

扩大40年期电源电压范围， 从<300uA到3A无电阻电流 检测解决方案

Bich Pham, Maxim Integrated应用工程师

Ashwin Badri Narayanan, Maxim Integrated应用工程师

摘要

本文介绍了一种无电阻、大于40年动态范围的电流检测解决方案，并描述了一种简单的方法，仅使用齐纳二极管和两个MOSFET（场效应晶体管）就可以将其电源电压范围扩大到6V-36V。以MAX40016为例提供了原理图和测试结果。

测量系统中的电流是监测系统状态的一种基本而有效的工具。随着先进技术的发展，电子或电气系统的物理尺寸大大缩小，降低了功耗和成本，并且在性能方面并没有太多让步。每个电子设备都在监测自己的健康和状态，这些诊断提供了管理系统所需的重要信息，甚至决定了其未来的设计升级。

系统中越来越需要测量大范围电流，从微小电流一直到几安培电流。例如，在以下情况下，确定系统中高动态范围的电流流动或消耗情况：

1. 睡眠/非活跃电流，以确定除正常运行外的总体负载性能和估算电池/电源功率。
2. ATE/测试环境需要处理从微小/低微安培级电流到安培级电流，这就需要进行研发或生产级的测试
3. 生产车间环境，以发现生产问题（积聚在IC下的焊剂、不必要的焊料短路或开路），以及正常的操作功能测试。
4. 工业设备监测，开启和关闭期间的功耗可显示设备的健康状况，例如，监测设备的正常电流和泄漏电流，以确定其随时间推移的磨损情况。

在高达80V的高电压电平（共模电平）应用中，由外部的简单电流检测放大器(CSA)（但为了使结构达到精度和准确性要求，集成电路的设计比较复杂）和检测电阻器组成的方案可以解决电流测量时的大多数问题。电流检测放大器目前具有出色的准确度和精度，满足实现微安级电流的要求，同时保持更好的信噪比(SNR)性能，从而提供系统设计所需的测量分辨率。

然而，为设计人员选择优化的CSA并不是一件容易的事情。有一些权衡因素需要考虑（图2）：

1. 可用的电源
2. 最小可检测电流（转化为器件的最小输入失调电压(V_{OS})）
3. 最大可检测电流（转化为最大输入检测电压(V_{SENSE})）
4. R_{SENSE} 上允许的功耗

由于差分电压范围由电流检测放大器的选择来设定，因此增加 R_{SENSE} 值可以提高较低电流值的测量精度，但在较高的电流下功耗较高，这可能是不可接受的。另外，检测电流的范围也有所降低（ $I_{MIN}:I_{MAX}$ ）。

降低 R_{SENSE} 值更有利，因为它减少了电阻的功耗，增大了检测电流范围。降低 R_{SENSE} 值可降低信噪比（可以通过计算平均值，取平均输入噪声来改善信噪比）。应当注意的是，在这种情况下，设备的偏移会影响测量的精度。通常，会在室温下进行校准，以提高系统精度，通过增加某些系统的测试成本来消除失调电压。

此外，输入差分电压范围(V_{SENSE})取决于电源电压或内部/外部基准电压和增益：

$$V_{SENSE} = \frac{V_{DD} \text{ or } V_{REF}}{GAIN}$$

在任何实现高电流范围的应用中，目的都是在既定的精度预算下最大限度地扩大动态范围，这一般通过以下公式来估算：

$$Dynamic\ Range\ (decade) = LOG \left\{ \frac{V_{SENSE-RANGE}}{V_{SENSE-MIN}} \right\}$$

大多数CSA的 $V_{SENSE-RANGE}$ 通常是100mV，输入失调电压约为10 μ V。请注意，如果选择 $V_{SENSE-MIN}$ 作为10x V_{OS} 系数，则在未校准系统中，最多可得出30年 \pm 10%的误差。同样，如果选择100x V_{OS} ，则可以达到 \pm 1%的误差范围，但动态范围会缩减到20年。因此，在动态范围

和精度之间存在一个权衡：收紧精度预算会减少 V_{SENSE_MIN} 所决定的动态范围，反之亦然。

有一点需要注意，在 $CSA + R_{SENSE}$ 系统中， R_{SENSE} （容差和温度系数）通常是系统总精度的瓶颈。与电量计、带集成芯片电阻器的CSA、使用运算的差分放大器的分立式器件实现等其它替代方案相比，它简单、可靠且成本合理，仍然是行业中监控/测量系统电流的有效做法。也有更高级别容差和温度系数检测电阻，只是价格比较高。应用在温度范围内的总误差预算需要与 R_{SENSE} 产生的误差相当。

无电阻检测解决方案

对于需要测量从几百微安到几安培电流的更高动态范围应用，下方图3所示的集成式电流检测器件(U1)是非常有用、有效的解决方案。该解决方案满足以下条件：

1. 集成式检测元件（无电阻）
2. 超过40年的电流检测动态范围
3. 电流输出功能（与160Ω LOAD一起提供0-1V的 V_{OUT} ，与所有ADC/微控制器电流输入实现方案兼容）。

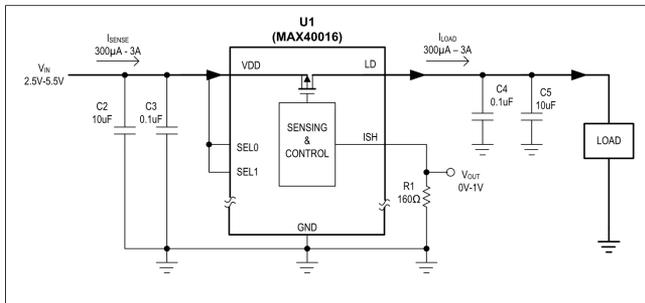


图3. 带有集成电流检测元件的2.5V至5.5V电流检测系统

代替外部检流电阻，在 V_{DD} 输入和负载(LD)输出之间配置集成检测器件，能够测量100 μ A至3.3A的系统负载电流(I_{LOAD})。增益为1/500的内部增益块提供输出电流ISH，即 $\frac{I_{LOAD}}{500}$ 。在ISH电流输出和接地间连接一个160 Ω 电阻，可得到0V至1V的 V_{ISH} 电压输出。

在负载电流为3A时，检测元件装置上 V_{DD} 和LD之间的压降约为60mV（曲线图1），相当于仅有180mW的功耗，而在较低的电流值下，观察到的检测100 μ A范围的总误差在10%左右（曲线图2）。该方案在较高电流负载下功耗较小，在较低电流水平下仍能保持较好的误差预算，优于图1中的传统检测电路。因此，需要更大电流检测范围（最高可达3A）的应用可以从这个方案中受益。

具有扩展线路/输入电压的无电阻检测方案

图4是图3的输入电压范围扩展，其中U1的电源电压现在可以接受更高的线路电压，可高达6V至36V。齐纳二极管(D1)将 V_{DD} 和PFET(M1)栅极之间的电压维持在5.6V。高压线路的大部分被M1吸收，M1的

源电压钳位在与 V_{DD} 输入电压相差大约4V-4.5V的水平，从而将U1的工作电压($V_{DD}-V_{SS}$)维持在正常工作范围内（曲线图3）。然后，这个M1的源电压为M2 PFET的栅极电压提供偏置。M2 PFET源电压处于 $V_{SS}(U1) + V_{TH}(M2)$ 的水平，确保U1 ISH输出在可接受的电压水平内。ISH电流输出和R1相对于接地端产生0至1V的输出电压。

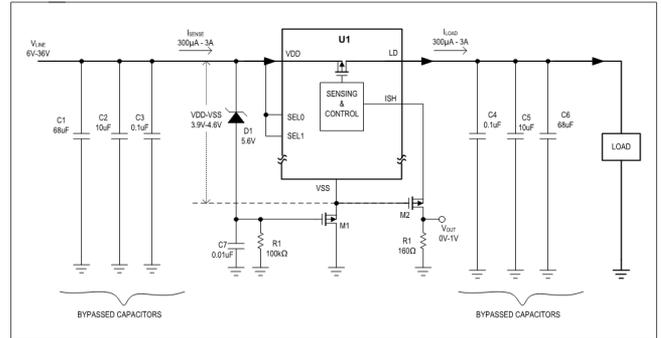
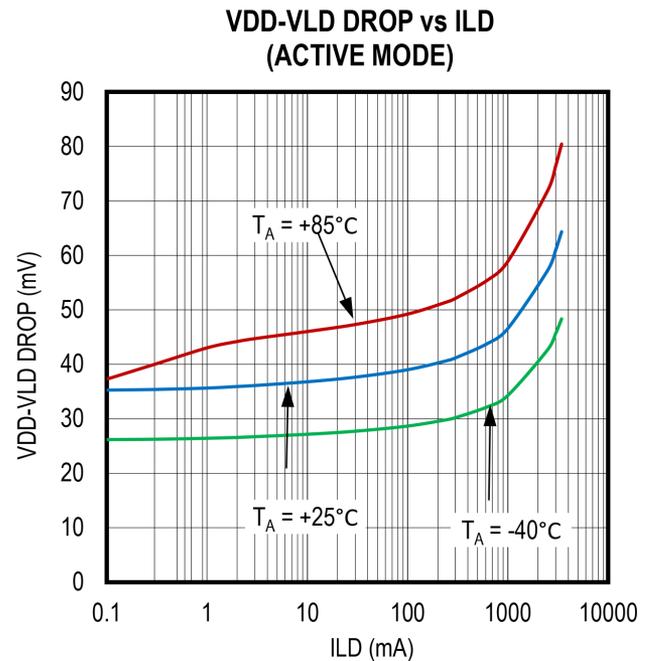


图4. 带有集成电流检测元件的6V至36V电流检测系统

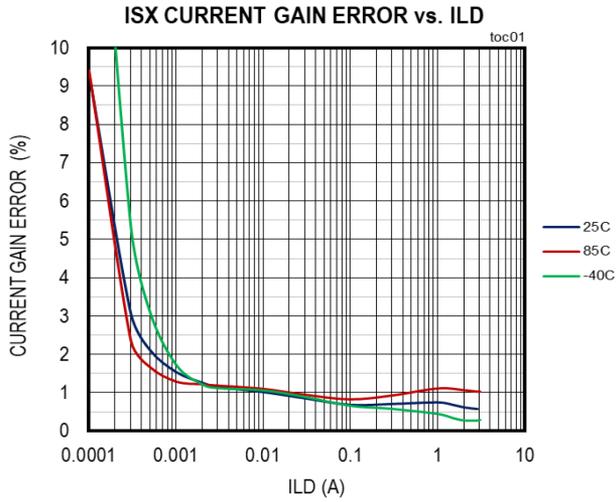
参考代号	器件	描述
D1	CMFZ4690	5.6 V 齐纳
M1	BSP322PH6327XTSA1	MOSFET P-CH 100V 1A SOT-223
M2	BSP322PH6327XTSA1	MOSFET P-CH 100V 1A SOT-223
U1	MAX40016ANL+	采用WLP封装的四十年期无电阻CSA

实验结果

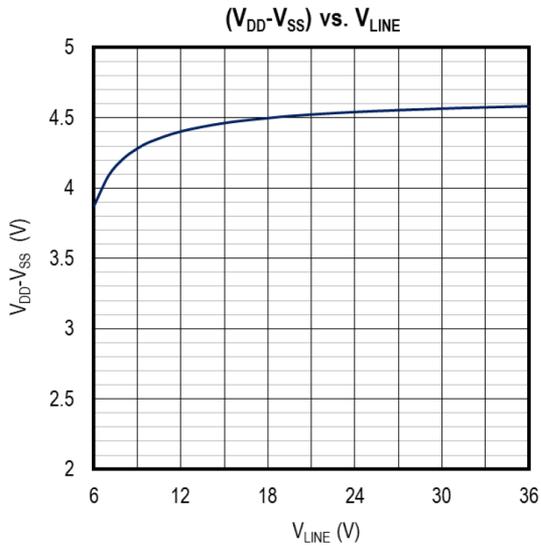
下面是图4电路的实验结果。



曲线图1: 内部检测元件上的压降与负载电流的关系



曲线图2: 不同温度下ISH输出的增益误差与负载电流的关系



曲线图3: MAX40016电源电压($V_{DD}-V_{SS}$)与 V_{LINE} 的函数关系

结语

通过使用MAX40016的无电阻检测解决方案, 实现了40年期的电流检测解决方案, 工作范围扩大到了36V。

作者简介

Bich Pham和Ashwin Badri Narayanan是Maxim Integrated的应用工程师。

在线支持社区



访问ADI在线支持社区, 中文技术论坛
与ADI技术专家互动。提出您的棘手设计问题、浏览常见问题解答, 或参与讨论。

请访问ez.analog.com/cn

