

文章编号:1671-6833(2006)02-0098-04

基于数字控制的功率因数校正器的设计

陈特放, 石英春, 余明扬, 颜 剑

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410075)

摘 要: 数字控制逐渐和电力电子应用紧密结合, 功率因数校正是电子技术的一个重要应用. 在高压大功率的应用场合, 为了减少电磁干扰和提高系统的效率, 研究了数字控制的有源功率因数校正 (Active Power Factor Correction, APFC) 的基本原理及实现方法, 详细分析了在连续调制模式下的升压型有源功率因数校正技术整体控制方案. 为了验证该方案的正确性, 本文搭建了一台试验样机, 实验证明了该功率因数校正电路可以稳定地将功率因数提高到 0.99 以上, 并将总谐波畸变率降至 5% 以下, 在结果中给出了实验的输入端波形.

关键词: 数字控制; 功率因数校正; 设计研究

中图分类号: TN 712; TN 86 **文献标识码:** A

0 引言

随着电子产品的广泛应用, 电网的谐波污染越来越严重, 功率因数校正技术是近年来电力电子领域研究的热点之一. 但是模拟控制技术方法简单, 控制电路的元器件多, 电路的适应性差, 容易受到噪声的干扰, 而且模拟器件工作点漂移, 会导致系统的参数漂移, 从而使调试麻烦. 随着集成电路的发展, 数字控制器可以达到实时控制的目的, 数字控制电路具有高性价比, 高兼容性的特点, 功能扩展比较方便^[1]. 笔者设计的数字式功率因数校正器, 能够使峰值电流跟踪正弦基准, 使功率因数校正电路在大电流下工作在电流连续模式.

1 功率因数校正器的基本原理

当交流电压经桥式整流后, 得到全波整流电压 (亦称线路电压), 再经 DC/DC 变换, 应用电流反馈技术, 使输入端电流 I_i 波形跟踪交流输入正弦电压波形, 可以使 I_i 接近正弦. 从而使输入端总谐波畸变率小于 5%, 而功率因数可提高到 0.99 以上. 通过控制器使线路电流的平均值 (I_{avg}) 能自动跟随全波整流电压基准 (V_{dc}) 的变化, 并获得稳定的直流高压输出, 给负载提供直流电压源^[2-6]. 如图 1 所示为单相功率因数校正器 (PFC) 常用电路结构, 二极管全桥整流器接 Boost 变换器, 通过控制主开

关 T_r , 使交流输入电流跟踪交流输入电压, 并尽量减少电流谐波畸变, 使电网输入功率因数接近为 1, 同时输出稳定的直流电压供给后级电路.

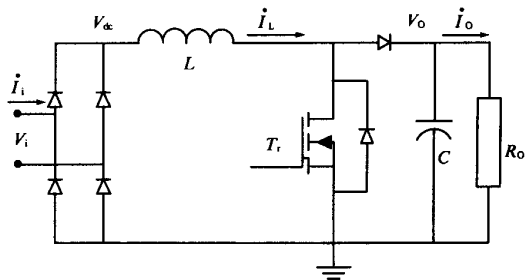


图 1 升压型有源功率校正器的原理图

Fig.1 Boost PFC with controller

2 控制回路的硬件设计

要完成数字控制, 必须具备 ADC, 采样保持电路, DAC, 数字控制的功率因数校正器结构如图 2 所示. 在 PFC 电路中, 要对 3 个信号进行采样: 输入电流、输入电压、输出电压. 由于它们所起的作用不同, 它们在电路中的带宽是不同的. 电压闭环的带宽一般取为线频的 20% ~ 50%. 电感电流的主频实际上两倍于输入电压的线频, 因而只有在一个快速的电流环控制下, 电感电流才能理想的跟踪输入电压变化趋势, 一般取电流闭环的带宽为线频的 30 ~ 50 倍. 同时, 在数字控制系统中, 采样和保持会带

收稿日期: 2005-12-14; 修订日期: 2006-03-08

基金项目: 湖南省机械健康维护重点实验室开放基金项目 (KFJJ0301).

作者简介: 陈特放 (1957-), 男, 湖南涟源人, 中南大学教授, 博士生导师, 主要从事开关电源和电力机车的轨道牵引万方数据 技术方面的研究.

来一些延迟,延迟又会导致相位滞后从而降低相角裕量^[7].本设计采用ADMC401作为控制核心来实现对单相PFC电路的控制^[8].

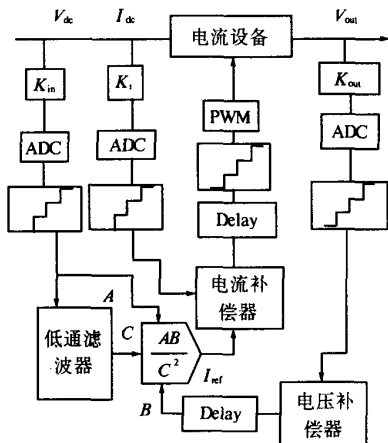


图2 单开关的数字控制器结构图

Fig.2 Digital control structure of single-switch PFC

2.1 电流环控制器设计

为使系统稳定地运行,必须对电流环路进行补偿,如图3所示.电流调节器的零点必须处于或小于最大截止频率 f_{cm} ,此时系统刚好有 45° 的相角裕度.为了减少系统在开关处的噪声,应在电流调节器中引入一个极点,极点的频率为 $1/2$ 开关频率,当极点频率大于 $1/2$ 开关频率时,极点就不会对电流环路的频率响应产生影响.电流补偿器的作用是将基准信号与开关电流 i_s 监测值比较后进入电流补偿器加到PWM驱动器,控制开关T_r的通断,从而使输入电流的波形与整流电压基本一致,使电流谐波大为减少,提高了输入端功率因数.

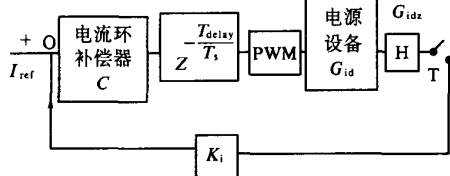


图3 电流环数字补偿器

Fig.3 Current loop with digital compensator

为了补偿采样保持环节引起的信号延迟,这里采用一阶零点方式,使这个零点跟踪原点.电流补偿器状态方程:

$$C(z) = \frac{K_p(z - \zeta)}{z - 1} \quad (1)$$

电流环增益:

$$T_c(z) = G_{idz} \cdot C(z) K_i \cdot z^{\frac{T_{delay}}{T_s}}$$

$$\text{万方数据} \quad \frac{V_{out} T_s}{L(z-1)} \cdot \frac{K_p(z - \zeta)}{z - 1} \cdot K_i \cdot z^{\frac{T_{delay}}{T_s}} \quad (2)$$

2.2 前馈环低通滤波器设计

电流反馈控制的基准电流为

$$I_{ref} = \frac{K_{in} V_{dc} V_c}{(K_{ff} V_{dc})^2} \quad (3)$$

式中: K_{in} 为输入电压增益; V_{dc} 为整流后的输入电压; V_c 为电压补偿器输出值; K_{ff} 为前馈环的电压增益.另外, $A = K_{in} \cdot V_{dc}$, $B = V_c$, $C = K_{ff} \cdot V_{dc}$.

假设电流传感器的电流完全跟踪基准电流,输入电流与输入电压成一定的比例,电压环将随着输入电压的变化而变化,如图4所示.

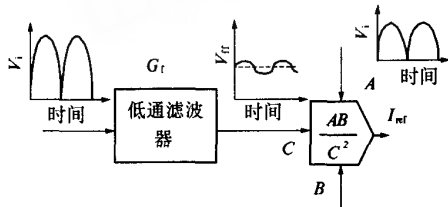


图4 前馈环低通滤波器

Fig.4 The low pass filter of feed forward loop

2.3 电压环控制器设计

主电路的输出电压 V_o 和基准电压 V_{ref} 比较后,输出给电压误差放大器 V_c .后,再经过延迟环节,输出的信号送到乘法器,乘法器的输出端则作为电流反馈控制的基准信号,如图5所示.为了使电路稳定地工作,必须对电压控制环进行补偿,但因为电压控制环路的带宽比开关频率要小,所以对电压控制环路的要求,保证其输入失真最小.应该满足:①环路的带宽必须足够低,以衰减输出电容上电网频率的二次谐波,保证输入电流的调制量较小;②电压误差放大器必须有足够的相移,使得调制出的信号能够与输入电压保持同相,从而获得较高的功率因数.在实际的设计中,为使输出电压的稳定性好,在选取截止频率时应选的略高些,电压环有略大于 45° 的相角裕量.本设计的截止频率根据计算可得为6 Hz,相角裕度为 45° .

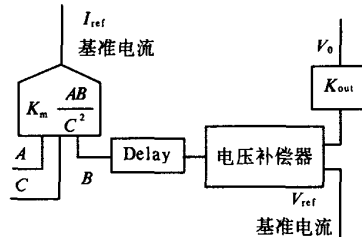


图5 电压环补偿器

Fig.5 Outer voltage loop compensator

电压环补偿器的离散传递函数:

$$G_{EAZ}(z) = \frac{K_p}{z - p} \quad (4)$$

电压开环增益:

$$T_v = G_{vz} \cdot K_{out} \cdot G_{EAZ} \cdot z^{-\frac{T_{delay}}{T_s}} \\ = \frac{g_c T_s}{C(z-1)} \cdot K_{out} \cdot \frac{K_p}{z-p} \quad (5)$$

3 软件设计

此前都是对数字控制器的硬件设计,要完成有效的控制还需软件设计.数字控制硬件部分包括了一个低通滤波器和两个补偿器.所以,要建立 3 个子程序去实现.对于电流环补偿器,由于开关频率比较高,受到 A/D 转换速度的限制,如果使用比较低的采样频率,将产生频谱重叠.所以选择采样频率与开关频率同步,这样开关纹波就成为隐形振荡,不会在还原信号中出现.因此使采样频率等同于开关频率,每一个开关周期执行一次.对于反馈环低通滤波器和电压环补偿器的频率是 6Hz,它们是每 15 个开关周期执行一次.软件定时器初始值由程序确定(要求中断程序中的频率与开关频率相同).而输入电压和参考电流的相位都通过查表确定,因此输入电压的畸变将不会影响到输入电流的畸变.图 6 给出了中断服务子程序的流程图.

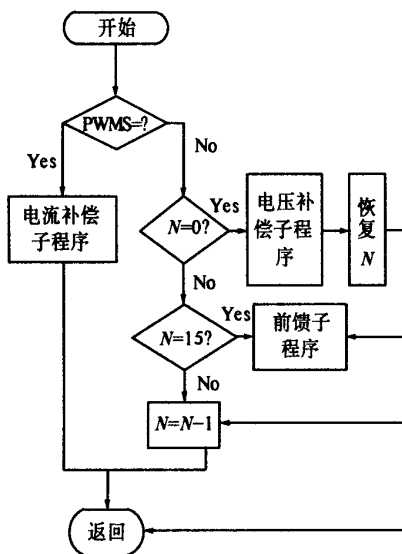


图 6 中断服务子程序流程图

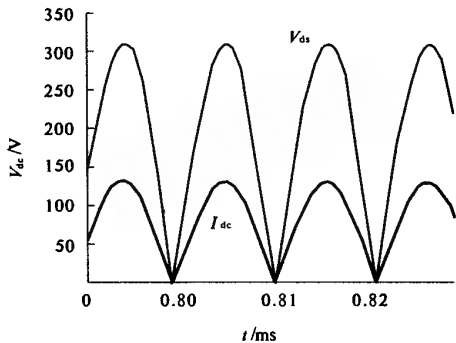
Fig.6 Flowchart for interrupt service routine program

4 仿真和实验结果

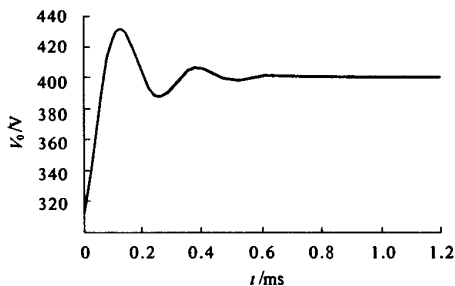
4.1 仿真研究

首先对该功率因数校正器进行仿真研究,仿真软件为 Simulink/MATLAB.主要器件设计参数如下:控制开关 T_r 为 IRF840, 升压电感 L 为 $380 \mu\text{H}$, 输出电容 C 为 $330 \mu\text{F}$, 电压环设计带宽为 6 Hz, 相数裕度为 45° , 电流环设计带宽为 8 Hz, 相

角裕度为 45° . 仿真波形如图 7 所示.从仿真波形可见,输入电流跟踪输入电压,输出电压为稳定的直流,此时校正器叠加了二次谐波电压,这是一种不可避免的现象.仿真结果说明此种方法控制的功率因数校正器能较好地达到设计要求.



(a) 整流后输入电压电流波形图



(b) 输出直流电压波形图

图 7 仿真波形

Fig.7 Emulational waveform

4.2 实验研究

对本文的控制思想进行了实验研究,研制一台基于数字控制的有源功率因数校正器,输入电压 AC:150 ~ 265 V, 输出电压 DC:400 V, 输出功率:1 kW, 开关频率:100 kHz. 实验参数与仿真电路一致,负载为纯电阻.图 8 为电网输入电压电流波形,可以看到输入电流和输入电压的波形基本一致.

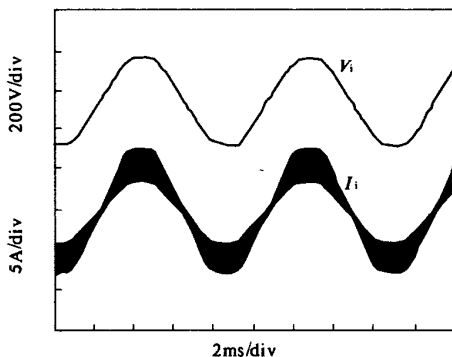


图 8 输入电压电流端波形

Fig.8 Input current and voltage waveform

实验表明应用该方案能够较好的达到所设计的要求:输入交流电流为对称连续的正弦波,此外输入电流与输入电压同相位,输入功率因数是0.994,系统输入电感电流的总谐波畸变率(THD)为4.3%.

5 结论

本文着重介绍了平均电流型 Boost PFC 电路,采用连续调制模式(CCM)建立了平均电流控制电压环、电流环和前馈环的数学模型,分析了三个控制环设计时应考虑的问题,提出了相应的设计思路.最后,对 PFC 电路进行了仿真和试验验证.仿真和试验结果表明前述理论分析是正确的.实验证明此方案有效的抑制了谐波对电网的污染,说明了数字控制在高频开关电源控制中有着广阔的前景.

参考文献:

[1] 邬伟杨,孙建峰,刘彦民.提高 PFC 动态性能的策略

[J]. 电力电子技术,2000(5):59~61.

[2] 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,1999.

[3] 梁 博.连续调制模式功率因数校正器的设计[J].电源技术应用,2005(4):1~5.

[4] 师 黎,丁 海.PID 控制的参数模糊自整定方法[J].郑州工业大学学报,2001,22(3):25~27.

[5] SINGH B, SINGH B N, CHANDRA A, et al. A review of single-phase improved power quality AC-DC converters [J]. IEEE Transaction on Industry Electronics, 2003, 50(5):962~980.

[6] 马 皓,郎芸萍.一种关于单相 Boost 功率因数校正器数字控制的改进算法[J].电工技术学报,2006(2):83~87.

[7] EE K C, CHOI H S, CHO B H. Power factor correction converter using delay control [J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2000, 15(4):626~633.

[8] 张春朋,林 飞,宋文超.电机控制嵌入式 DSP 芯片 ADMC401 及其应用[J].电子技术应用 2003(2):31~34.

Design of Power Factor Corrector Based on Digital Control

CHEN Te-fang, SHI Ying-chun, YU Ming-yang, YAN Jian

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410075, China)

Abstract: The link between power electronics and digital control gets closer, and PFC rectifier is an important application of power electronics. For high power and high voltage application, in order to reduce EMI (Electro Magnetic Interference) and improve converter efficiency, the principle and performance of digital control APFC (active power factor correction) is studied in the paper, and analysed the active power factor correct control methods at continuous modulate mode. The experiment result of APFC shows that power factor will rise to 0.99 steadily with this method and the THD (total harmonic distortion) will decrease to 5%. The waveform is given at the end of this paper.

Key words: digital control; power factor correction; design study