



说明

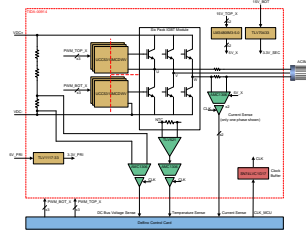
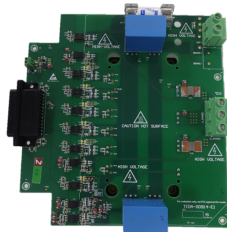
TIDA-00914 设计采用隔离式 IGBT 栅极驱动器以及隔离式电流和电压传感器实现了增强型隔离式三相逆变器子系统。此设计使用 AMC1306E25 Δ - Σ 调制器实现精确的基于分流的直列式电机相电流感应。调制器输出采用曼彻斯特编码，简化了 MCU 和调制器之间的时钟和数据信号路由。调制器具有高 CMTI，有助于抑制逆变器开关瞬变在控制器侧造成数据损坏。采用小尺寸调制器，实现了紧凑型解决方案。TIDA-00914 提供了一个连接到外部 MCU 或 FPGA 的接口，可用于实施 SINC 数字滤波器以解调 AMC1306E25 输出位流。此 TI 设计采用 F28379D Delfino™ 控制卡，该卡通过适配卡连接到 TIDA-00914 卡，以便实施 SINC 滤波器进行电流感应。

资源

TIDA-00914	设计文件夹
AMC1306E25	产品文件夹
UCC5310MCDWV	产品文件夹
UCC5320SCDWV	产品文件夹
UCC5390ECDWV	产品文件夹
LM3480	产品文件夹
TLV704	产品文件夹
TLV1117-33	产品文件夹
SN74LVC1G17	产品文件夹
TMDSCNCD28379D	工具文件夹



咨询我们的 E2E 专家



特性

- 增强型隔离式逆变器功率级，适合 200V 至 480V 的交流型电源供电驱动器
- 增强型隔离式 Δ - Σ 调制器具有曼彻斯特编码输出，可使用分流电阻器测量直列式电机相电流
- 曼彻斯特编码数据输出简化了到 Δ - Σ 调制器的时钟路由；实现了时钟信号的菊链
- 小引脚数 (8) 实现了紧凑型解决方案
- 调制器具有高 CMTI (> 50kV/ μ s)，改善了开关瞬变的抗噪性能
- 短路响应时间 < 1.5 μ s；采用 SINC 3 滤波器和 OSR 8
- 标称相电流测量范围为 28A_{RMS}，瞬态峰值范围为 \pm 80Apk（采用 4m Ω 分流电阻器时）
- 在 -0°C 至 55°C 的温度范围内，校准的满量程误差 < 0.5%
- 支持直流链路电压的隔离式测量；采用 Δ - Σ 调制器
- 采用 Δ - Σ 调制器，允许使用集成于模块中的 NTC 进行 IGBT 电源模块温度的隔离式测量

应用

- 交流逆变器和变频驱动器
- 伺服驱动器和运动控制



该 TI 参考设计末尾的重要声明表述了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

1 系统说明

高分辨率、精确的隔离式相电流测量在需要高性能扭矩和运动控制的工业电机驱动应用中至关重要。这些应用包括伺服驱动、机器人、机床、工业制造和数控机床。可用于相电流测量的选项有霍尔效应传感器、磁通门传感器、电流互感器或分流电阻器。前三个选项具有天生的电隔离优势和高电流测量范围，但与分流电阻器相比，其线性度、带宽和漂移的性能较低。当要测量的最大持续电流低于 50A 时，使用分流电阻器则提供了一种高线性化、高带宽的具有成本效益的测量解决方案。

使用隔离式放大器或隔离式 Δ - Σ 调制器完成基于分流电阻的隔离式电流测量。基于放大器的解决方案具有三个转换级，其中包括隔离式放大器、带滤波器的差分到单端放大器和 SAR ADC。每个转换级都会增加一点误差，并达到低于 10 位的系统精度。对于较高分辨率的模拟信号链，成本将呈指数级增长。使用隔离式放大器进行的短路检测需要更多电路，其中包括用于设置短路阈值的窗口比较器和参考信号发生器。由于放大器和比较器存在传播延迟，因此在这种情况下，短路检测延迟较高。基于 Δ - Σ 调制器的解决方案具有一个转换级，并且大部分处理是在数字域内进行的。这使得系统更加不易受噪声影响，并且可以达到高于 14 位的系统精度。

如图 1 所示， Σ - Δ 滤波器模块 (SDFM) 中实施了两种解调数据的路径。一个路径是高分辨率、精确的数据过滤单元。此单元具有一个可配置的 SINC 滤波器和高过采样率 (OSR)，最好采用 SINC 3 滤波器和大于 64 的 OSR。滤波器单元的输出存储在数据寄存器中，用于位置和扭矩控制。由于该路径的延迟较高，此滤波器的输出并非驱动器保护的首选方案。第二个路径是低延迟、低分辨率的过流感测比较器路径。此单元同样具有可配置的 SINC 滤波器和 OSR。OSR 通常限于更低的范围，从而实现低延迟。滤波器的输出通过具有可编程阈值的数字窗口比较器传递。比较器的输出用于跳变 PWM 信号，以防出现短路。采用 SINC 3 滤波器和 OSR 8，可以实现小于 1.5 μ s 的响应时间。

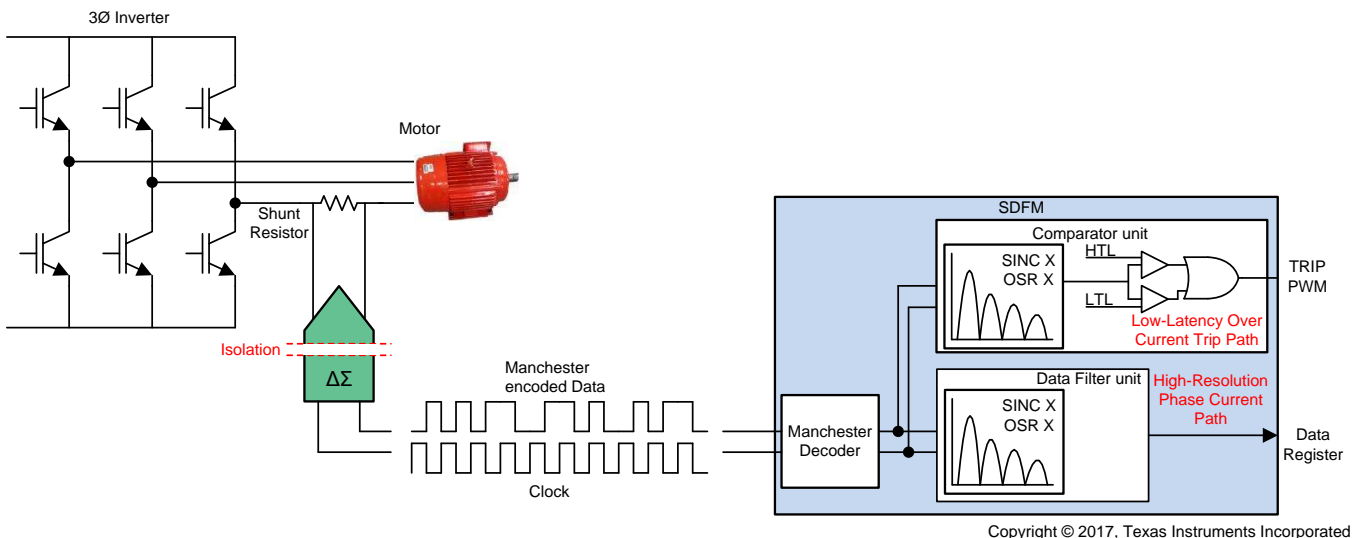


图 1. 电机驱动器中的 Σ Δ 调制器

不同的时钟和数据线路长度可能会造成两个信号之间的传播延迟不一致。延迟不一致可能会导致微控制器 (MCU) 出现设置和保持时间问题。要避免此问题，需要小心地设计布线布局并确保信号长度一致。时钟信号终端存在更多问题。此类设置和保持时间问题可以通过对数据信号进行曼彻斯特编码得到解决。图 2 中显示了一个曼彻斯特编码流。在此编码方案中，时钟嵌入在数据流中，可简化时钟和数据信号布线，从而减少布线工作量。由于时钟信号可以菊花链形式连接多个调制器，时钟终端变得更加简单。

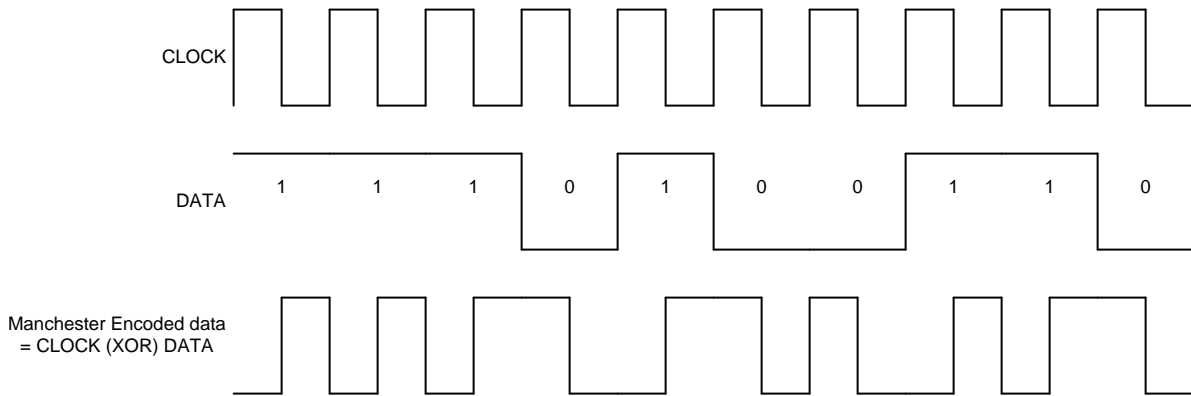


图 2. 曼彻斯特编码数据

此参考设计包含一个 3 ϕ 功率级（该 3 ϕ 功率级使用 TI 的宽体封装 (DWV) 小型（8 引脚）增强型隔离式 $\Delta\Sigma$ 调制器 AMC1306E25 进行直列式相电流感应），专门为驱动各种工业应用中的电机而设计。应用的需求。AMC1306E25 使用符合 IEEE 802.3 标准的曼彻斯特编码。此 TI 设计展示了真实系统中的以下特性：

- 高侧功率损耗检测
- 调制器输入的超范围检测
- 短路检测和响应时间
- 电流测量精度

1.1 主要系统规格

表 1. 主要系统规格

小节	参数	规范	备注
逆变器	直流总线输入电压	200V 至 900V 直流	通过更换连接器和保险丝实现高达 1200V 直流最大绝对值
	输出频率	0Hz 至 100Hz	—
	PWM 开关频率	2 至 16kHz	—
	PWM 死区	1 μ s	逆变器使用 1 μ s 死区进行测试；可以变化，只要顶部和底部 IGBT 开关的 V_{GE} 信号之间没有重叠
	使用的电源开关	1200V、100A 六组逆变器 IGBT 模块	器件型号：CM100TX-24S
电流感测	电机的持续相电流	每相最大 28A _{RMS} (40A _{PK})。	通过更换直流总线输入和电机的电源连接器、保险丝以及使用适当的散热器，最高可增至 44A _{RMS}
	瞬态过载最大值	80A _{PK} （采用 4m Ω 分流电阻器时）	—
	相电流测量误差	< 0.5%（校准后）	—
	最大调制器时钟频率	20MHz	—
	逻辑接口	3.3V CMOS 逻辑电平（采用施密特触发时）	—
反馈	测量的变量	两相电流、模块温度、直流链路电压	电机控制和保护所需的反馈

表 1. 主要系统规格 (continued)

小节	参数	规范	备注
保护	相电流	过载时逆变器关断	用户软件实现
	直流总线电压	过压和欠压检测	用户软件实现
	电流感应器	当高侧功率损耗时，保持输出数据恒定。	向控制器表明数据不再有效
		当超出感应器的共模输入电压范围时，每 128 位切换一次	
	模块温度	过热关断	用户软件实现
隔离	增强型隔离式	使用增强型隔离式电流传感器和栅极驱动器；初级侧和次级侧之间保留 8.89mm 间距	
运行条件	温度范围	0°C 至 55°C	选择的组件支持 85°C 的工业温度范围，TIDA 可以在该温度范围以外的温度下运行，具有足够的降额。仅在 0°C 至 55°C 之间进行测试
接口连接器	微控制器接口	7 个 PWM 信号、两个电机相位的电流感应调制器位流、直流链路电压感应调制器位流、温度感应调制器位流、时钟信号、5V 控制器板	参阅 表 5 中的引脚分配信息
	初级测电源	5V ± 5%，500mA	用于为初级侧的栅极驱动器、调制器和控制器卡供电
	次级侧电源	5V ± 15%，200mA	用于为次级侧的栅极驱动器和 LDO 供电，可分别为电流感应调制器和直流总线电压感应调制器和温度感应调制器生成 5V 和 3.3V 电压。
PCB 信息	PCB 层堆栈	4 层，1oz 铜	35μm 铜
	层压	FR4，高温	—
	PCB 厚度	1.6mm	—
	PCB 尺寸	167mm × 178mm	—

2 系统概述

2.1 方框图

图 3 显示了具有直列式精密相电流感应功能的增强型隔离式三相逆变器（配备分流电阻器）的系统方框图。TIDA-00914 设计使用红色虚线框突出显示。

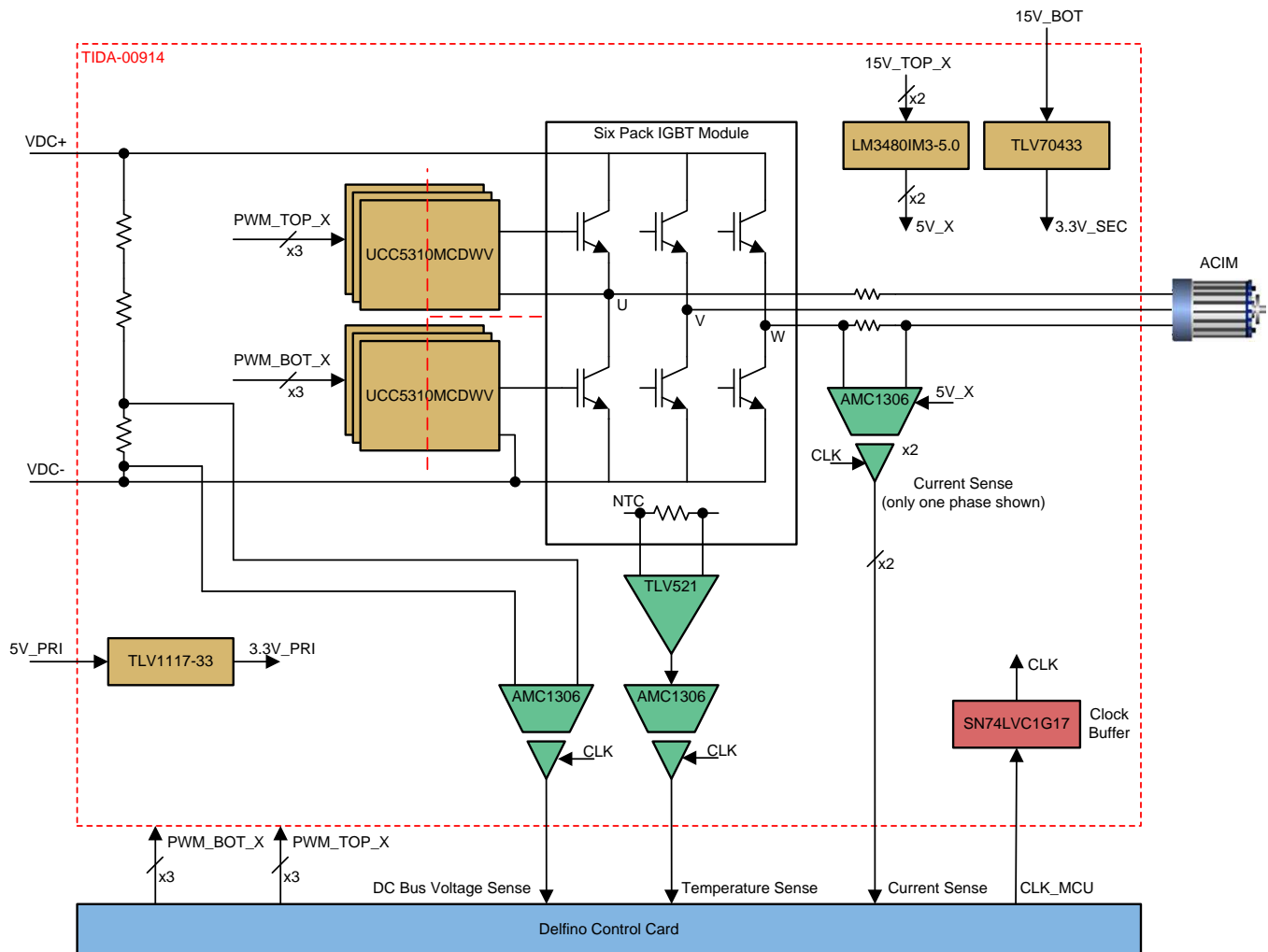


图 3. TIDA-00914 方框图

逆变器部分由包含三个半桥的六组 IGBT 模块组成。模块的每个 IGBT 由增强型隔离式栅极驱动器 (UCC5310MCDWV) 驱动。单极 15V 电源用于驱动 IGBT 栅极。栅极驱动器的 PWM 输入信号路由到 D-SUB 25 针母连接器，该连接器通过适配器板连接至 Delfino 控制卡 TMDSCNCD28379D。有关使用 UCC53x0 器件的栅极驱动器设计的更多信息，请参阅 TIDA-01420 参考设计，该参考设计采用栅极驱动器的基础分离式版本。

逆变器的功率级采用防止短路、直流总线低压/过压、IGBT 模块过热的设计。直流总线电压使用分压器感测。分频电压使用 AMC1306E25 感测。直流总线低压阈值和过压阈值在软件内设置。要监测 IGBT 模块温度，分压器需由外部电阻器和在模块内部集成的 NTC 构成。AMC1306E25 器件感测 NTC 中的压降。由于 NTC 的电阻与 AMC1306 器件的输入电阻相当，在 NTC 和 AMC1306 输入级之间插入运算放大器电压跟随器缓冲器，以降低温度测量误差。使用的运算放大器缓冲器是成本优化的 TLV521。实际温度由在控制器中部署的软件从 NTC 电压中计算得出。

通过在逆变器的相位输出和电机的相端子之间插入分流电阻器，进行直列式电机相电流感应。AMC1306 器件感测分流电阻器中的压降。电流感应信号链路径的传输函数用于推算控制器中的相电流值。 $\Delta\Sigma$ 调制器的位流采用曼彻斯特编码；必须在过滤数据之前对其进行解码。采用曼彻斯特编码大大简化了控制器和调制器之间的时钟和数据信号路由。在控制器内部署可配置的数字 SINC 滤波器，用于从 $\Delta\Sigma$ 调制器抽取位流。在软件内设置短路阈值。时钟从控制器通过带状电缆路由到 PCB D-SUB 25 针连接器。使用 SN74LVC1G17 施密特触发缓冲器在 PCB 上部署时钟缓冲器。来自缓冲器的时钟信号通过菊花链路路由到每个 AMC1306 器件。在此 TI 设计中，曼彻斯特解码和 SINC 滤波器在 TMS320F28379D 内的专用 $\Sigma\Delta$ 滤波器模块 (SDFM) 中进行设置。

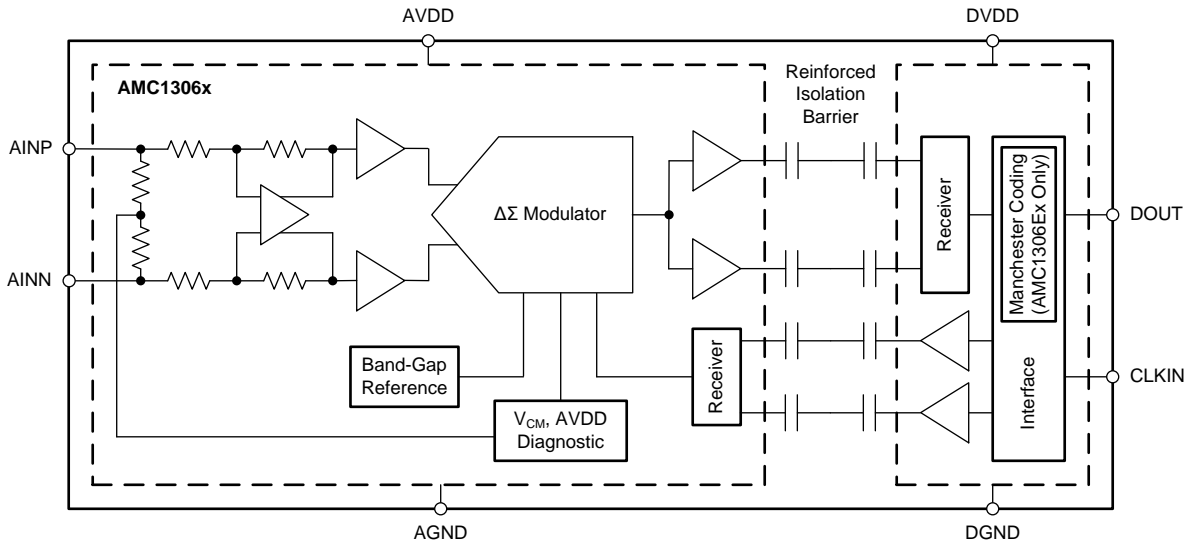
初级侧 3.3V 电源采用 LDO 稳压器 TLV1117-33I 从 5V 输入中生成的。此 3.3V 电压供应给初级侧的 $\Delta\Sigma$ 调制器、栅极驱动器和时钟缓冲器。次级侧的 3.3V 电源是采用 LDO 稳压器 TLV70433 从次级侧 15V 低侧栅极驱动器电源中生成的。此电源为次级侧的直流总线感应调制器和温度感应调制器以及 TLV521 缓冲器供电。相电流感应 $\Delta\Sigma$ 调制器的次级侧 5V 电源是采用 LM3480IM3-5.0 LDO 从相应的 15V 次级高侧栅极驱动器电源中生成的。高侧栅极驱动器的电源通过引导 15V 低侧栅极驱动器电源产生。

注：也可以使用此参考设计评估分离输出版本 (UCC5320SCDWV) 和双极电源版本 (UCC5390ECDWV)。TIDA-00914 产品页上提供的原理图文件显示了需要更换的元件。

2.2 主要产品

2.2.1 AMC1306E25

此器件是一款高精度 $\Delta\Sigma$ 调制器，此它的输出与输入电路由抗电磁干扰性能极强的电容式双隔离层隔开。与隔离式电源配合使用时，此器件可防止共模高电压线路上的噪声电流进入本地系统接地，从而干扰或损害低电压电路。AMC1306 的输入经过优化，可直接连接到分流电阻器或其他低电压等级信号源。AMC1306Ex 的输出位流采用曼彻斯特编码。通过使用适当的数字滤波器来抽取位流，该器件可在 78kSPS 速率下实现 85dB 动态范围的 16 位分辨率。调制器具有较少引脚数（8 引脚）可帮助实现紧凑型电流感应解决方案。

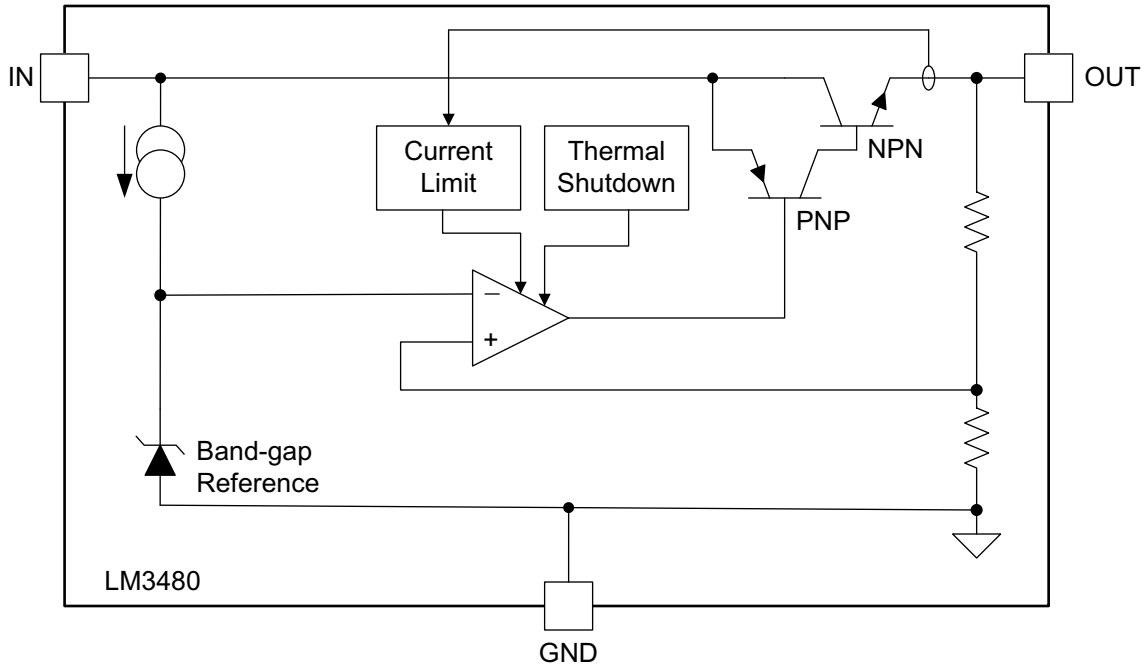


Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 4. AMC1306E25 的功能框图

2.2.2 LM3480

此器件是一款集成式线性稳压器。该器件采用在高达 30V 的输入电压下运行，可确保在 100mA 满载条件下具有 1.2V 的最大压降。该器件采用 SOT-23 标准封装。此器件的封装尺寸小且输入范围宽，适合从用于向高侧栅极驱动器供电的 15V 浮动电源生成 5V 浮动电源，用于电流感应 IC。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 5. LM3480 的功能框图

2.2.3 TLV704

该器件是一款具有超低静态电流要求的低压降稳压器。TLV704 可在 2.5V 到 24V 的宽工作输入电压范围内工作，非常适合用来从 15V 低侧栅极驱动器电源中生成次级侧 3.3V 电源。该器件是工业应用的极佳选择。

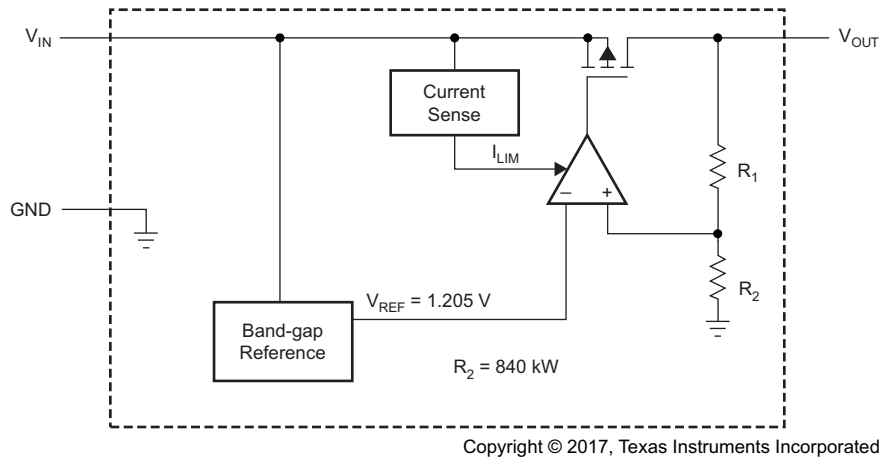


图 6. TLV704 的功能框图

2.2.4 TLV1117

此器件是一款正低压降稳压器，可提供高达 800mA 的输出电流。额定的最大压差电压为 1.3V（电流为 800mA），该值在较低的负载电流时会降低。该器件用于从 5V 输入中生成初级侧 3.3V 电源。

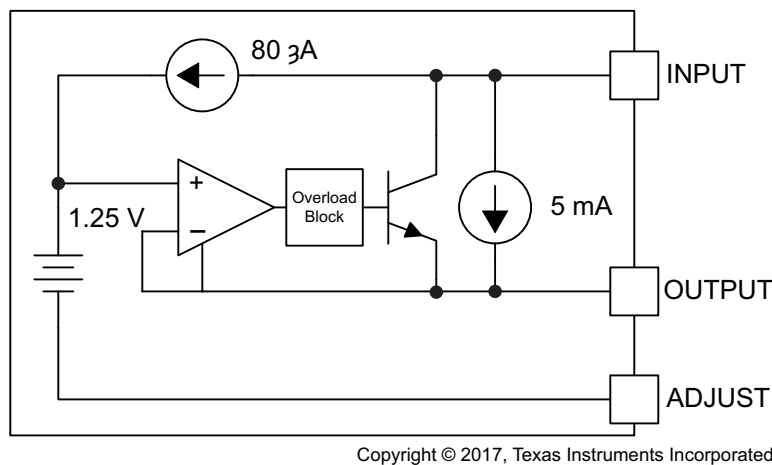


图 7. TLV1117 的功能框图

2.2.5 SN74LVC1G17

此器件是一款单路施密特触发缓冲器，专为 1.65V 至 5.5V V_{CC} 运行而设计。SN74LVC1G17 包含一个缓冲器，并执行布尔函数 $Y = A$ 。CMOS 器件的输出驱动在 3.3V 条件下高达 24mA，同时在较大的 V_{CC} 工作范围内保持低静态功率损耗。此器件用于将来自 MCU 的时钟信号缓冲到 PCB 中。

2.2.6 UCC5310MCDWV

UCC53x0 器件系列是一系列单通道隔离式栅极驱动器，具有各种不同的引脚配置和驱动强度。此设计中使用的是 UCC5310M 型号。此器件将晶体管的栅极连接到内部钳位，以防止米勒电流造成假接通。采用 SOIC-8 DWV（宽体）封装，该封装可支持高达 5kVrms 的隔离电压。此器件具有最低 2.4A 拉电流能力和最低 1.1A 灌电流能力。与光耦合器相比，UCC53x0 的部件间偏移更小，传播延迟更少，工作温度更高，且 CMTI 更高。

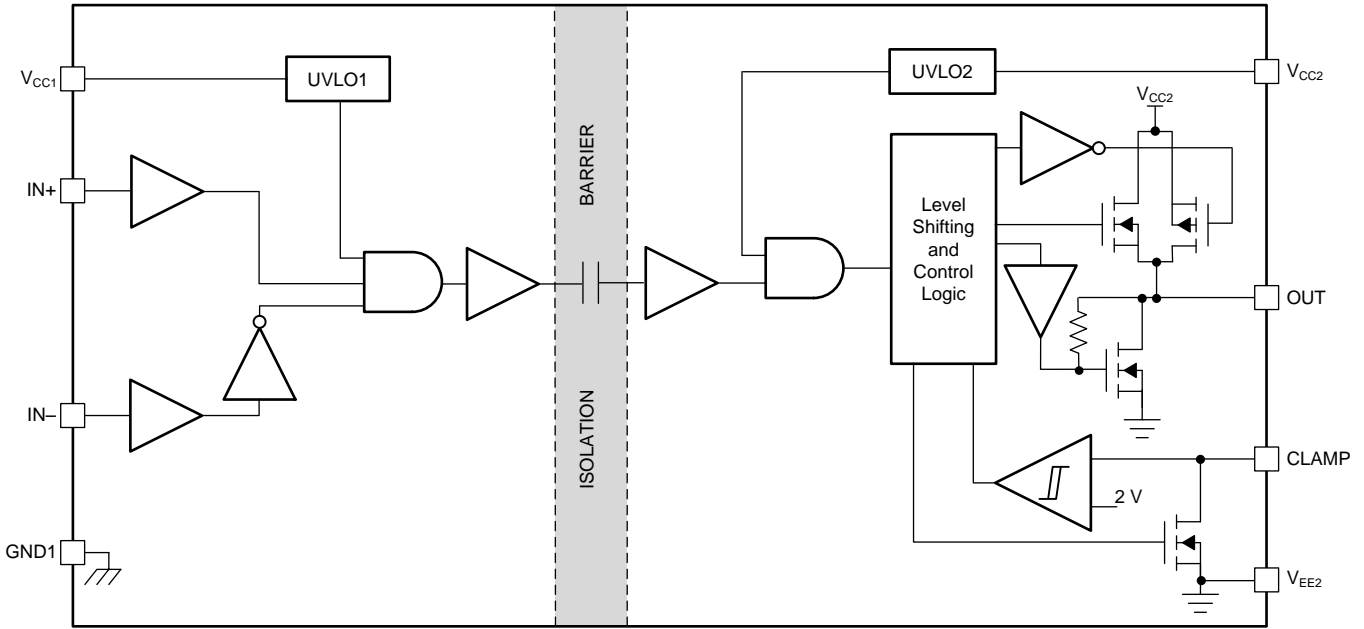


图 8. UCC5310MCDWV 的功能框图

3 系统设计原理

3.1 直流到三相交流逆变器子系统

使用六组 IGBT 模块 CM100TX-24S 将输入直流总线电压转换为 3 ϕ 交流，用于驱动感应电机。所有六个 IGBT 电源开关均由使用单极 15V 栅极发射极电压的增强型隔离式栅极驱动器控制。R20、R32、R112、R12、R38 和 R26 是 10k Ω 电阻器，用于确保在栅极驱动器因系统故障断开连接时 IGBT 处于关闭状态。C72 至 C77 是针对更多外部栅极发射极电容的配置。R118 和 R120 是用于 U 相电流感应和 W 相电流感应的分流电阻器。

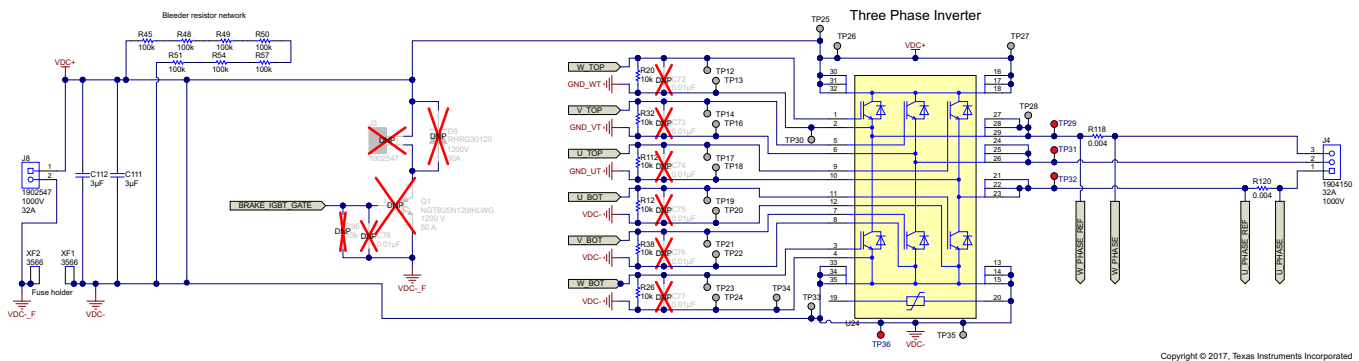


图 9. 直流到三相交流逆变器原理图

接线端子 J8 是直流总线电压输入连机器。C112 和 C111 是局部高频直流总线去耦电容器。此 TI 设计使用了 3 μ F、1300V 薄膜电容器。XF2 和 XF1 是保险丝座。尺寸为 10.3mm \times 38mm 的 30A、1kV 直流熔断管必须放在保险丝座中。一旦直流总线电压断电，直流总线链路电容器需要时间进行放电。这样会造成安全隐患。因此，泄放电阻器 R45、R48、R49、R50、R51、R54 和 R57 添加在直流链路中。这些电阻器确保直流总线电阻器在断电时能够快速放电。规定将制动电阻器连接至直流总线。在电机再生的情况下，如果直流总线电压超过指定阈值，就可能会启动制动斩波器。J3 是用于连接制动电阻器的终端块。D9 是连接在制动电阻器上的续流二极管，以防止制动斩波 IGBT 电源开关 Q1 的集电极过冲。

逆变器级设计用于驱动高达 11kW 的感应电机。表 2 显示了 11kW 感应电机样品的规格：

表 2. 电机规格

参数	规格
器件型号	M2BAX 160MLA
输出功率	11kW
国际效率分类	IE2
电机效率	89.8%
功率因数	0.79
极	4
速度	1500rpm
频率	50Hz
线间电压	400V _{RMS}

所需的逆变器输出功率通过公式 1 计算得出，在最小电网电压上具有 15% 容差的最大逆变器输出电流通过公式 2 计算得出：

$$\text{Inverter output power} = \frac{\text{Motor shaft power}}{\text{Efficiency of motor}} = \frac{11000}{0.898} = 12.249 \text{ kW} \quad (1)$$

$$\text{Maximum inverter output current} = \frac{\text{Inverter output power}}{\sqrt{3} \times \text{PF} \times \text{Minimum motor input voltage}} \quad (2)$$

$$\text{Maximum inverter output current} = \frac{12249}{\sqrt{3} \times 0.79 \times (380 - (0.15 \times 380))} = 27.71 \text{ A}_{\text{RMS}}$$

3.2 直列式相电流感应

准确的线性电机相电流反馈对于精确的电机位置和扭矩控制至关重要。还需要相电流信息检测短路。在此 TI 设计中，完成了基于分流的直列式相电流感应。与霍尔传感器或电流互感器相比，基于分流的电流感应具有高精度、高线性、外形小巧以及低成本的优势。唯一的缺点是，在更高的电流和由此产生的温度漂移的情况下，分流电阻器中的功率损耗更高。如果测量的最大持续电流小于 50A，基于分流的电流感应就非常适用。AMC1306E25 ΔΣ 调制器用于分流电阻器中压降的隔离式读取。通过将分流电阻器中的电压乘以比例因数，可以在软件中计算出精确的相电流。测量 U 相电流的电流感应方案显示在图 10 中。适用于 W 相的电流感应是相似的。

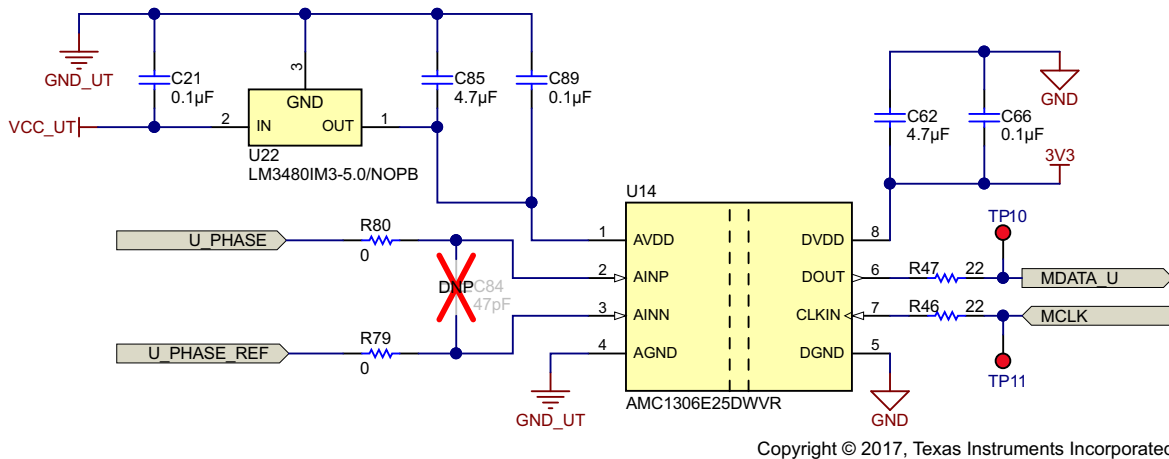


图 10. U 相电流感应原理图

正如 3.1 节中提到的，测得的最大持续电流约为 28A_{RMS}，导致了 40A_{PK} 的峰值电流。此 TI 设计中使用了 4mΩ 分流电阻器。电流感应的传递函数如公式 3 所示：

$$V_{R120} = I_{U-Phase} \times R120 = 0.004I_{U-Phase} \quad (3)$$

峰值电流额定值为 ±40A_{PK} 会使分流电阻器 R120 上的电压下降 ±0.16V，最大功耗为 3.2W。已选择 5931 封装中的 A 7W、a 1%、±75ppm/°C 电阻器。AMC1306E25 的高线性输入电压范围为 ±250mV，削波值为 ±320mV。这使短时过载电流测量能够达到最大连续电流的 1.5 倍，且短路测量可高达 80A_{PK}。

C85 和 C89 是高侧电源上的噪声去耦电容器，C62 和 C66 是低侧电源上的噪声去耦电容器。R47 和 R46 是高频数据和时钟数字信号上的终端电阻器。AMC1306 高侧由通过 LDO U22 的 U 相的高侧栅极驱动器电源供电。LDO LM3480 采用 SOT23 封装，外形小巧紧凑。AMC1306 的初级侧工作电流为 9.8mA（最大）。这会导致 LDO 的最大功耗为 98mW。在 55°C 环境下，LDO 的最大结温将约为 80°C。

差分输入滤波器可以使用 R83、R82 和 C81 来实现。此 TI 设计不使用该滤波器；R83 和 R82 等同于 0Ω ，且 C81 为 DNP。分压器的反馈是单向的，而 AMC1306 的输入可以读取双向电压。AMC1306 的完整输入电压范围可通过将器件的负输入电平转换为 0.250V 来使用。在此 TI 设计中，R81、R107 和 C94 提供了电平转换的条件。D10 和 D11 是无载齐纳二极管。通过使用这些二极管，AMC1306 的输入范围可以对应于 400V 至 1200V 而非 0V 至 1200V。如果不需要测量低于 400V 的直流链路电压，这个功能非常有用。C64 和 C82 是用于次级侧电源的噪声去耦电容器，C62 和 C58 则用于初级侧。R56 和 R55 是数据线路和时钟输入的串联线路终端电阻器。

3.4 IGBT 电源模块温度传感

IGBT 电源模块的温度反馈对于过热关断以及在较高温度下降低逆变器的输出而言是必需的。使用集成在模块内部的 NTC 测得模块温度。NTC 热特性如图 12 所示：

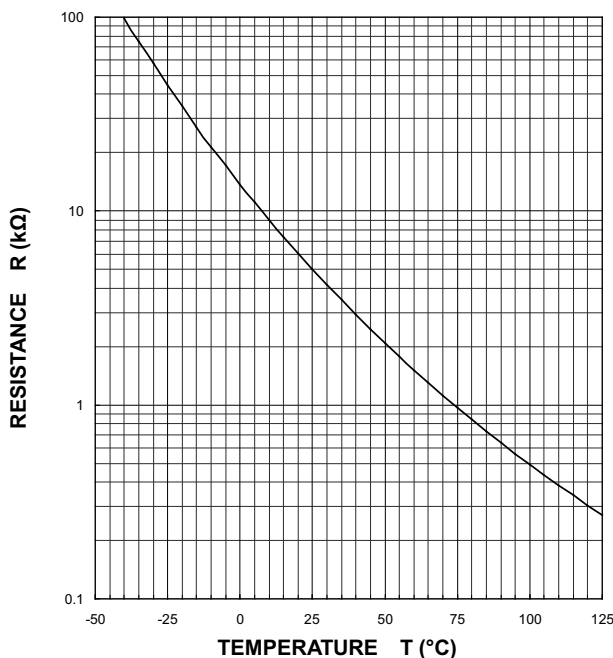
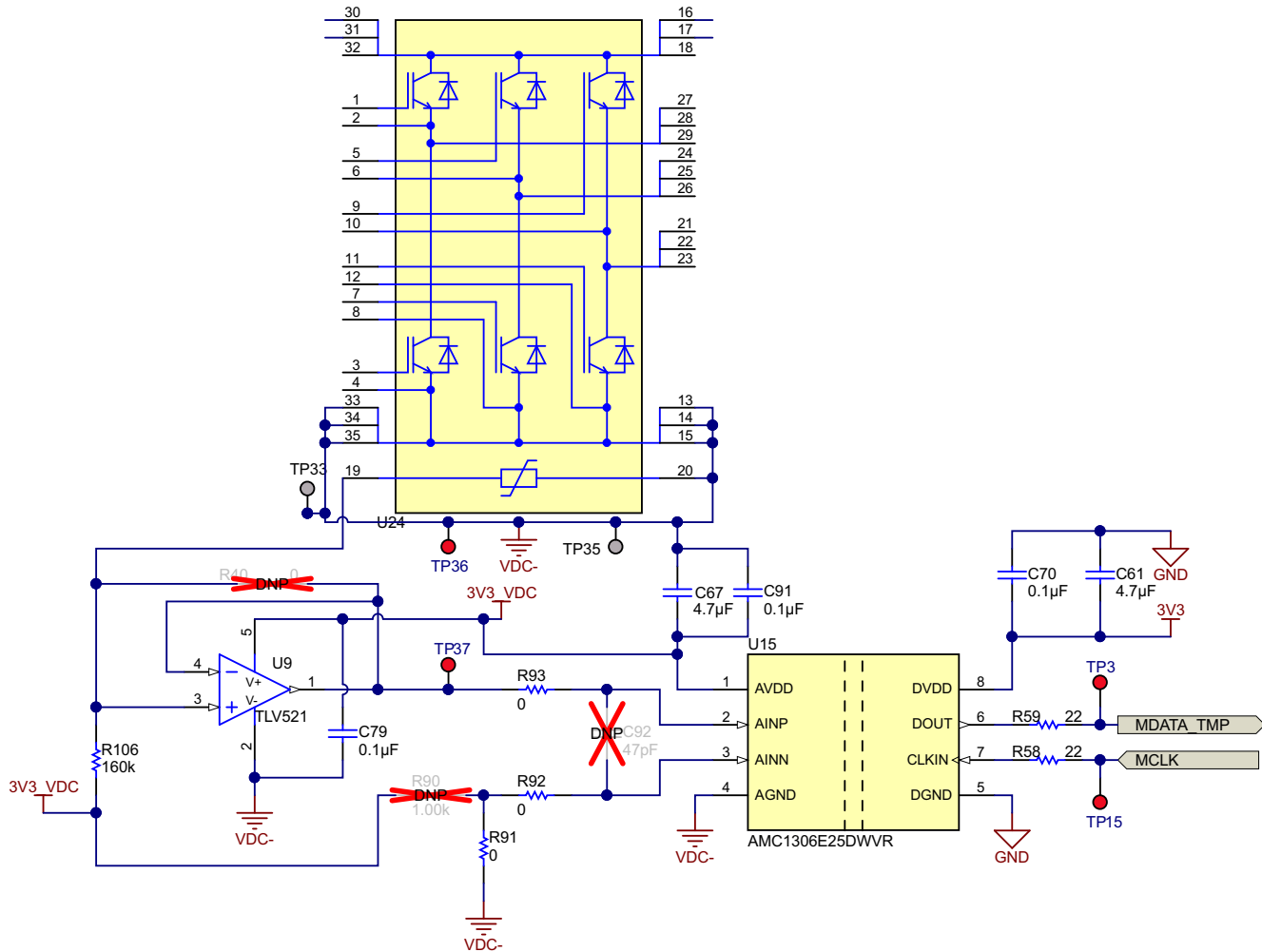


图 12. NTC 热敏电阻的温度特性

使用 R106 和 NTC 电阻器形成的电阻分压器如图 13 所示。通过 NTC 电阻器的电压由 AMC1306 读取。可以使用公式 5 和公式 6 在软件中计算精确温度。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 13. 模块温度传感原理图

$$R_{NTC}(T) = R106 \times \frac{\text{AMC reading}}{3.3 - \text{AMC reading}} \quad (5)$$

$$T = \frac{1}{\ln \frac{R_{NTC}(T)}{R_{25}} + \frac{1}{B}} \quad (6)$$

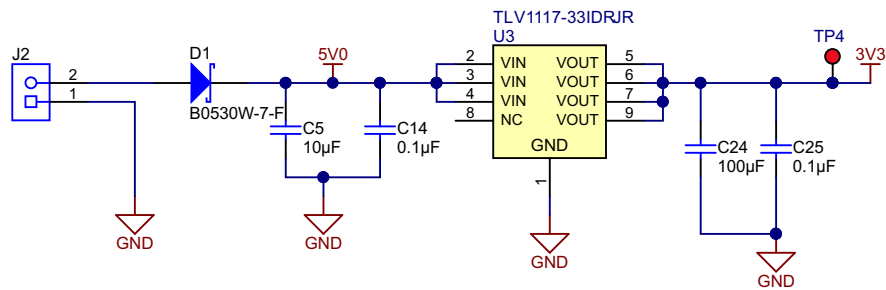
其中:

- T 是 IGBT 模块的温度
- $R_{NTC}(T)$ 是温度 T 下的 NTC 电阻, 由 NTC 上的压降计算得出
- R_{25} 是 IGBT 模块数据表提供的 25°C 时的 NTC 电阻
- $B(25/50)$ 是模块数据表提供的 NTC 电阻器的 B-常数

25°C 时 NTC 电阻为 5kΩ。AMC1306E25 的输入阻抗为 22kΩ，与 NTC 电阻并联。这改变了分压器调节率。AMC1306 的输入偏置电压也流经 NTC 电阻器，从而增加了误差。要获得具有成本效益的良好温度测量精度，可以使用图 13 所示的 TLV521 等电压跟随器缓冲器来减少这些误差源。R90、R91 和 R92 用于将负输入电平转换为 0.250V。该电平转换允许使用 AMC1306 的完整输入范围。此 TI 设计不使用电平转换，因此 R90 为 DNP 且 R91 为 0Ω。规定差分输入滤波器使用 R93、R92 和 C92。在数据和时钟线上使用 22Ω 终端电阻器，用于最大限度减少反射。

3.5 初级侧 3.3V 电源

电路板的初级侧通过终端块 J2 提供 5V 输入，如图 14 所示。D1 是用于反极性输入保护的肖特基二极管。C5 是输入大容量电容器，C14 用于噪声去耦。LDO TLV1117-33 用于从输入电源中生成 3.3V 电压。100μF 大容量电容器和 0.1μF 噪声去耦电容器用于输出。LDO 所需的最大输出电流为 40mA，由表 3 计算得出。最大功耗为 68mW 导致了 55°C 环境下的最高结温为 57.6°C。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

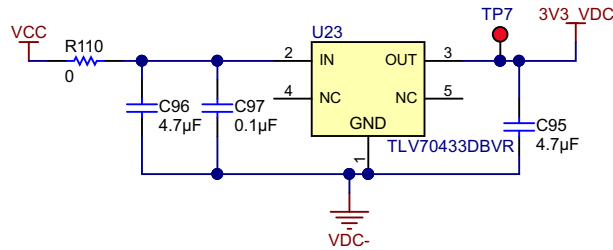
图 14. 初级侧 3.3V 电源原理图

表 3. 电流要求

器件	器件数	最大电流要求
AMC1306E25	4	5.5mA × 4 = 22mA
栅极驱动器	7	2.5mA × 7 = 17.5mA

3.6 次级侧 3.3V 电源

次级侧 3.3V 电源为 DC 总线电压传感器和温度传感器供电。LDO TLV70433 用于从 15V 低侧栅极驱动器电源中生成 3.3V 电压。4.7 μ F 大容量电容器放置在 LDO 的输入和输出上，以便快速瞬态响应。最大电流输出要求为 17mA 且 LDO 的功耗为 0.1989W，这将导致 55 $^{\circ}$ C 环境下的最高结温为 97 $^{\circ}$ C。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 15. 次级侧 3.3V 电源原理图

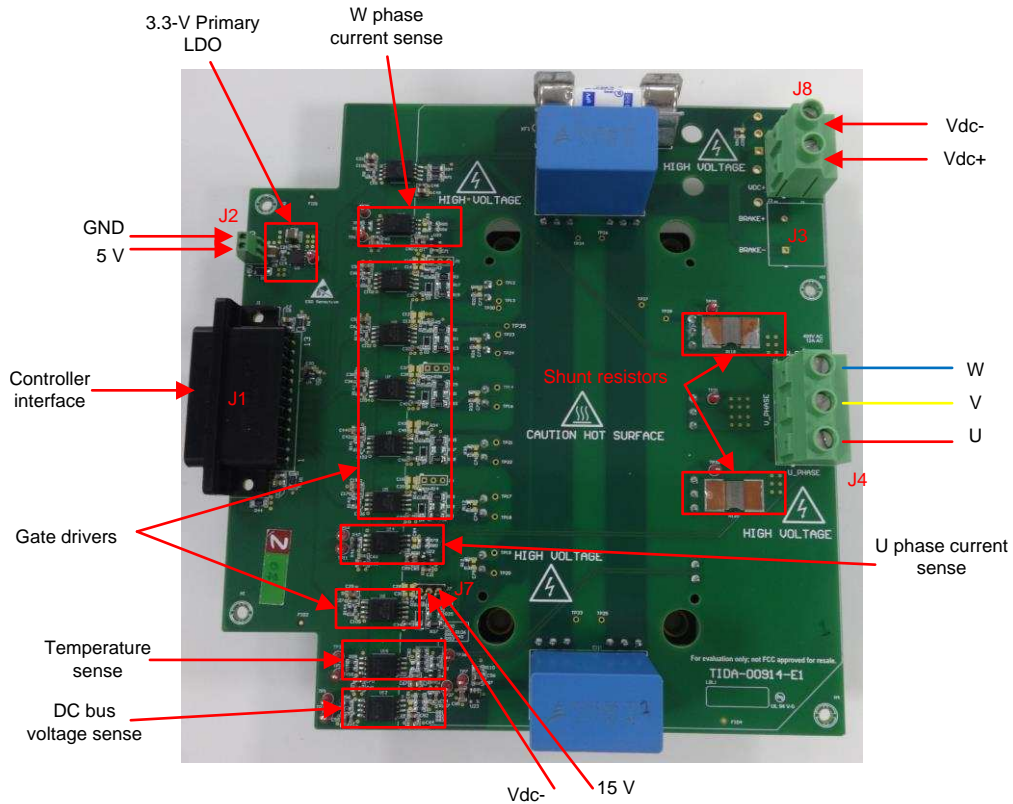
表 4. 电流要求

器件	器件数	最大电流要求
AMC1306E25	2	$2 \times 8.5\text{mA} = 17\text{mA}$
TLV521	1	500nA
NTC 分流分压器	1	$3.3 / (160\text{K}) = 20.6\mu\text{A}$

4 硬件入门

4.1 PCB 概述

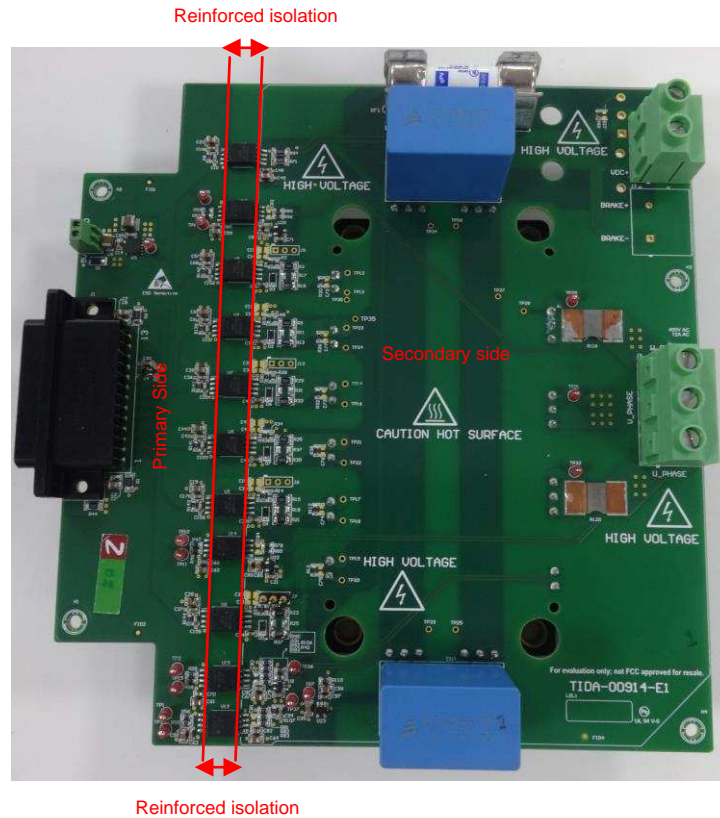
图 16 显示了 PCB 的俯视图。显示了直流总线输入连接器 J8 和三相电机输出连接器 J4。规定添加连接器 J3，用于将外部制动电阻器连接到直流总线。初级侧 5V 电源连接到 J2，次级侧隔离式 15V 电源连接到 J7。J1 是用于连接到控制器的母头 25 引脚 D-SUB 连接器。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 16. TIDA-00914 PCB 俯视图

图 17 显示了其中的初级低压侧、次级高压侧和增强型隔离栅。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 17. 初级侧、次级侧与隔离栅

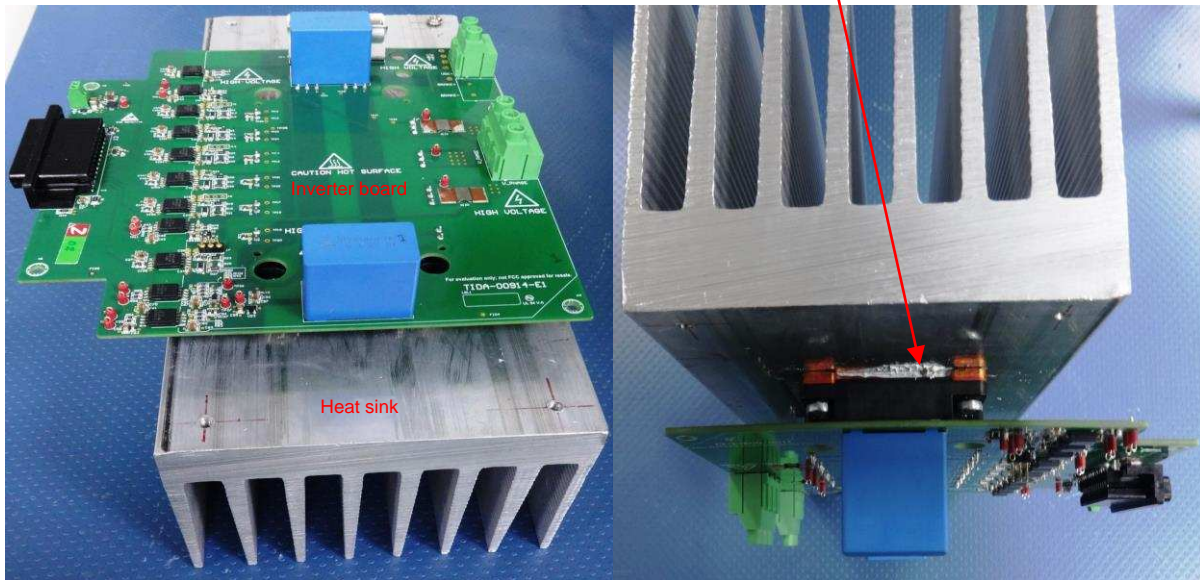
图 18 显示了 PCB 的底部视图。规定添加制动斩波器 IGBT Q1 和续流二极管 D9。IGBT 模块的焊盘必须连接到散热器。热混合物必须用于焊盘和散热器之间，模块必须牢牢地拧紧在散热器上，如图 19 所示。根据消耗的最大持续功率选择合适的散热器。



图 18. TIDA-00914 PCB 底部视图

注：图 19 中所示的散热器未进行优化，仅用于测试目的。

IGBT power module tab connected to heat sink with thermal compound and screws

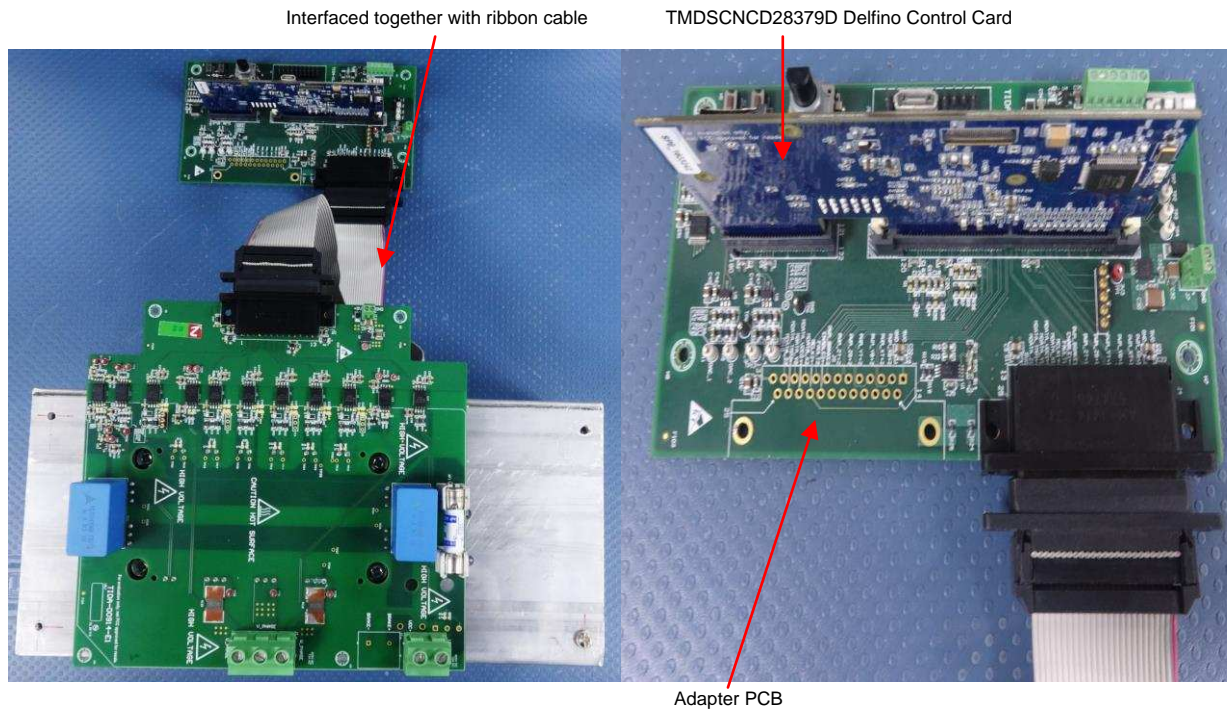


Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 19. 连接到散热器的 TIDA-00914

4.2 控制器接口连接器

Delfino 控制卡通过适配器 PCB 连接到 TIDA-00914 板上的 J1，如图 20 所示。带状电缆用于连接两者。表 5 描述了引脚功能。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 20. 控制器连接到 TIDA-00914

表 5. 连接器引脚 说明

引脚编号	引脚名称	I/O	说明
1	5V0	电源	5V 输入至功率级的初级侧
2	PWM_UB+	3.3V 输入	U 相低侧栅极驱动器 PWM 输入
3	PWM_UT+	3.3V 输入	U 相高侧栅极驱动器 PWM 输入
4	PWM_VB+	3.3V 输入	V 相低侧栅极驱动器 PWM 输入
5	PWM_VT+	3.3V 输入	V 相高侧栅极驱动器 PWM 输入
6	PWM_WB+	3.3V 输入	W 相低侧栅极驱动器 PWM 输入
7	PWM_WT+	3.3V 输入	W 相低侧栅极驱动器 PWM 输入
8	PWM_BRAKE+	3.3V 输入	用于制动 IGBT 栅极驱动器的 PWM 输入
9	NC	不适用	NA
10	MDATA_U	3.3V 输出	来自 $\Delta\Sigma$ 调制器的 U 相电流测量数据
11	NC	不适用	NA
12	MDATA_W	3.3V 输出	来自 $\Delta\Sigma$ 调制器的 W 相电流测量数据
13	5V0	电源	5V 输入至功率级的初级侧
14	GND	电源	初级侧接地
15	GND	电源	初级侧接地
16	GND	电源	初级侧接地
17	GND	电源	初级侧接地
18	GND	电源	初级侧接地
19	GND	电源	初级侧接地
20	GND	电源	初级侧接地
21	NC	不适用	NA
22	CLK	3.3V 输入	从控制卡到 TIDA-00914 的时钟输入
23	MDATA_VDC	3.3V 输出	来自 $\Delta\Sigma$ 调制器的直流总线电压测量数据
24	MDATA_TMP	3.3V 输出	来自 $\Delta\Sigma$ 调制器的温度测量数据
25	GND	电源	初级侧接地

5 测试和结果

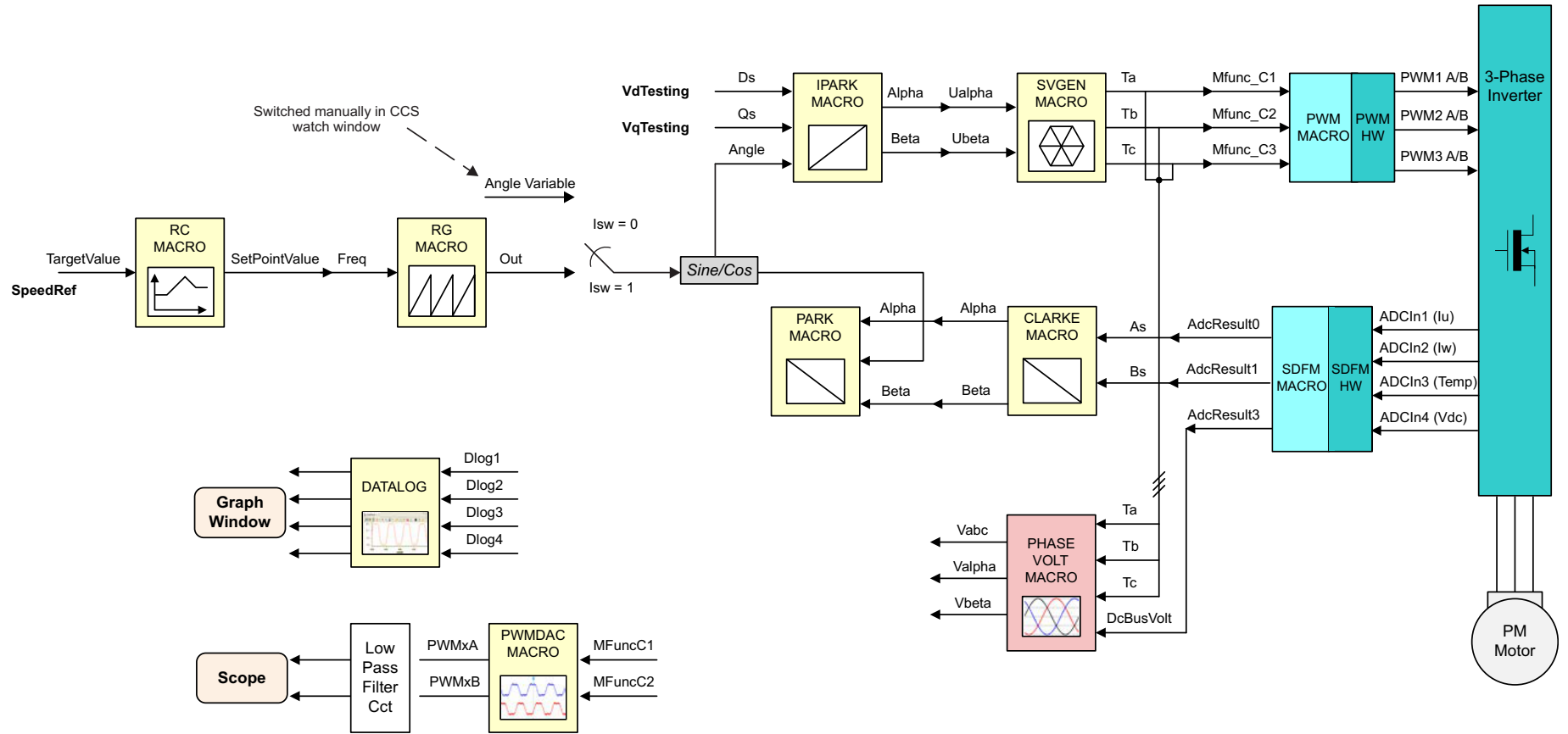
测试的重点是利用 AMC1306E25 $\Delta\Sigma$ 调制器对基于分流电阻器的增强型隔离直列式相电流感应的功能和性能进行评估。表 6 列出了所使用的主要测试设备。

表 6. 主要测试设备

说明	器件型号
示波器	Tektronix MDO4104B-3
单端探头	Tektronix TPP1000
电流探头	Keysight N2781B
电流探头放大器	Agilent N2779A
逻辑分析仪探头	Tektronix P6616
交流电标准	Yokogawa 2558A
信号发生器	Agilent 33220A
万用表	Keithley 2002, Fluke 87V
电源	Keithley 2230G-30-1
交流感应电机	3.7kW, 1460rpm (0.5Hz 至 100Hz), 415V _{RMS} \pm 10%, η = 83%, $\cos\phi$ = 0.74, 8.4A _{MAX}
高压电源	Agilent N5772A

5.1 软件

该 TI 设计使用根据应用报告《使用 TMS320F2833x 实现三相永磁同步电机无传感器的场定向控制》[3]修改的软件进行测试。图 21 中显示的增量生成级别 2 已修改。添加一个开关，将来自 RG 宏或角度变量的输出信号连接到正弦 cos 块。连接输出使设计能够将正弦电流送入电机。连接变为零的角度变量可以将直流电流驱动到电机中。默认的 ADC 宏用于读取 SAR ADC 的数据，不适用于 $\Delta\Sigma$ 调制器。该宏已被用于解码来自 $\Sigma\Delta$ 调制器的曼彻斯特编码数据并对比特流进行抽取的代码所取代。



Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated

图 21. PWM 控制和电流感应软件

5.2 AMC1306E25 高侧功率损耗检测

如果高侧电源丢失，则 $\Delta\Sigma$ 调制器的输出不再有效。这会导致相电流反馈丢失，从而导致系统故障。控制器需要一个信号，表明高侧电源丢失，需要采取适当的行动。这是由 AMC1306 的失效防护功能完成的，如图 22 所示。

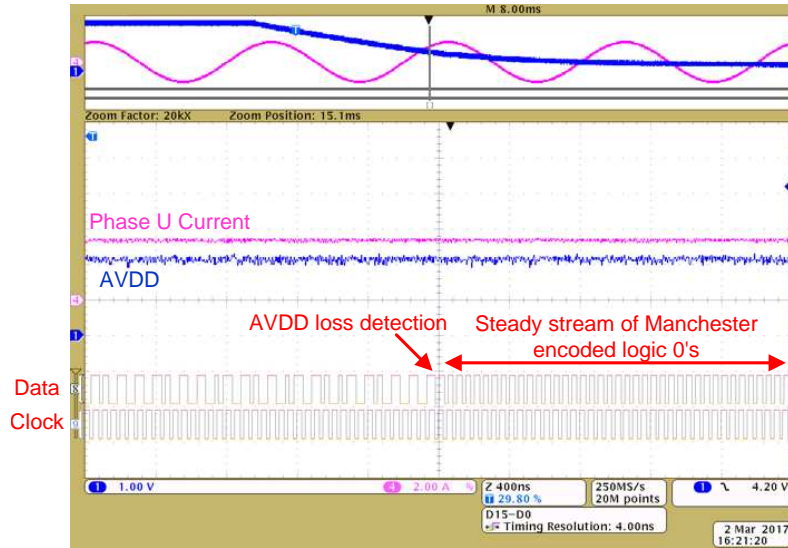


图 22. 高侧功率损耗检测

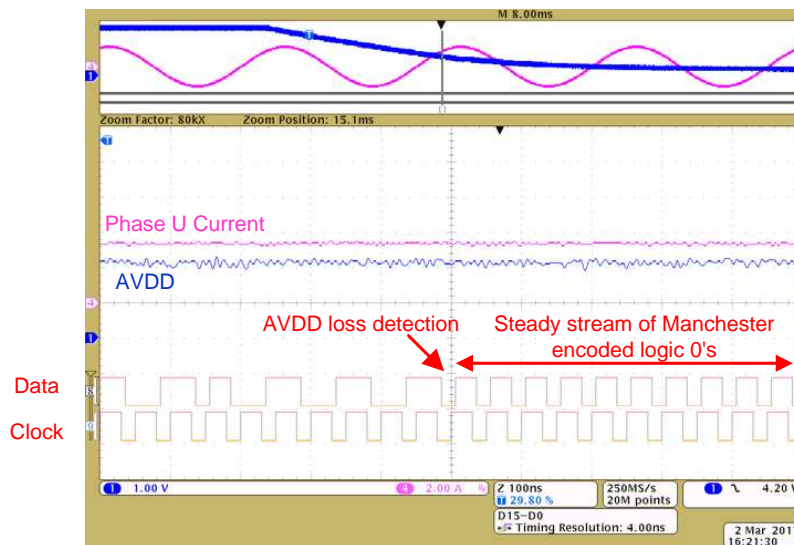


图 23. 高侧功率损耗检测，已放大

- 蓝色波形：次级侧 AVDD
- 粉色波形：通过 U 相分流电阻器的电流
- 数字通道 8：调制器数据位流
- 数字通道 9：调制器时钟信号

当 AVDD 信号丢失时，调制器 D8 的输出数据引脚提供稳定的逻辑 0 流。在这种情况下，当数据被曼彻斯特编码时，它会输出时钟信号。注意，在这个测试中，电流通过交流电标准设备送入分流电阻器。没有电机连接到逆变器。

5.3 检测输入大于满量程输入

当相位电流超过最大测量范围（即， $V_{IN} \geq V_{CLIPPING} = \pm 0.320V$ ），调制器根据被测电流的极性输出稳定的逻辑 1 或 0 流。为了区别于 5.2 节中提到的 AVDD 条件的丢失，该器件每 128 位产生一个切换位。

- 粉色波形：通过 U 相分流电阻器的电流
- 数字通道 8：调制器数据位流
- 数字通道 9：调制器时钟信号

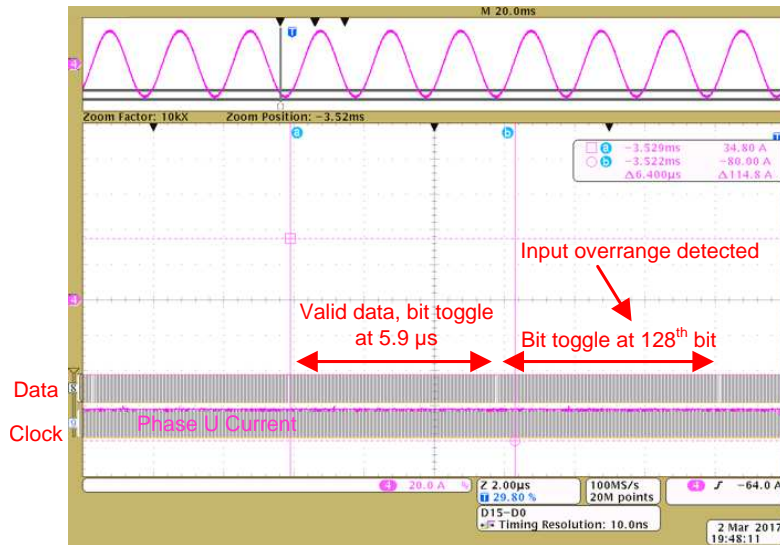


图 24. 通过曼彻斯特编码数据进行负超范围检测

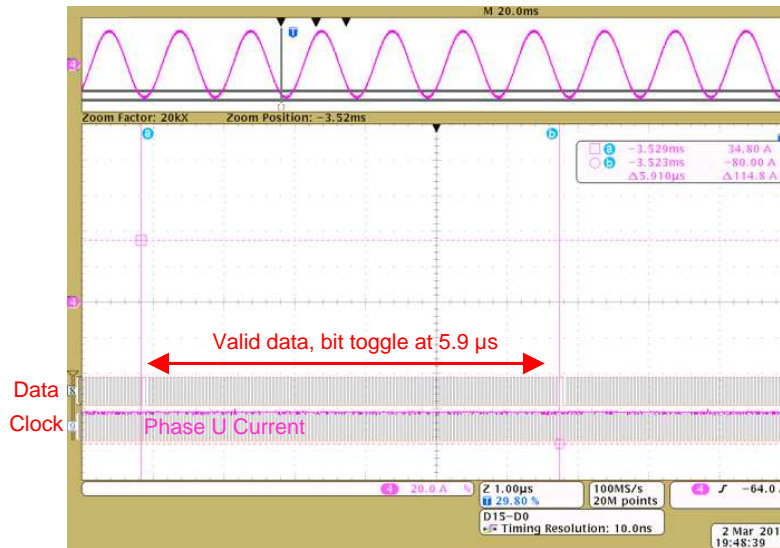


图 25. 在检测到超范围之前立即进行位序列
(利用曼彻斯特编码数据进行负超范围检测，已经过缩放)

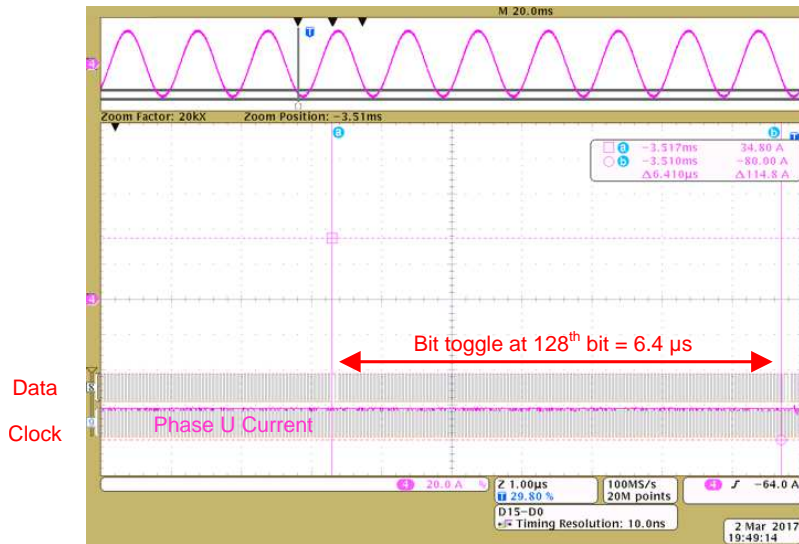


图 26. 负超范围检测
(利用曼彻斯特编码数据进行负超范围检测, 已经过缩放)

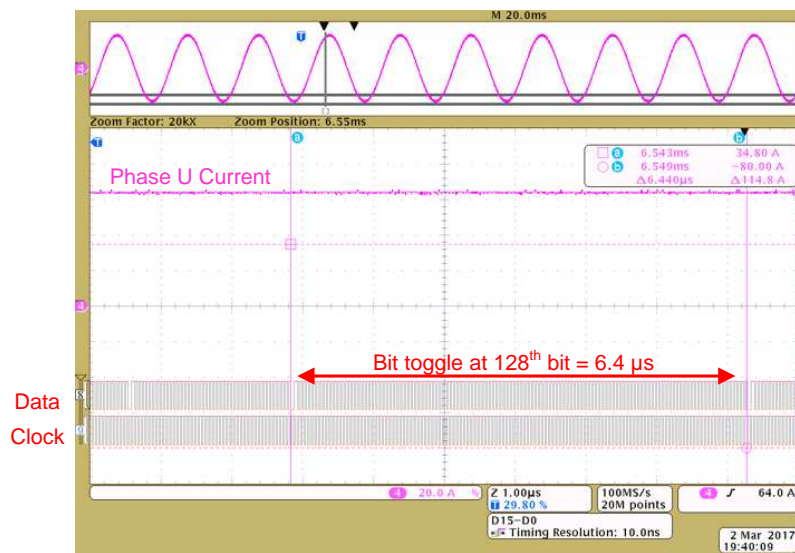


图 27. 通过曼彻斯特编码数据进行正超范围检测

由于测试设置限制电流超过最大测量范围, 本节中的测试使用 $5\text{m}\Omega$ 分流电阻, 而不是用于测试其余部分的 $4\text{m}\Omega$ 分流电阻。图 24 显示检测到超范围的瞬间。图 25 是图 24 的放大版本, 表明在超范围之前, 在 $5.9\mu\text{s}$ 后通过数据位切换显示有效数据。此位之后, 每 128 位都有位切换, 这表明 AMC 输入已经超过了最大可测量的输入。图 26 显示了 -62A ($-62\text{A} \times 5\text{m}\Omega = -0.31\text{V}$) 处的超范围检测。显示每 128 位间隔 ($1/20\text{MHz} \times 128 = 6.4\mu\text{s}$) 的位切换。图 27 显示了 64A ($64\text{A} \times 5\text{m}\Omega = 0.32\text{V}$) 处的超范围检测。显示每 128 位间隔 ($1/20\text{MHz} \times 128 = 6.4\mu\text{s}$) 的位切换。

注: 因为数据由曼彻斯特编码, 所以常数逻辑 1 或 0 转换为看起来像时钟信号。当数据信号有 180° 相移时, 逻辑位切换。

5.4 短路响应时间

快速短路保护对于保护电机和逆变器功率级免受损坏非常重要。在短路时，IGBT 必须在 4μs 内关闭。新一代 IGBT 开关速度更快，但通常会影响短路的稳健性。这些 IGBT 必须在 2μs 内关闭。短路的响应时间取决于所使用的 SINC 滤波器的阶数和 OSR，如公式 7 所示。

$$\text{Response time, } tr = n \times \frac{\text{OSR}}{fs} \quad (7)$$

其中：

- n 是 SINC 滤波器的阶数
- OSR 是 SDFM 的过采样率
- fs 是调制器时钟频率

针对 SINC 滤波器阶数和 OSR 的三种不同组合捕获短路响应时间：

- SINC 1, 24 OSR
- SINC 2, 12 OSR
- SINC 3, 8 OSR

三种组合中每一个具有相同的理论响应时间 1.2μs。对于测试设置，分流电阻器未组装，而 AMC 输入连接到函数发生器。函数发生器应用正负阶跃输入。SDFM 比较器模块的输出传送到 GPIO。响应时间等于阶跃输入和 GPIO 信号的上升沿之间的时间延迟。在测试结果中捕获了约 200 到 300ns 的额外延迟，这是由于执行切换 GPIO 引脚指令所需的时间。短路检测阈值被设置为 ±40A。不同的滤波器组合需要在软件中设置的阈值如表 7 所示。

表 7. 短路阈值

滤波器阶数	OSR	峰值数据值	0A 时的数据值	40A 时的数据值	-40A 时的数据值	电流测量分辨率
SINC 1	24	24	12	18	6	6.6600A
SINC 2	12	144	72	108	36	1.1100A
SINC 3	8	512	256	384	128	0.3125A

表 7 表明带 OSR 8 的 SINC 3 滤波器在相同的响应时间内具有最佳的电流测量分辨率。

图 28、图 29 和图 30 显示正阶跃输入的最佳响应时间。图 31、图 32 和图 33 显示负阶跃输入的最佳响应时间。

图 34、图 35 和图 36 显示响应时间的不确定性。这种不确定性是通过将范围置于高持久性模式来捕获的。此 TI 设计采用 C2000™Delfino。在 Delfino 中实现的 SINC 滤波器使用硬件优化的 Hogenauer 结构来利用抽取。这种结构可以减少实现 SINC 过滤器所需的时钟周期数，从而大大节省电能。缺点是滤波器的输出是按调制器时钟频率除以 OSR 计时。在相邻的 OSR/fs 转换之间发生的任何事件只会在下一次转换时反映出来。这给 OSR/fs 带来最大抖动不确定性。

如下图所示，OSR 越高，抖动越高。使用 SINC 3 滤波器和 8 OSR 可提供最小抖动和最佳电流测量分辨率。如果滤波器在并行处理完成的 FPGA 中实现，并且 SINC 滤波器解调模块以全调制器时钟频率进行计时，则总是可实现表 7 中所示的最佳响应时间。

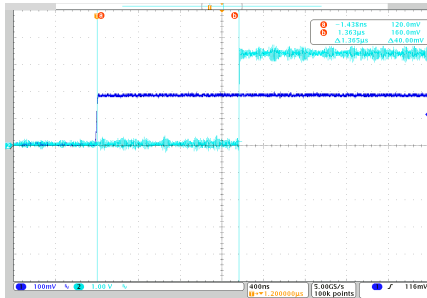


图 28. SINC 1, 24 OSR 的正极短路最佳响应时间

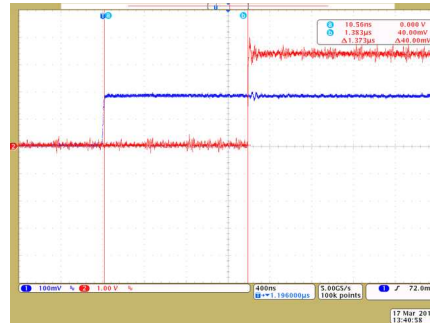


图 29. SINC 2, 12 OSR 的正极短路最佳响应时间

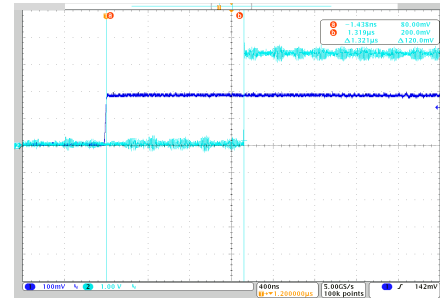


图 30. SINC 3, 8 OSR 的正极短路最佳响应时间

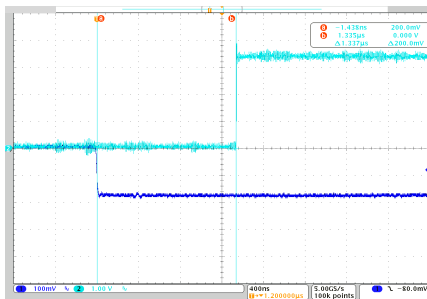


图 31. SINC 1, 24 OSR 的负极短路最佳响应时间

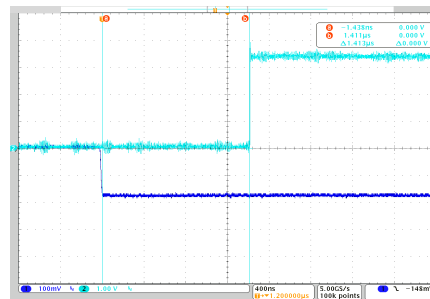


图 32. SINC 2, 12 OSR 的负极短路最佳响应时间

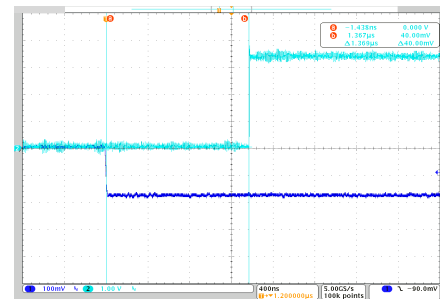


图 33. SINC 3, 8 OSR 的负极短路最佳响应时间

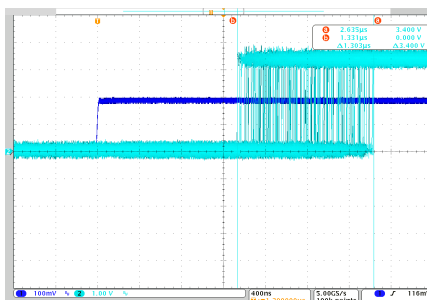


图 34. SINC 1, 24 OSR 的响应时间抖动

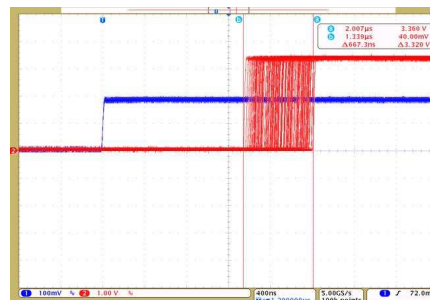


图 35. SINC 2, 12 OSR 的响应时间抖动

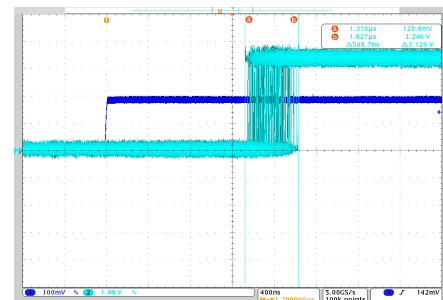


图 36. SINC 3, 8 OSR 的响应时间抖动

5.5 电流感应测量精度

图 37 显示了用于检查电流测量性能的测试设置。4mΩ 分流电阻器用来测量相电流。AMC1306 ΔΣ 调制器测量分流电阻器两端的电压降。调制器输出位流被引导到控制卡中。控制卡经过配置，以实现不同阶数的 SINC 滤波器和 OSR。将控制卡上的读数与用万用表测量的实际相电流进行比较，确定测量误差。SINC 滤波器窗口的中心与 PWM 脉冲的中心同步，如图 38 所示。这确保没有开关噪声进入 SINC 滤波器窗口，且测量的电流为平均电流。为了表征电流测量性能，通过使 sin/cos 块的输入为零来将直流电流送入电机，如 5.1 节所述。图 39 显示了电流感应电路的传递函数。

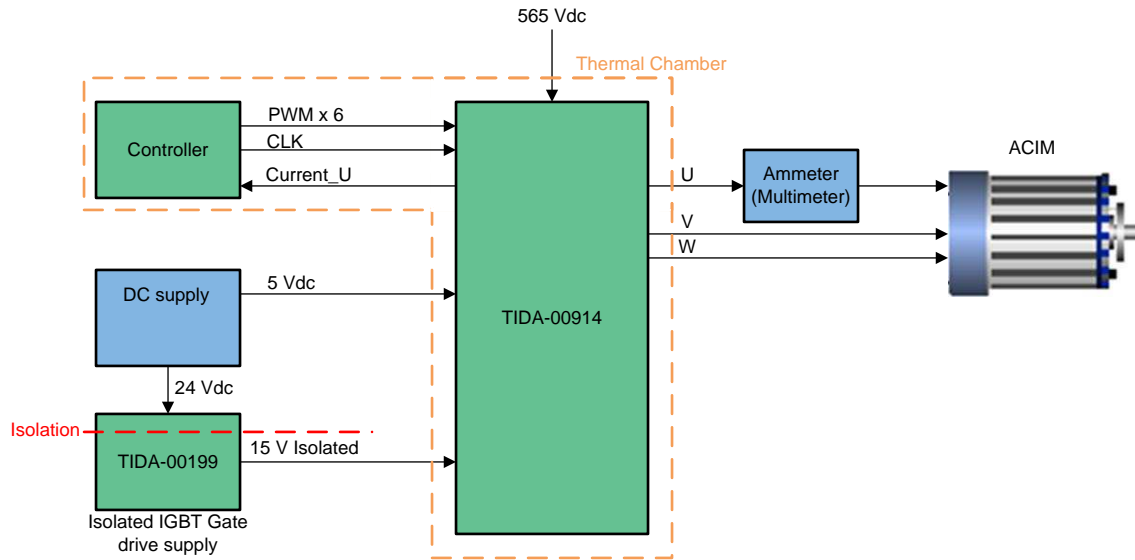


图 37. 测试设置

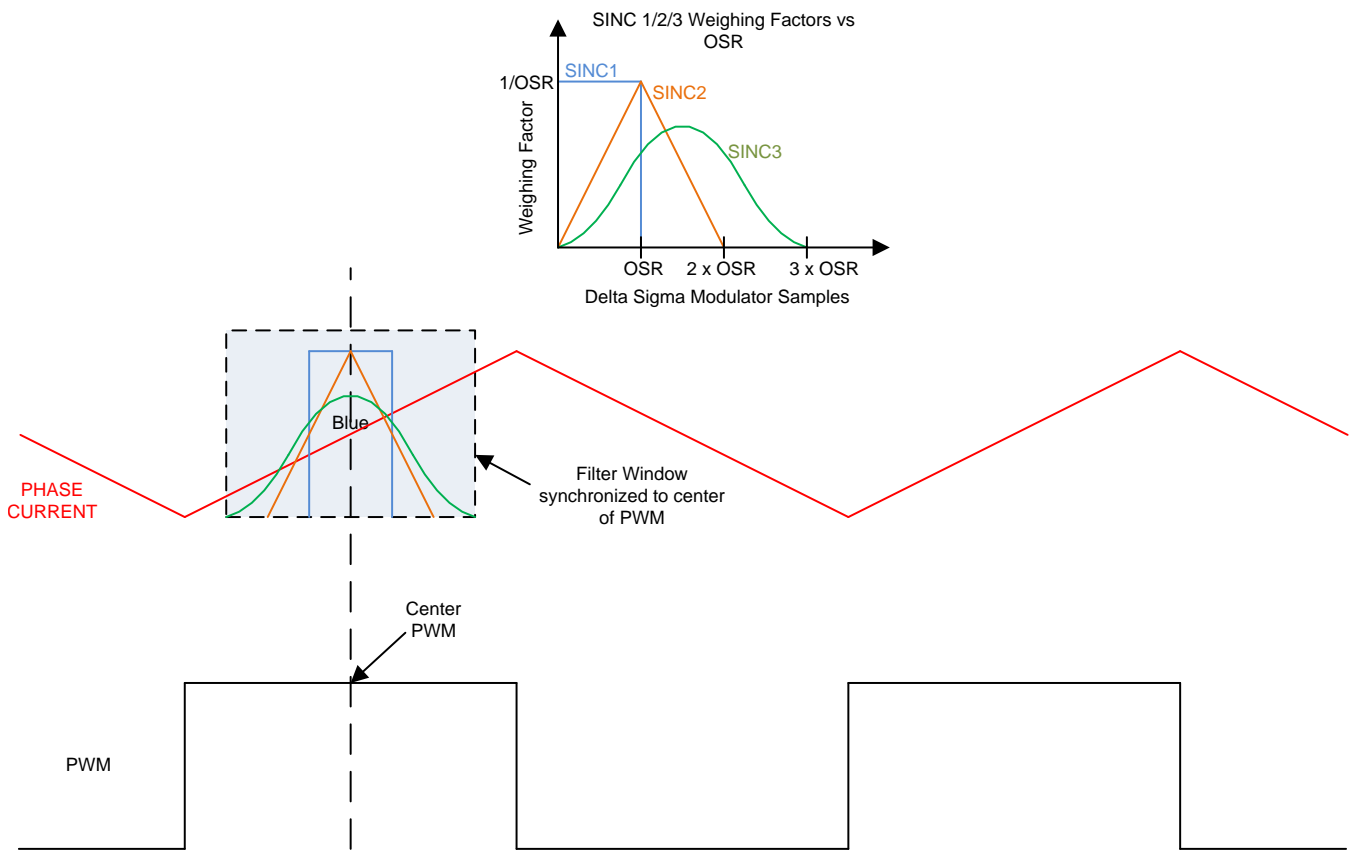


图 38. 采样窗口

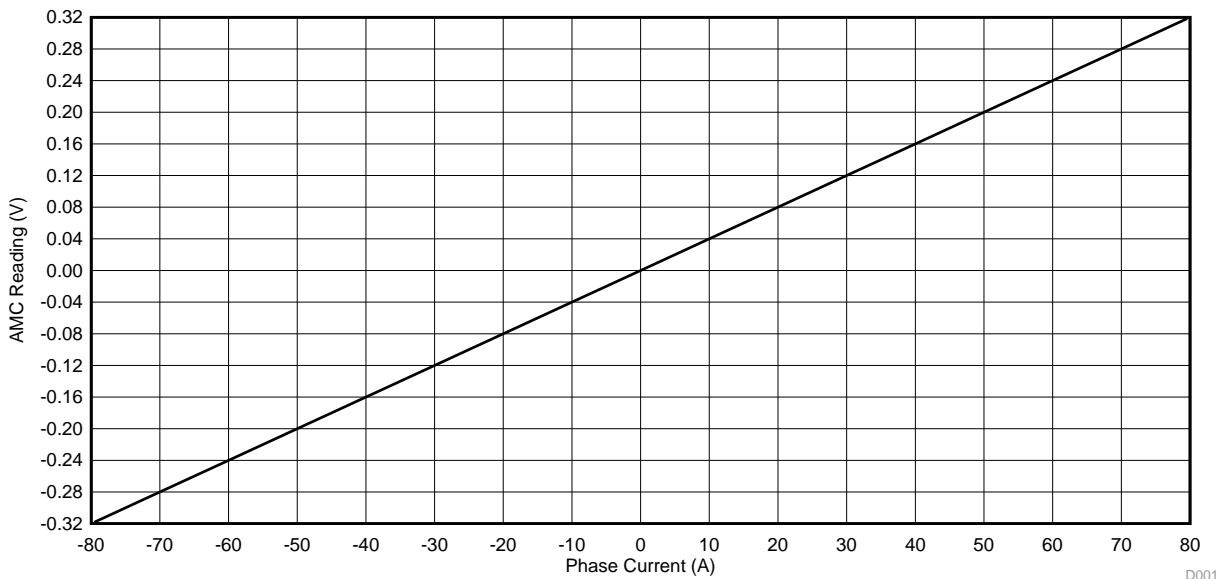


图 39. 电流传感器的传递函数

图 40 显示了绝对误差和校准的绝对误差（安培）。x 轴表示相电流，y 轴表示电流测量误差。由于测试设置限制，测试执行到 10A。采用 256 OSR 的 SINC 3 滤波器，调制器时钟频率设置为 20MHz，PWM 开关频率设置为 4kHz。

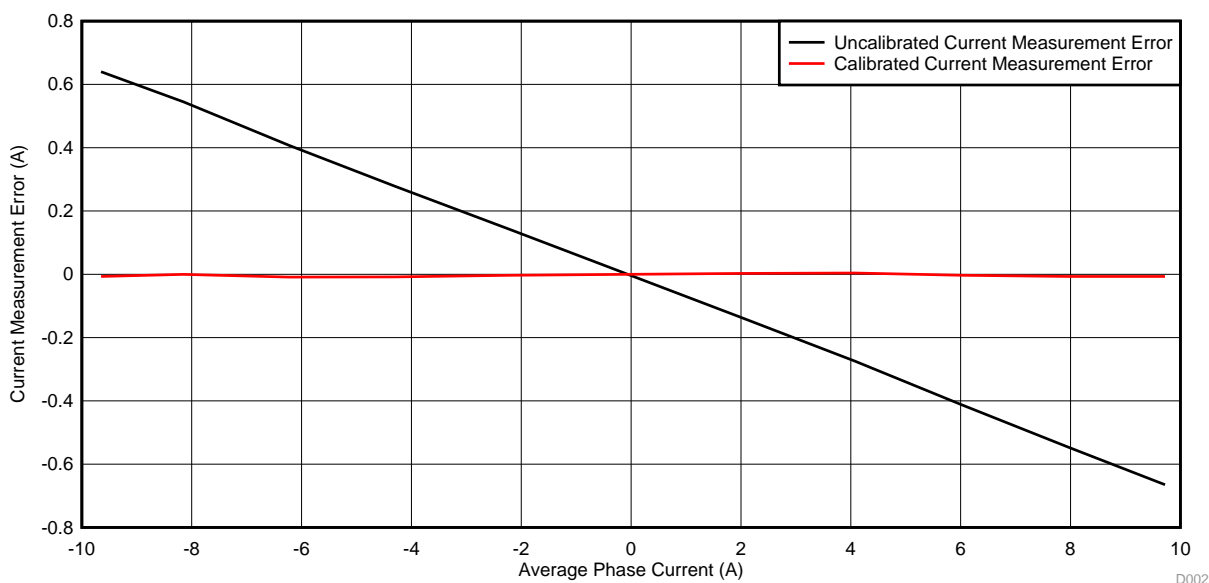


图 40. 绝对误差（安培）

图 41 显示了 % FSR 误差和 % 校准 FSR。

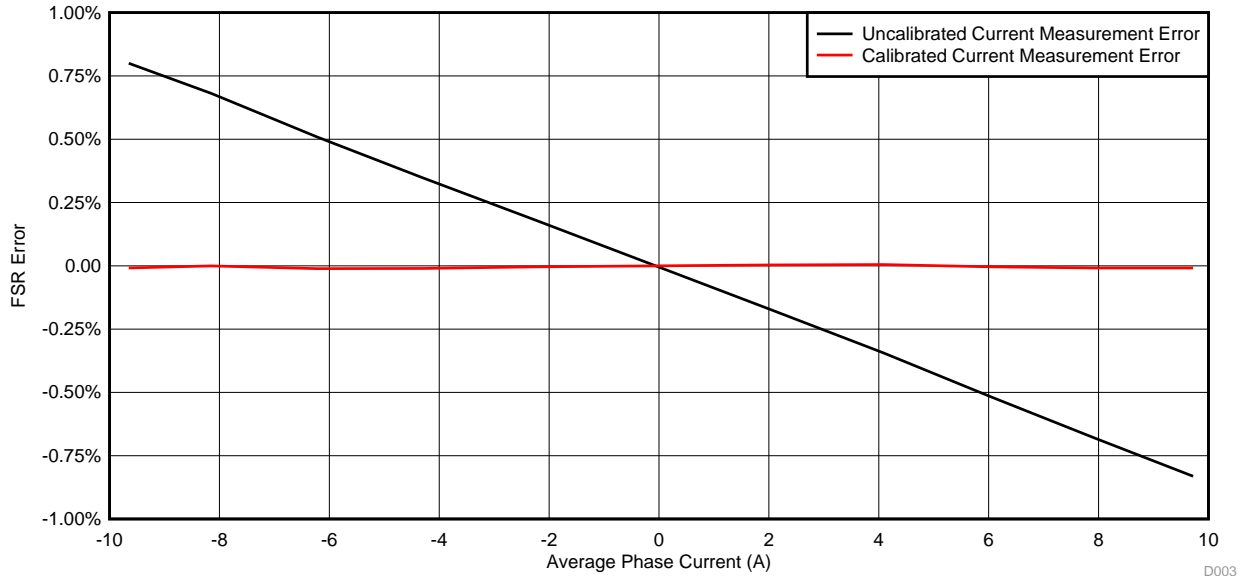


图 41. 以占满标量程的百分比表示的误差

图 42 显示了不同 OSR 值下的绝对校准误差。绘制了 25°C 下 SINC 3 滤波器和 256、128 与 64 的 OSR 的测量误差图。

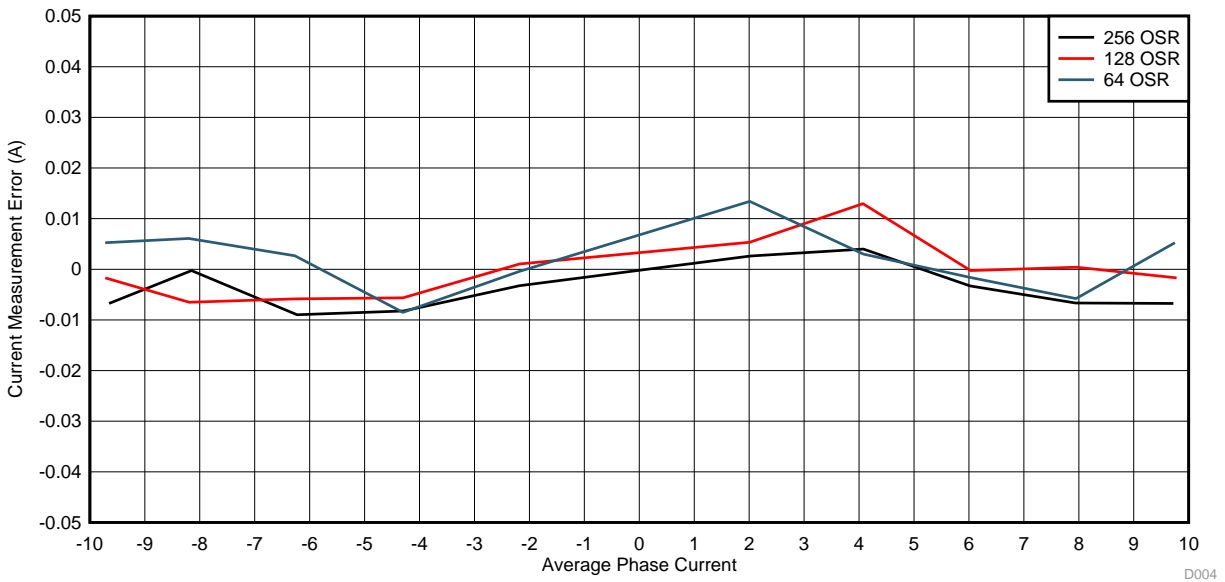


图 42. 错误与 OSR

图 43 显示了在不同温度下的绝对校准误差。使用 256 OSR 的 SINC 3 滤波器，测量在 0°C、25°C 和 55°C 下完成。

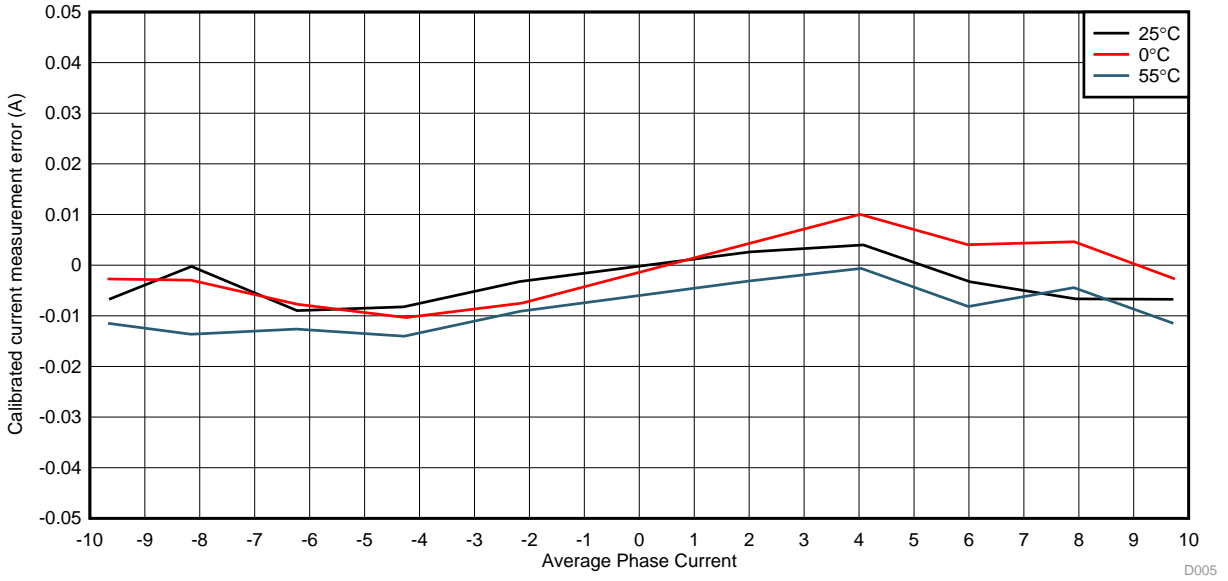


图 43. 误差与温度

6 设计文件

6.1 电路原理图

要下载电路原理图，请参阅 [TIDA-00914](#) 中的设计文件。

6.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-00914](#) 中的设计文件。

6.3 PCB 布局建议

[图 44](#) 显示了隔离栅和接地分离装置。热侧（高压电源侧）和冷侧（低压控制器侧）的铜轨通过增强型隔离栅相互隔离。栅极驱动器和 $\Delta\Sigma$ 调制器的宽体封装被放置在隔离栅上。热侧和冷侧之间保持着 8.89mm 的铜轨间爬电距离。

低侧栅极驱动器接地和直流总线负极较为普遍。为了避免直流总线负极中的开关电流产生的噪声干扰栅极驱动器的操作，在接地平面上进行了分离，使它们在一个点上连接，如 [图 44](#) 中所示。

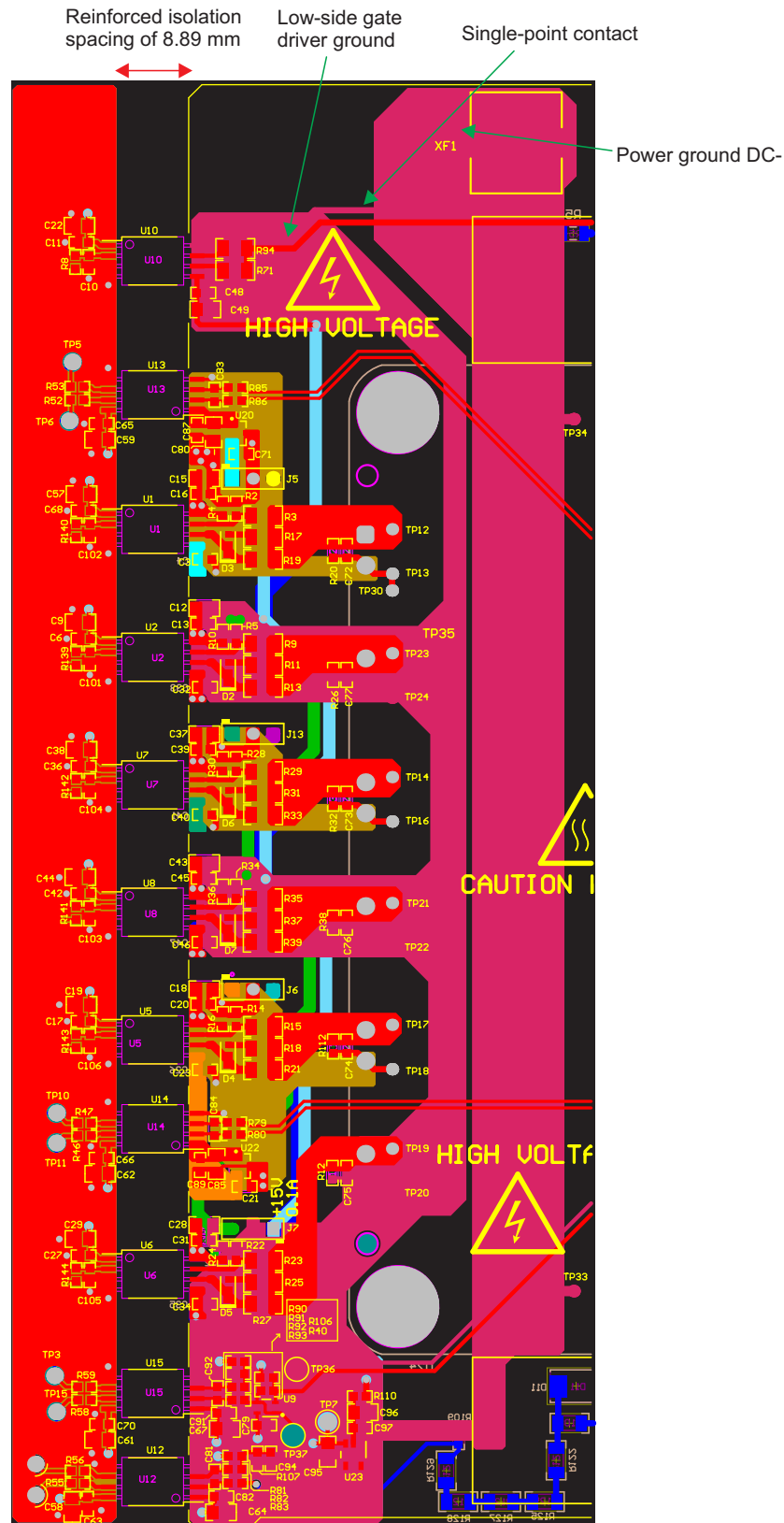


图 44. 增强型隔离栅和接地分离装置

4mΩ 的分流电阻与杂散寄生引线电阻的分流电阻在同一范围内。对于基于分流的准确的电流感测，要仅感测分流电阻器中的精确电压，避免测量引线中的压降和接触寄生电阻，这很重要。这是通过实施开尔文连接完成的，如图 45 图所示。差分布线是从分流电阻器到 ΔΣ 调制器完成的。两个引线中经常会出现噪声，这些噪声会在调制器的差分输入级消失。

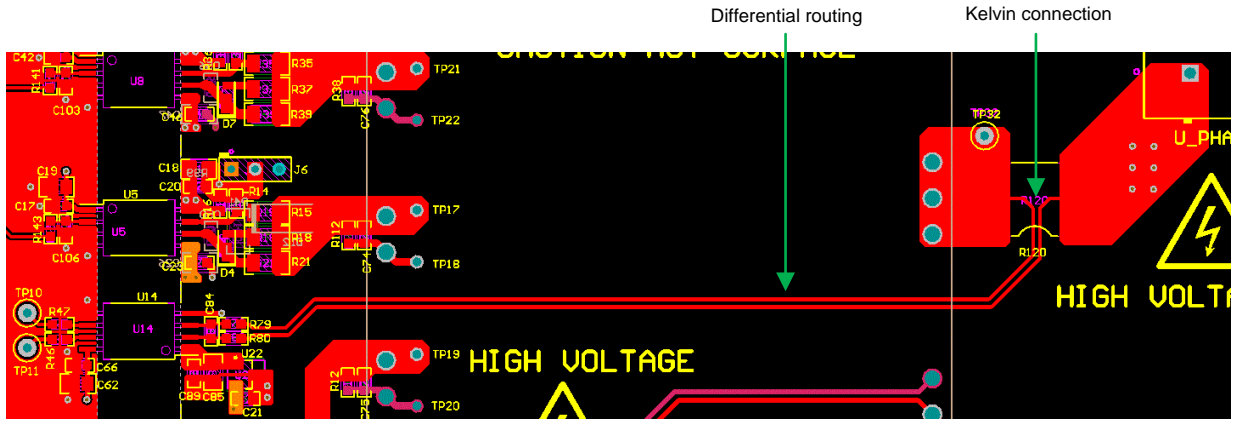


图 45. 分流电阻器到 ΔΣ 调制器的连接

图 46 显示了 ΔΣ 调制器电路的布局。R47 和 R46 是靠近时钟和数据信号针放置的 22Ω 终端电阻器。C62 和 C66 是初级侧噪声去耦电容器，必须放置在靠近电源引脚的地方。R79、R80 和 C84 形成一个对称放置的外部差分滤波器。C21 是 LDO U22 的输入电容器，后者将 15V 转换为 5V。C89 和 C85 是次级侧去耦电容器。

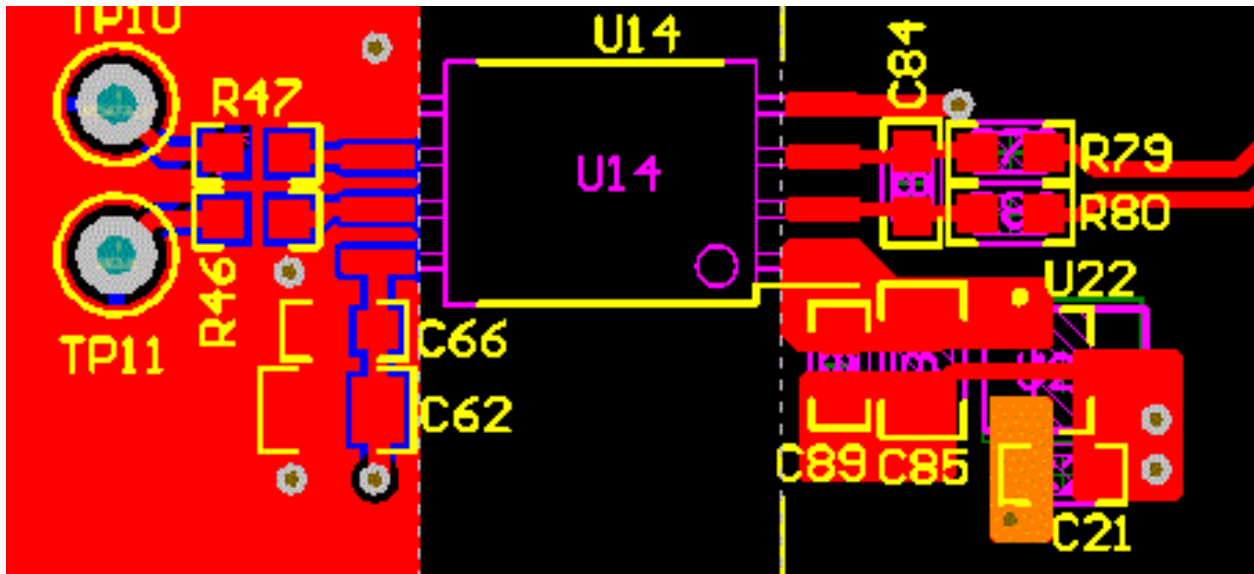


图 46. ΔΣ 调制器

图 47 显示了直流总线电压感测电路。高阻抗电阻分压器网络与高压直流链薄膜电容器 C111 的引脚连接。衰减电压由 $\Delta\Sigma$ 调制器 U12 感测。感测薄膜电容器的电压以进行低噪声测量非常重要。

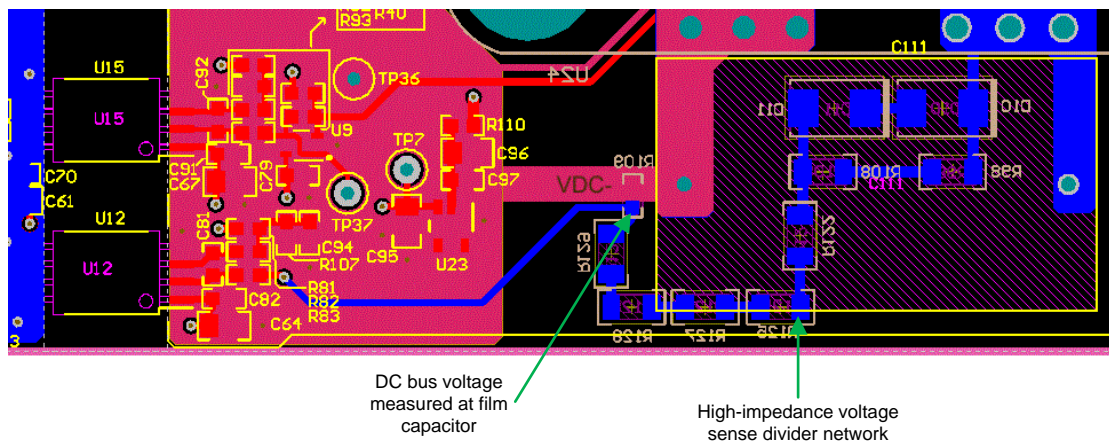


图 47. 直流总线电压感测连接

6.3.1 布局图

要下载层图，请参阅 [TIDA-00914](#) 中的设计文件。

6.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参阅 [TIDA-00914](#) 中的设计文件。

6.5 Gerber 文件

要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-00914](#) 中的设计文件。

6.6 装配图

要下载装配图，请参阅 [TIDA-00914](#) 中的设计文件。

7 相关文档

1. 德州仪器 (TI), [隔离式电流分流和电压测量套件](#), TIDA-00171 参考设计指南
2. 德州仪器 (TI), [使用 AM437x 的电机驱动的隔离式分流和电压测量](#), TIDA-00209 参考设计指南
3. 德州仪器 (TI), [使用 TMS320F2833x 的三相永磁同步电机的无传感器磁场定向控制](#), 应用报告
4. 德州仪器 (TI), [用于三相逆变器的宽输入隔离式 IGBT 栅极驱动 Fly-Buck™ 电源](#), TIDA-00199 参考设计指南
5. 德州仪器 (TI), [具有电流、电压和温度保护的增强型隔离三相逆变器的参考设计](#), TIDA-00366 参考设计指南
6. 德州仪器 (TI), [用于工业驱动的基础型隔离式三相紧凑型功率级参考设计](#), TIDA-01420 参考设计指南

7.1 商标

Delfino, C2000 are trademarks of Texas Instruments.
All other trademarks are the property of their respective owners.

8 术语

IGBT— 绝缘栅双极晶体管

ACIM— 交流感应电机

VFD— 变频器

PWM— 脉宽调制

UVLO— 欠压锁定

SDFM— Σ - Δ 滤波器模块

DNP— 不安装

OSR— 过采样率

FSR— 满标量程

9 关于作者

PAWAN NAYAK 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责为工业系统内的电机驱动部分开发参考设计解决方案。

9.1 鸣谢

Pawan Nayak 在此感谢 **Martin Staebler**、

Navaneeth Kumar 和 **Nelson Alexander** 在 TIDA-00914 设备的设计、测试和归档阶段做出的杰出贡献。

修订历史记录

注：之前版本的页码可能与当前版本有所不同。

Changes from Original (May 2017) to A Revision	Page
• 已更改 在“资源”部分中将 UCC5390SCDWV 更改为 UCC5390ECDWV	1
• 已更改 TIDA-00914 框图	1
• 已添加 UCC5310MCDWV 方框图.....	5
• 已添加 主要产品：UCC5310MCDWV	9
• 已添加 “相关文档”部分的 TIDA-01420 设计指南.....	36

重要声明和免责声明

TI 均以“原样”提供技术性 & 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，不保证其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、适合某特定用途或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

所述资源可供专业开发人员应用 TI 产品进行设计使用。您将对以下行为独自承担全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品；(2) 设计、验证并测试您的应用；(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保或其他要求。所述资源如有变更，恕不另行通知。TI 对您使用所述资源的授权仅限于开发资源所涉及 TI 产品的相关应用。除此之外不得复制或展示所述资源，也不提供其它 TI 或任何第三方的知识产权授权许可。如因使用所述资源而产生任何索赔、赔偿、成本、损失及债务等，TI 对此概不负责，并且您须赔偿由此对 TI 及其代表造成的损害。

TI 所提供产品均受 TI 的销售条款 (<http://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 以及 [ti.com.cn](http://www.ti.com.cn) 上或随附 TI 产品提供的其他可适用条款的约束。TI 提供所述资源并不扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品所发布的可适用的担保范围或担保免责声明。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122
Copyright © 2018 德州仪器半导体技术（上海）有限公司

重要声明和免责声明

TI 均以“原样”提供技术性 & 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，不保证其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、适合某特定用途或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

所述资源可供专业开发人员应用 TI 产品进行设计使用。您将对以下行为独自承担全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品；(2) 设计、验证并测试您的应用；(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保或其他要求。所述资源如有变更，恕不另行通知。TI 对您使用所述资源的授权仅限于开发资源所涉及 TI 产品的相关应用。除此之外不得复制或展示所述资源，也不提供其它 TI 或任何第三方的知识产权授权许可。如因使用所述资源而产生任何索赔、赔偿、成本、损失及债务等，TI 对此概不负责，并且您须赔偿由此对 TI 及其代表造成的损害。

TI 所提供产品均受 TI 的销售条款 (<http://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 以及 [ti.com.cn](http://www.ti.com.cn) 上或随附 TI 产品提供的其他可适用条款的约束。TI 提供所述资源并不扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品所发布的可适用的担保范围或担保免责声明。

邮寄地址：上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼，邮政编码：200122
Copyright © 2018 德州仪器半导体技术（上海）有限公司