

基于 CCM 的 Boost PFC 变换器的研究

孙 强, 赵子龙, 陈桂涛, 黄西平

(西安理工大学, 自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048)

摘要:三相单开关 Boost 功率因数校正(PFC)变换器具有简化硬件电路、控制灵活、成本较低等优点。针对该变换器在电流断续模式(DCM)下存在电感和控制电路设计复杂,只能应用于中小功率场合等缺点,分析其工作在电流连续模式(CCM)下的工作原理和优点,并以 DSP 为核心设计了控制电路。搭建了一台 16 kW 样机,实验结果表明该变换器具有抗电磁干扰能力强、开关管应力小、功率因数高等优点,非常适用于大功率场合。

关键词:功率因数校正;单开关;电流连续模式

中图分类号:TM714.3

文献标识码:A

文章编号:1000-100X(2014)01-0055-03

Research on Boost PFC Converter Based on CCM

SUN Qiang, ZHAO Zi-long, CHEN Gui-tao, HUANG Xi-ping

(Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract:Three-phase single-switch power factor correction(PFC) converter has many advantages such as simplified hardware circuits, flexible control and low cost. When operating in the discontinuous current mode(DCM), how to design the inductor and control circuit is not easy, and this mode can only be applied into small and medium-power applications. Three-phase single-switch PFC converter operates in continuous current mode(CCM) which uses average current control mode. CCM for three-phase single-switch PFC circuit is analyzed theoretically and control circuit is designed based on DSP. A 16 kW prototype is built. The experimental results verify that the converter has high power factor and strong anti-electromagnetic interference capability, and has less switching tube stress. This converter is very suitable for high-power applications.

Keywords:power factor correction; single-switch; continuous current mode

Foundation Project:Supported by Education Department of Shaanxi Province Industrialization Cultivation Project(No. 2011JG08); Shaanxi Provincial Science and Technology Department of Science and Technology Research Project(No. 2011K09-05)

1 引言

PFC技术可解决传统整流设备输入电流谐波含量高、功率因数较低等问题。目前,相对于三相三开关、三相六开关 PFC 变换器成本高、控制复杂等缺点,三相单开关 PFC 变换器可简化硬件电路,且控制灵活、成本较低^[1-3]。

目前文献集中研究三相单开关 Boost PFC 变换器工作在 DCM 时的情况。该模式特点在于开关管零电流开通、升压二极管无反向恢复,控制简单,成本低,但仅适用于中小功率场合^[4]。

这里研究了三相单开关 Boost PFC 变换器在 CCM 下的工作原理,分析了平均电流控制方式下

带前馈的电压电流双闭环控制。通过分析表明,相对于 DCM,工作在 CCM 下,变换器输入电流总谐波畸变率(THD)和峰值较小,抗干扰能力强,减小了开关管的应力,相应地降低了导通与关断损耗,所设计电路具有结构简单、成本低、实现容易的优点,非常适用于大功率场合。

2 CCM 下 Boost PFC 变换器工作原理

图 1 为三相单开关 PFC 系统框图。前级为整流电路、三相有源 PFC 及其控制电路,后级为逆变器及其控制电路,逆变经功率变压器降压后,通过整流滤波产生平稳的电压电流。

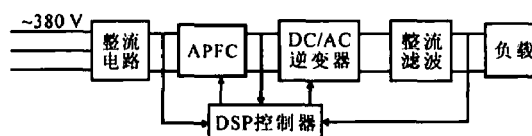


图 1 三相单开关 PFC 系统框图

Fig. 1 Block diagram of three-phase single-switch PFC system

基金项目:陕西省教育厅产业化培育项目(2011JG08);陕西省科技厅科技攻关项目(2011K09-05)

定稿日期:2013-09-23

作者简介:孙 强(1955-),男,安徽凤阳人,教授,研究方向为工业特种电源及其数字化控制。

图 2 为三相单开关 APFC 电路的原理图。该 APFC 电路所校正的对象为整流桥之后的输入电压 u_{in} 、输入电流 i_{in} ，即校正目的是令 i_{in} 跟随 u_{in} 波形，从而使图 2 虚线框中的阻抗呈阻性。

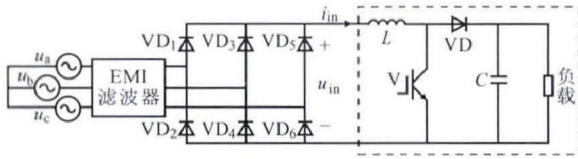


图 2 三相单开关 APFC 电路原理图

Fig. 2 Principle diagram of three-phase single-switch APFC

假设经校正之后，整流后 i_{in} 可完全跟随 u_{in} ，则有 $u_{in}=i_{in}R_{in}$ 。设三相输入电压为：

$$\begin{cases} u_a = \sqrt{2} U \sin(\omega t), & u_b = \sqrt{2} U \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c = \sqrt{2} U \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

可求得 u_{in} , i_{in} 表达式为：

$$\begin{cases} u_{in} = \sqrt{6} U \cos[\omega t - (k+1)\pi/3] \\ i_{in} = \sqrt{6} (U/R_{in}) \cos[\omega t - (k+1)\pi/3] \end{cases} \quad (2)$$

式中： $\omega t \in ((2k+1)\pi/6, (2k+3)\pi/6)$, $k \in [6k_1, 6k_1+5]$ 。

a 相在 $\omega t \in [(1/6+2k_1)\pi, (5/6+2k_1)\pi]$ 时正向导通，在 $\omega t \in [(7/6+2k_1)\pi, (11/6+2k_1)\pi]$ 时负向导通，其余时间截止，则有：

$$\begin{cases} i_a = x, & \omega t \in h \cup i \\ i_a = y, & \omega t \in j \cup k \\ i_a = 0, & \omega t \in l \cup m \cup n \end{cases} \quad (3)$$

式中： $x = \sqrt{6} (U/R_{in}) \cos[\omega t - (k_1+1)\pi/3]$ ； $y = \sqrt{6} (U/R_{in}) \cdot \cos[\omega t - (k_1+2)\pi/3]$ ； $h = ((2k_1+1)\pi/6, (2k_1+3)\pi/6)$ ； $i = ((2k_1+7)\pi/6, (2k_1+9)\pi/6)$ ； $j = ((2k_1+3)\pi/6, (2k_1+5)\pi/6)$ ； $k = ((2k_1+9)\pi/6, (2k_1+11)\pi/6)$ ； $l = [2k_1\pi, (2k_1+1)\pi/6]$ ； $m = [(2k_1+5)\pi/6, (2k_1+7)\pi/6]$ ； $n = [(2k_1+11)\pi/6, (2k_1+2)\pi]$ 。

当 a 相正向导通时， $i_a=i_{in}$ ，当 a 相负向导通时， $i_a=-i_{in}$ ，当 a 相截止时， $i_a=0$ 。考虑到 a 相输入电流的周期性，选择在一个周期 $t \in [0, 2\pi/\omega]$ 内计算 a 相的理想功率因数：

$$\lambda_a = \frac{1}{T} \int_{\tau}^{\tau+T} u_a i_a dt / \left(\sqrt{\frac{1}{T} \int_{\tau}^{\tau+T} u_a^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\tau}^{\tau+T} i_a^2 dt} \right) = \frac{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} \sqrt{2} U \sin(\omega t) i_a dt}{\sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} 2U^2 \sin^2(\omega t) dt} \sqrt{\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi/\omega} i_a^2 dt}} \quad (4)$$

此时 $k_1=0$ 。将式(3)代入式(4)，可得理想情况下三相单开关主电路能达到的最高功率因数为：

$$\lambda_a = \frac{(U^2/R_{in})[3\sqrt{3}/(2\pi)+1]}{(U^2/R_{in})\sqrt{2+3\sqrt{3}/\pi}} = 0.956 \quad (5)$$

由三相对称性可以依次求出 b, c 相及总三相功率因数 $\lambda_b, \lambda_c, \lambda_{sum}$ 为：

$$\lambda_b = \lambda_c = \lambda_{sum} = 0.956 \quad (6)$$

3 前馈双闭环控制电路的设计

图 3 为工作在 CCM 下的三相单开关 APFC 电路结构图。硬件结构由主电路和控制电路两部分组成，前者包括三相整流、Boost 电路和后级逆变电路，后者包括 TMS320F2812 型 DSP 控制器、采样调理电路、隔离驱动、保护电路等。

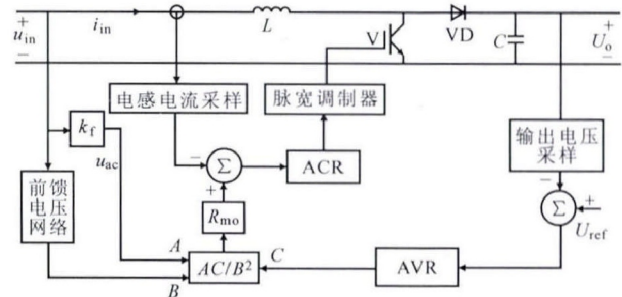


图 3 CCM 下三相单开关 APFC 电路结构

Fig. 3 Three-phase single-switch APFC circuit structure in CCM

Boost 输出电压 U_o 经采样网络后，与给定电压 U_{ref} 相比较后经自动电压调节器(AVR)输入到乘法器中，然后与电压前馈信号及整流桥输出电压采样信号在乘法器中作运算之后，由乘法器输出作为电流内环的给定，然后将电感电流经电流采样网络与电流内环给定相比较，其误差经过自动电流调节器(ACR)后得到 PWM 波，通过调节占空比大小，使 i_{in} 跟随 u_{in} 波形，从而达到 PFC 的目的。其中，电流内环强调跟随性，使 i_{in} 跟随 u_{in} ，电压外环强调抗稳定性与扰动性。加入前馈信号是为了保证在输入电压变化时系统能提供恒定功率。

4 实验结果

为验证所提控制方法的有效性，搭建了一台 16 kW 三相 APFC 原理样机。系统参数：输入交流电压 $(380 \pm 10\%)$ V, 50 Hz；三相整流桥 SKD160-18；功率开关管和二极管为 FD300R12KE3 模块；升压电感 0.36 mH；输出电容 2 200 μ F；固定开关频率 20 kHz；输出功率 16 kW。图 4 示出满载时 PFC 的波形，由图可见，经过 APFC 之后，Boost 输出电压稳定在 750 V，电感电流 i_{in} 能很好地跟踪整流桥输出电压 u_{in} ，减小了输入侧电流 i_{in} 谐波，从而提高输入侧功率因数。

使用 HIOKI 3196 型电能质量分析仪对等离子切割电源样机进行测试，测试波形如图 5 所示。

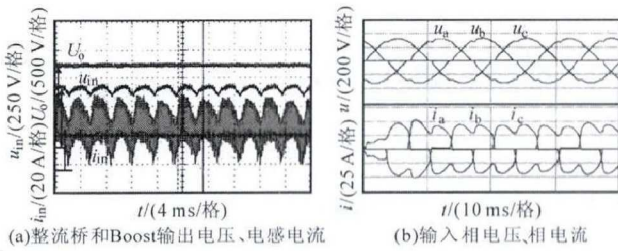


图 4 满载时实验波形

Fig. 4 Experimental waveforms when full load

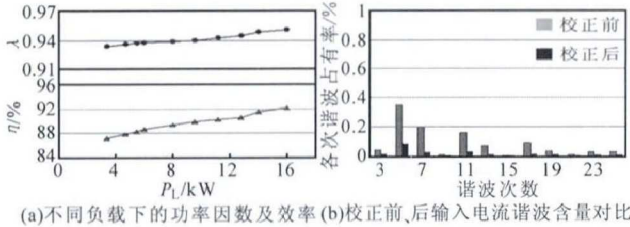


图 5 测试波形

Fig. 5 Test waveforms

由图 5a 可见,随着负载功率 P_L 增加,由于输入电流 THD 显著下降,因此功率因数 λ 会随负载的加大而升高,平均 λ 为 0.942,平均效率为 90.5%。图 5b 示出校正前后输入电流谐波含量对比,经过 PFC,输入侧电流谐波畸变率由 56.4% 降为 9.2%。

(上接第 40 页) i_{cp}^* 作为指令电流,则可观察级联 STATCOM 装置由不补偿到完全补偿的动态过程。可见,响应时间约为一个工频周期,具有较快的响应速度。实验过程中,逆变单元功率损耗不同且触发信号的的不平衡会引起直流电容电压的明显偏差,如图 5b 所示,平衡控制未投入时,a 相两单元直流电压相差约 15 V,当平衡控制使能后电容电压在 300 ms 内达到相等。实验结果验证了直流电容电压平衡控制的有效性。

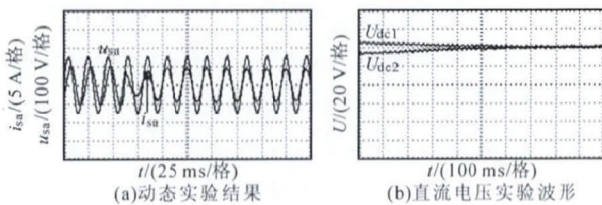


图 5 实验波形

Fig. 5 Experimental waveforms

6 结论

分析了 H 桥级联 STATCOM 直流电容电压容易出现不平衡的内在原因,结合现有的 H 桥级联 STATCOM 直流侧电压平衡控制方法,将其综合分析为调节各逆变单元输出电压的相位和幅值两种

5 结论

提出一种三相单开关 APFC 电路,该电路通过平均电流模式控制工作在 CCM 下;搭建实验平台进行验证,结果表明所设计的三相单开关 APFC 电路可实现电感电流跟随输入电压波形,从而提高输入端功率因数,Boost 输出电压为 750 V,为后级变换提供了稳定电压,且输入电流总谐波失真小、电磁干扰小,非常适用于大功率场合,同时还降低了成本,具有一定的优越性。

参考文献

- [1] 贾贵玺,武香群.三相大功率焊接逆变电源 APFC[J].电工技术学报,2006,21(12):104-107.
- [2] 杨喜军,雷准刚,张永鑫,等.三相三开关部分有源功率因数校正电路的研究[J].电力电子技术,2010,44(5):34-36.
- [3] 谈龙成,李耀华,王平,等.三相电流型脉宽调制整流器的功率因数控制新方法[J].中国电机工程学报,2009,29(15):43-49.
- [4] Chung-Ping Ku, Dan Chen, Sheng-Hsien Lin. A New Control Scheme for Boost PFC Converters for Both CCM and DCM Operations[A]. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)[C]. 2011: 1334-1338.

手段,从调节逆变单元吸收功率速度作为判断依据分析了不同方法实现直流电压平衡控制的效果,指出调节相位可实现直流侧平衡的快速控制。搭建了实验样机,在实验样机上实现了直流电容电压的完全平衡,此方面控制有利于提高 H 桥级联 STATCOM 的输出性能,为 H 桥级联 STATCOM 的更深入应用提供了理论基础。

参考文献

- [1] 吴洪祥,何湘宁.级联型多电平变换器 PWM 控制方法的仿真研究[J].中国电机工程学报,2001,21(8):42-46.
- [2] Chong Han, Huang A Q, Yu Liu, et al. A Generalized Control Strategy of Per-phase DC Voltage Balancing for Cascaded Multilevel Converter-based STATCOM [A]. IEEE Power Electronics Specialists Conference [C]. 2007: 1746-1752.
- [3] Tolbert L M, Peng F Z, Cunyningham T, et al. Charge Balance Control Schemes for Cascade Multilevel Converter in Hybrid Electric Vehicles[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2002, 49(5): 1058-1064.
- [4] 杨兴武,赵剑飞,杨兴华,等.基于变换器输出电压快速计算的直接功率控制方法[J].中国电机工程学报,2010,30(35):59-64.