

# 反激变换器中 RCD 网络的研究

## The Research of RCD Network to Flyback Converter

蒲贞洪 岳阳电业局调度所 (岳阳 414000)

Pu Zhenhong Yueyang Electric Power Bureau (414000)

**摘要:**反激变换器具有可靠性高、输入输出电气隔离、无需输出滤波电感、易于多路输出等优点。因此,广泛应用于中小功率开关电源中。本文介绍了反激变换器中 RCD 的箝位技术和 RCD 缓冲电路的实现原理,研究了两者各自的设计方法及性能特点,最后以实例分析说明了 RCD 网络在反激变换器中的运用。

**叙词:**反激变换器 箝位 缓冲网络

**Abstract:** This paper presents the principle of RCD network to flyback converter. The design method to parameters of RCD clamp and RCD snubber is introduced with a designing example.

**Keywords:** flyback converter clamp snubber

[中图分类号] TM92 [文献标识码] A 文章编号:1561-0349(2008)07-0033-03

### 1 引言

反激变换器具有可靠性高、输入输出电气隔离、无需输出滤波电感、易于多路输出等优点。因此,广泛应用于中小功率开关电源。

反激变压器主要由理想变压器 T、励磁电感  $L_m$  与漏感  $L_{leak}$  组成(参见图 1)。开关管关断瞬间,各个绕组两端的电压立即反向,但初级电流  $I_p$  会继续给电容  $C_a$ (电路中的寄生电容与开关管本身电容结合的等效电容)充电,于是开关管漏、源两端的电压谐振上升。由于初级电流很大而谐振电路 Q 值很小(因为电容  $C_a$  较小), $U_{ds}$  呈基本线性上升到  $NU_{out}$  时,次级电流开始上升而初级电流开始下降。最后,在开关管漏、源两端形成的电压的幅值为:

$$U_{ds\ max} = U_{in} + NU_{out} + U_{spike} \quad (1)$$

其中, $U_{in}$  为输入电压的峰值, $NU_{out}$  为输出电压峰值反射到初级后的电压, $U_{spike}$  为漏感产生的尖峰电压。

反激变换器在功率开关管关断的瞬间,由于变压器漏感的存在,会产生较大的尖峰电压(参见图 2),这个电压可能会超过开关管的额定值,从而给变换器带来严重危害,同时在开关管上

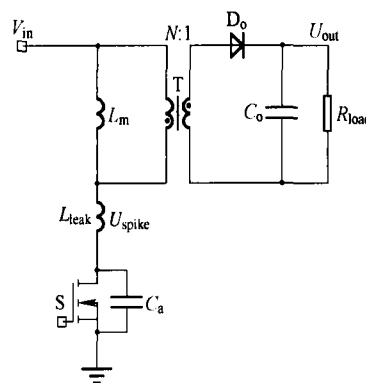


图 1 使用变压器模型的反激变换器

产生较大的关断损耗及电磁干扰。为了消除这些隐患,箝位电路和缓冲网络在反激变换中得到了广泛应用。本文将分析和介绍 RCD 网络在箝位和缓冲技术中的运用。并通过实例说明了 RCD 网络的使用效果。

### 2 RCD 箝位在反激变换器中的应用

#### 2.1 RCD 箝位的结构及原理

目前,反激变换器的箝位(clamp)电路主要有:双晶体管、双

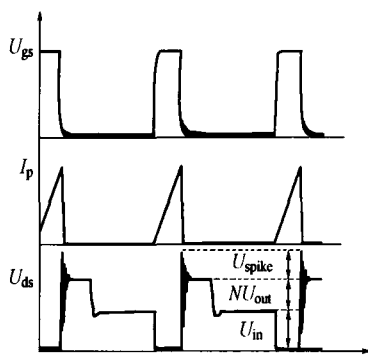


图2 未使用箝位技术时的  $U_{ds}$

二极管箝位电路, RCD 箝位电路, LCD 箝位电路和有源箝位电路。其中, RCD 箝位结构简单, 易于设计, 在小功率场合得到了工程与设计人员的普遍运用<sup>[1]</sup>。RCD 箝位电路的结构如图 3 所示。

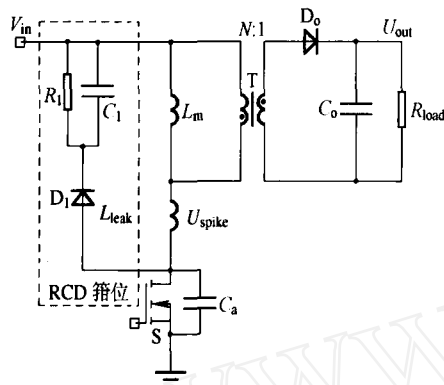


图3 带 RCD 箝位电路的反激变换器

由  $R_1$ 、 $C_1$  和  $D_1$  构成了 RCD 箝位电路。当开关管 S 关断时, 变压器将通过二极管  $D_1$  给电容  $C_1$  充电, 如果漏感储存的能量在开关管关断时间内能全部转移到  $C_1$ , 则  $C_1$  的端电压将从次级反射电压  $NU_{out}$  上升到最大值  $(NU_{out} + U_{spike})$ 。当开关管导通时, 通过回路 II,  $C_1$  将吸收的能量消耗在电阻  $R_1$  上, 若能合理设置时间常数  $\tau$ , 就可保证在一个周期内将漏感转移到  $C_1$  中的能量完全释放<sup>[2]</sup>。

### 2.2 RCD 箝位电路参数设计

(1) 由于开关管关断时, 漏感储存的能量转移到电容  $C_1$  上, 所以

$$\frac{1}{2}C_1(U_{ds\max} - U_{in})^2 - \frac{1}{2}C_1U_{\infty}^2 = \frac{1}{2}L_{leak}I_p^2 \quad (2)$$

其中,  $U_{ds\max}$  为开关管 S 所能承受的最大漏-源电压,  $U_{in}$  为初级电压,  $U_{\infty}$  为电容初始电压(常设为零),  $L_{leak}$  为变压器的漏感值,  $I_p$  为初级电流。

所以, 可得出  $C_1$  的表达式:

$$C_1 = \frac{L_{leak}I_p^2}{(U_{ds\max} - U_{in})^2 - U_{\infty}^2} \quad (3)$$

一般情况下, 常将  $U_{\infty}$  设计为零, 所以

$$C_1 = \frac{L_{leak}I_p^2}{(U_{ds\max} - U_{in})^2} \quad (4)$$

(2) 箝位电路的损耗为

$$P_{clamp} = \frac{1}{2}L_{leak}I_p^2f_s \quad (5)$$

其中,  $f_s$  为开关频率。电阻  $R_1$  上的损耗也可表示为

$$P_{R1} = \frac{(U_{ds\max} - U_{in})^2}{R_1} \quad (6)$$

箝位的损耗主要由  $R_1$  造成, 所以  $P_{clamp} = P_{R1}$ , 于是可得

$$R_1 = \frac{2(U_{ds\max} - U_{in})^2}{L_{leak}I_p^2f_s} \quad (7)$$

(3) 二极管  $D_1$  所承受的反向峰值电压为  $U_{in} + NU_{out}$ , 峰值电流为初级电感峰值电流  $I_{pmax}$ 。

### 2.3 RC 参数对电路性能的影响

在 RC 取不同值的情况下, 电容  $C_1$  上的电压 ( $U_c$ ) 波形如图 4 所示。当 C 值较大时(图 4(a)),  $U_c$  上升缓慢, 变压器初级能量不能迅速传递到次级。若 RC 值偏小(图 4(c)),  $U_c$  上升速度将很快, 接着由于 RC 时间常数小,  $C_1$  上的电压很快放电到  $NU_{out}$ , 此时 RCD 箝位电路成为变压器的一路负载, 将消耗能量, 使得效率变得较低。图 4(b) 中的 RC 值合适,  $U_c$  上升速度较快, 使得变压器初级能量能够及时传递到次级, 然后二极管  $D_1$  截止, 电容  $C_1$  通过电阻  $R_1$  放电, 在开关管 S 导通瞬间,  $U_c$  接近于  $NU_{out}$ <sup>[3]</sup>。

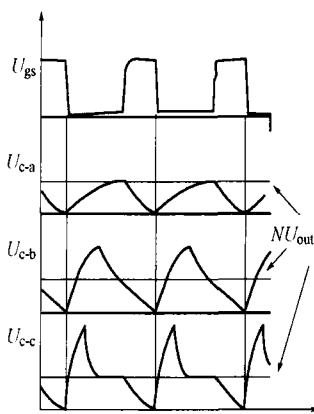


图4 不同 RC 条件下  $U_c$  的波形图

## 3 RCD 缓冲电路在反激变换器中的运用

### 3.1 RCD 缓冲电路的结构及原理

反激变换器中, 设计工作者往往会在开关管 S 两端并联一个 RCD 吸收回路, 如图 5 所示。该吸收回路也是由一个电容、一个电阻和一个二极管组成, 常被称为 RCD 缓冲 (snubber) 电路。RCD 缓冲可以吸收开关管 S 导通和关断瞬间的较高浪涌尖峰电压, 降低开关回路的电磁干扰<sup>[4]</sup>。

RCD 缓冲电路的工作过程是: 当开关管 S 关断时, 初级电流

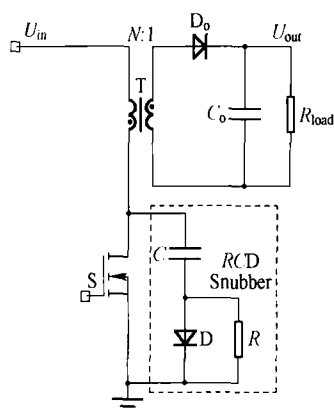


图5 RCD缓冲电路结构

流过C、D形成回路,从而将漏感上的能量转移到电容C上,电容C上的电压从零开始上升。这样就避免了在关断瞬间,由于电流突变,而在开关管S两端产生很高的电压尖峰。当开关管S导通时,电容C上储存的能量可通过开关管S、缓冲电阻R释放。

### 3.2 RCD缓冲电路参数计算

对于图5中的RCD Snubber,在开关管S的关断时间 $T_f$ (S从关断开始时刻到完全关断的时间段)未知时,电容C的大小需通过开关管d电极的实测电压和电流来选择。其容值必须足够大以保证在d极电流为零(关断时刻)时, $U_{ds}$ 与开关管最大耐压值之间有30%的裕度。同时应该避免电容C过大而影响开关管的开关速度<sup>[5]</sup>。

一般情况下,开关管的制造商都会提供S的关断时间 $T_f$ 。在S关断的过程中,流过电容C的电流将从零线性上升到 $I_p$ ,于是在关断时间内流过电容C的平均电流为 $I_p/2$ 。所以,

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{2} \frac{I_p}{C} \quad (8)$$

如果在关断时刻 $U_{ds}$ 不超过开关管最大承受额定电压 $V_{ms}$ 的70%,那么

$$C = \frac{I_p \cdot T_f}{2 \times (0.7V_{ms})} \quad (9)$$

当开关管导通时,转移到电容C上的能量会消耗在电阻R上。时间常数RC必须保证在下一个关断信号到来之前,电容放电完毕。一般采用1/2个最小的导通时间( $T_{on\ min}$ )作为放电周期,所以

$$R = \frac{1}{2} \frac{T_{on\ min}}{C} \quad (10)$$

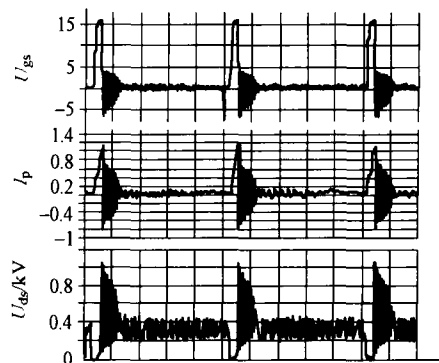
二极管D流过的峰值电流为 $I_p$ ,承受的反向峰值电压为 $U_{in}$ 。

## 4 仿真及试验结果

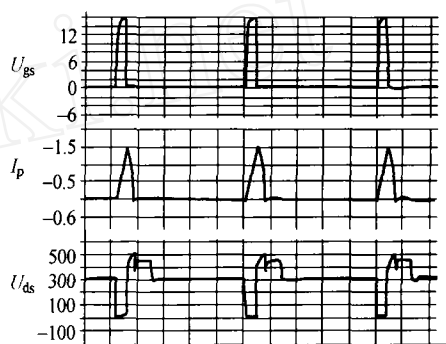
设在 $U_{in}=300V_{DC}$ , $U_{out}=16V_{DC}$ , $P=10W$ , $f_s=50kHz$ , $L_p=$

$400\mu H$ , $L_{leak}=22\mu H$ , $N=8$ 时,反激变换器需引入RCD箝位和缓冲网络。开关管选I80N60, $T_f=3\mu s$ , $V_{ms}=600V$ 。通过计算得: $R_1$ 取 $82k\Omega$ , $C_1$ 取 $33nF$ , $R$ 取 $2.7k\Omega$ , $C$ 取 $10nF$ , $D_1$ 采用Mur160,D采用Mur140。

其仿真结果如图6所示,试验波形如图7所示。其中图6(a)为使用RCD网络前的波形,图6(b)为使用RCD网络后的波形。从图可看出,使用RCD网络后, $U_{ds}$ 上的尖峰得到了很好的抑制,波形也得到了很好地改善,减少了电磁干扰。



(a)使用RCD箝位及缓冲电路前的波形



(b)使用RCD箝位及缓冲电路后的波形

图6 仿真结果

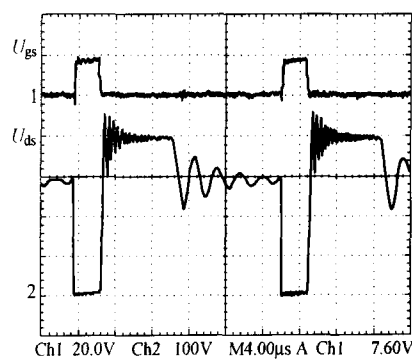


图7 试验波形

## 5 结语

为了抑制漏感产生的电压尖峰以及开关管关断过程中产生

(下转第52页)

## 5 结语

本文详细介绍了一种基于变环宽的滞环控制和重复控制的复合控制技术在 DPM 逆变器方面的应用。该复合控制既保留了滞环控制和重复控制两方面的优点,又克服了各自的不足,使整个系统获得了较为理想的动态特性和稳态性能。实验结果证明,本文提出的复合控制策略是一种行之有效的控制方案,可广泛应用于逆变电源系统。在整流性负载的逆变电源系统中应用,表现更佳。

### 参考文献

- [1] 叶楠. 基于 DSP 的逆变器离散脉冲调制技术研究. 南京航空航天大学硕士学位论文. 南京:航空航天大学,2007.
- [2] Bum-Sik Kim, Won-Hyun Oh, Eun-Chul Shin, etc, Current Control Method using a Double Band Hysteresis, The 30<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Busan, South Korea, 2004: 286-290.
- [3] C. Rech, J. R. Pinheiro, New repetitive control system of PWM inverter with improved dynamic performance under non-periodic disturbance. IEEE-PESC 04, Aachen, Germany, 2004: 54-60.
- [4] 游志青. 基于重复控制技术的数字式逆变电源的研究. 南京航空航天大学硕士学位论文. 南京:航空航天大学,2003.

(上接第 35 页)

的电磁干扰, RCD 箝位和缓冲电路在反激变换器中得到了广泛应用。本文通过实例介绍了这两种技术的设计方法。

### 参考文献

- [1] Milanovic M, Korelic J, Hren A, Mihalic F, Slibar P. The RC-RCD clamp circuit for fly-back converter [J]. Volume 2, 20-23.
- [2] Bridge C D. Clamp voltage analysis for RCD forward converters [J]. Volume 2, 6-10.
- [5] 邢岩. 逆变器并联运行系统的研究. 南京航空航天大学工学博士论文. 1999.
- [6] 李爱文, 张承慧. 现代逆变技术及其应用. 北京: 科学出版社, 2000.

- [5] Leandro Michels, Humberto Pinheiro, Hilton A. Gründling, Design of Plug-In Repetitive Controllers for Single-Phase PWM Inverters, Industry Applications Conference, 2004. 39<sup>th</sup> IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE Volume 1, 2004: 163-170.
- [6] 李剑, 康勇, 陈坚. 400Hz 恒压恒频逆变器的一种模糊-重复混合控制方案. 中国电机工程学报, 2005, 25(9): 54-61.
- [7] 段善旭, 孙朝晖, 张凯等. 基于重复控制的 SPWM 逆变电源死区效应补偿技术. 电工技术学报, 2004, 19(2): 52-57, 63.

### 作者简介

徐中华, 男, 1981 年生, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

叶楠, 男, 1982 年生, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

何中一, 男, 1979 年生, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

邢岩, 女, 1964 年生, 教授, 博导, 研究方向为电力电子与电力传动。

收稿日期: 2007-12-10

定稿日期: 2008-05-12

~~~~~

[3] 陈家洸. RCD 箝位反激变换器的设计与实现[J]. 通信电源技术, 2002, (5): 1-3.

[4] U-Yaisom C, Khanngern W, Nitta S. The study and analysis of the conducted EMI suppression on power MOSFET using passive snubber circuits [J]. IEEE. 21-24.

[5] Hossain Z, Olejniczak K J, Burgers K C, Balda J C. Design of RCD snubbers based upon approximations to the switching characteristics [J]. 18-21.

收稿日期: 2008-04-10

定稿日期: 2008-05-27

~~~~~

(上接第 48 页)

### 作者简介

竺兴妹, 女, 高级技师, 从事电力电子技术研究。

收稿日期: 2008-04-15

定稿日期: 2008-05-29