

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106430

基于 AD590 的热电偶冷端方法优化设计*

李亚政^{1,2} 甄国涌^{1,2} 贾兴中^{1,2} 樊虎³ 陈冲冲³

(1. 中北大学 电子测试技术国家重点实验室 太原 030051; 2. 中北大学 仪器科学与动态测试教育部重点实验室 太原 030051; 3. 空装驻北京地区第三军代室 北京 100710)

摘要: 为了确保测量温度的准确性,需要对热电偶电路进行冷端补偿。目前使用 AD590 对热电偶测温进行冷端补偿时,存在电路不对称与安全性不高等问题。本设计针对 S 型热电偶的冷端补偿进行优化,将热电偶输入电路与 AD590 冷端补偿电路进行分离,冷端补偿电路输出电压作为偏置电压与热电偶信号叠加,并对叠加后的信号进行放大、滤波等调理。测试结果表明,优化后的电路共模抑制比提高了约 50 dB,冷端补偿精度控制在 $\pm 0.20\%$ FS 范围内,可以提高热电偶输入电路的对称性与安全性。

关键词: 热电偶;冷端补偿电路;AD590

中图分类号: TN212 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.1010

Optimized design of thermocouple cold junction compensation method based on AD590

Li Yazheng^{1,2} Zhen Guoyong^{1,2} Jia Xingzhong^{1,2} Fan Hu³ Chen Chongchong³

(1. State Key Laboratory of Electronic Testing Technology, North University of China, Taiyuan 030051, China;

2. Key Laboratory of Instrument Science and Dynamic Testing, Ministry of Education, North University of China, Taiyuan 030051, China;

3. The Third Military Representative Office of Air Force Equipment Department in Beijing, Beijing 100710, China)

Abstract: In order to ensure the accuracy of the temperature measurement, it is necessary to perform cold junction compensation on the thermocouple circuit. At present, when using AD590 to perform cold junction compensation for thermocouple temperature measurement, there are problems such as circuit asymmetry and low safety. This design is optimized for the cold junction compensation of the S-type thermocouple. The thermocouple input circuit is separated from the AD590 cold junction compensation circuit. The output voltage of the cold junction compensation circuit is used as the bias voltage to superimpose the thermocouple signal, and the superimposed signal perform amplification, filtering and other conditioning. The test results show that the common mode rejection ratio of the optimized circuit is increased by about 50 dB, and the cold junction compensation accuracy is controlled within $\pm 0.20\%$ FS, which can improve the symmetry and safety of the thermocouple input circuit.

Keywords: thermocouple; cold junction compensation; AD590

0 引言

温度测量在航空航天领域的高温测量领域占有重要地位^[1]。热电偶测温作为温度测量方式的一种,具有结构简单,稳定性高与准确性高等优点。热电偶温度测量电路分为热电偶传感器电路与变换器电路,热电偶传感器放置在被测环境中,变换器放置在被测环境外^[2]。因变 S 型热电偶变换器所处的环境温度存在变化,导致热电偶输出电动势不能完全反映被测温度,于是产生了冷端补偿的方式^[3]。

如文献[4]提出的补偿方式,将 AD590 冷端补偿电路直接加在仪表放大器输入的正端进行温度补偿。这种冷端补偿方式破坏了电路的对称性,并且存在一定的安全隐患。

为解决这些问题,本文设计的冷端补偿电路将热电偶输入电路与 AD590 冷端补偿电路进行分离,对电路存在的不对称等问题进行了优化,并对热电偶调理电路等进行了分析和设计。通过 multisim 对优化前后的仪表放大模块进行仿真,并对实际电路进行测量,验证了优化电路的可行性。

收稿日期:2021-04-19

* 基金项目:国家重点研发计划(2018YFF01010500)项目资助

1 热电偶调理电路

热电偶输出信号属于缓变模拟量,需要进行放大,本设计选用仪表放大器 AD8227,相较于普通的运放,其具有输入噪声低、共模抑制比大等优势。

为了防止长引线热电偶所产生的高频噪声随有效信号一起进入放大电路,进而导致其受到干扰。如图 1 所示需要在热电偶与 AD8227 之间接入 RFI 射频滤波器^[5],提高电路

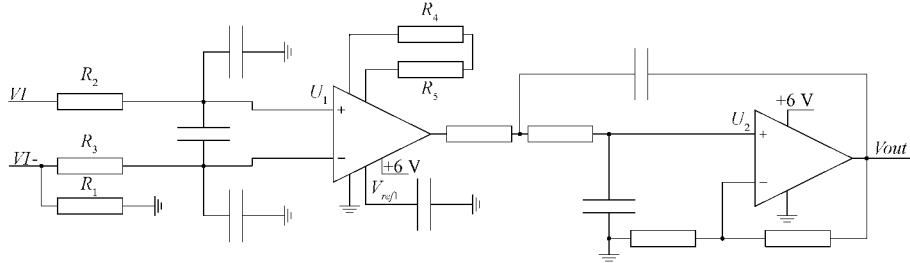


图 1 热电偶调理电路

其差分带宽为:

$$\frac{1}{2\pi R_2(2C_2 + C_1)} = 101.1 \text{ Hz} \quad (1)$$

共模带宽为:

$$\frac{1}{2\pi R_2 C_1} = 2.123 \text{ kHz} \quad (2)$$

在 AD8227 输入正端串联一个 10 MΩ 的电阻并接地,能够对热电偶进行开路检测^[8]。并且由于该电阻接在射频滤波电路之前,不会产生电阻分压,从而对电路的对称性影响很小。

此外,由于热电偶的响应速度较慢,因此需要进行滤波处理。在放大器输出信号后接入二阶低通滤波电路,消除电路中串扰噪声的影响^[9]。

本设计选用 S 型热电偶,测温范围为:0 °C ~ 2 000 °C,终端输出电压为:0.2 ~ 4.8 V。查询热电偶分度表可知,S 型热电偶在 0 °C 输出电压为 0 mV,2 000 °C 输出电压为 19.009 mV。可以得出,调理电路的放大倍数为 241.99。在该电路当中,其由 AD8227 放大倍数 G 和压控二阶低通滤波器通带放大倍数 A_{up} 共同决定。

对于压控二阶低通滤波器而言,通带放大倍数和品质因子有:

$$Q = \left| \frac{1}{3 - A_{up}} \right| \quad (3)$$

当品质因子 $Q > 1$ 时,其幅频曲线会在特征频率处出现凸峰,如图 2 所示。因此,一般设置二阶低通滤波器通带放大倍数不大于 2,对电路的放大倍数进行微调。

AD8227 放大倍数为: $G = 5 + 80K/(R_4 + R_5)$ 。选取 R_4 和 R_5 阻值分别为 200 Ω 和 180 Ω,使得 AD8227 放大倍数为 215.526。 R_8 和 R_9 阻值分别为 51 kΩ 和 6.34 kΩ,使得二阶压控低通滤波器放大倍数为 1.124。

的抗干扰能力。其等价于两个对称的一阶 RC 滤波电路,在实际使用中,由于电阻阻值会存在一定不匹配的问题,使得电路不平衡。导致仪表放大器输入失调电压变大,从而使得测量精度降低^[6]。因此,需要选择精度高并且阻值相对较小的电阻和容值较大的电容来满足所需要的频率^[7],选择 R_2 、 R_3 阻值为 7.5 kΩ。电路的不平衡还会使得共模抑制比减小,对此需要加入一个大容值的电容 C_2 ,一般选择其容值大于等于 10 倍的 C_1 ,选择 C_1 为 0.01 μF, C_2 为 0.1 μF。

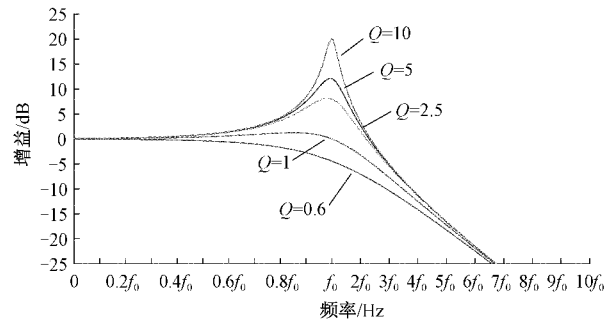


图 2 压控二阶低通滤波器幅频特性曲线

另外,AD8227 设有参考电压引脚,可以使得输出电压准确调节到某个数值。在该 S 型热电偶调理电路当中,参考电压目的是使得测温下限输出达到 0.2 V,因此设置参考电压值为 0.1779 V。为了不破坏电路的对称性,参考电压不宜直接使用简单的分压电路,应当用低输出阻抗源驱动基准引脚^[10],如图 3 所示。即通过电阻分压达到预设电压值后接一个电压跟随器,其具有输入阻抗大,输出阻抗小的特点,从而可以起到缓冲和增强驱动能力的作用^[11]。

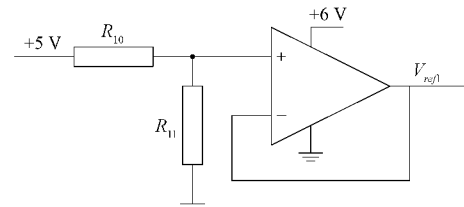


图 3 基准引脚驱动电路

利用 multisim 对此进行对比仿真,给输入信号为 0,分别将仪表放大器参考端直接接地和利用电压跟随器使得参考端电压为 0。仿真结果如图 4 和 5 所示,可以看出,当参考端直接接地时,仪表放大器输出失调电压为 -40.149 mV。而使用

电压跟随器驱动参考端时,失调电压为-20.894 mV。因此,使用低输出阻抗源驱动基准引脚可以获得更好的性能。

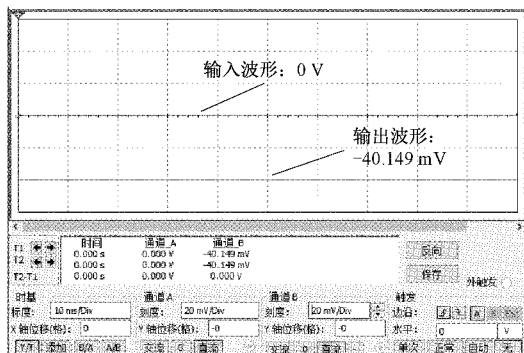


图 4 基准引脚接地仿真波形

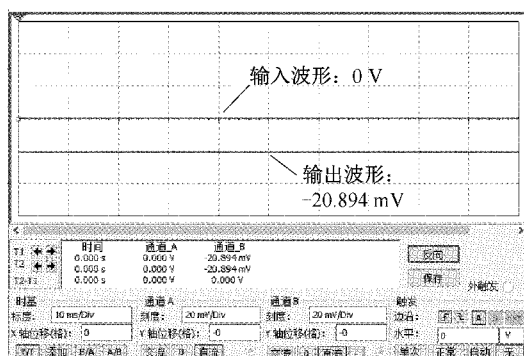


图 5 低阻抗驱动仿真波形

2 冷端补偿电路

2.1 基于 AD590 的冷端补偿电路

S 型热电偶没有典型的专用冷端补偿仪表放大器,因此可以添加一个随温度线性变化的补偿电压 U_c 来实现,冷端补偿电路如图 6 所示。AD590 是一款集成两端感温电流源,其电流与绝对温度成比例输出: $1 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$ ^[12]。根据节点电压法,当处于完全补偿状态时,有:

$$U_c - e_{AB}(t_{RJ}) = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot [(R_2 + R_3)I_C - V_{ref2}] - e_{AB}(t_{RJ}) = 0 \quad (4)$$

其中, I_C 为 AD590 产生的电流, V_{ref2} 由温度补偿式带隙基准电压源 AD580 提供, $e_{AB}(t_{RJ})$ 为参考节点电势。当补偿电压 U_c 随温度的变化率与热电偶在该温度(工作温度的中心值)下的微分热电势一致时,即可完成补偿。即对 U_c 进行求导,得到如下等式。

$$\frac{R_1(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} \times 10^{-6} = k_{25} \quad (5)$$

例如,设定热电偶工作环境为 $0^\circ\text{C} \sim 50^\circ\text{C}$, 则选取 25°C 对其进行完全补偿。其中, AD590 在 25°C 时输出电流为 $298 \mu\text{A}$, 参考电压为 2.5 V 。S 型热电偶在 25°C 下输出热

电势为 0.143 mV , 微分热电势为 $6 \times 10^{-6} \text{ V}/^\circ\text{C}$ 。联立以上两个公式并分别代入相关数据,即可算出 S 型热电偶冷端补偿电路中 R_1 、 R_2 和 R_3 的阻值分别为 6.04Ω 、 $9.1 \text{ k}\Omega$ 和 10Ω ^[13]。

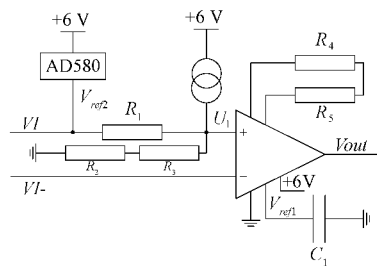


图 6 冷端补偿电路

该电路能够对多种类型热电偶进行冷端补偿,并且具有比较高的精度。但是,由于其冷端补偿电路直接加在了仪表放大器输入的正端,破坏了电路的对称性,会使得电路整体的共模抑制比受到影响,并且正端的其他电阻也会对射频滤波电路产生干扰。另外,由于冷端补偿电路中的参考电压 2.5 V 直接加在了热电偶输出的正端,在使用过程中存在电流倒灌等风险。并且,在实际使用中,可能存在热电偶与金属外壳等直接接触的情况。在这种使用条件下,若采用该种冷端补偿电路,会导致外壳与 2.5 V 短路,从而限制了其使用范围。

2.2 优化电路

鉴于上述电路的缺陷,对基于 AD590 的冷端补偿电路进行了优化设计。如图 7 所示,该电路将热电偶的调理电路和冷端补偿电路分离开来,保证了电路的对称性以获得具有更高的共模抑制比。

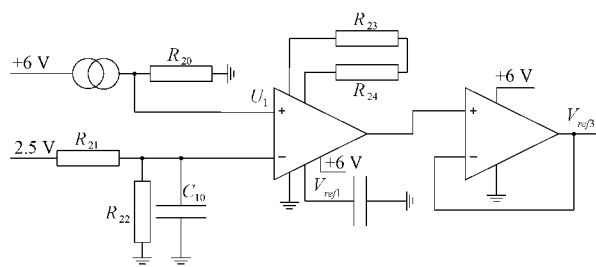


图 7 冷端补偿优化电路

对 S 型热电偶在 $0^\circ\text{C} \sim 60^\circ\text{C}$ 范围内的“热电势-温度”进行线性拟合^[14], 得到拟合方程 $Y = K_1 X$ 。如图 8 所示, K_1 值为 0.00596 。

该冷端补偿电路的补偿电压为 U'_c , 单位为 mV , 有:

$$U'_c = 1 \mu\text{A}/^\circ\text{C} \times R_{20} / 1000 \quad (6)$$

当处于完全补偿状态时,有:

$$K_1 \times G_1 = U'_c \times G_2 \quad (7)$$

其中, G_1 为热电偶调理电路中 AD8227 的放大倍数, G_2 为冷端补偿电路中 AD8227 放大倍数。对于冷端补偿模块,综合考虑信号输入噪声等因素,将 AD8227 正端和负

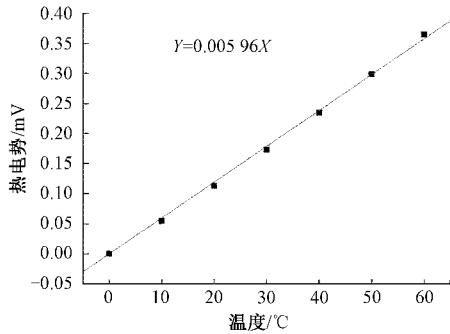


图 8 S 型热电偶“热电势-温度”线性拟合曲线

端输入电压设定为 50 mV 左右。AD590 在 0 °C 的输出电流为 273.15 μ A, 因此选择 R_{20} 阻值为 240 Ω , 使得正端输入电压为 0.065 6 V。负端电压为 2.5 V, 选择 R_{21} 和 R_{22} 阻值为 51 k Ω 和 1 k Ω , 通过分压使得负端输入电压为 0.048 1 V, 从而确定 AD8227 差分输入电压为 0.017 5 V。

为达到完全补偿状态, 已知 K_1 、 G_1 和 R_{20} , 可以得到冷端补偿电路中 AD8227 放大倍数 G_2 为 5.35, 因此确定 R_{23} 和 R_{24} 的阻值为 160 k Ω 和 66.5 k Ω 。

优化后的电路解决了热电偶调理电路不平衡及 AD590 参考电压直接加在放大电路输入端等问题。并且由于对 S 型热电偶在 0 °C ~ 60 °C 范围内的“热电势-温度”进行了线性拟合, 使用其系数进行计算。比优化前方案直接选用中间温度单点数据进行冷端补偿计算具有更广的使用范围和精确性。

3 性能测试

3.1 共模抑制比

为了比较电路对称性对仪表放大器 AD8227 共模抑制比的影响, 设置不对称电路与对称电路中的放大倍数和信号频率保持一致, 并使用 multisim 软件对优化前后的调理电路进行仿真, 结果如图 9~12 所示。

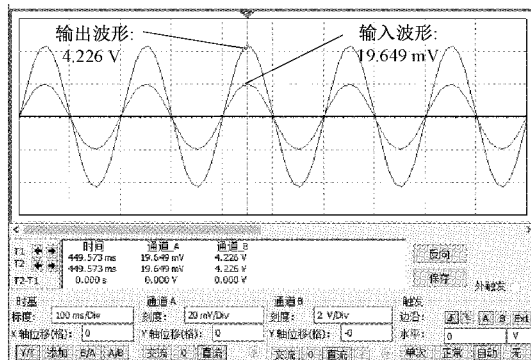


图 9 不对称电路差分信号波形

共模抑制比与输入级增益、信号的频率以及电路的对称性有关。对于 AD8227 而言, 当增益为 5 时, 其增益带宽积为 250 kHz(-3 dB), 并且其共模抑制比与增益呈正比关系^[15]。

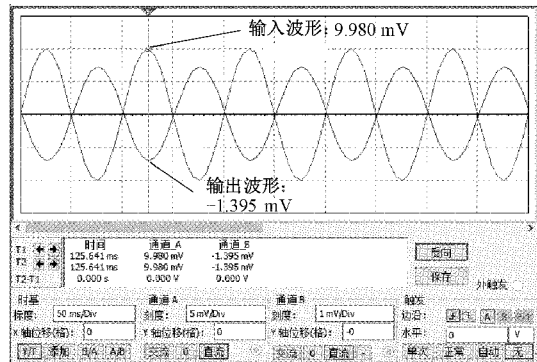


图 10 不对称电路共模信号波形

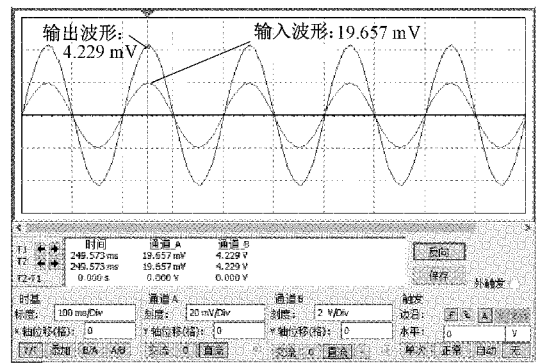


图 11 对称电路差分信号波形

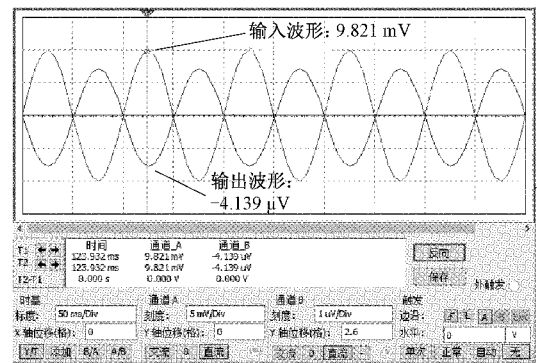


图 12 对称电路共模信号波形

由仿真结果图可以看到, 对于不对称输入电路, 差分输入信号为 19.649 mV, 输出信号为 4.226 V, 差分放大倍数为 215.07。共模输入信号为 9.980 mV, 输出信号为 -1.395 mV, 共模放大倍数为 -0.139 8, 因此该电路共模抑制比为 63.74 dB。

对于对称电路而言, 差分输入信号为 19.657 mV, 输出信号为 4.229 V, 差分放大倍数为 215.14。共模输入信号为 9.821 mV, 共模输出信号为 -4.139 μ V, 共模放大倍数为 -0.000 421。其共模抑制比为 114.17 dB, 相比提高了约 50 dB。

经过对电路的实际测试, 优化前电路的共模抑制比约为 50 dB, 优化后电路共模抑制比约为 100 dB, 相比提高了

约 50 dB,与仿真结果基本一致。

3.2 冷端补偿精度测试

为了测量冷端补偿电路的精度,首先需要将温度变换器与传感器连接,然后将温度变换器放入高低温箱中,将传感器放在高低温箱外。设置恒温水槽温度为 50 °C,并将标准温度传感器与测试用传感器敏感端绑在一起放入恒温水槽中。

等待至水槽温度恒定后,设置高低温箱温度为 25 °C 模拟变换器的常温工作环境,−40 °C、60 °C 模拟变换器工作环境的极限温度。记录不同温度下的输出电压,并换算成温度值与恒温水槽中传感器实际温度进行对比,可以得到不同温度下冷端补偿的精度。因 K 型热电偶有专用温度补偿的精密仪表放大器,所以选择 1 000 °C 量程的 K 型和 2 000 °C 量程的 S 型两种热电偶分别进行了冷端补偿精度测试,结果如表 1 和 2 所示。

表 1 K 型热电偶冷端补偿精度

序号	高低温箱 温度/°C	恒温水槽 温度/°C	测量 温度/°C	温度 误差/%FS
1	25	50	51.50	0.150
2	−40	50	50.55	0.055
3	60	50	49.85	−0.015

表 2 S 型热电偶冷端补偿精度

序号	高低温箱 温度/°C	恒温水槽 温度/°C	测量 温度/°C	温度 误差/%FS
1	25	50	52.7	0.135
2	−40	50	51.7	0.085
3	60	50	48.6	−0.070

经过实验验证,S 型热电偶经冷端补偿优化后精度在 ±0.20 %FS 范围内。精度与具备专用冷端补偿的 K 型热电偶性能相近。

4 结 论

本文针对基于 AD590 的热电偶冷端补偿方法进行了优化设计,将热电偶输入电路与 AD590 冷端补偿电路进行分离,解决了由于电路不对称性所导致的共模抑制比降低的问题。同时,避免参考电压直接接在热电偶调理电路输入端,从而提高了电路的安全性和使用范围。通过测试优化前后的电路,结果表明共模抑制比提高了约 50 dB,冷端补偿精度在 ±0.20 %FS 范围内。本设计更适合使用在测

温环境复杂,精度要求较高的应用当中。在日后的研究过程中,需进行 2 000 °C 全量程测试,并将 AD590 冷端补偿电路应用至其他类型热电偶的冷端补偿中。

参考文献

- [1] 崔云先,杨琮,薛生俊,等. C/SiC 复合材料表面高温瞬态温度传感器的研究[J]. 仪器仪表学报,2019,40(3): 163-171.
- [2] 宋思璇,邓明,陈凯,等. 数字正交基模磁通门传感器电路[J]. 电子测量与仪器学报,2020,34(5):97-102.
- [3] 刘霞. 热电偶测温原理及补偿导线的选型[J]. 信息系统工程,2018(12):114.
- [4] 程心怡,任勇峰,贾兴中. 基于多种类型热电偶的分层测温电路设计[J]. 电子测量技术,2020,43(17): 143-147.
- [5] 肖新帅,林晓焕,胡念祖,等. 多类型高精度测温系统设计[J]. 国外电子测量技术,2019,38(3):75-79.
- [6] SILVA C W. Concepts for sensor matching in mechatronic systems[J]. Instrumentation,2020,7(3): 1-14.
- [7] 王冰,任勇峰,贾兴中,等. 一种基于热电偶 CJC 测温电路的设计[J]. 电子器件,2016,39(4):907-912.
- [8] 霍明瑞. 多通道高精度温度测量装置的研究与设计[D]. 太原:中北大学,2019.
- [9] 侯卫周,谷城. 压控电压源二阶低通有源滤波电路设计与仿真[J]. 实验技术与管理,2014,31(10):103-106.
- [10] 王闯. 热电偶温度信号的采集及其标定方法研究[D]. 太原:中北大学,2016.
- [11] 王金萍,吴熙文. 运放电路在测试系统中的应用[J]. 电子与封装,2017,17(12):18-22.
- [12] 江一波,龚剑锋. 对远程环境温度测量监控系统的探讨[J]. 通讯世界,2013(15):81-83.
- [13] 孙怀远,宋来全,杨丽英,等. 热电偶温度检测系统设计与应用[J]. 电子测量技术,2014,37(12):86-89.
- [14] 李岩峰. 接触式温度传感器动态校准技术研究[D]. 太原:中北大学,2018.
- [15] 安永亮. 基于 40 nm CMOS 工艺低功耗温度传感器的设计[D]. 西安:西安电子科技大学,2012.

作者简介

李亚政,硕士研究生,主要研究方向为电路与系统。

E-mail:1070632133@qq.com

甄国涌,教授,硕士生导师,主要研究方向为动态测量。

E-mail:zengguoyong@nuc.edu.com