



Carolus Andrews

摘要

在单电源模式工作下的电流检测放大器的检测范围都是有限的。任何放大器的满量程最终都会受到电源电压的限制，而失调电压还会影响根据设计的精度要求而能够在低端实现何种程度的现实测量。在设计过程中，必须在工作功率损耗与信号完整性之间实现良好的平衡，而这最终会限制放大器的满量程，具体取决于设计中可接受的容差。本应用手册讨论了存在这些限制的原因，并提供了可能有助于扩展此范围的仿真拓扑。另外，本文还讨论了这些设计的权衡取舍和潜在挑战。

内容

1 动态范围 (DR) 与满量程 (FSR).....	2
2 满量程范围内的误差.....	4
3 动态范围扩展.....	4
3.1 采用单个器件的失败设计.....	4
4 FET 的控制.....	11
5 结论.....	12
6 参考文献.....	12

插图清单

图 2-1. 电流检测放大器误差曲线特性.....	4
图 3-1. $R_{SHUNT} = 1.984 \Omega$ 、 $10\mu A$ 至 $100mA$ 且具有理想分流电阻容差时整个测量范围内的总输出误差 (%).....	5
图 3-2. $R_{SHUNT} = 1.984 \Omega$ 、 $100\mu A$ 至 $100mA$ 且具有理想分流电阻容差时整个测量范围内的总输出误差 (%).....	5
图 3-3. INA901 原理图 - 四十倍频程测量.....	6
图 3-4. $R_{SHUNT} = 100 \Omega$ 、 $10\mu A$ 至 $1mA$ 且具有理想分流电阻容差时整个测量范围内的总输出误差 (%).....	7
图 3-5. $10\mu A$ 至 $100mA$ 时整个测量范围内的输出电压 (%).....	8
图 3-6. $10\mu A$ 至 $100mA$ 时整个测量范围内的输出电压 (%) - 对数标度.....	8
图 3-7. INA190 宽测量原理图.....	9
图 3-8. INA190 四十倍频程设计动态范围.....	10
图 4-1. $10\mu A$ 至 $100mA$ 且具有迟滞时整个测量范围内的总输出误差 (%).....	11

表格清单

表 1-1. 增益更改影响汇总.....	2
表 3-1. TINA-TI 直流模拟误差分析.....	9

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 动态范围 (DR) 与满量程 (FSR)

随着应用范围的不断扩大，设计人员发现他们需要在设计中监视更大范围的电流。随着需要大电流的高功率应用不断扩展，同时半导体组件的发展进步使得分辨率支持在低至纳安的范围内成功完成测量，设计人员一直在寻找能够实现更宽测量范围的方法和拓扑。

有几种方法定义应用的范围，这些方法可以参考特定器件的输入或输出。通常，器件在应用中能够测量的最大输入测量范围与最小输入测量范围之比称为应用的动态范围，而最大可测的量称为满量程。满量程通常用于描述模数转换器 (ADC) 设计中可达到的最大值。例如，旨在实现 5A 至 25A 的测量范围的电流检测放大器的动态范围为 5:1，且满量程输入范围为 25A。不过，满量程也可能是指放大器可实现的最大输出，通常称为满量程输出范围。

对于电流检测放大器设计，最简单来讲，目标是通过分流电阻器将电流信号范围转换为电压范围，并提供选定的增益来将该信号映射到放大器能够支持的最大输出电压范围内。对于大多数电流检测放大器，可供利用的输出范围为从比地电平高几毫伏到比电源轨低几毫伏（尽管为了获得最佳结果，还应该考虑放大器的线性工作范围）。但随着应用的动态范围变得更宽，这种简单的设计规划开始变得行不通。此时，可以讨论各个设计方面，以了解要做出的权衡取舍以及动态范围会受到怎样的影响。

使用电流检测放大器进行设计时，设计构建上存在一些自由度，其中分流电阻器上测得的电流与放大器的输出之间的典型关系公式如 [方程式 1](#) 所示：

$$V_{OUT} = I_{负载} \times R_{SHUNT} \times 增益 \quad (1)$$

从 [方程式 1](#) 可以看到，设计人员基本上拥有三个选项来帮助他们构建设计：电源电压的幅度、所选的增益选项，以及分流电阻器的大小。

- **电源电压**

在需要宽动态范围的设计中，尽管下游电路也可能会影响该选择，但建议最大程度地增加电源电压，以便为设计提供最宽的输出范围。如果提供的 V_S 小于建议的最大值，则会直接导致单个器件的动态范围缩小。

- **增益**

选择具有较大增益的放大器通常是个折衷之法：这样可以减小失调电压的影响，能够针对较小的信号生成更高的信号完整性（对信号进行数字化处理时，选择较大的增益还能提高分辨率），从而减小低量程区域内的误差。不过，增益越大，放大器的输出也会越快地达到最大值，简单地说就是其支持的动态范围也越小。因此，增加增益通常在精密范围设计中更加有用。在这类设计中，测量的动态范围相当小，或者也可以扩展放大器的电源电压范围以支持更高端的输出。

例如，当系统采用 INA293 和 5V 电源时，设计所需的范围为 20mA 至 1A。在将共模抑制比 (CMRR) 忽略不计的情况下，如果设计人员要实现 200mΩ 分流电阻器，则在 20mA 条件下生成的分流电压为 4mV，并且根据 [电流检测放大器比较和误差工具](#) 中所述，此时 A1 型号的误差为 3.86%。假设需要更高的精度，则可考虑设置使用 A2 型号；在相同的测量条件下，误差现在减小至 2.12%。不过，此器件迁移的缺点是通过升高到更高的增益，该设计中放大器可测量的最大允许范围会减小。在这种情况下，虽然下限的误差有所减少，但这也导致该设计无效，因为对于 200-mΩ 分流器，1A 不再是可实现的测量，A2 器件会在 485mA 处达到饱和，如 [方程式 2](#) 和 [方程式 3](#) 所示。

$$I_{LOAD, MAX, A1} = \frac{V_{OUT, MAX}}{GAIN \times R_{SHUNT}} = \frac{4.85 V}{20 \frac{V}{V} \times 200 m\Omega} = 1.2125 A \quad (2)$$

$$I_{LOAD, MAX, A2} = \frac{V_{OUT, MAX}}{GAIN \times R_{SHUNT}} = \frac{4.85 V}{50 \frac{V}{V} \times 200 m\Omega} = 0.485 A \quad (3)$$

因此，对于本白皮书主题中所述的更宽的测量范围，结果表明较小的增益可以使动态范围达到最大，因此此类设计，通常会选择 A1 型号。[表 1-1](#) 中汇总了此示例。

表 1-1. 增益更改影响汇总

器件型号	增益 (V/V)	20mV 时的误差 (%)	最大测量负载 (A)
INA293A1	20	3.86	1.2125

表 1-1. 增益更改影响汇总 (continued)

器件型号	增益 (V/V)	20mV 时的误差 (%)	最大测量负载 (A)
INA293A2	50	2.12	0.485

• 分流电阻器

分流电阻器是在给定系统中需要考虑的最后一个方面。分流电阻器设计的挑战是优化低端时的误差以及高端时的分流功率损耗。对于特定的电流点，欧姆定律非常清楚；要生成额外的电压信号而忽略失调电压的影响，则必须增加分流电阻器的电阻。然而，其代价是损耗电阻，表现为发热，在很多情况下，对于给定的设计来说，成功地管理这一点可能会成为一个挑战。

以使用 INA240 来测量 100A 的最大电流的任意高电流应用设计为例。考虑到 INA240 的摆幅限制，假定器件供电电源为 5V，INA240 能够提供的最大最坏情况下的输出为 4.8V，而假定使用 A1 型号 (GAIN = 20V/V) 时，设计中能够使用的最大分流电阻为：

$$R_{\text{SHUNT, 最大值}} = \frac{V_{\text{OUT, 最大值}}}{\text{增益} \times I_{\text{负载, 最大值}}} = \frac{4.8 \text{ V}}{20 \frac{\text{V}}{\text{V}} \times 100 \text{ A}} = 2.4 \text{ m}\Omega \quad (4)$$

此结果表明，可以选择高达 2.4mΩ 的分流电阻，而不会导致器件出现饱和（尽管通常建议从电源轨上保留一些裕量），但这并不一定意味着这就是该设计的最佳分流电阻。虽然本白皮书中选择的此分流电阻能够最大限度地确保被测负载上的信号完整性，但在最大电流电平下分流电阻上消耗的功率为 24W。

$$P_{\text{LOSS, SHUNT}} = I_{\text{负载}}^2 \times R_{\text{SHUNT}} = (100 \text{ A})^2 \times 2.4 \text{ m}\Omega = 24 \text{ W} \quad (5)$$

最后，根据最后一个示例，还可以检查所需的动态范围，因为如果可以选择更大的增益，同时仍能捕捉必要的测量范围，则可以按照此相同的因数减少分流电阻。

对于很多应用，这可能会超出系统可管理的散热限制，并需要重新考虑分流电阻选择，而不是按照该值进行设计。此处的替代方案是选择比所计算出最大值更小的分流电阻，因为选择较小的分流电阻可以按比例减少损耗的功率，但代价是信号完整性会受损，即无法利用该器件可实现的满量程输出范围。这也降低了低端时测量的信号完整性，导致误差增加，其中放大器的失调电压可能会损害测量的精度。

2 满量程范围内的误差

在测量范围的低端，放大器固有的失调电压会对由分流电阻转换的信号造成更大的影响。这将导致随着测量值趋向于零，误差反而会按比例增加。根据为测量最大值选择的分流电阻器，甚至可以发现下限范围内的测量值中完全由失调电压占主导，并且由于误差的大小，该测量值实际上无法使用。电流检测放大器误差曲线特性显示了电流检测放大器的通用误差曲线，以及在沿着误差曲线的每个方向移动时误差曲线中占主导的两个行为。

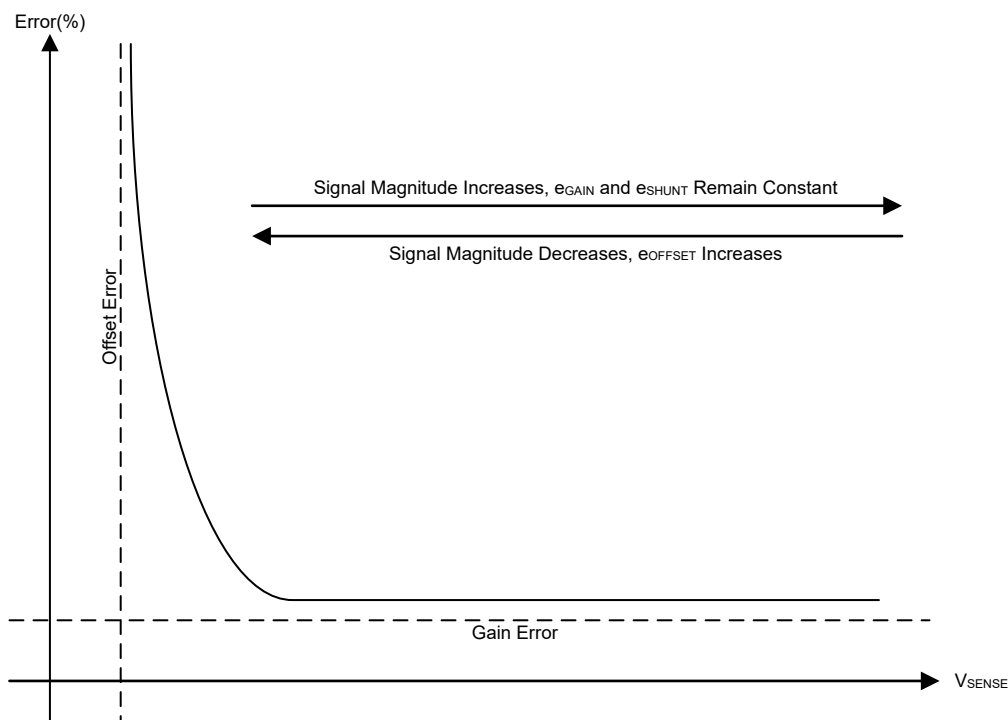


图 2-1. 电流检测放大器误差曲线特性

当测量的信号减小时，该信号相对于器件的偏移电压所占的比例越来越小，偏移误差在测量中越来越占主导地位，最后导致测量值会因为误差而变得不可接受。当信号增加并接近放大器的输出限制时，电压失调会变成不那么重要的因素。然而，增益误差以及所选分流电阻的容差误差等固定误差会产生一个 y 轴渐近线，可视为最佳情况下的信号的误差测量值。对于通常用于计算总误差的平方和根近似值，这些静态值会成为满量程时的主要误差源，并导致在误差方面可实现最小限制。

3 动态范围扩展

节 1 中讨论的各种限制带来了一项挑战，那就是按照动态范围进行设计，这通常藉由使用单个器件不太容易实现。

要探索的第一个可能选择是可通过校准扩展动态范围。然而，由于可扩展性方面的问题，这往往是不可行的。因此，对于模拟器件，此类用例中通常必须做到的是设计两个（或更多）单独的放大器，以便有效地将动态范围拆分成设计中每个单独阶段可以实现的部分。

本节中介绍了一种用于 INA190 的此类拓扑设计，该设计适用于 $10\mu\text{A}$ 至 100mA 的用例，其中共模电压为 24V 且电源电压为 5V 。该设计的目的是实现测量曲线上任意给定点的误差均小于 5% 。

3.1 采用单个器件的失败设计

设计能够检测微安范围内电流的放大器时，必须考虑的一个设计方面是放大器的输入偏置电流。由于这些电流最终会流经分流电阻并进入放大器的 IN^- 桥臂，因此设计人员只能使用输入偏置电流远小于所需最小测量点的放大器。因而，对于需要测量微安电流的设计，TI 产品系列中最佳选择是 INA190。在最差的情况下，该器件的偏置电流大小为 3nA ，这应该能够尽可能地减少此误差在低量程中的影响。然而，此动态范围 ($10000:1$) 如此巨大会带来一个问题。

对于 INA190，由于最差情况下的摆幅至电压轨的限制，可实现的最大输出为 4.96V，因此对于最大为 100mA 的测量值，计算得出的最大可能分流电阻为 1.984 Ω。

$$R_{SHUNT, \max} = \frac{V_{OUT, \max}}{\text{增益} \times I_{\text{负载}, \max}} = \frac{4.96 \text{ V}}{25 \times 100 \text{ mA}} = 1.984 \Omega \quad (6)$$

对于给定的条件，图 3-1 提供了采用此分流电阻时设计的总体输出误差曲线，而图 3-2 仅探讨了最低 0.1mA 的误差曲线，以便获得更高的粒度。

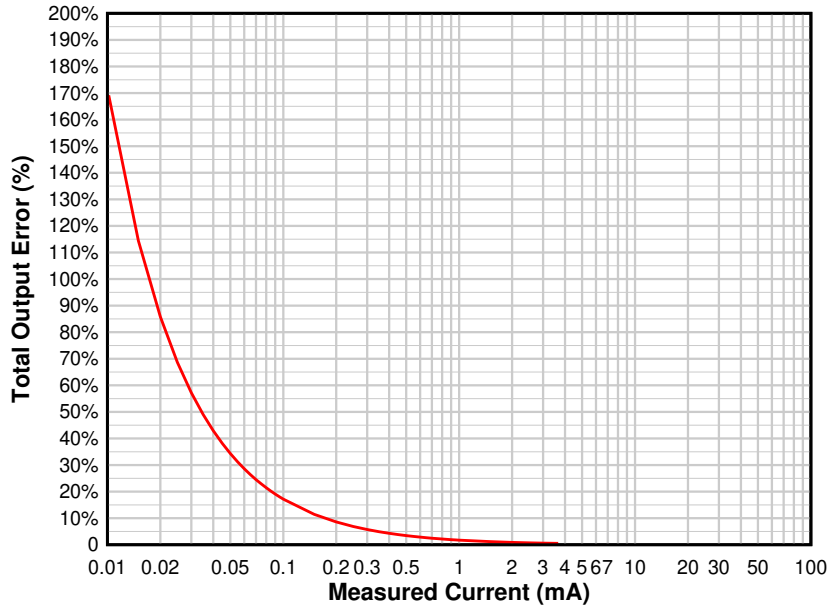


图 3-1. $R_{SHUNT} = 1.984 \Omega$ 、10 μA 至 100mA 且具有理想分流电阻容差时整个测量范围内的总输出误差 (%)

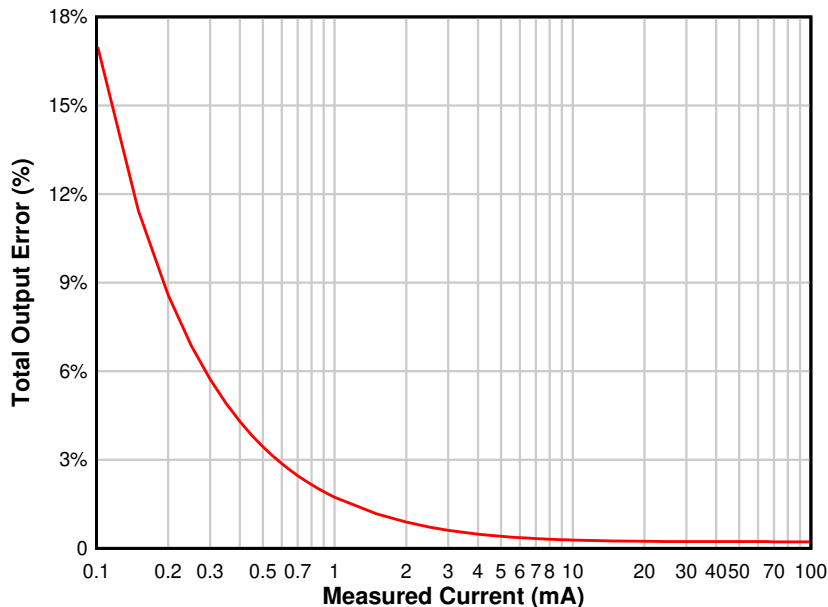


图 3-2. $R_{SHUNT} = 1.984 \Omega$ 、100 μA 至 100mA 且具有理想分流电阻容差时整个测量范围内的总输出误差 (%)

从后一条曲线可以看出，仅利用此器件无法满足该设计的误差规格要求。误差在约 300 μA 时变得大于 5%，超过了所需的 10 μA 最小设计值。在这个较小的设计末端，对于多个电流选择，实际上没有信号完整性，导致在 10 μA 时的误差大于 150%。一旦选择了实际的 E96 或 E192 分流电阻值后，再加上考虑到分流电阻容差误差，情况就会变得更糟糕。

由于单个器件无法在设计范围内实现所需的误差规格，因此可以将量程拆分成多个部分，每个级负责量程的一部分来实现所需的规格。虽然存在很多不同的拓扑，但以下拓扑利用两个串联的分流电阻器将量程拆分成两个单独的测量区域。一个 P 沟道 MOSFET 在偏置时用作这些电阻器中较大电阻器上的虚拟短路，从而建立以下分流电阻器条件：

1. 当 PFET 断开时，总分流电阻为 $R_{SHUNT,1}$ 和 $R_{SHUNT,2}$ 之和。
2. 当 PFET 接通时，它用作 $R_{SHUNT,1}$ 的虚拟短路，并改为将大致 FET 的 $R_{DS(ON)}$ 用于分流电阻测量（实际影响为 $R_{DS(ON)}$ 与 $R_{SHUNT,1}$ 并联）。设计中可能选择将 FET 最差情况下的 $R_{DS(ON)}$ 作为 $R_{SHUNT,2}$ 的影响误差，或者设计人员可能选择将 FET 的标称 $R_{DS(ON)}$ 包含在建议的分流电阻中，从而将容差误差减小至所选 FET 的 $R_{DS(ON)}$ 的标称值与最差值之间的差值。

要在高侧实现此设计，需要几个额外的元件，以确保 PFET 能够在正确的区域偏置，因为 FET 的源极电压大致等于设计的共模电压。这是通过 2N3904 BJT 晶体管、5.1V 齐纳二极管和几个电阻器来实现的。当 BJT 未偏置时，上拉电阻器与 BJT 配合使用将 FET 的栅极电压设为 $V_{CM} = 24V$ ，当 BJT 偏置时，齐纳二极管迫使栅极电压为 V_{CM} 低于 5V，从而使 PFET 进行正向操作状态。INA901 原理图 - 四十倍频程测量显示了建议的设计。

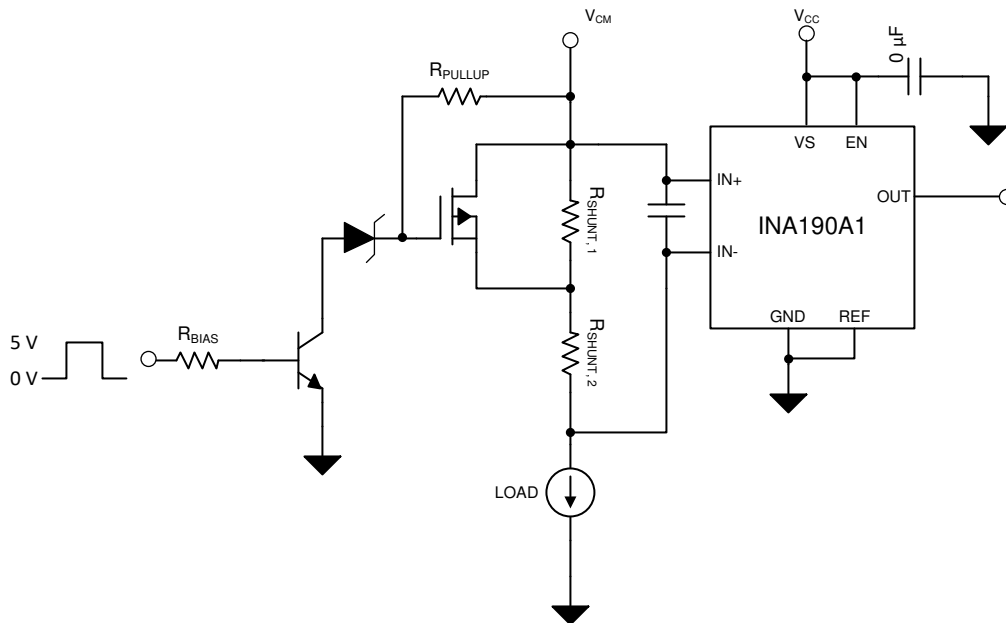


图 3-3. INA901 原理图 - 四十倍频程测量

利用此类拓扑同样也存在着一些相应的挑战。首先，在选择电阻器时，必须确保所选分流电阻器的压降不会对负载造成不必要的损害。另外，在开关网络的导通和关断时间期间，可能会出现失真效应，从而在切换期间使测量变得不可靠。最后，由于必须控制 FET 并记录其所在的状态，因此需要逻辑器件才能使用此类拓扑。节 4 中讨论了这一点。

设计步骤如下：

1. **设置上部区域限制：**首先设计分流器，连接到到所选放大器的完整输出范围，同时考虑电源注意事项。如前面计算得出的，与上一节中的设计一样，上部区域的最大可能分流电阻为 $1.984\ \Omega$ 。正如前文所确定的，利用单个器件提供这样的动态范围来实现规定的精度是不可接受的，因此现在的目标是为设计的较低部分创建另一个设计，然后通过 FET 的导通电压将这两个设计拼接在一起。因此，应在输出曲线上选择一个点，作为两个部分之间的过渡点。确保所选的点能够继续满足所需的规格并具有一些裕度。如 $R_{SHUNT} = 1.984\ \Omega$ 、 $100\ \mu A$ 至 $100\ mA$ 且具有理想分流电阻容差时整个测量范围内的总输出误差 (%) 所示，在 $1\ mA$ 条件下，所选分流电阻之前的预期总误差小于 2%，因此选择了该点作为截止点。由于 $1.984\ \Omega$ 不是标准的电阻器值，因此选择最接近的标准值，四舍五入为 $1.96\ \Omega$ 。
2. **设计下部区域：**利用第 1 步中所选上部区域的下限，将此设为器件的满量程输入，并重新计算此区域的另一个“总”分流电阻值。

$$R_{SHUNT, \max} = \frac{V_{OUT, \max}}{\text{增益} \times I_{\text{负载}, \max}} = \frac{4.96 \text{ V}}{25 \times 1 \text{ mA}} = 198.4 \Omega \quad (7)$$

该计算表明，对于此区域，可以使用高达 198.4 Ω 的分流电阻。通常建议选择小于 198.4 Ω 的值。该值提供了一些可供调整的裕度，以及在必要时提供一些迟滞，以便在两个区域之间更加稳定地过渡。为了方便起见，这里选择了 100 Ω 作为下部区域的分流电阻值。为下部区域选择该值后， $R_{SHUNT} = 100 \Omega$ 、10 μA 至 1 mA 且具有理想分流电阻容差时整个测量范围内的总输出误差 (%) 显示了此电阻对应的预期总输出误差。

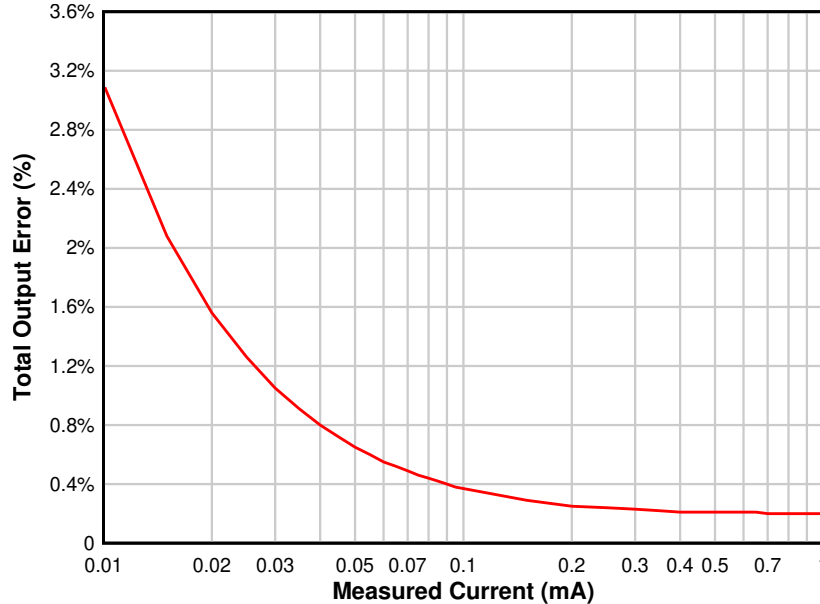


图 3-4. $R_{SHUNT} = 100 \Omega$ 、10 μA 至 1 mA 且具有理想分流电阻容差时整个测量范围内的总输出误差 (%)

- 选择 FET：理想情况下，所选的 FET 需要具有尽可能小的 $R_{DS(ON)}$ 。这里存在一个挑战，即通常情况下，具有较小 $R_{DS(ON)}$ 值的 FET 是通过采用较大的基板来实现的，因此对于空间有限的应用来说，可能更难以实现较小的值。在本设计中，选择了 CSD22206W P 沟道 FET，其中 $V_{GS} = -4.5V$ 时 $R_{DS(ON)}$ 最大值为 5.7 mΩ (典型值为 4.7 mΩ)。
- 确认上部分流电阻值：对于每个设计状态，都是结合两个元件来构成设计的分流电阻值。当 FET 断开时，相应元件为串联的 $R_{SHUNT, 1}$ 和 $R_{SHUNT, 2}$ 。由于此类设计中会使用逻辑器件，因此可以在逻辑器件中编程设置真实的标称值，而误差就是最差情况下两个电阻器的容差值。由于这两个电阻器是串联的，其值会相加；如果为这两个电阻器选择相同的容差值，那么最坏情况下的容差误差就是所选的容差值。
- 确认下部分流电阻值：当 FET 接通时， $R_{DS(ON)}$ 会变为占主导的上部元件，而总分流电阻值为该值与 $R_{SHUNT, 2}$ 串联。对此区域重复上一步骤，可以发现，下部区域的标称分流电阻值为 $R_{SHUNT, 2}$ 与 FET 的典型 $R_{DS(ON)}$ 值之和，也即 1.9647 Ω。这仍然小于计算得出的最大值 1.984 Ω，因此是有效的选择。虽然 $R_{DS(ON)}$ 的容差与 FET 的电阻值来说相差很大，但是对总电阻值的总体影响很小，因此不会导致误差过大，具体如方程式 8 和方程式 9 所示。

$$R_{SHUNT, \max} = R_{SHUNT, 2, \max} + R_{DS(ON), \max} = 1.962 \Omega + 0.0057 \Omega = 1.9677 \Omega \quad (8)$$

$$\epsilon_{SHUNT} = \frac{\epsilon_{SHUNT, \text{实际值}} - \epsilon_{SHUNT, \text{IDEAL}}}{\epsilon_{SHUNT, \text{IDEAL}}} \times 100\% = \frac{3 \text{ m}\Omega}{1.9647 \Omega} \times 100\% = 0.153\% \quad (9)$$

- 如果需要，建立迟滞：必要时，还可以使用迟滞设置点来确保 FET 过渡点的稳定性。这里决定了在 1 mA 和 1.5 mA 之间设置迟滞点，以确保 FET 中的平稳过渡。FET 的控制中对此进行了更加详细的讨论。

10 μA 至 100 mA 时整个测量范围内的输出电压 (V) 显示了所得到设计的输出范围。请注意，此曲线显示 P 沟道激活发生在 1.5 mA 标记处，与前面提到的迟滞正向点一致。

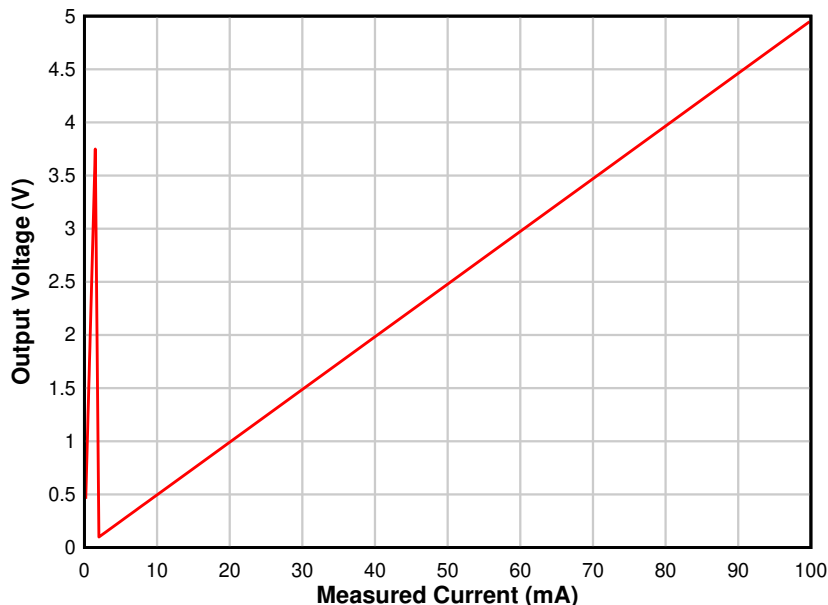


图 3-5. 10 μ A 至 100mA 时整个测量范围内的输出电压 (%)

要注意的一个重要方面是所指定的实际十倍频程电流测量值。在检查电流检测放大器的整个范围时，对于新设计人员来说，这样少量的实际检测范围专用于设计的其中一个部分，往往会觉得这很愚蠢，但 10 μ A 至 100mA 时整个测量范围内的输出电压 (V) - 对数标度显示了图 3-5 中相同的数据，其中 x 轴现在采用对数标度：

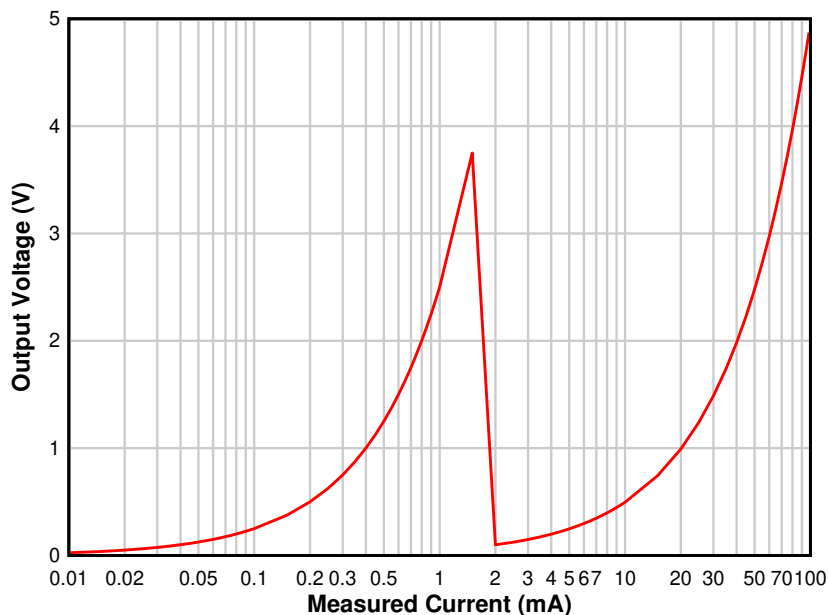


图 3-6. 10 μ A 至 100mA 时整个测量范围内的输出电压 (%) - 对数标度

以对数底数形式查看该范围可以观察到，从“十倍频程测量”角度来看，这些分段各自均大致占相同的比例，其中每个器件处理约 20 个测量值。各种器件或许都能够或多或少地自行处理，并通常主要由器件在最差情况下的失调电压来指示。

然后，在 TINA-TI 中对设计进行模拟，以确认设计预期。INA190 宽测量原理图显示了模拟以及测量点。

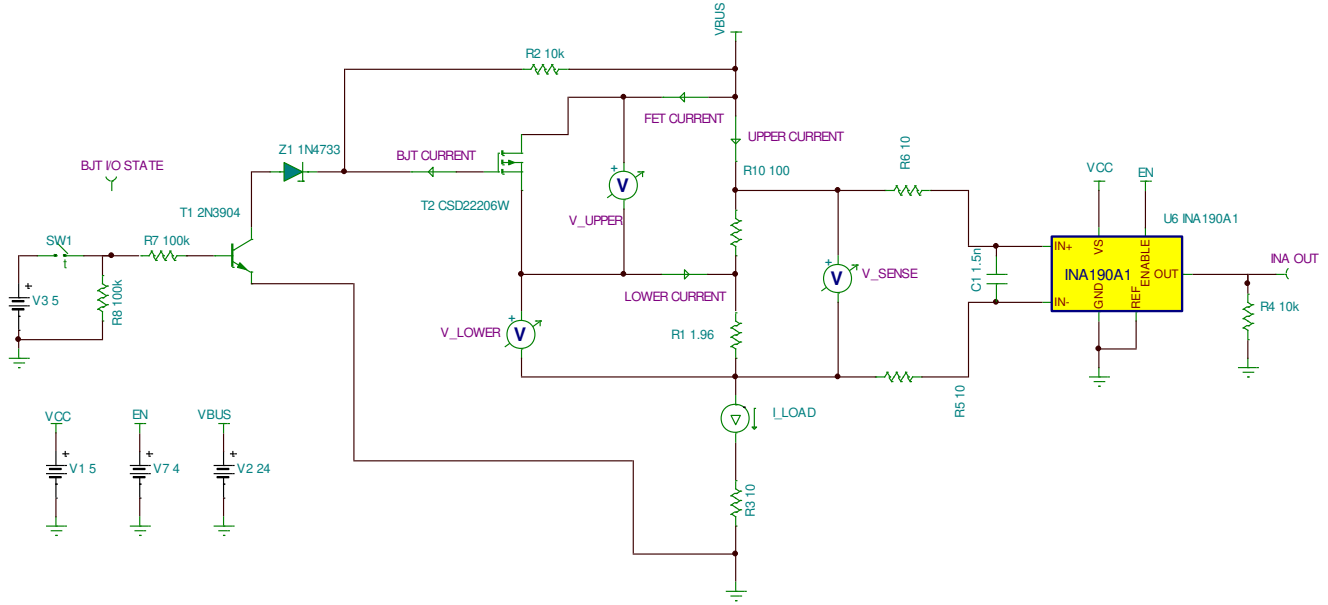


图 3-7. INA190 宽测量原理图

对于模拟，进行了直流分析，以检查整个范围内的预期输出。表 3-1 列出了该电路的预期直流输出。请注意，TINA-TI SPICE 模型包含各种典型参数，因此相较于而不是最差情况下的性能，下限范围内的误差与典型性能更为一致。

表 3-1. TINA-TI 直流模拟误差分析

负载电流	FET 状态	检测电压	INA 实际输出电压	INA 理想输出电压 (V)	误差 (%)
10 μ A	关闭	995.65 μ V	25.102 mV	24.9 mV	0.85
20 μ A	关闭	1.991 mV	49.99 mV	49.8 mV	0.42
50 μ A	关闭	4.978 mV	124.656 mV	124 mV	0.17
75 μ A	关闭	7.467 mV	186.876 mV	187 mV	0.11
100 μ A	关闭	9.956 mV	249.1 mV	249 mV	0.08
200 μ A	关闭	19.912 mV	497.98mV	498 mV	0.04
500 μ A	关闭	49.779 mV	1.245 V	1.24 V	0.01
750 μ A	关闭	74.669 mV	1.867 V	1.87 V	0.01
1mA	关闭	99.558 mV	2.489 V	2.49 V	0.01
2mA	ON	3.943 mV	98.790 mV	98.6 mV	0.21
5mA	ON	9.837 mV	246.118 mV	246 mV	0.08
7.5mA	ON	14.748 mV	368.890 mV	369 mV	0.05
10mA	ON	19.66 mV	491.663 mV	491 mV	0.04
20mA	ON	39.304 mV	982.753 mV	983 mV	0.02
50mA	ON	98.238 mV	2.456 V	2.46 V	0.01
75mA	ON	147.35 mV	3.684 V	3.68 V	0.01
100mA	ON	196.461 mV	4.911 V	4.91 V	0.01

对于交流响应，这里结合利用了基于时间的阶跃响应信号与基于时间的开关来模仿 GPIO 栅极控制引脚的过渡情况。在实现中，此逻辑过渡通过 GPIO 执行并使用数字化输出作为反馈来在逻辑器件中进行跟踪，同时还会表现出一定的延迟。请注意，如 *INA190 具有使能功能的双向、低功耗、零漂移、宽动态范围精密电流检测放大器* 数据表的“阶跃响应 (10mVPP 输入阶跃)”所示，INA190 输出需要约 40 μ s 来建立至稳定状态。*INA190 四十倍频程设计动态响应*显示了 INA190 输出建立至稳定状态所需的值。

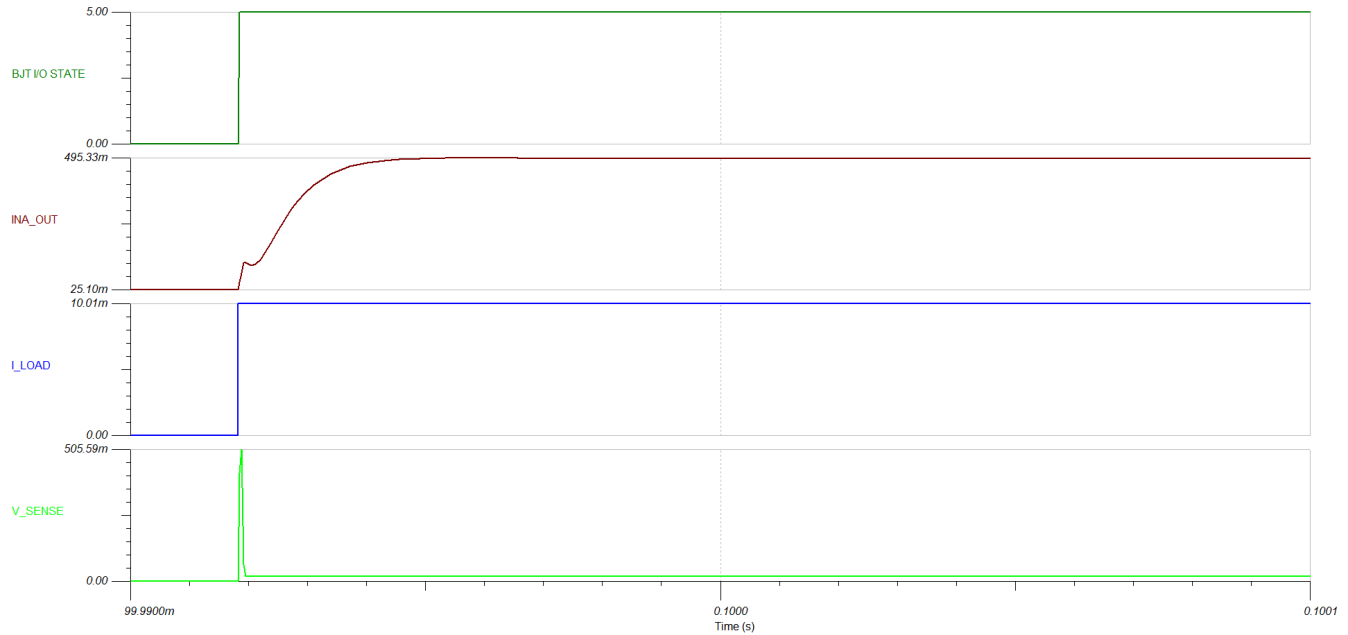


图 3-8. INA190 四十倍频程设计动态范围

不出所料，可以观察到当 FET 激活并更改不同状态间的有效电阻时，这里存在一定的失真。

4 FET 的控制

在设计多量程拓扑时，此类设计中通常需要逻辑器件，因为必须知道用于切换量程的 P 沟道 FET 栅极控制并对其进行跟踪，以便提供稳健的系统性能和保护。这是因为电流检测放大器的输出信号在不同的量程范围内是重复的。以设计中的 3V 输出点为例，可在任一设计量程内实现 3V 的输出，其中在低量程区域中对应于 1.2mA，而在高量程区域中则对应于 61.1mA。从稳态方面考虑，所需的解决方案非常简单：通过控制栅极引脚的状态来考虑 P 沟道栅极的状态，并对系统进行编程，以通过存储器中保存的相应分流电阻值来辨别测量值。

不过，在系统初始化期间，该情形会变得更加复杂。建议的解决方案是始终从最高状态开始，然后通过逻辑器件中比较信号来降至合适的量程。该方法的重要性在于，低量程的电阻值可能对高量程下的电流产生意外的影响，可能导致系统上出现过功率或欠压效应，因为压降可能会线路的负载电压中占主导。

最后，根据被测电流信号的波动性以及标称工作范围，可能有必要为测量回路设计迟滞，以防止测量算法中出现意外抖动。虽然值的分布通常取决于应用，但 10 μ A 至 100mA 且具有迟滞时整个测量范围内的总输出误差 (%) 显示了放大的误差曲线，其中系统在负载大于 1.5mA 时转换至高量程，但直到电流降至 1mA 以下后，才返回到低量程状态。根据观察，不管状态如何，最差情况下的总误差仍小于 5%，并且从整个量程来看实际上小于 3%，因此满足原始的设计规格。

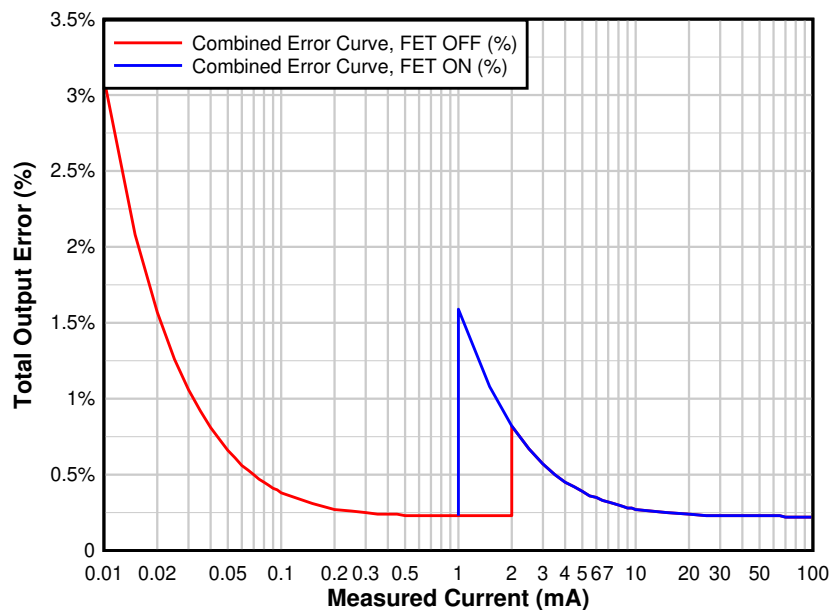


图 4-1. 10 μ A 至 100mA 且具有迟滞时整个测量范围内的总输出误差 (%)

5 结论

在设计具有给定误差规格的电流检测放大器时，动态范围是一个需要考虑的重要因素。在可能的最大分流电阻条件下探讨总动态范围的误差时，简化了放大器的分析，因为如果此时设计无法达到精度要求，那么无论电源注意事项如何，在最大值以下的分流电阻选项都不起作用，并且需要一些额外的步骤才能确保设计成功。

本白皮书中介绍的拓扑并非详尽无遗，而只是扩展电流检测设计动态范围的众多不同方式之一。除了 MOSFET 外，还可以研究很多其他选项，例如多路复用器、负载开关等等。然而，这些独特电路各自都存在一些潜在的挑战，而要实现此类设计，就必须要考虑这些挑战，并且应用的电流范围往往是决定因素。

除了模拟输出选项外，数字选项也是满足此类设计需求的一个不错考虑方向。由于整个系统通常都集成到这些器件中，包括对数据进行数字化，因此可以对这些器件进行修整来达到失调电压优化。这类器件的最新系列，例如 INA228 和 INA229，通常能够自行处理最多五十倍频程测量，因为它们具有 20 位的分辨率。

最后，在实现分离动态范围拓扑时应当谨慎处理，以确保稳健的性能。因为系统中通常检测的电流都是直接负载，所以设计人员必须确保引入的开关方案不会导致“先断后合”布局，那种情况下负载线路可能会中断。另外，出于同样的原因，还需要注意检测电阻器的压降。

6 参考文献

- 德州仪器 (TI), [INA240 -4V 至 80V、具有增强型 PWM 抑制的双向、超精密电流检测放大器](#) 数据表

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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司