

反激式变换器中 RCD 箝位电路的设计

樊永隆

(山西永明自动化设备有限公司, 山西 太原 030006)

摘要:在反激式变换器中,箝位电路采用 RCD 形式具有结构简单,成本低廉等优点。详细论述了采用 RCD 箝位的反激式变换器电路的设计方法。

关键词:反激式变换器; RCD 箝位; 设计

Design of RCD Clamped Circuit in Flyback Converter

FAN Yong-long

(Shanxi Yongming Automation Equipment Co. Ltd., Taiyuan Shanxi 030006, China)

Abstract: The application of RCD circuit in converter can realize low cost and low parts cost. How to design that circuit is introduced.

Keywords: flyback converter; RCD clamp; design

中图分类号: TM46 文献标识码: B 文章编号: 0219-2713(2006)12-0047-03

0 引言

反激式变换器具有成本低,体积小,易于实现多路输出等优点,因此被广泛应用于中、小功率($\leq 100\text{ W}$)的电源中。但是,由于变压器漏感的存在及其它分布参数的影响,反激式变换器在开关管关断瞬间会产生很大的尖峰电压,这个尖峰电压严重威胁着开关管的正常工作,必须采取措施对其进行抑制。目前,有很多种方法可以实现这个目的,其中的 RCD 箝位法以其结构简单,成本低廉的特点而得到广泛应用,但是,由于 RCD 箝位电路的箝位电压会随着负载的变化而变化,如果参数设计不合理,该电路或者会降低系统的效率,或者会达不到箝位要求而使开关管损坏,本文介绍了反激式变换器中的 RCD 箝位电路的基本原理,给出了一套较为实用的设计方法。

1 反激式变换器中 RCD 箝位电路的工作原理

图 1 中, V_{clamp} 为箝位电容两端间的电压;

V_{in} 为输入电压;

V_{D} 开关管漏极电压;

L_{p} 初级绕组的电感量;

L_{lk} 初级绕组的漏感量。

图 1 中 RCD 箝位电路的工作原理是:当开关管导通时,能量存储在 L_{p} 和 L_{lk} 中,当开关管关闭时, L_{p} 中的能量将转移到副边输出,但漏感 L_{lk} 中

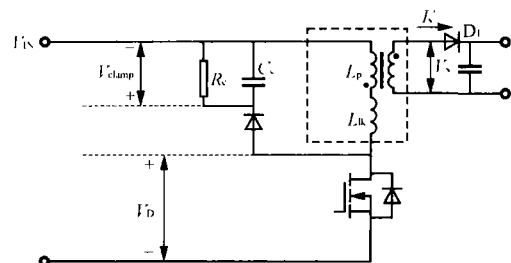


图1 RCD 箝位电路在反激式变换器中的应用

收稿日期:2006-09-01

的能量将不会传递到副边。如果没有 RCD 箝位电路, L_{lk} 中的能量将会在开关管关断瞬间转移到开关管的漏源极间电容和电路中的其它杂散电容中, 此时开关管的漏极将会承受较高的开关应力。若加上 RCD 箝位电路, L_{lk} 中的大部分能量将在开关管关断瞬间转移到箝位电路的箝位电容上, 然后这部分能量被箝位电阻 R_c 消耗。这样就大大减少了开关管的电压应力。

2 RCD 箝位电路的设计

在 RCD 箝位电路中电阻 R_c 和电容 C_c 的取值都比较大, 因此, 箝位电容上的电压在每个开关周期不会有较大的变化, 这样, 我们可以用一个恒定值 V_{clamp} 来表示箝位电容两端的电压。在此基础上可以按以下几个步骤来设计 RCD 箝位电路。

2.1 确定箝位电压 V_{clamp}

图 2 所示的是采用 RCD 箝位的反激变换器的开关管的漏极电压。

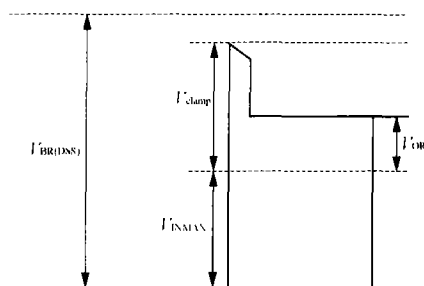


图 2 采用 RCD 箝位的反激变换器的开关管的漏极电压

图 2 中, V_{OR} 为次级到初级的反射电压;

V_{clamp} 为箝位电容 C_c 两端的箝位电压;

$V_{BR(DSS)}$ 为开关管的漏源极击穿电压;

V_{INMAX} 为最大输入直流电压。

由图 2 可见, 箝位电压 V_{clamp} 与输入最高电压及开关管的 $V_{BR(DSS)}$ 有关, 如果考虑 0.9 的降额使用系数, 可用式(1)来确定 V_{clamp} 的大小, 即

$$V_{clamp} = 0.9(V_{BR(DSS)} - V_{INMAX}) \quad (1)$$

2.2 确定初级绕组的漏感量 L_{lk}

初级绕组的漏感量可以通过测试来获得, 常用方法是, 短路各个次级绕组测试此时的初级绕组的感量, 这个值就是初级绕组的漏感量。需要注

意的是, 测试频率应采用变换器的工作频率。

当然, 批量生产时不可能采取逐个测试的方法, 这时, 可确定一个百分比来估计整个批次的漏感值, 这个百分比通常是在 1%~5%。

2.3 确定箝位电阻 R_c

前文提到, 箝位电容 C_c 两端的电压可用恒定值 V_{clamp} 表示, 因此箝位电阻消耗的功率为

$$P_{R-clamp} = \frac{V_{clamp}^2}{R_c} \quad (2)$$

式中: $P_{R-clamp}$ 为箝位电阻消耗的功率。

另一方面从能量守恒原则考虑, 存在以下关系, 即

$$W_{R-clamp} = W_1 + W_1 \frac{V_{OR}}{V_{clamp} - V_{OR}} \quad (3)$$

式中: $W_{R-clamp}$ 为箝位电阻消耗的能量;

W_1 为初级绕组漏感中存储的能量;

V_{OR} 为次级到初级的反射电压;

V_{clamp} 为箝位电压。

将能量转换为平均功率, 则式(3)可变为

$$P_{R-clamp} = \frac{1}{2} f L_{lk} (I_{ds-peak})^2 \left[1 + \frac{V_{OR}}{V_{clamp} - V_{OR}} \right] \quad (4)$$

式中: f_s 为变换器的工作频率;

L_{lk} 为初级绕组的漏感量;

$I_{ds-peak}$ 为开关管的最大峰值电流(即低压满载时的峰值电流)。

这样由式(2)和式(4)就可得到箝位电阻的计算式(5)为

$$R_c = \frac{2(V_{clamp} - V_{OR}) V_{clamp}}{L_{lk} (I_{ds-peak})^2 f_s} \quad (5)$$

2.4 确定箝位电容 C_c

箝位电容 C_c 的值应取得足够大以保证其在吸收漏感能量时自身的脉动电压足够小, 通常取这个脉动电压为箝位电压的 5%~10%, 这样, 就可通过式(6)来确定 C_c 的最小值, 即

$$C_c > \frac{V_{clamp}}{\Delta V_{clamp} R_c f_s} \quad (6)$$

式中: C_c 为箝位电容;

V_{clamp} 为箝位电压;

ΔV_{clamp} 为箝位电容上的脉动电压;

R_c 为箝位电阻;

f_s 为变换器的工作频率。

2.5 实验验证

上述计算结果,应该在实验中得以验证,此时应该观察各种输入电压及负载情况下的箝位电压波形,同时还要考虑元器件的选型是否合理,比如,箝位电阻的功率选择应考虑 1/3 降额使用,箝位电容应选择具有低的串联等效电阻和低的等效电感的电容,箝位二极管应选择反向击穿电压高于开关管的漏源击穿电压且反向恢复时间尽可能短的超快恢复二极管。另外,上述计算过程并没有考虑寄生参数的影响,所以应以计算值为基础,根据实验的情况适当调整,很快就可得到满意的值。

3 设计举例

现将上述设计方法应用到一款 60 W 反激式变换器的箝位网络设计中,取得了较好的效果,过程如下。

反激式变换器的主要参数为:

- (1) 输入电压 V_{in} AC 85 V~264 V;
- (2) 输出电压 V_o DC 12 V/5 A。

在变换器中,开关管选用 $V_{BR(DSS)}$ 为 650 V 的 MOSFET,开关频率 f_s 定为 100 kHz,反射电压定为 120 V。

利用传统的公式,可算出初级最大峰值电流为 $I_{ds_peak}=1.9$ A,初级电感量为 $L_p=280$ μ H,实测变压器的漏感为 5.6 μ H,约为初级电感量的 2%。

通过上述已知量,我们可算得

$$V_{clamp}=0.9V_{BR(DSS)}-V_{INMAX}=0.9\times 650-373=212$$

$$R_C=\frac{2(V_{clamp}-V_{OR})V_{clamp}}{L_{lk}(I_{dspeak})^2f_s}=\frac{2\times(212-120)\times 212}{5.6\times 10^{-6}\times 1.9^2\times 0.1\times 10^6}$$

$$=19.3\text{ k}\Omega$$

$$C_C=\frac{V_{clamp}}{\Delta V_{clamp}R_Cf_s}=\frac{V_{clamp}}{0.1\times V_{clamp}\times 19300\times 0.1\times 10^6}$$

$$=5\text{ 181 pF}$$

实际中,取 R_C 为两个 43 k Ω /3 W 电阻并联, C_C 为 4700 pF/1 kV 瓷片电容,通过实测各种情况下的开关管漏极波形,箝位效果良好。又通过各项实验进行考核,电源工作正常,这说明理论计算值还是比较理想的。

4 结语

RCD 箝位电路广泛应用于中小功率的反激式变换器中,只有合理地选择 R 、 C 的参数,才能实现低成本、高可靠性的电源。

参考文献

- [1] MAXIM APP848, Snubber Circuits Suppress Voltage Transient Spikes in Multiple Output DC-DC Theory[Z]. *Design and Application*. 2001.
- [2] Philip C. Tod. Snubbet Circuits Theory, Design and Application.
- [3] 徐龙祥.RCD 箝位反激变换器的设计与实现[J]. 电源技术应用, 2002,5(10):33-35.
- [4] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 电子工业出版社.

作者简介

樊永隆,男,学士学位,1998年毕业于南京理工大学,毕业后从事彩色电视机电子线路设计工作三年,现从事高频开关电源的开发设计工作。

德州仪器精心打造集成电源管理 IC

日前,德州仪器(TI)宣布推出首款全面优化的电源管理集成电路(PMIC),以支持基于达芬奇(DaVinci™)技术的多媒体设备的所有电源系统需求。这款高灵活性的器件实现了动态电压缩放功能,而且功率转换效率高达 95%,从而简化了多种电子设备的电源设计工作,其中包括便携式媒体播放器、数码相机以及其它锂离子电池供电的设备。

TI TPS65023 转换器能够管理基于达芬奇技术的 TMS320DM644x DSP 的电源,在高达 1.5 A 的最宽负载电流范围内可实现高性能的数控功能

与效率最大化。该器件采用 5 mm×5 mm 超小型 QFN 封装,并且集成了 3 个降压转换器以支持系统的内核电压、外设、I/O 以及存储器电压。TPS65023 采用 I²C 通信接口来实施动态电压缩放技术,能够在 0.8~1.6 V 的范围内对内核输出电压电平进行数字化调节,以节省耗电。该接口与快速/标准及高速模式 I²C 规范相兼容,数据传输速率可达 400 kHz。TPS65023 的所有 3 个降压转换器均支持轻负载电流下的节电工作模式,并能在功耗降至 1 μ A 时将器件置于断电模式。