

研究论文

DOI: 10.11949/j.issn.0438-1157.20170426

多变量解耦自抗扰控制在气体流量装置中的应用

赵越¹, 孙立军^{1,3}, 吴瑕², 陈增强², 唐冰^{1,3}(¹天津大学电气自动化与信息工程学院, 天津 300072; ²南开大学计算机与控制工程学院, 天津 300350;³天津福路瑞特测控技术有限公司, 天津 300384)

摘要: 针对气体流量装置实验管路流量、压力耦合系统, 通过机理法和阶跃响应法建立了其数学模型, 并利用自抗扰解耦控制算法实现其解耦控制, 以保证气体流量计性能测试过程的稳定性和控制快速性。对于气体流量装置多变量系统, 自抗扰控制算法将耦合以及所有的内部不确定性和外部扰动都归结到总扰动中, 通过扩张状态观测器和控制律对总扰动进行估计和补偿, 使原系统被解耦成两个单输入单输出的子系统并利用 PD 控制器完成控制。自抗扰控制算法使系统在实现解耦的同时既减弱算法对于模型的依赖, 又提高了系统的鲁棒性。仿真和实验结果表明, 与 PID 控制算法相比, 自抗扰控制算法调节时间更快, 解耦效果更好, 对扰动的抑制效果更优, 性能鲁棒性更强。

关键词: 气体流量装置; 过程系统; 模型; 解耦算法; 自抗扰控制; 计算机模拟

中图分类号: TP 273

文献标志码: A

文章编号: 0438—1157 (2017) 09—3482—12

Active disturbance rejection control on gas flow equipment by multivariable decoupling algorithm

ZHAO Yue¹, SUN Lijun^{1,3}, WU Xia², CHEN Zengqiang², TANG Bing^{1,3}*(¹School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China;**²College of Computer and Control Engineering, Nankai University, Tianjin 300350, China;**³Tianjin Flowrate Measurement & Control Technology Co., Ltd., Tianjin 300384, China)*

Abstract: A mathematical model was established for pressure-flow coupling system in gas flow equipment by mechanism modeling and step-response methods. The performance stability and control rapidity in gas flowmeter testing were improved by a decoupling control, active disturbance rejection control (ADRC). For the multivariable system of gas flow equipment, a decentralized ADRC integrated coupling effects, internal uncertainties, and external disturbance into a total disturbance, which was estimated by reduced-order extended state observer (RESO) and cancelled out by control law. The original coupling system was then decoupled into two subsystems of single-input and single-output and controlled by proportional differential controllers. Stability and stability margin of the ADRC controlled system were analyzed by frequency domain method. ADRC achieved system decoupling, reduced algorithm dependency on mathematical model, and improved system robustness. Simulation and experiment results show that ADRC algorithm has shorter settling time, better decoupling effect, greater disturbance rejecting capability, and more robust performance than PID controller.

Key words: gas flow equipment; process systems; model; decoupling algorithm; active disturbance rejection control; computer simulation

2017-04-19 收到初稿, 2017-05-19 收到修改稿。

联系人: 孙立军。第一作者: 赵越 (1994—), 男, 硕士研究生。

基金项目: 国家自然科学基金项目 (61573199)。

Received date: 2017-04-19.

Corresponding author: SUN Lijun, sunlijun@tju.edu.cn

Foundation item: supported by the National Natural Science Foundation of China (61573199).

引言

作为计量科学的重要组成成分, 流量计量与测试技术广泛应用在贸易结算、化工生产、节能环保、医药卫生等领域, 推动并支持了国民经济的不断发展。随着天然气行业不断突破进展, 各种气体流量计在天然气开采、净化、输送及贸易交接等环节已得到普遍应用^[1-2]。由于气体具有明显的压缩性, 气体流量计的计量性能与流体压力密切相关, 欲保证气体流量计在实际工况下的准确度, 需要使用气体流量装置在不同流量、压力条件下进行检定。与液体流量测量相比, 气体流量测量仍有诸多问题。气体流量装置作为气体流量计性能测试的平台, 它的研究、建立和应用推动着流量计量和测试技术的发展, 具有重要意义^[3-4]。

气体流量装置通过对实验管路前、后端的调节阀反复调节, 可以完成不同流量、压力点的切换。但管路内气体流量和压力处于强耦合的状态, 调节任意一个调节阀的开度, 管路流量值和压力值都将发生变化。传统流量装置常采用 PID 控制对阀门进行调节, 其解耦效果差, 调节过程易出现大幅度振荡且耗时长, 还会造成实验介质的浪费。因此如果能够实现实验管路压力、流量解耦控制, 既可以提高装置稳定性和工作效率, 又可以节约资源。另外, 流量、压力的解耦控制方法, 可以推广到化工、医药等领域的生产过程控制中, 以保障流体运输的安全稳定, 达到更高工艺水平指标。

很多学者尝试运用静态补偿、神经网络及模糊控制等方法对流量、压力控制系统进行解耦优化。但由于实际对象的特征参数波动较大, 模型不准确易造成补偿器的失效^[5]; 神经网络需利用大量实际数据进行学习^[6]; 模糊控制需要制定复杂的控制规则^[7]。这些都给装置的实际应用带来了很大困难。

自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)是韩京清^[8-11]将 PID 控制和现代控制理论优势结合在一起的基础上, 利用计算机仿真所提炼出来的一种先进控制算法。它由跟踪微分器、扩张状态观测器以及误差反馈控制律 3 个部分组成。跟踪微分器用来获取设定值的过渡过程以及其各阶微分信号。扩张状态观测器是自抗扰控制的最重要组成部分, 它将系统的所有不确定性以及扰动看成总扰动并扩张成一个新的状态, 并对其进行实时估计, 再通过误差反馈控制律进行补偿, 一方面可以有效抑制外界干扰, 另一方面可以减弱算法对精确模型

的依赖, 提高了算法的鲁棒性^[12-14]。如今, 自抗扰控制技术已应用在气压缸、微机电陀螺仪、飞行器、无刷直流电机、化工过程等实际系统的控制中^[15-19]。而将该技术应用到流量装置上, 既推动了流量计量的发展, 又扩大了该控制算法的应用范围。

实际工业对象大多是多变量系统, 由于各通道相互干扰, 造成系统的耦合特性, 使得控制难度较高。解耦是控制多变量系统最主要的问题^[20]。并且实际被控对象的模型参数通常处于波动状态, 保障系统性能鲁棒性也是工业应用的关键。对此, Gao 等^[21-22]提出了一种新型的自抗扰分散解耦控制算法。它将各个子系统之间的耦合也归结到总扰动中, 然后对每一个单回路独立地设计自抗扰控制器。实验表明, 与一般的分散控制算法相比, 自抗扰控制具有更强的解耦和抗干扰能力^[23-24]。

本文针对气体流量标准装置实验管路流量、压力耦合系统, 结合机理法和阶跃响应法建立被控对象的数学模型, 通过频域法分析了自抗扰控制下系统的稳定性和稳定裕度, 在此基础上, 通过仿真和实际实验验证算法的性能, 并和传统 PID 控制效果进行对比, 验证了自抗扰控制算法相比于 PID 控制算法的优越性。

1 流量及压力被控对象的数学模型

1.1 研究平台

气体流量-压力解耦控制算法研究平台依托天津大学过程检测与控制重点实验室三相流装置的气源及气路管道。研究平台的工艺流程如图 1 所示。压缩空气经过稳压罐和自力式稳压阀之后, 可以消除高频波动, 形成稳定高压气流作为气源, 使得入口压力 p_0 保持恒定。出口与大气相连, 压力 p_2 约等于大气压力。在两个调节阀中间的实验管路中, 安装了均速管流量计和压力传感器, 分别用于检测管

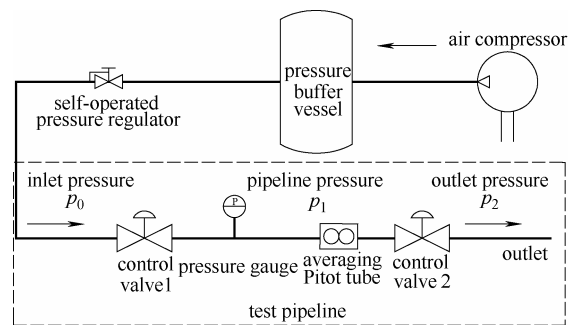


图 1 气体流量装置控制系统工艺流程

Fig.1 Schematic of gas flow facility control system

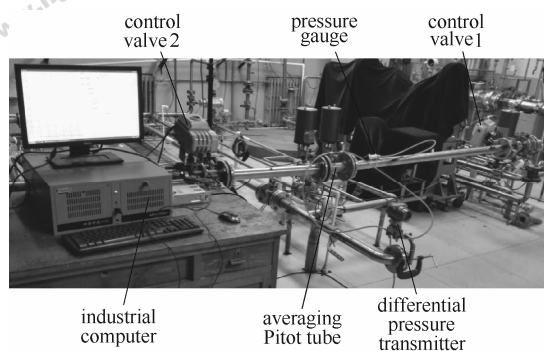


图 2 研究平台实物

Fig.2 Photo of research platform

路中的流量、压力值。实验平台以工控机为控制器，通过模拟量输入板卡采集被控管路的流量、压力数值，通过模拟量输出板卡调节阀门开度。研究平台如图 2 所示。

1.2 被控对象机理法建模

图 1 虚线框内为实验管路流量、压力控制系统工艺流程图。高压 p_0 约为 500 kPa，低压 p_2 约为 100 kPa。实验表明，当管路压力 p_1 趋近于 p_0 ，即处于高压状态时（在 450~500 kPa 范围内），调节阀 1 主要负责控制管路内的压力，调节阀 2 主要负责控制流量；当管路压力 p_1 趋近于 p_2 ，即处于低压状态时（在 100~150 kPa 范围内），调节阀 1 主要负责控制流量，调节阀 2 主要负责控制管路内的压力。当 p_1 处于 p_0 和 p_2 之间的中等压力状态时，两个阀门的动作均对流量、压力有明显作用，系统处于强耦合状态。中等压力状态是本文的研究对象。针对实验管路的中压状态，根据机理法，推导被控对象的数学模型。

1.2.1 调节阀流量控制模型 在调节阀流量控制系统中，控制变量为设定电流 I ，被控变量为管路中的质量流量 Q_m 。执行器包含伺服放大器、直流伺服电机、输出轴、位置信号变送器等环节。

伺服放大器将电流偏差信号 I_e 转换并放大为电压偏差信号 U_e ，可设 $U_e = K_1 I_e$ 。直流伺服电机的输入为电压偏差信号 U_e ，输出为转速信号 S ，可设 $S = K_2 U_e$ 。输出轴的输入为转速信号 S ，输出信号为轴的角位移 W ，输出角位移与输入转速之间呈微分关系。位置信号变送器将输出轴的角位移 W 转换成位置电流信号 I_f ，可设 $I_f = K_3 W$ 。位置信号变送器将位置电流信号 I_f 同控制变量设定电流 I 相比较，偏差值 I_e 反馈至伺服放大器的输入端。对于实际工作曲线为线性流量特性的调节阀，其输出质量流量 Q_m 与调节阀输出的位移或开度可近似为比例关系，设

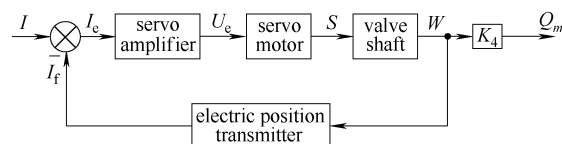


图 3 阀门执行机构原理

Fig.3 Schematic of valve actuator

系数为 K_4 。阀门执行机构的原理如图 3 所示。

将上述关系表示为增量的形式

$$\begin{cases} \Delta U = K_1 \Delta I_e = K_1 (\Delta I - \Delta I_f) \\ \Delta S = K_2 \Delta U \\ \frac{d\Delta W}{dt} = \Delta S \\ \Delta I_f = K_3 \Delta W \\ \Delta Q_m = K_4 \Delta W \end{cases} \quad (1)$$

整理得

$$K_1 \Delta I - \frac{K_1 K_3}{K_4} \Delta Q_m = \frac{1}{K_2 K_4} \frac{d\Delta Q_m}{dt} \quad (2)$$

进行 Laplace 变换，可以得到调节阀流量控制系统的传递函数为

$$G'_q(s) = \frac{\Delta Q_m(s)}{\Delta I(s)} = \frac{K'_q}{T'_q s + 1} \quad (3)$$

$$\text{其中, } K'_q = \frac{K_4}{K_3}, \quad T'_q = \frac{1}{K_1 K_2 K_3}。$$

根据式(3)可以得到调节阀 1、2 流量控制系统的传递函数 $G'_{q1}(s)$ 、 $G'_{q2}(s)$

$$\begin{aligned} G'_{q1}(s) &= \frac{K'_{q1}}{T'_{q1} s + 1} \\ G'_{q2}(s) &= \frac{K'_{q2}}{T'_{q2} s + 1} \end{aligned} \quad (4)$$

因此调节阀及管路所构成的瞬时流量控制系统的传递函数为一阶惯性环节。实验中采用均速管流量计检测流量。均速管流量计同差压变送器相结合，将反映流量变化的差压信号转换为电压信号以供采集卡采集^[25]，该检测变送环节的传递函数可以表示为

$$G_m(s) = \frac{K_m}{T_m s + 1} \quad (5)$$

因此，根据式(4)、式(5)可知，调节阀 1、调节阀 2 同流量计所构成的被控对象都可以被看成二阶惯性环节，其传递函数分别如式(6)、式(7)所示。

$$G_{q1}(s) = G'_{q1}(s) G_m(s) = \frac{K'_{q1} K_m}{(T'_{q1} s + 1)(T_m s + 1)} \quad (6)$$

$$G_{q2}(s) = G'_{q2}(s) G_m(s) = \frac{K'_{q2} K_m}{(T'_{q2} s + 1)(T_m s + 1)} \quad (7)$$

1.2.2 调节阀压力控制模型 对于装置的实验管

路, 流量变化会导致管路内气体总质量变化, 进而造成气体压力变化。管路内气体压力 p_1 与气体总质量的增量关系为

$$\Delta p_1 = \Delta m(RT/VM) \quad (8)$$

式中, M 为气体的摩尔质量; T 为气体温度; R 为摩尔气体常数。

调节阀 2 所通过气体质量流量 Q_{m2} 、调节阀 1 所通过气体质量流量 Q_{m1} 与管路内气体总质量 m 的增量关系可表示为

$$\Delta Q_{m1} - \Delta Q_{m2} = d\Delta m/dt \quad (9)$$

根据阀门的特性, 调节阀 1 中所通过气体质量流量 Q_{m1} 与管路内气体压力 p_1 的关系为

$$Q_{m1} = \xi_1 \sqrt{\rho_0} \sqrt{p_0 - p_1} \quad (10)$$

式中, ξ_1 为调节阀 1 常系数。 p_0 指实验管路入口处的气压, 是一定值。 ρ_0 为管路入口气体的密度, 也为恒定值。设 $Q_{m1} = f_1(p_1)$, 在函数曲线上任取一点 (p_{s1}, Q_{s1}) , 在其邻域内利用泰勒级数对 $f_1(p_1)$ 线性化为

$$Q_{m1} = f_1(p_1) = f_1(p_{s1}) + f_1'(p_{s1})(p_1 - p_{s1}) = f_1(p_{s1}) - \frac{\xi_1 \sqrt{\rho_0}}{2\sqrt{p_0 - p_{s1}}}(p_1 - p_{s1}) \quad (11)$$

表示为增量形式

$$\Delta Q_{m1} = -\frac{\xi_1 \sqrt{\rho_0}}{2\sqrt{p_0 - p_{s1}}} \Delta p_1 \quad (12)$$

同理, 调节阀 2 所通过气体质量流量 Q_{m2} 与管路内气体压力 p_1 的关系为

$$Q_{m2} = \xi_2 \sqrt{\rho_1} \sqrt{p_1 - p_2} \quad (13)$$

式中, ξ_2 为阀门 2 常系数, ρ_1 为管路内气体密度, $\rho_1 = m/V$ 。故上式可表述为

$$Q_{m2} = \xi_2 \sqrt{\frac{m}{V}} \sqrt{p_1 - p_2} = \xi_2 \sqrt{\frac{M}{RT}} \sqrt{p_1^2 - p_1 p_2} \quad (14)$$

式中, p_2 指实验管路出口处的气压, 是一定值。设 $Q_{m2} = f_2(p_1)$, 在函数曲线上取一点 (p_{s2}, Q_{s2}) , 在其邻域内利用 Taylor 级数对 $f_2(p_1)$ 进行线性化为

$$Q_{m2} = f_2(p_1) = f_2(p_{s2}) + f_2'(p_{s2})(p_1 - p_{s2}) = f_2(p_{s2}) + \frac{\xi_2}{2} \sqrt{\frac{M}{RT}} \frac{2p_{s2} - p_2}{\sqrt{p_{s2}^2 - p_{s2} p_2}} (p_1 - p_{s2}) \quad (15)$$

表示为增量形式

$$\Delta Q_{m2} = \frac{\xi_2}{2} \sqrt{\frac{M}{RT}} \frac{2p_{s2} - p_2}{\sqrt{p_{s2}^2 - p_{s2} p_2}} \Delta p_1 \quad (16)$$

由式(8)、式(9)、式(16)整理可得

$$\Delta Q_{m1} - \frac{\xi_2}{2} \sqrt{\frac{M}{RT}} \frac{2p_{s2} - p_2}{\sqrt{p_{s2}^2 - p_{s2} p_2}} \Delta p_1 = \frac{VM}{RT} \frac{d\Delta p_1}{dt} \quad (17)$$

对式(17)进行 Laplace 变换, 可得出调节阀 1 所通过气体的质量流量 Q_{m1} 与管路内气体压力 p_1 之间的传递函数为

$$G_1''(s) = \frac{\Delta p_1(s)}{\Delta Q_{m1}(s)} = \frac{K_1''}{T_1''s + 1} \quad (18)$$

$$\text{式中, } K_1'' = \frac{2\sqrt{RT}\sqrt{p_{s2}^2 - p_{s2} p_2}}{\xi_2 \sqrt{M}(2p_{s2} - p_2)}, \quad T_1'' = \frac{VM}{RT} K_1''。$$

由式(8)、式(9)、式(12)整理可得

$$-\left(\frac{\xi_1 \sqrt{\rho_0}}{2\sqrt{p_0 - p_{s1}}} \Delta p_1 + \Delta Q_{m2}\right) = \frac{VM}{RT} \frac{d\Delta p_1}{dt} \quad (19)$$

对式(19)进行 Laplace 变换, 可得出调节阀 2 所通过气体的质量流量 Q_{m2} 与管路内气体压力 p_1 之间的传递函数为

$$G_2''(s) = \frac{\Delta p_1(s)}{\Delta Q_{m2}(s)} = \frac{-K_2''}{T_2''s + 1} \quad (20)$$

$$\text{式中, } K_2'' = \frac{2\sqrt{p_0 - p_{s1}}}{\xi_1 \sqrt{\rho_0}}, \quad T_2'' = \frac{VM}{RT} K_2''。$$

压力值通过高频压力传感器采集, 它可以反映管路压力的瞬时变化, 其传递函数可理解为 1。结合式(4)调节阀开度变化同管路瞬时流量的关系, 可以得到调节阀 1、2 控制管路内气体压力的传递函数分别为

$$G_1(s) = \frac{\Delta p_1(s)}{\Delta I_1(s)} = G_{q1}'(s) G_1''(s) = \frac{K_{q1}' K_1''}{(T_{q1}'s + 1)(T_1''s + 1)} \quad (21)$$

$$G_2(s) = \frac{\Delta p_1(s)}{\Delta I_2(s)} = G_{q2}'(s) G_2''(s) = \frac{-K_{q2}' K_2''}{(T_{q2}'s + 1)(T_2''s + 1)} \quad (22)$$

由以上分析可得, 无论是用实验管路前端调节阀 1 还是后端调节阀 2 来控制管路内气体压力, 传递函数都是二阶模型。

1.3 被控对象参数获取

通过式(6)、式(7)、式(21)、式(22)可以看出, 实验管路流量、压力被控对象是一个二输入二输出 (TITO) 的多变量系统, 且每个子系统都是二阶模型

$$\begin{bmatrix} Q_m(s) \\ p(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_{q1}' K_m}{(T_{q1}'s + 1)(T_m s + 1)} & \frac{K_{q2}' K_m}{(T_{q2}'s + 1)(T_m s + 1)} \\ \frac{K_{q1}' K_1''}{(T_{q1}'s + 1)(T_1''s + 1)} & \frac{-K_{q2}' K_2''}{(T_{q2}'s + 1)(T_2''s + 1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix} \quad (23)$$

式中, I_1 、 I_2 分别指调节阀 1、调节阀 2 的给定电流值, 单位为 mA; Q_m 、 p 分别是管路的流量和压力, 单位分别为 $\text{kg} \cdot \text{h}^{-1}$ 和 kPa。

被控对象的模型参数是通过阶跃响应实验法

获取: 将实验管路的压力调至中压 (300 kPa 左右), 给定调节阀 1、调节阀 2 阶跃输入, 记录压力、流量随开度变化的瞬时响应数据, 代入 Matlab 系统辨识工具箱, 利用最小二乘法辨识被控对象的参数^[26]。流量压力被控对象的系统模型如式(24)所示。可以看出, 对于流量调节, 两个阀门的作用效果相近; 对于压力调节, 调节阀 2 作用效果更明显。故在后续的仿真和实验中, 利用调节阀 1 控制流量, 调节阀 2 控制压力, 完成解耦控制研究。

$$\begin{bmatrix} Q_m(s) \\ p(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{48.252}{0.36s^2 + 0.9163s + 1} & \frac{55.913}{0.3489s^2 + 0.905s + 1} \\ \frac{54.55}{0.0894s^2 + 0.4258s + 1} & \frac{-70.429}{0.084s^2 + 0.5254s + 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix} \quad (24)$$

2 多变量系统的自抗扰控制器设计

2.1 自抗扰控制器的原理

由传递函数(24)可知, 流量、压力耦合系统是一个两输入两输出 (TITO) 二阶系统, 下文以此为基础完成流量、压力多变量系统自抗扰控制器设计。

设 $y_1=Q_m$, $y_2=p$, $u_1=I_1$, $u_2=I_2$, 为方便起见, 将被控对象(24)改写成如下形式

$$\begin{cases} \ddot{y}_1(t) = p_1[y_1(t), \dot{y}_1(t), y_2(t), \dot{y}_2(t), u_2] + w_1 + b_{11}u_1 \\ \ddot{y}_2(t) = p_2[y_1(t), \dot{y}_1(t), y_2(t), \dot{y}_2(t), u_1] + w_2 + b_{22}u_2 \end{cases} \quad (25)$$

其中, $b_{11}=48.252/0.36$, $b_{22}=-70.429/0.084$, 为流量、压力被控对象的增益系数。 $p_i(*)$ ($i=1, 2$) 是系统的状态以及耦合的非线性函数。 y_i ($i=1, 2$) 是系统的输出, u_i ($i=1, 2$) 是系统的输入, w_i ($i=1, 2$) 是第 i 个回路的外部扰动, 定义为

$$\begin{cases} f_1 = p_1[y_1(t), \dot{y}_1(t), y_2(t), \dot{y}_2(t), u_2] + w_1 + (b_{11} - b_{0,11})u_1 \\ f_2 = p_2[y_1(t), \dot{y}_1(t), y_2(t), \dot{y}_2(t), u_1] + w_2 + (b_{22} - b_{0,22})u_2 \end{cases} \quad (26)$$

其中, $b_{0,ii}$ ($i=1, 2$) 是 b_{ii} 的估计, f_i ($i=1, 2$) 是第 i 个回路的总扰动, 包括耦合、所有的不确定性和扰动。将式(26)代入式(25), 可得

$$\begin{cases} \ddot{y}_1(t) = f_1 + b_{0,11}u_1 \\ \ddot{y}_2(t) = f_2 + b_{0,22}u_2 \end{cases} \quad (27)$$

经上述转换, 第 i 个通道的输入 u_i 可以独立控制相应的输出 y_i , 可分别设计扩张状态观测器和控制律, 对总扰动进行在线估计和补偿。

考虑式(27)中第 i 个回路($i=1, 2$)

$$\ddot{y}_i(t) = f_i + b_{0,ii}u_i \quad (28)$$

假设: $x_{1,i} = y_i$, $x_{2,i} = \dot{y}_i$, $x_{3,i} = f_i$, f_i 可微, 且

$h_i = \dot{f}_i$ 有界。则式(28)可写成如下传递函数形式

$$\begin{cases} \dot{x}_{1,i} = x_{2,i} \\ \dot{x}_{2,i} = x_{3,i} + b_{0,ii}u_i \\ \dot{x}_{3,i} = h_i \end{cases} \quad (29)$$

针对式(29)所示的扩张后的系统, 可设计如下状态观测器

$$\begin{cases} \dot{z}_{1,i} = z_{2,i} - \beta_{01i}(z_{1,i} - x_{1,i}) \\ \dot{z}_{2,i} = z_{3,i} - \beta_{02i}(z_{1,i} - x_{1,i}) + b_{0,ii}u_i \\ \dot{z}_{3,i} = -\beta_{03i}(z_{1,i} - x_{1,i}) \end{cases} \quad (30)$$

式(30)称为扩张状态观测器 (ESO)。其中, β_{01i} 、 β_{02i} 和 β_{03i} 是扩张状态观测器的增益。 $z_{1,i}$ 、 $z_{2,i}$ 和 $z_{3,i}$ 分别为 $x_{1,i}$ 、 $x_{2,i}$ 和 $x_{3,i}$ 的估计值。由于实际系统中第 i 个回路的输出 y_i 可直接采集获得, 减少对其的估计可以减少相角滞后, 减轻了 ESO 的负担^[27]。因此, 根据式(29), 可设计如下的降阶扩张状态观测器 (RESO)

$$\begin{cases} \dot{z}_{2,i} = z_{3,i} - \beta_{1i}(z_{2,i} - x_{2,i}) + b_{0,ii}u_i \\ \dot{z}_{3,i} = -\beta_{2i}(z_{2,i} - x_{2,i}) \end{cases} \quad (31)$$

其中, β_{1i} 、 β_{2i} 为 RESO 的增益。将式(29)第 1 个子式代入式(31)可得

$$\begin{cases} \dot{z}_{2,i} = z_{3,i} - \beta_{1i}z_{2,i} + \beta_{1i}\dot{x}_{1,i} + b_{0,ii}u_i \\ \dot{z}_{3,i} = -\beta_{2i}z_{2,i} + \beta_{2i}\dot{x}_{1,i} \end{cases} \quad (32)$$

设

$$\begin{cases} w_{1,i} = z_{2,i} - \beta_{1i}x_{1,i} \\ w_{2,i} = z_{3,i} - \beta_{2i}x_{1,i} \end{cases} \quad (33)$$

则式(32)可以写成

$$\begin{cases} \dot{w}_{1,i} = -\beta_{1i}w_{1,i} + w_{2,i} + (\beta_{2i} - \beta_{1i}^2)x_{1,i} + b_{0,ii}u_i \\ \dot{w}_{2,i} = -\beta_{2i}(w_{1,i} + \beta_{1i}x_{1,i}) \end{cases} \quad (34)$$

通过对 $w_{1,i}$ 、 $w_{2,i}$ 进行估计, 可得 $x_{2,i}$ 、 $x_{3,i}$ 的估计值 $z_{2,i}$ 、 $z_{3,i}$ 。当 RESO 的估计性能足够好时, $z_{3,i}$ 可以很好地跟踪总扰动 $x_{3,i}$ 。因此, 可设计如下的控制律

$$u_i = \frac{u_{0,i} - z_{3,i}}{b_{0,ii}} \quad (35)$$

将式(35)代入式(28), 可得

$$\ddot{y}_i \approx u_{0,i} \quad (36)$$

第 i 个回路被近似简化成一个 2 阶积分器, 对其采用 PD 控制律, 来获得满意的控制性能

$$u_{0,i} = k_{pi}(r_i - x_{1,i}) - k_{di}\dot{x}_{2,i} \quad (37)$$

其中, r_i 是第 i 个回路的设定值。

多变量系统自抗扰解耦控制的结构如图 4 所示。可以看出, 它是分散控制的一种。它将第 i 个回路的耦合以及所有的不确定性和扰动都归结到总

扰动 f_i 中并扩张成一个新的状态变量, 再通过设计各个通道的状态观测器对总扰动进行估计, 并分别抑制。与大多数分散控制算法相比, ADRC 算法考虑了各回路之间的耦合作用, 降低了对模型的依赖性, 提高了系统的鲁棒性^[21-22, 28]。

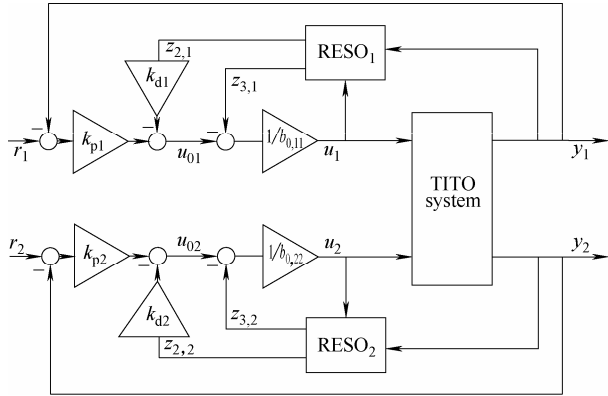


图4 多变量系统自抗扰解耦控制的结构

Fig.4 Structure of active disturbance rejection control for TITO system

2.2 自抗扰控制器的参数整定

为了减少可调参数的个数, 简化控制器和观测器的调节, 针对流量、压力 2 阶 TITO 系统, 观测器增益的选取要使得其特征多项式满足

$$s^2 + \beta_{1i}s + \beta_{2i} = (s + \omega_{oi})^2 \quad (38)$$

其中, ω_{oi} 是第 i ($i=1, 2$) 个观测器的带宽。控制器的参数选取也应使其特征多项式满足

$$s^2 + k_{di}s + k_{pi} = (s + \omega_{ci})^2 \quad (39)$$

其中, ω_{ci} 是第 i ($i=1, 2$) 个控制器的带宽。

这样, 对于单回路的 ADRC 控制器来说, 共有 3 个调节参数 ω_{ci} 、 ω_{oi} 和 $b_{0,ii}$ 需要整定, 从而增强了算法的可实现性^[13]。

3 控制算法仿真分析

3.1 多变量系统的频域分析

针对图 4 所示的多变量系统自抗扰解耦控制的结构图以及式(31), 可将图 4 转化成如图 5 所示的简化结构。

其中

$$H_{11}(s) = \frac{k_{p1}(s^2 + \beta_{11}s + \beta_{12})}{b_{0,11}s^2 + (\beta_{11}b_{0,11} + k_{d1}b_{0,11})s}$$

$$H_{12}(s) = \frac{(k_{p1} + k_{d1}\beta_{11} + \beta_{12})s^2 + (k_{p1}\beta_{11} + k_{d1}\beta_{12})s + k_{p1}\beta_{12}}{b_{0,11}s^2 + (\beta_{11}b_{0,11} + k_{d1}b_{0,11})s}$$

$$H_{21}(s) = \frac{k_{p2}(s^2 + \beta_{21}s + \beta_{22})}{b_{0,22}s^2 + (\beta_{21}b_{0,22} + k_{d2}b_{0,22})s}$$

$$H_{22}(s) = \frac{(k_{p2} + k_{d2}\beta_{21} + \beta_{22})s^2 + (k_{p2}\beta_{21} + k_{d2}\beta_{22})s + k_{p2}\beta_{22}}{b_{0,22}s^2 + (\beta_{21}b_{0,22} + k_{d2}b_{0,22})s}$$

则根据图 5 可得

$$\begin{aligned} u_1(s) &= H_{11}(s)R_1(s) - H_{12}(s)Y_1(s) \\ u_2(s) &= H_{21}(s)R_2(s) - H_{22}(s)Y_2(s) \end{aligned} \quad (40)$$

进一步, 可将式(40)写成如下形式

$$U(s) = H_1(s)R(s) - H_2(s)Y(s) \quad (41)$$

则图 5 可被简化成如图 6 所示的结构。

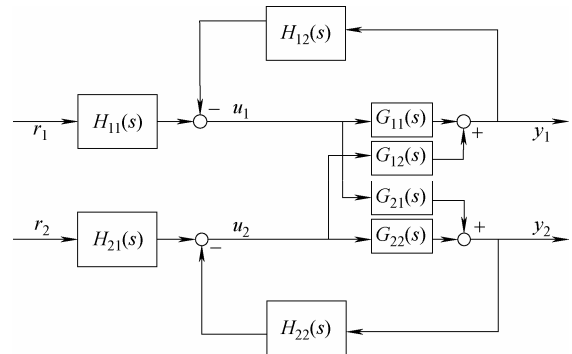


图5 多变量系统自抗扰解耦控制的简化结构

Fig.5 Simplified structure of active disturbance rejection control for TITO system

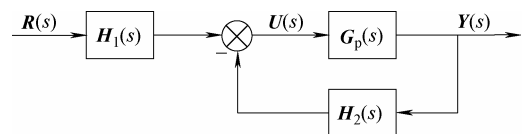


图6 多变量系统自抗扰解耦控制的闭环反馈结构

Fig.6 Closed-loop feedback structure of active disturbance rejection control for TITO system

其中

$$H_1(s) = \begin{bmatrix} H_{11}(s) & 0 \\ 0 & H_{21}(s) \end{bmatrix}, H_2(s) = \begin{bmatrix} H_{12}(s) & 0 \\ 0 & H_{22}(s) \end{bmatrix}$$

$$R(s) = \begin{bmatrix} R_1(s) \\ R_2(s) \end{bmatrix}, U(s) = \begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \end{bmatrix}, Y(s) = \begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \end{bmatrix}$$

$$G_p(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{48.252}{0.36s^2 + 0.9163s + 1} & \frac{55.913}{0.3489s^2 + 0.905s + 1} \\ \frac{54.55}{0.0894s^2 + 0.4258s + 1} & \frac{-70.429}{0.084s^2 + 0.5254s + 1} \end{bmatrix}$$

则根据图 6, 可以画出多变量系统的 Nyquist 曲线。

定理^[29]: 多变量反馈系统为渐进稳定的充要条件是

$$\text{encdet}[I + G(s)] + n_0 = 0 \quad (42)$$

其中, n_0 是系统开环不稳定极点的个数, $\text{encdet}[I + G(s)]$ 表示 $\det[I + G(s)]$ 的 Nyquist 图顺时针

包围原点的次数。由定理可知,系统稳定的充要条件是 $\det[I+G(s)]$ 的 Nyquist 曲线逆时针包围原点的次数等于开环不稳定的极点数。 $G(s)$ 是系统的开环传递函数。

通过计算上述系统的回差阵 $I+H_2(s)G_p(s)$ 以及 $\det[I+H_2(s)G_p(s)]$, 可得系统没有右半平面的开环极点, 即 $n_0=0$, 系统是开环稳定的。

作 $\det[I+H_2(s)G_p(s)]$ 的 Nyquist 曲线, 如图 7 所示。

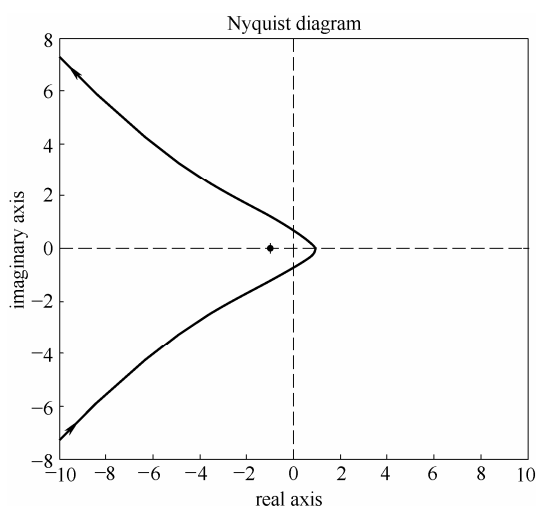


图 7 多变量系统的 Nyquist 曲线

Fig.7 Nyquist curve of gas flow facility control system

由图可以看出, $\det[I+H_2(s)G_p(s)]$ 的 Nyquist 不包围原点, 说明闭环系统是稳定的。则可以利用回差阵奇异值法求解多变量系统稳定裕度。

稳定裕度是控制系统重要的性能指标之一, 它主要包括两个方面: 幅值稳定裕度和相位稳定裕度。单变量系统的稳定裕度已经有公认的定义, 通过 Bode 图或 Nyquist 图可以得到, 它反映了系统的稳定程度、抗干扰能力等一系列的动态品质。而对于多变量系统来说, 由于各回路之间存在耦合, Bode 图或 Nyquist 曲线不再适用。回差阵奇异值法是分析多变量系统的稳定裕度的一种常用方法, 它以奇异值分解作为基本的数学工具来进行多变量系统稳定裕度的求解^[29]。根据回差阵奇异值法, 可作出回差阵 $I+H_2(s)G_p(s)$ 的最小奇异值随系统频率变化的曲线图, 如图 8 所示。

其中, 控制器的参数取值见表 1。

表 1 多变量系统自抗扰解耦控制的控制器参数

Table 1 Controller parameters of ADRC decoupling control

Control loop	Controller parameters
flow	$\omega_{c1}=2.3, \omega_{o1}=7, b_{0,11}=b_{11}=134.03$
pressure	$\omega_{c2}=3, \omega_{o2}=18, b_{0,22}=b_{22}=838.44$

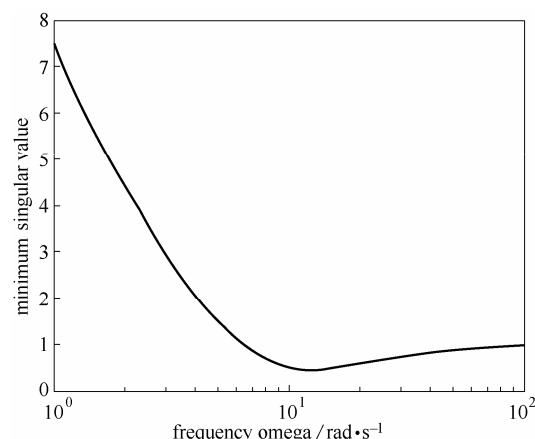


图 8 最小奇异值随频率变化的曲线

Fig.8 Curve of minimum singular value changing in frequency

记 $\sigma(I+H_2(s)G_p(s))$ 为多变量系统回差阵的最小奇异值。定义 $m=\min \sigma(I+H_2(s)G_p(s))$, 则系统每个通道的幅值裕度 GM 和相位裕度 PM 可由式(43)计算^[29]

$$\begin{aligned} \text{GM} &= 20\lg(1 \pm m) \\ \text{PM} &= 2\arcsin(m/2) \end{aligned} \quad (43)$$

通过图 8 可知, m 为 0.4473, 结合式(43), 可以计算出该多变量系统的幅值裕度为 $-5.15 \sim 3.21$ dB, 相角裕度为 $-25.8^\circ \sim 25.8^\circ$ 。因此, 根据多变量系统稳定裕度的定义可以得到, 现有参数下, 当系统发生摄动时, 在所有通道相位不变的情况下, 允许系统所有通道的幅值在原值的 $(-5.15, 3.21)$ 倍内同时变化, 而不影响系统的稳定性; 或者在所有通道幅值不变的情况下, 允许系统所有通道的相位在原值的基础上同时变化 $-25.8^\circ \sim 25.8^\circ$, 闭环系统仍然保持稳定。

3.2 被控对象设定值跟踪能力及解耦效果

针对流量、压力耦合系统, 利用分散 ADRC 控制器进行控制, 并与常规 PID 的控制效果进行对比。采用位置式 PID 控制算法, 如式(44)所示

$$u = K_p e(k) + K_i t_s \sum_{i=0}^k e(i) + \frac{K_d(e(k) - e(k-1))}{t_s} \quad (44)$$

式中, K_p 、 K_i 、 K_d 分别是比例放大系数、积分放大系数和微分放大系数。 e 为设定值与实际输出之间的偏差。 t_s 为采样周期。

多变量系统自抗扰解耦控制的控制器参数见表 1, PID 控制的流量、压力控制回路控制器参数见表 2。为检验解耦效果, 在 $t=0$ s, 给流量控制回路加入幅值 $r_1=1$ 的阶跃输入, 压力控制回路的设定值 $r_2=0$; 在 $t=15$ s 时, 给压力控制回路加入设定值为 $r_2=1$ 的阶跃输入, r_1 不变。气体流量装置的输出

曲线如图9所示。其中, y_1 指流量, y_2 指压力。图9的第1幅图为 y_1 的阶跃响应曲线, 第2幅图为 y_2 的阶跃响应曲线。

表2 多变量系统PID控制的控制器的参数

Table 2 Controller parameters of PID control

Control loop	Controller parameters
flow	$K_{p1}=0.02, K_{i1}=0.02, K_{d1}=0.008$
pressure	$K_{p2}=0.05, K_{i2}=0.03, K_{d2}=0.009$

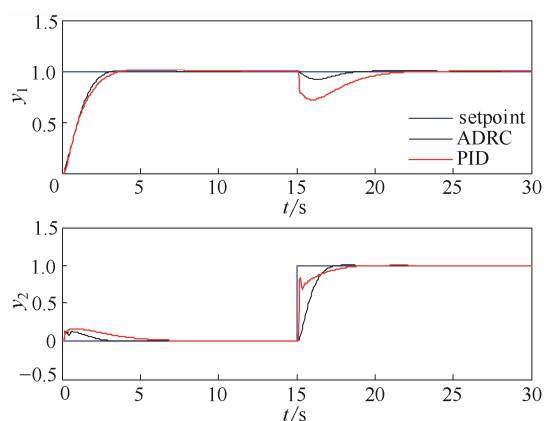


图9 两种算法的阶跃响应

Fig.9 Step responses of ADRC and PID control

在 $t=30$ s, 在调节阀1的输入端 u_1 加入10%的阶跃扰动; $t=50$ s, 在调节阀2的输入端 u_2 加入10%的阶跃扰动。仿真结果如图10所示。

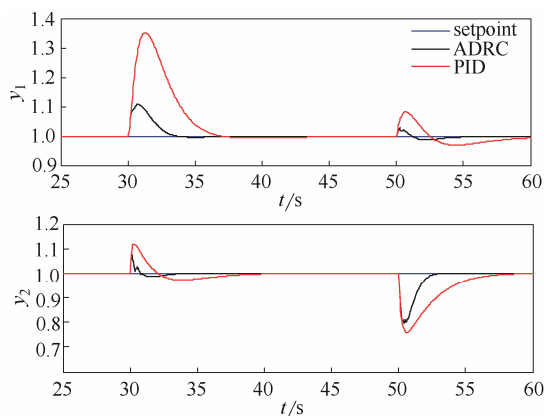


图10 两种算法的抗干扰性能比较

Fig.10 Comparison of disturbance rejection capability based on ADRC and PID control

由图9可见, 在进行设定值跟踪实验时, 针对流量、压力控制回路, ADRC与PID控制相比较, 有更短的调节时间, 解耦能力更强。从图10可以看出, 当控制输入受到阶跃扰动时, ADRC与PID控制相比较, 被控对象的波动值更低, 调节时间更短,

抗干扰能力更强。

3.3 控制方法的性能鲁棒性分析

为验证两种控制方法的性能鲁棒性, 在控制器参数不变的情况下, 使流量、压力被控对象模型参数都发生 $\pm 10\%$ 的随机摄动, 进行300次Monte Carlo实验, 在被控对象存在不确定的情况下, 检验控制器的性能鲁棒性。为兼顾系统响应的快速性和准确性, 引入ITAE性能评价指标, 如式(45)所示^[30-31]。

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)|dt \quad (45)$$

其中, $e(t)$ 是系统设定值与输出值之间的误差, T 为仿真时间。

Monte Carlo实验下基于PID控制算法和ADRC算法的输出 y_1 调节时间、超调量和ITAE的分布分别如图11、图12所示。 y_1 的实验结果见表3。

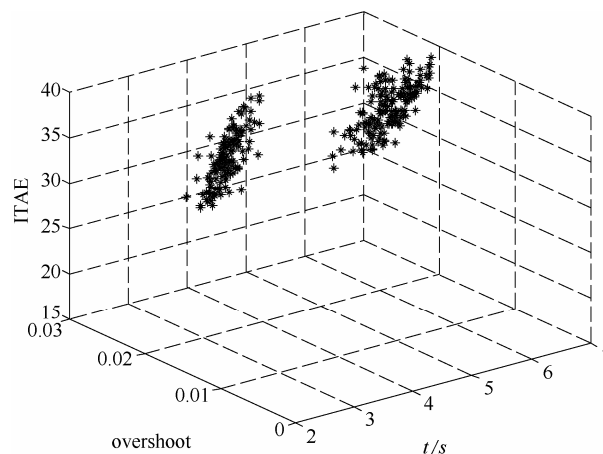


图11 基于PID控制算法的 y_1 Monte Carlo 实验结果

Fig.11 Monte Carlo simulation results of y_1 based on PID control algorithm

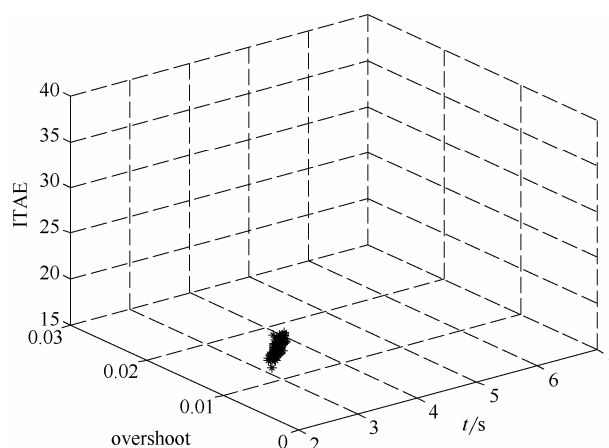


图12 基于ADRC控制算法的 y_1 Monte Carlo 实验结果

Fig.12 Monte Carlo simulation results of y_1 based on ADRC algorithm

表 3 y_1 的 Monte Carlo 实验结果

Table 3 Monte Carlo simulation results of y_1

Control algorithm	Setting time of y_1/s	Overshoot of $y_1/\%$	ITAE1
PID	3—7	2—2.7	25—40
ADRC	2.65—2.9	0.86—1	17—21

ITAE 值越小,系统的性能越好。Monte Carlo 实验结果越密,则系统的性能鲁棒性越强,因此,对于流量 y_1 来说,ADRC 算法的性能鲁棒性更强。

Monte Carlo 实验下基于 PID 控制算法和 ADRC 算法的输出 y_2 调节时间、超调量和 ITAE 的分布分别如图 13、图 14 所示。 y_2 的实验结果见表 4。

由图 13、图 14 可见,对于压力 y_2 来说,ADRC 控制下系统的性能鲁棒性更强。

上述 Monte Carlo 实验表明,在被控对象参数摄动的情况下,ADRC 同 PID 控制相比,仍有着更

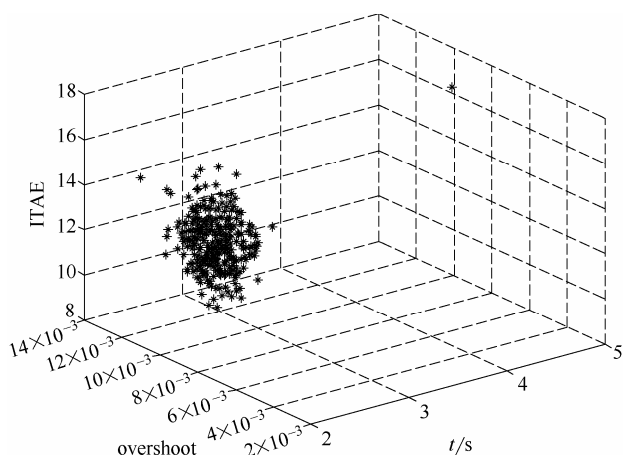


图 13 基于 PID 控制算法的 y_2 Monte Carlo 实验结果

Fig.13 Monte Carlo simulation results of y_2 based on PID control algorithm

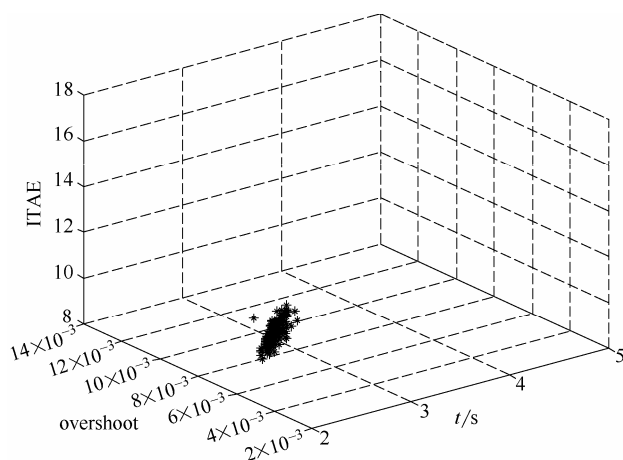


图 14 基于 ADRC 控制算法的 y_2 Monte Carlo 实验结果

Fig.14 Monte Carlo simulation results of y_2 based on ADRC algorithm

表 4 y_2 的 Monte Carlo 实验结果

Table 4 Monte Carlo simulation results of y_2

Control algorithm	Setting time of y_2/s	Overshoot of $y_2/\%$	ITAE2
PID	2.3—5	1—1.36	9.5—16.1
ADRC	2.05—2.3	0.43—0.58	9.5—12

小的超调量和调节时间,且 ITAE 性能指标更好。ADRC 算法的 Monte Carlo 实验数据分布也更密集。因此,与 PID 相比,ADRC 算法具有更强的性能鲁棒性。

4 控制算法实验

4.1 解耦效果比较

为真实反映两种控制算法的解耦效果,利用气体流量-压力解耦控制算法研究平台进行阶跃响应比较实验。实验时先手动调节两个阀门,使管路流量、压力分别稳定在特定的数值上。然后分别利用 PID 算法和 ADRC 算法进行控制,在 10 s 时调整流量的设定值(稳定压力,调节流量),在 60 s 时调整压力的设定值(稳定流量,调节压力)。记录流量、压力的实时变化曲线。分析调节速度及耦合量的波动值。

因阀门存在死区特性导致其调节精度低,因此在实验时,当被控对象的输出达到设定值的 $\pm 2\%$ 的范围内时,就停止对阀门的调节。阶跃响应实验的流量、压力变化曲线分别如图 15、图 16 所示。

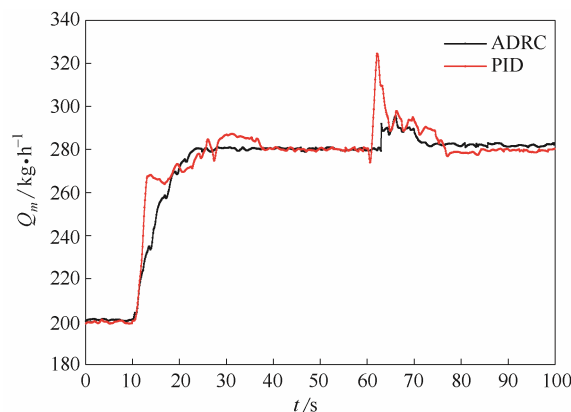


图 15 阶跃响应实验的流量变化曲线

Fig.15 Flow curves of step response test

定义主被控量为设定值改变的变量,副被控量为设定值不变的变量。对阶跃响应实验,10 s 时流量为主被控量,压力为副被控量;60 s 时压力为主被控量,流量为副被控量。

PID 和 ADRC 算法的实验现象皆没有各自的仿真结果理想,主要表现在:①实际调节速度比仿真

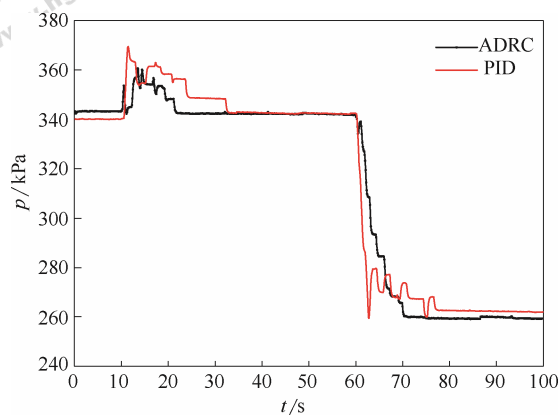


图 16 阶跃响应实验的压力变化曲线

Fig.16 Pressure curves of step response test

慢。②副被控量的波动值高于仿真的结果，即实际的耦合程度更大。产生这一实验结果的主要原因在于阀门的死区特性。控制阀输入信号的变化较小时输出量可能不发生变化。这样，当被控量偏差较小时，阀门不能及时修正，导致副被控量的波动值偏大。另外，若控制器参数过大导致阀门开度每次变化量过大，系统容易进入频繁波动的状态。所以实际实验时，为了避免系统振荡，会减小控制作用，导致调节速度较慢。

为了更好地比较两种算法的解耦性能，定义变量 θ

$$\theta = \frac{\Delta y_b / y_{binit}}{\Delta y_a / y_{ainit}} \quad (46)$$

式中， Δy_a 指主被控量变化值， Δy_b 指副被控量波动值。 y_{ainit} 、 y_{binit} 分别指阶跃响应实验开始时主副被控量的初始值。

由实验数据可得，PID 控制算法，流量调节时间为 26.8 s， θ 为 21.3%。压力调节时间为 17.6 s， θ 为 47.3%。ADRC 控制算法，流量调节时间为 12.1 s， θ 为 13.1%。压力调节时间为 11.1 s， θ 为 22.3%。所以对于流量、压力解耦控制系统，ADRC 算法与 PID 控制算法相比，在保证调节速度更快的前提下，同时有更好的解耦效果。

4.2 抗扰效果比较

实际工业现场难免会受到外界环境的干扰。电磁干扰可能会造成执行器的误动作，打破过程控制的稳定状态。如何抑制干扰的影响，使被控对象尽快回归到稳定状态，具有重要实用价值。大量的研究表明，ADRC 算法能利用 RESO 对总扰动进行在线估计并补偿，抗干扰能力强。因此，针对调节阀流量、压力控制系统，对 PID 和 ADRC 控制算法的抗干扰性能进行比较。

实验时，先分别利用 ADRC 和 PID 控制算法使管路中的流量、压力分别稳定在特定的数值（260 kPa，280 kg·h⁻¹）。然后，对阀门给予相同的输入扰动。10 s 时在调节阀 1 输入端添加一个幅值为 1 mA 的正向阶跃扰动，使调节阀 1 开度增加，引起管路中的流量、压力值增加。40 s 时在调节阀 2 输入端添加一个幅值为 1 mA 的负向阶跃扰动，使调节阀 2 开度减少，引起管路流量减小，压力增加。记录流量、压力的实时变化曲线。抗扰实验的流量、压力变化曲线分别如图 17、图 18 所示。

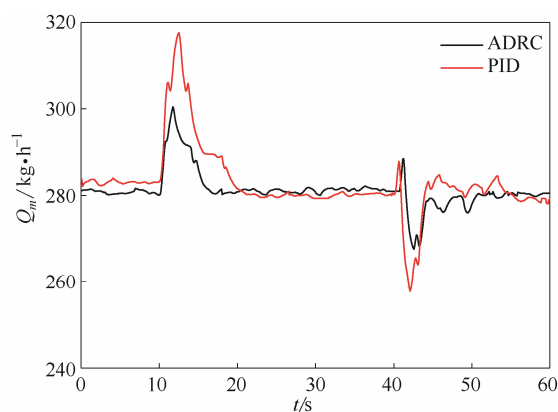


图 17 抗扰动实验的流量变化曲线

Fig.17 Flow curves of disturbance rejection test using two different control algorithms

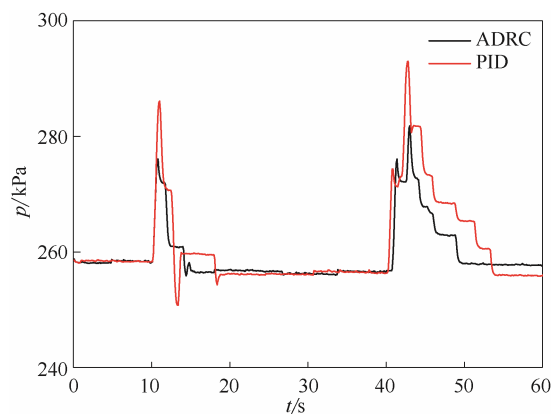


图 18 抗干扰实验的压力变化曲线

Fig.18 Pressure curves of disturbance rejection test using two different control algorithms

由图 17、图 18 可见，在扰动大小相同时，ADRC 控制算法与 PID 控制算法相比，流量、压力的波动值更小，且能更快回到稳定状态。因此与 PID 算法相比，ADRC 算法有着更强的抗干扰能力。

5 结 语

针对气体流量装置过程参数流量、压力强耦合

的系统, 利用机理法和阶跃响应法建立了其数学模型, 并利用自抗扰解耦控制算法实现对装置实验管路中流量、压力的解耦控制。频域法分析了自抗扰控制下耦合系统的稳定性和稳定裕度。在此基础上, 通过仿真和实际实验验证算法的性能, 结果表明, 与 PID 控制算法相比, ADRC 算法具有更快的调节速度、更强的性能鲁棒性以及更好的解耦性能和抗干扰性能。所以, ADRC 算法可应用于气体流量装置, 很好地解决流量、压力强耦合的控制问题。

References

- [1] 华贲, 王小伍. 低碳时代中国有机化工走势的探讨[J]. 化工学报, 2010, **61**(9): 2169-2176.
HUA B, WANG X W. Trend of China's organic chemical industry in low carbon era[J]. CIESC Journal, 2010, **61**(9): 2169-2176.
- [2] 丁建林, 国明昌, 邱惠, 等. 高压天然气流量标准装置[J]. 计量学报, 2008, **29**(5): 479-483.
DING J L, GUO M C, QIU H, *et al.* High pressure natural gas flowmeter calibration facilities[J]. Acta Metrologica Sinica, 2008, **29**(5): 479-483.
- [3] 齐利晓, 孙立军, 张涛, 等. 标准表法气体流量标准装置的研制[J]. 化工自动化及仪表, 2010, **37**(2): 34-38.
QI L X, SUN L J, ZHANG T, *et al.* Research of gas flow standard facilities by master meter method[J]. Control and Instruments in Chemical Industry, 2010, **37**(2): 34-38.
- [4] 苏彦勋, 梁国伟, 盛健. 流量计量与测试[M]. 2 版. 北京: 中国计量出版社, 2007: 235-241.
SU Y X, LIANG G W, SHENG J. Flow Metrology and Measurement[M]. 2nd ed. Beijing: China Metrology Publishing House, 2007: 235-241.
- [5] 马平, 杨金芳, 崔长春, 等. 解耦控制的现状及发展[J]. 控制工程, 2005, **12**(2): 97-100.
MA P, YANC J F, CUI C C, *et al.* Current situation and development of decoupling control[J]. Control Engineering of China, 2005, **12**(2): 97-100.
- [6] WANG F, SUN X H, ZOU Z J, *et al.* Applied of RBF neural network in pressure and flow control system[J]. Applied Mechanics & Materials, 2015, **713/714/715**: 909-914.
- [7] 刘汉忠, 官元红. 模糊 PID 自适应算法在流量压力控制系统中的应用[J]. 化工自动化及仪表, 2011, **5**(38): 567-569.
LIU H Z, GUAN Y H. Application of fuzzy PID adaptive algorithm in flow-pressure control system[J]. Control and Instruments in Chemical Industry, 2011, **5**(38): 567-569.
- [8] 韩京清. 一类不确定对象的扩张状态观测器[J]. 控制与决策, 1995, **10**(1): 85-88.
HAN J Q. A class of extended state observers for uncertain systems[J]. Control and Decision, 1995, **10**(1): 85-88.
- [9] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2009, **56**(4): 900-906.
- [10] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, **13**(1): 19-23.
HAN J Q. Active disturbance rejection controller and its applications[J]. Control and Decision, 1998, **13**(1): 19-23.
- [11] 韩京清. 自抗扰控制技术-估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008: 183-287.
HAN J Q. Active Disturbance Rejection Control Technique: the Technique for Estimating and Compensating the Uncertainties[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008: 183-287.
- [12] GAO Z Q. Active disturbance rejection control: from an enduring idea to an emerging technology[C]// Proceedings of the 10th International Workshop on Robot Motion and Control. Poznan, Poland: IEEE, 2015: 269-282.
- [13] GAO Z Q. Scaling and bandwidth parameterization based controller tuning[C]// Proceedings of the American Control Conference, New York, USA, 2003: 4989-4996.
- [14] HUANG Y, XUE W C. Active disturbance rejection control: methodology and theoretical analysis[J]. Isa Transactions, 2014, **53**(4): 963-976.
- [15] ZHAO L, YANG Y F, XIA Y Q, *et al.* Active disturbance rejection position control for a magnetic rodless pneumatic cylinder[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2015, **62**(9): 5838-5846.
- [16] ZHENG Q, DONG L L, LEE D H, *et al.* Active disturbance rejection control for MEMS gyroscopes[J]. IEEE Trans. Control. Syst. Technol., 2009, **17**(6): 1432-1438.
- [17] SUN M W, CHEN Z Q, YUAN Z. A practical solution to some problems in flight control[C]// Proceedings of the Joint 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference, Shanghai, 2009: 1482-1487.
- [18] SUN M W, WANG Z H, WANG Y K, *et al.* On low-velocity compensation of brushless DC servo in the absence of friction model[J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 2013, **60**(9): 3897-3890.
- [19] 曾智刚. 自抗扰 pH 控制及其在化工过程控制中的应用[J]. 电子科技, 2009, **22**(6): 23-25.
ZENG Z G. The application of auto-disturbance-rejection pH control in chemical process control[J]. Electronic Science and Technology, 2009, **22**(6): 23-25.
- [20] 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 T, ZHANG W D, GU D Y, *et al.* Research progress of frequency domain decoupling control design for chemical and industry multivariable process with time delays[J]. Acta Automatica Sinica, 2006, **32**(1): 73-83.
- [21] ZHENG Q, GAO L Q, GAO Z Q. A dynamic decoupling control approach and its applications to chemical processes[C]// Proceedings of the American Control Conference, New York, USA, 2007: 5176-5181.
- [22] ZHENG Q, CHEN Z Z, GAO Z Q. A practical approach to disturbance decoupling control[J]. Control Engineering Practice, 2009, **17**(9): 1016-1025.
- [23] XUE W C, HUANG Y. The active disturbance rejection control for a class of MIMO block lower-triangular system[C]// Proceedings of the 30th Chinese Control Conference. Yantai, 2011: 434-441.
- [24] 苏思贤, 杨慧中. 一类多变量系统的自抗扰非线性动态解耦控制[J]. 化工学报, 2010, **61**(8): 1949-1954.
SU S X, YANG H Z. Active disturbance rejection dynamic nonlinear decoupling control for a class of multivariable systems[J]. CIESC Journal, 2010, **61**(8): 1949-1954.
- [25] 龚飞鹰, 刘传君, 何衍庆. 控制阀实用手册[M]. 北京: 化学工业出版社, 2015: 403-421.

- GONG F Y, LIU C J, HE Y Q. Practical Guide of Control Valve[M]. Beijing: Chemical Industry Press, 2015: 403-421.
- [26] 倪博溢, 萧德云. MATLAB 环境下的系统辨识仿真工具箱[J]. 系统仿真学报, 2006, **18**(6): 1493-1496.
- NI B Y, XIAO D Y. System identification and simulation toolbox under MATLAB environment[J]. Journal of System Simulation, 2006, **18**(6): 1493-1496.
- [27] 张园, 孙明玮, 陈增强. 强制循环蒸发系统线性自抗扰解耦控制的鲁棒设计[J]. 化工学报, 2015, **66**(S2): 263-270.
- ZHANG Y, SUN M W, CHEN Z Q. Robust design of linear active disturbance rejection decoupling control for forced-circulation evaporation system[J]. CIESC Journal, 2015, **66**(S2): 263-270.
- [28] 董君依, 李东海, 张玉琼. TITO 系统的自抗扰控制[C]// 中国控制会议论文集. 西安, 2007: 5455-5460.
- DONG J Y, LI D H, ZHANG Y Q. Active disturbance rejection control for TITO systems[C]// Proceedings of China Control Conference. Xi'an, 2007: 5455-5460.
- [29] 李信栋, 苟兴宇. 多输入多输出线性定常系统稳定裕度的分析与改进[J]. 控制理论与应用, 2016, **31**(1): 106-111.
- LI X D, GOU X Y. Analysis and improvement of stability margin for multi-input multi-output linear time-invariant systems[J]. Control Theory & Applications, 2016, **31**(1): 106-111.
- [30] 匡群, 黄一敏. 基于蒙特卡罗方法的控制律鲁棒性验证[J]. 系统仿真学报, 2008, **20**(S2): 351-354.
- KUANG Q, HUANG Y M. The robustness verification of control law based on Monte Carlo method[J]. Journal of System Simulation, 2008, **20**(S2): 351-354.
- [31] 王真, 高凤岐, 高敏, 等. 导引头稳定平台的新型自抗扰控制器设计研究[J]. 电光与控制, 2016, **23**(9): 84-89.
- WANG Z, GAO F Q, GAO M, *et al.* On design of auto-disturbance rejection controller for seeker stabilized platform[J]. Electronics Optics & Control, 2016, **23**(9): 84-89.