

基于解耦方法的 TITO 分散 PID 控制器研究

郑义民¹, 金福江¹, 吉国力²

(1. 华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 厦门 361021; 2. 厦门大学 航空航天学院, 福建 厦门 361005)



摘要: 介绍一种在工业过程中两输入两输出 (TITO) 系统控制器的设计及调节方法, 提出一种逆向解耦方法, 该方法能对具有耦合对象的系统有效的解耦成对角矩阵, 以减小各回路之间的耦合影响, 解耦矩阵因其结构上较为复杂、物理上不易实现等特点, 因此在不加入解耦矩阵的情况下, 利用解耦后的对角矩阵对 TITO 系统进行分散 PID 控制器的独立设计。首先通过一阶加时滞的模型方法对对角矩阵元素降阶, 并对降阶后的模型采用内模控制方法进行控制器各回路 PID 的参数整定, 最后, 通过仿真验证了所设计的控制器具有较好的动态性能, 并将该方法用于实验室的水箱控制系统中, 控制效果良好。

关键词: 分散控制; PID 控制; 逆向解耦; 模型降阶; 内模控制

中图分类号: TP18

文献标识码: A

Decentralized PID Controller Design Based on Decoupled System for TITO Processes

ZHENG Yi-min¹, JIN Fu-jiang¹, JI Guo-li²

(1. College of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Xiamen 361021, China; 2. School of Aerospace Engineering, Xiamen University, Xiamen 361005, China)

Abstract: This paper presents a decentralized PID controller design method based on decoupled system for the two-input-two-output (TITO) interactive process. An inverted decoupler is designed, which can decouple the system with coupling objects into a diagonal matrix to minimize the interactive between the loops. Because of the complexity of the decoupling matrix, an independent PID controller is designed for TITO system by using the decoupled diagonal matrix. First, using a model reduction technique, the diagonal matrix is approximated to the first order plus dead time (FOPDT) form. Then, the individual controller of each single loop is then independently designed by applying the internal model control (IMC)-based PID tuning approach for single-input/single-output (SISO) systems. Finally, simulation examples and comparison with other works demonstrate the effectiveness of this methodology, and the methods are combined and tested in an experimentation of the water tank.

Key words: Decentralized control; PID control; inverted decoupling; model order reduction; internal model control (IMC)

1 引言

多变量 (MIMO) 过程包含多种方法和控制信号, 它们之间通常是复杂的耦合关系, 加入解耦控制器会改善系统的性能, 解耦控制器的设计目标是使过程对象通过解耦后成为对角元素矩阵, 然而随着对象阶次的提高, 解耦控制器的设计越来越复杂, 物理上也不易于实现, 对于耦合不是很严重的对象, 控制工程中针对这种情况大都是采用单回路 PID 的控制方法, 这种方法也称为分散 PID 控制,

分散 PID 控制方法在实际使用中不需要加入解耦矩阵, 但要对多回路系统的耦合关系进行分析, 其优点在于: 控制器结构简单, 可调用各类成熟的单回路 PID 控制器的设计方法, 当然, 由于回路间关联的存在, 其控制器的设计不能简单地等同于单回路控制器。经过许多学者如 Xiong Qiang、Cai Wen-Jian 的研究^[1-3], 分散 PID 控制方法已经取得了较好的效果, 近期文献^[4-5]基于内模控制理论提出非方大时

收稿日期: 2015-05-27; 修回日期: 2015-07-27

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61273069) 福建省泉州市科技计划资助项目 (2015Z123)

作者简介: 郑义民 (1977-), 男, 福建永春人, 讲师, 主要从事多变量系统与解耦控制等方面的教学与科研工作。

金福江 (1965-), 男, 新疆乌鲁木齐人, 教授, 主要从事复杂系统建模与控制等方面的教学与科研工作。

滞系统 IMC-PID 控制方法及内模解耦控制方法;文献^[6-7]提出独立式设计方法,在控制器参数整定问题上采用数值化迭代方法,运算量大,不利于在线调节和工程实践。

两输入两输出 (TITO) 系统是多变量系统中最具典型的系统,通常很多高维多变量系统都可以分解成多个存在耦合严重的两输入-两输出系统。本文研究主要内容是:首先对 TITO 被控系统通过逆向解耦方法进行预补偿,使其传递函数矩阵成为对角占优形式,然后对对角优势的矩阵的各个对角元素利用单变量系统的设计方法,主要采用模型降阶及采用内模控制方法,完成多变量系统的设计工作。最后,通过一个仿真例子验证了本文的正确性及具有较好的动态性能,并将该方法用于实验室水箱的管道压力与流量控制系统中。

2 TITO 解耦方法

本文利用前馈解耦思想提出一种逆向解耦设计方法。逆向解耦结构,如图 1 所示。

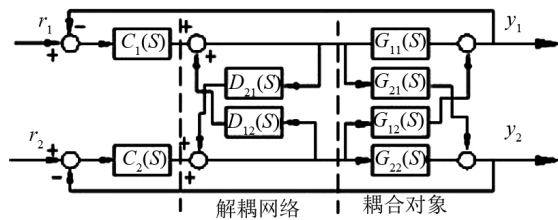


图 1 逆向解耦控制框图 (TITO)

Fig. 1 Inverted decoupling control block diagram

设 TITO 过程的传递函数矩阵如下式:

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_{11}(s)e^{-\tau_{11}s} & g_{12}(s)e^{-\tau_{12}s} \\ g_{21}(s)e^{-\tau_{21}s} & g_{22}(s)e^{-\tau_{22}s} \end{bmatrix} \quad (1)$$

则解耦矩阵如式 (2):

$$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & d_{12}(s) \\ d_{21}(s) & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, $d_{12}(s) = -\frac{g_{12}(s)}{g_{11}(s)}e^{-(\tau_{12}-\tau_{11})s}$,

$$d_{21}(s) = -\frac{g_{21}(s)}{g_{22}(s)}e^{-(\tau_{21}-\tau_{22})s}$$

逆向解耦控制结构中,解耦控制器可实现的要求:解耦器矩阵的元素为正则、稳定且不含预估项 e^{s} 。然而,对于含有多时滞和复右半平面零点的两输入两输出系统,直接计算 $d_{12}(s)$ 、 $d_{21}(s)$ 将导致解耦器元素含有预估项和不稳定极点,因此,必须采取相应的措施来避免不可实现项的产生。Wade^[8]针对矩阵元素为一阶加时滞的模型对象,给出了解

耦器的设计策略,这里,将 Wade 的设计方法进行推广并用于线性含有右半平面零点的时滞被控对象,提出以下解决方法^[9]:

方案 1 $G(s)$ 中的对角元素无复右半平面零点且 $G(s)$ 中非对角元素无右半平面极点,解耦器设计如式 (3):

$$D_1(s) = \begin{bmatrix} v_1(s) & d_{12}(s)v_2(s) \\ d_{21}(s)v_1(s) & v_2(s) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中, $v_1(s)$ 、 $v_2(s)$ 、 $d_{12}(s)$ 、 $d_{21}(s)$ 由式 (4) 计算。

$$v_1(s) = \begin{cases} 1, \tau_{21} \geq \tau_{22}, \\ e^{(\tau_{21}-\tau_{22})s}, \tau_{21} \leq \tau_{22}, \end{cases}$$

$$v_2(s) = \begin{cases} 1, \tau_{12} \geq \tau_{11}, \\ e^{(\tau_{12}-\tau_{11})s}, \tau_{12} \leq \tau_{11}, \end{cases}$$

$$d_{12}(s) = -\frac{g_{12}(s)}{g_{11}(s)}e^{-(\tau_{12}-\tau_{11})s},$$

$$d_{21}(s) = -\frac{g_{21}(s)}{g_{22}(s)}e^{-(\tau_{21}-\tau_{22})s}. \quad (4)$$

方案 2 $G(s)$ 中对角元素无复右半平面极点且 $G(s)$ 中非对角元素无复右半平面零点,解耦器设计如式 (5):

$$D_2(s) = \begin{bmatrix} d_{11}(s)v_3(s) & v_3(s) \\ v_4(s) & d_{22}(s)v_4(s) \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中, $v_3(s)$ 、 $v_4(s)$ 、 $d_{11}(s)$ 、 $d_{12}(s)$ 由式 (6) 计算。

$$v_3(s) = \begin{cases} 1, \tau_{22} \geq \tau_{21}, \\ e^{(\tau_{22}-\tau_{21})s}, \tau_{22} \leq \tau_{21}, \end{cases}$$

$$v_4(s) = \begin{cases} 1, \tau_{11} \geq \tau_{12}, \\ e^{(\tau_{11}-\tau_{12})s}, \tau_{11} \leq \tau_{12}, \end{cases}$$

$$d_{11}(s) = -\frac{g_{22}(s)}{g_{21}(s)}e^{-(\tau_{22}-\tau_{21})s},$$

$$d_{22}(s) = -\frac{g_{11}(s)}{g_{12}(s)}e^{-(\tau_{11}-\tau_{12})s}, \quad (6)$$

方案 3 当方案 1 及方案 2 中解耦器对 $\{g_{12}/g_{11}, g_{21}/g_{22}\}$ 和 $\{g_{11}/g_{12}, g_{22}/g_{21}\}$ 都分别存在一个不稳定因素时,直接采用方案 1 或方案 2 结构都不能得到稳定的解耦器,此时需根据情况在 $D_1(s)$ 或 $D_2(s)$ 添加一个额外的全通项以获得稳定的解耦器,全通项如式 (7)

$$N_x = \prod_{i=1}^N \frac{-s+z}{s+z^*} \quad (7)$$

式中, N 为解耦器对 $\{g_{12}/g_{11}, g_{21}/g_{22}\}$ 或 $\{g_{11}/g_{12}, g_{22}/g_{21}\}$ 中存在复右半平面极点的个数, z^* 表示 z 的复数共轭。举一类情况说明该方法,在方案 1 中,若 g_{12}/g_{11} 存在复右半平面极点时,式 (3)中的解耦矩阵 $D_1(s)$ 设计为式 (8),若 g_{21}/g_{22} 存在右半平面极点时,式

(3) 中的解耦矩阵 $D_1(s)$ 的设计为式 (9):

$$D_1(s) = \begin{bmatrix} v_1(s) & d_{12}(s)v_2(s)N_x \\ d_{21}(s)v_1(s) & v_2(s)N_x \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$D_1(s) = \begin{bmatrix} v_1(s)N_x & d_{12}(s)v_2(s) \\ d_{21}(s)v_1(s)N_x & v_2(s) \end{bmatrix} \quad (9)$$

在方案 2 中, 若 $\{g_{11}/g_{12}, g_{22}/g_{21}\}$ 存在复右半平面极点, 则 $D_2(s)$ 采用同样方法添加一个全通项。

TITO 系统通过解耦后可以得到对角矩阵占优的形式, 如式 (10) 所示。

$$H(s) = G(s)D(s) = \text{diag}\{h_{11}(s), h_{22}(s)\} \quad (10)$$

式中, $h_{ii}(s), i=1, 2$ 为解耦后对角矩阵元素, 该元素是设计分散 PID 控制器的依据。

3 模型降阶

上述所设计的对角矩阵 $H(s)$ 中元素 $h_{ii}(s)$ 比较复杂, 不利于 PID 控制器的设计, 可以通过模型降阶的方法, 通常可以把对象模型降为一阶加时滞的方法^[10] (FOPDF), 即矩阵 $H(s)$ 中 $h_{ii}(s)$ 可由式 (11) 近似。

$$h_{ir}(s) = \frac{K_{ii}e^{-\theta_i s}}{T_{ii}s+1}, i=1, 2. \quad (11)$$

式中, 有 3 个参数 (K_{ii} 、 T_{ii} 、 θ_{ii}) 需要确定, $h_{ir}(s)$ 应具有与 $h_{ii}(s)$ 相似的频率特性, 这里采用频率响应方法^[11] 在 $\omega=0$ 、 $\omega=\omega_{cii}$ 逼近 $h_{ii}(s)$, ω_{cii} 为相位穿越频率, 如式 (12) 所示。

$$h_{ir}(0) = h_{ii}(0), |h_{ir}(j\omega_{cii})| = |h_{ii}(j\omega_{cii})|,$$

$$\angle\{h_{ir}(j\omega_{cii})\} = \angle\{h_{ii}(j\omega_{cii})\}. \quad (12)$$

则一阶加时滞 (FOPDF) 模型的 3 个参数可以由式 (13) 计算。

$$K_{ii} = h_{ii}(0), T_{ii} = \frac{K_{ii}^2 - |h_{ir}(j\omega_{cii})|^2}{|h_{ir}(j\omega_{cii})|^2 \omega_{cii}^2},$$

$$\theta_{ii} = \frac{\pi + \tan^{-1}(-\omega_{cii}T_{ii})}{\omega_{cii}T_{ii}}. \quad (13)$$

4 PID 控制器设计方法

TITO 系统有 2 个控制器的 PID 参数需要整定, 由于对象存在耦合, 不能象简单 SISO 系统一样调节每一回路的 PID 参数, 但通过解耦方法获得并降阶后得到的对角元素 $h_{ii}(s)$, 可以用来设计 TITO 的 2 个控制器参数。

文献[7]利用内模控制方法 (IMC) 设计和整定控制器参数, 由于 IMC-PID 设计方法具有简单、鲁棒性能好、易于分析计算, 常用在多回路 PID 控制器的参数整定中。

首先: $h_{ir}(s)$ 分解为式 (14):

$$h_{ir}(s) = p_{Aii}(s)p_{Mii}(s) \quad (14)$$

式中, $p_{Aii}(s)$ 、 $p_{Mii}(s)$ 分别为非最小相位、最小相位部分, IMC 中滤波器 $f_{ii}(s)$ 如式 (15) 所示:

$$f_{ii}(s) = \frac{1}{(\lambda_{ii}s+1)^{m_{ii}}} \quad (15)$$

式中, λ_{ii} 、 m_{ii} 是滤波器 $f_{ii}(s)$ 的常数和阶次, 内模控制器由式 (16) 计算。

$$c_{ii}(s) = \frac{q_{ii}(s)}{(1-h_{ir}(s)q_{ii}(s))} = \frac{p_{Mii}^{-1}(s)}{(\lambda_{ii}s+1)^{m_{ii}} - p_{Aii}(s)} \quad (16)$$

式中, $q_{ii}(s) = p_{Mii}^{-1}(s)f_{ii}(s)$

由于式 (16) 设计的内模控制器 $c_{ii}(s)$ 不是标准的 PID 形式, 如式 (18) 所示, 可以把 $c_{ii}(s)$ 在 s 域展开成麦克劳林级数如式 (17), 并取其前三项。

$$c_{ii}(s) \equiv \frac{f_{ii}(s)}{s} = \frac{1}{s} \left[\frac{f_{ii}(0) + f_{ii}'(0)s + \frac{f_{ii}''(0)}{2!}s^2 + \frac{f_{ii}'''(0)}{3!}s^3 + \dots}{s} \right] \quad (17)$$

$$c_{ii}(s) = k_{pii} \left(1 + \frac{1}{T_{ii}s} + T_{Dii}s \right) \quad (18)$$

式中, $k_{pii} = f_i'(0)$ 、 $T_{ii} = \frac{f_i'(0)}{f_i(0)}$ 、 $T_{Dii} = \frac{f_i''(0)}{2f_i'(0)}$

5 仿真及实验研究

5.1 仿真研究^[13]

本文采用 Vinante and Luyben^[12] (VL) 精馏塔分离甲醇与水的模型进行仿真研究, 其对象的传递函数矩阵为式 (19):

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{-2.2e^{-s}}{7s+1} & \frac{1.3e^{-0.3s}}{7s+1} \\ \frac{-2.8e^{-1.8s}}{9.5s+1} & \frac{4.3e^{-0.35s}}{9.2s+1} \end{bmatrix} \quad (19)$$

根据第 2 节的内容, 逆向解耦控制器为式(20):

$$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & 0.5909 \\ \frac{0.6467(9.2s+1)e^{-1.45s}}{9.5s+1} & e^{-0.7s} \end{bmatrix} \quad (20)$$

解耦后的对象对角矩阵元素为式 (21):

$$h_{11}(s) = \frac{-2.2e^{-s}}{7s+1} + \frac{0.8407(9.2s+1)e^{-1.75s}}{(9.5s+1)(7s+1)}$$

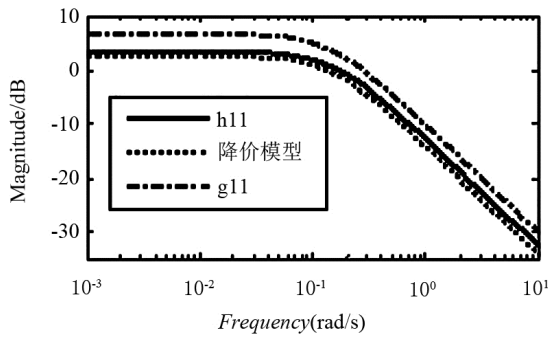
$$h_{22}(s) = \frac{-1.6545e^{-1.8s}}{9.5s+1} + \frac{4.3e^{-1.05s}}{(9.2s+1)} \quad (21)$$

降阶后的近似模型： $h_{11r}(s)$ 、 $h_{22r}(s)$ 为式 (22)：

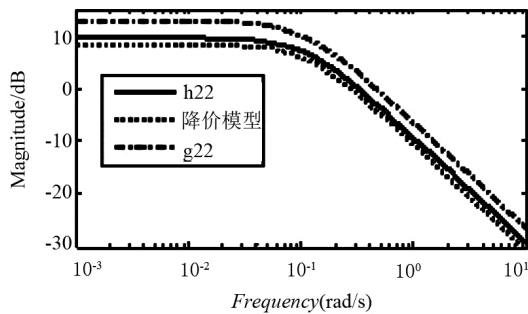
$$h_{11r}(s) = \frac{-1.353e^{-0.62s}}{6.419s+1}$$

$$h_{22r}(s) = \frac{2.645e^{-0.531s}}{8.561s+1} \quad (22)$$

$h_{11r}(s)$ 、 $h_{22r}(s)$ 、 $h_{11}(s)$ 、 $h_{22}(s)$ 、 G_{11} 、 G_{22} 的幅值频率特性，如图 2 所示。



(a) h_{11} 、 g_{11} 、降阶模型
(a) h_{11} 、 g_{11} and the reduced order model



(b) h_{22} 、 g_{22} 、降阶模型
(b) h_{22} 、 g_{22} and the reduced order model

图 2 幅值波德图

Fig. 2 Magnitude bode diagram

本文与 J.Lee^[4]研究的一种分散 PID 控制方法进行仿真比较，J.Lee 提出的主导极点调节方法推广到内模控制中，用来依据时域设计指标进一步优化控制参数值。控制器的 PID 参数计算采用本文第 4 节方法求取。

可看出本文方法与 J.Lee 方法在跟随性能上比较相近，但从控制效果（超调量、调节时间、稳定性）上，本文的方法明显要优越一些。PID 参数和 IAE 性能指标，见表 1。

表 1 VL 的 PID 参数及 IAE 性能指标

Tab. 1 PID performance and IAE indexes for VL

控制方法	回路	k_{pii}	T_{Dii}	λ_{ii}	IAE
本文算法	1	-1.81	0.087	1.95	6.34
	2	5.63	0.003	0.65	7.68
J.Lee	1	-1.31	2.26		7.10
	2	3.97	2.42		8.95

VL 精馏塔的控制效果，如图 3、图 4 所示。

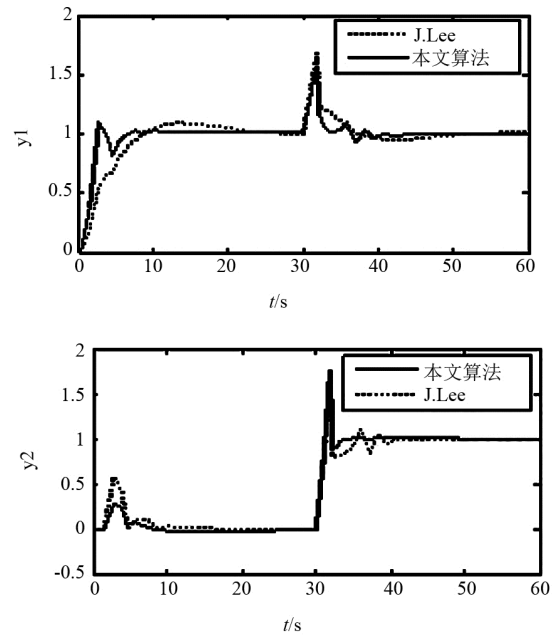


图 3 VL 精馏塔的闭环响应 ($t=30$ s 时, y_2 设定值增加 100%)
Fig. 3 Closed-loop responses to the VL column (y_2 set-point is increased by 100% when $t=30$ s)

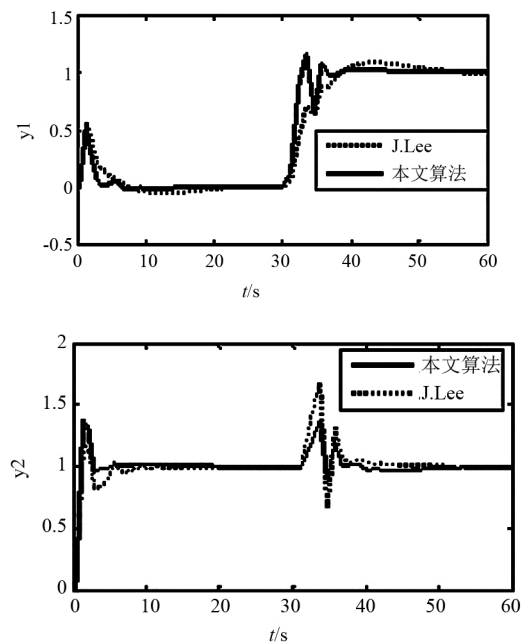


图 4 VL 精馏塔的闭环响应 ($t=30$ s 时, y_1 设定值增加 100%)
Fig. 4 Closed-loop responses to the VL column (y_1 set-point is increased by 100% when $t=30$ s)

5.2 实验研究

本实验以管道流量和压力为控制对象，该系统包括水箱、储水池、水泵等，如图 5 所示。

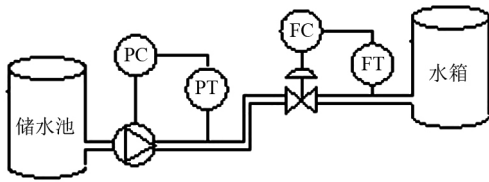


图 5 管道压力与流量控制框图

Fig. 5 Piping pressure and flow control block diagram

该实验控制器采用西门子 s7-300，执行器采用西门子变频器和霍尼韦尔电动调节阀，变频器调节水泵用来控制管道的压力，电动调节阀用来控制管道的流量，2 个输入量：调节阀开度与变频器频率；2 个输出量：管道流量与管道压力，这是一个典型的耦合系统，管道压力与流量的耦合关系的实验数据，见表 2。

表 2 管道压力与流量测量数据

Tab. 2 The measurement data of piping pressure and flow

变频器输入 (%)	压力 (KPa)	流量 (M ³ /H)
30	9.54	0.360
40	13.59	0.567
50	19.41	0.758
60	25.86	0.91
70	32.91	1.118
80	42.14	1.292
90	52.08	1.462
电动调节阀开度 (%)	压力 (KPa)	流量 (M ³ /H)
30	95.50	0.466
40	61.37	1.017
50	48.41	1.198
60	43.62	1.272
70	41.05	1.304
80	41.63	1.313
90	40.52	1.316

表 2 中所测量的实验数据是：分别将变频器固定一个输入频率及电动调节阀固定在某一开度，不断增大电动调节阀的开度及变频器的输入频率，观察管道压力与流量的变化关系。数值曲线数据分别是：电动调节阀开度固定在 80%，变频器输入值从 30% 到 90% 变化时流量与压力的测量值，及变频器输入值固定在 80%，电动调节阀开度从 30% 到

90% 变化时流量与压力的测量值。相应的结果，如图 6 所示。

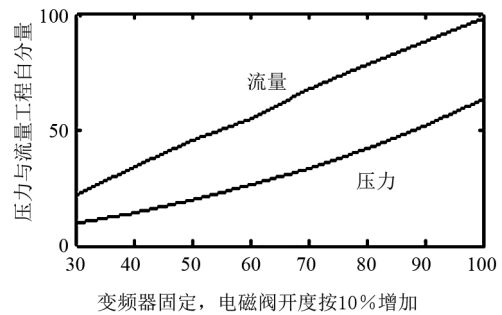
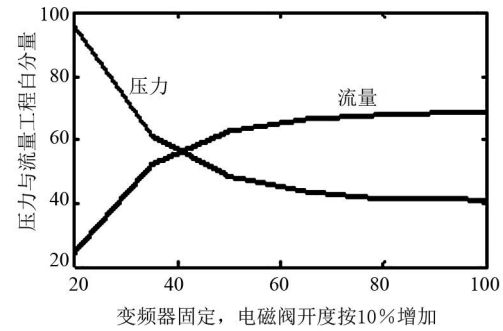


图 6 管道压力与流量特性

Fig. 6 Characteristics of piping pressure and flow

该数据经过辨识得到系统的传递函数矩阵如式 (23)：

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.02e^{-2s}}{0.45s+1} & \frac{0.025e^{-1.5s}}{0.8s+1} \\ \frac{-4.2e^{-3s}}{3s+1} & \frac{12e^{-2s}}{3s+1} \end{bmatrix} \quad (23)$$

根据第 2 节的内容，逆向解耦控制器为式 (24)：

$$D(s) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1.25(0.45s+1)}{(0.8s+1)} \\ 0.35e^{-s} & e^{-0.5s} \end{bmatrix} \quad (24)$$

解耦后的对象对角矩阵元素为式 (25)：

$$h_{11}(s) = \frac{0.02e^{-2s}}{0.45s+1} + \frac{0.00875e^{-2.5s}}{0.8s+1}$$

$$h_{22}(s) = \frac{-5.25(0.45s+1)e^{-3s}}{(0.8s+1)(3s+1)} + \frac{12e^{-2.5s}}{3s+1} \quad (25)$$

降阶后的近似模型 $h_{11r}(s)$ 、 $h_{22r}(s)$ 为式 (26)：

$$h_{11r}(s) = \frac{0.0134e^{-2.3s}}{0.642s+1}$$

$$h_{22r}(s) = \frac{7.535e^{-2.8s}}{3.73s+1} \quad (26)$$

本实验与常规 PID 控制方法进行比较，常规 PID 控制中流量采用 PI 控制、压力采用 PID 控制即加上微分后的控制效果更为平稳^[14-15]。

本文算法的 PID 参数及常规 PID 整定方法的参数, 见表 3。

表 3 管道压力及流量控制 PID 参数

Tab. 3 PID parameters for piping pressure and flow control

	回路	k_{pii}	T_{Iii}	T_{Dii}	λ_{ii}
本文方法	1	3.6	1.95	0.705	1.5
	2	0.014	4.82	0.68	0.8
常规 PID 方法	1	2.3	1.07		
	2	0.052	2.42	0.14	

管道压力与流量的控制效果, 如图 7-图 8 所示。

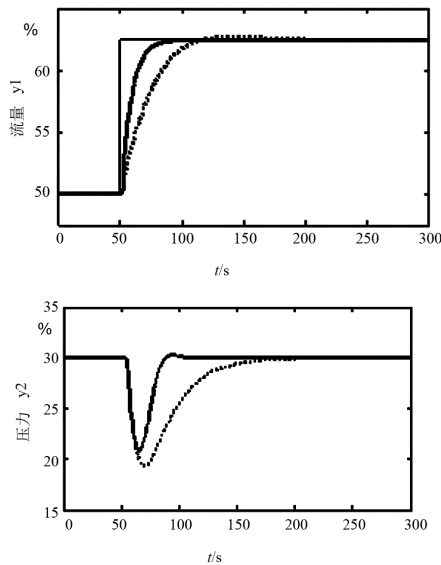


图 7 管道压力与流量控制 (-本文方法, ··· 常规 PID 方法)
Fig. 7 Piping pressure and flow control (-the proposed method, ··· the conventional PID method)

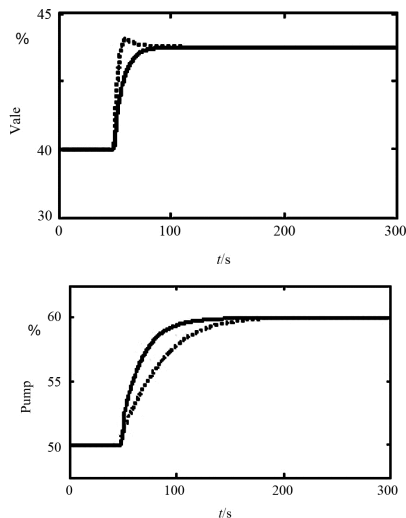


图 8 阀门的开启度及水泵的开启度
Fig. 8 The opening of the valve and the pump

从图 7 中可以看出当 y_1 设定值增加 15 % 时, 本文的控制效果要优于常规的 PID 控制方法, 图 8 为阀门开启度及变频器调节水泵的开启度, 从图 8 中可

以看出本文算法调节的幅度要比常规 PID 控制器的调节的幅度小, 可以有效的保护仪器设备。

6 结论

本文首先提出一种针对两输入两输出的逆向解耦方法, 该方法适合不同过程对象的特性, 使对象有效解耦成对角矩阵占优形式; 针对对角矩阵元素较为复杂, 不利于分散 PID 控制器的设计, 提出一种模型降阶方法, 采用频域方法通过一阶加时滞 (FOPDT) 能有效逼近对角矩阵元素; 依据内模控制原理提出了控制器参数整定边界的计算方法, 该方法简单易于计算, 最后通过一个仿真例子验证了本文的正确性及具有较好的动态性能, 并将该方法用于实验室水箱的管道压力与流量控制系统中, 控制效果良好。

参考文献(References)

- [1] Xiong Q, Cai W J, et al. Effective transfer function method for decentralized control system design of multi-input multi-output processes[J]. Journal of Process Control, 2006, 16:773-784.
- [2] Cai W J, He M J, et al. Normalized decoupling—a new approach for MIMO process control system design[J]. Industrial and Engineering Chemistry Research, 2008, 47: 7347-7356.
- [3] Jin Q B, Hao F, Wang Q, et al. A multivariable IMC-PID method for non-square large time delay systems using NPSO algorithm[J]. Process Control, 2013, 23:649-663.
- [4] Juan Garrido, Francisco V, et al. Inverted decoupling internal model control for square stable multivariable time delay systems[J]. Process Control 2014, 24:1710-1719.
- [5] Lee M, Lee K, Kim C, et al. Analytical design of multi loop PID for desired closed-loop responses[J]. AIChE Journal, 2004, 50 (7): 1631-1635.
- [6] Vu TNL, Lee M, et al. Multi-loop PI controller design based on the direct synthesis for interacting multi-time delay processes[J]. ISA Transactions, 1997, 36(1): 3-10.
- [7] Vu TNL, Lee M, et al. Independent design of multi-loop PI/PID controllers for interacting multivariable processes[J]. Journal of Process Control, 2010, 20: 922-933.
- [8] Wade, H. L., et al. Inverted decoupling: a neglected technique[J]. ISA Transactions, 1997, 36(1): 3-10.
- [9] Tavakoli S, Griffin I, et al. Tuning of decentralized PI (PID) controllers for TITO processes[J]. Control Engineering Practice, 2006, 14:1069-1080.
- [10] Dougherty D, Cooper D, et al. A practical multiple model adaptive strategy for single-loop MPC[J]. Control Engineering Practice, 2013, 11(4):141-159.
- [11] Wang Q G, Lee T H, Lin C, et al. Relay feedback: analysis, identification and control[J]. London: Springer, 2003.
- [12] W. L. Luyben, et al. Simple method for tuning SISO controllers in multivariable systems[J]. Ind. Eng. Chem. Process, 1986, 25(12) 654-660.
- [13] 王正林, 郭阳宽. 过程控制与 Simulink 应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2006.
Wang Z L, Guo Y K. Process control and simulink application [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2006.
- [14] 金以慧. 过程控制[M]. 北京: 清华大学出版社, 1993.
Jin Y H. Process control[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1993.
- [15] 王树青, 戴连奎, 于玲. 过程控制工程[M]. 北京: 化学工业出版社, 2008.
Wang S Q, Dai L K, Yu L. Process control engineering[M]. Beijing: Chemical Industry Press, 2008.