

1.反激 RCD 状态波形分析

在实际设计过程中，变压器是存在漏感的，这个是无法避免的。当 **MOSFET** 导通时刻，漏感会导致漏极和源极之间的电压产生一个很大的尖峰，如果这个电压尖峰的产生会让 **DS** 两端电压超过 **MOSFET** 的耐压，会让 **MOSFET** 损坏，从而让电源不能正常工作。因此我们选择采用 **RCD** 钳位电路吸收变压器漏感产生的能量。因此分析实际的有 **RCD** 钳位存在的反激模态图是必要的。

以下为 **RCD** 钳位下的反激模态图：

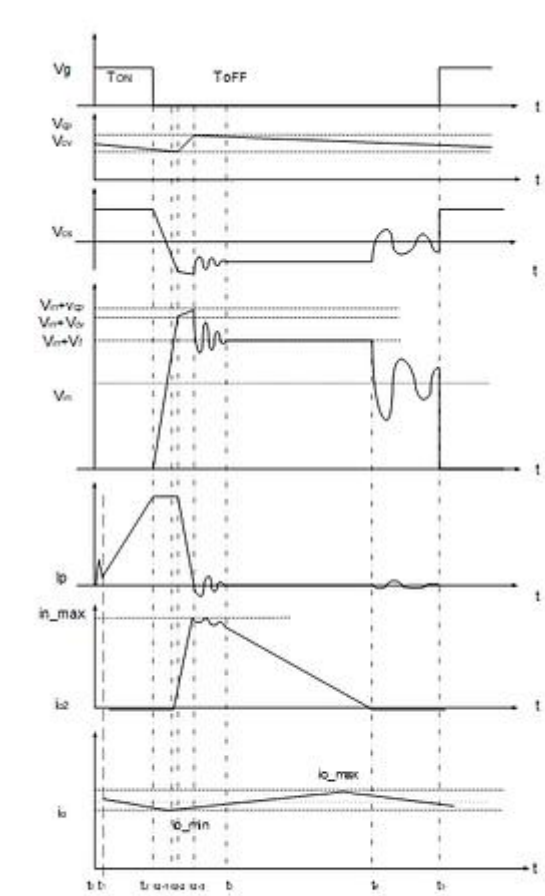


图 1.1 RCD 状态下反激模态图

图 1.1 绘制波形自上而下依次为：

- (a) 原边 **MOSFET** 的驱动电压波形；
- (b) 钳位电容 **C1** 波形；
- (c) 变压器一次侧等效电容电压波形；
- (d) 带寄生参数的原边 **MOSFET** 的漏极和源极两端电压波形；
- (e) 原边电流波形；
- (f) 副边电流波形；
- (g) 输出电流示意图。

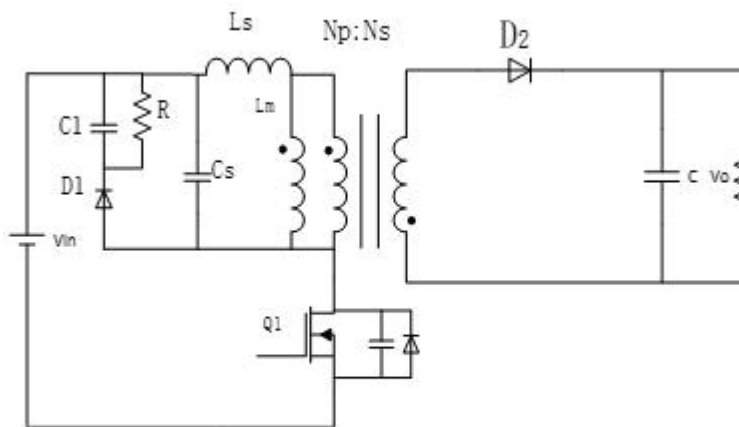


图 1.2 RCD 钳位下的反激原理图

- (1) 一阶段 (t_0 - t_1)：MOSFET 未开通时，变压器等效电容 **Cs** 没有储能，MOSFET 上电容 **C** 储能也为 0。当 t_0 时刻，MOSFET 导通，寄生电容通过开关管充电，此电容两端电压开始上升。而因为励磁电感 **Lm** 存在寄生电容，所以导致变压器初级电流产生一个较大的尖峰电流。当 t_1 时刻，**Cs** 两端电压等于输入电压大小时，MOSFET 完全导通，变压器一次侧电流开始上升。
- (2) 二阶段 (t_1 - t_2)：MOSFET 在 t_1 时刻完全导通，二极管 **D1**、**D2** 因为反偏

而处于截止状态，钳位电容 **C1** 通过电阻 **R** 放电，电容两端电压下降。输入电压 **Vin** 加在激磁电感两边，变压器一次侧电流呈线性上升，储能随着增加，到 **t2** 时刻，**MOSFET** 关断，变压器一次侧电流 **Ip** 上升到最大值。

(3) 三阶段 1 (t2~t2-1)：从 **t2** 时刻开始，**MOSFET** 关断，流过开关管的电流 **id** 迅速减小并快速下降到 **0**。同时，此时二极管 **D2** 依旧没有导通。此时，流过变压器一次侧的电流 **Ip** 先给 **MOSFET** 的漏极和源极两引脚间的寄生电容 **Coss** 充电，因为 **Coss** 很小，**MOSFET** 两端电压快速上升，激磁电感储存的很少的一部分能量转移到 **Coss**。到 **t2-1** 时刻，**MOSFET** 两端电压上升到 **Vin+Vf**，即输入电压与反射电压之和。而钳位电容继续通过电阻 **R** 释放能量。

(4) 三阶段 2 (t2-1~t2-2)：**t2-1** 时刻，**MOSFET** 两端电压上升到 **Vin+Vf** 后，变压器二次侧二极管 **D2** 开始导通，变压器一次侧的能量耦合到二次侧，并开始向负载传递能量。变压器二次侧反馈电压：

$$V_f = \frac{N_p}{N_s} \times (V_o + V_D)$$

(**Vo** 为输出电压，**VD** 为二极管 **D2** 导通压降)。由于变压器存在漏感，那么可以将变压器一次侧等效为反射电压和变压器漏感串联，继续向 **Coss** 充电。到 **t2-2** 时刻，**MOSFET** 两端电压上升到 **Vin+VCV** 时刻，此时，钳位电容仍然通过电阻 **R** 放电。此阶段持续时间很短，可以认为变压器一次侧峰值电流对 **Ip** 对 **Coss** 充电。

(5) 三阶段 3 (t2-2~t2-3)：**t2-2** 时刻，**MOSFET** 两端电压上升到 **Vin+VCV**，二极管 **D1** 开始导通。此时，等效的反射电压源和变压器漏感串联继续向钳位电容 **C** 开始充电，钳位电容 **C** 电压开始上升，由于钳位电容 **C** 的容量比 **Coss** 容量大，因此此时 **MOSFET** 漏极和源极两端电压继续缓慢上升。此时变压器一次侧电流

开始下降，直到 **t2-3** 时刻，电流下降到 **0**，二极管 **D1** 断开，**MOSFET** 漏极和源极两端的电压上升到最大值 **Vin+VCP**。

(6) 四阶段（t2-3~t4）：**t2-3** 时刻，二极管 **D1** 关断，由于 **MOSFET** 漏极和源极的寄生电容 **Coss** 的电压为 **Vin+VCP→Vin**，因此会有反向电压加在变压器两端，所以，**Coss** 和变压器的激磁电感的漏感 **Llk** 开始谐振，谐振频率为：

$$f_1 = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_{lk} \times (C_S // C_{oss})}}$$

谐振期间，**MOSFET** 的漏极和源极两端的电压开始下降，**Coss** 中的一部分能量将转移到变压器二次侧，另一部分能量将返回到输入电源，直到 **t3** 时刻谐振结束，漏极和源极的电压稳定在 **Vin+Vf**，一直稳定到 **t4** 时刻，此时，变压器二次侧电流下降到 **0**。此阶段二极管 **D1** 关断，钳位电容继续向电阻 **R** 释放能量，其电压继续下降。

(7) 五阶段（t4~t5）：在 **t4** 时刻，二极管 **D2** 电流减小到 **0**，**D2** 关断，对原边的电压箝位消失。此时 **MOSFET** 的寄生电容和绕组分布电容放能，与原边的激磁电感、漏感均产生谐振，出现上图所示电压电流波动、谐振频率为：

$$f_2 = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{(L_{lk} + L_m) \times (C_S // C_{oss})}}$$

因为 **f1→f2**，所以该阶段波形看着比较大。

总体来讲，**RCD** 参数的设计确定是需要严格计算的。

2. RCD 钳位参数的确定

在 **RCD** 钳位状态下，原边的 **MOSFET** 漏极和源极的波形如下图所示：

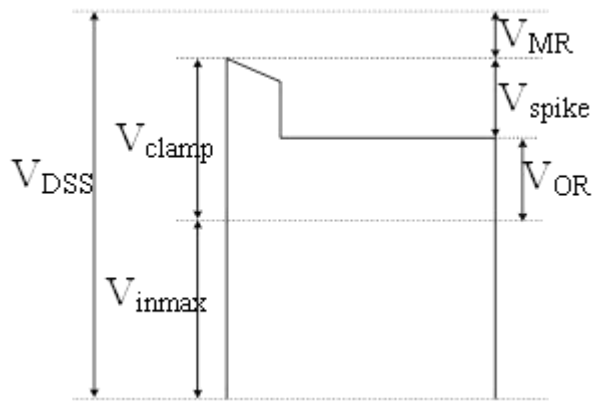


图 2.1 RCD 状态下的 VDS 波形

在设计时，我们应该重点考虑抑制电压尖峰，因此钳位电阻 **R** 和钳位电容 **C** 取最大输入电压。

如图 2.1 所示，可以看到钳位电压 **Vclamp** 由尖峰电压 **Vspike** 和反射电压 **VOR** 组成，**VMR** 的值为主 **MOSFET** 的漏源极耐压的 **10%**，因此可以得出下面这个公式：

$$V_{clamp} = 0.9 \times V_{DSS} - V_{inmax}$$

钳位电阻 **R** 消耗功率为：

$$P_R = \frac{V_{clamp}^2}{R}$$

然而电阻实际消耗的能量为：

$$P_R = \frac{1}{2} \times f_{sw} \times L_{lk} \times I_{DSpk}^2 \times \frac{V_{clamp}}{V_{clamp} - V_{OR}}$$

由此可以计算出钳位电阻 **R** 的值为：

$$R = \frac{2 \times (V_{clamp} - V_{OR}) \times V_{clamp}}{L_{lk} \times I_{DSpk} \times f_{sw}}$$

电阻上面消耗的能量都来自于钳位电容，钳位电容 **C** 的计算公式为：

$$C = \frac{V_{\text{clamp}}}{\Delta V_{\text{clamp}} \cdot f_{\text{sw}} \cdot R}$$