

一种用于电机铁芯磁性能测试的恒流源

张龙飞, 杨家强*, 陈 高

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:针对电机铁芯磁性能测试中保持磁场强度 H 的波形为正弦形的问题,设计了一种基于数字信号处理器(DSP)全数字实时控制的逆变恒流源。分析了正弦波逆变电源斩波和逆变控制的一般方法和特点,控制系统前级采用同步 Buck 电路对母线电压斩波,斩波输出电压经过 PI 闭环控制实现了其在突加、突减负载时的稳定性。控制系统后级通过对电感电流的 PID 闭环控制和单极性正弦脉宽调制(SPWM)方式,实现瞬时跟踪给定的交流恒流源控制。实验结果表明逆变恒流源具有很好的静、动态性能和稳定性,输出信号谐波含量少,负载适应能力强,很好地实现了系统设计的要求。

关键词:同步 Buck;恒流源;比例积分微分控制;数字信号处理器;正弦脉宽调制

中图分类号:TM464

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2010)07-0093-04

A constant-current power supply inverter applied to a test system for the magnetic performance of the core

ZHANG Long-fei, YANG Jia-qiang, CHEN Gao

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

Abstract: Aiming at testing the magnetic performance of the core, a digital signal processor(DSP)-based constant-current power supply inverter was designed. First, normal methods and common features were analyzed to control buck converter and power supply inverter. The bus voltage of the system was reduced by synchronous Buck converter, whose output voltage was kept constant by PI controller when the load changed suddenly. Then the induction current of the power supply inverter was controlled by PID controller, whose output was modulated by unipolar sine pulse width modulation(SPWM). The experiment results show that the system has good static, dynamic performance and stability, which satisfies the design requirement.

Key words: synchronous Buck converter; constant-current source; proportion-integral-derivative(PID) controller; digital signal processor(DSP); sine pulse width modulation(SPWM)

0 引 言

本研究设计的逆变恒流源是电机铁芯磁性能测试系统用的测试电源,用于对不同电机铁芯的磁性能进行测试。为了保持磁性能测试中磁场强度 H 的波形为正弦形,系统以测试电源输出电流的正弦形作为控制目标,并将电机铁芯的线圈作为负载,同时为了满足测试自动化的要求,上位系统可通过串行通讯方式对恒流源的输出电流进行设定。

对于一般 Buck 斩波电路,在轻载情况下,电流处于断续模式,负载电流的变化将引起直流增益的强烈变化^[1]。传统上对逆变恒流源的控制方式是把采样的交流信号整流成直流信号作为反馈值,这样动态响应很慢,非线性负载滞后更大,很难实现快速跟踪,导致波形畸变^[2],对于磁场强度 H 测量的波形也不理想。

为了解决上述不足之处,本研究通过采用同步 Buck 斩波的方法,利用主开关管与同步整流管互补导

通,实现轻载情况下直流增益不变的斩波输出。斩波输出电压采用闭环 PI 控制,实现突加、突减负载时系统电压的稳定性。对于逆变器采用电感电流瞬时值经过 PID 闭环控制的方法,瞬时跟踪给定电流,使得系统的动态响应加快,非线性负载适应能力提高^[3]。为了使输出电流的谐波含量少,系统采用单极性 SPWM 的控制方式^[4]。电机铁芯的线圈呈阻感性,为了避免 LC 滤波导致的谐振,系统在滤波电容中串联功率电阻^[5]。整个控制系统采用 TMS320F2801 型数字信号处理器实现对逆变恒流源的全数字化控制。

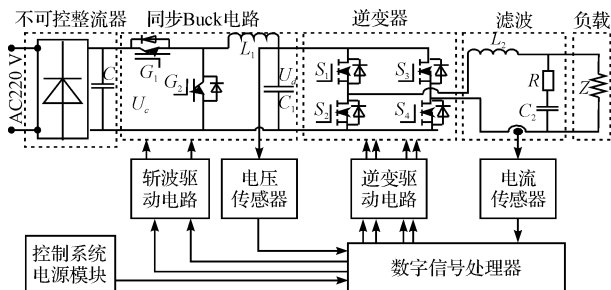


图1 逆变恒流源系统结构图

断时间为 t_{off} , 当 G_1 导通时, G_2 关闭, U_c 给 C_1 充电, 此时 $e_L = U_c - U_d$, 当 G_1 关闭时, D_2 导通续流, G_2 被 D_2 箝位, 此时 $e_L = -U_d$, 续流结束后, G_2 导通, 保持 $e_L = -U_d$, 根据电感电压伏秒积守恒定理 $(U_c - U_d)t_{on} = U_d t_{off}$, 使输出电压直流增益不变, $U_d = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \cdot U_c$ 在轻载情况下得到较好控制。系统的代价是电感电流变负, 变换效率降低, 但轻载过渡过程短暂, 在重载情况下, 系统效率较高。

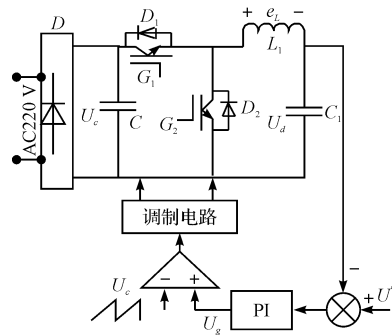


图2 系统前级同步 Buck 电路结构图

1 逆变恒流源的系统结构

逆变恒流源系统结构如图1所示,恒流源采用市电经过不可控整流桥的桥堆供电,滤波电容选取 $4\ 700\ \mu\text{F}$ 来保证母线电压的稳定,由于负载需要的电压远小于 $220\ \text{V}$ 整流输出电压,前级采用同步 Buck 电路降压,该拓扑能满足系统在轻载情况下斩波直流增益不变,跟踪给定后再开启逆变桥的需求,并降低了系统重载时的损耗。后级逆变桥采用 H 桥逆变拓扑, MOSFET 较高的开关频率减小了输出电流中的谐波成分。

数字信号处理器 TMS320F2801 是系统数字控制的核心部分,具有更高的系统频率,增强型的 PWM 使输出脉冲精度更高。系统通过 DSP 软件进行过压检测,通过驱动 IR2136 设定过流限制为 $15\ \text{A}$,过流信号由驱动芯片故障输出端产生,并经过 DSP 的 TZ 端子捕捉,引起 OST 过流动作进行故障保护。

2 控制系统的模型分析

2.1 同步 Buck 电路的模型分析

系统前级同步 Buck 电路结构如图2所示, G_1 , G_2 是内部并联反向二极管的 IGBT, G_1 是主开关管, G_2 是同步整流管, G_1 和 G_2 互补导通工作。系统在轻载时有3种工作状态,设一个周期内 G_1 导通时间为 t_{on} , 关

2.2 逆变器的模型分析

系统后级逆变器结构如图3所示, S_1 , S_2 , S_3 和 S_4 是 N 沟道 MOSFET。由于负载为阻感性,输出电流滞后于输出电压,系统采用电感电流 i_L 瞬时值反馈,用 PID 控制方式实现电流的瞬时性跟踪。 i_L 为电容 C_2 的电流和负载 Z 的电流之和,电容 C_2 的电流超前于电感电流,可以加快系统动态响应^[6]。SPWM 逆变器采用单极性单边 SPWM 调制方式,开关损耗小,谐波含量少, S_1 和 S_2 是低频桥臂, S_3 和 S_4 是高频桥臂,分别互补导通工作。

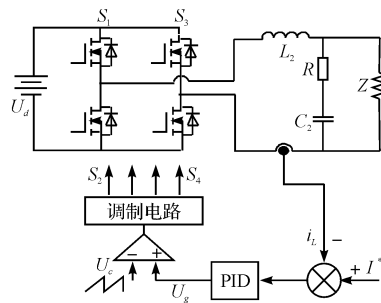


图3 系统后级逆变器结构图

逆变器采用微分先行 PID 控制算式,该算式的传递函数为:

$$G(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{1 + T_d s}{1 + \varepsilon T_d s} \cdot K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (1)$$

式中 K_p —比例增益; T_i —积分环节时间常数; T_d —微分环节时间常数; ε —微分增益; $U(s)$ —控制器输出;

$E(s)$ —偏差输入。

控制系统的传递函数如图4所示,其中, $I^*(s)$ 为交流电流瞬时值给定, k_{pwm} 为PWM调制的电压增益,由于滤波电容的阻抗远大于负载阻抗,可以忽略滤波电容的分流作用,对系统进行简化。

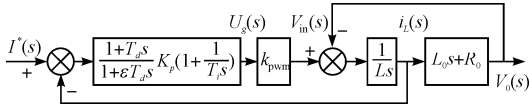


图4 控制系统传递函数框图

根据控制系统传递函数可知:

$$[V_{\text{in}}(s) - V_0(s)] \cdot \frac{1}{Ls} = i_L(s) \quad (2)$$

$$i_L(s) \cdot (L_0s + R_0) = V_0(s) \quad (3)$$

由此可得:

$$G_1(s) = \frac{i_L(s)}{V_{\text{in}}(s)} = \frac{1}{(L_0 + L)s + R_0} \quad (4)$$

故控制系统的传递函数可按如图5所示的框图进行^[7-10]简化。

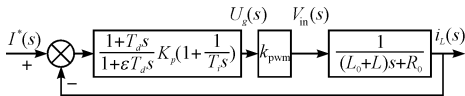


图5 控制系统传递函数简化框图

根据控制系统传递函数简化框图,可得系统开环传递函数为:

$$G_2(s) = \frac{i_L(s)}{I^*(s)} = \frac{k_p k_{\text{pwm}}}{\varepsilon(L_0 + L)} \cdot \frac{s^2 + \left(\frac{1}{T_d} + \frac{1}{T_i}\right)s + \frac{1}{T_i T_d}}{s \left[s^2 + \left(\frac{R_0}{L_0 + L} + \frac{1}{\varepsilon T_d}\right)s + \frac{R_0}{\varepsilon T_d (L_0 + L)} \right]} \quad (5)$$

开环系统的零点和极点分布为:

$$\begin{cases} S_{z1} = -\frac{1}{T_i}; S_{z2} = -\frac{1}{T_d} \\ S_{p1} = 0; S_{p2} = -\frac{R_0}{L_0 + L}; S_{p3} = -\frac{1}{\varepsilon T_d} \end{cases} \quad (6)$$

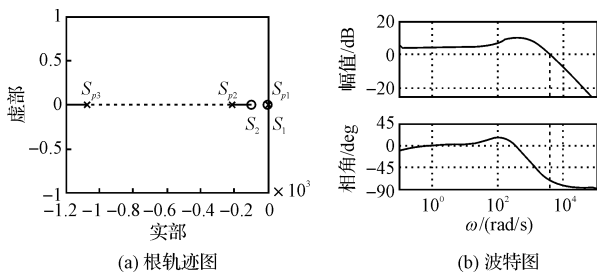


图6 控制系统响应图

控制系统根轨迹如图6(a)所示,由图可知,控制系统所有极点位于 S 左半平面,故控制系统在各种负载下保持稳定, S_{p1} 和 S_{z1} 是一对偶极子, S_{p2} 和 S_{p3} 是系统主导极点, S_{z2} 是系统主导零点,微分环节和负载性质都影响系统的动态性能。控制系统波特图如图6(b)所示,由图可知控制系统相角裕度大于 60° ,系统稳定,穿越频率较高,系统有良好的动态性能。

3 逆变器输出电压的滤波设计

由于负载的阻感性,若采用单纯的LC滤波,逆变器的输出存在谐振,而输入电压 V_{in} 中含有与开关频率相关的高频干扰,这样将使输出电压 V_0 中叠加干扰成分,影响波形质量。本逆变器的滤波在滤波电容中串联功率电阻,逆变器的滤波结构如图7所示,滤波器的传递函数为:

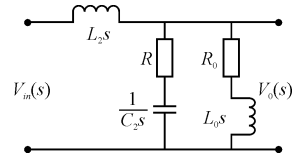


图7 串联功率电阻滤波器结构图

$$H(s) = \frac{V_0(s)}{V_{\text{in}}(s)} = \frac{L_0 R C_2 s^2 + (L_0 + R_0 R C_2)s + R_0}{L_0 L_2 C_2 s^3 + (R L_2 C_2 + R_0 L_2 C_2 + L_0 R C_2)s^2 + (L_0 + L_2 + R_0 R C_2)s + R_0} \quad (7)$$

根据实际功率大小选取 $R = 5 \Omega/10 \text{ W}$,滤波器的根轨迹如图8(a)所示,由图可知滤波器的所有极点位于 S 左半平面,故滤波器输出保持稳定,滤波器的波特图如图8(b)所示,由图可知滤波器谐振时的幅值减小,故高频干扰对系统的干扰减小,输出电压波形的质量改善。

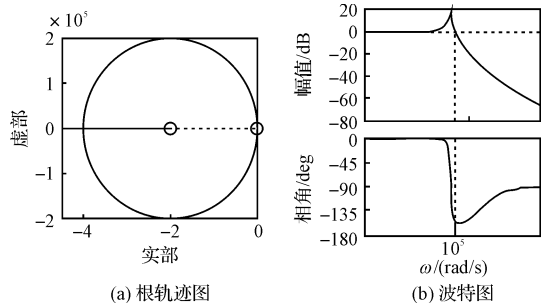


图8 串联功率电阻滤波器响应图

4 实验结果

为了验证上述控制方案,本研究搭建了一实验平台,并取得了理想的实验效果。该实验平台框图如图

9 所示,主要由测试电源、数字信号处理器和上位机 3 个部分构成。测试电源的基本思路是将电源和电机铁芯组合在一起,形成一个负反馈闭环系统来保持 H 波形为正弦形。

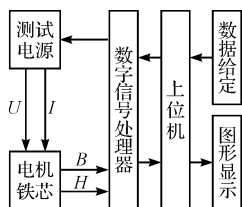


图 9 实验平台总体框图

设置同步 Buck 电路的 IGBT 开关频率为 20 kHz,死区时间为 3 μ s,SPWM 逆变器的 MOSFET 开关频率为 25 kHz,死区时间为 2 μ s,同步 Buck 电路输出电压和 SPWM 逆变器输出电流的采样频率都为 25 kHz。给定 Buck 电路输出电压 U_d 为 40 V,在轻载情况下,Buck 电路实验输出电压如图 10(a)所示,分别给定 SPWM 逆变器输出电流的有效值为 0.5 A 和 1 A,给定输出电流的频率为 50 Hz,实验输出电压和电流波形如图 10(b)和 10(c)所示,突加、突减负载时,实验输出电压和电流波形如图 11 所示。

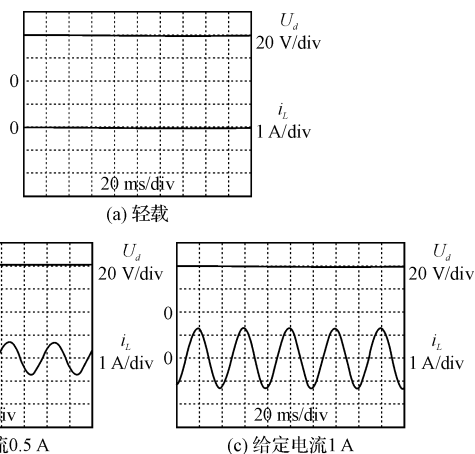


图 10 控制系统静态实验波形

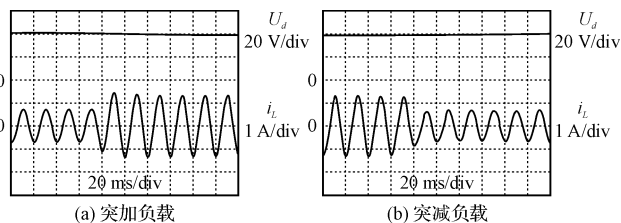


图 11 控制系统动态实验波形

由图 10(a)可知,Buck 电路在轻载情况下斩波输

出电压稳定。由图 10(b)和图 10(c)可知,Buck 电路在不同负载下输出电压稳定,脉动较小,很好地保持了斩波输出电压按给定值输出,逆变输出电流正弦性较好,很好地跟踪了参考信号,谐波含量少,测得 $THD = 2.57\%$ 。由图 11(a)和图 11(b)可知,在突加、突减负载时,斩波输出电压稳定,输出电流无畸变,过渡过程短暂。

5 结束语

本研究通过采用同步 Buck 斩波的方法,利用主开关管与同步整流管互补导通,实现了轻载情况下直流增益不变的斩波输出。实验结果表明该基于 DSP 的逆变恒流源系统具有很好的静、动态性能和稳定性,完全满足电机铁芯磁性能测试时对恒流源的性能要求,同时验证了对于阻感性负载采用 PID 闭环控制策略的正确性。

参考文献(References):

- [1] 林渭勋. 现代电力电子电路[M]. 3 版. 杭州:浙江大学出版社,2006:98-103.
- [2] 舒为亮,康 勇. 逆变电源 PI 双环数字控制技术研究[J]. 电工电能新技术,2005,24(2):52-54.
- [3] 许爱国,谢少军. 电容电流瞬时值反馈控制逆变器的数字控制技术研究[J]. 中国电机工程学报,2005,25(1):49-53.
- [4] NGE C L, SALAM Z. Unipolar SPWM HF Link Soft Switching DC/AC Converter[C]//IPECon2004, Kuala Lumpur, Malaysia; [s. n.], 2004:116-120.
- [5] LIU Fei, ZHA Xiao-ming. Design and Research on Parameter of LCL Filter in Three-Phase Grid-Connected Inverter[C]//IPEMC2009, May. 2009. Wuhan, China; [s. n.], 2009:2174-2177.
- [6] 杜 宇,吴燮华. 基于 DSP 的稳流源逆变器分析与设计[J]. 电力电子技术,2005,39(3):20-22.
- [7] 黄利光. 移动磁场直线电机的研制及其应用效果[J]. 机电技术,2008(4):60-62.
- [8] 许 军,李 华. 开源数控系统 EMC2 的编译和启动分析[J]. 现代制造技术与装备,2009(6):59-61.
- [9] 李述光,徐 霞. 非线性 PID 控制器在机床防滑装置中的应用[J]. 现代制造技术与装备,2008(3):46-47.
- [10] 李 伟,董继光,汤 伟,等. 自整定 PID 控制器在白泥回转窑的应用[J]. 轻工机械,2009(3):33-35.

[编辑:李 辉]