

# 局部鲁棒预处理的DME干扰抑制方法

贾琼琼, 周月颖

(中国民航大学天津市智能信号与图像处理重点实验室, 天津 300000)

**摘要:** 全球定位系统(Global Positioning System, GPS) L5/北斗 B2/Galileo E5是全球卫星导航系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)的重要组成部分,为民用航空提供与生命安全相关的应用服务. 然而L5/B2/E5信号处于受保护的航空无线电导航服务(Aeronautical Radio Navigation Service, ARNS)频段内(962~1213 MHz),同时工作在该频段内的还有民用航空导航系统测距机(Distance Measuring Equipment, DME)等. DME发射的大功率脉冲信号会对L5/B2/E5等卫星导航信号造成干扰,使得接收机无法正常捕获卫星信号或导致跟踪环路失锁. 传统的DME干扰抑制方法通过在干扰稀疏域,如时域、频域和时频混合域进行DME干扰置零,这会在抑制干扰的同时完全消除与干扰重叠的卫星信号. 为了降低DME干扰抑制对卫星信号的损失,本文提出基于鲁棒统计理论的局部鲁棒预处理的DME干扰抑制方法,根据DME干扰所在的稀疏域特性提取出存在干扰的信号片段后,应用非高斯分布下的鲁棒统计理论对提取出的数据样本进行鲁棒预处理,从而在抑制干扰的同时降低对卫星信号的影响. 实验结果表明本文所提出的稀疏域局部鲁棒预处理的DME干扰抑制方法的性能优于相应的传统稀疏域方法,输出捕获因子比传统稀疏域方法提高1~2 dB.

**关键词:** 全球卫星导航系统;测距机干扰;干扰抑制;稀疏域;鲁棒统计理论

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.U2133204);天津市教委科研项目(No.2021KJ042);中国民航大学民航航班广域监视与安全管控技术重点实验室开放基金(No.202202)

**中图分类号:** TN967.1

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2024)09-3148-11

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20230739

## DME Interference Suppression Based on Local Robust Preprocessing

JIA Qiong-qiong, ZHOU Yue-ying

(Tianjin Key Laboratory for Advanced Signal Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300000, China)

**Abstract:** Global Positioning System (GPS) L5, Beidou B2 and Galileo E5 are important components of the global navigation satellite system (GNSS), providing life safety related applications services for civil aviation. The L5, B2 and E5 signal are working in the protected aeronautical radio navigation service (ARNS) band (962~1213 MHz). At the same time, distance measuring equipment (DME), the civil aviation navigation system, is also working in this frequency band. The high-power pulse signal emitted by DME will interfere with satellite navigation signals such as L5/B2/E5, leading to abnormal acquisition of satellite signals by the receiver or loss of lock in the tracking loop. Traditional interference sparse domain suppression, such as DME interference zeroing method in time domain and time-frequency hybrid domain, can completely eliminate the satellite signal overlapping with interference while suppressing interference. In order to reduce the loss of satellite signals while mitigating the DME interference, this paper proposes a DME interference suppression method based on local robust preprocessing using robust statistical theory. According to the sparse domain characteristics of the DME interference, the robust statistical theory of non-gaussian distribution is applied to the extraction of the data samples, which can reduce the effect of the satellite signal while inhibiting the interference. The experimental results show that the performance of DME interference suppression method based on the local robust preprocessing is superior to the corresponding traditional sparse domain method, and the output acquisition factor increases the 1~2 dB by the traditional sparse domain method.

**Key words:** global navigation satellite system; interference of distance measuring equipment; interference suppression; sparse domain; robust statistical theory

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.U2133204); Education Commission Scien-

tific Research Project of Tianjin (No.2021KJ042); Key Laboratory of Wide-Area Monitoring and Security Control Technology of Civil Aviation University of China Opened Foundation (No.202202)

## 1 引言

全球卫星导航系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)是能为全球用户提供全天候、高精度且实时的位置、速度和时间信息的空基无线电导航系统,在军事和民用领域中都有广泛应用. 由于导航卫星与地面相距较远,导航信号传输到接收机时非常微弱,极易受到各种干扰影响. 测距机(Distance Measuring Equipment, DME)是民用航空重要的陆基测距导航系统,通过发送和接收高斯脉冲信号实现测距功能. DME系统工作在航空无线电导航服务(Aeronautical Radio Navigation Services, ARNS)频段(962~1213 MHz)上,与全球定位系统(Global Positioning System, GPS) L5/北斗 B2/Galileo E5等卫星导航信号存在频带重叠. DME台站发射的信号功率较大,会对L5/B2/E5频点的GNSS接收机造成干扰<sup>[1,2]</sup>,严重影响接收机的性能.

针对GNSS接收机的DME脉冲干扰抑制问题已有大量研究成果,主要包括时域消隐法<sup>[3]</sup>、频域滤波法<sup>[4]</sup>、混合域滤波法<sup>[5]</sup>和小波包分解法<sup>[6]</sup>等. 时域消隐法是最常用的抑制方法<sup>[3]</sup>,对输入信号的幅值进行过门限检测,将超过预设门限的样本进行置零处理,操作简单实现效率高. DME干扰在频域同样表现为窄带特点而呈现稀疏性<sup>[4]</sup>,因此也可以将接收信号转换到频域进行脉冲干扰抑制. 将接收信号经快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)变换到频域,把超过预设门限的频率成分滤除,然后变换回时域,即可得到干扰抑制后的信号. GAO G X等人<sup>[5]</sup>提出时频域混合滤波法,在时域对接收信号进行滑窗检测,把存在干扰的窗口内数据经FFT转换到频域进行过门限的置零滤波,再将抑制后的窗口内样本转换到时域,替代原窗口内样本. 小波包分解法是根据某些基小波与DME脉冲信号有较大的相似性原理<sup>[6]</sup>,选择合适的基小波和分解级数,将接收到的受干扰信号经小波包变换分解到小波系数域,把超过预设门限的系数置零,再经逆小波变换得到干扰抑制后的时域样本. 尽管上述方法能有效消除DME干扰,但是同时也会彻底消除与干扰重叠的卫星信号,尤其当干扰的稀疏性降低时对卫星信号的损失更加严重. 考虑到DME干扰会导致信号背景不再服从高斯分布,从而使得传统基于高斯分布假设的参数估计性能下降甚至失效, BORIO D等人<sup>[7-9]</sup>提出将背景噪声和DME干扰共同建模为拉普拉斯或柯西等具有重拖尾特性的分布,利用重托尾的概率密度函数代替传统参数估计中的高斯概率密度函数,从而提升卫星信号的性能,使用拉普拉斯分布进行鲁棒估计在其它

领域也有广泛应用<sup>[10]</sup>. 该方法的核心思想是选取更符合实际数据的分布模型以实现最优的参数估计性能,其本质是利用所假设的分布模型得到相应的损失函数对接收信号进行预处理来缓解DME干扰. 然而,它同时处理了不包含DME干扰的样本,这也会在一定程度上损失卫星信号.

基于上述原因,本文提出了一种基于鲁棒统计理论的局部鲁棒预处理方法来抑制DME干扰. 其核心思想为先在稀疏域提取出受DME干扰影响的信号片段,然后对该片段进行鲁棒预处理. 由于所提方法只针对受DME干扰影响的片段进行处理,这就避免了不受干扰影响的数据段因为鲁棒预处理所带来的信号损失. 此外,对受DME干扰影响的数据段采用鲁棒处理,避免了传统稀疏域消隐方式对有用卫星信号的彻底消除. 本文所提方法能够在抑制DME干扰的同时降低对卫星信号的损失,通过实验验证了本文所提方法在DME干扰呈现稀疏性的时域、频域和时频混合域均较之传统的方法有性能提升.

## 2 信号模型及问题描述

### 2.1 信号模型

DME系统通过得到机载询问信号与地面站台应答信号间的传播时延测量飞机与台站间的距离. 询问和应答信号均为高斯脉冲对形式,一个基带DME高斯脉冲对可表示为:

$$s(t) = e^{-\frac{\alpha}{2}t^2} + e^{-\frac{\alpha}{2}(t-\Delta t)^2} \quad (1)$$

其中,  $\alpha = 4.5 \times 10^{11} \text{ s}^{-2}$ , 每个高斯脉冲的半幅度宽度为  $3.5 \mu\text{s}$ ; 两个高斯脉冲的间隔为  $\Delta t = 12 \times 10^{-6} \text{ s}$ . DME信号在时域是具有拖尾的高斯窄带脉冲信号,在频域同样表现为具有一定宽度的窄带信号,一个DME台站发射出的信号在频域所占带宽约为  $0.8 \text{ MHz}$ . 基带DME信号的时域波形和其幅度谱分别如图1(a)和图1(b)所示.

考虑到GNSS接收机能同时收到来自不同DME台站的高斯脉冲信号,进入接收机的DME脉冲信号模型可表示为<sup>[11]</sup>:

$$i(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{x=1}^{N_{x,m}} \sqrt{W} s(t-t_{m,x}) e^{j(2\pi f_{m,x}t + \theta_{m,x})} \quad (2)$$

其中,  $N_{x,m}$  为在该段时间内接收机接收到的来自第  $m$  个台站的脉冲干扰数目;  $W$  为接收到的DME脉冲干扰的峰值功率;  $t_{m,x}$  为来自第  $m$  个DME台站的第  $x$  个脉冲对的到达时间,服从泊松分布;  $f_{m,x}$  和  $\theta_{m,x}$  分别为接收到的

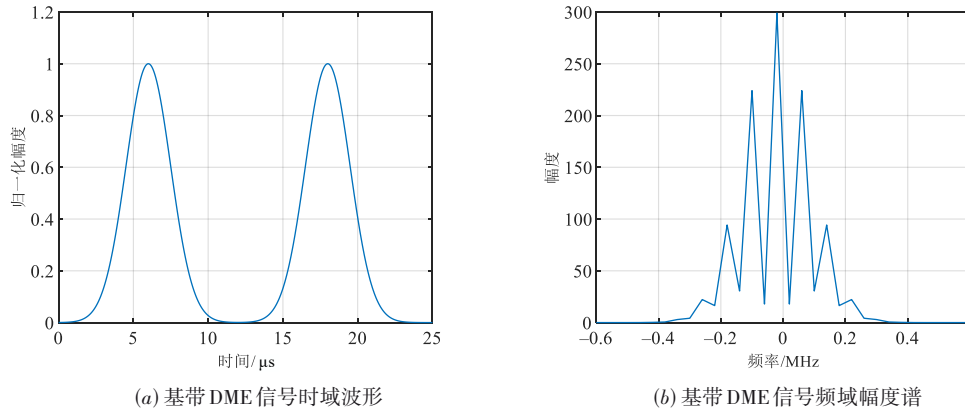


图1 DME信号波形

DME脉冲信号的中心频率和载波相位. 工作在 1 151~1 213 MHz 的地面 DME 台站发射的应答脉冲信号与带宽为 1 166.45~1 186.45 MHz 的 GPS L5/北斗 B2/Galileo E5 等卫星导航信号存在频带重叠, 因此 GNSS 接收机接收到的 DME 信号频率满足  $1\ 166.45\ \text{MHz} < f_{m,x} < 1\ 186.45\ \text{MHz}$ .

由 GNSS 接收天线接收到的受 DME 干扰的信号可以建模为<sup>[12]</sup>:

$$y(t) = \sum_{q=1}^Q (\sqrt{A^q} d^q(t - \tau_0^q) c(t - \tau_0^q) \cos(2\pi(f^q + \varphi_0^q)) + \eta(t) + i(t)) \quad (3)$$

其中,  $f^q = f_{\text{GNSS}}^q + f_d^q$ ,  $f_{\text{GNSS}}$  表示 GNSS 信号的发射载波频率;  $f_d$  表示由于 GNSS 卫星和接收机的相对运动产生的多普勒频率 (doppler frequency);  $Q$  为接收信号中的卫星数目, 上标  $q$  表示第  $q$  颗卫星;  $A$  为卫星信号的功率;  $d(\cdot)$  为导航电文信息;  $c(\cdot)$  为 GNSS 信号的伪随机码;  $\tau_0$  和  $\varphi_0$  分别为传输时延和相位偏移.  $\eta(t)$  为零均值的复加性高斯白噪声;  $i(t)$  为对 GNSS 产生干扰影响的 DME 脉冲. 经下变频和采样频率 (sampling frequency) 为  $f_s = 1/T_s$  的采样操作后, 接收信号表示为:

$$y[n] = \sum_{q=1}^Q (\sqrt{A^q} d^q(nT_s - \tau_0^q) c(nT_s - \tau_0^q) e^{j(2\pi f_d^q nT_s + \varphi_0^q)} + \eta[n] + i[n]) \quad (4)$$

此时, DME 脉冲信号  $i[n]$  变为:

$$i[n] = \sum_{m=1}^M \sum_{x=1}^{N_{k,m}} \sqrt{W} s(nT_s - t_{m,x}) e^{j(2\pi f_{m,x}^r nT_s + \theta_{m,x})} \quad (5)$$

其中,  $f_{m,x}^r = f_{\text{GNSS}}^r - f_{\text{GNSS}}$ , 表示 DME 信号经 GNSS 接收机下变频和采样后的频率剩余部分,  $f_{\text{GNSS}}^r$  表示 GNSS 信号的接收载波频率.

## 2.2 问题描述

GNSS 接收机通过对接收信号进行捕获、跟踪获取伪距和伪距率观测量, 卫星信号的捕获和跟踪本质上都是对卫星信号码时延、多普勒和载波相位参数的估

计<sup>[13]</sup>. 无干扰时, 即  $i[n]=0$  时, 通常可假设背景噪声服从高斯分布, 此时最大似然估计 (Maximum Likelihood Estimation, MLE) 即为卫星信号参数的最优估计, 相应的代价函数  $J(\tau, f_d, \varphi)$  可表示为<sup>[14]</sup>:

$$\begin{aligned} \{\hat{\tau}^q, \hat{f}_d^q, \hat{\varphi}^q\} &= \arg \min_{\tau, f_d, \varphi} J(\tau^q, f_d^q, \varphi^q) \\ &= \arg \min_{\tau^q, f_d^q, \varphi^q} \sum_{n=0}^{N-1} |y[n] - A^q c(nT_s - \tau^q) e^{j(2\pi f_d^q nT_s + \varphi^q)}|^2 \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $q=1, \dots, Q$ ;  $T_s$  为采样周期;  $N$  为信号估计过程使用的样本点数;  $\hat{\tau}^q, \hat{f}_d^q$  和  $\hat{\varphi}^q$  分别为估计的第  $q$  颗卫星的时延、多普勒频移和相位偏移. 将式 (6) 代价函数中的残差平方项展开, 可以得到简化的最大似然估计:

$$\begin{aligned} \{\hat{\tau}^q, \hat{f}_d^q\} &= \arg \max_{\tau^q, f_d^q} |C(\hat{\tau}^q, \hat{f}_d^q)|, \quad q=1, \dots, Q \\ \hat{\varphi}^q &= \angle C(\hat{\tau}^q, \hat{f}_d^q) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $C(\cdot)$  为交互混淆函数 (Cross-Ambiguity Function, CAF), 定义为:

$$C(\tau^q, f_d^q) = \sum_{n=0}^{N-1} y[n] c(nT_s - \tau^q) e^{-j2\pi f_d^q nT_s}, \quad q=1, \dots, Q \quad (8)$$

CAF 函数为接收信号与本地信号的相关函数, 其模值平方即为卫星信号的功率.

大功率的 DME 干扰功率可能导致接收机无法正常对卫星信号的相关参数进行估计, 即无法正常进行卫星信号的捕获和跟踪, 这就需要先设法消除接收信号中的干扰<sup>[15]</sup>. 常规抑制 DME 脉冲干扰的思想是在 DME 干扰的稀疏域进行干扰检测, 并将超过检测门限的样本置零. DME 干扰的脉冲特性使其在时域具有稀疏性, 然而随着 DME 干扰的密度增加, 如 GNSS 接收机工作范围内同时处在多个 DME 台站的作用范围内, 其稀疏性逐渐下降. 考虑到一个 DME 台站发射出的若干对高斯脉冲信号在频域上主要集中在 0.8 MHz 带宽以内, 即在频域 DME 脉冲干扰的稀疏度更高, 因此干扰占空比增加时, 在频域或时频混合域等变换域进行

过门限置零处理可以降低对卫星信号的损失,但仍不可避免的损失与干扰同频段的卫星信号. 为了描述方便,本文将在不同稀疏域进行DME干扰抑制统称为稀疏域干扰抑制. 常规的稀疏域DME干扰抑制处理流

程可描述为图2所示,其核心思想为在干扰的稀疏域对检测到的干扰样本进行置零处理. 需要说明的是在时域进行干扰抑制时不需要变换或可以解释为变换函数为单位1.

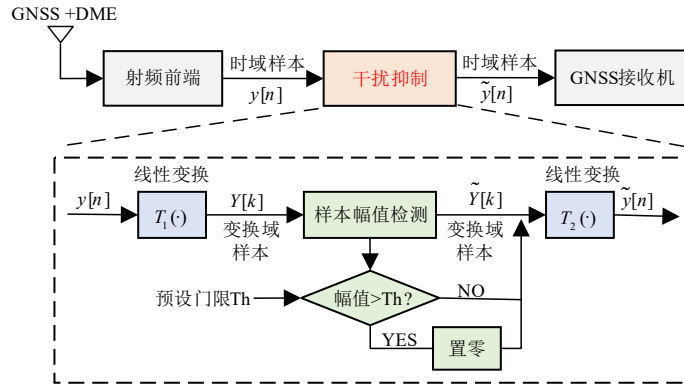


图2 常规稀疏域DME干扰抑制流程图

图2中,  $Y[k]$ 为时域信号样本  $y[n]$ 通过线性变换  $T_1$ 得到的变换域样本:

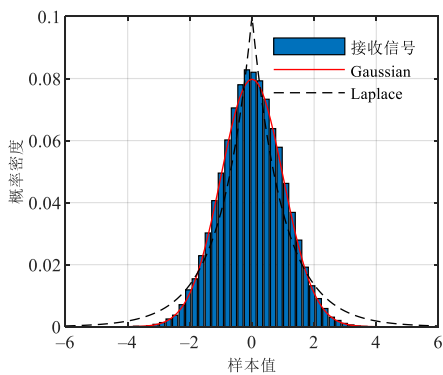
$$Y[k] = T_1(y[n]) \quad (9)$$

变换域抑制DME干扰后的样本  $\tilde{Y}[k]$ 经线性变换  $T_2$ 转换到时域,得到无干扰的时域样本信号:

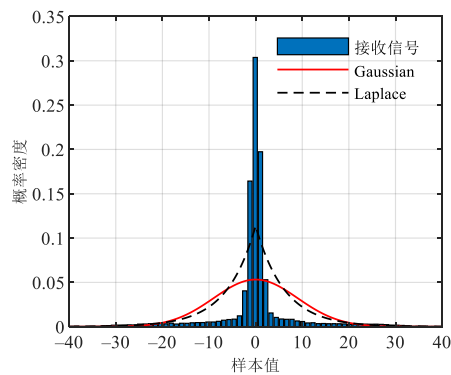
$$\tilde{y}[n] = T_2(\tilde{Y}[k]) \quad (10)$$

当出现DME干扰时,式中背景噪声  $(\eta[n] + i[n])$ 不再服从高斯分布<sup>[9]</sup>. 以时域为例,使用样本直方图分别

描述有无DME干扰时信号片段的分布,结果如图3所示,观察到无干扰时的概率分布服从高斯分布,存在干扰时服从某种重拖尾分布. 分别用高斯分布和Laplace分布与有无干扰时的信号分布进行拟合对比,由图3(b)可以看出Laplace函数可以更合理地表征高斯白噪声和干扰的联合分布,因此将存在DME干扰时的信号近似描述为Laplace分布. 其它变换域的分布也具有与时域类似的特性,为了方便起见,下述分析中统一用变换域样来描述.



(a) 无干扰的接收信号概率分布



(b) 有干扰的接收信号概率分布

图3 接收信号在有干扰时的概率分布

### 3 局部鲁棒预处理的DME干扰抑制

#### 3.1 局部鲁棒处理

DME干扰导致卫星信号的背景噪声不再服从高斯分布,此时式(6)高斯假设下的最大似然估计不再是最佳估计甚至导致估计错误. 考虑到DME干扰的稀疏性,本文将接收数据分为不受DME干扰影响的信号片段和受DME干扰影响的信号片段,其中前者的背景噪

声仍然服从高斯分布,而后的背景噪声(事实上为DME干扰加噪声)则更符合重拖尾分布. 基于上述原因,本文提出稀疏域局部鲁棒预处理的DME干扰抑制方法,其本质是仅对提取出包含DME干扰的信号片段采用基于鲁棒统计理论的方法进行预处理来降低DME干扰的影响,而保留其余不包含DME干扰的信号片段以消除干扰抑制时对该段卫星信号的影响. 在干扰稀

疏域进行局部鲁棒预处理抑制 DME 干扰的数学模型可以表示为:

$$\psi_L(Y[k]) = \begin{cases} \psi(Y[k]), Y[k] \in S_i \\ Y[k], Y[k] \in S_G \end{cases} \quad (11)$$

其中,  $S_i$  和  $S_G$  分别表示存在干扰的接收信号片段和不存在干扰的接收信号片段;  $\psi(Y[k])$  表示对存在干扰的信号片段进行鲁棒处理.

局部鲁棒预处理抑制 DME 干扰的原理框图如图 4 所示, 首先对接收信号进行线性变换(直接在时域处

理线性变换等价于单位变换, 在频域或时频混合域此线性变换则为傅里叶变换)得到干扰的稀疏域, 其次在稀疏域进行干扰数据段的检测和提取, 其中  $Y_{\text{cut}}[k]$  表示提取出的存在干扰的稀疏域样本, 接着对提取出的包含 DME 干扰的数据段进行鲁棒预处理的干扰抑制, 最后再进行逆变换得到干扰抑制后的时域样本序列. 处理流程可描述为算法 1 所示的步骤, 下面分别对其中的干扰数据段提取、受干扰片段的鲁棒预处理展开介绍.

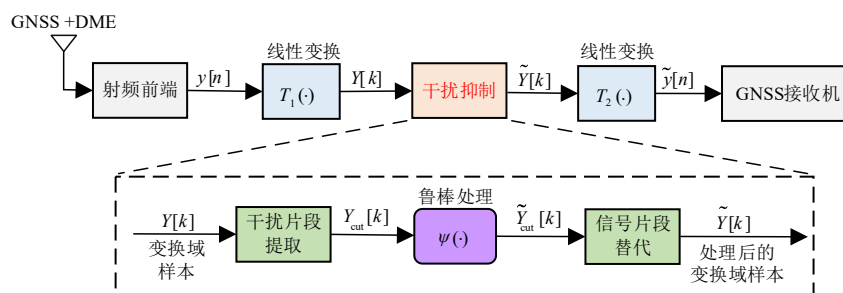


图4 局部鲁棒预处理抑制 DME 干扰流程图

#### 算法 1 局部鲁棒预处理抑制 DME 干扰

Step1 对 GNSS 天线接收到的信号经射频前端处理, 得到时域的信号样本;

Step2 通过线性变换将接收信号转换到 DME 干扰稀疏性高的变换域;

Step3 进行变换域的 DME 脉冲干扰抑制:

① 判断 DME 干扰的位置, 并根据 DME 信号的变换域波形截取出合适长度的有干扰信号片段;

② 对截取出的干扰信号片段进行鲁棒预处理;

③ 用干扰抑制后的信号片段替代存在干扰的原信号片段;

Step4 进行逆线性变换得到无干扰的时域样本;

Step5 将经 DME 干扰预处理后的信号送入 GNSS 接收机进行捕获、跟踪和导航解算.

### 3.2 干扰片段提取

时域提取存在干扰的信号片段流程图如图 5 所示. 进行干扰片段提取时首先基于恒虚警检测准则和噪声电平计算时域检测门限, 假设复高斯白噪声  $\eta(t)$  的实部和虚部均服从均值为零, 方差为  $\sigma^2$  的高斯分布, 则复噪声的包络  $|\eta(t)|$  服从瑞利分布, 根据瑞利分布的特点和对应大于噪声电平的虚警率  $P_f$  得到的时域检测门限  $Th_1$  为<sup>[16]</sup>:

$$Th_1 = \sigma \sqrt{-2 \ln(P_f)} \quad (12)$$

确定检测门限后依次对时域信号的样本幅值进行判断, 若采样点的幅值大于检测门限则认为存在 DME 干扰, 并记录该采样时刻点为左端点, 因为 DME 干扰的部分拖尾淹没在白噪声之下, 故将记录的左端点向左

移动  $3 \mu\text{s}$ , 以左移后的采样时刻点为最终提取左端点; 由于单个 DME 高斯脉冲信号在时域所占时长约为  $25 \mu\text{s}$ , 因此以上一步记录的采样点位置为起点先预提取  $25 \mu\text{s}$  的干扰数据段, 再将该段数据经 FFT 转换到频域并统计频域的峰值个数, 由于不同 DME 台站发射出的脉冲信号可能在时域上存在混叠, 且不同 DME 台站有不同的工作频点, 因此通过频域内的峰值个数可以判断滑窗内信号是否存在多对 DME 脉冲干扰并可知脉冲混叠个数; 再根据频域内的峰值个数确定时域的受干扰片段, 若频域内的峰值个数为 1, 则认为受干扰的片段长度为  $25 \mu\text{s}$ , 此时受干扰片段的结束时刻为提取左端点右侧  $25 \mu\text{s}$  的位置; 若频域内的峰值个数大于 1, 说明该段信号中存在脉冲混叠且峰值个数即为混叠脉冲个数, 为保证尽量提取到完整的脉冲对信号, 避免混叠严重时截取边界处的抑制效果不佳, 此时将受干扰片段的长度调整为脉冲混叠个数乘  $25 \mu\text{s}$ , 记录受干扰片段的截止时刻点; 然后继续判断该干扰片段截止点的下一个采样点幅值, 检测并提取下一段存在干扰的信号片段, 直到判断到最后一个采样点为止. 时域提取 DME 干扰片段的过程如图 6 所示, 其中图 6(a) 表示提取左端点及预截取过程, 图 6(b) 表示预截取数据的频域波形, 依照频域中的峰值个数确定图 6(c) 中最终提取的干扰片段.

若干扰的稀疏域为频域或时频混合域, 则需要接收信号的频域提取受干扰片段, 频域提取受干扰信号片段的流程图如图 7 所示. 首先在频域设置一个检

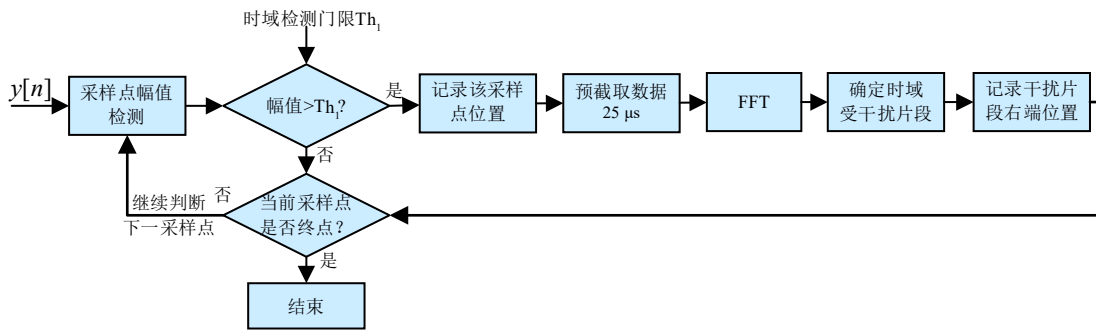


图5 时域干扰片段提取流程图

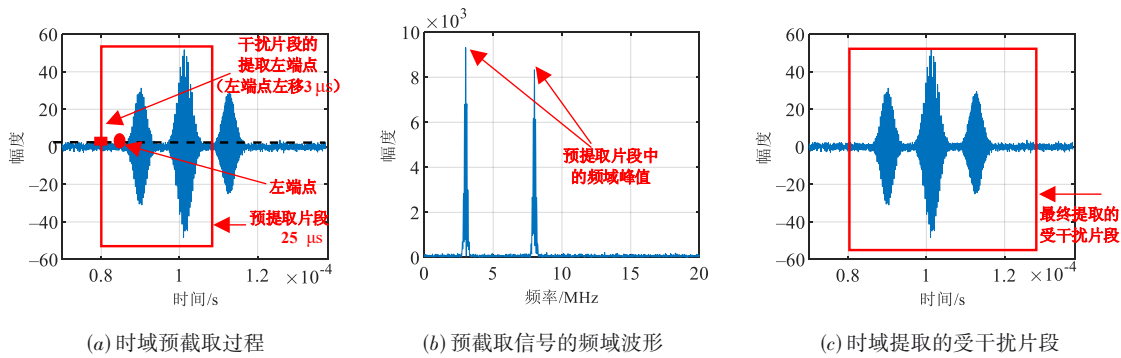


图6 时域提取干扰片段过程示意图

测门限,频域的检测门限设置方式与时域类似,同样根据恒虚警检测原则和噪声电平计算得到.假设复噪声  $\eta(t)$  共有  $N$  个采样点,其实部和虚部均服从均值为零方差为  $\sigma^2$  的高斯分布,经 FFT 变换后得到的  $N[k]$  仍服从高斯分布,包络  $|N[k]|$  仍服从瑞利分布,根据瑞利分布的特点和对应大于噪声电平的虚警率  $P_f$  得到的频域检测门限  $Th_2$  为<sup>[16]</sup>:

$$Th_2 = \sigma \sqrt{-2N \ln(P_f)} \quad (13)$$

将射频前端输出的时域样本  $y[n]$  经 FFT 变换转换到频域,然后取频域幅值的最大值并与频域的检测门限对比,若最大值大于检测门限说明存在 DME 干扰,此时可以提取到干扰数据段;由于一个 DME 台站发射的信号在频域上主要集中在 0.8 MHz 带宽以内,因此频域最大值处左右 0.8 MHz 的频带范围即为存在干扰的信号片段;记录该段干扰信号的起止点,然后将该段数据暂时做置零处理,以便检测下一个频域最大值,直到频域中的最大值小于预设门限为止.

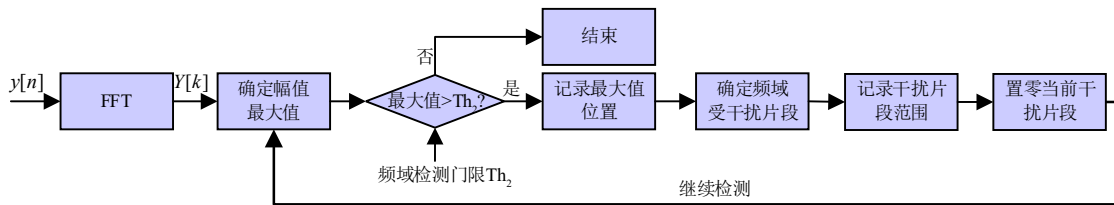


图7 频域干扰片段提取流程图

### 3.3 受干扰片段的鲁棒预处理

鲁棒统计理论的核心思想是当接收信号存在偏离高斯分布的异常值时,将式(6)价函数中的残差平方项转换为更一般的损失函数  $\rho(x)$ ,以保证非高斯分布时估计的鲁棒性<sup>[17]</sup>.鲁棒参数估计的代价函数表示为:

$$J(\tau^q, f_d^q, \varphi^q) = \sum_{n=0}^{N-1} \rho(y[n] - A^q c(nT_s - \tau^q) e^{j2\pi f_d^q n T_s + j\varphi^q}) \quad (14)$$

定义鲁棒估计的 CAF 为:

$$C_\rho(\tau^q, f_d^q) = \sum_{n=0}^{N-1} \rho(y[n]) c(nT_s - \tau^q) e^{-j2\pi f_d^q n T_s} \quad (15)$$

其中  $f(x)$  为非高斯分布的概率密度函数,  $\rho(\cdot)$  为负对数似然函数<sup>[18]</sup>:

$$\rho(x) = -\log(f(x)) \quad (16)$$

相应的损失函数定义为似然函数的导数:

$$\psi(x) = \frac{\partial \rho}{\partial x} \quad (17)$$

变换域鲁棒估计的代价函数及其 CAF 函数与时域类似,因此下述关于鲁棒统计理论的分析统一用变换域样本描述.将存在干扰的变换域信号分布近似描述为 Laplace 分布, Laplace 分布的概率密度函数可以近似表示为<sup>[18]</sup>:

$$f_{\text{Lap}}(Y[k]) \approx \frac{1}{2\pi\lambda^2} \sqrt{\frac{\pi\lambda}{2|Y[k]|}} e^{-\frac{|Y[k]|}{\lambda}} \quad (18)$$

其中,  $Y[k]$  为信号的变换域样本,将 Laplace 分布的概率密度代入式(16),得到近似代价函数为:

$$\rho(Y[k]) = -\log(f_{\text{Lap}}(Y[k])) \approx \|Y[k]\| \quad (19)$$

进一步可得相应的损失函数为:

$$\psi(Y[k]) = \text{csign}(Y[k]) = \begin{cases} \frac{Y[k]}{\|Y[k]\|}, & Y[k] \neq 0 \\ 0, & Y[k] = 0 \end{cases} \quad (20)$$

对存在干扰的变换域信号片段进行如式(20)所示的鲁棒预处理即可得到干扰抑制后的数据样本.这是由于存在 DME 干扰时,提取的接收信号片段在变换域中的样本幅值较大,常规的稀疏域置零处理会在抑制干扰的同时完全损失干扰处卫星信号的幅度和相位信息,而式(20)所示的变换域鲁棒处理方法减小了干扰的幅度值而保留了相位信息,使得卫星导航信号中的部分信息也得以保留.

### 3.4 局部鲁棒预处理的信号损失

由 3.1 节所述,鲁棒估计在存在异常值的情况下可以得出较优的估计结果,但在样本值服从高斯分布时鲁棒估计的性能会降低.根据文献[19],可以通过鲁棒估计与最优估计方法间的相对效率衡量鲁棒估计的信号损失,定义为鲁棒估计的输出信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)与无干扰时最优估计的输出 SNR 之比:

$$L_0(\text{Th}) = \frac{\text{SNR}_{\text{out}}^{\psi}}{\text{SNR}_{\text{out}}} \quad (21)$$

GNSS 系统中相干输出信噪比是一个非常关键的性能指标,用 CAF 函数的前两个统计矩之比衡量互混淆函数的质量,定义为<sup>[20]</sup>:

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \max_{\tau^q, f_d^q} \frac{|E[C(\tau^q, f_d^q)]|^2}{\frac{1}{2} \text{Var}\{C(\tau^q, f_d^q)\}}, q = 1, \dots, Q \quad (22)$$

应用鲁棒估计时标准互混淆函数  $C(\tau^q, f_d^q)$  要替换为式(15)中的鲁棒 CAF 函数  $C_{\rho}(\tau^q, f_d^q)$  得到鲁棒估计下的输出信噪比  $\text{SNR}_{\text{out}}^{\psi}$ :

$$\text{SNR}_{\text{out}}^{\psi} = \max_{\tau^q, f_d^q} \frac{|E[C_{\rho}(\tau^q, f_d^q)]|^2}{\frac{1}{2} \text{Var}\{C_{\rho}(\tau^q, f_d^q)\}}, q = 1, \dots, Q \quad (23)$$

此时鲁棒 CAF 函数的前二阶矩表示为:

$$E[C_{\rho}(\tau^q, f_d^q)] = \sum_{n=0}^{N-1} E\{\tilde{y}[n]\} c(nT_s - \tau^q) e^{-j2\pi f_d^q nT_s} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}\{C_{\rho}(\tau^q, f_d^q)\} &= \text{Var}\left\{\sum_{n=0}^{N-1} \tilde{y}[n] c(nT_s - \tau^q) e^{-j2\pi f_d^q nT_s}\right\} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \text{Var}\{\tilde{y}[n]\} \end{aligned} \quad (25)$$

其中,  $\tilde{y}[n]$  表示经干扰抑制后输出的时域信号样本,根据鲁棒估计和无干扰时最优估计的输出 SNR 最终得出的信号损失表达式为:

$$L_0(\text{Th}) = \frac{\left[1 - e^{-\frac{\text{Th}^2}{2\sigma^2}} + \frac{\text{Th}}{\sqrt{2}\sigma} \frac{\sqrt{\pi}}{2} \text{erfc}\left(\frac{\text{Th}}{\sqrt{2}\sigma}\right)\right]^2}{1 - e^{-\frac{\text{Th}^2}{2\sigma^2}}} \quad (26)$$

其中,  $\sigma$  为高斯白噪声的标准差;  $\text{Th}$  为进行非线性处理的门限值<sup>[19]</sup>.在进行基于 Laplace 分布的鲁棒预处理时门限  $\text{Th}$  取值为零,不对接收信号进行鲁棒预处理时的门限  $\text{Th}$  取值近似为无穷大.将门限值为零代入式(26)得到该情况下的信号损失值为:

$$L_0(\text{Th}) \rightarrow 0.7854(-1.049 \text{ dB}), \quad \text{Th} \rightarrow 0 \quad (27)$$

门限值为无穷大时得到的信号损失值为:

$$L_0(\text{Th}) \rightarrow 1(0 \text{ dB}), \quad \text{Th} \rightarrow \infty \quad (28)$$

式(27)和式(28)说明,门限过大时不会对接收信号进行任何鲁棒预处理,也不会产生任何信号损失,门限值为零时,即对接收信号的所有样本都进行鲁棒预处理后的信号损失为一定值.

本文提出的局部鲁棒预处理抑制 DME 干扰的方法只对提取出的含 DME 干扰信号片段进行基于 Laplace 分布的鲁棒预处理,不存在干扰的信号片段不进行鲁棒预处理,即只在提取的部分信号中存在因鲁棒预处理导致的效率损失.设局部鲁棒预处理前提取的受干扰片段在接收信号中的占比为  $\varepsilon$ ,不受干扰的占比为  $1 - \varepsilon$ ,则进行局部鲁棒预处理后的信号损失值为式(27)和式(28)的两者加权:

$$\begin{aligned} L_0 &= \varepsilon L_0(\text{Th}_1) \Big|_{\text{Th}_1 \rightarrow 0} + (1 - \varepsilon) L_0(\text{Th}_2) \Big|_{\text{Th}_2 \rightarrow \infty} \\ &\rightarrow 0.7854\varepsilon(-1.049\varepsilon \text{ dB}) \end{aligned} \quad (29)$$

## 4 仿真结果

下面通过仿真实验分别从抑制干扰后的信号与本地信号的相关结果和输出捕获因子等方面对比不同抑制方法的性能.仿真得到单颗 GPS L5 卫星信号和 DME 干扰信号,仿真的信号参数设置如表 1 所示.

假设 1 ms 时间内受 DME 脉冲干扰影响的 GPS L5 信号时域波形如图 8(a) 所示,受干扰信号分别经时域消隐和时域局部鲁棒预处理进行干扰抑制,时域处理的门限  $\text{Th}_1$  由式(12)和表 1 中的相关参数求得.两种方

表 1 仿真信号参数

参数设置	所设参数值
接收机中频	10 MHz
信号采样率	40 MHz
输入信噪比	-20 dB
噪声功率	1 W
DME 脉冲重复频率	2 700 Hz
信号仿真时间	1 ms
虚警率	0.001

法处理后的信号时域波形分别如图 8(b)和图 8(c)所示. 由图 8 可见时域消隐和时域局部鲁棒预处理都对信号中的 DME 干扰起到了抑制作用, 但时域消隐处理没有完全抑制低于门限的拖尾部分, 且在抑制干扰的同时完全损失了干扰存在处的有用信号, 而局部鲁棒

预处理的方法完全抑制了接收信号中的脉冲干扰, 且较时域消隐处理保留了更多有用信号.

实验仿真受空比约为 20% 的 DME 干扰的 L5 信号分别经时域、频域和时频混合域的传统置零处理和局部鲁棒预处理前后, 与本地生成的 C/A 码做相关得到一维互相关函数. 由于不同的抑制方法会使相关结果的幅值产生不同程度的变化, 因此将相关后的结果各自归一化进行比较. 在最大相关值相等的情况下, 相关值的噪底越低抑制方法性能越好, 且最大相关值处的形状畸变越小抑制方法性能越好. 图 9(a) 为一个 C/A 码周期内的归一化相关结果, 图 9(b) 为图 9(a) 中主相关峰处的相关结果, 噪底相关值的大小和主相关峰处的形状畸变两方面都能说明, 在时域、频域以及时频混合域进行局部鲁棒预处理可以得到比对应域置零或滤波处理更好的抑制效果.

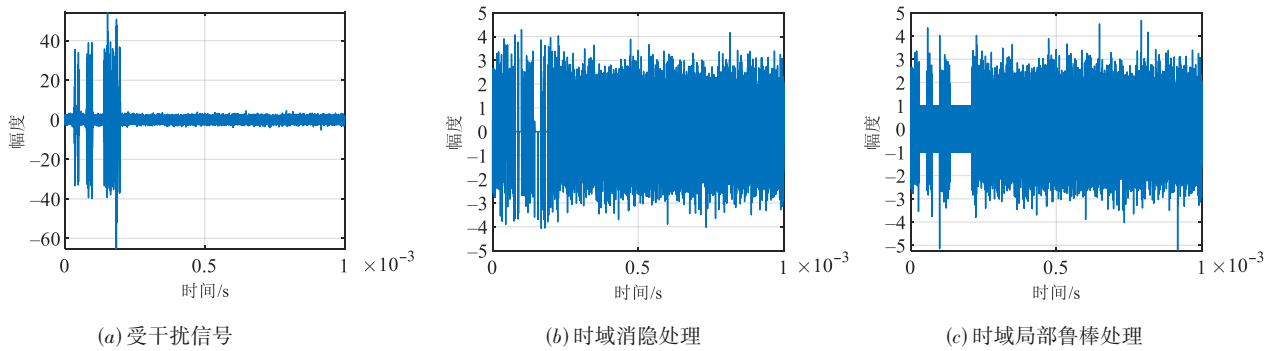


图 8 受干扰信号经时域消隐和时域局部鲁棒处理

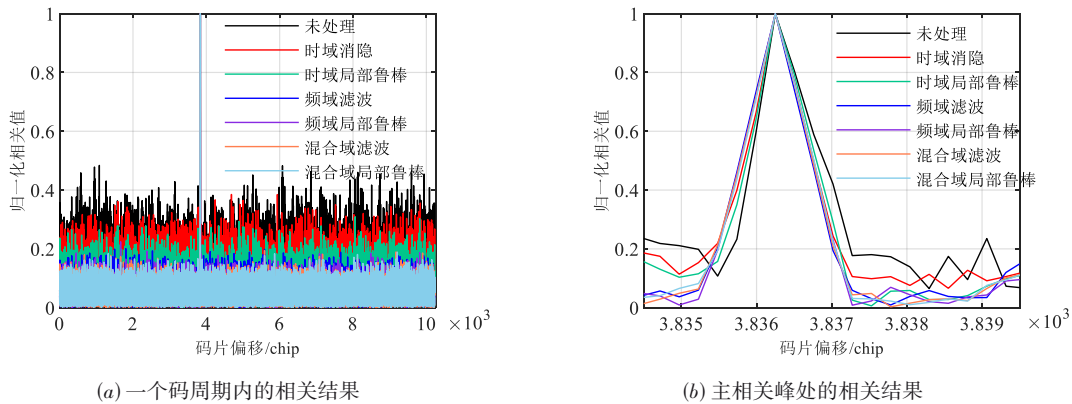


图 9 不同抑制方法处理前后的相关值对比

为进一步对比不同抑制 DME 干扰方法的性能, 采用捕获输出的最大峰与除最大峰外的平均峰值之比 (Correlation Peak to next Peak Ratio, CPPM) 作为评价指标, 输出 CPPM 值越大表示该方法的抑制干扰效果越好. 该实验设置的干扰噪声比 (Jamming to Noise Ratio, JNR) 为 15 dB. 图 10 表示 DME 脉冲干扰占空比从 2% 逐渐增大到 28% 时, 未经干扰抑制的接收信号和用时

域消隐法、时域分段鲁棒处理、基于 FFT 的频域滤波法、基于 FFT 的分段鲁棒处理、混合域滤波以及混合域分段鲁棒处理进行干扰抑制后的输出 CPPM 对比, 每种方法分别做 800 次蒙特卡洛实验, 取输出 CPPM 的平均值. 其中频域处理的门限  $Th_2$  由式 (13) 和表 2 中的相关参数求得. 从图 10 可以看出, 几种抑制方法都对接收信号中的 DME 干扰起到了抑制作用, 且在变换域进行

局部鲁棒预处理的抑制干扰性能好于其对应域的传统置零或滤波处理,且干扰占空比越大,鲁棒处理的优势越明显,这是由于干扰越多时置零处理损失的有用信号越多,相对地局部鲁棒处理保留的有用信号就更多.且不同域中局部鲁棒处理方法性能的提高程度有所不同,时域局部鲁棒处理的抑制性能相较于时域消隐处理提高最多,频域局部鲁棒处理次之,混合域鲁棒处理的性能比混合域滤波处理提高最少.由于DME干扰在时域、频域和时频混合域中的稀疏度越来越大,在干扰稀疏度更大的域进行局部鲁棒预处理保留的有用信号和滤波处理后完全损失的有用信号相差较少,因此鲁棒处理的抑制性能提高程度较小.

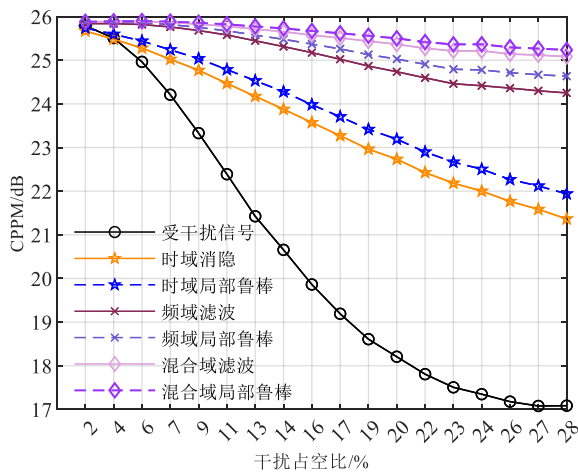
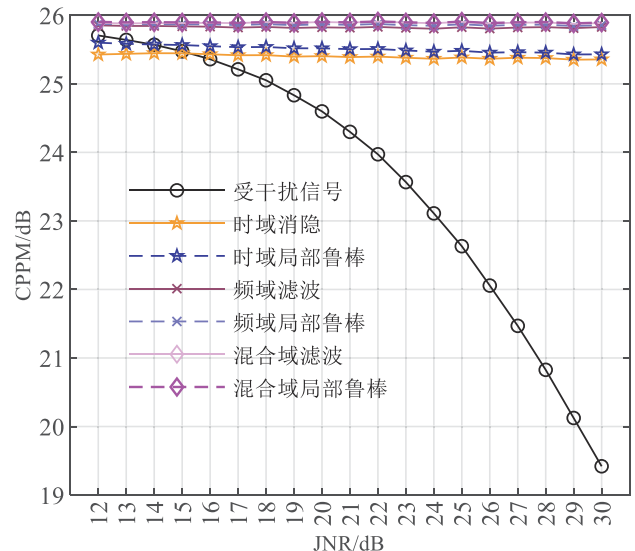


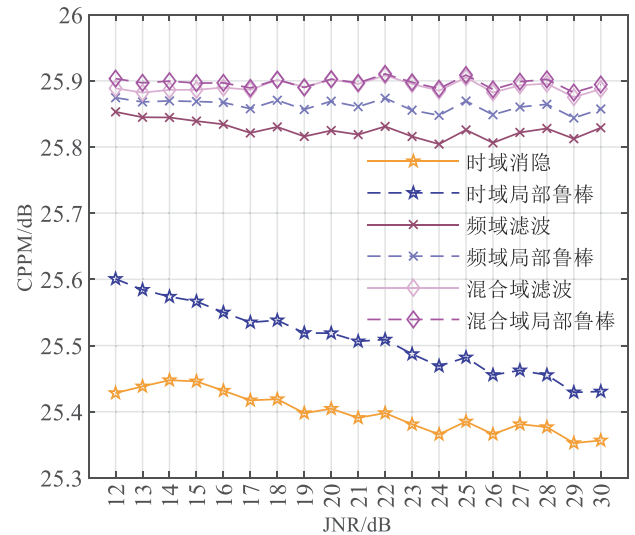
图10 干扰占空比不同时各方法抑制前后的性能对比

在DME干扰数目一定时增加JNR,对比几种不同抑制方法的性能.图11(a)表示输入JNR从12 dB逐渐增加到30 dB时,未经干扰抑制的接收信号和用时域消隐法、时域局部鲁棒处理、基于FFT的频域滤波法、基于FFT的局部鲁棒处理、混合域滤波法以及混合域局部鲁棒处理进行干扰抑制后的输出CPPM对比,每种方法分别做800次蒙特卡洛实验,取CPPM的平均值.为便于对比传统干扰抑制方法和局部鲁棒处理方法的性能,将图11(a)中几种方法抑制后的波形放大至图11(b).噪声功率固定时,不断增加干噪比实际是在增加脉冲干扰的幅值.对比时域消隐法和时域局部鲁棒处理可以发现,局部鲁棒处理抑制干扰的性能较好,但时域消隐法随干扰信噪比增加输出的CPPM值基本不变,而鲁棒处理的性能随干噪比增加逐渐减小,这是由于干扰数目和时域消隐的门限(一般设置为噪声电平)确定,时域消隐处理消除的干扰信号和有用信号的占比基本固定;而鲁棒处理是将存在干扰处的样本幅值衰减了,随着干扰幅值不断增大,鲁棒处理导致干扰存在处的有用信号衰减程度逐渐增大,抑制性能逐渐减小.

在频域和混合域分别进行滤波和局部鲁棒处理的对比结果与时域处理类似,但由于在频域和混合域中干扰的稀疏特性更明显,鲁棒抑制干扰的性能较滤波处理提高程度较小.



(a) 干扰抑制前后的性能对比



(b) 不同抑制方法的性能对比

图11 干噪比不同时各方法抑制前后的性能对比

在L5信号中不断加入不同占比的DME干扰,将受干扰的信号分别进行全局鲁棒处理和局部鲁棒处理后计算两种处理的信号损失,对比结果如图12所示.从仿真结果中可以看出对接收信号中的数据样本进行全局鲁棒处理后的效率损失基本为一定值,局部鲁棒处理的效率损失随干扰增多而增大,因为干扰的占空比基本上决定了截取的信号片段占比,局部鲁棒处理只对截取出的数据片段进行处理,因此效率损失只集中在截取出的信号部分,这与3.3节中对鲁棒处理效率损

失部分的理论分析基本一致。

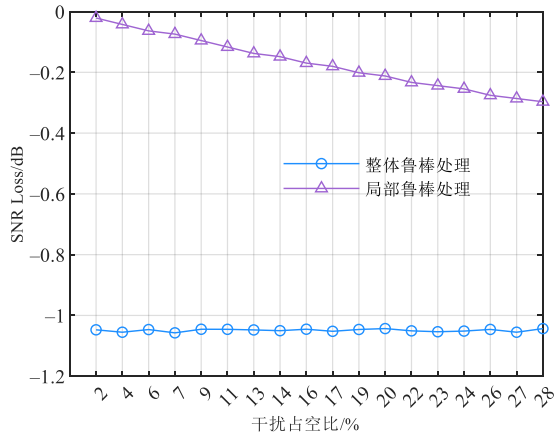


图12 鲁棒处理的信号损失

## 5 结论

为了抑制DME干扰的同时降低对卫星信号的影响,本文提出了一种局部鲁棒处理的DME干扰抑制方法,通过在DME干扰的稀疏域将接收信号区分为不受DME干扰影响的数据段和受DME干扰影响的数据段,对后者采用基于鲁棒统计理论的预处理方法在抑制DME干扰的同时尽可能降低对卫星信号的损失.对不受DME干扰段数据的保留也避免了鲁棒预处理对该段卫星信号的影响.仿真实验结果证实了本文提出的局部鲁棒DME干扰抑制方法在时域、频域和时频混合域比传统方法性能有所提升,在时域和频域的性能提升尤为显著.

## 参考文献

- [1] HEGARTY C, KIM T, ERICSON S, et al. Methodology for determining compatibility of GPS L5 with existing systems and preliminary results[C]//Proceedings of the 55th Annual Meeting of The Institute of Navigation. Cambridge, MA: ION, 1999: 635-644.
- [2] STEINGASS A, HORNBOSTEL A, DENKS H. Airborne measurements of DME interferers at the European hotspot [C]//Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation. Piscataway: IEEE, 2009, 1-9.
- [3] HEGARTY C, VAN DIERENDONCK A J, BOBYN D, et al. Suppression of pulsed interference through blanking [C]//Proceedings of IAIN World Congress in Association with the US ION 56th Annual Meeting. San Diego: ION, 2000: 399-408.
- [4] YIN T, VIBERG M, WEBER D I C. Simulator of Pulsed Interference Environment of an Airborne GNSS Receiver [D]. Munich: Chalmers University of Technology, 2007.
- [5] GAO G X. DME/TACAN interference and its mitigation in L5/E5 bands[C]//Proceedings of Institute of Navigation Global Navigation Satellite Systems Conference. Fort Worth: Fort Worth Convention Center, 2007: 1191-1200.
- [6] MUSUMECI L, DOVIS F. Use of the wavelet transform for interference detection and mitigation in global navigation satellite systems[J]. International Journal of Navigation and Observation, 2014, 2014: 262186.
- [7] BORIO D, CLOSAS P. A fresh look at GNSS anti-jamming[EB/OL]. (2017-09-19)[2023-06-10]. <https://inside-gnss.com/a-fresh-look-at-gnss-anti-jamming/>.
- [8] BORIO D. Robust signal processing for GNSS[C]//2017 European Navigation Conference (ENC). Piscataway: IEEE, 2017: 150-158.
- [9] BORIO D, CLOSAS P. Robust transform domain signal processing for GNSS[J]. NAVIGATION, 2019, 66(2): 305-323.
- [10] 王国庆, 杨春雨, 马磊. 基于多变量Laplace分布的非线性系统分布式鲁棒状态估计[J]. 电子学报, 2022, 50(11): 2610-2618.  
WANG G Q, YANG C Y, MA L. Distributed robust state estimation for nonlinear systems based on multivariate Laplace distribution[J]. Acta Electronica Sinica, 2022, 50(11): 2610-2618. (in Chinese)
- [11] SAAIFAN K A, ELSHAHED A M, HENKEL W. Cancellation of distance measuring equipment interference for aeronautical communications[J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems, 2017, 53(6): 3104-3114.
- [12] CALATRAVA H, GUSI-AMIGÓ A, MELMAN F, et al. Effect of signal quantization on robust anti-jamming in snapshot receivers[C]//Proceedings of the 36th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation. Denver: ION, 2023: 2935-2948.
- [13] 刘瀛翔, 谢郁辰, 唐小妹. 基于多相分解的BOC信号高效捕获算法[J]. 电子学报, 2023, 51(1): 1-10.  
LIU Y X, XIE Y C, TANG X M. An efficient boc signal acquisition method based on polyphase decomposition[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(1): 1-10. (in Chinese)
- [14] MEDINA D, LI H Q, VILÀ-VALLS J, et al. Robust filtering techniques for RTK positioning in harsh propagation environments[J]. Sensors, 2021, 21(4): 1250.
- [15] 贾琼琼, 吴仁彪, 王文益, 等. 满足高精度测量的GNSS自适应干扰抑制算法[J]. 电子学报, 2018, 46(11): 2753-2760.  
JIA Q Q, WU R B, WANG W Y, et al. GNSS adaptive interference suppression algorithm for high accuracy mea-

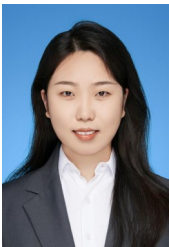
- surement[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(11): 2753-2760. (in Chinese)
- [16] 李流丽. 基于小波变换的GNSS中DME脉冲干扰抑制方法[D]. 天津: 中国民航大学, 2015.  
LI L L. DME Pulsed Interference Suppression Method Based on Wavelet Transformation for GNSS[D]. Tianjin: Civil Aviation University of China, 2015. (in Chinese)
- [17] DING Y, FERIOL F, WATANABE Y, et al. Adaptive robust-statistics GNSS navigation based on environmental context detection[C]//Proceedings of the 2023 International Technical Meeting of The Institute of Navigation. Long Beach: ION, 2023: 138-152.
- [18] DANIELE B, PAU C. Complex signum non-linearity for robust GNSS interference mitigation[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2018, 12(8): 900-909.
- [19] BORIO D, LI H Q, CLOSAS P. Huber's non-linearity for GNSS interference mitigation[J] Sensors, 2018, 18(7): 2217.
- [20] BORIO D, GIOIA C. GNSS interference mitigation: A measurement and position domain assessment[J]. NAVIGATION, 2021, 68(1): 93-114.

#### 作者简介



贾琼琼 女, 1986年1月出生于陕西省高陵市. 现为中国民航大学电子信息与自动化学院副教授、硕士生导师. 主要研究方向包括卫星导航抗干扰技术、鲁棒GNSS接收机技术、面向航空导航应用的可替代定位、导航和授时(APNT)技术.

E-mail: qqjia@cauc.edu.cn



周月颖 女, 1997年12月出生于河北省衡水市. 现为中国民航大学天津市智能信号与图像处理重点实验室硕士生. 主要研究方向为鲁棒抗干扰及非视距传输环境下的鲁棒定位.

E-mail: yueying\_zyy@163.com