EiceDRIVER™ F3——具有短路保护功能的单通道增强型隔离栅极驱动器系列

技术说明——1ED332xMC12N

关于本文档

范围和目的

本文档概述了表 1 1ED332xMC12N 系列的基本行为和应用相关考量，特别描述了在典型应用中使用的外部组件的尺寸设计。

表 1. EiceDRIVER™ 1ED332xMC12N（F3）产品系列

产品名称	栅极驱动器电流（典型值）	输出	欠压锁定（UVLO）	故障关闭
1ED3320MC12N	+3.3 A / -6 A	OUTH/OUTL	12 V	软关断
1ED3321MC12N	+6 A / -8.5 A	OUTH/OUTL	12 V	软关断
1ED3322MC12N	+6 A / -8.5 A	OUTH/OUTL	13.6 V	硬关断
1ED3323MC12N	+6 A / -8.5 A	OUT	12 V	硬关断

目标读者

本文件的目标受众为电力电子系统的硬件设计工程师。

目录

关于本文档 1

目录 2

1 简介 3

2 输入侧 4

2.1 输入侧电源 4

2.2 输入信号的上拉和下拉电阻 5

2.3 输入侧滤波 5

2.4 *IN+*与 *IN-*应用的使用方法 6

2.5 状态反馈与复位信号 8

3 输出特性 9

3.1 输出侧电源 9

3.2 输出端子 *OUTH* 和 *OUTL*，或 *OUT* 11

3.3 短路箝位 11

3.4 有源米勒钳位端子——*CLAMP* 11

3.5 过电流保护——DESAT 12

4 设计中注意事项 15

4.1 输出电源电容选择 15

4.2 栅极电阻选择 15

4.3 功率耗散的估算 17

5 应用示例 18

5.1 IGBT 短路关断 18

5.2 CoolSiC™ MOSFET 的短路关断，C_{DESAT} = 51 pF 19

5.3 CoolSiC™ MOSFET 短路关断，无退饱和电容 19

5.4 在 DESAT 充电电路中，使用带有防过驱动电路的 CoolSiC™ MOSFET 实现短路关断 20

文档修订记录 21

声明 22

1 简介

1ED332xMC12N 系列是一组增强型、电隔离的单通道驱动 IC，采用 DSO-16 300 mil 装。该系列驱动 IC 提供高达 8.5A 的典型峰值输出电流。1ED332xMC12N 系列产品特点组合旨在满足市场需求，包括软关断和硬关断故障断开、IGBT 和 SiC 欠压锁定（UVLO）设置、两种不同的输出电流强度以及两种不同的输出配置。

1ED3323MC12N 旨在替代英飞凌 EiceDRIVER™ 1ED020I12-F2，并提供更加强大的输出级。

1ED332xMC12N 的逻辑输入端可在 3.3 V 和 5 V 的电源电压下安全运行。所有输入结构的阈值均与电源电压成比例。

可设置宽的输出侧供电电压（最高 40V），只要不超过 40V 的绝对最大值，即可设置为正极和负压。所有驱动 IC 的输出部分均具备主动关闭功能。

通过无磁芯变压器技术实现隔离屏障间的数据传输。

Note: 可以使用 Eval-1ED3321MC12N 评估板可对英飞凌 EiceDRIVER™1ED332xMC12N 栅极驱动器 IC 系列进行评估和深入理解。

2 输入侧

栅极驱动器 IC 的输入侧包含两个控制信号输入引脚 *IN+*和 *IN-*，两个用于输入芯片供电的电源端 *VCC1* 和*参考地 GND1*，一个用于内部状态反馈的 *RDY* 输出，一个用于故障状态反馈的*/FLT* 输出，以及一个用于复位故障状态的*/RST* 输入。

其输入特性还包括输入电源的欠压锁定、逻辑输入和输出的上拉和下拉电阻以及信号滤波功能。

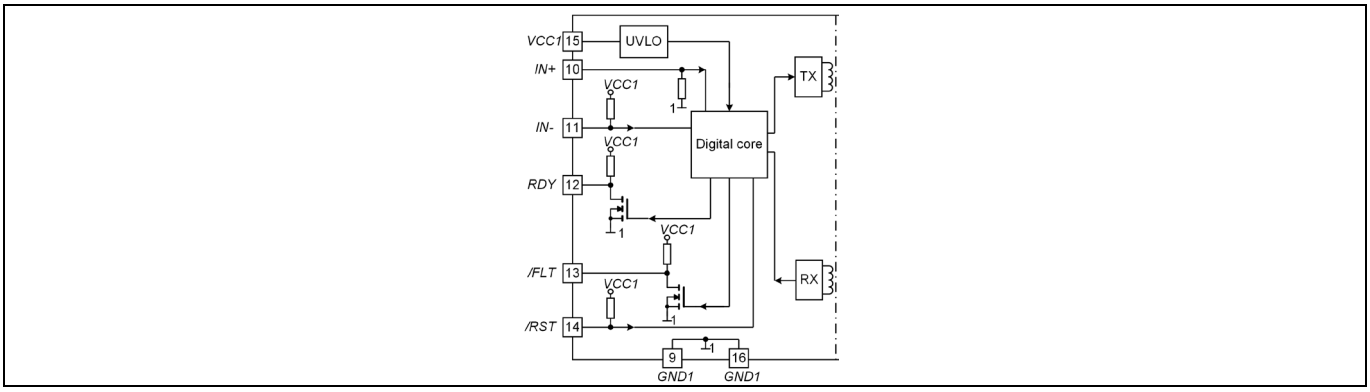


图 1. 输入侧框图

2.1 输入侧电源

输入端的供电电压可在 3.3V 至 7V 的 V_{VCC1} 之间调节。此范围提供了针对非理想布局中，标准 3.3V 供电电压下的电源轨道尖脉冲和耦合的余量。严禁实施超出绝对最大电压额定值的工作，否则可能会造成内部集成电路损坏。

电源电压应通过一个合适的低阻抗电容器和低阻抗布局，连接至电源电压的源头。电容器应紧邻驱动 IC 放置，以稳定集成电路输入端的供电条件。图 2 图中的高亮回路展示了应尽可能减小的供电杂散电感。

一般来说，1 µF 的去耦电容器适用于大多数设计工况。

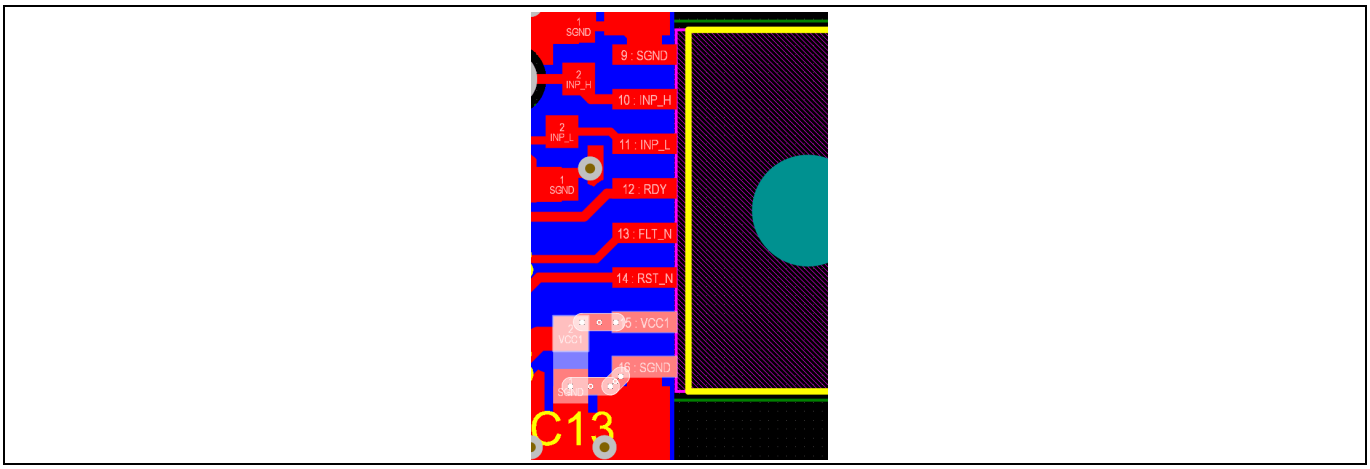


图 2. *VCC1 端子*供电电容器的良好布局实践

2.2 输入信号的上拉和下拉电阻

输入的上拉或下拉电阻确保在对应输入未连接的情况下保持关闭状态。这些电阻器的最小值为 25 kΩ。即使 VCC1 引脚上的电压达到允许的最大值，受这些电阻的影响，输入电流仍保持在 1 mA 以下。

对于输入引脚 *IN+* 和 *IN-*，设计的上拉和下拉电阻可以连接到外部电源或地电位，从而实现单个驱动器输入的一直有效。

对于状态输出引脚*/FLT* 和 *RDY*，使用电阻确保在栅极驱动器处于正常工作模式时，开漏输出能够返回高电平。在恶劣环境下运行时，建议使用外部上拉电阻（例如 4.7 kΩ），以提高应用安全性。同理，对于*/RST* 输入，使用上拉电阻确保其可以被开漏信号驱动。

2.3 输入侧滤波

阻容滤波器是抑制或减少串扰和寄生耦合效应的常用方法。然而，如图 3 所示，外部阻容滤波器并不精确，其公差不对称。尤其是当时间常数较大时，这可能会使得基于半桥的功率变换器死区时间的计算更加困难。

英飞凌 EiceDRIVER™ 1ED3332xMC12N 集成电路系列提供具有对称公差和高精度的集成噪声滤波器。集成噪声滤波器有助于将外部阻容滤波器降至最小，从而将公差降至最低。这种组合解决方案的性能通常优于没有集成噪声抑制滤波器的栅极驱动 IC。

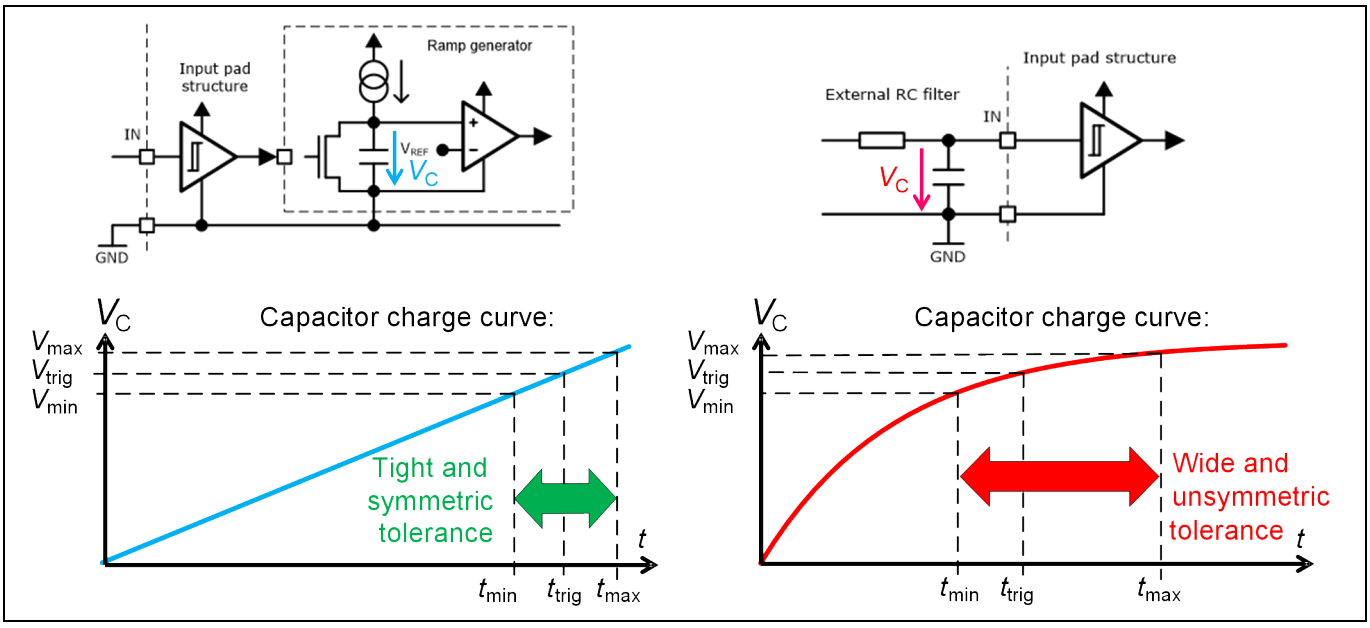


图 3. 集成滤波器（左）与外部滤波器（右）的公差对噪声抑制效果比较。

2 输入侧

驱动 IC 的输入部分会过滤所有输入信号，以抑制由外部影响触发的短脉冲。

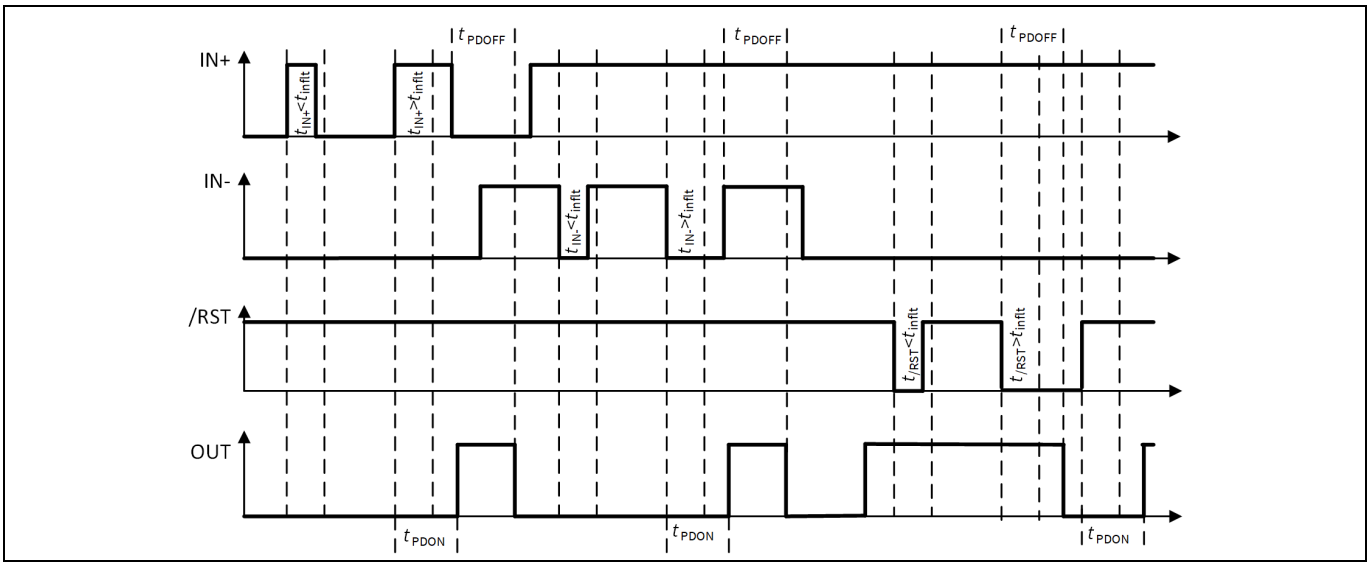


图 4. 输入脉冲抑制及开关传播延迟

每个小于引脚 *IN+*输入脉冲抑制时间（t_{inflt}）的 *IN+*脉冲都会被滤波，不会传递至输出芯片。如图 4 所示，较长脉冲会通过传播延迟 t_{PDON} 和 t_{PDOFF} 发送到输出。此行为同样实现在 *IN-*和*/RST* 输入端。

2.4 *IN+*与 *IN-*应用的使用方法

反相（*IN-*）和非反相（*IN+*）输入引脚提供了多种可能性，可连接脉宽调制输入和逻辑信号，以满足各种控制和保护用途的需求。

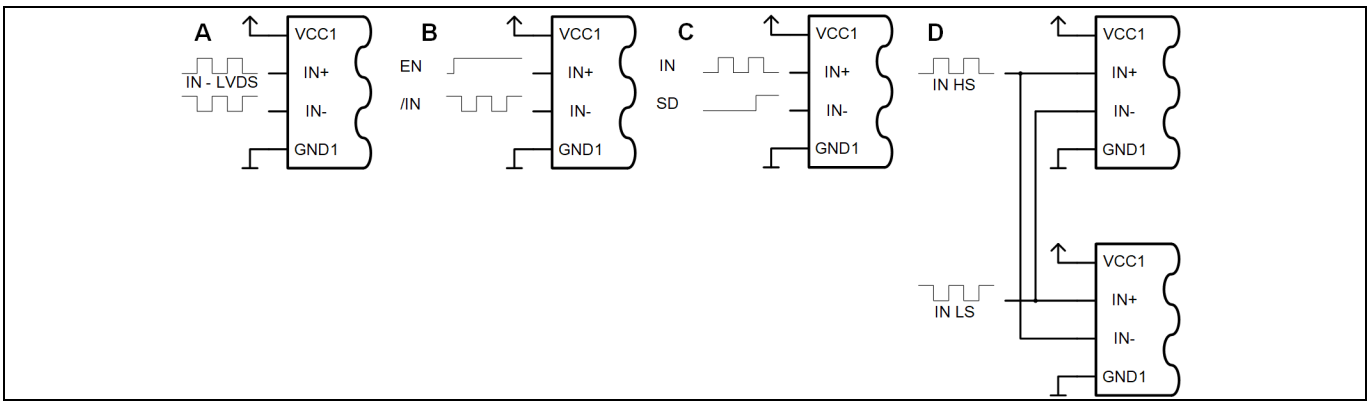


图 5. *IN+*和 *IN-*输入端的使用方法

2 输入侧

除了使用差分信号（A）同时输入（*VCC1* 与 *GND1* 电平），仅用一个输入信号实际控制开关时，第二个输入可用于其他功能，例如使能（B）、关闭（C）或互锁（D）。

A）差分信号

在 *IN*+和 *IN* 引脚上施加逻辑电平差分信号，*VCC1* 引脚提供正极电平，*GND1* 引脚提供负极电平，这样可以提高共模噪声的抑制能力。

B）使能

使用 *IN*+引脚作为使能信号，可以让 *IN*-控制带有反向逻辑输入信号的输出 PWM。使能信号随后可以共享给整个逆变器的栅极驱动器 IC，以便通过单个控制信号启动操作。

C）关闭

使用 *IN* 引脚作为关机信号，可以让 *IN*+引脚以非反相逻辑输入信号控制输出 PWM。随后，可以通过整个逆变器的栅极驱动 IC 共享关机信号，从而使用单个控制信号来停止运行。

D）互锁

互锁机制常用于半桥配置中，以避免高压直流总线电源产生直通电流。将顶部和底部驱动 IC 的以下输入信号引脚连接在一起，可同时禁止两个通道的静态开启：

- 顶部驱动器的非反相输入（*IN*+）与底部驱动器的反相输入（*IN*-）相连
- 底部驱动器的非反相输入（*IN*+）与顶部驱动器的反相输入（*IN*-）相连通。

栅极驱动器和功率开关的动态开关特性往往会导致短时击通现象。为避免功率开关的导通时间重叠，建议在微控制器中对 PWM 生成设置适当的死区时间。

2.5 状态反馈与复位信号

栅极驱动器配备有两个状态反馈输出：*RDY* 和*/FLT*，外加一个复位输入/RST。

RDY 是一个开漏式就绪状态输出引脚，用于指示栅极驱动器 IC 的正确操作。当 *RDY* 信号为高电平时，栅极驱动器 IC 的输入输出两侧供电电压均高于 UVLO 电平，且两芯片间的内部通讯正常工作。在正常运行过程中，看门狗定时器负责监测内部信号传输。如果在给定时间内传输失败，驱动晶体管将被关闭，*RDY* 输出将报告内部错误。

/FLT 是一个开漏故障报告输出，用以指示被驱动的功率晶体管发生退饱和（DESAT）故障。如果发生退饱和，*/FLT* 会被主动拉至低电平。

/RST 是一个开漏输入，具有以下两个功能：

- 功能 1：启用或关闭栅极驱动器 IC。当*/RST* 处于低电平时，栅极驱动器 IC 的输出会被主动拉低。集成滤波器确保栅极驱动器 IC 能够抵抗毛刺干扰。
- 功能 2：重置栅极驱动器 IC 的 DESAT 故障状态。如需复位由*/FLT* 输出信号表示的 DESAT 故障状态，应当将*/RST* 引脚拉低一段时间 t_{RST}。

3 输出特性

本部分介绍了 EiceDRIVER™ 1ED332xMC12N 同系列所有栅极驱动器输出部分。

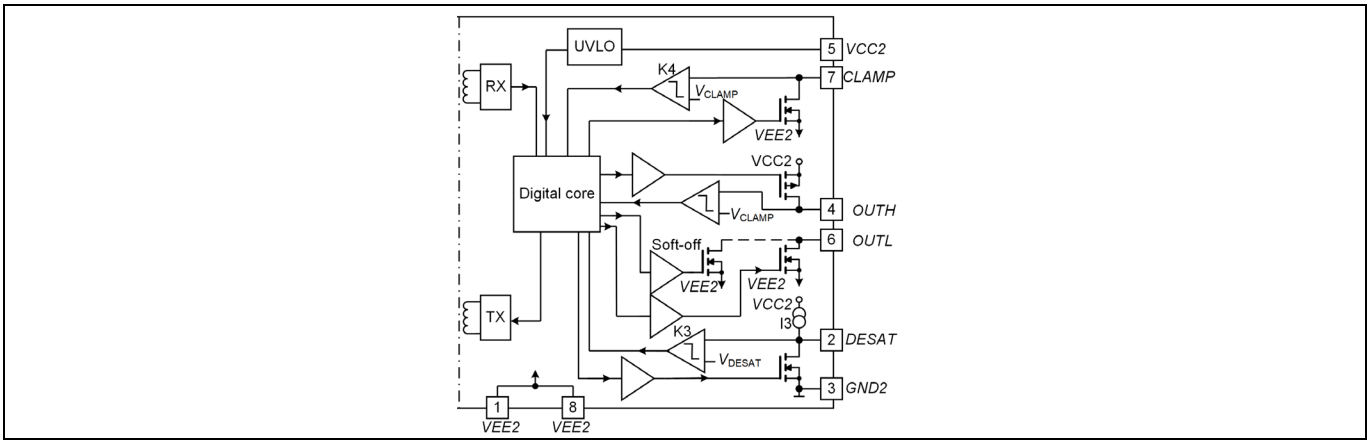


图 6. 输出侧框图

3.1 输出侧电源

输出供电范围的绝对正极最大额定值为 40 V，适用于所有型号。因此，这些栅极驱动器 IC 能够为连接的功率开关提供正负栅极电压。

不同栅极驱动器变体的欠压锁定阈值经过优化，以便与 IGBT、Si MOSFET 或 SiC MOSFET 配合使用。所有型号都提供了与 IGBT 和 MOSFET 兼容的无限制功能。

表 2. 输出欠压锁定阈值电平

参数	符号	值	单位
1ED3320、1ED3321、1ED3323 的最大开启电平	V_{UVLOH2}	12.6	V
1ED3322 的最大开启电平	V_{UVLOH2}	14.2	V
1ED3320、1ED3321、1ED3323 的最小关断电平	V_{UVLOL2}	10.4	V
1ED3322 的最小关断电平	V_{UVLOL2}	11.9	V

1ED332xMC12N 驱动器支持两种不同的供电配置——双极性供电和单极性供电。

3 输出特性

如图 7 所示，在驱动 IGBT 时，若采用正负电源配置时，驱动器通常在 *VCC2* 处接 15V 的正压，在 *VEE2* 处接-8V 的负压。负电源-可在快速 dV/dt 瞬态时防止动态开启。若使用适当的负供电电压，建议将 CLAMP 连接至 IGBT 栅极（非强制性要求）。

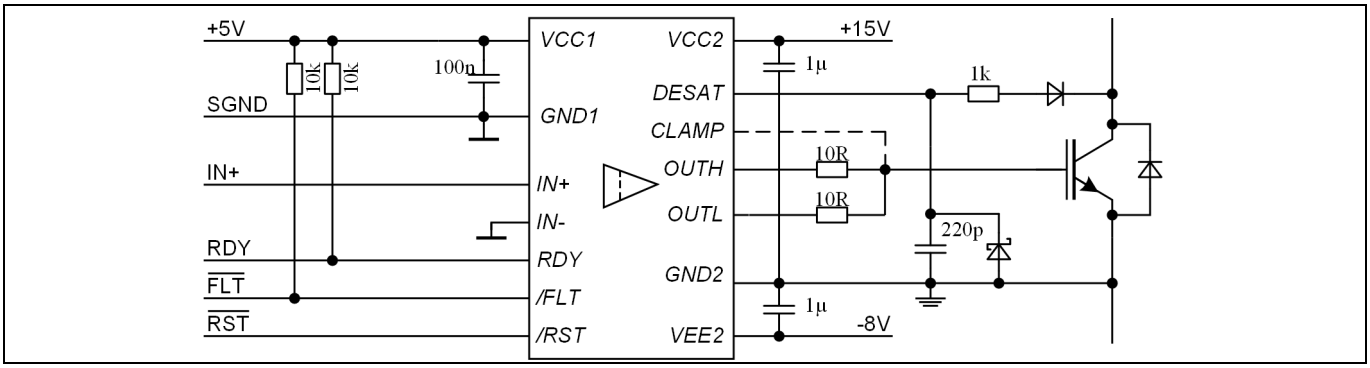


图 7. 正负电源应用示例

在单极性供电配置中，驱动器通常以 15V 的正压在 *VCC2* 处供电。*VEE2* 需要连接到 *GND2*。

为避免由于快速 dV/dt 导致的 IGBT 误触发，可以使用有源米勒钳位功能。如图 8 所示，CLAMP 输出直接连接至 IGBT 栅极。

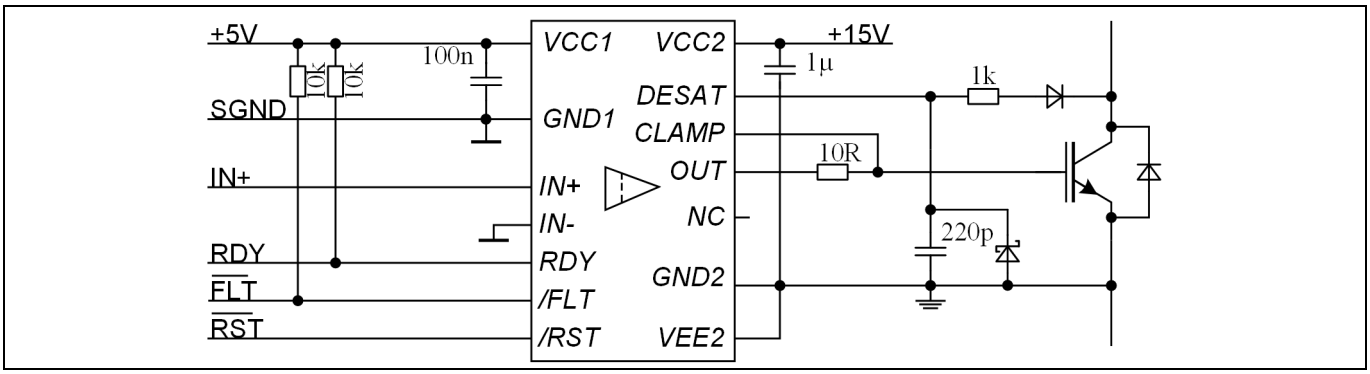


图 8. 单极性供电应用示例

3.2 输出端子 *OUTH* 和 *OUTL*，或 *OUT*

在栅极驱动 IC 中，拉电流和灌电流分开输出，可以使用单独的门极电阻来控制功率开关的开启和关闭。为与英飞凌 EiceDRIVER™ 1ED020I12-F2 保持封装兼容性，1ED3323MC12N 仅设有一个输出引脚 *OUT*，既能提供也能吸收电流。

驱动 IC 的输出端子能提供轨至轨输出。此功能可在导通状态下精确控制栅极电压。即使在短路情况下，该功能也能确保栅极电压不会超过 *VCC2* 供电电压。由于集成电路具有很低的内部 R_{DSon}，因此功率晶体管的开关行为主要受栅极电阻的控制。这不仅降低了驱动 IC 内部产生的低电压降，还减少了驱动 IC 的功率耗散。

输出端的主动关闭功能确保在输出侧未连接电源或处于欠压锁定状态时，功率晶体管处于安全关闭状态。晶体管的栅极被钳位在端子 *OUT*/*OUTL* 至 *VEE2* 之间。

3.3 短路箝位

在短路情况下，受米勒电容反馈的影响，功率晶体管栅极电压往往会上升。通过连接在 *OUT* 或 *OUTH* 及 *CLAMP* 之间的附加内部保护电路，将该电压限制在略高于供电电压的值。最大电流为 500 mA，持续时间为 10 µs，可通过这些路径之一反馈至电源。若预期电流较大或需要更大的钳位，则需添加外部肖特基二极管。

3.4 有源米勒钳位端子——*CLAMP*

有源米勒钳位功能可在连接的 IGBT 或功率晶体管经历高 dV/dt 过渡时，降低寄生导通的风险。

内在栅极集电极 C_{GC} 和栅极发射极 C_{GE} 电容的位移电流可能会导致 V_{GE} 电压的升高。当电压达到 IGBT 阈值时，功率开关动态开启。若常规的放电路径未通过 R_G 降低栅极电压，功率开关会保持开启状态。例如，在半桥配置中，已关闭的 IGBT 在相应的 IGBT 开启阶段会倾向于动态触发导通。

该栅极驱动器 IC 实现的 CLAMP 功能在钳位非激活状态下监测栅极电压。一旦栅极电压低于 2V（相对于 *VEE2*），便会激活 *CLAMP* 与 *VEE2* 之间的附加放电路径。钳位电路在栅极驱动器再次开启前保持激活状态。为实现最佳的钳位效果，需优化栅极与 *CLAMP* 引脚间电路布局，以实现尽可能低的电感。

3 输出特性

图 9 展示了一个仅包含 CLAMP 功能及其与 IGBT 连接的简化功能块图。

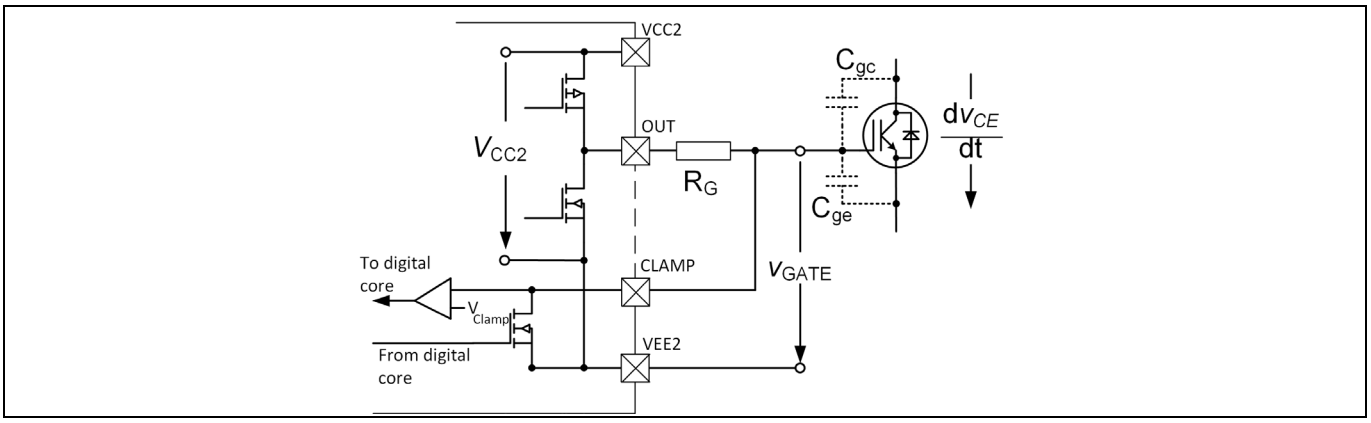


图 9. 简化输出框图，仅展示 CLAMP 功能及与 IGBT 的连接部分

3.5 过电流保护——DESAT

退饱和保护确保在短路时（即电流大于额定值的 5 倍，非过流情况）对 IGBT 进行保护。EiceDRIVER™ 1ED332xMC12N 系列的 *DESAT* 引脚用于监测 IGBT 的集电极－发射极电压 V_{CE}，以检测由短路引起的退饱和现象。当 *DESAT* 电压上升并达到设定值时，驱动芯片的输出被拉低，同时激活/*FLT* 输出。

可编程消隐时间，$t_{DESATBLANK}$ 用于在正常开启操作期间为 IGBT 饱和提供足够的时间。此消隐时间由高精度内部电流源及外部电容器提供。

图 10 展示了故障检测电路监测 IGBT 的发射极至集电极电压 V_{CE}。大电流可能会使 IGBT 晶体管发生褪饱和。这种情况会导致 V_{CE} 增大。由于二极管的存在，D_{DESAT} 在前沿消隐时间结束后，经过 $t_{DESATleb}$ 消隐时间，内部电流源 I_{DESATC}（500 µA）开始对外部电容器 C_{DESAT} 进行充电。当 *DESAT* 电压在 C_{DESAT} 上升并达到 DESAT 基准电平 $V_{DESATth}$（9 V）时，输出部分的数字核将关闭栅极。

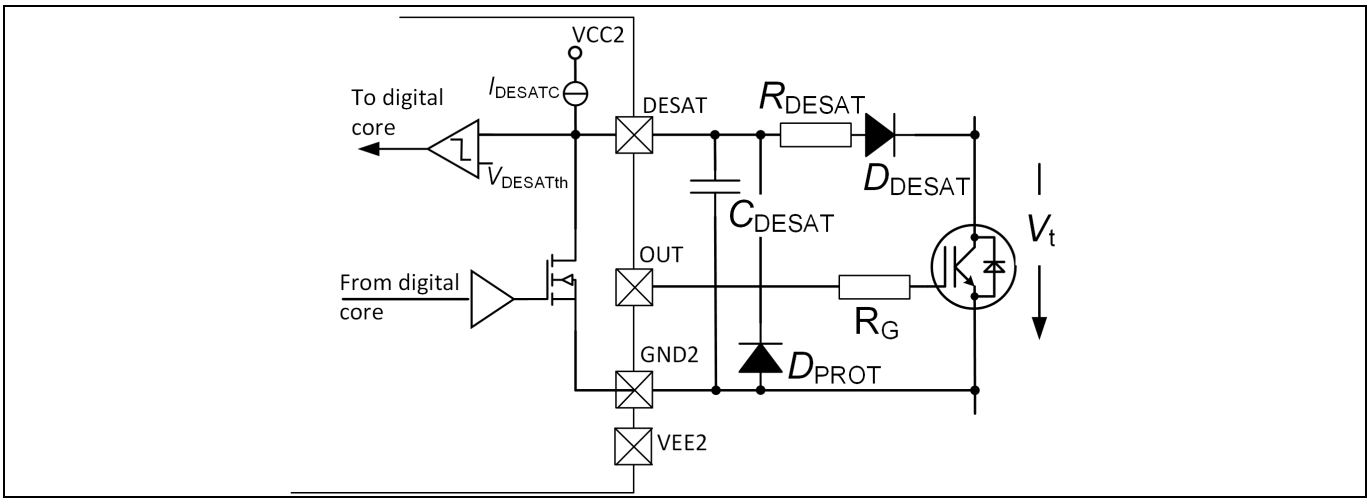


图 10. DESAT 电路

建议在 *DESAT-GND2* 之间使用保护二极管 D_{Prot}，以限制 *DESAT* 输入端的负电压大小。根据绝对最大额定值，电压不允许低于-0.3 V。应基于 IGBT 集电极－发射极的最大绝对额定值、低寄生电容和低恢复电流（以最小化噪声耦合和开关延迟）来选择二极管 D_{DESAT}。

由于所使用的 EiceDRIVER™ 1ED332xMC12N 型号不同，可能是硬关断或软关断。

如图 11 所示，在正常操作过程中，若使用硬关断版本，则栅极的关闭速度会更快。

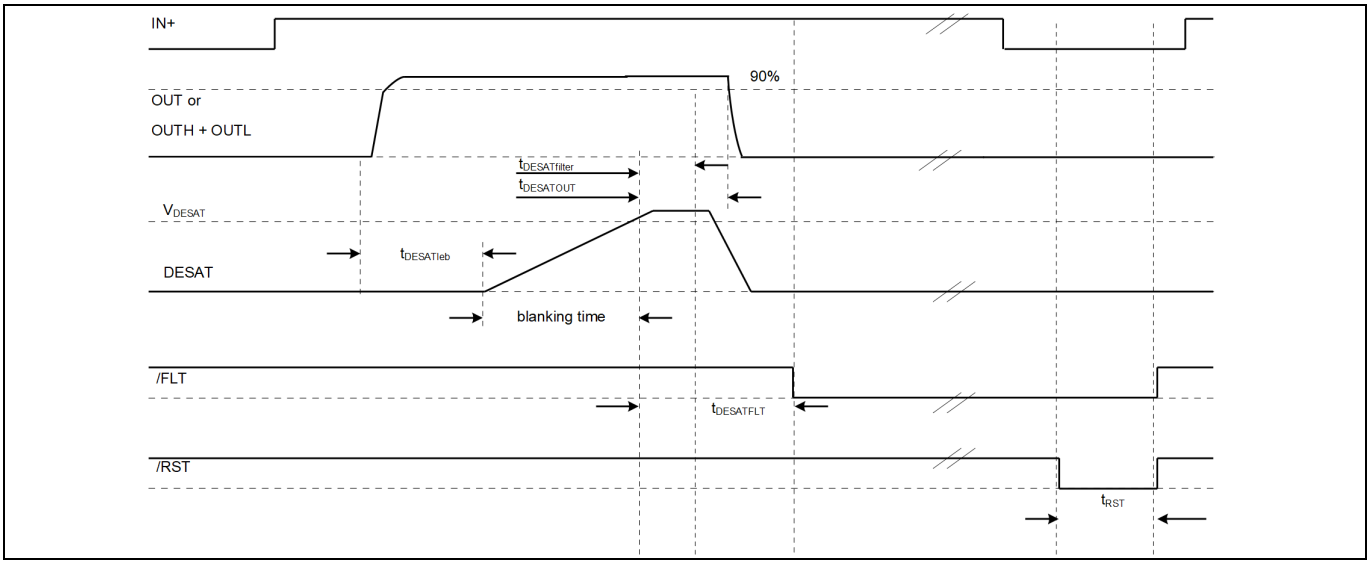


图 11.　带硬关断的 DESAT 时序图

如图 12-所示，在软关断版本中，使用内部电流源以受控方式关闭栅极。这有助于减小电路电感和高短路电流引起的功率晶体管关断过冲。

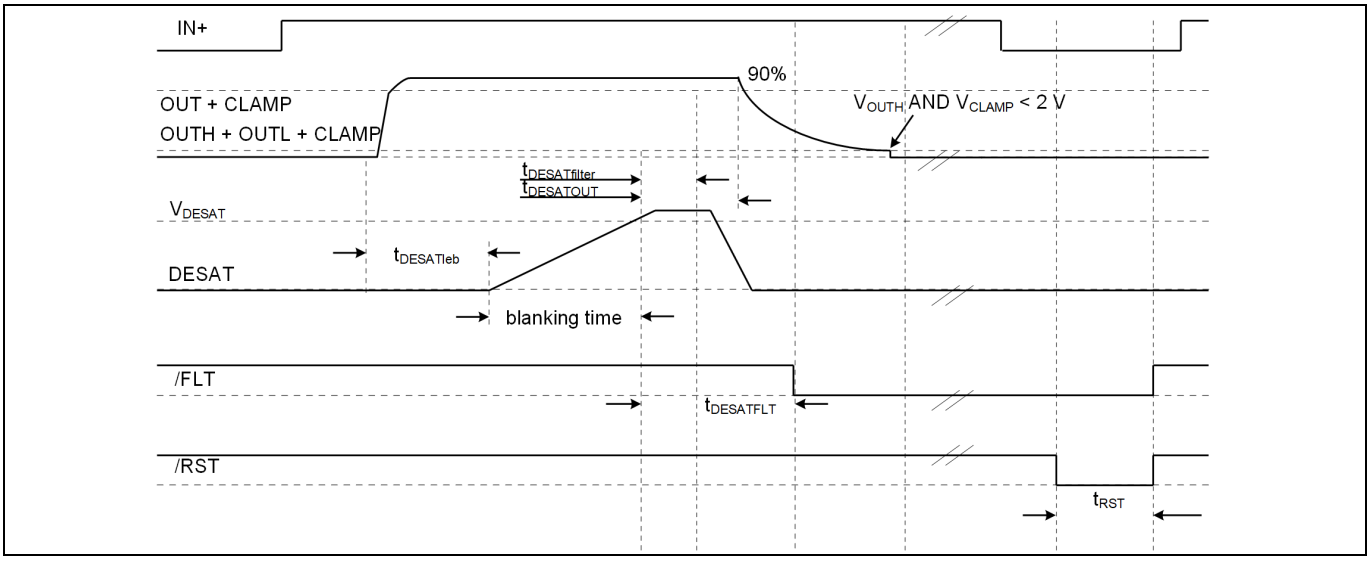


图 12.　带软关断的 DESAT 时序图

外部电容器 C_{DESAT} 定义了 DESAT 消隐时间 $t_{DESATBLANK}$。可以按照以下方程式表达：

$$C_{\mathrm{DESAT}} = \frac{I_{\mathrm{DESATC}} \cdot t_{\mathrm{DESATBLANK}}}{V_{\mathrm{DESATth}}} \quad (1)$$

若 C_{DESAT} 值过大，将会减缓充电过程，并导致退饱和电流检测变慢。考虑到 IGBT 的短路耐受时间（通常小于 10 µs）t_{SC}，这可能会很危险。C_{DESAT} 的选择必须满足以下条件：

$$t_{\mathrm{DESATBLANK}} + t_{\mathrm{DESATOUT}} < t_{\mathrm{SC}} \quad (2)$$

这里的 $t_{DESATOUT}$ 指的是产品数据手册中定义的退饱和检测延迟至低电平的时间。建议选择 C_{DESAT} = 56 pF 的 DESAT 电容，该电容对应的消隐间隔为 $t_{DESATBLANK}$ = 2 µs。

在与退饱和二极管 D_{DESAT} 串联的位置，需要外部解耦电阻 R_{DESAT} 来限制因噪声通过退饱和二极管 D_{DESAT} 耦合而在 *DESAT* 引脚间流入和流出的电流。这种情况可能出现在 DESAT 检测期间。R_{DESAT} 可以通过以下公式计算：

$$V_{R_{\mathrm{DESAT}}} + V_{R_{\mathrm{DESAT}}} + V_{\mathrm{CE(sat)}} < V_{\mathrm{DESATth}} \quad (3)$$

$$R_{\mathrm{DESAT}} = \frac{V_{R_{\mathrm{DESAT}}}}{I_{\mathrm{DESATC}}} \quad (4)$$

建议在半桥拓扑中使用 1 kΩ的解耦电阻 R_{DESAT} 值。更高的 R_{DESAT} 值会使此功能对集电极电流的灵敏度提高，但过高的灵敏度也可能导致错误触发。

因此，该功能应仅用于检测完全退饱和，而不是过流。退饱和电容器 C_{DESAT} 和去耦电阻 R_{DESAT} 应尽可能靠近 *DESAT* 引脚放置。

4 设计中注意事项

设计时应考虑栅极电阻和输出供电电容器的选择，以及评估选定设计的功率耗散。

4.1 输出电源电容选择

关于驱动器输出电源电容器位置的一般设计原则是，应尽可能将其放置在靠近 IC 的电源引脚 *VCC2* 和 *VEE2* 处。

此外，电容器的值需要足够大，以限制在电源开关开启时的电压降。可以使用以下方程式初步估算电容器：

$$C = \frac{I_{Q2}/f_{sw} + Q_G}{\Delta V_{VCC}} \cdot 1.2 \quad (5)$$

此处的 I_{Q2} 代表栅极驱动器的拉（源）电流，f_{sw} 是开关频率，Q_G 是在选定工作条件下所选功率晶体管的总栅极荷，而ΔV_{VCC} 是栅极供电电压允许的最大电压变化。考虑到电容器和栅极电荷参数的典型公差变化，额外增加了 20%的余量。

例如，如果以 15 kHz 的频率驱动栅极电荷为 Q_G = 160 nC 的英飞凌 TRENCHSTOP™ IGBT4 IKW40N120H3，并接受 200 mV 的栅极电源电压变化，则所需的最小电容为

$$C = \frac{3\ \text{mA}/15\ \text{kHz} + 160\ \text{nC}}{200\ \text{mV}} \cdot 1.2 = 2.16\ \mu\text{F} \quad (6)$$

在这种情况下，应选择下一个更大的电容器尺寸。此电容器用于隔离栅极供电电压，应尽可能靠近 *VCC2* 和 *VEE2* 引脚放置。为适当去耦，应在引脚 *VCC2* 与 *GND2* 之间，以及 *GND2* 与 *VEE2* 之间放置一个 100 nF 的电容器。

4.2 栅极电阻选择

选择栅极电阻是设计栅极驱动电路的重要步骤。功率晶体管（如 IGBT）的栅极通过栅极电阻被充电至小于 V_{VCC2}，并利用栅极驱动器 IC 内部的源极和漏极晶体管向 V_{VEE2} 放电。图 13 为简图。

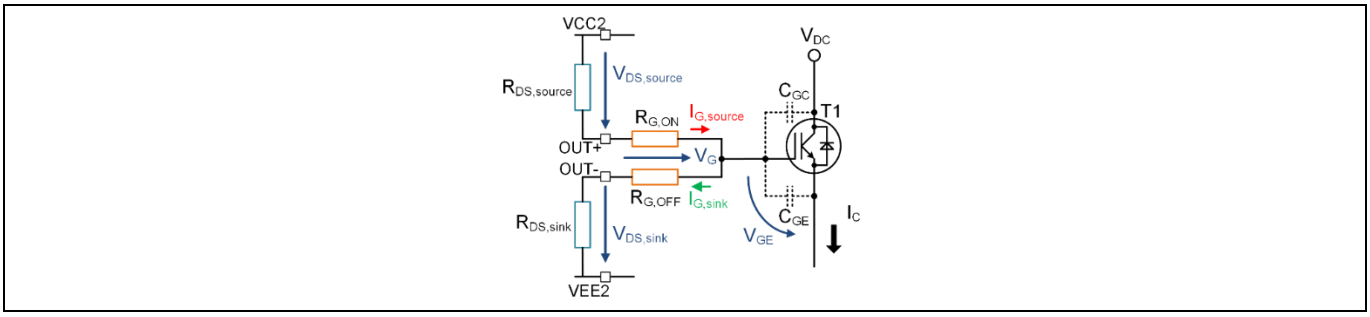


图 13. 简化了的栅极充电电路

目录

基于 MOSFET 的栅极驱动器输出可以简化为动态电阻（$R_{DS,source}$，$R_{DS,sink}$），在切换过程中会出现压降（$V_{DS,source}$, $V_{DS,sink}$）。图 14 展示了典型的 IGBT 开关波形。

在初始状态，即时间 t_0 时触发栅极放电，其电位与 *VEE2* 引脚相同。在此阶段，电源电压 *VCC2-VEE2* 在内部栅极电阻 $R_{DS,source}$、导通电阻 $R_{G,ON}$ 以及 IGBT 内部栅极电阻 $R_{G,int}$ 之间分配。这是栅极驱动 IC 需要提供的最大电流，可用于选择外部栅极电阻的合适脉冲电流等级。

在时间间隔 t_0 与 t_2 之间，栅极发射极电容 C_{GE} 被充电。随着栅极电压 V_{GE} 的增加，栅极电流 I_{GE} 会减小。

在 t_2 时，栅极电压达到米勒平台电平电压 V_{pl}。这是 IGBT 集电极电流达到其额定应用电流的位置，$I_{C,nom}$。此电流同时也决定了米勒平台电压的幅值。因此，应用电流越高，平台电压也就越高。

在 t_2 与 t_3 之间，栅极电压和栅极电流保持恒定，而栅极集电极电容 C_{GC} 则进行充电。这是功率晶体管开-通过程中的一个重要步骤。该间隔的持续时间由栅极电流的振幅决定。因此，能提供更高平均电流的栅极驱动器具备更快的开通速度。在此时间间隔内，集电极－发射极电压（V_{CE}）降至其导通状态值，同时定义器件两端的 dV/dt。米勒平台间隔越短，dV/dt 越高。

在 t_3 时刻，当栅极集电极电容充电完毕，且 V_{CE} 达到其近似导通状态值后，栅极电压再次开始上升，直至达到 *VCC2* 的水平。在此期间，V_{CE} 持续降低，直至达到其饱和电压，该电压与所选的 *VCC2* 电压相关联。而栅极驱动器达到轨电压的能力及其所需时间至关重要，因为这可以减少 IGBT 的损耗。

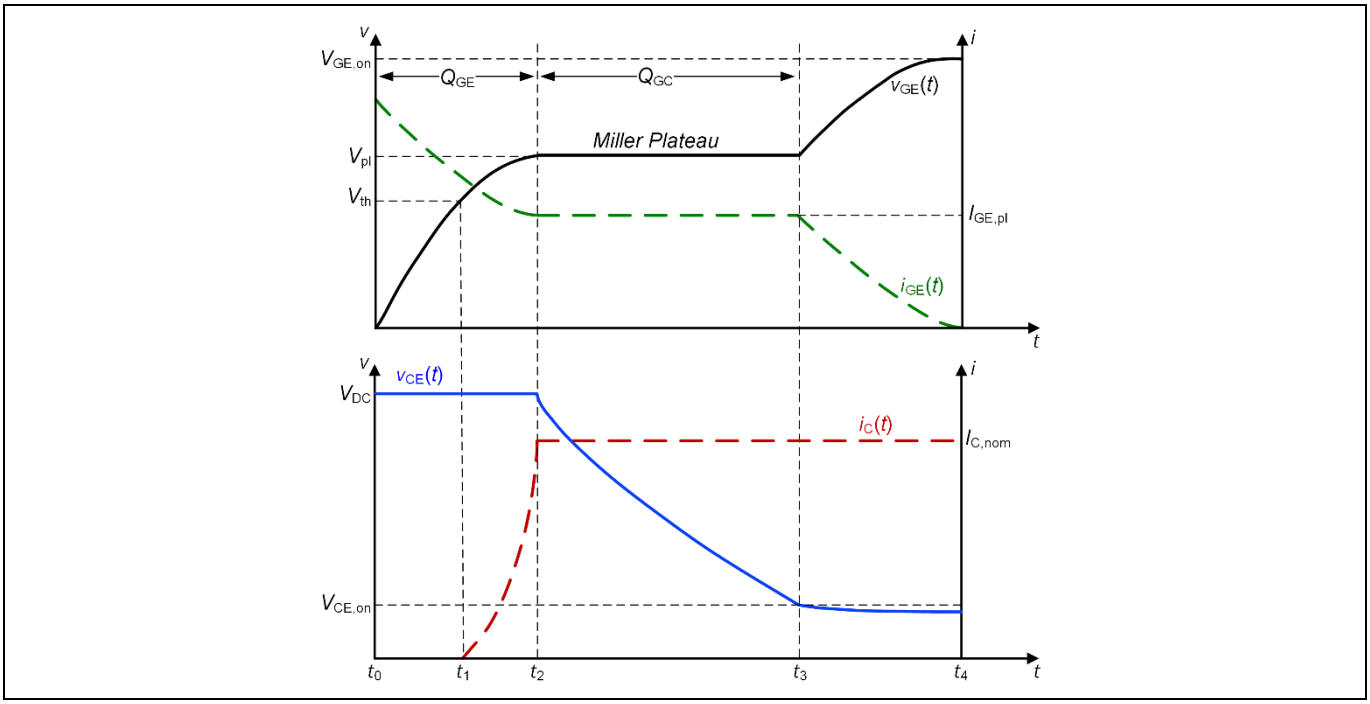


图 14.　IGBT 开通波形

从上述解释中可以看出，在 IGBT 开关过程中，最重要的时间段之一是在米勒平台期内的 t_2 与 t_3 之间，此时栅极集电极电容被充电，集电极-发射极电压降低。已知应用中的集电极－发射极电压电压，可以使用以下方程式计算出集电极-发射极电压的转换时间 t_{ON}：

$$t_{\mathrm{ON}} = \frac{R_{\mathrm{G,on}} + R_{\mathrm{DS,source}} + R_{\mathrm{G,int}}}{V_{\mathrm{VCC2}} - V_{pl}} \cdot Q_{\mathrm{GC}} \tag{7}$$

已知所需的集电极-发射极电压切换时间 t_{ON}，可以利用以下方程式得出 $R_{G,on}$：

$$R_{\mathrm{G,on}} = \frac{t_{\mathrm{ON}}}{Q_{\mathrm{GC}}} \cdot \left(V_{\mathrm{VCC2}} - V_{pl}\right) - R_{\mathrm{DS,source}} - R_{\mathrm{G,int}} \tag{8}$$

4.3 功率耗散的估算

除了在任何电力开关切换过程中栅极电阻上的功率损耗外，驱动 IC 内部也有相当大的功率损耗。

每个封装在特定工作条件下都能达到最大耗散功率，而不会超过最大结温。栅极驱动器 IC 输出部分（POUT）的内部功率损耗可按以下方式估算。

$$P_{\mathrm{OUT}} = P_{\mathrm{Q}} + P_{\mathrm{Source}} + P_{\mathrm{Sink}} \tag{9}$$

P_{OUT} 表示栅极驱动器输出侧的运行功率损耗。可以通过乘以工作源（拉）电流 I_{Q2} 与输出级的供电电压 V_{VCC2} – V_{VEE2} 来计算。

$$P_{\mathrm{Q}} = I_{\mathrm{Q2}} \cdot \left(V_{\mathrm{VCC2}} - V_{\mathrm{VEE2}}\right) \tag{10}$$

通过内部栅极驱动电阻 R_{DS} 与外部栅极电阻 R_G 之间的阻性电压分配器，可以估算开启(P_{source})和关闭(P_{sink})时的损耗，同时考虑总栅极荷 Q_G 和开关频率 f_{sw}。

$$P_{\mathrm{Source}} = \frac{1}{2} \cdot Q_{\mathrm{G}} \cdot f_{\mathrm{sw}} \cdot \frac{R_{\mathrm{DS,source}}}{R_{\mathrm{DS,source}} + R_{\mathrm{G,on}}} \cdot \left(V_{\mathrm{VCC2}} - V_{\mathrm{VEE2}}\right) \tag{11}$$

$$P_{\mathrm{Sink}} = \frac{1}{2} \cdot Q_{\mathrm{G}} \cdot f_{\mathrm{sw}} \cdot \frac{R_{\mathrm{DS,sink}}}{R_{\mathrm{DS,sink}} + R_{\mathrm{G,off}}} \cdot \left(V_{\mathrm{VCC2}} - V_{\mathrm{VEE2}}\right) \tag{12}$$

5 应用示例

本章中展示了几个使用 Eval-1ED3321MC12N 评估板的 1ED3321MC12N 操作示例。为简化评估和深入理解英飞凌 EiceDRIVER™ 1ED332xMC12N 栅极驱动 IC 系列，可使用 Eval-1ED3321MC12N 评估板。

英飞凌 EiceDRIVER™ 1ED332xMC12N 栅极驱动 IC 系列能够提供高达 8.5 A 的电流，因此既适用于高栅极电荷开关，如 IGBT 模块，也适用于需要高速开关频率的应用场合。

5.1 IGBT 短路关断

DESAT 功能旨在保护应用免受短路事件的损害。当功率晶体管（此处为 IGBT）在短路状态下被开启时，配备了 DESAT 电路的栅极驱动器能够防止其发生灾难性故障。图 15 展示了某一事件。

本例的使用对象为英飞凌的 TRENCHSTOP™ IGBT4 IKW40N120H3。

在时间 t = 0 ns 时，IGBT 开通。随着栅极电压上升，可以从集电极－发射极电压 V_{CE} 和电流 I_C 观察到 IGBT 开始切换开通。电流迅速增加到其饱和值，大约为 150 A。

DESAT 引脚电压在内部 DESAT 钳位下保持低电平，直至领先沿消隐时间大约 400 纳秒后结束。此后，钳位释放 DESAT 引脚，内部 DESAT 电流源开始以受控电流（500 µA）对 DESAT 电容器进行充电。

当 *DESAT* 引脚电压 V_{DESAT} 达到退饱和阈值电压 $V_{DESATth}$ 时，内部滤波器被激活，经过退饱和感应至输出低电平延迟 $t_{DESATOUT}$ 后，输出被拉低。

短路在大约 1.3 µs 内被关断。

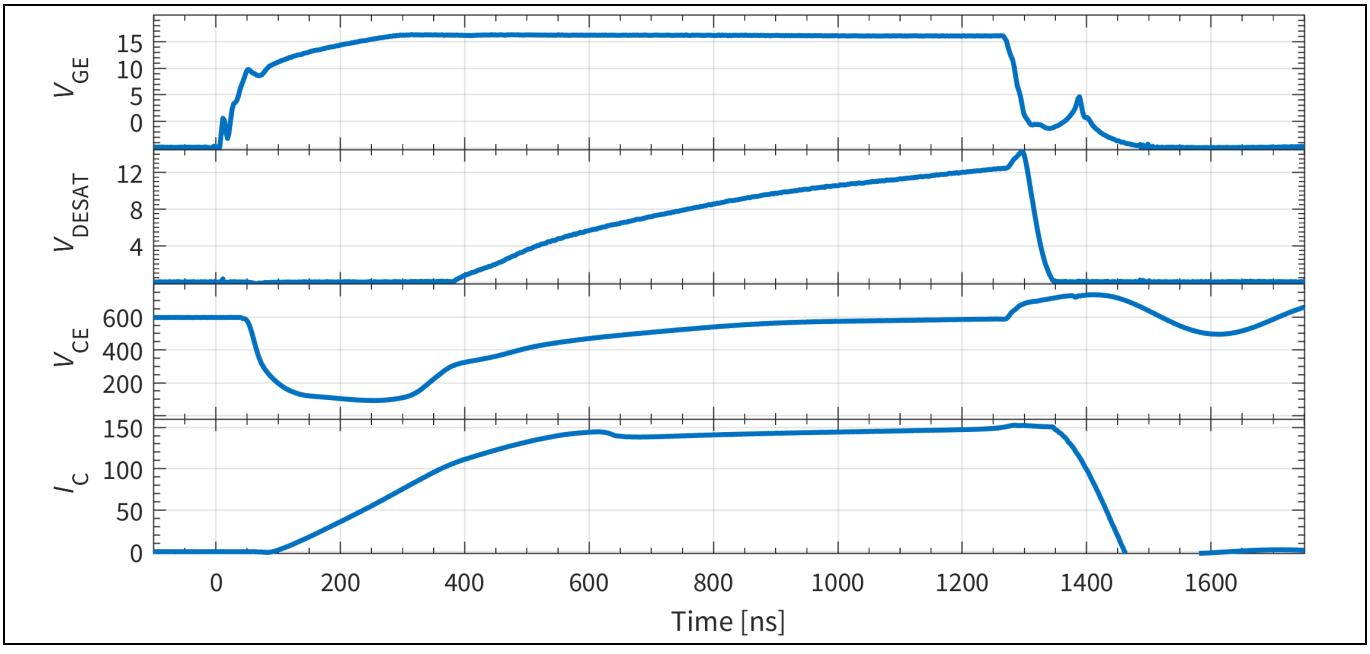


图 15. I 型短路关断

5.2 CoolSiC™ MOSFET 的短路关断，C_{DESAT} = 51 pF

DESAT 功能也可用于保护 SiC MOSFET。本例的使用英飞凌 CoolSiC™ IMW120R045M1 MOSFET。

为正确驱动 SiC MOSFET 的栅极，需调整输出侧电源，以确保栅极驱动器 IC 的次级侧可有+15V/-2V 的供电。SiC MOSFET 直接连接至 400 V 直流母线电容器。

类似于 5.1 节中的示例，如图图 16 所示，SiC MOSFET 在 I 型短路状态下被开启。SiC MOSFET 在电流上升至 250 A 时进入饱和状态。消隐时间过后，DESAT 引脚电压开始上升。一旦超过退饱和基准电平 $V_{DESATth}$，内部电路检测到退饱和现象，随后触发关-断。

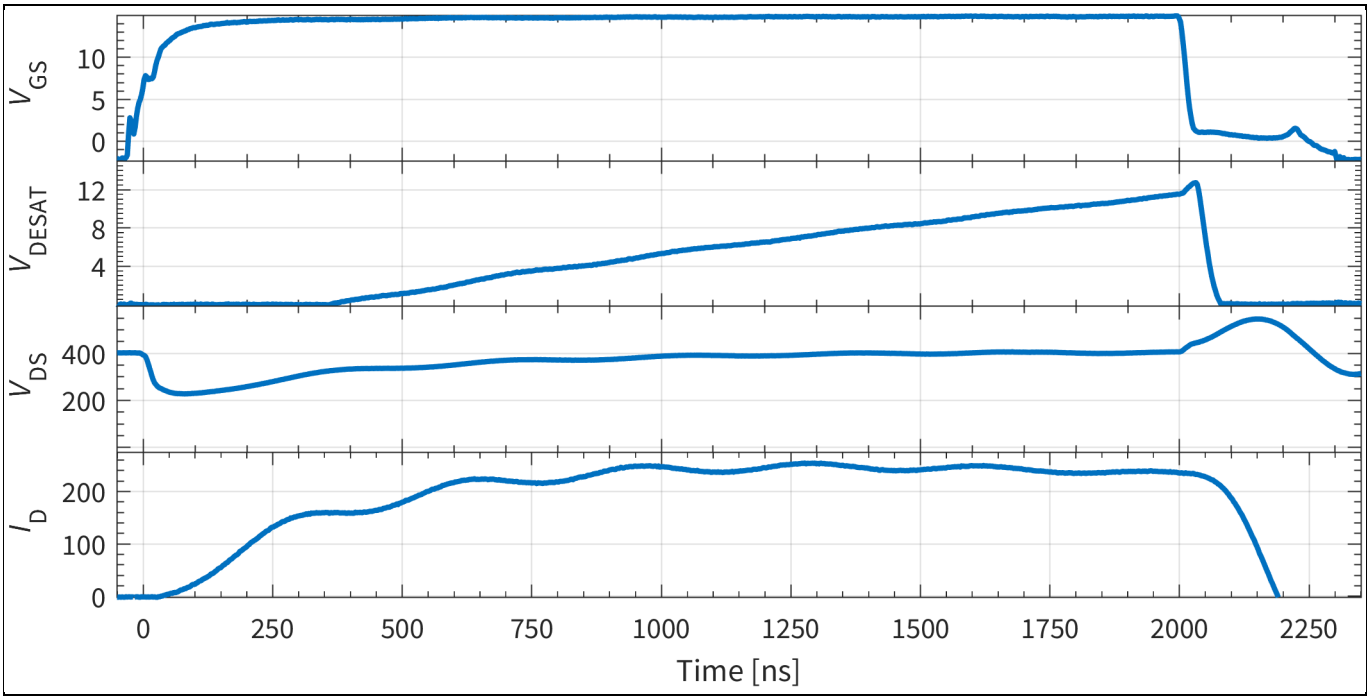


图 16. 使用 CoolSiC™和 C_{DESAT} = 51 pF 关断 I 型短路

CoolSiC™在大约 2 µs 内关闭。这种保护对 CoolSiC™ IMW120R045M1 MOSFET 来说是足够的，该 MOSFET 具有 3 µs 的短路承受时间能力。

5.3 CoolSiC™ MOSFET 短路关断，无退饱和电容

5.2 节的示例实现了大约 2 µs 的短路保护时间。若需要更快的退饱和保护时间，可以减小或完全去除退饱和电容器。然而，请注意，由于布局以及其他连接到栅极驱动器 DESAT 引脚的器件的寄生效应，总会存在一个寄生电容分量。去除 DESAT 电容器后，可将 DESAT 保护时间降至电路所允许的最小值。

图 17 显示了 SiC MOSFET 开通直接进入 I 型短路。MOSFET 在电流上升至 250A 时进入饱和状态。如 5.1 和 5.2 节所述，在前沿消隐时间过后，*DESAT* 引脚电压开始上升。由于无需对退饱和电容器进行充电，电压上升速度大大加快。当达到退饱和基准电平后的 $V_{DESATth}$ 时，保护机制将被激活。

在这种情况下，短路在大约 1.2 µs 内被检测并关断。

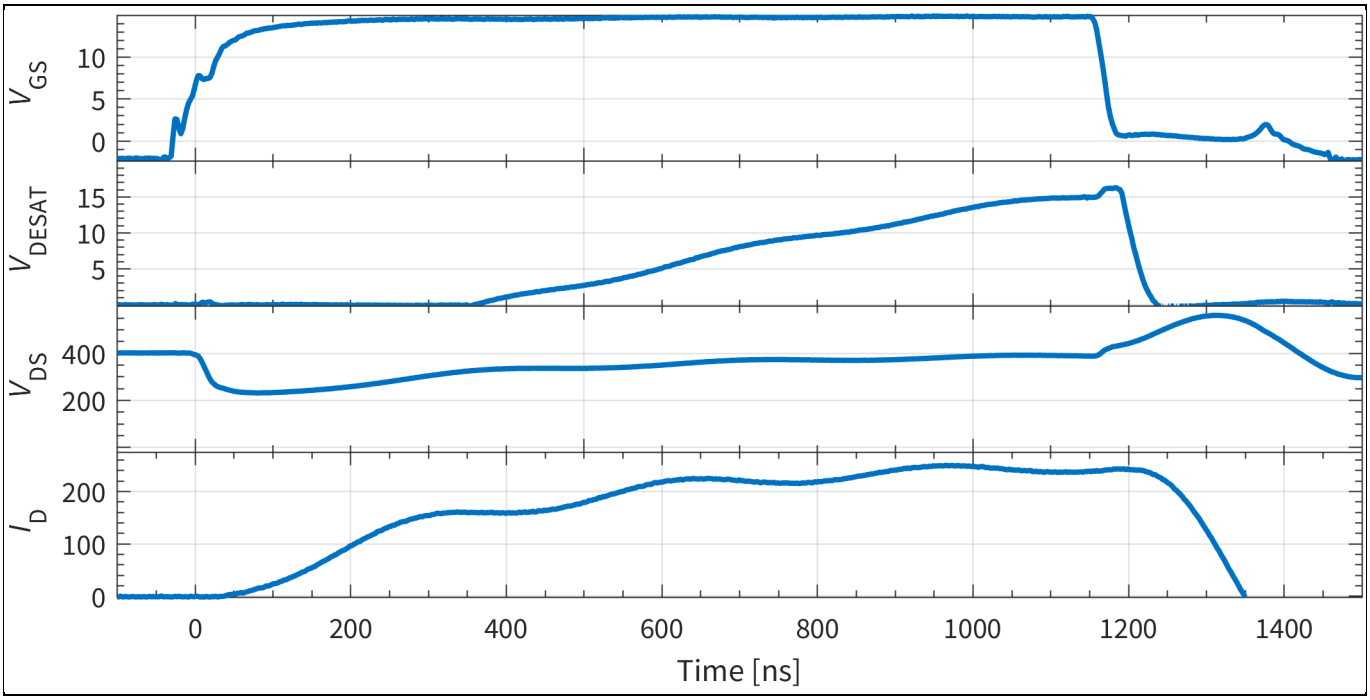


图 17. CoolSiC™ MOSFET 短路 I 关断，无退饱和电容

5.4 在 DESAT 充电电路中，使用带有防过驱动电路的 CoolSiC™ MOSFET 实现短路关断

在极少数情况下，即使减小去饱和电容也不够，去饱和检测电路可能会被外部电路过度驱动。通过将 *DESAT* 引脚通过电阻（R9）和二极管（D5）连接至晶体管栅极，可以补充 DESAT 电路电流源。电阻限制充电电流以及当消隐时间处于激活状态时流入 *DESAT* 引脚的电流。在没有电阻的情况下，DESAT 钳位晶体管内的功率耗散会不必要地增加。二极管的作用是防止在晶体管栅极被负压驱动时，*DESAT* 引脚被拉至低于接地电平。增加的电流会缩短 DESAT 反应时间。

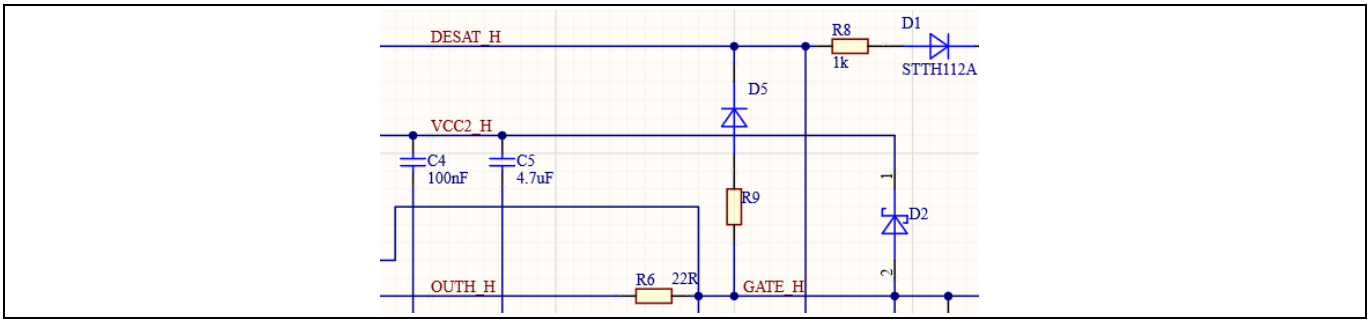


图 18. DESAT 引脚过驱动电路

文档修订记录

文档版本	提交日期	变更说明
V1.0	2022-01-28	首次发布
V1.1	2022-02-22	更新产品表格
V1.2	2023-05-08	修正功率耗散估算

Trademarks
All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

Edition 2024-09-18
Published by
Infineon Technologies AG
81726 Munich, Germany

© 2024 Infineon Technologies AG. All Rights Reserved.

Do you have a question about this document?

电子邮件：erratum@infineon.com

Document reference
AN-2022-03_ZH

重要提示

本文档所提供的任何信息绝不应当被视为针对任何条件或者品质而做出的保证（质量保证）。英飞凌对于本文档中所提及的任何事例、提示或者任何特定数值及/或任何关于产品应用方面的信息均在此明确声明其不承担任何保证或者责任，包括但不限于其不侵犯任何第三方知识产权的保证均在此排除。此外，本文档所提供的任何信息均取决于客户履行本文档所载明的义务和客户遵守适用于客户产品以及与客户对于英飞凌产品的应用所相关的任何法律要求、规范和标准。

本文档所含的数据仅供经过专业技术培训的人员使用。客户自身的技术部门有义务对于产品是否适宜于其预期的应用和针对该等应用而言本文档中所提供的信息是否充分自行予以评估。

警告事项

由于技术所需产品可能含有危险物质。如需了解该等物质的类型，请向离您最近的英飞凌科技办公室接洽。

除非由经英飞凌科技授权代表签署的书面文件中做出另行明确批准的情况外，英飞凌科技的产品不应当被用于任何一项一旦产品失效或者产品使用的后果可被合理地预料到可能导致人身伤害的任何应用领域。