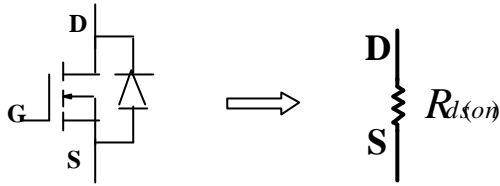


功率 MOSFET 的正向导通等效电路

张兴柱 博士

(1): 等效电路



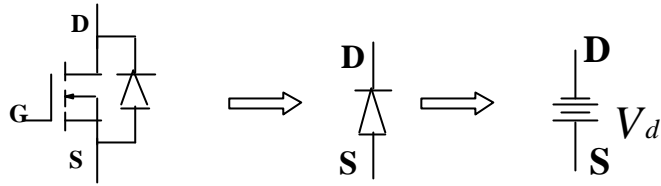
(2): 说明：

功率 MOSFET 正向导通时可用一电阻等效，该电阻与温度有关，温度升高，该电阻变大；它还与门极驱动电压的大小有关，驱动电压升高，该电阻变小。详细的关系曲线可从制造商的手册中获得。

功率 MOSFET 的反向导通等效电路 (1)

张兴柱 博士

(1): 等效电路 (门极不加控制)



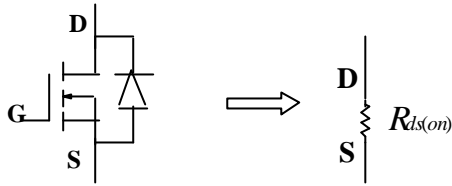
(2): 说明:

即内部二极管的等效电路,可用一电压降等效,此二极管为 MOSFET 的体二极管,多数情况下,因其特性很差,要避免使用。

功率 MOSFET 的反向导通等效电路 (2)

张兴柱 博士

(1): 等效电路 (门极加控制)



(2): 说明:

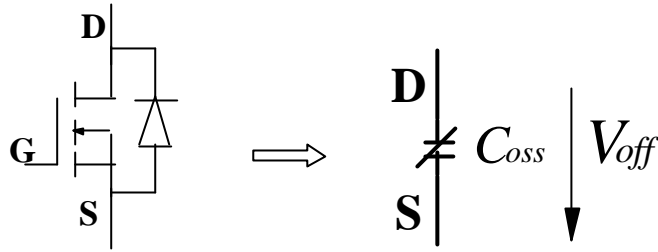
功率 MOSFET 在门级控制下的反向导通,也可用一电阻等效,该电阻与温度有关,温度升高,该电阻变大;它还与门极驱动电压的大小有关,驱动电压升高,该电阻变小。详细的关系曲线可从制造商的手册中获得。

此工作状态称为 MOSFET 的同步整流工作,是低压大电流输出开关电源中非常重要的一种工作状态。

功率 MOSFET 的正向截止等效电路

张兴柱 博士

(1): 等效电路



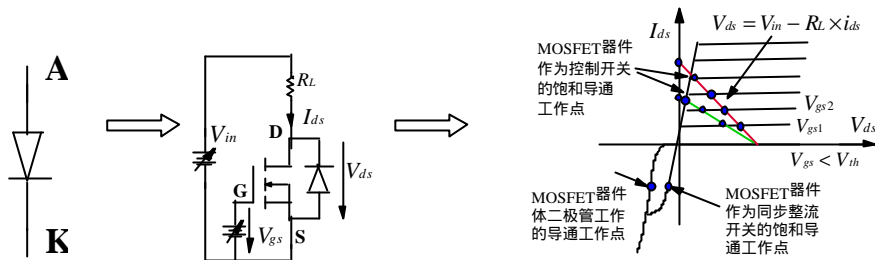
(2): 说明:

功率 MOSFET 正向截止时可用一电容等效, 其容量与所加的正向电压、环境温度等有关, 大小可从制造商的手册中获得。

功率 MOSFET 的稳态特性总结

张兴柱 博士

(1): 功率 MOSFET 稳态时的电流/电压曲线



(2): 说明：

功率 MOSFET 正向饱和导通时的稳态工作点：
$$I_d = \frac{V_{in}}{R_L + R_{ds(on)}}$$

当门极不加控制时，其反向导通的稳态工作点同二极管。

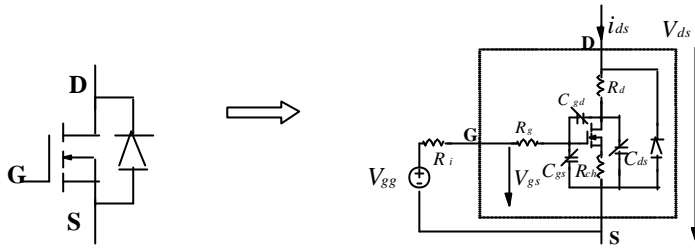
(3): 稳态特性总结：

- 门极与源极间的电压 V_{gs} 控制器件的导通状态；当 $V_{gs} < V_{th}$ 时，器件处于断开状态， V_{th} 一般为 3V；当 $V_{gs} > V_{th}$ 时，器件处于导通状态；器件的通态电阻与 V_{gs} 有关， V_{gs} 大，通态电阻小；多数器件的 V_{gs} 为 12V-15V，额定值为 +30V；
- 器件的漏极电流额定值是用它的有效值或平均值来标称的；只要实际的漏极电流有效值没有超过其额定值，保证散热没问题，则器件就是安全的；
- 器件的通态电阻呈正温度系数，故原理上很容易并联扩容，但实际并联时，还要考虑驱动的对称性和动态均流问题；
- 目前的 Logic-Level 的功率 MOSFET，其 V_{gs} 只要 5V，便可保证漏源通态电阻很小；
- 器件的同步整流工作状态已变得愈来愈广泛，原因是它的通态电阻非常小（目前最小的为 2-4 毫欧），在低压大电流输出的 DC/DC 中已是最关键的器件；

包含寄生参数的功率 MOSFET 等效电路

张兴柱 博士

(1): 等效电路



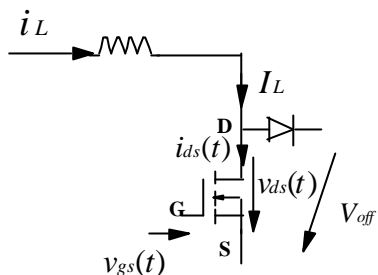
(2): 说明：

实际的功率 MOSFET 可用三个结电容，三个沟道电阻，和一个内部二极管及一个理想 MOSFET 来等效。三个结电容均与结电压的大小有关，而门极的沟道电阻一般很小，漏极和源极的两个沟道电阻之和即为 MOSFET 饱和时的通态电阻。

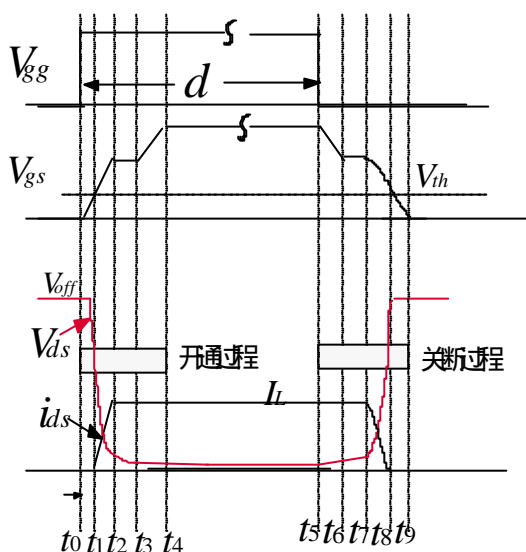
功率 MOSFET 的开通和关断过程原理

张兴柱 博士

(1): 开通和关断过程实验电路



(2): MOSFET 的电压和电流波形：



(3): 开关过程原理：

开通过程 $[t_0 \sim t_4]$ ：

- 在 t_0 前，MOSFET 工作于截止状态， t_0 时，MOSFET 被驱动开通；
- $[t_0-t_1]$ 区间，MOSFET 的 GS 电压经 V_{gg} 对 C_{gs} 充电而上升，在 t_1 时刻，到达维持电压 V_{th} ，MOSFET 开始导电；
- $[t_1-t_2]$ 区间，MOSFET 的 DS 电流增加，Millier 电容在该区间内因 DS 电容的放电而放电，对 GS 电容的充电影响不大；
- $[t_2-t_3]$ 区间，至 t_2 时刻，MOSFET 的 DS 电压降至与 V_{gs} 相同的电压，Millier 电容大大增加，外部驱动电压对 Millier 电容进行充电，GS 电容的电压不变，Millier 电容上电压增加，而 DS 电容上的电压继续减小；
- $[t_3-t_4]$ 区间，至 t_3 时刻，MOSFET 的 DS 电压降至饱和导通时的电压，Millier 电容变小并和 GS 电容一起由外部驱动电压充电，GS 电容的电压上升，至 t_4 时刻为止。此时 GS 电容电压已达稳态，DS 电压也达最小，即稳定的通态压降。

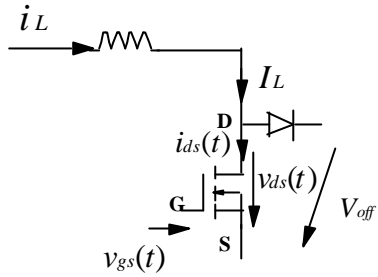
关断过程[$t_5 \sim t_9$] :

- 在 t_5 前, MOSFET 工作于导通状态, t_5 时, MOSFET 被驱动关断;
- [t_5-t_6] 区间, MOSFET 的 C_{gs} 电压经驱动电路电阻放电而下降, 在 t_6 时刻, MOSFET 的通态电阻微微上升, DS 电压稍稍增加, 但 DS 电流不变;
- [t_6-t_7] 区间, 在 t_6 时刻, MOSFET 的 Millier 电容又变得很大, 故 GS 电容的电压不变, 放电电流流过 Millier 电容, 使 DS 电压继续增加;
- [t_7-t_8] 区间, 至 t_7 时刻, MOSFET 的 DS 电压升至与 V_{gs} 相同的电压, Millier 电容迅速减小, GS 电容开始继续放电, 此时 DS 电容上的电压迅速上升, DS 电流则迅速下降;
- [t_8-t_9] 区间, 至 t_8 时刻, GS 电容已放电至 V_{th} , MOSFET 完全关断; 该区间内 GS 电容继续放电直至零。

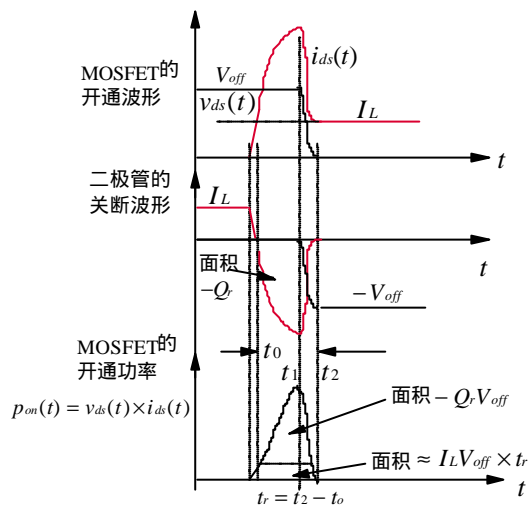
因二极管反向恢复引起的 MOSFET 开关波形

张兴柱 博士

(1): 实验电路



(2): 因二极管反向恢复引起的 MOSFET 开关波形 :



功率 MOSFET 的功率损耗公式

张兴柱 博士

(1): 导通损耗 :

$$P_{(cond)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} i_d^2 \times R_{ds(on)} dt = i_{d(rms)}^2 \times R_{ds(on)} , \text{ 该公式对控制整流和同步整流均适用}$$

$$P_{(cond)} = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} i_d \times V_d dt = i_{d(ave)} \times V_d , \text{ 该公式在体二极管导通时适用}$$

(2): 容性开通和感性关断损耗 :

$$P_{c(on)} = \frac{1}{2} C_{oss} V_{off}^2 f_s , \quad C_{oss} = C_{ds} + C_{dg}$$

$$P_{L(off)} = \frac{1}{2} L_k I^2 f_s , \quad L_k = \sum_j L_j , \text{ 为 MOSFET 器件与二极管回路中的所有分布电感之和。}$$

一般也可将这个损耗看成器件的感性关断损耗。

(3): 开关损耗 :

$$\text{开通损耗 : } P_{on} = \frac{1}{T_s} \int_{t_0}^{t_4} v_{ds}(t) \times i_{dx}(t) dt$$

$$\text{考虑二极管反向恢复后 : } P_{on} = \frac{1}{T_s} \int_{t_1}^{t_2} v_{ds}(t) \times i_{dx}(t) dt = (V_{off} I L t_r + V_{off} Q_r) f_s$$

$$\text{关断损耗 : } P_{off} = \frac{1}{T_s} \int_{t_5}^{t_9} v_{ds}(t) \times i_{dx}(t) dt$$

$$\text{驱动损耗 : } P_{gs} = \frac{1}{2} C_{gs} V_{cc}^2 f_s$$

功率 MOSFET 的选择原则与步骤

张兴柱 博士

(1): 选择原则

(A): 根据电源规格, 合理选择 MOSFET 器件 (见下表):

(B): 选择时, 如工作电流较大, 则在相同的器件额定参数下,

- 应尽可能选择正向导通电阻小的 MOSFET;
- 应尽可能选择结电容小的 MOSFET。

器件的 V_{ds}	器件的 I_{ds}	器件的应用领域
20~30V	10~50A	非隔离DC/DC变换器 (12V输入)
50~60V	10~100A	-- 汽车电子 (12V输入); -- 48V输入的大功率通信DC/DC;
100~200V	10~50A	-- 48V输入的大功率通信DC/DC;
250~500V	10~50A	-- 110V, 220V输入的通信AC/DC;
800~900V	<10A	-- 220V输入的计算机电源等;

(2): 选择步骤

(A): 根据电源规格, 计算所选变换器中 MOSFET 的稳态参数:

- 正向阻断电压最大值;
- 最大的正向电流有效值;

(B): 从器件商的 DATASHEET 中选择合适的 MOSFET, 可多选一些以便实验时比较;

(C): 从所选的 MOSFET 的其它参数, 如正向通态电阻, 结电容等等, 估算其工作时的最大损耗, 与其它元器件的损耗一起, 估算变换器的效率;

(D): 由实验选择最终的 MOSFET 器件。

理想开关的基本要求

张兴柱 博士

(1): 符号



(2): 要求

(A): 稳态要求:

合上 K 后

- 开关两端的电压为零;
- 开关中的电流有外部电路决定;
- 开关电流的方向可正可负;
- 开关电流的容量无限。

断开 K 后

- 开关两端承受的电压可正可负;
- 开关中的电流为零;
- 开关两端的电压有外部电路决定;
- 开关两端承受的电压容量无限。

(B): 动态要求:

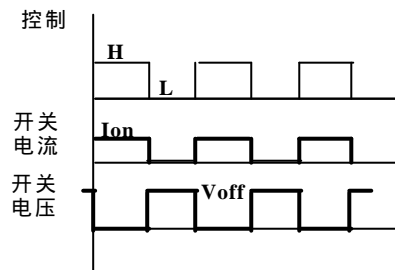
K 的开通

- 控制开通的信号功率为零;
- 开通过程的时间为零。

K 的关断

- 控制关断的信号功率为零;
- 关断过程的时间为零。

(3): 波形



其中: H: 控制高电平; L: 控制低电平

- I_{on} 可正可负, 其值有外部电路定;
- V_{off} 可正可负, 其值有外部电路定。

用电子开关实现理想开关的限制

张兴柱 博士

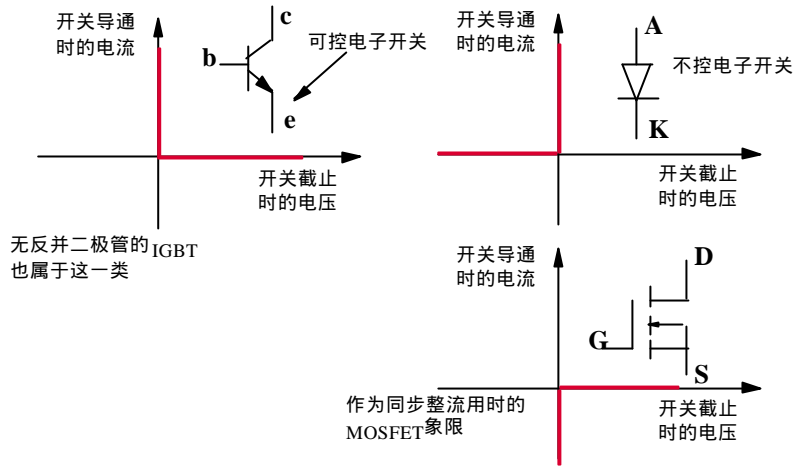
- (1): 电子开关的电压和电流方向有限制；
- (2): 电子开关的稳态开关特性有限制：
 - 导通时有电压降；(正向压降，通态电阻等)
 - 截止时有漏电流；
 - 最大的通态电流有限制；
 - 最大的阻断电压有限制；
 - 控制信号有功率要求，等等。
- (3): 电子开关的动态开关特性有限制：
 - 开通有一个过程，其长短与控制信号及器件内部结构有关；
 - 关断有一个过程，其长短与控制信号及器件内部结构有关；
 - 最高开关频率有限制。

目前作为开关的电子器件非常多。在开关电源中，用得最多的是二极管、MOSFET、IGBT 等，以及它们的组合。

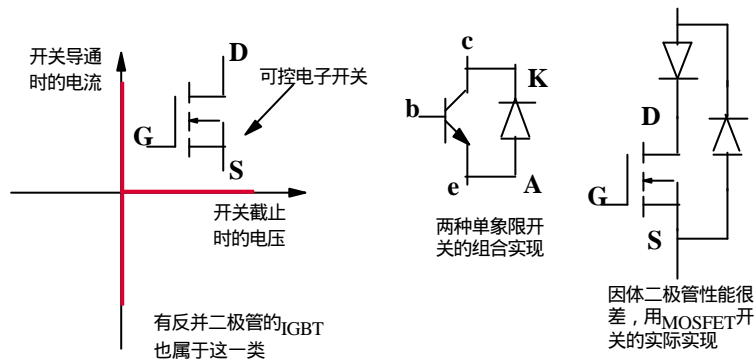
电子开关的四种结构

张兴柱 博士

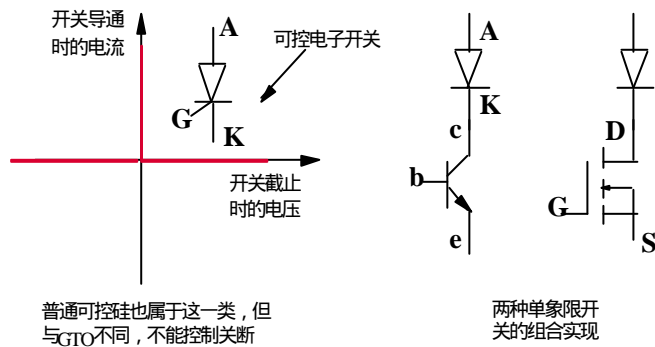
(1): 单象限开关



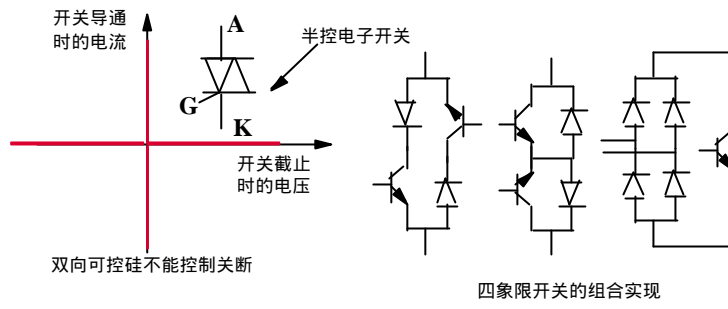
(2): 电流双向（双象限）开关



(3): 电压双向（双象限）开关



(4): 四单象限开关



开关器件的分类

张兴柱 博士

(1): 按制作材料分类:

- (Si) 功率器件;
- (Ga) 功率器件;
- (GaAs) 功率器件;
- (SiC) 功率器件;
- (GaN) 功率器件; --- 下一代
- (Diamond) 功率器件; --- 再下一代

(2): 按是否可控分类:

- 完全不控器件: 如二极管器件;
- 可控制开通, 但不能控制关断: 如普通可控硅器件;
- 全控开关器件
- 电压型控制器件: 如 MOSFET, IGBT, IGT/COMFET, SIT 等;
- 电流型控制期间: 如 GTR, GTO 等

(3): 按工作频率分类:

- 低频功率器件: 如可控硅, 普通二极管等;
- 中频功率器件: 如 GTR, IGBT, IGT/COMFET;
- 高频功率器件: 如 MOSFET, 快恢复二极管, 萧特基二极管, SIT 等

(4): 按额定可实现的最大容量分类:

- 小功率器件: 如 MOSFET
- 中功率器件: 如 IGBT
- 大功率器件: 如 GTO

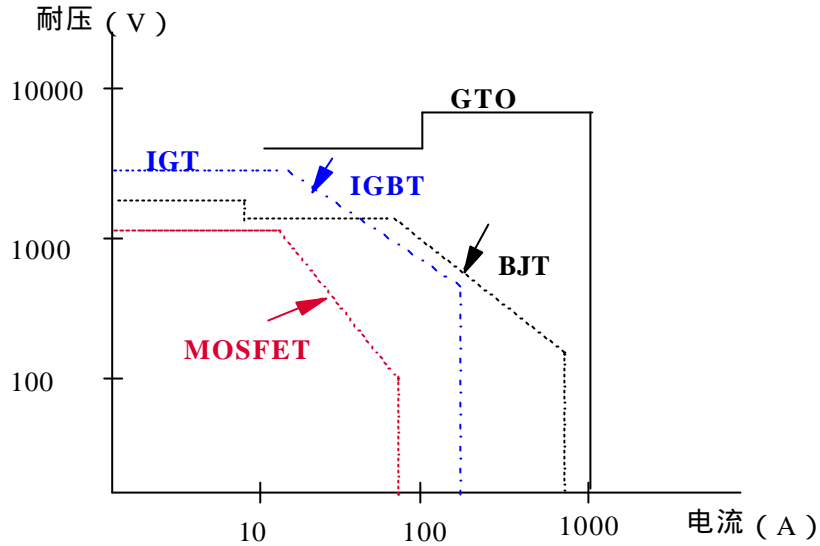
(5): 按导电载波的粒子分类:

- 多子器件: 如 MOSFET, 萧特基, SIT, JFET 等
- 少子器件: 如 IGBT, GTR, GTO, 快恢复, 等

不同开关器件的比较

张兴柱 博士

(1): 几种可关断器件的功率处理能力比较



(2): 几种可关断器件的工作特性比较

器件特性	GTR	GTO	MOSFET
不加控制	OFF	OFF	OFF
反向阻断电压	<50V	>500V	0V
正向阻断电压	<1500V	<3000V	<1200V
最高开关频率	<50KHz	<10KHz	<20MHz
控制功率	大	中	小
驱动方式	电流	电流	电压
管芯结温	150度	125度	200度
•••••			
•••••			
•••••			
•••••			

上面的数据会随器件的发展而不断变化，仅供参考。