

1.2.3 MOSFET和IGBT在硬开关时的开关特性

大多数晶体管在作为开关使用时,需要对感性的电阻负载进行硬性开通或者关断。此时的负载电流多为连续的,也就是说,负载的时间常数 L/R 远比开关频率的周期 $1/f$ 为大。

在此类负载条件下所产生的电流和电压的原理曲线,如漏极电流或集电极电流、以及漏源电压或集电极-发射极电压,如图 1.11a 所示。

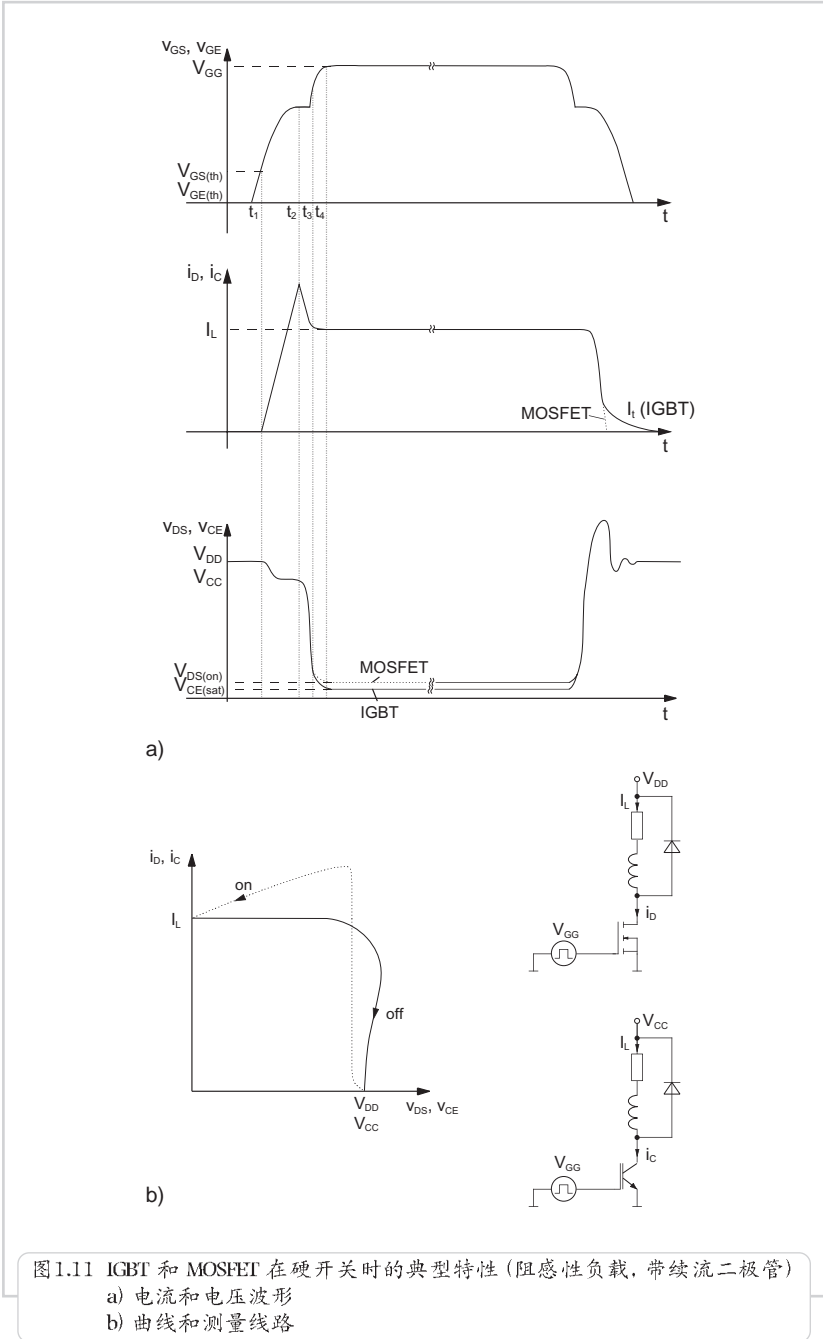


图1.11 IGBT 和 MOSFET 在硬开关时的典型特性 (阻感性负载, 带续流二极管)
a) 电流和电压波形
b) 曲线和测量线路

正如第 0 篇中的图 0.4 所示,硬开关的典型特点是,晶体管的电流和电压在开通与关断的过程中均出现瞬态峰值。

和所有的晶闸管不同,上述的晶体管在运行时不需要被动的缓冲网络。原因是在开关过程中,晶体管内的漂移区形成了一个“动态”的 pn 节。

然而,晶体管内部却产生了可观的开关损耗:

$$E_{\text{on}}, E_{\text{off}} = \int_{t_{\text{on}}, t_{\text{off}}} u \cdot i dt$$

图 1.11b 借助 $i_c = f(v_{\text{CE}})$ (以及 $i_D = f(v_{\text{DS}})$) 曲线表示了这一点。

如果引入无源的缓冲网络,则晶体管的工作曲线会移向坐标轴,从而离坐标轴更近一些。但这只是意味着,开关损耗由晶体管转移至缓冲网络。在大多数情况下,开关的整体效率会因此而下降(见第 3.8 章)。

因为除了受电流和电压以及开关时间限制以外,晶体管的工作区域还受其它各种(非理想的)因素影响,所以,人们在参数表中给出了适用于不同运行状态下的安全工作区域(SOA = Safe Operating Area),请参阅 2.1.2、2.2.3、2.3.3 节。

除了晶体管的非线性和在 1.3 章中将要谈到的二极管的性能以外,电路中的无源元件也在很大程度上影响着开关的损耗和工作区域。在图 1.11a 中可以观察到这些影响。在第 3.4.1 节中还将做进一步的讨论。

从物理的角度来说,图 1.11a 所示的电流和电压的典型曲线源于续流二极管。它的存在阻止了负载电感电流的突变:

1. 在晶体管开通时,续流二极管只有在负载电流完全地换流到晶体管后,才能够开始承受截止电压(关断)。因此,集电极电流必须先达到负载电流的幅度,然后才是集电极-发射极电压或漏源电压降落至通态压降值。
2. 在晶体管关断时,续流二极管只有在它的极性为正偏后,才能够开始接续负载电流(开通)。这一条件的出现要求在集电极或漏极电流下降到截止电流之前,集电极-发射极电压先达到换流电压的水平。

如图 1.11a 所示,在 MOSFET 或 IGBT 开通时,漏源或集电极-发射极电压会在数十纳秒内迅速下降到某一数值,该数值对应了 n^- 漂移区的电压降。对于 MOSFET 来说,这就是它的通态压降 $V_{\text{DS(on)}} = I_D \cdot R_{\text{DS(on)}}$ 。而对于 IGBT 来说,此时的 n^- 漂移区正充满了 p 集电极区的正载流子。在这个过程(大约 100 纳秒至数微秒)结束以后,IGBT 才达到其饱和压降的静态值 $V_{\text{CE(sat)}}$ 。对于高截止电压的器件来说,这一值相对较低(电导调制效应)。

当 MOSFET 关断时,它内部的电容需要被反向充电,直至沟道区的电荷载子的作用完全被消除。然后,在这个区域内,中和作用的干扰会很快消失,漏极电流陡降。

在 IGBT 中,原则上首先出现同样的过程。但当发射极电流在 n^- 漂移区被关断后, n^- 漂移区内还存在着大量的、由集电极区注入的 p 载流子。它们必需通过再结合或反注入的方式被清除。这一过程导致了所谓的集电极拖尾电流 I_t (图 1.11a)。

因为该尾流下降的过程可持续数微秒,而此时集电极-发射极电压已经开始上升,所以在硬关断过程中,IGBT 的关断损耗在相当程度上由拖尾电流所决定(参阅 2.3.2、3.1.3 节),并明显高于 MOSFET 的关断损耗。

除了上述的区别以外,由于 MOSFET 和 IGBT 具有相同的栅极结构,因此它们的开关特性也大致相似。

在第 1.2.1 节中还提到过,晶体管内部的双极式晶体管结构和横向电阻也影响着导通特性、正向截止能力、反向特性以及开关时的动态电流电压极限值。

MOSFET 和 IGBT 模块的开关特性(开关速度、开关损耗)则由其结构所给定的内部电容(电荷)、内部和外部的电阻所决定。

对于理想状态的 MOSFET 和 IGBT 来说,它们的栅极电压控制不需要功率。但实际的 MOSFET 和 IGBT 在开关过程中,由于内部电容必须被充放电,因而需要一定的、依赖于开关频率的驱动功率,请参阅 3.5 章。

另外,换流过程受寄生电感的影响。寄生电感存在于功率回路中以及模块内部,例如将芯片组合成为功率模块时,寄生电感随之产生。寄生电感所感应的瞬间过电压可能会在电路和晶体管内部的电容之间引起振荡,请参阅 3.4 章。

在下面,我们来分析 MOSFET 和 IGBT 的开关特性与晶体管内部的电容及电阻之间的关系。

在 MOSFET (IGBT) 被关断后, C_{GD} 或 C_{GC} 很小,约等于 C_{DS} (C_{CE})。

在导通状态下,一旦栅源(栅极-发射极)电压大于漏源(集电极-发射极)电压时,由于栅极区下的增强层的扩大, C_{GD} (C_{GC}) 将大幅度上升。

在开关过程中,基于米勒效应, C_{GD} (C_{GC}) 还会有进一步的动态增加:

$$C_{GDdyn} = C_{GD} (1 - dv_{DS}/dv_{GS}) \quad (\text{MOSFET})$$

$$C_{GCdyn} = C_{GE} (1 - dv_{CE}/dv_{GE}) \quad (\text{IGBT})$$

在大多数的参数表中,我们可以找到关断的晶体管电容与电压的小信号关系,参阅第 2.2.2、2.2.3 节。

功率 MOSFET	IGBT	
$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$	$C_{iss} = C_{GE} + C_{GC}$	输入电容
$C_{rss} = C_{GD}$	$C_{rss} = C_{GC}$	反馈电容
$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS}$	$C_{oss} = C_{GC} + C_{CE}$	输出电容

然而,对于开关损耗的计算来说,这些参数只能被有限地应用。原因是对于一个完全开通的晶体管 ($V_{DS} < V_{GS}$ 以及 $V_{CE} < V_{GE}$) 来说, C_{iss} 和 C_{rss} 还会进一步上升,而这一点在大多数参数表中并没有被提及(图 1.12 和图 1.13, [277])。

所以,用来计算开关时间与栅极电流、漏源电压以及漏极电流的关系的曲线是参数表中给出的“栅极电量曲线”。这一曲线给出了栅源电压与栅极所需电量 Q_G 的关系,条件是电流为额定,漏源电压为其最大值的 20% 或 80%。

负载条件和测量线路如图 1.11 所示。为简化计,通常假定栅极电流由一个恒流源来提供。

这样一来,开关过程可以非常简单地由下列公式计算出(见 3.5.1 节):

$$i_G = dQ_G/dt$$

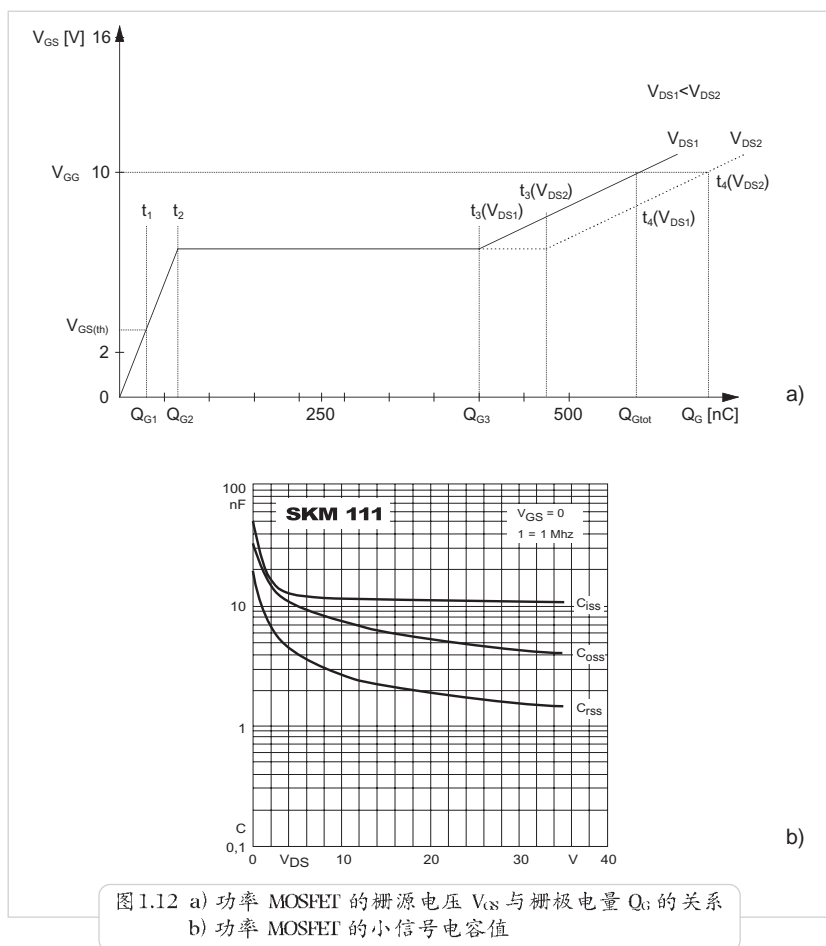


图 1.12 a) 功率 MOSFET 的栅源电压 V_{GS} 与栅极电量 Q_G 的关系
b) 功率 MOSFET 的小信号电容值

开通: 时间区间 0 到 t_1 (晶体管处于截止状态)

随着栅极被加上电压, 栅极电流开始流动。

在栅极电量到达 Q_{G1} 之前, 电流 I_G 被完全用来对栅极电容 C_{GS} 充电。栅极电压 V_{GS} 上升。但由于 V_{GS} 仍小于开启电压 $V_{GS(th)}$, 因而在此期间内没有电流流动。

开通: 时间区间 t_1 到 t_2 (源极电流上升)

一旦在 t_1 时刻, V_{GS} 上升至 $V_{GS(th)}$, 晶体管开始导通, 并经过线性放大区域 (见 1.2.2.1 节)。

漏极电流上升至 I_L (续流二极管为理想时) 或者超过 I_L (如图 1.11a 所示的实际续流二极管时)。同理, 依据由转移斜率 g_s 所决定的 V_{GS} 与漏极电流 I_D 的关系, V_{GS} 上升至 $V_{GS1} = I_D/g_s$ (时刻 t_2)。

开通: 时间区间 t_2 到 t_3 (晶体管全部开通)

随着续流二极管的关断, V_{DS} 在时刻 t_3 已几乎降至其通态压降。在 t_2 到 t_3 期间内, 漏极电流和栅源电压继续由转移斜率所决定。因此, V_{GS} 维持不变。当 V_{DS} 下降时, 栅极电流 i_G 耗费了电量 ($Q_{G3} - Q_{G2}$) 来对米勒电容 C_{GD} 充电。在 $t = t_3$ 时, 总共有电量 Q_{G3} 进入了栅极。

开通: 时间区间 t_3 到 t_4 (阻性特性区)

在时刻 t_3 , 晶体管已全部开通, 其工作点由线性放大区进入阻性区域。 V_{GS} 和 I_D 不再由 g_s 所耦合。

此时, 流入栅极的电量 ($Q_{Gtot} - Q_{G3}$) 使得栅极电压 V_{GS} 进一步上升, 直至栅极驱动电压 V_{GG} 。因为实际的导通电阻 $R_{DS(on)}$ 依赖于 I_D 和 V_{GS} , 所以, 可以通过注入栅极的总电量 Q_{Gtot} 来调节导通压降 $V_{DS(on)} = I_D * R_{DS(on)}$, 使其得以保持在其物理上的下限值。

漏极电压 V_{DD} (或称换流电压) 越高, 则为了达到某一给定栅源电压所需的电量 Q_{Gtot} 就越大, 见图 1.12。

关断

在关断过程中, 上述过程以相反次序出现。电量 Q_{Gtot} 需要由驱动电流引出栅极。

所以, 图 1.12 所示的栅极电量图也可以被用来近似地分析关断过程。

如果晶体管模块的实际应用与这里所描述的“硬开关”过程之间的差异越大, 则栅源电压的阶梯形状越有所不同。在硬开关过程中, 由续流二极管特性所“解耦”的时间区间则或多或少的相互重合, 使得开关特性的精确描述变得更为复杂。

上述的分析方法同样适用于 IGBT 功率模块。按照参数表中所提供的栅极电量图, 开关过程的特性可以被逐一确定。

在大多数情况下, IGBT 的栅极采用一个正偏和一个负偏的电压。因为给栅极电容从 0V 充电至 V_{GG+} 也需要一定的电量, 所以为了计算总的电量, 栅极电量图还需如图 1.13 所示的方式进行扩展。

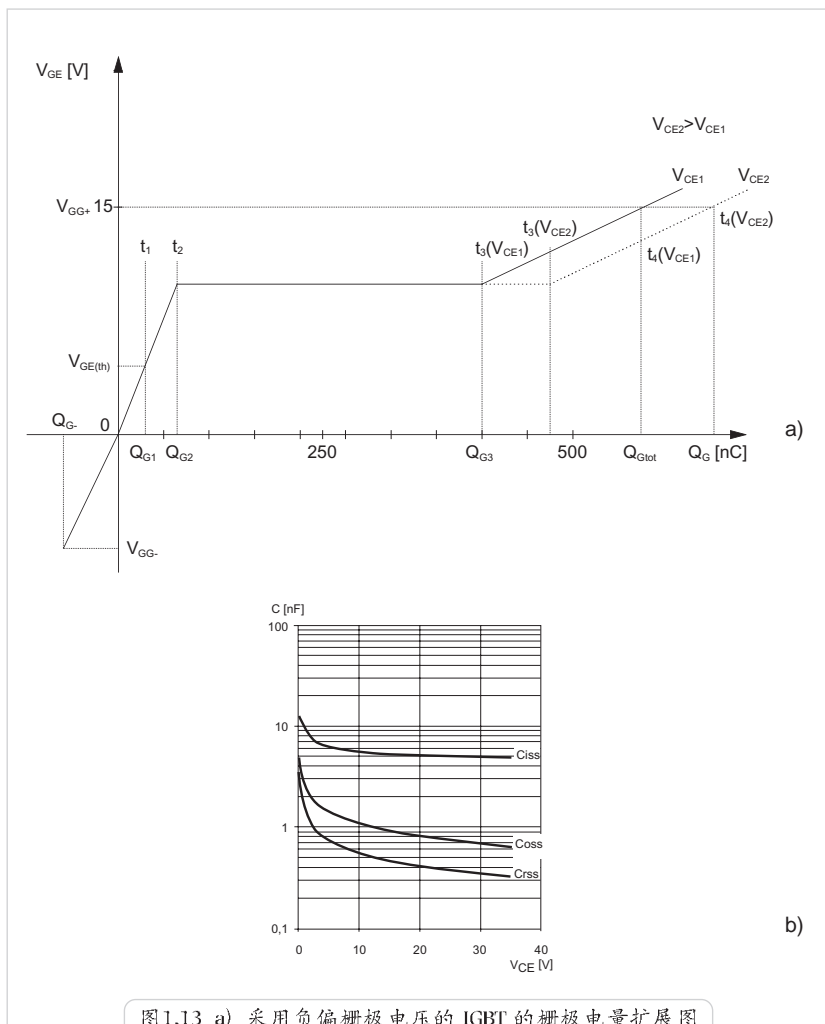


图 1.13 a) 采用负偏栅极电压的 IGBT 的栅极电量扩展图
b) IGBT 的小信号电容值