

一种有效的反激钳位电路设计方法

作者：姜德来， 张晓峰， 吕征宇

0 引言

单端反激式开关电源具有结构简单、输入输出电气隔离、电压升/降范围宽、易于多路输出、可靠性高、造价低等优点，广泛应用于小功率场合。然而，由于漏感影响，反激变换器功率开关管关断时将引起电压尖峰，必须用钳位电路加以抑制。由于 RCD 钳位电路比有源钳位电路更简洁且易实现，因而在小功率变换场合 RCD 钳位更有实用价值。

1 漏感抑制

变压器的漏感是不可消除的，但可以通过合理的电路设计和绕制使之减小。设计和绕制是否合理，对漏感的影响是很明显的。采用合理的方法，可将漏感控制在初级电感的 2% 左右。

设计时应综合变压器磁芯的选择和初级匝数的确定，尽量使初级绕组可紧密绕满磁芯骨架一层或多层。绕制时绕线要尽量分布得紧凑、均匀，这样线圈和磁路空间上更接近垂直关系，耦合效果更好。初级和次级绕线也要尽量靠得紧密。

2 RCD 钳位电路参数设计

2.1 变压器等效模型

图 1 为实际变压器的等效电路，励磁电感同理想变压器并联，漏感同励磁电感串联。励磁电感能量可通过理想变压器耦合到副边，而漏感因为不耦合，能量不能传递到副边，如果不采取措施，漏感将通过寄生电容释放能量，引起电路电压过冲和振荡，影响电路工作性能，还会引起 EMI 问题，严重时烧毁器件，为抑制其影响，可在变压器初级并联无源 RCD 钳位电路，其拓扑如图 2 所示。

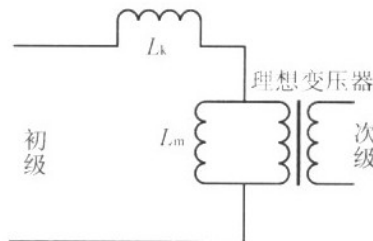


图 1 实际变压器等效模型

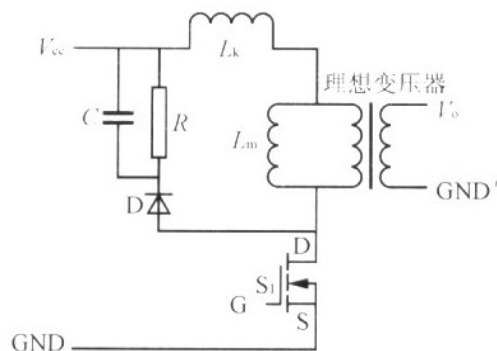


图 2 RCD 钳位电路

2.2 钳位电路工作原理

引入 RCD 钳位电路，目的是消耗漏感能量，但不能消耗主励磁电感能量，否则会降低电路效率。要做到这点必须对 RC 参数进行优化设计，下面分析其工作原理：

当 S1 关断时，漏感 L_k 释能，D 导通，C 上电压瞬间充上去，然后 D 截止，C 通过 R 放电。

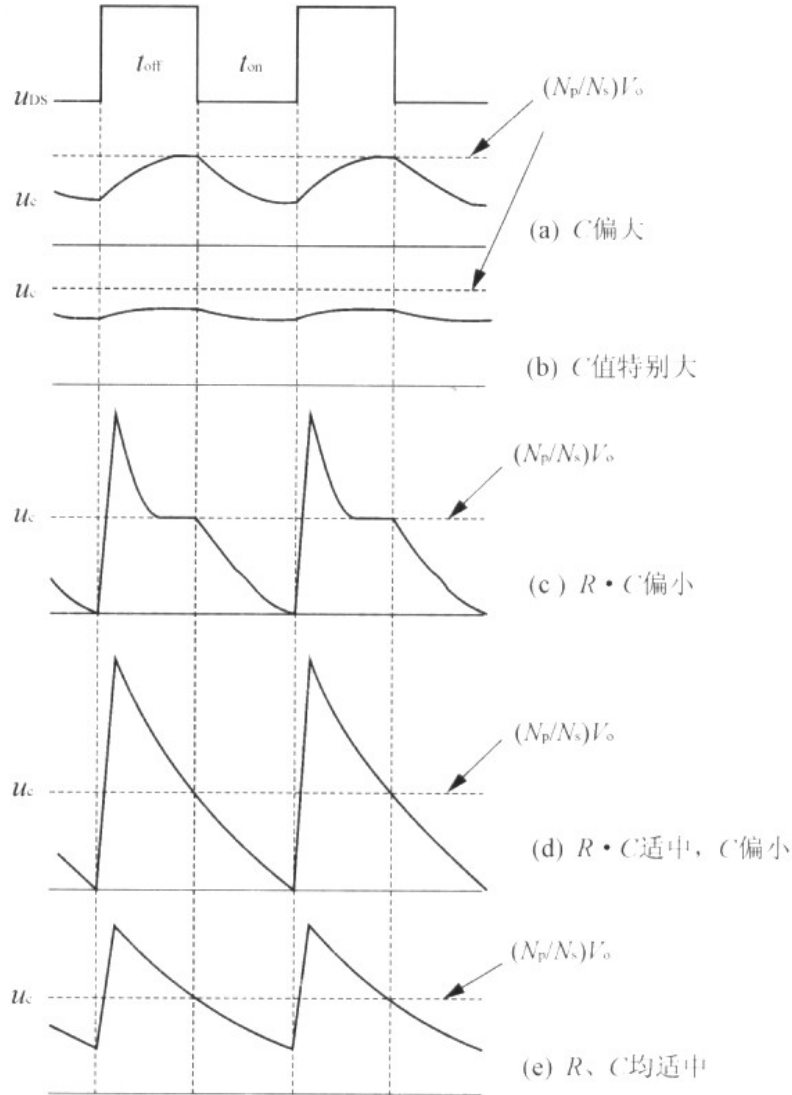


图3 钳位电容电压波形

1) 若 C 值较大，C 上电压缓慢上升，副边反激过冲小，变压器能量不能迅速传递到副边，见图 3(a)；

2) 若 C 值特别大，电压峰值小于副边反射电压，则钳位电容上电压将一直保持在副边反射电压附近，即钳位电阻变为死负载，一直在消耗磁芯能量，见图 3(b)；

3) 若 RC 值太小，C 上电压很快会降到副边反射电压，故在 S_t 开通前，钳位电阻只将成为反激变换器的死负载，消耗变压器的能量，降低效率，见图 3(c)；

4) 如果 RC 值取得比较合适，使到 S1 开通时，C 上电压放到接近副边反射电压，到下次导通时，C 上能量恰好可以释放完，见图 3(d)，这种情况钳位效果较好，但电容峰值电压大，器件应力高。

第 2) 和第 3) 种方式是不允许的，而第 1) 种方式电压变化缓慢，能量不能被迅速传递，

第4)种方式电压峰值大, 器件应力大。可折衷处理, 在第4)种方式基础上增大电容, 降低电压峰值, 同时调节R, 使到S1开通时, C上电压放到接近副边反射电压, 之后RC继续放电至S1下次开通, 如图3(e)所示。

2.3 参数设计

S1关断时, Lk释能给C充电, R阻值较大, 可近似认为Lk与C发生串联谐振, 谐振周期为 $TLC=2\pi\sqrt{LkC}$, 经过 $1/4$ 谐振周期, 电感电流反向, D截止, 这段时间很短。由于D存在反向恢复, 电路还会有一个衰减振荡过程, 而且是低损的, 时间极为短暂, 因此可以忽略其影响。总之, C充电时间是很短的, 相对于整个开关周期, 可以不考虑。

对于理想的钳位电路工作方式, 见图3(e)。S1关断时, 漏感释能, 电容快速充电至峰值 V_{cmax} , 之后RC放电。由于充电过程非常短, 可假设RC放电过程持续整个开关周期。

RC值的确定需按最小输入电压, 最大负载, 即最大占空比条件工作选取, 否则, 随着D的增大, 副边导通时间也会增加, 钳位电容电压波形会出现平台, 钳位电路将消耗主励磁电感能量。

对图3(c)工作方式, 峰值电压太大, 现考虑降低 V_{cmax} 。 V_{cmax} 只有最小值限制, 必须

大于副边反射电压 $\frac{N_p}{N_s} V_o$

$$\frac{\frac{N_p}{N_s} V_o}{V_{cmax}} = \frac{t_{on}}{T} = D_{max}$$

可做线性化处理来设定 V_{cmax} , 如图4所示, 由几何关系得

$$\text{则} \quad V_{cmax} = \frac{N_p V_o}{N_s D_{max}} \quad (1)$$

为保证S1开通时, C上电压刚好放到 $\frac{N_p}{N_s} V_o$, 需满足

$$V_{cmax} e^{-\frac{(1-D_{max})T}{RC}} = \frac{N_p}{N_s} V_o \quad (2)$$

将(1)式代入(2)式可得:

$$RC = T(D_{max} - 1) \ln D_{max} \quad (3)$$

对整个周期RC放电过程分析, 有:

$$V_{cmax} e^{-\frac{T}{RC}} = V_{cmin} \quad (4)$$

根据能量关系有:

$$\frac{1}{2} I_{pk}^2 L_k = \frac{1}{2} C (V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2) \quad (5)$$

式中: I_{pk} / L_k 释能给C的电流峰值将式(1)和式(4)代入式(5), 得:

$$C = \frac{I_{pk}^2 L_k}{V_{cmax}^2 (1 - e^{-\frac{2}{(1-D_{max})} \ln D_{max}})} \quad (6)$$

结合式(3)，得：

$$R = \frac{T(D_{max} - 1) \ln D_{max}}{C} \quad (7)$$

电阻功率选取依据：

$$P_R = \frac{1}{2} L_k I_{pk}^2 f_s \quad (8)$$

式中： f_s 为变换器的工作频率。

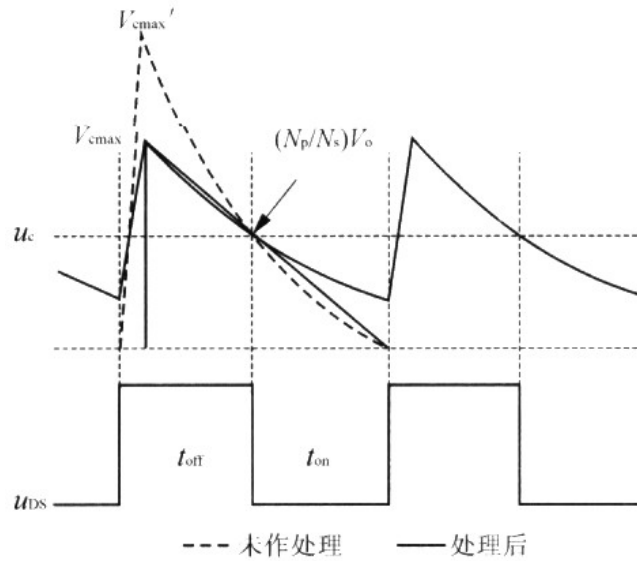


图 4 V_{cmax} 的确定

3 实验分析

输入直流电压. 30(1±2%)v, 输出 12V / 1A, 最大占空比 $D_{max}=0.45$, 采用 UC3842 控制, 工作于 DCM 方式, 变压器选用 CER28A 型磁芯, 原边匝数为 24 匝, 副边取 13 匝。

有关实验波形如图 5 到图 8 所示。

图 7 显示在副边反射电压点没有出现平台, 说明结果与理论分析吻合。

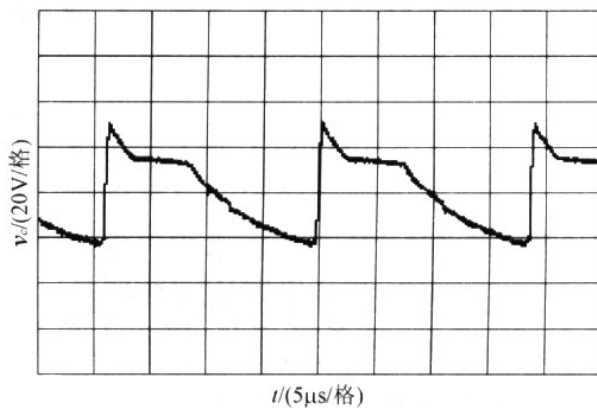


图5 钳位电容电压 (RC 较小)

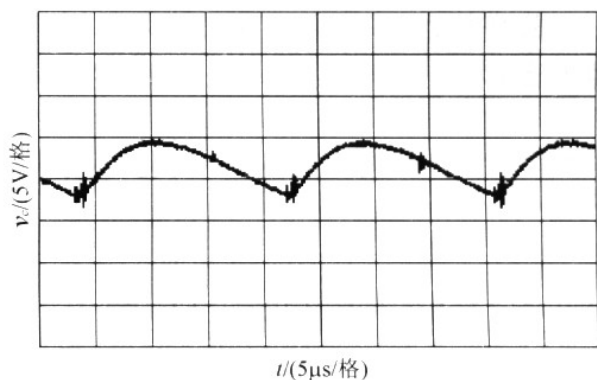


图6 钳位电容电压 (C 较大)

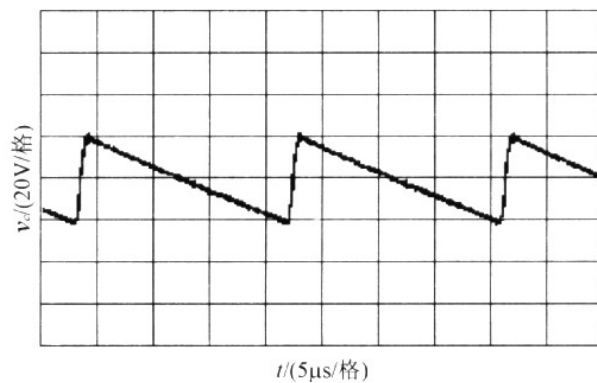


图7 钳位电容电压 (RC 适中)

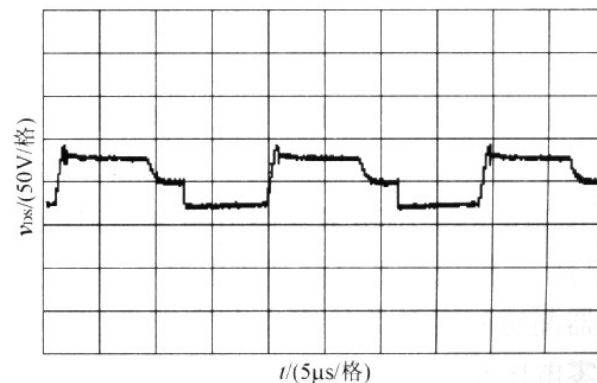


图8 MOS管漏极电压 (RC 适中)

4 结语

按照文中介绍的方法设计的钳位电路,可以较好地吸收漏感能量,同时不消耗主励磁电感能量。经折衷优化处理,既抑制了电容电压峰值,减轻了功率器件的开关应力,又保证了足够电压脉动量,磁芯能量可以快速、高效地传递,为反激变换器的设计提供了很好的依据。