

# 模糊滑模变结构控制策略在 PWM 整流器 控制系统中的应用

周 莹

(重庆电子工程职业学院, 重庆 401331)

**摘要:** 根据模糊控制和滑模控制两种控制方法, 提出了一种三相电压型 PWM 整流器模糊滑模变结构控制系统, 主要由滑模控制策略来稳定输出直流电压、实现交流侧电流正弦化、保持系统稳定运行, 由模糊控制调节整个正常运动段以减弱滑模控制所特有的抖动现象。使用 Matlab 仿真软件分别对该控制系统和传统的双闭环 PI 控制系统进行了仿真对比和分析, 并在 DSP 实验平台上对该系统进行了试验验证。结果表明, 该控制系统在很短时间内就实现了整流器交流侧单位功率因数运行以及直流侧电压的稳定, 并对负载突变和给定指令电压突变有良好的跟踪能力和鲁棒性, 较传统的双闭环 PI 控制系统具有良好的动静态性能。

**关键词:** 三相电压型 PWM 整流器; 滑模控制; 模糊控制; 鲁棒性; 快速性

**中图分类号:** TM46

**文献标志码:** A

## 1 引言

三相电压型 PWM 整流器的开关管可以根据控制信号的指令开通和关断, 实现交流侧电流波形正弦化, 使其在单位功率因数运行, 并使能量双向流动, 实现绿色能量转换。目前, 三相电压型 PWM 整流器主要采用双环 PI 控制, 但由于 PI 调节有滞后效应, 当系统突加变量或参数出现变化时, 不能很好地跟踪系统指令, 动态性能有待改善。滑模控制作为一种变结构控制算法, 适用于有建模误差、参数时变和干扰较大的线性或非线形控制系统。其运算过程为首先确定一个滑模面, 然后将状态变量拉到所设定的滑模切换面上, 再沿该滑模面趋近于原点。如果系统有扰动, 状态变量将不停地穿越滑模面, 在其两侧做“之”字形切换, 即抖动。这种控制策略可以将不确定量扰动约束在滑模面边界层内<sup>[1]</sup>, 大大减小了其对控制系统的不利影响。但抖动问题是阻碍变结构控制广泛应用的主要因素, 是影响变结构技术发展的重要原因, 对此已在理论上分析了抖动的产生机理, 并尝试使用各种方法减弱抖动<sup>[2,3]</sup>, 但通常情况下, 这些方法比较僵化, 不能根据实际应用的场合以及系统参数的变化适时调整。而模糊控

制是一种典型的智能控制方法, 能将专家的经验 and 知识表示为语言规则用于控制, 对被调节对象的参数具有较强的鲁棒性<sup>[3]</sup>, 且由于其模糊规则可人为设定, 所以可以根据不同场合适时调整, 应用比较灵活。鉴此, 本文采用滑模变结构控制与模糊控制相结合的控制策略来实现对三相电压型 PWM 整流器的控制, 即利用滑模控制的鲁棒性减弱系统参数变化和负荷突变对系统的影响, 再通过模糊控制减弱抖动。与传统的双闭环 PI 控制系统对比分析表明, 该系统具有良好的动静态性能, 并通过了试验验证。

## 2 三相电压型 PWM 整流器数学模型

图 1 为三相电压型 PWM 整流器主电路拓扑结构。图 1 中  $e_a$ 、 $e_b$ 、 $e_c$  均为交流侧电源电压,  $i_a$ 、 $i_b$ 、 $i_c$  均为交流侧输入电流,  $R_s$  为交流侧电阻,  $L_s$  为交流侧滤波电感,  $C$  为直流侧滤波电容,  $R_L$  为直流侧负载,  $i_{dc}$  为直流侧电流,  $U_{dc}$  为直流侧母线电压,  $i_{L1}$  为直流负载电流,  $V_a$ 、 $V_b$ 、 $V_c$ 、 $V'_a$ 、 $V'_b$ 、 $V'_c$  均为开关管。

假设交流侧三相电压平衡。根据基尔霍夫电压定律, 可得整流器的 a 相回路方程为:

收稿日期: 2015-01-28, 修回日期: 2015-03-20

基金项目: 重庆市科委科技惠民计划项目(cstc2013jcsfA90002)

作者简介: 周莹(1983-), 女, 讲师, 研究方向为电力电子变换技术、电子电路设计、单片机控制技术等, E-mail: zhouyinglunwen@163.com

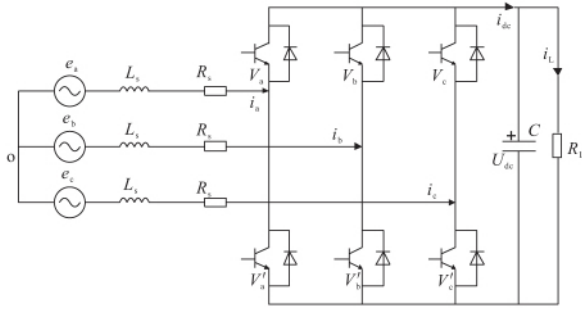


图 1 三相电压型 PWM 整流器主电路拓扑结构

Fig. 1 Diagram of three phase voltage PWM rectifier circuit topology

$$L_s di_a/dt = -R_s i_a - (u_{aN} + u_{NO}) + e_a \quad (1)$$

式中,  $L_s, R_s$  分别为交流侧电感和电阻;  $u_{aN}$  为 a 相桥臂输出电压;  $u_{NO}$  为桥臂中点电压。

用  $S_a$  表示 a 相开关管的通断电压, 当  $V_a$  导通而  $V'_a$  断开时  $u_{aN} = U_{dc}$ , 设定  $S_a = 1$ ; 当  $V_a$  关断而  $V'_a$  导通时  $u_{aN} = 0$ , 设定  $S_a = 0$ 。由于  $u_{aN} = U_{dc} S_a$ , 可以将式(1)改写为:

$$L_s di_a/dt = -R_s i_a - (U_{dc} S_a + u_{NO}) + e_a \quad (2)$$

同理, 可得 b、c 相方程分别为:

$$L_s di_b/dt = -R_s i_b - (U_{dc} S_b + u_{NO}) + e_b \quad (3)$$

$$L_s di_c/dt = -R_s i_c - (U_{dc} S_c + u_{NO}) + e_c \quad (4)$$

则 PWM 整流器数学模型为:

$$\begin{cases} L_s \frac{di_a}{dt} = -R_s i_a - u_o \left( S_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) + e_a \\ L_s \frac{di_b}{dt} = -R_s i_b - u_o \left( S_b - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) + e_b \\ L_s \frac{di_c}{dt} = -R_s i_c - u_o \left( S_c - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) + e_c \\ C du_o/dt = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - u_o/R_L \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $u_o$  为直流侧输出电压。

将式(5)由三相静止坐标系坐标变换到两相旋转坐标系, 则两相旋转坐标系即  $dq$  坐标系下 PWM 整流器数学模型<sup>[4]</sup>为:

$$\begin{cases} L_s di_q/dt = -R_s i_d + \omega L_s i_q - S_d u_o + e_d \\ L_s di_d/dt = -R_s i_q - \omega L_s i_d - S_q u_o + e_q \\ C du_o/dt = S_d i_d + S_q i_q - u_o/R_L \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $e_d, e_q$  分别为三相交流电压在两相同步旋转坐标系下  $d, q$  轴上的分量;  $S_d, S_q$  分别为开关切换函数在两相同步旋转坐标系下  $d, q$  轴上的分量;  $i_d, i_q$  分别为三相交流电流在两相同步旋转坐标系下  $d, q$  轴上的分量。

### 3 PWM 整流器模糊滑模变结构控制

#### 3.1 PWM 电流内环模糊滑模变结构控制器

根据传统的设计方案, 所设计的三相 PWM 整流器模糊滑模变结构控制系统仍采用双闭环结构。内环为电流环, 采用模糊滑模变结构控制策

略, 控制目标是实现网侧电流正弦化, 保证 PWM 整流器的单位功率因数运行。外环为电压环, 采用 PI 控制, 控制目标是实现输出直流电压快速调节, 且无稳态误差。在电流内环控制器设计时, 如果不考虑式(6)中的电压方程, 此时 PWM 整流器的数学方程为:

$$\begin{cases} di_d/dt = e_d/L_s - R_s i_d/L_s + \omega i_q - S_d u_o/L_s \\ di_q/dt = e_q/L_s - R_s i_q/L_s - \omega i_d - S_q u_o/L_s \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $\omega$  为交流侧基波频率。

定义两个滑模面:

$$\begin{cases} s_1 = \alpha_1 (i_d - i_d^*) \\ s_2 = \alpha_2 (i_q - i_q^*) \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $\alpha_1, \alpha_2$  均为控制系统参数;  $i_d^*, i_q^*$  分别为  $d, q$  轴的给定电流。

采用等趋近速率:

$$ds/dt = -\xi \text{sgn}(s) \quad (9)$$

式中,  $\xi$  为正实数, 可以保证  $s \cdot \dot{s} < 0$ , 满足广义滑模条件:

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = -N_1 \text{sgn}(s_1) \\ \dot{s}_2 = -N_2 \text{sgn}(s_2) \end{cases} \quad N_1 > 0; N_2 > 0 \quad (10)$$

由式(8)可知  $\begin{cases} \dot{s}_1 = \alpha_1 \dot{i}_d \\ \dot{s}_2 = \alpha_2 \dot{i}_q \end{cases}$ , 根据式(7)可以得到

PWM 整流器滑模变结构控制系统的电流内环控制器的控制率<sup>[1]</sup>:

$$S_d = \frac{L_s}{u_o} \left[ \frac{e_d}{L_s} - \frac{R_s i_d}{L_s} + \omega i_q - K_1 \text{sgn}(s_1) \right] \quad (11)$$

$$S_q = \frac{L_s}{u_o} \left[ \frac{e_q}{L_s} - \frac{R_s i_q}{L_s} - \omega i_d - K_2 \text{sgn}(s_2) \right] \quad (12)$$

其中  $K_1 = N_1/\alpha_1; K_2 = N_2/\alpha_2$

内环控制器的控制率存在不连续的符号函数  $\text{sgn}(s)$ , 是滑模变结构控制产生抖动的主要原因。另外, 在实际工程应用中, 时间延迟和空间滞后等因素亦使滑动模态表现为高频抖动形式<sup>[3]</sup>。为了抑制抖动, 利用模糊控制在线调整  $K_1$  和  $K_2$  的值而实现模糊滑模变结构控制, 以达到减少抖动的目的。当系统状态点远离滑模切换线时, 加大控制量, 加快正常运动段的响应速度; 当系统接近滑模切换线时, 适当减小控制作用, 防止系统状态点以过大速度冲过切换线造成系统的剧烈抖动。

系统采用两个模糊控制器分别控制  $K_1$  和  $K_2$ , 控制方式采用双输入单输出的方式, 两个控制器的输入都是  $i_d$  和  $i_q$  与给定值的误差, 分别记做  $l_d$  和  $l_q$ , 它们的论域均为  $[-10 \ 10]$ , 输出分别为  $l_{u1}$  和  $l_{u2}$ , 其中  $l_{u1}$  的论域为  $[8 \ 000 \ 12 \ 000]$ ,  $l_{u2}$  的论域为  $[15 \ 000 \ 20 \ 000]$ 。输入量和输出量的模糊语言值均为 {NB(负大), NS(负小), ZR(零), PS(正小), PB(正大)}。模糊控制规则见表 1<sup>[5]</sup>, 模糊控

表 1 模糊控制规则表

Tab. 1 Fuzzy control rule table

$l_{u1}/l_{u2}$	$l_d$					
	NB	NS	ZR	PS	PB	
$l_q$	NB	PB	PB	PM	PS	PM
	NS	PB	PM	PS	ZE	PM
	ZR	PB	PS	ZE	PS	PB
	PS	PM	ZE	PS	PM	PB
	PB	PM	PS	PM	PB	PB

制器采取隶属度函数为三角形,最后根据重心法解模糊<sup>[6]</sup>。

### 3.2 系统控制方案

根据上述分析,得到三相电压型 PWM 整流器总体控制方案(图 2)。将  $i_d$ 、 $i_q$ 、 $e_a$ 、 $e_b$  以及直流侧输出电压  $u_o$  分别输入两个模糊控制器中,经过处理,得到  $N_1$  和  $N_2$ ,再输入到滑模变结构控制器,经过式(11)和式(12)运算和处理,得到开关函数信号  $S_d$ 、 $S_q$ ,然后经过坐标变换得到对应的开关函数信号  $S_a$ 、 $S_b$  和  $S_c$ ,对应 6 个开关管的开关状态,控制开关管的开通和关断,从而得到稳定的直流输出电压,而直流电压  $u_o$  经反馈比较,再经控制器的作用决定旋转坐标系电流给定值  $i_d$  的大小。

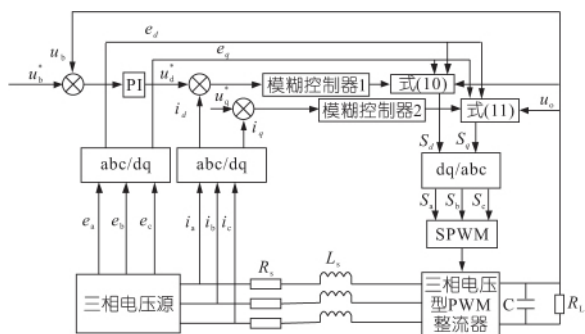


图 2 三相电压型 PWM 整流器控制方案

Fig. 2 Three-phase voltage PWM rectifier control scheme

## 4 仿真分析和试验验证

### 4.1 仿真分析

为验证本文所提设计方案的可行性,使用 Matlab 仿真软件分别对 PWM 整流器双闭环 PI 控制系统和电压外环 PI 控制、内环模糊滑模控制系统进行了仿真。设定交流侧三相输入电压均为 60 V、频率 50 Hz,开关频率为 5 kHz。交流侧电感  $L_s$  为 0.01 mH,电阻  $R_s$  为 0.2  $\Omega$ ,直流侧电容  $C$  为 900  $\mu$ F,负载  $R_L$  为 100  $\Omega$ 。设直流侧电压指令值为 180 V,电压外环 PI 调节器的参数  $K_{pi} = 0.2$ ,  $\tau_i = 0.07$ 。滑模变结构控制系统的参数  $\alpha_1 = 0.7$ ,  $\alpha_2 = 0.5$ 。为了更加全面了解系统的性能,在 0.45 s 时将负载  $R_L$  由 100  $\Omega$  减小到 87.5  $\Omega$ ,0.6 s 时将给定电压值指令由 180 V 提高到 200 V。

图 3 为双闭环 PI 控制系统交流侧 a 相电压及电流仿真波形。由图 3 可知,仿真初期交流侧电流有比较大的畸变,控制系统对交流侧带来了比较严重的谐波污染,当给定电压变化和给定负载突变时,交流侧电流也有明显变化。显然这种方法的鲁棒性不强,也不能快速跟踪系统的变化。

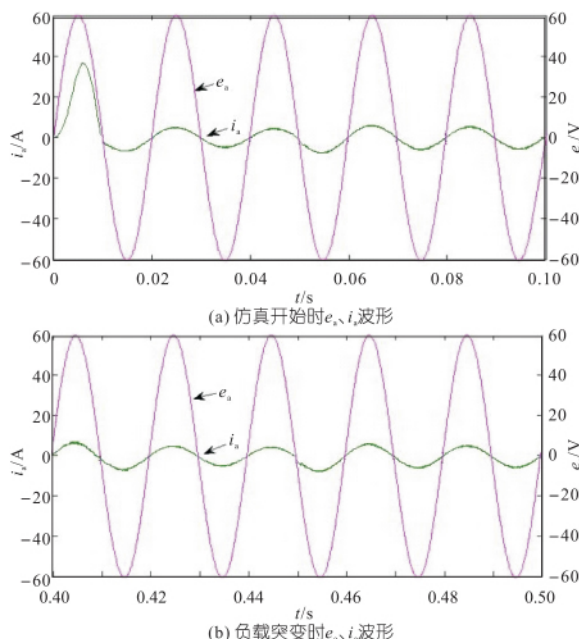


图 3 双闭环 PI 控制系统交流侧  $e_a$ 、 $i_a$  仿真波形

Fig. 3 AC-side simulation waveforms  $e_a$ 、 $i_a$  of double-loop PI control system

图 4、5 分别为本文设计控制系统交流侧 a 相电压及电流仿真波形与直流侧电压仿真波形。由图 4、5 可知,系统在  $t = 0.02$  s 时就实现了变流器单位功率因数运行,说明控制系统响应速度很快,状态轨迹能通过滑模面迅速达到原点。仿真开始时,交流测电压和电流波形畸变很小,说明控

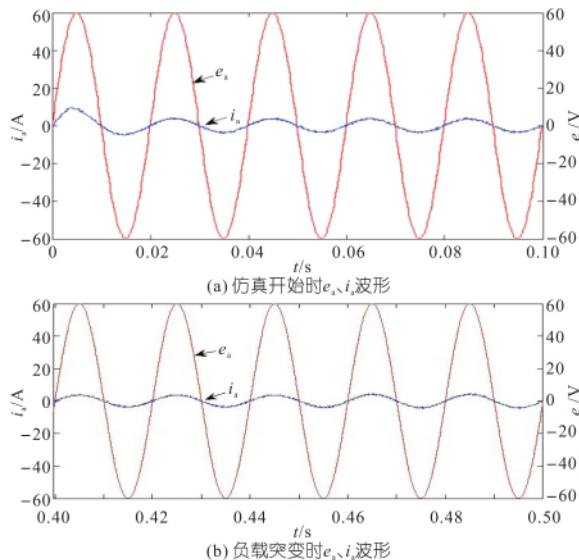


图 4 模糊滑模控制系统交流侧  $e_a$ 、 $i_a$  仿真波形

Fig. 4 AC-side simulation waveforms  $e_a$ 、 $i_a$  of fuzzy sliding mode control system

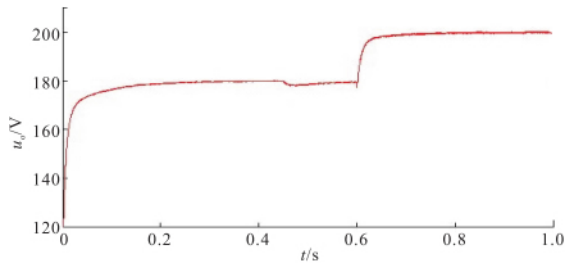


图 5 模糊滑模控制系统直流侧电压  $u_o$  仿真波形

Fig. 5 DC voltage simulation waveform  $u_o$  of fuzzy sliding mode control system

制系统能够较好地应对整流器交流侧突加电压的情况,体现了系统良好的鲁棒性。另外,直流侧输出电压达到稳态之后,无稳态误差,运行平稳。而当负载突变时,交流侧电流波形未出现明显变化,控制系统可以从容应对负载突变带来的冲击,且不会对交流侧的电能质量造成不良影响。而在负荷以及给定电压突变时,直流侧输出电压均很快就达到了给定值,说明系统具有良好的跟踪特性,能根据参数的变化迅速调整滑模面,并且快速滑动,趋近于原点。

#### 4.2 试验验证

为了进一步验证和分析所提算法的可能性以及所搭建的整流器控制系统的性能,在实验室搭建了试验模型并进行了试验分析。本文在 CCS 开发环境下编写模糊滑模变结构程序,并在硬件实验平台上进行测试。功率发生模块采用 PM300DVA120,数据处理芯片使用 TI 公司的 TMS320LF2407。采用 dSPACE 平台自带的 RTI 模块产生控制脉冲,信号采样频率为 5 kHz,死区时间设定为 10  $\mu$ s。

图 6 为交流侧电压及电流仿真波形。由图 6 可看出,在仿真开始时电流波形有些畸变,但控制

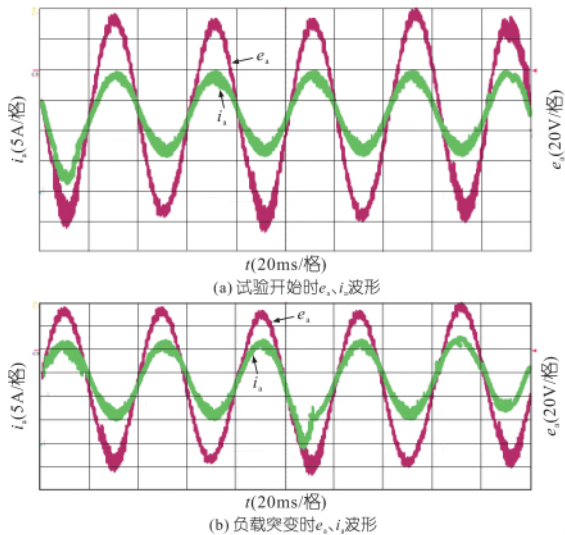


图 6 交流侧  $e_a$ 、 $i_a$  仿真波形

Fig. 6 AC-side experimental waveforms of  $e_a$ ,  $i_a$

系统在一个半周期内就实现了整流器交流侧的单位功率因数运行,并且谐波也控制在比较小的范围内。在负荷突变时,电流出现了小的波动,但总体上并未对系统产生较大的不利影响。由于滑模控制自身的特点,电流波形出现一定的抖动。

图 7 为直流侧电压试验波形。由图 7 可知,在负荷突变时直流侧电压有一个短暂的跌落,但很快又恢复跟踪给定值。说明在给定电压值突变时,系统能够很好地跟踪指令,控制系统的反应速度良好。

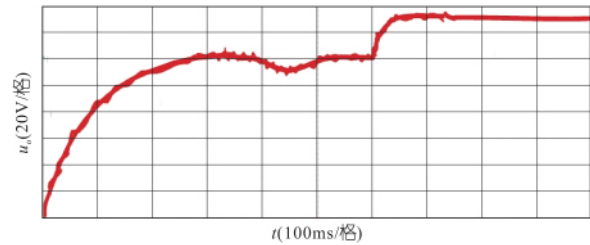


图 7 直流侧电压  $u_o$  试验波形

Fig. 7 DC voltage experimental waveforms of  $u_o$

## 5 结论

a. 结合模糊控制和滑模控制两种方法的特点,提出了一种三相电压型 PWM 整流器模糊滑模变结构控制系统,通过理论分析和仿真验证,证明了该系统的可行性,且具有实现简单、应用灵活、鲁棒性强、动态响应快等优点,并且实现了系统单位功率因数控制。

b. 仿真试验验证结果表明,该系统基本获得了令人满意的效果。另外由于模糊控制的特点,如果细化模糊规则,调整论域,还会进一步提高系统性能的可能性。

#### 参考文献:

- [1] 张晓华. 控制系统数字仿真与 CAD[M]. 北京:机械工业出版社,2010.
- [2] 王巍,汪玉凤,郭凤仪. 基于滑模观测器的 PMSM 模糊滑模控制[J]. 微特电机,2010(8):44-47.
- [3] 沈艳霞,纪志成. 基于无源性永磁同步电机模糊滑模控制系统研究[J]. 系统仿真学报,2007,19(17):4 012-4 016.
- [4] 章勇高,刘鹏,李银铃. 三相电压型 PWM 整流器的动态性能改进研究[J]. 大功率变流技术,2010(3):9-11.
- [5] 逢海萍,江妹妍. 伺服系统模糊滑模控制器的设计与仿真[J]. 系统仿真学报,2005,17(12):2 972-2 974,2 978.
- [6] 刘波,申群太. 三相电压型 PWM 整流器的滑模变结构控制[J]. 自动化技术与应用,2010,29(4):81-84.

(下转第 143 页)

版社,2003.

Technology,2002,124(2):154-160.

[11] Eisinger F L. Acoustic Fatigue of Impellers of Rotating Machinery [J]. Journal of Pressure Vessel

[12] 机械设计手册编委会. 机械设计手册单行本:疲劳强度设计[M]. 北京:机械工业出版社,2007.

### Fatigue Life Analysis of Upper Bracket of Francis Hydroelectric Set

ZHAO Xi, LAI Xi-de, GOU Qiu-qin

(School of Energy and Power Engineering, Xihua University, Chengdu 610039, China)

**Abstract:** Upper bracket that bears the axial loads is a critical component of hydroelectric set, and it bears alternating stress during the actual operation, which will cause fatigue failure and potential safety problems. In order to ensure the safe and stable operation of hydropower station, this paper took Francis hydroelectric set of a certain power station as an example and used ANSYS Workbench to make a static analysis of the upper bracket. And then the reliability of numerical simulation was verified by the measured data. On this basis, the upper bracket's fatigue life was analyzed with the fatigue module of Workbench. The results show that its fatigue safety coefficient is greater than the allowable safety coefficient, and its fatigue life is infinite, which meet the safety running requirement of unit. The fatigue analysis method used in this paper has a reference value in further research about mechanical fatigue of hydraulic machinery.

**Key words:** francis turbine; upper bracket; Workbench; fatigue life

\*\*\*\*\*  
(上接第 177 页)

### Research of PWM Rectifier Control System Based on Fuzzy Sliding Mode Control Strategy

ZHOU Ying

(Chongqing College of Electronic Engineering, Chongqing 401331, China)

**Abstract:** According to the features of two control methods; fuzzy control and sliding mode control, this paper proposed a fuzzy sliding mode control system for three-phase voltage-type PWM rectifiers. The sliding mode control strategy is used to stabilize the output of DC voltage, realize AC current sinusoidal and maintain the stability operation of the system. Fuzzy control strategy is utilized to adjust the entire normal movement segment for reducing the whipping of sliding mode control. In the Matlab simulation software, the designed control system model and the traditional double-loop PI control system model are simulated. And then on the experimental platform based on DSP, the system model is experimentally verified. The results show that the control system achieves the rectifier AC side operating on unit power factor rapidly and the stable DC voltage. For the sudden changes of load and given command voltages, it has good tracking ability and robustness. Compared with the traditional two-loop PI control system, the proposed control system has good dynamic and static performance.

**Key words:** three-phase voltage-type PWM rectifiers; sliding mode control; fuzzy control; robustness; rapidity

\*\*\*\*\*  
(上接第 194 页)

### Model and Strategy of Microgrid Dispatch Considering Demand Side Management

ZHANG Xiao-min, DONG Kai-song, ZHAO Yao, LI Zhen, MA Xi-ping,

SHEN Wei-cheng, YANG Jun, ZHAO Wei

(Electric Power Research Institute, Gansu Electric Power Corporation, Lanzhou 730050, China)

**Abstract:** The regulation ability of the controlled unit in microgrid system is limited. As the increase of load peak valley difference and the access of distributed new energy, it brings new challenge for microgrid dispatch. By considering the demand side management, the controllable load can be peak load shifting and the frequent adjustment of the controlled units are avoided which improves the efficiency of units. In addition, using the controllable load to follow the output power of intermittent energy, it improves the capacity of the intermittent energy consumption in microgrid system. Finally, by the calculation of a microgrid system, the feasibility of the proposed method is verified.

**Key words:** microgrid dispatch model; demand side management; peak load shifting; intermittent energy

\*\*\*\*\*  
(上接第 202 页)

### Model and Strategy of Microgrid Dispatch Considering Intermittent Energy

ZHAO Yao, DONG Kai-song, SHEN Wei-cheng, MA Xi-ping, LI Zhen,

YANG Jun, ZHENG Xiang-yu, ZHAO Wei

(Electric Power Research Institute, State Grid Gansu Electric Power Company, Lanzhou 730050, China)

**Abstract:** The optimal active power dispatch of microgrid system is a complex problem with significant economic benefits. How to deal with the uncertainty factors of microgrid scheduling is the key problem. Based on microgrid economic scheduling model, this paper simplifies the model by the scene description intermittent power output. Finally, the primal dual interior point algorithm is used to solve the model. The example results show that for the traditional scheduling mode, microgrid system may appear power shortage in certain periods when the fluctuation of wind power is larger; but the robust dispatch method can adjust the output power of controlled unit so that microgrid system power restores balance quickly; the traditional scheduling approach is more economic; at the condition of robust dispatch mode, microgrid system exchanges loss of economic index for wind power adaptability of uncertainty.

**Key words:** microgrid system; economic dispatch; intermittent energy; power shortage