

单相电力电子变压器整流级滑模控制策略

王 欣, 李树军, 秦 斌

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘 要: 由于 PWM 整流的非线性特性, 单相电力电子变压器传统的 PI 控制对参数较为敏感, 而滑模变结构控制对干扰和参数具有很强的鲁棒性, 因此采用 $d-q$ 电流解耦方法, 构造滑模控制器。搭建 3 单元级联模块 H 桥整流器模型, 在仿真软件 Matlab/Simulink 中进行了仿真, 并将其同传统的 PI 控制比较, 结果表明了所采用方法的有效性、优越性。

关键词: 级联型 H 桥整流器; 电流解耦; 滑模控制; 电压平衡; 单相电力电子变压器

中图分类号: U264.3; U266.2

文献标识码: A

doi: 10.13890/j.issn.1000-128x.2018.06.009

Sliding Mode Control Strategy of Single-phase Power Electronic Transformer Rectification Stage

WANG Xin, LI Shujun, QIN Bin

(School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou, Hunan 412007, China)

Abstract: Due to the nonlinear characteristics of PWM rectification, the traditional PI control of the single-phase power electronic transformer rectification stage is more sensitive to the parameters, but the sliding mode variable structure control has strong robustness to disturbances and parameters. So, the dq current decoupling method was used to construct a sliding mode controller. A 3-unit cascaded module H-bridge rectifier model was built and simulated in the simulation software Matlab/Simulink. Compared with the traditional PI control, the results showed the effectiveness and superiority of the adopted method.

Keywords: cascaded H-bridge rectifier; current decoupling; sliding mode control; voltage balance; single-phase power electronic transformer

0 引言

近年来高速铁路技术得到了飞速发展, 对于列车的高速度、高效率和舒适性要求, 如何使列车轻量化成为重要的研究课题^[1]。因为传统的电力传动变压器重量约占列车总重的 33%, 所以, 研制轻型化的电力变换器有着巨大的经济效益与良好的应用前景。

代表新型智能变压器的电力电子变压器 (Power Electronic Transformer, PET), 它能够取代体积庞大的传统电力变压器, 实现电压等级变换、电气隔离和能

量传递的功能^[2]。

PWM 整流电路用于变压器的输入侧, 通过高频变换使得网侧电流接近于正弦波, 因而可显著提高电网运行质量和经济效益, 减轻对环境的电磁干扰。

目前的单个电力电子器件无法满足高电压要求, 研究人员提出了采用器件串联或者模块级联的方式构造主电路拓扑的方案。采用模块的串联技术而非大功率器件的直接串联, 可使器件串联的均压问题、电源电流谐波和装置的可靠性等问题得到比较好的解决^[3]。该方案结构简单、易于模块化, 提高了装置的冗余性、可靠性。

单相电力电子整流级常用的控制有 PI 控制和准 PR 控制^[4]。为了得到稳定的电路性能, 需要参数的精准

收稿日期: 2018-05-10

基金项目: 国家自然科学基金项目 (61673166); 湖南省自然科学基金项目 (2017JJ4022); 湖南省教育厅科研重点项目 (15A050, 17A053)

设计, 而滑模变结构控制对干扰和参数具有很强的鲁棒性, 将其用在整流级, 降低了参数的调节时间, 可快速实现稳定的输出电压^[5-6]。本文研究在整流侧采用了滑模变结构控制策略, 通过构造虚拟分量, 采用 $d-q$ 电流解耦方法, 结合功率平衡, 设计了滑模控制器, 和 PI 控制对比取得了良好的效果。

1 单相级联 H 桥整流级拓扑结构

1.1 单相级联 H 桥整流级拓扑结构

单相 3 个单元 CHBR 的拓扑如图 1。 u_s 和 i_s 分别为网侧输入电压和电流; L_s 和 R_s 分别为网侧电感和电阻; VT1*i*, VT2*i*, VT3*i*, VT4*i* 为第 i 个单元的 4 个开关器件; u_{ab} 为级联整流桥的输入电压; u_{c1} , u_{c2} , u_{c3} 分别为电容 C1, C2, C3 的电压; R1, R2, R3 为等效负载。

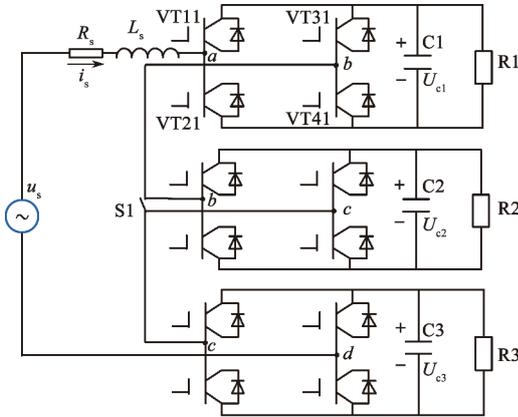


图 1 单相级联 H 桥结构

1.2 单相电力电子变压器模型建立

为分析方便, 首先对各个开关管的开关状态定义理想开关函数 S , 定义第 i 个级联单元的工作状态 S_i , S_i 一共有 3 种工作状态: 1, 0, -1。 n 个单元级联, 则 u_{ab} 最多有 $2n+1$ 个电平数^[5]。

设直流侧电容电压均达到给定值, 即 $u_{c1}=u_{c2}=u_{c3}=u_{dc}^*$ 。

根据 KVL 定律建立电压回路方程:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_s}{dt} + Ri_s &= u_s - u_{ad} = u_s - (S_1 + S_2 + S_3)u_{dc}^* \\ C \frac{du_{c1}}{dt} &= S_1 i_s - u_{c1} / R_1 \\ C \frac{du_{c2}}{dt} &= S_2 i_s - u_{c2} / R_2 \\ C \frac{du_{c3}}{dt} &= S_3 i_s - u_{c3} / R_3 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: $u_{ad}=u_{ab}+u_{bc}+u_{cd}$ (其中: $u_{ab}=S_1 u_{c1}$; $u_{bc}=S_2 u_{c2}$; $u_{cd}=S_3 u_{c3}$)。

假设

$$S_1 + S_2 + S_3 = S, \quad u_{c1} + u_{c2} + u_{c3} = u_{dc}, \quad i_{R1} + i_{R2} + i_{R3} = i_R$$

则微分方程可简化成:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_s}{dt} + Ri_s &= u_s - Su_{dc}^* \\ C \frac{du_{dc}}{dt} &= Si_s - i_R \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

1.3 PWM 整流电路的单相坐标变换

由于单相系统仅能获得网侧电压、电流一个自由度, 无法直接进行坐标变换, 从而无法对系统电流进行无静差跟随控制。因此, 需要对单相电网构造虚拟正交分量以实现坐标旋转变换。虚拟正交分量的构造有多种方法。论文采用将网侧电流超前 90° 构造虚拟正交分量的方法^[5]。

设:

$$i_s(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad (3)$$

则

$$i_y(t) = I_m \sin(\omega t - \varphi + \pi/2) = I_m \cos(\omega t - \varphi) \quad (4)$$

式中: I_m 为电流幅值; φ 为初始相位角; ω 为基波角频率。

将式 (3) 用三角公式展开如下:

$$i_s(t) = i_d \sin(\omega t) - i_q \cos(\omega t) \quad (5)$$

设其中: $i_d = I_m \cos \varphi$, $i_q = I_m \sin \varphi$

得

$$\left. \begin{aligned} i_s(t) &= i_\alpha(t) = i_d \sin(\omega t) - i_q \cos(\omega t) \\ i_y(t) &= i_\beta(t) = i_d \cos(\omega t) + i_q \sin(\omega t) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

dq 坐标系到 $\alpha\beta$ 坐标系的变换为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

其反变换为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ -\cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

同理得

$$u_s(t) = U_m \sin(\omega t)$$

$$u_s(t) = u_d \sin(\omega t) - u_q \cos(\omega t) \quad (9)$$

$$S = S_d \sin(\omega t) - S_q \cos(\omega t) \quad (10)$$

联立式 (2)、式 (6)、式 (9)、式 (10) 得:

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= u_d - Ri_d - S_d u_{dc}^* - \omega Li_q \\ L \frac{di_q}{dt} &= u_q - Ri_q - S_q u_{dc}^* + \omega Li_d \\ C \frac{du_{dc}}{dt} &= (S_d i_d + S_q i_q) / 2 - i_R \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

由式 (11) 可知电流存在耦合, 采用电流前馈解耦控制策略可以实现两者的解耦。

2 整流级控制策略

2.1 滑模控制器设计

滑模控制 (Sliding Mode Control) 又称为变结构控制 (Variable Structure Control)。SMC 具有对被控对象模型不需要精确、对干扰不敏感等特性。PWM 整流器控制属于开关控制, 属于变结构和参数时变性。设计好的滑模面, 可以取得良好的动态响应。

$$\mu(x,t) = \begin{cases} \mu^+(x,t), s(x) > 0 \\ \mu^-(x,t), s(x) < 0 \end{cases}$$

滑模控制系统通过判断 $s(x)$ 的符号来切换控制量改变系统结构,使系统状态变量运动到设计的 $s(x)=0$ 上,以实现系统所要达到的动态特性^[5]。

$s(x)$ 中的 x 一般选为系统状态变量的偏差来获得较好的控制效果,通过适当组合状态偏差变量得到 $s(x)$ 。

级联型 PWM 整流器的控制目的:

- ①获得单位功率因数,即 $i_q=i_q^*=0$;
- ②各个模块电压稳定在期望值 u_{dc}^* 。

控制器关键是控制输出侧电压,将输出各模块电压的和 u_{dc} 与 $nu_{dc}^*=U_{dc}^*$ 的差作为滑模控制器的输入,输出是网侧电流给定有功分量 i_d^* ,将 i_d^* 再与实际 i_d 比较。

将实际值与参考值间的误差作为新的状态变量,即定义误差变量为^[6-7]

$$e_1 = i_q - i_q^*, e_2 = u_{dc} - U_{dc}^*, e_3 = \dot{e}_2 = \dot{u}_{dc} - \dot{U}_{dc}^* \quad (12)$$

选择滑模面函数为

$$\left. \begin{aligned} s_1 &= k_1 e_1 = 0 \\ s_2 &= k_2 e_2 + k_3 e_3 = e_2 + \beta e_3 = 0 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

将式(11)、式(12)代入式(13)化简整理得

$$s_2 = (u_{dc} - U_{dc}^*) + \frac{\beta}{2C}(S_d i_d + S_q i_q) - \frac{\beta i_R}{C} \quad (14)$$

在 dq 坐标系下当 u_d 和 u_q 稳态时, S_d, S_q, i_d, i_q 都为常数,且 $i_q=0$,可得

$$\left. \begin{aligned} S_d &= (u_d - Ri_d) / u_{dc}^* \\ S_q &= \omega Li_d / u_{dc}^* \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

将式(15)代入式(14)中,由 $s_2=0$ 整理得

$$i_d^* = -[(u_{dc} - U_{dc}^*) - \beta i_R / C] 2Cu_{dc}^* / [\beta(u_d - Ri_d^*)] \quad (16)$$

采用指数趋近律,有

$$\dot{s} = -\varepsilon \operatorname{sgn} s - ks, \quad \varepsilon > 0, k > 0 \quad (17)$$

由广义滑动模态的存在条件 $s \frac{ds}{dt} \leq 0$, 得

$$\left. \begin{aligned} S_d U^* &= u_d - Ri_d - \omega Li_q - L(\varepsilon_1 \operatorname{sgn}(s_1) + k_1 s_1) \\ S_q U^* &= u_q - Ri_q + \omega Li_d - L(\varepsilon_2 \operatorname{sgn}(s_2) + k_2 s_2) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

系统结构控制框图如图2所示。

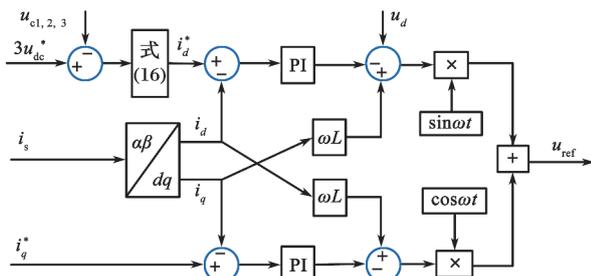


图2 3H桥级联解耦控制图

2.2 直流侧电压均衡策略

输出侧电压平衡主要是实现控制各个模块在负载变动时能够调整各个模块占空比^[8-9]。电压矢量控制直流电压平衡的方法是在总调制波的基础上再次对每个模块的功率的分配进行调节,当模块电压偏高时差为负值,经调节后与电流向量的乘积叠加在总调制电压上,从而使电压值降低;当偏低时则增加模块的电压。第 i 单元的电容器电压 u_{ci} 与平均值之间的差值经过比例积分控制器调节后和网侧电流瞬时值 i_s 的乘积叠加在总调制波上,形成第 i 个模块的调制波^[10]。前 $n-1$ 个调节量通过比例积分控制得到,第 n 个修正量等于前 $n-1$ 个之和的负值,如图3所示。电压差值的修正平衡控制策略,可保证输出电容器电压平衡只对单个模块进行再调整,减少了对整个系统的影响,使得调节速度提高。

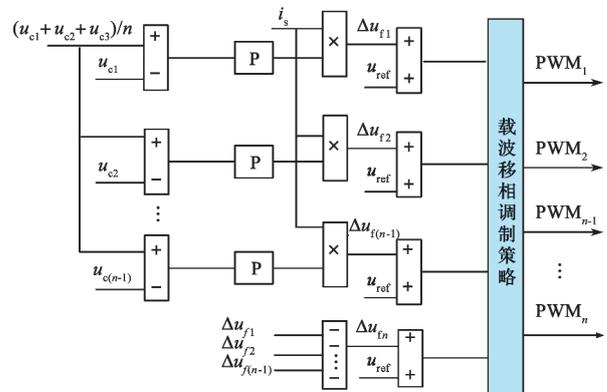


图3 电压均衡策略

2.3 载波移相 PWM 调制

载波移相调制是 SPWM 技术和多重化技术的有机结合,在整个载波周期内三角载波均匀分布。该调制方式能在较低的开关频率下具有较高开关频率效果,减少了开关损耗,并且输入的电压叠加更加接近正弦波,减少了输入谐波^[11]。其原理如图4所示。

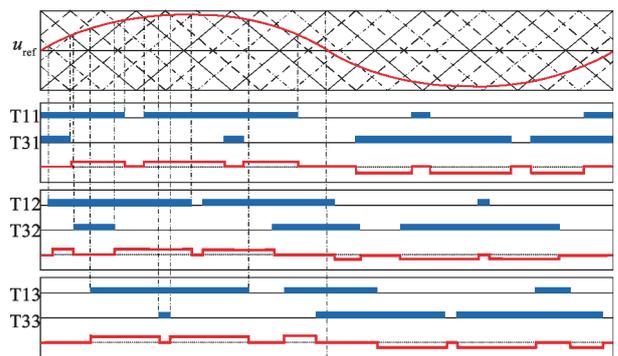
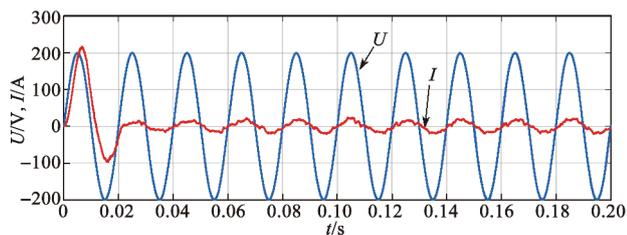


图4 载波移相原理

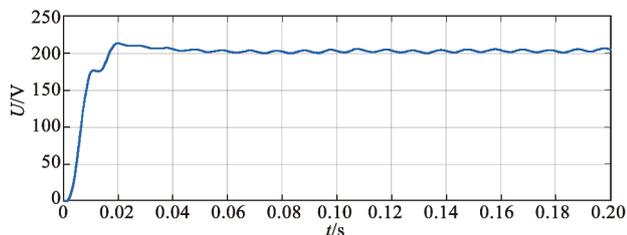
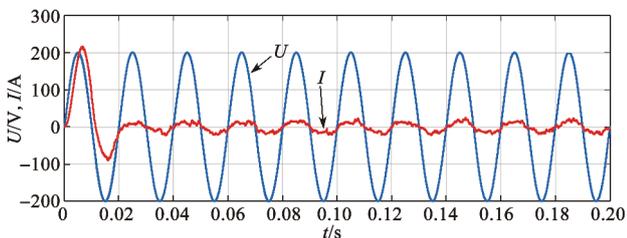
3 仿真结果及分析

为验证设计的控制器效果,在仿真平台 Matlab/Simulink 上进行仿真,系统仿真参数为:单相正弦输入电压 400 V,频率 50 Hz;输出直流侧电压参考值 200 V,输入电感 10 mH,线路阻抗为 0.5 Ω ,直流侧电容为 2.2 mF。设置仿真参数为: $K_{up}=5, K_{ui}=2, K_{idp}=0.4, K_{idi}=0.8, K_{iqp}=22, K_{iqi}=10$ 。

SMC 控制下: $\beta=0.0025$, $K_{idp}=2$, $K_{idi}=0.8$, $K_{iqp}=22$, $K_{iqi}=10$ 。图5为PI控制下交流侧电压电流波形以及输出侧直流电压波形;图6为滑模控制下交流侧电压电流波形以及输出侧直流电压波形;图7为输出电压比较波形,由图7比较可得知滑模控制比PI控制更接近于目标值。滑模控制超调量到211V,PI控制下达到214V;图8为两控制方法功率因数比较图,PI控制下功率因数最低在0.94,总体在0.96以上;滑模控制下功率因数最低在0.97,总体在0.98,比PI控制提高了0.02。仿真结果验证了方法的优越性。



(a) PI控制电压和电流波形

(b) PI控制直流输出电压波形
图5 PI控制电压、电流波形

(a) SMC控制电压电流波形图

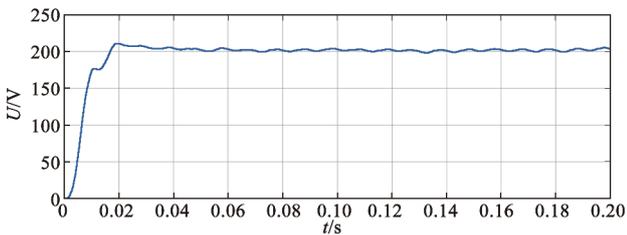
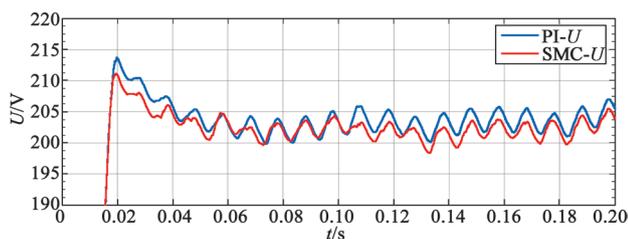
(b) SMC控制输出电压波形
图6 滑模控制电压电流波形

图7 PI控制和SMC控制输出电压比较

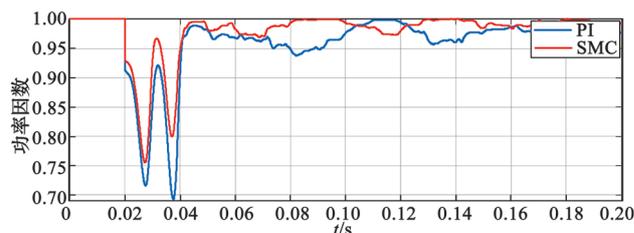


图8 功率因数比较图

4 结语

论文在分析单相级联整流单元的拓扑结构基础上,建立了同步坐标下的数学模型,设计了滑模变结构控制器。理论分析和仿真结果表明,滑模控制减少了参数的设计调整,使得响应速度提高,更快地达到稳态,提高了功率因数。该结论同样适用于多级联的拓扑模型,为级联变压器的前端整流改良了效果,具有一定的使用价值和社会效益。

参考文献:

- [1] 徐恒山,付超,石新春. 轻型动车牵引电力电子变压器的研究[J]. 华北电力大学学报, 2014, 41(5): 18-22.
- [2] 毛承雄. 电力电子变压器[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010.
- [3] 李伟,张黎. 铁道牵引单相电力电子变压器及控制[J]. 铁道学报, 2013, 35(4): 37-42.
- [4] 许恺,付超,王毅. 电力电子牵引变压器中单相PWM整流器准PR控制策略[J]. 电测与仪表, 2016, 53(5): 34-41.
- [5] 张兴,张崇巍. PWM整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012.
- [6] 刘金锴. 滑模变结构控制MATLAB仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2012.
- [7] 郑征,王莹秋. 级联H桥整流电路电压滑模控制策略[J]. 电力电子技术, 2016(5): 76-79.
- [8] 付子义,张博祥. 级联H桥整流器电容电压平衡控制改进算法[J]. 测控技术, 2017, 38(8): 140-144.
- [9] 陶兴华,李永东,孙敏. 一种H桥级联型PWM整流器的直流母线电压平衡控制新方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 85-90.
- [10] ZHAO T, WANG G, BHATTACHARYA S, et al. Voltage and power balance control for a cascaded H-bridge converter-based solid-state transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1523-1532.
- [11] 盘宏斌,朱鸿章,肖志勇,等. 级联H桥整流器的新型直流电压与无功平衡控制策略[J]. 电机工程学报, 2017, 37(12): 3565-3573.

作者简介:王欣(1971-),女,博士,教授,主要从事复杂电气系统建模与优化、轨道交通节能控制等领域的研究。