

一种新型无损箝位电路在单端正激电源中的应用

程庆生

(中国电子科技集团公司第四十一研究所,安徽 蚌埠 233006)

摘要:介绍了一种新型无损箝位电路在单端正激电源中的应用,详细分析了工作原理,并给出了实验结果。

关键词:无损箝位;单端;电源

中图分类号: TN710

文献标识码: A

Application of A New Lossless Clamp Circuit for Single Ended Forward Converter

CHENG Qing-sheng

(The 41st Research Institute, CETC, Bengbu 233006, China)

Abstract: Application of a new lossless clamp circuit for single ended forward converter is introduced, the operation principle of this circuit is analyzed in detail, and the experiment result is also given.

Key words: lossless clamp; single ended; power supply

0 引言

在各种隔离式 DC/DC 变换器中,单端正激式变换器是最简单且适合大电流输出的一类,因而正激式变换成为低压大电流功率变换器的首选拓扑结构。但因其高频开关变压器磁通工作在磁滞回线的一侧,必须进行磁复位,以确保励磁磁通在每一个开关周期开始时处于初始值。同时由于工作在高频状态下,开关变压器漏感、分布电容等寄生参数的影响不能忽略,在开关转换瞬时,电抗元件的能量充放致使功率器件承受很大的热量和电应力,并可导致开关管的电压过冲,这不仅意味着设计人员必须选用昂贵的高耐压功率开关管,同时也给电源的可靠性带来潜在威胁。为此常常还需设置各种缓冲吸收电路,但这降低了变换器的工作效率。

为了解决单端正激式开关电源中的磁复位与漏感储能问题,传统的解决方案有以下几种:

- (1) 采用辅助绕组复位电路;
- (2) 采用 RCD 箝位复位电路;

(3) 采用有源箝位复位电路。

其中方案(1)要求辅助绕组与初级绕组必须紧密耦合,实际上因漏感的存在电路中仍需外加有损吸收网络,以释放其储能;方案(2)是一种有损复位箝位方式,因其损耗的大小正比于电路的开关频率,和方案(1)中外加有损吸收网络一样,这不仅降低了电源本身的效率,也限制了电源设计频率的提高;方案(3)中需要附加一复位开关管与相关控制电路,增加了电路复杂性的同时,也带来了附加电路损耗与总成本的上升。

本文介绍一种新型无损箝位电路,无须额外附加辅助开关管,电路简单,可有效降低功率管的电压应力,箝位效果优异,且有利于电源工作效率的提高。

1 工作原理

如图1所示新型无损箝位电路与图2所示上节方案(1)中采用辅助绕组的传统方法相类似,不同之处是增加一个箝位电容 C_2 ,但功率主回路上无需外加有损吸收网络。传统的方法是在变压器中附加一个去磁绕组 N_3 ,它与二极管 D_3 串联后接到电源输入正极, N_3 起到去磁复位作用,功率管 S 漏源间并联的 RC 网络,用于吸收变压器的初级漏感储能,防

收稿日期: 2004-09-13

作者简介:程庆生(1969-),男,合肥工大仪器仪表学院在读工程硕士。自1993年7月在中国电子科技集团公司第41所工作至今,多年从事高频开关电源研发工作。

止产生过电压尖峰,保护功率管 S 免被击穿,见图 2。图 1 中的箝位电路由辅助箝位绕组 N_3 、箝位二极管 D_3 、箝位电容 C_2 组成。辅助箝位绕组 N_3 的匝数与初级绕组 N_1 相同,目的是为了实现在功率开关管 S 漏源间电压 U_S 上升到 $2U_1$ 时,加在初级绕组 N_1 上的电压等于 U_1 。因 N_1 、 N_3 匝数相等,箝位绕组 N_3 的电压也必然是 U_1 ,此时 D_3 恰好正向偏置导通。

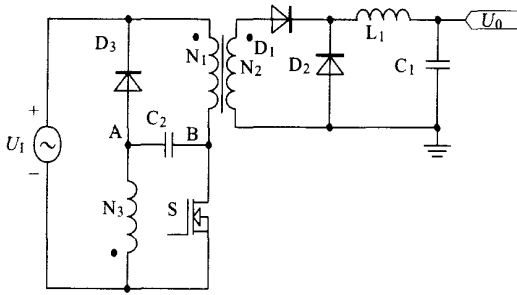


图 1 新型无损箝位电路

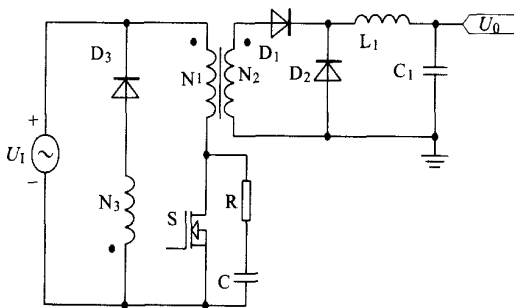


图 2 采用辅助绕组复位电路

下面结合图 1 与图 3(理论工作波形)具体分析新型无损箝位电路的工作原理。

(1) T_0 时刻为初始状态,设功率开关管 S 处于关断状态,此时 B 点电压 U_S 等于 U_1 ,箝位电容 C_2 通过初级绕组 N_1 、箝位绕组 N_3 被充电至 U_1 ,电容极性为左负右正。

(2) 在 $T_1 \sim T_2$ 期间,功率管 S 导通,由于箝位绕组与初级绕组电压相同,参照图 1 所示的同名端可知, U_A 为 $-U_1$,二极管 D_3 反向偏置截止。在此期间,变换器实现功率的变换,能量从初级传到次级。

(3) 在 T_2 时刻,功率管 S 关断,变压器中的漏感与磁化储能给功率管等寄生分布电容充电,B 点电压 U_S 最终上升到 $2U_1$,A 点电位也从 $-U_1$ 上升为 $+U_1$ 。若此时 B 点电位进一步上升,二极管 D_3 将正向偏置导通,功率管 S 漏源间的电压 U_S 通过电容 C_2 和二极管 D_3 得到有效箝位。

(4) 在 $T_2 \sim T_3$ 期间,反射在初级的负载电流 I_0 下降,其下降的速率由初级与次级间的漏感决定。该电流通过箝位电容 C_2 、箝位二极管 D_3 回流至电源。流过电容 C_2 的电流引起其端电压上升(设其增量为 dU_S),导致 B 点电位变化为 $2U_1 + dU_S$ 。

(5) 在 T_3 时刻,由于出现输出二极管 D_1 的反向恢复,反射到的初级电流 I_0 出现负值,箝位二极管 D_3 停止导通,因功率管 S 的漏源间存在输出电容 C_p ,B 点电位 U_S 出现下降直到输出二极管 D_1 反向反射电流小于初级磁化电流并在 T_4 时刻等于零为止。

(6) 在 $T_4 \sim T_5$ 期间,正在减少的正向磁化电流将引起 B 点电位 U_S 再次向 $2U_1$ 上升,直到箝位二极管 D_3 再导通,将 U_S 箝位在比 $2U_1$ 稍高的电位上。

(7) 在 T_5 时刻,初级磁化电流减为零,箝位电容 C_2 通过初级绕组 N_1 、箝位绕组 N_3 向电源 U_1 放电,回送电容储能, U_S 跌至 U_1 。

(8) 下一时刻重复以上过程。

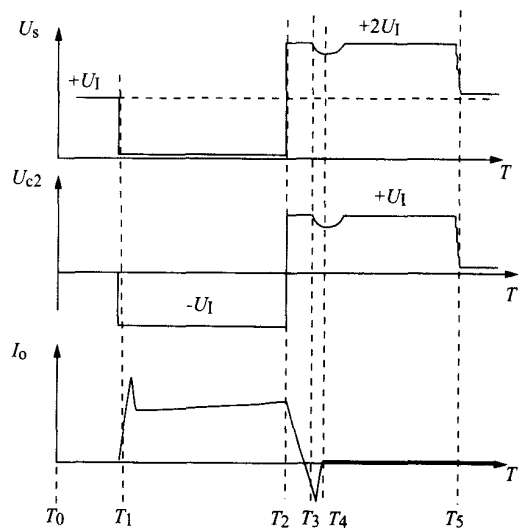


图 3 理论工作波形

2 关键电路参数设计

(1) 箝位电容计算

从上文分析可知,箝位电容 C_2 的取值决定了功率管漏源间电压 U_S 超出 U_1 值的多少,超出的电压 dU_S 近似计算方法见式(1):

$$dU_S = 0.5(I_0/N_{ps})(T_2 - T_3)/C_2 \quad (1)$$

式中, N_{ps} 是初次级匝比; I_0 是负载电流。

因 U_S 的上升时间与 $T_2 - T_3$ 间隔相比甚小,可忽略不计,故

$$dT = T_2 - T_3 = L_S(I_0/N_{ps})/U_1 \quad (2)$$

式中, L_S 是相对于初级绕组的初次级间漏感。

联解式(1)、(2)可得:

$$\begin{aligned} dU_S &= 0.5(I_o/N_{ps})(L_S I_o/N_{ps})/(U_1 C) \\ &= 0.5L_S(I_o/N_{ps})^2/(U_1 C) \end{aligned} \quad (3)$$

(2) 箝位二极管设计选择

二极管 D_3 的峰值电流定额必须大于 I_o/N_{ps} , 同时其平均电流定额 I_{AV} 至少必须等于:

$$I_{AV} = 0.5(I_o/N_{ps})(dT/T) \quad (4)$$

式中, T 是开关周期。

二极管的电压定额必须超过 $2U_1$ 。

(3) 箝位绕组匝数计算

绕组匝数 N_3 越多, 电源允许的最大占空比越小, 功率开关管 S 上的电压应力越低。但占空比小, 开关变压器的利用率低。综合考虑最大占空比和开关管的电压应力, 一般选择箝位绕组匝数和初级绕组匝数相同, 即

$$N_3 = N_1 \quad (5)$$

3 应用实例

设计了一应用于输入为 220 VAC (187 VAC ~ 242 VAC)、输出为 20 V/8 A 的正激变换高频开关电源, 工作频率是 200 kHz, 最大占空比为 0.45, 采用新型无损箝位电路, 铜线的趋肤深度为 0.148 mm。按照上述设计方法, 设计的电源变压器有关参数如下:

磁芯规格 ETD34, 磁芯材料为 3F3, Philips; 初级绕组 28 匝; 复位绕组 28 匝; 次级绕组 9 匝。

设计出的变压器的初级励磁电感值实测为 $L_m = 748.40 \mu\text{H}$; 次级电感值实测为 $L_s = 64.7 \mu\text{H}$; 初级漏感电感值实测约为 $63 \mu\text{H}$; 箝位电容 $C = 4700 \text{ pF}$; 箝位二极管选用 MUR4100。

用示波器测试其在输入 220 VAC、输出 20 V/8 A 条件下, 功率开关管漏源极电压波形如图 4 所示。

测试结果表明过压尖峰得到了有效抑制, 实现了无源无损箝位的目的。

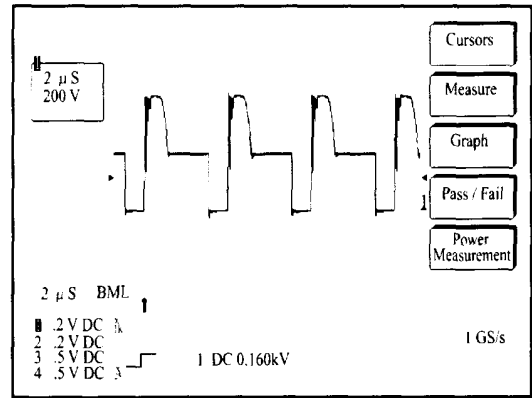


图 4 功率开关管漏源极电压波形

4 结语

本文介绍了一种无损箝位电路在单端正激电源中的应用, 着重分析了其工作原理, 并给出关键电路参数的设计。用一种峰值电流模式控制芯片 UC1825 设计的某型电源, 已配套应用于军用、民用产品, 取得了良好的性能。实验结果表明该电路非常有效地抑制了过压尖峰, 实现了无源无损箝位。这种新型电路, 拓扑简单可靠, 可移植于如单端正激、单端反激、SEPIC、CUK 以及 ZETA 等拓扑电路中, 应用前景广阔。

参考文献:

- [1] 王英剑, 常敏慧, 张占松. 新型开关电源实用技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2000.
- [2] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术[M]. 北京: 科技出版社, 2000.

简讯

产综研新型电解质 锂电池将更安全

日本产业技术综合研究所开发出了用于锂离子充电电池的阻燃型电解质。由于不易挥发, 即使温度接近 +300 也不会起火和分解, 而且也不会普通锂离子充电电池的电压下发生化学反应。将其应用于以锂金属作负极的锂离子充电电池可以大大提高使用时的安全性。此次开发的电解质为常温下保持液体状态的有机盐“离子性液体”, 具体成分为环状 4 级胺, 不仅具有不挥发和阻燃性, 而且也不会析出以锂金属作负极时锂离子充电电池经常出现的树枝状结晶(dendrite)。原来的有机溶剂由于反复充电而产生树枝状结晶, 结果会刺破电极之间的隔层造成短路。此次开发的离子型液体不会析出这样的树枝状结晶, 而是比较平稳地析出来。

使用此次开发的电解质, 以锂金属作负极、钴酸锂(LiCoO₂)作正极的钮扣电池的充放电效率达到 97% 以上, 效果非常好。另外, 以镍基板作电极试制的简易电池单元(按压型单元)充放电效率在试验中也达到 97% 以上, 与原来的有机电解液基本上保持在同一水平。产业技术综合研究所认为, 除应用于以锂金属作电极的锂离子充电电池外, 这种电解质还可以用来提高现有锂离子充电电池的安全性。由于新型电解质的导电率低, 所以今后的课题是怎样通过与其他电解质混合等来加以改进。

该项成果是作为新能源产业技术综合开发机构(NEDO 技术开发机构)的委托项目“燃料电池汽车等锂电池技术开发—高性能锂电池要素技术开发(2002~2006 年度)”而进行的研究。

摘自 <http://www.c114.net>