

OFDM 変調信号に対する周期定常性検出の実験的検討

7310651 長谷川 博哉

1. まえがき

近年、限りある周波数資源を効率的に利用するため、コグニティブ無線 (CR) 技術が検討されている。CR では、既存利用者(プライマリユーザ)が割り当てられている帯域を使用していない時間に、新規利用者(セカンダリユーザ)がその帯域を一時的に使用する。自立分散システムであるセカンダリユーザは、プライマリユーザのチャネル利用を独自に検出しなければならない。このため、精度の高い検出器が必要とされている。

検出法の一つとして、周期定常性を用いて検出する方法が提案されている[1]。周期定常性検出法は、無線信号に存在する固有の周期定常性を検出する手法である。ここで、送信信号にガードインターバルが挿入されている場合、検出精度が著しく劣化する。そこで、GI 挿入による符号間干渉を回避する検出停止区間と、GI 長の比例数倍だけ検出遅延を与えた並列検出法を用いることで、高精度な SCF 検出が可能であることが報告されている。本稿では、信号発生器を用いた RF 帯のアナログ信号を用いた実験系を構築し、文献[1]の提案法の有効性を実験的に検証した。加えて、従来の方法で問題となっていた計算量の削減法を提案した。

2. プライマリ信号の検出法

コグニティブ無線で用いられる検出法には、エネルギー検出法と周期定常性検出法などがある。エネルギー検出法とは、受信信号のエネルギーを算出し、送信機の有無を判断する手法である。

エネルギー検出法は計算量が少なく、簡単な回路で実現できる利点があるが、検出精度が低い。一方で周期定常性検出法とは、信号に含まれる周期の定常性を利用して検出する手法である。検出精度はエネルギー検出法に比べて計算量が多く、回路が大きくなってしまふ欠点があるが、検出精度はエネルギー検出法に比べて高い。したがって、周期定常性検出法は検出精度を求めるコグニティブ無線の検出器において非常に有用な検出法である。

以下では、周期定常性検出法について述べる。

2.1. 周期定常性検出法

OFDM 信号では、同期のためにパイロット信号と呼ばれる既知のサブキャリアが用いられている。パイロット

信号は他のデータ信号や雑音と比べて周期定常性が高い。このため、パイロット信号の周期定常性を算出することで、プライマリ送信機の信号の有無を検出できる[2]。

OFDM 信号における周期定常性検出法では、スペクトル相関関数(SCF: Spectrum Correlation Function)を用いて周期定常性を算出する。

ベースバンドにおける SCF は次式で表される[1]。

$$S[f, a] = \frac{1}{V} \sum_{v=0}^{V-1} X_v[f] X_v^*[f-a] \quad (1)$$

ただし、

$$X_v[f] = \sum_{i=0}^{L-1} x_v[i] e^{-j2\pi f i T_s} \quad (2)$$

ここで、 v は OFDM シンボル、 V は観測 OFDM シンボル数、 $*$ は複素共役、 L は FFT 長、 T_s はサンプリング周期である。

双方がデータ信号、あるいは一方がデータ信号、一方がパイロット信号となる f, a を指定した場合を考える。データ信号が含まれていると、サブキャリアの位相はランダムとなる。したがって、同一 OFDM シンボルでサブキャリアの位相差はランダムとなり、複素共役 $X_v[f] X_v^*[f-a]$ の値もランダムとなる。したがって複数 OFDM シンボルで総和すると、0 に近い値となり、 $S[f, a]$ は小さな値となる。この値では、雑音に比べて小さな値となるため、検出には適さない。

一方、 $f, f-a$ 双方がパイロット信号の周波数となる f, a を指定すると、 $S[f, a]$ の値が大きくなる。これは、同一 OFDM シンボルのパイロット信号同士では常に位相差が 0 であるため、複素共役 $X_v[f] X_v^*[f-a]$ が、複数 OFDM シンボルにわたり同一値となる。したがって複数 OFDM シンボルで総和すると、 $S[f, a]$ は大きな値となる。この値は、雑音に比べ大きな値となる。したがって、適切に設定した f, a を設定し、 $S[f, a]$ の大きさを調べることで、高精度な検出を可能とする。 $S[f, a]$ をしきい値で判定することでプライマリ信号の有無を調べることができる。

2.2. OFDM 信号での SCF

ここでは、国際標準規格である 802.11 g で用いられている OFDM 信号[3]に準拠した信号を用いて、実際に SCF を計算する。

802.11gにおけるサブキャリアの配置を図1に示す。

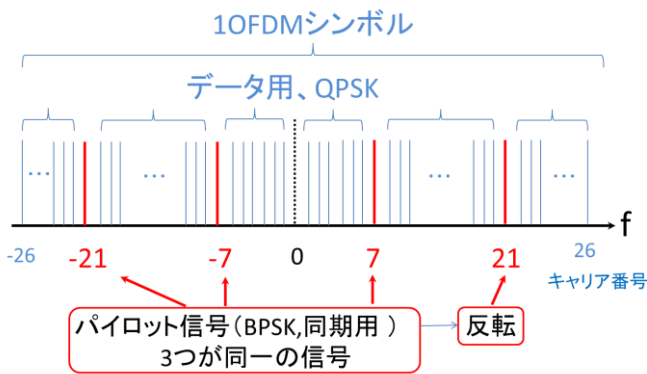


図1 IEEE802.11a/gにおけるサブキャリア配置

サブキャリア番号を $k \in [-32, 31]$ とすると、サブキャリア周波数 f_k は $f_k = k/T_s$ と表される。このうち、 $k = -21, -7, 7, 21$ のサブキャリアは、位相同期用のパイロット信号である。パイロット信号は BPSK 変調信号であり、 $k = -21, 7, 7$ では同じ値となっている。また、 $k = 21$ は、反転した信号である。 $k = -32 \sim -27, 0, 27 \sim 31$ は 0 が挿入され、残りはデータ用のサブキャリアとなっている。本稿ではデータ用サブキャリアは QPSK 変調信号とする。

$(f-a) \geq -32$ である各々の f, a において算出した SCF のグラフを図2に示す。

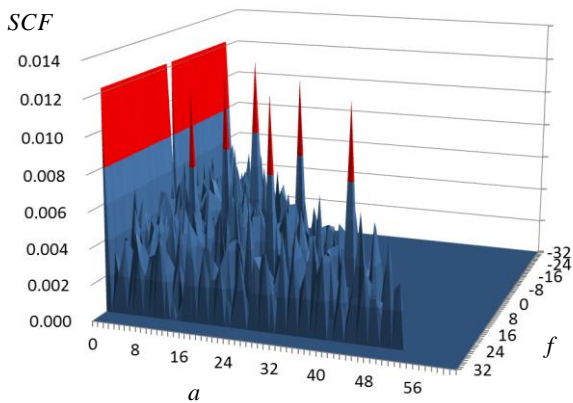


図2 各々の a, f に対する SCF

図2のように、OFDM信号のSCFは、パイロット信号に対応して、SCFの値が大きいPeakが6つ存在する。このPeakが、2種類のパイロット信号のSCFである。Peakは雑音に比べてはるかに高い値を得ることができる。このため、送信信号の有無をPeakの有無により判別できる。

2.3. GI挿入時のSCF

OFDM信号は、マルチパスによる遅延波が存在すると、符号間干渉が発生し、復調が困難になる。このため、ガードインターバル(Guard interval :GI)が挿入される。GI

は、OFDMシンボルの時間波形の終端から一定区間を複製し、始端に挿入する操作を行う。こうして得られたOFDM信号にSCFを適用すると、OFDMシンボル長がGIだけ長くなっているため、(1)式の v が変わるとに位相が変わってしまう。したがって、SCF Peakを検出することができなくなる。そこで、1観測シンボルにつきGI長と等しい観測停止区間を設ける(図3)。図3の測定法を原初法と定義する。原初法により、GI挿入時でも図2と同等のSCF Peakが検出できる。

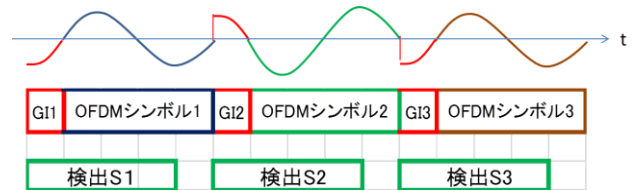


図3 観測停止区間を挿入した場合(原初法)

2.4. オフセット時間挿入時のSCF

実際の環境の認知無線では、セカンダリはプライマリと同期をとることができない。したがって、シンボルの開始時間が不明である。したがって、OFDMシンボル到達時刻と観測開始時刻の差であるオフセット時間が発生する。

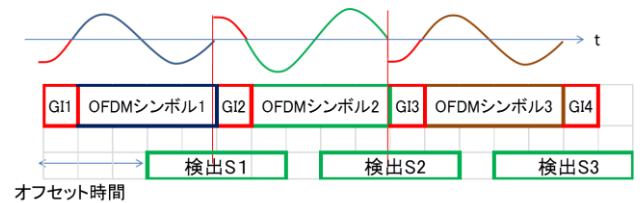


図4 オフセット時間が挿入された場合

オフセット時間が発生すると、複数シンボルにわたって不連続な信号を検出する。そのため、位相を正しく判断できない。したがって、図5のようにSCF Peakが現れない。

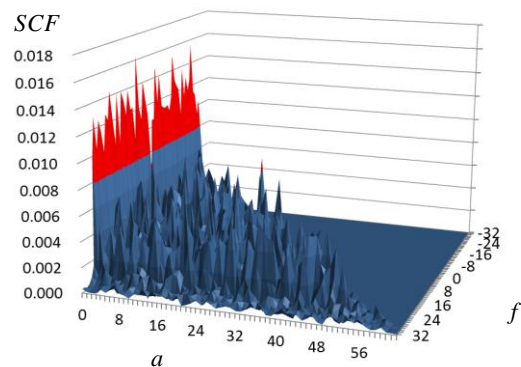


図5 オフセット時間挿入時のSCF

2.5. 従来法

オフセット時間挿入による検出精度の劣化を補償するために、(1)式の分解能を上げる方法が提案されている(従来法) [4]. IEEE 802.11g では、 a を 5 倍の分解能とすればよい. 従来法による所望 SCF を図 6 に示す. 図 6 のように、SCF Peak が 1 本から 2 本へと分割され、Peak の総数が増加する.

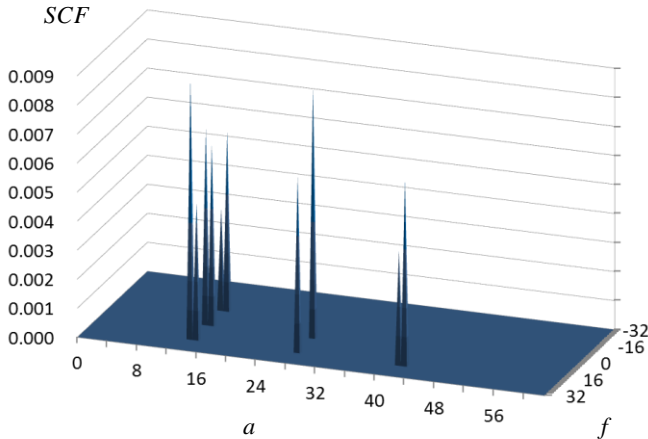


図 6 従来法の SCF

2.6. N タップ法

従来法では、Peak 数が増えているため、雑音が大きくなる. そこで、さらなる検出率改善のために N タップ法が考案された[1]. N タップ法とは、GI 長だけずらした N 並列の SCF を演算し、最大値となるタップ数を選択することにより、オフセット時間が発生した場合でも周期定常性を補償する方法である(図 7). N タップ法では、 N は、 $N=(L+L_{GI})/L_{GI}$ で定められる. ここで、 L_{GI} は GI 長である.

N タップ法での SCF 検出例を図 8 に示す. GI の挿入により原初法では現れなかった Peak が出現している. これは、図 7 の $n=3$ のように、 n 並列の中に位相不連続な点を検出しないタップがあるためである.

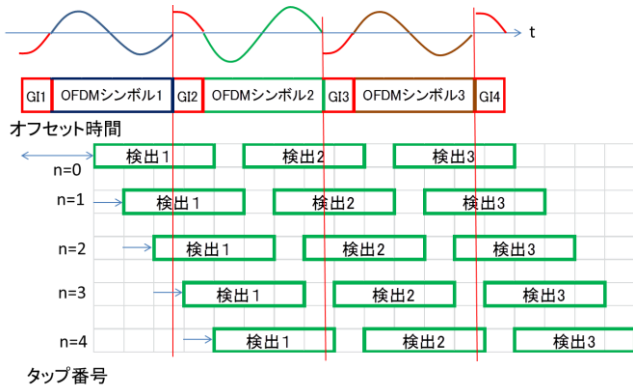


図 7 N タップ法の SCF

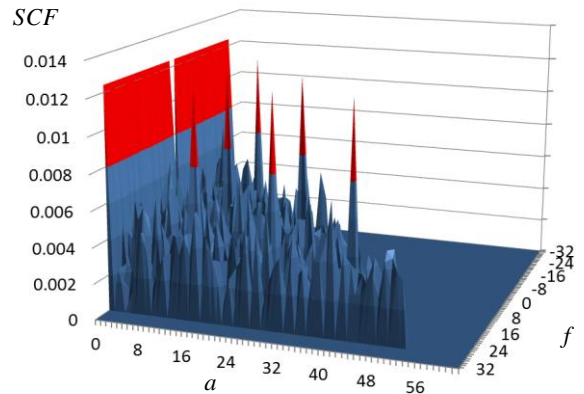


図 8 N タップ法の SCF

3. アナログ信号を用いた検出実験

3.1. 実験モデル

従来のシミュレーションモデルでは、ベースバンドで送受信を行っている. しかし、実際の通信は RF 帯で行われている. したがって、RF 帯を用いる検出モデルが必要とされている. また、計算機上のシミュレーションのみではなく、実際のアナログ信号での検出を実験し、検出精度を確かめる必要がある. そこで、本稿ではアナログ信号を用いた RF 帯の信号を検出する. 実験モデルを図 9 に示す.

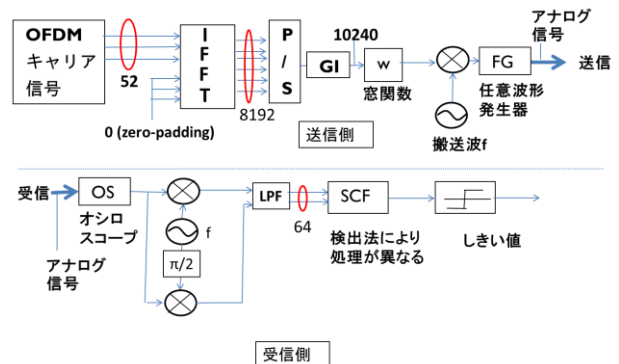


図 9 実験モデル

本稿での実験モデルでは、変調された OFDM キャリア信号にゼロパディングを行い、FFT 長 8192 の IFFT を適用してアップサンプリングを行う. この結果、52 シンボルが 8192 サンプルの時間波形となる. この信号に GI を適用した 10240 サンプルに、窓関数を適用する. 窓関数は、ハニング窓を用いる. 窓関数を適用した信号を、搬送波周波数 f でアップコンバージョンを行う. これによって得られた離散信号を、任意波形発生器でアナログ信号に変換する.

受信側では任意波形発生器で得られた信号を、オシロ

スコープで観測する。オシロスコープでは、一定間隔でサンプルをとり、離散信号とする。こうして得られた信号に LPF を適用する。本実験では、LPF は IFFT, FFT を用いた理想的なフィルタを用いる。IFFT を用いて所望帯域のみを通過させ、通過させた信号を、FFT を用いて時間波形に戻す。こうして LPF を通過した信号に SCF を適用する。こうして得られた値をしきい値により判定する。

3.2. 実験諸元と実験環境

実験諸元を表 2 に示す。また、実験環境を図 10 に示す。

表 2 実験諸元

送信側ベースバンド帯	
データ変調	QPSK
サブキャリア数	データ:48
	パイロット:4
データ送信速度	93.8kbit/s
送信側RF帯	
FFT長(upsampling)	8192
GI長	2048
送信サンプル周波数	10MHz/s
平均送信電力	16.1dBm
搬送波周波数	2.5MHz
任意波形発生器	Agilent 33522A
受信側	
オシロスコープ	Agilent infiniium 54855A DSO
観測開始サンプル	一様分布
チャンネルモデル	AWGNチャンネル
観測シンボル数V	16
受信サンプリング周波数	10MHz/s
しきい値	$P_D=0.99$
検出試行回数	4000

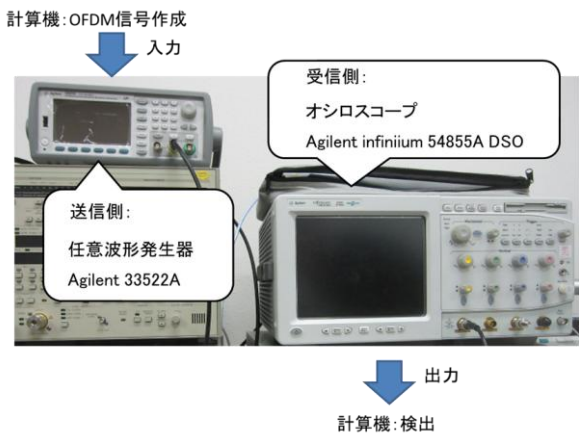


図 10 実験環境

3.3. 実験結果

実験における各 SNR に対する検出確率 PFA の結果を図 11 に示す。

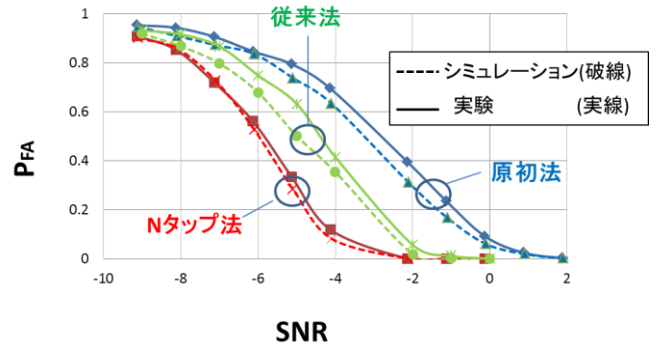


図 11 より、提案法は従来法と比べ、特性が改善している。また、実験値は計測器の内部雑音の影響によりシミュレーションに比べて特性劣化は認められるが、シミュレーションと同等の結果が得られている。それゆえ、実験系がシミュレーションを高精度に再現していることが分かる。

4. N タップ法の計算量改善

N タップ法を用いることにより、従来法に比べて検出精度が上がる。しかし、SCF を N 並列で計算するため、計算量が増えてしまう。そこで、計算量削減手法を提案する。

N タップ法における SCF の計算式を以下に示す。ここで、 $L_0=L+L_{GI}$ 、 $x[i]$ は観測開始点から i サンプル目の信号の大きさである。

$$S_n[f, a] = \frac{1}{V} \sum_{v=0}^{V-1} X_{n,v}[f] X_{n,v}^*[f-a] \quad (3)$$

ただし、

$$X_{n,v}[f] = \sum_{i=vL_0}^{vL_0+L-1} x[i+nL_{GI}] e^{-j2\pi f(i-vL_0)T_s} \quad (4)$$

ここで、以下の DEF 分割ブロック $B[k]$ を導入する。

$$B[k] = \sum_{i=kL_{GI}}^{(k+1)L_{GI}-1} x[i] e^{-j2\pi f iT_s} \quad (5)$$

$K=L/L_{GI}$ とすると、(?)式は下式に変形できる。

$$X_{n,v}[f] = e^{j2\pi f(v(K+1)+n)L_{GI}T_s} \sum_{k=0}^{K-1} B[v(K+1)+k+n] \quad (6)$$

$$= Z_f[v(K+1)+n] \sum_{k=0}^{K-1} B[v(K+1)+k+n]$$

上式のように、タップ番号 n は、 $B[v(K+1)+k+n]$ を計算したものを足し合わせ、係数を掛ける処理となる。 $B[k]$ が各タップで再利用できるため、計算量が減少する。この結果、 N タップ法におけるもっとも計算量が多い $X_{n,v}[f]$ の計算量が少なくなる。

$V=16, L=64, L_{GI}=16$ のときの各手法の計算量は以下の表ようになる。ここで、比率は乗算+加算の計算量を、原初法を1としたときの比である。

表1 各手法の計算量

	乗算	加算	乗算+加算	比率
原初法	12384	12191	24575	1.00
従来法	25760	25439	51199	2.08
Nタップ法	61920	60955	122875	5.00
提案法	17280	16105	33385	1.29

表1より、提案計算法は従来提案されていた N タップ法から計算量が約74%削減されていることがわかる。また、従来法よりも総計算量が約40%少なくなっている。以上より、計算量における N タップ法の欠点が解消できたといえる。

4.1. まとめ

GIを挿入したOFDM信号における周期定常性検出について、原初法、従来法、 N タップ法が提案されていた。従来の研究では、ベースバンド系だけのシミュレーションで検出精度が評価されていた。そこで、アナログ信号のRF帯の信号に対して検出精度評価を行った。結果、実験系がシミュレーションを高精度に再現していることが分かった。また、精度のよい N タップ法は、検出精度が最も高いが計算量が多い。そこで、計算量を約74%削減する計算法を提案した。本稿の結果、高精度で低複雑なコグニティブ無線検出器の実現に近づいたといえる。

文 献

- [1] 谷野紘義, 田久 修, 藤井威生, 大槻知明, "ガードインターバルによる周期定常性劣化を補償する周期定常検出法の特性改善に関する一検討", 信学技報RCS2010-238, pp. 233-238
- [2] M.Kim, P.Kimtho and J.Takada "Performance Enhancement of Cyclostationarity Detector by Utilizing Multiple Cyclic Frequencies of OFDM signals, "New Frontiers in Dynamic Spectrum(DySPAN), pp.1-8, April. 2010
- [3] Aribes STD-T71
- [4] M.adrat, J.Lrduc, S.Couturier, M.Antweiler, H.E.Boll, "2nd Order Cyclostationarity of OFDM Signals: Impact of Pilot tones and Cyclic Prefix, "IEEE International Conference(ICC), pp.14-18, June. 2009

本研究に対する学会発表など

- (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
長谷川博哉, 田久修, 榎田洋太郎, "バンドパスフィルタ適用型エネルギー検出器における通過帯域幅と検出精度の関係についての一検討", 電子情報通信学会ソフトウェア無線研究会 SR2010-13, pp. 81-86, May, 2010
- (D) 学会大会等の口頭発表
長谷川博哉, 田久修, 榎田洋太郎, "バンドパスフィルタ適用型エネルギー検出器における通過帯域幅と検出精度の関係についての一検討", 電子情報通信学会総合大会 B-17-12, March, 2010

長谷川博哉, 田久修, 榎田洋太郎, "バンドパスフィルタ適用型エネルギー検出器における通過帯域幅と検出精度の関係についての一検討", 電子情報通信学会総合大会 B-17-21, March, 2011

長谷川博哉, 田久修, 榎田洋太郎, "OFDM変調信号に対する周期定常性検出の実験的検討", 電気情報通信学会東京支部学生会研究発表会, March, 2012 (発表予定)