

文章编号: 1007-2691(2003)04-0034-04

PWM 整流器 PI 参数设计

赵振波, 李和明

(华北电力大学 电力工程系, 河北 保定 071003)

摘要: 根据 PWM 整流器在旋转 dq 坐标系中的简化数学模型, 引入 PI 调节器和电网电压来解耦输入电流, 建立电流环和电压环, 分别简化各个环节得到电流和电压调节环的闭环传递函数, 设计电流、电压调节器 PI 参数, 分析各个环节的幅频和相频特性。用 MATLAB 给出仿真结果以及实验结果, 验证了设计参数的合理性和正确性。

关键词: PI 调节器; PWM 整流器; 解耦

中图分类号: TP214 **文献标识码:** A

PI regulator and parameter design of PWM rectifier

ZHAO Zhen-bo, LI He-ming

(Department of Electrical Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

Abstract: Based on simplified mathematic model of PWM rectifier with d - q rotation frame, input current is decoupled by introducing PI regulator and power network voltage. The voltage loop and current loop voltage are built. The close-loop transfer functions of voltage and current are gained by simplifying the different loops. PI parameters of current and voltage loops are designed. Amplitude, phase and frequency characteristic of close-loop regulator system are analyzed. The simulation results by MATLAB and the experimental curves are also given.

Key words: PI adjustor; PWM rectifier; decoupling

引 言

按误差进行比例和积分控制的 PI 调节器是连续系统中技术成熟、应用比较广泛的一种调节器, 它结构简单, 参数易于调整, 而且人们在长期应用中已经积累了丰富的经验, 成为工业过程中最基本的控制方式。PI 参数整定方法也有很多, 如自适应 PID^[1]、模糊逻辑^[2]、神经网络^[3]等, 但是这些方法在 PWM 整流器系统中不实用, 所以工程中仍采用常规古典线性控制, 进行线性化处理。基于此, 本文分析 PWM 整流器在 dq 坐标系下的简化数学模型, 解耦控制输入电流 d 和 q 轴分量, 建立

各个调节环的闭环传递函数, 设计电压、电流调节器的 PI 参数, 并给出 MATLAB 仿真和实验结果。

1 PWM 整流器电流解耦原理

假设电网电压三相对称且平衡, L 和 R 为供电系统等值电感和电阻, 主电路开关器件采用 IGBT 和二极管反并联, 且视为理想开关, 由开关函数来反映。根据文献 [4] 得到 dq 旋转坐标系下的整流器数学模型, 如下式所示。

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_d \\ \dot{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_p + R & -\omega L \\ \omega L & L_p + R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix},$$

收稿日期: 2002-11-27.

作者简介: 赵振波 (1976—), 男, 华北电力大学电力工程系硕士研究生。

式中

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\omega t & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos\omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin\omega t & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos\omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_{dc} \begin{bmatrix} \sin\omega t & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos\omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}.$$

从上式看出,输入电流 d 轴分量和 q 轴分量之间存在耦合。因此,应考虑引入 PI 调节器解耦输入电流,而且把电网电压作为前馈补偿来提高系统动态性能,于是得到如图 1 所示的整流器输入电流解耦原理图。外环电压控制器以及内环电流控制器 G_{id} 、 G_{iq} 采用简单的无静差 PI 调节器来实现。

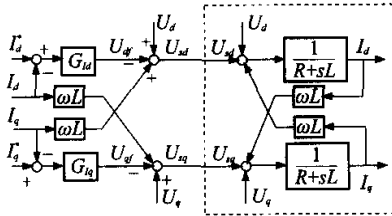


图 1 整流器 dq 轴电流控制方框图

Fig.1 Block diagram of dq axis current control for rectifier

2 PI 调节器设计

2.1 电流调节器设计

整流器系统中,电流环作为内环,迫使输入电流跟踪指令电流,能够提高系统的动态响应能力。假定给定电压在 PWM 线性调制区内没有饱和, dq 轴电流完全被解耦,在设计电流控制器时考虑反馈电流输入信号滤波,同时考虑整流器本身的时间常数,得到如图 2 所示的简化 d 轴电流环等值方框图。

图 2 中 K_{PWM} 为整流器的放大倍数, T_s 为整流器的延时常数,等于开关周期的一半, τ_f 为反馈通道滤波时间常数。

电流环系统开环传递函数为

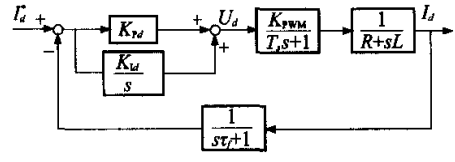


图 2 d 轴电流控制环等值方框图

Fig.2 Equivalent block diagram of d axis current control loop

$$G(s) = \frac{K_{PWM} K_{pd} \left(s + \frac{K_{id}}{K_{pd}} \right)}{L \left(s + \frac{R}{L} \right) (\tau_f s + 1) (T_s s + 1)}.$$

考虑零极点对消和设计方便,由于 T_s 和 τ_f 都是较小的时间常数,可用一个时间常数为 T_f 的一阶惯性环节来代替两个惯性环节。因此,得到 d 轴电流分量闭环传递函数为

$$C(s) = \frac{\frac{K}{T_f L}}{s^2 + \frac{1}{T_f} s + \frac{K}{T_f L}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2},$$

式中 $\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{KT_f}}$, $\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_f L}}$, $K = K_{PWM} K_{pd}$, $T_s f = T_s + \tau_f$ 。

根据二阶系统的基本特征,阻尼比 $\zeta = 0.707$ 时,系统的超调量和调节时间比较合适。因此,算出相应的环路增益 K ,进而推出电流调节器的参数。相似地, q 轴电流调节器参数也可以根据 d 轴方法来求出,实际工程应用和分析时二者参数应取相同。

2.2 电压调节器设计

电压调节器作为外环调节,能稳定输出直流电压,使得输出直流电压比输入电压峰值高。根据文献 [5] 获取整流器系统输入电流与输出直流电压之间的传递函数为

$$G(s) = K_0 \frac{1 - sT_z}{1 + sT_p},$$

式中 $K_0 = \frac{3\sqrt{2}R_L}{4U_{dc}}$; $T_r = 0.5R_L C_{dc}$; $T_z = \frac{1}{R_L}$; $R_L = \frac{\sqrt{2}U}{I_m}$ 表示整流器输入电阻; I_m 为输入电流幅值; U 为输入电压有效值。

采用此模型减少开关函数对电流和直流电压的影响,给分析和设计电压调节器带来方便。在设计时,考虑输入电流无误差跟踪指令电流,电流调节环降阶处理,用一阶惯性环节来代替,获得如图 3 所示的等值电路图。

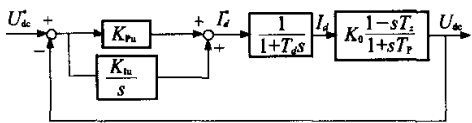


图3 电压调节器闭环系统等值电路

Fig.3 Equivalent circuit of close-loop voltage adjustor

$C(s) = \frac{1}{1+T_d s}$ 为 d 轴电流调节环简化系统,
 $T_d = \frac{L}{K_{pd}}$ 。

电压调节环开环传递函数为

$$G_o(s) = \frac{K_o(K_{pu}s + K_{iu})(1-sT_z)}{s(1+T_d s)(1+sT_f)}$$

考虑零极点对消,而且电流调节环作为内环调节电流,能改善系统响应速度,是必不可少的调节环,进一步推出电压调节环闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{K(1-T_z s)}{T_d s^2 + (1-T_z K)s + K}$$

由于时间常数 T_z 较小,相对而言,系统的零点较大,距离虚轴较远,对系统的峰值响应时间和速度影响较小,因此可以忽略零点,获取简化的电压调节环闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{K}{T_d s^2 + (1-T_d K)s + K} = \frac{K/T_d}{s^2 + \left(\frac{1}{T_d} - K\right)s + \frac{K}{T_d}}$$

式中 $K = K_o K_{iu}$ 。根据二阶系统的特点,得到电压环的 PI 参数值。

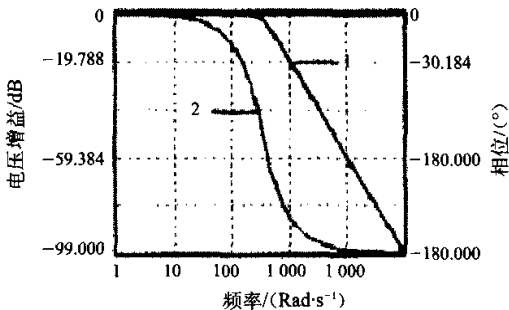
3 仿真和实验

3.1 仿真结果

用 MATLAB/SIMULINK 进行系统仿真,仿真参数为线电压 U_L 为 110 V,等值电阻 R 为 0.5 Ω ,电感 L 为 4.8 mH,电容 C_{dc} 为 470 μ F,给定直流电压 U_{dc} 为 220 V,直流负荷 R_L 为 50 Ω 。分别对电流和电压调节器进行闭环系统分析及参数设计。

(1) 考虑取开关频率为 5 kHz,反馈滤波时间常数为 2 ms。因此,可以获取 T_f 为 2.2 ms。在设计二阶系统时,一方面根据劳斯判据来选定使系统稳定的 K_{pu} , K_{iu} ; 另一方面考虑系统调节时间和超调量要求,根据上述 PI 求法,计算出 $K_{pu} = 0.078$ 4,

$K_{iu} = 7.843$ 。得到电流闭环系统传递函数伯德图如图 4 所示。

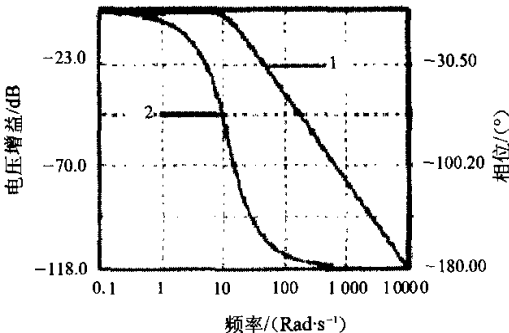


1. 幅频特性; 2. 相频特性

图4 电流 PI 调节器闭环系统伯德图

Fig.4 Bode diagram of close-loop system for current PI regulator

(2) 根据上述 PI 设计方法,并结合电流调节环,计算出电压 PI 调节器参数为 $K_{pu} = 0.006$ 28, $K_{iu} = 0.534$ 5。得到电压闭环系统传递函数伯德图如图 5 所示。



1. 幅频特性; 2. 相频特性

图5 电压 PI 调节器闭环系统伯德图

Fig.5 Bode diagram of close-loop system for voltage PI regulator

(3) 由电流和电压调节环构成的 PWM 整流器系统,在负荷 R_L 由 60 Ω 变为 50 Ω 时,输出直流电压和输入电流随负荷的波动情况,如图 6~7 所示。

从图 6~7 中看出在负荷突变时,输出直流电压超调量为 -18.2%,恢复时间为 10 ms,正常情况下系统运行比较平稳,直流波动小,而且输入电流抗负荷波动能力强,基本保持单位功率因数运行。

3.2 实验结果

主电路采用三菱公司 600 V30 A IPM 智能功率

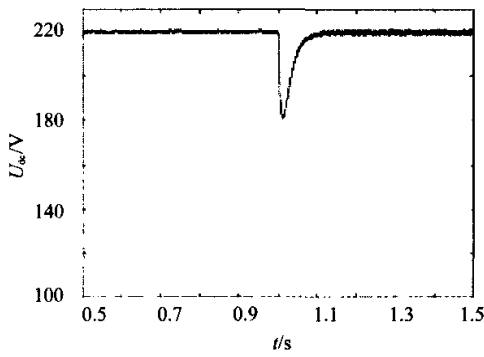


图 6 输出直流电压随负荷波动曲线

Fig.6 Curve of output direct voltage with load fluctuation

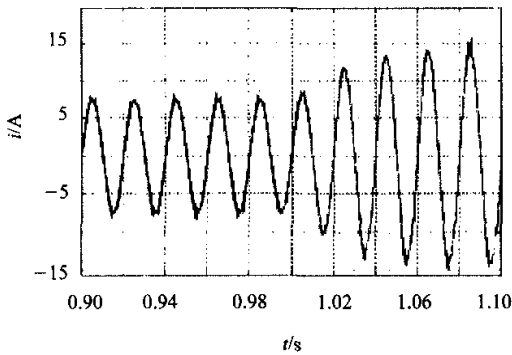


图 7 输入电流随负荷波动曲线

Fig.7 Curve of input current with load fluctuation

模 PM30CSJ060, 控制回路采用 Intel 公司 80C196 微处理器, 按照上述参数设计和电流解耦方法进行系统软件设计, 控制 PWM 脉冲触发。电网电压通过感应调压器作为整流器输入, 输入滤波电感为 4.8 mH, 考虑开关损耗, 实际开关频率取为 4.8 kHz。图 8 为直流负荷 50 Ω 时整流器 a 相输入电压和输入电流实验波形, 通过对其进行谐波分析, 输入电流总畸变率约为 2.5%, 基本接近标准正弦波, 而且二者基本同相位, 接近单位功率因数。从实验曲线看, PI 调节器设计是比较合理的。

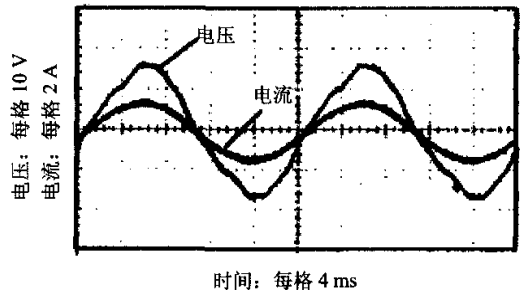


图 8 整流器 a 相电压和电流稳态实验波形

Fig.8 Experimental waveform of a phase voltage and current for rectifier in stable state

4 结 论

本文根据简化数学模型反映的输入电流间的耦合关系, 设计用一阶惯性或二阶惯性环节描述系统各个调节环, 得到了电流和电压调节器的 PI 参数选取方法, 解耦了输入电流。仿真和实验结果证明这种选取参数的方法是正确的、合理的, 而且选取的 PI 参数使调节器和系统具有很好的动态性能和稳态性能。

参考文献:

- [1] 付青, 罗安, 成晓明, 等. 智能水压自动调节系统的研制 [J]. 中国电机工程学报, 2002, (6): 105-108.
- [2] 杨霞, 任敏, 于立新. 模糊逻辑参数自整定 PID 复合控制的设计 [J]. 沈阳工业大学学报, 2002, (2): 39-42.
- [3] 刘志远, 吕剑红. 智能 PID 控制器在电厂热工过程控制中的应用前景 [J]. 中国电机工程学报, 2002, (8): 128-134.
- [4] 赵振波, 李和明, 许伯强. 基于虚拟磁链的 PWM 整流器数学模型及其仿真 [J]. 华北电力大学学报, 2003, (1): 5-7.
- [5] 杨德刚, 赵良炳, 刘润生. 三相高功率因数整流器的建模及闭环控制 [J]. 电力电子技术, 1999, 10 (5): 49-51.
- [6] 薛定宇. 控制系统计算机辅助设计— MATLAB 语言及应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1998.102-123.
- [7] 胡寿松. 自动控制原理 [M]. 北京: 科学出版社, 2002.24-46.