

带交错并联 APFC 的恒流稳压开关电源的设计

高晶 蔡旭 曹云峰

(上海交通大学电气工程系, 上海 200240)

摘要: 分析和设计了一种单相交流电压输入、输出电压范围 0~55V、输出电流范围 0~100A 和含输入功率因数校正的恒流稳压电源。其前级采用交错并联的功率因数校正技术, 后级采用全桥逆变、降压变压器和全桥整流技术, 并在高频开关变压器的原级采用准谐振软开关技术。理论分析和仿真表明, 系统具有良好的稳定性和可靠性。实验结果表明, 该恒流稳压电源各项指标良好, 并有效提高了系统的工作效率。

关键词: 交错并联 APFC 恒流稳压 开关电源

[中图分类号] TN86 [文献标识码] A [文章编号] 1000-3886(2011)01-0073-03

Design of a Constant Current Voltage-stabilizing SMPS with Interleaved Type APFC

Gao Jing Cai Xu Cao Yunfeng

(Dept. of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: The input power, system efficiency and load capacity are more. A constant-current voltage-stabilizing SMPS is analyzed and designed with single-phase AC voltage input, 0~55V output voltage range, 0~100A output current range and input PFC. The pre-stage employs interleaved paralleling APFC, the post-stage employs full-bridge inversion, step-down transformer and full-bridge rectification. The high-frequency switch transformer is designed with quasi-resonant soft-switching technology at primary part. The experimental results show that the output characteristics of the constant current voltage-stabilizing SMPS with interleaved paralleling APFC are good, and the system efficiency is improved.

Keywords: Interleaved paralleling APFC constant current voltage-stabilizing SMPS

0 前言

随着开关电源等各种电力电子设备在工业、交通及家庭中的应用日益广泛, 电网的电流谐波问题也日益严重, 谐波污染给系统本身和周围的电磁环境带来了一系列的危害。因此功率因数校正(PFC)技术成为开关电源中必不可少的环节。同时, 鉴于恒流稳压开关电源的功率等级不断增加, 必须考虑系统的输入功率因数、效率和负载能力。为此设计了一种单相交流电压输入、输出电压范围 0~55V、输出电流范围 0~100A 和含输入功率因数校正的恒流稳压电源。其前级前级采用交错并联的有源功率因数校正技术(APFC), 后级采用全桥逆变、高频降压变压器和全桥整流技术, 并在高频开关变压器的原级采用准谐振软开关技术。

1 DC-DC 变换器的工作原理

1.1 系统结构

图 1 所示为恒流稳压开关电源系统的基本电路拓扑。其中部分 1 表示前级单相 APFC, 实为两级交错并联结构。部分 2 表示后级降压型 DC-DC 变换器, 实为两级并联结构。部分 3 表示并网型 DC-AC 变换器, 可以作为电子负载, 将能量回馈电网。FRD1 和 FRD2 为反向快速恢复二极管, S1 和 S2 为 IGBT, L1 和 L2 为升压电感。

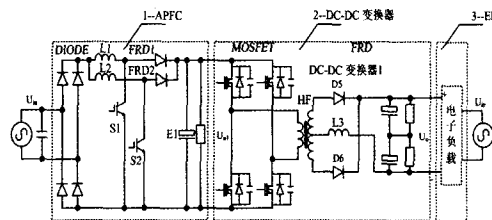


图 1 恒流稳压电源电路拓扑

1.2 双重交错并联 APFC

BOOST 电路具有拓扑结构简单, 易于设计和控制、效率高特点, 广泛用于 PFC 电路中。随着变换器功率等级的增加, 变换器通常需要并联。在输入大电流的场合, 常常使用交错并联技术, 这样开关管的电流仅仅是输入电流的几分之一。本文采用两路 APFC 电路交错并联的形式, 这种电路的控制和单路 APFC 电路的控制没有本质区别, 只是两路开关的导通时间相差二分之一一个开关周期。

图 2 所示为双重交错并联结构的单向 APFC 电路的典型拓扑。图中, L1, VD1 和 VT1 构成一重; L2, VD2 和 VT2 构成另一重, 二者为并联结构。经过分析, 双重并联 APFC 采用移相驱动方式, 其 L1 和 L2 既可分立又可耦合。所谓移相驱动是指 PFC 控制电路产生的一路驱动信号经过移相电路后得到相位交错 180 度的两路驱动信号, 再用这两路信号分别触发 VT1 和 VT2。

图3给出了该方式增加移相电路时的驱动信号时序图。采用分立电感时,在获得相同输出功率情况下,虽然每只电感量可减少到原来基本 APFC 单只电感的50%以下(与电流模式

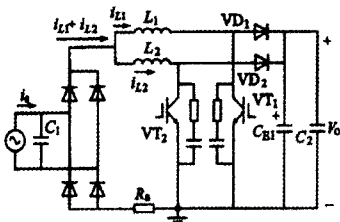


图2 双重交错并联 APFC 电路拓扑

有关),但需两只磁芯,这样会减少磁芯的利用率。采用耦合电感时,因两只电感共用一只磁芯,交错导通,不仅提高了磁芯的利用率,还大幅度降低了磁芯的损耗。因为绕线要求两只电感的缠绕方向与两只电感产生的磁通方向一致,是的两只电感合成电流的平均变化(即平均磁通变化率)下降,因而降低了磁化能量和磁滞损耗。电感合成电

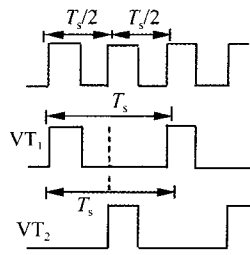


图3 移相驱动信号

流经过 C1 滤波后,得到高正弦度的工频电流波形,达到了功率因数校正的目的。

1.3 恒流稳压电源

由于前级电路采用 APFC,输出直流电压平均值为 365V,而输出电压范围为 0 ~ 55V,因此需要采用降压高频变压器。由于输出最大功率为 5.5kW,输出电压低时输出电流大,因此采用两级 DC-DC 变换器并联结构。为了降低损耗,提高效率,而且变压器初级电压等级高,电流较低,在变压器初级设计准谐振软开关电路。为了实现恒流稳压输出,采用 UC3846 模拟控制器作为全桥逆变的控制电路,启动与停止接受 MCU uPD78F1213 控制。两级并联 DC-DC 变换器的电路拓扑如图4所示。

UC3846 是开关频率固定、电流模式的 PWM 发生器,具有良好的电源调整率、增强的负载相应特性和简单的控制环设计,并具有逐脉冲限流功能、自动对称脉冲校正能力、并联均流功能、欠压保护和软启动功能。开关频率计算公式为 $f_s = 2.2 / R_T (k\Omega) C_T (\mu F)$,其中: R_T 为 1k Ω , C_T 为 10nF,则 $f_s = 22$ kHz。

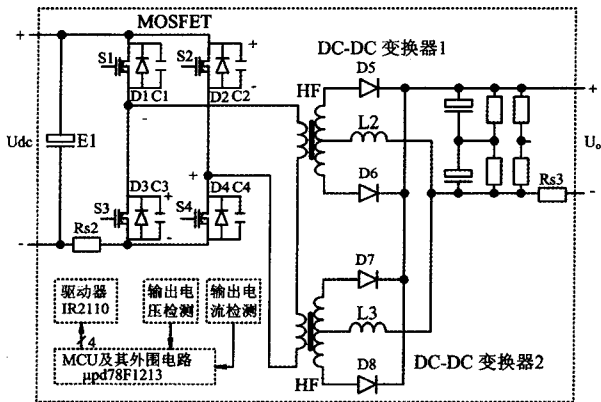


图4 两级并联 DC-DC 变换器电路拓扑

1.4 准谐振软开关原理

图3中串联谐振的变压器漏感为折算到原边的变压器副边漏感与原边漏感之和,即

$$L_r = L_{pr} + n^2 L_{sr} \quad (4)$$

其中: L_{pr} 为变压器原边漏感, n 为变压器匝比, L_{sr} 为变压器副边漏感。谐振电感与开关频率 f_s 的关系为:

$$f_s = 1 / 2\pi \sqrt{L_r C_r} \quad (5)$$

由式1和2计算得 C_r 为:

$$C_r = 1 / (2\pi f_s)^2 \cdot L_r \quad (6)$$

DC-DC 变换器的逆变器部分零电压开通工作原理如下:当变压器次级漏感折算到初级,与初级漏感相加,当一组开关 S1/S4 由通态转为关断状态时,初级总漏感通过 D2/C2、C1、C4、D3/C3 释放能量,这时另一组开关 S2/S3 由断态转为开通状态时,则为零电压开通(ZVS)。要求漏感储能足够大,略大于两只 MOSFET 交叉传输电容储存的能量。由于 C1、C4 端电压由 0V 开始上升,则 S1/S4 为零电压关断。

在谐振软开关条件下,唯有在某负载范围才能获得理想软开关效果,即在流过开关的电流谐振过零时开关的开通脉冲正好结束或稍滞后结束,开关两端电压在零电流的情况下下降到,实现 ZCS。通常选择的谐振频率在额定负载附近时的效果最佳,图5所示的是占空比近 50% 时软开关情况的理想波形。

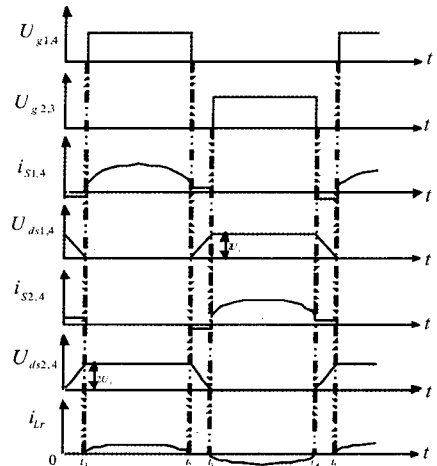


图5 谐振软开关条件下的理论波形

2 交错并联 APFC 仿真分析

利用 MATLAB/SIMULINK 建立仿真电路,单相交流输入 220VAC,期望输出直流电压 365VDC,其中升压电感均为 0.75mH,滤波电容 E1 为 4x560(F,设计功率可调的电子负载,根据直接控制和分时工作原理,进行仿真分析。

负载为 10.0kW 时,输入电流与缩小后的单相输入电压波形如图6所示,直流电压平均值为 365V,纹波峰峰值为 15V。

负载为 0.2kW 时,输入电流与缩小后的单相输入电压波形如图7所示,直流电压平均值为 365V,纹波峰峰值为 2V。

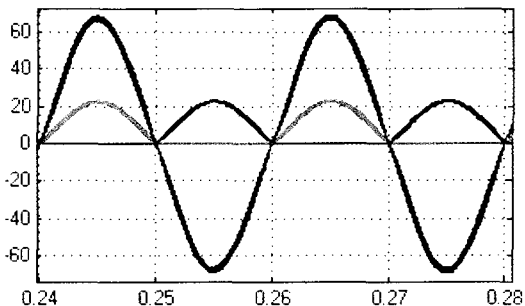
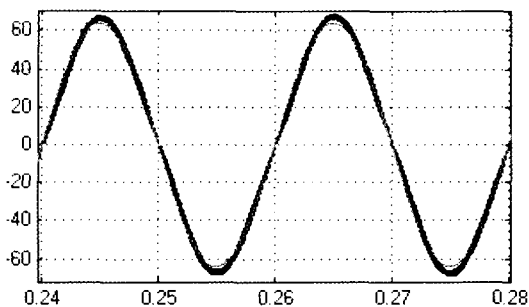


图6 输入电压与电流仿真波形(负载为0.71kW)

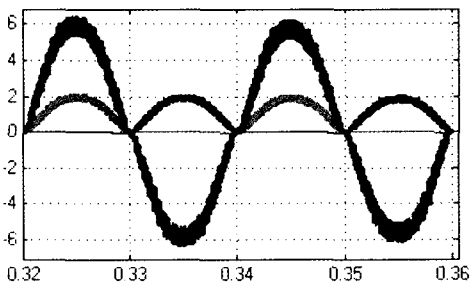
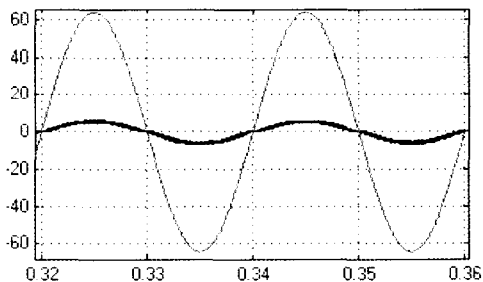


图7 单桥臂IR2110典型驱动电路

3 实验结果与分析

按图4所示拓扑结构,搭建了由功率电路、控制电路、MOSFET和FRD以及两只高频变压器组成的两级并联结构的DC-DC变换器实验电路。整个电路的开关电源采用准谐振软开关原理的NCP1205配MOSFET MTD1N60E,一路输出+24Vdc,用于直流风机供电。一路输出+15Vdc,用作APFC和DC-DC变换器的工作电源和驱动电源。一路输出+5Vdc,用作线性隔离放大器HCPL-7520的初级工作电源。

全桥逆变器功率开关驱动器选取IR2110,整个桥路与控制器采用共地电源方案,以简化工作电源设计。采用IR2110后,一个桥臂的驱动电路如图8所示。使用时注意每个IR2110的供电电源和自举电容的容量应该足够高,否则容易损坏该器件。

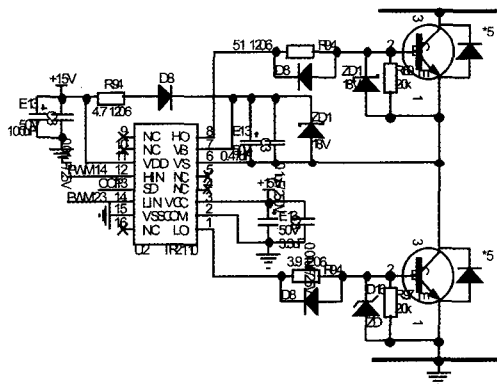


图8 单桥臂IR2110典型驱动电路

MOSFET采用低通态电阻功率管IRFPS37N50A,两只并联使用。整流FRD型号为HFA50P60,两只并联使用。电解电容参数为4只35V/3300 μ F电容,两两并联后再串联,配置均压电阻。次级线路串联电感为50 μ H。逆变器直流母线两端并接4.7 μ F的滤波电容,并接有共模线圈,抑制共模干扰传导。

经过软件与硬件调试,基本实现了恒流稳压直流电源,通过旋钮调节给定输出电压和最大输出电流,在不同负载大小时,电压能够恒定不变。在负载很重时,进入恒流运行状态,限制输出电压幅值。

4 结论

设计了一种单相交流电压输入的恒流稳压电源,输入220VAC,输出电压范围0~50V和输出电流范围0~100A。考虑到系统效率和负载能力,采用双重并联结构APFC技术和两级并联结构的全桥逆变-降压变压器-全桥整流技术。采用MCU uPD78F1213和UC3846模拟与数字混合控制方法和IR2110自举电源驱动器。高频变压器初级采用准谐振软开关技术,实现准零电压开通(ZVS),高输入直流电压,可以降低初级电流等级。次级采用全波整流方式,所有措施可以降低开通损耗、逆变和整流损耗。上述DC-DC变换器即将得到应用。为了进一步降低开通损耗,可以采用移相全桥逆变的DC-DC变换器的ZVS原理。

参考文献

- [1] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京:电子工业出版社,2006年1月第4次印刷。
- [2] 刘凤君. 现代高频开关电源技术及应用[M]. 北京:电子工业出版社,2008.
- [3] 陈国呈. PWM变频调速及软开关电力变换技术[M]. 北京:机械工业出版社,2002.
- [4] 陈坚. 电力电子学[M]. 北京:高等教育出版社,2004年12月第二版。
- [5] 赵修科. 实用电源技术手册磁性元器件分册[M]. 阳:辽宁科学技术出版社,2002.
- [6] IEC61000-3-2:1995 "Electromagnetic compatibility Part3: limits-set. 2: limits for harmonic current emission (equipment input current ≤ 16 A per phase)".
- [7] 王喆. 大功率单相数字APFC的研究与实现[D]. 上海:上海交通大学硕士学位论文,2009,1.

【作者简介】高晶(1986-),女,湖北武汉人,硕士研究生,专业为电力电子与电力传动。