

非線形性を持つスペクトル検出器における

検出見逃し率の低減検討

7314674 毎田裕介

1. はじめに

コグニティブ無線は周波数資源の枯渇問題に対する解決法として有望である[1]. コグニティブ無線で必要とされる電波の利用状況監視には, 広い帯域で様々な電界強度の信号を同時にかつ正確に検出できるスペクトル検出器が必要である. そこで, 高速フーリエ変換(FFT:Fast Fourier Transform)を用いて広帯域を一括してスペクトル検出をする方法が提案されている. この方法においては, 様々な電力を持つ広いダイナミックレンジの信号が受信機のアナログフロントエンド部に同時に入力される. しかし, 受信フロントエンドの非線形性により, 高調波, 相互変調波, 利得抑圧が発生し, 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), 及び本来信号があるはずの周波数に信号がないと誤る検出見逃し(MD: Miss Detection)が生じうる[2]. このうち, MDは他の通信への干渉の原因となりうるため, できるだけ低く抑えることが望ましい. しかし, 受信信号の総電力が大きい場合, 利得抑圧により MD 率が高くなる問題がある. 従来は, 受信機フロントエンドの非線形性に対するひずみ補償[3]を行う方法が用いられていたが, この方法は入力波形ごとの計算が必要であり, 計算量が多くなる問題がある.

本稿では, 入力総電力に相当する正弦波(一波近似)の振幅を用いて, スペクトル検出器のしきい値を補正する方法を二種類提案する. 第一の方法は, 受信フロントエンドの非線形性に対し, 一波近似により求めた振幅から利得抑圧量を計算し, その分しきい値を下げる. また第二の方法は, 一波近似により求めた振幅に対し, 受信フロントエンドの非線形性に対しハードリミテイング近似を行い, 飽和する時間割合分しきい値を下げる. これら二つの方法及び従来方法に対し, 計算シミュレーションにより MD 率低減効果を評価し, 比較を行う.

本論文の構成は, 2章で FA, MD の発生原理について, 3章で二種類の提案方法, 4章でシミュレーションモデル, 5章で計算機シミュレーション環境, 6章で計算機シミュレーションについて述べ, 7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非線形性が生じる.

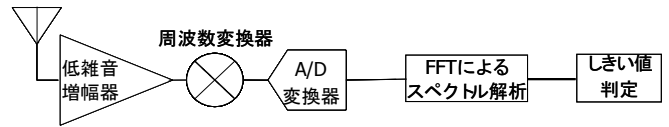


図1 スペクトル検出器の構成

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[2].

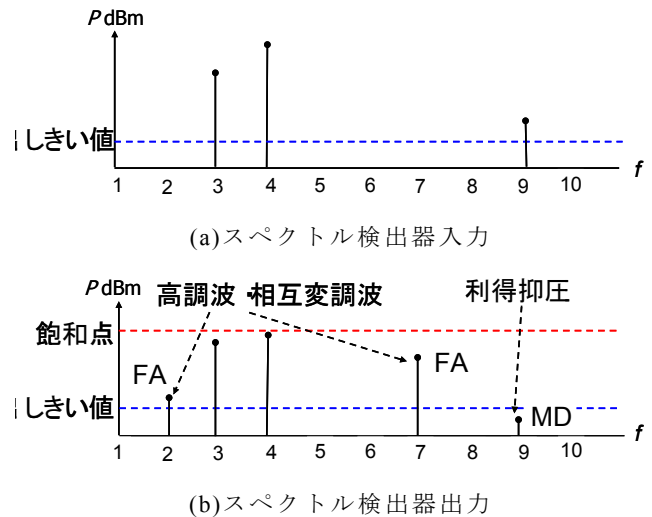


図2 FA, MD 発生メカニズム

スペクトル検出における MD は, 本来存在する信号を存在しないと判断してしまうため, ユーザ同士の干渉の可能性が生じる. そのため, MD の発生はできるだ

け抑えなければならない。この解決策として、従来はひずみ補償が用いられていた。ひずみ補償とは、図 3 のように受信器フロントエンドの非線形性に対してその逆特性を用いることでひずみ補償を行い、MD を抑えるものである。

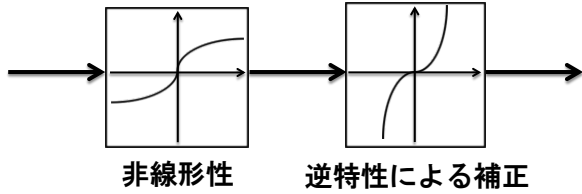


図 3 ひずみ補償

しかし、ひずみ補償は入力波形ごとにリアルタイムでの計算が必要であり、計算量が多くなってしまうという問題がある。そのため本稿では、計算負荷の少ない簡易的な MD 低減方法を二種類提案する。

3. 提案方法

3.1 二種類の方法の前提(一波近似)

本稿で提案する 2 種類の方法は、一波近似を前提とする。一波近似とは、総電力が一つの信号により供給されると仮定し、一信号相当の振幅 A を求めるものである。

3.2 方法 1 の概要(多項式近似による補正)

3.2.1 受信器における利得抑圧

受信器において入出力が線形の場合、波形は図 4 のようになる。

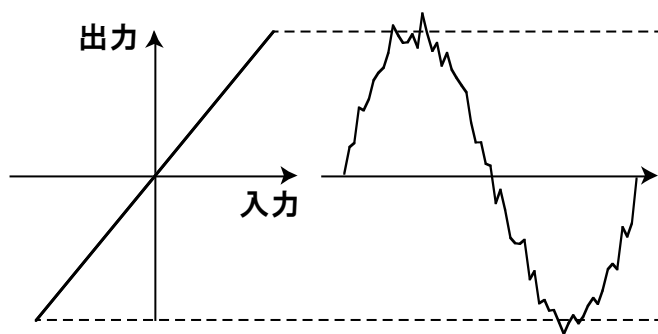


図 4 線形時の波形

しかし、入出力が非線形になった場合、図 5 のように飽和してしまうため、波形はつぶれてしまう。

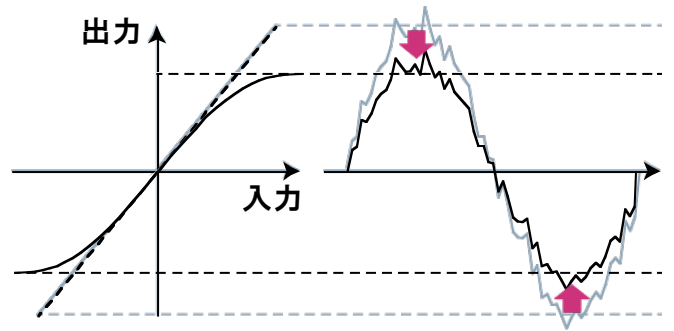


図 5 非線形時の波形

このように発生する利得抑圧で抑圧される電力の割合を電力抑圧率 G_{Pcomp} とする。また、小さな信号の電力抑圧率を G'_{Pcomp} とする。方法 1 ではこの G'_{Pcomp} と G_{Pcomp} が等しいという仮定の元補正を行う。この抑圧されてしまう電力分しきい値を補正することで MD 率を低減する。

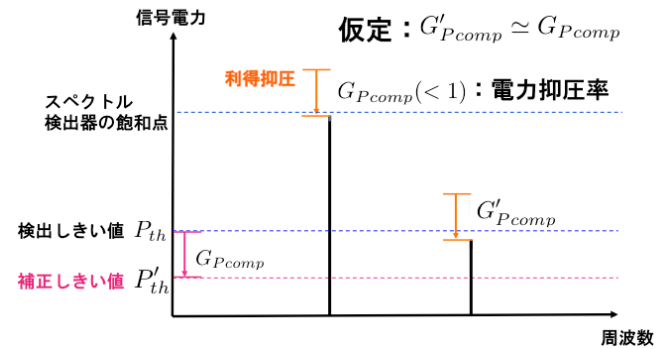


図 6 利得抑圧

3.2.2 多項式近似によるしきい値補正

図 6 について式で表す。

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

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

アナログ回路の非線形性を式(1)と仮定し、式(2)の信号を入力する。

これらを展開すると、式(3)のようになる。

$$y(t) = (\text{DC成分}) + (a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3)\cos\omega t + (\text{高調波}) \quad \dots(3)$$

式(3)において、 $\cos \omega t$ の係数部分が非線形時の基本波振幅である。ここで、振幅抑圧率を G_{Acomp} とすると、 G_{Acomp} は以下のように求められる。

$$\begin{aligned} G_{Acomp} &= \frac{\text{非線形時の基本波振幅}}{\text{線形時の基本波振幅}} \\ &= \frac{a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3}{a_1A} \quad \dots(4) \end{aligned}$$

この G_{Acomp} を用いて G_{Pcomp} は以下のように求められる。

$$G_{Pcomp} = G_{Acomp}^2 \quad \dots(5)$$

検出しきい値 P'_{th} に対して G_{Pcomp} を用いることで、補正しきい値 P_{th} を算出する。

$$P'_{th} = G_{Pcomp} P_{th} \quad \dots(6)$$

方法 1 では、検出しきい値の代わりにこの補正しきい値を用いることで MD を低減する。

3.3 方法 2 の概要(ハードリミティングによる補正)

方法 2 では、図 7 のように非線形時の飽和部分にハードリミッティング近似を用い、飽和部分では微小信号が消失すると仮定する。

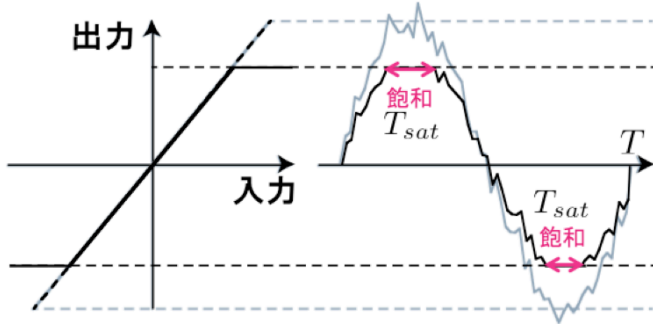


図 7 方法 2 の波形

図 12 において、波形の周期を T 、飽和部分を T_{sat} とし、利得抑圧率 G_{Pcomp} をデューティ比により求めると以下のようなになる。

$$G_{Pcomp} = \frac{T - 2T_{sat}}{T} \quad \dots(7)$$

方法 1 と同様に、検出しきい値 P'_{th} に対して G_{Pcomp} を用いることで、補正しきい値 P_{th} を算出する。

$$P'_{th} = G_{Pcomp} P_{th} \quad \dots(8)$$

方法 2 では、検出しきい値の代わりにこの補正しきい値を用いることで MD を低減させる。

4. シミュレーションモデル

4.1 周辺ユーザ分布モデル

プライマリユーザ分布は図 8 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。 r_{max} 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、 r_{max} 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 r_{max} 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。

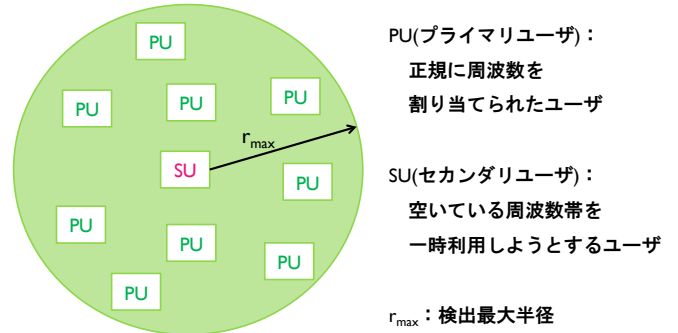


図 8 スペクトル検出モデル

4.2 スペクトル検出器モデル

図 9 に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。

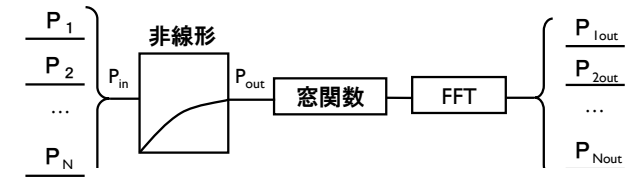


図 9 スペクトル検出器モデル

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、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、

$$P_{out} = A(P_{in}) \times A_{blackman} \times P_i \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad \dots(9)$$

であるから、下記のように検出しきい値を補正する。

$$P_{th\ out} = A(0) \times A_{blackman} \times P_{th} \quad \dots(10)$$

検出しきい値を補正した後、 P_{iout} と P_{thout} 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_{iout} と P_{thout} の比は一致する.

4.3 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[4]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 10 に正側の入出力特性を示す.

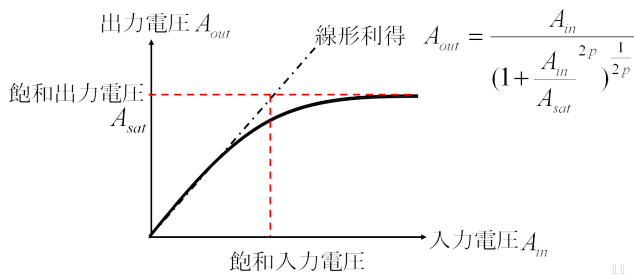


図 10 非線形性モデル入出力特性

5. 計算機シミュレーション環境

5.1 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 9 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, 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.

5.2 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 とする.

表 1 プライマリユーザ諸元

全チャンネル数	10	
チャンネル帯域幅	10MHz	
距離減衰係数	4	
変調方式	QPSK	
シンボルレート	5.5M symbol/s	
データ長	56 symbol	
送信電力	(1W) 一定	
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

5.3 スペクトル検出器緒元

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
非線形モデル	ラップモデル(係数:3)
非線形モデル多項式近似の最大次数	3
雑音	加法性白色ガウス雑音
検出しきい値	熱雑音+3dB (補正なし時)
オーバーサンプリング率	3倍
シミュレーション試行回数	10000回

6. 計算機シミュレーション

6.1 非線形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 11 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 12 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 10000 回とした.

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

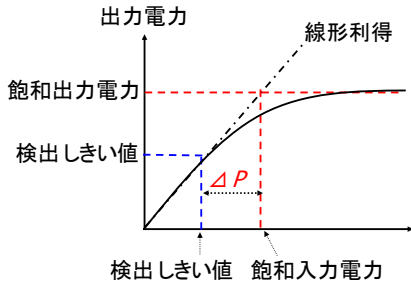


図 11 ダイナミックレンジ ΔP の定義

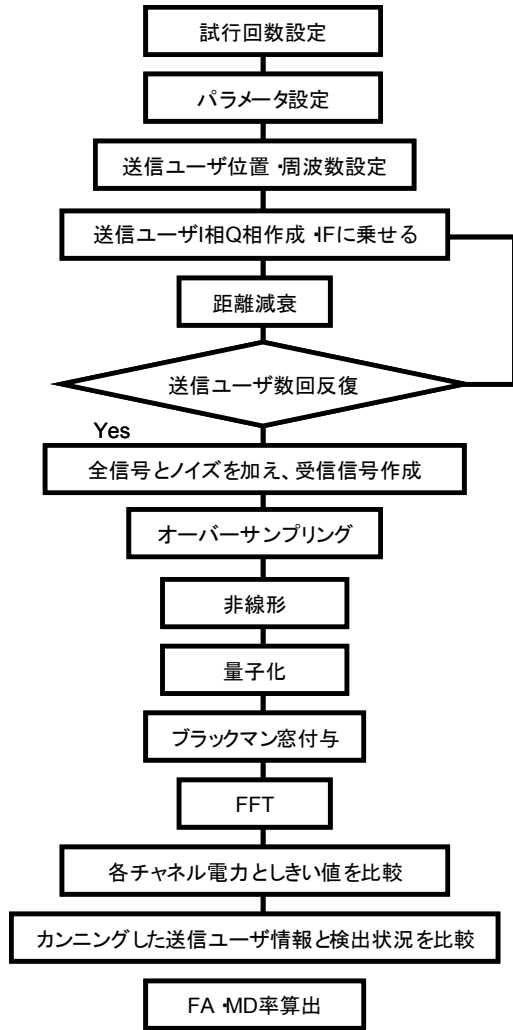
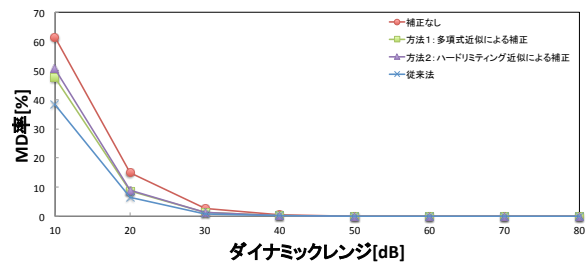


図 12 シミュレーションフローチャート

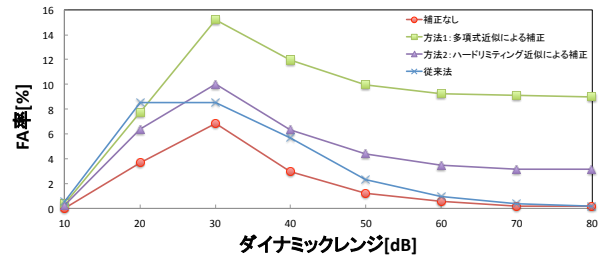
6. 2 シミュレーション結果

6. 2. 1 ダイナミックレンジに対する MD 率, FA 率

図 13 に補正なしの場合と従来法, 方法 1, 方法 2 のダイナミックレンジ ΔP が 10~80dB, チャネル利用率が 35% の時の MD, FA 率を示す。



(a) MD 率

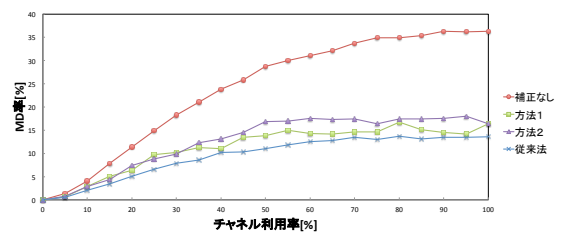


(b) FA 率

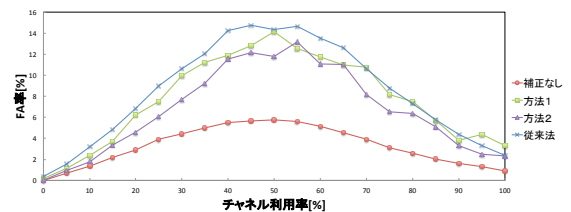
図 13 補正なし, 従来法, 方法 1, 方法 2 の MD, FA 率
図より, MD 率に関しては, 補正なし時に比べ, 従来法と方法 1, 2 は MD 率が低減できているが, 方法 1, 2 は従来法よりも低減効果が劣っていることがわかる。また, 方法 1 と 2 はほぼ同等の低減効果を示した。FA 率に関しては, 従来法と方法 1, 2 は補正なしの場合よりも上昇してしまっており, MD 率の低減効果と FA 率の上昇はトレードオフの関係にあることがわかる。

6.2.2 チャネル利用率に対する MD 率, FA 率

図 14 に補正なしの場合と従来法, 方法 1, 方法 2 のチャネル利用率が 0~100%, ダイナミックレンジ ΔP が 20dB の時の MD, FA 率を, また, 図 15 にチャネル利用率に対するしきい値を示す。



(a) MD 率



(b) FA 率

図 14 チャネル利用率に対する MD 率, FA 率

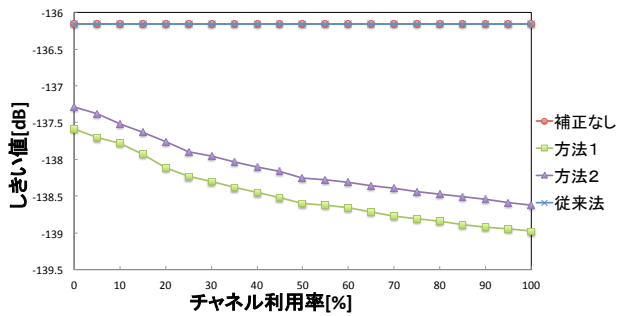


図 15 チャンネル利用率に対するしきい値

図より、MD 率に関しては、補正なし時に比べ、従来法と方法 1, 2 は MD 率が低減できているが、方法 1, 2 は従来法よりも低減効果が劣っていることがわかる。また、方法 1, 2 を比較すると、チャンネル利用率が 35% 以上では方法 1 の方が低減効果があることを示した。FA 率に関しては、従来法と方法 1, 2 は補正なしの場合よりも増加してしまっており、MD 率の低減効果と FA 率の上昇はトレードオフの関係にあることがわかる。

しきい値に関しては、従来法はしきい値補正をしていないため、変化がない。また、方法 1, 2 はチャンネル利用率が増加するにつれてしきい値が下がっており、方法 2 の方が補正しきい値が低いことがわかる。

7. 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を持つ場合に利得抑圧により発生する MD を低減する方法として、計算量の多い従来法よりも簡易的な方法を提案し、それぞれの MD, FA 率を評価した。これにより、提案法は従来法に比べ、MD 率の低減効果は少ないものの、有用性があることが示された。また、方法 1, 2 を比較すると、チャンネル利用率が 35% 以上では方法 1 の方が低減効果があることを示した。

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] 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.
- [3] Allen.M et al. "Digital Linearization of Direct-Conversion Spectrum Sensing Receiver" Global SIP, 2013
- [4] 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.

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

なし

(D)学会大会等の口頭発表

毎田 裕介, 榎田 洋太郎, 小澤 佑介, "

"非線形性を持つスペクトル検出における検出見逃し率の低減検討", 東北大学 日本電子情報通信学会ソサエティ大会, 2015 年 9 月