

模糊抗饱和补偿器的设计及应用

俞珏, 庄健, 于德弘

(西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对采用固定反馈系数的传统抗饱和和补偿器难以有效补偿强非线性系统的问题,提出了一种基于模糊思想的抗饱和和补偿器。采用基于条件积分法和反计算法的混合补偿方式,对反计算法中所需的补偿系数进行模糊整定,在此基础上,采用硬件描述语言描述该补偿器的逻辑算法,对算法中的乘、除运算进行优化,并移植到现场可编程门阵列器件中来完成硬件的实现。实验表明,所设计的新型补偿器在直驱式转阀的控制中能够有效地提高控制精度并减少占用资源,阀芯阶跃响应的最大超调量小于 3%,需要的等效逻辑门数比未优化前减少了约 41%,从而证实了模糊抗饱和和补偿器的可行性。

关键词: 抗饱和补偿器;模糊思想;现场可编程门阵列器件;转阀

中图分类号: TM571.4;TP29 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)01-0068-06

Fuzzy Anti-Windup Compensator Design with Applications

YU Jue, ZHUANG Jian, YU Dehong

(School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The traditional anti-windup compensator is difficult to adapt to a strongly nonlinear systems by fixed feedback coefficients, a new anti-windup compensator from fuzzy idea is thus proposed. Conditional integral and anti-reset windup are utilized, whose feedback coefficient is fuzzily adjusted. Hardware description language is adopted to realize the algorithm, and the multiplication and division operations are optimized and implemented into the field programmable gate array to finally achieve hardware implementation for the compensator. The experiments indicate that the new compensator enables to improve the accuracy and reduce the occupancy resources significantly in the direct drive rotary valve control, the maximum overshoot of the spool step response gets less than 3%, and the needed equivalent gates decrease by 41% compared with that in usual cases.

Keywords: anti-windup; fuzzy idea; field programmable gate array; rotary valve

比例积分(PI)控制器由于结构简单、易于实现及可靠性高,而被广泛应用于工业控制中,但因为执行器输出功率有限而导致控制器积分饱和并产生 Windup 现象^[1],因此使系统响应变差甚至失稳。目前,已研究出了多种抗饱和和补偿技术(AW),其中应用较为广泛的是条件积分法^[2-7]和反算法^[2,8]。条件积分法只有控制器在输入满足非限制条件时才

能进行积分,应用简单,但鲁棒性较差。反算法是当控制器输出超过设定范围时,利用计算输出量和实际输出量的差值来补偿积分量,但补偿系数的最优值在不同状态下并不相同。反算法采用固定补偿系数,忽视了系统参数、负载等因素造成的系统饱和程度的变化,对强非线性系统的补偿效果较差。

本文融合了条件积分法和反算法,当误差较

收稿日期: 2012-05-17。 作者简介: 俞珏(1986—),男,博士生;庄健(通信作者),男,副教授。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61075001);陕西省工业攻关项目(2011K09-45)。

网络出版时间: 2012-12-10

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20121210.1008.001.html>

大时,采用条件积分法^[9]以避免积分量累加溢出,并对条件积分法的判定条件进行了改进,从而减少了计算量。当误差较小时,采用反计算法以增强系统的鲁棒性,同时采用模糊技术对反计算法中所使用的补偿系数进行整定,从而使补偿量跟随系统的运行状态发生变化。

1 模糊抗饱和和补偿器的设计

图 1 为传统反计算法 AW 的结构框图,由于工业应用中执行器额定功率有限,当理论输出量超过额定输出量时,需对理论计算值进行限幅处理,其实际输出量

$$u_s = \begin{cases} -u_m & u_n < -u_m \\ u_n & -u_m \leq u_n \leq u_m \\ u_m & u_n > u_m \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_m 为执行器的输出功率; u_n 为计算输出量。将系统分成 2 种运行状态:①未饱和和运行状态,此时 $u_s = u_n$, 补偿系数 K_{aw} 对系统运行无影响;②饱和运行状态,此时 $u_s \neq u_n$, K_{aw} 对 PI 控制器积分量 q 和 u_n 的影响较大,即

$$q = [e + K_{aw}(u_s - u_n)]/s \quad (2)$$

$$u_n = \frac{sK_p + K_i}{s + K_{aw}}e + \frac{K_{aw}}{s + K_{aw}}u_s \quad (3)$$

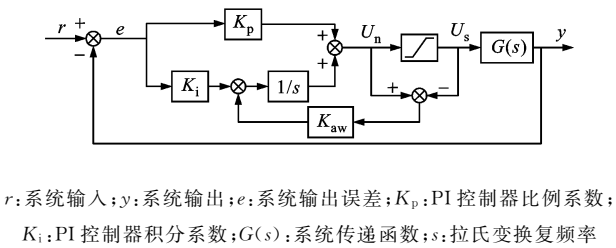


图 1 传统反计算法 AW 的结构示意图

模糊抗饱和和补偿器融合了传统的条件积分法和反计算法,并对条件积分的判断条件和补偿系数的计算方法做出了修正,其原理如图 2 所示。当系统处于饱和状态时, $eK_p \gg qK_i$; 当 e 过大时,积分量不变;当 e 较小时,则选择反计算法来更新积分量,即

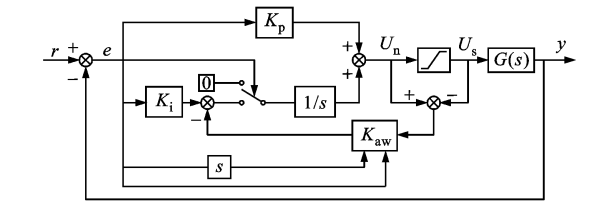


图 2 模糊抗饱和和补偿器的结构示意图

$$\dot{q} = \begin{cases} 0 & |e| > u_m/K_p \\ e - K_{aw}(u_n - u_s)/K_i & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

式中: K_{aw} 由 e 及系统输出速度 v_e 模糊确定。将 $|e|$ 在 $[0, u_m/K_p]$ 内分成 4 个子集,即{零,正小,正中,正大},记为{ZO,PS,PM,PB}。由实验和文献[2]得出误差的隶属函数,对应的 ZO 子集选择半梯形隶属函数,PS、PM、PB 选择三角形隶属函数,如图 3 所示。

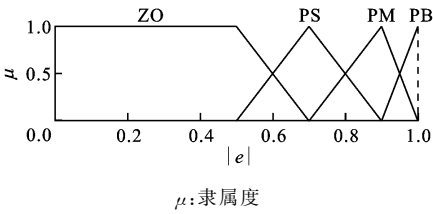


图 3 $|e|$ 的隶属函数

考虑 v_e 对系统饱和状态的影响,将 v_e 绝对值分成 4 个子集{零,正小,正中,正大},记为{ZO,PS,PM,PB},其中 ZO、PB 选择半梯形隶属函数,PS、PM 选择三角形隶属函数,如图 4 所示。

将 K_{aw} 值划分为 5 个子集,分别为{小,较小,中,较大,大},记为{SS,MS,MM,MB,BB},其中 SS、BB 选择半梯形隶属函数(见图 5),其他子集选择三角形隶属函数。 K_{aw} 的推理规则是由专家经验建立的,由系统误差及速度给出的 K_{aw} 隶属度赋值如表 1 所示。

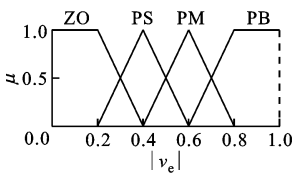


图 4 $|v_e|$ 的隶属函数

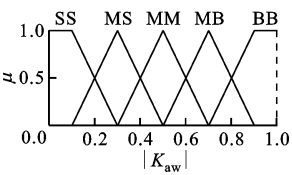


图 5 补偿系数的隶属函数

表 1 模糊控制规则表

$ e $	K_{aw}			
	$ v_e = \text{ZO}$	$ v_e = \text{PS}$	$ v_e = \text{PM}$	$ v_e = \text{PB}$
ZO	SS	SS	MS	MM
PS	SS	MS	MM	MB
PM	MS	MM	MB	MB
PB	MM	MB	BB	BB

表 1 中的模糊规则为:若 e 为 A_i (A_i 为 $|e|$ 的 4 个子集)且 v_e 为 B_j (B_j 为 $|v_e|$ 的 4 个子集)时,则 K_{aw} 为 C_{ij} (C_{ij} 为 K_{aw} 的 5 个子集:SS、MS、MM、MB 和 BB), $i, j = 1, 2, 3, 4$ 。采用 Mamdani 模糊控制器对 K_{aw} 进行模糊化操作,可得

$$u_c(K_{aw}) = \bigvee_{i,j=1}^4 u_i(|e|) \wedge u_j(|v_e|) \wedge u_{C_{ij}}(K_{aw}) \quad (5)$$

利用重心法^[9]对模糊子集进行去模糊化操作,可得

$$K_{aw}(e, v_e) = \frac{\sum_{C_{ij}=1}^5 K_{aw} u_c(K_{aw})}{\sum_{C_{ij}=1}^5 u_c(K_{aw})} \quad (6)$$

2 模糊抗饱和和补偿器的片上化实现

2.1 乘除运算的改进

含抗饱和和补偿的PI控制器在植入可编程门阵列器件(FPGA)的过程中,需要进行小数乘、除法运算,而FPGA没有浮点运算功能,小数乘、除法运算需转化为定点运算,因此运算量较大且精度较低。

新型补偿器对乘、除法运算进行了改进,将比例系数、积分系数和补偿系数转化为同分母分数形式,分别记为 $K_{pn}/65\ 536$ 、 $K_{in}/65\ 536$ 、 $K_{awn}/65\ 536$,将与系数相乘转化为与分子 K_{pn} 、 K_{in} 、 K_{awn} 相乘,使用寄存器存储计算的结果为

$$r_p = eK_{pn} \quad (7)$$

$$r_i = eK_{in} \quad (8)$$

$$r_{aw} = (u_n - u_s)K_{awn} \quad (9)$$

式中: r_p 、 r_i 、 r_{aw} 分别为比例、积分和补偿算子。式(8)摒弃16位积分系数与32位积分量的乘法,选择16位积分系数与16位的 e 相乘,减少了FPGA的占用资源。将式(9)代入式(8)进行补偿运算,得到

$$r_{eg} = r_i - r_{aw} + r_L \quad (10)$$

式中: r_{eg} 为暂存算子; r_L 为低16位暂存算子。利用下式可得到PI控制器的比例控制量和积分控制量

$$u_p = r_p(31, \dots, 16) \quad (11)$$

$$u_i = u_i + r_{eg}(31, \dots, 16) \quad (12)$$

通过式(10)、式(12),合并了积分运算和补偿运算中的除法,减少了运算量,同时将 r_L 代入下一步的积分计算,从而使运算精度得到了提高。

2.2 PI控制器的片上化实现过程

图6为含抗饱和和补偿的PI控制器数字设计框图,参数 K_{awn} 为由误差及速度模糊决定的变量, K_{pn} 与 K_{in} 为定值,控制工作过程的步骤如下。

步骤1 硬件安装和初始化操作。

步骤2 利用模数转换器采集当前输出位移,与设定目标 r 对比后得 $e(kT)$ 。

步骤3 分3部分并行工作:①将 $e(kT)$ 与 K_{pn} 代入式(7)、式(11)得到 u_p ;②将 $e(kT)$ 与 u_m/K_p 进行比较,若 u_m/K_p 的比值较大,则积分运算停止,此时PI控制器的输出为 u_s ,控制过程转向步骤2,反之启动步骤4;③将 $e(kT)$ 与 K_{in} 代入式(8)得到 r_i 。

步骤4 利用 $e(kT)$ 和 $e((k-1)T)$ 确定 K_{awn} 值。

步骤5 利用式(9)、式(10)计算出 r_{eg} ,将 r_{eg} 的低16位存于 r_L 中,用式(12)计算出PI控制器的积分控制量。

步骤6 将 u_p 与 u_i 相加即可得到输出 u_n ,进而得出 u_s 。

步骤7 判定是否满足结束条件,若不满足则继续跳转步骤2执行,若满足则完成控制过程。

3 实验与结论

3.1 旋转直驱式液压阀

抗饱和和补偿PI控制器控制直驱式转阀的机械结构如图7所示。被控直驱液压阀为三位四通机能,为减少高压差产生的不平衡或冲击,将同一油口采用对称分布,其中阀芯由直流无刷电机直接驱动,被控阀芯角位移 θ 和电机的输入电压 U 间的传递函数为

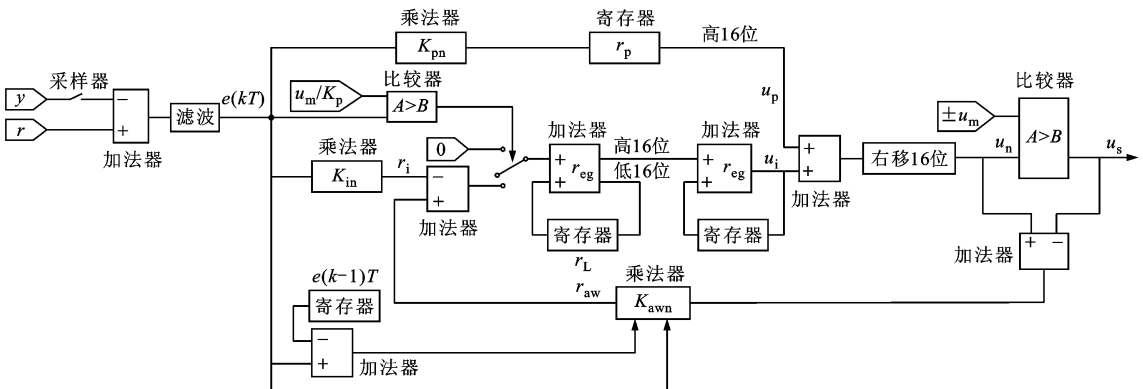
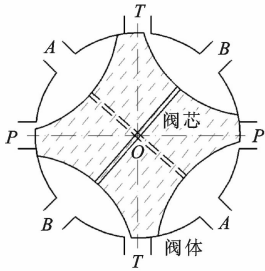


图6 抗饱和和补偿PI控制器片上化实现设计框图



A、B、P、T:对称分布的转阀油口
图 7 直驱式转阀的截面图

当进出口压差相同时,将新算法与采用固定补偿系数的抗饱和补偿器进行对比,输入角位移 θ_0 分别为 40° 、 48° 、 56° 和 60° ($u_m/K_p=57.6^\circ$),实验为空载,输入油压为 5 MPa,结果如图 9 所示。

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{U(s)} = \frac{C_e}{L_a J s^3 + A s^2 + B s + R_a K_f r} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} A &= J R_a + L_a B_f r + L_a R \\ B &= C_e^2 + B_f R_a r + L_a K_f r + R_a R \\ K_f &= \sum_{i=1}^8 2 C_v C_d w \Delta p_i \cos \theta \\ B_f &= \sum_{i=1}^8 C_d w L_i (2 \rho \Delta p_i)^{1/2} \end{aligned}$$

式中: R_a 为相电阻; L_a 为相电感; C_e 为电机比例系数; R 为直流无刷电机阻尼系数; J 为直流无刷电机转动惯量; r 为阀芯内半径; K_f 、 B_f 分别为阀芯动作时的稳态液动阻力系数和瞬态液动阻力系数; C_v 为速度系数; C_d 为流量系数; w 为阀芯开口轴向宽度; L_i 为液流在阀腔内的流程长度; ρ 为液压油密度; p 为液压油压力。可见,液动阻力受油压、油温、阀芯转角等因素影响,具有较强的非线性,若此类参数发生变化时,系统饱和程度也将随之发生变化。

采用含抗饱和和补偿的 PI 控制器来控制直驱式转阀^[10],得到的系统控制框图如图 8 所示。

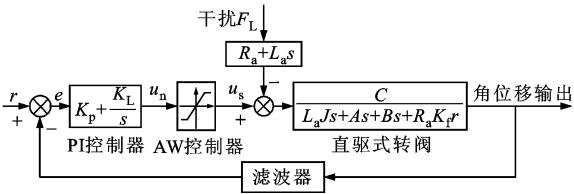
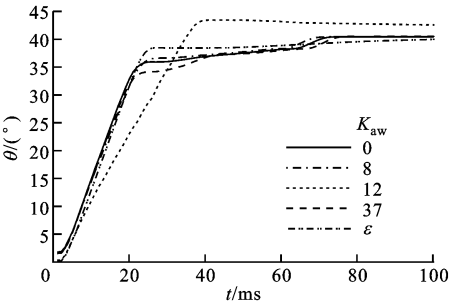


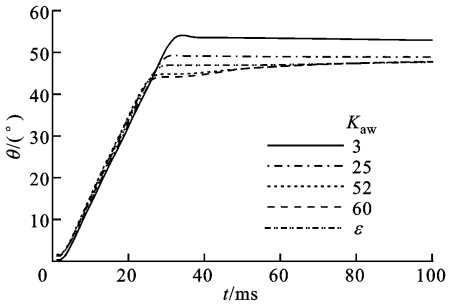
图 8 抗饱和和补偿 PI 控制器的控制流程框图

3.2 模糊抗饱和和补偿器的性能验证

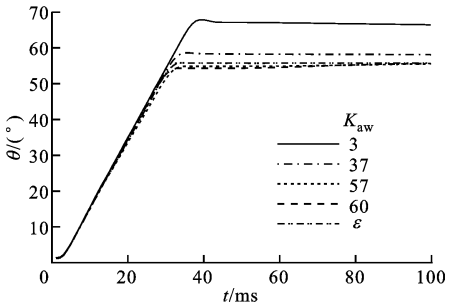
由于直驱式转阀的工作状态受进出口压差的影响,而供油压力对系统饱和特性的影响与负载相同,因此可通过不同供油压力下转阀的阶跃响应,来验证动态抗饱和补偿器的实际工作效果。实验中将比例系数设为 120/128,积分系数设为 65/65 536,脉冲宽度调制(PWM)的控制周期为 0.1 ms。



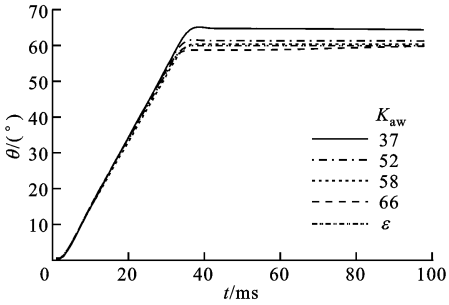
(a) $\theta_0 = 40^\circ$



(b) $\theta_0 = 48^\circ$



(c) $\theta_0 = 56^\circ$



(d) $\theta_0 = 60^\circ$

ϵ : 模糊抗饱和和补偿系数分子量

图 9 不同输入角位移对最优 K_{aw} 取值的影响

利用绝对误差积分统计不同 K_{aw} 值对系统性能的影响,其绝对误差为

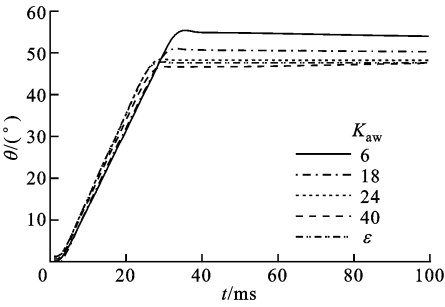
$$I_{AE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt = \sum_{k=1}^N e(k) \tag{14}$$

选择采样数 $N=1\,024$,采样周期为 0.1 ms 。统计数据如表 2 所示。

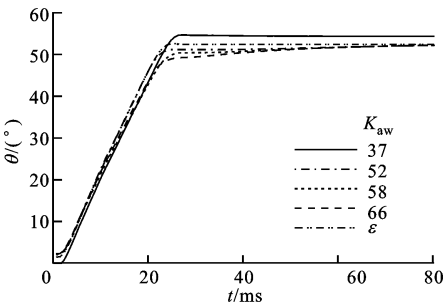
表 2 不同输入角位移的系统响应性能

$\theta_0/(^{\circ})$	I_{AE}				
	$K_{awn}=3$	$K_{awn}=37$	$K_{awn}=52$	$K_{awn}=60$	ϵ
40	769.9	892.5	1 222.1	1 666.7	746.2
48	2 012.9	862.1	893.8	920.3	852.2
56	2 372.9	1 895.7	1 092.1	1 124.5	933.6
60	2 751.9	2 514.1	1 740.7	1 100.3	1 100.3

最优 K_{aw} 随系统输入角位移的变化而变化,传统抗饱和和补偿器若选择 3/65 536 作为固定补偿系数时,与新补偿器相比,在 48° 、 56° 、 60° 输入时的最大超调量可分别由 2.77%、0.9%、0.7% 增加到 12.73%、21.59%、28.75%。当输入角位移相同时,验证负载变化时不同 K_{aw} 的取值对系统阶跃响应的影响。实验选择输出为空载,进口压力 p_s 分别为 4~6 MPa,将 θ_0 设定为 48° ,在 p_s 为 5 MPa 下其实验结果如图 9b 所示。 p_s 为 4、6 MPa 下的实验结果如图 10 所



(a) $p_s=4\text{ MPa}$



(b) $p_s=6\text{ MPa}$

图 10 不同进口压力对最优 K_{aw} 取值的影响

示。不同进口压力条件下系统性能如表 3 所示。

表 3 不同进口压力下的系统响应性能

p_s/MPa	I_{AE}				
	$K_{awn}=30$	$K_{awn}=37$	$K_{awn}=40$	$K_{awn}=52$	ϵ
4	737.8	853.1	889.6	919.9	737.8
5	1 172.2	862.6	900.3	893.8	852.2
6	1 685.9	902.5	860.7	927.4	860.7

与传统方法相比,若将 4 MPa 下的最优 K_{aw} 值 (30/65 536) 应用于全局,在 5、6 MPa 的工作条件下, I_{AE} 将分别增长 37.5% 和 95.9%。

3.3 改进乘除运算性能的验证

抗饱和和补偿 PI 控制器算法通过 Xilinx 公司的 Spartan2 系列 xc2s200 芯片来实现,由 ISE9.1 (FPGA Design Summary) 统计各算法的占用资源和设计等效门数量,并与传统计算方法进行了对比(见表 4)。

表 4 中 I 算法为所提出的改进算法,II 算法与 I 算法的积分运算和补偿运算的分母不统一,除法部分是独立进行的。III 算法为传统运算方法,选择 32 位积分量与积分系数直接相乘,其除法选择移位方式,从表格中可看出 III 算法法占用资源较多,IV 算法与 III 算法的差别在于补偿运算与积分运算的除法部分是独立进行的,IV 算法不仅占用资源较多,而且精度低于 III 算法。以上运算方法统计占用资源时均不包括 K_{aw} 模糊选择部分。

表 4 不同算法占用资源的对比表

算法	4 输入查找表	Slice 触发器	等效门数
I	436	119	5 412
II	451	132	5 702
III	694	154	8 270
IV	769	197	9 216

4 结 论

本文融合了条件积分法和反计算法,并采用模糊技术对反计算法中所使用的补偿系数进行整定,从而有效地增强了抗饱和和补偿器对非线性系统饱和程度的识别能力,提高了补偿器的适应度和稳定性。

直驱式转阀角位移的控制实验结果表明,所设计的模糊抗饱和和补偿器能够有效地提高系统的控制精度,并减少了占有资源,从而验证了设计的可行性和合理性,为抗饱和和补偿器的实际应用提供了一种可行的解决方案。

参考文献:

- [1] PENG Youbin, VRANCIC D, HANUS R. Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers [J]. IEEE Control Systems Magazine, 1996, 16(4): 48-57.
- [2] 杨明, 李钊, 胡浩, 等. 永磁同步伺服系统速度调节器抗饱和补偿器设计 [J]. 电机与控制学报, 2011, 15(4): 46-51.
YANG Ming, LI Zhao, HU Hao, et al. Anti-windup design for PI regulator of PMSM servo system [J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(4): 46-51.
- [3] SHIN H B, PARK J G. Anti-windup PID controller with integral state predictor for variable speed motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(3): 1509-1516.
- [4] ZHANG Da, LI Hui, COLLINS E G. Digital anti-windup PI controllers for variable-speed motor drives using FPGA and stochastic theory [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1496-1501.
- [5] TARBOURIECH S, TURNER M. Anti-windup design: an overview of some recent advances and open problems [J]. IET Control Theory and Applications, 2009, 3(1): 1-19.
- [6] 杨明, 徐殿国, 贵献国. 控制系统 Anti-Windup 设计综述 [J]. 电机与控制学报, 2006, 10(6): 622-625.
YANG Ming, XU Dianguo, GUI Xianguo. Review of control system anti-windup design [J]. Electric Machines and Control, 2006, 10(6): 622-625.
- [7] LU Liang, LIN Zongli. Design of a nonlinear anti-windup gain by using a composite quadratic Lyapunov function [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2011, 56(12): 2997-3001.
- [8] KHAYYAT A A, HEINRICHS B, SEPEHRI N. A modified rate-varying integral controller [J]. Mechatronics, 1996, 6(3): 367-376.
- [9] BOHN C, ATHERTON D P. An analysis package comparing PID anti-windup strategies [J]. IEEE Control Systems, 1995, 15(2): 34-40.
- [10] MISIR D, MALKI H A, CHEN Guanrong. Design and analysis of a fuzzy proportional integral derivative controller [J]. Fuzzy Sets and Systems, 1996, 79(3): 297-314.

(编辑 管咏梅)

(上接第 56 页)

- [2] PENNACCHI P, VANIA A. Analysis of the instability phenomena caused by steam in high-pressure turbines [J]. Shock And Vibration, 2011, 18(4): 593-612.
- [3] 谢友柏. 大型汽轮发电机组转子轴承系统的摩擦学设计和动力学设计 [J]. 中国机械工程, 1999, 10(9): 974-975.
XIE Youbai. Tribology design and dynamics design for rotor bearings of large scale turbine generator [J]. China Mechanical Engineering, 1999, 10(9): 974-975.
- [4] 陈瑞克. 1 000 MW 超超临界汽轮发电机组轴系的稳定性 [J]. 华电技术, 2008, 30(5): 19-24.
CHEN Ruike. Shafting stability of 1 000 MW ultra-supercritical turbine-generator set [J]. Huadian Technology, 2008, 30(5): 19-24.
- [5] 闫利军, 李宗斌, 袁小阳, 等. 鲁棒的多学科设计协同决策方法 [J]. 机械工程学报, 2010, 46(5): 168-176.
YUAN Lijun, LI Zongbing, YUAN Xiaoyang, et al. Method of robust multidisciplinary design collaborative decision [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2010, 46(5): 168-176.
- [6] 江平宇, 陈献国. 基于 Web 的同步远程协同产品设计
- 的实现 [J]. 机械工程学报, 2002, 38(3): 34-38.
JIANG Pingyu, CHEN Xianguo. Web collaborative product design implementing a web-based synchronously collaborative product design [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2002, 38(3): 34-38.
- [7] HAKEN H. Synergetics [J]. Physica: B+C, 1984, 127(1/2/3): 26-36.
- [8] 钱学森. 系统科学、思维科学与人体科学 [J]. 自然杂志, 1981, 4(1): 3-9, 161-162.
- [9] 蔡颐年. 蒸汽轮机 [M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1988: 22-30.
- [10] 王仲奇, 秦仁. 透平机械原理 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1981: 17-49, 154-157.
- [11] 袁小阳, 谢友柏, 张优云, 等. 大型轴系摩擦学及动力学设计的知识表达方法 [J]. 西安交通大学学报, 1998, 32(4): 91-95.
YUAN Xiaoyang, XIE Youbai, ZHANG Youyun, et al. A knowledge representation method for tribological and dynamic design in large rotor-bearing system [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 1998, 32(4): 89-93.

(编辑 管咏梅)