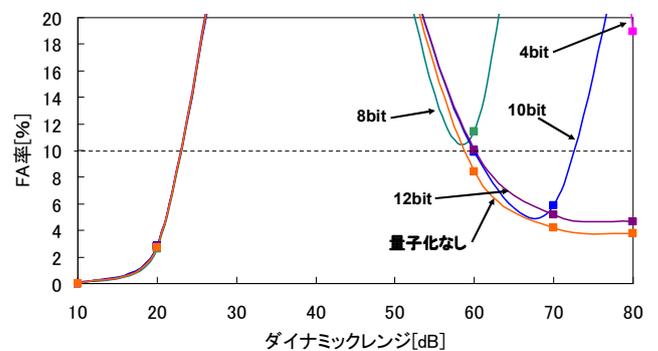
図 11 量子化ビット数と量子化雑音電力の関係

図より, ダイナミックレンジが 10dB, 量子化ビット数が 2bit 増えるごとに量子化雑音電力が 10dB 増加していることが分かる. 図 10 の FA, MD 率が量子化雑音によって増加し始めるダイナミックレンジを比較すると, 10, 100 チャンネルともに, FA 率, MD 率の立ち上がり位置が, 量子化雑音電力がそれぞれ -153dB, -145dB でほぼ一致していることが分かる.

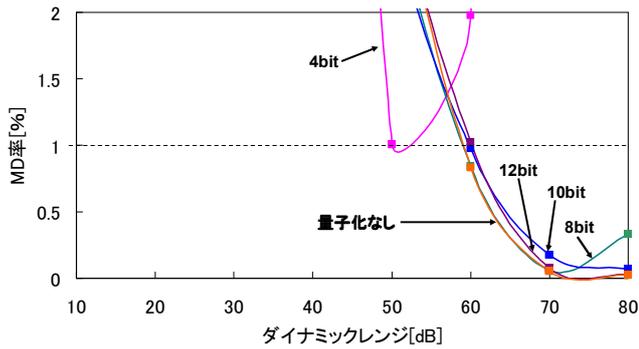
5. 2. 4 スペクトル検出のダイナミックレンジ設計

与えられた検出チャンネル数, 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 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 [8].

図 12 に図 10 (b), (d) のうち, 所望範囲付近をそれぞれ拡大したものを示す. グラフが点線を下回っている部分が設計目標を満たしているダイナミックレンジである.



(a) FA 率 10% 以下となるダイナミックレンジの範囲



(b) MD 率 1% 以下となるダイナミックレンジの範囲
図 12 設計目標を満たすダイナミックレンジの範囲

図から得られる FA 率, MD 率がともに設計目標を満たす範囲を表 3 に示す. この表より, 量子化ビット数が 8bit 以下では設計目標を満たすダイナミックレンジが存在せず, 10bit, 12bit では設計目標を満たす最小のダイナミックレンジは 60dB であることが分かる.

表 3 所望の FA, MD 率を満たすダイナミックレンジ

量子化ビット数	設計目標を満たすダイナミックレンジ
量子化なし	60dB 以上
4bit, 8bit	該当範囲なし
10bit	60dB~72dB
12bit	60dB 以上

5. 3. 1 二段階検出方式の空きスペクトル検出率のシミュレーション評価

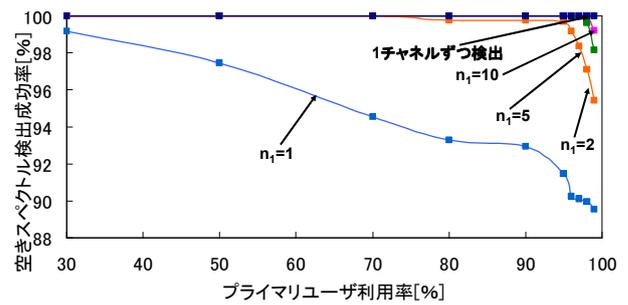
5.2.4 で得られた結果より, ダイナミックレンジが 60dB の場合の二段階検出方式の空きスペクトル検出率の評価を行った. 二段階検出における諸元を表 4 に示す.

表 4 二段階検出方式の諸元

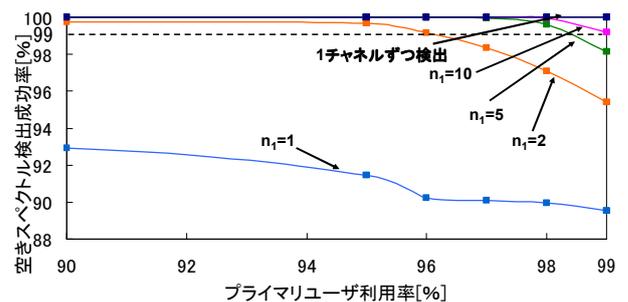
検出一段当たりのダイナミックレンジ ΔP		60dB
全チャンネル検出数		100 チャンネル
STEP1	チャンネル数 n_1	1, 2, 5
	チャンネル帯域幅 Δf_1	100kHz $\times n_1$
STEP2	チャンネル数 n_2	全チャンネル数 $\div n_1$
	チャンネル帯域幅 Δf_2	100kHz

5. 3. 2 シミュレーション結果

図 13 に STEP1 のチャンネル数を 1, 2, 5, 10 とした場合のプライマリユーザ利用率と空きスペクトル検出成功率の関係を示す. (a) は全体図, (b) はプライマリユーザ使用率が 90% 以上における拡大図である.



(a) 全体図



(b) 拡大図

図 13 STEP1 のチャンネル数を変化させた時のプライマリユーザ利用率と空きスペクトル検出成功率の関係図より, プライマリユーザ利用率が 99% においても $n_1 = 5$ の時には 99% 近い空きスペクトル検出成功率を達成していることが分かる. 1 チャンネルずつ検出する方式では, 常に空きスペクトル検出成功率は 100% である.

5. 4 検出時間の特性評価

二段階検出方式を用いず, 1 チャンネルずつ空きスペクトルを検出する場合はプライマリユーザ利用率が 100% でない限り, 空きスペクトル検出をすることができる. しかし, プライマリユーザ利用率が高い場合, 空きスペクトルの検出に時間を要してしまう.

本検討における検出時間は, 高速フーリエ変換(Fast Fourier Transform: 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,

$$T_p = \frac{1}{\Delta f}$$

で表される[1].

図 14 は二段階検出方式と 1 チャンネルずつ空きスペクトル検出を行った場合の検出時間の比較である. (a) は全体図, (b) はプライマリユーザ利用率が 90% 以上における拡大図である. 図より, プライマリユーザ利用

率 99%において、1 チャンネルずつ検出を行う方式は約 0.5ms の時間を要するのに対し、二段階検出方式では 0.1ms 未満であることが分かる。

図 13, 図 14 の結果より二段階検出方式は十分高い空きスペクトル検出成功率を保持しつつ、検出時間を短縮することができることが分かった。

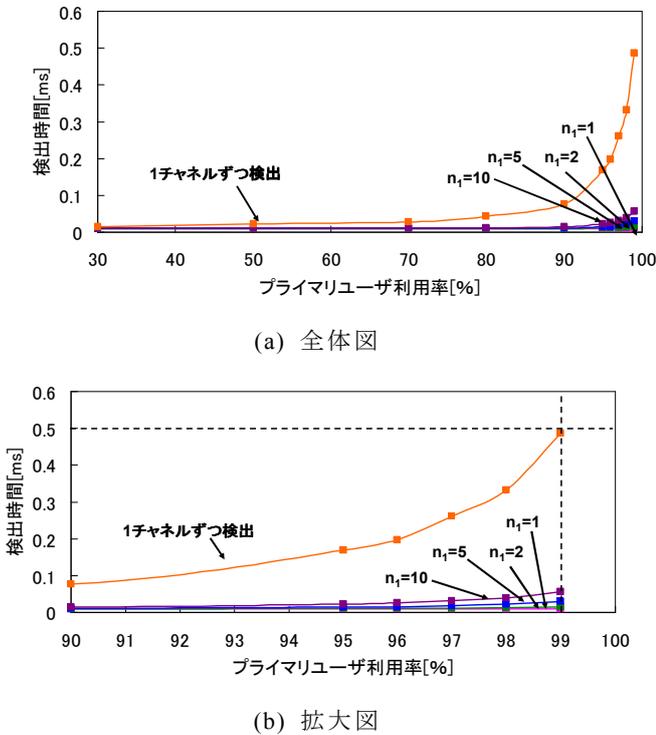


図 14 1 チャンネルずつ検出したときと二段階検出方式のプライマリユーザ利用率と検出時間の関係

6. 結論

本稿では、コグニティブ無線におけるスペクトル検出器が非線形性、量子化雑音を持つ場合に誤検出を十分抑えられるダイナミックレンジを評価した。これにより、設計目標 FA 率 10%, MD 率 1% 以下を満たすダイナミックレンジは 60dB 以上であることがわかった。また、この得られたダイナミックレンジを用いて、二段階検出方式における空きスペクトル検出成功率および検出時間の定量的評価を行った。その結果、プライマリユーザ利用率が 99% においても、高い空きスペクトル検出成功率を保持し、1 チャンネルずつ検出を行う従来の方式に比べ、検出を高速化することが可能であることが分かった。従って、二段階検出方式はダイナミックレンジ 60dB において、誤検出における設計目標を満たしつつ、高い空きスペクトル検出成功率と高速な検出を行うことが可能で、高速・広帯域・高ダイナミックレンジを実現する検出方式であることが示された。

参考文献

[1] S. Haykin, "Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications," IEEE Journal On Selected Areas In Communications, VOL. 23, No. 2, Feb 2005, pp. 201-220.

[2] F. Watanabe, "IMT-2000 and Beyond IMT –Radio Technologies toward Future Mobile Communications" IEICE Transactions on Communications, vol. E84-B, No. 9, Sept. 2001, pp. 2341-2347.

[3] IEEE 802. 22 Wireless Regional Area Network

[4] Hiroyuki ABE, Yohtarō UMEDA, Osamu TAKYU, Takeo FUJII and Masao NAKAGAWA, "Wideband, Fast, and Wide-Dynamic-Range Spectrum Sensing Using Dual-Stage Spectrum Detection" IEEE Radio Wireless Symposium(RWS), Jan 2010. PP. 284.

[5] 松木 武, 榎田 洋太郎, 田久 修, 藤井 威生, 大槻 知明, 中川 正雄, "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" 電子情報通信学会ソフトシェア無線研究会, vol.109(383), 2010-01-14, pp.59-64.

[6] 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.

[7] 小川俊喜 他, 電子情報通信学会ソフトウェア無線研究会, 2013年3月(発表予定).

[8] 松木 武, 榎田 洋太郎, 田久 修, 藤井 威生, 大槻 知明, 中川 正雄, "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検出チャンネル数依存性", 電子情報通信学会総合大会, B-17-13, 2010-03-17.

本研究の学会発表

(A)査読付き論文
なし

(B)査読付き小論文
なし

(C)査読なし論文
山下 拓磨, 小川 俊喜, 榎田 洋太郎, 田久 修, "線形性と量子化雑音を持つスペクトル検出器における二段階検出方式の信号検出特性", 電子情報通信学会ソフトウェア無線研究会, 信学技報, vol. 112, no. 406, SR2012-75, pp. 17-24, 2013年1月.

(D)学会大会等の口頭発表
山下 拓磨, 榎田 洋太郎, 田久 修, 藤井 威生, 電子"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", 電子情報通信学会総合大会, B-5-112, p.614, 2011-03-14.