

隔离式信号链解决方案工程师指南



引言

在应对与设计精确隔离式电流和电压测量电路相关的挑战时有，设计人员多种选择。具体方法包括使用从分立式实现到隔离式放大器和调制器再到磁感应技术。所选技术因设计人员在电流检测或电压检测应用中所面对的系统、法规和灵活性而异 – 不同类型的技术可供设计人员专门应对其独特的设计难题。

本电子书通过帮助您快速有效地缩小与特定系统要求最相符的潜在器件列表，进一步简化电流和电压检测设计过程。

本电子书中包含的电流和电压检测信息介绍了特定的电流检测和电压检测用例和应用，重点在于确定最优化的器件，以便更好地应对特定应用中面临的挑战，并提供可能有益于其他电路优化的替代解决方案。

尽管本电子书并非详尽无遗地囊括电流和电压检测难题，但它确实解决了如今的许多更常见、更具挑战性的功能电路问题。如果您对此处涉及的主题有任何疑问，或者有任何关于其他电流和电压检测的问题，请将其提交到 TI E2E™ 设计支持论坛放大器论坛。

内容	
引言.....	2
隔离式信号链简介.....	4
比较隔离式放大器和隔离式调制器.....	5
TI 具有超宽爬电距离和间隙的先进隔离式放大器.....	9
选择树.....	12
电流检测.....	13
隔离式数据转换器的分流电阻选型.....	14
隔离式电流检测的设计注意事项.....	16
具有 ±50mV 输入和单端输出的隔离式电流检测电路.....	20
具有 ±50mV 输入和差分输出的隔离式电流检测电路.....	25
具有 ±250mV 输入范围和单端输出电压的隔离式电流检测电路.....	29
具有 ±250mV 输入和差分输出的隔离式电流测量电路.....	33
隔离式过流保护电路.....	36
将差分输出（隔离式）放大器连接到单端输入 ADC.....	41
利用 AMC3311 为 AMC23C11 供电以实现隔离式检测和故障检测.....	45
具有前端增益级的隔离式电流检测电路.....	49
隔离式分流器和闭环电流检测的精度比较.....	56
电压感测.....	59
利用隔离式电压检测充分提高功率转换和电机控制效率.....	60
借助集成高压电阻隔离式放大器和调制器提高精度和性能.....	64
适用于电压检测应用且具有差分输出、单端固定增益输出和单端比例式输出的隔离式放大器.....	72
具有 ±250mV 输入和差分输出的隔离式电压测量电路.....	80
使用 AMC3330 进行线间隔离式电压测量的分接抽头连接.....	90
具有隔离放大器和伪差分输入 SAR ADC 的 ±12V 电压检测电路.....	95
具有隔离式放大器和差分输入 SAR ADC 的 ±12V 电压检测电路.....	102
隔离式欠压和过压检测电路.....	107
隔离式过零检测电路.....	113
具有差分输出的 ±480V 隔离式电压检测电路.....	118
EMI 性能.....	123
借助隔离式放大器实现出色的辐射发射 EMI 性能.....	124
衰减 AMC3301 系列辐射发射 EMI 的最佳实践.....	128
终端设备.....	135
比较 HEV/EV 中基于采样电阻和基于霍尔传感器的隔离式电流检测解决方案.....	136
直流电动汽车充电应用中电流检测的设计注意事项.....	139
在电机驱动器中使用隔离比较器进行故障检测.....	166
在电机驱动器的 UCC23513 光兼容隔离式栅极驱动器中实现分立式 DESAT.....	172
交流电机驱动器中的隔离式电压检测.....	185
在服务器 PSU 中实现高性能隔离式电流和电压检测.....	188
其他参考设计/电路.....	190
为隔离式放大器设计自举电荷泵电源.....	191
隔离式调制器与 MCU 之间的数字接口的时钟边沿延迟补偿.....	198
利用 AMC3311 为 AMC23C11 供电以实现隔离式检测和故障检测.....	215

隔离式信号链简介

- [比较隔离式放大器和隔离式调制器](#)
- [TI 具有超宽爬电距离和间隙的先进隔离式放大器](#)

比较隔离式放大器和隔离式调制器

摘要

工业应用（如电机驱动器、光伏逆变器和不间断电源 (UPS)）和汽车应用（如车载充电器 (OBC)、牵引逆变器和直流/直流转换器）在高电压和电流下工作，旨在优化整体效率和功率吞吐量。这些系统会受到恶劣环境的影响，例如电噪声、振动、机械冲击、极端温度、污染物侵入等。因此，这类系统需要实现稳健可靠的电隔离，以将高压电路与低压电路隔离开来。通过隔离式放大器或隔离式调制器，在这些高压下测量的反馈信号可与低压控制器实现电隔离。

本文档比较了基于隔离式放大器和基于隔离式调制器的设计，并介绍了基于隔离式调制器的设计的一些独特优势。

隔离式放大器简介

图 1 展示了基于隔离式放大器的测量设计实现。

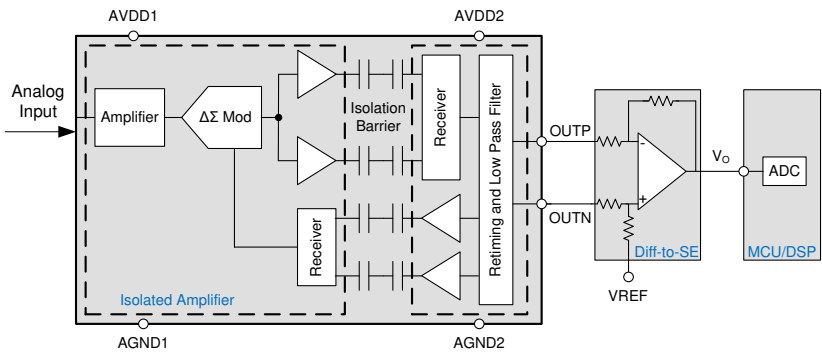


图 1. 隔离式放大器实现

隔离式放大器的输入级包含一个能够驱动 Δ - Σ 调制器的输入放大器。输入放大器的增益是固定的，并由内部精密电阻器设置。 Δ - Σ 调制器使用内部基准电压和时钟发生器将模拟输入信号转换为数字比特流。驱动器跨隔离栅（将高压与低压域隔开）传输调制器的输出。接收的比特流和时钟由低压侧的模拟低通滤波器进行同步和处理，并呈现为模拟输出信号。

隔离式放大器的差分输出通常通过基于运算放大器的电路转换为单端模拟输出。该电路还可以使用低通滤波器，将信号带宽进一步降低至目标带宽，从而提高系统噪声性能。

模数转换器 (ADC) 位于微控制器 (MCU) 或数字信号处理器 (DSP) 的外部或内部，接收该反馈模拟输出并将其转换回数字域。

隔离式调制器简介

图 2 展示了基于隔离式调制器的测量设计实现。

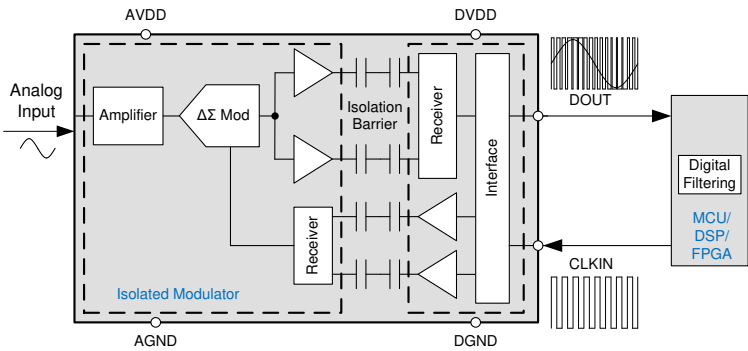


图 2. 隔离式调制器的实现

隔离式调制器的输入级与隔离式放大器的输入级类似。驱动器跨隔离栅传输调制器输出。隔离式数据输出 DOUT 以更高频率（高达 20MHz）提供由 1 和 0 组成的数字比特流。此比特流输出的平均时间与模拟输入电压成正比。测量的信号通过微控制器系列（例如 **TMS320F2807x** 和 **TMS320F2837x**）、DSP 或者现场可编程门阵列 (FPGA) 内部的数字滤波器进行重建。

隔离式放大器和隔离式调制器的性能比较

表 1 显示了隔离式放大器和隔离式调制器的基本性能差异。

表 1. 隔离式放大器和隔离式调制器的性能比较

类别	隔离式放大器	隔离式调制器
采样分辨率	11 位（带宽 = 100kHz）	可达到 > 14 位， 在分辨率与带宽或延迟之间进行权衡
延迟	2µs 至 3µs（固定）	可达到 < 1µs， 在分辨率与带宽或延迟之间进行权衡
带宽	工作频率高达 300kHz 的应用	可达到 > 1MHz， 在分辨率与带宽或延迟之间进行权衡
精度和漂移性能	高	非常高
所需元件数	较多	较少

在基于隔离式放大器的设计中，测得的模拟信号经过多次模数和数模转换。隔离式放大器内的各级、差分转单端级以及 ADC（位于 MCU 或 DSP 外部或内部）会降低整体精度和噪声性能，并增加延迟。隔离式放大器输出级中的固定低通滤波器实现会限制信号带宽。用于差分至单端转换的外部基于运算放大器的电路可用于创建有源低通滤波器，进一步限制信号带宽，从而提高噪声性能。隔离式放大器具有固定的延迟。基于隔离式放大器的设计被用户熟知并且相对易于实现，因此得到广泛使用。

如图 2 所示，在基于隔离式调制器的设计中，测得的模拟信号仅进行一次模数转换。此设计无需差分转单端级，因此减少了元件数量，缩小了设计尺寸。此外，也无需基于隔离式放大器的设计中使用的 ADC。该 ADC 在许多情况下会限制可实现的最大采样分辨率和精度。与基于隔离式放大器的设计相比，基于隔离式调制器的方法提高了信号噪声性能和总体精度，并可以实现更高的信号带宽和更低的延迟。隔离式调制器提供更快的数字比特流输出，通常高达 20MHz。微控制器系列（如 **TMS320F2807x** 和 **TMS320F2837x**）内的 Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM) 提供了一种调优噪声性能和信号带宽或延迟的简便方法。如表 2 所示，使用较高的过采样率 (OSR) 可得到更高的精度和更高的采样分辨率，但会降低信号带宽并增加延迟。同样，降低 OSR 会降低精度和采样分辨率，但会增加带宽并降低延迟。类似的 DSP 或 FPGA 也可以实现此类数字滤波器。

表 2. **AMC1306** 在 $CLKIN = 20MHz$ 时使用 $Sinc^3$ 滤波器在 $ENOB$ 和稳定时间、延迟或带宽之间进行性能权衡

OSR	ENOB（位）	稳定时间（µs）	延迟（µs）	带宽（kHz）
8	4.65	1.2	0.6	1250
16	7.57	2.4	1.2	625
32	10.02	4.8	2.4	312.5
64	12.3	9.6	4.8	156.25
128	13.51	19.2	9.6	78.13
256	14.11	38.4	19.2	39.06
512	14.39	76.8	38.4	19.53

此外，如图 3 所示，可以并行实现多个数字滤波器，以便同时实现更高的采样分辨率、更低的延迟和更高的带宽。其中一个数字滤波器可以是高 OSR 数字滤波器，用于获得更好的噪声性能；另一个数字滤波器可以是低延迟数字滤波器。

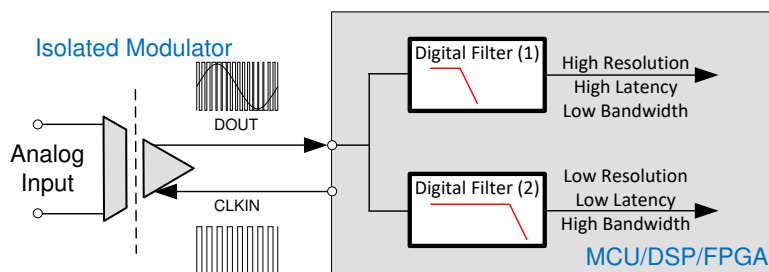


图 3. 两个数字滤波器并行实现

鉴于基于隔离式调制器的设计提供的系统优势，高性能系统趋向于转向采用基于隔离式调制器的设计。

牵引逆变器中的隔离式调制器

图 4 展示了基于隔离式调制器的设计在汽车牵引逆变器中的实现。

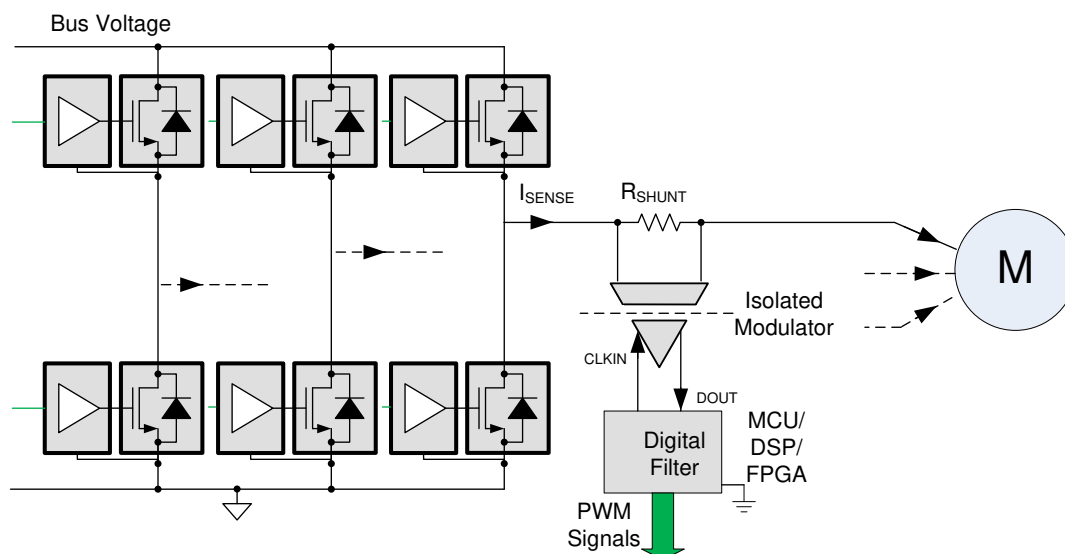


图 4. 使用隔离式调制器测量电流

牵引逆变器直接影响驾驶体验，需要精确控制牵引电机的速度和扭矩。分流电阻器搭配隔离式 Δ - Σ 调制器，可为控制器提供超高质量的反馈信号，从而为桥式晶体管确立脉宽调制 (PWM) 模式。借助数字滤波器，工程师可以优化对牵引电机控制的质量。

如图 3 所示，FPGA、MCU 和 DSP 可以并行运行多个数字滤波器。其中一个数字滤波器可以是高性能数字滤波器，提供精确的反馈信号来控制桥式晶体管。另一个数字滤波器可以是用于检测过载或过流情况的低延迟数字滤波器。两个数字滤波器均可使用具有不同 OSR 的三阶 (sinc^3) 滤波器。

隔离式放大器和调制器建议

表 3 列出了建议使用的隔离式放大器和调制器器件。

表 3. 建议使用的器件

器件	隔离	说明
AMC1306	增强型	±50mV、±250mV 小型隔离式调制器
AMC1305、 AMC1305-Q1	增强型	±50mV、±250mV 隔离式调制器
AMC1301、 AMC1301-Q1	增强型	±250mV 隔离式放大器
AMC1302、 AMC1302-Q1	增强型	±50mV 隔离式放大器
AMC1311、 AMC1311-Q1	增强型	0V 至 2V 隔离式放大器

结语

与隔离式放大器相比，隔离式调制器可提供更高的采样分辨率和精度。通过结合使用隔离式调制器和定制数字滤波器，工程师可以对系统延迟、带宽和采样分辨率进行权衡。基于隔离式调制器的设计需要的元件更少，并且以合理的成本实现了更小的设计尺寸。在需要高采样分辨率或低延迟的隔离式测量应用中，强烈建议使用隔离式调制器。

TI 具有超宽爬电距离和间隙的先进隔离式放大器

应用简报

电机驱动、光伏和风能逆变器等多个工业系统以及牵引逆变器汽车系统需要在高共模电压下进行精确的电压和电流测量。这些系统中的工作电压越来越高，以提高输出功率和整体效率并降低成本。更高的直流总线电压可在不增加电流电平的情况下实现更高的额定功率，从而保持铜成本不变。这有助于降低产生的能量的单位成本。更高电压的另一个好处是提高了效率，因为总功率输出可以随着电压的升高而增加，但当电流不变时，导通损耗也保持不变。

在光伏系统 (PV) 中，存在将设计从 1000V 直流电压升级到 1500V 直流电压的趋势，以获得更高的工作电压带来的好处。光伏系统遵循 IEC 62109-2 等法规安全标准，可解决与电压升高相关的潜在电气危险。

在电机驱动 (MD) 系统中，IEC61800-5-1 用于解决潜在的电气危险。690V_{AC} 等更高电压电网更具成本效益，能够用于大功率应用。因此，它们常见于大功率工业环境中。

在工业和专业用途焊接设备中，IEC 60974-1 规定了电源和焊接电路的安全性和性能要求，以防止电击。

在电动汽车 (EV) 领域，提高电动汽车电池电压以减轻系统重量、缩短充电时间和增加续航里程是大势所趋。

对高爬电距离和高间隙产品的需求

在设计这些系统时，工程师需要考虑相关的监管安全标准和若干要求，例如工作电压和瞬态电压、污染等级和海拔，以定义最小爬电距离和间隙要求。

大多数增强型隔离放大器采用 SOIC 封装，间隙和爬电距离规格小于 9mm。改进后的更宽封装可防止封装表面性能下降以及引脚间空气中产生电弧，从而确保隔离质量。工作电压高于 1000V_{RMS}、脉冲电压要求高于 8000V 的系统，或专为超过 2000m 海拔高度或污染等级 2 或更高等级设计的系统，则可能需要大于 9mm 的间隙和爬电距离，具体取决于所设计系统的过压类别。

隆重推出采用扩展型 SOIC (DWL) 封装的 AMC1411 和 AMC1400

为了满足更高爬电距离和间隙的要求，德州仪器 (TI) 发布了高性能增强型隔离式放大器系列 **AMC1411** (图 5) 和 **AMC1400** (图 6)。

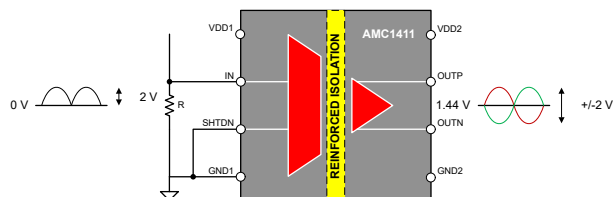


图 5. 使用 AMC1411 进行隔离式电压检测

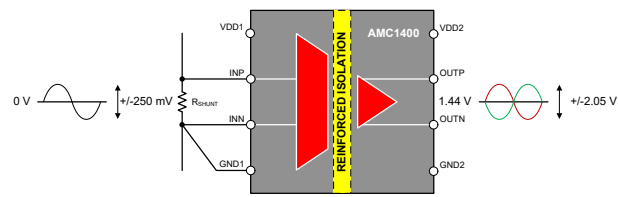


图 6. 使用 AMC1400 进行隔离式电流检测

这些产品采用扩展型 SOIC (DWL) 封装 (图 7)、间隙 $\geq 14.7\text{mm}$ ，爬电距离 $\geq 15.7\text{mm}$ ，专门用于高压、高海拔和高污染等级环境中。



图 7. DWL 封装，8 引脚 SOIC

AMC1411 和 AMC1400 提供符合 DIN VDE V 0884-11 (VIOTM) 标准的 10600V_{PK} 增强型隔离，以及符合 UL1577 (VISO) 标准且长达 1 分钟的 7500V_{RMS} 隔离。高隔离电压额定值和 100kV/ μs 的高共模瞬态抗扰度 (CMTI) 可确保即便在苛刻的工业和汽车环境中，也能可靠、准确地工作。

0V 至 2V 输入电压范围、高输入阻抗、低输入偏置电流、出色的精度和低温度漂移使 AMC1411 成为一款适用于隔离式电压检测的高性能解决方案。

$\pm 250\text{mV}$ 的输入电压范围、超低非线性度和温度漂移使 AMC1400 成为适用于基于分流器的隔离式电流检测的高性能解决方案。

电机驱动中的 AMC1411 和 AMC1400

图 8 展示了一个三相电机驱动应用，它使用 AMC1411 来监测直流链路电压，并使用 AMC1400 来监测每相的同相电机电流。

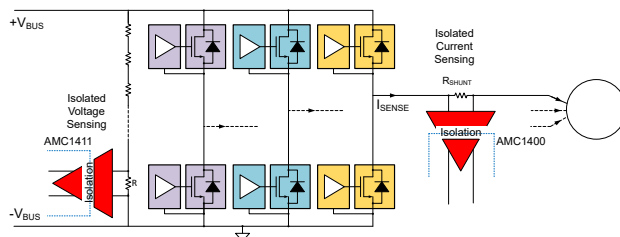


图 8. 电机驱动中的 AMC1411 和 AMC1400

AMC1411 用于测量直流链路电压，该电压在高阻抗电阻分压器的底部电阻上分压至大约 2V 的电平。AMC1411 的输出是一个差分模拟输出电压，其值与输入电压相同，但通过增强型隔离栅与高侧实现电隔离。

AMC1400 用于通过检测连接电机的同相分流器上的压降来测量同相电机电流。

其他资源

- 要了解有关隔离式放大器和调制器的更多信息，请观看我们的视频[培训系列](#)。
- 阅读以下白皮书：
 - [“AMC130x 的高电压隔离质量和可靠性”](#)。
 - [“比较隔离式放大器和隔离式调制器”](#)。
 - [“比较板载充电器和直流/直流转换器中基于分流器和基于霍尔效应的电流检测解决方案”](#)。
- 阅读应用简报[隔离式分流器和闭环电流检测的精度比较](#)。

选择树

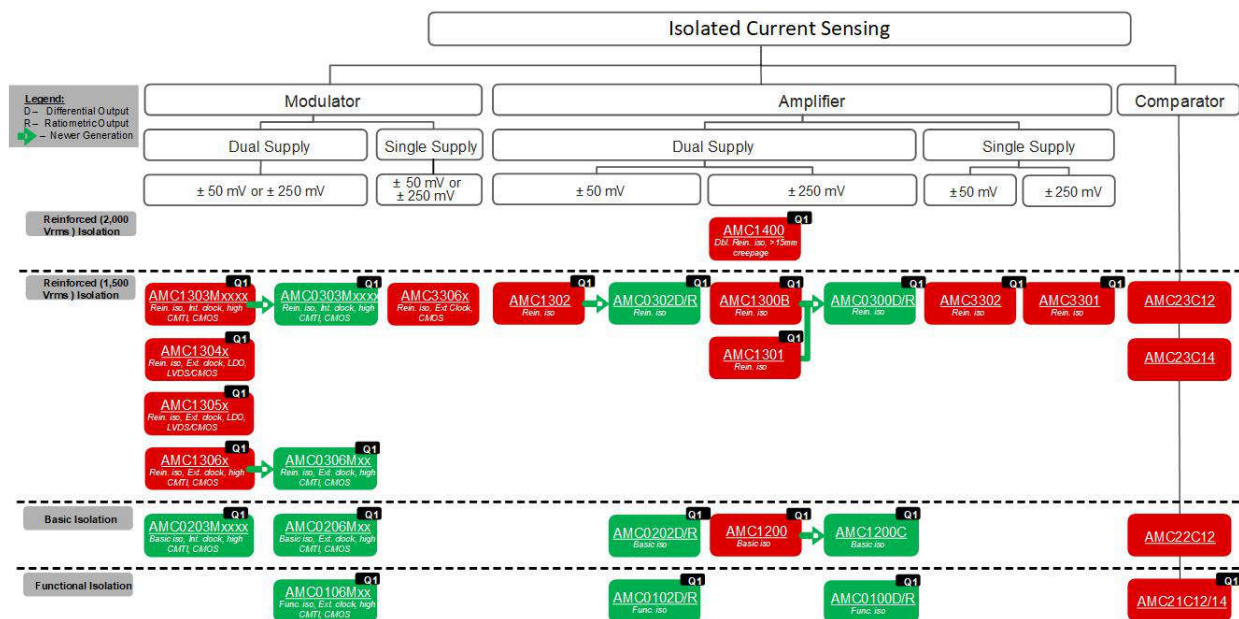


图9. 隔离式电流检测：选择树

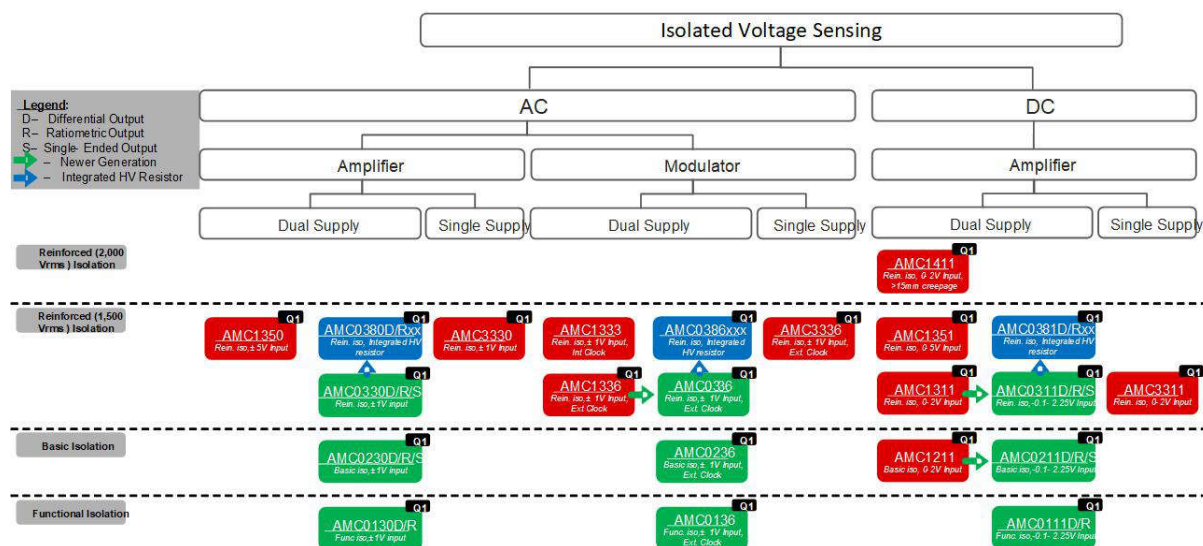


图10. 隔离式电压检测：选择树

电流检测

- 隔离式数据转换器的分流电阻选型
- 隔离式电流检测的设计注意事项
- 具有 $\pm 50\text{mV}$ 输入和单端输出的隔离式电流检测电路
- 具有 $\pm 50\text{mV}$ 输入和差分输出的隔离式电流检测电路
- 具有 $\pm 250\text{mV}$ 输入范围和单端输出电压的隔离式电流检测电路
- 具有 $\pm 250\text{mV}$ 输入和差分输出的隔离式电流测量电路
- 隔离式过流保护电路
- 将差分输出（隔离式）放大器连接到单端输入 ADC
- 利用 AMC3311 为 AMC23C11 供电以实现隔离式检测和故障检测
- 具有前端增益级的隔离式电流检测电路
- 隔离式分流器和闭环电流检测的精度比较

隔离式数据转换器的分流电阻选型

引言

一个低欧姆值的精密直列式电阻称为分流电阻。在 **混合动力、电动和动力总成系统、电动汽车充电基础设施、电机驱动器** 等高压汽车和工业应用中，分流电阻通常与隔离式数据转换器配对用于测量通过幅度驱动控制环路反馈算法的电流，同时保护数字电路免受执行功能的高压电路的影响。德州仪器 (TI) 拥有品类齐全的**隔离式放大器、隔离式 ADC 和隔离式比较器** 产品系列，这些产品具有电容隔离层，能够帮助客户满足隔离式数据转换需求。德州仪器 (TI) 的电容隔离栅通常可运行 100 年以上。有关 TI 电容隔离栅的更多信息，请参阅[隔离](#)链接。

如“**隔离式分流器和闭环电流检测的精度比较**” **应用简报**所示，基于分流器的电流检测功能可实现出色的精度、抗磁干扰能力、长期稳定性、高线性度、低温漂、扩展至多个项目的能力以及更低的价格。分流器可以安装在底盘上、采用表面贴装方式或使用引线通过穿孔连接到印刷电路板 (PCB)。有许多分流电阻可供选择，为给定应用选择正确的分流电阻并非总是轻而易举。本应用简报讨论了通常用于隔离式电流检测的分流电阻及相关利弊权衡。

计算电阻和功率耗散要求

要选择分流电阻，第一步是根据隔离式数据转换器的连续和最大电流幅度以及线性满量程输入电压范围来计算所需的电阻和功率耗散额定值，如**隔离式电流检测的设计注意事项**一文中所述。但是，必须注意保持分流电阻的最高温度不会因自发热而超过数据表中列出的额定值。在正常条件下，即使该设计可以充分散热，分流电阻也无法在超过额定电流的三分之二的情况下持续运行。散热技术因应用而异，可以通过多种方式实现：增加载流 PCB 布线或初级导体的重量或尺寸，增加散热器，或使用风扇进行强制风冷。如果应用无法进行充分散热，则分流电阻在超出极低电流（低至四分之一额定电流）的情况下不一定能够运行。超出此电流时，可能需要进一步降低电阻或增加所选分流电阻的功率耗散额定值。

对于表面贴装电阻，大约 90% 的自生热量都会通过传导到 PCB 布线的方式消散。**图 11** 表明增大载流 PCB 布线的尺寸是一种有效的散热方法。图中展示了表面贴装金属元件 1mΩ 2512 (5W) 和 3920 (8W) 封装分流电阻在采用自然和强制空气冷却时的仿真热性能。结果显示为分流额定电流 (%) 与 PCB 尺寸 (mm²) 间的关系；其中达到了所选分流电阻的最高温度 (170°C)。

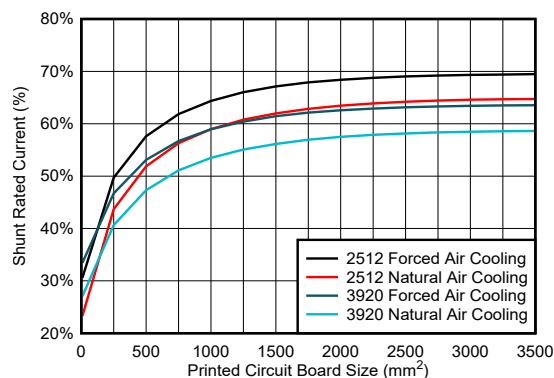


图 11. 分流额定电流与 PCB 尺寸间的关系

要验证分流电阻在应用中的性能，请测量分流电阻在最大标称运行期间的端子温度，并查阅分流电阻数据表中的功率降额曲线以验证是否在指定范围内运行。这种做法不仅能保持电阻材料不超过额定最高温度，还可确保额定温漂系数有效。

在计算预期的输出电压和功率耗散时，应考虑瞬态和短路电流幅度。不得违反数据表中指定的分流电阻短期过载功率耗散规格，否则存在永久改变分流电阻物理属性或产生开路的风险。此外，确认在数据表“绝对最大额定值”表中所示的任一条件下不违反隔离式数据转换器的绝对最大输入电压规格。德州仪器 (TI) 隔离式数据转换器输入引脚的额定电压范围通常为 -6V 至高侧电源电压 +500mV（相对于高侧接地端），在此范围内没有损坏风险。

安装、结构和材料类型

计算出近似的电阻和功率耗散要求后，必须考虑表 4 中汇总的其他选型标准。

表 4. 分流器选型汇总

技术	金属元件	金属箔	金属元件	绕线
安装方法	表面贴装	表面贴装	底盘安装	底盘安装或引线式
电阻范围 (Ω)	0.1m – 1	0.5m – 0.7	25μ – 0.1	R > 5m
功率范围 (W)	1/16 – 20	1/80 – 10	¼ – 100	½ – 1k
容差范围 (%)	0.1 – 5	0.01 – 10	0.1 – 1	0.1 – 10
漂移范围 (ppm/°C)	15 – 750	0.2 – 1k	20 – 100	20 – 400
脉冲能力 (°C)	高达 275	高达 225	高达 175	275+
成本	+	++	+++	+++/+

表面贴装金属元件分流电阻提供低阻值、高功率能力、良好初始精度和低成本，因此是隔离式电流检测的常见选择。Bourns® 的 CSS2H 和 Vishay® 的 WSLP 等分流电阻系列均适合用于隔离式电流检测。如果应用需要比金属元件更高的初始精度或更低的温漂，可以考虑使用金属箔（例如 Ohmite® 的 FC4L）；但是，与金属元件相比，金属箔的功率耗散额定值通常更低且成本更高。表面贴装电阻的布局注意事项包括：靠近隔离式数据转换器放置，并使输入端的检测连接较短且均匀匹配，如 TI 高精度实验室的这段[电流检测放大器分流电阻布局](#)视频中所述。此外，在为低阻值 (< 500μΩ) 的表面贴装电阻设计 PCB 焊盘时要小心，如这篇 [TI E2E™ 博客](#) 中所述。最后，与 PCB 制造商合作时，请验证是否确定了正确的回流焊工艺，因为错误安装可能会由于焊盘上的焊接接触电阻、运行期间的散热不均或开路而导致较高的初始误差。

底盘安装电阻通常用于需要大电流的应用，因为这些电阻支持直列式导体安装，并且不会将自生热散发到 PCB。金属元件底盘安装电阻允许低至 25μΩ 的阻值和高达 100W 的功率，而底盘安装绕线电阻具有出色的脉冲功率能力。安装时，请特别注意不要对初级连接处的螺栓、铆钉或压接接头施加过大或过小的扭矩，因为初级导体线路上可能会增加额外的电阻，从而导致不必要或不平衡的功率耗散和模拟误差。请咨询底盘安装电阻制造商，获得更多指导。

对于需要超高精度的应用，请考虑采用与初级载流引线的差分检测连接（开尔文连接）无关的四端子分流电阻。与双端子分流器相比，开尔文连接具有更高的精度，这是因为检测元件引线中的温漂更小；但是，成本通常更高，并且存在额外风险，因为安装不当会使初级电流流过检测连接，从而可能损坏隔离式数据转换器。还可以在分流电阻本地进行温度测量以定期更新校准表，因为大多数分流电阻提供相对可预测的电阻随温度变化的趋势，即使环境温度发生变化或因功率耗散而自发热，也能实现出色的精度。

结语

将正确的分流电阻与 TI 的[隔离式放大器](#)、[隔离式 ADC](#) 或[隔离式比较器](#)配对配合使用可确保测量具有出色的精度、抗干扰能力、长期稳定性、高线性度、低漂移、可扩展至多个项目的能力以及低价格等优点。

隔离式电流检测的设计注意事项

工业和汽车应用（例如车载充电器、串式逆变器和电机驱动器）需要某种类型的隔离式电流测量以驱动电流控制环路的反馈算法，同时保护数字电路免受执行某种功能的高压电路的影响。

高性能隔离式放大器是用于跨隔离栅传输电流测量数据的出色器件。但是，选择正确的隔离式放大器并非易事。选择隔离式放大器时，有许多决定因素需要考虑，例如隔离规格、如何为高侧供电以及选择输入电压范围。本文将详细说明这些决定因素，以帮助您选择更适合特定系统的隔离式放大器。

选择用于隔离式电流测量的器件时，第一步便是确定所需的隔离级别。有两个隔离级别：基本隔离和增强型隔离。系统架构和终端设备标准（例如有关电机驱动器的国际电工委员会 (IEC) 61800 和有关医疗设备的 IEC 60601）将规定所需的隔离级别。

用于量化隔离栅性能的主要规格如下：

- 隔离工作电压是指在均方根电压中定义并且隔离式放大器在整个运行寿命期间可持续承受的最大电压。
- 共模瞬态抗扰度描述了隔离式放大器可承受（无错误）的接地电位差的最大变化率。
- 隔离瞬态过压是指在峰峰值电压中定义并且隔离式放大器可耐受 60s 的电压。
- 符合 IEC 60065 的电涌额定值（脉冲电压额定值）是指隔离式放大器可无故障耐受的 1.2μs/50μs 电压幅度。

一些终端设备制造商的产品通过了第三方认证，目的是验证这些产品是否符合隔离规格。隔离式放大器本身并未按照这些规格衡量，因为它们是终端设备的内部元件，终端设备标准仅间接适用于它们。实际上，这些元件根据德国标准化协会 (DIN) 德国电气工程师协会 (VDE) V 0884-11 和美国保险商实验室 (UL) 1577 等器件级认证来衡量。如 IEC 标准中所述，符合元件级标准且具有同等要求的器件无需接受单独评估。这也适用于国际无线电干扰特别委员会 (CISPR) 辐射发射电磁干扰 (EMI) 标准。有关德州仪器 (TI) 隔离式放大器的辐射发射性能，请参阅 [1]。

为了获得出色性能，建议使用器件特定数据表中所示的布局和应用实践；[2] 列出了 TI 隔离式放大器器件级认证。

选择隔离式放大器时，下一步则是确定如何在隔离栅的高侧为隔离式放大器供电。

设计此部分电路时，请注意，高侧电源电压必须随所测电流的共模输入电压而浮动。这意味着对于多相电流测量，每个相位都需要一个带有独立高侧电源的隔离式放大器。高侧电源电路设计错误会导致超出绝对最大模拟输入电压额定值，从而造成器件永久损坏。

有三个可为隔离式放大器的高侧供电的主要设计方案。

第一个设计方案是设计一个分立的隔离式变压器电路，以便从低侧向隔离式放大器的高侧提供电压。这种方法将需要选择一个隔离式变压器、一个变压器驱动器（例如 TI 的 SN6501）和一个低压差稳压器（例如 TI 的 TLV704）。尽管易于设计，但是此方案需要较大的电路板面积和若干器件。图 12 展示了 AMC1300 评估模块 (EVM) 顶部的实现示例。

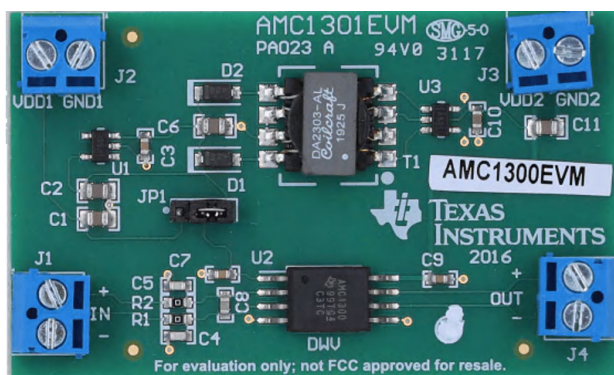


图 12. 具有隔离式变压器的 AMC1300 EVM。

第二个设计方案（如图 13 所示）是使用浮动高侧栅极驱动器电源（通常为 15V）和并联稳压器（例如齐纳二极管）将电压下调至 5V。该设计方案的示例请见器件数据表，例如 AMC1300B-Q1 增强型隔离式放大器。尽管此设计方案经济高效，但是布局限制以及栅极驱动器电源接地基准与放大器接地基准之间的寄生阻抗会导致共模输入电压越限和瞬态误差。

第三个设计方案（如图 14 所示）最为简单，使用具有集成直流/直流转换器的器件。具有集成直流/直流转换器的隔离式放大器（例如 TI 的 AMC3302）大幅减小了解决方案的尺寸，降低了复杂度和系统成本，可提供出色的转换效率，并允许灵活放置分流电阻器。[4]

选择隔离式放大器时，最后一个步骤就是选择器件的输入电压范围。为电流检测而进行了优化的大多数隔离式放大器都可以选择 $\pm 50\text{mV}$ 或 $\pm 250\text{mV}$ 线性输入电压范围。确定哪个输入电压范围适合此应用，这取决于所测电流的幅度和分流电阻器的大小。通常，具有高电流幅度的系统要求输入范围较小（例如 $\pm 50\text{mV}$ ）的隔离式放大器。具有相对较低电流幅度的系统会受益于稍大的输入电压范围 ($\pm 250\text{mV}$)，这样便可实现更高的信噪比

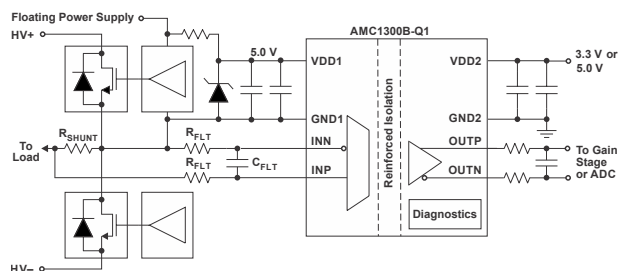


图 13. AMC1300B-Q1 和浮动电源。

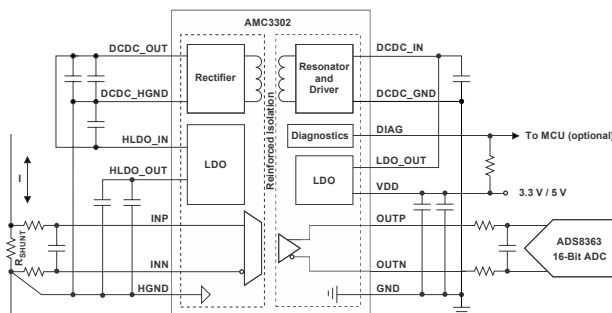


图 14. 具有内部直流/直流转换器的 AMC3302 隔离式放大器。

选择输入电压范围时，需要考虑两个公式：欧姆定律（请参阅方程式 1）以及在电阻器中耗散的功率（请参阅方程式 2）：

$$V = I \times R \quad (1)$$

$$P = I^2 \times R \quad (2)$$

这两个公式决定了在更大限度增大隔离式放大器的满量程输入范围与分流电阻器中的功耗值之间如何权衡。如电流和电阻值已提供，则可根据**方程式 1** 计算出分流电阻器两端的压降。尝试使该电压范围尽可能接近隔离式放大器的满量程输入电压范围，因为两个值之间的不匹配都会导致分辨率的直接损失。

方程式 2 可量化分流电阻器中的功率耗散。这很重要，因为一旦通过电阻器消耗的功率达到额定功率耗散的一半，分流电阻器就会开始因为自发热而产生温漂（根据电阻器的温漂规格），从而导致增益误差。为了避免因自发热引起的过多分流温漂，通常情况下，最好将分流电阻器的标称功率耗散限制为等于或小于额定功率耗散的八分之一。

例如，如果对电流的要求是标称电流为 18A 而最大电流为 52A，已知线性输入电压范围有两个选项（±50mV 和 ±250mV），并且还已知晓最大电流，则可计算出理想的分流电阻值以满足这两种选择情况下的满量程输入范围：

$$\begin{aligned} \pm 50 \text{ mV: } R_{\text{ideal}} &= 0.96 \text{ m}\Omega \\ \pm 250 \text{ mV: } R_{\text{ideal}} &= 4.8 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (3)$$

找出最接近的标准分流电阻器值：

$$\begin{aligned} \text{For } \pm 50 \text{ mV: } R &= 1 \text{ m}\Omega, \text{ or} \\ \text{for } \pm 250 \text{ mV: } R &= 5 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (4)$$

将这些值代入**方程式 1**，计算出分流电阻器两端产生的满量程压降：

$$\begin{aligned} \text{For } \pm 50 \text{ mV: } V &= I \times R = (52 \text{ A}) \times (1 \text{ m}\Omega) = 52 \text{ mV, or} \\ \text{for } \pm 250 \text{ mV: } V &= I \times R = (52 \text{ A}) \times (5 \text{ m}\Omega) = 260 \text{ mV} \end{aligned} \quad (5)$$

请注意，从理想计算值到最接近标准值的电阻值略有增加，这会导致满量程输入电压范围大于隔离式放大器的线性满量程输入范围。这说明对于满量程电流幅度而言，所产生的电压幅度将不再处于隔离式放大器输入的线性范围内。隔离式放大器在开始削波之前，通常具有超出线性输入电压范围的额外输入电压范围。在此范围内（对于 ±250mV 器件，通常高达 ±280mV；对于 ±50mV 器件，通常高达 ±56mV），数据表中未规定隔离式放大器的精度；但是，隔离式放大器将继续以类似于线性范围的精度输出电压。在某些应用中，如果与标称测量值相比，最大电流幅度的精度要求相对宽松，那么这是可接受的。

接下来，使用标准电阻值和标称电流幅度来计算分流电阻器中的功耗，这里假设分流电阻器中的功耗额定值为 3W。

$$\begin{aligned} \text{For } \pm 50 \text{ mV: } P &= I_{\text{max}}^2 \times R = (18 \text{ A})^2 \times (1 \text{ m}\Omega) = 0.32 \text{ W,} \\ \text{For } \pm 250 \text{ mV: } P &= I_{\text{nom}}^2 \times R = (18 \text{ A})^2 \times (5 \text{ m}\Omega) = 1.62 \text{ W} \end{aligned} \quad (6)$$

在 ±50mV 计算中，标称功率耗散小于额定功率耗散的八分之一。在测量标称电流时，该分流电阻器不应因自发热而出现明显温漂。±250mV 计算中得出的功率耗散超过额定功率耗散的一半，这说明在测量标称电流范围时会出现明显的温漂。

可采取额外的措施来减少分流电阻器中散发的热量，例如形成较大的印刷电路板平面，或者使用散热器或风扇。在电流很大的应用中，可使用运算放大器来获取输入信号，从而更大限度地增大输入范围，以便与隔离式放大器的满量程输入范围相匹配（参考 5 中使用的方法）。

在测量高标称电流幅度的大多数应用中，一个好方法是选择具有较小输入电压范围 ($\pm 50\text{mV}$) 的隔离式放大器（例如 TI 的 AMC1302 或 AMC3302）。

最后一步是确认最大电流幅度下的功率耗散未超过分流电阻器的额定功率耗散，因为超过额定功率耗散会使分流电阻器永久损坏。

$$\text{For } \pm 50 \text{ mV: } P = I_{\text{max}}^2 \times R = (52 \text{ A})^2 \times (1 \text{ m}\Omega) = 2.70 \text{ W} \quad (7)$$

要查看与示例相似的测量结果，请参阅 6。

结语

在车载充电器、串式逆变器和电机驱动器等终端设备中设计隔离式电流检测电路时，如果选择隔离式放大器，有多个决定因素需要考虑。考虑的关键因素是隔离规格、高侧电源和输入电压范围。通过使用适合系统要求的正确隔离式放大器，就可以实现设计，而不必担心如何通过终端设备认证、超过绝对最大模拟输入电压额定值或引起分流电阻器过度自发热的問題。

参考资料

1. Alex Smith, “凭借 AMC1300B-Q1 隔离式放大器实现出色的辐射发射 EMI 性能” 应用报告, 2020 年 6 月。
2. 德州仪器 (TI) 产品的 “隔离式放大器 – 认证”
3. AMC1300 评估模块 (EVM), 德州仪器 (TI)
4. Ravi Kiran Raghavendra, “利用单电源隔离式放大器和 ADC 简化隔离式电流和电压检测设计”。TI E2E™ 支持论坛技术文章, 2020 年 10 月 26 日。
5. “使用隔离式放大器且基于分流器的 200A 峰值电流测量参考设计”, 德州仪器 (TI) (TIDA-00445), 2016 年 3 月。
6. Smith, Alex, “隔离式分流器和闭环电流检测的精度比较” 应用简报, 2020 年 9 月。

相关网站

参考设计:

- 车载 (OBC) 和无线充电器集成电路和参考设计
- 太阳能串式逆变器集成电路和参考设计
- 电机驱动器系统方框图、参考设计和产品

产品信息:

- 德州仪器 (TI) 的隔离解决方案
- AMC1300B-Q1
- AMC1302-Q1
- AMC3302
- SN6501-Q1
- TLV704

具有 ±50mV 输入和单端输出的隔离式电流检测电路

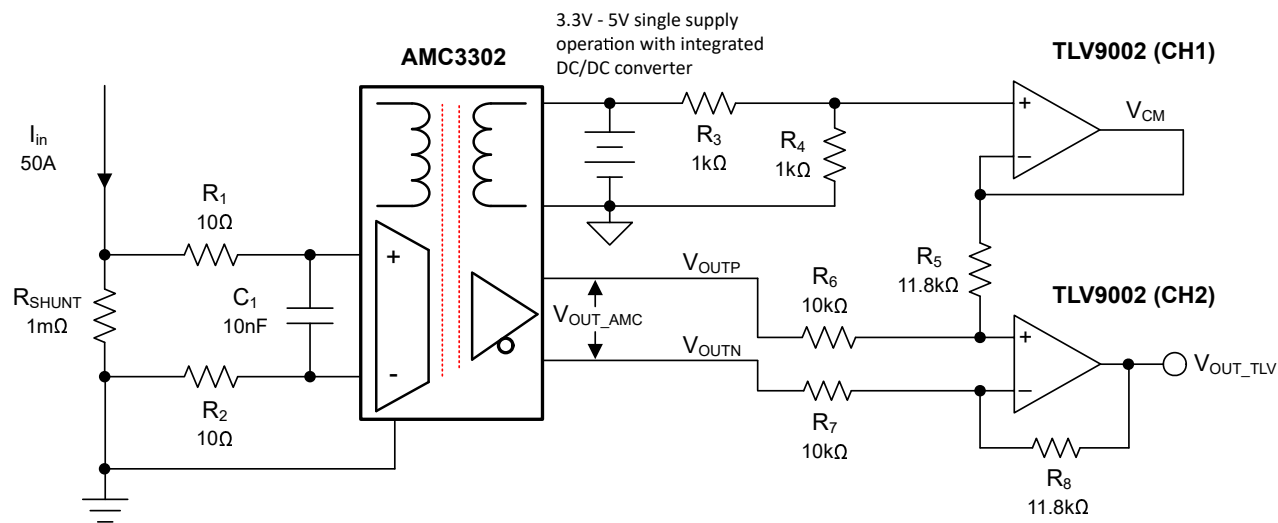
设计目标

电流源		输入电压		输出电压	单电源
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ SE}$	V_{DD}
-50A	50A	-50mV	50mV	55mV 至 4.945V	5V

设计说明

该隔离式单电源双向电流检测电路可以精确地测量 -50A 至 50A 的负载电流。输入线性范围为 -50mV 至 50mV，差分输出摆幅为 -2.05V 至 2.05V，输出共模电压 (V_{CM}) 为 1.44V。隔离式放大器电路的增益固定为 41V/V。一个使用 **TLV9002** 的次级放大器级将差分输出电压转换为 55mV 至 4.945V 的单端输出电压。整个信号链由单个 5.0V 电源轨供电。

该电路适用于许多高压工业应用，如**光伏逆变器**、**电机驱动器**和**保护继电器**。该设计与元件选择相关的公式和说明可根据终端设备的需求和系统规格进行自定义。



设计说明

1. 选择 AMC3302 是因为其精度、输入电压范围，并且该器件只需单个低侧电源。
2. 选择 TLV9002 是因为其低成本、低失调电压、小尺寸和双通道。
3. 为 AVDD 选择低阻抗、低噪声源，用于为 TLV9002 和 AMC3302 供电并为单端输出提供共模电压。
4. 为获得超高精度，请使用温度系数低的精密分流电阻器。
5. 为预期峰值输入电流电平选择分流器。
6. 对于连续运行，根据 IEEE 标准，在正常条件下，分流电阻器的工作电流不得超过额定电流的三分之二。对于具有严格功耗要求的应用，可能需要进一步降低分流电阻或增加额定功率。
7. 使用适当的电阻分压器值来适当设置共模电压。
8. 为 TLV9002 通道 2 上的增益设置电阻器选择合适的值，以便单端输出具有合适的输出摆幅。

设计步骤

1. 确定在给定隔离放大器输入电流范围和固定增益情况下的传递方程。

$$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 41$$

2. 确定最大分流电阻器值。

$$R_{shunt} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{50\text{ mV}}{50\text{ A}} = 1\text{ m}\Omega$$

3. 确定最小分流电阻器功率耗散。

$$Power\ R_{shunt} = I_{inMax}^2 \times R_{shunt} = 2500\text{ A} \times 0.001\ \Omega = 2.5\text{ W}$$

4. 为了连接 5V ADC，AMC3302 和 TLV9002 都能在 5V 电压下工作，因此可以使用单电源。
5. TLV9002 的通道 1 用于设置通道 2 的单端输出的 2.5V 共模电压。在使用 5V 电源的情况下，可以使用一个简单的电阻分压器将 5V 分压为 2.5V。在使用 1k Ω 的 R_4 时，可以通过以下公式计算 R_3 。

$$R_3 = \frac{V_{DD} \times R_4}{V_{CM}} - R_4 = \frac{5\text{ V} \times 1000\ \Omega}{2.5\text{ V}} - 1000\ \Omega = 1000\ \Omega$$

6. TLV9002 是一款轨到轨运算放大器。不过，TLV9002 输出相对于其电源轨的最大摆幅为 55mV。因此，单端输出摆动范围为 55mV 至 4.945V (4.89Vpk-pk)。
7. AMC3302 的 V_{OUTP} 和 V_{OUTN} 输出为 2.05Vpk-pk，具有 180 度的相位差，共模电压为 1.44V。因此，差分输出为 $\pm 2.05\text{V}$ 或 4.1Vpk-pk。为了保持在 TLV9002 的输出限制范围内，AMC3302 的输出需要按 4.89/4.1 的倍数放大。当 $R_6 = R_7$ 且 $R_5 = R_8$ 时，可以使用以下传递函数来计算 R_5 和 R_8 。

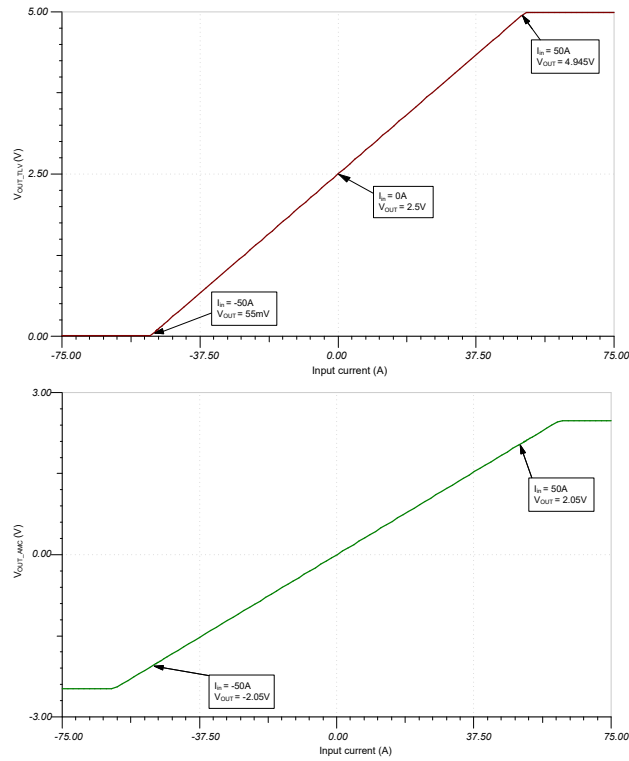
$$V_{OUT} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) \times \left(\frac{R_{5,8}}{R_{6,7}} \right) + V_{CM}$$

8. 通过使用之前计算的 TLV9002 输出摆幅并选择 R_6 和 R_7 为 10k Ω ，可以使用以下公式计算得出 R_5 和 R_8 为 11.93k Ω 。为了考虑到标准电阻器值，请改用 11.8k Ω 电阻器。

$$4.945 = (2.465 \text{ V} - 415 \text{ mV}) \times \left(\frac{R_{5,8}}{10 \text{ k}\Omega} \right) + 2.5$$

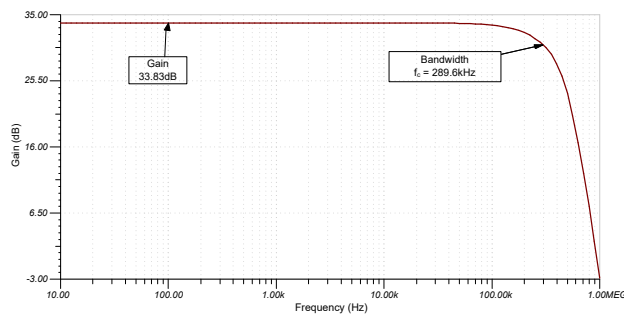
直流传输特性

以下各图分别显示了 TLV9002 放大器单端输出和 AMC3302 差分输出的仿真直流特性。这两个图都表明，输出在 $\pm 50\text{A}$ 范围内呈线性。



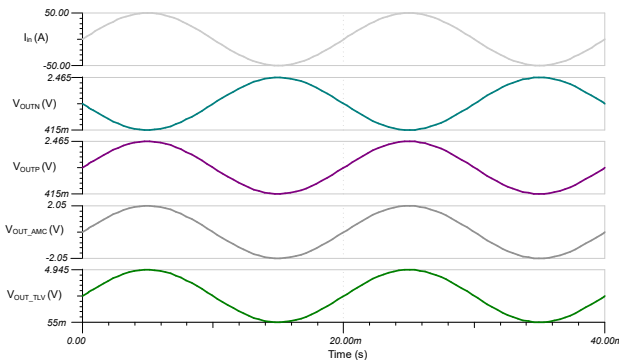
闭环交流仿真结果

以下交流扫描显示了单端输出的交流传递特性。由于 AMC3302 的增益为 41V/V，并且应用到差分至单端转换的增益为 1.2V/V，因此预计下图中所示的增益为 33.83dB。



瞬态仿真结果

以下瞬态仿真显示了 AMC3302 和 TLV9002 在 -50A 至 50A 范围内的输出信号。AMC3302 的差分输出符合预期，为 $\pm 2.05\text{Vpk-pk}$ ，而单端输出为 4.89Vpk-pk，摆幅为 55mV 至 4.945V。



设计参考资料

有关 TI 综合电路库的信息，请参阅 [模拟工程师电路手册](#)。

德州仪器 (TI)，[将差分输出（隔离式）放大器连接到单端输入 ADC](#) 应用简报。

设计采用的隔离放大器

AMC3302	
工作电压	1200V _{RMS}
增益	41V/V
带宽	340 kHz（典型值）
线性输入电压范围	±50mV
AMC3302	

设计差分至单端放大器

TLV9002	
V _{CC}	1.8V 至 5.5V
V _{inCM} 、V _{out}	轨到轨
V _{os}	400μV
I _q	60μA
UGBW	1MHz
SR	2V/μs
TLV9002	

设计备选隔离放大器

AMC3301	
工作电压	1200V _{RMS}
增益	8.2V/V
带宽	334 kHz（典型值）
线性输入电压范围	±250mV
AMC3301	

设计备选差分至单端放大器

TLV6002	
V _{CC}	1.8V 至 5.5V
V _{inCM} 、V _{out}	轨到轨
V _{os}	750μV
I _q	75μA
UGBW	1MHz
SR	0.5V/μs
TLV6002	

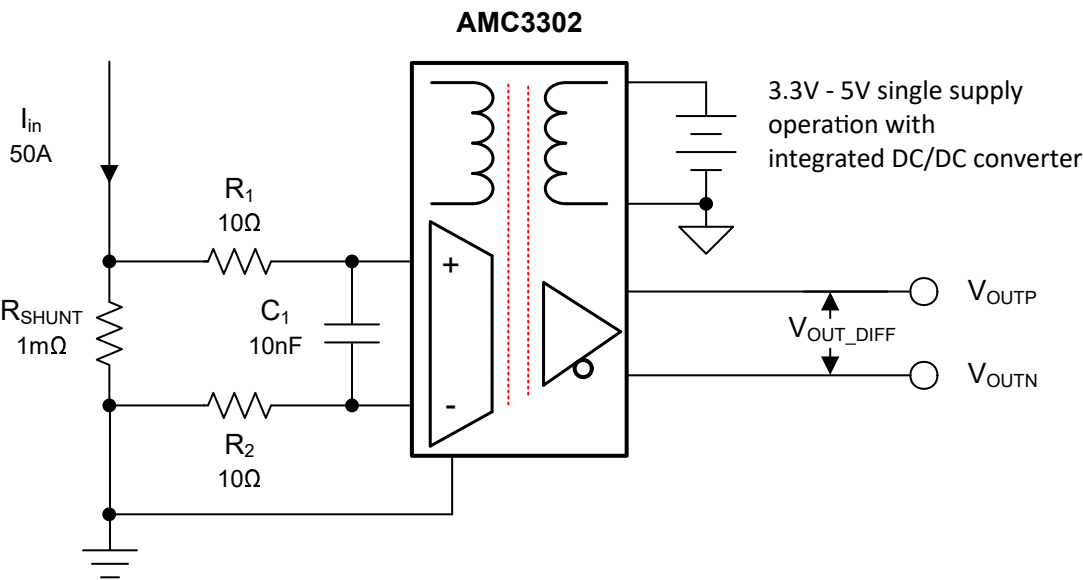
具有 ±50mV 输入和差分输出的隔离式电流检测电路

设计目标

电流源		输入电压		输出电压		单电源
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	$V_{IN\ DIFF,\ MIN}$	$V_{IN\ DIFF,\ MAX}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MIN}$	$V_{OUT\ DIFF,\ MAX}$	V_{DD}
-50A	50A	-50mV	50mV	-2.05V	2.05V	5V

设计说明

该隔离式单电源双向电流检测电路可以精确地测量 -50A 至 50A 的负载电流。输入线性范围为 -50mV 至 50mV，差分输出摆幅为 -2.05V 至 2.05V，输出共模电压 (V_{CM}) 为 1.44V。隔离式放大器电路的增益固定为 41V/V。为确保操作员在高压应用中的安全，该设计需要 1200V 的工作电压。



设计说明

1. 选择 AMC3302 是因为其高精度、小输入电压范围，并且应用只需单个低侧电源。
2. 为 VDD 选择为 AMC3302 供电的低阻抗、低噪声源。
3. 为获得超高精度测量值，请选择温度系数低的精密分流电阻器。
4. 根据预期峰值输入电流电平选择电流分流电阻器。
5. 对于连续运行，根据 IEEE 标准，在正常条件下，分流电阻器的工作电流不得超过额定电流的三分之二。对于具有严格功耗要求的应用，可能需要进一步降低分流电阻或增加额定功率。

设计步骤

1. 确定在给定隔离放大器输入电流范围和固定增益情况下的传递方程。

$$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 41$$

2. 确定最大分流电阻器值。

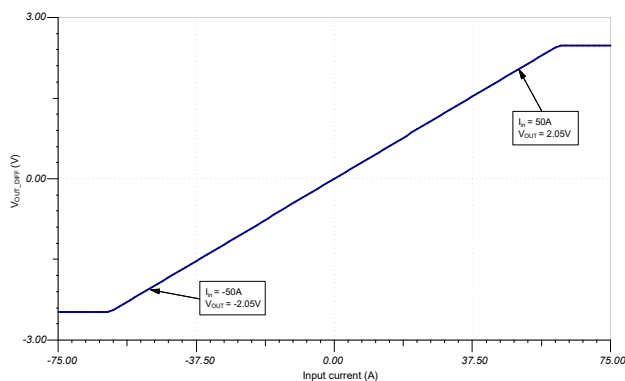
$$R_{shunt} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{50 \text{ mV}}{50 \text{ A}} = 1 \text{ m}\Omega$$

3. 确定最小分流电阻器功率耗散。

$$Power_{R_{shunt}} = I_{inMax}^2 \times R_{shunt} = 2500 \text{ A} \times 0.001 \Omega = 2.5 \text{ W}$$

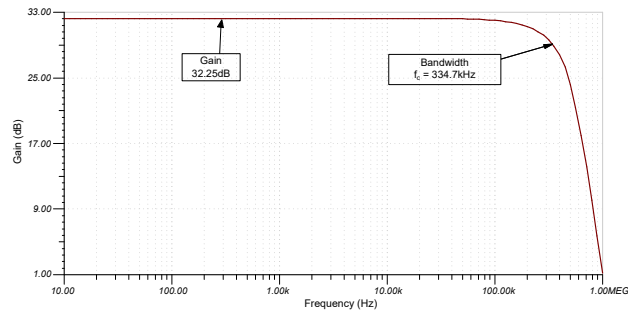
直流传输特性

下图展示了 AMC3302 差分输出的仿真直流特性。这些图表明，输出在输入为 $\pm 50\text{A}$ 时呈线性。



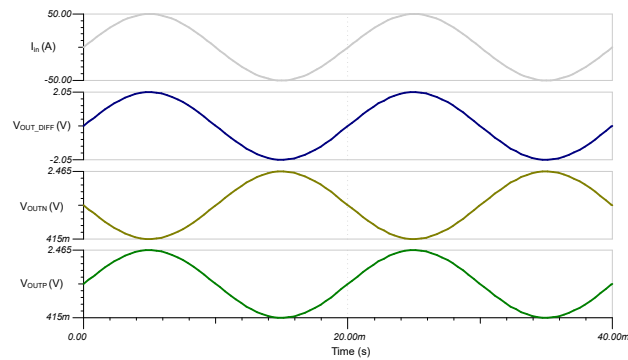
闭环交流仿真结果

交流扫描显示了差分输出的交流传递特性。由于 AMC3302 的增益为 41V/V，因此预计下图中将显示增益为 33.25dB。



瞬态仿真结果

以下瞬态仿真展示了 AMC3302 的 -50A 至 50A 输出信号。AMC3302 的差分输出为 $\pm 2.05\text{Vpk-pk}$ ，如预期的那样。



设计参考资料

有关 TI 综合电路库的信息，请参阅 [模拟工程师电路手册](#)。

设计采用的隔离放大器

AMC3302	
工作电压	1200V _{RMS}
增益	41 V/V
带宽	340kHz（典型值）
线性输入电压范围	±50mV
AMC3302	

设计备选隔离放大器

AMC3301	
工作电压	1200V _{RMS}
增益	8.2 V/V
带宽	334kHz（典型值）
线性输入电压范围	±250mV
AMC3301	

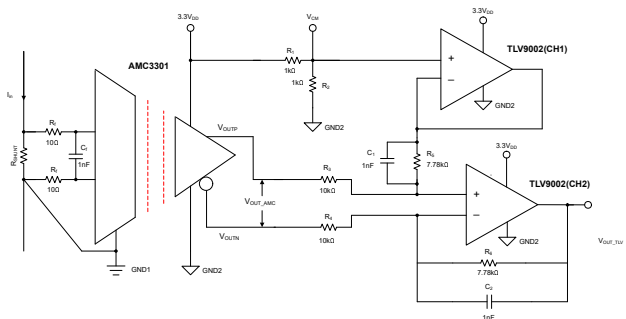
具有 $\pm 250\text{mV}$ 输入范围和单端输出电压的隔离式电流检测电路

设计目标

电 流 源		输 入 电 压		输 出 电 压	单 电 源
I _{IN} MIN	I _{IN} MAX	V _{IN} DIFF, MIN	V _{IN} DIFF, MAX	V _{OUT} SE	V _{DD}
-10A	10A	-250mV	250mV	55mV 至 3.245V	3.3V

设计说明

该隔离式电流检测电路可以准确地测量 -10A 至 10A 甚至更广范围的负载电流，其中 $25\text{m}\Omega$ 分流电阻器上的标称功率耗散为 2.5W 。隔离式放大器输入的线性范围为 -250mV 至 250mV ，差分输出摆幅为 -2.05V 至 2.05V ，输出共模电压 (V_{CM}) 为 1.44V 。隔离式放大器电路的增益固定为 8.2V/V 。TLV9002 用于将差分输出信号转换为单端信号，该信号可用于 ADS8326 等单端 ADC 以及缓冲分压器产生的 V_{CM} 。1.65V 基准电压用于设置最终的输出电压范围和共模电压电平。



设计说明

1. 选择 AMC3301 是因为其精度、输入电压范围，并且该器件只需单个低侧电源。
2. 选择 TLV9002 是因为其低成本、低失调电压、小尺寸和双通道封装。
3. 为 AVDD 选择低阻抗、低噪声源，用于为 TLV9002 和 AMC3301 供电并为单端输出提供共模电压。
4. 为获得超高精度，请使用温度系数低的精密分流电阻器。
5. 为预期峰值输入电流电平选择分流器。
6. 对于连续运行，根据 IEEE 标准，建议在正常条件下，分流电阻器的工作电流不超过额定电流的三分之二。对于具有严格功耗要求的应用，可能需要进一步降低分流电阻或增加额定功率。
7. 使用适当的电阻分压器值来设置 TLV9002 通道 1 上的共模电压。
8. 为 TLV9002 通道 2 上的增益设置电阻器选择合适的值，以便单端输出具有合适的输出摆幅。

设计步骤

1. 确定在给定隔离放大器输入电流范围和固定增益情况下的传递方程。

$$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 8.2$$

- ### 2. 确定最大分流电阻器值。

$$R_{SHUNT} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{250mV}{10A} = 25m\Omega$$

3. 确定最小分流电阻器功率耗散。

$$Power_{R_{SHUNT}} = I_{inMax}^2 \times R_{SHUNT} = 100A \times .025\Omega = 2.5W$$

4. 为了连接 3.3V ADC，AMC3301 和 TLV9002 都可在 3.3V 电源电压下工作，因此可以使用单电源。

5. TLV9002 的通道 1 用于设置通道 2 的单端输出的 1.65V 共模电压。在使用 3.3V 电源的情况下，可以使用一个简单的电阻分压器将 3.3V 分压为 1.65V。在使用 1kΩ 的 R2 时，可以通过以下公式计算 R1。

$$R_1 = \frac{V_{DD} \times R_2}{V_{CM}} - R_2 = \frac{5V \times 1000\Omega}{2.5V} - 1000\Omega = 1000\Omega$$

6. TLV9002 是一款轨到轨运算放大器。不过，TLV9002 输出相对于其电源轨的最大摆幅为 55mV。为满足此要求，TLV9002 的单端输出摆动范围应该为 55mV 至 3.245V (3.19Vpk-pk)。

7. AMC3301 的 V_{OUTP} 和 V_{OUTN} 输出为 2.05Vpk-pk，具有 180 度的相位差，共模电压为 1.44V。因此，差分输出为 $\pm 2.05V$ 或 4.1Vpk-pk。

为了保持在 TLV9002 的输出限制范围内，AMC3301 的输出需要衰减为原来的 3.19/4.1。当 $R_3 = R_4$ 且 $R_5 = R_6$ 时，可以使用差分转单端级的以下传递函数来计算 R_5 和 R_6 。

$$V_{OUT_TLV} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) \times \left(\frac{R_{5,6}}{R_{3,4}} \right) + V_{CM}$$

8. 通过使用之前计算的 TLV9002 输出摆幅并将 R_3 和 R_4 选为 10kΩ，可以使用以下公式计算得出 R_5 和 R_6 为 7.78kΩ。

$$3.245 = (2.465V - 415mV) \times \left(\frac{R_{5,6}}{10k\Omega} \right) + 1.65$$

在使用标准的 0.1% 电阻值时，可以使用 7.77kΩ 电阻器。这将提供 TLV9002 限制范围内的最大输出摆幅。

9. 电容器 C1 和 C2 与电阻器 R5 和 R6 并联放置，以限制高频成分。当 $R_5 = R_6$ 且 $C_1 = C_2$ 时，可以通过以下公式计算截止频率。

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{5,6} \times C_{1,2}}$$

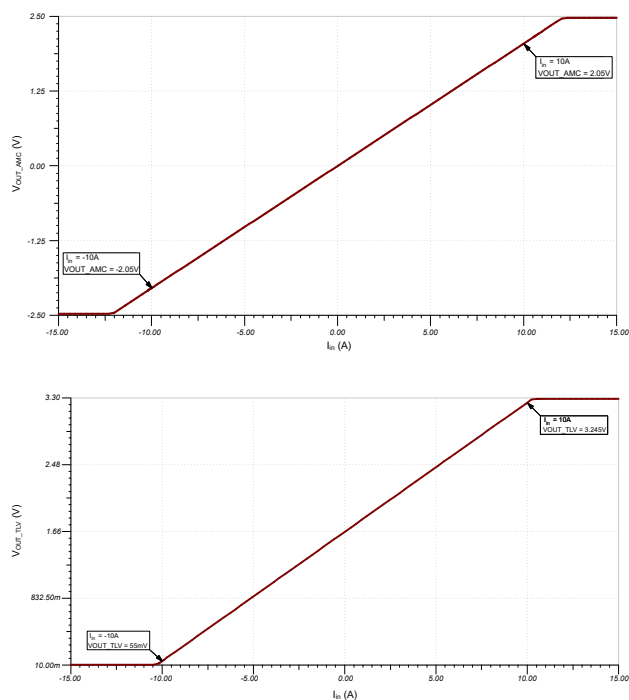
当 $C_1 = C_2 = 1nF$ 且 $R_5 = R_6 = 7780\Omega$ 时，可以计算得出截止频率为 20.45kHz。

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times 7780\Omega \times 1nF} = 20.45kHz$$

设计仿真

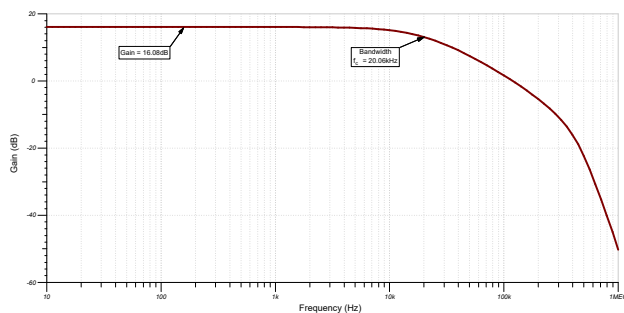
直流仿真结果

下图显示了 AMC3301 差分输出和 TLV9002 放大器单端输出的仿真直流特性。这两个图都表明，输出在 $\pm 10\text{A}$ 范围内呈线性。



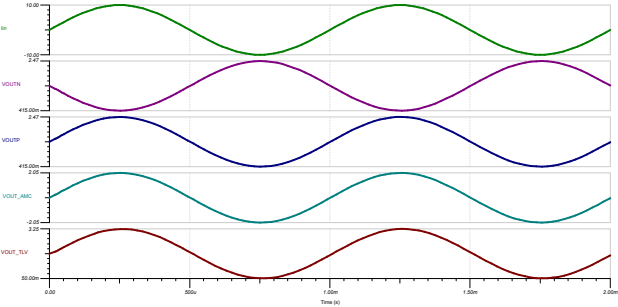
闭环交流仿真结果

以下交流扫描显示了单端输出的交流传递特性。使用之前**最后一个公式**中计算出的截止频率，可以看出仿真结果与实际情况非常相符。由于 AMC3301 的增益为 8.2V/V ，并且应用到差分至单端转换的增益为 0.778V/V ，因此预计下图所示的增益为 16.11dB 。



瞬态仿真结果

以下瞬态仿真显示了 AMC3301 和 TLV9002 在 -10A 至 10A 范围内的输出信号。AMC3301 的差分输出符合预期，为 $\pm 2.05\text{Vpk-pk}$ ，而单端输出为 3.19Vpk-pk ，摆幅为 55mV 至 3.245V 。



设计参考资料

请参阅 [模拟工程师电路设计指导手册](#)，了解 TI 综合电路库，并参阅 [将差分输出（隔离式）放大器连接到单端输入 ADC 应用简报](#)，了解有关差分至单端输出转换的更多信息。

设计采用的隔离式放大器

AMC3301	
工作电压	1200 V _{RMS}
增益	8.2 V/V
带宽	300 kHz（典型值）
线性输入电压范围	±250 mV
AMC3301	

设计备选隔离式放大器

AMC3330	
工作电压	1200V _{RMS}
增益	2V/V
带宽	310kHz（典型值）
线性输入电压范围	±1000mV
AMC3330	

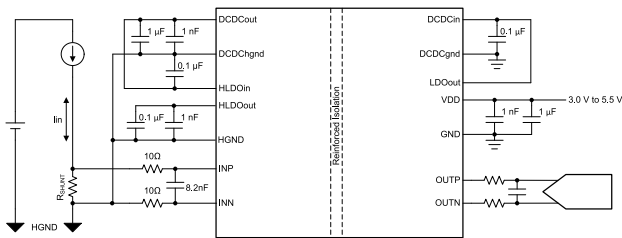
具有 ±250mV 输入和差分输出的隔离式电流测量电路

设计目标

电流源		输入电压		输出电压		单电源
I _{inMin}	I _{inMax}	差分 V _{INMin}	差分 V _{INMax}	差分 V _{OUTMin}	差分 V _{OUTMax}	V _{DD}
-50A	50A	-250mV	250mV	-2.05V	2.05V	3.0V 至 5.5V

设计说明

该隔离式单电源双向电流感测电路可以精确地测量 -50A 至 50A 的负载电流。线性输入范围为 -250mV 至 250mV，差分输出范围为 -2.05V 至 2.05V。该电路的增益固定在 8.2V/V。为确保操作员在高压应用中的安全，该设计需要 1000V 的工作电压。



设计注意事项

- 1. 选择隔离栅两端工作电压至少为 1000V 的放大器。
- 2. 选择输入滤波器元件，从而最大限度地减少内部偏置电流导致的压降，并保持约 1MHz 的 -3dB 截止频率。
- 3. 为获得超高精度，请使用温度系数低的精密分流电阻器。
- 4. 为预期峰值输入电流电平选择分流器。
- 5. 分流电阻器功率应比系统预期的连续额定功率大三到八倍。

设计步骤

- 1. 确定在给定隔离放大器输入电流范围和固定增益情况下的传递方程。

$$V_{OUT} = I_{in} \times R_{shunt} \times 8.2V$$

- 2. 确定最大分流电阻器。

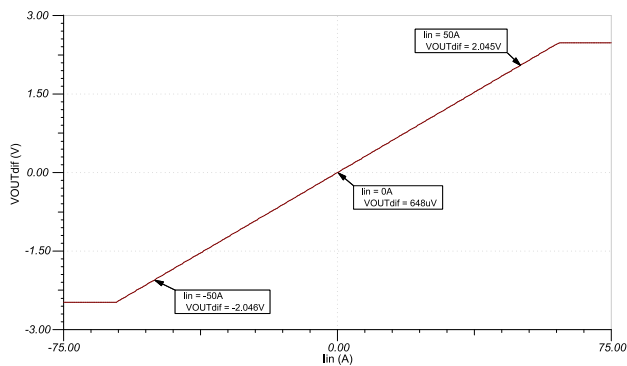
$$R_{shunt} = \frac{V_{shunt}}{I_{inMax}} = \frac{250mV}{50A} = 5m\Omega$$

- 3. 确定所需的最小分流电阻器功率。

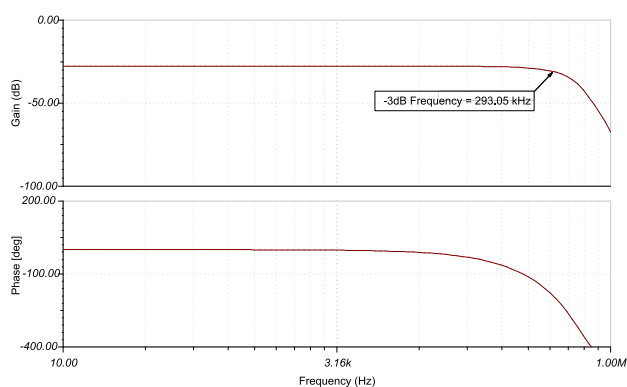
$$Power\ R_{shunt} = I_{inMax}^2 \times R_{shunt} = 2500 \times 0.005 = 12.5W$$

设计仿真

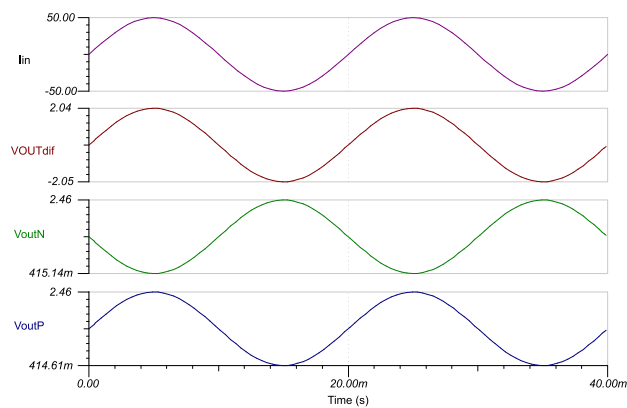
直流仿真结果



闭环交流仿真结果



瞬态仿真结果



设计参考资料

请参阅《[模拟工程师电路设计指导手册](#)》，了解有关 TI 综合电路库的信息。

主要文件链接 (TINA)

此电路的设计文件 – [AMC3301 TINA-TI 参考设计](#)

设计采用的运算放大器

AMC3301	
工作电压	1000V _{RMS}
增益	8.2V/V
带宽	300kHz（典型值）
线性输入电压范围	±250mV
www.ti.com.cn/product/cn/AMC3301	

设计备选运算放大器

AMC3330	
工作电压	1000V _{RMS}
增益	2V/V
带宽	310kHz（典型值）
线性输入电压范围	±1000mV
www.ti.com.cn/product/cn/AMC3330-Q1	

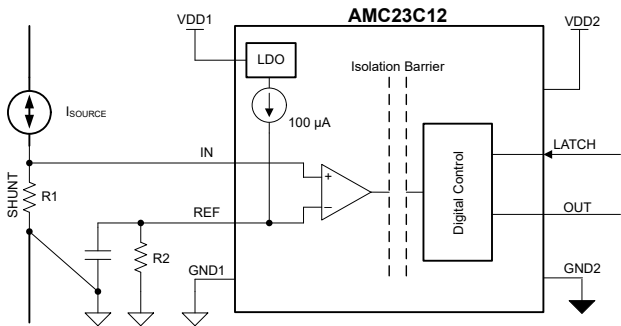
隔离式过流保护电路

设计目标

标称电流	过流水平	高侧电源	低侧电源	瞬态响应时间
50 A	55 A	3V–27V	2.7 V 至 5.5V	≤ 1000ns

设计说明

这种高速、隔离式双向过流检测电路采用 AMC23C12 实现。AMC23C12 具有隔离式窗口比较器和可通过固定内部精密电流源和用户可选电阻器调节的阈值电平。该电路旨在快速检测过流情况，允许控制器禁用电机控制、牵引逆变器和其他工业控制系统中使用的高速开关的脉宽调制 (PWM) 控制。



过流保护电路原理图

设计说明

- 1. 为了更大程度地降低误差，请选择精密分流电阻 (R_1) 和阈值设置电阻器 (R_2)。
- 2. AMC23C12 由高达 27V 的栅极驱动电源或高侧辅助电源供电。
- 3. 使用窗口比较器工作模式选择分流电阻器和阈值设置电阻器，以匹配标称电流和过流限制。

设计步骤

1. 根据标称电流水平确定分流电阻器的大小。分流电阻的大小允许输入引脚上的电压为 50mV。

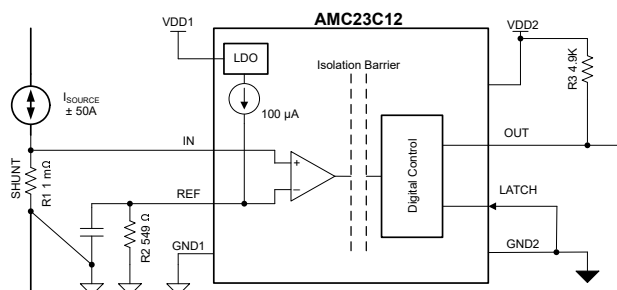
$$R_1 = \left(\frac{50 \text{ mV}}{50 \text{ A}} \right) = 1.0 \text{ m}\Omega$$

2. 在窗口比较器的输入端使用内部 100μA 源和 55A 的所需触发电平以及 55mV 的 1mΩ 分流器，根据所需的电流触发电平确定 R2 的值。

$$R_2 = \left(\frac{55 \text{ mV}}{100 \text{ }\mu\text{A}} \right) = 550 \text{ }\Omega$$

- 借助[模拟工程师计算器](#)，最接近的 E96 电阻器值为 550Ω 和 549Ω。

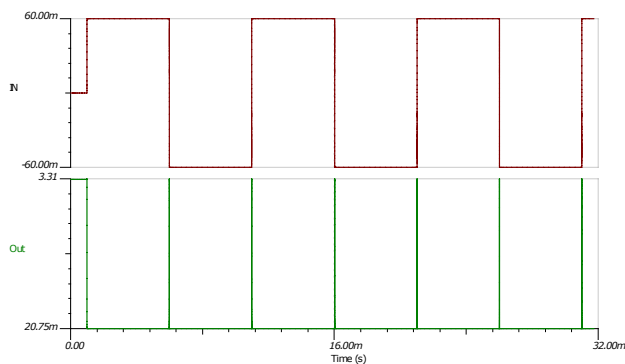
3. 可选 - 选择一个 27V 齐纳二极管来保护 AMC23C12，防止该器件因为电压超过建议的工作电源电压而受损。



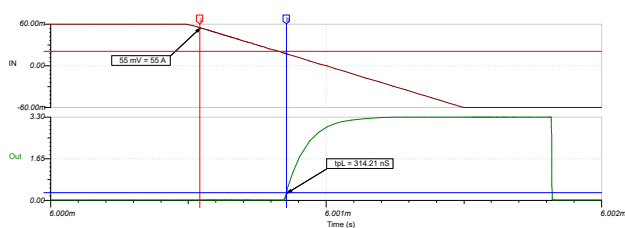
修订了过流保护原理图

设计仿真

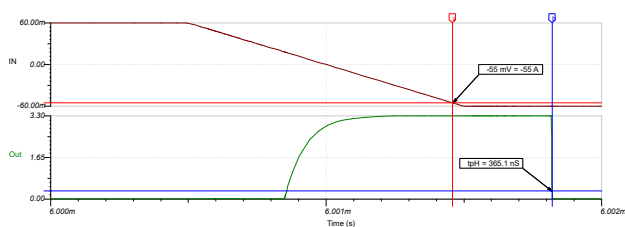
下图是过流保护电路的 SPICE 仿真。仿真显示了边缘触发之前的时间，大约为 360ns。



过流保护仿真的瞬态响应



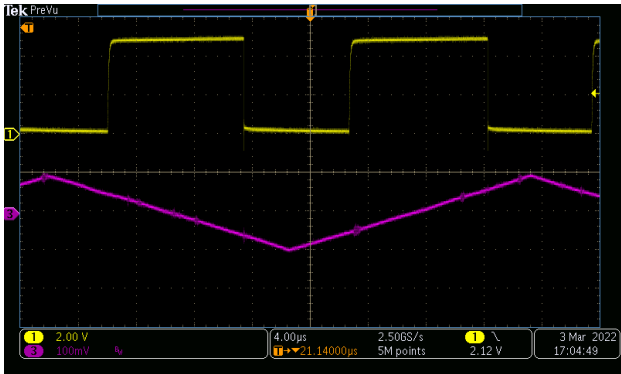
过流保护仿真的瞬态响应 - 上升



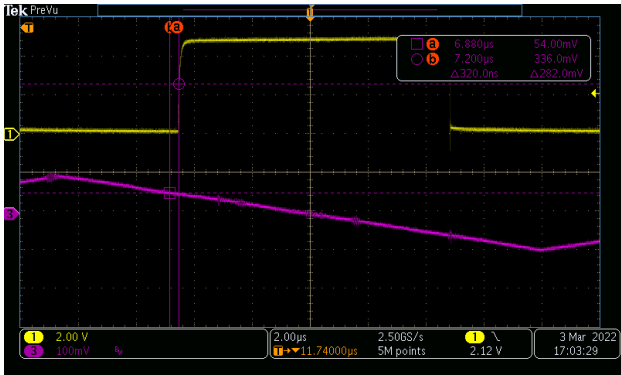
过流保护仿真的瞬态响应 - 下降

设计结果

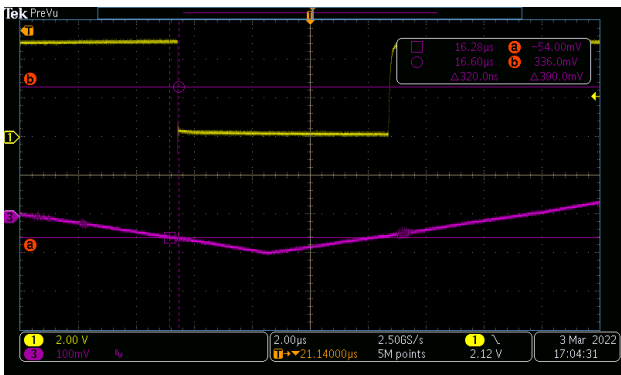
下图是物理电路的波形捕获。**过流保护电路波形**显示了线路 1 上的输出与线路 3 上的输入之间的关系。**过流保护电路波形 - 上升**显示了输出线路 1 的上升沿以及从触发电流到输出的延时时间。**过流保护电路波形 - 下降**显示了输出线路 1 的下降沿以及从触发电流到输出的延时时间。



过流保护电路波形



过流保护电路波形 - 上升



过流保护电路波形 - 下降

设计中采用的器件

器件	关键特性	器件链接
AMC23C12	- 高侧电源具有宽电压范围：3V 至 27V - 低侧电源电压范围：2.7V 至 5.5V - 可调阈值： - 窗口比较器模式：±20mV 至 ±300mV - 正比较器模式：600mV 至 2.7V - 阈值调整基准：100μA，±2% - 跳变阈值误差：250 mV 时为 ±1%（最大值） - 传播延迟：290 ns（典型值） - 高 CMTI：55kV/μs（最小值） - 具有可选锁存模式的开漏输出 - 安全相关认证： - 符合 DIN VDE V 0884-11 标准的 7000V_{PK} 增强型隔离 - 符合 UL1577 标准且长达 1 分钟的 5000V_{RMS} 隔离 - 针对更大工业温度范围进行了全面优化：-40°C 至 +125°C	器件： AMC23C12 类似器件： 隔离式放大器

设计参考资料

请参阅《[模拟工程师电路说明书](#)》，了解有关 TI 综合电路库的信息。

德州仪器 (TI)，[AMC23C12 具有可调阈值和锁存功能的快速响应增强型隔离式窗口比较器](#) 数据表

将差分输出（隔离式）放大器连接到单端输入 ADC

引言

无论您是检测工业三相伺服电机系统、电动汽车电池管理系统还是光伏逆变器中的电流，通常都需要包含某种安全隔离方案。安全相关标准定义了与特定设计相关的终端设备特定隔离要求。确定所需安全绝缘级别（基本、补充或增强）需要考虑各种因素，具体取决于设备类型、所涉及的电压电平以及设备的安装环境。

德州仪器 (TI) 提供了各种隔离式电流分流放大器，这些放大器用于上述电压和电流分流检测应用，可满足基本或增强型绝缘要求。对于需要增强型绝缘的应用，一款此类器件是 AMC1301。AMC1301 输出是围绕 1.44V 共模电压变化的全差分信号，可以直接馈送到独立模数转换器 (ADC)（如图 15 所示），或者馈送到 MSP430 和 C2000 微控制器系列中的板载 ADC。

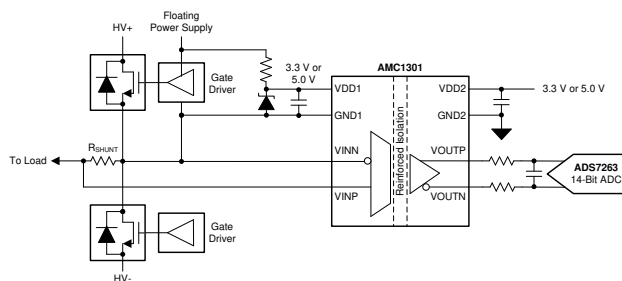


图 15. AMC1301 功能方框图

嵌入式 ADC

MSP430 和 C2000 系列处理器都具有嵌入式单端输入 ADC，因此问题变为：如何将这个差分信号送入单端数据转换器？

为达到这一目标，较简单的方法是仅使用 AMC1301 的一个输出，将第二个输出悬空。该设计的缺点是数据转换器只能使用一半的输出电压摆幅，从而降低了测量的动态范围。AMC1301 的模拟输入范围是 $\pm 250\text{mV}$ 。在 8.2 的固定增益下，VOUTN 和 VOUTP 电压为 $\pm 1.025\text{V}$ ，围绕 1.44V 共模输出电压变化，如图 16 所示。差分输出电压为 $\pm 2.05\text{V}$ 。

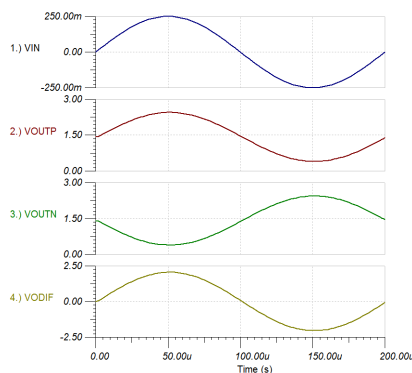


图 16. 差分输出电压

通过添加差分转单端放大器输出级（如图 17 所示），可以将 AMC1301 的整个输出范围提供给 ADC。

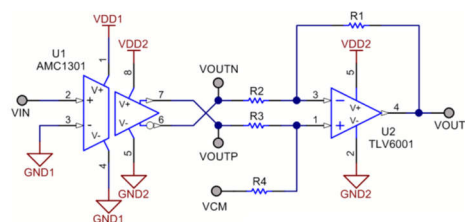


图 17. 差分转单端输出

假设在 V_{IN} 处施加一个 $\pm 250\text{mV}$ 的满量程正弦波；AMC1301 的内部增益将在 V_{OUTP} 和 V_{OUTN} 点提供 2.05V_{pk-pk} 输出，这两个点的相位差为 180° 。这些信号之间的差值 V_{ODIF} 为 4.1V_{pk-pk} 。当 $R_1 = R_4$ 且 $R_2 = R_3$ 时，输出级的传递函数如**方程式 8** 所示。

$$V_{OUT} = V_{OUTP} \times \left(\frac{R_4}{R_3}\right) - V_{OUTN} \times \left(\frac{R_1}{R_2}\right) + V_{CM} \quad (8)$$

在**方程式 8** 中为 R_1 至 R_4 使用等值电阻并将 V_{CM} 设置为 2.5V ，则**方程式 9** 简化为：

$$V_{OUT} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) + V_{CM} \quad (9)$$

图 18 显示了 AMC1301 的输入电压和输出电压，以及最终差分转单端输出级的输出电压。请注意， $\pm 2.05\text{V}$ 的差分电压转换为 0.5V 至 4.5V 的单端信号。

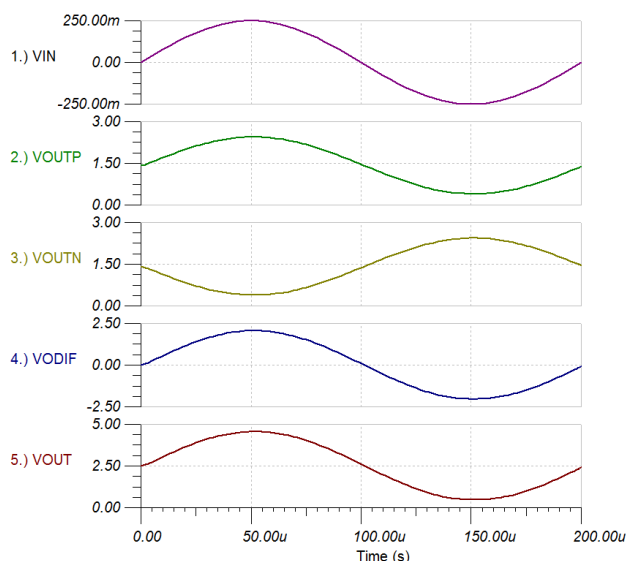


图 18. 单端输出电压

根据 ADC 的输入电压范围，可以将增益或衰减纳入差分转单端级，以调整输出摆幅。通过调节输出共模电压可以同时满足 ADC 的输入需求。

设计示例

MSP430 器件上的 ADC12 在使用内部电压基准时的输入电压范围为 0V 至 2.5V 。使用 AMC1301 的 V_{OUTP} 可以为 ADC12 提供 0.415V 至 2.465V 的输入信号，该信号完全处于转换器的输入范围内，同时仅使用 AMC1301 的一半输入范围。如**图 19** 所示，通过使用增益为 0.5 且共模电压为 1.25V 的差分转单端放大器配置，AMC1301 的整个电压范围均可应用于 ADC12。

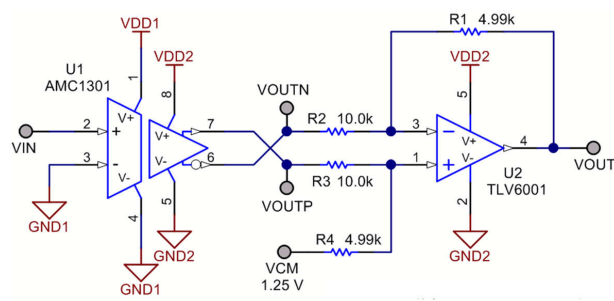


图 19. 经缩放的差分转单端输出

备选器件建议

AMC1100 或 AMC1200 以较低的价格提供与 AMC1301 性能类似的基本隔离。对于需要双极输出的应用，TLV170 可提供此选项。

表 5. 备选器件建议

器件	优化参数	性能权衡
AMC1100	高达 4250 V _{PEAK} 的电隔离	瞬态抗扰度更低
AMC1200	高达 4250 V _{PEAK} 的电隔离	基本隔离与增强型隔离
TLV170	双极运算达 ±18V	输入偏置电流更高

结语

虽然可以使用 AMC1301 的单个输出来驱动单端 ADC，但在输出端添加差分转单端运算放大器级可确保目标应用具有尽可能最大的动态范围。

相关文档

- 1. 适用于三相系统的低漂移低侧电流测量
- 2. 高压电源轨上的精密电流测量

利用 AMC3311 为 AMC23C11 供电以实现隔离式检测和故障检测

应用简报

引言

故障检测对于 [电机驱动器](#)、[伺服驱动器](#)、[车载充电器 \(OBC\)](#)、[串式逆变器](#) 和 [微型逆变器](#) 等应用至关重要。通过隔离栅将高压域和低压域分隔开，使系统能够在不同的共模电压下运行。高压域执行功能，而低压域控制设备。这既可以防止对低压电路造成电气损坏，也可以防止对用户造成伤害。以高共模电压运行时，需要检测过压等故障。本文档重点介绍了 AMC3311 如何提供来自 HLDO_OUT 的高侧电源电流来为 AMC23C11 隔离式比较器的高压域供电，从而实现紧凑的故障检测设计。

AMC3311 是一款精密的增强型隔离式放大器。该器件的输入电压范围为 0 至 2V，可用于驱动控制环路的精密隔离式直流电压测量。该器件具有集成式直流/直流转换器，支持 4mA 辅助电路的高侧电源电流。这样即可实现从器件低侧到高侧的单电源运行，从而进行 AMC3311 的反馈测量和 AMC23C11 的过压故障检测。AMC23C11 是一款快速响应增强型隔离式比较器。该器件可用于具有可调跳变阈值的快速过流或过压检测。该器件需要 2.7mA 的高侧电源电流。AMC3311 是市场上较早推出的具有集成式直流/直流转换器的隔离式放大器，使这两个器件能够成对工作，适合需要精密隔离式放大器来实现控制功能，以及需要快速反应比较器来实现过流或过压保护的应用。

用于为 AMC23C11 供电的 AMC3311

AMC3311 提供隔离式电源，能够通过 HLDO_OUT 引脚为需要高侧电源的连接元件提供高达 4mA 的电流。这一特性直接支持使用 AMC23C11 等性能更高的隔离式比较器。

AMC3311 提供的电源电流使得各种配套器件可与隔离式放大器搭配使用。[图 20](#) 展示了如何使用 AMC3311 为 AMC23C11 的高侧供电的示例原理图。在原理图中，AMC3311 引脚 5 处的 HLDO_OUT 展示了延伸至 AMC23C11 引脚 1 处 VDD1 的布线。隔离式比较器将输入电压与引脚 3 处的基准电压进行比较。如果输入电压超过作为基准电压建立的阈值，该器件会下拉开漏输出。可以通过修改与内部 100 μ A 电流源相关的基准电阻值来调整阈值电压。

此外，AMC23C11 具有 1.4V 的裕度余量电压。阈值电压不能高于 3.2V 输入与 1.4V 裕度的差值 (1.8V)。在 REF 和 GND1 之间放置了一个电阻器，以将跳变电压定义为 1.07V。因此，这项余量要求将隔离式比较器上的阈值电压限制为低于在放大器上所见的真正截止电压。例如，当放大器上的真正截止电压为 2.14V 时，隔离式比较器无法监控电压，因为电压超出裕度余量电压设置的限值。因此，RSNS 被分成两个相等的电阻器（RSNS1 和 RSNS2），以按比例将截止电压定义为 AMC3311 所需电压的一半。相反，AMC23C11 会读取 1.07V 作为基准电压。

[图 21](#) 展示了组合各器件进行布线的 PCB 布局示例。

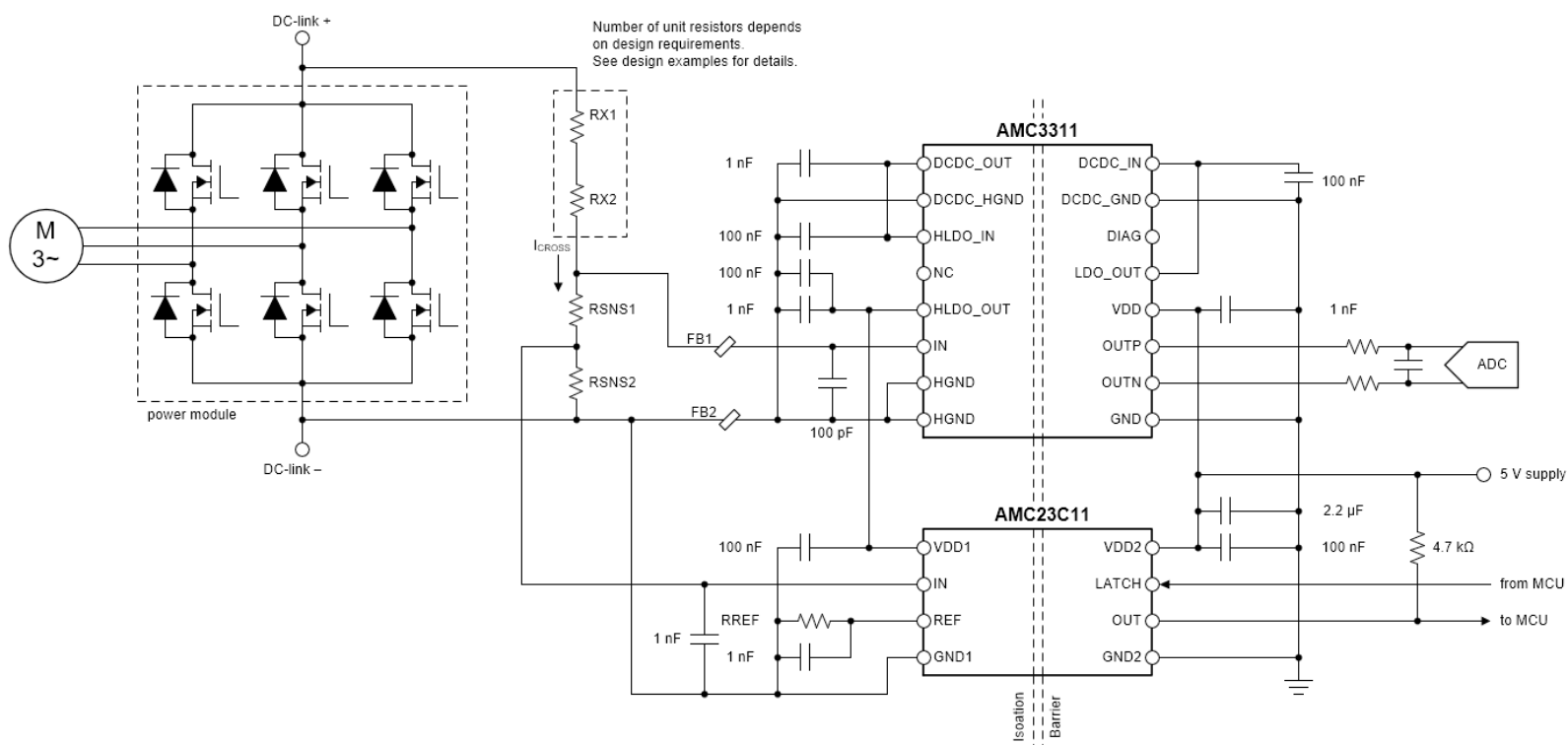


图 20. AMC3311 和 AMC23C11 原理图

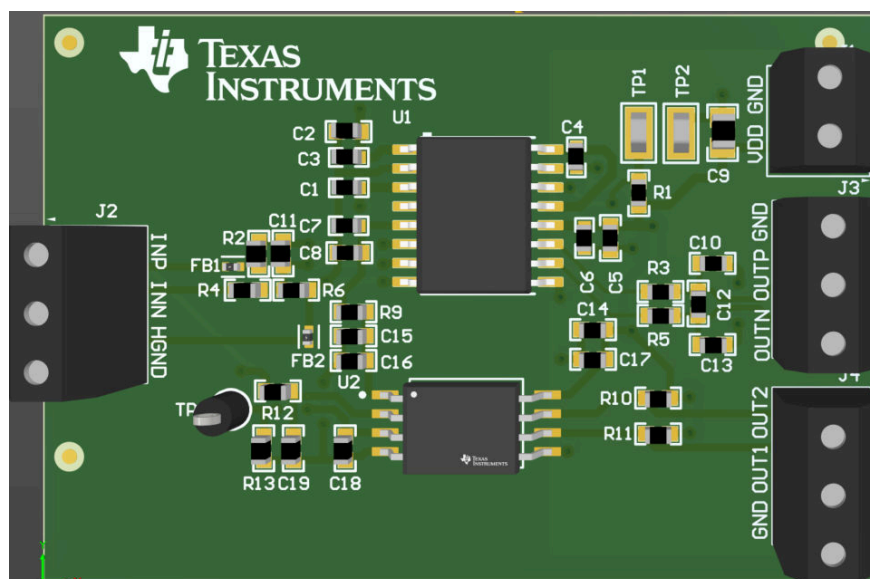


图 21. AMC3311 和 AMC23C11 PCB 布局

AMC23C11 用于过压检测

图 22 和图 23 分别显示了 AMC3311 和 AMC23C11 的过压响应时间。使用 3.2V 电源时，输入信号 (CH4) 显示电压上升至 1.07V 过压阈值以上。

AMC3311、VOUTP (CH2) 和 VOUTN 通道 (CH1) 的响应时间为 2.906 μ s，而 AMC23C11、OUT (CH3) 的响应时间为 314.015ns。放大器检测过压所需的时间长度是隔离式比较器检测过压所需长度的九倍以上。对于低延迟应用而言，此延迟时间可能过长。为了补充 AMC3311 放大器，可以使用隔离式比较器来防止发生过压，因为比较器可以快速检测高于设定阈值的电压。这会通知控制器关闭所有受影响的电子产品，从而在高电压应用中提高安全性和可靠性。

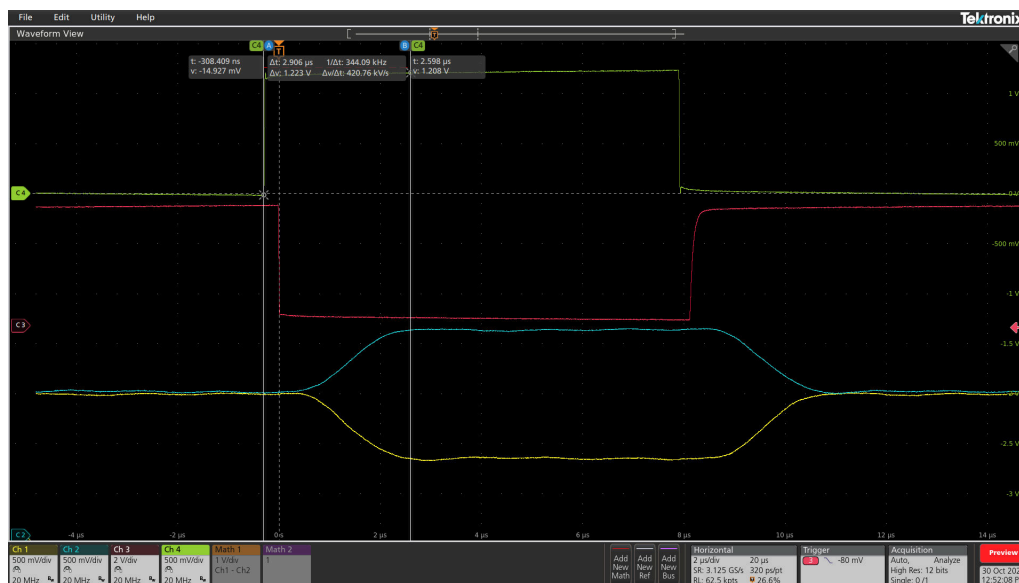


图 22. AMC3311 过压响应时序波形

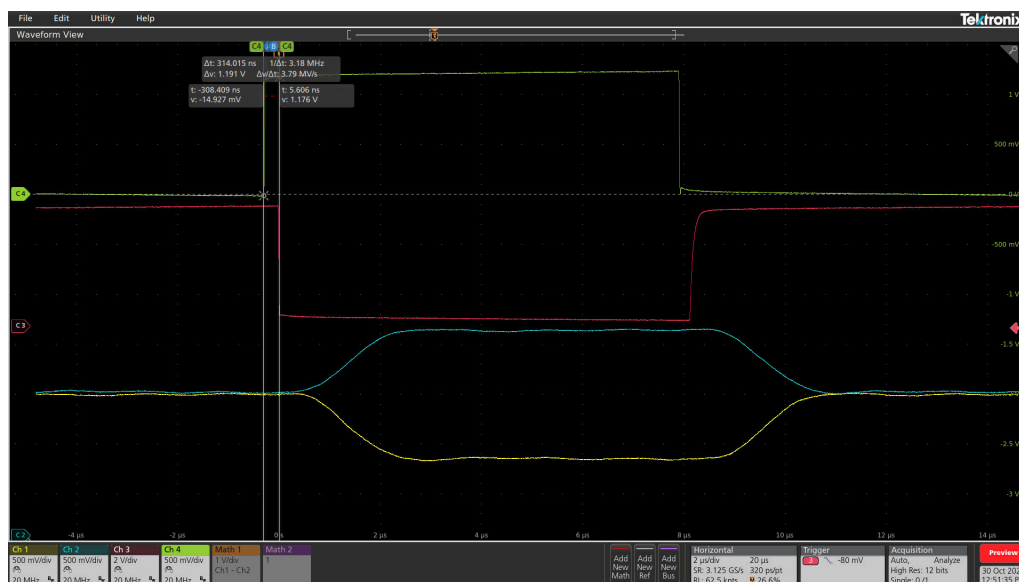


图 23. AMC23C11 过压响应时序波形

结论

AMC3311 是一款具有高侧电流电源的隔离式放大器，可用于为辅助检测电路供电。该器件可以在高侧为外部器件提供高达 4mA 的电流，并且与 AMC23C11 等高速隔离式比较器兼容。该比较器的优势是可显著缩短响应时间，从而实现过压保护。对于电压和电流检测应用，结合使用 AMC3311 和 AMC23C11 会是一个有用的选择。

其他资源

- 德州仪器 (TI), [精密实验室系列：隔离简介](#) 视频系列。
- 德州仪器 (TI), [AMC3311-Q1 具有集成式直流/直流转换器的汽车类、2V 输入、增强型隔离精密放大器](#) 数据表。
- 德州仪器 (TI), [AMC23C11 具有可调阈值和锁存功能的快速响应增强型隔离式比较器](#) 数据表。
- 德州仪器 (TI), [隔离相关术语](#)
- 德州仪器 (TI), [隔离式放大器电压检测 Excel 计算器](#) 设计资源。

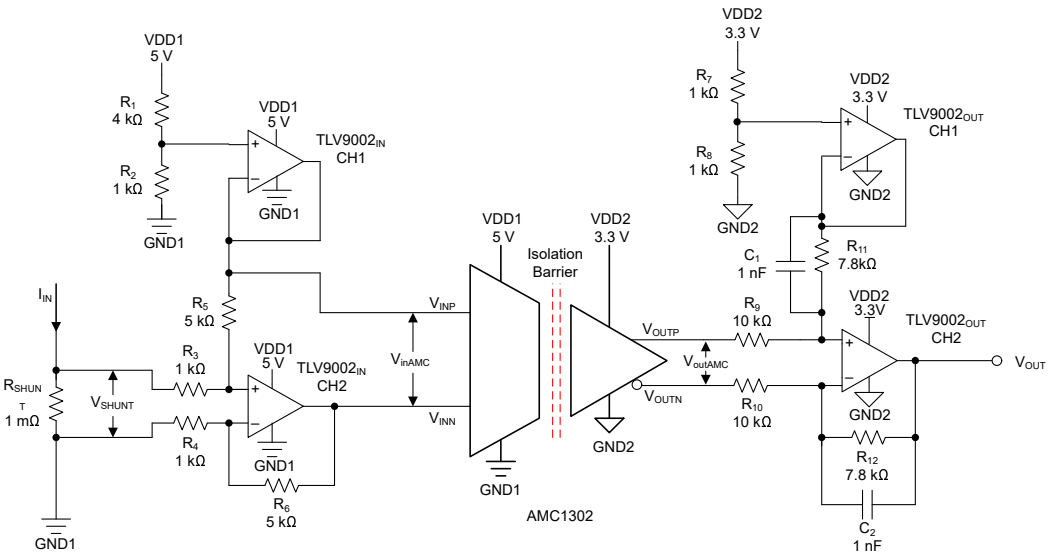
具有前端增益级的隔离式电流检测电路

设计目标

电流源（标称值）		电流源（短路）	输入电压		输出电压	电源	
$I_{IN\ MIN}$	$I_{IN\ MAX}$	I_{SHORT}	$V_{SHUNT,\ MIN}$	$V_{SHUNT,\ MAX}$	V_{OUT}	V_{DD1}	V_{DD2}
$\pm 10\text{mA}$	$\pm 10\text{A}$	$\pm 200\text{A}$	$\pm 10\mu\text{V}$	$\pm 10\text{mV}$	55mV 至 3.245V	5V	3.3V

设计说明

一些应用需要使用电路来测量小标称电流，同时承受高短路电流，例如断路器。本电路设计文档介绍了一种隔离式电流检测电路，可以准确测量 $\pm 10\text{mA}$ 至 $\pm 10\text{A}$ 的标称负载电流，同时可承受高达 $\pm 200\text{A}$ 的短路电流。对于该电路，假设输出与 3.3V 单端 ADC（例如集成到 MSP430 中的 ADC）一起使用。被测线路电流与 ADC 之间的隔离是使用隔离放大器 (AMC1302) 实现的。在使用 $1\text{m}\Omega$ 分流电阻器的情况下，预期的最小标称电流会产生 $\pm 10\mu\text{V}$ 信号，由于 $\Delta\text{-}\Sigma$ 调制器死区，该信号太小而无法在零电压输入附近被准确解析。为了解决此问题，电路可使用一个 2 通道运算放大器 (TLV9002) 以 5V/V 的增益将信号放大并将共模电压设置为 1V ；这不仅能使最小标称电流脱离死区，而且能使最大标称电流达到隔离放大器的满量程线性输入范围。隔离放大器的满量程线性输入范围为 $\pm 50\text{mV}$ ，差分输出摆幅为 $\pm 2.05\text{V}$ ，输出共模电压为 1.44V ，内部固定增益为 41V/V 。在隔离放大器的输出侧，使用了第二个 2 通道运算放大器 (TLV9002)，其中第一个通道用于将单端共模电压设置为 1.65V ，第二个通道用于将隔离放大器的差分输出信号转换为可与 3.3V 单端 ADC 一起使用的单端信号。



设计说明

1. 得益于 AMC1302 的低功耗、分辨率和 $\pm 50\text{mV}$ 满量程输入电压范围，我们选择该器件作为隔离放大器。
2. 得益于 TLV9002 的低成本、低失调电压、小尺寸和双通道封装，选择该器件作为运算放大器。
3. 为 VDD1 和 VDD2 选择低阻抗、低噪声源，这两者为 TLV9002_{IN}、TLV9002_{OUT} 和 AMC1302 提供电源，同时还用于设置单端输出的共模电压。
 - VDD1 以 GND1 为基准，VDD2 以 GND2 为基准。
4. 为获得超高精度，请使用温度系数低的精密分流电阻器。
5. 根据预期的标称和短路输入电流水平选择分流电阻器。
 - a. 对于连续运行，根据 IEEE 标准，在正常条件下，分流电阻器的工作电流不得超过额定电流的三分之二。对于具有严格功耗要求的应用，可能需要进一步降低分流电阻或增加额定功率。
 - b. 对于短路电流，请查看分流电阻数据表中的短期过载规格。该电流通常是标称功率耗散的 5 倍。
 - c. 如需有关计算功率耗散方面的帮助，请参阅[隔离放大器电流检测 Excel 计算器](#)。
6. 使用适当的电阻分压器值来设置 TLV9002_{IN} 和 TLV9002_{OUT} 通道 1 上的共模电压。确保不违反隔离放大器的输入共模规格。
7. 为 TLV9002_{OUT} 通道 2 上的增益设置电阻器选择合适的值，以便单端输出具有合适的输出摆幅。

设计步骤

1. 根据最大标称电流确定相应的分流电阻器值。

$$R_{SHUNT} = \frac{V_{inMax}}{I_{inMax}} = \frac{50\text{ mV}}{10\text{ A}} = 5\text{ m}\Omega$$

2. 由于该分流电阻器必须能够承受 200A 的短路电流，因此进一步将分流电阻器的电阻降低为原来的五分之一，这在[步骤 6](#)中得到了补偿。确定最大标称电流工作期间的分流电阻器功率耗散。

$$Power\ R_{SHUNT} = I_{inMax}^2 \times R_{SHUNT} = 100\text{ A}^2 \times 1\text{ m}\Omega = 0.1\text{ W}$$

确定最小标称电流工作期间的分流电阻器功率耗散。

$$Power\ R_{SHUNT} = I_{inMin}^2 \times R_{SHUNT} = 0.1\text{ mA}^2 \times 1\text{ m}\Omega = 0.1\text{ }\mu\text{W}$$

3. 确定短路期间的分流电阻器功率耗散。请务必验证所选的短期过载规格（通常为标称值的 5 倍）是否能够承受短路耗散的功率。

$$Power\ R_{SHUNT} = I_{inShort}^2 \times R_{SHUNT} = 40,000\text{ A}^2 \times 1\text{ m}\Omega = 40\text{ W}$$

选择功耗降低为原来的五分之一的分流电阻器。因此，如果短期过载要求为 40W，则分流 $P_{dissipation} = 8\text{W}$ 。有关更多详细信息，请参阅[隔离式电流检测的设计注意事项](#)模拟设计期刊。

4. TLV9002_{IN} 的通道 1 用于设置 TLV9002_{IN} 通道 2 的单端输出的 1V 共模电压。通道 1 的 1V 输出也被发送到 AMC1302 的正输入端。在使用 5V 电源的情况下，可以使用一个简单的电阻分压器将 5V 分压为 1V。在使用 4k Ω 的 R_1 时，可以通过以下公式计算 R_2 。

$$R_2 = \frac{V_{CM} \times R_1}{V_{DD} - V_{CM}} = \frac{1.00 \text{ V} \times 4000 \Omega}{5.00 \text{ V} - 1.00 \text{ V}} = 1000 \Omega$$

5. TLV9002_{IN} 的通道 2 用于放大分流电阻器的电压，以便在测量最大标称电流范围时利用 AMC1302 的满量程输入电压范围。对于 1mΩ 的分流电阻器和 ±10A 的最大标称电流，分流电阻器的输出电压为 ±10mV。由于 AMC1302 的最大输入电压为 ±50mV，必须以 5V/V 的增益放大分流电阻器的输出。在保持 R3/R4 为 1kΩ 的同时，可以通过以下公式计算 R5/R6 的电阻值。

$$\text{Gain} \left(\frac{V}{V} \right) = \frac{R_{5,6}}{R_{3,4}}; R_{5,6} = \text{Gain} \left(\frac{V}{V} \right) \times R_{3,4} = 5 \text{ V/V} \times 1 \text{ k}\Omega = 5 \text{ k}\Omega$$

6. 根据所选的分流电阻器，验证在短路期间是否未违反 AMC1302 输入的绝对最大电压限制。200A 短路电流会在 AMC1302 上施加 1V 的差分电压。由于输入共模被设置为 1V，因此相对于 GND1，AMC1302 的负输入端上会施加最大 2V 的电压。

$$V_{inAMC} = 200 \text{ A} \times 0.001 \Omega \times 5 \text{ V/V} = 1 \text{ V}$$

AMC1302 的绝对最大输入电压比高侧电源电压高 500mV（如 [AMC1302 精密、±50mV 输入、增强型隔离放大器](#) 数据表中所述）。在使用 5V 高侧电源电压时，不会违反绝对最大输入电压额定值。

7. TLV9002_{OUT} 的通道 1 用于设置 TLV9002_{OUT} 通道 2 的单端输出的 1.65V 共模电压。在使用 3.3V 电源的情况下，可以使用一个简单的电阻分压器将 3.3V 分压为 1.65V。在使用 1kΩ 的 R₇ 时，可以通过以下公式计算 R₈。

$$R_8 = \frac{V_{CM} \times R_7}{V_{DD} - V_{CM}} = \frac{1.65 \text{ V} \times 1000 \Omega}{3.3 \text{ V} - 1.65 \text{ V}} = 1000 \Omega$$

8. 虽然 TLV9002 是轨至轨运算放大器，但 TLV9002 的输出最多只能相对于电源轨摆动 55mV。因此，TLV9002_{OUT} 的单端输出摆动范围为 55mV 至 3.245V (3.19V_{pk-pk})。
9. AMC1302 的 V_{OUTP} 和 V_{OUTN} 输出为 2.05V_{pk-pk}，具有 180 度的相位差，共模电压为 1.44V。因此，差分输出为 ±2.05V 或 4.1V_{pk-pk}。

为了保持在 TLV9002_{OUT} 的输出限制范围内，AMC1302 的输出需要衰减为原来的 3.2/4.1。当 R₉ = R₁₀ 且 R₁₁ = R₁₂ 时，可以使用差分转单端级的以下传递函数来计算 R₁₁ 和 R₁₂。

$$V_{OUT} = (V_{OUTP} - V_{OUTN}) \times \left(\frac{R_{11,12}}{R_{9,10}} \right) + V_{CM}$$

10. 通过使用之前计算的 TLV9002_{OUT} 输出摆幅并将 R₉ 和 R₁₀ 设置为 10kΩ，可以使用以下公式计算得出 R₁₁ 和 R₁₂ 为 7.8kΩ。

$$3.2 = (2.465 \text{ V} - 415 \text{ mV}) \times \left(\frac{R_{11,12}}{10 \text{ k}\Omega} \right) + 1.65$$

在使用标准的 0.1% 电阻值时，可以使用 7.8kΩ 电阻器。这提供了 TLV9002 限制范围内的最大输出摆幅。

11. 电容器 C₁ 和 C₂ 与电阻器 R₁₁ 和 R₁₂ 并联放置，可限制高频信号。当 R₁₁ = R₁₂ 且 C₁ = C₂ 时，可以通过以下公式计算截止频率。

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{11,12} \times C_{1,2}}$$

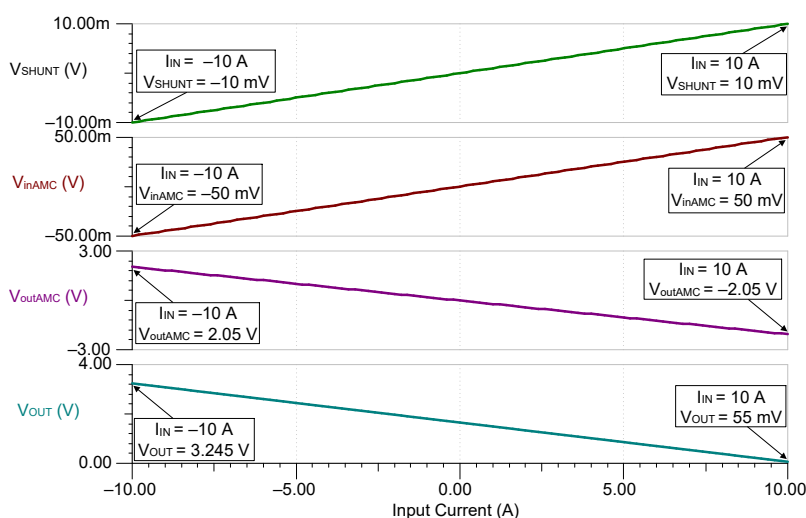
当 $C_1 = C_2 = 1\text{nF}$ 且 $R_{11} = R_{12} = 7800\Omega$ 时，可以计算得出截止频率为 20.414kHz。

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times 7800 \Omega \times 1 \text{ nF}} = 20.414 \text{ kHz}$$

设计仿真

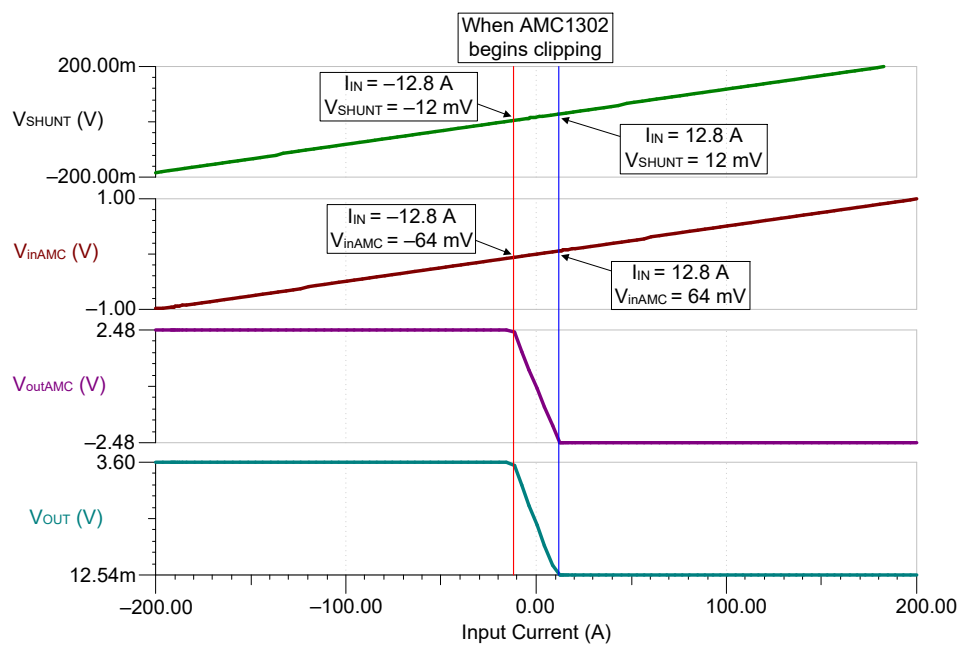
直流仿真结果

仿真结果 仿真结果展示了分流器电压的仿真直流特性、AMC1302 的差分输入/输出以及 TLV9002 放大器的单端输出（-10A 至 10A）。



仿真结果

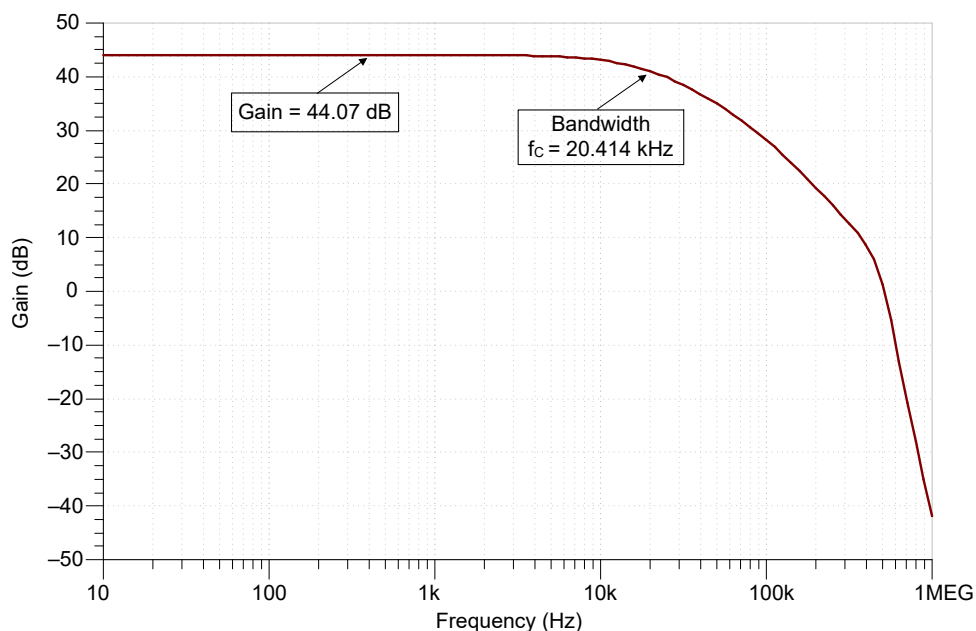
短路事件仿真 通过演示输入和输出如何在 $\pm 200\text{A}$ 下做出反应，显示了短路事件期间的电路仿真。穿过图形的红线和蓝线标记了 AMC1302 的输出开始削波的点。从该点开始，电路的目的是在发生短路事件后继续运行。在 **设计步骤** 部分中，选择了适当的 AMC1302 高侧增益和分流电阻值以避免在该事件期间造成损坏。以下仿真验证了这些选择：在短路事件中进入 AMC1302 的最大输入电压为 $\pm 1\text{V}$ ，低于该器件的绝对最大额定值。因此，仿真确认电路在短路事件过去后继续运行。



短路事件仿真

闭环交流仿真结果

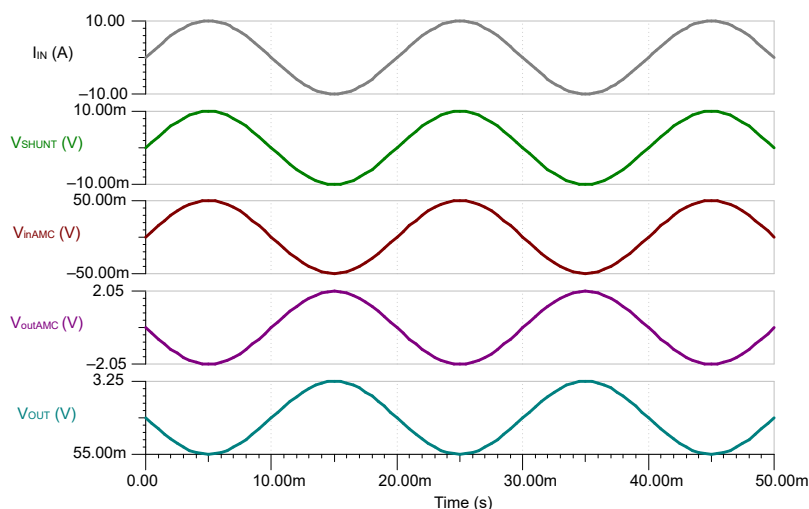
交流仿真 显示了单端输出的交流传递特性。该仿真显示当频率接近并超过使用 11 中第二个公式计算的截止频率时预期的增益 (dB)。模拟前端增益为 5V/V，AMC1302 增益为 41V/V，差分转单端增益为 0.78V/V；因此，预计增益为 44.07dB，如下图所示。



交流仿真

正弦波仿真结果

正弦波仿真 正弦波模拟展示了分流器的输出、AMC1302 的差分输入和输出以及 TLV9002 响应正弦波的单端输出（振幅为 -10A 至 10A）。AMC1302 的差分输出为 $\pm 2.05V_{pk-pk}$ ，与预期相符，单端输出为 $3.19V_{pk-pk}$ ，摆动范围为 55mV 至 3.245V。



正弦波仿真

设计参考资料

请参阅 [模拟工程师电路设计指导手册](#)，了解 TI 综合电路库，并参阅 [将差分输出（隔离式）放大器连接到单端输入 ADC 应用简报](#)，了解有关差分至单端转换输出的更多信息。

设计采用的隔离式放大器

工作电压	1500V _{RMS}
增益	41V/V
带宽	280 kHz（典型值）
线性输入电压范围	±50mV
输入电阻	4.9kΩ（典型值）
输入失调电压和漂移	±50μV（最大值）、±0.8μV/°C（最大值）
增益误差和漂移	±0.2%（最大值），±35ppm/°C（最大值）
非线性度和漂移	0.03%（最大值）、1ppm/°C（典型值）
隔离瞬态过压	7071V _{PEAK}
共模瞬态抗扰度 (CMTI)	100kV/μs（最小值）

设计备选隔离式放大器

工作电压	1200V _{RMS}
增益	41V/V
带宽	334 kHz（典型值）
线性输入电压范围	±50mV
输入电阻	4.9kΩ（典型值）
输入失调电压和漂移	±50μV（最大值）、±0.5μV/°C（最大值）
增益误差和漂移	±0.2%（最大值），±35ppm/°C（最大值）
非线性度和漂移	±0.03%（最大值）、1ppm/°C（典型值）
隔离瞬态过压	6000V _{PEAK}
共模瞬态抗扰度 (CMTI)	95kV/us（最小值）

工作电压	1000V _{RMS}
增益	41V/V
带宽	280 kHz（典型值）
线性输入电压范围	±50mV
输入电阻	4.9kΩ（典型值）
输入失调电压和漂移	±50μV（最大值）、±0.8μV/°C（最大值）
增益误差和漂移	±0.2%（最大值），±35ppm/°C（最大值）
非线性度和漂移	±0.03%（最大值）、1ppm/°C（典型值）
隔离瞬态过压	4250V _{PEAK}
共模瞬态抗扰度 (CMTI)	100kV/μs（最小值）

隔离式分流器和闭环电流检测的精度比较

引言

车载充电器、光伏逆变器、直流充电（桩）站、电源转换系统和电机驱动等多种工业和汽车应用都需要进行隔离，以保护数字电路免受执行测量的高压电路的影响。为这些应用实现隔离式电流检测的两种方法是基于分流器的隔离式检测和基于磁（霍尔或磁通门）的检测。本文档比较了德州仪器 (TI) 的 **AMC3302** 单电源**隔离式放大器**与常用的闭环电流传感器 (CLCS)。

技术概述

基于分流器的隔离式电流检测的原理是测量精密直列式电阻（称为分流电阻）两端的电压。



图 24. 基于分流器的隔离式电流检测

分流电阻必须非常精确，以便生成所提供电流的预期电压，因为预期电阻的任何变化都将直接导致增益误差。基于分流器的电流检测功能的优势在于，它可实现出色的精度、抗磁干扰能力、可扩展性和小尺寸。

CLCS 使用磁芯来感应流经初级导体的电流产生的磁场。CLCS 中包含的磁场感应元件用于提供施加到磁芯的补偿电流。该补偿电流产生的磁通大小相等，但与初级导体产生的磁通相反，从而产生零磁通测量。磁性电流检测易受电磁干扰的影响，这种干扰会影响器件的偏移和线性性能。

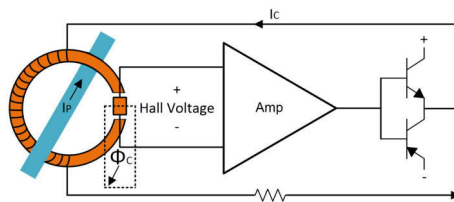


图 25. 基于霍尔效应的闭环传感器

有关如何比较这两种技术的更多信息，请访问[此处](#)。

测试设置

为了直接比较这两种技术的性能，我们创建了一个测试设置。这里使用了直流电流源、电子负载和数字万用表来捕获 +/-85A 初级电流扫描在 -40°C、25°C 和 85°C 三个不同温度下的数据。所有测量均根据 IEEE488 自动进行。

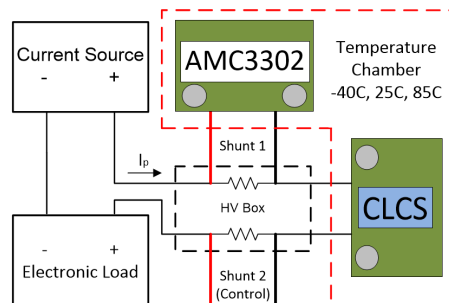


图 26. AMC3302 电路和 CLCS 测试设置方框图

请注意，用于 AMC3302 电路测量的 $500\mu\Omega$ 分流器 1 和用于控制测量的 $500\mu\Omega$ 分流器 2 不受环境温度变化的影响，因此本分析中不包括分流器温度漂移误差。两款分流器的额定容差均为 $\pm 0.25\%$ ，温度系数为 $\pm 15\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ，功率耗散为 20W 。

下面的电路图展示了用于精度比较的 **AMC3302** 和 **TLV6002** 电路。TLV6002 的通道 1 用于缓冲通过电阻分压器生成的基准电压，而 AMC3302 的差分输出通过通道 2 从差分转换为单端。因此，AMC3302 电路具有与 CLCS 相同的接口：VDD、GND、VREF 和 VOUT。

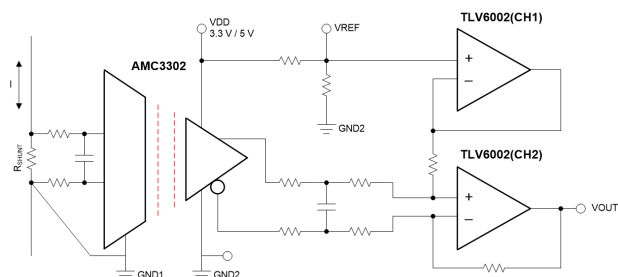
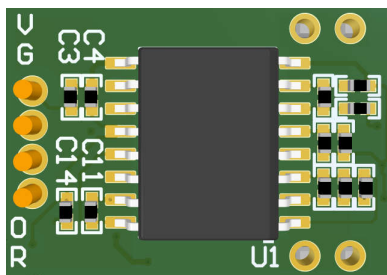


图 27. AMC3302 电路图

下面是 AMC3302 印刷电路板 (PCB)。PCB 的设计方式使 AMC3302 电路适合与 CLCS 相同的 x、y 封装，即 $13.4\text{mm} \times 21.9\text{mm}$ 。AMC3302 PCB 的高度要小得多；仅为 2.6mm ，与 CLCS 的 16mm 相比，高度减少了 84% 。



确，无需增益校准，误差小于 0.1%。与 AMC3302 电路相比，CLCS 的增益误差漂移和线性性能较差，导致总误差大于 0.5%。与 CLCS 相比，AMC3302 电路在整个电流和温度范围内的精度提高了 5 倍以上。

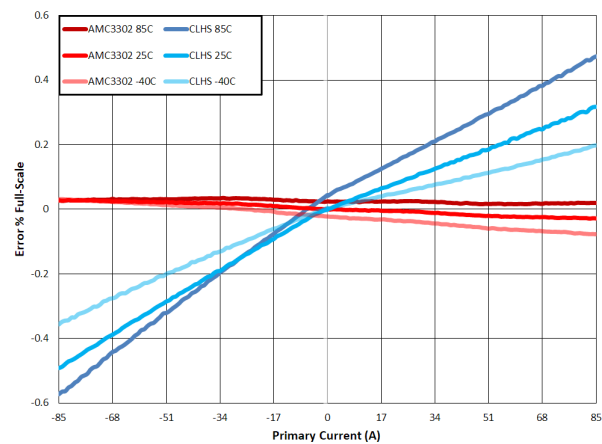


图 29. 偏移校准后 AMC3302 电路和闭环电流传感器的精度比较

下面显示了绝对最大误差的精度比较表。

温度	-40C	25C	85C
AMC3302 电路	-0.077%	-0.029%	0.035%
CLCS	-0.356%	-0.492%	-0.573%

结语

下表总结了 AMC3302 电路和 CLCS 的比较。对于要求出色精度的系统，AMC3302 电路比 CLCS 具有明显的优势。进行此比较时使用的 AMC3302 电路在 x 和 y 维度的尺寸相等，但在高度 z 方面具有明显的优势。AMC3302 电路还具有抗磁干扰能力和可扩展性。

	AMC3302 电路	CLCS
精度	++	+
尺寸	+	-
抗磁干扰	++	--
可扩展性	++	-
简化设计	+	++

电压感测

- 利用隔离式电压检测充分提高功率转换和电机控制效率
- 借助集成高压电阻隔离式放大器和调制器提高精度和性能
- 适用于电压检测应用且具有差分输出、单端固定增益输出和单端比例式输出的隔离式放大器
- 具有 $\pm 250\text{mV}$ 输入和差分输出的隔离式电压测量电路
- 使用 AMC3330 进行线间隔离式电压测量的分接抽头连接
- 具有隔离放大器和伪差分输入 SAR ADC 的 $\pm 12\text{V}$ 电压检测电路
- 具有隔离式放大器和差分输入 SAR ADC 的 $\pm 12\text{V}$ 电压检测电路
- 隔离式欠压和过压检测电路
- 隔离式过零检测电路
- 具有差分输出的 $\pm 480\text{V}$ 隔离式电压检测电路

利用隔离式电压检测充分提高功率转换和电机控制效率

随着汽车和工业应用领域对获取更多可再生能源的需求不断增长，对小型、高效、精确且具有成本效益的功率转换器和电机控制器的需求正在高速增长。

用于测量高电压的精确隔离式电压检测是一项重大的电气工程挑战，并且电压变得越来越高。直流电压从 $400V_{DC}$ 增加到 $800V_{DC}$ ，甚至高达 $1,500V_{DC}$ 。消费者的经济承受能力也变得越来越重要，尺寸优化正在推动更大规模的创新。因此，迫切需要满足当今要求的精密、尺寸优化、电隔离电压检测器件。

汽车制造商每年都会提出研发电动汽车 (EV) 的目标，期望实现更长的行驶里程（大于 400 英里）和提供更好的操作安全性，同时保持实惠的价格。集成式隔离式直流电压检测器件可以在车载充电器、直流/直流转换器和电池管理系统中提供低于 1% 的直流电池电压精度误差，从而更最大限度地提高直流电压测量值并延长行驶里程。集成的隔离式交流电压检测器件可以在紧凑型集成电路 (IC) 中精确测量单相或三相交流电网电压，从而更最大限度地提高电网对电压电平的利用率。交流和直流隔离式电压检测器件均可通过检测功能故障并通知驱动器来确保运行安全。通过将外部元件集成到单个 IC 中，交流和直流隔离式电压检测器件还可以提高性价比，从而帮助设计人员通过更节能的设计缩短产品上市时间。

在智能能源基础设施中，具有高级集成度的隔离式电压检测器件可以降低直流和交流充电器、储能系统和光伏逆变器的成本并提高功率密度。这些隔离式电压检测器件还可以实现高精度电压测量，精度误差小于 1%，从而实现更精确的电力输送和更低的功率耗散。效率提高后，节省下来的成本就有可能让消费者获益。

能源基础设施应用需要同时测量交流和直流电压。

对于交流电压检测，精确的隔离式电压传感器可以更精确地测量电网电压，这对于功率转换器非常重要，因为您需要了解每个电压之间的相位差才能执行功率因数校正。在逆变器模式下，隔离式电压传感器为负载和/或电网提供精确的电压电平。

对于直流电压检测，精确的隔离式电压传感器有助于在恒压阶段加快电池充电至最终电压时的充电速度，而不会损坏电池。

图 30 展示了在电动汽车和能源基础设施中进行隔离式电压检测的示例。



图 30. 电动汽车和能源基础设施系统中的隔离式电压检测。

在当今的电机控制应用（包括工业电机驱动器和汽车牵引逆变器）中，越来越需要更精确的直流电压测量。高度精确和紧凑的 IC 可以实现更高效的直流测量，并且不会占用印刷电路板 (PCB) 上的太多空间，而这两个方面都是电机控制应用中的挑战。

高压检测解决方案

TI 大力开发产品，帮助应对市场挑战并实现更高效、更具成本效益和更精确的功率转换和电机控制系统。我们开发了两种新的隔离式电压检测技术，包括集成式高压电阻器和单端输出器件。

集成电阻器件

AMC0380D04-Q1、**AMC0381D10-Q1** 和 **AMC0386M10-Q1** 系列电隔离电压检测放大器和调制器集成了高压电阻分压器，且无需昂贵的大型外部电阻器即可将电压降至 $\pm 1\text{V}$ 或 0V 至 2V 电平。独立式高压电阻器会占用 PCB 上的大量空间，因为您可能需要多达 15 个高压电阻器来降低电压并保持系统的隔离等级。独立式高压电阻器也是测量误差、寿命漂移和温度漂移的重要来源，需要下线校准。

在节约布板空间方面，AMC0380D04-Q1 $\pm 400\text{V}_{\text{AC}}$ 输入隔离放大器、AMC0381D10-Q1 $1,000\text{V}_{\text{DC}}$ 输入隔离放大器和 AMC0386M10-Q1 $\pm 1,000\text{V}_{\text{AC}}$ 输入隔离调制器无需外部高压电阻器，从而节省系统级成本并将解决方案尺寸缩减多达 50%，如图 31 所示。

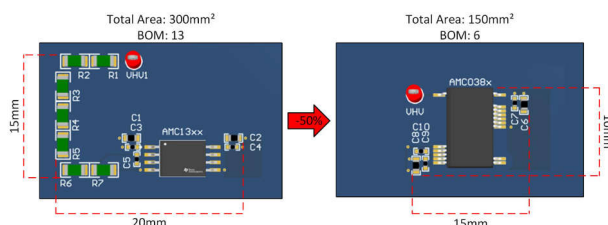


图 31. 集成电阻器系列的集成优势。

通过将高电压电阻器集成到我们的隔离式电压检测器件中，无需使用大型电阻梯。我们还通过校准 AMC0380D04-Q1、AMC0381D10-Q1 和 AMC0386M10-Q1 的内部电阻器的增益误差，避免了系统级校准，这可以节省制造时间和成本。

这些器件还有助于提高精度，进而提高系统效率。与分立式电阻器相比，集成分压器具有非常低的温度漂移和使用寿命漂移，可实现低于 1% 的电压测量精度。

有关集成电阻器件的更多信息，请参阅应用手册 [使用集成高压电阻器隔离放大器和调制器提高精度和性能](#)。

单端输出器件

在使用 AMC1311 等业界通用隔离式放大器设计隔离式电压检测电路时，一个常见挑战是将隔离式放大器的差分输出转换为单端输出，以直接连接微控制器 (MCU) 内的模数转换器 (ADC)。这可能成本高昂，并会占用额外的 PCB 空间。

为了节省布板空间，**AMC0311R-Q1**、**AMC0311S-Q1**、**AMC0330R-Q1** 和 **AMC0330S-Q1** 器件无需使用差分转单端电路（通常由运算放大器和基准电压组成），从而有助于节省系统级成本并缩减解决方案尺寸（请参阅图 32）。

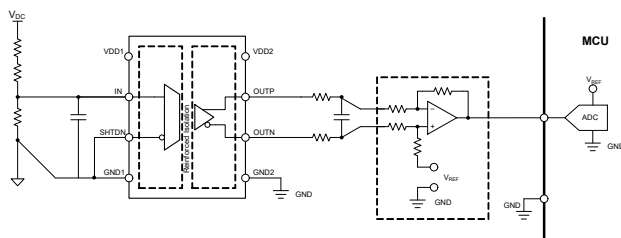


图 32. 传统的隔离式电压检测拓扑。

图 33 展示了这些单端器件的引脚排列。

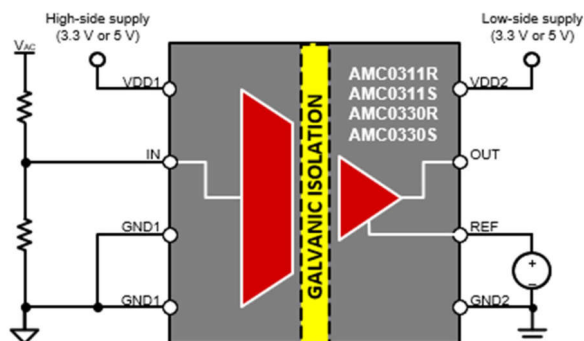


图33. 差分转单端运算放大器的集成。

除了 AMC0311R-Q1 和 AMC0330R-Q1 器件所带来的布板空间节省外，它们的比例式输出可实现可变输出增益，从而通过隔离式电压检测器件提供输出摆幅，该器件遵循 MCU 内部 ADC 的基准电压，如图 34 所示。这允许使用 ADC 的全动态范围来提高分辨率测量值。

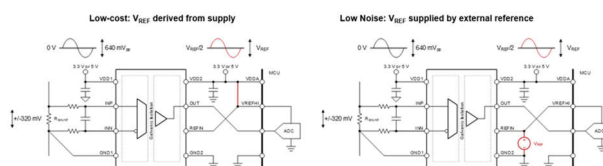


图 34. 比例输出隔离式电压检测。

有关集成电阻器件的更多信息，请参阅应用手册[适用于电压检测应用且具有差分、单端固定增益和比例式输出的隔离式放大器](#)。

集成隔离式电压检测用例

图 35 展示了功率转换系统的标准拓扑。对于交流电压检测，您可以在不使用外部高压电阻器的情况下使用 AMC0380D04-Q1（绿色矩形），也可以在使用外部高压电阻器的情况下使用 AMC0330D-Q1、AMC0330S-Q1 或 AMC0330R-Q1（黄色矩形）。

对于直流电压检测，您可以在不使用外部高压电阻器的情况下使用 AMC0381D10-Q1 和 AMC0386M10-Q1（蓝色矩形），也可以在使用外部高压电阻器的情况下使用 AMC0311D-Q1、AMC0311S-Q1 或 AMC0311R-Q1（红色矩形）。

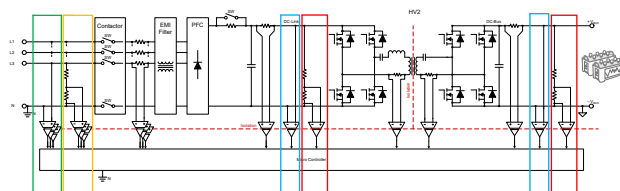


图 35. 功率转换应用中的隔离式电压检测。

图 36 展示了电机控制系统的标准拓扑。对于交流电压检测，您可以在不使用外部高压电阻器的情况下使用 AMC0380D04-Q1（绿色矩形），也可以在使用外部高压电阻器的情况下使用 AMC0330D-Q1、AMC0330S-Q1 或 AMC0330R-Q1（黄色矩形）。

对于直流电压检测，您可以在不使用外部高压电阻器的情况下使用 AMC0381D10-Q1 和 AMC0386M10-Q1（蓝色矩形），也可以在使用外部高压电阻器的情况下使用 AMC0311D-Q1、AMC0311S-Q1 或 AMC0311R-Q1（红色矩形）。

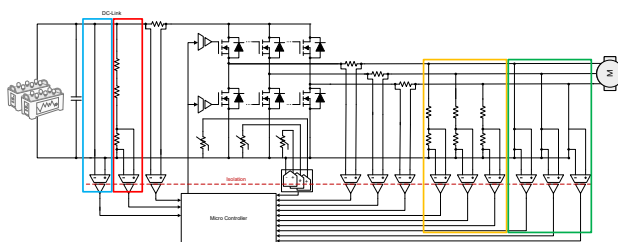


图 36. 电机控制应用中的隔离式电压检测。

结语

在当今市场，小型、高效、精确且具有成本效益的功率转换器和电机控制器是大势所趋。用于交流电压检测的 AMC0380D04-Q1、AMC0386M10-Q1、AMC0330D-Q1、AMC0330S-Q1 和 AMC0330R-Q1 器件以及用于直流电压检测的 AMC0381D-Q1、AMC038610-Q1、AMC0311D-Q1、AMC0311S-Q1 和 AMC0311R-Q1 器件可应对设计挑战，帮助实现未来净零排放的目标。

其他资源

- 查看采用高压检测产品的更新版参考设计：
 - 基于 SiC 的 800V、300kW 牵引逆变器系统参考设计（下载 [TIDM-02014](#)）
 - 10kW 双向三相三级（T 型）逆变器和 PFC 参考设计（下载 [TIDA-01606](#)）
- 订购 [AMC038XEVM](#) 评估模块和 [DIYAMC-0-EVM](#) 评估模块，开始设计。
- 详细了解 TI 的 [电压检测解决方案](#)。

借助集成高压电阻隔离式放大器和调制器提高精度和性能

摘要

本应用手册介绍了用于高压检测的全新 AMC038x 器件系列，包括具有集成电阻分压器的电隔离放大器和调制器，并重点介绍了其优势和常见用例。

简介

随着高电压汽车和工业设计的发展，人们对于精确、安全和高能效的电隔离电压检测设计的需求日益增长。AMC038x 产品系列是一组隔离式放大器和调制器，具有更高精度、增强集成和更强功能，可满足这些要求。与使用外部电阻分压器的传统设计相比，这些器件采用集成高压 (HV) 电阻，因此设计尺寸大大减小。要将电压降至 1V 或 2V 电平，外部高压电阻分压器可能尺寸很大且成本高昂。此外，与分立式电阻相比，集成电阻具有非常低的温度漂移和使用寿命漂移。因此，AMC038x 产品能够在整个温度范围和使用寿命内实现低于 1% 的精度，并且无需校准。

高电压电阻隔离式放大器和调制器的优势

与使用外部电阻分压器电压检测器件的标准 2V 输入相比，AMC038x 产品系列具有许多优势，包括提高精度并减小电路板空间。

节省空间

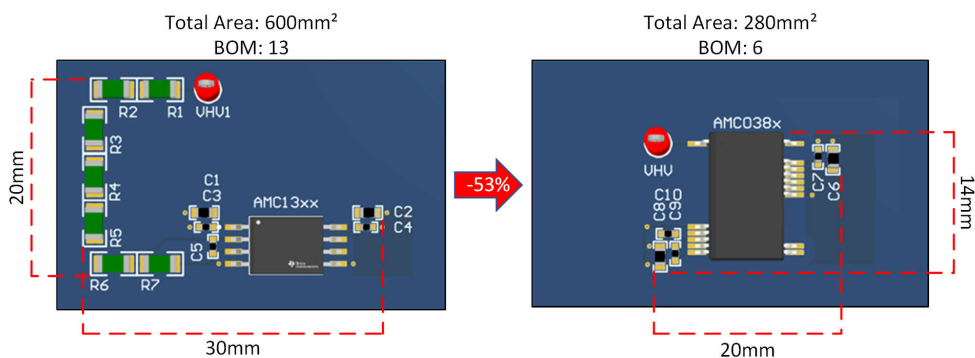


图 37. 节省电路板空间

电流分立式高压电阻会占用 PCB 上的大部分空间。通常，单个电阻的压降受限于制造商，由于板级可靠性问题，客户倾向于选择尺寸较小的电阻。因此，系统可能需要多达 15 个高压电阻来降低电压并维持系统的隔离额定值。相比之下，AMC038x 产品系列将高压电阻集成到器件中，相当于使设计更简单、更小巧。这在高压输入和下一个最近的引脚之间提供了 8mm 爬电距离和间隙距离。如图 37 所示，设计尺寸减小了 50% 以上，并大大减少了 BOM 数量。

集成高压电阻的温度漂移和使用寿命漂移更低

除了节省空间之外，集成高压电阻分压器还可提高精度。以往采用外部电阻的设计具有更高的温度漂移和使用寿命漂移；省去外部电阻可以消除大部分总误差。更具体地说，外部电阻的温度漂移会随时间推移越来越严重。通常，外部电阻分压器在分压器的上半部分使用高压电阻，在分压器的下半部分使用低压 (LV) 电阻。这些低压电阻通常具有不同的类型、结构或材料。集成电阻分压器对上电阻和下电阻使用相同的材料，因此温度系数非常低。电阻分压器的任何剩余误差随后都会在生产中得到校准，这实际上完全消除了电阻分压器误差。考虑以下示例：

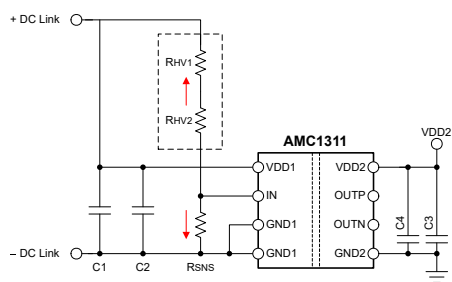


图 38. 外部电阻设计

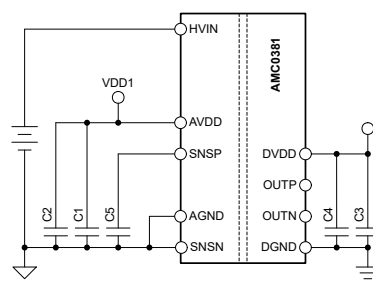


图 39. 集成电阻设计

外部电阻最坏情况下的漂移误差:

$$50\text{ppm}/^{\circ}\text{C}(R_{HV1}/R_{HV2}) - (-50\text{ppm}/^{\circ}\text{C})(R_{SNS}) + 40\text{ppm}/^{\circ}\text{C}(\text{AMC1311 Gain Error Drift}) = 140\text{ppm}/^{\circ}\text{C} \quad (10)$$

$$\text{Drift Error over Temperature \%} = 140\text{ppm}/^{\circ}\text{C} \times 100^{\circ}\text{C} = 1.4\% \quad (11)$$

集成电阻最坏情况下的漂移误差:

$$40\text{ppm}/^{\circ}\text{C}(\text{AMC0381 Gain Error Drift}) \quad (12)$$

$$\text{Drift Error over Temperature \%} = 40\text{ppm}/^{\circ}\text{C} \times 100^{\circ}\text{C} = 0.4\% \quad (13)$$

由于外部电阻可以朝相反方向变化，这相当于总信号链误差的 2/3 以上；额外增加 1%。因此，与高压集成电阻产品不同，外部电阻设计很难在整个温度范围和使用寿命内实现低于 1% 的精度。

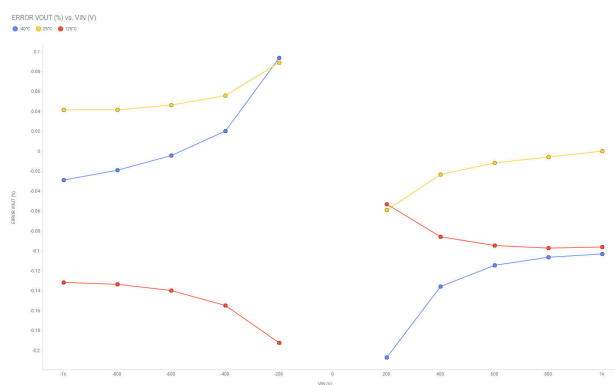
精度结果

图 40. 总输出基准误差百分比与输入电压之间的关系

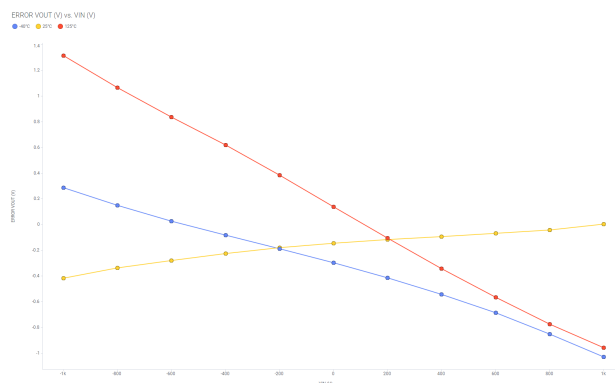


图 41. 总输出基准误差电压与输入电压之间的关系

为了进行说明，**图 40** 和 **图 41** 展示了 AMC038x 器件在整个温度范围内的典型精度。这两张图表明，AMC038x 在 100V 以上可实现低于 0.4% 的精度，并且无需系统级校准，即可在整个温度范围内实现 100V 输入以下 0.5V 绝对误差。保存校准例程可降低用于实现精确电压测量应用的生产成本。



图 42. AMC038x 热结果: 12.5mΩ

此外，AMC0381D10 热结果证明了该器件系列在极高电压下的稳定性能。在 1000V 下，封装的 θ_{JA} 热阻为 107°C/W，预计温升为 8°C，这与实验室测量结果非常一致。这不仅可以接受，还证实了在较高环境温度下的安全性能。

完全集成电阻与附加外部电阻示例

在**车载充电器 (OBC)** 应用中, 精确的电压测量和温度范围内的性能稳定至关重要。要使电池在使用数年后仍可完全充满电, 必须实现电池的完全充电状态。Ergo、更高精度和低使用寿命漂移直接有助于这些系统的持续成功。这些原则也可以扩展到其他**混合动力汽车**、**能源基础设施**和**电机驱动**应用。

一些应用也可以考虑添加外部电阻来手动调整内部电阻分压器的增益。这是可行的; 但需要注意的是, 这会重新引入在使用集成电阻器件时几乎可以避免的温度漂移和增益误差。借助集成电阻, 高压和低压电阻的增益漂移可以朝同一方向漂移, 并在温度范围内保持稳定, 实际微乎其微。当引入一个外部电阻 R_{EXT} 时, 在最坏情况下, 内部电阻和 R_{EXT} 的增益漂移会朝相反方向变化并对系统增加二次误差。例如, 如果用户希望在 1000V 器件上检测 1200V 电压, 该用户可以考虑以下演示:

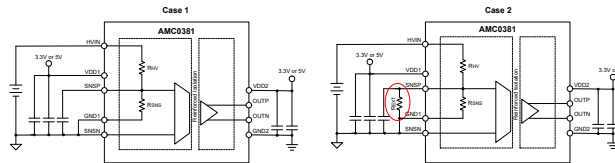


图 43. 增益误差电阻分压器变化原理图

案例 1: 在 1000V 器件上检测 1000V (AMC0381R10):

对于 1000V 器件: $R_{HV} = 12.5M\Omega$; $R_{SNS} = 12.5k\Omega$

集成电阻容差为 $\pm 20\%$ 。高压和低压电阻 R_{HV} 和 R_{SNS} 朝相同方向漂移。

SNSP 引脚上的标称电阻分压器电压:

$$V_{NOM} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS}}{R_{HV} + R_{SNS}} \quad (14)$$

$$V_{NOM} = 1000V \times \frac{12.5k\Omega}{12.5M\Omega + 12.5k\Omega} = 0.999V \quad (15)$$

SNSP 引脚上的最大电阻分压器电压:

$$V_{MAX} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS} + 20\%}{R_{HV} + 20\% + R_{SNS} + 20\%} \quad (16)$$

$$V_{MAX} = 1000V \times \frac{15.0k\Omega}{15.0M\Omega + 15.0k\Omega} = 0.999V \quad (17)$$

输出基准增益误差:

$$V_{GAIN ERROR OUTPUT} = (V_{MAX} - V_{NOM}) \times V_{OUTPUT} \quad (18)$$

$$V_{GAIN ERROR OUTPUT} = (0.999V - 0.999V) \times 2V = 0V \quad (19)$$

$$Gain Error \% = \frac{V_{MAX} - V_{NOM}}{V_{NOM}} \times 100 \quad (20)$$

$$Gain Error \% = \frac{0.999V - 0.999V}{0.999V} \times 100 = 0\% \quad (21)$$

如果未能充分扩大满量程输入范围, 则会导致失调电压误差, 进而造成更大的满量程误差。有关详细信息, 请参阅[隔离式电压检测计算器](#)。

案例 2：使用 1000V 器件 (AMC0381R10) 检测 1200V：

对于 1000V 器件： $R_{HV} = 12.5M\Omega$ ； $R_{SNS} = 12.5k\Omega$

该设计需要在 SNSP 和 AGND 之间包含一个外部电阻 R_{EXT} 。这可能会对系统造成二次误差，因此不建议这样做。不得超过器件的绝对最大额定值。

$$\frac{R_{EXT} \parallel 12.5k\Omega}{12.5M\Omega + R_{EXT} \parallel 12.5k\Omega} = \frac{1}{1200} \quad (22)$$

$$R_{EXT} = 62.8k\Omega \quad (23)$$

集成电阻的容差为 $\pm 20\%$ ，外部电阻的容差为 0.1% 。在最坏情况下， R_{EXT} 的漂移方向可能会与 R_{HV} 和 R_{SNS} 相反。

SNSP 引脚上带外部电阻的标称电阻分压器电压：

$$V_{NOM} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS} \parallel R_{EXT}}{R_{HV} + R_{SNS} \parallel R_{EXT}} \quad (24)$$

$$R_{SNS} \parallel R_{EXT} = \frac{12.5k\Omega \times 62.8k\Omega}{12.5k\Omega + 62.8k\Omega} = 10.4k\Omega \quad (25)$$

$$V_{NOM} = 1200V \times \frac{10.4k\Omega}{12.5M\Omega + 10.4k\Omega} = 1.00V \quad (26)$$

SNSP 引脚上带外部电阻的最大电阻分压器电压：

$$V_{MAX} = V_{PEAK} \times \frac{R_{SNS} - 20\% \parallel R_{EXT} + 0.1\%}{R_{HV} - 20\% + R_{SNS} - 20\% \parallel R_{EXT} + 0.1\%} \quad (27)$$

$$R_{SNS} - 20\% \parallel R_{EXT} + 0.1\% = \frac{10.0k\Omega \times 62.9k\Omega}{10.0k\Omega + 62.9k\Omega} = 8.63k\Omega \quad (28)$$

$$V_{MAX} = 1200V \times \frac{8.63k\Omega}{10.0M\Omega + 8.63k\Omega} = 1.03V \quad (29)$$

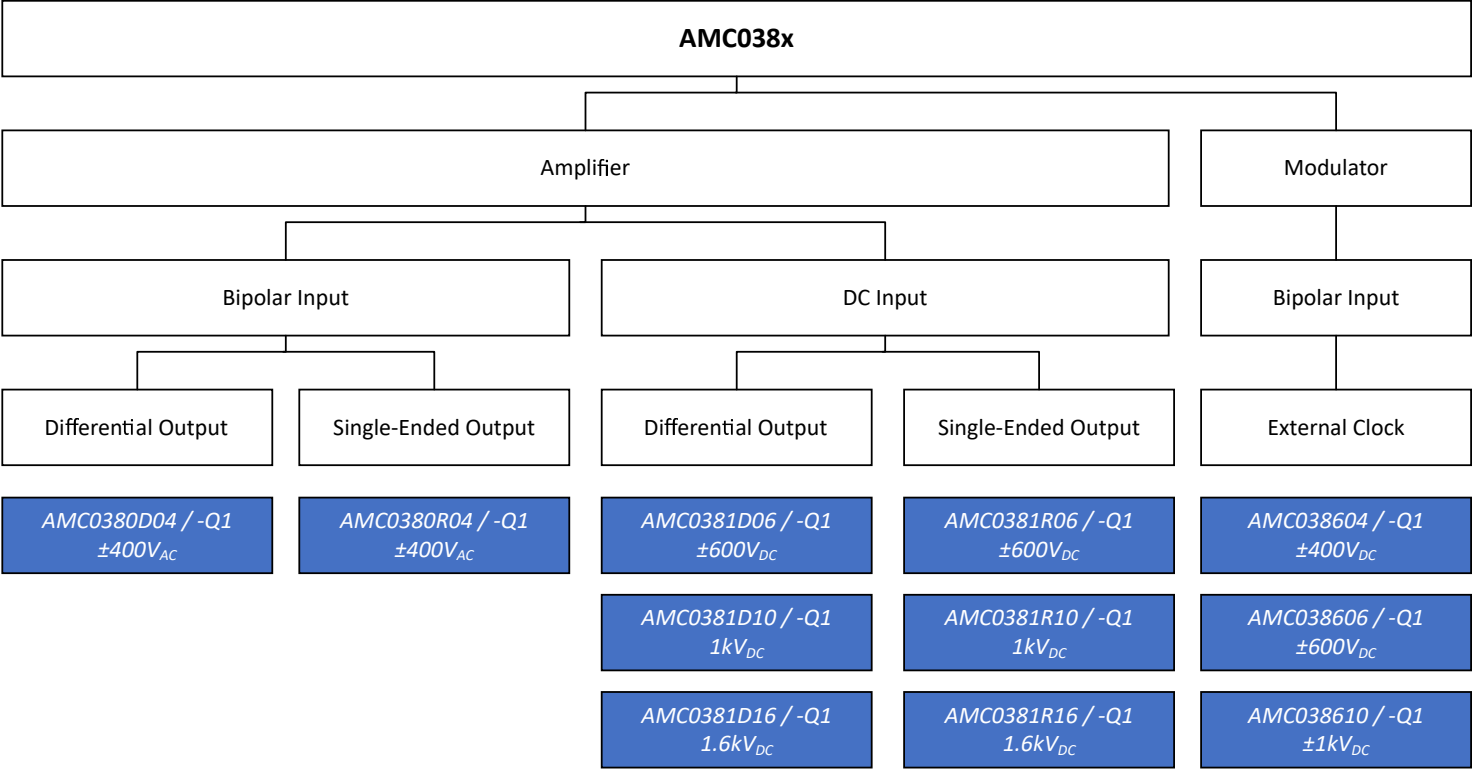
输出基准增益误差：

$$V_{GAIN\ ERROR\ OUTPUT} = (1.03V - 1.00V) \times 2V = 0.069V \quad (30)$$

$$Gain\ Error\ \% = \frac{1.03V - 1.00V}{1.00V} \times 100 = \mathbf{3.44\ \%} \quad (31)$$

按原样使用集成电阻器件不会引入任何可测量到的增益漂移。添加一个外部电阻来手动调节这些器件的增益可能会引入额外误差，最坏情况下会对总系统误差增加 3.44% 的增益漂移误差，因此不建议这样做。

器件选择树和交流/直流常见用例



总结

AMC038x 产品系列尺寸更小、精度更高且易于集成，是适用于各种应用的强大设计。集成高压电阻可实现低于 1% 的行业领先精度，PCB 设计尺寸减小 50%，并且无需行末校准。这些改进大大提升了这些隔离式放大器和调制器在混合动力汽车、能源基础设施和电机驱动应用中的适用性。

参考资料

- 德州仪器 (TI), [AMC038XEVM 评估板](#)。
- 德州仪器 (TI), [利用隔离式电压检测充分提高功率转换和电机控制效率](#) 营销白皮书。
- 德州仪器 (TI), [利用可靠且性价比高的隔离技术应对高压设计挑战 \(修订版 C\)](#) 营销白皮书。
- 德州仪器 (TI), [交流电机驱动器中的隔离式电压检测](#) 模拟设计期刊。
- 德州仪器 (TI), [SBAR013 隔离式放大器电压检测 Excel 计算器](#)。

适用于电压检测应用且具有差分输出、单端固定增益输出和单端比例式输出的隔离式放大器

摘要

德州仪器 (TI) 推出了 AMC0xxD/S/R 产品系列，这是全新的隔离式交流和直流电压检测放大器产品系列，具有差分输出、单端固定增益输出和单端比例式输出选项。

引言

一些汽车系统和工业系统在恶劣环境中以高电压运行。要在这些情况下保持系统效率和长期可靠性，高性能隔离式电压检测设计至关重要。为了选择正确的隔离式放大器，需要考虑许多因素，例如系统精度、PCB 空间以及要采用该器件的系统的成本。为了设计更小尺寸、更低成本、更高精度并且仍满足性能要求的系统，德州仪器 (TI) 推出了 AMC0xxD/S/R 产品系列，这是全新的隔离式交流和直流电压检测放大器产品系列，具有差分输出、单端固定增益输出和单端比例式输出选项。

差分输出、单端固定增益输出和单端比例式输出概述

具有差分输出的隔离式放大器

差分输出放大器广泛用于需要高精度、高抗噪性能并保持信号完整性的系统。差分输出放大器提供两个输出：正输出和负输出，这两者的幅度相等但相位相反。借助两个均衡的输出信号，差分输出放大器能够在不降低信号性能的情况下处理接地漂移，因此差分输出放大器非常适合高精度和高性能应用。由于放大器对接地漂移不敏感，因此这些器件支持远距离输出信号布线，同时仍能保持信号完整性。

对于差分输出放大器，有一些设计注意事项。一个注意事项是 PCB 布局。PCB 布局不佳可能会影响放大器保持精确共模输出电压的能力。差分放大器同时依赖于反相和同相路径，因此为了尽可能减少输出误差，应当确保两条输出线路的 PCB 布线长度相等以保持对称性，这一点至关重要。配置差分输出放大器连接到模数转换器 (ADC) 时，有多种不同的设计选项可供选择。选项 1（如图 45 所示）是一种将差分输出放大器直接连接到差分输入 ADC 的配置。但是，MSP430 和 C2000 等处理器都具有嵌入式单端输入 ADC。考虑到这一点，需要将差分信号转换为单端信号，才能与 ADC 直接连接。输出至单端输入 ADC 的最佳设计始终是将差分输出转换为单端输出，如图 45 中的选项 2 所示。

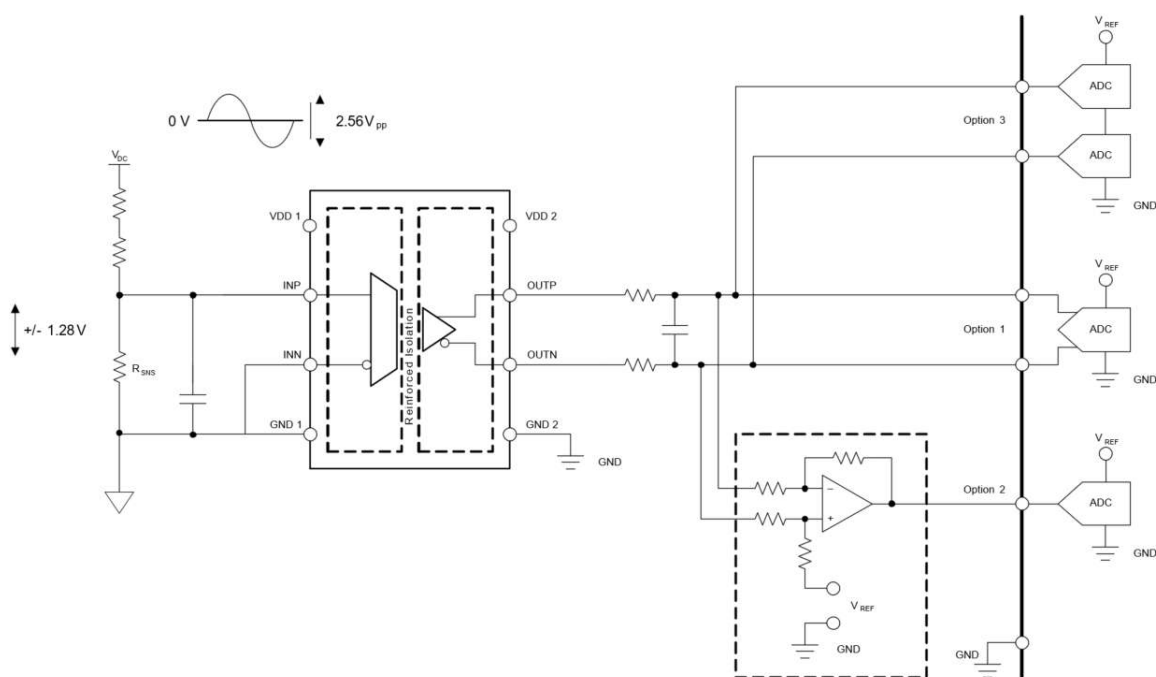


图 45. 差分输出配置

此配置引入了一个额外的放大器，这个放大器支持将差分信号转换为直接输出到 ADC 的单端信号。有关将差分输出级连接到单端输出级的更多信息，请参阅[具有 \$\pm 250\text{mV}\$ 输入范围和单端输出电压的隔离式电流检测电路](#) 模拟工程师电路手册。另一种设计是使用两个单端输入 ADC 并减去 MCU 中的值，如图 45 中的选项 3 所示。但是，选项 3 的缺点是会出现复合误差并且需要额外的 ADC，这使得该选项不太有吸引力。

具有单端固定增益输出的隔离式放大器

新的产品系列为无法受益于差分输出的紧凑型设计提供了备选器件。差分输出放大器和单端输出放大器之间的差异主要在于这些放大器的噪声处理方式、输出信号以及设计特性。新的器件系列引入了两个单端放大器选项：具有固定增益的单端放大器和具有比例式增益的单端放大器。

由于易于使用且具有成本效益，单端固定增益放大器具有广泛的需求。单端固定增益放大器可以输出与放大器输入电压成正比的单端信号。由于该器件按设计可以直接连接单端输入 ADC，因此不再需要前面图 45 中所示的额外差分至单端放大器转换级。所以，此设计需要的元件更少，进而可以减小设计尺寸并降低 BOM 成本，使得这款器件非常适合紧凑型系统。

单端固定增益器件的一个设计注意事项是器件的接地噪声灵敏度。地电位的波动会向信号引入噪声或误差，从而导致输出信号失真，而通过正确接地和元件选型可以消除这种情况。如果不注意这点，可能会降低信噪比并降低整体性能。另一个设计注意事项是施加到器件基准 (REFIN) 引脚的电压；该器件的引脚排列如图 48 所示。图 46 显示了 AMC0x11S 器件的输入到输出传输特性，该器件是一款单端固定增益输出器件，输入电压范围为 0V 至 2.25V。

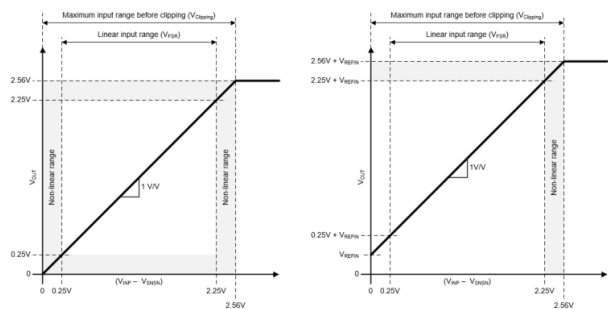


图 46. AMC0x11S 的输入到输出传输特性

左图显示了 REFIN 短接至 GND2 的情况。右图显示了 $V_{REFIN} = 250\text{mV}$ 时的情况。向 REFIN 提供 $\geq 250\text{mV}$ 的电压会将线性输入电压范围扩展至 0V。输出缓冲器需要 250mV 的最小余量才能实现线性运行。因此，在 REFIN 短接至 GND2 的情况下，该器件在接近 0V 的输入电压下表现出非线性行为。AMC0x11S 器件输出电压的计算公式为：

AMC0x11S 的输出电压:

$$V_{OUT} = (V_{INP} - V_{SNSN}) + V_{REFIN} \quad (32)$$

AMC0x30S 器件是输入电压范围为 $\pm 1V$ 的单端固定增益器件，其输出与输入电压 (V_{IN}) 成正比，其中 $REFIN$ 以 GND2 为基准。输出电压的计算公式如下:

AMC0x30S 的输出电压:

$$V_{OUT} = (V_{INP} - V_{SNSN}) + V_{REFIN} \quad (33)$$

图 47 显示了 AMC0x30S 器件的输入到输出传输特性。如果输入电压低于 $-1V$ 和高于 $+1V$ ，该器件的输出会继续跟随输入，但线性性能会降低。

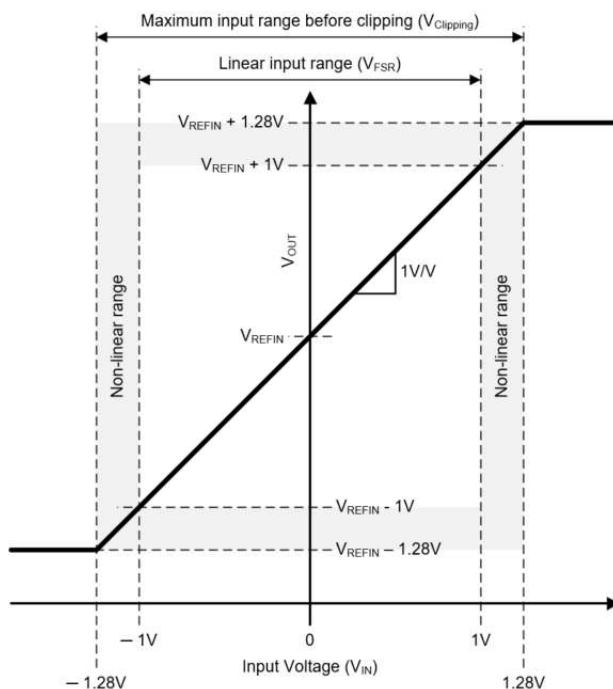


图 47. AMC0x30S 的输入到输出传输特性

具有单端比例式输出的隔离式放大器

为提供全面的器件产品系列以满足对于高性能、高经济效益和更小系统尺寸的需求，新产品系列提供了具有比例式输出的单端器件选项。新产品系列的单端比例式输出器件旨在根据 ADC 的基准电压按比例调整增益。固定增益输出的一个缺点是固定增益只能提供 2V 的输出摆幅。具有 5V 模拟 IO 的系统只能使用 ADC 输入范围的 50%，因此测量分辨率会丢失 1 位。比例式输出可确保放大器充分利用 ADC 动态范围，从而更大限度提高测量分辨率。图 48 和图 49 介绍了比例式器件的两种不同配置：

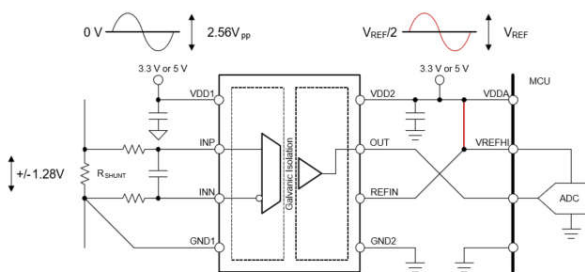


图 48. REF 来自电源

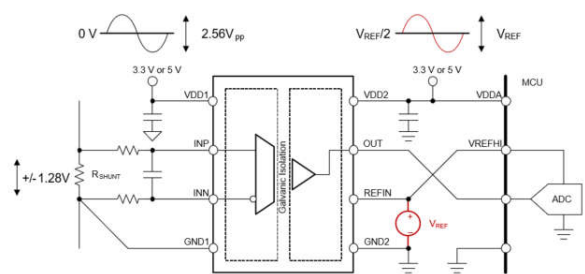


图 49. REF 由外部基准供电

从电源轨获取基准电压有助于降低成本，因为涉及的元件会更少。但是，从外部基准获取基准电压可降低噪声。

单端比例式输出器件的设计使其不受基准电压值的影响，并且能够容忍不准确性和交流干扰。由于该器件能够实现更高的分辨率、精度和稳定性，同时无需额外的差分至单端放大器转换级，因此非常需要使用比例式选项，以便在满足性能规格要求的同时节省成本、减少 PCB 空间并降低 BOM 成本。

单端比例式器件的一个设计注意事项是 ADC 的输入电压范围。由于比例式器件可支持 2.75V 至 5.5V 基准电压，因此比例式器件最适合输入电压范围为 3.3V 至 5V 的 ADC。该器件的另一个设计注意事项是布线。由于 ADC 和放大器的基准电压是成正比的，因此 ADC 的基准电压需要连接到比例式器件。

图 50 显示了 AMC0x30R 器件的输入到输出传输特性，该器件是一款输入电压范围为 $\pm 1V$ 的单端比例式增益器件。由于放大器在基准电压的中点偏置，双极输入器件在 $V_{IN} = 0$ 时可以输出 V_{REF} 的 50%。

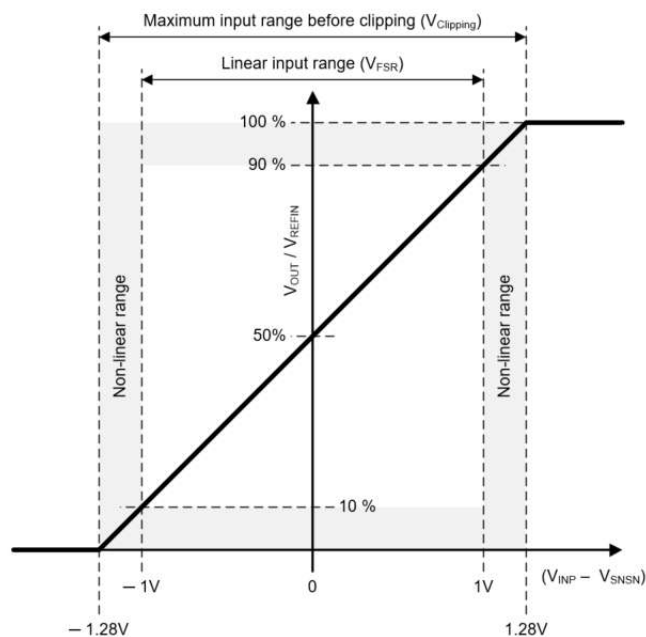


图 50. AMC0x30R 的输入到输出传输特性

对于指定线性输入范围内的任何输入电压，该器件可以输出由以下公式定义的电压：

AMC0x30R 的输出电压：

$$V_{OUT} = ((V_{INP} - V_{SNSN}) / V_{Clipping}) \times V_{REFIN} / 2 + V_{REFIN} / 2. \quad (34)$$

如果输入电压低于 -1V 和高于 +1V，该器件的输出会继续跟随输入，但线性性能会降低。

AMC0x11R 是输入电压范围为 0.13V 至 2.25V 的单端比例式器件，其输出电压由以下公式定义：

AMC0x11R 的输出电压：

$$V_{OUT} = ((V_{INP} - V_{SNSN}) / V_{Clipping}) \times V_{REFIN}. \quad (35)$$

与 AMC0x11S 类似，AMC0x11R 器件在输入电压接近 0V 时表现出非线性行为，如图 51 所示。

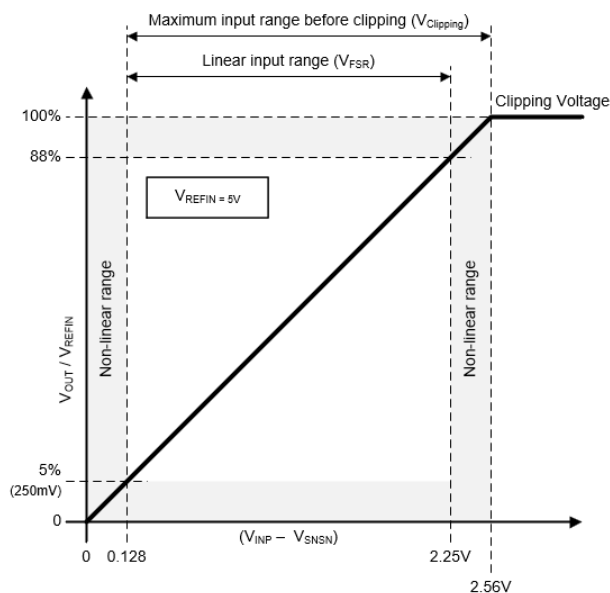


图 51. AMC0x11R 的输入到输出传输特性

当 $V_{REFIN}=5V$ 时，线性运行的最小输入电压为 128mV。输出为基准的 5%，即 250mV。

可以使用以下公式计算出线性运行的最小输入电压：

AMC0x11R 线性运行的最小输入电压：

$$V_{INP, MIN} = (250mV \times V_{Clipping}) / V_{REFIN} \quad (36)$$

应用示例

产品选择树

Isolated Voltage Sensing Selection Tree: New Device Family

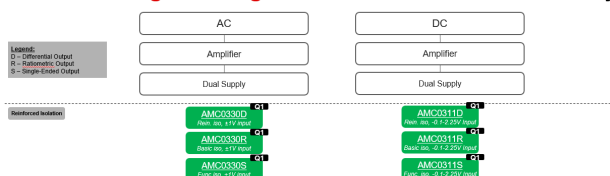


图 52. 产品选择树

新的器件产品系列具有六个增强型隔离式电压检测放大器选项，可在直流应用中支持 0V 至 2V 的输入电压范围，在交流应用中支持 $\pm 1V$ 的输入电压范围。AMC0311D、AMC0311R 和 AMC0311S 器件支持直流电压检测并具有单极输入选项，而 AMC0330D、AMC0330R 和 AMC0330S 器件支持交流电压检测并具有双极输入选项，如图 52 所示。有关具体应用案例的更多信息，包括功率转换和电机控制拓扑中交流和直流电压检测放大器的用例，请参阅[利用隔离式电压检测充分提高功率转换和电机控制效率](#)营销白皮书。

总结

在电压检测应用中选择隔离式放大器时，有许多决定因素需要考虑。新产品系列中的器件旨在通过差分输出和单端输出放大器选项，以更小的设计尺寸和更低的成本提高精度。

参考资料

- 德州仪器 (TI), [DIYAMC-0-EVM 通用 DIY 隔离式放大器和调制器评估模块](#)。
- 德州仪器 (TI), [具有 \$\pm 250\text{mV}\$ 输入范围和单端输出电压的隔离式电流检测电路](#) 模拟工程师电路手册。
- 德州仪器 (TI), [利用隔离式电压检测充分提高功率转换和电机控制效率](#) 营销白皮书。
- 德州仪器 (TI), [利用可靠且性价比高的隔离技术应对高压设计挑战](#) 营销白皮书。

具有 ±250mV 输入和差分输出的隔离式电压测量电路

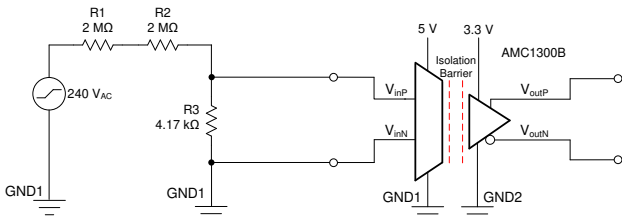
设计目标

电压源		AMC1300B 输入电压		AMC1300B 输出电压 (1.44V _{CM})		电源	
V _{MAX}	V _{MIN}	V _{IN DIFF, MAX}	V _{IN DIFF, MIN}	V _{OUT DIFF, MAX}	V _{OUT DIFF, MIN}	VDD1	VDD2
+240V	-240V	+250mV	-250mV	+2.05V	-2.05V	3.0V–5.5V	3.0V–5.5V

设计说明 I

该电路使用分压器和 ±250mV 差分输入、差分输出 **AMC1300B** 隔离放大器进行高压差分测量。由于 **AMC1300B** 是低输入阻抗器件，因此更适合电流检测应用。隔离放大器的输入阻抗与输入分压器的相互作用会导致增益误差。此外，从低阻抗输入流出并流经电压检测电阻器的偏置电流会导致显著的偏移误差。我们将首先在不补偿这些误差的情况下进行设计。然后，观察误差的影响并用数学方法进行描述。最后，重新设计以限制误差影响并观察改进后的结果。

分压器电路将输入电压从 ±240V 降至 ±250mV，以匹配隔离放大器的输入范围。**AMC1300B** 需要高侧和低侧两个电源。高侧电源通常使用浮动电源生成，或使用隔离式变压器或隔离式直流/直流转换器从低侧生成。**AMC1300B** 可以测量 ±250mV 的差分信号（具有 8.2V/V 的固定增益），并输出 ±2.05V 的隔离式差分输出电压（输出共模电压为 1.44V）。如 [《将差分输出（隔离式）放大器连接到单端输入 ADC》技术手册](#) 所示，差分输出电压可以根据需要通过额外的运算放大器和 TLV6001 设备进行缩放，以连接到 ADC。



设计注意事项 I

1. 确认隔离放大器将保持在所需输入信号范围内的线性运行区域。如 [直流传输特性 I](#) 部分所示，这一点通过直流扫描仿真来实现。
2. 确保电阻分压器电路中使用的电阻器 (R1–R3) 能够耗散电压源提供的功率。
3. 检查施加到器件上的输入电压是否保持在数据表规定的范围内。如果超出输入范围，请确保输入电流保持在 10mA 以下，以免损坏器件。如果系统易受瞬态事件影响，考虑在输入中添加 TVS 二极管。

设计步骤 I

1. 根据输入电压源 (V_{source}) 与 **AMC1300B** 的满量程输入电压 ($V_{\text{IN_AMC_FSR}}$) 之比计算所需的分压器衰减。

$$G_{\text{In}} = \frac{V_{\text{IN_AMC_FSR}}}{V_{\text{source}}} = \frac{250\text{mV}}{240\text{V}} = \frac{1}{960} \text{ V/V}$$

2. 为分压器 (R1 和 R2) 的顶部选择一个电阻。请注意，功耗等于 I^2R ，根据欧姆定律，电流和电阻率成反比。电阻率的线性增加将导致功率的线性下降。因此，选择大电阻值将总功耗降到最低。这些元件在分压器的功耗中占据主要部分。因此，所选的 R_{top} 值应满足分压器的峰值功率规格。

$$R_{\text{top}} = R1 + R2$$

$$P_{\text{peak}} \leq 15\text{mW}$$

$$P = I^2R = \frac{V^2}{R}, \quad P_{\text{peak}} = \frac{V_{\text{peak}}^2}{R}$$

$$R_{\text{top}} \geq \frac{V_{\text{peak}}^2}{P_{\text{peak}}} = \frac{(240)^2}{0.015} = 3.86\text{M}\Omega$$

$$R_{\text{top}} = 4\text{M}\Omega$$

3. 将 R_{top} 电阻值拆分为多个电阻器以将每个电阻器所需的额定功率降到最低。

$$R1 = R2 = 2\text{M}\Omega$$

4. 接下来，假设隔离放大器的输入电阻很大。从电压源这部分看到的输入电压将由 R_{top} 与 $R3$ 产生的分压器效应决定。求解 $R3$ 。

$$V_{\text{In}} = V_{\text{source}} \left(\frac{R3}{R3 + R_{\text{top}}} \right)$$

$$\frac{V_{\text{In}}}{V_{\text{source}}} = \frac{R3}{R3 + R_{\text{top}}}$$

$$R3V_{\text{In}} + R_{\text{top}}V_{\text{In}} = R3V_{\text{source}}$$

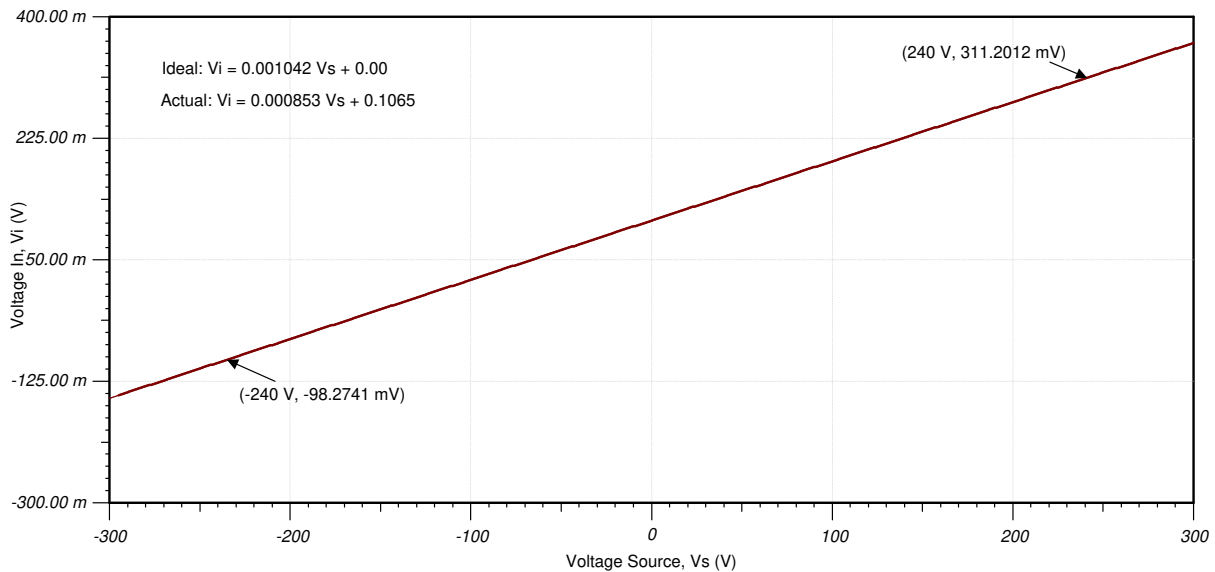
$$R_{top}V_{In} = R_3(V_{source} - V_{In})$$

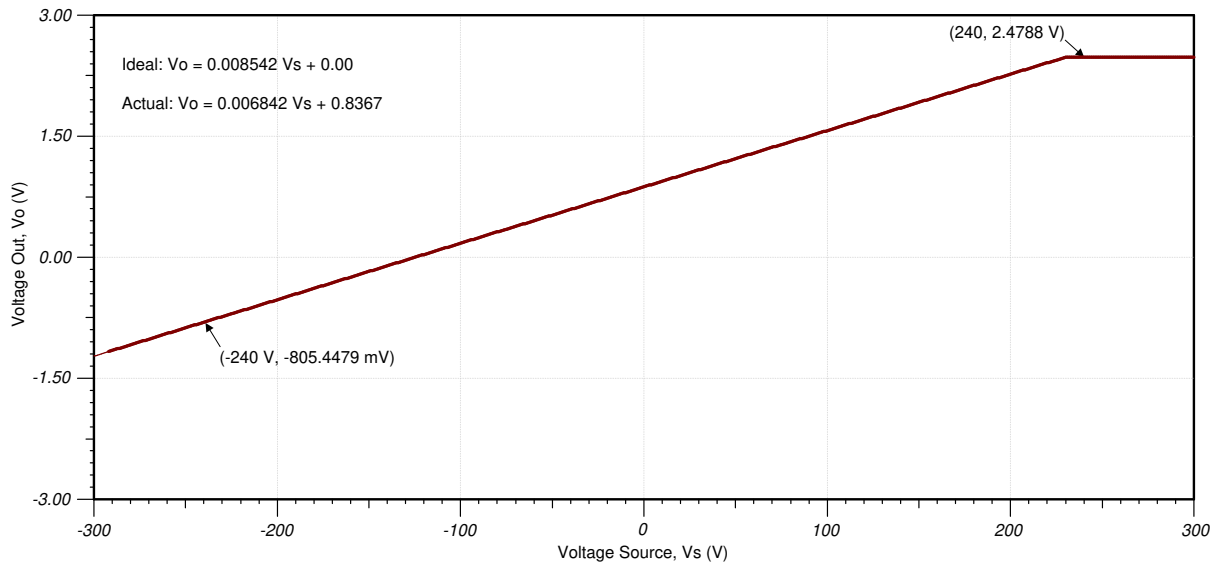
$$R_3 = \frac{V_{In}R_{top}}{V_{source} - V_{In}} = \frac{(250\text{mV})(4\text{M}\Omega)}{240\text{V} - 250\text{mV}} \approx 4.17\text{k}\Omega$$

直流传输特性 I

下图显示了 $\pm 240\text{V}$ 电源的仿真输出。将电源从 -300V 扫描到 $+300\text{V}$ ，观察放大器的输入和输出电压。放大器输入端所需的线性范围为 $\pm 250\text{mV}$ ，放大器输出端的线性范围为 $\pm 2.05\text{V}$ 。在放大器的输入端，由于分压器的分压行为，我们期望偏移误差为 0，增益约为 1.042mV/V 。在放大器的输出端，由于分压器电压源的衰减，加上 **AMC1300B** 的固定增益为 8.2V/V ，我们同样期望偏移误差为 0 以及增益为 8.542mV/V 。

从下图中可以看出，仿真结果与所需的理想输出不匹配。在放大器的输入端，存在 107mV 的偏移电压误差。与该部件的 $\pm 250\text{mV}$ 输入范围相比，这一数值明显较大。此偏移误差会传递到放大器的输出端，其中， 837mV 的偏移占据放大器 $\pm 2.05\text{V}$ 输出范围的很大一部分。该电路还表现出显著的增益误差。尽管我们期望分压器输入的增益为 1.042mV/V ，器件输出的增益为 8.540mV/V ，但我们观察到的增益分别为 0.853mV/V 和 6.842mV/V ，产生的增益误差约为 18.1% 和 19.9% 。以下部分将定义更好的设计实践。





设计说明 II

当使用具有大输入电阻（例如 $1\text{M}\Omega$ 或更大）的器件时，上述方法适合用于电压检测应用。**AMC1300B** 器件的差分输入阻抗为 $22\text{k}\Omega$ ，这导致了之前显示的偏移误差和增益误差。在该电路配置中使用低输入阻抗放大器进行电压检测时，可以通过以下公式估算偏移误差和增益误差。

$$\text{Gain Error (\%)} = \frac{R_3}{R_{\text{ind}}} \times 100$$

$$\text{Offset Error (V)} = I_{\text{bias}} \times R_3$$

增益误差是由 R_3 的非理想分压造成的。由于放大器的输入电阻大小与 R_3 相当，因此从 R_1 和 R_2 流出的部分电流不会通过 R_3 ，而是通过放大器的输入端。结果导致放大器输入端出现意外电压降。因此，**设计步骤 I** 部分的 4 中提供的公式将无效，必须使用一个更完整的公式，该公式应考虑到与 R_3 并联的放大器的输入阻抗。偏移误差是偏置电流通过电阻器 R_3 从隔离放大器正输入引脚流出的产物。 R_3 上的这一偏置电流会导致输入端出现明显的偏移电压，这些偏移电压随后被放大并传递到输出端。

使用前面的公式可以估算出 **设计步骤 I** 部分中的电路误差。使用典型的数据表值，差分输入电阻为 $22\text{k}\Omega$ ，输入偏置电流为 $30\mu\text{A}$ 。由于 R_3 的设计值为 $4.17\text{k}\Omega$ ，因此期望放大器输入端的增益误差为 18.7% ，偏移误差为 125mV 。相比之下，仿真误差在放大器输出端的增益误差为 19.9% ，在输入端的偏移为 107mV 。这些误差公式可作为快速了解预期误差幅度的重要工具。无需进行仿真，就可以了解最终用例是否可以接受预期误差。

如 **《AMC1300 精密、 $\pm 250\text{mV}$ 输入、增强型隔离放大器》数据表** 中所述，对于电压检测应用，引入与放大器反相端子串联的 R_3' 可以减少偏移误差和增益误差。放大器的偏置电流将在负输入引脚上产生与正输入引脚上类似的偏移。这将大大降低整体偏移电压的幅度。此外，在选择 R_3 的值时，还将考虑放大器输入电阻和 R_3' 的影响。这将为 240V 电源提供更理想的分压，并将改善整体增益误差。

设计步骤 II - 考虑 R_3'

如 **设计步骤 I** 中所示，增益和 R_{top} 电阻计算完全相同，我们更感兴趣的是计算 R_3 和 R_3' 以提供最佳电路性能。

1. 请注意，电阻分压器的底部将设置隔离放大器的输入电压范围。R3 的理想值取决于增益、Rtop 和 Rind，其中 Rind 是放大器的差分输入阻抗。提醒一下，Rtop 是 R1 + R2 的组合。

$$R3 = \frac{\text{Gain} \times R_{\text{top}}}{1 - \text{Gain} - \left(\text{Gain} \times \frac{2 \times R_{\text{top}}}{R_{\text{ind}}} \right)}$$

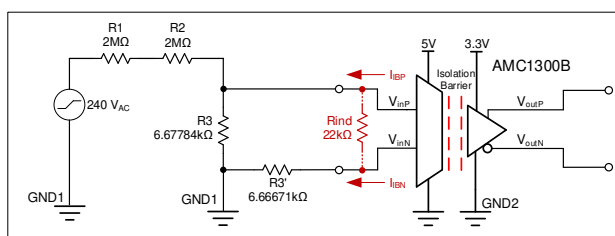
$$R3 = \frac{0.001042 \times 4\text{M}\Omega}{1 - 0.001042 - \left(0.001042 \times \frac{8\text{M}\Omega}{22.22\text{k}\Omega} \right)} = 6.67784 \text{ k}\Omega$$

2. R3' 的用途是抵消由流经 R3 的偏置电流引入的增益误差。理想的 R3' 将是 Rtop 与 R3 的并联组合。使用以下公式来计算 R3' 。

$$R3' = \frac{R_{\text{top}} \times R3}{R_{\text{top}} + R3}$$

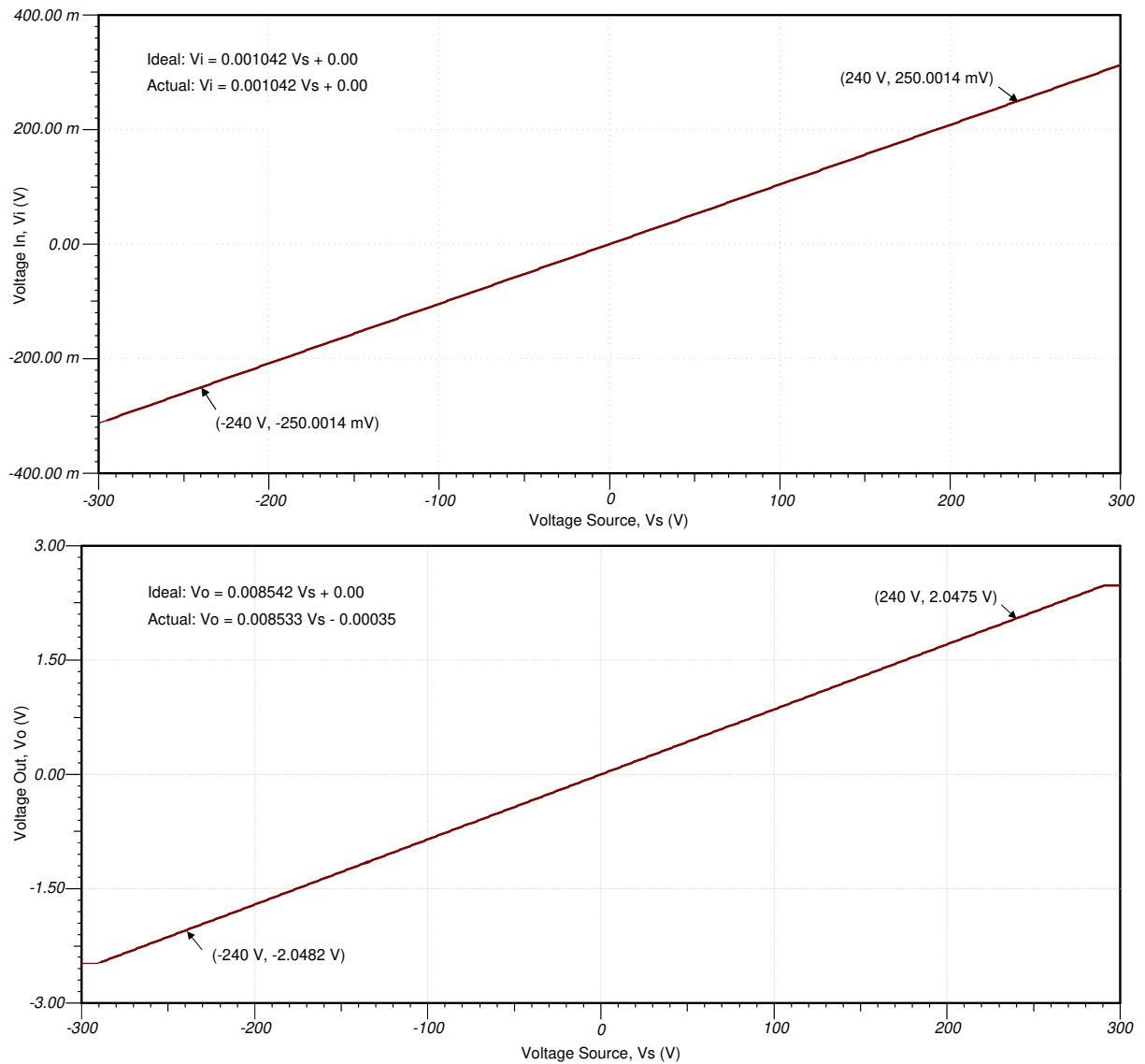
$$R3' = \frac{4\text{M}\Omega \times 6.67784\text{k}\Omega}{4\text{M}\Omega + 6.67784\text{k}\Omega} = 6.66671 \text{ k}\Omega$$

这就是最终的理想电路配置。请注意，以红色显示的 Rind 表示 **AMC1300B** 的差分输入电阻，不应添加到原理图中。



直流传输特性 II

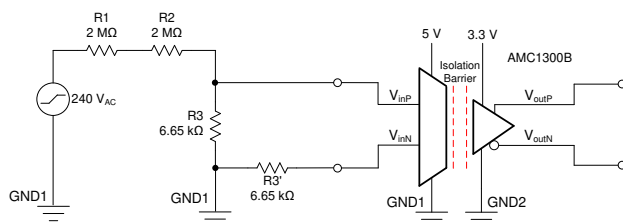
下图显示了采用新设计的情况下 $\pm 240\text{V}$ 电源的仿真输出。回顾一下，放大器输入端所需的线性范围为 $\pm 250\text{mV}$ ，放大器输出端的线性范围为 $\pm 2.05\text{V}$ 。



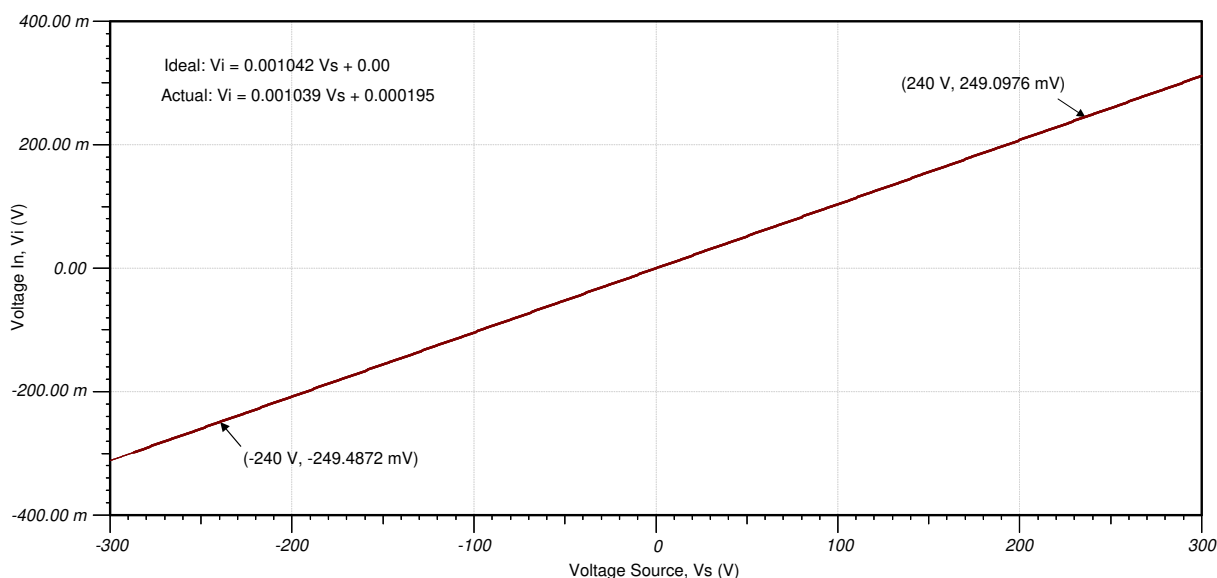
显然，新设计大大改善了偏移误差。输入偏移电压和增益误差已降至零。修改后的电路还展示出更好的增益误差性能，这是因为使用了更精确的计算方法来查找输入分压器所需的 $R3$ 值以及理想的 $R3'$ 值。

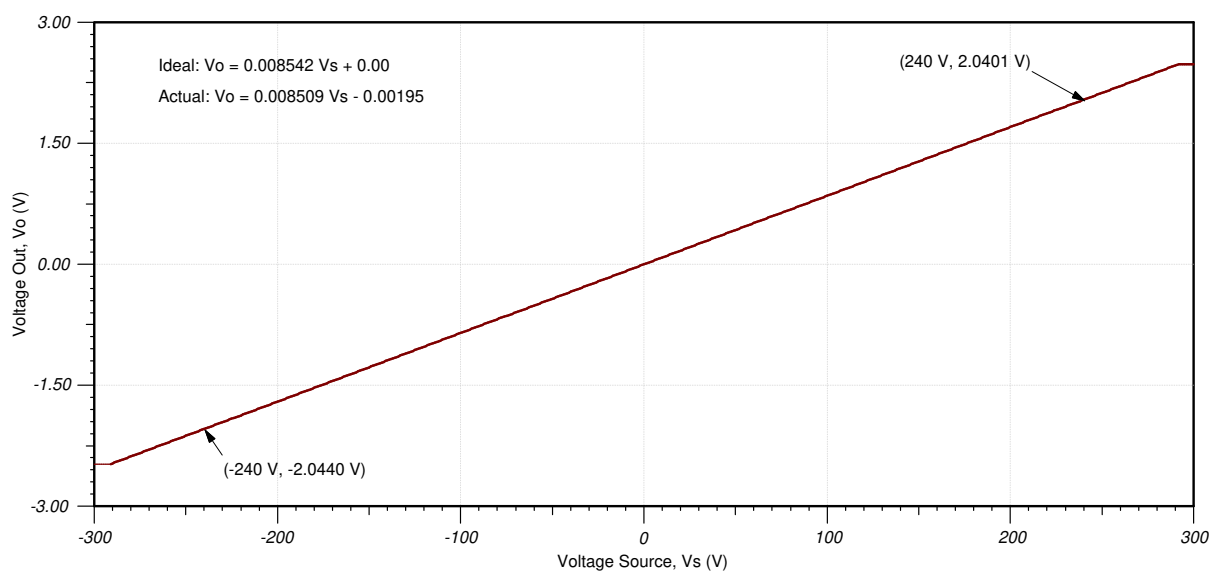
这项积极的成果得益于添加了 $R3'$ 来消除原始设计中由 **AMC1300B** 器件的偏置电流通过 $R3$ 时引入的偏移电压。缺点是 $R3$ 和 $R3'$ 的理想值难以通过商业获得，现实中，使用两个如此接近的不同电阻值是不切实际的。

使用 **模拟工程师计算器**，可以找到可用的最接近的 E189 系列电阻器值。在这两种情况下，最接近 $R3$ 和 $R3'$ 计算理想值的 0.1% 电阻器值为 6.65k Ω 。最终电路图如下。



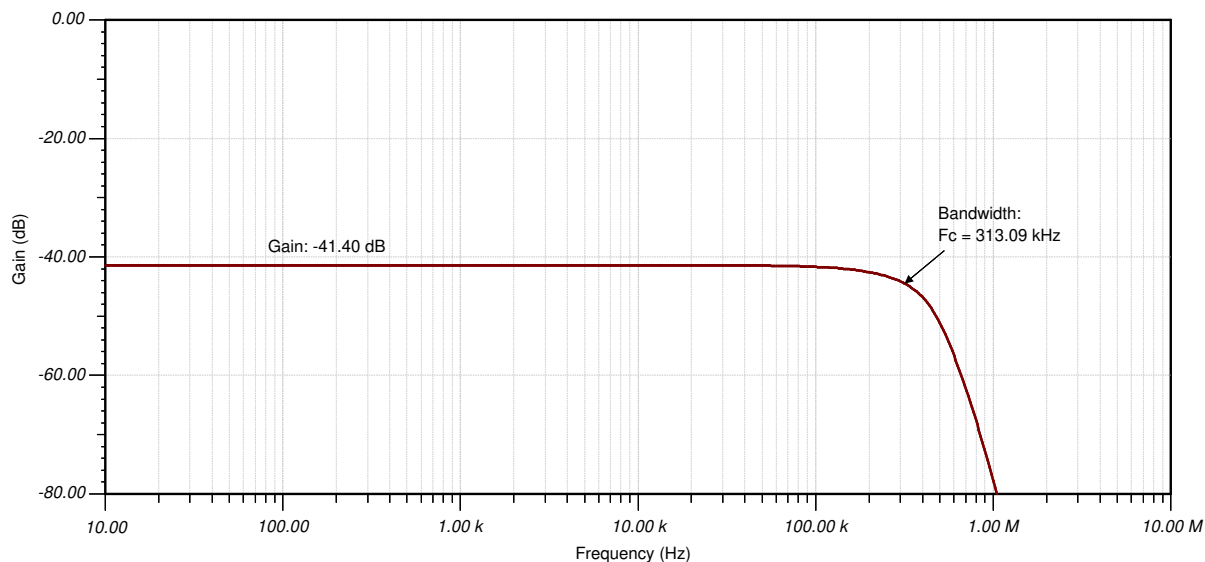
如下图所示，当现成的电阻器用于 $R3$ 和 $R3'$ 时，电路性能仍然非常好。输入端的增益误差从 18.2% 降至 0.3%。输出端的增益误差从 19.9% 降至 0.4%。输入端的偏移误差降至 195 μ V，输出端的偏移误差降至 2mV。





交流传输特性 II

交流扫描验证了期望看到的所需输出的频率范围。从下面仿真图可以看出，仿真增益为 -41.40dB 或 8.51mV/V ，与直流输出图中的增益结果相匹配。如上一部分所述，这一数值比较接近所需的 -41.37dB 或 8.54mV/V 的输出增益。该设计的仿真带宽 313.1kHz 略高于数据表中 310kHz 典型带宽规格所设定的期望值。



参考资料

1. [模拟工程师电路设计指导手册](#)
2. [模拟工程师计算器](#)
3. [TI 高精度实验室](#)

设计精选隔离运算放大器

AMC1300B	
VDD1	3.0V–5.5V
VDD2	3V–5.5V
输入电压范围	±250mV
标称增益	8.2
V _{OUT}	输出共模 1.44V，差分±2.05V
输入电阻	19kΩ（典型值，单端），22kΩ（典型值，差分）
小信号带宽	310kHz
输入失调电压和漂移	±0.2mV（最大值），±3μV/°C（最大值）
增益误差和漂移	±0.3%（最大值），±15ppm/°C（典型值）
非线性度和漂移	±0.03%（最大值），±1ppm/°C（典型值）
隔离瞬态过压	7.071kV _{PEAK}
工作电压	1.5kV _{RMS} ，2.121kV _{DC}
共模瞬态抗扰度，CMTI	75 kV/μs（最小值），140 kV/μs（典型值）
AMC1300	

设计备用隔离运算放大器

AMC1200	
VDD1	4.5V–5.5V
VDD2	2.7V–5.5V
输入电压范围	±250mV
标称增益	8
V _{OUT}	差分电压 ±2V，共模随电源范围变化
输入电阻	28kΩ（典型值，差分）
小信号带宽	100kHz
输入失调电压和漂移	±1.5mV（最大值），±10μV/°C（最大值）
增益误差和漂移	±1%（最大值），±56ppm/°C（典型值）
非线性度和漂移	±0.1%（最大值），±2.4ppm/°C（典型值）
隔离瞬态过压	4kV _{PEAK}
工作电压	1.2kV _{peak}
共模瞬态抗扰度，CMTI	10 kV/μs（最小值），15 kV/μs（典型值）
AMC1200	

使用 AMC3330 进行线间隔离式电压测量的分接抽头连接

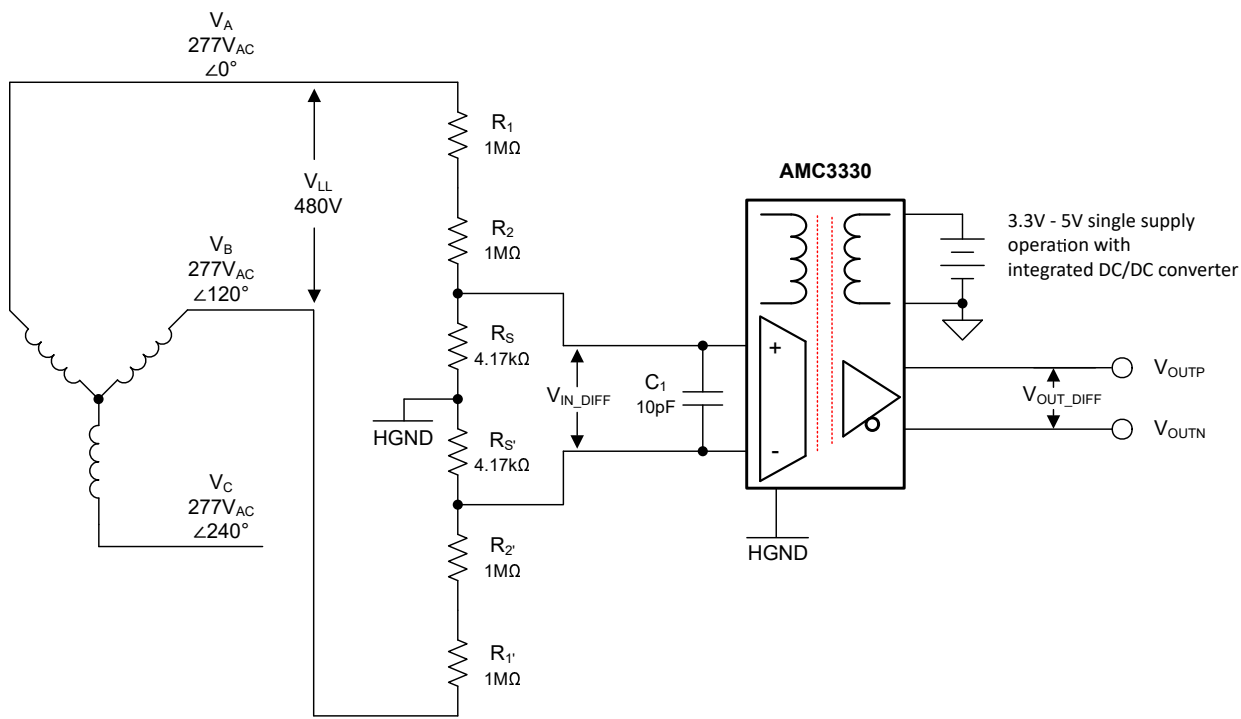
设计目标

电压源			AMC3330 输入电压		AMC3330 输出电压	
V_A	V_B	得到的 V_{LL}	$V_{IN_DIFF, MIN}$	$V_{IN_DIFF, MAX}$	$V_{OUT_DIFF, MIN}$	$V_{OUT_DIFF, MAX}$
$277V_{AC}$ $\angle 0^\circ$	$277V_{AC}$ $\angle 120^\circ$	$\pm 480V$	-1V	+1V	-2V	+2V

设计说明

该电路利用 **AMC3330** 隔离放大器和分压器电路执行分接抽头线间隔离式电压检测测量。线间测量是在两个具有 120° 相位差的 $277V_{AC}$ 电源之间进行的。分压器电路将线间电压从 $\pm 480V$ 降至 $\pm 1V$ ，从而与 **AMC3330** 的输入电压范围相匹配。**AMC3330** 可以 $2V/V$ 的固定增益测量 $\pm 1V$ 的差动信号。**AMC3330** 的差动输入阻抗为 $1.2G\Omega$ ，输入偏置电流低至 $2.5nA$ ，支持高电压应用中的低增益误差和低漂移误差信号检测。

通过在平衡的三相交流电压系统上使用分接抽头配置，两次线间电压测量足以通过推导来测量所有三线至中线电压。



设计说明

1. AMC3330 非常适合电压检测应用，因为它具有高输入阻抗和低输入偏置电流，这两种情况都可以更大限度地减小直流误差。AMC3330 具有集成的隔离式电源和双极输入电压范围，非常适合交流线间电压检测。
2. 验证系统线性运行是否具有所需的输入信号范围。此验证通过使用[直流传输特性](#)部分中的仿真来执行。
3. 确保电阻分压器电路中使用的电阻器能够将源极输入电压降至 $\pm 1V$ 的 AMC3330 输入电压范围。
4. 确保电阻分压器电路中使用的电阻器具有足够的工作电流和电压额定值。
5. 验证 AMC3330 输入电流是否小于数据表的绝对最大额定值表中所述的 $\pm 10mA$ 。

设计步骤

1. 计算两个以 120° 为间隔的 $277V_{AC}$ 之间的总线间电压 (V_{LL})。

$$V_{LL} = \sqrt{3} \times 277 V = 480 V$$

2. 计算分压器电路的线间电压与 AMC3330 输入电压的比率。

$$Ratio = \frac{1 V_{AMC3330, input}}{480 V} = 0.0020833$$

4. 为 R_1 、 R_2 、 R_1' 和 R_2' 选择 $1M\Omega$ 电阻。使用上一步骤中的比率和下面的分压器公式，求解将 AMC3330 输入电压降低到 $\pm 1V$ 所需的等效检测电阻 R_{sense} 。

$$0.0020833 = \frac{R_{sense}}{R_1 + R_2 + R_1' + R_2' + R_{sense}} = \frac{R_{sense}}{4 M\Omega + R_{sense}}$$

$$R_{sense} = \frac{8333.2 \Omega}{1 - 0.0020833} = 8350.6 \Omega$$

5. 分接抽头配置需要两个等效检测电阻 R_S 和 $R_{S'}$ 。使用[模拟工程师计算器](#)来确定 R_S 和 $R_{S'}$ 的最接近标准值。

$$R_S = R_{S'} = \frac{R_{sense}}{2} = \frac{8350.6 \Omega}{2} = 4175.3 \Omega = 4.17 k\Omega$$

6. 计算从电压源流经分压器电路的电流，以确保功率耗散不超过电阻器的额定值。有关更多详细信息，请参阅[高电压测量注意事项](#)。

$$I_{AMC3330, input} = \frac{V}{R} = \frac{480 V}{4 \times 1 M\Omega + 2 \times 4.17 k\Omega} = 0.039 mA$$

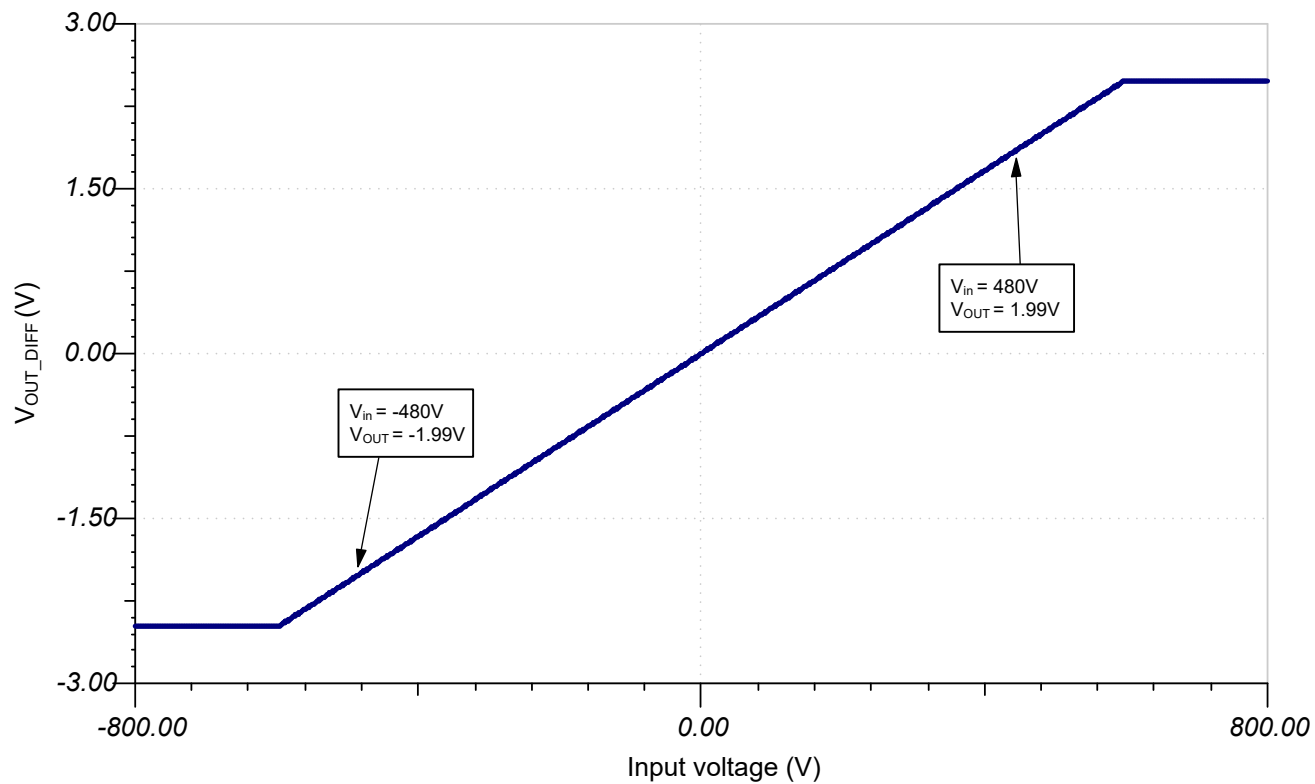
7. 由于分压器的增益为 $\frac{1}{480}$ ，AMC3330 的增益为 2，在 480V 输入电压下，可以使用传递函数公式计算输出电压，

$$V_{OUT} = Gain \times V_{IN} \tag{37}$$

$$V_{OUT} = \frac{1}{480} \times 2 \times 480 V = 2 V$$

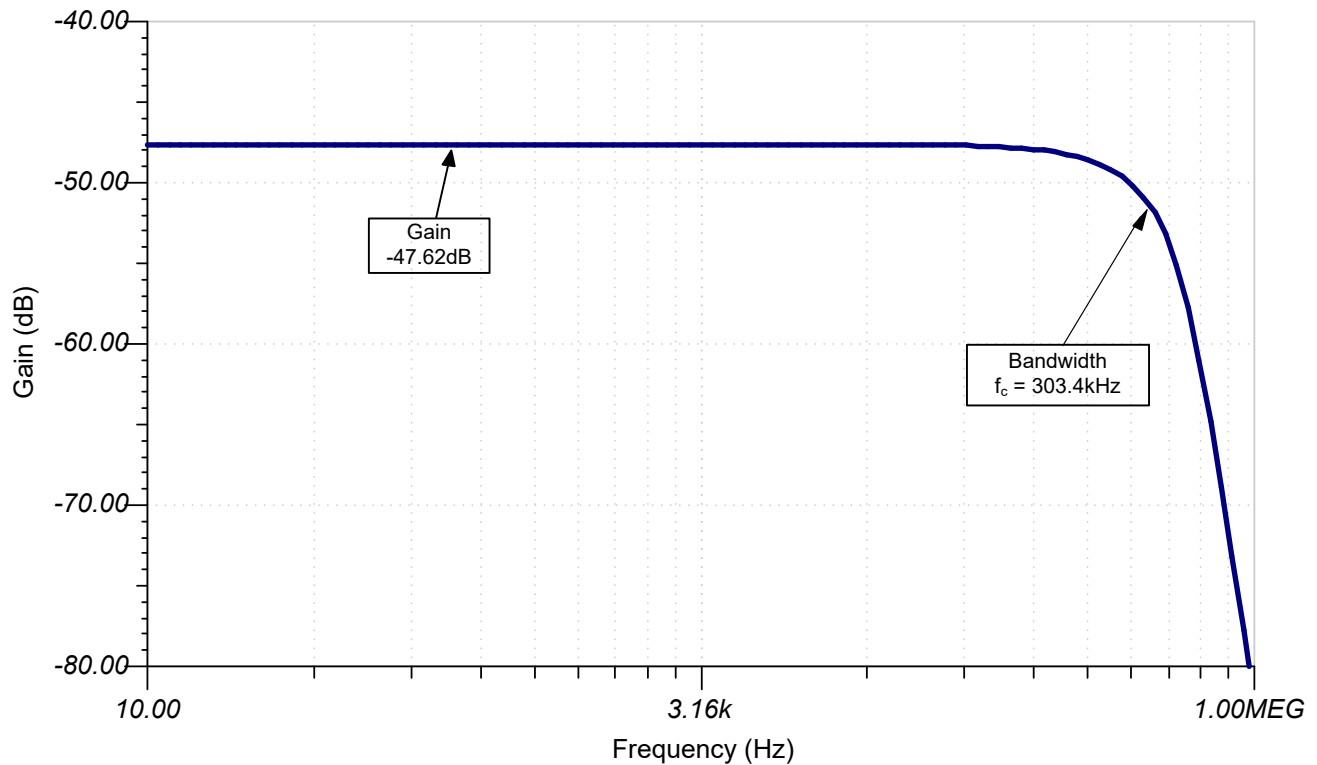
直流传输特性

下图所示为 $\pm 800\text{V}$ 输入下的 AMC3330 仿真差分输出。在 480V 输入电压下，根据上一页的计算结果，输出电压约为 2V 。



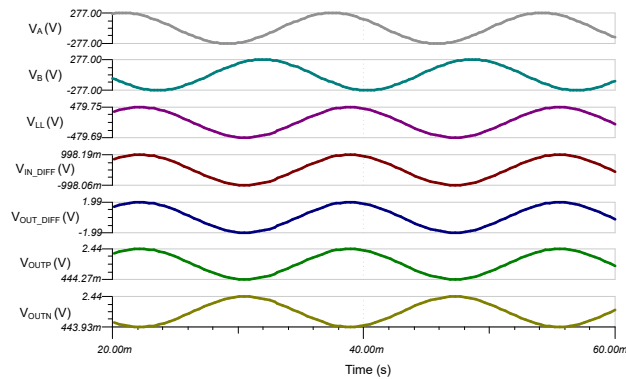
交流传输特性

仿真增益为 -47.6 dB，这与分压器和 AMC3330 的预期增益非常接近。



仿真结果

以下仿真显示了 AMC3330 的输入和输出信号。



设计参考资料

1. [隔离式放大器电压检测 Excel 计算器](#)
2. [模拟工程师电路设计指导手册](#)
3. [TI 精密实验室 - 运算放大器](#)
4. [TI 精密实验室 - 模数转换器](#)

设计精选隔离运算放大器

AMC3330	
输入电压范围	$\pm 1\text{V}$
标称增益	2
输入电阻	$0.8\text{G}\Omega$ (典型值)
小信号带宽	375kHz
输入失调电压和漂移	$\pm 0.3\text{mV}$ (最大值), $\pm 4\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (最大值)
增益误差和漂移	$\pm 0.2\%$ (最大值), $\pm 45\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (最大值)
非线性度和漂移	0.02% (最大值), $\pm 0.4\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (典型值)
隔离瞬态过压	6kV_{PEAK}
工作电压	$1.2\text{kV}_{\text{RMS}}$
共模瞬态抗扰度, CMTI	$85\text{kV}/\mu\text{s}$ (最小值)
AMC3330	

设计备用隔离运算放大器

ISO224B	
VDD1	4.5V–18V
VDD2	4.5V–5.5V
输入电压范围	$\pm 12\text{V}$
标称增益	$\frac{1}{3}$
V_{OUT}	在 VDD2/2 的输出共模下具有 $\pm 4\text{V}$ 的差分输出
输入电阻	$1.25\text{m}\Omega$ (典型值)
小信号带宽	275kHz
输入失调电压和漂移	$\pm 5\text{mV}$ (最大值), $\pm 15\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (最大值)
增益误差和漂移	$\pm 0.3\%$ (最大值), $\pm 35\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (最大值)
非线性度和漂移	0.01% (最大值), $\pm 0.1\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (典型值)
隔离瞬态过压	7kV_{PEAK}
工作电压	$1.5\text{kV}_{\text{RMS}}$
共模瞬态抗扰度, CMTI	$55\text{kV}/\mu\text{s}$ (最小值)
ISO224	

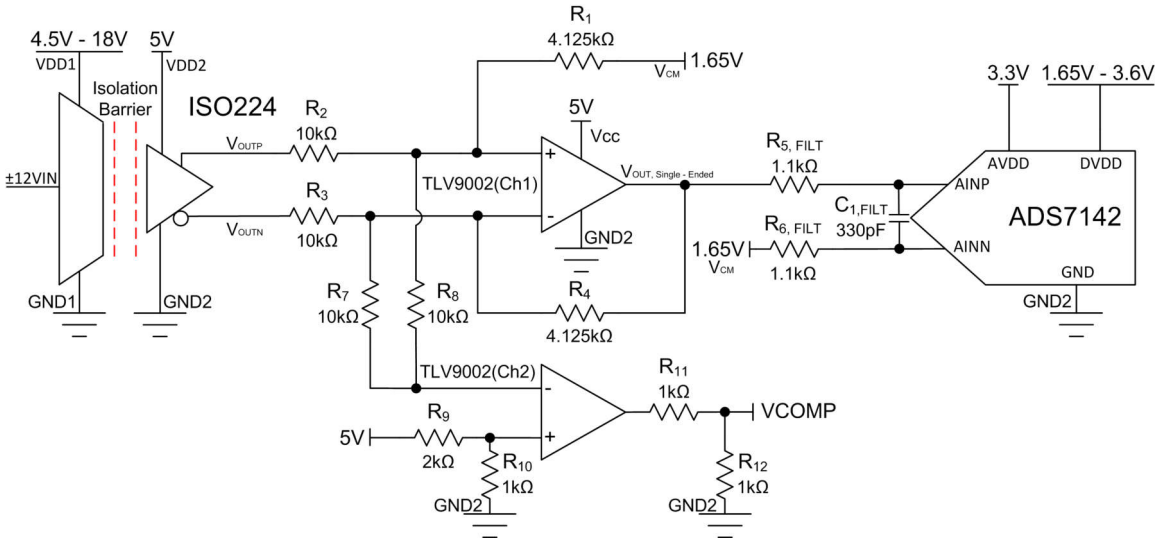
具有隔离放大器和伪差分输入 SAR ADC 的 ±12V 电压检测电路

ISO224 输入电压	ISO224 输出 (V _{OUTP} - V _{OUTN})	ADS7142 输入 (伪差分)	ADS7142 数字输出
12V	4V	3.3V	FFF _H
-12V	-4V	0V	000 _H

电源和基准电压			
VDD1	VDD2 和 V _{CC}	AVDD	GND
4.5V 至 18V	5V	3.3V	0V

设计说明

此电路利用 **ISO224** 隔离式放大器、**TLV9002** 运算放大器和 **ADS7142** SAR ADC 执行 ±12V 隔离式电压检测测量。**ISO224** 可以测量具有 1/3V/V 固定增益的 ±12V 单端信号，并且产生输出共模电压为 VDD2/2 的 ±4V 隔离式差分输出电压。**TLV9002** 的通道 1 用于调节 **ISO224** 的输出以适应 **ADS7142** 的输入范围，而通道 2 用于监控 **ISO224** 失效防护输出。**ADS7142** 是一款具有满量程输入和 AVDD 基准电压（范围为 1.65V 至 3.6V）的双通道 ADC。本指导手册的电路将在伪差分配置中使用 **ADS7142** 双通道输入，从而可以通过 **ISO224** 测量正负信号。该电路适用于许多高电压工业应用，如**列车控制和管理系统**、**模拟输入模块**和**逆变器与电机控制**。此设计中的元件选型公式和说明可根据系统规格和要求进行定制。



规格

规格	计算值	仿真值
140kSPS 时的瞬态 ADC 输入趋稳	403μV	88μV
调节信号范围	0V–3.3V	0V–3.3V
噪声（输入端）	262μV _{RMS}	526μV _{RMS}
闭环带宽	175kHz	145kHz

设计说明

1. 选择 **ISO224** 是因为其具有宽输入范围、灵活的功率配置以及高精度特点。
2. 选择 **ADS7142** 是因为其具有极低功耗、高集成度、灵活的功率配置以及小尺寸特点。

3. 选择 **TLV9002** 运算放大器是因为其具有优化成本、多种配置选项以及小尺寸特点。
4. 为 AVDD、V_{CM} 以及 AINN 伪差分输入（用于设置 ADC 的共模电压）选择低阻抗、低噪声源。
5. 查找 ADC 满标量程范围和共模规格。“元件选型”部分中介绍了该内容。
6. 选择适合 C_{FILT} 的 COG 电容器尽量减少失真。
7. 为实现卓越性能，请考虑使用 0.1% 20ppm/°C 的薄膜电阻器或性能更佳电阻器作为 R_{FILT1,2} 来尽量减少失真。
8. **了解和校准 ADC 系统的失调电压和增益** 介绍了误差分析的方法。请查看该链接，了解更大限度减少增益误差、失调电压误差、漂移误差和噪声误差的方法。
9. **TI 高精度实验室 - ADC** 培训视频系列介绍了选择电荷桶电路 R_{FILT} 和 C_{FILT} 的方法。此类元件值取决于放大器带宽、数据转换器采样速率以及数据转换器设计。此处所示的规格值可为该示例中的放大器和数据转换器提供良好的趋稳和交流性能。如果改动了设计，必须选择其他的 RC 滤波器。请参阅 **SAR ADC 前端元件选型简介**，了解如何选择 RC 滤波器以实现卓越的趋稳和交流性能。

元件选型

1. 根据输入电压范围选择隔离放大器并确定输出共模电压和输出电压范围：

ISO224 电源可以是 4.5V 至 18V（对于高侧电源）和 4.5V 至 5.5V（对于低侧电源）。ISO224 具有 ±12V 单端输入范围（固定增益为 1/3 V/V），产生 ±4V 差分输出，输出共模电压为 VDD2/2（此示例为 2.5V）：

$$\frac{\pm 12V_{IN, Single-Ended}}{3} = \pm 4V_{OUT, Differential} \text{ at } 2.5V\left(\frac{V_{DD2}}{2}\right) \text{ common-mode}$$

2. 选择尺寸小且功耗低的 ADC：

ADS7142 是一款可在伪差分配置中使用的小尺寸、低功耗、双通道 ADC。最大输入范围取决于基准电压并等于 AVDD，此示例为 3.3V：

$$ADC_{Full-Scale Range} = V_{REF} = AVDD = 3.3V$$

查找伪差分测量所需的 ADC 共模电压：

$$V_{CM} = \frac{V_{REF}}{2} = 1.65V$$

3. 选择一个运算放大器将 ISO224 的 ±4V 差分、2.5V 共模输出转换为 ADS7142 的 3.3V 伪差分、1.65V 共模输入。此外，优先选择具有第二通道（该通道可用于监控 ISO224 的失效防护输出特性）的运算放大器：

TLV9002 是一款双通道、轨到轨输入和输出放大器，针对成本敏感和小尺寸应用进行了优化。

通道 1 用于将 ISO224 的 ±4V 差分、2.5V 共模输出转换为共模电压为 1.65V 的 3.3V 峰值伪差分输出。当 R₁ = R₄ 且 R₂ = R₃ 时，传递函数由以下公式设置：

$$V_{OUT} = V_{OUTP}\left(\frac{R_4}{R_3}\right) + V_{OUTN}\left(\frac{R_1}{R_2}\right) + V_{CM}$$

信号必须从 $\pm 4V$ 转换为 $3.3V$ ，这意味着信号必须降低 $3.3V/\pm 4V = 3.3V/8V$ 倍。用先前计算出的 $1.65V$ 值代替 V_{CM} 并将 R_2 和 R_3 设置为 $10k\Omega$ ，得到以下公式：

$$3.3V = 4V\left(\frac{R_4}{10k\Omega}\right) + 1.65V \quad 0V = -4V\left(\frac{R_1}{10k\Omega}\right) + 1.65V$$

求解出 R_1 和 R_4 的值为 $4.125k\Omega$ 。

如需了解有关此主题的更多信息，请参阅[将差分输出（隔离式）放大器连接到单端输入 ADC](#)技术手册。

TLV9002 的通道 2 用于监控 ISO224 的失效防护输出特性。只要高侧电源 $VDD1$ 丢失，无论 V_{IN} 引脚上的输入信号如何，ISO224 失效防护输出特性都将激活。TLV9002 通道 2 输出 V_{COMP} 被馈送到系统控制器上的 GPIO 端口，并在失效防护输出特性激活时变为高电平。如需了解更多详细信息，请参阅[失效防护输出特性](#)应用手册。

4. 选择 R_{1FILT} 、 R_{2FILT} 和 C_{FILT} 以实现输入信号的趋稳以及 $140kSPS$ 的采样率：

[优化 \$R_{FILT}\$ 和 \$C_{FILT}\$ 值](#)（TI 高精度实验室视频）介绍了选择 R_{FILT} 和 C_{FILT} 的方法。经证实， $1.1k\Omega$ 和 $330pF$ 的最终值可确保在采集窗口时间内趋稳至远低于最低有效位 (LSB) $\frac{1}{2}$ 的位置。

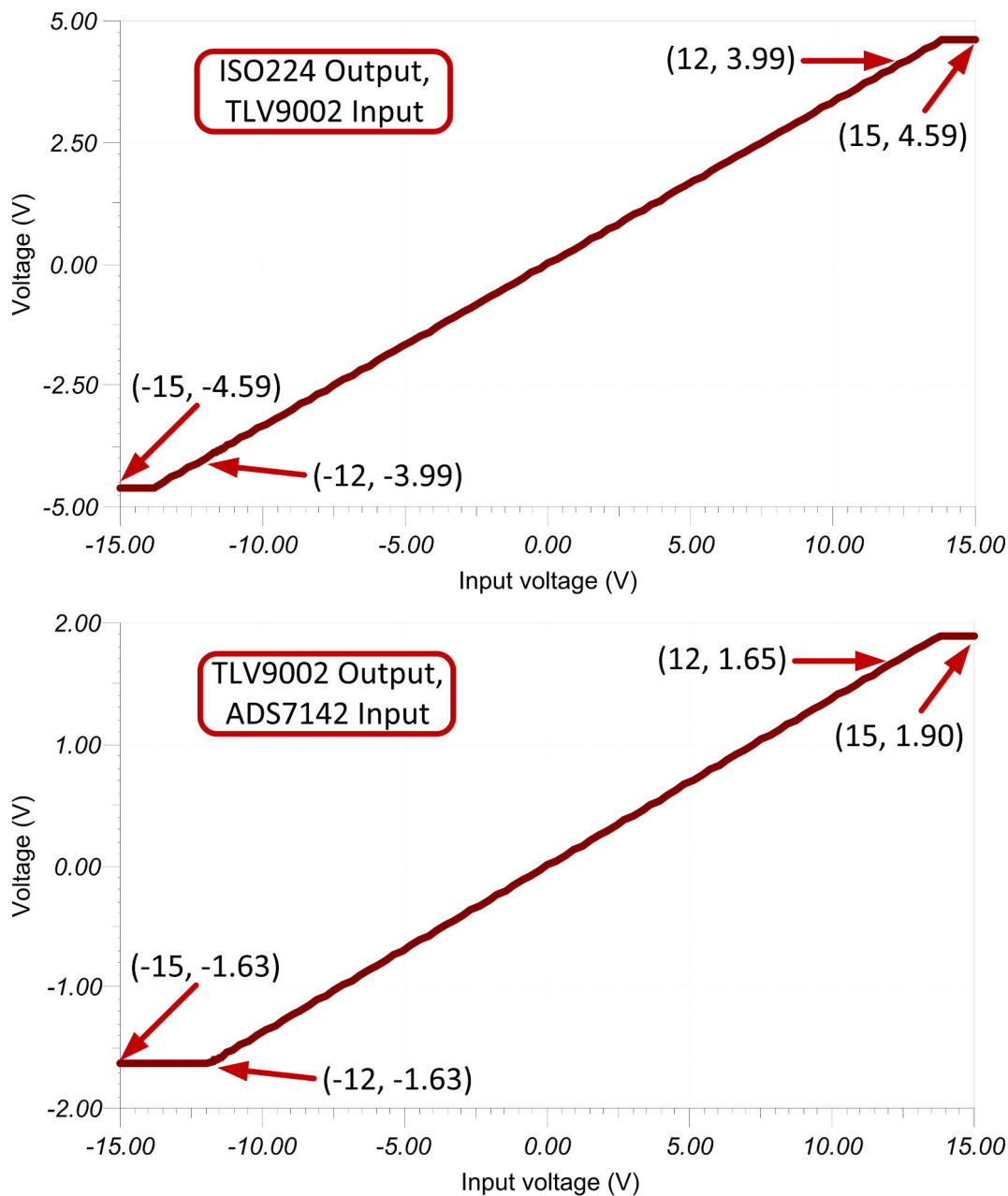
直流传输特性

以下几个图显示了 TLV9002 和 ADS7142 的模拟输入从 $\pm 15\text{V}$ 输入转换为 ISO224 输出的情况。ISO224 具有 $\pm V_{IN}/3$ 的线性输出，并可以在第一张图中看到 TLV9002 的输入。第二张图显示 TLV9002 进一步将增益降低了 $V_{IN}/2.43$ ，并将共模电压转换为 1.65V 。因此具有满量程 $\pm 12\text{V}$ 输入信号，并利用了 ADC 的 0V - 3.3V 满量程范围 (FSR)，其中 $AV_{DD} = V_{REF} = 3.3\text{V}$ 。

以下传递函数显示 ISO224 和 TLV9002 的增益为 $1/7.28\text{V/V}$ 。

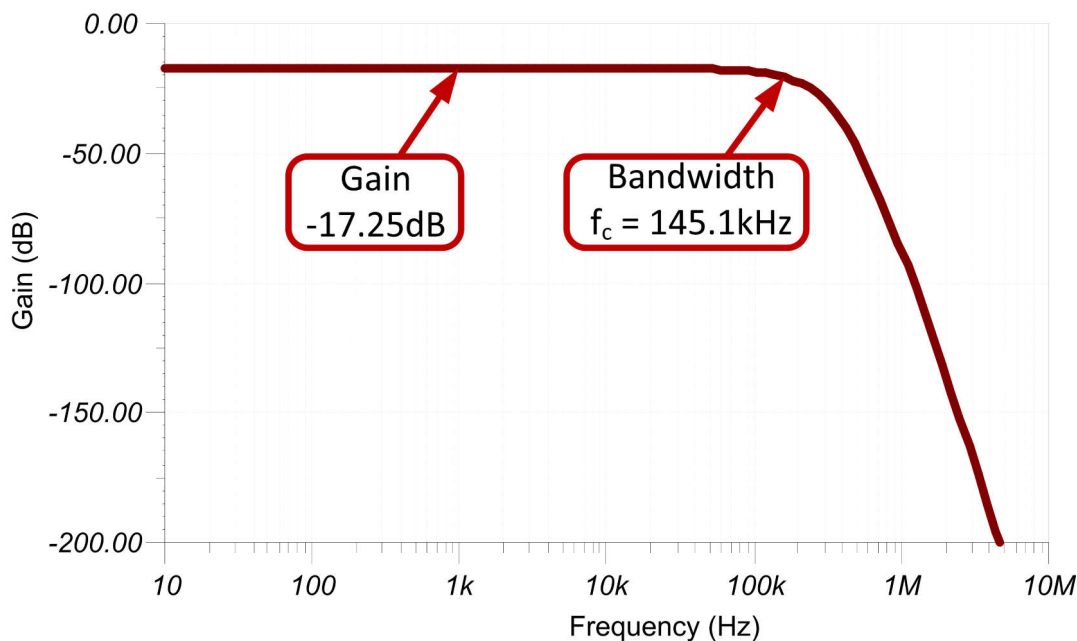
$$\text{Gain}_{\text{ISO224}} \times \text{Gain}_{\text{TLV9002}} \times V_{\text{IN}} = V_{\text{OUT}}$$

$$\frac{1}{3} \times \frac{1}{2.43} \times 12\text{V} = \frac{1}{7.28} \times 12\text{V} = 1.65\text{V}$$



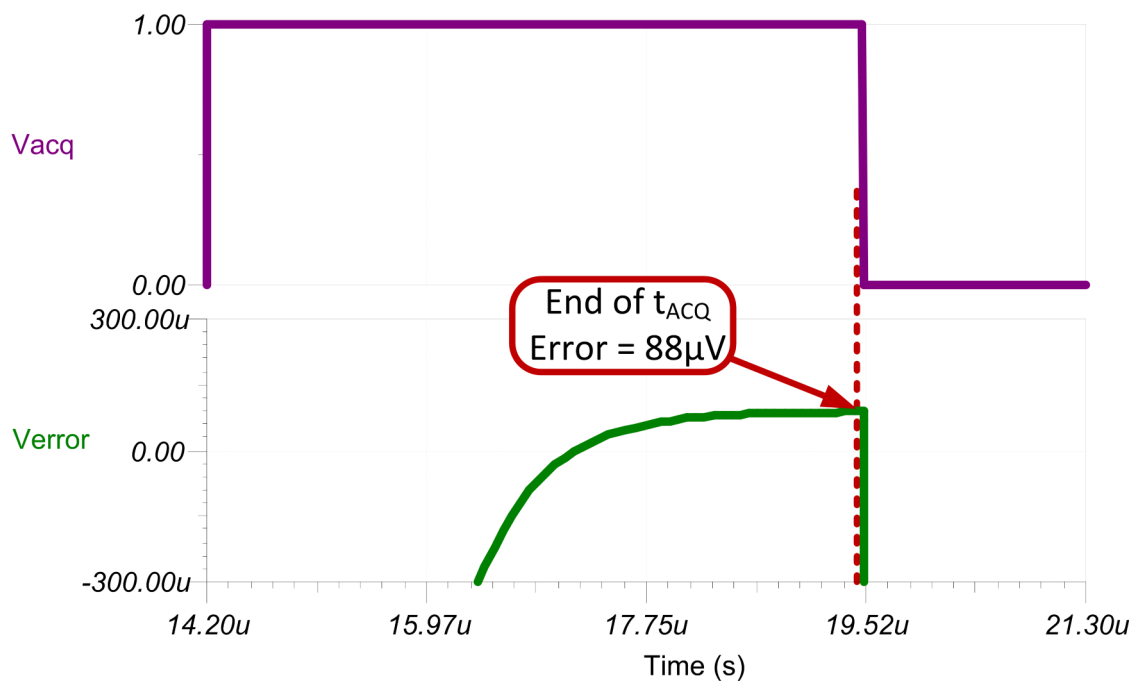
交流传输特性

信号链的仿真带宽约为 145kHz，增益为 -17.25dB，这是约为 0.137V/V 的线性增益（衰减比为 1/7.28V/V）。这符合系统的预期增益。



瞬态 ADC 输入稳定仿真

以下仿真显示了采集时间为 5.3 μs 的瞬态趋稳结果。88 μV 的噪声完全处于 $0.5 \times \text{LSB}$ 限制 403 μV 的范围内。请参阅[优化 Rfilt 和 Cfilt 值](#)，了解有关此主题的详细理论。



噪声仿真

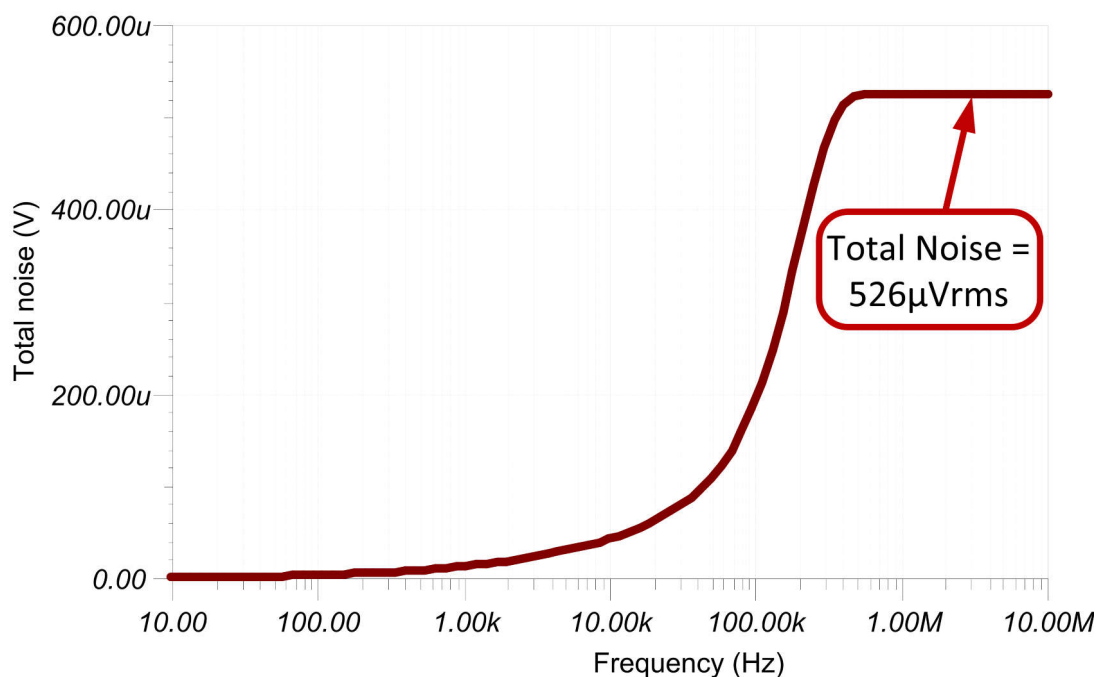
在 ADC 输入端看到的仿真噪声高于预期的计算噪声。此差异由仿真模型中的噪声峰值（未包含在计算中）造成。以下公式表明 ISO224 噪声主导了信号链，而 TLV9002 的噪声可忽略不计。请参阅 [计算 ADC 系统的总噪声](#) 了解有关此主题的详细理论。

$$E_n = \text{Gain}(e_n) = \sqrt{(1.57 \times BW)}$$

$$E_{n\text{ISO224A}} = \frac{1}{3} \times \frac{1}{2.43} \left(\frac{4\mu\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right) \times \sqrt{1.57 \times 145\text{kHz}} = 262\mu\text{VRMS}$$

$$E_{n\text{TLV9002}} = \frac{1}{2.43} \left(\frac{27\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right) \times \sqrt{1.57 \times 145\text{kHz}} = 5\mu\text{VRMS}$$

$$E_{n\text{ISO224A} + \text{TLV9002}} = E_{n\text{ISO224A}} + E_{n\text{TLV9002}} = \sqrt{262^2\mu\text{VRMS} + 5^2\mu\text{VRMS}} = 262\mu\text{VRMS}$$



设计参考资料

有关 TI 综合电路库的信息，请参阅 [模拟工程师电路手册](#)。

主要文件链接

适用于隔离式设计的 TINA 文件：[SBAC226](#)。

设计中采用的器件

器件	主要特性	链接	类似器件
ISO224	具有 ±12V 单端输入范围、⅓ 的固定增益，可实现 ±4V 差分输出，输出共模电压为 2.5V，高侧电源电压为 4.5V 至 18V，低侧电源电压为 4.5V 至 5.5V，输入失调电压：25°C 时为 ±5mV，±42μV/°C（最大值），增益误差：25°C 时为 ±0.3%，±50ppm/°C（最大值），非线性度：±0.01%（最大值），±1ppm/°C，并具有 1.25MΩ 的高输入阻抗	ISO224	www.ti.com/isoamps
ADS7142	双通道、满量程输入范围和取决于 AVDD 的基准电压，默认为 12 位性能，高精度模式下为 16 位性能，600SPS 时的电流消耗极低（为 0.45μA）	ADS7142	https://www.ti.com/PrecisionADCs
TLV9002	双通道、轨到轨输入和输出放大器、2727nV/√Hz 低宽带噪声、±0.04mV 低输入失调电压	TLV9002	https://www.ti.com/opamps

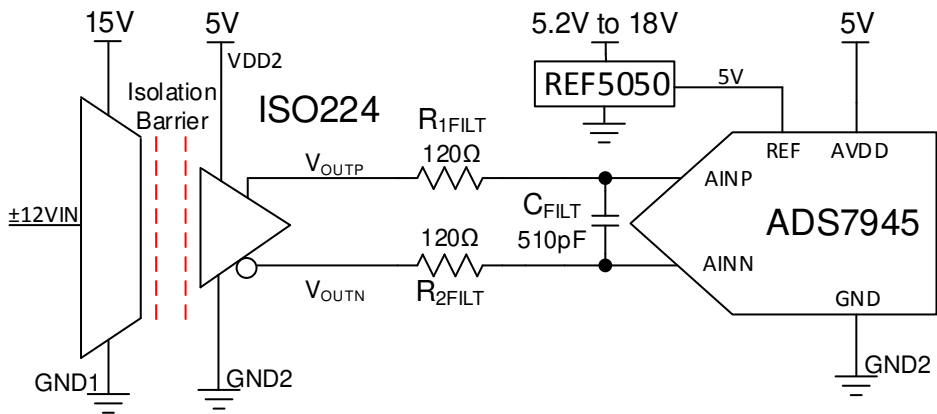
具有隔离式放大器和差分输入 SAR ADC 的 ±12V 电压检测电路

ISO224 输入电压	ISO 输出、ADC 输入 ($V_{OUTP} - V_{OUTN}$)	数字输出 ADS7945
+12V	+4V	1999 _H
-12V	-4V	E666 _H

电源和基准电压		
VDD1	VDD2 和 AVDD	REF5050 外部基准
15V	5V	5V

设计说明

此电路利用 **ISO224** 隔离式放大器和 **ADS745** SAR ADC 执行 ±12V 隔离式电压检测测量。**ISO224** 可以测量具有 1/3V/V 固定增益的 ±12V 真差分信号，并且产生输出共模电压为 VDD2/2 的隔离式差分输出电压。**ADS7945** 是一款全差分输入 ADC，其满标度输入电压为 ±V_{REF}，共模输入电压为 V_{REF}/2 ±200mV。选择 +5V 基准电压，可使 ADS7945 接受来自 **ISO224** 的满标度输出和共模输出。与单端转换相比，使用全差分输入 ADC 采集 **ISO224** 输出可将系统动态范围翻倍。许多高压工业应用，如 **保护继电器**、**通道间隔离式 ±10V 模拟输入卡** 以及 **逆变器和电机控制**。此设计中的组件选择公式和说明可根据系统规格和需求进行定制。



规格

规格	计算值	仿真值
100ksps 时的瞬态 ADC 输入趋稳	305μV	11μV
调节信号范围	±4V	±4V
噪声（输入端）	1.9mV _{RMS}	1.73mV _{RMS}
闭环带宽	175kHz	185kHz

设计说明

- 由于 **ADS7945** 具有低功耗特性和兼容 **ISO224** 的模拟输入结构，因此选择该器件。
- 验证系统线性运行是否具有所需的输入信号范围。此验证通过使用直流传输特性选择中的仿真来执行。
- 选择适合 C_{FILT} 的 COG 电容器以更大限度减少失真。
- 了解和校准 ADC 系统的失调电压和增益** 介绍了误差分析的方法。请查看该链接，了解更大限度减少增益误差、失调电压误差、漂移误差和噪声误差的方法。

5. **TI 高精度实验室 - ADC** 培训视频系列介绍了选择电荷桶电路 R_{FILT} 和 C_{FILT} 的方法。此类组件值取决于放大器带宽、数据转换器采样速率以及数据转换器设计。此处所示的规格值可为本示例中的放大器和数据转换器提供良好的趋稳和交流性能。如果改动了设计，必须选择其他的 RC 滤波器。请参阅 **SAR ADC 前端元件选择简介**，了解如何选择 RC 滤波器以实现最佳的趋稳和交流性能。

元件选型

1. 根据输入电压范围选择隔离放大器并确定输出共模电压和输出电压范围：

ISO224:

- $\pm 12\text{V}$ 单端输入范围
- $\frac{1}{3}$ 的固定增益，可实现 $\pm 4\text{V}$ 的差分输出
- $+2.5\text{V}$ 的输出共模电压
- 4.5V 至 18V 高侧电源， 4.5V 至 5.5V 低侧电源
- 输入失调电压： 25°C 时为 $\pm 5\text{mV}$ ， $\pm 42\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ （最大值）
- 增益误差： 25°C 时为 $\pm 0.3\%$ ， $\pm 50\text{ppm}/^\circ\text{C}$ （最大值）
- 非线性度： $\pm 0.01\%$ （最大值）， $\pm 1\text{ppm}/^\circ\text{C}$
- $1.25\text{M}\Omega$ 的高输入阻抗

2. 选择具有合适的共模和差分输入范围的 ADC，以匹配 ISO224 的 $+2.5\text{V}$ 共模输出和 $\pm 4\text{V}$ 差分输出：

ADS7945:

- $\pm 5\text{V}$ （最大值）模拟输入范围
- 由正负电压基准设置的满标度输入范围
- 输入共模范围为 $V_{\text{REF}}/2 \pm 0.2\text{V}$
- 2.7V 至 5.25V 电源电压
- 2Msps 时具有 84 的高 SNR、 11.6mW 的低功耗

3. 选择支持共模约束的电压基准，该共模约束由 **ISO224** 的 2.5V 共模输出电压和 ADS7945 的 $V_{\text{REF}}/2 \pm 0.2\text{V}$ 共模输入电压设置。这意味着基准输出电压必须为 5V 、低噪声，并且最好具有可配置输入电压：

REF5050:

- 5-V 输出
- 5.2V 至 18V 输入电源电压
- $3\mu\text{VPP}/\text{V}$ 噪声

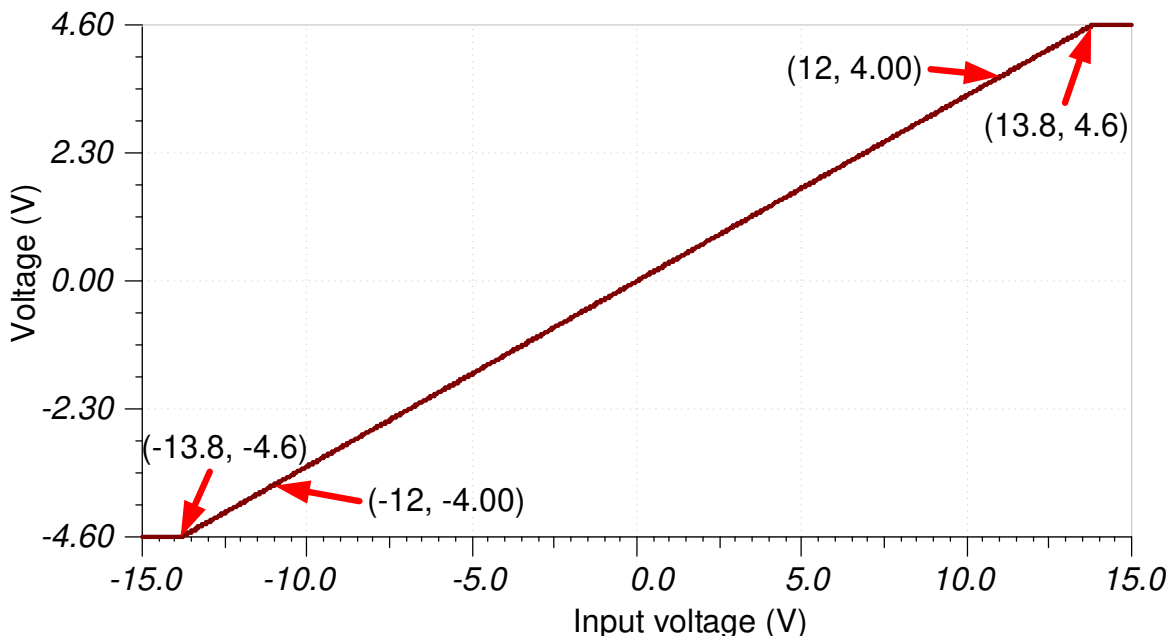
4. 选择 $R_{1\text{FILT}}$ 、 $R_{2\text{FILT}}$ 和 C_{FILT} 以实现输入信号的趋稳以及 100ksps 的采样率：

优化 R_{FILT} 和 C_{FILT} 值（TI 高精度实验室视频）介绍了选择 R_{FILT} 和 C_{FILT} 的方法。经证实， 120Ω 和 510pF 的最终值可确保在采集窗口时间内趋稳至远低于最低有效位 (LSB) $\frac{1}{2}$ 的位置。

直流传输特性

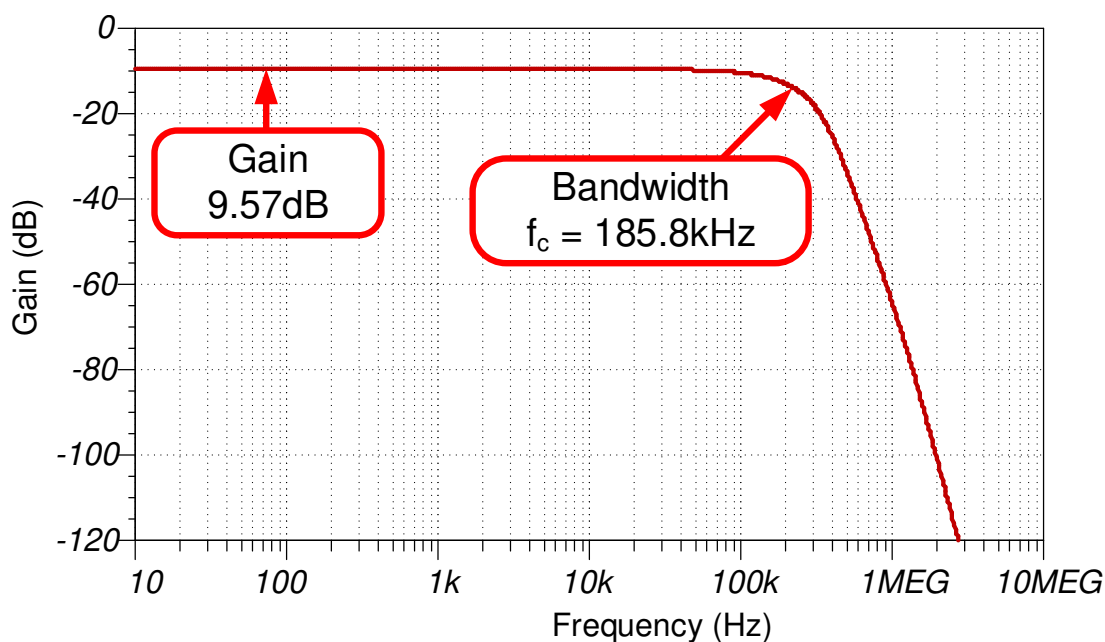
下图所示为 $\pm 15\text{V}$ 输入的仿真输出。所需线性范围：输入为 $\pm 12\text{V}$ 时，输出为 $\pm 4\text{V}$ 。此仿真显示线性输出范围大约为 $\pm 4.6\text{V}$ ，远远超出要求。

传递函数显示 ISO224 增益为 $\frac{1}{3}$ （即增益 $\cdot V_{IN} = V_{OUT}$ ， $(\frac{1}{3}) \cdot (12V) = 4V$ ）。



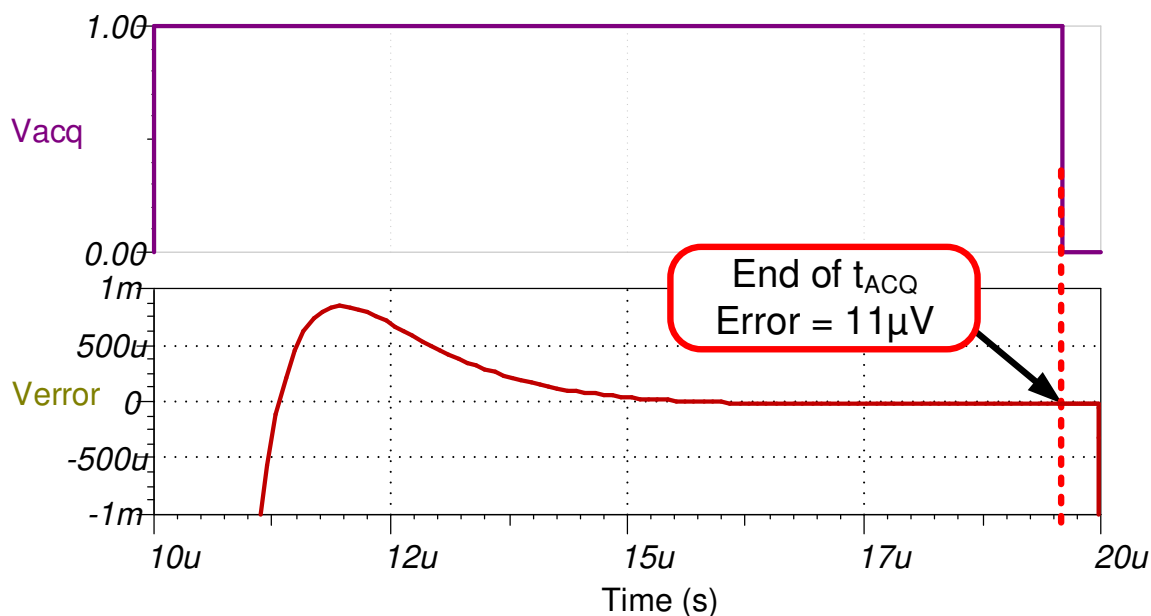
交流传输特性

仿真带宽大约为 186kHz，增益为 -9.57dB（或 0.332V/V），这与 ISO224（指定 $f_c = 175\text{kHz}$ ，增益 = 0.333V/V）的预期增益和带宽非常接近。



瞬态 ADC 输入稳定仿真

以下仿真显示了采集时间为 $9.6\mu\text{s}$ 的瞬态趋稳结果。 $11\mu\text{V}$ 趋稳误差完全处于 $305\mu\text{V}$ 的 $0.5 \times \text{LSB}$ 限制范围内。请参阅[优化 \$R_{filt}\$ 和 \$C_{filt}\$ 值](#)，了解有关此主题的详细理论。



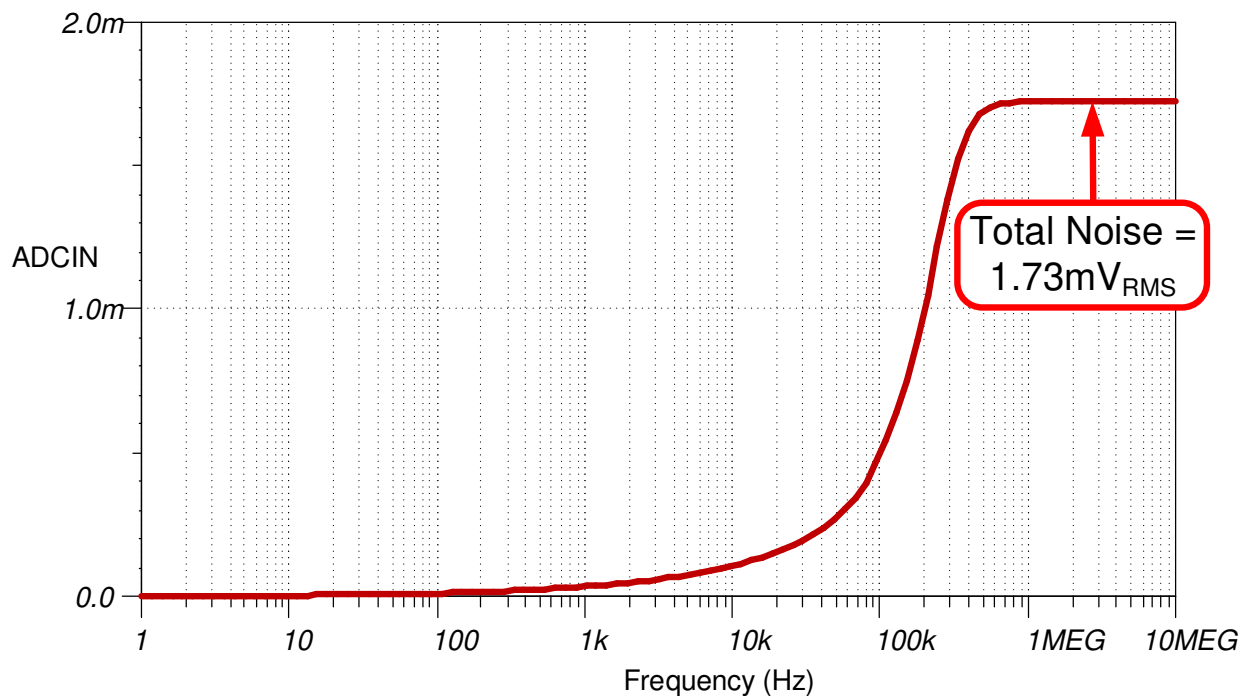
噪声仿真

以下噪声计算仅考虑 **ISO224** 的噪声。**ISO224** 噪声远高于电路中其他噪声源的噪声，因此总噪声可以按 **ISO224** 噪声进行估算。对于 B 级也可使用同样的方法。

$$E_{nISO224A} = Gain(e_n) \sqrt{1.57 \cdot BW}$$

$$E_{nISO224A} = \frac{1}{3} (4\mu V / \sqrt{Hz}) \sqrt{1.57 \cdot 176kHz} = 0.7mV_{RMS}$$

仿真噪声高于预期的计算噪声。此差异是由仿真模型中的噪声峰值造成。计算中未包括噪声峰值。请参阅 [计算ADC系统的总噪声](#) 了解有关此主题的详细理论。



设计中采用的器件

器件	主要特性	链接	类似器件
ISO224	具有 ±12V 单端输入范围、1/2 的固定增益，可实现 ±4V 差分输出，输出共模电压为 +2.5V，高侧电源电压为 4.5V 至 18V，低侧电源电压为 4.5V 至 5.5V，输入失调电压：25°C 时为 ±5mV，±42μV/°C（最大值），增益误差：25°C 时为 ±0.3%，±50ppm/°C（最大值），非线性度：±0.01%（最大值），±1ppm/°C，并具有 1.25MΩ 的高输入阻抗	www.ti.com.cn/product/cn/ISO224	www.ti.com/isoamps
ADS7945	具有 ±5V 最大模拟输入范围、由正负电压基准设置的满标度输入范围、V _{REF} /2 ±0.2V 的输入共模范围、2.7V 至 5.25V 的电源电压，并且在 2Msps 时具有 84 的高 SNR 和 11.6mW 的低功耗	www.ti.com.cn/product/cn/ADS7945	http://www.ti.com/opamps
REF5050	3ppm/°C 漂移、0.05% 初始精度、4μVpp/V 噪声	www.ti.com.cn/product/cn/REF5050	http://www.ti.com/vref

设计参考资料

有关 TI 综合电路库的信息，请参阅 [模拟工程师电路手册](#)。

主要文件链接

请参阅 [TINA 文件](#)，获取隔离式设计的信息。

隔离式欠压和过压检测电路

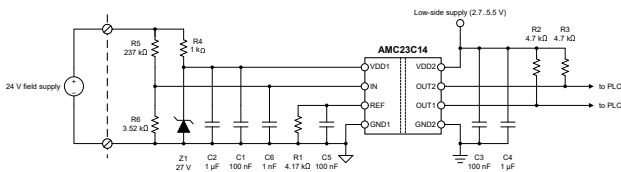
设计目标

过压电平	欠压电平	低侧 V _{DD}	高侧 V _{DD}	瞬态响应时间
28.8V	20.4V	2.7V~5.5V	24V	360ns

设计说明

此高速、隔离式欠压和过压检测电路通过具有可调阈值的双路隔离式窗口比较器 (AMC23C14) 实现。此电路专为工业现场电源应用而设计，在此类应用中，控制器端必须检测远程模块电流电压是否在有效范围内。

之所以选择 AMC23C14，是因为它具有稳健的增强型隔离、至少 100kV/μs 的高 CMTI、可调双通道窗口比较器阈值、宽高侧电源电压范围（3V 至 27V）以及扩展的工业温度范围（-40°C 至 +125°C）。



欠压和过压检测电路原理图

设计说明

- 1. 为了更大程度地降低误差，请为分压器（R₅ 和 R₆）和阈值设置电阻器 (R₁) 选择精密电阻器。
- 2. AMC23C14 由现场电源供电，并由齐纳二极管和分流电阻器针对高于 30V（绝对最大电源）的电压提供保护。
- 3. 请根据所需的工作电压范围，选择分压器和阈值设置电阻器。

设计步骤

- 1. 确定在电源低于 20.4V (24V – 15%) 的最低有效工作电压时跳变内部固定 300mV 阈值所需的分压器分压比。调整分压器的总电阻，使得当 V_{supp} 为理想工作电压 24V 时，将其电流设为 100μA。

$$IN = V_{supp} \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6} \right)$$
$$300\text{ mV} = 20.4\text{ V} \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6} \right)$$
$$V_{supp} = 100\text{ }\mu\text{A} \times (R_5 + R_6)$$
$$24\text{ V} = 100\text{ }\mu\text{A} \times (R_5 + R_6)$$

对方程组求解会得到 R₅ = 236kΩ、R₆ = 3.52kΩ。

- 借助**模拟工程师计算器**，最接近的 E96 电阻器值为 237kΩ 和 3.48kΩ。

- 2. 调整阈值设置电阻器，以便在电源电压超过 28.8V (24V + 20%) 时跳变可调阈值比较器。

$$IN = V_{supp} \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6} \right)$$

$$IN = 28.8 \text{ V} \left(\frac{3.52 \text{ k}\Omega}{237 \text{ k}\Omega + 3.52 \text{ k}\Omega} \right)$$

$$IN = 0.42 \text{ V}$$

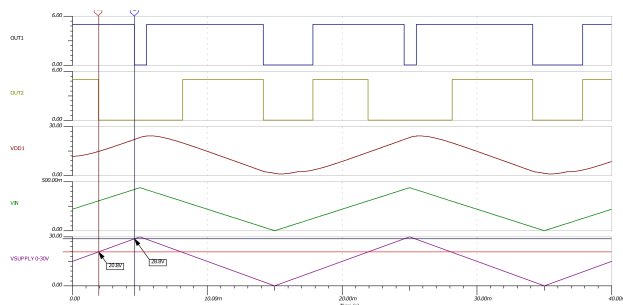
$$V_{ref} = IN$$

$$R_1 = \frac{V_{ref}}{I_{ref}} = \frac{0.42 \text{ V}}{100 \mu\text{A}} = 4.2 \text{ k}\Omega$$

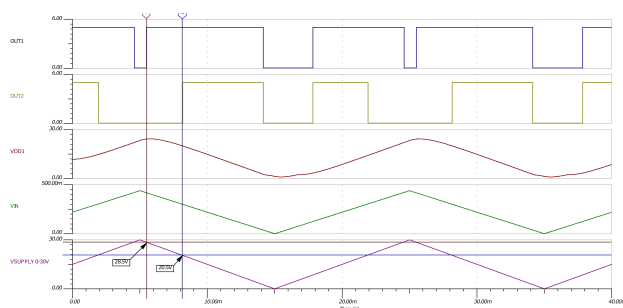
3. 选择一个 27V 齐纳二极管来保护 AMC23C14，防止该器件因为电压超过建议的工作电源电压而受损。

设计仿真

以下图像是欠压和过压检测电路的 SPICE 仿真波形。所包含的是 VDD1 输入，其中显示了齐纳二极管保护 VDD1 输入，防止它因为电压超出工作电压范围而受损。[欠压和过压检测电流的 SPICE 仿真 - 由小变大](#) 显示了输入电压上升时输出触发点的 Spice 仿真。[欠压和过压检测电流的 SPICE 仿真 - 由大变小](#) 显示了类似的图像，但显示的是输入电压下降时的输出触发点。通过比较这两个图像可以看到，触发点相差 0.3V，其中电压输入由大变小时具有较低的触发器值。



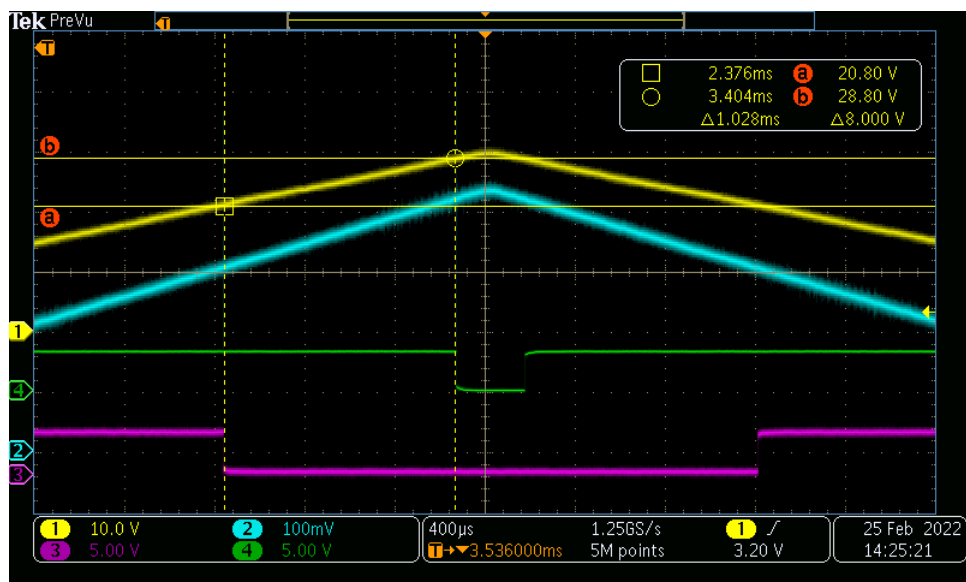
欠压和过压检测电流的 SPICE 仿真 - 由小变大



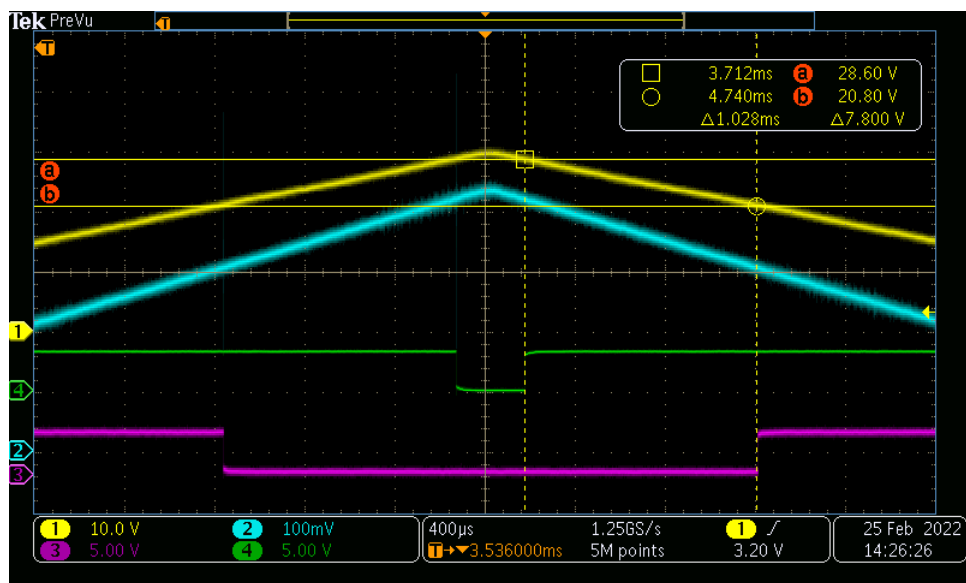
欠压和过压检测电流的 SPICE 仿真 - 由大变小

测得的响应

以下图像显示了欠压和过压检测电路的测量输出，并将输出与 V_{supp} 电压（迹线 1）进行了对比。AMC23C14 具有开漏输出，这些输出通常会拉上至 VDD2，并且在输入电压超过每个比较器的阈值电压时，会被驱动至低电平。在这些测量中，如果 V_{supp} 超过 28.8V，OUT1（迹线 3）会变为低电平，如果 V_{supp} 超过 20.8V，则 OUT2 会变为低电平。组件变化和比较器迟滞可能会影响跳变阈值，但在本例中，跳变点位于所需值的 1% 范围内。如果 V_{supp} 由小变大或由大变小，电压阈值会略有不同。第二个波形显示了 OUT1 在 28.6V 而非 28.8V 处触发时的情况。

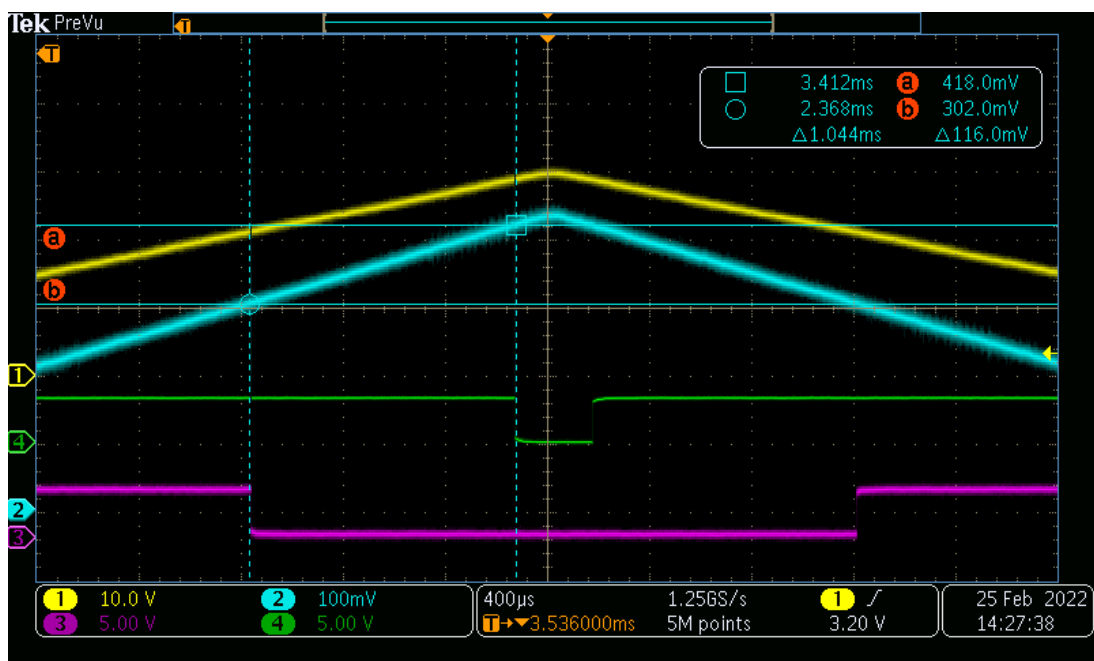


V_{supp} 由小变大时的波形捕获

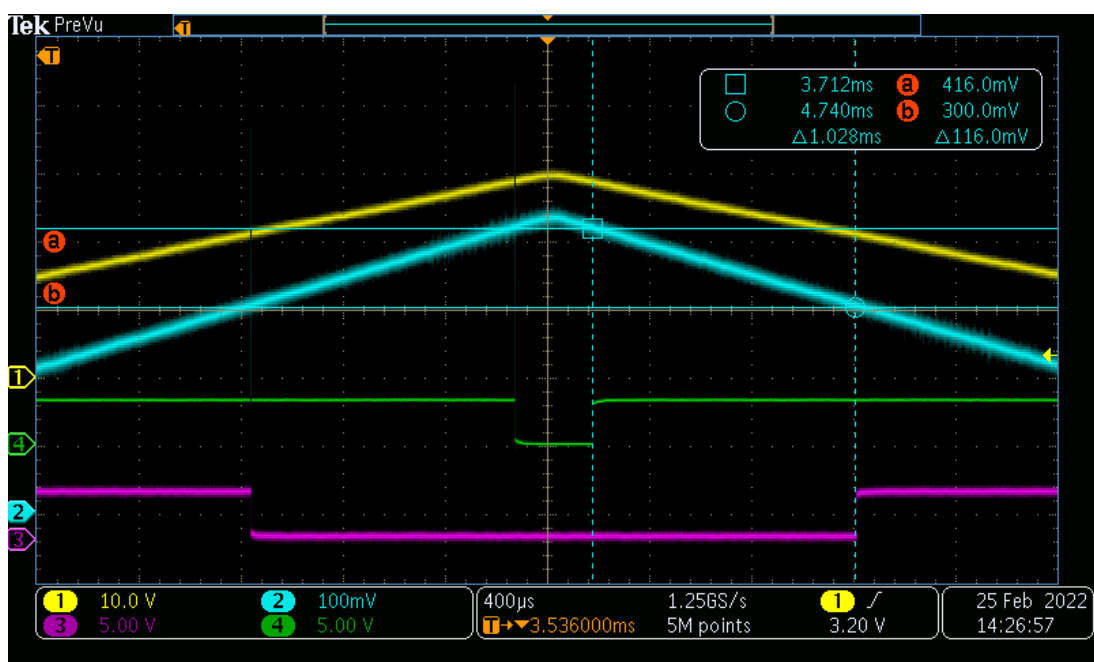


V_{supp} 由大变小时的波形捕获

以下图像显示了欠压和过压检测电路的测量输出，并将 AMC23C14 输出与 VIN 电压（迹线 2）进行了对比。根据这些测量结果可以确认，比较器跳变阈值与内部比较器阈值在 300mV 时设置的所需值以及由外部设置阈值在 420mV 时设置的所需值一致，如设计步骤部分的 2 中的公式所定义。



V_{supp} 由小变大时 IN 的波形



V_{supp} 由大变小时 IN 的波形

设计特色器件

器件	主要特性	器件链接
AMC23C14	- 高侧电源具有宽电压范围：3V 至 27V - 低侧电源电压范围：2.7V 至 5.5V - 双路窗口比较器： - 窗口比较器 1：±20mV 至 ±300mV 可调节阈值 - 窗口比较器 2：±300mV 固定阈值 - 支持正比较器模式： - Cmp0：600mV 至 2.7V 可调节阈值 - Cmp2：300mV 固定阈值 - Cmp1 和 Cmp3：禁用 - 阈值调整基准：100μA，±2% - 跳变阈值误差：250 mV 时为 ±1%（最大值） - 传播延迟：290ns（典型值） - 高 CMTI：15kV/μs（最小值） - 开漏输出 - 安全相关认证： - 符合 DIN VDE V 0884-11 标准的 7000V_{pk} 增强型隔离 - 符合 UL1577 标准且长达 1 分钟的 5000V_{RMS} 隔离 - 可在更大的工业级温度范围内正常工作：-40°C 至 +125°C	器件： AMC23C14 类似器件： 隔离式放大器

设计参考资料

有关 TI 综合电路库的信息，请参阅[模拟工程师电路说明书](#)。

德州仪器 (TI)，[AMC23C14 具有可调阈值的双路快速响应增强型隔离式窗口比较器](#) 数据表

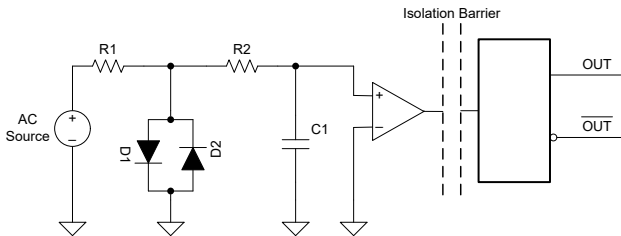
隔离式过零检测电路

设计目标

高侧电源	输入电压	工作电压	低侧电源	输出电压
12V	$\pm 170V_{pk}$ 正弦波	$\geq 400V_{RMS}$	3.3V 至 $5.0V \pm 10\%$	$\leq$ 低侧电源

设计说明

当交流输入超过过零基准电压时，过零检测器电路会改变输出状态。此设计采用单芯片解决方案，通过反相和同相数字输出对交流正弦波进行过零检测。该电路是通过将比较器反相输入接地并将钳位正弦波施加到同相输入来创建的。输入电压由 R1 和一对反并联二极管进行钳制。在这种情况下会使用二极管代替衰减器来尽可能提高过零附近的输入压摆率，从而降低输出延迟。该电路用于控制电路中的交流线路过零检测以降低待机模式和关闭模式下的功耗。



隔离式过零检测电路原理图

设计说明

1. 该电路必须能够处理隔离栅上的 750V 工作电压
2. IN+ 端的最大输入电压必须为 $\pm 1V$
3. 需要反相和同相输出
4. 流经 R1 的最大电流为 $100\mu A \pm 10\%$
5. 将成串的每个电阻的工作电压限制为最大 $100V \pm 10\%$
6. 输入交流电源电压为 $120V_{RMS}$ ，通过修改元件可轻松适应更高的交流电压。有关详细信息，请参阅[替代设计](#)一节
7. 确保交流过零处的迟滞电压不超过 $\pm 30mV$

设计步骤

1. 确定理想的 R1 电阻值。最大峰值输入电压为 $120V_{RMS} \times \sqrt{2} = 170V_{PK}$ 。请注意，二极管 D1 的正向电压接近于零，不包括在该计算中。

$$R1 = \frac{170 V_{PK}}{100 \mu A} = 1.70 M\Omega$$

2. 将 R1 分为 3 个相等的电阻，确保符合每个电阻 $\leq 100V$ 的设计限制：

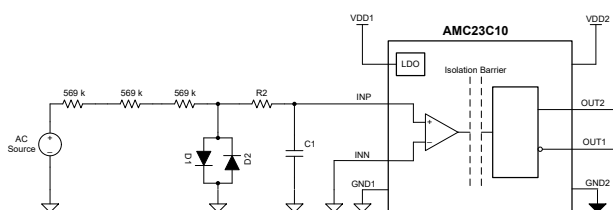
$$R1 = \frac{1.70 M\Omega}{3} = 566.66 k\Omega$$

3. 使用[模拟工程师计算器](#)查找 R1 的标准 E96 1% 电阻值。最接近的电阻值为 569k Ω 。
4. 选择反并联二极管。选择可提供至少 $\pm 350mV$ 正向电压且通过 R1 提供 100 μA 电流的二极管。
5. 可选 – 在 VINP 引脚上设计由 R2 和 C1 定义的低通滤波器。频率响应定义为：

$$F_C = \frac{1}{2\pi \times R2 \times C1}$$

修改的设计

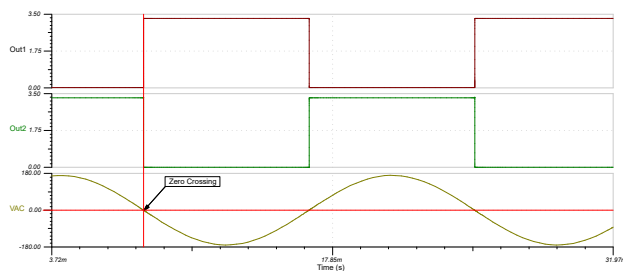
以下原理图显示了使用 AMC23C10 实现的修改设计。



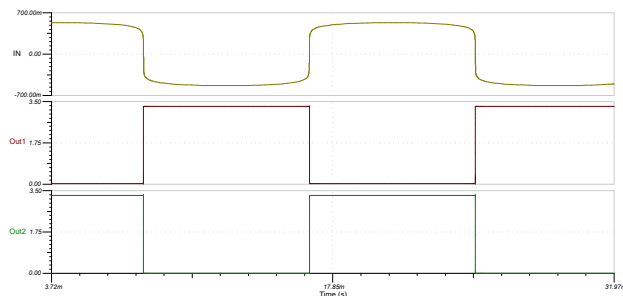
采用 AMC23C10 隔离式比较器的修改设计

AMC23C10 使用电容隔离技术提供 1000V 的工作电压。VDD1 的电压源额定电压范围为 3V 至 27V，通过 LDO 在内部进行控制。VDD2 的额定电压范围为 2.7V 至 5.5V。正常运行时的输入电压范围为 $\pm 1V$ 。OUT1 上的逻辑输出为漏极开路，可与连接到 VDD1 的上拉电阻配合使用。OUT2 为推挽式输出，无需外部上拉电阻。

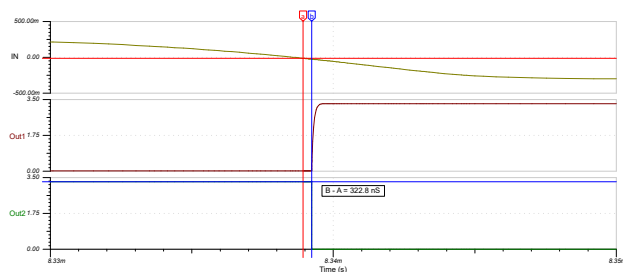
设计仿真



使用正弦波输入的过零检测仿真



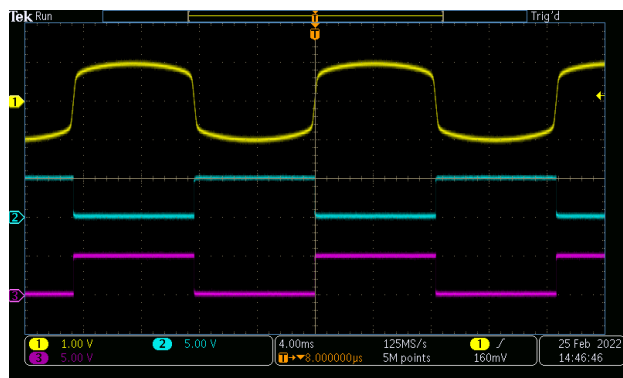
使用整流输入的过零检测仿真



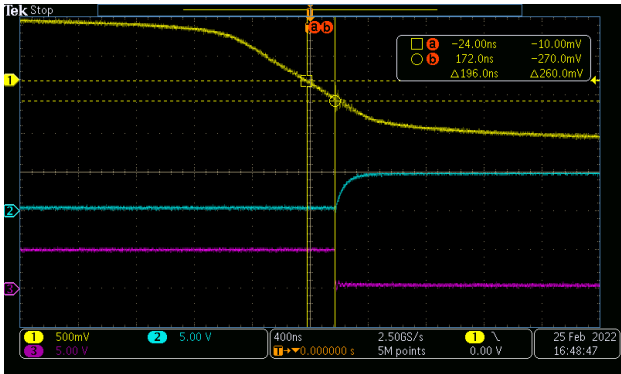
过零检测的响应时间仿真

测得的响应

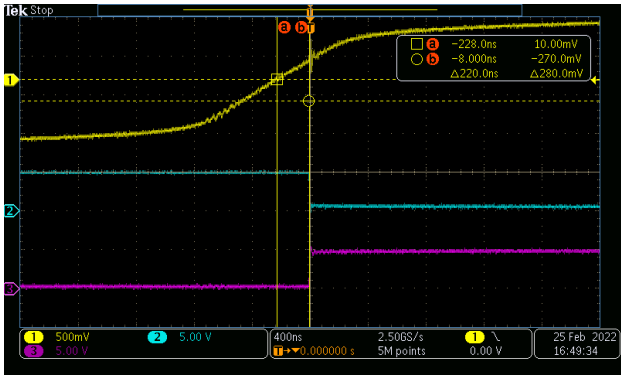
以下各图显示了使用 AMC23C10 隔离式比较器测得的过零检测电路响应。曲线 1 是捕获的输入，而曲线 2 和 3 显示的分别是 OUT1 和 OUT2。在输入的上升沿和下降沿测量时，输入过零和输出转换之间的延迟不超过 220ns。



整流输入的过零检测



过零检测输出延迟 - 下降沿



过零检测输出延迟 - 上升沿

设计参考资料

有关 TI 综合电路库的信息，请参阅 [模拟工程师电路手册](#)。

德州仪器 (TI)，[AMC23C10 具有双路输出的快速响应、增强型隔离式比较器](#) 数据表

设计中采用的隔离式比较器

AMC23C10	
工作电压	1000 V _{RMS}
VDD1	3.0V 至 27V
VDD2	2.7 V 至 5.5V
输入电压范围	±1000 mV
输出选项	OUT1 - 开漏
	OUT2 - 推挽
AMC23C10	

230VAC 输入的替代设计

AMC23C10	
工作电压	1000 V _{RMS}
交流输入	325V _{pk}
R1 理想值	3.25MΩ
R1 E96 标准值	三个，每个 1.09MΩ

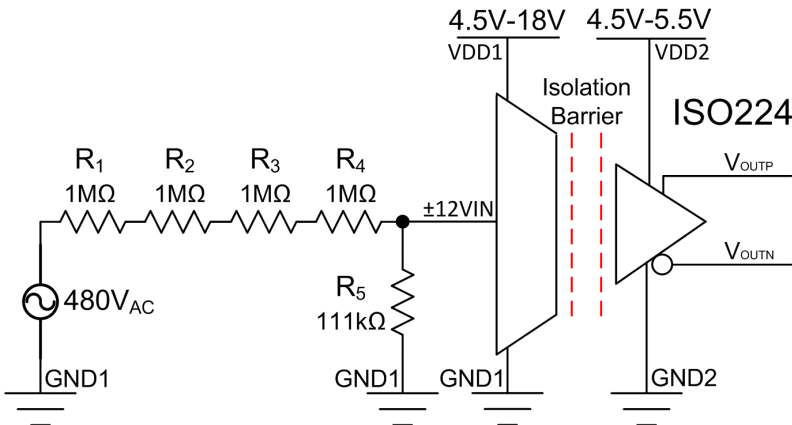
具有差分输出的 ±480V 隔离式电压检测电路

设计目标

电压源		ISO224 输入电压		ISO224 输出电压 VDD2 / 2 共模 (V _{OUTP} - V _{OUTN})		电源	
V _{MAX}	V _{MIN}	V _{IN, MAX}	V _{IN, MIN}	V _{OUT, MAX}	V _{OUT, MIN}	VDD1	VDD2
480V	-480V	12V	-12V	4V	-4V	4.5V-18V	4.5V-5.5V

设计说明

该电路利用 **ISO224** 隔离放大器和分压器电路执行 ±480V 隔离式电压检测测量。分压器电路将电压从 ±480V 降至 ±12V，从而与 **ISO224** 的输入范围相匹配。**ISO224** 由高侧和低侧电源供电。通常，使用浮动电源生成高侧电源，或者使用隔离式变压器或隔离式直流/直流转换器生成低侧电源。**ISO224** 可以测量具有 1/3V/V 固定增益的 ±12V 单端信号，并且产生输出共模电压为 VDD2 / 2 的 ±4V 隔离式差分输出电压。可以根据需要使用额外的运算放大器（如 **TLV6001**）来调节差分输出电压（如 **SBOA274** 中所示），以连接 ADC。



设计说明

- 验证系统线性运行是否具有所需的输入信号范围。此验证通过使用 *直流传输特性* 部分中的仿真来执行。
- 验证电阻分压器电路 (R₁-R₅) 中使用的电阻器是否能够耗散电压源提供的功率。
- 验证 ISO224 输入端的电压是否小于 ±15V（如数据表的绝对最大额定值表中所述），并确保向输入端施加的电流小于 ±10mA。如果系统易受瞬态影响，请考虑在输入端添加一个 TVS 二极管。有关更多详细信息，请参阅 **ISO224 具有 ±12V 单端输入和 ±4V 差分输出的增强型隔离放大器** 数据表中的 *输入钳位保护电路的 I-V 曲线* 图像。

设计步骤

- 计算分压器电路的电压源与 ISO224 输入的比率。

$$\frac{12V_{ISO224, INPUT}}{480V} = 0.025$$

- ISO224 的典型输入阻抗为 1.25MΩ。该阻抗与电阻器 R₅ 并联，在设计分压器电路时必须予以考虑。为 R₁、R₂、R₃ 和 R₄ 选择 1MΩ 电阻。使用前一步骤中的比率和下面的分压器公式，求解分压器的 R₅ 和 ISO224 输入阻抗并联组合 (||) 所需的等效电阻。

$$\frac{R_5 \parallel R_{IN, ISO224}}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + R_5 \parallel R_{IN, ISO224}} = 0.025$$

$$\frac{R_5 \parallel R_{IN, ISO224}}{4M\Omega + R_5 \parallel R_{IN, ISO224}} = 0.025$$

$$R_5 \parallel R_{IN, ISO224} = 102564\Omega = R_{EQ}$$

3. 使用 1.25M Ω 替换 ISO224 输入阻抗并使用以下公式，求解 R_5 。使用[模拟工程师计算器](#)来确定 R_5 的最接近标准值。

$$R_{EQ} = 102564\Omega = \frac{R_5 \times R_{IN, ISO224}}{R_5 + R_{IN, ISO224}} = \frac{R_5 \times 1.25M\Omega}{R_5 + 1.25M\Omega}$$

$$102564\Omega(R_5 + 1.25M\Omega) = R_5 \times 1.25M\Omega$$

$$R_5 = 111.73k\Omega; \text{closest standard value} = 111k\Omega$$

4. 验证等效电阻是否接近第 2 步中计算得出的电阻。

$$R_{EQ} = \frac{R_5 \times R_{IN, ISO224}}{R_5 + R_{IN, ISO224}} = \frac{111k\Omega \times 1.25M\Omega}{111k\Omega + 1.25M\Omega} = 101.947k\Omega$$

5. 验证分压器电路是否处于合理的容差范围内。对于以下计算，假设 ISO224 的输入电阻典型值为 1.25M Ω ，这会导致 0.6% 的误差。不过，务必注意，由于内部钳位保护电路的电阻会发生变化，因此输入电阻因器件而异。如果使用 1M Ω 的最小输入电阻执行相同的计算，则误差为 2.5%。如果该误差范围是不可接受的，则必须执行校准，或者可以减小分压器电路的电阻。

$$\frac{101.947k\Omega}{4.101947M\Omega} = 0.02485$$

$$\text{Error}\% = \frac{|\text{Actual} - \text{Calculated}|}{\text{Calculated}} \times 100 = \frac{|0.02485 - 0.025|}{0.025} \times 100 = 0.6\%$$

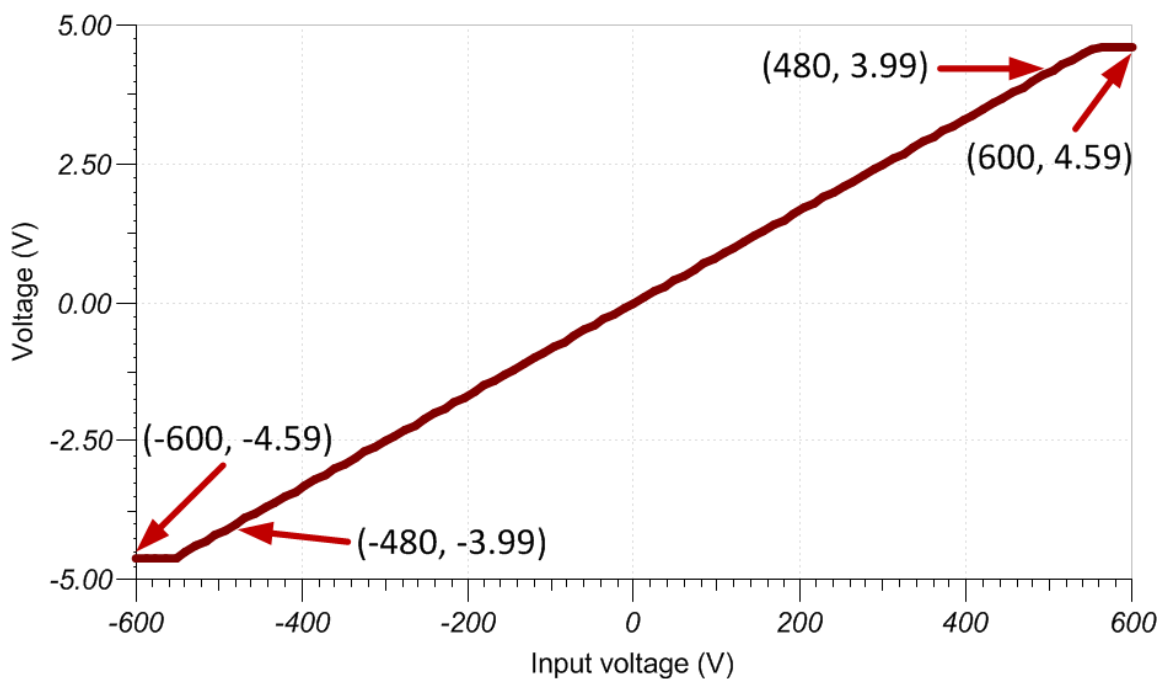
6. 计算从电压源流经分压器电路的电流，以确保功率耗散不超过电阻器的额定值。有关更多详细信息，请参阅[高电压测量注意事项](#)。

$$V = IR; \frac{V}{R} = \frac{480V}{4M\Omega + 111k\Omega} = 117\mu A$$

直流传输特性

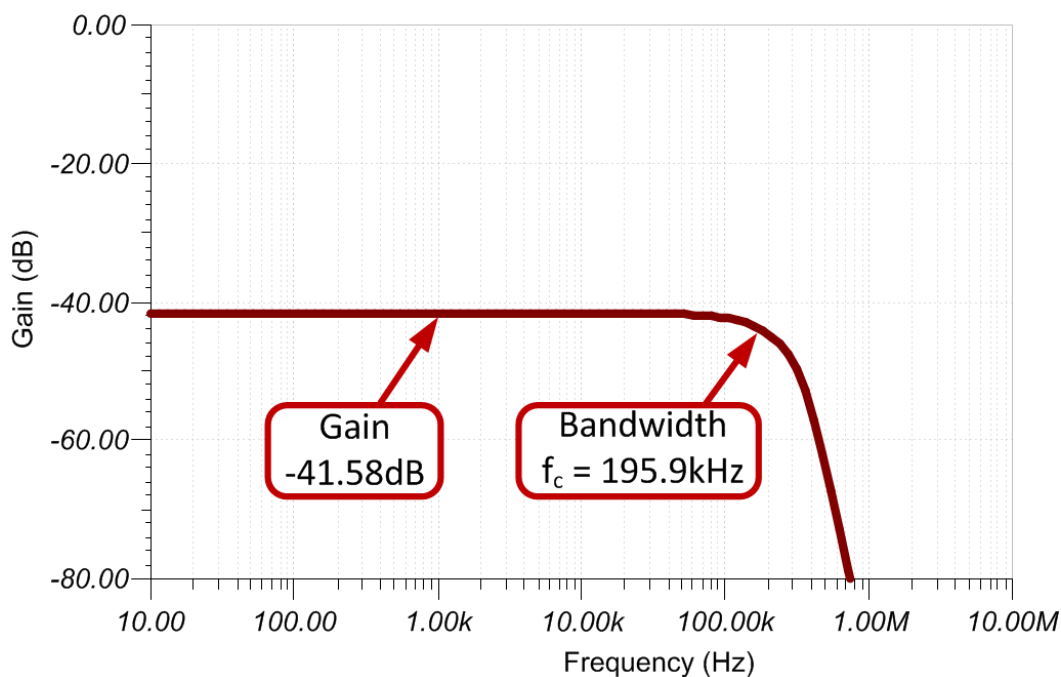
下图所示为 $\pm 600V$ 输入的仿真输出。分压器将增益减小 1/40，ISO224 将增益进一步减小 1/3。

传递函数显示系统增益为来自分压器的 1/40 以及来自 ISO224 的 1/3（即，增益 $\times V_{IN} = V_{OUT}$ ， $(1/40) \times (1/3) \times (480V) = 4V$ ）。



交流传输特性

仿真增益为 -41.58dB（或 0.008337V/V），这与分压器和 [ISO224](#) 的预期增益非常接近。



参考资料

1. [模拟工程师电路设计指导手册](#)
2. SPICE 仿真文件 [SBAC232](#)
3. TI 高精度设计 [TIDA-00835](#)

4. TI 高精度实验室

设计精选隔离运算放大器

ISO224B	
VDD1	4.5V–18V
VDD2	4.5V–5.5V
输入电压范围	$\pm 12\text{V}$
标称增益	$\frac{1}{3}$
V_{OUT}	在 $V_{\text{DD2}} / 2$ 的输出共模下具有 $\pm 4\text{V}$ 的差分电压
输入电阻	1.25m Ω (典型值)
小信号带宽	275kHz
输入失调电压和漂移	$\pm 5\text{mV}$ (最大值), $\pm 15\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (最大值)
增益误差和漂移	$\pm 0.3\%$ (最大值), $\pm 35\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (最大值)
非线性度和漂移	0.01% (最大值), $\pm 0.1\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (典型值)
隔离瞬态过压	7kV _{PEAK}
工作电压	1.5kV _{RMS}
共模瞬态抗扰度, CMTI	55kV/ μs (最小值)
ISO224	

设计备用隔离运算放大器

AMC1311B	
VDD1	3V–5.5V
VDD2	3V–5.5V
输入电压范围	2V
标称增益	1
V_{OUT}	在 1.44V 的输出共模下具有 $\pm 2\text{V}$ 的差分电压
输入电阻	1G Ω (典型值)
小信号带宽	220kHz
输入失调电压和漂移	$\pm 1.5\text{mV}$ (最大值), $\pm 15\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (最大值)
增益误差和漂移	$\pm 0.3\%$ (最大值), $\pm 45\text{ppm}/^\circ\text{C}$ (最大值)
非线性度和漂移	0.01%, 1ppm/ $^\circ\text{C}$ (典型值)
隔离瞬态过压	7kV _{PEAK}
工作电压	1.5kV _{RMS}
共模瞬态抗扰度, CMTI	75kV/ μs (最小值)
AMC1311	

EMI 性能

- 借助隔离式放大器实现出色的辐射发射 EMI 性能
- 衰减 AMC3301 系列辐射发射 EMI 的最佳实践

借助隔离式放大器实现出色的辐射发射 EMI 性能

借助隔离式放大器实现出色的辐射发射 EMI 性能

一些工业和汽车应用需要进行某种类型的隔离，以保护数字电路不受提供某种功能的高压电路的影响。德州仪器 (TI) 拥有品类齐全的**隔离放大器**和**数据转换器**产品系列，这些产品具有电容隔离层，能够帮助客户满足其隔离数据的转换需求。德州仪器 (TI) 的电容隔离层具有出色的可靠性，通常可运行 100 年以上。更多有关 TI 电容隔离层的信息，请参阅[隔离](#)网站。

辐射发射测试在这些应用中很常见，用以验证系统不会产生超过规定水平的辐射发射，而超过规定水平的辐射发射可能会对系统中的其他元件或电路产生不良影响。请参阅此[了解数字隔离器中的电磁合规性测试](#)营销白皮书，更深入地了解 EMI。可接受的辐射量和辐射发射测试程序由国际无线电干扰特别委员会（又称为 CISPR）制定。工业应用根据 CISPR 11 标准进行测量，而汽车应用则根据 CISPR 25 标准进行测量。更多有关 CISPR 标准及其各自频率范围的信息，请参阅此[电源的传导 EMI 规格概述](#)营销白皮书。

本文档介绍了德州仪器 (TI) 隔离式放大器（包括 **AMC1300B-Q1**、**AMC1300**、**AMC1302** 和 **AMC1311**）的辐射发射电磁干扰 (EMI) 性能，以及前几代隔离式放大器的辐射发射性能。

有关 AMC3301 系列的辐射发射 EMI 指南，请参阅[衰减 AMC3301 系列辐射发射 EMI 的优秀实践](#)应用手册。

引言

在具有电容隔离栅的隔离式放大器中，当跨隔离栅的电容器充电和放电以传输 1 或 0 形式的数据时，会产生辐射发射。电荷沿相反方向流经差分电容器，大部分相互抵消，但是这些电荷流在幅度或时间上的任何差异都会导致电磁能注入隔离地 GND1 和 GND2 之间。由于隔离栅的性质，能量无法找到导体来返回发射源。由于没有返回源的路径，因此能量以辐射发射的形式从器件引脚（以及它们连接到的任何布线或 PCB 平面）进行辐射。这种辐射可以扩展到远高于放大器信号带宽和数据速率的频率，因为它是由皮秒级时序失配引起。

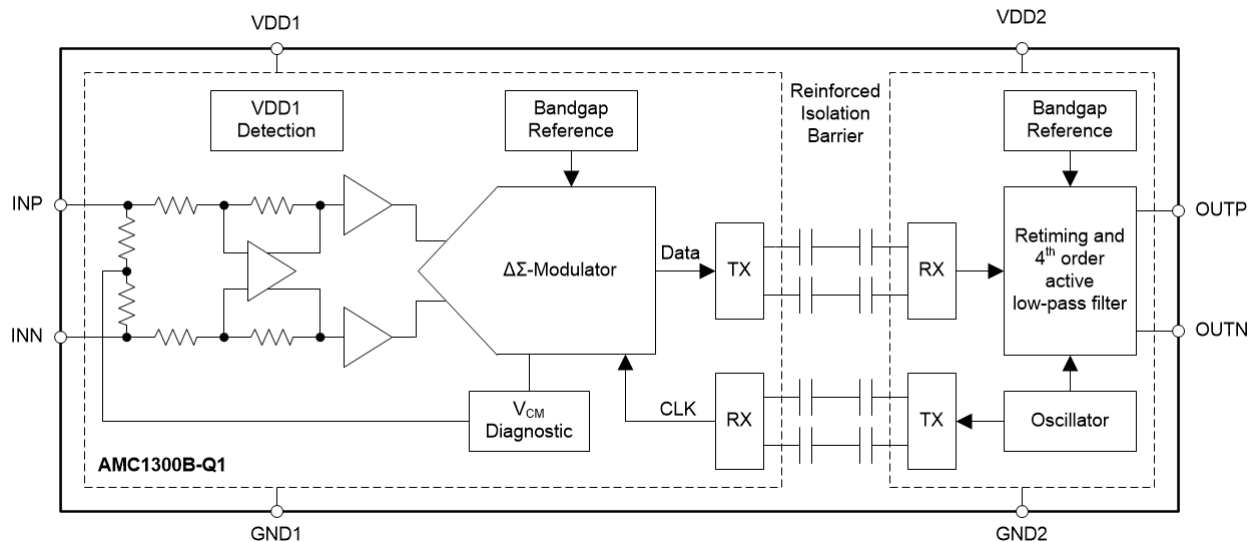


图 53. 隔离式放大器方框图

近年来，为了优化辐射 EMI 性能，德州仪器 (TI) 对隔离式放大器架构进行了重大改进。从 2018 年推出 **ISO224** 开始，与之前使用的脉冲编码相比，德州仪器 (TI) 的隔离式放大器开始使用开关键控 (OOK) 信号调制。OOK 调制显著提高了共模瞬态抗扰度水平。然后，TI 在 2020 年率先推出了 **AMC1300B-Q1** 隔离式放大器，这款放大器能够显著减少穿过隔离栅的能量，从而减少辐射发射，满足瞬态规格并具有足够的裕度。这些设计变更以及重新设计的隔离式信号路径现已应用于除 **AMC1100**、**AMC1200** 和 **ISO224** 器件之外的所有德州仪器 (TI) 隔离式放大器产品系列中。信号链中经过优化的时序和振幅可将高频下的辐射发射 EMI 降至更低水平。

以下各节介绍了德州仪器 (TI) 隔离式放大器的辐射发射 EMI 性能。以 **AMC1300B-Q1** 为例展示了当前一代隔离式放大器的辐射发射性能，而以 **ISO224** 和 **AMC1200** 为例展示了上一代器件的数据。辐射发射扫描均按照 CISPR 11 规定的标准执行。所有测试均使用 **AMC1300EVM** 印刷电路板 (PCB) 执行，其中输入端短接至地，变压器驱动器 (U3) 已移除，并且外部 3.6V 电池具有短引线。每次扫描以蓝色显示受测器件 (DUT) 的水平扫描结果，以红色显示覆盖的环境扫描结果，从而显示暗室的本底噪声。图中还显示了 CISPR 11 A 类和 B 类限制。之所以选择水平极化，是因为相比垂直极化，由于与 PCB 对齐，测试设备天线检测到的发射水平较高。

当前一代德州仪器 (TI) 隔离式放大器的辐射发射性能

德州仪器 (TI) 的隔离式放大器（如 **AMC1300B-Q1**、**AMC1300**、**AMC1302** 和 **AMC1311**）在辐射发射 EMI 性能方面取得了多年的进步，包括但不限于：优化了模拟信号链，对穿过隔离栅的能量进行了更严格的管理，并可进行 OOK 数据传输。如图 54 所示，这些器件具有出色的辐射发射 EMI 性能，在暗室的本底噪声上方只观察到少数高频辐射发射。这些高频发射在 820MHz 左右可见（具有 20dB 裕度），并可扩展至 980MHz（具有 16dB 裕度）。

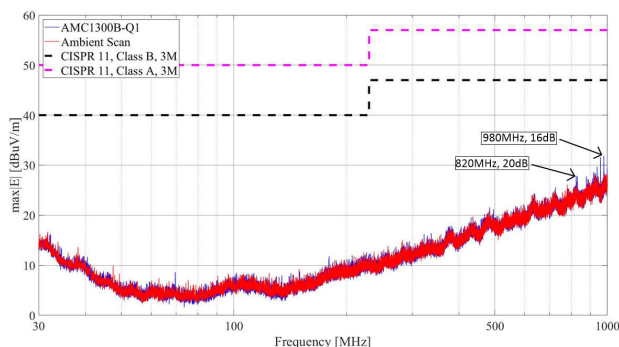


图 54. AMC1300B-Q1 CISPR 11 辐射发射 EMI 扫描

前几代德州仪器 (TI) 隔离式放大器的辐射发射性能

2018 年发布的 **ISO224** 可严格管理穿过隔离栅的能量，并添加了 OOK 数据传输。图 55 所示的辐射发射 EMI 扫描是使用 **ISO224** 执行，辐射发射首先在 540MHz 左右可见（具有 18dB 裕度）并持续到 1GHz（这是 CISPR 11 测试限制），在 940MHz 时具有 6dB 的裕度。

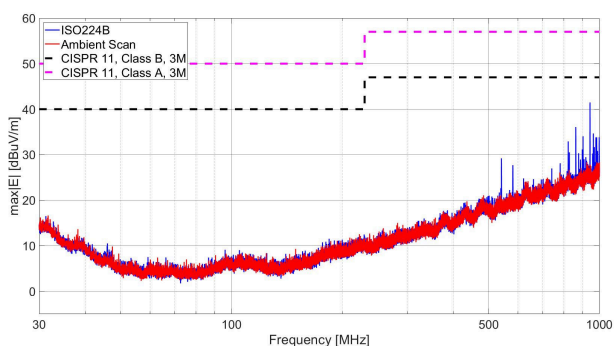


图 55. ISO224 CISPR 11 辐射发射 EMI 扫描

德州仪器 (TI) 在 2011 年发布了 **AMC1100** 和 **AMC1200** 隔离式放大器。这些器件具有基本的隔离栅，满足 CISPR 11 A 类和 B 类标准并具有足够的裕度。

如图 56 所示，**AMC1200** 在本底噪声上方有几个辐射发射峰值，但是 CISPR B 类限制有很大的裕度，以黑色显示。100MHz 至 230MHz 区域中的噪声峰值与 CISPR11 B 类限制相差 24dB，而更高频率范围（480MHz 至 630MHz）中的噪声峰值具有 13dB 的裕度。

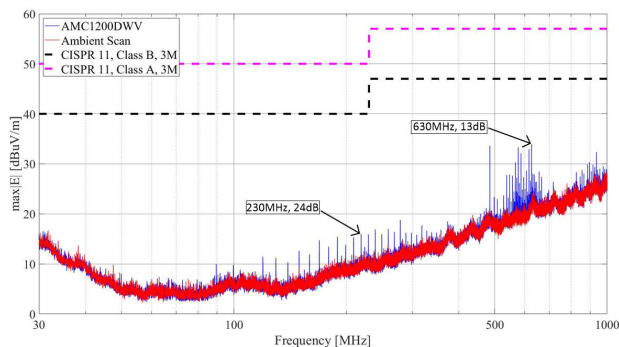


图 56. AMC1200 CISPR 11 辐射发射 EMI 扫描

结论

在过去的几年里，由于具有长期可靠性和强大的模拟性能，电容隔离已成为许多需要[隔离式放大器](#)和[数据转换器](#)的客户的热门选择。使用德州仪器 (TI) 重新设计的隔离式放大器（包括 [AMC1300B-Q1](#)、[AMC1300](#)、[AMC1302](#) 和 [AMC1311](#)）时，客户可以放心地通过电容隔离实现高可靠性和高模拟性能，并享受出色的辐射发射 EMI 性能所带来的便利。

参考文献

- 德州仪器 (TI), [了解数字隔离器中的电磁合规性测试](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI), [电源的传导 EMI 规格概述](#) 应用手册。
- 德州仪器 (TI), [衰减 AMC3301 系列辐射发射 EMI 的优秀实践](#) 应用手册。

衰减 AMC3301 系列辐射发射 EMI 的最佳实践

摘要

本文档说明了印刷电路板 (PCB) 输入布线或电缆设计如何影响德州仪器 (TI) **AMC3301 具有集成直流/直流转换器的精密隔离放大器** 的辐射发射电磁干扰 (EMI) 性能。如果连接到器件的输入布线长度较短, **表 9** 中所示的 AMC3301 系列本身不会产生过多的辐射发射, 并且无需其他元件即可符合 CISPR 11 B 类要求, 如**图 59** 中所示。对于需要额外辐射发射衰减的设计, 这里提供了铁氧体磁珠和共模扼流圈的选型和布局建议。

一些工业和汽车应用需要进行某种类型的隔离, 以保护数字电路不受提供某种功能的高压电路的影响。德州仪器 (TI) 拥有品类齐全的隔离放大器和转换器**产品系列**, 这些产品具有 SiO₂ 隔离栅, 能够帮助客户满足其隔离数据转换的需求。德州仪器 (TI) 的 SiO₂ 隔离栅具有出色的可靠性, 通常可运行 100 年以上。更多有关 TI SiO₂ 隔离栅的信息, 请参阅**隔离链接**。EMI 测试在这些应用中很常见, 用以验证系统不会产生超过规定水平的辐射发射, 而超过规定水平的辐射发射可能会对系统中的其他元件或电路产生不良影响。请参阅此**应用手册**, 更深入地了解 EMI。可接受的辐射量和辐射发射测试程序由国际无线电干扰特别委员会 (又称为 CISPR) 制定。工业应用根据 CISPR 11 标准进行测量, 而汽车应用则根据 CISPR 25 标准进行测量。有关 CISPR 标准及其各自的频率范围的更多信息, 请参阅此**应用手册**。

引言

如**图 57** 所示, AMC3301 系列器件包含两个辐射发射源: 下面红色显示的电容数据路径和蓝色显示的集成直流/直流转换器。数据路径的辐射发射性能与 AMC1300B-Q1 相同, 辐射发射很少, 如**凭借 AMC1300B-Q1 隔离式放大器实现出色的辐射发射 EMI 性能**技术白皮书所述。AMC3301 系列的第二个也是最大的辐射发射源是集成的直流/直流转换器, 其工作频率为 30 MHz, 采用扩频调制。内部直流/直流转换器的线圈从隔离栅的初级 (用户) 侧到次级 (高) 侧具有寄生电容。主驱动器在隔离接地、HGND 和 GND 之间产生具有准谐振性质的共模电压, 并产生更高频率的谐波。由于隔离栅的性质, 能量无法找到导体来返回发射源。由于没有返回源的路径, 因此能量以辐射发射的形式从器件引脚 (以及它们连接到的任何布线或 PCB 平面) 进行辐射。

连接到隔离放大器或转换器的输入布线和电缆充当在 HGND 和 GND 之间注入电磁能的天线。布线和电缆的尺寸和形状直接影响相对于频率的辐射发射量。一般来说, 较短的天线在较高频率下辐射更有效, 而较长的天线在较低频率下辐射更有效。使用 AMC3301 系列进行设计时, 输入布线和电缆应尽可能短, 以限制辐射发射量。

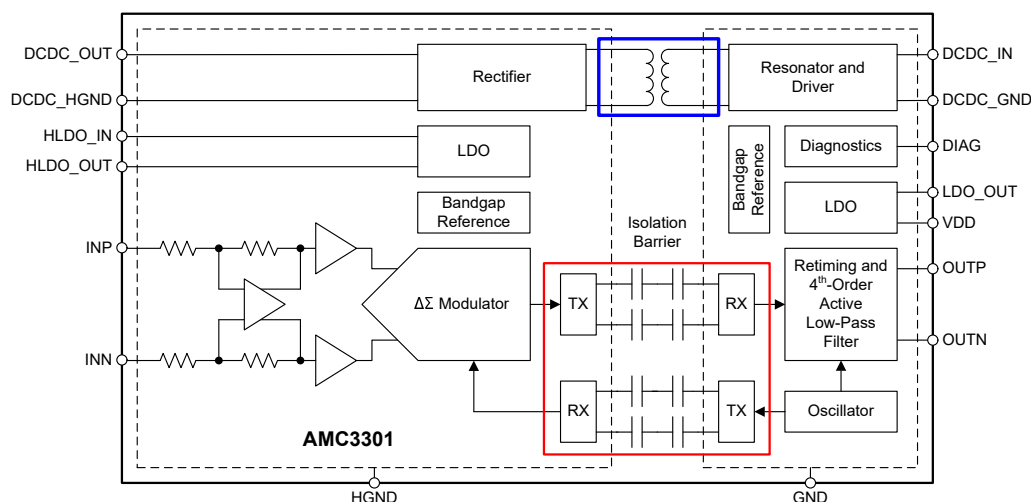


图 57. AMC3301 隔离放大器方框图

输入连接对 AMC3301 系列辐射发射的影响

CISPR 11 峰值测量是采用各种不同的输入电缆长度和德州仪器 (TI) 的 AMC3301 进行的。测试的输入电缆长度为 1.5m 输入、30cm 输入和在评估模块 (EVM) 的输入端子处短路的输入。相同的 **AMC3301EVM** 用于所有测试，并由外部电池供电。显示的所有测量结果均是在水平方向或最坏情况下得到的。请参阅图 58 中的测试设置，以及图 59 和图 60 中的 CISPR 11 辐射发射 EMI 图。

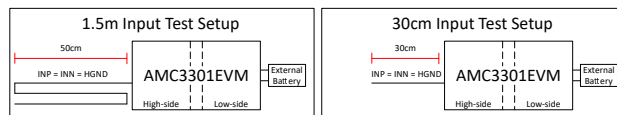


图 58. 涉及 AMC3301EVM 和输入长度的测试设置

图 59 显示了 AMC3301 的辐射发射性能，蓝色显示输入短路。AMC3301 在本底噪声上方以红色显示非常小的辐射发射 – 表明如果器件的输入布线或电缆短路，AMC3301 不会产生过多的辐射发射。

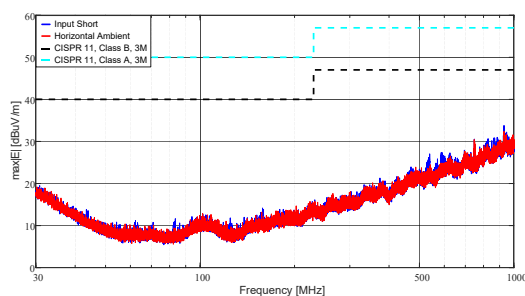


图 59. AMC3301EVM 输入短路和水平环境下的 CISPR 11 测量结果

图 60 以蓝色显示 1.5m 输入的辐射发射测量值，以红色显示 30cm 输入的辐射发射测量值，以绿色显示输入短路的辐射发射测量值。与输入短路相比，连接到 AMC3301 的较长输入布线和电缆会增加 1.5m 输入和 30cm 输入测试用例所示的辐射发射量。

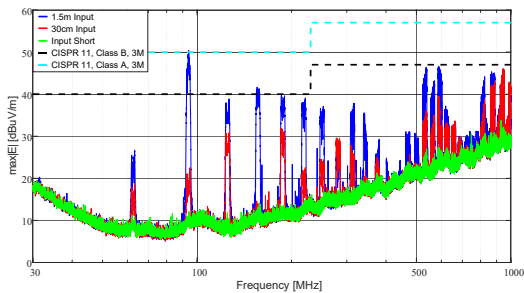


图 60. 具有不同输入长度的 AMC3301EVM 的 CISPR 11 测量结果

衰减 AMC3301 系列的辐射发射

铁氧体磁珠和共模扼流圈

设计人员需要限制连接到 AMC3301 系列的输入布线或电缆的长度。然而，某些应用需要更长的输入布线或电缆，这将产生过多的辐射发射。这种辐射可以通过使用铁氧体磁珠或共模扼流圈串联输入连接来衰减。选择铁氧体磁珠或共模扼流圈时，请参考元件数据表中的阻抗过频图。在 CISPR 11 要求的 150MHz 至 800MHz 频率范围内，建议阻抗最小为 1kΩ，阻抗越大，越能有效地衰减辐射发射。**表 8** 列出了推荐的铁氧体磁珠和共模扼流圈。

表 8. 铁氧体磁珠和共模扼流圈建议

类型	制造商	器件型号
铁氧体磁珠	Würth Elektronik	74269244182
铁氧体磁珠	Murata	BLM15HD182SH1
铁氧体磁珠	Taiyo Yuden	BKH1005LM182-T
共模扼流圈	Murata	DLW31SN222SQ2

若要了解为 1.5m 输入和 30cm 输入添加铁氧体磁珠或共模扼流圈可实现的优势，请分别参阅**图 61** 和**图 62**。将 Würth Elektronik 的 74269244182 铁氧体磁珠和 Murata 的 DLW31SN222SQ2 共模扼流圈串联添加至输入连接中进行测试。

图 61 所示为 1.5m 输入的辐射发射。蓝色表示未使用铁氧体磁珠或共模扼流圈，且不符合 CISPR 11 B 类限制。红色显示了使用铁氧体磁珠的衰减优势，绿色表示使用了共模扼流圈。铁氧体磁珠和共模扼流圈均可显著衰减辐射发射，帮助 AMC3301EVM 通过 CISPR 11 B 类测试。

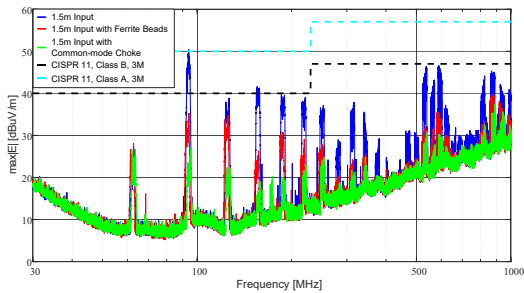


图 61. 1.5m 输入的 AMC3301EVM CISPR 11 测量结果

图 62 所示为 30cm 输入的辐射发射。所有测试用例均通过 CISPR 11 B 类测试，包括未使用铁氧体磁珠或共模扼流圈的测试用例（如蓝色所示）。这表明通过测试不需要额外的元件，但为了证明衰减优势，使用铁氧体磁珠时的测量结果显示为红色，使用共模扼流圈时的测量结果显示为绿色。

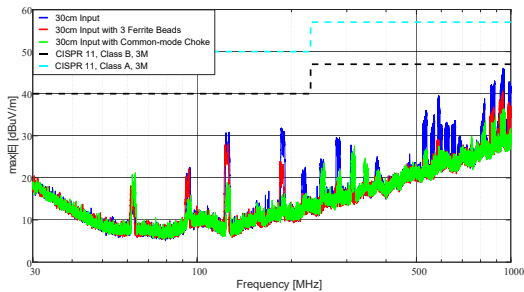


图 62. 30cm 输入的 AMC3301EVM CISPR 11 测量结果

AMC3301 系列的 PCB 原理图和布局最佳实践

图 63 在左侧显示了铁氧体磁珠示意图，在右侧显示了共模扼流圈示意图。请注意，需要 3 个铁氧体磁珠，每个输入一个，还有一个铁氧体磁珠用于分流电阻器的 HGND 布线。共模扼流圈有两个通道，有必要在共模扼流圈附近断开与 VINN 的 HGND 连接。由 R2、R4 和 C12 创建的差分 RC 滤波器位于铁氧体磁珠或共模扼流圈与 AMC3301 之间。更多详细信息，请参阅器件数据表中的布局指南部分。

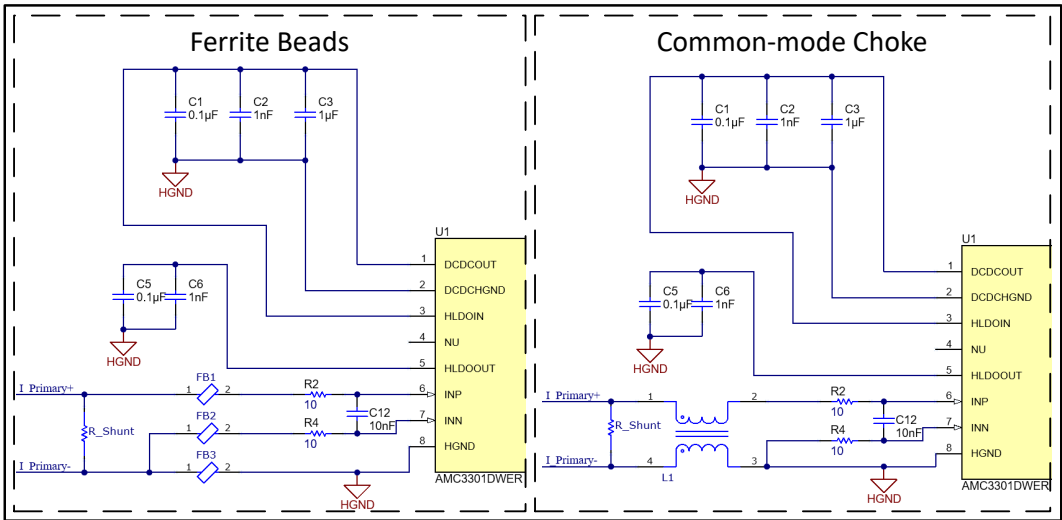


图 63. AMC3301 铁氧体磁珠和共模扼流圈示意图

铁氧体磁珠或共模扼流圈应尽可能靠近器件放置，以限制用作天线的铜面积。引脚 2 (DCDC_HGND) 与引脚 8 (HGND) 之间应进行直接低电感连接。图 64 所示为左侧铁氧体磁珠和右侧共模扼流圈的推荐布局。

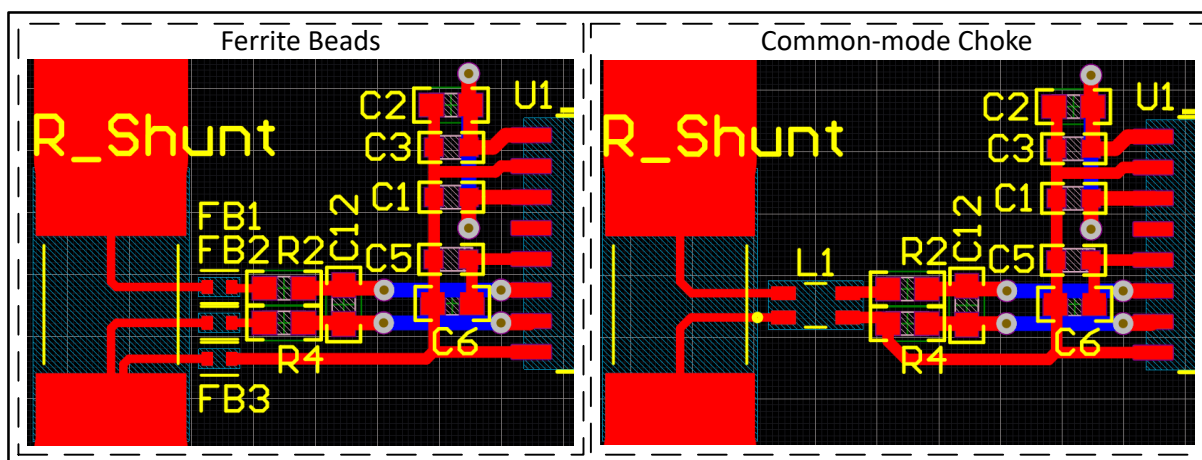


图 64. AMC3301 铁氧体磁珠和共模扼流圈布局

使用多个 AMC3301 器件

器件布置方式

如前所述，内部直流/直流转换器的线圈具有从隔离栅初级侧到次级侧的寄生电容，能量从器件引脚和连接到引脚的布线辐射。因此，必须考虑 AMC3301 系列如何辐射并影响隔离栅上的其他器件，包括 AMC3301 的其他器件。

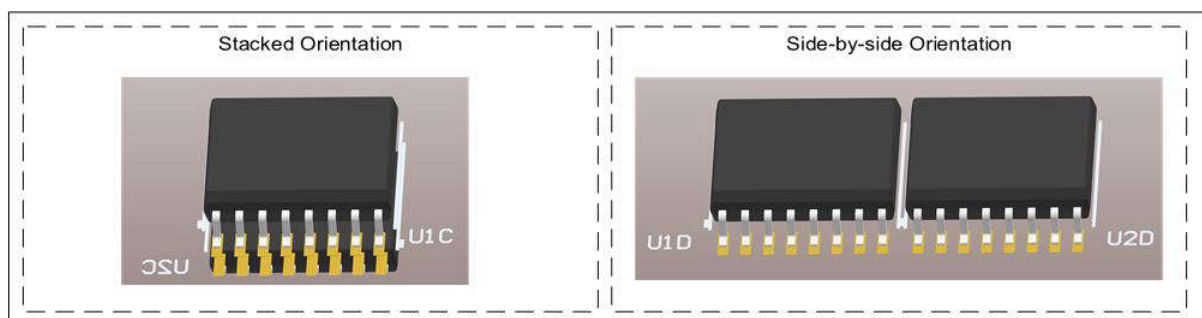


图 65. 器件布置方式示例

为了演示器件布置方式的影响，测试了堆叠和并排两种布置方式。测试中使用的原理图与图 65 的铁氧体部分相同。输入铁氧体磁珠器件型号为 74269244182，它们在 1.5m 输入短接的情况下进行了测试。

图 66 展示了凭借前述的铁氧体磁珠，两种布置方式将符合 CISPR 11 B 类限制。堆叠布置方式显示为红色，并排布置方式显示为蓝色。此外，两种布置方式之间的差值在 5dBuV/m 以内。但是，将两个器件彼此堆叠放置（采用堆叠布置方式）可提供卓越性能。

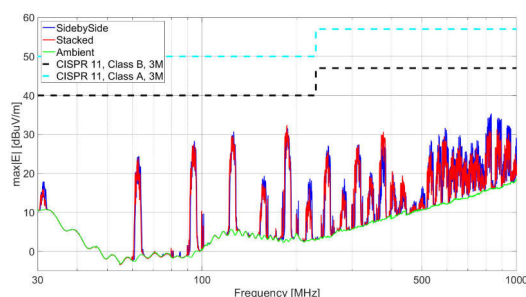


图 66. 1.5m 输入下的多个 AMC3301 CISPR 11 测量结果

多个 AMC3301 的 PCB 布局最佳实践

测试中使用的原理图与图 67 的铁氧体部分相同。但是，AMC3301 的堆叠布局如图 67 所示。

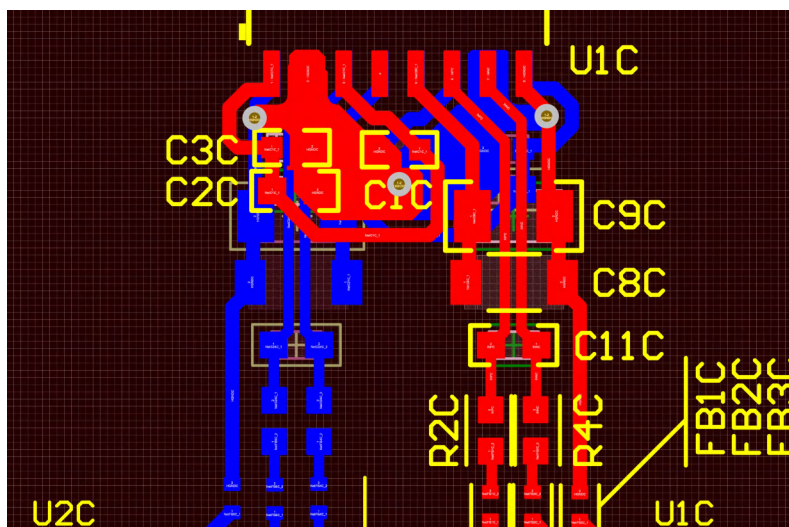


图 67. 多个 AMC3301 器件的建议布局

通常，两层电路板设计遵循节 6.2.3.2 中所述的相同布局原理。

但是，每个器件从引脚 2 (DCDC_HGND) 到引脚 8 (HGND) 的直接低电感路径的实现方式有所不同。星型连接取代了布线，在引脚 4 和 5 连接顶层和底层之间的器件。此外，还使用大量铜将直流/直流电容器连接到同一层的 DCDC_HGND。

最后，LDO_OUT 电容器按比例放大至 1206 封装，以便为电容器下方的正负输入提供直接且不间断的路径。

结论

在过去几年中，SiO₂ 隔离深受许多需要隔离放大器的客户的欢迎。德州仪器 (TI) 不断创新，最近推出了 **AMC3301 具有集成直流/直流转换器的精密隔离放大器**。AMC3301 系列本身不会产生过多的辐射发射，并且如果输入布线或电缆长度较短，则无需额外的元件即可通过 CISPR 11 B 类测试。如果需要，可以使用铁氧体磁珠或共模扼流圈进一步衰减辐射发射。如果使用多个 AMC3301 器件，则可以在顶层和底层上相互堆叠。当使用 AMC3301 系列进行设计时，客户可以放心地通过电容隔离实现高可靠性和高模拟性能，并享受集成式直流/直流转换器和出色的辐射发射性能所带来的便利。

AMC3301 系列表

本应用手册中讨论的内容适用于 AMC3301 系列（如表 9 中所列）中所有带集成直流/直流转换器的隔离放大器和隔离转换器。

表 9. AMC3301 系列表

器件	类型	说明
AMC3301	增强型隔离放大器	电流感测，±250mV 输入
AMC3301-Q1	增强型隔离放大器	电流感测，±250mV 输入，汽车
AMC3302	增强型隔离放大器	电流感测，±50mV 输入
AMC3302-Q1	增强型隔离放大器	电流感测，±50mV 输入，汽车
AMC3330	增强型隔离放大器	电压感测，±1V 输入
AMC3330-Q1	增强型隔离放大器	电压感测，±1V 输入，汽车
AMC3306M25	增强型隔离式调制器	电流感测，±250mV 输入
AMC3306M05	增强型隔离式调制器	电流感测，±50mV 输入
AMC3336	增强型隔离式调制器	电压感测，±1V 输入
AMC3336-Q1	增强型隔离式调制器	电压感测，±1V 输入，汽车

终端设备

- [比较 HEV/EV 中基于采样电阻和基于霍尔传感器的隔离式电流检测解决方案](#)
- [直流电动汽车充电应用中电流检测的设计注意事项](#)
- [在电机驱动器中使用隔离比较器进行故障检测](#)
- [在电机驱动器的 UCC23513 光兼容隔离式栅极驱动器中实现分立式 DESAT](#)
- [交流电机驱动器中的隔离式电压检测](#)
- [在服务器 PSU 中实现高性能隔离式电流和电压检测](#)

比较 HEV/EV 中基于采样电阻和基于霍尔传感器的隔离式电流检测解决方案

引言

与汽油或柴油车辆相比，电动汽车 (EV) 和混合动力汽车 (HEV) 具有更高的燃油效率和更低的排放量，并且使用可再生能源供电，因此其全球市场正以迅猛速度增长。要控制 HEV/EV 动力总成子系统（例如牵引逆变器、车载充电器(OBC)、直流/直流转换器和电池管理系统 (BMS)）的能量流并优化效率，精准的电流测量至关重要。这些高电压子系统必须在通常大于 400V 的高电压下测量大电流。因此，在严苛的汽车环境中进行此类电流测量时需要实现隔离和高性能。

不同的隔离式电流测量方法

每个 HEV/EV 应用都具有不同的成本、精度、信号带宽、延迟、测量范围、隔离等级和封装尺寸要求，有多种隔离式电流测量方法可供使用。不过，HEV/EV 子系统中使用的主要方法有两种，一种是基于采样电阻：使用隔离式放大器（图 68）或隔离式调制器（图 69），另一种是基于霍尔传感器：使用开环（图 70）或闭环（图 71）霍尔传感器。

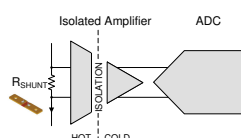


图 68. 隔离式放大器

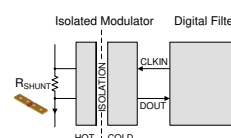


图 69. 隔离式调制器

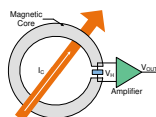


图 70. 开环霍尔传感器

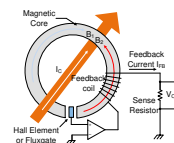


图 71. 闭环霍尔传感器

基于采样电阻和基于霍尔传感器方法的比较

过去，设计人员更偏向将基于采样电阻的解决方案用于低电流 (<50A) 测量，将基于霍尔传感器的解决方案用于高电流 (>50A) 测量。但是，由于电流测量精度要求越来越高，汽车供应商逐渐从基于霍尔传感器的方法转而采用基于采样电阻的方法，尤其是在高电流环境中。汽车供应商甚至趋向于从基于隔离式放大器的解决方案转向基于隔离式调制器的解决方案，以便进一步提高测量精度。

德州仪器 (TI) 提供先进的**隔离式放大器**和**隔离式调制器**，配合高精度采样电阻使用，可帮助在整个温度范围内实现非常精确的隔离式电流测量。表 10 显示了在高电流汽车环境中，基于采样电阻和基于霍尔传感器的隔离式电流检测解决方案的基本差异。

表 10. 基于采样电阻和基于霍尔传感器的隔离式电流检测之间的差异

类别	基于采样电阻	基于霍尔传感器
解决方案尺寸	类似	类似
偏移	超低	中
不同温度下的温漂	低	中
精度	校准后 <0.5%	校准后 <2%
噪声	超低	高
带宽	类似	类似
延迟	类似	类似
非线性度	超低	高
长期稳定性	非常高	中
成本	类似	类似
振动影响	超低	低
功率耗散	低	超低
定制	灵活	受限

基于采样电阻和基于霍尔传感器方法的分析

- 霍尔传感器本来就是隔离的，允许采用单模块方法。另一方面，基于采样电阻的解决方案则需要一个隔离式放大器或调制器，以及一个用于高共模电压侧的隔离式电源。
- 基于采样电阻的解决方案具有非常低的初始失调电压，随温度变化的温漂较低并且不易受到外部磁场的影响。
- 与基于霍尔传感器的非线性解决方案相比，基于采样电阻的解决方案在整个电压范围内是线性的，尤其是在过零点处和磁芯饱和区域附近时。
- 基于霍尔传感器的解决方案只能进行一次基本校准，而基于采样电阻的解决方案可在整个温度范围内实现更高的直流精度。由于对外部磁场的敏感度有限，基于采样电阻的解决方案的准确度要高得多，在低电流情况下尤其如此。
- 直列式采样电阻上的压降会导致产生热耗散和功率损耗。但是，随着采样电阻技术的改进，采样电阻变得更轻便、欧姆值更小、精度和漂移性能也得到改善。使用低欧姆值采样电阻可降低热耗散。此外，德州仪器 (TI) 的隔离式放大器和调制器支持非常小的输入电压范围（±50mV 和 ±250mV），并具有出色的总体精度。采样电阻技术的这些改进，加上可以使用具有小输入范围的隔离式器件，可使系统在不影响总体测量精度的情况下实现更低的热耗散。
- 霍尔传感器的工作温度范围一般是有限的（通常为 -40°C 至 +85°C），而基于采样电阻的解决方案可支持更高的工作温度范围（通常为 -40°C 至 +125°C）。
- 基于霍尔传感器的解决方案和基于采样电阻的隔离式放大器解决方案提供类似的信号带宽，通常高达几百千赫兹 (kHz)。不过，隔离式调制器提供一个高速位流输出，支持用户在外部分实施和自定义数字滤波。借助此类定制，用户可以开发具有高信号带宽和低延迟的解决方案。

牵引逆变器中基于采样电阻的隔离式电流检测

牵引逆变器控制电机，是 HEV/EV 传动系统中的关键元件。牵引逆变器需要在高共模电压下进行准确的电流检测。因此，可以使用两种基于采样电阻的方法之一来实现牵引逆变器中的电流测量。

图 72 展示了热侧（高共模电压）采样电阻上的压降通过汽车级增强型隔离式放大器（如 **AMC1301-Q1**）与冷侧隔离。

图 73 展示了第二种基于采样电阻的测量方法，该方法使用汽车级增强型隔离式调制器（如 **AMC1305M25-Q1**）将热侧采样电阻上的压降与冷侧隔离。

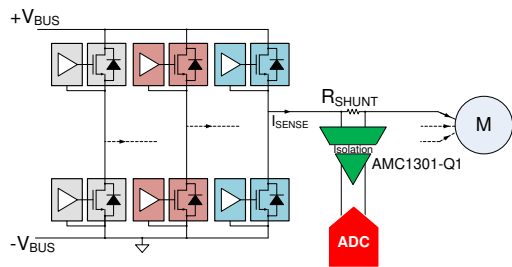


图 72. 使用隔离式放大器进行隔离式电流测量

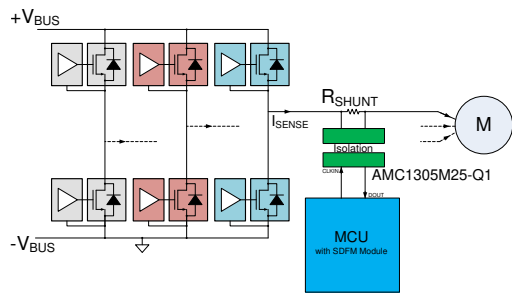


图 73. 使用隔离式调制器进行隔离式电流测量

为了提高测量精度，请使用隔离式调制器，因为该解决方案无需额外的模数转换级，并可以避免因此造成的相关误差。隔离式调制器的高速位流输出由 TI **C2000 系列**（具有内置 Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM)）等微控制器 (MCU) 进行滤波，或由 FPGA 进行滤波，从而使用户能够对信号带宽和精度进行微调。

汽车隔离式器件建议

器件	隔离	说明
AMC1305-Q1	增强型	±50mV、±250mV 隔离式调制器
AMC1301-Q1	增强型	±250mV 隔离式放大器
AMC1302-Q1	增强型	±50mV 隔离式放大器

结语

HEV/EV 子系统 中的隔离式电流检测有多种测量方法，包括基于采样电阻的方法和基于霍尔传感器的方法。随着经济实惠的高精度采样电阻以及高性能隔离式放大器和调制器的不断发展，基于采样电阻的解决方案已成为基于霍尔传感器的传统解决方案的良好替代方案。

直流电动汽车充电应用中电流检测的设计注意事项

摘要

随着世界各国政府致力于实现环境可持续发展目标，以及汽车行业计划加大投资来加快汽车电气化进程，从内燃机转向电动汽车 (EV) 似乎已成必然趋势。直流快速充电站的容量近年来显著增长。以前的标准容量为 150kW，现在的容量已经达到 350kW 及以上，而且还在继续提高。为了达到 350kW 及以上，一种常见的技术是将 20kW 至 40kW 的模块并联堆叠，并在更高级别的控制环路中对这些并联模块进行负载均衡。电流和电压检测技术在直流快速充电站的电源模块控制环路中发挥着至关重要的作用。本应用报告探讨了电动汽车充电应用中有关电流检测的设计注意事项，尤其关注与系统性能相关的增益误差、偏移、带宽和延迟。

引言

电动汽车直流充电站

要将电力从车辆电池供给或回流到电网，交流和直流电源轨之间需要多个转换级，如图 74 所示。

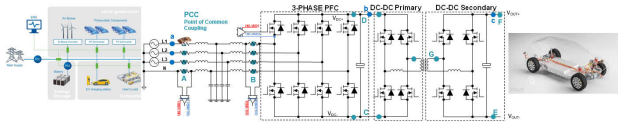


图 74. 电动汽车充电系统的电流检测点

交流/直流转换器负责通过控制公共耦合点 (PCC) 的电流总谐波失真 (THD) 和直流电压，将交流电转换为直流电。同时，隔离式直流/直流转换器主要用于电网和汽车之间的电气隔离，并实现恒流 (CC) 和恒压 (CV) 充电功能。

图 74 展示了电动汽车充电系统的典型电流传感器位置。

- 交流/直流级的功率调节和保护通过置于 A、B、C 和 D 点的传感器来实现：
 - A 点是转换器与 PCC 之间的主要连接点。通过将传感器放置在该位置，可以更准确地监测和控制向电网推送或从电网拉取的电流，从而精确控制与电网交换的有功功率和无功功率。
 - B 点能够测量开关节点 (SN) 中的开关电流。通过在此位置放置电流传感器，可以改善对电源开关的保护并提高控制环路速度。此外，当电流检测电路需要隔离式电源时，可以利用栅极驱动器电源，从而降低设计的总成本。然而，该测量不包括 EMI 滤波器中的损耗，因此该位置不太适合进行无功功率补偿。
 - C 点是直流总线电流的测量点。当电源与底部开关驱动器电源共用时，在该位置放置电流检测电路可以降低成本。
 - D 点是直流总线电流的测量点，位于直流总线的正电源轨上。
- 直流/直流级的功率调节和保护通过置于 G、F 和 E 点的检测电路来实现。
 - G 点用于控制绕组电流。
 - F 点是电池电流的测量点，位于正极端子上。
 - E 点是电池电流的测量点，位于负极端子上。检测流向负极端子的电流的好处是，可以利用低侧 FET 的栅极驱动器电源为电流检测电路供电。

本应用手册基于仿真结果进行了一项研究，旨在确定电动汽车直流充电应用中电流传感器所需的最低规格。根据表 11 中列出的系统规格，我们得出了 11kW 系统的带宽、增益误差、偏移和延迟的最佳值。本文档中考虑了两种不同的隔离式直流/直流拓扑：具有相移控制的双有源电桥 (DAB) 和具有 CLLLC 谐振转换器的 DAB。

节 7.2.2 讨论了分别在 A 点和 B 点进行交流/直流级输入电流检测的设计注意事项，以及在 C 点和 D 点进行直流链路电流测量的设计注意事项。**节 7.2.3** 详细说明了直流/直流级中电流检测点（G、F、E）的相关要求，包括带宽、增益和失调电压误差等属性对直流/直流级的性能有何影响。

表 11. 电动汽车充电器的目标规格

条件	说明
额定功率和功率流	11kW 双向运行，可支持 V2G/V2H
交流等级	400V _{AC} （每相 230V _{AC} ，3 相） 16A _{RMS} （每相）
交流电流的总谐波失真	满载时 PCC 处为 3.6%
直流额定值	V _{DCBUS} 800V 标称值（650V 至 800V） I _{DCBUS} 14A（14A 至 17A） V _{BAT} 400V（250V 至 450V） I _{OUT} 27.5A（24A 至 44A）
交流/直流级的开关频率	70kHz（死区时间 = 250ns）
直流/直流级的开关频率	相移 DAB 为 100kHz 谐振 CLLC DAB 的标称值为 500kHz
直流侧功率控制所需的精度	V _{DCBUS} ±1% V _{BAT} ±1% I _{BAT} ±1%
电流和电压环路实现的交流/直流级带宽	3kHz 电网电流环路（id、iq） 400Hz 直流总线电压环路
电压测量实现的带宽：电网和直流链路	100kHz

电流检测技术选择和等效模型

使用基于分流器的解决方案检测电流

本应用手册中仅考虑了使用隔离式放大器或隔离式 Δ-Σ 调制器且基于分流器的电流检测方案。所有讨论的产品均具有 ±50mV 的线性输入电压范围，这允许使用非常小的分流电阻值，从而相对于系统总功率保持较低的能量耗散。

在该参考应用中，对于 11kW 交流/直流级，400V_{AC} 三相系统的输入电流最大值为 16A_{RMS}。这导致电流峰值为 22.5A_{peak}。使用 2mΩ 分流电阻器时，分流器上的最大电压可以保持在 50mV 以下（峰值为 45mV），这意味着在 11kW 的最大功率下运行时，每个分流器的功率耗散仅为 0.5W。假设三相系统中有三个分流器，该损耗仍然可以忽略不计，不会在 PCB 上产生任何明显的热点。相反，直流/直流转换器中的电流可以高达 44A，如**表 11** 中所示。这一结果要求选择一个 1mΩ 的分流电阻器来适应隔离式放大器的 50mV 输入电压范围，从而使得每个测量点的功率耗散低于 2W（相对于 11kW 的总功率来说可以忽略不计）。

检测技术的等效模型

这里通过考虑以下四个参数在系统级别对每个电流检测点进行了分析：带宽、延迟、增益误差和偏移。**图 75** 显示了电流检测的等效模型，其中展示了传感器的所有上述参数。

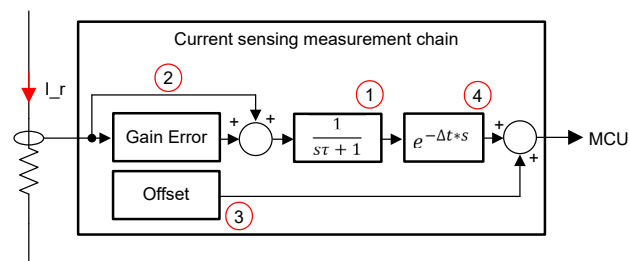


图 75. 电流检测测量模型

下面描述了该等效模型的每个单级：

1. 表示电流传感器所表现出的带宽限制。在本应用手册中，检测级建模为一阶低通滤波器，其中常量时间描述如下：
- $$\tau = 1/(2\pi f_b)$$

(38)

- 其中
- τ 是电流传感器的带宽

2. 表示增益误差，其建模如下：
- $$i_m = (1 + \varepsilon)i_r$$

(39)

- 其中
- a. i_r 是实际电流
 - b. ε 是传感器的增益误差
 - c. i_m 为测量值
3. 表示该研究中定义的、相对于测量范围的偏移。偏移以满量程范围的百分比形式表示。
4. 表示检测级引入的延时时间，在需要尽快检测到过流和短路时，延时变得至关重要。

交流/直流转换器中的电流检测

交流/直流级的基本硬件和控制说明

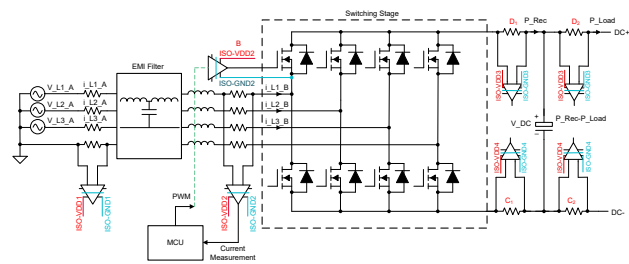


图 76. 两级交流/直流转换器的原理示意图

图 76 展示了典型的交流/直流转换器。以下列表描述了转换器的每个部分：

- EMI 滤波器用于降低转换器产生的电磁噪声并符合相关标准⁷
- 交流和直流侧的电流传感器和电压传感器（未在方案中体现）用于监测、控制和保护电源转换器

- 开关级用于将交流电转换为直流电，该可以通过多种拓扑实现，如 T 型转换器和 ANPC 转换器^(8, 9)
- 微控制器用于进行测量和计算功率级中开关的 PWM 占空比，以使受控电流与电网电压同步

节 7.2.2.1.1 和节 7.2.2.1.2 描述了微控制器内部执行的控制例程，并详细介绍了电流检测参数和数字控制环路之间的相关性。

交流电流控制环路

通过将控制单元与电网频率同步，可实现交流和直流之间的受控电源转换，从而使电网消耗的电流具有受控振幅和相位。为了使 MCU 与电网同步，MCU 会对电网电压 (V_{L1_A} 、 V_{L2_A} 和 V_{L3_A}) 进行采样并将其输入锁相环 (PLL) ¹¹。可以采用旋转参考坐标系技术 (dq 坐标系控制)，利用 PLL 的结果 ($\cos(\phi)$ 、 $\sin(\phi)$) 以及 Clarke 和 Park 变换来控制三相系统，从而简化和改进控制。

图 77 是电流控制环路的原理图示意图，该控制环路在交流/直流级中采用旋转坐标系实现，其中通过对 I_{L1_A} 、 I_{L2_A} 、 I_{L3_A} 或 I_{L1_B} 、 I_{L2_B} 、 I_{L3_B} 进行 Clarke 和 Park 变换，可以得出测量的 I_d 和 I_q 。

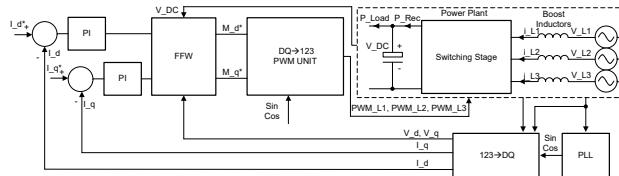


图 77. dq 电流控制 (前馈, PI 比例积分控制)

图 77 展示了可通过两个 PI 控制器来控制电流:

- 通过改变称为直流电流 (I_{d^*}) 的基准电流，可以相对于相应电网电压对三相电流进行同相控制。此功能支持直接控制交流/直流级消耗或提供的有功功率，如方程式 40 所示，其中 P_{Rec} 是三相有功功率。改变基准电流的符号可以相应地消耗和提供功率。
- 通过更改称为正交电流 (I_{q^*}) 的基准电流，可以相对于相应电网电压来对三相电流进行 90° 相移控制。通过改变这个值，可以直接控制无功功率，如方程式 41 所示，其中 Q 是总三相无功功率。通过改变基准电流的符号，可以改变设备消耗的容性或电感功率。

$$P_{Rec} = \frac{3}{2} V_d I_d^* \quad (40)$$

$$Q = \frac{3}{2} V_d I_q^* \quad (41)$$

除了 PI 控制器外，电流环路中通常还实现了前馈 (FFW)，以便在系统中的变量发生变化时 (例如，如果 V_{DC} 未得到补偿，当 V_{DC} 降低时，控制环路带宽可能会增加，从而可能导致不稳定) 减少响应时间并消除对控制环路带宽的依赖性。

直流电压控制环路

在多种应用中，连接在整流器级直流侧的负载或源并非始终作为电压源，实际上负载可以充当电阻器、电流阱或电流源。当直流/直流级不存在电压源行为时，如果请求的功率 (P_{Rec}) 与直流总线电压之间存在依赖关系，则可能导致输出中没有受控电压。不受控制的直流总线电压会导致交流/直流级变得不稳定，从而触发可能的电流和电压保护，甚至损坏转换器本身。为了解决此问题，这里实施了一个层次结构相对于电流环路更高的额外控制，如图 78 所示。这里还增加了一个电压控制环路，该环路能够通过下一级控制环路 I_dq 的 I_d^* 来控制电网消耗或提供的有功功率。额外的 PI 控制器会生成一个基准 (I_d^*)，这可以通过实现 V_{DC}^* 等于 V_{DC} 来匹配整流器和负载功率 (P_{Rec} 和 P_{Load})，因为直流链路电容中没有功率流动。整流器功率和负载功率之间的匹配通过积分部分实现。

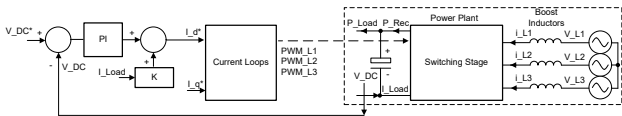


图 78. 电压和电流控制环路

如图 78 所示，这里实施了可通过直流电流测量实现的前馈，以缩短环路的响应时间。这里实现了一个通用因子 K，因为该因子依赖于电压、电流和控制技术实现方案。此功能对于转换器运行本身并不重要，但可以显著提高性能，如节 7.2.2.3 中所示。

I_q^* 基准与电压环路无关，因为该基准不涉及有功功率调节，因此在直流链路电容器的充电和放电过程中也不受影响。如前所述， I_q^* 直接控制系统的无功功率。

A 点和 B 点 – 交流/直流级交流相电流检测

本节介绍了在公共耦合点（A 点）或开关节点（B 点）放置电流传感器的设计注意事项。另外还提供了更改检测参数时对本节 7.2.2.1 中所述控制环路性能的研究结果。

我们从系统层面讨论了电流传感器的偏移、带宽、增益误差和延迟，旨在确定最低要求。由于许多情况都是重复的，因此这里并未涵盖 A 点和 B 点的所有情况，而只是介绍了最坏的情况，以确定最低要求。以下列表显示了每个电流传感器规格分析的所有详细信息：

- **传感器带宽：**这里对 A 点和 B 点都进行了分析。在 A 点进行分析是因为相位误差在无功率控制中需要可以忽略不计。在 B 点进行分析是因为需要尽可能快地控制交流电流。
- **最高延迟：**仅在开关节点中进行了分析，因为 B 点是距离需要保护的电源开关最近的点。此外，A 点和 B 点之间存在一个 EMI 滤波器，该滤波器可能会导致来自开关节点的电流与 PCC 之间存在不匹配。
- **增益误差：**在 PCC 和开关节点处，增益误差的影响是相同的。分析在开关节点中进行，因为在 B 点，可以实现更高的电流控制环路带宽，因此当存在精度误差时，电流的 THD 会更高。随后，当系统中存在更高的带宽时，电压环路会将噪声注入电网电流中。
- **偏移误差：**在 PCC 和开关节点处，偏移误差的影响是相同的。分析在开关节点中进行，因为在开关节点处可以实现更高的电流控制环路带宽，因而当存在偏移时，电流的 THD 会更高。

带宽的影响

进行稳态和瞬态分析的目的在于，观察控制环路性能随电流传感器带宽的变化情况，从而确定最小带宽。

稳态分析：基波电流和过零电流

在此分析中，电网电流是在开关节点（B 点）中进行控制的，受控电流的典型曲线如图 79 所示。图 79 表明，三个电流和三个电压同相，从而实现从直流到交流电网的有功功率转换（向电网输送 11kW）。图 80 中的放大部分显示，开关节点中的电流由 50Hz 的基波分量以及由二级转换器开关引起的重要电流纹波振幅组成。

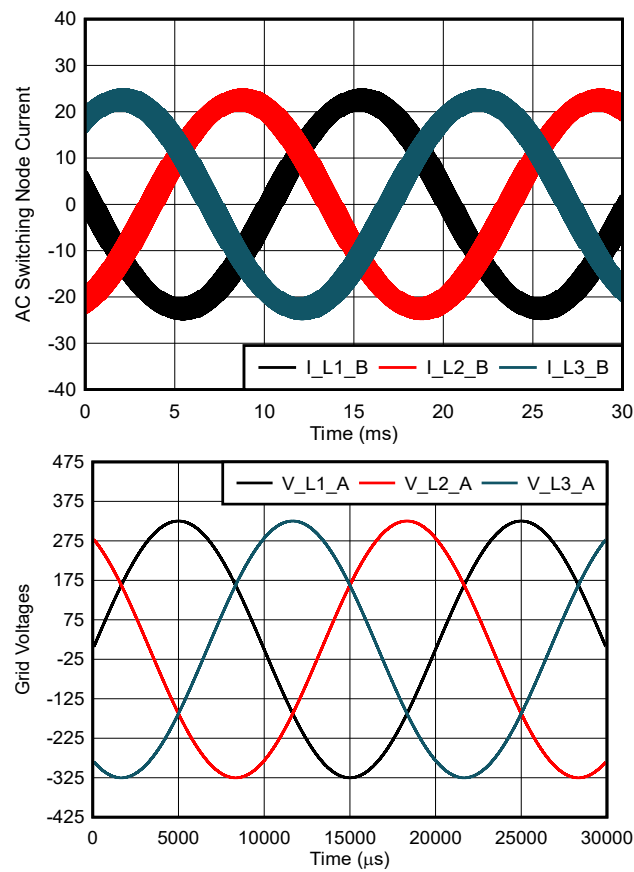


图 79. 标称负载为 11kW 时交流/直流转换器的电网电压和电流

图 80 是图 79 的放大图，显示了整流器电流以及具有 50Hz 基波谐波的平均电流。

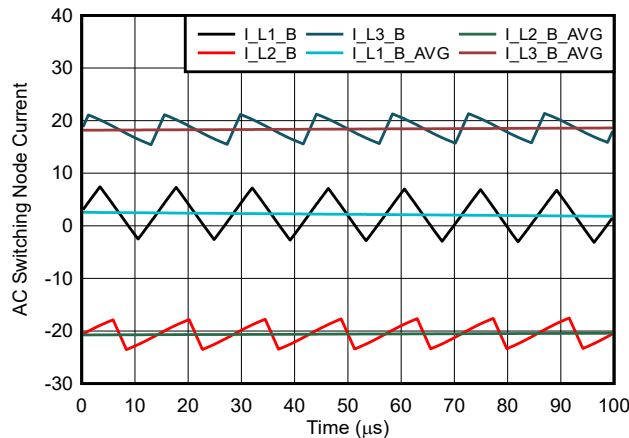


图 80. $t = 0s$ 时的放大部分（跨度 $100\mu s$ ）

交流和直流之间的电源转换通过电网频率控制的电流来实现。因此，需要测量电流（例如 $I_{L1_B_AVG}$ ）的基波谐波，并确保其振幅正确且没有重要相位延迟，然后传输给 MCU。50Hz 或 60Hz 分量可以通过采样技术（例如同步采样、平均控制等）获得。通过采用这些技术，数字控制环路中不会引入重要的相位延迟，从而使环路响应更快¹²。然而，电流传感器具有带宽限制，因此并非理想的选择。电流传感器可能导致 MCU 端子上出现重要的相位延迟和振幅误差。此误差可能会影响到交换的有功功率和无功功率，并可以使用方程式 42 表示。

$$\varphi = \text{atan}(2\pi f_e \tau) \quad (42)$$

其中

- φ 是测量电流与实际电流之间的相位延迟
- f_e 是测量信号的电气频率，对于该应用，该频率等于 50Hz 或 60Hz
- τ 是测量链呈现低通滤波器行为的常量时间

通过使用方程式 42，当截止频率高于电网电气频率 100 倍（当电网频率为 60Hz 时为 6kHz）时，可以实现小于 0.6° 的相位角延迟。这种相移会导致 50Hz 或 60Hz 的有功和无功受控功率出现可忽略的误差。用于进行电源转换的组件具有 6kHz 带宽，这对于控制电网电流来说已经绰绰有余。

通常，50Hz 或 60Hz 并不是唯一要控制的频率成分，电网电流中还存在由功率级中死区时间引入的更高频率分量，从而导致 THD 显著增加。必须通过测量来捕获高频分量，以便 MCU 可以对这些分量进行校正，从而使用软件消除。增加死区时间会导致更高的失真，特别是在电流过零（即 11ms）处，如图 81 所示。该图显示了 A 点处的电流波形，该波形对应于工作功率为 11kW 的交流/直流转换器在控制器的死区时间发生变化时所消耗的电流情况。上面的图展示了具有 250ns 死区时间的电流波形，下面的图展示了具有 $1.5\mu s$ 死区时间的电流波形。

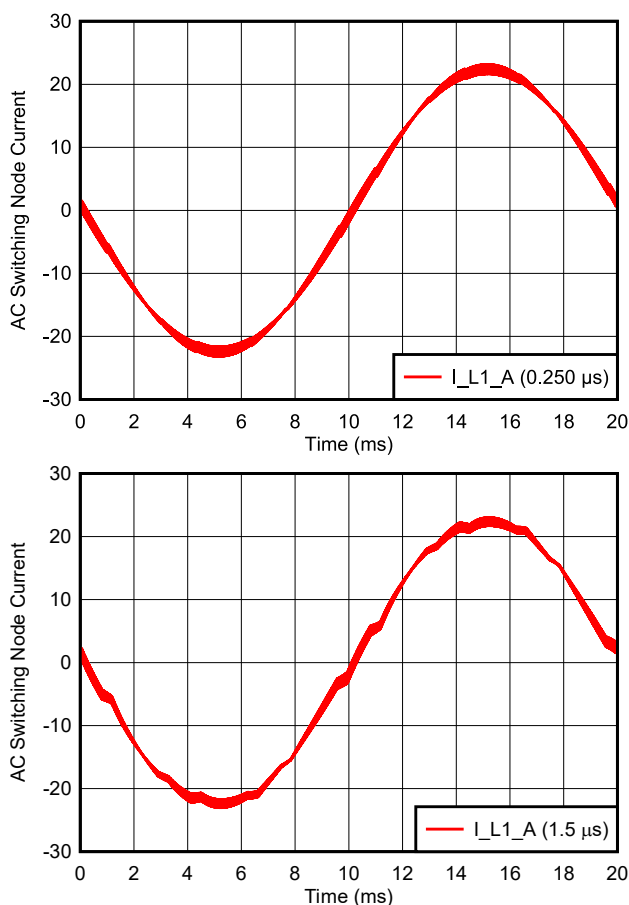


图 81. 当死区时间为 $250 ns$ 和 $1.5 \mu s$ 时从 PCC 消耗的电流 ($50 Hz$ 工作频率)

过长的死区时间可能会导致显著的 THD 而超过标准设定的限制。为了符合相关标准，要么需要使用大型输出滤波器，要么必须提供足够的软件控制。为了补偿这种干扰，人们开发了多种控制技术；然而，所有这些选项都需要足够的电流传感器带宽。为了确定最低带宽要求，这里对电流波形进行了快速傅里叶变换 (FFT) 来分析干扰的频率成分。

图 82 所示为电网需要全功率时 PCC 中电流的 FFT 结果。

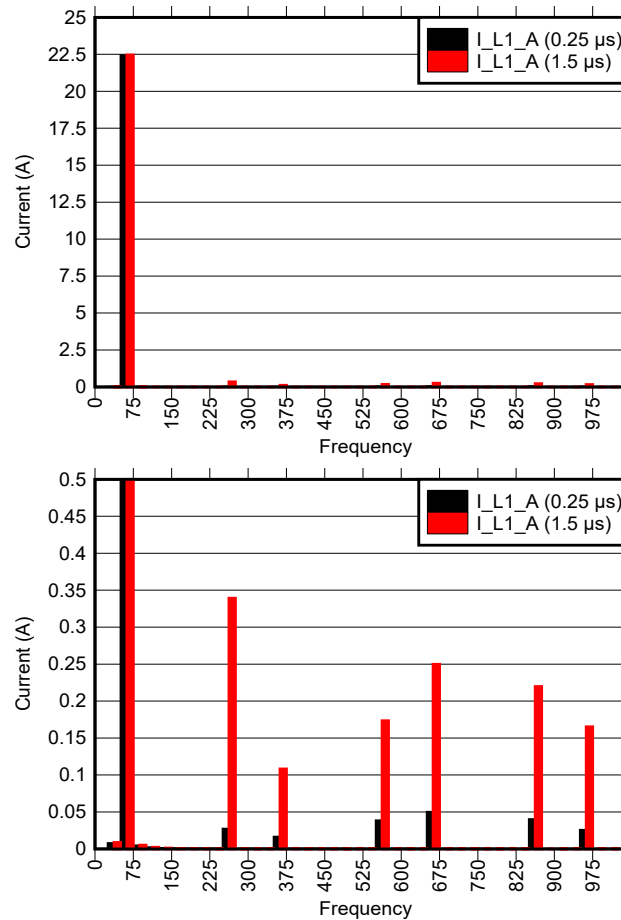


图 82. 图 2-6 中所示电流的 FFT 以及放大部分 (50Hz)

图 82 中需要补偿的最重要频率是第 5、13 和 17 次谐波，分别对应着电网工作频率为 50Hz 时的 250Hz、650Hz 和 850Hz。相应地，当电网工作频率为 60Hz 时，这些频率分别为 300Hz、780Hz 和 1020Hz。通过将新频率代入方程式 42 可以得到，需要提供 102kHz 的电流检测级最小带宽，以确保对谐波进行适当补偿。

总之，从稳态分析来看，在 60Hz 电网中，当 PFC 级存在重要的死区时间时，需要 102kHz 的最小带宽来改善电流的总谐波失真。当电网工作频率为 50Hz 时，最小带宽可以缩小至 95kHz。无论是在 A 点还是 B 点，都需要电流传感器带宽，具体取决于电流受控位置，因为死区时间产生的谐波含量在这两个测量点中是相同的。这是因为 EMI 滤波器（见图 76）针对更高的频率成分进行了优化；因此，在低频下无法实现重要的缓解作用。

瞬态分析：阶跃功率和电压骤降响应

本节分析了控制电流环路的性能，旨在确定注入电网引起的瞬变时电流检测级的最小带宽。该研究的目标是，找出在 PCC 中不存在重大故障时保持转换器连接到电网而不会进入过流保护状态的最小带宽。我们分析了可能导致过流的多种压力场景：交流电压骤降、阶跃功率响应和交流过压。在上述故障中，这里仅介绍了电压骤降和阶跃功率响应。

图 83 显示了当使用传感器运行的转换器具有 6kHz 的带宽时，开关节点电流（B 点）与电网电压之间的关系。在上面的图中，交流/直流转换器的输出功率在 3ms 内从零跃升至 11kW，从而导致 L1 出现过流 (I_L1_B)。在下面的图中，交流线路电压在 26ms 时下降了 20%，从而导致 L2 (I_L2_B) 中出现显著的过流，这可能导致转换器意外关断。

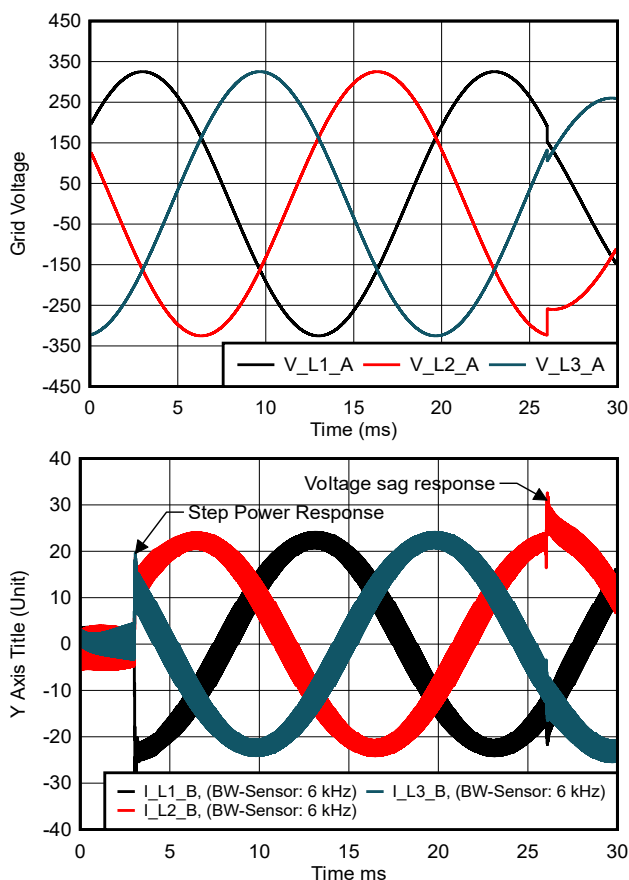


图 83. 交流/直流转换器的电网电压和电流：阶跃功率和电压骤降响应

我们运行了多次仿真：只改变了电流传感器的带宽（6kHz、30kHz、60kHz），然后比较了当电池请求阶跃功率时开关节点中的峰值过流。图 84 展示了仿真的结果。使用 6kHz 电流传感器时，相对于使用 30kHz 电流传感器（比电流控制环路带宽高 10 倍）实现的最初瞬态响应，L1 中的电流会过冲 30%（33A 峰值）。当电流检测带宽进一步增加（从 30kHz 到 60kHz）时，并没有带来额外的好处，因为两条曲线重叠在一起。

图 84 展示了以电流传感器带宽为参数的交流/直流转换器阶跃功率响应 (11kW) 在 $t = 3\text{ms}$ 时的放大部分（跨度 $200\mu\text{s}$ ）。

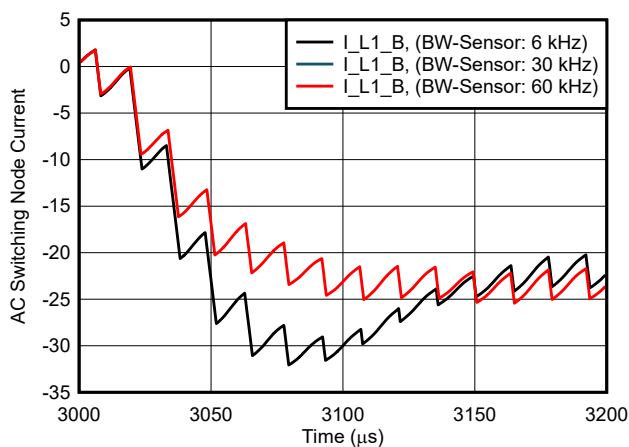


图 84. $t = 3\text{ms}$ 时的放大部分（跨度 $200\mu\text{s}$ ）

我们运行了多次仿真，并只改变了电流传感器的带宽。我们比较了转换器在满载条件下工作并且电网上发生不可预测电压骤降时开关节点中的峰值电流。图 85 显示了使用 6kHz、30kHz 和 60kHz 电流传感器时的线路瞬态响应。使用 6kHz 电流传感器时，相对于使用 30kHz 电流传感器（比电流控制环路带宽高 10 倍）实现的最初瞬态响应，L2 中的电流会过冲超过 2A（峰值约为 33A）。当电流检测带宽进一步增加（从 30kHz 到 60kHz）时，并没有带来额外好处（两条曲线重叠在一起）。

图 85 展示了在电流传感器带宽参数下，交流/直流转换器电压骤降响应在 $t = 26\text{ms}$ 时的放大部分（跨度 $200\mu\text{s}$ ）。

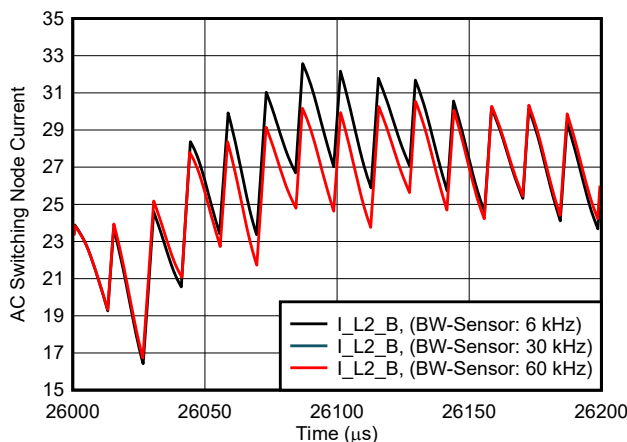


图 85. $t = 26\text{ms}$ 时的放大部分（跨度 $200\mu\text{s}$ ）

为了充分利用可用的电流控制环路带宽，请保持检测带宽至少比控制环路带宽高 10 倍。遵循这一准则可以尽可能地提高电流测量分辨率，因为不必为过流检测而牺牲测量范围。

延迟的影响

当转换器运行异常或电网发生故障时，延迟是需要考虑的关键参数。为了保护有功功率器件，需要尽早检测到临界条件，以立即关闭系统并使系统进入安全状态。对于 B 处的传感器，其最大可接受延迟应尽可能接近电源开关。在交流/直流级的众多可能故障中，本节仅考虑了由电网引起的故障。

故障分析：电网短路

为了评估交流/直流级安全关断所需的最大延迟，我们通过应用以下条件进行了系统仿真：

- 将直流总线电压设置为最大额定电压 (800V)
- 转换器在标称电流 (16A_{RMS}) 下工作
- 当消耗某个相位的最大电流时触发短路
- 升压电感器的电感以及磁通量与软磁性材料的电流曲线不是线性关系；电感与电流的关系针对 11kW 交流/直流级进行了优化，并且在达到饱和时，电感会降至标称值的 30%
- B 点处电流检测的过流阈值设置为 30A（测量范围的 93.7%）
- 根据 11kW 应用中所用电源元件的数据表，选择了 60A 的最大允许电流

当电网发生短路时，转换器仍在开关，从而导致电流不受控制。由于故障突然发生，MCU 没有足够的时间来更新和纠正占空比。PWM 更新通常以固定频率进行（本例中为 70kHz，即每 $14.2\mu\text{s}$ 一次）。通过采用单次和双次更新刷新技术，MCU 的最短反应时间可以是 $1/f_s$ 或 $1/2f_s$ 。在此期间，电感器中的电流可能会超过电源开关的短路电流额定值。

图 86 展示了交流/直流转换器的电压和电流。从图 86 可以看到，在 0ms 到 19ms 的时间范围内，转换器在标称条件下运行，电网电压等于 $400V_{RMS}$ 且电流从直流传输到交流。在 19ms 时，通过将相电压降至标称值的 10% 来模拟了短路事件。在电网发生故障时，由于电网和从开关级施加的电网之间的电压差，开关节点中的电流开始增加，如图 87 所示。

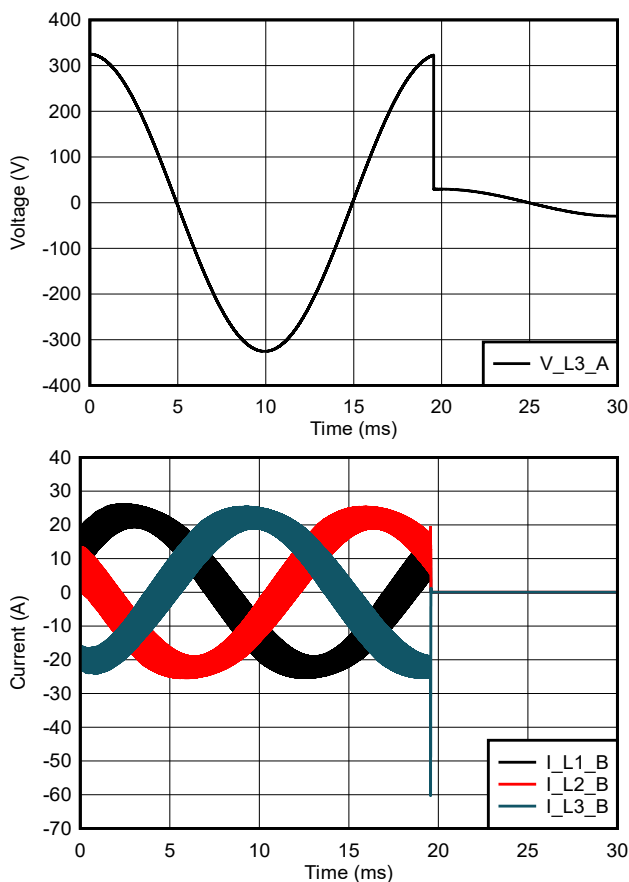


图 86. 交流/直流转换器的电网电压和电流：交流/直流转换器的短路响应

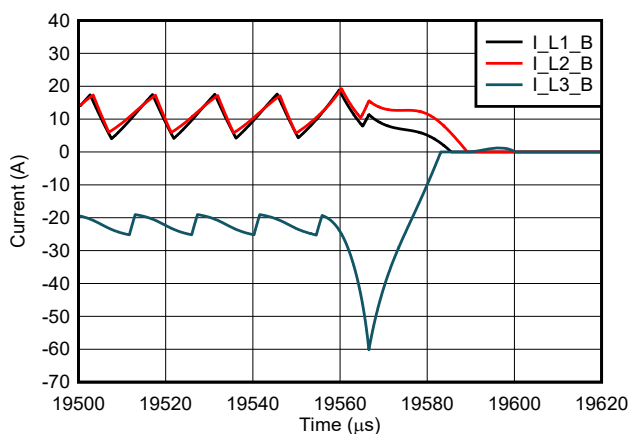


图 87. $t = 19.5ms$ 时的放大部分（跨度 $120\mu s$ ）：交流/直流转换器的短路响应

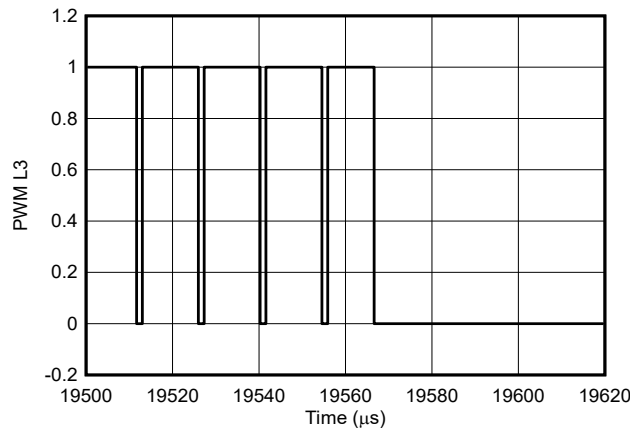


图 88. $t = 19.5\text{ms}$ 时的 PWM 放大部分（跨度 $120\mu\text{s}$ ）：PWM 关断行为

起初，电流开始线性上升是因为磁芯未饱和，并且由于电感几乎恒定，因此 di/dt 固定：

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{DC}}{(1.5L(i))} \quad (43)$$

其中

- L 是交流/直流级升压电流相对于电流的函数
- V_{DC} 是发生故障时的直流总线电压

达到磁芯饱和电流时，电感值会显著下降，导致电流突然增加。当 L3 相的实际电流达到 30A（过流阈值）时，MCU 必须能够尽快检测到过流，因为 MCU 无法检测到更高的电流，并在电流达到 60A 以上之前关断。根据仿真结果，电流需要 $4\mu\text{s}$ 来达到临界值。达到该时间后，就关闭 PWM 信号，如图 88 所示。

总之，系统必须在 $4\mu\text{s}$ 内关断，以免损坏电源开关。需要考虑电流检测的延迟以及 MCU 和驱动器级关断的延迟。基于 MCU 和驱动器级延迟时间的典型值，电流传感器必须提供最大 $3.5\mu\text{s}$ 的延迟。

增益误差的影响

图 75 展示了电流传感器的等效模型，其中存在一个增益误差块。在该研究中，增益误差被建模为固定值，如节 7.2.1.2.2 所示。

增益误差导致的交流/直流级功率扰动

交流/直流级电流控制环路的目标是在不需要确定系统中实际电流的情况下，使 MCU 检测到的电流保持受控状态。如果测量值与实际情况不符，则系统中会出现由增益误差引起的不良功率扰动，如方程式 44 所示。

$$\Delta P_{\text{GAIN}} = 0.5 VI[(\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3) + (0.5(\epsilon_2 + \epsilon_3) - \epsilon_1)\cos(2\omega t) + (0.87(\epsilon_2 - \epsilon_3))\sin(2\omega t)] \quad (44)$$

其中

- ΔP 是由增益误差所引起、随时间变化的功率扰动，此功率从电网流向直流链路
- ϵ_1 、 ϵ_2 和 ϵ_3 是每个电流检测级的相对增益误差
- V 是相对中性点 RMS 电压
- I 是转换器控制的 RMS 电流
- ω 是由电网频率衍生而来的电脉动

功率扰动是交流和直流级之间转换器功率的函数，并会在交流/直流转换器请求最大功率时达到最大值。此外，[方程式 44](#) 可以分为两个部分，如[方程式 45](#) 和[方程式 46](#) 所示。

$$P_{GAIN_DC} = 0.5 VI[(\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3)] \quad (45)$$

$$P_{GAIN_AC} = 0.5 VI[(0.5(\epsilon_2 + \epsilon_3) - \epsilon_1)\cos(2\omega t) + (0.87(\epsilon_2 - \epsilon_3))\sin(2\omega t)] \quad (46)$$

其中

- P_{GAIN_DC} 表示运行期间 PFC 消耗的固定功率扰动
- P_{GAIN_AC} 表示两倍电网频率下与电网交换的电源纹波

我们通过观察电压控制环路以及检测到的缺陷，研究了这些功率扰动在直流和交流侧的影响。

交流/直流级对增益误差引起的功率扰动的响应

[图 89](#) 显示了一个通用电压控制器和功率处理单元等效模型。

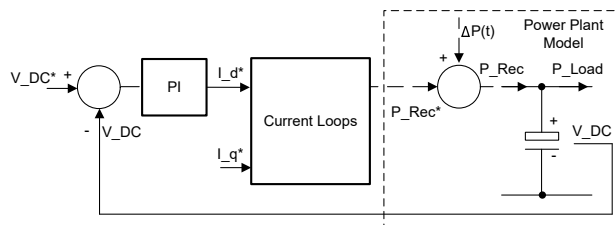


图 89. 具有功率处理单元模型的简化直流总线电压控制环路

如[图 89](#) 所示，我们将之前分析得出的项（[方程式 44](#)）作为干扰引入环路，用于检查电压控制性能。通过观察控制环路拓扑，可以证明，借助 PI 控制器的积分部分，可以完全抑制由直流干扰[方程式 44](#) 引起的稳态误差。相反，无法完全抑制干扰的交流分量，从而导致电压纹波。

为了评估交流侧所用电流传感器的最大可接受增益误差，我们通过进行以下假设来运行了仿真：

- 将直流总线电压设置为最小额定电压，从而达到最大纹波电压 (650V)
- 交流侧和直流侧之间存在最大功率交换，从而增加功率扰动 (11kW)
- 达到最坏情况的三个相位的增益误差如下：
 $\epsilon_1 = -\epsilon_2 = -\epsilon_3$
- 电流控制环路带宽在所有仿真中保持恒定 (3kHz)
- 交流滤波器设计用于在使用主要电流检测功能时且在标称输出功率条件下，将 THD 保持在 3% 以下
- 电力线频率为 50Hz

[图 90](#) 显示了交流/直流转换器与具有不同增益误差的传感器搭配使用时的仿真结果。

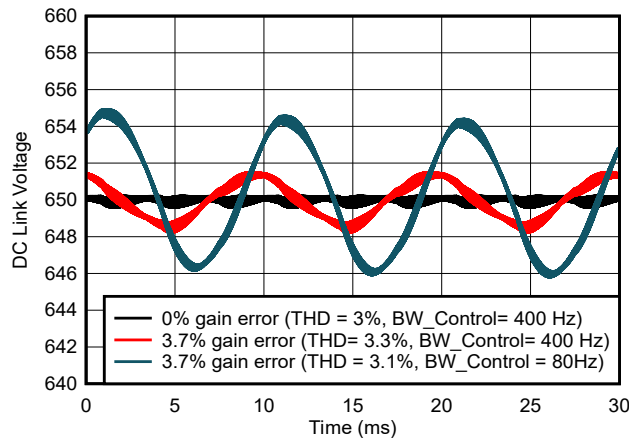


图 90. 在直流链路带宽和增益误差参数下随时间变化的直流链路电压纹波

图 90 展示了以下结果：

1. 直流链路上存在 100Hz 纹波电压。这是由电流检测级增益误差注入的电源纹波导致的。
2. 由于 PI 控制器的积分部分，当达到稳定状态时，所有情况下的电压平均值仍然相同，这与理论一致。
3. 直流链路电压纹波与直流链路电压控制环路的带宽相关。如果电压控制环路的带宽足够高，那么控制器会尝试通过快速控制电流环路来消除纹波电压，但这可能会增加电网的 THD。

在此示例中，电压控制环路的带宽为 400Hz，结合电流传感器的 3.7% 增益误差，导致 THD 为 3.3%，而使用没有增益误差的理想电流传感器时，THD 为 3%。另外，电压控制环路的低带宽会导致电网侧的 THD 较低，但直流链路上的纹波电压会增加到不可接受的水平。直流链路中存在电压纹波会导致电池上出现电源纹波，而这是不能容忍的。此外，低电压控制环路带宽会导致负载阶跃响应不佳。

总之，当开关节点处的电流传感器具有 3.7% 的增益误差时，可能导致电网电流的 THD 增加超过 10%。为了补偿这种增加，输入滤波器的体积必须增加超过 4%，才能满足转换器电网侧 THD < 3% 的设计目标。

偏移的影响

图 75 展示了具有偏移的实际电流传感器的等效模型。在该研究中，电流传感器偏移被建模为标准化为测量满量程的固定值，具体详见 [方程式 47](#)。

$$I_O = I_{MAX} \delta_O \quad (47)$$

其中

- I_O 是传感器存在的绝对偏移值
- I_{MAX} 是测量范围的最大值
- δ_O 是测量中引入的偏移误差的标么值

交流/直流级电流控制环路的目标是在不需要确定系统中实际电流的情况下，使 MCU 检测到的电流保持受控状态。如果由于偏移误差导致测量值与实际电流不匹配，则电流会在系统中引起不良的功率扰动，如 [方程式 48](#) 所示。

$$\Delta P_O = V [I_{O1} \sin(\omega t) + I_{O2} \sin(\omega t - 2/3\pi) + I_{O3} \sin(\omega t + 2/3\pi)] \quad (48)$$

其中

- ΔP_O 是由偏移误差所引起、随时间变化的功率扰动
- I_{O1} 、 I_{O2} 和 I_{O3} 是每个电流传感器的偏移误差
- V 是相对中性点 RMS 电压
- ω 是由电网频率衍生而来的电脉动

与增益误差情况不同，功率扰动与交流侧和直流侧之间的功率转换无关；因此，该问题在任何工作条件下都存在。这导致直流链路中始终存在电压纹波。偏移会在系统中引入功率扰动，其频率等于电网的线路频率。如[增益误差](#)一章中所述，直流总线电压环路无法完全抑制来自检测点的电源纹波。因此，必须对控制环路与电流检测性能之间的关系进行仿真。我们针对以下用例和假设运行了仿真：

- 将直流总线电压设置为最小额定电压，从而达到最大纹波电压 (650V)
- 交流侧和直流侧之间进行最大功率交换。这对结果没有影响。在空载条件下，结果是相同的。
- 偏移误差是相对于单位完整测量范围定义的。当采用基于分流器的设计与 $\pm 50\text{mV}$ 隔离式器件时，最大量程为 $\pm 32\text{A}$ 。
- 应用于三个相位以达到最坏情况的偏移如下： $I_{O1} = -I_{O2} = -I_{O3}$
- 电流控制环路带宽在所有仿真中保持恒定 (3kHz)
- 交流滤波器的设计目标是在使用理想检测技术时，将标称功率条件下电网的 THD 保持在 3%
- 电力线频率为 50Hz

图 91 显示了交流/直流转换器在不同电流检测技术和不同偏移误差条件下的仿真结果。

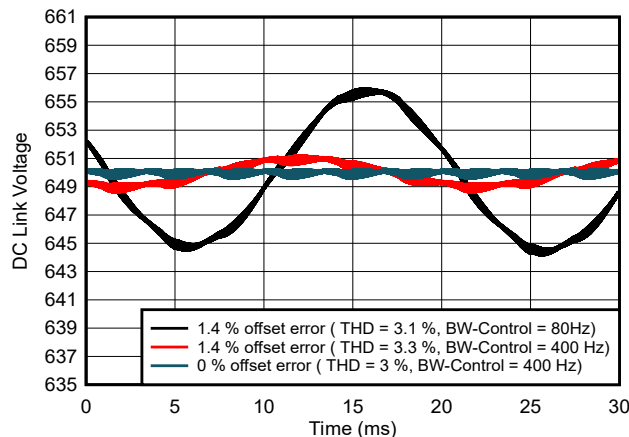


图 91. 在直流链路带宽和偏移误差参数下随时间变化的直流链路电压纹波

可以观察到，直流链路上存在 50Hz 纹波电压，该电压由具有偏移的电流检测级注入的电源纹波引起。此外，由于 PI 控制器的积分部分，当达到稳定状态时，所有情况下电压的平均值仍然相同。

直流链路电压纹波和电压控制带宽之间具有明显的相关性。如果电压控制环路的带宽足够高，该控制环路会尝试通过快速控制电流环路来消除纹波电压，但会以牺牲电网的 THD 为代价。实际上，当控制带宽等于 400Hz 时，1.4% 的偏移误差会导致 THD 增加 10%（从 3% 增加到 3.3%）。相反，当电压环路的带宽不高时，直流链路中的波动会非常大，这是因为电压环路不会尝试抑制这种变化，但这次不会再向电网中注入任何谐波。但请记住，直流链路中存在电压纹波会导致电池出现电源纹波，而这是不能容忍的。此外，如果电压带宽大幅降低，阶跃负载响应的性能会变得相当差。

总之，当开关节点处的电流传感器具有 1.4% 的偏移误差时，可能导致电网电流的 THD 增加超过 10%。

C 点和 D 点 – 交流/直流级直流链路电流检测

本章介绍了交流/直流转换器的直流链路中所用电流传感器的设计注意事项。

直流链路中的电流传感器对于电源转换的基本功能并不是必需的，但这些传感器可用于实现功率测量、保护和电压环路前馈等功能。

直流链路中的传感器可以放置在 C 点或 D 点，分别位于直流链路电容器前后，用于 PWM 纹波频率滤波和储能（图 76）。

我们从系统层面上讨论了电流传感器的偏移、带宽、精度和延迟，目的是确定每个所需附加功能的最低要求。由于许多情况都是重复的，因此这里并未讨论 C 点和 D 点的所有情况，而只是分析了最坏的情况，以确定电流传感器要求。每个分析的详细信息如下：

- **增益误差：**在 C 点和 D 点处，增益误差的影响是相同的。对于功率测量和前馈，需要评估此传感器所需的最小增益误差。
- **偏移误差：**在 C 点和 D 点处，增益误差的影响是相同的。仅对于功率测量，需要评估此传感器所需的最小偏移误差。由于偏移误差会通过直流总线电压 PI 控制器的积分部分进行补偿，因此该误差对前馈功能来说并不关键。
- **最小带宽：**在 C 点和 D 点处，带宽的影响是相同的。带宽在前馈应用中是必需的，并且放置在 D 点时效果最佳。
- **最大延迟：**低延迟对于保护功率级的有源开关非常重要，因此会针对最接近有源开关的 C 点对该项进行评估。

带宽对前馈性能的影响

为了评估 D 处电流传感器在前馈应用中所需的最小带宽，我们通过应用以下条件进行了系统仿真：

- 将直流总线电压设置为最小额定电压 (650V)
- 在 11kW 直流链路上施加阶跃功率
- 电网电压为 400V_{RMS}

我们进行了仿真，以比较具有和不具前馈时的负载瞬态性能。图 92 显示了结果。如果没有前馈，则施加负载时，直流链路电压会显著下降，从而可能导致转换器运行不稳定。如果使用前馈，性能会显著改善，负载瞬态响应时间会缩短到原来的五分之一。相反，仿真结果表明，该额外传感器非常有用，除了可以测量直流电源轨上的功率外，当与负载一起部署时，即使负载在没有预警的情况下连接和断开时，该传感器也非常实用。

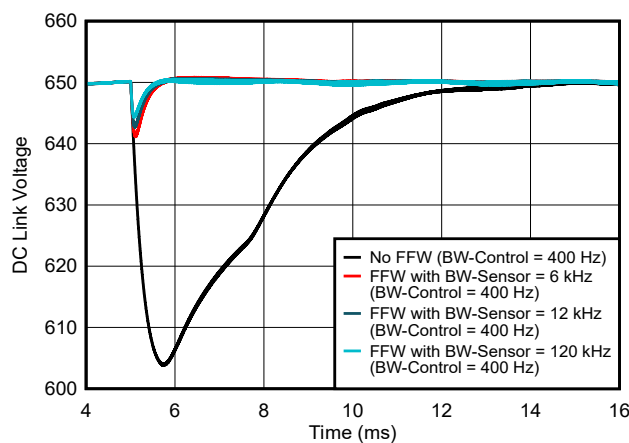


图 92. 在直流链路带宽参数下直流链路对阶跃功率的电压响应（具有和不具前馈）

图 93 表明，由于总体带宽受到 dq 电流环路的限制，电流传感器的带宽在改善性能方面仅起着很小的作用。

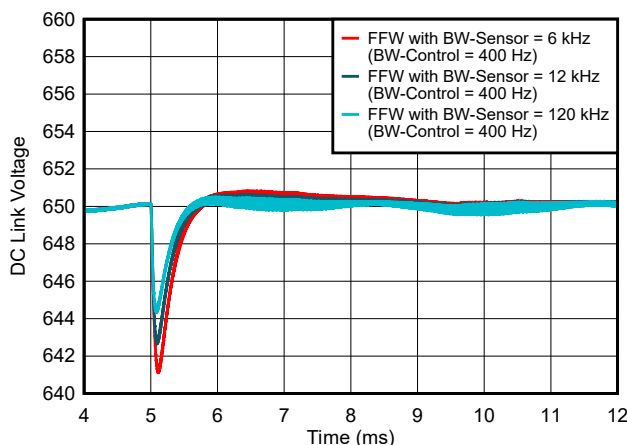


图 93. 在直流链路带宽参数下直流链路对阶跃功率的电压响应（具有前馈）

总之，当在 D 点放置电流传感器来用于前馈目的时，10kHz 以下的低带宽就足够了。一般而言，电流传感器的带宽需要至少比电流环路带宽高两倍。

延迟对电源开关保护的影响

因为 C 点是最接近功率器件的点，因此只需要针对 C 点评估检测级的最大延迟。该传感器的位置允许检测过流和短路，但代价是会增加环路中的寄生电感。检测延迟必须短于电源开关的短路耐受时间，因此取决于开关技术。以下数据仅供参考。为了确保耐受时间，请参阅器件数据表：

- SiC MOSFET：最大延迟为 $1\mu\text{s}$ 至 $3\mu\text{s}$
- IGBT：最大延迟为 $2\mu\text{s}$ 至 $10\mu\text{s}$
- GaN FET < $3\mu\text{s}$

除了过流传感器的延迟外，还需要考虑输入滤波器的延迟、MCU 的响应时间和栅极驱动器的关断延迟。为了实现有效关断延迟小于 $1.5\mu\text{s}$ ，过流传感器的延迟必须小于 $1\mu\text{s}$ 。TI 提供了一系列专为此应用设计且延迟小于 300ns 的隔离式比较器。

增益误差对功率测量的影响

瞬态分析：D 点的前馈

为了评估电流传感器的增益误差对前馈性能的影响，我们针对以下运行条件进行了仿真：

- 将直流总线电压设置为最小额定电压 (650V)
- 在 $t = 1\text{ms}$ 时，向直流链路施加 11kW 负载阶跃
- 电网电压为 400V_{RMS}

如图 94 所示，D 点处的增益误差增加只会略微下降。这表明，在考虑前馈应用时，增益误差并不是一个关键参数。

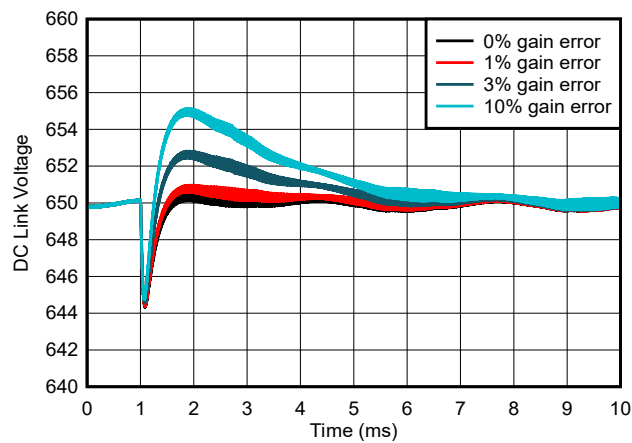


图 94. 在直流链路增益误差参数下直流链路对阶跃功率的电压响应（具有前馈）

总之，直流链路电流传感器中的增益误差对整体瞬态负载阶跃性能的影响很小，即使增益误差高达 3%，仍能实现可接受的性能。

偏移的影响

检测级的偏移只会影响稳态。在动态应用中，如果检测用于创建前馈，电压环路会自动对偏移引起的误差进行补偿。

A 点、B 点、C_{1/2} 点和 D_{1/2} 点的优缺点汇总以及产品建议

电源开关是最敏感的元件，可能会因过载或过流而损坏。靠近电源开关可以实现更快的故障检测，因此在 B 点和 C 点进行检测至关重要。对于 B 点，隔离式放大器的高侧电源可与高侧栅极驱动器电源共享，并可实现快速过流 (OC) 检测。B 点的电流检测电路需要能够处理高共模瞬态抗扰度 (CMTI)，并且这种测量可能会在功率级开关期间受到噪声的影响，尤其是在采用 GaN 或 SiC 设计时。而在 A 点进行精确的无功功率控制效果最佳，因为该测量位于滤波器后面，远离开关噪声。缺点是 A 点需要隔离式电源，且只能进行缓慢的 OC 检测。表 12 总结了不同电流检测点的优缺点。表 13 总结了要求并针对每个点提供了优秀的产品选择。

表 12. 电流检测点 A、B、C_{1/2} 和 D_{1/2} 的优缺点

	A	B	C1	D1	C2	D2
精确的功率调节	(+) ⁽¹⁾	(-)	(+)	(+)	(++)	(++)
前馈环路	不适用	不适用	(-)	(-)	(+)	(+)
故障保护	(-)	(++)	(++)	(+)	(-)	(-)
共享电源	(-)	(+)	(+)	(-) ⁽²⁾	(+)	(-) ⁽²⁾

- (1) 在 PCC 处可以实现精确的无功功率控制。精度由制造商定义（通常小于 1%）
- (2) D₁ 和 D₂ 需要高于 VDC+ 的浮动电源

表 13. 在 A、B、C_{1/2} 和 D_{1/2} 点进行电流检测的交流/直流级最低要求和可用产品

电流检测点	主要应用	隔离电源电压	最小带宽	最大延迟	所需的 CMTI	最小精度	TI 产品 (ISO-)AMP ISO-ΔΣ
A	能够精准地调节无功功率	需要浮动电源 (ISO-VDD1)	> 102kHz	-	低	< 3.7%	AMC3302 AMC3306M05
B	过流保护和控制	来自上部栅极驱动器	> 102kHz	< 3.5μs	高	< 3.7%	AMC1302 AMC1306M05 AMC23Cxx
C1	负支路电流和故障检测	来自下部栅极驱动器	-	< 1.5μs	低	< 1%	AMC1302 AMC1306M05 AMC3302 AMC23Cxx AMC22Cxx

表 13. 在 A、B、C_{1/2} 和 D_{1/2} 点进行电流检测的交流/直流级最低要求和可用产品（续）

电流检测点	主要应用	隔离电源电压	最小带宽	最大延迟	所需的 CMTI	最小精度	TI 产品 (ISO-)AMP ISO-ΔΣ
D1	正支路电流和故障检测	需要高于 VDC+ 的浮动电源	-	< 1.5μs	低	< 1%	AMC3306M05 AMC3302 AMC23Cxx AMC22Cxx
C2	负支路电流和故障检测	来自下部栅极驱动器	> 6kHz	-	低	< 1%	AMC1302 AMC1306M05 AMC3302
D2	正支路电流和故障保护	需要高于 VDC+ 的浮动电源	> 6kHz	-	低	< 1%	AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx

(1) 只有在需要精确测量功率时才需要 1% 的精度。对于不需要精确功率控制的系统，3% 的精度就足够了。

直流/直流转换器中的电流检测

适用于电动汽车充电应用的直流/直流转换器实现方案有很多。通常会选择隔离式架构。常用作双向拓扑的两种拓扑是具有相移控制功能的双有源电桥和采用谐振 CLLLC 配置的双有源电桥。接下来的部分详细介绍了这两种拓扑，并讨论了如何在这些拓扑中实现电流检测。

具有相移控制功能的隔离式直流/直流转换器的基本工作原理

图 95 显示了相移双有源电桥 (DAB) 直流/直流转换器的典型控制环路。此系统中有两个控制环路：(a) 一个外部电压环路和 (b) 一个内部电流环路。

对于电压环路，如图 95 所示，输出电压会馈入 MCU 的 ADC（表示为 V_{fb} ）。 V_{fb} 与基准电压（表示为 V_{ref} ）进行比较。测得的电压和基准电压之间的误差被馈入补偿器，该补偿器可作为 PID 控制器实现。电压环路的输出用作内部电流环路的基准 (I_{ref})。内部电流环路的补偿器 (G_i) 会比较基准 (I_{ref}) 和实际检测到的电流值 (I_{out})，并利用此误差来根据电流的方向将 PWM 波形的相位调整到超前电桥或滞后电桥。对于恒流充电，电压环路是可选的，或者可以仅用于保护目的。对于恒定功率充电，则需要这两个环路。理论上，相移的限值为 $\pm\pi$ ，但实际实现的相移远小于此限值。

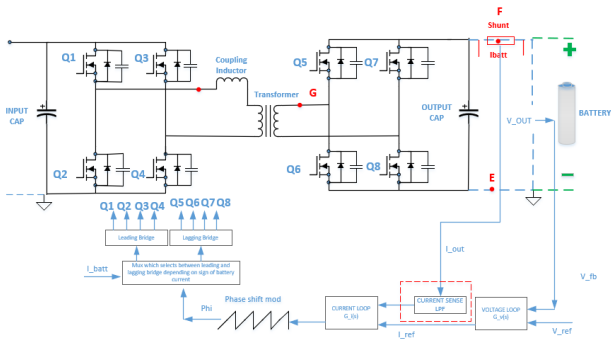


图 95. 具有相移控制功能的双有源电桥 (DAB) 直流/直流转换器的典型控制环路

E、F 点 - 直流/直流级电流检测

本节介绍了直流/直流级的输出电流检测。可以选择将电流传感器放置在电池负极连接点（E 点）或电池正极连接点（F 点），如图 96 所示。从控制环路调节的角度来看，这两个选择是等效的。对于 F 点，电流传感器的电源是高于 VBAT+ 的浮动电源，而对于 E 点，电源可以来自下部栅极驱动器。

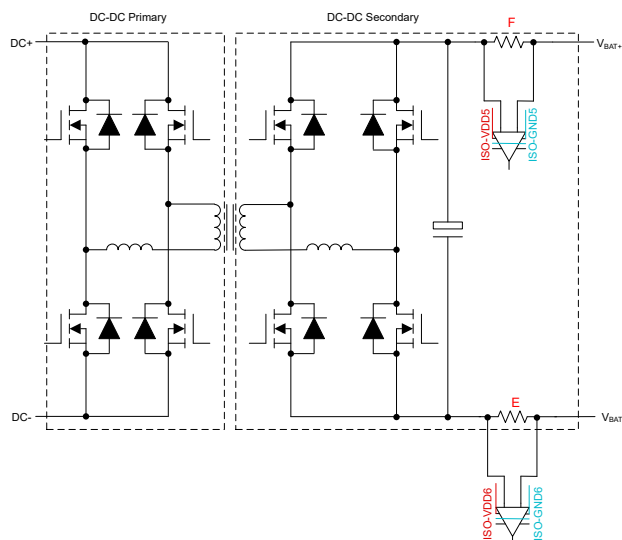


图 96. 电流检测点 E、F

为了评估电流传感器的增益误差、偏移误差和带宽对直流/直流转换器性能的影响，我们使用了图 75 中所示的模型进行仿真。

带宽的影响

在此仿真中，具有相移控制功能的双有源电桥以 100kHz 的开关频率运行，并配置为恒流源输出，向 10Ω 纯阻性负载提供 20A 的固定电流（从而产生 200V 的直流输出，相当于 4kW 负载）。

在 $t_1 = 2\text{ms}$ 时，负载从 10Ω 变为 20Ω。这导致电流立即降至 10A（因为此时电压为 200V）。经过一段时间后，控制回路开始恢复到 20A 的恒定电流，这样会强制输出电压在稳定时增加到 400V 直流（导致负载从 4kW 变为 2kW）。图 97 显示了输出电流的瞬态响应。

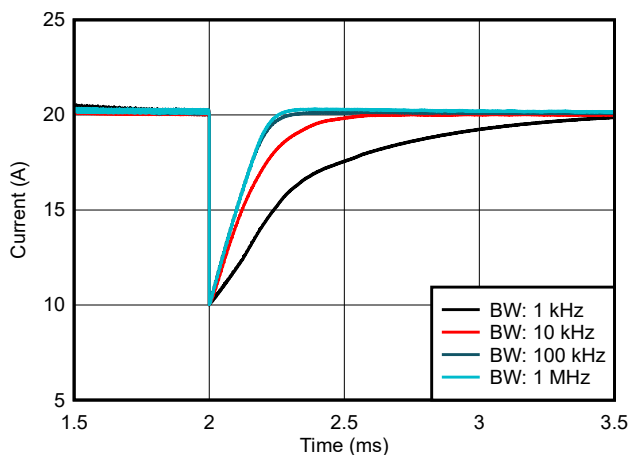


图 97. 直流/直流阶跃负载响应与电流传感器带宽间的关系

图 97 显示了控制环路中不同带宽设置或电流传感器对相同负载阶跃的响应。当电流传感器的带宽仅为 1kHz 时，存在 1.6ms 的长稳定时间。当带宽增加到 10kHz 和 100kHz 时，稳定时间（最终值的 90%）分别下降到 0.6ms 和 0.3ms。进一步增加电流传感器的带宽不会显著改善瞬态响应，因为稳定时间受限于设置为 10kHz 的电流环路控制环路带宽。

总之，对于转换器输出端的任何负载阶跃变化，在 E 点或 F 点放置带宽小于 100kHz 的电流传感器就足以使稳定时间保持在 1ms 以内。

增益误差的影响

电流传感器存在增益误差，该误差可能会影响控制环路的精度。为了研究转换器导通时的稳定时间，我们使用图 75 中的电流传感器模型进行了仿真。传感器的带宽设置为 100kHz，并选择了 0%、1% 和 2% 的增益误差。图 98 显示了这些误差的影响。

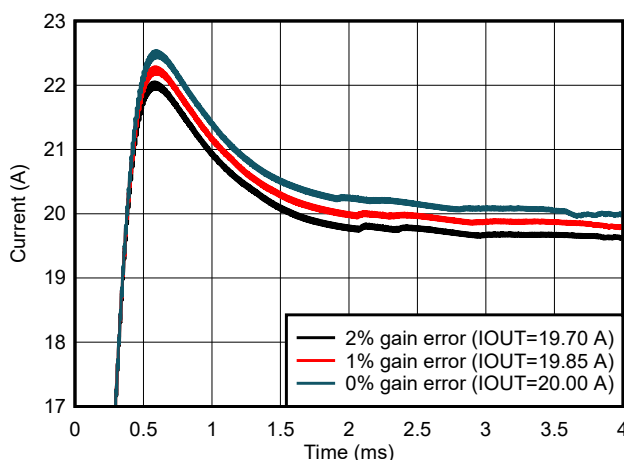


图 98. 稳态输出电流误差与电流传感器增益误差间的关系

负载变化后的稳定时间非常相似，因为传感器的带宽决定了所有情况下的稳定时间，这意味着增益误差对稳定时间的影响不大。但增益误差会影响输出电流稳定到的值。该仿真显示，如果电流传感器的增益误差为 1%，则输出电流处的剩余恒定误差大约比理想的 20A 低 0.66%（约 0.15A）（如果电流传感器的增益误差为 2%，则比理想的 20A 输出电流低约 1.33%，即 0.32A）。

增益误差定义为相对于电流满量程的误差。在我们的示例中，满量程电流为 32A。这意味着对于 20A 电流，产生的增益误差仅为满量程的三分之二（约 0.66%）。对于 2% 的满量程误差，输出电流的剩余误差稳定在约 1.33%。

如果输出电流需要在 1% 的范围内稳定，则电流传感器的满量程增益误差不得超过 1%。

偏移误差的影响

本章研究了直流/直流转换器上的偏移误差。这里假设使用相同的控制环路设置、100kHz 的电流传感器带宽和 0% 的电流传感器增益误差，以进行图 99 所示的稳定时间仿真。偏移误差分别设置为 0%、1% 和 2%。

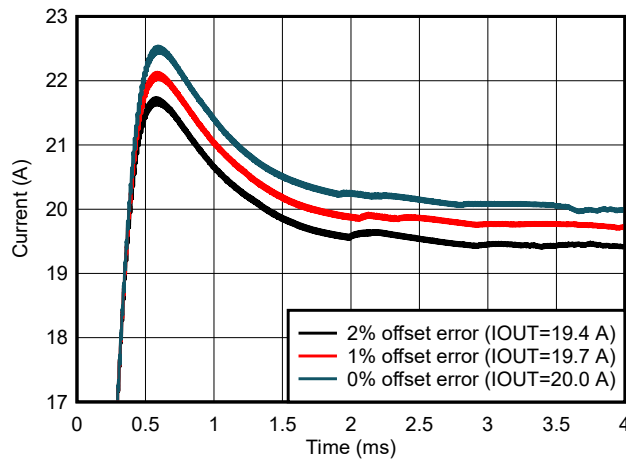


图 99. 稳态输出电流误差与电流传感器偏移误差间的关系

同样，稳定时间不受偏移误差的影响。稳定后的输出电流会受到显著影响。对于 1% 的偏移误差，电流输出会降低 1.5%，即 0.3A（对于 2% 的偏移，输出则存在 3% 或 0.6A 的误差）。

与增益误差一样，偏移误差也是相对于满量程误差来指定的。在我们的示例中，满量程电流为 32A。这意味着当误差为 1% 时，绝对误差为 0.3A（当误差为 2% 时，绝对误差为 0.6A）。仿真表明这些结果是准确的。

与增益误差相对于输出成比例变化不同，偏移误差会以绝对值形式增加到转换器中设置的输出电流。偏移误差可以通过校准消除，或者通过前馈技术进行补偿（将已知的误差添加到输出中）。

总之，只要电流传感器具有足够高的带宽而不限制控制环路带宽，增益和偏移误差都不会影响控制环路的稳定时间。但增益和偏移误差都会影响直流充电器的输出精度。对于表 11 中定义的电动汽车充电器目标规格，这意味着电流传感器需要具有 10kHz 到 100kHz 的带宽，并且总误差（包括增益和偏移）小于 1%。可以使用偏移校准来实现该目标。

G 点 - 直流/直流级谐振回路电流检测

本节详细介绍了开关谐振回路（G 点）的电流检测要求。在谐振 CLLLC 双向隔离式直流/直流转换器中，同步整流需要进行过零检测 (ZCD)，这有助于降低导通损耗并提高系统效率。

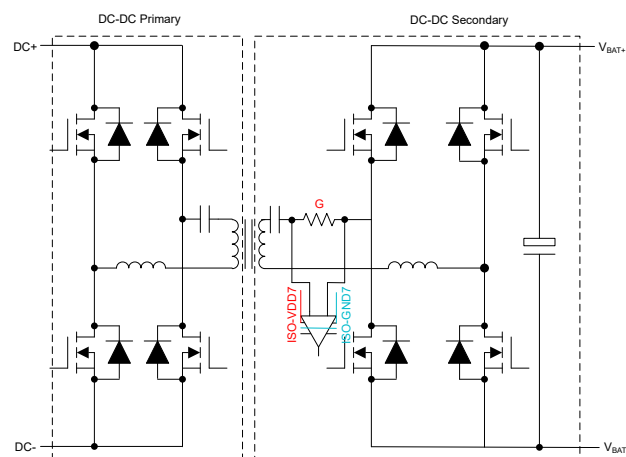


图 100. 在隔离式直流/直流转换器的初级或次级谐振回路处进行电流检测

在图 100 中，两条绿色光标线表示过零和次级侧 FET 导通之间的传播延迟。

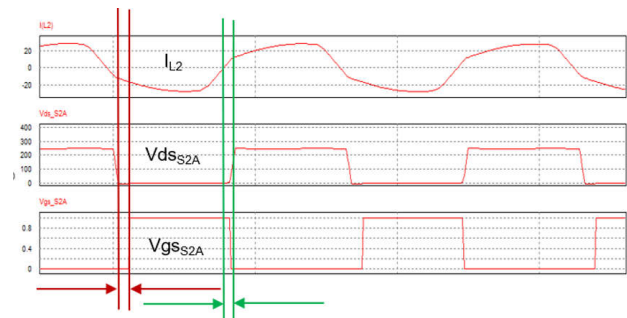


图 101. 过零检测的传播延迟

在 CLLLC 拓扑中，ZCD 电路的先进实现方式是将电流互感器 (CT) 或 Rogowski 线圈与谐振电容器串联在一起放置在初级侧和次级侧。CT 或 Rogowski 线圈方法的典型传播延迟在 100ns 到 200ns 之间。该延迟可能在 CLLLC 拓扑中导致显著损耗，从而对直流/直流转换器的整体效率产生负面影响。假设峰值电流约为 30A、谐振开关频率为 500kHz 且导通延迟为 100ns，则体二极管 FET（正向电压为 4.5V）承载着 9.3A 的电流，直到 FET 导通为止。这导致每个 FET 的峰值能量损耗约为 42W。

图 102 展示了一种替代方法。在该方法中，谐振电容器的电压与微分器电路相结合，以重新生成正弦电流。重新生成的正弦信号由差分到单端 OPA (OPA354) 和快速比较器 (TLV3501) 进一步处理来进行过零检测。

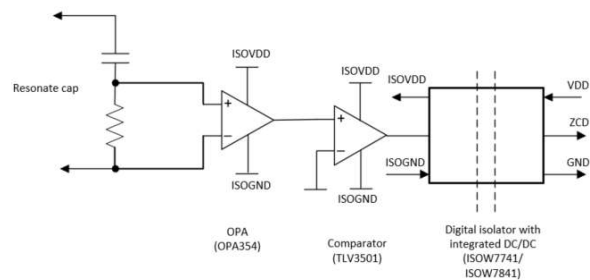


图 102. 采用 ISOW7741、ISOW7841 的 ZCD 电路

过零信号由数字隔离器（ISOW7741 或 ISOW7841）进行隔离。这些数字隔离器集成了隔离式直流/直流转换器，可为 OPA 和比较器器件生成隔离式电源。OPA354、TLV3501 和 ISOW7741 的传播延迟分别为 0.6ns、4.5ns 和 10.7ns，因此整个设计的总传播延迟为 15.8ns，约为 CT 或 Rogowski 线圈方法的十分之一。假设开关频率和峰值电流与之前的示例相同，一个 FET 中的峰值能量损耗可从 42W 降至仅 6.7W（对整体效率产生积极影响）。

检测点 E、F 和 G 汇总以及产品建议

表 14 总结了在 E、F 和 G 点进行电流检测的优缺点。故障保护需要使用智能栅极驱动器来处理，电流传感器无法足够快地进行检测。采用图 102 中所示的新型 ZCD 可以显著改善功率损耗。

表 14. 在 E、F 和 G 点处进行电流检测的优缺点

	E	F	G
精确的电流输出调节	(+)	(+)	(-)
过流故障保护	(-)	(-)	(+)
轻松供电	(+)	(-) ⁽¹⁾	(-)
ZCD	不适用	不适用	(+)

(1) F 点需要高于 VOUT + 的浮动电源

表 15. 适合在 E、F 和 G 点进行电流检测的产品

电流检测点	注释和挑战	隔离电源电压	最小带宽	最大延迟	CMTI	最小精度	产品 (ISO-)AMP ISO-ADC
E	负支路电流和故障检测	来自下部栅极驱动器	> 10kHz	–	低	< 1%	AMC1302 AMC1306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx
F	正支路电流和故障检测	需要高于 OUT+ 的浮动电源	> 10kHz	–	低	< 1%	AMC3302 AMC3306M05 AMC23Cxx AMC22Cxx
G	对于 ZCD	来自上部栅极驱动器	> 1MHz	< 200ns	高	–	OPA354 TLV3501 ISOW7841 ISOW7741

结语

带宽、增益和偏移误差等电流传感器参数会对直流充电站中电源转换系统的控制环路调节性能产生显著影响。

本应用手册分别针对交流/直流级和直流/直流级进行了系统仿真，并根据不同的功能定义了电流传感器的最低要求。本文档中的结果表明，在直流充电站中，基于分流器的设计不仅可以匹配所有测量点，甚至提供更高的性能，并且功耗较低。然而，在直流/直流转换器的开关节点，当需要实现低延迟过零电流检测时，基于分流器的电流检测存在一些挑战。因此，我们提出了一种检测电流过零的替代方法。

总之，本应用手册中采用的方法不仅适用于 11kW 系统，而且还可以扩展到更高的功率，从而为电流传感器的选择提供了适当的指导。

参考资料

- 德州仪器 (TI), [AMC1302 ±50mV 输入、增强型隔离精密放大器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [AMC1306x 具有高 CMTI 的小型、高精度、增强型隔离式 Δ-Σ 调制器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [AMC3302 具有集成式直流/直流转换器的高精度、±50mV 输入、增强型隔离式放大器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [AMC3306M05 具有集成直流/直流转换器的高精度、±50mV 输入增强型隔离式 Δ-Σ 调制器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [ISOW784x 具有集成式高效低发射直流/直流转换器的高性能 5000VRMS 增强型四通道数字隔离器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [ISOW774x 具有集成式低发射、低噪声直流/直流转换器的四通道数字隔离器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [电源的传导 EMI 规格概述](#) 营销白皮书
- 德州仪器 (TI), [TIDA-01606 10kW 双向三相三级 \(T 型\) 逆变器和 PFC](#) 参考设计
- 德州仪器 (TI), [TIDA-010210 基于 GaN 的 11kW 双向三相 ANPC](#) 参考设计
- 德州仪器 (TI), [TIDA-010054 适用于 3 级电动汽车充电站的双向双有源电桥](#) 参考设计
- 德州仪器 (TI), [适用于三相并网应用并采用 C2000™ 微控制器的软件锁相环设计](#) 应用手册
- [适用于低开关频率转换器的多速率谐波补偿控制方案、建模和分析](#)

在电机驱动器中使用隔离比较器进行故障检测

引言

电机驱动是一种电气系统，可为电机提供变频输出，以驱动工业负载（如供暖和空调、通风、泵、压缩机和电梯）以及工厂自动化负载（如传送带、采矿和造纸厂设备）。

工业环境中的电机驱动会遇到高温和高湿、交流电源线波动和机械过载等条件。用户要求更高的效率和可靠性。绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 等功率半导体器件的开关速度不断提高，更多地采用宽带隙技术，如碳化硅 (SiC) 和氮化镓 (GaN)，可实现更快的开关速度。鉴于对更高开关速度和更高系统可靠性的需求日益增加，现代电机驱动系统必须同时检测和防止多个故障事件，以更大限度地减少工业设备停机时间。

在本文中，我将讨论不同故障事件的优先级及其产生的影响，以及如何检测它们以防止损坏电机驱动电路。

电机驱动器简介

如图 103 所示，电机驱动系统从交流电源获取电力，将其整流为直流电压，然后通过复杂的反馈控制算法根据负载需求将直流电压转换回具有可变幅度和频率的交流电压。

电机驱动系统通常具有两个电压域：“高压”域和“低压”域。微控制器或数字信号处理器，通常位于低压域，接收来自三相 IGBT 功率级的反馈信号（电压、电流、温度等），并生成用于控制功率开关晶体管和其他高侧电源电路的脉宽调制信号。此类系统需要实现弹性且可靠的电隔离，以将高压电路与低压电路隔离开来。隔离架构可实现电机驱动系统的可靠运行，通过断开高压和低压电路之间的接地回路来防止成本高昂的电路受损，并帮助保护操作人员免受高压影响。

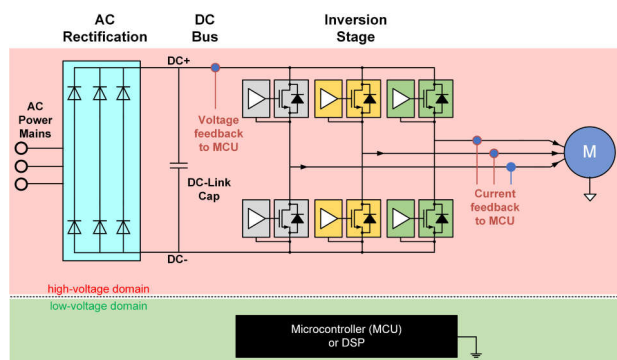


图 103. 交流输入电机驱动的方框图

了解电机驱动器中的故障事件

电机驱动器容易出现多种电气故障事件。如图 104 所示，当相邻的功率开关晶体管 1 和 2 同时意外导通时，会发生击穿故障。发生此故障的原因有多种：电磁干扰、控制开关晶体管的微控制器出现故障，或者只是开关晶体管磨损。此故障会使直流链路电容器短路，并可能导致灾难性故障，从而导致过热、火灾甚至爆炸。因此，必须检测击穿故障并采取纠正措施，例如非常快速地关断功率开关晶体管。

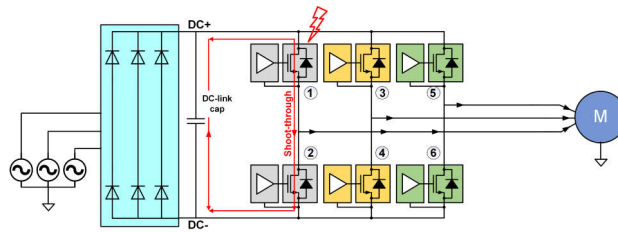


图 104. 电机驱动器中的击穿故障。

如图 105 所示，当电机电缆、电机外壳或电机绕组接地短路时，就会发生接地故障。这种接地短路可能是由于长时间的温度或电压过应力条件导致绝缘中的电介质强度下降而发生的。旧电机和电缆更容易受到接地故障事件的影响，这会使操作人员面临触电风险。因此，接地故障需要检测和纠正措施，例如重绕或更换电机。

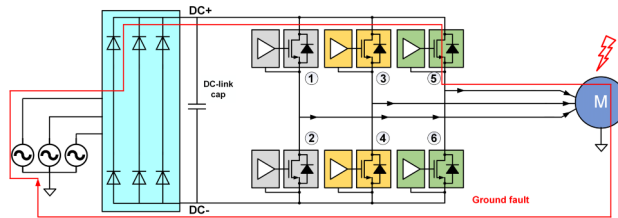


图 105. 电机驱动器中的接地故障。

如图 106 所示，当定子两相的两个绕组之间出现绝缘击穿时，就会发生相间短路故障。此类相间短路可能是由于长时间的温度或电压过应力条件导致绝缘中的电介质强度下降而发生的。这种短路会导致定子电流大幅增加，从而可能损坏功率级中的 IGBT。旧电机和电缆更容易受到相间短路的影响。和接地故障一样，需要对相间故障进行检测并采取纠正措施，例如重绕或更换电机。

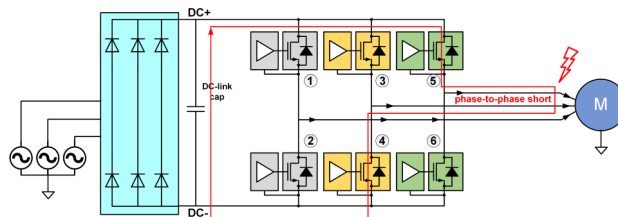


图 106. 电机驱动器中的相间短路。

发生过压的原因有多种：断开期间从电机到直流链路导轨的反向注入、交流电源异常电路负载的调节不良、接线错误和绝缘故障。过压会导致电压过应力和电流过大，从而损坏直流链路电容器和 IGBT，降低电气绝缘性能，并缩短电机驱动系统的使用寿命。通过中断或减少击穿、接地故障和相间短路以及避免瞬态过压情况来限制经由 IGBT 的热能非常重要。

在电机驱动器中实现可靠的检测和保护

设计人员必须采用多级可靠检测和保护，以防止损坏电机驱动电路。IGBT 等功率开关晶体管的耐受时间相对较短（小于 10μs），并且会迅速过热并因电流过大而损坏。

限流保险丝和断路器提供出色的过流保护，但反应时间较短且需要用户干预。在故障事件期间，它们通常是用于保护的最后补救手段。

为了进行检测并快速保护电机驱动器免受这些故障条件的影响，专门制定了一种解决方案，可用于检测电机驱动器内关键电气路径的电流和电压。测得的电流和电压由主微控制器接收，后者用于控制高侧电源电路，例如电源开关晶体管和断路器。为了抑制过流或过压故障，主机微控制器要么关闭或修改功率晶体管的开关特性，要么使断路器跳闸。

图 107 展示了德州仪器 (TI) **AMC23C14** 系列低延迟增强型隔离式比较器在短路电流、过流、欠流、过压、欠压和过热故障检测场景中的应用。这些器件集成了可调节的比较器阈值功能，包括用于电源的高侧低压差稳压器，采用 8 引脚小外形集成电路封装，具有低于 $0.5\mu\text{s}$ 的响应时间。

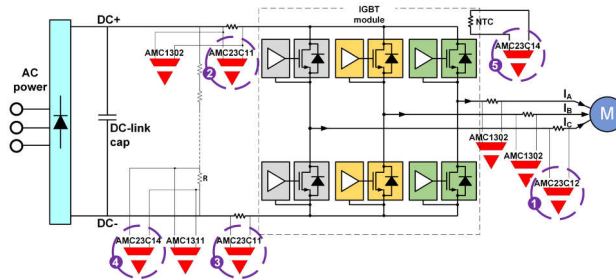


图 107. 电机驱动器中的超快故障检测。

接下来，将回顾 **AMC23C14** 系列隔离式比较器在电机驱动器中的几个用例。

用例 1: 双向同相过流检测

图 108 展示了 **AMC23C12** 如何用于双向同相过流检测。

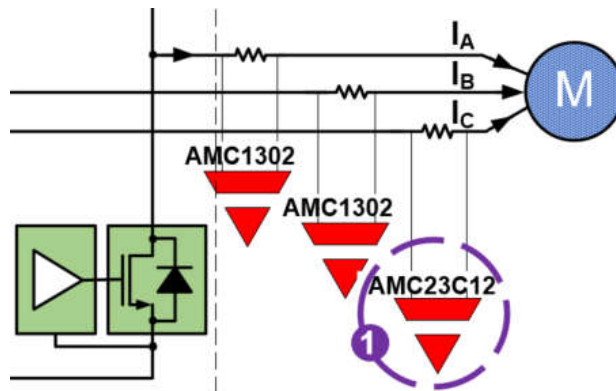


图 108. 双向同相过流检测。

在完全可正常工作的三相交流电机驱动系统中，流向交流电机的三相电流之和应为零，无论制动或运行条件如何（即 $I_A + I_B + I_C = 0$ ）。

根据测得的两相电流计算中低端电机驱动器的第三相电流有助于降低成本。我建议监测第三相的电流以检测任何可能发生的电气故障事件。虽然您可以将电流传感器放置在带有隔离放大器或隔离调制器的第三相上，但您也可以使用增强型隔离窗口比较器 **AMC23C12** 来实现简单性、成本效益和满足需要的解决方案尺寸。AMC23C12 通过集成窗口比较器提供双向过流检测。

如图 108 的位置 1 所示，分流电阻器会产生一个电压降，而 AMC23C12 增强型窗口比较器可感测该电压降。AMC23C12 具有开漏输出 OUT，当输入电压超过基准引脚上电压的预定义阈值时，它会主动拉至低电平以进行过流检测。图 109 显示了一个过流事件输出波形。

对于过流和短路检测，您可以使用 AMC23C14 双窗口比较器。

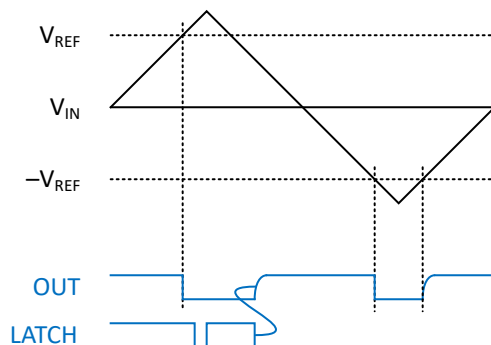


图 109. AMC23C12 输出波形。

用例 2: DC+ 过流检测

如图 110 的位置 2 所示，AMC23C11 非常适合 DC+ 过流检测。

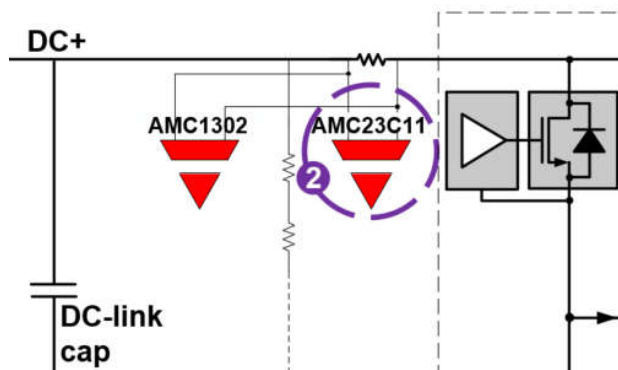


图 110. DC+ 过流检测。

图 111 显示了一个过流事件输出波形。与 AMC23C12 一样，AMC23C11 具有开漏输出 OUT，当输入电压超过基准引脚上电压的预定义阈值时，它会主动拉至低电平。AMC23C11 还支持具有 LATCH 输入引脚的锁存模式，该引脚仅在锁存器清除后才清除输出。如果需要同时进行过流和短路检测，可以使用 AMC23C14 分别设置过流和短路检测的两个阈值电平。

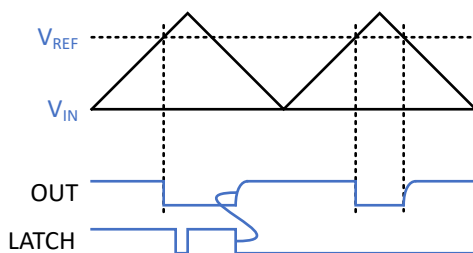


图 111. AMC23C11 输出波形。

用例 3: DC- 过流和短路检测

与用例 2 中介绍的细节类似，您也可以使用 AMC23C11 来检测直流线路上的过流情况。如果需要同时检测过流和短路，可以使用 AMC23C14 分别设置过流和短路检测的两个阈值电平。

用例 4: 直流链路 (DC+ 到 DC-) 过压和欠压检测

直流链路电压应处于可确保电机驱动器正常运行的规定范围内。AMC23C14 是检测过压和欠压情况的理想之选。

如图 112 的位置 4 所示，电阻分压器网络的底部电阻会产生一个电压降，该电压降由 AMC23C14 双增强型窗口比较器进行检测。

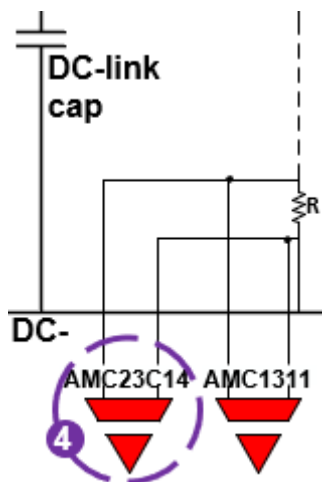


图 112. 直流链路过压和欠压检测。

AMC23C14 具有两个开漏输出，OUT1 和 OUT2，为每个窗口比较器分配一个。当输入电压超过基准引脚电压的预定义阈值时，OUT1 会主动拉至低电平，以进行欠压检测。当输入电压超过由内部 300mV 基准定义的阈值时，OUT2 会主动拉至低电平，以进行过压检测。图 113 显示了用于过压和欠压事件的 OUT1 和 OUT2 输出。如果您只需要进行过压检测，可以使用 AMC23C11。

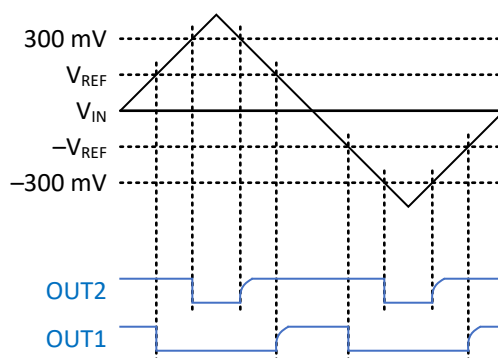


图 113. AMC23C14 输出波形。

用例 5: IGBT 模块过热检测

如图 114 所示，负温度系数热敏电阻 (NTC) 通常放置在 IGBT 模块内部，用于检测长期过载情况。这些 NTC 端子路由至主电源板，其中 AMC23C14 可用于过热检测。

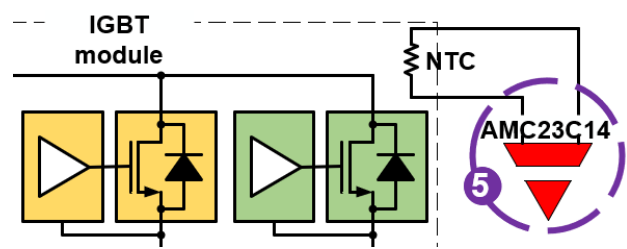


图 114. IGBT 模块过热检测。

图 115 显示了过热事件的输出波形，在该波形中，当输入电压超过内部 300mV 基准定义的阈值时，OUT2 会拉至高电平。AMC23C14 的基准引脚连接到可以偏置 NTC 的 100μA 电流源。

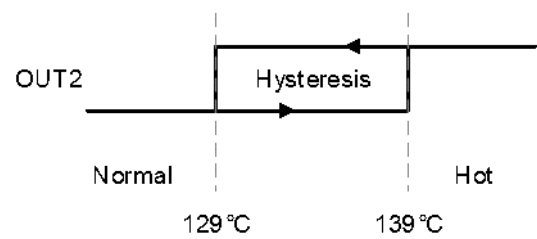


图 115. AMC23C14 输出波形。

随着提高系统可靠性和采用更快的开关器件的需求激增，AMC23C14 系列低延迟增强型隔离式比较器解决了电机驱动器中准确和快速检测的关键需求

在电机驱动器的 UCC23513 光兼容隔离式栅极驱动器中实现分立式 DESAT

摘要

增强型隔离式栅极驱动器是工业电机驱动器三相逆变器中的关键元件，DESAT 是在这些应用中提供过流保护 (OCP) 或短路保护 (SCP) 的常用方法。本应用手册介绍了一种基于 6 引脚光兼容、增强型隔离式栅极驱动器 UCC23513 的成本优化型小尺寸设计，该设计使用隔离式比较器 AMC23C11 实现了分立式 DESAT。与具有集成 DESAT 保护的 16 引脚封装智能栅极驱动器相比，这种组合实现了更小的 PCB 尺寸和更低的成本，并有助于提高紧凑型电机驱动应用的灵活性。该设计还可在配置 DESAT 功能的应用参数方面保持灵活性。

引言

在电机驱动器的三相逆变器中，OCP 和 SCP 非常重要，可以保护系统，避免因异常运行条件而造成损坏。通常通过检测流经负直流总线或三个低侧开关的电流来实施基于分流器的系统级 OCP 或 SCP；尤其是在外形尺寸和系统成本至关重要的许多低功率、紧凑型型号中。这些保护对常见的桥臂击穿和相间短路故障模式有效。但是，当故障电流流经高侧开关时，这两种保护都无法检测到接地短路，如图 116 所示。栅极驱动器上的 DESAT 功能有助于保护电源开关，防止受到此故障的影响。事实上，器件级 DESAT 保护对三相逆变器中的所有这些故障模式都有效，因此已广泛应用于许多高功率、高性能型号中。

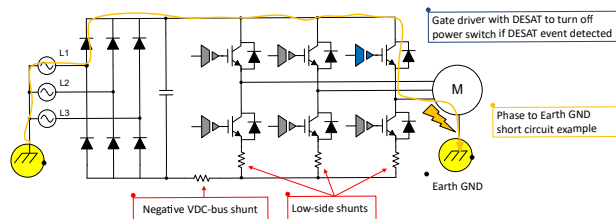


图 116. 三相逆变器中由于接地故障导致的短路

许多工业电机驱动器还具有再生制动开关，可将电流分流到负 VDC- 总线，并在再生制动运行期间电压过高时对大容量电容器放电。通常，此制动电阻器需要在外部安装，然后通过驱动器上的特定端子连接到系统。如果用户在连接此电阻器时发生错误，或者错误地使用了电阻非常低的电阻器，则在系统控制器启动制动操作后会发生过流故障，如图 117 所示。在这种情况下，栅极驱动器上的 DESAT 功能可以检测到问题并及时保护电源开关。

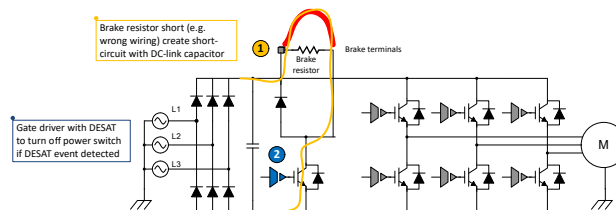


图 117. 外部制动电阻器端子误接线导致的短路

保护系统免受这些故障影响的典型方法是使用具有 DESAT 功能的隔离式智能栅极驱动器，例如具有 CMOS 输入的 UCC21750 增强型隔离式栅极驱动器。如图 118 所示，DESAT 引脚会在 IGBT 导通时监测 V_{CE} 的压降。此压降上升并达到设定的阈值（这表示发生过流或短路情况）后，栅极驱动器的输出会立即下拉至低电平，并激活故障输出，以便向系统控制器报告故障信息。

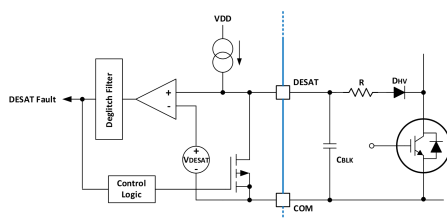


图 118. 具有集成 DESAT 保护功能的 UCC21750

具有集成 DESAT 的隔离式栅极驱动器的系统挑战

具有集成式 DESAT 功能的增强型、隔离式智能栅极驱动器通常采用 16 引脚 SOIC 封装，其物理尺寸比没有 DESAT 功能且采用扩展型 SO-6 封装的紧凑型栅极驱动器要大得多，如图 119 所示。考虑在电源逆变器 PCB 上放置六个此类三相逆变器器件，封装长度将相应地增加。使用更短长度紧凑型器件的设计在 PCB 尺寸方面具有优势。即使是再生制动电源开关，尺寸较小的栅极驱动器也有助于显著减小应用布局面积。但是，出于应用电路简易性和成本原因，此类栅极驱动器会牺牲过流保护功能。

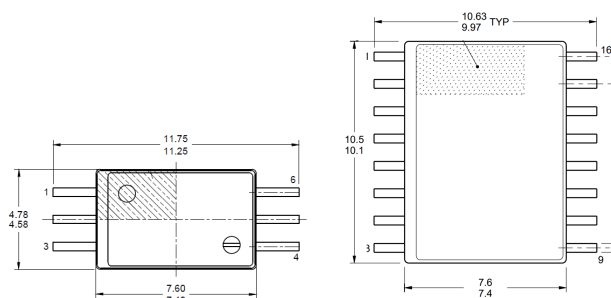


图 119. 封装尺寸比较: SO-6 与 SOIC-16

另一种方法是使用尺寸更小但不带 DESAT 功能的紧凑型栅极驱动器，并使用隔离式比较器以分立方式实现 DESAT 功能。

对于仅在三个低侧开关或三个高侧开关上需要 DESAT 功能的电路配置，这种分立式 DESAT 设计让全部六个开关可以使用同一个 6 引脚增强型、隔离式栅极驱动器；因此应避免在一个应用系统中混用简单栅极驱动器与智能栅极驱动器。可以分别向低侧或高侧栅极驱动器添加外部 DESAT 功能。这种分立式 DESAT 实现方案增加了应用设计的灵活性，可以配置 DESAT 电压、DESAT 偏置电流、DESAT 检测消隐时间和 DESAT 输出抗尖峰脉冲滤波的参数，因而有助于提高对 PWM 开关噪声的抗扰度。

使用 UCC23513 和 AMC23C11 的系统方法

UCC23513 是一款 4A 拉电流、5A 灌电流、5.7kV_{RMS} 增强型、隔离式、光兼容、单通道栅极驱动器。AMC23C11 是一款具有可调阈值和锁存功能的快速响应、增强型、隔离式比较器。同时使用这两个器件，我们可以在紧凑型栅极驱动器上实现外部 DESAT，并保持具有增强型隔离的小型电路。

系统概述和主要规格

图 120 显示了建议电路的简化方框图。在这里，我们使用 IGBT 作为电源开关；并且该设计也适用于功率 MOSFET，但做了一些微小的更改。

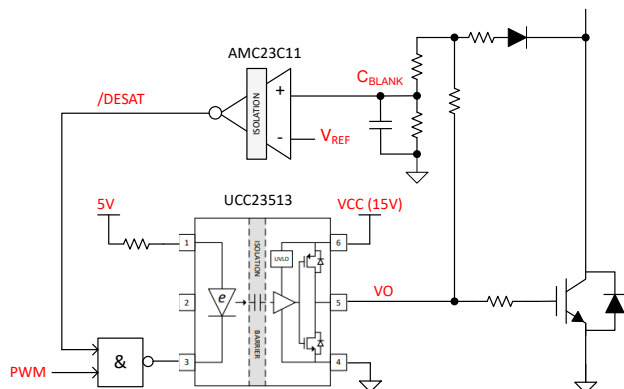


图 120. 简化的系统框图

与非门用于实现一项功能，以便仅在 PWM 输入为高电平时监控 V_{CE} 。检测的 V_{CE} 超过 DESAT 阈值 V_{REF} 后，此芯片会禁用栅极驱动器的输入。表 16 显示了应用电路的关键参数。

表 16. 此设计的关键系统参数

参数	值	注释
增强型、隔离式栅极驱动器	UCC23513 或 UCC23511 ⁽¹⁾	6 引脚 DWY (SO-6) 封装, 请参阅图 2-1。 支持 8V UVLO 的 B 版本。
隔离式栅极驱动电源, VDD	+15V (IGBT), +12V (FET)	单极电源
DESAT V_{CE} 阈值电压, $V_{CE(DESAT)}$	8.0 V	可配置。 请参阅第 3.2.2 节。
DESAT 偏置电流: $i_{BIAS(DESAT)}$	5.5 mA	可配置。 请参阅第 3.2.2 节。
DESAT 消隐滤波器时间常数, t_{BLANK}	0.8 μ s	对 $V_{CE(SAT)}=12.5V$ 有效。可配置。 请参阅第 3.2.3 节中的公式 8 和表 3-2。
DESAT 抗尖峰脉冲滤波器 延迟, $t_{DEGLITCH}$	0.2 μ s	可配置。 请参阅第 3.2.3 节中的公式 10。
支持复位的 DESAT 锁存	启用	可以禁用。
DESAT 反应时间 ⁽²⁾	约 1.1 μ s 至 1.6 μ s	默认配置。 请参阅测试结果。
不带连接器的 PCB 尺寸	26 mm x 8.4 mm	

备注

(1) UCC23511 是一款与 UCC23513 采用相同封装的 1.5A 拉电流、2A 灌电流器件。

(2) 在本应用手册中，为了对保护过程进行清晰简明的描述，我们使用“DESAT 反应时间”来表示从检测的电源开关电流达到设定触发水平到电流因 DESAT 保护而开始下降的时间段。

UCC2351x 系列可用于驱动 IGBT、SiC 或 MOSFET 电源开关。UCC23511 和 UCC23513 都采用 7.50mm x 4.68mm 的扩展型 SO-6 封装尺寸，爬电距离和间隙大于 8.5mm。与基于光耦合器的标准栅极驱动器相比，这两款器件在保持引脚对引

脚兼容性的同时，显著提高了性能和可靠性。其性能优势包括高 CMTI、低传播延迟和小脉冲宽度失真。输入级是仿真二极管，这与传统 LED 相比，具有长期可靠性和出色的老化特性。

AMC23C11 隔离式比较器采用 8 引脚宽体 SOIC 封装，封装尺寸为 5.85mm×7.50mm。该器件将 VIN 引脚上的输入电压与阈值进行比较，可在 20mV 至 2V 之间进行调节，并通过内部 100μA 基准电流和外部电阻器来设置。当输入电压 VIN 大于基准值 VREF 时，开漏输出主动拉至低电平。当 VIN 降至跳变阈值以下时，器件的行为由 LATCH 引脚确定：

- 当 LATCH 引脚拉至低电平时，器件会设置为透明模式，从而允许输出状态发生变化并跟随输入信号相对于跳变阈值的情况。
- 当 LATCH 引脚拉至高电平时，器件设置为锁存模式。检测到超出范围状况之后，OUT 引脚会拉至低电平并锁存，直至将 LATCH 引脚拉至低电平，持续至少 4μs，以便解除此锁存。

AMC23C11 中的隔离栅对电磁干扰具有很高的抗扰性，并经过认证，可提供高达 5kV_{RMS} 的增强型电隔离。

原理图设计

图 121 显示了使用 15V 单极电源来驱动 IGBT 的设计原理图。通过一些微小的更改，此设计可以适用于功率 MOSFET 驱动或双极电源应用的 12V 电源设计。有关更多详细信息，请参阅参考设计 [TIDA-00448](#)。

电阻器 R9 至 R14 和高压二极管 D1 用于检测导通期间 IGBT 的实际 V_{CE} ，并根据隔离式比较器 AMC23C11 的基准电压 VREF 对其进行调整。R10 和 R11 并联来分散功率损耗。

与 R14 并联的电容器 C14 会设置消隐时间，以避免 IGBT 导通期间出现误触发。添加了 5.1V 齐纳二极管 D2 选项，用于抑制可能因 IGBT 开关而引起的高压尖峰。请注意，D2 的内部电容将与 C14 并联，并影响消隐时间。在我们的测试中，我们没有组装此 D2。建议使用具有低内部电容的快速开关二极管 D1，以避免误触发 DESAT 并尽可能缩短所需的消隐时间。

低压侧使用 3.3V 电源来直接连接 C2000™ 和 Sitara MCU 等常用 MCU 的 I/O 电平。在 LATCH 未激活的情况下，R6 和 C11 为比较器的输出设置抗尖峰脉冲延迟（默认值为 0.2μs）。

电路原理图

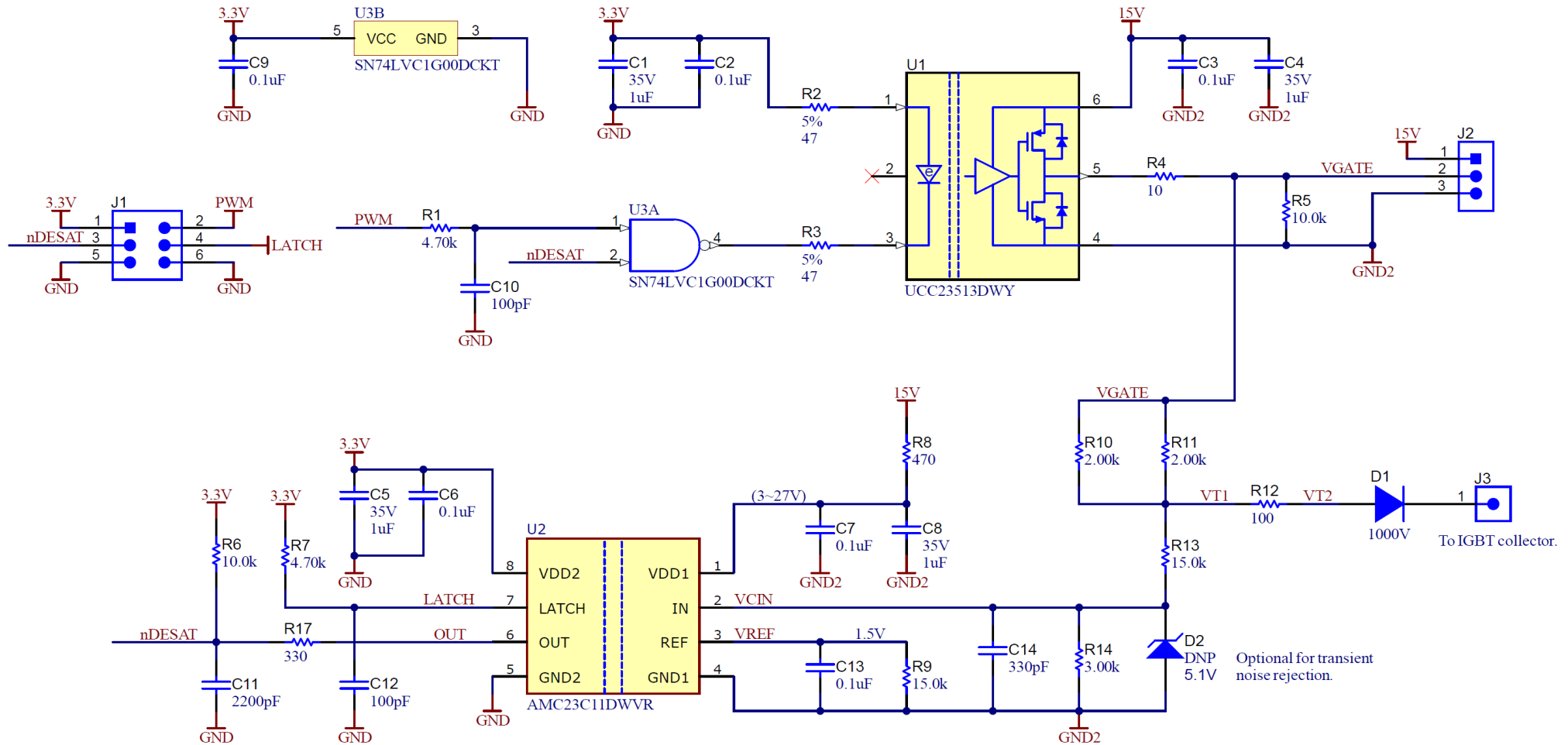


图 121. 建议电路的原理图

配置 $V_{CE(DESAT)}$ 阈值和 DESAT 偏置电流

电阻器 R9 至 R14 可用于调节 $V_{CE(DESAT)}$ 阈值和 DESAT 偏置电流 $I_{BIAS(DESAT)}$ 。以下公式经过简化，可用于快速估算不同 DESAT 阈值和 DESAT 偏置电流配置下的相应值。

隔离比较器 AMC23C11 具有基准电压 V_{REF} ，该电压由内部 100 μ A 电流源和外部电阻器 R9 来设置。根据**方程式 49** 计算 R9 阻值，在此设计中将 V_{REF} 设置为 1.5V。在这里选择 1.5V，以便使 AMC23C11 在高迟滞模式下运行^[1]。

$$R9 = \frac{V_{REF}}{100 \mu A} = 15 \text{ k}\Omega \quad (49)$$

R10 和 R11 确定 DESAT 偏置电流，根据**方程式 50** 计算得出：

$$R10 = R11 = 2 \times \frac{V_{DD} - V_{CE(DESAT)} - V_{FW(D1)} - R12 \times i_{BIAS(DESAT)}}{i_{BIAS(DESAT)} + i_{R13R14(DESAT)}} \quad (50)$$

Here:

- V_{DD} 是 UCC23513 的电源电压；在本例中为 15V，用于 IGBT 驱动；
- $V_{CE(DESAT)}$ 是期望的 DESAT 阈值；在本设计中默认为 8V；
- $V_{FW(D1)}$ 是高压二极管 D1 的正向电压；假设为 0.5V；
- R12 通常设置为 100 Ω ^[9]；
- $i_{R13R14(DESAT)}$ 是流经 R13 和 R14 的电流。设为 0.5mA。设置得较低可能会降低抗噪性。
- $i_{BIAS(DESAT)}$ 是 IGBT 的 V_{CE} 达到 $V_{CE(DESAT)}$ 时的 DESAT 偏置电流。在此设计中设置为 5.5mA。

因此，对于此设计，R10 和 R11 可以计算为 2k Ω 。

正常 IGBT 运行时需要选择 R10 和 R11 的额定功率，此时 $V_{CE(DESAT)}$ 明显较小。假设 $R12 \ll R10$ ，根据**方程式 51** 计算简化的最大功率损耗：

$$P_{R10, MAX} = P_{R11, MAX} = \frac{(V_{DD} - V_{FW(D1)} - R12 \times i_{BIAS(DESAT)} - V_{CE(SAT)})^2}{R10} \times PWM_{DUTY, MAX} \quad (51)$$

在表 3-1 的默认设置下且典型 $V_{CE(SAT)}$ 为 1.5V 时，即使在 1000% PWM 占空比下， $P_{R10(MAX)}$ 和 $P_{R11(MAX)}$ 的最大功率损耗约为 69.8mW。

根据**方程式 52** 和**方程式 53** 计算 R13 和 R14：

$$R13 = \frac{V_{REF}}{i_{R13R14(DESAT)}} \quad (52)$$

$$R14 = \frac{V_{DD} - (i_{BIAS(DESAT)} + i_{R13R14(DESAT)}) \times R10 \div 2}{i_{R13R14(DESAT)}} - R13 \quad (53)$$

代入参数的值，我们可以得到的 R13 为 3k Ω ，R14 为 15k Ω 。

DESAT 消隐时间

为了防止在 IGBT 导通事件时出现误触发，必须监测 DESAT 的消隐时间 t_{BLANK} 。电容器 C14 和电阻器 R10 至 R14 会使 V_{CE} 检测信号延迟到达隔离式比较器的输入 VCIN。通过 C14 的充电时间以及分压器 R13 和 R14 的等效电阻 R_{EQ} 来控制延迟：

$$R_{EQ} \approx R13 // R14 = 3 \text{ k}\Omega // 15 \text{ k}\Omega = 2.5 \text{ k}\Omega \quad (54)$$

选择 330pF 的 C14，则 RC 滤波器的时间常数为：

$$T_{au} = R_{EQ} \times C14 = 2.5 \text{ k}\Omega \times 330 \text{ pF} = 0.82 \text{ }\mu\text{s} \quad (55)$$

实际消隐时间取决于在过流事件中配置的 $V_{CE(DESAT)}$ 稳态阈值与 IGBT 的实际 $V_{CE(SAT)}$ 电压的比率，可根据**方程式 56** 计算其近似值。

$$t_{BLANK} = -\ln\left(1 - \frac{V_{CE(DESAT)}}{V_{CE(SAT)}}\right) \times R_{EQ} \times C14 \quad (56)$$

因此，重要的是根据系统中使用的各个 IGBT 来调整稳态 $V_{CE(DESAT)}$ 阈值和消隐时间常数。请参阅下表，了解在 $V_{CE(DESAT)}$ 稳态阈值默认设置为 8V 时的部分消隐时间值：

表 17. 默认 $V_{CE(DESAT)}$ 设置下的有效消隐时间

IGBT $V_{CE(SAT)}$ [V]	≥ 14.5	12.5	11	10	9	8.5
t_{BLANK} [μs]	0.7	0.9	1.1	1.4	1.9	2.4

小心

由于有效消隐时间会明显大于已配置的消隐时间常数，因此应避免在过流条件下将稳态阈值 $V_{CE(DESAT)}$ 配置得太接近 IGBT 的实际 $V_{CE(SAT)}$ 。

DESAT 抗尖峰脉冲滤波器

R17 和 C11 构成 nDESAT 输出信号的抗尖峰脉冲滤波器，其时间常数为：

$$\tau = 330 \text{ }\Omega \times 2200 \text{ pF} = 726 \text{ ns} \quad (57)$$

如果后面是一个最小低电平输入为 0.8V 的 TTL 逻辑 IC，则抗尖峰脉冲时间仅为 0.2 μs ：

$$t_{DEGLITCH} = -\ln\left(1 - \frac{0.8 \text{ V}}{3.3 \text{ V}}\right) \times \tau = 202 \text{ ns} \quad (58)$$

在这个设计中，考虑到隔离比较器的 OUT 引脚上的内部电阻与 R17 串联，所以测试的抗尖峰脉冲时间大约为 340ns 至 380ns。有关详细信息，请参阅第 4 部分的测试结果。

参考 PCB 布局

在一个四层 PCB 上，为这个电路设计了一个参考布局，其有效区域为 26mm x 8.4mm。

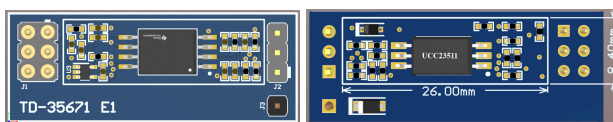


图 122. 示例布局的顶部和底部

通过精心的布局设计，将栅极驱动器和比较器放置在 PCB 的另一侧，与 16 引脚智能栅极驱动器相比，可凭借其更小的封装长度实现更小的外形尺寸。相比之下，ISO5451（采用 SOIC 16 封装具有 CMOS 输入的智能栅极驱动器）的一种典型布局在 PCB 上的有效区域为 20.83mm x 12.95mm^[10]，如图 123 所示，这比图 122 中的 UCC23513 和 AMC23C11 的建议设计增加了约 23.5%。

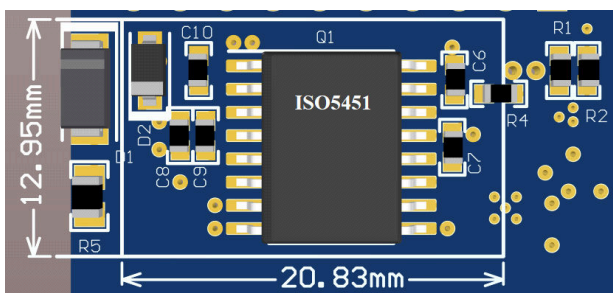


图 123. 智能栅极驱动器 ISO5451 的典型布局

仿真和测试结果

仿真电路和结果

在 PSpice™ for TI 中已经对驱动主动制动电路的低侧 IGBT 的电路进行了仿真。图 124 显示了该仿真的原理图。

因为 ti.com 上尚未提供 AMC23C11 的模型，所以该仿真使用 AMC23C14 的 PSpice™ 仿真模型。对于本应用手册中讨论的 DESAT 实现，可以忽略原理图中连接到 OUT2（引脚 7）的电路，并且 AMC23C14 显示与 AMC23C11 相同的行为，LATCH 输入（引脚 7）连接到低电平。

仿真电路

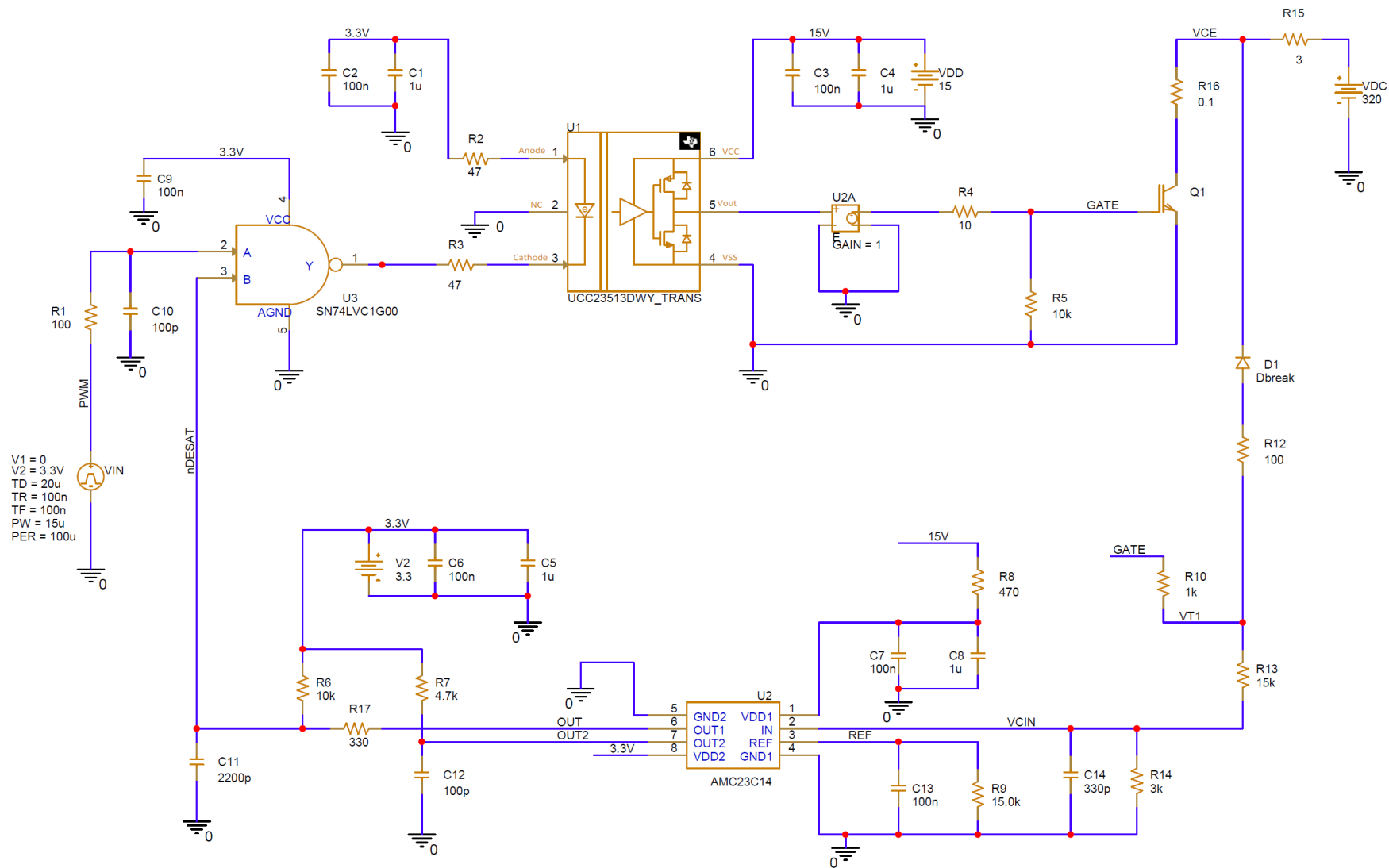


图 124. 仿真电路

仿真结果

在此仿真中，输入 PWM 信号设置为 10kHz，占空比为 15% 的方波。其他条件设置为常见的应用情况。图 125 是对 DESAT 保护情况的仿真结果。

在静态状态下，PWM 输入为低电平，因此与非门输出为高电平。UCC23513 没有输入电流，因此 GATE 上的输出也是低电平。因此，隔离式比较器 AMC23C11 的 VCIN 输入电压拉至零；输出 OUT 和 nDESAT 拉至高电平。

当输入 PWM 信号变为高电平时，只要 nDESAT 仍处于高电平，与非门的输出就会切换为低电平。然后，UCC23513 获得输入电流并在 GATE 上输出高电平。然后 IGBT U4 导通， V_{CE} 下降至 $V_{CE(SAT)}$ 。检测电流从 GATE 流出，经过 R10、R12 和 D1 流向 IGBT U4 的集电极，使 VT1 节点的电压跟随 IGBT 的实际 V_{CE} ，且通过 R13 和 R14 的电阻分压器使 VCIN 电压跟随 VT1 电压。如果 VCIN 未达到 VREF 的阈值，比较器的输出 OUT 和滤波后的输出 nDESAT 将保持高电平。

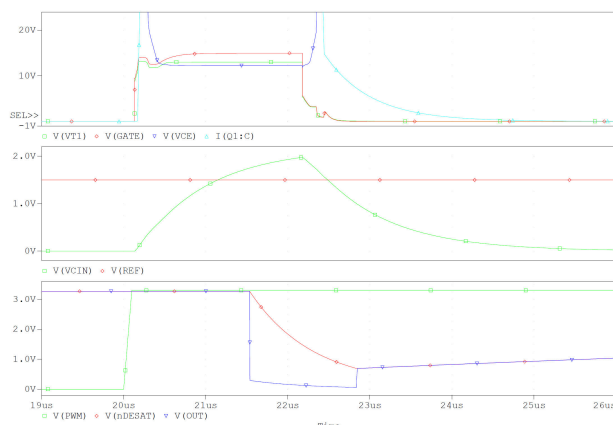


图 125. 触发 DESAT 的仿真结果

对于 DESAT 触发过程，如上图所示，当输入 PWM 信号（底部图中的绿色迹线）变为高电平时，IGBT 的 GATE 电压（顶部图中的红色迹线）很快就会上升，IGBT 的 V_{CE} 检测电压 VT1（顶部图中的绿色迹线）也将上升。然后，比较器的输入 VCIN（中间图中的绿色迹线）将开始上升，以便按比例跟随 VT1 电压。

然后 IGBT 的 V_{CE} （顶部图中的蓝色迹线）开始下降。当 V_{CE} 下降至低于 GATE 电压时，VT1 电压开始跟随 V_{CE} 。

在 VCIN 达到由 VREF（中间图中的红线）设置的 1.5V 触发阈值之前，比较器的输出 OUT（底部图中的蓝色迹线）将保持高电平。VCIN 达到触发电平后，比较器的 OUT 将拉至低电平，其内部传播延迟通常为 240ns。nDESAT 的滤波输出（底部图中的红色迹线）也将开始下降。

作为与非门 U3 的输入，nDESAT 触发 U3 的负向阈值后，栅极驱动器 U1 的输入电流会切断，且输出 GATE 将下拉。因此 IGBT 也会关断，且 V_{CE} 将很快上升。此过程是电路的 DESAT 保护。

当下拉 GATE 时，也会下拉 VT1，且 VCIN 将开始下降。当 VCIN 降至低于比较器输入的阈值时，OUT 将再次上升。AMC23C14 就是这种情况。

当引脚 7（LATCH 输入）连接到低电平时，AMC23C11 的行为与上述过程完全相同。当 LATCH 引脚拉至高电平时，比较器 OUT 引脚上的输出低电平将锁存；直至 LATCH 引脚拉至低电平并持续至少 4μs 来解除锁存状态。

三相 IGBT 逆变器的测试结果

在建议电路的样板上对 DESAT 保护进行了测试。我们测试了两种情形：样板用作 (1) 低侧制动 IGBT 的栅极驱动器，以及 (2) 三相电机驱动逆变器中的高侧开关 IGBT 的栅极驱动器。

制动 IGBT 测试

图 126 显示了低侧制动 IGBT 栅极驱动测试的平台。LAUNCHXL-F28379D 的 C2000™ LaunchPad™ 用作系统控制器来生成一系列 10kHz PWM 脉冲，占空比为 10%（或在每个 100μs 周期内导通时间为 10μs），用以驱动低侧 IGBT。该 LaunchPad 还为 AMC23C11 的 LATCH 输入生成高电平输出，并通过 GPIO 监测 nDESAT 信号。

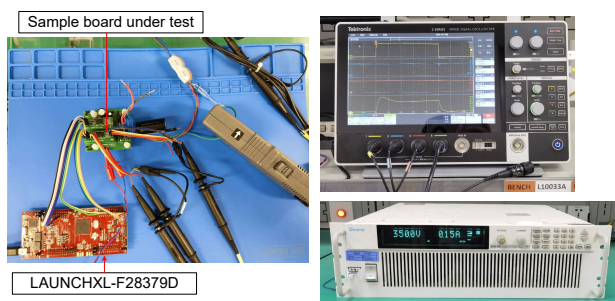


图 126. 低侧驱动测试的平台

要测试 OCP 或 SCP 状况，请使用一个 600V、10A 分立式 IGBT，以及并联两个 1.5Ω、3W 电阻器来模拟制动电阻器。电阻器插入在 IGBT 集电极和 350V DC+ 电源轨之间。图 127 显示了测试结果。

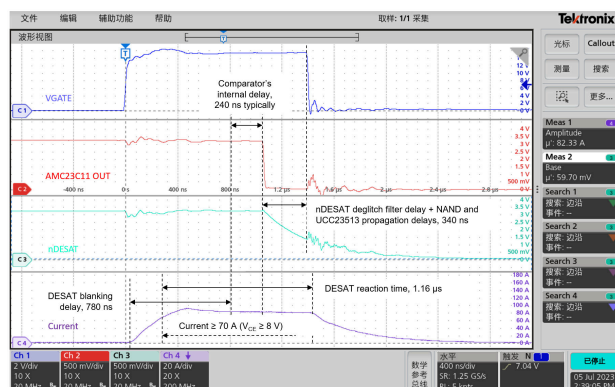


图 127. 低侧驱动测试中的短路保护延迟

在此测试中，导通 IGBT 之后 ($t = 0s$)，集电极电流开始上升，并很快在约 90A ($t = 480ns$) 时达到饱和。根据待测 IGBT 的数据表，当集电极电流达到 70A 时， V_{CE} 将增加到为电路设置的 8V 触发电平。在大约 780ns 的消隐时间后，隔离式比较器 AMC23C11 检测到 DESAT。然后，通常经过 240ns 的内部延迟后，AMC23C11 的 OUT 会切换至低电平 ($t = 1.04\mu s$) 并进行锁存（当 LATCH 设置为高电平时）。在抗尖峰脉冲滤波器经过大约 340ns 的另一次延迟后，与非门 SN74LVC1G00 的输出切换至高电平并切断 USS23513 的输入电流，使栅极驱动器下拉 VGATE ($t = 1.44\mu s$)。DESAT 反应时间（从 IGBT 的电流达到 70A 到 GATE 变为低电平后电流开始下降的时间）仅为大约 1.16μs。

具有相间短路保护功能的三相逆变器的测试结果

在 TI 参考设计 (TIDA-010025) 的三相逆变器平台上进行了测试，用以检查在驱动 ACIM 电机时的相间短路情况。在这些测试中，U 相高侧 IGBT 的栅极驱动器替换为建议电路的样板：

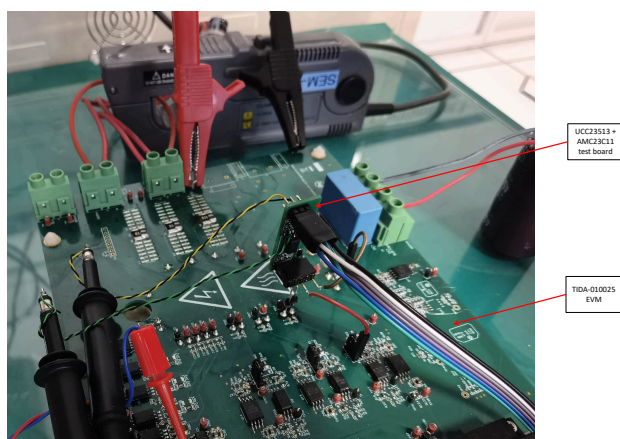


图 128. 运行电机测试的平台

TIDA-010025 参考设计在电源板上有一个 1200V、25A PIM 电源模块，该模块在三相逆变器级集成了六个额定值相同的 IGBT。为准备进行测试，我们首先移除了 U 相高侧 IGBT 的原始栅极驱动电阻器，然后将 VGATE 输出、15V 电源和样板的 VCE 检测端子连接到电源板。为避免参考设计的自身硬件 OCP 功能产生影响，我们在全部三个相位中添加了一个与原始 10mΩ 电阻器并联的 5mΩ 分流电阻器，这样我们可以将 OCP 触发电平提高三倍，达到 72A。在检查 IGBT 的输出特性后，我们还对样板进行了一些更改，以便在 $V_{CE(SAT)}$ 升至 2.5V 时达到 DESAT 阈值，这对应于大约 45A 的集电极电流。在这些测试期间，我们首先使电机（空载）运行到 50rps，然后使用连接到电源板端子的断路器将逆变器的 U 相和 W 相短接。

图 129 是测试结果波形。

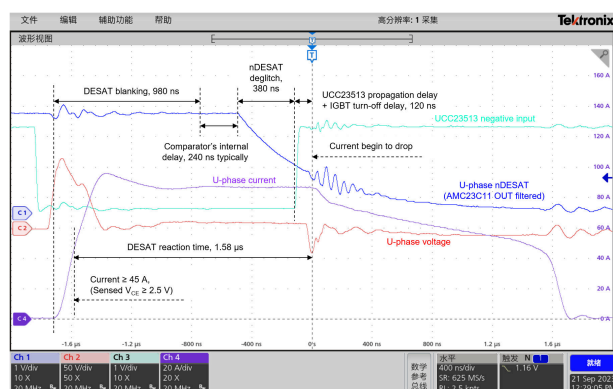


图 129. 运行电机测试中的短路保护延迟

打开断路器后，U 相和 W 相会短接，U 相电流开始快速上升。饱和电流很快达到约 95A 的峰值，然后下降一点点，并稳定在大约 86A。在 980ns 的消隐时间后，AMC23C11 检测到 DESAT 状况。经过另一个通常为 240ns 的内部传播延迟后，输出 OUT 引脚切换为低电平。nDESAT 降至与非门输入的负向阈值并切断 UCC23513 的输入电流大约需要 380ns。栅极驱动器经过大约 120ns 的时间后，IGBT 的电流开始下降。DESAT 反应时间总共约为 1.58μs。

低侧驱动测试的结果有一些差异。两个测试的 IGBT 的特性和应用电路以及 DESAT 阈值调整的差异导致了这些变化。

总结

本应用手册验证了紧凑型、隔离式简单栅极驱动器与隔离式比较器组合实现的 DESAT 保护方案。与具有集成 DESAT 的 16 引脚智能栅极驱动器相比，分立式方法可减小设计尺寸。这种方法还增加了配置 DESAT 功能关键参数（例如阈值、偏置电流、消隐时间和抗尖峰脉冲滤波）的灵活性。分立式方法还提供 DESAT 锁存功能，该功能也可由 MCU 复位。

此概念还可推广到双极栅极驱动器电源，同样适用于低侧和高侧栅极驱动器。有关这些应用的更多详细信息，请参阅 [TIDA-00448](#)。

参考资料

1. 德州仪器 (TI), [AMC23C11: 具有可调阈值和锁存功能的快速响应、增强型隔离式比较器](#)数据表。
2. 德州仪器 (TI), [UCC23513: 4A 拉电流、5A 灌电流、5.7kVRMS 光兼容单通道隔离式栅极驱动器](#)数据表。
3. 德州仪器 (TI), [UCC23511: 1.5A 拉电流、2A 灌电流、5.7kVRMS 光兼容单通道隔离式栅极驱动器](#)数据表。
4. 德州仪器 (TI), [UCC21750: 适用于 SiC/IGBT 并具有主动保护、隔离式模拟检测和高 CMTI 的 10A 拉电流/灌电流增强型隔离式单通道栅极驱动器](#)数据表。
5. 德州仪器 (TI), [AMC23C14: 具有可调节阈值的双路、快速响应、增强型隔离式窗口比较器](#)数据表。
6. 德州仪器 (TI), [ISO5451: 具有有源保护功能的 5.7kVrms、2.5A/5A 单通道隔离式栅极驱动器](#)数据表。
7. 德州仪器 (TI), [PSpice for TI 设计和仿真工具](#)。
8. 德州仪器 (TI), [UCC21750: 如何调整 UCC217xx 和 ISO5x5x 中的 DESAT 检测阈值?](#) 常见问题解答。
9. 德州仪器 (TI), [TIDA-00448: 采用增强型数字隔离器的灵活型高电流 IGBT 栅极驱动器](#)参考设计。
10. 德州仪器 (TI), [TIDA-00638: 具有有源米勒钳位 \(用于光伏逆变器\) 的隔离式栅极驱动器功率级](#)参考设计。
11. 德州仪器 (TI), [TIDA-010025: 适用于 200-480VAC 驱动器且具有光模拟输入栅极驱动器的三相逆变器](#)参考设计。

交流电机驱动器中的隔离式电压检测

引言

汽车和工业终端设备（如 **电机驱动器**、**串式逆变器**和**车载充电器**）在高电压下运行，而人直接碰触到高电压时会发生危险。隔离式电压测量可帮助优化运行，并保护人员安全，避免他们碰到执行某种功能的高压电路。

隔离式放大器专为高性能而设计，用于跨隔离栅传输电压测量数据。隔离式放大器的选型标准包括隔离规格、输入电压范围、精度要求以及高压侧供电方式（通常受应用的测量位置影响）。

本文通过说明如何评估交流电机驱动器终端设备中三种常见的电压测量过程，为选择适当的隔离式放大器提供指导。

第一个标准是要求的隔离规格：[1] 说明了相关的隔离规定。德州仪器 (TI) 的隔离式放大器和调制器通常根据器件级标准，如德国标准化协会 (DIN)、德国电气工程师协会 (VDE) 0884-17、DIN 欧洲标准 (EN) 国际电工委员会 (IEC) 60747-17 和美国保险商实验室 (UL) 1577，经认证列于基础型或增强型隔离等级。有关其他信息，请参阅器件特定数据表和 [2]。

输入电压范围、精度要求和高压侧供电方式的选择取决于应用中电压节点的测量位置。**图 130** 是交流电机驱动器的简化方框图，其中包括用于电压测量的三个常用位置：左边是交流电源，中间是直流链路，右边是电机相位。隔离式放大器精度高且易于使用，很适合用于这类测量。

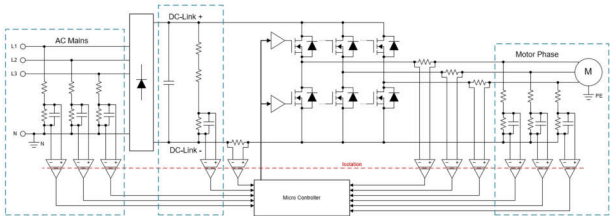


图 130. 交流电机驱动器应用。

如**图 130** 左侧所示，交流电源输入通常作为三相中心接地电源系统，具有 120V_{RMS}/208V_{RMS}（美国）和 230V_{RMS}/400V_{RMS}（欧洲）电压。此电压测量所需的精度通常不高，而且并不是必需的。如果您要测量交流电源，请考虑具有双极高阻抗输入的器件，如 TI 的 **AMC1350** 或 **AMC3330**。在相对于中性点电压测量三相交流电压时，可以将单个隔离式电源用于执行测量的所有三个隔离式放大器。在相间测量三相交流电压时，请考虑使用带有集成直流/直流转换器的器件，以简化设计。**图 131** 显示了相应的 AMC3330 电路图。

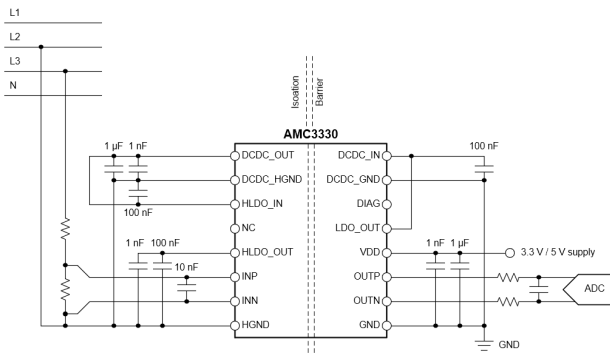


图 131. 具有内部直流/直流转换器的 AMC3330 隔离式放大器。

要计算电机驱动器中的脉宽调制 (PWM) 占空比，通常需要测量**图 130** 中间显示的直流链路电压，且精度为 1% 或以上。

在制动操作期间，直流链路电压增加，需要主动限制此电压，以保护功率级，例如通过启用再生制动提供保护。低延迟测量能够对过压事件更快做出响应，并使系统在更接近其硬件极限的情况下运行，实现更严格的设计裕量和更低的系统成本。直流链路电容通常为几百 μF ，要在维修设备前确定直流链路电容是否已适当放电至安全水平，需要在低电压 ($<100\text{V}$) 下进行准确测量。此外，高分辨率交流纹波测量可以测量连接的交流电源中的相位检测损耗，可能无需进行单独的电网侧相位测量。纹波电压的频率是：在 60Hz 三相电源电压下为 360Hz，或在 50Hz 三相电源电压下为 300Hz，因为有六个半波进行整流。在低负载下（当电机未在旋转时），纹波电压幅度会很低；因此，您可能需使用调制器来进行超高分辨率测量。有关隔离式放大器和隔离式调制器的详细信息，请参阅 [3]。具有单极输入范围的隔离式放大器（如 TI 的 **AMC1351**（0 到 5V 输入范围）或 **AMC1311**（0 到 2V 输入范围））专为直流链路电压测量设计。它们需要以 DC- 为基准的本地电源为高压侧供电，例如图 132 显示的隔离式变压器电路。替代方法是使用带有集成直流/直流转换器的器件，如 AMC3330。

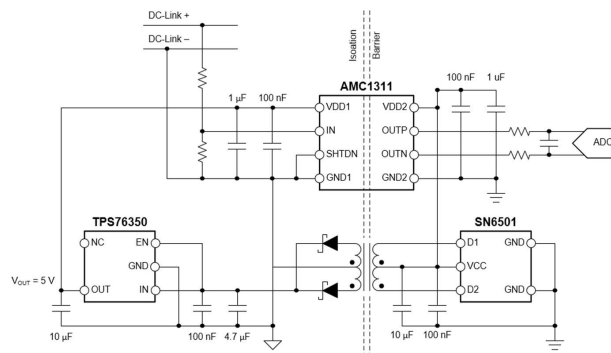


图 132. AMC1311 隔离式放大器与分立式隔离变压器电路。

基于直流链路测量和 PWM 占空比来测量实际相电压而不是估计相电压，能够进一步改进无传感器交流电机驱动器的性能。直接测量相电压可提供更加精确的结果，因为这包括系统中的所有损耗以及 PWM 死区时间失真的影响。一种方法是测量相对于 DC- 轨的所有三个相位，使用三个单极输入隔离式放大器和单个隔离式电源（如图 132 所示）为所有三个隔离式放大器的高侧供电。

节省硬件成本的替代方法是仅测量两个相间电压并计算第三个电压。此方法仅需要两个具有双极输入范围的隔离式放大器，并尽可能减少了固件侧的额外工作。两次测量相对于其中一个相电压进行，这需要通过顶部绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 的高侧栅极驱动器浮动电源为隔离式放大器供电，如图 133 所示。带有内部直流/直流转换器的器件（如 AMC3330）大大简化了电路，可节省更多空间并提高系统效率。

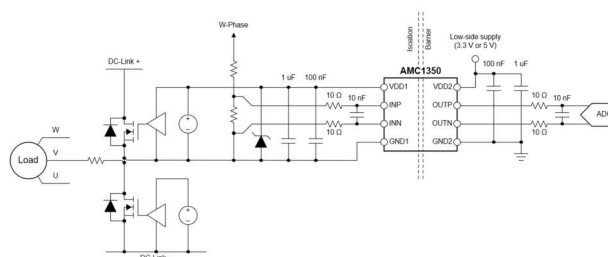


图 133. 带有浮动电源的 AMC1350 隔离式放大器。

对于每种电压测量，电阻分压器必须降低高压节点的电压，以匹配隔离式放大器的输入范围 [4]。在设计电阻分压器电路时，存在三种常见挑战：

- 从隔离式放大器流动到检测电阻的输入偏置电流会产生失调电压误差。

- 检测电阻与隔离式放大器的输入阻抗并联，降低有效检测电阻并产生增益误差。此外，隔离式放大器的输入阻抗由于工艺变化，在器件之间会有 $\pm 20\%$ 的偏差，如果未予说明，会显示为增益误差。
- 电阻分压器和隔离式放大器的输入阻抗都存在温漂。

从 TI 的隔离式电压检测放大器系列中选择具有高输入阻抗且输入偏置电流可忽略不计的器件，可以显著减少攻克上述挑战所需的工作量；不过，可以使用具有输入偏置电流的低输入阻抗隔离式放大器来设计高精度电压测量电路 [5]。

具有较宽输入范围的隔离式放大器对于输入噪声的敏感度较低，在低输入电平下可提供较高精度。不过，输入电压较高的器件通常具有较低的输入阻抗（如表 1 所示），并且需要增益校准才能达到较高的精度水平。高阻抗输入器件提供较高的未校准精度，并可减少设计工作量。要详细了解如何比较 TI 隔离式放大器的数据表精度与典型和最大误差计算，请参阅 [6]。

表 18. 德州仪器 (TI) 的电压检测隔离式放大器。

器件	输入电压范围	输入阻抗	集成直流/直流转换器	汽车适用
AMC1211A-Q1	0V 至 2V	1G Ω	否	是
AMC1311/B	0V 至 2V	1G Ω	否	是
AMC1411	0V 至 2V	1G Ω	否	是
AMC1351	0V 至 5V	1.25M Ω	否	是
AMC3330	± 1 V	1G Ω	是	是
AMC1350	± 5 V	1.25M Ω	否	是
ISO224A/B	± 12 V	1.25M Ω	否	否

结论

德州仪器 (TI) 提供适用于高阻抗电压测量的各种隔离式放大器，能够让您在成本、性能、易实现性和布板空间之间做出适当权衡，从而根据您的要求优化设计并满足行业隔离性能标准。

参考文献

1. 德州仪器 (TI): [隔离式电流检测的设计注意事项](#)
2. 德州仪器 (TI): [TUEV 技术报告 713203936](#)
3. 德州仪器 (TI): [比较隔离式放大器和隔离式调制器](#)
4. 德州仪器 (TI): [具有差分输出的 \$\pm 480\$ V 隔离式电压检测电路](#)
5. 德州仪器 (TI): [具有 \$\pm 250\$ mV 输入和差分输出的隔离式电压测量电路](#)
6. 德州仪器 (TI): [隔离式放大器电压检测 Excel 计算器](#)

在服务器 PSU 中实现高性能隔离式电流和电压检测

应用简报

互联网内容提供商、通信服务提供商以及众多消费者和企业实体对云技术的需求不断增长，因此对数据中心产生了强劲需求。这些数据中心服务器中的配电网络（从前端功率因数校正 (PFC) 级到直流/直流级）必须满足高效率和功率密度标准。

美国电力研究院 (EPRI) 与 ECOS 咨询公司合作制定了一项称为 80 PLUS 的认证标准，旨在促进数据中心服务器电源单元 (PSU) 的高效能源使用。服务器 PSU 可以根据其在额定负载和功率因数 (PF) 水平下的能效表现，获得众多 80 Plus 认证之一，例如金级、铂金级等。

了解钛金级标准要求

表 19、表 20 和 表 21 中分别显示了 80 Plus 钛金级标准的效率、PF 和电流总谐波失真 (iTHD) 要求。

表 19. 钛金级标准能效要求

	115V 内部非冗余				230V 内部冗余				230V EU 内部非冗余			
	额定负载											
	10%	20%	50%	100%	10%	20%	50%	100%	10%	20%	50%	100%
钛金级效率	90%	92%	94%	90%	90%	94%	96%	91%	90%	94%	96%	94%

表 20. 80 Plus 钛金级标准 PF 要求

输出功率	10%	20%	50%	100%
功率因数	> 0.90	> 0.96	> 0.98	> 0.99

表 21. 80 Plus 钛金级标准 iTHD 要求

输出功率	> 5% 且 ≤10%	> 10% 且 < 20%	≥ 20%	≥ 40%	≥ 50%
iTHD	< 20 %	< 15 %	< 10 %	≤ 8%	≤ 5%

高效服务器 PSU 实施

图 134 展示了具有 PFC 和直流/直流级的服务器电源实现方案。非隔离式 PFC 级确保整流后的线电流跟随整流后的线电压。该前端 PFC 级形成一个具有相对较大纹波的中间直流总线。然后，隔离式直流/直流级提供电气隔离和经过良好调节且输出电流纹波最小的输出电压。

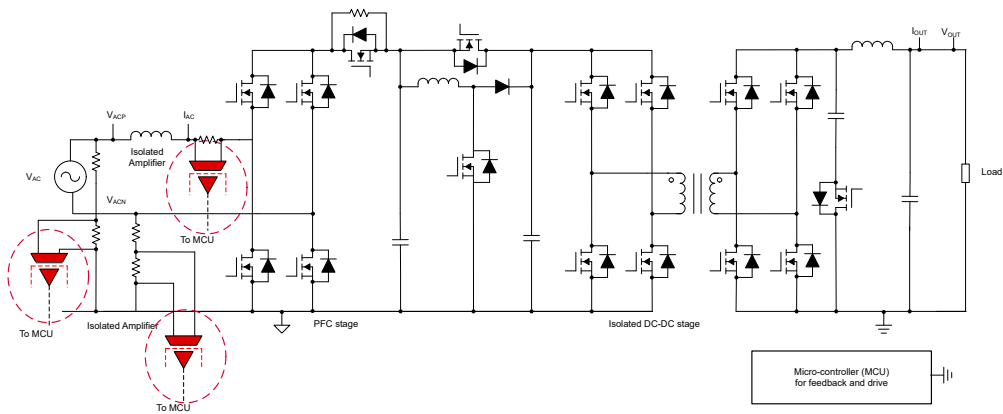


图 134. 具有 PFC 和直流/直流级的服务器电源实施

为了实现最高效率，功率因数应接近 1。高效的 PFC 由具有电压和电流控制反馈环路的单相图腾柱无桥拓扑实现。电压反馈环路用于将 PFC 总线电压调节至预选值，而电流反馈环路则调节总平均电感电流。电流环路需要高测量精度和高带宽，以满足钛金级标准的效率、PF 和 iTHD 要求。电流和电压检测反馈路径可能需要也可能不需要隔离，具体取决于 MCU 的架构和位置。

服务器 PSU 中的隔离式高性能电流和电压检测

基于分流器的电流测量是在电流反馈环路中实现高精度水平和高带宽的优选方案。与开环霍尔效应电流传感器相比，基于分流器的解决方案具有更高的精度、更低的温度漂移和更高的带宽。闭环霍尔传感器模块也可以作为一种替代方案，但为了达到所需的性能，它们的成本远高于基于分流器的解决方案。

与增强型隔离式放大器（例如具有 $\pm 250\text{mV}$ 输入范围的 **AMC3301** 或具有 $\pm 50\text{mV}$ 输入范围的 **AMC3302**）配合使用的分流电阻器，可以使用单电源运行，提供高达 300kHz 的带宽，是一种简单且易于实施的、基于分流器的高精度隔离式电流检测解决方案。这些产品包括完全集成的直流/直流转换器，无需在电流测量侧供电。对于电压测量，电阻分压器网络后跟 **AMC3330** 等增强型隔离式放大器（ $\pm 1\text{V}$ 输入范围）可实现非常精确的隔离式电压检测。图 135 和图 136 分别显示了 AMC3301 和 AMC3330 的功能方框图。

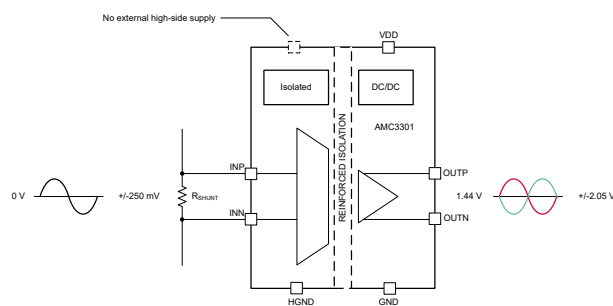


图 135. AMC3301 方框图

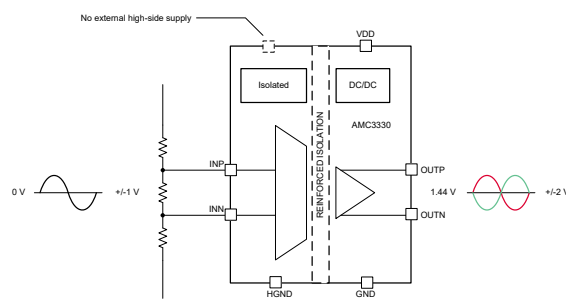


图 136. AMC3330 方框图

结语

随着服务器 PSU 制造商努力实现钛金级标准认证的趋势增加，**AMC33xx** 系列产品可提供高性能、低成本且易于实施的隔离式电流和电压检测解决方案。

资源

- 德州仪器 (TI), [隔离式放大器和调制器 TI 培训和视频](#)
- 德州仪器 (TI), [比较隔离式放大器和隔离式调制器](#) 白皮书
- 德州仪器 (TI), [比较板载充电器和直流/直流转换器中基于分流器和基于霍尔效应的电流检测解决方案](#) 白皮书
- 德州仪器 (TI), [隔离式分流器和闭环电流检测的精度比较](#) 应用简报

其他参考设计/电路

- [为隔离式放大器设计自举电荷泵电源](#)
- [隔离式调制器与 MCU 之间的数字接口的时钟边沿延迟补偿](#)
- [利用 AMC3311 为 AMC23C11 供电以实现隔离式检测和故障检测](#)

为隔离式放大器设计自举电荷泵电源

摘要

隔离式放大器可在输入信号和输出信号之间提供隔离，这在许多应用中非常有用，例如电机驱动器中的相电流检测。为隔离式放大器提供高侧电源可能具有挑战性。本应用手册介绍了一种自举电荷泵电路，作为生成高侧电源的小型低成本替代方案，并详细介绍了此类电路的设计。

引言

隔离式放大器能够以相对较高的精度测量电压或电流，同时使测量数据与低侧隔离。这在以下应用中非常有用：出于安全相关考虑，高侧电压需要隔离时，或者高侧可能出现突然瞬变，从而可能损坏低侧控制器。常见的应用包括测量高压电机总线或测量电机相电流。

但是，隔离式放大器需要将高侧电源与低侧电源隔离，这可能导致尺寸和复杂性增加。一种替代方案是采用变压器隔离式电源，它从低侧产生高侧轨，同时使高侧与低侧保持隔离。但是，变压器可能很大且成本高昂。自举电荷泵电源是一种具有成本效益的替代方案。该电源由脉宽调制 (PWM) 信号提供，并且只需要一个电容器、一个二极管和一个限流电阻器。在某些情况下，还可能线性压降稳压器 (LDO)。

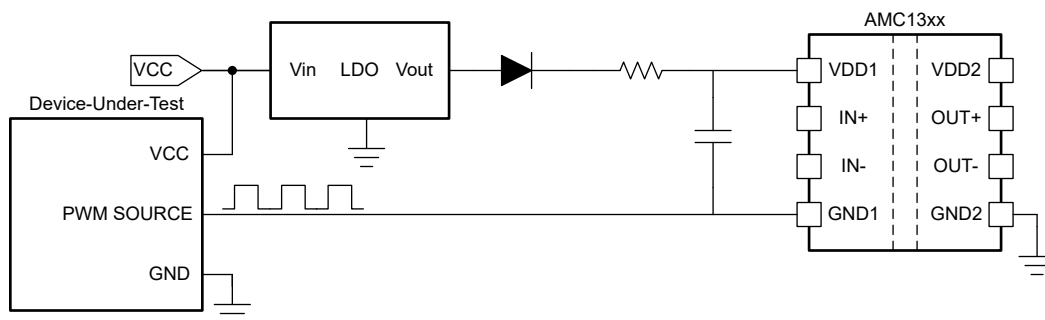


图 137. 自举电源

自举电源设计

自举电路采用输入电压和 PWM 信号工作。输入电压由为被测器件 (DUT) 供电的同一电源提供，并且可以使用 LDO 降低输入电压。自举电路需要 PWM 信号才能运行，因此该信号只能与产生 PWM 信号或采用 PWM 信号运行的 DUT 一起使用。DUT 不一定要与放大器的低侧隔离，如图 137 所示，因此不能单独使用直流/直流电源转换器。放大器的高侧不与 DUT 共用接地连接。PWM 信号连接到隔离式放大器的高侧接地端。自举电路确保高侧电源始终浮动在 PWM 信号以上，因此即使高侧接地是 PWM 信号，高侧电源也具有稳定的信号。

自举电路的输入电压决定了输出稳态值，因此输入电压必须接近所需的高侧电源电压，以免违反放大器的高侧电源规格。如果 DUT VCC 总线超出隔离式放大器的建议运行条件，则需要 LDO。LDO 通常需要很少的额外外部元件，而 LDO 产生的信号比开关稳压器更干净，因此建议在此应用中使用 LDO。自举电路的输入电压高于 DUT 地，因此当 PWM 信号为低电平时，二极管上会出现正压降，并且它会导通，对电容器充电，如图 138 所示。

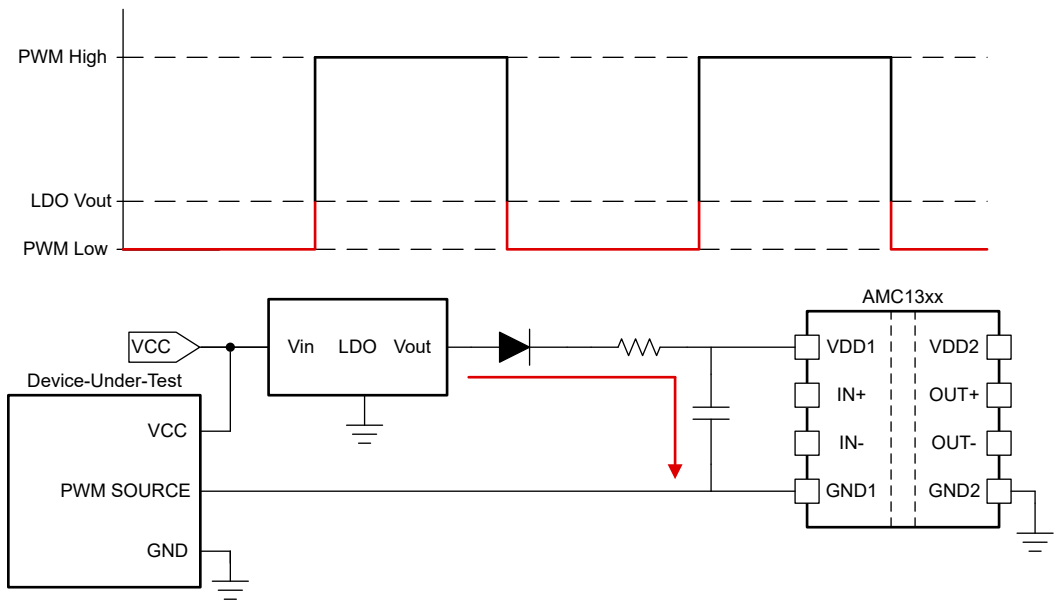


图 138. 为自举电容器充电

当 PWM 信号为高电平时，电容器上没有压降或负电压降，并且信号停止导通，因此电容器向高侧电源放电，如图 139 所示。如果 PWM 信号为低电平时电容器储存的电压等于 PWM 信号为高电平时电容器放电的电压，自举电路可以实现稳定状态。这意味着启动时间和稳态纹波取决于 RC 时间常数，并可能受到 PWM 信号的频率和占空比的影响。

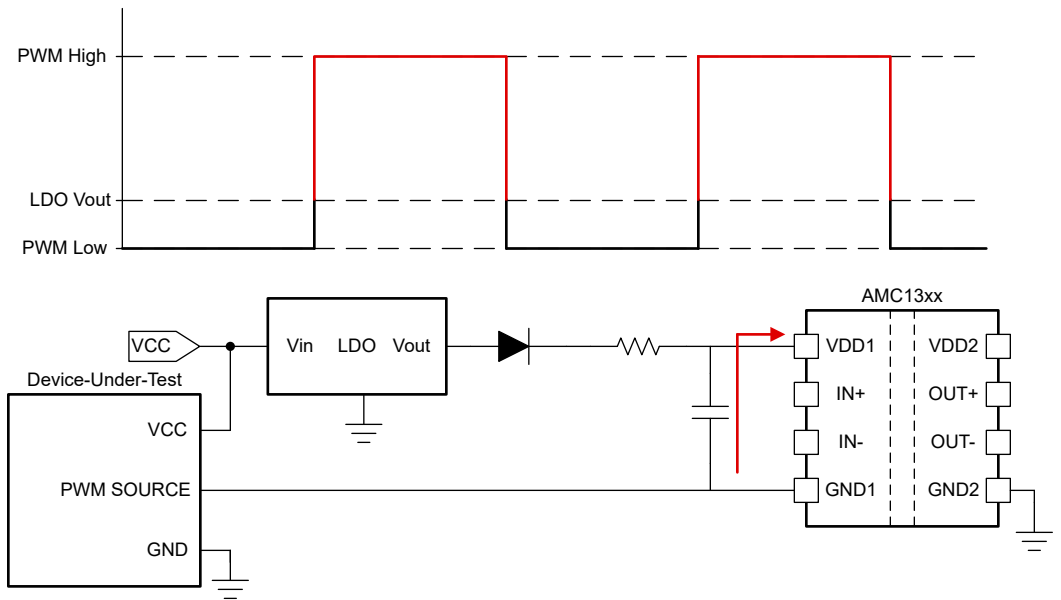


图 139. 对自举电容器放电

选择电荷泵电容器

自举电路提供的最大电压值可以通过将自举电路的输入电源电压减去二极管的压降来进行估算。不过，自举电路可以在自举电压达到最大值之前达到稳定状态，具体取决于 RC 电路和 PWM 信号的值。RC 时间常数定义为：

$$\tau = R \times C \quad (59)$$

电容器和电阻器决定了电容器充电和放电的 RC 时间常数。启动时间和稳态纹波之间需要进行权衡。时间常数较小意味着电容器可以更快地充电和放电，从而更快地达到稳定状态。但是，在电容器达到稳定状态后，电容器每个 PWM 占空比的充电或放电电压可能要高于具有更大时间常数的电容器，进而会导致更大的纹波。同样地，时间常数较大时会因充电或放电时间较长而产生较少的纹波。电容器值可以使用以下参数来估算：

1. PWM 开关频率
2. PWM 占空比
3. 为隔离式放大器供电所需的电流
4. 允许的纹波

我们可以变换**方程式 60**（如**方程式 61**所示）来求解电容。

$$Q = I \times t = \Delta V_{\text{ripple}} \times C \quad (60)$$

$$C = \frac{I \times t}{\Delta V_{\text{ripple}}} \quad (61)$$

假设开关频率为 20kHz 且占空比为 50%，如果使用 AMC1311-Q1 数据表中的最大电流消耗，并要求最大纹波为 100mV，则将得到以下最小电容值：

$$C = \frac{9.7\text{mA} \times 0.5 \times \frac{1}{20\text{kHz}}}{100\text{mV}} = 2.4\mu\text{F} \quad (62)$$

然后，可以仿真自举电路来估算启动时间，并可以根据启动时间要求来选择合适的电容器和电阻器。选择电阻器时需要确保电阻器不会阻止放大器的高侧汲取足够的电流。

在 TINA-TI 中仿真

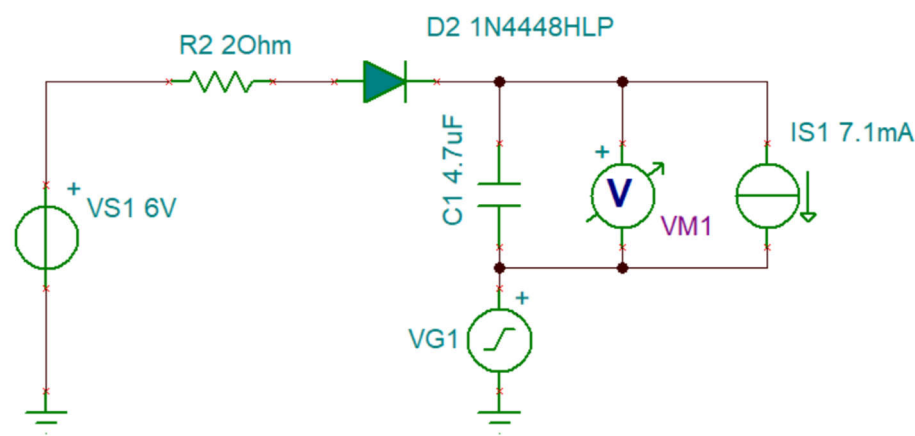


图 140. 仿真模型

VS1 是 LDO 的输出，VG1 用于仿真 PWM 信号，而 IS1 仿真隔离式放大器的负载消耗。由于 VS1 为 6V 且二极管两端的压降为 300mV，因此自举电路的最大输出为 5.4V。VG1 以 50% 的占空比提供 20kHz、50V_{pp} 的 PWM 信号。C1 在四个不同的电容器值之间逐个切换。

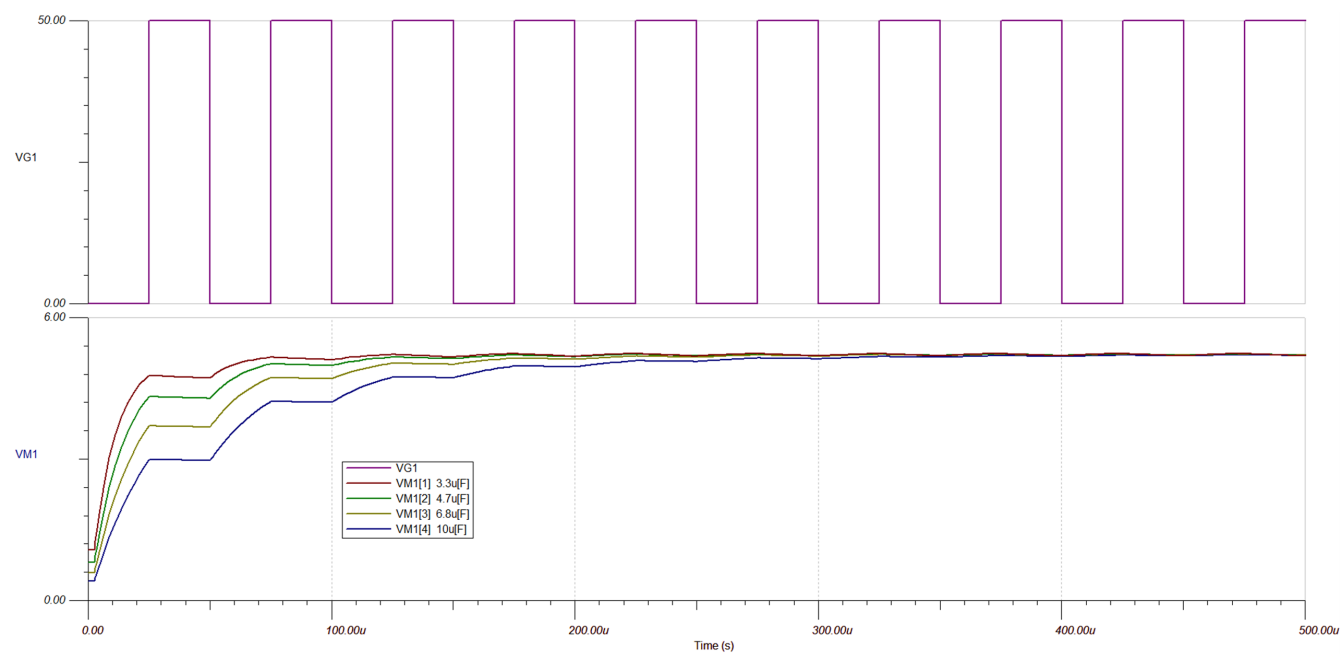


图 141. 比较电容器值

表 22. 使用不同电容器时的稳态输出电压

电容器值 (μF)	稳态纹波 (mV)	平均稳态值 (V)
3.3	53.6	5.215
4.7	37.7	5.200
6.8	25.8	5.215
10	17.7	5.215

图 141 展示了使用同一 PWM 信号时的四种不同电容器值。表 22 展示了采用不同电容器时的稳态输出电压。请注意，理论上，电容器无法达到 5.4V 的最大稳态值。但是，随着纹波减小，启动时间明显增加。当电容器值为 4.7μF 时，该信号可以在启动时间和纹波之间取得良好的平衡。

自举电路的启动时间和稳态纹波还取决于输入 PWM 信号的频率和占空比。我们可以通过将 C1 设置为单个值并更改 VG1 生成的 PWM 信号，在仿真中观察到这一点。

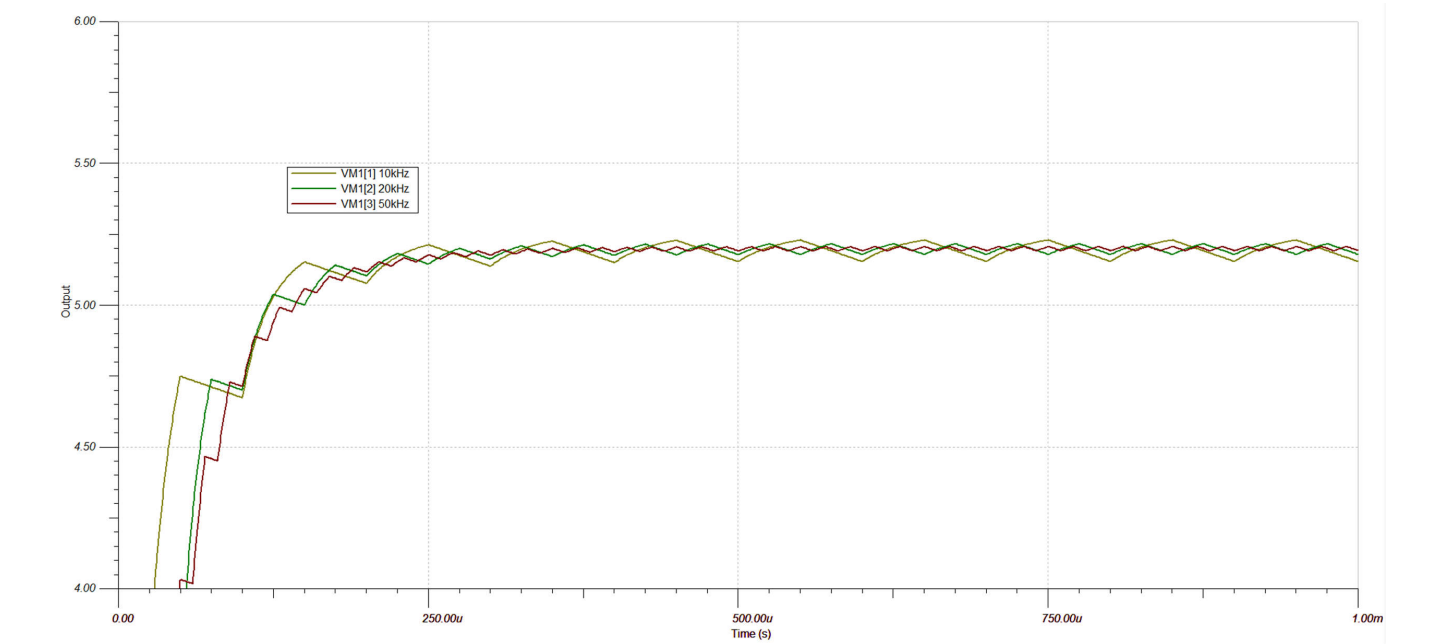


图 142. 更改 PWM 频率

表 23. 不同频率下的启动时间和稳态电压

PWM 频率 (kHz)	稳态纹波 (mV)	平均稳态值 (V)
10	75.1	5.190
20	37.7	5.200
50	14.7	5.200

C1 为 4.7μF，PWM 信号幅度为 50V_{pp} 且占空比为 50%。频率对输出纹波的影响要大得多，而不会对启动时间和平均稳态产生太大的影响，如表 23 所示。

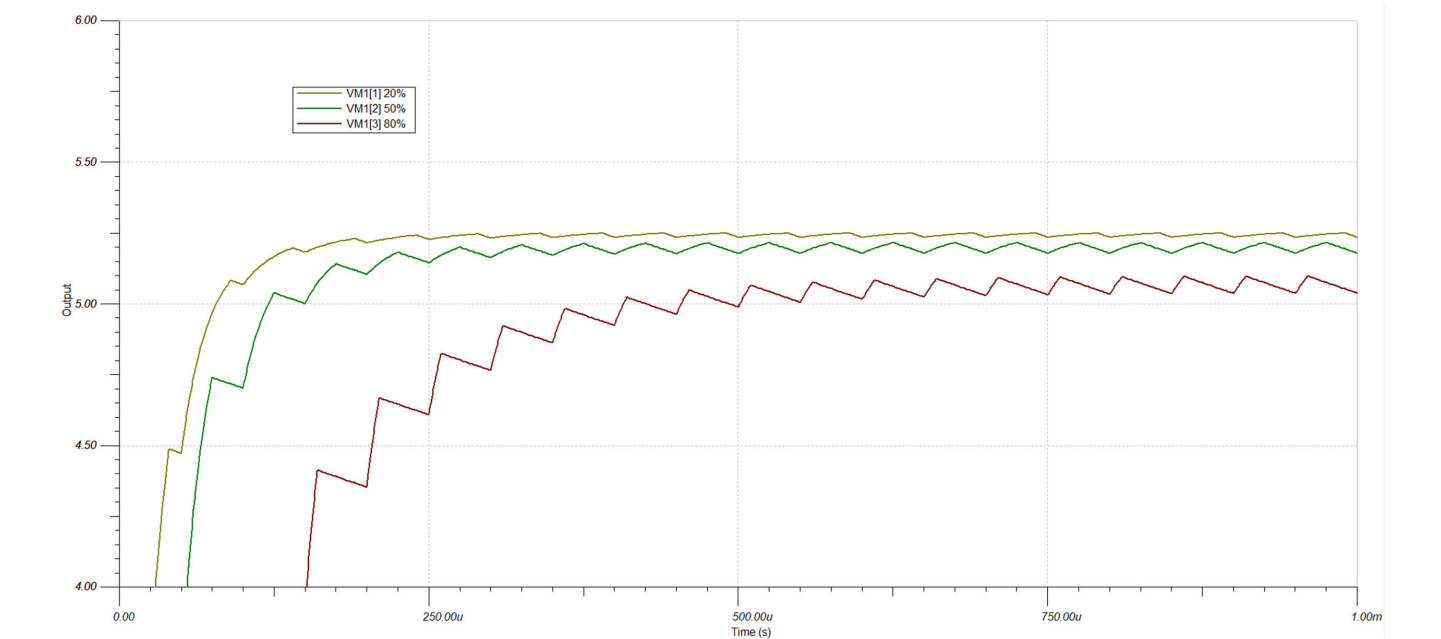


图 143. 更改 PWM 占空比

表 24. 不同占空比下的启动时间和稳态电压

PWM 占空比	稳态纹波 (mV)	平均稳态值 (V)
20%	14.7	5.245
50%	37.7	5.200
80%	59.9	5.070

C1 为 4.7μF，PWM 信号幅度为 50V_{pp} 且频率为 20kHz。启动时间和平均输出受到的影响要大得多，如图 143 和表 24 所示。

纹波太大会影响隔离式放大器的性能，因为电源弹跳可能会导致输出共模误差。但是，在放大器达到放大器高侧电源的最小建议值之前，无法验证隔离式放大器是否可以精确测量 DUT。对于在系统参数范围内设计有效的自举电路，了解预期的 PWM 输出信号至关重要。但是，选择 4.7μF 电容器的前提是：PWM 信号的占空比为 50%，频率为 20kHz（请参阅节 8.1.2.1），以便根据 PWM 信号特性调节最小电容（请参阅方程式 62）。

使用 AMC1311-Q1 进行硬件测试

实际电路按照图 137 所示构建，以便验证仿真结果。C=4.7 μ F，R=2 Ω ，LDO 的输出为 6V，并且输入 PWM 信号在 20kHz、50% 占空比条件下为 50V_{pp}。AMC1311-Q1 是选定的隔离式放大器，TPS7A4101 是针对宽输入范围选定的 LDO。

启动时间约为 260 μ s，稳态输出为 5.1V 且纹波电压 29.7mV，与图 140 中所示基本匹配。仿真和硬件之间的差异是由于设备电流限制造成的，在仿真设计中没有考虑这些限制。

与纯净电源的性能相比，自举电源的纹波对 AMC1311-Q1 的性能影响极小。干净的信号是使用变压器和 LDO 从低侧电源轨生成的。该变压器电源在尺寸上大约是自举电源的两倍，而且由于变压器的成本，因此比自举电源要昂贵得多。如果纹波过高，也可以使用简单的 RC 滤波器来使自举电源平滑。这会尽可能减小电路的尺寸并降低其成本。

总结

电荷泵自举电路是为 PWM 应用中的隔离式放大器生成隔离式电源轨的有效方法。设计良好的自举电源可以像纯净电源一样有效地运行，同时可以节省空间和成本。

在设计自举电路时，有几项关键因素需要考虑。务必要了解隔离式放大器的电流消耗、PWM 信号的频率和占空比、电路启动时间的允许范围以及隔离式放大器允许的电源纹波。所有这些规格都会影响自举电路中所用 RC 电路的选择。自举电路可以轻松地进行仿真，从而使选择过程变得更加简单，因为设计人员可以在不同的电路条件下轻松测试各种 RC 值。

参考资料

1. 德州仪器 (TI)，[AMC13xx 参数表](#)。
2. 德州仪器 (TI)，[使用自举电荷泵技术的 DC+ 总线电源解决方案](#) 应用手册。
3. 德州仪器 (TI)，[在电机驱动器中使用隔离比较器进行故障检测](#) 模拟设计期刊。
4. 德州仪器 (TI)，[隔离式电流检测的设计注意事项](#) 模拟设计期刊。

隔离式调制器与 MCU 之间的数字接口的时钟边沿延迟补偿

摘要

具有高速数字接口的隔离式 Δ - Σ 调制器（例如 **AMC1306M25**）通常用于**伺服驱动器**和**机器人**应用中基于分流器且具有低延时和高抗噪性能的精确相电流检测。特别是在较高的时钟频率下，为了实现可靠运行，适当的布线、端接以及符合相应 MCU 的建立时间和保持时间很重要。满足 MCU 时序要求的一种常用方法和折衷方法是降低调制器时钟频率，这也会降低数据输出速率。本应用手册介绍了更合适的时钟边沿补偿方法，可在高达调制器最大时钟速率的情况下满足建立时间和保持时间要求。这使得系统能够以最大数据速率运行。本应用手册概述了时钟边沿补偿选项，并显示了使用连接到 C2000™ 和 Sitara™ MCU 的 TI 隔离式调制器 AMC130x 进行的示例测量。此外，还提供了一个计算工具来验证数字接口时序。

引言

因为准确、低延时的隔离式相电流检测对三相逆变器的性能会产生重大影响，所以隔离式 Δ - Σ 调制器通常用于**伺服驱动器**和**机器人**应用中基于分流器的相电流检测。 Δ - Σ 调制器通过 LVDS 或 CMOS 接口与 MCU 连接来提供数字位流，从而实现出色的抗噪性、高精度和低延时相电流测量。有关隔离调制器的额外信息，请参阅**比较隔离式放大器和隔离式调制器**应用手册。

通常，分流器和隔离式 Δ - Σ 调制器放置在功率级印刷电路板 (PCB) 上，而 MCU 放置在单独的控制电路板 PCB 上，如图 1 所示。为了实现数字信号完整性，对 PCB 和接口连接器使用适当的布线方案至关重要。在**电机驱动器中使用隔离式 Δ - Σ 调制器提高信号完整性 (ti.com)**应用报告中讨论了时钟和数据线路布线和端接的最佳实践。

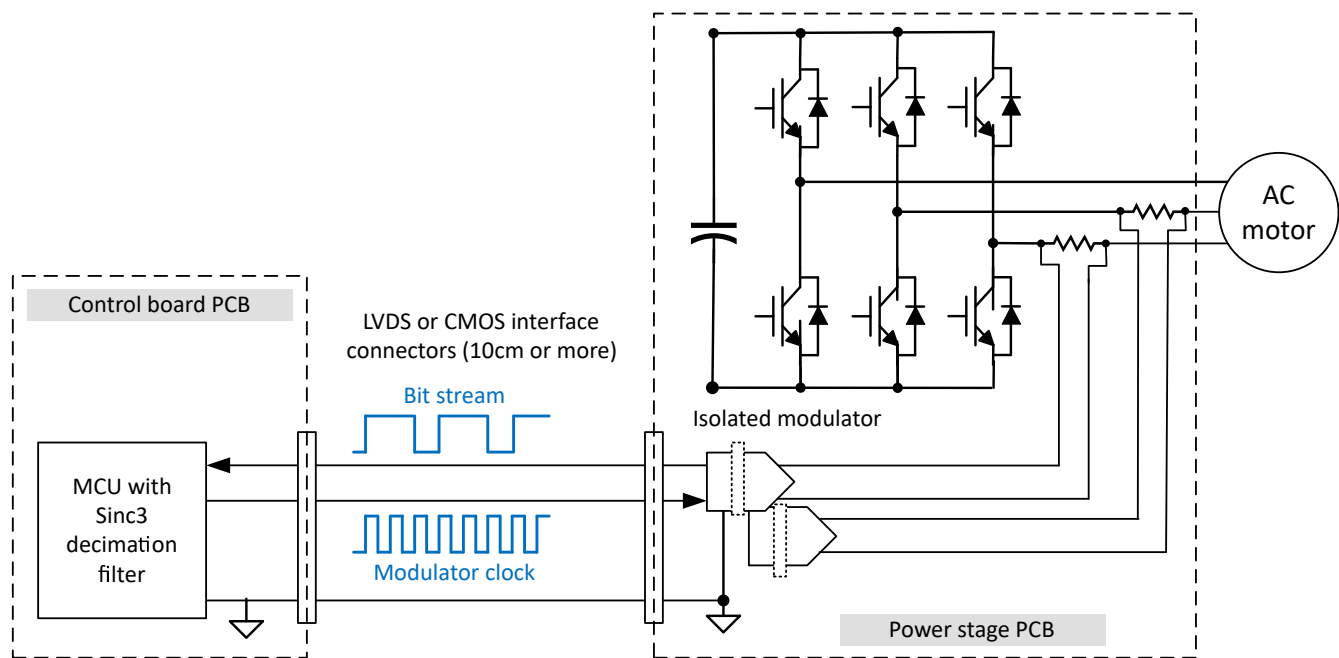


图 144. 简化的三相逆变器方框图，带有从 MCU 到隔离式调制器的数字接口

为了满足调制器时钟边沿和数字位流之间的时序要求，尤其是当信号布线相当长，使用了额外的缓冲器和电平转换器时，会出现进一步的设计挑战。然后，调制器时钟和位流信号的额外传播延迟甚至会使设计人员不得不将调制器时钟从最大 21MHz (AMC1306) 降低到 15MHz，以满足 MCU 的时钟边沿和位流数据之间的时序要求。因此，总体相电流测量延时与所选调制器时钟成反比增加。例如，通常使用的过采样率为 64 的 Sinc3 抽取滤波器在 20MHz 调制器时钟下的测量延时（传播延迟）为 4.8us，而当仅可使用 15MHz 调制器时钟时，延迟会增加到 6.4us。

本文档的以下各节概述了为克服这个设计难题而采用的数字时序补偿方法，并展示了使用隔离式调制器进行设计不仅可提供最高精度的测量，而且可以提供最简单的测量方法。

数字接口时序规格的设计挑战

隔离式 Δ - Σ 调制器为外部和内部生成的时钟信号提供接口选项，包括 CMOS 接口或 LVDS 接口。对于具有外部提供时钟源的器件（例如具有 CMOS 接口的 **AMC1306M25** 或具有 LVDS 接口的 **AMC1305L25**），时钟信号从 MCU 路由到 Δ - Σ 调制器的时钟输入；而对于具有内部提供时钟源的器件（例如 **AMC1303M2520**），输出位流与内部生成的时钟同步。还有具有曼彻斯特编码输出位流、支持单线数据和时钟传输的隔离式 Δ - Σ 调制器器件，例如 **AMC1306E25**。对于所有隔离式 Δ - Σ 调制器，调制器的数据输出提供由数字 1 和 0 组成的位流，该位流同步移出到时钟边沿。

图 145 显示了隔离式 Δ - Σ 调制器 AMC1306M25 与 C2000 MCU **TMS320F28379D** 之间具有 3.3V I/O 的 CMOS 接口的简化示例。由于 AMC1306M25 需要外部提供的时钟源，因此由 MCU TMS320F28379D 生成时钟信号并提供给 Δ - Σ 调制器时钟输入 CLKIN。同时，生成的时钟信号也会路由到 MCU Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM) SD1_C1 (GPIO123) 的时钟输入。根据系统设计，MCU 和隔离式 Δ - Σ 调制器之间的时钟接口中包括一个时钟缓冲器。 Δ - Σ 调制器的隔离式数据输出 DOUT 直接连接到 MCU Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM) 数据输入 SD1_D1 (GPIO122)。

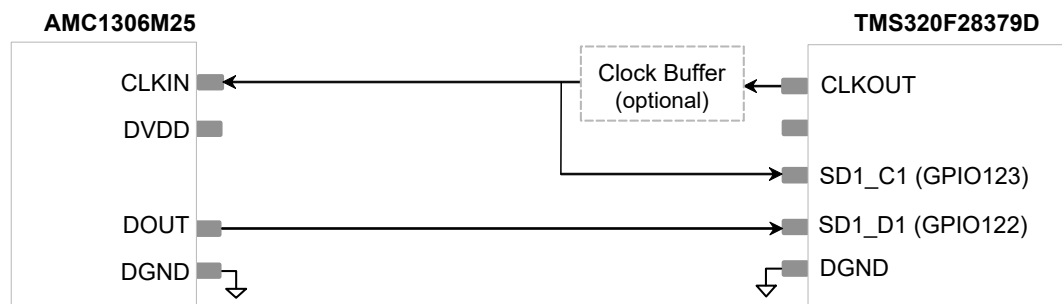


图 145. AMC1306M25 与 TMS320F28379D 之间数字接口的简化图

在隔离式 Δ - Σ 调制器和 MCU 之间进行有效通信需要满足相应器件数据表中描述的建立时间和保持时间要求。建立时间是指在转换时钟信号来捕获 MCU 中的数据信号之前，数据信号必须有效且保持稳定的时间量。保持时间是在时钟信号转换发生后信号必须保持有效和稳定的时间量。满足 MCU 建立时间和保持时间要求至关重要，因为任何违例都会导致采集到错误数据。隔离式 Δ - Σ 调制器的数字接口建立时间和保持时间要求与 MCU 之间不兼容会带来设计挑战。

图 146 概述了 AMC1306x 的建立时间和保持时间的数字接口时序，该器件支持从 5MHz 至 21MHz 的建议时钟频率 (CLKIN)，数据保持时间 $t_{\text{h}}(\text{MIN}) = 3.5\text{ns}$ ，数据延迟时间 $t_{\text{d}}(\text{MAX}) = 15\text{ns}$ 。

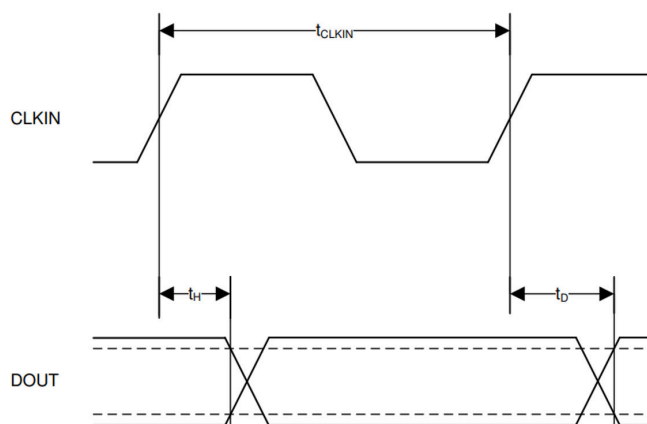


图 146. AMC1306x 数字接口时序

图 147 概述了 TMS320F28379D Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM) 在模式 0 下的时序图。根据 SDFM 模块中 SDx_Cy 信号的上升时钟边沿, SDx_Dy 处的数据输入需要满足最短建立时间 $t_{su}(SDDV-SDCH)_{M0}$ 和最短保持时间 $t_h(SDCH-SDD)_{M0}$ 。

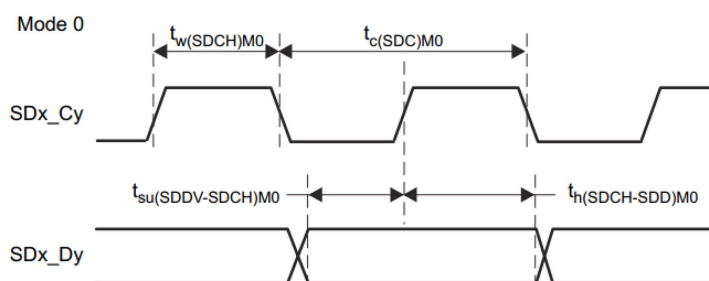


图 147. TMS320F28379D SDFM 时序图 - 模式 0

对于模式 0 下的 TMS320F28379D SDFM 模块, 我们建议使用具有有限 GPIO (3 样本窗口) 的 SDFM 操作。此模式针对输入时钟信号 (SDx_Cy) 和数据输入 (SDx_Dy) 的随机噪声干扰提供保护, 避免出现错误的比较器过流跳闸和错误的 Sinc 滤波器输出。使用 TMS320F28379D 的 200MHz 系统时钟的最短建立时间和保持时间均为 10ns: $t_{su}(SDDV-SDCH)_{M0}(\text{MIN}) = 10\text{ns}$ 和 $t_h(SDCH-SDD)_{M0}(\text{MIN}) = 10\text{ns}$ 。

这带来了设计挑战, 因为 AMC1306M25 最短保持时间 $t_h(\text{MIN})$ 为 3.5ns, 但为了根据 SDx_Cy 信号的上升时钟边沿在数据输入 SDx_Dy 处维持正确的采集, SDFM 模块需要 10ns。

另一个挑战是, 信号链中带有数字接口的附加元件 (如时钟缓冲器) 的传播延迟以及由 PCB 上的布线长度引入的时钟和数据信号的传播延迟都会对 SDx_Cy 和 SDx_Dy 输入之间的时序产生影响, 并使数据输入的正确采集时序变得复杂。

这同样适用于具有 LVDS 接口的 Δ - Σ 调制器, 例如 [AMC1305L25](#)。与具有 CMOS 接口类型的 AMC1306M25 Δ - Σ 调制器的唯一差异是, 连接到具有 CMOS 接口的 MCU 时需要 [LVDS 驱动器和接收器](#) 等附加元件, 这会进一步增加传播延迟。图 148 显示了具有 LVDS 接口的隔离式 Δ - Σ 调制器 AMC1305L25 与具有 CMOS 接口的 MCU TMS320F28379D 之间的简化数字接口。

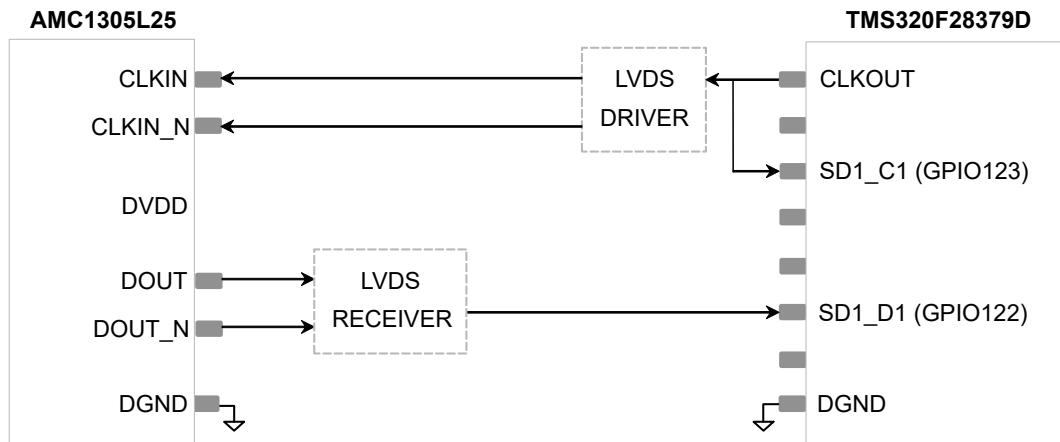


图 148. AMC1305L25 与 TMS320F28379D 的数字接口

图 149 显示了具有内部创建的时钟源且带 CMOS 接口的隔离式 Δ - Σ 调制器 AMC1303Mx 与带 CMOS 接口的 TMS320F28379D 之间的简化数字接口。AMC1303Mx 内部生成的时钟信号 CLKOUT 是 MCU Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM) SD1_C1 (GPIO123) 的输入。 Δ - Σ 调制器的隔离式数据输出 DOUT 直接连接到 SDFM 的 MCU 数据输入 SD1_D1 (GPIO122)。

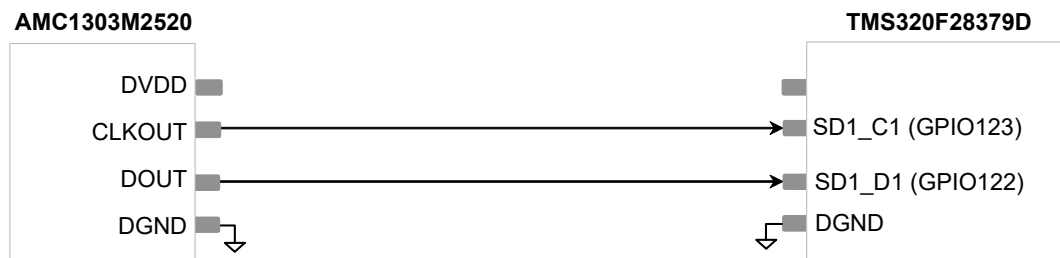


图 149. AMC1303M2520 用于连接 TMS320F28379D 的 3.3V CMOS 数字接口

使用具有内部时钟的隔离式调制器时，数字接口面临的挑战仅限于隔离式 Δ - Σ 调制器与 MCU 建立时间和保持时间之间的不同时序规格。如果时钟和数据信号的布线长度相同，则可以忽略 PCB 上的布线长度引入的时钟和数据信号传播延迟。通常，调制器直接连接到 MCU，无需缓冲器或电平转换器（这会增加额外的传播延迟）。

对于 10MHz 和 20MHz 时钟版本，AMC1303Mx 保持时间 $t_h(\text{MIN})$ 为 7ns，延迟时间 $t_d(\text{MAX})$ 为 15ns。面临的挑战是，AMC1303Mx 最短保持时间 $t_h(\text{MIN})$ 为 7ns，但 SDFM 模块需要 10ns 的保持时间，才能在不违反任何建立时间和保持时间的情况下在 SDx_Dy 处正确采集数据输入。

对于具有曼彻斯特编码位流输出的隔离式 Δ - Σ 调制器（例如 AMC1306E25），数据和时钟通过单线传输。因此，不需要考虑接收器件的建立时间和保持时间要求与调制器时钟信号之间的关系。

满足 MCU 建立时间和保持时间要求的一种常用方法和折衷方法是降低时钟频率。但是，降低时钟频率也会降低隔离式 Δ - Σ 调制器的数据输出速率，并增加电流测量的延时。一种更合适的方法是使用时钟边沿延迟补偿，这样可以使时钟信号的时钟边沿移到数据信号的理想采样点，从而满足建立时间和保持时间要求。使用此方法可消除时钟频率限制，从而使隔离式 Δ - Σ 调制器和系统以出色性能运行。

具有时钟边沿延迟补偿的设计方法

为了满足并进一步优化 MCU 建立时间和保持时间要求，从而实现可靠的数据采集，建议使用时钟边沿延迟补偿。可以通过各种方法来实施时钟边沿延迟补偿，下面概述了这些方法，并将在接下来的章节进行详细阐述：

1. 具有软件可配置相位延迟的附加时钟信号
2. 具有硬件可配置相位延迟的时钟信号
3. 时钟返回
4. MCU 的时钟反相

具有软件可配置相位延迟的时钟信号补偿

图 150 显示了第一种补偿方法，其中使用了具有软件可配置相位延迟的附加锁相时钟信号。对于此补偿方法，相移时钟信号 CLKOUT_delay 用作 Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM) SD0_CLK 的时钟输入。对于其他类型的 Δ - Σ 调制器和 MCU（例如 C2000 MCU），补偿方法适用同样的原理。

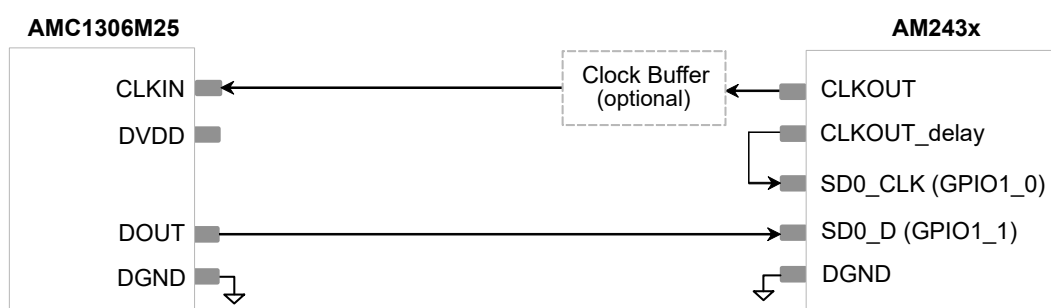


图 150. 具有软件可配置时钟相位延迟的 AMC1306M25 至 AM243x MCU 接口

第二个相移时钟信号的实施提供了最高的自由度和用户可配置性。这意味着，各种隔离式调制器的各种最短保持时间 $t_h(\text{MIN})$ 值可通过在软件中简单地更改相移值来进行补偿。SD0_CLK 输入端的时钟信号上升沿发生相移，使得时钟信号符合 SDFM 的数据采样点，如图 151 所示。在 Σ - Δ 模式下的 AM243x PRU_ICSSG PRU 时序要求中，最短建立时间为 10ns， $t_{su}(\text{SD}_D\text{-SD_CLK})(\text{MIN}) = 10\text{ns}$ ；最短保持时间为 5ns， $t_h(\text{SD_CLK-SD}_D)(\text{MIN}) = 5\text{ns}$ 。因为 AMC1306M25 最短保持时间 $t_h(\text{MIN})$ 为 3.5ns，但可能需要 5ns，因此需要进行补偿，以便根据 SDx_CLK 信号的上升时钟沿在数据输入 SDx_D 处保持正确的采集。采用这种补偿方法后，满足 AM243x PRU_ICSSG PRU 的 Σ - Δ 模式的 10ns 最短建立时间和 5ns 保持时间要求，请参阅图 151。

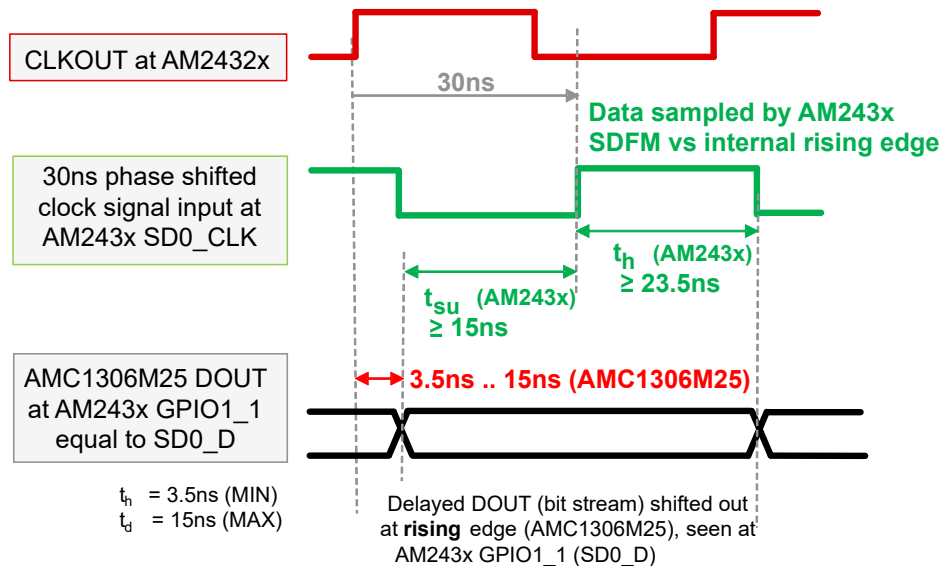


图 151. 在 SD0_CLK (GPIO1_1) 使用 30ns 相移时钟信号输入时的 AM243x SDFM 时序

具有硬件可配置相位延迟的时钟信号补偿

图 152 显示了 AMC1306M25 与 MCU 之间的数字接口具有硬件可配置相位延迟的时钟信号补偿。借助这种补偿方法，硬件中通过相位延迟实现的相移时钟信号会连接到 MCU 的 SDFM 模块的时钟输入 SDFM_CLKIN。这种类型的补偿适用于任何具有 Σ - Δ 滤波器模块的 MCU，但建议仅用于具有外部时钟源和 CMOS 接口的隔离式 Δ - Σ 调制器。

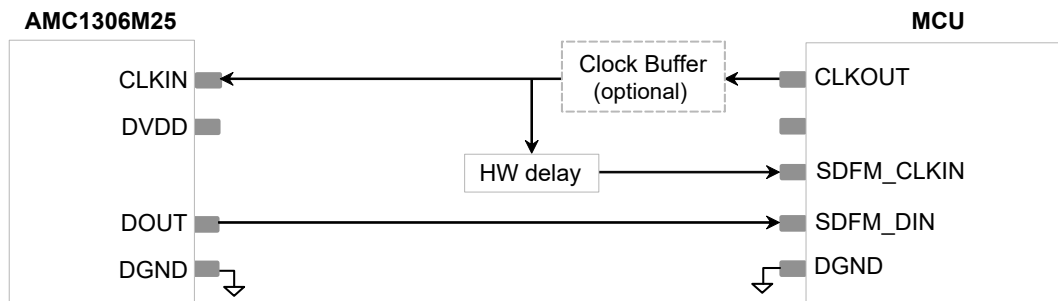


图 152. AMC1306M25 与 MCU 连接的数字接口，通过硬件可配置相位延迟进行补偿

为了在硬件中实现相位延迟，可以使用逻辑门或缓冲区在时钟信号中引入传播延迟。然而，在硬件中实施延迟时，延迟的值在很大程度上取决于硬件模块的传播延迟，从而限制了自由度和用户可配置性。通过具有硬件可配置相位延迟的时钟信号进行补偿的工作原理与节 8.2.3.1 中所述的原理相同。

通过时钟返回进行时钟信号补偿

图 3-4 中显示了通过时钟返回进行时钟信号补偿。采用这种补偿方法时，馈入 AMC1306M25 的时钟输入 CLKIN 的时钟信号会从 AMC1306M25 的 CLKIN 引脚路由回 MCU 的 SDFM 时钟输入 SDFM_CLKIN。

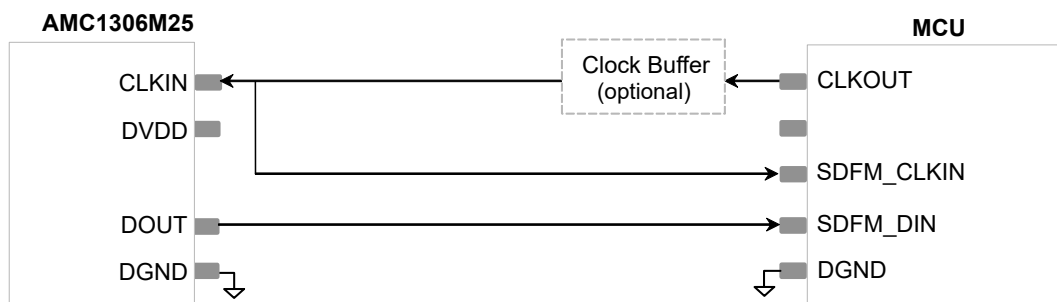


图 153. AMC1306M25 与 MCU 连接的数字接口，通过时钟返回进行补偿

通过使用此方法，时钟缓冲器引入的传播延迟和 PCB 布线长度引入的传播延迟对于时钟和数据信号都实现了相同的延迟。因此，时钟和数据信号中的这些延迟相互抵消。

但是，AMC1306M25 数字接口时序会保持不变，数据保持时间 $t_h(\text{MIN}) = 3.5\text{ns}$ ，数据延迟时间 $t_d(\text{MAX}) = 15\text{ns}$ 。这意味着，在构建 PCB 后需要检查时序，以便确认满足 MCU 中的 SDFM 的建立时间和保持时间要求。建议仅将此类补偿方法用于具有外部时钟源和 CMOS 接口的隔离式 Δ - Σ 调制器。

通过 MCU 的时钟反相来实现时钟信号补偿

时钟信号补偿的最后一种方法是在 MCU 实现时钟反相，适用于具有外部和内部时钟源的 Δ - Σ 调制器。在这种情况下，所选 MCU 必须能够使 GPIO 输入反相。SDFM (Σ - Δ 滤波器模块) 之前的 TMS320F28379D GPIO 输入可以配置为在任意 GPIO 使输入信号反相，如图 154 中所示。例如，时钟输入信号在 GPIO123 反相，因此 SD1_C1 时钟信号与 AMC1303Mx 时钟信号之间是反相的。因此，SDFM 在 GPIO123 的输入端使用外部时钟信号的下降沿来触发输入数据 SD1_D1 的采样，如图 155 所示。

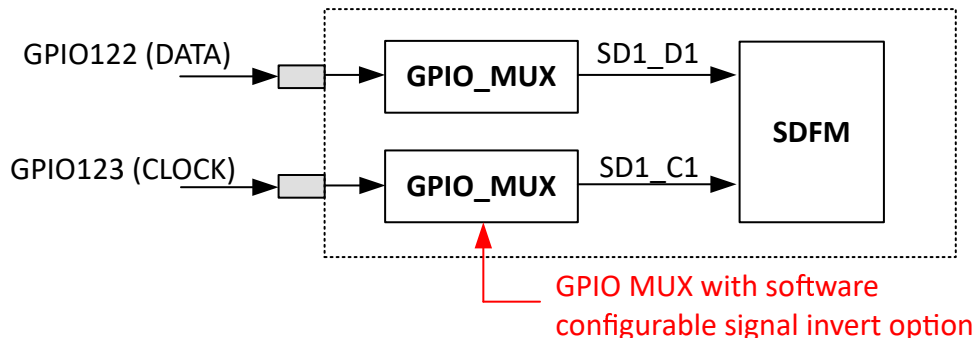


图 154. TMS320F28379D SDFM/GPIO 方框图

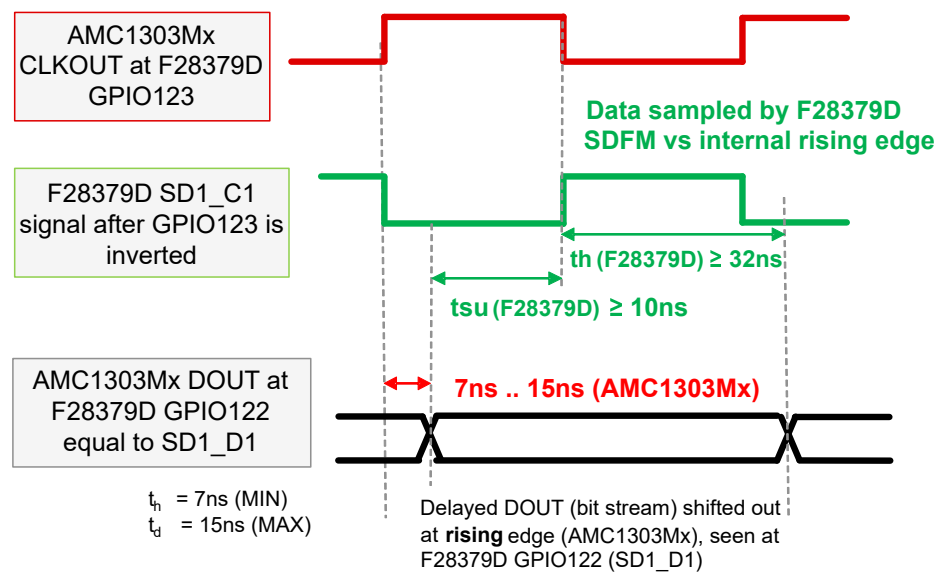


图 155. 在 GPIO123 使用反相时钟时的 TMS320F28379D SDFM 时序

通过使用 GPIO 使时钟输入信号反相，可以向时钟信号添加半个时钟周期的固定延迟。根据系统设置的时序规格和传播延迟，这个额外的延迟可能足以为 SDFM 限定 GPIO（3 样本）模式 0 满足 TMS320F28379D 至少 10ns 的建立时间和保持时间。然而，由于这种时钟信号补偿方法的额外延迟时间是固定的，无法更改，因此必须验证每个系统设计是否满足 SDFM 限定 GPIO（3 样本）模式 0 所产生的 MCU 建立时间和保持时间。

此补偿方法也适用于 Sitara MCU，其中外部时钟信号的上升沿和下降沿都可以通过软件设置为数据采集点。

测试和验证

以下各节介绍了使用具有软件可配置相位延迟（如节 8.2.3.1 所述）和时钟反相（如节 8.2.3.4 所述）的附加时钟信号的时钟边沿补偿测试结果。首先，介绍测试设备和软件，然后介绍时钟信号补偿方法的测试设置、测量值和测试结果。

测试设备和软件

表 25 中列出了用于测量的主要测试设备。

表 25. 测试设备列表

说明	器件型号
AMC1306 增强型隔离式调制器评估模块	AMC1306EVM
F28379D C2000™ Delfino™ MCU LaunchPad™ 开发套件	LAUNCHXL-F28379D
AM243x Arm® MCU 通用 LaunchPad™ 开发套件	LP-AM243
高速示波器	Tektronix MSO 4104
单端探头	Tektronix P6139A

使用 Code Composer Studio (CCS) 12.4.0 完成软件开发和调试。CCS 是一个集成开发环境 (IDE)，支持德州仪器 (TI) 微控制器 (MCU) 和嵌入式处理器产品组合。为 TMS320F28379D 使用了基于 C2000WARE 的内部 TI 测试软件 - 用于 C2000 微控制器的 C2000Ware。对于 Sitara AM243x LaunchPad，为 Sitara™ 微控制器使用了基于 AM243x 软件开发套件 (SDK) 的内部 TI 测试软件 MCU-Plus-SDK-AM243X 09.00.00.35。有关 C2000 和 Sitara 的具体实施和软件支持，请参阅 TI E2E 支持论坛。

具有软件可配置相位延迟的时钟信号补偿测试

此测量确认使用具有软件可配置相位延迟的附加时钟信号来进行时钟信号补偿可满足建立时间和保持时间要求。使用 C2000 TMS320F28379D LaunchPad 和 Sitara AM243x LaunchPad 执行和验证此测试。

测试设置

图 156 中显示了使用附加时钟信号以及通过 AMC1306EVM 和 C2000 TMS320F28379D LaunchPad 进行软件可配置相位延迟测量的时钟信号补偿测试设置。对于此测量，使用单端探头来测量 AMC1306EVM 时钟输入 CLKIN 的时钟信号，以及 Δ - Σ 调制器的数据输出 DOUT，该输出在 SDFM 的 MCU 数据输入 SD1_D1 (GPIO122) 处测量。具有软件可编程相位延迟的时钟信号在 MCU Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM) SD1_C1 (GPIO123) 的时钟输入端测量。AMC1306EVM 的输入引脚 AINP 和 AINN 短接在一起并接地，从而输出 50/50 的 1 和 0 信号密度。使用 EVM 上的隔离式变压器电路生成模拟电源 AVDD。隔离式调制器数字电源 DVDD (3.3V) 由 C2000 TMS320F28379D LaunchPad 提供。

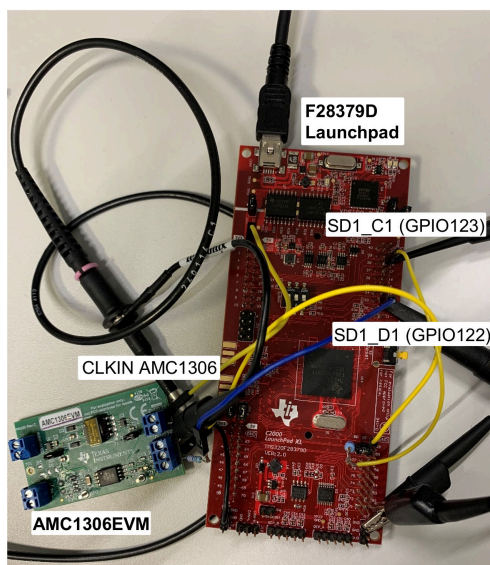


图 156. 使用 AMC1306EVM 和 C2000 TMS320F28379D LaunchPad 在软件中配置相位延迟的时钟信号补偿测试设置

图 157 显示了采用 Sitara AM243x LaunchPad 的相同测量设置以及相应的测量点。

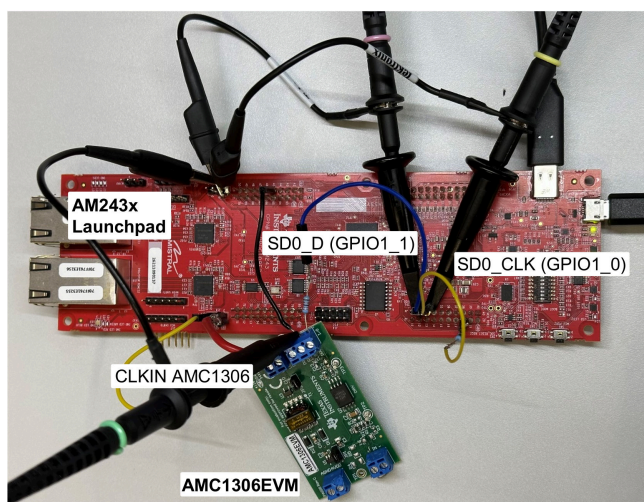


图 157. 使用 AMC1306EVM 和 Sitara AM243x LaunchPad 在软件中配置相位延迟的时钟信号补偿测试设置

测试测量结果

TMS320F28379D 正在运行一个内部 TI SDFM 软件工程，其中为 SDFM 模式配置了两个 GPIO：GPIO122 和 GPIO123。SDFM 数据滤波器配置为 Sinc3，过采样率为 64 (OSR64)。为进行测试，由 ePWM4 模块生成占空比为 50% 的 20MHz 时钟信号并将其馈入 AMC1306EVM 的 CLKIN 引脚。ePWM5 模块配置为输出具有 50% 占空比和 30ns 相移的锁相 20MHz 时钟信号。此信号馈送到 SD1_C1 (GPIO123)。请注意，AMC1306EVM DOUT 数据位流仅在上升时钟沿变化，因此每个时钟周期变化一次，如 AMC1306 数据表的第 7.11 节“开关特性”所述。

图 158 显示了示波器测量和接口图。馈入 AMC1306EVM CLKIN 引脚的时钟信号由通道 3 上的绿色波形表示。AMC1306EVM 输出的数据信号是通道 2 上的红色 SD1_D1 (GPIO122) 信号。馈送到 SD1_C1 (GPIO123) 的相移时钟信号是通道 1 上测量的蓝色波形。当 SDFM 模块在相移时钟信号 SD1_C1 (GPIO123) 的上升沿对数据信号进行采样时，产生的建立时间约为 18ns，产生的保持时间约为 24ns。这满足了 SDFM 限定 GPIO（3 样本）模式 0 最短 10ns 的 TMS320F28379D 建立时间和保持时间要求。此外，此设计还提供了合适的裕度，为系统传播延迟变化（正或负）留出容差。

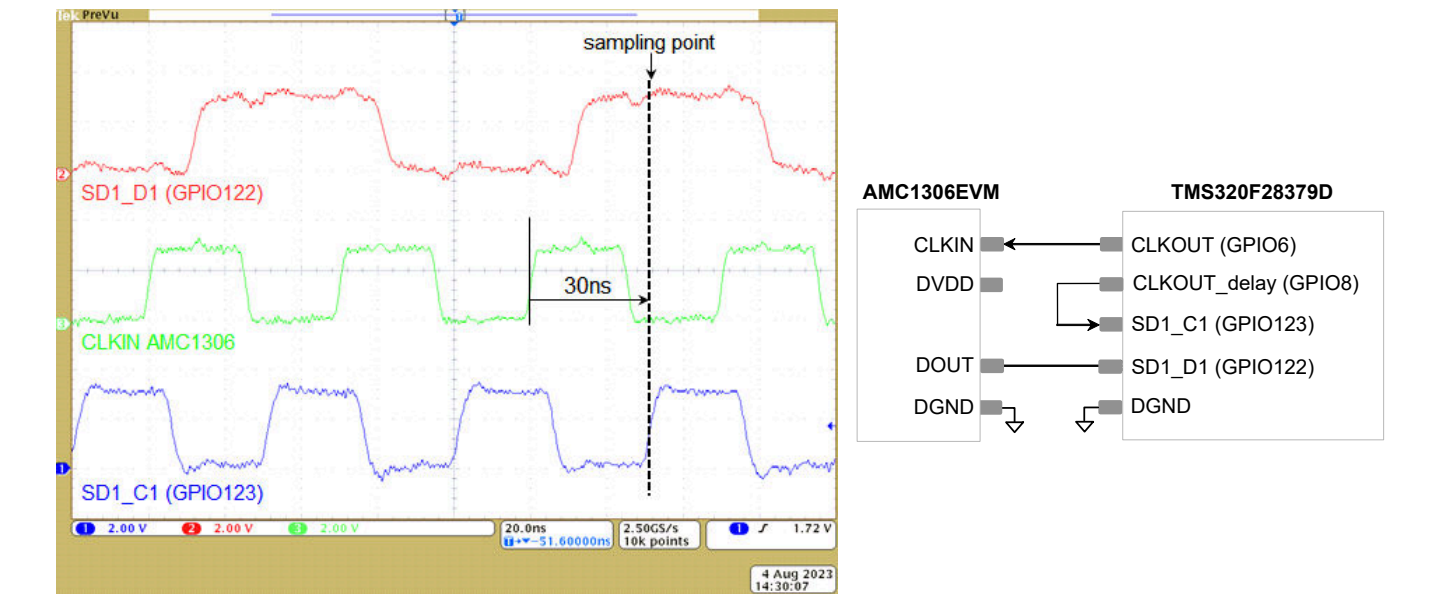


图 158. 使用具有软件可配置相位延迟的时钟信号补偿的 AMC1306EVM 和 TMS320F28379D 数字接口时序测量结果

图 159 显示了与使用 Sitara AM243x LaunchPad 执行的测试相同的测量结果。总之，为了满足 MCU 建立时间和保持时间要求，允许使用具有软件可配置相位延迟的附加时钟信号来进行时钟信号补偿。此方法具有很大的自由度，因为不仅可以配置相移值，而且由于只需要一个额外的 GPIO 引脚来实施相移时钟信号，因此该方法也适用于各种 MCU。

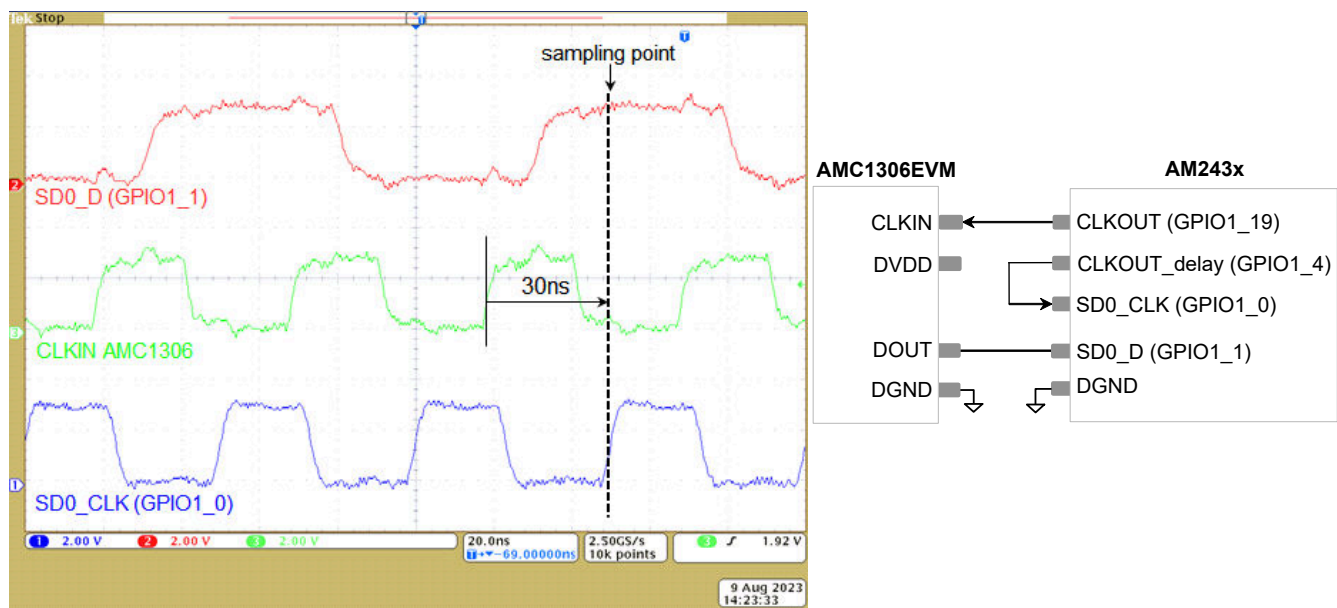


图 159. 使用具有软件可配置相位延迟的时钟信号补偿的 AMC1306EVM 和 AM243x 数字接口时序测量结果

通过 MCU 上的时钟反相进行时钟信号补偿的测试

此配置已通过 C2000 TMS320F28379D LaunchPad 进行测试和验证。

测试设置

图 160 中显示了使用 C2000 TMS320F28379D LaunchPad 在 MCU 使时钟反相来进行时钟信号补偿的测试设置。对于此测量，MCU 生成两个测试信号。一个信号连接到 MCU SDFM 的时钟输入 SD1_C1 (GPIO123)，另一个信号连接到 SDFM 的数据输入 SD1_D1 (GPIO122)。

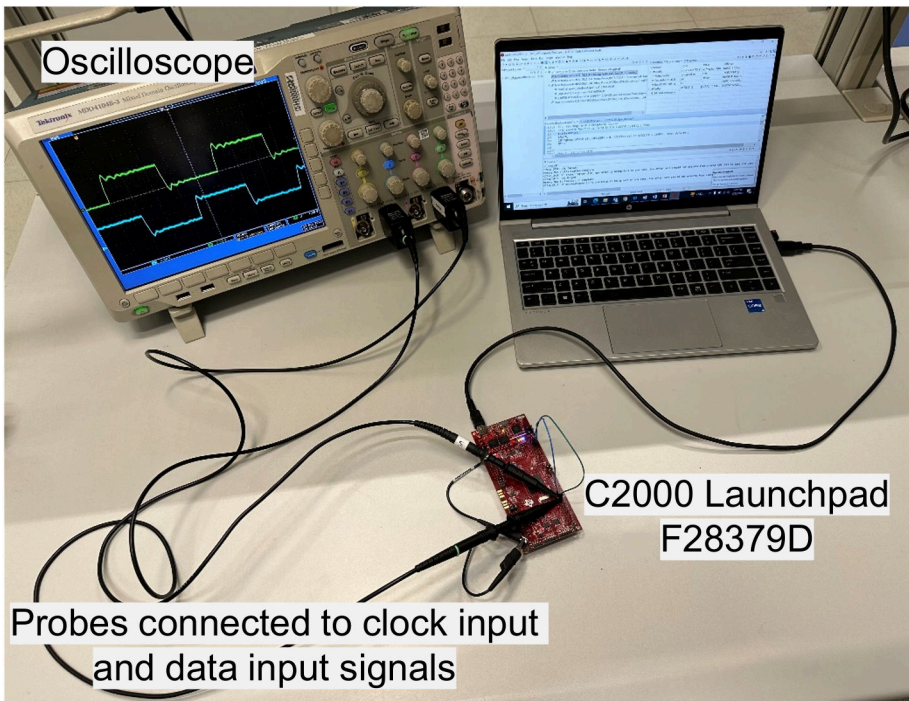


图 160. 数字接口时序验证的测试设置

测试测量结果

TMS320F28379D 正在运行一个内部 TI SDFM 软件工程，其中为 SDFM 模式配置了两个 GPIO：GPIO122 和 GPIO123。SDFM 滤波器配置为 Sinc3 和 OSR™ 64 滤波器。Sinc3 OSR64 滤波器输出一个 16 位二进制补码整数，最大满标量程为 +16384 至 -16384。

为执行测试，两个占空比为 50% 的 90 度相移 10MHz 时钟信号分别馈送到 GPIO123 (SD1_C1) 和 GPIO122 (SD1_D1)。请注意，AMC1306EVM DOUT 数据位流仅在上升时钟沿变化，因此每个时钟周期变化一次。对于此测试，SD1_D1 数据每半个时钟周期在 0 和 1 之间切换一次。这与 AMC1306EVM DOUT 数据信号（该信号在每个时钟周期发生变化）不同。

由于应用了这个特定的测试信号，GPIO122 (SD1_D1) 的输入数据在 GPIO123 的上升时钟沿始终为逻辑 ‘1’，在下降沿始终为逻辑 ‘0’。因此，Sinc3 OSR 64 滤波器的输出取决于在 SDFM 中的哪个时钟边沿对测试数据进行采样；如果 GPIO123 处没有时钟反相，则 Sinc3 OSR 64 滤波器输出为 16384（始终对 ‘1’ 采样），如果 GPIO123 处有时钟反相（始终对 ‘0’ 采样），则输出为 -16384。

测试结果 – GPIO123 时钟输入无时钟反相

图 161 显示了对输入到 GPIO123 的时钟信号 SD1_C1 和输入到 GPIO122 的相移数据信号 SD1_D1 的示波器测量。在此测量中，软件不会使 GPIO123 反相，如下所示。

```
// Set 3-sample qualifier for GPIO122 and GPIO123 and do not invert GPIO123
GPIO_SetupPinOptions(122, GPIO_INPUT, GPIO_QUAL3);           // GPIO123 not inverted
GPIO_SetupPinMux(122,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_D1
GPIO_SetupPinMux(123,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_C1
```

由 TMS320F28379D SDFM 在 SD1_C1 上升沿对数据 SD1_D1 进行采样。这对应于 GPIO123 的同相时钟信号的上升沿。TMS320F28379D 采样的数据始终为逻辑 ‘1’，通过 Code Composer Studio™ (CCS) 中的 Sinc3 OSR64 滤波器 = +16384 输出进行验证，如下所示。

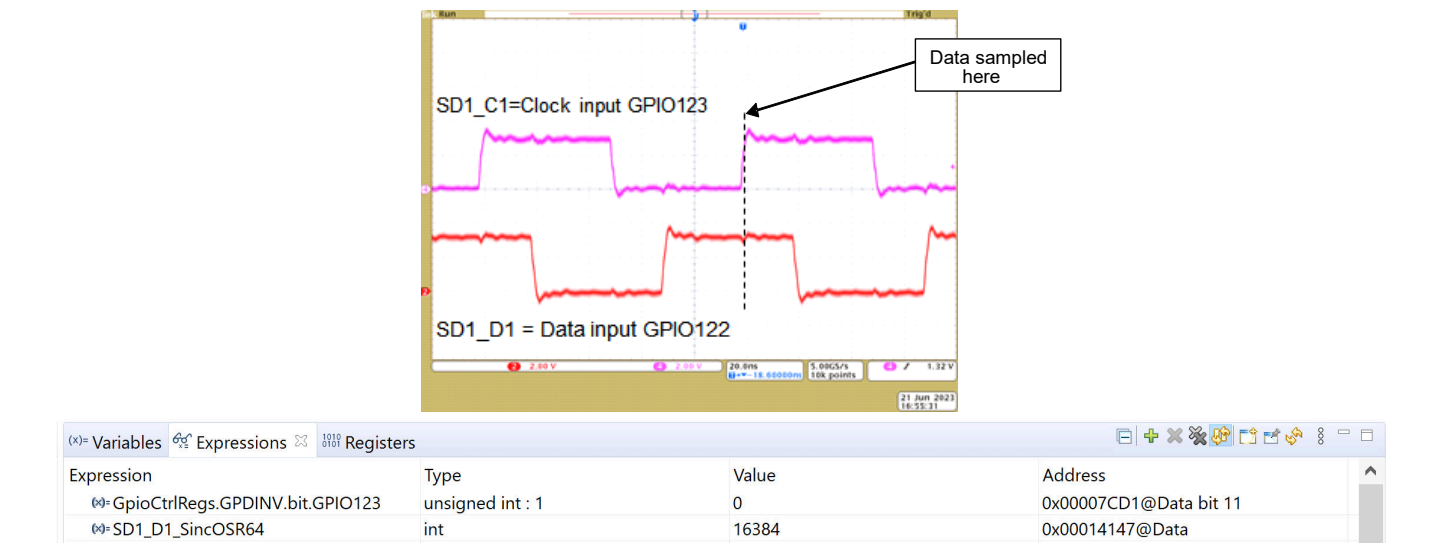


图 161. CCS 中的时钟和数据输入测试信号（同相 GPIO123）和 Sinc3 OSR 64 滤波器输出

测试结果 – GPIO123 时钟输入的时钟反相

图 162 显示了输入到 GPIO123 的时钟信号 SD1_C1 和输入到 GPIO122 的相移数据信号 SD1_D1。在此测试设置中，GPIO123 由软件反相，如下所示。

```
// Set 3-sample qualifier for GPIO122 and GPIO123 and do not invert GPIO123
GPIO_SetupPinOptions(123, GPIO_INPUT, GPIO_INVERT | GPIO_QUAL3);
GPIO_SetupPinMux(122,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_D1
GPIO_SetupPinMux(123,GPIO_MUX_CPU1,7); // MUX position 7 for SD1_C1
```

现在，F28379D SDFM 在 SD1_C1 的下降沿对数据 SD1_D1 进行采样，这对应于 GPIO123 输入端反相时钟信号的上升沿。F28379D 采样的数据始终为逻辑 ‘0’，通过 Code Composer Studio 中的 Sinc3 OSR64 滤波器 = -16384 的输出进行验证，如下所示。

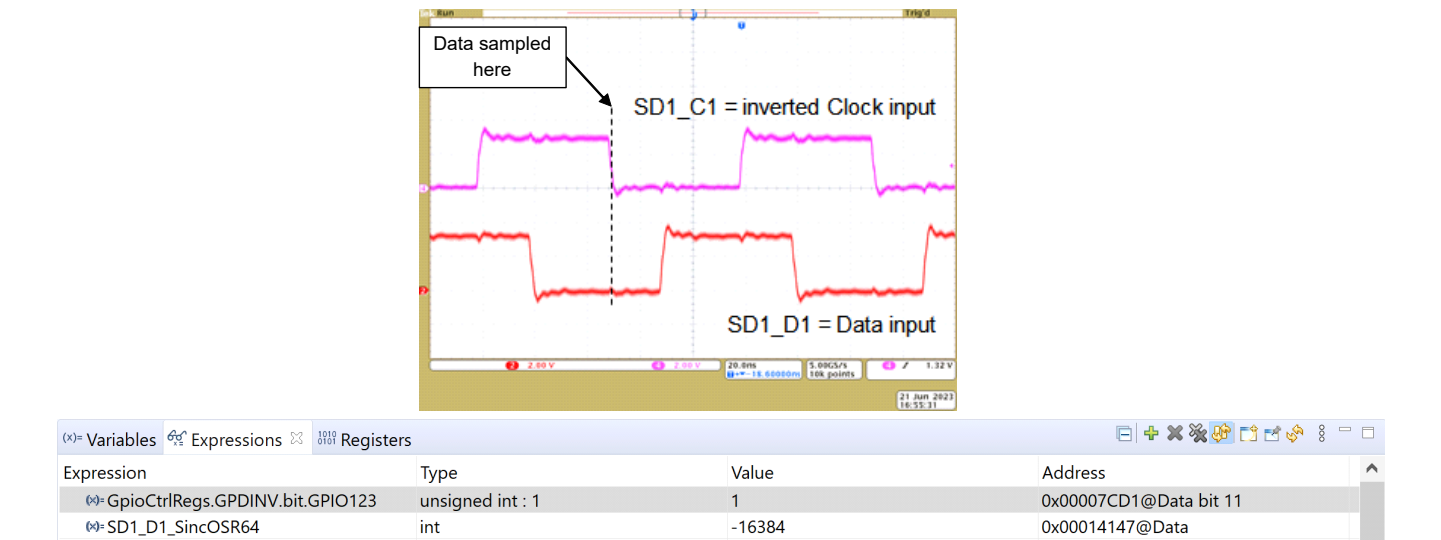


图 162. CCS 中的时钟和数据输入测试信号（同相 GPIO123）和 Sinc3 OSR 64 滤波器输出

总之，在软件中通过使 GPIO 输入的时钟输入反相来进行时钟信号补偿的方法经过验证。通过使时钟反相，时钟信号会添加半个时钟周期的固定延迟，这个延迟足以满足 SDFM 限定 GPIO（3 样本）模式 0 最短 10ns 的 TMS320F28379D 建立时间和保持时间要求。但是，如果可满足为 SDFM 限定 GPIO（3 样本）模式 0 产生的 MCU 建立时间和保持时间的要求，则需要单独检查每个系统设计。

通过计算工具进行数字接口时序验证

为了模拟和验证 MCU 和隔离式 Δ-Σ 调制器之间的数字接口时序，我们开发了一种计算工具。这里选择了常用的隔离式 Δ-Σ 调制器 AMC1306M25 和 AMC1305L25 进行数字接口时序分析。AMC1305L25 具有 LVDS 接口类型，在使用 CMOS 接口连接 MCU 时，需要 LVDS 驱动器和 LVDS 接收器。用户可以单独选择 MCU，因为在计算工具中只输入建立时间和保持时间要求。下面分步说明了使用计算工具来优化 AMC1305L25 与 C2000 MCU TMS320F28379D 之间的数字接口时序。

不使用补偿方法的数字接口

C2000 MCU TMS320F28379D 在 200MHz 系统时钟和模式 0 下以 SDFM GPIO 输入限定（3 样本窗口）选项运行。最短建立时间和保持时间都是 10ns：在计算工具中输入 $t_{su}(SDDV-SDCH)_{M0} = 10ns$ 和 $t_{h}(SDCH-SDD)_{M0} = 10ns$ 。此外，还将输入 LVDS 驱动器 DSLVDS1047 和 LVDS 接收器 DSLVDS1048 的传播延迟作为参考。在隔离式 Δ-Σ 调制器时钟输入

处使用 20MHz 时钟信号，这是数据表中指定的最大时钟频率，当 AMC1305L25 的数据延迟时间 t_D 等于数据表中给出的最小规格（即 t_D (MIN) = 0ns）时，违反了 MCU 建立时间要求，如表 2 所示。

表 26. 在 20MHz 时钟频率下使用 AMC1305L25 的 C2000 MCU TMS320F28379D 数字接口时序结果

最短建立时间 @MCU	5.6ns
最长建立时间 @MCU	23.3ns
最短保持时间 @MCU	26.7ns
最长保持时间 @MCU	44.4ns

常用方法 - 降低时钟频率

满足 MCU 时序要求的折衷办法是降低调制器时钟频率。在本例中，17MHz 的时钟频率即可满足 MCU 的建立时间和保持时间要求。表 27 显示了计算出的建立时间和保持时间，包括 17MHz 时钟频率下的最小值和最大值。最短建立时间与 MCU 建立时间要求之间的裕度为 0ns。这意味着系统中的容差有可能导致程序错误的数据采集。通过进一步降低时钟频率，可以在系统中实现更大的容差裕度，但这会对系统性能产生负面影响。

表 27. 在 17MHz 时钟下使用 AMC1305L25 时的 TMS320F28379D 数字接口时序

最短建立时间 @MCU	10.0ns
最长建立时间 @MCU	27.7ns
最短保持时间 @MCU	31.1ns
最长保持时间 @MCU	48.8ns

具有软件可配置相位延迟的时钟边沿补偿

采用具有软件可配置相位延迟的时钟边沿补偿的数字接口如图 163 显示。时序图显示时钟频率为 20MHz 的时钟信号（表示馈入隔离式 Δ - Σ 调制器的时钟信号）作为第一个信号。时序图中绘制的第二个信号表示在数据表中给出的典型规格下隔离式 Δ - Σ 调制器的数据输出。第三个信号表示 20MHz 时钟信号，相对于第一个信号相移 10ns，该信号馈送到 MCU SDFM 的时钟输入。

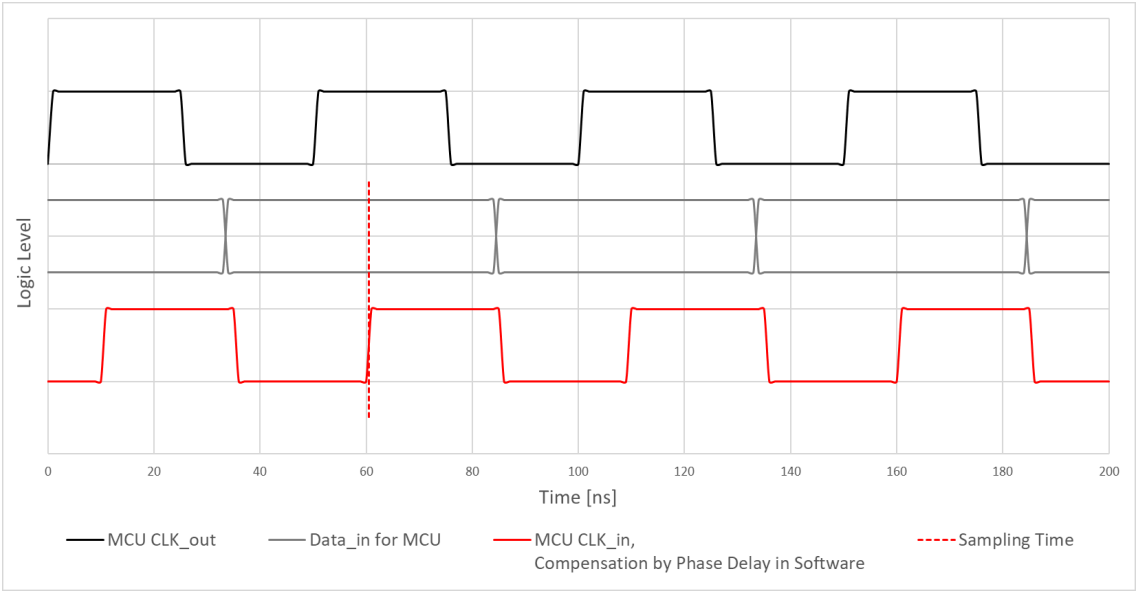


图 163. 基于数据表中的典型规格、在 20MHz 的时钟频率下且使用软件可配置的相位延迟进行时钟边沿补偿的 C2000 与 AMC1305L25 的数字接口时序图

表 28 显示了计算出的建立时间和保持时间，包括最小值和最大值。由于相位延迟可在软件中配置，因此可以选择相位延迟的值，以使数据采集时序位于数据信号的中央。这样就可为建立时间和保持时间提供最大的可能裕度，从而使系统中的容差不会影响数据采集。该计算工具提供数字时序接口的裕度，有助于了解系统的可接受容差。对于选定的 10ns 相位延迟，最短建立时间为 15.6ns，在减去 10ns 的 MCU 建立时间要求后，得到 5.6ns 的裕度。相应地计算最短保持时间的裕度，此裕度为 6.7ns。

表 28. AMC1305L25 在 20MHz 时钟频率下且具有软件可配置相位延迟时的 TMS320F28379D 数字接口时序

相位延迟	建议的相位延迟		所选相位延迟
	min	4.4ns	
	max	16.7ns	
最短建立时间 @MCU			15.6ns
最长建立时间 @MCU			33.3ns
最短保持时间 @MCU			16.7ns
最长保持时间 @MCU			34.4ns

结语

时钟边沿延迟补偿有助于通过隔离式 Δ - Σ 调制器和 MCU 数字接口满足建立时间和保持时间要求，而不必降低调制器时钟频率。这使得系统能够以完整性能运行。

可以通过多种方法实现时钟边沿延迟补偿，这些补偿方法包括：

- 具有软件可配置相位延迟的附加时钟信号
- 具有硬件可配置相位延迟的时钟信号
- 时钟返回
- MCU 的时钟反相

对于常用的隔离式 Δ - Σ 调制器型号，我们更详细地分析了具有软件可配置相位延迟的附加时钟信号和 MCU 时钟反相等补偿方法，并通过 AMC1306EVM 评估模块和 C2000 TMS320F28379D LaunchPad 以及选为 MCU 的 Sitara AM243x LaunchPad 进行了验证。测试结果对于具有 CMOS 接口和 SDFM 的 MCU 以及在处理 PRU 时没有 SDFM 的 Sitara MCU 同样适用。

表 29 显示了各种时钟信号补偿方法的优点和缺点。在下表中，使用缩写“软件相位延迟”和“硬件相位延迟”来表示具有软件可配置相位延迟的补偿和具有硬件可配置相位延迟的补偿。

表 29. 时钟边沿补偿方法的比较

方法	优势	缺点
软件相位延迟	• 补偿任何传播延迟 • 允许使用高时钟频率来实现可靠的通信 • 实施精确的相位延迟 • 可在运行时更改 • 无额外 BOM 成本	• 需要一个额外的 MCU GPIO 和内部锁相时钟源 • 额外的 MCU 软件
硬件相位延迟	• 无需更改 MCU 软件 • 无需额外的 MCU GPIO	• 补偿取决于实施的硬件延迟 • 硬件元件产生的相位延迟精度存在容差 • 在运行时无法进行任何更改 • 增加 BoM 成本
时钟返回	• 无需进行软件和硬件设置	• 并非适用于所有配置 • 布局调整 • 更长的时钟信号对瞬态噪声更敏感
时钟反相	• 如果通过时钟周期的一半进行补偿可解决时序差异，那么实施会很简单	• 并非适用于所有配置 • 固定补偿，仅为时钟周期的一半 • MCU 需要能够在 GPIO 输入处使时钟信号反相

根据 Δ - Σ 调制器的类型，因外部或内部时钟源和 CMOS 或 LVDS 接口存在差异，不同的时钟信号补偿方法可能各有优劣。

表 30 比较了常用的各种 Δ - Σ 调制器的建议补偿方法。

表 30. 为具有内部或外部时钟的调制器建议的时钟边沿补偿方法

方法	AMC1306M25 外部时钟 (CMOS)	AMC1305L25 外部时钟 (LVDS)	AMC1303M2520/10 内部时钟 (CMOS)
软件相位延迟	+	+	不适用
硬件相位延迟	o	o	o
时钟返回	o	-	不适用
时钟反相	o	o	+

对于需要外部时钟的调制器，具有软件可配置相位延迟的时钟信号补偿可提供出色性能，如果固定的一半时钟周期可满足要求，则随后在 MCU 实施时钟反相方法。这两种时钟信号补偿方法都有助于满足 MCU 的建立时间和保持时间要求，尤其是

在调制器时钟频率较高时。使用 Δ - Σ 调制器 AMC1306M25 和 AMC1305L25 时，可使用以下计算工具来验证 MCU 的建立时间和保持时间要求。

参考资料

- 德州仪器 (TI), [在电机驱动器中使用隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ 调制器提高信号完整性](#) 应用报告
- 德州仪器 (TI), [适用于高电压系统的高性能隔离式 ADC](#) 概述
- 德州仪器 (TI), [比较隔离式放大器和隔离式调制器](#) 白皮书
- 德州仪器 (TI), [AMC1306x 具有高 CMTI 的小型、高精度、增强型隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ 调制器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [AMC1305x 高精度、增强型隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ 调制器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [AMC1303x 具有内部时钟的小型、高精度、增强型隔离式 \$\Delta\$ - \$\Sigma\$ 调制器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [TMS320F2837xD 双核微控制器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [TMS320F2837xD 双核微控制器](#) 技术参考手册
- 德州仪器 (TI), [AM243x Sitara™ 微控制器](#) 数据表
- 德州仪器 (TI), [MCU-PLUS-SDK-AM243X 软件开发套件 \(SDK\)](#) 工具

利用 AMC3311 为 AMC23C11 供电以实现隔离式检测和故障检测

应用简报

引言

故障检测对于 [电机驱动器](#)、[伺服驱动器](#)、[车载充电器 \(OBC\)](#)、[串式逆变器](#) 和 [微型逆变器](#) 等应用至关重要。通过隔离栅将高压域和低压域分隔开，使系统能够在不同的共模电压下运行。高压域执行功能，而低压域控制设备。这既可以防止对低压电路造成电气损坏，也可以防止对用户造成伤害。以高共模电压运行时，需要检测过压等故障。本文档重点介绍了 AMC3311 如何提供来自 HLDO_OUT 的高侧电源电流来为 AMC23C11 隔离式比较器的高压域供电，从而实现紧凑的故障检测设计。

AMC3311 是一款精密的增强型隔离式放大器。该器件的输入电压范围为 0 至 2V，可用于驱动控制环路的精密隔离式直流电压测量。该器件具有集成式直流/直流转换器，支持 4mA 辅助电路的高侧电源电流。这样即可实现从器件低侧到高侧的单电源运行，从而进行 AMC3311 的反馈测量和 AMC23C11 的过压故障检测。AMC23C11 是一款快速响应增强型隔离式比较器。该器件可用于具有可调跳变阈值的快速过流或过压检测。该器件需要 2.7mA 的高侧电源电流。AMC3311 是市场上较早推出的具有集成式直流/直流转换器的隔离式放大器，使这两个器件能够成对工作，适合需要精密隔离式放大器来实现控制功能，以及需要快速反应比较器来实现过流或过压保护的应用。

用于为 AMC23C11 供电的 AMC3311

AMC3311 提供隔离式电源，能够通过 HLDO_OUT 引脚为需要高侧电源的连接元件提供高达 4mA 的电流。这一特性直接支持使用 AMC23C11 等性能更高的隔离式比较器。

AMC3311 提供的电源电流使得各种配套器件可与隔离式放大器搭配使用。[图 164](#) 展示了如何使用 AMC3311 为 AMC23C11 的高侧供电的示例原理图。在原理图中，AMC3311 引脚 5 处的 HLDO_OUT 展示了延伸至 AMC23C11 引脚 1 处 VDD1 的布线。隔离式比较器将输入电压与引脚 3 处的基准电压进行比较。如果输入电压超过作为基准电压建立的阈值，该器件会下拉开漏输出。可以通过修改与内部 100 μ A 电流源相关的基准电阻值来调整阈值电压。

此外，AMC23C11 具有 1.4V 的裕度余量电压。阈值电压不能高于 3.2V 输入与 1.4V 裕度的差值 (1.8V)。在 REF 和 GND1 之间放置了一个电阻器，以将跳变电压定义为 1.07V。因此，这项余量要求将隔离式比较器上的阈值电压限制为低于在放大器上所见的真正截止电压。例如，当放大器上的真正截止电压为 2.14V 时，隔离式比较器无法监控电压，因为电压超出裕度余量电压设置的限值。因此，RSNS 被分成两个相等的电阻器（RSNS1 和 RSNS2），以按比例将截止电压定义为 AMC3311 所需电压的一半。相反，AMC23C11 会读取 1.07V 作为基准电压。

[图 165](#) 展示了组合各器件进行布线的 PCB 布局示例。

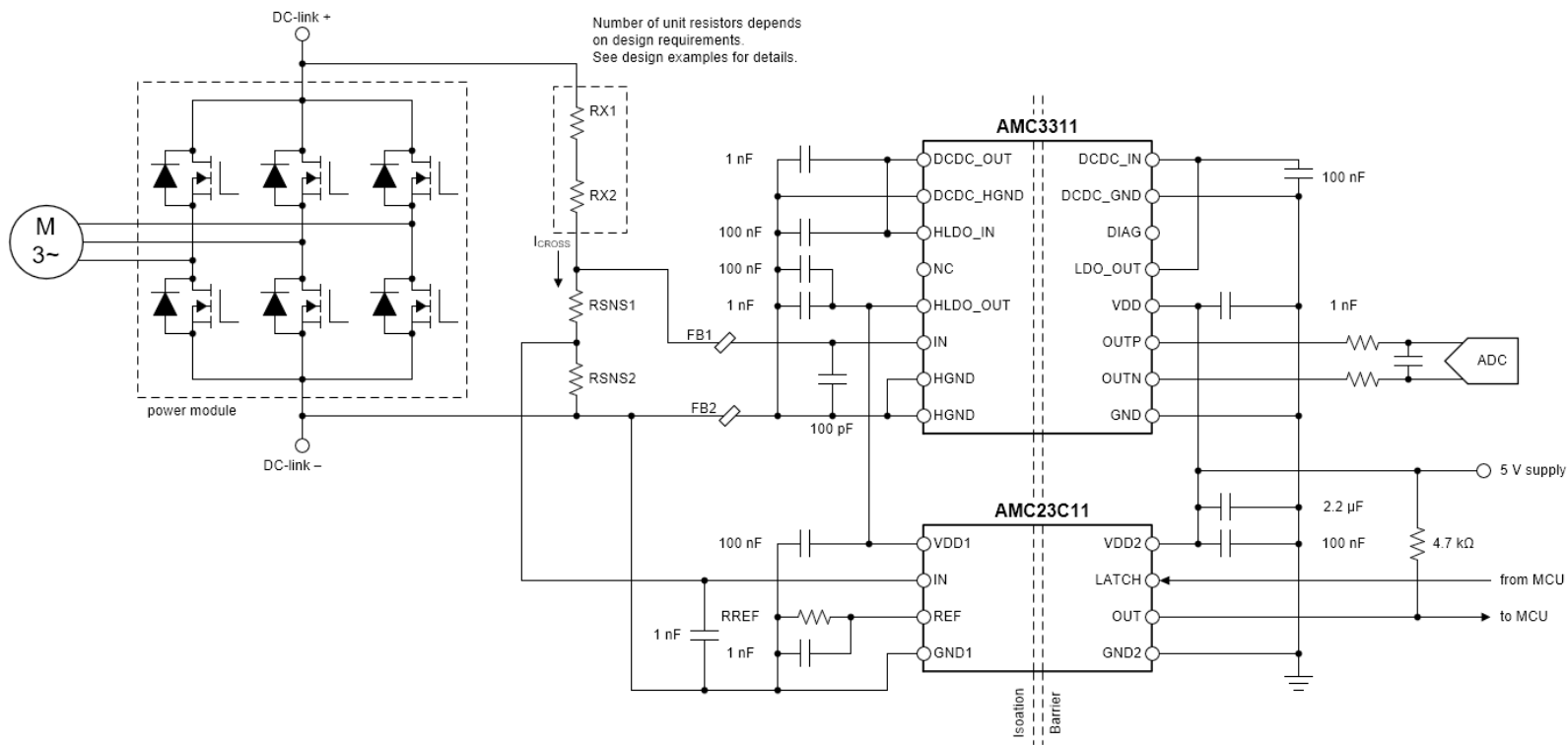


图 164. AMC3311 和 AMC23C11 原理图

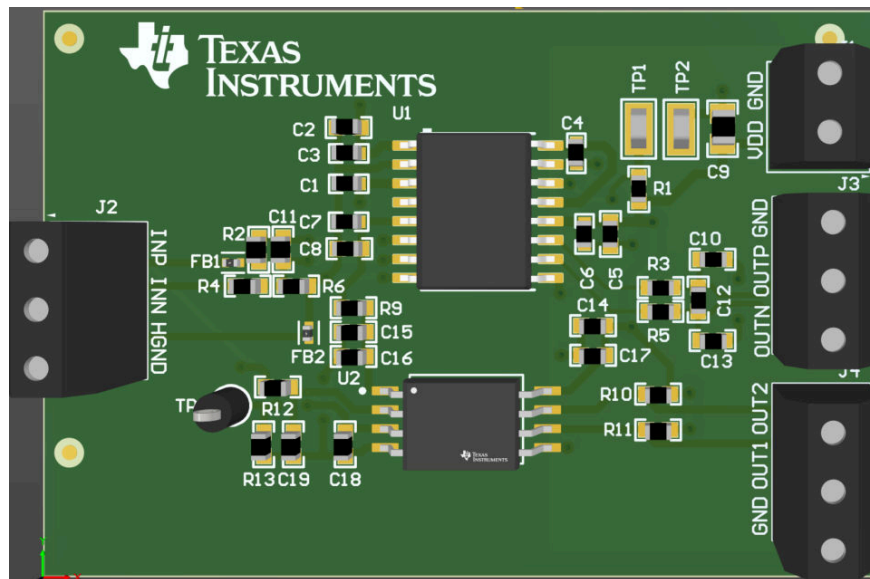


图 165. AMC3311 和 AMC23C11 PCB 布局

AMC23C11 用于过压检测

图 166 和图 167 分别显示了 AMC3311 和 AMC23C11 的过压响应时间。使用 3.2V 电源时，输入信号 (CH4) 显示电压上升至 1.07V 过压阈值以上。

AMC3311、VOUTP (CH2) 和 VOUTN 通道 (CH1) 的响应时间为 2.906μs，而 AMC23C11、OUT (CH3) 的响应时间为 314.015ns。放大器检测过压所需的时间长度是隔离式比较器检测过压所需长度的九倍以上。对于低延迟应用而言，此延长时间可能过长。为了补充 AMC3311 放大器，可以使用隔离式比较器来防止发生过压，因为比较器可以快速检测高于设定阈值的电压。这会通知控制器关闭所有受影响的电子产品，从而在高电压应用中提高安全性和可靠性。

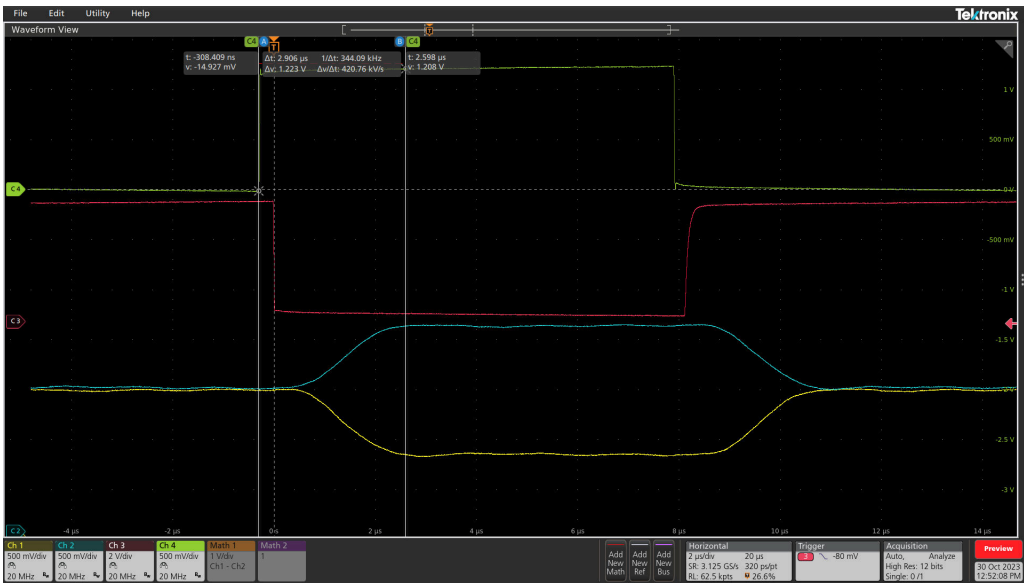


图 166. AMC3311 过压响应时序波形

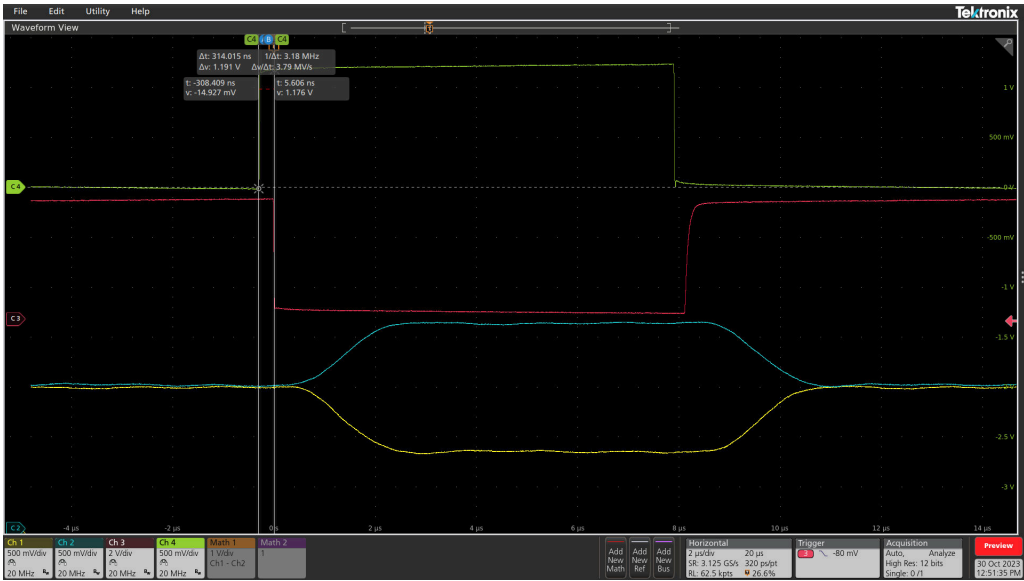


图 167. AMC23C11 过压响应时序波形

结论

AMC3311 是一款具有高侧电流电源的隔离式放大器，可用于为辅助检测电路供电。该器件可以在高侧为外部器件提供高达 4mA 的电流，并且与 AMC23C11 等高速隔离式比较器兼容。该比较器的优势是可显著缩短响应时间，从而实现过压保护。对于电压和电流检测应用，结合使用 AMC3311 和 AMC23C11 会是一个有用的选择。

其他资源

- 德州仪器 (TI), [精密实验室系列：隔离简介](#) 视频系列。
- 德州仪器 (TI), [AMC3311-Q1 具有集成式直流/直流转换器的汽车类、2V 输入、增强型隔离精密放大器](#) 数据表。
- 德州仪器 (TI), [AMC23C11 具有可调阈值和锁存功能的快速响应增强型隔离式比较器](#) 数据表。
- 德州仪器 (TI), [隔离相关术语](#)
- 德州仪器 (TI), [隔离式放大器电压检测 Excel 计算器](#) 设计资源。

重要声明: 本文所提及德州仪器 (TI) 及其子公司的产品和服务均依照 TI 标准销售条款和条件进行销售。建议客户在订购之前获取有关 TI 产品和服务的最新和完整信息。TI 对应用帮助、客户的应用或产品设计、软件性能或侵犯专利不负任何责任。有关任何其它公司产品或服务的发布信息均不构成 TI 因此对其的认可、保证或授权。

E2E™, PSpice™, C2000™, LaunchPad™, Sitara™, OSR™, and Code Composer Studio™ are trademarks of Texas Instruments.

Bourns® is a registered trademark of Bourns, Inc.

Vishay® is a registered trademark of Vishay Intertechnology, Inc.

Ohmite® is a registered trademark of Ohmite Manufacturing Company.

所有商标均为其各自所有者的财产。

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。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
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司