

User's Guide

电流检测放大器的输入电阻误差



Peter Iliya

摘要

电流检测放大器 (CSA) 的输入引脚 (IN+ 和 IN-) 以及偏置或基准引脚 (REF) 处的阻性负载可能会在输出测量中产生显著的误差 (e_{EXT})；但是，对于低精度、低成本或小尺寸应用，可以计算出此误差并将其控制在可接受的水平。

在该指南中，设计了在输入引脚和基准引脚上具有电阻的 CSA，并在整个温度范围内进行了测试。测试了两种类型的器件。一个器件为标准线性 CSA (INA185)，另一个器件为电容耦合的高输入阻抗 CSA (INA191)。在温度范围内，两个器件可在带和不带输入电阻的情况下进行测试，以确定和验证仅由输入电阻产生的误差。

内容

1 引言.....	2
2 CSA 和输入偏置级.....	3
3 CSA 和增益误差因子.....	4
4 电流检测放大器输入引脚处电阻的应用.....	5
4.1 输入电阻设计注意事项.....	6
5 电流检测放大器基准引脚处输入电阻的应用.....	6
5.1 双向 CSA 和应用.....	6
5.2 使用高电阻源电压驱动 CSA 基准引脚.....	6
5.3 参考引脚处的输入电阻设计注意事项.....	7
6 CSA 外部输入电阻的设计过程和误差计算.....	7
6.1 计算带 110 Ω 输入电阻的 INA185A4 的 e_{EXT}	11
7 电容耦合电流检测放大器上输入电阻的设计过程.....	15
7.1 对电容耦合电流检测放大器的输入 e_{EXT} 进行基准验证.....	15
8 CSA 基准引脚输入电阻的设计过程.....	17
9 INA185 在整个温度范围内的输入电阻误差测试.....	18
9.1 原理图.....	18
9.2 方法.....	18
9.3 理论模型.....	19
9.4 带 110 Ω 输入电阻的 INA185A4 的数据.....	20
9.5 分析.....	23
10 INA191 在整个温度范围内的输入电阻误差测试.....	24
10.1 原理图.....	24
10.2 方法.....	25
10.3 理论模型.....	25
10.4 带 2.2k Ω 输入电阻的 INA191A4 的数据.....	26
10.5 分析.....	28
11 单级电流检测放大器 (CSA) 的 $V_{OS, EXT}$ 推导过程.....	29
12 总结.....	31
13 参考资料.....	31

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

大多数电流检测放大器 (CSA) 的输入电阻远低于类似的闭环仪表放大器 (以安培为单位) 和差分放大器。这主要是因为与输入引脚的非隔离式连接, 但也是由于输入引脚之间的输入偏置级。因此, CSA 在理想情况下应在输入引脚上几乎没有外部输入电阻 ($R_{EXT} < 10 \Omega$); 然而, 某些应用可能需要更高的 R_{EXT} , 因此了解和计算最坏情况误差至关重要, 这样才能查看电路是否仍满足系统要求。

近年来, 电容耦合输入电流检测放大器 (例如 INA190 或 INA191) 可以在工作温度范围内表现出高得多的有效差分电阻, 范围在 $2M\Omega$ 至 $5M\Omega$ 。

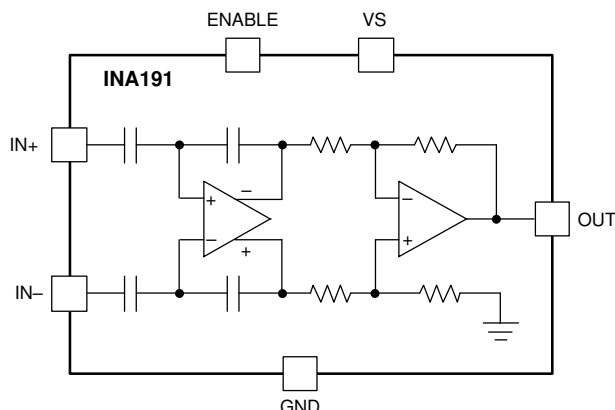


图 1-1. 简化的 INA191 功能方框图

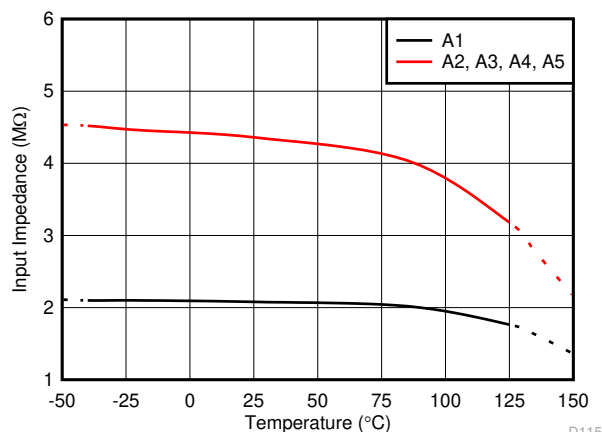


图 1-2. INA191 差分输入电阻与温度间的关系

这些器件可以轻松测量微安范围内的较低电流, 并使用较大的输入电阻器保持高精度。请注意, 只要存在显著的外部阻抗, 容性耦合输入放大器通常需要在输入引脚上提供一些差分输入电容。这有助于为内部开关电容器提供电荷。

大多数 CSA 和差分放大器的另一个重要输入负载电阻是基准电压源电阻 (R_{EXT3})。通过基准 (REF) 引脚, 可以在差分测量 0V 时将双向 CSA 的输出偏置为电压。与低阻抗源相反, 只需使用电阻分压器驱动 REF 引脚, 就可以降低系统设计成本和复杂性。但是, 必须考虑并限制所有误差源和动态范围损失。有关负载 REF 引脚产生的误差的详细分析, 请参阅 [驱动电流检测放大器的电压基准引脚](#) 应用手册。

总体而言, 较高的输入阻抗器件在外部负载下可能更准确; 然而, 只需几种规格的工艺变化, 使用 $R_{EXT} > 10 \Omega$ 的 CSA 的系统设计人员就能在低精度但低成本的小型 PCB 系统中实现可控的误差目标。本文档说明了如何计算此输入电阻随温度的限值。在许多情况下, 单点失调电压校准最实用。

2 CSA 和输入偏置级

输入偏置级允许 CSA 在电源电压 (V_S) 下运行, 而不受输入共模电压 (V_{CM}) 的影响。对于大多数器件, 输入偏置级在 $2k\Omega$ 到 $72k\Omega$ 范围的输入引脚之间有一个电阻 (R_{BIAS})。此电阻会产生与输入差分分流电压成比例的有效差分偏置电流 ($I_{B, Differential}$)。

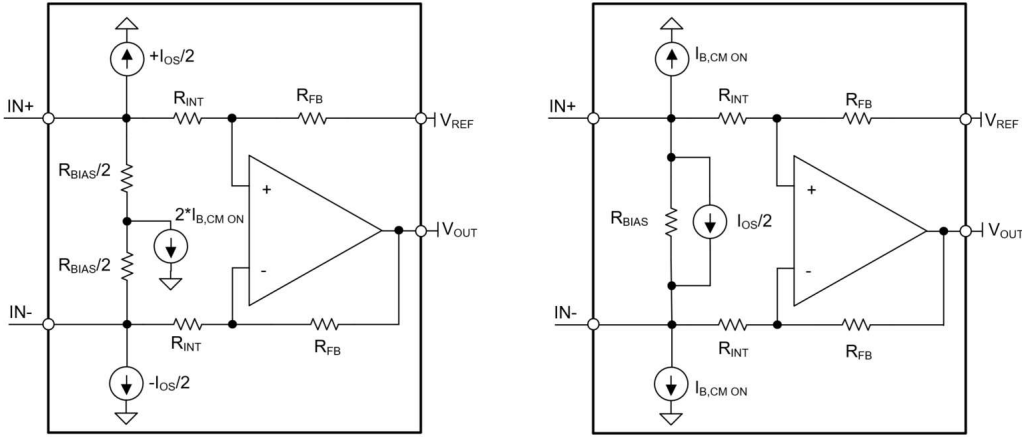


图 2-1. 具有输入偏置级的单级电流检测放大器的简化等效模型

输入偏置级内是监控 V_{CM} 以适当开启偏置电流 ($I_{B, CM ON}$) 的电路。当 V_{CM} 超过 V_S 或某种比例值时, 通常会发生这种情况 (查看数据表)。例如, 使用单级 CSA INA185, 当 V_{CM} 超过 5V 电源电压时, 总输入偏置电流会发生大幅跳跃。

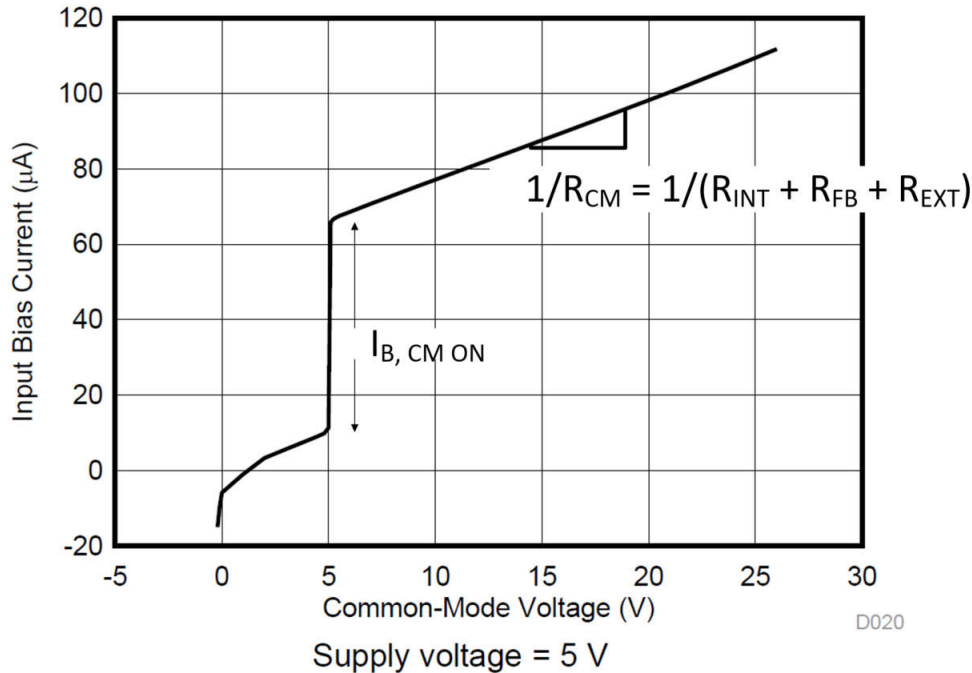


图 2-2. INA185 的输入偏置电流与输入共模电压间的关系

除该偏移外, 总 $I_{B, CM}$ 是从输入引脚总线电压到 REF 引脚基准电压的总漏电流 ($I_{B, Leakage}$)。因此, 每个输入引脚的总输入偏置电流是从总线到基准的共模漏电流 $I_{B, CM ON}$ 以及通过 R_{BIAS} 的差分电流之和。

$$I_{B, Leakage} = \frac{V_{CM} - V_{REF/BIAS}}{R_{INT} + R_{FB} + R_{EXT}} \quad (1)$$

$$I_{B, Total} = I_{B, Leakage} + I_{B, Differential} + I_{B, CM ON}$$

请注意，对于两级 CSA， $I_{B, Leakage}$ 由第一级和第二级之间 V_{CM} 和内部偏置电压 (V_{CM2}) 的差值决定；但是，由于电流路径可能更复杂，请参阅数据表中的输入偏置电流数据图。

由于输入偏置决定来自外部输入电阻 ($V_{OS, EXT}$) 的失调电压误差，因此了解输入偏置电流非常重要。

3 CSA 和增益误差因子

数据表中显示的单级差分 CSA 的典型器件增益就是 R_{FB} 与 R_{INT} 的匹配比，如方程式 2 所示。

$$Gain_{typical} = R_{FB, typical} / R_{INT, typical} \quad (2)$$

当使用输入电阻器 ($R_{EXTERNAL}$ 或 R_{EXT}) 时，由于增益误差因子 (GEF) 小于 1，总分流电压增益 ($Gain_{TOTAL}$) 会发生可预测衰减。这种新的衰减增益可以使用方程式 3 在理论上计算得出。这个总分流电压增益现在是电路的新典型增益。注意，器件的 GEF 公式通常在数据表中提供。

$$Gain_{Total, typical} = Gain_{typical} \times GEF_{typical} \quad (3)$$

引入输入 GEF 时，有一种新的方法可以参考输入失调电压。通常情况下，数据表中规定的初始失调电压误差 (V_{OSI}) 是以输入 (RTI) 为基准，但要让它以分流 (RTS) 为基准，则需要除以 GEF。这也适用于文档末尾所示的 $V_{OS, EXT RTI}$ 推导过程。

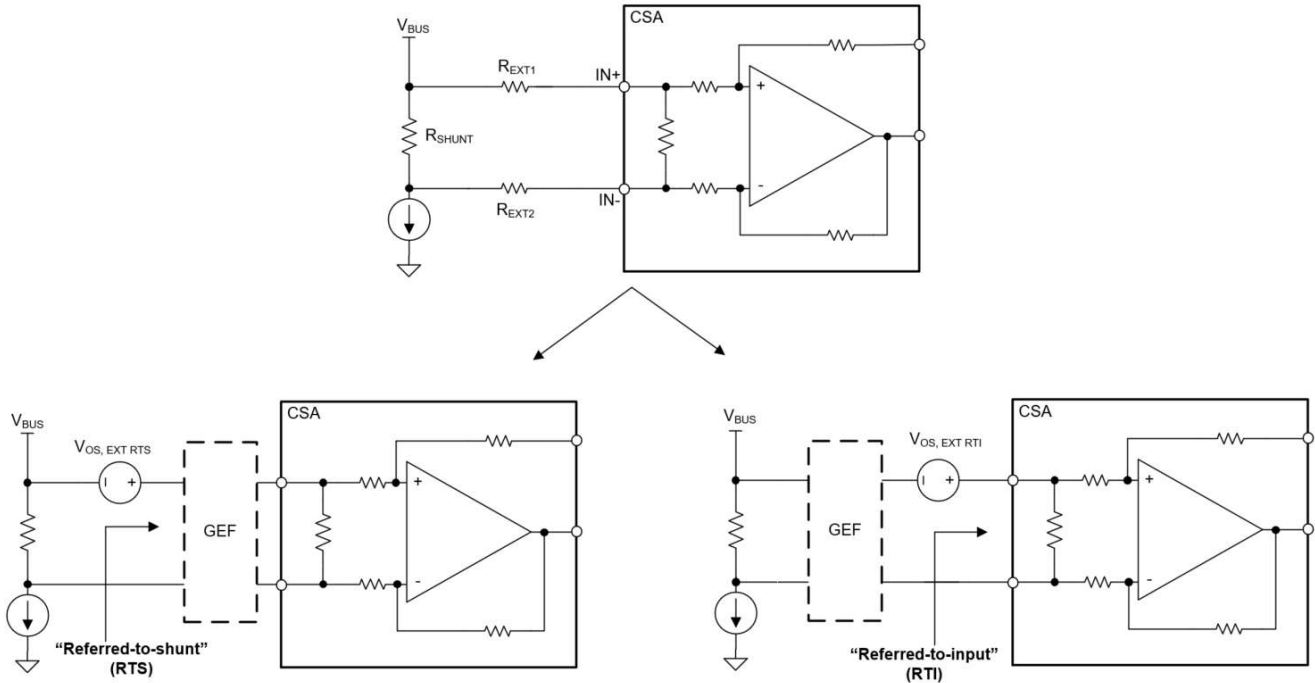


图 3-1. 带输入电阻的 CSA 的 RTI (以输入为基准) 和 RTS (以分流为基准)

$$\begin{aligned} V_{OS, EXT RTS} &= V_{OS, EXT RTI} / GEF \\ V_{OSI RTS} &= V_{OSI RTI} / GEF \end{aligned} \quad (4)$$

确定新的典型总增益后，设计人员可以在系统硬件或软件中移位 (校准) 分流电压增益。但是，由于内部电阻器旨在实现精确的比率 (器件增益 = R_{FB}/R_{INT})，而不是精确的绝对值，因此增益误差变化 ($E_{G, EXT}$) 可能会随着系统数量的增加而显著增大。

对于大多数 CSA，保守评估认为，这些电阻器的绝对工艺变化 (PV) 为 $\pm 20\%$ 、温度系数 (PV_TC) 为 $\pm 30 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 。这些参数均基于工艺技术的规格。此外，单个器件的所有内部电阻器本身可以具有相同的 PV 和 PV_TC，因此可以简化误差分析。定义这些 PV 规格后，设计人员可以计算外部电阻加载误差 (e_{EXT}) 的范围。

4 电流检测放大器输入引脚处电阻的应用

表 4-1 中列出了一些应用以及系统在电流检测放大器的输入引脚 (IN+ 和 IN-) 处需要电阻器的原因, 但这些应用并不全面。

表 4-1. 将电流检测放大器 (CSA) 与输入电阻器配合使用的应用

应用类型	应用优势
使用输入 C_{DIFF} 电容器进行输入差分 (V_{SHUNT}) 滤波, 如图 4-1 所示	<ol style="list-style-type: none"> 1. 滤除电流噪声和/或瞬态尖峰 2. 允许使用低失真 NPO/C0G C_{DIFF} 电容, 从而获得更精确的截止频率 (f_c)
输入共模电压 (V_{CM}) 滤波 (使用输入 C_{CM} 电容器)。请参阅图 4-2。	<ol style="list-style-type: none"> 1. 衰减周期性总线或快速 V_{CM} 瞬变, 可降低器件输出误差/干扰。 2. 使用较高的 R_{EXT} (因此 C_{CM} 较低) 有助于降低总线轨上的容性负载。 3. 注意: 在输入引脚上使用 C_{CM} 时, 建议还使用 $C_{DIFF} > 10 \times C_{CM}$ 来帮助降低 C_{CM} 建立不平衡。 4. 注意: 对于需要高带宽和快速建立时间的 PWM 应用, 不建议这样做。建议使用具有增强型 PWM 抑制电路 (例如 INA241 或 INA240) 的 CSA 放大器, 以用于这些应用。
针对输入 V_{CM} 违规事件的输入电流限制: ESD 快速瞬变或直流电气过应力 (EOS)。请参阅图 4-3。	<ol style="list-style-type: none"> 1. 通过限制放大器输入 ESD 电芯激活路径和/或输入锁存路径的电流来保护器件免受损坏 2. 限制外部保护钳位二极管的电流, 从而降低所需的二极管功率耗散。 3. 电流分流监测器的瞬态稳定性 参考设计。

对于图 4-1, 输入滤波器截止频率为 $f_{C,differential} = 1 / (2 \times \pi \times 2 \times R_{FILTER} \times C_{DIFF})$ 。

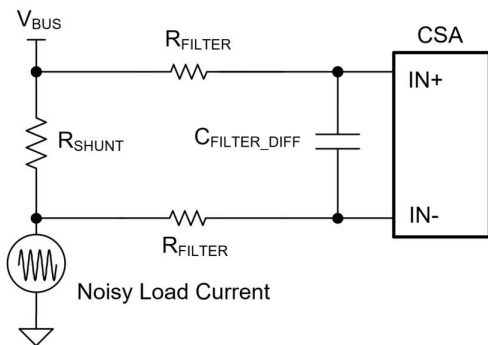


图 4-1. 具有输入差分滤波器的电流检测放大器

对于图 4-2, 输入滤波器截止频率为 $f_{C,differential} = 1 / (2 \times \pi \times 2 \times R_{FILTER} \times (C_{DIFF} + C_{CM} / 2))$ 。

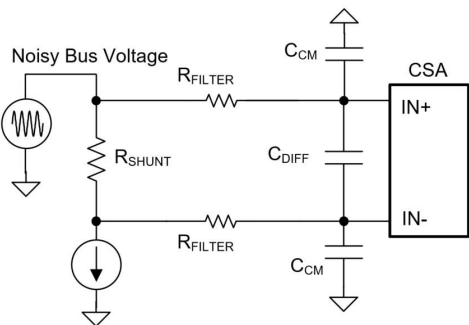


图 4-2. 具有输入共模滤波器的电流检测放大器

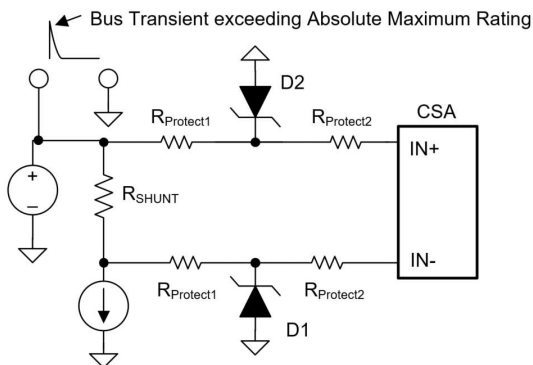


图 4-3. 具有输入保护二极管钳位和电阻器的电流检测放大器

4.1 输入电阻设计注意事项

在 CSA 输入引脚上使用大输入电阻 ($>10\ \Omega$) 时, 系统工程师可以确定最小和最大检测电流电平下允许的最大误差, 使用输入电阻计算理论误差, 然后考虑以下因素:

1. 新的 (衰减) 典型电路增益是否足够?
2. 新的增益误差范围是否在温度范围内处于最大允许误差范围内?
3. 新的失调电压误差是否处于 I_{LOAD_MIN} 时的最大允许误差范围内?
4. 如果 I_{LOAD_MIN} 时的误差太高, 是否可以通过单点校准来校准失调电压误差?
 - a. 能否使用较小的 V_{REF} (约 100mV) 来简化此校准?
 - b. 提供此 V_{REF} 时是否还剩下足够的动态范围?
5. 如果输入电阻产生的误差仍然过高, 是否可以改用 INA190、INA191 或 INA186 等高输入阻抗器件?

5 电流检测放大器基准引脚处输入电阻的应用

5.1 双向 CSA 和应用

概括地说, 任何具有基准 (REF) 引脚的 CSA 都被视为双向引脚。大多数需要双向 CSA 的应用如表 5-1 所示。

表 5-1. 需要 CSA 基准引脚的应用

应用类型	$V_{REF}>0$ 时的应用优势
负载电流为双向 (正负)	允许测量整个正动态范围。
负载电流是单向和脉宽调制 (PWM)	当负载为 $0A$ 时, V_{OUT} 保持在线性区域, 从而避免输出延迟和/或失真。
系统需要快速的单点失调电压校准程序	当负载为 $0A$ 时, V_{OUT} 保持在线性区域, 因此当负载禁用 ($0A$) 时可能会进行校准程序。

虽然偏置 CSA 输出的主要目的是测量双向电流, 但另一个重要应用是快速采集从 $0A$ 开始的单向脉宽调制 (PWM) 电流。当任何放大器从 0mV 或更低的输入启动并且 $V_{REF}=0$ 时, V_{OUT} 启动饱和响应, 这会导致输出失真、过载恢复延迟以及放大器响应速度减慢和稳定时间。只需提供一个较小的基准电压 (通常 $\geq 100\text{mV}$) 以将输出置于线性工作区域内, 即可将器件 BW 恢复到规格状态, 但会损失一些输出动态范围。

提供基准电压的另一个重要目的是简化单点失调校准。单点失调电压校准程序需要一个点的数据, 最容易使用的数据点是信号电流 = $0A$ (负载禁用) 时。抵消失调电压误差可以显著减少低电流检测误差, 从而增加精确动态范围。

当负载关闭时, 主机的单端 ADC 可以记录并存储到存储器 V_{OUT} 中, 以针对 V_{REF} 的容差和器件失调电压进行校准。

差分或伪差分 ADC 可以差分测量输出 ($V_{OUT, differential}$), 即相对于基准引脚 (V_{REF}) 的 V_{OUT} 。这使得系统能够在无需执行校准的情况下消除 V_{REF} 中的误差, 因为得到的输出测量结果是差分输入乘以器件增益。通过执行单点校准来校准放大器的失调电压, 可以进一步减小误差。

5.2 使用高电阻源电压驱动 CSA 基准引脚

通常, 基准引脚由低阻抗 ($< 10\ \Omega$) 电压源或缓冲器驱动, 以防止电阻反馈网络负载下降。但是, 某些系统应用可能需要外部负载电阻, 如表 5-2 中所列。

表 5-2. 通过高电阻源电压驱动基准引脚的应用

应用类型	应用优势
使用电压电源轨上的电阻分压器 (通常为 V_S)	降低系统成本和 BOM
使用 RC 低通滤波器降低基准电压源的噪声或过冲	降低测量噪声, 尤其是对于单端 ADC 测量。减少 V_{REF} 源上的容性负载

器件基准/偏置引脚上的输入电阻可以产生明显的单端误差, 但只需测量差分输出电压 ($V_{OUT, differential}$) (即相对于基准引脚 (V_{REF}) 的 V_{OUT}) 和/或执行单点系统校准, 即可消除大部分误差。有关加载 REF 引脚产生的误差的详细分析, 请参阅 [驱动电流检测放大器的电压基准引脚](#) 应用手册。

5.3 参考引脚处的输入电阻设计注意事项

在 CSA 基准引脚上使用大输入电阻 ($>10\ \Omega$) 时, 系统工程师可以遵循节 8 并考虑以下因素:

1. 缩小的动态范围是否足够大, 能够满足所需的系统动态范围?
2. 如果 ADC 必须是单端的, 系统是否可以执行单点失调电压校准来消除 V_{REF} 容差和 CSA 输入失调电压?
3. ADC 能否进行差分/伪差分测量以消除 V_{REF} 变化, 而无需单点校准?
 - a. 此外, 差分 ADC 和系统是否可以执行单点校准来消除 CSA 输入失调电压误差?
4. 输入 V_{CM} 有多大变化? 对于单级 CSA, 随着 V_{CM} 的变化, 有效 V_{REF} 电压也会随之变化, 因为电流可以从 V_{CM} 经过输入引脚流向 REF 引脚。因此, 即使只有几伏的 V_{CM} 波动也可进一步减小动态范围。

6 CSA 外部输入电阻的设计过程和误差计算

使用单级差分 CSA 并确定输入外部电阻误差时, 请按照以下过程操作。

1. 确定系统的最高和最低环境温度, 并根据方程式 6 确定最坏情况下与标准 25°C 测试条件 ($\Delta T_A, \text{MAX}$) 相比的温度变化。
2. 使用数据表信息确定 CSA 第一级的内部电阻的典型值 (或标称值) (R_{BIAS} 、 R_{INT} 和 R_{FB})。
 - a. 请注意, 典型工艺值假定 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 并且 $PV = 0\%$
3. 另外还确定偏置导通电流 ($I_{B, CM\ ON}$) 和输入失调电流 (I_{OS}) 的值。
 - a. $I_{B, CM\ ON}$ 可通过计算 $I_{B, CM}$ 的垂直偏移来确定, 如图 2-2 所示。
 - b. 假设该值在 $\pm 20\%$ 范围内变化, 这是一个保守近似值。
4. 使用方程式 8 和方程式 3, 计算新的典型衰减增益 ($\text{Gain}_{TOTAL, \text{typical}}$), 假定 R_{BIAS} 、 R_{INT} 和 R_{FB} 的典型工艺变化 ($PV = 0\%$)、 R_{EXT} 的标称容差 ($e_{REXT} = 0\%$) 和标称器件增益误差 ($E_G = 0\%$)。
 - a. 注意: GEF 的公式通常在数据表中提供。
5. 使用方程式 7 和方程式 9 计算所有电阻器在最坏情况下的最大和最小电阻值。
 - a. 请注意, 任何内部电阻 (例如 R_{FB}) 的容差误差都是工艺变化 (PV) 值。此外, 任何内部电阻的温度系数 (TC) 都是工艺值的温度系数 (PV_TC)。
 - b. 请注意, 对于方程式 9 的 R_{INT} 计算, 结合最大器件的内部增益误差 ($E_{G, \text{MAX}}$), 可以产生非常保守的总增益误差近似值。然而, 考虑到电阻匹配 (E_G) 和电阻容差 (PV) 在统计上是独立的, 因此只是让 $E_G = 0\%$, 但在最终的和方根误差计算过程中添加 $E_{G, \text{MAX}}$ 也是公平的。 $E_{G, \text{Total}} = \sqrt{E_{G, \text{MAX}}^2 + E_{G, \text{EXT}}^2}$ 。
 - i. 为了简单地计算由外部电阻器 ($E_{G, \text{EXT}}$) 引起的增益误差, 为方程式 9 设置 $E_G = 0\%$ 。
6. 使用方程式 10 中的一组公式, 计算 25° ($\Delta T_A = 0^\circ$) 下的总最大 (正) 增益 (Gain_{MAX}) 和最小 (负) 增益 (Gain_{MIN}), 其中注明了方程式 8 的输入和条件。
 - a. 在以下情况下会出现最大增益:
 - i. R_{BIAS} 、 R_{INT} 和 R_{FB} 是最大 (正) 容差和漂移
 - ii. R_{EXT} 为最小 (负) 容差和漂移
 - b. 在以下情况下会出现最小增益:
 - i. R_{BIAS} 、 R_{INT} 和 R_{FB} 是最小 (负) 容差和漂移
 - ii. R_{EXT} 为最大 (正) 容差和漂移
7. 使用方程式 11 中的一组公式, 相对于步骤 4 中确定的新衰减分流电压增益计算 25°C 下的新最大和最小增益误差。
8. 使用方程式 10 中的一组公式计算最大温度摆幅 ($\Delta T_A = \Delta T_A, \text{MAX}$) 下的最大和最小增益 ($\text{Gain}_{Total, \text{MAX}}$ 和 $\text{Gain}_{Total, \text{MIN}}$)。
 - a. 使用方程式 11 计算相对于 $\text{Gain}_{Total, \text{typical}}$ 的增益误差
9. 使用公式方程式 12 计算增益误差漂移 $E_{G, \text{EXT drift}}$, 以百万分率/摄氏度 (ppm/ $^\circ\text{C}$) 为单位。
 - a. 请注意, 在工艺变化期间, 增益误差漂移不能保持恒定。
 - b. 请注意, 这些公式可以使用任意两个温度作为 T_{A1} 和 T_{A2} , 但在 25°C 和 $25^\circ\text{C} + \Delta T_A, \text{MAX}$ 下选择它们最为方便, 因为已经计算了这些增益误差。
10. 根据方程式 14 定义的条件使用方程式 13 计算 25°C ($\Delta T_A = 0^\circ$) 时 R_{EXT} 产生的最大 (正) 偏移 ($V_{OS_EXT, \text{MAX RTI}}$) 和最小 (负) 偏移 ($V_{OS_EXT, \text{MIN RTI}}$)。
 - a. 在相同的条件下, 使用方程式 16 计算 GEF, 并使用方程式 4 将 RTI 偏移转换为 RTS。

- b. 请参阅本文档末尾的节 11，了解如何推导该公式。
11. 根据方程式 14 定义的条件，使用方程式 13 这个函数计算在最大温度摆幅 ($\Delta T_A = \Delta T_{A, MAX}$) 下，因 R_{EXT} 而可能导致的最大 (正) 偏移 ($V_{OS_EXT, MAX RTI}$) 和最小 (负) 偏移 ($V_{OS_EXT, MIN RTI}$)。
 - a. 在相同的条件下，使用方程式 16 计算 GEF，并使用方程式 4 将 RTI 偏移转换为 RTS。
12. 使用方程式 15 计算由于 R_{EXT} 而导致的输入温漂
13. 计算总系统误差

- a. $E_{Total} = \sqrt{E_{G, MAX}^2 + E_{G, EXT}^2 + \left(\frac{V_{OS, Device}}{V_{SHUNT}}\right)^2 + \left(\frac{V_{OS, EXT}}{V_{SHUNT}}\right)^2 + \left(\frac{V_{OS, Device Drift}}{V_{SHUNT}}\right)^2 + \left(\frac{V_{OS, EXT Drift}}{V_{SHUNT}}\right)^2}$ (5)
- b. 请注意，器件的输入失调电压 (V_{OSI}) 和漂移规格以输入为基准 (RTI)。因此，需要使用方程式 4 将这些值设为以分流为基准。
- c. 如果执行单点校准，则可以去除 25°C 时的失调分量。

单级电流检测放大器输入引脚电阻的误差公式

$$\Delta T_{A, max} = MAX\{T_{A, high} - 25^\circ C, 25^\circ C - T_{A, low}\} \quad (6)$$

$$R_{MAX} = R_{NOMINAL} (1 \pm e_{tolerance})(1 \pm \Delta T_{A, MAX} \times TC_R) \quad (7)$$

$$GEF = \frac{\frac{R_{BIAS}}{2} \times R_{INT}}{\frac{R_{BIAS}}{2} \times R_{EXT} + \frac{R_{BIAS}}{2} \times R_{INT} + R_{EXT}} \quad (8)$$

$$R_{INT, MAX} = \frac{R_{FB, MAX}}{Gain_{Device, typical} \times (1 + E_{G, MAX})} \quad (9)$$

$$R_{INT, MIN} = \frac{R_{FB, MIN}}{Gain_{Device, typical} \times (1 + E_{G, MIN})}$$

$$GEF_{MAX} = GEF \begin{cases} PV = \text{maximum (e.g., +20\%)} \\ PV_{TC} = \text{maximum (e.g., +30 ppm/}^{\circ}\text{C)} \\ e_{R_{EXT}} = \text{minimum (e.g., -1\%)} \\ TC_{R_{EXT}} = \text{minimum (e.g., -50 ppm/}^{\circ}\text{C)} \\ E_G = \text{typical (e.g., 0\%)} \end{cases} \quad (10)$$

$$GEF_{MIN} = GEF \begin{cases} PV = \text{minimum (e.g., -20\%)} \\ PV_{TC} = \text{minimum (e.g., -30 ppm/}^{\circ}\text{C)} \\ e_{R_{EXT}} = \text{maximum (e.g., +1\%)} \\ TC_{R_{EXT}} = \text{maximum (e.g., +50 ppm/}^{\circ}\text{C)} \\ E_G = \text{typical (e.g., 0\%)} \end{cases}$$

$$Gain_{Total, MAX} = \left(Gain_{Device} = \frac{R_{FB}}{R_{INT}} \right) \times \left(GEF_{MAX} \right)$$

$$Gain_{Total, MIN} = \left(Gain_{Device} = \frac{R_{FB}}{R_{INT}} \right) \times \left(GEF_{MIN} \right)$$

$$E_{G, EXT MAX} = \frac{Gain_{Total, MAX} - Gain_{Total, typical}}{Gain_{Total, typical}} \quad (11)$$

$$E_{G, EXT, MIN} = \frac{Gain_{Total, MIN} - Gain_{Total, typical}}{Gain_{Total, typical}}$$

$$E_{G, Drift, EXT MAX} = \frac{E_{G, MAX T_{A,2}} - E_{G, MAX T_{A,1}}}{T_{A,2} - T_{A,1}} \times 10^6 \quad (12)$$

$$E_{G, Drift, EXT MIN} = \frac{E_{G, MIN T_{A,2}} - E_{G, MIN T_{A,1}}}{T_{A,2} - T_{A,1}} \times 10^6$$

$$V_{OS, EXT RTI} = \frac{(V_{REF} - V_{BUS})(1 - C_{EV}) + I_{B, CM ON}(R_{SH} + R_{EXT2} - R_{EXT1}C_{EV}) - \frac{I_{OS}}{2}(R_{SH} + R_{EXT2} + R_{EXT1}C_{EV})}{1 + (R_{SH} + R_{EXT2})\left(\frac{1}{R_{INT}} + \frac{1}{R_{BIAS}}\right) + \frac{R_{EXT1}C_{EV}}{R_{BIAS}}} \quad (13)$$

$$C_{ev} = \frac{1 + \frac{R_{SH} + R_{EXT2}}{R_{FB} + R_{INT}}}{1 + \frac{R_{EXT1}}{R_{FB} + R_{INT}}}$$

$$V_{OS, EXT MAX} = V_{OS, EXT} \begin{cases} PV, PV_{TC} = \text{minimum} \\ I_{B, CM ON}, V_{CM} = \text{maximum} \\ V_{REF} = \text{minimum} \\ I_{OS} = \text{minimum} \\ R_{EXT2} = \text{maximum} \\ R_{EXT1} = \text{minimum} \end{cases} \quad (14)$$

$$V_{OS, EXT MIN} = V_{OS, EXT} \begin{cases} PV, PV_{TC} = \text{minimum} \\ I_{B, CM ON}, V_{CM} = \text{maximum} \\ V_{REF} = \text{minimum} \\ I_{OS} = \text{maximum} \\ R_{EXT2} = \text{minimum} \\ R_{EXT1} = \text{maximum} \end{cases}$$

$$V_{OS, EXT Drift MAX} = \frac{V_{OS, EXT MAX} \text{ at } T_{A,2} - V_{OS, EXT MAX} \text{ at } T_{A,1}}{T_{A,2} - T_{A,1}} \quad (15)$$

$$V_{OS, EXT Drift MIN} = \frac{V_{OS, EXT MIN} \text{ at } T_{A,2} - V_{OS, EXT MIN} \text{ at } T_{A,1}}{T_{A,2} - T_{A,1}}$$

$$\text{Let } C_{EG} = \frac{R_{EXT1}}{R_{FI} + R_{EXT1}} \quad (16)$$

$$\frac{V_{OS, EXT RTI}}{V_{SH}} = GEF = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{EXT2}}{R_{INT}}\right) + \frac{R_{EXT1} + R_{EXT2}}{R_B} - \frac{C_{EG}(R_{EXT1} - R_{EXT2})}{R_B}}$$

$$V_{OS, EXT RTS} = \frac{V_{OS, EXT RTI}}{GEF}$$

6.1 计算带 110 Ω 输入电阻的 INA185A4 的 e_{EXT}

使用前面的公式对假设电路 (具有输入引脚上带 110 Ω 电阻器 (R_{EXT}) 的 INA185A4) 进行分析。考虑以下电路参数：

表 6-1. 计算 e_{EXT} 所需的器件和电路参数

参数	标称值	容差	漂移 (ppm/ $^{\circ}\text{C}$)
V_S	5V	0%	0
V_{CM}	12V	0%	0
$T_{A, Max}$	100 $^{\circ}\text{C}$	不适用	不适用
R_{SH}	1m Ω	0.1%	$\pm 50\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$
R_{EXT}	110 Ω	0.1%	$\pm 20\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$
R_{FB}	500k Ω	工艺变化 (PV) $\pm 20\%$	工艺变化温度系数 = $\pm 30\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$
R_{INT}	2.5k Ω		
R_{BIAS}	2.5k Ω		
$I_{OS/2}$ 最大	$\pm 225\text{nA}$	0	± 10
$I_{B, CM ON}$	58 μA	20%	$\pm 157\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$
Gain_{Device}	200V/V	0.25%	$\pm 8\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$
$\text{Gain}_{Total, Typical}$	176.67844523V/V	变量	变量

需要的大多数基本电路参数可在数据表中找到。不过，需要对 I_{OS} 和 $I_{B, CM ON}$ 进行一些计算和估算。

典型的 I_{OS} 通常非常小，但在以下情况下可能会增加：在图 2-1 中看到 $R_{BIAS}/2$ 电阻器之间的任何比率失配，以及内部放大器网络正 (同相) 和负 (反相) 分支上的 R_{INT} 和 R_{FB} 电阻器之间不匹配。

如前所述，电阻比的匹配非常小，但可以保守地通过器件 $\pm 0.25\%$ 的典型增益误差进行近似计算。使用此信息，可以通过将一个分支中的所有电阻设置为 $+0.25\%$ 并将另一个分支中的所有电阻设置为 -0.25% ，来仿真理想放大器网络并测量最大 I_{OS} 。当 $V_{CM} = 16\text{V}$ 时， I_{OS} 为 450 μA 。所有电阻器都具有相同的漂移，因此 I_{OS} 漂移将相当低，简单地近似为 10ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 。如果执行单点校准，则会抵消 I_{OS} 的误差。如有必要，请联系 TI 支持以获取更多信息。

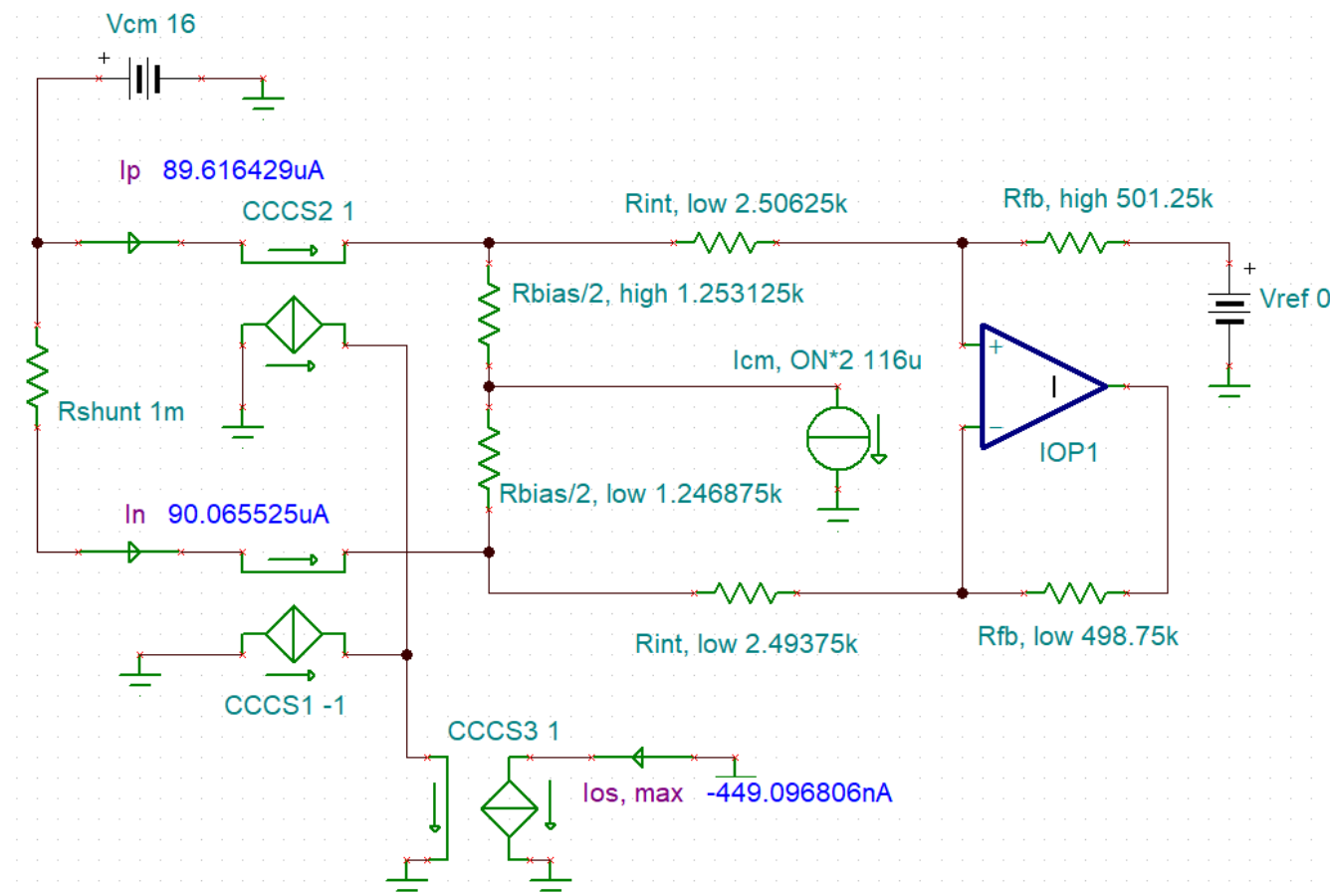


图 6-1. 单级 CSA 的最坏情况 I_{os}

对于 $I_{B,CM ON}$ ，典型值就是 $I_{B,CM}$ 中的跳转，如图 2-2 所示。容差可近似表示为工艺变化。可根据数据表中 $I_{B,CM}$ 与温度数据图推导漂移。对于 INA185，数据表显示了 $I_{B,CM}$ 从 -40°C 到 125°C 的 $2\mu\text{A}$ 变化。假设该值为 $3\mu\text{A}$ ，您可以按 $\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 确定漂移，如下所示：

$$I_{B,CM ON} \text{ Drift} = \pm 10^6 \times \frac{\Delta I_{B,CM} \times 0.5}{\Delta T_A} \times \frac{1}{I_{B,CM ON}} \quad (17)$$

最后，需要考虑 V_S ，尤其是 V_{CM} 的温度依赖性，因为这会增加失调漂移，从而无法进行校准。

25° 和最高环境温度下计算出的 e_{EXT} 值如表 6-2 所示。

在 125°C 时使用最坏情况下的 GEF 将偏移值以分流为基准 (RTS)

表 6-2. 在 $V_{CM} = 12\text{V}$ 且 $V_{REF} = 140\text{mV}$ 时，带有 110Ω (0.1%、20ppm/ $^{\circ}\text{C}$) 输入电阻的 INA185A4 的最大失调电压、增益误差和漂移

	$T_A (^{\circ}\text{C})$	高	低
$V_{OS, EXT} \text{ Max } (\mu\text{V})$	25°C	71.45	-71.25
	125°C	115.82	-115.62
$E_{G, EXT} \text{ Max}$	25°C	1.99209%	-2.84638%
	125°C	2.04245%	-2.91539%
$E_{G, EXT, Drift} (\text{ppm}/^{\circ}\text{C})$		5.057	-6.902
$V_{OS, EXT, Drift} (\mu\text{V}/^{\circ}\text{C})$		0.442	-0.444
$V_{OS, EXT} \text{ Calibrated, } 25^{\circ}\text{C } (\mu\text{V})$		44.37	-44.37

请注意，当 $PV = -20\%$ 时，会产生最坏情况下的 $V_{OS, EXT}$ 。

表 6-3 展示了 RTI 和 RTS 的偏移值以及用于转换它们的 GEF。在电路仿真中，RTI 值与 V_B 测量值匹配，如图 6-2 所示。

表 6-3. 带 GEF 的 RTI 和 RTS 中的 $V_{OS, EXT}$ Max 值

	T_A	高	低
$V_{OS, EXT}$ Max RTS	25°C	71.45	-71.25
	125°C	115.82	-115.62
$V_{OS, EXT}$ Max RTI	25°C	61.32	-71.25
	125°C	99.36	-99.21
GEF	25°C	0.85832855	0.85840965
	125°C	0.85788132	0.85812512

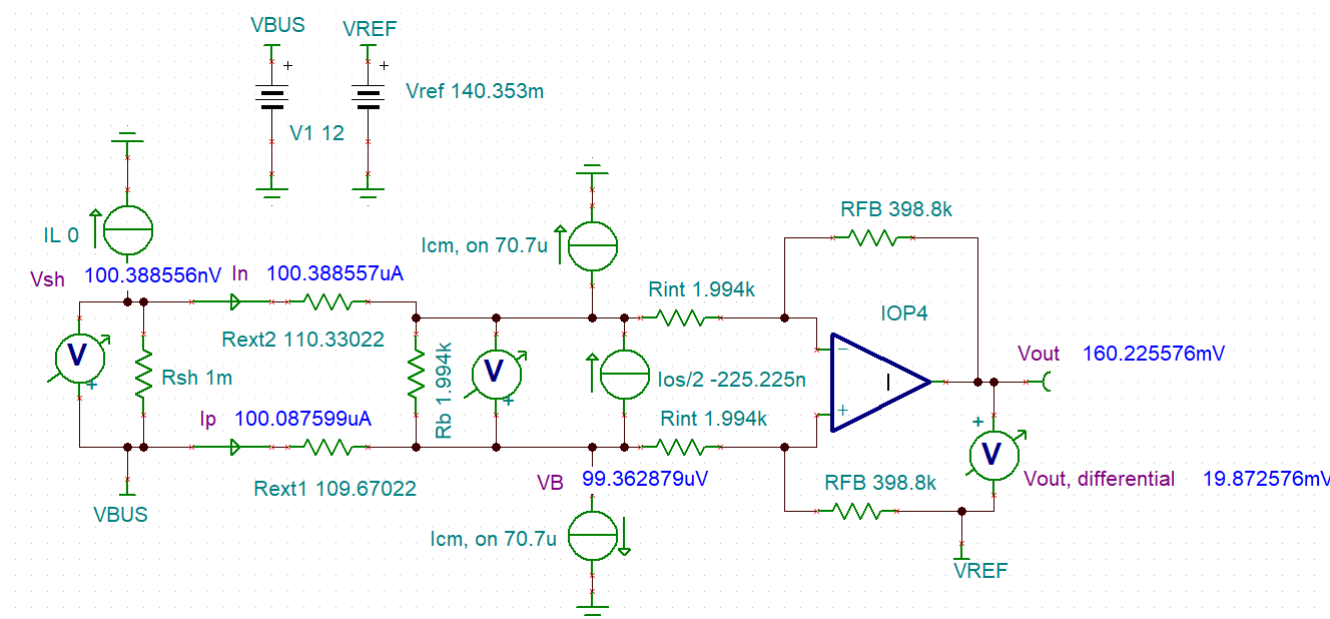


图 6-2. 125°C 时的示例仿真

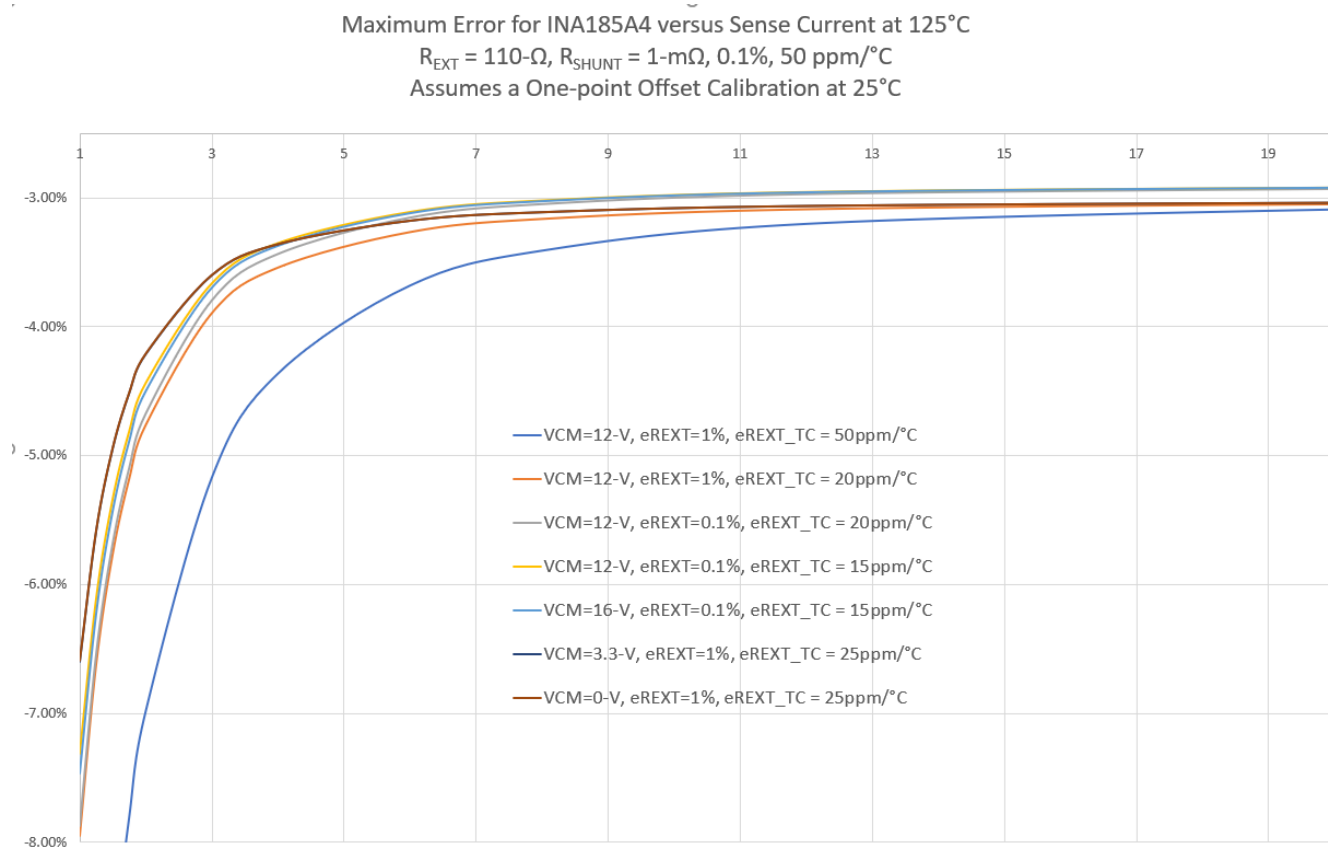


图 6-3. 25°C 时单点失调电压校准的总误差比较

7 电容耦合电流检测放大器上输入电阻的设计过程

将 $R_{EXT} > 100 \Omega$ 与 INA190 或具有电容耦合输入的类型 CSA 配合使用时，以下过程概述了如何确定误差。

1. 根据可能的最高工作温度，确定额定工作温度 (25°C) 以及最高 ($T_{A, high}$) 和最低温度 ($T_{A, low}$) 下的输入差分电阻 (R_{DIFF}) 值。
 - a. 此数据图 (例如 [图 1-2](#)) 可以在数据表中找到。
2. 使用数据表中提供的公式计算每个温度的 GEF，如 [方程式 18](#) 所示。
 - a. 计算每个温度下的 $E_{G, EXT}$ ，表示为 1-GEF
3. 根据步骤 2 中的值，使用 [方程式 19](#) 计算外部负载增益误差的漂移。
 - a. 请注意， $E_{G, EXT}$ 可能会在温度升高时显著降低，因此请尽量选择两个与增益滚降线性关系最好的值。
4. 25°C 处下的典型电路增益需要使用 [方程式 3](#) 计算得出。

$$GEF_{Capacitive - Coupled} = \frac{R_{DIFF}}{R_{DIFF} + R_{SH} + 2 \times R_{EXT}} \quad (18)$$

$$E_{G \text{ Drift, } EXT_{High - Nominal}} = \frac{E_{G \text{ EXT, } T_{A, High}} - E_{G \text{ EXT, } T_{A, Nominal}}}{T_{A, High} - T_{A, Nominal}} \times 10^6 \quad (19)$$

$$E_{G \text{ Drift, } EXT_{Low - Nominal}} = \frac{E_{G \text{ EXT, } T_{A, Low}} - E_{G \text{ EXT, } T_{A, Nominal}}}{T_{A, Low} - T_{A, Nominal}} \times 10^6$$

7.1 对电容耦合电流检测放大器的输入 θ_{EXT} 进行基准验证

确定输入电阻负载误差 (尤其是偏移和漂移误差) 目前并不是一个理论过程，由于内部开关电容器的高非线性阻抗，因此需要进行基准验证。一般过程简单直接，因为工程师可以在温度范围内带和不带 R_{EXT} (和稳定 C_{DIFF}) 扫描 V_{OUT}/V_{IN} ，并使用标准线性插值计算总增益、偏移和漂移误差。完全由 R_{EXT} 产生的误差通过计算总体误差的变化来计算。

设计人员可以通过两种方法来了解预期的实际误差。

方法 1 - 使用精密差分电压源进行扫描输入

这种方法需要使用能够精确驱动毫伏电压的精密直流电压源 (V_{IN}) 模拟分流电阻器的压降 (V_{SHUNT})。此外，该源可以具有 4 线测力和检测功能。

虽然这看起来是最简单的方法，但在进入 CSA 输入引脚 ($IN+$ 和 $IN-$) 的长输入线的电感方面有一个缺点。如前所述，电容耦合 CSA 在其前端可能具有复杂的容性开关网络。这些电容器可以使用总线提供的电流不断地充电和放电。平均电流很小 (纳安)，但峰值瞬态输入偏置电流可能更大。

任何输入电感都会使这些电容器负载过重，并产生延迟，从而导致严重的器件误差。通常这不是问题，因为从 R_{SHUNT} 到 CSA 输入引脚的输入布线不够长，不足以产生较大的电感。此外，可以使用小输入差分电容 (C_{DIFF}) 来抵消电感负载，如 [图 4-1](#) 中所示。

总体而言，如果使用此方法，请确保 V_{IN} 源是 4 线测力和检测连接，并且 CSA 的 $C_{DIFF} > 1\text{nF}$ ，具体取决于布线时长和环境温度有多高。

方法 2 - 使用受监测电流源和校准后的分流电阻器进行扫描输入

该方法是在焊接 CSA 电路的情况下对焊接在分流电阻器上的电流进行实际检测。它需要提前付出更多努力，但可以实现更精确的结果。此外，它不需要负输入引脚电缆电感，因为在实际 PCB 上输入布线可能很小。

这种方法的缺点是需要知道系统中使用的近似分流电阻器 (R_{SHUNT})，并能够将其焊接到 CSA EVM 或原型系统 PCB 上。

另一个挑战是使用准确的电流表来直接测量负载。如果测试需要更大的电流，请考虑使用温度受控且使用精确的电压表进行监控的精密分流器。

只需使用可变电阻器或变阻器从模拟总线电压的待机电压源拉取电流即可控制负载电流。可以根据需要使用电流源 (更加精确) 并提供电流源

这种方法的一个方便之处是，不需要为增益校准测量分流电阻器，因为外部负载误差 (e_{EXT}) 是从 $R_{EXT}=0\ \Omega$ 到 $R_{EXT}>0\ \Omega$ 的误差差值。

如果工程师选择测量 R_{SHUNT} 随温度的变化以进行增益校准并准确了解电路误差，则可以首先将 R_{SHUNT} 焊接到 PCB 上，并在系统标称、最高和最低工作环境温度下使用精密的 4 线欧姆计进行测量。需要注意使测量趋稳。此外，可去除/消除任何并联电阻（包括 CSA），因此 R_{SHUNT} 测量不受影响。一旦对 R_{SHUNT} 进行了校准，就可以通过计算来消除其容差。

$$V_{IN} = R_{SHUNT, CAL} \times Load_{Measured} \quad (20)$$

8 CSA 基准引脚输入电阻的设计过程

如果 CSA 的 REF 引脚具有外部输入电阻，设计人员必须确认，缩小的 CSA 输出动态范围仍可满足系统要求。如果使用 Vs 引脚的电阻分压器，则需要考虑电阻容差、CSA 工艺变化、总线电压变化和电源电压 (Vs) 的所有可能情况。

1. 在进行分析之前，请了解 V_{OUT} 线性工作范围的最大和最小限值，以及器件输出电压噪声如何进一步限制这些限值。
 - a. $V_{OUT, MAX} = V_{OUT, MAX \text{ linear}} - V_{OUT, noise \text{ pk-pk}}/2$
 - b. $V_{OUT, MIN} = V_{OUT, MIN \text{ linear}} + V_{OUT, noise \text{ pk-pk}}/2$
 - i. 通常， $V_{OUT, MAX \text{ linear}}$ 可以比输出到电源电压的摆幅低 100mV。
 - ii. 通常， $V_{OUT, MIN \text{ linear}}$ 可以比输出端的接地摆幅高 100mV。
2. 对于每个 PV 转角，在最大温度摆幅下检查所有 4 种可能的最坏情况 Ra 和 Rb 组合 (假设 PV 转角可以同时具有 PTC 和 NTC) 。
 - a. 计算为基准电压值设计的 $V_{REF_x} = V_S \times R_a / (R_a + R_b)$
 - b. 计算有效输入电阻 ($R_x = R_a || R_b$)。
3. 对于每种组合，使用 [方程式 21](#) 计算有效基准电压 ($V_{REF_EFFECTIVE}$)，如以下 [驱动电流检测放大器的电压基准引脚](#) 应用手册中所述。

$$\begin{aligned} a. \quad V_{OUT_error} &= m(-V_{REF_x} + V_{CM} + V_{DIFF}/2) \\ V_{REF_EFFECTIVE \text{ Predicted}} &= V_{REF_x} + V_{OUT_error} \end{aligned} \quad (21)$$

- b. 请注意，如果 CSA 在输入引脚上有外部输入电阻器，则需要将 R_{EXT} 与 R_{INT} 串联。
- c. 假设可能的最大 V_{CM} 。
4. 确定最坏情况下的最大和最小 $V_{REF_EFFECTIVE}$
 - a. 最大 $V_{REF_EFFECTIVE}$ 通常发生在 -PV、-PV_TC、最小 Ra 和最大 Rb 时。
 - b. 最小 $V_{REF_EFFECTIVE}$ 通常发生在 +PV、+PV_TC、最大 Ra 和最小 Rb 时。
5. 确认电路在最大温度摆幅下的可测量动态范围。对于每个 PV 转角：
 - a. 确定最坏情况下的总 RTI 失调电压 $\pm(V_{OS, EXT \text{ RTI}} + V_{OS, RTI})$
 - b. 计算器件的最坏情况增益误差。
 - c. 计算空载时最坏情况下的 V_{OUT} (V_{OUT_0A})，其中 $V_{OUT_0A} = \pm V_{OS, total} * \text{Gain} + V_{REF_EFFECTIVE, MAX/MIN}$
 - i. 通常，最大 $V_{OUT_0A, MAX}$ 出现在最小 PV/PV_TC、最大 $V_{OS, Total}$ 和最大 $V_{REF_EFFECTIVE}$ 时。
 - ii. 通常，最小 $V_{OUT_0A, MIN}$ 出现在最大 PV/PV_TC、最小 $V_{OS, Total}$ 和最小 $V_{REF_EFFECTIVE}$ 时。
 - d. 确定可测量的电流，假设对输出进行差分测量
 - i. $I_{Measurable, low} = (V_{OUT, MIN} - V_{OUT_0A, MIN}) / (\text{Gain}_{Typical} * R_{SHUNT})$
 - ii. $I_{Measurable, high} = (V_{OUT, MAX} - V_{OUT_0A, MAX}) / (\text{Gain}_{Typical} * R_{SHUNT})$

9 INA185 在整个温度范围内的输入电阻误差测试

执行了 INA185A4 的表征以量化和验证输入引脚 (e_{EXT}) 和基准引脚 ($e_{REF,EXT}$) 在温度范围内由输入电阻产生的误差。

9.1 原理图

INA185A4 评估模块 (EVM) 与高温电缆、精密仪器和绝缘温度室一起使用。测试设置如图 9-1 所示。

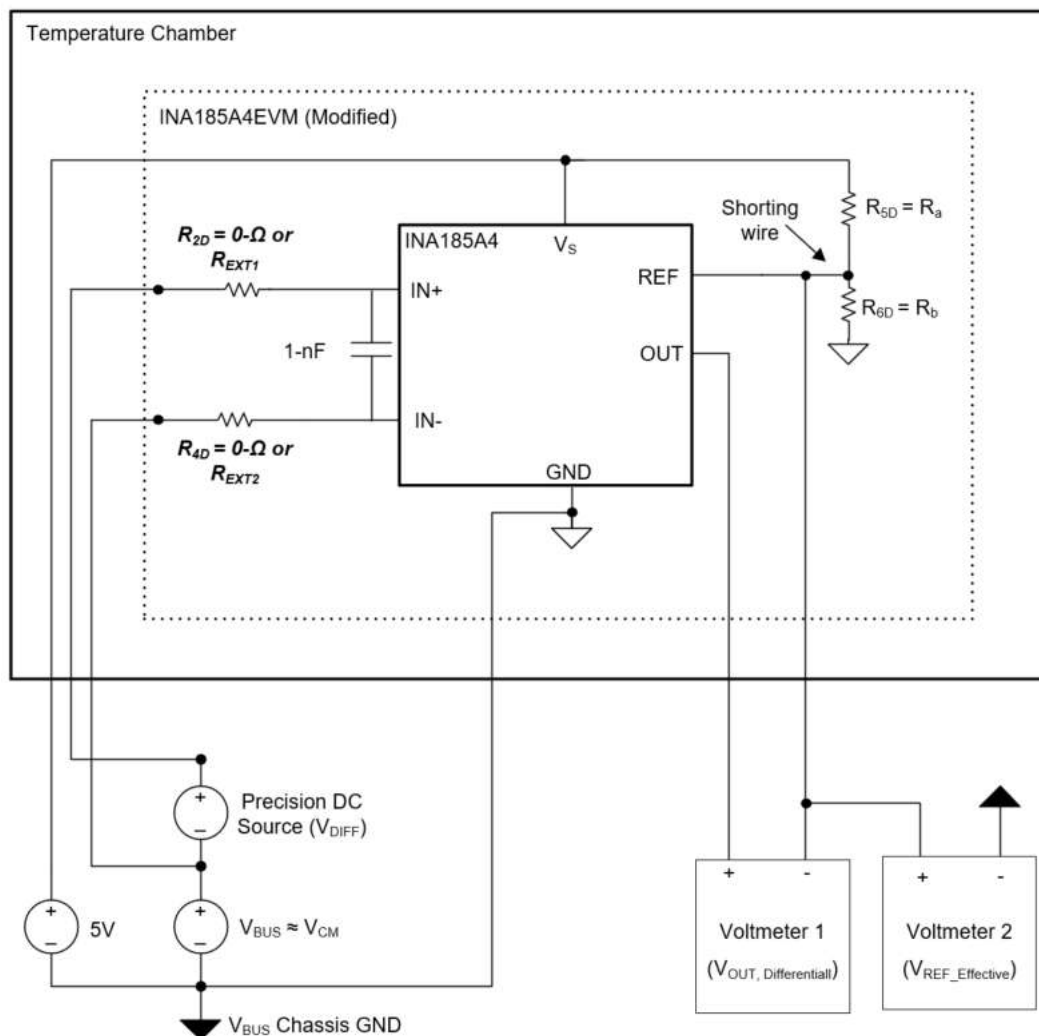


图 9-1. 使用 INA185A4 测量外部电阻误差的测试设置

9.2 方法

为输入引脚选择的输入电阻器 ($IN+$ 处的 R_{EXT1} 和 $IN-$ 处的 R_{EXT2}) 是 $110\ \Omega$ 电阻器以及一个 1 nF 差分输入电容器 (C_{DIFF})。对于基准引脚, 通过 V_S 引脚上的 $49.9\text{ k}\Omega$ (R_a) 和 $1.5\text{ k}\Omega$ (R_b) 电阻分压器生成大约 150 mV 的基准电压, 如表 9-1 所示。

表 9-1. 用于 INA185A4EVM 修改的 BOM

名称 (EVM 标识符)	值	容差	漂移	封装
C_{DIFF} (C5D)	1 nF	1%	C0G、NP0	0603
R_{EXT1} (R2D)、 R_{EXT2} (R4D)	$110\ \Omega$	1%	$50\text{ ppm}/^\circ\text{C}$	0603
R_a (R5D)	$49.9\text{ k}\Omega$	1%	$50\text{ ppm}/^\circ\text{C}$	0603

表 9-1. 用于 INA185A4EVM 修改的 BOM (续)

名称 (EVM 标识符)	值	容差	漂移	封装
Rb (R6D)	1.5k Ω	1%	50ppm/ $^{\circ}\text{C}$	0603

通过同时测量差分输出以及监控基准电压，将输入电阻和基准电阻产生的误差相互区分。

首先在 $R_{\text{EXT}} = 0\Omega$ 时，在 -40°C 、 25°C 和 125°C 环境温度下在 EVM 上进行输入/输出扫描，然后在 $R_{\text{EXT}} = 110\Omega$ 时进行扫描。监控 V_{OUT} 以保持器件的线性输出工作区域。INA185 的线性输出区域定义为 $0.75\text{V} < V_{\text{OUT}} < 4.9\text{V}$ 。此外，在 125°C 时，扫描 V_{CM} 以测量共模抑制 (CMR)。

数据分析首先使用最佳拟合线性方法对指定线性输出区域内的所有 $V_{\text{OUT, Differential}}$ 和 V_{DIFF} 值计算总分流电压增益。对于每个 V_{DIFF} ，使用线性插值和计算出的增益计算输入失调电压。最终选择用于分析的 V_{OS} 是与指定线性输出区域相关的所有单独失调电压的平均值。

只需计算有无输入电阻的误差差即可量化精确的外部输入电阻误差 ($E_{\text{G, EXT}}$ 、 $V_{\text{OS, EXT}}$ 、 $E_{\text{G DRIFT, EXT}}$ 、 $V_{\text{OS Drift, EXT}}$ 和 CMRR_{EXT})。

还会考虑到 REF 引脚 ($e_{\text{REF, EXT}}$) 的加载误差。使用相关[驱动电流检测放大器的电压基准引脚](#)应用手册中的[方程式 21](#)将测得的基准引脚 ($V_{\text{REF_EFFECTIVE}}$) 与理论值进行比较。查看本手册以详细了解这些公式是如何推导的。

将误差与使用[节 6](#)中的公式的预测模型进行比较。

9.3 理论模型

使用[节 6](#)中的公式根据器件的潜在理论模型检查数据。尽管考虑到许多可能的误差源组合，几乎无法从测得的数据反算出内部器件参数，但此处执行了数据检查以验证公式。

首先，如[表 9-2](#)所示设置电路条件和所有电阻容差和漂移。

表 9-2. 用于预测模型的电路和器件参数

	值	容差	ppm/ $^{\circ}\text{C}$
$I_{\text{B, CM ON}}$ (A)	5.80E-05	3.00%	300
I_{OS} (A)	-5.00E-08	-3.00%	10
PV (%)	0%	-0.45%	-25
R_{EXT1} (Ω)	110	0.23%	33
R_{EXT2} (Ω)	110	0.12%	30.3
R_{a} (Ω)	4.99E+04	-0.200%	30
R_{b} (Ω)	1500	0.300%	25

接着，计算了每个温度的电阻器和常数的理论值。所有值均使用[节 6](#)中的公式计算得出。总预测增益 ($G_{\text{Total, predicted}}$) 是通过将模拟内部电阻器的 G_{EF} 与测得的器件增益相乘计算得出的。请注意，使用了可在[方程式 22](#)中找到的 G_{EF} 。

$$G_{\text{Total, predicted}} = \left(\text{Gain}_{\text{CSA, Measured}} = \frac{R_{\text{FB}}}{R_{\text{INT}}} \right) \times G_{\text{EF}} \quad (22)$$

表 9-3. 预测模型电阻器和常量随温度的变化

T_{A} ($^{\circ}\text{C}$)	-40	25	125
R_{EXT1} (Ω)	110.0165073	110.253	110.6168349
R_{EXT2} (Ω)	109.915095	110.132	110.4657
R_{BIAS} (Ω)	2492.794219	2488.75	2482.528125
R_{INT} (Ω)	2493.504306	2490.022268	2483.970779
R_{FB} (Ω)	498558.8438	497750	496505.625
I_{OS} (A)	-4.8468E-08	-4.8500E-08	-4.8549E-08
$I_{\text{B, CM ON}}$ (A)	5.8575E-05	5.9740E-05	6.1532E-05

表 9-3. 预测模型电阻器和常量随温度的变化 (续)

T_A (°C)	-40	25	125
$G_{\text{Device, Measured}}$ (V/V)	199.9430451	199.8978107	199.883843
CEG	0.000219523	0.000220352	0.000221633
$G_{\text{Total, predicted}}$ (V/V)	176.5801647	176.4662982	176.3379943
CEV	0.999999798	0.999999758	0.999999697
$V_{\text{OS, EXT predicted}}$	-2.64999E-06	-4.18505E-06	-6.62529E-06

最后，通过计算 REF 引脚上的可变外部电阻完成了预测模型。误差常数 c 和 m 取决于 R_{EXT} ，因此为每个 R_{EXT} 计算两个值。此处的参数与本 [驱动电流检测放大器的电压基准引脚](#) 应用手册具有相同的术语并遵循相同的公式。

表 9-4. $e_{\text{EXT, REF}}$ 的预测模型参数

T_A (°C)	-40	25	125
R_a (Ω)	49703.08961	49800.2	49949.6006
R_b (Ω)	1502.055188	1504.5	1508.26125
R_x (Ω)	1457.993799	1460.38084	1464.053195
V_{ref_x} (V)	0.146670339	0.146623994	0.146553043
c	0.002909863	0.00291936	0.002934036
m	0.00290142	0.002910862	0.002925452
c ($R_{\text{EXT}} = 110 \Omega$)	0.002909224	0.002918717	0.002933385
m ($R_{\text{EXT}} = 110 \Omega$)	0.002900785	0.002910223	0.002924806

请注意，该理论模型仅假设具有线性电阻器温度系数；实际上，温度系数可能是非线性的。因此，对模型进行了调优，以获得与从 25°C 到 125°C 环境温度变化的数据最吻合的结果。

9.4 带 110 Ω 输入电阻的 INA185A4 的数据

$V_{\text{CM}} = 12\text{V}$

表 9-5. INA185A4 和 $R_{\text{EXT}} = 0 \Omega$ 时的输入/输出扫描

V_{DIFF} (mV)	V_{REF} (V)			$V_{\text{OUT, Differential}}$ (V)		
	-40°C	25°C	+125°C	-40°C	25°C	+125°C
-0.5	0.18129	0.18114	0.18094	-0.10265	-0.102	-0.10124
0	0.18129	0.18114	0.18094	-0.00266	-0.002	-0.00131
12	0.18133	0.18118	0.18998	2.397	2.396	2.397
23	0.18136	0.18121	0.18101	4.596	4.595	4.596
23.5	0.18136	0.18121	0.18101	4.696	4.696	4.696
23.75	0.18136	0.18121	0.18101	4.745	4.745	4.7459

表 9-6. INA185A4 和 $R_{\text{EXT}} = 0 \Omega$ 时 V_{OUT} 与 V_{CM} 间的关系 (125°C 下)

V_{DIFF} (mV)	V_{CM} (V)	V_{REF} (V)	$V_{\text{OUT, Differential}}$ (V)
23	15	0.18988	4.59534
23	9	0.17213	4.59674
23	25	0.21948	4.59294
23	0	0.14555	4.59945

$V_{\text{CM}} = 12\text{V}$

表 9-7. INA185A4 和 $R_{\text{EXT}} = 110 \Omega$ 时的输入/输出扫描

V_{DIFF} (mV)	V_{REF} (V)			$V_{\text{OUT, Differential}}$ (V)		
	-40°C	25°C	+125°C	-40°C	25°C	+125°C
-0.8	0.18132	0.18115	0.18096	-0.14397	-0.1438	-0.14342

表 9-7. INA185A4 和 $R_{EXT} = 110 \Omega$ 时的输入/输出扫描 (续)

V_{DIFF} (mV)	V_{REF} (V)			$V_{OUT, Differential}$ (V)		
	-40°C	25°C	+125°C	-40°C	25°C	+125°C
-0.75	0.18132	0.18115	0.18097	-0.13515	-0.1349	-0.13463
-0.6	0.18131	0.18115	0.18097	-0.1087	-0.1085	-0.10818
-0.5	0.18132	0.18115	0.18097	-0.09107	-0.0909	-0.09054
-0.25	0.18132	0.18115	0.18097	-0.04695	-0.0468	-0.04649
0	0.18132	0.18115	0.18097	-0.00287	-0.003	-0.00246
12	0.18135	0.18119	0.181	2.11373	2.1138	2.112353
23	0.18138	0.18122	0.18104	4.05395	4.0539	4.05098
23.5	0.18138	0.18122	0.18104	4.142144	4.1421	4.139073
23.75	0.18139	0.18122	0.18104	4.186265	4.1862	4.183144
24	0.18138	0.18122	0.18104	4.23035	4.2303	4.2272
25	0.18139	0.18122	0.18104	4.406736	4.4067	4.403448
26	0.18139	0.18123	0.18105	4.583117	4.5831	4.579667
26.5	0.18139	0.18123	0.1805	4.671308	4.6713	4.667844
27	0.18139	0.18123	0.18105	4.759506	4.7595	4.755963

表 9-8. INA185A4 和 $R_{EXT} = 110 \Omega$ 时 V_{OUT} 与 V_{CM} 间的关系 (125°C 下)

V_{DIFF} (mV)	V_{CM} (V)	V_{REF} (V)	$V_{OUT, Differential}$ (V)
26.1	12	0.18104	4.59735
26.1	15	0.18991	4.5966
26.1	9	0.17217	4.59804
26.1	25	0.21945	4.59397
26.1	0	0.14555	4.60547

9.4.1 数据计算

表 9-9. 典型 (标称) 分流电压增益与 $IN+$ 和 $IN-$ 处 R_{EXT} 间的关系

R_{EXT}	$G_{Total, typical}$ (V/V)
0 Ω	200
110 Ω	176.6784452

表 9-10. 使用最佳拟合线路计算出的总增益

T_A (°C)	-40	25	125
$R_{EXT} = 0$	199.9430451	199.8978107	199.883843
$R_{EXT} = 110 \Omega$	176.3839626	176.3770096	176.2355055

E_G 是相对于典型增益计算的, 如表 9-11 所示

表 9-11. 计算得出的总增益和失调电压误差

T _A (°C)		-40	25	125
E _G (%)	R _{EXT} = 0	-0.028%	-0.051%	-0.058%
	R _{EXT} = 110 Ω	-0.167%	-0.171%	-0.251%
V _{OS} (μV)	R _{EXT} = 0	-13.0103	-11.2788	-6.8169
	R _{EXT} = 110 Ω	-16.2581	-15.4507	-13.8660

表 9-12. 计算得出的和预测的外部输入电阻误差 (e_{EXT})

T _A (°C)		-40	25	125
E _{G, EXT} (%)	测得值	-0.138%	-0.120%	-0.193%
	预测值	-0.056%	-0.120%	-0.193%

表 9-12. 计算得出的和预测的外部输入电阻误差 (e_{EXT}) (续)

T_A (°C)		-40	25	125
$V_{OS, EXT}$ (μV)	测得值	-3.248	-4.172	-7.049
	预测值	-2.65	-4.19	-6.63

表 9-13. 计算得出的总增益和失调电压误差漂移

温度系数计算范围		$\Delta e/(25^\circ\text{C} - -40^\circ\text{C})$	$\Delta e/(125^\circ\text{C} - -40^\circ\text{C})$	$\Delta e/(125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})$
E_G Drift (ppm/°C)	$R_{EXT} = 0$	-3.5	-1.8	-0.7
	$R_{EXT} = 110\ \Omega$	-0.6	-5.1	-8.0
V_{OS} Drift (nV/°C)	$R_{EXT} = 0$	26.639	37.536	44.619
	$R_{EXT} = 110\ \Omega$	12.422	14.498	15.847

表 9-14. 计算得出的和预测的外部输入电阻误差漂移 ($e_{EXT, Drift}$)

温度系数计算范围		$\Delta e/(25^\circ\text{C} - -40^\circ\text{C})$	$\Delta e/(125^\circ\text{C} - -40^\circ\text{C})$	$\Delta e/(125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})$
E_G Drift, EXT (ppm/°C)	测得值	2.87	-3.30	-7.31
	预测值	-9.9	-8.3	-7.3
V_{OS} Drift, EXT (nV/°C)	测得值	-14.22	-23.04	-28.77
	预测值	-23.62	-24.09	-24.4

表 9-15. 在 125°C 下测得的输入失调电压和计算得出的 $V_{OS, EXT}$ 与 V_{CM} 间的关系

V_{CM} (V)		0	9	12	15	25
V_{OS} (μV)	$R_{EXT} = 0$	10.31	-3.25	-6.65	-10.26	-22.26
	$R_{EXT} = 110\ \Omega$	32.47	-9.71	-13.59	-17.86	-32.78
$V_{OS, EXT}$ (μV)		22.16	-6.47	-6.94	-7.59	-10.53

表 9-16. 在 125°C 时测得的输入 CMRR 和计算得出的 $CMRR_{EXT}$

计算方法		两点		最佳拟合	
单位		μV/V	dB	μV/V	dB
CMRR RTI	$R_{EXT} = 0$	-1.30	-117.70	-1.29	-117.77
	$R_{EXT} = 110\ \Omega$	-2.61	-111.67	-2.51	-111.99
$CMRR_{EXT}$		-1.31	6.04	-1.22	5.78

表 9-17. 在 125°C 下测得和预测的 $V_{OS, EXT}$ 与 V_{CM}

V_{CM} (V)		0	9	12	15	25
$V_{OS, EXT}$ (μV)	测得值	22.16	-6.47	-6.94	-7.59	-10.53
	预测值	4.78	-5.82	-6.63	-7.43	-10.10

 $V_{SENSE} = 23\text{-mV}$, $T_A = 125^\circ\text{C}$

表 9-18. $V_{REF_EFFECTIVE}$ (V) 与 V_{CM} 间的关系

V_{CM} (V)		0	9	12	15	25
$R_{EXT} = 0$	测得值	0.14555	0.17213	0.18101	0.18988	0.21948
	预测值	0.146157952	0.172487021	0.181263378	0.190039734	0.219294255
	预测误差	-6.08E-04	-3.57E-04	-2.53E-04	-1.60E-04	1.86E-04
$R_{EXT} = 110\ \Omega$	测得值	0.14555	0.17217	0.18104	0.18991	0.21945
	预测值	0.146158039	0.17248129	0.181255707	0.190030124	0.219278181
	预测误差	-6.08E-04	-3.11E-04	-2.16E-04	-1.20E-04	1.72E-04

表 9-19. $V_{REF, EFFECTIVE}$ (V) 随温度的变化

T_A (°C)		-40	25	125
$R_{EXT} = 0$	测得值	0.18136	0.18121	0.18101
	预测值	0.18110	0.18116	0.18126
	预测误差	2.65E-04	4.90E-05	-2.53E-04
$R_{EXT} = 110\ \Omega$	测得值	0.18138	0.18122	0.18104
	预测值	0.18109	0.18115	0.18126
	预测误差	2.92E-04	6.66E-05	-2.16E-04

9.5 分析

确定的数据很好地遵循预测模型，因此很容易处于最大可能误差范围内，这是不太可能测量的。

测量值与预测之间的一个显著差异出现在 -40°C 时，如表 9-12 和表 9-14 中的增益误差所示。这主要是因为模型参数假定为线性温度系数；但是， R_{EXT} 可以很容易地拥有极性变冷的非线性（甚至是抛物线）温度系数。已尽最大努力实现最低的预测误差，今后可使用非线性温度系数。进行了取舍，预测模型至少与 125°C 范围匹配。

另一个高预测误差发生在 $V_{CM}=0\text{V}$ 时的 $V_{OS, EXT}$ ，如表 9-17 所示。这可能是 $V_{CM} < V_S$ 时 $I_{B, CM}$ 斜率变化的结果，如图 2-2 所示。如果在该级别需要精确的输入偏置漏电流，请在我们的公共论坛中发布咨询，以获取更多信息。

10 INA191 在整个温度范围内的输入电阻误差测试

执行了 INA191A4 的表征以量化和验证输入引脚 (e_{EXT}) 上的输入电阻产生的误差。

10.1 原理图

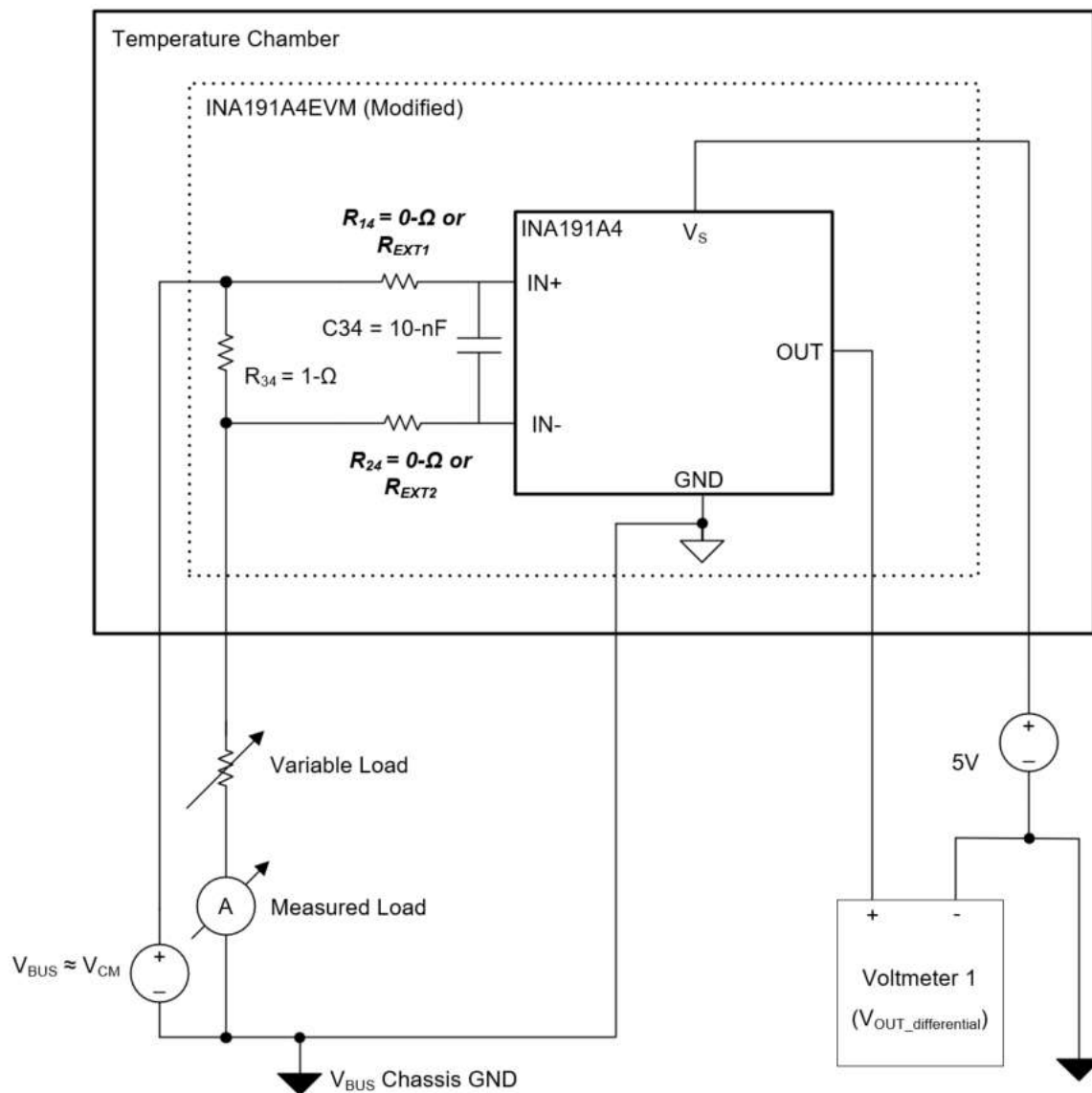


图 10-1. 使用 INA191A4EVM 测量外部电阻误差的测试设置

对于测试，移除了不符合温度要求的元件。

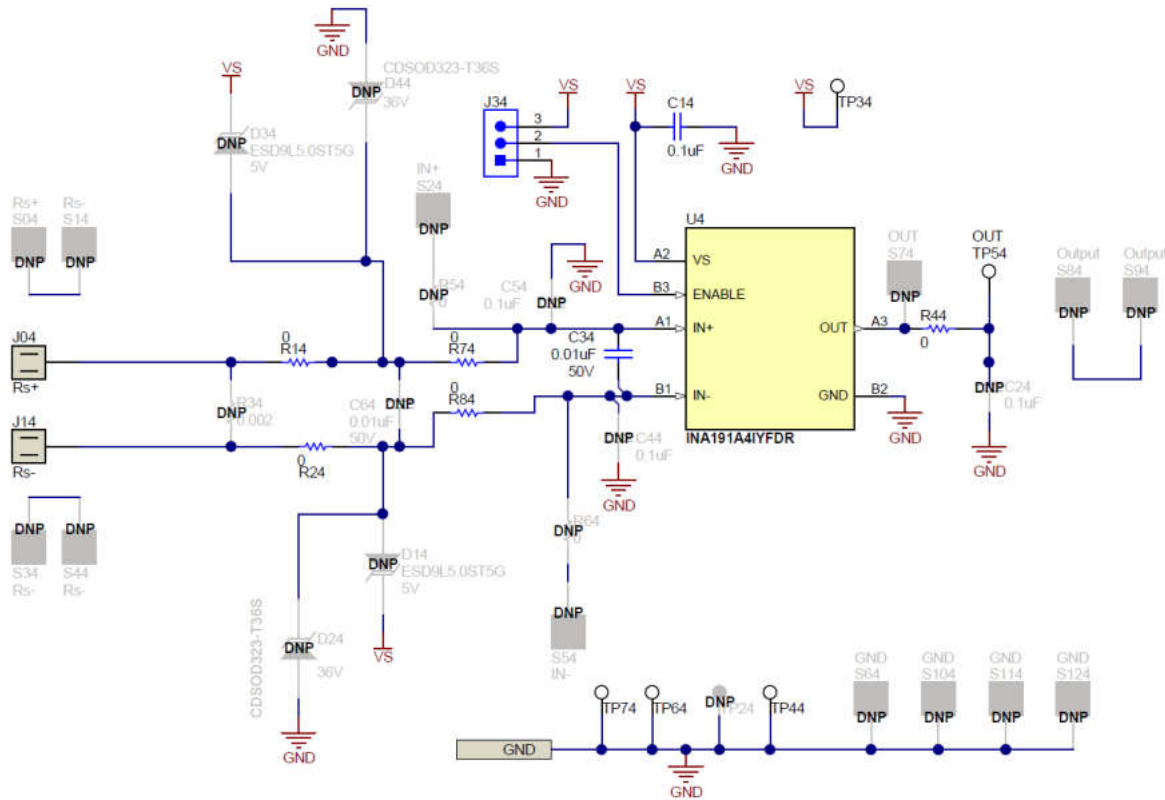


图 10-2. INA191A4EVM 原理图

10.2 方法

EVM 分流电阻器焊盘安装了 1Ω 分流电阻器，使用 -40°C 、 25°C 和 125°C 处温度室内的 4 线测力和检测欧姆表进行测量。为输入引脚 (IN+ 处的 $R_{\text{EXT}1}$ 和 IN- 处的 $R_{\text{EXT}2}$) 选择的输入电阻器是 $2.2\text{k}\Omega$ 电阻器以及 10nF 差分输入电容器。

表 10-1. 用于 INA191A4EVM 修改的 BOM

名称 (EVM 标识符)	值	容差	漂移 (ppm/ $^\circ\text{C}$)	封装
R_{SHUNT} (R34)	1Ω	1%	$200\text{ppm}/^\circ\text{C}$	1206
$R_{\text{EXT}1}$ (R74)、 $R_{\text{EXT}2}$ (R84)	$2.2\text{k}\Omega$	1%	$25\text{ppm}/^\circ\text{C}$	0603
C_{DIFF} (C34)	10nF	5%	C0G、NP0	0603

首先在 $R_{\text{EXT}} = 0\Omega$ 时在 -40°C 、 25°C 和 125°C 环境温度下在 EVM 上进行输入/输出扫描，然后在 $R_{\text{EXT}} = 2.2\text{k}\Omega$ 时进行扫描。负载电流由功率变阻器控制并监测精密的 8 位电流表。近似的电流扫描范围是从 $0.48\mu\text{A}$ 到 240mA 。 V_{OUT} 由 5.5 位以上的电压表进行测量，并监测以保持器件的线性输出工作区域。INA191 的线性输出区域是在 $0.9\text{V} < V_{\text{OUT}} < 4.9\text{V}$ 时定义的。

数据分析首先使用两点线性方法对指定线性输出区域内的所有 V_{OUT} 和 V_{DIFF} 值计算总分流电压增益。对于每个 V_{DIFF} ，使用线性插值和计算出的增益计算输入失调电压。最终选择用于分析的 V_{OS} 是与指定线性输出区域相关的所有单独失调电压的平均值。我们还使用根据最佳拟合曲线计算的增益进行数据分析，以检查任何主要的异同点。

只需计算有无输入电阻的误差差值即可量化精确的外部输入电阻误差 ($E_{\text{G,EXT}}$ 、 $V_{\text{OS,EXT}}$ 、 $E_{\text{GDRIFT,EXT}}$ 、 $V_{\text{OSDrift,EXT}}$)。请注意，即使未校准分流电阻器，也可以计算相同的 e_{EXT} 误差。

10.3 理论模型

对于具有电容耦合输入的 CSA，计算误差的理想方法是使用数据表图确定每个工作温度下的 R_{DIFF} ，然后使用 GEF 公式来了解增益如何衰减。节 7。

使用以下参数考虑了理论模型。输入了数据表中的 R_{DIFF} 值和器件在每个温度下测得的增益 ($G_{Device, measured}$)。使用以下公式计算预测的总增益 ($G_{Total, predicted}$)：

$$G_{Total, predicted} = (Gain_{CSA, Measured}) \times GEF \quad (23)$$

表 10-2. 预测模型参数随温度的变化

T_A (°C)	-40	25	125
R_{SH} (Ω)	0.99789	1.00116	1.0015
R_F (Ω)	2.20E+03	2.20E+03	2.20E+03
$R_{DIFF, Typical}$ (Ω)	3.20E+06	2.75E+06	2.55E+06
$E_{G, EXT}$ (%)	-0.137%	-0.160%	-0.172%
$E_{G, EXT Drift}$ (ppm/°C)	-3.45	-2.12	-1.25
$G_{Device, measured}$	199.66932	199.86724	200.23399
$G_{Total, predicted}$	199.3950856	199.547887	199.8890043
$E_{G, EXT predicted}$ (%)	0.022%	0%	-0.013%

10.4 带 2.2k Ω 输入电阻的 INA191A4 的数据

表 10-3. 在整个温度范围内 INA191A4EVM 上已校准的 R_{SHUNT}

T_A (°C)	-40	25	125
$R_{SH, measured}$ (Ω)	0.99789	1.00116	1.0015
eR_{SH} (%)	-0.211%	0.116%	0.150%
$R_{SH, Drift}$ (ppm/°C)	50.307692	21.878788	3.4

表 10-4. INA191A4 和 $R_{EXT} = 0 \Omega$ 时的输入/输出扫描

$V_{DIFF, Calculated}$ (mV)			V_{OUT} (V)		
-40°C	25°C	+125°C	-40°C	25°C	+125°C
0.484825	0.485528	0.478769	0.09668	0.09601	0.09280
0.908523	0.909337	0.905151	0.18133	0.18070	0.17772
1.464961	1.462261	1.468486	0.29247	0.29125	0.29058
2.102504	2.110565	2.105797	0.41977	0.42083	0.41828
2.102741	2.109942	2.105788	0.41985	0.42068	0.41834
2.551209	2.558095	2.553090	0.50940	0.51025	0.50795
3.154687	3.160202	2.553106	0.62987	0.63065	0.50789
5.063895	3.161080	3.162842	1.01145	0.63079	0.63000
5.031813	5.008907	4.946338	1.00473	1.00013	0.98736
4.912880	12.613467	4.008277	0.98106	2.52000	0.79956
12.569323	17.832034	8.577695	2.50960	3.56310	1.71460
12.569183	24.050121	8.578369	2.50970	4.80580	1.71480
17.900021		12.524469	3.57410	0.00000	2.50485
2.544290		12.524809	0.50806		2.50500
2.097469		17.676315	0.41884		3.53680
24.021867		23.489411	4.79630		4.70040
		23.485776	0.00000		4.69970
		24.121608			4.82690

表 10-5. INA191A4 以及 $R_{EXT} = 2.2k \Omega$ 和 10nF C_{DIFF} 时的输入/输出扫描

$V_{DIFF, Calculated}$ (mV)			V_{OUT} (V)		
-40°C	25°C	+125°C	-40°C	25°C	+125°C
0.476242	0.483633	0.479845	0.09530	0.09593	0.09227

表 10-5. INA191A4 以及 $R_{EXT} = 2.2k\Omega$ 和 $10nF$ C_{DIFF} 时的输入/输出扫描 (续)

$V_{DIFF, Calculated} (mV)$			$V_{OUT} (V)$		
0.892124	0.901249	0.889850	0.17816	0.17928	0.17425
0.902795	1.421182	0.889805	0.18033	0.28319	0.17427
1.464974	1.390352	1.449013	0.29243	0.27700	0.28619
1.464880	1.418044	1.974379	0.29250	0.28255	0.39125
2.102471	2.057876	2.395434	0.41938	0.41041	0.47547
2.549459	2.062634	2.393717	0.50878	0.41130	0.47513
4.988136	2.545354	5.031936	0.99539	0.50763	1.00290
8.515544	2.544886	5.031460	1.69930	0.50756	1.00282
12.582525	3.206893	8.601486	2.51050	0.63973	1.71705
17.666625	4.820948	12.925429	3.52500	0.96205	2.58175
24.045976	8.514315	12.925960	4.79775	1.69960	2.58200
	12.460748	17.395654		2.48755	3.47575
	17.654245	22.840950		3.52445	4.56490
	17.655266	22.847860		3.52465	4.56640
	22.683582	23.739866		4.52860	4.74460
	22.720635			4.53560	
	24.072722			4.80590	
	24.073693			4.80610	

10.4.1 数据分析

表 10-6. 典型 (标称) 分流电压增益与 $IN+$ 和 $IN-$ 处 R_{EXT} 间的关系

R_{EXT}	$G_{Total, typical}$
0.0	200.0
$2.2k\Omega$	199.6804386

表 10-7. 计算和预测的总增益

$T_A (^{\circ}C)$		-40	25	125
$G_{Measured} (V/V)$	$R_{EXT} = 0$	199.66932	199.8672363	200.23399
	$R_{EXT} = 2.2k\Omega$	199.51201	199.66757	200.01409
$G_{Predicted} (V/V)$	$R_{EXT} = 2.2k\Omega$	199.395086	199.547887	199.8890043
	预测误差	0.0586%	0.0599%	0.0625%

表 10-8. 计算得出的增益和失调电压误差

$T_A (^{\circ}C)$		-40	25	125
$E_G (\%)$	$R_{EXT} = 0$	-0.165%	-0.066%	0.117%
	$R_{EXT} = 2.2k\Omega$	-0.084%	-0.006%	0.167%
$V_{OS} (\mu V)$	$R_{EXT} = 0$	-0.0639	-5.0446	-15.5430
	$R_{EXT} = 2.2k\Omega$	0.9849	-2.9431	-17.9767

表 10-9. 计算得出的增益和温漂

温度范围		$\Delta e/(25^{\circ}C - -40^{\circ}C)$	$\Delta e/(125^{\circ}C - -40^{\circ}C)$	$\Delta e/(125^{\circ}C - 25^{\circ}C)$
$E_{G, Drift} (ppm/^{\circ}C)$	$R_{EXT} = 0$	15.2	17.1	18.3
	$R_{EXT} = 2.2k\Omega$	12.0	15.2	17.4
$V_{OS, Drift} (nV/^{\circ}C)$	$R_{EXT} = 0$	-76.63	-93.81	-104.98
	$R_{EXT} = 2.2k\Omega$	-60.43	-114.92	-150.34

表 10-10. 计算得出的和预测的外部输入电阻误差 (e_{EXT})

T_A (°C)		-40	25	125
$E_{G, EXT}$ (%)	测得值	0.081%	0.060%	0.050%
	预测值	0.022%	0.000%	-0.013%
	预测误差	0.0586%	0.0599%	0.0626%
$V_{OS, EXT}$ (μV)	测得值	1.049	2.101	-2.434

表 10-11. 计算得出的和预测的外部输入电阻误差漂移 ($e_{EXT, Drift}$)

温度系数计算范围		$\Delta e/(25^\circ\text{C} - -40^\circ\text{C})$	$\Delta e/(125^\circ\text{C} - -40^\circ\text{C})$	$\Delta e/(125^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})$
$E_{G, Drift, EXT}$ (ppm/°C)	测得值	-3.24	-1.87	-0.98
	预测值	-3.45	-2.12	-1.25
	预测误差	0.21	0.25	0.27
$V_{OS, Drift, EXT}$ (nV/°C)	测得值	16.19	-21.11	-45.35

10.5 分析

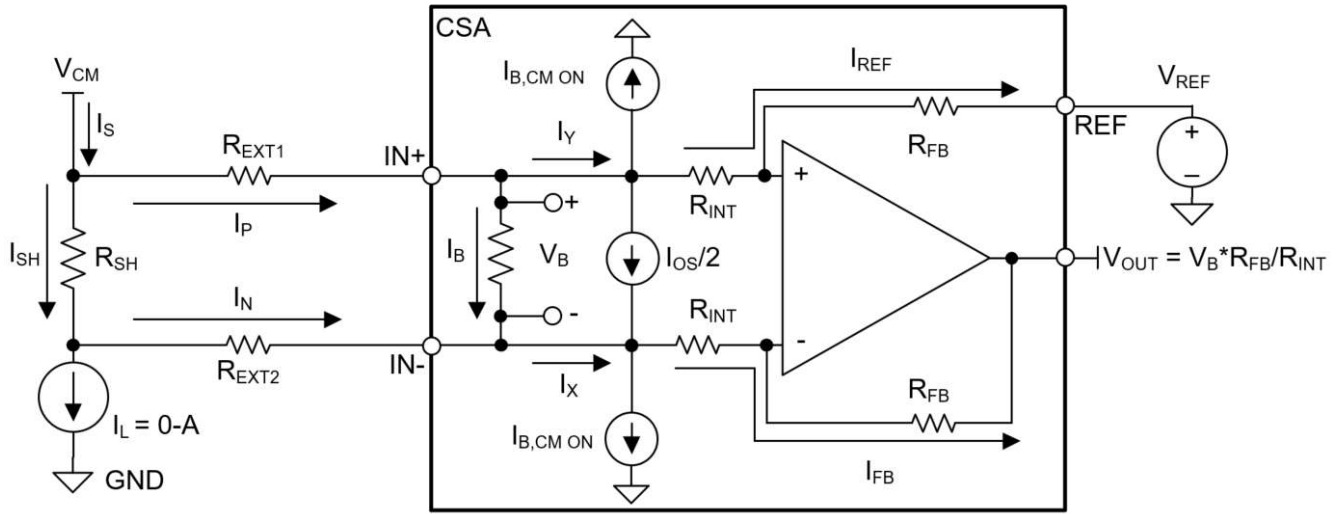
INA191 根据理论计算结果表现得非常接近预期。 $E_{G, EXT}$ (约为 0.06%) 和 $E_{G, EXT, Drift}$ (约为 0.25ppm/°C) 的预测误差很精确，随温度的变化很小。这些误差足够小，可能只是由 R_{EXT} 和/或电流表精度的变化导致的。

INA191 的 $E_{G, Drift}$ 性能超出其 7ppm/°C 的规格，但这并不影响分析，主要是因为测量的关键值是 e_{EXT} ，这是一种带和不带 R_{EXT} 的增量测量。当然，造成这种较大增益误差漂移的最可能原因是分流电阻器校准不理想。

$V_{OS, EXT}$ 在 125°C 时的 2.4μV 是合理的，但是，当温度升高到 125°C 时， $V_{OS, EXT, Drift}$ 在 -45nV/°C 时显著。正如预期的那样， $V_{OS, EXT, Drift}$ 会在温度降低时减小，并将极性翻转至 16.9nV/°C。通过增加 C_{DIFF} 可以进一步降低这种漂移。

考虑到理论模型在温度范围内使用了典型的 R_{DIFF} 值，但性能略低于模型边界。这表明，对于未来的设计，可以建立足够的裕量来了解最坏情况下的增益误差。将 R_{DIFF} 曲线下移 (降低 30%) 可以提供足够的裕量。

11 单级电流检测放大器 (CSA) 的 $V_{OS, EXT}$ 推导过程



这个推导过程假定一个单级线性 CSA。当负载 (I_L) 为 0A 时，推导首先确定 V_B (偏置电阻器上的偏置电压)，因为这本质上是 $V_{OS, EXT RT1}$ 。然后，将其除以增益误差因子 (GEF) 以获得以分流为基准的失调电压误差 ($V_{OS, EXT RTS}$)。请注意，此推导还需要更具体的 GEF 公式，该公式假设每个引脚上的 R_{EXT} 值可能不同。

$$\text{Let } I_{OS/2} = I_{OS2} \quad (24)$$

$$\text{Let } R_{FB} + R_{INT} = R_{FI}$$

$$\text{Let } I_L = 0 - A$$

$$\begin{aligned} (1) \quad & I_{SH} - I_N - I_L = 0 \\ (2) \quad & I_P - I_X - I_B - I_{CM, ON} = 0 \\ (3) \quad & I_N - I_Y + I_B - I_{CM, ON} = 0 \\ (4) \quad & I_Y + I_{OS2} - I_{FB} = 0 \\ (5) \quad & I_X - I_{OS2} - I_{REF} = 0 \\ (6) \quad & V_{CM} - I_{SH}R_{SH} - I_N R_{F2} - I_{FB}R_{FI} - V_{OUT} = 0 \\ (7) \quad & V_{CM} - I_P R_{EXT1} - I_{REF}R_{FI} - I_{FB}R_{FI} - V_{REF} = 0 \\ (8) \quad & V_{CM} - I_{REF}R_{INT} + I_{FB}R_{INT} = 0 \\ (9) \quad & V_{OUT} = V_{REF} + V_B \frac{R_{FB}}{R_{INT}} \\ (10) \quad & V_{SH} - I_P R_{EXT1} - V_B + R_{EXT2}I_N = 0 \end{aligned}$$

(4) 进入 (3), (5) 进入 (2)

$$\begin{aligned} I_P &= I_{CM, ON} + I_B + I_{OS2} + I_{REF} \\ I_N &= I_{CM, ON} - I_B - I_{OS2} + I_{FB} \end{aligned} \quad (25)$$

(2) 进入 (7)

$$I_{REF} = \frac{V_{CM} - V_{REF} - R_{EXT1}(I_{CM, ON} + I_B + I_{OS2})}{R_{FI} + R_{EXT1}} \quad (26)$$

(7) 进入 (8)

$$I_{FB} = \frac{V_{CM} - V_{REF} - \frac{R_{EXT1}(I_{CM,ON} + I_B + I_{OS})}{R_{FI} + R_{EXT1}}}{R_{FI} + R_{EXT1}} - \frac{V_B}{R_{INT}} \quad (27)$$

(1)、(3) 和 (9) 进入 (6)。

$$V_{BUS} - V_{REF} - V_B \left(\frac{R_{FB}}{R_{INT}} \right) + V_B \left(\frac{R_{SH} + R_{EXT2}}{R_B} \right) - (I_{CM} - I_{OS2})(R_{SH} + R_{EXT2}) - I_{FB}(R_{FI} + R_{SH} + R_{EXT2}) = 0 \quad (28)$$

(8) 进入 (6)。求解 V_B

$$\text{Let } C_{EV} = \frac{R_{FI} + R_{SH} + R_{EXT2}}{R_{FI} + R_{EXT1}} = \frac{1 + \frac{R_{SH} + R_{EXT2}}{R_{FI}}}{1 + \frac{R_{EXT1}}{R_{FI}}} \quad (29)$$

$$V_B = \frac{(V_{REF} - V_{BUS})(1 - C_{EV}) + I_{B,CMON} \left(\frac{R_{SH} + R_{EXT2} - R_{EXT1}C_{EV}}{R_{FI}} \right) - \frac{I_{OS}}{2} (R_{SH} + R_{EXT2} + R_{EXT1}C_{EV})}{1 + (R_{SH} + R_{EXT2}) \left(\frac{1}{R_{INT}} + \frac{1}{R_{BIAS}} \right) + \frac{R_{EXT1}C_{EV}}{R_{BIAS}}}$$

$$V_B = V_{OS,EXT RTI} \text{ when } I_L = 0$$

确定 R_{EXT1} 不等于 R_{EXT2} 时的增益误差因子。您只需移除 $I_{CM,ON}$ 、 I_{OS} 源并将 V_{CM} 和 V_{REF} 源设置为 0V，因为这些只会影响失调电压。增益在整个工作 V_{CM} 范围内保持恒定。

(5) 进入 (2)

$$\begin{aligned} \text{Let } I_{CM,ON} \text{ and } I_{OS} &= 0 \\ \text{Let } V_{CM} = V_{REF} &= 0 \\ I_P &= I_B + I_{REF} \end{aligned} \quad (30)$$

(2) 进入 (7)

$$I_{REF} = \frac{0 - 0 - \frac{R_{EXT1}(I_B + 0 + 0)}{R_{FI} + R_{EXT1}}}{R_{FI} + R_{EXT1}} \quad (31)$$

(2)、(8) 进入 (10)。

$$V_{SH} - V_B - I_B(R_{EXT} + R_{EXT2}) - I_{R,EXT1} + I_{R,EXT2} - \frac{V_B R_{EXT2}}{R_{INT}} = 0 \quad (32)$$

(7) 进入 (10)。求解 $V_B/V_{SH} = GEF$

$$\begin{aligned} \text{Let } C_{EG} &= \frac{R_{EXT1}}{R_{FI} + R_{EXT1}} \\ \frac{V_B}{V_{SH}} = GEF &= \frac{1}{\left(1 + \frac{R_{EXT2}}{R_{INT}} \right) + \frac{R_{EXT1} + R_{EXT2}}{R_B} - \frac{C_{EG}(R_{EXT1} - R_{EXT2})}{R_B}} \\ V_{OS,EXT RTS} &= \frac{V_{OS,EXT RTI}}{GEF} \end{aligned} \quad (33)$$

12 总结

单级线性和电容耦合 CSA 的工作原理和公式可与整个温度范围内的仿真和测试数据相吻合。真正的最坏情况误差在统计上可能很小，但足以引起潜在的单点失调电压校准。

此外，根据正确的应用，使用电阻分压器设置 V_{REF} 可实现巨大的系统和成本优势。

13 参考资料

- 德州仪器 (TI)，[驱动电流检测放大器的电压基准引脚](#) 应用手册。

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