DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2311341

7.5 位万用表精密放大器直流偏置问题研究*

王世隆[1,2],邓守鹏[1,2],王恒博[1,2],韦建荣[1,2,3],王言章[1,2]
(1. 地球信息探测仪器教育部重点实验室 长春 130061; 2. 吉林大学仪器科学与电气工程学院 长春 130061;
3. 北京航天测控技术有限公司 北京 100041)

摘 要:作为校准级仪器的 7.5 位万用表,可用于航天航空领域中传感器电参数标定。直流放大器的偏置问题直接影响万用表测量精度。本文设计一种低直流偏置放大器,以 JFET 构成的共源共基放大电路、比例缓冲电流镜、V-I 变换恒流源电路作为输入级放大电路,级联高增益运算放大器构成电压串联负反馈结构,解决高输入阻抗与低噪声放大的矛盾问题。本文对失调电压和温度漂移构成的直流偏置模型进行分析:发现电流镜失调电压对 JFET 的失调电压具有补偿作用,并优化电阻修调电路对改善 JFET 失调电压;由温度漂移仿真发现:由 V-I 变换电流源的电流温度漂移和比例电阻温度漂移是放大器温度漂移的两大因素。通过低温漂敏感器件的选择、PCB 热布局的优化及防风壳的设计,改善系统整体温度系数。实验表明,该放大器失调电压绝对值小于 11 μV,优于 JFET 类型精密放大器 OPA828;放大器温度系数为-2~-4 μV/℃,与没有温度校准的 Keysight 3458A 温度系数处于同一等级。该放大器满足 7.5 位万用表的设计需求。

关键词: 7.5 位万用表;直流放大器;直流偏置;失调电压;温度漂移
中图分类号: TH89 TM932 TB971 **文献标识码**: A **国家标准学科分类代码**: 470.4017

Research on the DC bias problem of 7.5-bit multimeter precision amplifier

Wang Shilong[1,2], Deng Shoupeng[1,2], Wang Hengbo[1,2], Wei Jianrong[1,2,3], Wang Yanzhang[1,2]
(*1. Key Laboratory for Geophysical Instrumentation of Ministry of Education, Changchun 130061, China;*
2. College of Instrumentation and Electrical Engineering, Jilin University, Changchun 130061, China;
3. Beijing Aerospace Measurement & Control Technology Co., Ltd., Beijing 100041, China)

Abstract: As a calibration-grade instrument, the 7.5-digit multimeter can be used for the calibration of sensor electrical parameters in the aerospace field. The basic problem of the DC amplifier directly affects the measurement accuracy of the multimeter. In this article, a low DC bias amplifier is designed, with a common-source common-base amplification circuit composed of JFET, a proportional buffer current mirror, a V-I conversion constant current source circuit as the input stage amplification circuit, and a cascaded high-gain operational amplifier to form a voltage series negative feedback structure to solve the contradiction between high input impedance and low noise amplification. The DC bias model consisted of offset voltage and temperature drift is analyzed. It is found that the offset voltage of the current mirror compensates for the offset voltage of the JFET, and the resistor repair circuit is optimized to improve the offset voltage of the JFET. Temperature drift simulation shows that the current temperature drift of the V-I conversion current source and the proportional resistance temperature drift are two main factors of amplifier temperature drift. The overall temperature coefficient of the system is improved through the selection of low-temperature drift sensitive devices, the optimization of PCB thermal layout, and the design of windproof shells. Experiments show that the absolute value of the offset voltage of this amplifier is less than 11 μV, which is better than that of the JFET precision amplifier OPA828. The amplifier temperature coefficient is -2~-4 μV/℃, which is in the same grade as the Keysight 3458A temperature coefficient without temperature calibration. The amplifier meets the design requirements of the 7.5-digit multimeter.

Keywords: 7.5-digit multimeter; DC amplifiers; DC bias; offset voltage; temperature drift

收稿日期:2023-04-24 Received Date: 2023-04-24
*基金项目:全军共用信息系统装备预研专用技术项目(31517010401)资助

0 引　　言

7.5 位万用表作为校准级仪器,在电学参数标定[1]和航天航空领域中传感器测量参数[2]有着广泛应用。万用表在工作时会将直流电压,直流电流,交流电压,交流电流与电阻都将转换为直流电压[3-4],然后被直流放大器放大与多斜积分模数转换器采集。直流放大器作为直流电压信号测试的第一级,放大器直流偏置误差对整个系统测试精度起决定性作用。高精度万用表领域中,国外商用万用表精度已经达到 8.5 位。Fluke 的 8.5 位万用表 8588A 继承 Datorn 1281 的设计理念,采用结型场效应晶体管(Junction Field-Effect Transistor,JFET)为核心器件,搭建斩波放大电路;Keysight 的 8.5 位万用 3458A 采用 JFET 为核心器件,搭建对管差分放大器结构。国内商业化万用表做到 6 位半精度,主要厂家为普源精电、北京航天测控等公司[5]。电子科技大学张婷[6]在用于仪器系统的 PCI 扩展(PCI eXtension for Instrumentation,PXI)图显万用表设计中采用 JFET 并联结构搭建放大器,仪器整体精度达到 6.5 位精度,上海交通大学邝震[7]设计 6.5 位万用表采用集成放大器进行直流放大模块设计。根据 7.5 位万用表 Keysight 34470A 和 Keithley DMM7510,8.5 位万用表 Fluke 8588A 和 Keysight 3458A 中直流偏置参数进行分析,其中只有 Keysight 3458A 提供了直流偏置误差中温度漂移参数,数值为 5 μV/℃。根据温度漂移进行推算,放大器的失调电压误差绝对值应小于 10 μV。同时放大器的输入阻抗应大于 10 GΩ。

从国内外万用表的研究分析,6.5 位精度以上万用表需要考虑高阻抗与低噪声[8]的矛盾特性,放大器一般会选择低噪声 JFET 作为核心器件,搭建分立式放大器。在国外针对 JFET 分立结构放大器研究过程中,墨西拿大学 Graziella 等[9]团队设计用于测量放大器低频噪的电路拓扑结构,该结构以 JFET 为前端的开环电压放大器,此结构的电路噪声为 5.6 nV/Hz$^{1/2}$@0.07 Hz,汉堡应用科学大学 Phillip 等[10]团队在压电测量领域中设计 JFET 电荷放大器,此放大器噪声为 2.7 nV/Hz$^{1/2}$@10 kHz。国内,2015 年燕山大学董先莹[11]采用 JFET 设计噪声温度计中的前置放大器,放大器噪声为 1 nV/Hz$^{1/2}$,非线性系数为 0.007 5%;2018 年吉林大学王言章等[12]设计的适用于 Z 轴倾子电磁测量系统(Z-axis tipper electromagnetics,ZTEM)的 JFET 放大器,此电路噪声为 4 nV/Hz$^{1/2}$@30 Hz。2019 年吉林大学刘长胜团队空心线圈传感器优化后的噪声为 0.09 pT/Hz$^{1/2}$@100 Hz[13]。2022 年中国石油大学的丁立等[14]研制的基于低温电流比较仪的放大器等效输入电流噪声为 30 fA/Hz$^{1/2}$@1 Hz。

在 JFET 分立放大器研究中,设计者们关注噪声和线性度,忽略了直流偏置所带来的问题。本文以分立器件 JFET 为核心,采用共源共基放大电路、缓冲电流镜、电压-电流变换器(Voltage-to-Current Converter,V-I)变换恒流源与集成运算放大器设计电路拓扑结构。对放大器直流偏置误差中失调电压与温度漂移进行分析于建模。本文通过对失调电压模型仿真分析,发现电流镜的电流误差产生的失调电压对 JFET 失调电压具有补偿作用,设计电阻修调电路对失调电压进行补偿;对放大器的温度漂移进行建模与分析可知,失调电压的温度漂移与比例电阻的温度漂移为影响放大器温度漂移的主要因素,并发现 V-I 变换恒流源产生电流的温度漂移与比例电阻的稳定漂移为影响放大器温度漂移的主要参数,采用低温漂器件,并放大器进行印制电路板(Printed Circuit Board,PCB)布局优化与防风壳装置设计优化放大器的温度系数。

1 精密直流放大电路设计

1.1 精密直流电压放大电路总体设计

直流电压放大电路其参数特征为高输入阻抗,低噪声,低失调电压。为了满足其参数要求,设计电路拓扑为两级放大。输入级以 JFET 为核心,采用共源共基放大电路、缓冲电流镜与 V-I 变换恒流源作为偏置电路设计输入级放大电路,搭配低噪声的集成运算放大器构成两级放大系统,图 1 为放大电路的电路拓扑图。

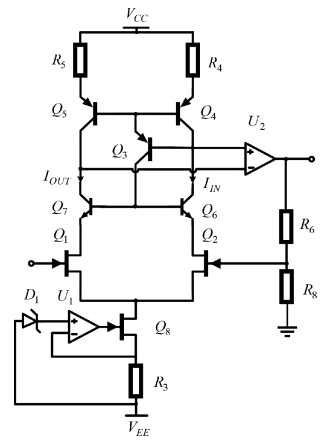


图 1　精密直流放大电路的电路拓扑图

Fig. 1　Circuit topology of a precision DC amplification circuit

精密放大电路是由精密分立器件、集成运算放大器与增益电阻构成具有同向放大电压串联负反馈系统,在不考虑误差下传递函数为式(1)。其中 V_{OUT} 为电路输出电压,V_{IN} 为输入信号电压,R_6 与 R_8 放大电路的增益电阻。电路中 R_6 与 R_8 分别取 9.9 kΩ 与 100 Ω,输入满量程为 100 mV,放大倍数为 100 倍。

$$V_{OUT} = V_{IN} \times \left(\frac{R_6}{R_8} + 1\right) \tag{1}$$

1.2 偏置电路设计

输入级的偏置电路选择缓冲电流镜与 V-I 变换恒流源作为偏置电路。其中缓冲电流镜在电路中作为输入级有源负载,V-I 变换恒流源为输入级电路提供偏置电流,并与缓冲电流镜电路一起调节双极结型晶体管(Bipolar Junction Transistor,BJT)与 JFET 的静态工作点。缓冲电流镜具有高精度电流调节功能,图 2 为缓冲电流镜的电路拓扑图。电流镜直流通路下输入电流 I_{IN} 与输出电流 I_{OUT} 的传递函数为式(2)和(3)。其中,I_{C4} 为 Q_4 的集电极电流;V_T 为温度的电压当量,常温下约为 26 mV;β_3、β_4 和 β_5 为 BJT 的放大系数,当 β_3、β_4 和 β_5 的参数值取 1 000 时,传递函数可以进一步化简为式(4)和(5)。通过调节 R_5 与 R_4 的阻值可以很好调节差分支路的电流。V-I 变换恒流源为输入级放大电路提供恒定的偏置电流,图 3 为 V-I 变换恒流源电路的电路拓扑图,电路传递函数为式 6。其中,V_{D1} 为稳压芯片的稳压值,V_{OSU1} 为放大器 U_1 的失调电压。通过调节 V_{D1} 与 R_3 的数值,选择一个合适的偏置电流,保证电路中 JFET 与 BJT 获得合适的静态工作点。根据式(4)与(5),输入级电路的电流关系为式(7)。

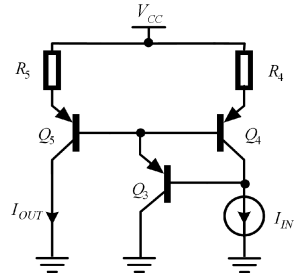


图 2 缓冲电流镜的电路拓扑图

Fig. 2 Circuit topology diagram of a emitter compensated current mirror

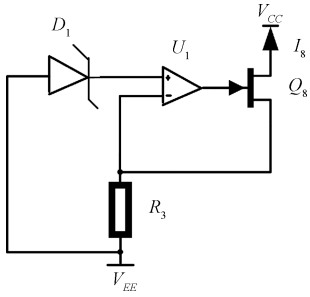


图 3 V-I 变换恒流源电路的电路拓扑图

Fig. 3 Circuit topology diagram of V-I transforming a constant current source circuit

$$I_{IN} = \frac{\frac{I_{C4}}{\beta_4} + \frac{I_{OUT}}{\beta_5}}{\beta_3 + 1} + I_{C4} \tag{2}$$

$$\frac{\beta_5}{\beta_5 + 1} \times I_{OUT} \times R_5 = \frac{\beta_4}{\beta_4 + 1} \times I_{C4} \times R_4 + V_T \times \ln\left(\frac{I_{C4}}{I_{OUT}}\right) \tag{3}$$

$$I_{IN} = I_{C4} \tag{4}$$

$$I_{OUT} \times R_5 = I_{C4} \times R_4 \tag{5}$$

$$I_8 = \frac{V_{EE} - V_{D1} - V_{OSU1}}{R_3} \tag{6}$$

$$I_8 = I_{IN} + I_{OUT} \tag{7}$$

1.3 高输入阻抗结构设计

高输入阻抗具有提高电压信号的驱动能力,理论上输入阻抗越高,驱动能力越强。JFET 本身具有 0.1 GΩ 到 10 GΩ 的输入阻抗,电路设计结构为串联电压负反馈结构,电路输入阻抗表达式为式(8)。其中 r_2 为开环状态下 JFET 的输入阻抗;A_v 为开环增益;F 为反馈系数;r_1 为形成反馈后的输入阻抗。当电路选用 JFET 作为输入端时,构成电压负反馈电路结构,电路输入阻抗将继续增大,在 100 倍增益下,放大器的输入阻抗大于 10 GΩ,满足 7.5 位万用表系统的设计需求。针对 7.5 位万用表的精度校准时,采用高精度多功能校准源 Fluke 5730A 进行校准,因此在被测系统的输出阻抗与 Fluke 5730A 的输出阻抗一致时,在此条件下万用表的测量结果可以到达最高精度。

$$r_1 = (1 + A_v \times F) \times r_2 \tag{8}$$

2 直流偏置模型分析

在放大器中,电路的直流偏置误差主要由失调电压与温度漂移所构成。放大电路工作时,由于器件载流子的不规则运动、温度变化时产生的漂移和器件参数不对称产生的失调电压都会导致电路输出结果含有误差,式(9)为带误差的电路传递函数。其中 V_{OS} 为失调电压。电路的失调电压为电路固有误差,当电路固有误差较大时,在高增益下,将大幅度抬升信号并达到电源轨,导致信号失真。失调电压误差限制电路对微弱信号捕获的能力。将式(9)的传递函数对温度求导,得到电路的温度漂移模型为式(10)。

$$V_{OUT} = (V_{IN} + V_{OS}) \times \left(\frac{R_6}{R_8} + 1\right) \tag{9}$$

$$\frac{\partial V_{OUT}}{\partial T} = \frac{\partial V_{OS}}{\partial T} \times \left(\frac{R_6}{R_8} + 1\right) + (V_{IN} + V_{OS}) \times \frac{1}{\partial T}\partial\left(\frac{R_6}{R_8} + 1\right) \tag{10}$$

2.1 失调电压误差模型建立

失调电压主要是由于放大器的输入级晶体管参数不对称导致[15-16],体现在输入级放大电路中共源共基放大电路 JFET 与 BJT 参数不一致,所产生的失调电压 V_{OS1};

电流镜电路复制时产生的电流误差 I_{OS1} 与第二级集成运算放大器的失调电压 V_{OS2} 与失调电流 I_{OS2+}、I_{OS2-} 所引起。图 4 为失调电压模型。电路失调电压传递函数为式(11) ~ (14)。其中,V_{OS} 为放大器总失调电压;V_{OSC} 为输入级差分电路中电流镜输入电流与输出电流之间的电流误差 I_{OS1} 所转换到输入侧的失调电压;V_{OSO} 为第二级集成运算放大器产生的失调电流 I_{OS2+}、I_{OS2-} 和失调电压 V_{OS2} 转换到输入端失调电压。V_{GS1} 与 V_{GS2} 分别为 Q_1、Q_2 侧栅极与源极之间电压。由于共源共基放大电路中的 BJT 匹配率达到 0.5%,可认为 BJT 没有失配,V_{OS1} 的失调电压由 JFET 参数失配形成。

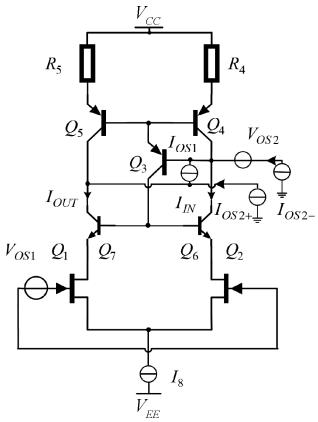


图 4　失调电压模型

Fig. 4　Offset voltage model

$$V_{OS} = V_{OS1} + V_{OSC} + V_{OSO} \tag{11}$$

$$V_{OS1} = V_{GS1} - V_{GS2} \tag{12}$$

$$V_{OSC} = \frac{I_{OUT}}{g_{m1}} - \frac{I_{IN}}{g_{m2}} \tag{13}$$

$$V_{OS3} = \frac{V_{OS2}}{2g_{m1} \times r_{out}} + \frac{I_{OS2-} - I_{OS2+}}{2g_{m1}} \tag{14}$$

2.2　放大电路温度误差模型

通过式(10)分析,放大电路温度漂移包含失调电压的温度漂移和比例电阻的温度漂移。因此放大电路的温度漂移模型分为两部分进行讨论。

1)失调电压温度模型

失调电压模型包含 V_{OSC}、V_{OSO} 与 V_{OS1}。对失调电压求温度导数,得到失调电压的温度漂移模型。V_{OS1} 产生的原因为 JFET 参数不匹配所决定,其温度系数和 JFET 的参数相关。由于 JFET 具有零漂移特性,当 JFET 处在零状态下,零漂电流 I_{DZ} 为式(15)。当 I_D 不等于 I_{DZ} 时,V_{GS} 将会产生漂移。此时 V_{GS} 的漂移系数为式(16)。V_{OS1} 产生的失调电压的温度系数为式(17)。式(13) 对温度求导数,得到 V_{OSC} 的温度模型式(18) 和(19)。则 I_{IN} 与 I_{OUT} 的温度误差为式(20)。

$$I_{DZ} = I_{DSS} \times \left(\frac{0.63}{V_P}\right)^2 \tag{15}$$

$$\frac{\partial V_{GS}}{\partial T} = 0.022 \times \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DZ}}}\right) \tag{16}$$

$$\frac{\partial V_{OS1}}{\partial T} = 0.022 \times \left(\sqrt{\frac{I_{OUT}}{I_{DZ}}} - \sqrt{\frac{I_{IN}}{I_{DZ}}}\right) \tag{17}$$

$$\frac{\partial V_{OSC}}{\partial T} = -\frac{I_{OUT}}{g_{m1}^2} \times \frac{\partial g_{m1}}{\partial T} + \frac{I_{IN}}{g_{m2}^2} \times \frac{\partial g_{m2}}{\partial T} + \frac{\partial I_{OUT}}{g_{m1} \times \partial T} - \frac{\partial I_{IN}}{g_{m2} \times \partial T} \tag{18}$$

$$\frac{\partial I_{10}}{\partial T} = -\frac{V_{EE} - V_{D1} - V_{OSU1}}{R_1^2} \times \frac{\partial R_1}{\partial T} + \frac{1}{R_1} \times \frac{\partial V_{D1}}{\partial T} - \frac{1}{R_1} \times \frac{\partial V_{OSU1}}{\partial T} \tag{19}$$

$$\begin{cases} \dfrac{\partial I_{IN}}{\partial T} = \dfrac{\partial I_8}{\partial T} - \dfrac{\partial I_{OUT}}{\partial T} \\ \dfrac{\partial I_{OUT}}{\partial T} = \left(\dfrac{R_4}{R_5} - \dfrac{R_4}{R_5^2}\right) \times \dfrac{\partial R}{\partial T} \times I_{IN} + \dfrac{R_4}{R_5} \times \dfrac{\partial I_{IN}}{\partial T} \end{cases} \tag{20}$$

2)比例电阻温度模型

根据式(10),由比例电阻的温度误差传递函数为 $(V_{IN} + V_{OS}) \times \frac{1}{\partial T} \partial \left(\frac{R_6}{R_8} + 1\right)$。在精密测量中,电阻通常选择具有低温度系数的金属箔电阻精密阻排。金属箔电阻具有较低的绝对温度漂移系数[12],较低的跟踪漂移和较高的热稳定性,一直是精密电路中最优选择。比例电阻的温度漂移传递函数为式(21)。

$$(V_{IN} + V_{OS}) \times \frac{1}{\partial T} \partial \left(1 + \frac{R_6}{R_8}\right) = (V_{IN} + V_{OS}) \times \partial \left(\frac{R_6}{R_8}\right) \frac{1}{\partial T} \tag{21}$$

其中,$\partial \left(\frac{R_6}{R_8}\right) \frac{1}{\partial T}$ 为精密电阻排的跟踪温漂。

3　直流电压偏置误差仿真与优化

3.1　失调电压误差模型建立

失调电压模型包含 V_{OSC}、V_{OSO} 与 V_{OS1}。V_{OS1} 与 V_{OSO} 都是由器件本身工艺决定,很难对其优化。因此,对失调电压调节主要通过调节 V_{OSC} 对 V_{OSO} 和 V_{OS1} 进行补偿。第二级集成运算放大器的失调电压与失调电流在等效到输入时会受到输入级增益抑制,当等效输入失调电压小于 0.1 μV 时,可以忽略不计。图 5 和 6 分别为第二级集成运算放大器失调电压和失调电流等效到输入侧失调电压时优化曲线。

图 5 中,运算放大器 U_2 产生的失调电压等效到输入侧时,会受到输入级增益抑制。当 V_{OS2}<200 μV 时,等效

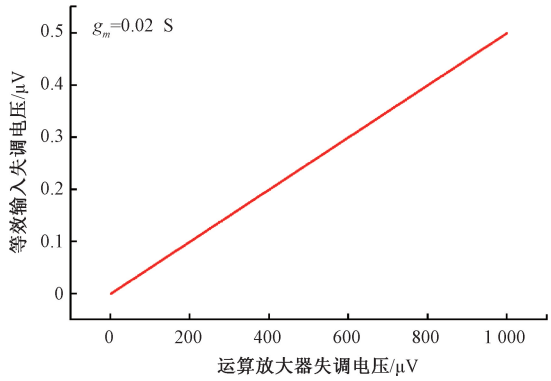


图 5 运放失调电压与等效输入失调电压关系图

Fig. 5 Op amp offset voltage vs. equivalent input offset voltage plot

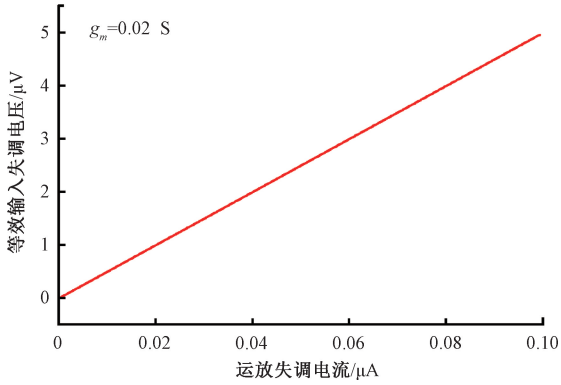


图 6 运放失调电流与等效输入失调电压关系图

Fig. 6 Plotting of op amp offset current vs. equivalent input offset voltage

输入失调电压小于 0.1 μV,可以忽略不计。图 6 中,运算放大器 U_2 产生的失调电流等效到输入侧时,当 I_{OS2+} 与 I_{OS2-} 小于 20 pA 时,等效输入失调电压小于 0.1 μV,可以忽略不计。综上分析,通过第二级集成放大器的选择,可以抑制运算放大器失调电压和失调电流对放大器总失调电压的影响。

V_{OS1} 为 JFET 精密对管固有特性,由于低噪声精密对管种类较少,通过分析与优化 V_{OS1} 效果不是很明显。V_{OSC} 是电流镜输入端电流与输出端电流的差所构成,通过式(5),改变 R_4 与 R_5 的阻值对电流镜的输出电流与输入电流进行调节。当 JFET 选择 IF389B 精密对管,V_{GS1} 与 V_{GS2} 偏差电压的绝对值为 6 mV,则需要调节 V_{OS2} 对 *JFET* 产生的失调电压 V_{OS1} 进行补偿。电流镜输出侧电阻 R_5 的阻值保持不变,对电流镜输入测电阻 R_4 进行结构优化,图 7 为优化后电流镜模型。

将 R_{4_0} 电阻与调节电阻 R_{4_1} 到 R_{4_6} 通过开关 SW_{1-6} 进行并联。通过调节开关,选择接入主电路的电阻,并联后等效电导 Y_4 为式(22)。电路共有 64 个调节失调的尺度,电阻阻值设计为式(23)。其中 i 取 1~6 的整数值,

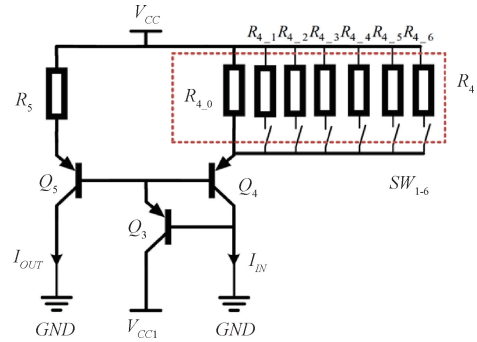


图 7 具有修调功能的电流镜电路

Fig. 7 Current mirror circuit with offset voltage regulation

此设计可以保证电路失调电压具有良好的调节能力,电阻阻值也为常规阻值,易于电路实现。图 8 为针对 6~-6 mV 的失调电压进行修调结果仿真图。通过图 8,将 64 个修调区间走完,电路将 6 mV 与-6 mV 的失调电压优化到绝对值为 4 μV,减少 3 个数量级。表 1 为修调电阻的参数表。

$$Y_4 = \sum_{i=0}^{6} Y_{4_i} \tag{22}$$

$$R_{4_i} = R_{4_1} \times 2^{i-1} \tag{23}$$

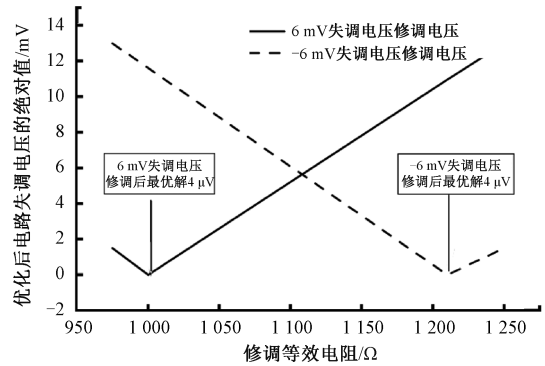


图 8 失调电压优化仿真图

Fig. 8 Offset voltage optimization simulation

表 1 为修调电阻的参数表

Table 1 Parameter table for trimming resistors

电阻	阻值/Ω
R_5	1 100
R_{4_0}	1 240
R_{4_1}	8×10^3
R_{4_2}	16.3×10^3
R_{4_3}	31×10^3
R_{4_4}	64×10^3
R_{4_5}	128×10^3
R_{4_6}	256×10^3

3.2　放大电路温度漂移误差模型分析

1)失调电压的温度系数分析

运算放大器 U_2 产生的失调电压的温度漂移与失调电流产生的温度漂移 V_{OSO} 很小,对电路的影响可以忽略不计。式(17)表明,JFET 产生的温度漂移和 I_{IN}、I_{OUT} 相关。式(20)表明,I_{IN} 和 I_{OUT} 的温度系数与 I_8、R_4、R_5 的温度系数有关。当电阻 R_5 与 R_4 确定为 1 200 与 1 100 Ω。电阻 R_5 与 R_4 的温漂系数选择为 $1\sim10\times10^{-6}$/℃时,其 I_{OUT} 的温度系数为 17.4 fA/℃到 17.4 pA/℃,可以忽略。I_{IN} 和 I_{OUT} 的温度系数只与 I_8 温度系数有关。式(19)表明 I_8 的温度系数与运算放大器 U_1 的温度系数、稳压芯片 D_1 的温度系数和 R_3 的温度系数有关。当 V_{D1} = 2.5 V,R_3 = 500 Ω 时,图 9~11 分别为不同温度系数的运算放大器、稳压芯片与电阻对 I_8 的温度系数影响曲线。通过图 9~11 分析,运算放大器温度系数对 I_8 的温度系数影响较小,当运算放大器温度系数选择小于 500 nV/℃时,产生的温度系数小于 1 nA/℃。稳压芯片的温度系数与电阻温度系数对 I_8 有着较高的影响,当选择低温度系数的稳压芯片与电阻时,I_8 具有较低的温度系数。低温度系数的稳压芯片较少,无法获得 10×10^{6}/℃稳压芯片,文本选择 25×10^{-6}/℃稳压芯片,电阻 R_3 选择 5×10^{-6}/℃精密电阻,此时 I_8 温度系数为 100 nA/℃。V_{OS1} 为 JFET 本身差异引起,其温度系数与 JFET 的 g_m 与 V_{GS} 温度系数相关。通过分析,失调电压的温度系数主要由 V_{OS1} 与 V_{OSC} 决定。图 12 和 13 别为 V_{OS1} 与 V_{OSC} 在 0℃~60℃的温度系数仿真曲线。从图 12 与 13 曲线中分析,V_{OS1} 温度系数随温度增加而下降,且温度系数为负值,V_{OSC} 温度系数随温度增加而增加,且温度系数为正值。V_{OS1} 温度系数与 V_{OSC} 温度系数误差具有互补特性,可以降低电路的温度漂移特性。图 14 为总失调电压温度系数仿真图。在温漂互补后,电路的温度漂移为−17 μV/℃。

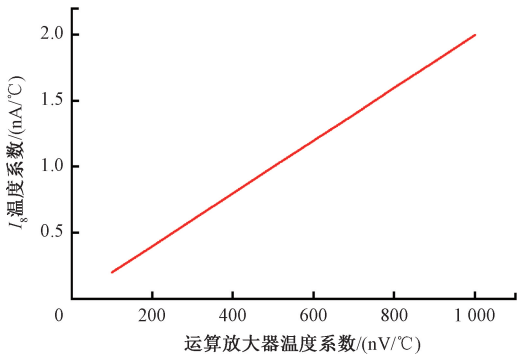


图 9　不同温度系数运算放大器与 I_8 温度漂移关系曲线

Fig. 9　Temperature drift curves of op amps with different temperature drift vs. I_8

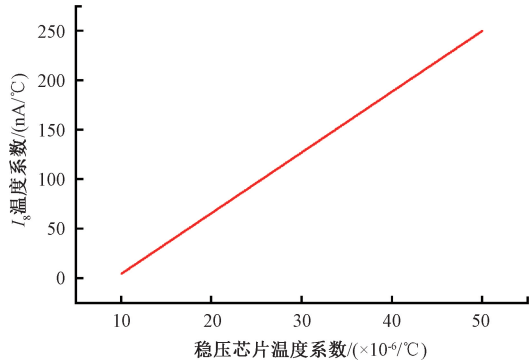


图 10　不同温度系数稳压芯片与 I_8 的温度漂移关系曲线

Fig. 10　Temperature drift relationship curves between different temperature coefficient regulator chips and I_8

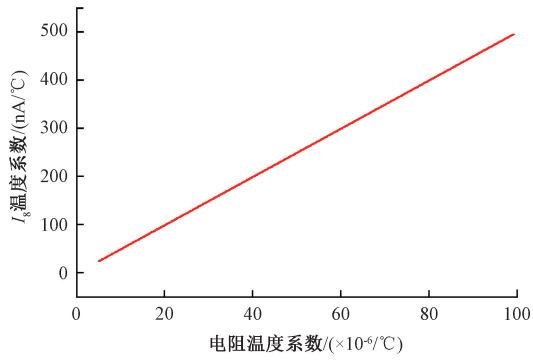


图 11　不同温度系数电阻与 I_8 的温度漂移关系曲线

Fig. 11　Temperature drift curve with temperature coefficient resistance and I_8

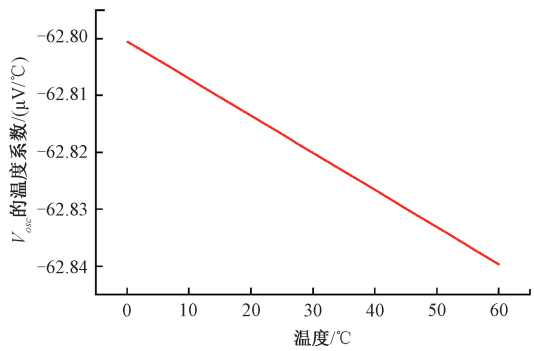


图 12　V_{OS1} 的温度系数曲线

Fig. 12　V_{OS1} temperature coefficient curve

2)比例电阻温度漂移与电路整体温漂分析

根据式(21),比例电阻温度漂移引起的误差不仅仅与电阻的跟踪温漂有关,还与输入信号与失调电压的大小有关。通过对精密阻排封装的比例电阻跟踪温漂系数分析,研究比例电阻温漂对输出漂移电压的影响。图 15 为不同温漂系数电阻和输入电压,对应输出电压漂移仿

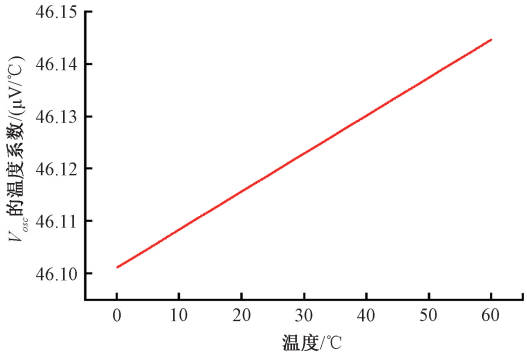


图 13 V_{OSC} 的温度系数曲线

Fig. 13 V_{OSC} temperature coefficient curve

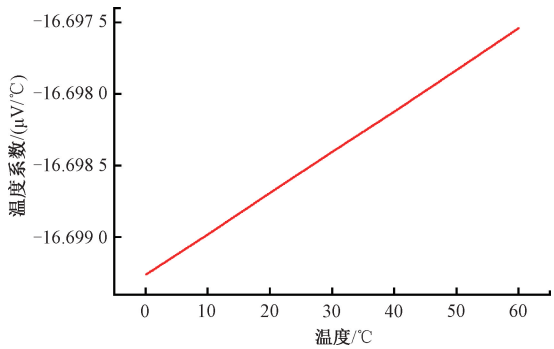


图 14 总失调电压温度系数仿真图

Fig. 14 Total offset voltage temperature coefficient simulation

真图。当阻排的跟踪温漂小于 2×10^{-6}/℃时,输出信号在 −0.1~0.1 V 的电压内,输出漂移误差在每摄氏度变化下小于 200 nV。此时比例电阻所产生的温度漂移误差可以忽略。将所有温度漂移考虑后,放大器的温度系数为 −17 μV/℃。

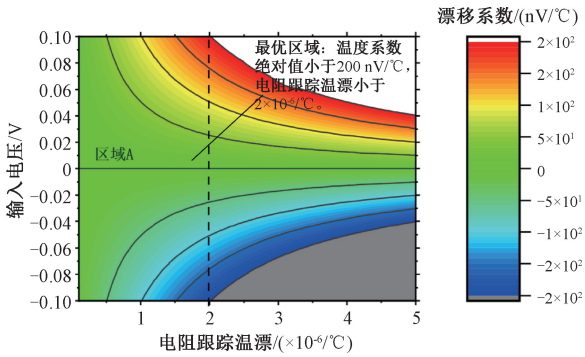


图 15 不同温漂系数电阻和输入电压,输出电压漂移仿真图

Fig. 15 Simulation diagram of different temperature drift coefficient resistances and input voltages with output voltage drift

3.3 放大器温漂抑制与 PCB 热设计

放大器本身据有−17 μV/℃的温度漂移系数。为了降低放大器的温度误差,提高放大器抵抗外界温度变化能力是非常简单且有效的解决方法。

通过分析,电路的温度系数主要与失调电压温度系数和电阻温度系数有关。而失调电压的温度系数与 JFET 温度系数和电流镜温度系数有关,映射到器件上则与器件 Q_1、Q_2、R_4、R_5、R_6、R_8、R_3、D_1 有关。针对以上温度敏感器件,降低器件温度变化是保持电路温度漂移稳定的有效方法之一。

对电路进行功率分析,表 2 为放大电路的各器件功率参数表,其中小于 10 mW 的器件忽略不计。根据芯片热阻模型,芯片散热传递函数为[17-18]式(24)。其中,T_J 为芯片结温,P_D 为芯片功率,ΘJ_A 为结点到环境热阻,T_A 为空气温度,空气温度默认为 25℃,通过分析得到个器件的结温。

$$T_J = P_D \times \Theta J_A + T_A \tag{24}$$

表 2 器件的结温参数

Table 2 Device junction temperature parameters

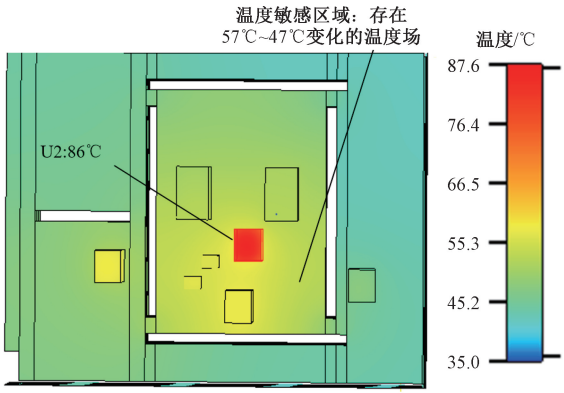
位号	器件	功率/mW	结点到环境温度/(W/℃)
U_2	OPA828	200	121.5
Q_1,Q_2	IF389	36	105
Q_4,Q_5	BC857	10	105
R_4,R_5	1 100 Ω,1 240 Ω	30	–
Q_7,Q_6	SSM2212	12	221.5
U_1	OPA227	36	111.5
R_6,R_8	9 900 Ω,100 Ω	10	–

参照表 2 对电路 PCB 进行热仿真。图 15 为 PCB 不同热布局的仿真结果图。图 16(a)中,U_2 布局在温度敏感区内,整个温度敏感区器件整体温度提升,出现 47℃~57℃的温度场进行热传递。图 16(b)中,在 U_2 布局在温度敏感区之外,整个温度敏感区器件整体温度恒定在 40℃。针对放大电路抵抗外界温度变化时,通过设计防风壳降低仪器内部风扇引起的气流热传递。放大电路作为单元电路使用在规格为 28 cm×15 cm×8 cm 的仪器中,针对温度敏感器件设计 5 cm×4 cm×3 cm 的防风壳,防风壳厚度为 0.8 cm,材料为挤塑聚苯板。根据热传递公式:

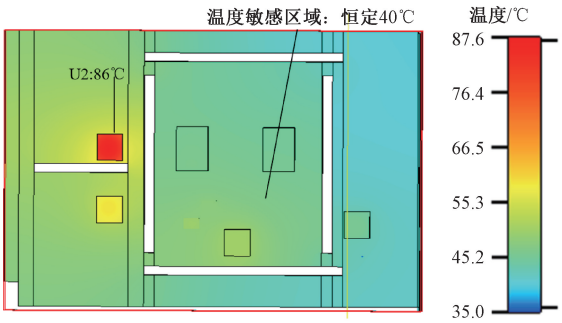
$$\Delta T = \frac{Q \times L}{\lambda \times S} \tag{25}$$

其中,Q 为空气在规格为 28 cm×15 cm×8 cm 的仪器中,变化 1℃发出的热量。L 为防风壳厚度,λ 为隔热漆的隔热系数,数值为 0.03 W/(m·℃)。S 为防风壳进行热传递的总表面积。当仪器在工作时,空气温度变化 1℃需要 1 s,共进行热交换为 5 个面,则 ΔT = 0.2℃。图 17

为带有防风壳放大器的温度系数曲线。图 17 中表达防风壳放大器的温度系数曲线,带有防风壳放大器温度系数为−3.339 9~−3.339 6 μV/℃。



(a) 高功率器件布局在温度敏感区热仿真
(a) Thermal simulation of a high-power device layout in a temperature-sensitive region



(b) 高功率器件布局远离温度敏感区热仿真
(b) High power device layout away from thermal simulation in temperature-sensitive regions

图 16　PCB 热仿真

Fig. 16　PCB thermal simulation

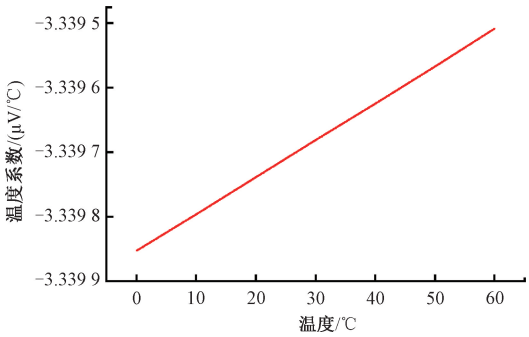
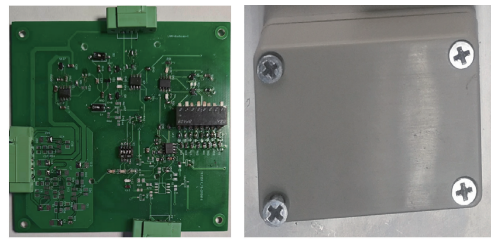


图 17　防风壳放大器温度系数曲线

Fig. 17　Temperature coefficient curve of windproof shell amplifier

4　实验测试

通过上述分析搭建自研放大器硬件电路图,图 18 为放大器的硬件电路。并对放大器的失调电压与温度漂移进行测试分析。



(a) 放大器硬件图　(b) 防风壳
(a) Amplifier hardware diagram　(b)Windproof shell

图 18　放大器的硬件电路

Fig. 18　Hardware circuit for the amplifier

4.1　失调电压测试

将自研放大器与 OPA828 输入端短路,使用八位半万用表 FLUKE 8588A 接在输出侧,分别测试输出短路电压。将输出电压归算到输入侧,此时电压值为失调电压值。通过图 19 测试分析,自研电路的失调电压的绝对值为 10 μV/℃,JFET 型精密运算放大器 OPA828 失调电压的绝对值为 62 μV,自研放大器的失调电压优于 OPA828。

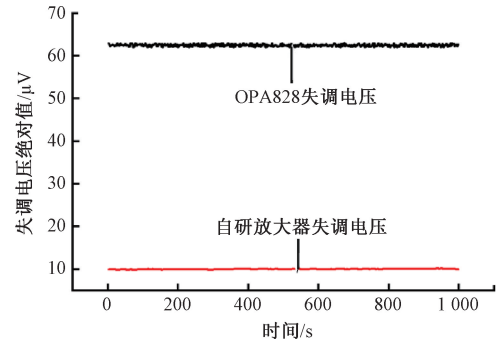


图 19　自研放大器与 OPA828 的失调电压对比图

Fig. 19　Offset voltage comparison diagram of the self-developed amplifier and the OPA828

4.2　温度漂移测试

将放大电路放在温箱中,使用 FLUKE 5730A 给放大器稳定输入信号,输入信号分别取−0.1 与 0.1 V 进行测试。输出侧使用 FLUKE 8588A 对放大后的数据进行采集。温箱温度分被控制在 0℃~50℃,步进 5℃,得到具有防风壳放大器的温度漂移误差。图 20 为防风壳放大器的温度漂移误差。

对图 20 数据分析,将温度漂移误差除以温度差和增益进行归算,温度系数 *TD* 公式如式(26)所示。

$$TD = \frac{V_{TD}}{(T - 25) \times G} \tag{26}$$

其中,V_{TD} 为输出电压漂移误差,T 为当前温度,G 为放大器的闭环增益。

通过式(26)计算,0.1 V 输入时,放大器的温度漂移为−2~−3 μV/℃;−0.1 V 输入时,放大器的温度漂移为

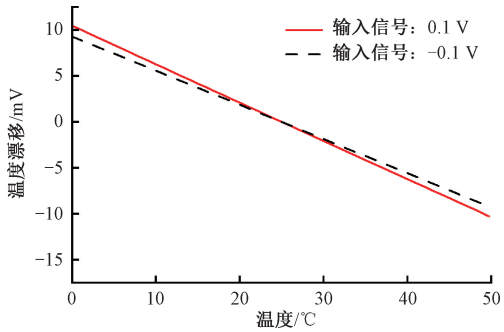


图 20 具有防风壳放大器的温度漂移误差

Fig. 20 Temperature drift error of windproof shell amplifier

-2~-4 μV/℃。放大器的温系数为-2~-4 μV/℃,与 Keysight 3458A 没有温度校准的温度系数±5 μV/℃在同一水平[16]。

5 结 论

本文设计一种低直流偏置放大器,以 JFET 构成的共源共基放大电路、比例缓冲电流镜、V-I 变换恒流源电路作为输入级放大电路,级联高增益运算放大器构成电压串联负反馈结构,解决高输入阻抗与低噪声放大的矛盾问题。本文对影响放大器直流偏置中失调电压和温度漂移进行建模与分析,通过对放大器的失调电压进行仿真,结论如下:

1)放大器的失调电压由电流镜失调电压、JFET 失调电压、运算放大器失调电压和失调电流组成,其中电流镜失调电压、JFET 失调电压为主要影响参数。本文设计电阻修调电路,调节电流镜的失调电压对 JFET 的失调电压进行补偿,补偿后放大器的失调电压绝对值小于 11 μV,优于 JFET 型精密集成运算放大器 OPA828 的失调电压绝对值 60 μV。

2)放大器的温度漂移主要由失调电压的温度漂移和比例电阻的温度漂移构成。失调电压的温度漂移中,电流镜产生的失调电压温度系数和 JFET 失调电压温度系数都与 V-I 变换源电流的温度漂移有关,并确定影响放大器温度漂移的敏感器件。通过采用低温漂温度器件、PCB 热布局优化和防风壳保护温度敏感器件的方法对放大器温度系数进行优化,优化后放大器的温系数为-2~-4 μV/℃,与 Keysight 3458A 没有温度校准的温度系数±5 μV/℃在同一水平。

本文设计一种低直流偏置放大器,并对直流偏置中的失调电压和温度漂移进行分析,得到其优化规律。为精密电信号测量和低频地磁信号传感器精密测量中放大器设计提供参考方案。

参考文献

[1] 王艳维,付璇. 数字多用表标准装置 8508A 测量不确定度的评定[J]. 电子测试,2015(3):29-31.
WANG Y W, FU X. Standard equipment 8508A digital multimeter assessment of measurement uncertainty[J]. Electronic Test, 2015 (3): 29-31.

[2] 黄晓钉,佟亚珍,蔡建臻. 电学前沿计量技术在航天型号保障中的应用[J]. 宇航计测技术, 2019, 39(2): 6-9,61.
HUANG X D, TONG Y ZH, CAI J ZH. Application of electro leading edge measurement in aerospace model service[J]. Journal of Astrona Technology utic Metrology and Measurement, 2019, 39(2): 6-9,61.

[3] TORRES E, MONZO C, REVERTER F. A novel measurement technique for DC voltage and current reducing the DMM loading effects[C]. IEEE International Instrumentation and Measurement Techno-logy Conference (I2MTC), 2021: 1-5.

[4] 刘埕. 高精度交流电压测量方法与自动校准技术的研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2021.
LIU CH. Research on high-precision ac voltage measurement method and automatic calibration technology[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021.

[5] 傅鹏. 6 位半高精度数字万用表软件设计[D]. 成都:电子科技大学, 2022.
FU P. The software design of 6.5-digit high precision digital multimeter[D]. Chendu: University of Electronic Science and Technology of China, 2022.

[6] 张婷. PXI 图显万用表模块的硬件设计与实现[D]. 成都:电子科技大学, 2019.
ZHANG T. Hardware design and implementation of PXI graphical multimeter module[D]. Chendu: University of Electronic Science and Technology of China, 2019.

[7] 邝震. 一种 6(1/2)经济型高精度数字万用表的设计与实现[D]. 上海:上海交通大学电子信息与电气工程学院, 2016.
KUANG ZH. A 6(1/2) digit low cost high precision DMM design/study[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2016.

[8] 刘畅,梁晓新,阎跃鹏. 射频宽带低噪声放大器设计[J]. 电子测量与仪器学报,2009,23(S1):196-202.
LIU CH, LIANG X X, YAN Y P. Design of the RF wide-band low noise amplifier[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2009, 23 (S1): 196-202.

[9] GRAZIELLA S, GINO G, CARMINE C. Single JFET front-end amplifier for low frequency noise measurements with cross correlation-based gain calibration [J].

Electronics, 2019, 8(10): 1197.

[10] PHILLIP D, VERONIKA P, CHRISTINE K, et al. Noise of a JFET charge amplifier for piezoelectric sensors[J]. IEEE Sensors Journal, 2017, 17(22): 7364-7371.

[11] 董先莹. 噪声温度计中低噪声低失真前置放大器研制[D]. 秦皇岛:燕山大学,2015.
DONG X Y. Research and design on low-noise low-distortion preamplifier for johnson noise thermometers[D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2015.

[12] 王言章, 石佳晴, 时洪宇. 航空 ZTEM 磁传感器调理电路低噪声优化设计[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(9): 187-194.
WANG Y ZH, SHI J Q, SHI H Y. Low noise optimization design of conditioning circuit for ZTEM airborne magnetic sensor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(9): 189-194.

[13] 刘长胜,刘腾,任同阳,等. 地空频率域电磁系统空心线圈传感器优化设计[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(2): 140-147.
LIU CH SH, LIU T, REN T Y, et al. Optimization and design of air-core coil sensor for ground-airborne frequency-domain electromagnetic detection[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2019, 40(2): 140-147.

[14] 丁立,鲁云峰,赵建亭,等. 基于低温电流比较仪的微弱电流放大器设计[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(5): 86-92.
DING L, LU Y F, ZHAO J T, et al. Design of weak current amplifier based on the cryogenic current comparator[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(5): 86-92.

[15] HUANG P, CHANG K CH, GE J L, et al. Offset-compensation high-performance sense amplifier for low-voltage DRAM based on current mirror and switching point[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(4): 2011-2015.

[16] BABAK G. Design and simulation of a low-voltage low-offset operational amplifier[J]. International Journal of Advanced Computer Science and Applications, 2016, 7(1): 337-339.

[17] ZHANG H ZH, JIA H, FENG W W, et al. Ultra-responsive MEMS sensing chip for differential thermal analysis (DTA)[J]. Sensors, 2023, 23: 1362.

[18] SALAHOUELHADJ A, GONZALEZ M, VANSTREELS K, et al. Analysis of warpage of a flip-chip BGA package under thermal loading: Finite element modelling and experimental validation [J]. Microelectronic Engineer-ing, 2023, 271-272: 111947.

作者简介

王世隆,2006 年于吉林大学获得学士学位,2008 年于吉林大学获得硕士学位,2011 年于吉林大学获得博士学位,现为吉林大学仪器科学与电气工程学院副教授,主要研究方向为航空电磁探测和微弱信号检测。
E-mail: wangshilong@jlu.edu.cn

Wang Shilong received his B. Sc. degree from Jilin University in 2006, received his M. Sc. degree from Jilin University in 2008, and received his Ph. D. degree from Jilin University in 2011. He is currently an associate professor in the College of Instrumentation & Electrical Engineering at Jilin University. His main research interests include aero electromagnetic detection and weak electrical signal detection.

王言章(通信作者),2002 年于吉林大学获得学士学位,2005 年于吉林大学获得硕士学位,2010 年于吉林大学获得博士学位,现为吉林大学仪器科学与电气工程学院教授,主要研究方向为微弱磁场信号检测。
E-mail: yanzhang@jlu.edu.cn

Wang Yanzhang (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Jilin University in 2002, received his M. Sc. degree from Jilin University in 2005, and received his Ph. D. degree from Jilin University in 2010. He is currently a professor in the College of Instrumentation & Electrical Engineering at Jilin University. His main research interest is weak magnetic field detection.