

一种有源功率校正的单相交直流变换电路设计

吴必瑞, 谢善娟, 郑乃清

(宁德师范学院 物理与电气工程系, 福建 宁德 352100)

摘要:针对传统的交直流变换电路存在功率因数较低、易产生电网污染等问题,设计了一种以 Boost 电路为主电路、以 MSP430 单片机为微处理器的新型的单相交直流变换电路. 该设计采集电压、电流信号,通过 MSP430 执行双闭环运算,采用有源功率因数校正技术产生 PWM 波,控制变换电路中 MOSFET 管的通断,同时实现交流侧功率因数校正. 测试数据表明,该系统电路设计能够输出 36 V 的稳定电压,负载调整率最低可达到 0.334%,功率因数调整可达到 0.96 以上,可满足性能指标要求,且具有较高的控制精度.

关键词:单相交直流变换电路;功率因数校正;MSP430;PWM 控制

中图分类号:TM86 **文献标志码:**A **DOI:**10.3969/j.issn.2095-476X.2014.03.013

Design of single-phase AC/DC inverter of active power factor correction

WU Bi-rui, XIE Shan-juan, ZHENG Nai-qing

(Department of Physics & Electrical Engineering, Ningde Normal University, Ningde 352100, China)

Abstract: Aiming at the low power factor and the pollution of power grid of conventional AC/DC converter, a Boost circuit, of which AC/DC converter was based on MSP430 was designed. The design, adopting monitors voltage and current signal, through the implementation of double closed loop operation MSP430, using the active power factor correction (APFC) technology to produce PWM wave, controlled on-off conversion circuit MOSFET, and at the same time realized the active power factor correction. The test data showed that this conversion circuit could output the stability voltage of 36 V. Load adjustment rate could reach 0.334%, the lowest power factor adjustment could reach above 0.96. It could meet the requirements of the performance index and had higher control precision.

Key words: single-phase AC/DC inverter; power factor correction; MSP430; PWM control

0 引言

随着电力电子装置越来越多地使用,谐波大量产生,而传统的交直流(AC/DC)变换电路由二极管或晶闸管构成,若电网中注入大量谐波和无功,则会构成电网污染. 国际电工委员会早在 1988 年就对谐波标准进行了修正,传统的变换电路因谐波超标,已逐步被取代^[1]. 变换器的无源滤波技术,多采

用 LC 等无源器件,体积大、功耗高. 采用有源功率因数校正(APFC),能使 AC/DC 变换电路的网络功率因数接近 1,不会产生谐波电流^[2]. 文献[3]采用功率因数调整芯片 UC3854 实现高功率因数电源系统设计,能实现高达 0.8~1 的功率因数调节和稳定的电压输出,但外围电路设计较复杂,电源输出参数的可控程度较低. 另一种功率因数调整和电压稳定输出的控制电路主要由误差放大器、乘法器、除

收稿日期:2014-02-22

基金项目:福建省科技计划项目(2011H0018);宁德师范学院服务海西建设项目(2011H202,2012H307)

作者简介:吴必瑞(1981—),男,福建省宁德市人,宁德师范学院讲师,硕士,主要研究方向为电气自动控制系统.

法器、脉宽调制器、震荡发生器和推挽式输出驱动电路构成,可用单片机或硬件电路实现功率因数的调整,但电路硬件设计和调试均比较复杂^[4-5].文献[6-8]采用全控 PWM 整流电路,但控制电路中电流闭环系统构造复杂,对实现电路的功率因数调节有消极影响,且硬件电路设计较复杂,电路调试难度相对较大.

鉴于此,文中拟以 Boost 电路为主电路,以 MSP430 单片机为微处理器,采用 APFC 技术设计单相 AC/DC 变换电路,以解决传统交直流变换电路普遍存在的功率因数较低、易产生电网污染等问题.

1 系统的组成与功能

APFC 是指通过控制开关器件,使输入电流波形跟踪输入电压波形,即通过有源电路使输入侧功率因数提高.相对于采用电感和电容的无源功率因数校正技术,虽然 APFC 电路略微复杂一些,但功率因数的改善非常明显.单相 AC/DC 变换电路控制原理如图 1 所示,通过 APFC 控制 MOSFET 使输入电流波形跟随输入电压波形.图中直流变换器输出电压 u_c 与设定电压 U_c^* 作差值运算后,经 PID 调节,与输入交流电经整流后的输入电压 u_d 作乘法运算,构成电压外环.乘法器的输出电流 I^* 作为电流环的给定值,与电感电流 i_F 作差值运算后,经过 PID 调节,构成电流内环,输出 PWM 信号,控制 MOSFET 的通断.变换器输出电压 u_c 与设定的电压 U_c^* 作差值运算的目的是判断两者的电压是否相同,乘法器的输出电流 I^* 作为电流内环给定信号,目的是使电感电流 i_F 与电压波形 u_d 相位一致.由 Boost 直流变换器的工作原理可知,电路电感 L 中的电流有连续和断续 2 种工作模式,控制电流环中的 PWM 信号即开关 MOSFET 的驱动信号也有 2 种产生方式:一种是电感电流临界连续的控制方式,另一种是电感电流连续的控制方式.

2 主要器件的选择与参数计算

2.1 整流桥的选择

本文设计的隔离变压器输出交流电压为 24 V,整流桥的电流最大可达 6 A,为了得到较好的直流量,选择整流桥的耐压为 100 V 以上,正向电流 ≥ 8 A.

2.2 电感的选择

电感决定输入侧高频纹波电流的大小,且它的值与纹波电流的大小有关.电感值由输入侧的交流电流峰值决定.由于最大的峰值电流出现在电压最小、负载最大时,所以有

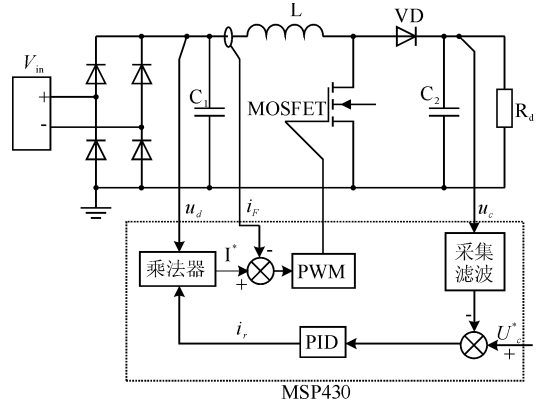


图 1 单相 AC/DC 变换电路控制框图

$$I_{L(pk)} = \frac{\sqrt{2} \times P_{out}}{V_{in(min)}} = \frac{\sqrt{2} \times 72}{20} = 5.303 \text{ A}$$

本文设计的变换电路输入电流峰值为 4.42 A,出现在交流电压为 20 V 时.假如容许 20% 的电流脉动,则有

$$\Delta I = 0.2 \times I_{L(pk)} = 1.06 \text{ A}$$

在升压型转换器中,最大纹波电流发生在占空比为 50% 时,即升压比 $M = \frac{V_o}{V_{in}} = 2$ 时.电感值是由半波整流最低输出电压时的电流峰值、占空比和开关频率决定的,其关系式如下:

$$I_{pk} \text{ 时的占空比 } D = \frac{V_o - V_{in(pk)}}{V_o} = \frac{36 - 26}{36} = 0.28,$$

$V_{in(pk)} = 20$ 输入电压为最低;

$$L = \frac{V_{in(pk)} \times D}{f_s \times \Delta I} = \frac{20 \times 0.27}{20 \times 10\,000 \times 0.9} = 3 \text{ mH},$$

设计中取 $L = 500 \mu\text{H}$.

2.3 输出电容的选择

输出电容的大小由输出电压的波动程度决定.在 MOSFET 管导通时,负载的输出电流靠输出电容放电维持.设 MOSFET 管导通时的电压变化为 ΔU ,假设负载流过的电流在此期间恒定,则电容电压和负载电压下降量

$$\Delta U = \frac{1}{C} I \alpha T$$

式中, α 为占空比, T 为周期/s.根据上式即可确定输出电容的大小, ΔU 与 I 和 α 均有关.考虑到输出电容是由容许的输出最大纹波电压来决定的,电容的容量应满足

$$C \geq \frac{I_{omaz} \alpha_{max} T}{\Delta U}$$

式中, I_{omaz} 为输出电流的最大值.估算出电容选择需大于 3 300 μF ,在本设计中电容选择 4 700 μF .

2.4 功率管的选择

功率 MOSFET 具有导通电阻低、负载电流大等优点。栅极驱动器的负载能力必须足够大,以保证在系统要求的时间内完成对栅极等效电容的充放电。经计算,流经 MOSFET 管的电流理论平均值约为 5 A。所以 MOSFET 应选用平均电流 > 10 A、电压 < 50 V 的管子,实际选用 IRF540N。

2.5 升降压二极管的选择

采用肖特基二极管代替二极管,能降低开关工作频率,减小开关损耗,提高电源的效率。考虑正向导通的压降及反向的恢复时间,本设计选用 MUR1660C 肖特基二极管。

3 硬件电路设计

3.1 主电路设计

主电路原理如图 2 所示,交流变压器的输出信号经过整流桥后,变成 24 V 的直流电,故采用 Boost 升压斩波电路实现 36 V 的电压输出以及功率因数

的校正。变换电路的电压采集,采用电阻分压的原理获得。电流采集是采用通过 0.05Ω 的无感阻获得的电压,经 INA138 进行高精度的放大输出后用于 AD 采集。相比采用霍尔传感器采集信号,图 2 所示的原理大大提高了设计电路的性价比。

3.2 控制电路和驱动电路设计

驱动电路原理图如图 3 所示。驱动芯片采用 IR 公司的 6 输出高压 IR2130 驱动器,IR2130 用来驱动 N 沟道 MOSFET 或 IGBT 管,最高电压可达到 600 V。IR2130 内部具有电流保护电路,具有启动关断输出通道功能。笔者在单片机与驱动电路之间增加光耦隔离电路,以防止信号干扰。

4 软件设计

整个程序的编写采用 C 语言,主要包括主程序、AD 中断服务子程序、定时器下溢中断服务子程序、捕获中断服务子程序、保护中断服务子程序、延迟子程序等。主程序软件流程如图 4 所示。

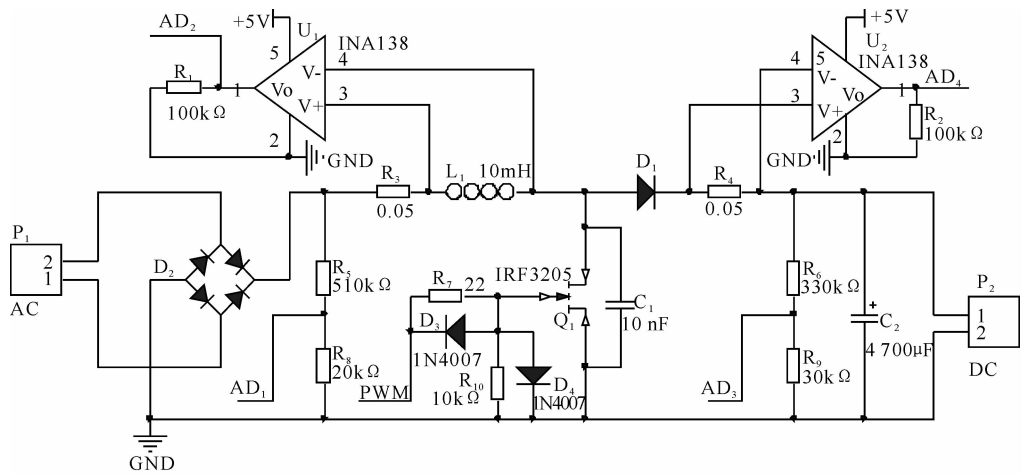


图 2 主电路原理图

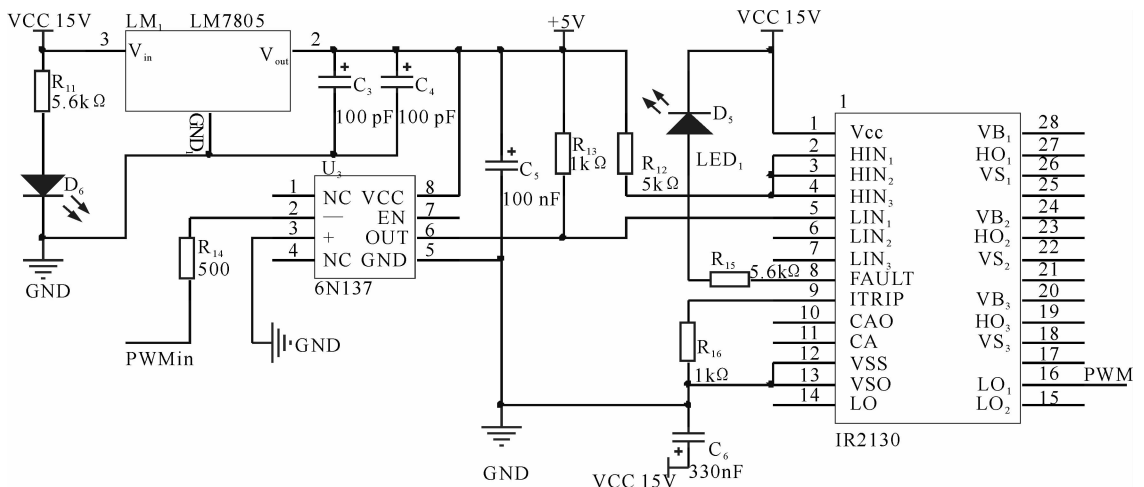


图 3 驱动电路原理图

笔者采用 MSP430 内置的 ADC12 模块,实现 4 路信号的模数转换.其 A/D 采样子程序流程见图 5.

5 测试结果与分析

为了验证本设计的运行效果,采用泰克 DPO2014 数字示波器和福禄克 F18B 数字万用表,通过软件硬件的联调,对所设计电路的负载调整率和电压调整率进行测试,进而得出功率因数的测试结果(见表 1,表 2).由表 1,表 2 可知,设计的电路工作稳定,具有输入输出短路保护功能,满足性能指标的要求.

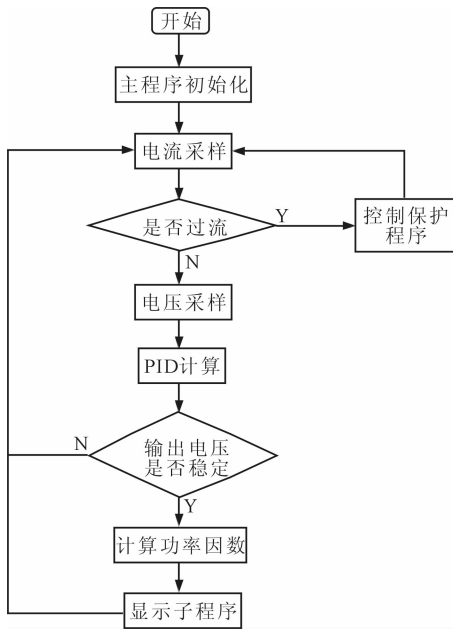


图 4 主程序软件流程图

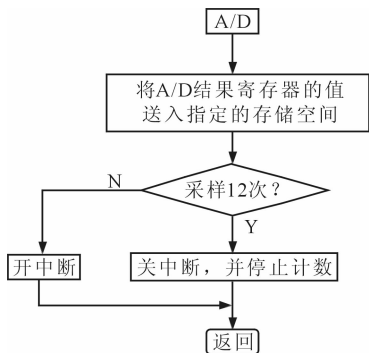


图 5 A/D 子程序流程图

表 1 调整率测试结果

输入电压/V	输出电流/A	输出电压/V	调整率/%
24.0	0.2	35.9	负载调整率为 0.334%
24.0	2.0	36.02	
20.0	2.0	36.0	电压调整率为 0.55%
30.0	2.0	36.2	

表 2 功率因数测试结果

输入电压/V	输出电压/V	输出电流/A	功率因数
24.0	36.0	2.0	0.96

6 结语

本文设计了一种以 Boost 电路为主电路,以 MSP430 单片机为微处理器的有源功率校正的单相交直流变换电路.实验表明,由于使用 MSP430 单片机为控制器件,使得硬件电路简单、器件少、体积小,降低了成本.测试结果显示,该系统电路设计能够输出 36 V 的稳定电压,负载调整率最低可达到 0.334%,具有输入短路保护和输出短路保护功能,功率因数调整可达到 0.96 以上.当输出电流大于额定值时,会自动启动保护动作,立即关闭电源,从而满足了性能指标的要求,且具有较高的控制精度.此外,由于网侧输入电压的功率因数较高,故可减少谐波对电网的影响,提高工作效率.

参考文献:

- [1] 张厚升,张晓斌,吴小华.单相 Boost 功率因数校正器的优化设计[J].电力电子技术,2005,39(3):36.
- [2] 马庆安,李群湛,邱大强.基于直接功率控制的单相 AC/DC 变流器控制器设计[J].电工技术学报,2012,27(7):251.
- [3] Giri F,Abouloifa A,Lachkar I,et al. Formal framework for nonlinear control of PWM AC/DC boost rectifiers controller design and average performance analysis[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2010, 18(2):323.
- [4] 张厚升.基于 UC3854 的高功率因数校正器设计[J].电力自动化设备,2007,27(1):80.
- [5] 王久和,李华德,王立明.电压型 PWM 整流器直接功率控制系统[J].中国电机工程学报,2006,26(18):54.
- [6] 曹晓冬,谭国俊,王从刚.一种低开关频率 PWM 整流器的满意预测控制策略[J].中国电机工程学报,2013,33(27):69.
- [7] Rodriguez J,Pontt J,Cesar A. Predictive current control of a voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54(1):495.
- [8] 韩愚拙,林明耀,郝立.电压型 PWM 整流器三状态直接功率控制策略[J].电工技术学报,2013,28(5):208.