

电阻误差测量电路设计分析

刘乃清 张 焱

(北京市电子科技情报研究所 北京 100009)

摘要: 针对用户关心被测电阻相对于某一基准电阻的数值偏差这一需求,基于伏安法,设计了一款测量误差小、使用方便的电阻误差测量仪。该测量仪采用恒流源作为测试电源,测量值经运算放大器处理,通过模数转换器后以数字表示。本文通过剖析测试仪前端信号处理电路,说明了具体的设计思路、结构原理和元器件选型依据;重点论述了各局部电路对于测量结果造成的附加误差,定量估算了其数值的大小,并列举了就此采取的应对措施。最终根据对测试误差的分析计算,证明本测量仪具有满足使用要求的测量精度。

关键词: 电阻;误差;测量精度

中图分类号: TM13 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.10

The design and analysis of resistance error measurement circuit

Liu Naiqing Zhang Yan

(Beijing Research Institute of Electronic Science and Technology Information, Beijing 100009, China)

Abstract: Voltammetry is a common method for measuring resistance, the resistance error sorter is a widely used measuring instrument. In some specific applications, users have special interest on the deviation of the measured resistance relative to a reference resistor. The purposed design is based on such specific application requirements and to develop a resistance error measuring instrument. The measuring instrument uses a constant current power supply, the measured value is processed by the operational amplifier, the analog-to-digital converter, and presented in an intuitive digital form. The instrument has low measurement error and easy-to-use features. By analyzing the front-end signal processing circuit of the measuring instrument, this article explains the design scheme, structure principle and component selection basis of the instrument. It discusses the additional error of the measurement results caused by the local circuits, with a quantitative estimation of the size of the error, and provided counter measures in this regard. Eventually, the analysis of the test error calculation proves that the measuring instrument has met the measurement accuracy requirements.

Keywords: resistance; error; measurement accuracy

1 引言

对电阻器根据其阻值进行分选是普遍应用的测量方式,但在某些特定的应用场合,用户关心的并不是被测电阻具体的参数值,而是其相对于某一特定电阻值的数值偏差。此时若采用传统测试方法,需分别对参照电阻和被测电阻进行测量,再对二者的差值进行换算,较为不便。为了满足这类用户的需求,设计一款可以直接测量电阻误差的电阻误差测量仪。

测量仪的前端测试电路及信号处理电路是整机的核心部件,在很大程度上决定着仪器的性能。常用的压阻法^[1]和补偿法^[2]测电阻无法满足这一需求。本测量仪采用恒流

源作为测试电源,测量值经运算放大器处理,通过模数转换器,以直观的数字形式表示出来,使用时将基准电阻和被测电阻分别置于不同的测试夹具中,即可立刻测得二者阻值之间的相对误差。

本文就前段测试及信号处理电路的设计思想、结构原理和测量误差进行系统的介绍和分析。

2 电阻误差测量电路基本要求

1) 被测电阻范围: $m \times 10^n \Omega$, 其中 m 为 1~10 的自然数, n 为 1~4 的自然数。

2) 测量误差分配小于 $1/10^3$ 。

3) 被测电阻相对误差小于 $\pm 0.5\%$, 对应其最大误差之

输出电压为 $\pm 5\text{ V}$ 。

3 测量原理

电阻误差测量仪的基本测量原理如图1所示。浮地恒流源 I_s 的电流通过被测电阻 R_x 及比较电阻 R_r 构成回路,在 R_x 及 R_r 上产生压降,形成模拟量运算电路的上输入端电位 $-V_x = -I_s R_x$ 和下输入端电位 $V_r = I_s R_r$,运算电路对其输入端电位进行求代数和及比例运算,其输出电压 $V_o \propto V_r - V_x$ 。可见,当 R_x 与 R_r 之阻值相等时, V_o 为零;当其不等时, V_o 绝对值的大小与 R_x 和 R_r 阻值的差值成正比。现将 R_r 值取为 R_x 的标称值,则 V_o 值和 R_x 与 R_r 的差值成正比,而其极性则反映了其相对误差的正负。

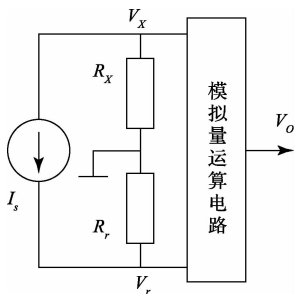


图1 测量仪工作原理图

4 电路方案

4.1 基本电路及存在的问题

采用集成运算放大器完成比例运算的基本电路如图2所示^[3-5]。 V_r 及 V_x 分别通过电阻 R_1 、 R_2 从运放反相端输入, R' 为同相端输入电阻, R_F 为反馈电阻。在理想情况下, $R_1 = R_2 = R$ 时,因输出电压 V_o 与 V_r 及 V_x 反相,故有

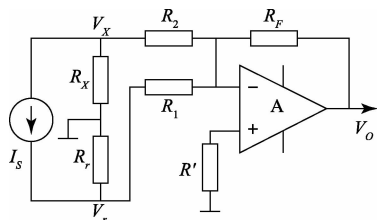


图2 测量仪基本电路

的分流作用,将使得流过 R_r 、 R_x 的电流减小,此时 $V_r = R_r(I_s - I_{R1})$, $-V_x = R_x(-I_s + I_{R2})$,从以上公式(1)可见,这将直接影响测量值的准确性^[6-7]。

进一步分析可将测量及运放输入回路简化如图3。可见 R_r 及 R_x 分别与 R_1 及 R_2 相并联,设 $R_r//R_1 = R_r'$, $R_x//R_2 = R_x'$,则 $V_r = I_s R_r'$, $-V_x = -I_s R_x'$ 。经过运放后,输出 $V_o = K(V_r - V_x) = KI_s(R_r' - R_x')$ 。与公式(1)比较可见, R_r 及 R_x 分别被 R_r' 及 R_x' 所代替。设 $R_1 = R_2 = R = 100\text{ k}\Omega$, $R_x = 100.1\text{ k}\Omega$, $R_r = 100\text{ k}\Omega$,此时 R_x 真实相对误差 $\epsilon_r = (R_x - R_r) / R_r = 100.1 - 100 / 100 = 0.1\%$,但因 $R_r' = 100\text{ k}\Omega // 100\text{ k}\Omega = 50\text{ k}\Omega$, $R_x' = 100.1\text{ k}\Omega // 100\text{ k}\Omega = 50.025\text{ k}\Omega$ 。则测得的 R_x 相对误差 $\epsilon_r' = 50.025 - 50.000 / 50.000 = 0.025\%$,可见 $\epsilon_r \neq \epsilon_r'$,而测量过程本身造成的相对误差 $\epsilon_m = 0.025\% - 0.1\% / 0.1\% = -75\%$,无疑是不能接受的。

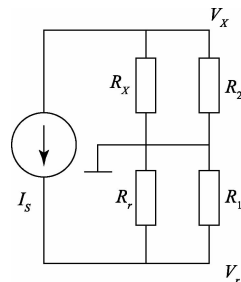


图3 测量及运放输入回路等效电路图

通过以上分析可见,随着 R 值,即模拟量运算电路输入阻抗的增加,分流作用将减小,而只有当 R 远大于 R_r 及 R_x 时,由于分流作用而造成的测量误差才可忽略。但因设计要求 R_x 上限已达 $100\text{ k}\Omega$,故单纯增大 R 的结果并不好:一来当 R 选得较大时,将增大失调电流 I_{os} 对放大器性能的影响,使测量误差变大;二来当放大器闭环电压增益较大时,因为 $K = R_F / R$,将使 R_F 值很大,这对于元件选择、线路板绝缘、装配工艺等都将带来困难,因而是不可行的。

4.2 设计改进及参数计算

考虑到由运算放大器组成电压跟随器时,其输入阻抗将很大,输入电流仅为其输入偏置电流 I_B 。选择适当参数的运放,可使输入电流足够小^[8]。据此,在以上运放电路输入端与 R_r 、 R_x 连接处各串入一个电压跟随器,使得模拟运算电路输入阻抗大大提高,则其对 R_r 、 R_x 的分流作用大大减小。根据以上考虑,经修改后的电路如图4所示。

$$V_o = -K(V_r - V_x) = K(V_x - V_r) = KI_s(R_x - R_r) \quad (1)$$

式中: $K = R_F / R$,为运放闭环电压增益。

但在实际情况中,因运放开环差模电压增益 A_{od} 很大,可认为其两输入端为虚地点,故存在着通过电阻 R_1 、 R_2 的电流 I_{R1} 、 I_{R2} : $I_{R1} = V_r / R_1$, $I_{R2} = -V_x / R_2$ 。由于这两股电流

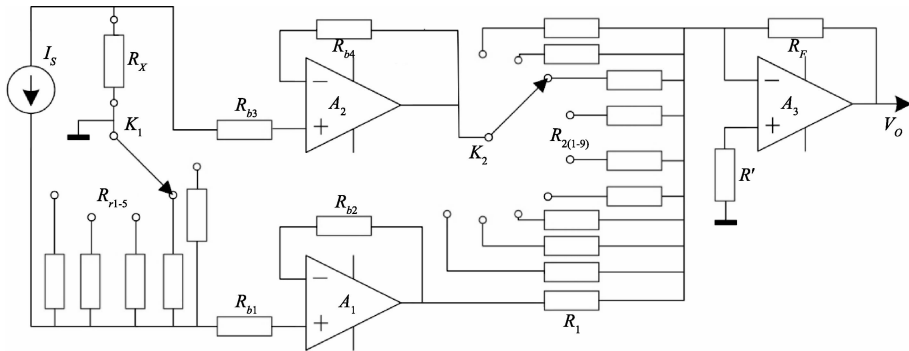


图4 改进后的测量仪电路

以下就设计中诸问题逐点进行讨论。

1) 运放型号选取

首先,所选运放必须具有与设计相符的特性和性能指标。

对于 A_3 来讲,从后面的误差分析可看出,对其要求的重点在于保证具有足够大的 A_{od} ,在此前提下兼顾其它指标,选用 ICL7650CPD 型运放。

对于 A_1 、 A_2 来讲,因它们处于基本相同的工作状态且完成相似的任务,从误差分析可见,对其要求的重点在于具有足够大的 A_{od} 及共模抑制比 $CMRR$,以及足够小的输入偏置电流 I_b ,故选用 OP07EP 精密型运放。

实际的运放电路中,还应具有一定的调零电路,接入运放组件相应端头。

电路调试中,运放有可能处于自激振荡状态,而不能正常工作,这时需要在运放组件相应补偿端接入适当的电容或电容-电阻串联网络,以消除自激。

因 V_o 不大于 ± 5 V,故电源电压选系列值 ± 9 V。在此采用集成稳压电源电路,使其具有较小的稳压系数和纹波,并要求能供出不小于 30 mA 的电流。

2) 防止运放阻塞

换接被测电阻 R_x 或转换开关 K_1 挡位时, I_s 将处于开路状态,其端电压会大大升高。这个电压将加在 A_1 、 A_2 输入端上,因为 A_1 、 A_2 处于同相输入工作状态,当这个电压大于其最大共模输入电压 V_{ICmax} 时, A_1 、 A_2 就有可能被阻塞,使之无法工作。为避免这种情况发生,在 A_1 、 A_2 的两输入端均串上 100 k Ω 电阻 R_b ,以限制当输入电压过高时可能使 A_1 、 A_2 进入阻塞状态的电流,并保持运放电路工作状态的平衡。 R_b 选用 1/4W, $\pm 5\%$ 金属膜电阻。

为解决测量电路开路时电压窜升问题,本仪器采取了一些其他电路措施,如限压、旁路及自锁等,因与基本测量电路无关,在此不再赘述。

3) 确定 V_r 值

在测量中, V_r 是一个不随 R_x 而变化的恒定值,其值若取得过小,则因 R_r 不变,根据欧姆定律,那么 I_s 值将较小。这样,使得电压跟随器 A_1 、 A_2 输入电流分流作用产生的测

量误差变大,并使得运放输入信噪比减小,外界干扰的影响变得突出。而 V_r 若取值过大,则将使电压跟随器 A_1 、 A_2 共模输入电压加大,不利于运放工作,甚至会产生阻塞现象,且使得标准电阻 R_r 功耗增大,温度漂移增加。根据以上分析,并结合恒流源 I_s 的具体情况,取 V_r 为 5 V。

4) K 值的确定

根据设计要求,当 R_r 及 R_x 分别处于其误差之上限 $R_{r\max}(1+0.5\%)$ 及下限 $R_{r\min}(1-0.5\%)$ 时,输出电压 V_o 的绝对值最高, $V_{o\max}$ 应为模数转换器输入电压范围边沿值 ± 5 V。又根据与 I_s 的配合要求,当 R_x 为各挡最小标称值 ($R_x = 2 \times 10^n \Omega$) 时,其两端压降 $V_{x\text{标}}$ 为 1 V。现设 R_r 无误差,而 R_x 处于其误差上限 $R_{x\text{标}}(1+0.5\%)$,则根据以上要求,由此产生的误差电压 $\Delta V_x = V_x - V_{x\text{标}}(1+0.5\%) - V_{x\text{标}} = 0.5\% V_{x\text{标}} = 5$ mV,而与此对应的 V_o 应为 $V_{o\max}/2 = 5/2 = 2.5$ V。据此,即应有下式成立: $V_o = K \Delta V_x$,即 $K = V_{o\max}/\Delta V_x$,将 $V_{o\max}$ 、 ΔV_x 值代入,得 $K = 500$,此即为极端情况下 A_3 的最大闭环电压增益。

5) R_{21} 选取

R_{21} 为当运放 A_3 具有最大闭环电压增益时所对应的反相输入端电阻。其阻值选得较小对于改善运放温漂指标、减小运算误差较为有利。且从公式 $K = R_f/R_{21}$ 来看, K 值选定后, R_{21} 较小,则 R_f 可较小,有助于克服 R_f 值太大后,其精度不易保证的缺点。但 R_{21} 值又不可太小,因其是作为前级运放的负载处于电路中,太小则加重了前级的负载,使之功耗加大,温度升高,温漂、可靠性指标都将下降。一般来说,可根据 $R_{21} \leq (2 \sim 3) V_{o\max}/I_o$ 原则选取,其中 $V_{o\max}$ 、 I_o 分别为前级运放的最大输出电压幅度和额定电流。 $V_{o\max}$ 一般比电源电压低 1~2 V, I_o 一般为 5~10 mA。现根据极端情况选 $V_{o\max}$ 为 7 V, I_o 为 5 mA,则有 $R_{21} \leq (2.8 \sim 4.2)$ k Ω ,现取 R_{21} 为系列值 3 k Ω ,选用功率 1/4W、精度 0.1% 的精密线绕电阻。

6) R_r 、 $R_2(2 \sim 9)$ 的选取

根据 R_x 测试范围 ($m \times 10^n \Omega$, $m = 1, 2, \dots, 9$; $n = 1, 2, \dots, 4$), R_x 的标称值取值将有 37 种,对应 R_r 也将有 37 种之多,这样不仅电阻数量多,而且阻值分散,给选配、应用中

的数据处理带来一定的不便。

为减少 R_r 的数量和种类,取 $R_r = 10^n \Omega$, 即 $R_{r1} = 10 \Omega, R_{r2} = 100 \Omega, R_{r3} = 1 \text{ k}\Omega, R_{r4} = 10 \text{ k}\Omega, R_{r5} = 100 \text{ k}\Omega$, 分5挡通过开关 K 进行转换,且作为电流源 I_s 取样电阻与其共用。在 K_1 每挡(第1挡除外)对应进行不大于 R_r 的9种阻值 R_x 的测量,同一挡内,因电流不变时,电阻两端电压与其阻值成正比,故当 R_x 不等于 R_r 时,对应的 V_x 将是 V_r 的 $m/10$ 倍,若仍要使 V_x 与 V_r 之比和 R_x 与 R_r 之比保持一致,就应使 A_3 对于 V_x 的电压增益是其对于 V_r 的电压增益的 $10/m$ 倍,这可以通过改变 A_3 输出对于 V_x 信号的反馈系数 $F = 1/K = R_2/R_F$, 即改变 R_2 来解决。由 V_o 表达式:

$$V_o = K(V_x - V_r) = KI_s R_x - KI_s R_r = R_F I_s R_x / R_2 - R_F I_s R_r / R_1 = R_F I_s (R_x / R_2 - R_r / R_1)$$

可看出,当 $R_x = R_r$ 时,要使 V_o 为零,就应使 $R_x / R_2 = R_r / R_1$, 当采用上述变挡方式在某一挡中 R_x 是 R_r 的 $m/10$ 倍时,若仍要使以上关系成立, R_2 就应变为 R_1 的 $m/10$ 倍。也就是说,当根据以上原因不能使 R_x 值随 R_x 值亦步趋地变化时,就必须使 R_x / R_2 之值对应于 R_r / R_1 值保持不变,即改变 R_2 值,以保证以上比例关系成立。这样, R_2 的阻值就应有9种, $R_{21} = 3 \text{ k}\Omega, R_{22} = 4.5 \text{ k}\Omega, \dots, R_{2m} = 1.5(m+1) \text{ k}\Omega, (m = 1, 2, \dots, 9)$ 。并通过开关 K_2 进行转换。

采用以上 R_r 及 R_2 的配合方式,仅需要 $5+9 = 14$ 种电阻即可完成对于上述范围内 R_x 的测量,使精密电阻数量大为减少。以上电阻均选用功率 $1/2 \text{ W}$, 精度 0.1% 的精密线绕电阻。

7) K_1, K_2 挡位的确定

实际使用中, K_1, K_2 的挡位取决于 R_x 的标称值, K_1 且与 I_s 的输出分挡开关同步转换。当 $R_x = m \times 10^n \Omega$ 时, 设 K_1, K_2 的挡位分别掷于 D_1, D_2 , 则有下式:

$$D_1 = \begin{cases} n, & m = 1 \text{ 时} \\ n+1, & m \neq 1 \text{ 时} \end{cases}$$

$$D_2 = \begin{cases} 9, & m = 1 \text{ 时} \\ m-1, & m \neq 1 \text{ 时} \end{cases}$$

如 $R_x = 20 \Omega = 2 \times 10^1 \Omega$ 时, 因 $m = 2 \neq 1, n = 1$, 则 $D_1 = 2, D_2 = 1$ 。也就是将 K_1 掷于顺时针起算第2挡, K_2 掷于第1挡。

8) R_F 选取

因为 $K = 500 = R_F / R_{21} = R_F / 3 \text{ k}\Omega$, 所以 R_F 为 $1.5 \text{ M}\Omega$, 因如此高阻值的精密电阻不易取得, 故采用2个 $750 \text{ k}\Omega$ 电阻串联组成 R_F 。选用功率 $1/4 \text{ W}$, 精度 0.1% 的精密线绕电阻。

9) R_1 选取

在 K_2 每挡中, R_x 值与在表达式 $R_x = m \times 10^n \Omega$ 中 $m = 1$ 时的 R_x 值对应相等。根据 K_2 挡位 D_2 值及式 $R_x / R_2 = R_r / R_1$, 可知此时 $R_2 = R_{29} = 15 \text{ k}\Omega$, 故 R_1 也应为 $15 \text{ k}\Omega$ 。选

用功率 $1/4 \text{ W}$, 精度 0.1% 的精密线绕电阻。

10) R' 选取

为使运放 A_3 两输入端处于输入电阻值相等的对称状态, 以减少不平衡误差和温度漂移, 应使 $R' = R_1 // R_2 // R_F \approx R_1 // R_{21} = 15 \text{ k}\Omega // 3 \text{ k}\Omega = 2.5 \text{ k}\Omega$ 。之所以选 R_{21} 作为 $R_2 m$ 的代表, 是因为其阻值最小, 故对并联等效值影响最大。

5 测量误差分析

5.1 产生测量误差的因素

从电路结构可以发现, 影响仪器测试精度, 使之产生误差的原因主要有以下几个方面: 1) 电阻误差; 2) 运放运算误差; 3) 由开关 K_1 接点接触电阻产生的附加电压降; 4) 环境温度变化; 5) 外界电磁场干扰及电路中的噪声^[9]。

对于其中的4)、5)两点影响, 总可以采取一定的措施(如恒温、屏蔽等)将其削弱至满足要求。对于第3)点, 可采取多触点并联使用等措施减小其影响。至于电阻误差, 可将影响精度的有关电阻 (R_r, R_1, R_2, R_F) 选用稳定性较好的精密线绕电阻, 然后或在调试中以电阻互相串、并联的方式, 使等效电阻尽量接近计算值, 以至误差可以忽略不计。也可事先对阻值进行精密测试, 将精确值存入单片机存储器中, 待测得 V_o , 对其进行 A/D 转换后送入单片机运算, 扣除电阻误差的影响。

5.2 运放造成的误差

以下着重对上述第2)点, 即运放造成的误差进行分析^[10-12]。

要想减小运放的运放误差, 就应使其参数尽量接近于运放的理想模型, 即使 $A_{od} \rightarrow \infty, CMRR \rightarrow \infty, r_{id} \rightarrow \infty, I_B \rightarrow 0$ 。但是这往往要以成本的增加为代价。同时, 外界因素也将对运算误差产生一定影响, 如当运放输入端电阻较大时, 输入失调电流温漂 dI_{os}/dT 的影响就变得突出起来。

因此, 我们的目标是在满足精度要求的前提下, 合理地选用运放电路, 并注意外电路的正确配合, 最终达到设计要求。

各级运放所存在的误差具体计算如下。

1) 运放 A_1, A_2 之 I_B 产生的误差

当电流源 I_s 处于输出最小挡 $50 \mu\text{A}$ 时, I_B 对其分流产生的误差 ϵ_0 最大, 查运放电路 OP07EP 的 I_B 为 5.5 nA , 则

$$\epsilon_0 = \frac{5.5 \text{ nA}}{50 \mu\text{A}} = \frac{5.5 \times 10^{-9}}{50 \times 10^{-6}} = 1.1 \times 10^{-4}$$

2) 运放 A_1, A_2 产生的误差

运放 A_1, A_2 均处于同相输入的不同工作状态, 故误差 $\epsilon_1 = \epsilon_2$ 。

根据运放同相输入的误差公式:

$$\epsilon_1 = \frac{1 + A'_{v}}{A'_{od}} + \frac{1}{\rho} \quad (2)$$

$$\text{式中: } A'v = \frac{R_F}{R_0}, A'od = \frac{Aod}{1 + \frac{R'_0 + R'}{rid}}, \rho' = \frac{CMRR}{1 + \frac{R'_0 + R'}{rid}}$$

$R'_0 = R_0 // R_F, R_0$ 为反相端输入电阻。

对于本电路, $R_F = R' = R_0 = 100 \text{ k}\Omega, R_0$ 为 ∞ 。运放电路 OP07EP 的差模输入电阻 $rid = 1.5 \times 10^7 \Omega$, 开环差模电压增益 $Aod = 106 \text{ dB} = 2 \times 10^5$, 共模抑制比 $CMRR = 106 \text{ dB} = 2 \times 10^5$ 。代入公式(2), 即有

$$\epsilon_1 = \epsilon_2 = \frac{1 + A'v}{A'od} + \frac{1}{\rho'} \approx \frac{1}{Aod} + \frac{1}{CMRR} = \frac{1}{2 \times 10^5} + \frac{1}{2 \times 10^5} = \frac{1}{10^5} = 10^{-5}$$

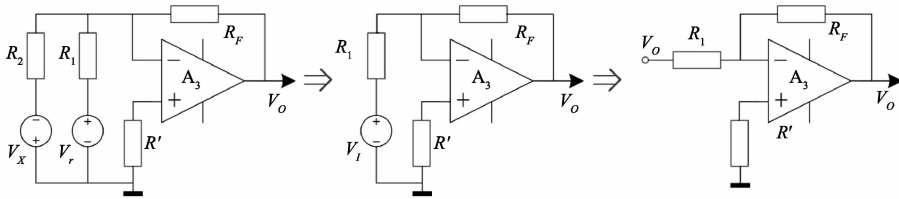


图5 A₃ 外围电路的等效变换

对 A₃ 输入回路进行戴维南等效变换可得:

$$V_i = \frac{V_x + V_r}{R_1 + R_2} R_2 - V_x = \frac{V_x + V_r}{15 + 3} \times 3 - V_x = \frac{V_r - 5V_x}{6}$$

$R_0 = R_1 // R_2 = 15 \text{ k}\Omega // 3 \text{ k}\Omega = 2.5 \text{ k}\Omega$, 故有 $A'v = \frac{R_F}{R_0} =$

$$\frac{1.5 \text{ M}\Omega}{2.5 \text{ k}\Omega} = \frac{1.5 \times 10^6}{2.5 \times 10^3} = 6 \times 10^2, R'_0 = R_0 // R_F \approx 2.5 \text{ k}\Omega,$$

运放电路 ICL7650CPD 的 $Aod = 120 \text{ dB} = 10^6, rid =$

$$10^9 \Omega, \text{故有 } A'od = \frac{Aod}{1 + \frac{R'_0 + R'}{rid}} = \frac{10^6}{1 + \frac{2.5 + 2.5}{10^9}} \approx 10^6。$$

代入公式(3), 即有

$$\epsilon_3 = \frac{1 + A'v}{A'od} = \frac{1 + 6 \times 10^2}{10^6} \approx \frac{6}{10^4} = 6 \times 10^{-4}。$$

4) 运放各环节的总误差

运放各环节总误差 ϵ 为各环节误差平方和的算术根, 即

$$\epsilon = \sqrt{\epsilon_0^2 + \epsilon_1^2 + \epsilon_2^2 + \epsilon_3^2} =$$

$$\sqrt{(1.1 \times 10^{-4})^2 + (10^{-5})^2 + (10^{-5})^2 + (6 \times 10^{-4})^2} \approx 6.1 \times 10^{-4}$$

可见, 理论上 ϵ 可保证在 0.1% 以内, 模拟运算部分满足设计要求的精度。

6 结 论

根据对电阻误差测量仪前端测试电路及信号处理电路的分析可知, 其具有测试方法新颖的特点, 且能以较简单的电路结构满足测试技术要求所设定的条件。所述测试误差计算结果证明, 本测量仪具有符合设计要求的测量精度。

3) 运放 A₃ 产生的误差

运放 A₃ 处于反相输入工作状态, 根据各输入的误差公式:

$$\epsilon_3 = \frac{1 + A'v}{A'od} \quad (3)$$

并结合以上各关系式, 可见 ϵ_3 与 R_0 有关。A₃ 外部部分电路如图 5 所示, 其中 $R_1 = 15 \text{ k}\Omega, R_2 = 3 \text{ k}\Omega, R_F = 1.5 \text{ M}\Omega, R' = 2.5 \text{ k}\Omega$ 。

从文中分析结果可知, 根据理想模型定义的运算放大器电路与实际电路之间尚存在一定的差距, 对于对测量精度有要求的应用项目, 必须采取一定的电路措施, 以尽量消除上述影响。

为解决测量电路开路时电压窜升问题, 本仪器采取了一些电路措施, 但尚属于相对消极的做法, 难以完全消除电压过冲。受被测电阻温度系数影响, 超出测试条件的冲击电流势必会对测试结果造成附加误差。为此尚需加装侦测电路, 使被测电阻得以在断电的情况下接入测试电路。

参 考 文 献

- [1] 缪长宗, 徐海英, 刘小廷. 补偿法在线性直流电路测量中的应用[J]. 中国科技信息, 2009, 01(1): 127-128.
- [2] 余金虎, 汤文辉. 一种改进的压阻法[C]//中国数学力学物理学高新技术交叉研究学会第十二届学术年会论文集, 2008.
- [3] 杨明涛, 侯文, 杨士义. 一种电阻测量电路的优化设计[J]. 电子测量技术, 2009, 32(7): 47-49.
- [4] 李林. 基于 DDS 与 MCU 的电参数测量系统设计[J]. 国外电子测量技术, 2011, 30(2): 47-49.
- [5] 孙吴松, 檀庭跃, 王公旺. 运用负反馈模型分析实际运算放大器电路[J]. 电子技术, 2009(3): 101-102.
- [6] 张建彭. 低电阻的测量方法及误差分析[J]. 科技信息, 2006(8): 59-62.
- [7] 王金领. 电阻测量中减小系统误差的措施[J]. 漯河职业技术学院学报, 2008, 7(5): 135-136.
- [8] 包新华. 运算放大器的偏置计算[J]. 科技创新导报, 2009(26): 241.

- [9] 蒋焕文,孙续. 电子测量[M]. 中国计量出版社,2008(2):15-66.
- [10] 李琳. 集成运算放大器的误差分析[J]. 计量与测试技术,2006,33(12):19-20.
- [11] 周胜海. 模拟运算电路运算误差分析[J]. 电子质量,2009(9):19-20.
- [12] 李春云,魏英. 运算放大器参数误差分析及设计应用[J]. 数字技术与应用,2012(8):147-148.

(上接第14页)

- [5] 应欢,邹文忠. 提高脉冲激光测距精度的方法研究[J]. 电子测量技术,2014,37(10):25-28.
- [6] 周翟和,汪丽群,沈超,等. 基于 CPLD 的磁致伸缩高精度时间测量系统设计[J]. 仪器仪表学报,2014,35(1):103-108.
- [7] 赵志雄,李孝辉,刘娅,等. 基于 PCI 总线的高精度大量程时间间隔计数器研制[J]. 电子测量与仪器学报,2014,28(12):1317-1324.
- [8] 崔伟群. 合成标准不确定度评定过程中相关系数的数学和测量学意义[J]. 计量与测试技术,2011(9):53-55.

(上接第19页)

- [10] 贾鹏,张庆超,贾新华,等. 基于 Clarke 矩阵的不对称输电线路相模变换矩阵求解[J]. 电网技术,2013,37(9):2653-2657.
- [11] 傅晓飞,张霄蕾,赵彬. 基于相模变换和频谱分析的电网行波故障定位算法研究[J]. 华东电力,2014,42(9):1897-1901.

作者简介

艾永乐,1963年出生,教授,博士,硕士生导师,主要研究方向为交流多相电机新颖控制策略研究和电能质量检

作者简介

刘乃清,资深研究员,主要研究方向为仪器与测试技术、机电一体化技术等。

E-mail:lnq@yeah.net

张焱,1982年出生,学士学位,所长助理。研究方向为电子信息产业发展趋势。

- [9] 李平,马晖,马俊超,等. 铯原子钟日频率漂移率测量的不确定度评定[J]. 计量与测试技术,2013,40(8):88-91.

- [10] 缪新育,周波,许伟,等. 脉冲信号时间间隔校准不确定度评定[J]. 现代电信科技,2013(1):37-41.

作者简介

范凤军,1984年出生,硕士研究生,工程师,主要研究方向为时间频率和信号源参数计量测试。

E-mail:fanfengjun88@163.com

测与提高。

都静静,1989年出生,硕士研究生,主要研究方向为电力系统谐波分析。

E-mail:elfjing@126.com

王玉栋,1989年出生,硕士研究生,主要研究方向为电力系统谐波分析。

王伟,1990年出生,硕士研究生,主要研究方向为电力系统谐波分析。