

基于滑模变结构PR控制的PWM整流器研究

针对PI控制器在负载突变和启动时对电流内环参考指令跟踪调节速度慢、存在静态误差等问题，提出基于电流内环的优化比例谐振（Proportional Resonant, PR）控制器，并结合具有开关特性的滑模控制器来降低电压外环PI控制器对电流内环控制精准性的影响；将两者结合来提高三相PWM整流器的稳态性能及负载扰动时动态性能和鲁棒性能。最后，搭建基于TMS320F2812核心控制板的10 kW整流器实验平台进行验证，实验结果表明滑模PR控制策略的可行性和有效性，且具有较好的工程实际应用价值。

王良凯 马 辉 危 伟/三峡大学新能源微电网协同创新中心
王书征/江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心

0 引言

三相电压型PWM整流器具有可实现单位功率因数调节、输入侧电流正弦化及功率可双向等优点，已获得国内外学者的广泛研究，并在电力电子技术中成为一项重要的课题^[1-3]。

传统PI控制是目前PWM整流中应用比较成熟的控制技术，由于在两相静止坐标系下PI控制难以实现对交流量的无静差跟踪，响应速度慢，因此国外学者开始进行整流器非线性算法的研究，并取得一些成绩^[4-6]。近年来提出一种比例谐振（Proportional Resonant, PR）控制器，与传统PI控制器相比，PR控制器在基波频率处增益趋近于无穷大，因此在静止坐标系下能够无静差跟踪基波正弦电流，从而有效消除交流信号，控制稳态误差。PWM整流器负载扰动会导致直

流侧电压波动，将滑模变结构控制引入到直流侧电压的控制中，利用其非线性控制的强鲁棒性以及系统参数无关性来提高动态性能，有效抑制负载扰动，保证直流侧电压稳定输出^[7-10]。

本文首先介绍三相电压型PWM整流器的数学模型；然后将PR控制器拓展至整流器瞬时值闭环控制中，实现对交流信号的无误差跟踪调节，并给出PR控制器参数选择依据，同时引入滑模变结构控制提高系统输出动态性能，增强抗负载扰动能力；最后通过搭建实验平台验证本文所提滑模PR控制的有效性与可行性。

1 PWM整流器拓扑结构及数学模型

三相电压型两电平PWM整流器主电路拓扑结构如图1所示。图中，网侧输入电压 e_a 、 e_b 和 e_c 采用三相对称无中性线连接方式； i_a 、 i_b 和 i_c 为三相输入电流； L 为滤波电感； R 为交流侧等效电阻； v_{dc} 为直流侧输出电压； R_L 为直流侧等效负载。为简化系统结构，假设所有功率开关器件均为理想元件，开关频率远大于网侧基波频率。

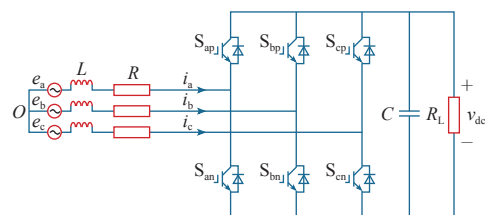


图1 三相PWM整流器主电路结构

三相电压型PWM整流器在三相静止



王良凯/助理工程师

关键词/Keywords

PWM整流器 ·
比例谐振控制 ·
滑模控制 ·

江苏省配电网智能技术与装备协同创新中心（NO. XTCX201710），湖北省教育厅优秀中青年科技创新团队项目（T201504），2017年三峡大学高教研究项目。

坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L}e_a - \frac{R}{L}i_a - \frac{1}{L}v_{dc}\left(s_a - \frac{1}{3}\sum_{k=a,b,c}s_k\right) \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{1}{L}e_b - \frac{R}{L}i_b - \frac{1}{L}v_{dc}\left(s_b - \frac{1}{3}\sum_{k=a,b,c}s_k\right) \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L}e_c - \frac{R}{L}i_c - \frac{1}{L}v_{dc}\left(s_c - \frac{1}{3}\sum_{k=a,b,c}s_k\right) \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = -\frac{i_L}{C} + s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c \end{cases} \quad (1)$$

设三相电源为理想平衡，将PWM整流器由三相静止坐标系变换到两相静止坐标系 $\alpha\beta$ ，其数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}e_\alpha - \frac{R}{L}i_\alpha - \frac{1}{L}v_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}e_\beta - \frac{R}{L}i_\beta - \frac{1}{L}v_\beta \end{cases} \quad (2)$$

式中， e_α 、 e_β 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的网侧电压， i_α 、 i_β 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的网侧电流； v_α 、 v_β 为 $\alpha\beta$ 坐标系下的开关管两端电压。其中， v_α 、 v_β 与开关状态的关系可以表示为

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{2}{3}v_{dc}\left[s_a - \frac{1}{2}(s_b + s_c)\right] \\ v_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}v_{dc}(s_a - s_b) \end{cases} \quad (3)$$

由两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 经Park变换到旋转坐标系 dq 下的数学模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{s_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{s_q}{L} \\ \frac{s_d}{C} & \frac{s_q}{C} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{dc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \\ i_{dc} \end{pmatrix} \quad (4)$$

式中， e_d 、 e_q 分别为相电压； i_d 、 i_q 分别为相电流； s_d 、 s_q 分别为开关函数在坐标系 dq 下的变量。

2 滑模PR控制策略

对于PWM整流器的控制主要是实现其单位功

率因数运行及网侧电流正弦化，并保证直流侧电压稳定输出。针对传统控制器难以无静差跟踪交流指令、动态响应慢以及抗干扰性能差等问题，本文提出PR控制和滑模控制相结合的新颖控制策略，即电压外环采用滑模变结构控制稳定直流侧输出电压，提高系统抗负载扰动能力，并将参考电流指令 i_{ref} 提供给电流内环；电流内环采用PR控制，无须坐标旋转变换，不存在交叉耦合项以及前馈补偿项，在静止坐标系下即可达到对交流信号的无静差跟踪调节，从而实现对整流器网侧电流的良好控制。

2.1 电流内环PR控制器设计

PR控制是在传统PI控制基础上提出来的，旨在无静差跟踪控制交流指令，实现网侧电流正弦化及单位功率因数运行。

传统PI控制器传递函数为

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (5)$$

在电网基波频率处的增益为

$$|G_{PI}(j\omega_0)| = \sqrt{k_p^2 + \frac{k_i}{\omega_0}} \quad (6)$$

式中， k_p 为比例系数； k_i 为积分系数； ω_0 为截止频率。

由式(6)可以看出，传统PI控制器在电网基波频率处的增益为有限值，因此其在跟踪正弦电流信号时会出现稳态误差，难以实现对电流的无静差跟踪。PR控制器与PI控制器不同，其传递函数为

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{k_R s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (7)$$

在电网基波频率处的增益为

$$|G_{PR}(j\omega_0)| = \sqrt{k_p^2 + \left(\frac{2k_R\omega_0}{-\omega_c^2 + \omega_0^2}\right)^2} \quad (8)$$

式中， k_p 为比例系数； k_R 为谐振系数； ω_c 为谐振频率（工频为 100π ）。

由此可以看到，基于 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的PR控制由于在控制器传递函数的 $j\omega$ 轴上加入两个固定频率的开环极点，使其在基波频率处增益无

穷大, 因此系统实现在该频率下的零稳态误差跟踪, 能够直接控制交流量。但是在实际应用中, PR控制器在非基频处增益很小, 电网频率一旦发生偏移, 就不能有效地抑制电网谐波, 因此在PR控制基础上提出了一种易于实现的准PR控制器, 其传递函数为

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_R\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (9)$$

准PR控制相比于PR控制在非基波频率处增益较大, 这一特性满足了电网频率发生波动时非谐振点增益小的问题, 可以有效抑制电网谐波。在下面的讨论中, 用准PR控制器代替PR控制器。

图2为准PR控制器跟踪网侧正弦电流信号时的原理框图。图中, i 为两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 下的网侧电流; i_{ref} 为内环参考电流。在准PR控制器参数设计过程中, 由式 (9) 可以看出影响其控制性能的有 k_p 、 k_R 和 ω_c 三个参数, 通过控制变量法依次分析这三个控制参数对于整流器系统性能的影响, 参

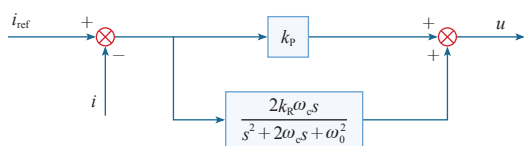
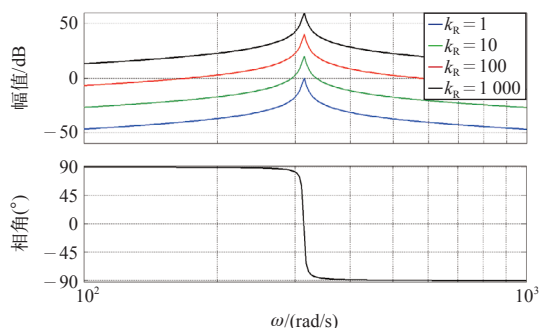
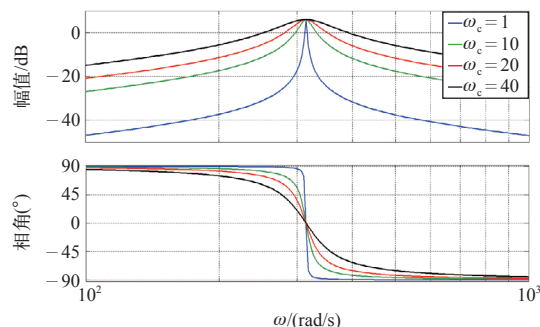


图2 准PR控制器原理框图

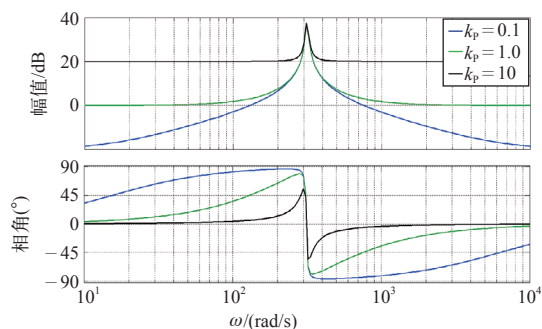


(a) k_R 变化时控制器频率特性



(b) ω_c 变化时控制器频率特性

数变化对PR控制器的幅频特性影响如图3所示。



(c) k_p 变化时谐波阻抗频率特性

图3 参数变化对PR控制器的幅频特性影响

图3a中不同的 k_R 对控制器增益有影响, 而对带宽没有影响, 并且控制器增益和 k_R 成正比关系, 增益越大, 稳态误差越小, 但谐波分量也会随着 k_R 的增大而增大, 反而影响网侧电流波形。因此选择 k_R 时要同时兼顾稳态误差和谐波分量, 保证系统在基频附近增益足够大, 并且在非基频处具有一定衰减作用。图3b中随着 ω_c 增大, 控制器非基频处的增益和带宽也增大。由于电网电压频率在基频处允许 ± 0.5 Hz 的波动, 即 $\omega_c/\pi = 1.0$ Hz, 则 $\omega_c \approx 3.14$ rad/s。

定义谐波阻抗表达式为

$$Z_{PR} = -\frac{U_n(s)}{I_n(s)} = \frac{Ls^3 + As^2 + Bs + Kk_p\omega_0^2 + R\omega_0^2}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (10)$$

式中, $U_n(s)$ 、 $I_n(s)$ 分别为 n 次谐波电压和由此产生的 n 次谐波电流; $A = Kk_p + 2L\omega_c + R$; $B = L\omega_0^2 + 2Kk_p\omega_c + 2Kk_R\omega_c + 2R\omega_c$ 。从图3c可以看出, k_p 对于系统 Z_{PR} 影响较大, 谐波阻抗 Z_{PR} 随 k_p 增加而增大, 系统谐波阻抗越大, 系统抗干扰性能越好; 但如果比例系数 k_p 过大, 将会引起振荡, 从而导致系统不稳定。

由此在PR控制器参数设计时, 应首先根据电网所允许的频率波动范围来确定 ω_c ; 其次根据基频附近的增益要求以及网侧谐波大小选择 k_R ; 最后根据谐波阻抗, 并考虑系统稳态性能及抗干扰性能确定 k_p 。除此, 还要综合考虑 k_p 和 k_R 之间的相互影响, 从而使控制系统达到最优工作性能。

2.2 电压外环滑模控制器设计

电压外环主要控制直流侧输出电压 v_{dc} , 保证

其跟随给定参考电压 v_{dref} 稳定输出且不受外界扰动影响, 结合目前较为成熟的电压控制方案, 使控制效果更加完善。通过对三相PWM整流器 dq 数学模型式(4)分析可知, 该系统有两个控制度:

① s_d 控制直流侧电压 v_{dc} ；② s_q 控制系统工作状态（单位功率因数），即控制无功电流 i_q 。选择 v_{dc} 和 i_q 作为控制系统输出，根据 PWM 整流器状态模型可推出系统控制方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ v_{dc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{s_q v_{dc}}{L} + \frac{e_q}{L} \\ \frac{s_d i_d + s_q i_q - i_{dc}}{C} \end{pmatrix} \quad (11)$$

将参考值与实际值误差作为控制系统的状态变量,即选取状态变量误差 $e_v = v_{d\text{cref}} - v_{dc}$, $e_{i_q} = i_{q\text{ref}} - i_q$,则滑模面切换函数选取如下

$$\begin{cases} S(e_{i_q}) = k(i_{q_{\text{ref}}} - i_q) = 0 \\ S(e_v) = e_v + \beta \frac{de_v}{dt} = (v_{d_{\text{ref}}} - v_{dc}) + \beta \left(\frac{dv_{d_{\text{ref}}}}{dt} - \frac{dv_{dc}}{dt} \right) \end{cases} \quad (12)$$

式中, k 为放大增益, 其目的是在确保系统稳定的情况下获得理想的动态响应; β 为变结构控制的反馈系数, 是与输出电压 v_{dc} 一阶响应有关的时间常数。

$$S(e_v) = \left[(v_{\text{dref}} - v_{\text{dc}}) + \beta \frac{dv_{\text{dref}}}{dt} + \beta \frac{(i_{\text{dc}} - s_q i_q)}{C} \right] \frac{C}{\beta s_d} - i_d = 0 \quad (13)$$

当三相PWM整流器单位功率因数运行时, $i_q = 0$, $e_q = 0$, $di_q/dt = 0$, 则 $s_q = -\omega L i_d / v_{dc}$; 在稳态条件下, i_d 为直流量, 令 $L di_d/dt = 0$, 可得 $s_d = -(e_d - R i_d) / v_{dc}$; 在等功率坐标变换下, $e_d = \sqrt{3} U_{rms}$, U_{rms} 为网侧输入相电压有效值, 又因直流侧参考电压 v_{dref} 为定值, 则 $dv_{dref}/dt = 0$, 将 s_d 、 s_q 代入式 (13) 化简可得

$$S(e_v) = \left[v_{\text{dcref}} - v_{\text{dc}} + \frac{\beta}{C} i_{\text{dc}} \right] \frac{C v_{\text{dc}}}{\beta (\sqrt{3} U_{\text{rms}} - R i_d)} - i_d \quad (14)$$

由此得到外环电压调节方程，输出结果作为电流内环的给定参考值，即

$$i_{dref} = \left[v_{dc}^{ref} - v_{dc} + \frac{\beta}{C} i_{dc} \right] \frac{C v_{dc}}{\beta (\sqrt{3} U_{rms} - R i_d)} \quad (15)$$

由此滑模外环电压控制器原理框图如图4所示,结合式(15)及 $i_{qref}=0$,即可得到满足直流侧输出电压和交流侧输入单位功率因数的电压外环输出。

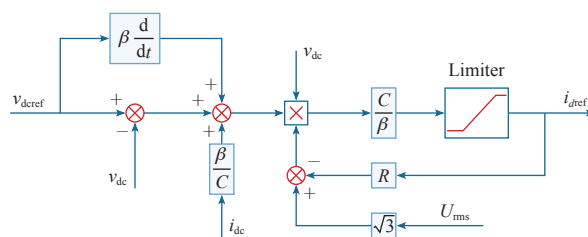


图4 滑模变结构控制器原理框图

2.3 滑模PR控制器设计

由上述分析可以得到基于滑模PR控制的三相PWM整流器双闭环控制原理系统框图,如图5所示。

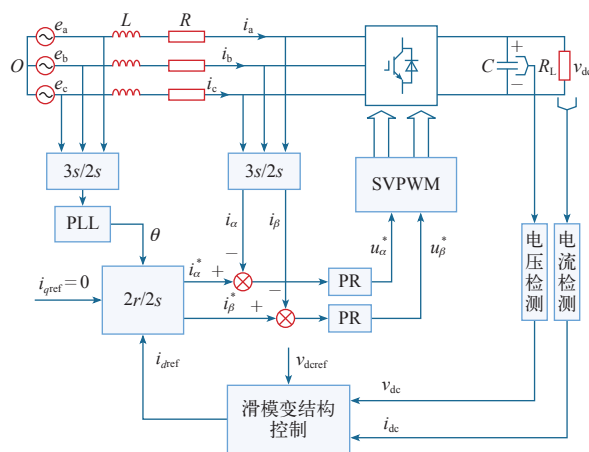


图5 三相PWM整流器控制系统框图

根据检测到的电源电压和电流, 利用在静止坐标系下的式(2)求得网侧电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的分量, 外环滑模控制输出 i_{dref} 作为内环有功电流的给定值, 无功给定 i_{qref} 设定为零, 电流误差经PR控制器得到 u_{α}^* 和 u_{β}^* 进行空间矢量调制。

3 实验验证

为验证所提方法的有效性,按照图1拓扑结构搭建10 kW三相PWM整流器样机,参数设计如下:直流电压参考设定值为600 V,交流侧输入电感 $L=4\text{ mH}$ (等效电阻 $R=0.1\text{ }\Omega$),直流侧电

容 $C=3\ 300\ \mu\text{F}$ ，负载电阻 $R_L=36\ \Omega$ ，开关频率为 $12\ \text{kHz}$ 。根据前文所述控制器设计步骤，综合考虑系统所需增益及稳态过程，选定内环控制参数 $k_p=8$ ， $k_R=120$ ， $\omega_c=5$ ，外环滑模变结构反馈系数 $\beta=0.06$ 。采用TMS320F2812DSP芯片作为核心运算控制器，IGBT桥臂模块选用三菱公司生产的CM150DY-24H，并采用安捷伦DSO5012A示波器进行实验波形采集。

图6和图7分别为滑模PR控制下PWM整流器a相电压、电流稳态波形和a相电流电压动态跟踪波形。可以看出，滑模PR控制方法能够满足系统单位功率因数运行及网侧电流正弦化，并可以实现该频率下（设定为输入侧 $50\ \text{Hz}$ ）的零稳态误差跟踪，消除网侧电流与电压之间的相位延迟，提高系统的动态性能。

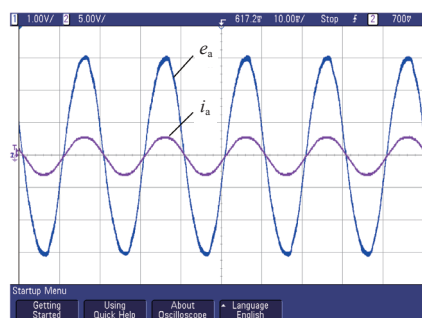


图6 a相电压、电流稳态波形

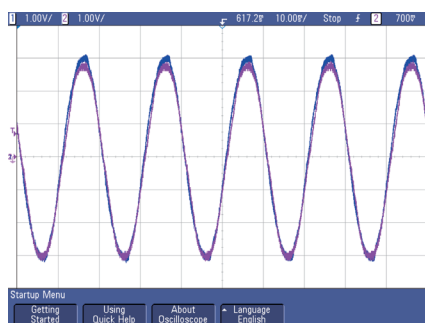


图7 a相电流电压动态跟踪波形

图8为PWM整流器输入电流谐波分析。由分析结果可知，滑模PR控制下输入电流THD为 4.1% ，保证输入电流质量，同时满足电网标准要求。图9分别为滑模PR控制下系统起动和负载突变时a相输入电流及直流侧输出电压波形。由图9可知，在系统起动时动态性能较好，输出电压到达设定值所需时间约为 $0.01\ \text{s}$ ；在突加负载时，输出电压跌落

值约为 $10\ \text{V}$ ，调节时间为 $0.003\ \text{s}$ ，电流畸变率较小。由此可知，基于滑模PR控制策略可有效提高系统动态响应速度，并且具有更好的抗负载扰动能力。

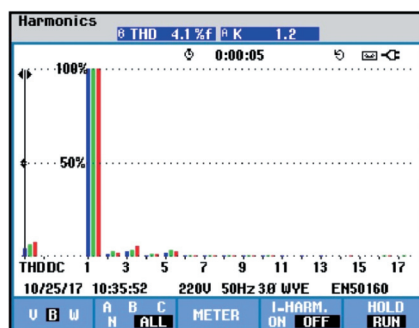
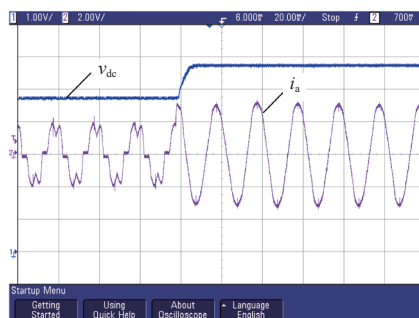
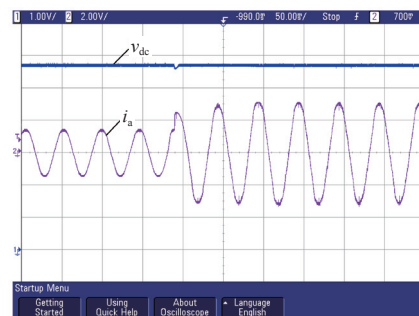


图8 三相电流谐波分析



(a) 系统起动



(b) 负载突变

图9 a相输入电流及直流电压波形

4 结束语

本文针对三相PWM整流器提出了一种优化滑模PR控制策略，建立该整流器下的结构控制模型，电流内环采用PR控制实现对基波正弦电流的无静差跟踪调节和网侧单位功率因数运行，电压外环引入滑模变结构控制提高系统输出动态性能，

(下转第101页)

纤送入AMC主控板。由于LD-GRB模块工作不稳定,在主电动机高速重载时,信号偶尔存在不稳定的现象,导致电动机模型计算负载角发生突变,产生负载角限制,发生直流过电压故障。

4.2 二极管问题

电压限幅单元VLU用于转矩要求准确度很高的动态应用场合,内部由电阻、IGCT、二极管和吸收电路组成,在现场曾出现过二极管损坏导致的直流过电压故障。

4.3 HVD电路板问题

ACS6000传动在所有ARU整流单元和INU逆变单元柜里都安装了HVD高压检测板,接入DC(+)、DC(中性点)和DC(-)三个信号,输出信号至电流电压检测板。在现场使用过程中,HVD高压检测板曾出现塑料外壳发黑、内部电阻阻值变化的情况,引起直流电压检测不准

确,导致直流过电压故障,在改用升级型号后问题得以解决。

5 结束语

介绍了湘钢宽厚板厂ACS6000传动系统整流侧和逆变侧控制原理、控制模式以及软件逻辑等技术,并进行了转矩输出能力测试、电压阶跃测试,结合现场数据和功能原理分析了直流过电压故障的几个原因,同时针对不同的现象采取了对应的控制措施,使直流过电压跳闸次数由原来的每月3~4次到现在的不再发生,直流过电压的问题解决后,ACS6000传动系统运行稳定,每月可减少停机时间80 min,并增加300 t的产量,在当前市场行情下取得了年创效约300多万元的经济效益。

(收稿日期:2017-02-10) EA

(上接第96页)

增强抗负载扰动能力。利用实验平台进行验证,结果表明所述方案在保证网侧单位功率因数的同时可以有效缩短负载扰动调节时间,提高系统动态性能和抗负载扰动能力等。因此,本文所述滑模PR控制策略具有良好的应用价值。

参考文献

- [1] 帅定新,谢运祥,等.三相PWM整流器混合非线性控制研究[J].中国电机工程学报,2009,29(12):30-35.
- [2] 朱鹏程,黄文新.电网不平衡时PWM整流器新型直接功率控制策略研究[J].电气应用,2015,34(16):24-27.
- [3] 汪万伟,万四维.PWM变流器滑模变结构直接功率控制策略研究[J].电力电子技术,2015,49(5):9-11.
- [4] 孟建辉,石新春,等.基于PR控制的光伏并网电流优化控制[J].电力自动化设备,2014,34(2):42-47.
- [5] Hui Ma, Xie Yunxiang, Sun Biaoguang, et al.

Modeling and direct power control method of Vienna rectifiers using the sliding mode control approach [J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15 (1) : 190-201.

- [6] 马辉,谢运祥.基于滑模变结构的Vienna整流器新型双闭环控制策略研究[J].电工技术学报,2015,30(12):143-151.
- [7] 陈瑶,金新民,童亦斌.基于滑模控制的三相PWM整流器系统仿真[J].系统仿真学报,2007,19(8):1849-1852.
- [8] Hui Ma, Xie Yunxiang, et al. Improved direct power control for Vienna-type rectifiers based on sliding mode control [J]. IET Power Electronics, 2016, 9 (3) : 427-434.
- [9] 孙强,王莎莎,等.采用比例谐振调节器的三相VSC控制系统稳定性研究[J].高电压技术,2016,42(10):3147-3155.
- [10] 李子欣,李耀华,等.PWM整流器在静止坐标系下的准直接功率控制[J].中国电机工程学报,2010,30(9):47-54.

(收稿日期:2018-03-12) EA