

基于 STM32 的三相高功率因数整流器

宋建成¹ 刘国瑞¹ 付峻青² 宋玉峰² 樊志坚³ 黄保柱³

(1. 太原理工大学电气与动力工程学院 太原 030024

2. 晋煤集团 晋城 048000 3. 上海自间电控设备有限公司 上海 201317)

摘要 针对二极管不控整流和相控整流电流波形畸变严重、谐波分量大、功率因数低等问题,建立了三相 PWM 整流器的低频等效数学模型,设计了电压、电流双闭环 PI 控制器,制定了合理的 PWM 控制策略,并通过实验对整流器模型、控制器和控制策略进行了验证。实验结果表明,本文设计的整流器交流侧电压和电流波形基本同相,即网侧功率因数高。说明 PI 控制器的稳定性较高,控制策略设计合理。

关键词: PWM 整流器 高功率因数 PI 控制器 调制策略

中图分类号: TM461

Three-Phase High Power Factor Rectifier Based on STM32

Song Jiancheng¹ Liu Guorui¹ Fu Junqing² Song Yufeng² Fan Zhijian³ Huang Baozhu³

(1. Taiyuan University of Technology Taiyuan 030024 China

2. Jincheng Anthracite Coal Mining Group Co., Ltd Jincheng 048000 China

3. Shanghai Zijian Electric Control Equipment Co., Ltd Shanghai 201317 China)

Abstract In order to solve the problems in uncontrolled diode rectifier and phase-controlled rectifier such as current serious distortion, multi-harmonic and low power factor, a low-frequency equivalent mathematical model of three phase PWM(pulse width modulation)rectifier is established and the voltage-current dual loop PI(proportion integral)controller and, a reasonable PWM modulation strategy is designed based on the model in this paper. In addition, the model, controller and modulation strategy are verified through actual experiments and it is shown by the experiment results that AC-side voltage and current waveforms are almost in the same phase, that is higher AC-side power factor. In other words, PI regulator and control strategy are practicable and reasonable.

Keywords: PWM rectifier, high power factor, PI controller, modulation strategy

1 引言

计算机控制技术在电力设备控制和保护中的应用越来越广泛,用电设备对供电质量的要求也越来越高,高性能 UPS 的使用越来越受到用户的青睐。而传统的二极管整流和晶闸管相控整流装置输入功率因数低、谐波分量高,给电网带来了极大的污染,严重影响周围负荷的正常运行。鉴于此,文献[1-2]

较为系统地建立了 PWM (pulse width modulation) 整流器的时域模型,并将时域模型分解成高频、低频等效模型,且给出了相应的时域解,但两文献均没有将这些模型用于实际控制。数字化控制的 PWM 整流器,不仅可以实现输出直流电压平稳可调,而且可以实现交流输入侧功率因数为任意值。

本文采用 PWM 整流器的低频等效数学模型^[4],设计了电压电流双闭环 PI 调节器,制定了控制策略,并实验验证了模型和控制系统设计的正确性。

2 三相 VSR 的低频等效模型及控制原理

三相 VSR (voltage source rectifier) 的电路拓

国家“十一五”科技支撑计划重点项目(2007BAK29B05; 2007BAB13B01)和山西省高等学校中青年拔尖创新人才计划项目。
收稿日期 2010-01-11 改稿日期 2011-05-06

拓扑结构如图 1a 所示, 其交流侧等效电路如图 1b 所示。其中 E_a 、 E_b 、 E_c 为整流桥三相输入电源电压, L 为储能滤波电感, R 为线路等效电阻。

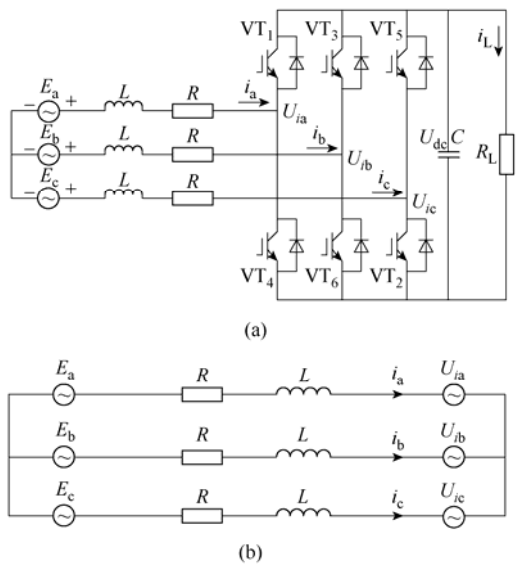


图 1 三相半桥整流器拓扑及交流侧等效电路图

Fig.1 Topology of three-phase half-bridge rectifier and equivalent circuit of rectifier AC side

若忽略 PWM 脉宽等效误差, 则整流器输入电压 u_{ik} 和控制电压 u_{ck} 的关系为

$$u_{ik} = u_{ck} \quad k=a,b,c \quad (1)$$

当忽略高次谐波, 假定三相电网输入电压和整流器三相控制电压均为工频正弦波且三相对称时, 根据图 1b 所示的等效电路, 可得三相 PWM 整流器的低频等效方程为

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a - U_{ca} \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b - U_{cb} \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c - U_{cc} \end{cases} \quad (2)$$

由式 (2) 可知, PWM 整流的实质^[7]就是通过调节调制电压 u_{ca} , u_{cb} , u_{cc} 的相位和幅值来改善整流器输入电流的品质和象限, 从而实现整流器的四象限运行^[9-10]。

3 控制器设计

三相 VSR 高功率因数整流器控制系统的设计, 本文采用电流、电压双闭环控制策略^[8], 即电流内环和电压外环。电流内环的作用是按照电压外环输出的电流指令进行电流控制, 实现单位功率因数正弦电流控制; 而电压外环的作用主要是控制直流侧

输出电压。

3.1 电流内环设计

不考虑电网电压扰动时的电流内环等效结构框图如图 2 所示。图 2 中 k_{ip} 为电流内环比例调节增益; k_{pwm} 为 PWM 桥路等效增益; T_s 为电流内环采样周期。

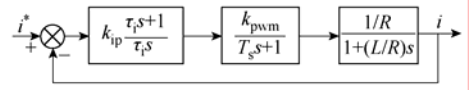


图 2 电流环控制框图

Fig.2 Block diagram of current loop control

当考虑电流内环需要较快的跟随性能时, 可按典型 I 型系统设计电流调节器, 从图 2 可以看出只需以 PI 调节器零点抵消电流控制对象传递函数即可, 即 $\tau_i = L/R$ 。校正后的电流内环开环传递函数为

$$W_{oi}(s) = \frac{K_{ip} K_{pwm}}{R\tau_i(1.5T_s + 1)} \quad (3)$$

由典型 I 型系统参数整定关系, 取系统阻尼比 $\xi = 0.707$ 时, 则

$$\frac{1.5T_s K_{ip} K_{pwm}}{R\tau_i} = \frac{1}{2} \quad (4)$$

求解得

$$K_{ip} = \frac{R\tau_i}{3T_s K_{pwm}} \quad (5)$$

$$K_{il} = \frac{K_{ip}}{\tau_i} = \frac{R}{3T_s K_{pwm}} \quad (6)$$

式 (5)、式 (6) 即为电流内环 PI 调节器控制参数的计算公式。

另外, 电流内环的闭环传递函数为

$$W_{ci}(s) \approx \frac{1}{1 + \frac{R\tau_i}{K_{ip} K_{pwm}} s} \approx \frac{1}{1 + 3T_s s} \quad (7)$$

式 (7) 表明, 电流内环按照典型 I 型系统^[1-3]设计时, 可以近似等效成一个惯性环节, 其惯性时间常数为 $3T_s$ 。

3.2 电压外环设计

电压外环控制的目的是为了稳定三相 VSR 直流侧电压 U_{dc} , 简化控制系统的设计, 当开关频率远高于电网电动势基波频率时, 可忽略 PWM 谐波分量, 即只考虑开关函数的低频基波分量, 令三相电网基波电动势为

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos(\omega t) \\ e_b = E_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ e_c = E_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (8)$$

对于单位功率因数正弦波电流控制，整流桥交流侧三相电流和三相电网电压同频同相，即三相网侧电流为

$$\begin{cases} i_a \approx I_m \cos(\omega t) \\ i_b \approx I_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ i_c \approx I_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (9)$$

忽略高次谐波分量时，开关函数的低频等效模型方程为

$$\begin{cases} s_a \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta) + 0.5 \\ s_b \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta - 120^\circ) + 0.5 \\ s_c \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta + 120^\circ) + 0.5 \end{cases} \quad (10)$$

式中 θ ——开关函数基波初始相位角；
 m ——PWM 调制比。

三相 VSR 直流侧电压 V_{dc} 可由开关函数描述

$$i_{dc} = i_a s_a + i_b s_b + i_c s_c \quad (11)$$

将式 (9)、式 (10) 代入式 (11)，可得

$$i_{dc} = 0.75mI_m \cos\theta \quad (12)$$

电压信号的采样延时相当于在控制系统中增加一个延时环节，如图 3a 所示。

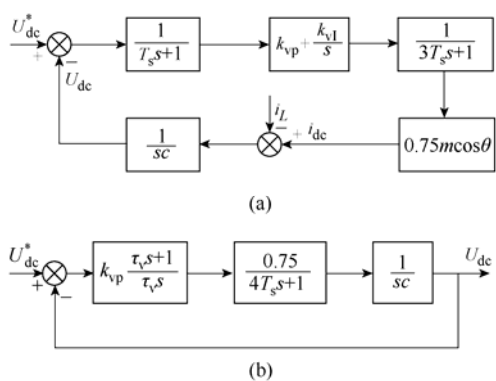


图 3 三相 VSR 电压环控制框图及简化结构图

Fig.3 Block diagram of three-phase VSR voltage loop control and simplified block diagram of three-phase VSR voltage loop control

暂不考虑 i_L 的扰动，且将 $0.75m\cos\theta$ 用该环节的最大比例增益代替，再合并小时间常数 T_s 项，可得三相 VSR 电压外环控制简化系统结构图。

图 3b 中： k_{vp} 为电压环比例调节增益， τ_v 为电压环采样小时间常数， T_s 为电流内环采样周期；由图 3b 可得电压外环开环传递函数

$$W_{ov}(s) = \frac{0.75K_{vp}(\tau_v s + 1)}{c\tau_v s^2(4T_s s + 1)} \quad (13)$$

电压外环的主要控制作用是稳定三相 VSR 直流电压，故其控制系统整定时应重点考虑电压环的抗干扰性能，因此按照典型 II 型系统^[1-3]设计电压调节器，那么

$$\frac{0.75K_{vp}}{c\tau_v} = \frac{h_v + 1}{32h_v^2 T_s^2} \quad (14)$$

式 (14) 中， $h_v = \tau_v / 4T_s$ 为电压环中频宽，一般取 $h_v = 5$ ，即 $\tau_v = 20T_s$ ，代入式 (14) 得到 k_{vp} ，又因为 $k_{vl} = k_{vp} / \tau_v$ ，所以最后得到 PI 调节器的参数为

$$\begin{cases} K_{vp} = \frac{C}{5T_s} \\ K_{vl} = \frac{K_{vp}}{20T_s} \end{cases} \quad (15)$$

综上，根据式 (15) 即可确定 PI 调节器的基本参数，在实验中再进行微调就可以得到一组最优 PI 参数，避免了 PI 参数选择的盲目性。

4 基于 STM32 的 PWM 整流实现

4.1 SPWM 波生成

本设计采用的控制芯片为 STM32F103VB^[11]，它内置了专门用于电动机控制的高级定时器 Timer1，给 PWM 整流提供了极大的方便。如图 4 所示，当定时器工作在连续增减计数模式，计数寄存器中的数值变化轨迹就是等腰三角形，相当于产生了一系列等腰三角波。不对称规则采样法^[5-6]就是用阶梯波去逼近正弦波，每个载波周期采样两次，即在三角波的顶点和底点采样，此方法形成的阶梯波与正弦波逼近程度更高，所以谐波分量的幅值更小。

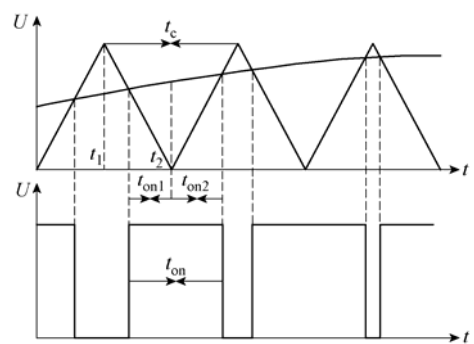


图 4 不对称规则采样生成 SPWM

Fig.4 Generated SPWM with asymmetrical regular sampling

图 4 中， t_c 为三角载波周期， t_1 、 t_2 分别是两次

采样时刻,它们决定了 SPWM 波上的开启时间 t_{on1} , t_{on2} 及脉宽 t_{on}

$$t_{on1} = \frac{t_c}{4} \left(1 + m \sin \frac{k\pi}{N} \right) \quad k=0,2,4,\cdots,2N-2$$

(16)

$$t_{on2} = \frac{t_c}{4} \left(1 + m \sin \frac{k\pi}{N} \right) \quad k=1,3,5,\cdots,2N-1$$

(17)

$$t_{on} = t_{on1} + t_{on2}$$

(18)

式中 m ——调制比(正弦波峰值与三角波峰值之比);
 N ——载波比(三角波频率与正弦波频率之比);
 k ——偶数时代表顶点采样,奇数时代表底点采样。

4.2 中断服务程序流程图

中断服务程序是系统软件设计的主体部分,如图 5 所示。本设计中采用高级定时器上溢中断进入中断服务程序,主要包括:电网同步相位实时计算、电压外环直流电压平均值计算、电流内环定时器比较寄存值计算及相应的容错补偿处理。

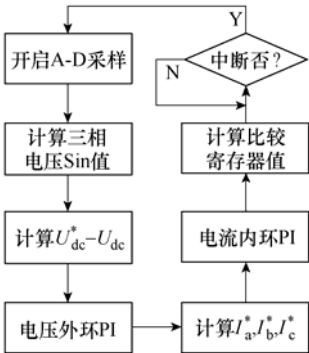


图 5 定时器 1 中断流程图

Fig.5 Flowchart of Timer1 interrupt

5 实验验证

5.1 系统硬件结构

图 6 为实验硬件系统实物图。主要功能模块包括:整流桥网侧电压、电流检测电路;电网电压相位检测电路;直流侧电压检测电路;IGBT 驱动模块电路;三相半桥 IGBT 功率模块。实物图中主要构成部件包括:6kVA 隔离变压器;三相输入工频铁心电抗器;IGBT 及驱动板块(贴近散热器);控制主板(CPU 部分);直流平波电抗器;显示通信用 320×240 触摸屏;20Ω、9kW 电阻负载。

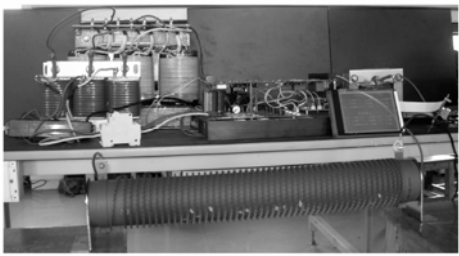


图 6 硬件实物图

Fig.6 Hardware physical picture

5.2 实验结果

本设计按照项目要求,搭建了 9kVA 整流实验平台,输入三相电压有效值 220V,频率 50Hz,滤波储能电感 3mH,直流母线电容 4 000μF,开关频率 6kHz,图 7 为用泰克 TDS2014B 测试的实际运行电压电流波形;图 8 为用电能质量分析仪 FLUKE 434 测试的实际运行实验数据。为系统在额定功率 9kVA 的实际测试结果。

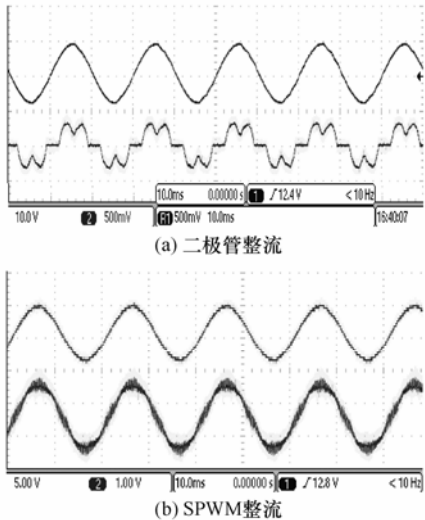
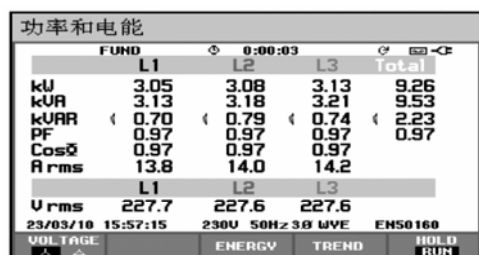


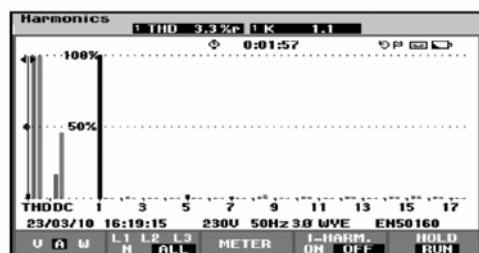
图 7 SPWM 整流电压和电流波形

Fig.7 Voltage and current waveforms in diode and SPWM rectifier

对比图 7a、7b 可以看出二极管整流时交流侧电流波形出现了严重失真,电流波形甚至已不再连续,这是因为三相桥式不控整流是六脉波整流,二极管的切换顺序只是根据三相电网之间线电压的大小关系自然切换,输出直流电压为交流侧线电压的包络线。而 SPWM 整流,通过电压电流双闭环控制,实时检测直流侧电压的波动和交流侧电流的跟踪情况,不断调整输出占空比,即改变三相调制电压的大小和相位,使整流器输出直流电压趋于稳定,且能根据负载的变化快速调整输出值,交流输入电流波形接近正弦,快速跟踪电源电压相位,实现高功率因数整流。



(a) 功率及电能



(b) THD

图 8 SPWM 整流网侧功率及电流总谐波含量测试结果

Fig.8 Measurement results of AC side power energy and current THD in SPWM rectifier

从图 8a 可以看出, SPWM 整流网侧功率因数 (PF) 通过双闭环电流跟踪控制已经达到了 0.97, 远高于普通的三相二极管整流电路的功率因数 (0.7 左右)。图 8b 为交流输入侧电流总谐波畸变率 (THD) 测量结果, 大小为 3.3%, 小于国家规定标准 5%, 远低于二极管整流时的 THD (35%左右)。

6 结论

本文通过对高功率因数整流器控制策略的研究及实际实验验证, 并与二极管不控整流进行了对比, 得出: ①与传统的二极管整流相比, 本文设计的 SPWM 整流器电流跟踪速度快, 输入功率因数高, 谐波含量低。②控制器设计合理, 调制方法得当, 运行可靠稳定, 为高功率因数整流器的实现提供了理论和实践依据。

参考文献

- [1] Wernekinck E, Kawamura A, Hoft R. A high frequency AC-DC converter with unity power factor minimum harmonic[J]. IEEE Transactions Power Electron, 1991, 6: 364-370.
- [2] Melesani L, Tenti P. A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1990, 26(1): 88-92.

- [3] Hong-seok Song, Kwanghee Nam. Dual current control scheme for PWM convertert under unbanlanced input voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Industry Eletronics, 1999, 46(5): 14-17.
- [4] Blask V, Kaura V. A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter [J]. IEEE Trans. Power Electron., 1997, 12: 116-123.
- [5] 彭小兵, 穆新华, 胡兴柳. 基于 DSP 的 SPWM 变频变压电源的研究[J]. 电力电子技术, 2004, 38(2): 12-14. Peng Xiaobing, Hu Xinhua, Hu Xingliu. Study of the SPWM VFVV power supply based on DSP[J]. Power Electronics Synopsis, 2004, 38(2): 12-14.
- [6] 伍小杰, 等. 三相电压型 PWM 整流器控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 7-12. Wu Xiaojie, et al. A controltechnical summary of three-phase voltage-source PWM rectifiers[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(12): 7-12.
- [7] 张纯江, 郭忠南, 王芹, 等. 基于新型相位幅值控制的三相 PWM 整流器双向工作状态分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(11): 167-171. Zhang Chunjiang, Guo Zhongnan, Wang Qin, et al. Analysis of bi-direction operation state of three phase PWM rectifier based on a new phase and amplitude control[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(11): 167-171.
- [8] 黄守道, 张铁军, 陈颖, 等. 一种三相 PWM 整流器控制方法研究[J]. 电气应用, 2005, 24(3): 106-109. Huang Shoudao, Zhang Tiejun, Chen Ying, et al. Investigation of an control strategy for phase PWM voltage rectifier[J]. Electrotechnical Application, 2005, 24(3): 106-109.
- [9] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [10] 陈坚. 电力电子学: 电力电子变换和控制技术[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [11] 李宁. 基于 MDK 的 STM32 处理器开发应用[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2008.

作者简介

宋建成 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统自动化和智能电器技术。

刘国瑞 男, 1984 年生, 硕士, 主要研究电力电子与电力传动。