

# TI 参考设计

## 三相逆变器系统隔离式 IGBT 栅极驱动器评估平台



### TI 参考设计

本参考设计采用一个 22kW 功率级以及 TI 全新的增强型隔离式 (IGBT) 栅极驱动器 ISO5852S, 适用于交流驱动器等三类三相逆变器。此参考设计可用于评估 3 相逆变器中 ISO5852S 的性能, 该 3 相逆变器包括额定电压为 1200V 的 IGBT 模块, 其额定电流范围为 50A 到 200A。

评估的重要功能和性能包括使用去饱和 (DESAT) 检测实现的短路保护、软关断、有源米勒钳位在逆变器不同  $dv/dt$  下的效果、以及参照变频电力驱动系统标准 (IEC61800-3) 下的 IGBT 栅极驱动器的系统级 (ESD) 和 (EFT) 性能。Piccolo LaunchPad LAUNCHXL-F28027 可生成控制逆变器所需的脉宽调制 (PWM) 信号。

### 设计资源

<a href="#">TIDA-00195</a>	设计文件夹
<a href="#">ISO5852S</a>	产品文件夹
<a href="#">AMC1200</a>	产品文件夹
<a href="#">SN6501</a>	产品文件夹
<a href="#">UCC27211</a>	产品文件夹
<a href="#">CSD88537ND</a>	产品文件夹
<a href="#">TPS54286</a>	产品文件夹
<a href="#">LP38691</a>	产品文件夹
<a href="#">SN74ALVC125</a>	产品文件夹



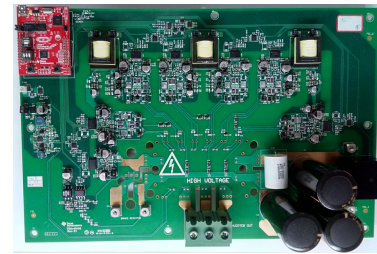
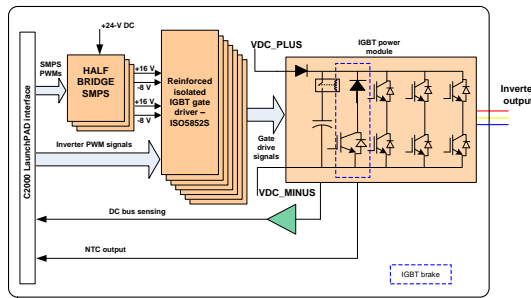
请咨询我们的 E2E 专家  
WEBENCH® 设计中心

### 设计特性

- 3 相逆变器系统, 其中包含:
  - 额定电压为 1200V 的 IGBT 模块, 其额定电流范围为 50A 到 200A (支持不同供应商)
  - 七个增强型隔离式 IGBT 栅极驱动器: ISO5852S, 隔离工作电压 1.5kV<sub>RMS</sub>, 最小共模瞬态抗扰度 (CMTI) 为 50kV/ $\mu$ s
- 整合以下方式实现的防过流和防误:
  - DESAT 检测
  - 软关断
  - 有源米勒钳位
- 满足 IEC61800-3 EMC 抗扰性要求:
  - $\pm$ 8kV ESD CD - 参考 IEC 61000-4-2 标准
  - $\pm$ 4kV EFT - 参考 IEC 61000-4-4 标准
- 板载半桥式隔离电源, 产生用于栅极驱动器的 16V/负 8V 电源: 通过外部双极性晶体管 (BJT)/MOS管 (MOSFET) 组成的电流放大缓冲电路产生单电源或双电源为栅极驱动器供电
- 可针对反相/非反相工作情况配置栅极驱动器输入
- 其它可供选择的系统评估方式有:
  - 栅极驱动器和 IGBT 之间通过双绞线连接
  - 栅极和发射极之间的使用外部电容

### 符合应用

- 工业变频器
- 伺服驱动器
- 太阳能逆变器
- 不间断电源 (UPS)



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

## 1 IGBT 栅极驱动器简介

(IGBT) 大量用于应用三相逆变器 -设计， 例如用于控制交流电机转速的变频器、不间断电源、太阳能逆变器和其他类似逆变器 应用。

IGBT 的优势在于栅极绝缘实现的高输入阻抗，快速响应能力、良好的热稳定性、简单驱动电路、良好的耐高压能力、无缓冲电路运行能力以及开关行为可控能力，能够提供可靠的短路保护。IGBT 为电压控制器件，能够实现快速开/关。

图 1 所示为使用六个隔离栅极驱动器的三相逆变器的典型应用。请注意，每一相均使用高侧和低侧 IGBT 开关，以便在交替模式下将正负高压直流脉冲施加于电机线圈。

电机驱动电压通过脉宽调制 (PWM) 信号来控制。PWM 信号是通过多次开关晶体管实现的。输出电压为根据峰值电压或最大电压和晶体管开关时间得出的平均值。

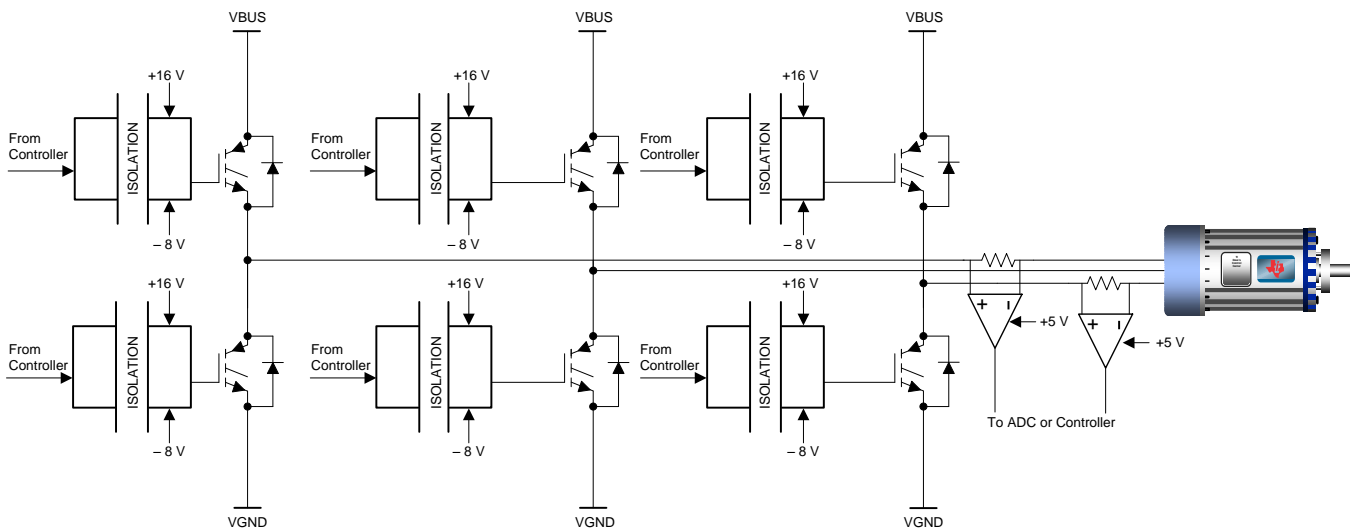


图 1. 采用隔离栅极驱动的 3 相逆变器

ISO5852S 是 TI 推出的一款增强型隔离式 IGBT 栅极驱动器，主要针对电机控制、工业变频器、开关电源等应用。在这些应用中，需要复杂的 PWM 控制信号来开关功率器件，最终可确定系统级的电机转速、位置和转矩或者变频器的输出电压、频率和相位等参数。这些控制信号通常是微控制器 (MCU) 的输出，电压为 3.3V 或 5.0V 低电压级别。另一方面，IGBT 需要 15V 到 20V 的栅极控制电压，并且需要大电流来驱动这些 IGBT 管寄生的大电容负载。另外，栅极驱动需要根据 IGBT 的发射极和逆变器结构应用，顶部 IGBT 的发射极节点的电压摆幅为 0 到直流总线电压，幅值可达到数百伏。由于 IGBT 能够相对功率级接地端悬空，电源和栅极电路都应与此功率级隔离。这样便限制了栅极驱动器配置：

- 采用电势分离电气隔离的栅极驱动器
- 采用非电气隔离的栅极驱动器

ISO5852S 属于带电气隔离的栅极驱动器系列，能够通过电平转换技术将微控制器的 3.3V 和 5.0V 输入控制信号转换为 IGBT 需要的 15V 到 20V 驱动信号，同时可确保驱动器侧和 MCU 侧之间实现高压隔离。

本参考设计包含一个 22kW 功率级以及 TI 的增强型隔离式栅极驱动器 ISO5852S，可用于驱动各种工业应用中使用的交流感应电机。本参考设计演示了 ISO5852S IGBT 栅极驱动器在实际系统中的以下功能和性能：

- IGBT 栅极驱动器在单/双电源供电下的正常工作；
- 欠压关断
- 用于外部 BJT 管的电流缓冲器（电流放大）接口
- DESAT 检测
- 米勒钳位
- 软关断
- 传播延迟
- 系统级 IGBT 栅极驱动器的 ESD 和 EFT 抗扰性

本参考设计选择 IGBT 电源模块的原则是其封装尺寸兼容多款器件，从而可对不同制造商提供的 IGBT 进行栅极驱动器验证。该封装支持：

- Fuji Electric: 6MBL150VX-120-50、6MBL100VX-120-50
- Mitsubishi: CM150TX-24S1
- Infineon: FS50R12KT4、FS200R12KT4R、FS100R17N3E4

基于 F28027 MCU 的 C2000 Piccolo LaunchPad 评估套件用于控制变频器。

功率级包括 IGBT 过流保护、电源模块过热保护以及针对过压保护的直流总线检测。

## 2 系统主要技术规范

表 1. 系统主要技术规范（功率级）

参数	技术规范
直流总线输入电	400V 至 1100V
控制电压	24V DC
IGBT 功率模块	1200V/50A 到 150A
最大输入直流电流	50A, 空气流量 200CFM
额定功率	22kW
变频器开关频率	16kHz（默认）；可通过软件调节
隔离	增强型 (IEC61800-5)
运行环境温度	-25°C 至 65°C
逆变器效率	额定负载下 ≥ 97%（理论值）
控制器	TMS320F28027
电机	3 相 400V 感应电机
提供电阻制动	有
MCU 电源规范	3.3V ± 5%
反馈	直流母线电压, IGBT 温度
保护	短路、过热、直流总线欠压或过压
ESD (IEC61000-4-2)	±8kV 接触放电
EFT (IEC61000-4-4)	电机电缆 ±4kV（屏蔽和非屏蔽）
PCB	370 × 240mm/4 层, 2 盎司铜线

### 3 系统说明

该系统由以下几部分组成：

- IGBT 模块：通过六角桥式 IGBT 为变频器提供三相输出以控制交流电机的转速（高达 22kW）。PCB 布局支持安装不同制造商提供的多种额定电流模块。
- 具备 2.5A 吸收和 5A 输出电流能力的 ISO5852S 增强型隔离式栅极驱动器，用于驱动 IGBT。通过 24V 电压供电的半桥转换器配有隔离式 16V/负8V 电源轨，用于为栅极驱动器供电。半桥变压器的设计符合 IEC61800-5 中规定的安全要求。
- 隔离式放大器，用于测量直流母线电压。
- C2000 LaunchPad，用于控制变频器。本设计使用支持 F28027 InstaSPIN™ FOC 功能的 MCU。电机上施加的正弦电压波形由采用 F28027 MCU 中实现的空间矢量调制技术生成
- 由 24V 电源供电的降压转换器，用于为控制电子器件供电并可生成多个电压轨（例如 15V 和 5V）。LDO 用于通过一个 5V 电源生成 3.3V 电压来为 C2000 LaunchPad 供电
- 大约 220μF 的本地直流母线电容。继电器用于在上电后旁路 NTC
- 分立式制动 IGBT，用于在再生期间制动
- 使用 NTC 测量功率模块温度
- 控制 风扇的方案

PCB 的设计满足 IEC61800-5 的要求。图 2 描述了功率级的框图。

### 4 方框图

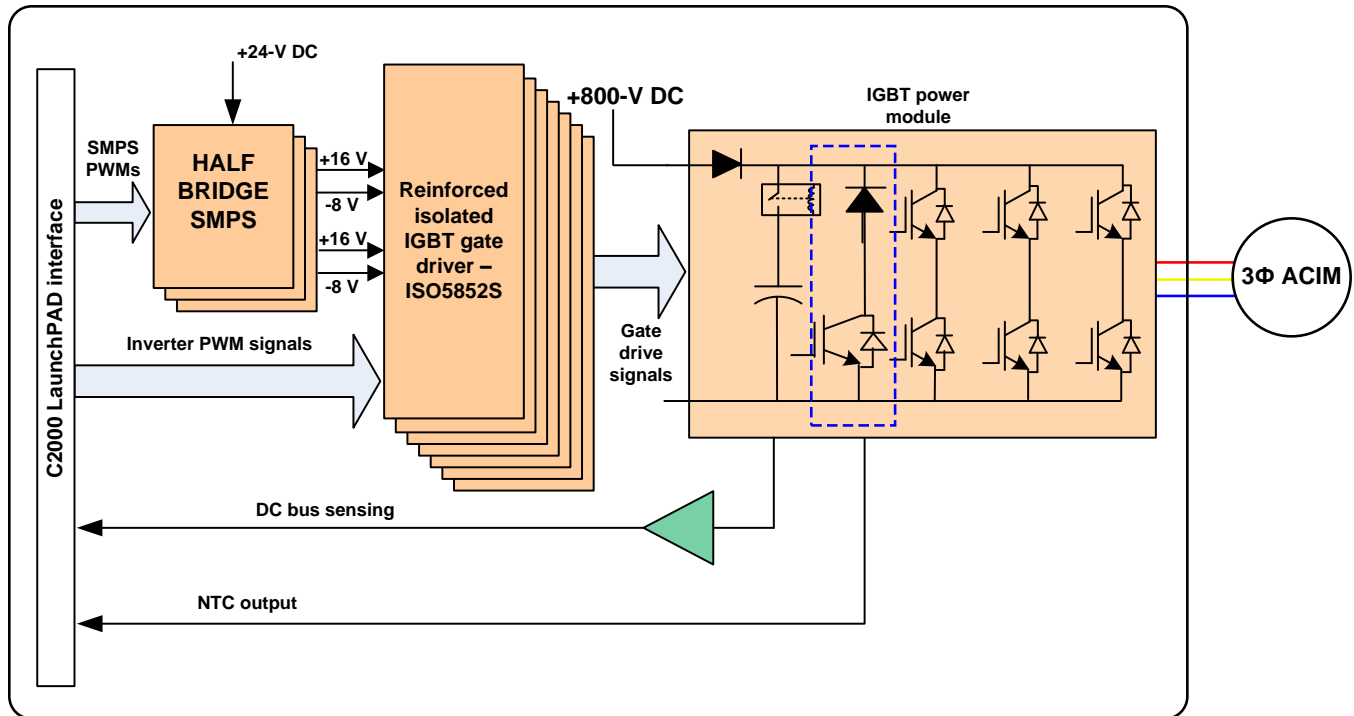


图 2. 功率级框图

## 5 重点产品

键 特性 的关键特性可从产品数据表中获取。以下是本参考设计中使用的重点产品。

### 5.1 ISO5852S

ISO5852S 是一款  $5.7\text{kV}_{\text{RMS}}$  的增强型隔离式 IGBT 栅极驱动器，其具有分离输出 OUTH 和 OUTL，可提供 2.5A 拉电流和 5A 灌电流。初级侧由一个 3V 或 5V 电源供电。输出侧允许的电源电压范围为 15V 到 30V。内部 DESAT 检测可识别 IGBT 的过载条件。进行 DESAT 检测时，关断逻辑会立即锁定隔离器的输出并启动软关断程序，从而禁用 OUTH 并在  $2\mu\text{s}$  的最短时间范围内降低 OUTL 端的电压。当 OUTL 达到 2V（相对于最高负电源电压  $V_{\text{EE}2}$ ）时，输出硬钳位到  $V_{\text{EE}2}$ 。

在通过双电源工作时，输出在 IGBT 关断时硬钳位到  $V_{\text{EE}2}$ 。如果供电电源为单电源，则使用一个有源米勒钳位将输出连接到  $V_{\text{EE}2}$ 。

### 5.2 CSD88537

CSD88537 是一款 60V 双路 N 沟道 SO-8 NexFET™ 功率 MOSFET，具有  $12.5\text{m}\Omega$  超低导通电阻。FET 能够处理 8A 连续电流。CSD88537 旨在用于半桥电源和电机控制 应用中 来生成栅极驱动器供电电源。

### 5.3 UCC27211

UCC27211 是一款 MOSFET 驱动器，可提供高达 4A 的峰值拉电流和灌电流能力。输入与电源电压无关，最大额定电压为 20V。悬空高侧驱动器可在高达 120V 的供电电压下工作。高侧驱动器参考开关节点 (HS)，该开关节点通常为高侧 MOSFET 的源极引脚和低侧 MOSFET 的漏极引脚。低侧驱动器参考 VSS（通常为接地端）。UCC27211 的特性包括输入级 UVLO 保护、电平转换和内置自举二极管。

### 5.4 Piccolo LaunchPad

C2000 LaunchPad 基于 C2000 Piccolo TMS320F28027 MCU， 》 内置一个 60MIPS 处理核、64KB 集成闪存、8 个高分辨率 PWM 通道、12 位 4.6MSPS ADC、捕捉接口、串行连接等功能。它用于为三相逆变器生成 PWM 信号。

### 5.5 TPS54286

TPS54286 是一款双输出非同步降压转换器，能够支持通过 4.5V 到 28V 输入电源电压供电的 2A 输出 电流 并且可提供介于 0.8V 与 90% 输入电压之间的输出电压。两个输出可独立启用，也可以配置为按比例或按顺序启动。

这款转换器内置开关频率 控制， 软启动和环路补偿。从而能够以最少的外部组件提供多种特性，其他 特性 包括逐脉冲过流保护和  $148^\circ\text{C}$  热关断保护。

## 5.6 AMC1200

AMC1200 是一款高精度隔离放大器，通过具有高磁场抗扰度的二氧化硅 ( $\text{SiO}_2$ ) 隔栅隔离输出与输入电路。该隔离层经 UL1577 与 IEC60747-5-2 标准认证，可提供高达  $4000V_{\text{峰值}}$  的电气隔离。AMC1200 的输入针对直接连接电压范围为  $\pm 250\text{mV}$  的分流电阻进行了优化。该器件的偏移误差低，最大  $1.5\text{mV}$ ，带宽 (BW) 为  $60\text{KHz}$  且共模抑制比 (CMMR) 为  $108\text{dB}$ 。AMC1200 的工作电压额定值为  $1200 V_{\text{PEAK}}$ 。

AMC1200 可在扩展工业温度范围内 ( $-40^\circ\text{C}$  到  $105^\circ\text{C}$ ) 完全运行，采用宽体 8 引脚小外形尺寸集成电路 (SOIC) (DWV) 封装以及 gullwing 8 (DUB) 封装。

## 5.7 SN6501

SN6501 是一款单片振荡器/电源驱动器，专门针对隔离接口应用中的小外形尺寸隔离电源应用。该器件可驱动来自  $3.3\text{V}$  或者  $5\text{V}$  直流 (DC) 电源的薄型中间抽头的变压器初级。根据变压器的匝数比，变压器的次级可以提供任意隔离电压。SN6501 包含一个振荡器，之后是一个栅极驱动电路，此电路提供互补式输出信号以驱动 N 通道电源开关（参考地电平）。此内部逻辑电路确保了两个开关之间的先开后和的操作。SN6501 采用小型小外形尺寸晶体管 (SOT)-23 (5) 封装，并且其额定运行温度介于  $-40^\circ\text{C}$  到  $125^\circ\text{C}$  之间。

## 6 系统设计原理

### 6.1 主电源输入

主电源输入部分如图 3 所示。D1 为反向保护二极管，反向击穿电压为 1600V。输入大容量铝制电解电容 C3、C6 和 C7 用作 IGBT 模块的本地储能元件。这些电容额定承载 7.7A 纹波电流。其余纹波电流则使用外部电容。除了大容量铝制电容外，可在直流总线上使用聚酯电容来抑制高频噪声。

使用热敏电阻限制通过大容量电容的启动电流，然后在一秒后使用继电器旁路热敏电阻。

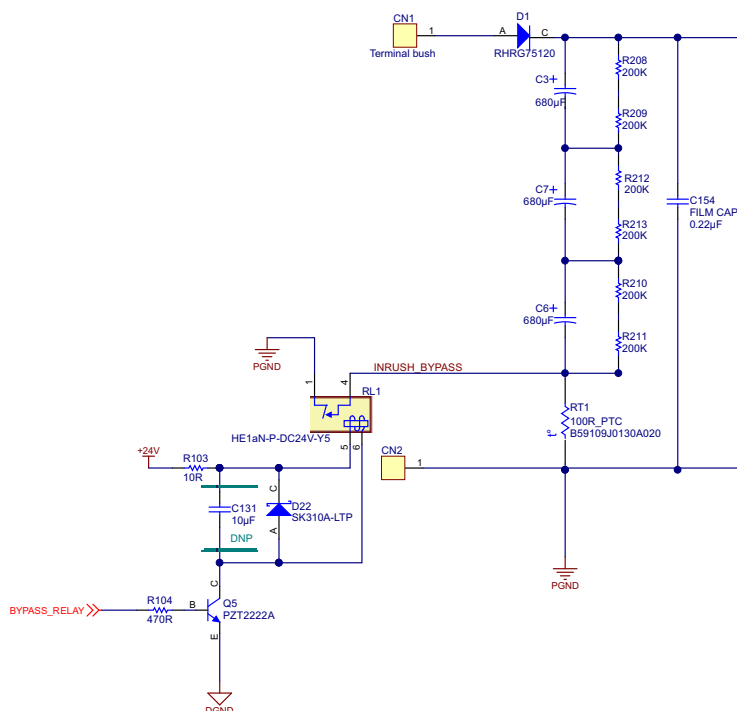


图 3. 主电源输入



## 6.2 逆变器级

基于 IGBT 的 3 相六角桥式逆变器如图 4 所示。去耦电容 (C154) 应靠近逆变器的直流总线入口放置以实现更好的滤波效果。去耦电容的布局或位置不当会引起意外的开关电压尖峰。IGBT (Q1) 和续流二极管 (D2) 从外部添加到六角桥式 IGBT 模块以实现制动。

制动 IGBT (APT70GR120L) 的额定电流为 70A ( $T_c = 110^\circ\text{C}$  时)，额定电压为 1200V。

当直流总线电压上升到预定义值 (本参考设计使用 1kV 阈值) 以上时，可通过控制器启用制动操作，多余的能量则会通过电阻组耗散。电阻组连接端子块 CN11 和 CN12。外部制动电阻的额定值根据变频器 (VFD) 额定值、制动占空比和耗散电能大小来选择。

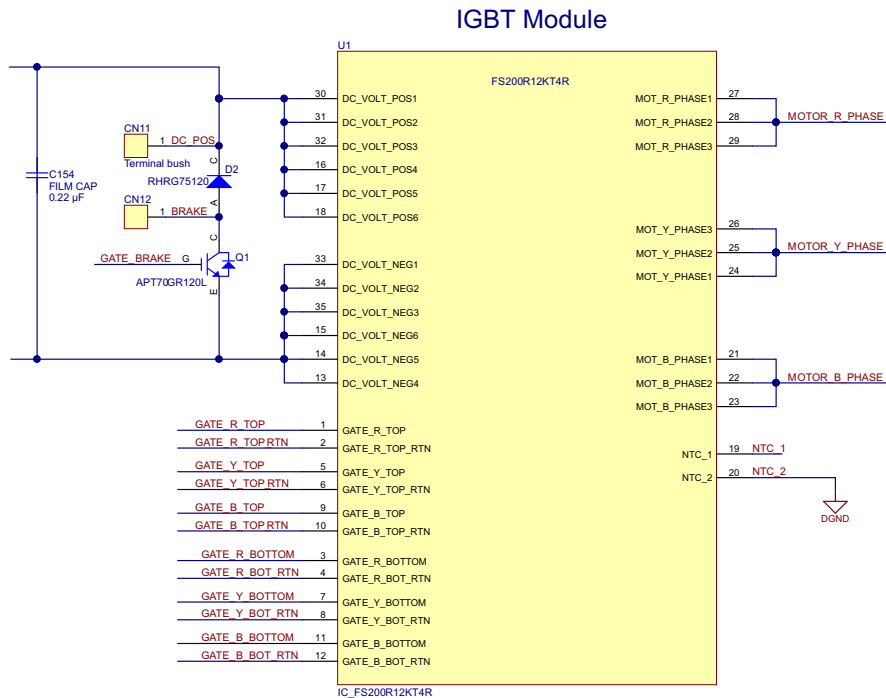


图 4. 功率级 3 相逆变器

### 6.2.1 IGBT 模块

本参考设计用于支持 Infineon、Fuji 和 Mitsubishi 等多个制造商提供的 IGBT 模块。功率级旨在提供高达 22kW 的功率。功率级通过 800V 直流电压供电，再生期间可出现直流总线高电压。考虑到安全系数和开关尖峰，需选择电压额定值大于或等于 1200V 的 IGBT。IGBT 的电流额定值取决于绕组峰值电流。

开关 3 相逆变器电桥时，要确保正弦电流注入电机绕组。

- 电机额定功率 = 22kW。
- 线电压 = 415V AC
- 功率因数 = 0.8
- 电机效率 = 85%

$$I_{LL} = \frac{P_{out}}{\eta_{motor} \times V_{LL} \times \sqrt{3} \times \cos \phi} \quad (1)$$

通过绕组的电流 = 47A

因此，绕组电流的峰值 =  $\sqrt{2} \times I_{RMS} = 66A$ 。 (2)

当过载 200% 时，峰值绕组电流为 132A。

本参考设计使用的 IGBT 模块 (CM150TX-24S1) 在  $T_C = 100^\circ C$  时集电极连续载流能力为 150A，峰值载流能力为 300A。

最好选择内置 NTC 热敏电阻的 IGBT 模块，以避免 IGBT 热损坏。IGBT 温度升高的信息会传递到 MCU，以采取必要的措施。

可驱动 IGBT 进入饱和状态，在发射极和集电极之间形成非常低的压降。

### 6.3 直流链路电压测试电路

逆变器模块的直流总线输入电压可通过增益为 8 的 AMC1200 隔离放大器降压并馈送到 MCU。AMC1200 的差分输出可直接驱动模数转换器 (ADC) 输入，也可以在 ADC 处理前进行进一步滤波。

将 MCU ADC 输入的最大电压视为 3.3V 并将待测量的最大直流链路电压视为 1200V，在此情况下选择电阻分压网络。

为使器件达到更好的线性度和噪声性能，放大器引脚  $V_{INP}$  和  $V_{INN}$  之间允许的输入电压为  $\pm 250\text{mV}$ 。选择分压电阻时，需确保放大器的输入电压在最大直流总线电压下小于  $\pm 250\text{mV}$ 。

选择电阻 R76 至 R81（参见图 5）作为  $1\text{M}\Omega$  高压电阻，R85 =  $1\text{k}\Omega$ ，R88 =  $10\text{k}\Omega$ 。AMC1200 的差分输出直接连接到 MCU 的 ADC。

AMC 输出 = AMC 增益  $\times V_{IN}$

$$V_{IN} = \left( \frac{R_{85}}{R_{IN}} \right) \times V_{DC} \tag{3}$$

$$V_{IN} = \left( \frac{1\text{K}}{6\text{M} + 11\text{K}} \right) \times V_{DC}$$

$$V_{IN} = 0.00017 \times V_{DC}$$

对于 400V 直流输入

$$V_{IN} = 0.00017 \times 400 \approx 0.0665\text{V} \text{ 且 } V_{OUT} = 8 \times 0.0665 \text{ V} \approx 0.532\text{V}。$$

对于 1200V 直流输入

$$V_{IN} = 0.00017 \times 1200 \approx 0.2\text{V}$$

$$V_{OUT} = 8 \times 0.2 \text{ V} \approx 1.6\text{V}$$

使用去耦电容  $4.7\mu\text{F}$  和  $0.1\mu\text{F}$  对 AMC1200 的电源路径进行滤波。电容（图 5 中的 C166 和 C84）应尽可能靠近 VDD1 引脚放置，以获得最佳性能。

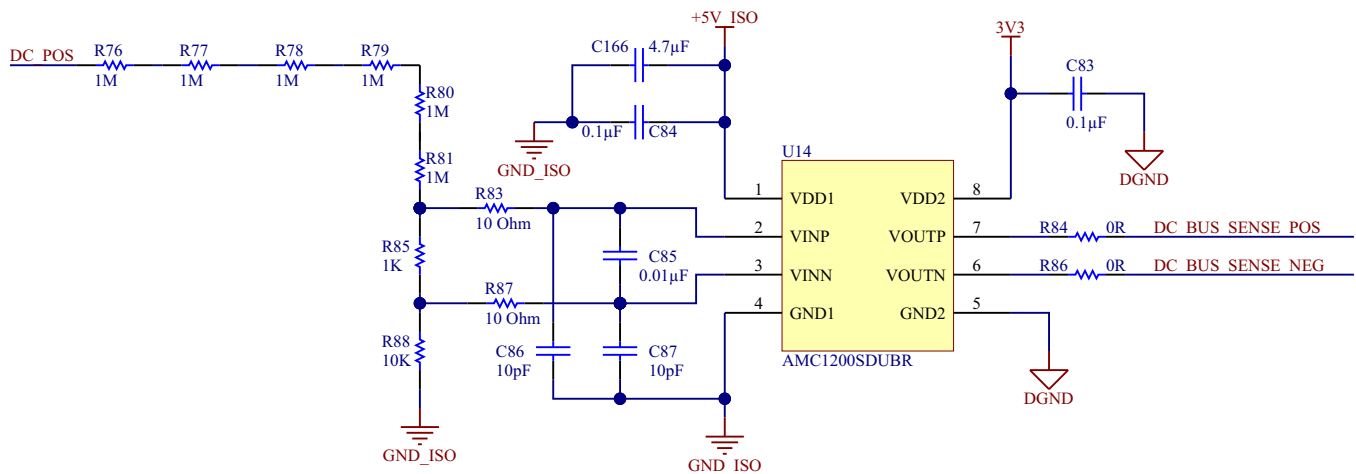


图 5. 直流电压感测模块

## 6.4 ISO5852S: 隔离式 IGBT 栅极驱动器

ISO5852S 是一款  $5.7\text{kV}_{\text{RMS}}$  增强型隔离式 IGBT 栅极驱动器, 其具有分离输出 OUTH 和 OUTL, 可提供  $2.5\text{A}$  拉电流和  $5\text{A}$  灌电流。初级侧由  $3\text{V}$  或  $5.5\text{V}$  单电源供电运行。输出侧的电压范围为  $15\text{V}$  至  $35\text{V}$ 。ISO5852S 拥有反相和同相栅极控制输入, 一个有源低电平复位输入和一个开漏故障输出, 适用于线或应用。

图 6 显示了一部分栅极驱动器原理图。此集成电路可采用单电源或双电源供电。如果采用单电源供电,  $V_{\text{EE2}}$  引脚应连接到 GND2。电源旁路电容可在开关转换期间提供较大的瞬态电流。

ISO5852S 具有以下特性:

- $5.7\text{kV}_{\text{RMS}}$  增强型隔离电压
- $1.5\text{kV}_{\text{RMS}}$  工作电压
- $12\text{kV}$  浪涌额定值
- 分离输出, 可提供  $2.5\text{A}$  峰值拉电流和  $5\text{A}$  峰值灌电流
- 低传播延迟: 典型值  $76\text{ns}$
- 有源米勒钳位和短路钳位
- 短路期间的软关断
- 故障报警和复位
- 输入和输出电源 UVLO, 具有就绪 (RDY) 输出
- CMOS 兼容输入

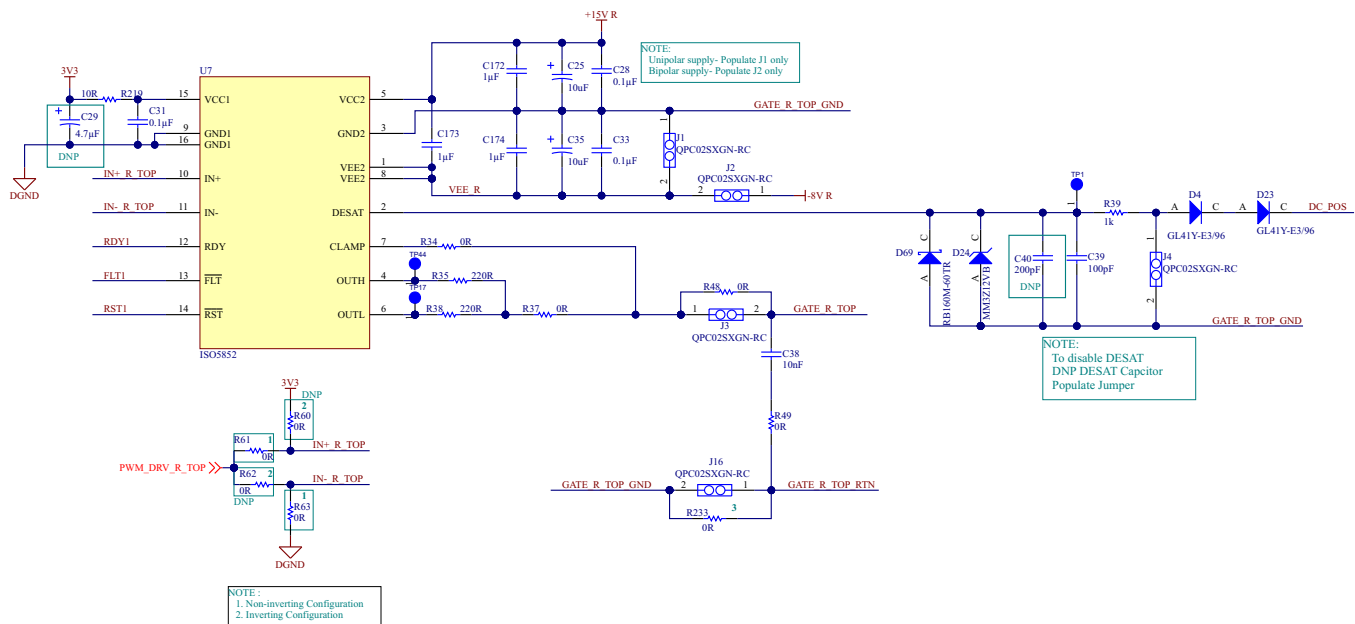


图 6. ISO5852S 应用原理图

### 6.4.1 电源

VCC1 和 GND1 为 ISO5852S 输入侧的电源引脚。VCC1 的电源电压范围为 3V 至 5.5V（相对 GND1），因此支持直接连接 3.3V 低功耗控制器和传统的 5V 控制器。

VCC2 和 GND2 为 ISO5852S 输出侧的电源引脚。VEE2 为输出驱动器的电源返回点，GND2 是逻辑电路的参考地。VCC2 的电源电压范围为 15V 到 30V（相对 VEE2）。

IGBT 开关进入饱和状态通常需要 15V 的正 VGE 电压。在此设计中，VCC2 接入 16V 电压，确保 IGBT 完全饱和。

对于低功耗 IGBT，栅极驱动器的米勒钳位功能可支持其在单极电源下运行（VEE2 连接至 GND2）。对于较大的 IGBT，需使用范围为 -5V 到建议值 -15V 的 VGE 负电压来保持 IGBT 关断，防止其因瞬态噪声而发生意意外（尤其是短路故障期间）。电路板可使用跳线将 VEE2 连接到 0V 或 -8V。

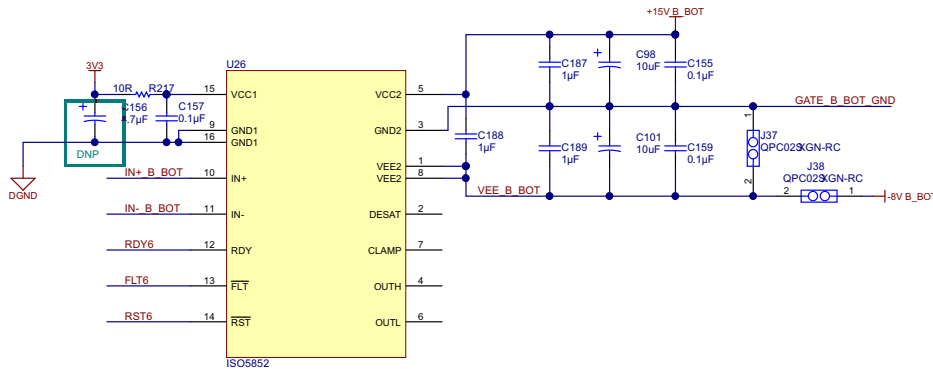


图 7. ISO5852S 电源电压

### 6.4.2 控制信号输入

两个数字控制输入 IN+ 和 IN- 可用于栅极驱动器输出的反相和同相控制。在同相配置中，IN+ 接收控制输入信号，VIN- 连接到 GND1。在反相配置中，VIN- 为控制输入端，VIN+ 连接到 VCC1。

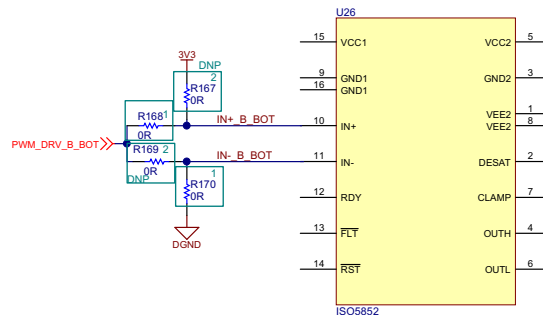


图 8. ISO5852 同相和反相输入配置

### 6.4.3 栅极电阻

栅极电流和供电电源相应的功耗取决于工作频率、偏置控制电压和总栅极电荷。总栅极电荷在 IGBT 数据表中提供，具体取决于栅极控制电压。开关所需的栅极电荷对于发挥 MOSFET 或 IGBT 的开关性能而言非常重要。电荷越少，给定开关时间内所需的栅极驱动电流越小。栅极电流可使用驱动器输出和 IGBT 栅极之间的外部栅极电阻进行控制。栅极电阻的值决定了峰值电荷和放电电流。

ISO5852S 器件 提供一个分离输出配置，其中的栅极驱动电流通过 OUTH 引脚拉出，通过 OUTL 引脚灌入。这种引脚排列有助于分别对 OUTH 和 OUTL 引脚灵活应用独立的开关电阻，并且能轻松控制开关转换率。栅极电阻的值会影响开关过程的不同方面，例如：

- IGBT 开关损耗
- 控制  $di/dt$
- 跨导
- 二极管反向恢复损耗

栅极电阻的值与系统有关，通常选择可提供最优性能的值。非对称驱动器具有强劲的灌电流能力 (5A)，同样也能提升抗寄生米勒接通效应。

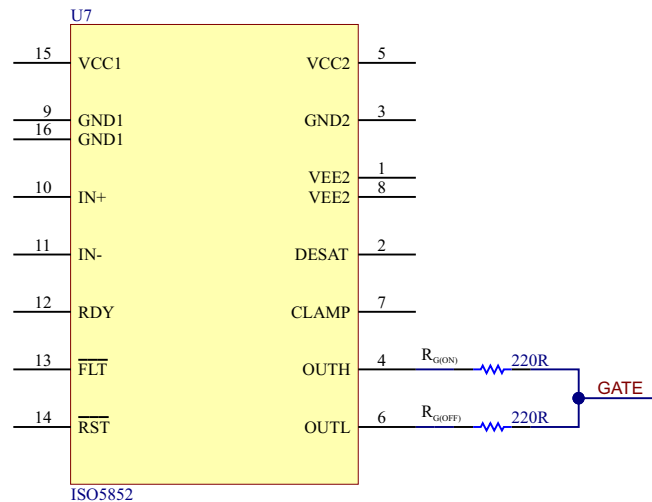


图 9. 栅极驱动器分离输出

### 6.4.4 可选外部电流缓冲器

驱动大 IGBT 时，若需要大于 5A 的栅极电流，可使用离散式 NPN/PNP 互补对来构建外部电流提升电路。其中一种可行的实现方案如图 10 所示。选择的 BJT 应具有快速开关特性，具备足够的电流增益来提供所需的峰值输出电流。图 10 所示的电路采用 MJD3055T4/MJD2955 对，可驱动高达 10A 的栅极电流。

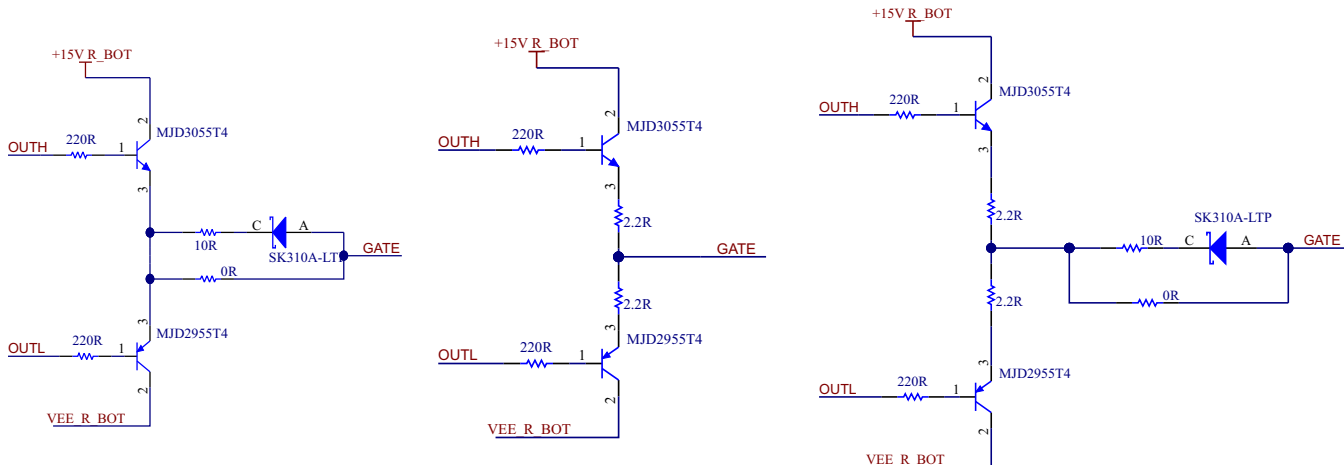


图 10. 使用外部电流缓冲器时的选项

### 6.4.5 欠压锁定

欠压锁定特性可在上电期间以及电源电压下降到 11V 以下的情况下强制 OUTH/OTL 为低电平，防止应用到电源设备的栅极电压 ( $V_{GE-ON}$ ) 不足。IGBT 通常需要栅极电压  $V_{GE} = 15V$  来实现额定的低饱和电压  $V_{CES}$ 。栅极电压低于 13V 时，其  $V_{CE-ON}$  通常会大幅增加，尤其在集电极电流条件下。在更低的电压条件下，即  $V_{GE} < 10V$  时，IGBT 将开始在线性区域工作，并迅速过热。ISO5852S 的 UVLO 特性可在栅极电压不足时将 IGBT 关闭，防止其进入线性区域工作。

UVLO 特性的迟滞典型值为 1V，输入端正负阈值电压典型值分别为  $V_{TH+} = 12V$  和  $V_{TH-} = 11V$ 。

### 6.4.6 去饱和保护 (DESAT)

DESAT 故障检测可防止发生短路故障时 IGBT 因集电极电流过大而受损。接线不当导致的短路、负载引入的过载条件都能导致 IGBT 电流快速上升，从而导致过度功耗和过热。当电流接近器件的饱和电流，集电极-发射极电压  $V_{CE}$  上升到饱和电压  $V_{CE-sat}$  以上时，IGBT 会受损。功耗的大幅提升会导致 IGBT 过热并受损。

为防止 IGBT 受损，ISO5852S 会在故障检测时缓慢关闭 IGBT。缓慢关闭可确保故障检测期间以可控方式降低过流。DESAT 故障检测包含一个比较器，用于监视 IGBT 的  $V_{CE}$  并将其与 9V 基准电压进行比较。如果 IGBT 上的电压达到阈值，DESAT 会立即检测并锁定栅极驱动器的输出，然后启动软关断程序来禁用 OUTH 并在最短 2 $\mu$ s 的时间内降低 OUTL 端的电压。当 OUTL 达到 2V 时（相对于 VEE2），输出端会硬钳位到 VEE2。

### 6.4.6.1 DESAT 引脚保护

DESAT 信号的二极管（图 11 中的 GL41Y）会在 IGBT 关断状态期间锁定高电压并传导正向电流，以便在 IGBT“导通”时感测 IGBT 的饱和集电极-发射极电压 ( $V_{CESAT}$ )。为避免 DESAT 误触发，推荐使用低电容的快速开关二极管。由于 DESAT 二极管正向电压和 IGBT 集电极-发射极电压之和构成 DESAT 引脚上的电压 ( $V_F + V_{CE} = V_{DESAT}$ )，触发故障条件的 VCE 电平可通过串联添加多个 DESAT 二极管来修改： $V_{CE-FAULT (TH)} = 9V - n \times V_F$ （其中  $n$  为 DESAT 二极管个数）。使用两个二极管代替一个时，可选择大小为最大反向电压额定值一半的二极管。有关安装两个 DESAT 二极管的条件，请参见图 11。

开关感性负载会导致 IGBT 续流二极管上出现较大的瞬时的正向电压瞬变。这些瞬变会导致 DESAT 引脚上出现较大的负电压尖峰，这将从器件中消耗大量电流。为了将此电流限制在损伤级别以下，可将一个 100Ω 至 1kΩ 电阻与 DESAT 二极管串联。通过选配一个肖特基二极管 (MM3Z12VB) 可进一步提供保护，这种二极管的正向电压很低，可确保在低电压电平下将 DESAT 输入钳位到 GND 电位。

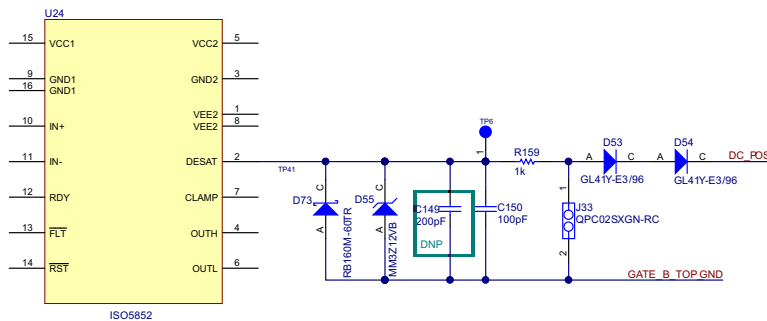


图 11. DESAT 检测

#### DESAT 消隐时间

IGBT 接通后，DESAT 故障检测必须在短时间内保持禁用状态，以使其集电极电压下降至 9V DESAT 阈值以下。这段时间称为 DESAT 消隐时间  $t_{BLK}$ ，由内部充电电流  $I_{CHG} = 500\mu A$ 、9V DESAT 阈值、 $V_{DSTH}$  和外部消隐电容  $C_{BLK}$  控制。

$C_{DESAT} = 100pF$ （请参见图 11 中的 C150）。

$$t_b = \frac{9V \times C_{DESAT}}{500 \mu A} \tag{4}$$

$$t_b = \frac{9V \times 100 pF}{500 \mu A}$$

$$t_b (\mu s) = 1.8$$

电容值可小幅调整，以调节消隐时间。不过，由于消隐电容和 DESAT 二极管电容构成分压器，这可减弱 DESAT 引脚的大电压瞬变，因此不建议使用小于 100pF 的  $C_{BLK}$  值。

如果  $V_{CE}$  在消隐时间后超过此参考电压 (9V)，ISO5852S 内部的比较器会导致栅极驱动和故障逻辑发起一个故障关断序列。此序列启动时会立刻生成一个故障信号，该信号通过隔离栅发送到 ISO5852S 输入端的故障指示电路。

测试过程中，此电路板还可通过连接 DESAT 引脚的跳线来提供禁用 DESAT 的功能。



#### 6.4.7 有源米勒钳位

开关 IGBT 过程中，位移电流流经 IGBT 的密勒电容（栅极至集电极电容），使其栅极电压上升。这可能导致 IGBT 意外导通。当逆变器支路内的高侧 IGBT 导通时，低侧 IGBT 上的电压会以较高的  $dv/dt$  上升。IGBT 的反向传输电容与输入电容之比增大 ( $C_{RES}/C_{IES}$ )。这会增加密勒效应，而较大噪声则会从集电极耦合到栅极。

此操作会在下级 IGBT 的栅极引入电流，这可能使低侧器件导通，进而导致直流总线短路。

不过，一些低功耗 IGBT 的  $C_{RES}$ （反向传输电容）较小，无需负栅极电压即可实现关断。相反，ISO5852S 的钳位功能可用于确保栅极通过低阻抗路径下拉到发射极，从而防止误导通。

关断 IGBT 过程中，CLAMP 晶体管在 OUTL 达到 2V 时（相对于 VEE2）导通。CLAMP 晶体管将 OUTL 引脚硬钳位到 VEE2。钳位晶体管导通后会保持该状态，即使 OUTL 上升到 2V 以上。CLAMP 晶体管会在 IGBT 导通过程中再次关断。

如果电源为单极，则使用一个有源米勒钳位将输出端连接到  $V_{EE2}$ （接地），并锁存该状态。在双电源操作期间，输出端在 IGBT 关断时硬钳位到 VEE2 (-8V)。

对于较大的 IGBT，需要一个静态负栅极电压。IGBT 需要负栅极电压的另一个原因是，在较高电压条件下工作时，耦合噪声会增加 ( $dv/dt$ )。

#### 6.4.8 故障和保护处理

**FAULT** 引脚指示发生了错误事件（软关断），例如 IGBT 短路。故障将保持锁存，直到应用复位。当逻辑低电平脉冲应用到 **RESET** 引脚时，**FAULT** 将变为高电平。这可通过 MCU 或附加逻辑门电路来实现，从而将 **RESET** 信号与相应输入信号同步。

初级侧和次级侧电源状态良好时，**Ready** 引脚为高电平。当电源电压低于 UVLO 限值时，引脚下拉至低电平。

#### 6.4.9 外置栅极到发射极电容分流米勒电流

在 IGBT 栅极和发射极之间可选择性安装外部电容，来评估钳位功能的效果。

在高层 IGBT 导通期间，该电容可从米勒电容灌入附加电荷。由于存在附加电容，IGBT 的有效输入电容为  $C_G || C_{GE}$ ，达到阈值电压所需的栅极电荷将会增加。

### 6.4.10 功耗

在导通和关断 IGBT 的过程中，驱动器 IC、IGBT 栅极以及栅极驱动路径中的所有 RC 电路均有功耗。

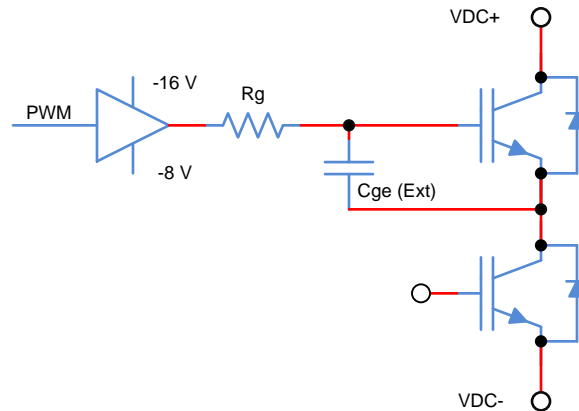


图 12. 驱动器功率损耗

栅极总功耗计算公式为公式 5:

$$P_{\text{gate}} = P_{\text{dc}} + (Q_{\text{gate}} \times F_{\text{sw}} \times \Delta V_{\text{gate}}) + (C_{\text{ge}} \times F_{\text{sw}} \times \Delta V_{\text{gate}}^2)$$

其中

- $Q_{\text{gate}}$  = 总栅极电荷量
- $F_{\text{sw}}$  = 开关频率
- $\Delta V_{\text{gate}}$  = 栅极驱动器输出电压摆幅

(5)

对于 CM150TX-24S1，双极开关的  $Q_g$  约为 450nC；单极开关的  $Q_g$  约为 300nC， $V_{ge} = 15V$ 。

- $F_{\text{sw}} = 16\text{KHz}$
- $\Delta V_{\text{gate}} = 15V$  和  $23V$
- $C_{\text{ge}} = 10\text{nF}$

ISO5852S 的静态功耗为  $P_{\text{DC}} = I_Q \times V_{\text{DD}}$ ，其中  $I_Q$  为驱动器静态电流。静态电流是指器件在偏置所有内部电路（例如输入级、参考电压、逻辑电路、保护器件等）时消耗的电流，以及驱动器输出改变状态时任何与开关内部器件相关的电流。ISO5852S 功能，采用 15V 和 -8V 电源供电时具有非常低的静态电流 (6mA)。

双电源开关的功耗： $P_{\text{gate}} = 0.138 + 0.1656 + 0.085 = 0.4W$

单电源开关的功耗： $P_{\text{gate}} = 0.2W$

### 6.5 栅极驱动器的半桥 SMPS

半桥 SMPS 由单个 24V DC 输入电源供电，用于产生 IGBT 栅极驱动器所需的隔离式正电压轨 (16V) 和负电压轨 (-8V)。半桥驱动器在开环模式下运行，采用 Piccolo 控制器产生的 500kHz/50% 占空比。

相比反激或正向转换器，这种半桥拓扑能够提高变压器磁芯的使用效率。变压器具有两个次级绕组，每个可产生 8.7V 电压（所需输出电压 = 8V，二极管压降为 0.7V）。倍压器用于将次级绕组产生的 8V 电压倍增，从而产生 16V 电压。每个变压器用于为各相的顶层和底层 IGBT 供电。

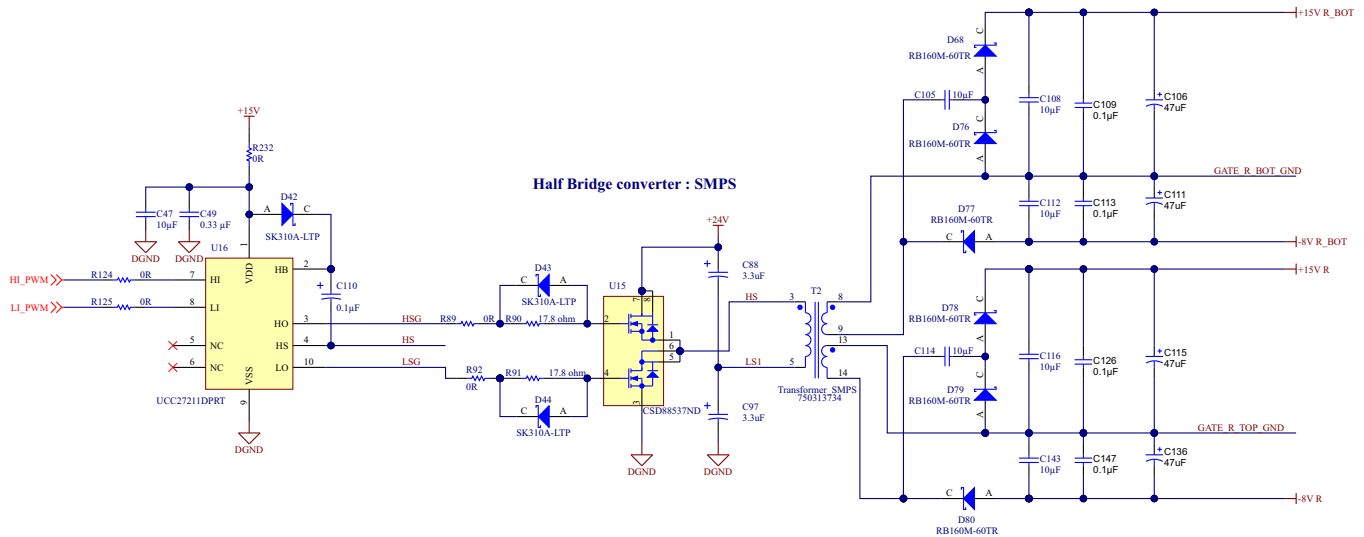


图 13. 隔离式电源

IGBT 导通和关断期间，栅极驱动器从电源获得短时瞬态峰值电流，因此必须为电源使用合适的旁路电容。为了同时达到最小输出纹波和高电流负载瞬态，需在次级侧的每个输出端使用一个 47μF 电容。

### 6.5.1 变压器技术规格

- 两个隔离式输出,  $V_{OUT1} = 8.7V$ , 电流 250mA;  $V_{OUT2} = 8.7V$ , 电流 250mA
- 开关频率 = 500 kHz
- 初级侧与次级侧的隔离电压 = 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>
- 间隔:
  - 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
  - 爬电距离 = 9.2mm
- 初级侧绕组与次级侧绕组的功能性隔离 = 1.5kV DC
- 次级侧绕组间的直流隔离 = 1.5kV DC

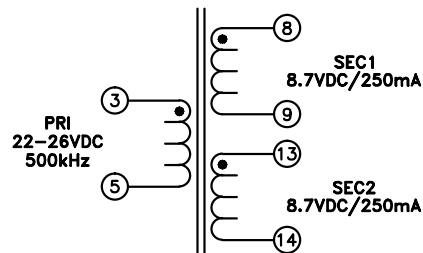


图 14. 半桥变压器符号

### 6.6 24V 到 15V 和 5V 降压 DC-DC 转换器的设计

半桥驱动器的 15V 稳压电源和 5V 电源均使用 TPS54286 开关转换器生成。TPS54286 器件是一款双路降压稳压器，集成有高侧和低侧 n 通道 MOSFET。该器件以恒定开关频率运行，采用电流模式控制，可降低输出电容，同时降低补偿设计的复杂性。这款降压转换器的设计技术规格参见表 2。降压转换器的原理图如图 15 所示。

表 2. 降压转换器设计规格

参数	技术规范
输出电压	15V 和 5V
最大输出电流	150mA 和 500mA
输入电压	24V 预调节
输出电压纹波	$V_{OUT}$ 的 0.5%

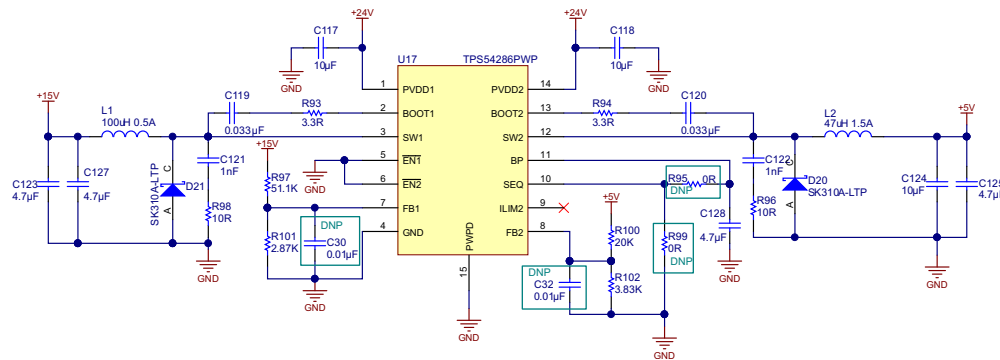


图 15. 24V 到 15V 和 5V 降压转换器

## 6.6.1 电路设计

### 6.6.1.1 输出电感选择 (LO)

最小输出电感的计算:

对于 5V 输出

$$D_{\min} \approx \frac{V_{\text{OUT}} + V_{\text{FD}}}{V_{\text{IN(max)}} + V_{\text{FD}}} \quad (6)$$

$$D_{\min} \approx \frac{15 \text{ V} + 0.7 \text{ V}}{24 \text{ V} + 0.7 \text{ V}} \approx 0.23$$

$$L_{\min} \approx \frac{V_{\text{IN(max)}} - V_{\text{OUT}}}{I_{\text{LRIP(max)}}} \times D_{\min} \times \frac{1}{f_{\text{SW}}} \quad (7)$$

$$L_{\min} \approx \frac{24 - 5}{0.15} \times 0.23 \times \frac{1}{600 \times 10^3} = 48.71 \mu\text{H} \approx 47 \mu\text{H}$$

对于 15V 输出

$$D_{\min} \approx \frac{15 \text{ V} + 0.7 \text{ V}}{24 \text{ V} + 0.7 \text{ V}} \approx 0.635$$

$$L_{\min} \approx \frac{24 \text{ V} - 15 \text{ V}}{0.1} \times 0.635 \times \frac{1}{600 \times 10^3} = 95.25 \mu\text{H} \approx 100 \mu\text{H}$$

15V 输出的纹波电流

$$I_{\text{RIPPLE}} \approx \frac{V_{\text{IN(max)}} - V_{\text{OUT}}}{L} \times D_{\min} \times \frac{1}{f_{\text{SW}}} \quad (8)$$

$$I_{\text{RIPPLE}} \approx \frac{24 \text{ V} - 15 \text{ V}}{100 \mu\text{H}} \times 0.635 \times \frac{1}{600 \times 10^3} = 0.095 \text{ A} \approx 0.1 \text{ A}$$

$$I_{\text{L(rms)}} = \sqrt{(I_{\text{L(avg)}})^2 + \frac{1}{12} (I_{\text{RIPPLE}})^2} \quad (9)$$

$$I_{\text{L(rms)}} = \sqrt{(0.2)^2 + \frac{1}{12} (0.1)^2} = 0.202 \text{ A}$$

5V 输出的纹波电流

$$I_{\text{RIPPLE}} \approx \frac{24 \text{ V} - 5 \text{ V}}{47 \mu\text{H}} \times 0.230 \times \frac{1}{600 \times 10^3} = 0.154 \text{ A} \approx 0.15 \text{ A}$$

$$I_{\text{L(rms)}} = \sqrt{(0.5)^2 + \frac{1}{12} (0.15)^2} = 0.501 \text{ A}$$

### 6.6.1.2 输出电容

TPS54286 的内部补偿限制了输出电容的选择。在频率约为 6kHz 时，内部补偿出现双零谐振，因此应按公式 10 选择输出电容。

对于 15V 输出

$$C_{OUT} = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times (f_{RES})^2 \times L} \quad (10)$$

$$C_{OUT} = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times (6 \times 10^3)^2 \times 100 \mu\text{H}} = 7.04 \mu\text{F}$$

对于 5V 输出

$$C_{OUT} = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times (6 \times 10^3)^2 \times 47 \mu\text{H}} = 14.97 \mu\text{F}$$

### 6.6.1.3 输出电压调节

在本设计中，反馈分压器电阻（R97、R100）为 20K 和 51.1K。更小的电阻 R102 和 R103 可通过以下公式计算。

$$R102 = \frac{V_{FB} \times R97}{V_{OUT1} - V_{FB}} \quad (11)$$

$$R102 = \frac{0.8 \times 51.1 \times 10^3}{15\text{V} - 0.8} = 2.873 \text{ k}\Omega$$

$$R103 = \frac{V_{FB} \times R97}{V_{OUT1} - V_{FB}} \quad (12)$$

$$R103 = \frac{0.8 \times 20 \times 10^3}{5 - 0.8} = 3.809 \text{ k}\Omega$$

### 6.6.1.4 自举电路

BOOT 和 SW 引脚之间必须连接一个 3.3nF 陶瓷电容，以确保正常运行。应使用 X5R 或更优等级电介质的陶瓷电容。电容的额定电压应为 50V 或更高。

自举电容可并联一个 1 到 3Ω 的小电阻；这样可减小 SW 节点的上升沿振铃。

### 6.6.1.5 阻尼器

快速开关边沿及寄生电感和电容会导致 SW 节点出现电压振铃。如果振铃导致 SW 节点的电压过大或者转换器工作不稳定，可以使用 R-C 缓冲器（C = 330pF 至 1nF，R = 10Ω）来抑制 SW 节点振铃，从而确保转换器在整个负载范围内正常工作。

## 6.7 5V 隔离式 DC-DC 转换器的设计

AMC1200 需要隔离式电源来为其输入部分供电。SN6501 用作开关设备来生成一个 5V 隔离式输出。

表 3. 5V DC-DC 转换器选型规格

参数	技术规范
输出电压	5V
所需输出电流	10mA
输入电压	5V
输出电压纹波	$V_{OUT}$ 的 0.5%

SN6501 是一款单片振荡器和电源驱动器，专门针对隔离接口应用中的小尺寸隔离电源而设计。该器件可驱动来自 3.3V 或者 5V 直流电源的薄型中间抽头的变压器初级侧。SN6501 包含一个振荡器，之后是一个栅极驱动器电路，此电路提供补偿输出信号以驱动接地参考 N 通道电源开关。此内部逻辑电路确保了两个开关之间的先开后和的操作。

特性：

- 用于小型变压器的推挽式驱动器
- 3.3V 或 5V 单电源

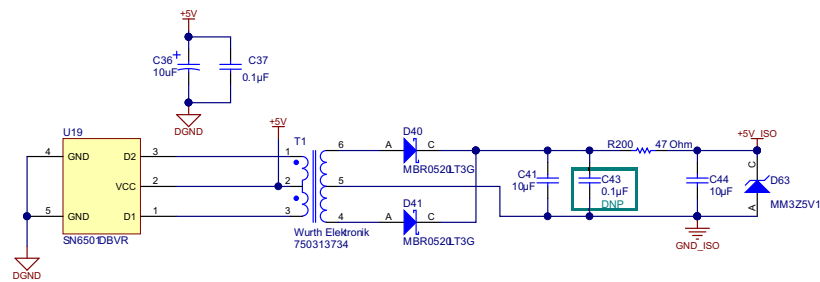


图 16. 隔离式 5V 转换器

### 变压器选型

为防止变压器饱和，其 V-t 积必须大于 SN6501 所用 V-t 积的最大值。由 SN6501 传送的最大电压是标出转换器输入加上 10%。在初级侧施加电压的最长时间为指定输入电压下最低频率周期的一半。因此，变压器的最小 V-t 积可通过公式 13 计算。

$$Vt_{\min} \geq V_{IN-\max} \times \frac{T_{\max}}{2} = \frac{V_{IN-\max}}{2 \times f_{\min}} \quad (13)$$

$$Vt_{\min} \geq \frac{5.5 \text{ V}}{2 \times 300 \text{ kHz}} = 9.1 \text{ V}\mu\text{s}$$

低功耗中间抽头变压器的常规 V-t 值介于 22V $\mu$ s 至 150V $\mu$ s 之间，典型尺寸规格为 10 × 12mm。此外，变压器选型还应考虑隔离电压、变压器瓦特数和匝数比等重要因素。

### 变压器匝数比估算

$$n_{\min} = 1.031 \times \frac{V_{F-\max} + V_{DO-\max} + V_{O-\max}}{V_{IN-\min} - R_{DS-\max} \times I_{D-\max}} \quad (14)$$



表 4. 变压器技术规格

参数	测试条件	值
直流电阻 1-3	@ 20°C	最大 0.419Ω
直流电阻 6-4	@ 20°C	0.335Ω (最大值)
电感 1-3	100kHz, 10mV AC, L <sub>s</sub>	最小 340μH
介电电压 1-6	6250 V <sub>RMS</sub> , 1 秒	5000 V <sub>RMS</sub> , 1 分钟
匝比	(6-4): (1-3)	1.1:1, +-2%

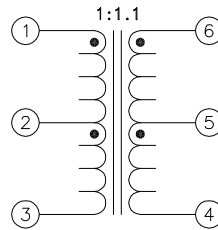


图 17. 隔离式变压器结构

## 6.8 5V 至 3.3V 稳压器

表 5. 3.3V 输出 LDO 技术规格

参数	规范
输入电压	5V
输出	3.3mA
输出电流	350mA

LP38691 应根据表 5 中所列技术规格进行选型。LP3869x 是一款低压降 CMOS 线性稳压器，具有非常低的输出容差（典型值 2%）和极低压降（在负载电流为 500mA、V<sub>OUT</sub> = 5V 时为 250mV），并且采用超低等效串联电阻 (ESR) 陶瓷输出电容器，具有出色的交流性能。

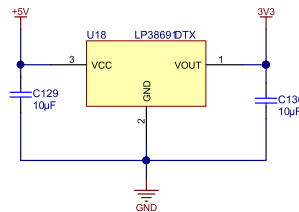


图 18. 3.3V 电路

## 6.9 状态指示

ISO5852S 故障和就绪指示短接到两个 LED 指示灯，如图 19 所示。

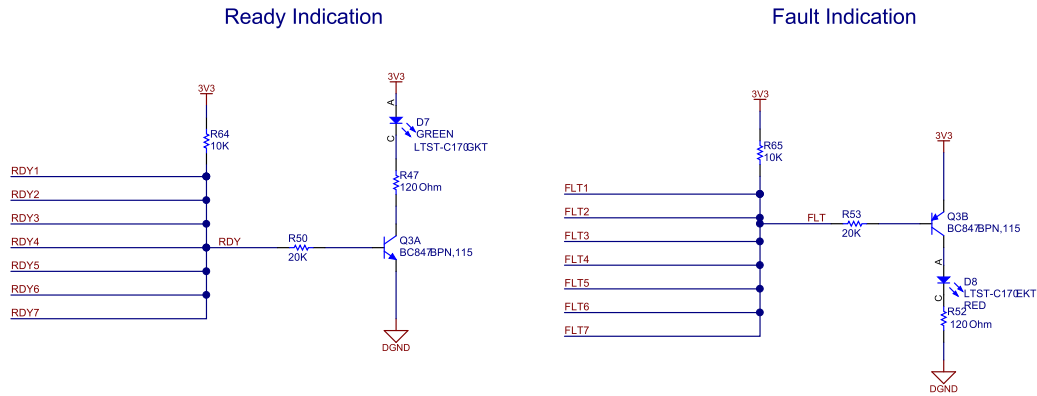


图 19. 通过 LED 进行状态指示

## 6.10 LaunchPad 连接

C2000 InstaSPIN™ Piccolo LaunchPad 用于控制逆变器。

LaunchPad 与功率级之间按如下方式进行连接：

- IGBT 模块的热敏电阻反馈
- 直流总线电压反馈
- FAULT 就绪
- ISO5852S 提供的 PWM 使能和 RESET 信号
- Relay\_Enable 信号
- 风扇驱动信号
- 用于半桥 SMPS 的 PWM 信号
- 用于栅极驱动器的 PWM 信号

PWM\_EN 用于控制为 ISO5852S 提供 PWM 信号的缓冲器。

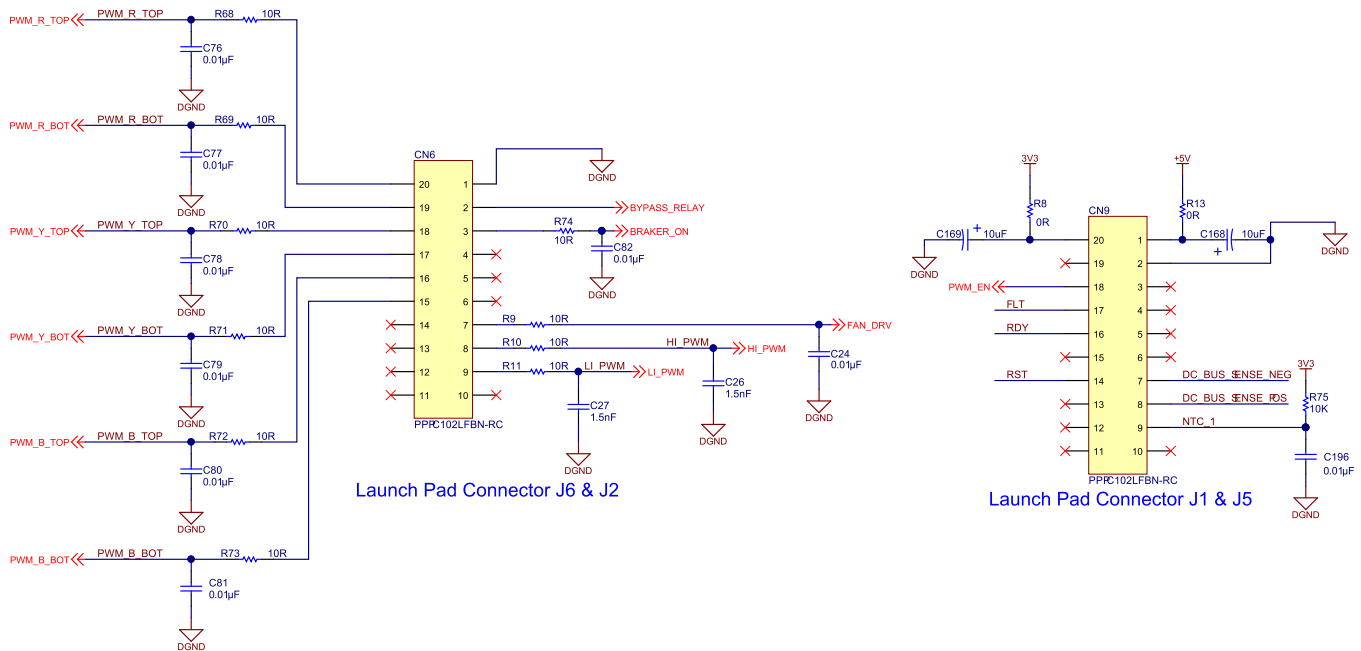


图 20. 用于 C2000 Piccolo LaunchPad 的 LaunchPad 连接

## 7 系统测试结果

### 7.1 电源

#### 7.1.1 3.3V LDO 输出 (U18)

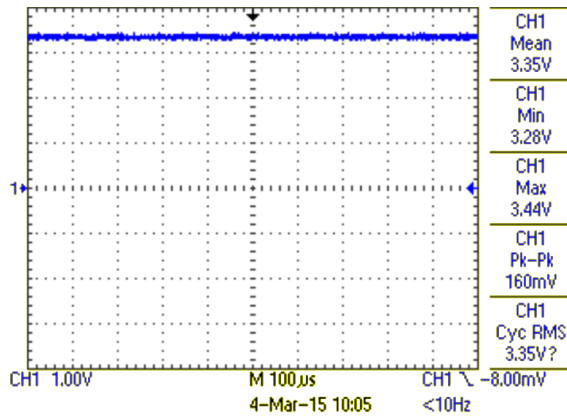


图 21. 3.3V LDO 在负载为 100mA 时的输出电压

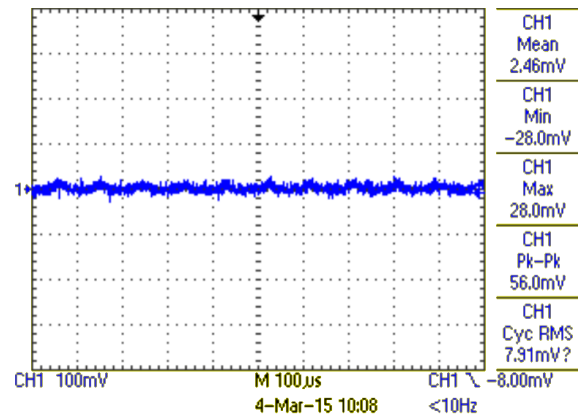


图 22. 3.3V LDO 输出在负载为 100mA 时的纹波电压

#### 7.1.2 降压转换器输出 TPS54286PWP (U17)

##### 7.1.2.1 15V 输出

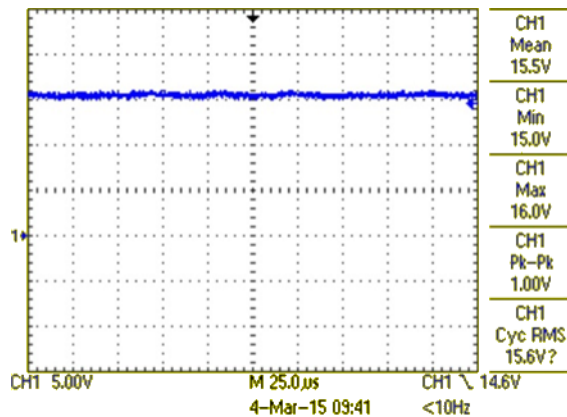


图 23. 负载电流为 15mA 的 15V 电源

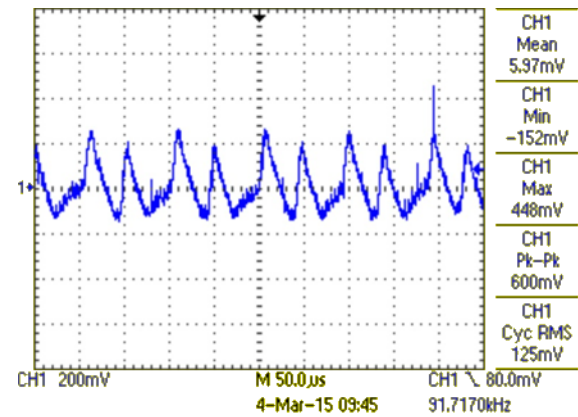


图 24. 15V 电源在负载电流为 15mA 时的纹波电压

### 7.1.2.2 5V 输出

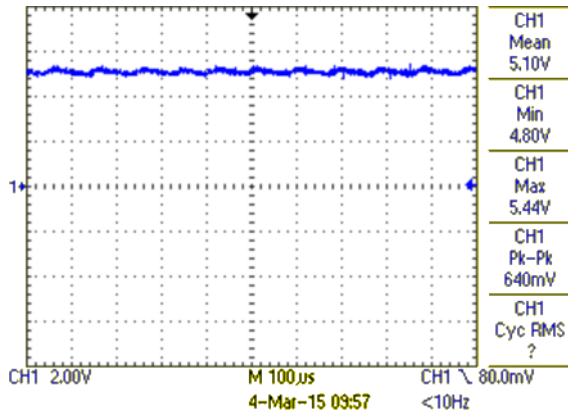


图 25. 负载电流为 150mA 的 15V 电源

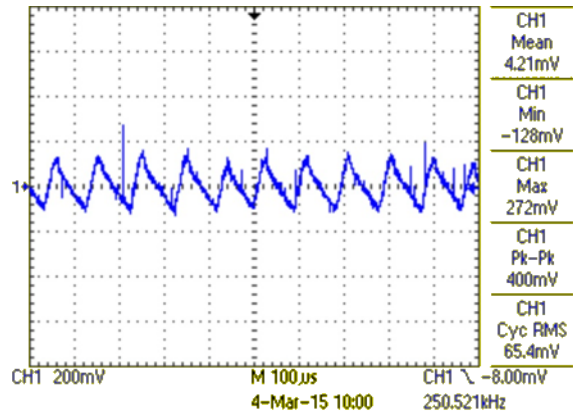


图 26. 5V 电源在负载电流为 150mA 时的纹波电压

### 7.1.3 5V 隔离式输出 SN6501DBVR (U19)

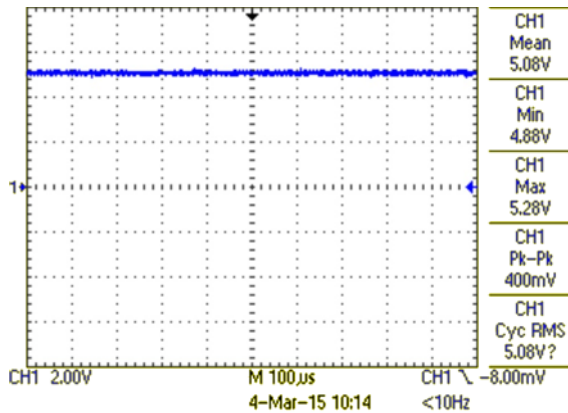


图 27. 5V 隔离式电源输出，负载电流为 7mA

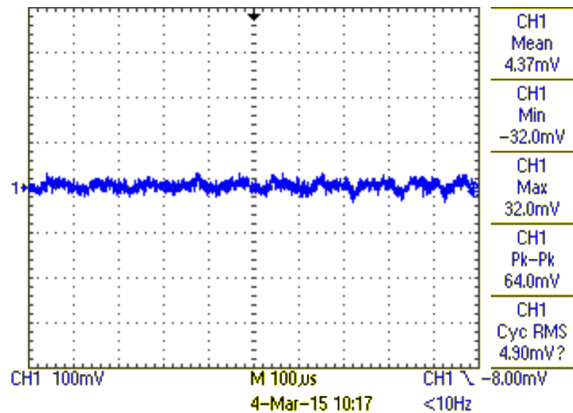


图 28. 5V 隔离式电源输出在负载电流为 7mA 时的纹波电压

### 7.1.4 半桥栅极驱动器电源

#### 7.1.4.1 半桥 SMPS 提供的 16V 输出

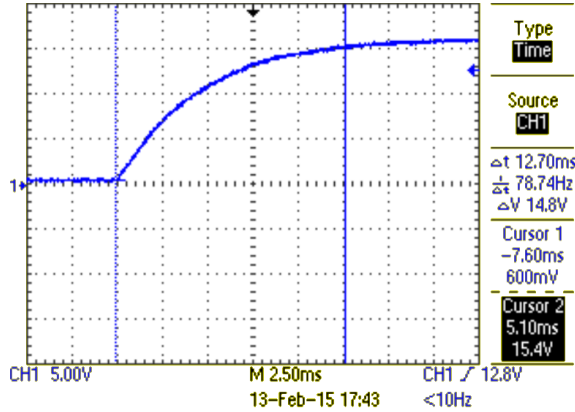


图 29. 上电期间输出 16V

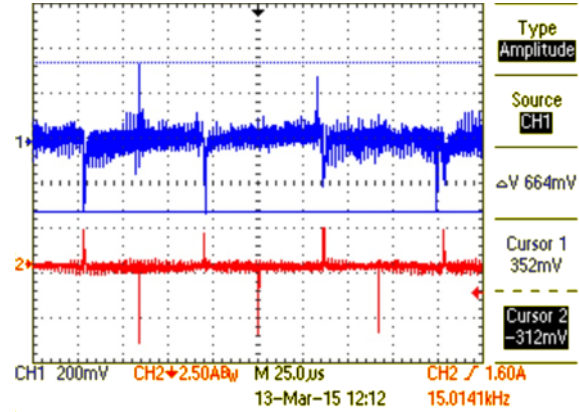


图 30. 16V 电源在 2.5A 拉电流和 4.5A 灌电流时的纹波电压

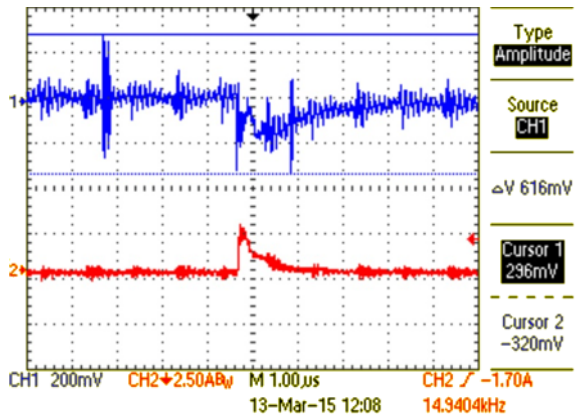


图 31. 16V 电源在 2.5A 拉电流时的纹波电压

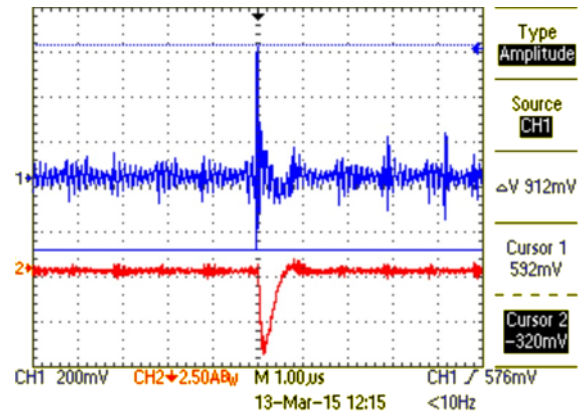


图 32. 16V 电源在 4.5A 灌电流时的纹波电压

7.1.4.2 半桥 SMPS 提供的 -8V 输出

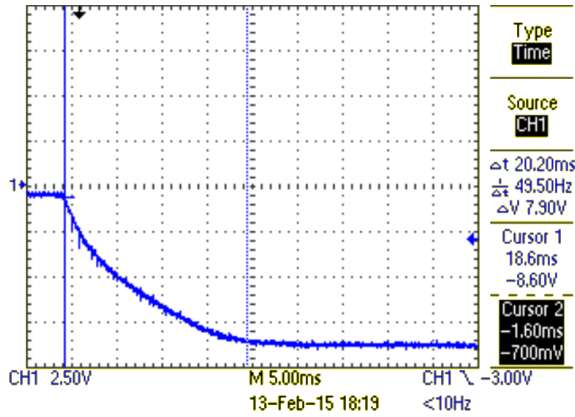


图 33. 上电期间输出 -8V

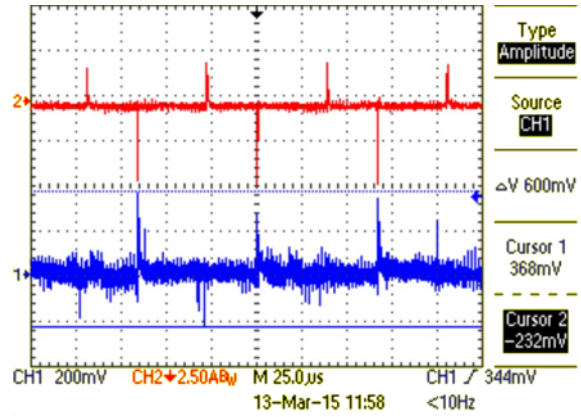


图 34. -8V 电源的纹波电压

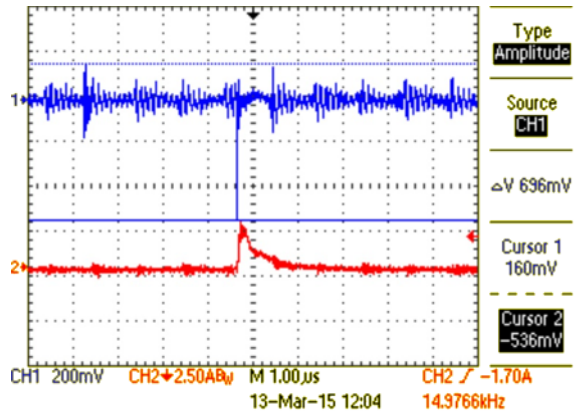


图 35. -8V 电源在拉电流为 2.5A 时的纹波

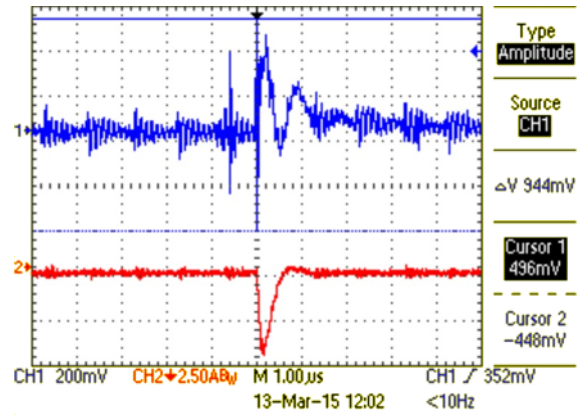


图 36. -8V 电源在灌电流为 4.5A 时的纹波

## 7.2 不使用外部 BJT/MOSFET 缓冲器的上电测试

欠压锁定特性通过将 OUTH/OUTL 强行置为低电平监测次级侧电压轨并防止 IGBT 在低栅极电压 ( $V_{GE-ON}$ ) 下运行 (在上电过程中, 同时  $V_{CC2}$  降至 12V 以下)。在图 37 和图 38 中, 栅极驱动器输出保持低电平 (CH2), 直至 VCC (CH3) 超过 12V。CH1 表示 ISO5852S 的 PWM 输入。

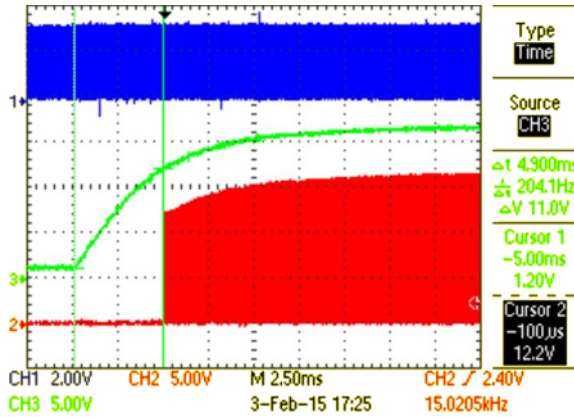


图 37. 由单极电源供电时, 上电期间的栅极驱动器输出

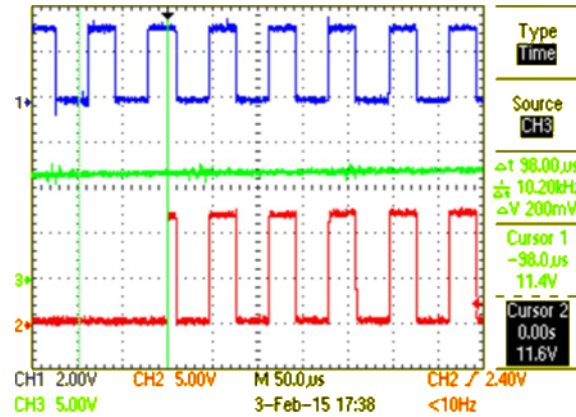


图 38. 栅极驱动器输出 (放大)

注: CH1: 控制器的 PWM, CH2: 栅极驱动器输出, CH3: 16V 电源

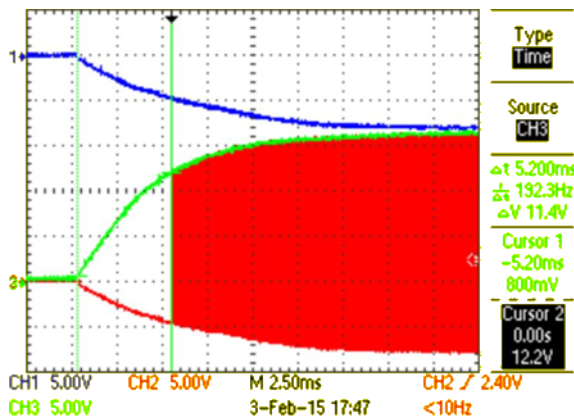


图 39. 由双极电源供电时, 上电期间的栅极驱动器输出

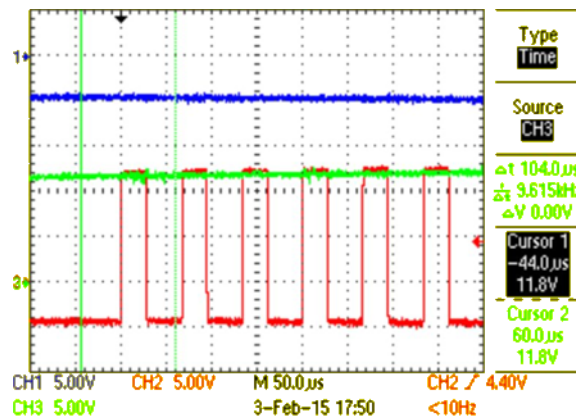


图 40. 栅极驱动器输出 (放大)

注: CH1: -8V 电源, CH2: 栅极驱动器输出, CH3: 16V 电源



### 7.3 使用外部 BJT 缓冲器的上电测试

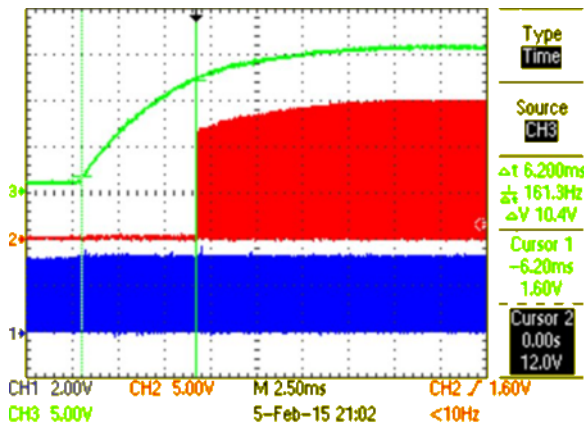


图 41. 由单极电源供电时，上电期间的外部 BJT 缓冲器输出

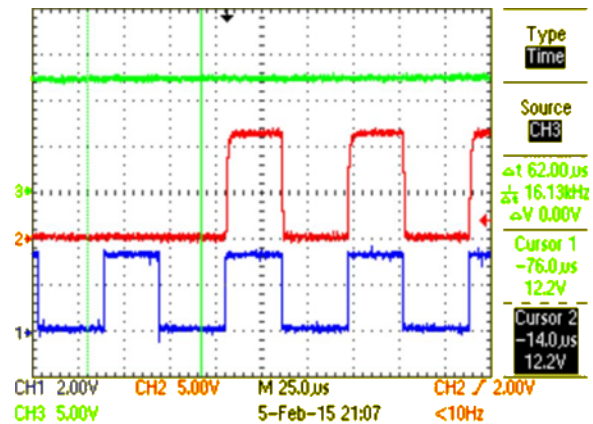


图 42. 栅极驱动器输出（放大）

注： CH1: 控制器的 PWM, CH2: 栅极驱动器输出, CH3: 16V 电源

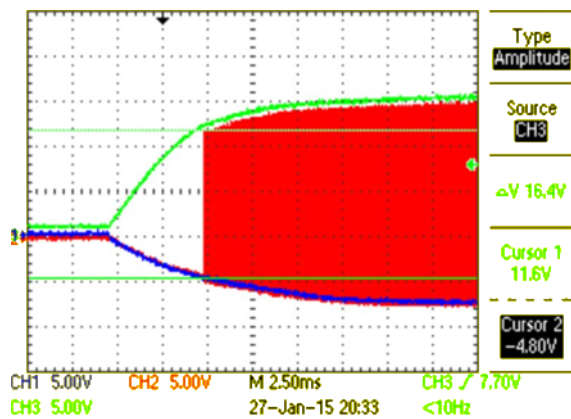


图 43. 由双极电源供电时，上电期间的栅极驱动器输出

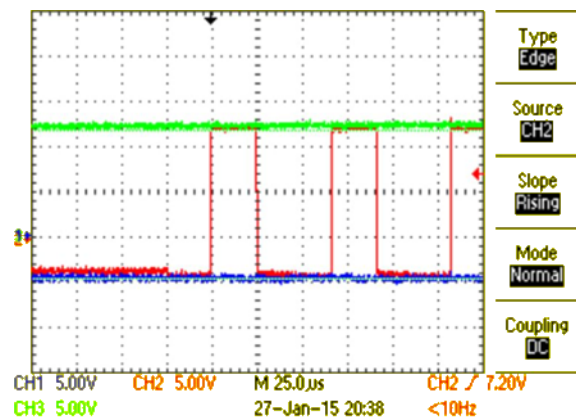


图 44. 栅极驱动器输出（放大）

注： CH1: -8V 电源, CH2: 栅极驱动器输出, CH3: 16V 电源

## 7.4 由双极电源供电，不使用 BJT 缓冲器 (Infineon 模块) 时的 2.5A/5A 灌电流/拉电流

图 45 至图 47 所示为 ISO5852S 直接提供的灌电流和拉电流。

测试条件:

- $R_{G(ON)}$ :  $7.5\Omega$
- $R_{G(OFF)}$ :  $0.0\Omega$
- IGBT 模块: Infineon FS200R12KT4R\_B11
- 栅极电荷 ( $Q_G$ ):  $1.65\mu C$
- 内部电阻:  $3.5\Omega$
- 输入电容  $C_{ies}$ :  $14nF$

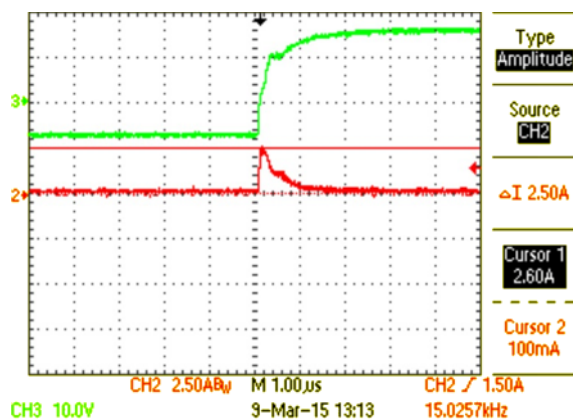


图 45. 栅极驱动器输出 - 2.5A 拉电流

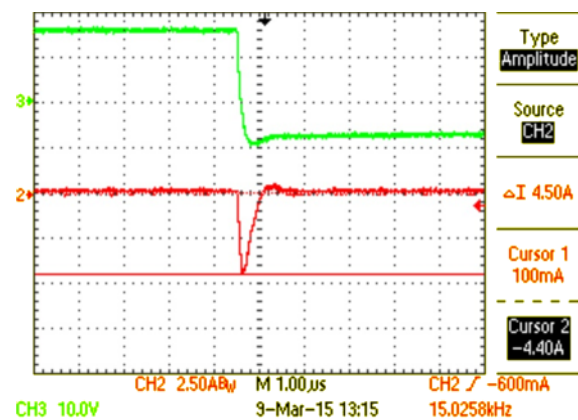


图 46. 栅极驱动器输出 - 4.5A 灌电流

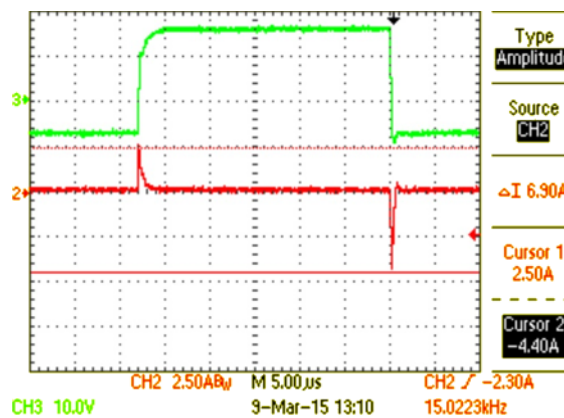


图 47. 拉电流和灌电流

注: CH2: 栅极电流, CH3: 栅极驱动器输出

## 7.5 PWM 信号延迟

节 7.5.1 和节 7.5.2 所示为 Piccolo 控制器和栅极驱动器间的传播延迟。

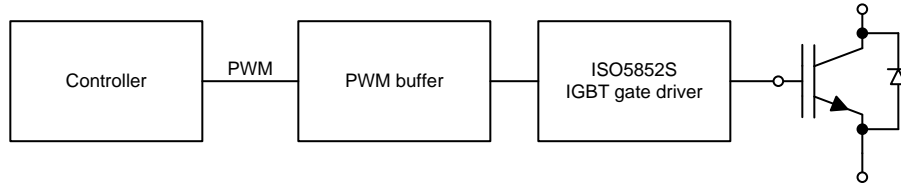


图 48. Piccolo 控制器和栅极驱动器框图

### 7.5.1 PWM 缓冲器输入和 PWM 缓冲器输出间的延迟

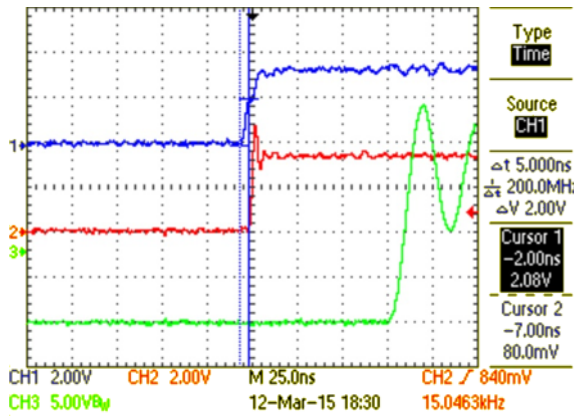


图 49. PWM 缓冲器 (R-Top) 的传播延迟 (上升沿)

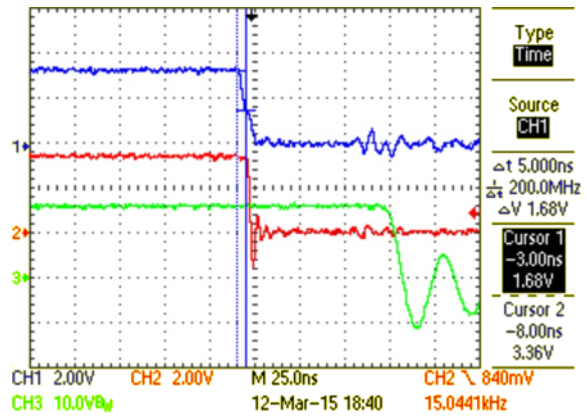


图 50. PWM 缓冲器 (R-Top) 的传播延迟 (下降沿)

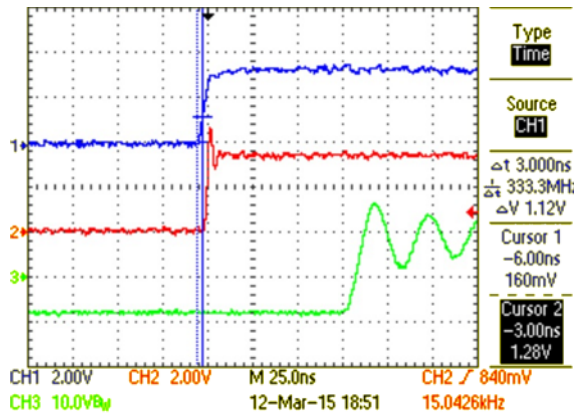


图 51. PWM 缓冲器 (R-Bot) 的传播延迟 (上升沿)

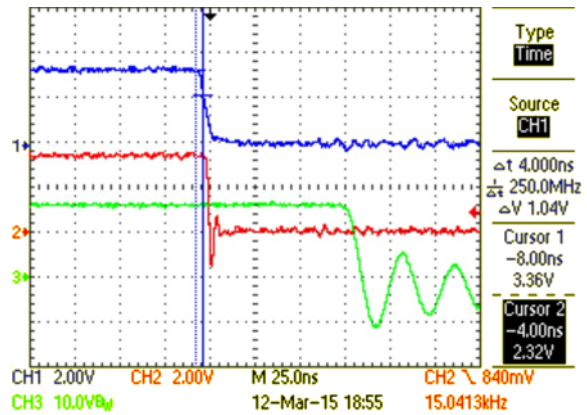


图 52. PWM 缓冲器 (R-Bot) 的传播延迟 (下降沿)

注: CH1: 控制器中的 PWM, CH2: PWM 缓冲器输出, CH3: 电流缓冲器输出

表 6. PWM 信号间的延迟

PWM 缓冲器输入和 PWM 缓冲器输出	时间 (ns)
R_Top (上升)	5.0
R_Top (下降)	5.0

表 6. PWM 信号间的延迟 (continued)

PWM 缓冲器输入和 PWM 缓冲器输出	时间 (ns)
R_Bottom (上升)	3.0
R_Bottom (下降)	4.0

## 7.5.2 PWM 缓冲器输入和栅极驱动器输出间的延迟

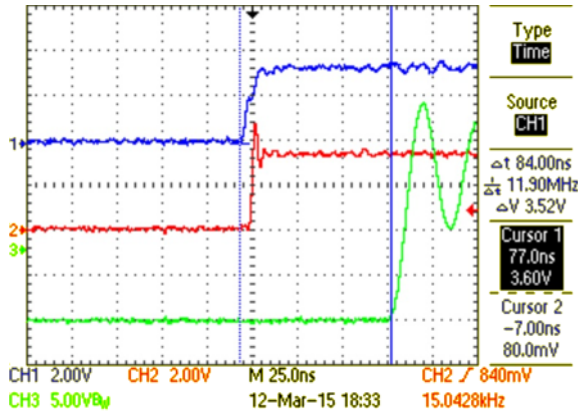


图 53. 栅极驱动器传播延迟 R\_Top (上升)

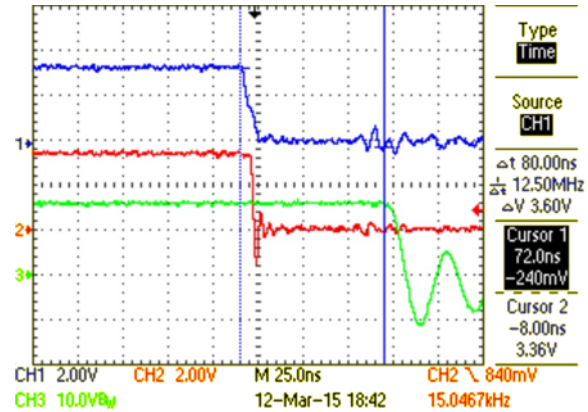


图 54. 栅极驱动器传播延迟 R\_Top (下降)

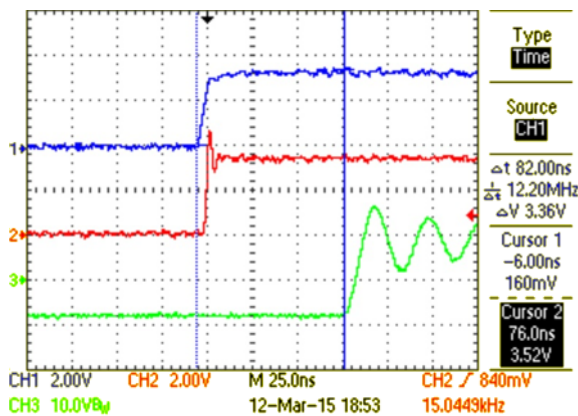


图 55. 栅极驱动器传播延迟 R\_Bottom (上升)

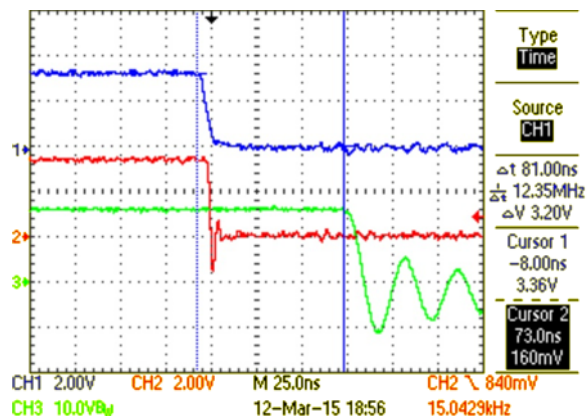


图 56. 栅极驱动器传播延迟 R\_Bottom (下降)

注: CH1: 控制器中的 PWM, CH2: PWM 缓冲器输出, CH3: 电流缓冲器输出

表 7. PWM 信号间的延迟

PWM 缓冲器输入和栅极驱动器输出	时间 (ns)
R_Top (上升)	84.0
R_Top (下降)	80.0
R_Bottom (上升)	82.0
R_Bottom (下降)	81.0

## 7.6 $dV/dt$ 为 $2.5kV/\mu s$ 且使用 $10m$ 电机电缆时的栅极感应电压

### 7.6.1 有源米勒钳位禁用

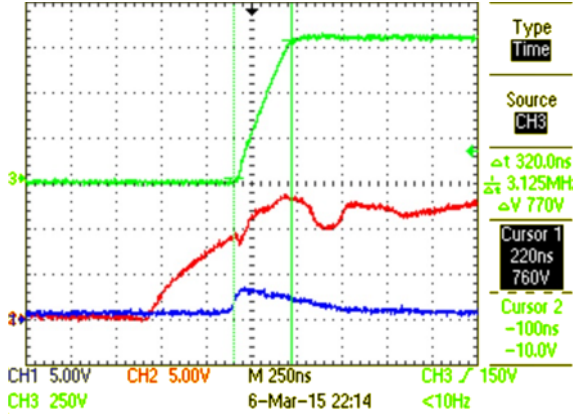


图 57.  $2.5kV/\mu s$  逆变器  $dV/dt$

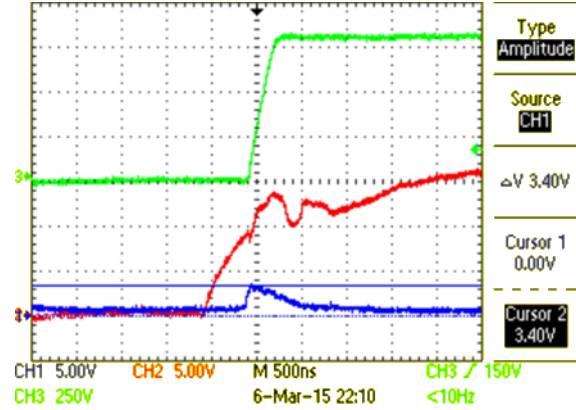


图 58.  $2.5kV/\mu s$   $dV/dt$  对应的感应电压

注： $2.5kV/\mu s$  逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压（有源米勒钳位禁用且  $C_{ge(Ext)} = 0nF$ ）  
CH1: 底部栅极驱动器输出，CH2: 顶部栅极驱动器输出，CH3: 底部 IGBT 的  $V_{ce}$

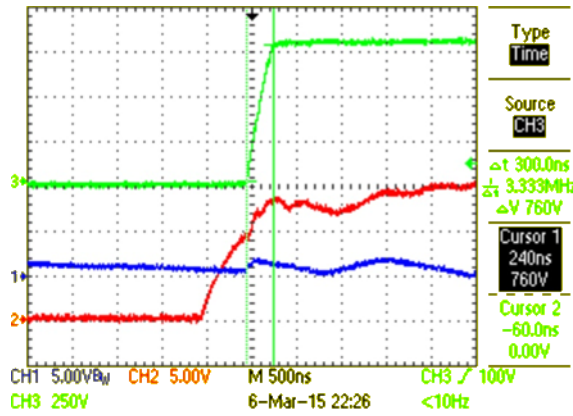


图 59.  $2.5kV/\mu s$  逆变器  $dV/dt$

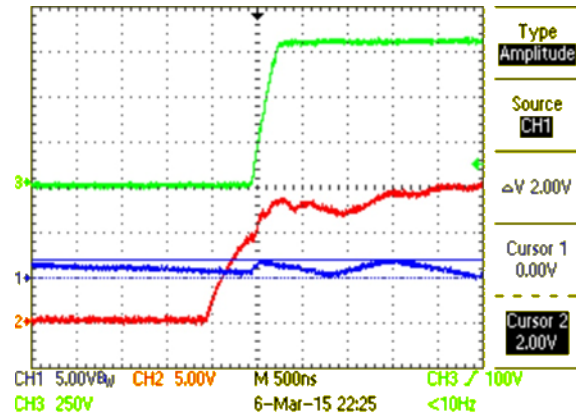


图 60.  $2.5kV/\mu s$   $dV/dt$  对应的感应电压

注： $2.5kV/\mu s$  逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压（有源米勒钳位禁用且  $C_{ge(Ext)} = 10nF$ ）  
CH1: 底部栅极驱动器输出，CH2: 顶部栅极驱动器输出，CH3: 底部 IGBT 的  $V_{ce}$

表 8.  $2.5kV/\mu s$   $dV/dt$  对应的感应电压总结（有源米勒钳位禁用）

测试条件	底部 IGBT 的感应电压 (正向峰值电压, 单位: 伏特)
有源米勒钳位禁用 $C_{ge(Ext)} = 0nF$	3.4
有源米勒钳位禁用 $C_{ge(Ext)} = 10nF$	2

7.6.2 有源米勒钳位启用

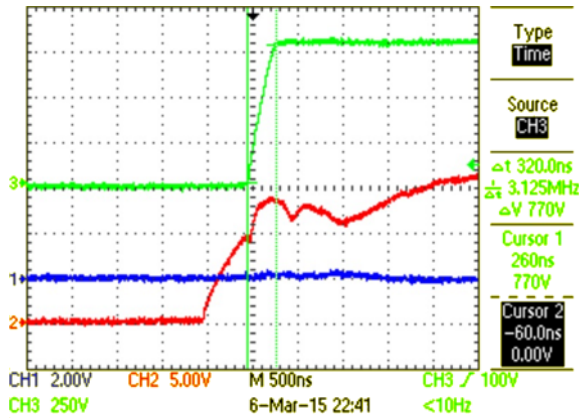


图 61. 2.5kV/μs 逆变器 dV/dt

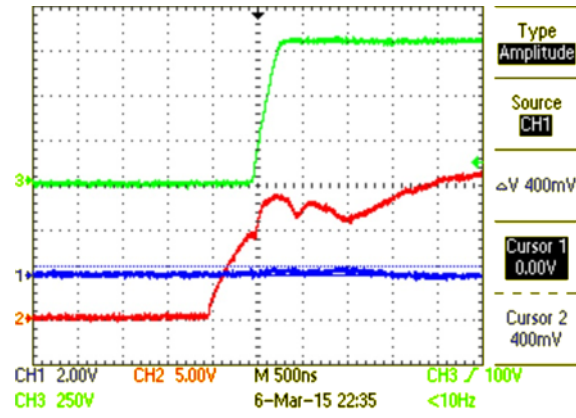


图 62. 2.5kV/μs dV/dt 对应的感应电压

注： 2.5kV/μs 逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压（有源米勒钳位启用且  $C_{ge(Ext)} = 0nF$ ）

CH1: 底部栅极驱动器输出, CH2: 顶部栅极驱动器输出, CH3: 底部 IGBT 的 Vce

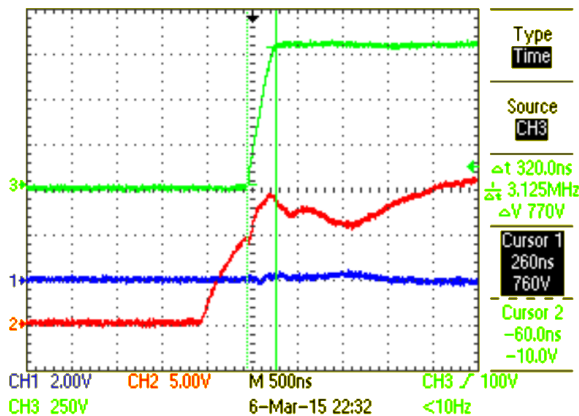


图 63. 2.5kV/μs 逆变器 dV/dt

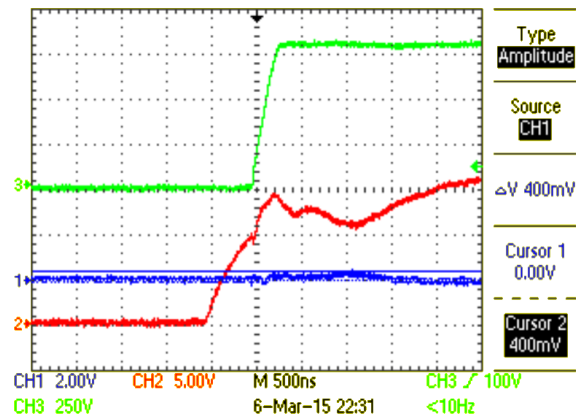


图 64. 2.5kV/μs dV/dt 对应的感应电压

注： 2.5kV/μs 逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压（有源米勒钳位启用且  $C_{ge(Ext)} = 10nF$ ）

CH1: 底部栅极驱动器输出, CH2: 顶部栅极驱动器输出, CH3: 底部 IGBT 的 Vce

表 9. 2.5kV/μs dV/dt 对应的感应电压总结（有源米勒钳位启用）

测试条件	底部 IGBT 的感应电压 (正向峰值电压, 单位: 伏特)
有源米勒钳位启用 $C_{ge(Ext)} = 0nF$	0.4
有源米勒钳位启用 $C_{ge(Ext)} = 10nF$	0.4

## 7.7 $dV/dt$ 为 $5kV/\mu s$ 且使用 $10m$ 电机电缆时的栅极感应电压

### 7.7.1 有源米勒钳位禁用

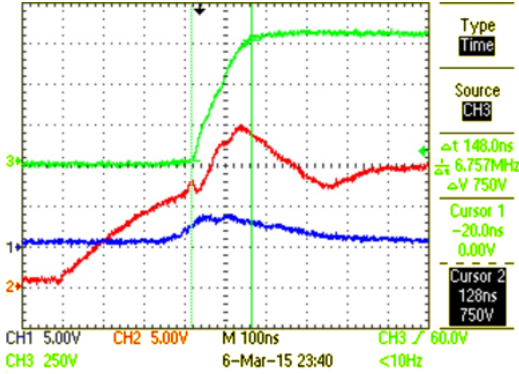


图 65.  $5kV/\mu s$  逆变器  $dV/dt$

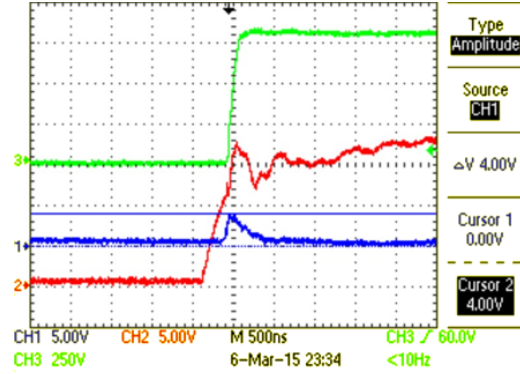


图 66.  $5kV/\mu s$   $dV/dt$  对应的感应电压

注:  $5kV/\mu s$  逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压 (有源米勒钳位禁用且  $C_{ge(Ext)} = 0nF$ )

CH1: 底部栅极驱动器输出, CH2: 顶部栅极驱动器输出, CH3: 底部 IGBT 的  $V_{ce}$

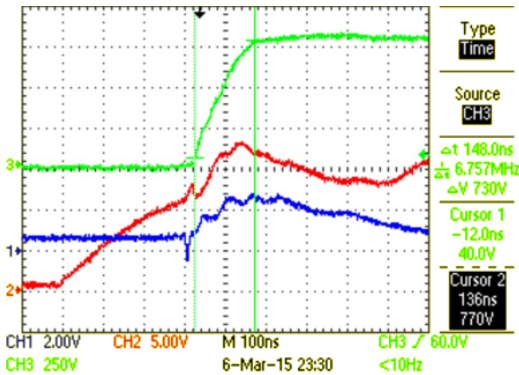


图 67.  $5kV/\mu s$  逆变器  $dV/dt$

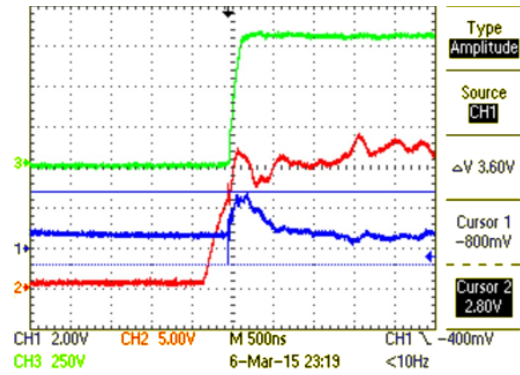


图 68.  $5kV/\mu s$   $dV/dt$  对应的感应电压

注:  $5kV/\mu s$  逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压 (有源米勒钳位禁用且  $C_{ge(Ext)} = 10nF$ )

CH1: 底部栅极驱动器输出, CH2: 顶部栅极驱动器输出, CH3: 底部 IGBT 的  $V_{ce}$

表 10.  $5kV/\mu s$   $dV/dt$  对应的感应电压总结 (有源米勒钳位禁用)

测试条件	底部 IGBT 的感应电压 (正向峰值电压, 单位: 伏特)
有源米勒钳位禁用 $C_{ge(Ext)} = 0nF$	4
有源米勒钳位禁用 $C_{ge(Ext)} = 10nF$	2.8

### 7.7.2 有源米勒钳位启用

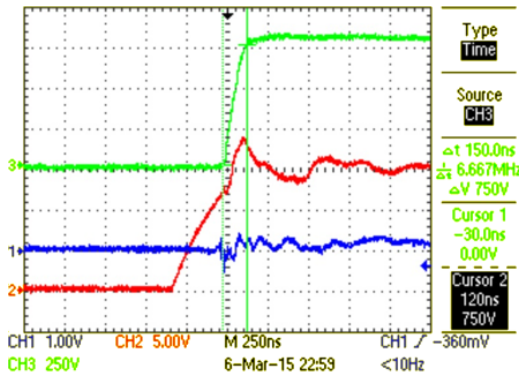


图 69. 5kV/μs 逆变器 dV/dt

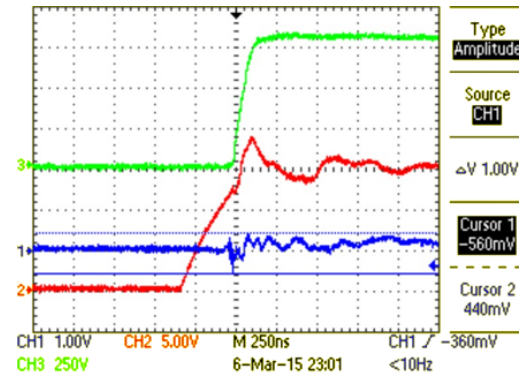


图 70. 5kV/μs dV/dt 对应的感应电压

注： 5kV/μs 逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压（有源米勒钳位启用且  $C_{ge(Ext)} = 0nF$ ）

CH1: 底部栅极驱动器输出，CH2: 顶部栅极驱动器输出，CH3: 底部 IGBT 的 Vce

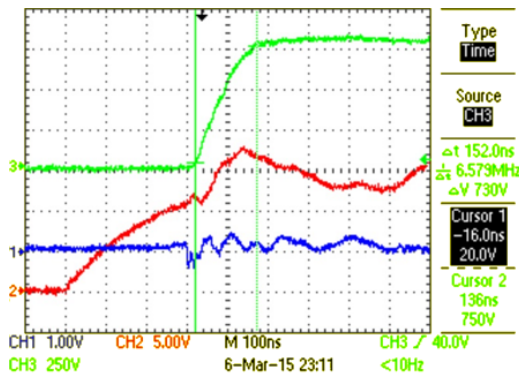


图 71. 5kV/μs 逆变器 dV/dt

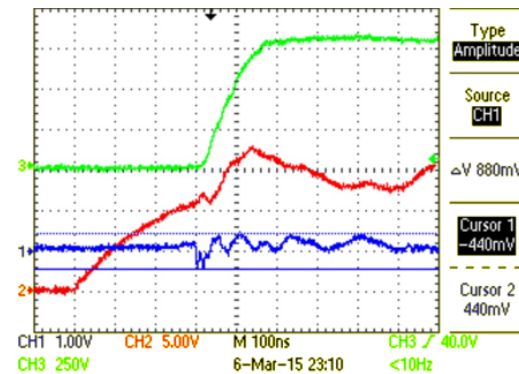


图 72. 5kV/μs dV/dt 对应的感应电压

注： 5kV/μs 逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压（有源米勒钳位启用且  $C_{ge(Ext)} = 10nF$ ）

CH1: 底部栅极驱动器输出，CH2: 顶部栅极驱动器输出，CH3: 底部 IGBT 的 Vce

表 11. 5kV/μs dV/dt 对应的感应电压总结（有源米勒钳位启用）

测试条件	底部 IGBT 的感应电压 (正向峰值电压, 单位: 伏特)
有源米勒钳位启用 $C_{ge(Ext)} = 0nF$	0.44
有源米勒钳位启用 $C_{ge(Ext)} = 10nF$	0.44

## 7.8 dV/dt 为 7.5kV/μs 且使用 10m 电机电缆时的栅极感应电压

### 7.8.1 有源米勒钳位禁用



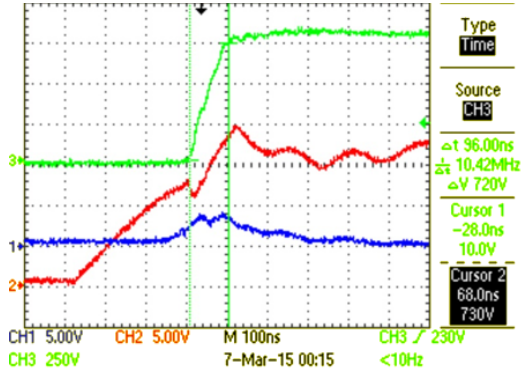


图 73. 7.5kV/μs 逆变器 dV/dt

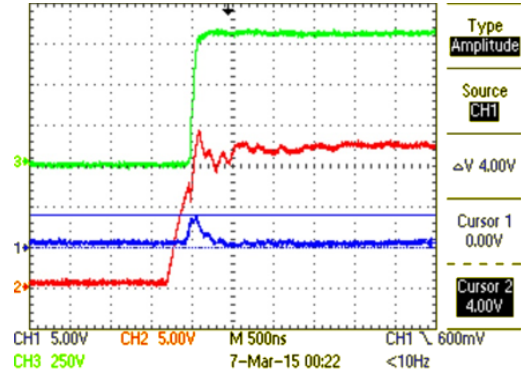


图 74. 7.5kV/μs dV/dt 对应的感应电压

注: 7.5kV/μs 逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压 - 有源米勒钳位禁用且  $C_{ge(Ext)} = 0nF$   
 CH1: 底部栅极驱动器输出, CH2: 顶部栅极驱动器输出, CH3: 底部 IGBT 的 Vce

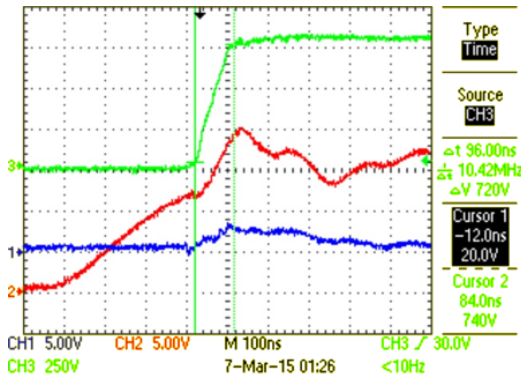


图 75. 7.5kV/μs 逆变器 dV/dt

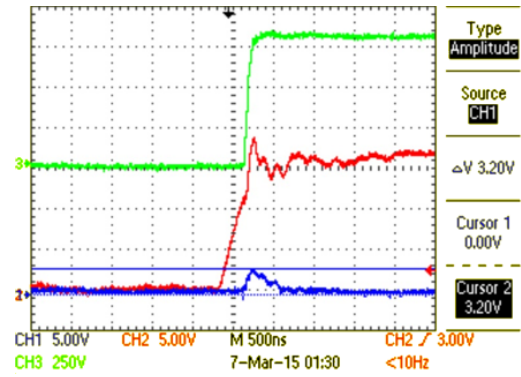


图 76. 7.5kV/μs dV/dt 对应的感应电压

注: 7.5kV/μs 逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压 - 有源米勒钳位禁用且  $C_{ge(Ext)} = 10nF$   
 CH1: 底部栅极驱动器输出, CH2: 顶部栅极驱动器输出, CH3: 底部 IGBT 的 Vce

表 12. 7.5kV/μs dV/dt 对应的感应电压总结 (有源米勒钳位禁用)

测试条件	底部 IGBT 的感应电压 (正向峰值电压, 单位: 伏特)
有源米勒钳位禁用 $C_{ge(Ext)} = 0nF$	4
有源米勒钳位禁用 $C_{ge(Ext)} = 10nF$	3.2

7.8.2 有源米勒钳位启用

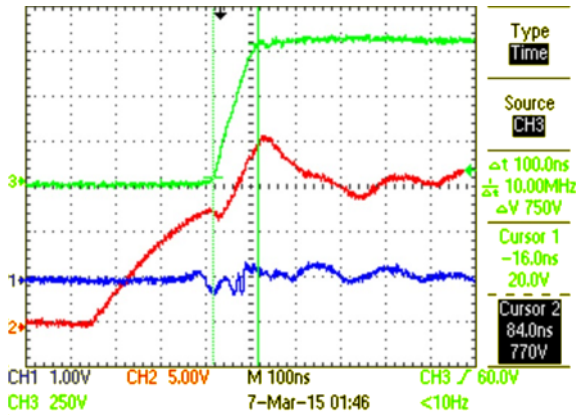


图 77. 7.5kV/μs 逆变器 dV/dt

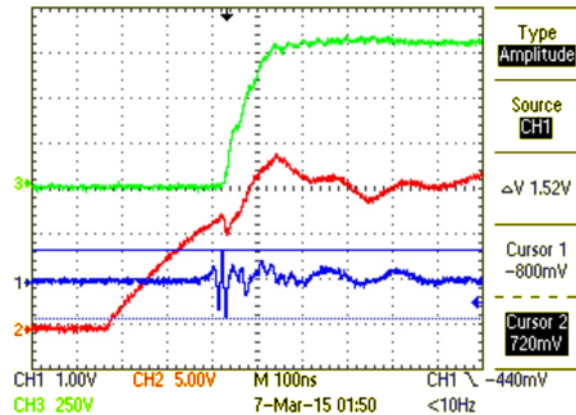


图 78. 7.5kV/μs dV/dt 对应的感应电压

注： 7.5kV/μs 逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压（有源米勒钳位启用且  $C_{ge(Ext)} = 0nF$ ）

CH1: 底部栅极驱动器输出, CH2: 顶部栅极驱动器输出, CH3: 底部 IGBT 的 Vce

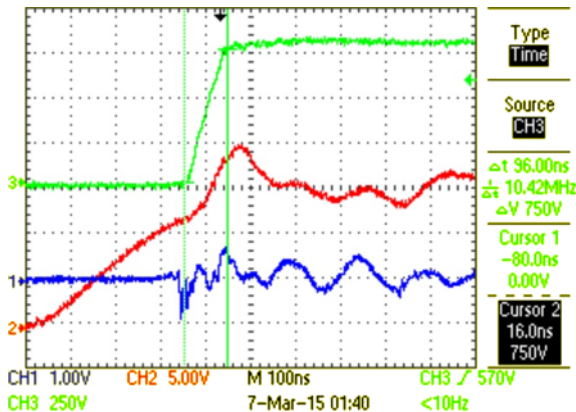


图 79. 7.5kV/μs 逆变器 dV/dt

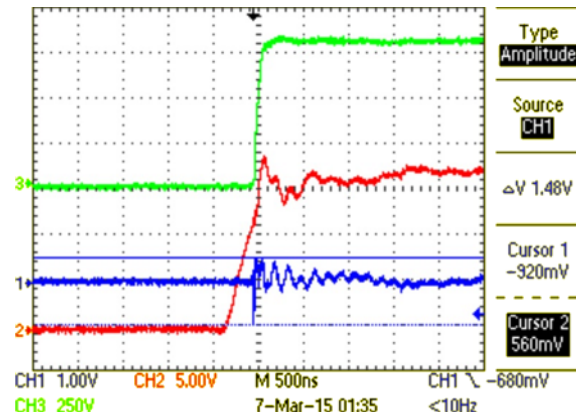


图 80. 7.5kV/μs dV/dt 对应的感应电压

注： 7.5kV/μs 逆变器输出和底部 IGBT 的栅极感应电压 - 有源米勒钳位启用且  $C_{ge(Ext)} = 10nF$ ）

CH1: 底部栅极驱动器输出, CH2: 顶部栅极驱动器输出, CH3: 底部 IGBT 的 Vce

表 13. 7.5kV/μs dV/dt 对应的感应电压总结（有源米勒钳位启用）

测试条件	底部 IGBT 的感应电压 (正向峰值电压, 单位: 伏特)
有源米勒钳位启用 $C_{ge(Ext)} = 0nF$	0.72
有源米勒钳位启用 $C_{ge(Ext)} = 10nF$	0.56



## 7.10 流经钳位引脚的电流

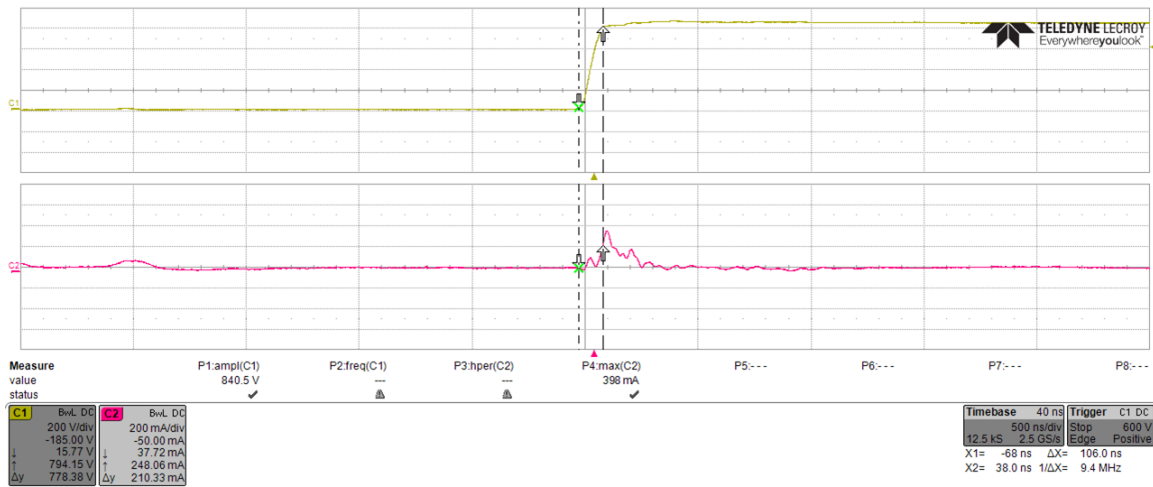


图 82. 流经钳位引脚的电流

测试条件:

- 外部缓冲器: 无 BJT
- 电源: 单极
- $R_{G(ON)}$ :  $2.2\Omega$
- $R_{G(OFF)}$ :  $2.2\Omega$
- IGBT 模块: CM150TX-24S1\_MITSUBISHI
- 栅极电荷 ( $Q_G$ ): 315nC
- 内部电阻:  $13\Omega$
- 输入电容  $C_{IES}$ : 15nF

### 7.11 使用外部电缆检验栅极信号（不使用 BJT 缓冲器）

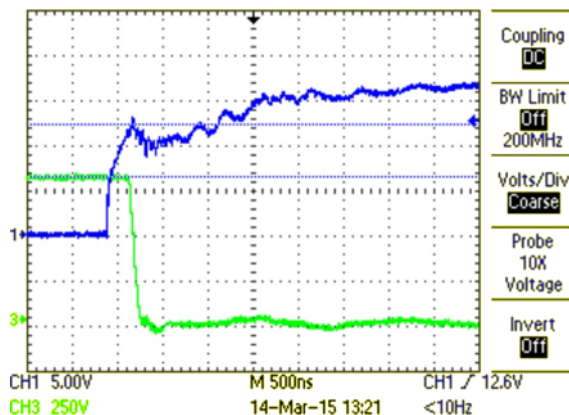


图 83. 使用 100cm 外部电缆时的 IGBT 栅极信号

注: CH1: 栅极驱动器输出, CH3: 底部 IGBT 的 Vce

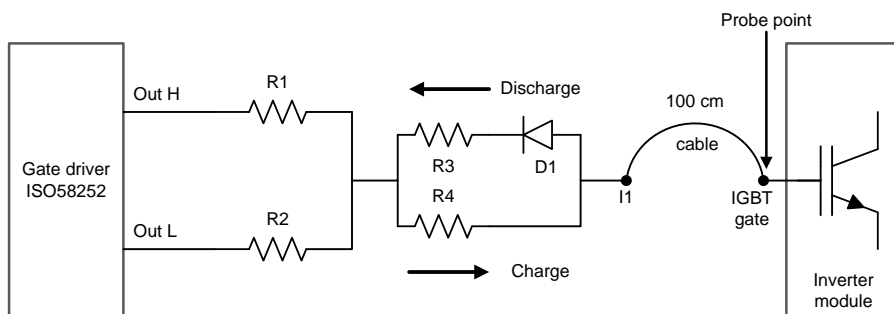


图 84. 使用外部电缆测量栅极信号的框图

### 7.12 正常工作期间的 DESAT 信号

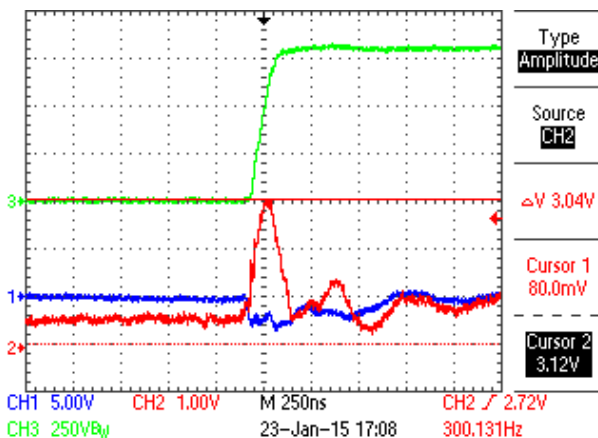


图 85. 正常工作期间的 DESAT (放大)

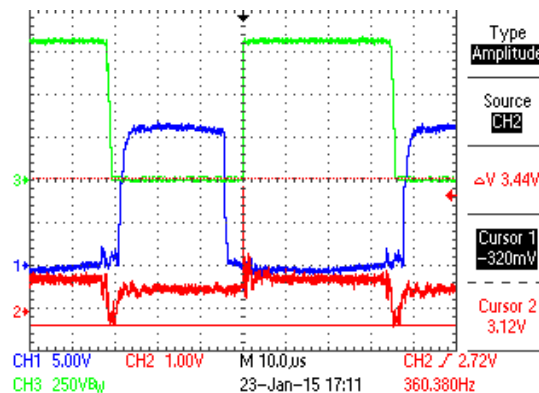


图 86. 正常工作期间的 DESAT

注: CH1: 底部栅极驱动器输出, CH2: DESAT 信号, CH3: 底部 IGBT 的 Vce

### 7.13 短路测试 - 硬开关

注：7.13 节和7.14 节中的所有测试均使用 ISO5852S 的工程示例完成。与工程示例相比，最终芯片在软关断过程中的下拉驱动更大，这会缩短特定 IGBT 芯片给定  $Q_g$  的软关断时间。请参见 TI 网站的最新版 ISO5852S 数据表，网址为：<http://www.ti.com.cn/product/cn/ISO5852S>

图 87 显示了硬开关故障设置的框图。

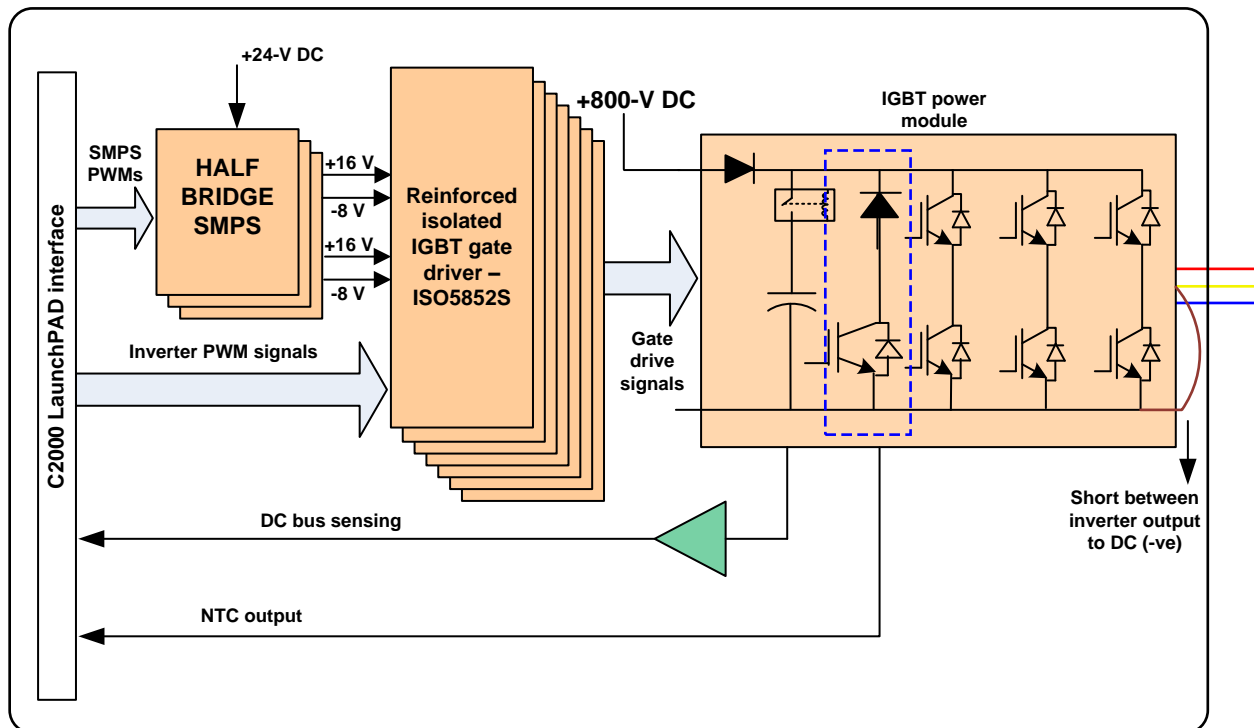


图 87. 短路设置框图（硬故障开关）

硬故障开关短路测试使用功率模块 CM150TX-24S1\_MITSUBISHI 来执行。此项测试执行时，逆变器底层 IGBT 已经有一个分支短路（在图 87 中，Y 相输出连接至直流负极），测试期间导通顶层 IGBT (Y\_Top) 来获悉 DESAT 检测的性能。

测试条件：

- 短路连接：Y 相逆变器输出连接至直流负极
- 电机连接：否
- 逆变器  $dV/dT$ ：2.5kV/ $\mu$ s、5kV/ $\mu$ s、7.5kV/ $\mu$ s
- IGBT 模块：CM150TX-24S1\_MITSUBISHI
- 栅极电荷 ( $Q_g$ )：315nC
- 内部电阻：13 $\Omega$
- 输入电容  $C_{IES}$ ：15nF

7.13.1 逆变器  $dV/dt$  为  $2.5kV/\mu s$  时的硬开关故障

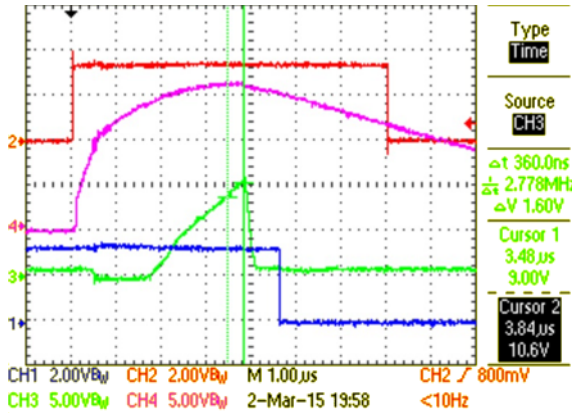


图 88. 栅极驱动器关断所需的 DESAT 激活时间

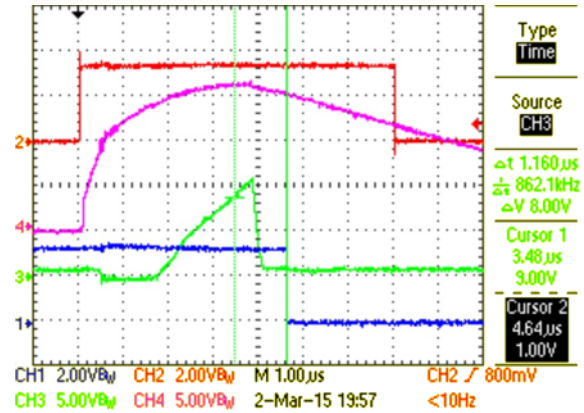


图 89. 故障指示所需的 DESAT 激活时间

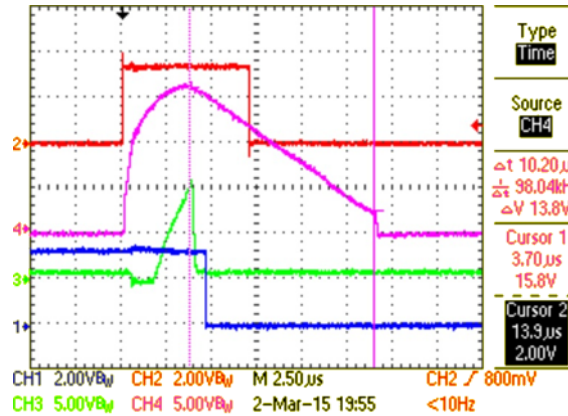


图 90. 软关断期间的栅极驱动器输出

注: CH1: 故障信号, CH2: 来自控制器的 PWM, CH3: DESAT 信号, CH4: 栅极驱动器输出

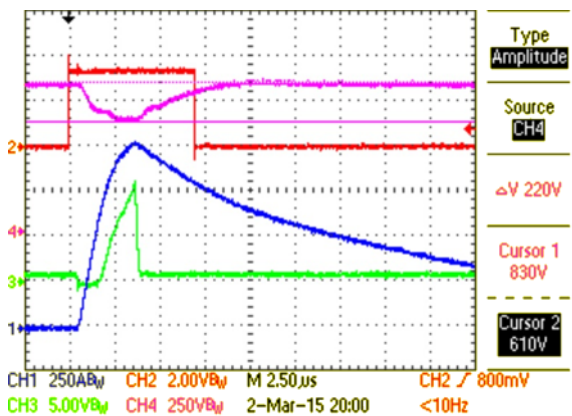


图 91. 跨接顶层 IGBT 的电压 ( $V_{ce}$ )

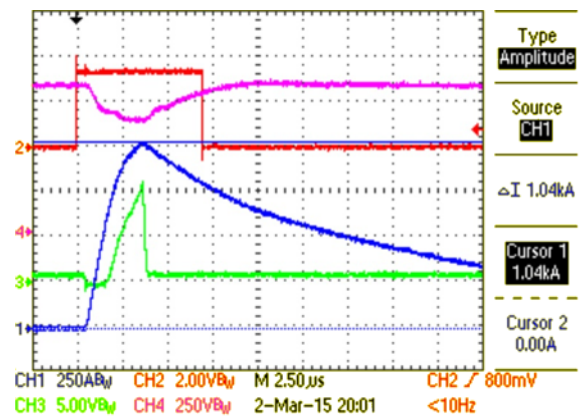


图 92. 短路期间的  $I_c$

注: CH1: 短路电流, CH2: 来自控制器的 PWM, CH3: DESAT 信号, CH4: 顶层 IGBT 的  $V_{ce}$

表 14. 2.5 kV/μs 硬开关故障短路测试信息汇总

参数	值
栅极驱动器关断所需的 DESAT 激活时间	360.0ns
故障指示所需的 DESAT 激活时间	1.16μs
软关断时间	10.2μs
短路电流	1.04kA
Vce 降压	220V

7.13.2 逆变器 dV/dt 为 5kV/μs 时的硬开关故障

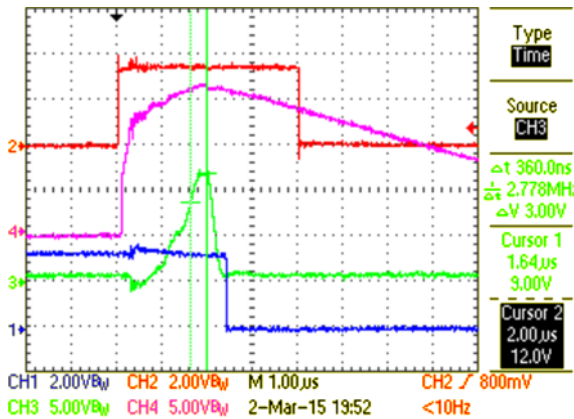


图 93. 栅极驱动器关断所需的 DESAT 激活时间

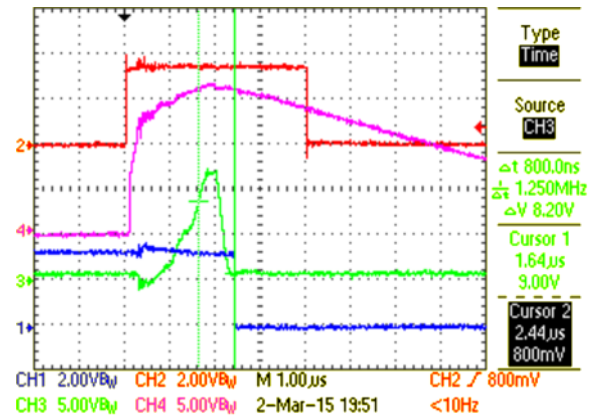


图 94. 故障指示所需的 DESAT 激活时间

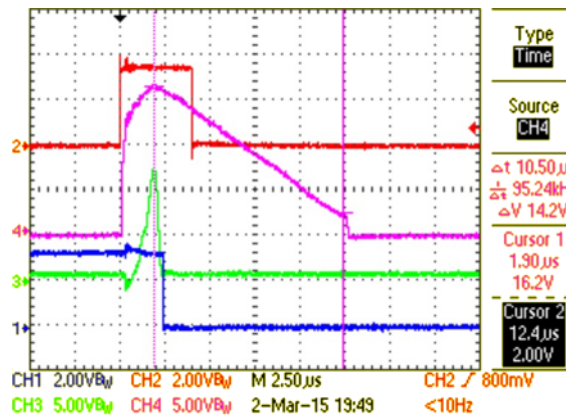


图 95. 软关断期间的栅极驱动器输出

注: CH1: 故障信号, CH2: 来自控制器的 PWM, CH3: DESAT 信号, CH4: 栅极驱动器输出



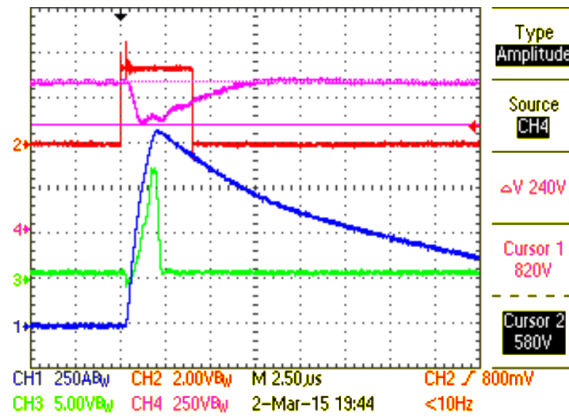


图 96. 短路期间跨接顶层 IGBT 的电压 (Vce) 和  $I_c$

注: CH1: 短路电流, CH2: 来自控制器的 PWM, CH3: DESAT 信号, CH4: 顶层 IGBT 的 Vce

表 15. 5kV/µs 硬开关故障短路测试信息汇总

参数	值
栅极驱动器关断所需的 DESAT 激活时间	360ns
故障输出所需的 DESAT 激活时间	800ns
软关断时间	10.5µs
短路电流	1.05kA
Vce 降压	240V

7.13.3 逆变器 dV/dt 为 7.5kV/μs 时的硬开关故障

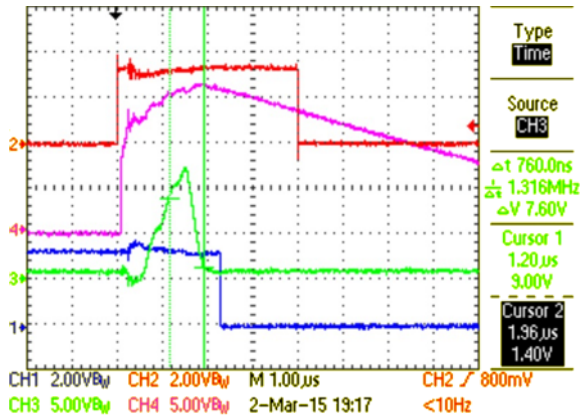


图 97. 栅极驱动器关断所需的 DESAT 激活时间

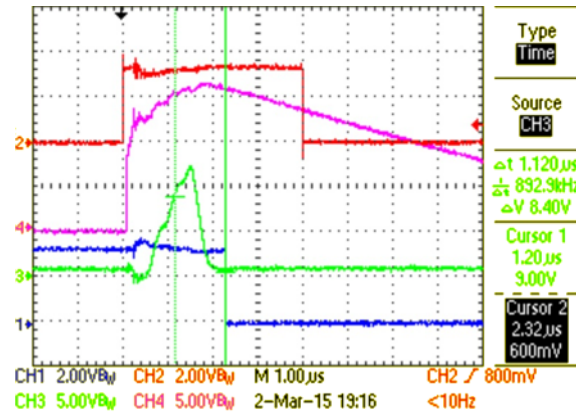


图 98. 故障指示所需的 DESAT 激活时间

注： CH1: 故障信号, CH2: 来自控制器的 PWM, CH3: DESAT 信号, CH4: 栅极驱动器输出

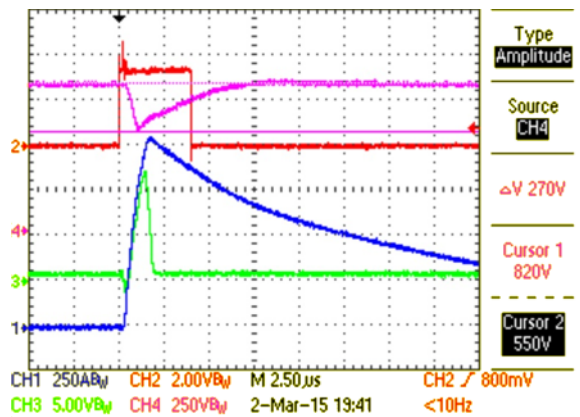


图 99. 跨接顶层 IGBT 的电压 (Vce)

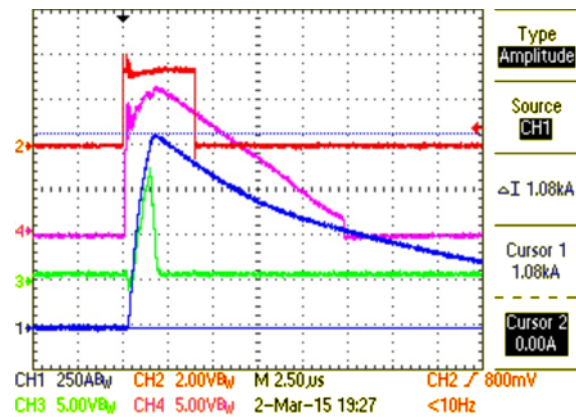


图 100. 短路期间的 I<sub>c</sub>

注： CH1: 短路电流, CH2: 来自控制器的 PWM, CH3: DESAT 信号, CH4: 顶层 IGBT 的 Vce

表 16. 7.5kV/μs 硬开关故障短路测试信息汇总

参数	值
栅极驱动器关断所需的 DESAT 激活时间	760ns
故障指示所需的 DESAT 激活时间	1.12μs
软关断时间	10μs
短路电流	1.08kA
Vce 降压	270V

## 7.14 短路测试 - 欠载故障

欠载故障短路测试使用功率模块 CM150TX-4S1\_MITSUBISHI 来执行。此项测试使用附加模块模拟短路，包括相位输出与直流负极之间连接的高功率 IGBT。如需了解测试设置，请参见图 101。



图 101. 短路测试设置 - 欠载故障

### 7.14.1 相位与 DC- 间的欠载故障短路 (2.5kV/μs 逆变器输出)

测试条件:

- 短路连接: R 相逆变器输出连接至直流负极
- 电机连接: 是
- 逆变器 dV/dT: 2.5kV/μs
- IGBT 模块: CM150TX-24S1\_MITSUBISHI
- 栅极电荷 ( $Q_G$ ): 315nC
- 内部电阻: 13Ω
- 输入电容  $C_{IES}$ : 15nF

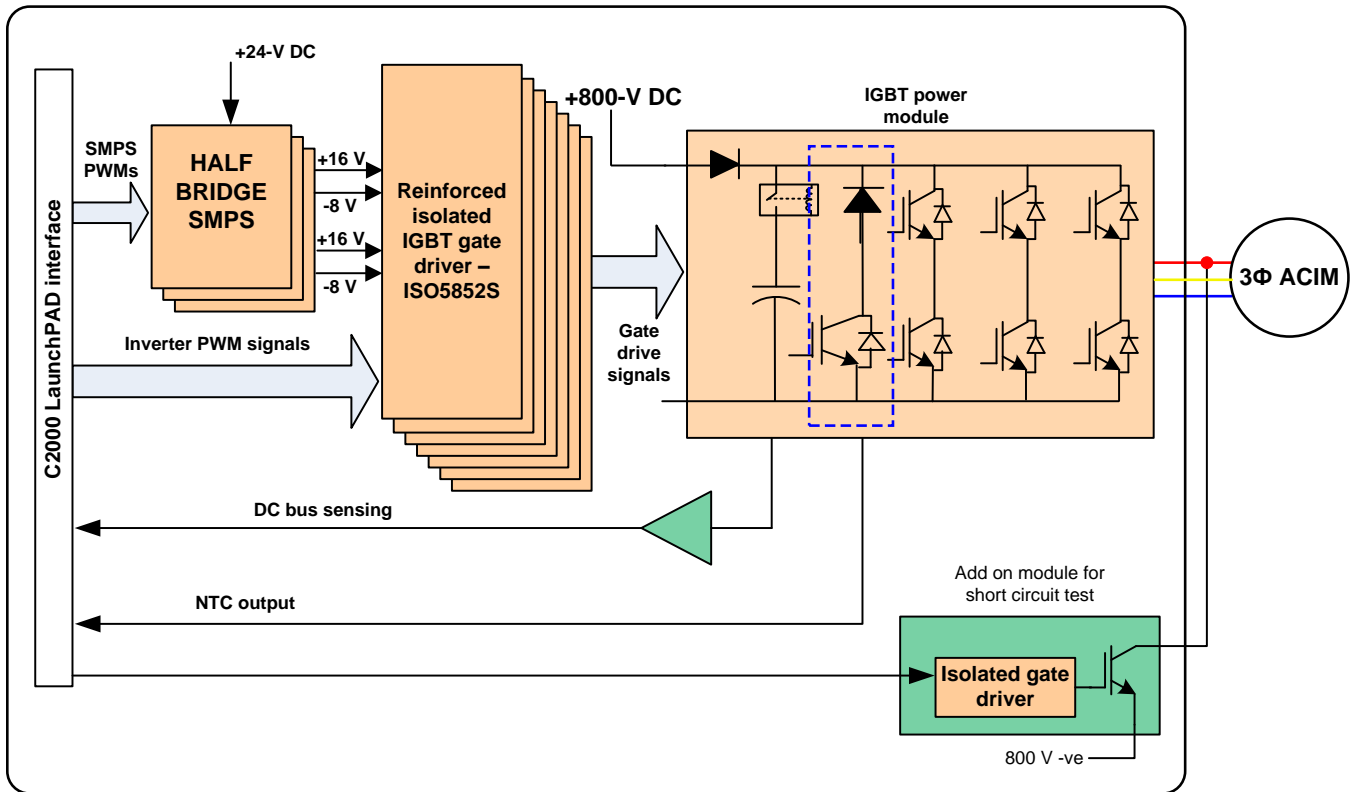


图 102. 相位与 DC- 间的欠载故障短路测试框图

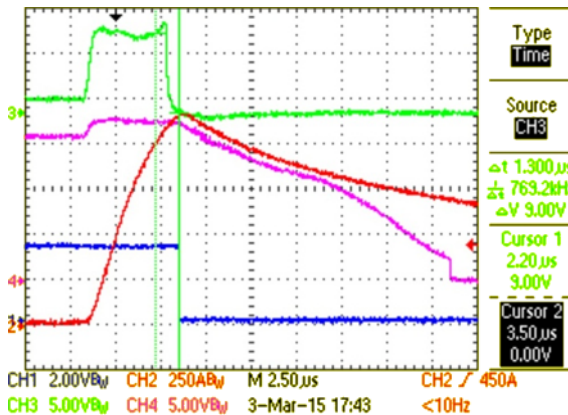


图 103. 故障输出所需的 DESAT 激活时间

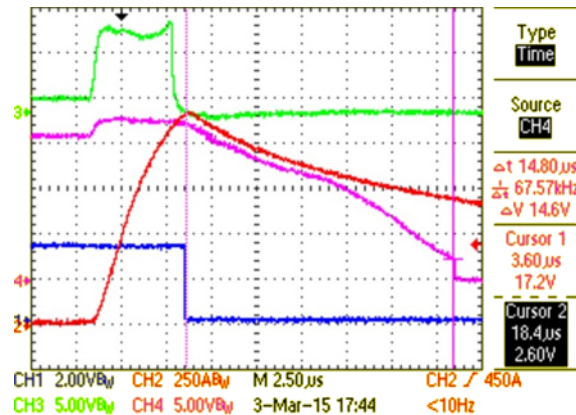


图 104. 软关断期间的栅极驱动器输出

表 17. 短路测试信息汇总 - 2.5kV/μs 条件下的欠载故障（相位输出到直流负极）

参数	值
栅极驱动器关断所需的 DESAT 激活时间	1.30μs
软关断	14.80μs

### 7.14.2 带载故障 - 相间短路

负载故障短路测试使用 Mitsubishi 功率模块 CM150TX-24S1 来执行。此项测试使用附加模块模拟短路，包括逆变器输出 R 相和 Y 相之间连接的高功率 IGBT（请参见图 105）。

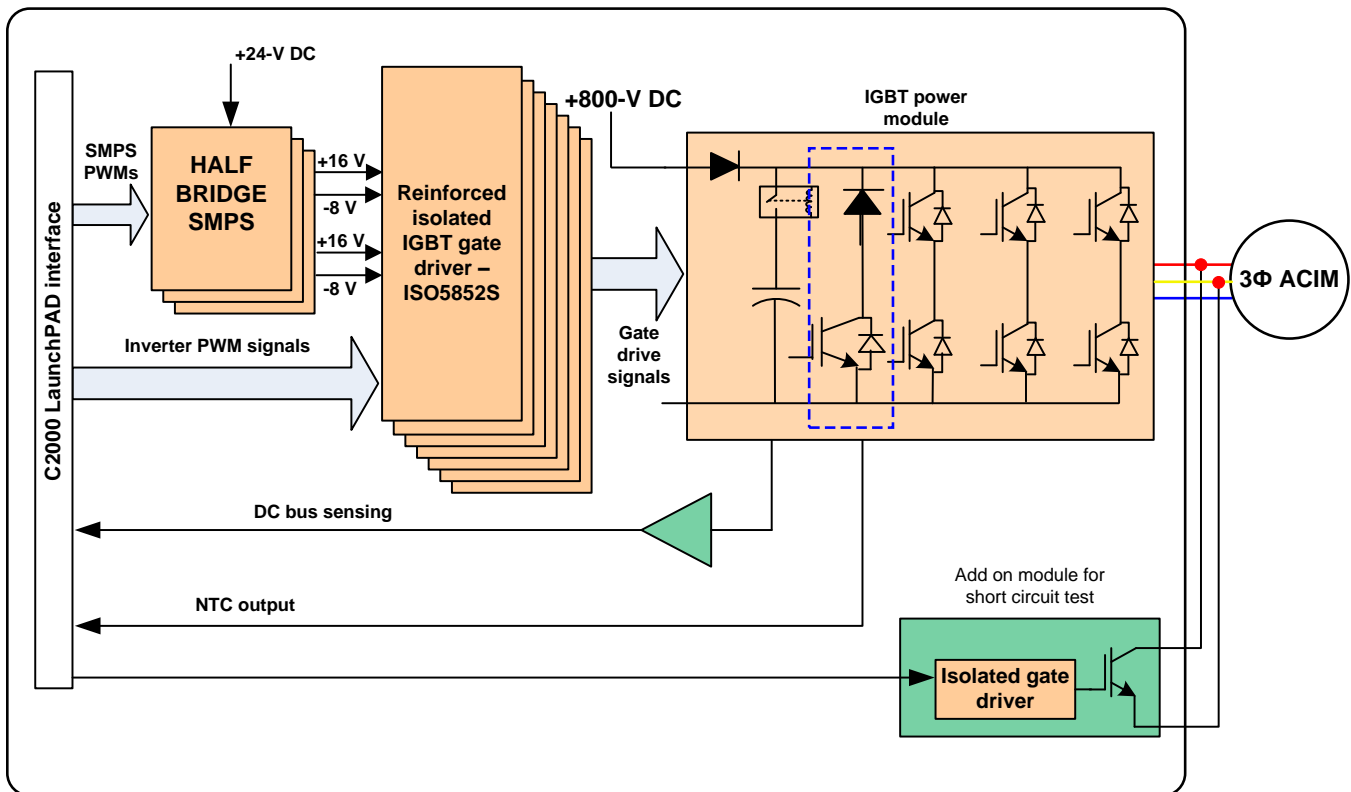


图 105. 带载故障测试框图 - 相间短路 ( $dV/dt$ :  $2.5kV/\mu s$ )

测试条件:

- 短路连接: R 相和 Y 相之间
- 电机连接: 是
- 逆变器  $dV/dt$ :  $2.5kV/\mu s$
- 电缆长度: 10 米
- IGBT 模块: CM150TX-24S1\_MITSUBISHI
- 栅极电荷 ( $Q_G$ ): 315nC
- 内部电阻:  $13\Omega$
- 输入电容  $C_{IES}$ : 15nF

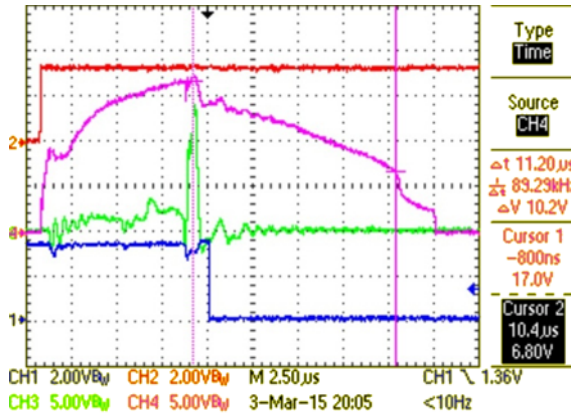


图 106. 软关断期间的栅极驱动器输出

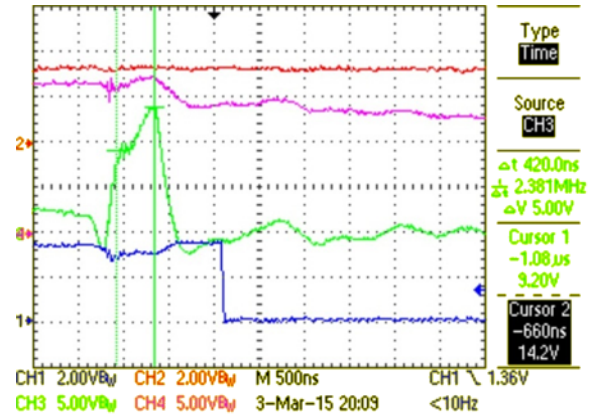


图 107. 栅极驱动器关断所需的 DESAT 激活时间

注: CH1: 故障信号, CH2: 来自控制器的 PWM, CH3: DESAT 信号, CH4: 栅极驱动器输出

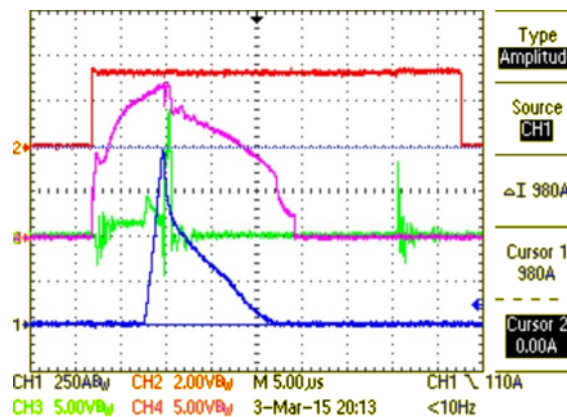


图 108. 欠载短路故障期间的  $I_{c-}$

注: CH1: 短路电流, CH2: 来自控制器的 PWM, CH3: DESAT 信号, CH4: 栅极驱动器输出

表 18. 2.5kV/μs 条件下欠载故障短路测试信息汇总 (相间短路)

参数	值
栅极驱动器关断所需的 DESAT 激活时间	420.0ns
栅极驱动器输出的软关断时间	11.20μs
峰值电流	980A

## 7.15 EMC 测试

### 7.15.1 电快速瞬变脉冲群 (EFT) 测试

按照 IEC 61000-4-4 标准使用电容耦合夹向电机电缆施加 EFT 脉冲。此项测试针对多级快速瞬变电压 ( $\pm 1\text{kV}$ 、 $\pm 2\text{kV}$ 、 $\pm 3\text{kV}$ 、 $\pm 4\text{kV}$ ) 执行，测试频率为 5kHz，持续时间为 60 秒。

表 19 列出了测试过程中使用的不同配置：

表 19. EFT 测试配置

测试配置	电机电缆	UUT/AUX 设备位置	基准
1	屏蔽	接地平面	图 109
2	屏蔽	与接地平面隔离 10cm	图 110
3	未屏蔽	接地平面	图 111
4	未屏蔽	与接地平面隔离 10cm	图 112

测试设置：

- 直流总线电压：400V
- 辅助装置功率额定值：2.2kW
- 负载条件：无负载
- 电机 rpm：750rpm
- 电缆长度：10 米
- EFT 测试设备：emtest UCS 500N
- 电容耦合网络



图 109. 测试配置 1

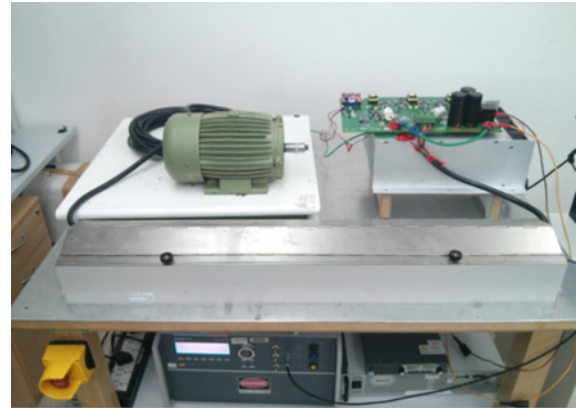


图 110. 测试配置 2



图 111. 测试配置 3

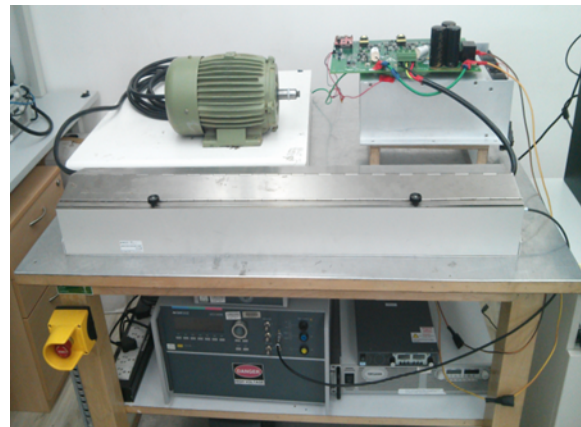


图 112. 测试配置 4

表 20. EFT 测试结果

EFT 脉冲	持续时间	测试结果			
		配置 1	配置 2	配置 3	配置 4
1kV	60 秒	通过	通过	通过	通过
-1kV	60 秒	通过	通过	通过	通过
2kV	60 秒	通过	通过	通过	通过
-2kV	60 秒	通过	通过	通过	通过
3kV	60 秒	通过	通过	通过	通过
-3kV	60 秒	通过	通过	通过	通过
4kV	60 秒	通过	通过	通过	通过
-4kV	60 秒	通过	通过	通过	通过

测试通过是指电机连续运行（无异常声音），在功率级（包括 IGBT 栅极驱动器）未观察到故障，符合 IEC61800-3 的性能等级 B 的要求。



### 7.15.2 静电放电 (ESD) 测试

将 ESD 脉冲施加到（接触放电）散热器，同时通过功率级运行电机以检查是否存在故障。CD 施加在靠近 IGBT 栅极驱动器的散热器上。ESD 脉冲针对多级电压（±2kV、±4kV、±6kV、±8kV）施加，每个极性和电压级别施加 10 个脉冲。参照 IEC 61000-4-2 标准进行测试。

表 21 列出了测试过程中使用的不同配置：

表 21. ESD 测试配置

测试配置	UUT/AUX 设备位置	基准
1	绝缘板	图 113 和 图 114
2	接地参考平面	图 116
3	与参考平面隔离 10cm	图 115

测试设置：

- 直流总线电压：400V
- 辅助装置功率额定值：2.2kW
- 负载条件：无负载
- 电机 rpm：750rpm
- 电缆长度：10 米（非屏蔽）
- ESD 测试设备：emtest UCS 500N

表 22. ESD 测试结果

ESD 脉冲	持续时间	测试结果		
		配置 1	配置 2	配置 3
2kV	10 个脉冲	通过	通过	通过
-2kV	10 个脉冲	通过	通过	通过
4kV	10 个脉冲	通过	通过	通过
-4kV	10 个脉冲	通过	通过	通过
6kV	10 个脉冲	通过	通过	通过
-6kV	10 个脉冲	通过	通过	通过
8kV	10 个脉冲	通过	通过	通过
-8kV	10 个脉冲	通过	通过	通过

测试通过是指电机连续运行（无异常声音），在功率级（包括 IGBT 栅极驱动器）未观察到故障，符合 IEC61800-3 的性能等级 B 的要求。



图 113. EUT/AUX 设备置于绝缘板上

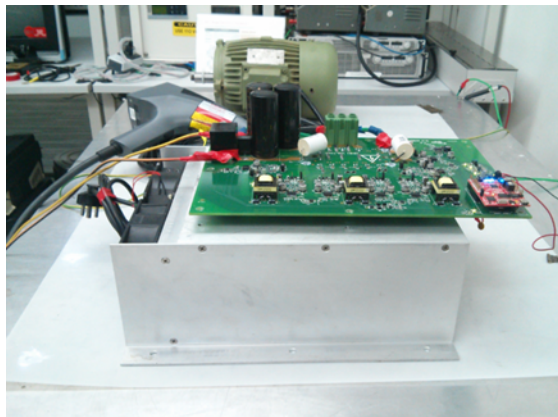


图 114. 测试配置 1



图 115. EUT/AUX 设备与参考平面隔离 10cm

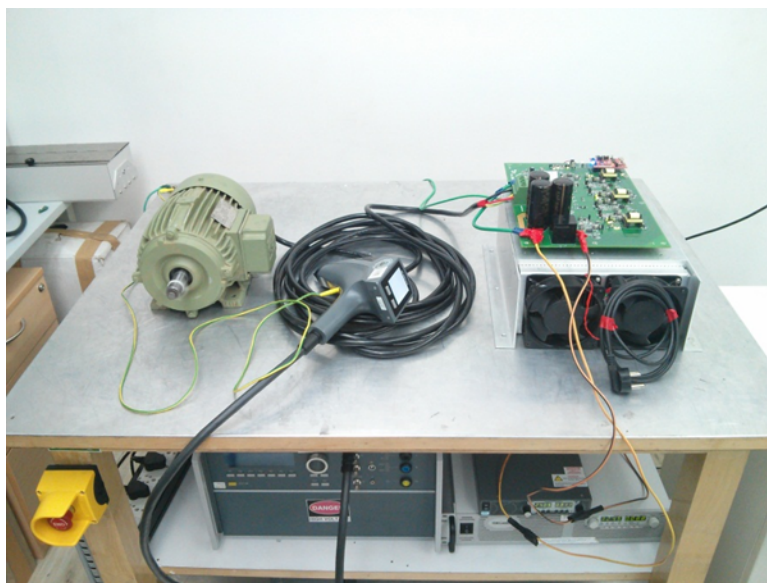


图 116. 测试配置 2: EUT/AUX 设备置于参考平面上

## 8 设计文件

### 8.1 电路原理图

要下载原理图，请参见 [TIDA-00195](#) 的设计文件。

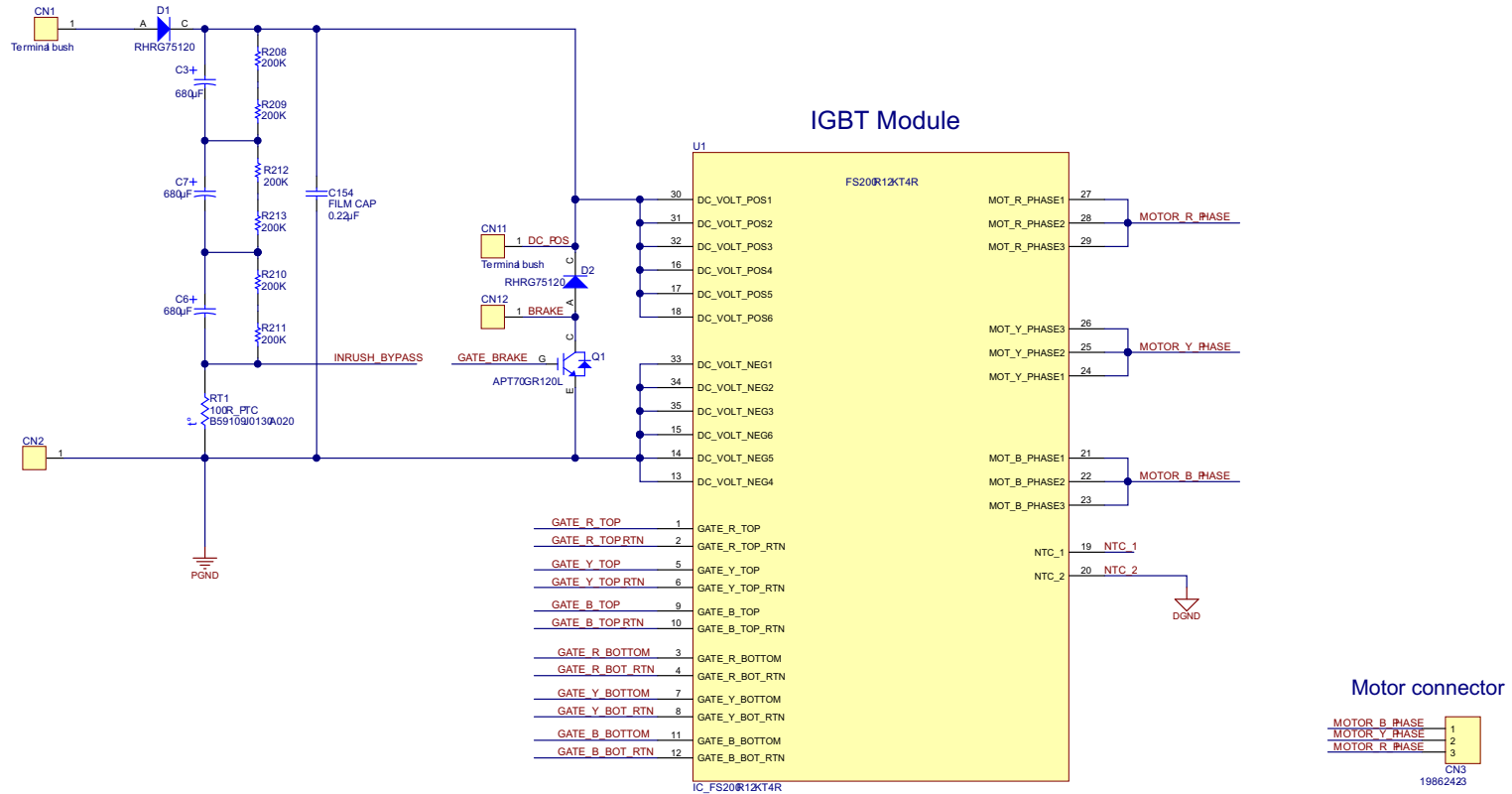


图 117. IGBT 模块

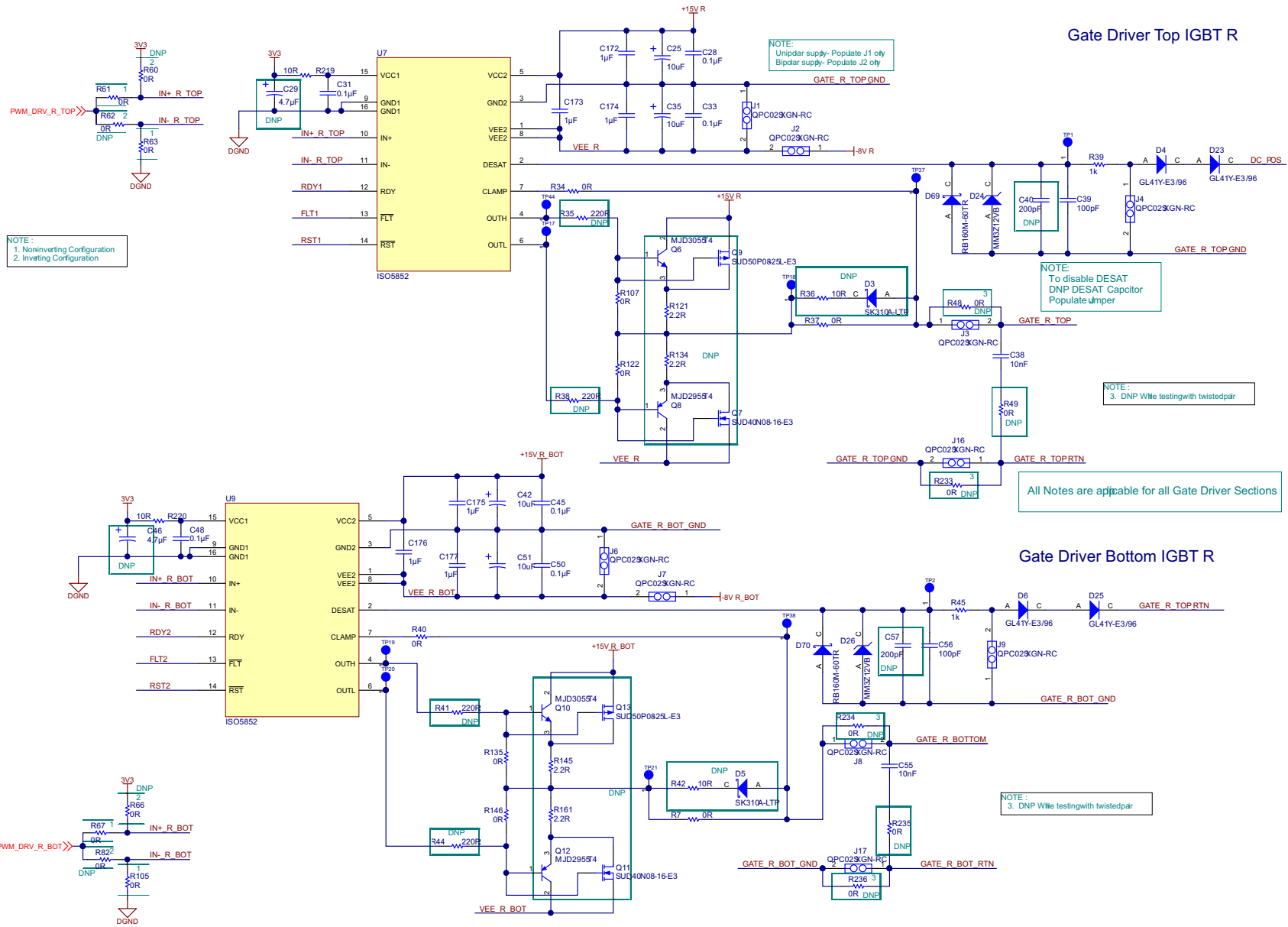


图 118. 栅极驱动器 R

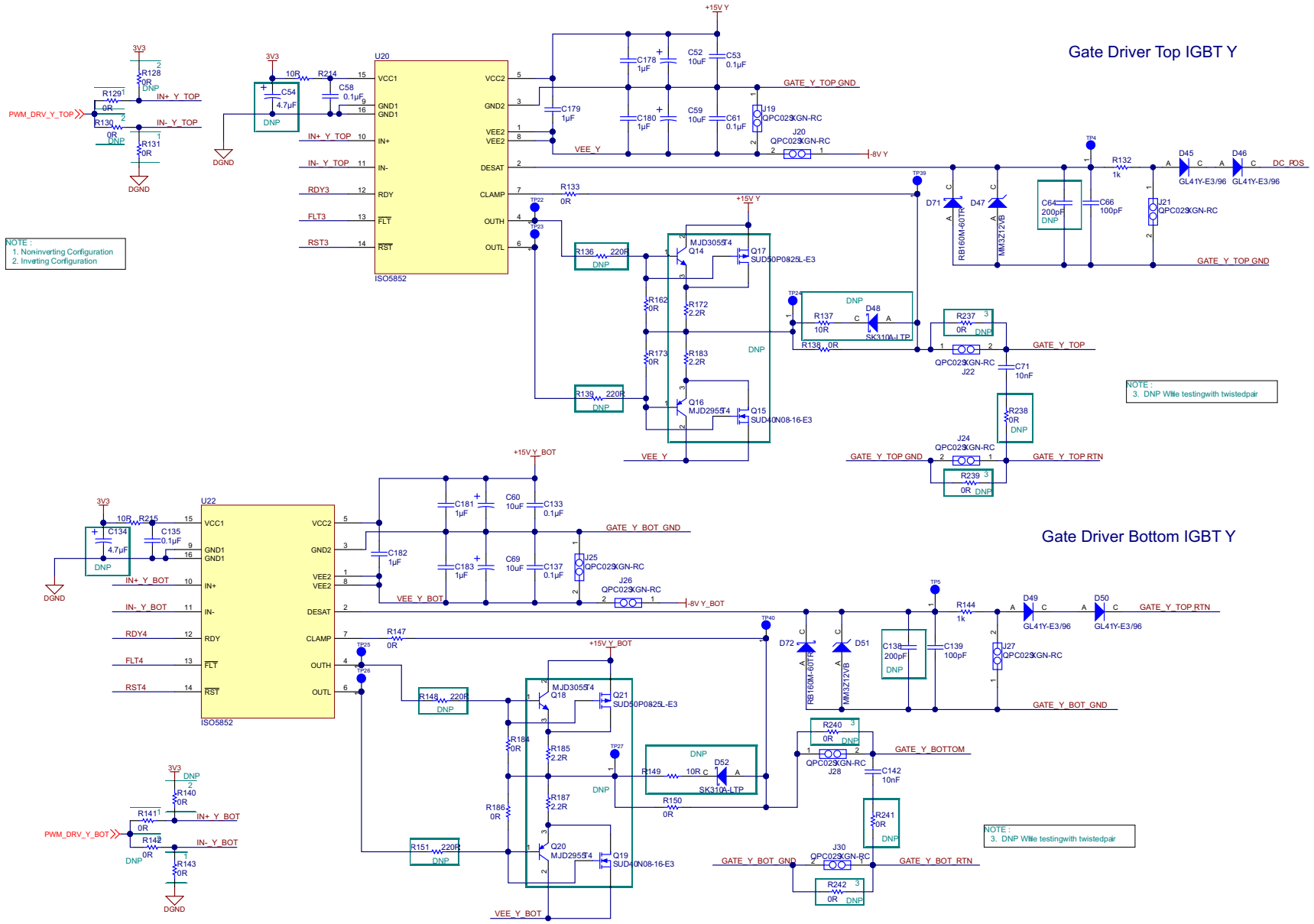


图 119. 栅极驱动器 Y

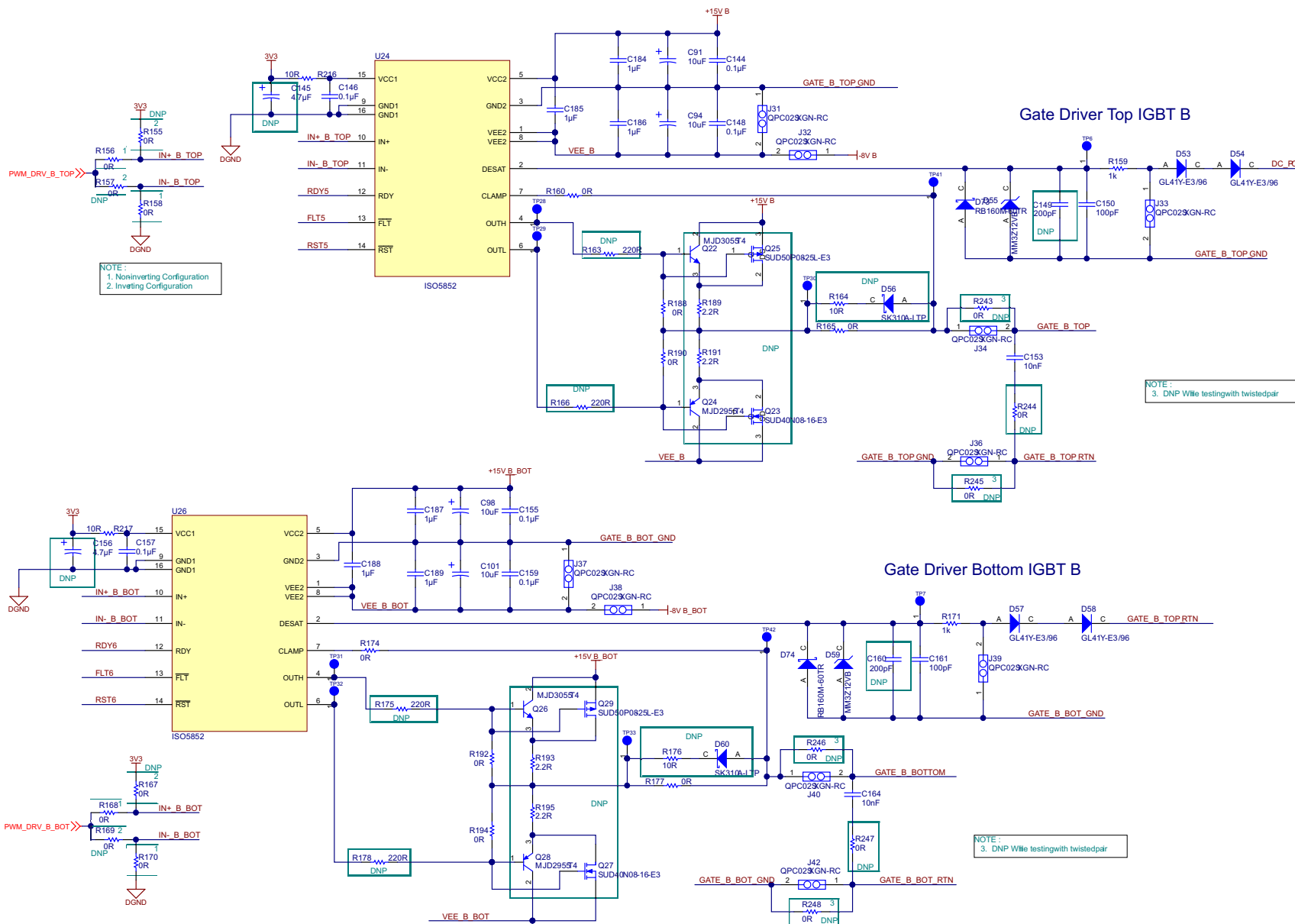


图 120. 栅极驱动器 B



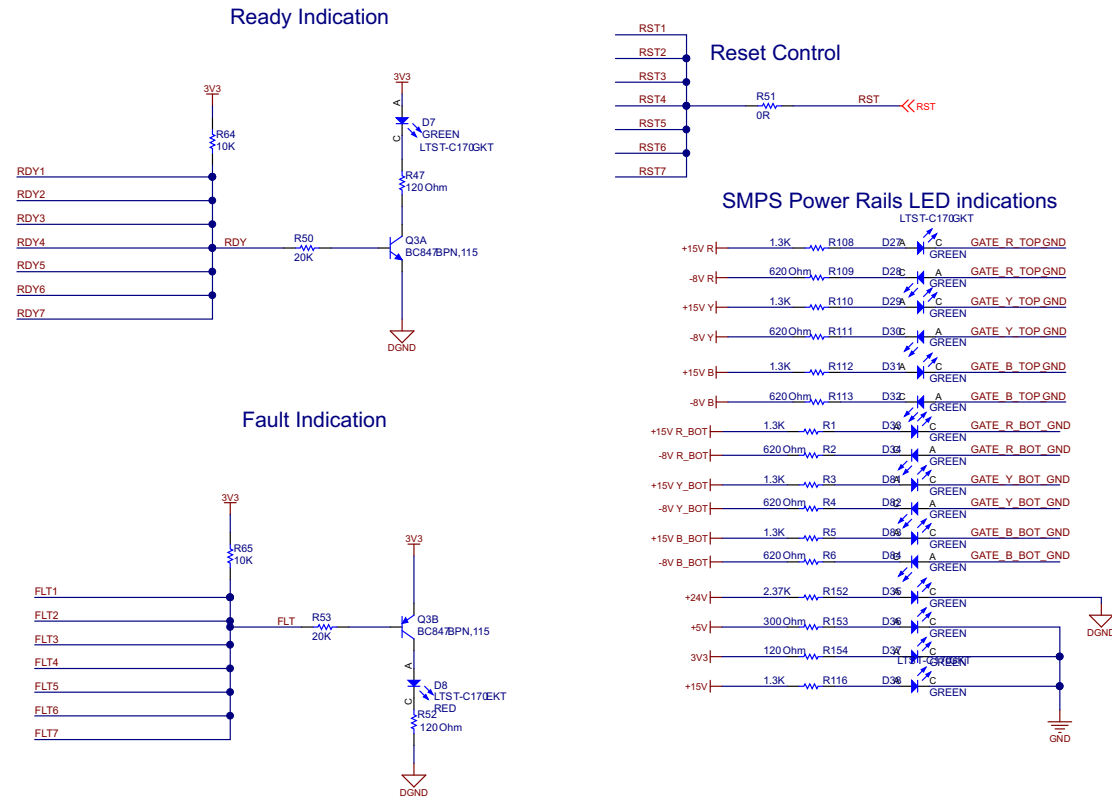


图 122. LED 指示



### GATE\_DRIVER\_BUFFER

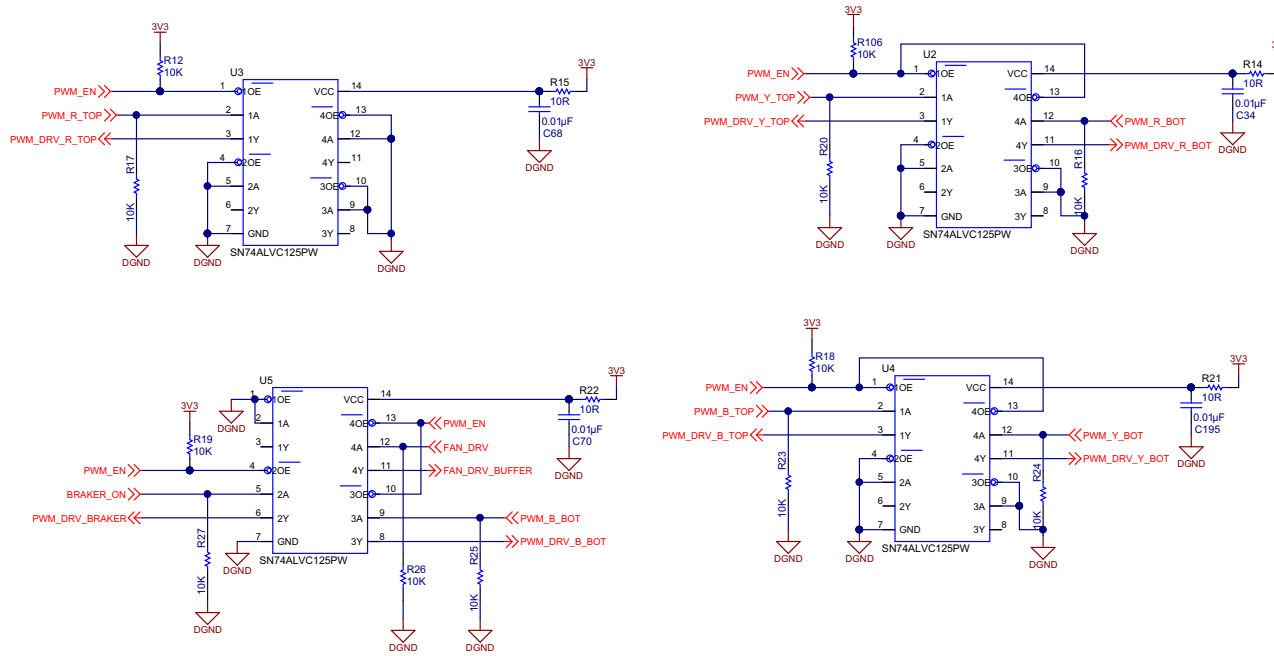


图 123. 栅极驱动器缓冲器

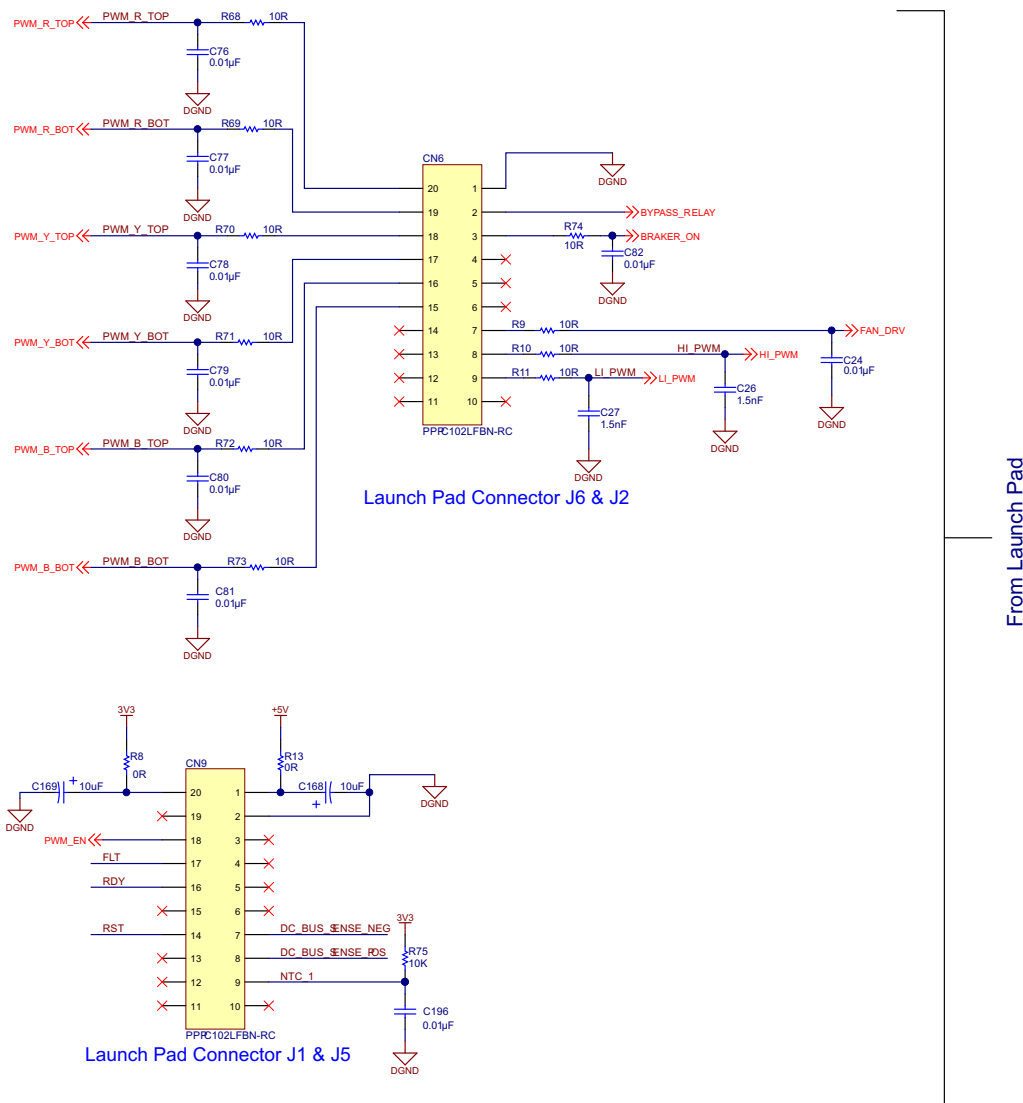


图 124. 板间连接

## DC BUS VOLTAGE SENSING

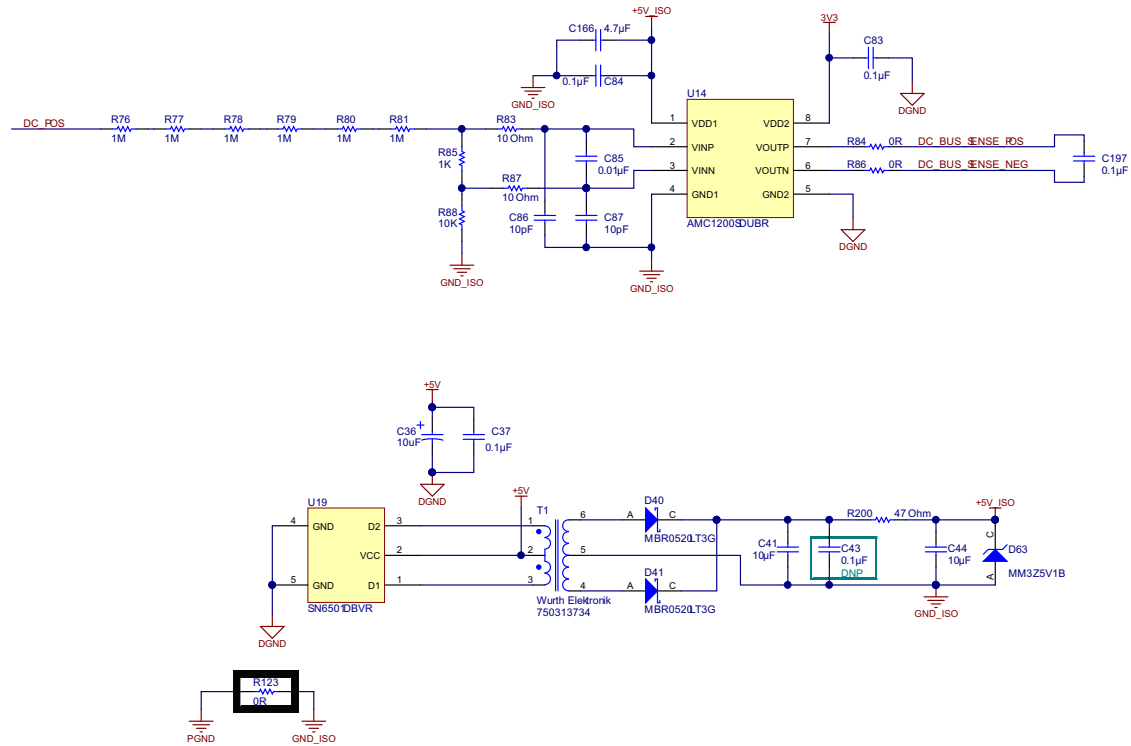


图 125. 直流总线电压感测

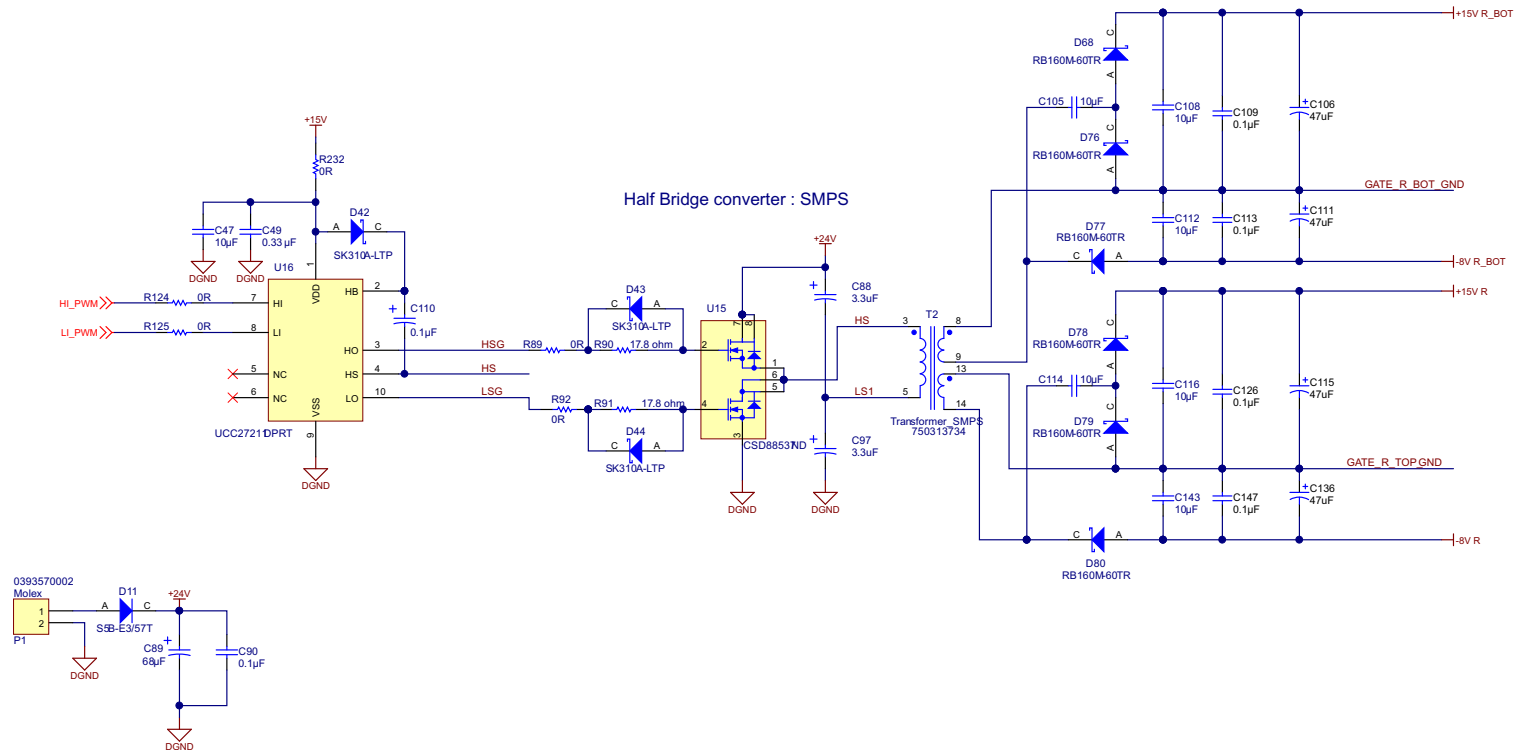


图 126. 栅极驱动器电源 (R 相位)

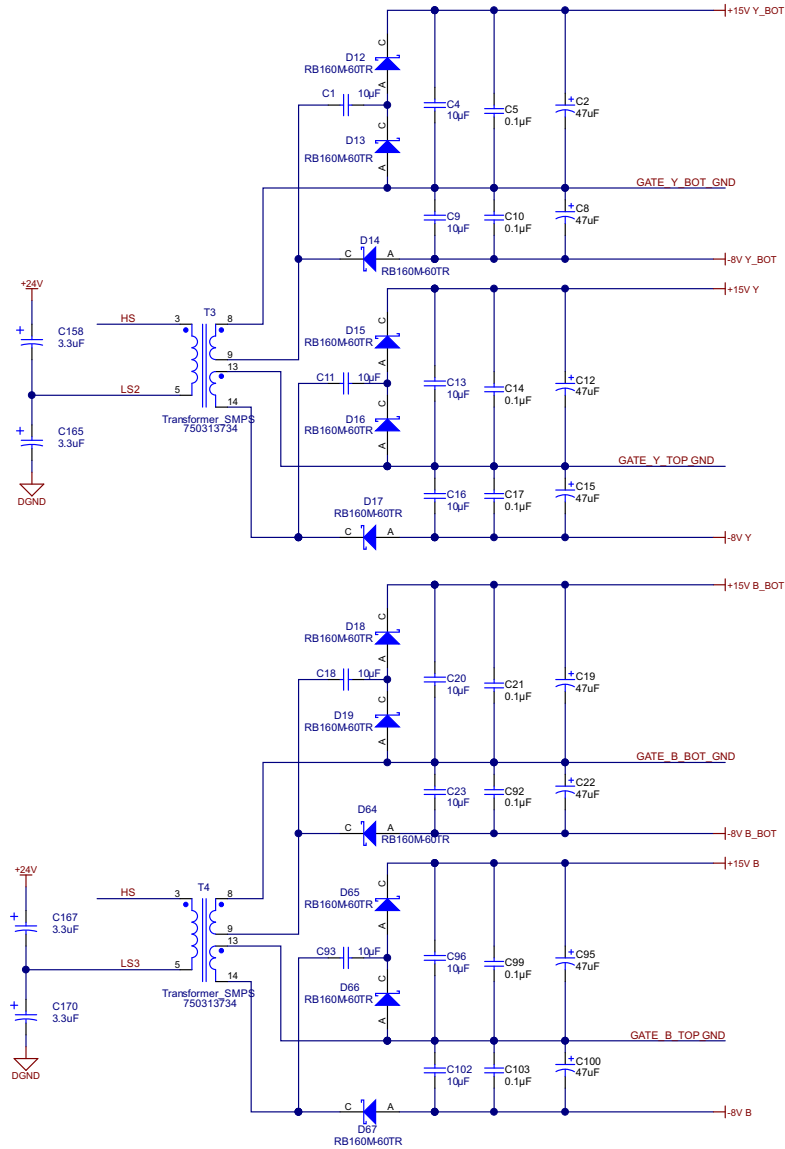


图 127. 栅极驱动器电源 (Y 和 B 相位)

Buck Converter 24V to 15V & 5V

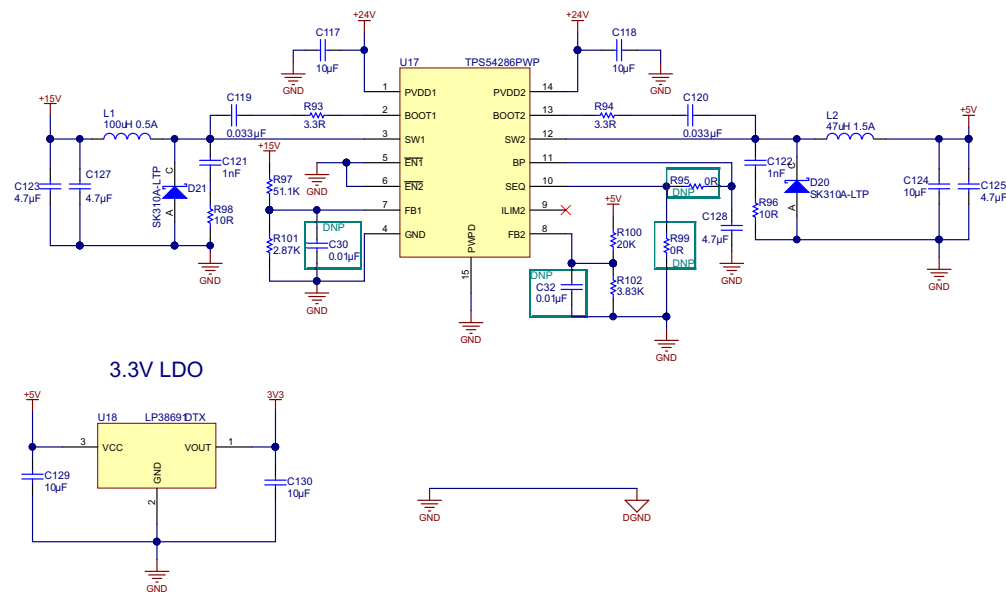


图 128. 降压转换器，将 24V 转换为 15V 和 5V

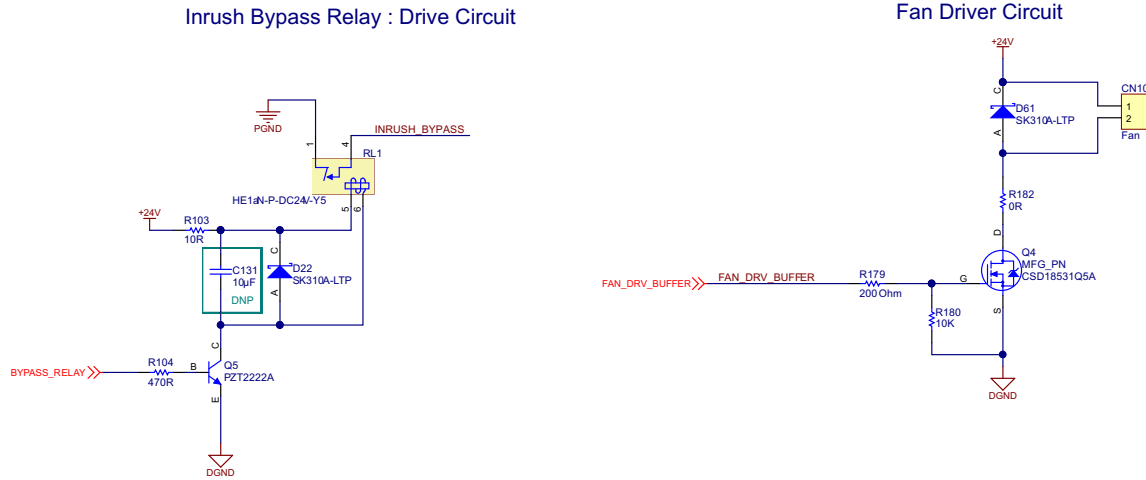


图 129. 浪涌继电器

## 8.2 物料清单

要下载物料清单 (BOM)，请参见 [TIDA-00195](#) 的设计文件。

## 8.3 板层图

要下载板层图，请参见 [TIDA-00195](#) 的设计文件。

## 8.4 Altium 项目

要下载 Altium 项目文件，请参见 [TIDA-00195](#) 的设计文件。

## 8.5 光绘文件

要下载光绘文件，请参见 [TIDA-00195](#) 的设计文件。

## 8.6 装配图

要下载装配图，请参见 [TIDA-00195](#) 的设计文件。



## 9 参考文献

1. IEEE, 《电压 PWM 转换器系统直流链路电容上的 RMS 电流应力解析计算》, Kolar, J.W; ETH Zurich, Power Electron. Syst. Lab., Zurich; Round, S.D., 2006 年 7 月

## 10 术语

**PWM**— 脉宽调制

**LaunchPad**— 本文中引用的所有 LaunchPad 均指支持 InstaSPIN-FOC 的 C2000 LaunchPad

**CFM**— 立方英尺/分

**MCU**— 微控制器

**FET、MOSFET**— 金属氧化物半导体场效应晶体管

**IGBT**— 隔离式双极栅极晶体管

**ESD**— 静电放电

**EFT**— 电压快速瞬变脉冲群

**RPM**— 每分钟转速

**RMS**— 均方根

## 11 鸣谢

非常感谢 TI 工业接口事业部的 Kamat Anant 和 Baranwal Shailendra 对于本设计的技术支持与贡献。

## 12 关于作者

**KRISTEN MOGENSEN** 是德州仪器 (TI) 工业系统 - 电机驱动团队的一名系统工程师, 负责开发工业驱动参考设计。

**N. NAVANEETH KUMAR** 是德州仪器 (TI) 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 和继电保护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。

## 修订历史记录

注：之前版本的页码可能与当前版本有所不同。

Changes from Original (June 2015) to A Revision	Page
• 已添加 注释至 <a href="#">7.13 节</a> .....	46

## 关于 TI 参考设计的重要声明

德州仪器 (“TI”) 公司的参考设计仅供协助设计人员 (“设计人员”) 开发包含 TI 产品的系统。TI 未执行任何测试, 在已发布的文档中针对特定参考设计所专门描述的测试除外。

TI 提供参考设计以及任何其他技术、应用或设计建议、质量特性、可靠性数据或其他信息或服务并不会扩展或更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明, TI 提供此类参考设计或其他信息, 也不会产生任何额外的义务或责任。

TI 保留对其参考设计或其他信息进行更正、增强、改进以及其他更改的权利。

设计人员理解并同意, 设计人员仍要对设计其系统和产品时运用的独立分析、评估和判断负责, 同时全权负责保证其产品的安全性以及其产品 (以及用于设计人员此类产品的所有 TI 产品) 符合适用的所有法律法规以及适用的其他要求。设计人员表示, 对于其应用, 已具备创建或实施相关防护措施所需的所有专业知识, 能够 (1) 预料故障引发的危险后果; (2) 监视故障及其后果; (3) 降低可能引发危害的故障的几率并采用适当的措施。设计人员同意, 在使用或分发包含 TI 产品的任何系统之前, 设计人员应对此类系统进行全面测试, 并按此类 TI 产品在此类系统中的预期用途对 TI 产品的功能进行全面测试。设计人员不可将任何 TI 产品用于关乎性命的医疗设备, 除非已由各方获得授权的管理人员签署专门的合同对此类应用专门作出规定。关乎性命的医疗设备是指出现故障会导致严重身体伤害或死亡的医疗设备 (例如生命保障设备、心脏起搏器、心脏除颤器、人工心脏泵、神经刺激器以及植入设备)。此类设备包括但不限于, 美国食品药品监督管理局认定为 III 类设备的设备, 以及在美国以外的其他国家或地区认定为同等类别设备的所有医疗设备。

设计人员仅在开发包含 TI 参考设计中确定的 TI 产品的最终产品时, 才有权使用、复制及修改独立的 TI 参考设计。然而, 不会明示或暗示地以禁止反言或其他任何方式授予其他任何 TI 知识产权的许可, 也不会授予 TI 或其他任何第三方的任何技术或知识产权的许可, 包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权或与使用 TI 产品或服务的任何组合设备、机器或流程相关的其他知识产权。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。使用参考设计或前述的其他信息可能需要获得第三方专利权或其他知识产权的许可, 或 TI 的专利权或 TI 其他知识产权的许可。

TI 参考设计及其他前述信息均按“原样”提供, 并且可能包含错误。对于参考设计或参考设计的使用, TI 拒绝作出任何明示或暗示的担保或保证, 包括但不限于对准确性或完整性、所有权、任何常见故障担保以及试销性的任何暗示担保、对特定用途的适用性以及不侵犯任何第三方的知识产权进行保证。

对于任何索赔, 包括但不限于任何关于 TI 参考设计中所述产品的任何组合或基于此组合的侵权索赔, TI 不应承担任何责任, 也不应为设计人员提供辩护或赔偿。对于与参考设计或使用参考设计相关或由参考设计或使用参考设计而造成的任何实际、直接、特殊、附带、间接、惩罚性、偶发、从属或惩戒性损害, 不管 TI 是否获悉可能会产生上述损害, TI 概不负责。

TI 半导体产品标准销售条款 (<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>) 适用于封装的集成电路产品的销售。其他条款可能适用于其他类型 TI 产品及服务的使用或销售。

对于因设计人员不遵从本声明所述条款和内容导致的任何损害、成本、损失和/或债务, 设计人员应承担全部责任, TI 及其代表不承担任何责任。

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道 1568 号中建大厦 32 楼, 邮政编码: 200122  
Copyright © 2016 德州仪器半导体技术 (上海) 有限公司

## 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权限制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 © 2016, Texas Instruments Incorporated