

4. 输出 (电网、变压器、直流电机、交流电机、磁阻式电机)、输出电压范围、输出电流、功率因素、过载 (大小、持续时间、出现频度)、基波频率 (最小值/最大值), 最小输出频率时的电流、载波频率、负载的交变曲线 (电流、电压、频率、功率因素对时间的函数);
5. 直流母线回路 (电解式电容或薄膜式电容)、额定电压、最小/最大电容值、最大直流母线电压、直流母线回路的环境温度;
6. 绝缘测试电压、防护等级;
7. 驱动器、驱动器接口 (变压器式、光电式)、可选功能 (电流、温度、直流母线电压检测);
8. 冷却: 环境温度、冷却介质的最低/最高温度; 采用强制风冷时: 最大的空气流量、允许的噪声水平;
9. 采用液体冷却时: 冷却介质 (防冻要求、流量);
10. 储藏温度、针对气候的特殊要求、安装海拔高度;
11. 使用寿命 (功率模块、直流母线电容)。

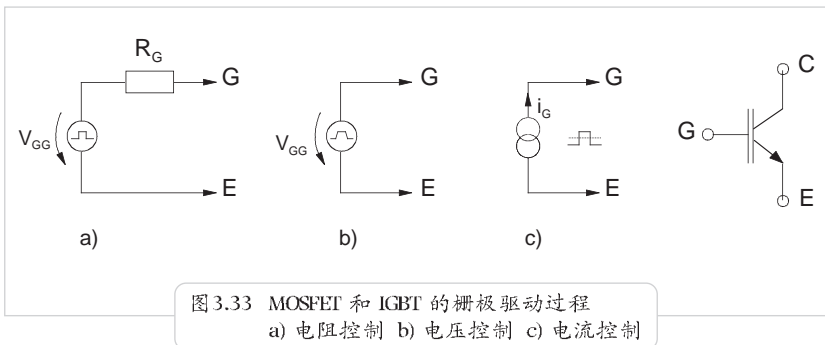
3.5 驱动器

3.5.1 栅极电压和栅极电流特性

驱动过程

正如 1.2.3 节中所描述的那样, MOSFET 和 IGBT 模块的开关行为可以通过对栅电容的充放电来进行有效控制。

在理论上, 栅电容的充放电过程可以归纳为三种情形: 电阻控制、电压控制或电流控制 (图 3.33)。



首选的方法是采用一个栅极驱动电阻来控制栅极电容的充放电 (或两个电阻来分别控制开关的开通与关断), 见图 3.33a。这个方法的特点是在栅源或栅极-发射极电压中形成了一个米勒平台 (图 3.34)。

若电源电压 V_{CC} 保持恒定, 则调整栅极电阻 R_G 便可以改变开关速度。 R_G 越小, 则开关时间越短。电阻控制法的缺点在于, MOSFET 和 IGBT 栅极电容的制造偏差直接影响了开关时间和开关损耗。

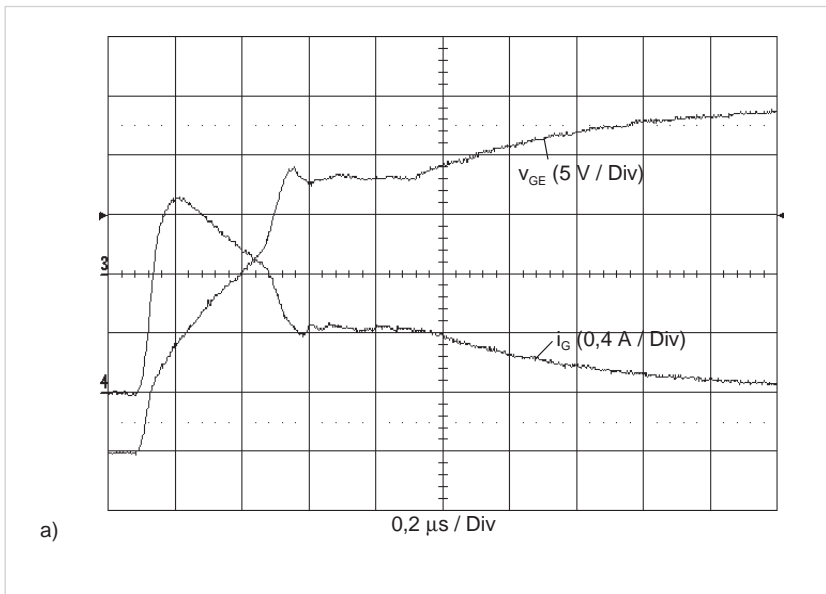
改进的方法如图 3.33b 所示。如果电压直接作用于晶体管的栅极, 则可以去除这一影响。此时, 晶体管的开关速度直接由栅极的 dv/dt 所决定。在栅极电压特性中不再出现米勒平台。这一方法要求驱动电路有足够大的电流输出能力。

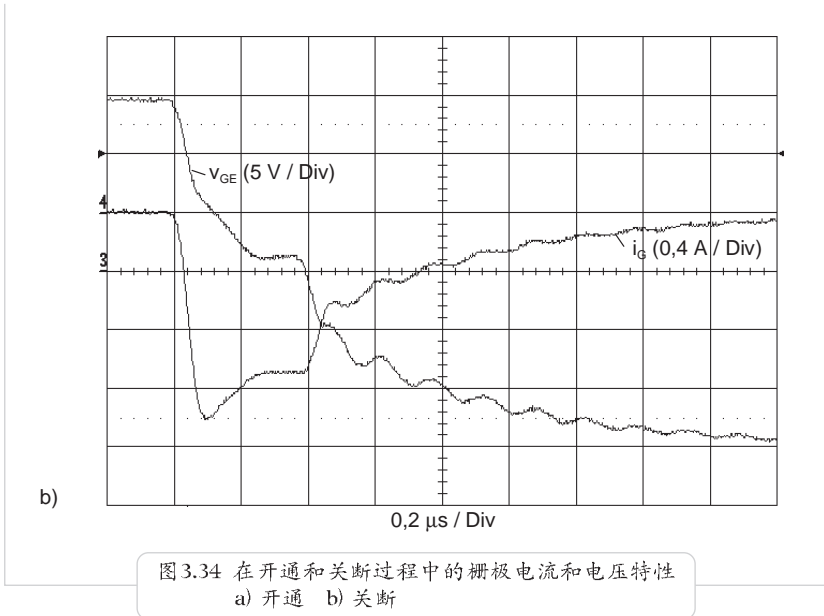
第三种方法如图 3.33c 所示。使用一个可输出正反向电流的电流源, 也可以控制栅极的充放电特性 (请参阅图 1.12 和 1.13)。采用这种方法而获得的栅极电压特性类似于电阻控制法。

驱动电压

图 3.34 表示了采用栅极电阻控制法时栅极电流 i_G 和栅极-发射极电压 v_{GE} 的特性曲线。

一方面, 栅极驱动电压的正负幅值取决于栅极击穿电压。对于目前的 IGBT 和 MOSFET 而言, 此电压一般被限定为 20V, 其瞬态值亦如此, 从而要求在关断过程中采取特别的防护措施, 见 3.5.2 和 3.6.3.2 节。





另一方面, $R_{DS(on)}$ 和 V_{CEsat} 均随栅极电压的上升而下降。因此, 在饱和和导通状态下, 推荐使用的栅极正偏驱动电压须达到

$V_{GS} = +10\text{ V}$ (功率 MOSFET) 以及
 $V_{GE} = +15\text{ V}$ (IGBT)。

参数表中的额定值几乎都在这一条件下测得。

从图 3.34 中可以看到, 在关断过程和截止期间, IGBT 的栅极电压相对于发射极来说应为负值。它的推荐值为 $-5\text{ V} \sim -8\text{ V} \sim -15\text{ V}$ 。

负偏电压的作用是, 在整个关断过程中维持一个足够大的反向栅极电流 (包括在 V_{GE} 接近 $V_{GE(th)}$ 处)。利用关断过程中的高 dv_{CE}/dt 值, 来吸取 n^- 漂移区内的大部分空穴载流子, 进而缩短拖尾电流的时间。

此外, 若桥式电路中采用 $V_{GE} = 0\text{ V}$ 来关断 IGBT, 会产生一个更为严重的缺陷, 即对于被关断的 IGBT 反向并联的二极管 D_2 来说, 其反向恢复时会产生一个高的 dv_{CE}/dt (图 3.35)。此时, 集电极-发射极电压 V_{CE2} 将急剧增加, 并通过栅极-集电极电容 C_{GC2} 引起一个位移电流

$i_v = C_{GC} * dv_{CE}/dt$, 参阅 1.2.3 节。

此位移电流会在电阻 R_G (或 R_{GE}/R_G) 上产生一个电压降。如果 V_{GE} 因此上升, 并且超过开启电压 $V_{GE(th)}$ 时, T_2 将在 D_2 的反向恢复期间被驱动至放大区 (在 T_1 和 T_2 中引起穿通电流及额外损耗)。

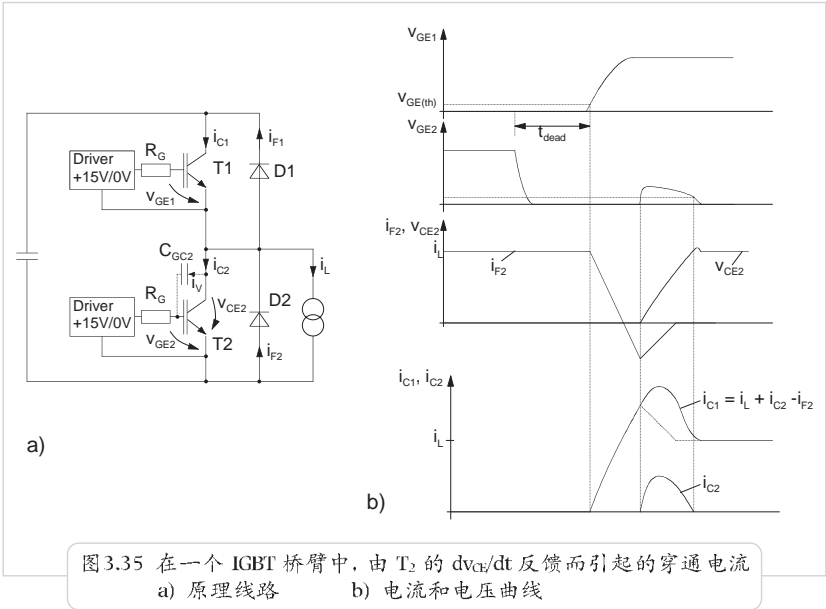


图3.35 在一个 IGBT 桥臂中, 由 T₂ 的 dv_{CE}/dt 反馈而引起的穿通电流
 a) 原理线路 b) 电流和电压曲线

与 IGBT 不同的是, 采用负偏的静态栅源电压来维持 MOSFET 关断状态的方法是不可取的。虽然在 MOSFET 中, 上述的寄生开通过程及其所产生的后果也同样可能发生, 但 MOSFET 的晶体管结构所能够承受的 dv/dt 有限, 从而限制了栅源负偏电压的应用。由功率 MOSFET 的等效电路 (图 1.3) 可以看到, 由于 C_{DS} 的存在, dv_{DS}/dt 引起一个位移电流, 并流入寄生 npn 双极性晶体管的基极。如果在 p⁻ 井区横向的体电阻 R_w 上的电压降达到开启电压值, 则这个双极性晶体管将被打开。若这一过程频繁发生的话, 则 MOSFET 会因过热而损坏。

在 V_{GS} = 0V 时, 由于 C_{GD} 引起 MOSFET 沟道开通, 因而将减小在截止状态下的 dv_{DS}/dt, 从而降低双极性晶体管开通的危险性 (见图 3.35)。

额定驱动电流、驱动功率

由驱动电路提供的总驱动功率 P_{Gavg} 可以通过所注入或携走的栅极电量 Q_{Gtot} 来计算 (见图 1.12 和图 1.13):

$$P_{Gavg} = (V_{GG+} + |V_{GG-}|) \cdot Q_{Gtot} \cdot f_s$$

其中 $Q_{Gtot} = C_{Equiv} \cdot (V_{GG+} + |V_{GG-}|)$

栅极电流峰值的计算如下:

$$I_{GMon} = (V_{GG+} + |V_{GG-}|) / R_{Gon} \text{ (理想的)}$$

$$I_{GMoff} = (V_{GG+} + |V_{GG-}|) / R_{Goff} \text{ (理想的)}$$

驱动级功率的计算如下:

$$P(V_{GG+}) = V_{GG+} \cdot Q_{Gtot} \cdot f_s$$

其中 f_s 为开关频率

$$P(V_{GG-}) = |V_{GG-}| \cdot Q_{Gtot} \cdot f_s$$

计算举例:

$$V_{GG+} = 15 \text{ V}, \quad V_{GG-} = -15 \text{ V}, \quad R_G = 3.3 \ \Omega$$

$$Q_{Gtot} = 2.3 \ \mu\text{C} \text{ (SKM500GB123DS)}$$

$$f_s = 10 \text{ kHz}, \quad V_{DC} = 600 \text{ V}$$

结果为:

$$I_{GMon} = |I_{GMoff}| = 9.09 \text{ A}$$

$$P_{Gavg} = 0.69 \text{ W}$$

$$P(V_{GG+}) = P(V_{GG-}) = 0.345 \text{ W}$$

$$I(V_{GG+}) = I(V_{GG-}) = 23 \text{ mA} \text{ (平均值)}$$

3.5.2 驱动参数对开关特性的影响

如前所述, 功率 MOSFET 和 IGBT 模块在被驱动时, 它们的各种主要特性取决于 V_{GG+} 、 V_{GG-} 和 R_G 的设定值。下表给出了这些参数间定性的依赖关系 (<: 上升; >: 下降; -: 不受影响):

参数/性能	$V_{GG+} <$	$ V_{GG-} <$	$R_G <$	见相应章节
$R_{DS(on)}$ 、 V_{CESat}	>	-	-	3.5.2
t_{on}	>	<	<	3.5.2
E_{on}	>	-	<	3.5.2
t_{off}	<	>	<	3.5.2
E_{off}	-	>	<	3.5.2
开通峰值电流*)	<	-	>	3.5.2
关断峰值电压*)	-	<	>	3.5.2
对 dv/dt 的敏感度 (MOSFET)	<	<	>	3.5.1
(IGBT)	<	>	<	3.5.1
自我限制的 I_D 、 I_C	<	-	<	3.6.2
负载短路时的耐冲击性	>	-	<	3.6.2

*) 硬开关感性负载时

正向特性 ($R_{DS(on)}$ 、 V_{CESat})

在功率 MOSFET 和 IGBT 的正向特性中, 它对驱动参数的依赖性可由其输出特性读出(见 1.2.2 节)。在图 3.36 中, 从参数表中各取了一个 SEMITRANS - MOSFET 和 IGBT 模块来作说明。