

MOSEFT 分析：理解功率 MOSFET 的开关损耗

本文详细分析计算开关损耗，并论述实际状态下功率 MOSFET 的开通过程和自然零电压关断的过程，从而使电子工程师知道哪个参数起主导作用并更加深入理解 MOSFET。

MOSFET 开关损耗

1 开通过程中 MOSFET 开关损耗

功率 MOSFET 的栅极电荷特性如图 1 所示。值得注意的是：下面的开通过程对应着 BUCK 变换器上管的开通状态，对于下管是 0 电压开通，因此开关损耗很小，可以忽略不计。

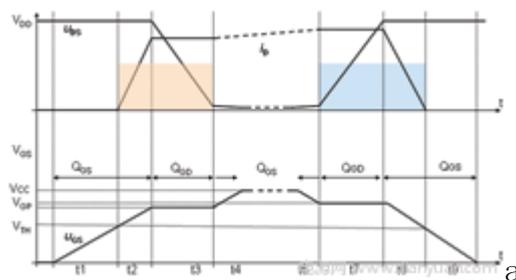


图 1 MOSFET 开关过程中栅极电荷特性

开通过程中，从 t_0 时刻起，栅源极间电容开始充电，栅电压开始上升，栅极电压为

$$u_{GS(t)} = V_{GS} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

其中： $\tau = (R_g + R_{on}) \cdot C_{iss}$ ， V_{GS} 为 PWM 栅极驱动器的输出电压， R_{on} 为 PWM 栅极驱动器内部串联导通电阻， C_{iss} 为 MOSFET 输入电容， R_g 为 MOSFET 的栅极电阻。

V_{GS} 电压从 0 增加到开启阈值电压 V_{TH} 前，漏极没有电流流过，时间 t_1 为

$$t_1 = (R_g + R_{on}) \cdot C_{iss} \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{V_{TH}}{V_{GS}}}$$

V_{GS} 电压从 V_{TH} 增加到米勒平台电压 V_{GP} 的时间 t_2 为

$$t_2 = (R_g + R_{on}) \cdot C_{iss} \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{V_{GP}}{V_{GS}}} - t_1$$

电源网 www.dianyuan.com

VGS 处于米勒平台的时间 t3 为

$$t_3 = \frac{C_{iss} \cdot (V_{DS} - I_D \cdot R_{DS(on)}) \cdot (R_g + R_{on})}{V_{GS} - V_{GP}}$$

www.dianyuan.com

t3 也可以用下面公式计算：

$$Q_{GD} = \frac{V_{GS} - V_{GP}}{R_g + R_{on}} \cdot t_3$$

www.dianyuan.com

注意到了米勒平台后，漏极电流达到系统最大电流 ID，就保持在电路决定的恒定最大值 ID，漏极电压开始下降，MOSFET 固有的转移特性使栅极电压和漏极电流保持比例的关系，漏极电流恒定，因此栅极电压也保持恒定，这样栅极电压不变，栅源极间的电容不再流过电流，驱动电流全部流过米勒电容。过了米勒平台后，MOSFET 完全导通，栅极电压和漏极电流不再受转移特性的约束，就继续地增大，直到等于驱动电路的电源电压。

MOSFET 开通损耗主要发生在 t2 和 t3 时间段。下面以一个具体的实例计算。输入电压 12V，输出电压 3.3V/6A，开关频率 350kHz，PWM 栅极驱动器电压为 5V，导通电阻 1.5Ω，关断的下拉电阻为 0.5Ω，所用的 MOSFET 为 A04468，具体参数为 Ciss=955pF，Coss=145pF，Crss=112pF，Rg=0.5Ω；当 VGS=4.5V，Qg=9nC；当 VGS=10V，Qg=17nC，Qgd=4.7nC，Qgs=3.4nC；当 VGS=5V 且 ID=11.6A，跨导 gFS=19S；当 VDS=VGS 且 ID=250μA，VTH=2V；当 VGS=4.5V 且 ID=10A，RDS(ON)=17.4mΩ。

开通时米勒平台电压 VGP：

$$V_{GP} \approx V_{TH} + \frac{I_O}{g_{FS}}$$

www.dianyuan.com

计算可以得到电感 L=4.7μH，满载时电感的峰峰电流为 1.454A，电感的谷点电流为 5.273A，峰值电流为 6.727A，所以，开通时米勒平台电压 VGP=2+5.273/19=2.278V，可以计算得到：

$$t_1 = 2.955 \cdot 10^{-12} \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{2}{5}} = 0.976ns$$

$$t_2 = 2.955 \cdot 10^{-12} \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{2.278}{5}} = 1.163 - 0.976 = 0.187ns$$

$$t_3 = \frac{112 \cdot 10^{-12} \cdot (12 - 5.273 \cdot 0.0174) \cdot 2}{5 - 2.278} = 0.98ns$$

开通过程中产生开关损耗为

$$P_{Loss(On)} = f_S \cdot V_{DD} \cdot \frac{I_D}{2} \cdot (t_2 + t_3) = 0.013W$$

开通过程中，Crss 和米勒平台时间 t3 成正比，计算可以得出米勒平台所占开通损耗比例为 84%，因此米勒电容 Crss 及所对应的 Qgd 在 MOSFET 的开关损耗中起主导作用。Ciss=Crss+Cgs，Ciss 所对应电荷为 Qg。对于两个不同的 MOSFET，两个不同的开关管，即使 A 管的 Qg 和 Ciss 小于 B 管的，但如果 A 管的 Crss 比 B 管的大得多时，A 管的开关损耗就有可能大于 B 管。因此在实际选取 MOSFET 时，需要优先考虑米勒电容 Crss 的值。

减小驱动电阻可以同时降低 t3 和 t2，从而降低开关损耗，但是过高的开关速度会引起 EMI 的问题。提高栅驱动电压也可以降低 t3 时间。降低米勒电压，也就是降低阈值开启电压，提高跨导，也可以降低 t3 时间从而降低开关损耗。但过低的阈值开启会使 MOSFET 容易受到干扰误导通，增大跨导将增加工艺复杂程度和成本。

2 关断过程中 MOSFET 开关损耗

关断的过程如图 1 所示，分析和上面的过程相同，需注意的就是此时要用 PWM 驱动器内部的下拉电阻 0.5Ω 和 Rg 串联计算，同时电流要用最大电流即峰值电流 6.727A 来计算关断的米勒平台电压及相关的的时间值：

VGP=2+6.727/19=2.354V。

$$t_1 = \frac{C_{iss} \cdot (V_{GS} - I_D \cdot R_{DS(on)}) \cdot (R_g + R_{off})}{V_{GS} - V_{GP}}$$

$$= \frac{112 \cdot 10^{-12} \cdot (12 - 6.727 \cdot 0.0174) \cdot (0.5 + 0.5)}{5 - 2.354} = 0.503ns$$

$$t_2 = -(R_g + R_{off}) \cdot C_{iss} \cdot \ln \frac{V_{TH}}{V_{GP}}$$

$$= -(0.5 + 0.5) \cdot 955 \cdot 10^{-12} \cdot \ln \frac{2}{2.354} = 0.156ns$$

关断过程中产生开关损耗为：

$$P_{Loss(On)} = f_s \cdot V_{DD} \cdot \frac{I_D}{2} \cdot (t7 + t8) = 0.01W$$

电源网 www.dianyuan.com

Crss 一定时, Ciss 越大, 除了对开关损耗有一定的影响, 还会影响开通和关断的延时时间, 开通延时为图 1 中的 t1 和 t2, 图 2 中的 t8 和 t9。

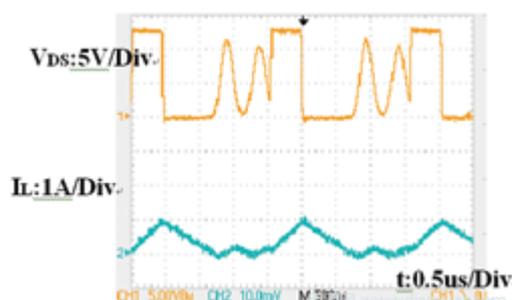


图 2 断续模式工作波形

Coss 产生开关损耗与对开关过程的影响

1 Coss 产生的开关损耗

通常, 在 MOSFET 关断的过程中, Coss 充电, 能量将储存在其中。Coss 同时也影响 MOSFET 关断过程中的电压的上升率 dV_{DS}/dt , Coss 越大, dV_{DS}/dt 就越小, 这样引起的 EMI 就越小。反之, Coss 越小, dV_{DS}/dt 就越大, 就越容易产生 EMI 的问题。

但是, 在硬开关的过程中, Coss 又不能太大, 因为 Coss 储存的能量将在 MOSFET 开通的过程中, 放电释放能量, 将产生更多的功耗降低系统的整体效率, 同时在开通过程中, 产生大的电流尖峰。

开通过程中大的电流尖峰产生大的电流应力, 瞬态过程中有可能损坏 MOSFET, 同时还会产生电流干扰, 带来 EMI 的问题; 另外, 大的开通电流尖峰也会给峰值电流模式的 PWM 控制器带来电流检测的问题, 需要更大的前沿消隐时间, 防止电流误检测, 从而降低了系统能够工作的最小占空比值。

Coss 产生的损耗为:

$$P_{Coss} = \frac{1}{2} \cdot C_{Coss} \cdot V_{DD}^2 \cdot f_s = 0.004W$$

电源网 www.dianyuan.com

对于 BUCK 变换器, 工作在连续模式时, 开通时 MOSFET 的电压为输入电源电压。当工作在断续模式时, 由于输出电感以输出电压为中心振荡, Coss 电压值为开通瞬态时 MOSFET 的两端电压值, 如图 2 所示。

2 Coss 对开关过程的影响

图 1 中 VDS 的电压波形是基于理想状态下，用工程简化方式来分析的。由于 Coss 存在，实际的开关过程中的电压和电流波形与图 1 波形会有一些差异，如图 3 所示。下面以关断过程为例说明。基于理想状态下，以工程简化方式，认为 VDS 在 t_7 时间段内线性地从最小值上升到输入电压，电流在 t_8 时间段内线性地从最大值下降到 0。

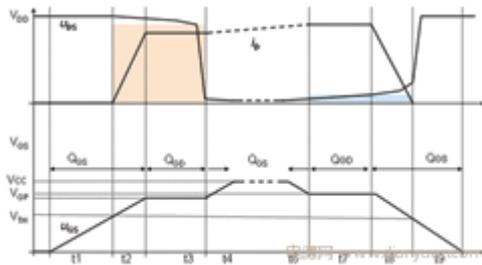


图 3 MOSFET 开关过程中实际波形

实际过程中，由于 Coss 影响，大部分电流从 MOSFET 中流过，流过 Coss 的非常小，甚至可以忽略不计，因此 Coss 的充电速度非常慢，电流 VDS 上升的速率也非常慢。也可以这样理解：正是因为 Coss 的存在，在关断的过程中，由于电容电压不能突变，因此 VDS 的电压一直维持在较低的电压，可以认为是 ZVS，即 0 电压关断，功率损耗很小。

同样的，在开通的过程中，由于 Coss 的存在，电容电压不能突变，因此 VDS 的电压一直维持在较高的电压，实际的功率损耗很大。

在理想状态的工程简化方式下，开通损耗和关断损耗基本相同，见图 1 中的阴影部分。而实际的状态下，关断损耗很小而开通损耗很大，见图 3 中的阴影部分。

从上面的分析可以看出：在实际的状态下，Coss 将绝大部分的关断损耗转移到开通损耗中，但是总的开关功率损耗基本相同。图 4 波形可以看到，关断时，VDS 的电压在米勒平台起始时，电压上升速度非常慢，在米勒平台快结束时开始快速上升。

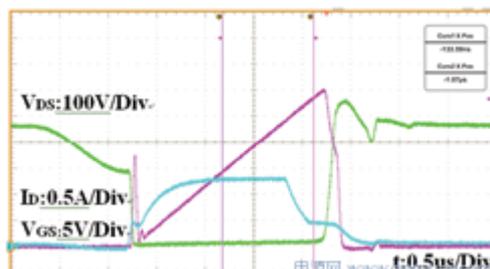


图 4 非连续模式开关过程中波形

C_{oss} 越大或在 DS 极额外的并联更大的电容，关断时 MOSFET 越接近理想的 ZVS，关断功率损耗越小，那么更多能量通过 C_{oss} 转移到开通损耗中。为了使 MOSFET 整个开关周期都工作于 ZVS，必须利用外部的条件和电路特性，实现其在开通过程的 ZVS。如同步 BUCK 电路下侧续流管，由于其寄生的二极管或并联的肖特基二极管先导通，然后续流的同步 MOSFET 才导通，因此同步 MOSFET 是 0 电压导通 ZVS，而其关断是自然的 0 电压关断 ZVS，因此同步 MOSFET 在整个开关周期是 0 电压的开关 ZVS，开关损耗非常小，几乎可以忽略不计，所以同步 MOSFET 只有 $R_{DS(ON)}$ 所产生的导通损耗，选取时只需要考虑 $R_{DS(ON)}$ 而不需要考虑 C_{rss} 的值。

注意到图 1 是基于连续电流模式下所得到的波形，对于非连续模式，由于开通前的电流为 0，所以，除了 C_{oss} 放电产生的功耗外，没有开关的损耗，即非连续模式下开通损耗为 0。但在实际的检测中，非连续模式下仍然可以看到 VGS 有米勒平台，这主要是由于 C_{oss} 的放电电流产生的。 C_{oss} 放电快，持续的时间短，这样电流迅速降低，由于 VGS 和 ID 的受转移特性的约束，所以当电流突然降低时，VGS 也会降低，VGS 波形前沿的米勒平台处产生一个下降的凹坑，并伴随着振荡。