

空间惯性传感器电荷管理系统脉冲电流源设计<sup>\*</sup>黄建平<sup>1</sup> 王浩州<sup>1</sup> 洪 葳<sup>2</sup> 宋文瑞<sup>1</sup> 宋文龙<sup>1</sup>

(1. 东北林业大学计算机与控制工程学院 哈尔滨 150040; 2. 华中科技大学国家精密重力测量科学中心 武汉 430074)

**摘要:** 空间惯性传感器检验质量电荷管理系统需要高频脉冲驱动紫外(UV)LED以控制检验质量表面电荷量,而目前多数电荷管理系统中使用的传统 Howland 电流源在高频方波驱动场景下面临输出阻抗衰减、带宽受限及稳定性不足等技术瓶颈,制约了电荷精准控制技术的进一步发展,进而影响空间探测任务的正常进行。针对空间惯性传感器电荷管理系统中紫外 LED 的高频脉冲驱动难题,提出一种双缓冲负载内含型 Howland(DB-LIH)电流源方案,通过设计双缓冲 Howland(DBH)电流源,利用双电压跟随器隔离反馈路径电流,结合 0.01% 匹配精度的精密电阻网络 LT5400 抑制电阻失配效应,将负载纳入反馈回路以阻断杂散电容电流路径,进而构成负载内含型架构 DB-LIH 电流源,并进行了仿真和实际测试。仿真测试结果显示,该电流源电路使输出杂散电容引起的输出电流平坦系数(FF)从 DBH 电流源的 18% 降至 DB-LIH 电流源的 0.03%,且频率带宽可达 1 MHz。实际测试结果表明,所设计的电流源在 0.05~50 mA 动态范围内输出准确度优于 4.27%,分辨率偏差小于 1.67%,1 mHz~1 Hz 频带相对幅度稳定性达 0.01 Hz<sup>-1/2</sup> 量级。本研究有效解决了高频恒流场景下脉冲驱动电流源的精度与稳定性问题,显著提升高频恒流性能,满足空间引力波探测任务对电荷管理系统的严苛要求。

**关键词:** 空间惯性传感器;电荷管理系统;DB-LIH 电流源;紫外 LED 驱动

**中图分类号:** TN782;TN702;V443 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1010

## Design of pulse-driven current source for charge management system of space inertial sensor

Huang Jianping<sup>1</sup> Wang Haozhou<sup>1</sup> Hong Wei<sup>2</sup> Song Wenrui<sup>1</sup> Song Wenlong<sup>1</sup>

(1. College of Computer and Control Engineering, Northeast Forestry University, Harbin 150040, China;

2. National Gravitation Laboratory, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

**Abstract:** The charge management system for test masses in space inertial sensors requires high-frequency pulsed driving of ultraviolet (UV) LEDs to control surface charge, yet traditional Howland current sources face critical bottlenecks—output impedance attenuation, limited bandwidth and instability under high-frequency square-wave driving—hindering precise charge control and space missions. To address this, we propose a dual-buffer load-included Howland (DB-LIH) current source. By designing a dual-buffer Howland (DBH) circuit with dual voltage followers isolating feedback paths and a 0.01%-matched precision resistor network LT5400 suppressing mismatch effects, the DB-LIH architecture incorporates the load into the feedback loop to block stray capacitance currents. Simulations show the output current flatness factor (FF) induced by stray capacitance drops from 18% (DBH) to 0.03% (DB-LIH), with bandwidth reaching 1 MHz. Experimental results show that output accuracy better than 4.27% (0.05~50 mA range), resolution deviation less than 1.67% and 1 mHz~1 Hz relative amplitude stability of 0.01 Hz<sup>-1/2</sup>. This work resolves high-frequency constant-current precision and stability issues, meeting stringent requirements for space gravitational wave detection.

**Keywords:** space inertial sensor; charge management system; DB-LIH current source; ultraviolet LED driving

## 0 引言

高精度空间惯性传感器是空间引力波探测的核心部

件,其关键载荷为悬浮在空间惯性传感器内部的孤立导体——检验质量(test mass, TM)<sup>[1-2]</sup>。空间中存在太阳高能粒子、银河宇宙射线等干扰因素,将使空间惯性传感器中

的检验质量表面不断累积电荷,进而引入额外的加速度噪声,导致空间惯性传感器的性能无法满足引力波探测的噪声要求<sup>[3-4]</sup>。因此为了成功实现引力波科学测量,必须对检验质量电荷进行非接触式控制,使其保持在一定阈值范围内<sup>[5-6]</sup>。空间探测任务采用的非接触式电荷管理方法多为基于光电效应的检验质量电荷控制方法,在早期任务中选取汞灯作为紫外光源,但由于汞灯光源响应速度慢且输出光功率不稳定,导致电荷管理系统的控制效果不理想,且汞灯预热时间长,会降低在轨测量的时间<sup>[7-8]</sup>。

随着半导体技术的发展,紫外 LED 在能耗、封装、稳定性、寿命和高频调制性能等方面具有优势。为解决传统汞灯在空间惯性传感器电荷管理系统中的局限,紫外 LED 成为了下一代电荷管理系统的光源<sup>[9-10]</sup>。在此基础上,Ziegler 等<sup>[11]</sup>结合空间惯性传感器本身的电路设计,提出基于 100 kHz 数字信号的同步交流电荷控制方案,直接利用空间惯性传感器中用于静电传感的 100 kHz 注入电压生成同步信号,通过调整脉冲频率、幅值、相位偏移和脉冲时间来控制紫外 LED 光脉冲触发,既避免额外信号源设计,又从物理层面上提升了双极性放电鲁棒性,但在电荷管理系统中实现高频的脉冲驱动控制具有挑战性。王子栋等<sup>[12]</sup>基于平行板电容器简化模型,构建电荷驱动理论模型,仿真分析光功率、极板电场的影响,并搭建地面验证系统做充放电实验。实验显示,电荷充放电速率与光功率成正比,量子产率和电场呈二次关系,能稳定控制检验质量充放电速率;1 kHz 方波交流实验验证该频率下交流信号可等效直流信号进行叠加,且能降噪,为紫外 LED 应用提供支撑。

Kenyon 等<sup>[13]</sup>针对高带宽的 LED 驱动问题,开发出技术准备水平(technology readiness level,TRL) 4 的恒流驱动电路,采用高速 GaN 场效应管实现快速电流切换,搭配偏置电压缩短 LED 导通延迟,可输出最高 50 mA 电流,12 位 DAC 实现 12.2  $\mu\text{A}$  电流分辨率,同时集成电压、电流、温度及光电二极管遥测模块,实时监控工作状态。但该设计存在非指令时不稳定、FET 需吸收闲置电流、偏置电压可能误触发 LED 等问题。因此,后续迭代的原型电路通过移除偏置电压与 GaN 场效应管,改用幅度可调的脉冲宽度调制(pulse width modulation,PWM)指令设定电流,但导致脉冲上升沿的锐度降低,导通延迟略有增加,消除了脉冲模式下吸收大部分功率的需求,也降低了脉冲形状的完整性。由于新的原型电路板更稳定且复杂度较低,因此该设计被选中用于 TRL5 及更高级别的开发<sup>[14]</sup>。针对空间引力波探测任务中紫外 LED 的驱动控制,现有研究主要集中在低频脉冲驱动与系统功能的实现上。Wang 等<sup>[15]</sup>针对“太极”空间引力波探测任务的惯性传感器需求,提出基于集成改进型 Howland 电流源的 PWM 恒流驱动控制系统。该方案采用集成差分放大器,利用其中激光微调的电阻网络,有效解决了传统 Howland 电路对电阻匹配敏感的问题,在 1 kHz 频率下实现了优于 1% 的电流输出精度与稳

定性。然而,该设计主要侧重于低频下的直流精度优化,受限于集成器件的带宽与压摆率,难以适应更高频率的驱动需求。此外,Li 等<sup>[16]</sup>和田建平<sup>[17]</sup>分别针对电荷管理系统光纤耦合效率与交流电荷控制任务,开发了基于波形发生器与 STM32 控制的紫外 LED 驱动原型。这些研究虽然成功实现了 1 kHz 频率下占空比 0%~100% 可调的脉冲驱动,并验证了光功率的线性控制特性,但其重点在于验证光纤耦合效率与电荷控制策略,对于电流源电路在高频脉冲下的动态响应及输出阻抗特性缺乏深入探讨。

与此同时,在 LED 驱动电源的通用技术领域,相关研究为解决上述问题提供了可借鉴的思路。陈宛艺等<sup>[18]</sup>针对传统 LED 驱动电源中电解电容导致寿命短、可靠性低的问题,提出集成反激式两开关无电解电容的 LED 驱动电路拓扑,通过整合反激变换器、Buck-Boost 变换器与 Buck 变换器,在实现高功率因数与恒流控制的同时,利用辅助电路平衡输入输出功率差,大幅降低对储能电容容量的需求,可采用小容量薄膜电容替代电解电容,显著提升驱动电源的寿命与稳定性。

在生物电阻抗谱测量的恒流源设计领域,黄潇等<sup>[19]</sup>也针对宽频激励下电流稳定输出的需求,提出以 STM32 为控制核心的程控宽频恒流源方案。该方案采用 DDS 芯片 AD9833 生成稳定正弦电压,配合数控增益电路补偿高频衰减,用 Tietze 电流泵完成电压电流转换以减少高频畸变。结果显示,该恒流源在 0~1 MHz 频率、0~5.4 k $\Omega$  负载下,电流有效值随频率、负载变化平均误差分别为 0.137%、0.251%,满足生物电阻抗谱测量对宽频、稳定激励信号的需求。该方案的宽频补偿与高精度转换设计思路,也为类似高频信号驱动系统提供了参考。针对矿浆浮选液位测量中恒流源精度低、高频与带载能力差的问题,陈启标等<sup>[20]</sup>提出改进型 Tietze 电路高精度差分恒流源方案。实验显示其在 100 Hz~50 kHz、0~4 k $\Omega$  负载下,输出 0~20 mA 稳定恒流,频率与负载最大相对误差分别为 0.513%、0.378%,满足现场高精度测量需求。宽带通信技术发展对信号采集提出高要求,传统模数转换器(analog-to-digital converter,ADC)难兼顾高带宽与高精度。针对现有等效采样方案存在稳定性差、采样失真等问题,刘文艳等<sup>[21]</sup>设计了一种窄脉冲触发电路,借助阶跃恢复二极管生成下降沿 50 ps、幅值 17 V 的脉冲,结合偏移调控电路补偿信号偏差,实现 30 GHz 宽带信号精准采样。

综上所述,现有空间惯性传感器电荷管理系统的紫外 LED 驱动方案多采用 PWM 调制技术,且研究重点主要集中在低频(1 kHz)下的信号转换与光功率控制功能的实现上。然而,随着空间探测任务电荷控制精度的提升,在迈向更高频(如 100 kHz)脉冲驱动的应用场景时,现有方案普遍忽视了运算放大器非理想特性及电路分布杂散电容的耦合效应。这些非理想因素会导致电流源在高频下的输出阻抗急剧衰减,进而引发输出脉冲波形畸变与恒流精度恶化,

成为限制电荷管理系统性能提升的关键瓶颈。

针对上述高频驱动难题,本文提出一种双缓冲负载内含型 Howland (dual-buffer load-included Howland, DB-LIH) 电流源架构。该方案在传统改进型 Howland 拓扑的基础上进行了针对性的结构创新:首先,在正、负反馈路径中引入双电压跟随器构建双缓冲结构,有效降低了反馈电流;其次,利用精密电阻网络替代传统分立电阻以消除静态失配误差;最后,通过实施电流并联负反馈将负载直接纳入闭环控制,利用虚地特性切断了流向杂散电容的分流路径。本研究旨在通过上述拓扑改进,从根本上解决高频脉冲驱动下的输出阻抗衰减问题,提升电流源的动态响应速度与稳定性,为高精度空间引力波探测任务提供可靠的硬件支撑。

## 1 Howland 电流源

Howland 电流源作为一种经典的电压控制电流源架构,其基本拓扑结构如图 1 所示。Howland 电流源主要应用于医疗电子领域,为生物阻抗测量等应用提供了高精度电流激励。本研究将 Howland 电流源引入高频、方波脉冲驱动场景,用于电荷管理中的紫外 LED 驱动,将面对负载特性、带宽和稳定性方面的全新挑战,通过对运放分析、电阻失配分析及结构的重新设计,实现该电路从精密恒流到高速脉冲恒流的功能拓展。

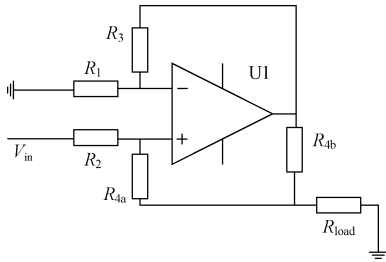


图 1 Howland 电流源

Fig. 1 Howland current source

该电路基于单运算放大器与四电阻网络构成,通过正相输入端接入电压源信号实现电流输出,输出电流和输出阻抗的定义为:

$$I_{\text{load}} = \frac{R_3(R_2 + R_{4a})}{R_1 R_{4b}(R_2 + R_{4a}) + R_1 R_{\text{load}}(R_{4a} + R_{4b}) - R_2 R_3 R_{\text{load}}} V_{\text{in}} \quad (1)$$

为了获得恒流输出,需满足电阻匹配条件:

$$k = \frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_{4a} + R_{4b}} \quad (2)$$

式(1)变为:

$$I_{\text{load}} = \frac{1}{k} \frac{1}{R_{4b}} V_{\text{in}} \quad (3)$$

其中,  $I_{\text{load}}$  为输出电流;  $V_{\text{in}}$  为输入电压;  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、 $R_{4a}$  和  $R_{4b}$  为固定电阻,用于设定电流增益,  $R_{\text{load}}$  为负载电阻。

此时电路的输出阻抗为:

$$Z_{\text{out}} = \frac{R_1 R_{4b}(R_2 + R_{4a})}{R_1(R_{4a} + R_{4b}) - R_2 R_3} \quad (4)$$

当  $R_{4a} \gg R_{4b}$  时,有:

$$Z_{\text{out}} = \frac{1}{\left[ \frac{1}{R_2 + R_{4a}} + \frac{1}{R_{4b}} \left( 1 - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1 + R_3}{R_2 + R_{4a}} \right) \right]} \quad (5)$$

可以得到:

$$Z_{\text{out}} = R_2 + R_{4a} \quad (6)$$

因此,Howland 电流源的输出电流是由电路中  $R_{4b}$  和电阻比例  $k$  决定,这使得该电流源在输出电流方面比较容易控制,以及形成大电流输出。但所对应电流源内阻即输出阻抗较小,基本等同于反馈路径电阻阻值。因此,该电流源拓扑仅在负载阻抗远小于其反馈电阻的条件下,其输出特性才可近似等效为理想电流源。

## 2 Howland 电流源非理想参数的影响

运算放大器的非理想特性、电阻失配以及杂散电容会严重影响电流源的稳定性和精度,是导致输出电流和输出阻抗降低的主要原因,进而使得电荷管理系统稳定性降低,无法实现电荷的精准控制。因此本文将研究非理想参数对电流源的影响。

### 2.1 运放的非理想特性

运算放大器特性会影响 Howland 电流源的性能。对于电荷管理系统场景的应用,本文选择 3 个不同性能的运算放大器进行仿真测试,并且 3 种运放都支持航空航天应用或具有航天版本器件等级如表 1 所示。增强型 Howland (enhanced Howland, EH) 电流源的输出失调电流  $I_o$  为:

$$I_o = \left( \frac{1}{k} + 1 \right) \times \frac{1}{R_{4b}} \times V_{\text{os}} + \left( \frac{1}{k} + 1 \right) \times \frac{1}{R_{4b}} \times \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} \times I_{b-} + \left( \frac{1}{k} + 1 \right) \times \frac{1}{R_{4b}} \times \frac{R_2 R_{4a}}{R_2 + R_{4a}} \times I_{b+} + \frac{1}{R_{4b}} \times V_{\text{osbuf}} - I_{\text{bbuf}} \quad (7)$$

其中,  $V_{\text{os}}$  为运放输入失调电压;  $I_{b-}$  为反向端输入偏置电流;  $I_{b+}$  为正向端输入偏置电流;  $V_{\text{osbuf}}$  和  $I_{\text{bbuf}}$  是缓冲器的输入失调电压和输入偏置电流。

表 1 运算放大器关键性能参数对比

Table 1 Comparison of key performance parameters of operational amplifiers

| 运放     | 带宽/<br>MHz | 压摆率/<br>(V·μs <sup>-1</sup> ) | $V_{\text{os max}}$ /<br>mV | $I_{b \text{ max}}$ /<br>μA |
|--------|------------|-------------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| LM7171 | 220        | 4 100                         | 1.0                         | 10                          |
| AD4897 | 230        | 120                           | 0.5                         | 17                          |
| LM6172 | 160        | 3 000                         | 3.0                         | 3                           |

相比于传统的 EH 电流源,双缓冲 Howland (dual-buffer Howland, DBH) 电流源的核心优势在于通过引入电

压跟随器实现了正反馈路径中输出失调电流的有效隔离。在传统 EH 架构中,部分输出电流会不可避免地流经反馈电阻网络,导致输出阻抗有限且易受负载影响;而 DBH 利用双电压跟随器阻断了正负反馈的分流路径,迫使电流仅流入负载,从而显著提高了电路的输出阻抗。

本文使用 LTspice 仿真软件在 1~100 kHz 频率范围内进行了输出阻抗仿真,4 种电流源的电路拓扑结构如图 2

所示。其中,图 2(a)为 EH 电流源;图 2(b)为参考文献[15]构建的集成式增强型 Howland (integrated enhanced Howland, Int-EH)电流源;图 2(c)为 DBH 电流源;图 2(d)为本文提出的 DB-LIH 电流源。仿真对比了各拓扑在不同运放下的性能及 Int-EH 的表现。在本研究仿真中,电阻值  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  和  $R_{4a}$  为 1 k $\Omega$ ,  $R_{4b}$ 、 $R_5$  和  $R_{load}$  为 100  $\Omega$ ,  $R_6$  为 10 M $\Omega$ 。

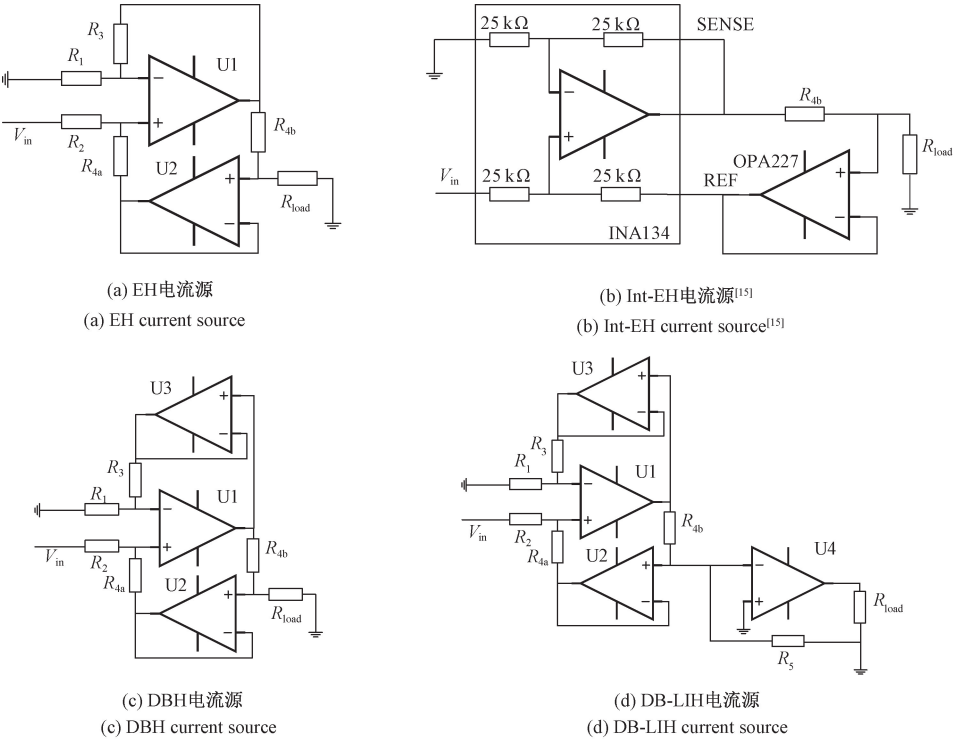


图 2 不同类型的 Howland 电流源拓扑结构

Fig. 2 Schematic of different Howland current source topologies

由图 3 和表 2 可以得出,3 种电流源架构的输出阻抗均呈现随频率升高而下降的趋势,但 DB-LIH 电流源通过负载内含设计展现出显著的高频优势。如图 3(a)所示,在 1~100 kHz 频段,EH 电流源输出阻抗从约 340 k $\Omega$  衰减至 80 k $\Omega$ 。如图 3(b)所示,DBH 电流源通过双缓冲设计将输出阻抗提升至 1 M $\Omega$  量级,但在高频处仍受限于杂散电

容的影响。如图 3(c)所示,DB-LIH 电流源架构进一步优化后,在 1 kHz 时输出阻抗跃升至 G $\Omega$  级别。尤其在 100 kHz 高频时 DB-LIH 电流源仍保持高输出阻抗,LM7171 为 264.28 M $\Omega$ ,AD4897 为 14.10 M $\Omega$ ,THS4304 为 164.50 M $\Omega$ 。这表明 DB-LIH 电流源结构有效抑制了杂散电容效应,并且运放选型是高频性能的关键因素。

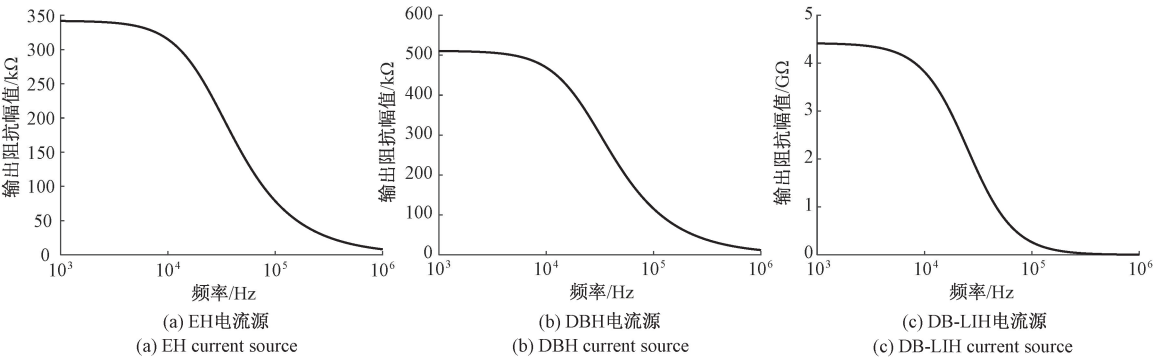


图 3 3 种 Howland 电流源拓扑的输出阻抗幅频特性对比

Fig. 3 Comparison of output impedance amplitude-frequency characteristics for 3 Howland current source topologies

表 2 运算放大器输出阻抗对比

Table 2 Operational amplifier output impedance comparison

(MΩ)

| 运算放大器   | EH 电流源 |         | DBH 电流源 |         | DB-LIH 电流源 |         |
|---------|--------|---------|---------|---------|------------|---------|
|         | 1 kHz  | 100 kHz | 1 kHz   | 100 kHz | 1 kHz      | 100 kHz |
| LM7171  | 0.34   | 0.08    | 0.51    | 0.12    | 4 413.74   | 264.28  |
| AD4897  | 3.17   | 0.04    | 4.16    | 0.06    | 1 297.43   | 14.10   |
| THS4304 | 1.19   | 0.05    | 1.75    | 0.07    | 55 464.09  | 164.50  |

因此,选择 LM7171 作为核心运放,其在高频段具有卓越表现。在 100 kHz 时,LM7171 在 DB-LIH 电流源的输出阻抗(264.28 MΩ)显著高于 AD4897(14.10 MΩ)和 THS4304(164.50 MΩ),凸显了其优异的增益带宽积和稳定性。这一特性确保了电流源在高频驱动下的精度和可靠性,避免了输出电流的衰减。

为了评估 DB-LIH 拓扑结构的性能优势并排除器件带宽对高频性能的影响,本文将文献[15]提出的 Int-EH 电

源与 DB-LIH 电流源进行了对照仿真,结果如图 4 及表 3 所示。首先,在基于相同精密器件(INA134 与 OPA227)的同构条件下,对比图 4(a)与(b)可知,DB-LIH 电流源展现出显著的优势:在 1 kHz 低频段,Int-EH 结构的输出阻抗仅为 0.14 MΩ,而 DB-LIH 电流源通过双缓冲隔离与负载内含反馈机制,成功将阻抗提升至 1 381.86 MΩ,实现了近 4 个数量级的跨越式提升。这一结果有力证明了 DB-LIH 架构能从结构上有效切断流向杂散电容的分流路径。

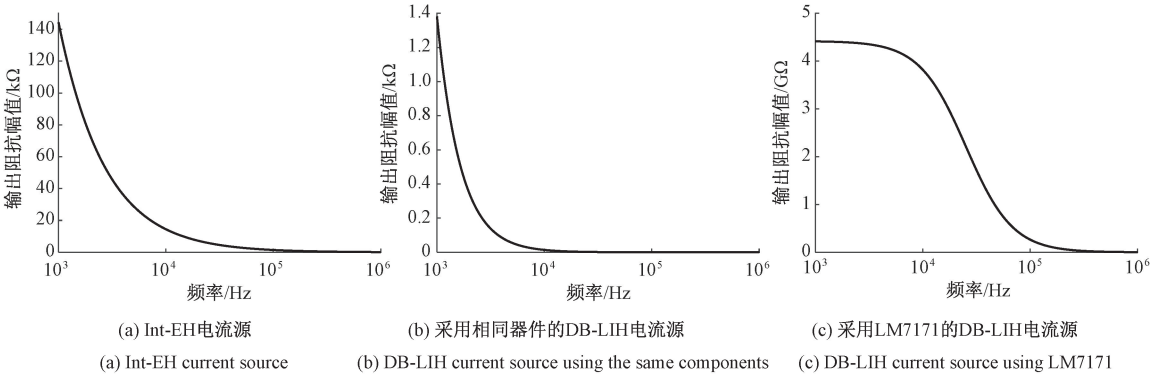


图 4 3 种配置下的输出阻抗幅频特性对比

Fig. 4 Comparison of the characteristics of the 3 types of cross-over resistance width

表 3 DB-LIH 与 Int-EH 输出阻抗对比

Table 3 Comparison of output impedance between DB-LIH and Int-EH

| 电流源类型  | 运算放大器         | 输出阻抗/MΩ  |         |
|--------|---------------|----------|---------|
|        |               | 1 kHz    | 100 kHz |
| Int-EH | INA134、OPA227 | 0.14     | 0.001   |
| DB-LIH | INA134、OPA227 | 1 381.86 | 0.140   |
| DB-LIH | LM7171        | 4 413.74 | 264.280 |

然而,受限于 INA134 与 OPA227 有限的增益带宽积,即便采用 DB-LIH 结构,其在 100 kHz 处的输出阻抗仍衰减至 0.14 MΩ,无法满足高频精密驱动的需求。相比之下,采用高速运放 LM7171 的 DB-LIH 电流源(图 4(c))则表现出优异的高频特性,其在 100 kHz 下的输出阻抗高达 264.28 MΩ,较同频率下的 Int-EH 结构(0.001 MΩ)提升了 5 个数量级。

综上所述,本文提出的 DB-LIH 电流源结合高速运放的设计方案,不仅在低频段具备极高的恒流精度,更在高

频脉冲驱动场景下保持了优异的输出阻抗稳定性,有效克服了传统集成方案带宽受限的瓶颈。

2.2 电阻失配

电阻容差对 Howland 电流源的性能具有显著影响。由式(4)可知,一旦打破式(2)的平衡,Howland 电流源的输出阻抗将由无穷大下降为有限值,同时正、负输入的传递函数也会出现不平衡。这一问题直接关系到电路的精度和稳定性。具体而言,由于电阻容差导致的电阻阻值失配会降低电路的共模抑制比(common-mode rejection ratio, CMRR),从而引入输出误差并影响电路整体稳定性。为了定量分析电阻偏差对电流源输出阻抗的影响,将所有电阻的偏差统一设为 $\pm\epsilon\%$ ( $\epsilon$ 为容差参数),则 DBH 电流源的输出阻抗可表示为:

$$Z_{out} = \frac{R_{4b}(R_2 + R_{4a})}{R_{4a} + R_{4b}} \frac{(1 - \epsilon)^2}{4\epsilon}$$
 (8)

市场上常见的电阻容差有 0.01%、0.1%、1% 和 5%,将这些容差代入式(8)并进行计算,不同容差下的计算结果如表 4 所示。从表 4 可以看出,当容差从 0.01% 增加到

5%时,Howland 电流源的输出阻抗由 494 kΩ 显著降低至 857 Ω。该结果验证了容差对输出阻抗的敏感性。

表 4 电阻容差对输出阻抗的影响

Table 4 Effect of resistor tolerance on output impedance

| 容差/% | 输出阻抗/kΩ |
|------|---------|
| 0.01 | 494.905 |
| 0.10 | 47.405  |
| 1.00 | 4.655   |
| 5.00 | 0.857   |

电阻器的容差会使 Howland 电流源在正、负输入端之间产生不平衡。由于负输入端接地,其增益保持不变,而正输入端的增益会随着电阻失配而偏移。该不平衡效应可以等效地描述为电路有限的 CMRR,其表达式为:

$$CMRR = 1 + \frac{1}{2\epsilon} \left( 1 + \frac{R_{4a}}{R_2} \right) \quad (9)$$

CMRR 的限制因素可由式(9)近似描述,体现了电阻容差对 CMRR 的约束。进一步比较可知,0.01%和 0.1%容差均能提供较高的高输出阻抗。然而,即便是采用具有 0.1%容差的分立电阻器实现的 Howland 电流源,其 CMRR 也仅为 60 dB,难以满足高精度应用的要求。

$$\Delta R = \frac{1}{2} \left| \left( \frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right) \frac{R_2}{R_1} \right| \quad (10)$$

相比之下,LT5400 精密电阻网络通过限定其中 4 个电阻  $R_1/R_2$  与  $R_3/R_4$  之间的匹配关系进一步提升了 CMRR,其精度指标如式(10)所示,能够保证失配度低于 0.005%。

$$\left( \frac{\Delta R}{R} \right)_{CMRR} \leq 0.005\% \quad (11)$$

由此,即使是在最坏情况下,CMRR 亦可提升至 86 dB。基于这一考虑,本研究在实际实现中采用了匹配精度达 0.01%的 LT5400 精密电阻网络,通过短距离走线来确保走线电阻远小于电阻公差,并使用对称布局来实现出色的匹配,以确保获得最佳的电路性能。

2.3 杂散电容的影响

杂散电容存在于引线、开关、运算放大器的输入电容和印刷电路板(printed circuit board,PCB)走线中。杂散电容的主要部分出现在连接电路元件的走线之间。这些走线由于 PCB 的介电材料分隔而形成电容。杂散电容的另一个来源是电路元件,它们自身存在杂散电容,例如运算放大器的输入电容或与电阻并联的电容。同时电流源驱动的负载具有并联电容,其作用类似于低通滤波器。测量环境也可能产生杂散电容,给电流源带来噪声和干扰。这些杂散电容会降低输出电流的精度,并限制电路的频率带宽,以及其在高频下输出恒定幅值交流电流的能力。此外,由于 DBH 电流源存在从输出返回输入的两条反馈路

径,其中一条连接到运算放大器的正输入端,杂散电容会影响电路的稳定性并导致振荡。

如图 2(c)所示,DBH 电流源由 3 个运算放大器和 6 个电阻组成,置于反馈中的放大器用作电压跟随器。与 Howland 相比,电压跟随器的存在提高了电路的输出阻抗,因为它迫使电流输出仅流入负载,而不再流经反馈回路。同时,输出阻抗和压摆率也有所提高。

Howland 电流源的要求是实现输出电流恒定,并且与负载和频率无关,也就是说输出阻抗应当是无穷大。为了满足这一要求,从式(2)的平衡条件来选择电阻。然而,在实际实现过程中,不只是电阻的容差,电路中的杂散电容也会对其性能产生影响。

由于杂散电容的影响,由运算放大器产生的输入杂散电容  $C_{sin}$  可按如式(12)计算:

$$C_{sin} = C_{CM} + C_{diff} + C_{bj} \quad (12)$$

其中, $C_{CM}$  为共模电容; $C_{diff}$  为差分电容; $C_{bj}$  为布局电容。

$$C_{sout} = C_{opamp} + C_{layout} + C_{load} + C_m \quad (13)$$

其中, $C_{opamp}$  为对应运放输出引脚对地的电容; $C_{layout}$  为 PCB 布局电容(走线、焊盘、过孔); $C_{load}$  为被驱动负载的输入电容; $C_m$  为测量探头电容。

考虑电路中杂散电容的影响,那么产生的电容可以与负载并联,此时式(4)变为:

$$Z_{out} = \frac{R_1 R_{4b} (R_2 + R_{4a})}{R_1 (R_{4a} + R_{4b}) - R_2 R_3} \parallel \frac{1}{sC_{sout}} \quad (14)$$

由此可见  $Z_{out}$  的容性部分将极大地影响电路高频段性能。此外,如果是通过在反馈中添加电容这种最简单的方式来达成补偿电路的目标,那么补偿电容的容量应等于杂散电容值。然而这种补偿策略有局限性:首先,PCB 中杂散电容的精确值难以通过计算或测量获取;其次,当补偿电容与杂散电容不完全匹配时,1 pF 的误差便会使带宽减少 10 倍以上;最后,满足严格公差( $\leq 0.1\%$ )的精密电容采购成本较同级精密电阻高 1~2 个数量级,且工业级可靠型号更为稀缺。

通过合理设计 PCB 布局、选择元件以及采用良好的接地方案,可以减小杂散电容。为了最大限度地减少运算放大器输入端的寄生电容,对焊盘下方的地平面进行了挖空处理。但仅靠 PCB 设计不足以完全消除杂散电容,例如运算放大器的输入电容。因此,引入了电流并联负反馈补偿技术,以减小杂散电容并确保电路正常工作。这样以来,负载的接地端将被接地到一个提供零电位的虚拟地,但不会让电流流入输出杂散电容。因此,输出杂散电容的影响会被降至最低,因为流向输出杂散电容的电流路径被有效阻断。此外,这种虚地连接方式同样消除了输入杂散电容的耦合路径,使其不再干扰闭环回路中的负载电流,显著提升了系统的抗干扰能力。

同时 DB-LIH 电流源优化了电流源的反馈路径,可以

直接驱动输出节点, 有效提高电流源的压摆率, 从而增强电流源的动态性能, 确保电流源能够更快地响应输入信号。

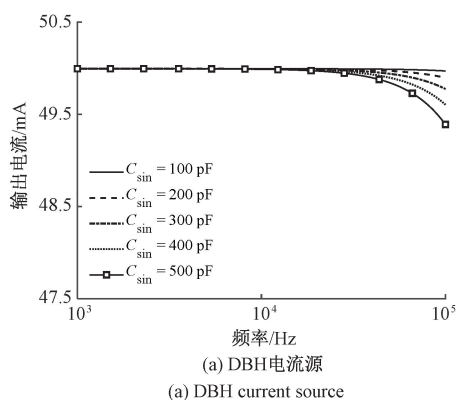
$$SR_{DB-LI} = \frac{SR_{OP}}{R_{fb} + R_f + R_L} \quad (15)$$

为了满足电荷管理系统的应用需求, 选择输出电流和输出阻抗两个参数来评估电流源的性能。在  $1 \sim 100$  kHz 的交流分析后, 最差的输出阻抗可以在  $100$  kHz 处得到。对于输出电流, 本文定义了平坦系数 (flatness factor, FF), 公式为:

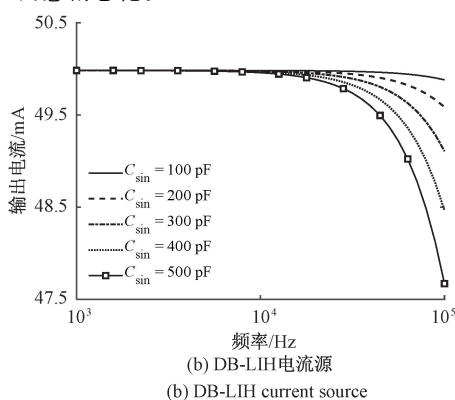
$$FF = \frac{|I_{MAX} - I_{MIN}|}{I_{MIN}} \times 100\% \quad (16)$$

FF 表示在相同负载下, 给定频率范围, 输出电流的最大值与最小值之差相对于最小值的百分比, 可以用于界定电流源的工作带宽。FF 数值越小, 说明带内电流波动越小、响应越平稳, 输出接近理想恒流特性, 对负载变化与杂散电容的敏感性更低。

为了研究输入杂散电容和输出杂散电容的影响, 仿真中在电路的输入与输出节点处分别并联了等效电容, 以模拟实验真实场景中的条件。通过这种方式, 可以对多种杂散电容条件进行深入研究, 并评估电路的性能。



(a) DBH current source



(b) DB-LIH current source

图 5 两种电流源拓扑在输入杂散电容作用下的输出电流对比

Fig. 5 Comparison of output currents under input stray capacitance for two current source topologies

表 5 输入杂散电容对平坦系数和输出阻抗的影响

Table 5 Effect of input stray capacitance on flatness and output impedance

| 电容值/<br>pF | 平坦系数/% |        | 100 kHz 时输出阻抗 |           |
|------------|--------|--------|---------------|-----------|
|            | DBH    | DB-LIH | DBH/kΩ        | DB-LIH/MΩ |
| 100        | 0.20   | 0.05   | 31.29         | 7.64      |
| 200        | 0.80   | 0.19   | 15.87         | 3.88      |
| 300        | 1.78   | 0.44   | 10.63         | 2.61      |
| 400        | 3.14   | 0.78   | 7.99          | 1.97      |
| 500        | 4.85   | 1.22   | 6.40          | 1.58      |

如图 5(a) 所示, 当  $C_{sin}$  为  $500$  pF 时, DBH 电流源的输出电流在  $20$  kHz 后便开始大幅衰减, 其 FF 值从  $100$  pF

1) 输入杂散电容的影响

式(12)的差分电容的定义为:

$$C_{diff} = \frac{1}{2\pi Z_{out} f} = 248 \text{ pF} \quad (17)$$

其中,  $Z_{out}$  为  $100$  kHz 时输出阻抗得到的输出阻抗值;  $f$  为  $100$  kHz。

根据式(17), 由器件引脚及 PCB 布局引起的输入差分杂散电容通常在  $500$  pF 以内。为评估电路在不同布线环境下的稳定性, 仿真中将输入杂散电容  $C_{sin}$  设置为  $100$ 、 $200$ 、 $300$ 、 $400$  和  $500$  pF 5 个档位, 在  $100 \Omega$  负载下考察  $1 \sim 100$  kHz 的输出电流响应。需要特别说明的是, 文献[15]提出的 Int-EH 电流源方案由于采用 INA134 全集成架构, 其敏感的电阻反馈网络被封装于芯片内部, 外部输入引脚上的杂散电容主要并联于低阻抗信号源, 被信号源屏蔽, 故其输出特性基本不受外部输入电容影响。因此, 重点对比分析分立器件架构下, DBH 电流源与 DB-LIH 电流源两种拓扑结构对输入节点杂散电容的抑制能力。

仿真结果如图 5 和表 5 所示。对于 DBH 电流源, 由于反馈电阻直接连接至运算放大器输入端, 输入杂散电容极易与反馈网络形成寄生极点, 导致高频性能随电容增加而急剧恶化。

时的  $0.20\%$  激增至  $4.85\%$ , 且  $100$  kHz 处的输出阻抗严重跌落至  $6.40$  kΩ, 表明该结构难以适应高寄生参数的实际电路环境。

如图 5(b) 所示, 本文提出的 DB-LIH 电流源展现出优异的抗干扰特性。得益于输入端的负载内含设计,  $C_{sin}$  被输出负反馈有效阻断。随着  $C_{sin}$  从  $100$  pF 增加至  $500$  pF, DB-LIH 电流源的 FF 值仅  $0.05\%$  增至  $1.22\%$ , 始终保持在极低水平。这种高稳定性主要归因于 DB-LIH 电流源架构在高频下仍能保持极高的输出阻抗, 在  $100$  kHz 时其阻抗值仍维持  $1.58$  MΩ (相比 DBH 电流源提升了约  $250$  倍), 从而有效抑制了输入杂散电容对恒流精度的破坏。

2) 输出杂散电容的影响

输出杂散电容  $C_{sout}$  通常与电流源的负载并联, 会在运

算放大器的输出阻抗特性中引入额外的极点,不仅降低电路的稳定性,还会导致高频输出电流被分流。为了量化不

同拓扑结构对输出电容的抑制能力,本文在 2~10 nF 的电容范围内进行了对比测试,结果如图 6 和表 6 所示。

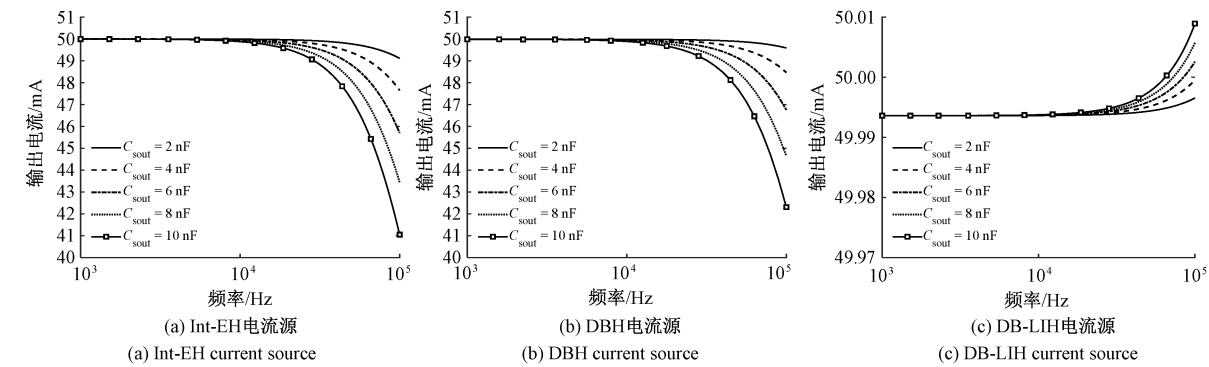


图 6 3 种电流源拓扑在输出杂散电容作用下的输出电流对比

Fig. 6 Comparison of output currents under output stray capacitance for 3 current source topologies

表 6 输出杂散电容对平坦系数和输出阻抗的影响

Table 6 Effect of output stray capacitance on flatness and output impedance

| 电容值/<br>nF | 平坦系数/% |       |         | 100 kHz 时输出阻抗        |      |      |
|------------|--------|-------|---------|----------------------|------|------|
|            | Int-EH | DBH   | DB-LIH  | Int-EH/ DBH/ DB-LIH/ |      |      |
|            |        |       |         | kΩ                   | kΩ   | MΩ   |
| 2          | 1.80   | 0.796 | 0.005 9 | 0.51                 | 0.79 | 1.95 |
| 4          | 4.92   | 3.13  | 0.012 0 | 0.31                 | 0.40 | 0.98 |
| 6          | 9.40   | 6.89  | 0.018 0 | 0.22                 | 0.26 | 0.65 |
| 8          | 15.08  | 11.96 | 0.024 0 | 0.17                 | 0.19 | 0.49 |
| 10         | 21.79  | 18.14 | 0.031 0 | 0.14                 | 0.16 | 0.39 |

如图 6(a)所示,Int-EH 电流源对输出杂散电容最为敏感。由于其结构缺乏对输出节点的有效隔离,随着电容值从 2 nF 增加至 10 nF,高频分流效应导致其输出电流的 FF 值从 1.80%恶化至 21.79%,且在 100 kHz 处的输出阻抗从 0.51 kΩ 跌至 0.14 kΩ,这表明该结构在长线缆或容性负载场景下基本丧失了恒流能力。

如图 6(b)所示,DBH 电流源虽然引入了正负反馈双缓冲,但受限于反馈回路未包含负载,其性能改善有限,在 10 nF 电容下 FF 值仍高达 18.14%,输出阻抗仅为 0.16 kΩ,带宽被限制在 40 kHz 左右。

如图 6(c)所示,本文提出的 DB-LIH 电流源得益于负载内含型闭环反馈机制,利用虚地特性有效切断了流向  $C_{sout}$  的分流路径,展现出优异的鲁棒性。随着频率增加,其输出电流保持高度稳定,带宽可达 1 MHz。即便在 10 nF 的大电容负载下,DB-LIH 的 FF 值仅为 0.031%,较 Int-EH 电流源降低了约 3 个数量级;同时其 100 kHz 输出阻抗维持在 0.39 MΩ 水平,远高于 Int-EH 电流源和 DBH 电流源的 kΩ 级阻抗。这一结果充分验证了 DB-LIH 电流源拓扑在抑制输出杂散电容干扰、保持高频高阻抗输出方面的显著优势。

综上所述,运算放大器的非理想特性、电阻网络的阻值失配以及电路分布杂散电容是制约高频电流源性能的三大关键因素。仿真分析表明,虽然传统集成方案(Int-EH)在低频下具有较好的静态精度,但在面对高频脉冲驱动及容性负载时,其输出阻抗与稳定性严重衰减。本文提出的 DB-LIH 架构通过选用高速运放 LM7171 拓展频带宽度,利用 LT5400 精密电阻网络消除静态增益误差,并关键性地引入双缓冲隔离与负载内含闭环反馈机制,从拓扑结构上切断了杂散电容的分流路径。这种多维度的优化设计使得电流源在 100 kHz 高频及复杂负载条件下仍能保持 MΩ 级的输出阻抗与极低的平坦系数,为后续硬件电路的实现与空间应用提供了坚实的理论依据。

3 实验与分析

为系统评估 DB-LIH 电流源在空间惯性传感器电荷管理场景下的实际性能,搭建了实验装置并进行实验测试与量化分析。本文使用 LCEDA 绘制设计原理图和 PCB,并完成调试工作,DB-LIH 电流源原理如图 7 所示,实物如图 8 所示。

1) 实验装置

在具体实现过程中,FPGA 生成脉冲波形通过 SMA 接口和 DB-LIH 电流源进行连接,再由信号调理电路将采样的脉冲电流信号转换为等效的直流电压信号,并通过 8 位半万用表进行测量,如图 9 所示。由于电阻固有的公差特性,理想平衡条件无法完全实现,因此在实现过程中使用了匹配准确度为 0.01%的精密电阻网络 LT5400-4。运算放大器 LM7171 在 1 Hz~100 kHz 的频率范围内,针对 110~570 Ω 的负载范围,可产生 0.05~50 mA 的输出电流。信号调理电路采用 AD8436 真有效值到直流转换器将 PWM 脉冲信号转换为直流信号。采用 Rigol 公司的 DP831 可编程线性直流电源为电流源供电,采用 Rigol 公司的 MSO7034 示波器查看电流源的输出波形,采用

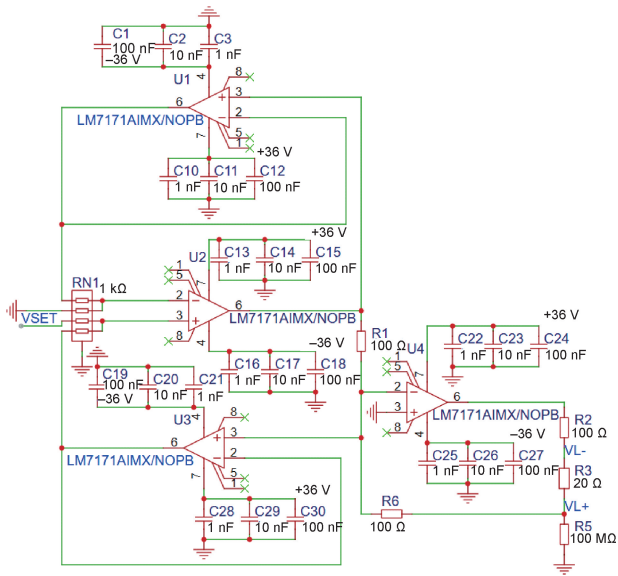


图 7 DB-LIH 电流源原理

Fig. 7 Schematic diagram of the DB-LIH current source

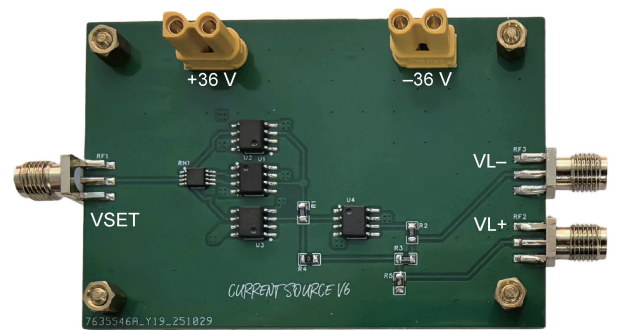


图 8 DB-LIH 电流源实物

Fig. 8 Prototype of the DB-LIH current source

Keysight 公司的 3458A 8 位半数字万用表采集输出电压信号,测试仪器如表 7 所示。

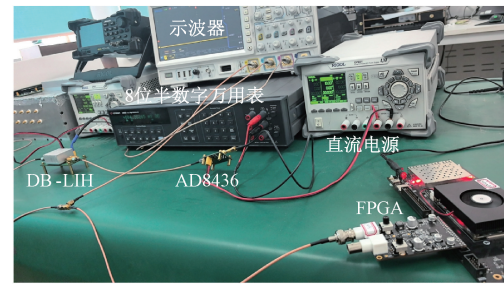


图 9 实验装置

Fig. 9 Experimental setup

2)测试评价指标

为了对 DB-LIH 电流源进行测试评价,对 DB-LIH 电 流源进行了准确度、分辨率和稳定性测试。

为量化电流源输出值与设定目标的一致性,本文定义 了输出准确度,其计算公式为:

表 7 测试仪器

Table 7 Test instruments

| 仪器名称      | 型号             |
|-----------|----------------|
| 直流电压源     | Rigol DP831    |
| 示波器       | Rigol MSO7034  |
| 8 位半数字万用表 | Keysight 3458A |

$$\delta = \frac{|\bar{I}_{\text{meas}} - I_{\text{out}}|}{I_{\text{out}}} \times 100\%$$
 (18)

其中, $\delta$  为电流源的输出准确度; $\bar{I}_{\text{meas}}$  为输出电流平均 值; $I_{\text{out}}$  为电流源期望输出电流值。

$$I_{\text{out}} = I_{\text{set}} \times D$$
 (19)

其中, $I_{\text{set}}$  为电流源设定输出值; $D$  为电流源输出占空 比。该指标反映了系统的整体输出精度,其值越小,表明 准确度越高。

为评估电流源系统的微变调节能力,本文定义了电流 设定相对分辨率,其计算公式为:

$$\eta = \frac{\Delta \bar{I}_{\text{meas}}}{\Delta I_{\text{out}}} \times 100\%$$
 (20)

其中, $\Delta I_{\text{out}}$  为电流源的设定变化量; $\Delta \bar{I}_{\text{meas}}$  为 8 位半数 字万用表测量的相应电流变化量。该指标反映了系统对 设定值微小变化的有效探测能力,其值越接近 100%,表明 系统的分辨率越高。

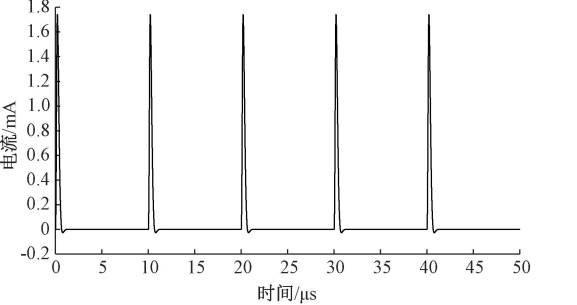
为表征输出电流的幅值与毫赫兹频段噪声特性,本文 定义了相对幅度谱密度以评估系统的相对稳定性,其计算 公式为:

$$\text{ASD}_{\text{ref}}(f) = \sqrt{\text{PSD}\left(\frac{I_{\text{meas}}}{I_{\text{meas}}} - 1\right)}$$
 (21)

其中, $f$  表示频率; $\text{ASD}_{\text{ref}}(f)$  表示在频率  $f$  处的相对 幅度谱密度,单位为  $\text{Hz}^{-1/2}$ ; $I_{\text{meas}}$  表示输出电流值; $I_{\text{meas}}$  表示整个测量周期的输出电流平均值。该指标反映了不同 频率处输出电流的相对波动强度。

3)DB-LIH 测试结果与分析

为验证电流源在高频脉冲驱动下的动态响应能力,本 文在 100 kHz 频率、1% 占空比(脉宽 100 ns)条件下,对比 了 Int-EH 与 DB-LIH 电流源的时域输出波形,结果如 图 10~12 和表 8 所示。



(a) 5 mA, 1% 占空比输出波形  
(a) 5 mA, 1% duty cycle output waveform

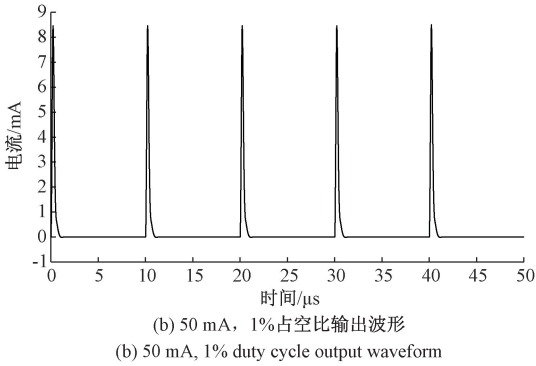


图 10 Int-EH 电流源在不同电流幅值下的脉冲响应仿真  
Fig. 10 Simulation of pulse response for the Int-EH current source under different current amplitudes

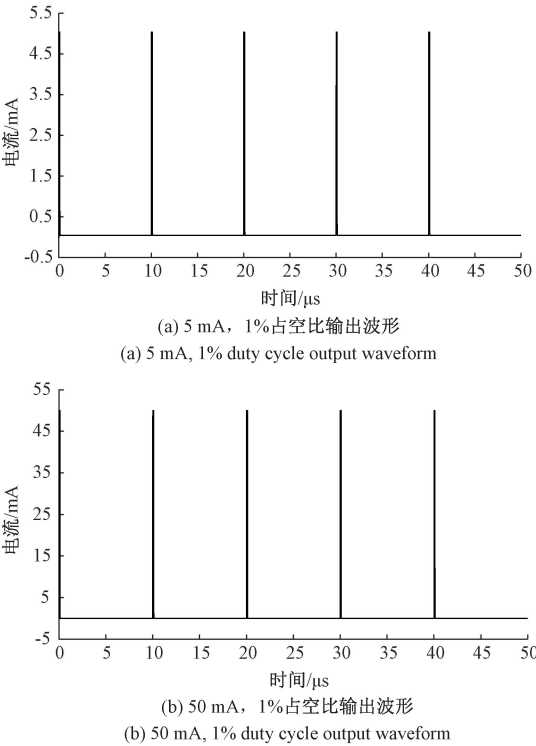


图 11 DB-LIH 电流源在不同电流幅值下的脉冲响应仿真  
Fig. 11 Simulation of pulse response for the DB-LIH current source under different current amplitudes

表 8 5 和 50 mA 工况下不同电流源的时域动态性能对比  
Table 8 Comparison of time-domain dynamic performance of different current sources under 5 and 50 mA conditions

| 电 流 源     | 5 mA  |         |        | 50 mA |         |        |
|-----------|-------|---------|--------|-------|---------|--------|
|           | 幅值/mA | 上升时间/ns | 脉宽/ns  | 幅值/mA | 上升时间/ns | 脉宽/ns  |
| Int-EH 仿真 | 1.74  | 114.82  | 279.14 | 8.46  | 133.36  | 247.72 |
| DB-LIH 仿真 | 5.01  | 2.87    | 99.87  | 50.01 | 3.35    | 99.56  |
| DB-LIH 实测 | 4.93  | 15.30   | 92.70  | 49.95 | 35.20   | 110.00 |

的高压摆率(4 100 V/μs)与优化的双缓冲负载内含拓扑,展现出卓越的瞬态响应特性。无论是在 5 mA 工况下

测试结果表明,Int-EH 电流源结构受限于 OPA227 较低的压摆率(2.3 V/μs),在高频窄脉冲驱动下表现出严重的波形畸变。如图 9(a)所示,即便在 5 mA 小电流工况下,其波形也已出现明显的上升沿滞后;而如图 10(b)所示,在 50 mA 大电流设定下其输出波形呈现明显的三角波特征,实际幅值仅为 8.46 mA,远未达到设定目标,且上升时间长达 133.36 ns,导致有效脉宽被严重压缩,无法满足高频电荷控制需求。

相比之下,本文提出的 DB-LIH 电流源凭借 LM7171

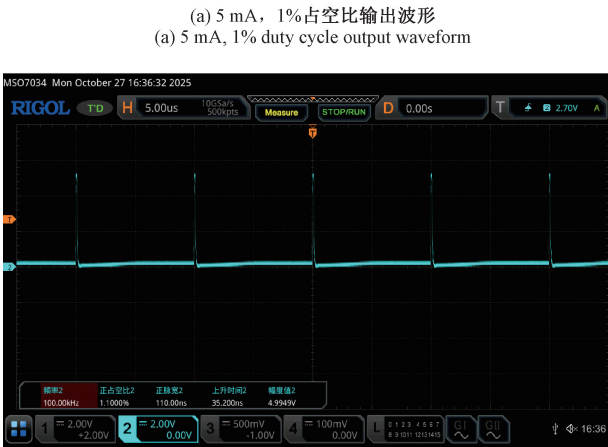


图 12 DB-LIH 电流源在不同电流幅值下的脉冲响应测试  
Fig. 12 Test of pulse response for the DB-LIH current source under different current amplitudes

(图 11(a))还是 50 mA 工况下(图 11(b)),DB-LIH 电流源仿真输出波形均保持了陡峭的上升沿,上升时间低至

3.35 ns 和误差 $\leq 0.2\%$ 的精准幅值。这充分验证了该拓扑结构在高频脉冲驱动下的理论性能优势,完全消除了传统方案中存在的带宽限制问题。

进一步的实测结果如图 11 所示。即便受限实际 PCB 电路的寄生参数影响,DB-LIH 电流源仍保持了优异的动态性能。在 5 mA 工况下(图 12(a)),系统输出波形响应迅速且无过冲;尤其在 50 mA 大电流工况下(图 12(b)),其脉宽实测值为 110 ns,与设定值(100 ns)高度吻合,且波形平整,成功解决了传统集成方案(Int-EH)在大电流窄脉冲驱动下出现的削顶与严重拖尾现象。有力证明了 DB-LIH 电流源在空间引力波探测高频电荷管理任务中的适用性与先进性。

根据式(18)定义的输出准确度指标,本研究对电流源系统在不同设定电流  $I_{\text{set}}$  和占空比  $D$  条件下的输出电流连续采集 1 h 进行测试分析,结果如表 9 所示。

分析表 9 数据可知,系统在 5 mA 设定电流下表现出良好的输出准确度,全工况输出准确度介于  $0.448\% \sim 4.266\%$  之间。在低占空比条件( $D=10\%$ )下, $\delta$  值最低( $0.448\%$ ),表明小电流输出时段系统精度最优。随着占空比升高,输出准确度略有波动,在  $D=30\%$  时达到峰值( $4.266\%$ ),但仍在 5% 允许范围内( $\leq 5\%$ )。

表 9 输出准确度  
Table 9 Output accuracy

| $I_{\text{set}}/\text{mA}$ | $D/\%$ | $I_{\text{out}}/\text{mA}$ | $\bar{I}_{\text{meas}}/\text{mA}$ | $\delta/\%$ |
|----------------------------|--------|----------------------------|-----------------------------------|-------------|
| 5                          | 10     | 0.5                        | 0.502 242 42                      | 0.448 484   |
|                            | 20     | 1.0                        | 0.960 001 45                      | 3.999 855   |
|                            | 30     | 1.5                        | 1.436 002 13                      | 4.266 524   |
|                            | 40     | 2.0                        | 1.922 076 83                      | 3.896 158   |
|                            | 50     | 2.5                        | 2.416 965 98                      | 3.321 360   |
|                            | 60     | 3.0                        | 2.920 305 25                      | 2.656 491   |
|                            | 70     | 3.5                        | 3.433 343 46                      | 1.904 472   |
|                            | 80     | 4.0                        | 3.945 296 61                      | 1.367 584   |
|                            | 90     | 4.5                        | 4.450 295 94                      | 1.104 534   |
| 50                         | 10     | 5                          | 5.131 195 21                      | 2.623 904   |
|                            | 20     | 10                         | 9.680 220 84                      | 3.197 791   |
|                            | 30     | 15                         | 14.457 948 6                      | 3.613 676   |
|                            | 40     | 20                         | 19.303 360 4                      | 3.483 198   |
|                            | 50     | 25                         | 24.199 503 6                      | 3.201 985   |
|                            | 60     | 30                         | 29.103 456 7                      | 2.988 477   |
|                            | 70     | 35                         | 34.045 065 7                      | 2.728 383   |
|                            | 80     | 40                         | 38.965 573 4                      | 2.586 066   |
|                            | 90     | 45                         | 43.569 292 9                      | 3.179 349   |

系统在 50 mA 设定电流下表现出更稳定的输出准确度,全工况输出准确度介于  $2\% \sim 4\%$  之间,随着占空比的变化略有波动。本实验结果验证了电流源系统在宽占空

比范围内的输出可靠性,为电流源在可变负载场景下的应用提供了数据支撑。后续可通过增加散热设计及闭环控制策略,进一步提升精度表现。

根据式(20)定义的电流设定相对分辨率指标,系统在典型工作点下的测试结果如表 10 所示。

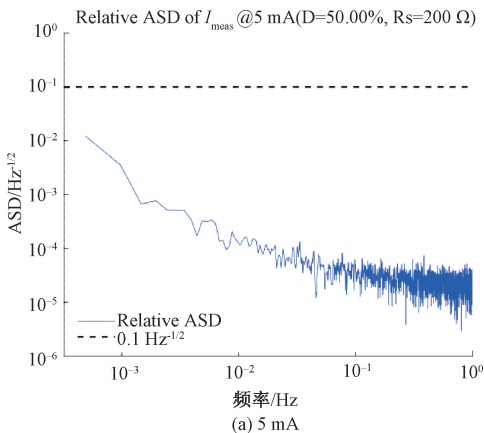
表 10 输出分辨率  
Table 10 Output resolution

| $I_{\text{set}}/\text{mA}$ | $D/\%$ | $I_{\text{out}}/\text{mA}$ | $\Delta I_{\text{out}}/\text{mA}$ | $\Delta \bar{I}_{\text{meas}}/\text{mA}$ | $\eta/\%$ |
|----------------------------|--------|----------------------------|-----------------------------------|------------------------------------------|-----------|
| 5                          | 50     | 2.5                        | +0.05                             | 0.050 831 5                              | 101.663 0 |
|                            |        |                            | -0.05                             | 0.050 190 6                              | 100.381 0 |
| 50                         | 50     | 25                         | +0.5                              | 0.500 295 1                              | 100.059 0 |
|                            |        |                            | -0.5                              | 0.500 195 8                              | 100.039 1 |

测试数据表明,电流源系统在典型工作点展现出卓越的微变调节能力。在 5 和 50 mA 输出工况下,系统对 $\pm 1\%$  设定值变化的响应分辨率  $\eta$  介于  $100.039\% \sim 101.663\%$  之间,所有测试点  $\eta$  值偏离理想值( $100\%$ )的绝对偏差 $\leq 1.67\%$ 。这一结果验证了系统在宽动态范围内的分辨率特性,其中 50 mA 工况表现尤为突出, $\eta$  值逼近理论极限( $100.039\% \sim 100.059\%$ ),证明大电流工作状态下系统响应近乎理想。

脉冲驱动系统在正负调节方向表现出显著差异的对称特性。50 mA 工况下,正向( $+0.5 \text{ mA}$ )与负向( $-0.5 \text{ mA}$ )调节的  $\eta$  值差异仅  $0.02\%$ ,展现优秀的双向响应一致性。而在 5 mA 工况则观察到  $1.28\%$  的不对称性,考虑将采样电阻更换为四端高精度低温漂电流检测电阻,改善低电流工况下采样电阻的温漂热噪声干扰。

根据式(21)定义的相对幅度谱密度指标,本研究对电流源系统在 5 和 50 mA 输出工况下的相对稳定性进行了测试分析。测试结果如图 13 所示。系统在  $1 \text{ mHz} \sim 1 \text{ Hz}$  频率范围内表现出良好的稳定性。在极低频段( $1 \text{ mHz}$  附近),相对幅度谱密度值约为  $0.01 \text{ Hz}^{-1/2}$ ,随频率升高迅速衰减,在  $0.1 \text{ Hz}$  以上频段趋于平缓(维持在  $3 \times 10^{-5} \text{ Hz}^{-1/2}$ )



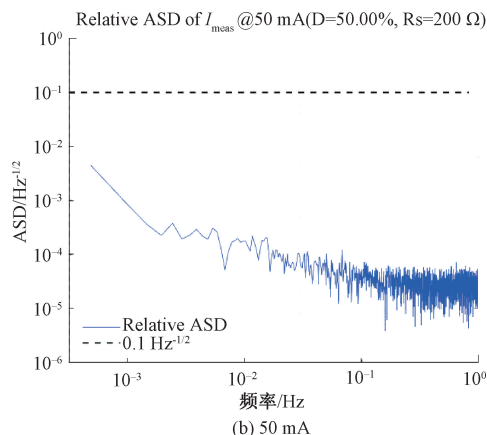


图 13 不同电流幅值下 DB-LI 电流源的相对稳定性

Fig. 13 Relative stability for the DB-LI current source under different current amplitudes

量级)。全频段测量数据均优于  $0.1 \text{ Hz}^{-1/2}$  参考限值,尤其在  $0.01 \text{ Hz}$  以上频段,相对 ASD 值较限值低两个数量级以上,表明系统对扰动的抑制能力显著,满足精密电流源对长期稳定性的严苛要求。

## 4 结 论

空间惯性传感器电荷管理系统在高频脉冲驱动下需要稳定、精准的电流激励,以保证检验质量表面电荷的可控性与放电过程的可靠性。针对现有集成方案 Int-EH 电流源在高频下输出阻抗急剧衰减、无法响应大电流窄脉冲等技术瓶颈,本研究提出了一种双缓冲负载内含型 DB-LIH 电流源架构。该方案利用双电压跟随器隔离反馈路径,结合  $0.01\%$  匹配精确度的精密电阻网络抑制电阻失配,并创新性地将负载纳入反馈回路,利用虚地特性从结构上切断了流向杂散电容的分流路径,从而从根本上改善了系统在高频驱动下的输出一致性。

仿真与实验结果表明,DB-LIH 电流源在静态精度与动态性能上均实现了显著突破。在高频抗干扰方面,即便在  $100 \text{ kHz}$  高频及  $10 \text{ nF}$  大电容负载下,系统的输出阻抗仍保持在  $0.39 \text{ M}\Omega$  以上,相比传统方案提升了 3 个数量级,FF 值低至  $0.031\%$ ;在瞬态响应方面,得益于拓扑优化与高速器件的应用,系统成功解决了传统方案在  $50 \text{ mA}$ 、 $1\%$  窄占空比脉冲驱动下的“削顶”失真问题,实测脉冲上升时间小于  $36 \text{ ns}$ ;同时,系统在  $0.05 \sim 50 \text{ mA}$  动态范围内输出准确度优于  $4.27\%$ ,分辨率偏差小于  $1.67\%$ ,且  $1 \text{ mHz} \sim 1 \text{ Hz}$  频带相对幅度稳定性达  $0.01 \text{ Hz}^{-1/2}$  量级。

本研究所提出的 DB-LIH 电流源不仅具备优异的低频恒流精度,更有效解决了高频脉冲驱动下的输出阻抗衰减与波形畸变难题,为空间惯性传感器在复杂空间环境下实现高精度电荷控制提供了可靠的硬件解决方案。

## 参考文献

[1] 罗俊,艾凌皓,艾艳丽,等. 天琴计划简介[J]. 中山

大学学报(自然科学版), 2021, 60(Z1): 1-19.

LUO J, AI L H, AI Y L, et al. A brief introduction to the TianQin project [J]. Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Sunyatseni, 2021, 60(Z1): 1-19.

[2] 吴树范,张倩云,刘梅林,等. 空间引力波探测惯性传感器关键技术与进展[J]. 中国空间科学技术, 2023, 43(4): 1-12.

WU SH F, ZHANG Q Y, LIU M L, et al. Key technologies and progress of inertial sensors for space gravitational wave detection[J]. Chinese Space Science and Technology, 2023, 43(4): 1-12.

[3] 康伟东,李得天,雷军刚,等. 引力参考传感器检测质量块电荷积累与控制[J]. 真空与低温, 2020, 26(2): 158-164.

KANG W D, LI D T, LEI J G, et al. Gravity reference sensor test mass charge accumulation and control[J]. Vacuum and Cryogenics, 2020, 26(2): 158-164.

[4] 韩瑞龙,蔡明辉,杨涛,等. 宇宙线高能粒子对测试质量充电机制[J]. 物理学报, 2021, 70(22): 366-374.

HAN R L, CAI M H, YANG T, et al. Mechanism of cosmic ray high-energy particles charging test mass[J]. Acta Physica Sinica, 2021, 70(22): 366-374.

[5] SUMNER T J, MUELLER G, CONKLIN J W, et al. Charge induced acceleration noise in the LISA gravitational reference sensor [J]. Classical and Quantum Gravity, 2020, 37(4): 5010.

[6] DAI J F, WANG W R, WU B, et al. Study on the method of charge accumulation suppression of electrostatic suspended accelerometer [J]. Sensors, 2022, 22(13): 4930.

[7] ARMANO M, AUDLEY H, BAIRD J, et al. Precision charge control for isolated free-falling test masses: LISA pathfinder results[J]. Physical Review D, 2018, 98(6): 062001.

[8] WASS P J, SUMNER T J, ARAÚJO H M, et al. Simulating the charging of isolated free-falling masses from TeV to eV energies: Detailed comparison with LISA Pathfinder results [J]. Physical Review D, 2023, 107(2): 022010.

[9] LETSON B C, BARKE S, KENYON S P, et al. High volume UV LED performance testing[J]. Review of Scientific Instruments, 2022, 93(11): 114503.

[10] 阮远东,章志昊,贾荏懿,等. 空间引力波探测中电荷管理系统的紫外光源应用[J]. 物理学报, 2024, 73(22): 47-63.

RUAN Y D, ZHANG ZH H, JIA J X, et al. Application

- of ultraviolet light sources in charge management systems for space gravitational wave detection[J]. *Acta Physica Sinica*, 2024, 73(22): 47-63.
- [11] ZIEGLER T, BERGNER P, HECHENBLAIKNER G, et al. Modeling and performance of contact-free discharge systems for space inertial sensors[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2014, 50(2): 1493-1510.
- [12] 王子栋, 周斌. 极紫外光电效应电荷驱动仿真与试验验证[J]. *空间科学学报*, 2024, 44(2): 368-378.  
WANG Z D, ZHOU B. Simulation and experimental validation of charge-driven extreme ultraviolet photoelectric effect [J]. *Chinese Journal of Space Science*, 2024, 44(2): 368-378.
- [13] KENYON S P, LETSON B, CLARK M, et al. A charge management system for gravitational reference sensors-design and instrument testing[C]//2021 IEEE Aerospace Conference (50100), 2021:1-9.
- [14] LETSON B, KENYON S P, CLARK M, et al. Hardware development and environmental test results for the TRL 5 LISA charge management device[C]//APS April Meeting Abstracts, 2021.
- [15] WANG Y, LYU B Y, YU T, et al. Design of high-precision driving control system for charge management[J]. *Sensors*, 2024, 24(9): 2883.
- [16] LI H G, YANG Q F, YANG F CH, et al. Coupling efficiency improvement of light source with a convex lens for space charge managements[J]. *Optik*, 2021, 248: 167999.
- [17] 田建平. 电荷管理中带电检验质量的表面结构研究[D]. 兰州:兰州大学, 2023.  
TIAN J P. Surface structure research of electrified test mass in charge management[D]. Lanzhou: Lanzhou University, 2023.
- [18] 陈宛艺, 林国庆. 集成反激式无电解电容 LED 驱动电源[J]. *电机与控制学报*, 2025, 29(6): 80-89.
- CHEN W Y, LIN G Q. Integrated flyback electrolytic capacitor-less LED driver[J]. *Electric Machines and Control*, 2025, 29(6): 80-89.
- [19] 黄潇, 唐求, 周朝霞, 等. 用于生物电阻抗谱测量的程控宽频恒流源设计[J]. *电子测量与仪器学报*, 2021, 35(4): 145-153.  
HUANG X, TANG Q, ZHOU ZH X, et al. Design of programmable broadband constant current source applied to bioelectrical impedance measurement [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2021, 35(4): 145-153.
- [20] 陈启标, 高云鹏, 杨唐胜, 等. 浮选液位测量用高精度差分恒流源设计与优化[J]. *仪器仪表学报*, 2024, 45(8): 154-164.  
CHEN Q B, GAO Y P, YANG T SH, et al. Design and optimization of high precision differential constant current source for flotation level measurement [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2024, 45(8): 154-164.
- [21] 刘文艳, 张敏娟, 王旭阳, 等. 一种宽带信号取样电路的设计与仿真[J]. *电子测量技术*, 2025, 48(23): 21-29.  
LIU W Y, ZHANG M J, WANG X Y, et al. Design and simulation of a broadband signal sampling circuit [J]. *Electronic Measurement Technology*, 2025, 48(23): 21-29.

## 作者简介

黄建平, 博士, 副教授, 主要研究方向为信号和图像处理、机器学习和计算机视觉。

E-mail: jphuang@nefu.edu.cn

王浩州, 硕士研究生, 主要研究方向为脉冲驱动 UV LED 的电流源和控制方法。

E-mail: haozhouwang@nefu.edu.cn

宋文龙(通信作者), 博士, 教授, 主要研究方向为光电精密测量、微弱信号检测、系统建模与仿真、智能检测与控制。

E-mail: swl@nefu.edu.cn