

## TI 参考设计

# 用于电机驱动器的 400V 到 690V 交流输入 50W 隔离式反激电源参考设计



### TI 参考设计

TI 参考设计为您提供所需的基础方法、测试和设计文件，以便您快速评估和定制系统。TI 参考设计可帮助您缩短产品上市时间。

### 设计资源

[TIDA-00173](#)

包含设计文件的工具文件夹

[UCC28711](#)

产品文件夹

[LMS33460](#)

产品文件夹



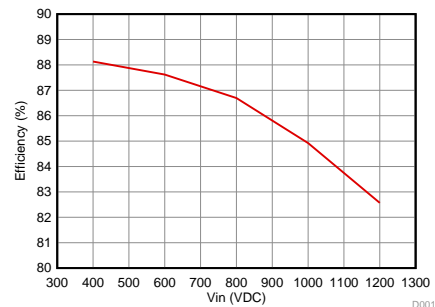
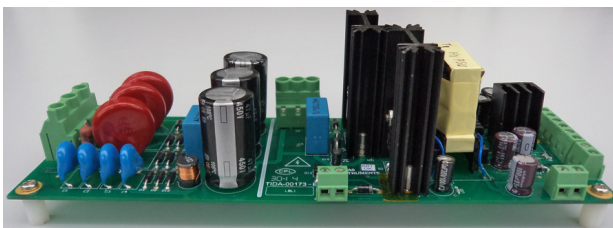
请咨询我们的 [E2E 专家](#)  
[WEBENCH® 计算器工具](#)

### 设计特性

- 通过配有隔离式和非隔离式电压轨的 50W 主电源为变速驱动器中的控制电子器件供电
- 支持直流输入（最高电压达 1200V DC）或交流输入（380–690V AC）
- < 5% 的负载和线路调节性能
- 输入欠压 (UV)/过压 (OV)、输出过载以及短路 (SC) 保护
- 防止反馈丢失
- 通过 UCC28711 的一次侧稳压实现低成本解决方案
  - 无需反馈环路
  - 使用额定电压为 1000V 的金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET)
- 准谐振模式控制器改善电磁干扰 (EMI) 性能
- 工作温度范围：-10°C 至 65°C（最大值）
- 设计符合 IEC 61800-5 标准

### 特色应用

- 交流和直流变速驱动器
- 工业逆变器
- 太阳能逆变器
- 不间断电源 (UPS) 系统
- 伺服驱动器



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

All trademarks are the property of their respective owners.

## 1 系统描述

变速驱动器 (VSD) 由电源部分、控制器、用户 IO、显示器和通信模块组成。电源部分包括整流器、直流链路、浪涌电流限制和基于绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 的逆变器。VSD 可采用单控制器或双控制器架构。采用单控制器架构时，脉宽调制 (PWM) 生成、运动控制、IO 接口和通信均由同一个处理器控制。采用双控制器架构时，PWM 和运动控制由专用控制器负责，而应用控制则由其他控制器处理。主电源可直接由交流市电或直流链路提供，用于提供多种电压轨。为确保驱动器中的所有控制电子器件都能够正常运行，需要使用到多种电压轨。

主电源的传统实现方式是利用配有 PWM 控制器 IC (例如 UCC3842、UCC3843 或 UCC3844) 的反激转换器。由于电机有再生作用，因此反激转换器中所用 MOSFET 的额定电压必须高于 1.5kV (具体取决于驱动器的额定电压)。光电耦合器用于隔离式反激以及对输出电压进行稳压。当反馈路径中所使用的组件发生故障时，输出电压可能会达到危险级别，进而损坏所有电子元器件。使用诸如 UCC3842 器件的控制器时还存在一些其他问题，例如整个宽输入电压范围内短路时的功率限制问题以及启动电路中所用电阻的功率耗散问题。

本参考设计的主要目的是为工作输入电压为 400V 和 690V 的驱动器提供一种既能够减少系统成本又能够重复使用的电源设计。其他优势包括：

- 拓扑结构允许使用两个低成本场效应晶体管 (FET) 替代单个高压 FET
- 整个输入范围内的功率限制恒定一致
- 通过 UCC28711 的一次侧稳压减少系统成本，因此无需隔离式二次侧反馈
- 可防止反馈路径中的组件发生故障

此参考设计提供隔离式 24V、16V、-16V 和 6V 输出为变速驱动器中的控制电子器件供电。电源可直接由三相交流市电提供，也可由直流链路电压提供。此设计采用准谐振反激式拓扑，额定输出功率为 50W。电源的输入调整率和负载调整率设计在 5% 以内。该电源经过设计，可满足 IEC61800-5 关于电气间隙、爬电距离和绝缘测试电压的要求。

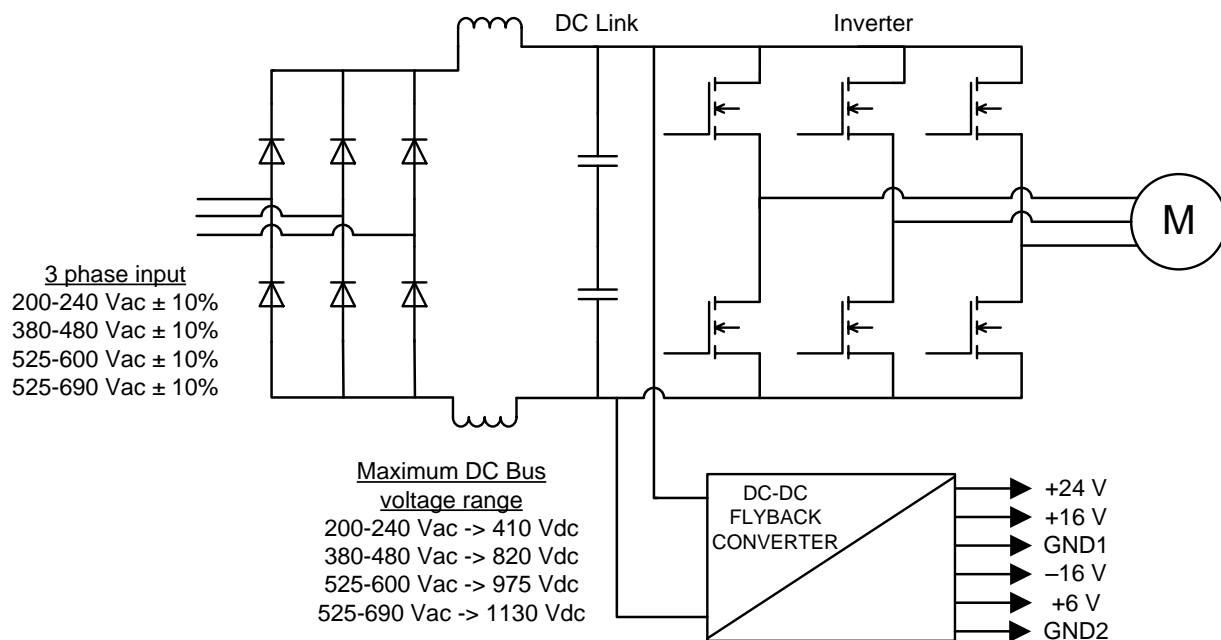


图 1. 变速驱动器拓扑

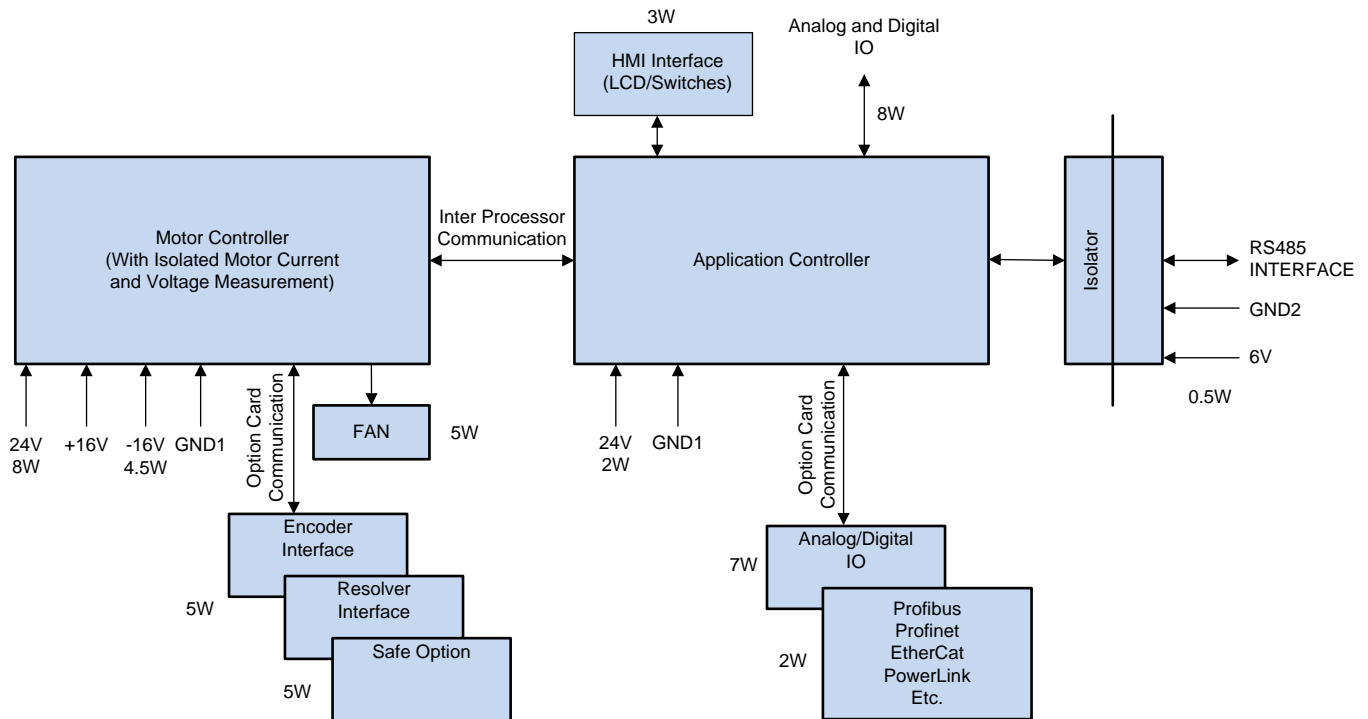


图 2. 驱动器控制架构（功耗典型值）

## 1.1 电源要求

驱动器应用中的主电源要求如下：

- 400V 至 1200V DC 输入
- 50W 的输出功率
- > 40kHz 的开关频率
- 准谐振模式控制器
- 80% 的预期效率
- < 200mV 的二次侧纹波电压
- < 5% 的负载和线路调节性能
- 输入 UV/OV 关断
- 具有功率限制的输出过载关断
- 可由交流市电或直流链路提供
- 对直流链路电压（输入）进行隔离式间接测量
- 通过直流链路测量以检测单相情况
- 需要 EMC 滤波器和浪涌保护
- 环境温度最大值为 65°C
- 电气间隙和爬电距离符合 IEC 61800-5-2 标准

## 2 设计特性

此电源设计旨在使用低成本、低电压 MOSFET 替代高成本、高电压 MOSFET，并省去反馈组件。同时，此电源经设计支持较宽的输入电压范围，适用于由 400V 和 690V 交流输入供电的驱动器。该电源拥有以下保护特性：

- 输出过压故障保护
- 输入欠压故障保护
- 内部过热故障保护
- 一次侧过流故障保护

### 2.1 拓扑结构选择

反激式拓扑是大多数变速驱动器最常采用的开关模式电源 (SMPS) 拓扑。其额定功率小于 150W 并且 SMPS 拓扑仅需一个磁性元件；因此在满足隔离、升压或降压转换需求的同时还能够作为储能元件使用。采用该拓扑结构时的显著优势是无需使用输出电感。其他优势还包括能够轻松提供多种输出电压、组件数量非常少并且成本低。

对于使用单个开关元件的反激转换器，必须使用昂贵的 1500V（如果使用的是额定电压为 690V 的交流驱动器则更加昂贵）MOSFET 才能够高输入电压和电机再生电压基础之上提供变压器反激电压。

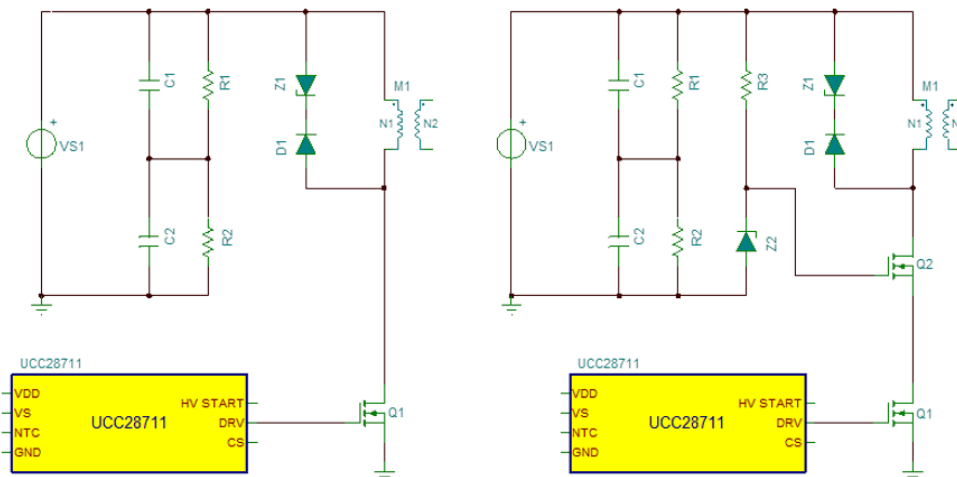


图 3. 具有单/双 MOSFET 开关的反激控制器

使用级联反激转换器（参见图 3）时，具有低栅极电荷  $Q_g$  的 MOSFET Q1 与 MOSFET Q2 串联。此时，Q1 由 PWM 控制器直接驱动。在级联配置下，可将电压应力分配给两个器件，因此总额定电压等于各 MOSFET 电压之和。搭配使用此级联技术与低成本 900V MOSFET 可使总额定电压达到 1800V，因此能够满足在 350 至 720V AC 宽输入电压范围下工作的供电需求。该简单电路需要一种限制方案来控制电压变化，该需求由输入电源供电的原始瞬态电压抑制器 (TVS) 满足。

## 2.2 级联工作

### 2.2.1 导通序列

当 MOSFET Q1 的栅源电压 ( $V_{gs1}$ ) 高于其栅极阈值电压  $V_{th1}$  时, Q1 将全面增强并导通。Q1 导通后, Q2 源极将立即通过 Q1 接地, 从而对 Q2 栅源施加齐纳电压使其导通。接下来, 级联变压器进入导通状态; 然后, 电流开始流过反激变压器的一次侧绕组和两个开关 (Q1 和 Q2)。两 MOSFET 的压降均为各自的导通压降。

### 2.2.2 关断序列

当栅源电压  $V_{gs1}$  低于栅极阈值电压  $V_{th1}$  时, MOSFET Q1 将关断。电流将通过漏极流入 Q1 的源级电容。现在, Q1 的漏源电压  $V_{ds1}$  开始升高。此时, HV MOSFET Q2 的电势源端电压开始升高。MOSFET 的栅源电压  $V_{gs2}$  会随 HV MOSFET Q2 电势源端电压的升高而降低。Q2 在达到其栅极阈值电压  $V_{th2}$  时关断。

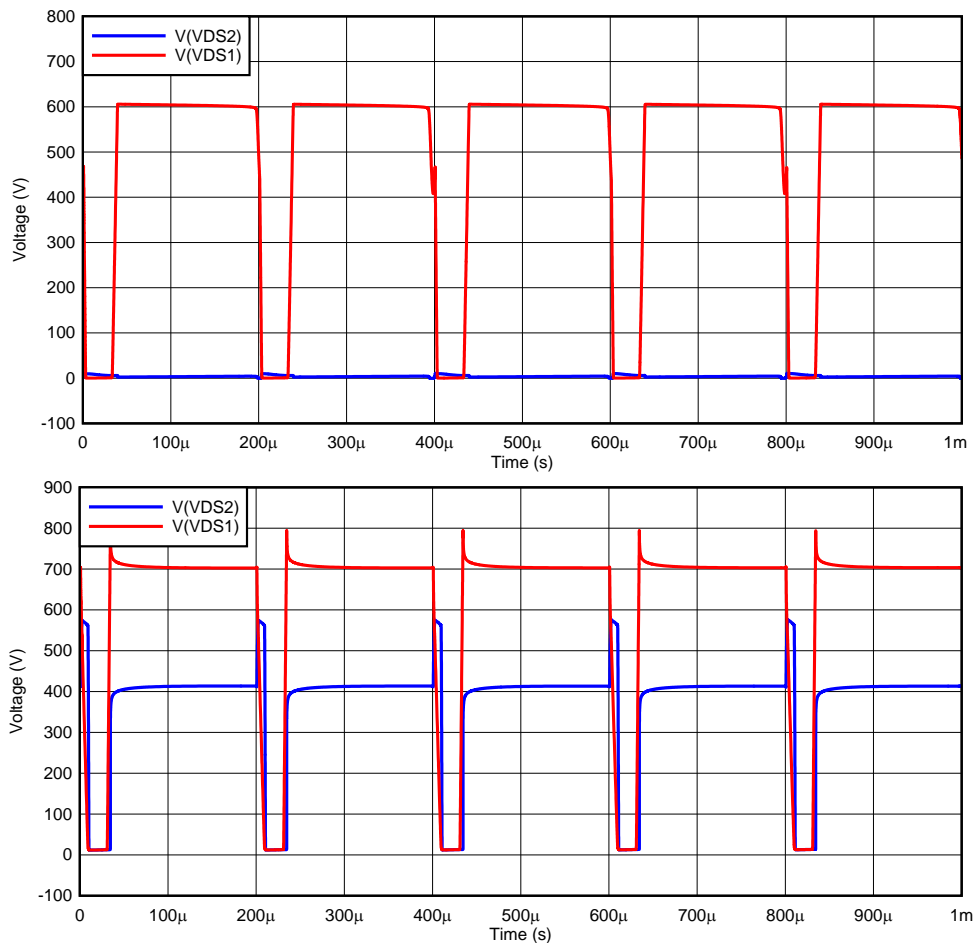


图 4. 低  $V_{IN}$  和高  $V_{IN}$  条件下 MOSFET 的  $V_{DS}$  电压

## 2.3 设计要求

为将 **电源要求** 细化至子系统水平，现将对 PWM 控制器、MOSFET 和变压器的要求列于节 2.3.1 至节 2.3.3。

### 2.3.1 PWM 控制器

精确的电压和恒定电流调节一次侧反馈

具有一次侧反馈功能，消除对光电耦合器反馈电路的需求

带有谷值开关的断续导通模式，可最大限度降低开关损耗

保护功能

- 输出和输入过压故障保护
- 输入欠压故障保护
- 内部过热故障保护
- 一次侧过流故障保护
- 反馈信号损失保护

### 2.3.2 功率 MOSFET

- 各 MOSFET 的额定电压  $V_{DS}$  均应  $\geq 1000V$ ，以支持 1200V DC 输入
- 应支持 1.5A（最小值）漏极电流

### 2.3.3 变压器技术规格（依据 IEC61800-5-1）

- 四个隔离式输出：
  - $V_{out1} = 24V$ , 45W
  - $V_{out2} = \pm 16V$ , 4.5W
  - $V_{out3} = 6V$ , 0.5W
  - $V_{aux} = 16V$ , 15W（仅当  $V_{out1}$  相应降额时）
- 开关频率 = 50kHz
- 一次侧与二次侧的隔离电压 = 7.4kV（针对 1.2, 50 $\mu$ s 脉冲电压）
- 绝缘测试电压：
  - 一次侧绕组与二次侧绕组 = 3.6kV<sub>RMS</sub>
  - 二次侧绕组 1 与二次侧绕组 2 = 1.8kV<sub>RMS</sub>
  - 二次侧绕组 1 与二次侧绕组 3 = 1.8kV<sub>RMS</sub>
  - 二次侧绕组 2 与二次侧绕组 3 = 1.8kV<sub>RMS</sub>
- 电气间隙：
  - 一次侧绕组与二次侧绕组的电气间隙 = 8mm
  - 二次侧绕组 1 与二次侧绕组 2 的电气间隙 = 5.5mm
  - 二次侧绕组 2 与二次侧绕组 3 的电气间隙 = 5.5mm
  - 二次侧绕组 3 与二次侧绕组 4 的电气间隙 = 5.5mm
  - 爬电距离 = 9.2mm

- 一次侧绕组与二次侧绕组的功能性隔离 = 2kV DC
- 二次侧绕组间的直流隔离 = 2kV DC

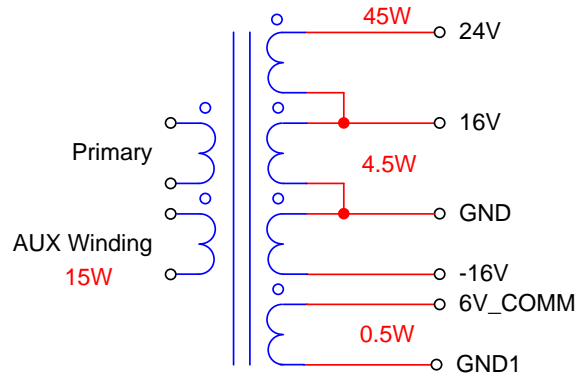


图 5. 变压器配置

3 框图

图 6 中给出了简化的实现图。变压器具有三个二次侧绕组（两个隔离式绕组和一个非隔离式绕组）。如果主二次侧绕组的输出功率从 45W 降至 30W，辅助绕组的负载功率最高可达 15W。功率传输电路由两个 MOSFET 级联而成。在一次侧控制中，输出电压在变压器能量传递到二次侧后在辅助绕组上感测。

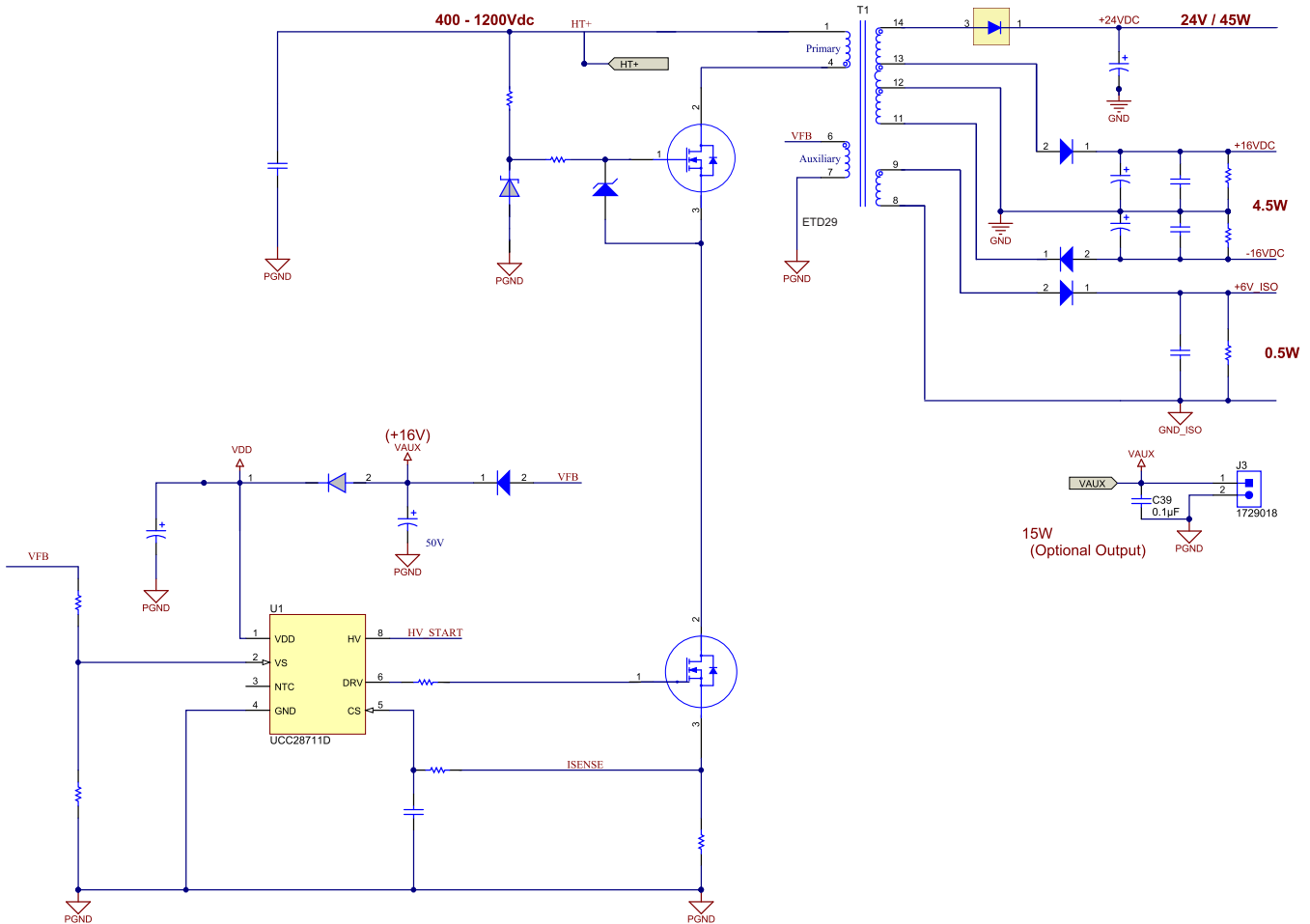


图 6. 解决方案的简化电路图

为了获得辅助绕组上二次侧输出电压的精确值，IC 内置的鉴频器有效阻止了漏感复位和振铃。鉴频器会在振铃减少后的电流下降期间连续采样辅助绕组电压，并在二次侧绕组电流达到零时捕捉误差信号。VS 的内部基准电压为 4.05V。VS 基准电压上的温度补偿为  $-0.8\text{mV}/^\circ\text{C}$ ，可为输出整流器正向电压随温度的变化进行补偿。反馈电阻分压器依据 VS 引脚说明（参见节 5.2.7）进行选择。



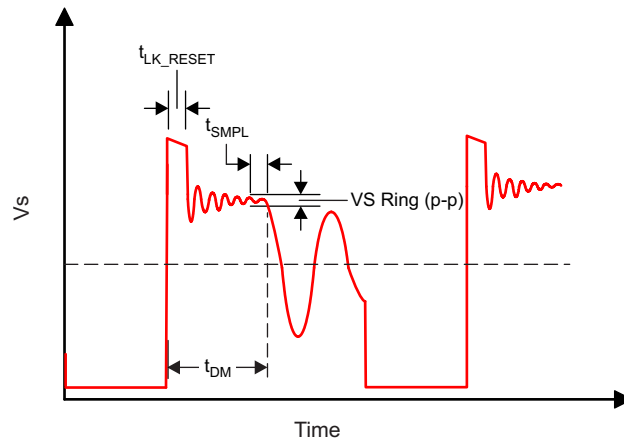


图 7. 辅助波形与采样间的关系

### 3.1 一次侧电流调节

当平均输出电流达到电流控制模块中的调节基准时，只要辅助绕组可以保持 VDD 高于 UVLO 关断阈值，控制器便会运行在频率调制模式下，以控制稳压目标电压及以下的任何输出电压下的输出电流。

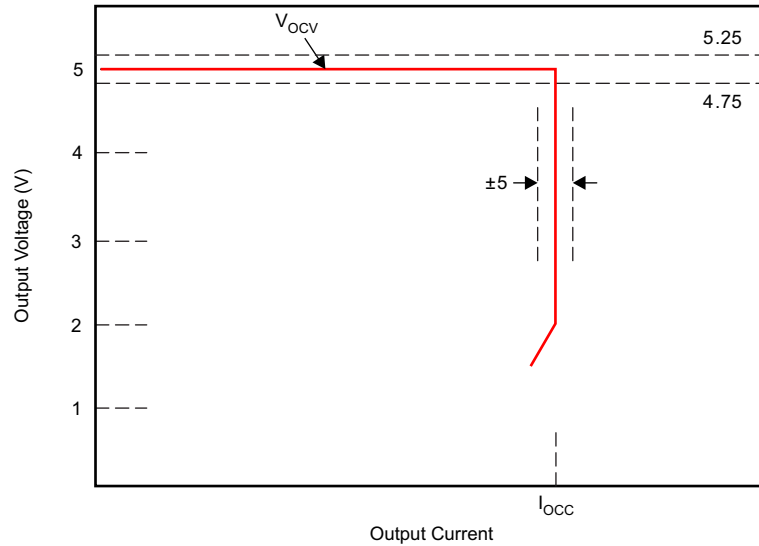


图 8. 功率限制

## 4 重点产品

本参考设计按照技术规格选用了以下器件。

- **UCC28711**
  - 带有一次侧稳压功能的恒定电压、恒定电流 PWM 控制器
- **LMS33460**
  - 3V 欠压检测器

有关上述器件的更多信息，请参见 [www.ti.com](http://www.ti.com) 上相应的产品文件夹，或者点击本参考设计首页中的产品文件夹链接。

## 5 组件选择与电路设计

### 5.1 组件选择

UCC28711 和 LMS33460 组件的选择基于其自身技术规格。

#### 5.1.1 UCC28711

UCC28700 器件是一款反激式电源控制器，该控制器提供了具有一次侧反馈的精确电压和恒定电流调节，因此不再需要光电耦合器反馈电路。控制器在带有谷底开关的断续导通模式下工作，以便最大限度地降低开关损耗。调制方案由频率和一次侧峰值电流调制组合而成，以便在整个负载范围内提供较高的转换效率。控制器的最大开关频率为 130kHz，并且允许通过 NTC 引脚进行关断操作。

#### 5.1.2 LMS33460

LMS33460 器件是一款阈值电压为 3.0V 并且功耗超低的欠压检测器。LMS33460 器件专为精确监视电源而设计。每当输入电压低于 3V 时，该 IC 便会产生有源输出。该器件使用高精度的片上基准电压和比较器来测量输入电压。内置的滞后特性有助于确保器件在噪声环境下稳定运行。

### 5.2 电路设计

交流输入由二极管 D1 至 D12 进行全波整流。电阻 R1 至 R3 用于限制浪涌电流并防止出现灾难性的电路故障。电容 C6 至 C8 用于对整流后的交流电源进行滤波。由于市售电容的最大电压为 450V，因此需将三个 47μF，450V 的电容串联以支持高达 1200V 以上的电压。为了避免各电容间电压分布不均，每个电容均并联有电阻。

#### 5.2.1 输入二极管桥

输入二极管桥的选择取决于公式 1 和公式 2。

$$P_{inmax} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{50}{0.8} = 62.5 \text{ W} \quad (1)$$

$$I_{inrms} = \frac{P_{inmax}}{1.732 \times V_{acmin} \times \cos\phi} = \frac{62.5}{1.732 \times 330 \times 0.6} = 0.182 \text{ A}$$

其中

- $\cos\phi$  为功率因数，假定为 0.6 (2)

公式 3 用于确定整流器的最小额定电压。

$$V_{dcMIN} = (V_{acMAX} \times 1.414) + (0.15 \times V_{acMAX} \times 1.414) = (480 \times 1.414) + (0.15 \times 480 \times 1.414) = 780 \text{ V} \quad (3)$$

考虑到再生作用会导致直流总线电压升高，因此为三相桥式整流器选用两个额定电流为 1A 的 1000V 二极管。

### 5.2.2 输入电容 (C<sub>IN</sub>) 的选择

直流输入大容量电容 C1 用于通过滤除低频交流纹波电压提供平滑的直流电压。计算输入滤波电容时，假定纹波电压为 10% (40V)。

公式 4 用于确定最差情况下的放电时间。

$$t_d = \frac{1}{6 \times 50} = 3.33 \text{ ms} \quad (4)$$

$$C_{IN} \geq \frac{2 \times \frac{P_{out}}{\eta} \times t_d}{(V_{min}^2 - 0.9 \times V_{min}^2)} = \frac{2 \times \frac{50}{0.8} (3.33 \text{ m})}{(400^2 - 0.9 \times 400^2)} = 13.7 \mu\text{F} \quad (5)$$

公式 6 给出了 RMS 电流的计算方法。（请参见节 5.2.11 了解有关 D<sub>MAX</sub> 和 I<sub>pk</sub> 的详细信息）

$$I_{rms} = I_{pk} \times \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 1 \times \sqrt{\frac{0.335}{3}} = 334 \text{ mA} \quad (6)$$

通过串联三个额定纹波电流为 1A 的 47μF/450V 电容 (EEUED2W470) 获得大约 15μF 的等效电容值。

### 5.2.3 输入滤波器

公式 7 给出了所需的滤波器转角频率。

$$f_c = f_{sw} \times 10^{\frac{Att}{40}}$$

其中

- f<sub>c</sub> 是所需的滤波器转角频率
  - f<sub>sw</sub> 是电源的工作频率 (50kHz)
- (7)

在合理假定电源开关频率下存在 60dB 衰减的情况下，公式 8 可确定滤波器的截止频率

$$f_c = 50 \text{ k} \times 10^{\frac{-60}{40}} = 1.58 \text{ kHz} \quad (8)$$

(约为 1kHz)

公式 8 得出的电感值为 2mH，两条直流总线线路上各为 1mH。

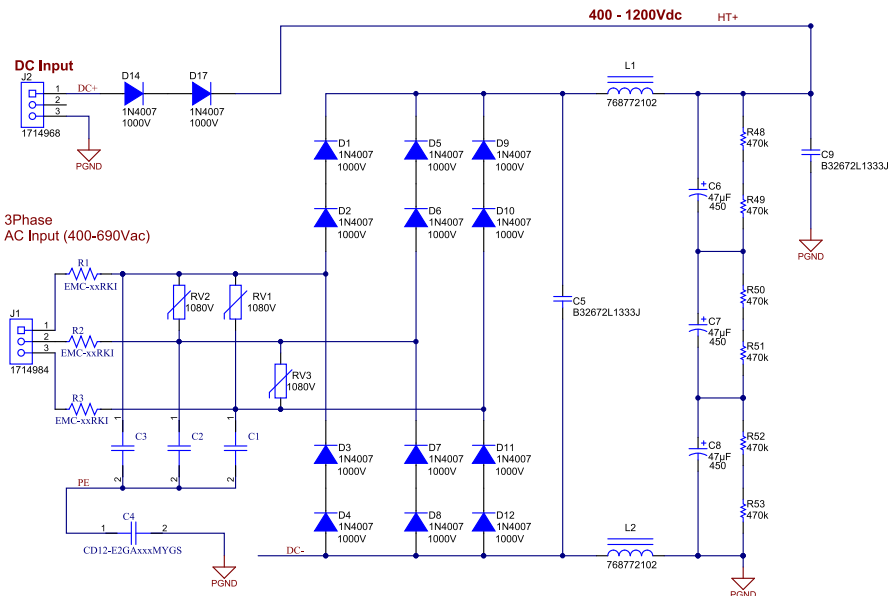


图 9. 输入部分

### 5.2.4 浪涌保护

考虑到 690V 交流输入存在 10% 的变化幅度，已使用额定峰值电流为 6500A 的 750V 交流 MOV（针对 8/20 $\mu$ s 波形）来抑制输入浪涌。对于额定电压为 400V 的驱动器，需选用额定电压更低的 MOV。

### 5.2.5 VDD 电容选择 ( $C_{DD}$ )

VDD 上的电容可在恒流调节中转换器的输出电压达到目标最小工作电压之前为器件提供工作电流。

VDD 上的电容需要在恒流调节中转换器的输出电压达到目标最小工作电压之前为器件提供工作电流。现在，辅助绕组可维持 UCC28711 器件两端电压。可用于负载和为输出电容充电的总输出电流是恒流调节目标。公式 9 假定反激转换器输出电流可为输出电容充电直至达到最小输出电压。从公式 10 中可以看出，存在估计为 1mA 的栅极驱动电流，并且为 VDD 添加了 1V 裕量。

$$C_{DD} = \frac{(I_{RUN} + 1\text{mA}) \left( \frac{C_{OUT1} \times V_{OCC1}}{I_{OCC1}} + \frac{C_{OUT1} \times V_{OCC1}}{I_{OCC1}} + \frac{C_{OUT1} \times V_{OCC1}}{I_{OCC1}} + \frac{C_{OUT1} \times V_{OCC1}}{I_{OCC1}} \right)}{(V_{DD(ON)} - V_{DD(OFF)}) - 1\text{V}} \quad (9)$$

$$C_{DD} = \frac{(2\text{mA} + 1\text{mA}) \left( \frac{760\mu \times 24}{1.875} + \frac{100\mu \times 16}{0.14} + \frac{100\mu \times 16}{0.14} + \frac{100\mu \times 16}{0.083} \right)}{(21 - 8) - 1\text{V}} = 9.95\mu\text{F} \approx 10\mu\text{F} \quad (10)$$

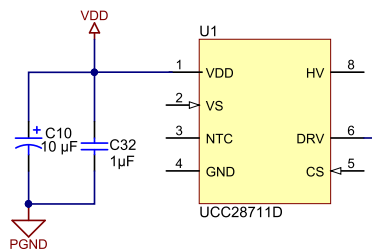


图 10. VDD 电容

当  $C_{DD}$  充电至器件导通阈值 ( $V_{VDD(on)}$ ) 后，UCC28700 器件将启动三个较小的栅极驱动脉冲 (DRV) 并开始感测电流和电压（请参见图 11）。如果检测到故障（例如，输入欠压故障或任何其他故障），UCC28700 器件将终止栅极驱动脉冲并使 CDD 放电以启动欠压锁定。该电容将通过 UCC28700 的运行电流 ( $I_{RUN}$ ) 放电直至达到 VDD 关断阈值 ( $V_{VDD(off)}$ )。自强制软启动起的 CDD 放电时间 ( $t_{CDD}$ ) 按公式 11 计算，计算时需要使用无栅极驱动器开关条件下的控制器运行电流 ( $I_{RUN}$ ) 以及控制器的 VDD 关断阈值 ( $V_{VDD(off)}$ )。如果未检测到故障，则 UCC28700 器件将继续驱动 QA 并控制输入和输出电流。并且不会进行软启动。

$$I_{run} = 2.1\text{mA}$$

$$V_{VDD(off)} = 8\text{V}$$

$$dt_{CDD} = C_{DD} \frac{V_{VDD(ON)} - V_{VDD(OFF)}}{\left( \frac{V_{INMAX}}{R_T} - I_{RUN} \right)} = 10\mu \frac{21 - 8}{\left( \frac{1100}{1.88\text{M}} - I_{RUN} \right)} = 60\text{ms} \quad (11)$$

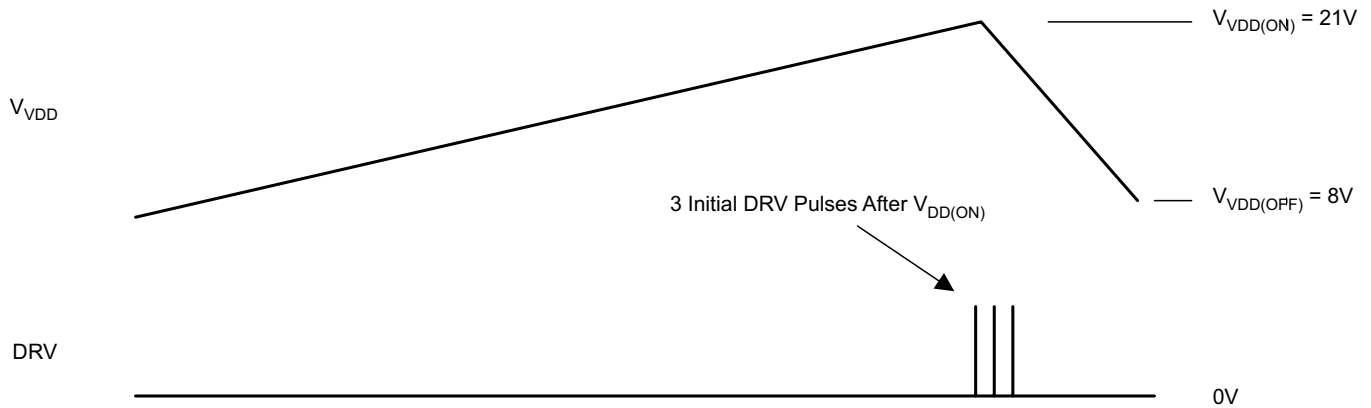


图 11. 上电序列

### 5.2.6 电流感测

对于本设计，根据 0.75V 最大电流感测信号标称值而选用了 0.75Ω 电阻。

注：公式 12 得出的实际值需在故障期间根据允许的功率限值进行调整。本设计使用 0.91Ω 电阻将功率限定在 65W 以内。

$$R_{CS} = \frac{0.75}{I_{PPK}} = 0.75\Omega \quad (12)$$

公式 13 确定了电流感测电阻的功耗标称值。

$$P_{RCS} = I_{PRMS}^2 \times R_{CS} = 0.334^2 \times 0.91 = 0.1W \quad (13)$$

UCC28711 器件工作时采用的是逐周期一次侧峰值电流控制。CS 引脚的正常运行电压范围为 0.78V 至 0.195V。如果 CS 引脚电压达到 1.5V，则将触发额外的保护功能。这将引发 UVLO 复位并重新启动序列。

电流感测 (CS) 引脚经串联电阻 (RLC) 连接至电流感测电阻 (RCS)。电流感测阈值对于  $I_{PP}$  (最大值) 为 0.75V，对于  $I_{PP}$  (最小值) 为 0.25V。串联电阻 RLC 提供了前馈线路补偿功能，可消除因 di/dt 变化导致的 IPP 变化以及内部比较器和 MOSFET 的关断时间传播延迟。内部的 235ns 前沿消隐时间可消除对 MOSFET 导通电流尖峰的敏感度。RCS 的值是由恒定电流 (CC) 调节中的目标输出电流确定。RLC 的值由公式 14 确定。

注：公式 14 所确定的值可能还需要根据电流感测的噪声和振铃（取决于信号传输）进行调整。本设计中使用的是 1kΩ 电阻。

$$R_{LC} = \frac{K_{LC} \times R_{S1} \times R_{CS} \times T_D \times N_{PA}}{L_P} = \frac{25 \times 91k \times 0.91 \times 300n \times 18}{2.5m} = 4.44k$$

其中

- $R_{LC}$  是线路补偿电阻
- $R_{S1}$  是 VS 引脚的高侧电阻值
- $R_{CS}$  是电流感测电阻值
- $T_D$  是电流感测延迟（包括 MOSFET 关断延迟）。在 MOSFET 延迟基础上增加 50ns。
- $N_{PA}$  是变压器一次侧绕组与辅助绕组匝数比
- $L_P$  是变压器一次侧电感。
- $K_{LC}$  是电流调节常量（依据 [UCC28711](#) 数据表可知，该常量为 25A/A）

(14)

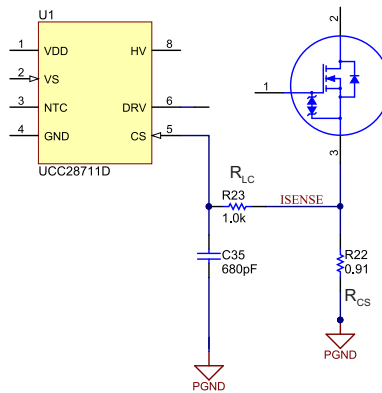


图 12. 电流感测

### 5.2.7 一次侧稳压

在一次侧控制中，输出电压在变压器能量传递到二次侧后在辅助绕组上感测。为了获得辅助绕组上二次侧输出电压的精确值，鉴频器（内置于 UCC28711）有效阻止了漏感复位和振铃，在振铃减少后的电流下降期间连续采样辅助绕组电压，并在二次侧绕组电流达到零时捕捉误差信号。VS 的内部基准电压为 4.05V；VS 与连接于辅助绕组和地之间的电阻分压器相连。在变压器二次侧电流消磁结束时对输出电压反馈信息进行采样，从而提供精确的输出电压。用于实现谷值开关和控制二次侧变压器电流占空比的时序信息由 VS 引脚上的波形确定。建议不要在该输入上连接滤波电容，否则会影响对上述波形的精确感测。

VS 引脚可感测大容量电容电压以提供交流输入运行阈值和停止阈值。VS 引脚还能够补偿整个交流输入范围内的电流感测阈值。VS 引脚信息在 MOSFET 导通时间期间进行感测。对于交流输入运行或停止功能，VS 上的运行阈值为

225μA，而停止阈值为 80μA。相距甚远的运行阈值与停止阈值使得线路电压电源能够正确无误地启动与关断。

VS 引脚还可感测大容量电容电压来提供交流输入运行和停止阈值，并补偿整个交流输入范围内的电流感测阈值。此信息在 MOSFET 导通时间期间进行感测。对于交流输入运行或停止功能，VS 上的运行阈值为 225μA，而停止阈值为 80μA。相距甚远的运行阈值与停止阈值使得线路电压电源能够正确无误地启动与关断。

辅助分压器的上方电阻 RS1 和下方电阻 RS2 的阻值可由公式 15 和公式 16 确定。

$$R_{S1} = \frac{V_{IN(RUN)}}{N_{PA} \times I_{VSL(RUN)}} = \frac{375}{18 \times 225 \mu} = \approx 92k$$

（舍入为 91k）

其中

- $N_{PA}$  是变压器一次侧绕组与辅助绕组匝数比
- $V_{IN(run)}$  是转换器输入启动（运行）电压
- $I_{VSL(run)}$  是 MOSFET 导通时间期间 VS 引脚上所拉出电流的运行阈值（依据 UCC28711 数据表可知，该阈值最高为 220μA）

(15)

$$R_{S2} = \frac{R_{S1} \times V_{VSR}}{N_{AS} \times (V_{OCV} + V_F) - V_{VSR}} = \frac{91k \times 4.05}{(0.66 \times 24.6) - 4.05} = 30.2k$$

（舍入为 30k）

其中

- $V_{OCV}$  是转换器稳压输出电压
- $V_F$  是电流接近零时的二次侧整流器正向压降
- $N_{AS}$  是变压器辅助绕组与二次侧绕组匝数比

- $R_{S1}$  是 VS 分压器高侧电阻
- $V_{VSR}$  是 VS 输入的 CV 稳压电平（依据 [UCC28711](#) 数据表可知，该电压的典型值为 4.05V） (16)

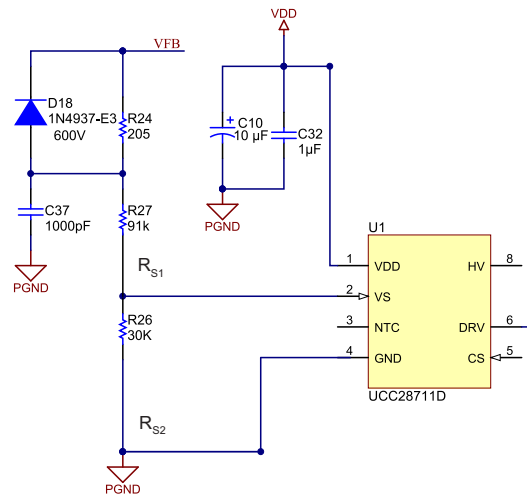


图 13. 一次侧反馈

输出过压功能依赖于 VS 引脚上的电压反馈。如果 VS 上采样的电压超出标称电压  $V_{OUT}$  的 115%，则器件将停止开关操作并切断 IFAULT 的内部电流消耗，从而使 VDD 电容放电至 UVLO 关断阈值。之后，器件会返回到起始状态并执行启动序列。

VS 引脚上的组件发生故障时会触发相应的保护。如果 VS 引脚上的反馈信息完全丢失，控制器将停止开关操作并重新启动。



### 5.2.8 MOSFET 栅极驱动

UCC28711 器件的 DRV 引脚经串联电阻与 MOSFET 栅极引脚相连。栅极驱动器可提供最高 14V 的栅极驱动信号。驱动器导通时相当于一个 25mA 电流源，可限制 MOSFET 漏极的导通  $dv/dt$ 。这样能够降低前沿电流尖峰，当仍能够提供栅极驱动电流以越过米勒平坦区。栅极驱动关断电流取决于低侧驱动器  $R_{DS(on)}$  和任何外部栅极驱动电阻。为了提高功率器件的效率并降低其开关损耗，可使用基于外部 BJT 的高额定电压（高  $Q_g$ ）电流缓冲器驱动 MOSFET。

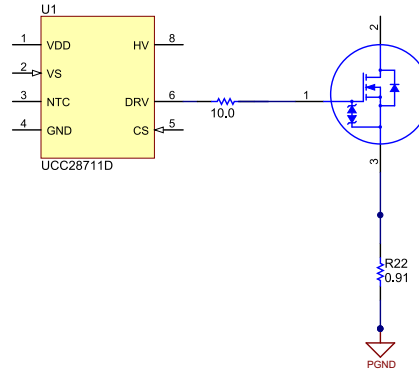


图 14. MOSFET 栅极驱动

### 5.2.9 过压检测

LMS33460 器件是一款采用漏极开路输出配置（需使用上下拉电阻）的微功耗欠压感测电路。LMS33460 配有电压基准和阈值精确的比较器，并且内置有滞后特性以防止发生不确定的复位操作。每当输入电压低于 3V 时，该 IC 便会产生有源输出。图 15 所示的电阻分压器的过压跳变点为 1200V DC。齐纳二极管 D32 的作用是当直流总线电压达到自身最大值 (1200V DC) 时将 LMS33460 的输入电压钳位在 8V（器件的绝对最大值）以下。

该器件的最小滞后电压为 100mV，反映到直流总线上约为 11V。此外，滞后还可以通过 R29 进行调节。

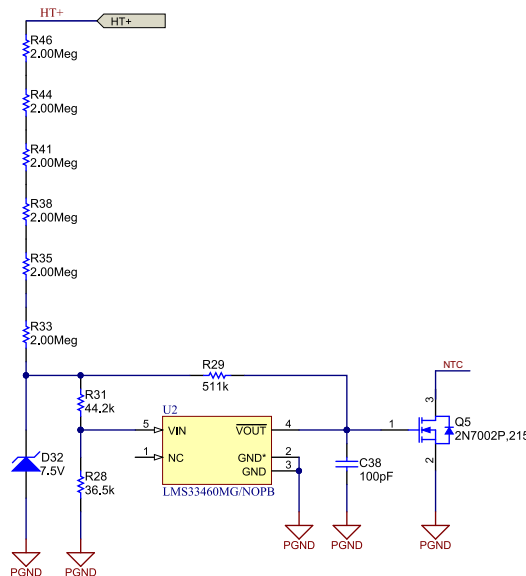


图 15. 欠压保护

UCC28711 器件具有 NTC 输入，可用于连接外部负温度系数电阻进行远程温度感测，从而实现用户可编程的外部热关断。关断阈值为 0.95V，搭配 105 $\mu$ A 内部电流源可获得 9.05k $\Omega$  的热敏电阻关断阈值。

将 NTC 引脚拉为低电平可关断 PWM 操作。过压期间，LMS33460 会向 NTC 引脚发送信号以关断控制器。

### 5.2.10 HV 启动

UCC28710 器件内部具有一个 700V 启动开关。由于直流总线电压可高达 1200V DC，因此使用外部齐纳稳压器将 HV 引脚输出电压限制在大约 550V DC。启动电流典型值约为 300 $\mu$ A，可为 VDD 电容提供快速充电。内部 HV 启动器件始终处于激活状态，直至 VDD 超过 UVLO 导通阈值 (21V)，此时 HV 启动器件将关断。关断状态下的泄漏电流极低，因此能够最大限度降低控制器待机损耗。当 VDD 降至低于 8.1V UVLO 关断阈值后，HV 启动器件将接通。

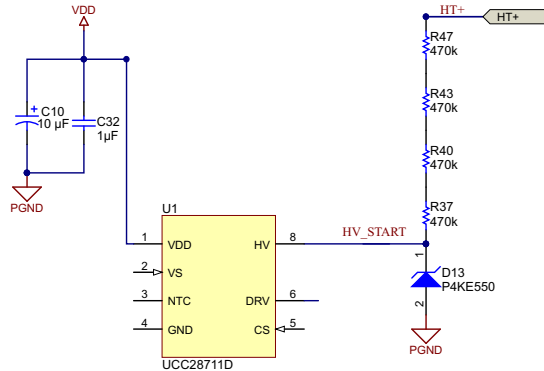


图 16. 启动电路

对于直流链路中串联两个电容的驱动器，可在两串联电容中点位置接入 UCC28711 器件的 HV 引脚。中点位置的电压范围为 200V - 600V（对应于直流 400V - 1200V 的输入电压），低于 UCC28711 的 700V 启动开关限值。

### 5.2.11 变压器计算

公式 17 基于伏秒平衡计算变压器一次侧绕组与二次侧绕组匝数比 (a1)。

$$a1 = \frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{L_{PM}}{L_{SM}}} = \frac{D_{MAX} \times (V_{in_{MIN}} - V_{AON} - V_{RCS})}{D_{MAG} \times (V_{OUT} + V_{DG})} = \approx 12$$

其中

- $L_{SM}$  是二次侧磁化电感
- $V_{AON} = 5V$ ，导通期间 FET 两端的压降估计值。
- $V_{RCS} = 0.75V$ ，电流感测电阻两端的压降
- $V_{DG} = 0.6V$ ，输出二极管两端的正向压降估计值

公式 18 用于计算最大占空比 ( $D_{MAX}$ )。

$$D_{MAX} = \frac{12 \times D_{MAG} \times (V_{OUT} + V_{DG})}{V_{in_{MIN}} - V_{AON} - V_{RCS}} = \frac{12 \times 0.425 \times 24.6}{375 - 5 - 0.75} = 0.335$$

公式 19 基于最小反激输入电压计算变压器一次侧峰值电流 ( $I_{PPK}$ )。

$$I_{PPK} = \frac{2 \times P_{OUT}}{\eta \times V_{in_{MIN}} \times D_{MAX}} = \frac{2 \times 50W}{0.8 \times 375 \times 0.335} = 1A$$

公式 20 基于最小反激输入电压、变压器一次侧峰值电流、效率和最大开关频率 ( $f_{MAX}$ ) 计算选定一次侧磁化电感 ( $L_{PM}$ )。

$$L_{PM} = \frac{2 \times P_{OUT}}{I_{PPK}^2 \times F_{MAX}} = \frac{2 \times 50W}{1^2 \times 50 \text{ kHz}} = 2.5 \text{ mH} \quad (20)$$

公式 21 用于计算变压器辅助绕组与二次侧绕组匝数比 (a2)。

$$a2 = \frac{N_A}{N_S} = \frac{V_{DDMIN} + V_{DE}}{V_{OUT} + V_{DG}} = \frac{16 + 0.3}{24.6} = 0.66$$

其中

- $V_{DDMIN} = 16V$
- $V_{DE} = 0.3V$ , 辅助二极管正向压降估计值

(21)

公式 22 用于计算变压器一次侧 RMS 电流 ( $I_{PRMS}$ )。

$$I_{PRMS} = I_{PPK} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} = 1 \times \sqrt{\frac{0.335}{3}} = 0.334 \text{ A} \quad (22)$$

公式 23 - 公式 26 用于计算变压器二次侧峰值电流 RMS 电流 ( $I_{SPK}$ )。

$$I_{S1PK} (24V \text{ Output}) = \frac{P_{OUT} \times 2}{V_{OUT} \times D_{MAG}} = \frac{90}{24.6 \times 0.425} = 8.6 \text{ A} \quad (23)$$

(3.23 A<sub>rms</sub>)

$$I_{S2PK} (\pm 16V \text{ Output}) = \frac{P_{OUT} \times 2}{V_{OUT} \times D_{MAG}} = \frac{9}{33.2 \times 0.425} = 0.638 \text{ A} \quad (24)$$

(0.24 A<sub>rms</sub>)

$$I_{S3PK} (\pm 6V \text{ Output}) = \frac{P_{OUT} \times 2}{V_{OUT} \times D_{MAG}} = \frac{1}{6.6 \times 0.425} = 0.357 \text{ A} \quad (25)$$

(0.134 A<sub>rms</sub>)

$$I_{AUX\_PK} (16V \text{ Output}) = \frac{P_{OUT} \times 2}{V_{OUT} \times D_{MAG}} = \frac{30}{16.6 \times 0.425} = 4.25 \text{ A} \quad (26)$$

(1.6 A<sub>rms</sub>)

## 5.2.12 输出二极管

### 5.2.12.1 +24V 输出二极管 ( $D_{G1}$ )

公式 27 用于计算二极管反向电压 ( $V_{RDG}$ )。

$$V_{RDG1} = V_{OUT1} + \frac{V_{INMAX}}{a1} = 24 + \frac{1200}{12} = 124 \text{ V} \quad (27)$$

公式 28 用于计算二极管峰值输出电流 ( $I_{DGPK}$ )。

$$I_{DG1PK} = I_{S1PK} = 8.6 \text{ A} \quad (28)$$

本设计中使用的肖特基二极管参数如下：额定电流 20A，额定电压 200V，正向压降 ( $V_{FDG}$ ) 0.88V。

$$V_{FDG} = 0.88V$$

公式 29 用于估算二极管功率损耗 ( $P_{DG}$ )。

$$P_{DG1} = \frac{P_{OUT1} \times V_{FDG}}{V_{OUT}} = \frac{45 \times 0.88}{24} = 1.65 \text{ W} \quad (29)$$

### 5.2.12.2 +16V 辅助输出二极管 ( $D_{G2}$ )

公式 30 用于计算二极管反向电压 ( $V_{RDG}$ )。

$$V_{RDG2} = V_{AUX\_OUT} + \frac{V_{INMAX}}{a1} = 16 + \frac{1200}{12} = 116V \quad (30)$$

公式 31 用于计算二极管峰值输出电流 ( $I_{DG2PK}$ )。

$$I_{DG2PK} = I_{AUX\_PK} = 4.25A \quad (1.6 A_{rms}) \quad (31)$$

本设计中选择的是 3A、200V 超快速整流器 (MURS320-13-F)，3A 电流时的正向压降 ( $V_{FDG}$ ) 为 875mV。

公式 32 用于估算二极管功率损耗 ( $P_{DG2}$ )。

$$P_{DG2} = \frac{P_{AUX\_OUT} \times V_{FDG2}}{V_{AUX\_OUT}} = \frac{15 \times 0.875}{16} = 0.82W \quad (32)$$

±16V 输出和隔离式 +6V 输出也采用了这款二极管。

### 5.2.13 输出电容

公式 33 基于 90% 输出纹波电压允许值计算输出 ESR，以供选择参考。

$$ESR_{COUT\_24V} = \frac{V_{ripple} \times 0.9}{I_{SPK}} = \frac{250m \times 0.9}{8.6A} = \approx 26m\Omega \quad (33)$$

公式 34 - 公式 37 基于所需纹波电压要求计算输出电容，以供选择参考。

$$C_{OUT\_24V} \geq \frac{20\mu \times \frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \times 2}}{V_{ripple}} = \frac{20\mu \times \frac{45}{24 \times 2}}{0.025} = \approx 750\mu F \quad (34)$$

$$C_{OUT\_16V} \geq \frac{20\mu \times \frac{4.5}{16 \times 2}}{0.025} = \approx 120\mu F \quad (35)$$

$$C_{OUT\_6V} \geq \frac{20\mu \times \frac{0.5}{6 \times 2}}{0.01} = \approx 120\mu F \quad (36)$$

$$C_{OUT\_AUX} \geq \frac{20\mu \times \frac{15}{16 \times 2}}{0.1} = \approx 120\mu F \quad (37)$$

公式 38 用于估算总输出电容 RMS 电流 ( $I_{COUT\_RMS}$ )。

$$I_{COUT\_RMS} = \sqrt{\left(\frac{I_{SPK} \times \sqrt{D_{MAG}}}{\sqrt{3}}\right)^2 - \left(\frac{P_{OUT}}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (38)$$

$$I_{COUT\_RMS\_24V} = \sqrt{\left(\frac{8.6 \times \sqrt{0.425}}{\sqrt{3}}\right)^2 - \left(\frac{45}{24}\right)^2} = 2.6A \quad (39)$$

输出二极管并联有两个额定纹波电流为 1.43A 的 330μF、35V 铝制电解电容，用以支持纹波电流。

$$I_{COUT\_RMS\_16V} = \sqrt{\left(\frac{0.638 \times \sqrt{0.425}}{\sqrt{3}}\right)^2 - \left(\frac{4.5}{16}\right)^2} = 640mA \quad (40)$$

+16V 和 -16V 输出均连有额定纹波电流为 1.6A 的 120μF、50V 电容。

$$I_{COUT\_RMS\_6V} = \sqrt{\left(\frac{0.357 \times \sqrt{0.425}}{\sqrt{3}}\right)^2 - \left(\frac{0.5}{6}\right)^2} = 0.1A \quad (41)$$

$$I_{\text{COUT\_RMS\_AUX}} = \sqrt{\left(\frac{4.25 \times \sqrt{0.425}}{\sqrt{3}}\right)^2 - \left(\frac{15}{16}\right)^2} = 1.3\text{A} \quad (42)$$

本设计中采用的是额定纹波电流为 1.6A 的 120μF、50V 电容。

### 5.2.14 MOSFET 选择

为满足电压和电流要求，本设计中采用的是具有以下参数特征的 950V、2A（额定值）MOSFET (STF2N95K5)。

$$R_{\text{DS(on)}} = 4.2\Omega$$

$$C_{\text{OSS}} = 9\text{pF}$$

$$I_{\text{DRIVE}} = 0.025\text{A}, \text{ FET 栅极驱动导通电流最大值（受限于 UCC28711）}$$

栅极灌电流最大值在内部受限，约为 0.2A

$$Q_g = 10\text{nC}, \text{ 栅极电荷恰好高于米勒平坦区}$$

公式 43 用于估算 VDS 下降时间。

$$t_f = \frac{Q_g}{I_{\text{drive}}} = \frac{10\text{nC}}{0.2\text{A}} = 50\text{ns} \quad (43)$$

#### 5.2.14.1 FET 平均开关损耗 ( $P_{\text{SW}}$ )

$$P_{\text{SW}} = \frac{1}{2} V_{\text{PK}} \times I_{\text{PK}} \times T_F \times F_{\text{SW}} = \frac{1}{2} \times 800 \times 1 \times 50\text{n} \times 50\text{kHz} = 1\text{W} \quad (44)$$

#### 5.2.14.2 驱动 FET 栅极的产生的功率损耗 ( $P_g$ ):

$$P_g = 14\text{V} \times Q_g \times f_{\text{max}} = 14\text{V} \times 10\text{nC} \times 50\text{kHz} = 7\text{mW} \quad (45)$$

Qg1, 10V 驱动钳位电压下的栅极电荷

$$V_g = 14\text{V}$$

#### 5.2.14.3 FET $C_{\text{OSS}}$ 功耗 ( $P_{\text{COSS}}$ )

公式 46 和 公式 47 用于计算平均 FET 漏源电容。

$$2 \times C_{\text{OSS}} \times \sqrt{\frac{V_{\text{DS\_TEST}}}{V_{\text{DS}}}} = 2 \times 9\text{pF} \times \sqrt{\frac{100}{800}} = 6.4\text{pF} \quad (46)$$

$$P_{\text{COSS}} = \frac{C_{\text{OSS}}}{2} \times V_{\text{PK}}^2 \times F_{\text{MAX}} = \frac{6.4\text{p}}{2} \times 800^2 \times 50\text{kHz} = 0.1\text{W} \quad (47)$$

### 5.2.14.4 $R_{ds(on)}$ 产生的功率损耗 ( $P_{RDSON}$ )

$$P_{RDSON} = I_{PRMS}^2 \times R_{DSON} = 0.334^2 \times 4.2 = 0.47 \text{ W} \quad (48)$$

$$\text{每个 MOSFET 的总功率损耗} = 1 + 0.1 + 0.47 = 1.57 \text{ W} \quad (49)$$

$$\text{MOSFET 结至外壳的热阻最大值} = 2.78^\circ\text{C/W} \quad (50)$$

$$\text{散热器热阻最大值} = 15^\circ\text{C/W} \quad (51)$$

$$\text{MOSFET 温升} = 17.78 \times 1.57 = 28^\circ\text{C/W} \quad (52)$$

环境温度变化介于  $-20^\circ\text{C/W}$  和  $65^\circ\text{C/W}$  之间, FET 温度应在  $8^\circ\text{C} - 93^\circ\text{C}$  范围内 (符合 MOSFET [STF2N95K5](#) 数据表中规定的低于  $150^\circ\text{C}$  的要求)。

如需大幅降额以提高稳定性, 可使用额定电压  $\geq 1000\text{V}$  的 MOSFET。

### 5.2.15 输入电压感测

出于下列各种原因, 需测量驱动器的交流输入电压和直流链路电压。

1. 检测单相故障
2. 直流链路的欠压和过压情况
3. 用于控制逆变器输出电压

当驱动应用不执行高精度测量时, 可使用反激逆变器来测量交流输入电压以及直流链路电压。一次侧开关打开时, 二次侧的感应电压 (见图 17 中的 D24) 为直流链路电压与匝数比之积, 该结果还与交流市电输入电压成正比。该电压将被整流并经过 RC 电路进行滤波。可根据 ADC 输入电压范围执行电压调节。

公式 53 和公式 54 给出了  $1200\text{V DC}$  输入和匝数比为 18 条件下的正向感应电压计算结果。

$$V_{dc\_MEAS(MAX)} = \frac{1200}{18} = 66.67 \text{ V} \quad (53)$$

$$V_{dc\_MEAS(MIN)} = \frac{400}{18} = 22.22 \text{ V} \quad (54)$$

公式 53 和公式 54 确定的电压经电阻分压器  $\frac{1k}{11k}$  可降压调节至  $6.06\text{V}$  和  $2.02\text{V}$ 。该降压比可根据应用要求进行调节。

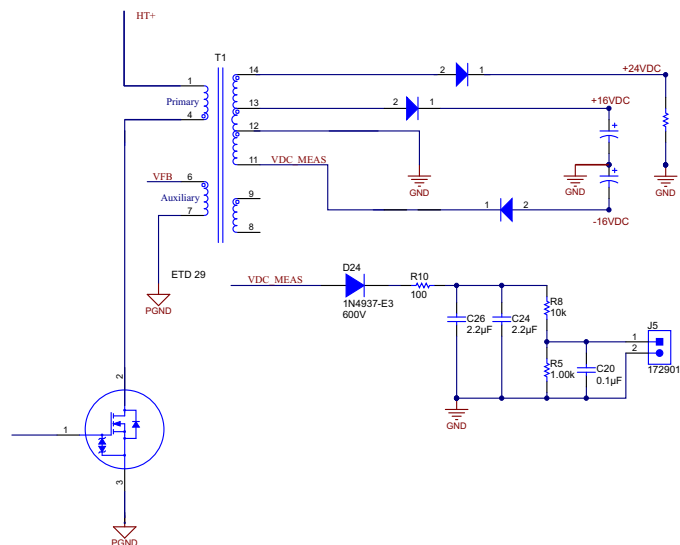


图 17. 直流链路电压测量

**5.2.16 变压器结构**
**表 1. 磁性元件详细信息**

磁芯类型	磁芯材料	绕线管
ETD29	CF138/N87	14 引脚 (垂直)

**表 2. 绕组详细信息<sup>(1)</sup>**

绕组	匝数	起始引脚	结束引脚	电感
W1	142	4	1	2.5mH ± 10%
W2	8	6	7	-
W3 (带抽头)	4	14	13	-
	8	13	12	-
W4	8	12	11	-
W5	3	9	4	-

<sup>(1)</sup> 使用绞合线有助于降低变压器损耗。

电气要求:

- 引脚 1 与引脚 4 之间的漏感最高为 100μH (所有其他引脚均短接)
- W3、W4 和 W5 需使用三重绝缘线

绕制步骤:

- 为一次侧 (W1) 缠绕单层 48 匝, 从引脚 4 开始, 到引脚 3 结束
- 基本绝缘
- 为 W2 均匀缠绕单层, 从引脚 6 开始, 到引脚 7 结束
- 强化绝缘
- 为 W3 缠绕单层: 从引脚 14 开始缠绕 4 匝到引脚 13 结束; 从引脚 13 继续再缠绕 8 匝到引脚 12 结束
- 基本绝缘
- 为 W4 均匀缠绕单层, 从引脚 12 开始, 到引脚 11 结束
- 强化绝缘
- 为一次侧 (W1) 分双层缠绕其余的 94 匝, 从引脚 3 开始, 到引脚 1 结束
- 强化绝缘
- 为 W5 均匀缠绕单层, 从引脚 9 开始, 到引脚 8 结束
- 强化绝缘
- 为磁芯保留适当间隙以获得所需的一次侧绕组电感
- 连接磁芯, 避免产生可闻噪声
- 用清漆真空浸渍
- 在不破坏端接的情况下切断引脚 3

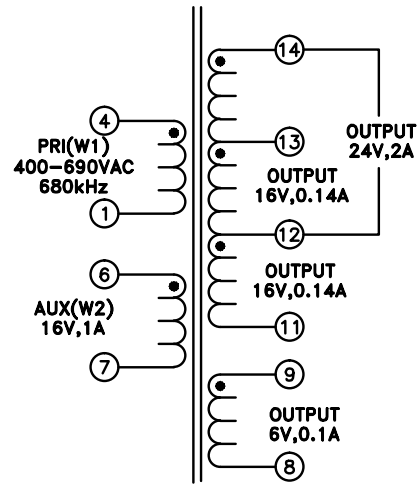


图 18. 变压器引脚分布



## 6 测试数据

### 6.1 功能测试结果

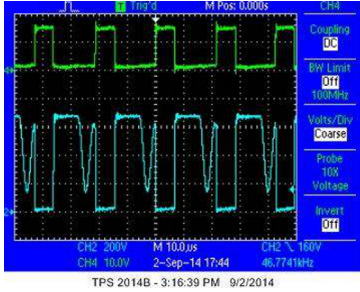


图 19. 400V 输入、50W 输出条件下的低侧 FET 电压 (CH4:  $V_{gs}$ , CH2:  $V_{ds}$ )

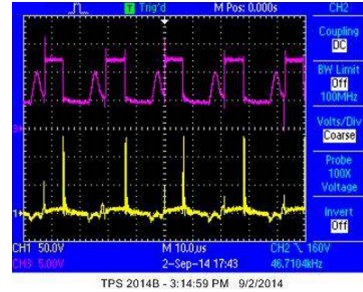


图 20. 400V 输入、50W 输出条件下的高侧 FET 电压 (CH3:  $V_{gs}$ , CH1:  $V_{ds}$ )

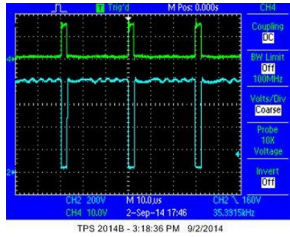


图 21. 1200V 输入、50W 输出条件下的低侧 FET 电压 (CH4:  $V_{gs}$ , CH2:  $V_{ds}$ )

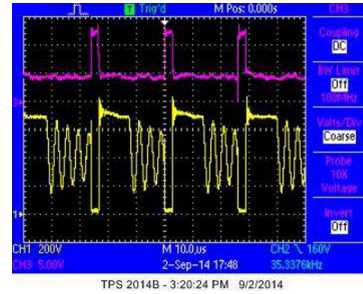


图 22. 1200V 输入、50W 输出条件下的高侧 FET 电压 (CH3:  $V_{gs}$ , CH1:  $V_{ds}$ )

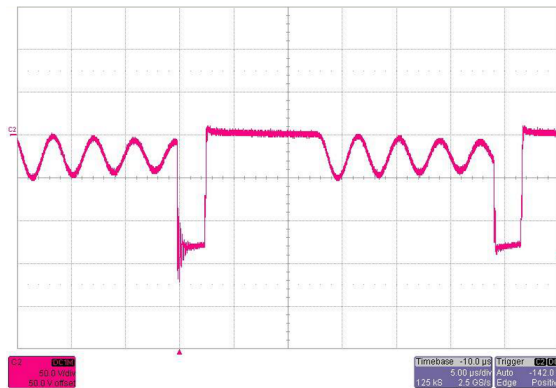


图 23.  $V_{IN} = 1200V$  DC 和 50W 输出条件下的 24V 输出二极管电压应力

## 6.2 不同测试条件下的输出纹波

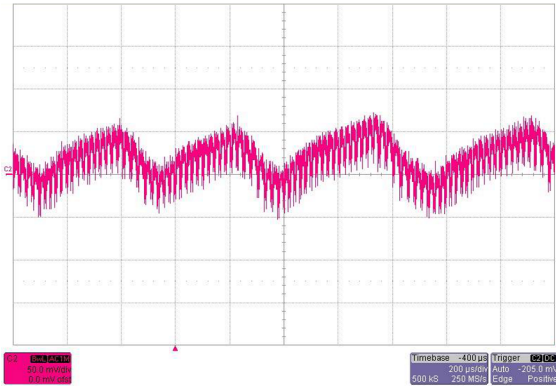


图 24.  $V_{IN} = 400V$  DC 且满载时 24V 输出产生的纹波

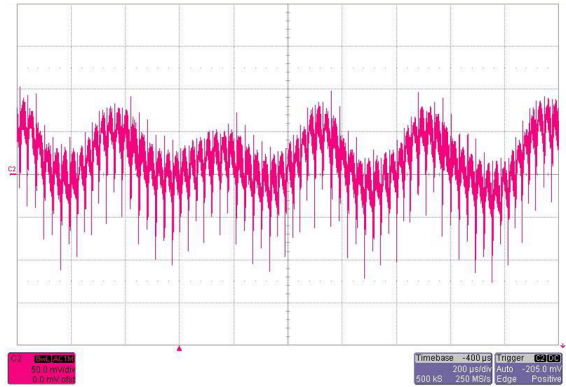


图 25.  $V_{IN} = 1200V$  DC 且满载时 24V 输出产生的纹波

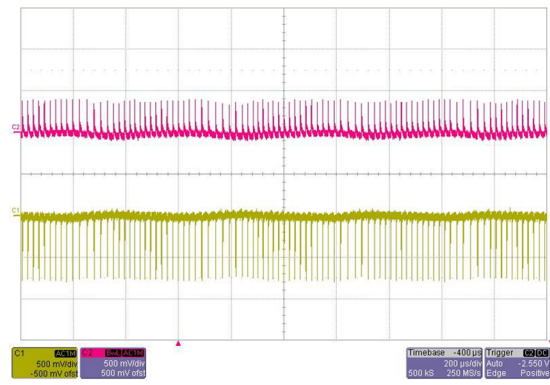


图 26.  $V_{IN} = 400V$  DC 且满载时  $\pm 16V$  输出产生的纹波 (CH2: +16V, CH1: -16V)

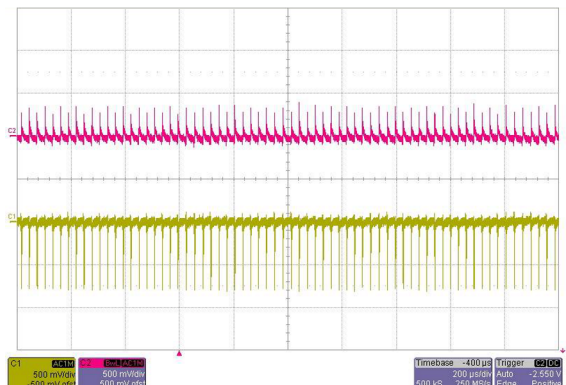


图 27.  $V_{IN} = 1200V$  DC 且满载时  $\pm 16V$  输出产生的纹波 (CH2: +16V, CH1: -16V)

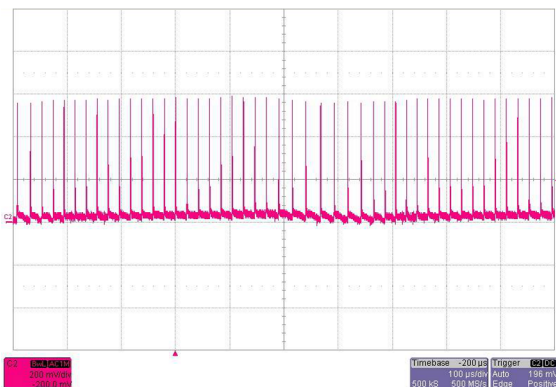


图 28.  $V_{IN} = 400V$  DC 且满载时 +6V 输出产生的纹波

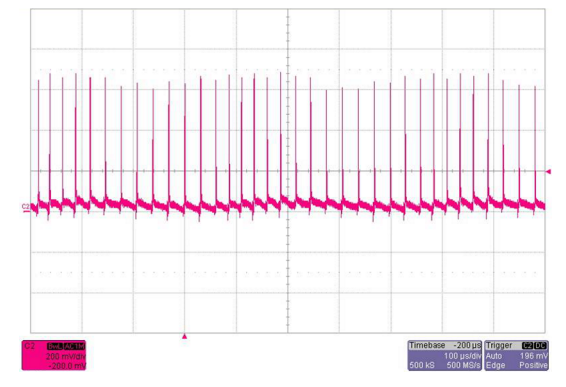


图 29.  $V_{IN} = 1200V$  DC 且满载时 +6V 输出产生的纹波

### 6.3 效率

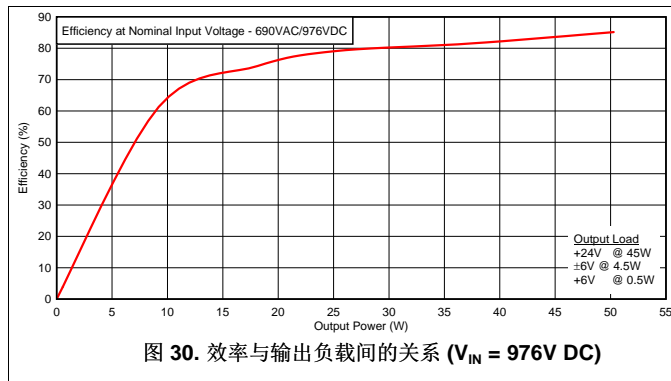


图 30. 效率与输出负载间的关系 ( $V_{IN} = 976V DC$ )

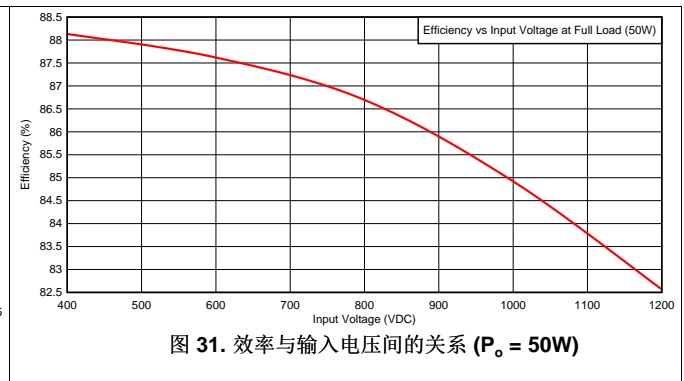


图 31. 效率与输入电压间的关系 ( $P_o = 50W$ )

### 6.4 线路调节

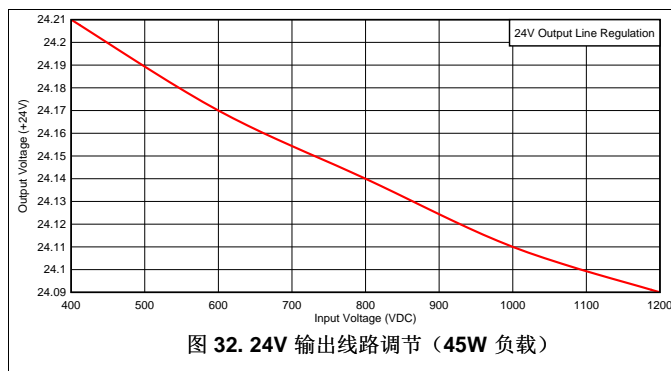


图 32. 24V 输出线路调节 (45W 负载)

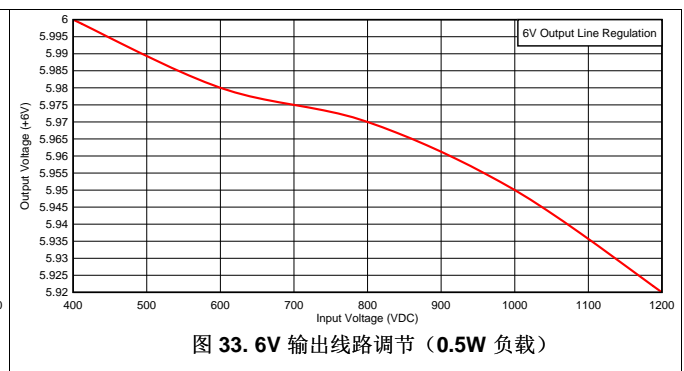


图 33. 6V 输出线路调节 (0.5W 负载)

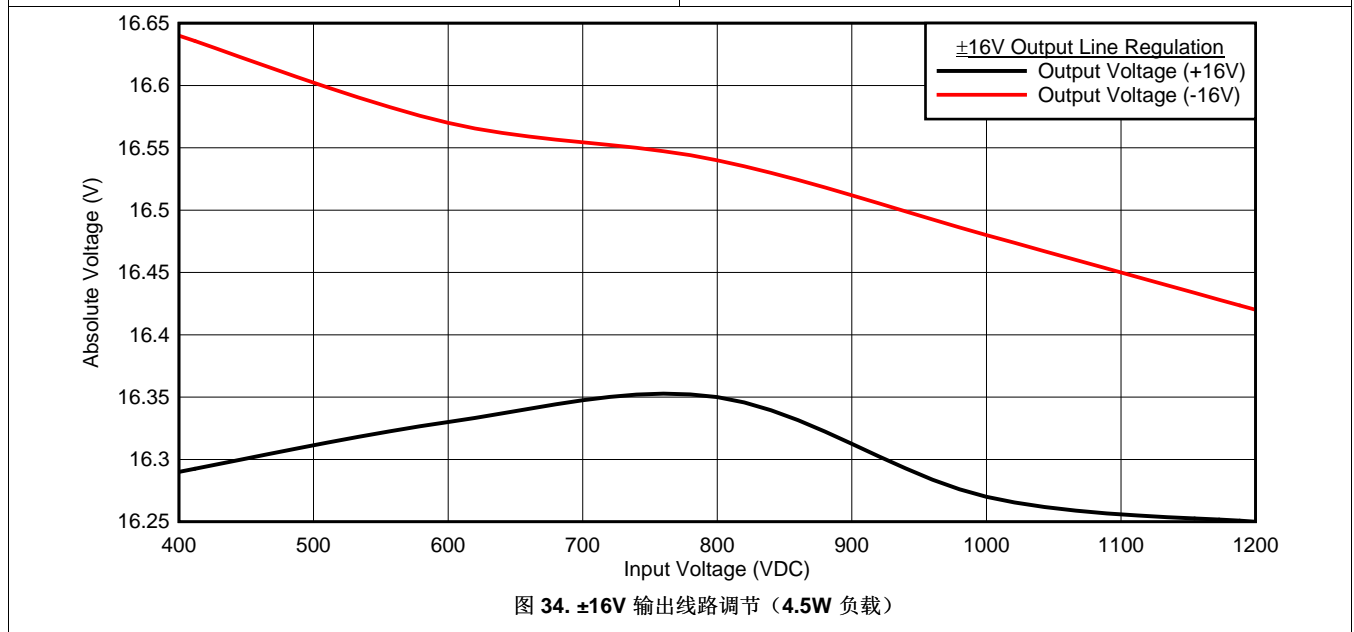


图 34. ±16V 输出线路调节 (4.5W 负载)

## 6.5 负载调节

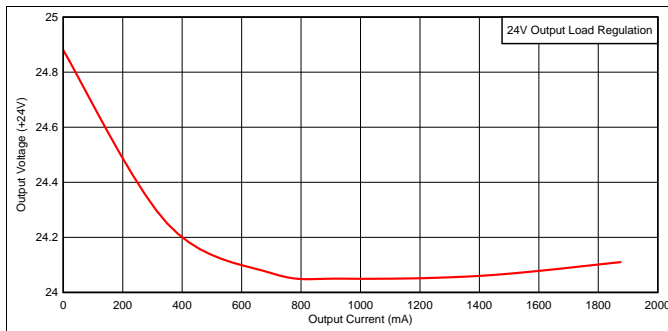


图 35. +24V 输出负载调节 ( $V_{IN} = 976V$  DC)

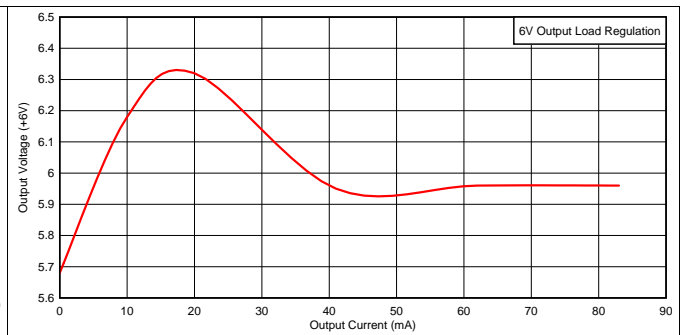


图 36. +6V 输出负载调节 ( $V_{IN} = 976V$  DC)

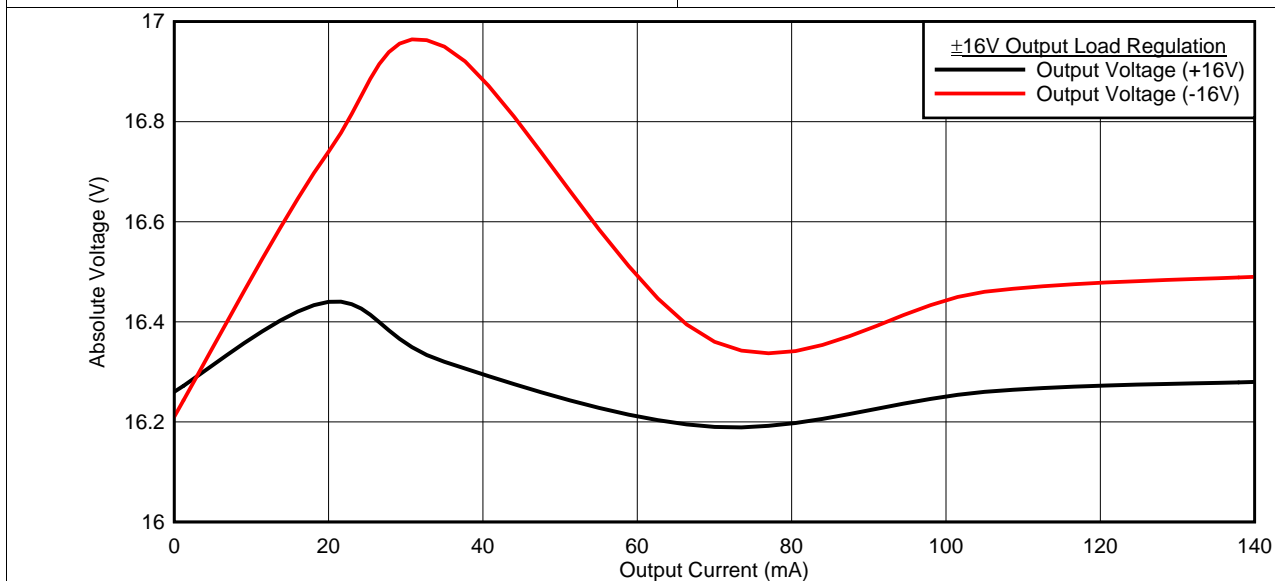


图 37. ±16V 输出负载调节 ( $V_{IN} = 976V$  DC)

## 6.6 过载测试和输出功率限制

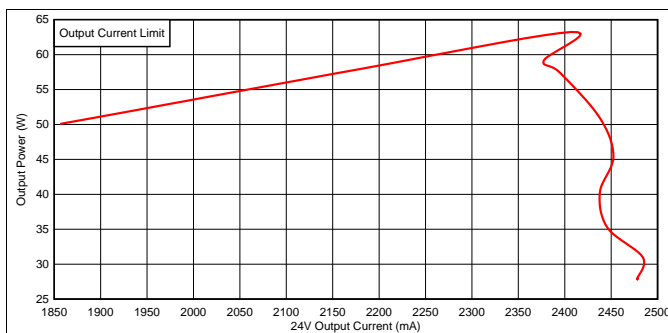


图 38. +24V 输出条件下的过载和电流限制 ( $V_{IN} = 976V$  DC)

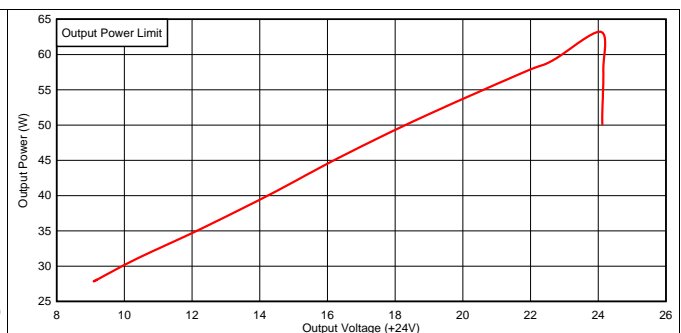
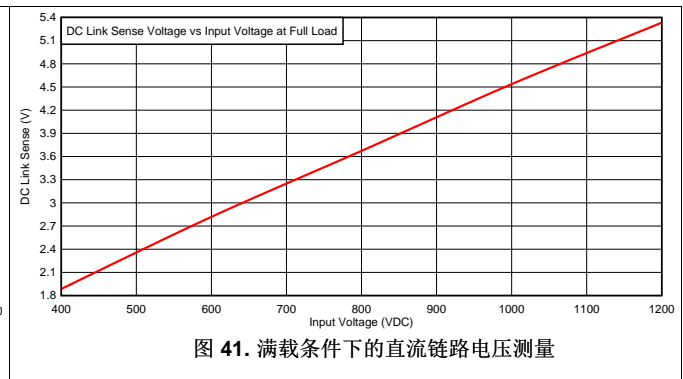
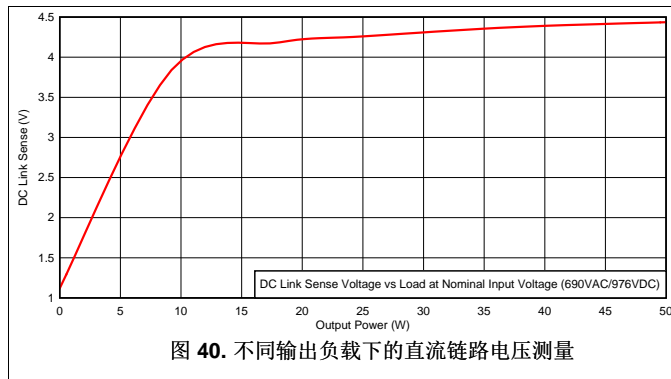


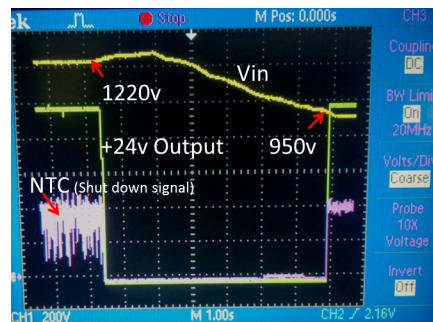
图 39. +24V 输出电压条件下的过载与输出功率间的关系 ( $V_{IN} = 976V$  DC)

## 6.7 直流链路电压测量

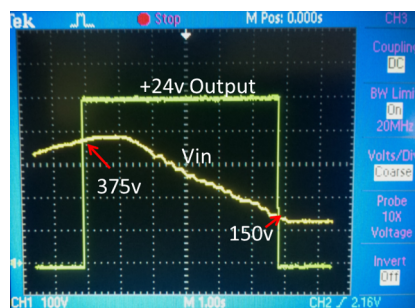


## 6.8 欠压和过压测试

图 42 和图 43 用于捕捉输入电压的过压和欠压限值。当输入电压超过 1220V DC 后，PWM 控制器将关断并在输入电压降回至约 950V DC 时恢复。可通过更改 R29 来调节关断和导通电压滞后。



电源在大约 375V DC 时接通，并在输入电压降至 150V DC 以下时关断。欠压关断操作的开关比是固定的，并且由 UCC28711 器件内部控制。



## 7 UCC28711 的布局指南

良好的布局对于电源功能的正常发挥至关重要。图 44、图 45 和图 46 给出了确保控制器功能正常发挥的重要布局准则。

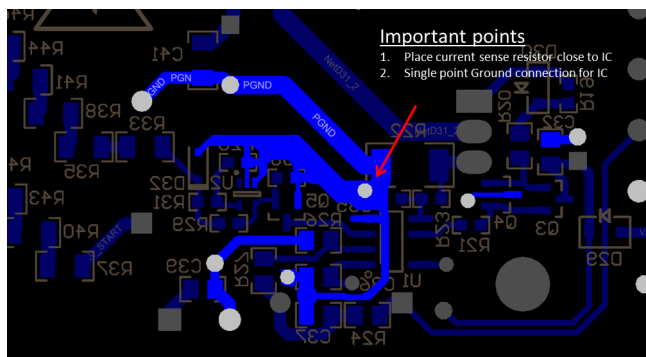


图 44. 布局图一

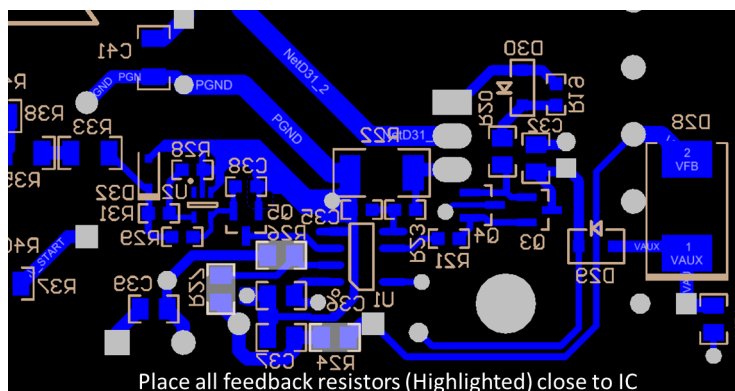


图 45. 布局图二

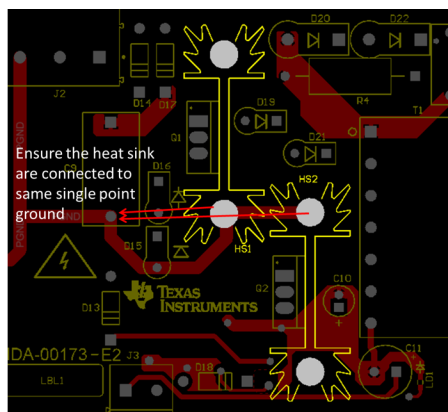


图 46. 布局图三

8 设计文件

8.1 电路原理图

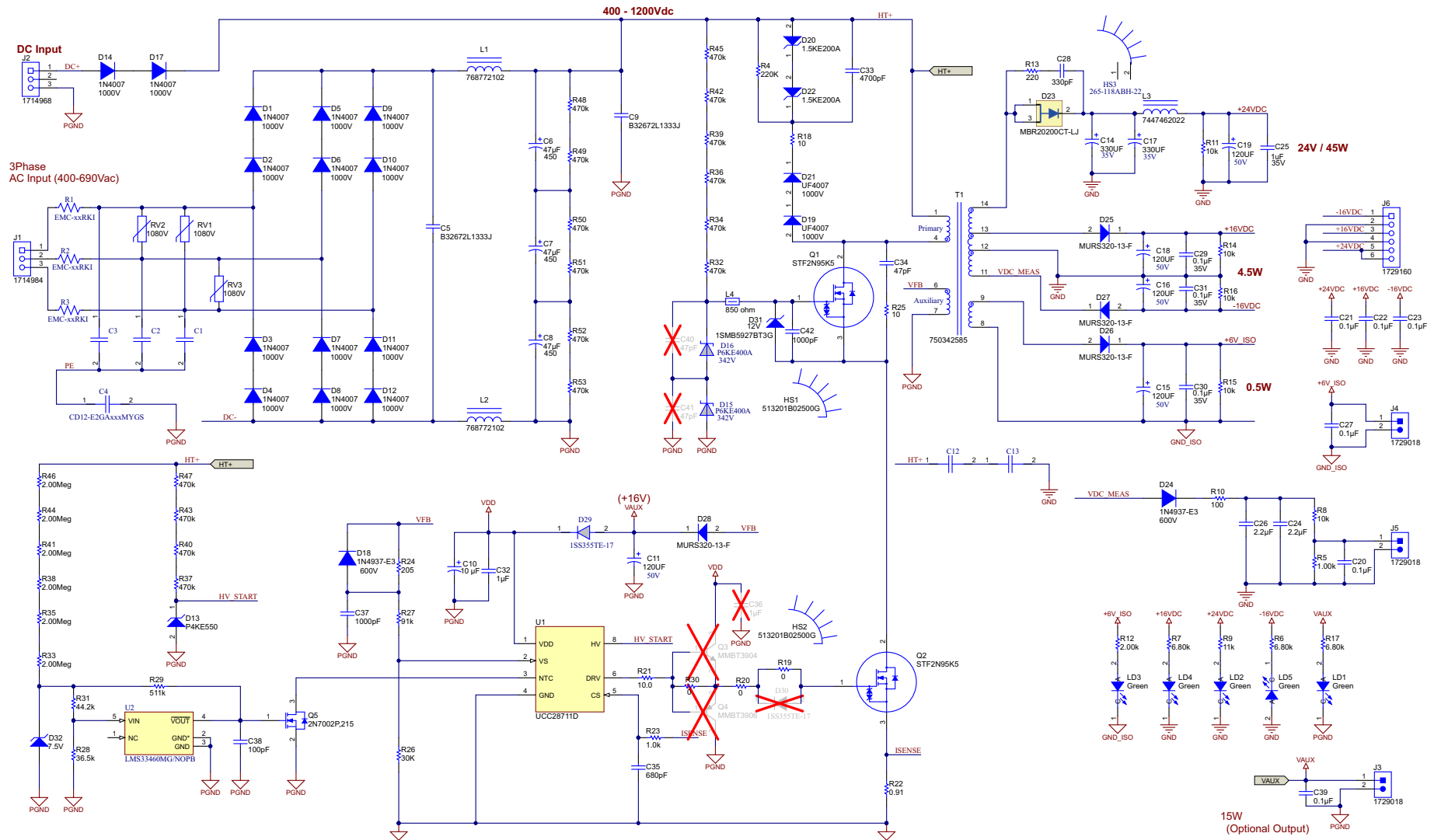


图 47. 用于电机驱动器的 400V 到 690V 交流输入 50W 隔离式反激电源参考设计原理图

## 8.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM), 请参见 [TIDA-00173](#) 的设计文件。

表 3. BOM

数量	参考	部件说明	制造商	制造商 部件编号	PCB 封装	注释
6	C1, C2, C3, C4, C12, C13	CAP, X1Y1, 250VAC	TDK 株式会社 (TDK Corporation)	CD12-E2GAXxxMYGS	YCAP_MODIFIED	已安装
2	C5, C9	薄膜电容, 0.033UF 1.6KVDC, 径向	EPCOS Inc	B32672L1333J	CAP_18X9_17.5	已安装
3	C6, C7, C8	电容, 铝制, 47uF, 450V, +/-20%, 0.609529Ω, TH	松下 (Panasonic)	EEUED2W470	CAPPR7.5-18X31.5	已安装
1	C10	电容, 铝制, 10uF, 35V, +/-20%, TH	尼吉康 (Nichicon)	UVR1V100MDD1TA	CAPPR2-5x11	已安装
5	C11, C15, C16, C18, C19	电容, 120UF 50V 径向	United Chemi-Con	EKZN500ELL121MH15D	HE_800x1150	已安装
2	C14, C17	电容, 铝制, 330UF 35V 20%, 径向	红宝石 (Rubycon)	35ZL330MEFC10X16	R7_1000x1250	已安装
6	C20, C21, C22, C23, C27, C39	电容, 陶瓷, 0.1uF, 50V, +/-10%, X7R, 0805	基美 (Kemet)	C0805C104K5RACTU	0805_HV	已安装
2	C24, C26	电容, 陶瓷, 2.2uF, 100V, +/-10%, X7R, 1210	村田 (Murata)	GRM32ER72A225KA35L	1210	已安装
1	C25	电容, 陶瓷, 1uF, 35V, +/-10%, X7R, 0603	太阳诱电 (Taiyo Yuden)	GMK107AB7105KAHT	0603	已安装
1	C28	电容, 陶瓷, 330pF, 630V, +/-5%, C0G/NP0, 1206	TDK	C3216C0G2J331J	1206	已安装
3	C29, C30, C31	电容, 陶瓷, 0.1uF, 35V, +/-10%, X7R, 0603	太阳诱电 (Taiyo Yuden)	GMK107B7104KAHT	0603	已安装
1	C32	电容, 陶瓷, 1uF, 35V, +/-10%, X7R, 0805	太阳诱电 (Taiyo Yuden)	GMK212B7105KG-T	0805_HV	已安装
1	C33	电容, 陶瓷, 4700pF, 1000V, +/-10%, X7R, 1206	村田 (Murata)	GRM31BR73A472KW01L	1206	已安装
1	C34	电容, 陶瓷, 47pF, 1000V, +/-5%, C0G/NP0, 1206	威世威趋蒙 (Vishay-Vitramon)	VJ1206A470JXGAT5Z	1206	已安装
1	C35	电容, 陶瓷, 680pF, 100V, +/-10%, X7R, 0603	AVX	06031C681KAT2A	0603	已安装
0	C36	电容, 陶瓷, 1uF, 35V, +/-10%, X7R, 0805	太阳诱电 (Taiyo Yuden)	GMK212B7105KG-T	0805_HV	未安装
1	C37	电容, 陶瓷, 1000pF, 100V, +/-10%, X7R, 0805	基美 (Kemet)	C0805C102K1RACTU	0805_HV	已安装
1	C38	电容, 陶瓷, 100pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	TDK	C1608C0G1H101J	0603	已安装
0	C40, C41	电容, 陶瓷, 47pF, 1000V, +/-5%, C0G/NP0, 1206	威世威趋蒙 (Vishay-Vitramon)	VJ1206A470JXGAT5Z	1206	未安装
1	C42	电容, 陶瓷, 1000pF, 50V, +/-5%, X7R, 0805	基美 (Kemet)	C0805C102J5RACTU	0805_HV	已安装
14	D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10, D11, D12, D14, D17	二极管, P-N, 1000V, 1A, TH	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	1N4007	DO-41	已安装
1	D13	TVS 二极管 495VWM 798VC 轴向	力特公司 (Littelfuse Inc)	P4KE550	DO-41	已安装
2	D15, D16	TVS 二极管 342VWM 548VC DO15	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	P6KE400A	DO-204AC_VERT	已安装
2	D18, D24	二极管, 开关, 600V, 1A, TH	威世半导体 (Vishay-Semiconductor)	1N4937-E3	DO-41	已安装
2	D19, D21	二极管, 快速整流 1KV 1A DO41	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	UF4007	DO-204AC_VERT	已安装
2	D20, D22	TVS 二极管 171VWM 274VC 轴向	力特公司 (Littelfuse Inc)	1.5KE200A	Zener_1.5KE200A_VERT	已安装
1	D23	二极管, 肖特基 200V 10A TO220AB	Diodes Incorporated	MBR20200CT-LJ	TO-220AB	已安装
4	D25, D26, D27, D28	二极管, 超快速 200V 3A	SMC Diodes Incorporated	MURS320-13-F	SMC	已安装
1	D29	二极管, 小信号 80V 0.1A 2UMD	Rohm	1SS355TE-17	SOD-323	已安装
0	D30	二极管, 小信号 80V 0.1A 2UMD	Rohm	1SS355TE-17	SOD-323	未安装
1	D31	二极管, 齐纳二极管, 12V 3W SMB	安森美半导体 (ON Semiconductor)	1SMB5927BT3G	SMB	已安装
1	D32	二极管, 齐纳二极管, 7.5V, 200mW, SOD-323	Diodes Inc.	MMSZ5236BS-7-F	sod-323	已安装



表 3. BOM (continued)

数量	参考	部件说明	制造商	制造商 部件编号	PCB 封装	注释
6	FID1, FID2, FID3, FID4, FID5, FID6	基准标记。没有需要购买或安装的元件。	不可用	不可用	Fiducial10-20	已安装
4	H1, H2, H3, H4	机械螺钉, 圆头, #4-40 x 1/4, 尼龙, Philips 盘形头	B&F 紧固件供应商	NY PMS 440 0025 PH	NY PMS 440 0025 PH	已安装
4	H5, H6, H7, H8	六角螺栓, 0.5"L #4-40, 尼龙	启斯东 (Keystone)	1902C	Keystone_1902C	已安装
2	HS1, HS2	散热器 TO-218/TO-247 W/PINS 2"	爱美达 (Aavid)	513201B02500G	HSINK_513201B02500	已安装
1	HS3	散热器 TO-220 垂直安装	Wakefield Thermal Solutions	265-118ABH-22	HEATSINK_265-118ABH-22	已安装
1	J1	引脚块, 3x1, 9.52mm, TH	菲尼克斯 (Phoenix Contact)	1714984	Phoenix_1714984	已安装
1	J2	引脚块, 3x1, 6.35mm, TH	菲尼克斯 (Phoenix Contact)	1714968	Phoenix_1714968	已安装
3	J3, J4, J5	端子块, 2POS 5mm, TH	菲尼克斯 (Phoenix Contact)	1729018	Phoenix_1729018	已安装
1	J6	引脚块, 6x1, 5.08mm, Th	菲尼克斯 (Phoenix Contact)	1729160	Phoenix_1729160	已安装
2	L1, L2	电感, 隔离组合式磁芯元件, 金属复合材料, 1mH, 0.5A, 1.7Ω, TH	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	768772102	IND_WE-TL_8095	已安装
1	L3	电感, 非隔离组合式磁芯元件, 铁氧体, 2.2uH, 4.3A, 0.01Ω, TH	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	7447462022	IND_WE-TI_XS	已安装
1	L4	铁氧体磁珠, 800Ω @ 100MHz, 8A, 1206	伍尔特电子有限公司 (Wurth Electronics Inc)	74279244	1806	已安装
1	LBL1	热转印打印标签, 0.650" (宽) x 0.200" (高) - 10,000/卷	布雷迪 (Brady)	THT-14-423-10	Label_650x200	已安装
5	LD1, LD2, LD3, LD4, LD5	LED SmartLED 绿色 570NM	欧司朗 (OSRAM)	LG L29K-G2J1-24-Z	LED0603AA	已安装
2	Q1, Q2	MOSFET, N 沟道, 950V, 2A, TO220FP	STMicroelectronics	STF2N95K5	TO-220AB	已安装
0	Q3	晶体管, NPN, 40V, 0.2A, SOT-23	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	MMBT3904	SOT-23	未安装
0	Q4	晶体管, PNP, 40V, 0.2A, SOT-23	仙童半导体 (Fairchild Semiconductor)	MMBT3906	SOT-23	未安装
1	Q5	MOSFET, N 沟道, 60V, 0.36A, SOT-23	恩智浦半导体 (NXP Semiconductor)	2N7002P, 215	SOT-23	已安装
3	R1, R2, R3	电阻, 可熔, 2W, 5%	韦林 (Welwyn)	EMC-xxRKI	R_AXIAL_VERT_DIA-43	已安装
1	R4	电阻 220KΩ 3W 1% 轴向	TT 电子/IRC	GS-3-100-2203-F-LF	RES_570 x 1310	已安装
1	R5	电阻, 1kΩ, 1%, 0.125W, 0805	威世达勒 (Vishay-Dale)	CRCW08051K00FKEA	0805_HV	已安装
3	R6, R7, R17	电阻, 6.80kΩ, 0.1%, 0.125W, 0805	Susumu Co Ltd	RG2012P-682-B-T5	0805_HV	已安装
1	R8	电阻, 10kΩ, 5%, 0.125W, 0805	松下 (Panasonic)	ERJ-6GEYJ103V	0805_HV	已安装
1	R9	电阻, 11kΩ, 5%, 0.125W, 0805	威世达勒 (Vishay-Dale)	CRCW080511K0JNEA	0805_HV	已安装
1	R10	电阻, 100Ω, 0.1%, 0.125W, 0805	斯塔克波尔电子有限公司 (Stackpole Electronics Inc)	RMCF0805JT100R	0805_HV	已安装
4	R11, R14, R15, R16	电阻, 10kΩ, 5%, 0.25W, 1206	威世达勒 (Vishay-Dale)	CRCW120610K0JNEA	1206	已安装
1	R12	电阻, 2kΩ, 1%, 0.125W, 0805	松下 (Panasonic)	ERJ-6ENF2001V	0805_HV	已安装
1	R13	电阻, 220Ω, 5%, 0.75W, 2010	威世达勒 (Vishay-Dale)	CRCW2010220RJNEF	2010	已安装
2	R18, R25	电阻, 10Ω, 5%, 1W, 2512	松下 (Panasonic)	ERJ-1TYJ100U	2512M	已安装
2	R19, R30	电阻, 0Ω, 5%, 0.1W, 0603	威世达勒 (Vishay-Dale)	CRCW06030000Z0EA	0603	已安装
1	R20	电阻, 0Ω, 5%, 0.125W, 0805	威世达勒 (Vishay-Dale)	CRCW08050000Z0EA	0805_HV	已安装
1	R21	电阻, 10.0Ω, 1%, 0.1W, 0603	威世达勒 (Vishay-Dale)	CRCW060310R0FKEA	0603	已安装
1	R22	电阻, 0.91Ω, 1%, 1W, 2010	伯恩斯	CRM2010-FX-R910ELF	2010	已安装
1	R23	电阻, 1.0kΩ, 5%, 0.1W, 0603	威世达勒 (Vishay-Dale)	CRCW06031K00JNEA	0603	已安装
1	R24	电阻, 100Ω, 0.1%, 0.125W, 0805	Susumu Co Ltd	RG2012P-101-B-T5	0805_HV	已安装

表 3. BOM (continued)

数量	参考	部件说明	制造商	制造商 部件编号	PCB 封装	注释
1	R26	电阻, 30kΩ, 1/8W, 5% 0805	斯塔克波尔电子公司 (Stackpole Electronics Inc)	RMCF0805JT30K0	0805_HV	已安装
1	R27	电阻, 91kΩ, 1/8W, 5% 0805	斯塔克波尔电子公司 (Stackpole Electronics Inc)	RMCF0805JT91K0	0805_HV	已安装
1	R28	电阻, 36.5kΩ, 1%, 0.1W, 0603	威世达勒 (Vishay-Dale)	CRCW060336K5FKEA	0603	已安装
1	R29	电阻, 511kΩ, 1%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603FR-07511KL	0603	已安装
1	R31	电阻, 44.2kΩ, 1%, 0.1W, 0603	Yageo America	RC0603FR-0744K2L	0603	已安装
16	R32, R34, R36, R37, R39, R40, R42, R43, R45, R47, R48, R49, R50, R51, R52, R53	电阻, 470kΩ, 1%, 0.25W, 1206	Yageo America	RC1206FR-07470KL	1206	已安装
6	R33, R35, R38, R41, R44, R46	电阻器, 2.00Meg 欧姆, 1%, 0.25W, 1206	松下 (Panasonic)	ERJ-8ENF2004V	1206	已安装
3	RV1, RV2, RV3	压敏电阻, 1080V 10KA DISC 20MM	力特公司 (Littelfuse Inc)	TMOV20RP750E	VAR_TMOV20RP750E	已安装
1	T1	变压器, TH	伍尔特电子 (Wurth Elektronik)	750342585	XFORMER_ETD29	已安装
1	U1	IC 稳压控制器, 反激隔离 7SOIC	德州仪器 (TI)	UCC28711D	D0007A_N	已安装
1	U2	3V 欠压检测器, 5 引脚 SC-70, 无铅	德州仪器 (TI)	LMS33460MG/NOPB	MAA05A_N	已安装

### 8.3 板层图

要下载板层图, 请参见 [TIDA-00173](#) 的设计文件。

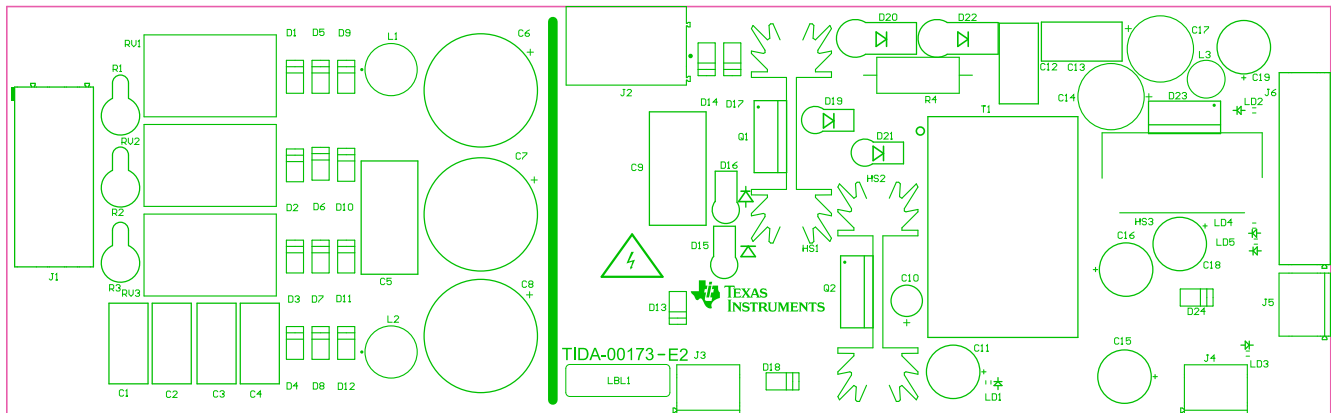


图 48. 顶部覆盖层

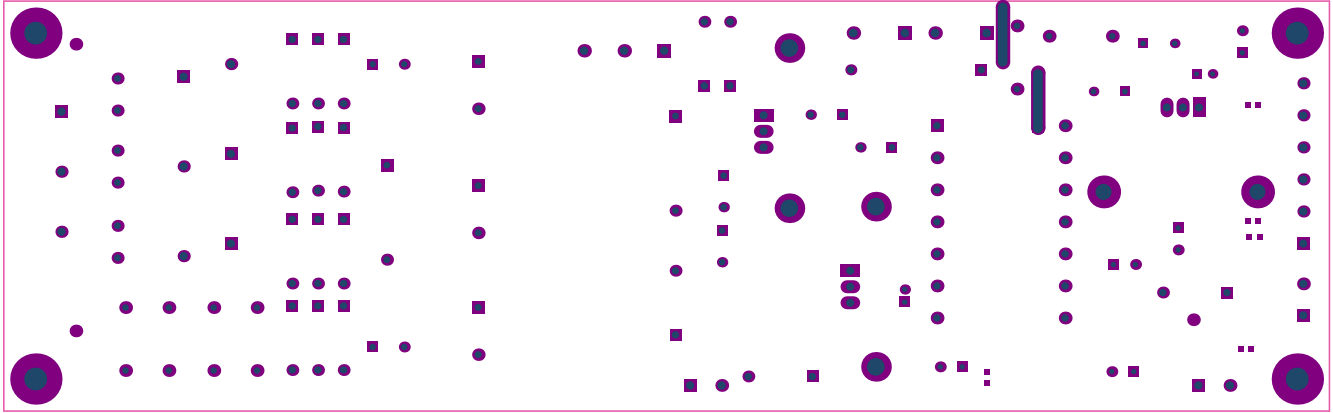


图 49. 顶部焊接

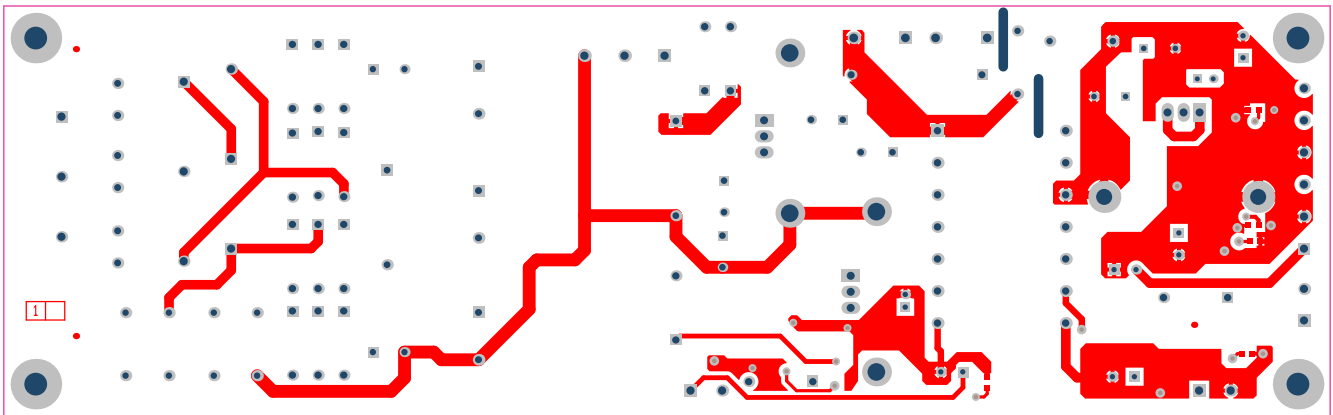


图 50. 顶层

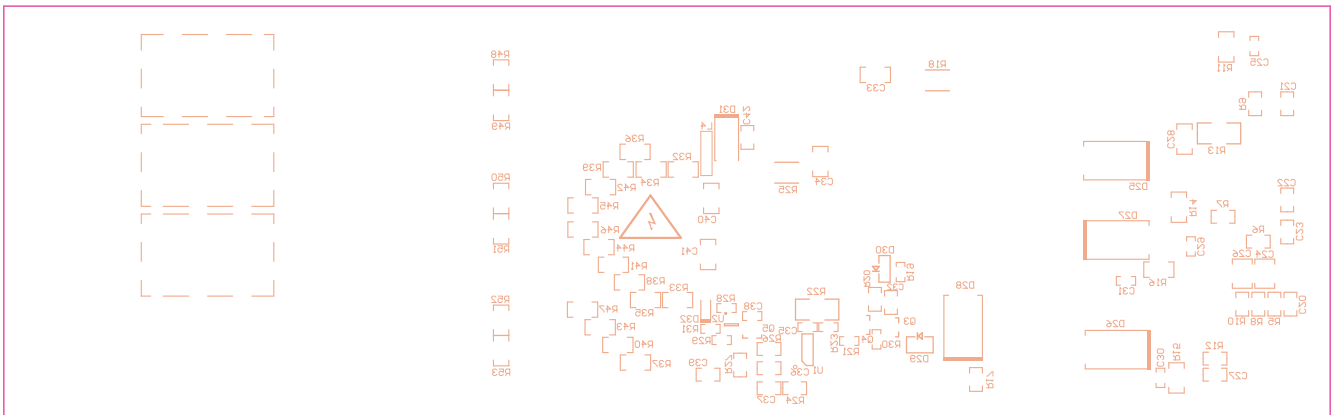


图 51. 底部覆盖层

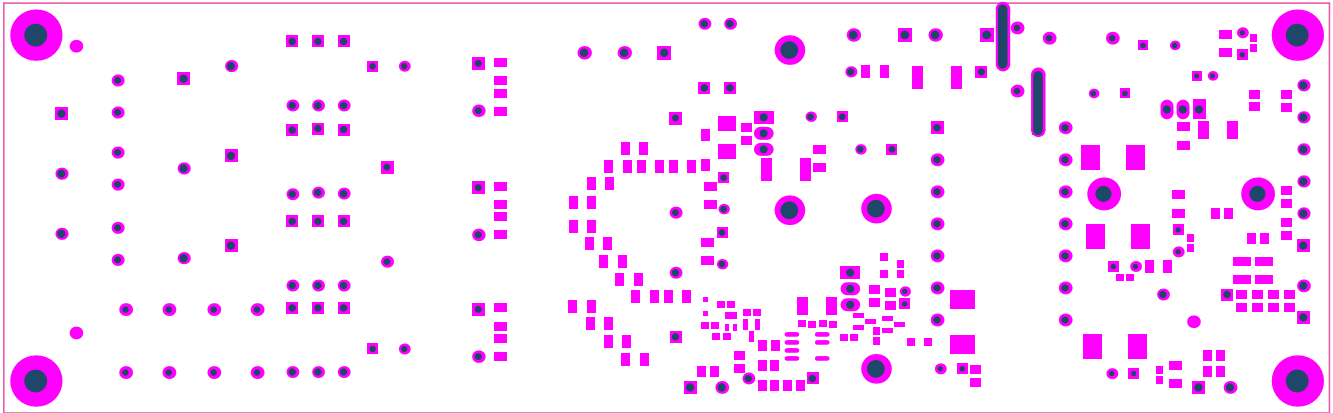


图 52. 底部焊接

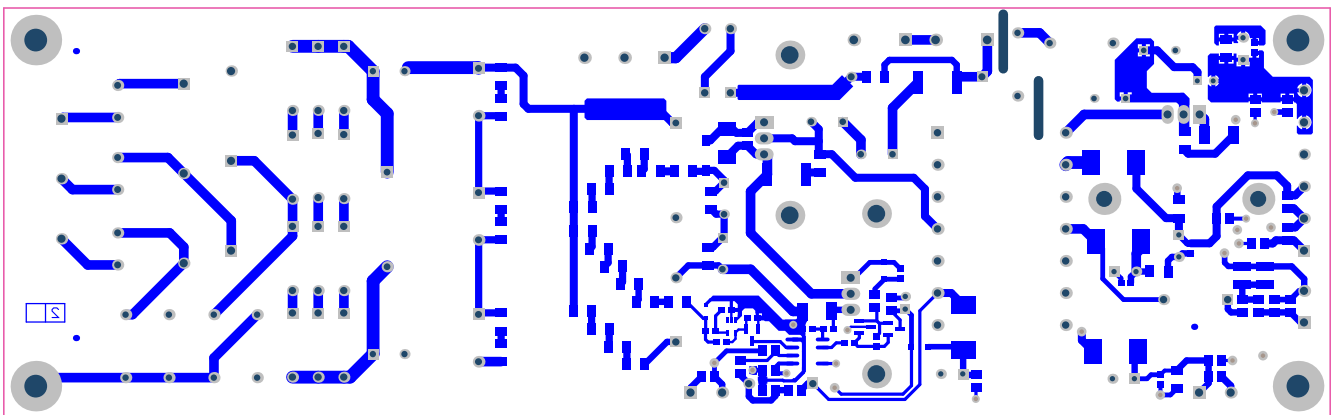


图 53. 底层

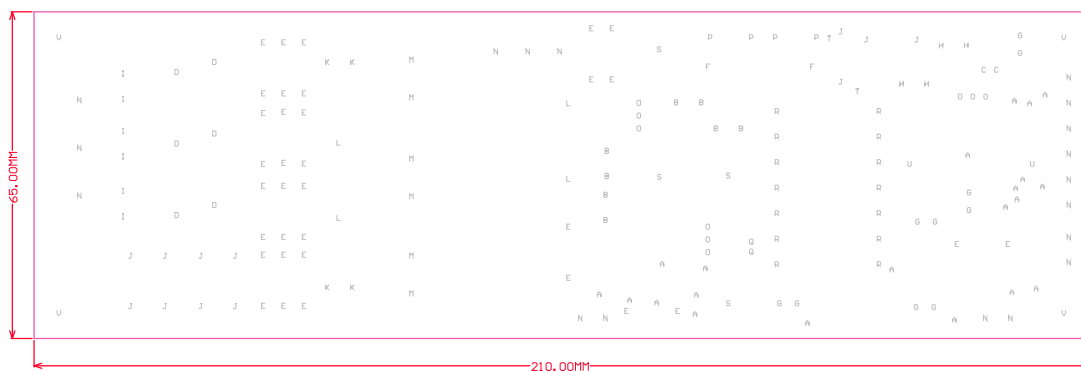


图 54. 钻孔图

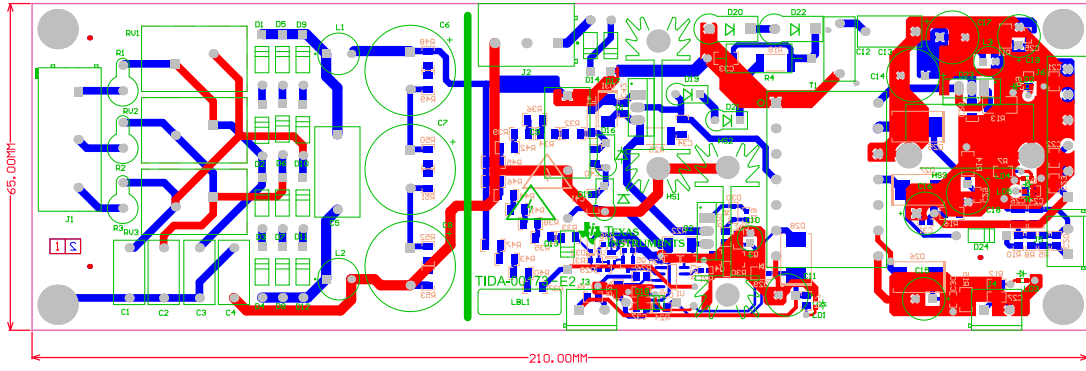


图 55. 多层复合结构

## 8.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参见 [TIDA-00173](#) 的设计文件。

## 8.5 光绘文件

要下载光绘文件，请参见 [TIDA-00173](#) 的设计文件

## 9 参考文献

1. UCC28700 数据表，《5W USB 反激设计审阅/应用报告》（文献编号：[SLUA653](#)）
2. UCC28711 数据表，《具有一次侧稳压功能的恒压、恒流控制器》（文献编号：[SLUSB86](#)）
3. LMS33460 数据表，《LMS33460 3V 欠压检测器》（文献编号 [SNVS158](#)）
4. MOSFET STF2N95K5 数据表，《采用 DPAK、TO-220FP、TO-220 和 IPAK 封装的 N 沟道 950V、4.2Ω 典型值、2A 齐纳保护 SuperMESH™ 5 功率 MOSFET》([www.mouser.com](#))

## 10 关于作者

**SALIL CHELLAPPAN** 是德州仪器的首席工程师同时也是集团技术骨干成员，在电源设计服务组负责定制电源解决方案的开发。Salil 曾供职于多家知名企业，在电力电子设备、电源转换、EMI/EMC、电源与信号完整性以及模拟电路设计领域具有丰富经验。Salil 拥有喀拉拉邦大学的技术学士学位。

**N. NAVANEETH KUMAR** 是德州仪器的系统架构师，负责开发适用于工业系统电机控制的子系统解决方案。N. Navaneeth 在电力电子设备、EMC、模拟和混合信号设计领域拥有丰富经验。他拥有驱动器、太阳能逆变器、UPS 和保护继电器领域的系统级产品设计经验。N. Navaneeth 拥有印度巴拉蒂尔大学的电子与通信工程学士学位以及英国博尔顿大学的电子产品开发理学硕士学位。

## 针对 TI 参考设计的重要声明

德州仪器公司 ("TI") 参考设计只用于帮助设计人员 ("客户") 开发包含 TI 半导体产品的系统 (在这里也指"组件")。客户理解并同意他们对设计客户系统和产品中的独立分析、评估和判断负责。

TI 参考设计已经使用标准实验室条件和工程实践创建。TI 未采取任何测试, 除非那些在已发布文档中针对一个特定参考设计所专门描述的测试。TI 也许会对它的参考设计进行修正、提高、改进和其它改变。

客户被授权使用具有每个特定参考设计中确认的 TI 组件的 TI 参考设计, 并且在他们的终端产品开发中修改参考设计。然而, 在这里不授予任何其它 TI 知识产权的直接或隐含, 默许或其它方式的许可, 和任何第三方技术或知识产权的许可, 其中包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权、或者与采用了 TI 产品或服务的任何集成、机器或工艺相关的知识产权。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息不能构成使用此类产品或服务的许可或与其相关的保证或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

TI 参考设计按"原样"提供。对于参考设计或者包括精度和完整性在内的直接、隐含或者法律规定的参考设计的使用, TI 不作出任何保证或声明。TI 不对任何隐含的适销性、针对特定用途的适用性、平静受益权、无干扰享有权, 以及与 TI 参考设计或其使用相关的任何第三方知识产权的非侵权作出任何保证。TI 不对任何与 TI 参考设计中提供的产品组合相关的或基于这些产品组合的第三方侵权声明负责, 并且不应为客户提供辩护或赔偿。不论是何原因造成任何实际的、特殊的、意外的、相应发生的或间接的损坏, 并且不论 TI 是否已经告知了 TI 参考设计的任何使用或 TI 参考设计的客户使用所造成的此类损坏的可能性, TI 都不应对此负责。

TI 保留根据 JESD46 最新标准, 对所提供的半导体产品和服务进行更正、增强、改进或其它更改的权限, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

对于 TI 数据手册、数据表或参考设计中的 TI 信息, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。第三方信息可能受到其它限制条件的制约。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独力负责满足与其产品及其应用中使用的 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在客户的安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。借助于这样的组件, TI 的目标是帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或"增强型塑料"的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的组件。客户认可并同意, 对还未指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独力负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的组件, 这些组件主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 将不承担任何责任。

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2014, Texas Instruments Incorporated



## 重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或间接版权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独自负责满足与其产品及其应用中使用 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独自负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

	产品		应用
数字音频	<a href="http://www.ti.com.cn/audio">www.ti.com.cn/audio</a>	通信与电信	<a href="http://www.ti.com.cn/telecom">www.ti.com.cn/telecom</a>
放大器和线性器件	<a href="http://www.ti.com.cn/amplifiers">www.ti.com.cn/amplifiers</a>	计算机及周边	<a href="http://www.ti.com.cn/computer">www.ti.com.cn/computer</a>
数据转换器	<a href="http://www.ti.com.cn/dataconverters">www.ti.com.cn/dataconverters</a>	消费电子	<a href="http://www.ti.com.cn/consumer-apps">www.ti.com.cn/consumer-apps</a>
DLP® 产品	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a>	能源	<a href="http://www.ti.com.cn/energy">www.ti.com.cn/energy</a>
DSP - 数字信号处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/dsp">www.ti.com.cn/dsp</a>	工业应用	<a href="http://www.ti.com.cn/industrial">www.ti.com.cn/industrial</a>
时钟和计时器	<a href="http://www.ti.com.cn/clockandtimers">www.ti.com.cn/clockandtimers</a>	医疗电子	<a href="http://www.ti.com.cn/medical">www.ti.com.cn/medical</a>
接口	<a href="http://www.ti.com.cn/interface">www.ti.com.cn/interface</a>	安防应用	<a href="http://www.ti.com.cn/security">www.ti.com.cn/security</a>
逻辑	<a href="http://www.ti.com.cn/logic">www.ti.com.cn/logic</a>	汽车电子	<a href="http://www.ti.com.cn/automotive">www.ti.com.cn/automotive</a>
电源管理	<a href="http://www.ti.com.cn/power">www.ti.com.cn/power</a>	视频和影像	<a href="http://www.ti.com.cn/video">www.ti.com.cn/video</a>
微控制器 (MCU)	<a href="http://www.ti.com.cn/microcontrollers">www.ti.com.cn/microcontrollers</a>		
RFID 系统	<a href="http://www.ti.com.cn/rfidsys">www.ti.com.cn/rfidsys</a>		
OMAP应用处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/omap">www.ti.com.cn/omap</a>		
无线连通性	<a href="http://www.ti.com.cn/wirelessconnectivity">www.ti.com.cn/wirelessconnectivity</a>	德州仪器在线技术支持社区	<a href="http://www.deyisupport.com">www.deyisupport.com</a>

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2015, Texas Instruments Incorporated