

能馈式电子负载中交错并联直流模块的研究

吕亚东, 马 皓*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对能馈式电子负载中的直流模块特殊要求—低压大电流输入、高增益、高效率,在分析传统拓扑和手段的基础上,介绍了一种新颖输入并联、输出串联拓扑,利用耦合电感提高电路的增益,采用新颖有源箝位实现了软开关。在该电路的基础上设计了一个交错并联变换器以满足这些大功率等级,并进一步减小了输入电流纹波。阐述了在此应用下该变流器中死区时间、变压器匝比与励磁等主要参数的设计方法,利用 DSP 控制实现了系统的恒流输入控制。样机实验结果表明该方案切实可行,变换器工作稳定、效率高,为电流型高增益的应用场合提供了一个很好的参考方案。

关键词:低压大电流输入;高增益;软开关;电子负载

中图分类号:TM4

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2011)09-1149-04

Study of interleave DC/DC converter in energy feedback electronic power load

LV Ya-dong, MA Hao

(Department of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Aiming at the input with low voltage and large current, high gain, and high efficiency special requirements of the DC/DC module in the energy-feedback electronic load, the inventional circuit topologies and techniques were analyzed. A novel input parallel and output series topology which increases the step-up gain with the coupled inductance was introduced. Meanwhile, the soft-switching was implemented with the active clamp circuits. An interleaved parallel converter was designed based on this new topology to meet the large power requirement and decrease the current ripple effectively. Then the dead-time, winding ratio of the transformer and magnetizing inductance were analyzed, the fixed input current control of the converter with DSP was realized. The experimental results demonstrate that this scheme is feasible, the converter operates stably with high efficiency.

Key words: low voltage and large current; high gain; soft-switching; electronic power load

0 引 言

移相全桥变换器在大功率直流变换领域有着广泛应用^[1],技术应用成熟,并有多种方式实现软开关以提高效率^[2-5],在电子负载系统中也得到了应用^[6-7],全桥变换器用在电子负载系统中主要有 3 点不足:①全桥变换器的输入电流断续^[8],难以满足输入电流纹波小于 3% 的要求;②输入大电流情况下原边电解电容流过较大的电流纹波,降低变换器效率和电解电容

的寿命;③全桥变换器一般会在变压器原边串联一个隔直电容以防止磁偏造成变压器饱和,大电流流过电容的等效串联电阻(ESR)会造成很大的损耗。

使用交错并联的拓扑形式可以实现较小的输入电流纹波和电路的软开关,利用耦合电感可以提高拓扑的升压比^[9]。在此思路下,本研究采用了交错并联和耦合电感的方式,文献[10]提出一种新颖的输入并联输出串联变换器,该变换器采用有源箝位技术并利用变压器漏感与主开关管并联电容的谐振实现软开关。输入端两个变压器的原边励磁电感并联并采用交错的

收稿日期:2010-12-16

作者简介:吕亚东(1985-),男,黑龙江绥化人,主要从事电力电子技术方面的研究. E-mail: Donkey-68649001@163.com

通信联系人:马 皓,男,教授,硕士生导师. E-mail: mahao@cee.zju.edu.cn

控制方式,总电流是两路变压器原边励磁电流交错叠加的结果,其电流纹波只有单路励磁电流纹波的一半,该特点使其满足了输入电流脉动小的要求。输出端采用串联的方式来得到高的升压比,有源箝位电路不仅抑制了开关管的电压尖峰,而且回收了漏感的能量到输入端,漏感与主开关管并联电容谐振实现了所有主开关管的零电压开通,副边二极管反向恢复造成的电压尖峰也因漏感的存在而得到改善。欲设计的电子负载用直流变压器要求输入电流纹波小、高增益、高效率,在该电路中均可以实现。但文献[10]中的电路难以满足 3 kW 的功率要求,因此本研究采用两组交错并联的方式,同时进一步减小输入电流纹,并以 TMS320F2808 为控制核心,实现系统的恒流输入控制。

本研究设计的直流变换器应用于能馈式直流电子负载,该电子负载用来取代电阻负载对通信电源等电源出厂前进行试验考核。一方面,以恒流源模式拉载被测电源的输出电流,要求电流纹波小于 3%;另一方面,该系统要实现能量回馈电网,直流输出电压必须达到 400 V(单相电网的峰值电压为 380 V),但输入电压只有 48 V,这就要求设计一个高增益的直流升压变换器。

1 基本原理

主电路如图 1 所示,采用两组电路交错并联的方式,共使用了 4 组变压器。开关管的控制时序如图 2 所示, S_1 相位为 0° , S_2 滞后 180° , S_3 滞后 90° , S_4 滞后 270° 。

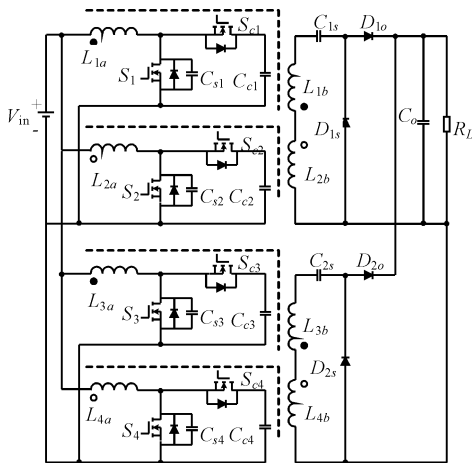


图 1 电路原理图

开关管的控制时序及关键波形如图 2 所示,输入总电流 i_{in} 是由 4 路励磁电流交错并联叠加而成,纹波很小并且脉动周期是开关周期的 1/4。采用两组交错

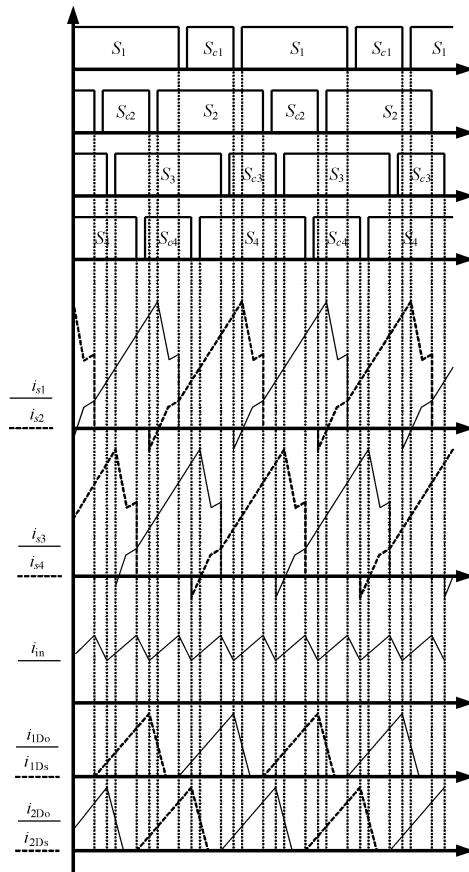


图 2 开关管的控制时序及关键波形

并联的方式不仅使样机满足了 3 kW 的功率等级,更使其满足了输入电流纹波小于 3% 的需求。

本研究在输出端也采用了交错并联的方式。二极管电流 i_{1D0} 和 i_{2D0} 分别向输出电容传递能量, i_{1Ds} 和 i_{2Ds} 波形如图 3 所示,可见采用了交错并联的方式后,输出电容的充电电流纹波也减小了。在同样的功率等级下,两路交错并联电路比单路电路需要的输出滤波电容更小,有助于减小电路的体积,较小的电流纹波也延长了电容的寿命,同时也有助于减小输出电压的脉动。

交错并联采用移相的控制方式,保证 4 个变压器原边励磁电流的相位各差 90° ,总的输入电流是 4 路励磁电流交错叠加之和,总电流的纹波只是单个变压器原边励磁电流纹波的 1/4,大大地减小了输入电流纹波。

从磁性元件的设计角度出发,若只使用单路电路会增大磁性元件的设计难度,因为这里的变压器要起到储存能量的作用;同时单路设计也会增加流过主开关管的电流值,在增加导通损耗的同时也使开关管的选择更加困难。

单路电路的基本原理在文献[10]已有详细描述,为方便后面的参数设计说明,下面给出简要概述。

主开关管 S_1 实现零电压开通的原理是在 S_1 开通

前 S_{C1} 关断,此时漏感电流的方向是流向输入端的,漏感 L_{k1} 与 S_{S1} 的并联电容 C_{S1} 谐振,待 C_{S1} 储存的电荷降为零后, S_{S1} 的寄生二极管导通,此时开通 S_{S1} 即可实现零电压开通。

根据电感的伏秒平衡原理,变压器原边励磁电感的正向电压和反向电压由下式给出:

$$V_{Lm_charge} = V_{in} \quad (1)$$

$$V_{Lm_discharge} = \frac{V_{out}}{2 \times N} - V_{in} \quad (2)$$

得出该电路的电压增益比:

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2 \times N}{1 - D} \quad (3)$$

有源箝位电压值等于主开关管的耐压值,是由副边的电压发射回原边。设变压器匝比为 N ,则主开关管的耐压值为:

$$V_{stress_main} = \frac{V_{in}}{1 - D} = \frac{V_{out}}{2 \times N} \quad (4)$$

2 参数设计

2.1 死区时间

要实现软开关,漏感需要有足够的能量使 V_{ds} 在 L_{k1} 与 C_{S1} 谐振中达到的最低值小于零,才能使 S_{S1} 的寄生二极管导通。 L_{k1} 与 C_{S1} 开始谐振后,经过 $1/4$ 周期 V_{ds} 达到最小值,所以应在此时开通 S_{S1} 。即使在轻载和

半载情况下 V_{ds} 的最小值无法达到零也可以减小损耗。

死区时间为:

$$t_d = \frac{1}{4} \times 2\pi \sqrt{LC} \quad (5)$$

2.2 占空比 D 和匝比 N

由公式(4)可以看出, N 与 V_{stress_main} 成反比,但 $D > 0.5$ 才可保证较小电流纹波。 $D < 0.5$ 电路也可工作但会造成输入电流断续,增加了电流纹波。综合考虑,设计的原、副边匝比 $N = 11:18$,理想情况下,由公式(3)可得 $D = 0.6$ 。

2.3 开关频率

开关频率大可以减小磁性元件的体积,提高功率密度,选用较大的开关频率有助于减小电路的输入电流纹波。但大电流下过大的开关频率也会产生很大的电压尖峰和 EMI 问题,同时考虑到使用的 DSP 主频为 100 MHz,开关频率过高也会给控制带来困难,选定开关频率为 100 kHz。

2.4 变压器的设计

原边励磁电感的选择目的主要为满足纹波电流要求,总电流是各变压器原边励磁电流之和。以单组电路的仿真结果为例,虽然变压器漏感电流波动较大,但合成的总电流只是励磁电流之和,纹波较小,电流的仿真波形如图 3 所示。

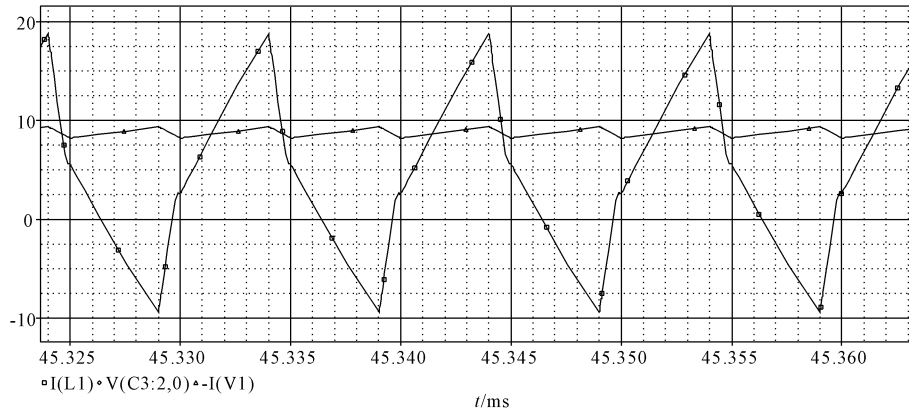


图3 漏感电流和总电流的仿真波形

主电路采用 4 路交错并联的方式,则总电流的纹波 $\Delta I = \Delta I_{LM}/4$,额定电流为 62.5 A,依据 3% 电流纹波的要求, $\Delta I \leq 1.875$ A, $\Delta I_{LM} \leq 7.5$ A。

原边励磁电感决定了电路的纹波特性。励磁电感电流纹波:

$$\Delta I_{LM} = \frac{V_{in}}{L_M} DT \quad (6)$$

根据式(6)计算得, $L_M \geq 38.4 \mu\text{H}$ 既可。

3 输入电流恒流控制

主电路部分由两组并联,每组电流都是其两个励磁电流的叠加,总电流与 boost 电路的输入电感电流相似,可将其简化为 boost 电路模型进行闭环控制的设计。每组电路分别作电流检测以进行单路的恒流控制,可以很好地实现两路均流。

4 实验结果及波形

为验证以上分析的合理性和有效性,笔者研制了一台 3 kW 的试验样机。采用了两组电路移相交错并联的方式,电路具体的设计参数如下: $V_{in}=48\text{ V}$, $V_{out}=400\text{ V}$, $P_{in}=3\text{ kW}$,原副边匝比 $n_1/n_2=11/18$, $C_c=4.7\text{ }\mu\text{F}$, $C_s=4.7\text{ }\mu\text{F}$,开关管选用 IPP110N20N3,副边二极管选用 MUR3060WT;变压器磁芯选用 EE55 型,原边使用铜箔,副边使用多股漆包线并绕。

在满载情况下 V_{ds} 和 V_{gs} 的波形如图 4 所示。可见在满载情况电路很好地实现了软开关,有效地提高了能馈负载系统的效率,并且减小了变换器的 EMI,系统多级连调时减小对其他模块的干扰;流过副边开关电容的电流波形如图 5 所示,利用开关电容不同时期的充放电实现副边的进一步倍压;效率曲线如图 6 所示,在全范围的负载范围内都保证了较高的效率,在实际应用中,会有很多时间对测试电源进行半载或者轻载测试,全范围的高效率很有意义。

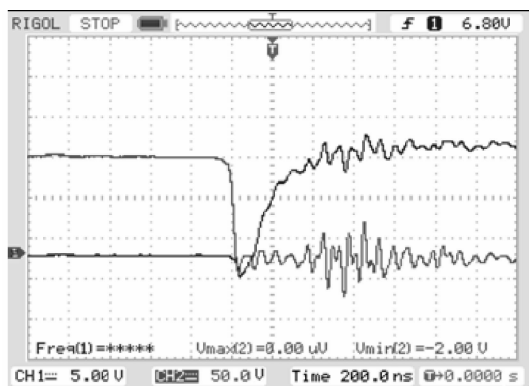


图 4 主开关上的 V_{gs} 和 V_{ds} 波形

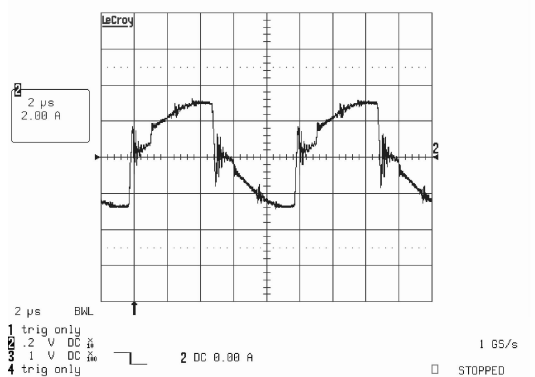


图 5 流过副边开关电容的电流波形

5 结束语

本研究设计的电路经实验证明可以很好地满足能

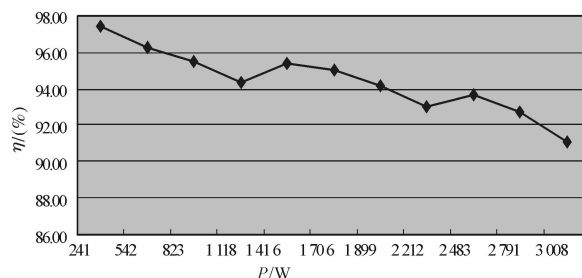


图 6 效率曲线

馈负载系统中直流增益模块的要求。该电路通过有源箝位抑制了开关管的电压尖峰,利用漏感实现软开关,提高效率。其输入并联模式很好地减小了输入电流纹波,满足了加载电流纹波要求;输出串联增大了变流器的增益,满足高增益要求。

参考文献 (References):

- [1] 阮新波,严仰光. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术[M]. 北京:科学出版社,1999.
- [2] 邱苍宇,张军明,缪磊,等. 一种改进的 ZCT 全桥 DC/DC 变流器[J]. 电力电子技术,2006,40(6):90-95.
- [3] JANG Y, JOVANOVIĆ M M, CHANG Y. A new ZVS-PWM full-bridge converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003,18(5):1122-1129.
- [4] 张劲武. 一种移相全桥 ZVZCS PWM DC/DC 变换器的研究及改进[J]. 机电工程,2009,26(8):72-75.
- [5] ZHANG Jun-ming, XIE Xiao-gao, WU Xin-ke, et al. A novel zero-current-transition full bridge DC/DC Converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2006,21(2):354-359.
- [6] 王超,刘志刚,余明峰,等. 谐振变换器在电子模拟功率负载中的应用[J]. 电气传动自动化,2006,28(5):28-31.
- [7] 崔莉,刘志刚,李宝昌. 电子负载用软开关 DC/DC 变换器的实现[J]. 微电子与基础产品,2002,28(4):52-54.
- [8] 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,2001.
- [9] LI Wu-hua, SHI Jian-jiang, HU Min, et al. An isolated interleaved active-clamp ZVT flyback-boost converter with coupled inductors[C]//2007 European Conference on Power Electronics and Applications. Aalborg: [s. n.], 2010: 1-9.
- [10] ZHAO Yi, LI Wu-hua, LI Wei-chen, et al. An active clamp ZVT converter with input-parallel and output-series configuration[C]// IEEE 25th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Palm Springs: [s. n.], 2010: 1454-1459.

[编辑:李辉]