



基于单一切面的循环平稳检测方法

勾志杭^{1,2}, 刘剑锋³, 胡金龙^{2,4,5}, 冯雪林^{2,4,5}, 王宗伟^{1,2}

(1.重庆邮电大学 通信与信息工程学院,重庆 400065; 2.中国科学院计算技术研究所 无线通信技术研究中心,北京 100190;
3.国家移动卫星通信工程技术研究中心,南京 210000; 4.移动计算与新型终端北京市重点实验室,北京 100190;
5.中国科学院大学 计算机科学与技术学院,北京 100049)

摘要:在非授权频段的频谱感知方法中,循环平稳检测法具有鲁棒性好与信号类型识别性强的特点,但其计算复杂度很高。在改进传统快速傅里叶变换累加方法(FAM)的基础上,提出一种采用单一切面的循环平稳检测方法。根据循环平稳特性信号峰值变化规律推导出特定切面约束条件,并构建 f -切面和 α -切面两种循环谱单一切面,在无需建立完整循环谱的情况下对不同类型信号进行循环平稳特征检测。实验结果表明,与传统FAM相比,该方法可大幅降低计算复杂度,当信噪比低于 -16 dB时其检测性能略低于传统FAM,在信噪比达到 -16 dB后其检测性能与传统FAM一致。

关键词:非授权频谱;循环平稳;频谱感知;循环谱;快速傅里叶变换累加方法

开放科学(资源服务)标志码(OSID):



中文引用格式:勾志杭,刘剑锋,胡金龙,等.基于单一切面的循环平稳检测方法[J].计算机工程,2021,47(1):196-202.

英文引用格式:GOU Zhihang, LIU Jianfeng, HU Jinlong, et al. Cyclostationary detection method based on single section[J]. Computer Engineering, 2021, 47(1): 196-202.

Cyclostationary Detection Method Based on Single Section

GOU Zhihang^{1,2}, LIU Jianfeng³, HU Jinlong^{2,4,5}, FENG Xuelin^{2,4,5}, WANG Zongwei^{1,2}

(1.College of Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China; 2.Wireless Communication Technology Research Center, Institute of Computing Technology of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 3.National Mobile Satellite Communication Engineering Technology Research Center, Nanjing 210000, China; 4.Beijing Key Laboratory of Mobile Computing and Pervasive Device, Beijing 100190, China; 5.School of Computer Science and Technology, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

[Abstract] Among methods for spectrum sensing of unlicensed frequency bands, the cyclostationary detection method is characterized by strong robustness and signal type recognition, but it suffers from high computational complexity. Based on the improved traditional Fast Fourier Transformation Accumulation Method (FAM), this paper proposes a cyclostationary detection method using single section. According to the peak variation law of cyclostationary characteristic signal, the constraint conditions of a specific section are deduced, and two single sections of cyclic spectrum, namely f -section and α -section, are constructed to detect the cyclostationary characteristics of different types of signals without establishing complete cyclic spectrum. Experimental results show that compared with traditional FAM, the proposed method can greatly reduce the computational complexity. When the Signal to Noise Ratio (SNR) is lower than -16 dB, its detection performance is slightly lower than that of the traditional FAM. When the SNR reaches -16 dB, its detection performance is consistent with that of the traditional FAM.

[Key words] unlicensed spectrum; cyclostationary; spectrum sensing; cyclic spectrum; Fast Fourier Transformation Accumulation Method (FAM)

DOI: 10.19678/j.issn.1000-3428.0056896

0 概述

近年来,随着无线通信技术的不断发展^[1-3],用于

用户通信的授权频谱资源日趋紧缺,若无线通信系统能通过非授权频谱进行用户通信,则其可用的频

基金项目:北京市自然科学基金(L172049)。

作者简介:勾志杭(1993—),男,硕士研究生,主研方向为物理层通信算法;刘剑锋,研究员级高级工程师、博士;胡金龙,高级工程师、硕士;冯雪林,高级工程师、博士研究生;王宗伟,硕士研究生。

收稿日期:2019-12-12 **修回日期:**2020-01-14 **E-mail:**892804178@qq.com

谱资源将大幅增加。为支持长期演进增强(Long Term Evolution-Advanced, LTE-A)系统在非授权频谱上通信,长期演进(Long Term Evolution, LTE)系统引入许可辅助接入(Licensed-Assisted Access, LAA)^[4]、非授权长期演进(Long Term Evolution-Unlicensed, LTE-U)^[5]以及 MulteFire^[6]等关键技术。当前 5G 非授权无线频谱独立新空口(5G New Radio in Unlicensed Spectrum Stand Alone, 5G NR-USA)技术主要用于实现通信系统在非授权频谱上通信。5G NR-USA 与 LAA、LTE-U 的最大区别在于其通过非授权频谱独立进行通信,而不使用授权频谱作为锚点传输控制信令,因此,需要用户终端独立地采用非授权频谱进行频谱感知,这要求终端使用的频谱感知方法复杂度较低。

传统频谱感知方法^[7]主要包括能量检测法、匹配滤波器检测法以及循环平稳检测法^[8]等。能量检测法按照接收信号能量大小进行检测,具有复杂度低与实时性高的优点,但其在信噪比低时鲁棒性较差,无法进行信号类型识别。匹配滤波器检测法要求接收端使用与发送端一致的滤波器,且每种信号均对应一个滤波器,这在实际应用中难以实现。循环平稳检测法根据信号的二阶循环统计量进行判断,在低信噪比时仍具有良好的检测性能,且通过信号的循环谱可得到具体特征^[9],但是该方法计算复杂度较高,不适合在终端应用。

针对上述问题,本文提出一种基于循环平稳特性的循环谱切面检测方法,通过分析切面中频率的约束关系,建立循环谱单一切面检测信号的循环平稳特征。由于在非授权频段中 5 250 MHz~5 350 MHz 和 5 470 MHz~5 725 MHz 为雷达可用频段,在该频段进行通信时需进行频谱感知,因此本文针对最常见的线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)雷达信号^[10]和正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)信号^[11-12]进行循环平稳特征检测。

1 循环平稳特性

循环平稳特性^[13]指信号的统计特性按照一定周期平稳变化,该特性通常由通信系统中传输信号的采样、调制、添加循环前缀等人为操作引入。由于噪声通常不具备这一循环平稳特性,因此在低信噪比下根据循环平稳特征检测可很好地区分信号与噪声。

如果 1 个非平稳信号的 N 阶统计量随时间呈周期性变化,则称该信号具有 N 阶循环平稳特性。对于具有二阶循环平稳特性的信号 $x(t)$,当采样点的数量 N 趋于无穷大时,可用时间平均值表示统计平均值,该信号的自相关函数表示为:

$$R_x(t, \tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \hat{R}_x(t, \tau)_T = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \cdot \sum_{n=-N}^N x\left(t+nT+\frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t+nT-\frac{\tau}{2}\right) \quad (1)$$

其中, T 为采样周期。由于 $x(t)$ 具有二阶循环平稳特性,即 $x(t)$ 的二阶统计特性呈周期性变化,因此 $R_x(t, \tau)$ 是周期为 T 的函数,可用傅里叶级数表示如下:

$$R_x(t, \tau) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R_x^m(\tau) e^{j2\pi m \frac{t}{T}}, m=0, \pm 1, \dots, \pm n \quad (2)$$

$$R_x^m(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x\left(t+\frac{\tau}{2}\right) x^*\left(t-\frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi m t} dt \quad (3)$$

其中, R_x^m 为傅里叶系数, $\alpha = m/T$ 为该信号的循环频率, $R_x^a(\tau)$ 为信号 $x(t)$ 的循环自相关。令 $u(t) = x(t) \cdot e^{-j\alpha t}$, $v(t) = x(t) \cdot e^{j\alpha t}$, 使用换元法将 $R_x^a(\tau)$ 表示为互相关形式:

$$R_x^a(\tau) = R_{uv}(\tau) = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u\left(t+\frac{\tau}{2}\right) v^*\left(t-\frac{\tau}{2}\right) dt \quad (4)$$

根据互相关函数与功率谱密度互为傅里叶变换对,得到 $x(t)$ 的循环谱密度函数 $S_x^a(f)$ 表达式为:

$$S_x^a(f) = S_{UV}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{uv}(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} R_x^a(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (5)$$

由式(2)可知,信号 $x(t)$ 的循环自相关与循环谱密度函数仅在离散点的周期整数倍位置有数值,而其在离散点其他位置的数值恒等于 0,即循环谱密度函数在循环频率轴上以 $\alpha = m/T$ 的间隔出现峰值。图 1 为码元速率为 2 000 波特的 LFM 雷达信号循环谱在频率 $f = f_c$ 处的切面以及加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)循环谱在 $f = 0$ 处的切面。可以看出,雷达信号在 $\alpha = 0$ 和 $\alpha = m/T$ 处存在峰值,峰值间隔为信号的码元速率 $1/T$,因为数字信号处理时采用较多窗函数,造成频谱存在泄露和混叠的情况,所以其在 $\alpha \neq m/T$ 处数值不为 0。加性高斯白噪声不具有二阶循环平稳特性,当 $\alpha \neq 0$ 时其循环谱密度函数 $S_x^a(f) \equiv 0$,同样由于数字信号处理中使用较多窗函数,因此其在 $\alpha \neq m/T$ 处不为 0。

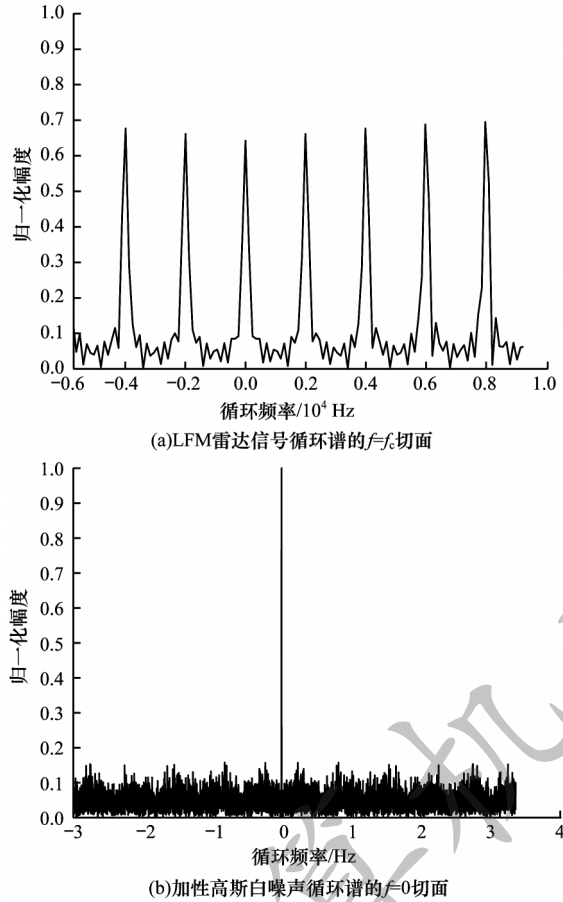


图1 LFM雷达信号和加性高斯白噪声的循环谱切面
Fig.1 Sections of cyclic spectra of LFM radar signal and AWGN

2 FAM的优化

随着对循环平稳特性研究的不断深入,研究人员提出频域平滑方法(FSM)^[14]、时域平滑方法、快速傅里叶变换累加方法(Fast Fourier Transformation Accumulation Method, FAM)^[15]、分段谱相关(SSCA)方法^[16]等信号循环谱检测方法。其中:频域平滑方法检测性能最好,但其观测时间长且计算复杂度较高,应用实时性较差;时域平滑方法通过加窗截断待测信号减少数据长度,但是由于对采样数据进行加窗与在时域上进行平均化处理这两个过程不能并行,不适用于实际工程;FAM和SSCA方法均基于时域平滑方法进行优化,其中,SSCA方法使用频域和时域混合计算,造成其检测性能较时域平滑方法要差,FAM因为使用两次FFT简化计算,所以其检测性能受到的影响较小。此外,目前关于FFT模块的研究已较成熟,因此,FAM更适用于DSP或FPGA工程开发。本文以FAM作为基础方法,进一步优化其在工程应用中的计算复杂度。

2.1 传统FAM

FAM^[15]是基于时域平滑方法利用快速傅里叶变换(Fast Fourier Transformation, FFT)简化计算的方法。时域平滑方法中循环谱计算公式^[17]如下:

$$S_{x_T}^{\alpha}(n, f)_{\Delta t} = \frac{1}{T} \left\langle X_T(n, f + \alpha/2) X_T^*(n, f - \alpha/2) \right\rangle_{\Delta t} \quad (6)$$

其中, $\langle \cdot \rangle_{\Delta t}$ 表示在时间 Δt 内取平均值, $X_T(n, f)$ 表示信号 $x(n)$ 的复包络。由式(6)可得到信号 $x(n)$ 的频率分量 $X_T(n, f + \alpha/2)$ 和 $X_T(n, f - \alpha/2)$ 在时间 Δt 内的平均相关程度,使用FFT计算得到:

$$X_T(n, f) = \sum_{r=-\frac{N'}{2}}^{\frac{N'}{2}} a(r) x(n-r) e^{-j2\pi f(n-r)T_s} \quad (7)$$

其中, T_s 为采样间隔, $a(r)$ 为长度 $T = N' \cdot T_s$ 的数据衰减窗。将 $S_{x_T}^{\alpha}(n, f)_{\Delta t}$ 沿 α 轴频移 ε ,使用FFT代替时域平均化过程^[15],计算公式如下:

$$S_{x_T}^{\alpha+\varepsilon}(n, f_j)_{\Delta t} = \sum_r X_T(n, f_k) X_T^*(n, f_l) g_c(n-r) e^{-j2\pi \varepsilon r T_s} \quad (8)$$

其中, ε 为频移因子。为简化计算,在数据序列上进行时域抽取以降低需计算的采样点数,计算公式如下:

$$S_{x_T}^{\alpha+\varepsilon}(rL, f_j)_{\Delta t} = \sum_r X_T(rL, f_k) X_T^*(rL, f_l) g_c(n-r) e^{-j2\pi \varepsilon r T_s} \quad (9)$$

将频移因子 ε 离散化,令 $\varepsilon = q\Delta\alpha$,代入式(9)得到FAM计算公式为:

$$S_{x_T}^{\alpha+q\Delta\alpha}(rL, f_j)_{\Delta t} = \sum_r X_T(rL, f_k) \cdot X_T^*(rL, f_l) g_c(n-r) e^{-\frac{j2\pi r q}{P}} \quad (10)$$

其中, L 为时域抽取的采样点数, $P = N/L$ 为采样点数的实际计算数目, $\Delta\alpha = 1/\Delta t$ 为FAM的循环频率分辨率, α_i 和 f_j 的计算公式如下:

$$\alpha_i = f_k - f_l = (k-l) \left(\frac{f_s}{N'} \right), k, l \in \left[-\frac{N'}{2}, \frac{N'}{2} - 1 \right] \quad (11)$$

$$f_j = \frac{f_k + f_l}{2} = \frac{k+l}{2} \left(\frac{f_s}{N'} \right), k, l \in \left[-\frac{N'}{2}, \frac{N'}{2} - 1 \right] \quad (12)$$

为最小化频移误差带来的影响,通常只估计在 $[-\Delta\alpha/2, \Delta\alpha/2]$ 范围内循环谱频移的数值,其中 $\Delta\alpha = f_s/N'$,循环谱频移范围值 $q\Delta\alpha \in [-\Delta\alpha/2, \Delta\alpha/2]$ 。

FAM的具体流程如图2所示,使用 P 点的FFT代替累加与低通滤波操作。FAM使用FFT代替时域平滑方法中每一段的平滑过程,可缩短窗口平滑时间,并充分利用FFT并行化优势,进一步提升计

算速度。因此,FAM是循环平稳检测的主流方法。

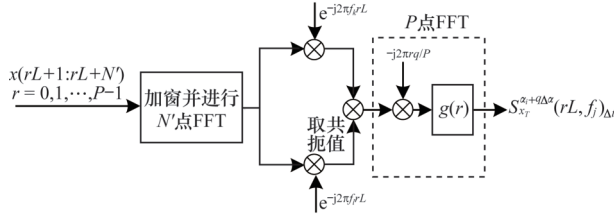


图2 FAM流程

Fig.2 FAM procedure

2.2 f -切面法

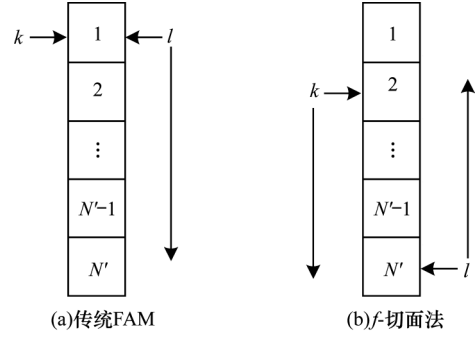
使用FAM构建的雷达信号循环谱包括该信号全部信息,由式(10)可知,计算 $X_r(n, f_j)$ 的相关程度时需遍历所有频率 f_j ,对每个频率 f_j 需遍历计算全部循环频率 α_i ,导致计算复杂度较高。由图1可知,符合循环平稳特性的信号在 $\alpha = m/T$ 处出现峰值,因此根据该特性得出:无需计算待测信号全部循环谱,仅计算某个 f_j 切面的循环谱即可进行信号检测。为进一步提高效率,只计算 $f_j = 0$ 切面的循环谱进行信号检测。

由式(12)可知,在计算 $f_j = 0$ 时,对于每个 k ($k \in [-N'/2, 0]$),都有唯一的 l 与其对应并满足 $l = -k$,因此,仅需 N' 组的采样数据就可得到所有 $f_j = 0$ 对应的循环谱密度函数。图3为所有 k 和 l 组合的矩阵,其中方框内的组合均满足 $k + l = 0$ 。

$k=-N'/2$	$k=-N'/2+1$	$k=-N'/2+2$	$k=-N'/2+3$	$k=-N'/2+4$	$k=-N'/2+5$
$l=-N'/2$	$l=-N'/2+1$	$l=-N'/2+2$	$l=-N'/2+3$	$l=-N'/2+4$	$l=-N'/2+5$
$k=-N'/2$	$k=-N'/2+1$	$k=-N'/2+2$	$k=-N'/2+3$	$k=-N'/2+4$	$k=-N'/2+5$
$l=-N'/2+1$	$l=-N'/2+2$	$l=-N'/2+3$	$l=-N'/2+4$	$l=-N'/2+5$	$l=-N'/2+6$
$k=-N'/2$	$k=-N'/2+1$	$k=-N'/2+2$	$k=-N'/2+3$	$k=-N'/2+4$	$k=-N'/2+5$
$l=-N'/2+2$	$l=-N'/2+3$	$l=-N'/2+4$	$l=-N'/2+5$	$l=-N'/2+6$	$l=-N'/2+7$
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
$k=-N'/2$	$k=-N'/2+1$	$k=-N'/2+2$	$k=-N'/2+3$	$k=-N'/2+4$	$k=-N'/2+5$
$l=-N'/2+2$	$l=-N'/2+3$	$l=-N'/2+4$	$l=-N'/2+5$	$l=-N'/2+6$	$l=-N'/2+7$
$k=-N'/2$	$k=-N'/2+1$	$k=-N'/2+2$	$k=-N'/2+3$	$k=-N'/2+4$	$k=-N'/2+5$
$l=-N'/2+1$	$l=-N'/2+2$	$l=-N'/2+3$	$l=-N'/2+4$	$l=-N'/2+5$	$l=-N'/2+6$

图3 k 和 l 组合矩阵Fig.3 Matrix of combination of k and l

图4为传统FAM和 f -切面优化FAM(以下称为 f -切面法)的 $X_r(n, f_j)$ 选取方案(向上和向下的箭头表示选取顺序)。在得到每段信号的复包络 $X_r(n, f_j)$ 后,图4中标号为1到 N' 的采样数据所对应 k, l 的取值范围分别为 $[-N'/2, N'/2-1]$,传统FAM对于每个 k 均遍历 N' 个 l 进行共轭相乘,而 f -切面法结合限制条件 $k+l=0$ 后,对于每个 k 仅选择1个 l 进行共轭相乘。由 $k, l \in [-N'/2, N'/2-1]$ 得到 k 的实际取值范围为 $[-N'/2+1, N'/2-1]$ 。

图4 传统FAM和 f -切面法的 $X_r(n, f_j)$ 选取方案Fig.4 $X_r(n, f_j)$ selection schemes of traditional FAM and f -section method

对于 $\forall f_k \in [-N'/2+1, 0]$,存在如下特性:

$$X_r(rL, f_k) X_r^*(rL, f_{-k}) = (X_r(rL, f_{-k}) X_r^*(rL, f_k))^* \quad (13)$$

通过使用式(13)中共轭运算可减少式(10)的计算量。在实际设计时,为增加FFT效率, N' 设置为2的整数次幂。

循环频率坐标 α_0 的计算公式为:

$$\alpha_0 = \alpha_i + q\Delta\alpha \quad (14)$$

将式(11)代入式(14)得到 α_0 ,再将式(10)计算得到的 $S_{x_r}^{a_i+q\Delta\alpha}(nL, f_0)_{\Delta t}$ 以 α_0 为 x 轴绘制得到信号的二维循环谱。

2.3 α -切面法

使用 f -切面法构建 $f = 0$ 切面虽然可以有效减少计算量,然而由于不同信号具有不同循环平稳特征,因此OFDM等部分信号在 $f = 0$ 切面不会出现明显的谱峰。

无循环前缀的OFDM信号^[18]循环谱密度函数为:

$$S_x^a(f) = \begin{cases} \frac{1}{4T} e^{-j2\pi\alpha t_0} \left\{ \sum_{k=-N'/2}^{N'/2} e^{-j2\pi k\Delta f t_0} \right. \\ \left. [Q(f+f_c+k\Delta f+\alpha/2)Q^*(f+f_c-k\Delta f-\alpha/2) + \right. \\ \left. Q(f-f_c+k\Delta f+\alpha/2)Q^*(f-f_c-k\Delta f-\alpha/2)] \right\}, \\ \alpha = m/T_s \\ 0, \alpha \neq m/T_s \end{cases} \quad (15)$$

在 $f = 0$ 切面上,由于多个子载波造成频谱混叠而失去原始形状,因此在 $\alpha = 2f_c \pm m/T$ 处不存在清晰谱峰。

单频信号中QPSK由于其正交分量与同向分量平衡造成在 $f = 0$ 切面无明显的谱峰,其循环谱密度函数^[19]为:

$$S_x^a(f) = \frac{1}{2T} \left[Q\left(f + \frac{a}{2} + f_c\right) Q^*\left(f - \frac{a}{2} + f_c\right) S_c^a(f + f_c) + Q\left(f + \frac{a}{2} - f_c\right) Q^*\left(f - \frac{a}{2} - f_c\right) S_c^a(f - f_c) \right] e^{-j2\pi a f_0} \quad (16)$$

因此,使用 f -切面法对上述两种信号的检测性较差。但依据循环平稳特征的定义,在 $f = \pm f_c$ 切面上,循环平稳特征信号在 $\alpha \neq 0$ 处存在峰值。

根据循环谱的定义,信号的循环谱密度函数在 $\alpha = 0$ 时将退化为信号的功率谱密度函数,并在对应的 $f = \pm f_c$ 处出现峰值,这适用于所有具有循环平稳特性的信号,由此可估计出待测信号的载波频率 f_c ,进而采用 f -切面法构建得到待测信号循环谱的 $f = \pm f_c$ 切面,同时通过该方法检测类似 OFDM 或 QPSK 等在 $f = 0$ 切面无明显循环平稳特性的信号。

通过 f -切面法构建待测信号循环谱的 $\alpha = 0$ 切面,即令 $\alpha_0 = 0$,则由式(11)和式(14)得到:

$$\alpha_0 = (f_k - f_l) + q\Delta\alpha = 0 \quad (17)$$

由2.1节中循环谱频移范围、 $\Delta\alpha$ 值和 $\Delta\alpha$ 值可得参数 $q \in [-P/8, P/8]$,式(17)转化为:

$$\alpha_0 = \left[k - l + q \cdot \left(\frac{4}{P} \right) \right] \cdot f_s / N' = 0 \quad (18)$$

由于 k, s, q 均为整数,因此只有当 $q = 0$ 时式(18)才成立,同时 $k = l$ 。

由 f -切面法可知, $X_T(n, f + \alpha/2) X_T^*(n, f - \alpha/2)$ 表示每段信号在频谱上间隔为 α 的相关程度。当 $\alpha = 0$ 时, $X_T(n, f + \alpha/2) X_T^*(n, f - \alpha/2)$ 转换为 $|X_T(n, f)|^2$,即仅需计算每个 k 对应的 $X_T(n, f_k)$ 模值的平方,再将其与 $q = 0$ 同时代入式(10)得到该信号循环谱的 $\alpha = 0$ 切面。由图3可知,满足 $k = l$ 的 (k, l) 共有 N' 组,因此,通过计算 N' 次模值的平方可得到 $\alpha = 0$ 切面的全部 f_j 组合。

图5为OFDM信号在信噪比为0 dB时循环谱的 $\alpha = 0$ 切面。可以看出,在 $f = \pm f_c$ 处有2个峰值,由此估计出该OFDM信号的载波频率。由于OFDM信号是多载波信号,在 $f = \pm f_c$ 处会偏移 $k\Delta f$,因此只能估计得到不精确的载波频率 f_c 。

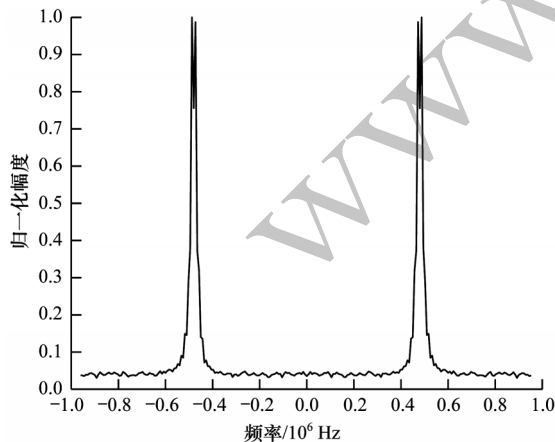


图5 OFDM信号循环谱的 $\alpha = 0$ 切面

Fig.5 Section of cyclic spectrum of OFDM signal which satisfied $\alpha = 0$

令式(12)中 f_j 等于估计的载波频率,即:

$$f_j = \frac{f_k + f_l}{2} = \frac{k + l}{2} \left(\frac{f_s}{N'} \right) = f_c = c \left(\frac{f_s}{N'} \right) \quad (19)$$

由式(19)得到 $c = (k + l)/2$,其中 c 为载波频率 f_c 在全部频率 f_j 中的位置。根据循环谱对称性可知,如果 $c > N'/2$,令 $c = 1 + (N' - c)$,则有 $2c < N'$ 。

对 f -切面法进行扩展,挑选出 $2c - 1$ 组满足约束条件 $k = 2c - l$ 的数据,可得到待测信号在 $f = f_c$ 切面的循环谱。如图6所示,对于每个 $k \in [1, 2c - 1]$ 只有1个 l 与之对应,因此,仅需进行 $2c - 1$ 组共轭相乘就可得到 $f = f_c$ 切面的循环谱。

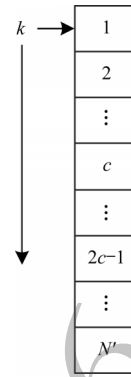


图6 α -切面法的 $X_T(n, f_j)$ 选取方案

Fig.6 $X_T(n, f_j)$ selection scheme of α -section method

图7为使用 α -切面法构建的OFDM信号在信噪比为0 dB时循环谱的 $f = f_c$ 切面。可以看出多个子载波相互混叠导致谱线不明显,但在 $\alpha = 0$ 两侧各有1个明显的谱峰,谱峰位置与 $\alpha = 0$ 的间隔大小数值上等于OFDM信号的码元速率 $1/T$,这与文献[18]使用传统FAM得到的仿真结果一致。

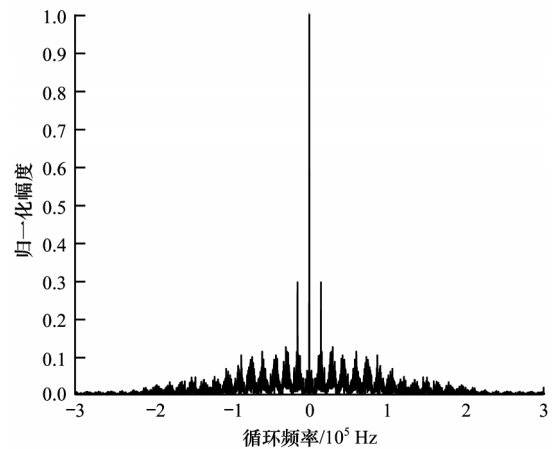


图7 OFDM信号的循环谱 $f = f_c$ 切面

Fig.7 Section of cyclic spectrum of OFDM signal which satisfied $f = f_c$

在实际工程应用中, f -切面法用来检测大部分单频信号及常见的LFM雷达信号,若未知待测信号类

型或需要检测 OFDM 等多载波信号,则可使用 α -切面法构建信号循环谱的 $f=\pm f_c$ 切面,并估计出信号的载波频率和码元速率。

2.4 信号检测

由循环平稳特性分析可知,在使用 f -切面法和 α -切面法所得信号循环谱的 $f=0$ 或 $f=f_c$ 切面上,信号会在 $\alpha \neq 0$ 处出现峰值,而噪声只会在 $\alpha=0$ 处出现峰值,因此,可通过统计超过门限的峰值数目来检测是否存在信号,若满足检测统计量 $S_x^{\alpha_0}(rL, f_0) > \gamma$ (γ 为检测门限)的 α_0 超过 1 个,则认为该频段内存在信号。对于加性高斯白噪声, $S_x^{\alpha_0}(rL, f_0)$ 服从自由度为 2 的卡方分布,可根据其累积分布概率选择满足给定虚警率时的门限 γ ,信号检测流程如图 8 所示。

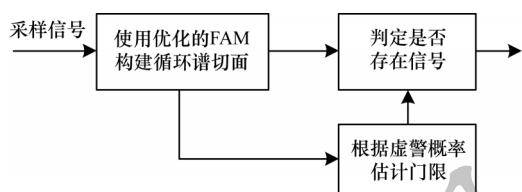


图8 信号检测流程

Fig.8 Signal detection procedure

综上所述,使用 f -切面法和 α -切面法可直接得到待测信号循环谱的切面作为 $S_x^{\alpha_0}(rL, f_0)$ 进行信号的循环特征检测,而无需计算全部循环谱,从而避免建立不必要的切面,可加快计算速度,保证频谱检测的实时性。

3 仿真与结果分析

使用 MATLAB 软件搭建仿真链路,分别使用 f -切面法和 α -切面法构建 $f_j=0$ 和 $f_j=f_c$ 的循环谱切面进行信号检测,仿真参数设置如表 1 所示。

表1 仿真参数设置

Table 1 Simulation parameters setting

参数	参数值
采样频率 f_s/MHz	30.72
循环频率的分辨率 $\Delta\alpha$	200
时频与分辨率之积 M	400
分段加窗后的每段样本点数 N'	512
总段数 P	2 048

表 2 为 f -切面法、 α -切面法与传统 FAM 在式 (10) 中计算复杂度的对比。可以看出:与传统 FAM 相比, f -切面法在共轭相乘和第二次 FFT 中乘法运算次数均减少到 $1/N'$,使用上述参数进行性能仿真,共减少 3×10^9 次乘法运算;由于 α -切面法需多构建 1 次 $\alpha=0$ 切面,因此其计算量是 f -切面法的两倍,但是当载波频率与 N' 相差较大 ($2c \ll N'$) 时, α -切面法的计算量与 f -切面法接近。与传统 FAM 相比, f -切面法

和 α -切面法的计算复杂度均大幅降低。

表2 不同方法的计算复杂度对比

Table 2 Comparison of computational complexity of different methods

方法	共轭相乘	FFT
传统 FAM	$P \times (N')^2$	$(N')^2 (P/2) \text{ lb } P$
f -切面法	$P \times (N' - 1)$	$(N' - 1) (P/2) \text{ lb } P$
α -切面法	$P \times (2N' - 1)$	$(2N' - 1) (P/2) \text{ lb } P$

为分析不同信号检测方法之间的性能差异,分别将 f -切面法、 α -切面法、传统 FAM^[15] 和使用恒虚警率 (Constant False Alarm Rate, CFAR) 自适应门限的能量检测法^[20] (CFAR-ED) 在不同信噪比和噪声估计误差 (Z) 得到的检测概率进行对比,恒虚警率为 0.05,结果如图 9 所示。可以看出:随着信噪比逐渐升高, f -切面法和 α -切面法的检测概率与传统 FAM 逐渐接近;当信噪比为 -18 dB 时, f -切面法的检测概率达到传统 FAM 的 95% 以上,且高于 α -切面法的检测概率;当信噪比低于 -16 dB 时, f -切面法和 α -切面法的检测概率低于传统 FAM,这是因为当信噪比过低时,单一切面上信号特征会被噪声淹没;当信噪比达到 -16 dB 后, f -切面法和 α -切面法的检测概率均与传统 FAM 一致; α -切面法较 f -切面法检测性能略差,这是因为噪声在循环谱上集中在 $\alpha=0$ 切面,会降低所估计信号载波频率的精确度。由于循环平稳检测与噪声估计无关,因此其不受噪声估计误差的影响,当噪声估计误差大于 0.017 dB 时,能量检测法的检测性能劣于 f -切面法和 α -切面法。

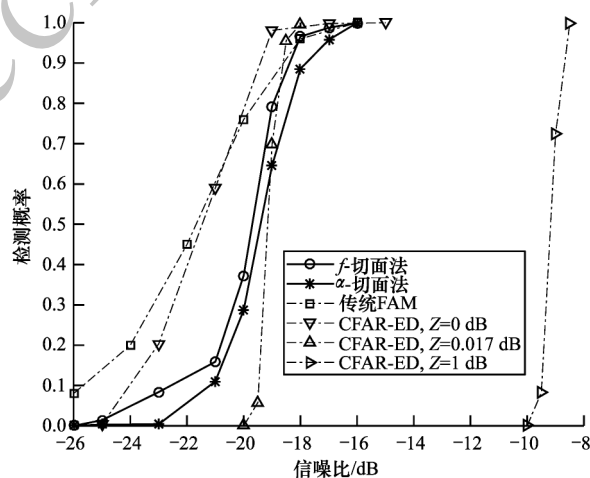


图9 不同方法的检测概率对比

Fig.9 Comparison of detection probability of different methods

综上所述,与传统 FAM 相比,本文提出的 f -切面法和 α -切面法在不影响检测性能的情况下,可大幅降低循环平稳检测法的计算复杂度。

4 结束语

在非授权频谱检测中,循环平稳检测法因计算复杂度高而难以在实际工程中推广应用。针对该问题,本文提出一种利用改进FAM的循环谱切面检测方法,采用构建循环谱单一切面的方式设计 f -切面和 α -切面两种FAM优化方案,对不同类型信号进行循环平稳特征检测。实验结果表明,与传统FAM相比,该方法的检测性能在低信噪比时略有下降,但计算复杂度大幅降低,检测性能较能量检测方法有大幅提升。下一步将具体分析不同雷达信号的循环平稳特征,充分利用待测信号的循环谱信息,在工程应用中实现信道内多种信号的盲识别与参数估计。

参考文献

- [1] ZHOU Yiqing, TIAN Lin, LIU Ling, et al. Fog computing enabled future mobile communication networks: a convergence of communication and computing[J]. IEEE Communications Magazine, 2019, 57(5): 20-27.
- [2] LIU Ling, ZHOU Yiqing, YUAN Jinhong, et al. Economically optimal MS association for multimedia content delivery in cache-enabled heterogeneous cloud radio access networks [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2019, 37(7): 1584-1593.
- [3] LIU Ling, ZHOU Yiqing, ZHUANG Weihua, et al. Tractable coverage analysis for hexagonal macrocell-based heterogeneous UDNs with adaptive interference-aware CoMP[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(1): 503-517.
- [4] BOJOVIC B, GIUPPONI L, ALI Z, et al. Evaluating unlicensed LTE technologies: LAA vs LTE-U[J]. IEEE Access, 2019, 7(7): 89714-89751.
- [5] YUAN Jiantao, HUANG Aiping, SHAN Huangguan, et al. Design and analysis of random access for standalone LTE-U systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(10): 9347-9361.
- [6] ROSE C, KUUSELA M, FREDERIKSEN F, et al. Standalone LTE in unlicensed spectrum: radio challenges, solutions, and performance of multiFire [J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56(10): 170-177.
- [7] SARDANA M, VOHRA A. Analysis of different spectrum sensing techniques [C]//Proceedings of 2017 International Conference on Computer, Communications and Electronics. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2017: 422-425.
- [8] WANG Jun, HUANG Fengying, CHEN Zhe, et al. Cyclostationarity based spectrum sensing method with uncertain arrivals of primary Users [C]//Proceedings of the 17th International Conference on Communication Technology. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2017: 837-841.
- [9] GONG Mudan, GUO Ronghui. Carrier frequency estimation based on second-order cyclic cumulants [J]. Computer Engineering, 2011, 37(20): 81-82. (in Chinese)
- [10] FAN Xiangyu, WANG Hongwei, YANG Yuanzhi. Radar emitter recognition based on second order degree of cyclostationarity separation criterion [C]//Proceedings of APMC' 15. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2015: 1-8.
- [11] SUTTON P, NOLAN K, DOYLE L. Cyclostationary signatures in practical cognitive radio applications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(1): 13-24.
- [12] ALI O, NASIR F, TAHIR A A. Analysis of OFDM parameters using cyclostationary spectrum sensing in cognitive radio [C]//Proceedings of the 14th International Multipoint Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2011: 22-24.
- [13] GARDNER W A. The spectral correlation theory of cyclostationary time-series [J]. Signal Processing, 1986, 11(1): 13-36.
- [14] ZHU Lei, CHEN Hanwen, WU Lenan. Identification of digital modulation signals based on cyclic spectral density and statistical parameters [J]. Journal of Applied Sciences, 2009, 27(2): 137-143. (in Chinese)
- [15] ROBERTS R S, BROWN W A, LOOMIS H H. Computationally efficient algorithms for cyclic spectral analysis [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1991, 8(2): 38-49.
- [16] BROWN W A, LOOMIS H H. Digital implementations of spectral correlation analyzers [C]//Proceedings of the 4th Annual ASSP Workshop on Spectrum Estimation and Modeling. Washington D. C., USA: IEEE Press, 1988: 703-720.
- [17] ALDULAIMI A, RADHI N, ALRAWESHIDY H. Cyclostationary detection of undefined secondary users [EB/OL]. [2019-10-27]. https://www.researchgate.net/publication/232656483_Cyclostationary_Detection_of_Undefined_Secondary_Users.
- [18] HUANG Qishan, PENG Qizong, LU Yourong, et al. Cyclic spectrum analysis of OFDM signals [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2008, 30(1): 134-138. (in Chinese)
- [19] 黄奇珊, 彭启琮, 路友荣, 等. OFDM信号循环谱结构分析[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(1): 134-138.
- [20] GARDNER W, BROWN W, CHEN C K. Spectral correlation of modulated signals; part II-digital modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 1987, 35(6): 595-601.
- [21] KUMAR A, THAKUR P, PANDIT S, et al. Fixed and dynamic threshold selection criterion in energy detection for cognitive radio communication systems [C]//Proceedings of the 10th IEEE International Conference on Contemporary Computing. Washington D. C., USA: IEEE Press, 2017: 21-27.