

能馈式电子负载中交错并联 Boost 电路的设计

赵国强, 马 皓*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:为满足服务器电源测试用能馈式电子负载对第一级 DC/DC 低压大电流输入、低输入电流纹波和高效率的要求, 第一级 DC/DC 采用交错并联 Boost 电路。分析了该电路的工作原理, 给出了电路中各主要元器件的选取原则。针对电子负载恒流输入需求, 给出了基于 dsPIC33FJ16GS504 的输入电流恒流控制环路设计思路和方法。利用 DSP 实现了快速运算, 达到精确设定输入电流大小的目的。最后, 制作了一台 12 V/100 A 输入, 48 V 输出的 1.2 kW 实验样机。实验结果验证了该电路在低压大电流输入情况下的可行性, 电路工作稳定, 满足了能馈式电子负载的要求。

关键词:服务器电源; 交错并联; 能馈式电子负载

中图分类号: TM13

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2011)10-1269-04

Design of interleaved Boost converter in energy-feedback electronic power load

ZHAO Guo-qiang, MA Hao

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

Abstract: In order to satisfy the requirements of low voltage and large current, low input current ripple, and high efficiency in energy-feedback electronic load for server power supply test, an interleaved Boost converter was employed in first stage DC/DC. The operation principle of the circuit was analyzed and the selecting method of main components was presented. In accordance with the demand of constant input current in electronic load, design of constant current control loop based on dsPIC33FJ16GS504 was introduced. Accurate set of input current was achieved by means of high-speed calculation with DSP. Finally a 1.2 kW prototype was built with input 12 V/100 A and output 48 V. The results validate the feasibility of the proposed converter with input of low-voltage and large-current, show that the circuit can work in stable state and meet the requirements of energy feedback electronic load system.

Key words: server power supply; interleaved; energy-feedback electronic load

0 引 言

随着信息产业的快速发展和数字化革命的不断深入, 服务器电源的输出电流越来越大。服务器电源等电源出厂前需要进行老化测试, 应用电阻负载时需要消耗大量电能。为节约能源、降低成本, 应用能馈式电子负载测试服务器电源是一种有效的解决办法。能馈式电子负载具有低压大电流输入, 拉载电流精确设定, 输入电流纹波较小, 效率较高等特性。

传统 Boost 电路在大电流输入时开关纹波大, 二极管导通损耗大, 效率较低。为了获得较小的输入电

流纹波和较高的效率, 前人提出了许多基于 Boost 电路的改进拓扑^[1-3]。但这些电路应用于低压大电流输入时却存在自身固有的缺点。Boost 反激电路输入电流断续, 输入电流纹波很大。改进型两相交错并联 Boost 变换器的开关电容在大电流输入时体积较大, 损耗增加, 效率较低。电容箝位式交错并联耦合电感 Boost 变换器输入电流纹波较大。两功率管不能同时开通, 限制了电路的占空比, 电压增益较小。

交错并联 Boost 电路因其拓扑结构简单、输入电流连续、效率高、易于控制等特点在低压大电流输入时具有较大优势而被应用于能馈式电子负载中^[4-5]。通过两个交错控制的 Boost 电路的并联, 实现了输入大

收稿日期: 2011-05-25

作者简介: 赵国强 (1984-), 男, 山东临沂人, 主要从事能馈式电子负载方面的研究。E-mail: 20910234@zju.edu.cn

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

电流的均分,减小了输入电流纹波,降低了开关管的容量要求^[6-8]。采用 100 kHz 开关频率控制,减小输入电流纹波和输出电压纹波。采用同步整流技术,减小损耗,有效提高电路效率。

本研究结合交错并联 Boost 电路及同步整流原理,以 dsPIC33FJ16GS504 为控制核心实现输入电流的恒流控制,制作了一台 1.2 kW 的样机,试验结果表明系统性能优良,拉载电流精度较高,输入电流纹波较小、效率较高^[9-10],能够满足服务器电源测试用能馈式电子负载的要求。

1 主电路工作原理分析

交错并联控制技术是应用在多个开关变换器并联而开关频率相同的场合,控制各变换器功率管交错工作的一种控制策略。在一个开关周期内,每个变换器中的功率管和同步整流管分别开通相同时间,每个变换器中的功率管和同步整流管的开通与关断是互补的。主电路拓扑如图 1 所示,两个功率管 S_1 及 S_2 的驱动信号相位相差 180° 。

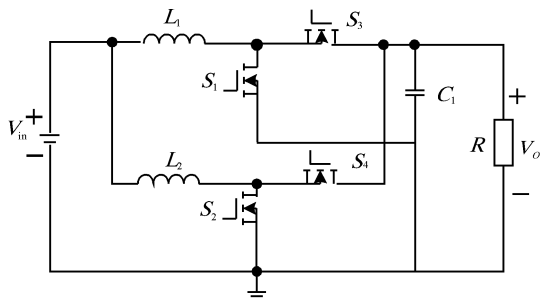


图 1 主电路原理图

该电路输出端接能馈式电子负载第 2 级 DC/DC 变换器,为保证功率管 S_1 和同步整流管 S_3 ,功率管 S_2 和同步整流管 S_4 之间不会发生直通,驱动信号之间需要加死区。该电路输入电压 12 V,输出电压 48 V。在电感电流连续模式下,电路可能出现 4 种工作状态,如图 2 所示。

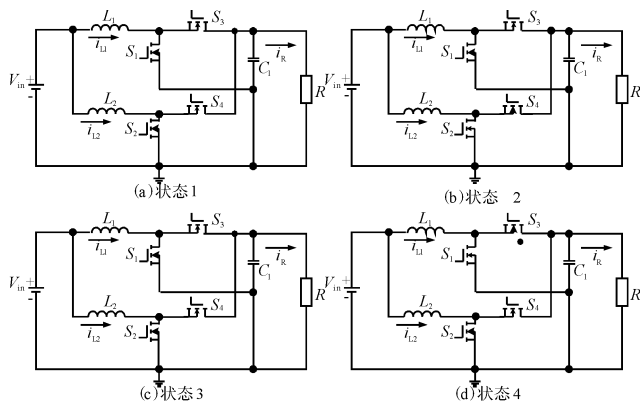


图 2 交错并联 Boost 电路 4 种工作状态

(1) 状态 1。功率管 S_1 和 S_2 导通。同步整流管 S_3 和 S_4 关断。电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 均线性上升,输出电容 C_1 释放电能。

(2) 状态 2。功率管 S_1 导通, S_2 关断, 同步整流管 S_3 关断, S_4 导通。电感电流 i_{L1} 线性上升, i_{L2} 线性下降。

(3) 状态 3。功率管 S_1 和 S_2 导通。同步整流管 S_3 和 S_4 关断。电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 均线性上升,输出电容 C_1 释放电能。

(4) 状态 4。功率管 S_1 关断, S_2 导通, 同步整流管 S_3 导通, S_4 关断。电感电流 i_{L1} 线性下降, i_{L2} 线性上升。

2 主电路参数选择

两路 Boost 电路中的电感参数相同,输入电流纹波要求在 5% 范围内,由伏秒关系可得:

$$L = \frac{V_{in} t_{on}}{i_{ripple}} \quad (1)$$

式中: $L = L_1 = L_2$, $i_{ripple} = i_{1 ripple} = i_{2 ripple}$, $t_{on} = t_{1on} = t_{2on}$ 。

为保证主电路工作在电感电流连续模式,由式 (1) 得出的电感值必须满足下式:

$$L \geq 0.5 D (1 - D)^2 R T_s \quad (2)$$

式中: $L = L_1 = L_2$, $D = D_1 = D_2$, T_s 为开关周期,经计算,本电路取 $20 \mu H$ 。

绕制主电路 Boost 电感时,需选用适当的磁芯。由于磁粉芯的磁导率随磁芯的磁场强度变化较大,并且磁粉芯材料存储能量较少,不适合用来绕制该电感。而铁氧体电阻率高,高频损耗小,通过增加气隙可以存储较多能量,价格低廉,是优于磁粉芯的选择。因此磁芯材料选择飞磁公司的铁氧体 3C90,磁芯尺寸采用 ETD54/28/19。

输出滤波电容用来减小输出电压纹波及保持输出电压稳定,其值可由下式得到:

$$C_1 = \frac{I_o}{2 V_{ripple} f_s} \quad (3)$$

式中: I_o — 输出电流大小, V_{ripple} — 输出电压纹波大小, f_s — 开关频率。

实际电路采用 3 个 $470 \mu F/100 V$ 电容并联。

电路中等效输出电阻 R 大小由下式决定:

$$R = \frac{V_o^2}{V_{in} I_{in} \eta} \quad (4)$$

式中: η — 电路效率。

本研究考虑该电路中功率管及同步整流管的实际电压电流应力, MOSFET 选用 Infineon 公司的 IPP030N10N3G,满足:

$$V_{DS} \geq 2 V_o \quad (5)$$

$$I_D \geq 2 I_{in} \quad (6)$$

3 输入电流控制环路设计

3.1 总体控制方案

该电路采用两个电流环交错控制两路 Boost, 减小输入电流纹波。本研究应用 Microchip 公司的芯片 dsPIC33FJ16GS504 实现快速运算和调节, 获得良好的静态特性和动态特性。每路 Boost 输入电流单独控制易于实现, 结构简单, 避免相互干扰。

DSP 芯片将两路电感电流值与电流设定值比较, 通过快速运算得到两组相位相差 180° 的 PWM 信号, 每组包括两路互补 PWM 输出, 分别控制功率管和同步整流管。该芯片可实现过压、欠压、过温等保护功能。通过该芯片的 RS485 接口来实现远程控制, 方便快捷地实现输入电流的精确设定, 读取电路状态。该电路先在连续时间域设计控制器参数, 再把设计的控制器离散化。该电路控制环路如图 3 所示。

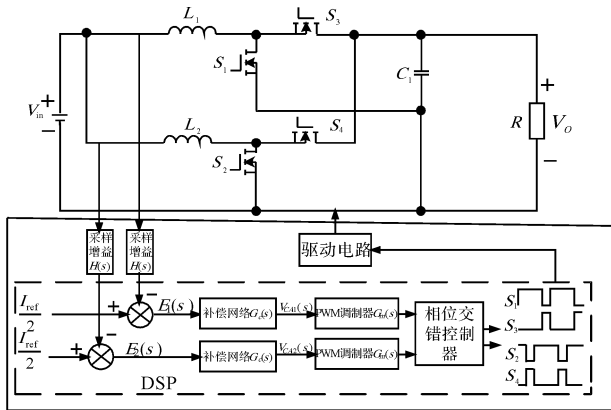


图 3 交错并联 Boost 电路控制示意图

3.2 输入电流反馈控制系统设计

为了提高电感电流控制精度和系统动态特性, 本研究需要对电流闭环设计良好的补偿网络。电流闭环系统框图如图 4 所示。

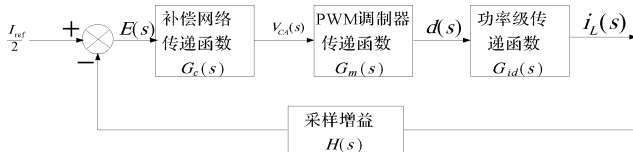


图 4 电流闭环系统框图

该闭环系统中未加补偿网络时的传递函数为原始回路传递函数 $G_o(s) = G_m(s)G_{id}(s)H(s)$, 功率管开关频率远远大于工频, 根据状态空间平均法推导变换器的平均模型, 忽略开关纹波的影响, 建立变换器的小信号交流模型, 可得到占空比至电感电流的传递函数为:

$$G_{id}(s) = \frac{i(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{sL} \quad (7)$$

其中, $L = L_1 = L_2$ 。

PWM 调制器的传递函数为:

$$G_m(s) = \frac{d(s)}{v_{CA}(s)} = \frac{1}{V_R} \quad (8)$$

式中: V_R —锯齿波幅值, 锯齿波幅值设为 2.5。

采样网络将电感电流线性转化为等效电压, 该电路中采样增益 $H(s) = 0.0133$ 。

超前-滞后补偿网络是一种适合于 DC/DC 变换器系统的补偿网络。利用补偿网络的滞后特性提高静态性能, 超前特性提高相对稳定性和动态性能。本研究应用的补偿网络为单极点-单零点补偿网络, 其传递函数为:

$$G_c(s) = K_c \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{\omega_z (1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (9)$$

式中: K_c —中频段的增益。

其幅频相频特性如图 5 所示。

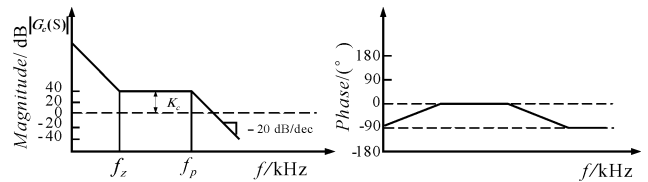


图 5 单极点-单零点补偿网络幅频相频特性

本研究所设计的补偿网络需满足: 系统开环传递函数 $G_c(s)G_o(s)$ 的增益交越频率 f_g 以小于 $1/5$ 的开关频率 f_s 较为恰当, 取 $f_g = f_s/5$ 。开环传递函数以 -20 dB/dec 的斜率通过 0 dB 线。零点频率取 $f_z = 0.5 f_g$ 。为抑制高频开关纹波, 极点 f_p 设在开关频率附近, 取为 $f_p = f_s$ 。相位裕量选择 $45^\circ \sim 60^\circ$ 。

电流闭环通过设置补偿网络参数, 可以得出补偿后的系统回路函数频率特性, 如图 6 所示。由图 6 可知相位裕量 $PM = 53.2^\circ$, 满足系统稳定性要求。

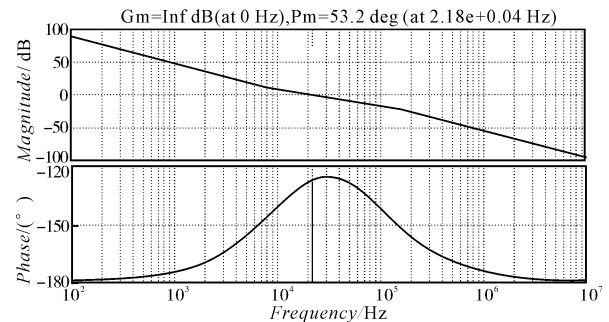


图 6 补偿后的回路函数频率特性

输入电流控制采用数字方式实现, 因此考虑数字控制的延时特性, 将补偿网络传递函数离散化成数字控制所需要的差分方程, 利用双线性变换法, 得出数字控制所需参数。

4 实验结果

基于上述研究,笔者制作了一台 1.2 kW 的实验样机,直流输入 100 A/12 V,直流输出 48 V,开关频率 100 kHz。DSP 输出的两路 Boost 功率管驱动波形及每路 Boost 功率管与同步整流管驱动波形如图 7 所示,图 7 中 a、b 表示两路 Boost 功率管驱动波形相位相差 180° ,c、d 表示功率管与相应同步整流管驱动波形互补。输入电流 95 A 时功率管 S_1 与 S_2 的 DS 端波形如图 8 中 a、b 所示,由图 8 可以看出两功率管相位相差 180° 。输入电流 95 A 时输入电流波形如图 9 所示,由图 9 可以看出该电路在低压大电流输入时输入电流纹波较小。实验样机效率与输入电流关系如图 10 所示。由效率曲线得到该电路在低压大电流输入时效率较高,满足要求。

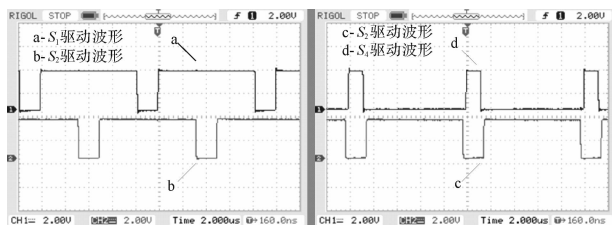


图 7 DSP 输出的驱动波形

CH1:2.00 V/div,CH2:2.00 V/div,2.00 μ s/格

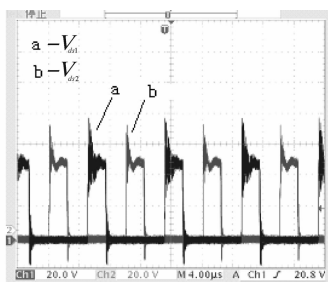


图 8 功率管 S_1 与 S_2 的 DS 端波形

CH1:20.0 V/div,CH2:20.0 V/div,4.00 μ s/格

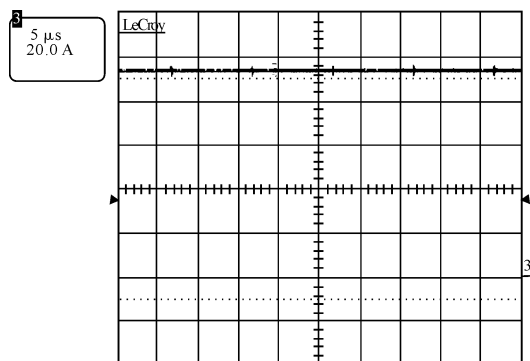


图 9 输入电流 95 A 时 I_{in} 波形

CH3:20.0 A/div,5.00 μ s/格

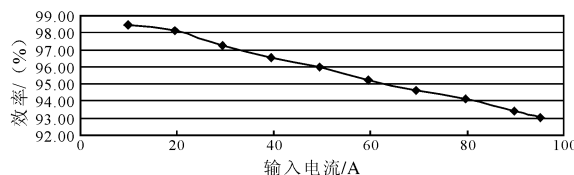


图 10 效率曲线

5 结束语

本研究通过实验证明了交错并联 Boost 电路在低压大电流输入应用中的可行性,满足了能馈式电子负载对该模块的要求。通过交错并联减小了输入电流纹波,扩大了输入电流范围。利用同步整流技术减小了损耗,提高了电路效率。通过 DSP 的快速运算与处理,实现了输入电流的精确控制。该电路体积小、重量轻、结构简单、效率较高,适合于低压大电流输入场合,在实际工程应用中具有一定的指导意义。

参考文献 (References):

- [1] TSENG K C, LIANG T J. Novel high-efficiency step-up converter[J]. *IEEE Proceedings-Electric Power Applications*,2004,151(2):182-190.
- [2] 陆治国,刘捷丰,林贤贞. 一种改进型两相交错并联 Boost 变换器[J]. *电机与控制学报*,2010,14(7):48-52,58.
- [3] 胡庆波,瞿博,吕征宇. 一种新颖的升压型电压调整器——两相交错并联耦合电感 BOOST 变换器[J]. *中国电机工程学报*,2006,26(9):94-98.
- [4] 罗全明,吴彬. 交错控制双 Boost 型 DC/DC 变换器[J]. *电力自动化设备*,2010,30(3):40-43.
- [5] 王山山,柳绪丹,胡长生. 峰值控制交错并联 Boost PFC 的设计[J]. *机电工程*,2010,27(8):88-90,102.
- [6] CARO D, TESTA S, TRIOLO A, et al. Low in-pu t current ripple converters for fuel cell po-w er units[C]//2005 European Conference on Power Electronics and Applications, September 11-14,2005, Dresden, Germany,2005:1-10.
- [7] BROECK V D, TEZCAN H. 1 kW dual interleaved Boost converter for low voltage applications[C]//IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, August 14-16,2006, Shanghai, China,2006:1-5.
- [8] IRVING B T, JANG Y, JOVANOVIĆ M M. A Comparative Study of Soft-Switched CCM Boost Rectifiers and Interleaved Variable-Frequency DCM Boost Rectifier [C]//IEEE APEC'00,2000:171-177.
- [9] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社,2005.
- [10] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京:中国电力出版社,2006.

[编辑:张翔]