

Design Guide: TIDA-010950

具有功率调节和霍尔效应位置检测功能的风门和 EEV 控制器参考设计



说明

此参考设计展示了用于风门传动器和电子膨胀阀的双电机驱动设计。多个电机驱动器包括一个双极步进电机驱动器和一个无刷直流电机驱动器，均由 15VDC 电源供电。此设计具有精确的功率限制，这有助于轻松实现 IEC 60335-1 所定义的低功耗电路规格。此参考设计包含用于控制阀门或风门位置的 0V 至 10V 和 4mA 至 20mA 控制接口，以及用于实现精确位置检测的 TMAG5273。

资源

LMR38020	产品文件夹
TPS62932	产品文件夹
DRV8316C	产品文件夹
DRV8428	产品文件夹
TCAN334	产品文件夹
ISO1212	产品文件夹
MSPM0G3507	产品文件夹
TLV9002	产品文件夹
TMAG5273	产品文件夹
TVS1401	产品文件夹



特性

- 工作电压范围为 24V 至 40V
- 无刷直流驱动 - 1.2ARMS，采用两个并行模式的半桥
- 双极步进驱动 DRV8847 效率大于 95%
- 单 MCU 控制，通过 I2C、SPI 实现多器件运行
- 功率调节和高精度，可帮助轻松实现 IEC 60335-1 定义的低功耗电路规格
- 0V 至 10V 和 4mA 至 20mA 控制前端

应用

- HVAC 阀门和传动器控制
- HVAC 电机控制
- 空调室内机
- 空调室外机
- HVAC 控制器
- 热泵

设计图像

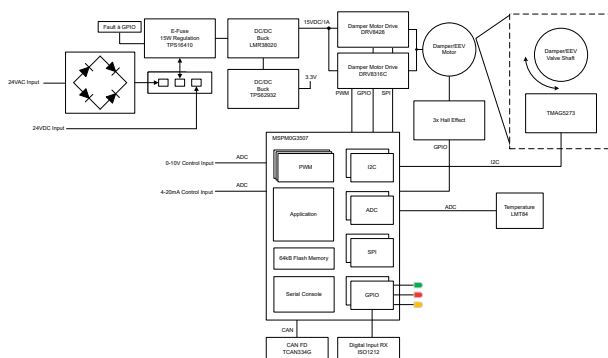


图 1-1. TIDA-010950 方框图

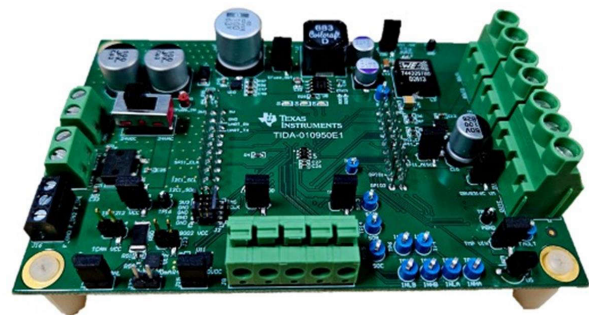


图 1-2. TIDA-010950 PCB

1 系统说明

许多家用电器（如 HVAC 分区风门、电子膨胀器件和水阀）都使用多个步进电机、有刷直流电机以及许多电磁阀和传动器进行操作。此参考设计演示了采用 BLDC 电机控制 IC 和步进电机控制 IC 的双电机驱动设计。这两种器件均支持宽工作电压范围，并且具有智能调优纹波和动态衰减控制等功能以及保护功能（包括电源欠压锁定、过压保护、电泵欠压、过流保护、过热警告和过热关断）。

此设计还考虑了业界公认的用于与风门和电子阀的电机控制器件进行通信的通信方法/协议。此设计包含 TCAN334 CAN 收发器，该收发器与 MSPM0G3507 的专用 CAN 功能以及 M0 SDK 配合使用，可加快实施速度。此外还集成了 0V 至 10V 和 4mA 至 20mA 控制接口，用于通过主机控制器实时控制风门或膨胀阀位置。TVS1401 在控制接口处提供浪涌保护，进一步提高了系统的可靠性和稳健性。在只需要完全打开或完全关闭控制的情况下，此参考设计包含的 ISO1212 可用于对风门/阀门实施场侧完全打开/完全关闭控制。

许多家用电器的设计都必须符合特定的 UL（美国保险商实验室）或 IEC（国际电工委员会）安全标准。例如，家用电器通常需遵循 IEC 60335-1 和 IEC 60730。这些标准定义了家用电器子系统中的低功耗电路（LPC）。提供的最大功率小于 15W 的节点属于低功耗点。电路中比低功耗点距离电源更远的部分被视为低功耗电路。使用经验证的 LPC，有助于根据相应标准的定义和要求跳过灼热丝测试、针焰测试和某些异常故障情况，从而缩短鉴定和设计时间并节省成本。

在这些子系统的输入端使用电子保险丝有助于实现精确的功率限制，即使在异常故障条件下也是如此。此设计采用 TPS16410 电子保险丝和 24V 至 42V 输入，可帮助设计人员实现低功耗电路。此参考设计表明测试过程中输入功率限制的误差小于 3%，这有助于根据 IEC 60335-1 的定义将电路为低功耗电路。

2 系统概述

2.1 方框图

表 2-1. TIDA-010950 规格

参数	规格	
输入电压	24VDC	24VAC ± 20%
过压截止阈值	28VDC	41VDC
输入功率限制	13.65W	高达 64W
保护	OVP、UVP、OCP、现场控制接口 ESD	
15V 降压效率	96% (450mA)	350mA 至 900mA 时为 93%
3.3V 降压效率	800mA 至 850mA 时为 93%	
通信接口	0V 至 10V、4mA 至 20mA、CAN、隔离式现场接口、SPI、I2C	
PCB 规格	4 层，1oz 铜，62mil	
子系统	双极步进	BLDC 电机
输入电压	15V 至 24V	15V 至 24V
总相电流	688.3mA 平均电流	189.02 平均电流
控制方法	GPIO (STEP/DIR)	6x PWM

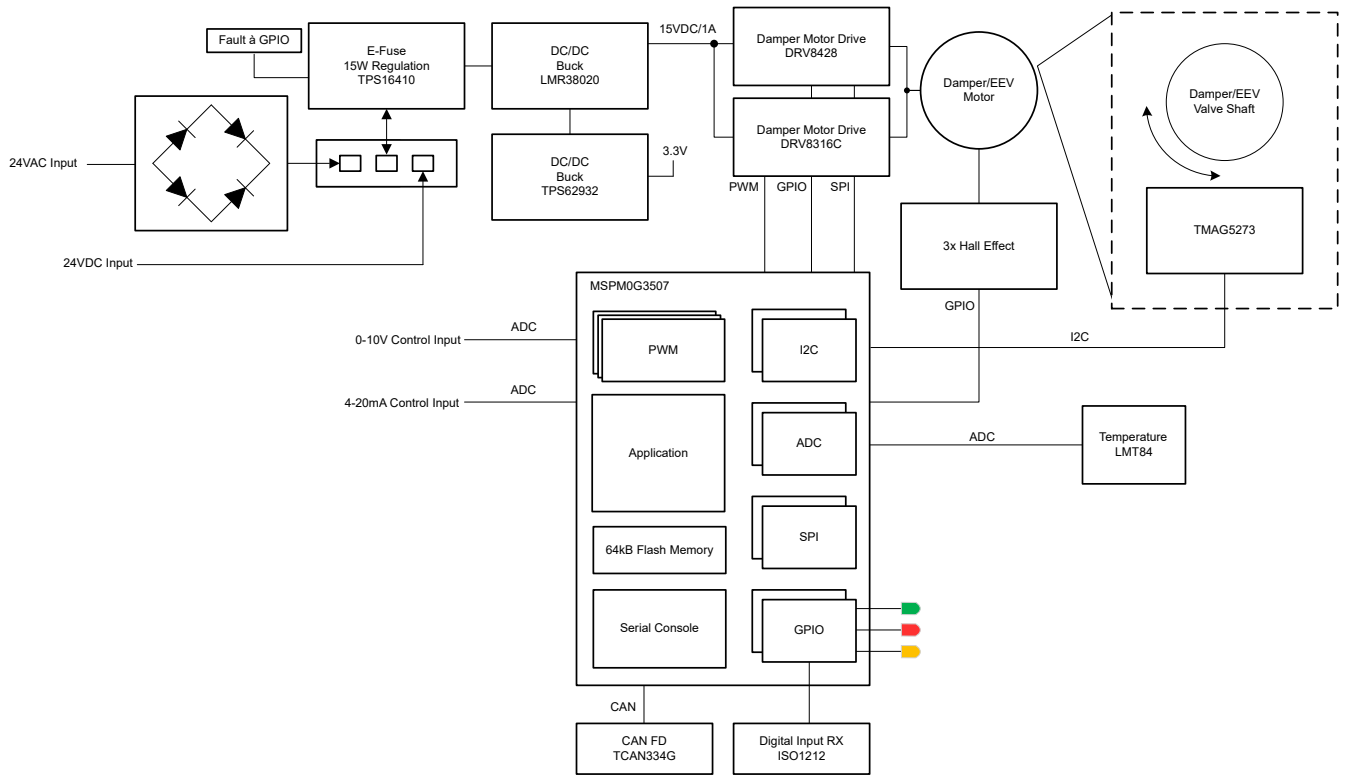


图 2-1. 系统方框图

2.2 设计注意事项

TIDA-010950 提供 BLDC 电机控制和电子膨胀阀的单板设计。此参考设计允许用户在 BLDC 电机控制和步进电机控制之间进行选择。

本节介绍开发和设计 TIDA-010950 所涉及的理论知识和设计注意事项。

可选 24VAC 或 24VDC 输入

此参考设计允许用户在 24VAC 或 24VDC 输入之间进行选择。图 2-2 所示为 24VAC 和 24VDC 输入，以及用于在两种输入之间进行选择的开关。J18 是 24VAC 输入连接器。J19 是 24VDC 输入连接器，S1 是用于选择要使用哪个输入的开关。

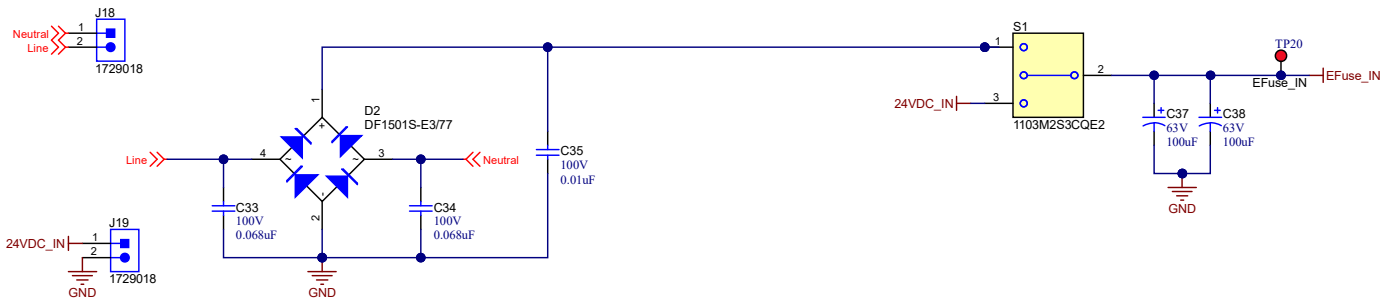


图 2-2. TIDA-010950 输入电源选择

24VAC 整流

在此设计中，当选择 24VAC 输入选项时，将使用全桥整流器对 24VAC 输入进行直流整流。120VAC 至 24VAC 电压变压器具有漏电感和寄生电容。当桥式整流器的四个二极管不导通时，器件会形成一个高频振荡的谐振电路。减少这种振荡的方法之一是使用与二极管并联的电容器，这有助于显著减少振荡。

下面的图 2-3 显示了在负载中采用 100 Ω 电阻器的整流级仿真电路和产生的波形。

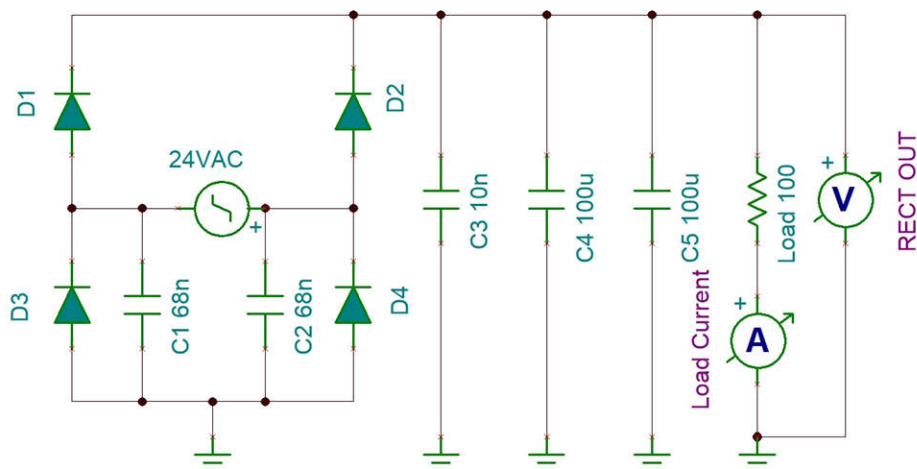


图 2-3. 24VAC 整流 TINA-TI 仿真电路

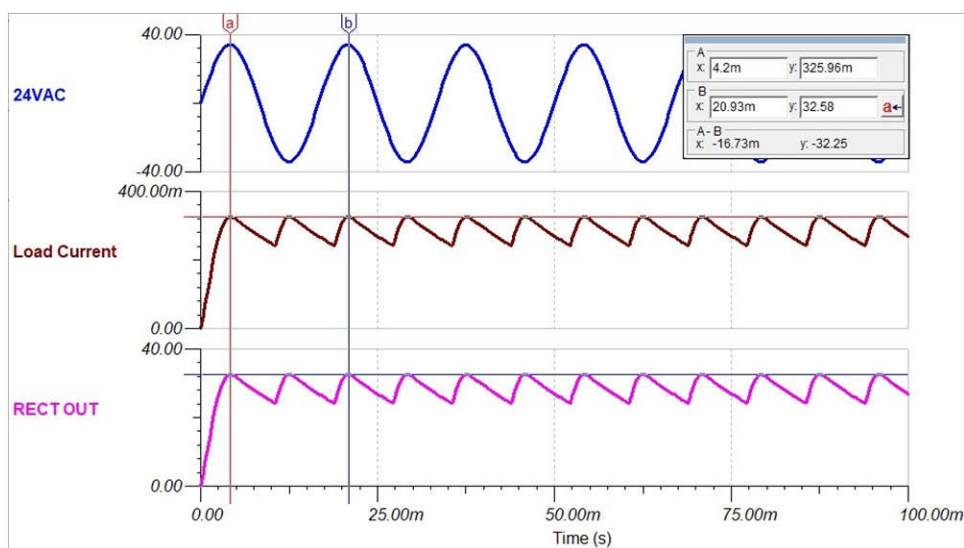


图 2-4. 24VAC 整流 TINA-TI 仿真波形

电子保险丝保护

TIDA-010950 参考设计利用 TPS16410 电子保险丝在发生过压或过流事件时保护 IC。图 2-5 显示了此参考设计中 TPS16410 的实施方式。根据应用的输入电压，TPS16410 可根据实施的不同要求，将输入功率从 2W 一直调节到高达 64W。在此设计中，测试是利用 24VDC 输入完成的，但用户可以按照以下计算，根据需要更改功率调节和保护阈值。

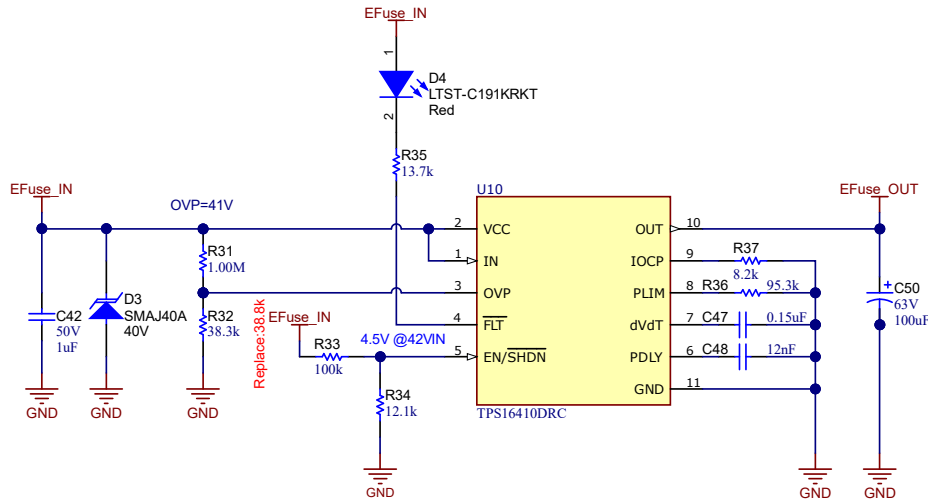


图 2-5. TPS16410 电子保险丝电路实施方式

若要对 TPS16410 的输出功率限制阈值进行编程，请使用 [方程式 1](#) 来计算所需的 RPLIM (R36) 电阻。为了保持输出功率限制 $\leq 15W$ ，选择 R36 为 95.3k Ω 。

$$P_{LIM} = \frac{13.82W}{95.3 k\Omega} \times R_{PLIM} \quad (1)$$

要设置输入过压保护设定点，可以在 IN 引脚和 OVP 引脚之间连接电阻器 (R31、R32)。R31 和 R32 的值可以使用 [方程式 2](#) 和 [方程式 3](#) 计算得出。为将 OVP 上升设定点设置为 41V，选择 R31 = 1M Ω ，R32 = 38.3k Ω 。当输入电压为 24VDC 时，要将 OVP 设定点设置为 28V，可以将 R32 更改为 59k Ω 。

$$OVP \text{ Rising Setpoint} = \frac{V_{OVPR} \times (R31 + R32)}{R32} \quad (2)$$

$$OVP \text{ Falling Setpoint} = \frac{V_{OVPF} \times (R31 + R32)}{R32} \quad (3)$$

要设置输出过流设定点，IOCP 引脚上需要一个电阻器 (R37)。要计算 R37 的值，请使用 [方程式 4](#)。选择 R37 以将 IOCP 设置为 1.5A，这可得到最接近的 1% 电阻值 11k Ω 。

$$I_{OCP} = \frac{2.25A}{R_{IOCP}} \times 7.32k\Omega \quad (4)$$

TPS16410 还针对过载或过流事件提供消隐时间。要配置消隐时间，可在 PDLY 上连接一个电容器，消隐时间可通过 [方程式 5](#) 计算得出。为将消隐时间设置为 6.5ms，选择 C48 为 12nF。

$$Blanking \text{ Time} (PDLY) = \frac{6.5ms}{12 nF} \times C48 \quad (5)$$

要给输出端的大电容器充电，可以在 dV/dt 引脚上使用电容器来控制输出电压摆率。可以通过 [方程式 6](#) 来计算浪涌电流的值。为保持浪涌电流低于 75mA，选择 C47 为 150nF。

$$I_{INRUSH} = \frac{I_{dVdt} \times G_{dVdt} \times C_{OUT}}{C47} \quad (6)$$

添加了 TVS 二极管 (D3)，以保护 TPS16410 免受电压瞬变的影响。

LMR38020 电压轨

LMR38020 用于将 24V 电源转换为 15VDC，以便为电机驱动器供电并用作 3.3V 降压转换器的输入。

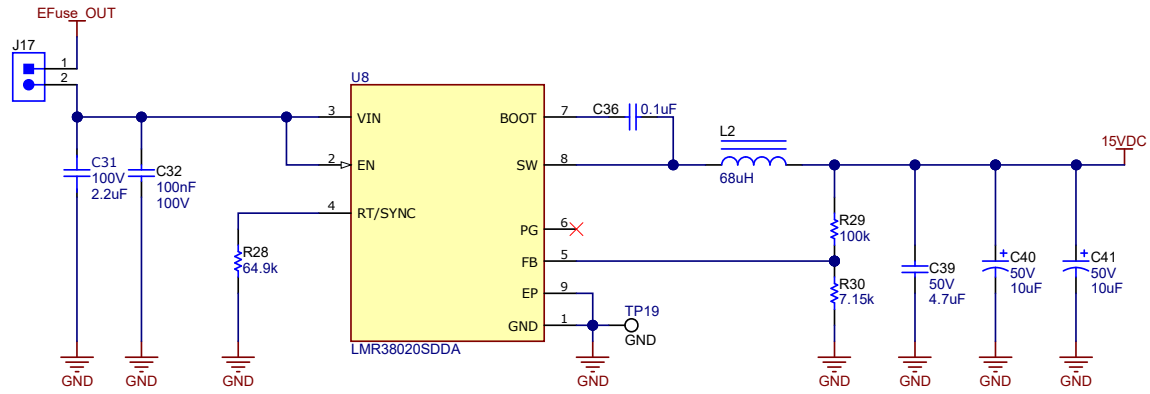


图 2-6. LMR38020 电路实施方式

选择开关频率时需权衡转换效率和整体设计尺寸。较低的开关频率意味着较小的开关损耗，通常会实现更高的系统效率。不过，较高的开关频率允许使用较小的电感器和输出电容器，因此得到的设计更加紧凑。此设计使用的开关频率为 400kHz。

LMR38020 的输出电压通过一个电阻分压器网络从外部调节。建议的输出电压范围可在数据表的建议运行条件中找到。分压器网络由 R29 和 R30 组成，并闭合输出电压与转换器之间的环路。转换器通过保持 FB 引脚上的电压与内部基准电压 VREF 相等来调节输出电压。分压器的电阻是噪声拾取过多和输出负载过大之间的折衷。较小的电阻值会降低噪声灵敏度，但也会降低轻负载效率。R29 的建议值为 100kΩ，此设计遵循建议值。选择 R29 后，使用方程式 7 选择的值。VREF 的标称值为 1V。

$$R30 = \frac{R29}{\left[\frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right]} \quad (7)$$

电感值和饱和电流是选择电感器的参数。电感值基于理想的纹波电流峰值值得出，通常选择为最大输出电流的 20% 至 40% 范围。经验表明，电感纹波电流的理想值是最大负载电流的 30%。请注意，当为最大负载远小于器件可用最大值的应用选择纹波电流时，使用最大器件电流。方程式 8 可用于确定电感值。常数 K 是电感器电流纹波的百分比。在此设计中，选择 K = 0.175，得出电感 L = 60µH。对 L2 选择下一个标准值 L = 68µH。

$$L2 = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{f_{sw} \times K \times I_{OUTMAX}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (8)$$

采用铁氧体磁芯材料的电感器具有非常硬的饱和特性，但通常比铁粉磁芯具有更低的磁芯损耗。铁粉磁芯具有软饱和，允许在一定程度上放宽电感器的额定电流。电感器饱和电流不得小于器件的低侧电流限制。为了避免次谐波振荡，电感值不得小于方程式 9 中给出的值：

$$L_{MIN} \geq M \times \frac{V_{OUT}}{f_{SW}} = 0.42 \times \frac{15V}{400kHz} = 15.75 \mu H \quad (9)$$

其中

- L_{MIN} = 最小电感 (H)
- M = 0.42
- f_{SW} = 开关频率 (Hz)

TPS62932 电压轨

TPS62932 是一款高度集成的同步直流/直流降压转换器。此器件用于将 LMR38020 的 15VDC 输出转换为 3.3VDC 电源轨，为此参考设计中的 MSPM0 和外设供电。

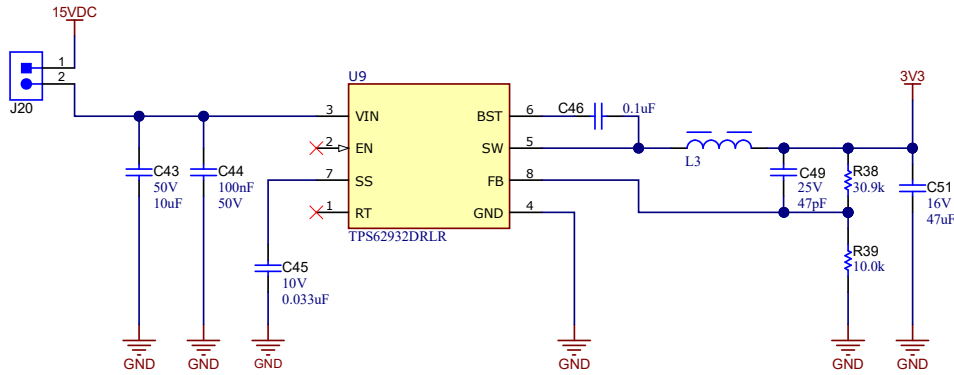


图 2-7. TPS62932 电路实施方式

输出电压可通过输出节点和 FB 引脚间的电阻分压器进行设置。TI 建议采用容差为 1% 或更优的分压电阻器。参考图 2-7，首先确定 R39 为 10kΩ，然后使用方程式 10 计算 R38 = 30.9kΩ。为了提高轻载时的效率，请考虑使用具有更大值的电阻器。如果值太大，转换器更容易受到噪声的影响，并且 FB 输入漏电流产生的电压误差也很明显。

$$R38 = \frac{V_{OUT} - V_{REF}}{V_{REF}} \times R39 \quad (10)$$

选择开关频率时需权衡转换效率和整体设计尺寸。较高的开关频率允许使用较小的电感器和输出电容器，因此得到的设计更加紧凑。不过，较低的开关频率意味着较小的开关损耗，通常会实现更高的系统效率，因此，此参考设计通过使 RT 引脚保持悬空，选择 500kHz 的开关频率。

较大的 CSS 可以在驱动大容量负载时降低浪涌电流。此设计为 C45 选择了 33nF，这会将软启动时间 tSS 设置为约 5ms。

BST 和 SW 引脚之间必须连接一个 0.1μF 陶瓷电容，用于确保正常运行。TI 建议使用具有 X5R 或更优等级电介质的陶瓷电容器。电容器 C46 的额定电压应不低于 16V。

TPS62932 的 EN 引脚具备一个内部上拉电流源，使用户能够悬空 EN 引脚以启用器件。在此参考设计中，EN 引脚悬空以启用器件。

电感器最关键的参数是电感、饱和电流和 RMS 电流。电感基于所需的峰峰值纹波电流，可通过方程式 11 计算得出。

$$\Delta i_L = \frac{(V_{IN_MAX} - V_{OUT})}{f_{sw} \times L} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN_MAX}} \quad (11)$$

通常，K 系数表示电感器纹波电流相对于器件最大输出电流的大小，合理的 K 值为 20% 至 60%。此参考设计为 K 选择了值 40%。由于纹波电流随输入电压的增加而增加，因此始终使用最大输入电压来计算最小电感 L。使用方程式 12 计算出输出电感的最小值为 6.44。给定此最小电感值，此设计选择 L3 = 7.8。

$$L3 = \frac{(V_{IN} - V_{OUT})}{f_{sw} \times K \times I_{OUT_MAX}} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \quad (12)$$

DRV8316C BLDC 电机驱动器

对于 TIDA-010950，选择了 SPI 型号。SPI 型号支持串行通信总线，使 MSPM0 能够与 DRV8316C 进行数据发送和接收。因此，MSPM0 可配置器件设置并读取详细的故障信息。SPI 是一种使用 SCLK、SDI、SDO 和 nSCS 引脚的四线接口。

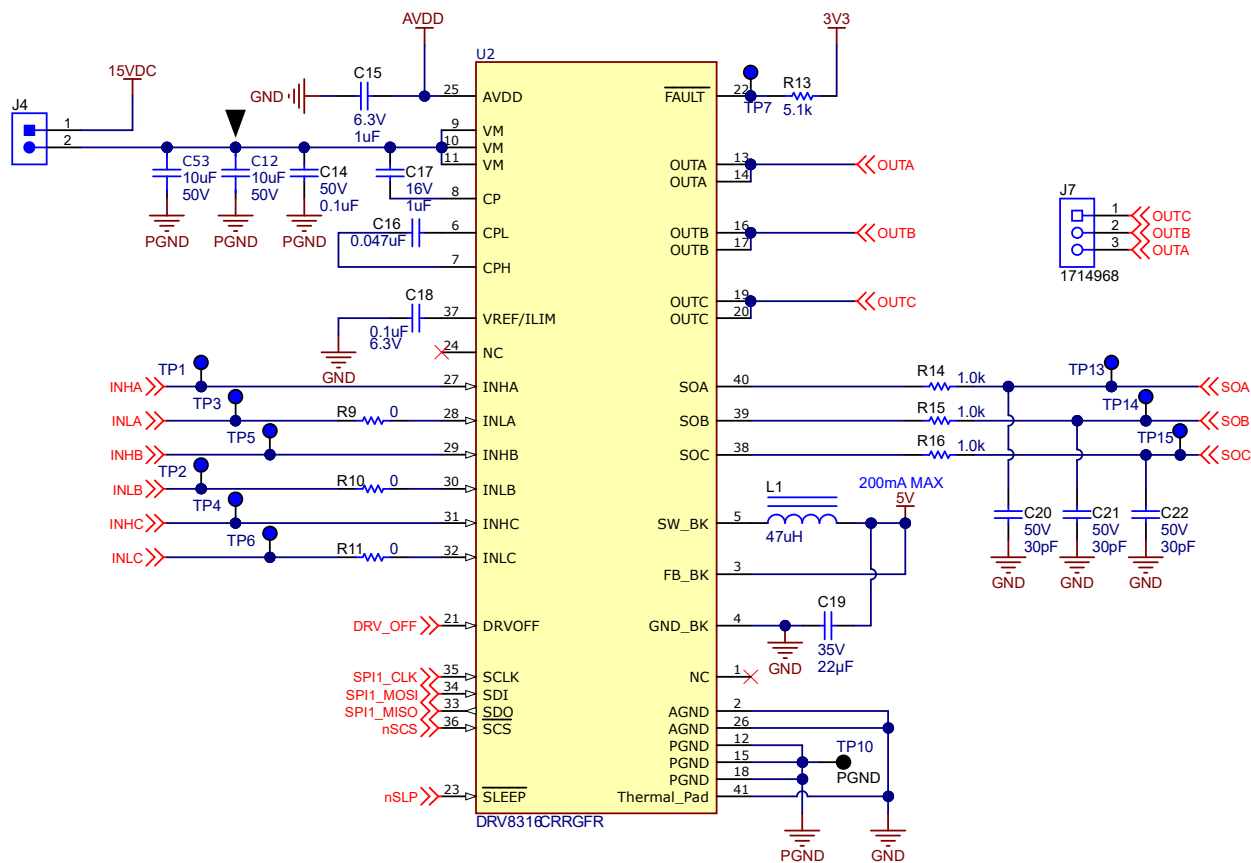


图 2-8. DRV8316C 电路实施方式

DRV8316C 集成了三个高性能低侧电流检测放大器，以便使用内置电流检测进行电流测量。通常会通过测量低侧电流来实施过流保护、外部扭矩控制或通过外部控制器进行无刷直流换向。这三个放大器可用于检测每个半桥臂中的电流（当相应相位的低侧 FET 传导电流时）。在 TIDA-010950 中，这些电流检测测量值由 MSPM0 上的集成 ADC 读取。

DRV8316C 器件中的降压稳压器主要用于支持 47μH 和 22μH 电感器的低电感。此参考设计为 L1 选择了 47μH 电感器，从而允许降压稳压器在支持高达 200mA 负载电流的情况下以 5V 输出运行。此参考设计不使用此电源，但可以利用此电源根据需要在 MCU 或其他低压外设供电。

DRV8428 步进电机驱动器

借助简单的 STEP/DIR 接口，可通过外部控制器管理步进电机的方向和步进速率。内部微步进分度器可以执行高精度微步进，而无需外部控制器来管理绕组电流电平。分度器可实现全步进、半步进以及 1/4、1/8、1/16、1/32、1/64、1/128 和 1/256 微步进。高微步进有助于显著降低可闻噪声并实现平稳的运动。除了标准的半步进模式，非循环半步进模式可用于在较高的电机转速下增加扭矩输出。步进电机驱动器需要通过实现多种类型的衰减模式来再循环绕组电流。DRV8428 提供智能调优衰减模式。自动调优是一种衰减机制，能够自动调节以实现出色的电流调节性能，而不受电压、电机转速、变化和老化效应的影响。自动调优纹波控制使用可变关断时间纹波电流控制方案，以更大限度地减少电机绕组电流的失真。自动调优动态衰减使用固定关断时间动态快速衰减百分比方案，以更大限度地减少电机绕组电流的失真，同时实现频率成分最小化并显著减少设计工作量。除了这种轻松顺畅的自动智能调优之外，DRV8428 还提供传统的混合衰减模式。

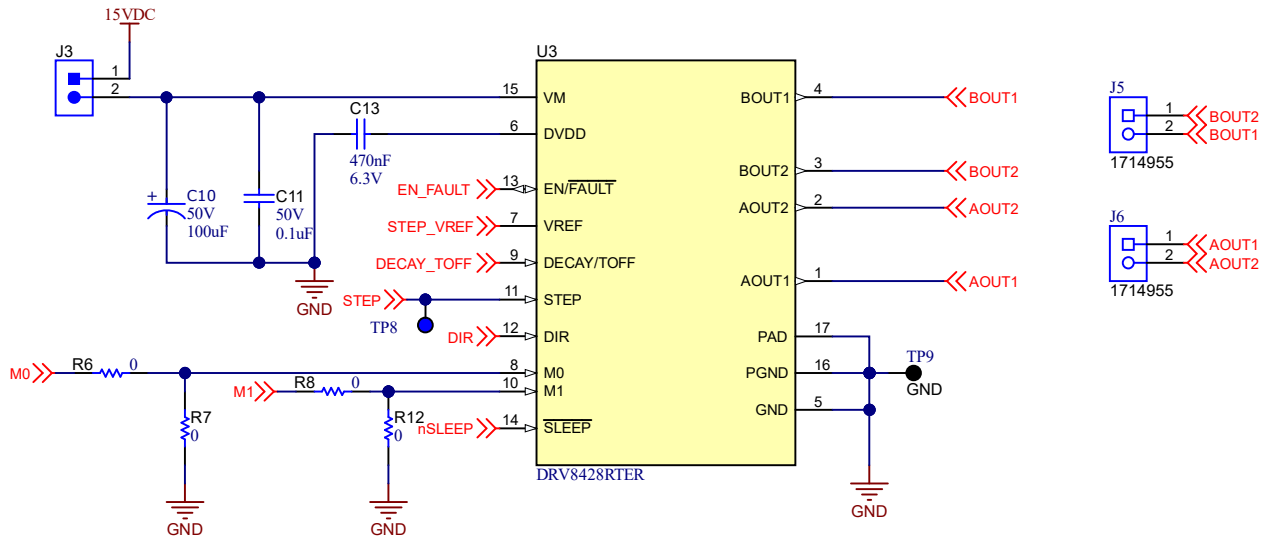


图 2-9. DRV8428 电路实施方式

此参考设计使用设置为 0 的衰减和高阻态，从而实现智能调优纹波控制或智能调优动态衰减。也可以使用下面衰减模式设置中所示的配置根据偏好进行设置。

表 2-2. 衰减模式设置

DECAY/TOFF	衰减模式	关断时间
0	智能调优纹波控制	-
14.7kΩ 至 GND	混合 30% 衰减	7µs
44.2kΩ 至 GND		16µs
100kΩ 至 GND		32µs
249kΩ 至 GND	智能调优动态衰减	7µs
高阻态		16µs
DVDD		32µs

微步进级别由 M0 和 M1 引脚设置，可以是微步进设置中列出的任何设置。微步进级别越高，电机运动越平稳、可闻噪声越低，但需要更高的 f_{step} 才能实现相同的电机转速。在此参考设计中，设计人员可以选择组装或移除 R6、R7、R8 和 R12，以便设置微步进设置中所需的步进模式。为了测试此设计，M0 设置为 0，M1 通过 330kΩ 电阻器接地。

表 2-3. 微步进设置

M0	M1	步进模式
0	0	100% 电流的全步进 (两相励磁)
0	330kΩ 至 GND	71% 电流的全步进 (两相励磁)
1	0	非循环 1/2 步进
高阻态	0	1/2 步进
0	1	1/4 步进
1	1	1/8 步进
高阻态	1	1/16 步进
0	高阻态	1/32 步进
高阻态	330kΩ 至 GND	1/64 步进
高阻态	高阻态	1/128 步进

表 2-3. 微步进设置 (续)

M0	M1	步进模式
1	高阻态	1/256 步进

下面的 [DRV8428 外部元件](#) 显示了 DRV8428 电路的建议分立式元件值以及每个引脚的连接。

表 2-4. DRV8428 外部元件

元件	引脚 1	引脚 2	推荐
C_{VM1}	VM	PGND	额定电压为 VM 的一个 X7R 0.01 μ F 陶瓷电容器
C_{VM2}	VM	PGND	额定电压为 VM 的大容量电容器
C_{DVDD}	DVDD	GND	X7R 0.47 μ F 至 1 μ F 6.3V 陶瓷电容器
R_{REF1}	VREF	VCC	用于限制斩波电流的电阻。 R_{REF1} 和 R_{REF2} 的并联电阻值应低于 50k Ω 。
R_{REF2} (可选)	VREF	GND	

位置检测

TIDA-010950 利用 TMAG5273 对风门/EEV 进行位置检测。TMAG5273 具有集成角度计算引擎 (CORDIC)，该引擎为同轴和离轴角度测量拓扑提供完整的 360° 角度位置信息。使用用户选择的两个磁轴执行角度计算。该器件具有磁增益和偏轴校正功能，可减轻系统机械误差源的影响。

此参考设计利用角度输出进行控制环路反馈。本指南的软件部分提供了更多详细信息。

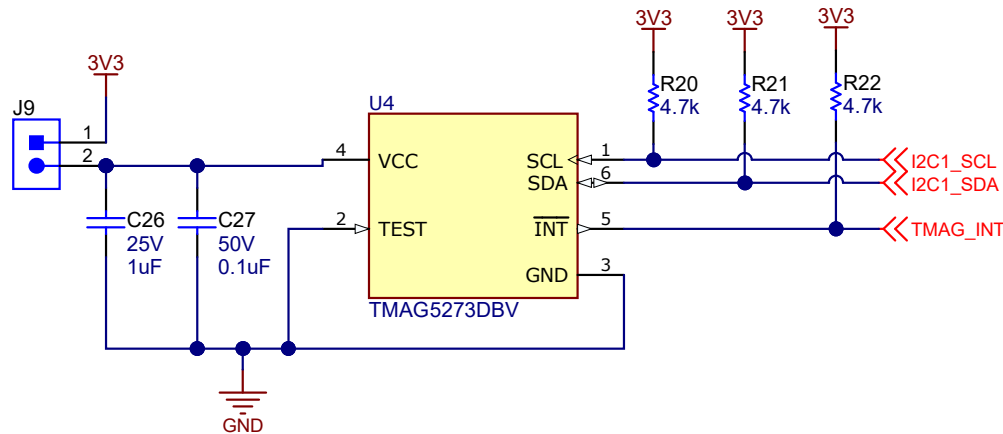


图 2-10. TMAG5273 电路实施方式

ISO1212

ISO1212 是一款隔离式 24V 至 60V 数字输入接收器，具有 IEC 61131-2 1 类、2 类和 3 类特性。该器件可以在可编程逻辑控制器 (PLC)、电机控制和其他工业应用中支持 9V 至 300V 直流和交流数字输入模块。不同于具有分立式、不精确电流限制电路的传统光耦合器设计，ISO121x 器件提供一个具有精确电流限制的简单低功耗设计，可实现紧凑型和高密度 I/O 模块的设计。这些器件也不需要场侧电源，并可配置为拉电流或灌电流输入。

在此参考设计中，ISO1212 用作 24VDC 开/闭控制器信号的接口。当 SENSE 1 引脚上的输入为高电平时，风门电机将启动，直至达到 90° (完全闭合) 风门位置。当 SENSE 2 为高电平时，风门电机也会根据 TMAG5273 启动，将风门移动到 0° 位置 (完全打开)。

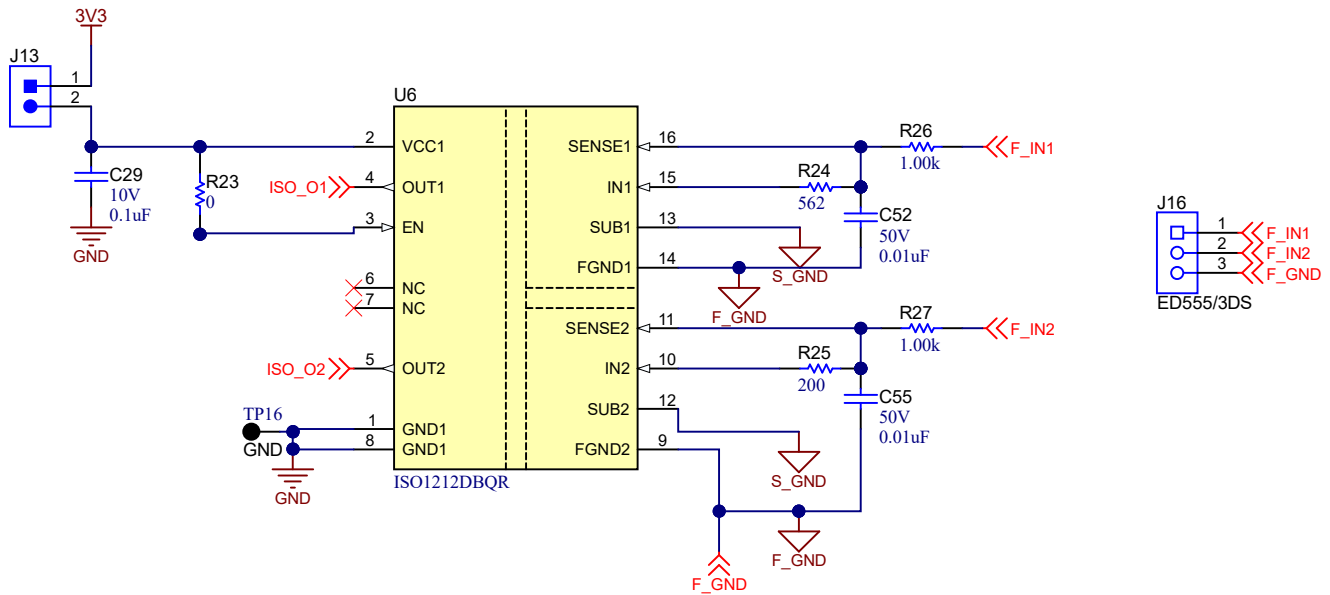


图 2-11. ISO1212 电路实施方式

R_{SENSE} 电阻器 (R24、R25) 限制从现场输入汲取的电流。在每种情况下，可以因需要更高的电流限值或元件可用性，选择 (稍微) 较低的 R_{SENSE} 阻值。建议 R_{SENSE} 的容差为 1%，但如果可接受更高的电流限制值变化，也可以使用 5% 容差电阻器。 R_{SENSE} 电阻器和典型电流限值 (I_L) 之间的关系可由 [方程式 13](#) 表示：

$$I_L = \frac{2.25mA \times 562\Omega}{R_{SENSE}} \quad (13)$$

ISO121x 器件 SENSE 引脚上的最大电压为 60V。但是，由于 R_{THR} 电阻器会额外降低电压，因此模块输入位置支持的最大电压更高，并且可由 [方程式 14](#) 计算得出

$$V_{In(max)} = 60V + R_{THR} \times \frac{2.1mA \times 562\Omega}{R_{Sense}} \quad (14)$$

R_{THR} 电阻器用于设置电压阈值 (V_{IL} 和 V_{IH}) 以及限制浪涌电流。建议在 3 类系统 (所需的最大阈值电压为 11V) 中使用值为 1k Ω 的 R_{THR} 。建议在 1 类系统 (所需的最大阈值电压为 15V) 中使用值为 2.5k Ω 的 R_{THR} ，在 2 类系统中使用值为 330 Ω 的 R_{THR} 。有关计算分立式元件值的更多信息，请参阅 ISO1212 数据表。

TCAN334

总线两端通常采用 120 Ω 电阻进行端接。如果总线的共模电压需要进行滤波和稳压，则可以采用分裂端接方式。分裂端接采用两个 60 Ω 电阻，并且在两电阻中间连接一个接地电容。分裂端接可消除开始和结束消息传输时出现的总线共模电压波动，从而改善网络的电磁辐射性能。

必须注意所用端接电阻的额定功率。通常，最坏情况是端接电阻两端的系统电源接地短路。在这种情况下，流经电阻的电流大多要比收发器的电流限值高很多。

如果需要，设计人员可以选择使用板载 TCAN 接口，而且电路板上提供了该接口需要的额外的外部晶体振荡器，如下所示。MSPM0 SDK 可用于 CAN 的实施示例。

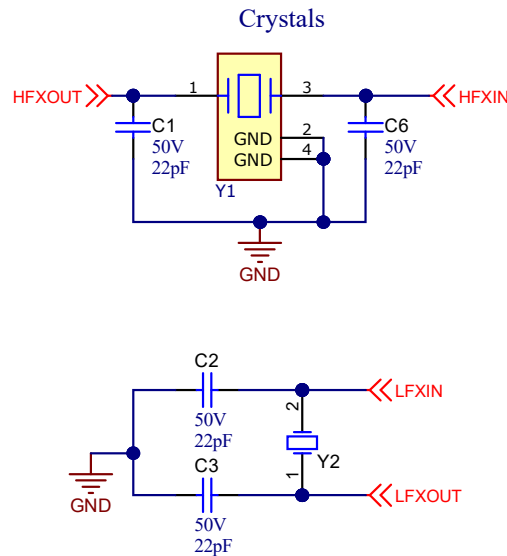


图 2-12. 用于 TCAN 通信的外部晶体振荡器

4mA 至 20mA 和 0V 至 10V 电路

在此参考设计中，风门和 EEV 位置根据从 0V 至 10V 控制接口或 4mA 至 20mA 控制接口接收到的输入信号来调节。输入前端将工业典型信号输入范围转换为 ADC 输入电压范围，并设置输入阻抗以及提供所需的过压和过流保护。对于 0V 至 10V 和 4mA 至 20mA 控制接口，使用单个 TLV9002 运算放大器作为控制信号发送到 M0 ADC 之前的缓冲器。TLV9002

TLV9002 是具有轨到轨输入和输出摆幅功能的低压 (1.8V 至 5.5V) 运算放大器。此运算放大器为空间受限的应用或者需要低压运行和高容性负载驱动的应用提供了一种具有成本效益的设计。

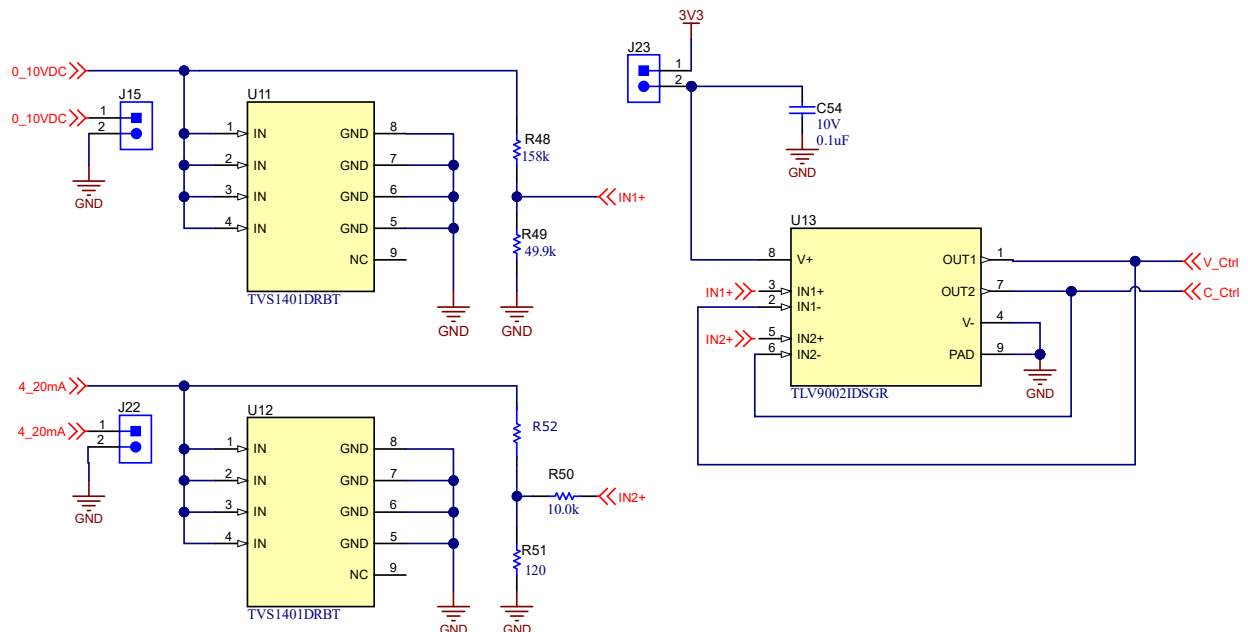


图 2-13. 0V 至 10V 和 4mA 至 20mA 控制接口电路实施方式

对于 0V 至 10V 输入，使用一个简单分压器来调节电压范围，以匹配 MSP M0 ADC 的电压范围。利用已知的输入范围和 M0 ADC 的 V_{REF} (2.5V) 以及下面的方程式 15，计算出 R48 和 R49 的电阻值为：

$$2.5 = 10 \times \frac{R_{49}}{R_{48} + R_{49}} \quad (15)$$

为 R49 选择 49.9k 可得到最接近的 1% 电阻值 149.7k，但选择输入级的增益系数时，需确保 10V 或 20mA 输入信号会使得 ADC 的输入电压略低于 2.5V 的满量程，从而避免因失调电压、增益和其他误差而饱和，因此为 R48 选择 158k 电阻值。对于电压输入级，使用 0.24V/V 的增益，即 2.4V 对应于 10V 输入。对于电流输入级，120 Ω 分流电阻器上的 20mA 输入电流会在 ADC 输入端产生 2.4V 电压。

对于电流输入级，120 Ω 分流电阻器上的 20mA 输入电流会在 ADC 输入端产生 2.4V 电压。4mA 至 20mA 输入前端具有一个额外的 24V PTC 电阻器 (R52 = PRG18BB470MB1RB)，用于提供保护。有关输入前端的更多信息，可在 [使用 MSP430 MCU 降低 PLC 模拟输入模块的成本](#) 中找到。

软件

TIDA-010950 的软件依赖于多种 MSPM0 外设，包括 SPI、I2C、GPIO 和 PWM。对于风门 BLDC 电机控制和 EEV 步进电机控制，使用的固件环路非常相似，仅在电机控制方法上有所不同。

初始化通信通道后，将启用 ADC 输入，其主要负责检测控制电压/电流以及 LMT84 温度传感器的温度。ADC V_{REF} 设置为 2.5V 内部基准电压。

接下来，对于 DRV8316，将与器件建立 SPI 通信，之后会启用电机控制 IC 以进行操作。旋转方向和结束位置基于风门的当前位置 (由 TMAG5273 检测)，该当前位置与来自 0V 至 10V 或 4mA 至 20mA 输入前端的控制信号相关。固件计算必要更改后，如果需要更改，则设置方向和 PWM 值，使电机启动。

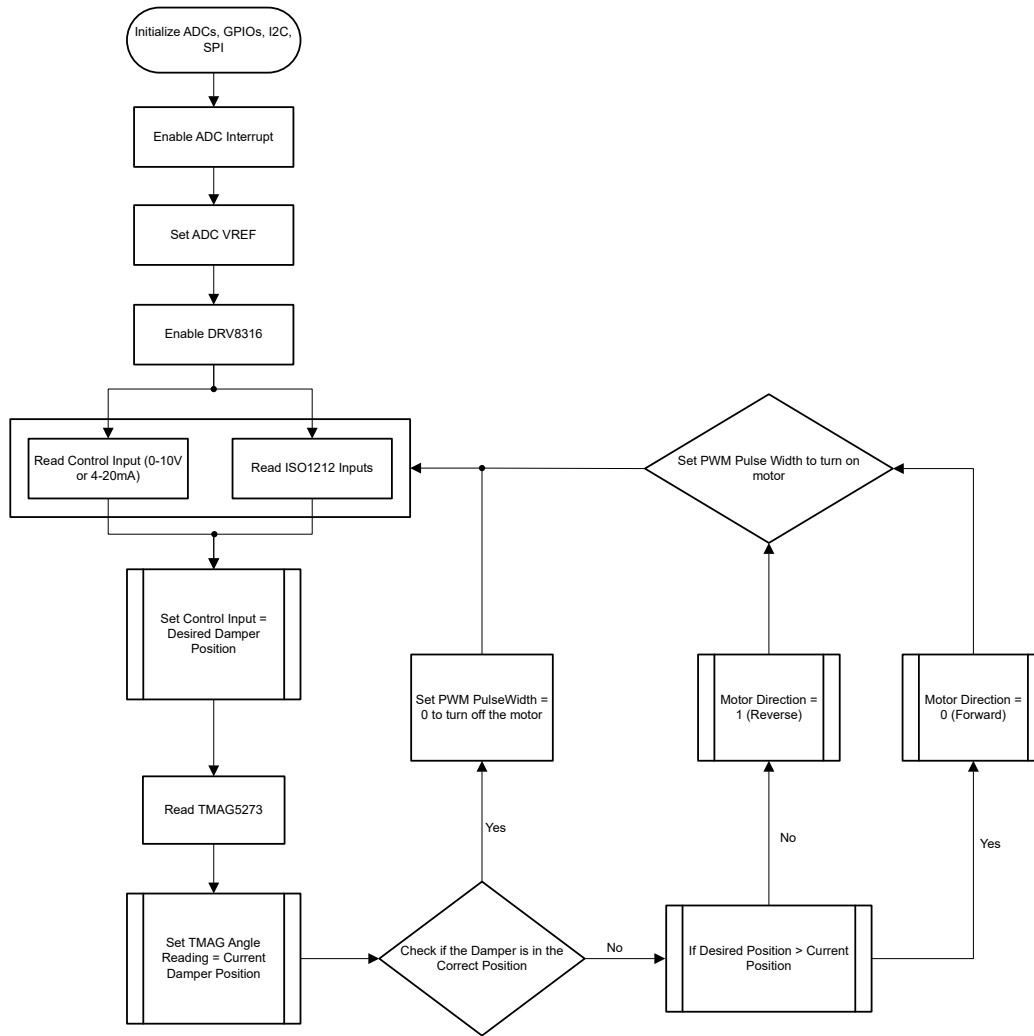


图 2-14. BLDC 电机控制软件控制环路图

代码实施示例：

```

while (1) {
    /* check 2 digital isolator pins for high */
    /* Read iso1 and iso2 states */
    iso1Status = HAL_readGPIOpin(iso1);
    iso2Status = HAL_readGPIOpin(iso2);

    if (iso1Status) {
        desiredDamperPosition = 90;
    }

    else if (iso2Status) {
        desiredDamperPosition = 0;
    }

    else {
        /* Read mV value of current control and control inputs */
        controlVoltage = (HAL_getmVFromADC(vControl) * 2500) / 2400; // scale to 0 - 2.4v input
        desiredDamperPosition = controlVoltage * 0.036; // 0-2500mV = 0-90 degrees
    }
}
  
```

```

do {
    /* Read in TMAG angle result and set to current damper
    position */
    tmagAngleResult();
    currentDamperPosition = tmagAngle;

    correctPosition = currentDamperPosition * 0.9 <= desiredDamperPosition &&
        currentDamperPosition * 1.1 >= desiredDamperPosition;

    /* Set duty cycle to 0% when current position reaches the desired
    position */
    if (correctPosition) {
        firmVar.pulsewidth = 0x00;
        break;
    }

    /* Set motor direction */
    else if (currentDamperPosition < desiredDamperPosition) {
        firmVar.motorDirection = MOTOR_DIR_FORWARD;
    }

    else {
        firmVar.motorDirection = MOTOR_DIR_REVERSE;
    }

    /* Set PWM duty cycle */
    firmVar.pulsewidth = 0x64;

    /* Read mV value of current control and control inputs */
    controlVoltage = (HAL_getmvFromADC(vControl) * 2500) / 2400; // scale to 0 - 2.4v input
    desiredDamperPosition = controlVoltage * 0.036; // 0-2500mv = 0-90 degrees
} while (!correctPosition);
}
    
```

对于 EEV 步进电机控制，用户可以选择在控制环路中使用额外元件，从 LMT84 获得温度输出，如下面图 2-15 所示。这用作热反馈环路的实施示例，可用于调制 EEV 以增加或减少流经阀的制冷剂。对于外设设置，ADC 的初始化方式与 DRV8316C 固件的初始化方式相同。该固件不需要 SPI 通信，如果用户选择，可以将其移除。

电机控制接口非常简单，只需要由 MCU 控制的 EN 和 nSLEEP 引脚。这些引脚可在驱动至高电平时启用和唤醒器件，在驱动至低电平时禁用器件或将器件置于睡眠状态。下面两个示例通过简单切换控制环路中的 STEP GPIO 来旋转步进电机。用户可以通过增大或减小延迟定义分配的值来调整固件的脉冲时间。

设置器件并且外设运行后，板载 LMT84 将获取温度数据。如果需要，用户还可以通过电路板上的 BoosterPack 接头实施非板载温度传感器。根据温度读数，仿真蒸发器吸入管上的温度，如果吸入管温度高于目标温度，则阀门向前旋转；如果吸入管温度低于目标温度，则阀门向后旋转。在此示例中，TMAG5273 仅用于旋转和位置验证，在整个控制循环中没有其他作用。

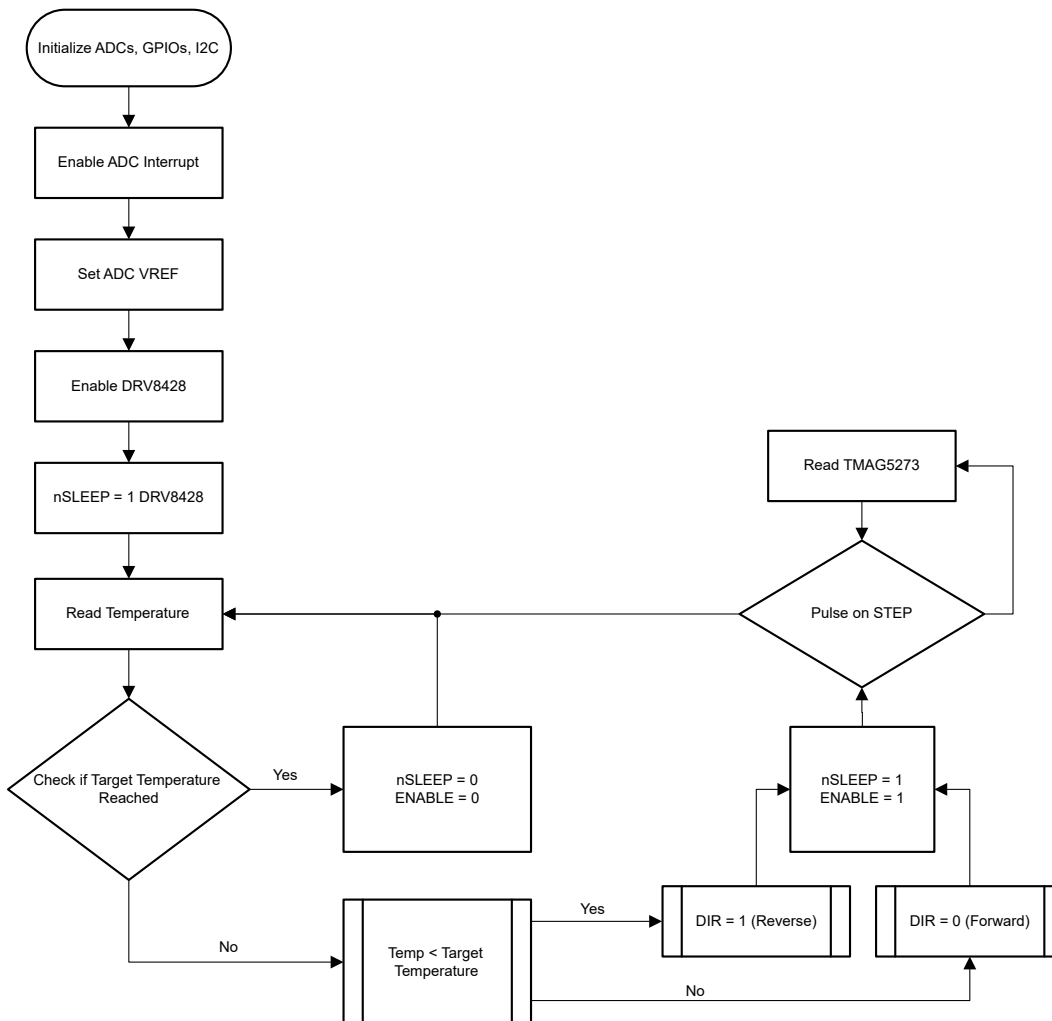


图 2-15. 步进电机控制软件控制环路图 (基于温度)

```

#define ADC12_BIT_RESOLUTION (12)
#define ADC12_REF_VOLTAGE (2.5)
uint16_t gVolt = 0;

uint16_t getVolts() {
    uint16_t voltage = 0;
    DL_ADC12_startConversion(VControl_ADC_INST);

    gAdcResult = DL_ADC12_getMemResult(VControl_ADC_INST, DL_ADC12_MEM_IDX_0);
    voltage = (gAdcResult * ADC12_REF_VOLTAGE) / (1 << ADC12_BIT_RESOLUTION) * 3;
    DL_ADC12_enableConversions(VControl_ADC_INST);

    return (voltage);
}
    
```



```

while (1) {
    // Set the DRV8428 control pins to known values before entering loop
    gvolt = getVolts();
    If (gvolt != Target_TMP) { // now that we have a condition where desired and
        // current position dont match, enable the device for
        // the position change loop
        DL_GPIO_setPins (GPIO_LEDS_PORT,
            (GPIO_LEDS_USER_LED_1_PIN); // Using this is a status pin
        DL_GPIO_setPins (GPIO_LEDS_PORT,
            GPIO_LEDS_DRV8428_EN_PIN); // Logic high to enable outputs
        DL_GPIO_setPins (GPIO_LEDS_PORT,
            GPIO_LEDS_DRV8428_SLP_PIN); // Logic high to enable device

        while (gvolt < Target_TMP) {
            DL_GPIO_setPins(
                GPIO_LEDS_PORT,
                GPIO_LEDS_DRV8428_DIR_PIN; // Set Direction pin for CW or CCW

            DL_GPIO_setPins(
                GPIO_LEDS_PORT,
                GPIO_LEDS_DRV8428_STEP_PIN; // Move motor ahead by one step

            DL_GPIO_SetPins(GPIO_LEDS_PORT,
                GPIO_LEDS_USER_LED_1_PIN); // Using this as status pin

            delay_cycles(DELAY_MOTOR);

            DL_GPIO_clearPins(
                GPIO_LEDS_PORT,
                GPIO_LEDS_DRV8428_STEP_PIN); // Set Direction pin for CW or CCW

            DL_GPIO_clearPins(GPIO_LEDS_PORT,
                GPIO_LEDS_USER_LED_1_PIN); // Using this as status pin

            delay_cycles(DELAY_MOTOR);
        }
    }
}
    
```

如下面图 2-16 所示，在调制不受温度反馈环路控制的情况下，0V 至 10V 和 4mA 至 10mA 控制接口可用于控制步进方向和目标终端位置。此示例与上一示例几乎完全相同，但在本例中，TMAG5273 与控制前端结合使用，以提供相对于所需位置的当前角度位置并相应地旋转步进电机。

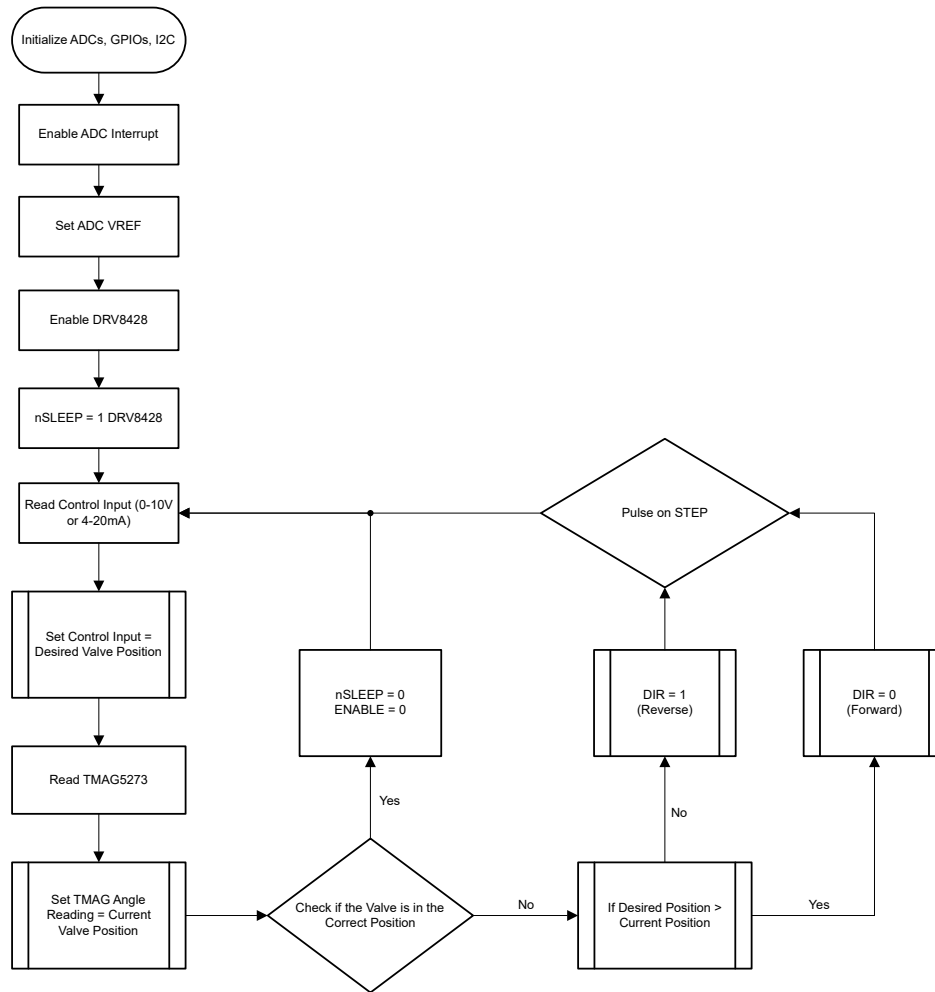


图 2-16. 步进电机控制软件控制环路图 (基于控制输入)

在此特定示例中，可结合使用前两个示例在固件中实施控制，而不是利用 DRV8428 的 GPIO 控制引脚来控制方向和旋转。

2.3 主要产品

TPS1641x 是具有精确功率限制或电流限制的集成电子保险丝。该器件集成了一个 NFET，具有 $152\text{m}\Omega$ RON。TPS16410、TPS16411、TPS16414 和 TPS16415 提供功率限制，而 TPS16412、TPS16413、TPS16416 和 TPS16417 提供电流限制。TPS16410、TPS16411、TPS16414 和 TPS16415 可为低功耗电路 (LPC) 提供 15W 精确功率限制，符合 IEC60335 和 UL60730 标准。TPS16410、TPS16411、TPS16412 和 TPS16413 还在 FLT 输出上提供输入至输出短路检测和指示。借助输入至输出短路检测功能，在 IEC60335、UL60730 和类似标准的输入至输出短路测试中，无需额外的电子保险丝或功率限制电路。FLT 可用作 MCU 的输入，或用于驱动外部 PFET。TPS1641x 器件还可针对相邻引脚短路和引脚短接至 GND 故障提供保护。TPS1641x 器件还为瞬态负载提供可配置的消息时间 (IDLY 或 PDLY) 和过流保护 (IOCP)。电机等负载需要更高电流才能启动。消息时间可用于为电机等负载的启动提供更高电流。TPS1641x 器件具有过压保护 (OVP)、过热保护以及可调节的输出压摆率控制 (dVdt)。Vcc 和 FLT 的额定电压高达 60V，可通过外部 PFET 提供高达 60V 的保护。

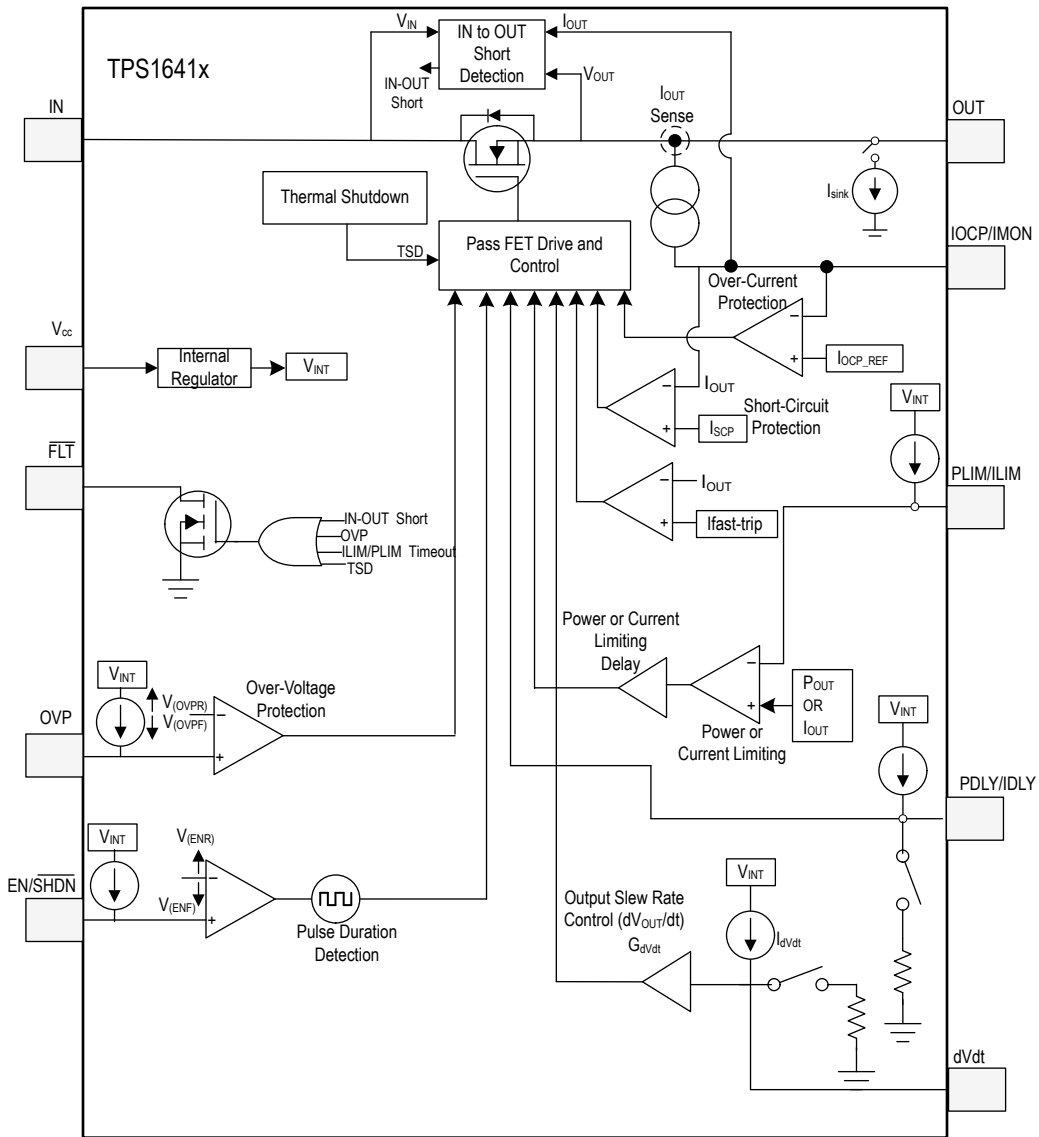


图 2-17. TPS16410

LMR38020 转换器是一款简单易用的同步直流/直流降压转换器，工作电源电压为 4.2V 至 80V。该器件能够以非常小的设计尺寸提供高达 2A 直流负载电流。LMR38020 采用峰值电流模式控制。该器件在轻负载时会进入 PFM 模式，以便在 PFM 版本中实现高效率。FPWM 版本可在轻负载条件下实现低输出电压纹波、严格的输出电压调节和恒定开关频率。该器件具有内部补偿功能，只需要少量外部元件，从而可节约设计时间。精密使能和内部软启动等其他特性为各种应用提供了灵活且易于使用的设计。保护特性包括热关断、VIN 欠压锁定、逐周期电流限制和断续模式短路保护。此系列需要极少的外部元件，并且具有可简化 PCB 布局的引脚排列方式。

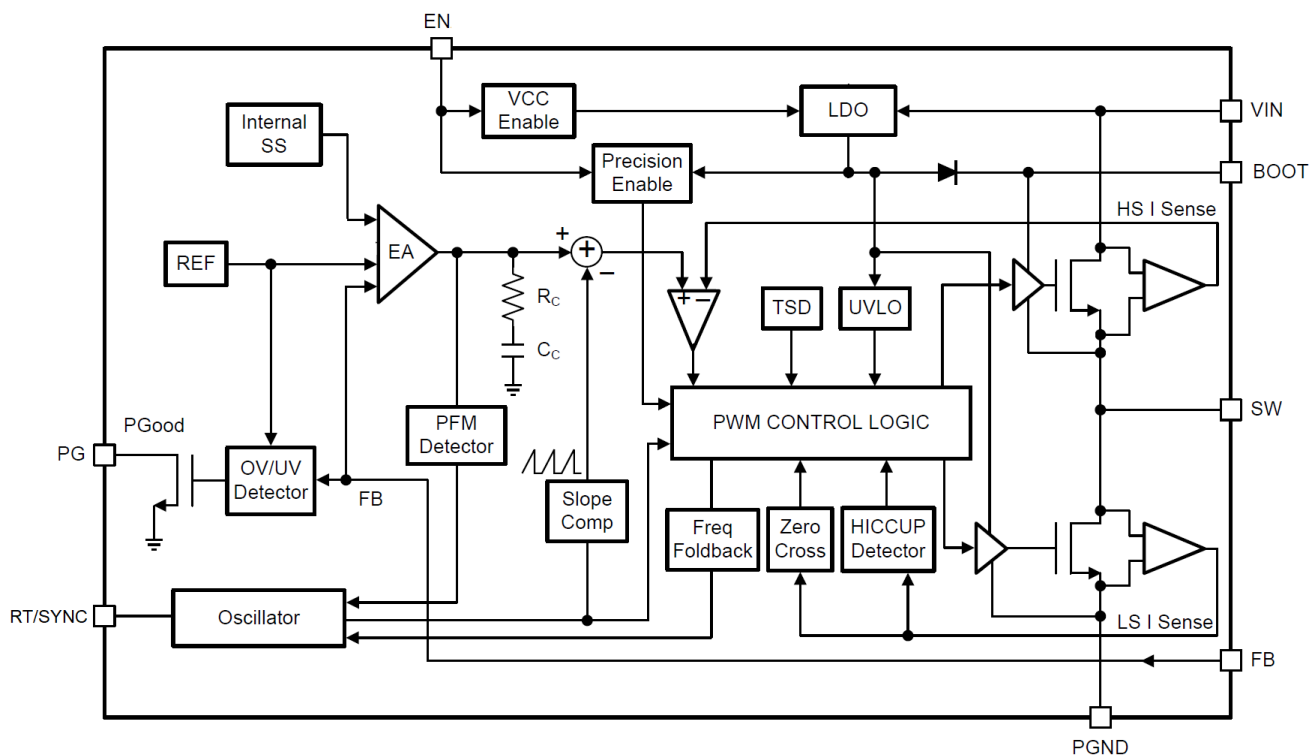


图 2-18. LMR38020

TPS62932 和 TPS62933x 都是具有两个集成 N 沟道 MOSFET 的 30V、2A 和 3A 同步降压转换器。TPS62932 和 TPS62933x 采用定频峰值电流控制模式，可实现快速瞬态响应以及出色的线性调整率和负载调整率。这些器件具有经过优化的内部环路补偿功能，因此在宽输出电压和开关频率范围内无需外部补偿元件。集成的 $76\text{m}\Omega$ 和 $32\text{m}\Omega$ MOSFET 以及高达 2A (TPS62932) 或 3A (TPS62933 和 TPS62933x) 的连续输出电流，可助力实现高效率电源设计。反馈基准电压设计为 0.8V。输出电压可从 0.8V 降至 22V。这些器件非常适合由 5V、12V、19V 和 24V 总线电源轨供电的系统。TPS6293x 针对安全地单调启动至预偏置负载而设计。默认启动条件为 V_{IN} 等于 3.8V。器件启用后，输出从 0V 平稳上升至其稳定电压。TPS6293x 在空载下不开关时具有低工作电流，尤其是 TPS62932、TPS62933 和 TPS62933P，其工作电流为 $12\mu\text{A}$ (典型值)。TPS6293x 禁用后，电源电流约为 $2\mu\text{A}$ (典型值)。这些特性非常有益于在低功耗运行时延长电池寿命。

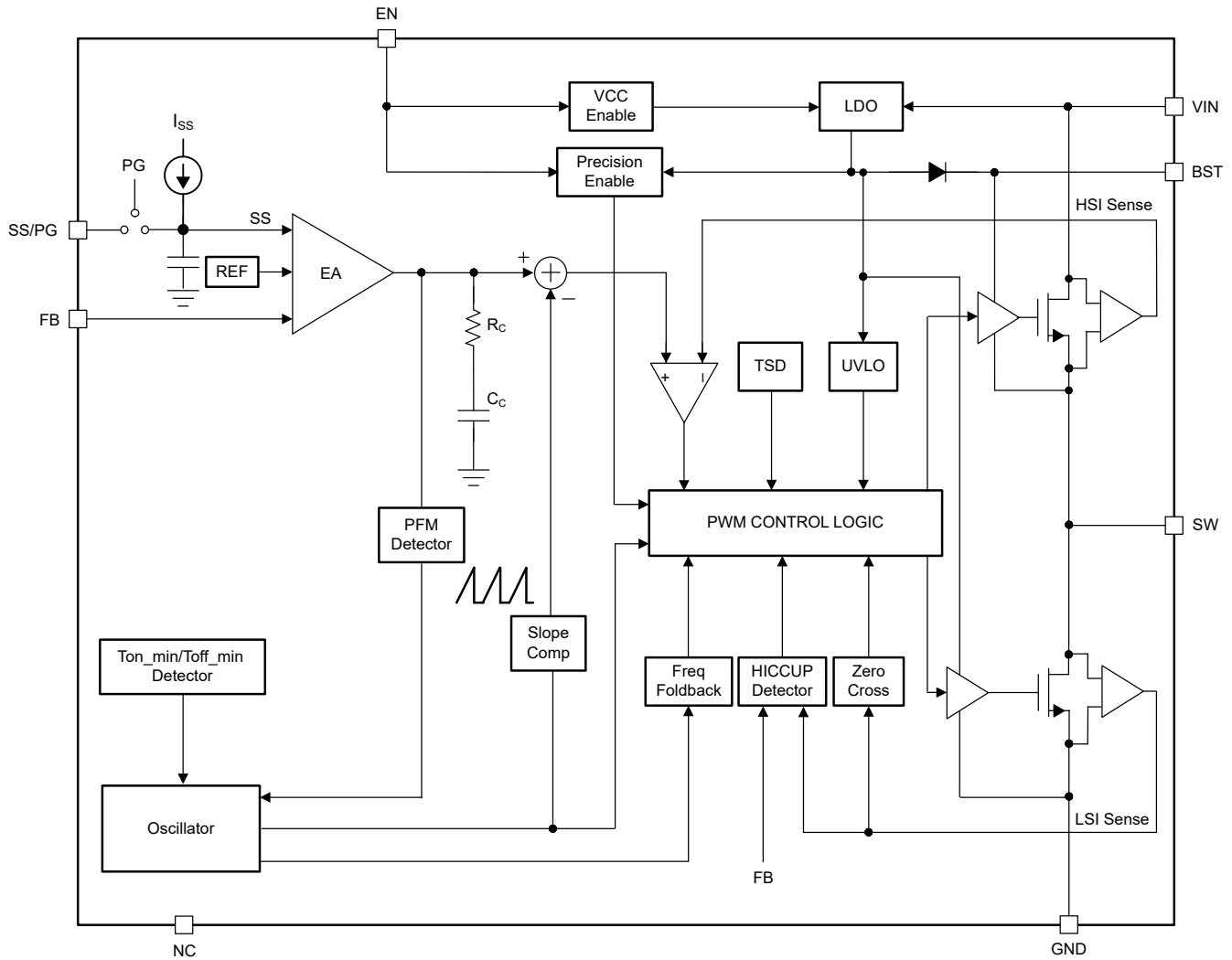


图 2-19. TPS62932

DRV8316C 器件是一款集成式 $95\text{m}\Omega$ （高侧和低侧 MOSFET 的导通状态电阻）驱动器，适用于三相电机驱动应用。该器件通过集成三个半桥 MOSFET、栅极驱动器、电荷泵、电流检测放大器以及用于外部负载的线性稳压器和降压稳压器，降低了系统元件数量、成本和复杂性。标准的串行外设接口 (SPI) 提供了一种简单的方法，可通过外部微控制器配置各种器件设置和读取故障诊断信息。另外，硬件接口（引脚）型号允许通过固定的外部电阻器来配置更常用的设置。该架构使用内部状态机来防止发生短路事件，并防止内部功率 MOSFET 产生 dv/dt 寄生导通。DRV8316C 器件集成了三个双向电流检测放大器，旨在使用内置电流检测来监控流过每个半桥的电流电平。可通过 SPI 或硬件接口调整放大器的增益设置。除了高度的器件集成之外，DRV8316C 还提供广泛的集成保护功能。这些特性包括电源欠压锁定 (UVLO)、电荷泵欠压锁定 (CPUV)、过流保护 (OCP)、AVDD 欠压锁定 (AVDD_UV)、降压稳压器 UVLO 以及过热警告和关断 (OTW 和 OTSD)。故障事件由 nFAULT 引脚指示，可在 SPI 型号的 SPI 寄存器中获得详细信息。

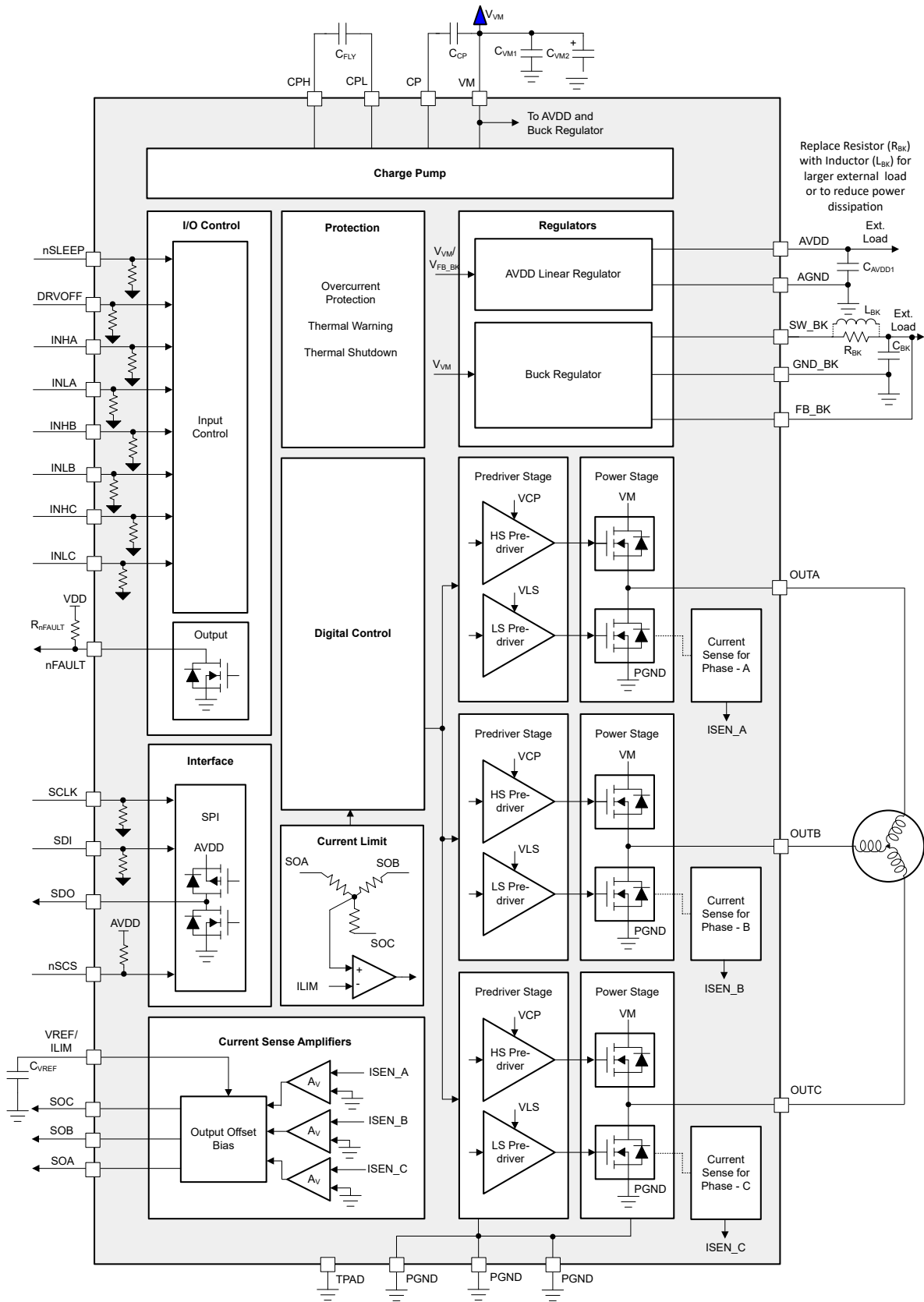


图 2-20. DRV8316C

DRV8428 器件是一款用于双极步进电机的集成电机驱动器设计。该器件通过集成两个 N 沟道功率 MOSFET H 桥、电流检测电阻和调节电路以及一个微步进分度器，可更大程度提高集成度。DRV8428 能够支持 4.2V 至 33V 的宽电源电压范围。DRV8428 提供高达 1.7A 峰值、1A 满量程或 0.7A 均方根 (rms) 的输出电流。实际的满量程和均方根电流取决于环境温度、电源电压和 PCB 热性能。DRV8428 采用集成式电流检测架构，无需再使用两个外部功率检测电阻，从而显著节省布板空间和 BOM 成本，并减少设计工作量和降低功耗。该架构使用电流镜方法和使用内部功率 MOSFET 进行电流检测，消除了检测电阻中的功率损耗。通过 VREF 引脚处的电压来调节电流调节设定点。借助简单的 STEP/DIR 接口，可通过外部控制器管理步进电机的方向和步进速率。内部微步进分度器可以执行高精度微步进，而无需外部控制器来管理绕组电流电平。分度器可实现全步进、半步进以及 1/4、1/8、1/16、1/32、1/64、1/128 和 1/256 微步进。高微步进有助于显著降低可闻噪声并实现平稳的运动。除了标准的半步进模式，非循环半步进模式可用于在较高的电机转速下增加扭矩输出。步进电机驱动器需要通过实现多种类型的衰减模式来再循环绕组电流。DRV8428 提供智能调优衰减模式。智能调优是一种卓越的衰减机制，能够自动调节以实现出色的电流调节性能，而不受电压、电机转速、变化和老化效应的影响。自动调优纹波控制使用可变关断时间纹波电流控制方案，以更大限度地减少电机绕组电流的失真。自动调优动态衰减使用固定关断时间动态快速衰减百分比方案，以更大限度地减少电机绕组电流的失真，同时实现频率成分最小化并显著减少设计工作量。除了这种轻松顺畅的自动智能调优之外，DRV8428 还提供传统的混合衰减模式。系统包括一个低功耗休眠模式，以允许其在不主动驱动电机时节省功耗。

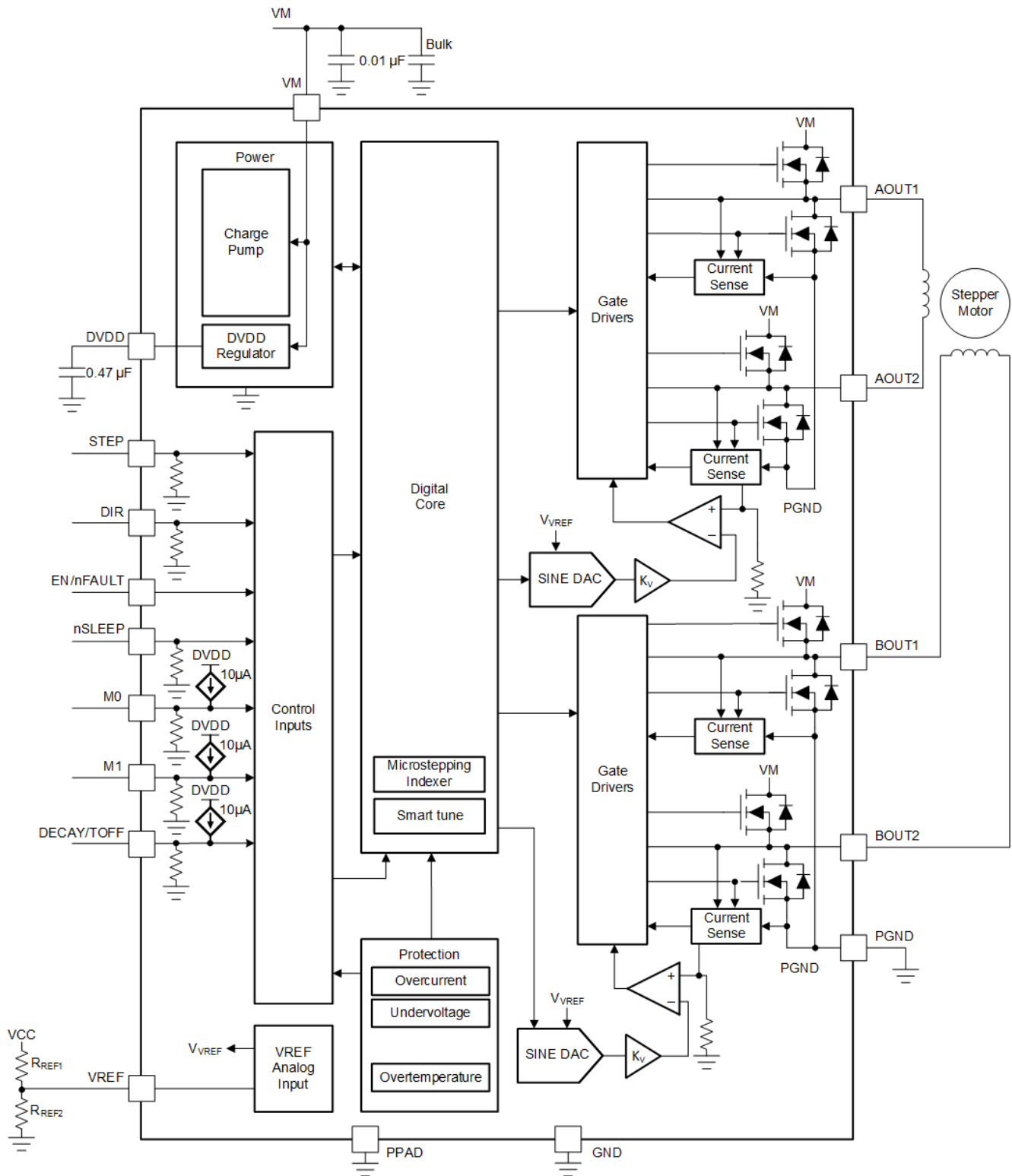


图 2-21. DRV8428

ISO1211 和 ISO1212 器件是具有 IEC 61131-2 1 类、2 类和 3 类特性的完全集成、隔离式数字输入接收器。该器件接收 24V 至 60V 的数字输入信号，并提供隔离式数字输出。无需现场侧电源。输入信号路径上的外部电阻器 RSENSE 会根据内部反馈环路，为从场输入汲取的电流精确设置限制。电压转换阈值符合 1 类、2 类和 3 类要求，并且可使用外部电阻器 RTHR 进一步提升。有关选择 RSENSE 和 RTHR 电阻值的更多信息，请参阅“详细

设计过程”部分。ISO121x 器件采用开关键控 (OOK) 调制方案，以跨越基于二氧化硅的隔离栅传输数字数据。发送器通过隔离栅发送高频载波来表示一种数字状态，而不发送信号则表示另一种数字状态。接收器在高级信号调节后对信号进行解调并通过缓冲器级产生输出。“功能方框图”部分显示了 ISO121x 器件的概念方框图。

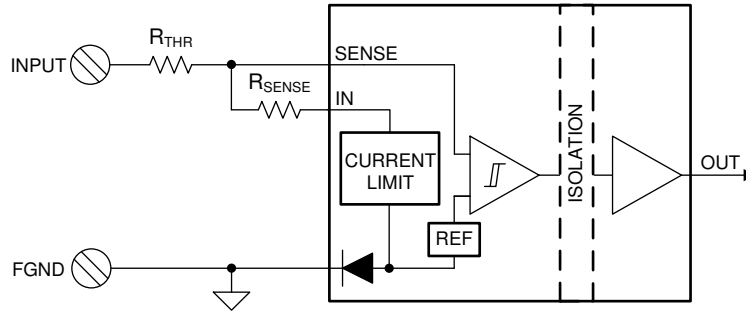
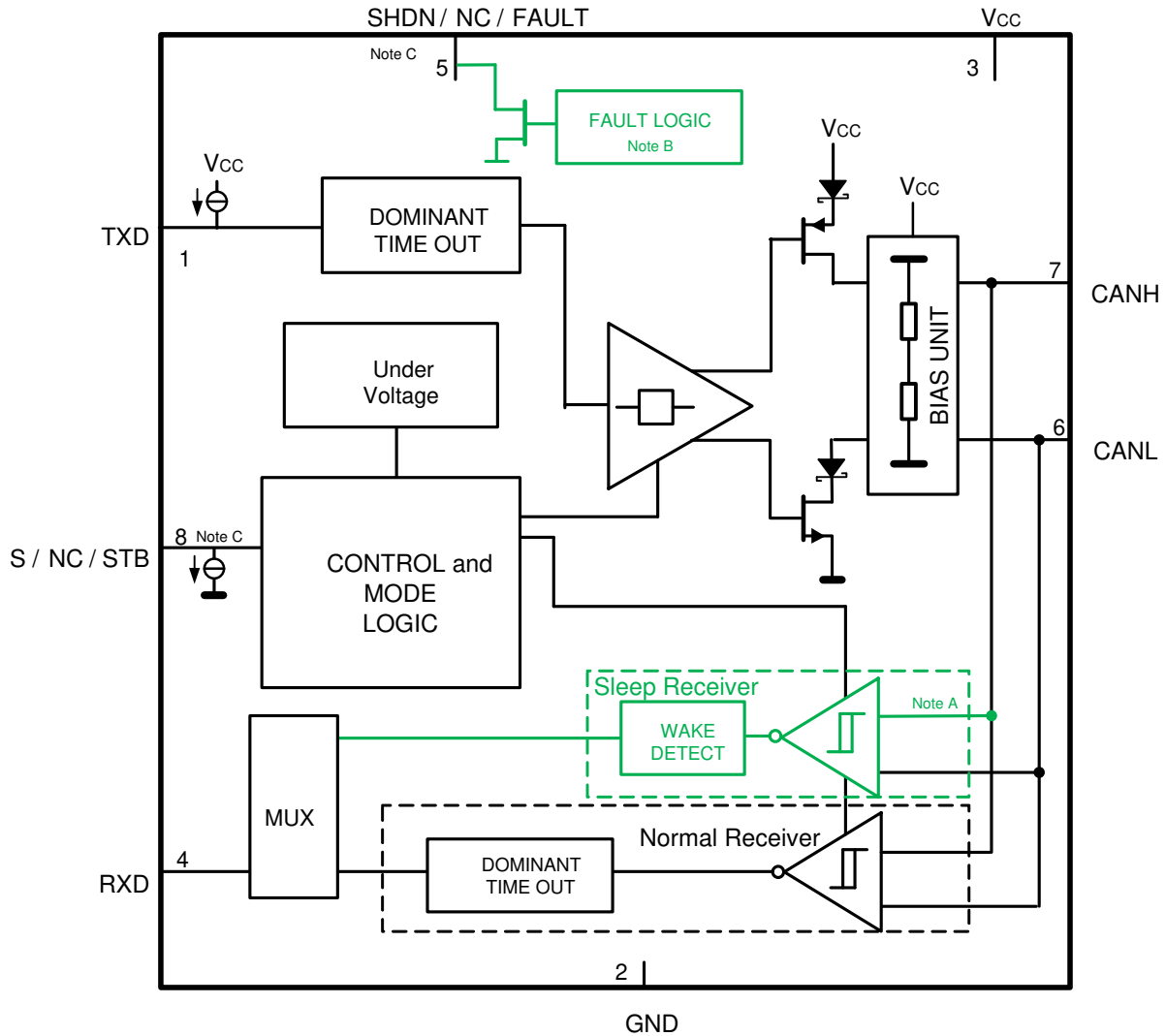


图 2-22. ISO1212

该系列 CAN 收发器与 ISO11898-2 高速 CAN (控制器局域网) 物理层标准兼容。CAN 收发器设计为 CAN 差分总线与 CAN 协议控制器之间的接口。



Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated

图 2-23. TCAN334

MSPM0G350x 微控制器 (MCU) 属于 MSP 高度集成的超低功耗 32 位 MCU 系列，该 MCU 系列基于增强型 Arm® Cortex®-M0+ 32 位内核平台，工作频率最高可达 80MHz。这些低成本 MCU 提供高性能模拟外设集成，支持 -40°C 至 125°C 的工作温度范围，并在 1.62V 至 3.6V 的电源电压下运行。MSPM0G350x 器件提供具有内置纠错码 (ECC) 且高达 128KB 的嵌入式闪存程序存储器以及具有硬件奇偶校验选项且高达 32KB 的 SRAM。这些 MCU 还包含一个存储器保护单元、7 通道 DMA、数学加速器和各种高性能模拟外设，例如两个 12 位 4Mps ADC、一个可配置内部共享电压基准、一个 12 位 1Mps DAC、三个具有内置基准 DAC 的高速比较器、两个具有可编程增益的零漂移零交叉运算放大器和一个通用放大器。这些器件还提供智能数字外设，例如两个 16 位高级控制计时器、五个通用计时器 (具有一个用于 QEI 接口的 16 位通用计时器、两个用于待机模式的 16 位通用计时器和一个 32 位通用计时器)、两个窗口式看门狗计时器以及一个具有警报和日历模式的 RTC。这些器件提供数据完整性和加密外设 (AES、CRC、TRNG) 以及增强型通信接口 (四个 UART、两个 I2C、两个 SPI 以及 CAN 2.0/FD)。

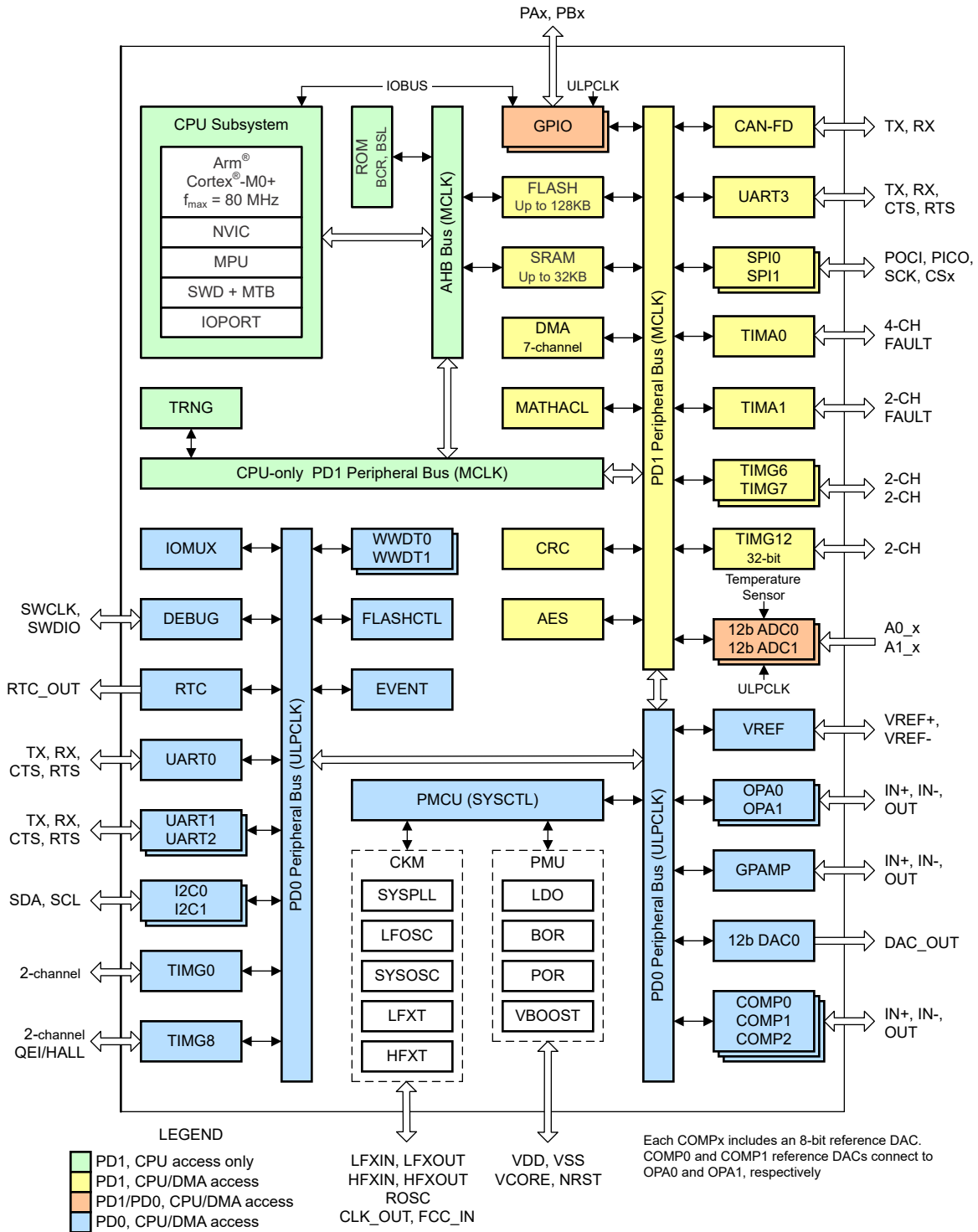


图 2-24. MSPM0G3507

TMAG5273 IC 基于德州仪器 (TI) 的霍尔效应技术和精密混合信号电路。输出信号 (原始 X、Y、Z 磁数据和温度数据) 可通过 I2C 接口访问。该 IC 包含以下功能块和构建块：

- 电源管理和振荡器模块包含一个低功耗振荡器、偏置电路、欠压检测电路和一个快速振荡器。
- 传感和温度测量模块包含霍尔偏置、带多路复用器的霍尔传感器、噪声滤波器、积分器电路、温度传感器和 ADC。霍尔效应传感器数据和温度数据通过同一 ADC 进行多路复用。
- 接口模块包含 I2C 控制电路、ESD 保护电路和所有 I/O 电路。TMAG5273 支持多个 I2C 读取帧以及集成循环冗余校验 (CRC)。

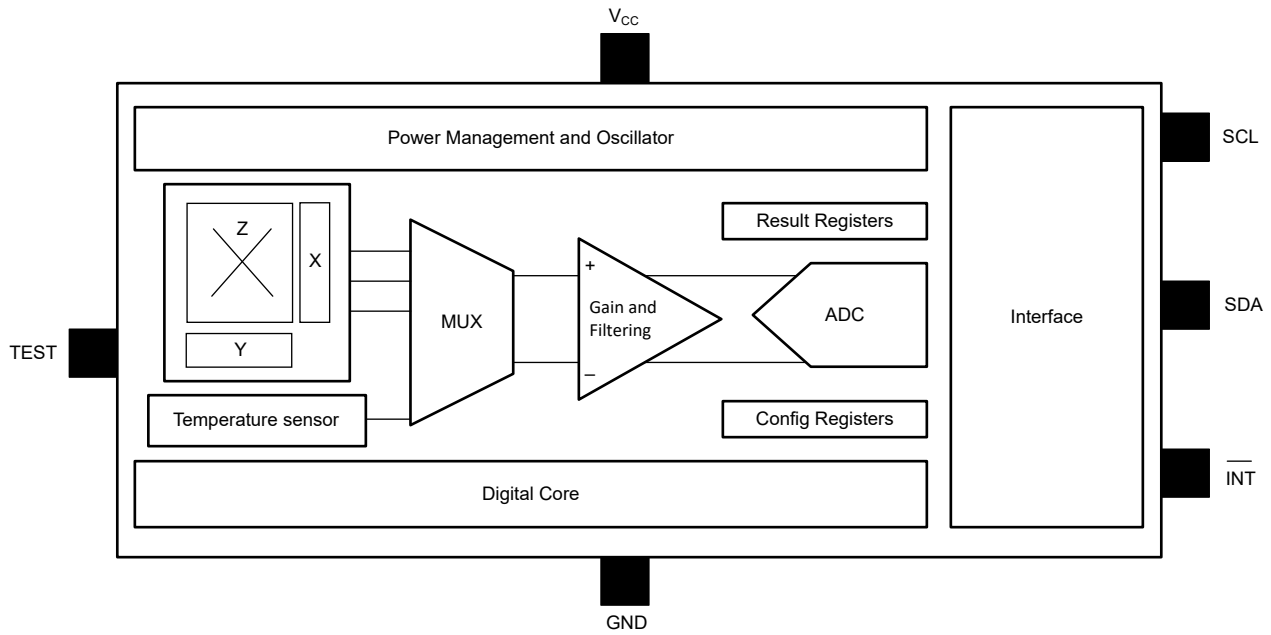


图 2-25. TMAG5273

TLV900x 是低功耗、轨到轨输入和输出运算放大器系列。这些器件的工作电压范围为 1.8V 至 5.5V，具有单位增益稳定特性，并且适用于各种通用应用。输入共模电压范围包括两个电源轨，并允许将 TLV900x 系列用于几乎任何单电源应用。轨到轨输入和输出摆幅显著增加了动态范围，特别是在低电源应用中，因此这些器件非常适合驱动采样模数转换器 (ADC)。

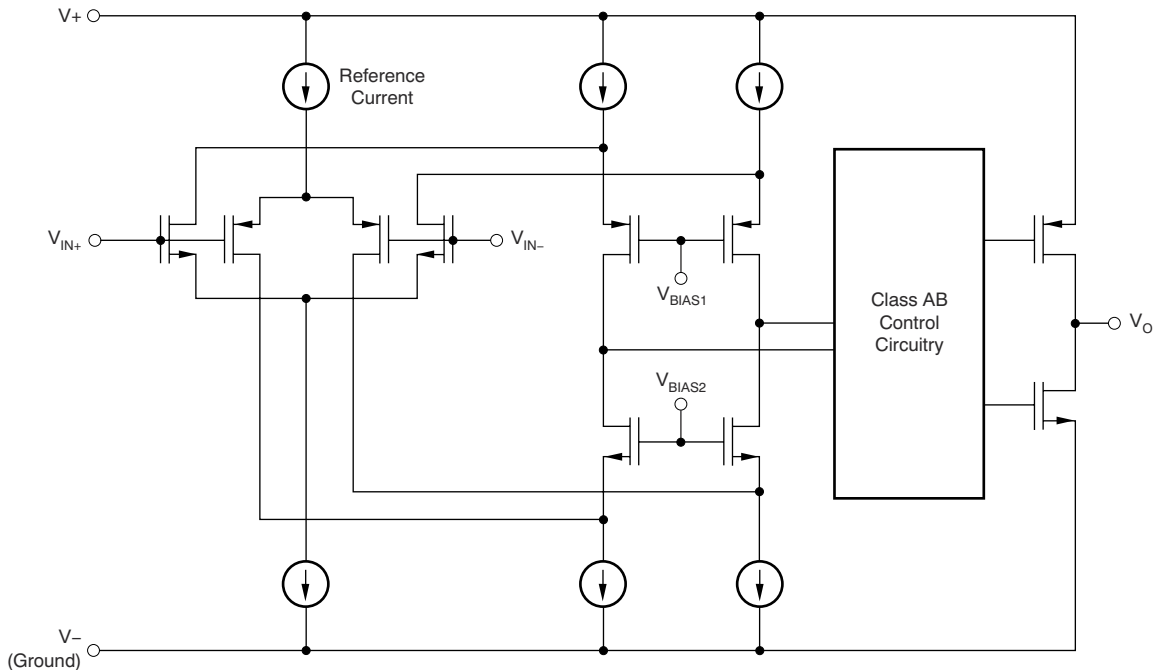


图 2-26. TLV9002

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件要求

下面的图 3-1 显示了此参考设计的主要接口连接。

- 电源可以从 24VAC 切换到 24VDC，也可以根据 S1 的位置完全关闭。这可以实现输入电源的灵活性，同时对主电源的下游器件保持相同的功能。24VDC 通过 J19 连接，24VAC 通过 J18 连接。
- J16 为 ISO1212 的场输入以及场接地提供连接。
- J21 是 CAN 接口的连接点。
- J22 是 4mA 至 10mA 控制输入前端的连接点。评估期间，不得使用跳线将这些引脚短接。
- J15 是 0V 至 10V 控制输入前端的连接点。评估期间，不得使用跳线将这些引脚短接。
- J2 是用于将固件部署到嵌入式 MSPM0 的 JTAG 连接器。
- J8 提供 BLDC 电机霍尔效应传感器与 MCU 的连接。该连接器还包含 3.3V 连接和 GND，用于为霍尔传感器供电。
- J5、J6 和 J7 螺纹接线端子连接器是 BLDC 和步进电机的输出连接。J5 (B_{OUT}) 和 J6 (A_{OUT}) 连接到步进电机，J7 连接到 BLDC 电机的三相。

该电路板上还有 4 个用于指示状态的 LED：

- D4 - 电子保险丝故障指示
- D1 - 风门位置正确
- D5 - 出错或电机驱动故障
- D6 - 风门位置调整正在进行

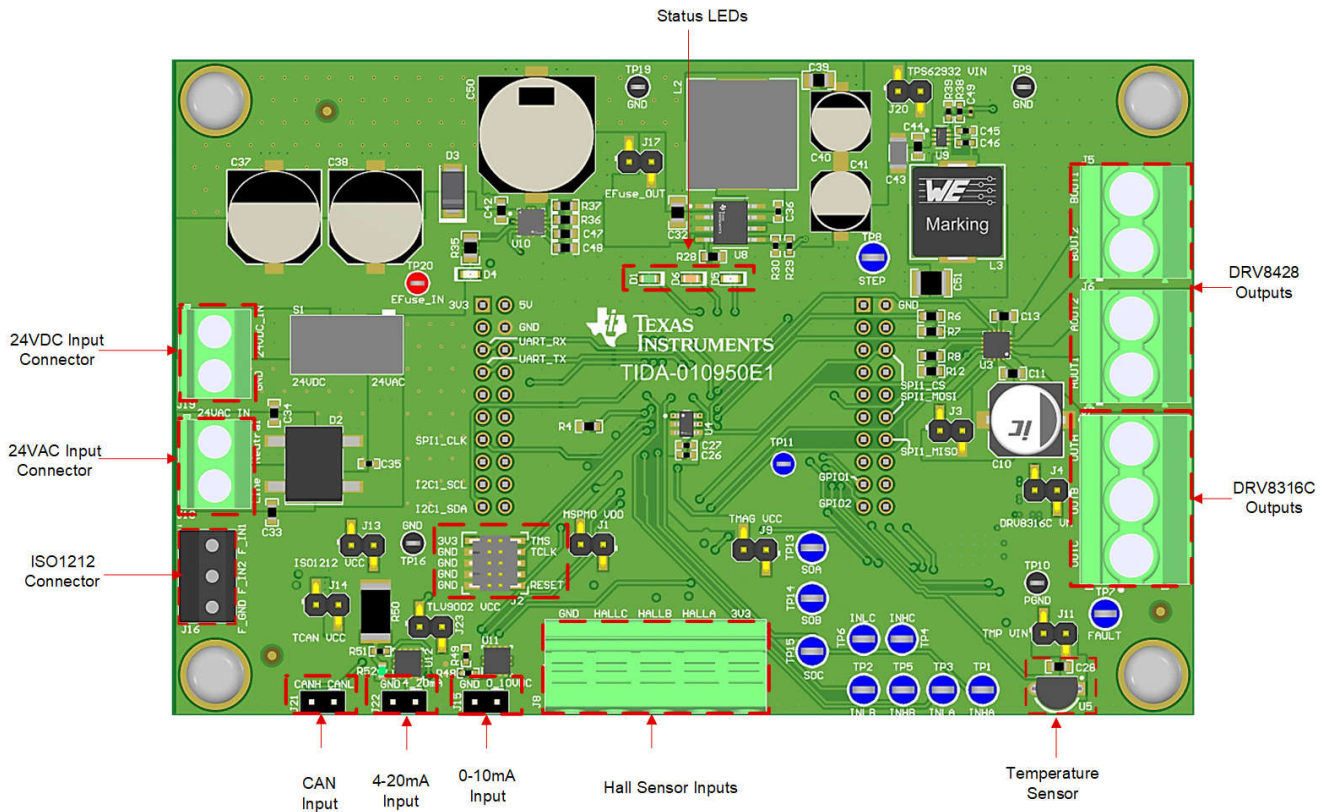


图 3-1. TIDA-010950 PCB 连接

3.2 测试设置

下面的图 3-2 和图 3-3 显示了用于测试 TIDA-010950 参考设计的实验室测试设置。一个直流电源用于为电路板的输入提供 24VDC 电压轨，一个 120VAC 至 24VAC 插入式变压器用于为电路板的 24VAC 输入供电。

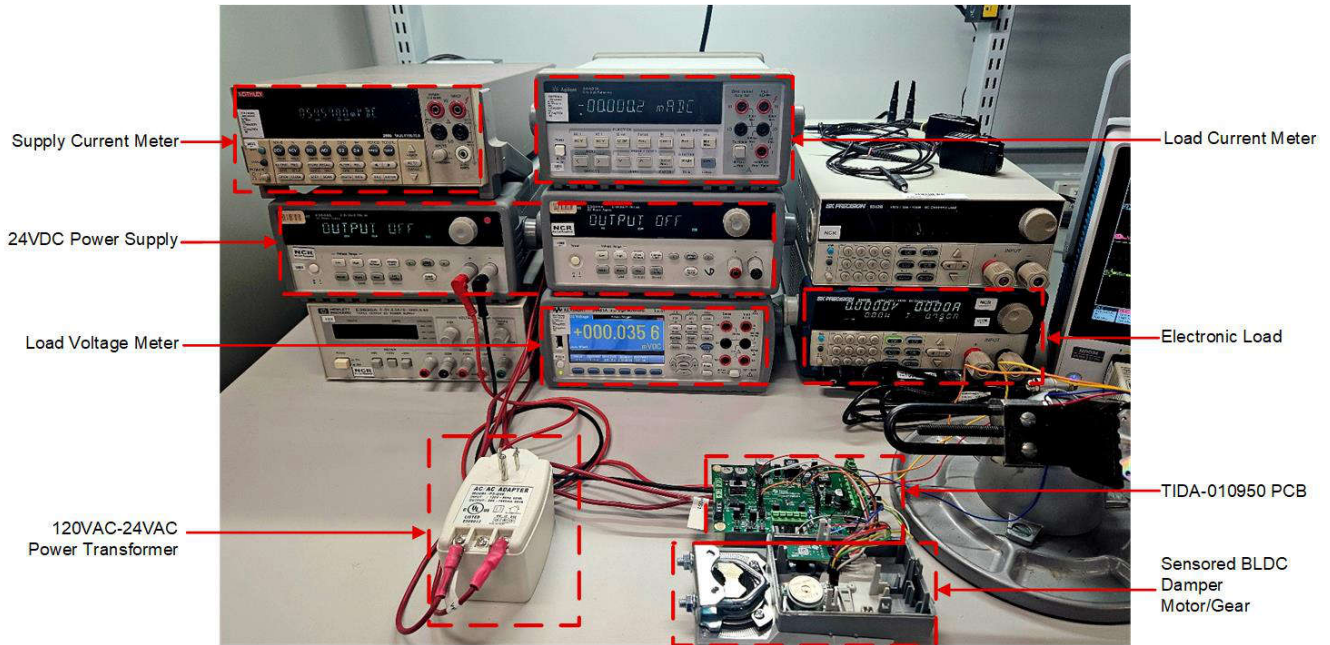


图 3-2. 实验室工作台测试设置 I

对于 BLDC 测试，使用终端用户风门执行器平台。控制由参考设计进行处理，但现有产品的 BLDC 电机、霍尔传感器和齿轮箱用于复制现场的实际使用。对于 EEV 电机测试，使用 SS2421-5042 薄型双极步进电机来复制 EEV 步进电机。

除了使用若干台式万用表来读取每个负载阶跃下的输入/输出电压和电流，还可以利用电子负载获取效率测量结果。每次降压的负载以 50mA 步长从 100mA 递增至 1A。

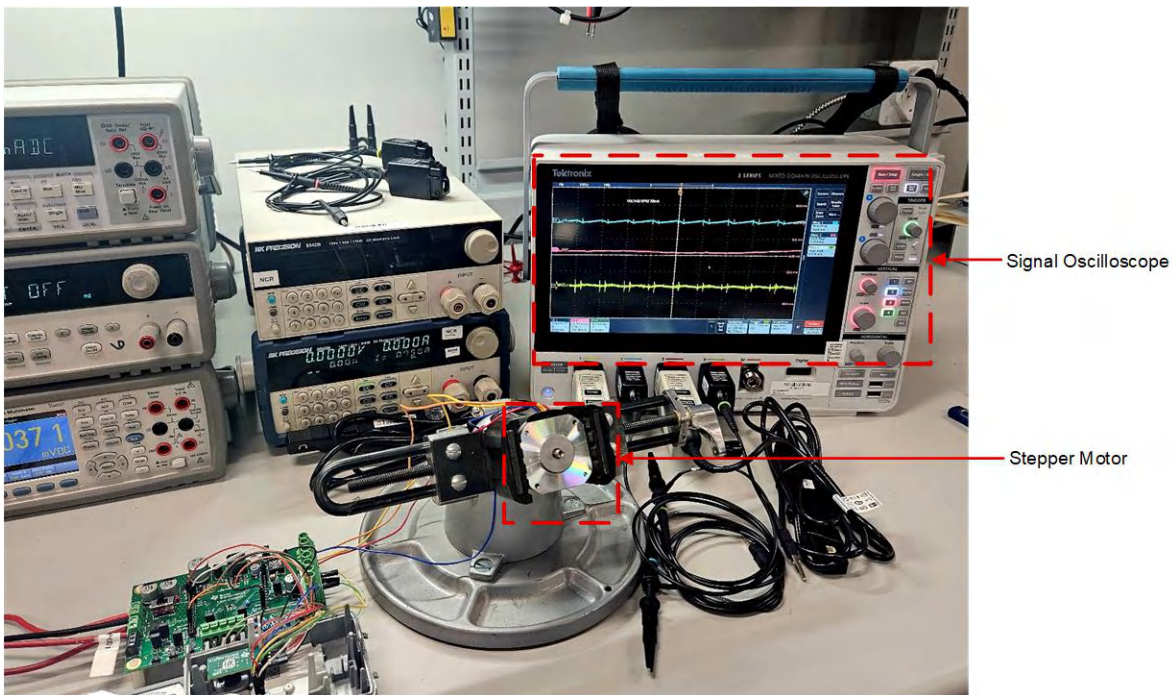


图 3-3. 实验室工作台测试设置 II

根据从 0V 至 10V 控制接口或 4mA 至 20mA 控制接口接收到的输入信号来调节风门或 EEV 位置。此外，可以通过 LMT84 的温度读数来控制 EEV，如软件部分所述。

3.3 测试结果

TPS16410 电子保险丝测试结果

为了测试 TPS16410 电子保险丝的特性，使用电子负载从电源获取电力。下面图 3-4 中的 J17 显示了电子负载的连接点。此测试使用的输入电源是在各种电压下运行的直流电源，用于捕获受控启动、过压和欠压保护响应以及过流保护和功率限制。

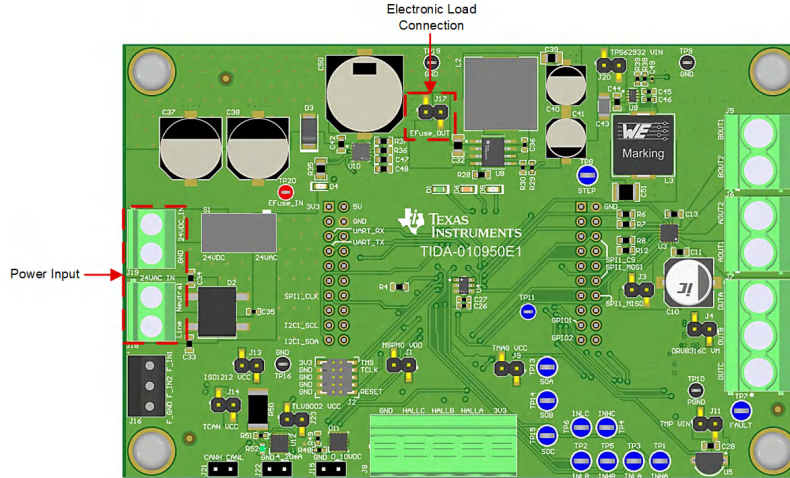


图 3-4. 用于测试 TPS16410 电子保险丝的电路板连接

电子保险丝在空载时启动

下面的图 3-5 显示了在向器件的输入端施加电压并将电压逐渐增加到刚好高于欠压阈值时，TPS16410 的启动行为。当电压达到该阈值点时，TPS16410 的输出电压就会启用，从器件启用输出到输出端为下游器件电源提供输入电压之间存在 1.98ms 的延迟。

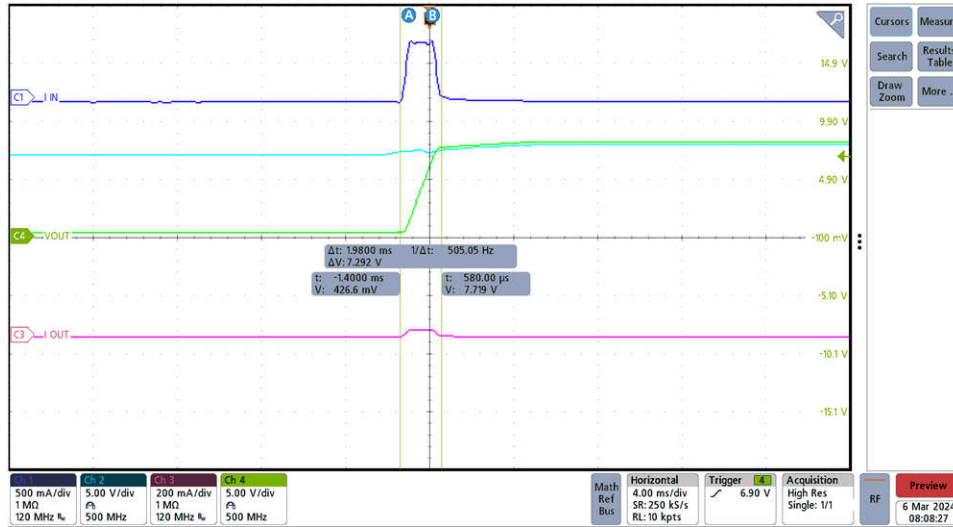


图 3-5. 电子保险丝在空载时启动

下面的图 3-6 显示了在具有高有源负载的情况下，TPS16410 在接通电源时的响应。在本例中，TPS16410 开始按预期调节功率，但由于与有源负载相关的浪涌电流，电子保险丝最终会在输入电压开启大约 200ms 后进入故障状态。对于该测试，输入功率限制为 14.30W，产生的误差约为 3%。

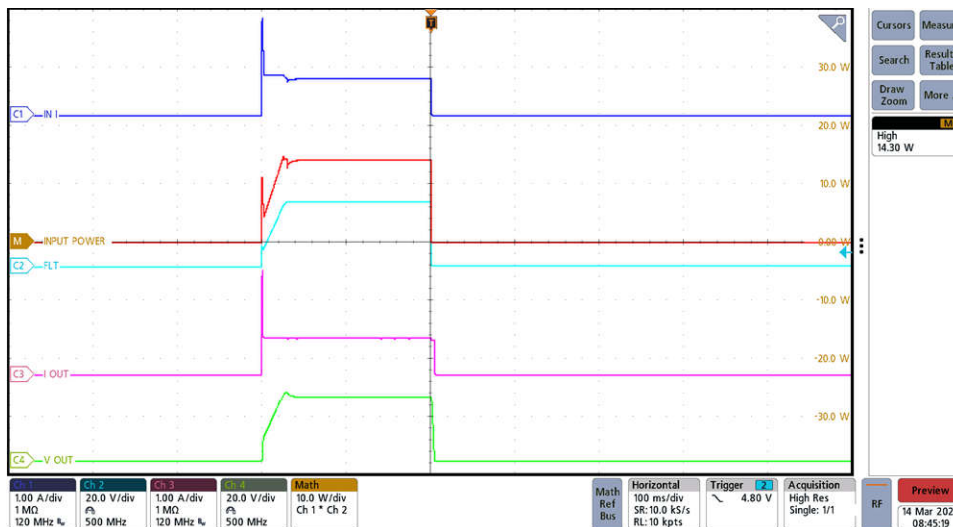


图 3-6. 高负载下电压开启期间的电子保险丝调节

功率限制

在此设计中，TPS16410 电路旨在将功耗限制在 13.65W。对于需要更高功率限制（24VAC 输入）的应用，可以使用节 2.2 中的公式来调整功率限制，也可以绕过器件进行评估。

如果器件结温达到热关断阈值 (TSD)，则内部 FET 将关断。当 TPS16410 检测到热过载时，器件会保持关断状态，直到冷却至 T_{SDHYS} 。当 TPS16410 冷却至 T_{SDHYS} 时，器件在额外延迟 $t_{TSD,RST}$ 内保持关断，此时间后，如果器件仍处于启用状态，将自动重试导通。在热关断期间，故障引脚 FLT 拉至低电平以发出故障状态信号。

下面的图 3-7 显示了器件在接近 13.7W 阈值时的功率调节。电子负载设置为恒定功率并逐渐增加到功率限值。随着负载增加，输出电压开始下降以保持功率低于限制阈值。随着负载进一步增大，该器件将禁用输出。当 P_{LIM} 为 13.65W 时，TPS16410 的功率调节精度为 99.5%。

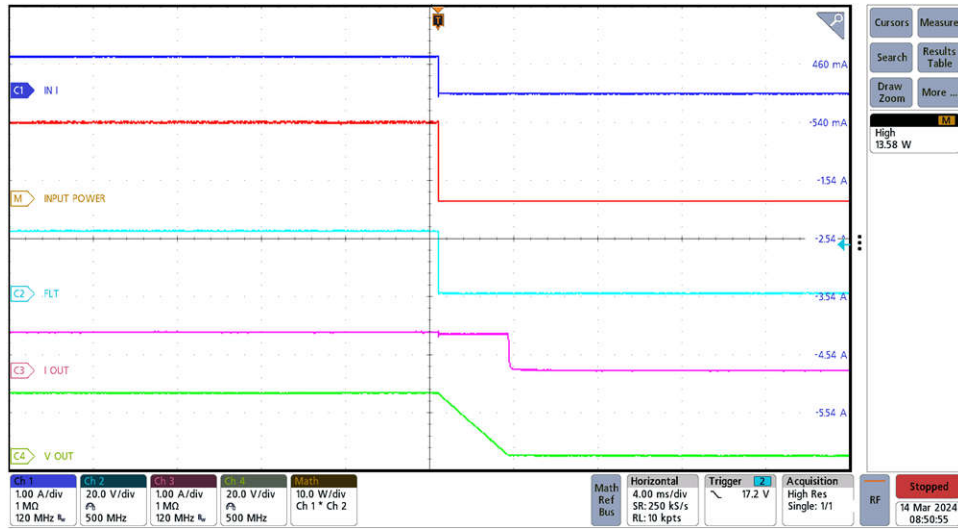


图 3-7. 电子保险丝电源限制

输入过压保护

TPS16410 器件包含的电路可在过压情况下保护系统。如果 OVLO 引脚上的电压超过 V_{OVLO} 阈值，则会关断内部 FET 并保护下游负载。在此参考设计中，在 24VDC 输入电压下，过压保护电压为 28V，在 24VAC 输入电压下，过压保护电压约为 40V。图 3-8 显示了 28.13V 时的过压关断，因此在 28V OVP 阈值下，OVP 精度为 99.5%。

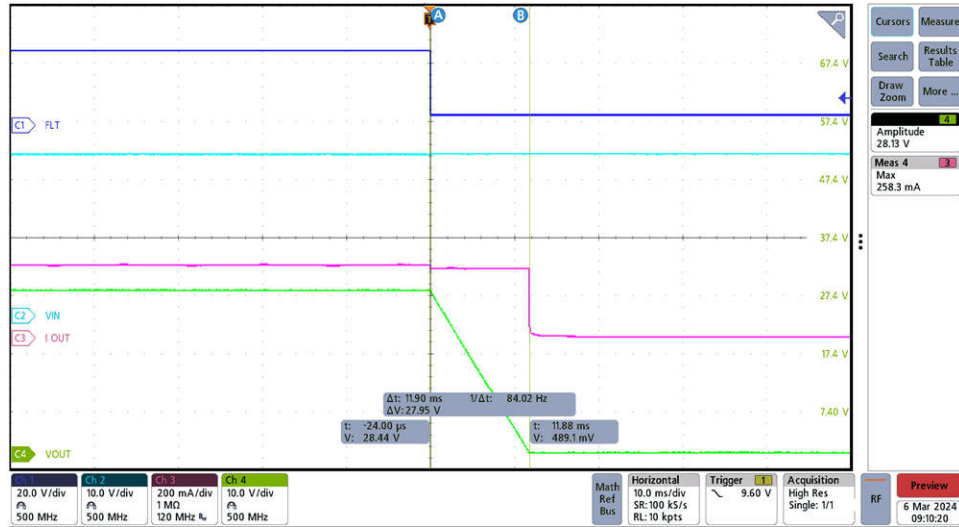


图 3-8. 电子保险丝输入过压保护响应

LMR38020 15V 电源轨测试结果

为了测试 LMR38020 在 100mA 至 1A 负载范围内的效率，分别为 J18 和 J19 提供了 24VAC 和 24VDC 输入电压。电子负载用于为每个测试创建特定的负载条件。输入电压、输出电压和输出电流纹波测量是在预期的最大允许负载下进行的，同时保持在 15W 总功率限制以下。

下面的图 3-9 显示了 LMR38020 在 1A 负载下的输入和输出电压以及输出电流纹波。在此负载下，总功耗正好低于电子保险丝设置的限值。1A 负载时的输入电压纹波约为 592mV_{pk-pk}，输出电压纹波约为 186mV_{pk-pk}。流向负载的输出电流显示电流纹波约为 9.3mA，约为纹波 _{pk-pk} 的 9.3%。

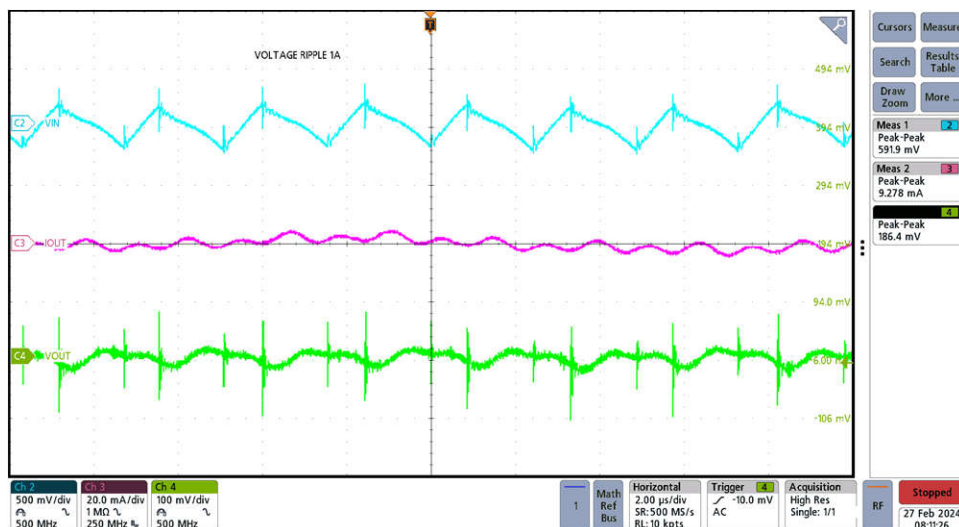


图 3-9. LMR38020 输出电压纹波 (1A 负载)

负载范围内的效率测试结果：

下面的表 3-1 显示了在输入电压为 24VDC 且在通向器件的输出端上具有电子负载时，LMR38020 的测试数据。负载电流范围为 100mA 至 1A，步长为 50mA。

表 3-1. LMR38020 24VDC 输入效率测试数据

VIN (V)	IIN (mA)	VOUT (V)	IOUT (mA)	PIN (W)	POUT (W)	效率
24	66.31	15.24	97.45	1.59	1.49	93.32
24	99.94	15.23	147.00	2.40	2.24	93.34
24	133.00	15.21	197.60	3.19	3.01	94.16
24	164.60	15.07	247.20	3.95	3.73	94.30
24	197.04	15.07	297.03	4.73	4.48	94.66
24	229.04	15.07	347.47	5.50	5.24	95.26
24	261.06	15.07	397.03	6.27	5.98	95.50
24	293.92	15.07	447.16	7.05	6.74	95.53
24	328.67	15.07	497.12	7.89	7.49	94.96
24	361.79	15.07	547.46	8.68	8.25	95.02
24	394.57	15.07	597.16	9.47	9.00	95.03
24	427.66	15.07	647.28	10.26	9.75	95.04
24	461.07	15.07	697.51	11.07	10.51	94.99
24	494.42	15.07	747.47	11.87	11.26	94.93
24	527.97	15.07	797.53	12.67	12.02	94.85
24	561.28	15.07	846.98	13.47	12.76	94.75
24	595.32	15.06	897.36	14.29	13.51	94.59
24	629.45	15.06	947.59	15.11	14.27	94.47
24	663.55	15.06	997.71	15.93	15.03	94.35

下面的图 3-10 显示了负载电流范围内的效率。所有负载值下的效率均大于 90%，在 450mA 负载电流下达到 96% 的峰值效率。

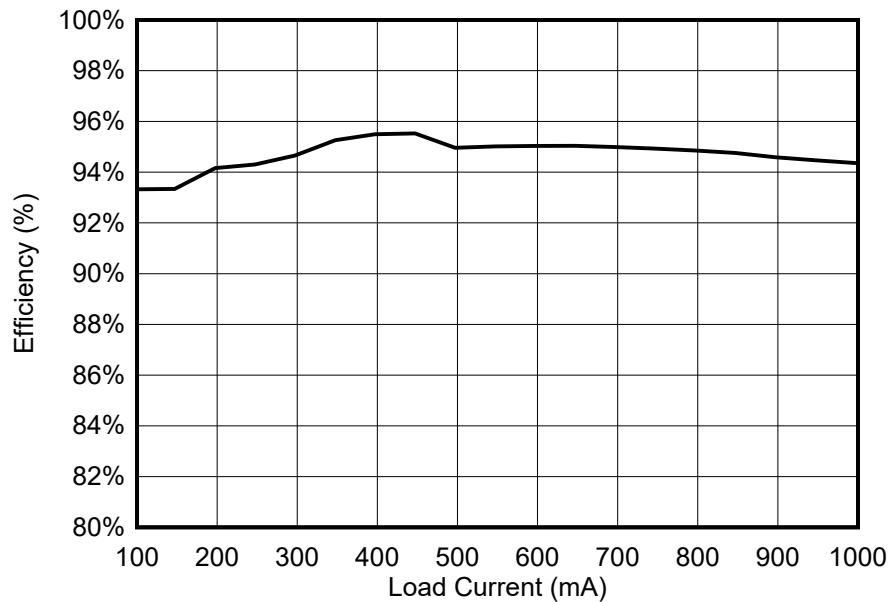


图 3-10. LMR38020 在负载范围内的效率 (24VDC 输入)

在对 LMR38020 采用 24VAC 整流输入的情况下，进行了相同测试，负载电流范围再次设置为 100mA 至 1A，步长为 50mA。该数据显示在下面的表 3-2 中。

表 3-2. LMR38020 24VAC 输入效率测试数据

VIN (V)	IIN (mA)	VOUT (V)	IOUT (mA)	PIN (W)	POUT (W)	效率
34.53	47.93	15.23	98	1.66	1.49	90%
34.22	72.91	15.22	147	2.49	2.24	90%

表 3-2. LMR38020 24VAC 输入效率测试数据 (续)

VIN (V)	IIN (mA)	VOUT (V)		IOUT (mA)	PIN (W)	POUT (W)	效率
33.98	99.07	15.19		198	3.37	3.01	89%
33.78	120.37	15.06		248	4.07	3.73	92%
33.60	144.48	15.05		297	4.85	4.47	92%
33.39	168.70	15.04		348	5.63	5.23	93%
33.22	192.62	15.04		397	6.40	5.97	93%
33.01	218.14	15.03		447	7.20	6.72	93%
32.82	244.57	15.03		497	8.03	7.47	93%
32.61	270.47	15.03		548	8.82	8.24	93%
32.44	296.54	15.02		597	9.62	8.97	93%
32.23	323.26	15.02		648	10.42	9.73	93%
32.03	350.78	15.02		698	11.24	10.48	93%
31.82	378.61	15.01		748	12.05	11.23	93%
31.63	407.28	15.01		798	12.88	11.98	93%
31.42	435.92	15.00		847	13.70	12.71	93%
31.22	465.80	15.00		898	14.54	13.47	93%
31.00	496.66	15.00		948	15.40	14.22	92%
30.78	528.17	14.99		997	16.26	14.95	92%

下面的图 3-11 显示了对 LMR38020 采用 24VAC 整流输入电压时，效率与负载电流的关系。效率峰值为 93%，且从 350mA 到 900mA 负载电流范围内的效率曲线相对平坦。

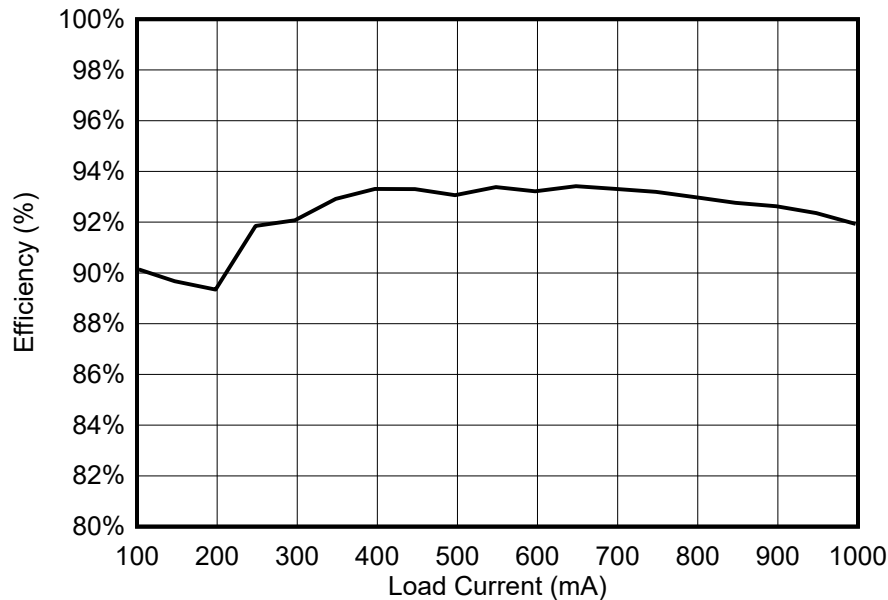


图 3-11. LMR38020 在负载范围内的效率 (24VAC 输入)

TPS62932 3.3V 电源轨测试结果

在不同负载条件下测试 TPS62932 效率的测试程序与上述 LMR38020 的测试程序相同。在本例中，我们从 3.3VDC 电源轨将 100mA 拉至 1A，同时为降压转换器的输入提供 15VDC。这用于确定 3.3VDC 降压转换器的性能。

对于 3.3V 电源轨上的负载，使用最坏情况 750mA 作为负载电流，以测量输入电压纹波、输出电压纹波和输出电流纹波。下面的图 3-12 显示了上述每个参数的纹波。输入电压纹波峰峰值为 192mV，约 1.3%。输出电压纹波峰峰值约为 80.8mV，约 2.4%。输出电流纹波峰峰值约为 5.3mA，约 0.7%。

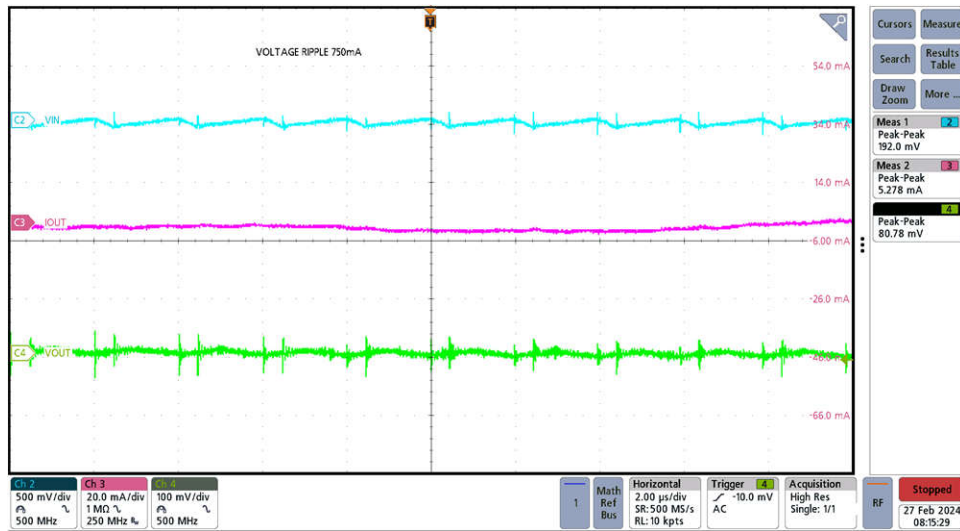


图 3-12. TPS62932 纹波 (750mA 负载)

效率结果：

下面的表 3-3 显示了在 TPS62932 效率测试中捕获的数据。该测试的负载电流测试值与 LMR38020 相同，但 3.3V 电源轨的总功耗要低得多，因为该电源轨仅用于 MCU 和电路板外设。

表 3-3. TPS62932 效率测试数据

VIN (V)	IIN (mA)	VOUT (V)	IOUT (mA)	PIN (W)	POUT (W)	效率
15	25.56	3.28	97.75	0.38	0.32	83.63
15	39.02	3.27	147.26	0.59	0.48	82.27
15	51.06	3.27	197.82	0.77	0.65	84.46
15	62.96	3.27	247.44	0.94	0.81	85.68
15	74.90	3.2	297.26	1.12	0.97	86.52
15	86.85	3.27	347.68	1.30	1.14	87.27
15	98.91	3.27	397.25	1.48	1.30	87.55
15	110.56	3.26	447.34	1.66	1.46	87.94
15	120.11	3.26	497.31	1.80	1.62	89.99
15	131.23	3.26	547.69	1.97	1.79	90.70
15	142.08	3.26	597.36	2.13	1.95	91.38
15	152.94	3.26	647.48	2.29	2.11	92.01
15	164.29	3.26	697.71	2.46	2.27	92.30
15	175.78	3.26	747.67	2.64	2.44	92.44
15	187.34	3.26	797.72	2.81	2.60	92.54
15	198.81	3.26	847.20	2.98	2.76	92.61
15	210.50	3.25	897.58	3.16	2.92	92.39
15	222.17	3.25	947.63	3.33	3.08	92.42
15	233.76	3.25	997.25	3.51	3.24	92.43

下面的图 3-13 显示了 TPS62932 的效率与负载电流的关系。在 850mA 负载下，效率峰值为 92.61%，但由于 3.3V 电源轨上的总负载远低于此值，因此运行期间的平均效率在 80% 中值范围内。

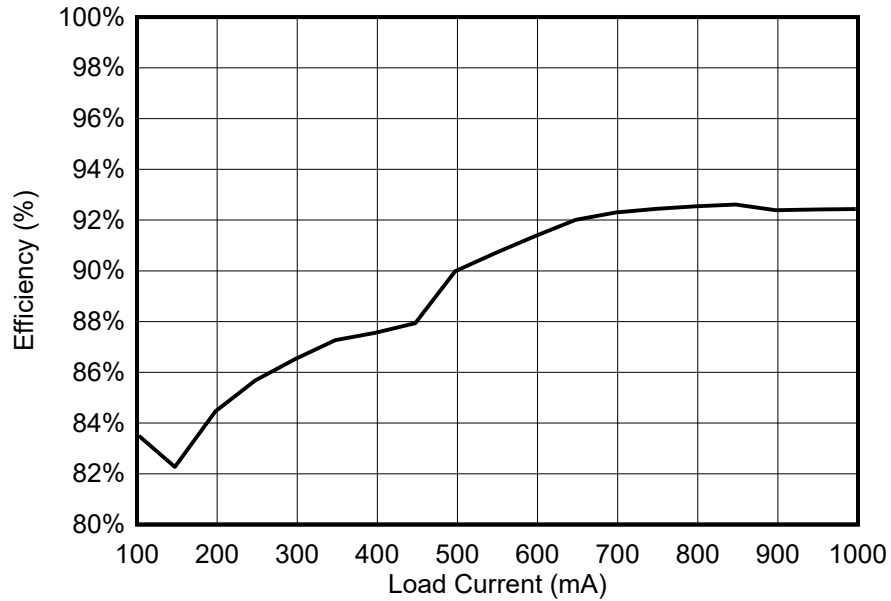


图 3-13. TPS62932 在负载范围内的效率

DRV8316 测试结果

为测试 DRV8316C 的操作功能，需使用实际的终端用户产品来测试 TI 器件性能。此参考设计使用的产品部分是霍尔效应传感器、BLDC 风门电机，以及将电机能量有效传输到风门的齿轮。下面的图 3-14 显示了主要测试设置。当电机旋转时，可用的一小部分齿轮网络与放置在齿轮腔内的磁体一同用于获取旋转信息。然后，TMAG5273 电路板直接安装在磁体/齿轮上，并在运行期间将角度数据发送回主板。

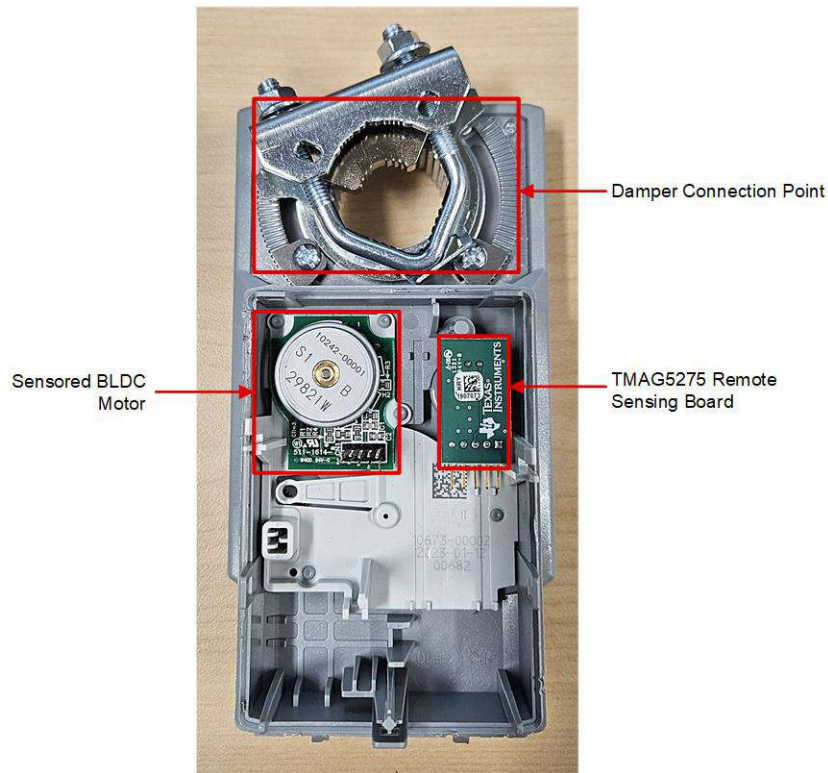


图 3-14. BLDC 风门控制测试设置

关于风门电机/齿轮的一项重要注意事项是，向左旋转需要更高的电流，而向右旋转需要的电流要小得多。在本节中，右转 (OTR) 是指风门以较低电流向右旋转，左转是指 BLDC 电机以较高电流向左旋转。

由于参考设计的尺寸较小，并且缺少将电路板安装到产品的安装选项，因此使用次要 TMAG5273 电路板来远程检测风门位置。下面的图 3-15 显示了 TMAG5273 遥感板。

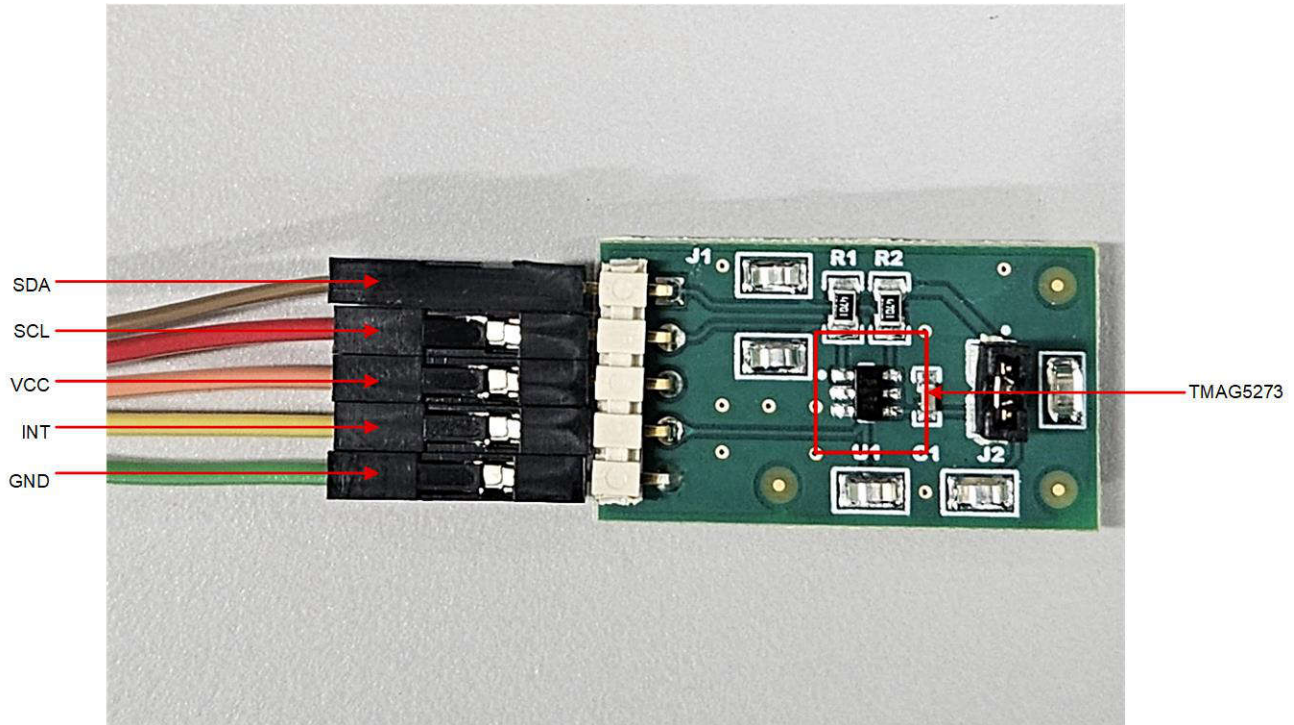


图 3-15. 用于 BLDC 电机位置检测的 TMAG5273 遥感板

下面的图 3-16 显示了 OTL 运行期间三个相位中每一个相位的电机电压输出。BLDC 电机的输出在每个相位之间为 120° ，对于每个输出相位，BLDC 电机的输出电压范围为 15.38V 至 15.73V。

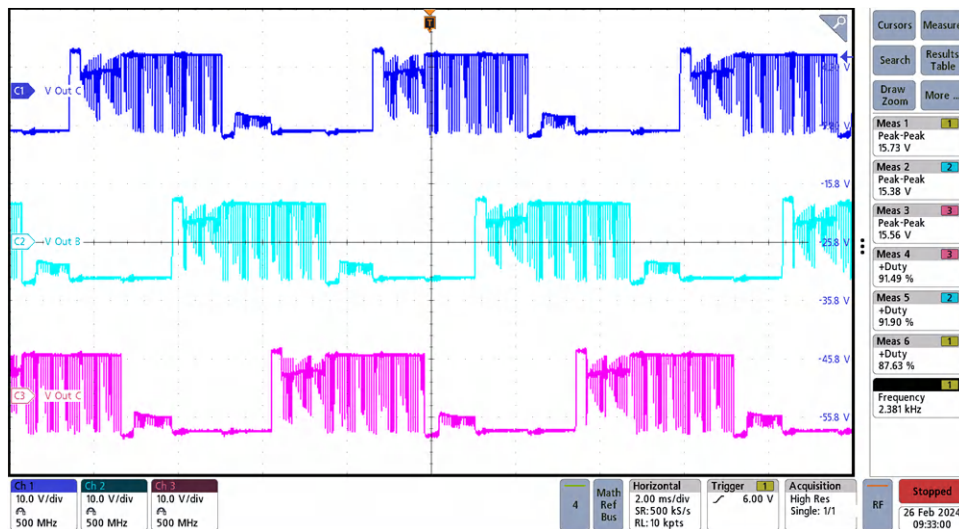


图 3-16. DRV8316C 对于每个相位的电压输出

DRV8316C 运行期间的相电流：下面的图 3-17 显示了 OTL 运行期间 BLDC 电机每个相位的输出电流。相电流波形在相位之间为 120° ，总 RMS 电流为 474.6mA。在以高电流向左旋转期间捕获 RMS 电流。

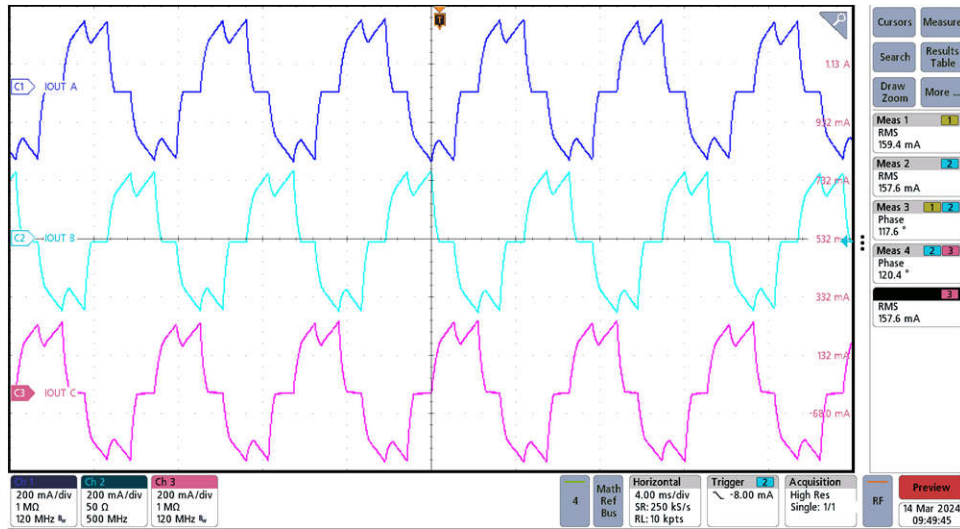


图 3-17. 电机运行期间的 DRV8316C 输出电流

下面图 3-18 中的波形显示了在 BLDC 电机 OTL 操作期间，DRV8316C 输入端的电流。在移动期间，DRV8316C 消耗的电流在约 187mA 下达到峰值，同时以 190.1mA 的 RMS 值驱动带传感器的 BLDC 电机装置。在运行期间，输入电压通过交流耦合来提取电压纹波。风门电机在高负载下旋转期间，电压纹波约为 201mV。

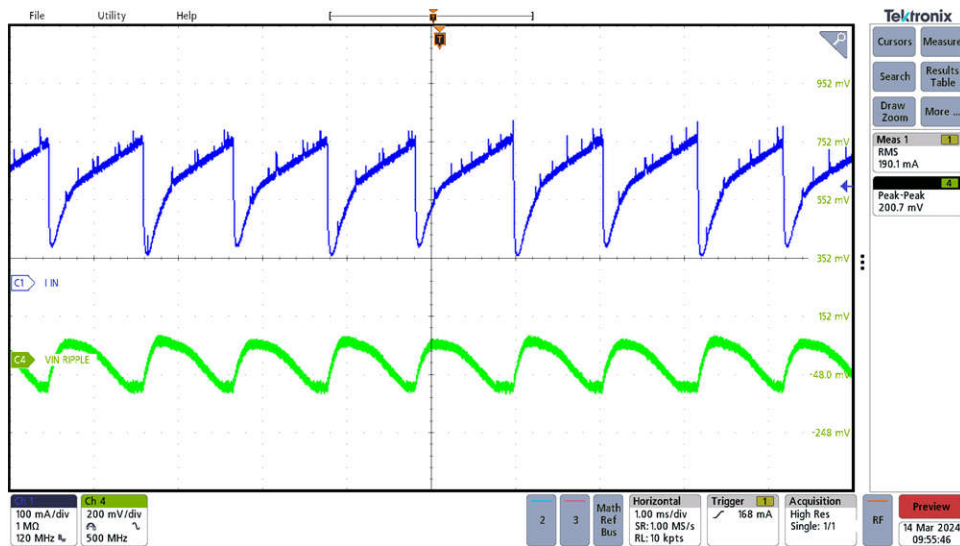


图 3-18. 运行期间 DRV8316C 的输入电流和输入电压纹波

下面的图 3-19 显示了来自 MSPM0 单个输出相位 (INH 和 INL) 的控制信号以及 OTL 运行期间 SO 引脚的电流输出。

DRV8316C 上的 SO_x 引脚输出的模拟电压与低侧 FET 中流动的电流和增益设置 (GCSA) 的乘积成比例。增益设置可在四个不同级别之间调节，可通过 GAIN 引脚 (在硬件器件型号中) 或 GAIN 位 (在 SPI 器件型号中) 设置这些级别。电流检测是通过 DRV8316C 器件的每个低侧 FET 上的检测 FET 实施的。该电流信息反馈到内部 I/V 转换器，该转换器根据 VREF 引脚上的电压和增益设置在 SO_x 引脚上生成 CSA 输出电压。

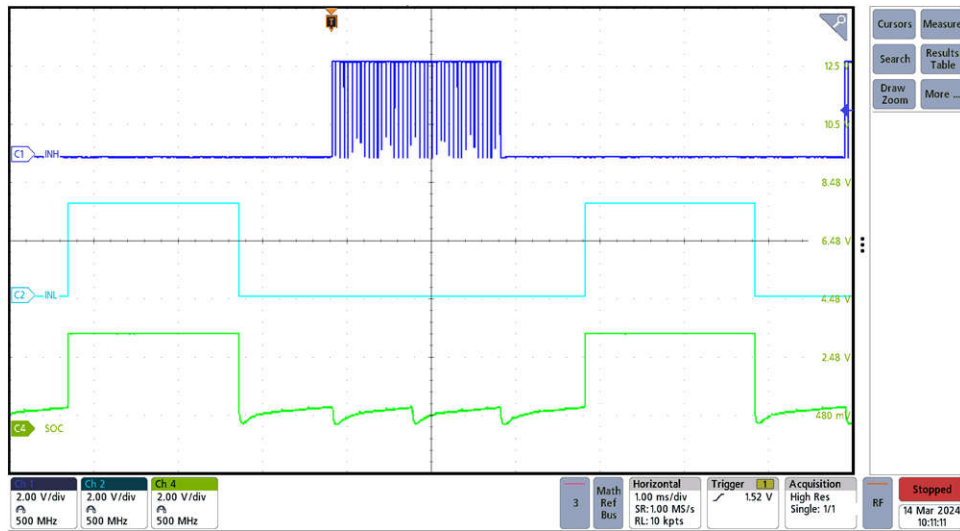


图 3-19. 电机运行期间 DRV8316C 的 INH、INL 和 SOx (OTL)

图 3-20 显示了 OTR 运行期间的相同输出。在此情况下，在风门电机快速旋转期间，INH 和 INL 控制信号以及 SOx 的频率增加、持续时间大大缩短。

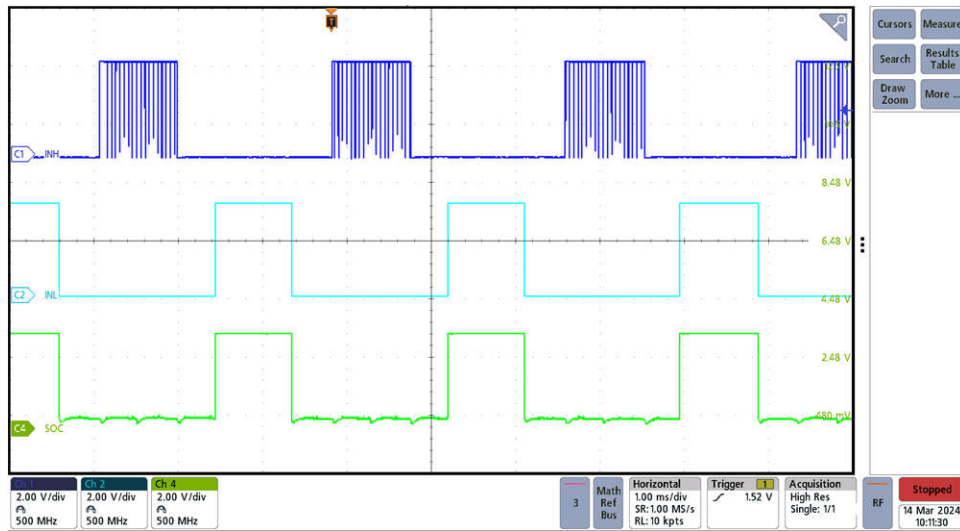


图 3-20. 电机运行 (OTR) 期间 DRV8316C 的 INH、INL 和 SOx

DRV8428 测试结果

DRV8428 测试与 BLDC 风门电机测试非常相似，区别是 DRV8428 测试采用了 24VDC 双极步进电机。一个磁体固定在电机背面（如下面的图 3-21 所示），在 0V 至 10V 或 4mA 至 20mA 控制情况下用于位置控制环路，而在步进电机由基于温度的控制环路进行控制的情况下仅用于位置验证。

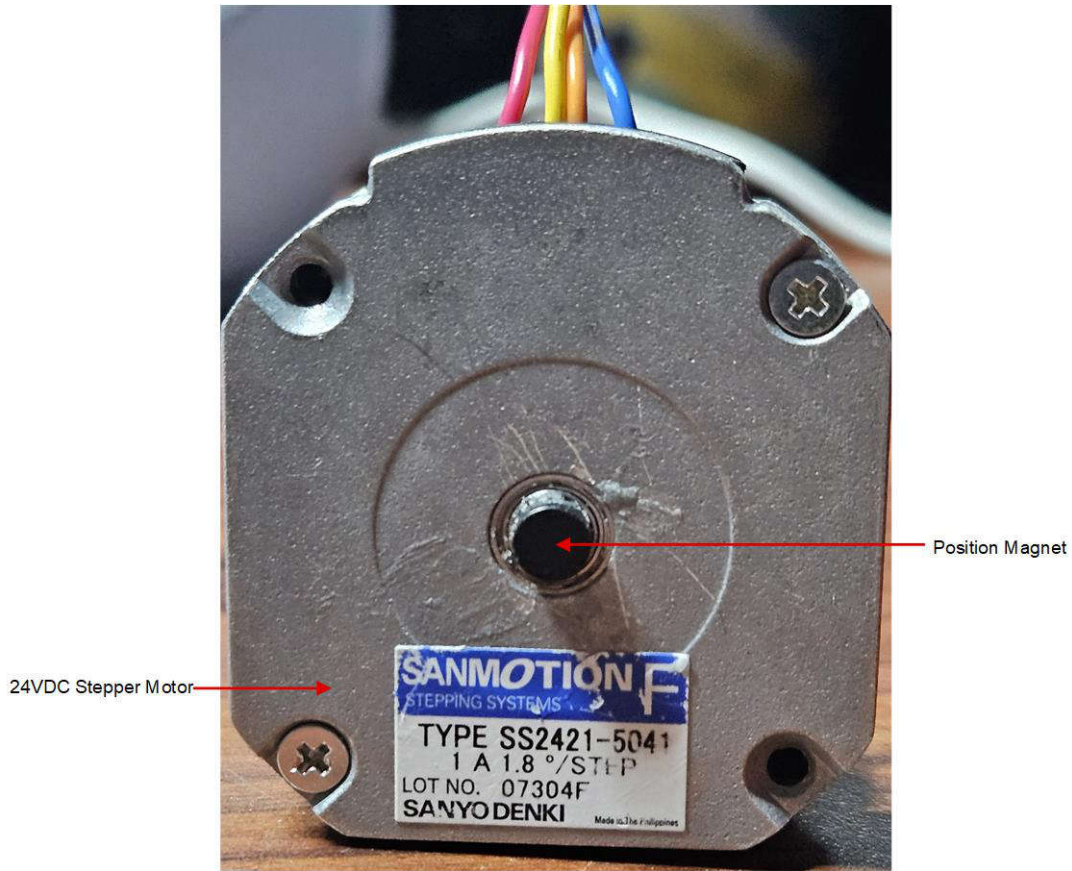


图 3-21. 使用位置磁体的步进电机设置

图 3-22 显示了 DRV8428 器件使用单引脚接口在全步进模式下驱动双极步进电机的负载测试结果。在全步进模式下，全桥以两种模式（正向或反向模式）中的任意一种模式运行，两个绕组之间的相移为 90°。图 3-22 所示为阶跃电压、OUTA 绕组电流和 OUTB 绕组。

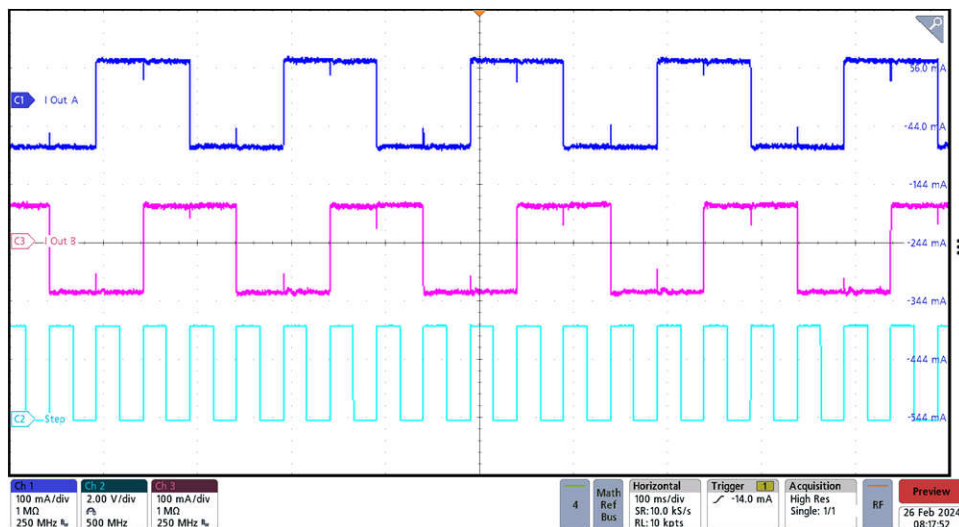


图 3-22. DRV8428 相位输出和阶跃控制信号

DRV8428 步进电机驱动效率：

为了测试 DRV8428 的效率，将器件的输入直流电压范围设置为 15VDC 至 24VDC，同时观察运行期间电源的电流输出。在电机运行期间，DRV8316C 的每个输出端都使用电流探针和电压表来采集每个相位的 RMS 电压和 RMS 电流。此测试利用不同的衰减模式设置执行了两次，以凸显可以实现的效率改进。

下面的图 3-23 显示了在衰减引脚通过来自 MSPM0 的 GPIO 设置为 0 (智能调优纹波控制已启用) 时，DRV8428 运行期间的电流和电压输出。智能调优纹波控制通过在 I_{TRIP} 电平旁设置一个 I_{VALLEY} 电平来进行操作。当电流电平达到 I_{TRIP} 时，驱动器不是进入慢速衰减直到 t_{OFF} 时间结束，而是进入慢速衰减直到达到 I_{VALLEY} 。慢速衰减的工作原理类似于模式 1，其中两个低侧 MOSFET 都导通，允许电流再循环。在此模式下， t_{OFF} 根据电流电平和运行条件而变化。该方法可以更严格地调节电流电平，从而提高电机效率和系统性能。智能调优纹波控制适用于能够承受可变关断时间调节方案的系统，以在电流调节中实现小电流纹波。从 MSPM0 DAC 通过固件将 V_{REF} 引脚设置为 1.5V。DRV8428 的 M0 引脚驱动为 0，而 M1 引脚通过 330k Ω 电阻器接地，将微步进模式设置为 71% 电流的全步进 (两相励磁)。

测得的 AOUT 1 的 RMS 电压和电流为 1.69V 和 367.1mA RMS，BOUT 1 的 RMS 电压和电流分别为 2.08V 和 368.4mA。每个相位的关断时间为 9.86ms，两个输出均发生 90 度相移。

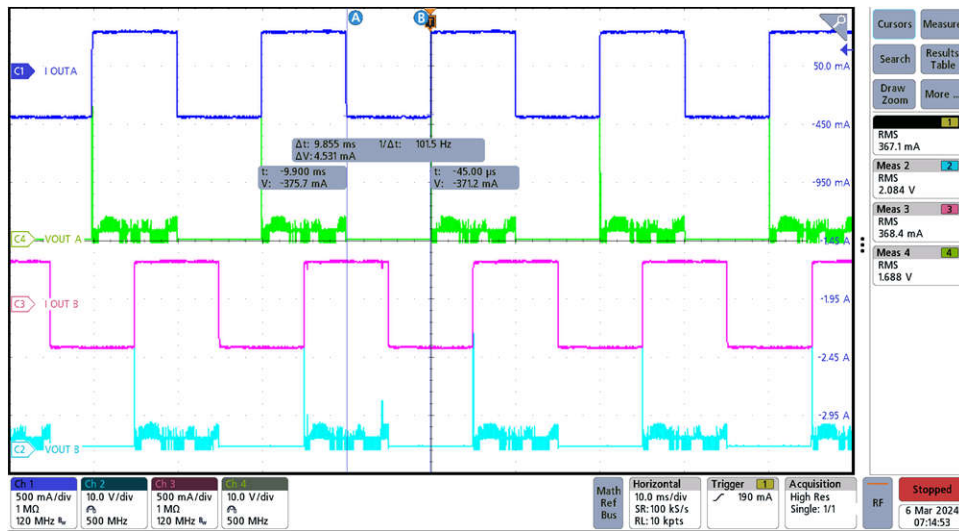


图 3-23. DRV8428 在智能调优纹波控制下的输出电流和电压

下面的表 3-4 显示了衰减模式设置为智能调优纹波控制时，DRV8428 运行期间效率的测试结果。逐渐增加输入直流功率，并记录 RMS 输出电压/电流以计算电机驱动效率。

表 3-4. 输入功率范围内的效率数据 (衰减=0)

直流输入功率	输出 RMS 电流	效率
1.85	721.10	71.93%
1.89	714.80	75.04%
1.93	715.00	74.39%
1.93	717.40	74.73%
2.01	717.30	72.98%
2.03	718.70	72.85%
2.05	719.90	72.98%
2.07	723.00	73.19%
2.10	725.10	73.61%
2.11	726.20	74.78

下面的图 3-24 显示了输入直流功率范围内的电机驱动效率。

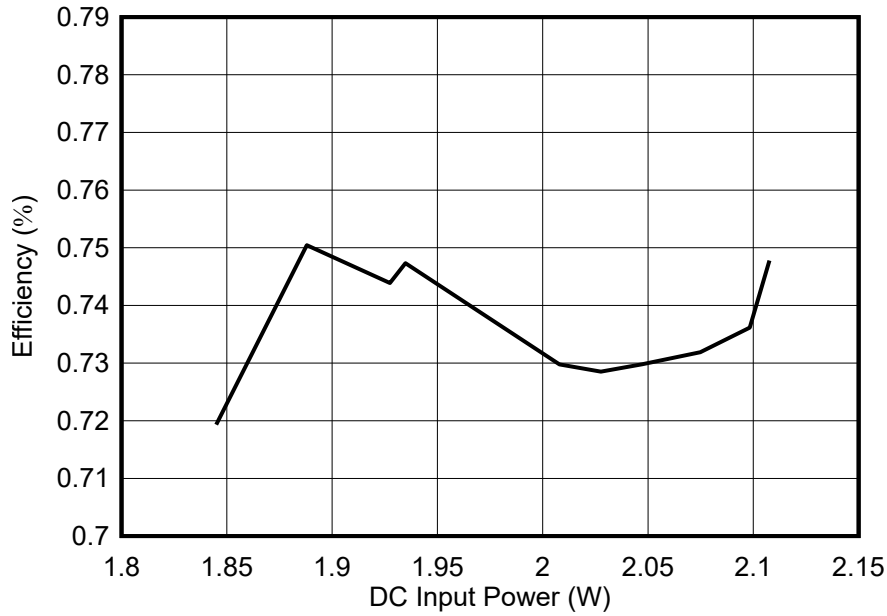


图 3-24. DRV8428 在输入功率范围内的效率

在第二项测试中，衰减模式设置为高阻态，从而利用智能调优动态衰减模式。此衰减模式设置经由每个 PWM 周期进行迭代优化。如果电机电流超过目标跳变电平，则衰减模式在下一个周期变得更加激进（增加快速衰减百分比）以防止调节损失。如果必须长时间驱动才能达到目标跳变电平，则衰减模式在下一个周期变得不那么激进（去除快速衰减百分比），从而以更少的纹波实现更高效地运行。在步进下降时，智能调优动态衰减会自动切换到快速衰减，以便快速进入下一步进。使用 71% 电流的全步进两相激励，通过 MSPM0 DAC 将 V_{REF} 保持在 1.5V 设置。下面的图 3-25 显示了电机运行期间 AOUT 1 和 BOUT 1 的输出。AOUT 1 的 RMS 电压为 2.36V，RMS 电流输出为 317.4mA。BOUT 1 的 RMS 电压为 2.73V，RMS 电流为 320.1mA。该模式下的关断时间约为 7.66ms。

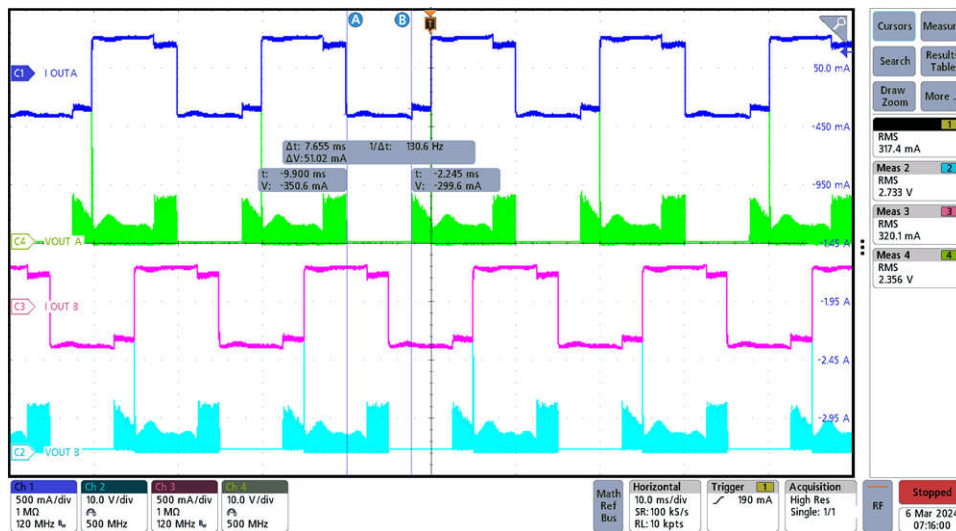


图 3-25. DRV8428 在智能调优动态衰减下的输出电流和电压

下面的表 3-5 显示了每个增量输入电压值的记录数据，以及对每个值计算出的效率。

表 3-5. 输入功率范围内的效率数据 (延迟 = 高阻态)

直流输入功率 (W)	总输出 RMS 电流 (mA)	效率 (%)
1.54	671.80	77.05%
1.59	671.50	75.54%

表 3-5. 输入功率范围内的效率数据 (延迟 = 高阻态) (续)

直流输入功率 (W)	总输出 RMS 电流 (mA)	效率 (%)
1.59	667.30	79.74%
1.60	666.90	83.52%
1.61	660.20	84.14%
1.62	656.20	88.61%
1.62	650.40	91.88%
1.63	646.10	94.34%
1.65	639.90	95.42%
1.68	636.80	96.96%

下面的图 3-26 显示了在启用智能调优动态衰减的情况下，DRV8428 在输入功率范围内的效率和总相位输出电流图。在此测试中，效率要好得多，并且与输入电源电压成正比，在 24VDC 输入电压下峰值约为 97%。

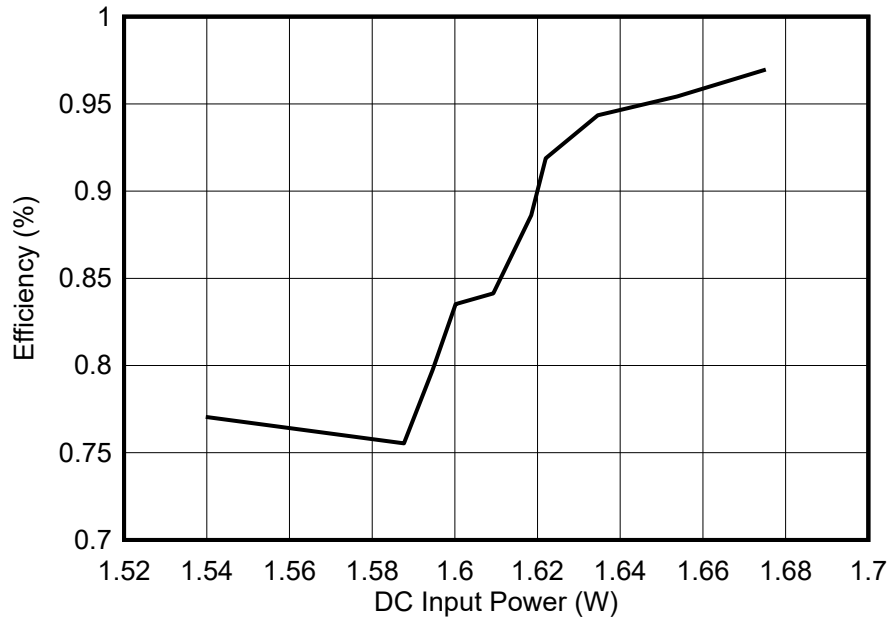


图 3-26. DRV8428 在输入功率范围内的效率

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

4.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-010950](#) 中的设计文件。

4.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010950](#) 中的设计文件。

4.2 工具与软件

工具

WEBENCH Power Designer

根据您的要求创建定制电源电路。此环境为您提供端到端电源设计功能，可在设计过程的所有阶段节省您的时间。

TPS16410 设计计算器

利用设计计算器，客户可以在使用 TPS1641 电子保险丝进行设计时调整外部元件的大小。

软件

MSPM0 软件开发 借助优化的软件驱动程序、数百个代码示例以及对方便开发人员使用的操作系统的支持等，加快产品上市。

4.3 文档支持

- 德州仪器 (TI), [TPS1641 具有输出功率限制功能的 2.7V 至 40V、152mΩ、1.8A 电子保险丝数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [LMR38020 具有 40 μA IQ 的 4.2V 至 80V、2A 同步降压 SIMPLE SWITCHER® 电源转换器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [TPS62932 采用 SOT-583 封装的 3.8V 至 30V 输入、2A、200kHz 至 2.2MHz、低 IQ 同步降压转换器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [MSPM0G3507 具有 128KB 闪存、32KB SRAM、2 个 12 位 4Mps ADC、DAC、3 个 COMP、3 个运算放大器、CAN-FD、MATHACL 的 80MHz Arm M0+ MCU 数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [DRV8316C 具有集成电流检测功能、FET、增强型 CSA 规格、40V 最大电压、8A 峰值电流的三相电机驱动器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [DRV8428 具有集成电流检测功能和 1/256 微步进的 35V、1A 双极步进电机驱动器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [ISO1212 用于数字输入模块的双通道隔离式 24V 至 60V 数字输入接收器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [TMAG5273 具有 I²C 接口的低功耗线性 3D 霍尔效应传感器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [TCAN334 3.3V CAN 收发器数据表](#)
- 德州仪器 (TI), [TLV9002 适用于成本优化型应用的双通道、5.5V、1MHz、RRIO 运算放大器数据表](#)

4.4 支持资源

TI E2E™ 中文支持论坛 是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题，获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的 [使用条款](#)。

4.5 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

SIMPLE SWITCHER® is a registered trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 作者简介

BRIAN DEMPSEY 是德州仪器 (TI) 的一名系统设计人员，负责开发面向工业领域的参考设计解决方案。Brian 在 HVAC 系统电子元件和混合信号系统方面拥有丰富经验。Brian 在德克萨斯州大学城的德克萨斯农工大学 (Texas A&M University) 获得电气工程理学学士学位 (BSEE)。

CAMERON ANTHONY 是一名模拟现场应用工程师，负责设计解决方案并回答客户技术问题。Cameron 在纽约州波茨坦市的克拉克森大学 (Clarkson University) 获得了电气工程理学学士学位 (BSEE)。

6 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

日期	修订版本	说明
April 2024	*	初始发行版

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司