

高维多变量系统集中式PI控制器设计

栾小丽, 陈强, 刘飞

(江南大学 a. 轻工过程先进控制教育部重点实验室, b. 自动化研究所, 江苏 无锡 214122)

摘要: 针对高维多变量系统, 基于等价传递函数理论研究全矩阵结构的PI控制器设计问题. 同时考虑对象的稳态增益和响应速度两个因素, 提出一种新的等价传递函数参数化方法; 利用等价传递函数与被控过程的传递函数逆阵之间的关系, 推导出等价传递函数的解析通式; 在此基础上, 结合经典的PID控制技术进行多变量系统集中式PI控制方法研究. 最后通过典型工业过程实例, 验证了所提出设计方法的简单性和有效性.

关键词: 多变量系统; 高维系统; 等价传递函数; 集中式控制; PI控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

Centralized PI control for high dimensional multivariable systems

LUAN Xiao-li, CHEN Qiang, LIU Fei

(a. Key Laboratory of Advanced Process Control for Light Industry, Ministry of Education, b. Institute of Automation, Jiangnan University, Wuxi 214122, China. Correspondent: LUAN Xiao-li, E-mail: xlluan@jiangnan.edu.cn)

Abstract: The full matrix controller design problems are investigated for high dimensional multivariable processes based on the equivalent transfer function(ETF). By employing the steady gain and response time, a new parameterization method of ETF is proposed. By exploiting the relationship between the ETF and the inverse of open-loop transfer function, an analytical expression of ETF is derived. Based on the obtained ETF, the centralized controller is designed by utilizing the existing PID tuning rules. Several typical industrial process examples are employed to demonstrate the effectiveness and simplicity of the design method.

Key words: multivariable systems; high dimensional systems; equivalent transfer function; centralized control; PI control

0 引言

多变量系统的PID控制方法主要有两大类, 即分散PID控制和集中PID控制. 其中分散控制因为其具有结构简单等特点, 在工业过程中得到了广泛应用^[1-5]. 但是, 当系统变量间的耦合作用比较严重时, 分散控制并不能确保满意的控制性能, 这种情况下, 全矩阵结构的集中式控制策略则更加合适. 国内外学者对此种控制结构的研究, 主要分为解耦法^[6-7]和直接综合法^[8-9]. 在解耦方法中, 首先设计解耦器最小化回路间的耦合作用, 然后设计相应主回路的控制器, 最终合并解耦器和控制器参数并约简为标准的集中式PID控制器. 此类设计方式的主要缺陷是: 1) 会导致复杂的控制结构, 在系统维数更高时复杂性更加明显; 2) 所需的设计步骤多而繁琐. 综合设计法可以很好地解决上述难题, 此方法的主要工作就

是对过程传递函数矩阵进行求逆运算. 文献[10]通过直接求逆获得了集中式PID控制器参数, 但这种直接求逆的方法仅适合于维数较低的系统, 对于维数较高、结构复杂的多变量系统, 直接求逆非常困难, 而且常常不可实现. 由于系统的开环传递函数逆阵与等价传递函数(ETF)之间存在特定的关系, 学者们提出了一些基于ETF的多变量系统的集中式PID控制策略. 如文献[11-13]分别利用相对有效增益阵列(ERGA)和相对归一化增益阵列(RNGA)等概念, 提出了一系列基于ETF的多变量系统集中式控制方案. 但是, 由于使用了近似化方法, 所求得的ETF模型精度不高, 从而影响了系统的性能.

为了克服上述多变量系统控制中存在的问题, 本文针对高维多变量系统提出一种集中式PI控制器设计方法. 利用ETF与被控过程传递函数逆阵之间的

收稿日期: 2012-12-28; 修回日期: 2013-05-14.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61104121, 61134007); 江苏高等学校优秀科技创新团队项目.

作者简介: 栾小丽(1979-), 女, 副教授, 博士, 从事复杂系统的鲁棒控制及应用等研究; 刘飞(1965-), 男, 教授, 博士生导师, 从事先进过程控制理论及应用等研究.

关系建立方程组, 推导出 ETF 模型的求解通式, 进而进行多变量系统集中式 PI 控制方法研究. 本文所提出的 ETF 参数化方法精度高, 而且适用于高维的多变量过程. 同时, 所提出的全矩阵结构的集中式控制器与分散控制器相比, 对角线上的控制器用来保证主要回路的控制性能, 非对角线上的控制器用来抵消其他回路的影响, 从而可以获得更为满意的总体控制性能.

1 等价传递函数

考虑如下具有 $n \times n$ 个输出的开环稳定多变量过程, 其闭环控制系统结构如图 1 所示. 其中: r_i 、 e_i 、 u_i 和 y_i ($i = 1, 2, \dots, n$) 分别为参考输入、跟踪误差、控制输入和系统输出; $G(s)$ 为开环稳定对象的传递函数矩阵, $G_c(s)$ 为全矩阵结构的控制器, 分别表示为

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

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

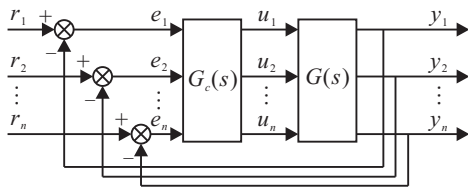


图 1 闭环多变量系统控制结构

对照图 1, 闭环系统的传递函数矩阵为

$$H(s) = (I + G(s)G_c(s))^{-1}G(s)G_c(s). \quad (1)$$

对式 (1) 稍作整理, 可得到相应的控制器为

$$G_c(s) = G^{-1}(s)(H^{-1}(s) - I)^{-1}. \quad (2)$$

从式 (2) 可以看出, 如果被控过程的传递函数逆阵 $G^{-1}(s)$ 已知, 则可轻松求解出控制器 $G_c(s)$. 但是, $G^{-1}(s)$ 的求解是比较复杂和困难的, 尤其对于高维的多变量过程, 因此如何找出 $G^{-1}(s)$ 的简单且有效的表达式便成为求解的关键.

由等价传递函数的性质可知, $G^{-1}(s)$ 与其等价传递函数存在如下关系^[11,12]:

$$[G(s)]^{-T} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{g}_{11}(s)} & \frac{1}{\hat{g}_{12}(s)} & \cdots & \frac{1}{\hat{g}_{1n}(s)} \\ \frac{1}{\hat{g}_{21}(s)} & \frac{1}{\hat{g}_{22}(s)} & \cdots & \frac{1}{\hat{g}_{2n}(s)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{\hat{g}_{n1}(s)} & \frac{1}{\hat{g}_{n2}(s)} & \cdots & \frac{1}{\hat{g}_{nn}(s)} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

其中 $\hat{g}_{ij}(s)$ 为被控过程的等价传递函数模型.

利用式 (3) 提供的条件, 控制器 $G_c(s)$ 的求解可转换为求取被控过程的 ETF 模型.

对于 $\hat{g}_{ij}(s)$ 中的各个单元, 一般可以取为一阶纯滞后 (FOPDT) 模型

$$\hat{g}(s) = \frac{\hat{k}e^{-\hat{\theta}s}}{\hat{\tau}s + 1}, \quad (4)$$

或二阶纯滞后 (SOPDT) 模型

$$\hat{g}(s) = \frac{\hat{k}(\hat{\tau}_a s + 1)e^{-\hat{\theta}s}}{\hat{\tau}s^2 + 2\hat{\tau}s + 1}, \quad (5)$$

二者可以描述工业过程中的大部分过程. 其中: \hat{k} 为对象的稳态增益, $\hat{\theta}$ 为纯滞后时间, $\hat{\tau}$ 和 $\hat{\tau}_a$ 为时间常数.

针对 FOPDT 模型, 将式 (4) 代入 (3), 可以得到

$$\frac{\hat{\tau}_{ji}s + 1}{\hat{k}_{ji}} e^{\hat{\theta}_{ji}s} = \frac{\text{adj } G_{ij}}{|G|}. \quad (6)$$

其中

$$\text{adj } G_{ij} = \begin{bmatrix} \text{adj } G_{11} & \text{adj } G_{12} & \cdots & \text{adj } G_{1n} \\ \text{adj } G_{21} & \text{adj } G_{22} & \cdots & \text{adj } G_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \text{adj } G_{n1} & \text{adj } G_{n2} & \cdots & \text{adj } G_{nn} \end{bmatrix},$$

$|G|$ 为 $G(s)$ 的行列式, $\text{adj } G_{ij}$ 为 $G(s)$ 的伴随矩阵.

对式 (6) 两边分别求导, 有

$$\frac{\hat{\tau}_{ji}e^{\hat{\theta}_{ji}s} + (\hat{\tau}_{ji}s + 1)\hat{\theta}_{ji}e^{\hat{\theta}_{ji}s}}{\hat{k}_{ji}} = -\frac{1}{|G|^2} \sum_{p=1}^n \left(\sum_{q=1}^n (\text{adj } G_{iq})g'_{qp} \right) \text{adj } G_{pj}, \quad (7)$$

其中 g'_{qp} 为 g_{qp} 的一次导数.

再次对式 (7) 两边求导, 有如下关系成立:

$$\frac{2\hat{\tau}_{ji}\hat{\theta}_{ji}e^{\hat{\theta}_{ji}s} + \hat{\tau}_{ji}\hat{\theta}_{ji}e^{\hat{\theta}_{ji}s} + (\tau_{ji}s + 1)\hat{\theta}_{ji}^2e^{\hat{\theta}_{ji}s}}{\hat{k}_{ji}} = \frac{2}{|G|^3} \sum_{m=1}^n \sum_{l=1}^n \sum_{p=1}^n \sum_{q=1}^n (\text{adj } G_{iq})g'_{qp} \text{adj } G_{pl}g'_{lm} \text{adj } G_{mj} - \frac{1}{|G|^2} \sum_{p=1}^n \left(\sum_{q=1}^n (\text{adj } G_{iq})g''_{qp} \right) \text{adj } G_{pj}, \quad (8)$$

其中 g''_{qi} 为 g_{qi} 的二次导数.

联立方程 (6)~(8), 并令 $s = 0$, 可求解得到 ETF 模型中的 3 个关键参数 \hat{k} 、 $\hat{\tau}$ 和 $\hat{\theta}$, 即

$$\hat{k}_{ij} = \frac{1}{a_{ij}}, \quad (9)$$

$$\hat{\tau}_{ij} = \sqrt{\left(\frac{b_{ij}}{a_{ij}}\right)^2 - \left(\frac{c_{ij}}{a_{ij}}\right)^2}, \quad (10)$$

$$\hat{\theta}_{ij} = \frac{b_{ij}}{a_{ij}} - \sqrt{\left(\frac{b_{ij}}{a_{ij}}\right)^2 - \left(\frac{c_{ij}}{a_{ij}}\right)^2} = \frac{b_{ij}}{a_{ij}} - \tau_{ij}. \quad (11)$$

其中

$$a_{ji} = \frac{\text{adj}G_{ij}}{|G|} \Big|_{s=0},$$

$$b_{ji} = -\frac{1}{|G|^2} \sum_{p=1}^n \left(\sum_{q=1}^n (\text{adj}G_{iq})g'_{qp} \right) \text{adj}G_{pj} \Big|_{s=0},$$

$$c_{ji} = -\frac{1}{|G|^2} \sum_{p=1}^n \left(\sum_{q=1}^n (\text{adj}G_{iq})g''_{qp} \right) \text{adj}G_{pj} \Big|_{s=0} + \frac{2}{|G|^3} \sum_{m=1}^n \sum_{l=1}^n \sum_{p=1}^n \sum_{q=1}^n \text{adj}G_{iq}g'_{qp} \text{adj}G_{pl}g'_{lm} \text{adj}G_{mj} \Big|_{s=0}.$$

由式(10)和(11)可以看出,要想得到ETF模型的可行解,必须满足如下条件:

$$\frac{b_{ij}}{a_{ij}} > \frac{c_{ij}}{a_{ij}} > 0. \quad (12)$$

当条件(12)不能满足时,即找不到FOPDT模型参数的可行解时,则可以使用SOPDT模型.类似于FOPDT模型参数的求解过程,SOPDT模型的稳态增益、时间常数和滞后时间分别为

$$\hat{k}_{ij} = \frac{1}{a_{ij}}, \quad (13)$$

$$X_0 - \hat{\tau}_{aij} = -\frac{b_{ij}}{a_{ij}}, \quad (14)$$

$$X_1 - X_0 \hat{\tau}_{aij} = \frac{c_{ij}}{2a_{ij}}, \quad (15)$$

$$X_2 - X_1 \hat{\tau}_{aij} = -\frac{d_{ij}}{6a_{ij}}, \quad (16)$$

$$X_3 - X_2 \hat{\tau}_{aij} = \frac{e_{ij}}{24a_{ij}}. \quad (17)$$

其中

$$d_{ji} = \{[G^{-1}(0)]\}''',$$

$$e_{ji} = \{[G^{-1}(0)]\}^{(4)},$$

$$X_0 = \hat{\theta}_{ij} + 2\hat{\theta}_{ij}\hat{\zeta}_{ij},$$

$$X_1 = \frac{1}{2}\hat{\theta}_{ij}^2 + 2\hat{\theta}_{ij}\hat{\zeta}_{ij}X_0 - \hat{\tau}_{ij},$$

$$X_2 = \frac{1}{6}\hat{\theta}_{ij}^3 + 2\hat{\theta}_{ij}\hat{\zeta}_{ij}X_1 - X_0\hat{\tau}_{ij},$$

$$X_3 = \frac{1}{24}\hat{\theta}_{ij}^4 + 2\hat{\theta}_{ij}\hat{\zeta}_{ij}X_2 - X_1\hat{\tau}_{ij}.$$

由式(6)~(8)可以看到,所求ETF模型的关键参数与被控过程参数之间存在解析关系.利用此关系,可直接求解ETF模型的稳态增益、时间常数和滞后时间,因此,与ERGA和RNGA等近似法相比,本文方法具有更高的求解精度.同时,式(9)~(11)或者式(13)~(17)已给出了ETF模型参数的通用解,对系统的维数没有限制,具有通用性,可适用于高维的多变量过程.

2 PI控制器设计

对于理想的多变量闭环控制系统,希望其闭环传

递函数具有如下的对角阵结构^[14]:

$$H(s) = \begin{bmatrix} h_{11}(s) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & h_{nn}(s) \end{bmatrix}, \quad (18)$$

其中

$$h_{ii} = \frac{e^{-d_i s}}{(\lambda_i s + 1)^{r_i}} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{z_k - s}{z_k^* + s}, \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (19)$$

这里: r_i 为 $\hat{g}_{ij}(s)$ 的相对阶次, d_i 为ETF矩阵第 i 行元素的最大时滞, z_k 和 z_k^* 为被控过程传递函数第 i 个对角元素的右半平面零点以及相应的共轭复数, q_i 为右半平面零点的总个数, λ_i 为由用户根据期望的系统输出响应进行自主调节的可调参数.

根据式(18),经过简单计算,有

$$(H^{-1}(s) - I)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{h_{11}}{1 - h_{11}} & & \\ & \ddots & \\ & & \frac{h_{nn}}{1 - h_{nn}} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

将求解获得的 $\hat{g}_{ij}(s)$ 以及式(19)和(20)代入(2),可以确定多变量控制器为

$$g_{c,ji} = \frac{1}{\hat{g}_{ij}} \left(\frac{\frac{e^{-d_i s}}{\lambda_i s + 1} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{z_k - s}{z_k^* + s}}{1 - \frac{e^{-d_i s}}{\lambda_i s + 1} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{z_k - s}{z_k^* + s}} \right), \quad (21)$$

$i, j = 1, 2, \dots, n.$

从式(21)可以看出,该式不是标准的PID控制形式,可以采用Maclaurin级数有理逼近方法获得PID参数.该方法相对于其他的逼近方法具有更高的逼近精度.

令

$$g_{c,ji} = \frac{f_{ji}(s)}{s}, \quad (22)$$

其中

$$f_{ji}(s) = \frac{s}{\hat{g}_{ij}} \left(\frac{\frac{e^{-d_i s}}{\lambda_i s + 1} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{z_k - s}{z_k^* + s}}{1 - \frac{e^{-d_i s}}{\lambda_i s + 1} \prod_{k=1}^{q_i} \frac{z_k - s}{z_k^* + s}} \right), \quad (23)$$

$i, j = 1, 2, \dots, n.$

对 $f_{ji}(s)$ 进行Maclaurin级数展开,有

$$g_{ji}(s) = \frac{1}{s} \left(f_{ji}(0) + f'_{ji}(0)s + \frac{f''_{ji}(0)}{2!}s^2 + \dots \right). \quad (23)$$

因为实际中常用的PI控制器形式为

$$g_{c,ji} = k_{c,ji} + \frac{k_{i,ji}}{s}. \quad (24)$$

其中: $k_{c,ji}$ 为控制比例增益, $k_{i,ji}$ 为积分增益.所以截取式(23)中的前两项即可确定PI控制器的参数,多变

量PI控制器中第*i*行第*j*列PI子控制器的参数可以确定为

$$k_{c,ji} = f'_{ji}(0), \quad (25)$$

$$k_{i,ji} = f_{ji}(0). \quad (26)$$

为了分析上述多变量PI控制器是否具有抵抗不确定性的良好鲁棒稳定性,考虑如下两种类型的不确定性:

$$\Delta G_I(s) = G(s)[I + \Delta_I(s)], \quad (27)$$

$$\Delta G_o(s) = G(s)[I + \Delta_o(s)], \quad (28)$$

其中 $\Delta_I(s)$ 和 $\Delta_o(s)$ 分别为乘性输入不确定性和乘性输出不确定性.

根据文献[15],可以得到闭环控制系统保持鲁棒稳定性的充要条件

$$\begin{aligned} \|\Delta_I(j\omega)\| &< \\ \frac{1}{\sigma} [(I + G_c(j\omega)G(j\omega))^{-1}G_c(j\omega)G(j\omega)], \\ \|\Delta_o(j\omega)\| &< \\ \frac{1}{\sigma} [(I + G(j\omega)G_c(j\omega))^{-1}G(j\omega)G_c(j\omega)]. \end{aligned}$$

同时,为了分析本文所提出的控制方法是否具有良好的控制效果,采用如下两种基于误差的综合指标对系统过渡过程进行综合评价:

$$\text{IAE} = \int_0^{\infty} |e(t)| dt, \quad (29)$$

$$\text{ITAE} = \int_0^{\infty} t|e(t)| dt. \quad (30)$$

其中: $e(t) = r(t) - y(t)$, IAE为绝对误差积分指标, ITAE为时间乘绝对误差积分指标. 这些指标值达到最小的系统就是某种意义下的最优系统.

3 仿真示例

本文结合两个典型工业过程来说明所提出的等价传递函数方法相对于 ERGA、RNGA 的精确性,以及所设计的集中 PID 控制器具有满意的闭环控制性能和鲁棒性. 第1个设计实例考虑2输入2输出的工业聚合反应器模型,用来表明所提出的 ETF 参数化方法的精确性,相应控制系统的鲁棒性以及确保相同鲁棒特性的前提下,系统的动态过渡特性. 第2个仿真实例考虑4输入4输出的空气调节系统,目的是为了说明所提出的方法能够很容易地推广到高维系统.

例1 工业聚合反应器模型传递函数^[12]

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{22.89e^{-0.2s}}{4.572s+1} & \frac{-11.64e^{-0.4s}}{1.807s+1} \\ \frac{4.689e^{-0.2s}}{2.174s+1} & \frac{5.8e^{-0.4s}}{1.801s+1} \end{bmatrix}.$$

由过程传递函数矩阵以及所提出的 ETF 参数化方法,可以确定该过程每个回路的 ETF 模型为

$$\hat{g}_{11} = \frac{32.3003(2.8788s+1)e^{-0.2s}}{9.972s^2+6.7532s+1},$$

$$\hat{g}_{12} = \frac{-39.9535(2.8757s+1)e^{-0.4s}}{8.2562s^2+6.3779s+1},$$

$$\hat{g}_{21} = \frac{16.0947(2.875s+1)e^{-0.2s}}{9.9313s^2+6.7442s+1},$$

$$\hat{g}_{22} = \frac{8.1844(2.8756s+1)e^{-0.4s}}{3.9251s^2+3.9797s+1}.$$

根据式(24),可得全矩阵结构的PI控制器参数

$$G_c(s) = \begin{bmatrix} 0.2375 + \frac{0.06192}{s} & 0.2565 + \frac{0.06828}{s} \\ -0.1833 - \frac{0.05006}{s} & 0.1600 + \frac{0.1343}{s} \end{bmatrix}.$$

图2给出了ETF的开环阶跃响应曲线.可以看出,本文所得ETF模型的响应曲线与被控过程的基准曲线基本吻合,与基于 ERGA 和 RNGA 的 ETF 参数化方法相比,本文所提出的 ETF 参数化方法具有更高的精度.

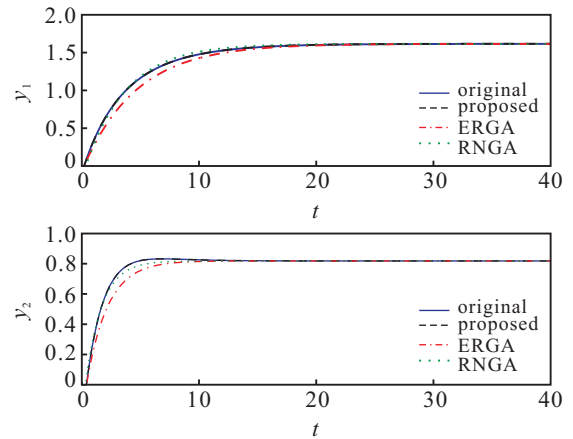


图2 开环阶跃响应曲线

在 $t = 0$ 时刻和 $t = 30$ 时刻,分别给该系统的参考输入 r_1 和 r_2 施加单位阶跃信号,获得的闭环系统输出响应如图3所示.所采用的基于 ERGA 的多变量控制器设计方法^[12]被用来进行仿真比较.结合表1所示的 IAE 和 ITAE 两种性能指标和图3所示的闭环响应曲线可以看出,采用所提出的 ETF 方法设计的控制器在减弱回路间的耦合作用方面有很大的改善,动态响应性能也有所提高.

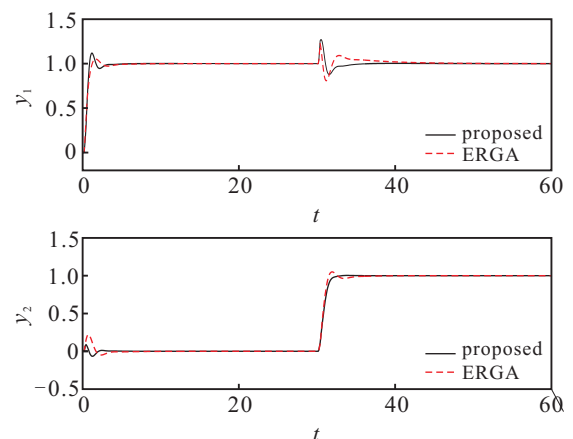
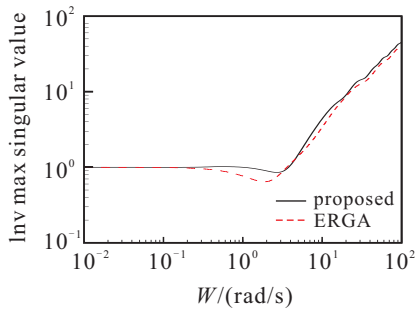


图3 闭环系统输出响应曲线

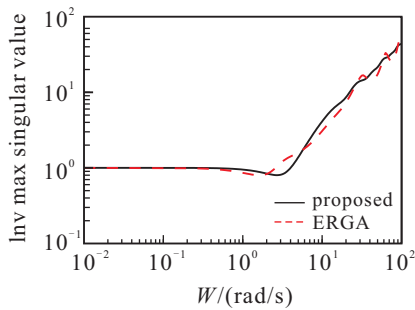
表1 IAE和ITAE性能指标

方法	输入	IAE		ITAE	
		y_1	y_2	y_1	y_2
本文	r_1	0.7210	0.3474	0.5717	0.8305
	r_2	0.0974	0.9601	0.1463	0.5866
ERGA	r_1	0.7137	0.6456	0.5962	3.2673
	r_2	0.2929	0.9646	0.5787	0.9186

为了展示所提出设计方法的鲁棒稳定性, 根据式(29)~(30)绘出的鲁棒稳定系统域曲线如图4所示. 从图4可以看出, 本文所提出的控制方法具有更大的稳定域.



(a) 输入不确定性



(b) 输出不确定性

图4 输入不确定性和输出不确定性的鲁棒稳定域

例2 空气调节系统传递函数^[13]为

$$\begin{bmatrix} \frac{-0.098e^{-17s}}{122s+1} & \frac{-0.036e^{-27s}}{149s+1} \\ \frac{-0.043e^{-25s}}{147s+1} & \frac{-0.092e^{-16s}}{130s+1} \\ \frac{-0.012e^{-31s}}{153s+1} & \frac{-0.016e^{-34s}}{151s+1} \\ \frac{-0.013e^{-32s}}{156s+1} & \frac{-0.015e^{-31s}}{159s+1} \\ \frac{-0.014e^{-32s}}{158s+1} & \frac{-0.017e^{-30s}}{155s+1} \\ \frac{-0.011e^{-33s}}{156s+1} & \frac{-0.012e^{-34s}}{157s+1} \\ \frac{-0.102e^{-16s}}{118s+1} & \frac{-0.033e^{-26s}}{146s+1} \\ \frac{-0.029e^{-25s}}{144s+1} & \frac{-0.108e^{-18s}}{128s+1} \end{bmatrix}$$

首先计算过程的ETF模型

$$\hat{g}_{11} = \frac{-0.080e^{-19.20s}}{106.2s+1}, \hat{g}_{12} = \frac{0.1755e^{-18.57s}}{81.26s+1},$$

$$\begin{aligned} \hat{g}_{13} &= \frac{2.6653e^{-11.95s}}{126.3s+1}, \hat{g}_{14} = \frac{1.6468e^{-7.402s}}{106.6s+1}, \\ \hat{g}_{21} &= \frac{0.2209e^{-16.69s}}{81.83s+1}, \hat{g}_{22} = \frac{-0.075e^{-16.88s}}{115.6s+1}, \\ \hat{g}_{23} &= \frac{0.8097e^{-2.016s}}{95.79s+1}, \hat{g}_{24} = \frac{1.0360e^{-17.76s}}{93.51s+1}, \\ \hat{g}_{31} &= \frac{1.1315e^{-32.81s}}{49.82s+1}, \hat{g}_{33} = \frac{-0.092e^{-16.80s}}{110.5s+1}, \\ \hat{g}_{34} &= \frac{0.3648e^{-14.74s}}{92.75s+1}, \hat{g}_{41} = \frac{0.8420e^{-15.93s}}{93.13s+1}, \\ \hat{g}_{43} &= \frac{0.3197e^{-16.04s}}{87.41s+1}, \hat{g}_{44} = \frac{-0.097e^{-18.18s}}{121.1s+1}, \\ \hat{g}_{32} &= \frac{1.8867(201.332s+1)e^{-3.20s}}{2295s^2+318.643s+1}, \\ \hat{g}_{42} &= \frac{2.4132(156.171s+1)e^{-3.11s}}{20975s^2+295.532s+1}. \end{aligned}$$

多变量PI控制器参数设计为

$$G_c(s) = \begin{bmatrix} -26.70 - \frac{0.2432}{s} & 7.479 + \frac{0.08918}{s} \\ 9.374 + \frac{0.1113}{s} & -30.78 - \frac{0.2612}{s} \\ 0.8991 + \frac{0.007328}{s} & 1.994 + \frac{0.02433}{s} \\ 1.167 + \frac{0.01186}{s} & 1.837 + \frac{0.01902}{s} \\ 1.220 + \frac{0.01972}{s} & 1.625 + \frac{0.01742}{s} \\ 0.1596 + \frac{0.001602}{s} & 0.7702 + \frac{0.006078}{s} \\ -25.85 - \frac{0.2427}{s} & 4.023 + \frac{0.04588}{s} \\ 5.303 + \frac{0.06117}{s} & -18.66 - \frac{0.1510}{s} \end{bmatrix}$$

闭环响应曲线如图5所示.

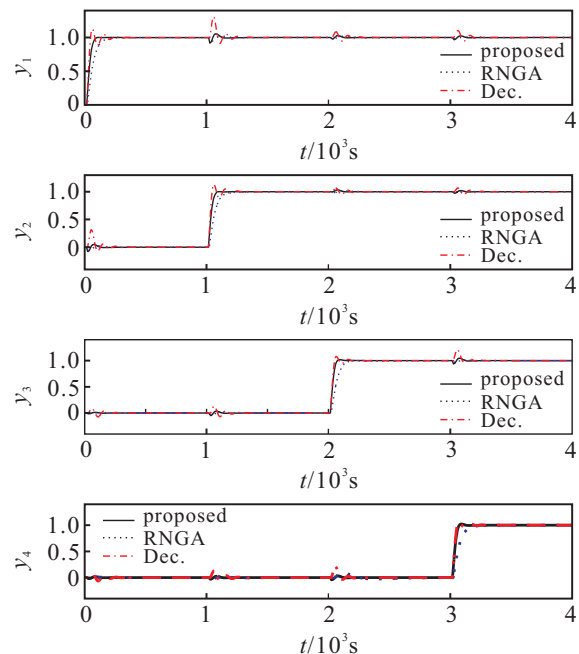


图5 闭环阶跃响应曲线

从图5曲线可以看出,尽管4输入4输出的多变量过程回路之间的耦合作用错综复杂,基于ETF的PI控制算法同样可以减少回路间的耦合作用,得到良好的动态性能指标.与之比较的是文献[13]和文献[16]中的结果,按3种设计方法得到的系统IAE性能指标值见表2.不难看出,无论是从计算复杂程度还是整体的控制性能上看,本文所提出的基于ETF的控制方法都是可取的.

表 2 IAE和ITAE性能指标

方法	输入	IAE			
		y_1	y_2	y_3	y_4
本文	r_1	41.174	5.015 9	1.966 7	2.082 1
	r_2	4.629	38.666	1.865 7	1.713 6
	r_3	1.064 8	3.087 8	37.499	3.889 9
	r_4	1.437 5	2.081	2.661 1	40.292
RNGA ^[13]	r_1	70.202	3.920 2	3.66	1.592 1
	r_2	4.001	68.754	3.003	1.457 9
	r_3	1.114 9	3.324 6	71.272	2.4263
	r_4	1.424 9	3.610 2	19.67 8	74.577
Dec. ^[16]	r_1	41.881 1	17.950 5	6.494 8	7.382 8
	r_2	17.510 4	40.409 2	5.436 5	5.627 5
	r_3	7.681 3	9.259 5	37.05 6	11.6001
	r_4	7.641 9	9.285 4	11.339	40.373 1

4 结 论

本文根据等价传递函数与被控过程传递函数逆阵之间的关系,推导出了ETF模型参数的解析通式,进而设计了全矩阵结构的PI控制器.该方法的优点在于:1)相比于已有的近似法,ETF模型具有更高的精度;2)ETF参数化方法适用于高维的多变量过程;3)全矩阵结构的控制器可获得更为满意的控制性能.最后通过2个仿真实例的闭环系统性能再次验证了所提出方法的上述3个优点.

参考文献(References)

- [1] Luyben W L. Simple method for tuning SISO controllers in multivariable systems[J]. Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development, 1986, 25(3): 654-660.
- [2] Luyben W L. Improved multi-loop single-input/single-output(SISO) controllers for multivariable processes[J]. Industrial and Engineering Chemistry Research, 1988, 27(6): 969-973.
- [3] Hovd M, Skogestad S. Sequential design of decentralized controllers[J]. Automatica, 1994, 30(10): 1601-1607.
- [4] Shiu S J, Hwang S H. Sequential design method for multivariable decoupling and multiloop PID controllers[J]. Industrial and Engineering Chemistry Research, 1998, 37(1): 107-119.
- [5] Vu T N L, Lee M. Independent design of multi-loop PI/PID controllers for interacting multivariable processes[J]. J of Process Control, 2010, 20(8): 922-933.
- [6] Garrido J, Vázquez F, Morilla F. Centralized multivariable control by simplified decoupling[J]. J of Process Control, 2012, 22(6): 1044-1062.
- [7] Wang Q G, Huang B, Guo X. Auto-tuning of TITO decoupling controllers from step tests[J]. ISA Transactions, 2000, 39(6): 407-418.
- [8] Lieslehto J. MIMO controller design using SISO controller design methods[C]. Proc of the 13th IFAC World Congress. San Francisco, 1996: 169-173.
- [9] Garrido J, Morilla F, Vázquez F. Centralized PID control by decoupling of a boiler-turbine unit[C]. The 10th European Control Conf. Budapest, 2009: 4007-4012.
- [10] Kumar V V, Rao V S R, Chidambaram M. Centralized PI controllers for interacting multivariable processes by synthesis method[J]. ISA Transactions, 2012, 51(3): 400-409.
- [11] Cai W J, Ni W, He M J, et al. Normalized decoupling — A new approach for MIMO process control system design[J]. Industrial and Engineering Chemistry Research, 2008, 47(19): 7347-7356.
- [12] Xiong Q, Cai W J, He M J. Equivalent transfer function method for PI/PID controller design of MIMO processes[J]. J of Process Control, 2007, 17(8): 665-673.
- [13] Shen Y, Cai W J, He M J. Normalized decoupling control for high-dimensional MIMO processes for application in room temperature control HVAC systems[J]. Control Engineering Practice, 2010, 18(6): 652-694.
- [14] Morari M, Zafiriou E. Robust process control[M]. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989: 395-399.
- [15] Lee J, Kim D H, Edgar T F. Static decouplers for control of multivariable processes[J]. AIChE J, 2005, 51(10): 2712-2720.
- [16] Rajapandiyam C, Chidambaram M. Controller design for MIMO processes based on simple decoupled equivalent transfer functions and simplified decoupler[J]. Industrial and Engineering Chemistry Research, 2012, 51(38): 12398-12410.

(责任编辑: 曹洪武)