

# 三相电压型 PWM 整流器控制系统设计方法的研究

丁奇, 严东超, 曹启蒙

(空军工程大学工程学院, 陕西 西安 710038)

**摘要:** 建立了三相电压型 PWM 整流器功率电路在两相旋转坐标系下的数学模型, 采用了基于前馈解耦的控制策略, 给出了三相电压型 PWM 器的双闭环控制结构, 使用三个 PI 调节器实现网侧单位功率因数和直流侧电压的稳定。根据瞬时功率守恒原理推导了功率电路的传递函数, 建立了从电压环输出到直流侧电压的小信号模型和电流环的结构框图, 进而对它们各自的 PI 调节器进行了设计。仿真和实验结果表明, 文中提出的设计方案是可行的。

**关键词:** PWM 整流器; 直接电流控制; 前馈解耦; 双闭环控制; PI 调节器

## Research on design method of control system for three-phase voltage source PWM rectifier

DING Qi, YAN Dong-chao, CAO Qi-meng

(Air Force's Engineering College, Xi'an 710038, China)

**Abstract:** The mathematical model in dq axis of three-phase PWM rectifier's main circuit is set up in this paper. Current control with feed-forward and decoupling strategy is selected. The double loop control system is designed and the stable DC voltage and the high power factor of the PWM rectifier are regulated by three PI controllers. By building the small signal model of transfer function from the voltage loop's output to the DC bus voltage, the control block diagrams of the voltage loop and the current loops are set up, then their PI controllers are designed. At the end of the paper, simulation and experimental results are given to verify the proposed analysis and design.

**Key words:** PWM rectifier; direct current control; feed-forward and decoupling; double loop control; PI controller

中图分类号: TM461 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415 (2009) 23-0084-04

## 0 引言

三相电压型 PWM 整流器由于能够提供稳定的直流电压, 实现网侧单位功率因数以及电能的双向传输, 并且结构简单、损耗低、控制方便, 成为 PWM 整流器研究的重点。三相电压型 PWM 整流器的控制方法有间接电流控制和直流电流控制两种, 直接电流控制由于采用网侧电流闭环控制, 使网侧电流、静态性能得到了提高, 增强了电流控制系统的鲁棒性, 是目前控制系统设计的主流<sup>[1]</sup>。而双闭环控制结构是实现直接电流控制的主要方式。

在三相电压型 PWM 整流器的双闭环控制结构中, PI 调节器是实现输出电压稳定和输入单位功率因数的关键, 而由于控制量较多, 控制结构较复杂, PI 调节器参数的整定比较困难。针对这种情况, 本文根据功率守恒原理推导了功率电路中从控制到输出的传递函数, 建立了电流环和电压环控制框图的数学模型, 并运用自动控制原理对 PI 调节器的参数

进行了整定。

## 1 三相电压型 PWM 整流器的控制策略

### 1.1 三相电压型 PWM 整流器数学模型

三相电压型 PWM 整流器主电路拓扑结构如图 1 所示。图中  $e_a$ 、 $e_b$  和  $e_c$  是电源电压,  $i_a$ 、 $i_b$  和  $i_c$  为输入电流,  $R_s$  是交流侧电阻,  $L_s$  是交流侧滤波电感,  $C$  是直流侧滤波电容,  $R_L$  是直流侧负载,  $i_{dc}$  是直流侧电流,  $V_{dc}$  是直流侧母线电压,  $i_L$  是直流负载电流。

$$\text{其中: } \begin{cases} e_a = E_m \sin \omega t \\ e_b = E_m \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ e_c = E_m \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (1)$$

$E_m$  是相电压幅值,  $\omega$  是电网频率所对应的角

速度。

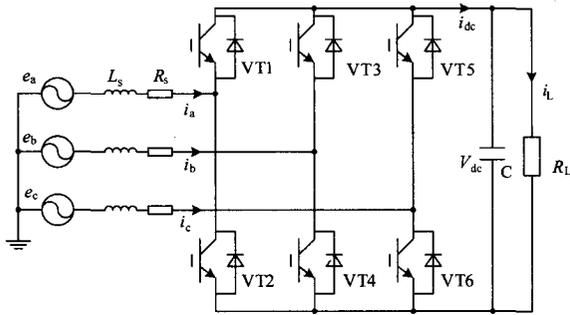


图 1 三相电压型 PWM 整流器主电路拓扑

Fig. 1 Circuit diagram of three phase voltage PWM rectifier

为简化控制系统的设计, 建立基于与电网基波频率同步旋转的 dq 坐标系的三相电压型 PWM 整流器的数学模型<sup>[2]</sup>

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s p + R_s & -\omega L_s \\ \omega L_s & L_s p + R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中:  $e_d$ 、 $e_q$  是电网电动势矢量在 d、q 轴上的分量;  $v_d$ 、 $v_q$  是整流器交流侧电压矢量在 d、q 轴上的分量;  $i_d$ 、 $i_q$  是整流器交流侧电流矢量在 d、q 轴上的分量;  $p$  是微分算子。

### 1.2 三相电压型 PWM 整流器双闭环控制结构

从三相电压型 PWM 整流器在 dq 轴上的数学模型(式 2)可以看出,  $i_d$ 、 $i_q$  相互耦合, 从而给控制器的设计造成困难, 对此本文采用了基于前馈解耦控制策略双闭环控制结构<sup>[3]</sup>(图 2), 图中  $V_{dc}^*$  是电压指令值。该控制结构的数学模型为式 3, 式中  $K_{ip}$ 、 $K_{il}$  是电流环 PI 调节器中的比例增益和积分增益;  $i_d^*$ 、 $i_q^*$  是  $i_d$ 、 $i_q$  电流指令值。

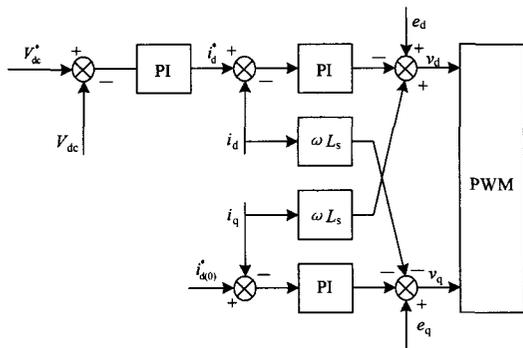


图 2 三相电压型 PWM 整流器双环控制结构

Fig. 2 Double loop control system of three phase voltage PWM rectifier

$$\begin{cases} v_d = -(K_{ip} + \frac{K_{il}}{S})(i_d^* - i_d) - \omega L_s i_q + e_d \\ v_q = -(K_{ip} + \frac{K_{il}}{S})(i_q^* - i_q) - \omega L_s i_d + e_q \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)代入式(2)得:

$$\begin{cases} P i_d = (K_{ip} + \frac{K_{il}}{S})(i_d - i_d^*) / L_s - R_s i_d \\ P i_q = (K_{ip} + \frac{K_{il}}{S})(i_q - i_q^*) / L_s - R_s i_q \end{cases} \quad (4)$$

式(4)表明基于前馈解耦控制策略的双闭环控制结构实现了对  $i_d$ 、 $i_q$  的独立控制。

## 2 三相电压型 PWM 整流器控制系统参数整定

### 2.1 电流环参数整定

由于两电流环的对称性, 以  $i_d$  控制为例进行电流环 PI 调节器设计, 考虑电流环信号采样的延迟和 PWM 控制的小惯性特性, 将两者的小时间常数合并, 已解耦的  $i_d$  (式 4) 电流环结构<sup>[2]</sup>如图 3 所示。

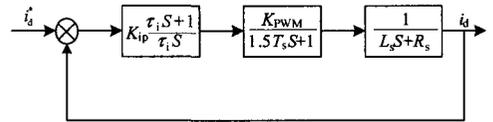


图 3 电流环控制框图

Fig. 3 Control block diagram of current loop

图中  $K_{PWM}$  为整流器主电路等效增益,  $T_s$  为电流环电流采样周期(亦为 PWM 开关周期),  $\tau_i = K_{ip}/K_{il}$ 。当取  $\tau_i = L_s/R_s$  时, 电流环为典型一阶系统, 工程常取系统阻尼  $\zeta = 0.707$  来兼顾系统的稳定性与快速性<sup>[4]</sup>。此时

$$K_{ip} = \frac{\tau_i R_s}{6\zeta^2 K_{PWM} T_s} = \frac{\tau_i R_s}{3 K_{PWM} T_s} \quad (5)$$

### 2.2 电压环参数整定

电压环的作用是建立稳定的直流侧电压, 需推导出从电压环的输入(指令电压同实际电压的差值)到直流侧电压的传递函数, 再对电压环中的 PI 调节器进行设计。由于 PI 调节器结构是确定的, 所以只需根据功率守恒原理建立从其输出到直流侧电压的函数关系。

为简化控制系统设计, 当开关频率远高于电网电动势基波频率时, 可忽略谐波分量, 对于单位因数正弦波电流控制, 三相电压型 PWM 整流器网侧电流为:

$$\begin{cases} i_a = I_m \sin \omega t \\ i_b = I_m \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ i_c = I_m \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $I_m$  为整流器交流侧电流幅值。

由式(6)可得:

$$i_a^2 + i_b^2 + i_c^2 = 1.5I_m^2 \quad (7)$$

电压环中的 PI 调节器输出电流指令  $i^*$ , 在稳态工作时, 可将其看作为稳态分量  $I_m$  与扰动量  $\hat{i}^*$  之和。由于  $\hat{i}^* \ll I_m$ , 所以

$$i^* \approx I_m \quad (8)$$

由功率守恒定律, 整流器主电路的功率平衡方程式为:

$$P_{in} = P_{L_S} + P_{R_S} + P_C + P_L \quad (9)$$

式中:  $P_{in}$  为输入功率,  $P_{L_S}$ 、 $P_{R_S}$ 、 $P_C$  分别为交流侧电感、电阻、直流侧电容上的功率,  $P_L$  为负载功率。

考虑式 (7), 得到

$$\begin{cases} P_{in} = \sum_{k=a,b,c} e_k(t)i_k(t) = 1.5E_m I_m \\ P_{L_S} = L_S \sum_{k=a,b,c} \frac{di_k(t)}{dt} i_k(t) = 1.5L_S I_m \frac{dI_m}{dt} \\ P_{R_S} = R_S \sum_{k=a,b,c} i_k^2(t) = 1.5R_S I_m^2 \\ P_C + P_L = V_{dc}(t)i_{dc}(t) \end{cases} \quad (10)$$

将式 (7) 代入式 (9), 并考虑式 (8) 得

$$\begin{cases} i_{dc}(t) = \frac{1.5}{V_{dc}(t)} (E_m i^* - L_S i^* \frac{di^*}{dt} - R_S (i^*)^2) \\ i_{dc}(t) = C \frac{dV_{dc}(t)}{dt} + \frac{V_{dc}(t)}{R_L} \end{cases} \quad (11)$$

在稳态工作点考虑小信号扰动量

$$\begin{cases} i_{dc}(t) = I_{dc} + \hat{i}_{dc}(t) \\ V_{dc}(t) = V_{dc} + \hat{V}_{dc}(t) \\ i^*(t) = I_m + \hat{i}^*(t) \end{cases} \quad (12)$$

将式 (12) 带入式(11), 分离出微分变量后联立得:

$$\frac{d\hat{V}_{dc}(t)}{dt} + \frac{\hat{V}_{dc}(t)}{0.5R_L C} = \frac{1.5}{CV_{dc}} \left[ (E_m - 2R_S I_m) \hat{i}^* - L_S I_m \frac{d\hat{i}^*}{dt} \right] \quad (13)$$

通常  $E_m \gg 2R_S I_m$ , 所以式 (13) 可写为:

$$\frac{d\hat{V}_{dc}(t)}{dt} + \frac{\hat{V}_{dc}(t)}{0.5R_L C} = \frac{1.5}{CV_{dc}} (E_m \hat{i}^* - L_S I_m \frac{d\hat{i}^*}{dt}) \quad (14)$$

此为三相电压型 PWM 整流器从电压环 PI 调节器输出 ( $\hat{i}^*$ ) 到直流侧电压 ( $\hat{V}_{dc}$ ) 的小信号线性时域模型, 对其进行拉普拉斯变换得:

$$G(s) = \frac{\hat{V}_{dc}(s)}{\hat{i}^*(s)} = K \frac{1 - T_v s}{1 + T_i s} \quad (15)$$

式中:

$$\begin{cases} T_i = 0.5R_L C \\ T_v = L_S \frac{I_m}{E_m} \approx \frac{L_S P_{in}}{1.5E_m^2} \\ K = \frac{3R_L E_m}{4V_{dc}} \end{cases} \quad (16)$$

考虑到电压信号的采样延时, 电压环的控制框图如图 4。

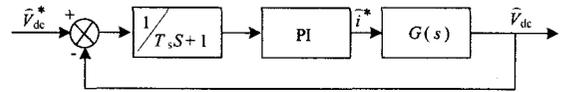


图 4 电压环控制框图

Fig. 4 Control block diagram of voltage loop

根据控制到输出传递函数  $G(s)$  的特点来确定电压环中 PI 调节器的参数。

设电压环中 PI 调节器数学模型为  $K_p + \frac{K_i}{s}$ , 则有

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \quad (17)$$

其中:  $K_i = K_p/\tau_i$ , 由式 15 和式 17 得到电压环开环传递函数为:

$$Q(s) = \frac{K_p K(\tau_i s + 1)(1 - T_v s)}{\tau_i s(1 + T_i s)(T_s s + 1)} \quad (18)$$

为实现电流的完全跟踪, 电压环的频带宽度应远小于电流环的频带宽度<sup>[5]</sup>, 通常电压环的带宽应小于开关频率的 1/5, 这里取为 360 rad/s。从式 18 得到电压环带宽为  $K_p K/\tau_i$ , 所以  $K_p = 360\tau_i/K$

为提高系统的稳定性, PI 调节器的零点设计应在  $G(s)$  的最低极点处, 以补偿极点所引起的相位滞后<sup>[6]</sup>, 因为  $T_i \gg T_s$  即有

$$\tau_i s + 1 = T_i s + 1 \Rightarrow \tau_i = T_i \quad (19)$$

整理后得:

$$K_p = \frac{360T_i}{K}, K_i = \frac{K_p}{\tau_i} = \frac{360}{K} \quad (20)$$

由此可取得电压环 PI 调节器参数。

### 3 系统仿真

为验证本文所提出的设计方案, 在 Matlab/Simulink 中搭建了基于本文所提出控制结构的三相电压型 PWM 整流器模型, 仿真参数为: 整流器额定功率 3.6 kW, 额定负载 100  $\Omega$ , 功率器件开关频率为 10 kHz, 即

$$T_s = 0.0001 \text{ s}, E_m = 311 \text{ V}, L_s = 0.01 \text{ H}, R_s = 0.05 \Omega, C = 0.003 \text{ F}, V_{dc} = 600 \text{ V}.$$

将参数代入相关算式得电流环电压环的 PI 调节器参数为:

$$\begin{cases} K_{ip} = 30, K_{il} = 180 \\ K_p = 1.4, K_i = 9.2 \end{cases}$$

仿真结果如图所示:

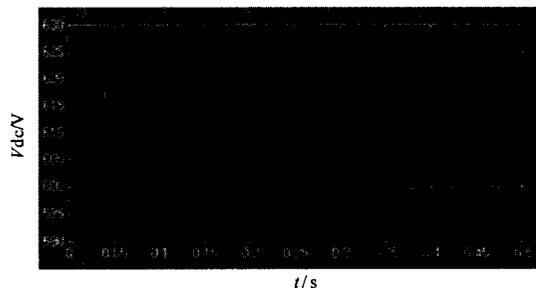


图 5 直流侧电压波形

Fig. 5 Waveform of the DC voltage

由图 5 可以看出整流器的起动时间为 0.05 s, 起动过程中直流侧电压  $V_{dc}$  的超调量很小, 约 2.8%。

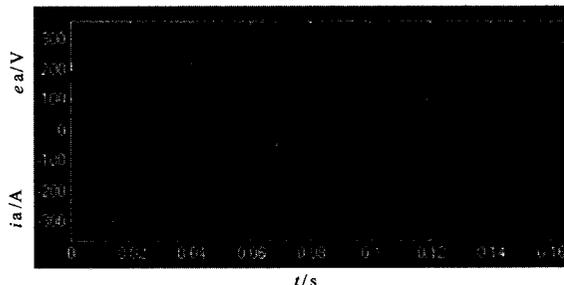


图 6 起动过程中 A 相电压电流波形

Fig. 6 Waveforms of A phase voltage and current at begin

由图 6 可以看出网侧电流在 0.05 s 左右实现对电压相位的跟踪, 进入稳定工作状态, 此后整流器在网侧单位功率下运行。

为检验系统的抗干扰性, 在 0.25 s 时突加负载,

直流侧电阻由额定 100  $\Omega$  减至 50  $\Omega$ , 在 0.35 s 时交流侧电网电压幅值由 311 V 降至 150 V。如图 5 所示, 0.25 s 时, 直流侧电压下降 4 V, 恢复时间为 0.02 s; 0.35 s 时, 下降 6 V, 恢复时间 0.03 s, 证明系统有良好的抗干扰性。

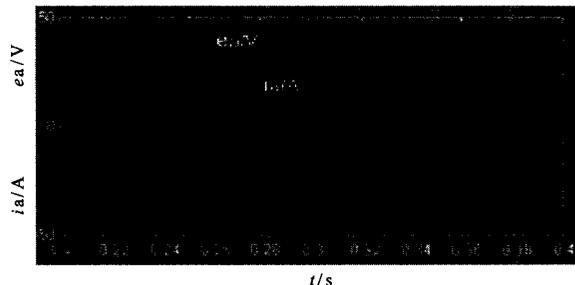


图 7 受干扰后 A 相电压电流波形

Fig. 7 Waveforms of A phase voltage and current in disturbance

图 7 是受到干扰时 A 相电压电流波形局部放大图, 可以看出, 在 0.25 s 突加负载和 0.35 s 电网电压突降时, 交流侧输入电流幅值迅速增大以保证整流器输入输出功率平衡, 而相位无变化, 仍运行于单位功率因数。

### 4 实验验证

搭建一台三相电压型 PWM 整流器样机进行实验验证。控制系统核心为 TI 的 TMS320F243 型 DSP, 时钟频率 20 MHz, 实验参数同系统仿真参数, 开关频率 10 kHz。实验结果如图 8 所示。

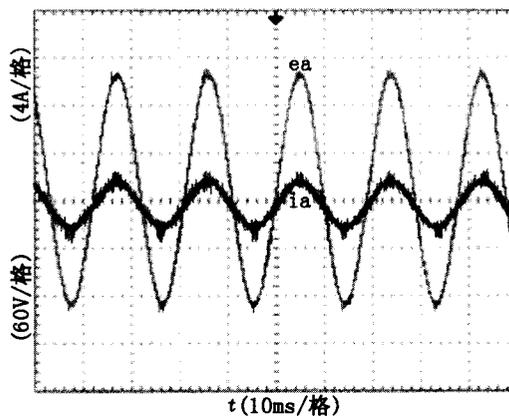


图 8 稳态时 A 相电压电流波形

Fig. 8 Waveforms of A phase voltage and current in steady state

从图中可以看出, 输入电压无畸变, 输入电流几乎与其同相位, 趋近正弦波, 取得了良好的功率矫正效果。

(下转第 99 页 continued on page 99)

## 参考文献

- [1] 刘念, 段斌, 肖红光, 等. 电力操作在线闭锁方法及其实现模式[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(23): 58-63.  
LIU Nian, DUAN Bin, XIAO Hong-guang, et al. On-line Interlocking of Substation Automation and Its Mode of Implementation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(23): 58-63.
- [2] 肖永立, 张瑜, 刘音, 等. 集控站遥控操作时防误闭锁措施的实现 [J]. 电力系统自动化, 2005, 25(22): 97-99.  
XIAO Yong-li, ZHANG Yu, LIU Yin, et al. Anti-misoperation System for Remote Control Operation to Centralization Substation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 25(22): 97-99.
- [3] IEEE. IEEE Standard 802.15. 4-2003: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY)

Specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR - WPANs)[S]. 2003.

- [4] Brooks R R, Parameswaran R, Sayeed A M. Distributed Target Networks [J]. Proceedings of the IEEE 2003 :1163-1171.

收稿日期: 2008-12-11; 修回日期: 2009-02-19

## 作者简介:

王义军 (1969-), 男, 硕士, 副教授, 主要从事计算机、电子技术在电力系统中应用等方面的教学与研究工作;  
E-mail:wangyijun69@126.com

王琳 (1983-), 女, 研究生, 研究方向是嵌入式技术在电力系统中应用;

涂时亮 (1946-), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事嵌入式系统方面的教学与科研工作。

(上接第 87 页 continued from page 87)

## 5 结论

由仿真和实验结果来看, 整流器基本运行于网侧单位功率因数, 有效地抑制了输入电流谐波, 且直流侧电压稳定, 抗干扰能力强, 网侧电流跟随性好。验证了文中提出的三相电压型 PWM 整流电路的控制策略和对电流环、电压环 PI 调节器的设计方法。

## 参考文献

- [1] 伍小杰, 罗悦华, 乔树通. 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): 7-11.  
WU Xiao-jie, LUO Yue-hua, QIAO Shu-tong. An Overview of Three Phase Voltage Source PWM Rectifier Control Technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(12): 7-11.
- [2] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [3] 刘新伟, 瞿博, 吕征宇. 三相 PWM 整流器建模控制与实现[J]. 电力电子技术, 2008, 42(7): 68-70.  
LIU Xin-wei, QU Bo, Lü Zheng-yu. Mathematical Modeling and Control of Three-Phase PWM Rectifier[J]. Power Electronics, 2008, 42(7): 68-70.
- [4] 陈伯时. 运动控制系统[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [5] 方宇, 裘讯, 邢岩, 等. 基于预测电流控制的三相高

功率因数 PWM 整流器研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(20): 69-73.

FANG Yu, QIU Xun, XING Yan, et al. Research on Three-phase High Power Factor Correction Based on Predictive Digital Current Controller [J]. Proceedings of CSEE, 2006, 26(20): 69-73.

- [6] Marty Brown, POWER SUPPLY COOKBOOK (开关电源设计指南) [M]. 徐德鸿, 沈旭, 杨成林, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2006.

- [7] 马皓, 郎芸萍. 空间矢量简化算法在三相 PWM 电压型整流器中的应用[J]. 浙江大学学报, 2006, 40(1): 176-180.

MA Hao, LANG Yun-ping. Application of Simplified Space-vector Modulation Algorithm to Three-phase Voltage Source PWM Rectifier[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2006, 40(1): 176-180.

- [8] Barbosa P M, Lee F C. Design Aspects of Paralleled Three-phase DCM Boost Rectifier[A]. in: IEEE Center for Power Electronics System, CPES '99[C]. 1999.331-336.

收稿日期: 2009-03-23; 修回日期: 2009-05-08

## 作者简介:

丁奇 (1982-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动. E-mail: 165566254@qq.com