

文章编号:1007-2985(2011)03-0048-03

一种新型的双闭环三相 PWM 整流器仿真分析*

雷美艳^{1,2}, 欧阳昌华¹, 朱俊杰³

(1. 中南大学信息科学与控制工程学院, 湖南 长沙 410083; 2. 湖南工学院电气与信息工程系; 湖南 衡阳 421002; 3. 中南林业科技大学计算机与信息工程学院, 湖南 长沙 410004)

摘要:介绍了三相 PWM 整流的基本原理,并以三相整流器在 $d-q$ 同步旋转坐标系中的模型为基础,采用基于输入输出电流解耦反馈控制策略和 PI 调节方法,建立了电流内环和电压外环的 PWM 整流器简化数学模型.运用 Matlab R2009a 建立了系统仿真模型,实现了输出电压的稳定性,仿真结果验证了该方法的有效性和实用性.

关键词:PWM 整流;PI 调节器;电流解耦;MATLAB

中图分类号:TM461

文献标志码:A

整流电路是最早出现的静止电力变换电路,传统的二极管不控整流和晶闸管相控整流存在谐波分量大和在深度相控状态时装置的功率因数低的缺点.三相 PWM 整流器可获得单位功率因数非常接近正弦的输入电流和较快的动态响应,目前已经成为了研究的热点.笔者根据三相电压型 PWM 整流器的原理和特点,在 PWM 整流器的控制方法上,为了实现电流的无静差调节,采用了坐标变换方法中基于输入输出反馈的解耦控制策略^[1],解除了 d, q 分量的相互影响,并且结合常用的 PI 调节器,可使有功功率和无功功率的调节十分方便,Matlab R2009a 软件搭建了相应的仿真平台,取得了较好的仿真结果.

1 控制原理

三相整流电路拓扑结构由网侧电路、整流器、中间电路以及 PWM 控制器组成^[2],其主电路拓扑结构如图 1 所示.网侧电路采用三相对称的无中线连接方式,功率开关管桥路采用三相桥式全控整流电路,IGBT 和续流二极管并联作为桥臂开关器件. PWM 整流器的基本工作原理:通过对 6 个开关管的适当控制,可以改变桥中点电压 U_{ca}, U_{cb}, U_{cc} 的波形和相位,从而改变输入电流的相位,从而达到改变功率因数的目的.

三相整流器在三相静止坐标系下整流器函数模型为

$$\begin{cases} u_{sa} = L_s \frac{di_{sa}}{dt} + R_s i_{sa} + u_{ca}, \\ u_{sb} = L_s \frac{di_{sb}}{dt} + R_s i_{sb} + u_{cb}, \\ u_{sc} = L_s \frac{di_{sc}}{dt} + R_s i_{sc} + u_{cc}, \end{cases} \quad (1)$$

其中 u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 为整流桥三相控制电压.

1.1 电流解耦环设计

由(1)式函数模型通过 $abc-dq$ 变换可得到三相整流器在两相旋转坐标系中的方程为

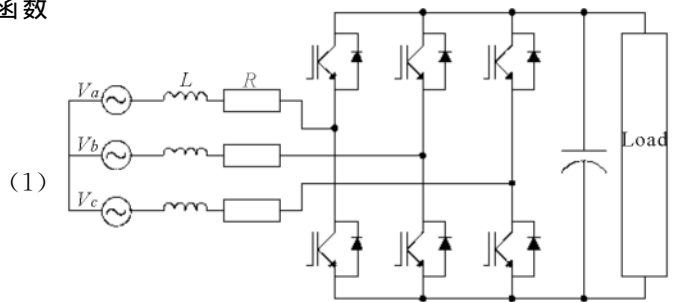


图 1 三相 PWM 整流器拓扑结构

* 收稿日期:2011-03-26

基金项目:湖南省科技厅科学研究计划项目(S2009F1023)

作者简介:雷美艳(1970-),女,湖南衡阳人,湖南工学院电气与信息工程系副教授,主要从事电力电子传动及控制研究.

$$\begin{cases} u_{sd} = L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \omega L_s i_{sq} + u_{cd}, \\ u_{sq} = L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \omega L_s i_{sd} + u_{cq}. \end{cases} \quad (2)$$

将(2)式变换后可得状态方程为

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega \\ \omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{I}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{I}{L_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{sd} - u_{cd} \\ u_{sq} - u_{cq} \end{pmatrix}. \quad (3)$$

由文献[3]可知,假设三相电源对称,所以在 $d-q$ 坐标系下各电压、电流都是直流量,通常将 d 轴定向于电网电压矢量同方向上,如果三相对称电源相电压的最大值是 U_m ,则

$$\begin{cases} u_{sd} = u_m, \\ u_{sq} = 0. \end{cases} \quad (4)$$

于是

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sd} = \omega i_{sq} - \frac{R_s}{L_s} i_{sd} + \frac{I}{L_s} u_m - \frac{I}{L_s} u_{cd}, \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = \omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \frac{I}{L_s} u_{cq}. \end{cases} \quad (5)$$

从(5)式可以看出在 PWM 整流器中是通过 u_{cq}, u_{cd} 来控制 i_{sd}, i_{dq} ,且 i_{sd} 与 i_{sq} 之间存在耦合关系.于是构造一新的变量 f_d, f_q ,使其转变为线性解耦关系,利用它的一阶状态方程来描述为

$$\begin{pmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k & 0 \\ 0 & k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_d - i_{sd} \\ f_q - i_{sq} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

将(5),(6)式代入(3)式,电流与新构造的变量之间为线性关系,实现了解耦,且

$$\begin{cases} u_{cd} = \omega L_s i_{sq} - R_s i_{sd} + u_{sd} + k L_s i_{sd} - k L_s f_d, \\ u_{cq} = -\omega L_s i_{sd} - R_s i_{sq} + u_{sq} + k L_s i_{sq} - k L_s f_q. \end{cases} \quad (7)$$

由(7)式可知,经该式计算及空间矢量脉宽调制后所得三相开关函数去控制 6 个开关管,则电流 i_{sd}, i_{sq} 与 f_d, f_q 成线性关系,从而实现了解耦.解耦过程如图 2 所示^[1].

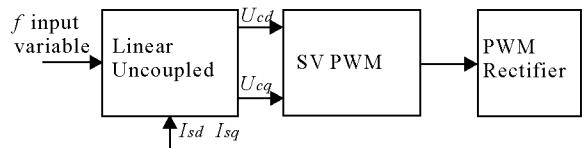


图 2 解耦过程

1.2 电压外环设计

PWM 整流器外环采用电压控制.如果采用 PI 调节器,则设 f_d 与 f_q 分别为有功电流和无功电流指令.由于采用 PI 调剂控制器^[4],可得电流指令式为

$$i_d^* = K_{uP} (u_{dc}^* - u_{dc}) + K_{uI} \int (u_{dc}^* - u_{dc}) dt = i_d^* \times \tan \varphi. \quad (8)$$

外环 PI 调节器控制图如图 3 所示,系统控制流程图如图 4 所示.

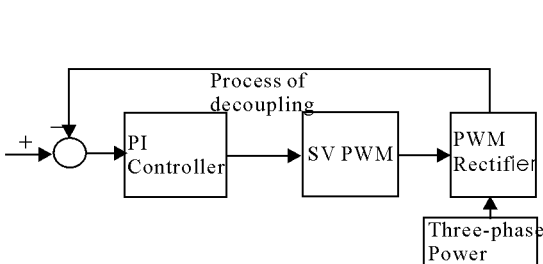


图 3 外环 PI 调节器控制图

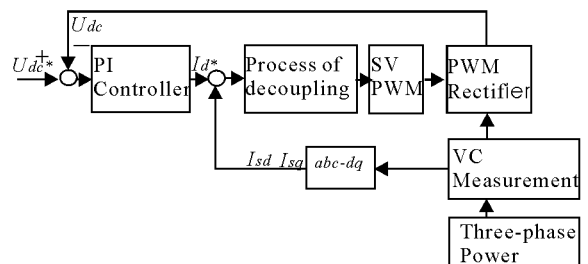


图 4 系统控制流程图

2 仿真分析

根据以上的控制原理及其方案,采用图 4 的控制流程,在 Matlab R2009a 的 Simulink 中对系统进行仿真和分析.调制方式使用 SVPWM 调制,设定直流侧输出电压给定值为 300 V. 仿真参数如表 1. 系统从 a 相正弦输入电压初始相位角为 0 开始运行,负载为 60 Ω ,直至系统电压输出稳定,从而得到如图 5 至 7 的波形.

表 1 仿真参数

参数名称	数值
电网相电压/V	220
电网频率/Hz	50
交流侧电感/Mh	30
交流侧等效电阻/ Ω	0.3
直流母线电容/ μF	280
直流端负载/ Ω	60
直流输出电压给定值/V	280

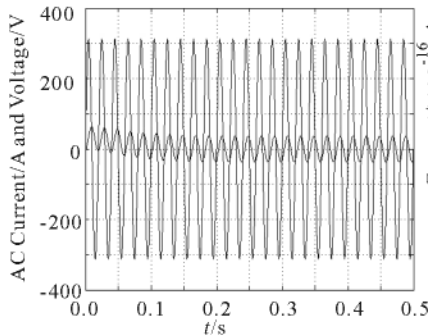


图 5 交流侧单相电流与电压波形

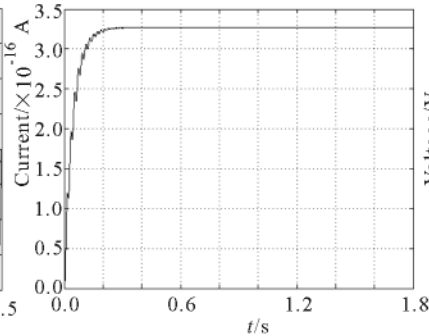


图 6 直流侧输出电流波形

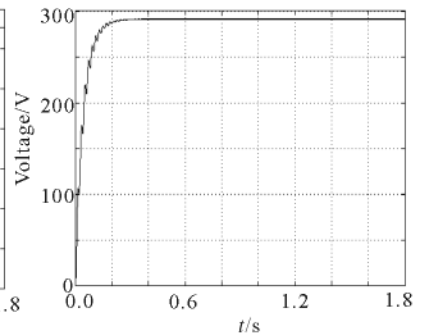


图 7 直流侧输出电压波形

3 结论

从仿真波形的结果来,三相 PWM 整流器有较好的电流跟踪性和抗干扰能力,系统启动时间大约只需 0.2 s,且输出电压有效好的稳定性,超调量很小,可以得到较好的系统响应曲线.在设定功率因素为 1 运行时,系统有同样表现,稳定性能达到了预期的要求.

参考文献:

- [1] ESPINOZA J R, JÓO S G. State Variable Decoupling and Power Flow Control in PWM Current-Source Rectifiers [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(1): 78-87.
- [2] 王 旭. 矢量控制 PWM 的建模与仿真 [J]. 电气传动, 2009, 39(2): 27-31.
- [3] M. SC. MARIUSZ MALINOWSKI. Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers [D]. Poland: Warsaw University of Technology, 2001.
- [4] DANIELA DE VENETO, LENONARDO REINER. Fast PWM-Based Test for High Resolution $\Sigma\Delta$ ADCs [J]. Electron Test, 2007, 23: 539-548.
- [5] 王晓勇. 基于遗传算法和神经网络的故障诊断研究 [J]. 微计算机信息, 2011(1/2): 23-24.

Novel Simulation Research on Double Closed-Loop of Three-Phase PWM Rectifier

LEI Mei-yan^{1,2}, OUYANG Chang-hua¹, ZHU Jun-jie³

(1. School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China; 2. Computer and Information Engineering College, Central South University of Forestry and Technology, Changsha 410004, China; 3. Department of Electrical and Information Engineering, Hunan Institute of Technology, Hengyang 421002, China)

Abstract: The basic principle of three-phase PWM rectifier is introduced. The control strategies of decoupling of input and output current based on feedback and the methods of PI regulation are used, and the simplified mathematical model of the PWM rectifier of the current inner loop and outer voltage is established, which is based on the model of the d-q synchronous rotating coordinate system in three-phase rectifier. A simulation model of the PWM rectifier, which can achieve the stability of the output voltage, is established by the MATLAB R2009a. The simulation results verify that the proposed method is effective and practical.

Key words: PWM rectifier; PI regulator; current decoupling; MATLAB

(责任编辑 陈炳权)