

基于滑模变结构控制的三相 PWM 整流器

唐勇奇,赵葵银,汪 超

(湖南工程学院 电气与信息工程系,湖南 湘潭 411101)

摘要: 在建立三相 PWM 整流器数学模型的基础上,针对目前三相 PWM 整流器动态性能较差的特点,设计了电压、电流双闭环控制系统。在内环电流的控制中,采用解耦方法对 dq 轴电流分别控制,为电流控制器设计了一种滑模变结构控制(SMVSC)方法。仿真实验表明:该控制方法设计简单,提高了 PWM 整流器的动态性能,而且较好地实现了电流的解耦控制,且使系统鲁棒性增强。

关键词: 三相 PWM 整流器; 滑模变结构控制; 解耦控制

中图分类号: TP 276 文献标识码: A 文章编号: 1006-6047(2006)05-0039-03

滑模变结构控制(SMVSC)是 20 世纪 50 年代发展起来的一种系统控制综合方法。与其他控制方法相比,变结构控制方法无论从设计到实现都较为容易,具有对干扰和摄动的完全适应性。SMVSC 在本质上是一种开关型控制。它要求频繁、快速地切换系统的控制状态,而电力电子开关器件的唯一工作模式便是“开-关”模式,两者内在的联系是利用滑模变结构方法控制电力电子变换器的基础,因此应用滑模变结构理论控制电力电子变换器是可行的^[1-3],并可获得良好的控制效果。

本文针对三相整流器,在建立了其数学模型的基础上,通过使用 SMVSC 对其开关元件的“开”或“关”状态进行调制控制,以得到预期的控制效果。

1 三相整流器的数学模型

三相整流器的电路原理图如图 1 所示^[4-6]。

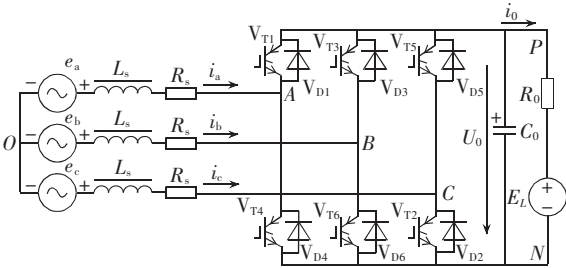


图 1 三相电压型 PWM 整流器示意图
Fig.1 Sketch diagram of three-phase voltage PWM rectifier

图中,设 PWM 整流器 3 个桥臂的开关函数为 S_a, S_b, S_c ,且有以下关系:
$$\begin{cases} S_i=1 & i \text{ 相上桥臂导通,下桥臂关断} \\ S_i=0 & i \text{ 相下桥臂导通,上桥臂关断} \end{cases} \quad i=a,b,c \quad (1)$$

整流桥的三相输入点对 N 点的电压为
$$u_i = S_i U_0 \quad i=a,b,c$$

输入电压 e_a, e_b, e_c 是三相对称正弦电压,记各相

的电感电阻和开关电阻之和为 R_s 、每相电感之和为 L_s ,列出方程如下:

$$\begin{aligned} L_a \frac{di_a}{dt} + R_s i_a &= e_a - (u_a + u_{No}) \\ L_b \frac{di_b}{dt} + R_s i_b &= e_b - (u_b + u_{No}) \\ L_c \frac{di_c}{dt} + R_s i_c &= e_c - (u_c + u_{No}) \end{aligned} \quad (2)$$

对直流侧电容电流方程有

$$C_0 \frac{dU_0}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - (U_0 - E_L) / R_0 \quad (3)$$

以电压空间矢量为 d 轴方向,与之垂直的方向为 q 轴方向建立两相旋转坐标系, ω 为 dq 轴旋转角速度,可以得到 dq 同步旋转坐标系下电流解耦控制的线性模型,其状态方程如下式:

$$\begin{pmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{pmatrix} P \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \delta u_d \\ \delta u_q \end{pmatrix} \quad (4)$$

此时输出方程为

$$C_0 \frac{dU_0}{dt} = \frac{3(E_m - \delta u_d)}{2U_0} i_d + \frac{3(0 - \delta u_q)}{2U_0} i_q + \frac{E_L - U_0}{R_0} \quad (5)$$

三相 PWM 整流器解耦控制思想是:要得到单位功率因数,则输入电流要跟踪输入电压,在 dq 坐标系中,通过将输入电压矢量定位在 d 轴上,如果能控制电流矢量也只有 d 轴分量,而 q 轴分量为零,就能得到单位功率因数。按照上述思想^[7-8],把系统设计为一个双闭环系统(见图 2),系统由电压外环和

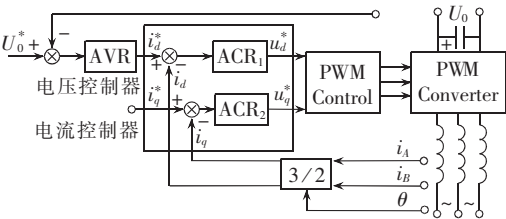


图 2 三相 PWM 整流器双闭环控制原理图
Fig.2 Principle of dual close-loop control for three-phase PWM rectifier

电流内环构成,电压外环稳定输出电压,电流内环迫使实际电流跟踪给定电流。

2 变结构电流控制器

在三相 PWM 整流器双闭环控制系统中,电压环采用 PI 调节器进行控制,内环电流控制采用解耦方法对 d 轴和 q 轴电流分别进行控制,实现完全意义上的解耦,但这种控制对参数要求较高,必须知道电感、输入电压幅值及角频率等参数,其控制性能受系统参数变化的影响较大,鲁棒性差,因此必须采用适合的控制器才能实现好的控制效果。在本系统中电流控制器采用滑模变结构控制方式。

2.1 滑模变结构控制方法

在变结构系统中,控制量在整个反馈过程中取为状态量的一种非连续函数,如图 3 所示。控制量通过一个开关 S 按一定的法则切换到 $u^+(x)$ 或 $u^-(x)$,实际控制量在两者之间改变时,系统的结构在整个控制过程中是变化的。

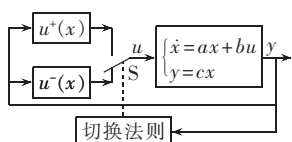


图 3 一种非连续控制
Fig.3 A kind of discontinuous control

2.2 电流变结构控制器设计

三相 PWM 整流器电流的状态方程为

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_d + \frac{1}{L_s}(D_d - u_d) \quad (6)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_q + \frac{1}{L_s}(D_q - u_q)$$

$$D_d = e_d + \omega L_s i_q, D_q = e_q - \omega L_s i_d$$

定义:

$$e_{id} = i_d - i_d^*, e_{iq} = i_q - i_q^*$$

相对于电压环而言,电流环的响应速度很快,因此可以认为 i_d^*, i_q^* 为常数,所以:

$$\frac{de_{id}}{dt} = \frac{di_d}{dt}, \quad \frac{de_{iq}}{dt} = \frac{di_q}{dt}$$

对电流误差量列写状态方程:

$$\frac{de_{id}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}e_{id} + \frac{1}{L_s}(Q_d - u_d) \quad (7)$$

$$\frac{de_{iq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}e_{iq} + \frac{1}{L_s}(Q_q - u_q)$$

$$Q_d = D_d - R_s i_d^* = e_d + \omega L_s i_q - R_s i_d^*$$

$$Q_q = D_q - R_s i_q^* = e_q - \omega L_s i_d - R_s i_q^*$$

式(7)中可以将 Q_d, Q_q 看成是扰动项,设计一个变结构控制器来处理 D_d, D_q 的扰动。提出的变结构控制器如下:

$$u_d^* = \begin{cases} R_s i_d^* - \frac{e_{id}}{|e_{id}|} \rho_d & \text{当 } |e_{id}| \neq 0 \text{ 时} \\ R_s i_d^* & \text{当 } |e_{id}| = 0 \text{ 时} \end{cases} \quad (8)$$

$$u_q^* = \begin{cases} R_s i_q^* - \frac{e_{iq}}{|e_{iq}|} \rho_q & \text{当 } |e_{iq}| \neq 0 \text{ 时} \\ R_s i_q^* & \text{当 } |e_{iq}| = 0 \text{ 时} \end{cases} \quad (9)$$

式中 ρ_d, ρ_q 定义成 $|D_d|, |D_q|$ 的最大值。

为了减弱变结构控制带来的抖振,对式(8)(9)进行平滑处理:

$$u_d^* = R_s i_d^* - \frac{e_{id}}{|e_{id}| + \delta_1} \rho_d \quad (10)$$

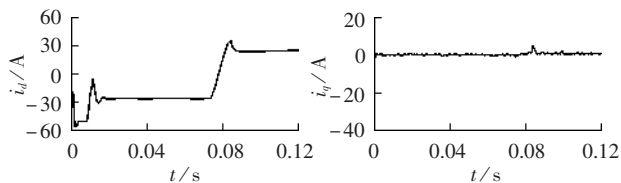
$$u_q^* = R_s i_q^* - \frac{e_{iq}}{|e_{iq}| + \delta_2} \rho_q \quad (11)$$

实际控制过程中,根据实际的物理量,给出相应的如式(10)(11)的控制量。

3 电流变结构控制器仿真和实验结果

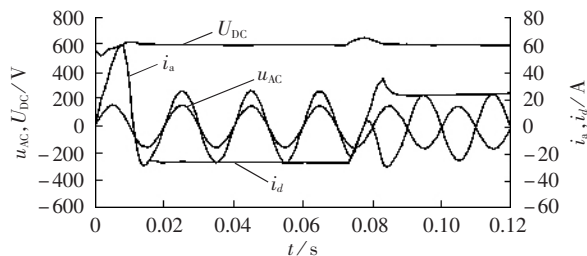
采用以上变结构控制方法,设计三相 PWM 整流器的控制器,并分别作其仿真和实验,仿真时系统先处于整流状态^[9-10],在 0.08 s 时,切除整流负载,同时投入逆变负载,观察系统的动态响应。仿真参数为:输入交流相电压 220 V;输出直流电压 600 V;输入电感 10 mH;整流负载 30 Ω ;逆变负载 660 V 直流电压,串 3 Ω 电阻;输出直流电容串联 2 个 3 300 $\mu\text{F}/400\text{V}$ 电容; d, q 电流限制 50 A。

从仿真与实验效果看, d 轴电流响应波形随着负载的变化而变化, q 轴电流基本维持为 0,在大误差时采用变结构控制,在整流状态时输入电流、电压同相位,逆变状态时电流、电压反相位,得到的仿真波形如图 4 所示。



(a) d 轴电流响应波形

(b) q 轴电流响应波形



(c) 系统输入/输出波形

图 4 变结构控制仿真结果

Fig.4 Simulative results of variable structure control

根据本文控制方案,建立了基于 TMS320F 240 的全数字式三相高频 PWM 整流器,并进行了实验,实验参数为:输入交流线电压 132 V;输出直流电压 220 V;输入电感 7.5 mH。

实验测得波形如图 5 所示。由实验结果可知:系统的稳态性能和动态性能比较理想,从而证明了本控制方案的可行性。

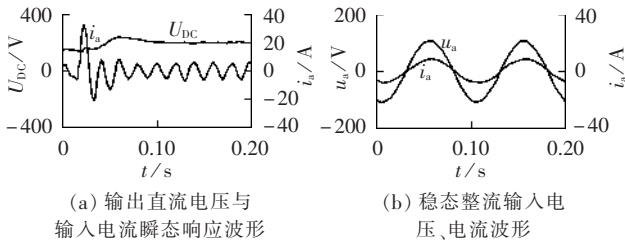


图 5 变结构控制实验波形
Fig.5 Experimental results of variable structure control

4 结语

本文结合三相 PWM 整流器的工作特点,提出了一种滑模变结构控制的电流控制方法。实验结果表明,与传统的 PID 控制算法相比,该控制方法不但能提高 PWM 整流器的动态特性,而且具有较好的抗干扰能力。此外,该设计方法简单,计算量少,很适合用 DSP 等器件实时控制。

参考文献:

[1] 王兆安,黄俊. 电力电子技术[M]. 北京:机械工业出版社,2000.
[2] 张崇巍,张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社,2003.
[3] 万军,王建海,马彦兵. 三相 AC/DC 变换器的滑模电流控制[J]. 电力电子技术,2005,39(1):7-9.
WAN Jun,WANG Jian-hai,MA Yan-bing. Sliding-mode current control of three-phase AC/DC converter[J]. **Power Electronics**,2005,39(1):7-9.
[4] 王久和,李华德. 一种新的电压型 PWM 整流器直接功率控制策略[J]. 中国电机工程学报,2005,25(16):47-52.
WANG Jiu-he,LI Hua-de. A new direct power control strategy of three phase boost type PWM rectifiers[J]. **Proceedings of the CSEE**,2005,25(16):47-52.
[5] NOGUCHI T,TOMIKI H,KONDO S,et al. Direct power control of PWM converter without power-source voltage

sensors[J]. **IEEE Trans on Industry Applications**,1998,34(3):473-479.
[6] MALINOWSKI M,KAZMIERKOWSKI M P,HANSEN S,et al. Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers[J]. **IEEE Trans on Industry Applications**,2001,37(4):1019-1027.
[7] 黄守道,陈继华. 电压型 PWM 整流器负载电流前馈控制策略研究[J]. 电力电子技术,2005,39(4):53-56.
HUANG Shou-dao,CHEN Ji-hua. Investigation of load current feedforward control strategy for PWM voltage rectifier[J]. **Power Electronics**,2005,39(4):53-56.
[8] 王斌,周丹,黄凯. 双随机调制技术在有源功率因数预调节器中的应用研究[J]. 电力自动化设备,2005,25(7):90-92.
WANG Bin,ZHOU Dan,HUANG Kai. Application of dual randomized PWM technique in active power factor preregulator[J]. **Electric Power Automation Equipment**,2005,25(7):90-92.
[9] 赵振波,李和明,董淑惠. 采用电流滞环调节器的电压矢量控制 PWM 整流器系统[J]. 电工技术学报,2004,19(1):31-34.
ZHAO Zhen-bo,LI He-ming,DONG Shu-hui. Voltage vector-controlled PWM rectifier system with current hysteresis regulators[J]. **Transactions of China Electrotechnical Society**,2004,19(1):31-34.
[10] 王久和,李华德,李正熙. 电压型 PWM 整流器直接功率控制技术[J]. 电工电能新技术,2004,23(3):64-67.
WANG Jiu-he,LI Hua-de,LI Zheng-xi. Direct power control technology of three-phase boost type PWM rectifiers[J]. **Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy**,2004,23(3):64-67.

(责任编辑:柏英武)

作者简介:

唐勇奇(1964-),男,湖南新化人,副教授,研究方向为电力电子与电气传动、控制理论、计算机控制(E-mail:tangyongqi@126.com)。

Three-phase PWM rectifier based on sliding-mode variable structure control

TANG Yong-qi,ZHAO Kui-yin,WANG Chao
(Hunan Institute of Engineering,Xiangtan 411101,China)

Abstract: Aiming at the poor dynamic performance of current three-phase PWM rectifiers,a control system with double close-loops of voltage and current is designed based on the mathematical model of 3-phase PWM rectifiers. The decoupled currents in dq synchronous reference frame are separately controlled within the inner-loop of current control,for which the sliding-mode variable structure control is applied. Simulative and experimental results indicate that,with simple structure,the method improves the dynamic performance of PWM rectifiers,realizes the decoupled control of current and strengthens the system robustness.

Key words: three-phase PWM rectifier; sliding-mode variable structure control; decoupled control