

自动化仪表

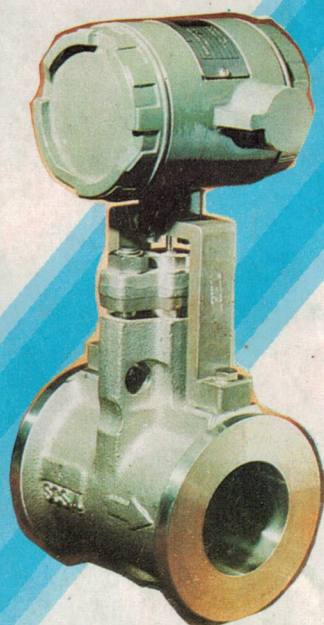
Vol.9 No.10 1988

上海自动化仪表九厂

专业生产流量仪表、机械量具、压力表机芯



LW型涡轮流量变送器系列



从日本引进YF型旋涡流量计

历史悠久
设备齐全
技术先进
工艺精湛
讲究信誉
竭诚服务



LL型腰轮流量计系列

厂址：上海市安亭昌吉路 电报：8040 电话：957980 957910

市区门市部：上海市石门一路327号 修配服务部：上海市长宁区紫云路250号

赠

阅

《自动化仪表》编辑部

自动化仪表

第9卷 第10期 总第82期 1988年10月20日

目次

综述

工业排水明渠用流量仪表

蔡武昌 瞿国芳 1

浅谈电子工业专用设备的国产化

石兴麟 5

研究报告

发射率可变非等温圆筒形空腔的有效发射率计算

李晓冬 秦永烈 8

Smith 预估器的参数敏感性

袁 飞 13

我国 30 万瓩火电引进考核机组自控系统

周曾德 19

产品与应用

XTME-1000 型自整定温度数字调节仪

陈宗浩 22

KMM 可编程序调节器的 PID 运算数据

王伯鲁 陈远宏 27

计算机及其应用

TP-801 单板机编程 2732 及编程监视方法

戴金荣 徐世慧 32

标准与质量

自动化仪表行业可靠性工作的八年实践

裘履正 37

经验交流

DZH 直流毫伏转换器的量程改制

张正治 41

技术讲座

“磁传感器及其应用技术”讲座

第五讲 磁敏电阻传感器(二)

程志奇 43

本期内容摘要

45

编辑

《自动化仪表》编辑部
(上海市漕宝路 103 号)

出版

中国仪器仪表学会过程
检测控制仪表学会
国家机械委工业自动化
仪表科技情报网

印刷

上海中华印刷厂

国内总发行处

上海市报刊发行处

订阅处

全国各地邮局

国内发行刊号

4-304

国外总发行处

中国国际图书贸易总公司
(北京 2820 信箱)

国外发行刊号

M 721

Contents

Edited by:

Editorial Board of
PROCESS AUTOMATION
INSTRUMENTATION
(103 Cao Bao Road,
Shanghai, China)

Published by:

Section Society of Process
Measurement and Control
Instrument, China Instrument
Society
Technical Information
Network of Process
Automation Instrumentation
State Commission of
Machinery Industry

Printed by:

Zhonghua Printing
House, Shanghai

General Domestic Distributor:

Distributor of Newspapers and
Periodicals, Shanghai

Subscription:

Local Post Office

Periodical Code:

4-304

General Foreign Gistributor:

China International Book
Trading Corporation
P. O. Box 2820, Beijing

Periodical Code:

M 721

Comprehensive Survey

- Some Flow Measuring Instruments Used in
Industrial Ditch Conduits Cai Wu-chang 1
The Localization of the Special Equipments
for Electronic Industry Shi Xing-lin 5

Research Report

- The Calculation of the Effective Emissivity of
A Variable-Emissivity Unequal-Temperature
Cylindrical Cavity Li Xiao-dong Qin Yong-lie 8
The Sensitivity to the Parameters of the
Smith Estimator Yuan Fei 13
The Control Systems for 300MW Imported Large-Capacity
Power Unit Zhou Zeng-de 19

Products and Applications

- XTME-1000 Selftuning Digital Temperature Controller
Chen Zhong-hao 22
The PID Calculation Data of the KMM Programmable
Controller Wang Bai-lu Chen Yuan-hong 27

Computer and Its Application

- The Programming of 2732 and Its Monitoring on A
TP-801 Single Board Computer
Dai Jin-rong Xu Shi-hui 32

Standard and Quality

- A Summary of Eight-Year Working Practice on the
Testing of Reliability of Automation
Instrumentation Qiu Lu-zheng 37

Experience Interflow

- The Range Modification of DZH DC Millivolt
Convertor Zhang Zheng-zhi 41

Technical Courses

- Lectures on "Magnetic Transducer and Its
Application Techniques"
Chapter V The Magneto-Sensitive Transducer (Part II)
Chen Zhi-qi 43

Abstracts of Main Articles in This Issue

45

Smith 预估器的参数敏感性

常州工业技术学院 袁 飞

关键词

Smith 预估器, 敏感性, 纯滞后, 参数, 补偿



在石油、化工等过程控制领域中, 由于测量参数、测量点、测量元件本身的选择和使用不当, 生产

过程中某些参数在某一工艺段的不可测量性, 以及测量信号的转化和传输等原因, 使得我们仅能在过程的中游或下游对变化参数进行测量。于是就产生了过程控制领域中十分棘手的测量信号滞后和控制滞后的问题。其中, 对由于惯性而造成的滞后, 可以采用中间反馈和微分作用予以消除, 但对由于传输距离、仪表装置本身的机械间隙和工艺造成的纯滞后, 上述方法就无能为力了。因为, 在纯滞后时间内, 没有任何变化的信号可以测量到。于是, 整个系统处于一种“等待”状态。只有在经历了滞后时间之后, 才有可能测量到被控信号的变化。因此, 由于纯滞后的存在, 控制系统不可能及时地根据测量信号的变化进行调节, 系统的静态和动态品质将恶化, 例如 pH 值调节系统^[2]。

实践表明: 纯滞后对系统品质的影响同被控对象纯滞后时间长短和惯性时间常数有关。当纯滞后时间 τ_d 为对象的时间常数 T 的 $1/10$ 以下时, 可以不采用纯滞后补偿; 当 $0.5T < \tau < 1.57T$ 时, 可以考虑采用补偿^[3]; 当纯滞后时间大于 $1.57T$ 时, 就必须采用补偿^[3]。

为了消除纯滞后对系统的影响, 目前, 采用长间隔的采样系统的方法, 该方法的实质是放慢控制动作, 防止因被控对象纯滞后过大而引起过渡过程中出现较大的动态偏差和振

荡^[7]。

在纯滞后时间内测不到被控信号的变化, 可以通过对这段时间内系统信号变化的结果进行预估, 并根据预估信号对原系统进行校正, 以保证系统的品质。Smith 预估器就是被广泛证明的一种能克服纯滞后的十分有效的方法。它使许多复杂的问题在经典理论的范围内就可得到圆满解决。

一、纯滞后补偿——Smith 预估器

图1示为一闭环系统, 其中 $K_p G_p(S)e^{-\tau_p S}$ 是经过辨识后得到的被控对象的数学模型, $K_c G_c(S)$ 是选择的控制模式。

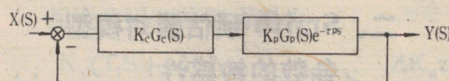


图1

其闭环传递函数

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{K_c G_c(S) K_p G_p(S) e^{-\tau_p S}}{1 + K_c G_c(S) K_p G_p(S) e^{-\tau_p S}}$$

由于在闭环特征方程中出现了 $\exp(-\tau_p S)$, 将使整个系统的品质迅速下降, 这种影响可以通过 Pade 近似或参数平面法予以描述^[2]。

为了补偿大纯滞后的影响, 这里加入了补偿环节 $W_s(S)$, 如图2所示。

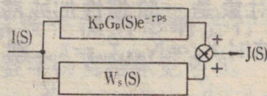


图2

因为

$$\frac{J(S)}{I(S)} = K_p G_p(S) e^{-\tau_p S} + W_s(S) = K_p G_p(S)$$

于是

$$W_s(S) = K_p G_p(S) [1 - e^{-\tau_p S}]$$

一个有 Smith 预估器的系统如图 3 所示。

这时

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{K_p G_p(S) K_c G_c(S) e^{-\tau_p S}}{1 + K_p G_p(S) K_c G_c(S)}$$

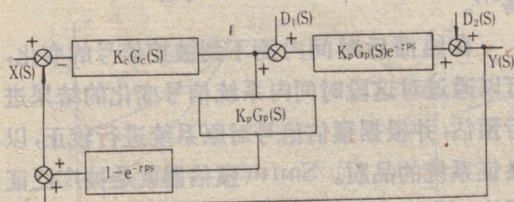


图 3

一个闭环系统的特征由复平面的位置决定。上述特征方程中已无滞后项，即补偿后相当于无滞后。因而系统的动态品质得到提高。但由于 $1 - e^{-\tau_p S}$ 是一个超前环节，在常规自动化仪表上难以实现，随着计算机在过程控制领域中的应用，它已得到解决。

二、Smith 预估器对模型参数的敏感性

由于实际对象都是分布参数系统，而且受到诸多环境因素的影响；又因为对一般反应机理认识的局限性，使用的预控对象的模型同实

$$\frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{K_c G_c(S) K_p G_p(S) e^{-\tau_p S}}{1 + K_c G_c(S) [\hat{K}_p \hat{G}_p(S) (1 - e^{-\hat{\tau}_p S}) + K_p G_p(S) e^{-\tau_p S}]}$$

显然，如果没有辨识误差，则

$$\hat{K}_p = K_p; \hat{G}_p = G_p; \hat{\tau}_p = \tau_p$$

即达到完全补偿。

1. 时间常数辨识有误差 ($\hat{T}_p \neq T_p$)

设选择的调节器是比例积分型 $K_c(1 + 1/T_1 S)$ ，而被控对象是一阶惯性加纯滞后 $K_p e^{-\tau_p S} / (T_p S + 1)$ ，这时 $\hat{K}_p = K_p$ ， $\hat{\tau}_p = \tau_p$ ，则

$$\hat{K}_p \hat{G}_p(S) = \frac{\hat{K}_p}{\hat{T}_p S + 1} = \frac{K_p}{(T_p + \Delta T_p) S + 1}$$

其中， $\Delta T_p = \hat{T}_p - T_p$ ，为辨识误差。显然，当 $\Delta T_p > 0$ 时，辨识值较实际值为大，中间反馈慢；当 $\Delta T_p < 0$ 时，辨识值较实际值为小，中间反馈快。

际过程相比总有误差，而且由于对象本身就是一种永恒的、绝对的、无条件的动态过程^[8]，对象特性将随着生产过程的进行而发生漂移。这些都使得按稳定工况下得到的对象模型而求得的 Smith 预估器的数学模型，并不是最佳或在最佳点附近波动。这种波动使得那些原来应用 Smith 预估器十分成功的系统的品质迅速恶化。因此，了解参数误差和漂移同过程品质演变的关系，对保证系统的稳定具有十分重要的意义。

三、参数的敏感性分析

设被控对象的数学模型为 $K_p G_p(S) e^{-\tau_p S}$ 。其中， K_p 为静态增益； $G_p(S)$ 为动态性质； τ_p 为纯滞后时间，根据辨识求得的 Smith 预估器的数学模型(见图 4)为

$$(1 - e^{-\tau_p S}) \hat{K}_p \hat{G}_p(S)$$

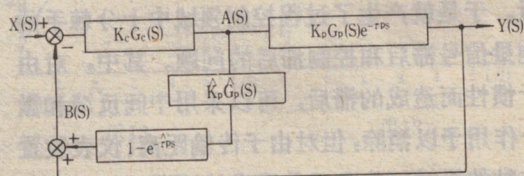


图 4

系统传递函数为

$$B(S) = \left[(1 - e^{-\hat{\tau}_p S}) \frac{\hat{K}_p}{\hat{T}_p S + 1} + \frac{K_p}{T_p S + 1} e^{-\tau_p S} \right] A(S)$$

$$= \left[\frac{K_p}{(T_p + \Delta T_p) S + 1} + K_p e^{-\tau_p S} \left(\frac{1}{T_p S + 1} - \frac{1}{(T_p + \Delta T_p) S + 1} \right) \right] A(S)$$

对于正确的辨识方法，辨识误差总是有限的，即近似地有

$$\frac{1}{(T_p + \Delta T_p) S + 1} \approx \frac{1}{T_p S + 1}$$

$$\frac{1}{T_p S + 1} \frac{1}{(T_p + \Delta T_p) S + 1}$$

$$= \frac{\Delta T_p S}{(T_p S + 1)[(T_p + \Delta T_p) S + 1]}$$

$$\approx \frac{\Delta T_p S}{(T_p S + 1)^2}$$

于是

$$B(S) = \left[\frac{K_p}{T_p S + 1} + K_p e^{-\tau_p S} \frac{\Delta T_p S}{(T_p S + 1)^2} \right]$$

又由于过程控制系统大都是定值控制, 操作频率较低, 因而可近似有

$$e^{-\tau_p S} \approx 1 - \tau_p S + \frac{\tau_p^2 S^2}{2!}$$

因此, 闭环系统的特征方程为

$$1 + K_c G_c(S) \left[\frac{1}{T_p S + 1} + \frac{e^{-\tau_p S}}{(T_p S + 1)^2} \Delta T_p S \right] = 0$$

由 Rowth 判据并根据合理选择可得系统稳定条件为

$$0 < \Delta T_p < \delta$$

其中,

$$\delta = \min \left\{ \frac{T_1 T_p^2}{K_p K_c \tau_p (T_1 - \tau_p / 2)}, \frac{T_1 T_p (K_p K_c + 2)}{K_p K_c \tau_p} \right\}$$

由此可得到如下结论:

(1) Smith 预估器对时间常数的辨识误差是有方向性的。当辨识值小于实际值时, 系统的稳定性迅速下降, 在负方向上对误差极敏感。

(2) 当被控对象纯滞后时间较大时, δ 值

$$\delta = \min \left\{ -\frac{T_1 T_p}{K_c \tau_p (T_1 - \tau_p / 2)}, \frac{T_1^2 T_p (K_p K_c + 1)}{K_c \tau_p [T_1 (K_p K_c + 1) (T_1 - \tau_p / 2) + K_p K_c \tau_p T_1]} \right\}$$

因此, Smith 预估器对静态增益敏感。如辨识值大于实际静态增益值时, 则系统稳定性迅速下降; 被控对象时间常数越小, 纯滞后时间越长, 则对参数误差敏感性增强。

通过计算机数字仿真结果, 不仅证明了上述结论, 而且进一步表明: Smith 预估器对静态增益敏感性在正、负误差方向上的不同性。仿真结果见表 2, 其调节器和被控对象参数同表 1。

将下降, 结果 Smith 预估器在正方向上对时间常数误差敏感增加, 而系统稳定性下降。

计算机进行数学仿真的结果见表 1。调节器为 $2.0 \times [1 + (1/10.0s)]$; 被控对象为 $1.0 \times e^{-5.0s} / (5.0s + 1)$ 。计算步长 5。合理地选择调节器之 P、I 参数, 使得系统在完全补偿时呈现化工过程中典型的过阻尼状态。为保证精度, $e^{-\tau_p S}$ 用一阶 Pade 近似。

2. 静态增益有误差 ($\hat{K}_p \neq K_p$)

这时, 由图 4 有

$$B(S) = \left[(1 - e^{-\tau_p S}) \frac{\hat{K}_p}{T_p S + 1} + \frac{K_p}{T_p S + 1} e^{-\tau_p S} \right] A(S)$$

$$\approx \frac{1}{T_p S + 1} [\hat{K}_p (1 - e^{-\tau_p S}) + K_p e^{-\tau_p S}] A(S)$$

设 $\Delta K_p = \hat{K}_p - K_p$, 即静态增益辨识误差。

$$B(S) \approx \frac{1}{T_p S + 1} [K_p + \Delta K_p (1 - e^{-\tau_p S})] A(S)$$

$$\approx \frac{1}{T_p S + 1} \left[K_p + \tau_p \Delta K_p S - \frac{\Delta K_p \tau_p^2 S^2}{2} \right]$$

系统的闭环特征方程为

$$1 + \frac{K_c (T_1 S + 1)}{T_1 S (T_p S + 1)} \left[K_p + \tau_p \Delta K_p S - \frac{\Delta K_p \tau_p^2 S^2}{2} \right] = 0$$

由 Rowth 判据并合理选择, 可得系统稳定域为

$$\delta < \Delta K_p < 0$$

其中,

3. 纯滞后时间辨识有误差 ($\hat{\tau}_p \neq \tau_p$)

用上述相同的方法, 亦可对纯滞后的辨识误差对系统性能的影响进行分析 (见文献 [10]), 其数字仿真结果见表 3。

4. 辨识误差存在时, Smith 预估器对干扰的敏感性

在过程控制系统中, 由于干扰存在的普遍性, 希望设计的系统具有足够高的抗干扰能力。在化工系统中, 常见的干扰主要来于进料处的

表 1

计算 步距	$\hat{K}_p=K_p=1.0$ $\hat{T}_p=T_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=\tau_p=5.0$ 完全补偿	$\hat{K}_p=1.0$ $\hat{T}_p=4.0$ $\hat{\tau}_p=5.0$	$\hat{K}_p=1.0$ $\hat{T}_p=3.0$ $\hat{\tau}_p=5.0$	$\hat{K}_p=1.0$ $\hat{T}_p=6.0$ $\hat{\tau}_p=5.0$	$\hat{K}_p=1.0$ $\hat{T}_p=7.0$ $\hat{\tau}_p=5.0$	$\hat{K}_p=1.0$ $\hat{T}_p=4.5$ $\hat{\tau}_p=10.0$
5	-0.5	-0.9063	-1.815	-0.2870	-0.1634	-1.16
10	-0.3489	-10.574	-132.9	0.3725	0.2399	-32.74
15	-0.06995	-128.5	-981.2	0.4056	0.5889	-969.28
20	0.1883	-1540.1	-723426	0.6623	0.5239	-28679.8
25	0.3942	-18415.3	-53333782	0.7248	0.8039	-848465
30	0.5502	-220117.9	(下略)	0.8297	0.7996	-25100715
35	0.6661	-2630984		0.8719	0.8595	(下略)
40	0.7517	-31446956		0.9168	0.9342	
45	0.8148	(下略)		0.9400	0.9182	
50	0.8615			0.9599	0.9669	
55	0.8960			0.9718	0.9684	
⋮	⋮			⋮	⋮	
110	0.9948			0.9993	0.9993	

表 2

计算 步距	$\hat{K}_p=K_p=1.0$ $\hat{T}_p=T_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=\tau_p=5.0$ 完全补偿	$\hat{K}_p=1.1$ $\hat{T}_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=5.0$	$\hat{K}_p=1.2$ $\hat{T}_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=5.0$	$\hat{K}_p=0.9$ $\hat{T}_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=5.0$	$\hat{K}_p=0.8$ $\hat{T}_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=5.0$
5	-0.5	-0.6317	-0.7767	-0.3817	-0.2767
10	-0.3489	-1.685	-4.403	0.1859	0.3121
15	-0.06995	-4.895	-26.07	0.4942	0.4842
20	0.1883	-14.21	-151.3	0.6466	0.6658
25	0.3943	-40.40	-870.6	0.7568	0.7699
30	0.5502	-113.3	-4995	0.8356	0.8456
35	0.6661	-315.8	-28647	0.8885	0.8953
40	0.7515	-877.7	-164271	0.9242	0.9293
45	0.8148	-2436.7	-941965	0.9485	0.9522
50	0.8615	-18764	-5401397	0.9650	0.9677
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
75	0.9661			0.9949	0.9954

进料干扰和系统输出端的负载干扰。

(1) 进料干扰的影响

如果完全补偿, 即 $\hat{K}_p=K_p$, $\hat{G}_p=G_p(S)$, $\hat{\tau}_p=\tau_p$ 。

$$A(S) = -K_c G_c(S) [(1 - e^{-\tau_p S}) K_p G_p(S) A(S) + K_p G_p(S) e^{-\tau_p S} [A(S) + D(S)]]$$

于是有闭环传递函数

$$\frac{Y(S)}{D(S)} = K_p G_p(S) e^{-\tau_p S}$$

$$\times \left[1 - \frac{K_c G_c(S) K_p G_p(S) e^{-\tau_p S}}{1 + K_c G_c(S) K_p G_p(S)} \right]$$

由于希望系统是完全抗干扰, 即 $Y(S)/D(S)=0$ 。但因 $1 + K_c G_c(S) K_p G_p(S) e^{-\tau_p S} > 0$, 即对于来自于进料处的干扰, 具有图 5 结构的

表 3

计算 步距	$\hat{K}_p=K_p=1.0$ $\hat{T}_p=T_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=\tau_p=5.0$ 完全补偿	$\hat{K}_p=1.0$ $\hat{T}_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=6.0$	$\hat{K}_p=1.0$ $\hat{T}_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=8.0$	$\hat{K}_p=1.0$ $\hat{T}_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=4.0$	$\hat{K}_p=1.0$ $\hat{T}_p=5.0$ $\hat{\tau}_p=3.0$
5	-0.5	-0.4444	-0.375	-0.5833	-0.7222
10	-0.3489	0.7137	1.046	-3.933	-18.22
15	-0.06995	0.2920	-1.465	-32.90	-497.9
20	0.1883	-0.02509	4.526	-267.2	-13472
25	0.3942	2.076	-7.750	-2147	-364078
30	0.5502	-0.5680	18.19	-17227	-9838738
35	0.6661	0.9451	-34.71	-138153	(下略)
40	0.7517	3.159	71.98	(下略)	
45	0.8148	-3.283	-138.7		
50	0.8615	4.609	269.4		
55	0.8960	1.772	-503.2		
60	0.9218	-6.891	920.5		
⋮	⋮				
110	0.9948				

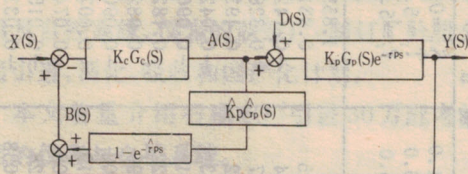


图5

Smith 预估器系统不可能实现完全抗干扰, 仅能达到最佳状态——衰减过程。

当 Smith 预估器辨识误差存在时, 干扰对

$$\frac{Y(S)}{D(S)} = K_p G_p(S) e^{-\tau_p s} \left[1 - \frac{K_c G_c(S) K_p G_p(S) e^{-\tau_p s}}{1 + K_c G_c(S) K_p [G_p(S) + \Delta G_p(S) - e^{-\tau_p s} \Delta G_p(S)]} \right]$$

由此可知: 特征方程与第三部分的第 1 小节中完全一致, 即当时间常数辨识有误差时, 进料处干扰将使系统稳定性变化, 尤其当 $\hat{T}_p < T_p$ 时, 稳定性迅速下降。仿真结果表明:

当 $\hat{T}_p < T_p$ 时, 系统抗进料处干扰能力下降; $\hat{T}_p > T_p$, 系统抗进料处干扰能力增加。

用类似的方法进行分析、数字仿真可得如下结论:

当静态放大系数辨识有误差时:

$\hat{K}_p < K_p$, 系统抗进料处干扰能力增强;

$\hat{K}_p > K_p$, 系统抗进料处干扰能力下降。

系统品质的影响: 设时间常数辨识有误差, 即 $\hat{T}_p \neq T_p$ 或 $\hat{G}_p(S) \neq G_p(S)$ 。

设 $\hat{G}_p(S) = G_p(S) + \Delta G_p(S)$

$$\begin{aligned} B(S) &= (1 - e^{-\tau_p s}) K_p [G_p(S) + \Delta G_p(S)] A(S) \\ &\quad + K_p G_p(S) e^{-\tau_p s} [A(S) + D(S)] \\ &= K_p [G_p(S) + \Delta G_p(S) - e^{-\tau_p s} \Delta G_p(S)] \\ &\quad \times A(S) + K_p G_p(S) e^{-\tau_p s} D(S) \end{aligned}$$

于是, 进料干扰对输出的影响为

当纯滞后时间辨识有误差时:

无论 $\hat{\tau}_p > \tau_p$ 或 $\hat{\tau}_p < \tau_p$, 系统抗进料处干扰能力下降, 尤以 $\hat{\tau}_p < \tau_p$ 更为严重。

计算机进行仿真的结果见表 4。参数选择如前。同样, 调整 P、I 使系统在完全补偿时, 对于给定值的抗动呈过阻尼状态, 充分显示了 Smith 预估器自身的特点。

(2) 负载干扰的影响

当干扰来自于负载时, 用同样的方法进行分析和数字仿真, 结果表明:

① 当时间常数辨识有误差时:

表 4

计算 步距	$\hat{K}_p = K_p = 1.0$ $\hat{I}_p = T_p = 5.0$ $\hat{t}_p = \tau_p = 5.0$ 完全补偿	$\hat{K}_p = 1.0$ $\hat{I}_p = 6.0$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 1.0$ $\hat{I}_p = 7.0$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 1.0$ $\hat{I}_p = 4.5$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 1.0$ $\hat{I}_p = 5.0$ $\hat{t}_p = 6.0$	$\hat{K}_p = 1.0$ $\hat{I}_p = 5.0$ $\hat{t}_p = 4.0$	$\hat{K}_p = 0.9$ $\hat{I}_p = 5.0$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 0.8$ $\hat{I}_p = 5.0$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 1.1$ $\hat{I}_p = 5.0$ $\hat{t}_p = 5.0$
5	-2.458	-1.782	-1.356	-2.960	-2.347	-2.625	-2.072	-1.712	-2.872
10	-6.398	0.7768	1.459	-20.34	0.6422	-24.38	-1.871	0.2044	-14.91
15	-7.699	-0.002361	-0.1869	-91.91	4.549	-201.5	-0.2389	0.09942	-45.72
20	-7.306	0.3380	0.2444	-396.8	-7.259	-1619.5	0.1287	0.1598	-129.1
25	-6.259	0.1146	0.4319	-1702	6.725	-12989	0.09677	0.1116	-359.3
30	-5.105	0.1326	-0.1651	-7295	1.699	-1.04164	0.07265	0.08105	-997.5
35	-4.063	0.07057	0.2763	-31265	-14.15	-835333	0.05711	0.05537	-2768
40	-3.195	0.05505	-0.01063	-13400	23.05	(下略)	0.04076	0.03764	-7680
45	-2.496	0.03548	0.02	(下略)	-16.45		0.02788	0.02548	-21309
50	-1.945	0.02437	0.08507		-10.56		0.01902	0.01721	-59123
55	-1.513	0.01693	-0.03509		48.08		0.01295	0.01163	-164040
∴	∴	(下略)	(下略)		(下略)		(下略)	(下略)	(下略)
150	0.01226								

表 5

计算 步距	$\hat{K}_p = K_p = 1.0$ $\hat{I}_p = T_p = 5.0$ $\hat{t}_p = \tau_p = 5.0$ 完全补偿	$\hat{I}_p = 4.5$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 1.0$ $\hat{I}_p = 4.0$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 1.0$ $\hat{I}_p = 6.0$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 0.9$ $\hat{I}_p = 5.0$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 0.8$ $\hat{I}_p = 5.0$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 1.1$ $\hat{I}_p = 5.0$ $\hat{t}_p = 5.0$	$\hat{K}_p = 1.0$ $\hat{I}_p = 5.0$ $\hat{t}_p = 4.0$	$\hat{K}_p = 1.0$ $\hat{I}_p = 5.0$ $\hat{t}_p = 6.0$
5	1.500	1.668	1.906	1.287	1.855	1.277	1.632	1.583	1.444
1.0	1.349	3.669	11.57	0.6275	0.8319	0.6879	2.685	4.933	0.2863
15	1.069	13.09	129.5	0.5944	-0.1423	0.5159	5.895	33.90	0.7081
20	0.8117	54.16	1541	0.3377	0.3289	0.3342	15.21	268.2	1.025
25	0.6058	203.8	18416	0.2752	0.4938	0.2301	41.40	2148	-1.076
30	0.4498	988.2	220118	0.1703	-0.04222	0.1544	114.3	17228	1.568
35	0.3339	4235	2630981	0.1281	-0.09632	0.1047	316.8	138154	0.5490
40	0.2483	18149	(下略)	0.08322	0.1828	0.07073	878.6	11707911	-2.159
45	0.1852	77786		0.05999	0.08258	0.04385	2438	(下略)	4.283
50	0.1386	333385		0.04002	-0.09083	0.03235	6763		-3.609
55	0.1040	(下略)		0.02819	0.007933	0.02187	18765		-0.7724
60	0.07825			0.01908	0.07429	0.01479	52064		7.891
65	0.05906			0.01328	-0.01585	0.009999	144454		-12.78
70	0.04469			0.009058	-0.03391	0.006761	400795		9.298
75	0.03391				0.02547		1112024		5.705

(下转第 31 页)

比例带: $P=80\%$

积分时间: $T=0.01$ 分

微分时间: $T_d=30$ 分

当输出变化率限制为 100% 时, 输出从 $0\sim 100\%$, 所用时间为 5.2 秒;

当输出变化率限制为 1.0% 时, 输出从 $0\sim 100\%$ 所用时间为 20.1 秒。

PID 运算输出变化率限制值, 对于正侧变化率限制和负侧变化率限制是取同一个参数。

综上所述, PID 运算的输出增加或减少时的变化速率, 如果超过输出变化率限制值, 则按输出变化率限制值变化, 如果它的输出变化速率没有超过其限制值, 就按本身的变化速率变化。

运行时, 更改 PID_1 输出变化率限制值的代码 C0109;

更改 PID_2 输出变化率限制值的代码 C0209。

(14) 偏差报警

当控制系统处于串级状态或自动状态时, 若测量值与给定值之偏差绝对值超过此项目的设定值时, 则进行偏差报警。若此刻按动数据设定器上的 ON/OFF 键, 显示如图 7 所示。左边第一位显示“E”, 第 3 位显示代码“1”。

CODE			
E		1	

图 7

偏差绝对值回到该项目的设定值范围内, 以上显示消除。

运行时, 更改 PID_1 或 PID_2 偏差报警值的代码分别为 C0110、C0210。

(15) PV 报警下限

(16) PV 报警上限

关于测量值的报警第 4 点已述及。

在 PV 报警下限和 PV 报警上限这两个项目中, 是用全量程的百分数设定的。

KMM 可编程调节器在使用控制类型“2”或控制类型“3”时, 只能对一个 PID 进行高限报警, 低限报警和偏差报警。它需要在基本数据表的第 4 栏中指定。

当选择对 PID_1 进行报警时, 更改 PV 报警下限值和 PV 报警上限值的代码分别为 C011、C0112。

当选择对 PID_2 进行报警时, 更改 PV 报警下限值和 PV 报警上限值的代码分别为 C0211、C0212。

(上接第 18 页)

$\hat{T}_p > T_p$, 系统抗负载干扰能力增加; $\hat{T}_p < T_p$, 系统抗负载干扰能力迅速下降。

② 当静态增益辨识有误差时:

$\hat{K}_p > K_p$, 系统抗负载干扰能力迅速下降;
 $\hat{K}_p < K_p$, 系统抗负载干扰能力增强。

③ 当纯滞后时间辨识有误差时:

$\hat{\tau}_p > \tau_p$ 或 $\hat{\tau}_p < \tau_p$, 系统抗负载干扰能力都下降, 尤以 $\hat{\tau}_p < \tau_p$ 为严重。

④ 当完全补偿时:

Smith 预估器抗负载干扰能力优于抗进料干扰能力。

仿真结果如表 5。在负载干扰加入处加以单位阶跃信号。

5. 高阶系统, Smith 预估器对模型参数的敏感性

用于大纯滞后的 Smith 预估器对被控对象模型参数辨识误差非常敏感, 对不同的参数、不同的误差方向, 其敏感度亦不同。而当辨识误差存在时, 干扰的敏感将给实际应用带来诸多问题。因此, 纯粹的 Smith 预估器在实际中应用极少。

笔者认为: 充分地了解 Smith 预估器的参数敏感性, 对于成功地设计具有大纯滞后对象的过程控制系统具有很大实用价值。因此, 深入地分析和了解对象模型在不同生产阶段可能

(下转第 4 页)

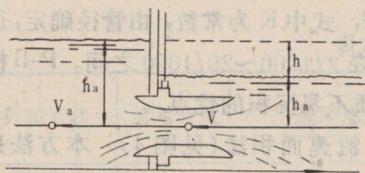


图6 电磁流量计法工作原理

型电磁流量传感器，如图6所示。挡板截住渠道水流，迫使水流只能从流量传感器中流过。挡板拦住了大部分渠道的流通面积，水流以较原来高的流速，集中经传感器通道中向下游排泄，从而抬高挡板上游的水位，产生了挡板上下游的水位差 h ，此水位差的势能转变为流速 V 的动能，即

$$V = K\sqrt{2g(h_a - h_b)} = K\sqrt{2gh}$$

式中 K 为系数； g 为重力加速度。此流速从电磁流量传感器的电极上测量感应电势反映出来，经电磁流量转换器处理后输出与流量成正比的标准电信号。

通过流量传感器的流速一般为 $2\sim 3.5\text{m/s}$ ，从上式可以算出流量传感器上游抬高的水位在 $100\sim 300\text{mm}$ 之间。

在流量较大而又不能用较大口径流量传感器时，为了避免水位差过大，可以用分流模型来扩大流通能力。分流模型的流通通道的形状尺寸与流量传感器完全一样。几个分流模型和一台传感器一起安装在挡板上并用时，实际流量为此台传感器测量的流量值乘上 $(n+1)$ 倍。图7为传感器与分流模型并用示意图，图中流量、允许水位差和口径选择请参阅本期插页广告介绍的上海光华仪表厂LDQ型潜水电磁流量计。

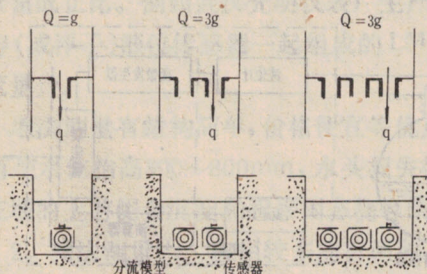


图 7

潜水型电磁流量计工作时，液体流动状况属于淹没孔口示流，孔口流出速度与孔口在自由表面下的淹没度无关，而是由孔口上下游两侧的液位差来决定。也就是说，流量测量值与流量传感器和分流模型在挡板上安装位置无关，但要求尽可能低，使之在运行过程中始终处于淹没流状态。

LDQ型潜水流量计由LDQ型潜水电磁流量变送器与LDZ-4型电磁流量转换器配套组成。LDZ-4型转换器采用了先进的低频三值矩形波励磁电流，克服了传统的 50Hz 市电励磁方法带来零点变化大、抗干扰性能差等缺点，具有强抗干扰性能，零点稳定，工作可靠。

(待续)

(上接第31页)

产生的参数漂移，以及选择对质量起关键作用的参数进行自适应补偿，就可使Smith预估器有效地工作^[9]。

参 考 文 献

- [1] 王大华，过程控制及自动化仪表，常州工业技术学院
- [2] 沈平，时间滞后调节系统，化学工业出版社，1985
- [3] 任秀珍、王永初，工业自动化仪表及其问答二百例，原子能出版社，1985
- [4] Improvement of System Performance by the Use of Time-delay Elements, IEE Proceedings-D Vol. 129, Sep., 1982
- [5] Design of Delayed Control Systems Using Zakian's Framework, IEE Proceedings-D Vol. 132, Nov., 1985
- [6] Robust Stability of Smith Predictor Controllers for Time-delay Systems, IEE Proceedings-D, Vol. 129, Nov., 1982
- [7] 化工自动化编写组，化工生产自动化，化学工业出版社，1981
- [8] 王永初，自动调节系统工程设计，机械工业出版社
- [9] 胡锡恒，时变滞后系统自适应控制，信息与控制，No. 4, 1986