

文章编号 1004-924X(2026)13-2092-17

红外辐射基准载荷复杂电磁环境下精密阻值 测量系统噪声分析与优化

龚勃荧^{1,2}, 孙 钧¹, 顾明剑¹, 丁 雷¹, 辛世杰^{1*}

(1. 中国科学院 上海技术物理研究所, 上海 200083;

2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要:为进一步提高红外辐射基准载荷阻值测量系统在航天电磁环境下的测量稳定性和抗干扰能力,提出一种噪声分析与数字平均滤波参数优化方法。针对测量系统低数据获取速率下的噪声频率混叠,通过获取多组欠采样数据进行噪声频率恢复,并给出速率存在偏差下的频率恢复校正方式;对测量过程进行等效频率响应建模,构造平衡噪声抑制效果和数据获取时长的代价函数对数字平均滤波参数进行优化。实验结果表明,在低于 31 Hz 的数据获取速率下,实现了 50~8 765 Hz 的干扰频率识别,优化所得滤波参数对干扰的抑制优于 47 dB,相较于常规参数,电压测量噪声峰值由 7.151 7 mV 降低至 0.076 5 mV,阻值测量稳定性由 0.097 27 Ω 优化至 0.001 38 Ω 。该分析优化流程能够在较低的数据获取速率条件下准确识别噪声,实现多频辨别与混叠成分分析,进而指导滤波参数优化,为红外辐射基准载荷精密阻值测量系统应对航天复杂电磁环境提供了可靠的解决方案。

关 键 词:精密阻值测量;噪声分析;多速率采样;数字平均滤波

中图分类号:TP802.6 文献标识码:A

doi:10.37188/OPE.20263413.2092

CSTR:32169.14.OPE.20263413.2092

Noise analysis and optimization for precision resistance measurement system for infrared radiation reference satellites in complex electromagnetic environments

GONG Boying^{1,2}, SUN Jun¹, GU Mingjian¹, DING Lei¹, XIN Shijie^{1*}

(1. Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200083, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

* Corresponding author, E-mail: sh__jie@163.com

Abstract: To enhance the measurement stability and interference immunity of the resistance measurement system in infrared radiation reference satellites, we propose a noise analysis and digital averaging parameters optimization method. The method addresses frequency aliasing at low data acquisition rates by recovering noise frequencies through multiple under-sampled data sets, while providing recovery correction for sampling rate deviations. We perform equivalent frequency response modeling of the measurement process and optimize the digital averaging parameters by constructing a cost function that balances noise suppres-

收稿日期:2026-05-04;修订日期:2026-06-10.

基金项目:国家重点研发计划资助项目(No. 2023YFB3905403)

sion effectiveness and data acquisition time. The experiments show that the method achieves frequency identification in the 50 Hz to 8765 Hz range at data acquisition rates below 31 Hz; the optimized filter parameters provide suppression of the environmental interference exceeding 47 dB. Compared with conventional parameters, the peak noise of the voltage measurement is reduced from 7.1517 mV to 0.0765 mV, and the stability of the resistance measurement is improved from 0.09727 Ω to 0.00138 Ω . The analysis-optimization workflow allows accurate noise identification at low data acquisition rates, realizes multi-frequency discrimination and aliasing component analysis, and guides the optimization of filter parameters, thus providing a reliable solution for the precision resistance measurement system operating in complex electromagnetic environments of infrared radiation reference satellites.

Key words: precision resistance measurement; noise analysis; multi-rate sampling; digital averaging filter

1 引言

作为载荷热控与辐射定标的前提,航天器温度测量精度直接影响载荷的定标准确性^[1-2]。《全球气候变化监测对于观测系统的挑战》报告指出,气候监测所需辐射温度测量应具有优于0.1 K的不确定度以及0.04 K每十年的稳定性,更加需要稳定且高精度的测温系统对黑体辐射源参数进行获取并溯源^[3-4]。为满足高量化要求,中国提出空间辐射测量基准卫星计划并启动“红外发射谱段空间辐射基准载荷技术”等基准任务,旨在推动星载辐射定标向更高准确度和可溯性发展。

红外辐射基准载荷配备星载定标黑体辐射源作为标准辐射参考,采用热敏铂电阻进行高精度温度测量,因此,铂电阻阻值测量精度与稳定性直接决定了载荷温度测量与辐射定标结果的可靠性^[5]。然而,载荷内部电磁环境复杂,不同来源的电磁干扰限制了测量的精度和稳定性^[6]。实际系统中常见的干扰源包括:制冷机、加热片等载荷温控设备工作时产生的80 Hz, 500 Hz基频及其谐波干扰^[7];载荷中开关电源和通信设备等产生的高频电磁干扰。高精度频率识别常通过变频或构建正交IQ序列等方式获取高分辨率频谱完成^[8-9],但目前红外辐射基准载荷中阻值测量系统依赖硬件低通滤波器进行模拟前置抗干扰处理,在滤波器阶跃响应稳定时间限制下,系统仅能以低速率进行数据采集,难以获取足够带宽的频谱识别干扰频率。

红外辐射基准载荷阻值测量系统在数字域通过启用高性能模数转换器LTC2380芯片中集

成的数字平均滤波功能,实现对电路中热噪声、散粒噪声及部分高频干扰的抑制。有文献中设置滤波点数为10 000对铂电阻进行测量^[10],得到阻值测量结果偏离均值最大约为 $9.6 \times 10^{-3} \Omega$,测量不确定度为 $1.9 \times 10^{-3} \Omega$ 。然而,该滤波点数的设计主要从随机噪声抑制角度出发,并未针对具有频率特征的噪声开展频率识别与滤波参数优化。目前,对于载荷中通信、制冷等设备引入的周期性干扰,常通过实验调试确定最优参数以实现干扰频率的抑制,但载荷长期工作过程中,器件晶振的温漂和老化会使各干扰源设备工作频率发生漂移^[11]。以常见的高精度晶振LTC6930为例,其输出频率年漂移量约为 $\pm 89 \times 10^{-6}$,即耦合进阻值测量系统的1 MHz噪声可能在 ± 89 Hz内漂移,导致一次调试确定的最优参数下系统对固定频率干扰的抑制仍难长期有效。当干扰频率在设备长期使用过程中发生显著漂移时,需重新进行完整调试,成本高、周期长。

对于频率随时间变化的干扰,通信、电力和机械振动等场景下多采用自适应陷波滤波器以及基于锁相环和卡尔曼滤波的方法进行频率估计和动态抑制^[12-14],但此类方法依赖于较高的数据获取速率以及较强的在线迭代计算能力,难以适用于红外辐射基准载荷精密阻值测量的低速率场景。多速率欠采样技术为数据获取速率受限条件下的宽频干扰识别提供了可行途径,可在一定条件下利用远低于奈奎斯特采样速率的数据序列进行混叠频率重建。近年来,基于互质欠采样、多通道欠采样进行重构的研究在精确估计方面取得了显著进展^[15-16]。然而,该类研究多基

于理想数据获取速率假设,关注混叠频率恢复本身,对实际硬件系统中由时钟非理想等因素引起的速率偏差考虑不足;此外,已有研究开始关注宽带欠采样系统中的时序失配问题^[17],这表明时钟非理想已成为影响欠采样频率恢复方法精度的重要因素。对于长期在轨运行的基准载荷,微小的数据获取速率偏差可能经高阶混叠放大,导致基于多速率方法的频率识别结果偏差变大,影响数字平均滤波参数设计,抑制效果难以保持最优。

针对上述问题,本文面向红外辐射基准载荷中的精密阻值测量需求,根据系统阻值测量原理和数字平均滤波特性进行频率响应建模,结合多速率欠采样技术和数据获取速率偏差修正实现干扰频率识别,并基于频率识别结果实现数字平均滤波参数优化,在保证抑制效果的同时简化参数搜索流程,便于工程上快速设计与复用。

2 系统模型

2.1 精密阻值测量原理

本文采用基于恒流源的铂电阻和多参考电阻温度测量系统开展研究,通过恒流源激励式阻值比率法测量热敏铂电阻阻值^[18]。每获得一个温度数据需分时进行4次电压采集,通过切换恒流源方向及电压测量对象,获取与待测铂电阻相关的电压,以消除温差热电势及有源器件零点漂移误差影响,测量电路如图1所示。

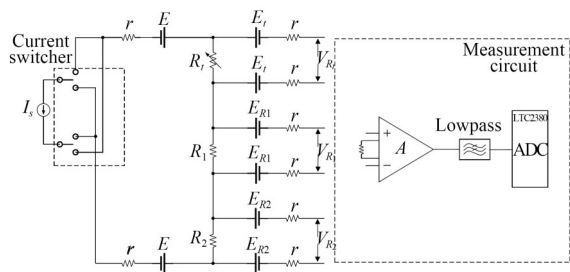


图1 恒流源式多参考比率测量电路

Fig. 1 Constant-current source-based multi-reference ratio measurement circuit

通过电压比较,选取与可变热敏铂电阻 R_t 当前阻值最接近的参考电阻 R_r ($r=1, 2$), 经4次测

量得到电压数据。考虑测量回路中存在热电势 E_t, E_{Rr} , 放大器增益漂移误差 α 以及放大器输出失调电压 ΔU , 4次测量电压表达式如下:

$$\begin{cases} V_1 = V_{R_t+} = (1 + \alpha) A (I_s \times R_t + E_t) + \Delta U \\ V_2 = V_{R_t-} = (1 + \alpha) A (-I_s \times R_t + E_t) + \Delta U \\ V_3 = V_{R_r+} = (1 + \alpha) A (I_s \times R_r + E_{Rr}) + \Delta U \\ V_4 = V_{R_r-} = (1 + \alpha) A (-I_s \times R_r + E_{Rr}) + \Delta U \end{cases}, \quad (1)$$

其中: V_1, V_2 表示待测铂电阻的正负电压测量值, V_3, V_4 表示参考电阻的正负电压测量值。通过下式计算铂电阻阻值:

$$R_t = R_r \times \frac{V_1 - V_2}{V_3 - V_4}. \quad (2)$$

2.2 电压信号模型与交流噪声构成

红外辐射基准载荷精密阻值测量系统的噪声来源可分为内部随机噪声、低频漂移噪声和外部周期性噪声。其中,内部随机噪声主要包括电阻热噪声、基准源噪声等;低频漂移噪声主要包括器件零点漂移、增益漂移;外部周期性噪声主要包括环境电磁场和载荷设备工作时耦合的共模噪声、测量通道和仪表放大器切换时产生的开关噪声等。

本文重点关注具有明确频率特征的外部周期性窄带噪声,该类噪声在阻值测量结果中表现为周期性波动,影响系统长期测量的稳定性。为了分析稳态测量过程中噪声对结果的影响,将电压信号表示为有效信号与交流噪声之和:

$$V_i = V_{i, \text{true}} + \eta_i, \quad i = 1, 2, 3, 4, \quad (3)$$

其中:携带温度信息的有效成分 $V_{i, \text{true}}$ ($i=1, 2$) 为缓变的电压信号,参考电阻的电压测量值有效成分 $V_{i, \text{true}}$ ($i=3, 4$) 在该表示方法下可视为直流分量, η_i 是叠加的交流噪声分量,包含若干具有特定频率的干扰。

将式(3)代入式(2),令:

$$\begin{cases} \Delta V_{\text{true}} = V_{1, \text{true}} - V_{2, \text{true}} \\ \eta_{\Delta 1} = \eta_1 - \eta_2 \\ \Delta V_{\text{ref}} = V_{3, \text{true}} - V_{4, \text{true}} \\ \eta_{\Delta 2} = \eta_3 - \eta_4 \end{cases}, \quad (4)$$

其中: $\Delta V_{\text{true}}, \eta_{\Delta 1}$ 表示铂电阻正负电压差的有效项和噪声项, $\Delta V_{\text{ref}}, \eta_{\Delta 2}$ 表示参考电阻正负电压差的直流项和噪声项,阻值计算式中的比率系数表

示为:

$$k = \frac{\Delta V_{\text{true}} + \eta_{\Delta 1}}{\Delta V_{\text{ref}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\eta_{\Delta 2}}{\Delta V_{\text{ref}}}} = \frac{\Delta V_{\text{true}} + \eta_{\Delta 1}}{\Delta V_{\text{ref}}} \cdot \left[1 - \frac{\eta_{\Delta 2}}{\Delta V_{\text{ref}}} + O\left(\frac{\eta_{\Delta 2}}{\Delta V_{\text{ref}}}\right)^m \right], \quad (5)$$

即对 $\frac{\eta_{\Delta 2}}{\Delta V_{\text{ref}}}$ 项进行 m 阶泰勒展开。

基于实际测量获取的 V_3, V_4 各 10 000 个数据点,计算得该项最大值为 5.53×10^{-4} 。

对式(5)取泰勒级数阶数为 2,展开式中包含理想测量条件下的有效成分 $\frac{\Delta V_{\text{true}}}{\Delta V_{\text{ref}}}$,线性噪声成分

$\frac{1}{\Delta V_{\text{ref}}} \eta_{\Delta 1}$ 和 $\frac{\Delta V_{\text{true}}}{\Delta V_{\text{ref}}^2} \eta_{\Delta 2}$,高阶噪声成分 $\frac{\Delta V_{\text{true}}}{\Delta V_{\text{ref}}^3} \eta_{\Delta 2}^2, \frac{1}{\Delta V_{\text{ref}}^2} \eta_{\Delta 1} \eta_{\Delta 2}$ 和 $\frac{1}{\Delta V_{\text{ref}}^3} \eta_{\Delta 1} \eta_{\Delta 2}^2$ 。定义噪声

相对幅值为噪声成分幅值和有效成分幅值之比,视各噪声成分同频同相以给出噪声上界,计算得到线性噪声成分引入噪声相对幅值小于 -58 dB,高阶噪声成分引入噪声相对幅值小于 -124 dB,即测量结果主要受原始交流噪声干扰,而高阶互调噪声引入干扰较小。相较于铂电阻的电压测量值 V_1, V_2 ,参考电阻电压测量值 V_3, V_4 中不包含温度变化的信号,因此实践中对 η_3 或 η_4 进行频谱分析以获取噪声特征,可简化数据采集过程,加快噪声分析和系统设计。

3 欠采样频率识别理论

3.1 欠采样及频谱混叠

为了使对 η_3 或 η_4 的频谱分析能最大程度反映系统整体噪声特征,在进行电压数据采集时,保留阻值测量中切换开关的 Turn-On/Off 过程,受限干红外辐射基准载荷阻值测量系统的硬件电路中低通滤波器的阶跃响应,该过程引入至少 15 ms 的电路稳定时间。因此,在不考虑 ADC 转换时间的情况下,系统对单个电压的数据获取速率上限约 66 Hz,对高于 33 Hz 的频率成分,将无法通过分析电压数据的频谱进行有效分辨。系统中存在其他载荷设备工作时通过电磁耦合引入的共模噪声,因此数据采集过程会对这些高于

33 Hz 的频率成分进行欠采样,最终在噪声分析阶段表现出频谱混叠现象。

设 $f_s^{(r)}$ 为第 r 次采集的数据获取速率,对于频率为 f_{signal} 的单一正弦信号,它经过欠采样后的混叠频率 f_{alias} 满足:

$$f_{\text{alias}} = |n \cdot f_s^{(r)} \pm f_{\text{signal}}| \leq \frac{f_s^{(r)}}{2}, n \in \mathbb{Z}, \quad (6)$$

其中: n 为混叠阶数,使 f_{alias} 落入奈奎斯特带宽范围。然而,当存在混叠时,由式(6)反推可能的原始信号频率集合为:

$$S_{\text{signal}}^{(\text{est})}(f_s^{(r)}, f_{\text{alias}}) = \{n \cdot f_s^{(r)} + f_{\text{alias}}, n \cdot f_s^{(r)} - f_{\text{alias}} | n \in \mathbb{Z}\}. \quad (7)$$

只有进一步引入不同数据获取速率得到其他混叠频率,才能通过反推所得原始信号频率集合进行交集运算,进而确定共同满足所有采样条件的真实频率,即多速率欠采样。

3.2 多速率欠采样频率恢复

低数据获取速率频率混叠系统的多速率欠采样频率恢复流程如图 2 所示。

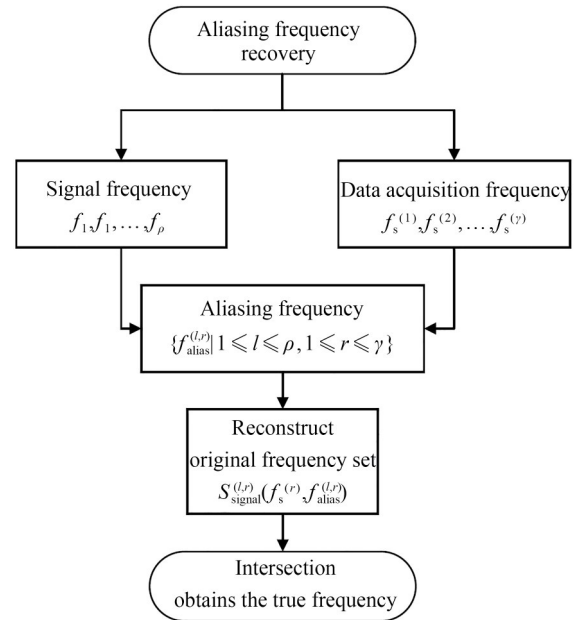


图 2 多速率欠采样频率恢复流程

Fig. 2 Multi-rate under-sampled frequency recovery process

已有多速率欠采样频率估计研究将待分析信号表示为复指数信号^[19-20],分析中假设信号包含 p 个不同的频率分量 $f_1, f_2, \dots, f_p$,用 γ 个不同的数据获取速率 $f_s^{(1)}, f_s^{(2)}, \dots, f_s^{(\gamma)}$,对该信号进行欠

采样,信号原始频率、数据获取速率及混叠频率之间满足:

$$f_l = n_{l,r} f_s^{(r)} + f_{\text{alias}}^{(l,r)}, \quad (8)$$

其中: $1 \leq l \leq \rho, n_{l,r} \in \mathbb{Z}, 1 \leq r \leq \gamma, 0 \leq f_{\text{alias}}^{(l,r)} < f_s^{(r)}$.

目标是在 γ 次欠采样后,从一系列混叠频率谱 $\{f_{\text{alias}}^{(l,r)}\}$ 中恢复原始频率 $\{f_1, f_2, \dots, f_\rho\}$, 令:

$$\gamma = \eta \cdot \rho + \theta, \gamma, \rho, \eta \in \mathbb{Z}, 0 \leq \theta < \rho, \quad (9)$$

$$f_s^{(\eta)} = \begin{cases} \min_{1 \leq r_1 < \dots < r_\eta \leq \gamma} \left\{ \text{lcm} \left[f_s^{(r_1)}, f_s^{(r_2)}, \dots, f_s^{(r_\eta)} \right] \right\}, & \eta \geq 1 \\ 0, & \eta = 0 \end{cases} \quad (10)$$

即从 γ 个采样率中穷举所有 η 元组合,取组合中最小公倍数的最小值作为 $f_s^{(\eta)}$,则根据 γ 次欠采样可进行唯一频率恢复的条件是待测信号中的频率满足:

$$\max \{f_1, f_2, \dots, f_\rho\} < \max \{f_s^{(\eta)}, f_s^{(1)}, f_s^{(2)}, \dots, f_s^{(\gamma)}\}. \quad (11)$$

以上过程将待测信号建模为复指数形式,规定了多速率欠采样可唯一恢复的频率范围。然而,实际工程中待分析信号通常为实信号,根据傅里叶变换性质,其频谱应为关于零频共轭对称的谱线 $f_{\text{alias}}^{(r)}$ 与 $-f_{\text{alias}}^{(r)}$,工程上通常仅观察频谱正半轴的表现,即对信号做单边傅里叶变换。因此,单边谱中观测到的混叠频率在进行频率恢复时需考虑该共轭对称特性,即对单边谱同时进行“ $\pm$ ”恢复,即式(7)所示含义,引入符号 $\sigma \in \{+1, -1\}$,将式(8)重写为:

$$f_{l,r}^{(\text{est})} = n_{l,r} f_s^{(r)} + \sigma f_{\text{alias}}^{(l,r)}, \quad (12)$$

其中: $n_{l,r} \in \mathbb{Z}, 1 \leq l \leq \rho, 1 \leq r \leq \gamma, 0 \leq f_{\text{alias}}^{(l,r)} < \frac{f_s^{(r)}}{2}$.

当观测到的混叠频率是原始正频段混叠频率时, $\sigma = +1$;反之,当混叠频率是镜像混叠频率时, $\sigma = -1$,通过引入符号 σ ,可在统一表达式下同时描述工程上实信号单边谱分析中两类可能的频率恢复场景。在后续分析中, $f_{\text{alias}}^{(l,r)}$ 始终表示单边傅里叶变换的正频率值。

多速率欠采样中数据获取速率的选取需同时满足系统约束和频率恢复要求。在该红

外辐射基准载荷阻值测量系统中,受开关切换后模拟低通滤波器阶跃响应的 15 ms 稳定时间限制,单个电压的数据获取速率不超过 66 Hz,因此选取欠采样速率时应以此速率为上限。由式(6)可知,当原始频率与数据获取速率之间满足或近似满足整倍数关系时,干扰频率可能混叠至 0 Hz 或近直流频段。本系统的运行环境中存在开关电源、制冷机及加热片等设备,耦合入测量系统的干扰频率常表现为整十、整百赫兹的设备工作频率,为避免此类干扰混叠至近直流频段,与系统本身的直流有效分量、铂电阻的缓慢温漂难以区分,实践中应避免选取与常见干扰频率存在整倍数关系的数据获取速率,以便于后续的频率峰值提取和频率恢复。

此外,由式(10)和式(11)可知,多速率欠采样的可唯一恢复频率范围与所选取数据获取速率组合的最小公倍数有关。为提高可唯一恢复上限,应优先选取两两互质或最小公倍数较大的数据获取速率组合。

综合上述因素,本文选取 31, 29, 26, 23, 21, 19 Hz 作为多速率欠采样中的数据获取速率组合。该组速率在 66 Hz 限制下留有两倍工程裕量,两两互质,且避开了 20, 25, 30 Hz 等易与常见干扰形成近整倍数关系的速率。表 1 列出在本文数据获取速率组合下进行多速率欠采样频率恢复时,目标频率数量 ρ 以及由式(11)所确定的频率恢复上限。

表 1 频率数量与频率恢复上限

Tab. 1 Number of frequencies and upper limit for recovery

ρ	1	2	3
$\max(f_1, f_2, \dots, f_\rho)$	>200 MHz	9 177 Hz	399 Hz

图 3 为采用上述数据获取速率对含有 3 个不同频率分量信号进行频率恢复的过程仿真。理想条件下,所用 6 组速率可对包含 3 个频率分量且最高频率不超过 399 Hz 的信号进行唯一频率恢复。可在 66 Hz 以内增设更多数据获取速率以扩大此范围,或按照谱线强度对各分量逐一进行恢复。

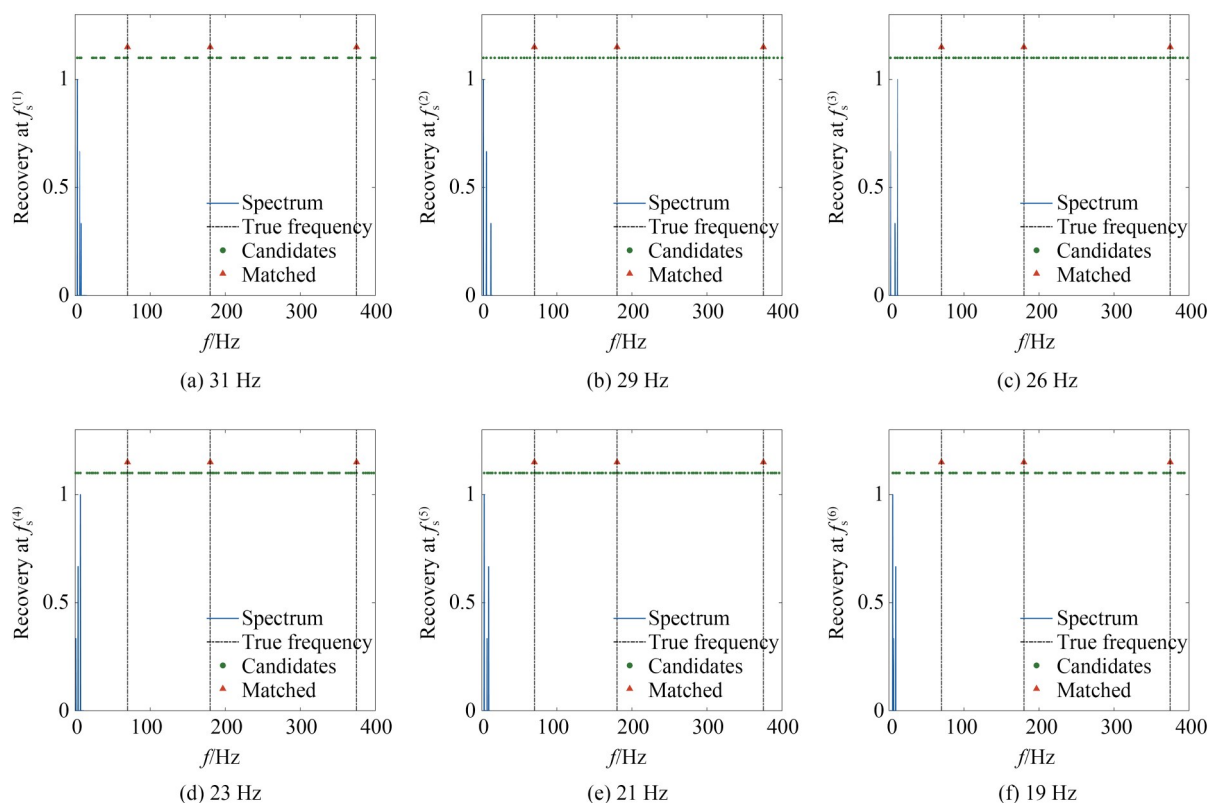


图 3 多数据速率欠采样频率恢复仿真

Fig. 3 Multi-rate under-sampled frequency recovery simulation

3.3 数据获取速率偏差下的频率恢复

在红外辐射基准载荷阻值测量系统中,受限于时钟晶振离散化分频系数等因素,实际数据获取速率与理想速率之间存在微小偏差 $\Delta f^{(r)}$ 。假设实际数据获取速率为:

$$f_s^{(r)'} = f_s^{(r)} + \Delta f^{(r)}. \quad (13)$$

代入式(12)并考虑小偏差不足以引起频率的跨阶数混叠,得到的真实混叠频率为:

$$\begin{aligned} f_{\text{alias}}^{(l,r)'} &= \sigma(f_l - n_{l,r}' f_s^{(r)'}) = \\ &= \sigma(n_{l,r} f_s^{(r)} + \sigma f_{\text{alias}}^{(l,r)} - \sigma n_{l,r}' (f_s^{(r)} + \Delta f^{(r)})) = \\ &= f_{\text{alias}}^{(l,r)} - \sigma \cdot n_{l,r} \Delta f^{(r)}. \end{aligned} \quad (14)$$

在估计原始频率时,仍采用理想采样率进行恢复,得到一系列可能的原始频率:

$$\begin{aligned} f_{l,r}^{(\text{est})} &= n_{l,r} f_s^{(r)} + \sigma f_{\text{alias}}^{(l,r)} = \\ &= n_{l,r} f_s^{(r)} + \sigma f_{\text{alias}}^{(l,r)} - n_{l,r} \Delta f^{(r)}. \end{aligned} \quad (15)$$

由式(15)计算的原始频率与真实原始频率之间误差为:

$$\delta f_{l,r} = f_l - f_{l,r}^{(\text{est})} = n_{l,r} \Delta f^{(r)}. \quad (16)$$

误差随混叠阶数的增加逐渐积累,误差的

正负仅取决于速率偏差 $\Delta f^{(r)}$ 的正负,而与该混叠频率是正频段混叠还是镜像混叠无关。为了在数据获取速率存在微小误差的情况下保证频率恢复的稳定性,建立频率容差区间,以刻画速率偏差对多速率欠采样频率恢复的影响。

假设对所有使用的数据获取速率 $f_s^{(1)} \sim f_s^{(r)}$, 其理想值与真实值之间的最大偏差满足:

$$\max\{|\Delta f^{(1)}|, |\Delta f^{(2)}|, \dots, |\Delta f^{(r)}|\} \leq \Delta f_{\text{max}}. \quad (17)$$

则在第 r 个数据获取速率下,由第 l 个原始频率得到混叠频率 $f_{\text{alias}}^{(l,r)'}$, 以该混叠频率恢复出的单通道频率误差不超过 $|n_{l,r}| \Delta f_{\text{max}}$, 定义容差区间:

$$I_{l,r} = [f_{l,r}^{(\text{est})} - \delta f_{l,r}, f_{l,r}^{(\text{est})} + \delta f_{l,r}]. \quad (18)$$

在对不同数据获取速率下得到的估计频率进行一致性判断时,若不同速率 $f_s^{(p)}, f_s^{(q)}$ 下的估计频率 $f_{l,p}^{(\text{est})}$ 和 $f_{l,q}^{(\text{est})}$ 来源于同一真实频率 f_l , 应满足:

$$|f_{l,p}^{(\text{est})} - f_{l,q}^{(\text{est})}| \leq (|n_{l,p}| + |n_{l,q}|) \Delta f_{\text{max}}. \quad (19)$$

反之,若两个估计频率满足式(19),则可将

其判定为来源于同一频率,这符合 3.3 节的推导,混叠阶数大的频率,其可接受的容差范围也相应变大。需指出,除由数据获取速率引起的偏差外,实际系统中的容差范围还应结合目标恢复频率自身偏差进行综合设计。

将满足式(19)的多采样率通道中的估计频率进行融合,以得到对真实频率 f_i 的最优估计频率 $\bar{f}_i$ 。融合方式为各数据获取速率通道估计值的加权形式,即:

$$\bar{f}_i = \sum_r \omega_{l,r} f_{l,r}^{(est)}, \sum_r \omega_{l,r} = 1. \quad (20)$$

为计算融合权重,假设各通道对真实频率的恢复误差 $e_{l,r}$ 在其容差区间内服从均匀分布,则该误差的方差为:

$$\sigma_{l,r}^2 = \text{Var}(e_{l,r}) = \frac{\delta f_{l,r}^2}{3}, \delta f_{l,r} = n_{l,r} \Delta f^{(r)}. \quad (21)$$

使用拉格朗日乘子法,将加权均方误差最小化在式(20)约束下进行权重求解:

$$\begin{cases} \mathcal{L} = \sum_r \omega_{l,r}^2 \sigma_{l,r}^2 - \lambda \left(\sum_r \omega_{l,r} - 1 \right) \\ \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \omega_{l,r}} = 0 \\ \sum_r \omega_{l,r} = 1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \lambda = \frac{2}{\sum_r \frac{1}{\sigma_{l,r}^2}} \\ \omega_{l,r} = \frac{\frac{1}{\sigma_{l,r}^2}}{\sum_r \frac{1}{\sigma_{l,r}^2}} \end{cases}. \quad (22)$$

由此得到最优估计频率及对应的频率恢复误差标准差为:

$$\bar{f}_i = \frac{\sum_r f_{l,r}^{(est)}}{\sum_r \frac{1}{\delta f_{l,r}^2}}, \sigma_{\bar{f}_i} = \sqrt{\frac{1}{3 \sum_r \frac{1}{\delta f_{l,r}^2}}}. \quad (23)$$

式(23)表明,在仅考虑数据获取速率偏差时,频率恢复可将容差区间宽度与权重对应。当通道数据获取速率误差较小时,在融合估计中赋予更大权重,而误差大的通道权重设置更小,以防止大误差主导融合结果。

为说明不同数据获取速率通道及多速率融合所得结果随目标频率变化的误差特性,将 31 Hz 至 19 Hz 6 个数据获取速率对应的最大偏差按 10^{-6} Hz 至 10^{-3} Hz 对数等间隔设置,对于每一目标频率 f_i ,计算其在本文采用的 $r=6$ 个数据

获取速率下对应的混叠阶数 $n_{l,r}$,再由式(21)和式(23)计算每一数据获取速率下的恢复误差标准差及平均融合、加权融合后的误差标准差,结果如图 4 所示。

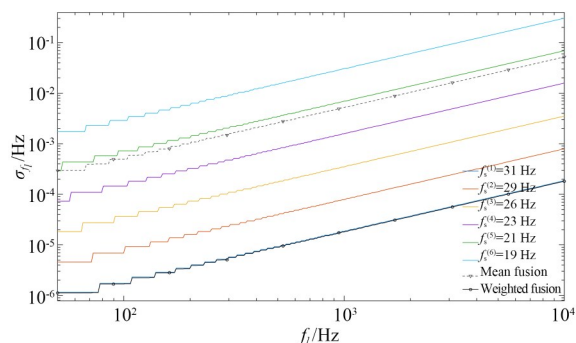


图 4 单速率,平均融合及加权融合下的频率恢复误差标准差

Fig. 4 Standard deviation of frequency recovery error under single-rate, average fusion and weighted fusion

由图 4 可见,随着目标频率升高,各数据获取速率通道对应的混叠阶数整体增大,由数据获取速率偏差引起的频率恢复的误差标准差随之增大。不同通道之间的误差差异由数据获取速率偏差 $\Delta f^{(r)}$ 与该速率下的混叠阶数 $n_{l,r}$ 共同决定。

对比直接平均融合和按通道误差加权融合的结果,直接平均的方法对各通道赋予相同权重,无法削弱大误差通道对融合结果的影响,因此融合后的误差标准差显著大于加权融合的误差标准差。而加权融合方法根据各通道误差分别设置权重,可有效避免大误差通道影响融合结果。

4 系统频率响应建模与抑噪代价函数

在 FPGA 中设计 FIR 或 IIR 型数字低通滤波器,需要 FPGA 反复触发 ADC 转换、读取转换结果,并对原始数据流进行实时处理,这会显著增加数据吞吐量和 FPGA 资源占用,并且带来较大的调试复杂度。因此,红外辐射基准载荷精密阻值测量系统采用 Analog Devices 公司生产的 LTC2380-24 型号 ADC 完成信号采集。该器件

为 24 位逐次逼近型模数转换器,典型非线性仅 $\pm 0.5 \times 10^{-6}$,内部集成实时数字平均滤波器,能对 1 至 65 536 个转换结果实时平均,可将输入信号的动态范围从 101 dB(1.5 MSa/s)改善至 145 dB(30.5 Sa/s)。

为将多速率欠采样的识别结果用于测量系统的抗噪声设计,测量过程建立“开关-抽样-数字平均”一体化模型。红外辐射基准载荷阻值测量系统中,ADC 抽样速率为 f_s ,抽样周期为 T_s ,每一个电压数据的测量包括电路稳定时间 T_{stable} 、LTC2380 芯片中进行抽样并做 N 点平均滤波的时间 NT_s 以及程序运行和数据传输时间。等效为:被测连续信号在理想抽样函数 $p(t)$ 、长度为 N 的离散平均滤波 $h[n]$ 以及周期性开关 $u(t)$ 共同作用下,其中 $u(t)$ 仅在抽样与平均时间 NT_s 内取有效值。

输入理想冲激信号 $\delta(t)$,则上述等效处理的输出频谱即是系统的频率响应。特别地,在平均滤波点数 $N \gg 1$ 和信号频率 $f \ll f_s$ 的典型应用下,系统频率响应可近似写为:

$$F_R(f) \approx N \cdot \text{sinc}^2\left(f \frac{N}{f_s}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f \frac{N}{f_s}\right). \quad (24)$$

可以看出,系统频率响应的主瓣宽度和零点位置仅由 $\frac{f_s}{N}$ 决定。根据该特性,结合多速率欠采

样识别到的噪声频率,指导系统进行数字平均滤波器设计,可定点滤除特定频率的噪声,从而提高系统的测量稳定性。定义噪声抑制函数:

$$J(f_s, N) = \sum_{i=1}^p P(f_i) |F_R(\bar{f}_i; f_s, N)|^2. \quad (25)$$

式(25)表示对所有噪声频率的功率抑制效果。直接以最小化 J 为目标进行搜索往往倾向于选择极端参数,即通过低 ADC 抽样速率配合极大的平均滤波次数,使系统频率响应拥有密集的零点,从而全面抑制噪声,但这显著降低了系统的时间性能。为此,引入时间约束构建代价函数:

$$C_{\text{cost}}(f_s, N) = \omega \cdot J(f_s, N) + (1 - \omega) \cdot \frac{N}{f_s}. \quad (26)$$

代价权重 ω 用于根据应用场景调整噪声抑制性能与时间成本的相对重要性,以最小化 $C_{\text{cost}}(f_s, N)$ 为目标进行计算,即可对噪声抑制效果和时间成本进行联合优化。

5 实 验

为验证多速率欠采样频率识别方法及参数优化策略在红外辐射基准载荷阻值测量系统中的有效性,实验从算法多频识别能力与系统实测效果两个层面开展研究。实验系统组成及数据处理流程如图 5 所示。

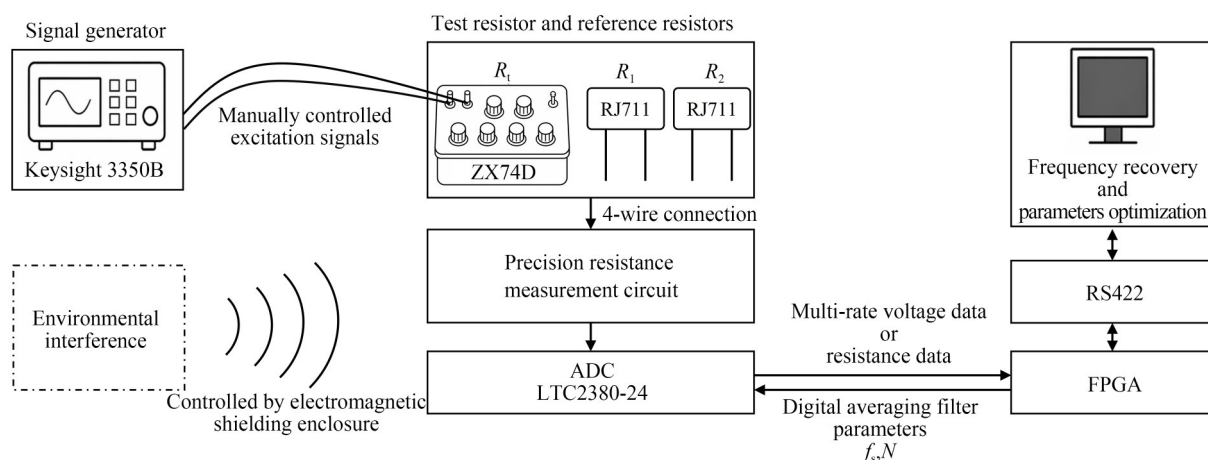


图 5 实验系统组成与数据处理流程

Fig. 5 Experimental system structure and data processing workflow

红外辐射基准载荷阻值测量系统采用高稳定性恒流源进行模拟电路驱动。实验中选用阻值分别为 $R_1=75\ \Omega$ 和 $R_2=80\ \Omega$ 的 RJ711 型精密合金箔固定电阻器作为参考电阻,其温漂系数为 $2 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$,可有效减小支路热效应引入的测量波动。由于实验条件下难以对铂电阻阻值进行高稳定、高分辨率调节,本文采用 ZX74D 型直流电阻箱模拟待测电阻 R_t ,并调至阻值 $78\ \Omega$ 接入精密阻值测量电路。

严格构建频率、幅值及耦合路径均可控的电磁辐射干扰环境,需要射频信号源、功率放大器、发射天线、屏蔽暗室或屏蔽箱等设备,以保证电磁干扰能够可控地耦合至精密阻值测量链路。实验阶段暂不具备可控辐射电磁环境构建条件,因此设计激励实验作为已知频率激励下的算法验证。实验时,使用 Keysight 公司生产的 33500B 型信号发生器产生频率可控的信号,通过信号导线接至待测电阻支路,以引入已知频率成分。环境电磁干扰通过空间辐射或传导耦合方式作用于整个阻值测量系统,并在引线不平衡、电路共模抑制能力有限等因素下转化为测量噪声,通过启用或移除电磁屏蔽罩构建低干扰的屏蔽条件和存在环境干扰的非屏蔽条件。

测量电路输出的模拟信号经 LTC2380-24 型 ADC 转换送入 FPGA,并通过 RS422 接口与上位机通信。上位机首先根据获取的多速率电压数据进行干扰频率恢复与滤波参数优化,并将优化后的滤波参数 f_s 、 N 回传至 FPGA,控制 ADC 进行数据采集与平均滤波。在优化参数下,再次采集电压数据进行混叠功率谱分析,或按照该参数进行阻值测量,以验证本文所提频率识别与参数优化方法的有效性。

5.1 多频激励下的算法验证

基于表 1 所列频率恢复上限,采用 Keysight 公司生产的 33500B 型号信号发生器产生激励信号,构建低干扰双频场景和存在环境干扰的三频场景,验证红外辐射基准载荷阻值测量系统利用该算法在高频、多频及复杂干扰条件下的识别性能,并基于双频场景识别结果验证滤波参数计算方法的有效性。

系统对单个电压数据测量的最大数据获取速率为 $66\ \text{Hz}$,欠采样恢复所需的低速数据获取速率由上位机进行设定,选用多组速率对电压 V_3 进行采集。在实验过程中,ADC 抽样速率及数据获取速率均由 $10\ \text{MHz}$ 基准晶振分频产生,其中 ADC 抽样速率取晶振 16 分频后的时钟频率 $625\ \text{kHz}$,而对于每一目标数据获取速率,在分频系数离散取值限制下,均取分频方式下最接近理想值的可实现速率。各组理想数据获取速率 $f_s^{(r)}$ 及对应偏差 $\Delta f^{(r)}$ 如表 2 所示。

表 2 数据获取速率理想值与偏差

Tab. 2 Ideal data acquisition rates and deviations

r	$f_s^{(r)}/\text{Hz}$	$\Delta f^{(r)}/\text{Hz}$
1	31	-0.000 034 1
2	29	-0.000 034 8
3	26	0.000 026 0
4	23	-0.000 020 7
5	21	0.000 021 0
6	19	-0.000 007 6

由表 2 可知,由分频系数离散取值引入的数据获取速率偏差量级小于 $10^{-4}\ \text{Hz}$ 。根据 3.3 节所述,以 $10^{-4}\ \text{Hz}$ 作为数据获取速率偏差的上界估计,则在 500 阶混叠时,仅由该因素引起的单通道误差可达 $0.05\ \text{Hz}$ 。考虑频谱分辨率、峰值提取误差等因素,本文设置频率恢复时的容差范围为 $\pm 0.1\ \text{Hz}$ 。

5.1.1 低环境干扰的双频恢复实验

在加装屏蔽罩的低干扰环境下,注入 $0.8\ \text{V}$, $8\ 765\ \text{Hz}$ 和 $0.5\ \text{V}$, $1\ 234\ \text{Hz}$ 的激励信号,进行多速率采样与频率恢复。不同数据获取速率下的归一化频谱如图 6 所示。

根据不同数据获取速率下得到的峰值频率进行原始频率恢复,即:

$$\begin{cases} \bar{f}_1 = 8\ 765.034\ 30\ \text{Hz} \\ \bar{f}_2 = 1\ 234.003\ 97\ \text{Hz} \end{cases} \quad (27)$$

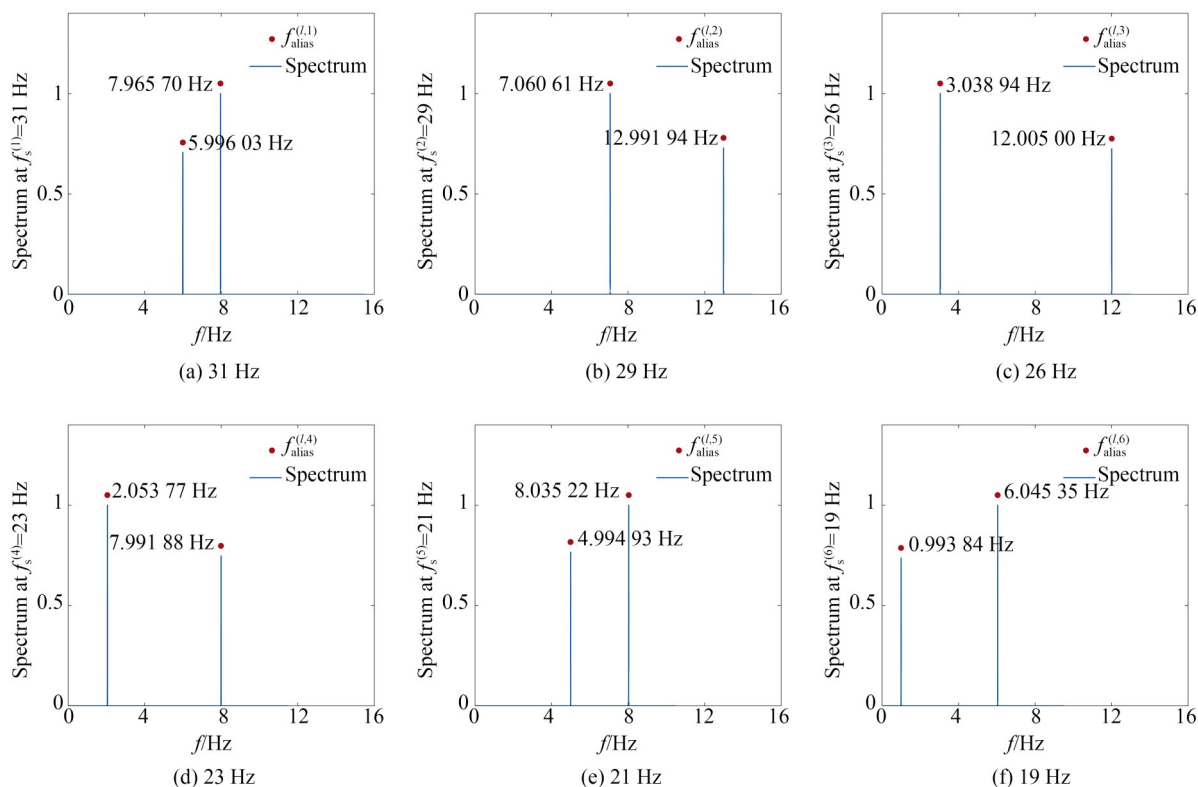


图 6 不同数据速率下的双频-欠采样频谱

Fig. 6 Dual-frequency under-sampled spectra at different data rates

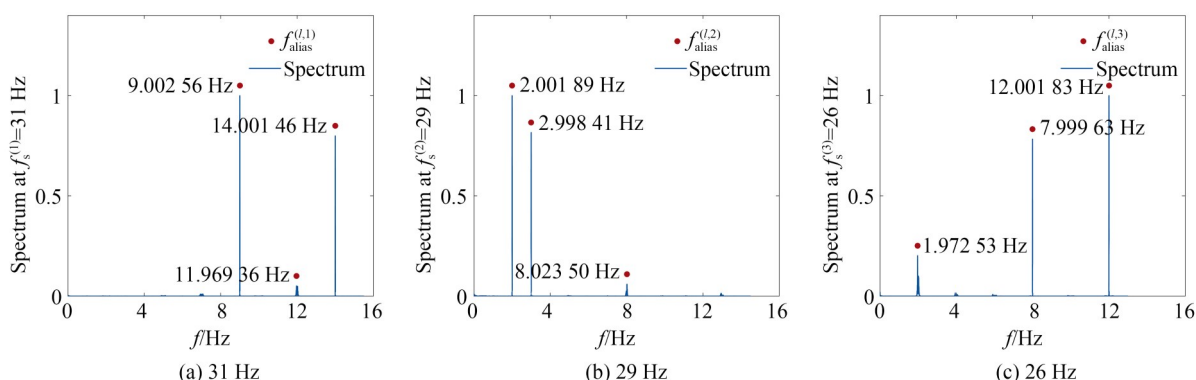
5.1.2 含环境干扰的三频恢复实验

去除屏蔽罩以引入环境干扰,注入 0.8 V, 350 Hz 和 0.5 V, 200 Hz 的激励信号,构建含环境干扰和激励信号的混合信号。不同数据获取速率下的归一化频谱如图 7 所示。

根据不同数据获取速率下的峰值频率进行原始频率恢复,得到:

$$\begin{cases} \bar{f}_1 = 350.00218 \text{ Hz} \\ \bar{f}_2 = 200.00124 \text{ Hz} \\ \bar{f}_{\text{Env}} = 50.03058 \text{ Hz} \end{cases} \quad (28)$$

以上结果表明,基于多速率欠采样的频率恢复方法能够在低干扰双频场景下准确恢复高频激励信号频率,并能在含环境干扰的三频混合场景下同时识别激励分量与环境干扰分量。说明



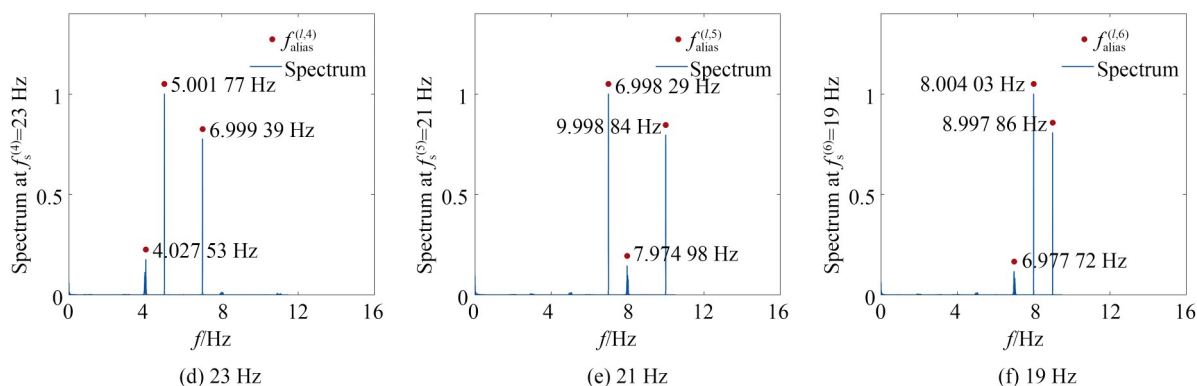


图 7 不同数据速度下的三频-欠采样频谱

Fig. 7 Tri-frequency under-sampled spectra at different data rates

本方法对高频、多频及复杂干扰条件均具有较好的频率辨识能力,可为后续滤波参数设计提供可靠支撑。

5.1.3 基于双频激励干扰的滤波参数优化验证

在双频激励识别结果的基础上,依据式(26)所述模型计算最优滤波参数,固定权重 $\omega = 1$ 与ADC抽样速率 $f_s = 625$ kHz,得到最优参数 $N = 14\,688$ 。将该参数与普通参数 $N = 16$ 以及仅针对环境噪声优化所得参数 $N = 12\,495$ 进行对比,得到的时域波形和混叠功率谱分别如图8、图9所示。其中,功率谱采用汉宁窗加窗后的周期图法计算,并以 $10 \log_{10}$ 变换后表示为单边功率谱密度形式,单位为 $\text{dB}(\text{V}^2/\text{Hz})$ 。以圆点标示该数据获取速率下激励信号的混叠频率,结果表明,基于识别频率计算得到的滤波参数可使

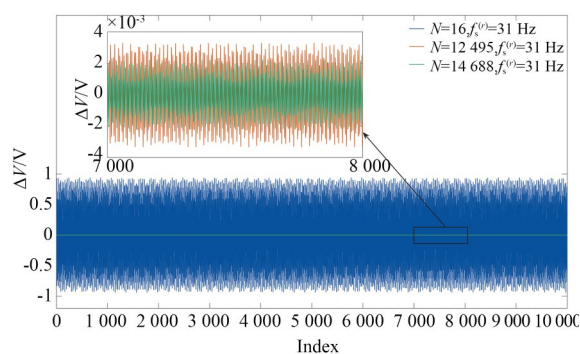
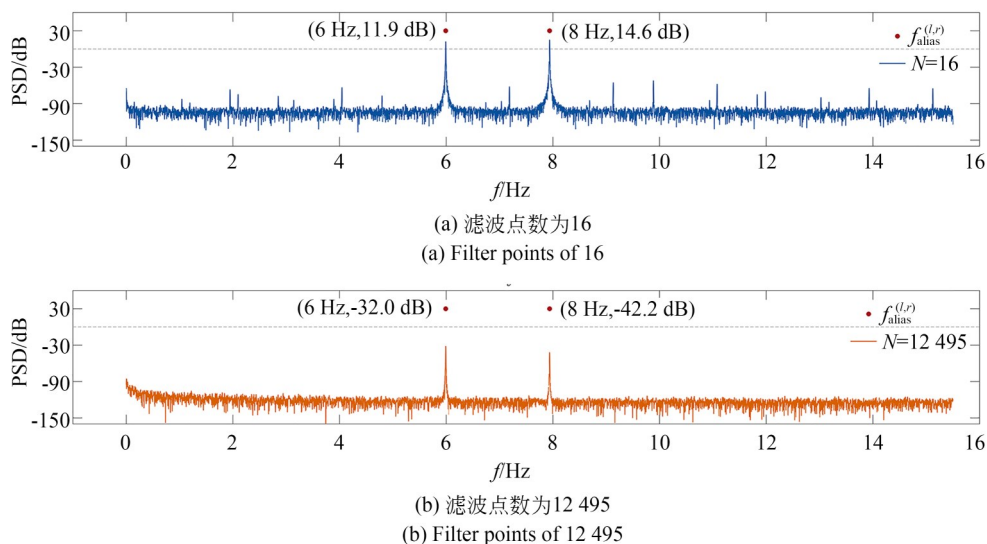


图 8 双频-不同滤波点数设置下电压噪声分量

Fig. 8 Dual-frequency voltage noise under different filter points

激励引起的噪声幅值由普通参数下的 $0.938\,8\text{ V}$ 降至 $2.225\,5\text{ mV}$,对两个激励频率的抑制效果分别达 48.4 dB 和 57.7 dB ,优于仅以环境干扰抑制



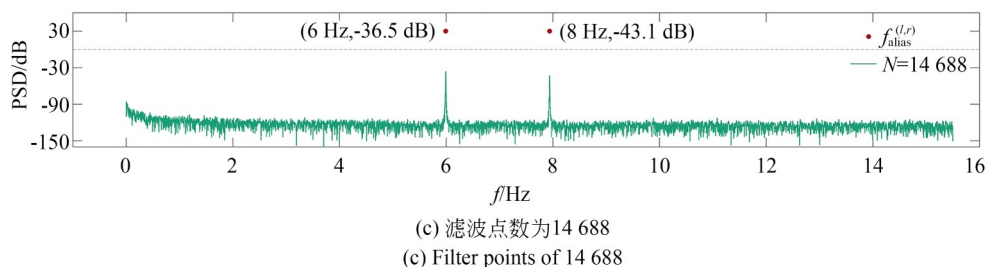


图9 双频-不同参数设置下电压噪声功率谱密度

Fig. 9 Dual-frequency power spectral density of voltage noise under different parameters

为目标所得参数的 3.337 3 mV 和抑制效果 43.9 dB, 56.8 dB, 验证了所提参数优化方法的有效性。

5.2 环境干扰下的算法验证

5.2.1 环境干扰频率识别

测量环境为无外部信号激励、未加装电磁屏蔽罩的实验室工作环境,同时存在精密阻值测量电路、直流电源、FPGA采集与通信模块、上位机以及多条电源线和信号连接线缆。环境干扰可能通过交流供电网络传导耦合,或通过空间电磁

辐射等方式影响阻值测量链路。在该实际测量条件下采集电压数据,以验证方法对真实环境耦合干扰的频率识别能力。

不同欠采样率下的归一化频谱如图 10 所示。

根据不同数据获取速率下的峰值频率进行原始频率恢复,得到:

$$\bar{f}_{\text{Env}} = 50.021\ 19\ \text{Hz}. \quad (29)$$

故实际测量环境中识别到的主要窄带干扰频率约为 50.02 Hz。结合实验室交流供电网络和测试线缆布置情况,判断该干扰主要来源于工

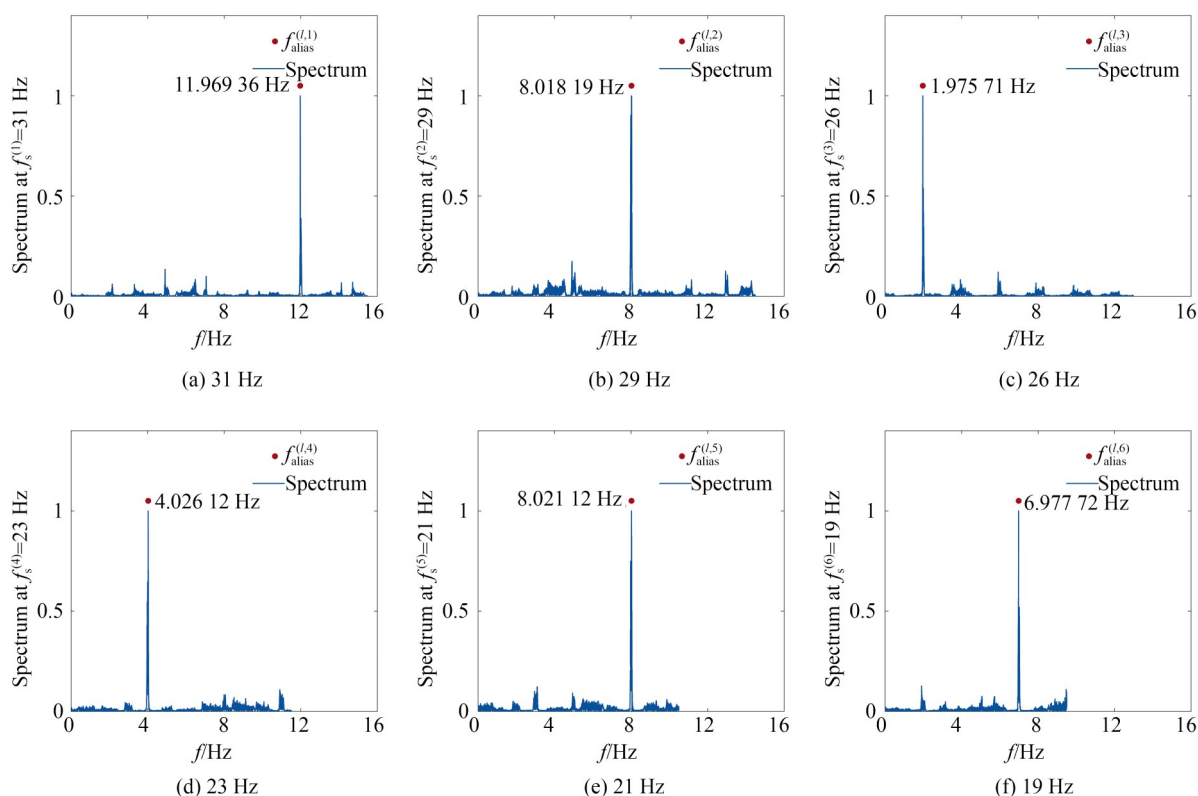


图10 不同数据速率下的环境干扰-欠采样频谱

Fig. 10 Environmental interference under-sampled spectrum at different data rates

频噪声经电源线、信号线及空间电磁耦合进入测量链路。因此,以该频率作为数字平均滤波参数设计对象。

5.2.2 基于环境干扰的滤波参数设计验证

在抽样速率 $f_s = 625$ kHz 的条件下,优化得到针对 $\bar{f}_{\text{Env}}$ 具有接近零响应的滤波参数 N 为 12 495, 24 990, 37 485, 49 980, 62 475。取参数 $N = 16, 12\ 495, 24\ 990$ 进行对比,分析不同参数配置下系统噪声的抑制效果,得到时域波形和功率谱分别如图 11 和图 12 所示。

根据时域数据计算可得,普通参数配置下噪声最大值为 7.151 7 mV;优化后参数 $N = 12\ 495$ 下最大值为 0.076 5 mV,参数 $N = 24\ 990$ 下最大值为 0.072 1 mV,二者抗噪声能力均显著优于普通参数。

根据图 12 所示功率谱,对比计算可得参数 $N = 12\ 495$ 对该频率噪声在当前数据获取速率下的混叠峰具有约 47.2 dB 的抑制效果,参数 $N = 24\ 990$ 的抑制效果约 47.3 dB。

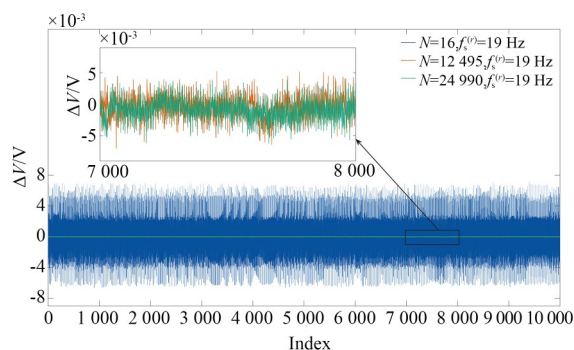


图 11 环境干扰-不同滤波点数设置下电压噪声分量

Fig. 11 Environmental interference-voltage noise under different filter points

优化所得参数均对 $\bar{f}_{\text{Env}}$ 噪声具有显著抑制能力。然而,在数据获取过程中,参数 $N = 12\ 495$ 所能实现的数据采集速率上限更高,因此,应用中应设置非零权重 ω 以平衡噪声抑制效果与时间成本。

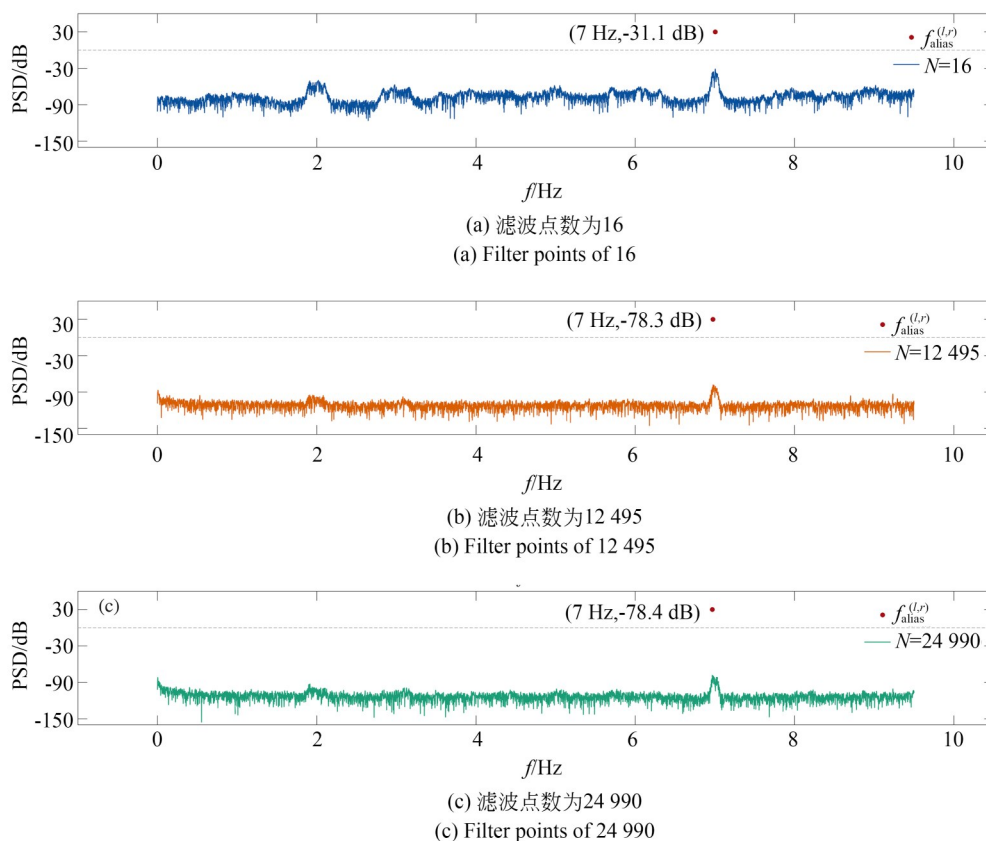


图 12 环境干扰-不同参数设置下电压噪声分量功率谱密度

Fig. 12 Environmental interference-power spectral density of voltage noise under different parameters

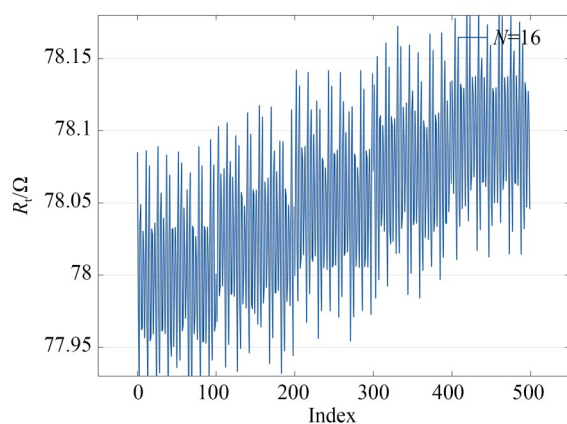
5.3 不同参数设计方法下的阻值测量

传统测量技术难以识别对系统产生干扰的主要噪声频率,对数字平均滤波的应用常以抑制白噪声为目标,即相同 ADC 抽样速率下取较大滤波长度 N 以提高输出信噪比。在 LTC2380-24 型 ADC 中,滤波长度最大为 65 536,在 $f_s = 625$ kHz 抽样速率下对应系统响应的第一零点为 9.54 Hz。

若仅依靠单速率欠采样,以图 10(a)所示低

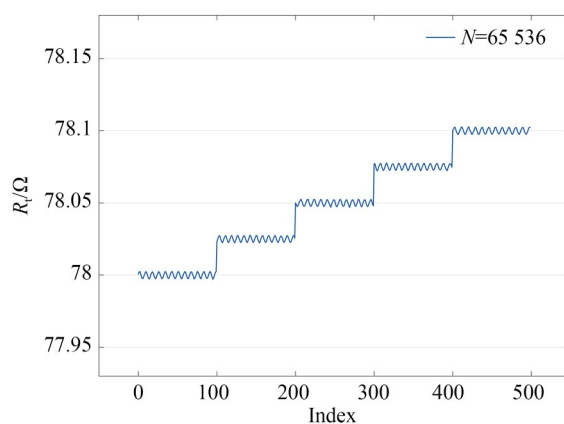
速数据获取速率 31 Hz 下的混叠频率 11.97 Hz 为第一零点进行数字平均滤波设计,则滤波长度应为 52 214。

固定抽样速率 $f_s = 625$ kHz,分别在普通参数 $N = 16$ 、以白噪声抑制为目标的参数 $N = 65 536$ 、以单速率欠采样混叠频率为目标的参数 $N = 52 214$,经本方法计算优化后的参数 $N = 12 495$ 下进行 0.025 Ω 阻值步进测试,结果如图 13 所示。



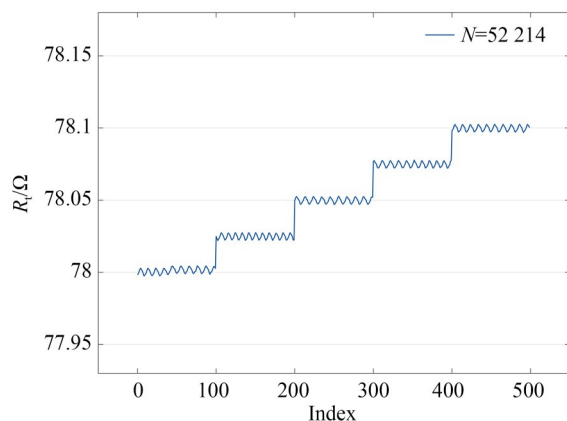
(a) 普通参数,滤波点数为16

(a) Conventional parameter with filter points of 16



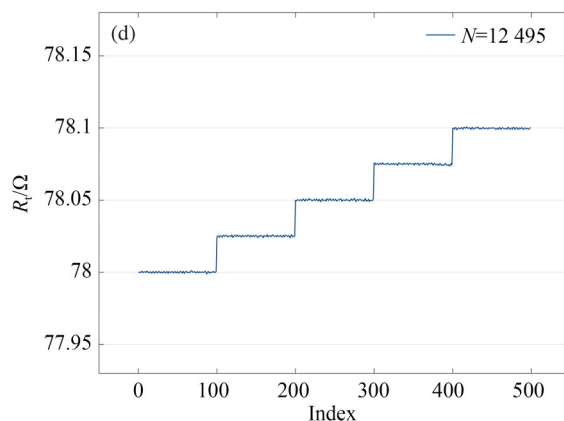
(b) 基于白噪声抑制的参数,滤波点数为65 536

(b) Parameter for white-noise suppression with filter points of 65 536



(c) 基于单速率欠采样方法的参数,滤波点数为52 214

(c) Parameter designed by single-rate undersampling with filter points of 52 214



(d) 基于多速率欠采样方法的参数,滤波点数为12 495

(d) Parameter designed by multi-rate undersampling with filter points of 12 495

图 13 不同参数下的阻值步进测试

Fig. 13 Resistance step test under different parameters

对各区间阻值测量数据统计分析,普通参数下,噪声引起系统测量的阻值变化最大值为 0.097 27 Ω ,测量不确定度为 2.2×10^{-3} Ω ;以白噪声抑制为目标的参数下,阻值变化最大值为

0.003 03 Ω ,测量不确定度为 7.7×10^{-5} Ω ,但测量结果表现出明显的周期性特征。采用单速率欠采样混叠峰直接设计所得参数下,阻值变化最大值为 0.004 47 Ω ,测量不确定度为

$8.2 \times 10^{-5} \Omega$ 。该结果虽优于普通参数,但劣于基于多速率欠采样恢复真实频率所得的优化参数。本文方法以恢复得到的主要环境干扰频率 50.02 Hz 为目标,计算得到 $N = 12\,495$,此时阻值变化最大值为 $0.001\,38 \Omega$,测量不确定度为 $2.2 \times 10^{-5} \Omega$,周期性噪声得到有效抑制。

从系统频率响应的角度,平均点数 N 决定了响应的零点位置。普通参数 $N = 16$ 平均长度短,滤波器对实际环境中的窄带干扰及白噪声抑制能力均较弱,因此测量结果表现出较大波动;以白噪声抑制为目标的参数 $N = 65\,536$ 通过增加平均长度抑制了阻值测量的随机波动,但其零点位置并未针对窄带环境干扰进行设计,因此测量结果表现出周期性特征,且在大滤波点数下数据获取时间显著增加。基于单速率欠采样所得混叠频率直接设计所得参数 $N = 52\,214$,该参数将 31 Hz 数据获取速率下观测到的混叠频率直接作为待抑制频率,其本质上仍不能识别真实干扰频率,导致系统响应零点不能准确匹配实际工频干扰,因此阻值测量结果同样存在较大周期性波动。优化参数 $N = 12\,495$ 基于多速率欠采样识别得到的主要环境干扰频率进行设计,实际干扰频率接近系统响应零点,能够在更小滤波点数下有效抑制周期性干扰。

实验结果表明,本方法优化所得参数下系统抗噪声能力远优于普通参数,略优于以白噪声抑制为目标的参数和以单速率欠采样方法所得混叠频率为目标的参数;在测量不确定度及时间性能方面远优于以白噪声抑制为目标的参数和以单速率欠采样方法所得混叠频率为目标的参数。

6 结 论

本文结合红外辐射基准载荷阻值测量原理和数字平均滤波特性进行系统频率响应建模,使用多速率欠采样方法进行噪声频率识别,并在数据获取速率存在偏差时给出噪声频率匹配

的容差范围,构建代价函数实现 LTC2380-24 型号 ADC 抽样速率 f_s 和平均滤波点数 N 的联合优化。相较于逐步进行参数调试,本方法能够对干扰频率进行快速识别,优化结果直接输出为数字平均滤波器的设计参数,提供可执行的数字平均滤波配置方案。实验结果表明,本方法能够在低数据获取速率下对测量系统中的干扰噪声频率进行快速、准确识别,根据识别结果计算所得滤波参数下,系统在单个电压测量中对实验环境工频噪声的抑制能力优于 47 dB,电压测量噪声峰值降低至 0.076 5 mV。应用于整体系统进行阻值步进测试,优化所得参数下阻值测量变化最大值为 $0.001\,38 \Omega$,测量不确定度为 $2.2 \times 10^{-5} \Omega$,可满足红外辐射基准载荷精密阻值测量系统对未知电磁干扰的长期检测和定点抑制,降低了载荷为保证热敏铂电阻测温结果稳定的调试成本。

面向红外辐射基准载荷工程应用,后续将进一步在地面联调联试阶段对精密阻值测量链路开展多速率噪声识别以获取典型干扰频率及对应数字平均滤波参数;在载荷在轨运行阶段,将结合系统运行状态进行周期性噪声重识别和参数重配置,以适应电磁环境变化以及器件老化等因素引起的噪声频率漂移,提高系统的抗干扰能力与长期稳定性。

作者贡献声明:

龚勃荧:方法提出,实验设计及数据分析,结果可视化,论文构思和撰写;

辛世杰:研究方案指导,实验设计指导,提供研究所需仪器设备等资源,论文审核与修改,为项目开展获取资助;

孙钧:实验实施,实验数据采集及整理;

顾明剑:研究指导,工程应用场景提供,论文审核与编辑;

丁雷:项目管理与协调,论文审核。

参考文献:

- [1] 侯光泽,王伟,刘昊,等. 黑体恒温源高精度温度控制研究[J]. 低温与超导, 2025(6): 74-79.
HOU G Z, WANG W, LIU H, *et al.* Research on

- high-precision temperature control of blackbody constant-temperature sources [J]. *Cryogenics and Superconductivity*, 2025(6): 74-79. (in Chinese)
- [2] ZHANG X F, LIANG H, FENG J C, *et al.* Kalman filter based high precision temperature data pro-

- cessing method[J]. *Frontiers in Energy Research*, 2022, 10: 832346.
- [3] 叶新, 方伟, 胡秀清, 等. 溯源于空间低温绝对辐射计的太阳反射谱段基准载荷研究进展[J]. 光学学报, 2024, 44(18): 100-113.
- YE X, FANG W, HU X Q, *et al.* Progress in development of radiometric benchmark payload of solar reflected waveband traced to space cryogenic absolute radiometer[J]. *Acta Optica Sinica*, 2024, 44(18): 100-113. (in Chinese)
- [4] 司马瑞衡, 宋健, 徐春媛, 等. 基于镓固定点的空间红外辐射基准黑体研究[J]. 红外与激光工程, 2025, 54(2): 20240401.
- SIMA R H, SONG J, XU CH Y, *et al.* Research on space infrared radiation standard blackbody based on gallium fixed point SIMA Ruiheng[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2025, 54(2): 20240401. (in Chinese)
- [5] 辛世杰. 红外辐射基准载荷的高精度温控信息获取与处理技术[D]. 上海: 中国科学院上海技术物理研究所, 2021.
- XIN SH J. *High Precision Temperature Control Information Acquisition and Processing Technology of Infrared Radiation Reference Load*[D]. Shanghai: Shanghai Institute of Technical Physics, Chinese Academy of Sciences, 2021. (in Chinese)
- [6] 焦新泉, 翟菲, 刘东海. 高精度温度采编设备的稳定性优化设计[J]. 兵器装备工程学报, 2020, 41(2): 139-142.
- JIAO X Q, ZHAI F, LIU D H. Optimization design of high precision temperature editing equipment[J]. *Journal of Ordnance Equipment Engineering*, 2020, 41(2): 139-142. (in Chinese)
- [7] 左志强, 蒋珍华, 杨宝玉, 等. 脉管制冷机压缩机串并联驱动方式研究[J]. 低温工程, 2025(3): 79-84, 92.
- ZUO ZH Q, JIANG ZH H, YANG B Y, *et al.* Research on series and parallel driving methods of pulse cryocooler compressors[J]. *Cryogenics*, 2025(3): 79-84, 92. (in Chinese)
- [8] 赵荣琦, 张陆唯, 王湛. 基于时频域分析的雷达有源干扰识别方法及实现[J]. 舰船电子对抗, 2023, 46(5): 30-36.
- ZHAO R Q, ZHANG L W, WANG ZH. Identification method and implementation of active jamming to radar based on time-frequency domain analysis[J]. *Shipboard Electronic Countermeasure*, 2023, 46(5): 30-36. (in Chinese)
- [9] 吕争, 徐明明, 简祥宇, 等. 基于盲信号识别的空间电磁环境监测载荷设计与验证[J]. 电子测量技术, 2019, 42(20): 130-136.
- LÜ ZH, XU M M, LIN X Y, *et al.* Design and system verification of the space electromagnetic environment monitoring payload based on the blind signal recognition[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2019, 42(20): 130-136. (in Chinese)
- [10] 辛世杰, 丁雷. 高精度多参考阻值比率测温系统[J]. 光学精密工程, 2021, 29(5): 1115-1126.
- XIN SH J, DING L. High-precision multi-reference radiometric temperature measurement system[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2021, 29(5): 1115-1126. (in Chinese)
- [11] 薛超. 晶体振荡器频率老化特性及频率老化标准要求分析[J]. 中国标准化, 2020(S1): 153-157.
- XUE CH. Analysis on characteristics and standard demand of crystal oscillator frequency aging[J]. *China Standardization*, 2020(S1): 153-157. (in Chinese)
- [12] KHAN NALI, AGUADO L E. Adaptive Notch filter based interference characterization and mitigation for GNSS receivers[J]. *Proceedings of the 37th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2024)*, 2024: 2984-2994.
- [13] SHIN J. An improved oscillator based adaptive Notch filter algorithm for noisy sinusoids[C]. *2024 24th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*. October 29 - November 1, 2024, Jeju, Korea. IEEE, 2024: 1232-1235.
- [14] GONG Z Q, LIN H L, LIU Z, *et al.* A review of high-sensitivity tracking techniques for satellite navigation signals[J]. *Remote Sensing*, 2025, 17(10): 1713.
- [15] ZHANG W X, CUI X L, ZHAO Z K, *et al.* Aliased frequency estimation by using two coprime sub-nyquist sampling rates[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2024, 71(3): 1516-1520.
- [16] GUO R M, ZHU Y L, BHANDARI A. Sub-nyquist USF spectral estimation: K frequencies with $6K + 4$ modulo samples[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2024, 72: 5065-5076.

- [17] MA Y, ZHENG Y L, ZHANG X J, *et al.* Data-driven digital adaptive timing mismatch calibration for sub-nyquist wideband sampling [J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2026, 12: 512-523.
- [18] 胡鹏程, 时玮泽, 梅健挺. 高精度铂电阻测温系统[J]. 光学精密工程, 2014, 22(4): 988-995.
HU P CH, SHI W Z, MEI J T. High precision Pt-resistance temperature measurement system [J]. *Optics and Precision Engineering*, 2014, 22(4): 988-995. (in Chinese)
- [19] XIA X G. On estimation of multiple frequencies in undersampled complex valued waveforms [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1999, 47(12): 3417-3419.
- [20] HUANG S, ZHANG H J, SUN H, *et al.* Frequency estimation of multiple sinusoids with three sub-Nyquist channels [J]. *Signal Processing*, 2017, 139: 96-101.

作者简介:



龚勃荧(2003—),男,云南曲靖人,2025年于复旦大学获得学士学位,现为中国科学院上海技术物理研究所研究生,主要从事精密测量抗干扰分析与设计方面的研究。E-mail: gong-boyong25@mails.ucas.ac.cn

通讯作者:



辛世杰(1994—),男,河北秦皇岛人,副研究员,2016年于电子科技大学获得学士学位,2021年于中国科学院上海技术物理研究所获得博士学位,并进入该单位博士后流动站,主要从事不确定度评估技术与精密测量电子学的研究。E-mail: sh_jie@163.com