

新型高功率因数UPS的研究

巫 坤

(黑龙江科技学院 电气与信息工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150027)

摘 要: 在电力电子技术中,功率因数校正技术一直是其非常重要的组成部分。针对如何更好的提高Boost变换器的电压增益以及提高其变换效率问题,采用了一种低开关电压应力ZVT Boost变换器,对其工作原理,工作过程和性能特点进行了详细分析,并进行实验研究,实验结果证明了理论分析的正确性。

关键词: 功率因数校正; Boost变换器; 低电压应力; 高压增益

中图分类号: TN710-34; TM46

文献标识码: A

文章编号: 1004-373X(2013)04-0099-03

Research on new high-power factor UPS

WU Kun

(College of Electric & Information Engineering, Heilongjiang Institute of Science & Technology, Harbin 150027, China)

Abstract: The power factor correction is always a very important part of power and electron technology. In order to improve the voltage gain and improve the efficiency of the Boost converter, a zero-voltage-transition (ZVT) Boost converter with low switching voltage stress is proposed. The operating principle, working process and performance characteristics of this new converter are analyzed in detail. The experimental results proved the correctness of the theory analysis.

Keywords: power factor correction; Boost converter; low-voltage stress; high-voltage gain

0 引言

随着社会经济的不断发展,人们对于电气产品能够维持平稳运行的要求越来越高,UPS因为其能够维持电网稳定,净化电网干扰,保障电气产品稳定运行等特点,已逐渐被人们接受并得到越来越广泛的应用。按照UPS的结构和工作原理,其一般可分为:后备式UPS、在线式UPS、双变换式UPS。本文所讨论的UPS为在线式。其工作原理为在市电正常供电状态下,UPS电源首先将市电经整流器整流,滤波,再将整流后的直流电通过逆变器重新逆变成交流电,供负载使用,此时,UPS起到了稳压的作用,从而避免电网干扰对于用电产品的影响,与此同时,市电经整流后,还将为UPS蓄电池充电,一旦市电中断,UPS立即采用蓄电池作为供电电源,并将蓄电池输出的直流电经过逆变器逆变成交流电,供负载使用,从而保证了用电产品能够平稳运行。而传统的UPS由于系统特性的不足,已经逐渐不能适应市场需求,针对上述情况,为了适应市场对UPS的需求,本文提出一种新的控制技术,运用这种控制技术的新型UPS不仅能够提高功率因数,还能够降低成本,简化电路拓扑

结构,缩小体积,并且能够使得UPS具有在非线性负载下快速稳定的响应能力和提高稳定性特点。

1 UPS系统设计

图1所示为总体系统结构框图,它是由整流模块、功率因数校正模块、逆变器模块、电池充电模块组成。功率因数校正模块中,本文采用了零电压开关(ZVS) Boost电路构成功率因数校正电路,该电路具有拓扑结构简单,工作效率高,噪声低等特点,还能够减少开关损耗,提高功率因数^[1]。

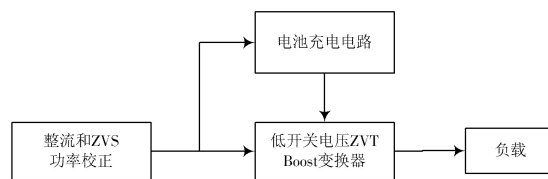


图1 UPS系统结构框图

2 整流及功率因数校正电路

主电路如图2所示,S为主开关管,谐振支路由 S_1 , L_r , C_r , VD_1 构成,为了使谐振网络正常工作,在主开关S导通之前,辅助开关 S_1 已经导通,从而,主开关电压谐

振下降到零,使得主开关零电压导通的条件得到满足,与此同时,二极管电流线性下降到零,使得二极管VD得以软关断。

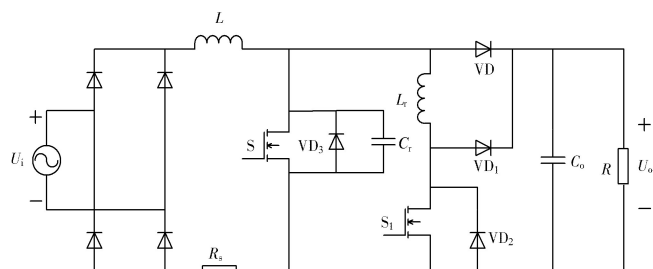


图2 功率因数校正电路原理图

在ZVT-PFC电路的设计过程中,关键在于确定谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的值^[2]。

一方面,为了确保二极管能够成功软关断, L_r 的值实际上是由高速整流二极管电流的反向恢复时间 t_{rr} 来决定的,选用不同的高速整流二极管,其 L_r 值也不同,在工程实践中,一般将高速整流二极管的电流下降时间设计为3倍的反向恢复时间^[3],若采用SF11S型超快恢复二极管作为高速整流二极管,则其最大转速恢复时间 t_{rr} 应为35 ns,即:

$$(U_o/L_r)3t_{rr} = I_M \quad (1)$$

另一方面,考虑到若将谐振电容 C_r 的值调大,不仅可以吸收开关管的电压尖峰和降低主开关管的电压变化率,还能确保开关管正常工作,但与此同时,较大的 C_r 会使得开关管难以实现零电压开通,还会导致开关管导通时电流变化率增加及开通损耗增加等不利影响^[4]。因此 C_r 需满足:

$$\frac{1}{2}C_r U_{out}^2 < \frac{1}{2}L_r i_r^2 \quad (2)$$

3 低开关电压应力ZVT Boost逆变器

3.1 工作原理

为了更好地分析逆变器工作原理,先做如下假设:假设电容 C_o , C_e 足够大,并且可以分别等效成电压源 U_c , U_o ,假设电感 L_1 , L_2 足够大且相等,并且可以分别等效成电流源 I_{L1} , I_{L2} ,且 $I_{L1} = I_{L2} = I_L$,假设所有开关器件都是理想器件^[5]。通过以上假设,ZVT高增益Boost变换器电路图可简化成如图3所示。通过对简化电路分析可知,有源开关 S_1 , S_2 的零电压开通的必要条件是:其工作占空比 D 应大于0.5,在有源开关零电压导通之后,在一个开关周期 T_s 内,变换器可以工作在10种工作模式中^[6]。

3.2 性能分析

3.2.1 电压增益

将一个开关周期 T_s 作为分析对象,设开关管 S_1 , S_2

导通的时间为 $D_{eff}T_s$,其中 D_{eff} 为占空比,设 u_{ds1} , u_{ds2} 分别为 S_1 , S_2 所承受电压,考虑到开关模态1,3,6,8的维持时间相对于整个开关周期 T_s 来说很短^[7],可以忽略不计,故可认为开关管 S_1 , S_2 在一个周期 T_s 内非导通期间所承受电压分别为 $U_o - U_c$, U_c 。由于稳态工作状态下电感 L_1 , L_2 两端的正伏秒值等于负伏秒值,故:

$$U_i = (U_o - U_c)/(1 - D_{eff}) \quad (3)$$

$$U_i = U_c(1 - D_{eff}) \quad (4)$$

因此电压增益 M 为:

$$M = \frac{U_o}{U_i} = \frac{2}{1 - D_{eff}} \quad (5)$$

由于在 $(1 - D_{eff})T_s$ 内,可近似认为电感电流 i_{Ls} 线性变化大小^[8]为 $2I_L$,因此有:

$$\frac{U_o/2}{L_s} = \frac{2I_L}{(1 - D_{eff})T_s} \quad (6)$$

又由于:

$$I_i = 2I_L \quad (7)$$

故:

$$\frac{U_o}{L_s} = \frac{2I_i}{(1 - D_{eff})T_s} \quad (8)$$

设变换器效率为 η :

$$\eta(1 - D_{eff})I_i = 2I_o \quad (9)$$

由式(5)、式(8)、式(9)可得:

$$U_o = \frac{\eta T_s}{I_o L_s} U_i^2 = \sqrt{\frac{\eta R_L T_s}{L_s}} U_i \quad (10)$$

因此,电压增益 M 又可表示为:

$$M = \frac{U_o}{U_i} = \sqrt{\frac{\eta R_L T_s}{L_s}} \quad (11)$$

通过上述分析,可以得出,当输入电压 U_i 和负载电阻 R_L 均发生变化时,要想维持输出电压 U_o 不变,则必须改变^[9] T_s 。

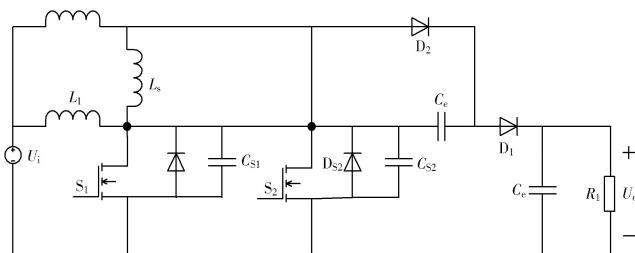


图3 ZVT高增益Boost变换器的简化电路

3.2.2 开关器件电压应力分析

设开关 S_1 、二极管 D_1 两端的电压应力分别为 u_{vpS1} 和 u_{vpD1} ,则:

$$u_{vpS1} = u_{vpD1} = U_o - U_c \quad (12)$$

设开关 S_2 、二极管 D_2 两端的电压应力 u_{vpS2} 和 u_{vpD2} , 则:

$$u_{vpS2} = U_c \quad (13)$$

$$u_{vpD2} = U_o \quad (14)$$

由以上分析可知, 输出电压 U_o 的值为 U_c 的 2 倍; S_1, S_2, D_1 两端的电压应力大小相等且都为输出电压 U_o 的 1/2, 而二极管 D_2 两端电压应力就是输出电压^[10] U_o 。

3.2.3 开关器件电流应力

设电感电流纹波峰值为 ΔI_L , 输出电流纹波峰值为 ΔI_i , 通过对变换器的工作原理进行分析, 得:

$$\Delta I_L = \frac{D_{eff} U_i T_s}{L} \quad (15)$$

$$\Delta I_i = \frac{(2D_{eff} - 1) U_i T_s}{L} \quad (16)$$

3.2.4 输出电压纹波峰峰值

一个周期 T_s 内对输出电容 C_o 的充电电荷 Q_{co} 其大小为:

$$Q_c = \frac{L_s(I_i - I_o)^2}{U_o} \quad (17)$$

因此输出电压 U_o 的纹波峰峰值 Δu_{opk} 为:

$$\Delta u_{opk} = \frac{L_s(I_i - I_o)^2}{C_o U_o} \quad (18)$$

4 实验结果分析

为了验证上述理论的正确性, 根据上述分析, 开发了一台功率为 400 W 的 UPS 系统, 系统主要参数为:

电容 $C_c = 51 \mu F$, 谐振电容 $C_r = 680 pF$, 电感 $L_1 = L_2 = 200 \mu H$, $L_s = 9 \mu H$, 谐振电感 $L_r = 4 \mu H$, 输出电容 $C_o = 47 \mu F$ 。图 4 为 UPS 在额定输出功率状态下工作时的实验波形图。

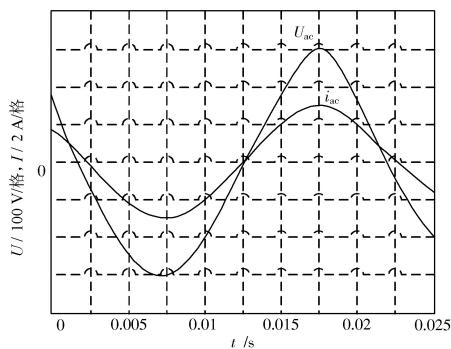


图 4 实验波形图

实验最终测得 UPS 系统的性能指标为: 在市电输入状态下, 输入电流有效值为 1.71 A; 整流后, UPS 输出电压为 47 V, 功率因数为 0.96, 功率为 90%, 不仅提高了电力使用效率, 而且减少了谐波, 避免了电网污染。非线性负载下的输出电压波形出图 5 所示。

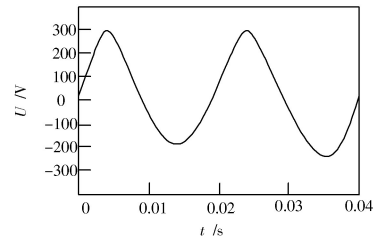


图 5 非线性负载输出电压波形图

5 结 语

本文所提出的这种新型高功率因数 UPS 系统, 不仅具有结构简单, 成本低廉, 体积小等优点, 而且系统还具有的良好动态性能以及稳态响应特性, 输出性能稳定, 对于减少谐波, 提高功率因数有显著效果, 具备一定应用价值。

参 考 文 献

- [1] 张乃国. UPS 供电系统引用手册[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [2] 岳云涛, 王聪. 一种新型软开关 UPS 的研究[J]. 电气应用, 2006, 25(2): 63-64.
- [3] 张广明, 沈卫东, 曲颖. 供电系统设计与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2005.
- [4] 王其英, 何春华. UPS 不间断电源剖析与应用[M]. 北京: 科学出版社, 1996.
- [5] 吴雯雯, 姚刚, 李武华. 一种三电平 Boost PFC 电路的软开关研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(z1): 222-227.
- [6] 罗全明, 支树播, 卢伟国. 一种低电压开关应力 ZVT Boost 变换器[J]. 电机与控制技术学报, 2011, 15(11): 15-19.
- [7] 陈小东. 基于 TMS320 DSP 的动态不间断电源 UPS 的研究[D]. 杭州: 杭州电子科技大学, 2011.
- [8] 刘振来. 实用的功率因数纠正电路电流取样法[J]. 电子技术, 2003(5): 47-48.
- [9] 孙如军, 唐艳. 数字化 UPS 输入功率因数的有源校正[J]. 农业装备与车辆工程, 2007, 10(8): 55-57.
- [10] 陈伯时. 电力拖动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.

作者简介: 巫坤 男, 1985 年出生, 湖南株洲人, 硕士研究生。研究方向为大功率变频器。