

## 摘要

在混凝土外加剂生产过程中，各化工反应器的温度、压力等的控制，对于其安全、平稳运行非常重要，已经成为外加剂生产过程控制的关键部分。由于该温度、压力对象复杂，具有非线性、参数时变等特点，为了保证控制系统安全和稳定运行，必须采用有效的控制算法。

该控制系统采用上、下位机结构。上位机是操作站，使用工业控制机，运行 Fix32 组态软件，用于监控、调参等任务；下位机是控制站，使用 PLC，用于实际对反应器的各种控制。

混凝土外加剂生产过程控制采用了 PID 控制算法。由于该温度、压力等对象具有大纯滞后、参数时变等特点，使用普通 PID 控制器难以适应。为此，本文提出了一套有效的优化控制算法。本文从频率域的角度研究了 PID 控制的鲁棒性，运用最小二乘法进行闭环辨识过程对象的数学模型，然后，根据辨识出来的数学模型，使用单纯形寻优的方法按照 ITAE 性能指标计算最优 PID 参数，最后，将寻优出来 PID 控制器参数投入生产过程进行史密斯预估控制。仿真表明，该控制算法能够达到预期的控制目标。

关键词：温度控制，参数估计，单纯形寻优，史密斯预估控制

## Abstract

Temperature control of Chemical reactor, which is vital to its running safely and smoothly, has been key part of the concrete additive production process. Due to the complexity of the temperature object and its characteristic of non-linear and parameter time-varying, effective control algorithm should be applied.

The control system adopts the structure of upper-level and lower-level machine. The upper-level machine is operation station, which is industrial control computer and running Fix32 configuration software, and its task is to monitoring the process and parameter adjusting; the lower-level machine is control station, which is PLC, and its task is to practical control on reactor.

The control method we applied in the process is PID algorithm. The temperature object has large lag and the parameter of its transfer function is time varying, and common PID controller does not fit it. Therefor, this paper brings forward a set of algorithm. Firstly, the least squares method is used to identify the mathematical model in close loop, then simplex parameter optimization method is introduced to seek the optimal parameters of PID controller according to ITAE performance index, lastly the optimal parameters is put into actual PID controller. The simulations under various conditions indicate that the control algorithm is able to control the object excellently.

**Keywords:** Temperature control, parameter estimation, simplex parameter optimization, smith control

## 绪 论

江苏省建筑科学研究院混凝土外加剂生产线自动控制系统，是在原来中试的基础上为了进行批量生产而新建的生产线。本文主要设计了一套适用于该系统的优化控制算法。该自动控制系统能够对磺化过程、水解缩合过程、中和过程、过滤过程、浓缩过程及干燥过程等相关设备的运行实施实时监控和管理，能够对外加剂生产装置提供远程监控、参数设定、工艺参数自动控制、报警处理及报表打印等功能。

在工业过程控制中，目前广泛应用的是 PID 控制及其各种变形的形式，但是其参数整定一直是困扰着工程技术人员，如果能够有一种算法自动整定控制器的最优参数，是很有实用价值的，本文将对此进行研究。

### 一. 生产工艺概述

混凝土外加剂生产主要分为磺化、缩合、中和、过滤、浓缩及干燥等六个主要生产过程，具有分段、分时和间隙生产的特点。由于生产过程中使用 98% 的硫酸和 36% 的甲醛，因此生产过程的测控需要考虑防腐、防爆的要求。受工艺参数测量方法和手段的限制以及考虑到生产过程的特点和过料等操作的要求，生产工艺需要一定的人工干预。

主要生产过程有三个：磺化、水解缩合、中和过程。

#### ① 磺化过程

- 工业萘细料人工投放于磺化釜，人工关闭投料孔。
- 反应釜加温浆化，物料温度达 80°C 后，启动搅拌。
- 磺化釜加温至 150°C 时，定量滴加 98% 的浓硫酸（1~1.5 小时）。
- 磺化釜加温至 165°C 时，恒温 2 小时。
- 打开卸料阀，人工用蒸汽将磺化液过料至缩合釜。

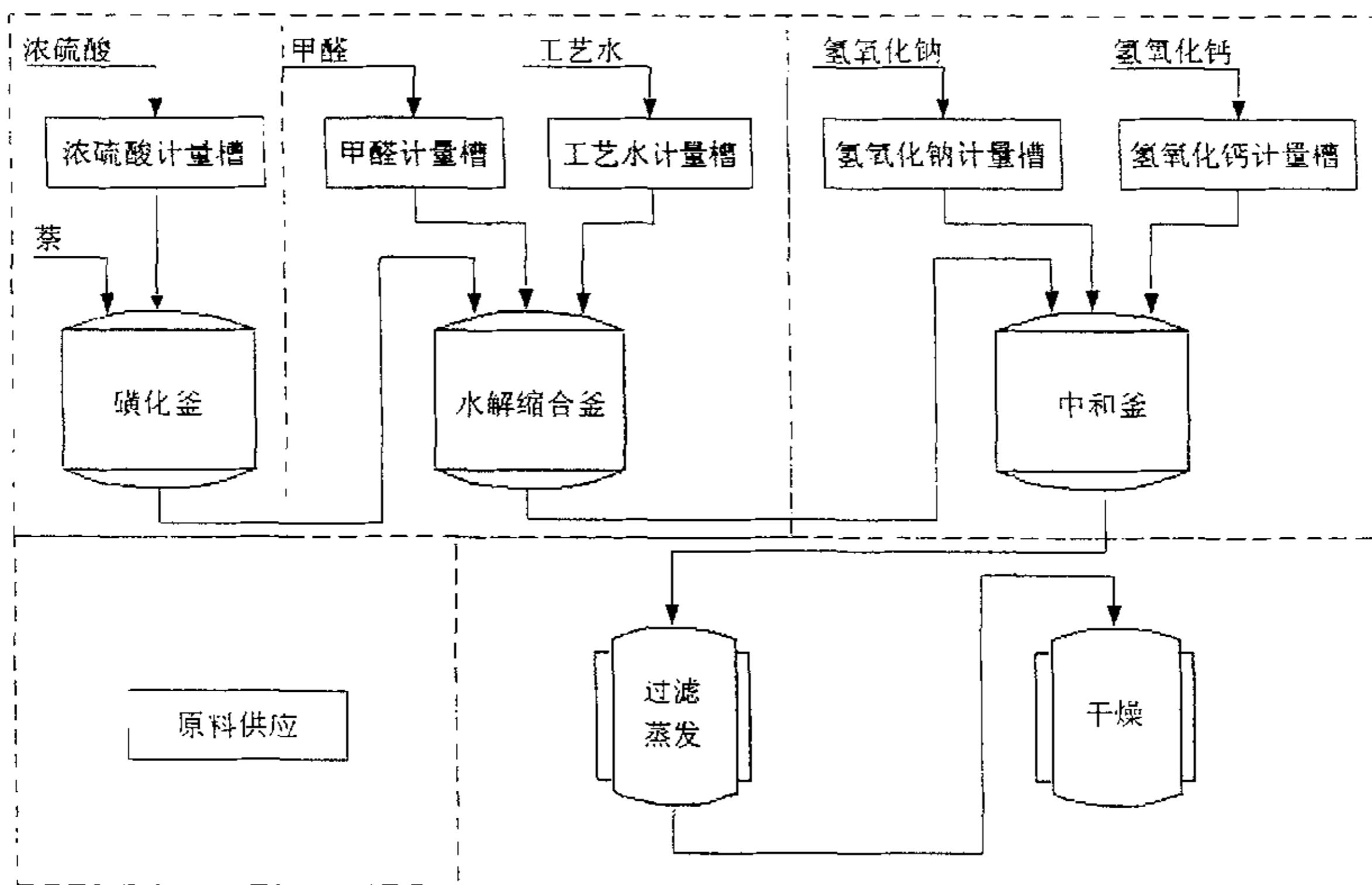
#### ② 水解缩合过程

- 磺化液降温至 120°C，取样测定水解前酸度。
- 加冷水水解，控温 120°C、酸度 29%，时间半小时。
- 降温至 85~90°C，定量滴加甲醛，时间 2~2.5 小时，调节滴加速度，防止溢锅。
- 升温至 100°C，缩合反应 6 小时，适时、适量加入热水。
- 打开卸料阀，人工加蒸汽将缩合液过料至中和釜。

#### ③ 中和过程

- 定量滴加 30% 的液碱、人工加石灰膏，控温 80°C，测定 pH 值，时间 3 小时。

- 中和液排放至低浓液贮槽和中和液贮槽。



## 1. 控制要求

控制系统由两台上位机（工业控制机）和下位机（PLC）组成。上位机作为操作站，可以双屏显示亦可互为备份，各采用大屏幕显示器。上位机使用组态软件，操作界面完善、具有总貌菜单、控制分组、控制参数整定、数据趋势记录、越限及故障报警等功能，能够打印各班及任意时间段的报表和关键变量曲线。

下位机作为控制站，采用可编程控制器，能够与上位机通讯。控制站要求能够长期可靠运行，可以在线维修，可以脱离操作站独立运行，能够存储一个工作日以上的生产记录，对于单独回路控制误差不大于 2%，可通过上位操作站完成编程、参数、控制率的调整，提供方便、灵活的现场人工干预和远程软手操作。也就是说，具有自动控制、现场手动控制、遥控（软手动）等三种工作方式。

## 2. 控制系统分析

外加剂生产为典型的间歇式化工反应过程，具有分时分段控制的特点，而且有一定的人工干预，如投料、物料分析和卸料等过程，因此就觉得了间歇式生产过程的控制需要自动控制和手动控制的有机结合，才能完成整个生产过程。

随着可编程控制器和计算机技术的发展，间歇过程的控制和操作优化已进入实用阶段，而且发展迅速，取得了显著的经济效益。这种过程具有顺序的性质。例如

先要加料，要按照一定的升温曲线加热，要保温一段时间，再经过一系列工序，最后要出料。

因为对于一个既定的反应器系统来说，当反应温度、压力、进料的温度、浓度、停留时间这些条件确定时，出口的状态也基本上被确定了，而这些条件中温度占主导地位，所以在控制方案中，温度作为被控变量用得很广泛。

混凝土外加剂生产过程控制，从系统的规模来看，属于中小型系统，对这种系统构成集散控制系统的形式有多种，常用的结构有直接 DCS 系统（如 Honeywell R510 系列）或“PLC+监控”模式。在构成集散控制系统时应该按照生产系统的实际情况加以决定。混凝土外加剂生产过程系统，采用直接 DCS 系统会有较大的资源浪费，而采用“PLC+监控”的控制结构则具有很大的灵活性，可降低工程造价。

在控制过程中，由于在各反应釜中有一些反应将释放热量，在反应开始阶段时，需对物料进行加热，当温度升至物料进行放热反应后，产生大量的热量，为保持化学反应的进行需要冷却，因此，必须同时连接冷、热两种载体。在控制方案中，加热载体采用的是蒸汽，冷却载体采用的是冷水。根据生产工艺要求，各反应釜内的温度变化遵循给定的工艺曲线，其中主要是恒温段的控制，对于上升阶段和降温阶段的要求不是很高。由于在不同的反应阶段，对象模型变化比较大，因此不可能采用一组 PID 控制参数控制整个过程，必须采用分段控制，即在不同的反应阶段，采用不同的控制参数。混凝土外加剂生产过程是一个复杂的化工反应过程，在磺化阶段，要加入 98% 的浓硫酸，这是一个大量放热的过程，如果处理（控制）不当，会产生危险，在这个过程中要尽量将反应釜温度保持在给定的误差范围内；在水解缩合阶段，需要滴加冷水，也应保持温度不变。因此，在整个生产过程中，温度控制是最至关重要的，它直接关系到产品的质量。

对于温度控制存在两大难题。

1. 对象模型变化问题。从各个反应釜的运行过程来看，在不同的时间段，需要投入不同的化工原料，因此化学反应过程不同，加之化学反应过程中的热量变化、液位变化，被控对象的模型参数在反应全过程变化较大，通过一次整定获得的 PID 参数不能满足各阶段和不同的工艺要求，难以进行有效的控制，需要在线整定控制参数。
2. 大滞后问题。对温度的调节是通过各反应釜升温阀和降温阀的动作实现控制，改变升温阀或降温阀的开度，也就改变了反应釜外壁和反应釜内部的热交换量，其热交换的速度取决于温度差，会产生较大的纯滞后；另外，在不同化工反应的阶段，温度变化梯度不同，纯滞后时间就不同，控制难度较大。系统中的温度、压力、液位等采用 PID 控制，由 PLC 内部配置的 PID 模块实现

控制。

## 二. 论文结构

本文共分为四章。

第一章 监控系统设计与控制方案选择，首先介绍整个控制系统的组成，包括软、硬件的构成，然后介绍控制系统所采用的组态软件，重点分析 Fix32 组态软件的结构和特点。

第二章 PID 控制及其参数整定，首先分析 PID 控制的特点，主要是其鲁棒性；然后，综述 PID 控制器的参数整定的方法，从频率域的角度分析了 PID 控制的鲁棒性；最后，设计了一种模糊 PID 控制器，并在此基础上进行了数字仿真。

第三章 预估补偿自整定控制算法研究，首先针对该过程控制，提出该温度对象数学模型的简化结构，在分析了系统的闭环可辨识性后，利用最小二乘法辨识对象参数，给出了提高辨识精度的方法，并说明了确定对象纯滞后的办法；接着，介绍了控制器参数优化的一般概念，重点是单纯形寻优的方法，包括原理、性能指标的选择及其实现方法，并结合该过程实际考虑了参数有约束、寻优次数有限制和寻优初值的确定等实际情况；最后针对温度控制大纯滞后的特点运用史密斯预估补偿方法进行了设计，以克服对象参数时变和辨识误差的影响。

第四章 控制算法的设计与实现，采用 VB 程序实现 PID 参数的自整定，通过 DDE 通讯从 Fix32 实时数据库获得过程的原始数据，在进行参数整定后，再由 DDE 将整定的参数传回 Fix32。组态软件通过串行通讯接口将控制器参数下载到 PLC。论文考虑了系统的多回路控制的要求，结合 PLC 中 PID 控制模块的特点，提出了在不影响控制效果的情况下提高计算效率的方法，最后对 VB 程序代码和控制算法进行了优化，提高了程序的运行效率。

# 第一章 监控系统设计与控制方案选择

## 1.1 控制方案与监控系统设计

根据系统的功能和配置要求，选用两台工业控制机作为操作站（上位机），两台操作站组成双机备份，在任意一台操作站上可实现对生产全过程的监视、控制和参数设定等全部操作，两机并行运行互不影响，当其中一台发生故障时，仍可保证整个系统的正常运行。

### 操作站的基本配置

- 工业控制机两台：Celeron 366，32M 内存，网卡，大屏幕显示器等。
- 打印机一台
- 操作系统：中文 Windows 95
- 组态软件：Fix32 v6.1

操作站的主要功能：以组态软件实现整个生产过程的所有人机界面。

- 现场变量、生产线工作状况监视。
- 控制参数的设定、优化及整定。
- 调节阀的自动、手动操作控制。
- 系统设备状态（各泵、开关阀、风机）运行监视。
- 报警组态。

控制站是控制系统的核，它直接面向对象，对其可靠性、安全性和抗干扰能力等有极高的要求。控制站由一台三菱公司 AnA 系列 PLC 构成，三菱 PLC 以其强大的运算能力，丰富的 I/O 模块，极高的可靠性被广泛用于各种工业过程控制领域。

控制站通过串行接口与操作站交换信息，通过各 I/O 模块接受传感器信息、开关阀、风机和泵的状态信号，控制现场调节阀开度及开关阀、风机和泵的启/停。

控制站的基本配置：三菱 AnA S1 PLC，包括电源模块、CPU 模块、模拟 I/O 模块、数字 I/O 模块，此外还配备了一个 PID 模块，主要用于对各反应器（磺化釜、水解缩合釜、中和釜）的温度、压力等控制。

### 控制站的主要功能：

- 数据采集，滤波及标度变换，并及时向上位机传送有关过程数据。
- 根据操作站设定的控制参数，对各回路进行 PID 调节。
- 实现安全联锁。

操作站以 Windows 95 作为操作系统，以 Fix32 组态软件作为开发工具；控制站 PLC 软件用梯形图编制程序。

操作站采用集成化图形界面，直接面向操作人员，使用简单方便。图形界面上包括总貌图、流程图、工况图、实时/历史趋势图、参数整定、报警组态、打印等监控

操作画面。

控制站控制软件主要完成原始数据信号采集与处理、自动控制、安全联锁等工作，直接面向控制对象。本系统中的关键是各种计量槽的液位控制及各反应釜、原料贮槽、蒸发器等设备的温度控制。对这些模拟量的控制采用在 PLC 内部的 PID 控制模块，该模块可以满足普通化工设备的工艺控制要求，参数控制精确、平稳、快捷，单回路控制误差不大于 2%，达到控制规定要求。

本系统采用集散控制系统方式进行设计，可靠性高。下位机直接面向控制对象，选用三菱 PLC；上位机提供人机操作界面，采用两台相同配置的工业控制机系统，互为备份工作，其中一台发生故障时，不影响另一台的正常运行。即使两台上位机都发生故障，在脱离操作站时，控制站也可以独立运行，并可以保持相关生产过程关键数据。现场传感器（包括温度、压力和液位等）输入信号为 4-20mA 模拟量，输出信号有开关量（继电器型）和 4-20mA 的模拟量。该控制系统具有控制分散、危险分散、故障影响分散，集中管理的现代化工业过程控制模式，能够确保系统安全运行。

基于操作站与控制站的 PID 控制算法结构如图 1.1.1 所示。

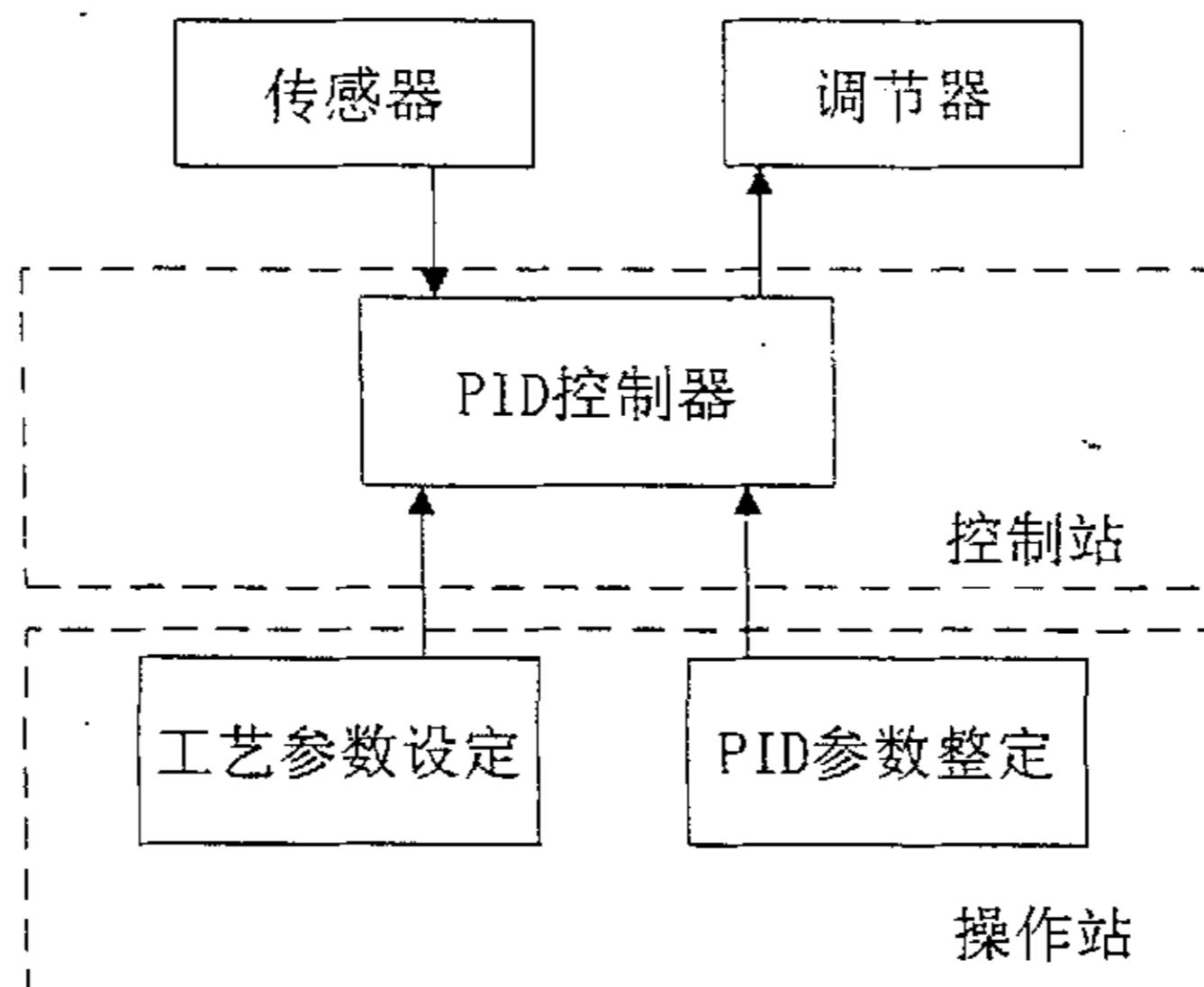


图 1.1.1 PID 控制算法结构

## 1.2 控制系统组态

### 1.2.1 组态软件

随着科学技术的进步，现代工业的生产技术、工艺过程日趋复杂，生产设备和装置的规模也不断扩大，企业生产自动化的要求越来越高，早期传统的、封闭式、专用的工业监控系统已显得力不从心。在这种形式下，分布式监督控制和数据采集系统（Supervisory Control And Data Acquisition,SCADA）得到工业界用户的广泛好

评。SCADA 系统是一套功能全面、可大可小、具有伸缩性的系统，即可以是单机集中式控制或 DCS 分布式控制系统，也可以带远程通讯能力的远程测控系统。它集中的先进技术比较多：控制技术、计算机软硬件、图形显示、网络技术以及通信技术等；正因为其涉及面较广，全部软硬件不可能出自同一家公司。现在国际上流行的方式是：硬件部分采用通用硬件，软件部分则采用开放的组态软件。通用硬件开放性好、通用性强，产品的成本和价格可控制得较低，且便于扩充和维护；组态软件提供了灵活的组态工具和模块。人机交互界面好，使系统功能易于实现。这样不仅加快了开发进度，而且使开发人员集中更多的精力投入到系统的控制策略和算法研究中去，以便实现最佳的控制方案。

从工业生产对控制系统的要求出发，将计算机控制系统软、硬件所具有的功能组装起来，配置成一个可供实际运行的系统的过程称为组态。计算机控制系统的组态功能可以分为两个主要方面，即硬件组态和软件组态。硬件组态通常以工业控制机、可编程控制器等为主进行选择和配置。由于工业控制机具有小型化、模块化、标准化、组合化、结构开放的特点，因此在硬件上可以根据不同的控制对象，选择相应的模块，组合成不同的应用系统，使硬件的工作只需按照要求对各种功能模块进行安装、连接。软件组态常以工业控制组态软件为主来实现。以往计算机控制系统的软件功能（如实时数据库、历史数据库、数据点的生成、屏幕显示、控制回路以及报表功能的实现）是靠软件人员通过编程实现的，工作量大得惊人。这样设计出来的软件通用性极差，对于每个不同的应用对象都要重新设计或修改程序，这种方法实现的软件可靠性也较低。工业控制组态软件是标准化、规模化、商品化的通用过程控制软件，控制工程师在不必十分了解计算机的硬件和程序的情况下，在屏幕上采用菜单方式，用填表的办法，对输入、输出信号用“仪表组态”的方法进行软联接。这种通用的填表语言具有简单明了、使用方便等特点，十分适合控制工程师掌握使用，大大减少了重复、低层次、低水平应用软件的开发，提高了软件的使用效率和价值，提高了控制的可靠性，缩短了应用软件的开发周期。因此工业控制组态软件是性能优良的软件产品。

近几年来，工业控制组态软件得到了广泛的重视和迅速的发展。组态软件大都由专业软件公司开发，经过正规严格的测试，结合了大量用户的现场使用的经验，可以明显缩短项目开发周期，避免了许多重复性的劳动，突出了系统集成的思想，开发人员只要着眼于系统整体的选型和构成，使项目易于实现、维护。目前，我国已经开发出很多成功的组态软件，而且技术发展很快。大多数的组态软件功能是离线实现的，即在应用系统的设计开发阶段完成系统的组态与配置。

控制系统的软件组态是生成整个系统的重要部分，对每一个控制回路分别依照其控制回路图进行。组态工作是在组态软件的支持下进行的，组态软件的主要功能

包括：控制组态、图形（显示画面）生成、I/O 通道配置、趋势曲线生成、报警系统配置、报表生成与打印等即方面的内容。它包括了系统的控制、显示和操作等全部内容。控制工程师用键盘、鼠标以人-机对话的方式完成组态操作。

### 1.2.2 Fix32 组态软件

Fix DMACS(Distributed Manufacturing Automation and Control Software) 是 Intellution 公司推出的基于 PC 的、真正分布式的、客户机/服务器方式的 SCADA 软件，采用图形用户界面 (GUI)，其内部的图形处理是基于面向对象的方法，这使得 SCADA 软件更具有直观、生动、操作效率高的特点。Fix32 是一个典型的用于过程控制的纯软件形式的组态软件。

Fix32 是一个高度模块化的软件系统，各软件模块可以按照一定的规则搭配成不同功能的节点，多个模块可通过网络互相联成系统。

Fix32 结构中，从生产过程原始数据到组态软件数据流程如下。

- ①. I/O 驱动程序软件(也称为轮询任务)从 I/O 设备中读取原始数据，并将它们传送到驱动程序映象表 (Driver Image Table, 简称 DIT) 相应的地址中。
- ②. 扫描、报警与控制程序 (Scan, Alarm and Control, 简称 SAC) 从 DIT 中读取数据，进行相应的处理。
- ③. 然后把它们传送到过程数据库。
- ④. 需要读取过程数据的 Fix32 应用程序可以通过内部数据库访问功能对本地和远程数据库进行访问，并且不需要人工干预。

对于控制数据输出功能，也是一样，只是工作流程相反。

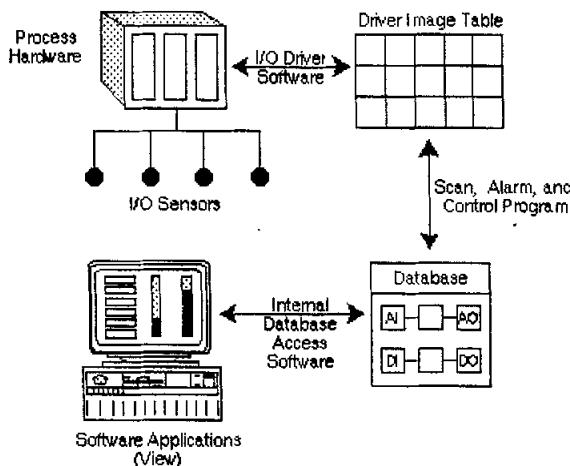


图 1.2.1：Fix32 过程数据的输入输出基本结构。

I/O 驱动程序 (I/O drivers)

任何工业自动化软件必须要做的第一件事就是从生产过程获取原始数据。一般情况下，PLC 或单片机从传感器获得原始数据并存放到自己的寄存器中。Fix32 面向 PLC 的软件接口能够读取这些寄存器中的数据，这些软件就是 I/O 驱动程序。由于每一种驱动程序只能支持特定的硬件，因此，每种硬件的驱动程序都要单独安装、配置，才能正常使用。

I/O 驱动程序是从硬件寄存器获取数据的工具，一旦有了这些数据，驱动程序就能够建立并维护驱动程序映象表（DIT）。I/O 驱动程序第二个任务是按照给定的时间间隔内刷新数据，间隔可以设置为 0 秒（以最快的速度）到 255 秒。

#### 过程数据库（Process Database）

Fix 软件的核心是过程数据库，它是由循环执行的过程控制逻辑维护的，代表了生产过程目前的状态。过程数据库由数据库构造器（Database Builder）所创建，包含一系列控制块（block）和控制链(chain)。控制块是一组执行特定任务的过程控制指令，而控制链是一系列控制块组成的实现一定功能的控制块的序列。

#### 扫描、报警与控制程序（SAC）

该模块是运行在 SCADA 节点上的一个系统任务，主要负责现场数据的扫描、信号调理、数据格式和数据类型转换、报警条件判别及实现控制输出等。SAC 将处理过程的现场数据送入实时数据库，以实现本地控制；或将需要远程输出的数据送到相应的 I/O 驱动程序，以实现远程输出。

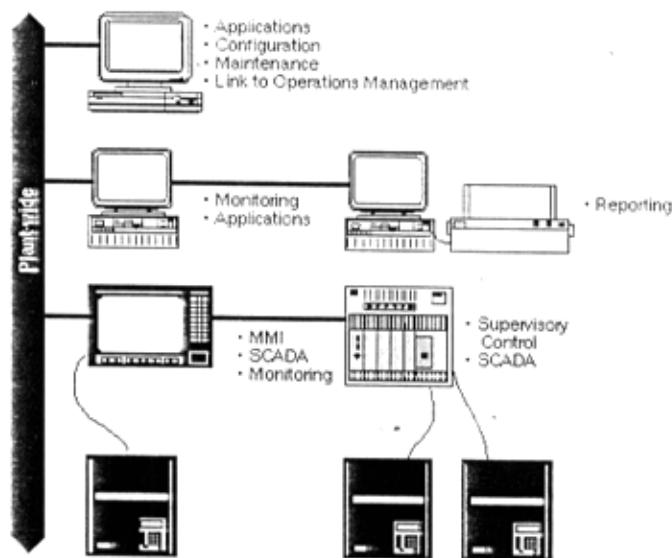


图 1.2.2：Fix32 分布式处理结构图

总之，输入输出驱动程序、SAC、过程数据库组成了 Fix32 DMACS 软件的数据

采集和管理功能。一个 SCADA 节点就是一个具有过程数据库、运行输入输出驱动程序和 SAC 程序的单元。

Fix32 的网络通讯模块可以利用操作系统的网络功能将 PC 机联成网络而实现分布式处理，Fix32 支持对等网络环境，可以通过 NetBIOS 或 TCP/IP 协议在各个节点间实现资源共享（这里的资源是指过程的实时数据和报警信息而言）。

当采集到的数据送入过程数据库后，就能够以各种方式对其进行集成和描述。上面的一些模块都是后台模块，而人机交互模块 MMI（Man Machine Interface）则可以使用户能够通过与计算机的交互了解生产过程正在发生什么和将要发生什么，主要包括绘图模块、显示模块、历史趋势分析模块等。

(1) 绘图模块 (Draw): 提供了基于图形、文本、数据、动画以及图表工具。利用这些工具绘制的图形具有直观生动、组织性好、易懂和易于使用等特点。从 Draw 中可以进入 Fix32 大多数其它应用模块，以满足快速修改过程数据库内容、测试界面、配置系统等要求。

(2) 显示模块 (View): 实时动态显示由 Draw 建立的图画，对生产过程进行实时监控。

图象应用的核心是能够访问过程数据库的实时数据。为了直接显示数据，图象应用提供了各种联接 (Link)，它能够显示系统数据或过程数据，并具有多种形式，如棒图，多笔图、时间信息等。操作人员也可以通过 Link 把数据写回数据库。而过程数据库中的数据则可以控制一些动画特性，例如平移、侧移、上升下降、旋转，这使监控画面看起来丰富多彩，直观易懂。

(3) 历史趋势分析模块：以指定的周期采集生产过程数据，供相关人员对生产过程进行分析以进一步优化整个系统。该模块由三个程序组成：配置 (Historical Assign)、收集 (Historical Collect) 和显示 (Historical Display)。

Fix32 的命令语言 (Command Language) 是强有力的开发工具，它通过执行用户编写的指令来实现任务，命令语言把这些指令保存在相应的命令按钮的属性中，Fix32 在 View 下按照要求执行这些命令。正如其它语言一样，Fix32 的命令语言可以作许多工作，例如对过程数据库的控制块进行操作、文件操作、管理报警、自动运行其它应用程序如 Excel 等。

### 1.3 开发工具的选择

Visual Basic (简称 VB) 是 Windows 下的一个可视化编程环境，它采用事件驱动的编程机制可以快速地开发出 Windows 下的应用程序，已在各行各业中得到了广泛的应用，它具有高效、快捷和功能强大的特点，特别它的可视性、面向对象和事件等特征使 Windows 应用程序的开发变得简单、方便，能够大大缩短开发周

期。使用 VB 很容易生成一个复杂的图形用户界面 (GUI)，这是因为各种可视化对象都可以方便地放入应用程序，所以使用 VB 设计应用程序时，使设计者能够注意力直接放到具体实现的内容上，而不是在细枝末节上花费大量的时间和精力。VB 对流行数据库的广泛支持，使得设计者在数据库开发方面有了较大的回旋余地，尤其是 VB 本身还附带 Access 数据库，通过数据访问对象 DAO 框架可以方便的进行各种数据库的访问。

Visual Basic 内置了 ActiveX Crystal Report 报表打印控件，能够对各种数据库的数据进行打印输出，大大简化了报表的打印流程，降低了编程量和难度，提高了编程效率。

Visual Basic 的另一个特点是对动态数据交换 DDE 的完全支持，既支持作为 DDE 客户程序，也支持作为 DDE 服务程序，这一点对于本程序是至关重要的，因为没有 DDE 的支持就无法实现与 Fix32 组态软件的双向数据通讯，比如从 Fix32 获取实时过程数据、把 PID 参数优化的结果传回 Fix32 软件。

根据以上分析，我们确定在开发过程中，对于模型参数辨识、PID 控制器参数寻优、报表打印采用 Visual Basic 进行编程，VB 程序作为外挂式应用程序通过 DDE 与组态软件 Fix32 进行数据通讯。

## 第二章 PID 控制与及其参数整定

PID 控制比其他类型的控制率具有较强的鲁棒性和较强的抗干扰能力。工业生产现场的随机干扰比较大，加之 PID 控制简单易行，合适的 PID 参数能够达到很好的控制效果，因此 PID 控制在工业过程控制中得到了广泛的应用。在本控制系统中，对于温度、压力、液位的控制等均采用 PID 控制，由于被控对象的数学模型在反应不同的阶段时，有比较大的变化，而且各种扰动（如反应过程中定量滴加浓硫酸、冷水、热水，还有外界的随机干扰）也使控制的难度加大，因此 PID 控制参数的整定是控制算法设计的关键，它将直接影响到控制的效果。

### 2.1 PID 控制

在生产过程自动控制的发展历程中，PID 控制是历史最久、生命力最强的基本控制方式。在本世纪 40 年代以前，除在最简单的情况下可采用开关控制外，它是唯一的控制方式。此后，随着科学技术的发展，特别是电子计算机的诞生和发展，涌现出许多新的控制方式。尽管各种高级控制算法在不断完善，然而直到现在，PID 控制由于它自身的优点仍然是得到最广泛应用的基本控制方式。究其原因，主要是各种高级控制算法还不十分完善、工程技术人员对于各种高级控制算法难以掌握，而且大多数工业场合使用常规 PID 控制就可以满足。

PID 控制具有以下优点。

- 1). 原理简单，使用方便。
- 2). 适应性强，可以广泛应用于化工、热工、冶金、炼油以及造纸、建材等各种生产部门。按 PID 控制进行工作的自动调节器早已商品化。在具体实现上，经历了机械式、液动式、气动式、电子式等发展阶段，但始终没有脱离 PID 控制的范畴。即使是专用的过程控制计算机，其基本控制功能也仍然是 PID 控制。
- 3). 鲁棒性强，即其控制品质对被控对象特性的变化不太敏感。

由于具有这些优点，在过程控制中，人们首先想到的总是 PID 控制。一个大型的现代化生产装置的控制回路可能多达几百个，其中绝大多数都可以采用 PID 控制。例外的情况有两种，一种是被控对象易于控制要求又不高的，可以采用为更简单的开关的控制方式；另一种是被控对象难以控制要求又特别高的，这时如果 PID 控制难以达到生产要求，就要考虑采用更先进的控制方法。

用计算机实现 PID 控制，就不仅仅是简单的把 PID 控制规律数字化，而是进一步与计算机强大的逻辑判断功能结合起来，使 PID 控制更加灵活多样，使其满足生产过程提出的各式各样的要求。

### 2.2 调节器的参数的工程整定

整定调节器参数的方法很多，至今已经有几十种，这些方法可分为两大类，即理论计算类与工程整定类。理论整定如反应曲线法、频率特性、根轨迹法等，它们都需要获得对象的动态特性，由于化工对象的动态特性比较复杂，理论推导或实验测定对象的动态特性都有一定的困难，或者方法繁琐，计算工作量大，或者需要忽略某些因素，作一些近似简化，因而比较难以得到完全符合实际对象的动态特性，这就使最后所得到的参数实用性不是很高，一般都需要在现场进行修改，因而在工程上采用的不多。

### 2.2.1 参数整定准则

用于参数整定的准则可分为两类：

1). 特征输出响应准则。基于系统闭环响应的某些特性量的要求选择 PID 参数，指标的确定利用响应曲线上的一些选择的点。这类指标简单、直观、意义明确，但它们往往只是比较笼统的概念，难以准确衡量。常用的有：系统的输出响应的超调量、衰减比、稳态误差、调节时间、上升时间等。

单项特性只是从某一侧面描述所希望的动态响应，而人们往往要求满足更多的指标，例如同时希望最大动态偏差和调节时间都最小。显然，多个指标不可能同时得到满足。所以整定时必须权衡轻重，兼顾各方面的要求。很多调节器具有两个以上的整定参数，它们可以有多种不同的搭配，且都能够满足给定的指标，这时，还可辅以其他性能指标，以便从中选择最佳的一组整定参数。

2). 系统误差泛函准则，如基于各类误差的积分型性能指标等。

PID 控制算式的所谓“最佳参数”，就是系统在给定的输入下的输出响应使某一积分指标取最小值的参数。经对比研究表明，以误差积分准则为基础的各种参数整定方法较好，尤其适合于被控对象  $\tau/T_s$  比值比较大的情况，而在各类积分准则中，又以 ITAE 性能指标为综合最佳。

与模拟调节器参数整定不同，在整定离散 PID 控制算式各参数的同时，必须考虑采样周期  $T$  的影响，因为数字 PID 系统的控制品质不仅取决于对象的动态特性和 PID 算式的参数  $K_p, T_i, T_d$ ，而且还与采样周期  $T$  有关。

工程整定法如经验法、临界比例度法、衰减曲线法等，避开对象动态特性的确定，直接在控制过程中对参数进行整定，方法简单，计算方便，容易掌握，虽然这些都是近似的整定方法，所得到的结果不一定是调节器的最佳参数，但是相当实用可靠，可以解决一般的实际问题，因而在生产上得到广泛的应用。

调节器参数的整定原则必须结合具体系统的控制要求来考虑，工程整定的一般原则是：

- 1). 要有一定的稳定裕度，这样在对象特性发生变化时，调节器的参数仍然能够适应系统的控制要求，对于定值控制系统，常取衰减比 4:1；对于随动控制系统，常取衰减比为 10:1。
- 2). 在满足稳定裕度的前提下，使其他品质指标尽可能好些。
- 3). 在选择比例度  $\delta$ 、积分时间  $T_i$  和微分时间  $T_d$  还有一些经验准则。

### 2.2.2 经验整定法

在现场控制系统整定工作中，经验丰富的运行人员常常采用经验整定法。经验法是对于生产上最为多见的温度、流量、压力、液位等四类控制系统，根据运行经验，将调节器参数预先设置在一定范围的某些数值上，待系统平稳运行后，人为加入扰动，然后观察被控量或调节器输出的过渡过程，如过渡过程不够理想，则按照一定的程序改变调节器的参数，这样反复试凑，直到获得满意的控制质量为止。经验法是在理论基础上通过实践总结出来的，通过几次不复杂的实验，便能较迅速地获得调节器的近似最佳整定参数，因而在工程中得到广泛的应用。

试凑的方法有两种，应用较多的是先试凑比例度，再加上积分，最后引入微分作用。按照这一种方法，先将  $T_i$  置于最大，  $T_d$  置于零，比例度取某一经验值，闭环控制系统，若过渡时间过长，则减小比例度，若振荡过于激烈，则加大比例度，直到过渡过程具有两个完整的波形为止。在引入积分作用时，需将已调好的比例度适当放大 10%~20%，然后将积分时间  $T_i$  由大到小不断调整，直到取得满意的过渡过程。微分作用最后加入，这时  $\delta$  可取得比纯比例时更小些，积分时间  $T_i$  也可相应减少一些，微分时间一般先取(1/3~1/4)  $T_i$ ，也需要不断试凑，以使过渡过程最短，超调量最小。这种方法如果使用得当，可以获得合适的调节器参数，取得较好的控制效果，对正常的生产过程影响小，缺点是这种方法完全取决于个人的经验。

### 2.2.3 临界比例度法

该方法将首先控制系统处于纯比例作用之下，即先将调节器的  $T_i$  置于最大，  $T_d$  置于零，逐步减小比例度  $\delta$  直至系统出现等幅振荡为止，这时的比例度和振荡周期，分别称为临界比例度  $\delta_k$  和临界周期  $T_k$ ，是调节器参数整定的依据。此方法简单明了，容易判断整定质量，因而在生产上也得到一定的应用，但是当工艺上约束条件较为苛刻，不允许被控变量等幅振荡时，此法不宜采用，特别是对于  $\delta$  小或  $\tau$  大的对象，

振幅可能很大，工艺上往往不容许，另外有的系统临界比例度很小，甚至将比例度  $\delta$  调到调节器所允许的最小值还未出现等幅振荡。

#### 2.2.4 衰减曲线法

对于定值控制系统，衰减曲线法以 4:1 的衰减比例作为整定的要求，先选定某一比例度，将系统闭合，待系统稳定后，改变设定值或生产负荷，加以幅度适宜的阶跃扰动，观察过渡过程的衰减比，如衰减比大于 4:1，则将比例度调小一些，直到出现 4:1 的衰减过程为止，记下这时的衰减比  $\delta$  和振荡周期  $T_s$ ，根据规则整定调节器的参数。阶跃扰动的幅度太小，过渡过程曲线的衰减比不易判别；扰动幅度太大又为工艺条件所限制，一般以不超过设定值的 5% 为宜。衰减曲线法整定质量较高，整定过程安全可靠，因而在生产上得到广泛的应用。但有时衰减很难观察，遇到调节过程很不规则时就无法应用了。

#### 2.2.5 调节器参数的自整定

大多数生产过程是非线性的，显然，当工况改变时，调节器的“最佳”值就不同。此外，大多数生产过程的特性随时间变化，调节器参数根据过程参数的标称值整定，一般过程特性的较大变化将导致调节性能的降低。这意味着需要适时地调整调节器参数。

传统的 PID 调节器是采用试验加试凑的方法由人工整定。这种整定工作不仅需要熟练的技巧，而且往往还相当费时。更为重要的是，当被控对象特性发生变化需要调节器参数做相应调整时，PID 调节器就没有这种“自适应”能力，只能依靠人工重新整定参数。而且由于生产过程的连续性以及参数整定需要的时间，这种重新整定实际很难进行，甚至几乎是不可能的。调节器整定的参数与系统控制质量是直接有关的，因此，实现调节器参数的自整定是一项具有较高工程应用价值的工作。目前，市场上已出现若干工业自适应/自整定调节器，如 Foxboro 公司的 Exact 和 Honeywell 公司的 VDC5000 等。

研究调节器参数自整定的目的是寻找一种对象验前知识不需要很多，简单且鲁棒性又好的方法。图 2.1.1 所示自校正调节器是调整调节器参数的一种方法，它由两个回路组成，内回路包括被控对象和一个具有可变参数的普通线性反馈调节器；外回路用来调整调节器参数，由参数估计器和调节器参数调整机构两个部分组成。参数估计器一般将过程控制对象简化为具有纯滞后的一阶模型。

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_c e^{-\tau s}}{T_s s + 1} \quad (2.2.1)$$

然后，利用调节量  $u$  及被控量  $y$  的测量值，应用最小二乘估计法对对象参数  $K_c$ 、 $\tau$  和  $T_s$  进行估计。一旦估计出对象参数  $K_c$ 、 $\tau$  和  $T_s$  的值，调节机构就按照既定的整定规则，求出调节器参数的“最佳”值，修改调节器参数。

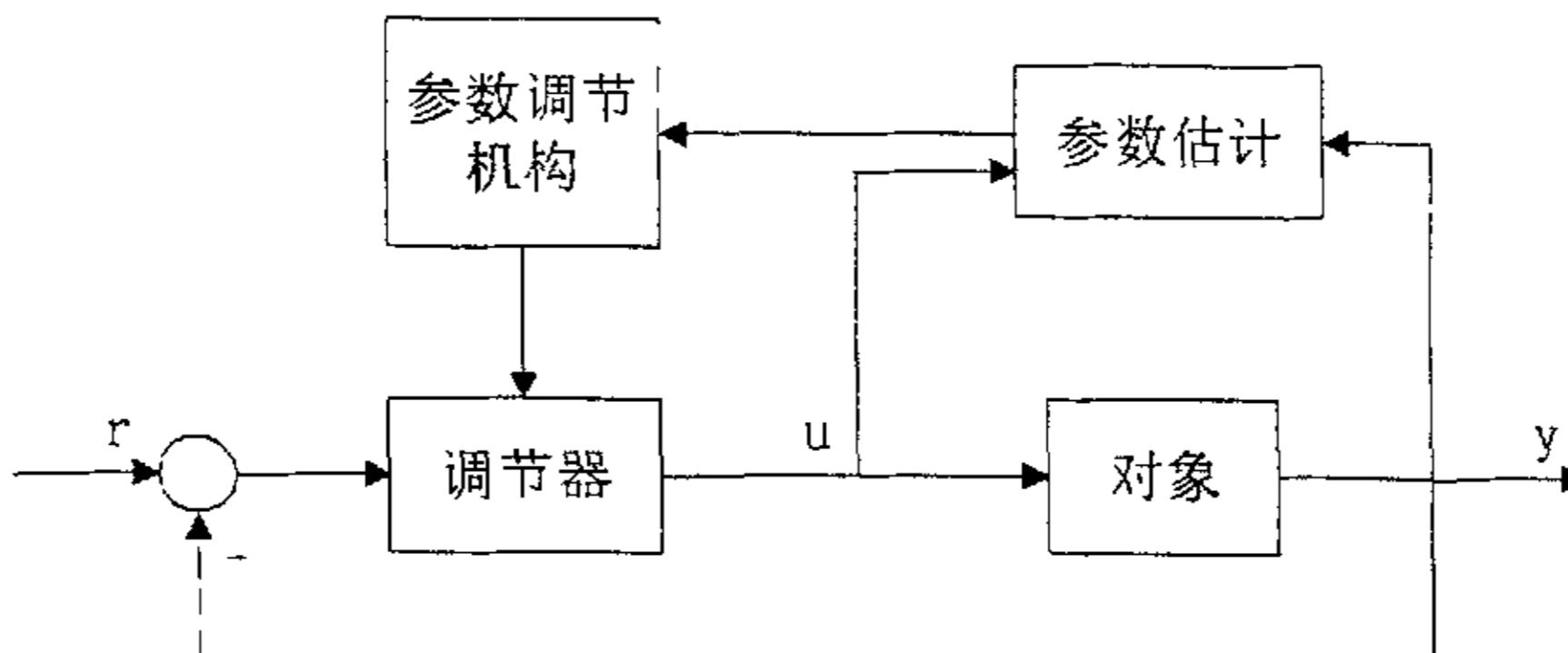


图 2.2.1 自校正调节器

自校正调节器需要相当多的被控对象的验前知识，特别是有关对象时间常数的数量级，以便选择合适的采用周期和数字滤波器的时间常数。此外，参数估计器和调整机构均涉及大量的计算，只有借助于现代数字计算机，该方法才能实现。

随着计算机技术的发展，一般可以取较短的采样周期  $T$ ，它相对于被控对象的时间常数  $T_s$  也就更小了。所以数字 PID 的整定过程是，首先按照模拟 PID 控制参数整定的方法来选择，然后再适当调整。

临界比例度法和衰减曲线法都需要对正在运行的系统做实验，而在控制过程中，一般不希望干扰系统的正常运行。对于经验法，当系统的运行环境发生变化时，原来比较好的运行参数可能已经不能适应变化了的环境，达不到较好的运行效果。因此，需要在系统正常运行的情况下对系统的数学模型进行辨识，根据数学模型对 PID 参数进行整定，以适应环境的变化。

## 2.2.6 PID 控制的鲁棒性

PID 控制器的智能化是因为 P（比例）、I（积分）、D（微分）调节能够比较完整地模拟人工的粗调、细调与提前调的动作，而 PID 调节的鲁棒性则是指当对象特性

$G_p(s) = \frac{K_c e^{-\tau s}}{1 + T_s s}$  的特征参数 ( $K_c$ 、 $\tau$ 、 $T_s$ ) 在一个比较宽的范围内变化时，PID 调

节系统仍然具有相当的稳定性。对于某些可能导致调节系统品质严重恶化的场合，PID 调节器引入自整定，将进一步扩大了系统的鲁棒性。

下面从幅频特性的角度说明 PID 控制的鲁棒性。

系统鲁棒性的提出，起因于被控对象的描述具有不确定性，即对象的频率特性

$G(j\omega)$  表现为一个函数簇 P

$$P = \left\{ G : \left| \frac{G(j\omega) - \hat{G}(j\omega)}{\hat{G}(j\omega)} \right| \leq \bar{L}_m(j\omega) \right\} \quad (2.2.2)$$

$\bar{L}_m(\omega)$  为对象实际模型  $G(j\omega)$  与标称模型  $\hat{G}(j\omega)$  相对误差的最大绝对值，即

$$\bar{L}_m(j\omega) = \max_{\omega \in (0, \infty)} \left| \frac{G(j\omega) - \hat{G}(j\omega)}{\hat{G}(j\omega)} \right| \quad (2.2.3)$$

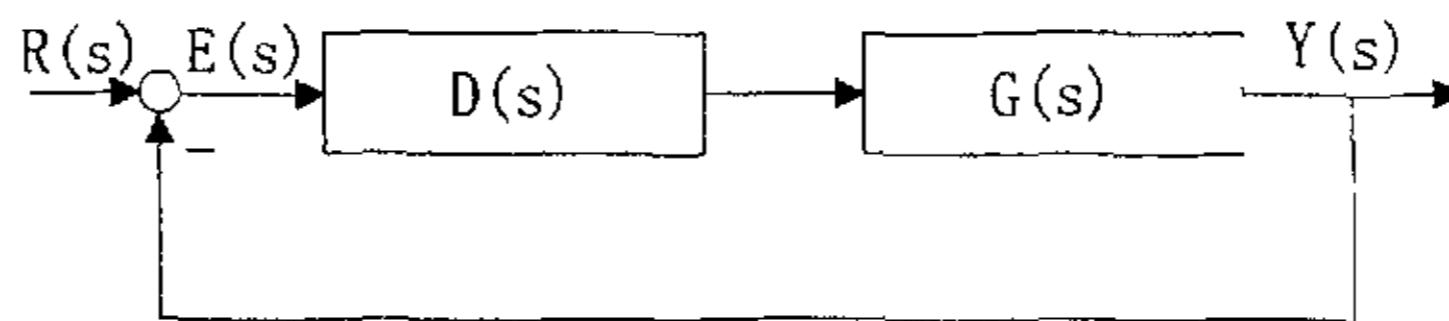


图 2.2.2 单位闭环反馈系统

当对象  $G(s)$  与控制器  $D(s)$  构成如图所示的单位闭环反馈系统时，其开环传递函数  $M(s)$  为

$$M(s) = D(s)G(s) \quad (2.2.4)$$

闭环特征方程为

$$F(s) = 1 + M(s) = 1 + D(s)G(s) \quad (2.2.5)$$

当  $D(s)$  与  $G(s)$  在  $s$  复平面右半平面内无极点时，图 2.2.2 所示系统稳定的充要条件是  $F(j\omega)$ （在  $\omega = 0 \rightarrow \infty$ ）不包含  $s$  复平面的原点，或者  $M(j\omega)$ （在  $\omega = 0 \rightarrow \infty$ ）不包围  $(-1, j0)$  点。对于鲁棒系统则要求

$$\|M(j\omega)\|_\infty < 1, \forall \omega \quad (2.2.6)$$

式中  $\|\cdot\|_\infty$  为对  $M(j\omega)$  取  $H_\infty$  范数，

$$\|M(j\omega)\|_\infty \stackrel{\Delta}{=} \sup |M(j\omega)|, \forall \omega \quad (2.2.7)$$

即  $\|M(j\omega)\|_\infty$  定义为  $M(j\omega)$  模的上界。满足式 2.2.6 说明即使在对象运行工况最

差的情况下，闭环系统仍然具有稳定性。这是系统设计必须考虑的一个问题；另外，系统正常运行品质的好坏也是系统设计时必须考虑的。

为了使输入  $R(t)$  对输出  $Y(t)$  无稳态误差，要求误差传递函数

$$E(s) = \frac{1}{1 + D(s)G(s)} \approx 0 \quad (2.2.8)$$

而这个要求与鲁棒系统的要求是矛盾的，因为满足式 2.2.8 的条件必有

$$M(j\omega) = D(j\omega)G(j\omega) \gg 1 \quad (2.2.9)$$

这与鲁棒条件式 2.2.6 相矛盾。

考虑到过程控制对象一般具有以下两个特点：

(1) 对象（尤其是过程控制对象  $G_p(s) = \frac{K_c e^{-\tau s}}{1 + T_s s}$ ）具有低通滤波器特性，即

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} G(j\omega) = \text{常数 (有限)} \quad (2.2.10)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} G(j\omega) \approx 0 \quad (2.2.11)$$

(2)  $G(j\omega)$  是变化的，即  $G(j\omega) = \hat{G}(j\omega)[1 + l(j\omega)]$ ，不确定性因素  $l(j\omega)$  随着  $\omega$  增大而增大。

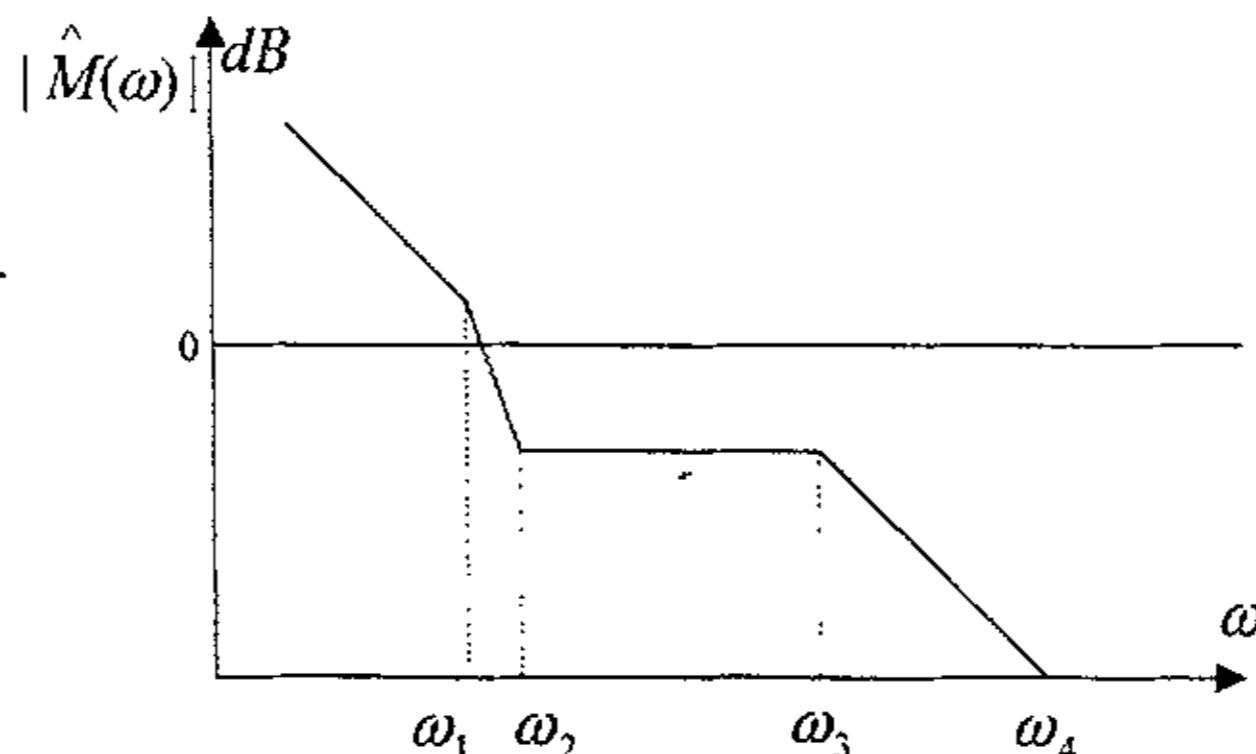


图 2.2.3 理想  $|\hat{M}(j\omega)|$  曲线

为此，鲁棒系统的设计，以标称对象  $\hat{G}(s)$  作为设计依据，其理想开环幅频特性应如图 2.2.3 所示。设：

$$\hat{M}(j\omega) = D(j\omega)\hat{G}(j\omega) \quad (2.2.12)$$

当  $\omega < \omega_1$  时，系统工作处于低频段，实际上  $|\hat{M}(j\omega)| = |M(j\omega)|$ （因为  $l(\omega)$  的影响在低频时可以忽略）。同时，由于  $|M(j\omega)| \gg 1$ ，可以保证：

$$E(s) = \frac{1}{1 + M(s)} \approx 0 \quad (2.2.13)$$

也就是说，在  $t \rightarrow \infty (s \rightarrow 0)$  时，没有稳态误差。

当  $\omega \in [\omega_2, \omega_3]$  时，不确定性  $l(j\omega)$  开始影响  $G(j\omega)$ ，根据频率特性的幅频校正方法， $|\hat{M}(j\omega)|$  应该小于 1，一般约为  $-8dB \sim -15dB$ ，以使在工作频率范围内保证闭环系统的稳定性。

当  $\omega > \omega_3$  时，系统处于高频段， $l(j\omega)$  变大， $|\hat{M}(j\omega)|$  应该随着  $\omega$  增大而减小，以保证系统在受到干扰时能够对噪声进行有效抑制。

这样的理想幅频特性曲线，在低频段能够保证闭环系统无稳态误差，在工作频段有足够的稳定裕度，在高频段能够有效抑制噪声的干扰。

在 PID 调节系统鲁棒性研究中，通过选择适当的 PID 控制器参数，可以得到图 2.2.3 所示的  $|\hat{M}(j\omega)|$  曲线。

目前流行的 PID 算式是不完全微分型，即

$$D(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left( \frac{T_d s}{r s + 1} \right) \quad (2.2.14)$$

式中  $K_p$ 、 $T_i$ 、 $T_d$  与  $r$  分别为比例增益、积分时间、微分时间与微分增益 ( $r = 6 \sim 20$ )。

典型的过程对象特性一般可记为

$$\bar{G}_p(s) = \frac{K_c e^{-\tau}}{1 + T_s s} = \bar{G}(s) e^{-\tau} \quad (2.2.15)$$

因为  $|e^{-\tau}| = 1, \forall \tau$  (2.2.16)

若取  $|\hat{M}(j\omega)| = |D(j\omega)\bar{G}(j\omega)|$

则  $e^{-\tau}$  的存在不影响  $|\hat{M}(j\omega)|$  曲线，但可以改变  $\angle \hat{M}(j\omega)$  曲线。因此， $e^{-\tau}$  的存

在可以改变系统的工作频率。

将  $D(s)$  及  $\bar{G}(s)$  代入式 2.2.17, 得

$$|\hat{M}(j\omega)| = \frac{K_p K_c}{T_i} \cdot \left( \frac{1}{s} \right) \cdot \frac{(T_i s + 1)(T_d s + 1)}{(T_s s + 1)(\frac{T_d}{r} s + 1)} \Big|_{s=j\omega} \quad (2.2.18)$$

根据不完全微分型 PID 调节器参数整定经验:  $T_d = T_i$ , 上式可以改写为

$$|\hat{M}(j\omega)| = K \cdot \left( \frac{1}{\omega} \right) \cdot \frac{[(T_i \omega)^2 + 1]}{[(T_s \omega)^2 + 1]^{1/2} [(\frac{T_i}{r} \omega)^2 + 1]^{1/2}} \quad (2.2.19)$$

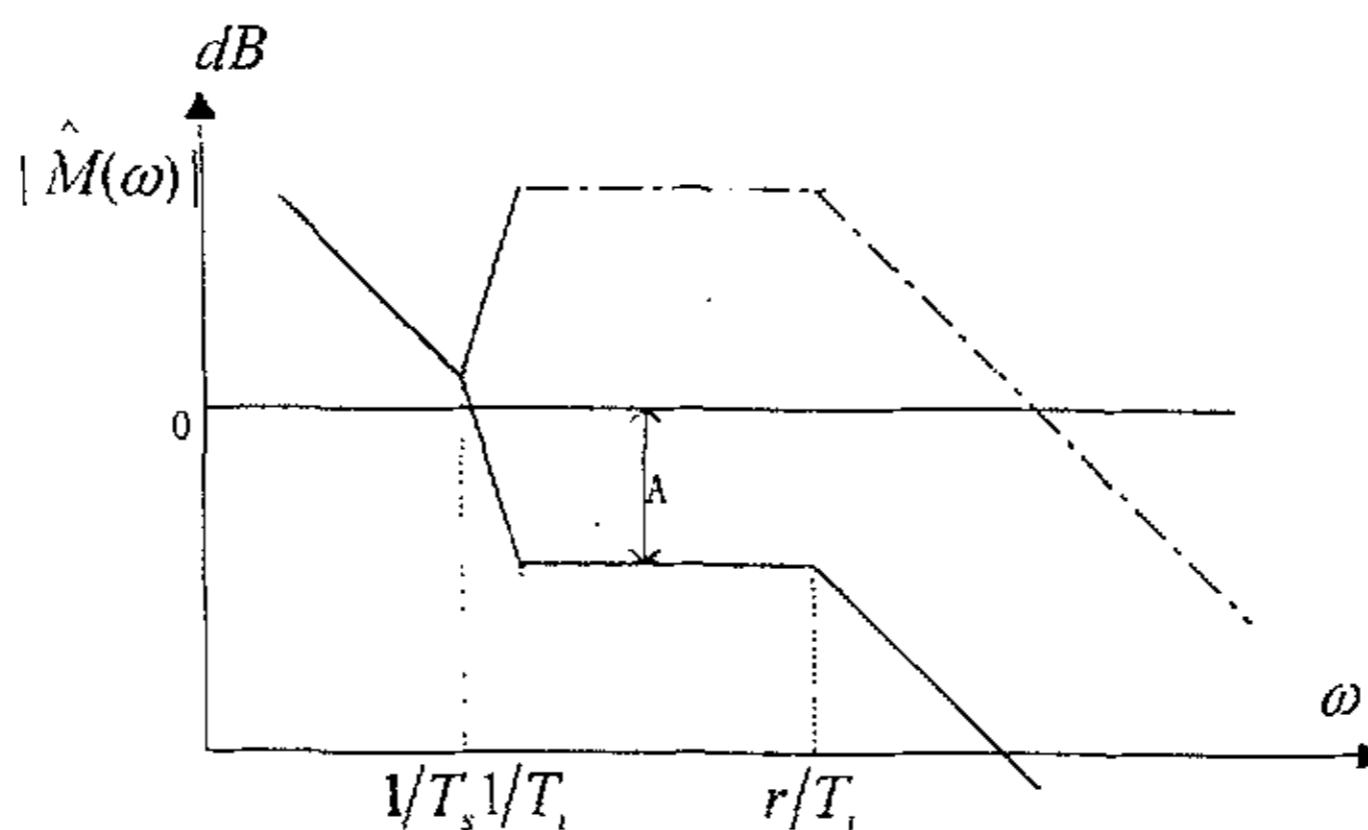


图 2.2.4 对数幅频曲线

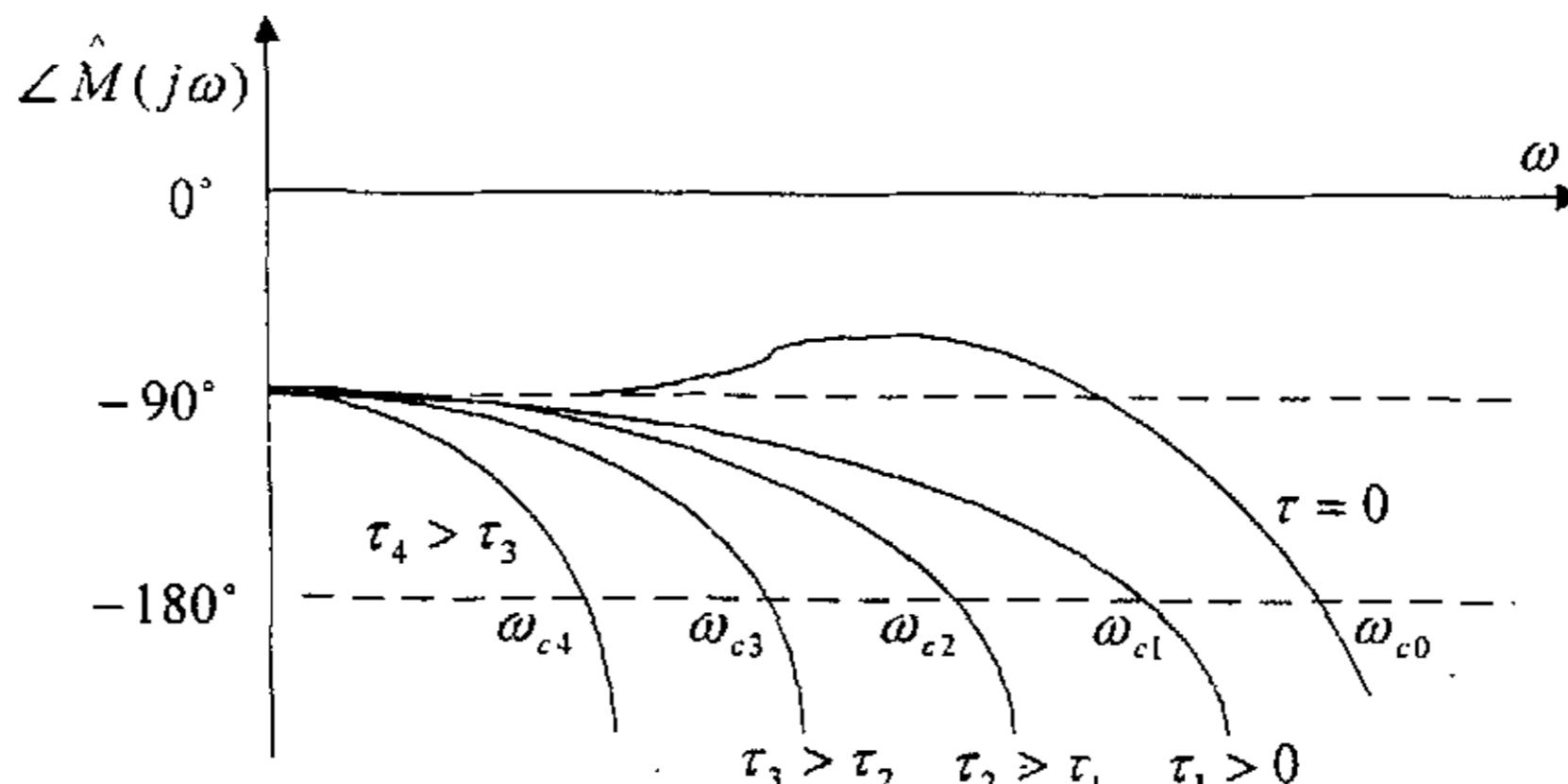


图 2.2.5 对数相频曲线

式中  $K = \frac{K_c K_p}{T_i}$ 。

若取  $T_i < T_s$ 。则  $|\hat{M}(j\omega)|$  的对数幅频特性曲线变成如图 2.2.4 实线所示。

反之，若取  $T_i > T_s$ ，则  $|\hat{M}(j\omega)|$  的近似曲线为图中点划线所示。这时可能有如下两种情况：

- (1)  $\tau = 0$ ，(即  $\tau$  很小)，系统工作频率位于高频区，即  $G(s)$  不确定性最严重的频率范围，调节系统会严重偏离最优整定的工作状态；
- (2)  $\tau$  较大，系统的相角裕度为负，系统处于本质不稳定状态。

由图 2.2.4 可以看出  $\hat{K}$  不宜太大，即  $K_p$  不宜太大。因为随着  $K_p$  的增大， $|\hat{M}(j\omega)|$  会不断上升（图中点划线）。而系统的幅值裕度则会随着  $\hat{K}$  的增大而减小。

## 2.3 模糊 PID 控制器

### 2.3.1 模糊 PID 控制算法

在工业生产过程中，许多被控对象随着负荷变化或由于干扰因素影响，对象特性参数或结构发生变化，这时如果只是采用固定的 PID 控制器参数，虽然系统也能够稳定，但控制品质将大受影响。PID 控制器结构简单、鲁棒性强，但在静态和动态性能之间、跟踪设定值与抑制扰动能力之间存在矛盾，如采用折衷处理的方法，系统不一定能获得最佳控制效果。

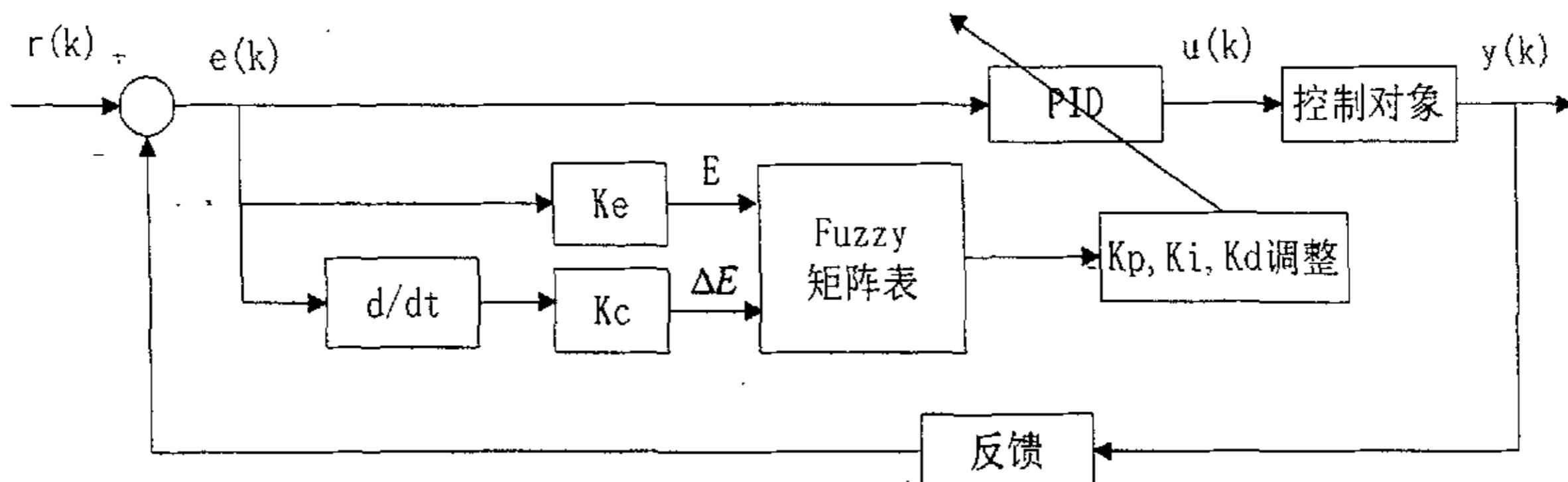


图 2.3.1 模糊 PID 控制框图

为了克服常规 PID 控制器的不足，可以使用模糊 PID 控制器，其基本原理是在普通 PID 控制器的基础上，加上一个模糊控制环节，模糊控制环节根据系统的实时状态，在线调整 PID 的三个参数： $K_p$ 、 $K_i$  和  $K_d$ 。

模糊 PID 控制器结构：

采用计算机实现的 PID 控制算法，对于位置式算法，其离散 PID 控制规律为：

$$u(k) = K_p \left\{ e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{i=0}^{k-1} e(i) + \frac{T_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \right\} \quad (2.3.1)$$

式中， $u(k), e(k)$  分别为第  $k$  个采样时刻的控制器输出（控制量）和输入量（偏差）； $T$  为采样周期； $T_i, T_d$  分别为积分和微分时间常数； $K_p$  为比例增益。

一般采用增量式控制算法，令

$$K_i = K_p \frac{T}{T_i}, K_d = K_p \frac{T_d}{T} \quad (2.3.2)$$

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= K_p \left\{ [e(k) - e(k-1)] + \frac{T}{T_i} e(k) + \frac{T_d}{T} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \right\} \\ &= K_p \left[ (1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T}) e(k) - (1 + 2 \frac{T_d}{T}) e(k-1) + \frac{T_d}{T} e(k-2) \right] \\ &= K_p [d_0 e(k) + d_1 e(k-1) + d_2 e(k-2)] \end{aligned}$$

假设

$$d_0 = 1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T}, d_1 = -(1 + 2 \frac{T_d}{T}), d_2 = \frac{T_d}{T} \quad (2.3.3)$$

可得

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{K_p (d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-2})}{1 - z^{-1}} \quad (2.3.4)$$

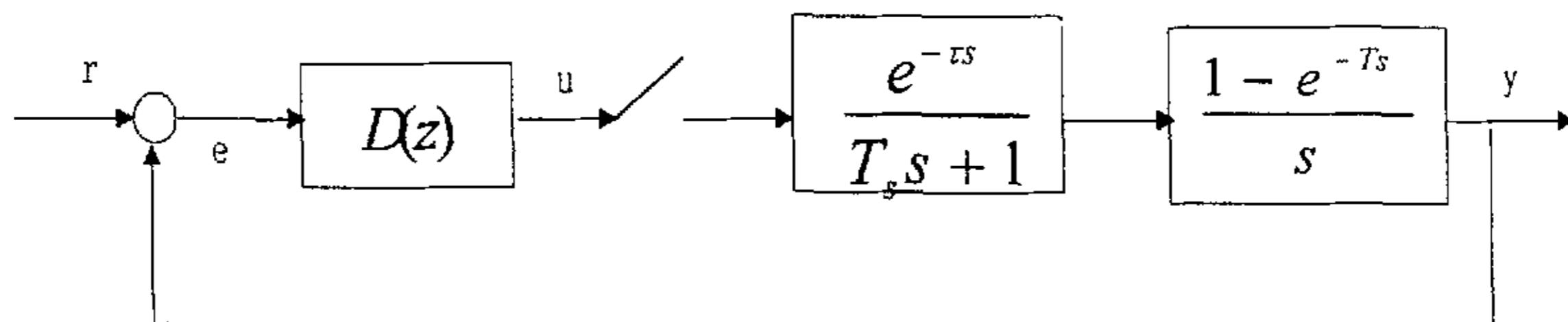


图 2.3.2 数字 PID 控制结构图

数字 PID 调节器的参数整定，就是要确定  $T, K_p, T_i (K_i), T_d (K_d)$  四个参数，为了减少在线整定参数的数目，根据大量实际经验的总结，人为假设约束条件，以减少独立的变量的个数，一般可以取： $T = 0.1T_s, T_i = 0.5T_s, T_d = 0.125T_s$ 。

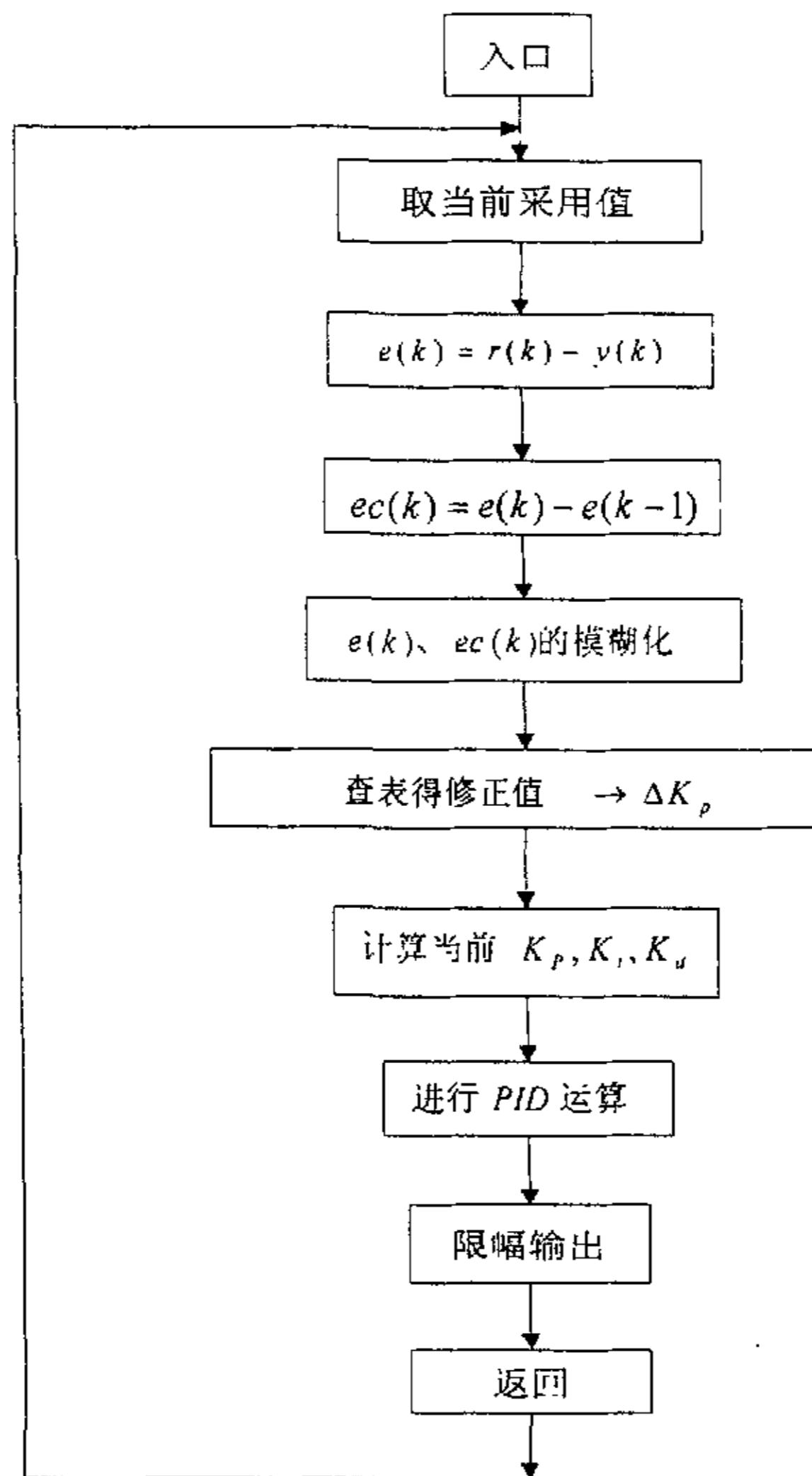


图 2.3.3 模糊 PID 仿真图

由此可得数字 PID 调节器的  $z$  脉冲传递函数

$$D(z) = \frac{K_p(2.45 - 3.5z^{-1} + 1.25z^{-2})}{1 - z^{-1}} \quad (2.3.5)$$

对于用梯形求积进行差分化近似的 PID 调节器的脉冲传递函数为

$$D(z) = \frac{K_p(2.36 - 3.4z^{-1} + 1.25z^{-2})}{1 - z^{-1}} \quad (2.3.6)$$

相应的差分方程为

$$\Delta u(k) = K_p [2.36e(k) + 3.4e(k-1) + 1.25e(k-2)] \quad (2.3.7)$$

这样，对四个参数的整定就简化为一个参数  $K_p$  的整定，使问题明显地简化了。

应用约束条件减少被整定参数的数目的归一参数整定法是有发展前途的，对于实现 PID 的自整定将带来很多的方便。

### 2.3.2 数字 PID 的仿真

一般化工反应器的模型可以用有纯滞后的一阶惯性环节来近似，即传递函数可以近似为  $G(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{T_s S + 1}$ ，其中  $\tau$  为纯滞后时间常数，在实际反应过程中，随着反应的进行，即处于不同的阶段时，其纯滞后时间是不一样的，一般在温度高时  $\tau$  比较大，而温度小时  $\tau$  比较小， $T_s$  一般则变换不大。在仿真程序中，根据所处的温度的不同阶段，动态的改变  $\tau$  的数值。图 2.3.3 为数字仿真的框图。

在本程序中取  $T$ (采样周期)为 40s， $T_s$  为 400s，而  $\tau$  分别为 40s、80s、120s，对应于不同的反应阶段，仿真程序以磺化过程为例。在仿真过程中对  $K_p$  进行了限幅。

根据  $T = 0.1T_s, T_i = 0.5T_s, T_d = 0.125T_s$ ，可得  $K_i = 0.2K_p, K_d = 1.25K_p$ 。仿真所用的传递函数为： $G(s) = \frac{e^{-\tau s}}{T_s S + 1}$ ，其中  $\tau$  为纯滞后时间， $T_s$  为一阶惯性环节时间常数。取采样周期  $T = 40s$ ，惯性环节时间常数  $T_s = 200s$ ，根据  $\tau$  所处的不同阶段分别为 40s, 80s, 120s 等三种情况。

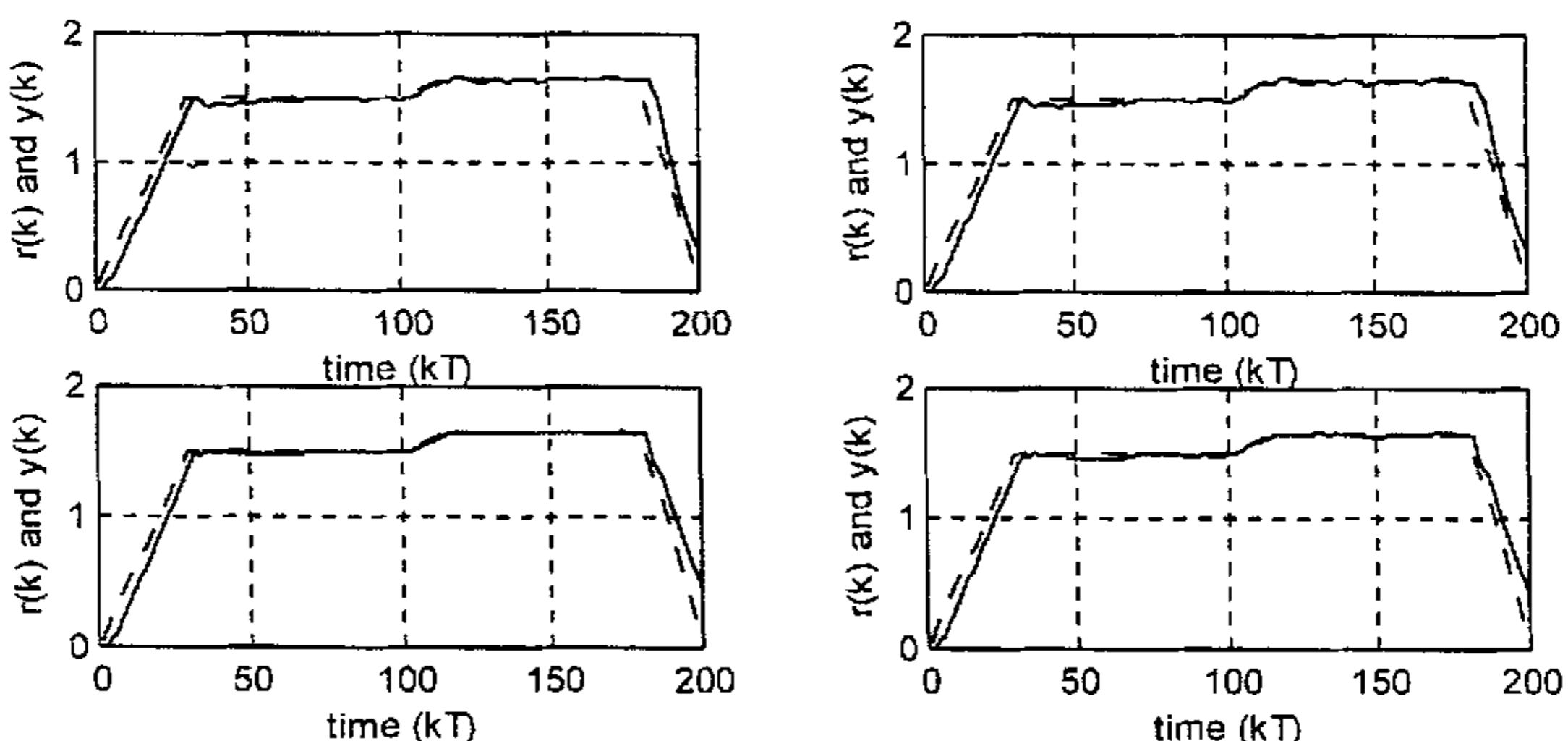


图 2.3.4 模糊 PID 仿真结果

在图 2.3.4 中，上两图为仿真结果，分别为无噪声、有  $\pm 2\%$  的随机噪声的结果。两图的纯滞后时间常数  $\tau$ ，在仿真开始阶段  $[1,30] \tau = 40s$ ，在区间  $[31,115]$  和

### 第三章 预估补偿自整定控制算法研究

在实际情况下，受控对象的精确数学模型是无法得知的，而且在系统运行过程中，受控对象的参数是随着时间变化的。即使是模糊控制等鲁棒性较好的控制器，在受控对象参数变化较大的情况下的控制效果也不会很好，这时，如果利用系统辨识的方法得出受控对象近似但是实时的数学模型，再由辨识出来的数学模型进行参数寻优，对提高控制效果是有益的。

我们要控制的主要对象是反应器温度，使其按照给定的工艺曲线变化，温度的变化范围从  $0^{\circ}\text{C}$  到  $165^{\circ}\text{C}$ ，温度的精度要求是不大于  $2\%$ ，如前所述，温度控制的两个难点是对象模型变化和对象存在纯滞后，而且由于这些反应过程内部存在不同的反应阶段，每个阶段的数学模型变化比较大，因此我们在确定每个阶段对象的数学模型结构的基础上，运用参数辨识的方法来获取对象的数学模型。

#### 3.1 参数辨识

##### 3.1.1 模型辨识的基本概念

所谓模型辨识，就是通过测取研究对象在给定输入作用下的输出响应，或实际运行时的输入输出数据，加以必要的数据处理和数学计算，估计出对象的数学模型。辨识是一种利用数学方法从输入输出数据序列中提取出对象数学模型的方法。

模型辨识可以离线进行，也可在线进行，但都要经历如下步骤：根据辨识的目的，利用先验的知识，初步确定模型结构；采集数据；然后进行模型参数的辨识；最后，经过验证获得对象的模型。

##### 3.1.2 最小二乘辨识法

在工业过程中，对受控对象的辨识可分成两类：一类是非参数模型辨识方法；另一类是参数模型辨识方法。非参数模型辨识方法是假定过程是线性的前提下，不必事先确定模型的具体结构，可适用于任意复杂的过程。参数模型辨识方法必须假定一种模型结构，通过极小化模型与过程之间的误差来确定模型的参数。

非参数模型辨识方法一般有：阶跃响应法；脉冲响应法；频率响应法；相关分析法；谱分析法等。参数模型辨识方法包括最小二乘辨识法、梯度校正法和极大似然法。根据计算机与过程间的不同联接方式又可分为离线辨识和在线辨识，对于时变过程的辨识及自适应控制的问题来说，一般应该采用在线辨识。

由于最小二乘法原理简单，编程也不困难，所以应用较为广泛。过程的输入输出关系一般可描述为如下的最小二乘格式

$$y(k) = x^r(k)\theta + e(k) \quad (3.1.1)$$

对于外加剂生产过程的温度对象模型，可以用带纯延迟的一阶惯性环节来近似，即

$$G_p(s) = K_c \frac{e^{-\tau s}}{T_s s + 1} \quad (3.1.2)$$

$T_s$  为等效惯性时间常数， $\tau$  为等效纯延迟时间。

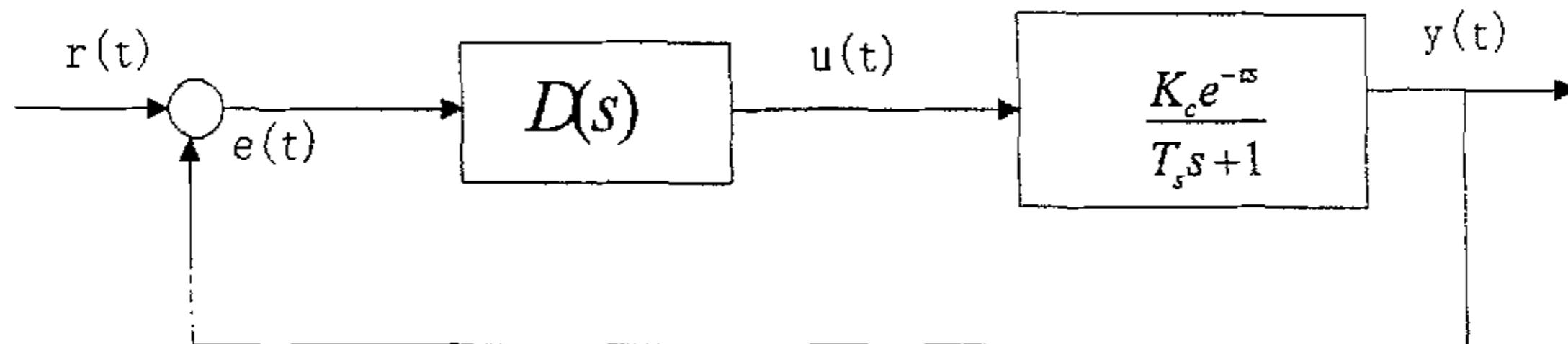


图 3.1.1 模拟 PID 控制框图

如果控制器  $D(s)$  为模拟  $P$ （纯比例）控制器，控制输出  $y(t)$  存在稳态误差。

对于图 3.1.1，设控制器  $D(s) = K_p$ ，则其闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{K_c K_p e^{-\tau s}}{T_s s + 1 + K_c K_p e^{-\tau s}} \quad (3.1.3)$$

其稳态误差为

$$\begin{aligned} e_{ss} &= \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{s + T_s + K_p K_c e^{-\tau s}} \\ &= \frac{1}{1 + K_p K_c} \end{aligned} \quad (3.1.4)$$

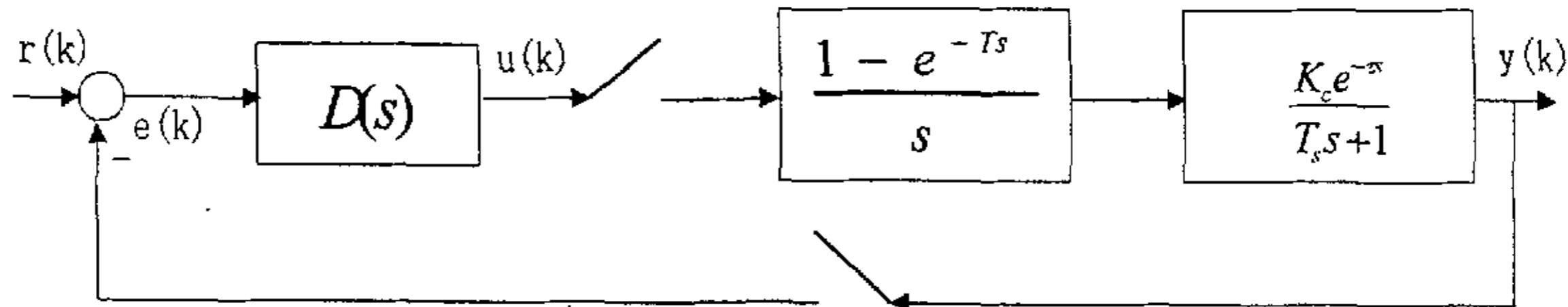


图 3.1.2 数字 PID 控制框图

设采样周期为  $T$ ， $\tau/T = d, T_s/T = m$ ，则

$$\begin{aligned} G_p(z) &= \frac{Y(z)}{U(z)} = Z \left\{ \frac{K_c(1 - e^{-T_s}s)e^{-\tau s}}{s(T_s s + 1)} \right\} \\ &= z^{-d-1} \frac{K_c(1 - e^{-1/m})}{1 - e^{-1/m} z^{-1}} \end{aligned} \quad (3.1.5)$$

设  $ee = e^{-T/T_s}$ , 则由式(3.1.5)可以得到相应的差分方程

$$\begin{aligned} y(k) &= Kc(1 - ee)u(k - d - 1) + eey(k - 1) \\ &= -ay(k - 1) + bu(k - d - 1) \end{aligned} \quad (3.1.6)$$

在式 (3.1.6) 中, 设:

$$a = -ee, b = Kc(1 - ee)$$

外加剂生产过程选择的对象传递函数模型为一阶惯性环节加纯滞后, 即  $n = 1$ 。

在进行参数辨识时, 纯滞后时间  $\tau$  只能准确到采样周期  $T$  的整数倍, 即  $\tau = dT, d = 1, 2, \dots$ 。该数学模型需要辨识的参数有三个:  $Kc, \tau, T_s$ , 在这里采用最小二乘法, 由差分方程来辨识这些未知参数。

令 2 维输入、输出向量  $x(k)$  与参数向量  $\theta$  分别为

$$x(k) = [-y(k - 1) \ u(k - d - 1)]^T \quad (3.1.7)$$

$$\theta = [a \ b]^T \quad (3.1.8)$$

在式 (3.1.6) 后面加上误差后就得到实际的差分方程表达式

$$y(k) = -ay(k - 1) + bu(k - d - 1) + e(k) \quad (3.1.9)$$

可得

$$y(k) = x^T(k)\theta + e(k) \quad (3.1.10)$$

将  $k = 2, 3, \dots, N+1$  分别代入上式, 则形成  $N$  个方程, 写为矩阵形式为

$$Y = X\theta + e \quad (3.1.11)$$

式中

$$X = \begin{bmatrix} -y(1) & u(1-d) \\ -y(2) & u(2-d) \\ \vdots & \vdots \\ -y(N) & u(N-d) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} Y &= [y(2) \ y(3) \dots y(N+1)]^T \\ e &= [e(2) \ e(3) \dots e(N+1)]^T \end{aligned} \quad (3.1.12)$$

则  $\theta$  的最小二乘估计值  $\hat{\theta}$

$$\hat{\theta} = (X^T X)^{-1} X^T Y \quad (3.1.13)$$

在大多数实际工业应用中，纯滞后时间  $\tau$  是由物料的传输造成的，而这是可以精确测量的，然而，在化工生产过程中，往往由于一些重要的状态变量无法测量，致使纯滞后时间  $\tau$  是无法估计，只能通过辨识的方法来确定。

残差  $e$  是一个与噪声和模型结构（阶数）有关的随机变量。假设用同样的输入输出数据，采用相同的参数估计方法，所得到的残差  $e(n, d)$  将随着模型阶次  $n$  和模型的延迟  $d$  的不同而不同。

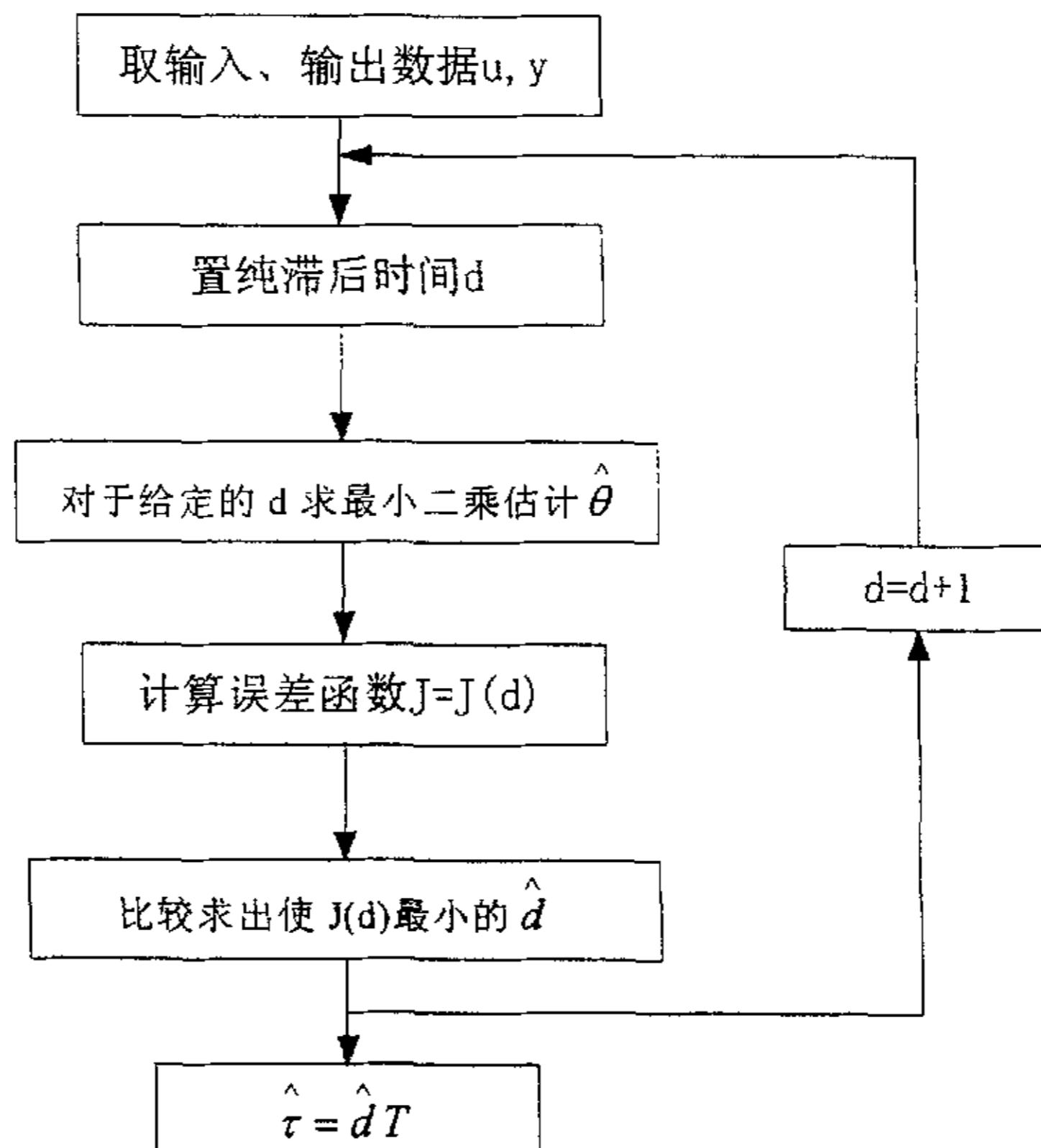


图 3.1.3 最小二乘估计程序框图

延迟  $d$  的确定，可以采用模型的拟合度确定方法（即  $LF$  法）。比较不同的延迟情况下的模型与观测数据的拟合度，拟合度可以用误差平方和的损失函数来测量

$$J(d) = e^T e = (y - X \hat{\theta})^T (y - X \hat{\theta}) \quad (3.1.14)$$

由于我们已经确定对象数学模型的结构为一阶惯性加纯延迟的形式，所以， $n=1$ 。假设  $\hat{\theta}$  是对于给定延迟  $\tau = dT$  的最小二乘估计，即  $J = J(d)$ 。用损失函数的方法可以比较不同的纯滞后所造成的损失函数，可通过给定一个  $d, \tau = dT, d = 1, 2, \dots$ ，反复进行最小二乘估计，估计最佳的  $d$  能使误差函数  $J(d)$  趋于最小值。也就是寻找最佳参数  $\hat{d}$ ，使误差指标函数

$$\hat{J}(d) = \min J(d) \quad (d = 1, 2, \dots) \quad (3.1.15)$$

下面以  $r(t) = 1(t), K_c = 1$ ，采样周期  $T = 15s$ ，延迟  $\tau = 45s$ ，惯性时间常数  $T_s = 150s$  为例进行仿真比较，所选择的 PID 参数为  $K_p = 1.1, K_i = 0.3, K_d = 0.6$ 。参考输入为单位阶跃响应。辨识所采用的数据窗口为  $k = 1 \sim 20$ 。

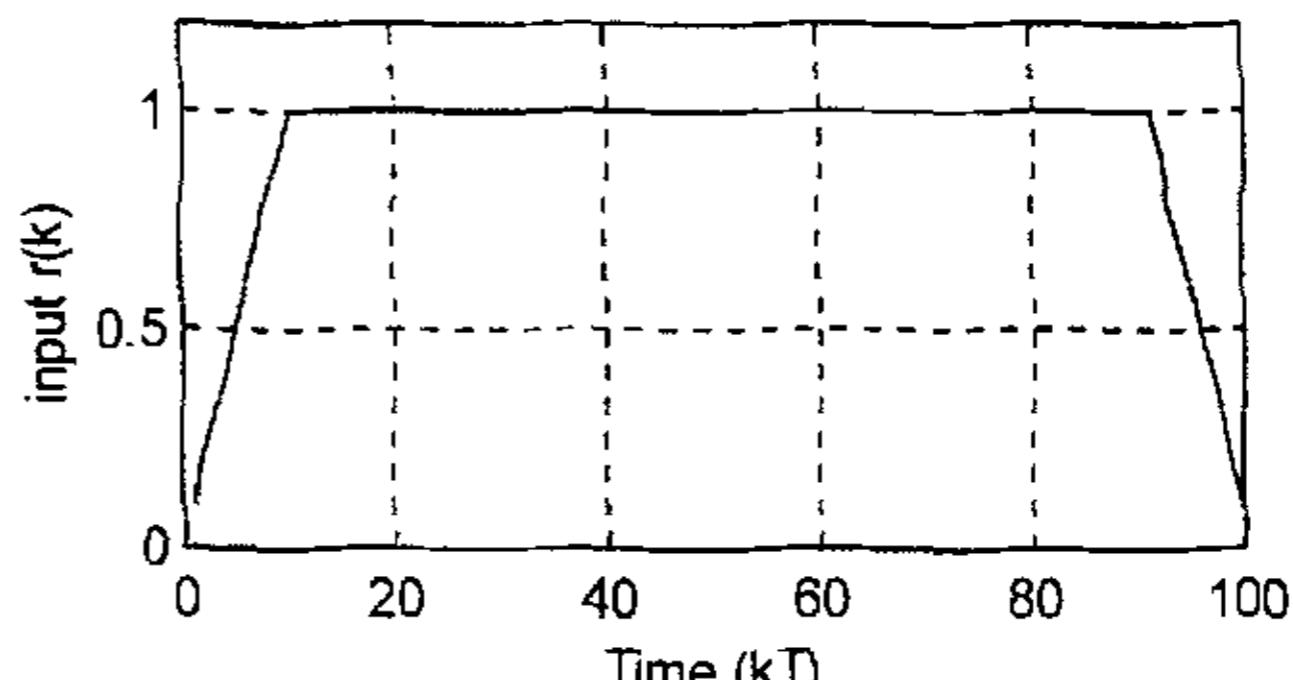
噪声水平	辨识参数	D=1	D=2	d=3	d=4	d=5	d=6
$\pm 0\%$	Kc	1.533	1.215	1.000001	0.893	0.819	0.786
	Ts	330.96	227.06	149.9999	122.48	98.91	90.71
	J(d)	0.0433	0.0307	7.51E-13	0.397	0.071	0.123
$\pm 1\%$	Kc	1.578	1.242	1.017	0.903	0.829	0.791
	Ts	341.3	232.96	153.03	123.47	100.61	89.57
	J(d)	0.0448	0.327	6.96E-04	0.383	0.0735	0.119
$\pm 2\%$	Kc	1.625	1.268	1.0339	0.914	0.838	0.795
	Ts	351.81	238.8	155.95	124.36	102.26	88.39
	J(d)	0.0480	0.363	2.79E-03	0.384	0.0774	0.118
$\pm 5\%$	Kc	1.768	1.3496	1.084	0.943	0.8639	0.808
	Ts	384.29	255.86	164.05	126.53	106.85	84.82
	J(d)	0.0674	0.0561	0.00176	0.0473	0.0983	0.121

表 3.1.1 不同噪声水平下的辨识结果比较

从表 3.1.1 中可以看出，在没有噪声时，几乎可以准确的估计出各参数值，噪声越大，也就是信噪比越大，其损失函数  $J$  的对比越不明显，即噪声越大，对于确定延迟  $d$  的大小越不利。还可以看出噪声越大，估计参数值的误差越大，从  $K_c$  的估计值可以看出（因为  $K_c$  的准确值是 1），在噪声水平为  $\pm 5\%$  时， $K_c$  的估计误差为 8.4%，而  $T_s$  的估计误差为 9.3%。表中的噪声的百分比大小是与参考输入信号  $r(t)$

相比的值。

当参考输入为如右所示波形时，辨识所采用数据窗口  $k=1 \sim 20$  可以准确辨识出数学模型各参数。之所以选用这样的参考输入，是模拟该化工反应器的升温、保温、降温过程。

图 3.1.4 参考输入波形  $r(k)$ 

通过仿真还可以看出，影响辨识结果精度的两个主要因素是辨识输入数据窗口的位置、长度和噪声的大小。以下讨论基于图 3.1.4 所示的参考输入，表 3.1.2 为中的辨识数据能够说明这两个因素（由于对增益  $K_c$  的辨识基本准确，故下表中辨识值一栏省去了  $K_c$  的辨识值）

噪声水平	辨识区间	[0,20]	[10,20]	[20,40]	[40,60]	[60,80]	[80,99]
$\pm 0\%$	D	3	3	3	3	4	3
	Ts	150	150	150	149.95	140.93	149.997
$\pm 1\%$	D	3	3	3	2	2	3
	Ts	148.91	148.15	177.39	114.17	138.84	144.12
$\pm 2\%$	D	3	3	3	2	2	2
	Ts	147.74	146.46	203.03	99.29	123.6	179.38
$\pm 5\%$	D	3	3	3	2	2	1
	Ts	144.11	142.43	224.35	82.65	111.39	200.65

表 3.1.2 噪声水平、辨识数据窗口对辨识结果的影响

从表中可以看出，当选择的数据窗口为 [0,20]、[10,20] 时，在各种噪声水平上均能够实现准确辨识参数。应该引起注意的是，[0,20]、[10,20] 区间的数据都是输入、输出数据变化大的部分，从参数辨识的观点来看，由于对象数据变化幅度大，对象的动态特性就能够充分表现出来，对于辨识结果是有利的，而对于 [40,80] 这一段由于对象输出逐渐趋近于稳态，输入输出数据变化幅度小，对象的特性即对象的所有模态不能完全体现出来。实际上，这一段的过程输出（闭环响应）较为平缓，输入激励的方差过于小，也就是，会使参与辨识数据可能是病态的，辨识结果严重偏离实际的参数值，从而有效的辨识信息量相对减少，势必会引起辨识结果恶化，不能反映实际的过程参数。

对于实际工业过程控制系统而言，其过程噪声的水平不是人所能够进行控制的，但是我们可以选择进行辨识所采用数据段窗口（包括数据的起点和数据的长度），即

选择输入、输出数据变化大的区段进行参数辨识，以最大限度提高辨识结果的估计精度。

本文没有采用递推最小二乘法（RLS），是由于该控制过程内部可以明确地划分为不同的阶段，每个阶段都有确定的起点和终点标志（如滴加原料的开始、结束，保温开始、结束等都有可以知道），只需要采集相关原始过程数据，就可以一次性进行直接辨识，没有必要采用 RLS，从而减轻了计算量，而且也能够满足辨识要求。

### 3.1.3 闭环系统的可辨识性

上面运用最小二乘法对过程温度对象的参数进行了辨识，但是还没有证明其闭环的可辨识性，下面将对此进行论述。

在许多实际问题（比如在本控制系统）中，辨识不一定都能在开环状态下进行，也不能进行开环实验，因为开环可能使系统不稳定，甚至有危险，比如一些实际运行着的工业过程。还有一些系统的反馈是系统本身所固有的，无法去除，对于这样的一些系统是无法得到开环实验数据的。闭环辨识于开环辨识有很大的不同。首先，工作着的闭环系统是稳定的，由于反馈作用，不同的输入可能得到几乎相同的输出，因此，对象输入、输出数据所提供的信息比开环的要少，从而给辨识带来一定的困难；其次，在开环系统中，输入与输出所受到的干扰是互相独立的，而在闭环系统中，输入总是与输出噪声相关的，这就给辨识带来更大的困难。利用辨识方法研究生产，这就要求辨识必须在闭环状态下进行。又如研究参数自适应控制问题时，辨识与控制是有机结合的，这时的辨识一定要在闭环状态下进行，以便实时修改控制规律。

闭环辨识的就是在系统闭环条件下，辨识前向通道（过程对象）的模型。闭环辨识的方法可以分为两种，间接辨识法和直接辨识法。两者的区别在于间接辨识法要求反馈通道的控制器模型是已知的，而直接辨识法则要求前向通道的输入、输出数据均是可测的。另外，间接辨识法是先获得闭环系统模型参数，在此基础上利用反馈通道上控制器模型，从中导出前向通道模型参数。而直接辨识法则是利用前向通道的输入输出数据，和开环系统一样利用参数估计的方法直接计算前向通道的参数估计，不必象间接辨识法那样，先辨识出闭环模型参数，再推算出开环前向通道模型。

间接辨识的参数估计的收敛的速度非常慢，其原因在于要估计的参数个数除了过程的参数外，还有干扰通道的参数。另外，还必须知道反馈调节器的知识。因此，若过程的输入为可测量时，则采用直接辨识法更好。

象在开环下获得的输入/输出数据一样，使用在闭环条件下获得的过程输入/输出数据，对过程模型进行辨识，就是直接辨识法。直接辨识法的特点是：无外部输入

信号；对象输入输出必须是可测量的；调节器（控制器）结构和参数不必是已知的。

设闭环辨识对象如图 3.1.5 所示。图中， $G(z^{-1})$  为前向通道上过程传递函数； $R(z^{-1})$  反馈通道上控制器传递函数， $N_v(z^{-1})$  为前向通道噪声  $v(k)$  滤波器； $r(k)$  为设定值信号， $v(k)$  是均值为零，方差为  $\sigma_v^2$  的平稳随机噪声。

所用的模型结构取如下结构（反馈通道  $R(z^{-1})$  不存在干扰信号）

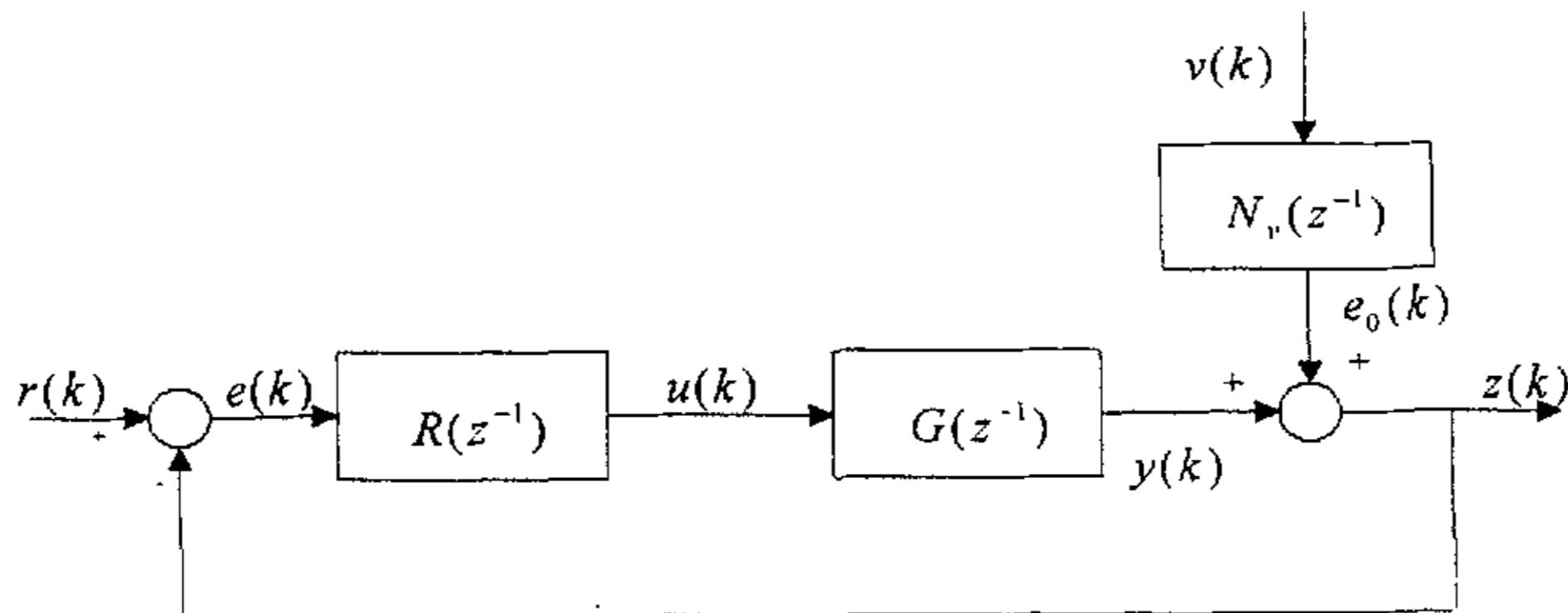


图 3.1.5 闭环辨识对象模型

$$\begin{cases} G(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} z^{-d}, R(z^{-1}) = \frac{Q(z^{-1})}{P(z^{-1})} \\ N_v(z^{-1}) = \frac{D(z^{-1})}{A(z^{-1})}, \end{cases} \quad (3.1.16)$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_{na} z^{-na}$$

$$B(z^{-1}) = 1 + b_1 z^{-1} + \cdots + b_{nb} z^{-nb}$$

$$\text{其中 } D(z^{-1}) = 1 + d_1 z^{-1} + \cdots + d_{nd} z^{-nd} \quad (3.1.17)$$

$$P(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + \cdots + p_{np} z^{-np}$$

$$Q(z^{-1}) = 1 + q_1 z^{-1} + \cdots + q_{nq} z^{-nq}$$

前向通道上过程的输入  $u(k)$ 、输出变量  $z(k)$  是可以测量的，由图 3.1.5 可知，对象前向通道的差分模型可写成

$$A(z^{-1})z(k) = z^{-d} B(z^{-1})u(k) + D(z^{-1})v(k) \quad (3.1.18)$$

定义  $\theta = [a_1, \dots, a_{na}, b_1, \dots, b_{nb}, d_1, \dots, d_{nd}]^T$

$$\begin{aligned} h(k) &= [-z(k-1), \dots, -z(k-na), u(k-d-1), \dots, \\ &u(k-d-nb), \hat{v}(k-1), \dots, \hat{v}(k-nd)]^T \end{aligned} \quad (3.1.19)$$

$$\text{其中 } \hat{v}(k) = z(k) - h^T(k) \hat{\theta}(k-1) \quad (3.1.20)$$

$\hat{\theta}(k-1)$  为  $(k-1)$  时刻的参数估计值。为了能够直接利用前向通道上过程的输入输出数据来辨识模型的参数  $\theta$ ，采用任何开环辨识法，其先决条件都必须保证数据向量  $h(k)$  中的元素  $z(k-1), u(k-d-1)$  和  $\hat{v}(k-1)$  于其他元素互不相关，否则开环辨识法是不能直接应用的，其中  $z(k-1)$  和  $\hat{v}(k-1)$  都是随机变量，所以它们决不会与  $h(k)$  向量中的其他元素相关，唯独  $u(k-d-1)$  由于反馈的作用的影响可能会出现与  $h(k)$  向量中的其他元素相关的现象。通过反馈通道， $u(k-d-1)$  满足下列关系

$$\begin{aligned} u(k-d-1) = & -p_1 u(k-d-2) - \cdots - p_{np} u(k-d-np-1) \\ & - q_0 z(k-d-1) - \cdots - q_{nq} z(k-d-nq-1) \end{aligned} \quad (3.1.21)$$

如果  $np \leq nb-1$  或  $nq \leq na-d-1$ ，由上式知，这时  $u(k-d-1)$  必是  $h(k)$  向量中  $-z(k-1), \dots, -z(k-na), u(k-d-1), \dots, u(k-d-nb)$  等元素的线性组合，从而破坏了  $h(k)$  向量中各元素的独立性，造成无法使用开环辨识方法直接估计模型的参数  $\theta$ 。只有当  $np \geq nb$  或  $nq \geq na-d$  时，上述相关性才不会出现，以致所有的开环辨识方法可以直接在这里运用。换句话说， $np \geq nb$  或  $nq \geq na-d$  是闭环直接辨识法的可辨识性条件之一。

一个闭环系统是否可辨识，依赖的因素很多，包括模型的选择、辨识实验条件、辨识方法、辨识准则等。在最小二乘意义下，闭环系统前向通道模型参数估计有唯一解的条件是反馈通道上存在噪声；如果反馈通道不存在噪声则要求反馈通道的模型阶次不能低于前向通道的模型阶次。如果闭环系统是稳定的、可辨识的，且前向通道或反馈通道至少有一个存在纯延迟，则参数估计值  $\hat{\theta}$  是一致收敛的(参考文献[5])。对于工业对象而言，一般在其反馈通道上都有足够的阶次的持续激励信号，并与前向通道的噪声不相关，即一般工业对象是可辨识的。具体到该温度对象，由于外界的环境随机干扰比较大，而且在反应过程中有各种化工原料的加入（磺化、水解缩合、中和过程都有），也会形成相当大的扰动，对辨识过程参数是有利的。在控制算法中， $nq = 2, na = 1, d > 0$ ，可知  $nq \geq na-d$ ，因而，此温度过程是闭环可辨识的。

### 3.1.4 数字滤波

为了提高工业控制系统的可靠性，仅靠硬件抗干扰措施是不够的，需要进一步借助于软件措施来克服某些干扰。如果能够正确采用软件抗干扰措施，无疑将大大提高工业控制系统的可靠性，经常采用的软件抗干扰措施主要是数字滤波技术。

一般控制系统的模拟输入信号中，均含有种种噪声和干扰，他们来自信号源本身、传感器、外界干扰等。为了进行准确测量和控制，必须消除被测量信号中的噪声和干扰。噪声有两大类：一类为周期性的，另一类为不规则的。前者的典型代表为 50Hz 的工频干扰。对于这类信号，采用积分时间等于 20ms 整数倍的双积分 A/D 转换器，可有效消除其影响。后者为随机信号，它不是周期性的。对于随机信号，可以采用数字滤波方法予以削弱或滤除。数字滤波就是通过一定的计算或判断程序减少干扰在有效信号中的比重，实质上是一种程序滤波。数字滤波克服了模拟滤波器的不足，与模拟滤波器相比，具有以下几个优点：

- 数字滤波用程序实现，不需要增加硬件设备，所以可靠性高，稳定性好。
- 数字滤波可以对频率很低的信号实现滤波，克服了模拟滤波器的缺陷。
- 数字滤波可以根据信号的不同，采用不同的滤波方法或参数，具有灵活、方便、功能强的特点。

#### 1). 程序判断滤波

在控制系统中，过程原始数据通过变送器、采样器等输入控制器。由于变送器的可靠性问题或现场较大的随机干扰，会引起输入信号的偶然的大幅度的失真，导致控制器的误动作。为防止这种跳码干扰，通常采取编制程序判断的方法来去伪存真。

程序判断滤波有两种基本方法。当采样数据严重偏离实际值时，采用限幅滤波，即限制测量值的上、下限 ( $y_H, y_L$ )。另一种是限制输入信号在两次采样值之差，即可能的最大变化量 ( $\Delta y_0$ )，这就是限速滤波。 $\Delta y_0$  的选取，取决于采样周期  $T$  及被测量参数  $y$  应有的正常变化率。

在该控制系统的 PLC 的 PID 控制模块中，可以对测量值进行限速。在每个 PID 控制模块的控制数据区 (PID control data) 可以设定测量值变化的上限 ( $\Delta PVL$ : PV variation rate limit)，从而实现对过程值 PV 的程序滤波。

#### 2). 递推平均滤波

如果输入信号有周期性振荡现象，若将此信号直接送入控制器运算，势必造成控制算式输出的紊乱，执行机构动作频繁，或者执行机构根本来不及动作，从而影

响控制系统的品质。同时，由于执行机构动作频繁，使它的使用寿命大为缩短。这种现象在流量、压力等参数的测量过程中尤为突出，而且这种信号与电磁干扰相比，频率级别低、幅值大，用模拟 RC 滤波难以克服。

递推平均滤波是以第  $n$  次采样时刻为基准，依次往前推  $k-1$  个周期，然后将这  $k$  个采样值的算术平均值作为本次采样的真值进行运算。

### 3). 中位值滤波法

这种方法是当被测量参数采样时，连续采样  $m$  次以上 ( $m \geq 3$ ，且  $m$  为奇数)，并按照大小排序；再取中间值为本次采样的有效数据。这种方法对于克服跳码现象相当有效。

### 4). 一阶惯性滤波

常用的  $RC$  滤波器的传递函数是

$$\frac{y(s)}{x(s)} = \frac{1}{1 + T_f s} \quad (3.1.22)$$

它的滤波效果取决于滤波时间常数  $T_f = RC$ 。因此，模拟  $RC$  滤波器不可能对极低频率的信号进行滤波。将上式写成差分方程

$$T_f \frac{y(n) - y(n-1)}{T} + y(n) = x(n) \quad (3.1.23)$$

整理后得

$$y(n) = \alpha y(n-1) + (1-\alpha)x(n) \quad (3.1.24)$$

其中  $\alpha = T_f / (T_f + T)$  是滤波系数，且  $0 < \alpha < 1$ ， $T$  为采样周期， $T_f$  为滤波时间常数。根据惯性滤波的频率特性，若滤波系数  $\alpha$  越大，则带宽越窄，滤波频率也越低。因此应根据实际情况适当选取  $\alpha$  值，使得被测量参数既不出现明显的纹波，反映又不太迟缓。

在外加剂生产过程 PID 控制中，也可以选用一阶惯性滤波，滤波过程是由 PLC 内部的 PID 控制模块在进行 PID 运算前根据用户的设置自动处理的。

其控制算式为

$$PV_{nf} = PV_n + \alpha(PV_{nf-1} - PV_n) \quad (3.1.25)$$

其中  $PV_n$  (Process Value) 为当前采样的过程值， $\alpha$  为滤波系数，是用户设定的界于 0~1 之间的数， $PV_{nf-1}$  为前一次采样周期滤波值。

## 3.2 控制器参数优化

在上一节利用参数的方法辨识出系统的数学模型后，就相当于得到等效的被控对象离散传递函数，这时就可以用参数寻优的方法找出该对象的最优 PID 参数。

### 3.2.1 参数寻优基本概念

#### 3.2.1.1 参数优化基本方法

控制系统参数优化，一般是指被控对象数学模型是已知的，控制器的结构、形式也已确定，需要调整或寻找控制器的某些参数，使系统的性能在某种性能指标意义下达到最佳。也就是说，若目标函数用  $Q$  来表示，需要寻找的参数用  $\alpha$  来表示，则对于数学模型为

$$\dot{x} = f(x, \alpha, t) \quad (3.2.1)$$

的控制系统，其中  $x$  为  $n$  维状态向量，要求在满足一定针对  $\alpha$  的约束条件下，寻找一组参数  $\hat{\alpha}$ ，使性能指标函数

$$\hat{Q}(\hat{\alpha}) = \min_{\alpha} Q(\alpha) \quad (3.2.2)$$

控制系统参数最优化问题的解决途径一般有两种，即直接法和间接法。

#### a、间接法

满足多变量函数有极值的充分必要条件是：

①. 在极值点，目标函数的梯度

$$\nabla Q(\alpha) = \left[ \frac{\partial Q}{\partial \alpha_1}, \frac{\partial Q}{\partial \alpha_2}, \dots, \frac{\partial Q}{\partial \alpha_n} \right]^T = 0 \quad (3.2.3)$$

②. 在该点，目标函数  $Q(\alpha)$  的二阶偏导数 Hessie 矩阵为正定阵时， $Q(\alpha)$  有最小值， $H(\alpha)$  为负定阵时，则  $Q(\alpha)$  有最大值。

间接寻优法是先寻找满足上述两个条件的参数点，即不是直接面向目标函数，而是面向目标函数的梯度  $\nabla Q$  及 Hessie 矩阵，首先解满足

$$\nabla Q(\alpha) = 0 \quad (3.2.4)$$

的  $n$  个非线性方程组，得到一种参数  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ ，再代入  $H(\alpha)$ ，校验  $H(\alpha)$  是否满足正定或负定的条件，若满足，则得到的参数为最优参数。

### b、直接寻优法

直接寻优法是直接计算目标函数  $Q(\alpha)$  的值，按照一定的规律改变  $\alpha$ ，从而得到相应的  $Q(\alpha)$ ，然后判断  $Q(\alpha)$  是否达到最小，若是则停止搜索；否则再改变  $\alpha$ ，一直到满足为止。

在控制系统中，目标函数除了与系统参数有关外，往往与系统的状态也有关系。因此， $Q(\alpha)$  是在计算系统的动态过程中才计算出来。

直接寻优法的基本思想是

- ①. 预设被寻优的参数的初始点  $\alpha_0$ ，求解系统的运动方程  $\dot{x} = f(x, \alpha, t)$ ，并计算目标函数  $Q(\alpha_0)$ 。
- ②. 按照某一种规律或某一方向改变  $\alpha_0$ ，使

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= \alpha_0 + \Delta\alpha_0 \\ \Delta\alpha_0 &= h_0 P_0\end{aligned}\tag{3.2.5}$$

$h_0$  为第一次寻优的步长， $P_0$  为在  $\alpha_0$  点处寻优方向，对第  $k$  步，其一般形式为

$$\alpha_{k+1} = \alpha_k + h_k P_k, k = 0, 1, 2, \dots\tag{3.2.6}$$

确定  $\alpha_{k+1}$  后，再计算  $\dot{x} = f(x, \alpha, t)$  及  $Q(\alpha_k)$ 。

- ③. 比较  $Q(\alpha_k)$  和  $Q(\alpha_{k+1})$ ，若

$$|Q(\alpha_{k+1}) - Q(\alpha_k)| \leq \varepsilon \quad (\text{其中 } \varepsilon \text{ 为预定的误差要求值})\tag{3.2.7}$$

则停止搜索，否则，令  $\alpha_k = \alpha_{k+1}$  重复进行。

由上可以看出，在直接寻优法中，关键是  $h_k$  和  $P_k$  的确定。 $h_k$  和  $P_k$  的确定方法不同，也就得到不同的寻优方法。那么，如何评价一种寻优方法的优劣呢？一般说来，主要考虑以下三个方面因素：

- (1) 收敛性

寻优过程就是通过逐步搜索，确定满足  $\hat{Q}(\alpha) = \min Q(\alpha)$  的  $\alpha$  值。收敛性好坏是表示某一寻优方法对于相当一类的目标函数能否找到最优点的程度，收敛性较好的

寻优方法对相当一类的目标函数均能够找到最优点。

### (2) 收敛速度

为了达到同样的精度的最优点，不同的方法所需要的搜索次数不同，显然，需要搜索次数少的方法是比较好的方法。

### (3) 每次搜索所需要的计算量

控制系统参数寻优过程中，往往需要对 $\alpha$ 做几十、几百次的搜索才能达到最优点 $\hat{\alpha}$ ，每次搜索都需要对 $h_k$ 和 $P_k$ 的计算，还需要计算系统的目地函数和动态方程（差分方程），因此寻优过程往往需要花费大量时间。因此，每次搜索需要的计算量是决定寻优速度的重要因素之一。

在控制系统数字 PID 参数寻优中，要解决的主要问题是：

- (1) 性能指标的选择；
- (2) 寻优方法的选择。

#### 3.2.1.2 目标函数的选择

控制系统寻优方程基本上包含两大部分计算，即按照某种寻优规律确定 $h_k$ 和 $P_k$ ，以及 $Q(\alpha)$ 。

在控制系统参数最优化问题中，目标函数主要有两大类：

第一类目标函数是根据经典理论设计系统的性能指标建立起来的，如系统在阶跃输入作用下，调节时间为 $t_s$ ，上升时间为 $t_a$ ，超调量为 $\delta\%$ ，震荡次数为 $N$ 等，可根据上述性能指标综合建立如下的目标函数

$$Q(\alpha) = \left( W_1 \frac{t_{as}}{t_a} + W_2 \frac{t_{ss}}{t_s} \right) \left( 1 + \frac{D_{MX}}{0.01} \right) \quad (3.2.8)$$

其中， $W_1$ 、 $W_2$ 为加权系数，要求 $W_1 + W_2 = 1$ ， $D_{MX}$ 为超调量的函数，在目标函数中带下标 s 的表示是期望的参数值。式中：

$$D_{MX} = \begin{cases} 0 & \delta\% \leq \delta_s \% \\ \delta\% - \delta_s \% & \delta\% > \delta_s \% \end{cases} \quad (3.2.9)$$

只要设置期望的 $t_{as}$ 、 $t_{ss}$ 、 $\delta_s$ 就可以构成目标函数 $Q(\alpha)$ 进行寻优。在该目标函数中，超调量 $\delta\%$ 所占的权重是很大的，因为 $Q(\alpha)$ 和 $1 + \frac{D_{MX}}{0.01}$ 是倍数的关系，一旦仿真结果超过期望的超调量 $\delta_s\%$ ，其惩罚效果是明显的，从而能够有效的抑制超调量，

使之几乎不可能超过  $\delta_s\%$ 。

图 3.2.1 中的两条曲线的期望超调量  $\delta_s\%$  分别是 10% (实线) 和 20% (虚线), 仿真结果表明, 两者最终输出  $y(k)$  的超调量都没有超过其期望值 (仿真过程中取  $t_r = t_{0.03}$ )。

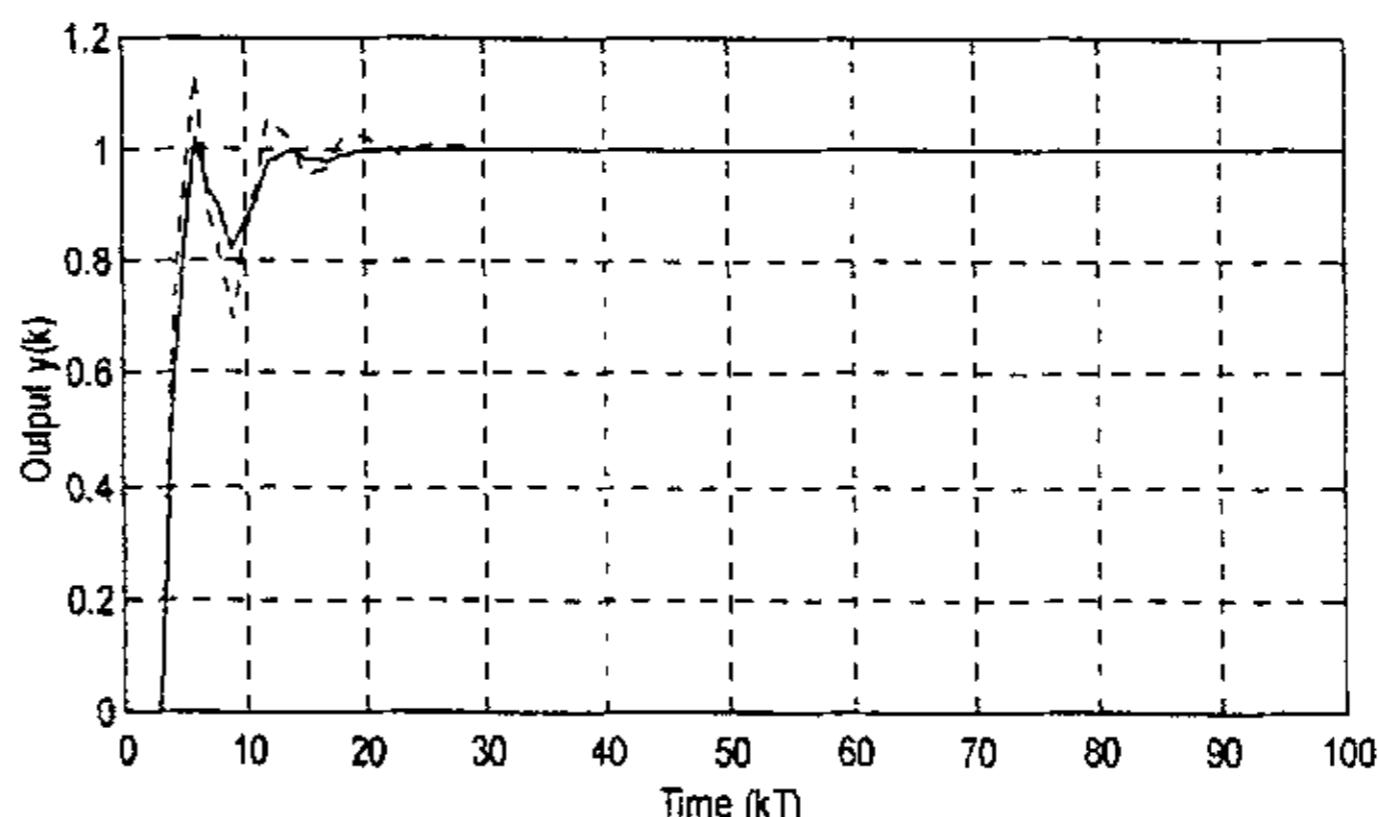


图 3.2.1 期望超调量不同的对比

相对而言, 该目标函数对调节时间  $t_r$ 、上升时间  $t_a$  两者的权重较小, 但并不是说, 它们就没有作用了。通过加权系数  $W_1$ 、 $W_2$  可以调节两者的相对权重。加大  $W_1$ , 就是使寻优结果中上升时间  $t_a$  比较小; 加大  $W_2$ , 就是使寻优结果中调节时间  $t_r$  比较小。

图 3.2.2 中的两条曲线分别是: 实线  $W_1 = 0.9$ ,  $W_2 = 0.1$ , 虚线  $W_1 = 0.1$ ,  $W_2 = 0.9$ 。实线的输出上升快但调节时间长。与虚线所示刚好相反。

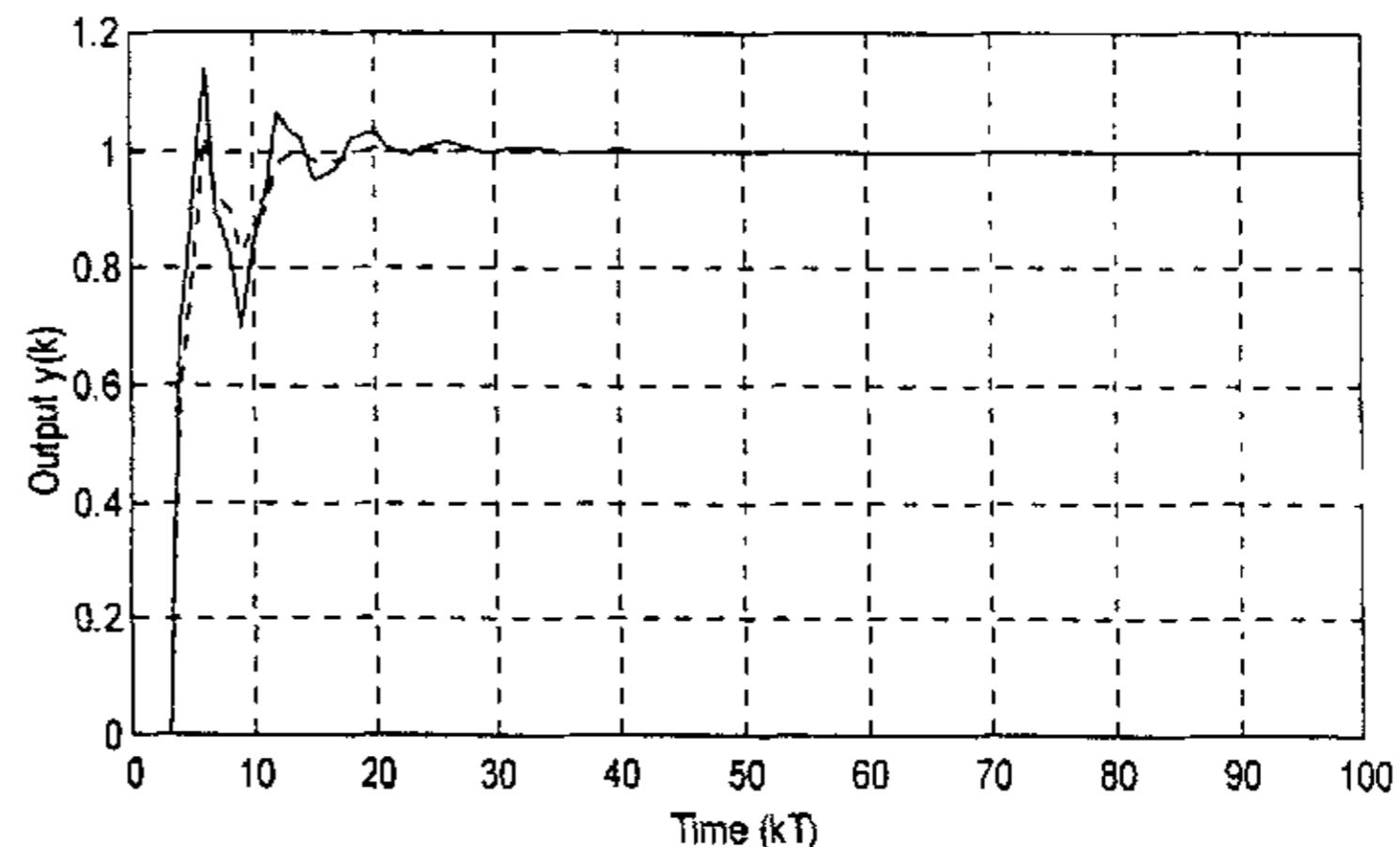


图 3.2.2  $W_1$ 、 $W_2$  加权不同的对比

另一类目标函数是积分型指标, 如误差积分, 能量积分等。这一类目标函数是综合了上述性能指标, 采取数学上易于处理的形式, 这在现代控制理论的系统设计中广泛应用。

由于现代计算机的速度快, 可以使用基于误差积分指标最小的参数整定方法来整定 PID 控制参数。在选择性能指标时, 应当既能够反映动态性能, 又包含稳态特性, 常用的有以下三种指标

$$(1) \text{误差平方积分} \quad ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt$$

$$(2) \text{时间与绝对误差乘积积分} \quad ITAE = \int_0^{\infty} |e(t)| t dt$$

(3) 绝对误差积分

$$IAE = \int |e(t)| dt$$

最佳参数整定应使这些积分指标最小，不同积分指标所对应的系统输出被控量响应曲线稍有差别，也各有不同的特点。对抑制大的误差，ISE 比 IAE 好；对抑制小的误差，IAE 比 ISE 好；ITAE 能够较好地抑制长时间存在的误差，而一般情况下，ISE 指标的超调量大，上升时间快，调节时间长；IAE 指标的的超调量适中，上升时间稍快；ITAE 指标的超调量小，调节时间也短，能够同时兼顾到动态和稳态指标，而且由于 ITAE 指标中有对时间  $t$  的积分，其稳态性能相对比较好，因此一般都倾向于选择 ITAE 作为性能指标。

设采样周期为  $T$ ，将 ITAE 性能指标表达式离散化后可以得到

$$J = \sum_{j=0}^k |e(jT)| jT^2 = T^2 \left\{ \sum_{j=0}^k |e(jT)| j \right\} \quad (3.2.10)$$

右图是分别按照 ITAE、ISE、IAE 作为性能指标进行单纯形寻优的结果，可见，ITAE 性能指标比较均衡：上升稍慢，但是输出变化平缓，震荡次数少，稳态性能好，调节时间短，综合性能比较好。

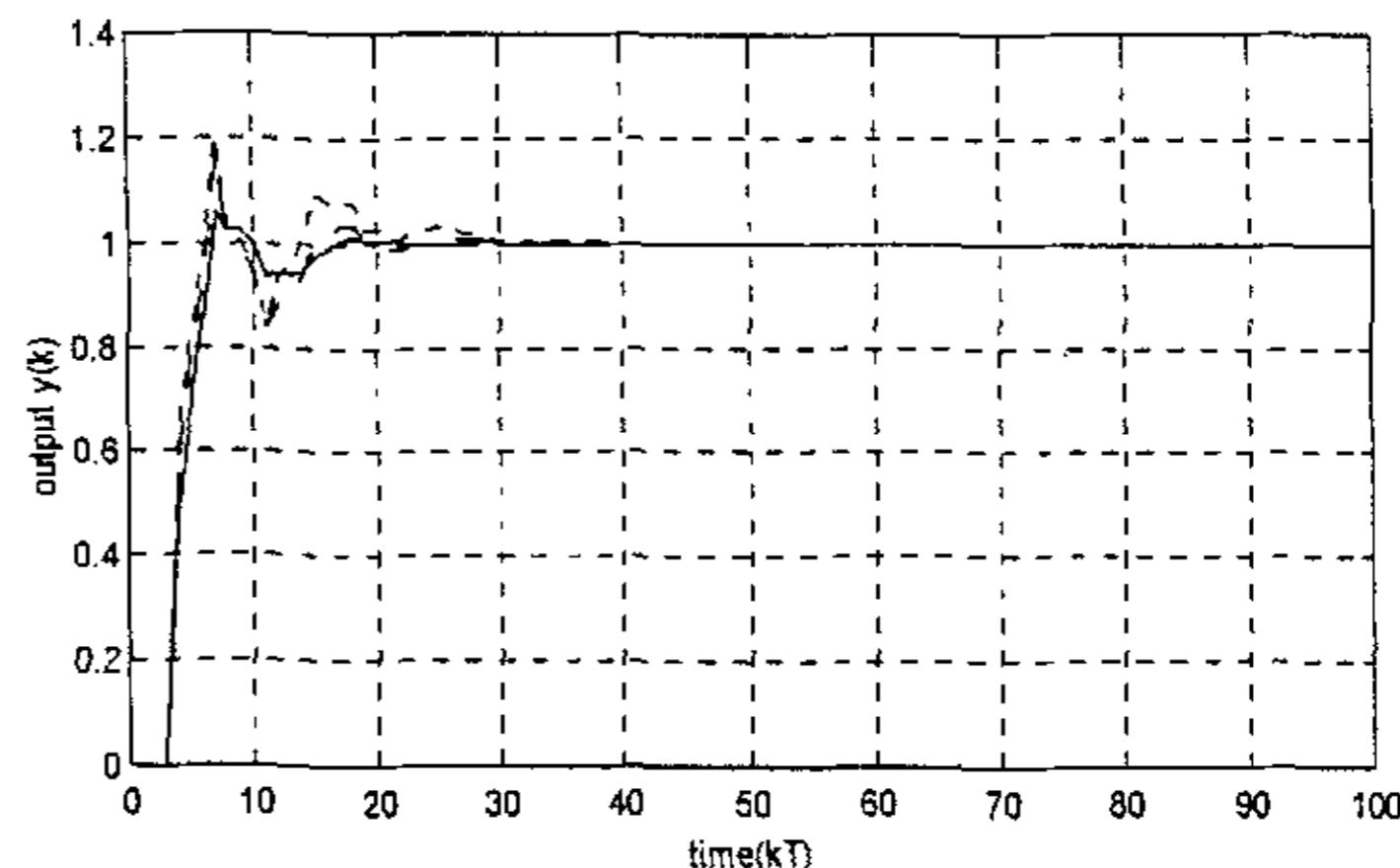


图 3.2.1 不同性能指标的对比

点划线：ITAE；实线：IAE；虚线：ISE

无论是哪一类目标函数，都很难写成为被寻优参数的解析表达式，而只能隐含这些参数，从控制系统的实际角度来看，人们关心的不是具体指标值有多大，而是由此确定相应的控制器参数，使系统达到期望的性能指标。在控制参数寻优过程中，目标函数需要根据系统的动态响应过程加以计算出来。也就是说，每计算一次目标函数  $Q(\alpha)$ ，就必须对系统进行一次仿真计算。因此，可以说寻优离不开系统仿真。

无论是间接寻优法，还是直接寻优法，往往都不是经过一、二次就能达到最优点，而是要经过几十次甚至上几百次搜索，因此至少要经过几十次或几百次计算系统的动态方程。计算量是相当大的。因此，为提高寻优速度，应从两方面进行考虑，选择收敛性好、收敛速度快的寻优方法；在每步搜索中，尽量减少计算目标函数值的次数，即减少系统的仿真次数。

控制系统参数优化技术中的另一个问题是收敛性。在对某一控制系统的参数寻优时，选用的寻优方法对该目标函数应该是收敛的，即从理论上能够找到最优点。但是即便如此，实际上能否找到最优点仍然不是没有问题的，因为这种收敛性是建立在目标函数能准确计算（解析计算）的基础上。

在控制系统参数最优化技术中，目标函数大多数都不能写成被寻优参数的解析形式，而是一种隐含形式，计算这类目标函数的准确性取决于系统仿真精度。例如若取 ITAE 目标函数  $Q(\alpha) = \int_0^\infty t |e(t)| dt$ ，其中  $e(t)$  为期望输出与实际输出之差，这个“实际输出”只能是仿真计算的结果。如果仿真方法不合适，仿真精度不高，结果得到的目标函数值也必然有比较大的误差；另外，该目标函数  $Q(\alpha)$  应该是从 0 到  $\infty$  区间积分的结果；而实际仿真时，只能在有限区间积分，这样做也会引入误差。这种由于仿真而引起目标函数的不准确，在严重情况下，会发生判断错误而找不到实际系统所需要的最优参数。

### 3.2.2 单纯形寻优法

#### 3.2.2.1 单纯形寻优基本原理

PID 寻优过程需要寻找三个参数  $K_p$ 、 $T_i$  和  $T_d$ 。对于多变量寻优，可以用最速下降法、共轭梯度法和单纯形法，以梯度为基础的多变量寻优法（如最速下降法和共轭梯度法），都要求计算目标函数  $Q(\alpha)$  的梯度  $\nabla Q(\alpha)$ ，但实际上在许多寻优问题中，常常得不到  $\nabla Q(\alpha)$  的解析式，因此只能用近似的方法，计算时不仅误差大，而且要多次计算目标函数，计算工作量很大。

为避免计算  $\nabla Q(\alpha)$ ，产生了许多只计算目标函数  $Q(\alpha)$  的寻优方法，即模式寻优法。所谓模式寻优法，就是直接依据目标函数  $Q(\alpha)$  的信息来确定寻优方向。典型的有单纯形法、随机搜索法等，一般使用单纯形寻优法。

所谓单纯形（simplex）是指  $n$  维参数  $\alpha$ ，用  $n+1$  个顶点过程凸包。例如一维单纯形是一个线段，二维单纯形是三角形，三维单纯形维四面体。单纯形多维搜索法寻优是利用单纯形顶点的函数值进行比较，判断目标函数的变化趋势，确定有利的搜索方向和步长，单纯形法的基本要点是：

- ①. 设被寻优参数  $\alpha$  为  $n$  维， $\alpha = (\alpha_1 \alpha_2 \cdots \alpha_n)^T$ ，按照一定原则，以  $n+1$  点构成初始单纯形。

②. 计算该  $n+1$  点的目标函数  $Q_i (i=1,2,\dots,n+1)$ ，并比较它们的大小，舍弃最坏

点  $Q_{\max}$ 。

③. 依据与最坏点相对称的点一般应该是较好的点（目标函数较小）这一基本思想，确定最坏点  $Q_{\max}$  的对称点  $Q_R$ （即所谓反射点）。

④. 重复②、③两步，直到结果满足收敛准则要求，单纯形法的收敛准则一般采用

$$\left| \frac{Q_{\max} - Q_{\min}}{Q_{\min}} \right| \leq \varepsilon \quad (\varepsilon \text{ 为寻优精度}) \quad (3.2.11)$$

在应用单纯形法进行搜索时，需要注意的是，初始单纯形  $n+1$  个点构成的  $n$  个向量必须是线性无关的，才能保证  $n+1$  点确实构成了单纯形。

一般情况下，初始单纯形的形状可取边长相等，即正单纯形。将  $\alpha$  的各个分量看作一个坐标系中的一个坐标分量，即设初始点为  $a_0$ ，其它各点为  $a_i$ ，  $a_0$  到  $a_i$  各点的距离相等。也就是

$$a_i = a_0 + h e_i, e_i = (0 \ 0 \cdots 1 \ 0 \cdots 0)^T \quad (3.2.12)$$

其中， $e_i$  为第  $i$  个单位坐标向量 ( $n$  维向量空间内)，只有第  $i$  个元素为 1，其余为 0。 $h$  为初始单纯形边长，可由经验来确定。

### 3.2.2.2 性能指标(目标函数)的选择

在数字 PID 调节参数的自寻优控制中，所选择的性能指标应当既能反映动态性能，又包含稳态特性。选择积分型性能指标才能够满足上述要求。

由于使用 ITAE 性能指标数据容易处理，在计算机控制中应用广泛，因此可以选用 ITAE 性能指标

$$J = \int_0^{\infty} |e(t)| t dt \quad (3.2.13)$$

对于离散的 PID 控制器，控制器  $D(z)$  的传递函数可以表示为

$$D(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (3.2.14)$$

作为系统的性能指标，对于这种目标函数，当系统在单位阶跃输入时，具有响应快，超调量小等优点。由于采用计算机离散控制，将上式离散化得

$$J = \sum_{j=0}^k |e(jT)| jT^2 \quad (3.2.15)$$

如果将采样周期固定，即  $T$  为常量，则上式可进一步简化成

$$J = \sum_{j=0}^k |e(jT)| j \quad (3.2.16)$$

由于目标函数不是显含被寻优参数的函数，因此，只能用直接搜索法（模式寻优法），这里采用单纯形法。对于一般的控制系统， $J$  经常为极值型函数，最优控制理论表明，具有极值特性的函数，在经过有限步的搜索后一定能够找到极值点。

### 3.2.2.3 单纯形寻优方法及实现

参数自寻优方法众多，但是在数字 PID 参数自寻优控制中，普遍使用具有控制参数收敛快、计算工作量小、简单实用特点的单纯形加速法。

控制系统参数最优化的基本思想是这样的，在闭环控制系统中，先给出一组 PID 调节器的初始参数值，即  $K_p, K_i, K_d$ ，也就是单纯形的一个点，还必须给出单纯形的参数，如点数、步长、收缩因子、扩张因子和寻优精度等。

设二元  $J(X_1, X_2)$  构成二维空间，由不在一条直线上的三个点  $X_H, X_G, X_L$  构成了二维空间的一个单纯形，由三个顶点计算出相应的指标函数值  $J_H, J_G, J_L$ 。如  $J_H > J_G > J_L$ ，对于求极小值问题来说， $J_H$  最差， $J_G$  次之， $J_L$  最好。

一般存在下列三种情况：

$$X_H \cdots \cdots J_H = J_{\max}$$

$$X_L \cdots \cdots J_L = J_{\min}$$

$$X_G \cdots \cdots J_G < J_H$$

$J_H$  称为最坏点， $J_L$  称为最好点， $J_G$  比  $J_H$  小但大于其余各点，称为次坏点。可以想象函数的变化趋势，一般情况下，好点在差点的对称的位置的可能性比较大，

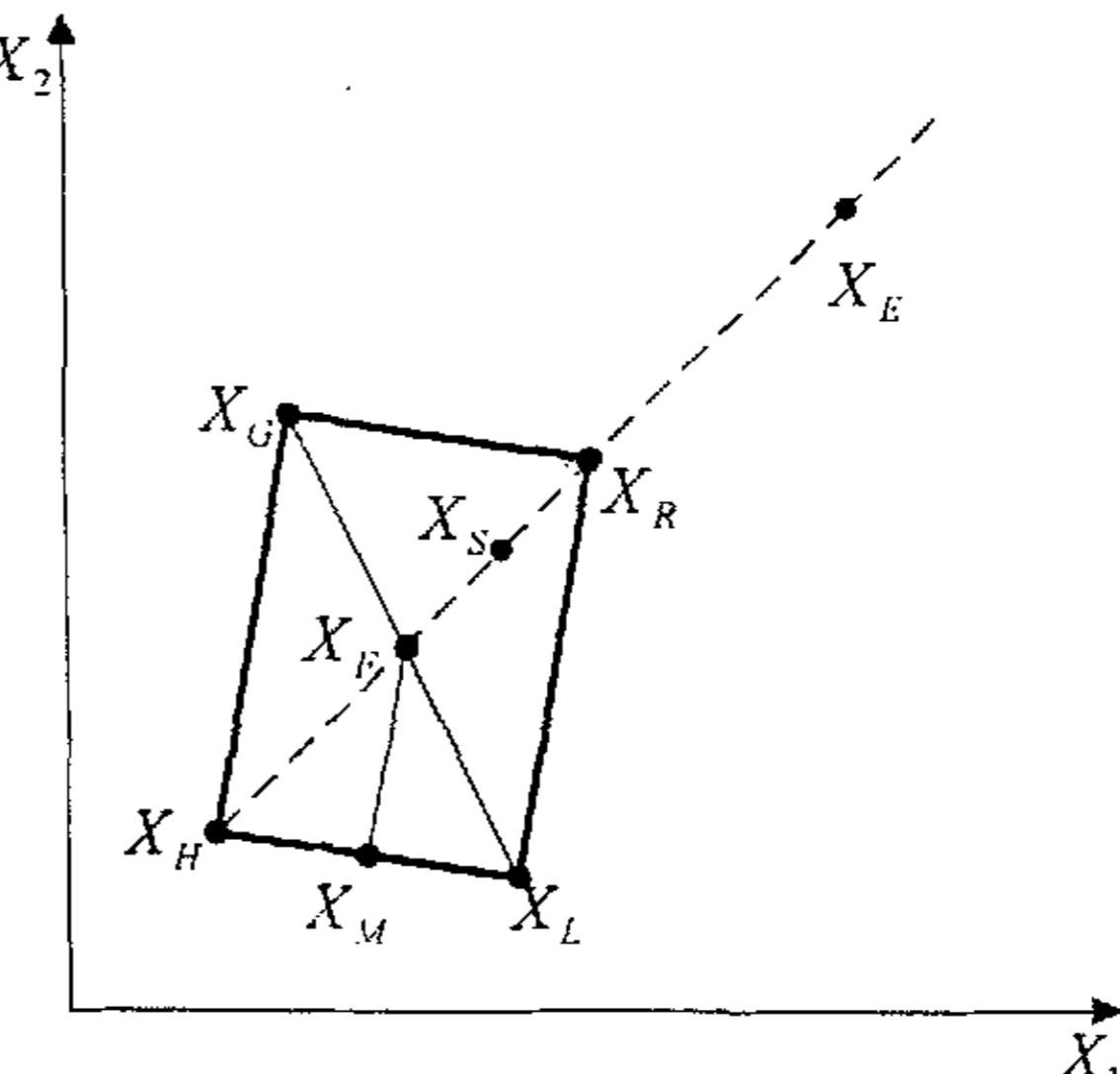


图 3.2.3 单纯形的反射与反射点

因此将  $X_G, X_L$  的中点  $X_F$  与  $X_H$  连接，并在  $X_H X_F$  的射线方向取  $X_R$ ，使  
 $|X_H X_S| = |X_F X_R|$ 。

以  $X_R$  作为计算起点，计算  $X_R$  的函数值  $J_R$ 。

如果  $J_R > J_G$ ，说明前进得步长太大，以致  $X_R$  并不比  $X_H$  好多少，因此需要压缩步长，可在  $X_H$  与  $X_R$  之间另选新点  $X_S$

$$X_S = X_H + \lambda(X_R - X_H) = (1 - \lambda)X_H + \lambda X_R \quad \lambda < 1$$

如果  $J_R < J_G$ ，说明情况有好转，而且还可以加大步长，可在  $X_H X_R$  的延长线上取一个新点  $X_E$ ，

$$X_E = X_H + \mu(X_R - X_H) = (1 - \mu)X_H + \mu X_R \quad \mu > 1$$

如果  $J_E < J_R$ ，取  $X_E$  作为新点；如果  $J_E \geq J_R$ ，取  $X_R$  为新点；总之，总是可以得到一个新点  $X_S$ 。

如果  $J_S < J_G$ ，说明情况有所改善，可舍弃原来的  $X_H$  点，而以  $X_G, X_L, X_S$  三点构成一个新的单纯形  $\{X_G X_L X_S\}$ ，称作单纯形扩张，然后，重复上述步骤。

如果  $J_S \geq J_G$ ，说明  $X_S$  代替  $X_H$  改善不大，可把原单纯形  $\{X_H X_G X_L\}$  按照一定的比例缩小，例如边长都缩小一半。构成新的单纯形  $\{X_F X_L X_M\}$ ，称作单纯形收缩，然后，重复以前的步骤，直到满足给定的收敛条件。附图 2 为 PID 控制单纯形法自寻优程序框图。

附图 2 中， $X_0$  为初始点， $\lambda$  为压缩因子，可取  $\lambda = 0.75$ ； $\mu$  为扩张因子，可取  $\mu = 1.5$ ； $h$  为初始步长， $h \in [0.5, 1.5]$ ， $h$  的选择影响单纯形搜索的效果； $E_i$  为第  $i$  个单位坐标向量； $\varepsilon$  寻优精度，可取  $\varepsilon = 0.03$ ； $N$  为维数， $N = 3$ ； $K$  为最大迭代次数。

单纯形程序流程包括以下七个部分：

- 计算原始的单纯形(1)、(2)；
- 计算原始的单纯形各点的性能指标函数值(3)；

- 找到最好点  $X_L$ , 最坏点  $X_H$ , 次坏点  $X_G$ (4);
- 寻优次数加 1, 并判断计算是否已收敛, 如果收敛打印结果(5)、(6)、(7);
- 搜索次数是否超过规定, 若已超过, 则说明搜索失败, 打印结果, 并停止搜索; 若未超过则计算反射点(7)、(8)、(9);
- 判断是否要“压缩”, 若要则进行“压缩”计算, 若“压缩”失败, 则进行“收缩”计算, 然后转(3)或(4)[(10)、(11)、(12)、(13)、(14)];
- 判断是否要“扩张”, 若要则进行“扩张”计算, 并评价扩张效果, 然后转(4)[(15)、(16)、(17)、(18)、(19)]。

### 3.2.2.4 参数有约束时的单纯形寻优

一般情况下, 在通过仿真进行单纯形寻优时, 被寻优参数是在全空间搜索的, 也就是没有对其变化上、下限进行限制, 而在实际控制系统中, 由于客观条件的限制, PID 参数只能在一定的范围内变动, 这就需要在寻优过程中对被寻优的参数进行适当限幅。比如在该控制系统所使用的 PLC 的 PID 控制模块中, PID 控制器参数具有下列限制:  $K_p \in [0.01, 100]$ ,  $T_i \in [0.1s, 3276.7s]$ ,  $T_d \in [0.01s, 300s]$ 。此外, 还需要考虑到执行机构的动作范围, 即对 PID 控制器的输出  $u(k)$  也要进行限幅。限幅对于寻优的结果和寻优次数是影响较大的。

下面以对传递函数  $G(s) = e^{-50s} / (1 + 75s)$  进行单纯形寻优为例 (取采样周期为 15s)。

当没有限制  $K_p, T_i, T_d$  的变化范围时 (寻优精度为 0.001), 寻优次数为 94 次,  $K_p=1.469$ ,  $T_i=80.7$ ,  $T_d=10.5s$ , 性能指标 ITAE=8.37。

当限制了  $K_p, T_i, T_d$  的变化范围为  $0.5 \leq K_p \leq 2.5$ ,  $15s \leq T_i \leq 150s$ ,  $10s \leq T_d \leq 30s$  时 (寻优精度也是 0.001), 寻优次数为 209 次,  $K_p=1.532$ ,  $T_i=80.6$ ,  $T_d=10.5s$ , 性能指标 ITAE=9.15。

从单纯形寻优的基本原理可以知道, 限制单纯形被寻优参数就是限制单纯形的扩张和收缩的范围, 导致的结果就是单纯形寻优次数的增加, 寻优性能指标的降低。也就是说, 限制被寻优参数的变化范围是有一定的代价的, 那就是在寻优次数增加和寻优结果变差。虽然有这些不利的影响, 但是这些限制对于过程控制系统的正常运行是必要的。

### 3.2.2.5 限制寻优次数对结果的影响

另一个在外加剂生产过程控制中要注意的是, 由于操作计算机 (上位机) 上的

任务比较繁重，因此希望能够对寻优的步数进行适当的限制，以减少对计算机各种硬件资源的占用。此外，由于无法对单纯形寻优次数做出精确的估计，只能大概估计出其可能的范围。在实际的控制过程中，可能没有足够的时间允许单纯形寻优过程无限制的进行下去，在这种情况下，就应该对单纯形寻优次数的总次数进行限制，比如限制寻优次数不超过 50 次或 100 次。

实际上，限制寻优次数为 50 次或 100 次，对寻优结果的影响不是很大的。从下面对比的仿真结果可以看出。

下面还是以对传递函数  $G(s) = \frac{e^{-30s}}{1+75s}$  进行单纯形寻优为例，取采样周期为 15s，

寻优精度为 0.001，与前面仿真的数学模型一样。

从右图可以看出，性能指标在寻优的开始阶段（0~40 步）下降明显，而从 100 次开始下降不是很明显，也就是性能的提高不明显。如图， $ITAE(80)=10.38$ ,  $ITAE(100)=9.80$ ,  $ITAE(209)=9.15$ 。

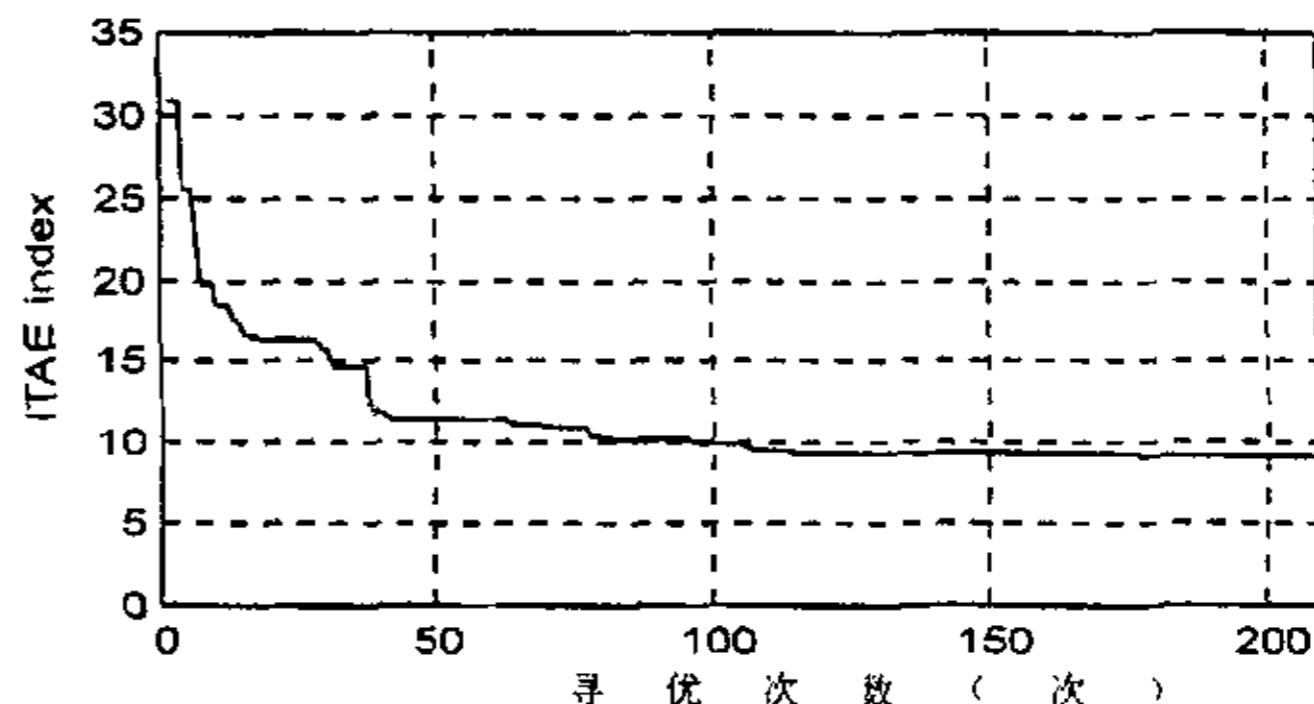


图 3.2.5 寻优次数对性能指标的影响

再从对象的输出来看寻优次数与性能的关系。下图中曲线分别是按照寻优次数为 100 次和 209 次的输出曲线。从工业过程控制的观点来看，两条输出曲线都是完全可以接受的，只是寻优次数少的上升比较缓慢。因此，可以认为，在一定程度内限制单纯形寻优次数，对于工业过程控制而言，还是能够容忍的。

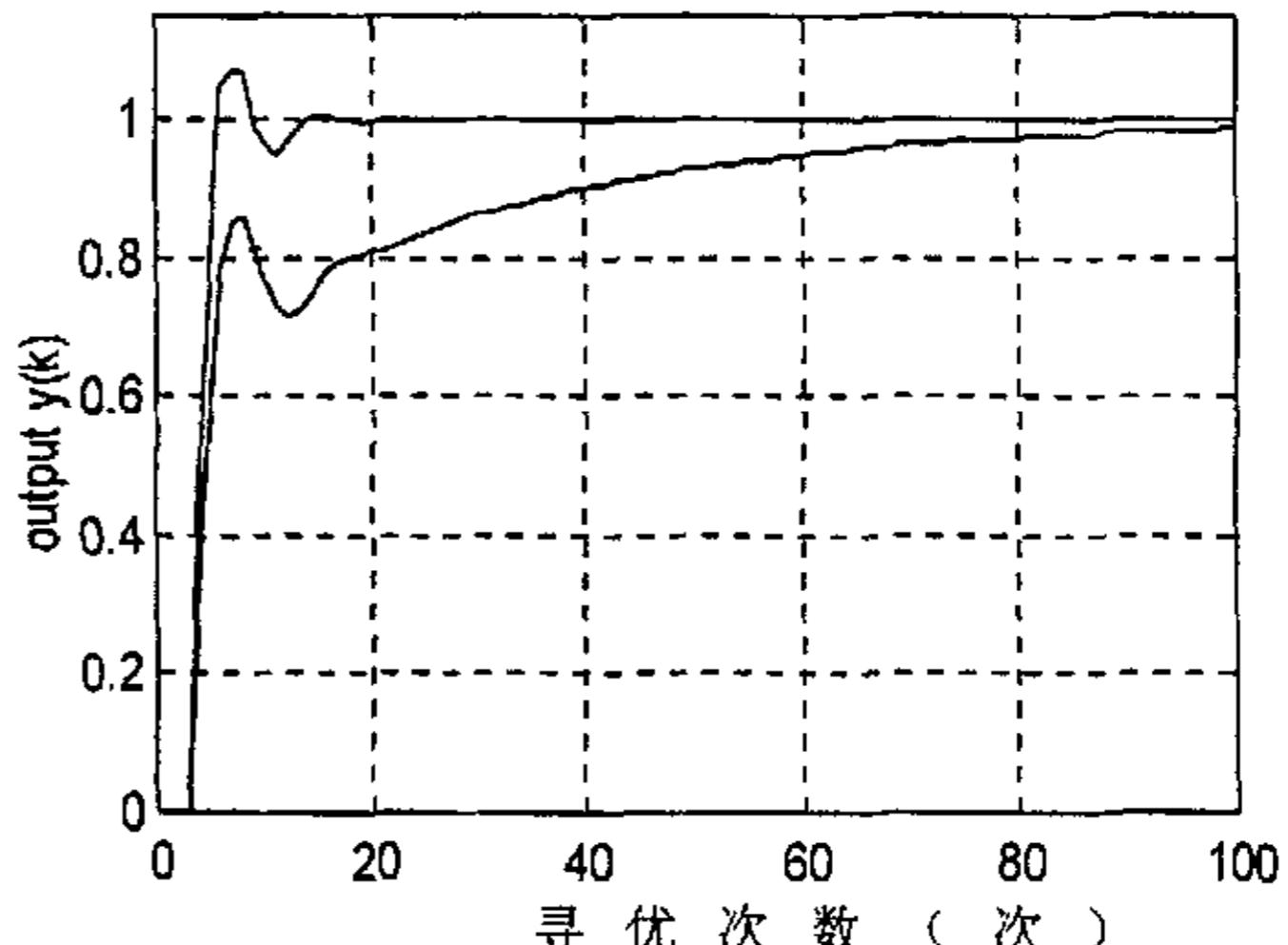


图 3.2.6 寻优 100 次与 209 次的结果比较

在进行单纯形寻优计算过程中时，不能有随机噪声的加入，否则由于噪声的随机性，单纯形寻优的结果将不一定能够稳定的趋向收敛，从而可能会导致寻优过程的失败。

### 3.2.2.6 寻优初值（起点）的确定

采用单纯形寻优，还有确定初始点的问题。初始点选择不合适，不仅会直接影响

速度和精度，而且有时寻找的最优点也不尽相同。

一种在工程中实用的、基于误差积分指标最小的 PID 整定参数计算公式如下

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{A}{K_c} \left( \frac{\tau}{T_s} \right)^{-B} \\ T_i &= T_s C \left( \frac{\tau}{T_s} \right)^D \\ T_d &= T_s E \left( \frac{\tau}{T_s} \right)^F \end{aligned} \quad (3.2.17)$$

式中的计算常数 A、B、C、D、E、F 可以查下表[文献 8]。

指标	控 制 律	A	B	C	D	E	F
ISE	P	1.411	0.917				
IAE	P	0.902	0.985				
ITAE	P	0.49	1.084				
ISE	PI	1.305	0.959	2.033	0.739		
IAE	PI	0.984	0.968	1.644	0.707		
ITAE	PI	1.859	0.977	1.484	0.68		
ISE	PID	1.495	0.945	0.917	0.771	0.56	1.006
IAE	PID	1.435	0.921	1.139	0.749	0.482	1.137
ITAE	PID	1.357	0.947	1.176	0.738	0.381	0.995

表 3.2.1：初始 PID 参数计算公式

假如把上述工程实用的计算公式法和单纯形法寻优结合起来，即把计算公式计算出来的值作为单纯形寻优的初值，寻优的速度和精度也许比盲目的取一个寻优起点效果要好。经过仿真对比发现，上表计算出来的 PID 参数数值比最终寻优得到的结果都要大一倍，因此把计算公式中的 A、C、E 按照寻优的结果进行相应修改

$$A' = 0.4 \times A, C' = 1.3 \times C, E' = 1.5 \times E \quad (3.2.18)$$

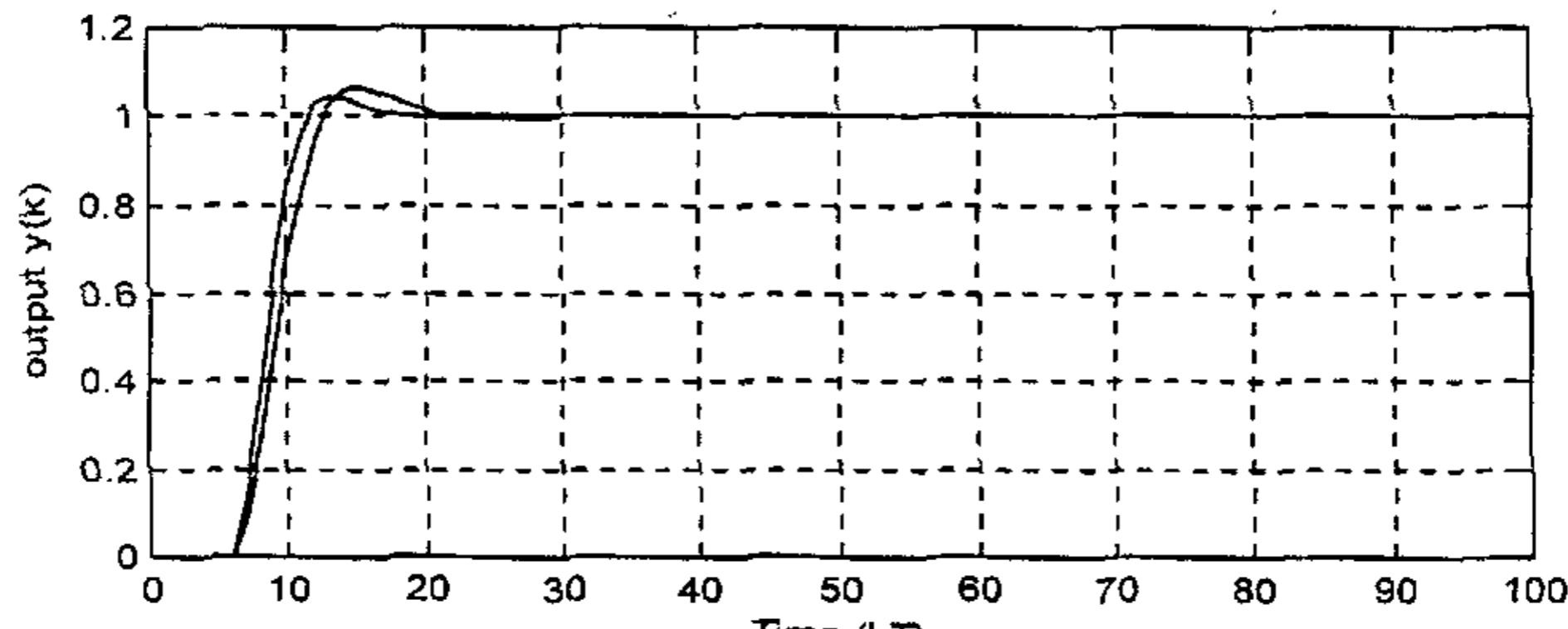


图 3.2.7 单纯形寻优起点不同的比较

在大多数情况下，使用表 3.2.1 中的值为初值比起盲目选取的寻优起点，前者收敛速度快，精度高。这从下面的仿真结果中可以看出来。在仿真中参考输入为单位阶跃响应， $K_c = 1.3, \tau = 90s, T = 15s, T_s = 150s$ 。对于 ITAE 寻优指标而言，分别为 56.8 和 68.4。

实际上，在控制初期（系统调试期间），为了使闭环系统能够稳定运行，往往只是保守地采用纯比例控制器。

以图 3.1.1 为例，有如下被控对象：

$$G_p(s) = \frac{K_c e^{-\tau s}}{1 + T_s s} \quad (3.2.19)$$

且各参数  $K_c, T_s, \tau$  都有一定的误差，比如误差为  $\pm 10\%$ 。在这种情况下，就需要根据上述并不准确的数学模型，来确定使闭环能够稳定运行的比例控制器参数  $K_p$ 。

假设系统的开环传递函数为

$$\begin{aligned} G(s) &= G_c(s)G_p(s) \\ &= \frac{K_c K_p e^{-\tau s}}{1 + T_s s} \end{aligned} \quad (3.2.20)$$

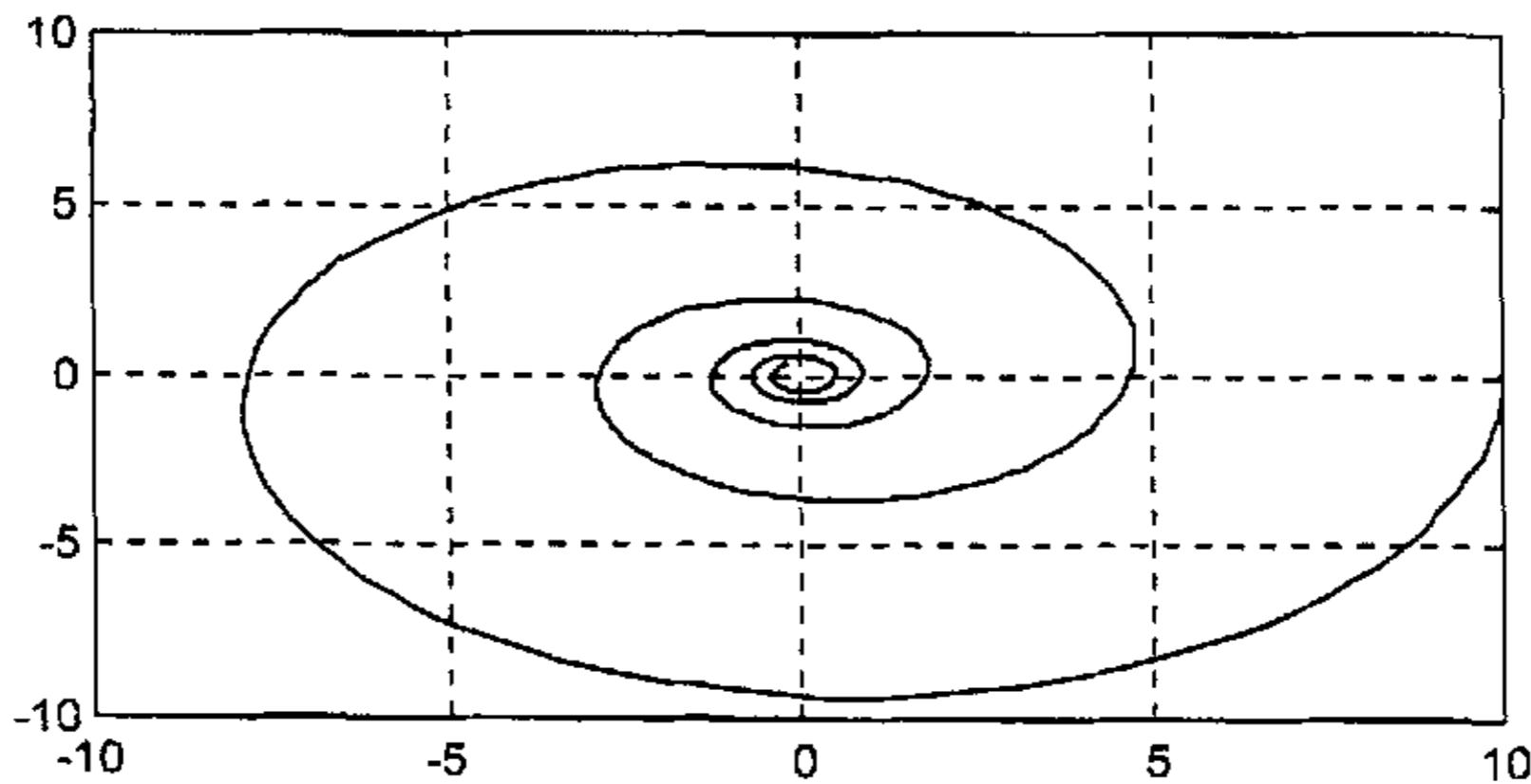


图 3.2.8 延迟系统开环幅相曲线

下面采用频率法来分析。延迟系统的开环幅相曲线即半闭合曲线  $\Gamma_{GH}$  为螺旋线，且为顺时针方向。若开环幅相曲线与  $(-1, j0)$  点左侧的负实轴有  $l$  个交点，则  $\Gamma_{GH}$  包围  $(-1, j0)$  点的逆时针圈数为  $-2l$ ，由于  $P = 0$ ，故  $Z = 2l$ ，系统闭环不稳定。若系统闭环稳定，则必定有  $l = 0$ 。

设  $\omega_x$  为开环幅相曲线穿越负实轴时的频率，则

$$\varphi(\omega_x) = -\tau\omega_x - \arctg\omega_x = -(2k+1)\pi, k=0,1,2\dots \quad (3.2.21)$$

鉴于

$$A(\omega_x) = \frac{K_c K_p}{\sqrt{1 + T_s^2 \omega_x^2}} \quad (3.2.22)$$

当  $\omega_x$  增大时,  $A(\omega_x)$  减小。而在频率  $\omega$  为最小的  $\omega_x$  时, 开环幅相曲线第一次从下向上穿过负实轴, 因此最小的满足式 3.2.21 的  $\omega_x$  可由下式求得:

$$\varphi(\omega_x) = -\tau\omega_x - \arctg\omega_x = -\pi \quad (3.2.23)$$

此时,  $A(\omega_x)$  达到最大, 为使  $l=0$ , 故必须使  $\omega=\omega_x$  时的幅值  $A(\omega_x)<1$ , 即

$$\frac{K_c K_p}{\sqrt{1 + T_s^2 \omega_x^2}} < 1 \quad (3.2.24)$$

由上式可得:

$$K_p < \frac{\sqrt{1 + T_s^2 \omega_x^2}}{K_c} \quad (3.2.25)$$

从式 (3.2.23) 解得:

$$\tau = [\pi - \arctg\omega_x]/\omega_x > 0 \quad (3.2.26)$$

等式两边对  $\omega_x$  求导:

$$\frac{d\tau}{d\omega_x} = \frac{-[\pi - \arctg\omega_x + \frac{\omega_x}{1 + \omega_x^2}]}{\omega_x^2} < 0 \quad (3.2.27)$$

也就是,  $\tau$  为  $\omega_x$  的减函数。

为了能够在给定数学模型的估计误差范围内都保持稳定, 由式 3.2.25 知, 当  $T_s \omega_x$  取最小值、 $K_c$  取最大值时,  $K_p$  满足闭环稳定性的要求。

由于  $\tau$  为  $\omega_x$  的减函数, 因此要求  $\omega_x$  取最小值, 就是要使  $\tau$  取最大值。

在求  $\omega_x$  时, 由于式 (3.2.23) 很难计算它的解析解, 可以求其数值解。

设  $f(\omega_x) = \tau\omega_x + \arctg\omega_x - \pi$ , 由于  $f(\omega_x)$  是随着  $\omega_x$  连续变化的, 是可微的, 所以根据 Newton 法有

$$\omega_{n+1} = \omega_n - \frac{f(\omega_n)}{f'(\omega_n)} \quad (3.2.28)$$

对于其中的  $f'(\omega_n)$  可作近似处理

$$f'(\omega) = \frac{df(\omega)}{d\omega} \approx \frac{f(\omega + \Delta\omega) - f(\omega)}{\Delta\omega} \quad (3.2.29)$$

其中  $\Delta\omega$  微一个很小的数, 如 0.01。仿真结果表明, 该方法的搜索速度很快, 一般只需十几次迭代就可以求出  $\omega_x$ 。

综上所述, 可得到使闭环稳定的比例控制器增益的范围:

$$K_p < \frac{\sqrt{1 + T_{x\min}^2} \omega_{x\min}^2}{K_{c\max}} \quad (3.2.30)$$

### 3.3 史密斯预估补偿控制

#### 3.3.1 史密斯预估补偿控制原理

在工业生产过程控制中, 被控对象除了具有容积延迟外, 往往不同程度地存在着纯延迟。例如在热交换器中, 被控量是被加热物料的温度, 而控制量是载热介质, 当改变载热介质流量后, 对物料的温度的影响必然要滞后一段时间, 这个时间  $\tau$  就是纯滞后时间。在这些过程中, 由于纯延迟的存在, 使得被控量不能及时反映系统所承受的扰动, 即使测量信号到达调节器, 调节机构接受调节信号后立即动作, 也要经过纯延迟时间  $\tau$  以后, 才波及被控量, 使之受到控制, 也就是当控制作用产生后, 在  $\tau$  的时间内被控量完全没有响应。因此这样的过程必然会产生比较明显的超调量和较长的调节时间。所以, 具有纯延迟的过程被公认为是较难控制的过程, 其难控程度将随着纯延迟时间  $\tau$  占整个过程动态分额的增加而增加。一般认为纯延迟时间  $\tau$  与过程时间常数  $T_s$  之比大于 0.3 则说该过程是具有大延迟的工艺过程。当  $\tau/T_s$  增加时, 过程中的相位纯滞后增加, 使系统的稳定性下降, 上述现象更为突出, 有时甚至会因为超调严重而出现事故; 有时则引起系统的不稳定, 被控量超过安全限度, 从而危及设备和人身的安全。对于这类生产过程, 用通常的标准 PID 控制很难得到较好的控制品质。虽然生产过程大多是高阶系统, 但通常这类高阶系统都可以用具有纯滞后的一阶惯性环节来近似。

外加剂生产过程的温度对象是典型的纯滞后环节，若采用标准 PID 控制将有可能达不到控制要求，因此必须另外选择方法，同时由于现场控制器已经具有 PID 控制模块，故仍以 PID 控制为基础，考虑到温度对象的纯滞后的特点，我们决定采用史密斯预估补偿控制。史密斯(O. J. M. Smith)针对具有纯滞后的对象，提出在 PID 反馈控制的基础上，增加一个预估补偿环节，使控制品质大大提高。它的特点是，预先估计出过程在基本扰动下的动态特性，然后由预估器进行补偿，力图使被延迟了  $\tau$  的被控量超前反映到控制器，使调节器提前动作，从而明显地减小超调量、加速调节过程。由于史密斯预估补偿控制并不改变基本控制器的形式，因此，可以应用于该过程控制。

### 3.3.1.1 史密斯预估补偿控制原理

设对象前向通道的特性为

$$G_p(s) = G_0(s)e^{-\tau s} \quad (3.3.1)$$

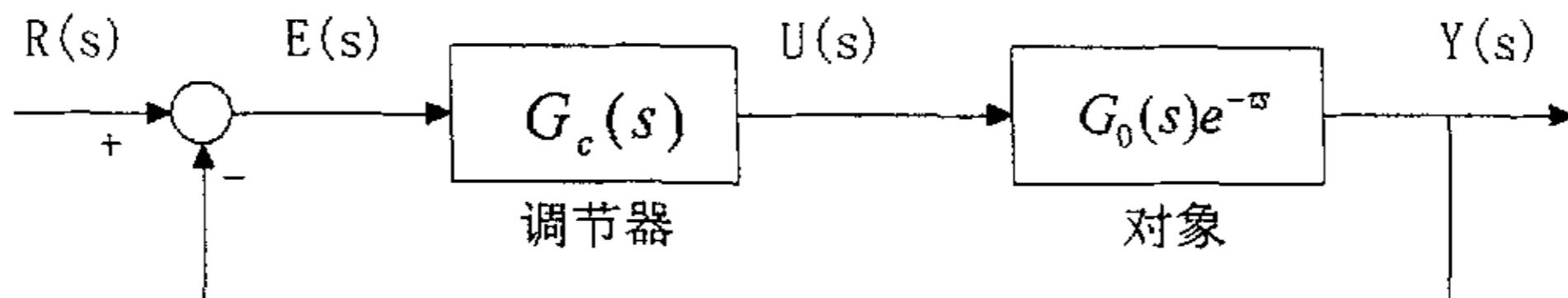


图 3.3.1 单回路反馈控制系统方框图

其中， $G_0(s)$  为对象传递函数的线性部分，调节器的传递函数为  $G_c(s)$ ，系统结构框图如图 3.3.1 所示。

闭环系统的传递函数为

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1 + G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}} \quad (3.3.2)$$

闭环特征方程为  $1 + G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s} = 0$

纯滞后环节  $e^{-\tau s}$  可以用幂级数展开为

$$e^{-\tau s} = 1 - \tau s + \frac{\tau^2 s^2}{2!} - \frac{\tau^3 s^3}{3!} + \frac{\tau^4 s^4}{4!} - \dots \quad (3.3.3)$$

因此， $e^{-\tau s}$  可以看成一个最高次幂趋于无穷的多项式，多项式系数正负相间，故包含纯滞后环节的传递函数必定有位于右半  $s$  平面的零点，对应系统属于非最小相角系统。由经典控制理论可知，由于前向通道纯滞后的存在，导致对象的相位滞后，

从而使闭环系统的稳定性大大降低。

如果  $\tau$  比较大，闭环系统将可能不稳定，其主要原因在于控制器的输出  $u(k)$  要在其作用纯滞后时间  $\tau$  后，才能在对象的输出  $y$  上体现出来。纯滞后对控制品质的影响往往用  $\tau/T_s$  的比值来度量（ $T_s$  为一阶惯性环节时间常数）， $\tau/T_s$  越大，表示对象的纯滞后就越严重。如果能够以  $G_0(s)$  作为对象数学模型， $G_0(s)$  的输出作为反馈，就可大大改善控制品质。但是  $G_0(s)$  与  $e^{-\tau s}$  在实际对象上是不可人为分离的。对此，史密斯提出采用等效补偿的方法来达到这个目的，原理如图 3.3.2 所示。

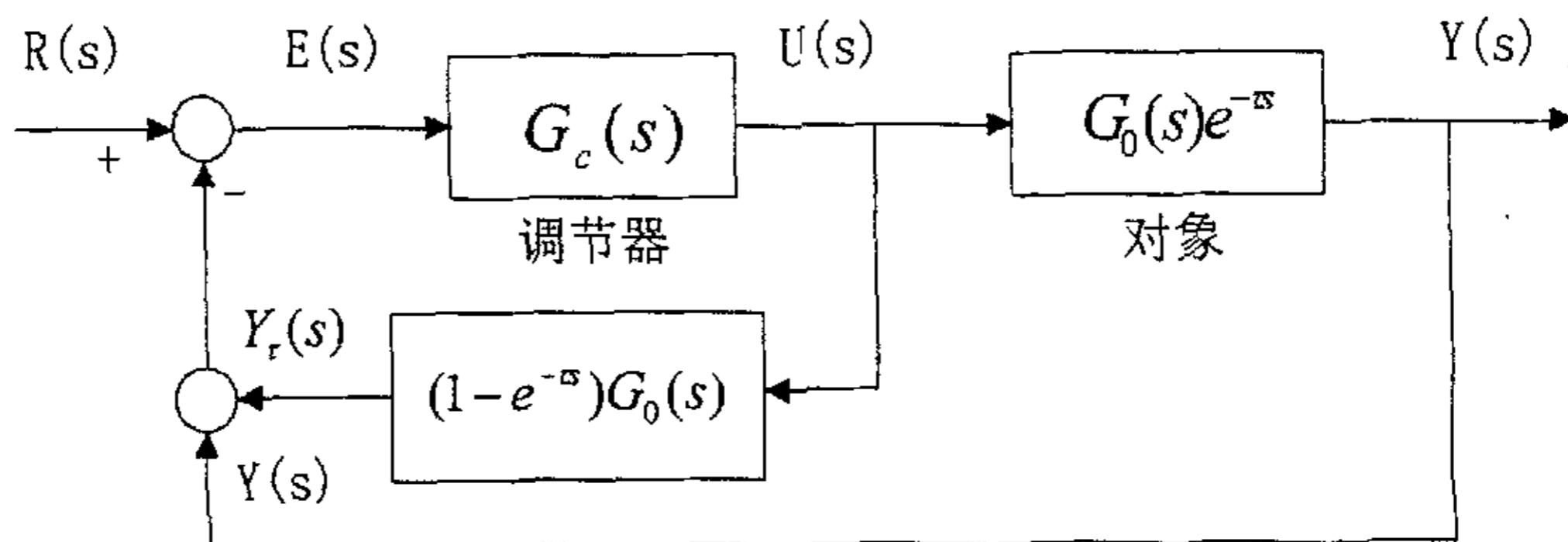


图 3.3.2 纯滞后 Smith 预估补偿控制环节

预估补偿器的传递函数为  $(1 - e^{-\tau s})G_0(s)$ ，经预估补偿后的等效方框图如图 3.3.3。它相当于将  $G_0(s)$  看作被控对象，并用  $G_0(s)$  的输出作为反馈信号，这样反馈信号在时间上相当于提前了  $\tau$ ，从而抵消了控制量  $u$  纯滞后造成的影响，因而称之为预估补偿控制。

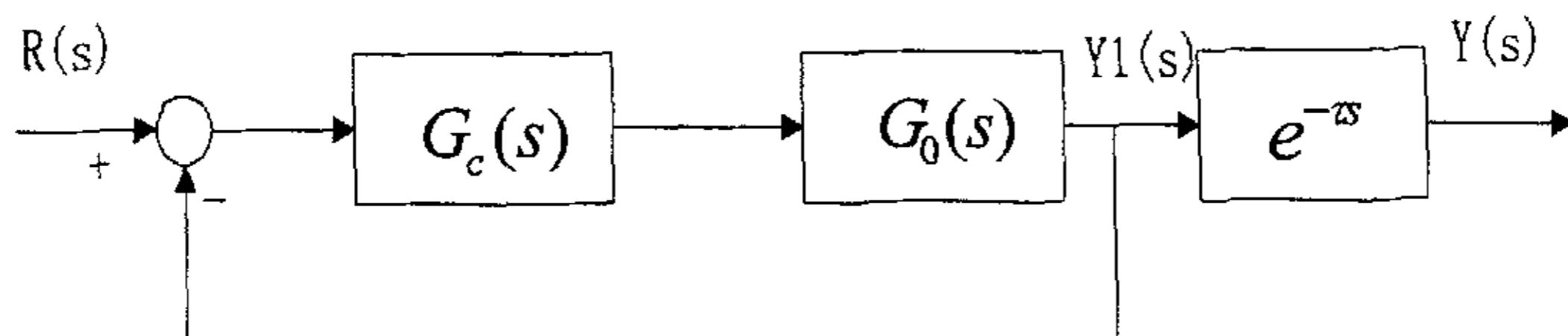


图 3.3.3 Smith 预估补偿控制等效图

采用预估补偿控制后系统的闭环传递函数为

$$\begin{aligned}
 \frac{Y(s)}{R(s)} &= \frac{\frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1 + (1 - e^{-\tau s})G_c(s)G_0(s)}} \\
 &= \frac{G_c(s)G_0(s)e^{-\tau s}}{1 + G_c(s)G_0(s)} \\
 &= G_1(s)e^{-\tau s} \tag{3.3.4}
 \end{aligned}$$

上式中，闭环特征方程中已经没有了纯滞后项  $e^{-\tau s}$ ，也就消除了纯滞后对控制品质的不利影响，而变成为下面的形式

$$1 + G_c(s)G_0(s) = 0 \tag{3.3.5}$$

可看出，根据拉氏变换移位定理，史密斯预估补偿控制仅仅是将控制过程在时间坐标上推迟了一个  $\tau$ ，而控制系统过渡过程及其品质与对象特性无纯滞后时间的完全相同，这就是说，预估补偿控制的方法完全补偿了纯滞后时间  $\tau$  对过程的不利影响。当然，闭环传递函数分子上的  $e^{-\tau s}$  说明被调量  $y$  的响应比设定值滞后  $\tau$  时间。

### 3.3.1.2 史密斯预估补偿的数字控制算式

设被控对象特性为有纯滞后的一阶惯性环节，其传递函数为（已包含了采样保持器的传递函数在内）

$$G_0(s)e^{-\tau s} = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \cdot \frac{K_c e^{-\tau s}}{T_s s + 1} \tag{3.3.6}$$

则预估补偿环节的传递函数为

$$G_\tau(s) = \frac{Y_\tau(s)}{U(s)} = (1 - e^{-\tau s})G_0(s) = \frac{K_c(1 - e^{-\tau s})}{T_s s + 1} \tag{3.3.7}$$

相应的微分方程为

$$T_s \frac{dy_\tau(t)}{dt} + y_\tau(t) = K_c(u(t) - u(t - \tau)) \tag{3.3.8}$$

相应的差分方程为

$$y_\tau(k) = ay_\tau(k-1) + b[u(k) - u(k-\tau)] \tag{3.3.9}$$

其中

$$\begin{aligned}
 a &= e^{-\tau/T_s} \\
 b &= K_c(1 - e^{-\tau/T_s}) = K_c(1 - a) \\
 d &= \tau/T_s \tag{3.3.10}
 \end{aligned}$$

从式(3.3.9)可以看出,纯滞后补偿控制存在滞后 $dT$ 的环节,因此,产生纯滞后信号对纯滞后补偿控制是至关重要的,为了形成 $d$ 拍纯滞后信号,需要在内存中开设 $d$ 个存储单元,用以存储 $u(k)$ 的历史数据。每采样一次,把 $u(k)$ 记入0单元,同时把0单元原来的数据移到1单元,1单元原来的数据移到2单元...,依此类推。从单元 $d$ 输出的信号,就是滞后 $d$ 个采样周期 $u(k-d)$ 信号。

调节器 $G_c(s)$ (基本控制器)一般采用PID控制算式。

### 3.3.2 史密斯预估补偿控制在外加剂生产过程中的应用

#### 3.3.2.1 史密斯预估控制与PID控制结果的比较

图3.3.4比较了史密斯预估补偿控制与标准PID控制效果。仿真采用的对象参数 $K_o=1.3, T_s=150s, \tau=135s$ ,采样周期 $T=15s$ ,即 $\tau/T_s=0.9$ ,纯滞后时间比较大。标准PID控制所采用的参数组( $K_p, K_i, K_d$ )是通过单纯形寻优得到的最佳PID参数。

史密斯预估补偿控制的ITAE性能指标为99.15,而PID控制的ITAE性能指标为215.4。PID控制器的PID参数为 $K_p=0.818, K_i=0.0747, K_d=4.61$ ,而史密斯预估补偿控制的PID参数 $K_p=2.14, K_i=0.175, K_d=0.527$ ,增益增加了2.5倍,积分时间 $T_i$ 减少一倍( $K_i=K_p \frac{T}{T_i}$ ),在保持闭环稳定性的同时也提高了输出响应的快速性,特别是微分时间减少了九倍,说明标准PID控制中微分环节为了克服纯滞后的影响,提前采取控制动作,大大提高了微分时间 $T_d$ ,这对于控制量 $u$ 的要求是很高的,要求控制量能够在很宽的范围内快速变动,有时会超出控制量的范围,即执行机构在大范围内频繁动作,这对控制系统而言是很不利的。微分动作太强,容易导致调节阀向两端饱和,且抗干扰能力差。从仿真结果可以看出,史密斯预估补偿控制效果大大好于PID控制效果,控制器输出比较平稳,没有发生类似PID控制器输出量 $u(k)$ 的突变。

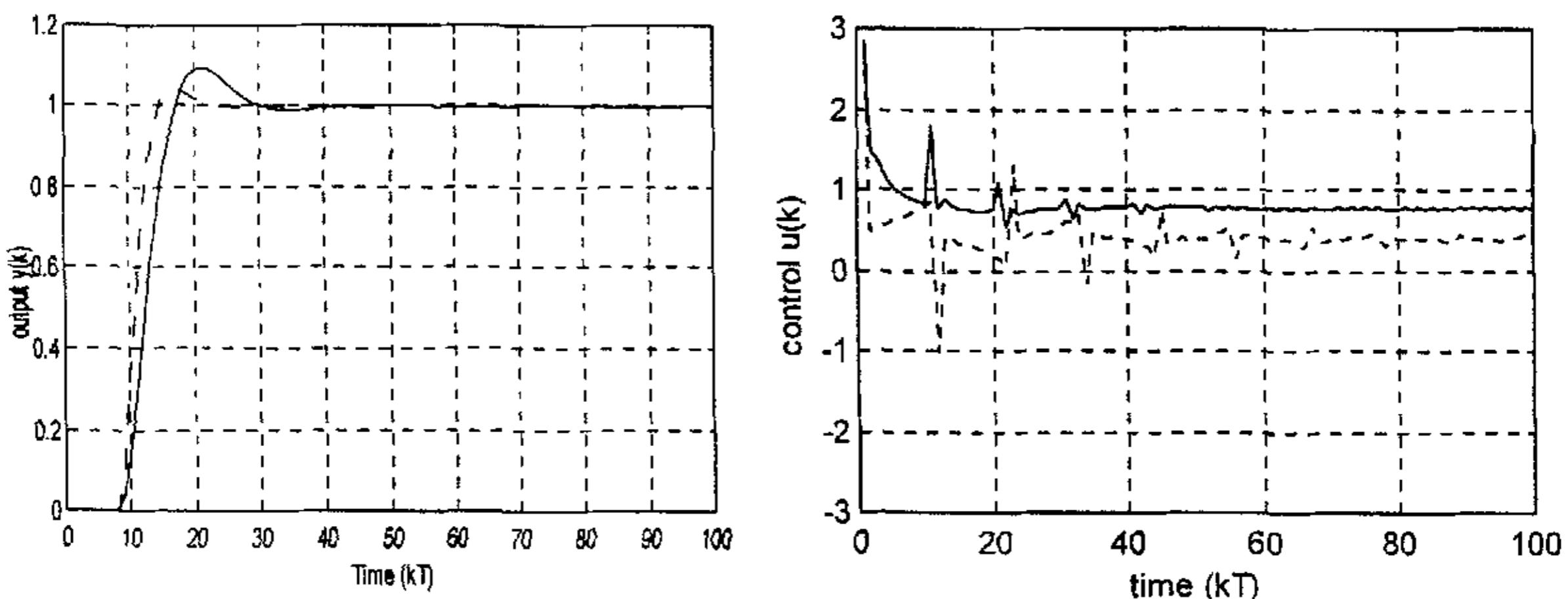


图 3.3.4 史密斯预估补偿控制与 PID 控制比较

虚线：史密斯预估补偿控制；实线：最优 PID 控制

### 3.3.2.2 控制过程中的迭代寻优

在实际过程控制中，不只是存在一次反应过程，而是日复一日反复循环进行的，如果生产工艺和投入产出不变，则可以认为个生产过程的对象的数学模型是大致相同的，虽然在每次反应不同阶段的数学模型不可能完全一样。在第一次生产时，由于没有先前的过程输入、输出数据可供利用，确定控制器 PID 参数可采用经验法，在后续的相同过程生产中，由于已经有了前面的过程数据和 PID 参数，在整定 PID 参数时就有了参照，应该加以利用，这将有助于提高过程控制的品质。

仿真结果图 3.3.5 与 3.3.6 说明了先前的 PID 参数的利用对于逐渐提高控制品质是有益的。进行对照仿真的是未利用先前 PID 控制参数的结果。该仿真模拟了 100 次生产过程，对各次生产过程采用 ITAE 性能指标进行对比，可以看出前者的效果是相当明显的。图 3.3.5 是采用标准 PID 控制的对比，图 3.3.6 是采用史密斯预估补偿控制的对比。

仿真采用附图 3 的框图来实现，初始 PID 控制参数用经验法确定，用这组控制参数对真实对象分别进行标准 PID 控制与史密斯预估控制，根据仿真的过程输入输出数据，利用前面确定的对象传递函数模型进行参数辨识，最后根据辨识出来的对象模型进行单纯形寻优，再将寻优出来的 PID 控制参数用于过程控制，如此反复循环 100 次，以考验这种方法的有效性。

从图 3.3.5 与 3.3.6 可以看出，若在对 PID 参数进行单纯形寻优时采用上一次的寻优结果值作为寻优初值，寻优的精度将大大提高，而且能够很快趋向稳定，使得整体控制效果要好得多。而且从单纯形寻优的次数看也比较稳定，没有太大的波动，寻优次数也要少的多，这对于估计每次寻优的时间是很重要的。

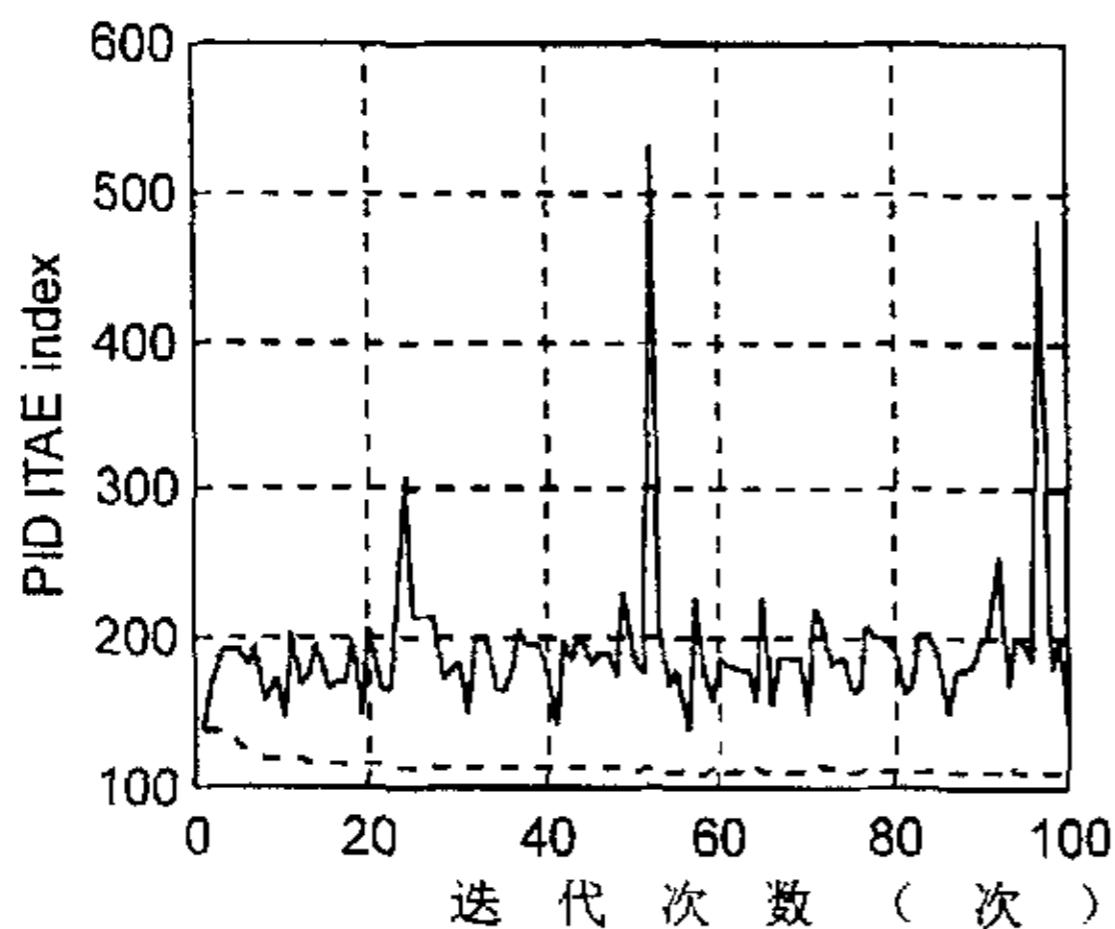


图 3.3.5 标准 PID 控制对比

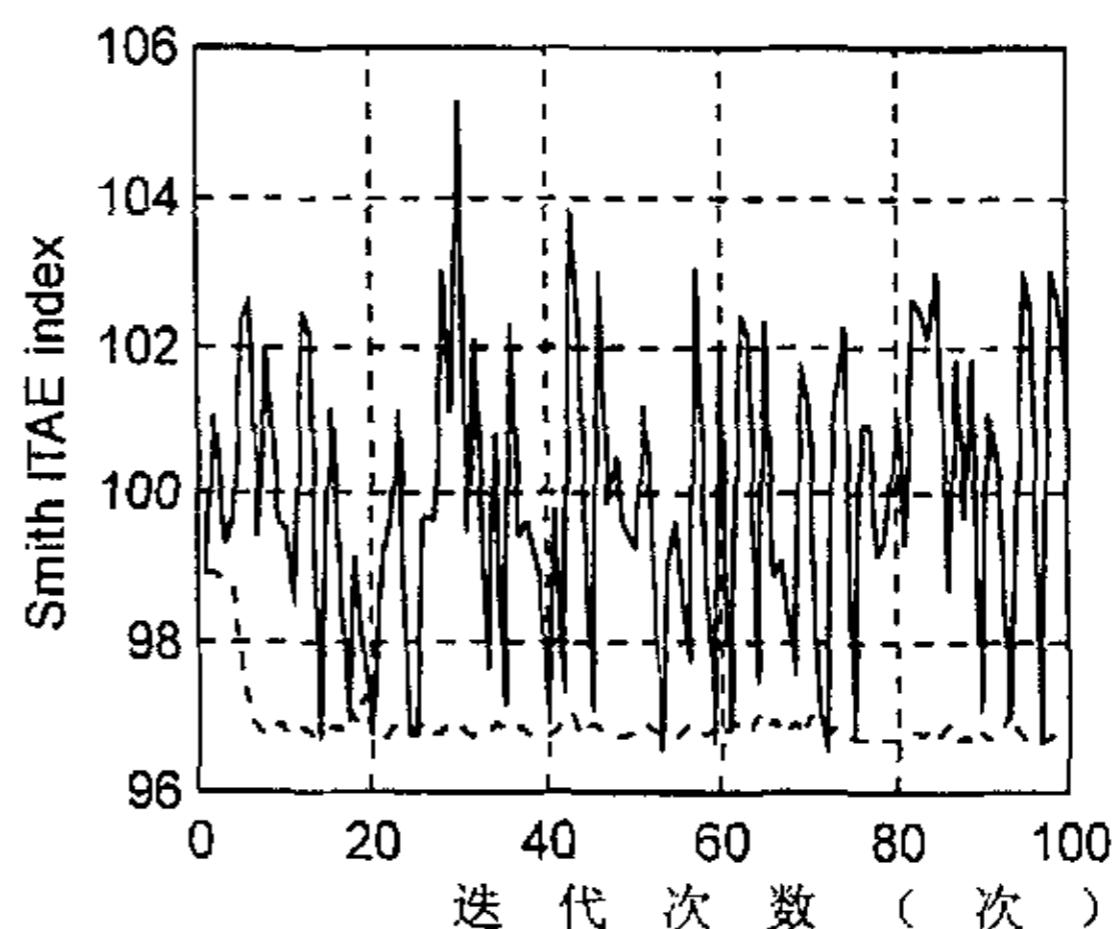


图 3.3.6 史密斯预估补偿控制对比

### 3.3.2.3 史密斯预估控制与标准 PID 控制迭代循环的结果比较

由于采用上面的确定寻优初值的方法比较好，因此，外加剂生产过程的单纯形寻优就采用这个方法。采用性能指标来评价控制算法的好坏，对于寻优过程是非常有利的，但是其寻优的结果，也就是最佳性能指标 ITAE 是很不直观的，不能够象经典控制理论中的调节时间为  $t_s$ ，上升时间为  $t_a$ ，超调量为  $\delta\%$  一样，使用户对过程的基本动态特性能够一目了然。

图 3.3.7 上半图为标准 PID 控制与史密斯预估控制单纯形寻优次数比较。标准 PID 控制的平均寻优次数为 124 次，而史密斯预估控制的平均寻优次数为 34 次，史密斯预估控制的寻优次数只有标准 PID 控制的  $1/3$ ，大大减轻了对计算机硬件资源的占用，对于操作站的平稳、正常运行有重要的作用。

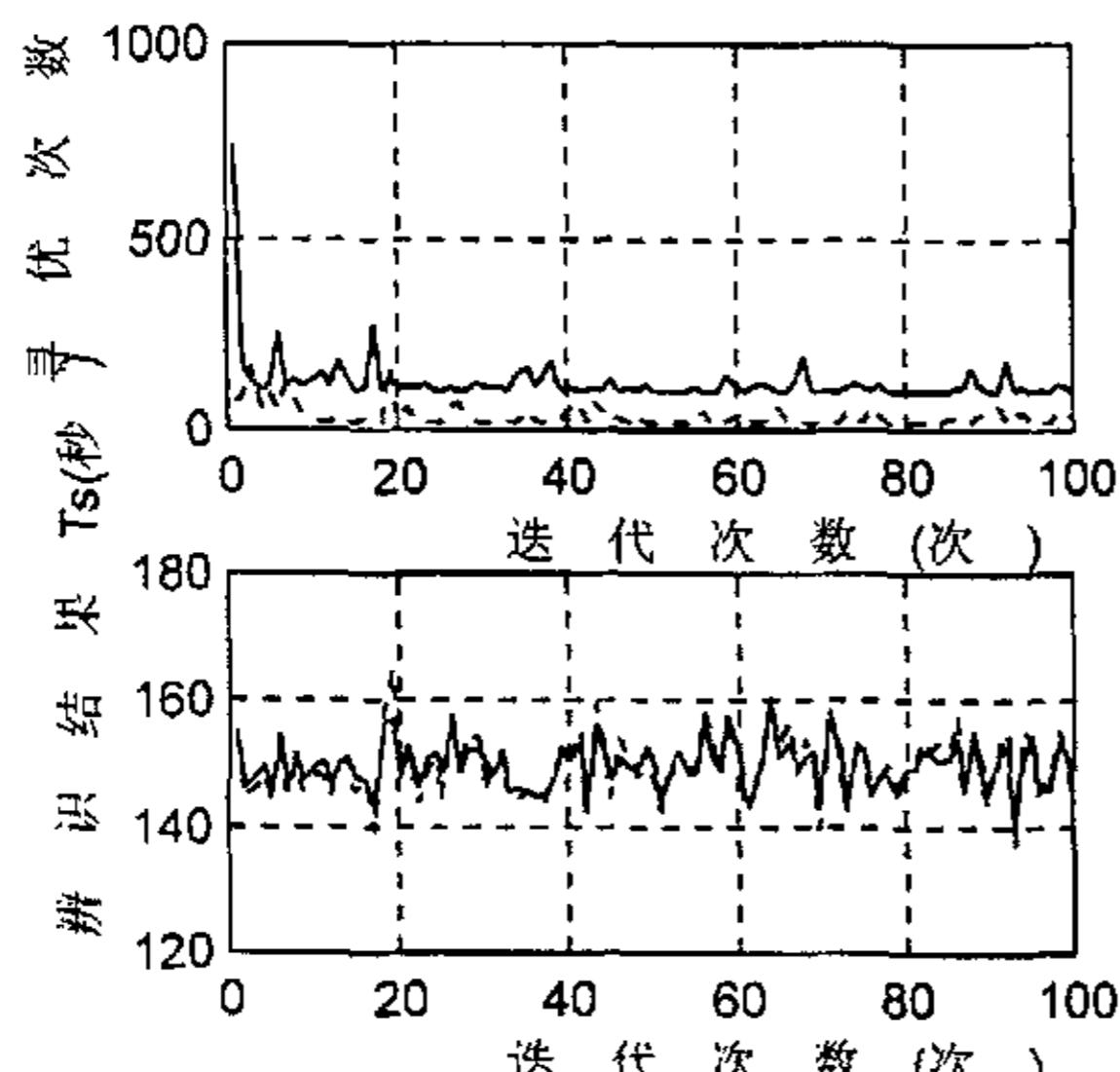


图 3.3.7 循环迭代与寻优次数的关系(上)

循环迭代与比例环节 Kp 的关系(下)

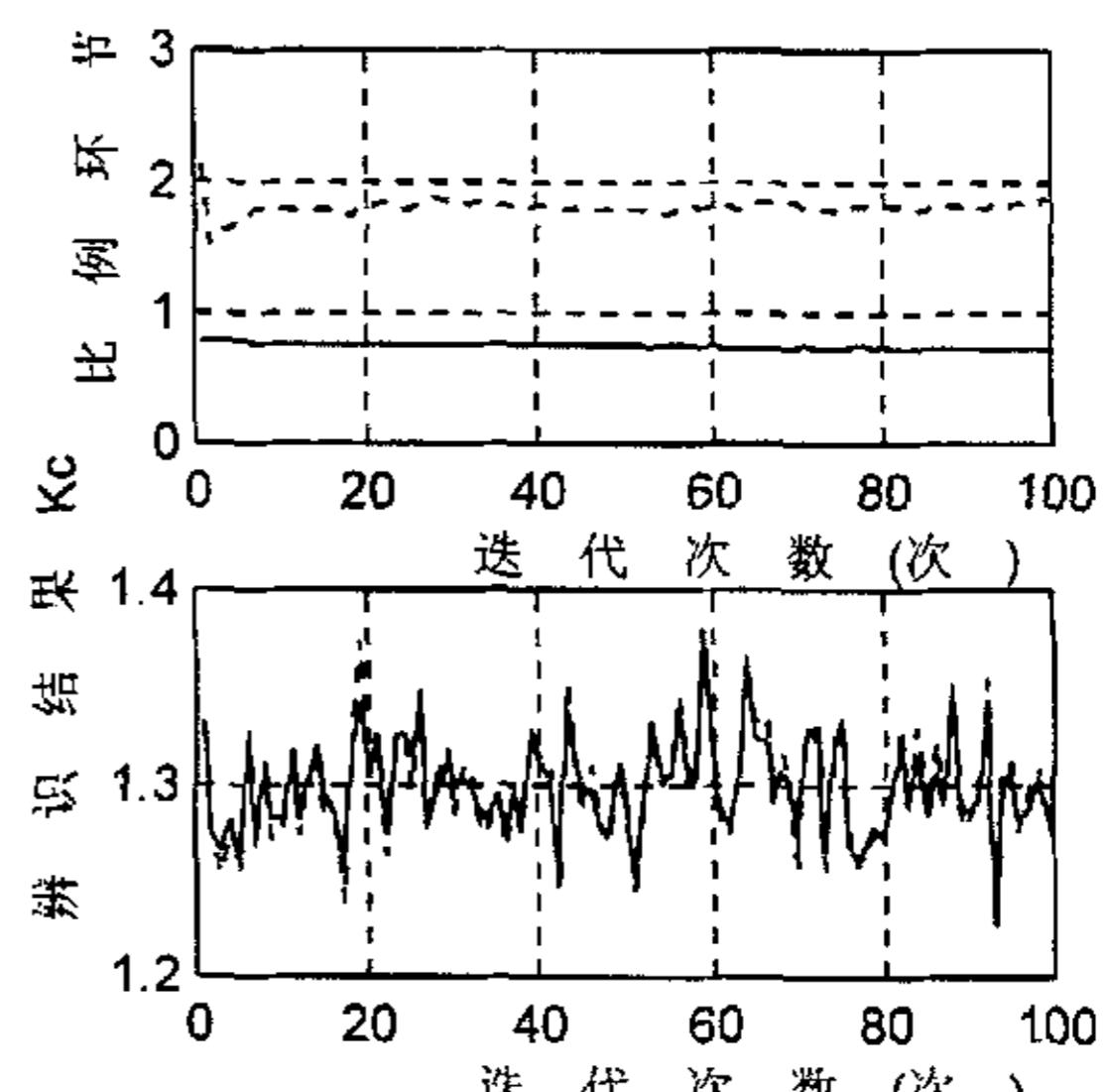


图 3.3.8 循环迭代与积分环节 Ki 的关系(上)

循环迭代与微分环节 Kd 的关系(下)

图 3.3.7 下半图为标准 PID 控制与史密斯预估控制寻优结果中比例环节的对比。由于该过程是典型的大滞后过程，标准 PID 控制为了保证闭环控制系统的稳定性，比例环节  $K_p$  只能取比较小的值，而史密斯预估控制由于已经通过预估环节消除了对象传递函数中纯滞后的部分(即使没有完全消除，也已经消除了大部分纯滞后环节)，等效的对象传递函数就相当于一阶惯性环节，即  $G_p(s) = \frac{K_c}{1+T_s s}$ 。对于一阶惯性环节，如果基本控制器采用纯比例控制，闭环系统是无条件稳定的。

在标准 PID 控制中，引入积分环节是为了消除系统的残差，使输出能够逐渐逼近参考输入信号。但同时也降低了原有系统的稳定裕度，为了保持控制系统原来的衰减率，就必须减小比例环节。所以，加入积分环节是在牺牲系统的动态品质以换取较好的稳态性能。通过上面的分析知，稳定性对于史密斯预估控制不是主要的问题，因此可以选择较大的积分环节以获得良好的动态性能。而标准 PID 控制为了保证闭环的稳定性，不得不选取较小的积分值。

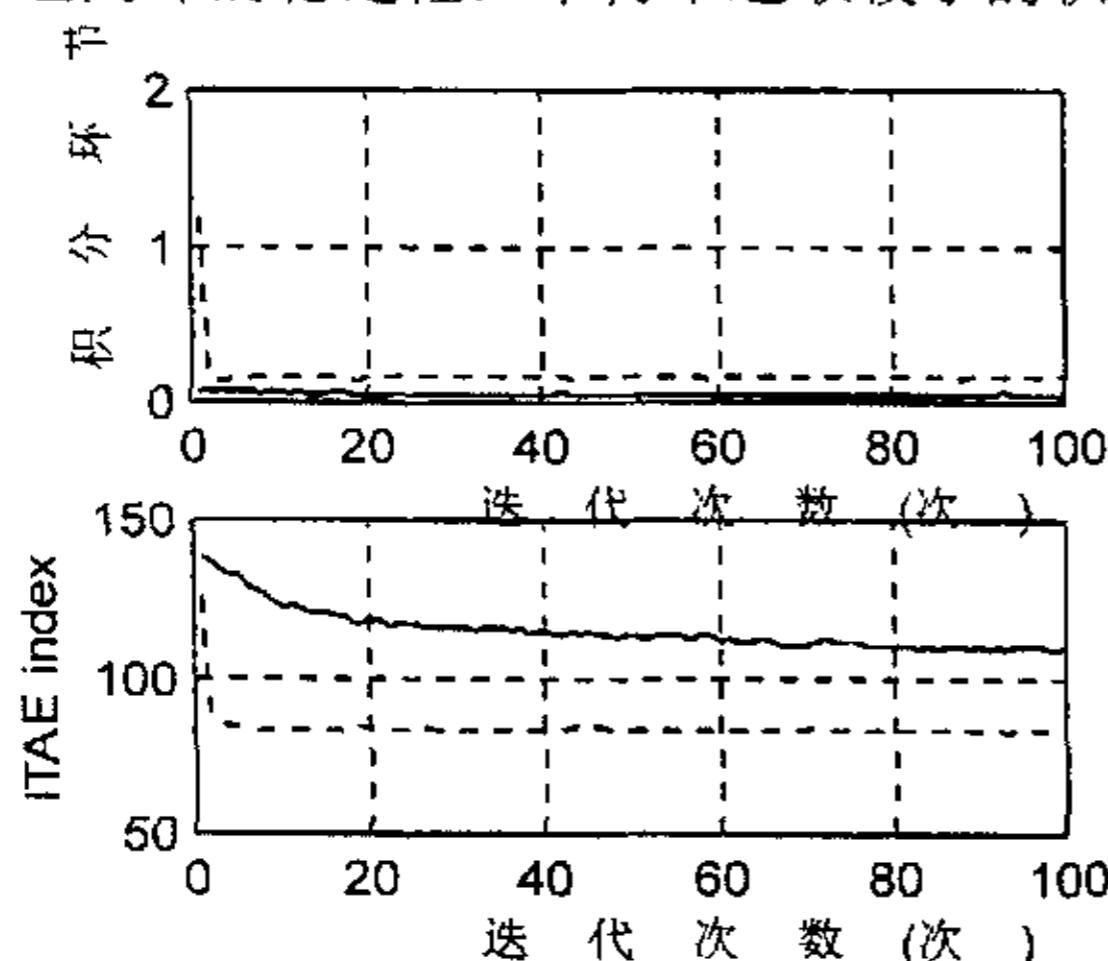
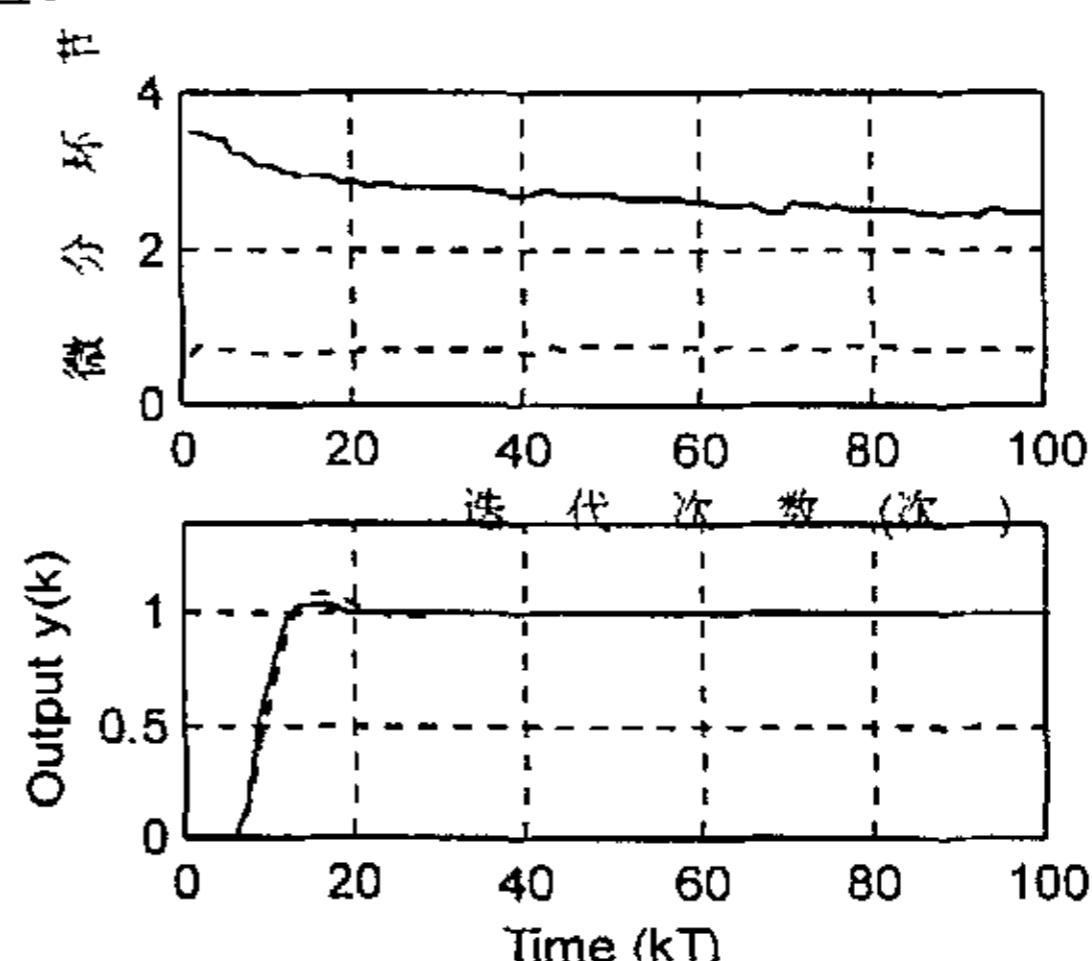
图 3.3.9 循环迭代与辨识结果  $T_s$ 、 $K_c$  的关系

图 3.3.10 循环迭代后的结果 (PID and Smith)

从图 (3.3.9) 的参数辨识结果 ( $T_s$ 、 $K_c$ ) 随着迭代的进行情况看，标准 PID 控制与史密斯预估控制的估计精度差不多，都是围绕各自的准确值上下作小幅波动，一般误差不超过  $\pm 10\%$ ，在可以接受的范围内。同时也可以说，这一整套算法是基本可行的。

图 3.3.10 是经过 100 次迭代循环后，标准 PID 控制与史密斯预估控制的输出  $y$  的比较。单纯从输出曲线看，两者的区别不是很大，但是，前面也提到过，标准 PID 控制对执行机构的要求是很高的，一旦对 PID 控制器的输出  $u(k)$  进行限幅/限速，其输出是不可能象图中曲线那样理想化的。

### 3.3.2.4 参数时变对控制系统的影响

参数辨识的结果仅仅是被控对象的近似参数值，相对于实际值可能存在一定的误差，下面将考察参数估计误差对于控制效果的影响。由于在该过程温度控制中，最重要的参数就是纯延迟  $\tau$  的大小，而且由于  $\tau$  在不同的阶段相对于其他参数 ( $K_c, T_c$ ) 的变化要大一些，其误差对于控制品质的影响也比其他参数要大一些。

图 3.3.11 (左) 是标准 PID 控制的情况下， $\tau = dT$ ， $d$  的实际值为 9，图中的三条曲线分别是根据参数估计的结果是  $d = 8, 9, 10$  时的进行寻优得到的仿真曲线(也就是说，存在一定的估计误差)，图中的实线是参数估计准确时,即 ( $\hat{d} = 9$ ) 的迭代结果，虚线为纯延迟  $\tau$  估计偏小 ( $\hat{d} = 8$ ) 时的结果，点划线为纯延迟  $\tau$  估计偏大 ( $\hat{d} = 10$ ) 时的结果。

从图中可以看出，当没有参数估计误差时的效果是最好的，在参数估计有一个采样周期  $T$  的误差时，控制也是稳定的，而且随着迭代的继续，将收敛于一个稳态值，当然它们的稳态值将比参数估计准确时的稳态值要差一些。图 3.3.11 (右) 是在史密斯预估补偿控制情况下，存在不同的参数估计误差（纯延迟  $\tau$ ）时的仿真结果，各曲线的含义分别与图 3.3.11 (左) 相同。

该过程控制系统在运行时，由于工艺的需要。在不同的阶段，要加入不同的化工原料或者在对象温度变化时，对象的数学模型参数会有相应的改变。如在磺化阶段要滴加浓硫酸，水解缩合阶段可是要滴加冷水进行水解，而在保温阶段要适时滴加热水，以保持一定的粘度，中和阶段也要人工加入石灰膏。主要变化的参数是纯滞后时间  $\tau$  和惯性时间常数  $T_c$ ，比例常数  $K_c$  变化一般比较小。下面两图仿真了在对象的纯延迟变化时，控制过程进行 100 次迭代的情形。每次仿真过程与前面类似，

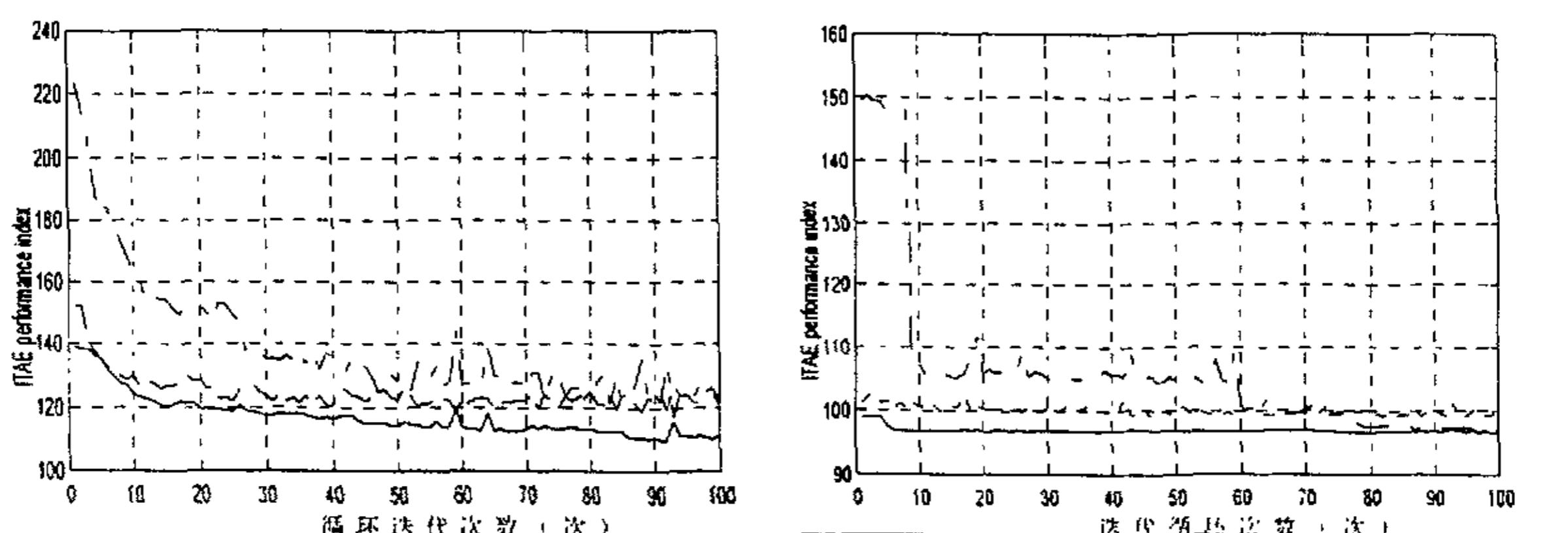


图 3.3.11 标准 PID 控制 (左) 与史密斯预估补偿控制时 (右) 参数估计误差 ( $\tau$ ) 的影响

实线:  $\tau = 9T$ ；虚线:  $\tau = 8T$ ，点划线  $\tau = 10T$

即首先获得过程的输入输出数据，然后辨识，根据辨识的结果进行单纯形寻优，用寻优得到的 PID 参数对原系统进行控制，得到的结果作为下次仿真的过程输入输出

数据，如此循环 100 次，以考验辨识、寻优算法的收敛性、稳定性和有效性。

仿真过程仍然基于史密斯预估补偿控制和标准 PID 控制，图 3.3.12 和图 3.3.13 分别是史密斯预估补偿控制与 PID 控制的迭代仿真结果。仿真过程所选取的纯延迟  $\tau = 9T$ ，辨识所采用的数据段为  $[0,20]$ ，假设在  $t = 20T$  时  $\tau = 10T$ ，而在  $t = 40T$  时  $\tau = 11T$ 。仿真结果表明，在上述的假设下，闭环系统的运行品质比参数没有变化时要差一些，但是仍然能够稳定运行。

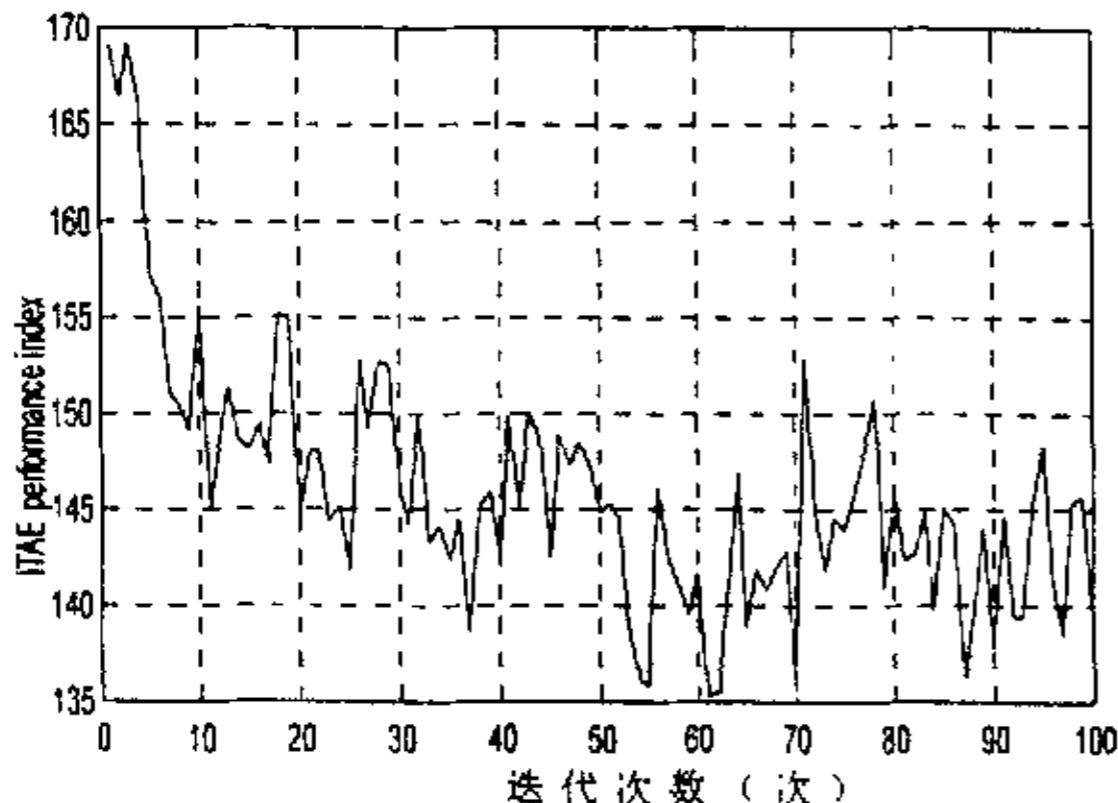


图 3.3.12 标准 PID 控制（参数时变）

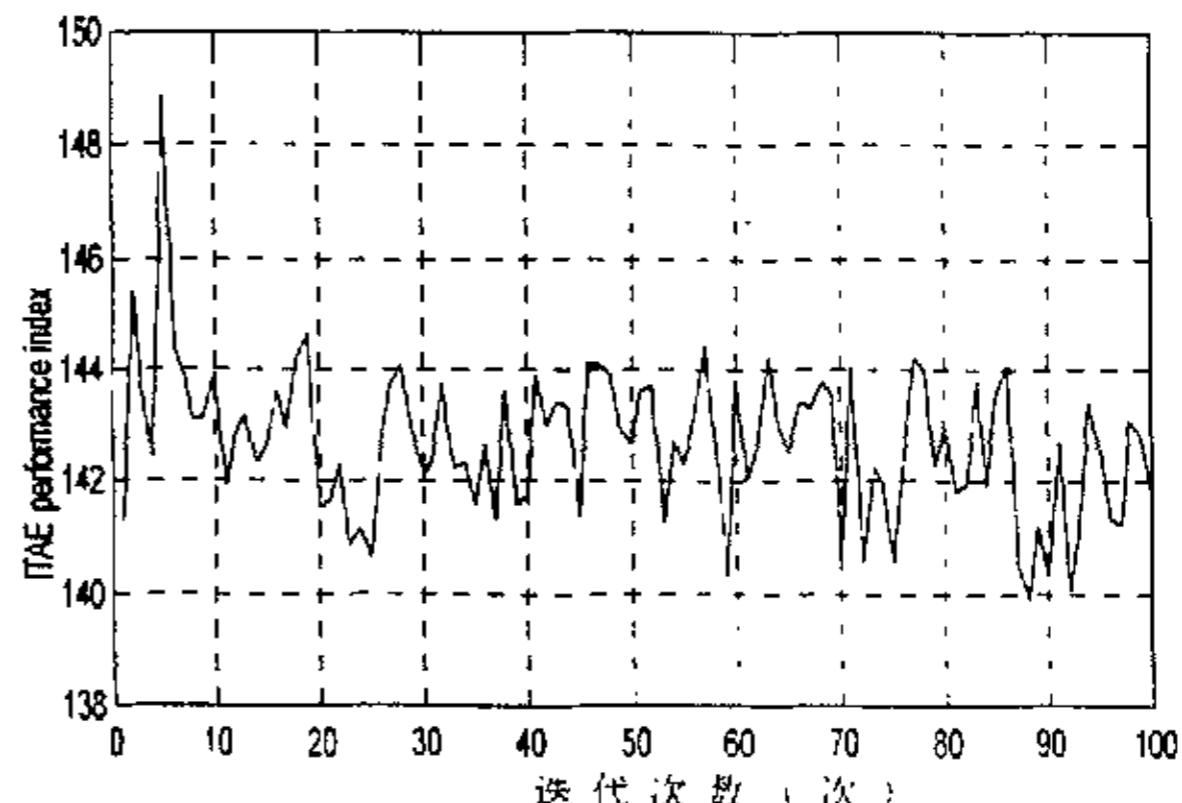


图 3.3.13 史密斯预估补偿控制（参数时变）

### 3.3.2.5 辨识误差对控制过程的影响

在实际工业过程控制中，有经验的控制系统设计工程师并不是对所控制的对象一无所知，虽然他们不可能写出准确的对象数学模型（传递函数），但是可以给出一个大概的数学模型，与实际模型相比存在着一定的误差。因此，一个很现实的问题就是在给定对象的数学模型存在一定的误差时，如何根据一个不十分准确的模型，来确定 PID 控制器参数，使目标系统能够稳定正常运行，而且随着生产过程的继续，使控制品质越来越好，即找到适合该系统的最佳控制器参数。

现就下述对象标称数学模型进行研究。

$$G_p(s) = \frac{K_c e^{-\tau s}}{1 + T_s s} = \frac{1.3 e^{-135s}}{1 + 150s} \quad (3.3.11)$$

两个关键过程参数是纯滞后  $\tau$  和惯性时间常数  $T_s$ ，假设这两个参数各有 10% 的误差，并根据这个假设的模型为基础进行单纯形寻优，并按照寻优结果进行过程控制。也就是，存在下面四个有误差的模型  $(\tau=120, T_s=165)$ 、 $(\tau=120, T_s=135)$ 、 $(\tau=150, T_s=165)$ 、 $(\tau=150, T_s=135)$  为起点进行仿真，仿真流程与图 (3.3.6) 相同。仿真结果见图 (3.3.17) 和 (3.3.18)。

对于各种模型误差，随着仿真过程的进行，辨识出来对象参数都能够逐渐在其

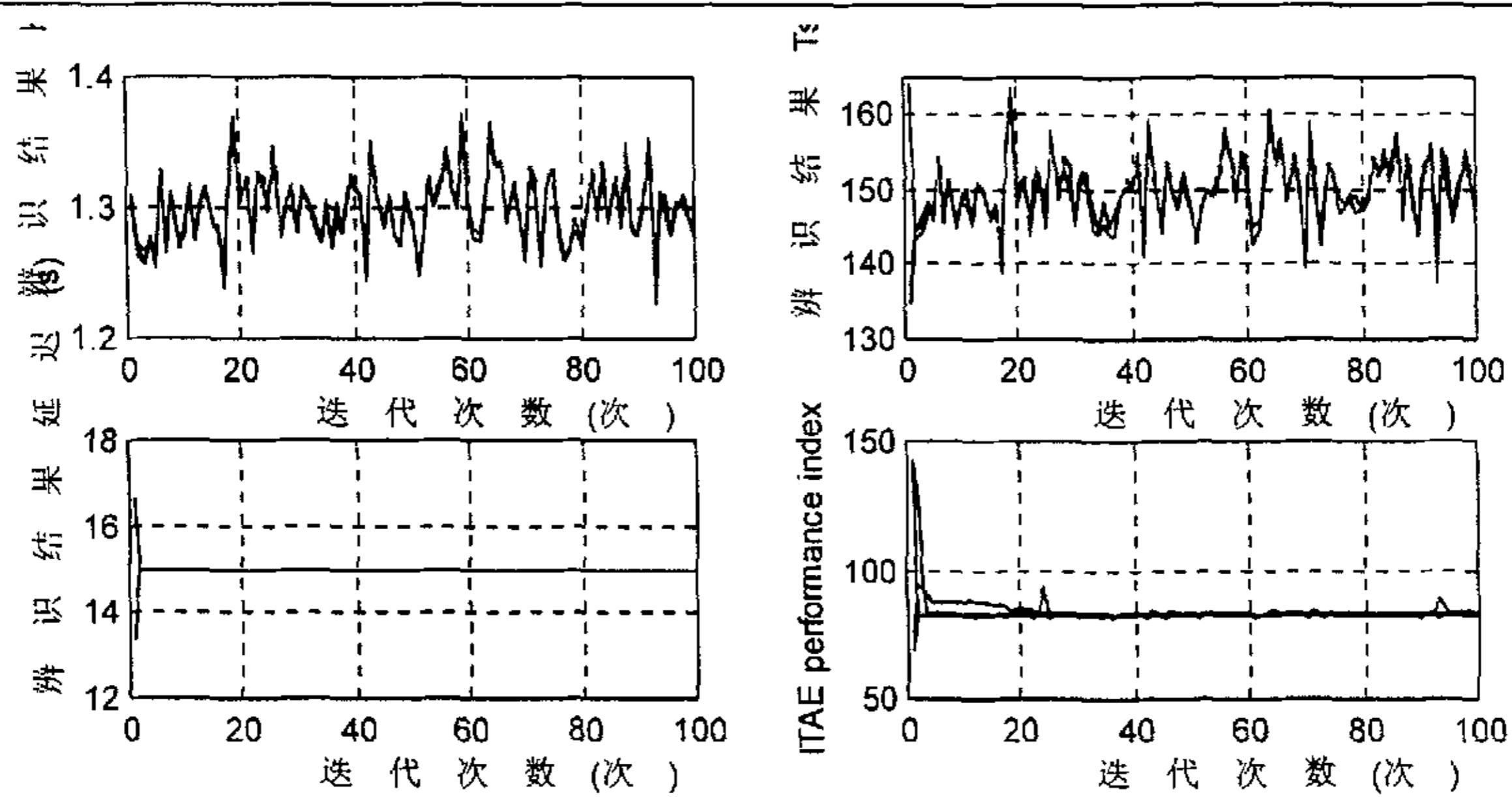


图 3.3.17 初始模型误差对辨识的影响

真实值附近作小幅上下波动，并最终趋于真实值，也就是说初始的模型误差会慢慢地由于实际生产过程的输入输出数据的辨识值而回归真实值。也就从仿真的角度验证了小幅度（10%）的对象数学模型的误差不影响整个迭代过程的稳定性。

## 第四章 算法实现与程序优化设计

Windows 应用程序间数据通讯主要有三种。最简单的是利用剪贴板交换信息，可以实现文本和图象的交换；另一种就是动态数据交换 DDE，它利用公共的协议实现应用程序间的通讯；第三种是对象的连接与嵌入 OLE 或分布式组件对象模型 COM/DCOM，是一种更有效的通讯方式，可以把其他应用程序的功能集成在一起，构造用户成自己的应用程序。

在本系统操作站（上位机）中，Visual Basic 应用程序的主要用于 PID 控制器参数整定、实时数据的收集和报表的打印等功能，最优化设计算法使用 VB 语言编制。在设计时，考虑到用户使用得简单、方便，在 Visual Basic 应用程序中不设界面，所有的操作都可以在组态软件 Fix32 的 View 程序（主监控画面）中完成，即 VB 程序的功能作为一个子画面。这样，Visual Basic 应用程序与 Fix32 环境之间就需要进行双向实时数据交换，由于 Fix32 v6.1 支持的进程间通信的方法有 DDE、ODBC SQL、通过临时文件等，考虑到数据传送的实时性和对机器系统软硬件资源的占用率，本方案选用 DDE 来实现。

### 4.1 VB 与 Fix32 的 DDE 通讯

在 FIX32 环境里，FIX32 与其它应用程序进行通信主要是通过 DDE（动态数据交换）进行的，尽管这种方式比较落后，在一些场合已经被更先进的 OLE 或 COM/DCOM 技术取代，但是由于 FIX32 v6.1 版本仅支持 DDE，而不支持 OLE 或 COM/DCOM，因此，只能使用 DDE 的方法。通过 DDE 进行进程间通信（IPC）与通过剪贴板（Clipboard）的主要区别是 DDE 能够自动进行数据的交换而无须用户的干预。

#### 4.1.1 Fix32 与 VB 对 DDE 的支持

FIX32 支持 DDE 客户和 DDE 服务程序。它提供 DDE 服务支持的应用程序为 DMDDE.EXE，它有两个主题名：DATA 和 HTR，主题名 DATA 用于访问 FIX32 实时数据，主题名 HTR 用于访问历史数据，项目名因主题不同而有不同的格式。FIX32 提供 DDE 客户端支持的应用程序为 DDECLNT.EXE，用于向其它 DDE 服务程序获取或发送数据。

Visual Basic 应用程序也同时支持作为 DDE 客户和 DDE 服务程序，可以在同一个 VB 应用程序里同时实现这两种功能。Visual Basic 对 DDE 客户端的支持主要由以下三种控件来完成：TextBox 控件、Label 控件和 PictureBox 控件，当以上三种控件之一开始与 DDE 服务程序进行会话之前，应首先设置与 DDE 通信有关的控件属

性才能开始 DDE 会话。与 VB 程序作为 DDE 客户端不同的是，VB 程序在作为 DDE 服务程序时，必须在设计时就予以给定，在运行时是无法设置的。即在设计时就要把窗体的 LinkTopic 属性设置为 1(Source)，就可以使该 VB 应用程序接受 DDE 请求，提供 DDE 服务。在 VB 中每个窗体最多只能提供一个主题名，若要提供多个 DDE 服务主题，则必须有多个窗体对象来提供。在缺省情况下主题名就该窗体的名字（即它的 Name 属性），如 Form1 等，也可以通过修改窗体的 LinkName 属性来指定 DDE 主题名。设置了窗体的 LinkTopic 后，该窗体上的控件，比如 Label 控件，PictureBox 控件，TextBox 控件等就可以作为 DDE 地址中的项目名进行数据交换。

获取实时数据的 DDE 地址格式为

*DMDDE|DATA!NodeName:Tag.FieldName*

第一段 DMDDE 为 Fix32 组态软件提供 DDE 服务访问接口的应用程序 (DMDDE. EXE)；第二段 DATA 为主题名，表明通过 DDE 要访问的是 Fix32 实时数据；第三段是要访问的具体项目名，由三部分组成，NodeName 即 Fix32 的 SCADA 节点的名称，Tag 为节点该过程数据库中一个控制块，一个控制块有很多字段，FieldName 即指定要访问的字段，也就是该控制块的那个属性值。

需要注意的是，DMDDE 既支持外部 DDE 客户从 Fix32 数据库读取数据，也支持从其它 DDE 客户对 Fix32 实时数据或历史数据进行改写，但是只能对 ASCII 格式的数据进行改写，对于浮点数据不能进行改写。当使用自动方式对 Fix32 实时数据访问时，在缺省情况下，DMDDE 对新数据是每 2 秒钟更新一次，如果对 DDE 数据的实时性要求比较高，或者数据要求更新慢一点，可以在 DMDDE 程序窗口里进行调整，按“+”表示增加更新时间，每按一次，刷新时间增加 0.2 秒，最多可以 40 秒更新一次，相反按“-”表示减少更新时间，每按一次，刷新时间减少 0.2 秒，最小可以 0.2 秒更新一次。

#### 4.1.2 Visual Basic 与 Fix32 DDE 通信的实现

在 Visual Basic 应用程序中，支持 DDE 操作的控件有三种：Label 控件、PictureBox 控件、TextBox 控件，究竟应该采用哪一种控件呢？由于 Label 控件占用系统资源少，也能够满足需求，因此在这里选用 Label 控件。由于每个 PID 控制回路需要占用 5 个 Label 控件（对象输入、输出数据，以及寻优后的 PID 控制器参数  $K_p$ 、 $T_i$ 、 $T_d$ ），总共有 32 个控制回路，所以共需要  $5 \times 32 = 160$  个 Label 控件。其中对象输入、输出数据用作 DDE 客户，从 Fix32 DDE 服务程序 DMDDE.EXE 获取实时数据。另外，为了在 VB 程序与 Fix32 之间的互相操作进行协调，每个控制回路还增加了一

个 Label 控件，用于联络之用（为了以后描述方便，假设它的名称是 lblContact01，后缀 01 为该 PID 控制回路的编号）。

VB 应用程序的原始数据源是在 Fix32 的过程数据库 DataBase 中存放的 AI、AO 等数据信息。在 VB 应用程序中，按照控件对应的目标对象的采样周期，从 Fix32 的 DDE 服务器 DMDDE.EXE 获取过程实时数据（即被控对象的输入和输出），然后保存起来以便将来进行启动单纯形寻优过程，也就是这些 Label 控件作为 DDE 客户的。至于寻优结果从 VB 应用程序发送到 Fix32，此时 VB 应用程序应作为 DDE 服务器，由 Fix32 通过其 DDE 客户支持程序 DDECLNT.EXE 从 VB 应用程序的相应 Label 控件中获取参数整定的结果。用作联络的 Label 控件也应是 DDE 服务器，但是与存放 PID 参数整定结果的 Label 控件不同的是，前者不仅要能够从 VB 应用程序读取数据，还要求能够更改数据。VB 程序与 Fix32 的联络方法事先应该规定，例如，当 Fix32 需要 VB 程序整定参数时，将 lblContact 的值更改为 1，VB 程序里则对 lblContact 的 Change 事件进行处理，在处理过程中，启动相应的控制回路的参数寻优，寻优完毕后将寻优结果放入对应结果 Label 控件，然后将 lblContact 的值更改为 0 表示已经寻优完毕，Fix32 则不断的检查 lblContact 的值，假如值为 0，说明可以获取寻优结果用于控制。由于 VB 程序不能同时对两个过程进行寻优，因此在 Fix32 中每次只能有一个控制回路要求寻优，这就需要在 Fix32 中设置一个全局的标志字，当有控制回路启动要求寻优时，先检查标志字，当标志字为 1 时，说明已经有寻优过程在进行，将暂缓寻优直到标志字变为 0，这才将标志字再次设置为 1，向 VB 程序开始发出寻优要求，待寻优完毕取回寻优结果后，把标志字设置为 0。

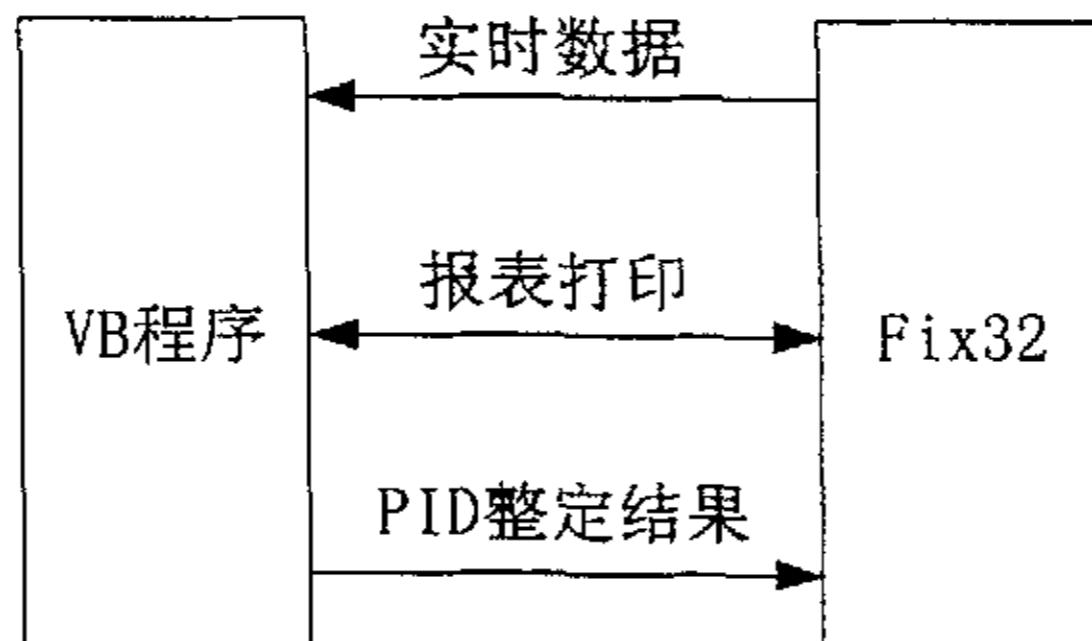


图 4.1.1 VB 程序与 Fix32 之间的 DDE 通讯

## 4.2 控制程序优化设计

在编程过程中遇到一些问题，主要是应用程序运行时的速度问题。这是在 Windows 下编程的时候与在 DOS 下相比的一个不同点。目前的硬件条件和以前相比有了很大的提高，但是由于操作系统和编程工具的版本越来越高，本身所需的处理器、内外存等硬件条件也在逐渐提高。在该系统中，由于主要任务是对生产过程进

行实时监控, Fix32 本身由于要处理几百个控制点位, 本身已经占用了很多的机器资源, 这就其它程序应该少占用各种资源, 以保证监控程序的正常运行。因此需要对程序尽量进行优化, 尽可能提高应用程序的运行效率和性能。

#### 4.2.1 程序代码优化

因为本程序是用 VB 来编写的, 在此主要是 VB 程序的优化。一般情况下, 代码的优化取决于应用程序的类型, 在大多数情况下, 应当优化执行频率高的代码, 比如循环内的语句和经常调用的过程。本程序中调用得最多的过程的单纯形寻优子程序(每次寻优需调用几十至几百次), 对其进行了大量的代码优化。从最初的每运行一次寻优子程序 17 毫秒减少到 9 毫秒, 可见优化效果是明显的。

具体我主要在以下五个方面作了程序代码优化。

##### 1、运用简单的数据结构

首先, 避免使用 Variant 变体。Visual Basic 的一个重要特征是 Variant 变体类型, 它是 VB 中缺省的类型, 凡程序中未加以明确说明类型的变量均被当作变体型变量。变体比其它数据类型占用更多的内存, 而且无法立即处理, 编译器只有找到其准确的数据类型并将其转换为这种类型, 才能用于计算。因此, 在程序中对于每一个使用到的变量都要进行明确的声明, 可以采用在程序前面加上 Option Explicit 语句, 以杜绝未声明的变量的使用。

另外, 在程序中 Byte 型、Integer 型或 Long 型的整形数据, 其运算速度比浮点 Float 或 Double 双精度型要快得多。

最后, 尽可能使用常数, 这是非常好的编程习惯, 常数是在编译阶段处理的, 这样不仅可以加快程序的运行速度, 而且可以增加程序的可读性, 使之易于维护。

2、对于控件的属性的访问, 应避免多次引用同一属性, 因为每次访问控制属性涉及到大量的开销。

##### 3、注意消除无用变量和代码

在开发和调试应用程序的时候, 可能遗留了一些绝对不可能执行到的代码, 或者为了调试程序所添加的与程序本身功能无关的多余的代码, 也有可能声明了一些无用的变量。在完成程序功能后, 要仔细复查源代码, 删掉无用的变量和语句, 一方面减少加载的源代码占用的内存, 也便于程序的可读性和可维护性。

4、及时收回大数组和大字符串的内存空间。

5、关于程序减少对 CPU 的占用。

在本程序中对 CPU 占用最多的是单纯形寻优过程, 需要不停的仿真, 求取过程输出性能指标。经过测算, 完成一次性能指标的计算需要 9.1 毫秒, 一般每次寻优过程需要进行 150~250 次性能指标的计算, 以平均 200 次算, 进行一次单纯形寻优

需要 1.8 秒，在这段时间里，其它应用程序很少有使用 CPU 的机会，会陷于暂时的停顿（即不响应用户的操作），然而 Fix32 程序需要不停的从 PLC 获取过程的实时数据，假如丢失数据，会对控制过程产生是很不利的。

VB 中提供了 DoEvents 语句。DoEvents 语句把对机器的控制权交还给操作系统，让操作系统处理其信息队列在的事件、发送 Sendkeys 队列中的所有按键，使其有机会刷新屏幕。如果没有这条语句，则在执行单纯形寻优过程中，屏幕窗口看起来是僵住了，而且对键盘、鼠标也暂时没有响应，使用户感觉死机了。对于简单的事务，比如允许用户在启动某个耗时的过程后取消它，DoEvents 是非常有用的，它对用户提供了良好交互界面。

#### 4.2.2 控制算法优化

仅仅对 VB 程序代码优化是远不够的，因为控制算法对程序这些效率的影响也是很大的，控制算法优化的目的就是要在不降低控制精度的情况下优化算法。

在 PLC 内部采用的串行执行，也就是多路 PID 按照串行方式一个一个运行，在每个 PLC 扫描周期内只能执行一个 PID 回路的控制功能。由于 PLC 的循环扫描执行的方式，在 PID 模块运行时修改控制器参数  $K_p$ 、 $T_i$ 、 $T_d$  是很麻烦的，而且 PLC 还要执行全部的实际控制任务，因此在参数整定时，对每个控制回路的各个不同阶段进行划分，对每个阶段进行一次寻优，而不是实时的进行寻优，因为那样是不现实的。由于该间歇式反应过程是循环进行的，每次的条件和目标都是相似的，所以我们采取的方法是在本次的寻优结果用于下次的控制，这对于这样的过程控制应该是可行的。由前面的分析可知，在相同过程不同的循环中，假如每次都进行寻优，这样的运算量是很大的，为此应该设法在不降低控制精度的情况下尽量减少计算量。其实，当该控制系统稳定运行了一段时间（如每个反应过程都进行了十几次）后，可以把每次的辨识结果和相应的控制器参数进行比较，然后找出其中控制器参数  $K_p$ 、 $T_i$ 、 $T_d$ （寻优结果）的变化范围，以数值比较居中的参数用于以后的控制过程中。假如这样的参数能够稳定的控制反应过程，就可以把它们固定下来。当控制系统运行一段时间后，也许先前固定的参数已经不能满足要求（比如外界环境变化等）。但是这就存在一个问题，如何判断给定的控制器参数的运行效果，其实可以借用单纯形寻优时的 ITAE 性能指标来评价，就是设定一个 ITAE 的阈值，若当前 PID 参数实际运行时的 ITAE 性能指标超过阈值，表明这一组控制参数已经不能满足要求，此时，就应该启动寻优过程；若运行时的 ITAE 性能指标没有超过阈值，表明这一组控制参数还可以继续使用下去，这种情况下，就没有必要启动寻优，以节省

计算机的资源。

在上位机运行过程中, VB 程序必须保持运行状态,以便一直通过 DDE 接受 Fix32 的实时数据,用于以后可能的寻优。由于 VB 程序是作为一个后台程序运行的,它本身不需要人机界面,一旦 VB 程序被关闭,将不能执行参数整定功能,而且还丢失了许多有用的数据。所以,我们想让 VB 程序不能被无意关闭,也就是使 VB 程序窗口右上方的×关闭按钮无效,由于 VB 没有现成的函数可供调用,只能通过 Win32 API 来实现这个功能,首先必须对使用到的 Win32 API 进行说明。下面是实现该功能的一段 VB 代码。

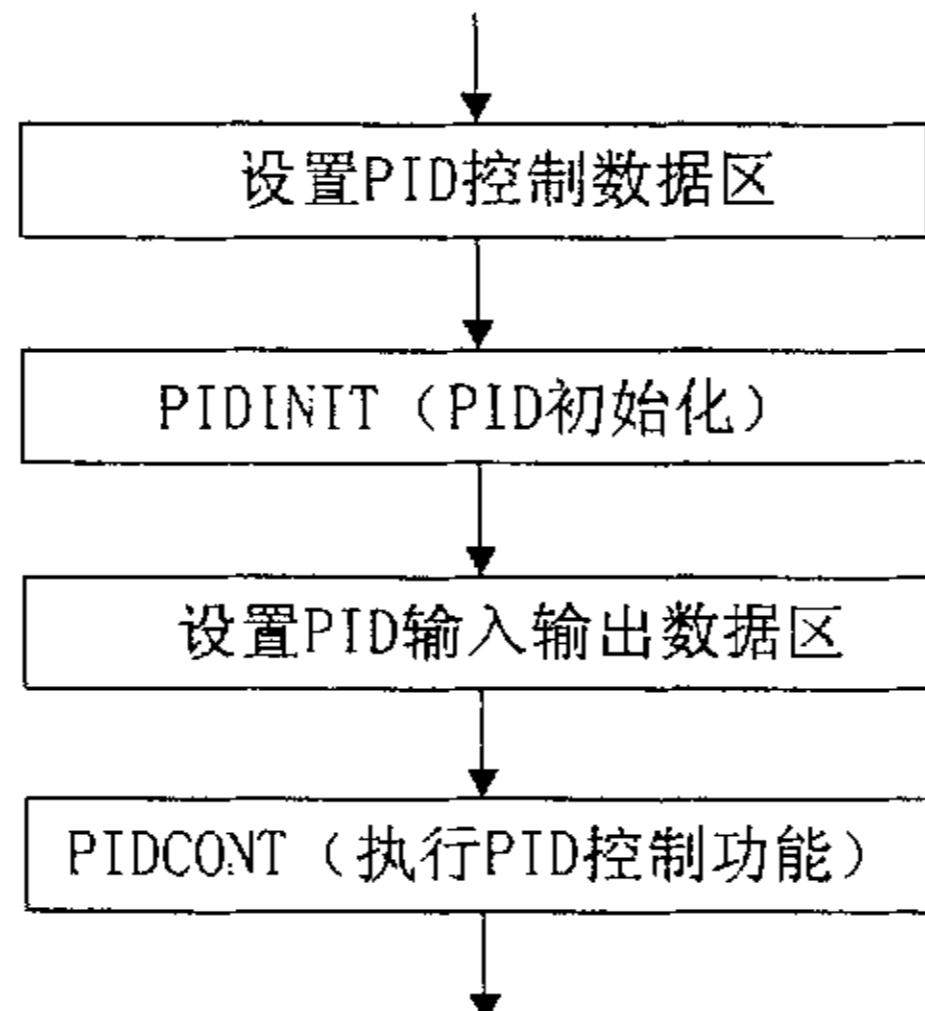


图 4.2.1 PID 控制模块的执行方式

```

#If Win32 Then
Private Declare Function GetSystemMenu& Lib "user32" (ByVal hwnd As Long,
ByVal bRevert As Long)
Private Declare Function DestroyMenu& Lib "user32" (ByVal hMenu As Long)
#End If 'WIN32
Private Sub Form_Load()
    Dim SM&, RM&                      '用于删除系统菜单
    SM& = GetSystemMenu(hwnd, False) '得到系统菜单句柄
    RM& = DestroyMenu(SM)           '删除关闭按钮
End Sub

```

在取消了 VB 程序窗口的系统菜单后,用户无法直接关闭寻优程序,但是总得提供给用户关闭程序的方法,比如由于上位机重新启动等情况下,需要关闭程序,所以在 Fix32 的监控画面中,专门提供了关闭 VB 程序的功能,通过 DDE 向 VB 程序的指定的 Label 控件送入一个特定字符串,就可以使 VB 程序自己关闭。

## 结 束 语

本文针对混凝土外加剂生产过程中的温度、压力等 PID 控制器的参数优化，根据具体的工程实际背景设计开发了一套预估控制算法，能够实现对 PID 控制器的在线自整定，不仅提高了控制效果，而且大大减轻了工程技术人员的调节器参数整定的负担。

主要工作及研究成果总结如下：

1. 系统全面地研究了 PID 调节器的各种整定方法，分析了各自的不足之处，指出了调节器参数自整定在工业过程控制中的必要性，并从频率域角度研究了 PID 控制的鲁棒性，设计了一种模糊 PID 控制器。
2. 本文在论述了被控对象的闭环可辨识性后，成功地运用最小二乘法辨识了对象的数学模型，特别是准确地辨识出对象的纯滞后，为下一步的控制器参数最优化奠定了基础。
3. 分析了与控制器参数优化有关的基本方法和目标函数后，选择了单纯形寻优法，以 ITAE 性能指标作为目标函数，并针对工程应用，研究了参数有约束、寻优次数有约束和寻优初值的确定等实际问题。
4. 根据该过程控制对象大纯滞后的特点，设计了史密斯预估补偿控制器，研究了对象参数时变和辨识误差的影响，对不同阶段进行分段控制，对过程中的大扰动能够进行有效抑制。

仿真结果表明，该算法达到了预期的控制要求。该算法对于工业过程控制中具有纯滞后的对象如温度、压力等能够实现 PID 控制器参数的在线自整定，具有相当的工程应用价值。

当然，该控制算法仍然有待进一步的研究，比如在提高参数辨识的精度、选择速度与精度更快的寻优算法、进一步提高 PID 控制的鲁棒性等。在 VB 程序中使用的 DDE 通讯，其使用的效果是不错的，但是随着计算机技术的进步，应该运用更为先进的分布式组件对象模型（DCOM）等方法来实现，由于单台计算机的计算能力是有限的，假如运用了 DCOM 技术，就可以把计算量平均分担到网络上的其他机器上，从而实现更精确的优化控制。

## 参考文献

- [1] 金以慧. 过程控制. 清华大学出版社. 1993
- [2] 潘日芳. 化工生产过程计算机控制. 化学工业出版社. 1988
- [3] 熊光楞, 肖田元, 张燕云. 连续系统仿真与离散事件系统仿真. 清华大学出版社. 1991
- [4] 赵恒侠. 热工仪表与自动调节. 中国建筑工业出版社. 1995
- [5] 易继铠. 现代控制系统设计. 北京工业大学出版社. 1992
- [6] 方崇智, 肖德云. 过程辨识. 清华大学出版社. 1988
- [7] 吴广玉. 系统辨识与自适应控制. 哈尔滨工业大学出版社. 1987
- [8] 王锦标, 方崇智. 过程计算机控制系统. 清华大学出版社. 1992
- [9] 王常力, 廖道文. 集散型控制系统的应用与设计. 清华大学出版社. 1993
- [10] 潘立登. 化工对象动态特性测试方法. 化学工业出版社. 1989
- [11] 陈宗海. 过程系统建模与仿真. 中国科学技术出版社. 1997
- [12] 陶永化, 尹怡欣. 新型 PID 控制及应用. 机械工业出版社. 1998
- [13] 付洪旦. 运用 DDE 技术进行 Visual Basic 与 Excel 互补软件开发. 上海交通大学模具技术研究所. 电脑编程技巧与维护. 1997, Vol.5
- [14] 黄绵华等. FIX DMACS 工控组态软件及应用. 武汉水利电力大学动力系, 工业仪表与自动化装置. 1999, Vol.5
- [15] 王永初. 鲁棒 PID 调节系统的参数选择. 华侨大学. 工业仪表与自动化装置. 1999, Vol.1
- [16] Benjamin C. Kuo. Digital Control System. Saunder College Publish. 1992
- [17] John Yen. Industrial application of fuzzy and intelligent system. IEEE Press. 1994
- [18] Hyeong-Pyo Hong. A design of auto-tuning PID controller using fuzzy logic. IEEE IECON92, Vol II. 1992
- [19] 张志强. 基于相位裕度和过度过程时间的 PID 参数自整定方法. 上海交通大学自动化研究所. 工业仪表与自动化装置. 1999, Vol.6
- [20] 王平. 误差积分准则下 PID 近似最优控制参数的整定方法. 南京工程兵工程学院. 自动化与仪器仪表. 1999, Vol.3

- [21] 张健民. 基于工程整定法的模糊 PID, 浙江大学流体传动与控制国家重点实验室. 信息与控制. 1999, Vol.3
- [22] 蔡向前. 工控组态软件 Fix32 及其应用. 中国科学院新技术工程部. 微计算机信息. 1999, Vol.9
- [23] 美国 Intelltion 公司. Fix32 v6.15 Electronic Books. 1994.
- [24] 尹绍清. 过程计算机控制系统. 西北工业大学出版社. 1990
- [25] 燕永田. 工业控制计算机系统的设计与应用. 中国铁道出版社. 1999
- [26] 于海生等. 微型计算机控制技术. 清华大学出版社. 1999
- [27] 邵惠鹤. 工业过程高级控制. 上海交通大学出版社. 1997
- [28] 何衍庆. 过程仿真. 中国石化出版社. 1996
- [29] 冯允成. 离散系统仿真. 机械工业出版社. 1998
- [30] 诸静. 模糊控制理论与应用与应用. 机械工业出版社. 1995
- [31] 蒋慰孙, 李玉云. 过程控制工程. 烃加工出版社. 1988

## 致 谢

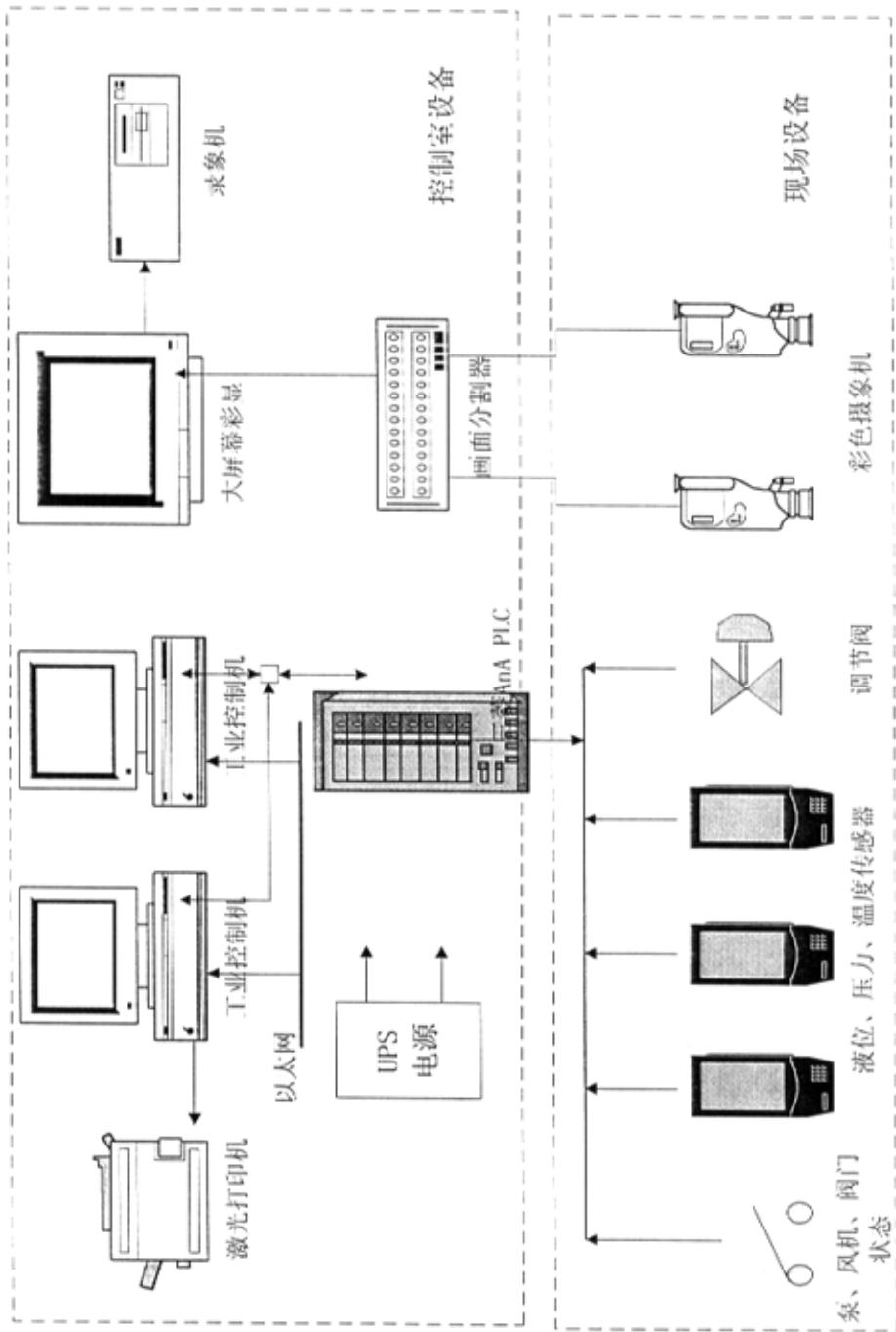
在即将结束硕士阶段的学习工作之际，谨向我的导师吴庆宪副教授和章海清副教授表示深深的敬意与感谢。在这两年多的学习期间，导师严谨的科研态度，广博的理论知识，丰富的工作经验，务实的工作作风，使我受益匪浅。在导师的悉心指导下，完成了学业，极大丰富了我的专业理论知识和工作经验，确立了正确的科研作风，为我今后的工作打下了坚实的基础。体会颇深的是导师的为人谦和无私，让我学到了许多如何做人的道理，这将使我受益终生。用语良多，难表谢意。

在硕士期间，我也曾得到过教研室刘春生副教授及王从庆老师的关心和指导，还有其他同学的无私帮助，这些使我难以忘怀，在这里表示真诚的谢意。

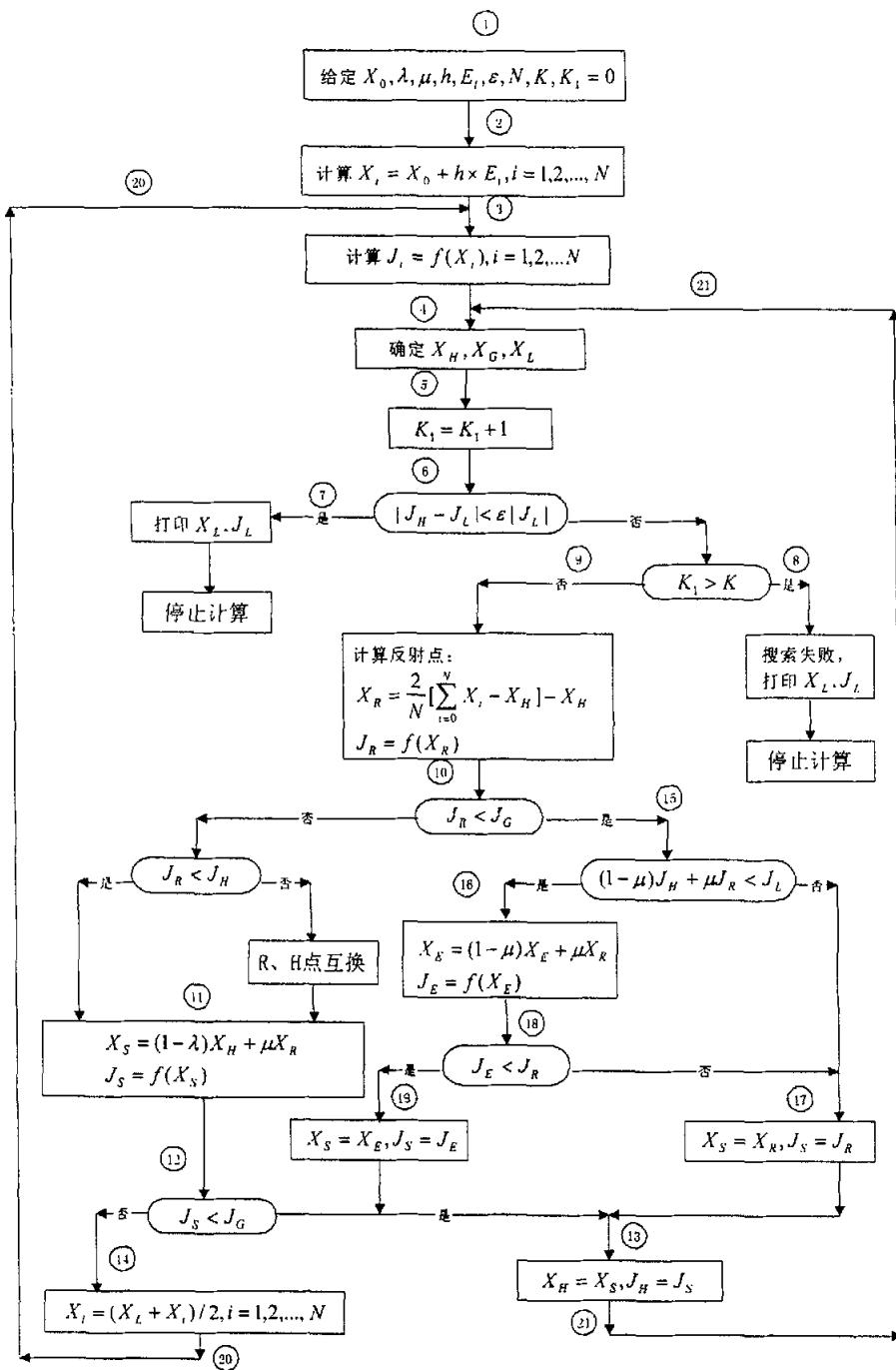
金 锷

2000 年 3 月

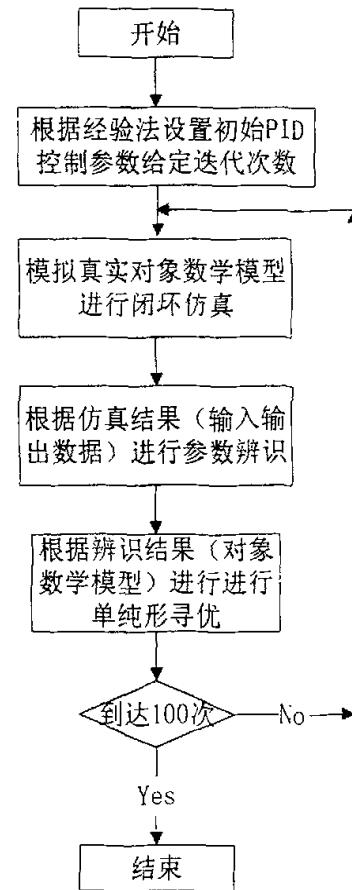
# 附录



附图 1 混凝土外加剂生产控制系统结构图



附图 2 单纯形寻优框图



附图 3 迭代循环过程仿真流程图