第 27 卷第 10 期
2010 年 10 月

控制理论与应用
Control Theory & Applications

Vol. 27 No. 10
Oct. 2010

文章编号: 1000−8152(2010)10−1393−06

多变量时滞过程解耦Smith控制

黄 灿, 桂卫华, 阳春华, 蒋朝辉, 谢永芳

(中南大学 信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 针对实际工业生产中常见的多输入多输出时滞过程, 构造多变量Smith预估控制结构, 提出基于对象模型伴随矩阵的解耦器设计方法. 通过对解耦后对象的幅频和相频特性分析, 获得对象的简化一阶数学模型. 根据Smith预估控制结构闭环特征方程的特点, 利用Butterworth滤波器极点配置的原理, 对解耦后的多变量时滞过程设计PI控制器. 结合实际过程中常见的不确定性, 分析了控制系统保证鲁棒稳定性的充要条件. 最后以实例验证了本文所提方法的优越性.

关键词: 多输入多输出过程; 时滞; 解耦; Smith控制; 鲁棒稳定性

中图分类号: TP273　　　**文献标识码**: A

Decoupling Smith control for multivariable system with time-delays

HUANG Can, GUI Wei-hua, YANG Chun-hua, JIANG Zhao-hui, XIE Yong-fang

(School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha Hunan 410083, China)

Abstract: The decoupling Smith control method is presented for multi-input-multi-output system with time-delays which are often encountered in practical engineering. A new method for designing the decoupler based on the adjoint matrix of the multivariable system model with time-delays is proposed. By analyzing the amplitude-frequency and phase-frequency characteristics of the decoupled model, the decoupled model is reduced to a first-order model with time-delay. According to the closed-loop characteristic equation of Smith predictor structure, a PI controller is developed by using the principle of pole assignment for Butterworth filter. Sufficient and necessary conditions for robust stability are derived for adaptive and multiplicative uncertainties commonly occurred in practice. Simulation results show the superiority of the proposed method.

Key words: MIMO system; time-delay; decoupling; Smith predictor; robust stability

1 引言(Introduction)

时滞现象广泛存在于工业过程控制中, 时滞的存在, 使得被控过程动态特性变坏, 系统稳定性降低. 因此, 时滞系统的研究受到人们的关注, 成为目前过程控制研究领域的一个重要课题[1~4]. 对于实际生产过程, 往往多个变量相互关联, 一个输出对应多个输入的作用, 且存在不同程度的时间滞后. 这样的时滞系统可以表示为多变量传递函数矩阵的形式, 对该类多变量时滞系统的控制更具实际意义[5].

对于存在耦合关系的多变量系统, 文献[6, 7]通过分析系统主导极点和振幅比, 对每一个回路设计多个控制器. 这种方法设计控制器数量大, 且调节一个回路控制器参数会影响到另一个回路甚至整个系统的性能. 对于耦合关系复杂的系统, 解耦控制成为解决该类问题的有效方法, 通过解耦, 将耦合系统转换为多个子系统独立存在的形式, 然后在此基础上设计控制器. 文献[8, 9]通过在被控过程输入端设置静态解耦和动态解耦器, 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, 但该类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过程. 文献[10]基于内模控制结构, 通过确定被控过程传递函数矩阵行列式的右半平面零点的分布情况, 提出期望的对角化系统传递函数矩阵的形式, 然后利用标称系统传递函数方程拟合出可以稳定实现的解耦器矩阵. 该方法由于设定了传递函数矩阵的形式, 使得设计解耦器推导计算过程复杂. 文献[11]基于鲁棒控制H_2最优性能指标, 通过考察对象过程矩阵P的代数余子式P^{ij}和$\det(P)$之间共同的复右半平面零点个数, 确定期望闭环传递函数的形式, 反向推导解耦控制器. 该方法由于采用反推的方式来获得解耦控制器的具体形式, 过程较为复杂且难以物理实现. 因

收稿日期: 2009−07−01; 收修改稿日期: 2010−05−06.
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60634020, 61074117); 新世纪优秀人才支持计划资助项目(NCET–07–0867).

此研究适用于变量较多过程的解耦控制方法, 并保证该方法的实用性, 具有非常重要的意义.

Smith预估补偿方法是解决单变量时滞对象控制的有效方法, 文献[12～14]将单变量时滞对象的Smith控制推广应用到多变量时滞过程. 文献[14]通过引入解耦器消除系统内部耦合, 然后使用单变量Smith控制方法设计系统控制器. 解耦Smith控制将多变量Smith预估器设计问题转化为多个单变量Smith预估器设计问题, 实现对多变量时滞系统的有效控制.

本文基于多变量时滞过程Smith预估控制结构, 提出基于对象伴随矩阵的解耦器设计方法, 该方法简单可行, 且适用于过程变量较多的系统. 通过分析解耦后所得对象的幅频特性和相频特性, 将解耦后对象的高阶模型约简为一阶惯性环节加纯滞后(FOPDT)模型. 然后针对Smith控制闭环传递函数特征方程的特点, 按照Butterworth最佳极点配置的原理, 设计Smith结构PI控制器对整个多变量时滞过程进行控制, 获得良好的稳定性能.

2 解耦Smith控制设计(Decoupling Smith control design)

多变量时滞过程Smith控制结构如图1所示, 其中: $R(s), Y(s)$表示系统输入、输出变量, $C(s)$表示控制器, $K(s)$表示解耦器, $G(s)$为被控时滞对象, 且为稳态非奇异矩阵, 即$\det[G(0)] \neq 0$. $H(s) = G(s)K(s)$, $H_0(s)$表示$H(s)$不包含时滞的部分.

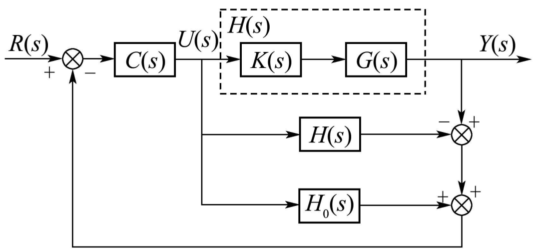


图 1 多变量Smith控制结构

Fig. 1 Multivariable Smith predictor structure

定义

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) & \cdots & g_{1n}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) & \cdots & g_{2n}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n1}(s) & g_{n2}(s) & \cdots & g_{nn}(s) \end{bmatrix},$$

其中: $g_{ij}(s) = g_{ij0}(s)\,\mathrm{e}^{-\tau_{ij}s}(i, j=1, \cdots, n)$是指从$G(s)$的第$i$个输入到第$j$个输出的传递函数, $g_{ij0}(s)$是其正则有理传递函数部分, τ_{ij}是对应的过程传输时滞. 假设Smith控制对象与模型匹配, 则图1所示的多变量Smith控制结构闭环传递函数表示为

$$\Phi(s) = \frac{H(s)\,C(s)}{I + H_0(s)\,C(s)}. \tag{1}$$

2.1 解耦器的设计(Design of decoupler)

多变量对象解耦的目的是设计解耦器, 使得经解耦后得到的系统响应传递函数对角化, 即$H(s) = \mathrm{diag}[h_i]_{n\times n}(i = 1, 2, \cdots, n)$, 其中$h_i$是稳定正则的传递函数. 通过引入解耦后模型约简环节, 消除了解耦过程中对$K(s)$ 结构形式的限制. 由$A \times \mathrm{adj}\,A = \mathrm{adj}\,A \times A = \det\ A \times I$, 设计解耦器

$$K' = \mathrm{adj}\,G.$$

为使解耦器K'包含尽可能少的时滞项, K'乘以如下时滞矩阵

$$K_{\mathrm{D}}(s) = \mathrm{diag}\{\mathrm{e}^{\tau_{ri}s},\ i = 1, 2, \cdots, n\},$$

其中τ_{ri}为K'每一列的最小时延. 由于修正后的解耦矩阵不包含时滞预估项, 该解耦器设计方法可物理实现.

则解耦器为

$$K(s) = K_{\mathrm{D}}(s)K'(s). \tag{2}$$

对解耦器系数进行修正, 可得

$$H(s) = \frac{G(s)K_{\mathrm{D}}(s)K'(s)}{\det[G(0)]} = \mathrm{diag}\{h_1, h_2, \cdots, h_n\}. \tag{3}$$

对于高维多变量时滞过程, 其解耦器$K(s)$ 的求解运算可以采用MATLAB等工具实现, 借助该类软件的强大计算功能, 降低计算复杂度. 所得解耦器$K(s)$由多个包含时滞因子的有理传递函数组成, 能够物理实现.

2.2 模型约简(Model reduction)

系统解耦后, 由于消除了不同输入、输出之间的关联作用, 系统相当于多个子系统独立存在. 针对解耦后得到的高阶模型, 本文采用模型约简的方法, 将高阶系统约简成低阶形式, 从而简化控制器的设计. 由于大多数工业过程都是惯性过程, 且有一定的时间延迟, 所以可以简化成FOPDT系统, 将解耦后的对象传递函数矩阵约简为FOPDT形式.

$H(s)$是具有复杂形式的高阶过程模型, 通过考查$H(s)$的Nyquist图在固定点的幅频特性和相频特性, 可以确定其近似FOPDT模型$L(s)$描述过程的增益、主要时间常数和时滞, 定义$L(s)$如下:

$$L(s) = \mathrm{diag}\{l_1, l_2, \cdots, l_n\} = \mathrm{diag}\{\frac{k_1\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{d}1}s}}{T_1s+1}, \frac{k_2\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{d}2}s}}{T_2s+1}, \cdots, \frac{k_n\mathrm{e}^{-\tau_{\mathrm{d}n}s}}{T_ns+1}\}. \tag{4}$$

根据$H(s)$和$L(s)$相频和幅频特性, 使高阶过程模型$H(s)$和FOPDT模型$L(s)$具有相同的稳态增益

和幅值裕度, 可得计算$k_i, \tau_{\mathrm{d}i}, T_i$的方法:

$$\begin{cases} l_i(0) = h_i(0), \\ |l_i(\mathrm{j}\omega_{xi})| = |h_i(\mathrm{j}\omega_{xi})|, \\ \angle\{l_i(\mathrm{j}\omega_{xi})\} = \angle\{h_i(\mathrm{j}\omega_{xi})\}. \end{cases} \tag{5}$$

其中: ω_{xi} 为穿越频率, 由高阶系统 $h_i(s)$ 决定: $\angle h_i(\mathrm{j}\omega_{xi}) = \pi$.

则FOPDT模型$L(s)$的参数可以通过下式计算:

$$k_i = h_i(0), \tag{6}$$

$$T_i = \frac{\sqrt{(\frac{h_i(0)}{|h(\mathrm{j}\omega_{xi})|})^2 - 1}}{\omega_{xi}}, \tag{7}$$

$$\tau_{\mathrm{d}i} = \frac{\pi - \tan^{-1}(T_i\omega_{xi})}{\omega_{xi}}. \tag{8}$$

令

$$L_0(s) = \mathrm{diag}\{\frac{k_1}{T_1 s + 1}, \frac{k_2}{T_2 s + 1}, \cdots, \frac{k_n}{T_n s + 1}\},$$

则图1所示系统的Smith预估控制闭环传递函数为

$$\varPhi'(s) = \frac{C(s)L(s)}{I + C(s)L_0(s)}. \tag{9}$$

2.3 PI控制器的设计(Design of PI controller)

在系统对象约简为一阶滞后模型的基础上, 设计PI控制器$C(s)$对其进行控制.

$$C(s) = \mathrm{diag}\{K_{\mathrm{P}1}(1 + \frac{1}{T_{\mathrm{I}1}s}), K_{\mathrm{P}2}(1 + \frac{1}{T_{\mathrm{I}2}s}), \cdots, K_{\mathrm{P}n}(1 + \frac{1}{T_{\mathrm{I}n}s})\}, \tag{10}$$

其中$K_{\mathrm{P}}, T_{\mathrm{I}}$为PI控制器的待求参数.

Smith预估控制器由于引入了时滞补偿环节, 使得其闭环传递函数的特征方程不包含时滞项. 对于FOPDT对象的Smith预估控制器系统的闭环传递特征方程式为如下二阶方程:

$$s^2 + \frac{1 + k_i K_{\mathrm{P}i}}{T_i}s + \frac{k_i K_{\mathrm{P}i}}{T_i T_{\mathrm{I}i}} = 0. \tag{11}$$

Butterworth滤波器的原理是在单位圆上以实轴为对称轴在复平面的左半平面对称地配置极点, 它的各个极点均匀分布在复平面的Butterworth圆周上. 因此它具有较理想的极点位置, 且具有低通滤波器的特性. 其表达式如下:

$$g(s) = \frac{\omega_0^n}{s^n + \beta_{n-1}\omega_0 s^{n-1} + \cdots + \beta_1\omega_0^{n-1}s + \beta_0\omega_0^n}.$$

按照Butterworth滤波器原理对闭环传递函数进行极点配置[15], 设计理想的传递函数特征方程, 此方法保证了闭环传递函数特征方程的极点分布在复平面的左半平面上, 从而保证了闭环系统的稳定性. 对于二阶系统, 将其极点配置在与虚轴之间的夹角$\theta = 45°$, 可得$\beta_0 = 1$, $\beta_1 = 1.414$,

$$K_{\mathrm{P}i} = \frac{\beta_1\omega_{0i}T_i - 1}{k_i}, \tag{12}$$

$$T_{\mathrm{I}i} = \frac{\beta_1\omega_{0i}T_i - 1}{T_i\beta_0\omega_{0i}^2}, \tag{13}$$

合理的选择截止频率ω_{0i}, 可获得很好的闭环控制性能.

3 鲁棒稳定性分析(Robust stability analysis)

在实际生产过程中往往存在各种不确定性, 假设$\varDelta(s)$是系统不确定性集合中任意一个元素, 且不确定性$\varDelta(s)$稳定, 图2所示为考虑被控过程存在不确定性$\varDelta(s)$的多变量时滞过程Smith控制系统. 由于不确定性可以表示为加性不确定性和乘性不确定性, 其中被控过程辨识参数的不确定性可描述为加性不确定性; 实际控制执行机构的不确定性描述为乘性输入不确定性; 实际过程输出传感器造成的不确定性可描述为乘性输出不确定性. 将实际系统表示为

$$\varPi = \{G'(s) = G(s) + \varDelta(s)\},$$

当$\varDelta(s) = \varDelta_1(s)$, $\varPi_1 = \{G'(s) = G(s) + \varDelta_1(s)\}$表示有加性不确定性的系统; $\varDelta(s) = G(s)\varDelta_{2\mathrm{I}}(s)$时, $\varPi_{2\mathrm{I}} = \{G'(s) = G(s)(I + \varDelta_{2\mathrm{I}}(s))\}$表示有乘性输入不确定性的系统, $\varDelta(s) = \varDelta_{2\mathrm{O}}(s)G(s)$时, $\varPi_{2\mathrm{O}} = \{G'(s) = (I + \varDelta_{2\mathrm{O}}(s))G(s)\}$表示有乘性输出不确定性的系统. 其中$\varDelta_1(s)$, $\varDelta_{2\mathrm{O}}(s)$和$\varDelta_{2\mathrm{I}}(s)$是稳定正则的.

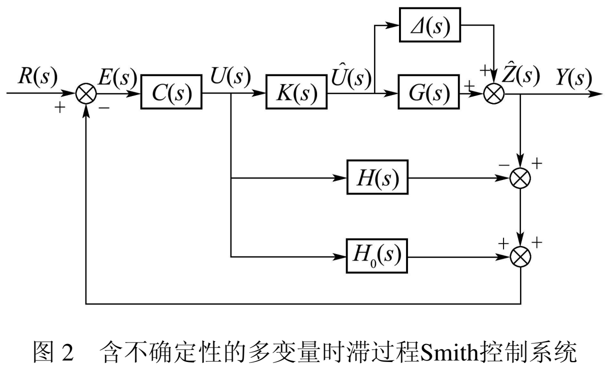


图 2　含不确定性的多变量时滞过程Smith控制系统

Fig. 2　Multivariable Smith system with uncertain process

考查图2所示的Smith控制系统$\hat{Z}$到$\hat{U}$的传递函数$F(s)$可得

$$F(s) = -KC[I + G'KC - (H - H_0)C]^{-1}. \tag{14}$$

根据小增益定理和广义Nyquist稳定性定理的等价关系, 可得闭环系统保持鲁棒稳定性的充要条件[16,17]是

$$\rho(F(s)\varDelta(s)) < 1,\ \forall\omega \in [0, \infty). \tag{15}$$

该判定条件可以通过观察由上述表达式确定的

谱半径曲线是否小于1来判断. 对于实际中给定的具有不确定性界的加性不确定性Δ_1, 乘性不确定性$\Delta_{2\mathrm{I}}$和$\Delta_{2\mathrm{O}}$, 应用上述条件也可以直观的判断系统的鲁棒稳定性.

4 仿真实例分析(Simulation example)

为验证本文所提方法的有效性, 考虑如下系统:

$$G=\begin{bmatrix}\dfrac{1.986\mathrm{e}^{-0.71s}}{66.7s+1} & \dfrac{-5.24\mathrm{e}^{-60s}}{400s+1} & \dfrac{-5.984\mathrm{e}^{-2.24s}}{14.9s+1}\\ \dfrac{-0.0204\mathrm{e}^{-0.59s}}{(7.14s+1)^2} & \dfrac{0.33\mathrm{e}^{-0.68s}}{(2.38s+1)^2} & \dfrac{-2.38\mathrm{e}^{-0.42s}}{(1.43s+1)^2}\\ \dfrac{-0.374\mathrm{e}^{-7.75s}}{22.22s+1} & \dfrac{11.3\mathrm{e}^{-3.79s}}{(21.74s+1)^2} & \dfrac{9.811\mathrm{e}^{-1.59s}}{11.36s+1}\end{bmatrix}.$$

利用公式(2)设计解耦器为

$$K(s)=\begin{bmatrix}k_{11} & k_{12} & k_{13}\\ k_{21} & k_{22} & k_{23}\\ k_{31} & k_{32} & k_{33}\end{bmatrix},$$

其中:

$$k_{11}=\frac{0.0591\mathrm{e}^{-0.09s}}{(2.38s+1)^2(11.36s+1)}+\frac{0.4910\mathrm{e}^{-2.03s}}{(1.43s+1)^2(21.74s+1)^2},$$

$$k_{12}=\frac{0.9386\mathrm{e}^{-59.29s}}{(400s+1)(11.36s+1)}-\frac{1.2346\mathrm{e}^{-3.73s}}{(14.9s+1)(21.74s+1)^2},$$

$$k_{13}=\frac{0.2277\mathrm{e}^{-59.29s}}{(400s+1)(1.43s+1)^2}+\frac{0.0361\mathrm{e}^{-1.79s}}{(14.9s+1)(2.38s+1)^2},$$

$$k_{21}=\frac{0.0037}{(11.36s+1)(7.14s+1)^2}+\frac{0.0163\mathrm{e}^{-5.99s}}{(22.22s+1)(1.43s+1)^2},$$

$$k_{22}=\frac{0.3558}{(11.36s+1)(66.7s+1)}-\frac{0.0409\mathrm{e}^{-7.69s}}{(22.22s+1)(14.9s+1)},$$

$$k_{23}=\frac{0.0863}{(1.43s+1)^2(66.7s+1)}+\frac{0.0022\mathrm{e}^{-1.7s}}{(7.14s+1)^2(14.9s+1)},$$

$$k_{31}=\frac{-0.0042\mathrm{e}^{-2.2s}}{(21.74s+1)^2(7.14s+1)^2}+\frac{0.0023\mathrm{e}^{-6.25s}}{(22.22s+1)(2.38s+1)^2},$$

$$k_{32}=\frac{-0.4099\mathrm{e}^{-2.2s}}{(21.74s+1)^2(66.7s+1)}+\frac{0.0358\mathrm{e}^{-65.45s}}{(22.22s+1)(400s+1)},$$

$$k_{33}=\frac{0.012\mathrm{e}^{-0.06s}}{(2.38s+1)^2(66.7s+1)}-\frac{0.002\mathrm{e}^{-59.46s}}{(7.14s+1)^2(400s+1)}.$$

由式(3)可得解耦后的过程为

$$h_1=\frac{0.1174}{Q_1}\mathrm{e}^{-0.8s}+\frac{0.9751}{Q_2}\mathrm{e}^{-2.74s}-\frac{0.0194}{Q_3}\mathrm{e}^{-60s}-\frac{0.0854}{Q_4}\mathrm{e}^{-65.99s}+\frac{0.0251}{Q_5}\mathrm{e}^{-4.44s}-\frac{0.0138}{Q_6}\mathrm{e}^{-8.49s},$$

$$h_2=\frac{0.1174}{Q_1}\mathrm{e}^{-0.68s}+\frac{0.9755}{Q_2}\mathrm{e}^{-2.62s}-\frac{0.0191}{Q_3}\mathrm{e}^{-59.88s}-\frac{0.0852}{Q_4}\mathrm{e}^{-65.87s}+\frac{0.0252}{Q_5}\mathrm{e}^{-4.32s}-\frac{0.0135}{Q_6}\mathrm{e}^{-8.37s},$$

$$h_3=\frac{0.1177}{Q_1}\mathrm{e}^{-1.65s}+\frac{0.9751}{Q_2}\mathrm{e}^{-3.79s}-\frac{0.0196}{Q_3}\mathrm{e}^{-61.05s}-\frac{0.0851}{Q_4}\mathrm{e}^{-67.04s}+\frac{0.0248}{Q_5}\mathrm{e}^{-5.49s}-\frac{0.0135}{Q_6}\mathrm{e}^{-9.54s},$$

其中:

$$Q_1=(66.7s+1)(2.38s+1)^2(11.36s+1),$$
$$Q_2=(66.7s+1)(1.43s+1)^2(21.74s+1)^2,$$
$$Q_3=(400s+1)(11.36s+1)(7.14s+1)^2,$$
$$Q_4=(400s+1)(22.22s+1)(1.43s+1)^2,$$
$$Q_5=(14.9s+1)(21.74s+1)^2(7.14s+1)^2,$$
$$Q_6=(14.9s+1)(22.22s+1)(2.38s+1)^2.$$

对解耦后的系统模型进行降阶约简, 经计算得$h_1(s)$, $h_2(s)$, $h_3(s)$的穿越频率分别为$\omega_{x1}=0.048\ \mathrm{rad/s}$, $\omega_{x2}=0.053\ \mathrm{rad/s}$, $\omega_{x3}=0.046\ \mathrm{rad/s}$. 由公式(6)~(8)计算FOPDT模型参数, 可得模型约简后的多变量系统传递函数为

$$L(s)=\begin{bmatrix}\dfrac{\mathrm{e}^{-32.44s}}{139.5s+1} & 0 & 0\\ 0 & \dfrac{\mathrm{e}^{-32.28s}}{140.6s+1} & 0\\ 0 & 0 & \dfrac{\mathrm{e}^{-36.72s}}{102.7s+1}\end{bmatrix}.$$

图3列举了模型约简前后$h_1(s)$和$l_1(s)$的Nyquist曲线图, 由图中可以看出, 约简后的一阶系统Nyquist曲线能够较好的拟合原系统, 在低频段上近似相等.

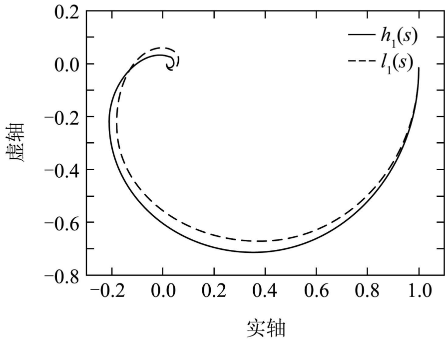


图3 $h_1(s)$和$l_1(s)$的Nyquist图

Fig. 3 Nyquist plots of $h_1(s)$ and $l_1(s)$

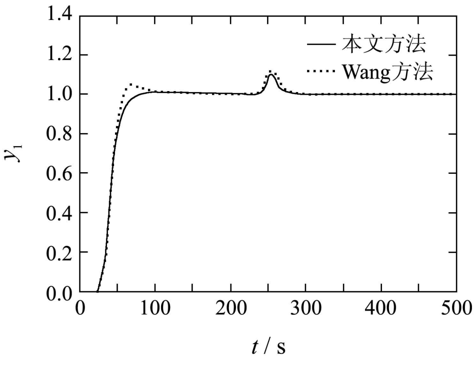
根据式(12)(13)计算可得PI控制器参数为

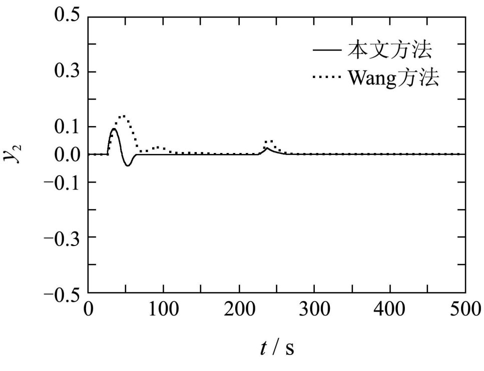
$$K_{\mathrm{P1}} = 13.1,\ T_{\mathrm{I1}} = 86,\ K_{\mathrm{P2}} = 15.2,$$
$$T_{\mathrm{I2}} = 83,\ K_{\mathrm{P3}} = 20.5,\ T_{\mathrm{I3}} = 64.3.$$

图4是当$r_1 = 1/s$, $r_2 = r_3 = 0$时闭环系统阶跃响应曲线, 本文方法下系统3路输出响应y_1, y_2, y_3之间几乎完全解耦, 系统的响应曲线平稳且无超调, 较Wang方法[10]具有更快的响应速度. 为了验证本文方法的鲁棒性, 在$t = 200$ s时加幅值为0.2的扰动到两路被控过程的输入端, 由图4可见本文方法的负载干扰响应优于Wang方法. 为了进一步检验系统的鲁棒稳定性, 考虑被控对象传递函数中各量的稳态增益增大40%, 惯性时间常数增大40%, 以及假设实际存在的被控过程的乘性输出不确定性$\varDelta_{2\mathrm{O}}$和乘性输入不确定性$\varDelta_{2\mathrm{I}}$, 其中:

$$\varDelta_{2\mathrm{O}} = \begin{bmatrix} \dfrac{s+1}{2s+1} & \dfrac{1}{s+0.2} & \dfrac{1}{5s+1} \\ \dfrac{1}{s+1} & \dfrac{4s+1}{s+1} & \dfrac{2}{s+1} \\ \dfrac{1}{s+1} & \dfrac{1}{s+1} & \dfrac{s+1}{2s+1} \end{bmatrix},$$

$$\varDelta_{2\mathrm{I}} = \begin{bmatrix} \dfrac{s+0.2}{s+1} & \dfrac{1}{4s+1} & \dfrac{1}{2s+1} \\ \dfrac{s+2}{3s+1} & \dfrac{s+5}{s+1} & \dfrac{2}{s+1} \\ \dfrac{1}{s+1} & \dfrac{1}{s+2} & \dfrac{1}{2s+1} \end{bmatrix},$$





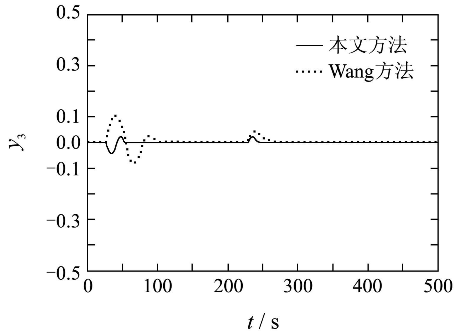


图 4 $r_1 = 1/s, r_2 = r_3 = 0$时, 标称系统输出响应曲线

Fig. 4 Nominal system output responses to $r_1 = 1/s, r_2 = r_3 = 0$

图5列举了两种乘性不确定情况下的系统输出响应曲线. 可以看出, 两种不确定性存在的情况下输出响应曲线都能趋于平稳, 闭环系统达到稳定, 具有较好的鲁棒性. 不确定性的存在, 使得系统近似解耦, 各个子系统之间存在干扰, 系统响应曲线振荡较大, 但是随着控制器的作用系统能够趋于稳定.

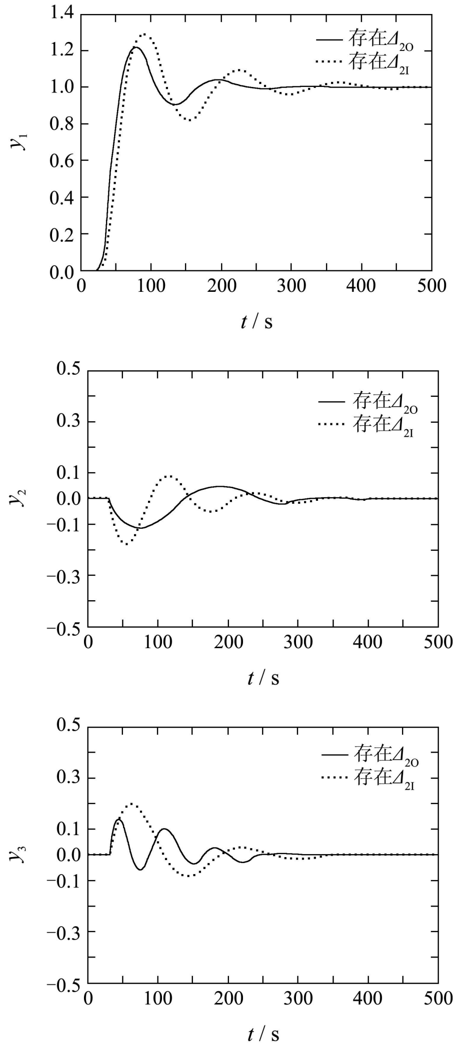


图 5 $r_1 = 1/s, r_2 = r_3 = 0$时, 摄动系统输出响应曲线

Fig. 5 Perturbed system output responses to $r_1 = 1/s, r_2 = r_3 = 0$

当稳态增益摄动, 惯性时间常数摄动, 以及乘性输入、输出不确定存在时, 用于分析系统鲁棒稳定性的谱半径幅值曲线如图6所示. 根据多变量时滞过程Smith控制系统鲁棒稳定性判据(16), 4种不确定性情况下的系统谱半径最大幅值均小于1, 因此系统能够保持良好的鲁棒稳定性.

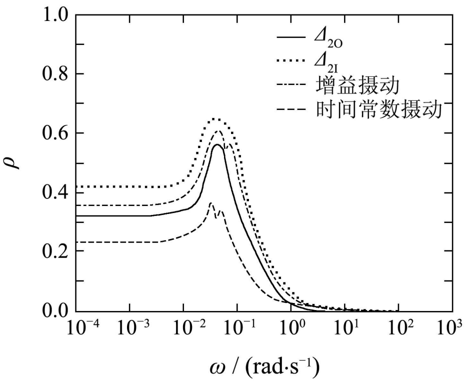


图 6 系统包含不确定性的谱半径幅值曲线
Fig. 6 Spectral radius magnitude curve of perturbed system

5 结论(Conclusion)

本文通过构造多变量时滞过程Smith预估控制结构, 提出一种简单可行的解耦器设计方法, 该方法适用于高维变量时滞过程具有更好的通用性. 对解耦后的过程对象, 进行模型降阶约简为一阶纯滞后模型. 在此基础上, 根据Smith预估控制结构闭环特征方程的特点, 通过引入Butterworth滤波器极点配置的原理, 对解耦后的多变量时滞过程进行设计PI控制器, 并分析了系统不确定性对解耦特性的影响以及保持系统鲁棒稳定性的充要条件. 仿真实例验证了本文所提方法的优越性.

参考文献(References):

[1] MIHAI H, WILLIAM A G, GUY A D. Time delay integrating systems: A challenge for process control industries[J]. *A Practical Solution, Control Engineering Practice*, 2002, 10(11): 1153 – 1161.

[2] 宋云霞, 朱学峰. 大时滞过程控制方法及应用[J]. 化工自动化及仪表, 2001, 28(4): 9 – 15.
(SONG Yunxia, ZHU Xuefeng. Control methods and application for the process with large time delay[J]. *Control and Instruments In Chemical Industry*, 2001, 28(4): 9 – 15.)

[3] 梁春燕, 谢剑英. 大纯滞后系统的自适应补偿控制[J]. 控制理论与应用, 2001, 18(2): 176 – 180.
(LIANG Chunyan, XIE Jianying. The adaptive control with compensation for long time delay system[J]. *Control Theory & Applications*, 2001, 18(2): 176 – 180.)

[4] 谢立, 刘济林, 许晓鸣. 不确定多重时滞随机中立系统鲁棒H_∞控制[J]. 控制理论与应用, 2006, 23(6): 923 – 928.
(XIE Li, LIU Jilin, XU Xiaoming. Robust H-infinity control for uncertain stochastic neutral systems with multiple time delays[J]. *Control Theory & Applications*, 2006, 23(6): 923 – 928.)

[5] 刘涛, 张卫东, 顾诞英, 等. 化工多变量时滞过程的频域解耦控制设计的研究进展[J]. 自动化学报, 2006, 32(1): 73 – 83.
(LIU Tao, ZHANG Weidong, GU Danying, et al. Research progress of frequency domain decoupling control design for chemical and industrial multivariable processes with time delays[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2006, 32(1): 73 – 83.)

[6] LUYBEN W L. Simple method for tuning SISO controllers in multivariable system[J]. *Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development*, 1986, 25(3): 654 – 660.

[7] THOMAS F E. Multiloop PI/PID control system improvement via adjusting the dominant pole or the peal amplitude ratio[J]. *Chemical Engineering Science*, 2006, 61(5): 1658 – 1666.

[8] ASTROM K J, JOHANSSON K H, WANG Q G. Design of decoupled PI controllers for two-by-two systems[J]. *IEE Proceedings: Control Theory & Applications*, 2002, 149(1): 74 – 81.

[9] SAEED T, IAN G, PETER J F. Tuning of decentralized PI(PID) controllers for TITO processes[J]. *Control Engineering Practice*, 2006, 14(9): 1069 – 1080.

[10] WANG Q G, ZHANG Y, CHIU M S. Decoupling internal model control for multivariable systems with multiple time delays[J]. *Chemical Engineering Science*, 2002, 57(1): 115 – 124.

[11] 刘涛, 张卫东, 顾诞英. 多变量时滞过程的解耦控制设计[J]. 自动化学报, 2005, 31(6): 881 – 889.
(LIU Tao, ZHANG Weidong, GU Danying. Decoupling control design for multivariable processes with time delays[J]. *Acta Automatica Sinica*, 2005, 31(6): 881 – 889.)

[12] OGUNNAIKE B A, RAY W H. Multivariable controller design for linear systems having multiple time delays[J]. *American Institute of Chemical Engineers Journal*, 1979, 25(6): 1043 – 1057.

[13] LIU T, ZHANG W D, GU D Y. Analytical multiloop PI/PID controller design for two-by-two process with time delays[J]. *Industrial and Engineering Chemistry Research*, 2005, 44(6): 1832 – 1841.

[14] WANG Q G, ZOU B, ZHANG Y. Decoupling smith predictor design for multivariable systems with multiple time delays[J]. *Chemical Engineering Research and Design Transactions of the Institute of Chemical Engineers*, 2000, 78(4): 565 – 572.

[15] 李钟慎, 王永初. Butterworth最优控制的逆问题[J]. 控制理论与应用, 2006, 23(3): 455 – 457.
(LI Zhongshen, WANG Yongchu. Inverse problems of Butterworth optimal control[J]. *Control Theory & Applications*, 2006, 23(3): 455 – 457.)

[16] MORARI M, ZAFIRIOU E. *Roubust Process Control*[M]. Englewood Cliffs, NY: Prentice Hall, 1989.

[17] RICARDO S, SANCHEZ P, YOLANDA B, et al. MIMO Smith predictor: global and structured robust performance analysis[J]. *Journal of Process Control*, 2009, 19(1): 163 – 177.

作者简介:

黄　灿　(1981—), 女, 博士研究生, 主要研究方向为复杂工业过程时滞系统建模与控制, E-mail: huangcan@mail.csu.edu.cn;

桂卫华　(1950—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为复杂生产过程建模与控制、工业大系统递阶和分散控制理论及应用、鲁棒控制等, E-mail: gwh@mail.csu.edu.cn;

阳春华　(1965—), 女, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为复杂工业过程建模与优化, E-mail: ychh@mail.csu.edu.cn;

蒋朝辉　(1978—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为大系统分散控制、奇异系统控制, E-mail: jiang_zhaohui@126.com;

谢永芳　(1972—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为分散控制和鲁棒控制、过程控制, E-mail: yfxie@mail.csu.edu.cn.