

TI Designs

8输出增强隔离式IGBT栅极驱动反激式电源



TI Designs

TI Designs提供您所需要的方法、测试与设计文件等基础，实现快速评估定制系统，加快您的产品进入市场的速度。

设计资源

[TIDA-00182](#)
[UCC28701](#)
[CSD19533Q5A](#)

设计页
产品目录
产品目录



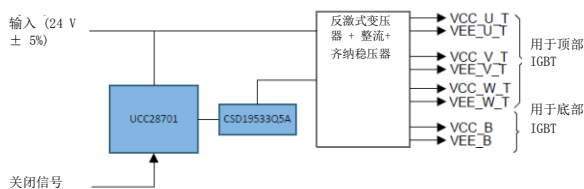
[咨询我们的模拟专家](#)
[WEBENCH® 计算器工具](#)

设计特点

- IGBT栅极驱动专用增强隔离式电源
- 支持三相逆变器采用6个IGBT栅极驱动（每个桥臂采用半桥配置）
- 为三相逆变器的每个IGBT提供两个低纹波(<200 mV)输出：16 V (x2) 与 -8.2 V (x2)
- 以非稳压24V输入电压工作
- 输出功率：每个IGBT 2W
- 可以扩展支持更高功率的IGBT
- 额定输入电容支持的峰值栅极驱动电流高达6A
- 可以选择关闭电源支持安全扭矩关断（STO）功能
- 设计符合IEC61800-5标准

特色应用

- 变速AC/DC驱动
- 工业与太阳能逆变器
- UPS系统
- 伺服驱动
- 采用IGBT的HVDC系统



本TI参考设计最后的重要通知说明了授权使用、知识产权事项和其他重要的免责声明与信息。

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 系统描述

本参考设计为绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 栅极驱动器从单一 24V 直流输入电源提供所需的增强隔离式正电压轨和负电压轨。IGBT 在三相驱动器中用于变频驱动，控制交流电机的转速。本参考设计采用反激式拓扑结构，提供符合 IEC61800-5 标准的隔离，并且使用预稳压 24V 直流输入作为工作电源。采用稳压输入源 (5%以内)，初级端调节控制器能够很好地调控线路和负载。

本参考设计使用单个变压器为三相逆变器的三只桥臂提供电源轨。所有顶部 IGBT 的电压轨都是隔离的，而所有底部 IGBT 的电压轨则结合在一起。更高功率的驱动需要更大的 IGBT，比典型 IGBT 栅极驱动器提供的栅极驱动电流更高；设计者通常增加晶体管数量来提高栅极电流。本参考设计提供 16V 正输出和 -8.2V 负输出补偿在晶体管中增加的电压降。

三相逆变器用于变频驱动控制交流电机的转速和高压直流 (HVDC) 电力传输等高功率应用。三相逆变器的典型应用采用 6 个隔离式栅极驱动器，如图 1 所示。注意每一相采用高端和低端 IGBT 开关将正和负 HVDC 脉冲以交替模式施加到电机线圈。

高功率 IGBT 需要隔离式栅极驱动器控制其运行。每一只 IGBT 都由将高压输出和低压控制输入进行电位隔离的单个隔离式驱动器驱动。顶部 IGBT 的发射极会浮动，需要使用隔离式栅极驱动器。为了将高压电路与低压控制电路隔离，采用隔离式栅极驱动器控制底部 IGBT。

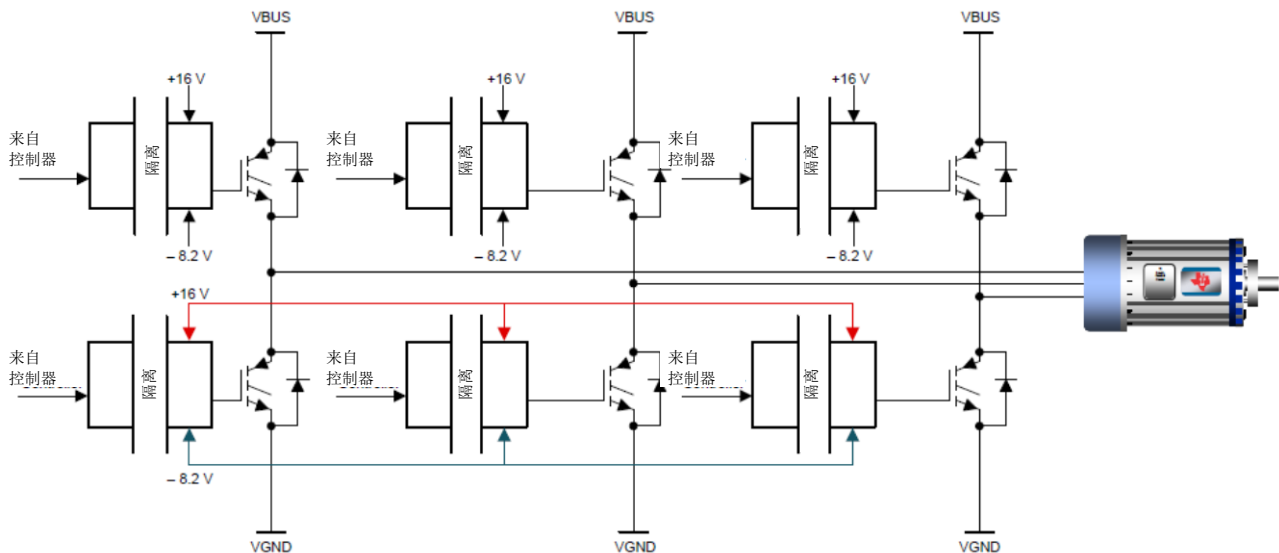


图 1. 隔离式栅极驱动三相逆变器

1.1 栅极驱动电源的要求

为了降低传导损耗，IGBT 的栅极供电电压远高于实际栅极阈值电压。一般而言，栅极应用的电压为 15 至 18V 以降低 $V_{CE(on)}$ 。

IGBT 是具有高输入阻抗的少数载流子元件，具有传导高双极性电流的能力。IGBT 的开关特点与电源 MOSFET 非常相似。在相同的情况下，IGBT 与 MOSFET 在导通时行为相同，具有相似的电流上升和电压下降时间。但是，在关闭时，开关电流的波形是不同的。

在开关事件结束时，IGBT会有拖尾电流，而MOSFET则不存在。拖尾电流是由留存在IGBT双极输出部分基极的少数载流子引起的，导致元件仍保持导通状态。与双极晶体管不同的是，因为基极没有外部连接，IGBT无法导出这些载流子加快关闭元件，因此保持导通直到载流子复合。

拖尾电流增加了关断损耗，需要在半桥电路的两个元件之间增加死区时间。为了缩短关断时间，在栅极应用了负电压（-5V至-10V）。

激活后，由于栅极和发射极之间的高dv/dt和寄生电容，IGBT会在栅极端产生一些尖峰。电压尖峰会引起底部IGBT的错误导通。栅极的负电压能够帮助避免触发错误导通。

通常，栅极导通电压为16V，关断电压为-8V。

下一步，确定驱动IGBT的电源要求。公式1计算了变速驱动不同功率等级时的栅极驱动功率要求：

$$P_{gate} = P_{driver} + (Q_{gate} \times f_{sw} \times \Delta V_{gate}) + (C_{ge} \times f_{sw} \times \Delta V_{gate}^2)$$

其中：

- Q_{gate} = 总栅极电荷
 - f_{sw} = 开关频率
 - ΔV_{gate} = 栅极驱动器输出电压摆幅
- (1)

注意公式1中的第二部分为IGBT栅极电容的功率要求，第三部分为其他外部电容的功率要求，如图2所示。

如前文所述，隔离式栅极驱动器用于导通和关断IGBT。在这一过程中，驱动器集成电路、IGBT栅极与栅极驱动线路中所有的RC电路都会产生功率损耗（见图2）。

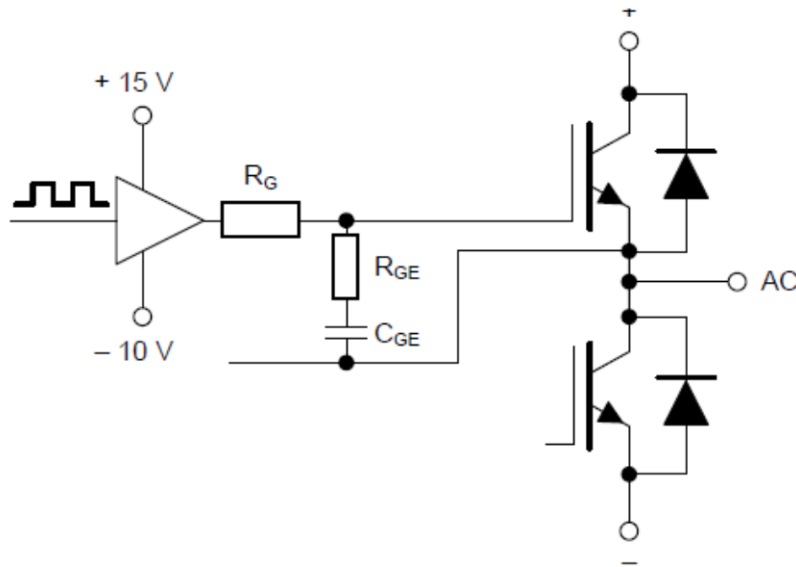


图2. 用于计算栅极功率的栅极驱动IGBT电路

思考下面的例子：

- 1200 V/200 A的IGBT模块（适合<100 kW的驱动）， $Q_{\text{gate}} = 1.65 \mu\text{C}$ 。
- 16kHz的开关频率，对于典型的高功率驱动而言也是较高的频率。
- -15至15V的栅极电压。这些值是最差的情况，因为IGBT通常以15V和-5或-8V驱动。
- 栅极至与发射极间电容 (C_{ge}) = 20 nF（典型值范围为1至20nF）
- 栅极驱动器总功耗(P_{driver}) =约600 mW。该数值是采用隔离式IGBT栅极驱动器的典型数据表估算得出的。

使用以上数值，

$$P_{\text{gate}} = 0.6\text{W} + 0.792\text{W} + 0.288\text{W} = 1.68\text{W} \quad (2)$$

考虑降额因素，[公式2](#)得出每个IGBT的额定功率为2W。

栅极驱动器的电流输出可能不足以驱动IGBT，因此设计者采用晶体管来增强电流。本参考设计正输出为16V，负输出为-8.2V，能够妥善处理晶体管中约1V的电压降。

2 设计特点

本设计的主要目的是用基于PWM控制器的栅极驱动电源替代电源设计中使用的分立器件。替代这些器件可以减少材料清单（BOM），提高可靠性和性能。

2.1 设计要求

本设计的系统级要求包括：

- 控制输出功率同时驱动高功率IGBT的PWM控制器和拓扑结构。
- 隔离式正负电压轨（16V和-8V），为隔离式栅极驱动器和IGBT栅极供电。
- 持续输出功率2W，驱动每个IGBT
- 支持达6A的峰值电流，输出电压纹波低于200mA
- 能够关闭电源，支持STO功能，满足IEC61800-5-1相关安全标准

2.2 拓扑结构选择

本参考设计计划以未稳压24V输入运行。为了节省成本，使用1个变压器产生所有隔离的电压轨为栅极驱动器供电，避免使用光电反馈。采用初级端调节的反激式拓扑结构满足上述标准。PWM控制器、MOSFET与变压器的要求如下：

- PWM控制器
 - 支持反激式拓扑结构
 - 支持初级端调节
 - 能够关闭，实现STO功能
 - 以24V电源运行
- 功率MOSFET
 - 额定 $V_{DS} \geq 100$ V，以支持24V输入电压
 - 支持3A漏极电流（最小值）
- 变压器规格（依据 IEC61800-5-1标准）
 - 对于隔离输出： $V_{out1} = 25$ V 电流150 mA， $V_{out2} = 25$ V 电流150 mA， $V_{out3} = 25$ V 电流150 mA， $V_{out4} = 25$ V 电流450 mA
 - 开关频率=100kHz
 - 初级线圈与次级隔离线圈=7.4 kV 1.2/50 μ s脉冲电压
 - 型式试验电压：
- 初级线圈与次级线圈=3.6 kV_{RMS}
- 次级线圈1与次级线圈2=1.8 kV_{RMS}
- 次级线圈2与次级线圈3=1.8 kV_{RMS}
- 次级线圈3与次级线圈4=1.8 kV_{RMS}
 - 空隙：
- 初级线圈与次级线圈间隙=8mm
- 次级线圈1与次级线圈2间隙=5.5 mm
- 次级线圈2与次级线圈3间隙=5.5 mm
- 次级线圈3与次级线圈4间隙=5.5 mm
- 爬电距离=9.2 mm
 - 初级线圈与次级线圈功能隔离=1.5 kV DC
 - 次级之间直流隔离=1.5 kV DC

上述空载、爬电和脉冲试验电压通过增强隔离实现。如果驱动架构只需要基础或功能隔离，变压器可以进行重新设计。较低的空载和爬电值大幅减小了变压器的尺寸。

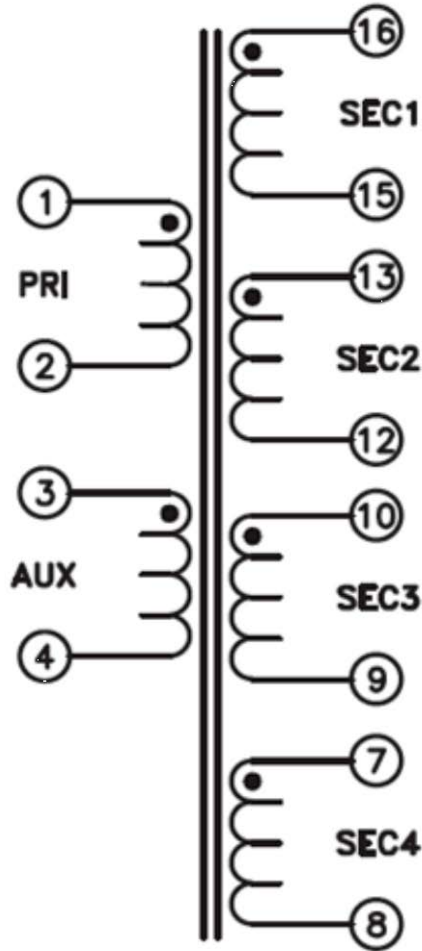


图 3. TIDA-00182 反激式变压器符号图

3 方框图

本参考设计旨在用于电机控制、工业逆变器和许多其他使用 IGBT 驱动器的应用，在满足所有设计要求的同时，帮助大幅缩短设计时间。设计文件包括：原理图，BOM，层图、Altium 文件，Gerber 文件与测试结果。

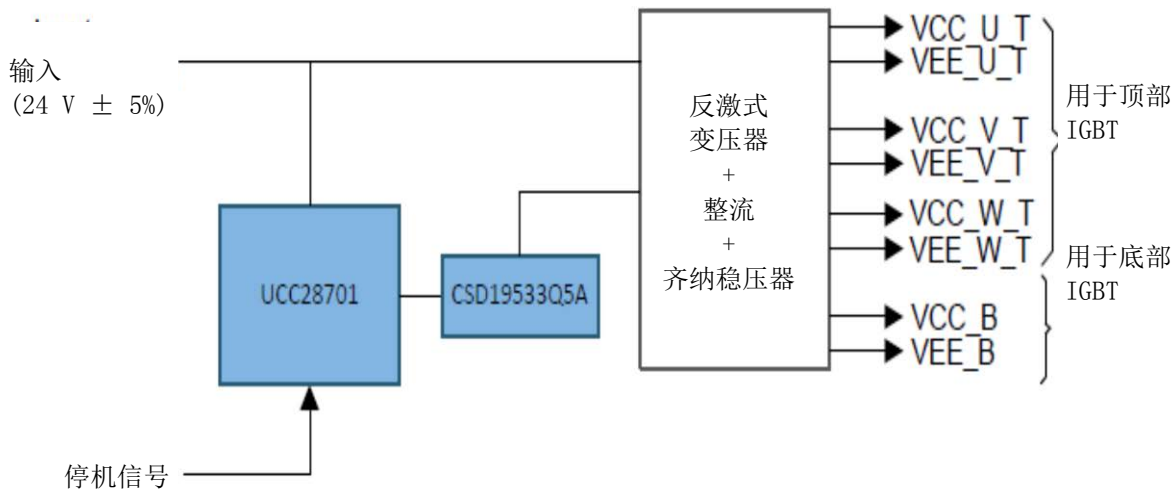


图 4. 系统方框图

4 亮点产品

本参考设计根据规格选用了以下元件：

- 初级端调节恒压、恒流PWM控制器UCC28701
- CSD19533 NexFET™功率MOSFET

欲了解关于上述元件的更多信息，请登录 www.ti.com.cn 查看相应的产品，或者点击本参考设计第一页的产品目录连接（[设计资源](#)）。

4.1 元件选择

根据规格选择了以下元件：

4.1.1 UCC28701

UCC28700 是一种反激式电源控制器，提供精确的原边反馈电压和恒定电流调节，不再需要光耦合器反馈电路。该控制器采用波谷切换，以非连续导通模式运行，以降低开关损耗。调制方案是结合频率与初级峰值电流调制，在负载范围内提供高转换效率。UCC28700 的最大开关频率为 130kHz，允许使用 NTC 引脚关闭运行。

4.1.2 CSD19533

CSD19533 为 100V, 7.8mΩ, SON 5 × 6mm NexFET™功率 MOSFET，能够降低功率转换应用中的损耗。最大漏极电流远高于设计所需要的 3A。

4.2 电路设计

4.2.1 UCC28701 供电

UCC28701 的 VDD 引脚通过旁路电容接地，并且通过启动电阻与输入体电容的正极连接。VDD 的导通 UVLO 阈值为 21V，关断 UVLO 阈值为 8.1V，可用工作电压高达 35V。VDD 的宽范围工作电压使得允许选择相对较小的 VDD 电容和较大的启动电阻，以降低启动电阻的无负载待机功耗。因为参考设计的输入电压为 24V，采用了较小（10 kΩ）的启动电阻，VDD 电容为 2.2 μF。在向变压器应用输入电压后，与 VDD 连接的启动电阻从体电容电压为 VDD 电容充电。在为 VDD 电容充电时，控制器的偏置供电电流低于 1.5 μA。当 VDD 达到 21V 的 UVLO 导通阈值后，控制器被启动，转换器开始工作。初始三个周期的电流限制在 $I_{PP(min)}$ ，使得允许以最小的功率输出感应出初始输入或输出错误。在以 $I_{PP(min)}$ 运行初始三个周期之后，控制器依据控制原则对情况作出响应。转换器保持以非连续模式运行，为输出电容充电，保持恒定的输出电流，直到输出电压稳定。

注：由于 UCC28701 $V_{VDD(on)(max)}$ 的规格，24V 输入轨的能够保证启动的最低电压必须 > 23V。

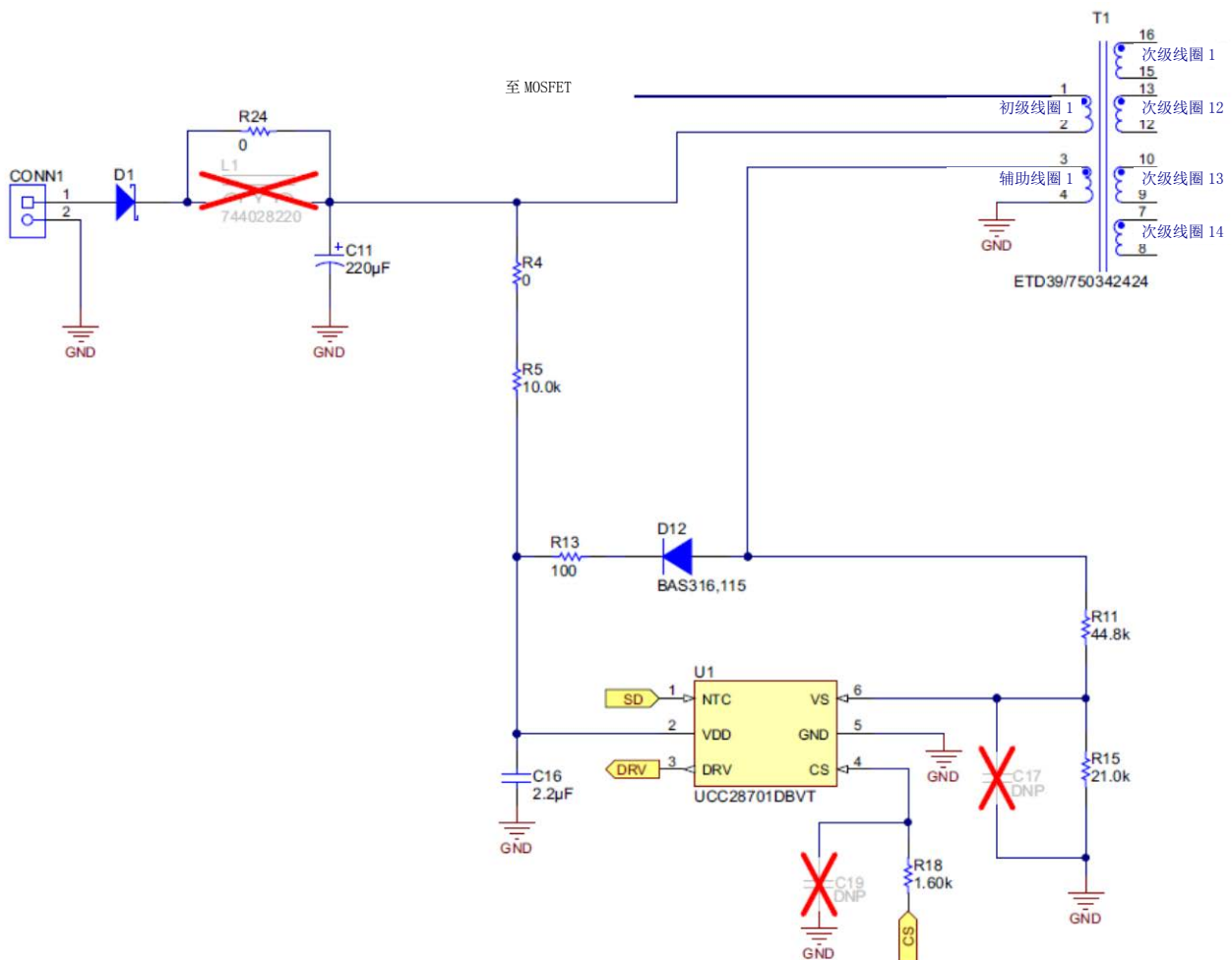


图 5. UCC28701 供电

4.2.2 变压器设计

设计变压器的重要参数为初次级匝比、辅助次级匝比与初级线圈电感。最大初次级匝比由目标满载最大开关频率、最低输入电容电压与估测的非连续导通模式（DCM）准谐振时间决定。在计算变压器参数之前，需要确定运行时可用最大总占空比与基于目标开关频率和 DCM 谐振时间的次级导通时间。 D_{MAGCC} 为恒流（CC）运行时次级二极管导通占空比，UCC28701 内部设定为 0.425。考虑过渡模式运行限制，次级电流导通结束至 V_{DS} 第一个波谷的时间为 DCM 谐振时间的一半。 D_{MAX} 可以用公式 3 得出：

$$D_{MAX} = 1 - \left(\frac{T_R}{2} \times f_{MAX} \right) - D_{MAGCC}$$

其中：

- D_{MAX} : MOSFET 导通占空比
- T_R : DCM 时的谐振频率，谐振频率为 500kHz 时 $T_R = 2 \mu s$
- f_{MAX} : 转换器目标满载最大开关频率
- D_{MAGCC} : 恒流次级二极管导通占空比（UCC28701 为 0.425）

(3)

对于本参考设计， f_{MAX} 为 100 kHz，得出 $D_{MAX} = 0.475$

得出 D_{MAX} 后，可以使用公式 4 计算出最大初次级匝比。确定次级线圈的总电压，即 V_{OCV} 与次级整流器 V_F 之和。

$$N_{PS(max)} = \frac{D_{MAX} \times V_{BULK(min)}}{D_{MAGCC} \times (V_{OCV} + V_F)}$$

其中：

- N_{PS} : 变压器初次级匝比。
- D_{MAX} : MOSFET 导通占空比
- $V_{BULK(min)}$: 满功率时输入电容的最小电压
- D_{MAGCC} : 恒流次级二极管导通占空比（UCC28701 为 0.425）
- V_{OCV} : 转换器稳定输出电压
- V_F : 电流接近 0 时次级整流器正向电压降

(4)

UCC28701 的 UVLO 阈值为 21V，因此将 $V_{BULK(min)}$ 保持在 21V。因为要同时提供 16V 和 -8V 的输出，因此选择 V_{OCV} 为 25V。使用肖特基二极管作为次级整流器，正向电压降为 0.3V。根据上述数值，计算得出 $N_{PS(max)}$ 为 0.92， N_{PS} 最终为 0.9。

UCC28701 控制器恒流调节是通过在最大初级电流设定保持 0.425 的最大 D_{MAG} 占空比实现的。变压器匝比和恒流调节的电压决定了目标恒流的电流感应电阻（公式 5）。因为并非变压器中存储的所有能量都传输到次级线圈，所以就出现了变压器效率这一术语。这一效率值包括铁芯与线圈损耗、漏感比、偏置功率与额定输出功率比。

$$R_{CS} = \frac{V_{CCR} \times N_{PS}}{2I_{OCC}} \times \eta_{XFMR}$$

其中：

- R_{CS} : 初级电流编程电阻
- V_{CCR} : 恒流调节电压常数（UCC28701 数据表中典型值为 319mV）
- N_{PS} : 变压器初次级匝比。
- η_{XFMR} : 变压器初次级功率转换效率，采用 $\eta_{XFMR} = 0.8$
- I_{OCC} : 转换器输出恒流目标

(5)

参考设计总输出电流为0.5A。考虑部分裕量，将 I_{OCC} 定为0.55A。根据这些数值，计算得出 R_{CS} 为0.2 Ω 。变压器初级电流就是最大电流感应阈值除以电流感应电阻（公式6）。

$$I_{PP(max)} = \frac{V_{CST(max)}}{R_{CS}}$$

其中：

- $I_{PP(max)}$: 变压器最大初级电流。
- $V_{CST(max)}$: CS 引脚最大电流感应阈值（UCC28701 数据表中典型值为 750mV）
- R_{CS} : 初级电流编程电阻。 (6)

R_{CS} 为0.2 Ω ，得出变压器最大初级电流为3.75A。

使用标准能量存储公式为反激式变压器计算变压器初级电感。公式7中含有初级电流、最大开关频率、输出与变压器功耗：

$$L_P = \frac{2(V_{OCV} + V_F) \times I_{OCC}}{\eta_{XFMR} \times I_{PP(max)}^2 \times f_{MAX}}$$

其中：

- L_P : 变压器初级电感
- V_{OCV} : 转换器稳定输出电压
- V_F : 电流接近 0 时次级整流器正向电压降
- I_{OCC} : 转换器输出恒流目标
- η_{XFMR} : 变压器初次级功率转换效率
- $I_{PP(max)}$: 变压器最大初级电流
- f_{MAX} : 转换器目标满载最大开关频率 (7)

根据 $V_{OCV} = 25\text{ V}$, $V_F = 0.3\text{ V}$, $I_{OCC} = 0.55\text{ A}$, $\eta_{XFMR} = 0.8$, $I_{PP(max)} = 3.75$ 与 $f_{MAX} = 100\text{ kHz}$ ，计算得出 L_P 为24 μH 。

变压器次级线圈与辅助线圈匝比由恒流调节的最低目标运行输出电压和UCC28701的 $V_{DD\text{ UVLO}}$ 决定。变压器漏电感为 V_{DD} 提供额外的能量，如要求，可以使用更低的匝比。公式8计算辅助次级匝比：

$$N_{AS} = \frac{V_{DD(off)} + V_{FA}}{V_{OCC} + V_F}$$

其中：

- N_{AS} : 变压器辅助次级匝比
- $V_{DD(off)}$: UVLO 关断电压（UCC28701 数据表中典型值为 8.1 V）
- V_{FA} : 辅助整流器正向电压降
- V_{OCC} : 恒流调节目标最低转换器输出电压
- V_F : 电流接近 0 时次级整流器正向电压降 (8)

对于5%的调整率， V_{OCC} 为23.75V，假设次级整流器二极管与辅助整流器二极管拥有相同的正向电压降0.3V，计算得出 N_{AS} 为0.35。本设计采用的 N_{AS} 值为0.5。

4.2.3 变压器参数确认

选择的变压器匝比影响MOSFET VDS与次级整流器反向电压,因此要审核一下这几个方面。UCC28701控制器对MOSFET (T_{ON})的最短导通时间以及在高线路、最小负载情况下次级整流器的最短DMAG时间(T_{DMAG}) 有要求。对f_{MAX}、L_P 与R_{CS}的选择会影响T_{ON}与T_{DMAG}的最小值。次级整流器与MOSFET的电压应力可以由公式9计算得出。

$$V_{REV} = \frac{V_{IN(max)}}{N_{PS}} + V_{OCV}$$

其中:

- V_{REV}: 次级整流器的反向电压峰值
 - V_{IN(max)}: 转换器输入电压最大值
 - V_{OCV}: 转换器稳定输出电压
 - N_{PS}: 变压器初次级匝比
- (9)

根据 V_{IN(max)} = 25.2 V (比24 V高5%), 计算得出V_{REV} = 53.3 V。本参考设计使用的次级整流器二极管的V_{REV} 为100 V。

对于MOSFET VDS的电压应力, 包括估算的漏电感电压尖峰(V_{LK})。

公式10用于计算MOSFET VDS的电压应力:

$$V_{DSPK} = (V_{IN(max)}) + (V_{OCV} + V_F) \times N_{PS} + V_{LK}$$

其中:

- V_{DSPK}: MOSFET高线路漏极与源极之间电压峰值
 - V_{IN(max)}: 转换器输入电压最大值
 - V_{OCV}: 转换器稳定输出电压
 - V_F: 电流接近0时次级整流器正向电压降
 - V_{LK}: 估算的漏电感能量复位电压
 - N_{PS}: 变压器初次级匝比
- (10)

假设V_{LK} = 25 V, 则漏极与源极之间电压V_{DSPK} 为73 V。本参考设计使用的MOSFET的V_{DS(max)} 为100 V。

公式11与公式12用于确定能否达到300 ns的 T_{ON} 目标最小值和1.1 μ s的 T_{DMAG} 最小值。UCC28701需要上述值，实现正常感应、波谷切换和设备运行。

$$T_{ON(min)} = \frac{L_P}{V_{IN(max)}} \times \frac{I_{PP(max)} \times V_{CST(min)}}{V_{CST(max)}}$$

其中：

- $T_{ON(min)}$: MOSFET导通时间最小值
- L_P : 变压器初级电感
- $I_{PP(max)}$: 变压器初级电流最大值
- $V_{CST(min)}$: CS引脚最小电流感应阈值（UCC28701数据表中典型值为250 mV）
- $V_{IN(max)}$: 转换器输入电压最大值
- $V_{CST(max)}$: CS引脚最大电流感应阈值（UCC28701数据表中典型值为750mV）

(11)

计算得出的 $T_{ON(min)}$ 值为1.2 us，高于目标300 ns。

$$T_{DMAG(min)} = \frac{T_{ON(min)} \times V_{IN(max)}}{N_{PS} \times (V_{OCV} + V_F)}$$

其中：

- $T_{DMAG(min)}$: 次级整流器导通时间最小值
- $T_{ON(min)}$: MOSFET导通时间最小值
- N_{PS} : 变压器初次级匝比。
- V_{OCV} : 转换器稳定输出电压
- V_F : 电流接近0时次级整流器正向电压降

(12)

计算得出的 $T_{DMAG(min)}$ 值为1.33 us，高于目标1.1 us。

4.2.4 初级端调节

在初级端控制，在将变压器能量转换到次级电路中时辅助线圈感应到输出电压。为了将次级输出电压准确地表示在辅助线圈上，鉴频器（UCC28701内部）能够有效地阻挡漏电感复位和振铃，在振铃减弱后下坡补偿时持续对辅助电压持续进行采样，在次级线圈电流达到0时，捕捉到错误信号。VS上的内部基准电压为4.05V，与来自辅助线圈的电阻分压器连接接地输出电压反馈信息在变压器次级电流退磁结束时进行采样，以提供准确的输出电压。进行波谷切换和控制次级变压器电流的占空比的时间信息由VS引脚的波形决定。不要在此输入端添加滤波器电容，因为会干扰对波形的准确感应。辅助电压分压器的上位电阻 R_{S1} 与下位电阻 R_{S2} 的值可以用公式13和公式14得出：

$$R_{S1} = \frac{V_{IN(run)}}{N_{PA} \times I_{VSL(run)}}$$

其中：

- N_{PA} ：变压器初次级匝比
- $V_{IN(run)}$ ：转换器输入启动（运行）电压
- $I_{VSL(run)}$ ：MOSFET导通时将电流使VS引脚输出的运行阈值（UCC28701数据表中的最大值为260 uA）

如果 $N_{PS} = 0.9$ ， $N_{AS} = 0.5$ ，那么 $N_{PA} = 1.8$ 。控制器启动电压 $V_{IN(run)} = 21$ V。根据这些数值，计算得出 R_{S1} 为44.8 k Ω 。

$$R_{S2} = \frac{R_{S1} \times V_{VSR}}{N_{AS} \times (V_{OCV} + V_F) - V_{VSR}}$$

其中：

- V_{OCV} ：转换器稳定输出电压
- V_F ：电流接近0时次级整流器正向电压降
- N_{AS} ：变压器辅助次级匝比
- R_{S1} ：VS分压器高端电阻
- V_{VSR} ：VS输入端的CV调节电平（UCC28701数据表中典型值为4.05V）

$R_{S1} = 44.8$ k Ω ，计算得出 R_{S2} 为 21.09 k Ω 。

4.2.5 MOSFET栅极驱动与电流感应

UCC28701的DRV引脚通常通过串联电阻与MOSFET栅极引脚连接。栅极驱动器提供的栅极驱动信号限制为14V。驱动器的导通特性为25mA电流源，限制了MOSFET漏极的导通dv/dt，降低了上升沿电流尖峰，但是仍然能够提供栅极驱动电流克服米勒平台。栅极驱动关断电流有低端驱动器R_{DS(on)}和外部栅极驱动电阻决定。电流感应（CS）引脚通过一个串联电阻（R_{LC}）与电流感应电阻（R_{CS}）相连。CS阈值为 I_{PP(max)} 0.75V，I_{PP(min)}0.25V。串联电阻R_{LC}具有前馈线路补偿功能，能够消除di/dt变化引起的I_{PP}变化以及内部比较元件与MOSFET关断时间传播延迟。为消除对MOSFET导通电流尖峰的敏感性，有235 ns的内部上升沿空白时间。R_{CS}的值由恒流调节的目标输出电流决定。R_{CS}与R_{LC}的值可以通过公式5和公式15得出：

$$R_{LC} = \frac{K_{LC} \times R_{S1} \times R_{CS} \times T_D \times N_{PA}}{L_p}$$

其中：

- R_{LC}: 线路补偿电阻
- R_{S1}: VS引脚高端电阻
- R_{CS}: CS电阻
- T_D: CS延迟，包括MOSFET关断延迟；MOSFET延迟加上50ns
- N_{PA}: 变压器初次级匝比
- L_p: 变压器初级电感
- K_{LC}: 电流缩放常数（UCC28701数据表中为25 A/A）

(15)

计算得出R_{LC}为1.68kΩ。

图6为MOSFET栅极驱动与电流感应电路部分电路原理图。

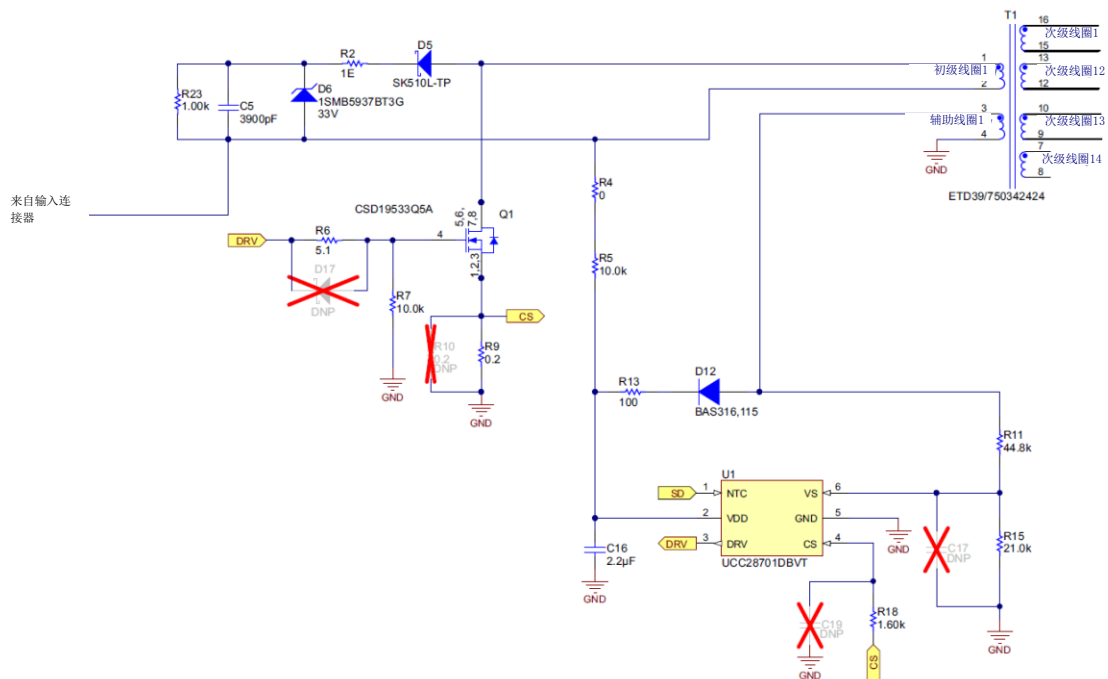


图 6. MOSFET 栅极驱动与电流感应电路

表 1 为元件编号（4.2.2 至 4.2.5 节中）和原理图设计中数值的关系。

表 1. 计算数值与原理图元件编号

设计元件编号	计算数值	原理图编号	原理图数值
Rcs	0.2 Ω	R9	0.2 Ω
Rs1	44.8 kΩ	R11	44.8 kΩ
Rs2	21.09 kΩ	R15	21 kΩ
Rlc	1.68 kΩ	R18	1.6 kΩ

4.2.6 PWM控制器关断操作

UCC28701 设有 NTC 引脚，可以连接外部 NTC 热敏电阻，实现用户可编程外部热关断。关断阈值为 0.95V，内部电流源为 105μA，因此热敏电阻关断阈值为 9.05kΩ。本参考设计采用此引脚用于 PWM 控制器的关断操作，实现 STO 功能。STO 是最常见、最基础的驱动集成安全功能。STO 功能确保没有扭矩产生的能量继续作用于电机，组织以外启动。如图 7 所示，本参考设计采用了 BJT (Q2)作为开关以实现 STO 功能。当高电平关断信号发送至 CONN2 时，BJT (Q2)打开，将 UCC28701 的 NTC 引脚调至低电平，最终停止 UCC28701 的切换。STO 功能经过试验，波形如图 11 所示。

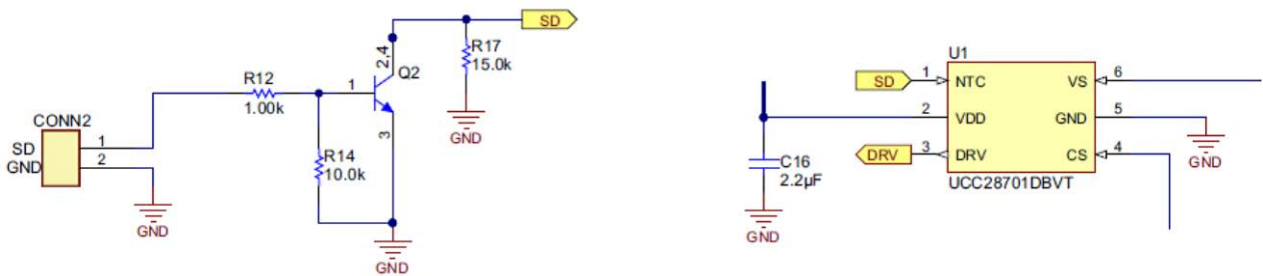


图 7. 停机机制

4.2.7 栅极驱动器正负输出

变压器的每一个次级输出都经过整流，输送至齐纳稳压器。图 8 中，每个输出端口的 LED 用于指示是否有输出。正输出（16V）和负输出（-8.2V）通过在每个输出端使用两个齐纳二极管加上控制大型电流纹波的电容而产生（如第 5.5 节所述）。

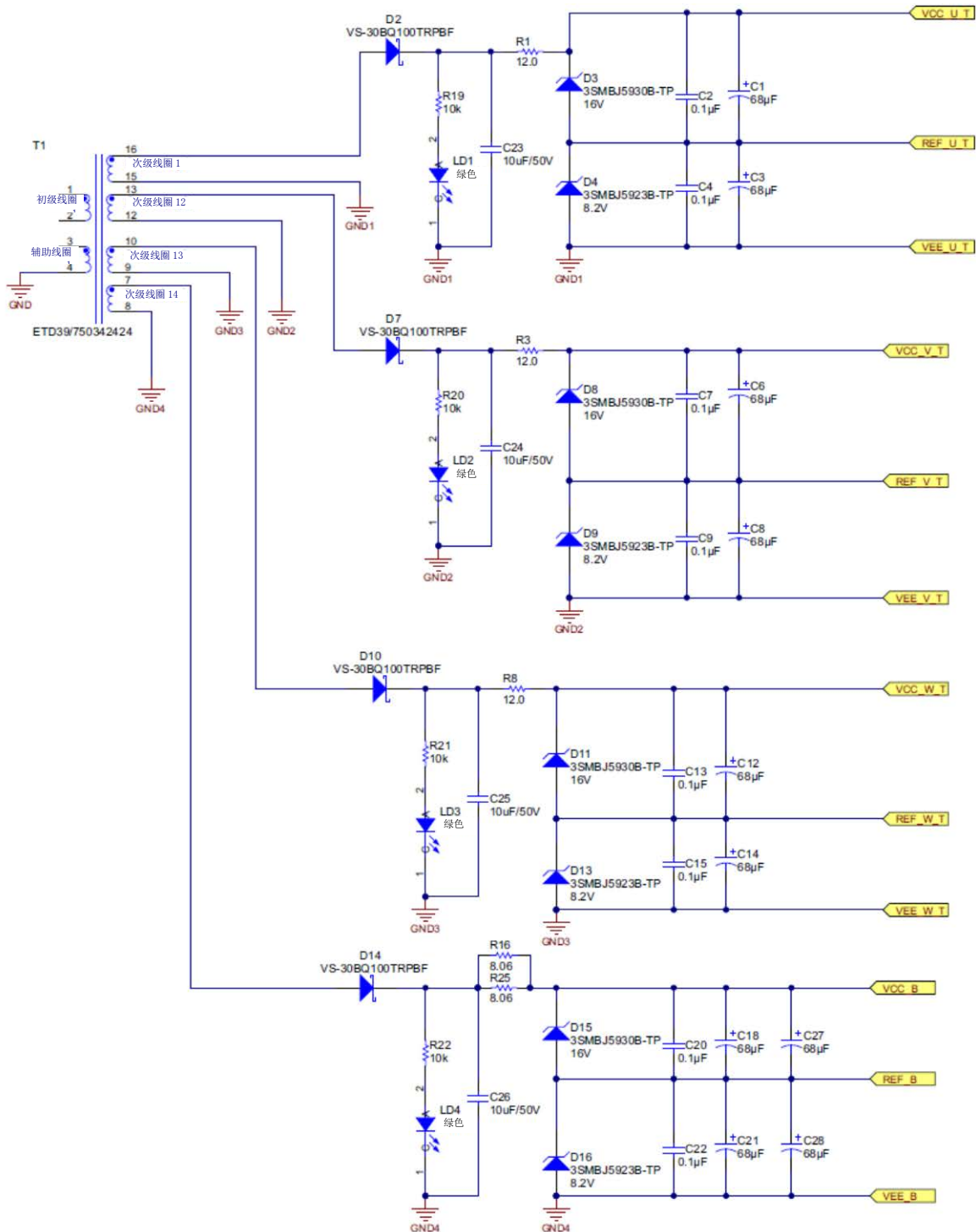


图 8. 每个次级线圈的正负输出

4.2.8 一个变压器为三只IGBT桥臂供电

选择的反激式拓扑结构只用 1 个变压器为三相逆变器的所有 3 只桥臂（U、V 与 W）供电。输出如表 2 所示：

表 2. 用于顶部和底部 IGBT（所有三只桥臂）的输出

相位	用于顶部IGBT	用于底部IGBT
U	VCC_U_T	VCC_B
	VEE_U_T	VEE_B
	REF_U_T	REF_B
V	VCC_V_T	VCC_B
	VEE_V_T	VEE_B
	REF_V_T	REF_B
W	VCC_W_T	VCC_B
	VEE_W_T	VEE_B
	REF_W_T	REF_B

4.2.9 更高功率工业驱动的扩展选项

本设计计划用于额定值为 1200 V/200 A IGBT 模块。如果要为更高功率的 IGBT 模块供电，本参考设计可以通过改变变压器设计升级至更高的功率。现有变压器的每个次级输出的额定电流为 150mA。为了满足更高功率工业驱动的要求，该额定电流可以增大。

5 测试设置与测试结果

5.1 UCC28701功能测试结果

图 9 与图 10 分别为无负载和满负载情况下栅极驱动信号、MOSFET 漏极电压与 Rcs 两端电压。

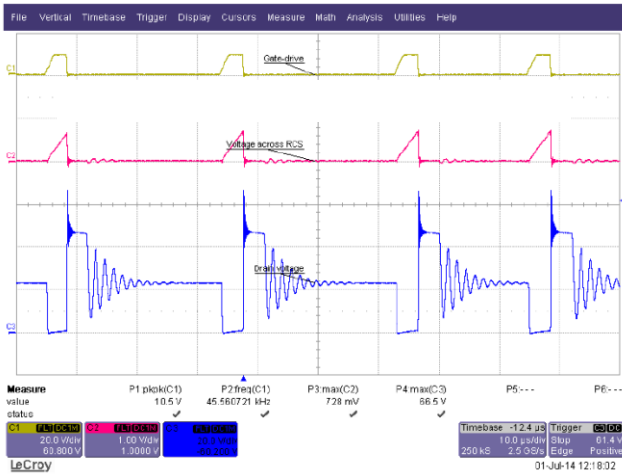


图 9. 栅极驱动信号、MOSFET 漏极电压与 Rcs 两端电压 (无负载)

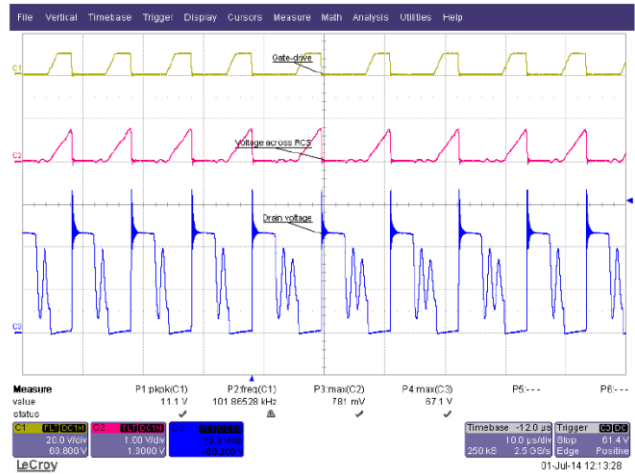


图 10. 栅极驱动信号、MOSFET 漏极电压与 RCS 两端电压 (满负载)

本参考设计采用了 BJT 作为开关以实现 STO 功能。UCC28701 的 NTC 引脚可以用于实现此功能。此功能进行了测试，图 11 中的波形为输出变为 0 时的关断信号。

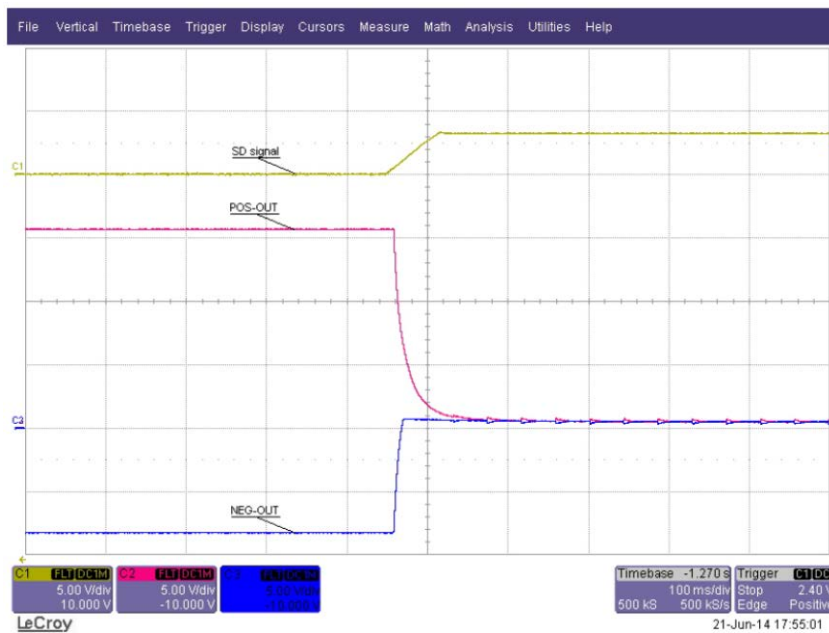


图 11. 使用外部信号关断 UCC28701

5.2 输出纹波测量

在所有输出加上 2W 的输出功率负载时,可以在 16V 和-8.2V 输出捕捉到纹波。在 16V 和-8.2V 输出端,峰至峰纹波电压分别为 23 mV 与 22.4 mV。如图 12 和图 13 所示。

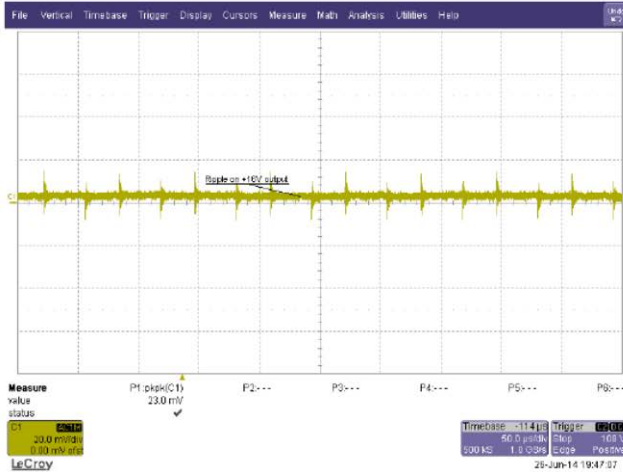


图 12. 16V 输出纹波电压 (满负载)

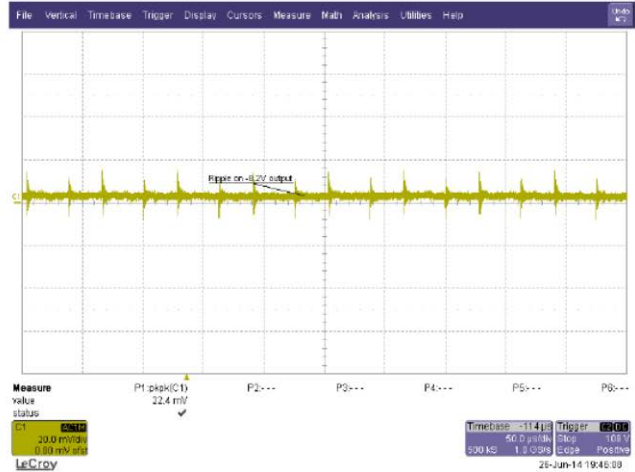


图 13. -8.2V 输出纹波电压 (满负载)

5.3 效率与输出电压调整率

效率是在所有输出施加相等负载的条件下进行测量的。当每个输出的负载为 2W 时,效率约为 76%,如图 14 所示:

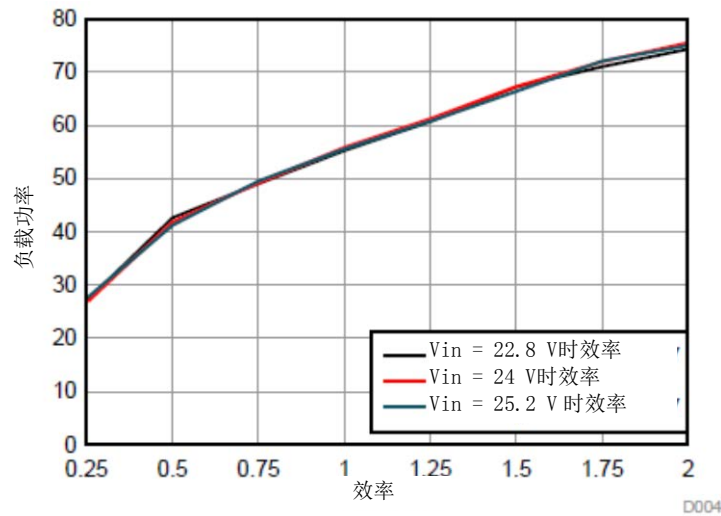


图 14. 不同 Vin 值的效率

不同 V_{in} 值的调整率数据如图 15-17 所示。对调整率进行测量时，底部 IGBT 的 VCC 与 VEE 的负载时顶部的三倍。例如如果定部 IGBT 的 VCC 与 VEE 的负载是每个 0.25W，那么底部 IGBT 的 VCC 与 VEE 的负载为每个 0.75W。

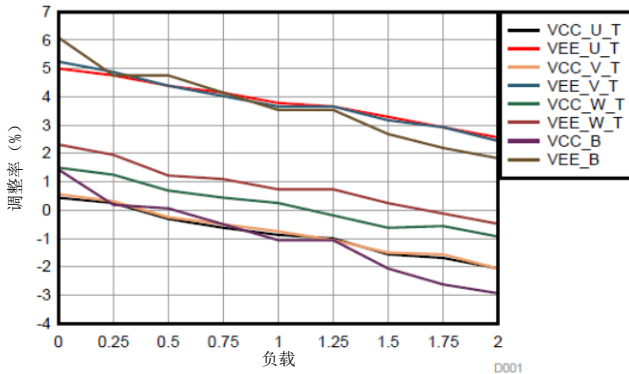


图 15. $V_{in} = 22.8\text{ V}$ 时输出电压调整率

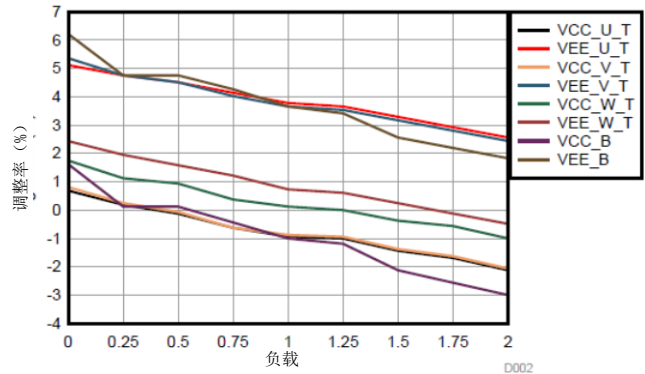


图 16. $V_{in} = 24\text{ V}$ 时输出电压调整率

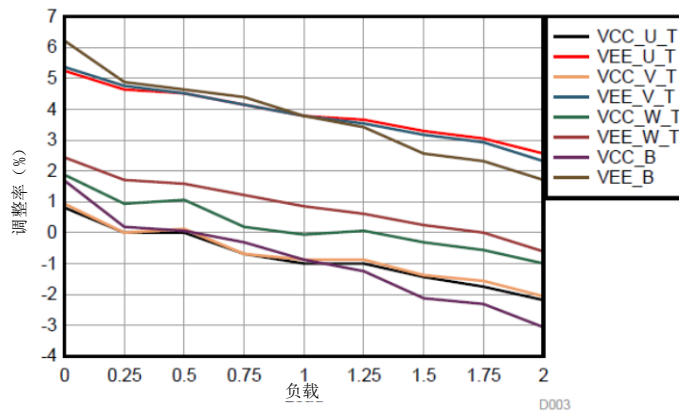


图 17. $V_{in} = 25.2\text{ V}$ 时输出电压调整率

5.4 隔离测试结果

本设计成功通过了 7kV 脉冲测试 (1.2/50 us 脉冲)，还通过了符合设计规格的类型隔离电压测试。

5.5 与ISO5500和IGBT进行的测试

为了复制实际驱动测试，本参考设计采用 TI 的 ISO5500 评估模块和 1200V 的 IGBT 进行了测试。采用了 TI 的 Piccolo™ LaunchPAD™ 为 IGBT 栅极驱动提供两个 16kHz 的补充 PWM 信号。这两个信号发送给两个 ISO5500（分别与一个 1200V 的 IGBT 连接）。如图 18 所示，IGBT 以半桥方式在输出端与 1 kΩ 的负载相连。带有主板的相同设置的图片见图 19。

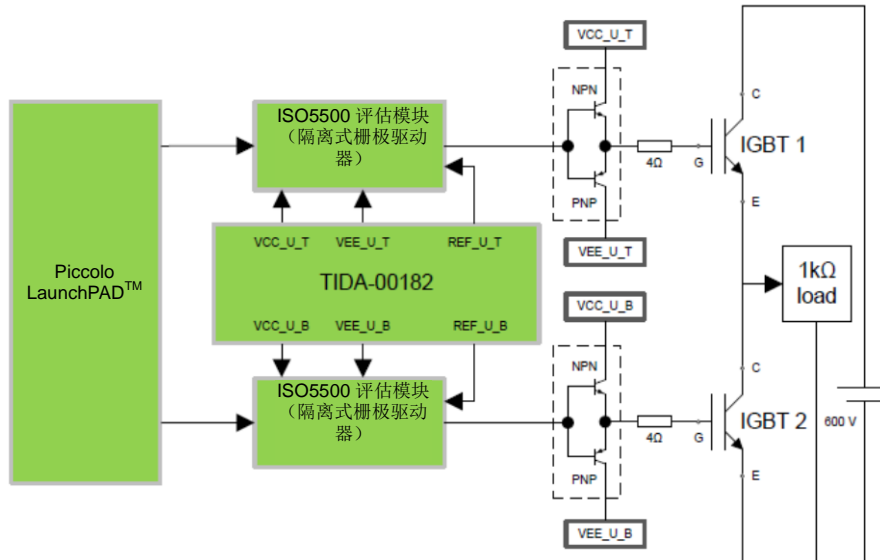


图 18. 利用 TI 的 ISO5500 与 IGBT 测试 TIDA-00182 的设置



图 19. 设置图

IGBT 桥臂施加的电压为 600V，两个 ISO5500 都是由 TIDA-00182 供电，对纹波进行了测试。图 20 与图 21 为满足参考设计规格的输出纹波电压波形。

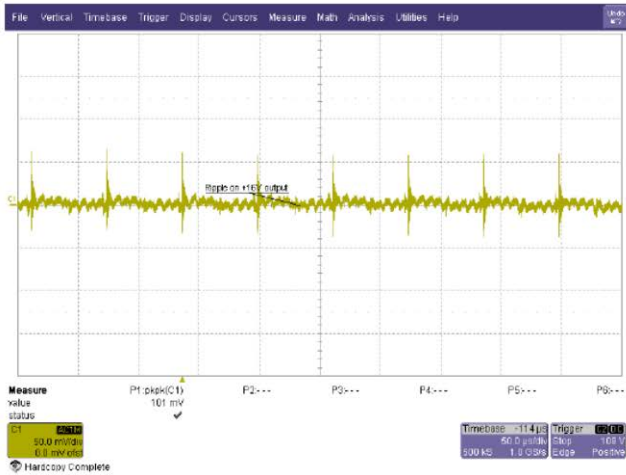


图 20. 16V 输出端纹波
(输出负载 $dv/dt = 11.4 \cdot E9$)

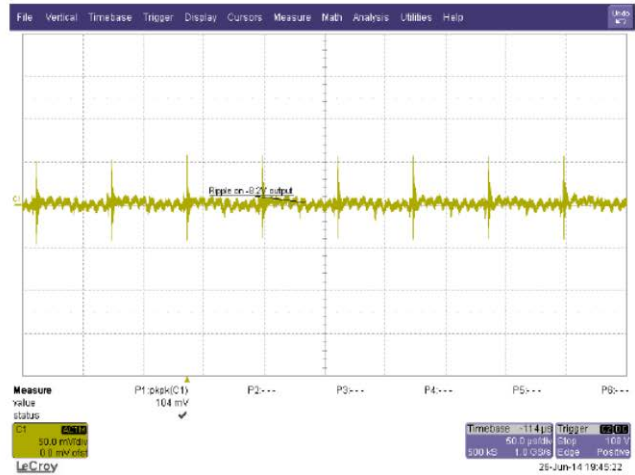


图 21. -8.2V 输出端纹波
(输出负载 $dv/dt = 11.4 \cdot E9$)

电流增强晶体管 (NPN 与 PNP) 用于增强 ISO5500 的输出电流，驱动 IGBT。为 IGBT 内部电容充电时电流峰值为 6A，对电源 VCC 与 VEE 输出也测量了纹波 (如图 22 和图 23 所示)。

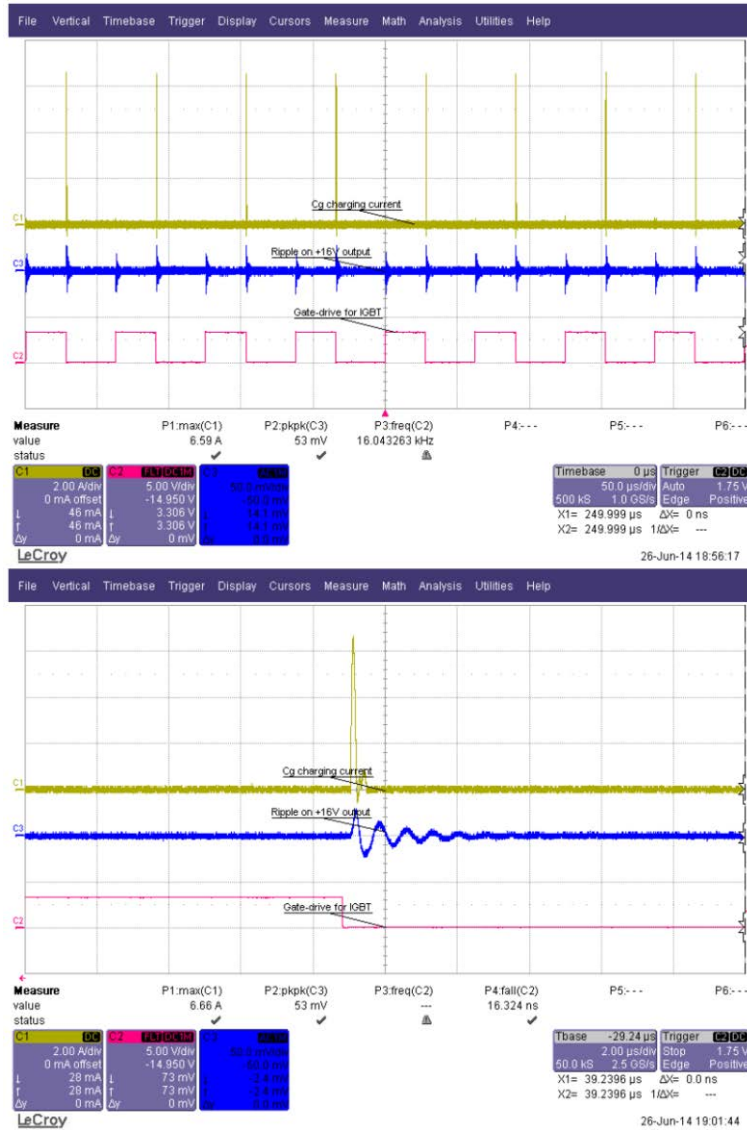


图 22. (上图) IGBT 6A 负载电流峰值 16V 输出纹波 (下图) 放大的波形

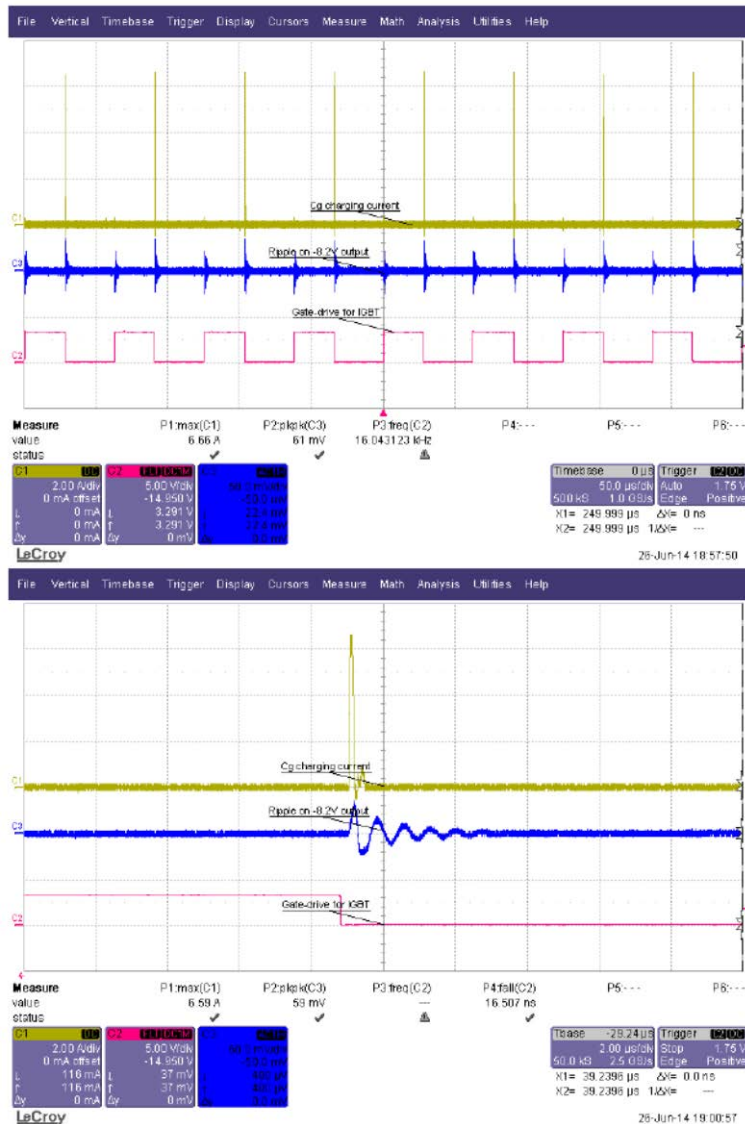


图 23. (上图) IGBT 6A 负载电流峰值-8.2V 输出纹波 (下图) 放大的波形

5.6 温度测量

室温条件下，功率 MOSFET(Q1)的温度约为 60°C。通过增加更多的铜和连接到平面可以提高外壳至环境的热阻。还探索了其他降低结至环境热阻的封装。

6 设计文件

6.1 原理图

请查看 [TIDA-00182](#) 设计文件，下载原理图。

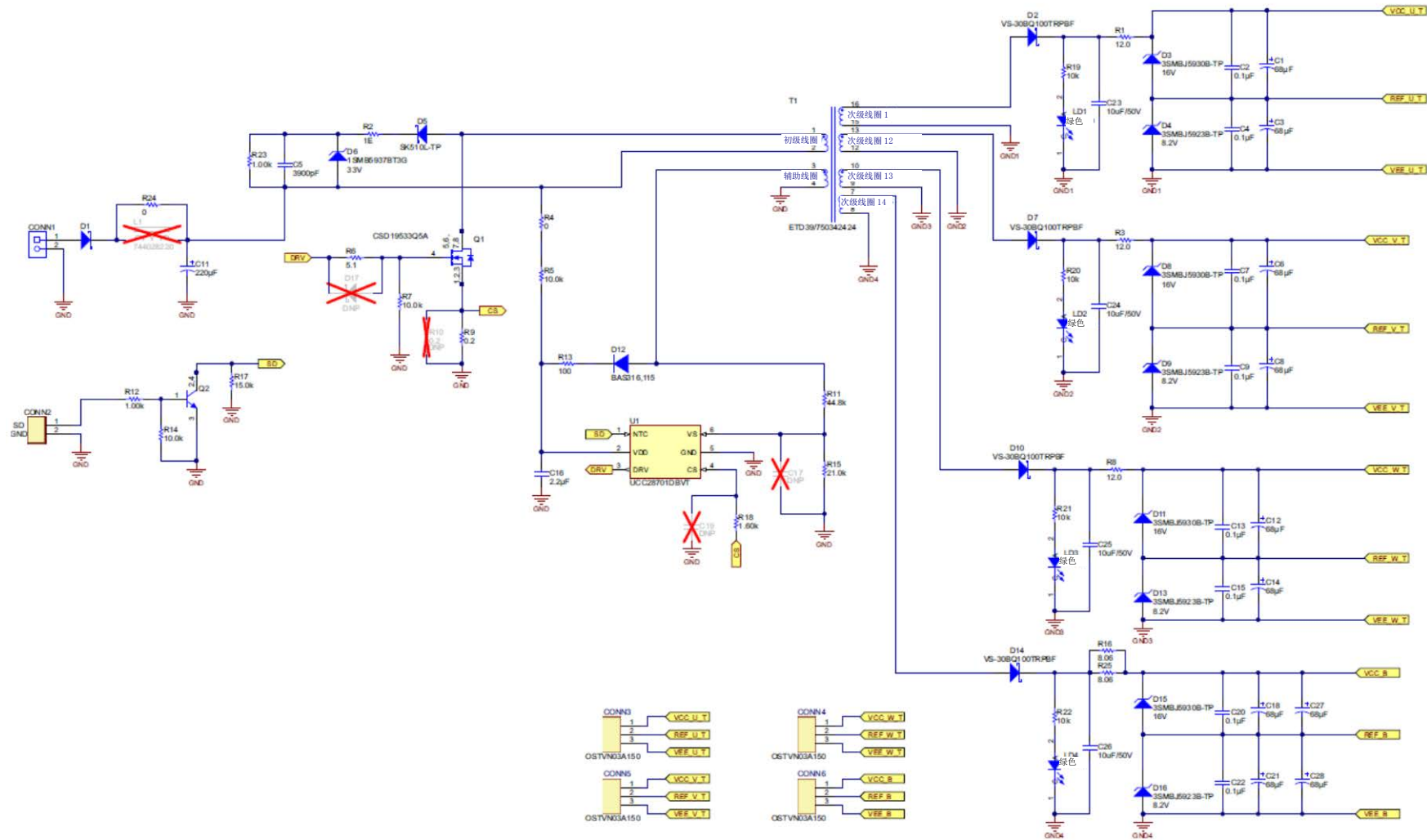


图 24.主原理图

6.2 材料清单

请查看 [TIDA-00182](#) 设计文件，下载材料清单（BOM）。

表 3.BOM

序号	数量	索引	元件描述	生产商元件编号	生产商	PBB封装
1	1	C11	铝电解电容, 220 μ F, 35 V, \pm 20%, 0.16 Ω , SMD	EEE-FK1V221P	松下	SMT Radial F
2	1	C16	陶瓷电容, 2.2 μ F, 50 V, \pm 10%, X5R, 0805	C2012X5R1H225K125AB	TDK	0805
3	1	C5	陶瓷电容, 3900 pF, 100 V, \pm 10%, X7R, 0805	GRM219R72A392KA01D	MuRata	0805
4	1	CONN1	接线端子, 2x1, 5.08 mm, TH	282841-2	TE Connectivity	10.16 x 15.2 x 9 mm
5	1	CONN2	接线端子, 4x1, 2.54 mm, TH	OSTVN02A150	On Shore Technology Inc	TERM_BLK, 2pos, 2.54 mm
6	1	D1	肖特基二极管, 60 V, 2 A, SMA	B260A-13-F	Diodes Inc.	SMA
7	1	D12	超快恢复二极管, 100 V, 0.25 A, SOD-323	BAS316,115	NXP Semiconductor	SOD-323
8	1	D5	肖特基二极管, 100 V, 5 A, DO214AB	SK510L-TP	Micro Commercial Co	DO-214AB, (SMC)
9	1	D6	齐纳二极管, 33 V, 550 mW, SMB	1SMB5937BT3G	ON Semiconductor	SMB
10	1	LBL1	热转印打印标签, 0.650" W x 0.200" H -10,000 每卷	THT-14-423-10	Brady	PCB 标签 0.650"H x 0.200"W
11	1	Q1	MOSFET, N-CH, 100 V, 13 A, SON 5x6 mm	CSD19533Q5A	TI	SON 5 x 6 mm
12	1	Q2	晶体管, NPN, 32 V, 1 A, SOT-89	2DD1664R-13	Diodes Inc.	SOT-89
13	1	R11	电阻, 44.8 k Ω , 0.1%, 0.125 W, 0805	RT0805BRD0744K8L	Yageo America	0805
14	1	R12	电阻, 1.00 k Ω , 1%, 0.125 W, 0805	CRCW08051K00FKEA	Vishay-Dale	0805
15	1	R13	电阻, 100 Ω , 1%, 0.125W, 0805	CRCW0805100RFKEA	Vishay-Dale	0805
16	1	R15	电阻, 21.0 k Ω , 1%, 0.125 W, 0805	CRCW080521K0FKEA	Vishay-Dale	0805
17	1	R17	电阻, 15.0 k Ω , 0.1%, 0.125 W, 0805	RG2012P-153-B-T5	Susumu Co Ltd	0805
18	1	R18	电阻, 1.60 k Ω , 0.5%, 0.1 W, 0805	RR1220P-162-D	Susumu Co Ltd	0805
19	1	R2	电阻, 1.00 Ω , 1%, 0.25 W, 1206	CRCW12061K00FKEA	Vishay-Dale	1206
20	1	R23	电阻, 1.00 k Ω , 1%, 0.25 W, 1206	RC1206FR-071KL	Yageo America	1206
21	1	R5	电阻, 10.0 k Ω , 1%, 0.25 W, 1206	ERJ-8ENF1002V	松下	1206
22	1	R6	电阻, 5.1 Ω , 5%, 0.125 W, 0805	CRCW08055R10JNEA	Vishay-Dale	0805
23	1	R9	电阻, 0.2 Ω , 1%, 0.5 W, 1206	CSR1206FKR200	Stackpole Electronics Inc	1206
24	1	T1	变压器, TH	ETD39/750342424	Würth Elektronik	
25	1	U1	集成电路, 恒压, 恒流PWM, 初级端调节	UCC28701DBVT	TI	SOT-23-6
26	10	C1, C3, C6, C8, C12, C14, C18, C21, C27, C28	铝电解电容, 68 μ F 35 V 20% SMD	EEH-ZA1V680XP	松下电器公司	6.60 x 6.60 mm
27	2	R16, R25	电阻, 8.06 Ω , 1%, 0.25 W, 1206	CRCW12068R06FKEA	Vishay-Dale	1206

表 3.BOM (续)

序号	数量	索引	元件描述	生产商元件编号	生产商	PBB封装
28	2	R4, R24	电阻, 0 Ω, 5%, 0.25 W, 1206	RC1206JR-070RL	Yageo America	1206
29	2	R7, R14	电阻, 10.0 kΩ, 0.1%, 0.125 W, 0805	RG2012P-103-B-T5	Susumu Co Ltd	0805
30	3	R1, R3, R8	电阻, 12.0 Ω, 1%, 0.25 W, 1206	RC1206FR-0712RL	NXP Semiconductor	SOD-323
31	1	D6	齐纳二极管, 33 V, 550 mW, SMB	1SMB5937BT3G	ON Semiconductor	SMB
32	1	D5	肖特基二极管, 100 V, 5 A, DO214AB	SK510L-TP	Micro Commercial Co	DO-214AB, (SMC)
33	4	D4, D9, D13, D16	齐纳二极管, 8.2 V, 3 W, DO214AA	3SMBJ5923B-TP	Micro Commercial Co	DO214AA/SMB
34	4	D3, D8, D11, D15	齐纳二极管, 16 V, 3 W, DO214AA	3SMBJ5930B-TP	Micro Commercial Co	DO214AA/SMB
35	4	D2, D7, D10, D14	肖特基二极管, 100V, 3A, SMA	VS-30BQ100TRPBF	Vishay-Semiconductor	SMC
36	1	D1	肖特基二极管, 60 V, 2 A, SMA	B260A-13-F	Diodes Inc.	SMA
37	4	CONN3, CONN4, CONN5, CONN6	连接器, 2.54-mm 3POS PCB	OSTVN03A150	On Shore Technology Inc	TERM_BLK, 3pos, 2.54 mm
38	1	CONN2	接线端子, 4x1, 2.54 mm, TH	OSTVN02A150	On Shore Technology Inc	TERM_BLK, 2pos, 2.54 mm
39	1	CONN1	接线端子, 2x1, 5.08 mm, TH	282841-2	TE Connectivity	10.16 x 15.2 x 9 mm
40	4	C23, C24, C25, C26	CAP, CERM, 10 μF, 50 V, ±10%, X5R, 1206_190	CGA5L3X5R1H106K160AB	TDK	1206_190
41	0	C19	陶瓷电容, 1000 pF, 50 V, ±10%, X7R, 0805	C2012X7R1H102K	TDK	0805
42	0	C17	陶瓷电容, 0.33 μF, 25 V, ±10%, X5R, 0805	08053D334KAT2A	AVX	0805
43	1	C16	陶瓷电容, 2.2 μF, 50 V, ±10%, X5R, 0805	C2012X5R1H225K125AB	TDK	0805
44	1	C5	陶瓷电容, 3900 pF, 100 V, ±10%, X7R, 0805	GRM219R72A392KA01D	MuRata	0805
45	8	C2, C4, C7, C9, C13, C15, C20, C22	陶瓷电容,, 0.1 μF, 50 V, ±5%, X7R, 0805	08055C104JAT2A	AVX	0805
46	10	C1, C3, C6, C8, C12, C14, C18, C21, C27, C28	铝电解电容, 68 μF 35 V 20% SMD	EEH-ZA1V680XP	松下电器公司	6.60 x 6.60mm

6.3 层图

请查看 [TIDA-00182](#) 设计文件，下载层图。

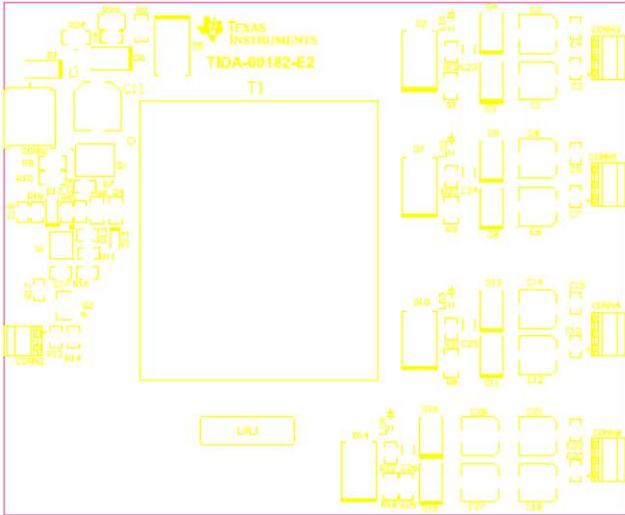


图 25. 顶部丝印层

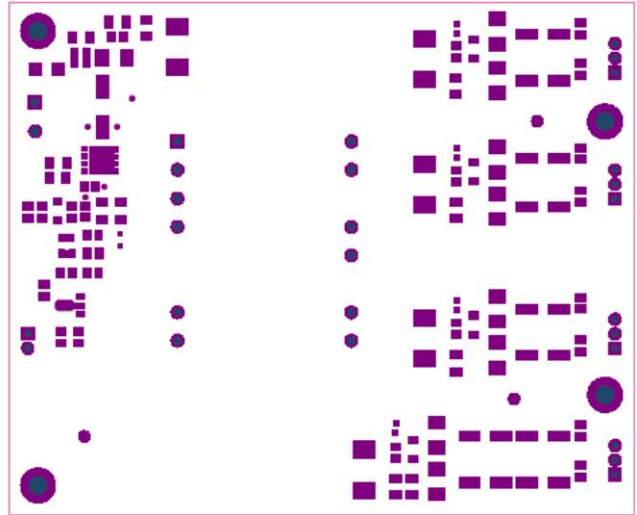


图 26. 顶部阻焊层

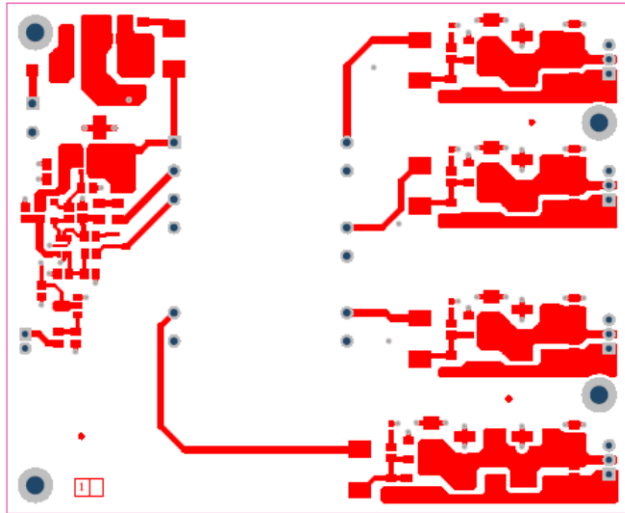


图 27. 顶层

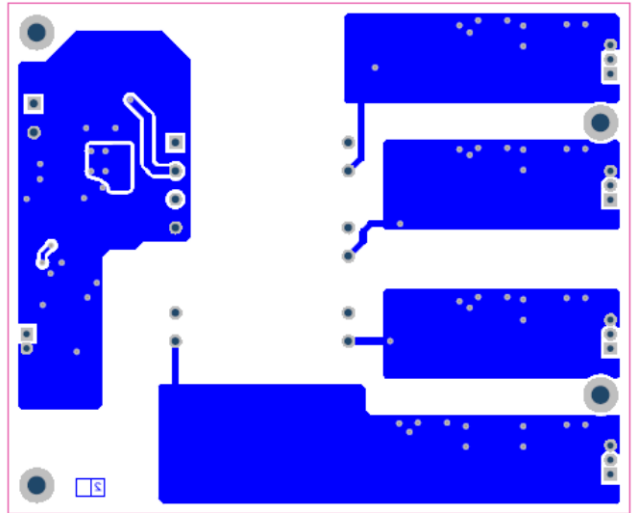


图 28. 底层

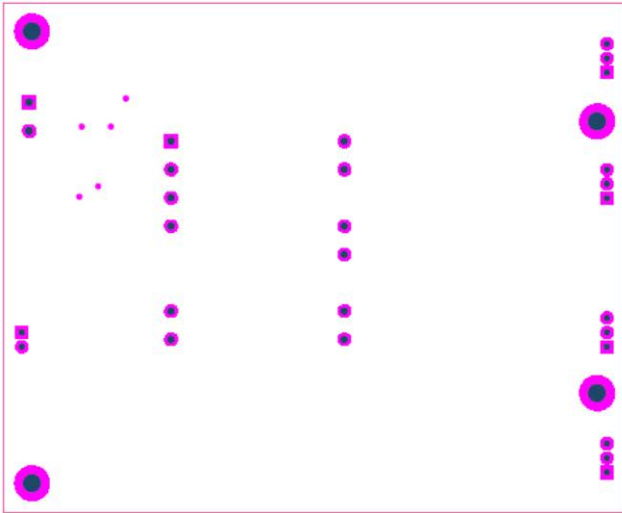


图 29. 底部阻焊层



图 30. 底部丝印层

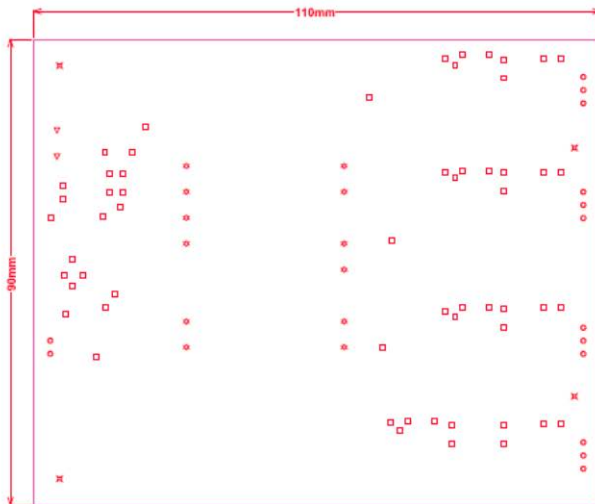


图 31. 钻孔图

符号	击数	工具尺寸	电镀	孔类型
□	57	20mil (0.508mm)	PTH	圆形
○	14	44mil (1.118mm)	PTH	圆形
⊗	12	53mil (1.346mm)	PTH	圆形
▽	2	55.118mil (1.4mm)	PTH	圆形
✕	4	125.984mil (3.2mm)	PTH	圆形
89 Total				

钻孔表
 钻孔公差:
 PTH +/- 3 密耳

6.4 Altium项目

请查看 [TIDA-00182](#) 设计文件，下载 Altium 项目。

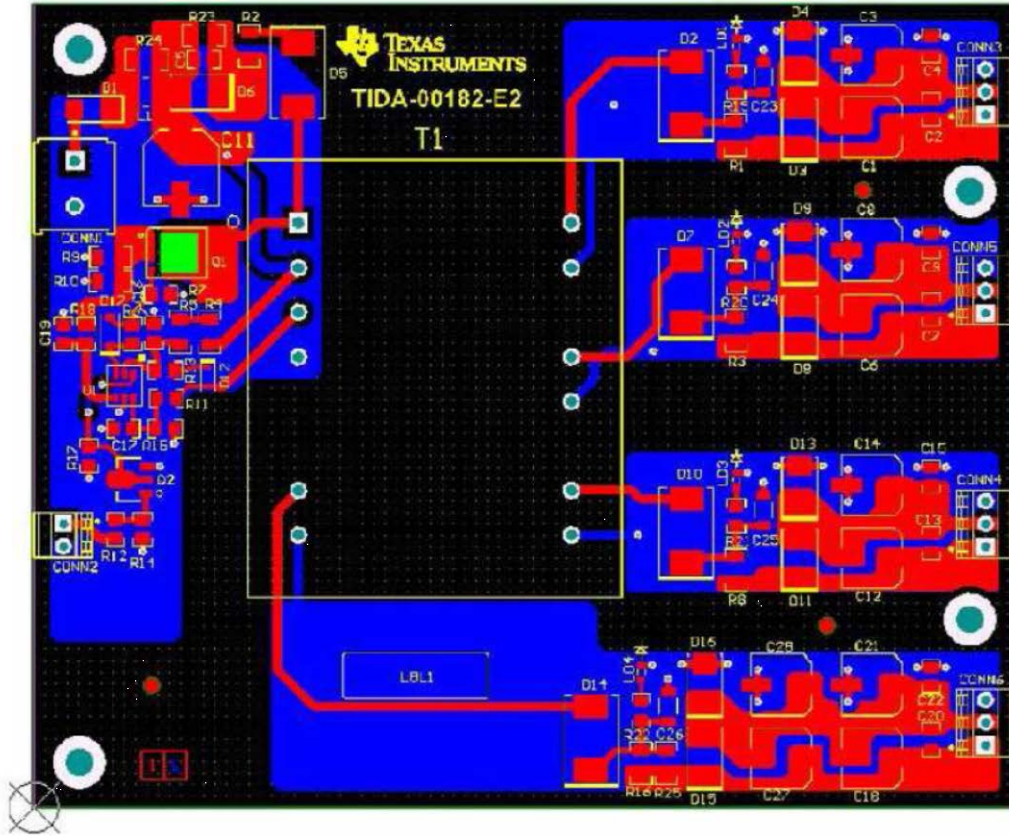


图 32. 所有层

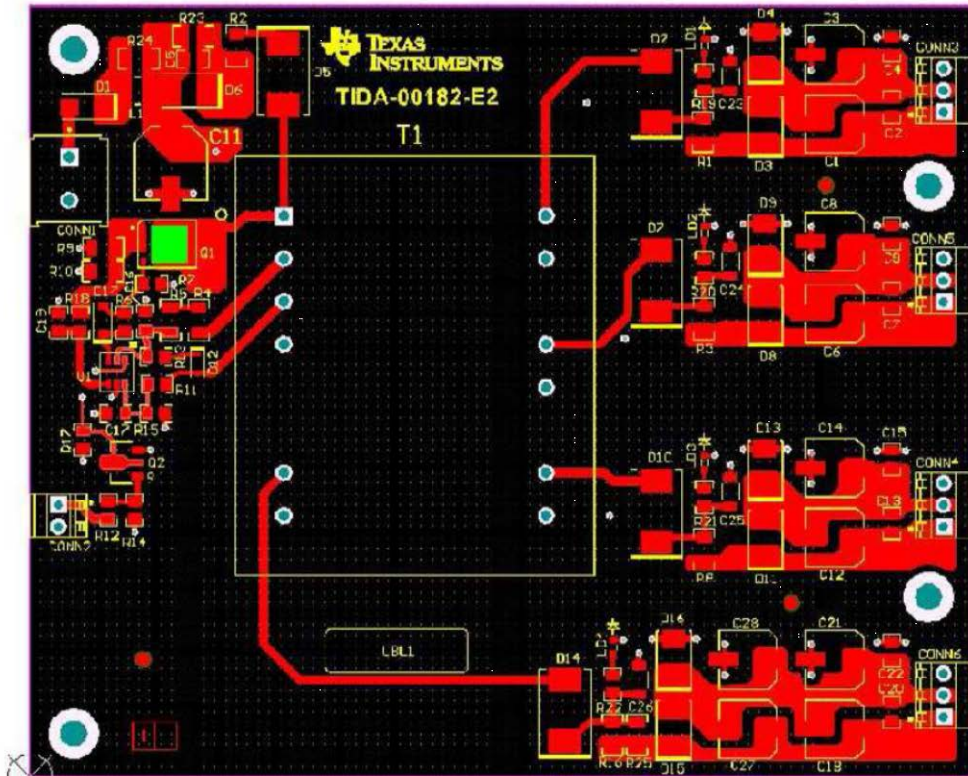


图 33. 顶层

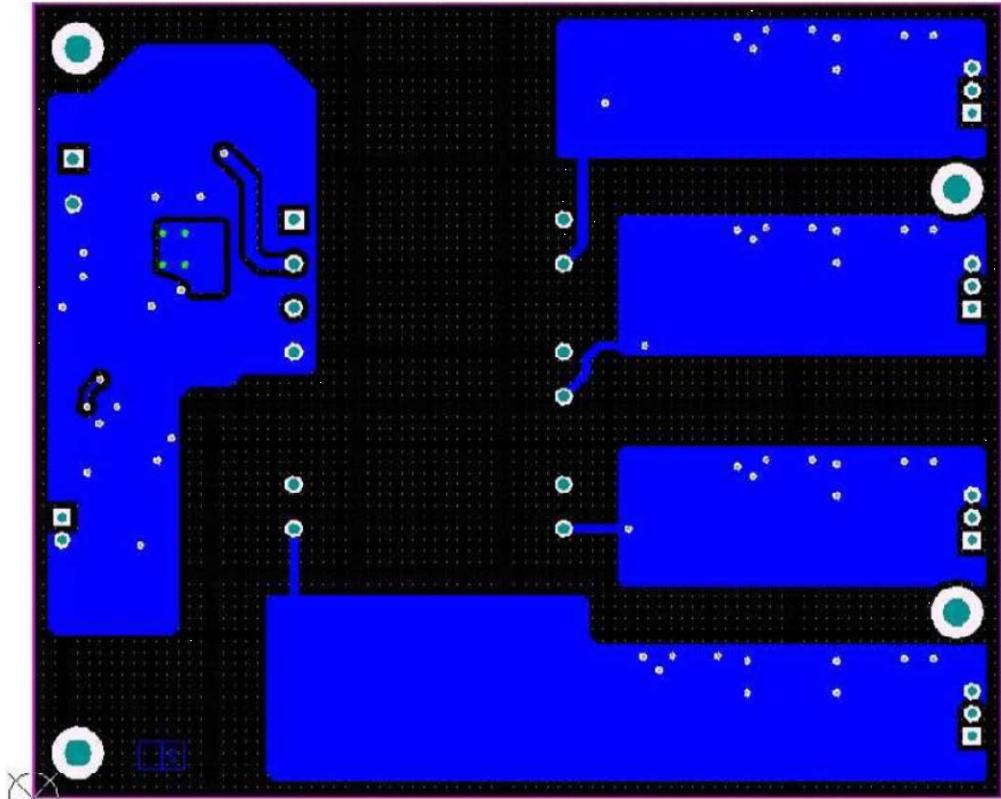


图 34. 底层

6.5 布局指南

VDD 引脚通过旁路电容接地，并且通过启动电阻与输入电容的正极连接。GND 引脚（引脚 5）是唯一的设备外部接地参考，为栅极驱动电流和模拟信号提供参考。将 VDD 旁路电容设计靠近 GND 引脚，VDD 线路较短，以降低 VS 和 CS 信号引脚上的噪声。

VS 引脚与来自辅助线圈的电阻分压器连接接地输出电压反馈信息在变压器次级电流退磁结束时进行采样，以准确的得出输出电压。进行波谷切换和控制次级变压器电流的占空比的时间信息由 VS 引脚的波形决定。避免在此输入端添加滤波器电容，因为会干扰对波形的准确感应。

CS 引脚通过一个串联电阻 (R_{LC}) 与电流感应电阻 (R_{CS}) 相连。CS 阈值为 $I_{PP(max)} 0.75V$, $I_{PP(min)} 0.25V$ 。 R_{LC} 具有前馈线路补偿功能，能够消除 di/dt 变化引起的 I_{PP} 变化以及内部比较元件与 MOSFET 关断时间传播延迟。为消除对 MOSFET 导通电流尖峰的敏感性，有 235 ns 的内部上升沿空白时间。不需要在 CS 引脚添加旁路电容。 R_{CS} 的值由恒流调节的目标输出电流决定。

6.6 Gerber文件

请查看 [TIDA-00182](#) 设计文件，下载 Gerber 文件。

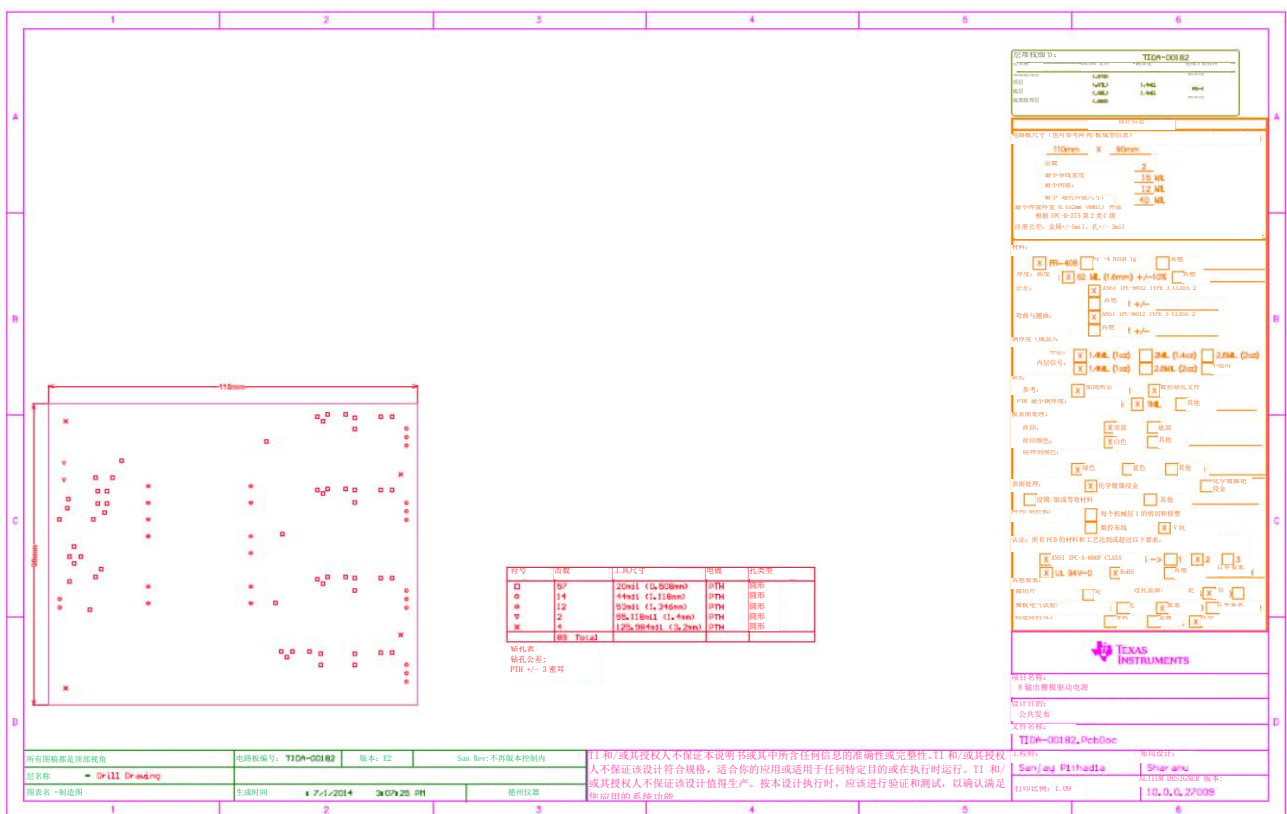


图 35. 制造图

6.7 组装图

请查看 [TIDA-00182](#) 设计文件，下载组装图。

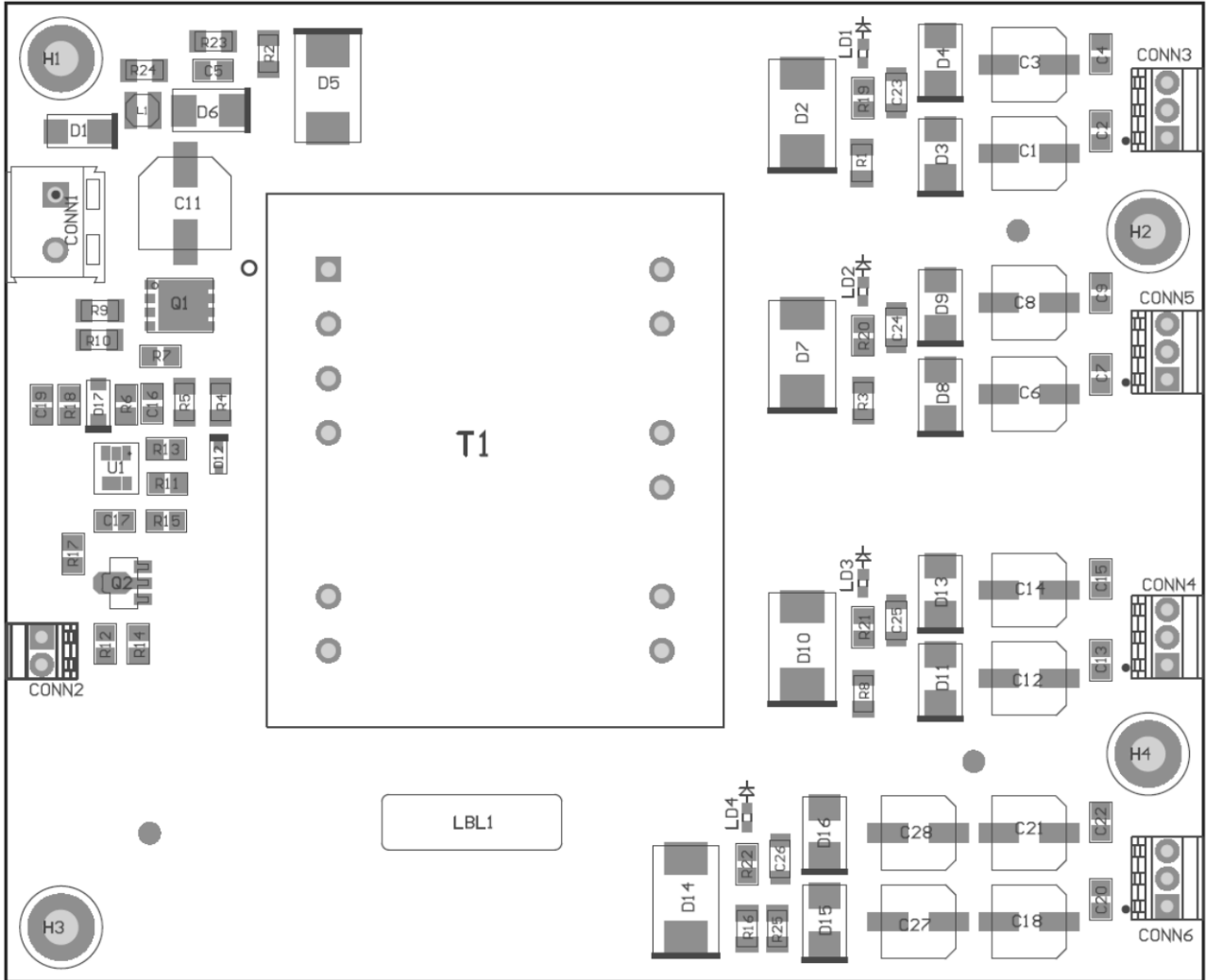


图 36. 组装图

7 参考文献

1. 电源窍门#6: 准确测量电源纹波 ([链接](#))
2. UCC28700评估板([SLUU968](#))
3. ISO5500评估模块用户指南([SLLU136A](#))
4. C2000 Piccolo LaunchPAD ([目录](#))

8 关于作者

SANJAY PITHADIA 是 TI 的系统工程师，负责为工业电机驱动行业开发子系统设计解决方案。**Sanjay** 在 2008 年加入 TI，参与了与能源和智能电网相关的产品设计。在模拟设计、混合信号设计、工业接口和电源方面拥有丰富的经验。**Sanjay** 在孟买 Veermata Jijabai 技术学院获得电子工程技术学士学位。

N. NAVANEETH KUMAR 是 TI 的系统架构师，负责为工业系统电机控制开发子系统设计解决方案。**N. Navaneeth** 在电源电子、EMC、模拟和混合信号设计方面经验丰富，拥有在驱动、太阳能逆变器、UPS 和保护继电器方面拥有系统级的产品设计经验。**N. Navaneeth** 在印度巴哈蒂尔大学大学获得了电子与通信工程学士学位，在英国波尔顿大学获得电子产品开发科学硕士学位。

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

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2016, Texas Instruments Incorporated