

卫星导航接收机中快扫频干扰低复杂度抑制方法*

陈飞强, 刘哲, 黄龙, 鲁祖坤

(国防科技大学电子科学学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 针对卫星导航接收机中的快扫频干扰抑制问题, 提出了一种基于脉冲置零的低复杂度干扰抑制方法, 与传统基于时频分析的干扰抑制方法不同, 该方法通过低通滤波将时域上连续的快扫频干扰转变为脉冲干扰, 并通过脉冲检测与置零对干扰进行抑制。当快扫频干扰处于低通滤波器带内时, 被当作脉冲干扰置零; 当快扫频干扰处于低通滤波器带外时, 被当成带外干扰滤除。理论分析与实验结果表明, 该方法相对传统方法的运算复杂度降低了一个数量级, 并且能得到与传统方法相近的干扰抑制效果。

关键词: 卫星导航; 扫频干扰; 干扰抑制; 时频分析; 脉冲置零

中图分类号: TN967.1 文献标志码: A 开放科学(资源服务)标识码(OSID):

文章编号: 1001-2486(2023)05-105-06



与作者互动
听语音
聊科研

Low-complexity fast frequency-sweep interference mitigation method for satellite navigation receivers

CHEN Feiqiang, LIU Zhe, HUANG Long, LU Zukun

(College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A low-complexity method based on pulse blanking for fast frequency-sweep interference mitigation in satellite navigation receivers was proposed. Different from traditional methods based on time-frequency analysis, this method converted the continuous wave interference into pulse interference through a low-pass filter, and then pulse detection and blanking were used to mitigate the interference. The interference was blanked as a pulse when it located in the pass-band of the low-pass filter. Otherwise, it was suppressed as an out-band interference when it located in the stop-band of the low-pass filter. Theoretical analysis and experimental results show that the computation complexity of this method is reduced by an order of magnitude compared with that of traditional method, and it can achieve similar interference suppression performance.

Keywords: satellite navigation; frequency-sweep interference; interference mitigation; time-frequency analysis; pulse blanking

电磁干扰的检测和消除一直是全球导航卫星系统(global navigation satellite system, GNSS)应用中的热点和重点问题。由于卫星发射的信号达到地面时功率十分微弱, GNSS用户极易受到电磁干扰的影响。有研究表明^[1], 辐射功率仅为1 W的干扰源即可使约15 km范围内的GNSS接收机无法正常工作。

从来源上分, 电磁干扰可分为无意干扰和恶意干扰。无意干扰一般是由与导航频段毗邻的雷达或通信系统频谱泄露或操作不当造成的。恶意干扰一般用于攻击对方的导航设备或保护己方的隐私^[2-3]。恶意干扰中最常被提及的是一种被称作个人私有装置(personal privacy devices, PPDs)的设备, 这是一种小巧、廉价的干扰机, 能通过发射快速扫频干扰对GNSS信号进行全频带压制。

国内外发生的民用(如民航)GNSS被干扰的事件中, 最终查明有多次是卡车司机为躲避公司监控, 在车载点烟器上安装并开启了PPDs干扰设备而造成的^[4-5]。

PPDs等设备发射的干扰扫频速度非常快, 能在数十微秒内扫过几十兆带宽, 具有非平稳干扰的特征^[6]。常规的干扰抑制方法将干扰建模为一个平稳随机过程, 在面对快扫频干扰这种非平稳干扰时, 抑制效果不佳^[7]。例如, 时域自适应对消抗干扰方法在扫频速度过快时会出现陷波器系数无法收敛的问题。频域谱线置零抗干扰方法将快扫频干扰变换到频域时, 由于扫频速度快, 扫频干扰分布在信号带宽内, 难以对干扰谱线进行有效检测。基于时频分析的抗干扰方法^[8-11]通过将干扰投影到时频二维空间, 并利用

* 收稿日期: 2022-07-12

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62003354)

作者简介: 陈飞强(1988—), 男, 湖南长沙人, 副研究员, 博士, 硕士生导师, E-mail: matlabfly@hotmail.com;

刘哲(通信作者), 男, 湖南长沙人, 讲师, 博士, E-mail: l_z@nudt.edu.cn

快扫频干扰在时频二维空间的稀疏性对其进行检测和抑制,这种方法被证明对快扫频干扰具有较好的抑制效果,但较高的实现复杂度导致其应用仅限于部分高端(军用)接收机。

针对卫星导航接收机中快扫频干扰抑制问题,首先建立了信号接收模型,然后描述了传统快扫频干扰抑制方法的原理和流程,并提出了基于脉冲置零的快扫频干扰抑制方法并重点分析了其运算复杂度,最后设计仿真实验对比了两种方法的性能。

1 信号接收模型

不失一般性,考虑存在一个快扫频干扰的情况,则 GNSS 接收机接收的信号表示成复基带形式可写为:

$$x(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) + J(t) + n(t) \quad (1)$$

式中, K 为接收机可视的 GNSS 卫星数目, $J(t)$ 为接收到的快扫频干扰, $s_k(t)$ 为接收到的第 k 个卫星信号, $n(t)$ 为均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。

$$s_k(t) = A_k p_k(t - \tau_k) d_k(t - \tau_k) \exp(j2\pi f_{d,k}t + j\varphi_k) \quad (2)$$

式中, A_k 为卫星信号的幅度, $p_k(t)$ 为对应的伪码序列, $d_k(t)$ 为信号上调制的数据, τ_k 为伪码相位, $f_{d,k}$ 为多普勒频率, φ_k 为初始载波相位。

$$J(t) = A_j \exp[j2\pi f_{int}(t)t + j\varphi_j] \quad (3)$$

式中: A_j 为干扰的幅度; $f_{int}(t)$ 是扫频干扰在 t 时刻的瞬时频率,特别地,对于线性扫频干扰, $f_{int}(t)$ 是时间 t 的线性函数; φ_j 为干扰的相位,并假设其服从 $[-\pi, \pi]$ 之间的均匀分布。

显然干扰 $J(t)$ 的均值为 0,其功率等于方差,可用式(4)计算。

$$P_j = E(J(t)[J(t)]^*) = A_j^2 \quad (4)$$

式中, $E(\cdot)$ 表示函数的期望,上标“*”表示共轭操作。

一般用干噪比来描述进入接收机内部的干扰强度,干噪比定义为:

$$JNR = \frac{P_j}{\sigma^2} = \frac{A_j^2}{\sigma^2} \quad (5)$$

图 1 给出了一个快扫频干扰的时频分布图,该快扫频干扰为周期性线性扫频干扰,一个周期内的扫频带宽为 20 MHz,扫频速率为 0.4 MHz/ μ s,即 50 μ s 完成一个扫频周期。从快扫频的时频二维分布图可以看出,扫频干扰呈线状分布,在整个时频二维平面内,呈现“稀疏”性,即干扰在平面中

只占很小的面积。

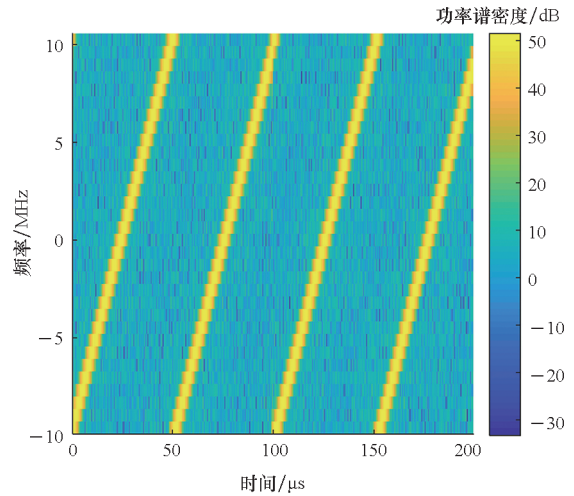


图 1 快扫频干扰的时频分布

Fig. 1 Time-frequency distribution of fast sweep interference

2 传统快扫频干扰抑制方法

针对快扫频干扰,当前比较有效的抑制方法是基于时频分析的抗干扰方法,这种方法充分利用了快扫频干扰在时频二维平面的稀疏特性,以及卫星信号和噪声的非稀疏性。首先通过时频表征将接收信号投影到时频二维平面,得到信号的时频表征结果;然后将时频表征结果复制两份,一份用于在时频二维平面进行干扰检测,一份用于干扰剔除;最后对剔除干扰后的信号进行时频重构,从时频域恢复到时域,原理如图 2 所示。

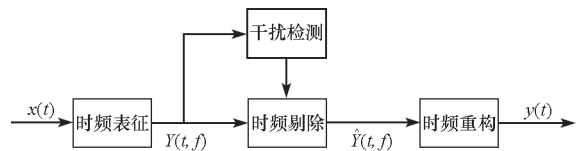


图 2 传统快扫频干扰抑制方法原理框图

Fig. 2 Block diagram of traditional fast frequency-sweep interference mitigation method

1) 时频表征:对接收机接收到的信号 $x(t)$ 进行时频变换,将信号由时域投影到时频二维平面。时频表征的目的是让干扰在时频二维平面尽可能呈现稀疏特性,时频表征的性能与具体的时频变换方法有关,常用的时频变换方法有短时傅里叶变换(short time Fourier transform, STFT)、维格纳-威利分布(Wigner-Ville distribution, WVD)等。以 STFT 为例,对 $x(t)$ 进行时频表征后,得到:

$$Y(t, f) = g[x(t)] \quad (6)$$

式中,函数 $g[\cdot]$ 表示短时傅里叶变换, $Y(t, f)$ 是

时频表征结果,它是时间和频率的二维函数。

2) 干扰检测:将时频表征结果 $Y(t, f)$ 与门限进行比较,当二维的时频表征结果矩阵中至少有一个元素超过门限,则判定存在干扰。

3) 时频剔除:对时频表征结果矩阵中,超过门限的元素进行剔除(置零),得到时频剔除后的时频表征结果 $\hat{Y}(t, f)$ 。

4) 时频重构:对时频表征结果 $\hat{Y}(t, f)$ 进行重构,由时频域恢复到时域:

$$y(t) = h[\hat{Y}(t, f)] \quad (7)$$

式中,函数 $h[\cdot]$ 表示时频重构变换,具体的方法有累加滤波器组变换法和重叠相加变换法等,具体可参见文献[12]。

3 基于脉冲置零的快扫频干扰抑制

本文提出一种基于脉冲置零的快扫频干扰抑制方法,原理如图3所示。

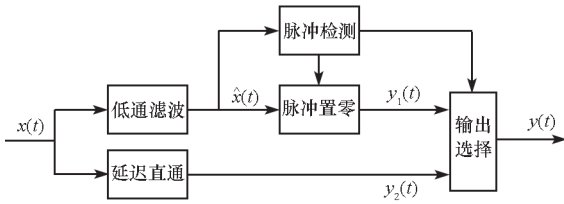


图3 基于脉冲置零的快扫频干扰抑制方法原理框图
Fig.3 Block diagram of fast frequency-sweep interference mitigation method based on pulse blanking

该方法首先用截止频率小于卫星信号带宽的低通滤波器对输入信号 $x(t)$ 进行滤波处理,以牺牲部分卫星信号能量为代价,将时域上连续的快扫频干扰转变为脉冲干扰。滤波后的数据复制为两份,一份用于脉冲检测,一份用于脉冲置零处理,脉冲置零后得到第一路输出 $y_1(t)$ 。脉冲检测结果一方面用于辅助脉冲置零处理,另一方面作为输出选择的判断依据。为减小无干扰时的处理损耗,对输入信号进行延迟后直通(延迟时间等于低通滤波器的群延迟),得到第二路输出 $y_2(t)$,通过脉冲干扰检测结果来决定最终的输出 $y(t)$,当检测到脉冲时输出 $y_1(t)$,否则输出 $y_2(t)$ 。

3.1 低通滤波处理

低通滤波的目的是将时域上连续的快扫频干扰转变为脉冲干扰。经过低通滤波后,当扫频干扰的瞬时频率在低通滤波器的通带外时,将会被直接滤除;只有当扫频干扰的瞬时频率在低通滤波器的通带内时,干扰才会出现在滤波后的信号

$\hat{x}(t)$ 中。因此对于滤波后的信号 $\hat{x}(t)$ 而言,快扫频干扰是时有时无的,在时域上呈现脉冲的特性。

低通滤波同时也会引起卫星信号能量的损耗,但由于卫星信号的功率谱呈 sinc 函数的形状,能量集中在中心频点(对于复基带信号,中心频点在零频)附近,因此能量的损耗相对较小,可以描述为:

$$L_{LBF} = 10 \lg \left[\frac{\int_{-B/(2R_c)}^{B/(2R_c)} \left(\frac{\sin \pi f}{\pi f} \right)^2 df}{\int_{-B_L/(2R_c)}^{B_L/(2R_c)} \left(\frac{\sin \pi f}{\pi f} \right)^2 df} \right] \quad (8)$$

式中, R_c 为伪码码率, B 为接收机前端带宽, B_L 为低通滤波器带宽。

图4给出了低通滤波器带宽与信号能量损耗的关系,这里接收机前端带宽设为伪码码率的两倍,低通滤波器假设为理想的矩形滤波器。从图4中可以看到,当低通滤波器带宽为接收机前端带宽的一半时,信号能量损耗仅为 0.67 dB。由于噪声功率由噪声谱密度和后端的相关积分带宽确定,与低通滤波无关,低通滤波不影响噪声功率,因此信号能量损耗与信噪比损耗是相同的。

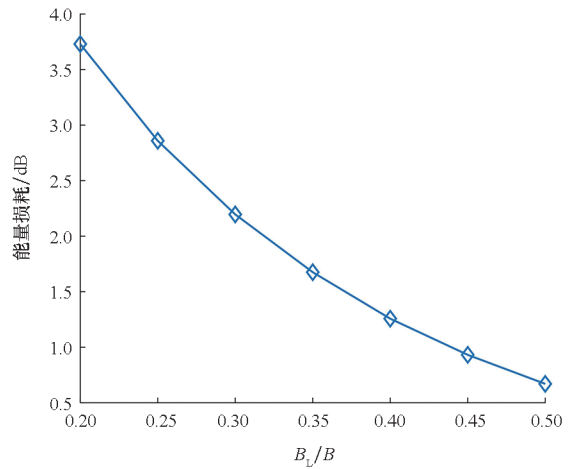


图4 低通滤波器带宽与信号能量损耗的关系
Fig.4 Relationship between bandwidth of lowpass filter and signal energy loss

3.2 脉冲检测与置零

经过低通滤波处理后,快扫频干扰将变为脉冲干扰,可以通过脉冲检测与置零方法对其进行抑制,这个过程可描述为:

$$y_1(t) = \begin{cases} 0 & |\hat{x}(t)| > T_h \\ \hat{x}(t) & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

其中: T_h 为脉冲干扰的检测门限,门限的确定可以参考文献[13-17],这里不做讨论。

一般来说,当存在快扫频干扰时,低通滤波器的通带越窄,则转变成脉冲干扰后,脉冲的占空比

越小,脉冲置零引起的信号损耗也就越小。但前面已经提到,低通滤波器的通带越窄,低通滤波引起的信号损耗就越大,这两者是相互矛盾的。

脉冲置零引起的信噪比损耗可描述为:

$$L_{PB} = 10\lg\left(\frac{1}{1-p}\right) \quad (10)$$

式中, p 为脉冲干扰的占空比。对于快扫频干扰,经过低通滤波后,脉冲占空比与低通滤波器的通带宽度有关,即:

$$p \leq \frac{B_L}{B} \quad (11)$$

式(11)的等号在扫频带宽小于等于接收机前端带宽的条件下成立。

若假设脉冲干扰均被正确检测并剔除,综合式(8)、式(10)和式(11),可得到基于脉冲置零的快扫频干扰抑制方法总的信噪比损耗为:

$$L = L_{LBF} + L_{PB} \leq 10\lg\left[\frac{\int_{-B/(2R_c)}^{B/(2R_c)} \left(\frac{\sin\pi f}{\pi f}\right)^2 df}{\int_{-B_L/(2R_c)}^{B_L/(2R_c)} \left(\frac{\sin\pi f}{\pi f}\right)^2 df}\right] + 10\lg\left(\frac{B}{B - B_L}\right) \quad (12)$$

图 5 给出了低通滤波器带宽与总的信噪比损耗的关系,这里接收机前端带宽设为伪码码率的两倍,且快扫频干扰的带宽小于等于接收机前端带宽。从图 5 中可以看到,当低通滤波器带宽为接收机前端带宽的 0.4 倍时,总的信噪比损耗最小,约为 3.5 dB。

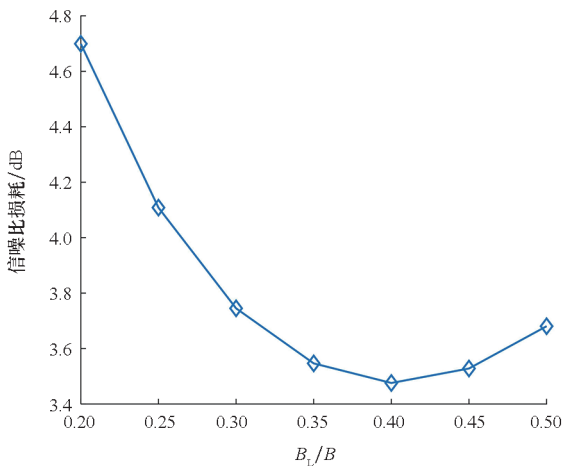


图 5 总的信噪比损耗与低通滤波器带宽的关系

Fig.5 Relationship between total signal-to-noise ratio and bandwidth of lowpass filter

3.3 运算复杂度比较

传统的基于时频分析的快扫频抑制方法和本文提出的基于脉冲置零的快扫频抑制方法,在具

体实现时都可以分解为复乘和复加两种基本运算,考虑到乘法器是数字处理器中更为稀缺的资源,下面主要对两种方法所需的运算复杂度进行比较。

设要处理的复基带信号的总长度为 N 。对于传统方法,以短时傅里叶变换方法为例进行分析,并设短时傅里叶变换的长度的 M 。对于本文方法,设低通滤波器的长度为 L 。表 1 给出了两种方法所需的运算复杂度比较。

表 1 运算复杂度比较

Tab.1 Comparison of computational complexity		
抑制方法	运算步骤	所需复乘次数
传统方法	时频表征	$MN/2 \cdot \log_2 M$
	干扰检测与剔除	MN
	时频合成	MN
	合计	$(M/2 \cdot \log_2 M + 2M) \cdot N$
本文方法	低通滤波	LN
	脉冲检测与置零	N
	合计	$(L+1) \cdot N$

从表 1 可以看到,两种方法的运算复杂度与具体的参数密切相关。对于传统方法,短时傅里叶变换长度 M 的取值,需要在频率分辨率和时间分辨率之间折中,一般为 2 的指数倍,例如 32、64 和 128,这里取典型值 64,则传统方法所需复乘次数为 $320N$ 。对于本文方法,低通滤波器带宽设为接收机前端带宽的 0.4 倍时,用长度为 29 的滤波器即可达到较好的滤波效果,此时本文方法所需的复乘次数为 $30N$,相比传统方法,运算复杂度降低约一个数量级。

4 仿真实验

为了验证本文方法对快扫频干扰抑制的有效性,用软件接收机进行仿真。首先用 MATLAB 生成信号,用来模拟产生 GNSS 天线接收到的卫星信号、快扫频干扰,以及接收机内部热噪声。然后用本文方法对信号进行抗干扰处理,并对卫星信号进行捕获、跟踪以得到载噪比。基本的仿真参数设置见表 2。

图 6 和图 7 分别给出了对复基带信号进行低通滤波前后的信号包络图。其中低通滤波器的通带截止频率为 8 MHz,阻带截止频率为 10 MHz,滤波器阻带衰减为 40 dB,滤波器系数长度为 29。从图 6、图 7 中可以看到:在低通滤波前,由于快扫频干扰在时间上连续存在,信号的包络幅度始

表2 仿真中用到的参数

Tab.2 Parameters used in the simulations

参数类型	参数取值
GNSS 信号类型	北斗 B3I (PRN 1) 中心频率 f_0 为 1 268.52 MHz
初始载噪比/dB-Hz	48
接收机前端带宽/MHz	20
采样率/MHz	20.48
干扰扫频范围/MHz	$[f_0 - 10, f_0 + 10]$
干扰扫频周期/ μ s	50
干扰干信比/dB	60

终处于一个较大值区间。在低通滤波后,瞬时频率在低通滤波器通带内的干扰被滤除,滤波后的信号中主要为卫星信号和噪声,因此包络幅度较小,只有当干扰的瞬时频率在低通滤波器通带内时,包络幅度才变大,信号包络呈现脉冲状。

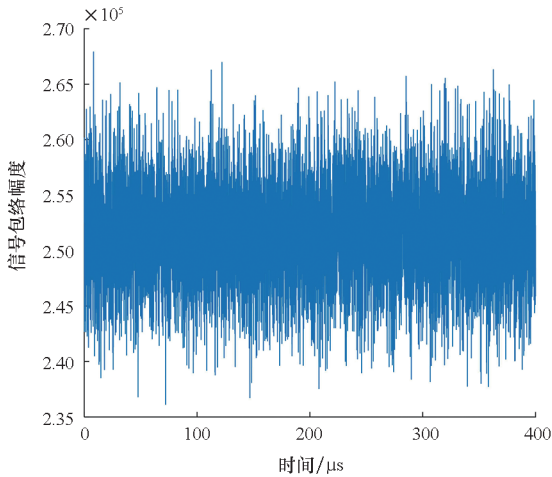


图6 低通滤波前信号的包络

Fig. 6 Signal envelope before lowpass filtering

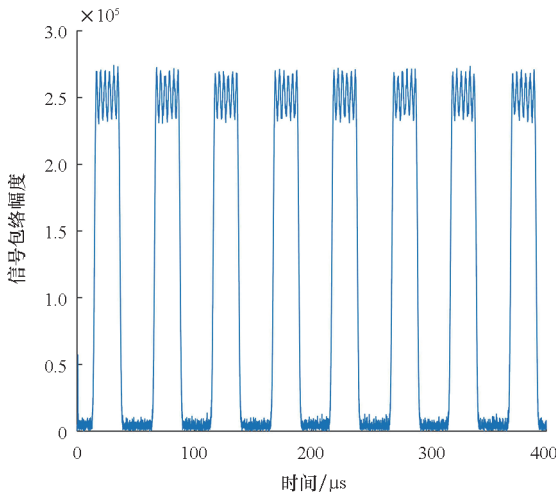


图7 低通滤波后信号的包络

Fig. 7 Signal envelope after lowpass filtering

图8给出了对低通滤波后的信号进行脉冲检测与置零后的信号包络图,门限按文献[12]中的方法进行计算,脉冲占空比为52.18%。从图8中看出,脉冲干扰得到了有效剔除。

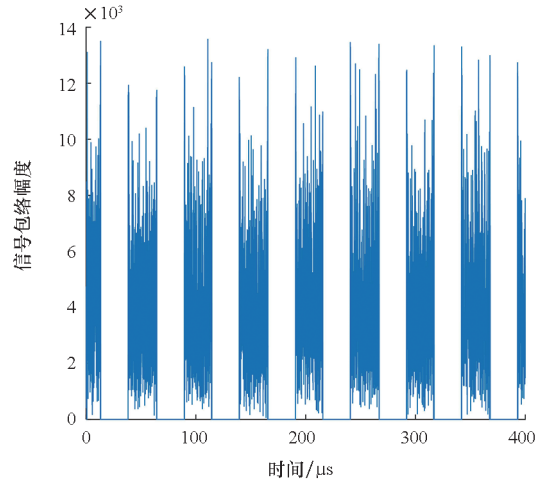


图8 脉冲检测和置零后的信号的包络

Fig. 8 Signal envelop after pulse detection and blanking

图9给出了经低通滤波以及脉冲置零后的信号时频分布图。从图9中可以看到,整个抗干扰的过程可以描述为:当扫频干扰处于低通滤波器带内时,被当作脉冲干扰置零;当扫频干扰处于低通滤波器带外时,被当成带外干扰滤除。最终,扫频干扰在整个时频分布图中均得到了有效剔除。

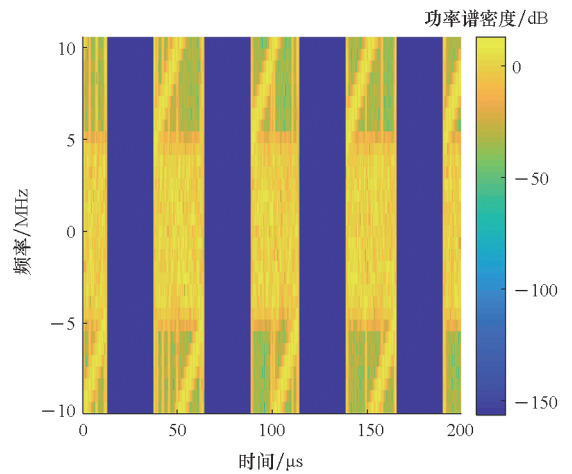


图9 经低通滤波及脉冲置零后信号的时频分布

Fig. 9 Time-frequency distribution of signal after lowpass filtering and pulse blanking

图10给出了用本文方法对快扫频干扰进行抑制后,卫星信号的捕获结果。可以看到软件接收机可成功对卫星信号进行捕获。进一步,用软件接收机对该信号进行了跟踪和载噪比估计,得到载噪比估计结果为44.0 dB-Hz。相比初始载噪比,本文方法在抑制快扫频干扰的同时引起的信

噪比损耗为 4.0 dB, 比前面的理论计算结果 3.5 dB 大, 这主要有两方面的原因: 一是实际的低通滤波器非理想矩形, 当快扫频干扰瞬时频率处于低通滤波器过渡带时, 滤波后信号的包络幅度在脉冲判决门限附近, 干扰漏判引起了信噪比损失。另一方面是本身的载噪比估计存在一定的误差。进一步, 用传统方法对快扫频干扰进行抑制, 得到卫星信号的载噪比估计结果为 43.8 dB-Hz 左右。这说明本文方法的快扫频干扰抑制性能与传统方法基本相当。

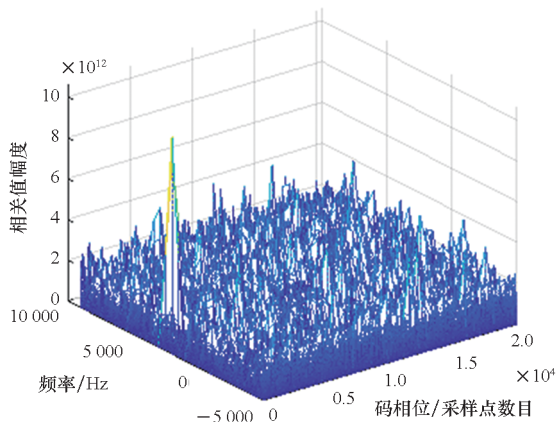


图 10 抑制快扫频干扰后的卫星信号捕获结果

Fig. 10 Satellite signal acquisition results after frequency-sweep interference mitigation

5 结论

本文针对 GNSS 接收机面临的快扫频干扰问题进行了研究, 提出了一种基于低通滤波加脉冲置零的新的快扫频干扰抑制方法, 该方法通过低通滤波将时域上连续的快扫频干扰转变为脉冲干扰, 然后通过脉冲检测与置零对干扰进行抑制。与传统基于时频分析的方法相比, 本文方法的运算复杂度降低了一个数量级, 并且能得到与传统方法相近的干扰抑制效果。仿真实验结果验证了该方法的有效性。

参考文献 (References)

[1] 陈飞强. GNSS 天线阵接收机干扰抑制与测量偏差补偿技术[D]. 长沙: 国防科技大学, 2017.
CHEN F Q. Interference mitigation and measurement biases compensation for GNSS antenna array receivers [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2017. (in Chinese)

[2] GAO G X, SGAMMINI M, LU M Q, et al. Protecting GNSS receivers from jamming and interference[J]. Proceedings of the IEEE, 2016, 104(6): 1327–1338.

[3] MURRIAN M J, NARULA L, IANNUCCI P A, et al. First results from three years of GNSS interference monitoring from low Earth orbit[J]. Navigation, 2021, 68(4): 673–685.

[4] PULLEN S, GAO G X. GNSS jamming in the name of privacy: potential threat to GPS aviation [J]. Inside GNSS, 2012; 34–43.

[5] GRABOWSKI J C. Personal privacy jammers locating jersey PPDs jamming GBAS safety-of-life signals [J]. GPS World, 2012, 23(4): 28–37.

[6] KRAUS T, BAUERNFEIND R, EISSFELLER B. Survey of in-car jammers-analysis and modeling of the RF signals and IF samples (suitable for active signal cancellation) [C]// Proceedings of the 24th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2011.

[7] 张海宇. 基于时频分析的 GNSS 非平稳干扰抑制技术[D]. 长沙: 国防科技大学, 2019.
ZHANG H Y. GNSS non-stationary interference suppression technology based on time-frequency analysis[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2019. (in Chinese)

[8] WANG P, CETIN E, DEMPSTER A G, et al. GNSS interference detection using statistical analysis in the time-frequency domain[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2018, 54(1): 416–428.

[9] AMIN M G, BORIO D, ZHANG Y D, et al. Time-frequency analysis for GNSSs: from interference mitigation to system monitoring[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2017, 34(5): 85–95.

[10] WANG P, CETIN E, DEMPSTER A G, et al. Time frequency and statistical inference based interference detection technique for GNSS receivers [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(6): 2865–2876.

[11] LYU Q S, QIN H L. A joint method based on time-frequency distribution to detect time-varying interferences for GNSS receivers with a single antenna[J]. Sensors, 2019, 19(8): 1946.

[12] ALLEN J B, RABINER L R. A unified approach to short-time Fourier analysis and synthesis[J]. Proceedings of the IEEE, 1977, 65(11): 1558–1564.

[13] HUO S M, NIE J W, WANG F X. Block-flow noise power estimation algorithm for pulsed interference detection of GNSS receivers[J]. Electronics Letters, 2015, 51(19): 1522–1524.

[14] BORIO D, GIOIA C. Interference mitigation: impact on GNSS timing[J]. GPS Solutions, 2021, 25(2): 1–18.

[15] GARCIA-PENA A, JULIEN O, MACABIAU C, et al. GNSS C/N_0 degradation model in presence of continuous wave and pulsed interference [J]. NAVIGATION: Journal of the Institute of Navigation, 2021, 68(1): 75–91.

[16] 郭海玉, 刘小汇, 鲁祖坤, 等. 脉冲和窄带混合干扰对卫星导航终端抗干扰的影响分析[J]. 信号处理, 2022, 38(6): 1284–1292.
GUO H Y, LIU X H, LU Z K, et al. Analysis of the influence of pulse and narrowband mixed interference on the anti-jamming of satellite navigation terminal[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(6): 1284–1292. (in Chinese)

[17] WANG J, LIU W X, OU G, et al. Channel scintillations of array global navigation satellite system receiver under distributed intermittent interferences[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2023, 17(2): 227–235.