文章编号: 1001-0920(2004)08-0872-05

一类开环不稳定串级控制系统的解析设计

刘 涛, 张卫东, 顾诞英
(上海交通大学 自动化系, 上海 200030)

摘 要: 针对化工过程中常见的一类开环不稳定串级控制系统, 提出一种新的给定值响应和负载干扰响应解耦的控制结构, 从而可分别对其进行在线调节和优化. 采用内模控制理论, 基于鲁棒 H_2 最优性能指标解析地推导出给定值响应控制器和抑制负载干扰的内外环扰动观测器, 从而使控制系统时域响应指标可定量估计和整定. 仿真实例验证了该控制结构的优越性.

关键词: 串级控制; H_2 最优性能指标; 扰动观测器; 鲁棒稳定性
中图分类号: TP273 **文献标识码**: A

Analytical design for a class of open-loop unstable cascade control systems

LIU Tao, ZHANG Wei-dong, GU Dan-ying
(Department of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030, China. Correspondent: LIU Tao, E-mail: liurouter@sjtu.edu.cn)

Abstract: A new control structure is proposed for a class of open-loop unstable cascade control systems frequently encountered in industrial and chemical processes, of which the setpoint response and the load disturbance response are decoupled from each other so that both of them can be separately regulated and optimized on line. By using the internal model control theory, the setpoint response controller and the disturbance estimators that are respectively in the inner and the outer loops for load disturbance rejection are analytically derived in terms of the robust H_2 optimal performance specification. Hence the time domain response specification of the proposed control system can be quantitatively estimated and tuned. A simulation example demonstrates the superiority of the proposed control structure.

Key words: cascade control; H_2 optimal performance specification; disturbance observer; robust stability

1 引 言

化工过程中的不稳定对象较难控制, 其主要原因是它们对负载干扰比较敏感, 容易引起过程输出的较大波动, 如化学连续搅拌反应釜(CSTR). 所以当有可能测量到中间级过程的输出时, 优先采用串级控制结构来抑制负载干扰信号[1, 2]. 但它也存在明显的缺点, 如内环和外环之间具有严重耦合作用, 使得调节和整定控制系统比较麻烦. 尤其对于不稳定过程, 调节给定值响应和负载干扰响应将出现非常明显的水床效应[3].

文献[4～6]研究了采用常规串级控制结构控制开环不稳定过程的简易整定方法和改进的控制器设计方法, 但仍未从根本上解决上述问题. 因而本文提出一种新颖的串级控制结构, 该控制结构可方便

收稿日期: 2003-07-07; **修回日期**: 2003-10-10.
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60274032); 高校博士点基金资助项目(20030248040).
作者简介: 刘涛(1974—), 男, 四川垫江人, 博士生, 从事工业过程鲁棒控制的研究; 张卫东(1967—), 男, 黑龙江大庆人, 教授, 博士生导师, 从事过程控制、鲁棒控制等研究.

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

地在线调节、分别优化给定值响应和内外环的负载干扰响应, 从而使控制系统的性能得到显著的提高

2　控制器设计

2.1　控制器 P_c

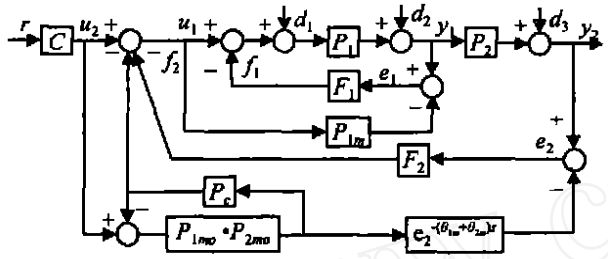

图 1　新的串级控制系统结构

本文设计的串级控制系统结构如图 1 所示, 其中: P_{1mo} 为中间级稳定可测量过程 P_1 数学模型的有理部分, 即 $P_{1m} = P_{1mo}e^{-\theta_{1m}s}$; P_{2mo} 为末级不稳定过程 P_2 数学模型的有理部分, 即 $P_{2m} = P_{2mo}e^{-\theta_{2m}s}$, C 为给定值响应控制器; P_c 为用于镇定给定值响应的控制器; F_1 和 F_2 分别为内环和外环扰动观测器; y_1 和 y_2 分别为中间级和末级过程输出. 显然, 这里给定值响应采用了开环控制方式, 因而与后面控制外环和内环的负载干扰响应是完全解耦的. 而且在标称情况下, 即当模型 P_{1m} 与过程 P_1 完全匹配时, 外环负载干扰响应与内环负载干扰响应也是完全解耦的.

这里利用实际得到的一阶辨识模型

$$P_1(s) = \frac{k_1e^{-\theta_1 s}}{\tau_1 s + 1}, P_2(s) = \frac{k_2e^{-\theta_2 s}}{\tau_2 s - 1}, \qquad (1)$$

描述图 1 所示开环不稳定串级生产过程. 由图 1 可知, 当对象模型与实际过程完全匹配时, 给定值响应传递函数为

$$H_r = \frac{CP_1P_2}{1 + P_cP_{1mo}P_{2mo}} = \frac{k_1k_2Ce^{-(\theta_1+\theta_2)s}}{\tau_1\tau_2 s^2 + (\tau_2 - \tau_1)s + k_1k_2P_c - 1}. \qquad (2)$$

显然, 式(2) 的分母中不含时滞项, 从而可保证得到平滑稳定的标称给定值响应性能. 在此分两种情况选取镇定给定值响应的控制器 P_c:

1) 当 $\tau_1 \geq \tau_2$ 时, 取 $P_c(s) = k_c + k_ds$, 式(2) 的特征方程为

$$\tau_1\tau_2 s^2 + (k_1k_2k_d + \tau_2 - \tau_1)s + k_1k_2k_c - 1 = 0. \qquad (3)$$

由劳斯判据可知, 保证给定值响应稳定的充要条件是 $k_c > 1/k_1k_2$, $k_d > (\tau_1 - \tau_2)/k_1k_2$;

2) 当 $\tau_2 > \tau_1$ 时, 类似于上述分析, 取 $P_c = k_c$, 约束条件为 $k_c > 1/k_1k_2$.

需要指出, 上面控制器 P_c 中的纯微分项实际可通过串接一个低通滤波器实现, 其时间常数可取为 $(0.01 \sim 0.1)k_d$. 此外, 控制器 P_c 的参数在保证式(2) 的特征方程稳定的前提下可任意取值, 不会影响调节给定值响应和负载干扰响应. 这可由下面的控制器设计步骤得到验证.

2.2　控制器 C

本文采用 H_2 最优性能指标 $\min \| e \|_2^2$ 设计给定值响应控制器 C, 即满足性能指标 $\min \| W(s)(1 - H_r(s)) \|_2^2$. 其中 $W(s)$ 为给定值输入权函数, 对于实际采用的阶跃输入信号可取 $1/s$.

利用 n/n 阶全通 Pade 近似替换纯时滞 $e^{-\theta s}$, 得

$$e^{-\theta s} = Q_{nn}(-\theta s)/Q_{nn}(\theta s). \qquad (4)$$

其中 $Q_{nn}(\theta s) = \sum_{j=0}^{n} \frac{(2n-j)!\, n!}{(2n)!\, j!\, (n-j)!}(\theta s)^j$, $j = 1, 2, \cdots, n$. 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对象模型与实际对象之间的失配微不足道, 从而可解析地求解 C. 对此也分两种情况进行讨论:

1) 当 $\tau_1 \geq \tau_2$ 时, 利用式(2) 可得

$$\| W(s)(1 - H_r(s)) \|_2^2 = \left\| \frac{1}{s}\left(1 - \frac{k_1k_2CQ_{nn}[-(\theta_1 + \theta_2)s]}{[\tau_1\tau_2 s^2 + (k_1k_2k_d + \tau_2 - \tau_1)s + k_1k_2k_c - 1]Q_{nn}[(\theta_1 + \theta_2)s]}\right) \right\|_2^2 = \left\| \frac{Q_{nn}[(\theta_1 + \theta_2)s]}{sQ_{nn}[-(\theta_1 + \theta_2)s]} - \frac{k_1k_2C}{s[\tau_1\tau_2 s^2 + (k_1k_2k_d + \tau_2 - \tau_1)s + k_1k_2k_c - 1]} \right\|_2^2 \qquad (5)$$

注意到 $Q_{nn}(0) = 1$ 和 $Q_{nn}[-(\theta_1 + \theta_2)s]$ 的所有零点都在 s 右半平面, 所以利用 H_2 范数的正交性质可得

$$\| W(s)(1 - H_r(s)) \|_2^2 = \left\| \frac{Q_{nn}[(\theta_1 + \theta_2)s] - Q_{nn}[-(\theta_1 + \theta_2)s]}{sQ_{nn}[-(\theta_1 + \theta_2)s]} \right\|_2^2 + \left\| \frac{\tau_1\tau_2 s^2 + (k_1k_2k_d + \tau_2 - \tau_1)s + k_1k_2k_c - 1 - k_1k_2C}{s[\tau_1\tau_2 s^2 + (k_1k_2k_d + \tau_2 - \tau_1)s + k_1k_2k_c - 1]} \right\|_2^2 \qquad (6)$$

最小化式(6) 右端, 即取第 2 项为零, 得到最优的控制器

$$C_{im}(s) = \frac{\tau_1\tau_2 s^2 + (k_1k_2k_d + \tau_2 - \tau_1)s + k_1k_2k_c - 1}{k_1k_2}. \qquad (7)$$

但它是非正则的, 因此引入一个低通滤波器 $J_c(s) =$

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

$1/(\lambda s+1)^2$ 将其正则化, 从而得到实际次最优控制器

$$C(s)=\frac{\tau_1\tau_2 s^2+(k_1k_2k_d+\tau_2-\tau_1)s+k_1k_2k_c-1}{k_1k_2(\lambda s+1)^2}, \tag{8}$$

其中 λ 为控制整定参数. 当 λ 趋于零时, 达到理想控制情形, 即 $H_{r\text{-ideal}}(s)=e^{-(\theta_1+\theta_2)s}$. 实际由式(2) 和(7) 可得给定值响应传递函数

$$H_r(s)=\frac{1}{(\lambda s+1)^2}e^{-(\theta_1+\theta_2)s}. \tag{9}$$

应用 Laplace 反变换, 可得给定值响应的时域形式

$$y_r(t)=\begin{cases}0, & t\le\theta_1+\theta_2;\\ 1-\left(1+\dfrac{t-\theta_1-\theta_2}{\lambda}\right)e^{-\frac{(t-\theta_1-\theta_2)}{\lambda}}, & t>\theta_1+\theta_2\end{cases} \tag{10}$$

式(10) 说明标称给定值响应是无超调的, 而且定量时域响应指标可通过单调地调节控制参数 λ 得到.

2) 当 $\tau_2>\tau_1$ 时, 类似上述推导可得

$$C(s)=\frac{\tau_1\tau_2 s^2+(\tau_2-\tau_1)s+k_1k_2k_c-1}{k_1k_2(\lambda s+1)^2}. \tag{11}$$

需要指出的是, 整定较小的 λ 值可得到较快的给定值响应, 但它要求较大的控制器输出能量, 而且给定值响应的鲁棒稳定性变差, 反之亦然. 因此利用 Matlab 仿真分析, 控制参数 λ 宜整定在串级过程时滞总和 $\theta_1+\theta_2$ 的附近, 从而实现上述所要求的最佳折衷.

2.3 扰动观测器 F_1

标称情况下暂不考虑图 1 中外环的作用, 内环负载干扰的传递函数为

$$H_{d_1}=\frac{y_1}{d_1}=\frac{P_1}{1+FP_1}, \tag{12}$$

$$H_{d_2}=\frac{y_1}{d_2}=\frac{1}{1+FP_1}. \tag{13}$$

这样单独分析内环抑制负载干扰的性能有助于简化设计, 但忽略外环的耦合作用将使实际控制系统的性能有所降低. 因此内环抑制负载干扰的余灵敏度函数为

$$T_{d\text{-inner}}=\frac{f_1}{d_1}=\frac{F_1P_1}{1+F_1P_1}. \tag{14}$$

理想情况下, 该控制闭环的余灵敏度函数应具有 $T_{d_1}(s)=e^{-\theta_1 s}$ 的形式. 其物理意义是指: 当图 1 中有一个连续的负载干扰信号 d_1 串入中间级过程 P_1 输入端时, 扰动观测器 F_1 应在过程传输时延 θ_1 后检测到由其引起的中间级过程输出偏差; 然后产生一个等量相反的信号 f_1 将其抵消. 实际上考虑到控制器能量输出的有界性和渐近消除偏差的约束, 根据鲁棒控制理论[7], 本文提出如下基于 H_2 最优性能指标的内环余灵敏度函数:

$$T_{d\text{-inner}}(s)=\frac{1}{\lambda_{f_1}s+1}e^{-\theta_1 s}, \tag{15}$$

其中 λ_{f_1} 为控制整定参数. 从而由式(14) 和(15) 可得

$$F_1=\frac{T_{d\text{-inner}}}{1-T_{d\text{-inner}}}\frac{1}{P_1}. \tag{16}$$

注意到式(16) 可写成

$$\begin{cases}F_1=\dfrac{F_{10}}{1-F_{10}P_1},\\ F_{10}=\dfrac{T_{d\text{-inner}}}{P_1}=\dfrac{\tau_1 s+1}{k_1(\lambda_{f_1}s+1)}.\end{cases} \tag{17}$$

所以扰动观测器 F_1 可由图 2 所示的控制结构实现.

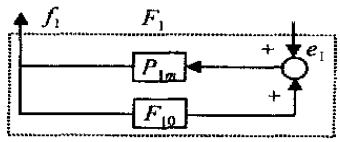

图 2 内环扰动观测器的实现结构

2.4 扰动观测器 F_2

在标称情况下, 图 1 中外环负载干扰的传递函数为

$$H_{d_3}=\frac{y_2}{d_3}=\frac{1}{1+F_2P_1P_2}. \tag{18}$$

因此, 外环抑制负载干扰的余灵敏度函数为

$$T_{d\text{-outer}}=\frac{f_2}{d_1}=\frac{F_2P_1P_2}{1+F_2P_1P_2}. \tag{19}$$

类似于 2.3 节, 提出如下实际期望的外环余灵敏度函数:

$$T_{d\text{-outer}}=\frac{as+1}{(\lambda_{f_2}s+1)^3}e^{-(\theta_1+\theta_2)s}. \tag{20}$$

其中: λ_{f_2} 为控制整定参数, a 可由渐近约束条件

$$\lim_{s\to 1/\tau_2}H_{d_3}(s)=\lim_{s\to 1/\tau_2}(1-T_{d\text{-outer}}(s))=0$$

求出. 将式(20) 代入上述方程, 经简单计算可求得

$$a=\tau_2\left[\left(\frac{\lambda_{f_2}}{\tau_2}+1\right)^3 e^{\frac{\theta_1+\theta_2}{\tau_2}}-1\right] \tag{21}$$

所以, 由式(19)～(21) 可求得期望的外环扰动观测器

$$F_2(s)=\frac{1}{k_1k_2}\frac{(\tau_1 s+1)(\tau_2 s-1)(as+1)}{(\lambda_{f_2}s+1)^3-(as+1)e^{-(\theta_1+\theta_2)s}} \tag{22}$$

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

注意到式(22) 在复右半平面 $s = 1/\tau_2$ 处存在零极点对消, 这将造成外环扰动观测器输出不稳定. 该不稳定零极点无法直接去掉, 因此采用数学 Taylor 展开公式和线性分式 Pade 近似来逼近该式, 从而得到实际可用的外环扰动观测器. 令 $F_2(s) = M(s)/s$, 得

$$F_2(s) = \frac{1}{s}\left[M(0) + M'(0)s + \frac{M''(0)}{2!}s^2 + \cdots + \frac{M^{(i)}(0)}{i!}s^i + \cdots\right] \tag{23}$$

显然, 该 Taylor 展开式的前 3 项恰好可以组成一个 PID 控制器, 于是可取实际的外环扰动观测器为

$$F_2(s) = \left(k_f + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)\frac{1}{0.01s + 1}. \tag{24}$$

其中: $k_f = M'(0)$, $T_I = 1/M(0)$, $T_D = M''(0)/2$.

为了达到更好的近似精度, 得到更好的控制性能, 本文采用线性分式 Pade 近似公式, 即

$$F_2(s) = \sum_{j=0}^{N} d_j s^j \Big/ s\left(\sum_{i=1}^{N-1} c_i s^i + 1\right), \tag{25}$$

其中: N 为实际指定的能达到期望控制性能的扰动观测器阶次, c_i 和 d_j 可由如下两个矩阵方程求出:

$$\begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ \vdots \\ d_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ b_1 & b_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ b_N & b_{N-1} & b_{N-2} & \cdots & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_{N-1} \end{bmatrix}, \tag{26}$$

$$\begin{bmatrix} b_N & b_{N-1} & \cdots & b_2 \\ b_{N+1} & b_N & \cdots & b_3 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{2N-2} & b_{2N-3} & \cdots & b_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_{N-1} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} b_{N+1} \\ b_{N+2} \\ \vdots \\ b_{2N-1} \end{bmatrix}, \tag{27}$$

其中 $b_i = M^{(i)}(0)/i!$ $(i = 0, 1, \cdots, 2N-1)$ 为式(23) 中各项 Taylor 系数. 需要指出, 利用线性分式 Pade 近似公式得到的外环扰动观测器具有一个附加稳定约束条件, 即式(25) 中 $\sum_{i=1}^{N-1} c_i s^i + 1 = 0$ 的全部特征根都位于 s 左半平面, 才能保证其工作稳定性. 如取 $N = 2$, 可得 Pade 近似 PID 形式的外环扰动观测器

$$F_2(s) = \left(k_f + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right)\frac{1}{T_F s + 1}. \tag{28}$$

其中

$$k_f = M'(0) + T_F M(0),$$
$$T_F = -M'''(0)/[3M''(0)],$$
$$T_D = [M''(0) + 2T_F M'(0)]/2,$$
$$T_I = 1/M(0).$$

显然, 其约束条件是整定 λ_{f_2} 时要保证 $T_F > 0$. 若取 $N = 3$, 可得三阶 Pade 近似的扰动观测器

$$F_2(s) = \frac{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}{s(c_2 s^2 + c_1 s + 1)}. \tag{29}$$

其中

$$c_1 = (b_2 b_5 - b_3 b_4)/(b_3^2 - b_2 b_4),$$
$$c_2 = (b_4^2 - b_3 b_5)/(b_3^2 - b_2 b_4),$$
$$d_0 = b_0, \; d_1 = b_1 + b_0 c_1,$$
$$d_2 = b_2 + b_1 c_1 + b_0 c_2,$$
$$d_3 = b_3 + b_2 c_1 + b_1 c_2,$$
$$b_i = M^{(i)}(0)/i!, \quad i = 0, 1, \cdots, 5.$$

对式(29) 应用劳斯判据可知, 保证稳定性的约束条件为: 整定 λ_{f_2} 时, 要保证 $c_1 > 0$ 和 $c_2 > 0$. 因此, 对于同一控制参数 λ_{f_2}, 如果采用 Pade 近似公式得到的 PID 或高阶形式的扰动观测器能保证稳定工作, 则应优先采用; 否则, 只能采用 Taylor 公式得到的 PID 形式的扰动观测器.

3　鲁棒稳定性分析

图 1 所示的控制结构, 给定值响应采用的是开环控制方式, 所以其稳定性可由控制器 C 和 P_c 保证, 这显然已由上述控制器的设计满足. 对于抑制负载干扰的内环, 根据小增益定理[3] 可知, 保证鲁棒稳定性的充要条件是

$$\| \Delta_{m1}(s) T_{d\text{-inner}}(s) \|_\infty < 1. \tag{30}$$

其中 $\Delta_{m1}(s)$ 为中间级过程 P_1 的乘性不确定性界. 例如对于中间级过程 P_1 的增益不确定性 $\Delta_{m1} = \Delta k_1/k_1$, 由式(15) 和(30) 可得整定控制参数 λ_{f_1} 保证该控制闭环鲁棒稳定性的约束条件为

$$\sqrt{\lambda_{f_1}^2\omega^2 + 1} > |\Delta k_1|/k_1, \; \forall \omega > 0. \tag{31}$$

对于中间级过程 P_1 的时滞不确定性 $\Delta\theta_1$, 即 $\Delta_{m1}(s) = e^{-\Delta\theta_1 s} - 1$, 整定控制参数 λ_{f_1} 保证闭环鲁棒稳定性的约束条件为

$$\sqrt{\lambda_{f_1}^2\omega^2 + 1} > |e^{-j\Delta\theta_1\omega} - 1|, \; \forall \omega > 0. \tag{32}$$

类似可求得对于中间级过程 P_1 同时具有增益和时滞不确定性时的约束条件.

另外, 由鲁棒控制理论[7] 可知, 上述控制参数 λ_{f_1} 的整定只能在满足该控制闭环的鲁棒稳定性与标称性能之间折衷, 即需要满足约束条件

$$|\Delta_{m1} T_{d\text{-inner}}(s)| + |W(s) H_{d_2}(s)| < 1. \tag{33}$$

其中 $W(s)$ 为该闭环灵敏度传递函数的权函数, 对于化工过程中常见的阶跃负载干扰信号取为 $1/s$. 也就是说, 增大 λ_{f_1} 使该控制闭环的鲁棒稳定性增强,

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

但同时削弱了其负载干扰抑制能力; 相反, 减小 λ_{f_1} 使其负载干扰抑制能力增强, 但同时降低了它的闭环鲁棒稳定性. 仿真研究表明, 控制参数 λ_{f_1} 适宜的整定范围为(0.1～2.0)θ, 通常可整定在中间级过程 P_1 的纯时滞 θ_1 值左右来实现二者的最佳折衷.

对于抑制负载干扰的外环, 类似地利用式(20)和(21)可得保证其鲁棒稳定性的充要条件

$$\left\| \frac{\tau_2\left[\left(\frac{\lambda_{f_2}}{\tau_2}+1\right)^3 e^{\frac{\theta_1+\theta_2}{\tau_2}}-1\right]s+1}{(\lambda_{f_2}s+1)^3} \right\|_\infty < \frac{1}{\|\Delta_{m2}(s)\|_\infty}. \tag{34}$$

其中 $\Delta_{m2}(s)$ 为末级过程 P_2 和控制内环的乘性不确定性界的总和. 类似地, 整定控制参数 λ_{f_2} 也只能在该控制闭环的鲁棒稳定性与标称性能之间折衷. 仿真研究表明, λ_{f_2} 宜整定范围是(0.3～2.0)($\theta_1+\theta_2$), 通常可取其在串级生产过程的时滞总和 $\theta_1+\theta_2$ 左右来实现二者的最佳折衷.

4 仿真实例

考察Lee等人[4]研究的一个连续搅拌反应釜串级生产过程 $P_1(s)=2e^{-2s}/(20s+1)$, $P_2(s)=e^{-4s}/(20s-1)$. Lee采用常规串级控制结构. 应用本文方法, 取 $P_c=1+s/(0.01s+1)$, $\lambda_c=6$, $\lambda_{f_1}=0.2$ 和 $\lambda_{f_2}=6$, 由式(8), (17), (22)～(24)可分别得到控制器

$$C(s)=\frac{400s^2+2s+1}{(6s+1)^2}, F_{10}(s)=\frac{1}{2}\frac{20s+1}{0.2s+1}$$

和PID形式的外环扰动观测器

$$F_2(s)=\left(1.9785+\frac{1}{30.6256s}+28.0736s\right)\frac{1}{0.01s+1}.$$

利用式(29)得到三阶Pade近似的外环扰动观测器

$$F_2(s)=\frac{40.4166s^3+28.7214s^2+}{s(2.1204s^2+}\rightarrow \leftarrow \frac{1.9881s+0.0327}{0.2925s+1)},$$

分别在 $t=0$ s加给定点单位阶跃信号; 在 $t=100$ s, 于中间级过程输出端加反向单位阶跃负载干扰信号; 在 $t=200$ s, 于末级过程输出端加幅值为0.2的反向阶跃负载干扰信号. 末级过程输出仿真结果如图3所示.

图3表明, 本文提出的控制结构(粗、细实线)在给定值响应上明显优于Lee方法. 本文的外环扰动观测器取为三阶Pade近似形式(粗实线), 比Lee方法的负载干扰响应稍好, 但当其取为PID形式时(细实线), 负载干扰响应相对差些. 这是由于对期望的外环扰动观测器形式(22)的近似精度较低造成的.

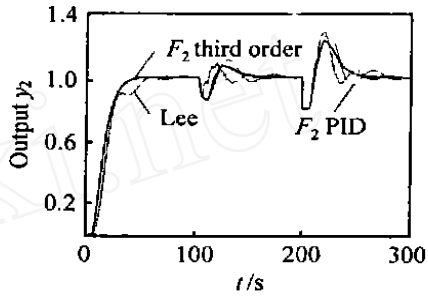

图3 两种控制方法的系统响应

假设实际中间级过程 P_1 和末级过程 P_2 的时间常数比模型偏小10%, 并且它们的纯时滞比模型偏大10%. 在这种情况下进行上述的仿真实验, 末级过程输出响应如图4所示.

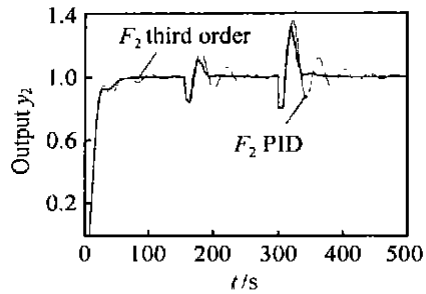

图4 摄动系统响应

仿真结果表明, Lee方法不能镇定控制系统的负载干扰响应, 而本文控制方法(粗、细实线)能使控制系统保持良好的鲁棒稳定性. 同时验证了外环扰动观测器取三阶Pade近似形式(粗实线)比其PID形式(细实线)能达到更好的控制性能和鲁棒稳定性, 并且对于被控串级过程发生参数摄动时所出现的标称性能损失更小.

5 结 论

本文针对化工开环不稳定的串级生产过程, 提出一种新颖的三自由度调节的控制结构, 使得给定值响应和负载干扰响应能够分别进行调节和优化. 而且控制结构中的外环和内环可以独立整定, 从而可方便地得到期望的负载干扰抑制性能. 解析地设计了给定值响应控制器和抑制负载干扰的内外环扰动观测器, 该控制结构容易推广应用, 仿真实例验证了其优越性.

(下转第884页)

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

本文提出的 PSO 算法是有效的. 仿真结果表明, 由于变量较多(200 个), 可行空间的维数也较大, 所以种群规模取值较大时, 算法效果比较好.

表 1 优化结果(针对其中一组数据的均值)

微粒个数	迭代次数		
	1 000	5 000	10 000
20	822.3	833	860.45
100	852.12	860.61	861.08

表 2 达优率 (%)

微粒个数	迭代次数		
	1 000	5 000	10 000
20	32.4	49	91.2
100	81.8	91.40	93.01

5 结 论

本文提出的广告资源分配模型, 通过最大化广告效果函数来优化广告资源在一个网站上的分配, 以更大地发挥网络广告的作用, 增强广告效果, 为网站吸引更多的广告客户. 求解模型采用了改进 PSO 算法, 此算法具有寻优能力较强、易于实现等优点, 是解决此类问题的有效途径. 由于算法对约束条件进行了有效处理, 使得算法具有广泛的应用范围, 适于求解各种非线性目标函数的运输问题.

参考文献(References):

[1] Langheinrich M, Nakamura A, Abe T K N, et al. Unintrusive customization techniques for web advertising[J]. *Computer Networks*, 1999, 31(11-16): 1259-1272.

[2] Abe N, Nakamura A. Learning to optimally schedule internet banner advertisements[A]. *Proc of the 16th Int Conf on Machine Learning*[C]. Bled, Slovenia, 1999. 12-22.

[3] Tomlin J. An entropy approach to unintrusive targeted advertising on the web[J]. *Computer Networks*, 2000, 33(1-6): 767-774.

[4] Zeff R, Aronson B. Internet 广告实战策略[M]. 北京华中兴业发展有限公司译. 第 2 版. 北京: 人民邮电出版社, 2001.

[5] Kennedy J, Eberhart R. Particles warm optimization [A]. *Proc IEEE Int Conf on Neural Networks*[C]. Perth, 1995. 1942-1948.

[6] Eberhart R, Kennedy J. A new optimizer using particle swarm theory [A]. *Proc 6th Int Symposium on Micro Machine and Human Science*[C]. Nagoya, 1995. 39-43.

[7] 谢晓峰, 张文俊, 杨之廉. 微粒群算法综述[J]. 控制与决策, 2003, 18(2): 129-134.
(Xie X F, Zhang W J, Yang Z K. Overview of particle swarm optimization[J]. *Control and Decision*, 2003, 18(2): 129-134.)

[8] Michalewicz Z, Vignaux G A, Hobbs M. A non-standard genetic algorithm for the nonlinear transportation problems[J]. *ORSA J on Computing*, 1991, 3(4): 307-316.

[9] 玄光男, 程润伟. 遗传算法与工程设计[M]. 汪定伟, 唐家福, 黄敏译. 北京: 科学出版社, 2000. 186-189.

(上接第 876 页)

参考文献(References):

[1] 李云钢, 常温森. 磁浮列车悬浮系统的串级控制[J]. 自动化学报, 1999, 25(2): 247-251.
(Li Y G, Chang W S. Cascade control of an EMS maglev vehicle's levitation control system [J]. *Acta Automatica Sinica*, 1999, 25(2): 247-251.)

[2] Wolff E A, Skogestad S. Temperature cascade control of distillation columns [J]. *Industrial Engineering & Chemical Research*, 1996, 35(2): 475-484.

[3] Kemin Zhou, Doyle J C, Glover K. *Essentials of Robust Control*[M]. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1998.

[4] Lee Y H, Oh S G, Park S W. Enhanced control with a general cascade control structure [J]. *Industrial Engineering & Chemical Research*, 2002, 41(11): 2679-2688.

[5] Huang, H P, Chien I L, Lee Y C. Simple method for tuning cascade control systems[J]. *Chemical Engineering Communications*, 1998, 165(1): 89-121.

[6] 陈元杰, 汪洋, 苏宏业, 等. 串级控制系统的 PID 参数自动整定算法[J]. 控制与决策, 1996, 11(5): 580-584.
(Chen Y J, Wang Y, Su H Y, et al. Auto-tuning PID method for cascade control systems [J]. *Control and Decision*, 1996, 11(5): 580-584.)

[7] Morari M, Zafiriou E. *Robust Process Control*[M]. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989.

© 1994-2010 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net