

Application Note

适用于超低电流测量系统的测量和校准技术



Ichiro Itoi

摘要

超低电流测量需要特别注意硬件和材料，而在典型电路和 PCB 设计中，硬件和材料很多时候并不重要。本应用手册旨在讨论飞安级电流精度测量的注意事项，并提供基于运算放大器的电路，该电路可用于校准需要超低电流测量的系统。

本文从理想状态测量开始，然后介绍满足低电流测量校准性能和效率要求的实际设计（使用称为库仑计的常见电路技术）。测量飞安级低电平电流需要仔细分析并了解运算放大器的 I_B 特性以及周围电路，才能得到可靠且可重复的结果。因此，本文描述了极低电平电流（例如几十阿托安分辨率）的处理技术。本文档将突破低电平电流测量及其应用的界限。

内容

| | |
|-------------------------|----|
| 1 简介..... | 2 |
| 2 微小电流测量的架构..... | 2 |
| 2.1 库仑计..... | 2 |
| 2.2 使用库仑计确定 I_B | 3 |
| 2.3 积分电容器的漏电流..... | 5 |
| 3 基准测试..... | 6 |
| 3.1 点对点接线..... | 6 |
| 3.2 屏蔽..... | 8 |
| 3.3 PCB 清洁..... | 9 |
| 3.4 温度稳定性..... | 10 |
| 4 使用库仑计对应用电路进行校准..... | 11 |
| 4.1 常见应用电路校准..... | 11 |
| 4.2 反相输入校准..... | 11 |
| 4.3 非反相输入校准..... | 12 |
| 4.4 使用过零方法确定电容器的电阻..... | 13 |
| 4.5 介电吸收和弛豫..... | 15 |
| 4.6 在 85°C 下校准..... | 18 |
| 4.7 在 25°C 下校准..... | 19 |
| 5 总结..... | 21 |
| 6 参考资料..... | 21 |

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

许多系统需要将超低电流放大器直接连接到传感器或探头，以实现尽可能高的测量精度。对于这种情况，精密运算放大器可以提供出色的设计来缓冲前端探头或测量超低电流。精密运算放大器旨在尽可能接近设计的放大器性能。专为放大器设计的一个关键要素是无限输入阻抗。对于标准 CMOS 运算放大器， I_B 的范围为几皮安 (pA) 到几百 pA。这些电流级别可以实现，无需考虑高级设计。但是，要实现超低 I_B 性能，还需要考虑额外的电路和设计细节。对于全新的 OPA928 等高性能器件， I_B 可能低于 1fA，甚至低至阿托安级别。输入阻抗足够高，可以支持各种高阻抗传感器。

2 微小电流测量的架构

2.1 库仑计

测量电流的方法之一是使用库仑计。库仑计在负反馈环路内包含一个电容器。电流取决于电容器上的电荷随时间变化的情况。

根据库仑定律，电荷 Q 由已知值电容 C 和测得的电容器电压 V 决定。请参阅方程式 1。

$$Q = VC \quad (1)$$

其中：

- C 为积分电容器的电容 (以法拉为单位)
- V 是积分电容器的电势 (以伏特为单位)
- Q 是积分电容器上的电荷 (以库仑为单位)

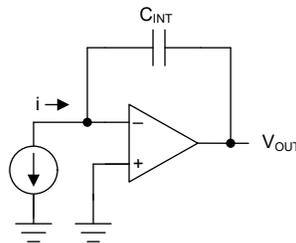


图 2-1. 库仑计基本原理图

由于噪声和其他随机可变因素，各个电荷的流动并不一致。库仑计的优势之一是，它对特定时间间隔内的随机流动取平均值。由于允许更长的积分时间，因此可以提高测量的分辨率。

流入库仑计反相端子的电流可以产生电压，该电压是电流随时间变化的积分函数。向放大器的反相端子施加电流，电路会随时间对电流进行积分。运算放大器在积分电容器上输出电压。测量特定时间内的电压变化，再乘以电容可得到电流，以安培为单位。

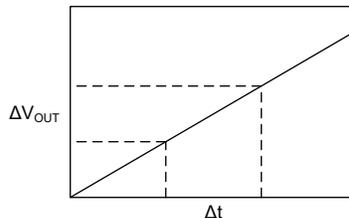


图 2-2. 输出电压随时间的变化

$$\frac{dV}{dt} \times C = I \quad (2)$$

其中：

- V 是电容器的电压 (以伏特为单位)

- T 是时间 (以秒为单位)
- C 是电容 (以法拉为单位)
- I 是电流 (以安培为单位)

2.2 使用库仑计确定 I_B

即使反馈端子未与电流源连接，运算放大器的非理想输入端子也会有很小的电流。流入或流出输入端子的这一微小电流称为输入偏置电流 (I_B)。了解 I_B 很重要，因为它会导致系统中的误差，很多时候需要针对应用电路进行校准。

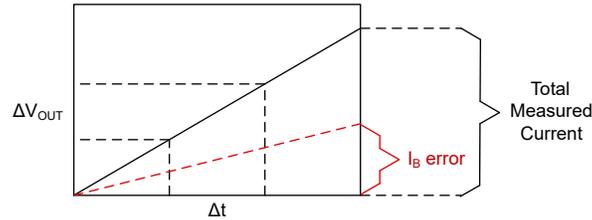


图 2-3. 测量电流的分量

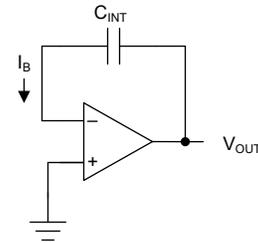


图 2-4. 输入偏置电流积分的模型

未使用外部电流源时，反馈电容器和积分电容器 (C_{INT}) 仅对 I_B 进行积分。这种架构通常称为自积分电路。电流的符号由输入端子上的偏置电流方向决定。正号表示电流流入运算放大器。负号表示输入偏置电流从端子流出。

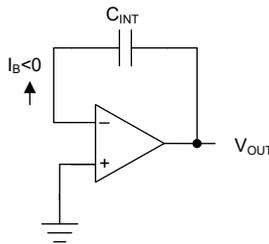


图 2-5. 负 I_B 的输入偏置电流积分模型

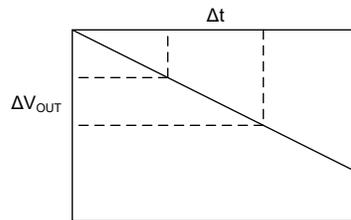


图 2-6. V_{out} 与时间的负斜率表明 $I_B < 0$

输入偏置电流的大小因工艺技术、运算放大器的设计和工作条件 (如电源电压、共模电压和温度) 而异。对于大多数 CMOS 运算放大器，输入偏置电流在皮安级范围内。但是，一些专为低 I_B 设计的精密运算放大器具有阿托安级输入偏置电流。

一种替代解决方案为电流表。电路其实是配置了大反馈电阻的放大器。电流表电路面临的挑战是，它需要使用极高电阻来测量低电平（例如飞安 fA）的电流。对于低 I_B 测量，使用多个电阻（如 $1T\Omega$ 串联电阻）来测量亚飞安级电流是不现实的。主要缺点是热噪声较大、热电动势需要校准。

因此，与使用大反馈电阻的高电阻欧姆计或电流表相比，节省预算的库仑计是更实用的方法。对于电流表，使用 $1mV$ 读数的万用表测量 1 [飞安] 需要使用超过 1000 美元的大电阻 ($>1T\Omega$)。此外， $1T\Omega$ 电阻的热噪声接近 $100mV$ ，因此分辨率很低，除非在长时间内取平均值。大反馈电阻可能还需要一个反馈电容器来稳定放大器。如果输入端子具有几个 pF 的电容，这会导致几秒的时间常数，可能需要几十秒时间才能稳定。

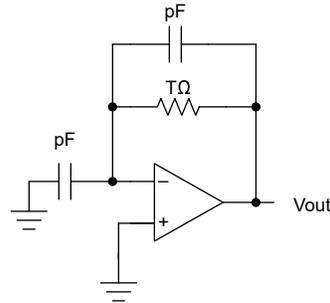


图 2-7. 带大反馈电阻的电流表

对于库仑计，可以使用具有几十 pF 的电容器，购买价格不足 1 美元。在 $33pF$ 电容器上充电以测量 $1fA$ ，万用表上的电压变化在 33 秒内为 $1mV$ 。

库仑计

$$I = dV/dt \times F$$

$$1fA = 1mV/33 \text{ 秒} \times 33pF$$

稳定时间：几十秒

$33pF$ 电容器的成本低于 1 美元

电流表

$$I = V/R$$

$$1fA = 1mV/1T\Omega$$

稳定时间：几十秒

$1T\Omega$ 电阻的成本高于 1000 美元

因此，库仑计对于在较长积分时间内测量极小电流更为实用。

表 2-1. 库仑计和电流表比较

| | 库仑计 | 电流表 |
|------|--------------|----------------|
| 热噪声 | 无法检测到 | 大 |
| 速度 | 较长积分时间 | 较长取数据平均值时间 |
| 器件成本 | 电容器价格低于 1 美元 | 电阻价格高于 1000 美元 |

2.3 积分电容器的漏电流

绝缘性能是电容器的一个重要性能参数。电容器的绝缘电阻基本上可以建模为电容器两个端子之间的电阻。要对测量进行校准，需要确定积分电容器的电阻。高绝缘是超低偏置电流测量的首要要求之一。因此，选择高绝缘材料至关重要。

每个材料都具有体积电阻率。通常是在室温下对样本施加电压一分钟后测量电阻率。但是，由于内部电荷具有较大的寄生电阻，某些材料需要施加电压超过一分钟才能达到平衡条件。样本具有表面电阻率和内部电阻率。有些材料对湿度和清洁度等表面条件较为敏感。

聚丙烯电容器具有高电阻率和理想的高电阻，适用于超低偏置电流测量。为了理解寄生电阻或绝缘电阻，供应商使用以欧姆法拉的乘积 ($\Omega \cdot F$) 作为单位的参数。例如， $10,000 \Omega \cdot F$ ($20^\circ C$ 100Vdc 下) 的最小规格求得为

$$10,000 \Omega \cdot F / 1\mu F = 10 \times 10^9 \Omega$$

如果可以推断出曲线为较小电容，例如 $100pF$ ，可以求得

$$10,000 \Omega \cdot F / 100pF = 0.1 \times 10^{15} \Omega$$

该数字表明，在电容器电压为 $1mV$ 的条件下，漏电流为 $10aA$ 或更低。下一部分将提供有关较小电容和电压的数据，这些数据在电容器数据表中没有说明。

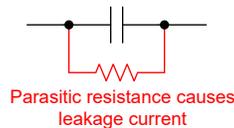


图 2-8. 电容器端子存在漏电流

3 基准测试

3.1 点对点接线

下面的测试配置是为了考察在设计的测量条件下， I_B 的分辨率能达到多少。如图 3-1 所示，点对点接线自集成电路包含极少数量的器件，例如去耦电容器和集成电容器。唯一的主要漏电路径是集成电容器。由于空气是绝缘性能最好的材料之一，因此我们依靠它来获取基准数据。

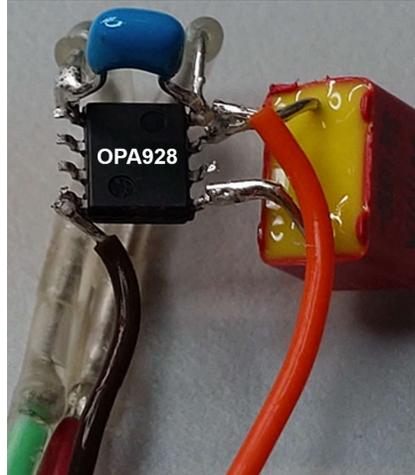


图 3-1. OPA928 SOIC 点对点接线

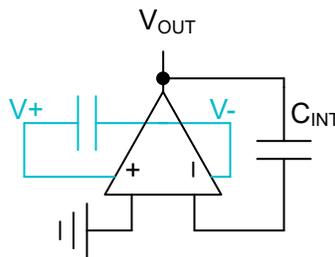


图 3-2. 点对点接线原理图

如上一节所示，输入偏置电流模型是流入电容器的直流电流。因此，电容器上的电压随时间的变化表示 I_B 大小。该值乘以电容就是电流，单位为安培。

$$I_B(\text{A}) = dV/dt(\text{V/sec}) \times C(\text{F}) \quad (3)$$

100 个样本的数据采集速率为 6SPS，计算 V_{out} 随时间变化的斜率 dV/dt 。乘以集成电容器 31.7pF， I_B 图形如下。整个三天测量的平均值为 0.387fA 至 0.397fA。

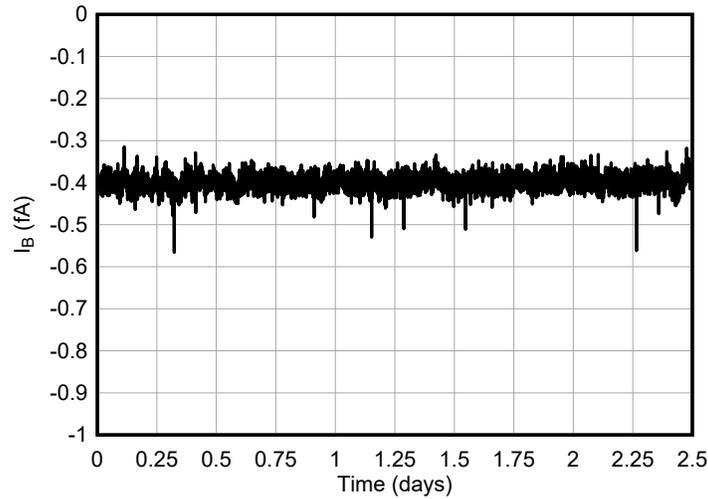


图 3-3. 使用点对点接线时 I_B 随时间变化的路线测量

如前所述，库仑计的优势之一是，该仪表可随时间推移对电流流量求平均值；积分时间越长，噪声越低，测量分辨率越高。

查看随时间变化的数据有助于了解库仑计电路中会出现哪些误差。图 3-4 中所示的测量结果展示了初始条件对电路的影响。每个数据点都是局部导数，图的起始值为 $-0.8V$ 。曲线的导数在前几个小时内会发生变化。数据从 $395aA$ 开始，最终达到 $400aA$ 。

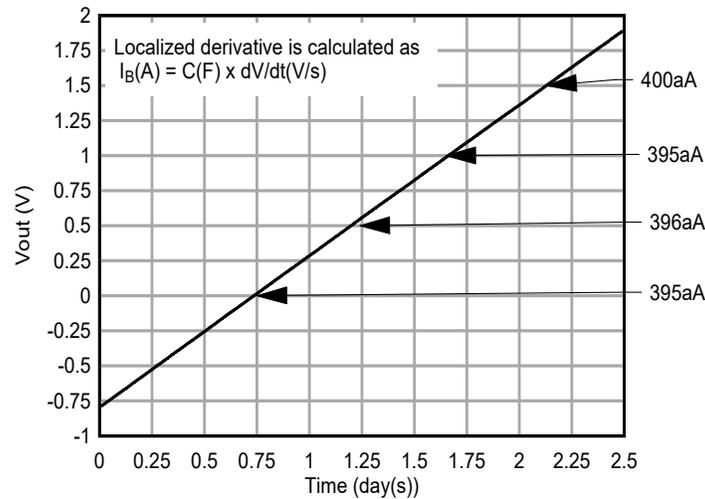


图 3-4. 使用点对点接线时 I_B 随时间变化的精细测量

测得电流与电压（电容器两端的电压）关系的拟合曲线提供了集成电容器的电阻，值为 $649P\Omega$ 。当输出电压超过零伏时，由于电容器上的电压接近零，因此漏电流达到最低。在零伏曲线交叉处测得的电流表示电容器上的最小漏电流，值为 $395aA$ 。基准测试数据以数十安的分辨率提供 I_B 数据。

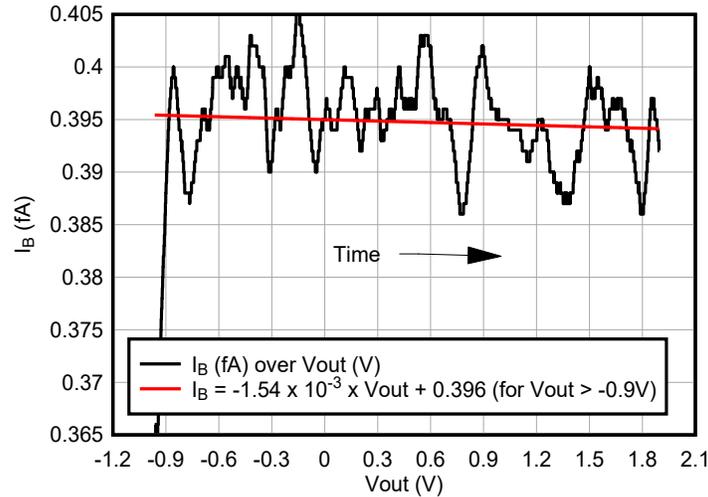


图 3-5. 使用点对点接线时 I_B 随 V_{out} 的变化曲线

基准测试数据以数十安的分辨率提供 I_B 数据。

3.2 屏蔽

由于现代放大器具有高阻抗，因此电路具有一个超高阻抗节点，并且电路对仪器附近的人或物体移动很敏感，因为这会产生不必要的电耦合。

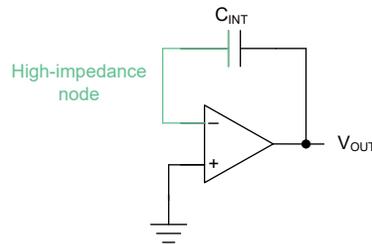


图 3-6. 带高阻抗节点 (绿色) 的库仑计

此外，交流电场 (如市电路) 也会影响高阻抗节点。当高阻抗节点与寄生电容为 1fF 的市电路耦合时，产生的误差电流可能达到 42pA。

$$I = V / Z = 110V \times 2 \times \pi \times 60\text{Hz} \times 1\text{fF} = 42\text{pA} \quad (4)$$



图 3-7. 为高阻抗节点屏蔽 EMI 的铝盒

铝盒可为高阻抗节点屏蔽电场耦合。根据辐射类型，可以选择不同的材料。对于电感耦合，需要更高磁导率的材料。

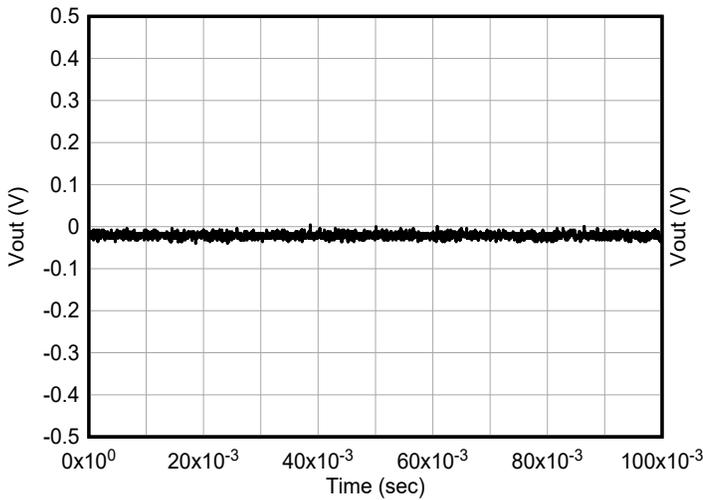


图 3-8. 带屏蔽的 Vout

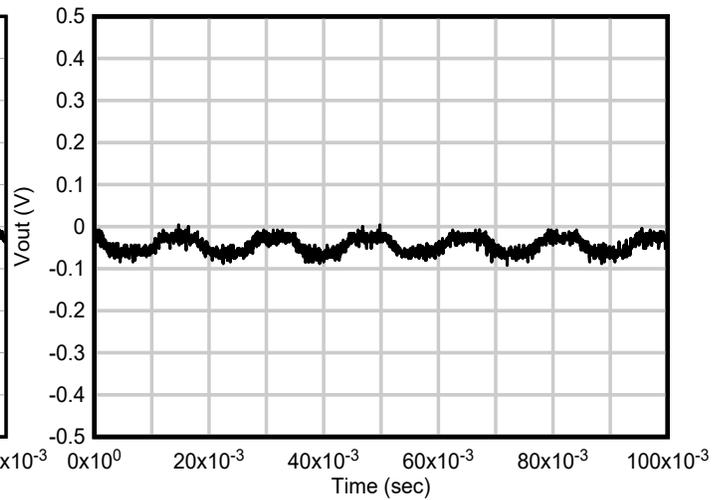


图 3-9. 不带屏蔽的 Vout

3.3 PCB 清洁

硬件清洁度对测量结果有极大影响。尽管并非电路板上的所有器件都需要清洁，但敏感元件上的污染会导致偏置电流泄漏，从而造成测量误差。

虽然有传统清洁方法（例如刷子或喷雾），但超声波清洁对于清洁电子元件非常有效。超声波清洁经过优化，可以去除复杂几何形状和小尺寸电路板上的污染物与助焊剂。

超声波清洁过程使用充满溶液的水箱，例如去离子 (DI) 水。元件浸入溶液后，传感器会产生高频声波，形成微小气泡。这种微爆能量可松脱并去除元件表面的助焊剂和其他不需要的残留物。

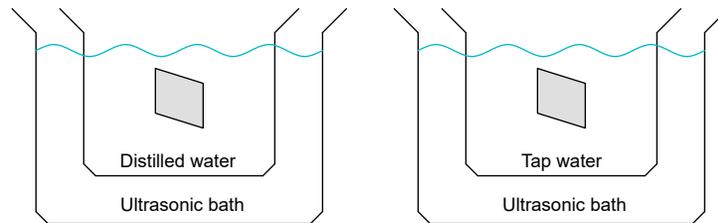


图 3-10. 去离子水与自来水的比较

气泡强度足以侵蚀典型铝箔。微爆能量在自来水中会降低。如图所示，自来水中铝箔的侵蚀程度低于去离子水。这是因为自来水含有更多颗粒，会降低微爆能量。



图 3-11. 超声波清洁前的铝箔



图 3-12. 使用去离子水进行超声波清洁后的铝箔



图 3-13. 使用自来水进行超声波清洁后的铝箔

超声波清洁过程的持续时间取决于电路板的清洁度。通常在温暖环境下，清洁周期为几分钟到十分钟不等。一些较为敏感的元件可能会受损，例如 MLCC 电容器，因此需要注意不要让这些元件的清洁时间超出最大建议值。

清洁周期完成后，使用干净的去离子水冲洗元件，以去除任何残留的清洁溶液。然后通过空气干燥或使用专用干燥设备（例如干燥空气烘箱），小心干燥元件以去除水分。温度取决于元件，但超低电流测量元件需要在 125°C 下干燥几个小时。

3.4 温度稳定性

电路需要温度稳定性，否则失调电压漂移会作为误差添加到输出电压中。即使室内温度仅变化几度，也会出现这种现象；该图显示了与空调开启同步的周期性剧烈电压变化。不仅是 I_B 漂移，运算放大器的输入失调电压 (V_{os}) 漂移也会在输出电压减弱时发生。在测量过程中，需要将电路放在烘箱内以保持温度不变。

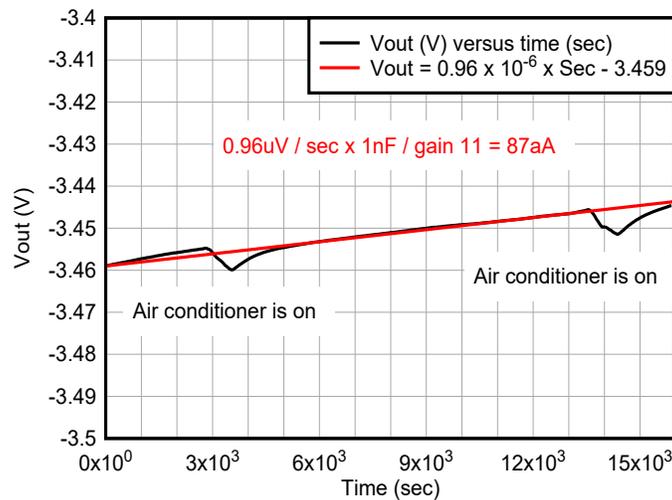


图 3-14. 室温条件下 V_{out} 随时间的变化

4 使用库仑计对应用电路进行校准

之前的章节介绍了测量的限制和注意事项。为了实现完整设计，库仑计电路采用了：

- 用于积分器的聚丙烯电容，在室温下测得的电阻值为几十 $P\Omega$ 。
- 双层金属屏蔽，可防止电场耦合到高阻抗节点。
- 用于高阻抗节点的点对点布线。
- 清洁。

图 4-1 显示了一个 PCB 示例，该示例允许标准表面贴装器件以及点对点布线。电路中输入高阻抗节点周围的专门布局具有采用点对点布线的研磨槽；请参阅下文。

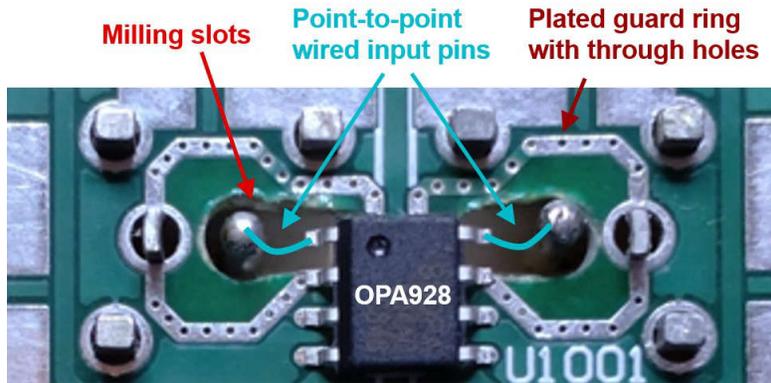


图 4-1. 针对高阻抗节点的 OPA928 校准电路板布局布线

4.1 常见应用电路校准

输入偏置电流会影响多种类型的应用，请参阅以下示例。

4.2 反相输入校准

第一种情况发生在高阻抗节点连接到反相输入端子时。这些典型情况包括漏电流测量（或绝缘电阻）、跨阻放大器和压电元件放大器。

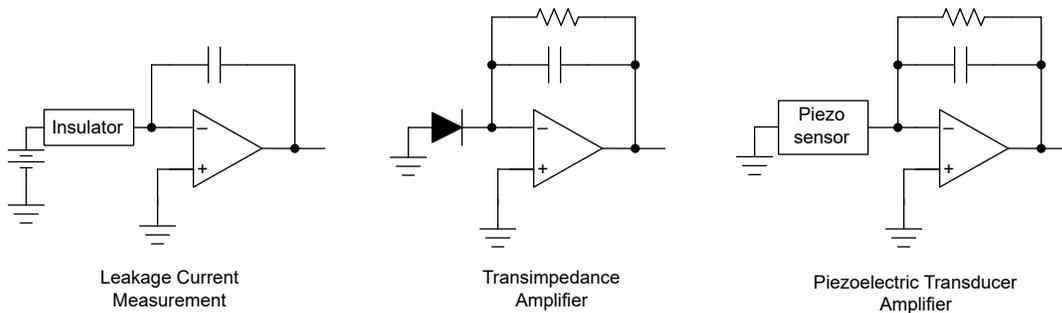


图 4-2. 高阻抗反相输入端子应用电路

如图所示，断开传感器并将电路转换为带有增益缓冲放大器的反馈环路。将非反相输入引脚接地短路。

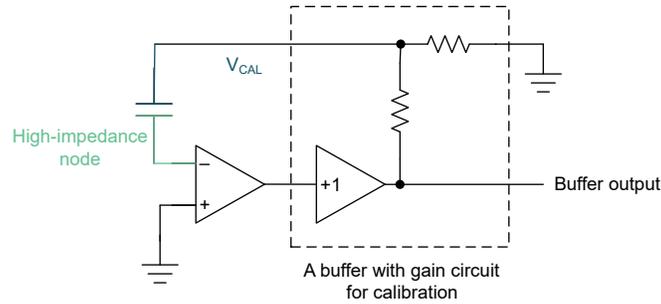


图 4-3. 反相输入端子校准配置

在反相输入和 V_{cal} 之间放入一个积分电容器。这样电路即处于校准模式。

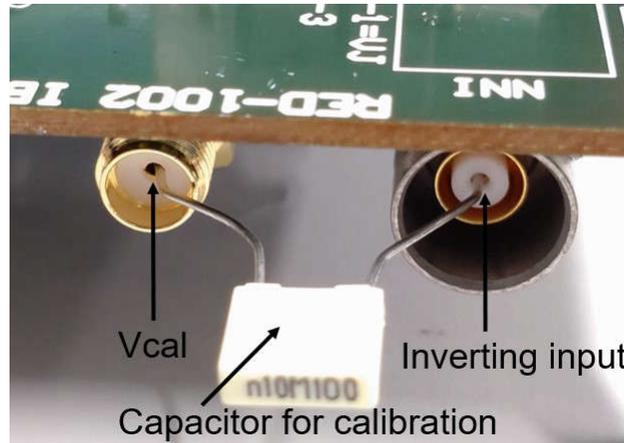


图 4-4. 使用库仑计进行反相输入端子校准

4.3 非反相输入校准

将应用电路转换为校准模式

第二种情况用于高阻抗节点，这是运算放大器的非反相输入端子，例如高阻抗传感器应用。

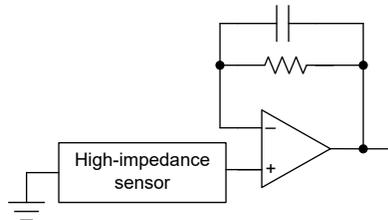


图 4-5. 高阻抗非反相输入端子应用电路

如图所示，断开传感器并将电路转换为带有增益缓冲放大器的反馈环路。将反相输入接地短路。

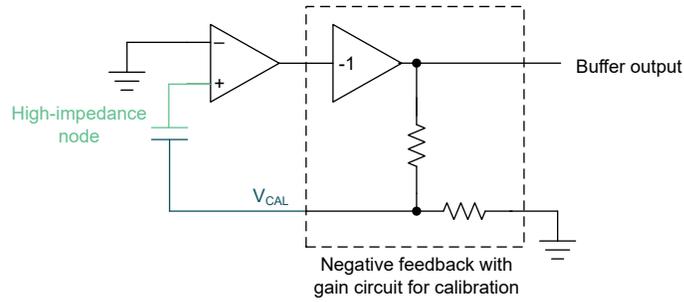


图 4-6. 非反相输入端子校准配置

在非反相输入和 V_{cal} 之间放入一个积分电容器。这样电路即处于校准模式。

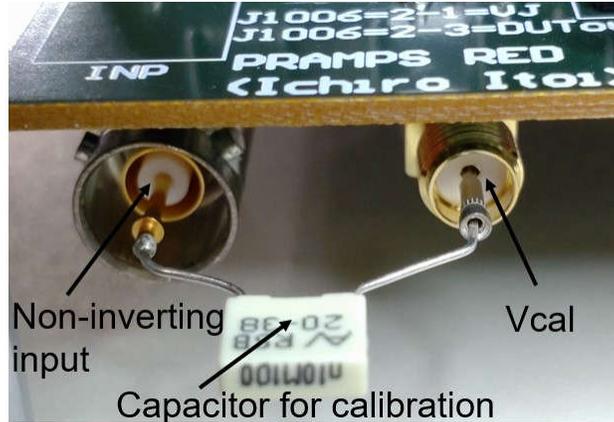


图 4-7. 使用库仑计进行非反相输入端子校准

4.4 使用过零方法确定电容器的电阻

如前所述，积分电容器可能有漏电流经过板间的寄生电阻。由于该路径具有电阻，因此漏电流与端子之间的电压差成正比。原理图显示了电容器漏电流的模型。 V_{cal} 偏置决定了漏电流的方向，因为输入端子始终为零伏；技术上来说，由于运算放大器的输入失调电压，这应为接近零伏。根据 I_B 的符号和 V_{cal} 的符号，有四种类型的组合。

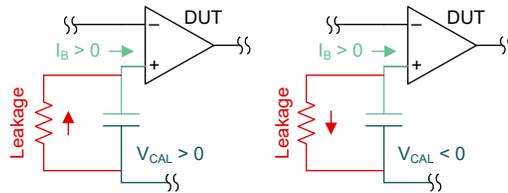


图 4-8. 正 I_B 的电容器漏电流模型

对于正 I_B ，如果结电压 V_{cal} 为负（低于输入端子偏置），则由于电容器中的漏电流，高阻抗节点会比原始 I_B 更快减少电荷。另外，如果结电压 V_{cal} 为正，则漏电流将抵消 I_B 。因此，随着 V_{cal} 的增加，测得的 dV/dt 会变小。

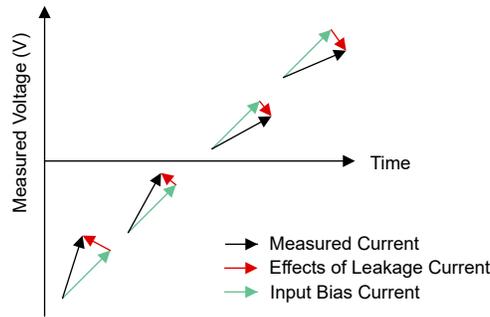


图 4-9. 电容器漏电流随时间改变 Vcal (正 I_B)

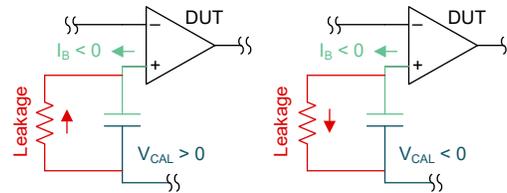


图 4-10. 负 I_B 的电容器漏电流模型

负 I_B 的情况相反。如果结电压 Vcal 为正（高于输入端子偏置），由于电容器中的漏电流，高阻抗节点会比实际 I_B 更快累积电荷。此外，当结电压 Vcal 为负时，漏电流将抵消 I_B。因此，随着 Vcal 的减小，测得的 dV/dt 会变小。

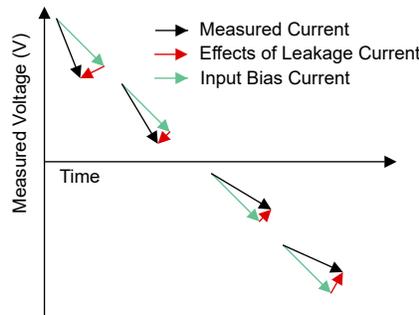


图 4-11. 电容器漏电流随时间改变 Vcal (负 I_B)

我们可以使用在第 2 部分中确定的 250PΩ 积分电容器的电阻率，估算测得的 I_B 与实际 I_B 相比较的误差。

如果测得的 100pF 电容器的电压斜率为 1uV/秒，Vcal 为 1V，则 I_B 的计算公式为

$$1 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-12} = 100\text{aA} \text{ (不带校准)}$$

$$1 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-12} + 1/250 \times 10^{-15} = 104\text{aA} \text{ (带校准)}$$

通过将电容器上的漏电流尽可能降至最低，可以为我们提供一种更准确地确定 I_B 的方法。当积分器累积电荷时，积分电容器的电压将越过零伏。我们此时可以求导并获得最小漏电流条件来确定 I_B。对于正 I_B，Vcal 需要从负数开始。对于负 I_B，Vcal 需要从正数开始，这样电容器电压才能越过零伏。

假设电阻遵循欧姆定律，则电容器的漏电流与 Vcal 成正比。

下图为正 I_B 的过零方法模型，使用了两个参数 - 随 Vcal 变化的漏电流和 I_B。

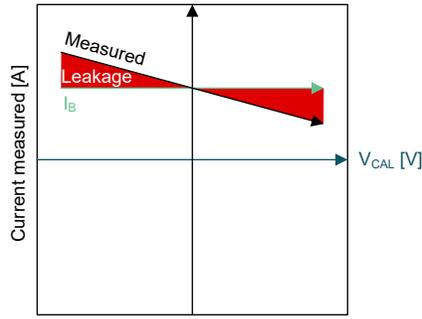


图 4-12. 正 I_B 的过零方法模型

下图为负 I_B 过零方法模型，使用了两个参数 - 随 V_{cal} 变化的漏电流和 I_B 。

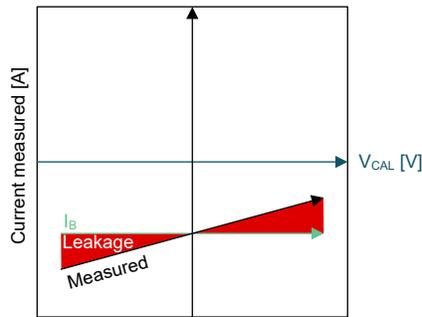


图 4-13. 负 I_B 的过零方法的模型

例如， V_{cal} 随时间测量，如下图所示。电容器电压从 -400mV 开始。随着积分的进行，电压越过零。当 V_{cal} 越过零伏时，曲线导数为 312aA 。当电压越过零时， $dV/dt \times C$ 是可实现的最低漏电流。请注意， V_{cal} 是积分电容器的电压。在此条件下测量 I_B 被视为积分电容器上的最低漏电流条件，过零方法。

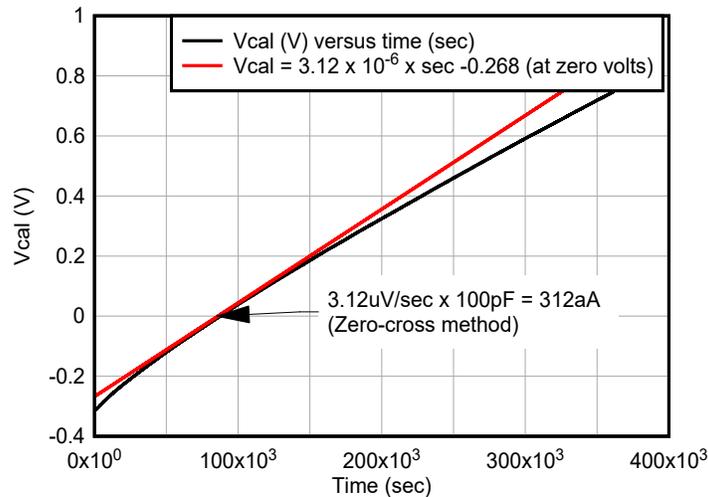


图 4-14. 过零方法为读取 I_B 提供了最小漏电流条件

4.5 介电吸收和弛豫

电容器由具有介电常数和介电损耗的介电材料制成。介电常数和介电损耗取决于频率和温度。在此情况下，频率极低、温度稳定。

由于电阻率较高，因此选择了聚丙烯电容器作为积分器。大多数聚合物是介电材料。介电材料会被外部电场极化。极化有几种模型，分别是电子云极化、原子和离子的离子极化以及偶极取向极化。

在此情况下，介电常数会随着偶极的移动而增加，偶极沿外部电场的方向移动，直到取向对齐。

介电弛豫是机械取向过程。在取向过程中，偶极周围的分子会产生阻力，因此取向需要一定时间才能完成。

对于高频电场环境，偶极不能随电场变化而变化，因为这比取向过程更快。另外，对于低频电场，偶极会随电场变化而变化，没有延迟。

具有介电吸收能力的电容器的电子模型如下所示。该模型包含多个并联的 RC 时间常数。由于寄生电容器和电阻的时间常数很长，因此电容器就像记住了先前电压一样。

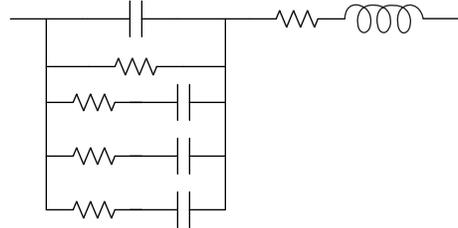


图 4-15. 电容器的寄生模型

介电吸收根据 IEC/EN 60384-1 实行标准化。根据测量程序，以直流电压对电容器充电 60 分钟，然后放电 10 秒。接着测量电压恢复 15 分钟，这表示介电吸收电压。前后电压的百分比是吸收水平。聚丙烯膜电容器的介电吸收率为 0.05% 至 0.1%。

要测量飞安级超低电流，需要有足够时间来进行介电吸收和弛豫。

图 4-16 显示了在不同启动电压下多个周期的积分测量。

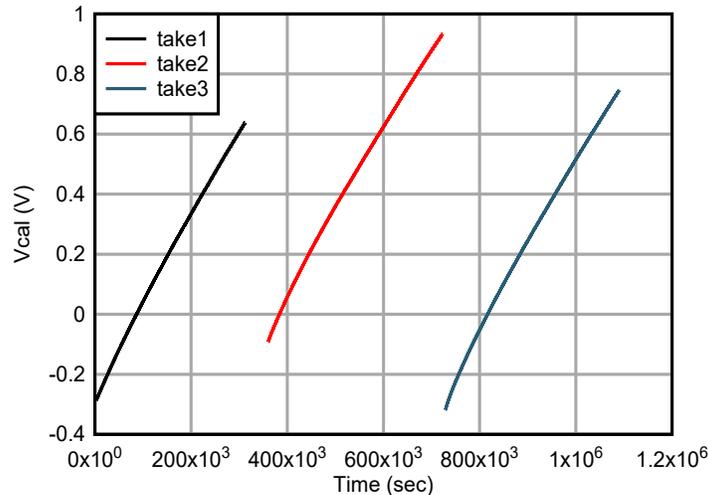


图 4-16. 使用过零方法进行多次测量时 Vcal 随时间的变化情况

使用图 4-17 中的数据来计算 I_B ，可以看到，初始 I_B 测量值与稳定的测量值有很大差异。这一结果是 I_B 的额外误差，它从不同点开始，随时间推移逐渐对齐到一起，在此例中为 Vcal 升高。尽管弛豫过程的时间很长，但可以认为在 Vcal = 0.4V 时，随着曲线对齐，介电吸收几乎可以忽略不计。因此，Vcal 的 I_B 与 Vcal 间的斜率为 0.4V 至 0.6V，这表示存在电阻。根据斜率计算，电阻很可能为 $16.2 \times 10^{15} \Omega$ 。

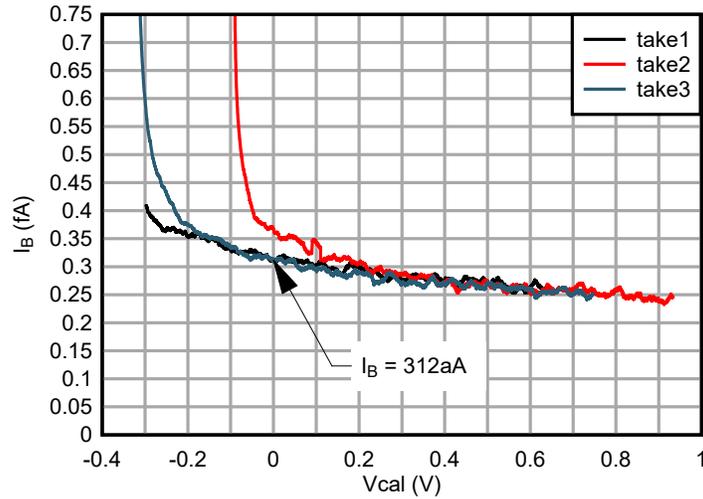


图 4-17. 使用过零方法进行多次测量时 I_B 随时间的变化情况

此时，我们只需要考虑三个参数，分别为介电吸收、电容器电阻和 I_B ，如图所示。

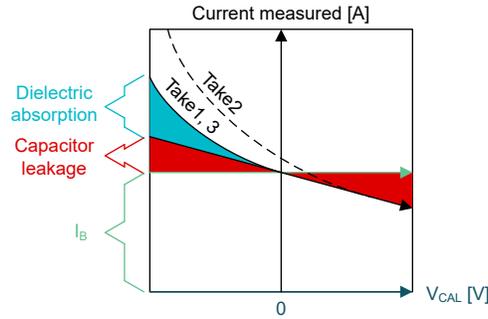


图 4-18. 测量区域中三个参数的模型

根据我们求导的 V_{cal} 估算测量斜率的误差。当电容器的电压为 100mV 时，校准使用 $16.2P\Omega$ 电阻来提供 6aA 漏电流。

例如，如果我们测量缓冲器（增益 10x）输出的斜率为 10uV/秒， V_{cal} 为 1V（即 100 [pF] 积分电容器的电压），则 I_B 的计算公式为

$$10 \times 10^{-6} / 10 \times 100 \times 10^{-12} = 100aA \text{ (不带校准)}$$

$$10 \times 10^{-6} / 10 \times 100 \times 10^{-12} + 0.1 / 16.2 \times 10^{-15} = 106aA \text{ (带校准)}。$$

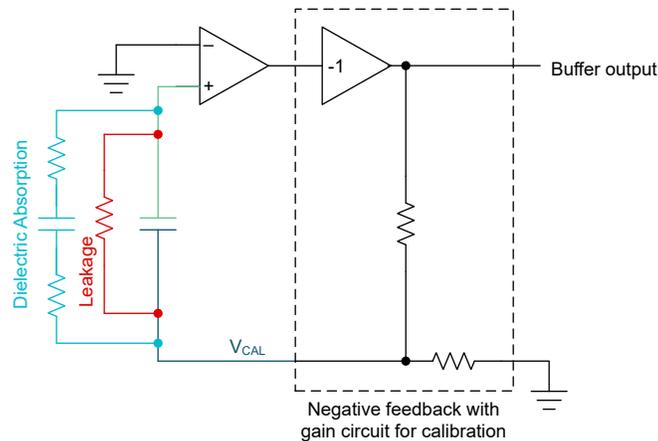


图 4-19. 具有漏电流和介电吸收的非反相输入端子校准的配置

我们可以根据 V_{cal} 和 I_B 的符号对测量值加减漏电流。

4.6 在 85°C 下校准

I_B 通常与温度之间具有对数关系。这意味着随着温度升高， I_B 可能会大大增加。因此，高精度系统需要在整个温度范围内校准 I_B 。下文总结了实现超低电流校准所需执行的步骤。随后将详细介绍每个步骤。

- 将电路转换为校准模式。
- 监测输出电压随时间变化的情况。
- 找到输出电压越过零伏的点。
- 使用输出随时间变化的导数乘以电容来计算电流。
- 绘制 I_B 与输出电压间的关系图，以确定介电弛豫达到稳定时的电压。确保过零点远离介电弛豫。
- 应用电容器的温度系数进行计算。

在该示例中，输出电压（增益为 10 的缓冲器）从 +1.0V 移到 -3.4V。

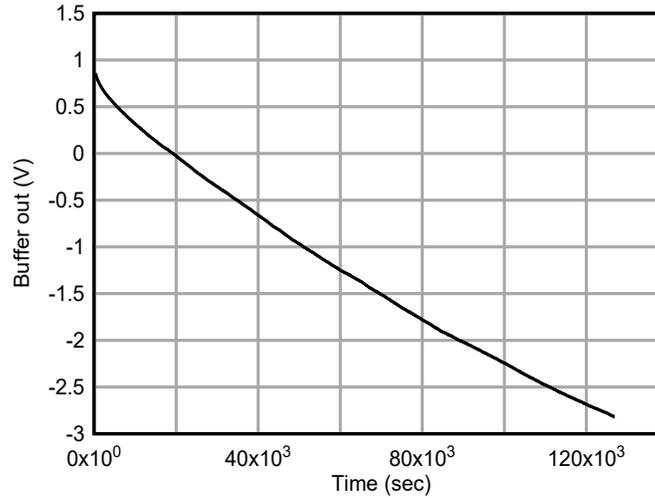


图 4-20. 使用过零方法在 85°C 下进行校准（缓冲器输出随时间变化）

曲线越过零伏，该点的导数显示为 $-33.7\mu\text{V}/\text{秒}$ 。假设此数字是电容器的最小漏电流条件， I_B 的计算公式为 $-33.7\mu\text{V}/\text{秒}/10.1 \text{ 增益} \times 108.6\text{pF} \times (1-200 \times 10^{-6} \times (85-20)) = -357.6\text{aA}$ 。此计算包括 $-200\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 的电容器温度系数。

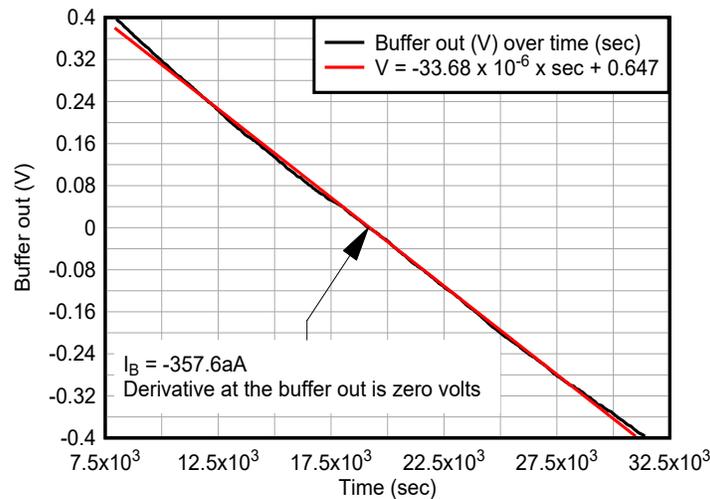


图 4-21. 使用过零方法在 85°C 下进行校准（缓冲器输出随时间变化）放大图

接下来，确保过零点远离介电弛豫。计算输出电压随时间变化的导数。电流随输出电压变化图在输出电压接近零伏时稳定。这表明介电弛豫在接近零伏输出时稳定。拟合曲线显示为 -50.5aA/V 。积分电容器电阻的计算公式为 $1/(-50.5\text{aA/V})/10.1$ (增益) = $1.96\text{P}\Omega$ 。拟合曲线的截距表明 I_B 为 -354.8aA 。

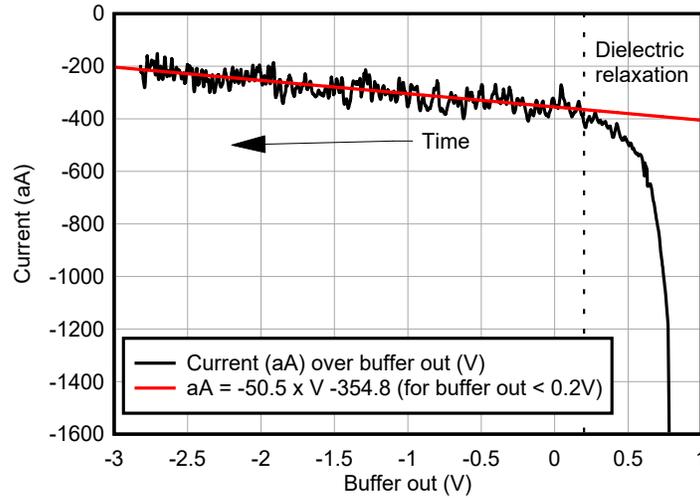


图 4-22. 使用过零方法在 85°C 下进行校准 (电流随缓冲器输出变化)

通过比较拟合曲线截距 (-354.8aA) 和过零方法 (-357.6aA) 之间的数字，可以得出 2.8aA 的增量。因此，在 85°C 下， I_B 很可能介于 -354.8aA 和 -357.6aA 之间。

4.7 在 25°C 下校准

图 4-23 显示了在 25°C 下进行测量的示例。尽管大部分过程与 85°C 相同，但此示例显示输出电压没有越过零伏。在此情况下，需要额外执行一个步骤。为了消除电容器寄生电阻中漏电流的影响，必须计算寄生电阻。

- 将电路转换为校准模式。
- 监测输出电压随时间变化的情况。
- 找一个输出电压远离介电弛豫的点。
- 计算积分电容器的寄生电阻。
- 使用输出随时间变化的导数乘以电容来计算电流。
- 使用电容器电阻施加漏电流。
- 确保计算导数的点远离介电弛豫。
- 应用电容器的温度系数进行计算。

在该示例中，输出电压 (增益为 10 的缓冲器) 从 0.05V 移到 1.3V 。由于曲线未越过零伏，因此我们需要考虑漏电流。电容器漏电流与电容器电压乘以电容器电阻的乘积成正比。

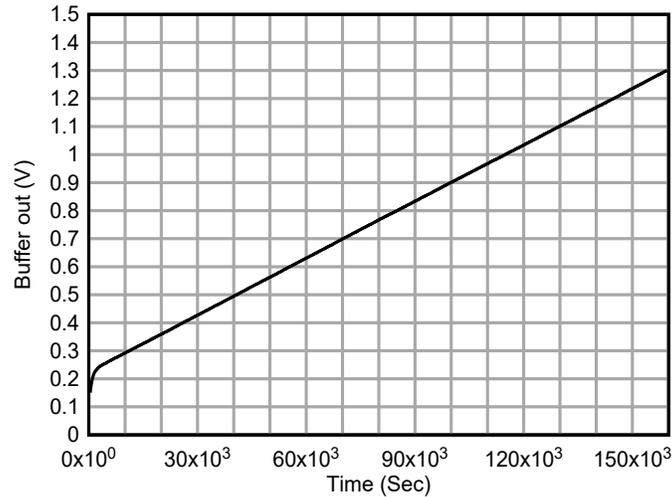


图 4-23. 在 25°C 下校准 (缓冲器输出随时间变化)

绘制电流随输出电压变化图。该曲线表明介电弛豫在接近输出电压 0.3V 时稳定。拟合曲线显示为 -0.93aA/V 。在 25°C 下，积分电容器的电阻计算公式为 $1/(-0.93\text{aA/V})/10.1$ (增益) = $106\text{P}\Omega$ 。拟合曲线的截距表明 I_B 为 79aA。在此示例中，由于输出电压未越过零，因此使用电容器的电阻。

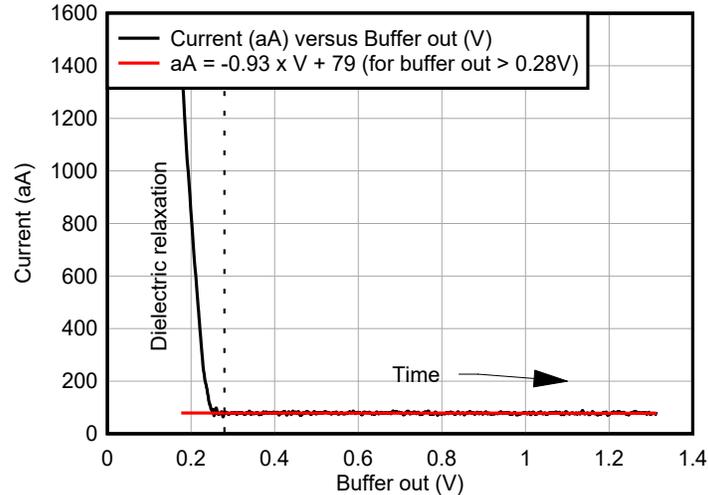


图 4-24. 在 25°C 下校准 (电流随缓冲器输出变化)

回到输出电压随时间变化的原始曲线。放大介电弛豫处于稳定状态的区域。例如，在 0.263V 到 0.273V 之间求导 dV/dt ，得到斜率等于 $6.73\mu\text{V/秒}$ 。将电容器寄生电阻 $106\text{P}\Omega$ 应用于 $0.268\text{V}/10.1$ (增益)，求得漏电流为 0.25aA 。 I_B 的计算公式为 $6.73\mu\text{V/秒}/10.1 \times 117.4\text{pF} \times (1 - 0.0002 \times (25 - 20)) + 0.25 = 78.4\text{aA}$ 。此计算包括 $-200\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 的电容器温度系数。

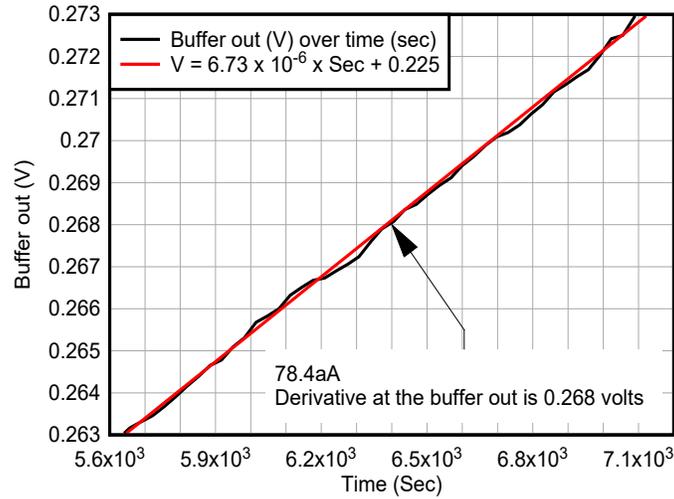


图 4-25. 在 25°C 下校准 (缓冲器输出随时间变化) 放大图

通过比较拟合曲线截距 (79aA) 和 (78.4aA) 之间的数字, 可以得出 0.6aA 的增量。因此, 在 25°C 下, I_B 很可能介于 79aA 和 78.4aA 之间。

5 总结

至此, 我们得到了 85°C 和 25°C 下库仑计的校准数据。同时, 我们还得到了 85°C 和 25°C 下的电容器电阻分别为 19.8PΩ 和 106PΩ。该数字可用于应用电路, 因为同一电容器可用于应用。

我们还得到了 85°C 和 25°C 下的介电吸收时间分别为 300 分钟和 90 分钟。

表 5-1. 两个不同温度下的校准结果

| | 单位 | 85°C | 25°C |
|----------|--------|-----------------|-----------|
| 库仑计的偏置电流 | 阿托安 | -354.8 至 -357.6 | 78.4 至 79 |
| 积分电容器的电阻 | Peta Ω | 19.8 | 106 |
| 介电吸收时间 | 分钟 | 300 | 90 |

本文档演示了几十阿托安分辨率的低电流测量的校准。

6 参考资料

- WIMA FKP 2 用于 PCM 5mm 脉冲应用的聚丙烯 (PP) 膜箔电容器。电容从 33pF 到 0.033μF。额定电压从 63VDC 到 1000VDC。
- KEMET, RSB 5mm 引线间距 50VDC-630VDC (汽车级)。

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司