

应用指南 AN-7003

版本号:	00
发布日期:	2007-11-12
作者:	Markus Hermwille

关键词: IGBT 驱动器, 栅极电阻, 选择, 设计, 应用
www.Semikron.com/Application/GateResistor

栅极电阻 – 选择原则与应用

引言.....	1
IGBT 开关特性.....	2
续流二极管的开关特性.....	4
驱动输出级.....	4
栅极电阻的计算.....	5
最小栅极 阻抗 – 最大栅极峰值电流.....	5
功率耗散.....	6
峰值功率能力.....	6
电阻类型.....	7
设计和布局.....	7
疑难解答.....	8
符号和术语.....	8
参考文献.....	8

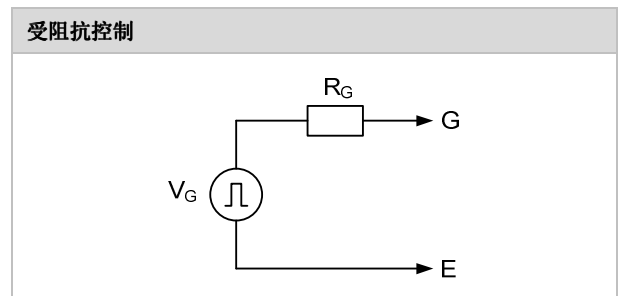
本应用指南提供有关使用栅极电阻 (R_G) 控制 IGBT 开关的信息。所提供的信息仅包括提示并不包含完整的设计规则。信息并不全面, 设计是否合适取决于用户自己。

引言

功率半导体的开关特性受栅极电容的再充电控制。栅极电容的再充电可以通过栅极电阻控制。IGBT 的动态性能可通过栅极电阻值来调整。通过使用典型的+15V 控制电压 ($V_{G(on)}$) 控制 IGBT 导通, 典型的负输出电压-5 ...-8...-15V 控制 IGBT 关断。

栅极电阻影响 IGBT 的开关时间、开关损耗、反向偏置安全运行区域 (RBSOA)、短路电流安全运行区域 (SCSOA)、EMI、dv/dt、di/dt 和续流二极管的反向恢复电流。栅极电阻必须按照各个应用参数仔细选择和优化, 如: IGBT 技术、二极管、开关频率、损耗、应用布

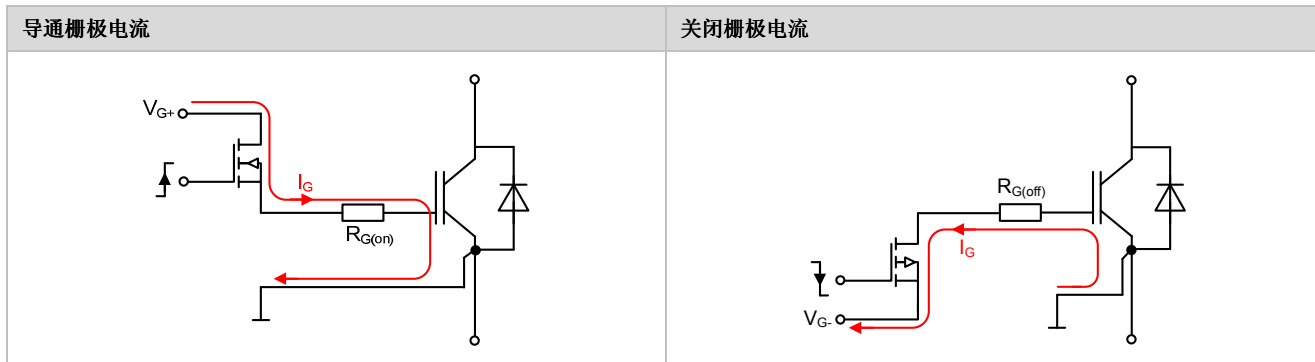
局、电感/杂散电感、直流环节电压和驱动能力。应用的完整设计必须作为一个整体来看, 并要适当考虑到上面所提到的参数。整个应用中各参数间的相互影响必须被评估和调和。



IGBT 开关特性

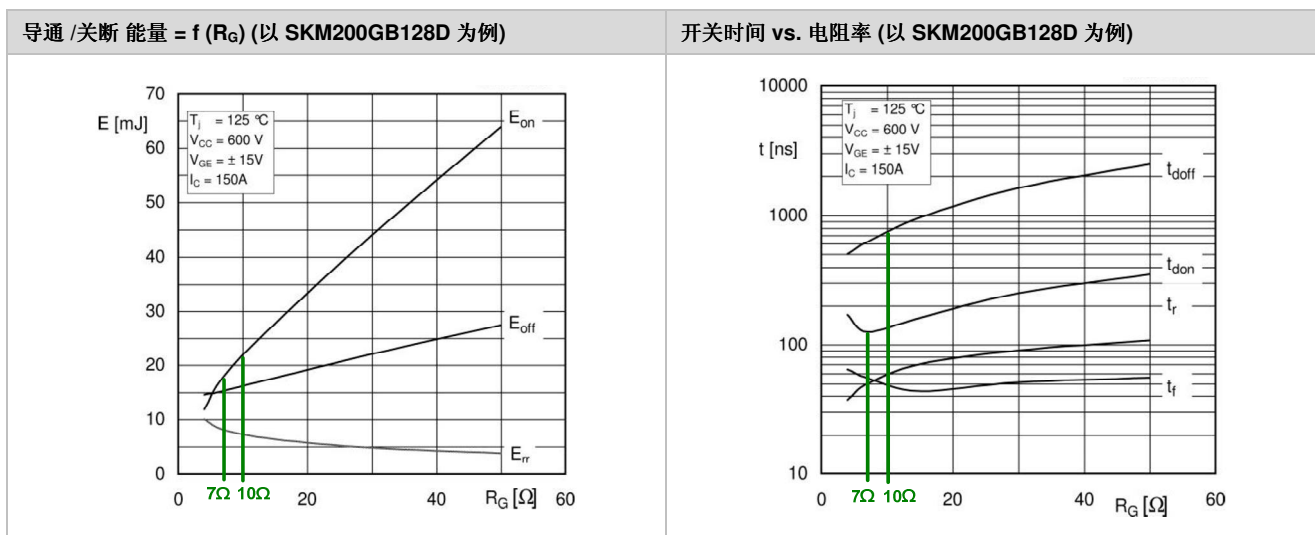
每个 IGBT 开关特性的设定可受外部电阻 R_G 的影响。由于 IGBT 的输入电容在开关期间是变化的，必须被充放

电，栅极电阻由通过限制导通和关断期间栅极电流 (I_G) 脉冲的幅值需要多长时间来决定。



由于栅极峰值电流的增加，导通和关断的时间将会缩短且开关损耗也将会减少。减小 $R_{G(on)}$ 和 $R_{G(off)}$ 的阻值会影响栅

极峰值电流。下列图表显示开关损耗和开关时间依赖于选定的栅极电阻值。



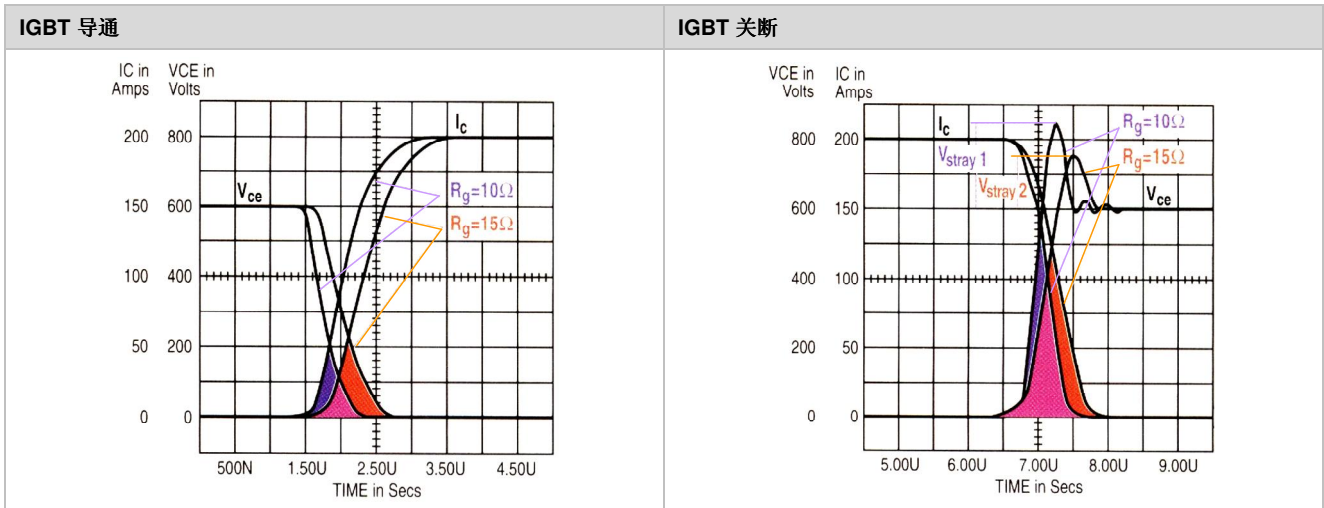
当减小栅极电阻的阻值时，需要考虑的是当大电流被过快地切换时所产生的 di/dt 。这是由于电路中存在杂散电感，

它在 IGBT 上产生高的电压尖峰，该电压可由下式估计。

电压尖峰计算公式

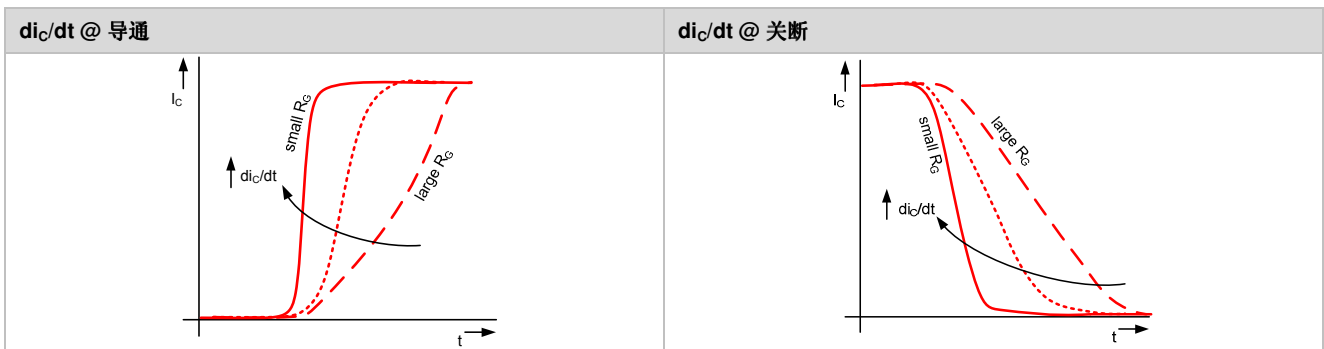
$$V_{stray} = L_{\sigma} \times \frac{di}{dt}$$

这一影响可在 IGBT 关断时的波形图上观察到。图中的阴影部分显示了关断损耗的相对值。集电极-发射极电压上的瞬间电压尖峰可能会损坏 IGBT，特别是在短路关断操作的情况下，因为 di/dt 比较大。正如下图所示，可通过增加栅极电阻的值来减小 V_{stray} 。因此，消除了由于过电压而带来的 IGBT 被损毁的风险。



根据半桥配置中上臂 IGBT（上部）和下管 IGBT（下部）间的互锁/死区时间，栅极电阻对延迟时间的影响要加以考虑。大的 $R_{G(off)}$ 增加 IGBT 的下降时间，这就是为什么实际的死区时间可能超过最小死区时间，这会带来更多的直通趋势。

快速的导通和关断会分别带来较高的 dv/dt 和 di/dt ，因此会产生更多的电磁辐射（EMI），从而可能在应用中引起电路故障。下表显示不同的栅极电阻值对 di/dt 的影响。



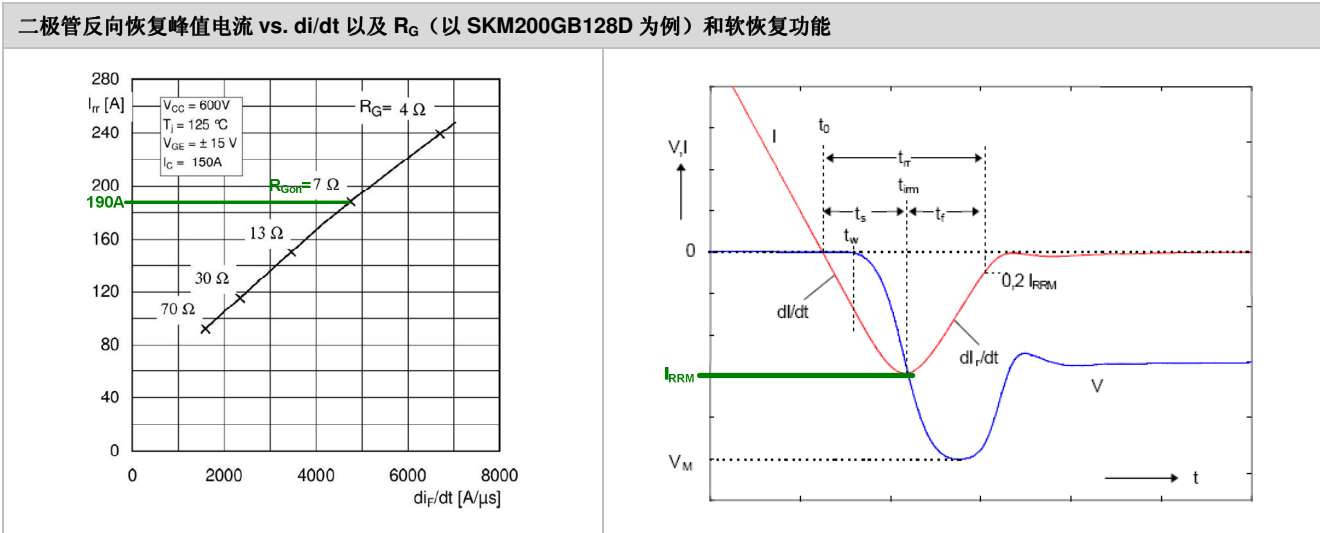
下表概况了栅极电阻值的改变所带来的 IGBT 开关特性的变化。

变化率 / 特性	$R_G \nearrow$	$R_G \searrow$
t_{on}	\nearrow	\searrow
t_{off}	\nearrow	\searrow
E_{on}	\nearrow	\searrow
E_{off}	\nearrow	\searrow
导通峰值电流	\searrow	\nearrow
关断尖峰电流二极管	\searrow	\nearrow
dv/dt	\searrow	\nearrow
di/dt	\searrow	\nearrow
电压尖峰	\searrow	\nearrow
EMI 噪声	\searrow	\nearrow

续流二极管的开关特性

续流二极管的开关特性也受栅极电阻的影响，并限制栅极阻抗的最小值。这意味着 IGBT 的导通开关速度只能提高到一个与所用续流二极管反向恢复特性相兼容的水平。栅极电阻的减小不仅增大了 IGBT 的过电压应力，而且由于 di_c/dt 的增大，也增大了续流二极管的过压极限。

下图给出了续流二极管反向恢复电流 I_{RRM} 对 di_f/dt 的典型依赖关系。 di_f/dt 由给定的 IGBT 栅极电阻 $R_{G(on)}$ 决定。反向恢复电流随换流速度 di_f/dt 增大。 I_{RRM} 的增大也会造成较高的续流二极管关断功率损耗。



在 IGBT 模块中，赛米控使用特殊设计优化的带软恢复功能的 CAL（轴向寿命可控）二极管。这使得反向峰值电流小，从而桥路中 IGBT 的导通电流小。

驱动输出级

栅极驱动电路的驱动器输出级是一种典型的设计，采用了两个按图腾柱形式配置的 MOSFET。两个 MOSFET 的栅极由相同的信号驱动。当信号为高电平时，N 通道 MOSFET 开启，当信号为低电平时，P 通道 MOSFET 导

通，从而产生一个两个晶体管的推挽输出配置。MOSFET 的输出级可有一路或两路输出。下表显示了用于对称或不对称栅极控制的不同解决方案。

连接 $R_{G(on)}$, $R_{G(off)}$

The diagram shows a push-pull MOSFET driver output stage. It consists of two MOSFETs (N-channel and P-channel) connected in a totem-pole configuration. The gates of both MOSFETs are driven by a common signal through a resistor R_{in} . The gates are also connected to V_{G+} and V_{G-} rails. The drain of the N-channel MOSFET is connected to the gate of the P-channel MOSFET through a resistor $R_{G(on)}$. The source of the P-channel MOSFET is connected to the gate of the N-channel MOSFET through a resistor $R_{G(off)}$. The output of the driver is taken from the drain of the P-channel MOSFET. The gate-source voltage V_{GE} is indicated.

输出级有两路输出，适用于简便的非对称栅极控制。这使得栅极电阻可分解为两个电阻 $R_{G(on)}$ 和 $R_{G(off)}$ ，分别用于导通和关断。这种方式下，可以限制驱动器 MOSFET 开关期间产生的不可避免的从 V_{G+} 到 V_{G-} 的交叉电流。

然而，主要的优势在于本方案提供了对于导通过流、关断过压尖峰和短路特性进行单独优化导通和关断的可能性。

赛米控的驱动器解决方案，如 SKYPER® 32 R 或 SKYPER® 32PRO R 提供两路输出，用于简便的非对称控制。

赛米控驱动方案的数据表可从 www.SEMIKRON.com 的驱动电子产品页获得。

	<p>如果只有一路输出用于栅极电阻，仍旧可以使用非对称控制。</p> <p>为了分别调整导通和关断特性，可以将电阻R_{G2}和一个二极管串联起来并联在栅极电阻R_{G1}上。</p> <p>增大R_{G1}将延长IGBT的关断时间。关断期间所感应的峰值过压将会减小。</p> <p>增大R_{G2}将延长IGBT的导通时间。续流二极管的反向峰值电流将会减小。</p> <p>当MOSFET被开关时，如果不考虑延迟，这种配置会在MOSFET级引起短路。</p>
	<p>只有一个栅极电阻的输出电路。导通和关断使用同一个电阻，因此是对称栅极控制。</p> <p>当开关MOSFET时，如果不考虑延迟，这种配置会在MOSFET级引起短路。</p>

栅极电阻的计算

对于低开关损耗，无 IGBT 模块振荡，低二极管反向恢复峰值电流和最大 dv/dt 限制，栅极电阻必须体现出最佳的开关特性。下面给出一些有关栅极电阻计算方面的提示：

- 通常情况下，额定电流大的 IGBT 模块将采用较小的栅极电阻驱动；同样的，额定电流小的 IGBT 模块，将需要较大的栅极电阻。
- 一般而言，最优的栅极电阻值将介于 IGBT 数据表中所列的值和大约两倍于数据表中所列值之间。这适用于大多数的应用。IGBT 数据表中所指定的值是**最小值**；在指定条件下，**两倍于额定电流可被安全地关断**。在实际中，由于测试电路和各个应用参数的差异，IGBT 数据表中的栅极电阻值在往往不能总得到。上面提到的大概的电阻值（即两倍的数据表值），可被看作是优化的起点，即以此开始减少栅级电阻值。确定最终最优值的唯一途径是测试和检验最终系统。

- 在大多数的应用中，导通栅极电阻 $R_{G(on)}$ 比关断栅极电阻 $R_{G(off)}$ 小。根据各自的参数， $R_{G(off)}$ 约为 $R_{G(on)}$ 的两倍。
- 在应用中使寄生电感最小很重要，尤其是在直流环节电路中。保持 IGBT 关断过电压在 IGBT 数据表的指定范围内是必要的，特别是在短路情况下。例如，降低短路情况下过电压的一个简单的方法是采用软关断电路。在发生短路时，软关断电路增大 $R_{G(off)}$ 所在支路的阻抗，并以更慢的速度关掉 IGBT。赛米控 IGBT 驱动器解决方案 SKYPER[®] 32PRO R 具有软关断功能。该驱动器的数据表可在 www.SEMIKRON.com 的驱动电子产品页获得。

请注意：每个应用所选择的栅极电阻应由用户的技术专家进行验证。

最小栅极阻抗 – 最大栅极峰值电流

栅极电阻决定栅极峰值电流 I_{GM} 。增大栅极峰值电流将减少导通和关断时间以及开关损耗。

栅级峰值电流的最大值和栅级电阻的最小值分别由驱动器输出级的性能决定。驱动器的数据表中给出了峰值电流的

最大值和栅级电阻的最小值。这些值都必须予以考虑，以避免造成驱动器的损坏。在实际中，由于 IGBT 模块的内部电阻 $R_{G(int)}$ 和栅极控制通道上的电感，栅级电流可能要小一些，IGBT 的数据表中给出了 $R_{G(int)}$ 的值。

栅极电流	计算
	<p>栅极峰值电流可由下式计算:</p> $I_{GM} = \frac{V_{G(on)} - V_{G(off)}}{R_G + R_{G(int)}}$ <p>最小栅极阻抗的计算:</p> $R_{G(min)} = \frac{V_{G(on)} - V_{G(off)}}{I_{GM}}$

功率耗散

如果大规模的 IGBT 模块被用在高频下，栅极驱动电路的栅极电阻会产生大损耗。该功耗可由以下推导估计出。

栅极电流波形	栅极电阻功率损失的估计
	<p>导通时栅极电路的有效值，例如：由三角形脉冲推导</p> $I_{G(on)RMS} = I_{G(on)PEAK} \sqrt{\frac{k}{3}} \quad k = \frac{t_p}{T} = t_p \times f_{sw}$ <p>导通时栅极电阻功率耗散的计算:</p> $P_{G(on)} = I_{G(on)RMS}^2 \times R_{G(on)}$ <p>关断时栅极电路的有效值:</p> $I_{G(off)RMS} = I_{G(off)PEAK} \sqrt{\frac{k}{3}}$ <p>关断时栅极电阻功率耗散的计算:</p> $P_{G(off)} = I_{G(off)RMS}^2 \times R_{G(off)}$ <p>注意: 这些方程可用于栅极电阻分解为两个电阻 $R_{G(on)}$ 和 $R_{G(off)}$ 的情况，$R_{G(on)}$ 和 $R_{G(off)}$ 分别用于导通和关断。 在计算功耗的基础上选择栅极电阻时必须考虑一个安全裕量。</p>

峰值功率能力

运行期间，栅极电阻不得承受连续的脉冲流。因此，栅极电阻必须具有一定的峰值功率能力。确定该能力的一个

可行的方法是计算脉冲负载功率和电阻数据表中用于连续脉冲负载的图表。

连续脉冲负载 = f(t _p)	脉冲负载的估计
<p>Source: www.vishay.com</p>	<p>脉冲负载的计算如下所示:</p> $P_{PULSE} = I_{GM}^2 \times R_G$ <p>Continuous pluse load: 连续脉冲负载</p> <p>Pulse duration: 脉冲持续时间</p>

电阻类型

为了能够经受住应用中出现的大负载，栅极电阻必须满足一定的性能要求并具有一定的特性。下表给出了栅极电阻的主要特性，并列举了一些适合作为栅极电阻的电阻。

栅极电阻的特性

- 非谐振
 - 金属薄膜
 - 温度系数小
 - 高精度
 - 不同环境条件下稳定性好
- 例如：MINI-MELF电阻，MELF电阻

设计和布局

由于栅级电阻上的大负载，建议使用电阻并联的形式。这将产生一个冗余，如果一个栅极电阻损坏，系统可临时运行，但开关损耗较大。每个并联电阻有关功耗和峰值功率能力的性能，必须设计为满足应用中的最大栅级电流。采用栅级电阻并联的方式，也有利于增强热扩散。

栅级电阻并联的布局必须保证栅极电阻所产生的过大热量不会使安装在附近的元件过热。在考虑布局时，必须为栅极电阻留出足够大的冷却区域。印刷电路板上合适的散热器可用于实现更好的散热。下图所示为一个具有并联栅级电阻冷却区域（红色和绿色区）的电路板布局示意图。

并联栅极电阻的布局	顶层	底层
<p>从评估板 1 SKYPER® 32PRO 提取的版图。带有开源设计（如：原理图、版图和元件列表）的技术文档可从 www.SEMIKRON.com 的驱动器电子产品页获得。</p> <ul style="list-style-type: none"> • $R_{G(on)} = R251 // R252 // R253$ • $R_{G(off)} = R254 // R255 // R256$ 		

栅极电阻电路和 IGBT 模块之间的距离应尽可能短。距离长会在栅极-发射极的通道上产生较大的电感。结合 IGBT 的输入电容，该线路电感将形成一个 LC 电路。该电路可能会产生振荡，电压

可能会高于最大允许栅级电压。可以用一个比最小栅极电阻大一些的栅极电阻来削弱该振荡，电阻的计算公式如下。

$R_{G(min)}$ 计算公式

$$R_{G(min)} \geq 2 \sqrt{\frac{L_{wire}}{C_{ies}}}$$

应用导航:

应用指南 AN-7002 “Connction of Gate Drivers to IGBT and Controller 栅极驱动器与 IGBT 和控制器的连接”中给出了进一步的设计提示信息。该应用指南可从 www.SEMIKRON.com 的驱动器电子产品页获得。

疑难解答

下表描述了一个可能遇到的问题和栅极电阻对于这些问题的影响。该表可用于协助查找可能的原因及影响。

问题	效果和作用
开关损耗增大	所选的栅极电阻值太大，导致损耗过大，应减小栅极电阻值。应铭记整个应用中的开关性能。
过大的 IGBT 电压尖峰	应用（直流环节）中的电感过大或者使用的关断栅级电阻小，从而导致 di/dt 更大。应尽量减小电感或者增大关断栅级电阻值。为减小短路时的电压尖峰，可使用软关断电路。
栅极电阻过热或烧毁	电阻的功耗和峰值功率能力不够。使用了非防谐振电阻。
EMI 噪声	所用的栅极电阻非常小，导致 dv/dt 或 di/dt 变大，从而产生更多的 EMI。 过高的栅极电阻值导致 IGBT 在开关期间在线性模式下运行时间过长，最终导致栅极振荡。
栅极震荡	栅极电阻和 IGBT 模块间的连线过长。这导致栅极-发射极通道间的电感较大，与 IGBT 的输入电容一起形成一个谐振电路。缩短连线可以削弱振荡。 主电流感应耦合到控制电路。应避免栅极与主端子之间的连线平行。可采用双绞线。

符号和术语

符号	术语	符号	术语
C_{ies}	IGBT 输入电容	P_{PULSE}	脉冲负载
di_C/dt	集电极电流的上升和下降速率	R_G	栅极电阻
di_F/dt	正向电流（二极管）的上升和下降速率	$R_{G(int)}$	IGBT 模块内部栅极电阻
dv_{CE}/dt	集电极-发射极电压的上升或下降速率	$R_{G(min)}$	最小栅极电阻
E_{off}	关断期间的能量耗散	$R_{G(off)}$	关断栅极电阻
E_{on}	导通期间的能量耗散	$R_{G(on)}$	导通栅极电阻
f_{sw}	开关频率	t	时间
I_C	集电极电流	t_{sw}	开关时间
I_G	栅极电流	T	时间周期
I_{GM}	栅极电流峰值	t_p	脉冲宽度
I_{GRMS}	栅极电流有效值	V_{CE}	集电极-发射极电压
I_{rr}	反向恢复电流	V_G	栅极电压（输出驱动器）
I_{RRM}	反向恢复峰值电流	$V_{G(off)}$	关断栅极电压（输出驱动器）
L_G	杂散电感	$V_{G(on)}$	导通栅极电压（输出驱动器）
L_{wire}	绕线电感	V_{stray}	杂散电感和 di/dt 导致的电压尖峰
P_G	栅极电阻的功率耗散		

参考文献

- [1] <http://www.SEMIKRON.com>
- [2] Application Manual Power Modules, SEMIKRON International
- [3] M. Hermwille, "Plug and Play IGBT Driver Cores for Converters", Power Electronics Europe Issue 2, pp. 10-12, 2006
- [4] P. Bhosale, M. Hermwille, "Connection of Gate Drivers to IGBT and Controller", Application Note AN-7002, SEMIKRON

声明

赛米控保留因改善可靠性，功能或设计而更改文档但不作另行通知的权利。本文档所提供的信息被认为是准确和可靠。但是，赛米控并不给予任何声明或保证，也不对准确性和使用这些信息所带来的后果承担任何的法律风险。赛米控不对应用和使用此处所描述的产品和电路而产生的后果承担任何的法律风险。此外，本技术资料不能被视为对器件特性的保证。也不对有关交货、性能或适用性做任何明确或暗示的保证和担保。这份文件并不详尽，它取代所有以前提供的资料并可能被更新的文档所取代，而无另行通知。

在无赛米控明确书面批准的情况下，赛米控的产品未被授权用于生命支持设备和系统。

SEMIKRON INTERNATIONAL GmbH

P.O. Box 820251 • 90253 Nürnberg • Deutschland • Tel: +49 911-65 59-234 • Fax: +49 911-65 59-262
sales.skd@semikron.com • www.semikron.com