

IGBT 和 SiC 栅极驱动器 基础知识

帮助全世界节能增效



IGBT 和 SiC 电源开关基础知识

| 略图

- IGBT 和 SiC 电源开关基础知识
- 隔离式栅极驱动器特性
- IGBT 和 SiC 保护基础知识

IGBT 和 SiC 电源开关基础知识

- 绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 和碳化硅 (SiC) 电源开关有哪些市场和应用?
- SiC 金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 与 IGBT 和硅 (Si) MOSFET 电源开关相比有何优势?
- Si MOSFET、IGBT 和 SiC 电源开关之间有何差异?

IGBT 和 SiC 应用

IGBT 和 SiC 电源开关有哪些市场和应用？

高效的电源转换在很大程度上取决于系统中使用的功率半导体器件。由于功率器件技术不断改进，大功率应用的效率越来越高并且尺寸越来越小。此类器件包括 IGBT 和 SiC MOSFET，它们具有高电压额定值、高电流额定值以及低导通和开关损耗，因此非常适合大功率应用。

具体而言，总线电压大于 400V 的应用要求器件电压额定值大于 650V，以留有足够的裕度，从而确保安全运行。包括工业电机驱动器、电动汽车/混合动力汽车

(EV/HEV)、牵引逆变器和可再生能源光伏逆变器在内的应用具有几千瓦 (kW) 到一兆瓦 (MW) 甚至更高的功率水平。SiC MOSFET 和 IGBT 的应用具有相似的功率水平，但随着频率的增加而产生差异，如图 1 所示。

SiC MOSFET 在功率因数校正电源、光伏逆变器、用于 EV/HEV 的直流/直流、用于 EV 的牵引逆变器、电机驱动器和铁路中变得越来越常见，而 IGBT 在电机驱动器（交流电机）、不间断电源 (UPS)、小于 3kW 的集中式和串式光伏逆变器以及牵引逆变器 EV/HEV 中很常见。

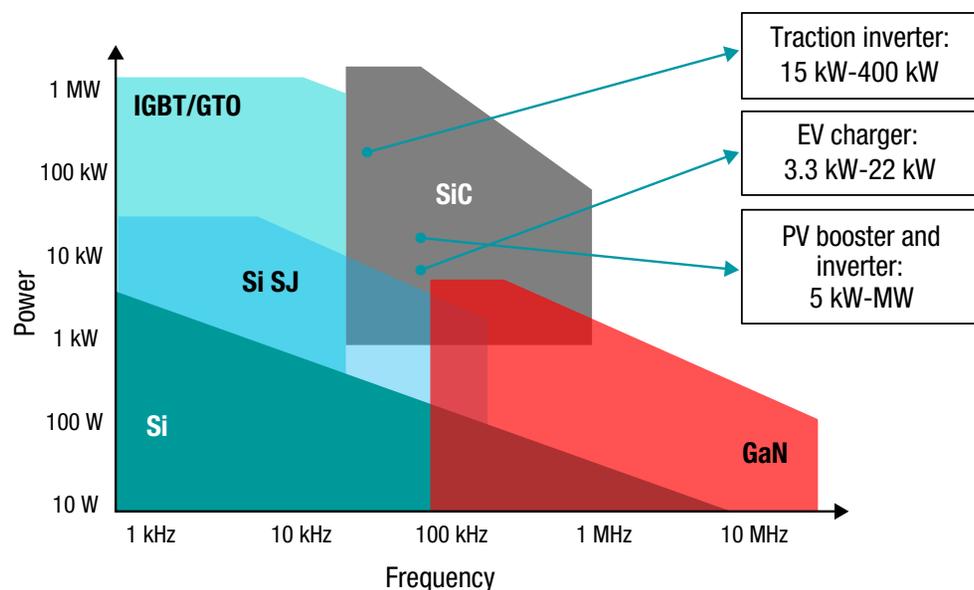


图 1: 基于功率和频率水平的功率半导体器件应用

IGBT 和 SiC 应用

SiC MOSFET 与硅 (Si) MOSFET 和 IGBT 相比有何系统优势?

Si MOSFET 和 IGBT 已在电源转换器中使用了很长时间。不过, SiC MOSFET 已成为一项新技术, 鉴于其固有的材料特性(宽带隙 (WBG) 材料), 其优势已超过这些器件。表 1 中总结了这些特性。与使用 Si 器件的系

统相比, SiC 的材料特性可直接转化为系统级优势, 包括更小的尺寸、更低的成本以及更轻的重量。因此, SiC MOSFET 正在逐渐取代 Si 功率器件。

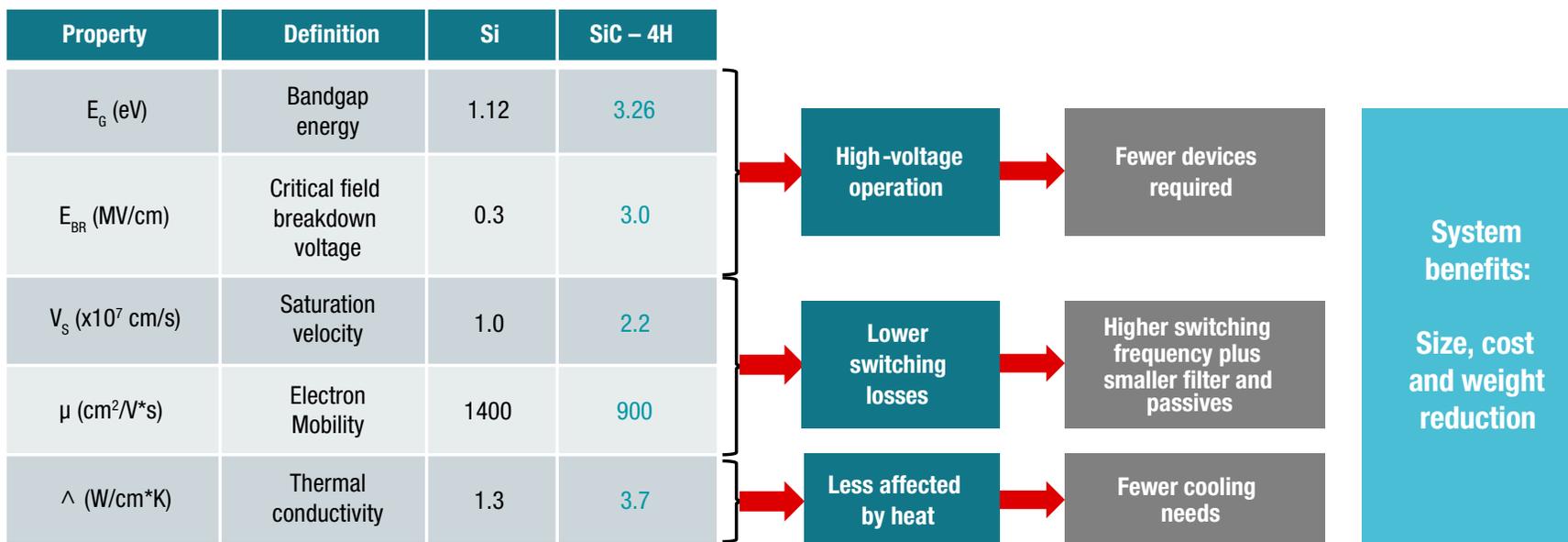


表 1: 功率器件材料特性

IGBT 和 SiC 电源开关基础知识

Si MOSFET、Si IGBT 和 SiC MOSFET 电源开关之间有何差异？

Si MOSFET、Si IGBT 和 SiC MOSFET 均可用于电源应用,但其功率水平、驱动方法和工作模式有所不同。功率 IGBT 和 MOSFET 在栅极均由电压进行驱动,因为 IGBT 内部是一个驱动双极结型晶体管 (BJT) 的 MOSFET。由于 IGBT 的双极特性,它们以低饱和电压承载很大的电流,从而实现低导通损耗。MOSFET 也具有低导通损耗,但取决于器件的漏源导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 与导通状态电压。Si MOSFET 承载的电流要小于 IGBT,因此 IGBT 用于大功率应用。MOSFET 用于重视高效率的高频应用。

就器件类型而言, SiC MOSFET 与 Si MOSFET 相似。不过, SiC 是一种 WBG 材料,其特性允许这些器件在与 IGBT 相同的高功率水平下运行,同时仍然能够以高频率进行开关。这些特性可转化为系统优势,包括更高的功率密度、更高的效率和更低的热耗散。

表 2 列出了这些器件之间的一些主要差异。

电路符号	Si MOSFET	Si IGBT	SiC MOSFET
电压额定值	20V - 650V	≥650V	≥650V
f_{sw}	中高 (>20kHz)	中低 (5kHz-20kHz)	高 (>50kHz)
V_{GS}/V_{GE}	0V-15V (20V)	-10V-15V (10V-20V)	-5V-20V (25V-30V)
典型应用	电源 - 服务器、电信、工厂自动化、非车载/车载充电器、光伏逆变器、串式逆变器	电机驱动器 (交流电机)、UPS、集中式和串式太阳能逆变器、EV/HEV 牵引逆变器	PFC - 电源、光伏逆变器、用于 EV/HEV 的直流/直流,用于 EV 的牵引逆变器、电机驱动器、铁路
功率等级	<3kW	>3kW	>5kW

表 2: 功率器件额定值和应用

隔离式栅极驱动器特性

- 隔离的一些常见形式是什么,它们有何差异?
- 高电压应用为何需要隔离?
- 如何确定电源开关的驱动强度?
- 对于驱动电源开关而言,分离输出为何比单个输出更好?
- 高驱动强度为何对 IGBT 和 SiC MOSFET 有益?
- 保持最小死区时间为何对于电源系统运行而言至关重要?
- 低传播延迟为何对于高频电源系统而言至关重要?
- 严格的器件至器件传播延迟匹配为何至关重要?
- 高欠压锁定 (UVLO) 为何对于 IGBT 和 SiC MOSFET 电源开关的安全运行而言很重要?
- 什么是输入抗尖峰滤波器,它们为何在大功率应用中很重要?
- 什么是互锁保护及其如何在驱动器中实现?
- 为何在电源转换器中感应温度?
- 什么是共模瞬态抗扰度 (CMTI),如何进行测量?
- 隔离式感应为何很重要,它需要达到多高的精度?

隔离技术

隔离的一些常见形式是什么, 它们有何差异?

隔离对于系统可靠性和人身安全而言至关重要。可以使用各种形式的电气隔离。三种主要的类型是光学隔离、磁隔离和电容隔离。每种类型使用不同的方法将交流或直流信号可靠地传输到输出, 无需实际的电气连接。光学隔离(如图 2 所示)通过驱动 LED 灯来传输信号。LED 位于光晶体管附近, 光晶体管将光信号转换为由互补金属氧化物半导体 (CMOS) 电路缓冲的电流。磁隔离(如图 3 所示)使用变压器的绕组通过磁场在气隙中传输信号。输入端的磁场在输出端感应出与原始信号成正比的电流。电容隔离(如图 4 所示)使用电场在两个导电板之间传输信号。

在选择正确的隔离栅类型时, 主要考虑因素是隔离级别、CMTI 等级以及降级和寿命。

德州仪器 (TI) 电容隔离技术的工作电压由时间依赖型电介质击穿 (TDDB) 决定, 其中考虑了所有降级机制。

与基于光耦合器和基于变压器的隔离相比, TI 的电容技术显示了处理更高应力电压的能力。

[有关隔离的 TI 白皮书](#)

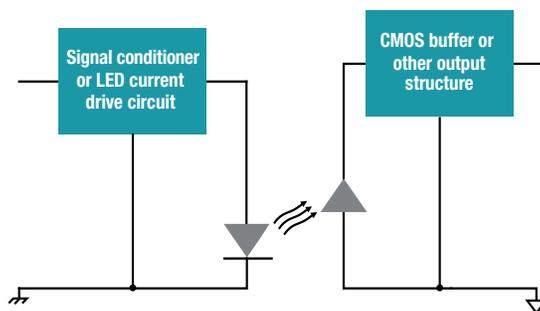


图 2: 光学隔离

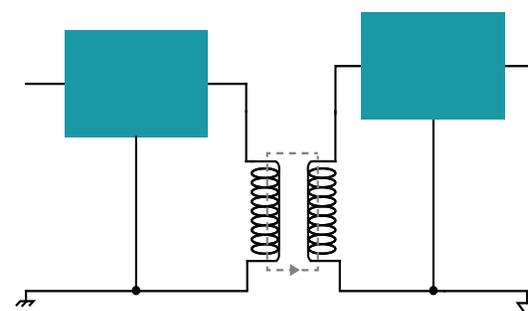


图 3: 磁隔离

Isolation type	Current draw	Reliability	Noise immunity
Optical	High	Medium	Low
Magnetic	High	Medium	Low
Capacitive	Low	High	High

表 3: 隔离类型

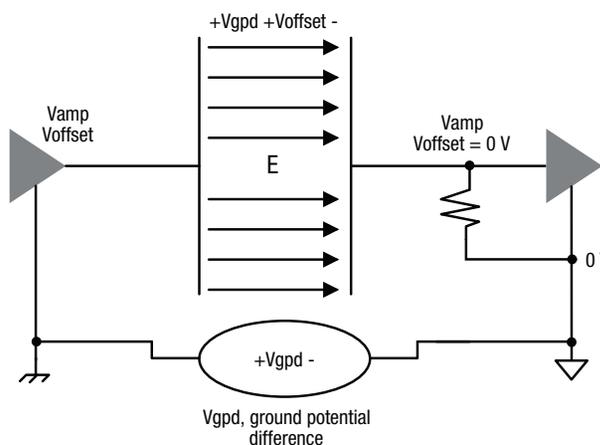


图 4: 电容隔离

隔离技术

高电压应用为何需要隔离？

许多系统包含低电压和高电压电路。这些电路相互连接，将所有控制和电源功能结合在一起。例如，图 5 显示了牵引逆变器的方框图。这包括初级侧的低电压通信、控制和主电源电路。次级侧具有高电压电路，包括电机驱动器、功率级和其他辅助电路。

控制器使用来自高电压侧的反馈信号，并且容易受到高压的影响，因此如果没有隔离栅，则会造成损坏。

隔离栅通过形成单独的接地基准将初级侧电路与次级侧电路进行电气隔离，这也称为电隔离。这种隔离可以防止不需要的交流或直流信号从一侧传输到另一侧。初级侧不会超过电路的最大额定值。此外，人可能会触及控制电路，因此需要采用高电压隔离以防止电击。

有三种主要类型的隔离：功能隔离、基本隔离和增强型隔离。功能隔离指确保正常运行但不防止电击的隔离级别。只要隔离栅完好无损，基本隔离就可以提供足够的电击防护。安全准则要求使用增强型隔离，这是基本隔离级别的两倍，用于提供冗余。

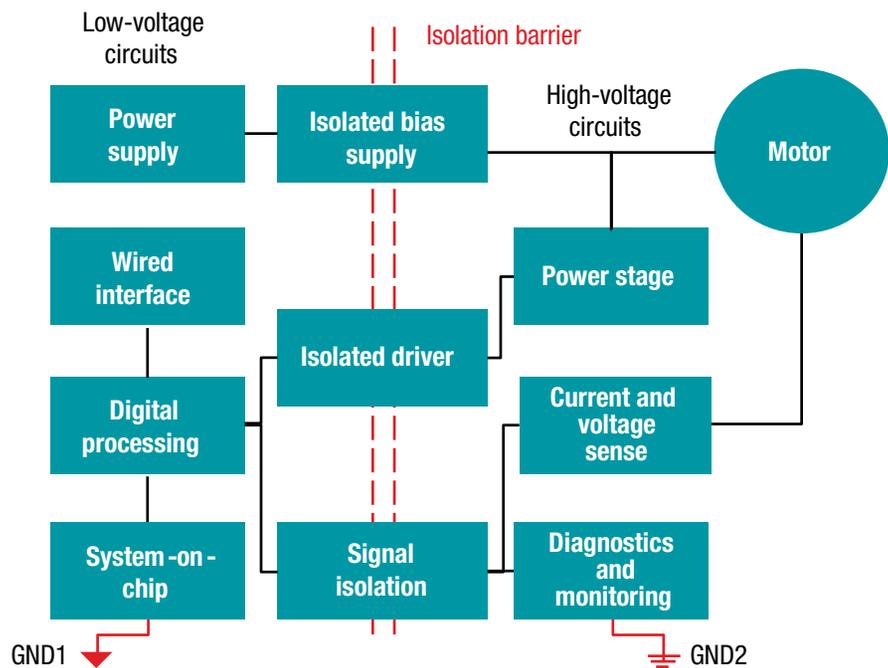


表 5:牵引逆变器方框图

基本栅极驱动器特性

如何确定电源开关的驱动强度?

驱动强度指栅极驱动器的拉电流和灌电流能力。驱动器强度的选择取决于所使用的电源开关 (IGBT 或 MOSFET) (基于其栅极电荷)。栅极电荷是所需的电荷量或给定时间段内的电流,用于对输入电容进行充电和放电, $C_{ISS} = C_{gd} + C_{gs}$, 如图 6 所示。栅极电荷表示为一段时间内栅极电流的积分,并重新调整以求解所需的栅极电流:

$$Q_G = \int I_G dt \rightarrow I_G = \frac{Q_G}{t_{rise/fall}}$$

其中 $t_{rise/fall}$ 是栅极电压提高开关速度所需的上升和下

降时间。栅极电荷在大多数数据表中表示为如图 7 所示的图,其中描述了电荷分布到 C_{gd} 或 C_{gs} 的区域。最关键的区域是米勒平坦区域,在该区域中对 C_{gd} 进行充电并且栅极电压保持恒定。在该区域内,器件上切换的电压会改变状态并导致开关损耗。因此,驱动器应该能够在该区域内提供最大的驱动强度。栅极驱动器所需的功率由下式给出:

$$P_{sw} = V_{DRV} * Q_G * f_{sw}$$

其中 f_{sw} 是开关频率, V_{DRV} 是驱动电压。

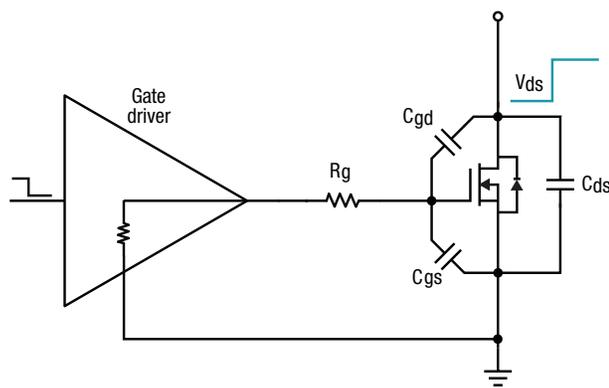


图 6: 功率器件输入电容

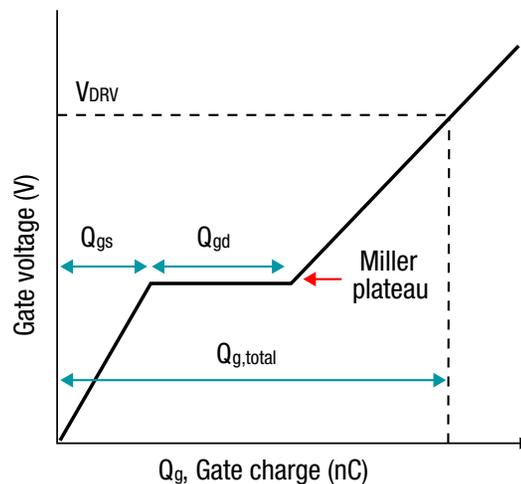


图 7: 功率器件栅极电荷图

基本栅极驱动器特性

对于驱动电源开关而言，分离输出为何比单个输出更好？

栅极驱动器在电源开关器件的栅极上拉取和灌入电流，以使其导通和关断。开关电源器件的速度取决于驱动电流。要计算驱动器可用的驱动电流，应使用施加的栅极驱动电压和栅极电阻：

$$I_G = V_{OUT} / R_G$$

栅极电阻器控制器件的瞬态电压 (dv/dt) 和瞬态电流 (di/dt) 的速度，以限制开关噪声和开关损耗。对于功率器件，上升时间、下降时间以及导通和关断之间的延迟通常是不同的，因此需要单独考虑。例如，关断时的 di/dt

可能导致较大的电压过冲，因此降低开关速度是有益的。不过，在导通期间，最好快速进行开关，以降低开关损耗。

栅极驱动器可以具有单个或分离输出。**图 8** 显示了单输出驱动器。在这种情况下，二极管会分离导通和关断的控制。这会增加物料清单，占据栅极驱动器板上的更多空间，并且增大栅极回路中的阻抗。作为替代方案，分离输出驱动器具有单独的导通和关断路径，用于完全独立地控制驱动拉电流或灌电流强度。关断时具有较低的 R_G 对 SiC MOSFET 是有利的，可以防止由于快速开关和米勒电流引起的误导通。因此，分离输出 (**图 9**) 是高效且安全地控制功率器件的最佳选择。

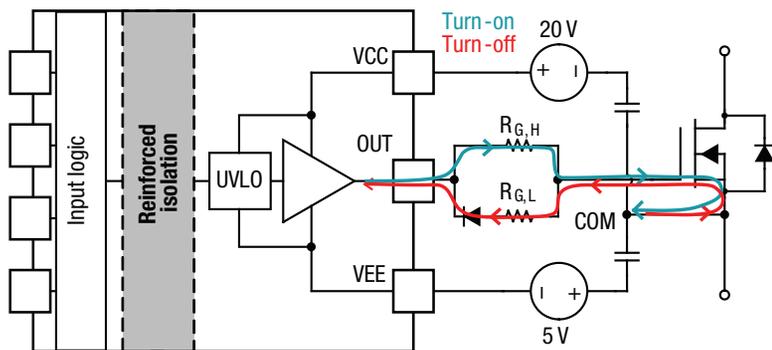


图 8: 具有单个输出的驱动器

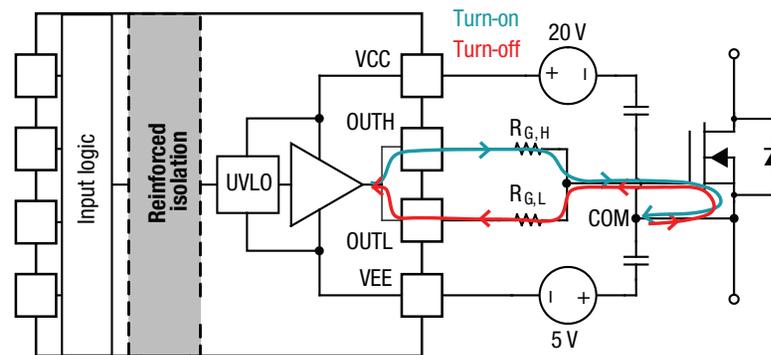


图 9: 具有分离输出的驱动器

基本栅极驱动器特性

高驱动强度为何对 IGBT 和 SiC MOSFET 有益?

IGBT 和 SiC MOSFET 在开关瞬变期间会因电压和电流重叠而产生损耗,如图 10 所示。栅极电流或驱动强度决定了器件输入电容器的充电和放电速度,在图中表示为 t_{sw} 。当栅极电流增大时, t_{sw} 减小。如果电流过小,则损耗升高。所需的栅极驱动强度取决于器件的栅极电荷 Q_G ,如图 11 所示。可以使用以下公式计算在 V_{gs} 增大至超过 V_{th} 到最大驱动电压 V_{DRV} 期间(时间为 t_{on})为器件充电所需的平均电流:

$$I_G = \frac{Q_G}{t_{on}}$$

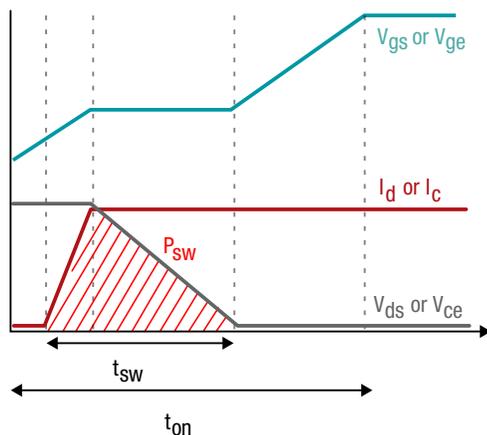


图 10: 器件导通开关损耗

该电流是使器件完全导通所需的平均电流。不过,我们感兴趣的区域是米勒平坦区域,在该区域中栅极电压在开关瞬态期间保持恒定。栅极驱动器必须能够在该区域期间提供最大电流,以降低开关损耗。这取决于栅极电阻器与该平坦区域期间的驱动电压。SiC MOSFET 可以非常快速地进行开关,从而适合大功率和高频率应用。栅极电流必须很高才能使器件提供这些好处。更快的开关速度可最大限度地减少无源组件,从而减小总体系统尺寸和重量。在快速且高效地开关时,IGBT 和 SiC MOSFET 均可提供系统级优势。

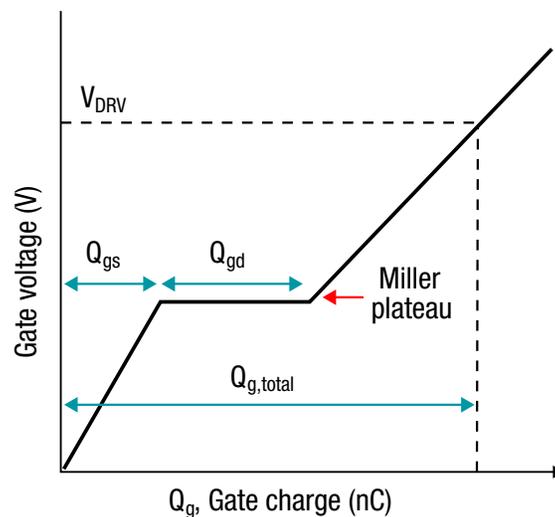


图 11: 器件栅极电荷图

基本栅极驱动器特性

保持最小死区时间为何对于电源系统运行而言至关重要？

死区时间在许多开关模式电源转换器、逆变器和电机驱动器中至关重要。死区时间是指两个器件采用半桥配置时都没有进行开关以避免任何潜在重叠的时间段，如图 12 所示。有几个因素可以影响死区时间设置：脉冲宽度失真、传播延迟以及上升和下降时间。脉冲宽度失真由上升沿和下降沿的传播延迟不匹配决定，如图 13 所示。传播延迟也至关重要，特别是在针对高侧和低侧使用两个单独的驱动器时。这两者之间可能发生不匹配情况，如图 14 所示。此外，上升和下降时间也

可能影响这些信号的重叠。这些参数中最大的是最小允许死区时间，加上一定的误差幅度。

在电源系统中，保持最小死区时间以提高转换器效率至关重要。在死区时间期间，电流向回流过 IGBT 或 MOSFET 体二极管，如图 12 所示。体二极管的压降比器件本身大得多，因此导通损耗更高。死区时间越长，损耗就越高，从而降低效率并产生热量。因此，最好通过使用具有低脉冲宽度失真、低传播延迟和短上升和下降时间的栅极驱动器来最大程度地缩短死区时间。

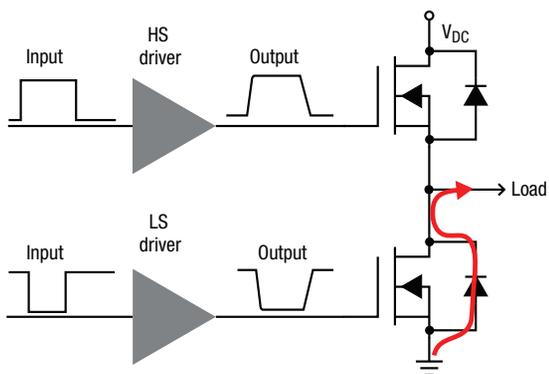


图 12: 同步开关半桥

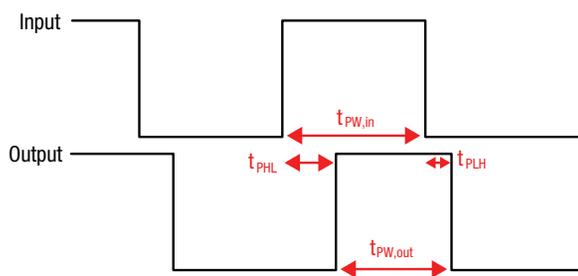


图 13: 脉宽失真

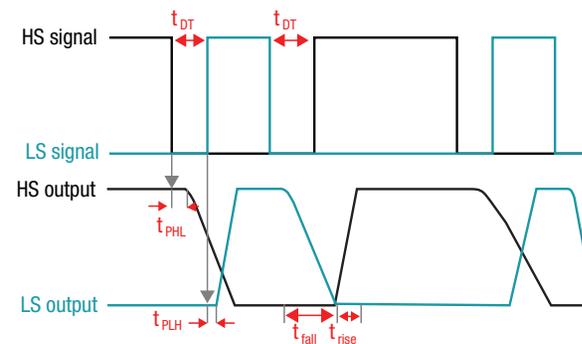


图 14: 传播延迟不匹配的影响

基本栅极驱动器特性

低传播延迟为何对于高频电源系统而言至关重要？

由于 SiC MOSFET 等 WBG 器件，现在可以使用高频电源系统。在这些系统中，更高的频率能够最大程度地减少滤波组件，从而最大程度地减小系统，因此能够实现更高的功率密度。不过，更高的频率也意味着更高的开关损耗。因此，最大程度地降低损耗至关重要。传播延迟是栅极驱动器的关键参数之一，它可能会影响高频系统的损耗和安全性。传播延迟定义为从输入的 50% 到输出的 50% 的延时时间，如图 15 所示。该延迟会影响器件之间切换的时序，这在器件之间的死区时间或

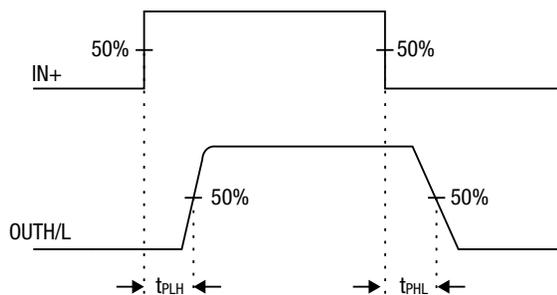


图 15: 传播延迟

关断时间受限的高频应用中至关重要。死区时间是必需的，用于确保两个器件不会同时导通，而同时导通可导致击穿并降低效率。如果死区时间小于传播延迟，则两个器件将同时导通，如图 16 所示。

不过，使死区时间大于传播延迟会导致系统效率降低。在使用 SiC MOSFET 时该结果至关重要，因为在死区时间期间电流会向回流过体二极管。该二极管两端的压降很大，因此会增加损耗。传播延迟至关重要的其他应用包括并联 MOSFET 和 IGBT 并以最小的导通延迟差异同时驱动它们。通常，最好使用具有低传播延迟的栅极驱动器，并且在高频系统中提高效率至关重要。

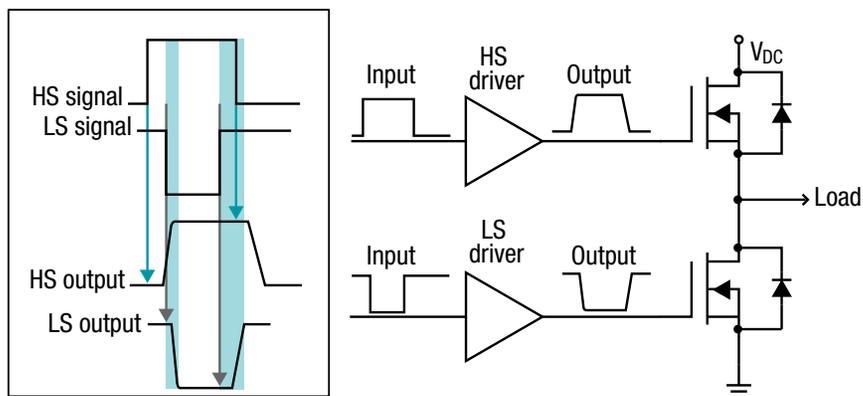


图 16: 传播延迟不匹配

基本栅极驱动器特性

严格的器件至器件传播延迟匹配为何至关重要？

当使用多个驱动器来驱动电源和逆变器应用中的同步开关时，传播延迟是电源系统中的关键参数。延迟会影响设计到系统中的死区时间，以防止两个器件同时打开或同时驱动多个并行器件。双通道栅极驱动器同时具有用于上下开关的输出，高侧和低侧输出之间的传播延迟可能会有所不同。不过，使用两个单通道驱动器也很常见(如图 17 所示)，可将其放置在更靠近功率器

件的位置。如果两个驱动器具有相同的传播延迟规格，则可以设计死区时间，以一定的误差幅度匹配该规格。由于器件之间的差异(例如，高侧驱动器的传播延迟比低侧驱动器更长)，也可以将传播延迟指定为较宽的范围。图 18 显示了一个不匹配的传播延迟与上升时间和下降时间示例，这会在某些开关周期(甚至包含死区时间)内导致重叠。在这种情况下，您需要大幅度增加死区时间设置以防止击穿，因此会降低转换器效率。不过，如果驱动器具有严格的器件到器件传播延迟匹配，则可以减小死区时间，而不必牺牲效率或担心安全性。

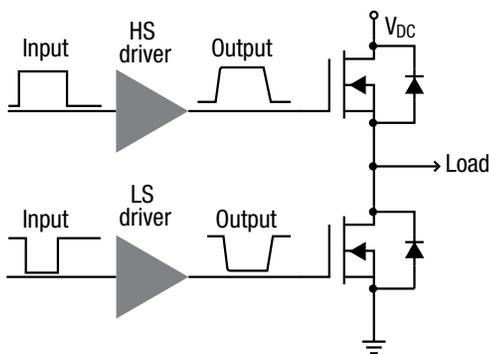


图 17: 硬开关半桥配置

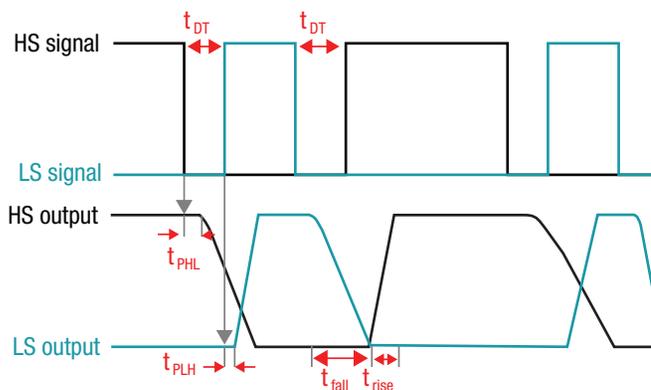


图 18: 传播延迟对死区时间的影响

基本栅极驱动器特性

高 UVLO 为何对于 IGBT 和 SiC MOSFET 电源开关的安全运行而言很重要？

UVLO 监视栅极驱动器的电源引脚，以确保电压保持在特定的阈值以上，从而确保正常工作。在次级侧，UVLO 额定值设置了打开电源开关所需的最小允许驱动电压。栅极电压对导通损耗和开关损耗都有影响。由于可用栅极电流减小，因此当 V_{GS} 较小时，开关损耗将增加，从而使开关速度更慢：

$$I_G = \Delta V_{GS} / R_G$$

导通损耗对于系统性能而言至关重要，并且高度依赖于 V_{GS} 。如图 19 所示，当栅极电压降低时，IGBT 和 SiC MOSFET 的输出特性会发生变化。对于 SiC MOSFET，这种变化更加明显。例如，如果某个 IGBT 的 UVLO 为 10V，则该器件仍会在特定的电流水平下以类似的导通损耗运行。不过，对于 MOSFET，与较高的驱动电压相比，其导通损耗将高得多。高导通损耗的结果是导致更低的效率和发热，从而缩短寿命。一个次要的考虑因素是栅极驱动架构。SiC MOSFET 和 IGBT 通常使用负电压轨，以实现更佳关断性能和可靠性。如果 UVLO 以 VEE 为基准，则最小驱动电压可能甚至低于规格。通常

最好使用较高的 UVLO 电压，以确保随着时间的推移实现低导通损耗和更佳的可操作性。[UVLO 技术手册](#)

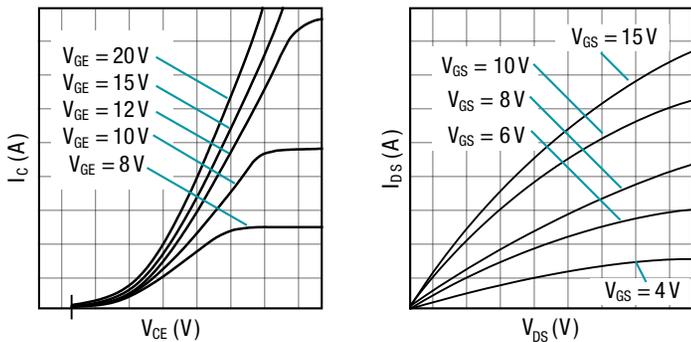


图 19: IGBT 和 SiC MOSFET I-V 曲线

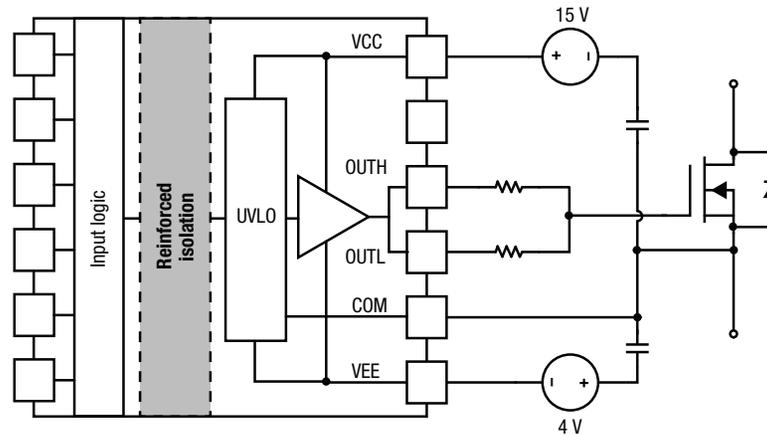


图 20: 以 COM 为基准的 UVLO

基本栅极驱动器特性

什么是输入抗尖峰滤波器，它们为何在大功率应用中很重要？

大功率应用容易受到电源开关中大电压和电流瞬变的影响。该噪声可能耦合到与栅极驱动器相连的控制信号线。结果，栅极驱动器输入端可能会产生意外的电压尖峰，从而导致驱动器在不应该使电源开关器件导通时将其导通。由于输入电容和栅极电阻，因此该脉冲可能很小，以至于不足以使功率器件完全导通，从而导致大量的导通损耗。如果两个器件在半桥中互补开关，则在其意外地同时导通时，可能会导致击穿问题。击穿允许大电流流过器件，可能损坏其中一个器件或使两个器件都损坏。

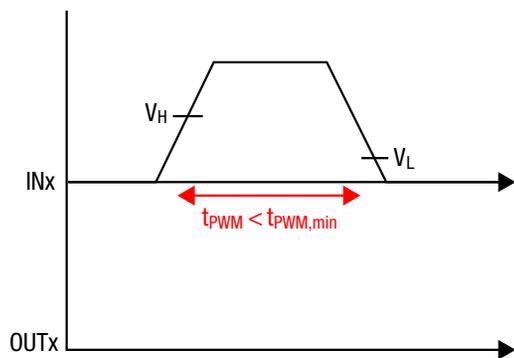


图 21: 导通时的抗尖峰脉冲滤波器

输入抗尖峰脉冲滤波器可以抑制环境噪声，从而使驱动器输出看不到干扰。干扰抑制通常约为 20-30ns，相应开关频率为 50MHz，该频率不接近于 IGBT 或 SiC MOSFET 应用的常见开关频率。干扰滤波器可以同时抑制正脉冲和负脉冲，以防止器件意外导通或关断，如图 21 和 22 所示。在栅极驱动器中集成抗尖峰脉冲滤波器可改善高噪声环境中的驱动器性能，并保护器件免受可能的故障影响。

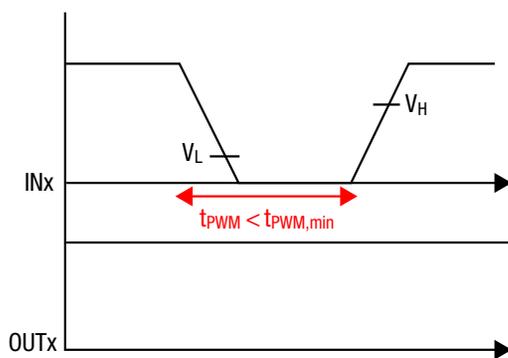


图 22: 关断时的抗尖峰脉冲滤波器

基本栅极驱动器特性

什么是互锁保护及其如何在驱动器中实现？

IGBT 或 SiC MOSFET 对它们在其中运行的系统的运行至关重要，因此对其进行保护非常重要。这些器件不仅对于高效运行而言至关重要，它们也是系统中最昂贵的组件之一。将器件布置在半桥中(如图 23 所示)时，它们不能同时导通。因此，在开关改变状态以及两个器件都关断之前使用死区时间。如果两个器件同时导通，则会发生击穿并导致大电流尖峰和潜在的故障。如果死区时间计算不正确(过短、驱动器之间的传播延迟不同或输入端噪声)，则会发生击穿。

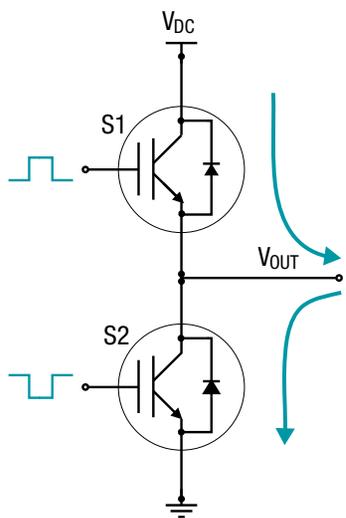


图 23: 硬开关半桥

互锁是一项集成在栅极驱动器中的功能，可防止击穿。逻辑电路结合了栅极驱动器的正输入和负输入，因此它们永远无法同时导通。可以将其视为一项集成的死区时间功能，其中考虑了驱动器的固有延迟。即使用户编程的死区时间出错，驱动器互锁也不会允许两个输出同时打开。可以为单输出或双通道驱动器实现互锁如图 24 和 25 所示。在双通道驱动器中，输入通道在内部连接在一起；在单输出驱动器中，输入在外部连接在一起。

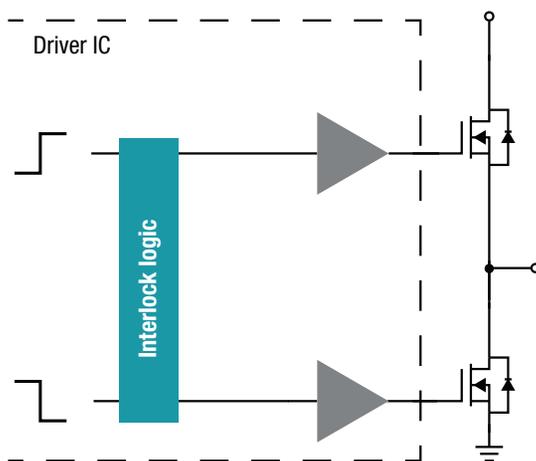


图 24: 具有互锁功能的双通道驱动器

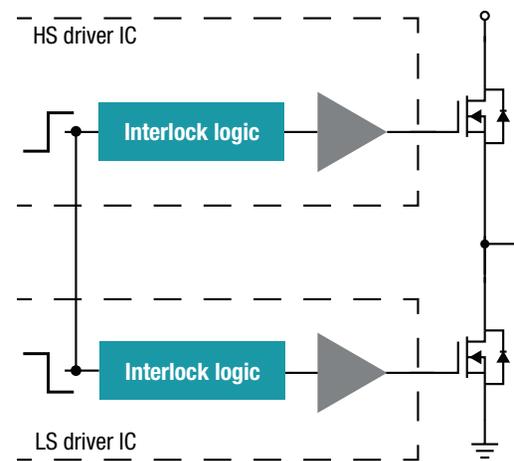


图 25: 两个具有互锁功能的单通道驱动器

基本栅极驱动器特性

为何在电源转换器中感应温度？

由于封装材料限制，分立电源开关和电源模块设计为在特定的温度范围（通常为 -50°C 至 150°C ）内工作。不过，开关引起的功率损耗和导通损耗将导致芯片发热，从而导致其随着时间的推移而损坏或完全毁坏。器件的运行环境可能包含极高的热量，这也可能导致裸片温度过高。通常，电源系统设计人员会首先在温度达到特定的限值时降低功率，然后在温度超过最大阈值时完全关闭转换器。为此，使用温度传感器来监测器件温度。

温度测量精度是关键因素，因为在不必要的情况下，降低功率是不可取的。如果精度很差，则该器件可能仍会承受过多的热量并随着时间的推移而退化。当降低散热器设计的成本时，高度精确的测量还提供了裕度空间。

通常使用热敏电阻或热敏二极管监测温度。负温度系数（NTC）热敏电阻通常监测 IGBT 电源模块中的温度，并集成在靠近器件的位置，以便提供最精确的读数（图 26）。

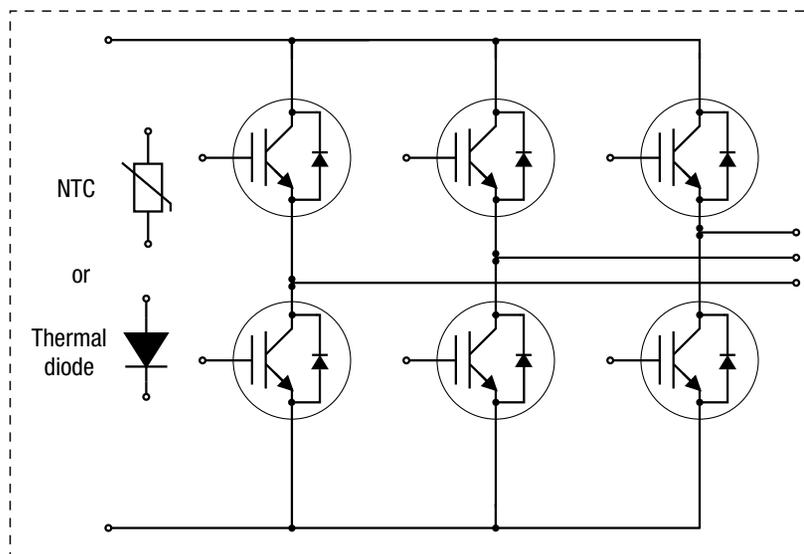


图 26: 具有集成温度传感器的电源模块

基本栅极驱动器特性

什么是 CMTI, 如何进行测量?

共模瞬态抗扰度 (CMTI) 是隔离式栅极驱动器的一项主要规格。CMTI 是施加在两个隔离电路之间的共模电压 V_{CM} 上升或下降的最大容许速率, 如图 27 所示, 单位为千伏/微秒 (kV/us) 或伏/纳秒 (V/ns)。为了改变测试的压摆率, 可以增大电压或减小时间间隔。该隔离等级与其他静态隔离或浪涌等级不同, 因为它以更快的变化率施加。大功率开关能够在几百纳秒内改变电压和电流 - 对于 SiC MOSFET, 该时间短于 100ns。这会

产生非常大的电压瞬变, 通常大于 100V/ns。栅极驱动器在每个开关瞬间都会经历这些电压摆幅, 尤其是在驱动器以开关节点为基准时, 如图 28 所示。因此, 驱动器需要能够承受高于额定水平的 CMTI, 以防止低压电路侧产生噪声, 并防止隔离栅发生故障。

[有关隔离式栅极驱动器 CMTI 的更多信息](#)

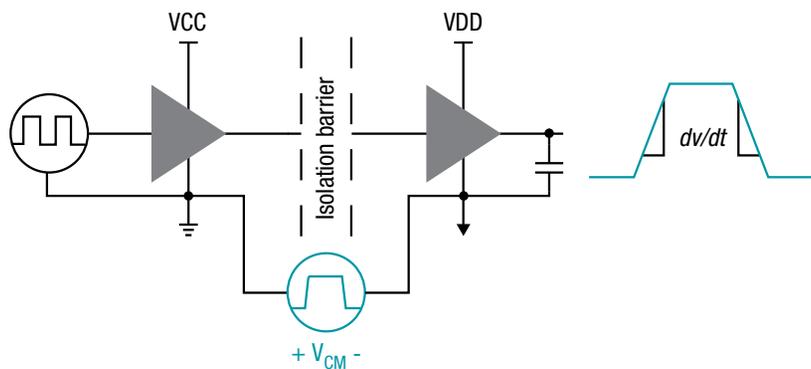


图 27: CMTI 测试

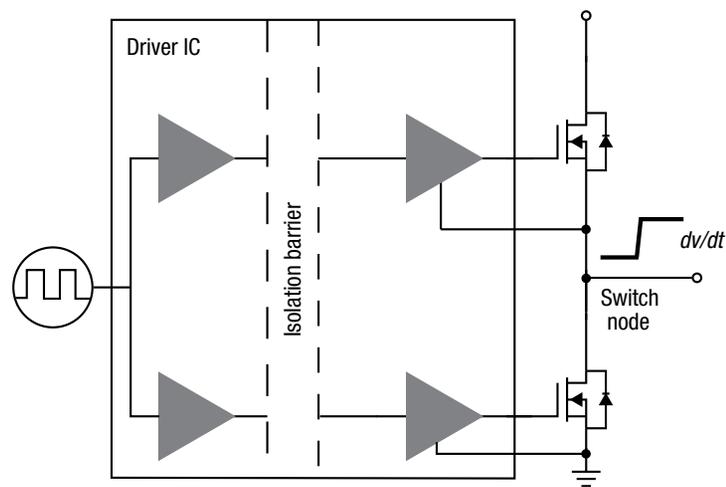


图 28: 隔离式双通道驱动器

基本栅极驱动器特性

隔离式感应为何很重要, 它需要达到多高的精度?

电源转换器和逆变器使用电压、电流和温度传感器来提供反馈控制, 优化系统性能或防止产生故障。例如, 三相电机驱动器使用电流反馈来调节电机的转速和扭矩。如果电流测量不精确, 则电机可能会产生扭矩纹波, 从而无法正常运行。

如图 29 所示, 可以测量系统中的各种信号, 包括相电流、电压和温度。出于功能和安全原因, 对这些信号进行隔离, 从而将低压控制侧与高压感应侧分开。在低电

流系统中, 使用分流电阻器在相线上的一个分流上测量相电流, 其中参考节点位于逆变器的开关节点上。如果未隔离此信号, 则控制侧将看到 V_{DC} 的高压摆动, 低压电路将损坏。此外, 人可能会触及控制箱, 因此需要采用高电压隔离以防止电击。

测量精度取决于系统要求。通常, 电流和电压必须十分精确 (在 $\pm 1\%$ 以内), 因为它们会反馈到控制器, 用于直接改善系统输出。通常, 温度不需要如此精确; 处于 $\pm 3\%$ 至 5% 的范围之内就足以防止由于过热而导致故障或降低功率以冷却系统。

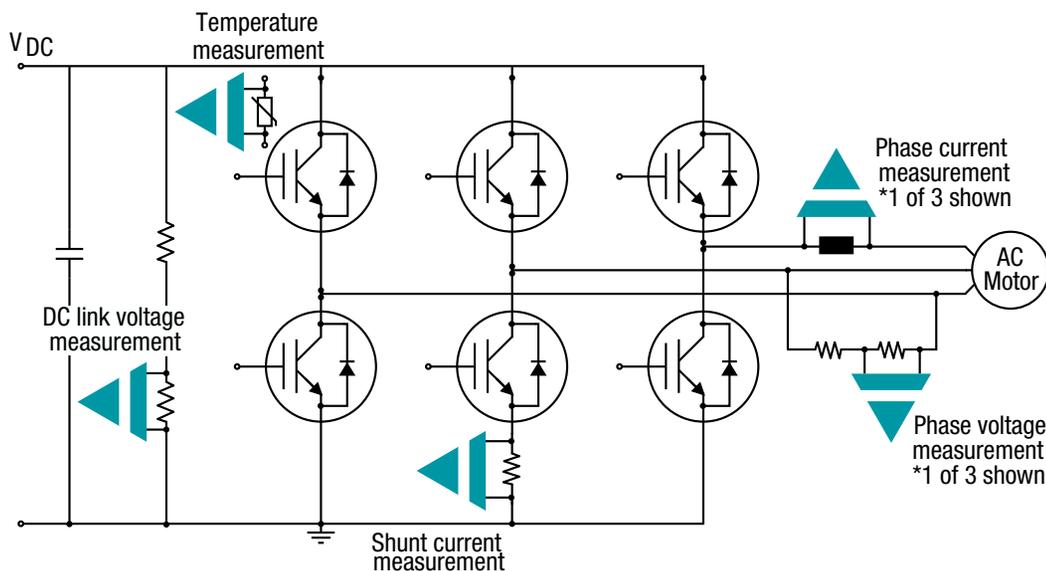


图 29: 三相电机驱动系统中的隔离式感应

IGBT 和 SiC 保护基础知识

- 什么是 dv/dt 引起的导通?
- 什么是米勒钳位?
- 内部米勒钳位与外部米勒钳位之间有何差异?
- 什么是短路电流?
- 检测短路的方法有哪些?
- 快速短路故障反馈为何至关重要?
- 什么是 IGBT 中的去饱和, 如何检测它?
- 什么是 IGBT 去饱和检测中的消隐时间?
- 如何为 IGBT 设计去饱和电路?
- 检测 IGBT 的去饱和为何比检测 SiC 的去饱和更有意义?
- 什么是过电流检测, 它为何更适用于 SiC MOSFET?

有源米勒钳位

什么是 dv/dt 引起的导通？

IGBT 和 SiC MOSFET 通常用于大功率逆变器、转换器和电机驱动应用。由于高功率水平和这些快速开关器件，在每个开关瞬间都会产生很大的 dv/dt 和 di/dt。在理想情况下，这些快速瞬变对系统有利，并且不会造成任何负面影响。实际上，电路和开关器件包含与这些瞬变相互作用的寄生电容和电感，从而可能对系统造成破坏。

具体而言，dv/dt 可能会通过在上部器件 S1 开启时错误地使半桥中的下部器件 S2 导通导致击穿，如图 30 所示。V_{ds} 或 dv/dt 的快速增加导致电流流过寄生电容

C_{gd} 或 C_{ge} (该寄生电容称为米勒电容，位于 MOSFET 内)，其路径如图 31 所示。相应的关系为：

$$i = C_{gd} = \frac{V_{ds}}{\Delta t}$$

米勒电流根据栅极电阻以及 C_{gd} 与 C_{gs} 之比在栅极上产生电压。如果压降大于阈值电压 V_{th} (如图 32 所示)，则该器件可能会导通并引起击穿，从而导致过大的电流和功率耗散。

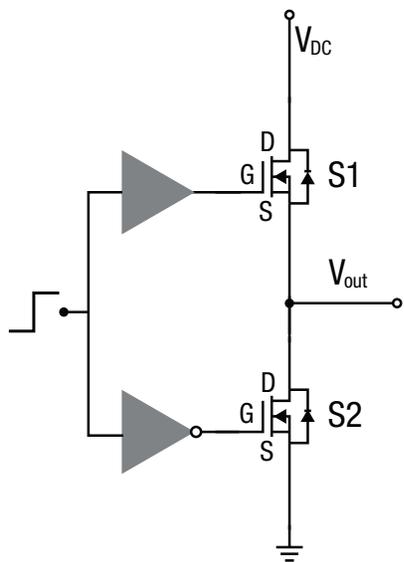


图 30: MOSFET 半桥

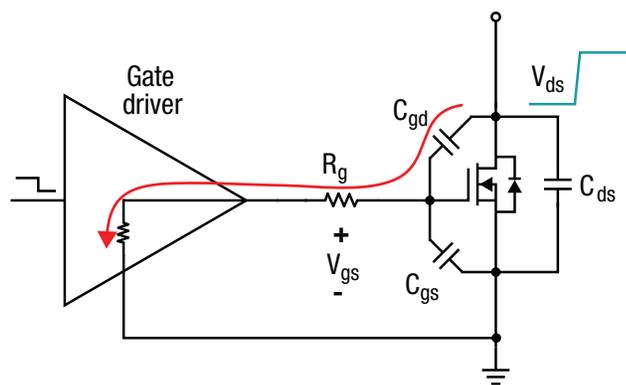


图 31: S2 的米勒电流路径

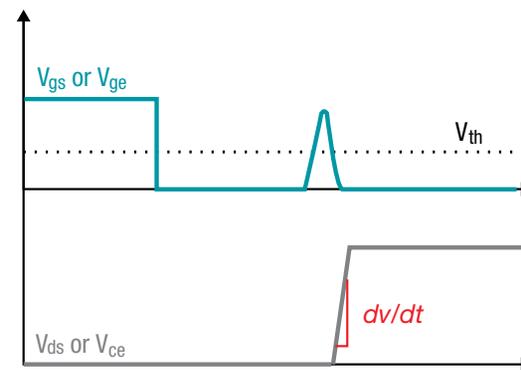


图 32: 米勒电流对 S2 的栅极电压的影响

有源米勒钳位

什么是米勒钳位？

电源开关的电压瞬变 dv/dt 与寄生米勒电容器 C_{gd} 相互作用，导致电流流过栅极并可能导致误导通。米勒电容是基于功率器件的物理特性的固定参数，无法更改。下一个解决方案是减小 dv/dt 。通常，会调整栅极电阻器 R_g 以调节驱动强度，从而将开关速度降低至可接受的水平。不过，增大 R_g 也会通过减慢开关速度来增大开关损耗。米勒钳位可以在不影响开关效率的情况下重定向电流。

米勒钳位以米勒电容器命名，是一种低阻抗开关，可重定向由 dv/dt 引起的电流。米勒钳位通过将 MOSFET 的栅极接地或与负电压轨相连，将器件保持在关断状态。实施米勒钳位的一些主要考虑因素是位置和下拉电流能力。位置决定了阻抗，从而决定了钳位的有效性；阻抗越高，其有效性越差。下拉能力决定钳位是否能够重定向足够的由 C_{gd} 产生的电流，以防止误导通。如果下拉电流过小，则钳位无效。

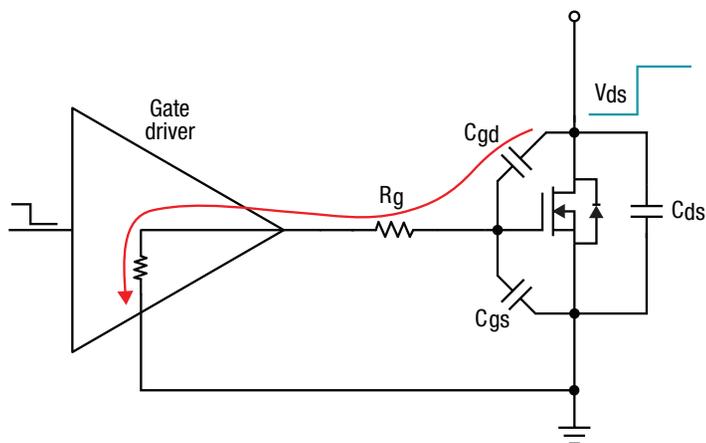


图 33: 不带米勒钳位的栅极驱动器

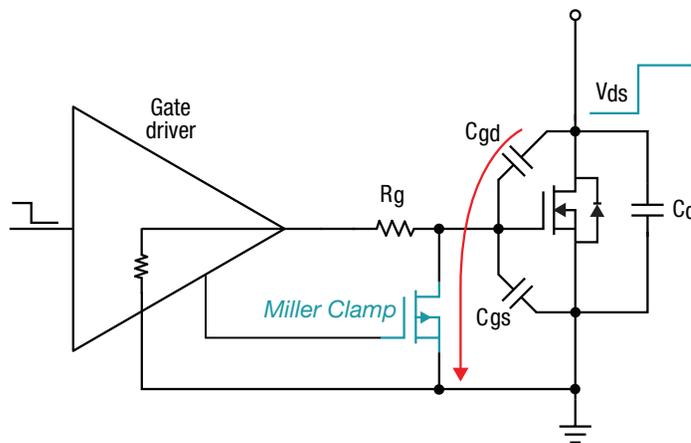


图 34: 带米勒钳位的栅极驱动器

有源米勒钳位

内部米勒钳位与外部米勒钳位之间有何差异?

米勒钳的位置会极大地影响其有效性。钳位的目的是为米勒电流提供一个低阻抗路径,使其流向接地端。如果钳位的位置远离开关器件,并且布局未经过优化,则钳位路径中的阻抗可能大于通过栅极驱动器的阻抗。根据系统评估是需要内部还是外部米勒钳位非常重要。

内部米勒钳位位于驱动器 IC 内。使用内部钳位可减少构建电路所需的组件,但其位置可能远离电源开关。米

勒电流的路径中可能具有寄生电阻和电感 R_p 和 L_p , 如图 35 所示。如果该电流足够大,则米勒钳位不会对驱动器性能产生太大的影响。

外部米勒钳位由驱动器控制,但位于外部,如图 36 所示。这样,可以将钳位放置在非常靠近电源开关的位置,以减小电流通路中的任何阻抗。该实现最适合具有高 dv/dt 的器件。

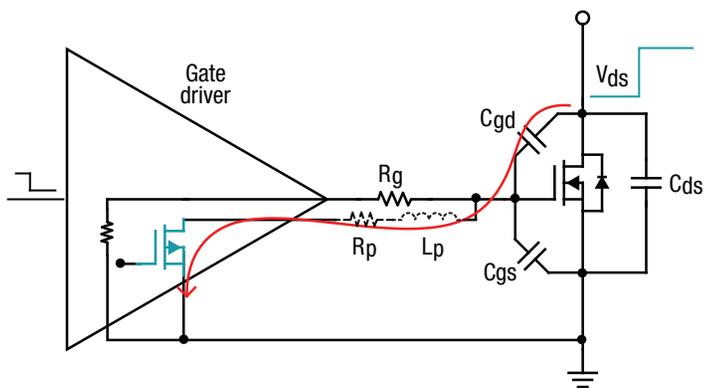


图 35:带内部米勒钳位的栅极驱动器

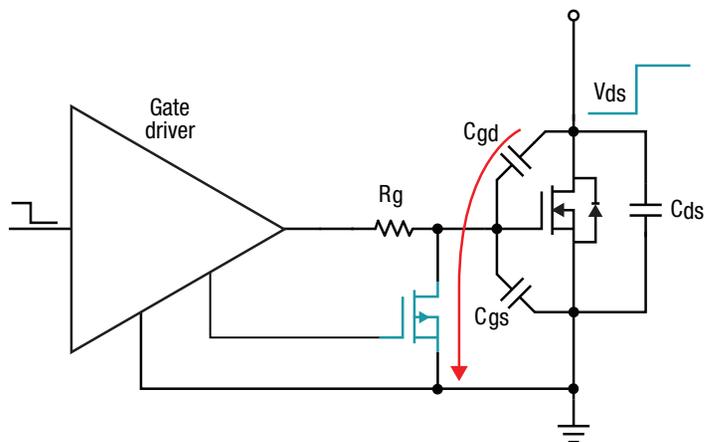


图 36:带外部米勒钳位的栅极驱动器

短路保护

什么是短路电流？

在电位不同的导体之间建立电气连接时会发生短路，从而形成几乎没有阻抗的路径。在这种状态下，电流不再受到限制，可能达到破坏性的水平。短路可能由各种原因导致，包括接线不良、过载情况或控制故障。

短路是逆变器、转换器和电机驱动器等电力电子产品中最普遍的故障之一。短路可能导致电源开关器件发生灾难性故障。IGBT 或 SiC MOSFET 等开关具有有限

的基于其热容量的电流承受能力。过大的短路电流（远高于额定水平）会导致裸片中产生大量的热耗散。在图 37 中， V_{DC} 通过 S1 与 V_{OUT} 短接。当 S2 导通时，短路电流通过开关迅速增大（如图 38 所示），从而导致过热和损坏。因此，有必要使用保护电路来检测何时发生短路，然后在发生故障之前关闭功率器件。根据器件可以承受过流事件的允许电流水平和时长来设计保护电路。

IGBT/SiC MOSFET 短路保护

IGBT/SiC MOSFET 保护

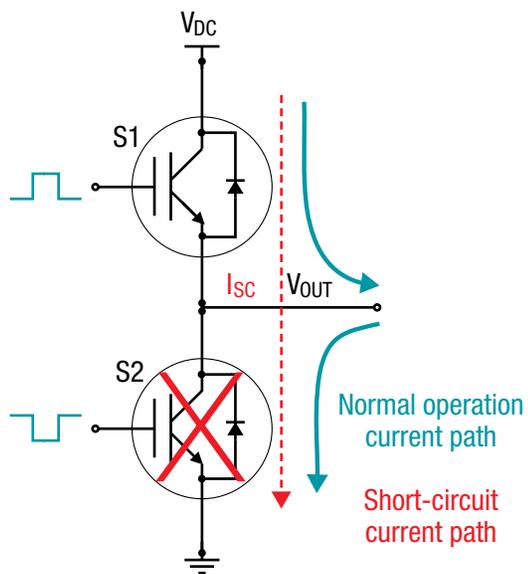


图 37: 具有非重叠输入的硬开关半桥

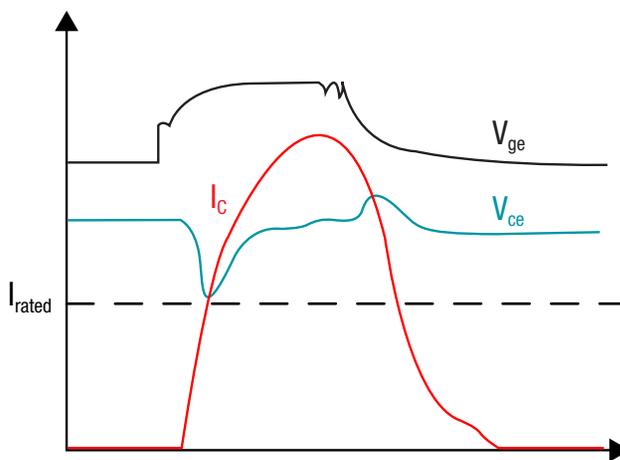


图 38: 短路事件期间的 S2 波形

短路保护

检测短路的方法有哪些？

可以通过多种方法来检测短路。方法的选择取决于功率器件的类型、系统电压和电流额定值、精度要求以及成本限制。短路感应就是直接或间接测量流经 IGBT 或 SiC MOSFET 的电流。请参阅表 4。

方法	优点	缺点
V_{DS}/V_{CE} 感应 (DESAT)	简单	由于消隐时间而产生的特定于 IGBT 的延迟
分流电阻器	精确	更高的功率损耗
电流调节	精确	具有集成电流调节功能的有限模块
电感式或 di/dt 感应	快速响应	必须具有灵敏的感应电路
栅极电荷	由于感应在栅极电压进行, 因此无需高电压组件; 快速响应	SiC 和 IGBT 不同, 栅极电压可能因器件而异
电流互感器或 Rogowski 线圈	与电路隔离	需要灵敏且高带宽的设备; 昂贵

表 4: 短路检测方法的优点和缺点

短路保护

快速短路反馈为何至关重要？

快速短路反馈对于将器件保持在其安全工作范围内而言至关重要。发生短路时，电流会迅速增加至超过器件额定值的水平，从而由于功率耗散而发热。根据电流水平和保持该电流水平的的时间，器件可能损坏。给定时间段内耗散的功率称为短路能量（如图 39 所示），器件可以承受的最小能量称为其临界能量 E_c 。

E_c 的定义不一定总是很明确，但您可以根据结至外壳热阻 Z_{thjc} 图进行估算，如图 40 所示。该图显示了 Z_{thjc} ($^{\circ}C/W$) 与脉冲时间 t_p 之间的关系（采用变化的占空比 D）。热阻至关重要，因为它定义了裸片的热容量。通常，

器件需要保持在指定的结温 T_j 以下，临界能量的计算公式为：

$$E_c = \frac{T_j}{Z_{thjc}} * t_p$$

脉冲宽度可以帮助确定短路反馈电路必须达到多快的速度，以防止器件过热。这对于 SiC MOSFET 尤为重要，因为它们快速进行开关，从而使电流可以迅速增大，并且它们具有很小的裸片尺寸，因此与 IGBT 相比，它们的短路承受时间 (SCWT) 更短。因此，缩短测量过电流事件的时间并选择相应的保护电路至关重要。

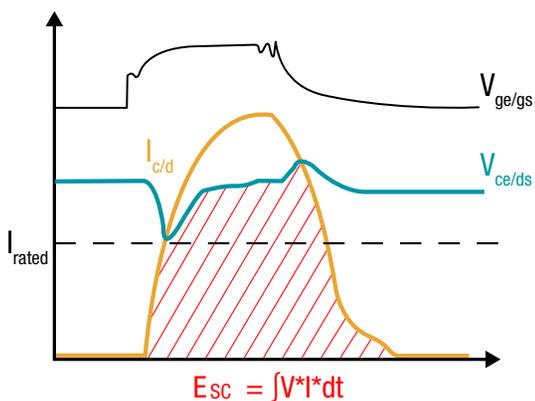


图 39: 短路期间的功率损耗

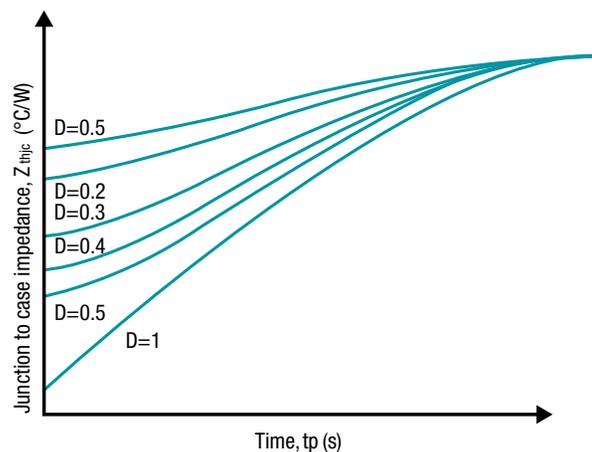


图 40: 单个脉冲的 MOSFET 热阻

短路保护

什么是 IGBT 中的去饱和, 如何检测它?

IGBT 中的过电流会导致去饱和。各种短路事件都可能导致去饱和, 在这些事件中电流会迅速增大至超过器件最大额定值的水平。当 IGBT 去饱和时, 从饱和区移到有源区, 会消耗最大功率, 从而导致过热并可能造成灾难性损坏。因此, 通过限制电流 I_c 以确保在饱和区域内运行 IGBT 至关重要。

在电流膝点 (如图 41 所示) 处, 器件开始转换到有源区域。此时, I_c 停止增大, 而 V_{ce} 继续增大。保护电路旨

在通过测量电流或监测电压水平是否达到预设的阈值 (分别为 I_{DESAT} 和 V_{DESAT}) 来检测该转换。最常见的保护电路称为 DESAT 保护, 它监测导通状态电压 V_{ce} , 以检测何时达到阈值。在这种情况下, 选择 V_{DESAT} , 使其处于电流膝点区域内 (通常为 7V 至 10V)。在正常运行期间, $V_{DESAT} > V_{ce}$ 。当 $V_{DESAT} < V_{ce}$ 时, 将触发 DESAT, 该电路将安全地关断 IGBT, 以防止损坏器件。DESAT 电路可以集成到栅极驱动器中, 也可以使用分立组件实现。

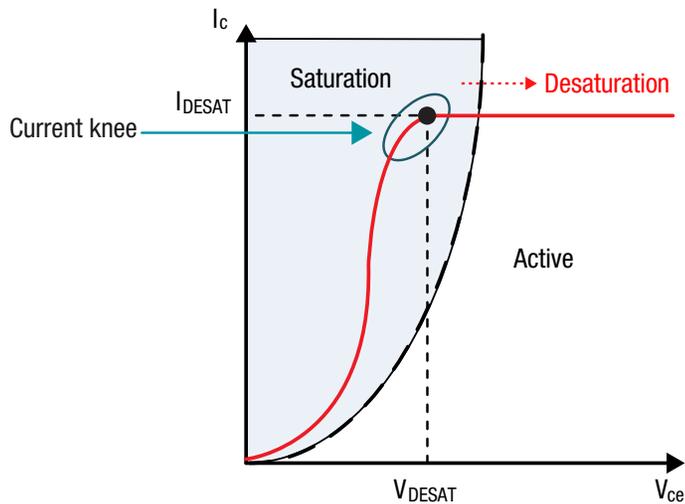


图 41: IGBT 的 I-V 曲线

短路保护

什么是 IGBT 去饱和检测中的消隐时间?

DESAT 检测必须足够快地触发,以防止发生灾难性故障。不过,由于系统的非理想性(例如功率器件的非理想开关,其中完成电压和电流转换可能需要数百纳秒的时间),立即进行 DESAT 检测可能会导致不精确的故障触发。如图 42 所示,首先是电流上升,然后电压下降。DESAT 在导通状态期间检测电压 V_{ce} 或 V_{ds} ,因此应将测量延迟到器件完全导通且电压达到其最低值之前进行。此外,在快速电压瞬变之后可能会发生振荡,从而导致 DESAT 电压上升到阈值以上。由于这些原因,DESAT 电路设计具有称为消隐时间的固有延迟,该延迟应至少为 t_4-t_0 。

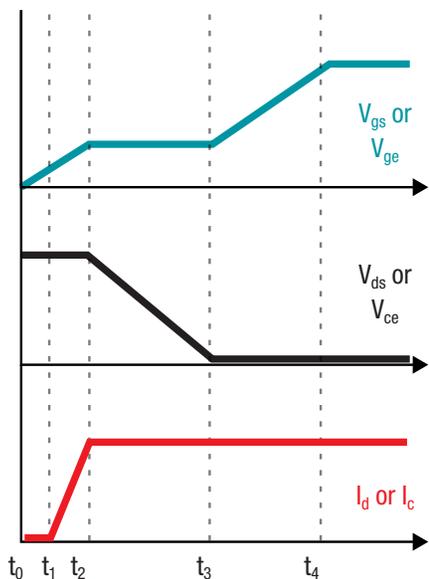


图 42: 电源开关导通波形

如上所述,消隐时间 t_{BLK} 应足够长,以防止误跳闸,但又应足够短,以在器件损坏之前将其关闭。建议的消隐时间通常大约为 $2\mu s$,该值小于 IGBT 的 SCWT。SCWT 由给定时间段的最大允许功率耗散定义。DESAT 电路设计采用图 43 中所示的组件,这些组件包括一个电流源 I_{CHG} 、一个电压基准 V_{DESAT} 和一个电容器 C_{BLK} 。消隐时间计算公式为:

$$t_{BLK} = \frac{C_{BLK} * V_{DESAT}}{I_{CHG}}$$

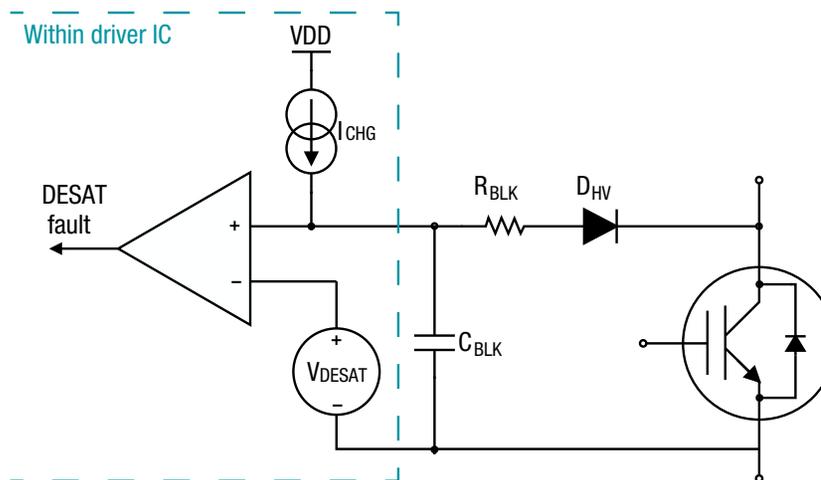


图 43: 典型的 DESAT 电路实现

短路保护

如何为 IGBT 设计去饱和电路?

DESAT 保护电路需要考虑适当设置消隐时间、DESAT 阈值电压和高压阻断二极管。消隐时间 t_{BLK} 必须足够长,以防止误触发,但必须短于器件的 SCWT。消隐时间设置取决于 IGBT 的特性。通常在具有 DESAT 功能以及阈值电压 V_{DESAT} 的驱动器 IC 中提供充电电流 I_{CHG} ,如图 44 所示。

根据直流总线电压设置高压二极管 D_{HV} 。当 V_{DC} 的范围为千伏级时, D_{HV} 可以是多个串联的二极管。 D_{HV} 的反向恢复应极小,以防止反向电流引起误跳闸。最好使

用快速恢复二极管,以防止产生错误的 DESAT 故障信号。此外,多个高压二极管可以帮助调节实际阈值电压 $V_{DESAT,actual}$,其中从 V_{DESAT} 中减去二极管数量乘以其正向电压所得的值。 V_{DESAT} 是 DESAT 故障触发时的基准电压,该基准电压在具有集成 DESAT 保护功能的栅极驱动器中设置。实际检测电压可以根据消隐电阻器 R_{BLK} 和高压二极管的正向压降进行调节。您必须使用所有这些组件来精确地设置 DESAT 电压。因此,实际检测电压为:

$$V_{DESAT,actual} = V_{DESAT} - I_{CHG} * R_{BLK} - n * V_{D_{HV}}$$

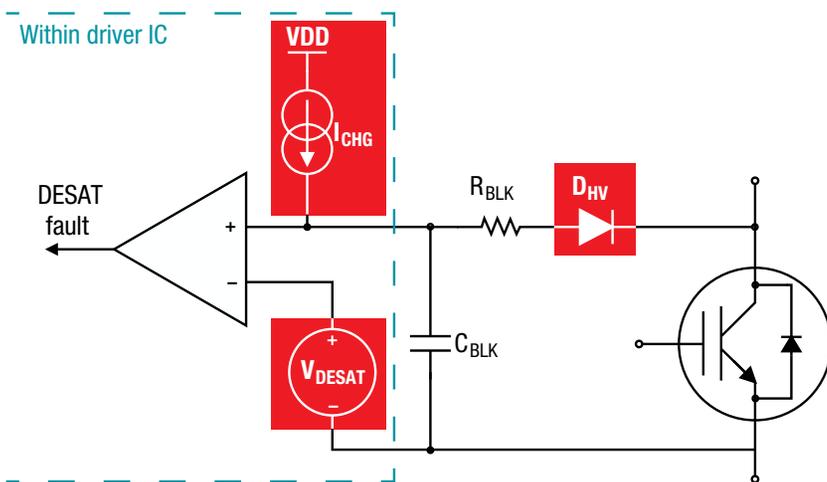


图 44: 典型的 DESAT 电路实现

短路保护

检测 IGBT 的去饱和和为何比检测 SiC 的去饱和更有意义?

DESAT 是最常见的过电流保护电路, 由于易于实现, 因此是许多应用的默认选择。不过, IGBT 与 SiC MOSFET 之间存在固有差异, 这些差异使 DESAT 保护与 SiC MOSFET 相比更适合 IGBT。图 45 显示了 IGBT 和 SiC MOSFET 的 I-V 特性。对于相同的额定电流和电压, IGBT 到达有源区域时的 V_{ce} 比 SiC MOSFET 转换到饱和区域时相应的 V_{ds} 水平低得多。从本质上讲, IGBT 限制了耗散的功率, 因为电流停止增加。在 SiC MOSFET 中, 电流持续增大, 而 V_{ds} 也增大, 由于

高功率耗散和产生的热量, 导致器件以更快的速度发生故障。此外, SiC MOSFET 比 IGBT 更快地达到最大功率耗散点, 因为它们的开关速度要快得多。

IGBT 的去饱和电压通常为 7V-10V, 而 SiC MOSFET 的去饱和电压没有明确定义的范围。因此, 为 IGBT 选择 DESAT 电压较为简单, 但这对于 SiC MOSFET 而言几乎是不可能的。可以在进行一些修改后将 DESAT 用于 SiC MOSFET, 但不会实现最佳性能。SiC MOSFET 具有比 IGBT 更短的 SCWT 并且开关速度更快, 因此时序至关重要。分流电阻器电流监测或过电流检测等方法最适合 SiC MOSFET。

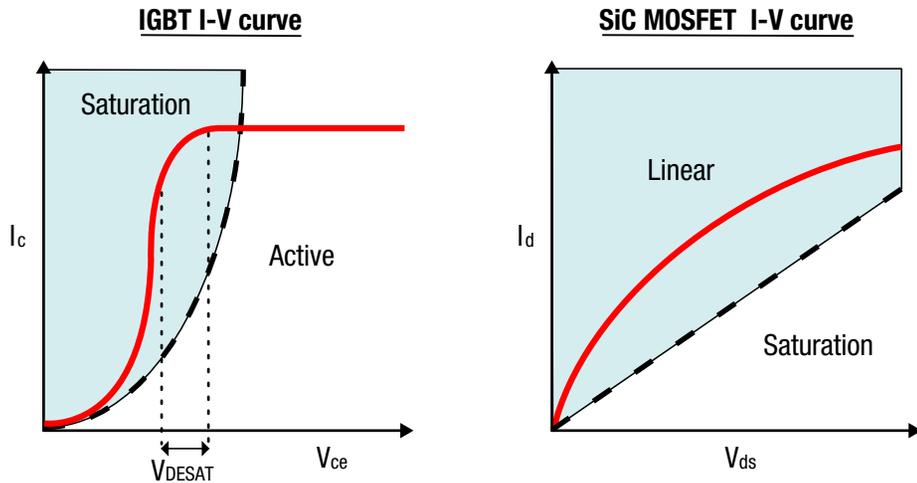


图 45: IGBT 与 SiC MOSFET 的 I-V 曲线

短路保护

什么是过电流检测, 它为何更适用于 SiC MOSFET?

DESAT 作为一种短路保护形式在 IGBT 中很常见, 但由于其 I-V 特性, 并非始终适合 SiC MOSFET。SiC MOSFET 从线性区域到饱和区域的转换尚不明确, 因此使用单个电压阈值进行 DESAT 检测可能不太精确。一种更适用的检测形式是过电流检测, 它测量流经精确分流电阻器 R_{shunt} 的电流。考虑到 R_{shunt} 中会流过很大的电流, 其测量确实会导致更大的功率损耗。结果, 由于自热, 其精度也可能更低。分流电阻器值通常处于毫欧级范围之内, 测量的电流根据欧姆定律 ($V = I * R$)

得出。与 DESAT 相比, 分流电阻器监测更加精确并且所需的电路更少。更少的电路还意味着响应速度更快, 这对于 SiC MOSFET 而言至关重要, 因为它们的 SCWT 比 IGBT 更短。

为了解决功率损耗问题, 有些电源模块包含集成的电流调节功能, 以减小流经分流电阻器的电流 (图 46)。模块中内置的分流电路可降低分流电阻器中耗散的功率, 相应的比率由功率器件制造商提供。该方法的功耗比典型的分流电阻器测量要低, 从而可以实现更精确的电流测量。

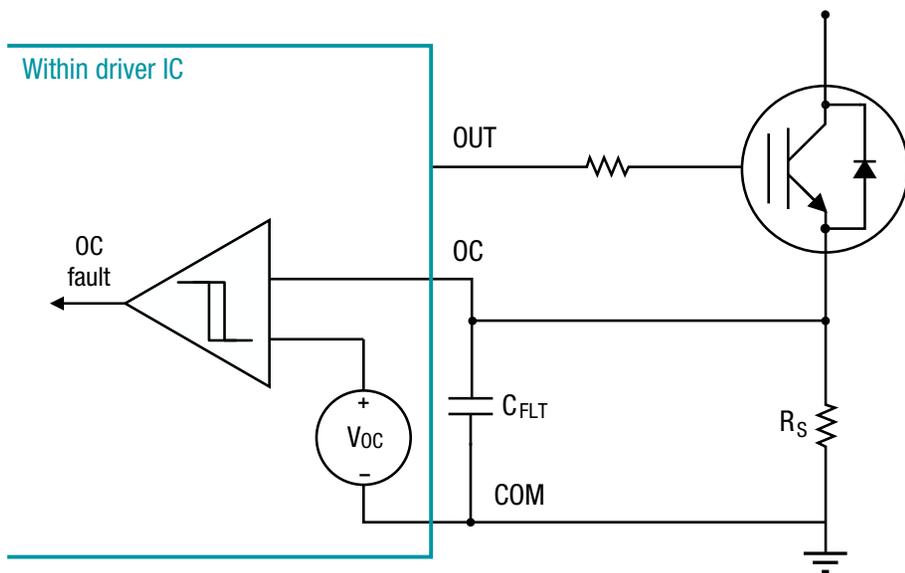


图 46: 使用具有集成电流调节功能的 FET 的过流

重要声明: 本文所提及德州仪器 (TI) 及其子公司的产品和服务均依照 TI 标准销售条款和条件进行销售。TI 建议用户在下订单前查阅全面的全新产品与服务信息。TI 对应用帮助、客户应用或产品设计、软件性能或侵犯专利不承担任何责任。有关任何其他公司产品或服务的发布信息均不构成 TI 因此对其的批准、担保或认可。

The platform bar is a trademark of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

重要声明和免责声明

TI 均以“原样”提供技术性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、适合某特定用途或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

所述资源可供专业开发人员应用TI 产品进行设计使用。您将对以下行为独自承担全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的TI 产品；(2) 设计、验证并测试您的应用；(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他安全、安保或其他要求。所述资源如有变更，恕不另行通知。TI 对您使用所述资源的授权仅限于开发资源所涉及TI 产品的相关应用。除此之外不得复制或展示所述资源，也不提供其它TI 或任何第三方的知识产权授权许可。如因使用所述资源而产生任何索赔、赔偿、成本、损失及债务等，TI 对此概不负责，并且您须赔偿由此对TI 及其代表造成的损害。

TI 所提供产品均受TI 的销售条款 (<http://www.ti.com.cn/zh-cn/legal/termsofsale.html>) 以及ti.com.cn上或随附TI产品提供的其他可适用条款的约束。TI提供所述资源并不扩展或以其他方式更改TI 针对TI 产品所发布的可适用的担保范围或担保免责声明。

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 © 2019 德州仪器半导体技术（上海）有限公司