

文章编号: 1000 - 8152(2004)05 - 0817 - 06

具有时滞的积分和不稳定对象的鲁棒控制

刘 涛, 张卫东, 顾诞英

(上海交通大学 自动化系, 上海 200030)

摘要: 针对含时滞的积分和不稳定对象提出了一种新颖的两自由度控制结构, 首先用一个比例控制器镇定给定值响应, 然后基于鲁棒 H_2 最优性能指标设计给定值跟踪控制器. 根据实际运行抗干扰要求, 在对象输入和输出端之间设计负载扰动抑制闭环, 利用扰动观测器抑制负载干扰信号, 通过提出期望的闭环余灵敏度函数来确定扰动观测器. 同时给出了扰动抑制闭环保证鲁棒稳定性的充要条件. 最后通过仿真实例验证了该方法相对于近期其它方法的优越性.

关键词: 积分和不稳定对象; 时滞; 两自由度; H_2 最优性能指标; 鲁棒稳定性

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Robust control method for integrating and unstable plants with time delay

LIU Tao, ZHANG Wei-dong, GU Dan-ying

(Department of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China)

Abstract: A novel two-degree-of-freedom control structure is proposed for integrating and unstable plants with time delay. Firstly, a proportional controller was subtly employed to stabilize the set-point response. Then the set-point tracking controller was designed in terms of the robust H_2 optimal performance specification. According to the practical operation requirement for disturbance rejection, a load disturbance rejection closed-loop was configured between the plant input and output, in which the disturbance observer was commissioned for rejecting load disturbances. The disturbance observer was derived by proposing the desired closed-loop complementary sensitivity function. Meanwhile the sufficient and necessary conditions were provided for holding the closed-loop robust stability. Finally, simulation examples were included to demonstrate the superiority of the proposed method over recent other approaches.

Key words: integrating and unstable plant; time delay; two-degree-of-freedom; H_2 optimal performance specification; robust stability

1 引言 (Introduction)

化工过程和电力拖动系统中的积分和不稳定对象是难以控制的, 尤其是具有明显时滞的对象. 近来很多文献如 [1~7] 针对这两类对象做出了深入研究, 其中文献 [3~5] 分别基于 Smith 预估器提出了两自由度控制方法, 取得很好的控制效果, 但是这三种方法的控制器整定比较麻烦, 而且给定值响应和负载干扰响应之间具有耦合, 不利于在线运行时分别调节和优化. 文献 [6, 7] 基于内模控制结构提出了两自由度控制方法, 应用鲁棒控制 H_∞ 性能指标和曲线拟合方法给出了控制器的数值设计公式. 本文中提出了一种新的两自由度控制结构, 如图 1 所示.

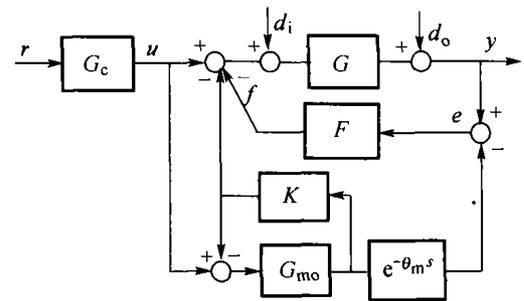


图 1 两自由度控制结构

Fig. 1 Two-degree-of-freedom control structure

图 1 中 G_{mo} 是对象 G 的数学模型 G_m 的无时滞有理部分, 即 $G_m = G_{mo}e^{-\theta_m s}$. G_c 是给定值跟踪控制

器, K 是镇定给定值响应的比例控制器, 即 $K = k_c$, F 是负载扰动抑制闭环中的扰动观测器. 显然, 这里给定值跟踪采用了开环控制方式, 所以该控制结构的给定值响应与负载扰动响应是完全解耦的, 可以分别通过调节 G_c 和 F 来达到各自期望的控制效果. 因此, 控制系统操作的灵活性显著提高, 使得相应的系统性能可以得到明显地改善, 而且由下面的控制器设计方法可以看到, 这三个控制器均为单参数整定, 可以分别独立地单调调节.

2 控制器设计 (Controller design)

2.1 镇定控制器 K (Stabilizing controller K)

图 1 中给定值响应的传递函数是

$$H_r = \frac{G_c G_p}{1 + k_c G_{m0}} \cdot \frac{1 + FG_{m0}e^{-\theta_m s}}{1 + FG_p} \quad (1)$$

在标称情况下, 即当对象模型和实际对象完全匹配时, 有 $G_m = G_p$, 于是给定值响应传函就简化为

$$H_r(s) = \frac{G_c G_p}{1 + k_c G_{m0}} \quad (2)$$

这里针对实际中典型的三种积分和不稳定对象形式给出控制器的设计方法.

$$G_{p1}(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{s} \quad (3)$$

$$G_{p2}(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{s(\tau s + 1)} \quad (4)$$

$$G_{p3}(s) = \frac{ke^{-\theta s}}{\tau s - 1} \quad (5)$$

由式(2)可知, 上述对象形式的标称给定值响应传函的特征方程分别为

$$s + k_c k = 0, \quad (6)$$

$$\tau s^2 + s + k_c k = 0, \quad (7)$$

$$\tau s + k_c k - 1 = 0. \quad (8)$$

注意这里暂不考虑 G_c 的作用, 因后面将其设计为稳定正则的, 故不影响这里的分析. 显然, 由劳斯判据可知, 如式(3)、(4)的积分对象形式的给定值响应传函保证稳定的充要条件是 $k_c > 0$; 如式(5)的不稳定对象形式的给定值响应传函保证稳定的充要条件是 $k_c > 1/k$. 因而对于这两种典型的积分对象形式, 一个简单实用的方法就是用单位反馈把图 1 中的对象模型无时滞部分 G_{m0} 的两端连起来, 即取 $k_c = 1$, 就可以保证其给定值响应传函的稳定性.

2.2 给定值跟踪控制器 G_c (Setpoint tracking controller G_c)

这里采用鲁棒控制 H_2 最优控制性能指标, 也即 $\min \|e\|_2^2$ 来设计 G_c , 结合图 1 知需要满足性能指标

$\min \|W(s)(1 - H_r(s))\|_2^2$, 其中 $W(s)$ 是给定值输入权函数, 对于化工过程中通常采用的阶跃输入信号, 可以取其为 $1/s$.

对于积分对象 $G_{p1}(s) = ke^{-\theta s}/s$, 利用 n/n 阶全通 Padé 近似替换其纯时滞项, 得到

$$G_{p1}(s) = \frac{kQ_{nn}(-\theta s)}{sQ_{nn}(\theta s)}$$

$$\text{其中 } Q_{nn}(\theta s) = \sum_{j=0}^n \frac{(2n-j)!n!}{(2n)!j!(n-j)!} (\theta s)^j, \\ j = 1, 2, \dots, n.$$

这里 n 取为足够大的整数, 使得由近似替换引入的偏差相对于实际对象的不确定性微不足道即可, 从而可以解析地推导控制器. 由式(2)可得

$$\|W(s)(1 - H_r(s))\|_2^2 = \\ \left\| \frac{1}{s} \left(1 - \frac{kG_c(s)Q_{nn}(-\theta s)}{(s + k_c k)Q_{nn}(\theta s)} \right) \right\|_2^2 = \\ \left\| \frac{Q_{nn}(\theta s)}{sQ_{nn}(-\theta s)} - \frac{kG_c(s)}{s(s + k_c k)} \right\|_2^2.$$

由于 $Q_{nn}(0) = 1$ 以及 $Q_{nn}(-\theta s)$ 的所有零点都在复右半平面, 所以利用 H_2 范数的正交性质可得

$$\|W(s)(1 - H_r(s))\|_2^2 = \\ \left\| \frac{Q_{nn}(\theta s) - Q_{nn}(-\theta s)}{sQ_{nn}(-\theta s)} \right\|_2^2 + \left\| \frac{s + k_c k - kG_c(s)}{s(s + k_c k)} \right\|_2^2.$$

最小化上式右端, 也即取第二项为零, 得到理想最优的给定值跟踪控制器

$$G_{cim}(s) = \frac{s + k_c k}{k}.$$

然而它不能物理实现, 因此引入一个低通滤波器

$$J_c = \frac{1}{\lambda_c s + 1},$$

正则化它, 从而得到实际最优控制器

$$G_c(s) = \frac{s + k_c k}{k(\lambda_c s + 1)}, \quad (9)$$

其中 λ_c 是控制整定参数.

对于积分对象 $G_{p2}(s) = ke^{-\theta s}/s(\tau s + 1)$, 利用类上分析和推导, 可得

$$G_c(s) = \frac{\tau s^2 + s + k_c k}{k(\lambda_c s + 1)^2}. \quad (10)$$

类似地, 对不稳定对象 $G_{p3}(s) = ke^{-\theta s}/(\tau s - 1)$ 有

$$G_c(s) = \frac{\tau s + k_c k - 1}{k(\lambda_c s + 1)}. \quad (11)$$

需要说明, 由于给定值跟踪采用开环控制, 现已设计得到稳定正则的控制器 G_c , 由式(2)~(5)可以得到这三种对象形式的给定值传函分别为

$$H_{r1}(s) = H_{r3}(s) = \frac{1}{\lambda_c s + 1} e^{-\theta s},$$

$$H_{r2}(s) = \frac{1}{(\lambda_c s + 1)^2} e^{-\theta s}.$$

所以基于本文控制结构的标称给定值响应是保证稳定的,而且由上式可以看出,标称情况下给定值响应是无超调的,定量时域响应指标要求可通过单调地调节控制参数 λ_c 得到.显然,调小 λ_c 可使给定值响应加快,但是所需的控制器输出能量要增大;相反,增大 λ_c 会使给定值响应变缓,但是要求的控制器输出能量减小.因此实际调节应 λ_c 在给定值响应标称性能 and 控制器输出容量之间折衷.通常情况下,推荐其取在对象纯时滞值附近来实现最佳折衷.另外可以看出,镇定给定值响应的比例控制器 K 不影响调节给定值响应性能指标.

2.3 扰动观测器 F (Disturbance estimator F)

由图 1 所示的控制结构可知,负载干扰信号的传递函数分别为

$$H_{d_i}(s) = \frac{y}{d_i} = \frac{G_p(s)}{1 + F(s)G_p(s)}, \quad (12)$$

$$H_{d_o}(s) = \frac{y}{d_o} = \frac{1}{1 + F(s)G_p(s)}. \quad (13)$$

于是可求得负载扰动抑制闭环的余灵敏度函数为

$$T_d(s) = \frac{f}{d_i} = 1 - H_{d_o}(s) = \frac{F(s)G_p(s)}{1 + F(s)G_p(s)}. \quad (14)$$

理想情况下,该闭环的余灵敏度函数应具有形式 $T_d(s) = e^{-\theta s}$,其物理意义是指当图 1 中有一个连续的负载干扰信号 d_i 串入对象输入端时,扰动观测器 F 应在对象传输纯时滞后检测到由其引起的系统输出偏差,然后产生一个等量相反的信号 f 去抵消它.实际中要考虑到如下渐近跟踪约束条件

$$\lim_{s \rightarrow p_i} H_{d_i}(s) = 0, i = 1, 2, \dots, m, \quad (15)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} H_{d_o}(s) = 0. \quad (16)$$

其中 p_i 和 m 分别是对象在复闭右半平面内的极点和极点数.结合鲁棒 H_2 最优控制性能指标,我们提出如下实际可实现的最优余灵敏度函数形式

$$T_d(s) = \frac{\sum_{i=1}^m a_i s^i + 1}{(\lambda_f s + 1)^{l+m}} e^{-\theta s}. \quad (17)$$

其中 λ_f 是控制整定参数, l 是对象的相对阶次, a_i 为待定系数,可由约束条件(15), (16)求得.因此由式(14)可求得扰动观测器

$$F_{im}(s) = \frac{T_d(s)}{1 - T_d(s)} \cdot \frac{1}{G_p(s)}. \quad (18)$$

对于积分对象 $G_{p1}(s) = ke^{-\theta s}/s$, 有 $l = 1$ 和 $m = 1$, 所以由式(17)可以得到期望余灵敏度函数

$$T_d(s) = \frac{a_1 s + 1}{(\lambda_f s + 1)^2} e^{-\theta s}. \quad (19)$$

由于在 $s = 0$ 处约束条件(15)和(16)相同,故利用如下的约束条件来确保期望扰动传函具有双重零点,从而可以消除混入积分对象输入端的阶跃型负载干扰信号产生的系统稳态输出偏差,即

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{d}{ds} H_{d_o}(s) = 0,$$

也即
$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{d}{ds} \left[1 - \frac{a_1 s + 1}{(\lambda_f s + 1)^2} e^{-\theta s} \right] = 0.$$

经简单的代数运算,可求得 $a_1 = 2\lambda_f + \theta$.

所以由式(18), (19)可得

$$F_{im}(s) = \frac{s(a_1 s + 1)}{k[(\lambda_f s + 1)^2 - (a_1 s + 1)e^{-\theta s}]}. \quad (20)$$

然而不难看出,式(20)右端的分子和分母在 $s = 0$ 处存在零极点对消,并且该对消零极点无法直接去掉.根据鲁棒控制理论^[8]知,这会造成控制闭环的内部不稳定,因此我们采用数学 Maclaurin 级数公式来做逼近实现.注意到实际可执行的扰动观测器应具有积分特性,从而可以渐近消除由负载干扰信号引起的系统稳定输出偏差,因此令 $F_{im}(s) = M(s)/s$, 得

$$F_{im}(s) = \frac{1}{s} [M(0) + M'(0)s + \frac{M''(0)}{2!} s^2 + \dots]. \quad (21)$$

该展开公式的前三项恰好可以组成一个 PID 控制器,于是取实际可执行的扰动观测器为

$$F(s) = k_f + \frac{1}{T_I s} + T_D s. \quad (22)$$

其中 $k_f = M'(0)$, $T_I = 1/M(0)$ 和 $T_D = M''(0)/2$. 注意上式中纯微分项可通过串接一个一阶低通滤波器实现,其时间常数可取为 $(0.01 \sim 0.1) T_D$.

对于积分对象 $G_{p2}(s) = ke^{-\theta s}/s(\tau s + 1)$, 有 $l = 2$ 和 $m = 1$, 因此由式(17)可求得余灵敏度函数

$$T_d(s) = \frac{a_1 s + 1}{(\lambda_f s + 1)^3} e^{-\theta s}. \quad (23)$$

然后由式(18)可得

$$F_{im}(s) = \frac{s(\tau s + 1)(a_1 s + 1)}{k[(\lambda_f s + 1)^3 - (a_1 s + 1)e^{-\theta s}]}. \quad (24)$$

其中 a_1 可由约束条件(15)求得为 $a_1 = 3\lambda_f + \theta$. 所以其可执行的 PID 形式可由式(21), (22)和(24)求

得. 类似地, 对不稳定对象 $G_{p3}(s) = ke^{-\theta s}/(\tau s - 1)$ 有

$$F_{im}(s) = \frac{(\tau s - 1)(a_1 s + 1)}{k[(\lambda_f s + 1)^2 - (a_1 s + 1)e^{-\theta s}]} \quad (25)$$

由约束条件(15)可求得 $a_1 = \tau[\lambda_f/\tau + 1]^2 e^{\theta/\tau} - 1$. 其实际可执行的 PID 形式可由式(21), (22)和(25)求得.

3 闭环鲁棒稳定性分析 (Closed-loop robust stability analysis)

根据小增益定理^[9], 图1中用于抑制负载干扰信号的控制闭环能保证鲁棒稳定性的充要条件是

$$\|\Delta_m(s)T_d(s)\|_\infty < 1. \quad (26)$$

其中 $\Delta_m(s)$ 定义实际被控对象的乘性不确定性界. 例如对于积分对象 $G_{p1}(s) = ke^{-\theta s}/s$, 当存在增益不确定时, 即 $\Delta_m(s) = \Delta k/k$, 将式(19)代入(26)可得该控制闭环能保证鲁棒稳定的约束条件为

$$\frac{\lambda_f^2 \omega^2 + 1}{\sqrt{(2\lambda_f + \theta)^2 \omega^2 + 1}} > \frac{|\Delta k|}{k}, \forall \omega > 0.$$

当存在对象的时滞不确定时, 即 $\Delta_m(s) = e^{-\Delta \theta s} - 1$, 类似地可以求得

$$\frac{\sqrt{(2\lambda_f + \theta)^2 \omega^2 + 1}}{\lambda_f^2 \omega^2 + 1} < \frac{1}{|e^{-j\Delta \theta s} - 1|}, \forall \omega > 0.$$

此外, 根据鲁棒控制理论^[8], 整定控制参数 λ_f 只能在满足该控制闭环的鲁棒稳定性和标称性能之间折衷, 即还需满足约束条件

$$|\Delta_m T_d(s)| + |W(s)(1 - T_d(s))| < 1.$$

也就是说, 调大 λ_f 使该控制闭环的鲁棒稳定性增强, 但同时削弱了其负载扰动抑制能力; 相反, 减小 λ_f 使其负载扰动抑制能力增强, 但又会降低闭环鲁棒稳定性. 根据仿真分析, 推荐控制参数 λ_f 对于上述积分对象宜整定在 $0.5\theta \sim 3.0\theta$ 之间, 对于不稳定对象整定在 $0.8\theta \sim 3.0\theta$ 之间. 一般情况下, 可以初始设置 λ_f 在对象纯时滞值附近, 然后通过在线单调地增减调节来实现控制闭环的标称性能和鲁棒稳定性之间的最佳折衷.

4 仿真实例 (Simulation examples)

例1 考察 Majhi^[3]和 Matausek^[4]研究的大时滞积分对象 $G(s) = e^{-5s}/s$. 应用本文中的方法, 取控制参数 $k_c = 1, \lambda_c = 2$, 从而得到与他们的方法相同的给定值响应曲线, 以便比较; 取 $\lambda_f = 3$, 由设计公式(20), (21)得到 PID 形式的扰动观测器 $k_f = 0.2576, T_1 = 51.5, T_D = 0.5069$. 标称系统输出仿真

结果如图2所示. 此外假设实际对象的纯时滞比对象模型的偏大10%, 得到扰动系统的输出响应如图3所示.

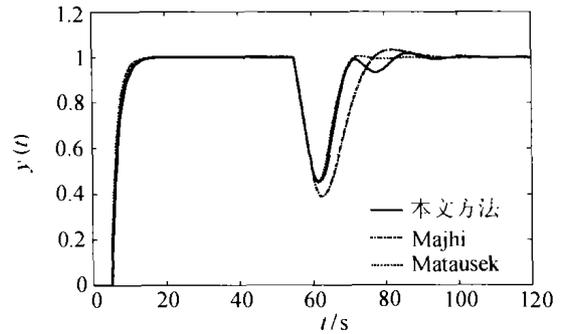


图2 例1的标称系统响应

Fig. 2 Nominal system responses for example 1

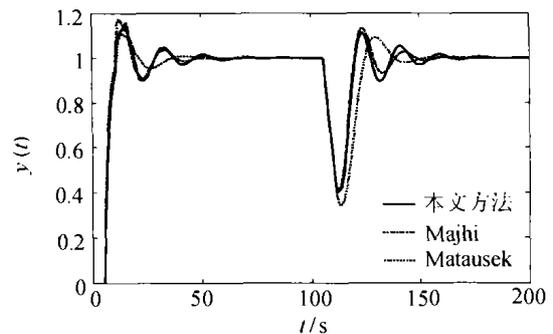


图3 例1的扰动系统响应

Fig. 3 Perturbed system responses for example 1

例2 考察 Majhi^[3]研究的大时滞积分加惯性环节对象 $G(s) = e^{-6.5672s}/[s(3.4945s + 1)]$. 在本文的方法中, 控制参数取 $k_c = 1, \lambda_c = 3.5$ 以便比较; 取 $\lambda_f = 4.5$, 由设计公式(21), (22)和(24)得到 PID 形式的扰动观测器 $k_f = 0.1479, T_1 = 170.9713, T_D = 0.635$. 同时引入 Matausek^[4]的方法做比较, 得到标称系统的输出响应如图4所示. 此外假设实际对象的纯时滞比对象模型的偏大10%, 得到扰动系统的输出响应如图5所示.

例3 考察最近 Tan^[6]研究的时滞不稳定对象 $G(s) = e^{-0.4s}/(s - 1)$. 应用本文的方法, 控制参数取为 $k_c = 2, \lambda_c = \lambda_f = 0.4$, 代入控制器设计公式(11), (21), (22)和(25), 可得给定值跟踪控制器 $G_c(s) = (s + 1)/(0.4s + 1)$ 和 PID 形式的扰动观测器 $k_f = 2.8972, T_1 = 0.724, T_D = 0.469$, 从而得到与该方法相同的给定值响应上升时间, 以便比较. 同时引入最近 Kaya^[5]的方法做比较, 需要说明, 该方法已通过仿真实例显示优于前述 Majhi^[3]的方法. 上述各方法的标称系统输出响应如图6所示. 此外假设实际过程的不稳定时间常数和纯时滞均比模型

的偏大 20%, 得到摄动系统的输出响应如图 7 所示.

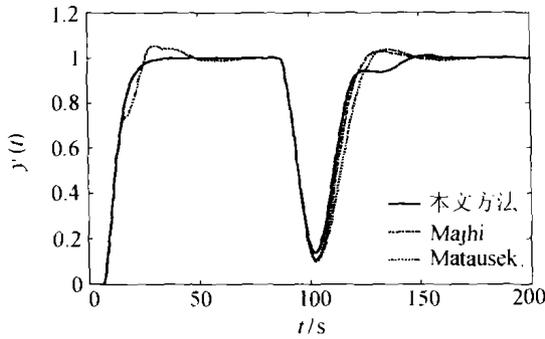


图 4 例 2 的标称系统响应

Fig. 4 Nominal system responses for example 2

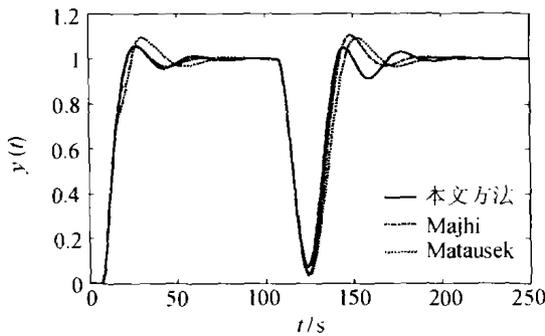


图 5 例 2 的摄动系统响应

Fig. 5 Perturbed system responses for example 2

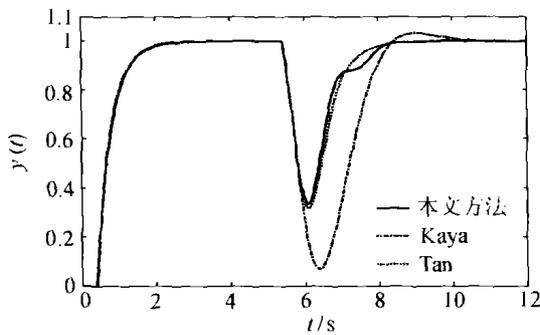


图 6 例 3 的标称系统响应

Fig. 6 Nominal system responses for example 3

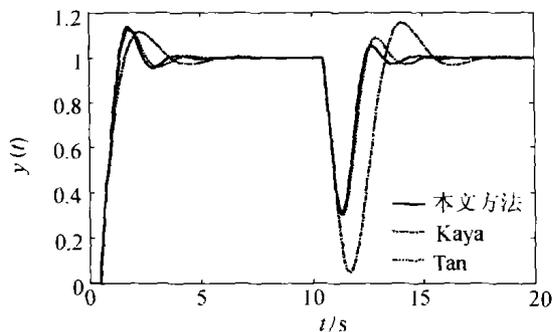


图 7 例 3 的摄动系统响应

Fig. 7 Perturbed system responses for example 3

由上面仿真实例可以看到, 无论是对于含有时滞的积分对象, 还是不稳定对象, 本文中的方法都显示出了比较明显的优越性. 需要说明, 实际中当对象的不确定性使系统工作指标下降而不能满足运行要求时, 应用本文中的方法, 在线单调地增大扰动观测器的控制参数 λ_f 可以减小和消除负载干扰响应的振荡, 并且单调地增大给定值跟踪控制器的控制参数 λ_r 可以减小和消除给定值响应的振荡, 从而得到更好的系统鲁棒稳定性, 只是相对地要牺牲一些系统标称响应性能, 因而比较容易调节和实现系统的工作要求指标. 然而上述其它方法却不能给出控制器参数相应的在线调节规则, 不利于工程实践.

5 结论 (Conclusion)

针对具有时滞的积分和不稳定对象提出了一种新的两自由度控制结构, 其突出优点是系统标称给定值响应与负载干扰响应是完全解耦的, 从而可以很方便地分别对它们进行调节和优化. 同时, 本文中设计的控制器均为单参数整定, 相互之间不影响调节, 并且由于采用了解析化的设计方法, 系统时域响应指标与控制器参数之间具有单调定量整定关系, 这对于实际操作控制系统是非常方便的. 最后的仿真实例有力地验证了本文方法的优点.

参考文献 (References):

- [1] ZHANG W D, XU X M, SUN Y X. Quantitative performance design for integrating processes with time delay [J]. *Automatica*, 1999, 35 (3): 719 - 723.
- [2] 张卫东, 何星, 许晓鸣. 自衡和非自衡时滞对象 Smith 预估器解析设计 [J]. *自动化学报*, 2000, 26(4), 485 - 491.
(ZHANG Weidong, HE Xing, XU Xiaoming. Smith predictor design for self-regulating and nonself-regulating plants [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2000, 26(4): 485 - 491.)
- [3] MAJHI S, ATHERTON D P. Obtaining controller parameters for a new Smith predictor using autotuning [J]. *Automatica*, 2000, 36(4): 1651 - 1658.
- [4] MATAUSEK M R, MICIC A D. On the modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time [J]. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1999, 44(8): 1603 - 1606.
- [5] KAYA I. Obtaining controller parameters for a new PI-PD Smith predictor using autotuning [J]. *Journal of Process Control*, 2003, 13 (2): 465 - 472.
- [6] TAN W, HORACIO J M, CHEN T W. IMC design for unstable processes with time delays [J]. *Journal of Process Control*, 2003, 13 (2): 203 - 213.
- [7] TAN W. Tuning of a modified Smith predictor for processes with time delay [J]. *Control Theory & Applications*, 2003, 20(2): 297 - 301.
- [8] MORARI M, ZAFIRIOU E. *Robust Process Control* [M]. Engle-

wood Cliffs, NY: Prentice hall, 1989.

[9] DOYLE J C, FRANCIS B A. *Feedback Control Theory* [M]. New York: Macmillan Publishing Company, 1992.

E-mail: liurouter@ieee.org;

张卫东 (1967—),男,上海交通大学教授,博士生导师,德国洪堡基金访问学者,主要研究领域为过程控制理论、鲁棒控制理论与应用,系统辨识, E-mail: wdzhang@sjtu.edu.cn.

作者简介:

刘涛 (1974—),男,现在上海交通大学自动化系攻读博士学位,主要研究领域为工业过程鲁棒控制理论与应用、时滞系统,

顾诞英 (1979—),女,现在上海交通大学自动化系攻读博士学位,主要研究领域为过程鲁棒控制理论、闭环辨识和建模, E-mail: gudanying@sjtu.edu.cn.

(上接第 816 页)

务,绝大部分录取的论文都有作者到会认真宣读和张贴交流,有 161 篇论文进行了口头报告,缺席(No show)率为 17%,61 篇论文进行了张贴交流,缺席率为 25%.

作为中国控制会议重要组成部分的“关肇直奖”今年已是第 10 届,10 年来“关肇直奖”以其严格的评奖、高水平的获奖论文及获奖者出色的后续工作而在控制界享有很高的声誉.本届“关肇直奖”共有 7 篇论文请奖.经过专家通讯评审、入围评选、会议宣读和“关肇直奖”评奖委员会投票评选,山东大学刘允刚博士等的论文“Practical output-feedback risk-sensitive control for stochastic nonlinear systems with stable zero-dynamics”获本届关肇直奖.

为了推动我国系统与控制理论及其应用研究的发展,促进控制理论研究人员积极参与工程实践,提高应用先进控制理论解决实际工程问题的意识,在深圳固高科技公司的捐助下,2004 中国控制会议特别设立了《固高应用研究奖》,经过专家通讯评审、入围评选、会议宣读和评奖委员会投票等一系列严格的评选程序,上海交通大学邹涛等的工作“锅炉汽包水位非自衡系统的预测控制”、清华大学张丽香等的工作“综合控制策略在大滞后时变非线性生产过程中的应用”、日本 Okayama 大学 Mingcong Deng 等的工作“Swing-up controller design for cart-type double inverted pendulum”、天津科技大学齐国元等的工作“High order differentials feedback control for inverted pendulum”获 2004“固高应用研究奖”.

8 月 10 日晚举行了第八届控制理论专业委员会第二次全体委员工作会议,参加中国控制会议的 29 位委员出席了会议.会上,程代展主任向大家通报了专业委员会一年来的工作情况,然后讨论了有关控制理论专业委员会和中国控制会议今后的工作,委员们积极响应对加强专业委员会工作及中国控制会议国际化的设想,并提出许多建设性意见.会议讨论了 2006 年中国控制会议的申办问题,截止到 2004 年 8 月 10 日,专业委员会共收两份申办 2006 年中国控制会议的书面申请,分别是哈尔滨工业大学控制理论与制导技术研究中心和烟台大学计算机学院,段广仁教授和王培进教授分别代表两个单位详细介绍了各自的申办设想,专业委员会对大家的积极申办表示热烈的欢迎和衷心的感谢.经表决,会议最后决定由哈尔滨工业大学控制理论与制导技术研究中心承办 2006 年第 25 届中国控制会议.

8 月 12 日下午举行 2004 年中国控制会议闭幕式及《关肇直奖》和《固高应用研究奖》颁奖仪式.闭幕式由控制理论专业委员会副主任张纪峰教授主持.《关肇直奖》评奖委员会副主任贾英民教授宣布本届《关肇直奖》获奖论文和“固高应用研究奖”结果.黄琳院士、吴宏鑫院士向《关肇直奖》获奖者颁发证书和奖金,控制理论专业委员会副主任王龙教授和深圳固高科技公司代表向《固高应用研究奖》获奖者颁发证书和奖金.随后,大会总秘书李少远教授做本次大会总结报告,他向所有的论文作者表示衷心的感谢,并祝愿中国控制会议兴旺发达.控制理论专业委员会副主任王龙教授代表控制理论专业委员会致闭幕辞,他感谢上海交通大学,华东理工大学,江南大学和中国科学院系统科学研究所为会议成功所做的卓越工作和巨大努力,感谢中国科技创新公司、浙江天煌公司、深圳固高科技公司、湖北众友科技实业股份有限公司和上海宝徕公司对大会的大力支持,感谢《控制理论与应用》、《控制与决策》、《系统工程与电子技术》杂志社以及化学工业出版社等派员参加本次会议,丰富了大会交流的内容.最后,华南理工大学胡跃明教授介绍了明年会议的承办计划,胥布工院长热情邀请大家积极参加明年在广州召开的下一届(24 届)中国控制会议.

本次会议本着严谨求实、开拓创新、与时俱进的精神,在加强会议的国际化、学术性和规范化方面进行了许多积极的努力,采取了一系列新举措.会议的总体学术水平和具体的组织工作受到国内外与会代表的高度评价,展示了中国控制会议正在努力向有影响的国际会议的方向迈进.会后代表们游览了美丽的太湖和雄伟的灵山大佛.