

说明

此参考设计提供了一种紧凑的系统设计，能够支持电机加减速高达 $\pm 200\text{kRPM/s}$ ，这是许多呼吸机应用中的关键要求)。该设计支持包括 TMS320F28027F 在内的许多板外 C2000 控制器，从而实现低成本、无传感器的磁场定向控制 (FOC)。此外，该设计支持宽输入电压范围 (6V 至 28V)，能够同时调节线路功率和电池功率。为驱动鼓风机和阀门，此设计分别使用了 DRV8323R 智能栅极驱动器和 DRV8847 电机驱动器。

资源

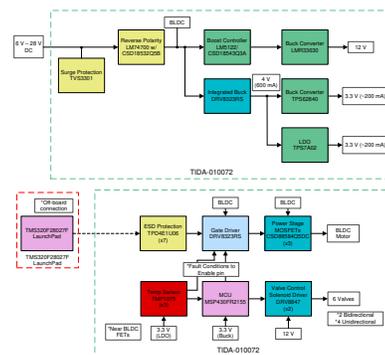
TIDA-010072	设计文件夹
DRV8323R、DRV8847	产品文件夹
LM5122、LMR33630	产品文件夹
MSP430FR2155、TMP1075	产品文件夹
TPS62840、TPS7A02	产品文件夹

特性

- 高达 $\pm 200\text{kRPM/s}$ 的快速加速和减速
- 250 毫秒内从 10kRPM 增至 40kRPM (C65MS1-L5)
- 200 毫秒内从 40kRPM 降至 10kRPM (C65MS1-L5)
- 宽输入电压范围 (6V 至 28V) 支持直流或电池的稳压输入，具有电源保护，防止浪涌、过流和反极性
- 具有板外 FOC 控制的 DRV8323R 电机驱动器可安静且高效地产生压缩空气
- 集成驱动器保护特性包括 UVLO、过流和过热保护
- 用于控制六个电磁阀的双路 DRV8847 H 桥步进驱动器

应用

- 呼吸机
- 麻醉给药系统
- CPAP 呼吸机
- 制氧机



1 系统说明

1.1 医疗呼吸系统

在一些情况下，用机器辅助患者呼吸是一种必要的医疗手段，因具体应用而异，这些机器可能需要电机和阀门。例如，呼吸机使用电机产生压缩空气，并使用阀门系统输送压缩空气或将肺部空气释放回大气中，以便通过机械方式辅助呼吸。呼吸机还可与麻醉给药系统搭配使用，使患者保持在安全的麻醉状态中。麻醉给药系统包含许多瓣膜，用于混合药物和保护患者。呼吸机通常用于医院、机构、运输和家庭环境中。

呼吸机系统有三种基本的驱动机构：风箱、活塞和涡轮。对于风箱系统，通常情况下，伺服阀控制气动力，气动力使风箱中的空气压缩。对于活塞系统，通常情况下，由 BLDC 或直流伺服电机移动活塞来压缩空气。对于涡轮系统，通常情况下，使用 BLDC 电机驱动涡轮（风机）。



图 1-1. 呼吸机系统展示患者生命体征参数

呼吸机系统的关键系统要求如表 1-1 所示。

表 1-1. 呼吸机系统要求

关键要求	典型值
系统可靠性和功能安全性	IEC 60601-1、ISO 80601-2
准确感测关键参数	气流、压力、呼吸频率、FIO ₂ 、温度和湿度
电源	交流或直流
便捷式系统的高效系统设计	电池持续使用 8-10 小时
直流电源输入电压	6-28V
输入功率	150-200W
工作温度范围	5-40°C
工作压力范围	0 - 90 cmH ₂ O
工作气流范围	0-200 L/m
气流精度	± 5L/min 或读数的 20%
压力精度	± 0.5cmH ₂ O 或读数的 10%
最短吸气/呼气时间	200ms
阀响应时间	< 5ms

表 1-1. 呼吸机系统要求 (continued)

关键要求	典型值
电机工作电压	24V
电机工作电流	3-5A 连续电流
高速运行	40-60 kRPM
宽工作速度范围	1-60 kRPM
快速加速和制动	150-200 kRPM/s

请注意，许多医疗呼吸机还支持持续气道正压通气 (CPAP) 工作模式，并包括氧气浓缩器 (例如 Ventec VOCSN、Medtronic Puritan Bennett™ 980)。然而，居家医疗保健采用许多独立的 CPAP 呼吸机 (例如 Philips DreamStation、ResMed AirMini™) 和氧气浓缩器。使用 CPAP 呼吸机，压缩空气通过面罩输送给睡眠患者，以防止喉部闭合来治疗睡眠呼吸暂停综合症。

与呼吸机类似，由于需具备可靠性、高效率、低可闻噪声等特性，许多 CPAP 呼吸机和制氧机在应用中依赖 BLDC 电机来压缩空气。通常，这些独立的机器设计成便携式，许多机器重量低于 10 磅。与呼吸机相比，独立的 CPAP 呼吸机对电机的要求没那么严格。此外，与呼吸机 (~50dBA) 相比，CPAP 呼吸机指定的声级通常较低 (~29dBA)，工作压力范围也较窄。

CPAP 系统的关键系统要求如表 1-2 所示。

表 1-2. CPAP 系统要求

关键要求	典型值
系统可靠性和功能安全性	IEC 60601-1、ISO 80601-2
准确感测关键参数	气流、压力、温度和湿度
电源	交流或直流
便捷式系统的高效系统设计	电池持续使用 8-12 小时
直流电源输入电压	6-28V
输入功率	30-80W
工作温度范围	5°C 至 35°C
工作压力范围	4-20cmH ₂ O，传感器范围 0-40cmH ₂ O
工作气流范围	0-150L/min
气流精度	± 1.5L/min 或读数的 ± 2.7% (ISO 80601-2-70)
静态和动态压力精度	± 0.15、± 0.27cmH ₂ O (ISO 80601-2)
声级/噪声排放	<29 dBA (ISO 4871)
使用寿命	5 年
物理重量	1-4 磅
电机工作电压	12V 或 24V
电机工作电流	2-3A 连续电流
高速运行	30-40 kRPM
宽工作速度范围	1-40 kRPM

独立的氧气浓缩器同样会使用一个电机来压缩空气，并使用多个阀门将空气与纯氧混合，以增加输送给患者的混合空气中的氧气浓度。与之前的应用相比，一个关键的不同之处在于由于流速要求较低 (通常少于 2 L/min)，电机速度也较低 (2-4 kRPM)。

氧气浓缩器的关键系统要求如表 1-3 所示。

表 1-3. 氧气浓缩器系统要求

关键要求	典型值
系统可靠性和功能安全性	IEC 60601-1、ISO 8359、ISO 80601-2-67
准确感测关键参数	气流、压力、FiO ₂ 、温度和湿度
电源	交流或直流
便捷式系统的高效系统设计	电池持续使用 4-10 小时
直流电源输入电压	10-28V
输入功率	100-150W
工作温度范围	5°C 至 35°C
最大出口压力	30 至 90 psi
FiO ₂ 范围	21-100%
氧气传感器精度	3-6%
工作气流范围	0-10L/min
气流精度	+/- 15%
声级/噪声排放	40 dBA
使用寿命	5 年
物理重量	5-10 磅
电机工作电压	12V 或 24V
电机工作电流	2-5A 连续电流
电机转速	2-4 kRPM

1.2 呼吸机系统组件

此参考设计的不同方面需要考虑到不同的呼吸应用。CPAP 呼吸机主要需要此设计中的 BLDC 电机驱动器部分，而麻醉给药系统需要阀驱动器部分。氧气浓缩器和呼吸机将二者结合使用。图 1-2 展示了系统的高级方框图，并描述了阀驱动器和电机驱动器之间的区别。系统连接到 C2000 Launchpad 来驱动 BLDC 电机。

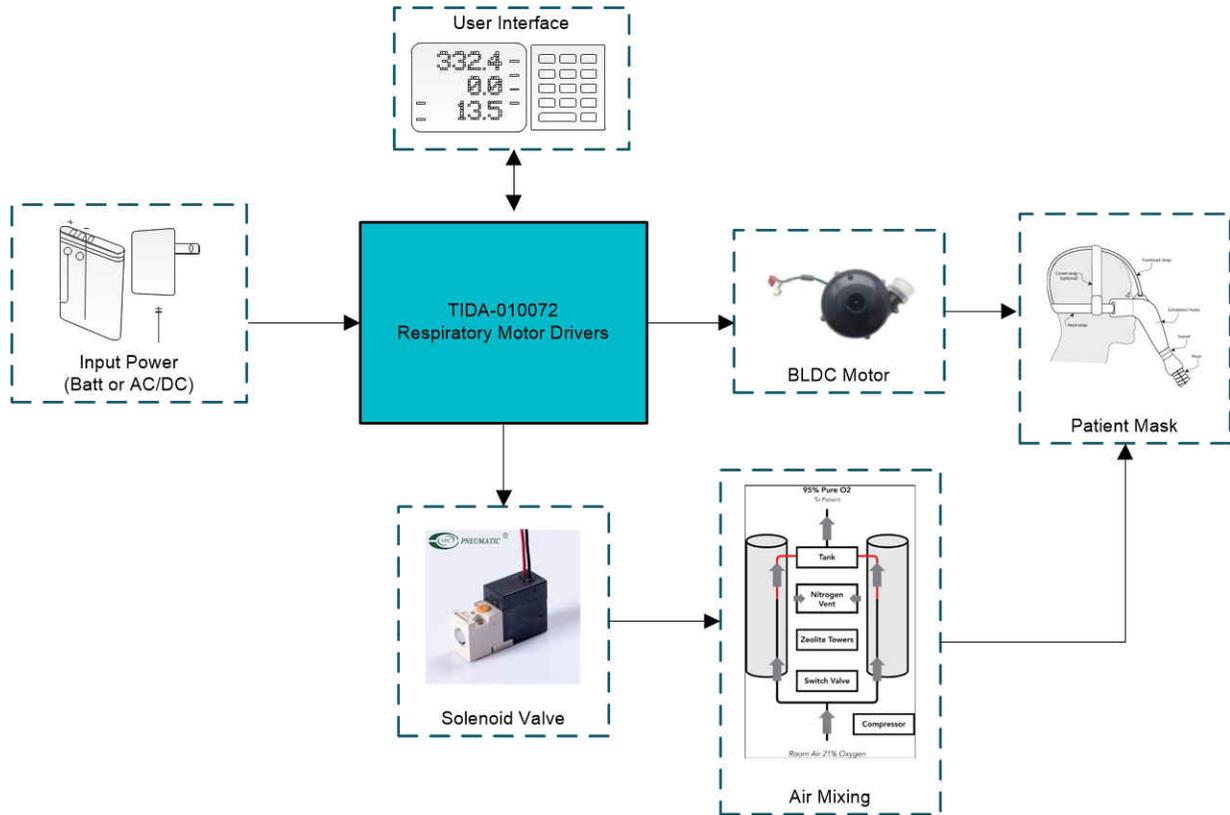


图 1-2. 呼吸机系统方框图

1.3 关键系统规格

此参考设计展示了一种紧凑型驱动器系统设计，用于驱动单个无刷直流 (BLDC) 电机和多达六个电磁阀。BLDC 电机用于安静高效地产生增压气流。电磁阀用于混合不同气体，并在发生故障时提供安全机制。该设计支持高达 10A 的连续电机驱动，可满足大多数呼吸机应用中的电机运行要求。此外，该设计还包含电源树，能够为改用便携式设计的应用提供典型的稳压直流电压轨和电池电压电平 (6V 至 28V)。

表 1-4 列出了 TIDA-010072 板的不同特性和规格。

表 1-4. TIDA-010072 关键系统规格

关键要求	典型值
输入电压	6-28V
BLDC 电机电流	10A 连续, 20A 峰值
最大电频率	1.2kHz
最大脉宽调制 (PWM) 频率	45kHz
关键保护特性	浪涌、OCP、UVLO、OTW/OTSD 和 RVP
BLDC 电机最大加速度	200kRPM/s
电磁阀工作电压	12V
单向电磁阀驱动	4 通道
双向电磁阀驱动	2 通道
电磁阀驱动电流	4 个 0.5A (单向), 2 个 0.5A (双向)

表 1-4. TIDA-010072 关键系统规格 (continued)

关键要求	典型值
阀最大响应时间	1ms
运行温度范围	5°C 至 40°C

DRV8323RS 集成保护特性：

- VM 欠压锁定 (UVLO)
- 电荷泵欠压 (CPUV)
- MOSFET 过流保护 (OCP)
- 栅极驱动器故障 (GDF)
- 热警告和热关断 (OTW/OTSD)
- 故障状态指示器 (nFAULT)

DRV8847 集成保护特性：

- VM 欠压锁定
- 过流保护
- 开路负载检测
- 热关断
- 故障状态指示引脚 (nFAULT)

2 系统概述

2.1 方框图

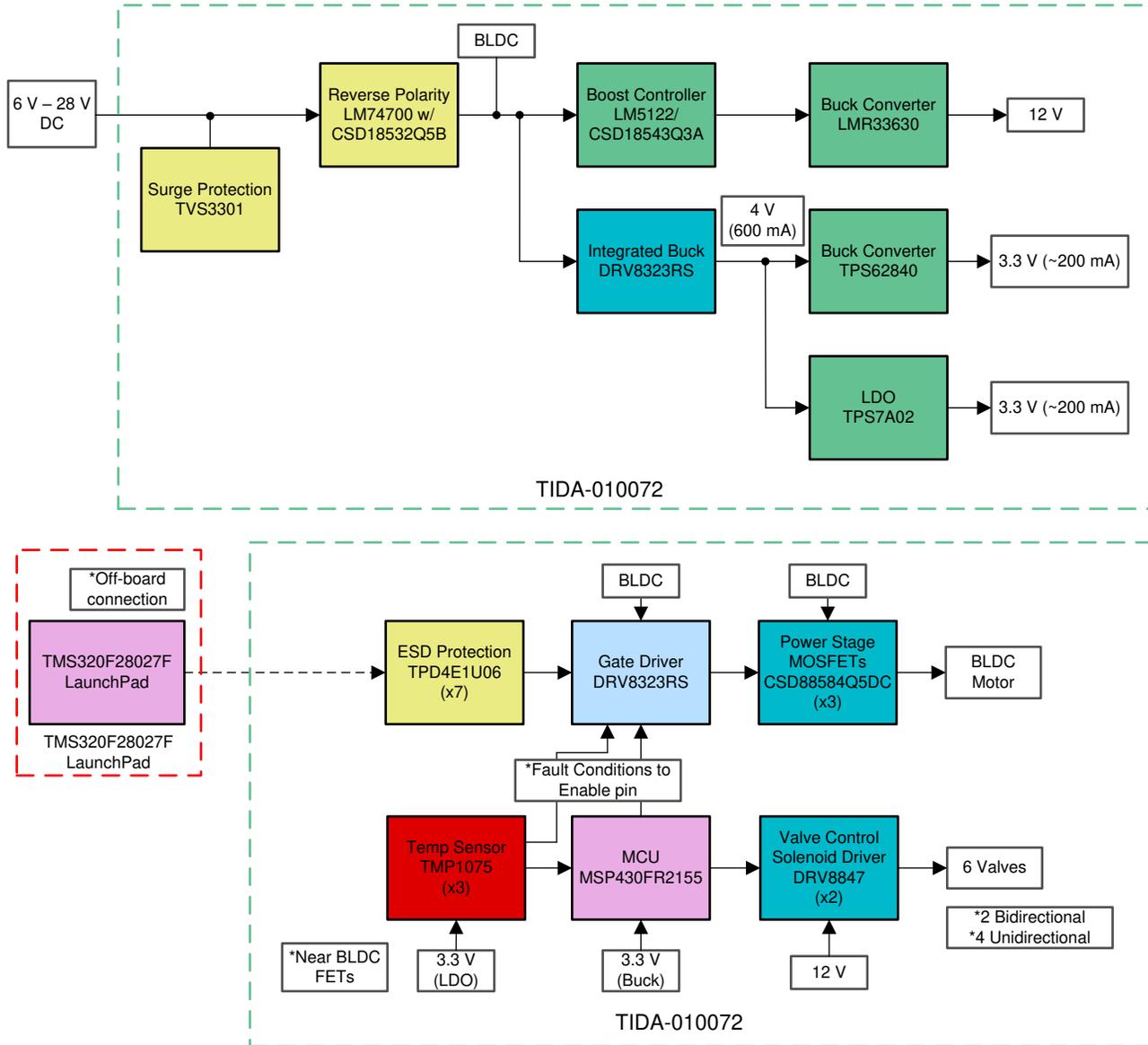


图 2-1. TIDA-010072 方框图

此参考设计能够在在一个紧凑而高效的平台中驱动一个 BLDC 电机、四个单向阀和两个双向阀。选用 DRV8323RS 作为 BLDC 电机驱动器，并由板外 Piccolo MCU 提供 FOC 控制。选用三个 TMP1075 集成电路 (IC) 监控 BLDC 半桥的温度，以防过热。选用两个 DRV8847 IC 驱动电磁阀，由 MSP430FR2155 进行控制。

该系统能够在 6V 至 28V 的宽输入电压范围内运行。该范围涵盖了许多呼吸系统常见的典型电池输入电压以及典型稳压直流电压。LM5122 升压控制器用于将较低的输入电压转为 14V，对较高电压采用直通模式。LMR33630 降压转换器用于将 LM5122 的输出降至稳定的 12V，供 DRV8847 IC 使用。DRV8323RS 使用了整个输入电压范围，还集成了一个降压转换器，用于将整个输入电压范围降至 4V。选用 TPS7A02 低压降线性稳压器 (LDO) 将 4V 降至干净的 3.3V，为温度传感器供电。选用 TPS62840 降压转换器将 4V 降至 3.3V，为包括 MCU 和系统上拉电阻在内的其余数字器件供电。

2.2 设计注意事项

此参考设计旨在解决呼吸应用的两项关键挑战，这些应用包括 CPAP 呼吸机、氧气浓缩器、呼吸机和麻醉给药系统。第一项挑战是实现高效且安静的设计，以运行具有多个电磁阀配置选项的三相 BLDC 鼓风机。第二项挑战是从宽输入电压范围为系统供电，以适应典型的稳压直流轨和较新的便携式 3s/4s 电池应用。

2.2.1 无刷直流电机 (BLDC)

可以使用几种电机类型(包括有刷直流 (BDC)、BLDC 甚至是交流电机)为上述应用产生压缩空气。在上述三种类型中，交流电机最易于控制。然而，交流电机使用额外能源来产生电磁体，这降低了其效率，而且它们的物理尺寸往往比 BDC 和 BLDC 电机都大。交流电机也不能快速改变速度。与 BLDC 电机相比，BDC 电机往往成本更低，控制方案也更简单。然而，BLDC 具有的若干优势特别适用于呼吸医疗应用。这些电机的最大优势是它们是无刷、非接触式的，这就意味着它们本身比 BDC 电机更加安静，寿命也 longer。由于电刷会随着时间的推移而退化，有刷直流电机则会更快地磨损。此外，虽然 BLDC 电机的控制要复杂得多，但 BLDC 电机在给定电机功率下是最高效的电机类型，并且尺寸最小。与其他电机类型相比，无刷直流电机还能实现最高速度和最佳动态速度性能（加速和减速）。

为了实现最安静和最高效的运行，通常使用磁场定向控制 (FOC) 作为控制算法。FOC 是一种将所有扭矩施加在垂直于转子的电机上的技术；这样可实现最大的驱动效率。此外，许多系统实施无传感器控制方案，这意味着电机本身没有嵌入式霍尔效应传感器。无传感器驱动方案允许使用更多类型的电机，然而，如果所用电机内置有传感器，也可实施有传感器驱动系统。TI 采用了一项称为 InstaSpin-FOC 的技术，该技术在选定的 Piccolo 系列 MCU 上运行，与从头设计控制方案相比，可以更快地构建无传感器 FOC。

基于 DRV8323RS 的若干功能，本设计选用它作为电机栅极驱动器。例如，DRV8323RS 具有三个集成半桥驱动器，能够为 MOSFET 栅极提供 2A 电流和吸收 1A 电流。DRV8323RS 还集成了用于实现 100% 占空比的高侧 MOSFET 的电荷泵，能够支持高达 600mA 供外部使用的异步降压转换器以及三个用于检测电机电流的低侧电流检测放大器。选择此器件的另一重要原因是它能够处理此参考设计所需的整个电压范围，即 6-28V。

为了实现所需 FOC 算法，已选用最新的 Piccolo MCU TMS320F28027F 来运行 TI 的 InstaSpin-FOC 控制软件。该参考设计包含连接至 Piccolo 的 Launchpad 的连接器。这样，FOC 通过即插即用外围设备集成到设计中，允许用户轻松测试此控制算法。

2.2.1.1 DRV8323RS BLDC 电机驱动器设计计算

外部 MOSFET 支持

DRV832x MOSFET 的支持是基于电荷泵的容量和输出的 PWM 开关频率。如需快速计算 MOSFET 驱动能力，请使用以下用于三相 BLDC 电机应用的公式。

梯形 120° 换向：

$$I_{VCP} > Q_g \times f_{pwm} \quad (1)$$

正弦 180° 换向与 FOC :

$$I_{VCP} > 3 \times Q_g \times f_{pwm} \quad (2)$$

其中

- f_{pwm} 是所需的最大 PWM 开关频率
- I_{VCP} 是电荷泵容量, 取决于 VM 引脚电压
- 基于换向控制方法的倍数可能因实施方式不同而异。
- Q_g 是总栅极电荷

DRV8323RS 器件能够支持高达 200kHz 的 PWM 频率, 选用的 CSD88584Q5DC 电源块能够支持 50kHz 的 PWM 频率。然而, 实际 PWM 频率将受到电荷泵规格的限制。如果 VM 电源电压 $\geq 13V$, 电荷泵额定为 25mA, V_{cp} 相对于 VM 的工作电压为 11V。从 CSD88584Q5DC 数据表可知, 典型 Q_g 额定为 137nC (最大为 178nC)。

运行 FOC 的最大 24V 应用 PWM 频率为:

$$f_{pwm} < \frac{I_{VCP}}{3 \times Q_g} = \frac{25 \text{ mA}}{3 \times 178 \text{ nC}} = 46.8 \text{ kHz} \quad (3)$$

在本设计中, PWM 频率设为 45kHz。

功率耗散计算

以下计算中使用了 28V 的最大输入电压以及 10A 的 I_{load} 。这些计算适用于正弦 PWM (SPWM) 和 FOC 电机控制。请注意, 对于正弦和 FOC, 每个 FET 采用 180° 导通模式。请参考 CSD88584q5dc 和 DRV8323RS 数据表中的电气规格。每种损耗类型在高 FET 与低 FET 之间平均分配。

半桥 FET 损耗

半桥的最大导通损耗为:

$$P_{COND} = I_{RMS}^2 \times R_{DS_ON} \times 1.5 = I_{load}^2 \times R_{DS_ON} \times 1.5$$

$$P_{COND} = I_{load}^2 \times R_{DS_ON} \times 1.5 = 10A^2 \times 0.95m\Omega \times 1.5 = 143 \text{ mW} \quad (4)$$

校正系数为 1.5, 说明了结温对 FET 电阻的影响。也就是说, 由于温度的影响, 电阻增加了 50%。这是中等结温 (50-100 °C) 的经验法则。如果结型 FET 在 125 °C 下工作, 则必须相应地调整该系数 (例如调整为 1.8)。

DRV8323 的拉电流和灌电流分别可高达 1A 和 2A。上升和下降开关时间为:

$$t_R = \frac{Q_{gs(afterVth)} + Q_{gd}}{I_{source}} = \frac{Q_{gs} - Q_{g,Vth} + Q_{gd}}{I_{source}} = \frac{24 \text{ nC} - 16 \text{ nC} + 26 \text{ nC}}{1A} = 34 \text{ ns}$$

$$t_F = \frac{Q_{gs(afterVth)} + Q_{gd}}{I_{sink}} = \frac{Q_{gs} - Q_{g,Vth} + Q_{gd}}{I_{sink}} = \frac{24 \text{ nC} - 16 \text{ nC} + 26 \text{ nC}}{2A} = 17 \text{ ns} \quad (5)$$

其中 t_R 和 t_F 是与上升和下降转换对应的开关时间 (包括上升和下降时间)。

半桥的最大开关损耗为 (假设软开关损耗可忽略不计):

$$P_{SW} = 0.5 \times VM \times I_{load} \times (t_R + t_F) \times f_{sw}$$

$$P_{SW} = 0.5 \times 28V \times 10A \times (34 \text{ ns} + 17 \text{ ns}) \times 45 \text{ kHz} = 321 \text{ mW} \quad (6)$$

备注

对于大多数应用, 推荐的上升和下降时间约为 100ns。

死区时间损耗为:

$$P_{DT} = V_D \times I_{load} \times t_{dead} \times f_{sw} \quad (7)$$

$$P_{DT} = 1 \text{ V} \times 10 \text{ A} \times 200 \text{ ns} \times 45 \text{ kHz} = 90 \text{ mW} \quad (8)$$

DRV8323RS 的死区时间可通过 50ns、100ns、200ns 和 400ns 选项进行编程。默认设置为 100ns。每个开关周期有两个死区时间实例。

反向恢复电荷损耗为：

$$P_{RR} = Q_{rr} \times VM \times f_{sw}$$

$$P_{RR} = 34 \text{ nC} \times 28 \text{ V} \times 45 \text{ kHz} = 43 \text{ mW} \quad (9)$$

根据数据表可知，VM > 13V 时，栅极驱动电压为 11V (典型)，Q_g (V_{gs} = 10V) 为 178nC。

假设栅极电荷损耗一半在 FET 侧，另一半在驱动器 IC 侧。半桥栅极电荷损耗为：

$$P_G = 0.5 \times V_{gs} \times (Q_{G(LS)} + Q_{G(HS)}) \times f_{sw}$$

$$P_G = 0.5 \times 11 \text{ V} \times 356 \text{ nC} \times 45 \text{ kHz} = 88 \text{ mW} \quad (10)$$

总半桥损耗为：

$$P_{LOSS} = P_{COND} + P_{SW} + P_{DT} + P_{RR} + P_G$$

$$P_{LOSS} = 143 \text{ mW} + 321 \text{ mW} + 90 \text{ mW} + 43 \text{ mW} + 88 \text{ mW} = 685 \text{ mW} \quad (11)$$

DRV8323RS 驱动器损耗

工作电源电流损耗为：

$$P_{VM} = VM \times I_{VM}$$

$$P_{VM} = 28 \text{ V} \times 14 \text{ mA} = 392 \text{ mW} \quad (12)$$

$$P_{DVDD} = (VM - VDD) \times I_{VDD}$$

$$P_{DVDD} = 0 \quad (13)$$

对于高侧 (HS) 驱动器电源损耗，假设电荷泵效率为 50%：

$$P_{CP_GH} = P_{out} \times \frac{1 - \eta}{\eta} = 3 \times (V_{gs} \times Q_g \times f_{sw}) \times \frac{1 - \eta}{\eta}$$

$$P_{CP_GH} = 3 \times 11 \text{ V} \times 178 \text{ nC} \times 45 \text{ kHz} \times \frac{1 - 0.5}{0.5} = 264 \text{ mW} \quad (14)$$

对于低侧 (LS) 驱动器电源损耗：

$$P_{LDO_GL} = 3 \times (VM - V_{gs}) \times Q_g \times f_{sw}$$

$$P_{LDO_GL} = 3 \times (28 \text{ V} - 11 \text{ V}) \times 178 \text{ nC} \times 45 \text{ kHz} = 408 \text{ mW} \quad (15)$$

对于驱动器 IC 内部的栅极驱动损耗，再次假设其中的一半在驱动器侧。注意，该驱动器驱动三个半桥：

$$P_{G_IC} = 0.5 \times V_{gs} \times 3 \times (Q_{g(LS)} + Q_{g(HS)}) \times f_{sw}$$

$$P_{G_IC} = 0.5 \times 11V \times 3 \times 356 \text{ nC} \times 45 \text{ kHz} = 264 \text{ mW} \quad (16)$$

对于 DRV8323RS 集成降压 (LMR16006X)，假设最大负载为 200mA，效率为 85%：

$$P_{BUCK} = P_{out} \times \frac{1 - \eta}{\eta}$$

$$P_{BUCK} = (4 \text{ V} \times 200 \text{ mA}) \times \frac{1 - 0.85}{0.85} = 141 \text{ mW} \quad (17)$$

总驱动器 IC 损耗为：

$$P_{LOSS_DRV_IC} = P_{VM} + P_{CP_GH} + P_{LDO_GL} + P_{G_IC} + P_{BUCK}$$

$$P_{LOSS_DRV_IC} = 392 \text{ mW} + 264 \text{ mW} + 408 \text{ mW} + 264 \text{ mW} + 141 \text{ mW} = 1.5 \text{ W} \quad (18)$$

结温估算

对于 CSD88584q5dc 电源块，根据数据表，假设 $R_{\theta JA} = 50^\circ\text{C/W}$ (1 in² 的 2oz 铜)：

$$T_j = T_{ambient} + R_{\theta JA} \times P_d \quad (19)$$

$$T_j = 40 \text{ C} + \frac{50 \text{ C}}{\text{W}} \times (685 \text{ mW}) = 74 \text{ C} \quad (20)$$

对于 DRV8323RS (RGZ 封装) 驱动器，根据数据表，假设 $R_{\theta JA} = 26.6^\circ\text{C/W}$ ：

$$T_j = 40 \text{ C} + \frac{26.6 \text{ C}}{\text{W}} \times (1.5 \text{ W}) = 80 \text{ C} \quad (21)$$

这些温度估值远低于最大额定值，从而具有充足的运行裕度。

IDRIVE 配置

栅极驱动电流 IDRIVE 的强度是根据外部 MOSFET 的栅漏极电荷以及输出的目标上升和下降时间来选择。如果对于给定的 MOSFET 所选 IDRIVE 过低，则 MOSFET 可能无法在 tDRIVE 时间内完全导通，并且可以断定出现栅极驱动故障。在本设计中，默认 IDRIVE 设为 1A/2A (默认)。然而，对于大多数应用，建议使用较低的驱动电流，以降低 EMI。

VDS 过流监视器配置

VDS 监视器是基于最坏情况下的电机电流以及外部 MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 配置的。为 $0.95\text{m}\Omega$ 使用 1.8 温度系数，最大 $R_{DS(on)}$ 为 $1.7\text{m}\Omega$ 。目标 OCP 阈值为 30A，故 V_{DS_OCP} 必须为：

$$V_{DS_OCP} > I_{max} \times R_{DS(on)max}$$

$$V_{DS_OCP} > 30 \text{ A} \times 1.7 \text{ m}\Omega = 51 \text{ mV} \quad (22)$$

V_{DS_OCP} 阈值设为 60mV (最接近的可用值)，OCP 抗尖峰脉冲时间设为 4 μ s (默认)。

单向电流感测操作

感测放大器增益和感测电阻值是根据目标电流范围、 V_{REF} 、感测电阻的额定功率以及工作温度范围选择的。感测放大器在单向操作时，使用以下公式计算输出动态范围的近似值：

$$V_{O_DR} = (V_{ref} - 0.25 \text{ V}) - 0.25 \text{ V}$$

$$V_{O_DR} = 3.3 \text{ V} - 0.5 \text{ V} = 2.8 \text{ V} \quad (23)$$

使用 20V/V 的默认增益以及 12A 的最大输入电流 (10A 加 20% 裕度) :

$$R_{\text{sense}} < \frac{V_{O_DR}}{\text{Gain} \times I_{\text{max}}} \\ R_{\text{sense}} < \frac{2.8 \text{ V}}{20 \text{ V/V} \times 12 \text{ A}} = 11.7 \text{ m}\Omega \quad (24)$$

R_{sense} 选用 10m Ω 。 R_{sense} 的最小额定功率必须为 :

$$P_{R_SENSE} > I^2 \times R = 12 \text{ A}^2 \times 10 \text{ m}\Omega = 1.44 \text{ W} \quad (25)$$

在本设计中,三个通道均使用了 10m Ω 、3W 的 R_{sense} 。此外,这些感测通道采用 1.3kHz RC 低通滤波器来限制噪声。

满量程 ADC 电流为 (忽略余量限制) :

$$I = \frac{V_{\text{ref}}}{\text{Gain} \times R_{\text{sense}}} \quad (26)$$

$$I_{\text{FS(ADC)}} = \frac{3.3 \text{ V}}{20 \text{ V/V} \times 10 \text{ m}\Omega} = 16.5 \text{ A} \quad (27)$$

备注

该值在 user.h 文件中定义为 USER_ADC_FULL_SCALE_CURRENT_A。

降压稳压器配置

LMR16006 降压稳压器能够提供高达 600mA 的电流。开关频率固定为 700kHz (典型值)。在本设计中,降压稳压器是为 4V 输出配置的。预期应用负载为 200mA。此 4V 电源轨是数字负载的主要电源。电感器的基本计算显示如下。有关更多信息,请参阅 LMR16006 数据表设计示例。

计算峰值电感器/开关电流的第一步是确定最大输入电压的占空比 D。使用了最大输入电压,因为这会产生最大开关电流 :

$$D_{\text{min}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{4 \text{ V}}{28 \text{ V}} = 0.143 \quad (28)$$

电感值和饱和电流是选择电感器的参数。电感值基于所需的峰间纹波电流,通常在最大输出电流的 20% 至 40% 范围内进行选择。请注意,当为最大负载 (0.2A) 远小于器件的最大可用值 (0.6A) 的应用选择纹波电流时,应使用器件的最大电流 :

$$L = \frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{out}} \times \text{RR} \times f_{\text{sw}}} \times (1 - D) \\ L = \frac{4 \text{ V}}{0.6 \text{ A} \times 0.4 \times 700 \text{ kHz}} \times (1 - 0.143) = 20.4 \text{ }\mu\text{H} \quad (29)$$

RR 选用 0.4。

本设计选用 22 μH 。

在最坏情况下,实际纹波电流为 :

$$\Delta I_L = \frac{V_{out}}{f_{sw} \times L} \times (1 - D)$$

$$\Delta I_L = \frac{4 \text{ V}}{700 \text{ kHz} \times 22 \text{ } \mu\text{H}} \times (1 - 0.143) = 0.22 \text{ A} \quad (30)$$

实际纹波比为：

$$RR = \frac{\Delta I_L}{I_{out}} = \frac{0.22 \text{ A}}{0.6 \text{ A}} = 0.37 \quad (31)$$

电感器/开关/二极管的峰值电流和电感器的最小饱和电流额定值外加 25% 的裕度计算如下：

$$I_{peak} = I_{out} \times \left(1 + \frac{RR}{2}\right)$$

$$I_{peak} = 0.6 \text{ A} \times \left(1 + \frac{0.37}{2}\right) \times 1.25 = 0.89 \text{ A} \quad (32)$$

LMR16006 的电流限制为 1.7A (最大值)。使用接近 1.7A 的饱和额定值将使 LMR16006 在电感器不饱和的情况下达到电流限值。倘若输出对地短路或其他负载长期过载，最好在 LMR16006 进入热关断模式并可能损坏电感器之前使用。

在此设计中，所选电感器 (74438356220) 的饱和额定值为 1.85A ($\Delta L = -20\%$)。根据数据表，在升温 40 °C 时，此电感器 RMS 额定值非常适合应对 1.7A 电流。

对于 RMS 电流计算，使用 0.2A 最大应用电流而不是器件最大电流：

$$I_{RMS} = I_{out} \sqrt{1 + \frac{RR^2}{12}}$$

$$I_{RMS} = 0.2 \text{ A} \sqrt{1 + \frac{0.37^2}{12}} = 0.2 \text{ A} \quad (33)$$

请注意，在 RR 值较小的情况下， I_{RMS} 约等于 I_{out} 。

电感器线路损耗计算如下：

$$P_{IND_DC} = I_{RMS}^2 \times R \cong I_{out}^2 \times R = 0.2 \text{ A}^2 \times 250 \text{ m}\Omega = 10 \text{ mW} \quad (34)$$

温度监控和过热保护

该设计配有三个 TMP1075 数字温度传感器，旨在监控和保护电源块。三个 TMP1075 ALERT 输出 (低电平有效) 和 DRV8323RS 启用控制信号连接到一个四输入与门。如果输入之一为逻辑低电平，则禁用 DRV8323RS。

2.2.1.2 BLDC 电机驱动器电路

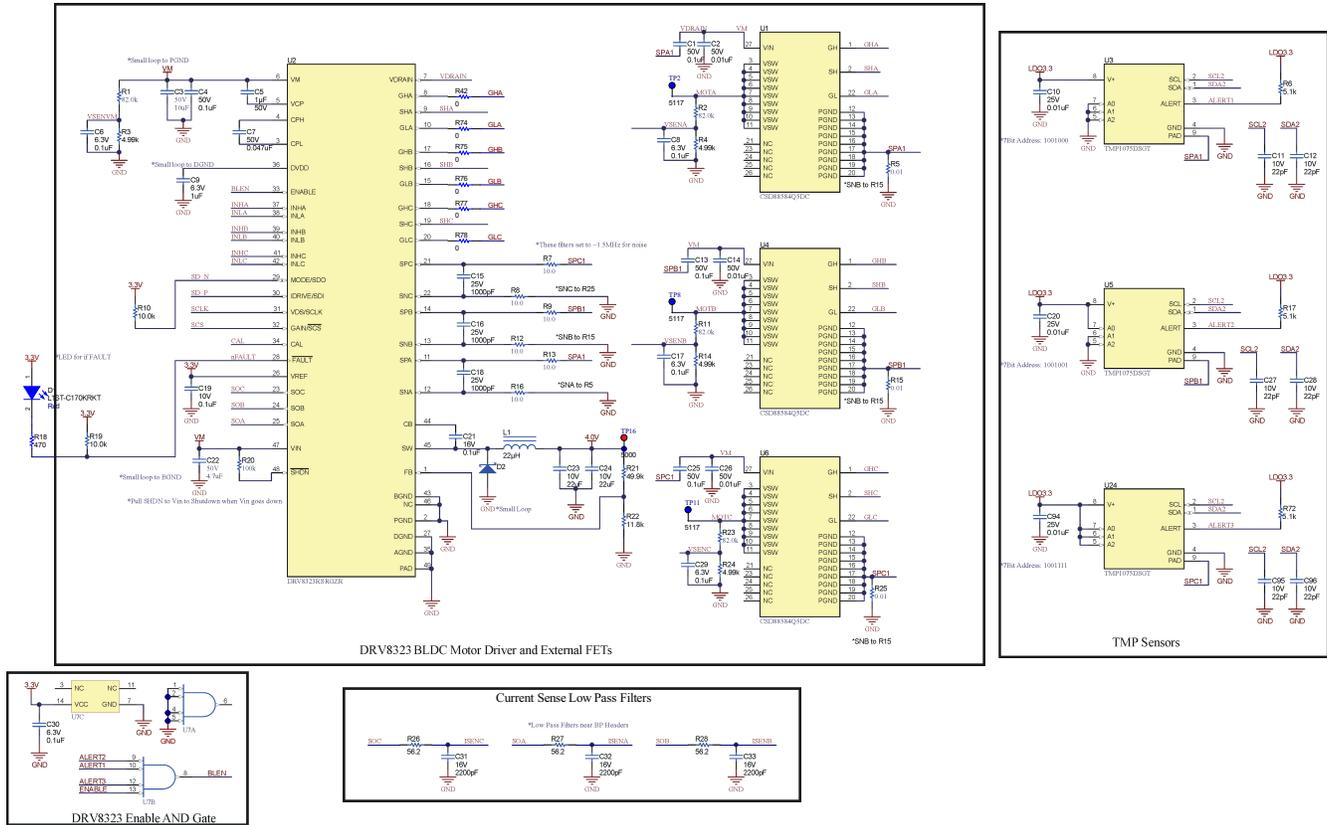


图 2-2. BLDC 电机驱动器电路

2.2.2 电磁阀驱动器

电磁阀是许多呼吸应用（例如氧气浓缩器）的关键组件，用于实现多种功能。氧气浓缩器使用压缩机将空气和氧气分离到单独的罐中。然后启动电磁阀，将特定量的每种气体释放到腔室中，再使用单独的阀片通过面罩将混合气体输送给患者。如果检测到故障，电磁阀还可以停止气流流向面罩。这些阀片在麻醉给药系统中同样有用，在该系统中，多种气体在输送给患者之前通常都需混合在一起。氧气浓缩器往往有 4 - 6 个这种阀片，而麻醉给药系统往往有 15 个以上。

电磁阀有不同的配置来控制流体或气流的流动。最简单的配置是将两个管道连接形成 2 通阀；但也有 3 通接头和 4 通接头，这些接头可以是简易的开/关阀片、二进制阀、自锁阀或抖动阀。每种不同的阀类型都需要不同的控制方法，但此参考设计只关注控制最简单的开/关阀。开/关阀天然地具有一个未通电位置，通过施加电流使电磁阀通电从而操作开/关阀以改变阀的位置。在自然关闭的 2 通阀中，阀片会关闭，防止流体或气体流动，直到电磁阀通电，才会打开阀片使流体或气体流动。另一个示例是，在 3 通连接阀中，自然位置将三个管道中的两个连接在一起，并在阀片通电后会连接两个不同的管道。

可以直接控制开/关阀，其中需要将电流施加给电磁阀使阀片。有些开/关阀是单向的，只能接受单一方向的电流进行通电，还有一些阀是双向的。所需的电流量取决于具体的阀片，但电磁阀的电流波形是一致的。最初，需要一个峰值电流来为阀片通电，同时需要较低的电流量来维持通电状态。无论方向如何，这些阀片均可由低侧或高侧 MOSFET 和阀驱动器稍作控制，这些驱动器可以接收 MCU 的输入，使阀片通电。虽然简单，但此控制方案可能较为低效，因为它会将电流保持在峰值，而不是降低电流以保持通电状态。通过添加电流反馈路径，可以实现峰值-保持控制，使电流降低，且保持通电状态，以提升系统效率。一些阀驱动器集成了峰值-保持控制，而另外一些则需要 MCU 来读取电流并实现控制。

对于此参考设计，选用了 DRV8847（是一款 18V、2A 双路 H 桥电机驱动器）来驱动电磁阀。器件中的每个半桥可单独控制，也就是说 DRV8847 能够驱动多达四个单向阀或两个双向阀。本设计采用两个 DRV8847 IC，一个用于单向控制，一个用于双向控制。DRV8847 能够通过每个半桥驱动 1A 的电流，集成 MOSFET 具有 1Ω 的

$R_{DS(on)}$ 。该器件还集成了一个电流感应放大器，来进行过流保护；然而，驱动器未融合峰值-保持控制选项，因此必须由 MCU 来实现。DRV8847 的每个半桥由本地 MCU 的 PWM 驱动，所选 MCU 为 MSP430FR2155。之所以选择此 MCU，是因为它具有所有必要的外设，外形很小且性价比高。

泵也是呼吸系统必不可少的部分，有助于将空气和药物泵入肺中。这些泵常常需要精准、细微的电机控制，可以电动操作。高微步进青睐于步进电机和双路 H 桥驱动器，例如 DRV8825 和 DRV8886AT。

根据不同的系统要求，电磁阀/阀和泵可连接到电流要求不同 12V、24V、36V 甚至 48V 的电源轨。根据系统要求需要考虑的一些其他关键器件如下：

表 2-1. 根据系统要求需要考虑的备用器件

器件	系统条件	功能
DRV8876、DRV8874	37V、3.5A 峰值，为 2 个电磁阀提供双向控制或独立控制	操作电磁阀/阀
DRV8844	高达 60V、2.5A，驱动四个独立半桥来控制 4 个电磁阀	操作电磁阀/阀
DRV8886AT	40V、1A 至 2A FS 双路 H 桥电机驱动器	操作泵
DRV8825	47V、1.6A FS 双路 H 桥电机驱动器	操作泵

2.2.2.1 DRV8847 电磁阀驱动器设计计算

DRV8847 器件配置为独立半桥运行。使用 DRV8847S 器件变体中的 I^2C 寄存器选择模式。有关更多详细信息，请参阅数据表。电磁阀驱动器的设计概要如下：

表 2-2. 电磁阀驱动器设计概要

参数	规格
电磁阀工作电压	12V
单向电磁阀驱动	4 通道
双向电磁阀驱动	2 通道
电磁阀驱动电流	4 个 0.5A (单向)，2 个 0.5A (双向)
最大阀响应时间	1ms
工作温度范围	5-40°C

根据数据表，DRV8847 集成 FET 最大值 $R_{DS(on)}$ 为 $700m\Omega$ ($V_M = 12V$ ； $I_{OUT} = 0.5A$ ； $T_A = 85^\circ C$)。对于单向驱动，每个通道的导通损耗为：

$$P_{COND} = I_{load}^2 \times R_{DS_ON} = 0.25A^2 \times 700 m\Omega = 175 mW \quad (35)$$

对于四个有源通道，总导通损耗为 700mW。结温计算方法如下：

$$T_J = T_{ambient} + R_{\theta JA} \times P_d = 40 C + \frac{108 C}{W} \times (4 \times 175 mW) = 116 C \quad (36)$$

对于双向驱动，每个通道的导通损耗为

$$P_{COND} = I_{load}^2 \times (R_{DS_ON_HS} + R_{DS_ON_LS}) = 0.5 A^2 \times 1.4 \Omega = 350 mW \quad (37)$$

对于两个有源通道，总导通损耗为 700mW。结温计算方法如下：

$$T_J = T_{ambient} + R_{\theta JA} \times P_d = 40 C + \frac{108 C}{W} \times (2 \times 350 mW) = 116 C \quad (38)$$

该结温允许其他功率耗散源和设计公差有一定的裕度。

电磁阀开关频率预计相对较低（例如 200Hz），因此开关损耗可以忽略不计：

$$P_{SW} = 0.5 \times VM \times I_{load} \times (t_R + t_F) \times f_{sw}$$

$$P_{SW} = 0.5 \times 12V \times 0.5A \times (300ns) \times 200Hz = 0.18mW \quad (39)$$

2.2.2.2 电磁阀驱动器电路

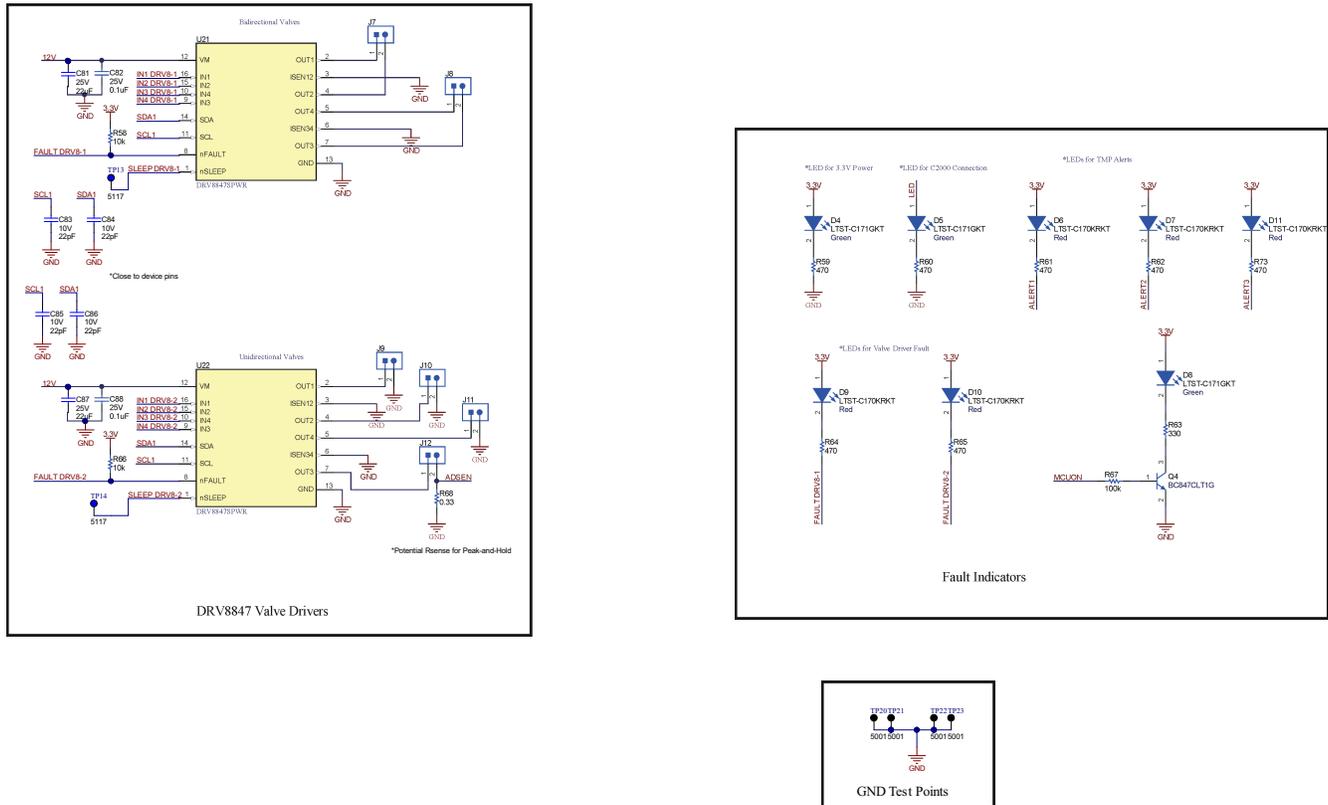


图 2-3. 电磁阀驱动器电路

2.2.3 电源树架构

长久以来，这些呼吸应用一直在使用隔离交流/直流电源模块为系统提供 12V、19V 或 24V 直流总线电压。系统要么使用更高的直流总线电压直接驱动电机和阀门，要么通过降压转换器降低电压。然而，随着许多此类系统的市场趋向便携性，它们将不得不采用电压范围估计为 6-14V 的电池供电。由于这种转变，本参考设计定义的输入电压范围为 6-28V。此外，便携性趋势意味着关键系统要求包括高效率，以便实现更长的电池寿命。通常对于这些系统，需优先解决方案尺寸，本参考设计中已考虑到这一点。

DRV8323RS 能够在整个电压范围内运行，因此 DRV8323RS 和 BLDC 电机直接连接到输入电压源。然而，电磁阀需要在单一直流电压下工作，因此选用稳定的 12V 直流电压作为所需电压轨。假设 12V 在输入电压范围内，降压/升压或 SEPIC 拓扑转换器将是产生 12V 直流轨的最佳之选。然而，在了解到一些制造商只需要降压转换器（用于稳压直流输入）或升压转换器（用于电池输入）后，故选用了分离的降压和升压转换器按顺序产生 12V 电源轨。

输入后选用 LM5122 宽输入同步升压控制器作为电源树的第一级。因为同步控制器支持选择两个开关 MOSFET，故该器件配置为升压至 14V 以涵盖电池电压范围，还可获得最高效率。此外，该器件还有外部电荷泵的独特特性，当输入电压高于设定的输出电压时，可驱动高侧 MOSFET。此模式称为直通模式，允许功率有效地通过高侧 MOSFET 而不改变输入电压。值得注意的是，该器件在峰值电流模式控制下运行以实现快速瞬态响应。LMR33630 是一款 3A 同步降压转换器，因其小巧高效而被选用。该器件已配置为从可能的 14-28V 输入范围降至 12V，以涵盖其余输入电压范围。设计中优化了这两个器件的放置，以展示各自的解决方案尺寸。

2.2.3.1 输入保护 - 过压和反向电压

此系统的输入电压范围为 6V 至 28V。选择瞬态电压抑制 (TVS) 器件的通用经验法则是选择高于最大输入电压 (即 35V) 25% 的额定隔离电压。这就为器件工艺和温度变化留出了一些裕度, 以最大程度地减少正常运行期间不必要的 TVS 激活。在本设计中, 选用 TVS3301 来提供输入过压保护 (OVP)。该器件的隔离额定值为 33V, IEC 61000-4-5 钳位额定值为 40V。

目标反向电压保护 (RVP) 应包括最大输入电压 28V 加至少 25% 的裕度, 以考虑瞬态行为和器件容差 (即 35V)。本设计选用 60V 反向电压保护目标。

RVP 电路包含一个理想二极管控制器 (LM74700) 和一个 NMOS (CSD18532Q5B)。反向电压保护电路的 MOSFET 选择取决于典型应用传导电流和 VDS 电压额定值。反向电压检测和导通损耗之间需要权衡。根据 LM74700 数据表的建议, $R_{DS(ON)} \leq (20mV / I_{Load(Nominal)}) \leq R_{DS(ON)} \leq (50mV / I_{Load(Nominal)})$ 。此指南平衡了反向电流检测灵敏度和导通损耗。在此设计中, $I_{Load(Nominal)}$ 为 5A。因此 $4m\Omega \leq R_{DS(ON)} \leq 10m\Omega$ 。

选用 CSD18532Q5B 来提供 -60V RVP, 其额定值为:

- 60V $V_{DS(MAX)}$ 和 $\pm 20V V_{GS(MAX)}$
- 额定电压为 4.5V V_{GS} 时, $R_{DS(ON)}$ 通常为 $3.3m\Omega$, 最大为 $4.3m\Omega$
- MOSFET V_{th} : 最大为 2.2V

表 2-3. 输入保护设计概要

参数	规格	备注
钳位电压	27A 时为 40V (IEC 61000-4-5)	受 TVS3301 限制
最大反向电压	-60 V	受 CSD18532Q5B 限制
反向阻断时间	<0.75 μ s	受 LM74700 限制

输入浪涌保护

虽然此设计中未实现, 但建议在设计中添加浪涌电流保护 (例如软启动) 由于从输入到输出之间存在固有路径, 当输入电压快速上升并对输出电容充电时, 会产生较大的浪涌电流。输入电压上升的转换率应由热插拔控制器或软启动输入电源来控制, 以避免浪涌电流损坏电感器、感应电阻或高侧 N 沟道 MOSFET 开关。另一种低成本选择是使用 NTC 或 PTC 热敏电阻进行软启动。

2.2.3.2 LM5122 升压设计计算

根据关键系统规格, 最大电磁阀负载为 1.7A。由 LM5122 和 LMR33630 组成的升压/降压直流/直流功率级旨在支持 2A 的连续负载。请注意, WEBENCH® Power Designer 用于帮助设计功率级。LM5122 升压级的关键设计计算如下所示。有关设计注意事项的更多详细信息, 请参阅器件数据表。

表 2-4. 升压级摘要

参数	规格	备注
输入电压	6-28V	来自输入电源
输入功率	31.1W	最大值, $\eta = 90\%$
UVLO	5.5V 与 5V	启动和关断
F_{sw}	250kHz	开关频率
输出电压	14-28V	如果 $V_{in} > 14V$, V_{in} 导通
输出功率	28W	最大值
最大负载电流	2A	$V_{out} = 14V (28W)$

定时电阻 RT (R53)

升压开关频率选用 250kHz, 以更好地权衡尺寸和效率。RT 电阻计算如下:

$$RT = \frac{9 \times 10^9}{f_{sw}} = \frac{9 \times 10^9}{250 \text{ kHz}} = 36 \text{ k}\Omega \quad (40)$$

RT 的标准值选用 36.5kΩ。

UVLO 分压器 RUV2 (R43)、RUV1 (R47)

所需的启动电压和迟滞由分压器 RUV2、RUV1 设置。UVLO 关断电压应足够高，以充分增强低侧 N 沟道 MOSFET 开关。本设计将启动电压设为 5.5V，比最低输入电压低 0.5V。VHYS 设为 0.5V，使输入电压关断阈值为 5V。RUV2、RUV1 的计算如下：

$$RUV2 = \frac{VHYS}{IHYS} = \frac{0.5 V}{10 \mu A} = 50 k\Omega \quad (41)$$

$$RUV1 = \frac{1.2 V \times RUV2}{V_{in_startup} - 1.2 V} = \frac{1.2 V \times 50 k\Omega}{5.5 V - 1.2 V} = 14 k\Omega \quad (42)$$

RUV2 和 RUV1 分别选用 49.9kΩ 和 14kΩ。

输入电感器 LIN (L2)

第一步是计算最大占空比和最大输入电流。假设效率为 0.9：

$$D_{max} = \left(1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}\right) = \left(1 - \frac{6 V}{14 V}\right) = 0.57 \quad (43)$$

$$I_{in} = \frac{I_{out} \times V_{out}}{V_{in} \times \eta} = \frac{I_{out}}{(1 - D_{max}) \times \eta} = \frac{2 A}{(1 - 0.57) \times 0.9} = 5.2 A \quad (44)$$

电感器纹波电流通常设置在满负载电流的 20% 至 40% 之间，这可以更好地权衡电感器磁芯损耗和铜损耗。更高的纹波电流可使电感器尺寸更小，但为输出电容器带来了更大的负担，即需要减轻输出上的纹波电压。此外，更高的纹波可能需要更高的电感器饱和额定值。在此示例中，选择了 0.6 的高纹波比 (RR)，即输入电流的 60%，以最小化电感器尺寸。已知开关频率和典型输入电压，电感器值可按如下公式计算：

$$L_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in} \times RR} \times \frac{1}{f_{sw}} \times D_{max} = \frac{6 V}{5.2 A \times 0.6} \times \frac{1}{250 kHz} \times 0.57 = 4.4 \mu H \quad (45)$$

本设计为 L_{in} (即 L2) 选择了最接近的标准值 4.7 μH (XAL6060-472ME)。或者，如果需要 0.3 的纹波比，可以选择 10 μF (XAL6060-103ME)。

电感器的饱和额定电流应大于电感器的峰值电流，该峰值电流是在最低输入电压和满负载条件下计算得出的：

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L_{in} \times f_{sw}} \times D_{max} = \frac{6 V}{4.7 \mu H \times 250 kHz} \times 0.57 = 2.9 A \quad (46)$$

$$I_{peak} = I_{in} + 0.5 \times \Delta I_L = 5.2 A + 0.5 \times 2.9 A = 6.7 A \quad (47)$$

考虑到容差 (即电感器、频率、电压)，结果中增加了 25% 的裕度。I_{peak} = 6.7A × 1.25 = 8.4A (最坏情况)。所选电感器 (XAL6060-472ME) 的饱和额定电流为 10.5A。

请注意，如果 RR 值很小，I_{RMS} 约等于 I_{IN}：

$$I_{RMS} = \frac{I_{out}}{1 - D} \sqrt{1 + \frac{RR^2}{12}} = I_{in} \sqrt{1 + \frac{RR^2}{12}} \quad (48)$$

电感器线路损耗计算如下：

$$P_{IND_DC} = I_{RMS}^2 \times R \cong I_{in}^2 \times R = 5.2 A^2 \times 14.4 m\Omega = 0.39 W \quad (49)$$

注意：对于更高功率的应用（即更高的磁通密度），电感器磁芯损耗可能很大。

电流感测电阻 R_S (R40)

考虑到容差（即 V_{CS-TH1} 、峰值电流），最大峰值输入电流应比低输入电压和满载时要求的峰值电流高 20% 至 50%。本设计选择了 40% 的裕度。

$$R_S = \frac{V_{CS-TH1}}{I_{peak}} = \frac{75 \text{ mV}}{6.7 \text{ A} \times 1.4} = 8 \text{ m}\Omega \quad (50)$$

R_S 选用 8mΩ。 R_S 的最大功率损耗计算如下：

$$P_{loss_rs} = I^2 \times R = (6.7 \text{ A} \times 1.4)^2 \times 8 \text{ m}\Omega = 0.7 \text{ W} \quad (51)$$

考虑到感测电阻的温度降额和容差，要求最小额定功率为 1W。在本设计中，所选的 R_S (PMR100HZPFU8L00) 的额定功率为 2W。

电流感测滤波器 RCSFP (R45)、RCSFN (R46)、CCS (C58)

电流感测滤波器是可选的。根据数据表推荐值，CCS 选择 100pF，RCSFP 和 RCSFN 选择 100Ω。

斜坡补偿电阻器 R_{SLOPE}

如果占空比大于 50%，峰值电流模式稳压器会受到次谐波振荡的影响。在此设计中， V_{in} 为 6V 时最大占空比约为 57%。次谐波振荡的常见特征是观察到宽窄占空比交替出现。这种次谐波振荡可通过一种技术来消除，这种技术会在感测到的电压电流中添加一个人造斜坡，即斜坡补偿。

在最小输入电压下， K 值选用 0.6。 R_{slope} 应谨慎选择，以使感测到的电感电流和斜坡补偿之和小于 COMP 输出高电压。在任何情况下， K 至少应大于 0.5。由于内部延迟，最小导通时间会影响斜坡补偿量，故在超过 500kHz 的较高开关频率下， K 系数建议大于或等于 1。

$$R_{slope} > \frac{8 \times 10^9}{f_{sw}} = \frac{8 \times 10^9}{250 \text{ kHz}} = 32 \text{ k}\Omega \quad (52)$$

$$R_{slope} = \frac{L_{in} \times 6 \times 10^9}{[K \times V_{out} - V_{in(min)}] \times R_S \times 10} = \frac{4.7 \mu\text{H} \times 6 \times 10^9}{(0.6 \times 14\text{V} - 6\text{V}) \times 8\text{m}\Omega \times 10} = 146.9 \text{ k}\Omega \quad (53)$$

在本设计中， R_{slope} 选用 140kΩ。

输出电容器 C_{OUT}

输出电压纹波主要受输出电容器的 ESR 的影响。并联输出电容器是一个不错的选择，可以最大限度地降低有效 ESR，并将输出纹波电流分散到电容器中。本设计使用一个 180μF 大容量铝制电容器 (EEE-FK1H181SP) 和三个 10μF 陶瓷电容器 (UMK316BBJ106KL-T) 共同分担输出纹波电流并获得所需电荷。假设混合输出电容器网络的有效 ESR 为 50mΩ，则最低输入电压下的输出电压峰-峰值纹波计算如下：

$$V_{ripple_max}(C_{out}) = \frac{I_{out}}{V_{in(min)}/V_{out}} \times \left(R_{ESR} + \frac{1}{4 \times C_{out} \times f_{sw}} \right) = I_{in} \times \left(R_{ESR} + \frac{1}{4 \times C_{out} \times f_{sw}} \right)$$

$$V_{ripple_max}(C_{out}) = 5.2 \text{ A} \times \left(50 \text{ m}\Omega + \frac{1}{4 \times 210 \mu\text{F} \times 250 \text{ kHz}} \right) = 285 \text{ mV} \quad (54)$$

计算得出的输出纹波电压为输出电压的 2%，主要受有效输出 ESR 的影响。增加 25% 的裕度来考虑容差，最坏情况下的输出电压纹波为 2.5%。

输出电容 RMS 电流为：

$$I_{\text{RMS_Cout}} = I_{\text{out}} \sqrt{\frac{D + \frac{RR^2}{12}}{1 - D}}$$

$$I_{\text{RMS_Cout}} = 2 \text{ A} \times \sqrt{\frac{0.57 + \frac{0.6^2}{12}}{1 - 0.57}} = 2.4 \text{ A} \quad (55)$$

输入电容器 CIN

输入电容器使输入电压纹波平稳。本设计使用了两个 330 μF 大容量铝制电容器 (EMVA500ATR331MKE0S)、五个 10 μF 陶瓷电容器 (CL31B106KBHNNNE) 和一个 1 μF 陶瓷电容器 (UMK107AB7105KA-T)。输入电压为输出电压一半时的最大输入电压峰-峰值纹波可计算如下：

$$V_{\text{ripple_max}}(C_{\text{in}}) = \frac{V_{\text{out}}}{32 \times L_{\text{in}} \times C_{\text{in}} \times f_{\text{sw}}^2} = \frac{14\text{V}}{32 \times 4.7 \mu\text{H} \times 711 \mu\text{F} \times 250 \text{ kHz}^2} = 2 \text{ mV} \quad (56)$$

输入电容器 RMS 电流为：

$$I_{\text{RMS_Cin}} = \frac{I_{\text{out}}}{1 - D} \times \frac{RR}{\sqrt{12}}$$

$$I_{\text{RMS_Cin}} = \frac{2\text{A}}{1 - 0.57} \times \frac{0.6}{\sqrt{12}} = 0.8 \text{ A} \quad (57)$$

自举电容器 CBST (C64) 和升压二极管 DBST (D3)

BST 和 SW 引脚间的自举电容器提供栅极电流，在每个周期的导通期间为高侧 N 沟道 MOSFET 器件栅极供电，并为自举二极管提供恢复电荷。这些电流峰值可达几安培。CBST 必须为优质、低 ESR 陶瓷电容器，置于器件引脚上，以最大限度地减少迹线电感导致的瞬时电压的潜在危害。自举电容器的最小值计算如下：

$$C_{\text{BST_min}} = \frac{Q_{\text{g}}}{\Delta V_{\text{BST}}} \quad (58)$$

其中

- Q_{g} 是高侧 N 沟道 MOSFET 栅极电荷
- ΔV_{BST} 是 CBST 上的可耐受压降，保守估计通常小于 VCC 的 5% 或 0.15V

所选 CSD18543Q3A MOSFET 在 10V 时具有 10nC，也就是说 $C_{\text{BST_min}}$ 仅为 66.7nF：

$$C_{\text{BST_min}} = \frac{10 \text{ nF}}{0.15 \text{ V}} = 66.7 \text{ nF} \quad (59)$$

根据数据表推荐值，本设计使用一个 0.1 μF 陶瓷电容器 (C1005X5R1H104K050BB)。

DBST 的额定电压必须大于 SW 节点峰值电压加上 16V。最大开关节点电压约等于输出电压加一些振铃。因此，包含 16V 裕度在内的最小二极管额定电压 (包括 16V 裕度) 为 30V。旁路运行必须使用低漏二极管。DBST 的泄漏电流必须足够低，以使 BST 电荷泵在高温下保持足够的高侧驱动器电源电压。本设计选择了 100V、1A 的肖特基二极管 (MBR1H100SFT3G)。

VCC 电容器 CVCC

VCC 电容器的主要作用是 LO 驱动器和自举二极管提供峰值瞬态电流，并为 VCC 稳压器提供稳定性。这些峰值电流可达几安培。CVCC 的值必须至少超过 CBST 的值 (即 1 μF) 10 倍，且 CVCC 应是优质、低 ESR 的陶瓷电容器。另外，考虑到电压降额，额定电压应至少为 VCC 电压的 2 倍。本设计使用了一个 10 μF 、16V 陶瓷电容器 (EMK107BBJ106MA-T)。

输出电压分压器 RFB1 (R44)、RFB2 (R48)

RFB1 和 RFB2 设置输出电压电平。这些电阻器的比率计算如下：

$$\frac{RFB2}{RFB1} = \frac{V_{out}}{1.2V} - 1 \quad (60)$$

R_{COMP} 和 RFB2 之间的比率决定了中频带增益 AFB_MID。较大的 RFB2 值可能需要相应较大的 R_{COMP} 值。RFB2 应足够大，使分压器总功率耗散保持较小。在本设计中，RFB2 和 RFB1 分别选择了 39.9k Ω 和 3.65k Ω (即 $V_{out} = 14.3V$)。

软启动电容器 CSS (C65)

软启动时间 (t_{SS}) 是输出电压从输入电压达到目标电压所历经的时间。软启动时间不仅与软启动电容器成正比，还与输入电压有关。CSS 为 0.1 μF 时，软启动时间计算如下：

$$t_{ss(max)} = \frac{C_{SS} \times 1.2V}{I_{SS}} \times D_{max} = \frac{0.1\mu F \times 1.2V}{10\mu A} \times 0.57 = 6.8ms \quad (61)$$

重启电容器 CRES (C66)

重启电容器决定重启延迟时间 t_{RD} 和打嗝模式关闭时间 t_{RES} 。 t_{RD} 必须大于 $t_{SS(MAX)}$ 。在低输入电压下， C_{RES} 最小要求值计算如下：

$$C_{RES(min)} = \frac{I_{RES} \times t_{ss(max)}}{V_{RES}} = \frac{30\mu A \times 6.8ms}{1.2V} = 0.17\mu F \quad (62)$$

C_{RES} 所选的标准值为 0.33 μF (即 $t_{RD} = 13.2ms$)。

低侧电源开关 Q

通过分解损耗来选择功率 N 沟道 MOSFET 器件是比较不同器件的相对效率的一种方式。低侧 N 沟道 MOSFET 器件的损耗可分解为导通损耗、开关损耗和栅极电荷损耗。CSD18543Q3A 的低侧导通损耗大致计算如下：

$$\begin{aligned} P_{COND(LS)} &= I_{RMS}^2 \times R_{DS_ON(LS)} \times 1.5 = D_{max} \times I_{in}^2 \times R_{DS_ON(LS)} \times 1.5 \\ P_{COND(LS)} &= 0.57 \times 5.2A^2 \times 12m\Omega \times 1.5 = 278mW \end{aligned} \quad (63)$$

其中 D 是占空比，系数 1.5 说明了 N 沟道 MOSFET 器件的导通电阻因加热而增加。实际 V_{gs} 约为 6V，故此处使用的 $R_{DS(ON)}$ 是基于保守估计 ($V_{gs} = 4.5V$)。

在低侧 N 沟道 MOSFET 器件开启和关闭时的短暂转换期间发生开关损耗。在转换期间，N 沟道 MOSFET 器件的沟道中同时出现电流和电压。低侧开关损耗大致计算如下：

$$\begin{aligned} P_{SW(LS)} &= 0.5 \times V_{out} \times I_{in} \times (t_R + t_F) \times f_{sw} \\ P_{SW(LS)} &= 0.5 \times 14V \times 5.2A \times (3.5ns + 1.6ns) \times 250kHz = 46mW \end{aligned} \quad (64)$$

t_R 和 t_F 是与上升和下降转换对应的开关时间 (包括上升和下降时间)。在此期间，低侧 N 沟道 MOSFET 器件发生开关损耗。其计算如下：

$$\begin{aligned} t_R &= \frac{Q_{gs(afterVth)} + Q_{gd}}{I_{source}} = \frac{Q_{gs} - Q_{g,Vth} + Q_{gd}}{I_{source}} = \frac{3.1nC - 2nC + 1.7nC}{0.8A} = 3.5ns \\ t_F &= \frac{Q_{gs(afterVth)} + Q_{gd}}{I_{sink}} = \frac{Q_{gs} - Q_{g,Vth} + Q_{gd}}{I_{sink}} = \frac{3.1nC - 2nC + 1.7nC}{1.8A} = 1.6ns \end{aligned} \quad (65)$$

MOSFET 栅极损耗由 MOSFET 栅极充电所需的能源引起。即电路栅极电压处的总 Q_g 。这些都是开启和关闭栅极损耗。功率大致在栅极驱动器和 MOSFET 之间耗散：

$$\begin{aligned}
 P_{G(LS)} &= Q_{G(LS)} \times V_{GS(LS)} \times f_{sw} = C_{G(LS)} \times V_{GS(LS)}^2 \times f_{sw} \\
 P_{G(LS)} &= Q_{G(LS)} \times V_{GS(LS)} \times f_{sw} = 7 \text{ nC} \times 6 \text{ V} \times 250 \text{ kHz} = 10.5 \text{ mW}
 \end{aligned} \tag{66}$$

请注意，可在根据总功率耗散计算值确定结温之后来验证假设性温度系数。MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系如数据表所示：

$$T_J = T_{\text{ambient}} + R_{\theta JA} \times P_d = 40 \text{ C} + \frac{45 \text{ C}}{\text{W}} \times (278 + 46 + 10.5) \text{ mW} = 55 \text{ C} \tag{67}$$

从数据表可以看出，在该结温下，CSD18543Q3A 的标准化导通状态电阻 ($V_{gs} = 4.5\text{V}$) 远低于 1.2，因此最初假设的 1.5 仍然有效。请注意，由于 $R_{\theta JC} = 1.9 \text{ }^\circ\text{C/W}$ ，外壳温度非常接近结温。

另一种设计方法是从目标 FET 结温开始，回看最大 $R_{DS(ON)}$ ，然后在该温度下与数据表 $R_{DS(ON)}$ 进行交叉检查。

高侧电源开关 QH 和附加的并联肖特基二极管

高侧 N 沟道 MOSFET 器件的损耗可分解为导通损耗、死区时间损耗、反向恢复损耗和栅极电荷损耗。仅计算低侧 N 沟道 MOSFET 器件的开关损耗。高侧 N 沟道 MOSFET 器件的体二极管在高侧 N 沟道 MOSFET 器件开关前后打开（即零电压开关），故高侧 N 沟道 MOSFET 器件的开关损耗忽略不计。

高侧导通损耗大致计算如下：

$$\begin{aligned}
 P_{\text{COND(HS)}} &= I_{\text{RMS}}^2 \times R_{\text{DS_ON(LS)}} \times 1.5 = (1 - D) \times I_{\text{in}}^2 \times R_{\text{DS_ON(HS)}} \times 1.5 \\
 P_{\text{COND(HS)}} &= (1 - 0.57) \times 5.2 \text{ A}^2 \times 12 \text{ m}\Omega \times 1.5 = 209 \text{ mW}
 \end{aligned} \tag{68}$$

死区时间损耗大致计算如下：

$$\begin{aligned}
 P_{\text{DT(HS)}} &= V_D \times I_{\text{in}} \times (t_{\text{DLH}} + t_{\text{DHL}}) \times f_{sw} \\
 P_{\text{DT(HS)}} &= 0.8 \text{ V} \times 5.2 \text{ A} \times (80 \text{ ns} + 80 \text{ ns}) \times 250 \text{ kHz} = 166 \text{ mW}
 \end{aligned} \tag{69}$$

其中

- V_D 是高侧 NMOS 体二极管的正向压降。
- t_{DLH} 和 t_{DHL} 分别是低电平到高电平和高电平到低电平的死区时间延迟。

高侧 N 沟道 MOSFET 开关的反向恢复特性对效率影响极大，特别是在输出电压较高时。较小的反向恢复电荷有助于提升效率，同时也使开关噪声最小化。反向恢复损耗计算如下：

$$P_{\text{RR(HS)}} = V_{\text{out}} \times Q_{\text{RR}} \times f_{sw} = 14 \text{ V} \times 37 \text{ nC} \times 250 \text{ kHz} = 130 \text{ mW} \tag{70}$$

栅极电荷损耗计算如下：

$$P_{G(HS)} = Q_{G(HS)} \times V_{GS(HS)} \times f_{sw} = 7 \text{ nC} \times 6 \text{ V} \times 250 \text{ kHz} = 10.5 \text{ mW} \tag{71}$$

请注意，高侧开关可以并联一个附加的肖特基二极管，以提升效率。通常，此并联肖特基二极管的额定功率可以小于高侧开关的功率，因为该二极管只在死区时间内导通。如果需要旁路运行、打嗝模式运行，或在切换前存在任何负载，并联二极管的额定功率应等于或高于高侧开关的功率。

偏置损耗

另一种功率损耗的来源包括偏置损耗。总偏置电流预算约为 10mA。输入电压为 6V 时，偏置损耗为 60mW。

缓冲组件

通过高侧 N 沟道 MOSFET 器件的电阻-电容缓冲网络减少了开关节点处的振铃和尖峰。最好根据经验选择缓冲器的值。本设计选择 470pF 电容器和 8.2 Ω 电阻器作为占位器。

环路补偿元件 CCOMP、RCOMP、CHF

R_{COMP} 、 C_{COMP} 和 C_{HF} 配置误差放大器增益和相位特征，以产生稳定的电压环路。如需快速入门，请遵循以下四个步骤：

1. 选择：

选择 RHP 零点的四分之一或开关频率的十分之一（以较低值为准）处的交叉频率 (f_{cross})。如果输入电压范围较宽，应考虑最低输入电压时的 RHP 零点。

$$f_{Z_RHP} = \frac{R_{load} \times (1 - D)^2}{2\pi \times L} = 44 \text{ kHz} \quad (72)$$

$$f_{cross} \leq \frac{f_{sw}}{10} \text{ or } \frac{f_{Z_RHP}}{4} \quad (73)$$

$$\frac{f_{sw}}{10} = 25 \text{ kHz} \quad (74)$$

$$\frac{f_{Z_RHP}}{4} = \frac{R_{load} \times (1 - D)^2}{4 \times 2\pi \times L} = \frac{V_{out} \times (1 - D)^2}{I_{out} \times 4 \times 2\pi \times L} = \frac{14 \text{ V}}{2 \text{ A}} \times (1 - 0.57)^2}{4 \times 2\pi \times 4.7 \mu\text{H}} = 11 \text{ kHz} \quad (75)$$

在本设计中，使用 5kHz 的交叉频率而不是 11kHz，以增加裕度。

请注意，输出电容器的大小在决定环路带宽时发挥了重要作用（参考 SLVA452）。一旦达到最低电容且满足输出纹波规格，使用以下公式估算输出电容，该输出电容需满足在给定的负载阶跃 (ΔI_{TRAN}) 之后最大电压骤降 (V_{TRAN}) 要求的应用负载瞬变。 V_{TRAN} 为输出电压的 2.5%，且 ΔI_{TRAN} 为 2A：

$$C_{out_min} = \frac{\Delta I_{TRAN}}{2\pi \times f_{cross} \times V_{TRAN}} = \frac{2 \text{ A}}{2\pi \times 5 \text{ kHz} \times 0.35 \text{ V}} = 182 \mu\text{F} \quad (76)$$

2. 确定所需的 R_{COMP} 以设置交叉。

已知 f_{cross} ， R_{COMP} 计算如下：

$$R_{COMP} = f_{cross} \times \pi \times R_s \times R_{FB2} \times 10 \times C_{out} \times \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$R_{COMP} = 5 \text{ kHz} \times \pi \times 8 \text{ m}\Omega \times 39 \text{ k}\Omega \times 10 \times 210 \mu\text{F} \times \frac{14 \text{ V}}{6 \text{ V}} = 24 \text{ k}\Omega \quad (77)$$

在本设计中， R_{COMP} 选用 23.2k Ω 。

3. 确定 C_{COMP} 以消除负载极点。

将误差放大器零点置于负载极点频率的两倍处。如果升压转换器的陶瓷电容器与大得多的高 ESR 电容器并联，在此步骤中应使用并联总电容作为 C_{out} （参考 SLVA452）。已知 R_{COMP} ， C_{COMP} 的计算如下：

$$\omega_{P_LF} = \frac{2}{R_{load} \times C_{out}} = \frac{2}{7 \Omega \times 210 \mu\text{F}} = 1361 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \text{ (i. e. } f_{P_LF} = 217 \text{ Hz)} \quad (78)$$

$$C_{COMP} = \frac{R_{load} \times C_{out}}{4 \times R_{COMP}} = \frac{\frac{14 \text{ V}}{2 \text{ A}} \times 210 \mu\text{F}}{4 \times 23.2 \text{ k}\Omega} = 15.8 \text{ nF} \quad (79)$$

建议使用标准值 15nF。

4. 确定 C_{HF} 以消除 ESR 零点。

$$f_{Z_EA} = \frac{1}{2\pi \times R_{COMP} \times C_{COMP}} = \frac{1}{2\pi \times 23.2 \text{ k}\Omega \times 15 \text{ nF}} = 457 \text{ Hz} \quad (80)$$

如果升压转换器的陶瓷电容器与大得多的高 ESR 电容器并联，此步骤仅使用高 ESR 电容器的电容和 ESR (参考 SLVA452)。已知 R_{COMP} 、 R_{ESR} 和 C_{COMP} 、 C_{HF} 的计算如下：

$$C_{HF} = \frac{R_{ESR} \times C_{out} \times C_{COMP}}{R_{COMP} \times C_{COMP} - R_{ESR} \times C_{out}} = \frac{340 \text{ m}\Omega \times 180 \text{ }\mu\text{F} \times 33 \text{ nF}}{23.2 \text{ k}\Omega \times 33 \text{ nF} - 340 \text{ m}\Omega \times 180 \text{ }\mu\text{F}} = 2.87 \text{ nF} \quad (81)$$

建议使用标准值 2.7nF。

$$f_{Z_ESR} = \frac{1}{2\pi \times R_{ESR} \times C_{out}} = \frac{1}{2\pi \times 340 \text{ m}\Omega \times 180 \text{ }\mu\text{F}} = 2.6 \text{ kHz} \quad (82)$$

$$f_{P_EA} = \frac{1}{2\pi \times R_{COMP} \times C_{HF}} = \frac{1}{2\pi \times 23.2 \text{ k}\Omega \times 2.7 \text{ nF}} = 2.54 \text{ kHz} \quad (83)$$

另外，如果使用较低的 ESR 大容量电容器， f_{Z_ESR} 可移到 f_{cross} 之外。

旁路运行 (VOUT = VIN)

MODE 引脚连接到 3.3V，以启用强制 PWM (FPWM)。当需要旁路运行时，PWM 配置推荐使用强制 PWM 模式。

2.2.3.3 LMR33630 降压设计计算

根据关键系统规格，最大电磁阀负载为 1.7A。由 LM5211 和 LMR33630 组成的升压/降压直流/直流功率级旨在支持 2A 的连续负载。请注意，WEBENCH® Power Designer 用于帮助设计功率级。LMR33630 降压级的关键设计计算如下所示。有关设计注意事项的更多详细信息，请参阅器件数据表。

表 2-5. 降压级概要

参数	规格	备注
输入电压	14-28V	来自升压级
输入功率	26.7W	最大值， $\eta = 90\%$
输出电压	12V	用于电磁阀驱动
输出功率	24W	最大值
最大负载电流	2A	Vout = 12V (24W)

开关频率的选择需权衡转换效率和整体解决方案尺寸。对于此设计，选择 400kHz (即 LMR33630A 型号)，以权衡效率和整体解决方案尺寸。

设置输出电压

LMR33630 的输出电压通过电阻分压器网络从外部调节。目标输出为 12V。首先使用推荐值 100k Ω 。 R_{FBB} 为：

$$R_{FBB} = \frac{R_{FBT}}{\frac{V_{out}}{V_{ref}} - 1}$$

$$R_{FBB} = \frac{100 \text{ k}\Omega}{\frac{12\text{V}}{1\text{V}} - 1} = 9.1 \text{ k}\Omega \quad (84)$$

选择 9.1k Ω 。

电感器选型

计算峰值电感器/开关电流的第一步是确定最大输入电压的占空比 D 。使用了最大输入电压，因为这会产生最大开关电流：

$$D_{\min} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{12 \text{ V}}{28 \text{ V}} = 0.43 \quad (85)$$

电感值和饱和电流是选择电感器的参数。电感值是基于所需的峰值-峰值纹波电流的，通常选择在最大输出电流的 20% 至 40% 范围内。请注意，当为最大负载 (2A) 比器件的最大可用值 (3A) 小得多的应用选择纹波电流时，应使用器件最大电流。

$$L = \frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{out}} \times \text{RR} \times f_{\text{sw}}} \times (1 - D) \quad (86)$$

最大电感值受到电流模式控制正确执行所需的最小电流纹波的限制。根据经验，在标称条件下，最小电感器纹波电流必须不少于器件最大额定电流的约 10%。

$$L_{\max} = \frac{12 \text{ V}}{3 \text{ A} \times 0.1 \times 400 \text{ kHz}} \times (1 - 0.43) = 57 \mu\text{H} \quad (87)$$

由数据表可知，最小电感值由下式给出：

$$L_{\min} = 0.28 \times \frac{V_{\text{out}}}{f_{\text{sw}}} \\ L_{\min} = 0.28 \times \frac{12 \text{ V}}{400 \text{ kHz}} = 8.4 \mu\text{H} \quad (88)$$

RR 选择 0.3，用于以下电感值计算：

$$L = \frac{12 \text{ V}}{3 \text{ A} \times 0.3 \times 400 \text{ kHz}} \times (1 - 0.43) = 19 \mu\text{H} \quad (89)$$

本设计选择 33 μH 。此值在推荐的电感范围内。另外，由于饱和额定电流较高，可以使用较小的电感值 22 μH (SPM7054VT-220M-D)。

在最坏情况下，实际纹波电流为：

$$\Delta I_L = \frac{V_{\text{out}}}{f_{\text{sw}} \times L} \times (1 - D) \\ \Delta I_L = \frac{12 \text{ V}}{400 \text{ kHz} \times 33 \mu\text{H}} \times (1 - 0.43) = 0.52 \text{ A} \quad (90)$$

实际纹波比为：

$$\text{RR} = \frac{\Delta I_L}{I_{\text{out}}} = \frac{0.52 \text{ A}}{3 \text{ A}} = 0.17 \quad (91)$$

电感器/开关/二极管的峰值电流和电感器的最小饱和额定电流加上 25% 裕度计算如下：

$$I_{\text{peak}} = I_{\text{out}} \times \left(1 + \frac{\text{RR}}{2}\right) \\ I_{\text{peak}} = 3 \text{ A} \times \left(1 + \frac{0.17}{2}\right) \times 1.25 = 4.1 \text{ A} \quad (92)$$

然而，由于内部电流限制，LM33630 正常运行时有特定的电感器饱和要求。理想情况下，电感器的饱和额定电流必须至少与高侧开关电流限制 I_{SC} 一样大。 I_{SC} 通常为 4.5A，最大为 5A。

在任何情况下，电感器饱和电流必须不小于器件的低侧电流限制 I_{LIMIT} 。 I_{LIMIT} 通常为 3.5A，最大为 4.1A。

在此设计中，所选电感器 (SPM7054VT-330M-D) 的饱和额定值为 3.6A ($\Delta L=-20\%$) 和 4.9A ($\Delta L=-30\%$)。根据数据表，在升温 40 °C 时，此电感器 RMS 额定值非常适合应对 3.4A。

对于 RMS 电流计算，使用 2A 最大应用电流而不是器件最大值：

$$I_{RMS} = I_{out} \sqrt{1 + \frac{RR^2}{12}}$$

$$I_{RMS} = 2 A \sqrt{1 + \frac{0.17^2}{12}} = 2.01 A \quad (93)$$

请注意，RR 值较小时， I_{RMS} 约等于 I_{out} 。

电感器线路损耗计算如下：

$$P_{IND_DC} = I_{RMS}^2 \times R \cong I_{out}^2 \times R = 2 A^2 \times 97.7 m\Omega = 0.39 W \quad (94)$$

输出电容器选型

输出电容器的值和电容器的 ESR 决定了输出电压纹波和负载瞬态性能。输出电容器组通常受限于负载瞬态要求，而不是输出电压纹波。以下公式可用于确定总输出电容的下限值和 ESR 的上限值，这些值是满足规定的负载瞬态所需的。假设瞬态阶跃为 2A，压降为 5% (600mV)，使用最坏情况下的输入：

$$C_{out} \geq \frac{\Delta I_{out}}{f_{sw} \times \Delta V_{out} \times RR} \times \left[(1 - D) \times (1 + RR) + \frac{RR^2}{12} \times (2 - D) \right]$$

$$C_{out} \geq \frac{2A}{400 kHz \times 600 mV \times 0.3} \times \left[(1 - .43) \times (1 + 0.3) + \frac{0.3^2}{12} \times (2 - 0.43) \right] = 21 \mu F \quad (95)$$

$$ESR \leq \frac{(2 + RR) \times \Delta V_{out}}{2 \times \Delta I_{out} \left[1 + RR + \frac{RR^2}{12} \times \left(1 + \frac{1}{1 - D} \right) \right]}$$

$$ESR \leq \frac{(2 + 0.3) \times 600 mV}{2 \times 2 A \left[1 + 0.3 + \frac{0.3^2}{12} \times \left(1 + \frac{1}{1 - .43} \right) \right]} = 261 m\Omega \quad (96)$$

本设计使用三个 22 μF 和一个 1 μF ，分别考虑了容差和电压降额。这些陶瓷电容器的额定电压为 25V，因此降额输出电容为 32 μF 。陶瓷电容器可以轻松满足最低 ESR 要求。假设用于纹波电压计算的有效 ESR 为 50m Ω 。

峰值-峰值输出电压纹波为：

$$V_{r_{p-p}} \cong \Delta I_L \sqrt{ESR^2 + \frac{1}{(8 \times f_{sw} \times C_{out})^2}}$$

$$V_{r_{p-p}} \cong 0.52 A \sqrt{50 m\Omega^2 + \frac{1}{(8 \times 400 kHz \times 32 \mu F)^2}} = 26 mV \quad (97)$$

输出电容 RMS 电流为：

$$I_{\text{RMS_Cout}} = I_{\text{out}} \times \frac{RR}{\sqrt{12}}$$

$$I_{\text{RMS_Cout}} = 2 \text{ A} \times \frac{0.3}{\sqrt{12}} = 0.173 \text{ A} \quad (98)$$

输入电容器选型

除了提供纹波电流并将开关噪声与其他电路隔离，陶瓷输入电容器还为稳压器提供低阻抗源。LMR33630 的输入需要最低 10 μF 的陶瓷电容。其额定值必须至少为最大输入电压 (28V)。本设计选用了 10 μF 和 220nF 的陶瓷电容。两个电容器的额定电压均为 50V，这是电压降额的原因。

输入电容器 RMS 电流为：

$$I_{\text{RMS_Cin}} = I_{\text{out}} \times \sqrt{D \times \left[1 - D + \frac{RR^2}{12} \right]} \cong \frac{I_{\text{out}}}{2}$$

$$I_{\text{RMS_Cin}} \cong \frac{2 \text{ A}}{2} = 1 \text{ A} \quad (99)$$

CBOOT

LMR33630 需要一个自举电容器连接在 BOOT 引脚与 SW 引脚之间。此电容器存储的能量用于为功率 MOSFET 的栅极驱动器供电。对于此设计，根据数据表指南选择了 100nF、50V 陶瓷电容器。

VCC

VCC 引脚是内部 LDO 的输出，用于为稳压器的控制电路供电。该输出需要一个 1 μF 、16V 陶瓷电容器以从 VCC 连接到 GND，以确保正常运行。

CFF 选择

在某些情况下，可在 R_{FBT} 上使用前馈电容器，以改善负载瞬态响应或改善环路相位裕度：

$$\text{CFF} < \frac{V_{\text{out}} \times C_{\text{out}}}{120 \times R_{\text{FBT}} \sqrt{\frac{V_{\text{ref}}}{V_{\text{out}}}}} \quad (100)$$

$$\text{CFF} < \frac{12 \text{ V} \times 32 \mu\text{F}}{120 \times 100 \text{ k}\Omega \sqrt{\frac{1 \text{ V}}{12 \text{ V}}}} = 111 \text{ pF} \quad (101)$$

在此设计中，CFF 为 DNP (不插入)。

UVLO

它并不适用于电源树的这一阶段，因为它是在升压阶段实现的。如果需要特定 UVLO，请参考 LMR33630 数据表以获取更多信息。

最高环境温度

功率损耗近似为：

$$P_d = P_{\text{out}} \frac{1 - \eta}{\eta} \quad (102)$$

假设在最大负载下效率为 90% ($V_{\text{in}} = 28\text{V}$)：

$$P_d = (12 \text{ V} \times 2 \text{ A}) \times \frac{1 - 0.9}{0.9} = 1.26 \text{ W} \quad (103)$$

假设 $R_{\theta JA}$ 为 $40 \text{ }^\circ\text{C/W}$:

$$T_j = T_{\text{ambient}} + R_{\theta JA} \times P_d$$

$$T_j = 40 \text{ C} + \frac{40 \text{ C}}{\text{W}} \times 1.26 \text{ W} = 90 \text{ C} \quad (104)$$

2.2.3.4 次级功率级 - TPS62840 3.3V 降压转换器

表 2-6. 降压级摘要

参数	规格	备注
输入电压	4V	来自 DRV8323RS
输入功率	0.78W	最大值, $\eta = 85\%$
输出电压	3.3V	系统数字电源
输出功率	0.66W	最大值
最大负载电流	200mA	$V_{\text{out}} = 3.3\text{V}$

这是系统数字电源。虽然此应用只需要 200mA 或更少的电流，但此设计中根据数据表推荐选择的无源器件可支持高达 750mA 的负载。有关设计注意事项的更多详细信息，请参阅器件数据表。

2.2.3.5 次级功率级 - TPS7A02 3.3V LDO

LDO 的目的是为 TMP1075 温度传感器提供低噪声电源轨 ($130 \mu\text{V}_{\text{rms}}$, $\text{BW} = 10\text{Hz}$ 至 100kHz)。虽然 LDO 能够提供高达 200mA 的拉电流，但由于温度传感器是极低功耗器件，故预期负载要小得多 ($< 5\text{mA}$)。

3.3V 输出时，TPS7A02 的最大压降是 310mV。DRV8323RS 的集成降压转换器的输入电压为 4V，允许高达 0.7V 的压降。

为实现稳定性要求，最小输出电容为 $1 \mu\text{F}$ 。本设计选用 $1 \mu\text{F}$ 、10V 的陶瓷电容器作为输入和输出。

2.2.3.6 电源树电路

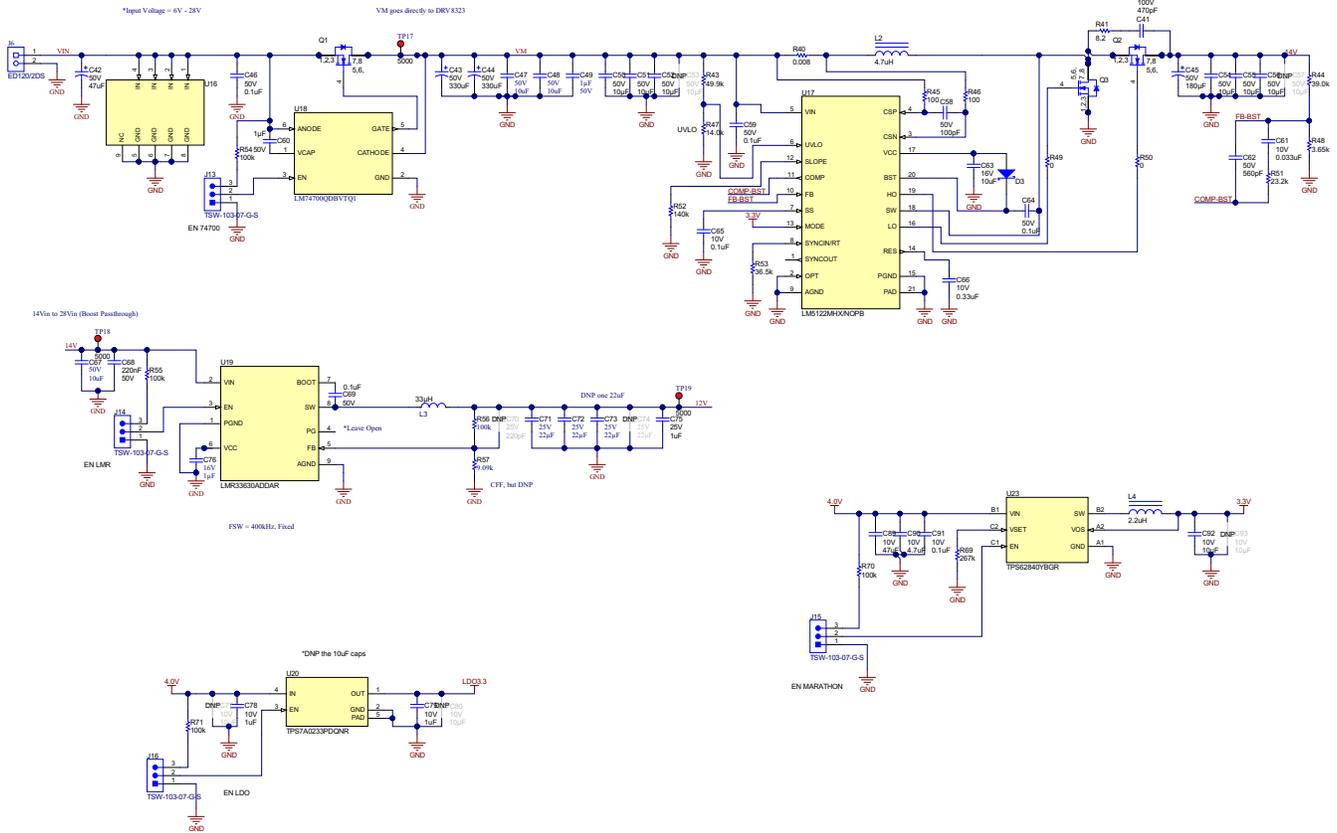


图 2-4. 电源树电路

2.3 重点产品

DRV8323RS

DRV8323RS 是一款智能栅极三相 BLDC 电机驱动器，集成了多项功能，可提供精确的栅极驱动控制，实现安全运行，同时解决方案尺寸小。DRV8323RS 集成了三个半桥栅极驱动器，一个用于驱动高侧 N 沟道 MOSFET 的电荷泵和一个用于驱动低侧 N 沟道 MOSFET 的线性稳压器。这些半桥由智能栅极驱动架构控制，该架构能够为 MOSFET 栅极提供高达 1A 的拉电流和高达 2A 的灌电流，从而实现精确控制。智能栅极技术还允许电机驱动器动态地调整栅极驱动输出的强度，从而优化效率，并减少栅极驱动电路所需的外部无源组件。除了栅极驱动器，DRV8323RS 还为三个相位分别集成了三个电流分流放大器，以实现过流保护 (OCP)。DRV8323RS 设置可通过 SPI 进行编程，而栅极驱动器从 MCU 获取 PWM 输入。

DRV8323RS 具有 6V 至 60V 的宽输入电压范围，这意味着其能够在参考设计的整个输入电压范围内工作。此器件整合了 600mA、60V simple switcher 降压转换器，通常用于为 MCU 或其他低功耗器件供电。集成降压稳压器的开关频率为 700kHz，需要外部电感器、二极管和外部电容器。降压转换器还具有宽输入电压范围，使其能够在整个设计输入电压范围内工作。

DRV8847

DRV8847 是双路 H 桥电机驱动器，能够根据所用配置和所选设置驱动单路 BDC 电机、双路 BDC 电机、双极步进电机和电磁阀。该器件由四个带有集成 N 沟道 MOSFET 的独立半桥组成，每个 MOSFET 具有 1000mΩ 的 $R_{DS(ON)}$ 。根据 DRV8847 的配置，半桥可以作为独立的 H 桥单独驱动，也可以根据通过 I2C 或外部电阻器（取决于不同的电阻）选择的设置，组合为双路 H 桥进行驱动。在室温下，每个 H 桥能够单独驱动高达 1A 的电流或共同驱动高达 2A 的电流。此外，每个 H 桥都有引脚来读取通过外部电流分流器上的电压，从而实现过流保护。MCU 或处理器可用于为 DRV8847 提供所需的输入 PWM 信号。在为器件本身供电方面，DRV8847 能够采用 2.7-18V 的输入电压范围，并具有 1.7 μ A 的睡眠模式，以实现高效设计。

TPS62840

TPS62840 是一款最新的低电压、低 I_Q 同步降压直流/直流转换器，其对高效率和小解决方案尺寸进行了优化。该器件集成了高侧和低侧 N 沟道 MOSFET，其可变的 $R_{DS(ON)}$ 值估计在 200m Ω 和 650m Ω 之间。集成的 MOSFET 能够提供高达 750mA 的输出电流。该高效器件还具有报告中的 60nA 工作静态电流 (I_Q)，且在 1 μ A 输出电流 (轻负载) 下能够保持 80% 的效率。

TPS62840 系列能够承受 1.8V 至 6.5V 的输入电压，并降至 0.8V 至 3.4V 的输出电压。根据所选器件的不同，使用外部电阻器从 16 个选项中选择输出电压。为确保设计效率，器件中集成了补偿网络。因此，器件专门设计为与外部 2.2 μ F 电感器和外部 10 μ F 电容器配合使用，以实现报告中的 $\pm 2\%$ 输出电压精度规格。某些器件封装还包含其他运行/停止特性，允许器件在不完全关闭的情况下停止调节输出，这意味着其不必再次经历启动过程。这对于进行噪声敏感的测量非常有用，因为进行测量时开关噪声会暂时消除。在短时测量期间，输出电容器会保持电压轨，然后器件会恢复开关状态。

TPS7A02

TPS7A02 是一款最新的低电压、超低 I_Q 低压差稳压器 (LDO)，其对解决方案大小和效率进行了优化。该系列器件能够提供 200mA 的拉电流，对于 3.3V 输出型号，其规定最大压差为 204mV。支持高效设计的器件具有超低的 I_Q ，通常为 35nA，部分 I_Q 依靠智能使能下拉电阻实现。低 I_Q 使器件专用于电池供电应用，对于这些应用，效率是维持电池寿命最重要的参数 (特别是在关闭状态下)。

为了最小化解决方案尺寸，并去除额外的外部组件，LDO 具有固定输出电压，范围为 0.8V 至 5.0V。该器件确实需要外部输入和输出电容器。然而，该器件只需要 0.1 μ F 的最小电容就能实现稳定性，并规定与所设输出电压的最大偏差为 1.5%。TPS7A02 提供三种可能的封装选项，包括 X2SON、DSBGA 和 SOT-23，其中，DSBGA 最小，尺寸为 0.65mm x 0.65mm，适用于对外形要求最苛刻的应用。

LM5122

LM5122 是一种宽输入同步升压(boost)控制器，能够利用 3-65V 的输入电压范围，其最大输出电压为 100V。在本设计中，此器件用于将电池电平电压升至 14V，为 DRV8847 IC 和电磁阀预升压。然而，由于此设计的输入电压范围最高为 28V，故此升压控制器的最大优势在于高效的旁路模式。如果输入电压等于或高于所设的输出电压，此器件则使用连接到输入电压的内部电荷泵，以使串联 MOSFET 的栅极保持为高电平。这样可实现 LM5122 的有效旁路，主要损耗来自 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 。

除了旁路模式，该器件还有许多其他特性和规格，使之成为理想之选。此设计使用外部 MOSFET，可以灵活地在成本和效率之间找到由具体设计需求决定的折中方案。为了补充使用可选外部 MOSFET，集成栅极驱动器能够支持高达 3A 的拉电流和灌电流。此外，升压的开关频率可通过高达 1MHz 的外部电阻器调整。LM5122 也是峰值电流模式控制器件，其从串联检测电阻获得差分电流检测输入。

LMR33630

LMR33630 是 simple switcher 3A 同步直流/直流降压转换器，其对解决方案大小和效率进行了优化。该器件可以承受 3.8-36V 的宽输入电压范围，并能够提供 1V 至 24V 的输出电压。集成功率 MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 值 < 100m Ω ，有助于实现高效率。转换器的开关频率可根据所选器件的不同在三个选项之间选择。此设计选择了 400kHz 的开关频率，以获得尽可能高最高效率，而解决方案尺寸只小幅增加。

LMR33630 还集成了大多数设置所需的大部分无源器件，从而实现了更小的解决方案尺寸。然而，除了用于调节输出电压的外部电感器、输入电容器、输出电容器和反馈网络，其确实需要 Vcc 电容器和自举电容器。该器件采用 HSOIC 封装，尺寸为 5mm x 4mm，或 VQFN 封装，尺寸为 3mm x 2mm。

TMP1075

TMP1075 温度传感器是行业标准数字温度传感器 LM75 或 TMP75 的更新替代产品。TMP1075 采用 SOIC 和 VSSOP 封装，与 TMP75 和 LM75 引脚对引脚兼容，轻松实现兼容性。TMP1075 还提供一种新的 WSON 封装，尺寸为 2mm x 2mm，与上一代器件相比，其解决方案尺寸显著缩小。使用 LM75 和 TMP75 的现有设计中的软件也与新的温度传感器兼容。

此数字温度传感器可通过 I2C 或 SMBus 接口通信，并可支持多达 32 个独特的器件地址，以适应各种各样的设计。此器件能够在 1.7V 至 5.5V 的宽电压范围内运行，平均电流消耗较低，为 2.7 μ A。此外，该温度传感器的精度在较大范围内为 $\pm 11^\circ\text{C}$ ，全温度范围内的最大为 $\pm 2^\circ\text{C}$ 。集成模数转换器 (ADC) 是 12 位 ADC，提供

0.0625 °C 的温度分辨率。除了这些规格外，TMP1075 还包含一个开漏 Alert 引脚，其阈值可使用 I2C 或 SMBus 通信进行配置。除了尺寸和精度外，该器件对于具有精度范围公差在许多应用还是经济实惠的解决方案。

MSP430FR2155

MSP430FR2155 是功耗超低且成本低廉的设备中 MSP430 MCU 超值系列的一部分，用于检测和测量应用。该器件集成了 12 通道、12 位 ADC，两个增强型比较器和一个 32KB 非易失性 FRAM。此 MSP430 能够在 1.8V 至 3.6V 的电源电压下运行，并优化了低功耗模式，以降低功耗。处于运行状态时、该器件在 3V 输入电压下消耗 142 μ A/MHz，在待机模式时消耗约 1.43 μ A，关闭模式时则消耗 42nA。除了低功耗外，内部电压基准可缩小解决方案尺寸并精准地读取 ADC 读数。

许多资源可用于支持 MSP430FR2155 上的快速开发，包括示例软件、文档和培训。MSP430FR2355 LaunchPad 开发套件是一个开发代码的有用平台，代码稍后可导入最终设计中。MSP430s 还包含几个简化软件开发的函数库。

LM74700-Q1

LM74700-Q1 是一款低 I_Q 、提供反向电池保护的完美二极管控制器，该控制器驱动外部 N 沟道 MOSFET 作为理想二极管整流器，以实现低功率损耗，并从输入到输出将压降调整为 20mV。具体而言，此器件是一个反极性保护 IC，集成了比较器来测量器件的阴极（输出）和阳极（输入）引脚的电压。如果阴极电压高于阳极电压，该器件以最大 2.3A 的速率禁用 MOSFET 的栅极，从而断开下游 IC 的连接，并防止反向电流。为了启用 MOSFET，设计中还集成了电荷泵，并使用外部电容器作为电荷泵的一部分。器件在运行时，其提供 80 μ A 的拉电流，而在关断模式下仅提供 1 μ A 的拉电流。

LM74700-Q1 最初是针对汽车应用设计的，其能够在宽输入电压范围（3.2V 至 65V）内运行，还能够处理高达 -65V 的反向电压。该器件还有一个启用引脚，可用于从外部启用和禁用 LM74700-Q1，以便在内部输出电压和输入电压比较器之外进行精准控制。LM74700-Q1 采用小型 SOT-23 封装，可支持小型设计，但确实需要前面提到的外部 MOSFET。

CSD88584Q5DC

CSD88584Q5DC 是一款 40V 半桥 NexFET 电源块器件，将两个 N 沟道功率 MOSFET 集成到单个 5mm x 6mm 封装中，具有用于栅极驱动信号的引脚和用于开关节点的检测引脚。这些器件经过专门设计，可与集成了电机驱动器 IC 的半桥栅极驱动器耦合。MOSFET 的 $R_{DS(ON)}$ 值低于 2m Ω ，以最小化电机运行期间的功率损耗，其额定值非常适合设计中预期的最大输入电压。为了帮助缓解任何潜在的热问题，这些器件在顶部配置有裸露的金属焊盘，金属焊盘可连接到散热器以实现最佳散热。这些 MOSFET 还经过优化，可在 5kHz 至 50kHz 的开关频率（这是 BLDC 电机的典型开关频率）之间运行。

CSD18543Q3A

CSD18543Q3A 是单个 60V N 沟道 NexFET 功率 MOSFET，其对解决方案尺寸和功率密度进行了优化。该器件采用 3.3mm x 3.3mm 封装， $R_{DS(ON)}$ 低于 12m Ω ，有助于限制功率损耗，并缓解潜在的热问题。该器件的最大连续电流为 12A，是本设计中预期的输入电流的两倍。11.1nC 的总栅极电荷和 10V 的典型栅极驱动电压也是有利规格，特别是此器件与能够驱动这些规格的 LM5122 的栅极驱动配合使用。此器件的其他优势包括：额定脉冲漏极电流为 156A，工作温度范围宽，高达 150 °C。

CSD18532Q5B

CSD18532Q5B 是单个 60V N 沟道 NexFET 功率 MOSFET，其对低功率损耗进行了优化， $R_{DS(ON)}$ 仅为 2.5m Ω 。选用该器件作为反极性 MOSFET，与 LM74700-Q1 配合使用，因此功率损耗、电流额定值和热性能是选择适当器件时的关键指标。此 MOSFET 的连续额定电流为 23A，高于此设计中预期的峰值电流。该器件也采用 5mm x 6mm 封装，对散热性能进行了优化。除了这些规格外，还需要考虑 44nC 的总栅极电荷，因为这有助于确定 MOSFET 在检测到反极性时能够以多快的速度关闭。

TVS3301

TVS3301 是双向平缓钳位浪涌保护器件，其功能与双向 TVS 二极管相同。该器件既能够防止 IEC 61000-4-5 浪涌电流和电压波形，还能够防止 IEC61643-321 波形。该器件的工作范围为 \pm 33V，在发生浪涌时可将电压钳位至最大 40V，可能提供高达 27A 的灌电流，这些是由 IEC 61000-4-5 定义的。该器件的电容也较低，为 54pF，这在信号链应用中特别有用。

与传统 TVS 二极管相比，TVS3301 的最大优势可以彰显出来。TVS3301 是一款集成了 MOSFET 的智能栅极驱动器，其导通状态电阻明显低于 TVS 二极管。TVS3301 还集成了一个反馈电路来监控电流，这是它能够在发生浪涌时将过压精确地钳位在 40V 的原因。TVS3301 更低的电阻意味着它在发生浪涌时功耗明显更低，且与传统 SMA 和 SMB 二极管封装相比，封装尺寸也明显缩小。

TPD4E1U06

TPD4E1U06 是一款四通道、高速、单向 ESD 保护器件，能够承受 ESD 事件和浪涌事件。该器件规定能够承受 IEC61000-4-2 4 级 ESD 事件，其中包括 $\pm 15\text{kV}$ 接触放电和 $\pm 15\text{kV}$ 气隙放电。该器件还可承受 IEC 61000-4-5 中规定的 3A 浪涌，以及 IEC 61000-4-4 中规定的 80A EFT 事件。该器件还规定只有 0.8pF 的线路电容，使它成为多种应用（包括 HDMI 和 USB2.0 通信）的理想之选。此器件的另一有用优势是超低的泄漏电流，最高为 10nA，这有助于保持信号的完整性，并限制融合此器件时产生的效率损耗。

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件和软件要求

为了全面评估 TIDA-010072 参考设计，需要以下硬件 (HW) 设备和软件 (SW)。

表 3-1. 硬件和软件要求

硬件和软件	备注
6-28V, 10A 可调节电源	所需的电流能力取决于受测负载
TIDA-010072	设计文件夹
LAUNCHXL-F28027F 与 USB 电缆	工具文件夹
MSP-FET	工具文件夹
CCS 10.0.0 或更高版本	下载链接
Motorware 1.01.00.18	下载链接
DRV832x 固件 (InstaSpin)	下载链接

可替代地，用户可以使用 [LAUNCHXL-F280049C](#) 或 [LAUNCHXL-F28069M](#)。然而，motorware 可能没有专门针对 DRV8323 的解决方案。用户可能需要连接一些 FW。

只有当用户打算评估 DRV8847 电磁阀驱动器和 TMP1075 温度传感器时才需要 MSP-FET。CCS 提供用户界面来控制阀驱动器并读取温度值。可独立于 MSP430 功能来评估 BLDC 电机控制。

3.2 测试设置

3.2.1 硬件配置

PCB 概述

图 3-1 和图 3-2 示出了与 LAUNCHXL-F28027F Launchpad (LP)连接的 TIDA-010072 的顶视图和底视图。图 3-3 示出了 LP 的顶视图。

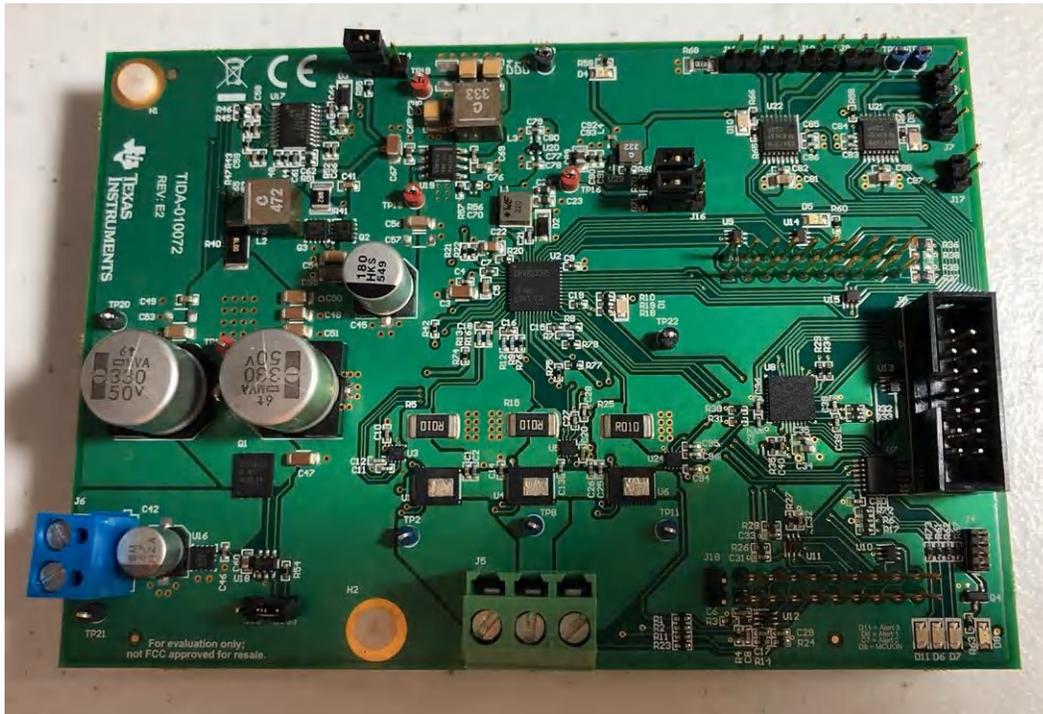


图 3-1. TIDA-010072 顶视图



图 3-2. TIDA-010072 底视图

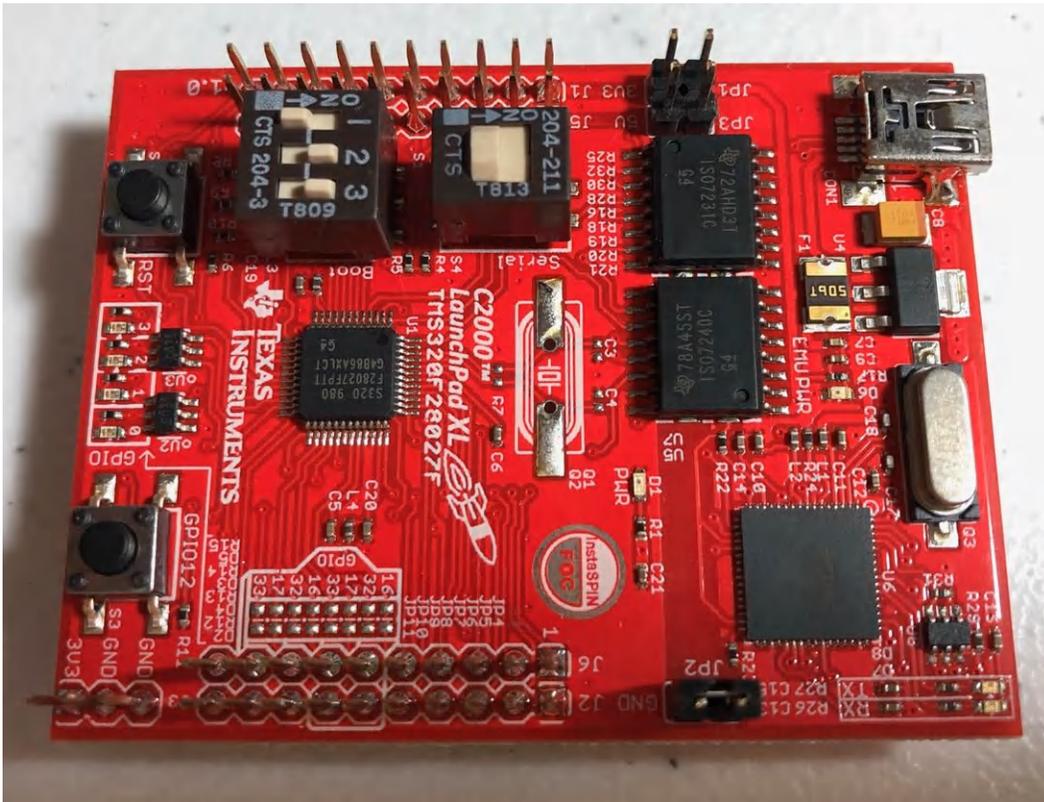


图 3-3. Launchpad 顶视图

LaunchPad 配置

C2000 LaunchPad 有两个单独的电源域，用于实现 JTAG 隔离。跳线 JP1、JP2 和 JP3 配置是否将 USB 电源传递到目标器件。

使用 LAUNCHXL-F28027F 时，需要对 LP 板进行如下配置。表 3-2 列出了跳线和开关设置。跳线 JP1、JP2 和 JP3 断开连接，因为目标器件由 TIDA-010072 电源供电。

表 3-2. LaunchPad 配置

连接器	连接	说明
JP1	已断开连接	为目标器件启用 3.3V
JP2	已断开连接	为目标器件启用 GND
JP3	已断开连接	为目标器件启用 5.0V
S3	关闭	断开 XDS100 UART 与 Piccolo 串行引脚的连接
S1	关闭-打开-打开	bootROM 配置

有关更多详细信息，请参阅 LAUNCHXL-F28027 C2000 Piccolo LaunchPad 实验套件[用户指南](#)。

TIDA-010072 配置

表 3-3. TIDA-010072 配置

连接器	连接	说明
J1	LP	Launchpad 连接器
J2	LP	Launchpad 连接器
J3	MSP-FET JTAG	闸控制和 TMP1075 读取需要
J4	可选	MSP430FR2155 串行连接器

表 3-3. TIDA-010072 配置 (continued)

连接器	连接	说明
J5	电机	三相 BLDC 电机连接器
J6	电源输入	直流电源输入连接器
J7	双向阀	U21 DRV8847 OUT1 和 OUT2 连接器
J8	双向阀	U21 DRV8847 OUT3 和 OUT4 连接器
J9	单向阀	U22 DRV8847 OUT1 连接器
J10	单向阀	U22 DRV8847 OUT2 连接器
J11	单向阀	U22 DRV8847 OUT3 连接器
J12	单向阀	U22 DRV8847 OUT4 连接器
J13	引脚 2-3	启用 LM74700 理想二极管控制器
J14	引脚 2-3	启用 LMR33630 12V 升压
J15	引脚 2-3	启用 TPS62840 3.3V 降压
J16	引脚 2-3	启用 TPS7A0233 3.3V LDO
J17	可选	I2C 连接器，用于调试 DRV8847
J18	可选	I2C 连接器，用于调试 TMP1075

系统硬件测试装置


图 3-4. 风机测试的硬件设置

图 3-4 中显示了风机测试的硬件设置。表 3-4 中显示了用于 TIDA-010072 测试会话的测试设备。

表 3-4. 测试设备

设备	器件型号
可调节电源	Chroma 62006p-30-80
C2000 LaunchPad	LAUNCHXL-F28027F
示波器	Teledyne LeCroy WaveSurfer 24Xs
笔记本电脑	HP Elitebook 830 G6
MSP MCU 编程器和调试器	MSP-FET
24V 单极对 BLDC	Wonsmart WS7040-24-V200
24V 单极对 BLDC	Boreasa C65MS1-L5
12V 电磁阀, 单向运行	Makeblock 59001
12V 电磁阀, 双向运行	Spartan Scientific 3827-B60-AA82B

TIDA-010072 和 LP 板上的跳线分别根据表 3-3 和表 3-2 中所述进行设置。

这些电路板使用 TIDA-010072 母接头 (J1 和 J2) 连接到 LP 公接头 (J1、J5、J2 和 J6) , 如图 3-2 中所示。LP 通过 USB 电缆连接到计算机。

电源连接到 TIDA-010072 J6 端子连接器, BLDC 电机连接到 TIDA-010072 J5 端子连接器, 如图 3-4 中所示。Chroma 电源设为 24V, 电流限制设为 10A。

在进行阀功能测试时, 两个 Makeblock 阀和一个 Spartan Scientific 阀分别连接到 TIDA-010072 公接头 (J7、J11、J12) 以进行单向和双向运行。为了控制阀, MSP-FET 连接到 TIDA-010072 JTAG 连接器 (J3) 和笔记本电脑的 USB 端口, 如图 3-5 中所示。请注意, 此测试独立于 C2000 LP。

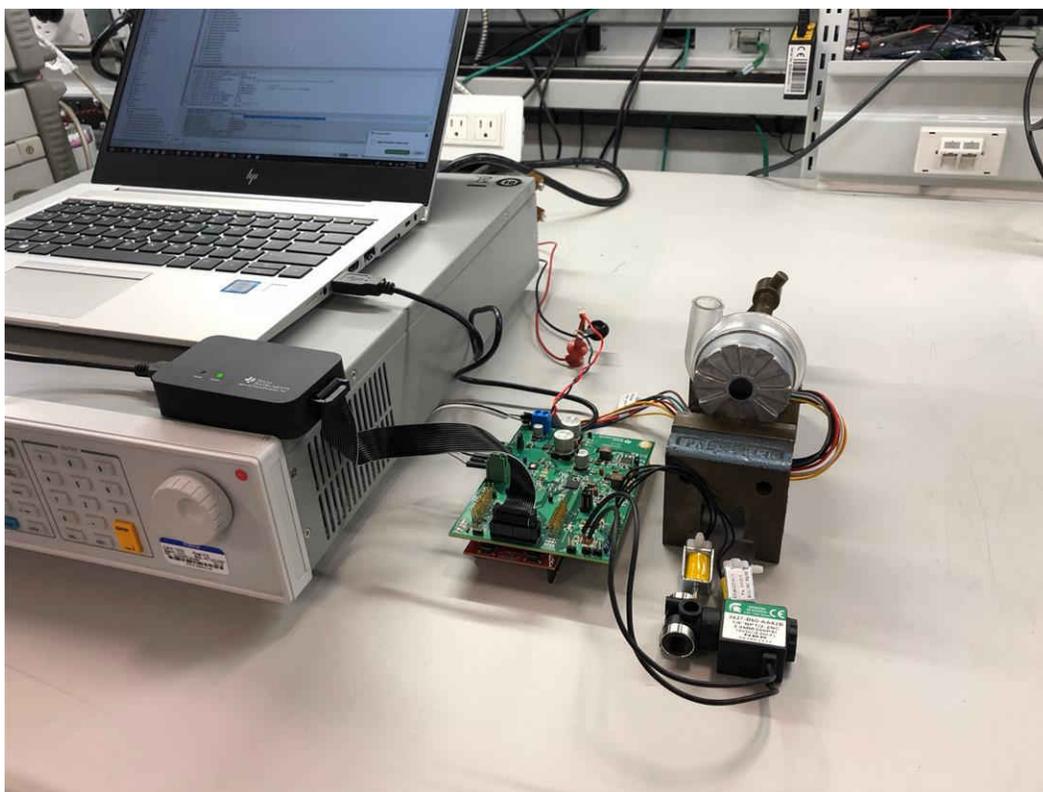
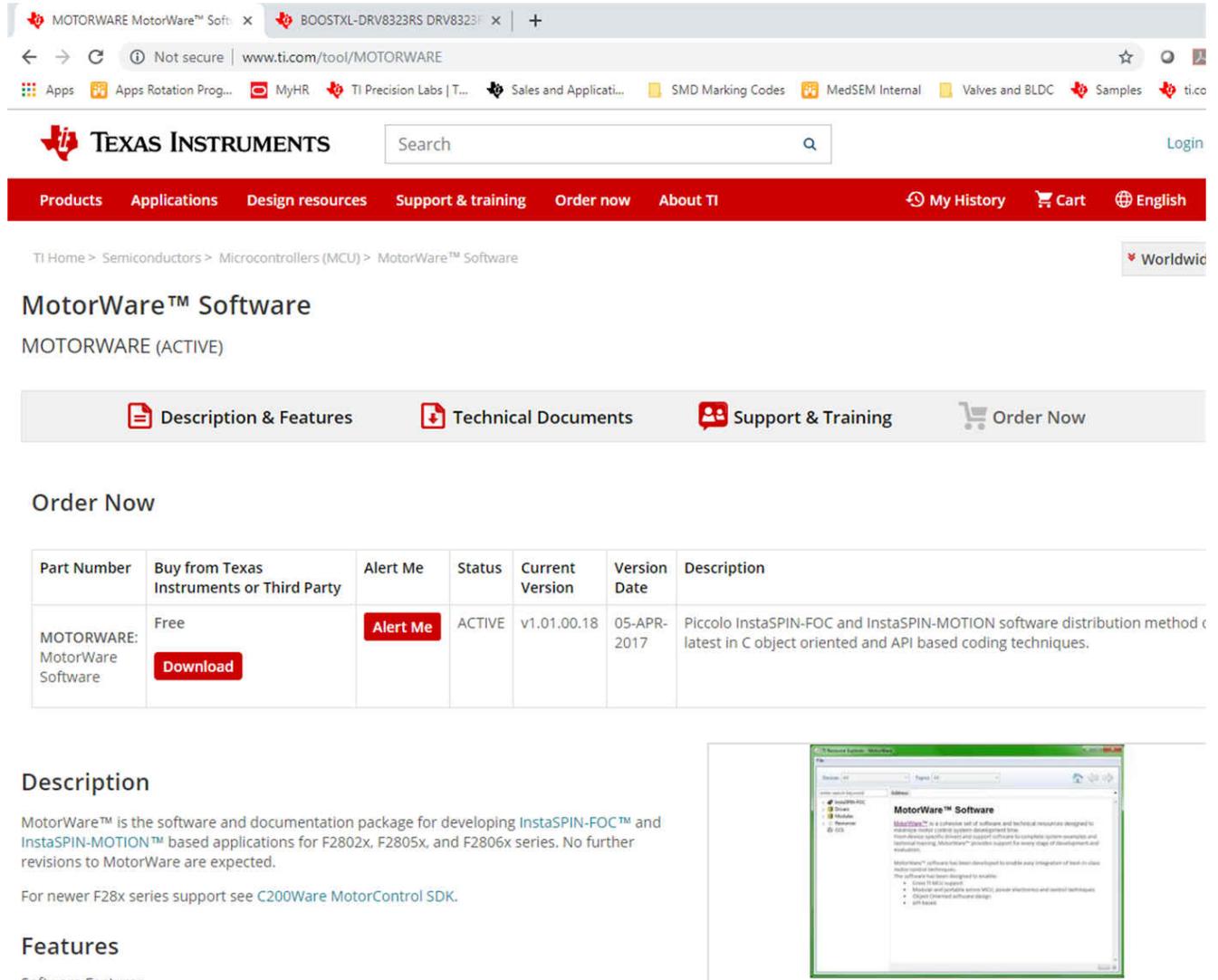


图 3-5. 阀测试的硬件设置

3.2.2 软件配置

初始设置

步骤 1. 从 ti.com 下载 Motorware 1.01.00.18，并安装到默认目录中，如图 3-6 和图 3-7 中所示。



TI Home > Semiconductors > Microcontrollers (MCU) > MotorWare™ Software

MotorWare™ Software

MOTORWARE (ACTIVE)

Description & Features Technical Documents Support & Training Order Now

Order Now

Part Number	Buy from Texas Instruments or Third Party	Alert Me	Status	Current Version	Version Date	Description
MOTORWARE: MotorWare Software	Free Download	Alert Me	ACTIVE	v1.01.00.18	05-APR-2017	Piccolo InstaSPIN-FOC and InstaSPIN-MOTION software distribution method latest in C object oriented and API based coding techniques.

Description

MotorWare™ is the software and documentation package for developing InstaSPIN-FOC™ and InstaSPIN-MOTION™ based applications for F2802x, F2805x, and F2806x series. No further revisions to MotorWare are expected.

For newer F28x series support see C200Ware MotorControl SDK.

Features

Software Features



图 3-6. 下载 Motorware

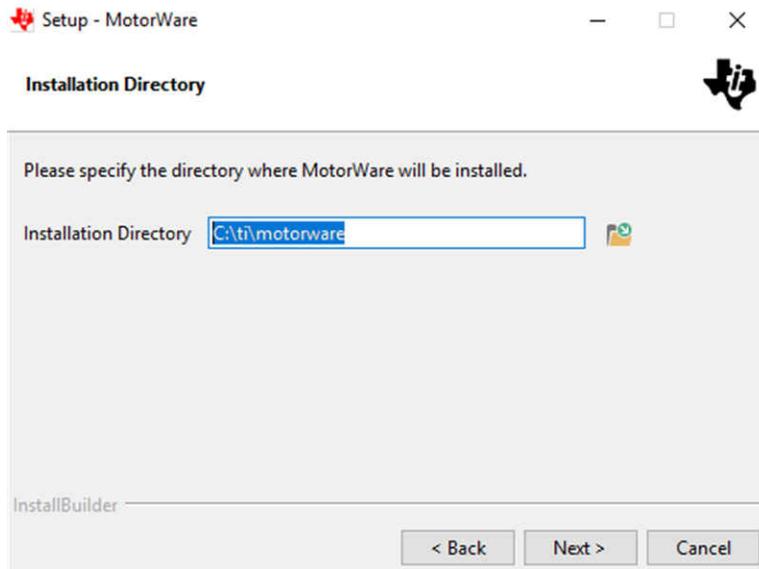


图 3-7. 安装到默认目录中

步骤 2. 从 ti.com 下载 DRV832x 固件 (InstaSpin)。

步骤 3. 将下载的 DRV832x FW 文件夹 (**drvic**、 **hal** 和 **instaspin_foc**) 复制到相应的 motorware_1_01_00_18 目录中 (C:\ti\motorware\motorware_1_01_00_18)，如图 3-8 和图 3-9 中所示。具体目标位置如下所示：

- C:\ti\motorware\motorware_1_01_00_18\sw\drivers\drvic
- C:\ti\motorware\motorware_1_01_00_18\sw\modules\hal
- C:\ti\motorware\motorware_1_01_00_18\sw\solutions\instaspin_foc

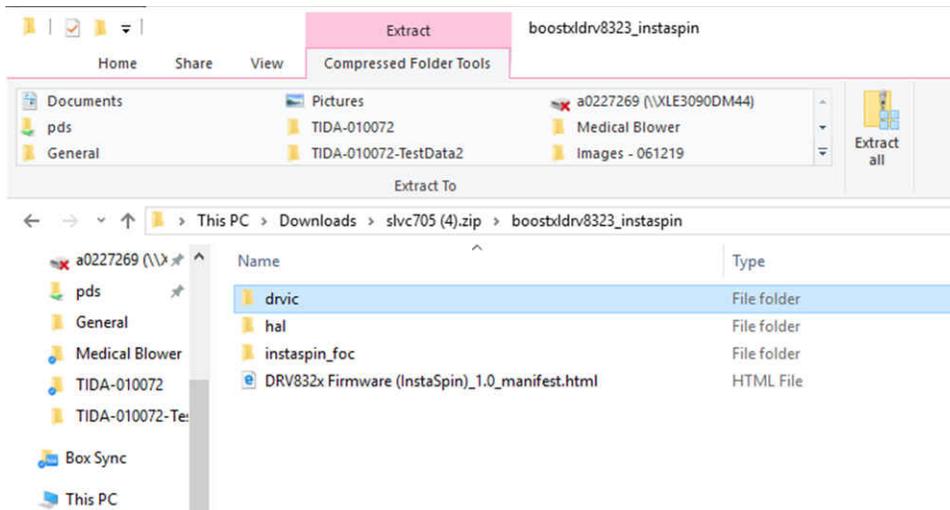


图 3-8. 复制下载的 DRV832x FW 文件夹

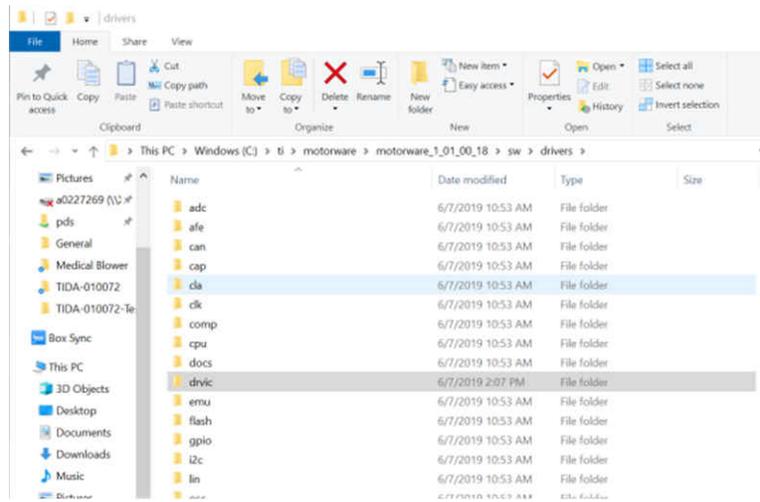


图 3-9. 目标位置

为 DRV8323 导入 lab05h

很遗憾，默认的 DRV8323 FW 下载不包含 Proj_lab05h (在编写本设计指南时)。为了将 lab05h 项目与 DRV8323 器件一同使用，从 motorware 解决方案文件夹导入已存在的 DRV8353 lab05h。该目录下的模板项目：

- C:\ti\motorware\motorware_1_01_00_18\sw\solutions\instaspin_foc\boards\drv8353rx_evm_revA\28x2802x F\projects\ccs

请注意，当将 CCS 模板项目从一个目录复制到另一个目录时，不要复制 .launches 和 .settings 文件夹。这将导致在调试新导入的项目时出错。CCS 将自动生成合适的 .launches 和 .settings 文件夹。

一旦将 lab05h 项目从模板 DRV8353 复制到目标 DRV8323 解决方案目录中，将项目导入 CCS 就可开始进行导入过程。以下项目需要稍作修改，以支持 DRV8323 而不是 DRV8353：

1. proj_lab05h.c (找到 DRV8353 实例的位置，并根据需要改为 DRV8323)
2. .project、.cproject、.ccsproject 工程文件 (找到 DRV8353 实例的位置，并根据需要修改)
3. 工程设置：链接的资源 (找到 DRV8353 实例的位置，并根据需要修改)
4. 工程设置：Build->C2000 Compiler->Include Options (找到 DRV8353 实例的位置，并根据需要修改)

进行这些改动后，请务必删除 CCS 项目管理器下的旧 DRV8353 链接，以确保正确编译。

导入 CCS 工程

步骤 1：Project->Import CCS Projects

步骤 2：浏览：

- C:\ti\motorware\motorware_1_01_00_18\sw\solutions\instaspin_foc\boards\boostxdrv8323_revA\28x2802x F\projects\ccs

步骤 3：将 Proj_lab02c 和 Proj_lab05h 导入到本地工作目录中，如图 3-10 中所示。

有关 CCS 中用户界面的详细信息，请参阅 MotorWare 安装文件夹中的 *InstaSPIN* 项目和实验用户指南。

识别电机

如需软件源代码，请下载 MotorWare 并查找 proj_lab02c。此实验的目的是识别具有低电感的 PMSM 电机。此实验之后，电机参数配置如下：Rs、Lq、Ld 和额定磁通。有关这些值的更多详细信息，请参阅 [InstaSPIN-FOC™](#) 和 [InstaSPIN-MOTION™](#) 用户指南。

使用 proj_lab02c 的完整说明位于 MotorWare 文档文件夹 (`motorware_1_01_00_xx\docs\labs`) 下的 *InstaSPIN* 项目和实验用户指南中。

首次运行每个实验时，用户需要将脚本文件内容复制到脚本控制台。

为了识别电机（例如 Wonsmart 电机），在 user.h 中使用了以下初始设置：

```
#define Wonsmart_WS7040_24_V200      111
#define USER_MOTOR Wonsmart_WS7040_24_V200

#elif (USER_MOTOR == Wonsmart_WS7040_24_V200)
#define USER_MOTOR_TYPE             MOTOR_Type_Pm
#define USER_MOTOR_NUM_POLE_PAIRS  (1)
#define USER_MOTOR_Rr                (NULL)
#define USER_MOTOR_Rs                (NULL)
#define USER_MOTOR_Ls_d              (NULL)
#define USER_MOTOR_Ls_q              (NULL)
#define USER_MOTOR_RATED_FLUX        (NULL)
#define USER_MOTOR_MAGNETIZING_CURRENT (NULL)
#define USER_MOTOR_RES_EST_CURRENT   (1.0)
#define USER_MOTOR_IND_EST_CURRENT   (-1.0)
#define USER_MOTOR_MAX_CURRENT       (7.5)
#define USER_MOTOR_FLUX_EST_FREQ_Hz  (40.0)
```

请注意，USER_MOTOR_MAX_CURRENT 参数限制了电机的峰值电流，从而确定了电机的最大加速度/减速率。

借助 user.h 文件中的这一定义，可通过运行中的 proj_lab02c 来识别电机。在 CCS 调试模式下，使用 Expressions 选项卡启用系统并运行电机识别例程，如图 3-12 中所示。

请确保勾选 *Continuous Refresh*。

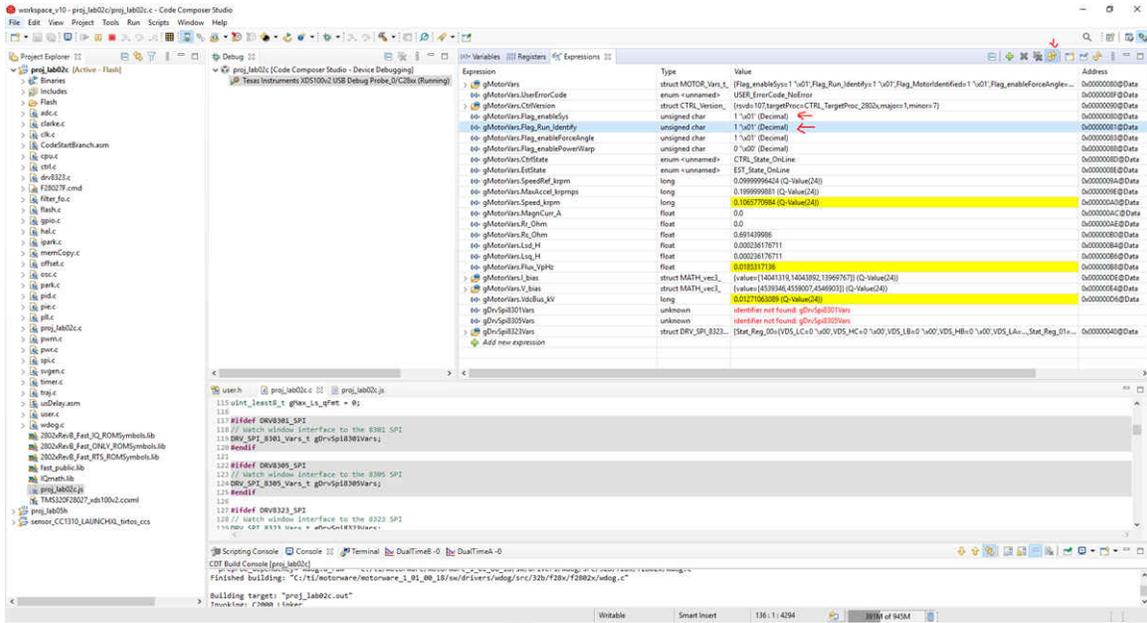


图 3-12. 识别电机测试

识别程序完成后，将这些新识别的电机参数保存到 `user.h` 以备后续测试使用：

```
#define USER_MOTOR_Rs (0.103635125)
#define USER_MOTOR_Ls_d (3.24286011e-05)
#define USER_MOTOR_Ls_q (3.24286011e-05)
#define USER_MOTOR_RATED_FLUX (0.00302618463)
```

生成阶跃响应

若要生成阶跃响应，请使用 `proj_lab05h` 实验。若要使用此实验，请参阅 `instaspin_labs.pdf` 文件中的实验说明。在安装 `MotorWare` 时可以在文档文件夹下找到该文件。

生成这些阶跃响应让用户有权选择是否测试系统的 PI 控制器。在生成阶跃响应时，系统所用的实际负载必须连接到电机。这样将会在运行电机时产生最准确的数据。有了该实验，用户可根据系统性能调整控制。

首次运行每个实验时，用户需要将脚本文件内容复制到脚本控制台。

若要在调试会话期间导入图形，请转到“Tools” -> “Graphs” -> “Dual Time” -> “Import”，如图 3-13 中所示。找到位于以下路径的 `proj_lab05h.graphProp` 配置文件：

- `C:\ti\motorware\motorware_1_01_00_18\sw\solutions\instaspin_foc\src`

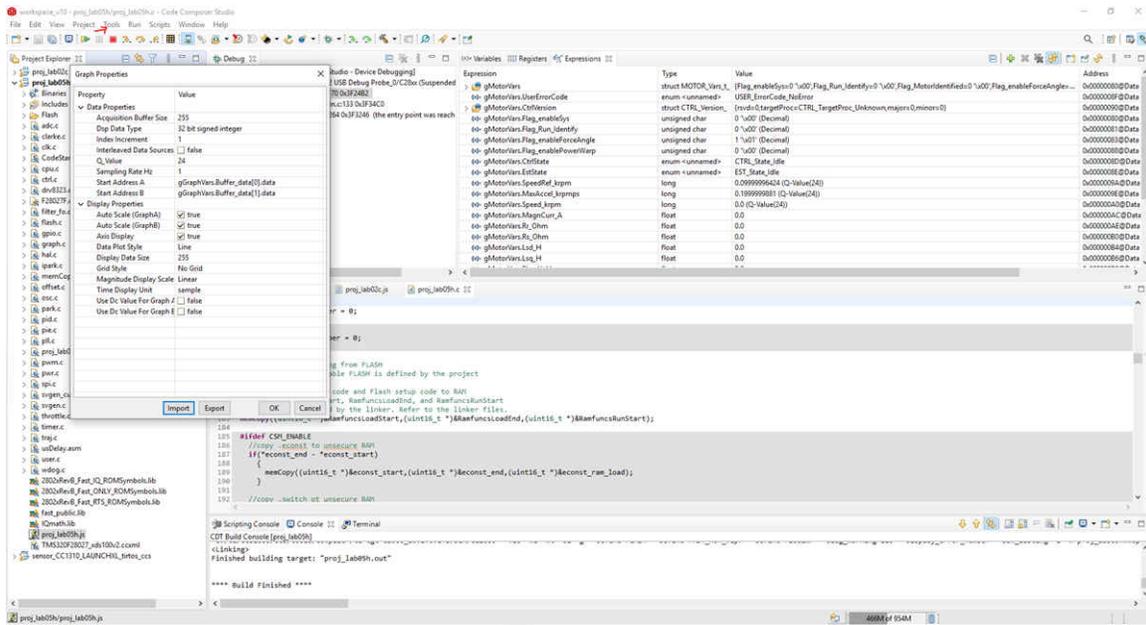


图 3-13. 导入图形

运行调试会话。

勾选“Expressions”和“Graph”选项卡中的 *continuous refresh* 设置，如图 3-14 中所示。

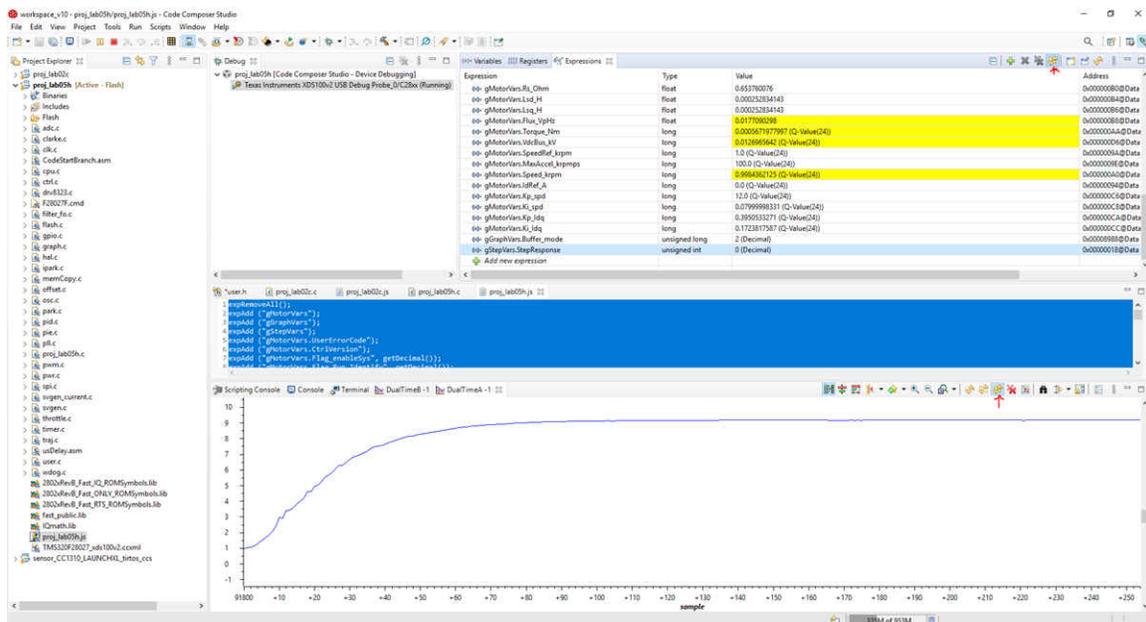


图 3-14. 测量 CCS 中的阶跃响应

由于阶跃响应测试需要高加速率 (150kRPM/s)，user.h 中的 USER_MOTOR_NUM_POLE_PAIRS #define 从 1 改为 2，作为 127.0 (Q-Value(24)) 最大加速限值的权变措施 (CCS “Expressions” 选项卡中的 gMotorVars.MaxAccel_krpmps 参数)。

在从 10kRPM 至 40kRPM 的速度响应测试中，使用了以下设置。由于 USER_MOTOR_NUM_POLE_PAIRS 重新定义为 2，实际速度将是 CCS 中这些参考 *spdRef* 设置的两倍。

这些是调试会话期间“Expressions”选项卡中使用的用户控制参数。

- gGraphVars
 - Buffer_tick unsigned long 50 // 这会缩放时间捕获窗口
 - Buffer_mode unsigned long 2 // 1 用于电流阶跃，2 用于速度阶跃
- gStepVars
 - StepResponse 1 // 输入 1 以开始阶跃响应测试
 - spdRef_Default 5 (Q-Value(24)) // 初始参考速度 10kRPM
 - spdRef_StepSize 15 (Q-Value(24)) // 步长为 30kRPM，以实现 40kRPM 的目标速度
- gMotorVars.CtrlVersion
 - gMotorVars.Flag_enableSys 1
 - gMotorVars.Flag_Run_Identify 1
 - gMotorVars.MaxAccel_krpm 100 (Q-Value(24)) // 200kRPM/s 最大加速限值
 - gMotorVars.Kp_spd 12.0 (Q-Value(24))
 - gMotorVars.Ki_spd 0.08 (Q-Value(24))

阀控制与温度感测

在 CCS 中为 MSP430FR2155 开发了一个 C 程序，以测试 DRV8847 和 TMP1075 器件的基本功能。代码通过 I²C 与两个 DRV8847S 器件进行通信。一个 DRV8847 最多驱动四个单向电磁阀，另一个最多驱动两个双向电磁阀。每个阀按顺序打开，包括双向阀。代码还通过 I²C 与三个 TMP1075 器件进行通信，以读取温度。

3.3 测试结果

3.3.1 电机测试结果

进行了以下电机测试：

- 电机识别
 - Wonsmart WS7040_24_V200
 - Boreasa C65MS1_L5
- 空载阶跃响应
 - 电流阶跃响应
 - 速度阶跃响应 (10kRPM 增至 40kRPM 以及 40kRPM 降至 10kRPM)

测试在约 22°C 至 23°C 的室温下进行，PWM 为 45kHz。电流和速度控制器设为 45kHz 和 3kHz。用户控制参数在 user.h 文件中配置。

```
#define USER_PWM_FREQ_kHz          (45.0)
#define USER_NUM_CTRL_TICKS_PER_CURRENT_TICK  (1)
#define USER_NUM_CTRL_TICKS_PER_SPEED_TICK  (15)
```

电机识别

识别电机参数时采用了 MotorWare 中的 proj_lab02c。为 Wonsmart_WS7040_24_V200 电机识别了以下参数：

```
#define USER_MOTOR_TYPE          MOTOR_Type_Pm
#define USER_MOTOR_NUM_POLE_PAIRS (1)
#define USER_MOTOR_Rs            (0.653760076)
#define USER_MOTOR_Ls_d         (0.000252834143)
#define USER_MOTOR_Ls_q         (0.000252834143)
#define USER_MOTOR_RATED_FLUX   (0.0168186165)
```

为 Boreasa_C65MS1_L5 电机识别了以下参数：

```
#define USER_MOTOR_TYPE MOTOR_Type_Pm
#define USER_MOTOR_NUM_POLE_PAIRS (1)
#define USER_MOTOR_Rs (0.348989993)
#define USER_MOTOR_Ls_d (0.000173127264)
#define USER_MOTOR_Ls_q (0.000173127264)
#define USER_MOTOR_RATED_FLUX (0.0160903856)
```

一旦从 lab02c 确定电机参数并保存到 user.h，用户即可进入 lab05h 进行阶跃响应测试。

空载阶跃响应

测量阶跃响应时使用 proj_lab05h。受测电机为 Wonsmart_WS7040_24_V200 和 Boreasa_C65MS1_L5。

图 3-15 显示了 Wonsmart Id 电流控制器 PI 阶跃响应。

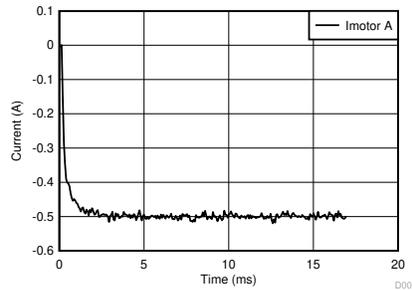


图 3-15. Wonsmart Id 电流控制器 PI 阶跃响应

图 3-16 显示了 Wonsmart 速度控制器 PI 阶跃响应。

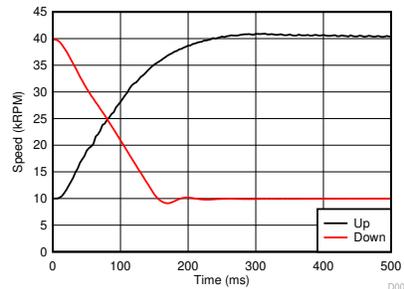


图 3-16. Wonsmart 速度控制器 PI 阶跃响应

表 3-5. 产生空载阶跃响应的 PI 控制器参数

控制器	KP	KI
45 kHz 电流控制器	0.395	0.172
3 kHz 速度控制器	12	0.08

图 3-17 显示了 Boreasa Id 电流控制器 PI 阶跃响应。

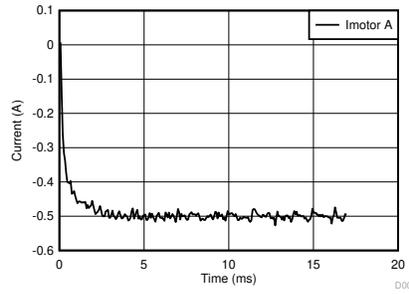


图 3-17. Boreasa Id 电流控制器 PI 阶跃响应

图 3-18 显示了 Boreasa 速度控制器 PI 阶跃响应。

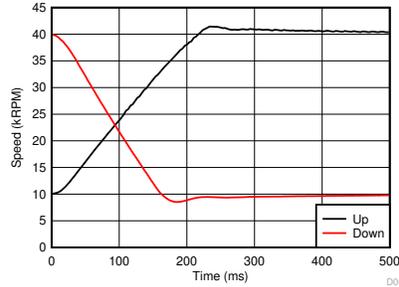


图 3-18. Boreasa 速度控制器 PI 阶跃响应

表 3-6. 产生空载阶跃响应的 PI 控制器参数

控制器	KP	KI
45 kHz 电流控制器	0.27	0.134
3 kHz 速度控制器	30	0.12

这些 PI 值针对此特定速度范围进行了优化。实际上，设计人员可能会根据特定操作准备多组 PI 值（例如，一组用于低速，另一组用于高速）。

3.3.2 阀测试结果

进行了以下阀测试：

- 阀接通时间 (Makeblock 59001)
- 阀关闭时间 (Makeblock 59001)
- 阀连续运行 (2 个 Makeblock 59001)
- 阀双向运行 (Spartan Scientific 3827-B60-AA82B)

DRV8847 阀接通时间

阀接通转换 (< 400ns) 无噪声，具有超小过冲，如图 3-19 中通道 1 所示。

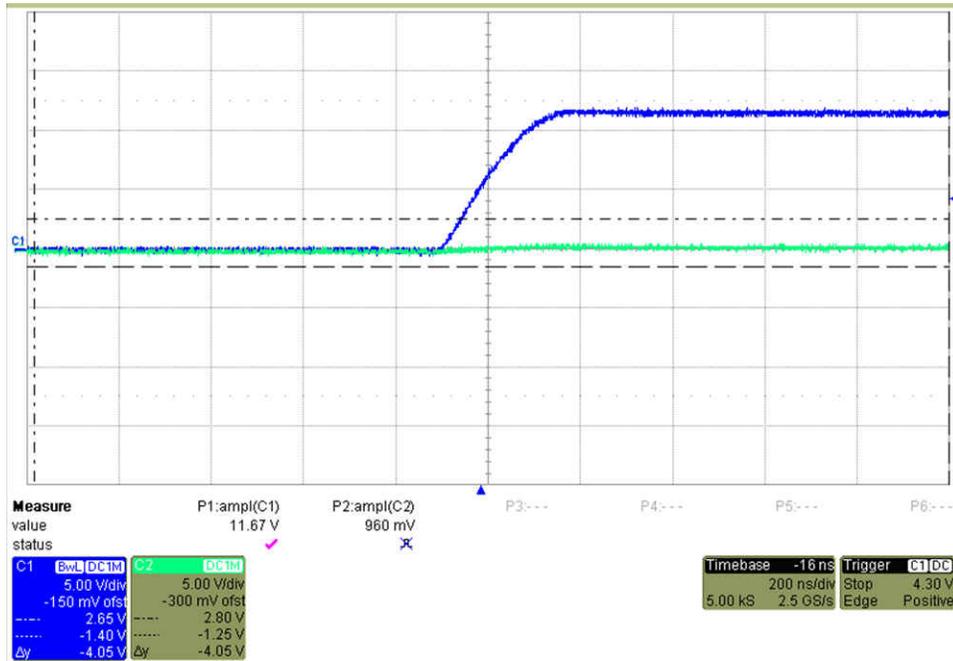


图 3-19. DRV8847 阀接通时间

DRV8847 阀关闭时间

阀关闭转换 (< 400ns) 无噪声，具有超小过冲，如图 3-20 中通道 1 所示。

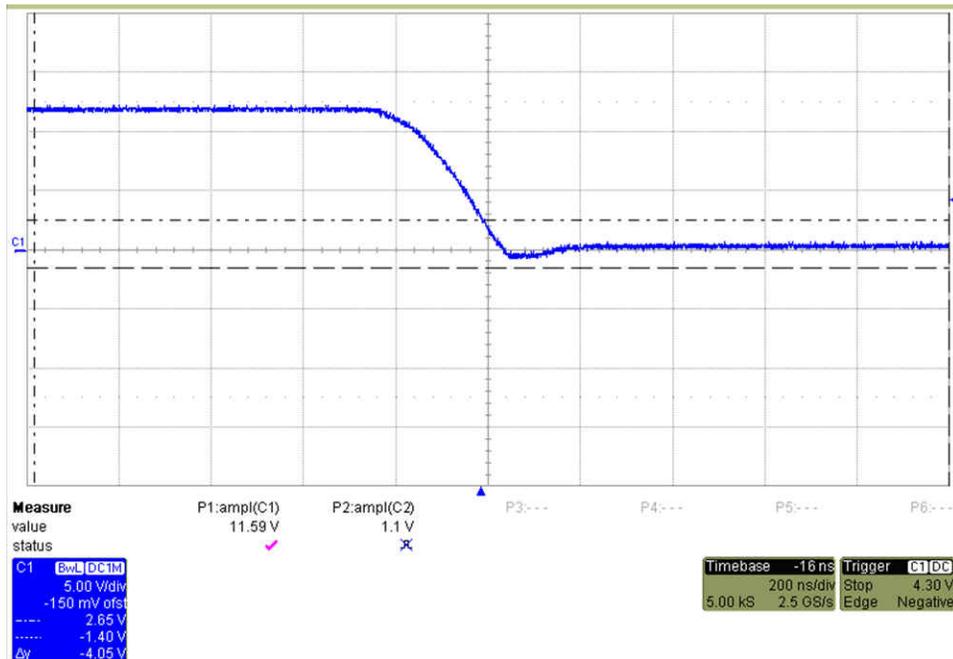


图 3-20. DRV8847 阀关闭时间

DRV8847 阀连续运行

阀之间的转换无噪声，无过冲，如图 3-21 中通道 1 和 2 所示。在两个事件中，均可看到和听到阀片啮合。

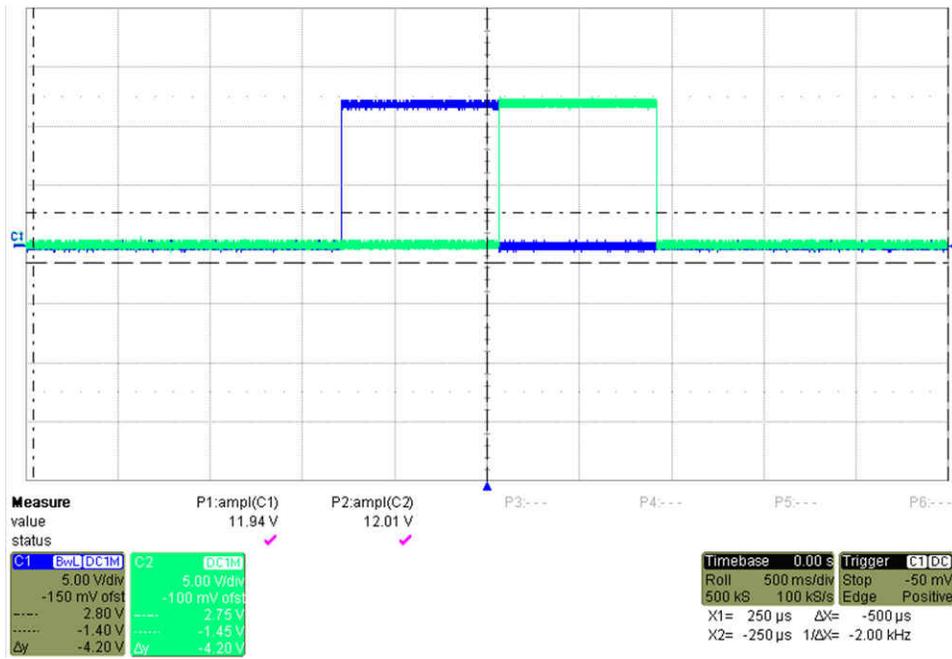


图 3-21. DRV8847 阀连续运行

DRV8847 阀双向运行

每一侧的电压波形相匹配，如图 3-22 中的通道 1 和 2 所示。两个方向观察到的电流消耗相同。在两个事件中，均可看到和听到阀片啮合。

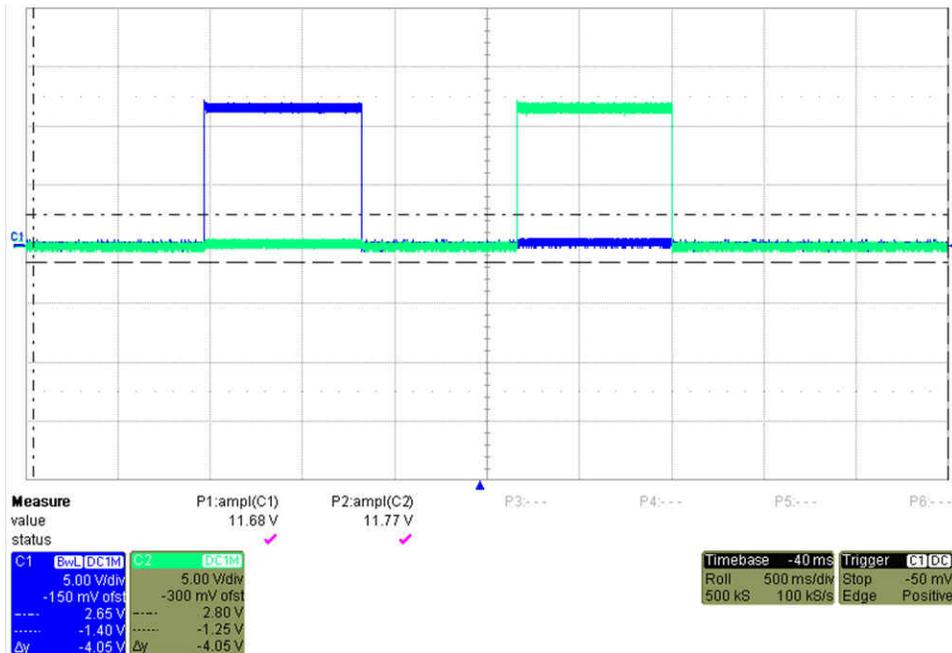


图 3-22. DRV8847 阀双向运行

3.3.3 电源树测试结果

进行了以下电源树测试：

- 效率
 - LM5122
 - LMR33630

- DRV8323RS 的集成降压转换器
- TPS62840
- 热分布成像

效率

图 3-23 到图 3-26 分别示出了 LM5122、LMR33630、DRV8323RS 和 TPS62840 器件的效率图。

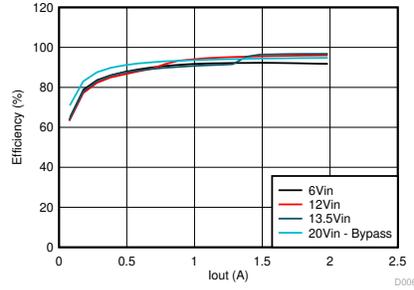


图 3-23. LM5122 效率，Vout = 14V

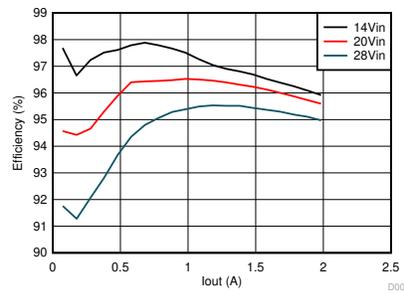


图 3-24. LMR33630 效率，Vout = 12V

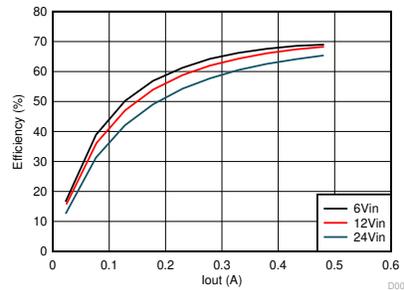


图 3-25. DRV8323RS 集成降压转换器效率，Vout = 4V

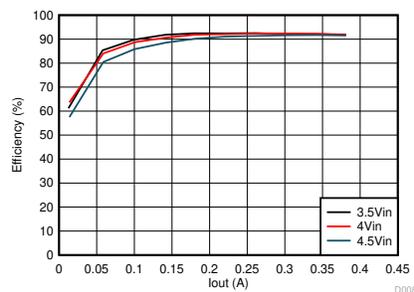


图 3-26. TPS62840 效率，Vout = 3.3V

热分布成像

热感图像的条件如图 3-27 所示：

- $V_{in} = 12\text{ V}$
- 引脚 = $\sim 4.5\text{ W}$
- BLDC 电机未工作
- DRV8847 循环 42ms

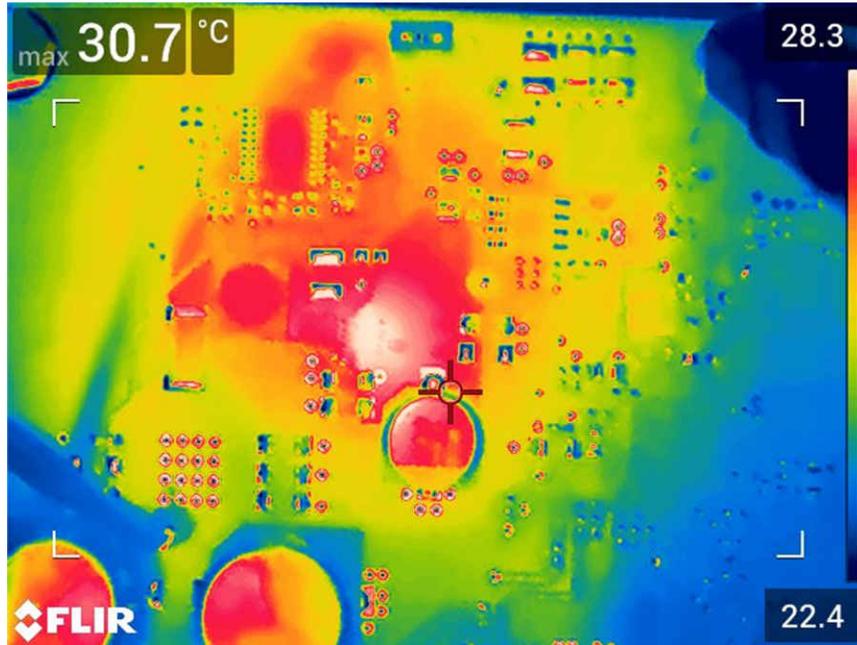


图 3-27. 4.5W 输入的热感图像

热感图像的条件如图 3-28 所示：

- $V_{in} = 12\text{ V}$
- 引脚 = $\sim 6\text{ W}$
- 2kRPM 的 BLDC 电机
- DRV8847 循环 800ms

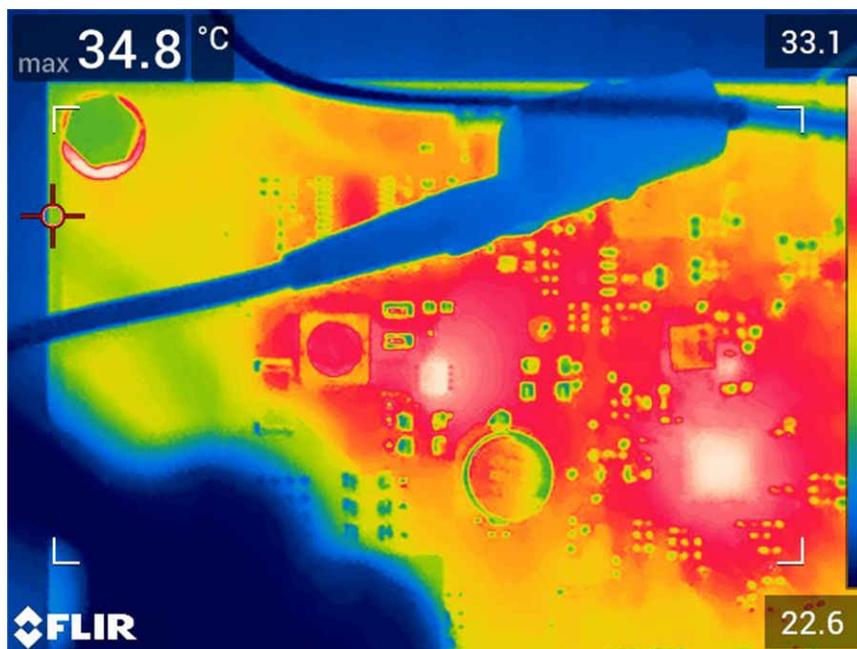


图 3-28. 6W 输入的热感图像

3.3.4 关键测试总结

测试中的 Wonsmart 和 Boreasa 电机都能够实现 120kRPM/s (在 250ms 内从 10kRPM 增至 40kRPM) 的加速度和 150kRPM/s (在 200ms 内从 40kRPM 降至 10kRPM) 的减速度。结果仅受电机最大电流额定值和其他电机特定速度特性的限制。对于具有更高电流限制和速度的电机，硬件能够支持高达 200kRPM/s 的速度。阀驱动器的开启和关闭时间少于 400ns，比常用应用要求的 5ms 更快。

本参考设计展示了如何使用 TI 提供的软件来调整 InstaSPIN-FOC 以实现高速电机控制。这是通过使用 C2000 处理器系列的特殊功能来实现高级系统调试功能。这可以作为工程师仿真工作的补充，无需为系统开发完善的仿真工具，而只需使用实际的硬件来调试控制算法问题。这样就不需要构建复杂的仿真算法来定义特定电机或 PCB 对系统的寄生效应。使用 TI 提供的软件 (例如 MotorWare)，C2000 器件可以运行一个电气频率高达 1.2kHz 及以上的完整 FOC、无传感器、速度和电流闭环控制系统。

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

4.1.1 原理图

如需下载原理图，请参阅 [TIDA-010072](#) 中的设计文件。

4.1.2 BOM

如需下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010072](#) 的设计文件。

4.2 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[DRV8323R](#)，具有降压稳压器和电流分流放大器的最大 **65V** 三相智能栅极驱动器
2. 德州仪器 (TI)，[LAUNCHXL-F28027F](#)，[C2000 Piccolo MCU F28027F LaunchPad™](#) 开发套件
3. 德州仪器 (TI)，[BOOSTXL-DRV8323RS](#)，具有降压、分流放大器 (SPI 接口) 评估模块的 [DRV8323RS](#) 三相智能栅极驱动器
4. 德州仪器 (TI)，[用于无人机 ESC 的无传感器高速 FOC 参考设计](#)
5. 德州仪器 (TI)，[InstaSPIN-FOC™](#) 和 [InstaSPIN-MOTION™](#) 用户指南
6. 德州仪器 (TI)，[升压转换器功率级的基本计算](#)
7. 德州仪器 (TI)，[降压转换器功率级的基本计算](#)
8. 德州仪器 (TI)，[减少转换器应力](#)
9. 德州仪器 (TI)，[MOSFET 功率损耗及其对供电效率的影响](#)
10. 德州仪器 (TI)，[电流模式控制型升压转换器的补偿](#)
11. 德州仪器 (TI)，[使用混合输出电容器时如何计算负载极点和 ESR 零点](#)

4.3 支持资源

[TI E2E™ 支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家获得快速、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可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](#)》。

4.4 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 作者简介

KELVIN LE 是德州仪器 (TI) 的系统工程师，负责为医疗行业开发系统解决方案。Kelvin 自 2015 年以来一直在 TI 工作。Kelvin 在美国中央俄克拉荷马大学获得了生物医学工程学士学位，并在德克萨斯大学奥斯汀分校获得了电气和计算机工程硕士学位。

JOSEPH COHEN 在斯坦福大学获得了电气工程硕士学位后，于 2018 年加入德州仪器 (TI)，担任现场应用工程师。他负责接洽测试和测量以及医疗领域的工业客户。

重要声明和免责声明

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

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

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

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

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

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

Copyright © 2022，德州仪器 (TI) 公司