

开关电源 MOSFET 的交越损耗分析

随着环保节能的观念越来越被各国所重视，电子产品对开关电源需求不断增长，开关电源的功率损耗测量分析也越来越重要。由于开关电源内部消耗的功率决定了电源热效应的总体效率，所以了解开关电源的功率损耗是一项极为重要的工作。本文详细分析开关电源的核心器件之一---MOSFET 开关管的交越损耗，从而使电子工程师更加深入理解 MOSFET 产生损耗的过程。

MOSFET 交越损耗

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。

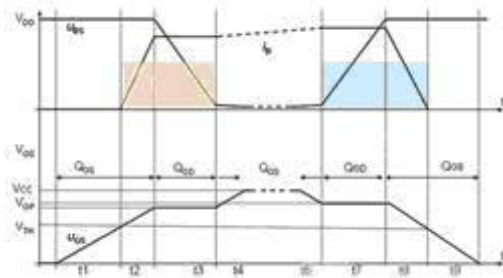


图 1 MOSFET 开关过程中栅极电荷特性

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

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

V_{GS} 处于米勒平台的时间 t_3 为

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

t_3 也可以用下面公式计算：

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

注意到了米勒平台后，漏极电流达到系统最大电流 I_D ，就保持在电路决定的恒定最大值 I_D ，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 t_2 和 t_3 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 AO4468，具体参数为 $C_{iss}=955\text{pF}$ ， $C_{oss}=145\text{pF}$ ， $C_{rss}=112\text{pF}$ ， $R_g=0.5\Omega$ ；当 $V_{GS}=4.5\text{V}$ ， $Q_g=9\text{nC}$ ；当 $V_{GS}=10\text{V}$ ， $Q_g=17\text{nC}$ ， $Q_{gd}=4.7\text{nC}$ ， $Q_{gs}=3.4\text{nC}$ ；当 $V_{GS}=5\text{V}$ 且 $I_D=11.6\text{A}$ ，跨导 $g_{FS}=19\text{S}$ ；当 $V_{DS}=V_{GS}$ 且 $I_D=250\mu\text{A}$ ， $V_{TH}=2\text{V}$ ；当 $V_{GS}=4.5\text{V}$ 且 $I_D=10\text{A}$ ， $R_{DS(ON)}=17.4\text{m}\Omega$ 。

开通时米勒平台电压 VGP:

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

计算可以得到电感 $L=4.7\mu\text{H}$ ，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 $VGP=2+5.273/19=2.278\text{V}$ ，可以计算得到:

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

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

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

开通过程中产生开关损耗为

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

开通过程中， C_{rss} 和米勒平台时间 t_3 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 C_{rss} 及所对应的 Q_{gd} 在 MOSFET 的开关损耗中起主导作用。 $C_{iss}=C_{rss}+C_{gs}$ ， C_{iss} 所对应电荷为 Q_g 。对于两个不同的 MOSFET，两个不同的开关管，即使 A 管的 Q_g 和 C_{iss} 小于 B 管的，但如果 A 管的 C_{rss} 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 C_{rss} 的值。

减小驱动电阻可以同时降低 t_3 和 t_2 ，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 t_3 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 t_3 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 R_g 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时间值： $VGP=2+6.727/19=2.354\text{V}$ 。

$$t_7 = \frac{C_{rss} \cdot (V_{DS} - I_D \cdot R_{DS(on)}) \cdot (R_g + R_{off})}{V_{GS} - V_{GP}}$$

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

$$t_8 = -(R_g + R_{off}) \cdot C_{iss} \cdot \ln \frac{V_{TH}}{V_{GP}}$$

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

关断过程中产生开关损耗为：

$$P_{Loss(off)} = f_s \cdot V_{DD} \cdot \frac{I_D}{2} \cdot (t_7 + t_8) = 0.01 W$$

C_{rss} 一定时, C_{iss} 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 t_1 和 t_2 , 图 2 中的 t_8 和 t_9 。

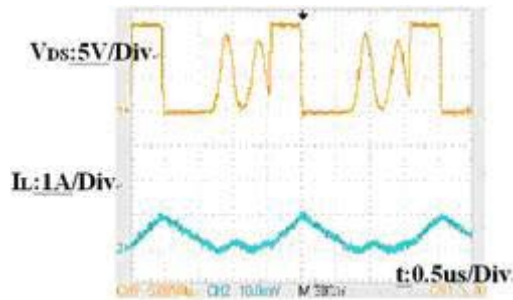


图 2 断续模式工作波形

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, C_{oss} 充电, 能量将储存在其中。 C_{oss} 同时也影响 MOSFET 关断过程中的电压的上升率 dV_{DS}/dt , C_{oss} 越大, dV_{DS}/dt 就越小, 这样引起的 EMI 就越小。反之, C_{oss} 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, C_{oss} 又不能太大, 因为 C_{oss} 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。

C_{oss} 产生的损耗为：

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

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, C_{oss} 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 t7 时间段内线性地从最小值上升到输入电压，电流在 t8 时间段内线性地从最大值下降到 0。

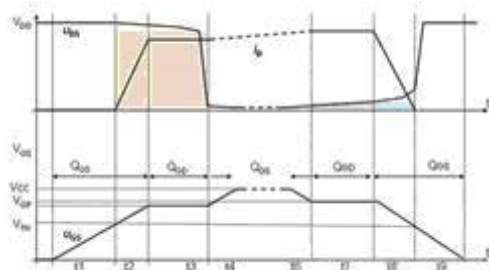


图 3 MOSFET 开关过程中实际波形

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。

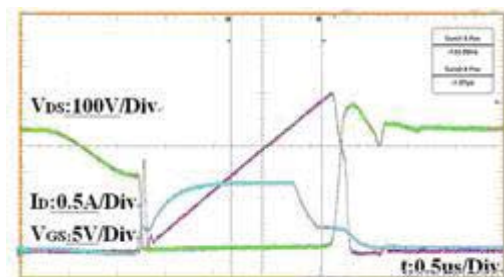


图 4 非连续模式开关过程中波形

Coss 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 Coss 转移到开通损耗中。

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 Coss 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 Coss 的放电电流产生的。Coss 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。