A Micro-Current Measurement Method Based on Bidirectional Search to Eliminate Operational Amplifier Offset Voltage*

WANG Xuanze[1,2*], LI Yuchen[1], YANG Zhenyu[1], ZHAI Zhongsheng[1,2]
(1.School of Mechanical Engineering, Hubei University of Technology, Wuhan Hubei 430068, China;
2. Hubei Key Laboratory of Modern Manufacturing Quality Engineering, Wuhan Hubei 430068, China)

Abstract: Aiming at the problem that the offset voltage of the operational amplifier affects the measurement accuracy in the process of micro-current measurement, a measurement method to quickly eliminate the impact of operational amplifier offset voltage is proposed. Firstly, the influence of the operational amplifier offset voltage on the measurement accuracy is analyzed for the general *I/V* conversion measurement circuit, and then the related program control circuit is designed to automatically compensate for the offset voltage. Finally, a bidirectional search method using the program control output is designed to quickly find the offset voltage compensation point and eliminate the influence of the operational amplifier offset voltage on the measurement accuracy. Theoretical and experimental results show that the proposed method can effectively improve the precision and speed of micro-current measurement, and complete the current measurement with 0.01 μA precision.

Key words: electrical measurement; microcurrent measurement; bidirectional search; offset voltage; automatic voltage regulation
EEACC: 7230 **doi**: 10.3969/j.issn.1004-1699.2025.02.013

基于双向搜索消除运放失调电压的微电流测量方法*

王选择[1,2*], 李煜辰[1], 杨振宇[1], 翟中生[1,2]
(1.湖北工业大学机械工程学院, 湖北 武汉 430068; 2.湖北省现代制造质量工程重点实验室, 湖北 武汉 430068)

摘 要: 针对运算放大器在微电流测量过程中其失调电压影响测量精度的问题, 提出一种可快速消除运算放大器失调电压影响的测量方法。首先针对一般 *I/V* 转换测量电路分析了运放失调电压对测量精度的影响, 然后设计了程控自动补偿失调电压电路, 最后设计了一种运用程控输出双向搜索的方法, 快速寻找失调电压补偿点, 消除运算放大器失调电压对测量精度的影响。理论与实验表明, 该方法有效地提高了微电流测量的精度与速度, 完成 0.01 μA 级精度的电流测量。

关键词: 电子测量; 微电流测量; 双向搜索; 失调电压; 自动调压
中图分类号: TM933.1 **文献标识码**: A **文章编号**: 1004-1699(2025)02-0294-07

微小电流的检测一直是电学测量领域的重要组成部分, 在电力、环境监测、腐蚀探伤等工业领域有着广泛的应用。例如, 在电力设备维护上, 需要对电力设备的漏电流等微弱电流信号进行实时监测[1]。在空气离子浓度检测方面, 离子浓度越高, 产生的微电流越大[2]。电化学腐蚀中, 溶液中会出现电位场, 导致阳极和阴极区域之间存在电位差[3], 将电位差形成的电压引出接地, 形成对地微电流, 而微电流的大小能反映金属的腐蚀程度。

在微电流检测的过程中, 微电流不能被直接测量, 需用阻值较高的精密电阻接在被测电路中将电流转换为电压间接测量[4], 转换后的电压一般经过运算放大器组成的放大电路将信号放大, 便于采集[5]。但是运放有 μV 级甚至 mV 级的失调电压, 经过电阻转换后会产生 μA 级偏置电流, 极大地影响系统对 μA 级电流的测量精度。所以, 微电流测量过程中运放的失调电压越小, 微电流的测量精度越高。

因此, 高精度的微电流检测除了有效抑制噪声对微弱电流的干扰之外[6], 消除运放失调电压的影响也是提高微弱电流检测精度的重要内容。目前提出的方法有设计对称 RC 陷波滤波器的双斩波[7], 或设计集成偏移补偿的低延迟 DFE 电路等[8], 通过改造运放内部电路自动调节以降低失调电压, 但这种方法仍存在几十 μA 的失调电压, 不能完全消除。也有外部电路自调零补偿失调电压法[9-10], 虽然可

项目来源: 国家自然科学基金项目(32071457); 武汉市重点研发计划项目(2022012202015034)
收稿日期: 2023-04-23 **修改日期**: 2023-07-17

以校准 1mV 的最大失调电压,但是电路设计复杂,失调电压校准精度对于 0.01μA 级的电流测量而言显得仍然不够。

基于以上问题,本文提出一种高效快速消除运放失调电压影响的方法,利用单片机程控 DAC 输出电压,以不同速率斜坡上升与下降输出的方法,快速确定运算放大器偏置电压,消除偏置电压的影响,实现高精度、高分辨率测量。

1　运放失调电压补偿方法

1.1　失调电压对微电流测量的影响

测量对地的微小电流源的 *I*/*V* 转换电路如图 1 所示,本文电路中运算放大器 U_1 采用 TI 公司的微功耗低电压驱动的 TLV2252 器件,其失调电压在 250 μV~850 μV,典型值为 250 μV。

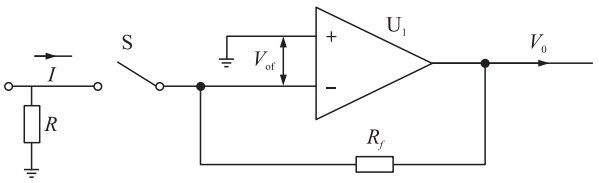


图 1　微电流测量电路

待测微电流 *I* 在开关断开时,电流经过负载电阻 *R* 流向接地电位点,一般电阻 *R* 较小,无法形成适合测量的电位;当开关闭合时,电流直接流向运放负端,在运放的负反馈作用下,输出电压满足:

$$V_0 = -IR_f \tag{1}$$

式中:V_0 为运放输出端电压;*I* 为待测微电流。R_f 为反馈电阻。

选择阻值较高的反馈电阻 R_f,保证微电流作用下也能输出较高的电压,便于后续 ADC 采集模块的分辨。

由于失调电压的存在,使得运放在一个输入端接地时,另一个输入端电压不为 0。假设运放的失调电压为 V_{of}。当开关 S 闭合,接入待测电流 *I* 时,可以得出式(2)[11]

$$V_0 = -IR_f - V_{of} - V_{of}\frac{R_f}{R} \tag{2}$$

式中:*R* 为负载电阻。V_0 为运放输出端电压;*I* 为待测微电流。R_f 为反馈电阻。

电路中用于负载电阻 *R* 的值一般较小,而反馈电阻 R_f 足够大才能将 μA 级微电流经上拉电阻转换的微电压放大成 mV 级电压。这使得 R_f/R 的值较大,而高精度运放的失调电压一般在几百 μV,经过运放反相放大电路后很容易使测量值产生 mV 级偏差,经过 *I*/*V* 电路转换后会产生 μA 级偏差,进而影响到此系统对 μA 级以下甚至 0.01μA 级电流测量的精度。同时,同一类运放不同器件不同温度失调电压也会有所不同[12],这就要求测量电路能够针对不同条件也能对失调电压进行精确调整补偿。

1.2　失调电压补偿电路的搭建

为了在输入电压为 0 时运放的输出电压 V_0 依旧为 0,需要在运放正输入端补偿电压 V_x,为精确控制补偿电压 V_x 的值,补偿电压由 STM32 单片机的 DAC 程控激励提供。同时,在测量电路中接入模拟电子开关 S,使 STM32 单片机能控制运放负端接地或待测微电流,此时电路如图 2 所示。

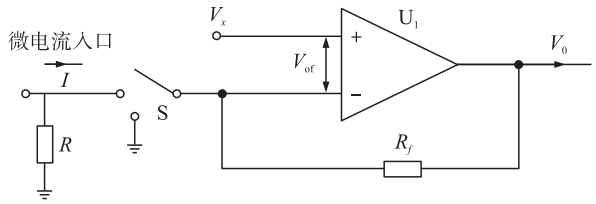


图 2　运放失调电压补偿电路

当开关 S 接地时,运放的失调电压 V_{of} 不受待测电流影响,此时运放负端电压为 0。可推出式(3)[11]

$$V_x - V_{of}A_v = V_0 \tag{3}$$

式中:A_v 为运放开环放大倍数;V_x 为运放输入端补偿电压。

若 $V_0 = 0$,则 $V_x = V_{of}$,即此时正端电压为失调电压。

当开关 S 与地断开时,若 $V_x = V_{of}$,运放的“虚短”效应可使运放负端电压调整为 0,从而避免开关 S 接入待测微电流后失调电压影响测量结果。

1.3　程控激励分压电路

运放失调电压大小一般在 mV 级以下,采用 12 位 DAC 输出电压在 0~2.5 V,分辨率为 0.610 5 mV,无法满足对失调电压的精确补偿。DAC 需要电阻分压,缩小 DAC 输出电压的范围,提高补偿电压分辨率。同时,运放失调电压可正可负,分压电路中要加入负电压扩大单片机程控激励的调整范围。由此设计图 3 所示的 DAC 分压电路,

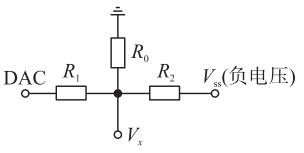


图 3　DAC 分压电路

此时 V_x 的节点电压可由式(4)推出:

$$\frac{\mathrm{DAC} - V_x}{R_1} + \frac{V_{ss} - V_x}{R_2} = \frac{V_x}{R_0} \tag{4}$$

式中:DAC 为可调电压;V_{ss} 为外接负电压;R_0、R_1、R_2

为分压电阻。

选择电阻 $R_2 = 2R_1 = 200\ \text{k}\Omega$，同时选用 $R_0 = 100\ \Omega$，使阻值相对于 R_1 够小，给定负电压 V_{ss} 为 −2.5 V，则 V_x 的输出电压与程控 DAC 激励的关系如式(5)所示：

$$V_x = \frac{2\text{DAC}+V_{ss}}{\frac{2R_1+3R_0}{R_0}} = \frac{2\text{DAC}-2.5}{2003} \tag{5}$$

单片机程控激励 DAC 的范围设定为 0~2.5 V，则由式(5)可知 V_x 的调整范围在 −1.25 mV ~ 1.25 mV，STM32 单片机有 12 位分辨率的程控 DAC 模块，这使得补偿电路的分辨率达到 0.610 5 μV。能够精准补偿不同运放在不同环境下的失调电压。

2 影响运放补偿电压搜索速度的因素分析

搭建失调电压补偿电路后，需要不断改变 DAC 的大小，从而改变补偿电压，直到补偿电压与失调电压相等。这种不断改变 DAC 的大小，寻找合适补偿电压，从而快速搜索到理想 DAC 值的过程，是本文需要解决的关键问题。为此，需要分析影响搜索速度的一些因素。

2.1 不恒定的开环放大倍数

在运放正端引入补偿电压 V_x，负端直接接地的情况下，此时运放的输出端 V_0 为：

$$A_v(V_x - V_{of} - 0) = V_0 \tag{6}$$

由于我们不能知道每个实际运放准确的开环放大倍数，因此它被认为是一个未知量。

若开环放大倍数是不随输入发生改变的恒定量，可通过输入两个不同的补偿电压 V_{x1}、V_{x2}，同时在运放输出端通过 ADC 采集模块得到对应的两个输出端反馈的电压值 V_{01}、V_{02}，得到开环放大倍数，计算公式如下：

$$A_v = \frac{V_{01}-V_{02}}{V_{x1}-V_{x2}} \tag{7}$$

在得到 A_v 的实际大小之后，将 A_v、V_{x1}、V_{01} 代入式(6)得到失调电压大小。

但实际测量实验发现开环放大倍数并不恒定。测量方法是利用 12 位 DAC 输出从 0 到 4 095 且步长为 1 的数模转换量，经分压电路后形成 4 096 组补偿电压 $V_x[n]$ $(0 \leqslant n < 4\ 096)$，同时运放输出端采集到 4 096 组反馈电压 $V_o[n]$ $(0 \leqslant n < 4\ 096)$。按照式(8)计算每组输入电压所对应的开环放大倍数 $A_v[n]$。

$$A_v[n] = \frac{V_0[n+1]-V_0[n]}{V_x[n+1]-V_x[n]} \quad (0 \leqslant n < 4\ 095) \tag{8}$$

式中：$V_x[n]$ 为运放输入端第 n 组补偿电压；$V_0[n]$ 为第 n 组补偿电压对应的运放输出端反馈电压；$A_v[n]$ 为此时运放的开环放大倍数。

如图 4 所示，运放在非饱和状态输出端电压发生变化时，测量所得开环放大倍数 A_v 无法保持一个稳定的值，随运放输入端电压的变化而变化。从图中可以看出，所选择的运放开环放大倍数处于 2.5×10^4 到 2.25×10^5 之间。因此依靠这种方法难以准确找到运算放大器负端失调电压的补偿值。

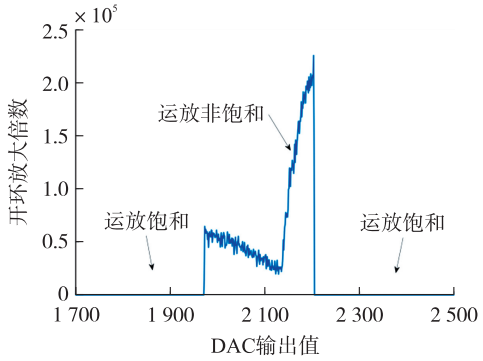


图 4 不同 DAC 输入下运放的开环放大倍数

2.2 运放固有时滞效应

运算放大器内部的开环放大环节可以等效为一个高放大比例的一阶惯性环节，设其传递函数为式(9)所示：

$$G(S) = \frac{A_v}{\tau s + 1} \tag{9}$$

式中：τ 为时间常数。

这种一阶惯性特性使得运放输出对输入的响应具有时滞性。当正向从小到大和反向从大到小改变 DAC 数字量进行模拟输出时，运放输出电压搜索结果如图 5 所示。

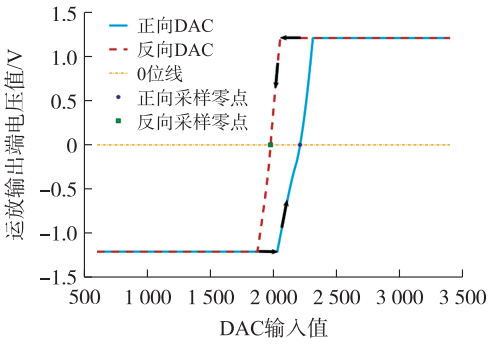


图 5 正反向激励搜索补偿电压得到不同结果

时滞效应会使正反向寻找的补偿电压不一致，从图中可以看出，正向寻找的 DAC 补偿值为 2 213，反向寻找的 DAC 补偿值为 1 979。因此，运放固有一阶惯性环节的时滞性也是影响程控 DAC 搜索补偿电压值的关键影响因素。

3　双向 DAC 搜索法消除运放失调电压

3.1　双向 DAC 搜索消除运放失调电压算法

为避免运放的时滞效应在 DAC 搜索时带来不利影响,需要在 DAC 电压输出时增加输出后 ADC 采样时间间隔,到达稳态后测量得到较为准确的运放输出端反馈值。

由于增加过多的等待时间会使搜索补偿电压的时间变得很长。为了缩短搜索时间,提出双向 DAC 搜索算法。双向搜索是指将单片机程控 DAC 从小到大变化,通过运放输出端电压反馈寻找到补偿电压,再将程控 DAC 从大到小变化,搜索出另一个补偿电压值,取两次搜索结果的平均值为最终搜索结果。具体流程如图 6 所示。

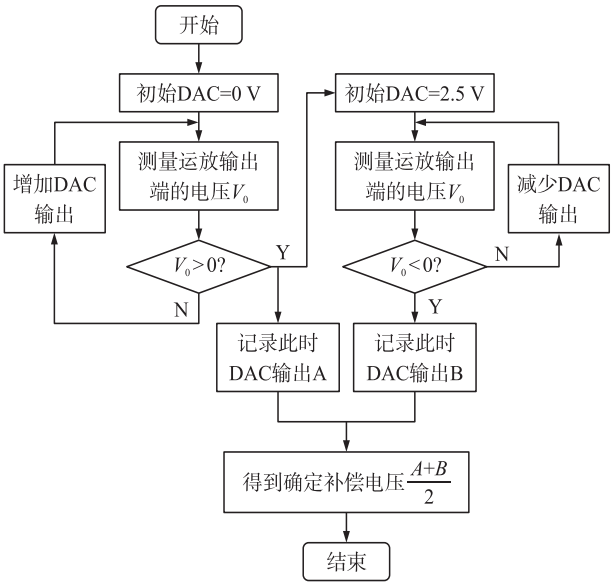


图 6　双向 DAC 搜索消除失调电压流程图

DAC 初始输出电压设为 0,当运放输出端 ADC 采集值 V_0 小于 0,继续增加 DAC 输出电压。当增加到运放输出端 ADC 采集值 V_0 大于 0 时停止增加数字输出量,记录此时的输出电压 A。后将 DAC 输出上拉至最大值 2.5 V,当运放输出端 ADC 采集值 V_0 大于 0,继续减小 DAC 输出电压。当增加到运放输出端 ADC 采集值 V_0 小于 0 时停止减小 DAC 输出量,记录此时的输出电压 B。最后确定 DAC 补偿电压值 $(A+B)/2$。

3.2　DAC 时间间隔对搜索补偿电压的影响

不同的运放在不同应用条件下时间常数可能不会为定值[13],为提高测量系统的普适性,需要在改变 DAC 输出电压后留出合适的时间间隔提高双向搜索算法的搜索精度,双向搜索算法在不同时间间隔的搜索效果如表 1 所示。

表 1　DAC 时间间隔对寻找补偿电压的影响

程控时间间隔	DAC 寻找值	运放输出端电压/mV	寻找时间/s
无延时	2 096	−341.151 4	1.8
1 ms	2 132	−205.238 1	5.9
10 ms	2 141	−0.007 4	44.0
20 ms	2 141	−0.007 1	89.0

从表中可以看出,无延时条件下,即除采样时间外,不添加时间间隔时,双向算法搜寻出的结果会仍会有较大的失调电压没有能够补偿,加入 1 ms 时间间隔时补偿效果略好,但仍没有得到有效的补偿,几百 mV 的电压经过放大电路的反馈电阻 R_f = 100 kΩ 后,会对测量结果造成 μA 级的测量偏差,无法满足 0.01 μA 的测量精度。当时间间隔加大到 10 ms 后,失调电压能补偿到 7 μV 左右,此时放大电路的反馈电阻 R_f = 100 kΩ,电流的测量偏差仅 70 pA 左右,能满足分辨率 0.01 μA 的微电流测量。而时间间隔达到 20 ms 后补偿效果与 10 ms 的效果几乎一致,时间间隔增大后搜索时间却在大幅增长,证明留出 10 ms 的时间间隔在双向搜索算法下已足够克服运放的时滞效应。

从以上实验及分析可以看出:在添加合适的延时后,寻找所耗费时间较长,而缩短延时的情况下,运放的时滞效应会使搜寻出的补偿电压值有很大偏差,严重影响测量精度。

3.3　双向变 DAC 步长搜索补偿电压算法

为了快速且准确地确定运放的补偿电压,基于双向搜索的过程中没有改变 DAC 的变化步长,提出双向变 DAC 步长搜索运放失调电压的改良算法,将大步长寻找的快速与逐步寻找的准确相结合。先正向用 100 每步的 DAC 变化幅度,从 0 开始,直到采样电压大于 0 V,确定此时的 DAC 补偿值为新的电压搜索范围上限,后反向也用 100 每步的 DAC 变化幅度,从 4 095 开始,直到采样电压小于 0 V,确定此时的 DAC 补偿值为新的电压搜索范围的下限,初步锁定补偿电压的范围;后减少到 10 每步的 DAC 变化幅度,在刚才确定的 DAC 补偿范围内双向搜索,确定新的电压搜索上下限,进一步缩小电压搜索范围。最后在此范围内以 1 每步逐次变化 DAC,取这次正向与反向搜索所得平均值为最终的补偿电压值。完整搜索流程如表 2 所示。

表 2 双向变 DAC 步长搜索运放失调电压流程

双向变 DAC 步长的运放补偿方法

for DAC=0 to 4095,DAC+=100
if ADC>0 记录此时 DAC=A
end for
for DAC=4095 to 0,DAC−=100
if ADC<0 记录此时 DAC=B
end for
for DAC=B to A,DAC+=10
if ADC>0 记录此时 DAC=C
end for
for DAC=A to B DAC−=10
if ADC<0 记录此时 DAC=D
end for
for DAC=D to C,DAC+=1
if ADC>0 记录此时 DAC=E
end for
for DAC=c to d,DAC−=1
if ADC<0 记录此时 DAC=F
end for
return DAC=$\frac{E+F}{2}$

4 实验验证

4.1 双向变 DAC 步长搜索的消除失调电压实验

实验电路如图 7 所示,此时 STM32 单片机控制模拟电子开关让运放正输入端接地。

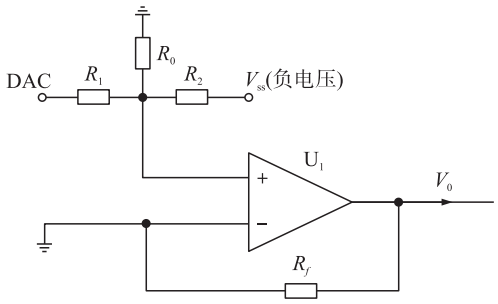


图 7 消除失调电验证电路

为验证双向变 DAC 步长搜索法能够提高搜索速度的基础上,保持高精度的补偿效果,将双向变 DAC 步长搜寻运放补偿电压算法与固定步长的双向逐步法进行比较。双向逐步法是指 DAC 从小到大与从大到小变化时步长固定为 1,每步之间留 10 ms 足够的延时。搜索过程结果如图 8 和图 9 所示。

两种方法从最小值和最大值开始搜索时运放输出端电压会出现正饱和与负饱和的现象,逐步搜索法在运放输出端的非饱和范围内逐步缓慢搜索,最后找到补偿电压。变步长搜索在大变化步长粗略寻找,确定运放输出端非饱和范围后,再逐渐减少步长确定补偿电压。两种方法找寻的结果如表 3 所示。

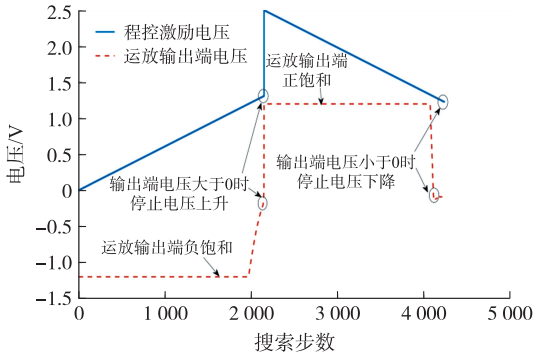


图 8 双向逐步法消失调电压过程

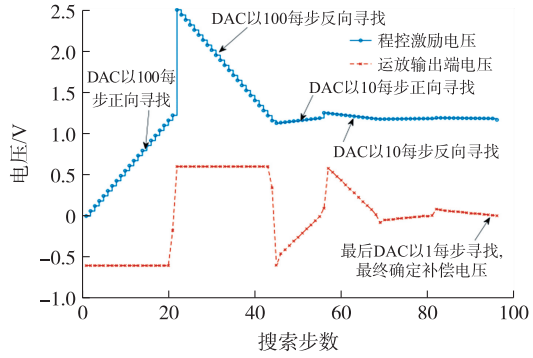


图 9 双向变步长消失调电压过程

表 3 双向逐步法和双向变步长搜索法效果对比

程控 DAC	DAC 寻找值	寻找步数	运放输出端点压/mV	寻找时间/s
固定最小步长	2 041	4 230	−0.007 4	44.0
改变步长	2 041	96	−0.006 9	3.8

可以看出两种方法搜寻出的补偿电压大小完全一致,均能满足微电流测量系统对 0.01 μA 的测量分辨率。而不变 DAC 步长的逐次搜索法要耗费 4 320 步,花费 44 s,双向变步长搜索法仅 96 步,用时 3.8 s,证明本文提出的双向程控 DAC 搜索法相比较于固定最小 DAC 步长消除失调电压法能够减少搜索时间,同时保证补偿电压的准确度。

与二分法相比[11],由于二分法控制的每一步需要等待运放输出达到稳定状态,而无法考虑响应的迟滞效应,因此,控制的每一步等待时间较长,且步长越大等待时间越长,一般每步的等待时间超过 500 ms~1 000 ms,这样 10 步需要的时间达到 5 s~10 s。因此,本方法相比较而言,进一步降低了搜索时间。

4.2 微电流测量的流程

微电流测量总体流程如图 10 所示。模拟电子开关一路接地,一路接待测微电流。在测量之前,模拟电子开关先接地,STM32 单片机提供 DAC 激励进行双向搜索算法搜索到补偿电压。随后模拟电子开

关接入微电流,经 *I/V* 转换电路后,由 ADC 模块采集转换电压传输至 STM32 单片机,最后计算获取待测电压值。

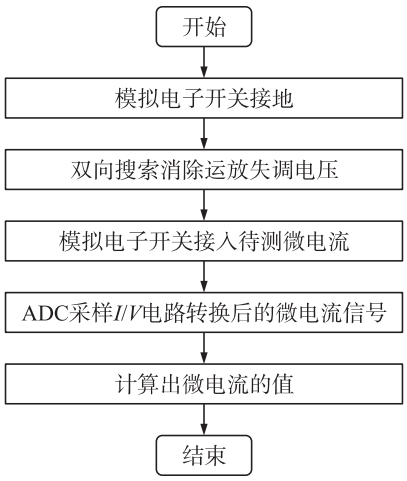


图 10　微电流测量总体流程图

4.3　微电流测量实验验证

为验证消除失调电压后,系统能够达到 0.01 μA 级的测量精度,同时为了检验该系统在长时间测量时的稳定性,设计图 11 所示的验证电路。

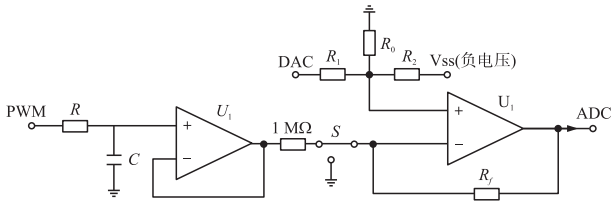


图 11　微电流测量验证电路

测量端外接 STM32 单片机的 PWM 模块,PWM 输出的占空比分辨率高达 $1/2^{16}$。最高输出电压为 3.3 V,经过 RC 电路滤波后,由运放跟随输出到 1 MΩ 的电阻,此时微电流变化范围为 0~3.3 μA,电流变化的分辨率达到 0.050 35 nA。

实验前开关 S 先接地,用双向搜索法消除运放失调电压的影响后。然后产生 0.01 μA 与 0.02 μA 的电流接入电路中,运放输出端进行 ADC 采样,以 100 Hz 采样频率,采集 30 min,每分钟 6 000 个采样值取均值,所测电流与时间变化曲线如图 12 所示。

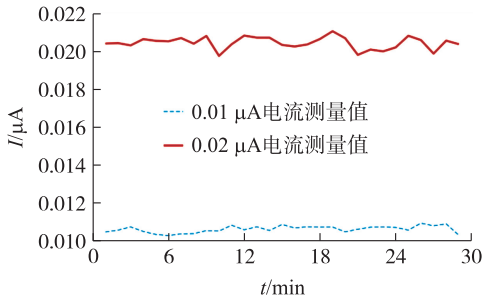


图 12　实测 0.01 μA 和 0.02 μA 电流

30 min 内 0.01 μA 和 0.02 μA 电流的测量均值为 0.010 6 μA 和 0.020 4 μA,而测量结果的极差不高于 0.001 3 μA。综合以上结果表明,该微电流测量方法实现了对 0.01 μA 和 0.02 μA 电流的测量,同时测量结果的波动很小。证明双向变 DAC 步长搜索法在快速准确地消除运放失调电压后,有效地减少测量误差,确保了 0.01 μA 分辨率的微电流测量精度。

5　结语

本文针对微电流测量通常使用的 *I/V* 转换电路中运算放大器存在失调电压,且对测量精度影响较大的问题,结合 STM32 单片机程控激励,采用双向变 DAC 步长搜索算法,在不严格挑选零失调或者低失调电压运算放大器情况下,实现了微电流的高精度检测。

设计了能够在-1.25 mV~1.25 mV 范围内调整补偿电压的分压电路,满足一般运放的失调电压补偿要求。设计了搜索过程中加入延时克服运放输出的时滞效应的快速搜索方法,通过灵活改变 DAC 变化步长,极大降低了补偿电压的搜索时间。实验结果表明,该方法能够快速完成失调电压的消除,且达到了 0.01 μA 的微电流测量精度。

参考文献:

[1] 宁丽珍. 基于磁光晶体的微电流检测及矢量磁场传感[D]. 保定:河北大学,2020.

[2] 李庆,甘罕,李文昭. 空气离子测量系统的设计[J]. 仪表技术与传感器,2013(3):64-65,68.

[3] Wang X P,Shao M,Ye C Q,et al. Study on Effect of Chloride Ions on Corrosion Behavior of Reinforcing Steel in Simulated Polluted Concrete Pore Solutions by Scanning Micro-Reference Electrode Technique[J]. Journal of Electroanalytical Chemistry,2021,895:115454.

[4] 周佩丽,张记龙,王志斌. 光电离传感器中微电流检测电路的设计[J]. 传感器与微系统,2011,30(4):108-110.

[5] 李爽玉,冯荣尉,贾冬宇. 直流微电流测量的研究进展[J]. 电子技术应用,2022,48(7):13-18.

[6] 王文,乔记平,吝伶艳,等. 泄漏电流测量用高精度电磁式微电流传感器的研制[J]. 仪表技术与传感器,2016(12):13-16,56.

[7] Stanescu C,Dinca C,Veselu A,et al. A Dual Low Voltage Chopper Offset Stabilized Operational Amplifier[C]// 2021 International Semiconductor Conference(CAS),Virtual,IEEE,2021:129-132.

[8] Kadayinti N,Sharma D K. Sense Amplifier Comparator with Offset Correction for Decision Feedback Equalization

Based Receivers[J]. Microelectronics Journal,2017,70:27-33.

[9] 肖宇. 一种高带宽 Ping-Pong 自调零运算放大器[J]. 集成电路应用,2019,36(4):41-42.

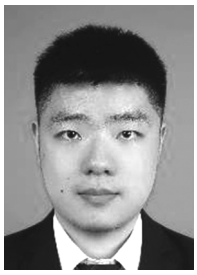
[10] Stancu C,Dobrescu D,Dobrescu L. Offset Voltage Reduction Methods for a Two Stage Folded Cascode Operational Amplifier[C]//2022 14th International Conference on Electronics,Computers and Artificial Intelligence(ECAI),Ploiesti,Romania,IEEE,2022:1-4.

[11] 王选择,马丹,陈泽远,等. 基于二分程控法消失调电压的微电流测量方法[J]. 仪表技术与传感器,2019(9):107-111.

[12] 王选择,王科,洪潭. 一种多电极阵列腐蚀微电流检测方法[J]. 电测与仪表,2018,55(14):88-91,99.

[13] 赵艾萍,张峰. 含运算放大器的一阶电路时间常数的计算[J]. 电气电子教学学报,2014,36(2):27-29.

王选择(1971—),男,湖北天门人,教授,博士生导师,2005 年 6 月于华中科技大学机械学院仪器系获博士学位,主要从事精密测量、传感器信号处理方面的研究,wangxz@ mail.hbut.edu.cn;



李煜辰(1997—),男,湖北武汉人,硕士生,主要从事精密仪器测量与光电检测等方面的研究,102100044@ hbut.edu.cn。