

成功后应用程序开始访问电机的对象字典.最初通过使用 SDO 对对象字典写入一个控制字符序列让点击从初始态进入可运行状态,然后通过 SDO 改写电机的运行模式对象使电机进入速度模式.模式设置完毕后再设置好运行速度,随后写入启动控制字符使电机开始运行.电机速度的采样动作随着电机的转动开始运作.每隔一个控制周期就会进行一次电机的速度控制和码盘速度采样.

### 3.1.2 结果分析

通过 SDO 报文对电机进行速度控制和码盘信息的访问可以快速而可靠地实现对电机的控制和监视.对读取的码盘数值进行处理后得到了图 9 的速度跟踪曲线,纵坐标的单位是速度单位 G2.电机速度在不变时的波动属于电机特性与软件无关.图 9 中的虚线表示读取的实际速度值,而电机速度的设定值由图中的实线标出作为参考.速度控制和采样的周期和为 20 ms.通过实际的采样数据算出的速度跟踪误差小于 0.5%,满足本文对系统的要求.

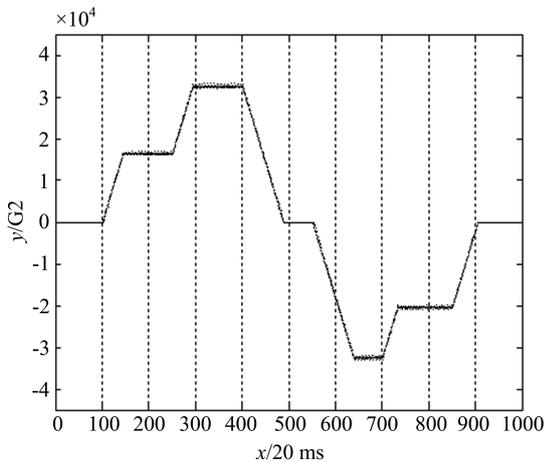


图 9 电机速度跟踪曲线

Fig.9 Motor speed tracking curve

实验通过分析单个电机的收发报文记录可以得到每个 20 ms 的控制周期中,主机向电机控制器发送 2 个控制报文,同时电机控制器相应返回 2 个确认报文,主机向单个码盘发送 1 个读数据报文,码盘返回 1 个数据报文.以上总计 6 个报文,如果以一个完整的 6 自由度机械臂为样本,那么一共有 36 个报文.所有报文均为 SDO 报文,单个报文有 8 字节加上 11 位 ID.根据本实验 CAN 总线的最大波特率 1 Mbps 可以计算出最小采样周期为

$$\frac{36 \times (11 + (8 \times 8))}{1 \text{ Mbps}} = 2.70 \text{ ms.}$$

考虑到一般机器人控制器的采样周期在几十毫

秒级别,本文采用的 CANopen 协议方案能够拥有较小的总线负载,所以该软件能够满足一般机器人对控制器通讯的实时性要求.

### 3.2 调试和开发效率

本文的软件系统在构建过程中 ROS 提供的组件和软件工具起到了简化工作的作用.利用 ROS 提供的进程通信组件可以方便地建立程序之间的消息通道.此外,ROS 还提供了便于操作和理解的编译工具 ROSmake 和可以动态改变调试信息级别的 GDB 调试工具,并提供了可以显示时间戳的进程消息显示工具 ROSout 方便人们对程序的执行进行监控.利用 ROS 提供的这些工具,可以快速地构建满足预定需求的机器人软件系统.本文系统中的 ROS 节点共有 8 个,而 ROS 自带的节点就有 4 个,占总节点数的一半.因此开发软件的周期被大幅缩短.

### 3.3 灵活性

ROS 通过节点和主题的消息机制使得软件系统不同功能模块之间有较松的耦合,从而提高了每个模块的灵活性和可复用性.本文的软件系统提供了机器人的最基本的关节驱动功能.如图 10 所示,为了构建一个拥有完整功能的机器人软件系统,可以在原来节点结构的基础上增加上层数据处理节点集,再将上层节点集处理后的数据通过消息通道(主题)发送到本文的报文发送节点中,不需要修改原来的节点结构.如果需要适应拥有不同自由度的机械臂,只需要在控制器通讯节点集中增加或者删除新的命令过程,不需要修改任何该节点集中的数据结构或程序细节.上层软件功能包括用户界面,视觉处理和运动控制.本文设计的软件在图中由浅灰色

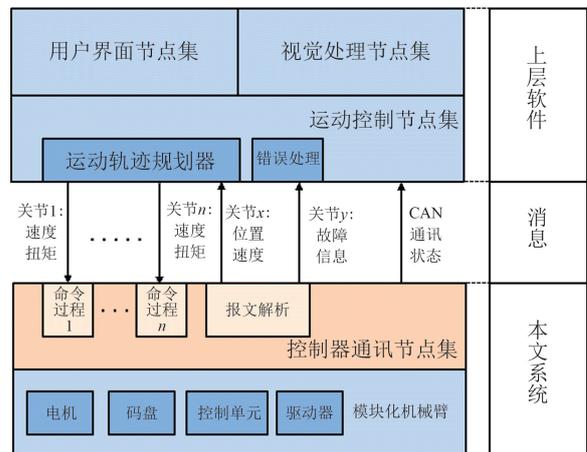


图 10 完整机器人软件的结构图

Fig.10 Structure of complete robot software

(橙)标出,为控制器通讯系统.所有软件系统都基于 ROS,以节点集的形式在图中显示.中间层表示位于本文系统和上层软件之间的消息通道.

CANopen 协议的修改对本文系统实现的影响也是有限的.总线协议的修改包括新数据表示的微观修改和网络控制或者运动模式过程的宏观修改.对于前一种微观修改,这种情况只涉及选择器的具体条件,因此只影响相关常数的修改,这种修改比较简单;对于后一种宏观上的修改,本文过程函数的分类和分步已经增加了操作的模块化程度,减少了程序修改量.尽管每个具体操作的内容还是十分庞大的,但大部分协议发布后极少会有改动的情况.

### 3.4 健壮性和安全

对于多关节机械臂的控制来说,同步和稳定是一个重要的问题,ROS 通过消息的时间戳和队列机制较好地满足了系统健壮性.如图 10 所示,当上层运动轨迹规划器发出一系列关机的运动参数时,控制器通信系统可以通过消息的时间戳来辨别不同阶段的关节信号,以确保同一时期的所有关节运动信号能同时被处理完毕,从而保证关节的运动不会出错.同时 ROS 消息的队列结构也可以帮助系统检查出乱序或缺失的消息,进而帮助系统较快地恢复正常运行.由于 ROS 的节点间的通信机制在实现过程中并没有考虑标准的实时性要求<sup>[12]</sup>,仍会有迟到的消息,这种情况会导致整个系统的运行产生不必要的延迟而影响实时性能,因此需要降低同步的最大时间来保证实时性,这也意味着需要做好健壮性和实时性的权衡.

虽然 ROS 没有专门的工具用来检查外部硬件设备和网络的异常,但是利用 CANopen 协议完备的错误分类可以有效地解决这一问题.CANopen 错误报文涵盖了机械故障、数据非法、超出使用权限和总线网络异常等各方面的信息.本文的控制器通信系统可以解析出这些异常并恢复或者停止整个系统.在使用机器人时还必须考虑会危及人身安全或财产安全的故障.虽然机器人软件的防碰撞程序和通讯系统的实时性能在一定程度上降低了这种情况的发生概率,但是还必须通过在硬件上添加有线或者无线的急停开关来进一步保证使用的安全性.

## 4 结论

本文构建了一个基于 ROS 的 CANopen 协议通信软件系统.实验结果证明了用 ROS 框架构建机

器人系统的高效性和软件本身的高灵活性和可复用性,而结合了 CANopen 协议后的 ROS 软件完全满足了一般机器人的实时性要求.该软件系统为进一步构建更为复杂的机器人系统打下了基础,为机器人软件系统的构建提供了一套参考方案.

### 参考文献(References)

- [1] QUIGLEY M, GERKEY B, CONLEY K, et al. ROS: An open-source Robot Operating System [C/OL]// ICRA Workshop - on Open Source Software, 2009. [2018-06-28] <http://ai.stanford.edu/~ang/papers/icraoss09-ROS.pdf>.
- [2] MARTINEZ A. ROS 机器人程序设计[M]. 刘品杰,译. 第一版. 北京:机械工业出版社, 2014.
- [3] 王俊波,胥布工. CANopen 协议分析与实现[J]. 微计算机信息, 2008, 22(6): 104-106.
- [4] JEONG H, BAIK J, MIN S, et al. Improved drone reliability using a robot operating system[C]// Eighth International Conference on Ubiquitous and Future Networks, Vienna, Australia: IEEE Press, 2016: 151-153.
- [5] 王亚,王瑞,关永,等. RGMP-ROS 混合机器人操作系统节点间通信的形式化验证[J]. 小型微型计算机系统, 2015, 36(10): 2379-2383.
- [6] 林茂,贾凯,王金涛,等. CANopen 协议在机器人控制器中的应用[J]. 微计算机信息, 2010, 26(8): 152-154.
- [7] ZHANG Y, ZENG X, WANG X, et al. Distributed control system design for quadruped robot based on CANopen network[C]// International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application. Washington: IEEE Press, 2010: 633-636.
- [8] 杨俊驹. 动态环境下基于 ROS 的移动机器人路径规划技术研究[D]. 苏州:苏州大学, 2016.
- [9] Application layer and communication profile[S]. CiA Draft Standard Proposal 301 V4.2.0, 2007.
- [10] MEMAR A H, ESFAHANI E T. Modeling and dynamic parameter identification of the SCHUNK PowerBall robotic arm[C]// Proceedings of the ASME 2015 International Design Engineering Technical & Computers and Information in Engineering Conference. IDETC/CIE Press, 2015, 53C.
- [11] CANopen device profile for drives and motion control [S]. CiA Draft Standard Proposal 402 V1.1, 1998.
- [12] HENDRICH N, BISTRY H, ZHANG J. PEIS, MIRA, and ROS: Three frameworks, one service robot—A tale of integration[C]// IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, Bali, Indonesia: IEEE Press, 2015: 1749-1756.

## 一种循环谱域 GPS 卫星导航信号抗干扰方法

胡毅<sup>1,2</sup>, 蔚保国<sup>1</sup>, 邓志鑫<sup>1</sup>, 邹国柱<sup>2</sup>

(1. 卫星导航系统与装备技术国家重点实验室, 河北石家庄 050002; 2. 滁州学院电子与电气工程学院, 安徽滁州 239000)

**摘要:** 针对弱 GPS 信号受到的时频重叠复杂强干扰, 采用信号抵消的思想, 提出了一种在循环谱域消除干扰的方法. 首先通过循环谱分析获得强干扰信号的循环频率参数; 然后利用自适应频移 (frequency shift, FRESH) 滤波器与所得干扰信号的循环频率, 得到具体的强干扰重构与抵消的频移滤波处理过程; 最后采用 LMS (least mean square) 自适应算法对频移滤波进行实际实现, 即可完成对强干扰的快速去除. 通过对不同干扰场景下分离出的 GPS 信号跟踪捕获性能仿真, 验证了所提方法的有效性.

**关键词:** GPS 信号; 时频重叠干扰; 循环谱分析; 频移滤波

**中图分类号:** TN967.1      **文献标识码:** A      doi: 10.3969/j.issn.0253-2778.2018.09.004

**引用格式:** 胡毅, 蔚保国, 邓志鑫, 等. 一种循环谱域 GPS 卫星导航信号抗干扰方法[J]. 中国科学技术大学学报, 2018, 48(9): 711-717, 754.

HU Yi, YU Baoguo, DENG Zhixin, et al. A method of interference mitigation for GPS signal in cyclic spectral domain[J]. Journal of University of Science and Technology of China, 2018, 48(9): 711-717, 754.

## A method of interference mitigation for GPS signal in cyclic spectral domain

HU Yi, YU Baoguo, DENG Zhixin, ZOU Guozhu

(1. State Key Laboratory of Satellite Navigation System & Equipment Technology, Shijiazhuang 050002, China;  
2. School of Electronics & Electrical Engineering, Chuzhou University, Chuzhou 239000, China)

**Abstract:** Aiming at the complicated strong interference overlapped on the weak GPS signal in time and frequency domains, and motivated by the idea of signal cancellation, a method for mitigating the strong interference in the cyclic spectral domain is proposed. First, the cyclic frequencies (CFs) of the interference are obtained by the cyclic spectral analysis; then with the obtained CFs and the adaptive FREquency SHift (FRESH) filter, a detailed process of mitigating the strong interference by the FRESH filtering is formed; finally by implementing the FRESH filtering with the adaptive least mean square (LMS) algorithm, the strong overlapped interference can be effectively mitigated. Simulations on the acquisition and tracking of performance of the separated GPS signal after the interference mitigation under different circumstances validate the proposed method.

**Key words:** GPS signal; time and frequency overlapped interference; cyclic spectral analysis; FRESH filtering

收稿日期: 2018-03-12; 修回日期: 2018-09-27

基金项目: 卫星导航系统与装备技术国家重点实验室开放基金 (CEPNT-2017KF-06); 安徽省高校自然科学基金重点项目 (KJ2018A0427) 资助.

作者简介: 胡毅 (通讯作者), 男, 1974 年生, 博士/讲师, 研究方向: 卫星导航与通信测控技术. E-mail: hygps607@163.com

## 0 引言

GPS 卫星导航信号由于传播距离远以及采用的扩频体制,导致接收信号非常弱,如 GPS C/A 码信号的地面接收功率相对于热噪声约只有  $-19\text{dB}^{[1]}$ ,使得信号在传播和接收过程中很容易受到其他电子系统信号的干扰<sup>[2]</sup>.这些干扰会导致 GPS 接收机性能下降,甚至无法实现导航定位,因此需要研究 GPS 信号的抗干扰方法,以保证 GPS 接收机在干扰环境下仍能正常工作.

目前,针对 GPS 信号受到的不同类型干扰,已有多种抗干扰方法,如时域、频域、时频域、空域以及时空域等方式<sup>[2-4]</sup>.在众多干扰类型中,时频重叠干扰是 GPS 信号经常遇见且用常规方法难以有效去除的一种<sup>[5]</sup>.时频重叠干扰的消除方法主要有短时傅里叶变换(short time fourier transform, STFT)法<sup>[5-6]</sup>,小波变换(wavelet transform, WT)及其扩展方法<sup>[6-7]</sup>以及循环滤波法<sup>[8-9]</sup>等.对于 STFT 法,它主要通过对信号加窗,然后利用 FFT 变换对局部谱进行频域滤波来消除干扰<sup>[6]</sup>.该方法可避免对无干扰处有用信号频谱的损害,但它只适用于消除平稳干扰.WT 及其扩展法,则主要是通过小波基函数对信号进行多尺度分解,以获得干扰信号与 GPS 信号的时频域特征,并利用时频域特征的差别来消除干扰<sup>[6-7]</sup>.它的优点是频率分辨率可变,能够处理非平稳干扰,不足是干扰消除性能依赖于小波基的选取.循环滤波法主要利用不同信号在循环谱特征上的不同,通过循环频移滤波来去除干扰<sup>[9-10]</sup>;该方法的优点是频率分辨率高,处理简单,且能识别和去除多种非平稳干扰;缺点是循环谱运算量较大,随着各种快速循环谱算法的不断提出<sup>[11-12]</sup>,该缺点也在逐渐被克服和解决.

利用干扰与 GPS 信号的不同循环谱特征<sup>[8,13]</sup>,同样可去除叠加在 GPS 信号上的时频重叠强干扰,文中对此进行了研究,给出了一种将循环谱分析与循环频移滤波结合起来去除 GPS 信号中强干扰的具体实现方法.该方法的大致实现过程为:采用从接收信号中抵消强干扰的思想,首先通过循环谱分析获得强干扰信号的循环频率参数;然后利用自适应频移滤波器与所得干扰信号的循环频率,得到干扰重构与抵消的频移滤波处理过程;最后采用 LMS 算法对频移滤波进行实际实现,即可达到快速去除强干扰和分离出弱 GPS 信号的目的.

## 1 含有干扰的 GPS 信号接收模型

为便于分析问题,采用 GPS C/A 码信号,且假设干扰与 GPS 信号具有相同的调制方式.这样含扰 GPS 接收信号可写为

$$r(t) = s(t) + i(t) + n(t) = s_0(t) \cos [2\pi(f_c + f_d)t + \varphi_g] + i_0(t) \cos [2\pi(f_c + f_d + f_b)t + \varphi_i] + n(t) \quad (1)$$

式中,  $f_c$ 、 $f_d$  及  $f_b$  分别载波频率,多普勒频移以及干扰相对 GPS 信号的载波频偏;  $\varphi_{(\cdot)}$  为初相;  $n(t)$  为噪声;  $s_0(t)$  与  $i_0(t)$  分别为 GPS 与干扰的基带信号,且有

$$s_0(t) = \sqrt{2P_g} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_g(n) \cdot \sum_{m=0}^{N-1} c_m u_{T_p}(t - \tau_g - mT_p - nT_b^{(g)}) \quad (2)$$

$$i_0(t) = \sqrt{2P_i} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} b_i(n) u_{T_b^{(i)}}(t - nT_b^{(i)}) \quad (3)$$

式(2)与(3)中,  $P_{(\cdot)}$  为信号功率,且满足  $P_i \gg P_g$ ;  $b_{(\cdot)}(n)$  为在  $\{+1, -1\}$  等概取值的数据比特;  $\{c_m\}_{m=0}^{N-1}$  为 GPS C/A 扩频码序列,周期为  $N$ , 且有  $c_m \in \{+1, -1\}$ ;  $T_b^{(i)}$  与  $T_b^{(g)}$  分别为干扰信号与 GPS 信号的数据比特时间宽度,  $T_p$  为 C/A 码片宽度;  $\tau_g$  为 GPS 信号相对于干扰信号的时延;  $u_T(\cdot)$  为  $[0, T]$  上的单位矩形脉冲.

利用接收机本地载波  $\sqrt{2} \cos(2\pi(f_o + f_{IF})t + \varphi_o)$  对  $r(t)$  进行下变频,经低通滤波及采样后,接收 GPS 信号可进一步表示为

$$r(k) = s_0(k) \cos(2\pi(f_i + f_b)kT_s + \Delta\varphi_g) + i_0(k) \cos(2\pi f_i kT_s + \Delta\varphi_i) + m(k) \quad (4)$$

式中,  $f_i = f_{IF} - f_d - f_b$  为干扰信号的载波频率,  $f_{IF}$  为下变换中频;  $T_s$  为采样周期;  $m(k)$  为变换后噪声,这里假设其为加性高斯白噪声.

## 2 含扰 GPS 信号的循环谱特征分析

### 2.1 接收信号循环谱函数

对于接收卫星导航信号  $r(t)$ , 其循环谱密度函数可写为<sup>[14]</sup>(注:文中不讨论循环谱域干扰类型识别,若需可参考相关文献<sup>[15-16]</sup>等)

$$S_r^{\alpha}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} T \int_{-\infty}^{\infty} X_T(t, f + \alpha/2) X_T^*(t, f - \alpha/2) dt \quad (5)$$

式中,  $\alpha$  为循环频率且  $\alpha \neq 0$ , “\*” 为复共轭;

$X_T(t, \nu) \triangleq \int_{t-T/2}^{t+T/2} r(u) e^{-j2\pi\nu u} du / T$ , 利用与式(4)相

对应的未采样中频信号  $r(t)$ , 有

$$X_T(t, v) = \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} [s(u) + i(u) + m(u)] e^{-j2\pi uv} du$$

$$\triangleq S_T(t, v) + I_T(t, v) + M_T(t, v) \quad (6)$$

式中,  $S_T(t, v)$ 、 $I_T(t, v)$  和  $M_T(t, v)$  分别为与  $s(t)$ 、 $i(t)$  和  $m(t)$  相对应的变换。

利用式(5)与(6), 并考虑到 GPS 信号、干扰与

噪声三者之间的循环非相关性以及  $P_i \gg P_g$ , 则有

$$S_r^a(f) \cong S_i^a(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} T \int_{-\infty}^{\infty} I_T(t, f + \alpha/2) I_T^*(t, f - \alpha/2) dt \quad (7)$$

考虑干扰信号在  $[0, T_b^{(i)}]$  一个周期上的循环谱结果, 有<sup>[9]</sup>

$$S_r^a(f) \cong S_i^a(f) = \frac{P_i}{2T_b^{(i)}} \begin{bmatrix} Q(f + f_i + \alpha/2) S_i^a(f + f_i) Q^*(f + f_i - \alpha/2) \\ + Q(f - f_i + \alpha/2) S_i^a(f - f_i) Q^*(f - f_i - \alpha/2) \\ + Q(f + f_i + \alpha/2) S_i^{a+2f_i}(f) Q^*(f - f_i - \alpha/2) e^{-j2\Delta\varphi_i} \\ + Q(f - f_i + \alpha/2) S_i^{a-2f_i}(f) Q^*(f + f_i - \alpha/2) e^{j2\Delta\varphi_i} \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中,  $Q(f) = \sin(\pi f T_b^{(i)}) / (\pi f)$ , 而

$$S_i^a(f) = \begin{cases} R_{b_i}(0), & \alpha = k/T_b^{(i)} \\ 0, & \alpha \neq k/T_b^{(i)} \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $k \in \mathbb{Z}$ ,  $R_{b_i}(0)$  为干扰信号的数据自相关

函数。

### 2.2 循环谱特征分析与干扰信号循环频率获取

由式(8)可得循环谱函数  $S_r^a(f)$  在  $f=0$  特征面上的幅值为

$$|S_r^a(0)| \cong \begin{cases} \frac{P_i R_{b_i}(0)}{T_b^{(i)}} \left| Q\left(f_i + \frac{\alpha}{2}\right) Q^*\left(f_i - \frac{\alpha}{2}\right) \right|, & \alpha = \frac{k}{T_b^{(i)}} \\ \frac{P_i R_{b_i}(0)}{2T_b^{(i)}} \left| Q\left(\frac{\alpha}{2} \pm f_i\right) \right|^2, & \alpha = \mp 2f_i + \frac{k}{T_b^{(i)}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (10)$$

由于  $Q(f) = \sin(\pi f T_b^{(i)}) / (\pi f)$ , 这样由式(10)可得:

(I) 当  $\alpha = \mp 2f_i$  时, 只有式(10)右边第二项取最大值。它表明, 通过检测  $f=0$  特征面上不包括  $\alpha=0$  的接收信号循环谱幅值最大值, 可得到干扰信号的循环频率值  $\pm 2f_i$ , 进而得到载波频率  $f_i$ ;

(II) 当  $\alpha = \mp 2f_i \pm 1/T_b^{(i)}$  时, 式(10)右边第二

项取次最大值。它表明, 通过检测  $f=0$  特征面上不包括  $\alpha=0$  的循环谱幅值次最大值, 可得到强干扰信号的循环频率  $\mp 2f_i \pm 1/T_b^{(i)}$ ; 进一步结合(I)中所获得的  $\pm 2f_i$ , 即可得到干扰信号的码速率  $R_i = 1/T_b^{(i)}$ 。

同样, 由式(8)可得循环谱函数  $S_r^a(f)$  在  $f = \pm f_i$  特征面上的幅值为

$$|S_r^a(\pm f_i)| \cong \begin{cases} \frac{P_i R_{b_i}(0)}{2T_b^{(i)}} \left\{ \left| Q\left(2f_i + \frac{\alpha}{2}\right) Q^*\left(2f_i - \frac{\alpha}{2}\right) \right| + \left| Q\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right|^2 \right\}, & \alpha = \frac{k}{T_b^{(i)}} \\ \frac{P_i R_{b_i}(0)}{2T_b^{(i)}} \left| Q\left(2f_i + \frac{\alpha}{2}\right) Q^*\left(\frac{\alpha}{2}\right) \right|, & \alpha = \mp 2f_i + \frac{k}{T_b^{(i)}} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (11)$$

与上文分析类似, 除式(11)右边第一项在  $\alpha = \pm 1/T_b^{(i)}$  取最大值外, 其他各项值都很小。它表明, 通过检测在  $f = \pm f_i$  特征面上不包括  $\alpha=0$  的接收信号循环谱幅值最大值也可获得码速率  $R_i$  值。

通过上述两特征面获取干扰循环频率的仿真结果分别如图 1 和 2 所示。对于其他干扰信号, 利用循

环谱分析也可得到类似的结果。需说明的是, 并非所有干扰都具有载波和码速率两个方面的循环特征<sup>[9]</sup>, 这会使得它们在后面的频移滤波性能上有较大差别。

从图 1 可以看出, 由于干扰信号的强度远大于 GPS 信号, 因而其循环谱线也远强于 GPS 信号循环

谱线,这样结合式(10)的分析结果,通过对  $f=0$  特征面上的强循环谱线的检测,即可得到与强干扰信号各循环谱线相对应的循环频率  $\{\pm 2f_i \pm lR_i\}$  ( $l \in \mathbb{Z}$ ). 同时,由式(10)可知,干扰信号的循环谱线强度随着  $l$  的增大而迅速降低,这样在后面的干扰重构与抵消中,只需选择较小  $l$  值的循环频率即可有效重构出干扰信号并实现对其消除.需说明的是,图 1 中对于一些幅度很小的分立循环谱线,除包含一些  $l$  值较大的干扰谱线外,还包含弱 GPS 信号的干扰谱线,而对于其他的一些非分立谱成份,其主要是由于数据采集时间有限,由噪声、干扰信号以及 GPS 信号的相互作用产生的.

同图 1 相类似,图 2 中对于  $f=f_i$  特征面,利用干扰信号的强度要远大于 GPS 信号的特征,通过对强循环谱线的检测同样很容易得到干扰信号的循环频率  $R_i = 1/T_b^{(i)}$ . 与图 1 不同的是,图 2 中对应于  $\alpha=0$  点的最高谱线是式(11)所给的循环谱退化为功率谱时,由噪声、强干扰和弱 GPS 信号功率谱线叠加在一起形成的,由于它无法得到信号的任何循环信息,因此在循环谱线检测时需要剔除.

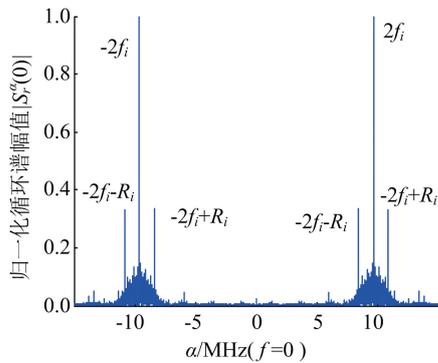


图 1 通过  $f=0$  特征面获取与强干扰  $f_i, R_i$  相关的循环频率

Fig.1 Derivation of the CFs related to  $f_i$  and  $R_i$  via the section plane  $f=0$  of the cyclic spectral density function

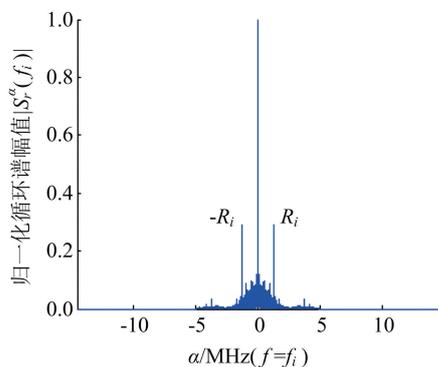


图 2 通过  $f=\pm f_i$  特征面获取与强干扰  $R_i$  相关的循环频率

Fig.2 Derivation of the CFs related to  $R_i$  via the section plane  $f=\pm f_i$  of the cyclic spectral density function

### 3 干扰信号的去除与 GPS 信号的分离

通过循环谱分析得到强干扰信号的循环频率后,可利用频移滤波器<sup>[9]</sup>对 GPS 信号上的时频重叠强干扰进行分离与去除.由于 GPS 信号为弱信号,这样可先通过图 1 和图 2 中获得的干扰信号循环频率重构或“过滤”出强干扰信号;然后再从接收信号中抵消掉强干扰信号,从而获得弱 GPS 信号.考虑到干扰信号的先验信息通常未知,因此本文采用自适应频移滤波器<sup>[10, 17]</sup>来实现,原理如图 3 所示.

图 3 中,  $\alpha_\gamma \in \{lR'_i\}$  ( $\gamma = 1, 2, \dots, \Upsilon, \dots$ ) 与  $\beta_\zeta \in \{\pm 2f'_i \pm lR'_i\}$  ( $\zeta = 1, 2, \dots, \Gamma, \dots$ ) 分别为强干扰信号的非共轭与共轭循环频率,  $l \in \mathbb{Z}$ , 其中  $R'_i$  与  $f'_i$  分别为干扰信号码速率和载波频率估计值;参考信号  $d(k)$  的循环频率  $\lambda$  满足  $\lambda \in \{lR'_i\} \cup \{\pm 2f'_i \pm lR'_i\}$  且  $\lambda \neq \alpha_\gamma, \lambda \neq \beta_\zeta$ . 此外,  $r(k)$  由式(4)给出,  $I'(k)$  为重构出的干扰信号,  $\tilde{r}_g(k)$  为频移滤波后分离出的 GPS 信号.

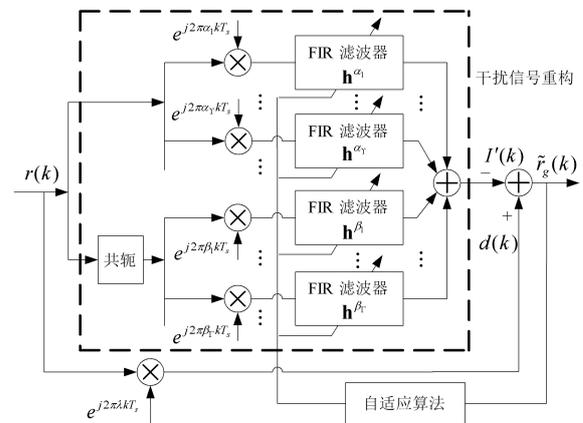


图 3 自适应频移滤波去除强干扰原理图

Fig.3 Schematics of strong interference mitigation via the adaptive FRESH filtering

对于图 3 给出的干扰估计与抵消频移滤波过程,为获得滤波器的最优滤波系数,实现对干扰的有效去除,建立误差目标期望函数

$$J = E\{(d(k) - I'(k))^2\} = E\{(d(k) - \mathbf{H}^H \mathbf{r}(k))^2\} \quad (12)$$

式中,上标  $H$  表示共轭转置,  $\mathbf{H}, \mathbf{r}(k)$  分别为滤波器系数向量及  $\mathbf{r}(k)$  的循环频移向量,对于非共轭与共轭支路数分别为  $\Upsilon$  与  $\Gamma$  的频移滤波器,有

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}^{\alpha_1}, \mathbf{h}^{\alpha_2}, \dots, \mathbf{h}^{\alpha_\Upsilon}, \mathbf{h}^{\beta_1}, \mathbf{h}^{\beta_2}, \dots, \mathbf{h}^{\beta_\Gamma}]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{r}(k) = [\mathbf{r}^{\alpha_1}(k), \dots, \mathbf{r}^{\alpha_\Upsilon}(k), \mathbf{r}^{\beta_1}(k), \dots, \mathbf{r}^{\beta_\Gamma}(k)]^T \quad (14)$$

式中,  $\mathbf{h}^{\alpha_\gamma}, \mathbf{h}^{\beta_\zeta}, \mathbf{r}^{\alpha_\gamma}(k)$  与  $\mathbf{r}^{\beta_\zeta}(k)$  具体形式可由文献

[17]给出.

利用最小平方误差准则,式(12)中令 $\partial J/\partial \mathbf{H}=0$ ,可得最优权系数向量及重构出的干扰信号分别为

$$\mathbf{H}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_{rr}^{-1} \boldsymbol{\rho}_{dr}, I'(k) = \mathbf{H}_{\text{opt}}^H \mathbf{r}(k) \quad (15)$$

式中,  $\mathbf{R}_{rr} = E\{\mathbf{r}(k)\mathbf{r}^H(k)\}$ ,  $\boldsymbol{\rho}_{dr} = E\{d^*(k)\mathbf{r}(k)\}$ .

由于图 3 中干扰信号的估计与抵消需获得  $H_{\text{opt}}$ , 而利用式(15)直接计算  $H_{\text{opt}}$  时需进行求逆运算,增加了运算量.为提高运算效率,避免求逆运算,可采用 LMS 或 RLS(recursive least square)等自适应算法<sup>[10]</sup>来实现.文中采用了 LMS 算法,算法中抵消剩余误差或获得的 GPS 信号由  $\tilde{r}_g(k) = d(k) - H^H r(k)$  给出,而滤波器权系数向量最优值则通过  $\mathbf{H} = \mathbf{H} + 2\mu \tilde{r}_g(k) \tilde{\mathbf{r}}(k)$  迭代获得,其中  $\mu$  为迭代收敛因子.

#### 4 干扰去除后的 GPS 信号性能仿真

为验证本文方法的有效性,将本文方法(后文仿真中用 FRE 表示)与其文献[4]的 FIR 方法以及文献[6]的时频域小波变换法(后文用 WT 表示)去除干扰后的 GPS 信号跟踪捕获性能进行仿真;同时,为作进一步比较,还给出了理想情况不含干扰时的相应仿真结果.仿真中对于要比较的 FIR 方法和 WT 方法,同样采用了干扰重构与抵消的方式来获得弱 GPS 信号.

仿真中主要参数设置为:采样率  $f_s = 14$  MHz,中频  $f_{\text{IF}} = 4.309$  MHz;GPS 信号多普勒频率  $f_d = 2$  kHz, C/A 码相位  $\tau_g = 200$  码片(chip);在循环频率估计及 GPS 信号捕获中所用数据时长为 1ms,在 GPS 信号跟踪中则为 40 ms.此外,本文方法采用 FAM (FFT accumulation method) 快速算法<sup>[11]</sup>进行循环谱分析以获取干扰信号循环频率估计  $R'_i$  与  $2f'_i$ , 循环频率取  $\alpha_\gamma \in \{\pm R'_i\}$  ( $\gamma = 1, 2$ ),  $\beta_\zeta \in \{\pm 2f'_i, \pm 2f'_i \pm R'_i\}$  ( $\zeta = 1, 2, \dots, 6$ ),  $\lambda = 0$ , 频移滤波器中 FIR 阶数取为  $10^{[17]}$ .对于 FIR 方法,其滤波器阶数取为 80,同时,仿真中它与本文方法均采用 LMS 自适应算法去除干扰,算法中迭代收敛因子均取  $1 \times 10^{-5}$ .对于 WT 方法,仿真中则采用 dB3 小波,使用软阈值的方式对接收信号进行 5 级分解来重构强干扰信号,再从接收信号中对其抵消以得到弱 GPS 信号.

对于时频重叠强干扰信号,仿真分别选用变幅度、变相位和变频率的不同干扰类型,具体参数如表

1 所示,其他一些参数在具体仿真中给出.

表 1 不同类型干扰参数设置

Tab.1 Parameter settings of different types of interference

干扰类型	干扰频率/MHz	码速率/Mbps
2ASK	$f_i = 4.109$	$R_i = 1.544$
BPSK	$f_i = 4.809$	$R_i = 1.2288$
2FSK	$f_{i1} = 4.109$	$R_{i1} = 1.544$
	$f_{i2} = 4.189$	$R_{i2} = 1.2288$

(I) 干扰去除后的 GPS 信号捕获性能仿真

针对表 1 中所给的不同类型干扰,分别采用本文方法、FIR 方法以及 WT 方法,经干扰重构与抵消后 GPS 信号的捕获概率仿真结果如图 4 和图 5 所示,其中  $P_{\text{fa}}$  为虚警率.

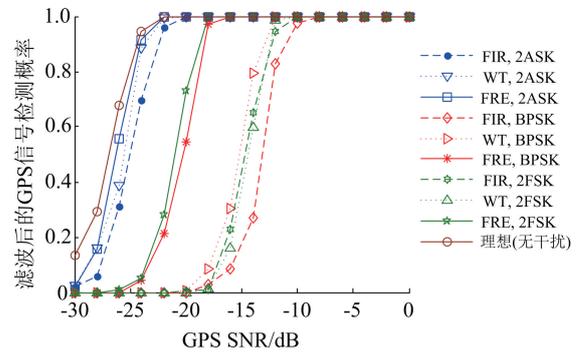


图 4 本文方法与 FIR 方法及 WT 方法去除 6 dB 不同干扰后的 GPS 信号捕获概率比较 ( $P_{\text{fa}} = 10^{-6}$ )

Fig.4 Acquisition probability comparisons of the separated GPS signal after the mitigation of different types of strong interference with different methods (JNR=6 dB and  $P_{\text{fa}} = 10^{-6}$ )

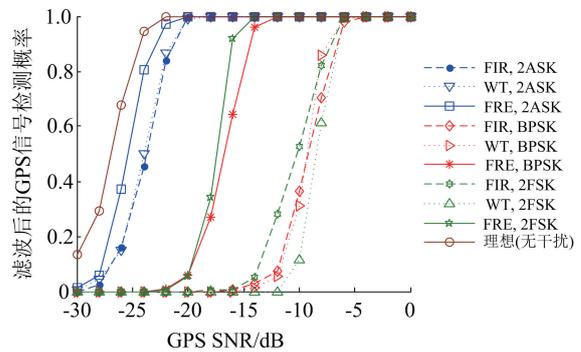


图 5 本文方法与 FIR 方法及 WT 方法去除 12 dB 不同干扰后的 GPS 信号捕获概率比较 ( $P_{\text{fa}} = 10^{-6}$ )

Fig.5 Acquisition probability comparisons of the separated GPS signal after the mitigation of different types of strong interference with different methods (JNR=12dB and  $P_{\text{fa}} = 10^{-6}$ )