

Application Note

当 V_{ref} 和 V_{supply} 不相等时远程传感器的比值数据采集

Daniel Tooth

摘要

TPS7B4255-Q1 和 TPS7B4256-Q1 是专为汽车应用设计的低压降跟踪线性稳压器，能为具有比值输出的远程车外传感器供电。配有比值输出功能的传感器的输出电压与电源电压成正比，同时与所感测的参数相关。传统设计中，传感器供电电压通常设定为 5V，且该 5V 电压同时作为模数转换器 (ADC) 的电压基准。但在现代数据采集系统中，ADC 指定的电压基准更常采用 3.3V、2.5V 或 1.8V。这意味着传感器的 5V 满量程信号必须在输入 ADC 前进行降压处理。传感器所需的 5V 供电由基准电压生成，并且必须增加至 5V。经此调节，会导致采集系统产生误差。本应用手册介绍了一种技术方案，通过采用匹配的电阻分压器 RES11A-Q1，使工程师能够恢复数据采集系统的精度。

内容

1 简介	2
2 详细说明	3
2.1 跟踪器 LDO	3
2.2 $V_{supply} \neq V_{ref}$ 时的系统情况	3
2.3 在 $V_{supply} \neq V_{ref}$ 时的比值数据采集系统	4
2.4 比较 RES11A 与离散式 0.1% 容差电阻器	7
2.5 TINA-TI™ 软件仿真	8
3 总结	9
4 参考资料	9

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

对远程或非板载传感器进行比值数据采集是一种在出现误差时提高整体系统精度的技术。图 1-1 图示为典型比值系统，其中通过基准电压 V_{ref} 生成传感器供电电压 V_{supply} ，使得 方程式 1 成立：

$$V_{\text{supply}} = V_{\text{ref}} \quad (1)$$

传感器输出与 V_{supply} 成比例的电压 (V_{sensor})，具体呈 $0 \leq K \leq 1$ (方程式 2) 关系：

$$V_{\text{sensor}} = K V_{\text{supply}} = K V_{\text{ref}} \quad (2)$$

V_{sensor} 由具有 N 位的单端单极输入模数转换器 (ADC) 进行数字化转换，并由 V_{ref} 供电 (方程式 3)：

$$\text{ADCOutput} = \frac{V_{\text{sensor}}}{V_{\text{ref}}} \left(2^N - 1 \right) \quad (3)$$

由于 $V_{supply} = V_{ref}$ ，因此 ADC 对 K 采集的结果与 V_{supply} 或 V_{ref} 无关（方程式 4）：

$$ADC_{output} = K \frac{V_{ref}}{V_{ref}} (2^N - 1) = K(2^N - 1) \quad (4)$$

虽然设计人员通常认为采集系统 ADC 的 V_{ref} 必须非常精确，但在比值数据采集系统中不一定如此，因为公式 4 中 V_{ref} 项会相互抵消。

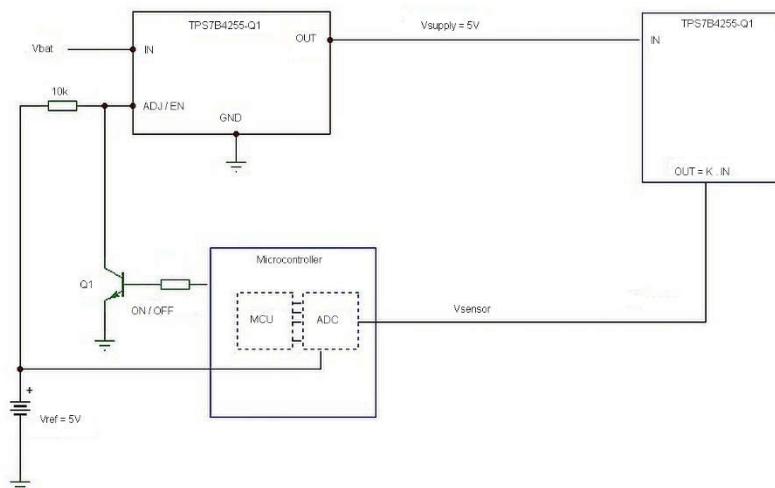


图 1-1. $V_{supply} = V_{ref}$ 时的比值数据采集系统

虽然这非常适合 $V_{supply} = V_{ref}$ 的系统，但许多系统被迫使用 $V_{supply} \neq V_{ref}$ ，从而在未被抵消的比值测量系统中引入显著误差。为解决此问题，本文提出一种改进系统，可在保持比值测量功能的同时实现卓越的容差性能。

2 详细说明

2.1 跟踪器 LDO

这种比值数据采集系统内置跟踪器低压降线性稳压器 (LDO) , 能提供 V_{supply} 。跟踪器 LDO 与标准 LDO 的不同之处在于其没有内部 V_{ref} ; 相反 , 跟踪器 LDO 的输出能跟踪外部提供的 V_{ref} 。传感器的 V_{supply} 通常为 5V , 这就要求 ADC V_{ref} 也为 5V , 如 [图 1-1](#) 所示。

德州仪器 (TI) 的 TPS7B4255-Q1 跟踪器 LDO [1] 可为远程非板载传感器供电 , 并具备多重故障保护功能 , 包括接地短路或电源短路、反向电流阻断、过温保护及电源反极性保护。也可以通过使用 [图 1-1](#) 中的 Q1 将 ADJ/EN 引脚拉低来禁用跟踪器 LDO。

跟踪器 LDO 确实存在跟踪误差 , 即 ADJ 引脚和 FB 节点之间的偏移电压 V_{os} 。此偏移电压出现在输出端 , TPS7B4255-Q1 的最大值为 6mV。即使在比值系统中 , 如 [图 1-1](#) 所示 , V_{os} 也不会被删除 , 并保留为一项误差。这是因为 V_{os} 会改变 V_{supply} , 因此也会改变 V_{sensor} , 但不会改变 V_{ref} 。在 5V 系统中 , 6mV 误差是 0.12% 的小误差。

2.2 $V_{supply} \neq V_{ref}$ 时的系统情况

非板载远程传感器通常要求 V_{supply} 为 5V。在比值系统中 , 还要求 $V_{ref} = 5V$ 。许多现代 ADC 无法使用 $V_{ref} = 5V$, 然而 , V_{ref} 需要采用更低的电压 , 其中 $V_{ref} = 1.8V$ 、 $2.5V$ 或 $3.3V$ 。可接受 $V_{ref} = 5V$ 的现代 ADC 并不常见。如果 V_{ref} 和 V_{supply} 的电压不同 , 则必须使用电阻分压器 (请参阅 [图 2-1](#)) , 其中 $V_{supply} = 5V$ 且 $V_{ref} = 1.8V$ 。之所以使用 TPS7B4256-Q1 跟踪器 LDO [2] 是因为它配置了反馈引脚 , 可相对于 V_{ref} 调节输出电压。

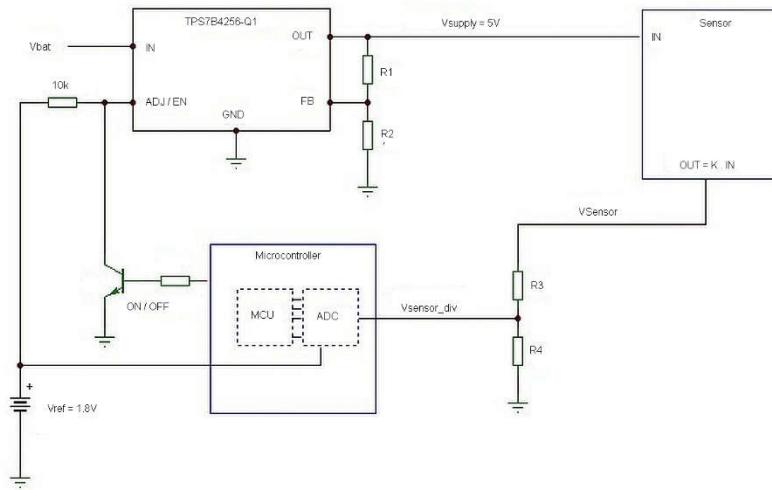


图 2-1. $V_{supply} \neq V_{ref}$ 时的数据采集系统原理图

电阻分压器可将 V_{ref} 转换至 V_{supply} , 如 [方程式 5](#) 所示 :

$$V_{supply} = V_{ref} \frac{R1 + R2}{R2} = V_{ref} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) \quad (5)$$

另一个分压器必须给 V_{sensor} 降压使其适应 ADC 的 V_{ref} 范围 ([方程式 6](#)) :

$$V_{sensor_div} = V_{sensor} \frac{R4}{R3 + R4} \quad (6)$$

电阻分压器并不完美 , 其性能取决于构成分压器的电阻器所具有的容差。具有 0.1% 标称容差的电阻器还有其他相关误差项 , 其未包含在本标题初始容差中 , 如 [3] 表 2-1 所列。表 2-1 中的列表并不详尽 , 并且高度依赖于应用场景 , 这就引出了一个问题 : “0.1% 容差电阻器的真正精度是多少 ?” 这个问题竟出人意料地难以回答。将 [表 2-1](#) 中的所有误差项相加 , 可得最坏情况下的电阻器容差 , T , 即 $T = \pm 0.65\%$ 。

表 2-1. 0.1% 标称容差电阻器的一些误差项

误差项	容差 (±%)	测试条件
初始容差	0.1	
温度漂移	0.15	在 100°C 范围内 ±15ppm/°C 电阻器
低温	0.05	-55°C/2 小时
耐久性	0.1	70°C /运行 1,000 小时
湿度	0.1	40°C/93% 相对湿度/56 天
温度循环	0.05	-10°C (30 分钟) 至 +85°C (30 分钟) × 5 次循环
振动	0.05	10Hz-2,000Hz/7.5 小时
焊接	0.05	260°C/10 秒

虽可提供更高精度的电阻器，但成本更高，可能导致系统不具备成本效益。

两个电阻分压器引入系统中的误差无法抵消，从而限制了测量精度。

跟踪器 LDO 的 V_{os} 经 $(R1 + R2)/R2$ 放大后呈现在输出端。例如，在 $V_{supply} = 5V$ 、 $V_{ref} = 1.8V$ 的系统中，输出 $V_{os\ max} = 6mV \times 5V/1.8V = 16.7mV$ 。该误差经 $R3$ 和 $R4$ 再次分压后，ADC 端的 V_{os} 为 $6mV$ 。然而， V_{ref} 仅为 $1.8V$ ，因此 ADC 端 V_{os} 的误差为 $6mV/1.8V = 0.33\%$ ，相较于 $V_{ref}=5V$ 的情况误差更大。

2.3 在 $V_{supply} \neq V_{ref}$ 时的比值数据采集系统

为了解决此问题，图 2-2 图示为当 $V_{supply} \neq V_{ref}$ 时提出的比值数据采集系统。在本示例中 $V_{supply} = 5V$ 且 $V_{ref} = 1.8V$ ，但是如果 V_{ref} 是另一种常见的 ADC 基准电压，例如 3.3V 或 2.5V，则此方法可行。

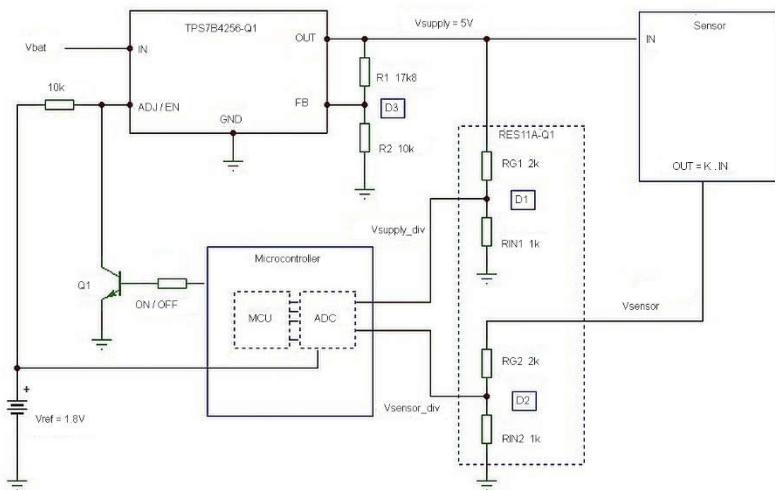


图 2-2. $V_{supply} \neq V_{ref}$ 时建议采用的数据采集系统原理图

与图 2-2 相比图 2-1，新增电阻分压器，D1，能给 V_{supply} 降压，使其也能被 ADC 捕获。D1 和分压器 D2 利用 RES11A-Q1 [4] 对 V_{sensor} 进行分压，这是一对集成在同一封装内的匹配分压器。另有一款非汽车型号的 RES11A [5] 可选。如后续所示，您可以使用标准的 1% 容差电阻器在跟踪器 LDO，D3 的 OUT-to-FB 上构建分压器。在使用三个分压器时可以选择 D3 将 1.8V 的 V_{ref} 精准转换为 5V 的 V_{supply} 。如果改为使用其中一组配对分压器，由于其固有的分压比限制，将无法实现 1.8V 至 5V 的精确转换。这点至关重要，因为传感器对 V_{supply} 精度有严格要求，且需确保 V_{supply} 精确维持在 5V 的标称供电电压值。

图 2-3 图示为 TI RES11A (或汽车型号 , RES11A-Q1) , 其由两个独立的电阻分压器组成。在每个分压器中 , 始终保持 $RINx = 1k\Omega$ 。 RES11A 提供多种可订购型号 , 其 RGx 值各异 , 详见数据表。尽管 RES11A 中单个电阻器的绝对公差较宽松 (最大值为 12%) , 但四个电阻器采用单片集成设计并相互交错排列 , 使得每个分压器内各电阻器之间的匹配特性极佳 , 最大误差仅 $\pm 0.05\%$ 。 RES11A 内部的第一个分压器与第二个分压器的匹配度同样极

佳，最大误差为 $\pm 0.1\%$ 。此外，分压器中电阻器的温度漂移等其他误差也得到匹配，使分压器温度漂移极低，最大漂移误差 $\Delta t_{Dx}/\Delta T_a = \pm 2\text{ppm}/^\circ\text{C}$ [6]。

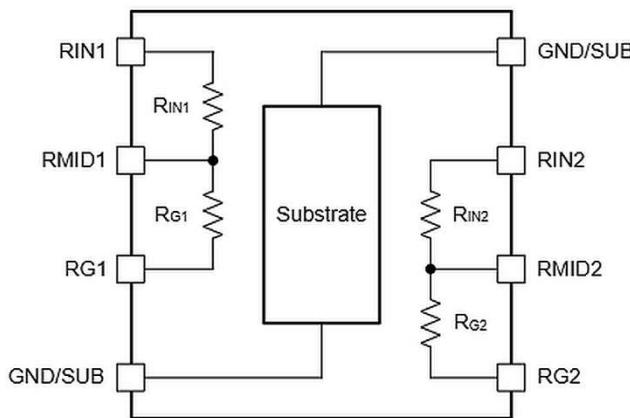


图 2-3. RES11A 或 RES11A-Q1

或者，也可以使用 RES21A-Q1 [7]/RES21A [8] 表 2-2。该器件与 RES11A-Q1 相同，但采用比例更高的电阻值，在此始终保持 $RIN_x = 10\text{k}\Omega$ 。同样，RES31A-Q1 [9]/RES31A [10] 始终能实现 $RIN_x = 100\text{k}\Omega$ 。这些器件可承受比 RES11A 更高的电压，适用于卡车电池短路故障等场景。

表 2-2. RES 系列双电阻分压器

器件	$RIN_x (\text{k}\Omega)$	RG_x/RIN_x 分压比
RES11A	1	1:1, 1:1.5, 1:1.667, 1:2, 1:2.5, 1:3, 1:4, 1:5, 1:9, 1:10
RES11A-Q1	1	
RES21A	10	
RES21A-Q1	10	
RES31A	100	
RES31A-Q1	100	

根据所需使用的 V_{ref} ，表 2-3 图示内容为可订购的 RES11A 器件中哪些具有可调节分压比，能将 5V V_{supply} 和 V_{sensor} 电压转换为适用于 V_{ref} 范围。可以采用任意方式连接分压器中的 RIN_x 和 RG_x ，以调节电压，例如 $RIN/(RIN + RG)$ 或 $RG/(RIN + RG)$ 。

表 2-3. 使用 RES11A 实现不同分压比

$V_{ref} (\text{V})$	器件	使用 RIN_x 和 RG_x	将 5V 转换为… (V)
1.8	RES11A20	$RIN/(RIN + RG)$	1.67
1.8	RES11A25	$RIN/(RIN + RG)$	1.43
2.5	RES11A10	$RIN/(RIN + RG)$	2.5
2.5	RES11A15	$RIN/(RIN + RG)$	2.0
3.3	RES11A15	$RG/(RIN + RG)$	3.0
3.3	RES11A16	$RG/(RIN + RG)$	3.12

让我们分析 图 2-2 图中所示的拟采用测量方案的有效性。

定义 方程式 7、方程式 8 和 方程式 9 中的电阻器和分压器之间的分压比， $D_x (x = 1, 2, 3)$ ，其中 D_1 和 D_2 是可降低电压的衰减器， D_3 是可增大电压的增益：

$$D_1 = \frac{RIN_1}{(RG_1 + RIN_1)} \quad (7)$$

$$D2 = \frac{RIN2}{(RG2 + RIN2)} \quad (8)$$

$$D3 = \frac{R1 + R2}{R2} = 1 + \frac{R1}{R2} \quad (9)$$

跟踪器 LDO (包括 V_{os}) 的输出由下式表示 方程式 10 :

$$V_{supply} = D3(Vref + Vos) \quad (10)$$

V_{supply} 由 ADC 通过 RES11A 分压器 D1 进行测量 , 按照 方程式 11 得到 V_{supply_div} :

$$V_{supply_div} = D1D3(Vref + Vos) \quad (11)$$

传感器的增益为 K ($0 \leq K \leq 1$) , 输出与电源电压 V_{supply} 成正比。根据 方程式 12 , 传感器输出由 ADC 通过分压器 D2 进行测量 :

$$V_{sensor_div} = KD2V_{supply} = KD2D3(Vref + Vos) \quad (12)$$

ADC 具有 N 位并使用 $Vref$ 。这是一种单端单极测量 , 输出表示为 方程式 13 :

$$ADC_{output} = \frac{V_{input}}{Vref} (2^N - 1) \quad (13)$$

其中 V_{input} 是 ADC 的电压输入。

方程式 14 和 方程式 15 计算数字化 V_{supply_div} 和 V_{sensor_div} 电压 , 如下所示 :

$$V_{supply_div_digitized} = D1D3 \frac{(Vref + Vos)}{Vref} (2^N - 1) \quad (14)$$

$$V_{sensor_div_digitized} = KD2D3 \frac{(Vref + Vos)}{Vref} (2^N - 1) \quad (15)$$

微控制器获取 $V_{supply_div_digitized}$ 和 $V_{sensor_div_digitized}$ 的数字化 ADC 读数并计算分压比 (方程式 16) :

$$Computedratio = \frac{V_{sensor_div_digitized}}{V_{supply_div_digitized}} = K \frac{D2}{D1} \quad (16)$$

计算出的分压比值与 $Vref$ 、 V_{supply} 、 Vos 和 D3 无关。

因此 , 可以使用标准 1% 容差电阻器构建分压器 D3。

如果 RES11A (D1, D2) 中的两个电阻分压器完全匹配 , 则 $D1 = D2$ 且分压比 = K 。采集系统仅测量 K , 即传感器在满量程的 0% 至 100% 范围内输出。实际上 , 分压器 D1 和 D2 存在误差 , 下面我们将对此进行分析。

2.4 比较 RES11A 与离散式 0.1% 容差电阻器

您可以使用离散式 0.1% 电阻器代替 RES11A 来构建分压器 D1 和 D2。但是，这将对系统精度产生负面影响，因为这些电阻器未经匹配且误差之间不存在同步关系。

在单个电阻分压器 D 中使用离散式电阻器时，分压器分压比的总容差取决于所使用的分压器分压比 [11]。换言之，分压器中每个电阻器的容差并非简单相加。[方程式 17](#) 给出了分压器的相对误差：

$$\frac{\Delta D}{D} = \pm 2T(1 - D) \quad (17)$$

其中 ΔD 为 D 的绝对误差，T 为分压器中各电阻器的容差。

在极限条件下，当 $D \rightarrow 1$ 时， $\Delta D/D \rightarrow 0$ 。而当 $D \rightarrow 0$ 时，则 $\Delta D/D \rightarrow \pm 2T$ ，这是最坏情况下的误差。换言之，分压器衰减越高，电阻器容差引起的误差越大。

将此原理应用于拟定的双电阻分压器系统时，根据两个 ADC 读数计算出的分压比与 $D2/D1$ 成正比。因此，[方程式 18](#) 能计算包括分压器误差 $\Delta D1$ 和 $\Delta D2$ 在内的且已计算出的分压比：

$$\text{Computedratioerror} = \frac{D2 + \Delta D2}{D1 + \Delta D1} \quad (18)$$

无误差电阻器和分压器之间的分压比为 $D1 = D2 = D$ ，因此，[方程式 18](#) 给出了已计算出的分压比误差，具体如下：

$$\text{Computedratioerror}(\%) = \pm \left[\frac{1 + 2T(1 - D)}{1 - 2T(1 - D)} - 1 \right] 100\% \quad (19)$$

在极限条件下，当 $D \rightarrow 1$ 时，已计算出的分压比误差为 $\rightarrow 0$ 。而当 $D \rightarrow 0$ 时，已计算出的分压比误差 $\rightarrow \pm 4T$ ，这是最坏情况。在考虑 $D2/D1$ 中的其他误差时，例如温度漂移，可采用 [方程式 19](#)。

RES11A 的分析方法不同。数据表对 TI 出货器件的精度设定了限制 - 参数表中的数值均为最大值。两个分压器之间的匹配容差， t_M ，其最大值为 $\pm 1,000\text{ppm}$ ，或 $\pm 0.1\%$ 。在各分压器的温度系数中，漂移误差的最大值为 $\Delta t_{Dx}/\Delta T_a = \pm 2\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。因此 $D2/D1$ 的温度漂移保守值为 $\pm 4\text{ppm}/^\circ\text{C}$ 。数据表指定了两个分压器之间电阻典型匹配温度系数 $\Delta t_M/\Delta T_a = \pm 0.05\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ，但未给出最大值。

[表 2-4](#) 比较了采用 RES11A 作为 D1 和 D2 分压器与使用离散式 0.1% 容差电阻器的差异，如 [图 2-1](#) 所示。该表比较了初始精度和温度漂移情况。此用例采用 RES11A20 构建 D1 和 D2；因此 $D = 0.333$ 。

表 2-4. 使用离散式 0.1% 电阻器与 RES11A 时 D2/D1 的误差比较

参数	RES11A 容差 ($\pm\%$)	离散式 0.1% 电阻分压器容差 ($\pm\%$)
初始容差	0.1	0.267
温度漂移	0.04	0.401

RES11A 的总误差为 $\pm 0.104\%$ ，而在离散式电阻器设计中其为 $\pm 0.668\%$ 。如前所述，两种方案均需考虑其他误差项。预计 RES11A 分压器的匹配性能优于离散式 0.1% 电阻分压器。

2.5 TINA-TI™ 软件仿真

图 2-4 图示为运行直流分析的行为模型 TINA-TI™ 软件仿真。TPS7B4256-Q1 跟踪器 LDO 建模为等于 D3 的增益。RES11A20 能将 5V 调节为 1.67V，其中 $R_{INx} = 1\text{k}\Omega$ 且 $R_{GX} = 2\text{k}\Omega$ 。传感器的输出设置为 $K = 0.15$ 。为了查看系统在存在误差时如何反应，D3 增加 3% 可达到 2.86 且 $V_{os} = -6\text{mV}$ ，而 V_{ref} 增加 1% 可达到 1.818V。在图 2-4 中，已计算出的分压比保持在理想值 0.15，即 K 。

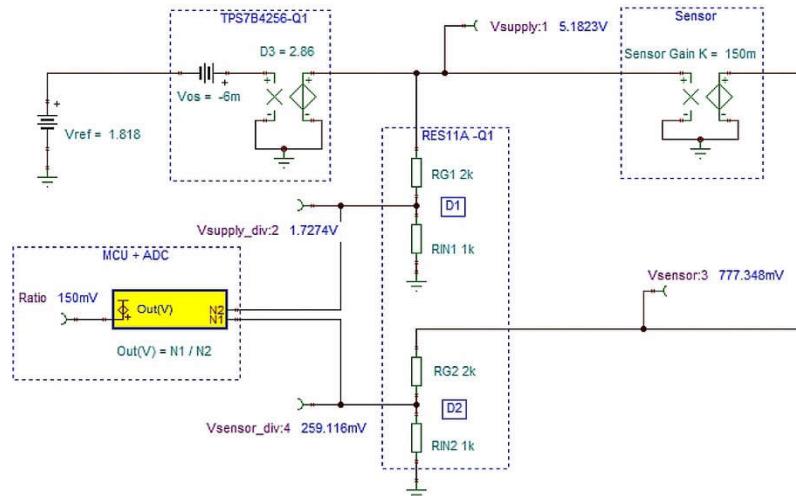


图 2-4. 在 $V_{supply} \neq V_{ref}$ 时，TINA-TI 软件对值数据采集系统进行直流分析

3 总结

当比值数据采集系统使用 $V_{ref} \neq V_{supply}$ 拓扑结构时，会引起影响精度的其他误差。使用一对匹配的电阻分压器 (RES11A) 可恢复采集系统的精度，相较于单独使用精密电阻器更具优势（且成本更低）。在比较 RES11A 的误差与使用 0.1% 离散式电阻器作为 D1 和 D2 时的初始容差及温度漂移时，RES11A 的性能提升了 6.4 倍。

4 参考资料

1. 德州仪器 (TI) , [TPS7B4255-Q1](#) 产品页面。
2. 德州仪器 (TI) , [TPS7B4256-Q1](#) 产品页面。
3. Vishay、[MCS 0402、MCT 0603、MCU 0805、MCA 1206 - 精密](#)
4. 德州仪器 (TI) , [RES11A-Q1](#) 产品页面。
5. 德州仪器 (TI) , [RES11A](#) 产品页面。
6. 德州仪器 (TI) , [精密电阻器网络导航指南](#)，产品概述。
7. 德州仪器 (TI) , [RES21A-Q1](#)，产品页面。
8. 德州仪器 (TI) , [RES21A](#) 产品页面。
9. 德州仪器 (TI) , [RES31A-Q1](#) 产品页面。
10. 德州仪器 (TI) , [RES31A](#) 产品页面。
11. 德州仪器 (TI) , [电阻器容差对电源精度的影响](#)，应用手册。

重要通知和免责声明

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出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月