

一种有效的反激钳位电路设计方法

姜德来, 张晓峰, 吕征宇
(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:反激式电源变压器的原边漏感对电路性能及其功率器件影响很大,通过RCD钳位电路可以很好地抑制由于漏感而产生的电压过冲,但钳位电路参数设计往往是通过经验获得,设计方法不是很明确。提出了一种新的钳位电路设计方法,可以较好地吸收漏感能量,同时可避免钳位电路消耗主励磁电感中的能量,不影响电路工作效率,并通过实验加以验证。

关键词:反激变换器;漏感;RCD钳位

An Effective Design Method for RCD Clamp Used in Flyback Converter

JIANG De-lai, ZHANG Xiao-feng, LÜ Zheng-yu

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou Zhejiang 310027, China)

Abstract: The influence of the leakage inductance of transformer on flyback converter and power device is great, which can be suppressed by RCD clamp method. However, the parameters of RCD clamp are usually achieved by the designers' experience. An effective design method is presented and verified by experiment, which can absorb the energy stored in leakage inductance, not consume the energy stored in magnetizing inductance, and not affect the efficiency of the circuit.

Keywords: flyback converter; leakage inductance; RCD clamp

中图分类号: TM46 文献标识码: A 文章编号: 0219-2713(2005)08-0013-04

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。

收稿日期:2005-05-09

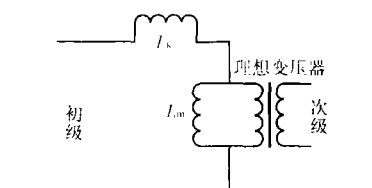


图1 实际变压器等效模型

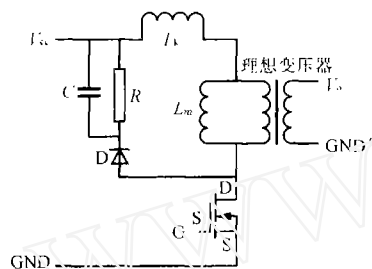


图2 RCD 钳位电路

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 S_1 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。

1) 若 C 值较大，C 上电压缓慢上升，副边反射电压，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_1 开通前，钳位电阻 R 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 S_1 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 S_1 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 S_1 下次开通，如图 3(e) 所示。

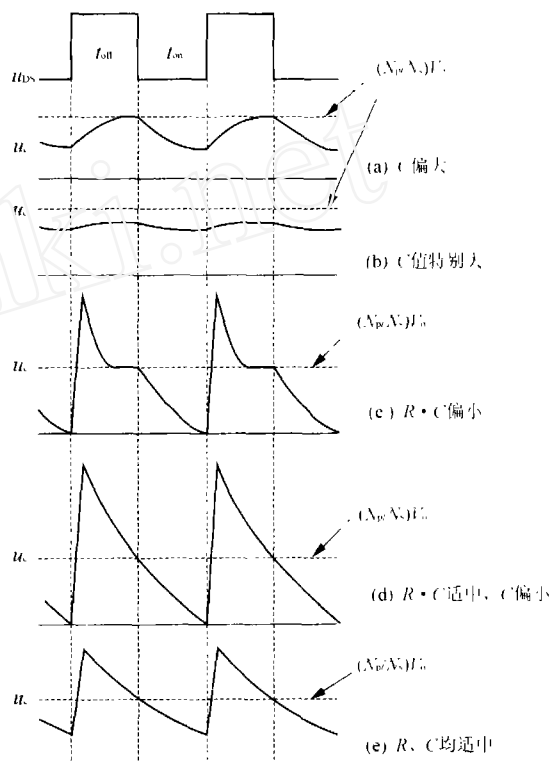


图3 钳位电容电压波形

2.3 参数设计

S_1 关断时， L_k 释能给 C 充电，R 阻值较大，可近似认为 L_k 与 C 发生串联谐振，谐振周期为 $T_{LC} = 2\pi \sqrt{L_k C}$ ，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)。 S_1 关断时，漏感释能，电容快速充电至峰值 V_{max} ，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_{max} ， V_{max} 只有最小值限制，必须大于副边反射电压 $\frac{N_p}{N_s} V_o$ 。

可做线性化处理来设定 V_{cmax} , 如图 4 所示, 由

$$\text{几何关系得 } \frac{N_p V_o}{V_{cmax}} = \frac{t_{on}}{T} = D_{max}$$

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

为保证 S_1 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} 为 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

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

式中: f 为变换器的工作频率。

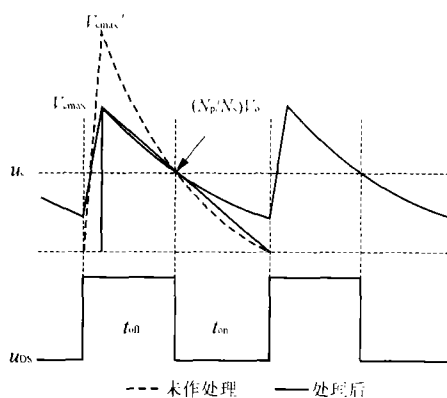


图 4 V_{cmax} 的确定

3 实验分析

输入直流电压 $30(1 \pm 2\%)$ 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 EER28A 型磁芯, 原边

匝数为 24 匝, 副边取 13 匝。

有关实验波形如图 5 ~ 图 8 所示。

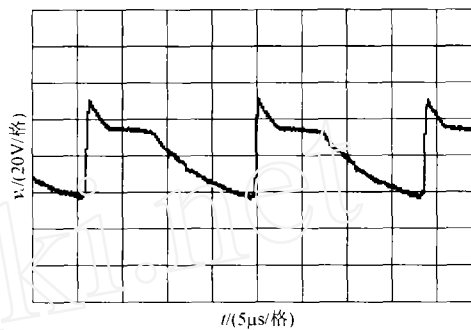


图 5 钳位电容电压 (RC 较小)

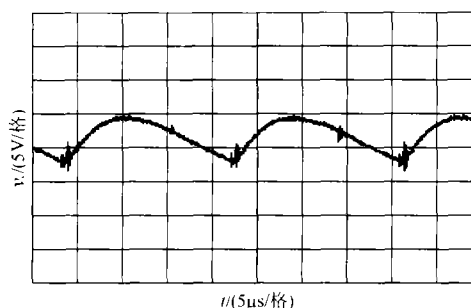


图 6 钳位电容电压 (C 较大)

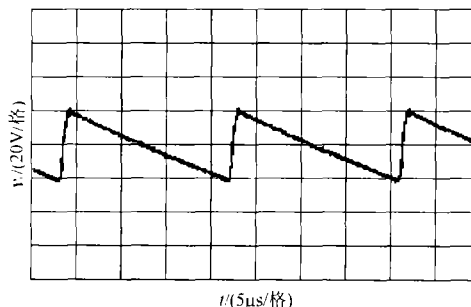


图 7 钳位电容电压 (RC 适中)

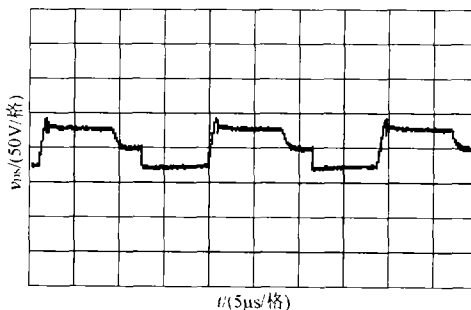


图 8 MOS 管漏极电压 (RC 适中)

图 7 显示在副边反射电压点没有出现平台, 说明钳位电路没有消耗主励磁电感能量。图 8 为 MOSFET 的漏极电压波形, 电压峰值较小, 漏感能量得到了很好的抑制, 实验 (下转 P36)

及C的参数,使其截止频率 f_c 小于输出纹波的最低次谐波分量频率。

如果输出电压纹波达不到要求,可以在输出侧加一级共扼扼流圈以抑制共模干扰传导至输出端。

2.4 其他改进措施

1) 采用变压器屏蔽技术,尽量减少其漏感引起的对外辐射噪声;

2) 开关管两端并接RC网络,减缓漏源电压的上升斜率,以减小 dv/dt 对控制端的影响;

3) 对PCB工艺进行改进,使其主电路与控制电路分开,对电磁辐射源和电磁敏感器件要注意隔离,以及合理的接地。

3 实验结果

经过以上EMC优化设计,基于TOP224Y设计的反激变换电路实现输出电压调整率 $\Delta V_o/V_o = 0.1/5 = 2\%$ (主输出+5V,满载20W,连续72h带载),达到了预期设计的要求。图10是输出电压直流分量与其交流分量波形。

4 结语

由于电磁兼容已经成为开关电源产业必须考虑的问题,所以,考虑EMC问题要有一定的设计理论依据。本文就噪声干扰产生的不同途径,给出抑制差模、共模干扰的滤波器模型,并结合原电路传导EMI测试曲线存在的问题推算出电路的参数,改进后的电路再次进行传导EMI测试,证实了插入滤波器的有效性。

(上接P15) 结果与理论分析吻合。

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。

参考文献

[1] Ozgonenel O, Onbilgin G. Simulation of Power Transformers Using State Variables[J]. *Power Engineering Review, IEEE* 2002, (10): 48-50.

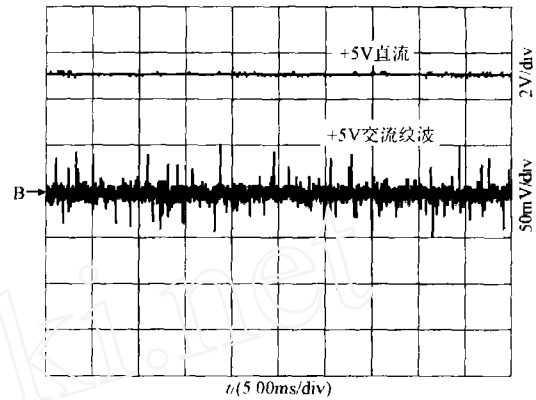


图10 输出电压波形

在此基础上,本文还提出了一些改进噪声干扰的措施,对输出电压的纹波幅值和开关漏源电压峰值起到一定的限制作用。

参考文献

[1] 钱照明,程肇基. 电磁兼容设计基础及干扰抑制技术[M]. 杭州:浙江大学出版社,2002.
[2] 沙占友. 单片电源应用技术[M]. 北京:机械工业出版社,2003.
[3] 区健昌. EMI滤波器和开关电源的防护设计[J]. *安全与电磁兼容技术*,2002,(3): 32-34.
[4] 璩克旺,陶生桂. 开关电源的抗干扰技术[J]. *电工技术杂志*,2003,(10): 25-28.
[5] 杨志敏,李晔. 开关电源EMI设计[J]. *移动电源与车辆*,2002,(1): 11-13.

作者简介

谢晔源(1978-),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

[2] Choi C T, Li C K, Kok S K. Control of An Active Clamp Discontinuous Conduction Mode Flyback Converter [A]. *Proceedings of the IEEE Power Electronics and Drive Systems Conference* [C], 1999: 1120-1123.
[3] 张兰红,陈道炼. 反激变换器开关应力抑制技术研究[J]. *电力电子技术*,2002,36(2): 29-31.
[4] 徐龙祥. RCD钳位反激变换器的设计与实现[J]. *电源技术应用*,2002,5(10): 33-35.

作者简介

姜德来(1982-),男,硕士,主要研究方向为电力电子功率变换器及混合动力。

吕征宇(1957-),男,博士生导师,IEEE高级会员,主要方向为电力电子中的电磁兼容,智能控制,功率变换器和电力电子器件等。