

多变量时滞过程的解耦控制设计¹⁾

刘涛 张卫东 顾诞英

(上海交通大学自动化系 上海 200030)
(E-mail: liurouter@ieee.org)

摘要 针对化工生产中常见的多输入多输出时滞过程, 基于单位反馈闭环控制结构提出一种新的解析设计解耦控制器矩阵的方法. 其突出优点是克服现有的数值化求解方法的局限, 能够实现标称系统输出响应之间的显著乃至完全解耦, 并且能够在线以单调方式整定解耦控制器矩阵的可调参数来适应被控过程的未建模动态. 同时, 对于实际中常见的被控过程的加性和乘性不确定性, 分析了控制系统保证鲁棒稳定性的充要条件, 从而给出在线整定解耦控制器矩阵的可调参数的规则. 最后以仿真实例验证了本文方法的优越性.

关键词 多输入多输出过程, 时滞, 解耦, H_2 最优性能指标, 鲁棒稳定性
中图分类号 TP273

Decoupling Control Design for Multivariable Processes with Time Delays

LIU Tao ZHANG Wei-Dong GU Dan-Ying

(Department of Automation, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200030)
(E-mail: liurouter@ieee.org)

Abstract Within the framework of a unity feedback closed-loop control structure, a new analytical design method of decoupling controller matrix is proposed for multiple-input-multiple-output processes with time delays often encountered in chemical and industrial practice. Its dominant merit is that it overcomes the deficiency of existing methods based on numerical calculation and can realize significant or even absolute decoupling between the nominal responses of system outputs. Moreover, the adjustable parameters of the decoupling controller matrix can be tuned on-line in a monotonous manner to cope with the unmodelled process dynamics. At the same time, sufficient and necessary conditions for holding the control system robust stability are analyzed in the presence of the process additive and multiplicative uncertainties often encountered in practice, and correspondingly, the on-line rule for tuning the adjustable parameters of the decoupling controller matrix is provided. Finally, simulation examples are included to demonstrate the superiority of the proposed method.

Key words Multiple-input-multiple-output process, time delay, decoupling, H_2 optimal performance specification, robust stability

1) 国家自然科学基金 (60474031), 高校博士点基金 (20030248040) 和上海市科技启明星项目 (04QMH1405) 资助
Supported by National Natural Science Foundation of P. R. China (60474031), Specialized Research Fund for the Doctoral Program of Higher Education (20030248040), and Science and Technology Rising-Star Program of Shanghai (04QMH1405)

收稿日期 2004-6-7 收修稿日期 2005-4-2
Received June 7, 2004; in revised form April 2, 2005

1 引言

化工生产中普遍存在具有时滞的多输入多输出过程, 由于各输出通道之间存在交联耦合作用, 使得大多数已发展的单变量控制方法很难用于多变量过程, 如何实现解耦调节和控制是过程控制领域中的研究难题. 近期文献如 [1~3] 分别通过在被控过程输入端设置静态解耦和动态解耦控制器, 基于单位反馈闭环控制结构给出了解耦控制设计方法, 取得了较好的控制效果, 但这些方法只局限于双输入双输出过程, 不能推广用于具有更多输入输出变量的化工过程. 文献 [4] 采用改进的最小二乘法逼近能达到指定频域响应指标的最优控制器矩阵, 取得目前看来最好的仿真控制效果, 但是仍然没有摆脱以往利用 H_∞ 最优性能指标的方法 [5~7] 的主要缺陷, 如数值化求解运算量大等. 有些文献如 [8~9] 研究了采用分散控制结构 (亦称多环结构, Multiloop) 来实现操纵变量解耦调节, 虽然在调节控制系统上有所简化, 但所能达到的系统性能指标, 相对于目前采用解耦控制器的方法要低很多. 本文基于如图 1 所示的实际中最常用的单位反馈闭环控制结构, 提出一种新的解耦控制设计思路, 通过提出期望的对角化闭环响应传递函数矩阵的方法, 解析地反向推导解耦控制器矩阵, 从而能够实现标称系统各路输出响应之间的显著乃至完全解耦.

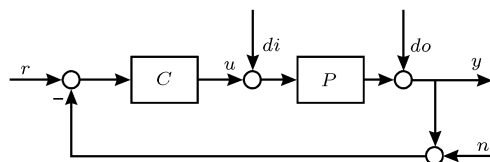


图 1 单位反馈闭环控制结构

Fig. 1 Unity feedback closed-loop control structure

图 1 中 C 是解耦控制器矩阵, P 是被控多变量时滞过程, u 是控制输出信号, d_i 和 d_o 分别表示混入被控过程输入侧和输出侧的负载干扰信号, n 为串入过程输出测量传感器的噪声信号. 实际中通常将多变量时滞过程建模为传递函数矩阵形式

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & \cdots & p_{1m} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ p_{m1} & \cdots & p_{mm} \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中 $p_{ij}(s) = p_{oij}(s)e^{-\theta_{ij}s}$; $i, j = 1, 2, \dots, m$. $p_{oij}(s)$ 是稳定正则的有理传递函数. 需要指出, 过程传函矩阵 P 必须稳态非奇异, 即 $\det[P(0)] \neq 0$, 才可能实现解耦控制. 其证明可以利用反证法, 根据图 1 所示的解耦控制系统所对应的对角化传函矩阵行列式的稳态终值不能为零的要求, 即可得证.

2 解耦控制器矩阵的设计

多变量时滞过程的输出响应所能达到的性能受到传输时滞及其传函矩阵行列式可能存在的复右半平面 (RHP) 零点的约束^[10,11]. 如果能够确定实际可以实现的最优系统响应的形式, 也即最优传函矩阵形式, 那么基于单位反馈控制结构的解耦控制器矩阵可以反向推导求得. 因此, 这里首先讨论一下实际期望的系统响应形式.

由图 1 可见, 闭环控制系统的传函矩阵形式为 $H = PC(I+PC)^{-1}$. 如果能够实现解耦调节, 则经解耦控制后得到的系统响应传递函数矩阵应为对角化形式, 即 $H = \text{diag}[h_i]_{m \times m}$ ($i =$

$1, 2, \dots, m)$, 其中 h_i 是稳定正则的传递函数. 因此, 对其进行求逆运算, 可得

$$C = P^{-1}(H^{-1} - I)^{-1} = \frac{\text{adj}P}{\det(P)} \text{diag} \left(\frac{h_i}{1 - h_i} \right) \quad (2)$$

其中 $\text{adj} P = [P^{ij}]_{m \times m}^T (i = 1, 2, \dots, m)$ 表示 P 的伴随矩阵, P^{ij} 表示对应于 P 中各元 p_{ij} 的代数余子式. 由线性矩阵的基本运算性质可求得解耦控制器矩阵 $C = [c_{ij}]_{m \times m} (i, j = 1, 2, \dots, m)$ 的每列控制器形式

$$c_{ji} = \frac{P^{ij}}{\det(P)} \cdot \frac{h_i}{1 - h_i}, \quad i, j = 1, 2, \dots, m \quad (3)$$

令

$$g_{ij} = \frac{P^{ij}}{\det(P)} = g_{oij} e^{L_{ij}s} \quad (4)$$

其中 g_{oij} 的分子和分母中均至少有一项不含有时滞因子. 这里定义 g_{oij} 的逆相对阶次为 n_{ij} , 即它为最大的一个正整数, 使得

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{s^{n_{ij}-1}}{g_{oij}} = 0 \quad (5)$$

取

$$N_i = \max\{n_{ij}; j = 1, 2, \dots, m\}, \quad \theta_i = \max\{L_{ij}; j = 1, 2, \dots, m\}; \quad i = 1, 2, \dots, m$$

由式 (3) 可见, C 的每列控制器对应于 H 中的同一对角元. 根据矩阵行列式的基本运算性质可知, $\theta_i > 0$. 因此, 如果 h_i 不包含与之等量的时滞因子来抵消它, 那么 C 中就会有部分甚至全部第 i 列的控制器需要以预测方式工作, 这在实际中违反了因果律, 因而不能物理实现. 此外, 如果 h_i 的相对阶次低于 N_i , 那么也会使部分甚至全部第 i 列的控制器需要以超前方式工作. 另外, 如果 $\det(P)$ 含有相异于 $P^{ij} (j = 1, 2, \dots, m)$ 的共同 RHP 零点的零点, 那么 h_i 也必须包含这些零点, 从而与之对消以使所得到的控制器不含有不稳定的极点.

综上所述, 这里基于鲁棒控制 H_2 最优性能目标^[10], 提出期望的对角化系统响应传函矩阵形式

$$h_i = \frac{e^{-\theta_i s}}{(\lambda_i s + 1)^{N_i}} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{-s + z_k}{s + z_k^*}, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (6)$$

其中, λ_i 为可调参数, 用于调节第 i 路系统输出达到实际要求的响应性能指标, $z_k (k = 1, 2, \dots, q_i)$ 为 $\det(P)$ 的相异于 $P^{ij} (j = 1, 2, \dots, m)$ 的共同 RHP 零点的零点, z_k^* 为 z_k 的复共轭, q_i 是这些零点的个数. 这样, 结合式 (3) 和 (4) 可知, C 的每列控制器中, 至少有一个可以不含时滞地物理实现, 其它的则以指定滞后时间的匹配方式执行, 从而能够实现解耦控制.

然后将式 (6) 代入 (3), 可以反向求解得到能够达到 H_2 最优性能指标的解耦控制器矩阵 C , 即

$$C_{ji-ideal} = \frac{P^{ij}}{\det(P)} \cdot \frac{\frac{e^{-\theta_i s}}{(\lambda_i s + 1)^{N_i}} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{-s + z_k}{s + z_k^*}}{1 - \frac{e^{-\theta_i s}}{(\lambda_i s + 1)^{N_i}} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{-s + z_k}{s + z_k^*}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, m \quad (7)$$

然而不难看出, 上面期望的 C 中, $P^{ij}/\det(P)$ 项的分子和分母均因混含有时滞因子而非有理传递函数, 所以难以物理构造实现, 而且当 $\det(P)$ 具有 RHP 零点时, 会存在 RHP 零极点对消. 因此, 只能做有理逼近来复现构造出其可稳定执行的形式. 重新组织式 (7), 得到

$$C_{ji} = \frac{De^{-(\theta_i - L_{ij})s}}{(\lambda_i s + 1)^{N_i} \prod_{k=1}^{q_i} (s + z_k^*)} \cdot \frac{1}{1 - \frac{e^{-\theta_i s}}{(\lambda_i s + 1)^{N_i} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{-s + z_k}{s + z_k^*}}}, \quad i, j = 1, 2, \dots, m \quad (8)$$

其中

$$D = g_{oij} \prod_{k=1}^{q_i} (-s + z_k) \quad (9)$$

由 (9) 可见, λ_i 成为第 i 列控制器的同一调节参数 ($i = 1, 2, \dots, m$). 由于 (8) 中的第二部分具有如下特性

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{1}{1 - \frac{e^{-\theta_i s}}{(\lambda_i s + 1)^{N_i} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{-s + z_k}{s + z_k^*}}} = 1, \quad \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 - \frac{e^{-\theta_i s}}{(\lambda_i s + 1)^{N_i} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{-s + z_k}{s + z_k^*}}} = \infty$$

所以它可以视为一个相对阶次为零的特殊积分器, 可以采用如图 2 所示的闭环控制单元实现.

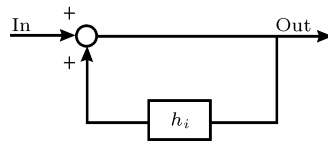


图 2 闭环控制单元

Fig. 2 Closed-loop control unit

对于式 (9), 这里基于数学线性分式 Padé 逼近变换, 给出如下形式的逼近公式

$$D_{U/V} = \frac{\sum_{k=0}^U a_k s^k}{\sum_{k=0}^V b_k s^k} \quad (10)$$

其中, U 和 V 为实际指定的能够满足工作性能指标的逼近阶次, 且有 $U - V \leq N_i + q_i$, 多项式系数 a_k 和 b_k 由下面的两个矩阵方程确定

$$\begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_U \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ d_1 & d_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ d_U & d_{U-1} & d_{U-2} & \cdots & d_{U-V} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_V \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} d_U & d_{U-1} & \cdots & d_{U-V+1} \\ d_{U+1} & d_U & \cdots & d_{U-V+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{U+V-1} & d_{U+V-2} & \cdots & d_U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_V \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} d_{U+1} \\ d_{U+2} \\ \vdots \\ d_{U+V} \end{bmatrix}$$

其中, d_k 是式 (9) 的数学 Taylor 展开级数中的各项常数, 即

$$d_k = \frac{1}{k!} \lim_{s \rightarrow 0} \frac{d^k D_{ij}}{ds^k}, \quad k = 0, 1, \dots, U + V; \quad \text{并且取 } b_0 = \begin{cases} 1, & b_k \geq 0 \\ -1, & b_k < 0 \end{cases}$$

需要说明, 上面两个矩阵方程的求导可以通过将式 (10) 代入式 (9) 的数学 Maclaurin 展开公式, 然后两边同去分母, 再比较相同阶次复变量的系数, 即可求证. 此外, 上面给出 b_0 的选取规则是为了避免由式 (10) 得到的逼近公式含有 RHP 极点, 由 Routh-Hurwitz 稳定判据可知, 这样选取可以保证取 $V \leq 2$ 时逼近公式的稳定性, 但不能确保取 $V \geq 3$ 时的稳定性, 因此采用高阶逼近公式时, 需要先用 Routh-Hurwitz 稳定判据检验其稳定性, 然后选取可稳定实现的高阶逼近形式. 实际中为了简便起见, 可以首先选用低阶逼近公式, 然后在逼近精度和可达到的解耦控制性能指标之间权衡, 从而确定是否必要采用高阶逼近. 另外, $\det(P)$ 的 RHP 零点的具体位置分布, 可以直接通过对其采用数学算法公式或工具软件包进行求解来确定. 若 $\det(P)$ 含有无穷多个 RHP 零点, 则建议采用主导零点来设计公式 (6), 根据频域控制理论^[5,10,11], 闭环系统传函矩阵中的非主导零极点对系统响应的性能影响很小.

3 鲁棒稳定性分析

对于标称被控过程, 由图 1 可以推导出从输入 r, di, do 和 n 到输出 y 和 u 的传函矩阵

$$\begin{bmatrix} y \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} PC(I + PC)^{-1} & (I + PC)^{-1}P & I - PC(I + PC)^{-1} & -PC(I + PC)^{-1} \\ C(I + PC)^{-1} & -C(I + PC)^{-1}P & C(I + PC)^{-1} & -C(I + PC)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ di \\ do \\ n \end{bmatrix} \quad (11)$$

由于被控过程 P 是稳定和非奇异的, 所以可由 (11) 确定出保证标称系统稳定性的充要条件为: $(I + PC)^{-1}$ 是稳定的. 这可以由它与 $PC(I + PC)^{-1}$ 以及 $C(I + PC)^{-1}$ 之间的等价稳定性关系得到证明. 因此, 将前面设计得到的 C 代入这个约束条件就可以验证标称控制系统的稳定性.

当实际存在被控过程的不确定性时, 最常见的是加性不确定性和乘性不确定性, 其中, 加性不确定性可视为被控过程辨识参数的不确定性, 它用于描述不确定过程集合 $\Pi_A = \{\widehat{G}_A(s) : \widehat{G}_A(s) = G(s) + \Delta_A\}$, 其中 Δ_A 是稳定正则的; 乘性输入不确定性可以视为实际控制执行机构如过程输入调节阀的输出不确定性, 它用于描述不确定过程集合 $\Pi_I = \{\widehat{G}_I(s) : \widehat{G}_I(s) = G(s)(I + \Delta_I)\}$, 其中 Δ_I 是稳定正则的; 乘性输出不确定性可以视为实际过程输出测量传感器所造成的, 它用于描述不确定过程集合 $\Pi_O = \{\widehat{G}_O(s) : \widehat{G}_O(s) = (I + \Delta_O)G(s)\}$, 其中 Δ_O 是稳定正则的. 根据分析控制系统的鲁棒稳定性通常采用的标准 $M - \Delta$ 结构^[5], 结合图 1 可以分别推导求解出从上述不确定性 Δ_A, Δ_I 和 Δ_O 的输出端到其输入端的传函矩阵

$$M_A = -C(I + PC)^{-1} \quad (12)$$

$$M_I = -C(I + PC)^{-1}P \quad (13)$$

$$M_O = -PC(I + PC)^{-1} \quad (14)$$

根据小增益定理, 可以得到闭环控制系统保证鲁棒稳定性的充要条件 $\|M\Delta\|_\infty < 1$, 然而该 H_∞ 范数约束条件既不能进行解析求解, 也不便于直观判断. 为此, 这里利用小增益定

理和广义 Nyquist 稳定判据^[11] 之间的等价关系, 给出基于谱半径的充要判定条件

$$\rho(C(I + PC)^{-1}\Delta_A) < 1, \forall \omega \in [0, \infty) \quad (16)$$

$$\rho(C(I + PC)^{-1}P\Delta_I) < 1, \forall \omega \in [0, \infty) \quad (17)$$

$$\rho(PC(I + PC)^{-1}\Delta_O) < 1, \forall \omega \in [0, \infty) \quad (18)$$

需要说明, 式 (16~18) 可以通过察看其谱半径的幅频曲线的峰值是否小于 1 来判定. 由此可以确定解耦控制器矩阵 C 的可调参数的允许整定范围, 并且对于在实际中指定的不确定性界 Δ_A , Δ_I 或 Δ_O , 可以利用式 (16~18) 直观地评估控制系统的鲁棒稳定性. 如今, 这可以比较方便地采用控制软件包如 MATLAB 鲁棒控制工具箱实现, 后面的仿真实例给出了示范. 此外, 结合式 (6) 可知, 调小整定参数 λ_i 可以加快对应的系统输出响应速度, 提高控制系统的标称性能, 但是相应所需的第 i 列控制器的输出能量要增大, 并且它们对应的执行机构所需要提供的能量也要增大, 会倾向于超出它们的容量范围, 而且在面临被控过程的未建模动态特性时, 易于表现出过激行为, 不利于控制系统的鲁棒稳定性; 相反, 增大 λ_i 会使对应的系统输出响应变缓, 但是所要求的第 i 列控制器的输出能量减小, 并且对应的执行机构所需要的能量也减小, 从而有利于提高控制系统的鲁棒稳定性. 因此实际整定 C 的可调参数 $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 时, 应在系统各路输出响应的标称性能与每列控制器及其执行机构的输出容量之间权衡. 通过仿真分析, 建议分别初始整定 $\lambda_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 在 $(5 \sim 10)\theta_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 范围内, 如果由此得到的系统输出响应不能满足工作要求, 则可以通过在线单调地增减 λ_i 来实现期望的系统输出响应指标.

4 仿真实例

考察很多文献研究采用的 3×3 化工蒸馏塔过程^[4]

$$P = \begin{bmatrix} \frac{1.986e^{-0.71s}}{66.7s + 1} & \frac{-5.24e^{-60s}}{400s + 1} & \frac{-5.984e^{-2.24s}}{14.29s + 1} \\ \frac{-0.0204e^{-0.59s}}{(7.14s + 1)^2} & \frac{0.33e^{-0.68s}}{(2.38s + 1)^2} & \frac{-2.38e^{-0.42s}}{(1.43s + 1)^2} \\ \frac{-0.374e^{-7.75s}}{22.22s + 1} & \frac{11.3e^{-3.79s}}{(21.74s + 1)^2} & \frac{9.811e^{-1.59s}}{11.36s + 1} \end{bmatrix}$$

经计算可知, $\det(P)$ 没有 RHP 零点. 利用前面公式 (4,5) 可以求得 $\theta_1 = 0.8$, $\theta_2 = 0.68$, $\theta_3 = 1.85$ 和 $N_1 = N_3 = 1$, $N_2 = 2$. 因此, 应用设计公式 (6) 提出期望闭环系统响应的传函矩阵的对角元形式

$$h_1 = \frac{e^{-0.8s}}{\lambda_1 s + 1}, h_2 = \frac{e^{-0.68s}}{(\lambda_2 s + 1)^2}, h_3 = \frac{e^{-1.85s}}{\lambda_3 s + 1}$$

然后应用解析设计公式 (7~10) 可以求解得出解耦控制器矩阵. 这里为了便于同最近的 Wang 方法^[4] 对比, 取与之类似的控制器阶次, 由此得到

$$c_{11} = D_1 \cdot \frac{14543s^2 + 256.3578s + 0.5502}{(\lambda_1 s + 1)(438.7353s + 1)} e^{-0.09s}$$

$$c_{21} = D_1 \cdot \frac{12391s^3 + 746.2116s^2 + 9.7508s + 0.0199}{(\lambda_1 s + 1)(3940.3s^2 + 447.8424s + 1)}$$

$$c_{31} = D_1 \cdot \frac{1736.5s^3 - 21.7287s^2 - 0.8474s - 0.002}{(\lambda_1 s + 1)(4815.4s^2 + 449.8302s + 1)} e^{-2.2s}$$

$$c_{12} = D_2 \cdot \frac{4773900s^6 - 6620600s^5 - 3286200s^4 - 532380s^3 - 41045s^2 - 526.1791s - 0.296}{(\lambda_2 s + 1)^2(611700s^4 + 109510s^3 + 12128s^2 + 465.9313s + 1)} e^{-3.73s}$$

$$c_{22} = D_2 \cdot \frac{13471000s^6 + 3306200s^5 + 892990s^4 + 117120s^3 + 6709.9s^2 + 142.0148s + 0.3149}{(\lambda_2 s + 1)(336570s^4 + 33465s^3 + 9959.2s^2 + 461.3811s + 1)}$$

$$c_{32} = D_2 \cdot \frac{-197040s^5 - 104730s^4 - 29099s^3 - 4024.9s^2 - 171.9233s - 0.374}{(\lambda_2 s + 1)^2(257300s^4 + 55907s^3 + 10254s^2 + 461.9346s + 1)} e^{-2.2s}$$

$$c_{13} = D_3 \cdot \frac{400930s^4 + 33536s^3 + 1342.3s^2 + 31.5279s + 0.2638}{(\lambda_3 s + 1)(33025s^3 + 3869.9s^2 + 447.5041s + 1)} e^{-1.79s}$$

$$c_{23} = D_3 \cdot \frac{16790s^3 + 1582.9s^2 + 39.2646s + 0.0885}{(\lambda_3 s + 1)(511.4853s^2 + 440.0233s + 1)}$$

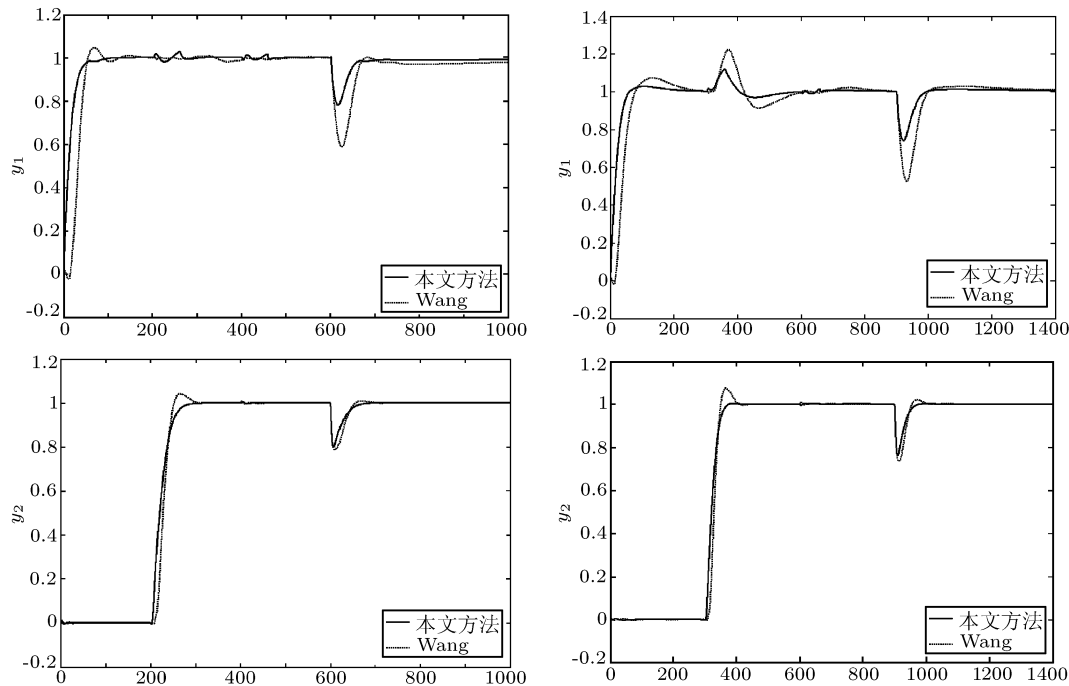
$$c_{33} = D_3 \cdot \frac{2195s^3 + 212.3057s^2 + 5.2157s + 0.01}{(\lambda_3 s + 1)(1319.1s^2 + 441.8636s + 1)} e^{-0.26s}$$

其中

$$D_1 = \frac{1}{1 - e^{-0.8s}/(\lambda_1 s + 1)}, D_2 = \frac{1}{1 - e^{-0.68s}/(\lambda_2 s + 1)^2}, D_3 = \frac{1}{1 - e^{-1.85s}/(\lambda_3 s + 1)}$$

它们可以用如图 2 所示的闭环控制单元实现. 分别整定可调参数 $\lambda_1 = 15$, $\lambda_2 = 12$, $\lambda_3 = 18$, 使得各路系统输出响应的上升速度与 Wang 方法的基本相同, 以便比较. 通过分别在 $t = 0$, 200, 400 秒加入三路单位阶跃给定值输入信号, 并且在 $t = 600$ 秒时加入幅值为 0.1 的阶跃型负载干扰信号到三路被控过程输入端, 得到仿真结果如图 3(a) 所示.

由图 3(a) 可见, 本文方法下的标称给定值响应平稳且无超调 (实线), 系统各路输出响应之间几乎完全解耦, 负载干扰响应明显优于目前针对该化工蒸馏塔过程取得最好仿真控制效果的 Wang 方法 (虚点线). 为了验证本文方法下的解耦控制系统的鲁棒稳定性, 采用 Wang 方法假设的两种过程摄动情况, 即 (1). 被控过程传函矩阵中各元的稳态增益均增大 40%; (2). 被控过程传函矩阵中各元的惯性时间常数均增大 40%. 根据前面第 3 节给出的鲁棒稳定性判据式 (16), 得到这两种摄动情况下的谱半径幅频曲线如图 4 所示.



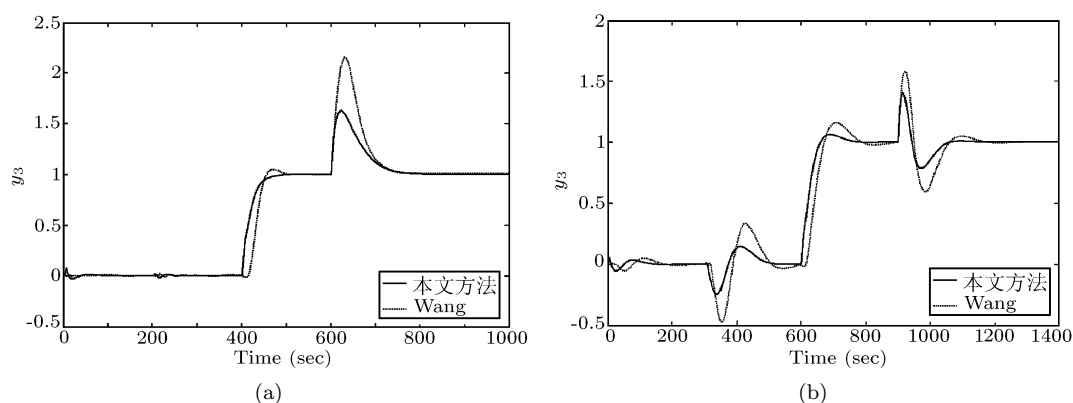


图 3 (a) 标称系统响应和 (b) 时间常数扰动下的系统响应

Fig. 3 (a) Nominal system responses and (b) system responses due to the time constants perturbation

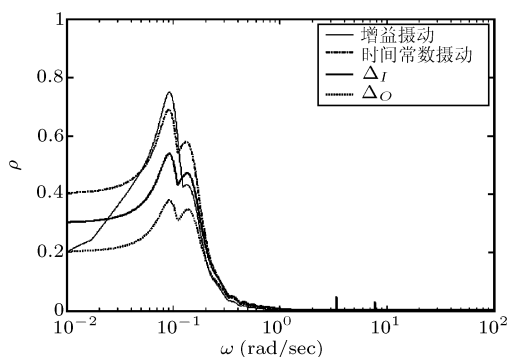


图 4 扰动系统的谱半径幅值曲线

Fig. 4 Spectral radius magnitude curves of perturbed systems

图 4 表明, 它们的最大幅值均显著小于 1, 因此扰动系统能够保持良好的鲁棒稳定性, 相应的时间常数扰动下的系统输出响应如图 3(b) 所示. 为了进一步验证本文方法下的控制系统的鲁棒稳定性, 现在假设实际存在被控过程的乘性输入不确定性 $\Delta_I = \text{diag}\{(s + 0.3)/(s + 1)\}_{3 \times 3}$, 它可以视为被控过程的三路输入调节阀在高频段具有高达 100% 的不确定性, 并且在低频段工作范围具有将近 30% 的不确定性. 此外, 假设被控过程存在乘性输出不确定性 $\Delta_O = \text{diag}\{-(s + 0.2)/(2s + 1)\}_{3 \times 3}$, 它可以视为被控过程的三路输出测量传感器在高频段具有大约 50% 的减少测量误差, 并且在低频段工作范围具有大约 20% 的减少测量误差. 利用前面第 3 节给出的鲁棒稳定性判据式 (17,18), 得到这两种假设情况下用于分析系统鲁棒稳定性的谱半径幅频曲线如图 4 所示, 仍然可见它们的最大幅值均显著小于 1, 因此, 扰动系统能够保持良好的鲁棒稳定性, 限于篇幅, 相应的扰动系统输出响应曲线从略.

5 结论

多变量时滞过程的解耦控制设计属于控制领域中的难点研究课题, 然而化工实践对此具有迫切需求. 本文基于常规的单位反馈闭环控制结构提出了一种解析设计解耦控制器矩阵的方法, 通过分析期望的对角化系统响应传函矩阵的形式, 阐明被控过程各路输出的纯滞后时间必须作为参考以进行时滞补偿器的设计, 从而能够实现标称系统各路输出响应之

间的显著乃至完全解耦. 由于采用了解析化的设计方法, 相对于目前大多数已有的数值化求解方法, 使得推导解耦控制器矩阵的运算量大为减轻, 从而便于推广应用于实际中各种不同的多变量时滞过程, 并且由于给出了解耦控制器矩阵的解析设计公式, 控制系统各路输出的时域响应指标可以定量估计和整定.

此外, 通过分析实际中经常遇到的被控过程的加性和乘性不确定性, 给出了评估闭环控制系统鲁棒稳定性的充要条件和谱半径判据, 以及整定解耦控制器矩阵的可调参数的规则. 对于实际中存在的被控过程的未建模动态, 可以通过在线单调地增减解耦控制器矩阵中每列控制器的单一整定参数来进行鲁棒控制, 从而能以单调的调节方式实现系统输出响应性能和鲁棒稳定性之间的最佳折衷, 所以给解耦控制系统的实际运行操作带来很大的方便.

References

- 1 Astrom Karl Johan, Johansson Karl H, Wang Qing-Guo. Design of decoupled PI controllers for two-by-two systems. *IEE Proceedings Control Theory & Applications*, 2002, **149**(1): 74~81
- 2 Wang Qing-Guo, Huang Bin, Guo Xin. Auto-tuning of TITO decoupling controllers from step tests. *ISA Transactions*, 2000, **39**(4): 407~418
- 3 Xue Fu-Zheng, Pang Guo-Zhong, Hu Jing-Hua. Multivariable control for beer fermentation temperature. *Acta Automatica Sinica*, 2002, **28**(1): 150~154
- 4 Wang Qing-Guo, Zhang Yu, Chiu Min-Sen. Non-interacting control design for multivariable industrial processes. *Journal of Process Control*, 2003, **13**(3): 253~265
- 5 Zhou, Kemin, Doyle John, Glover Keith. *Essentials of Robust Control*. New York: Prentice Hall, 1998
- 6 Zhang Wei-Dong, Sun You-Xian, Xu Xiao-Ming. Multivariable Dahlin controller design. *Acta Automatica Sinica*, 1998, **24**(1): 64~72
- 7 Chen Su-Ping, Sun You-Xian, Zhou Chun-Hui. Robust decoupling of multivariable process. *Acta Automatica Sinica*, 1995, **21**(2): 214~220
- 8 Liu Tao, Zhang Wei-Dong, Gu Dan-Ying. Analytical multiloop PI/PID controller design for two-by-two processes with time delays. *Industrial & Engineering Chemical Research*, 2005, **44**(6): 1832~1841
- 9 Chen Dan, Seborg Dale E. Design of decentralized PI control systems based on Nyquist stability analysis. *Journal of Process Control*, 2003, **13**(1): 27~39
- 10 Morari Manfred, Zafriou Evangelos. *Robust Process Control*. Englewood Cliffs, New York: Prentice Hall, 1989
- 11 Skogestad, Sigurd, Postlethwaite Ian. *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. New York: John Wiley & Sons, 1996

刘 涛 博士研究生. 研究方向为工业过程鲁棒控制理论与应用, 时滞系统.

(LIU Tao Ph.D. candidate. His research interests include robust control theory and application of industrial process and time delay systems.)

张卫东 教授, 博士生导师. 研究方向为过程控制理论, 鲁棒控制理论与应用, 系统辨识.

(ZHANG Wei-Dong Professor. His research interests include process control theory, robust control theory and application, and system identification.)

顾诞英 博士研究生. 研究方向为过程鲁棒控制理论, 闭环系统辨识和建模.

(GU Dan-Ying Ph.D. candidate. Her research interests include process robust control theory and closed-loop system identification and modeling.)