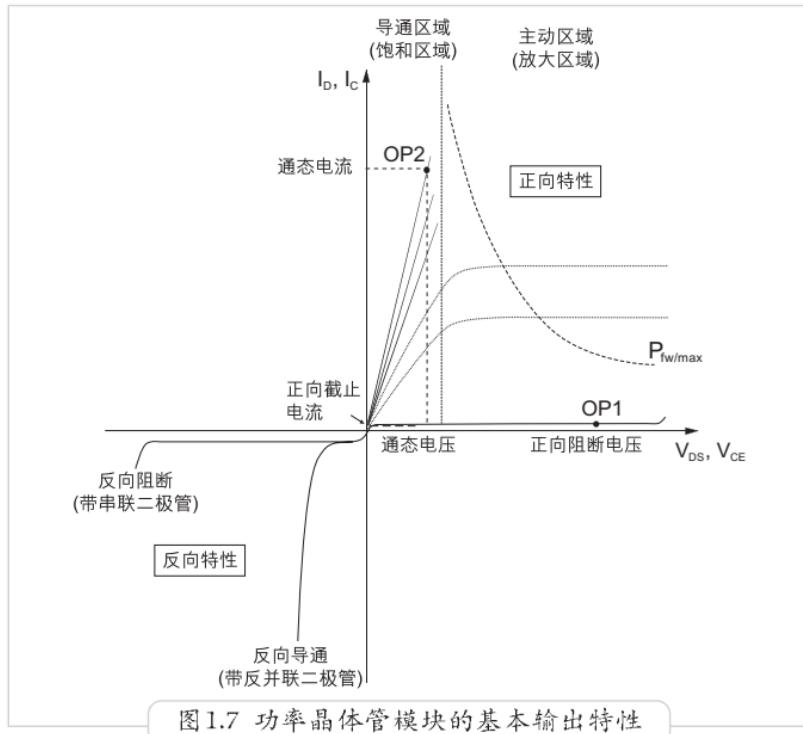


1.2.2 静态特性

这一章将讨论功率 MOSFET 和 IGBT 模块的静态特性。首先，让我们来观察其主电路端子的输出特性在第一和第三象限中的电流电压曲线（图 1.7）。



第一象限显示了正向运行图。在这一象限里，功率晶体管模块可以承受高截止电压和关断大电流。

对于第一象限的阻断作用来说，更为精确一点的定义应该是“阻断状态”——类似于晶闸管中的定义——但这一概念在晶体管中极少被用到。在下面，我们将使用正向截止状态或者（在不引起混淆的情况下）截止状态这个名称。

通过控制极的作用，功率 MOSFET 和 IGBT 可以由正向截止状态（图 1.7 中的工作点 OP1）切换至导通或通过状态（OP2）。在导通状态下，器件可以导通负载电流。两种状态之间的主动区域（放大区）只是在开关过程中被越过。

不同于理想开关，器件的正向截止电压与通态电流均为有限值（见第 0 篇）。

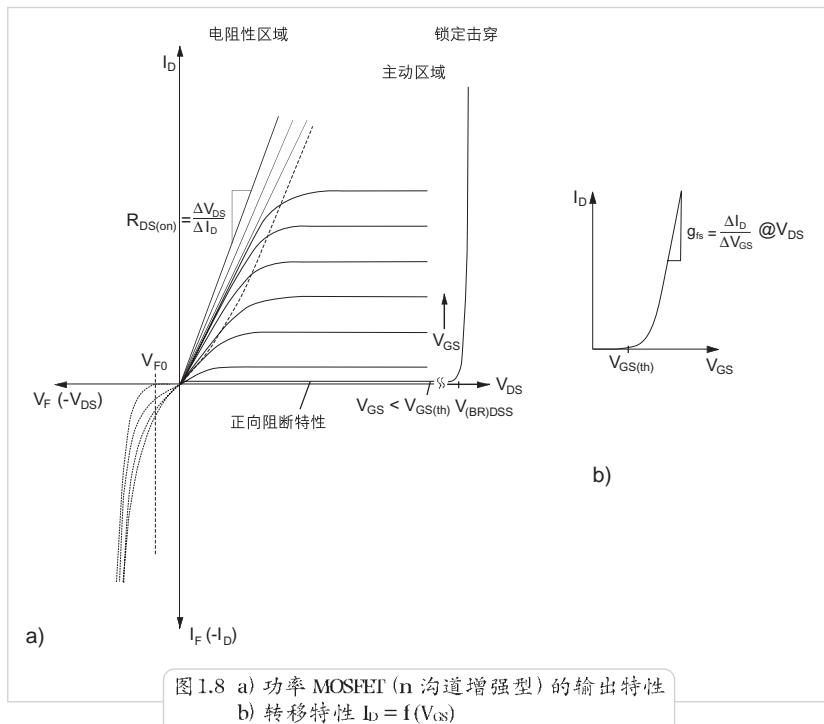
在正向截止状态下存在一个残余的漏电流（正向截止电流），它将在晶体管内引起截止损耗。

在导通状态下，主电路端子之间存在着一个依赖于通态电流的残余压降，被称为通态压降，它将引起通态损耗。在静态导通状态下（不是在开关过程中）的最大通态损耗在输出特性中由通态损耗的双曲线给出。

输出特性在第三象限中的电流电压曲线标志了功率晶体管模块的反向特性，其条件是主电路端子之间被加上一个反向电压。这一区域的特性由晶体管本身的性能（反向截止型，反向导通型）及功率模块中的二极管特性（与晶体管串联或反向并联）所决定。

1.2.2.1 功率MOSFET

由上述的原理可以导出如图 1.8a 所示的功率 MOSFET 的输出特性。



正向截止状态

当外加一个正的漏源电压 V_{DS} 时, 若栅源电压 V_{GS} 小于栅源开启电压 $V_{GS(th)}$, 则在漏源之间只有一个很小的残余漏电流 I_{DSS} 在流动。

当 V_{DS} 增加时, I_{DSS} 也略有增加。当 V_{DS} 超过某一特定的最高允许值 V_{DSS} 时, pin 结 (p^+ 井区 / n^- 漂移区 / n^+ 外延生长层) 会发生锁定现象 (锁定电压 $V_{(BR)DSS}$)。这一锁定电压在物理上大致对应了 MOSFET 结构中的寄生 npn 双极晶体管的击穿电压 V_{CER} 。该 npn 晶体管由 n 源区 (发射极) - p^+ 井区 (基极) - n^- 漂移区 / n^+ 生长层 (集电极) 构成, 见图 1.3。

由集电极-基极二级管的锁定现象所引起的电流放大效应可能会导致寄生双极晶体管的导通, 从而导致 MOSFET 的损坏。

值得庆幸的是, 基极和发射极区几乎被源极的金属化结构所短路, 在两区之间仅存在着 p^+ 井的横向电阻。

应用各种设计措施, 如精细的 MOSFET 单元、均匀的单元布置、低阻的 p^+ 井、优化的边缘结构以及严格统一的工艺, 先进的 MOSFET 已经可以实现很小的单元锁定电流。这样一来, 在严格遵守给定参数的情况下, 寄生双极晶体管结构的导通现象基本上可以被防止。

所以，对于这一类的 MOSFET 芯片，可以定义一个允许的锁定能量 E_A ，分别针对单个脉冲以及周期性的负载（锁定能量由最高允许的芯片温度所限制）。请参阅 2.2.1 节。

在功率模块由多个 MOSFET 芯片并联而成的情况下，因为不可能取得芯片间绝对的均衡，所以仅允许使用单个芯片所能够保证的 E_A 最大值。

导通状态

在漏源电压 V_{DS} 和漏极电流 I_D 均为正的情况下，正向的导通状态可分为两块区域（图 1.8，第一象限）。

主动区域

当栅源电压仅略大于栅极开启电压时，沟道内电流的饱和作用将产生一个可观的压降（输出特性的水平线）。此时， I_D 由 V_{GS} 所控制。

在图 1.8b 中，转移特性可以借助正向转移斜率 g_{fs} 来描述：

$$g_{fs} = dI_D/dV_{GS} = I_D/(V_{GS} - V_{GS(th)})$$

在主动区域内，正向转移斜率随着 I_D 和源极电压的增加而增加，并随芯片温度的增加而减小。

因为由多个 MOSFET 芯片并联而成的功率模块只允许在开关状态下工作，所以，主动区域只是在开通和关断过程中被经过。

一般来说，制造商不允许此类模块在主动区域内稳定运行。原因是 $V_{GS(th)}$ 随温度的上升而下降，因此单个芯片之间小小的制造偏差就有可能引起温升失衡。

电阻性区域

在开关工作状态下，如果 I_D 仅仅由外电路所决定，就处于被称为通态的阻性区域。此时的导通特性可以用通态电阻，即漏源电压 V_{DS} 和漏极电流 I_D 之商来描述。在大信号区域内，通态电压遵守在 1.2.1 节中所提及的关系

$$V_{DS(on)} = R_{DS(on)} \cdot I_D$$

$R_{DS(on)}$ 依赖于栅源电压 V_{GS} 和芯片温度。在 MOSFET 通常的工作温度范围内，它从 25°C 到 125°C 时大约会增加一倍（见 2.6 章）。

反向运行

在反向运行时（第三象限），如果 V_{GS} 小于 $V_{GS(th)}$ ，则 MOSFET 会显示出二极管特性（图 1.8a 中的实线）。这一特性由 MOSFET 结构中的寄生二极管所引起。集电极—基极的 pn 结或源漏 pn 结（反向二极管的双极型电流）的导通电压分别决定了 MOSFET 在反向时的导通特性（图 1.9a）。

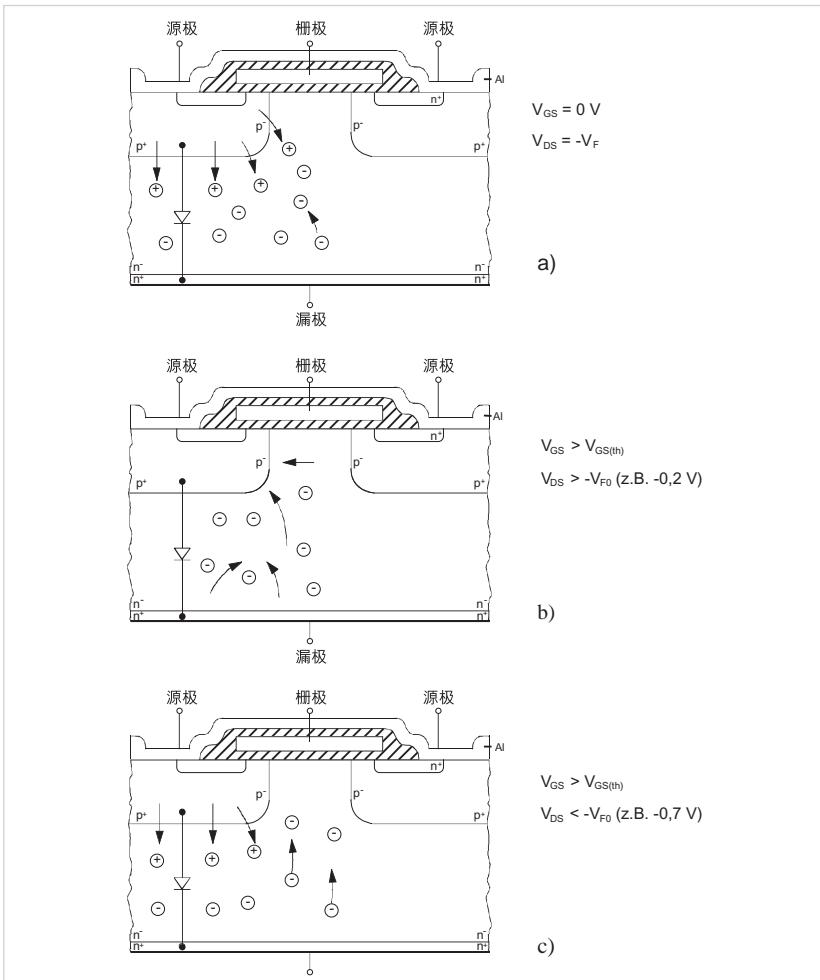


图 1.9 功率 MOSFET 的反向运行 [277]

- a) 当沟道关闭时 (双极型电流)
- b) 当沟道受控开通以及 V_{DS} 为一较小的负值时 (单极型电流)
- c) 当沟道受控开通以及 V_{DS} 为一较大的负值时 (混合型电流)

这个双极性反向二极管可以运行到由 MOSFET 所给定的电流极限。

然而在实际应用中，这个反向二极管会

1. 导致较大的通态损耗；它与 MOSFET 本身的损耗一起，必须被散发出去。
2. 在 MOSFET 作为硬开关应用时具有较差的关断特性（见第 0 篇），从而限制了 MOSFET 的应用范围。

如图 1.9b 所示，原则上只要栅源电压大于栅极开启电压，即使漏源电压为负值，MOSFET 的沟道也可以受控至导通状态。

如果此时的栅源电压保持在反向二极管的开启电压之下（例如，通过并联一个肖特基二极管），则漏源之间的反向电流就只是单极性的电子电流（多子电流）。这样一来，它的关断特性则与 MOSFET 的关断特性相同。

反向电流依赖于 V_{DS} 和 V_{GS} （图 1.8a 中的虚线）。

在图 1.9c 中，当沟道是导通的，并且存在着一个导通的双极式反向二极管时（漏源电压大于栅极开启电压），则会出现两者相结合的电流运行状况（图 1.8a 中的点划线）。与简单地并联了一个二极管的 MOSFET 相比，由于被注入的载流子还可以横向扩散，从而使得 MOSFET 的导电能力增加，最终导致通态电压下降。

除此以外，在过去的几年里，不同的制造商开发了带有快速反向二极管的 MOSFET 芯片（例如，带快恢复外延生长式二极管的场效应晶体管 FREDFET：Fast Recovery Epitaxial Diode Field Effect Transistors）[277]。在 FREDFET 芯片中，用类似于快速二极管的设计方法，有选择地向 n^- 漂移区扩散重金属，从而使得反向运行时的空穴寿命降低。

1.2.2.2 IGBT

根据第 1.2.1 节中描述的 IGBT 的工作原理，我们可以得到如图 1.10 所示的输出特性。

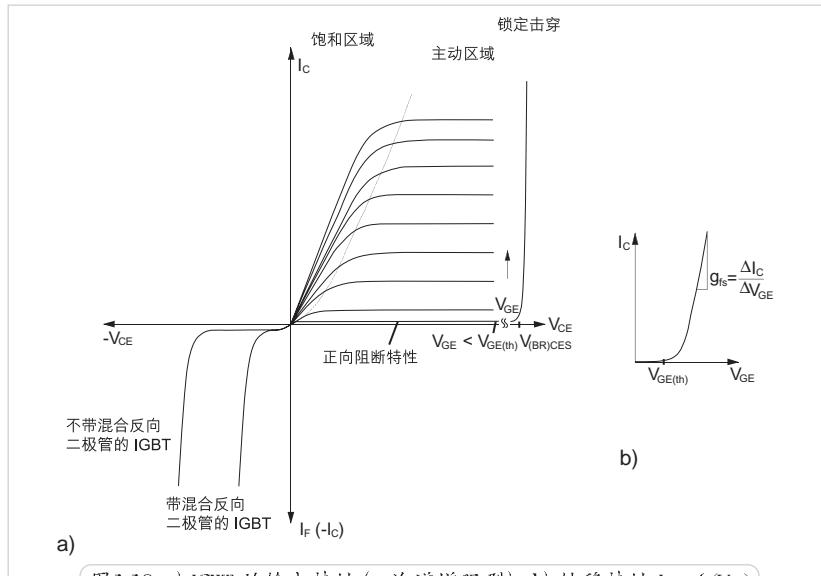


图 1.10 a) IGBT 的输出特性 (n 沟道增强型) b) 转移特性 $I_C = f(V_{CE})$

正向截止状态

与 MOSFET 的原理相似，当集电极—发射极电压 V_{CE} 为正，且栅极—发射极电压 V_{GE} 小于栅极—发射极开启电压 $V_{GE(th)}$ 时，在 IGBT 的集电极和发射极端子之间仅存在着一个很小的集电极—发射极残余漏电流 I_{CES} 。

I_{CES} 随 V_{CE} 增加而略微增加。当 V_{CE} 大于某一特定的、最高允许的集电极—发射极电压 V_{CES} 时，IGBT 的 pin 结 (p^+ 井区 / n^- 漂移区 / n^+ 外延生长层) 会出现锁定效应。从物理的角度来说， V_{CES} 对应了 IGBT 结构中 pnp 双极式晶体管的击穿电压 V_{CER} ，参阅图 1.6。

出现锁定现象时，由集电极—基极二极管引起的电流放大效应可能会导致双极晶体管的开通，进而导致 IGBT 的损坏。

值得庆幸的是，基极和发射极区几乎被金属化的发射极所短路。它们之间只是被 p^+ 井区的横向电阻所隔开。

应用多种设计措施，类似于我们在 1.2.2.1 节中针对 MOSFET 所采取的措施一样，IGBT 的单元锁定电流可以维持在一个很低的水平，从而使正向截止电压能够获得较高的稳定性（锁定承受力）。

导通状态

当集电极—发射极电压和集电极电流均为正值时，IGBT 的正向导通状态也可以进一步细分为两个区域。

主动区域

当栅极—发射极电压 V_{GE} 只是略大于开启电压 $V_{GE(th)}$ 时，由于沟道电流的饱和效应，沟道会出现一个可观的压降(输出特性中的水平线)。此时，集电极电流跟随 V_{GE} 而变化。

类似于 MOSFET，我们用正向转移斜率 g_{fs} 来描述图 1.10b 所示的转移特性。它的定义如下：

$$g_{fs} = dI_C/dV_{GE} = I_C/(V_{GE} - V_{GE(th)})$$

转移特性在线性放大区域内的转换斜率随集电极电流 I_C 和集电极—发射极电压 V_{CE} 的增加而增加，并随芯片温度的降低而减小。

在由多个 IGBT 芯片并联构成的功率模块中，这一区域只是在开关过程中被经过。

一般来说，模块在这一区域中的稳态运行是不被允许的（如同 MOSFET 模块一样）。究其原因，是 $V_{GE(th)}$ 随温度的上升而下降，因此单个芯片之间小小的制造偏差就可能引起温升失衡。

饱和区域

在开关过程中,一旦 I_C 只是由外部电路所决定,便处于所谓的饱和区域,也被称作导通状态(输出特性中的陡斜部分)。导通特性的主要参数是 IGBT 的残余电压 V_{CEsat} (集电极-发射极饱和压降)。至少对于高截止电压的 IGBT 器件来说,由于 n^- 漂移区的少子泛滥,使得 IGBT 的饱和压降明显低于同类型 MOSFET 的通态压降。

正如前面所提到过的,PT 型 IGBT 的 V_{CEsat} 在额定电流区域内随温度的升高而下降。而对于 NPT 型 IGBT 来说,它则随温度的增加而增加。

反向特性

在反向运行状态下(图 1.10, 第三象限),IGBT 集电极端的 pn 结处于截止状态。因此与 MOSFET 不同的是,IGBT 不具备反向导通的能力。

尽管—基于较宽的 n^- 漂移区—IGBT 结构中存在着一个高阻的 pin 二极管,但目前的 IGBT 的反向截止电压仅在数十伏上下,尤其对于 NPT 型 IGBT 来说更是如此。究其原因,是在于设计芯片和它的边缘结构时,人们着重于追求高的正向截止电压和优化集电极端口的散热。

对于某些特殊的、需要 IGBT 开关承受反向电压的应用来说,到目前为止全部采用了混合结构,即在模块中串联一个快速二极管。

因此,IGBT 模块在静态反向工作时,它的导通特性只是由外部的或者混合的二极管的特性来决定,请参阅第 1.3 章。