

摘要

在现实的工业生产过程中，特别是过程控制系统的应用中，PID 由于其简单可靠、易于实现、鲁棒性较好的优点，获得了广泛的应用。但是实际工业过程的控制对象往往是非线性、具有延迟、带有一定的不确定性的，用固定参数的常规 PID 控制器往往得不到很好的控制效果。为了增强常规 PID 控制器对不确定性的容忍能力，即鲁棒性，鲁棒 PID 控制器的研究就显得很有意义了。然而在鲁棒 PID 控制系统的研究中，它们几乎都是采用完全微分 PID。众所周知，完全微分 PID 的微分作用只持续一个周期，微分作用相当于不怎么起作用，从而不能达到有效超前控制误差的目的。同时由于该周期幅值过大，很容易造成计算机中数据的溢出，甚至会给系统的执行机构带来不利的影响。为了克服这些不利影响，有必要研究鲁棒不完全微分 PID 控制器。本文的研究内容如下：

一、介绍了不完全微分 PID 控制器，同时以不完全微分 PID 控制器为基础，综合遗传算法，对控制器的参数进行优化，设计出了基于遗传算法的鲁棒不完全微分 PID 控制器，利用优化得到的 PID 控制器参数使系统取得了很好的控制效果。

二、利用 youla 参数化理论、Pade 近似、综合运用灵敏度极小化原理设计了基于 H_{∞} 的鲁棒不完全微分 PID 控制器，给出了该控制器的参数化表达式，这种控制器只需要整定一个参数，方便了控制器的整定过程。由于在设计时考虑了系统的鲁棒性，所以利用该鲁棒 PID 控制器所控制的系统具有较高的鲁棒性。

三、将上述两种方法应用于工业过程，对于带有一定不确定性的工业控制过程进行仿真，研究结果表明上述两种方法设计的鲁棒 PID 控制器具有较高的鲁棒性，能满足实际工业的需要，改善了控制系统的性能。

关键词：鲁棒控制；不完全微分 PID；遗传算法

Abstract

PID controller was widely used in the real industrial processes, especially in the processing control systems, because of its simplicity, reliability, easy implement and good robustness. But the control object in industrial processing control was often time-delaying nonlinear and has a certain degree of uncertainty. In this way, the fixed parameters of regular PID controllers can hardly achieve satisfactory control effects. Robust PID controller was of great significance for enhancing the endurance of PID controller to uncertainty, which was robustness. Complete differential PID was mostly adopted in researching of the robust PID control system. As we all knew, the differential action of the complete differential PID controller had nearly no effect as which last only one period, so that the advance control of error can't be achieved. At the same time, the oversize amplitude of the period would make the computer data easily overflowed and even bring adverse effects to the implementation of the system. In order to overcome these disadvantages, it is necessary to study Robust Incomplete Differential PID controller. The main results are summarized as follows.

Firstly, incomplete differential PID controller was introduced. On basis of it, Genetic algorithm, by which Robust Incomplete Differential PID controller was designed, optimized the parameters of the controller which made the system a perfect control effect.

Using the Youla parameterization theory, Pade approximation and sensitivity minimization, the H_∞ -based robust incomplete differential PID controller, containing only one turning parameter which facilitated it's turning process, were designed and the parameter expression were presented. The system based on robust PID controller possessed high robustness, as considering the robust of the system while designing.

Simulation on the industrial process with uncertainty was carried out by using the two methods above. The research proved that the robust PID controllers had been designed were of high robustness, which met the need of real industry and improved the performance of the control system.

Keywords: Robust Control; Incomplete Differential PID; Genetic Algorithms.

厦门大学学位论文原创性声明

兹提交的学位论文，是本人在导师指导下独立完成的研究成果。本人在论文写作中参考的其他个人或集体的研究成果，均在文中以明确方式标明。本人依法享有和承担由此论文而产生的权利和责任。

声明人（签名）：曾兴赠

2008年5月25日

厦门大学学位论文著作权使用声明

本人完全了解厦门大学有关保留、使用学位论文的规定。厦门大学有权保留并向国家主管部门或其指定机构送交论文的纸质版和电子版，有权将学位论文用于非赢利目的的少量复制并允许论文进入学校图书馆被查阅，有权将学位论文的内容编入有关数据库进行检索，有权将学位论文的标题和摘要汇编出版。保密的学位论文在解密后适用本规定。

本学位论文属于

1、保密（ ），在 年解密后适用本授权书。

2、不保密（）

（请在以上相应括号内打“√”）

作者签名：曾兴赠 日期：2008年5月25日

导师签名：曾建平 日期：2008年5月25日

第一章 绪论

1.1 PID 控制的发展历程及其问题

PID 控制是最早发展起来的控制策略之一，它也是控制系统中应用最为广泛的一种控制规律。PID 控制成为一种理论并在工程上运用，最早是 James Watt 于 1788 年设计的为蒸汽机配备的飞锤调速器，该调速器是第一种具有比例控制功能的机械反馈装置，可以把它看作是 PID 控制的一种最简单雏形。在 20 世纪 40 年代以前，除在最简单的情况下采用开关控制外，PID 控制是唯一的控制方式。此后，随着科学技术的发展，特别是 1946 年电子计算机的诞生和发展，涌现出了许多新的控制方法。然而直到现在，PID 控制由于其简单可靠、易于实现、鲁棒性较好的优点，仍然获得了广泛的应用。1989 年，日本先进控制策略发展动向调查委员会对工业过程控制中使用的控制方式进行了调查^[1]，调查发现 PID 控制占了 84.5%，如果把改进型 PID 也计算在内，则占 90%以上。我国的工业自动化水平远远落后于国际先进水平，很多小型作坊型工厂甚至还是以手动控制为主，在采用了自动控制的生产线上 PID 控制也占据着主导地位。随着工业现代化进程和其它各种先进技术的陆续出现，自动化技术有了更新的发展。但是，PID 控制技术仍然不会过时，由于它自身的优点仍将是应用最广泛的基本控制方式之一。此外，随着现代控制理论的发展，传统控制方法与先进控制策略相结合又派生出许多新型的 PID 控制器，形成庞大的 PID 家族，大大改进了传统 PID 控制器的性能。

但是，在传统的 PID 参数优化方法中，主要是一些手动的整定方法，如 Z-N 整定方法，阶跃响应是其整定 PID 参数的主要依据。这类方法仅根据系统的动态响应来整定控制器的参数，具有物理意义明确的优点，虽然可以以较小的实验工作量和简便的计算来得出控制器参数，但是运用该方法得到的控制器参数比较粗糙，控制效果只能满足一定要求，参数的优化远远不够。同时，对于一些系统，由于控制对象的复杂性、不确定性，难以运用传统方法进行整定，有时甚至会影晌正常的工业生产。在运用计算机技术和最优控制理论相结合的方法中，比如 Integral Squared Time Error (ISTE)法，优化的结果比较精确，控制效果比较好，

但运用数值优化方法必须建立较精确的数学模型，且对模型的要求比较严格，一般要求在解空间连续可导。此外，从某种意义上说，数值解析最优化方法只是一种局部寻优的方法，易陷入局部最小；而且某种数值解法通常只对某一类问题适用，对于不同的系统，需要根据系统的特性选择合适的方法。

实际工业生产过程往往具有非线性、时变不确定性，难以建立精确的数学模型。实际生产现场中，常规PID控制器参数往往整定不良、性能欠佳，对运行工况的适应性很差。特别的，对于积分和不稳定这种常见的工业过程，许多整定方法都不能适用。在控制系统设计过程中所采用的模型，常常是在一定程度上经过近似化处理的数学模型，比如将非线性系统在平衡点处线性化等。这种数学模型的不确定性必须在控制系统设计时进行考虑。而且除了数学模型不精确外，在控制系统的运行过程中还会出现环境变化、元器件老化等问题。因此，为适应复杂对象的工况和高指标的控制要求，有必要对PID控制器直接进行鲁棒性设计得到一种鲁棒PID控制器，使得在一定范围的参数不确定性及一定限度的未建模动态存在时，闭环系统仍能保持稳定，并保证一定的动态性能品质，同时得到简单的整定公式以满足各种典型的工业过程要求。在以往的鲁棒PID研究中，学者们往往研究的是一种理想PID情形，对于带不完全微分PID情形的研究较少，对于实际的鲁棒不完全微分PID控制的研究就显得有必要了。

1.2 PID 控制器简介

PID 控制器又叫比例(Proportional)、积分(Integral)、微分(Derivative)控制器，主要通过整定 P、I、D 这三个控制参数，结合控制偏差 $e(t) = r(t) - c(t)$ ，通过对 $e(t)$ 线性组合构成控制量 $u(t)$ ，就可以得到很好的控制效果。实践证明 PID 控制有其本质上的工作稳定、鲁棒性强的优点。

1.2.1 PID 控制器的基本原理

在控制系统中，控制器比较常用的就是 PID 控制器。常规的 PID 控制器的控制框图如下图示。

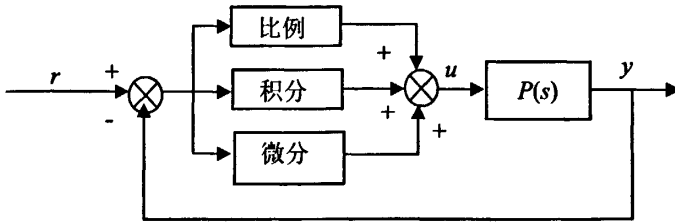


图 1-1 PID 控制框图

在图1-1中，控制采用负反馈控制形式，PID控制器是一种线性控制器，它根据给定值 $r(t)$ 与实际输出 $y(t)$ 的偏差即：

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (1-1)$$

同时将偏差 $e(t)$ 的比例（P）、积分（I）、微分（D）通过线性组合构成控制量，从而对被控对象进行控制，故称为 PID 控制器，其控制规律为：

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (1-2)$$

或写成传递函数形式为：

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad (1-3)$$

式中， K_p 为比例系数， T_i 为积分时间常数， T_d 为微分时间常数。

1.2.2 PID 控制器的作用

PID控制器中P、I、D三个参数的作用如下：

(1) 比例环节

比例环节的引入是为了及时成比例地反映控制系统的偏差信号 $e(t)$ ，以最快的速度产生控制作用，使偏差向减小的趋势变化。系统一旦产生偏差，控制器就会立刻产生控制作用，以减少偏差。

(2) 积分环节

积分环节的引入是为了保证被控量在稳态时对设定值 $r(t)$ 的无静差跟踪，以提高系统的无差度。假设闭环系统已经处于稳态，则此时控制器输出 $u(t)$ 与偏差

$e(t)$ 都将保持在某个常数之上, 不失一般性, 我们分别用 u_0 和 e_0 来表示稳态时的控制输出和偏差。根据 PID 控制器的基本结构式, 有:

$$u_0 = K_p \left[e_0 + \frac{e_0 t}{T_i} \right] \quad (1-4)$$

显然, 在 K_p , T_i 为已知常数的情况下, 当且仅当 $e_0 = 0$ 时 u_0 为常数。即对于一个带积分作用的控制器而言, 如果它能够使闭环系统达到内稳定并存在一个稳定状态, 则此时对设定值 r 的跟踪必然是无静差的。

另外, 积分作用与抗干扰性能也有密切的关系, 从式(1-4)我们可以很容易的看出, 积分增益越大系统的抗干扰性能越好^[1]。

$$\int e(\tau) dt = \frac{1}{K_i} \quad (1-5)$$

积分作用的强弱与积分时间 T_i 有关, T_i 越大, 积分作用越弱, 反之, 积分作用越强。

(3) 微分环节

微分环节的引入, 主要是为了改善闭环系统的稳定性和动态响应的速度。微分作用控制直接作用于被控量, 从而与偏差量的未来变化趋势形成近似的比例关系。在早期 Taylor 公司首次使用时还将微分作用称为“预作用”^[2], 它能使得在偏差信号值变得过大之前, 在系统中引入一个有效的早期修正信号, 从而加快系统的动作速度, 减小调节时间 t_s 。

理想的微分作用可以表示为:

$$D = K_p T_d \frac{de}{dt} = K_p T_d \left[\frac{dr}{dt} - \frac{dy}{dt} \right] \quad (1-6)$$

1.2.3 PID 控制器的特点

事实表明, 对于 PID 这样简单的控制器, 能够应用于如此广泛的工业对象, 仍以很高的性价比在市场中占据着重要地位, 充分地反映了 PID 控制器具有的良好品质。概括地讲, PID 控制的优点主要体现在以下几个方面^[3]:

(1) 简单实用, 易于实现, 性能优良。PID 控制器具有简单而固定的形式, 原理

也不复杂，使用起来很方便，控制效果也很好。

(2) 适用范围广泛。它可以广泛应用于冶金、热工、石油、电气、化工以及建材、造纸等各种生产部门。

(3) 鲁棒性能优良。PID的控制品质对被控对象特性的变化不大敏感，在较宽的操作条件范围内都能保持较好的鲁棒性。

(4) 易于在线整定。它允许工程技术人员以一种简单直接的方式来调节系统性能。

由于PID控制器具有上述优点，在过程控制系统中，人们首先想到的总是PID控制，但PID参数复杂繁琐的整定过程一直困扰着工程技术人员，研究PID参数整定技术具有十分重要的工程实践意义。

1.3 鲁棒控制

进入 20 世纪 80 年代，随着 H_{∞} 鲁棒控制理论的研究日趋成熟，鲁棒控制已经开始向着工程应用的方向发展。鲁棒控制的主要思想是利用系统模型中的不确定信息（包括：各种信号的测量误差、高阶系统的降阶、各种干扰信号、噪声信号的忽略、工作环境的影响、非线性系统的线性化等等）来设计一个确定的控制器，从而使系统能在该控制器的作用下对于在设计时所考虑的不确定范围内，系统的各项性能指标得到满足，这就导致了鲁棒控制被广泛而深入的研究。近年来，鲁棒控制理论一直是控制界研究的热点，并取得了相当丰硕的成果^[4-8]。系统鲁棒控制问题的研究受到极大的关注。

在设计一个反馈控制系统时，设计的基本要求包括稳定性、渐近调节、动态特性和鲁棒性等四个方面。

(1) 稳定性：这是控制系统设计的最基本要求，它意味着控制系统从工作点附近的任意初始状态出发的轨迹在时间趋向于无穷时收敛于工作点。

(2) 渐近调节：它意味着对于给定的目标输入 $r(t)$ 和外部扰动 $d(t)$ ，该反馈控制系统必须能够保证 $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ ，即保证该反馈控制系统的稳态误差为 0。渐近调节的特性反映了控制系统的稳态性能。

(3) 动态特性：它是指反馈控制系统的动态性能必须满足一组给定的设计指标。

(4) 鲁棒性：它表示当一个控制系统的特性或参数发生摄动时，系统能否保持正常工作的一种特性或属性。它用以表征控制系统对特性或参数摄动的不敏感性。

鲁棒性是 Robust 的音译，也就是健壮和强壮的意思。一个反馈控制系统是鲁棒的，或者说一个反馈控制系统具有鲁棒性，就是指这个反馈控制系统在某一类特定的不确定性条件下具有稳定性和控制性能，即这一反馈控制系统具有承受这一类不确定性影响的能力。就像人在受到外界病菌的感染后，是否能够通过自身的免疫调节系统使自身恢复健康一样。随着人们对控制效果要求的不断提高，系统的鲁棒性能越来越被人们所重视。鲁棒性又可以分为鲁棒稳定性、鲁棒渐近调节和鲁棒动态特性等。

- (1) 鲁棒稳定性是指在一组不确定性的作用下仍然能够保证反馈控制系统的稳定性。
- (2) 鲁棒渐近调节是指在一组不确定性的影响下仍然可以实现反馈控制系统的渐近调节功能。
- (3) 鲁棒动态特性通常称为灵敏度特性，即要求动态特性不受不确定性的影响。

一个反馈控制系统的设计问题就是根据给定的控制对象模型，寻找一个控制器，以保证这个反馈控制系统的稳定性，使反馈控制系统达到期望的性能指标，并对模型不确定性和扰动不确定性都具有鲁棒性。具有鲁棒性的控制系统称为鲁棒控制系统。鲁棒控制系统设计的基本思想^[9]是：抓住系统不确定性变化的范围界限，并在这个范围内进行最坏情况下的控制系统设计。

1.4 鲁棒控制理论的发展

有关鲁棒控制问题的最早研究可以追溯到 1927 年 Black 针对具有摄动的精确系统的大增益反馈设计思想，由于当时无法知道反馈增益和控制系统稳定性之间的确切关系，故基于上述思想设计的控制系统往往是动态不稳定的。直到 1932 年 Nyquist^[10]提出了基于 Nyquist 曲线的频域稳定性判据之后，才使得反馈增益和控制系统稳定性之间的关系明朗化。进而 1945 年 Bode^[11]讨论了单输入单输出 (SISO) 反馈系统的鲁棒性，提出了利用幅值和相位稳定裕度来得到系统能容许的不确定性范围，并引入微分灵敏度函数来衡量在存在参数摄动下的系统性能。

60年代初, Cruz 和 Perkins 将单输入单输出系统的灵敏性分析思想推广到多输入多输出(MIMO)系统, 并且引入灵敏度矩阵来衡量系统的闭环和开环性能。这些关于鲁棒控制的早期研究主要局限于系统的不确定性是微小参数摄动情况, 尚属于灵敏度分析的范畴, 并只是停留在理论上, 离实际工程应用的距离尚远。事实上, 在实际生产过程中, 系统的参数摄动往往由于各种原因会在较大的范围内发生变化, 系统的参数摄动并不能视为不变或者仅有微小摄动的。系统的工作条件或环境的改变, 建模的简化处理、降阶近似和非线性化等均可描述为相应参数的摄动, 有时被控对象可能存在几个不同的工作状态, 当采用同一控制器来控制这种现象时, 也可能把由于不同的工作状态所对应参数的差别视为系统参数的摄动等, 在这些情况下, 系统的参数摄动就不仅仅是微小的摄动了, 而有可能在很大范围内变化, 从而超过了上述基于微分灵敏性分析方法所能解决的范畴, 导致了面向非微小界摄动不确定性的现代鲁棒控制问题。这样现代鲁棒控制理论就应运而生了。

在鲁棒控制理论建立过程中, 加拿大学者 Zames 于 1963 年提出的小增益原理 (Small-gain theory) ^[12]影响深远, 这一原理为鲁棒稳定性分析奠定了坚实的基础, 至今仍是频域分析非结构不确定性系统鲁棒稳定性的基本工具。Kalman^[13]于 1964 年证明了单输入单输出系统(SISO)线性二次型最优状态反馈控制律(LQ)的鲁棒性, 即无穷大增益稳定裕量和 60 度相位稳定裕量。鲁棒控制理论这一术语在 1972 年由 Davsion 首次提出, 在二十世纪七十年代末和八十年代初, 人们从实际应用与理论研究两个方面越来越深刻的认识到鲁棒控制理论具有的特殊的实践和理论意义, 从而鲁棒控制得以扩展到许多领域, 得到迅速发展, 并取得了令人瞩目的成果。80 年代, Zames 和 Doyle 等学者为鲁棒控制理论的发展作出了突出的贡献: Zames 于 1981 年在其论文中引入 H_∞ 范数作为目标函数对系统进行优化设计, 标志着 H_∞ 控制理论的诞生。Doyle 等人于 1989 年给出更简单的 H_∞ 控制器求解的方法, 提出了直接状态空间法。它将标准 H_∞ 控制问题归结为两个代数 Riccati 方程的求解。在二十世纪九十年代初, H_∞ 鲁棒控制理论继续深入发展。分析方法是 Doyle 给出的解决当模型有结构不确定性时估计鲁棒性能的一种有效的分析工具。Balas 等人于 1991 年开发出 μ 分析软件包。McFarlane 等人于 1992 年给出了回路成形方法的实际步骤。它在鲁棒性能指标和鲁棒稳定性之间

进行折衷。1996年 Zhou 等人的专著《鲁棒及最优控制》，Skogestad 和 Postlethwaite 的专著《多变量反馈控制》等，标志着 H_∞ 控制理论已基本成熟。与此同时，应用研究也由计算机仿真开始走向实际的可行性试验和实时控制实现。有关 H_∞ 鲁棒控制理论应用研究的报导很多，如 Safonov 对飞机俯仰轴控制系统和对大型空间结构的控制系统设计；Limebeer 等人对同步涡轮发电机的控制；Dale 对火箭穿越大气层时的稳定控制设计；Guesalaga 等人对环境试验箱温湿度的控制等。最近几年，时变系统、非线性系统、分布参数系统及离散系统的 H_∞ 控制理论的研究也取得了进一步发展。

鲁棒控制理论的时域法是鲁棒控制理论研究中最活跃的分支之一，它主要包括两个方面的内容：时域鲁棒性分析、时域鲁棒镇定。

在对系统的时域鲁棒性分析上，Lyapunov 稳定性理论和方法得到了广泛的应用。基于 Lyapunov 方法进行稳定性分析时，其一般思想是针对不确定状态空间对象，选择一个合适的 Lyapunov 函数，然后基于范数的概念得到鲁棒稳定性界限，也就是鲁棒度，在这方面已经取得了非常丰富的研究成果^[14,15]。利用 Lyapunov 方法仅能得到保证系统二次稳定的结果，这对非线性摄动和时变摄动是非常合适的，但对于常实参数摄动来说，所得结果非常保守，故自然会想到利用参数 Lyapunov 方法（即 Lyapunov 函数依赖于参数）进行鲁棒稳定性研究，但由于该问题十分复杂，相应的结果仍很少^[16,17]；而且即使利用参数 Lyapunov 方法，保守性能减少多少仍无定论。另外，由于用 Lyapunov 方法所得结果只是充分的，而且所得结果的好坏往往与 Lyapunov 函数的选取有直接的联系。目前这一问题正处于进一步的研究之中。

二十世纪六十年代首次利用 Lyapunov 稳定性理论研究不确定系统的鲁棒镇定问题以来，基于 Lyapunov 稳定性理论的鲁棒镇定综合方法引起了众多学者的关注。对于鲁棒镇定问题，所研究的内容主要有两个方面：鲁棒分析方法和鲁棒综合方法。在鲁棒分析方法中^[18,19]，不确定系统被看作具有不确定摄动的标称系统，使用经典线性系统的设计方法，通过分析标称系统来构造一个镇定标称系统的反馈控制律。这种方法主要是对系统稳定性和动态性能的分析。

在鲁棒综合方法中，首先要求确定给定不确定系统的可镇定性，然后再设计合适的鲁棒镇定控制律。因此对于鲁棒综合问题，首要的问题是：什么类型的不可

确定性系统可以镇定？这就是鲁棒可镇定问题。这一问题是控制理论中最富有挑战性的研究领域之一。一般认为 Barmish(1983 年)^[20]及 Barmish et al.(1985 年)^[21]，提出的二次镇定方法是时域鲁棒控制研究中深具影响的概念。同一时期，Petersen and Hollot(1986 年)^[22]通过不断放大在 Lyapunov 函数导数式中的不确定项，将鲁棒镇定控制律的设计归结为特定代数 Riccati 矩阵方程正定对称解的存在性问题，从而可得到一个线性鲁棒控制器，该方法要求不确定性满足秩 1 条件，并明显引进了一定的保守性，但能有效的处理出现在系统模型中的任意形式的时变参数不确定性。事实上，Khargonekar et al.(1990 年)已经证明了具有范数有界不确定性系统的二次镇定的 Riccati 矩阵方程条件是一个充分必要条件，同时还证明了这一类不确定系统二次镇定问题等价于一个适当的线性时不变系统的 H_∞ 控制问题，从而得出具有范数有界参数不确定系统的二次稳定性的条件和小增益定理是等价的。

在处理鲁棒稳定和二次性能指标要求的问题，一个折衷的办法是保性能控制思想。这种控制方法即能使闭环不确定系统二次稳定，而且对所有允许的不确定性，闭环系统的性能指标值不超过某一固定的上界，设计的保性能控制器可通过求一个 Riccati 方程的正定解构造得到。

1.5 鲁棒 PID 控制的研究现状

鲁棒 PID 控制器是针对常规的 PID 控制器在被控对象发生变化时可能不能实现有效控制的缺点而设计的，在对控制器进行设计的过程中，采用相关的鲁棒理论，同时考虑系统的鲁棒性来设计。因此，通过这种方法设计的 PID 控制器具有良好的鲁棒性。

常规 PID 控制系统的参数整定的机理有以下三种：

- (1) 基于过程频率响应的整定方法；
- (2) 基于模型的方法；
- (3) 基于优化积分误差的方法。

由于鲁棒 PID 控制器整定方法是由常规的 PID 控制器方法发展而来的，这样，鲁棒 PID 控制器的参数整定方法也可以分为上述的三种方法：

- (1) 基于过程频率响应的方法是指 PID 控制器的参数依赖于被控对象的特

定输入的频率信息，其中典型的方法是 Z-N 法和 RZN 法^[23-25]。这种方法整定的鲁棒 PID 控制器是在整定 PID 控制器的时候，通过适当牺牲系统的动态性能来保证系统的鲁棒性，然后借助常规的基于过程频率响应的方法来整定鲁棒 PID 控制器。

(2) 基于模型的鲁棒 PID 控制器的参数整定方法指的是控制器参数的选取依赖于被控对象的模型参数，比较经典的是内模 PID 控制^[26-28]方法。内模 PID 控制的意义在于它考虑了工业过程对象的不确定性以及过程操作的约束条件，设计控制器时既考虑了动态性能，又保证了系统的鲁棒稳定性，同时具有设计和调整时的简洁和透明性。近年来，许多学者在常规内模控制的基础上发展了很多的改进算法，比如将连续系统的 IMC-PID 方法移植到离散化数据采集系统中的扩展 PID (Extended PID) 算法。

(3) 基于优化积分误差性能指标的鲁棒 PID 参数整定方法是对系统误差的某种积分性能指标，如 *ISE*、*ISTE*、*ITAE*、*IAE* 等指标进行优化，求出系统响应的 PID 控制器的参数。其中 Min-Max 方法^[29-33]是采用比较多的一种。其原理是在寻求一组 PID 控制器参数，使得对象在受到最大的不确定性影响时系统的积分误差指标最小。

此外，Tan^[34]等人采用一种不确定结构来进行鲁棒 PID 控制器设计，但是，这种方法的鲁棒性能约束是非凸的，无法采用常规的优化方法，而且这种方法求解的只是一个次优问题。金鑫等^[35]在 Tan 等人的基础上，采用遗传算法将鲁棒 PID 控制器的设计问题转化为求解一个带鲁棒性能约束的绝对误差积分指标 (IAE) 优化问题。但是他们设计的都是基于完全微分型 PID 类型的鲁棒 PID，所采用的积分指标没有考虑到系统动态性能的因素，比如系统的上升时间、系统的超调等。

1.6 本文的主要内容

本文主要研究了基于遗传算法的鲁棒不完全微分 PID 控制器以及基于 H_{∞} 的鲁棒不完全微分 PID 控制器的设计问题。具体研究内容如下：

一、本文以不完全微分 PID 控制器为基础,综合遗传算法,对控制器参数进行优化,设计出了基于遗传算法的鲁棒不完全微分 PID 控制器,利用优化得到的 PID 控制器参数使系统取得了很好的控制效果。

二、利用 youla 参数化理论、Pade 近似、综合运用灵敏度极小化原理设计了基于 H_{∞} 的鲁棒不完全微分 PID 控制器,给出了该控制器的参数化表达式,这种控制器只需要整定一个参数,方便了控制器的整定过程。由于在设计时考虑了系统的鲁棒性,所以利用该鲁棒 PID 控制器所控制的系统具有较高的鲁棒性。

三、将上述两种方法应用于工业过程,对带有一定不确定性的工业控制过程进行仿真,研究结果表明上述两种方法设计的鲁棒 PID 控制器具有较高的鲁棒性,能满足实际工业的需要,改善了控制系统的性能。

第二章 PID 控制的参数整定

2.1 Ziegler-Nichols 整定方法

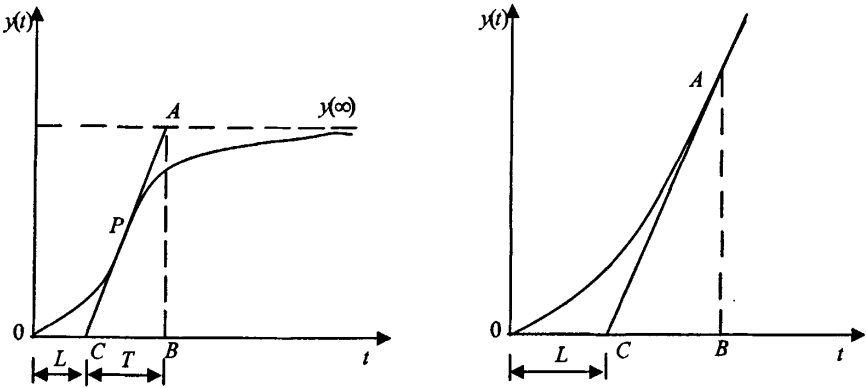
在 1942 年, Ziegler 与 Nichols 提出了著名的 PID 整定方法^[23], 该方法利用带有时滞环节的近似模型的开环阶跃响应来设定。它能很好的处理 $\frac{L}{T} = 0.15 \sim 0.6$ 的纯滞后对象的控制问题。假设对象模型为:

$$P(s) = \frac{K}{1+TS} e^{-Ls} \quad (2-1)$$

或者

$$P(s) = \frac{\alpha}{SL} e^{-Ls} \quad (2-2)$$

其中, 阶跃响应的特征参数可以由图 2-1 构成的示意图得到。



(图 a 有自平衡能力对象)

(图 b 无自平衡能力对象)

图 2-1 动态阶跃响应曲线

对于如式(2-1)所示的有自平衡能力对象, 特征参数公式如下:

$$\begin{cases} K = AB \\ T = CB \\ L = OC \end{cases} \quad (2-3)$$

对于如式(2-2)所示的无自平衡能力对象, 特征参数公式如下:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{AB}{CB} OC \\ L = OC \end{cases} \quad (2-4)$$

由式(2-3)和式(2-4)可以得到图 2-1 中图 a 和图 b 对象之间的关系, 具体见式(2-5), 整定公式见表 2-1。

$$\alpha = \frac{K * L}{T} \quad (2-5)$$

控制器	K_p	T_i	T_d
P	$1/\alpha$		
PI	$0.9/\alpha$	$3L$	
PID	$1.2/\alpha$	$2L$	$0.5L$

表 2-1 Z-N PID 阶跃响应参数整定

后来, Ziegler 与 Nichols 又提出了一种基于闭环频率响应的 PID 参数设定方法即临界灵敏度法。在纯比例控制的作用下, 不断增大比例增益直到系统出现等幅振荡, 此时的增益称为临界比例增益(Ultimate Gain) K_c , 相应的周期称为临界振荡周期(Ultimate Period) T_c ; 也可以采用频域特性分析算法从对象的 Nyquist 曲线上直接得到剪切频率 ω_c 和该点处的幅值 A ; 临界比例增益由增益裕量 g_m 直接得到。两者的关系如式(2-6)所示, 整定公式见表 2-2。

$$\begin{cases} T_c = \frac{2\pi}{\omega_c} \\ K_c = \frac{1}{A} \text{ 或 } 10^{(g_m/20)} \end{cases} \quad (2-6)$$

控制器	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_c$		
PI	$0.45K_c$	$0.85T_c$	
PID	$0.6K_c$	$0.5T_c$	$0.125T_c$

表 2-2 Z-N PID 频域响应参数整定

Z-N 方法是一种基于 4: 1 幅值衰减准则的整定方法, 所得到的系统的阻尼系数 ζ 接近于 0.2, 这样, 系统的抗干扰能力很强。但是, 对于很多系统来说, 并不能得到满意的幅值裕量和相角裕量, 最大灵敏度函数也往往过大, 系统对参数变化过于敏感。另外, 对于过程控制中的某些系统, 往往不允许其工作于临界状态, 在该种情况下, 继电反馈和描述函数方法被用于参数辨识, 来克服上述问题。

2.2 改进的 Ziegler-Nichols 法

在 2.1 节中介绍的标准的 Z-N 设计方法所设计出来的 PID 控制器在设定点响应中往往会得到很强的振荡曲线, 且其超调往往过大, 文献^[24,25] 对比例的分量进行相应的调节, 给出了如下式所示的 PID 控制器结构, 即:

$$u(t) = K_p \left[(\beta r - y) + \frac{1}{T_i} \int edt - T_d \frac{dy}{dt} \right] \quad (2-7)$$

该方案把微分动作放到输出信号去完成, 并对比例输入部分进行了修改。它引入了规范化的过程增益 κ 和规范化的时间常数 Θ , 对比 (2-7) 给出的一阶模型, 其规范化参数可作如下定义:

$$\begin{cases} \kappa = KK_u \\ \Theta = \frac{L}{T} \end{cases} \quad (2-8)$$

且满足:

$$\kappa = 2 \left(\frac{11\Theta + 13}{37\Theta - 4} \right) \quad (2-9)$$

对不同的 κ 或 Θ 所在的范围, 可以按照下面的方式来求出 β 的值, 根据需要对传统的 Z-N 参数进行适当的修正:

- (1) 若 $2.25 < \kappa < 15$ 或 $0.16 < \Theta < 0.57$, 保持原有的 Z-N 参数不变, 当需要使超调量分别小于 10% 或 20% 时, 引入如下 β 系数, 按照下式进行修正:

$$\begin{cases} \beta = \frac{15-\kappa}{15+\kappa}, \text{超调} < 10\% \\ \beta = \frac{36}{27+5\kappa}, \text{超调} < 20\% \end{cases} \quad (2-10)$$

(2) 若 $1.5 < \kappa < 2.25$ 或 $0.57 < \Theta < 0.96$ ，将 Z-N 积分系数按下式进行修正。

其中参数均在下式中有定义。

$$\begin{cases} T_i = 0.5uT_u \\ u = \frac{4}{9}\kappa \\ \beta = \frac{8}{17}\left(\frac{4}{9}\kappa + 1\right) \end{cases} \quad (2-11)$$

(3) 若 $1.2 < \kappa < 1.5$ ，为使超调量小于 10%，PID 参数作如下调整：

$$\begin{cases} K_p = \frac{5}{6}\left(\frac{12+\kappa}{15+14\kappa}\right) \\ T_i = \frac{1}{5}\left(\frac{4}{15}\kappa + 1\right) \end{cases} \quad (2-12)$$

2.3 ISTE 最优设定方法

庄敏霞与 Atherton^[36,37]针对各种指标函数得出了最优 PID 参数整定的算法，考虑下面给出的最优性能指标通式：

$$J_n(\theta) = \int_0^{\infty} [t^n e(\theta, t)]^2 dt \quad (2-13)$$

式中 $e(\theta, t)$ 一进入 PID 控制器的误差信号。

根据设定点信号的最优自整定算法，对式(2-13)中给出的最优性能指标，着重考虑三种情况： $n=0$ ，简记为 ISE (Integral Squared Error) 准则； $n=1$ ，简记为 ISTE 准则； $n=2$ ，简记为 IST²E 准则。

若已知系统被控对象的数学模型为一阶迟延过程如式(2-1)给出，则对典型 PID 结构可以建立经验公式(2-14)所示：

$$\begin{cases} K_p = \frac{a_1}{k} \cdot \left(\frac{L}{T}\right)^{b_1} \\ T_i = \frac{T}{a_2 + \frac{L}{T} b_2} \\ T_d = a_3 T \left(\frac{L}{T}\right)^{b_3} \end{cases} \quad (2-14)$$

对不同的 L/T 的范围，可以得出 a 、 b 参数表，如表 2-3 所示。由表中给出的 PID 参数设置可以通过 Matlab 来简单实现。

L/T 范围	0.1~1			1.1~2		
准则	ISE	ISTE	IST ² E	ISE	ISTE	IST ² E
a_1	1.048	1.042	0.968	1.154	1.142	1.061
b_1	-0.897	-0.897	-0.904	-0.567	-0.579	-0.583
a_2	1.195	0.987	0.977	1.047	0.919	0.892
b_2	-0.368	-0.238	-0.253	-0.220	-0.172	-0.165
a_3	0.489	0.385	0.316	0.490	0.384	0.315
b_3	0.888	0.906	0.892	0.708	0.839	0.832

表 2-3 不同的 L/T 范围的 a 、 b 参数表

2.4 幅值相位裕量方法

设对象和控制器的传递函数分别为 $P(s)$ 和 $C(s)$ ，给定的增益和相角裕度为 A_m 和 Φ_m 。根据增益裕度和相角裕度的定义，我们有下面的公式：

$$\begin{cases} \frac{1}{|C(j\omega_p)P(j\omega_p)|} = A_m \\ \arg[C(j\omega_p)P(j\omega_p)] = -\pi \\ \arg[C(j\omega_g)P(j\omega_g)] + \pi = \Phi_m \\ |C(j\omega_g)P(j\omega_g)| = 1 \end{cases} \quad (2-15)$$

其中, w_p 是相角穿越频率, w_g 是幅值穿越频率。显然, 根据对象模型, 很难得到问题的解析解, 我们一般采用下述反正切近似公式:

$$\arctan x = \begin{cases} \frac{1}{4}\pi x, |x| \leq 1 \\ \frac{1}{2}\pi - \frac{\pi}{4x}, |x| > 1 \end{cases} \quad (2-16)$$

当对象选取如下模型:

$$P(s) = \frac{K}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} e^{-Ls} = \frac{K}{(Ts+1)(T's+1)} e^{-Ls} \quad (2-17)$$

对于过阻尼的对象 ($\zeta_p > 1$)^[38], 整定公式如式(2-18)所示:

$$\left\{ \begin{array}{l} w_p = \frac{A_m \Phi_m + \frac{\pi}{2} A_m (A_m - 1)}{(A_m^2 - 1)L} \\ K_p = \frac{w_p L}{A_m K} \\ T_i = \left(2w_p - \frac{4w_p^2 L + \frac{1}{L}}{\pi} \right)^{-1} \\ T_d = T' \end{array} \right. \quad (2-18)$$

对于欠阻尼的对象 ($0 < \zeta_p < 1$)^[39], 整定公式如式(2-19)所示:

$$\left\{ \begin{array}{l} w_p = \frac{A_m \Phi_m + \frac{\pi}{2} A_m (A_m - 1)}{(A_m^2 - 1)L} \\ K_p = \frac{2w_p (\pi \zeta_p w_n + \pi w_p - 2w_p^2 L)}{\pi A_m K} \\ T_i = \frac{2(\pi \zeta_p w_n + \pi w_p - 2w_p^2 L)}{\pi w_n^2} \\ T_d = \frac{\pi}{2(\pi \zeta_p w_n + \pi w_p - 2w_p^2 L)} \end{array} \right. \quad (2-19)$$

2.5 本章小结

本章主要介绍了典型工业过程中常见的一阶迟延过程被控对象的 PID 整定方法。主要介绍了 Ziegler-Nichols 法^[23]、改进的 Ziegler-Nichols 法^[24,25]、ISTE^[36,37] 最优设定法、幅值相位裕量方法^[38,39]。由于篇幅所限，一些方法无法介绍。

第三章 控制系统的鲁棒性分析

3.1 控制系统的鲁棒性基础

控制系统的鲁棒性指的是当系统存在不确定因素时,控制器仍然能保持整个系统正常工作的能力。控制器的设计一般是基于与被控对象动态行为有关的信息进行,这种信息可以是脉冲或阶跃响应、传递函数、偏微分方程组,或者是过程增益和根据操作经验确定的回复时间等等。但在实际控制工程中,被控对象的精确模型往往难以得到,有时即使能得到精确模型,也可能因为过于复杂而必须进行简化。此外,随着系统的工作条件或工作环境的变化(如化工生产中原料的变化,催化剂活性的变化等),控制系统中元器件的老化或损坏,被控对象的特性也会随之发生变化,从而偏离标称系统模型,导致系统模型产生误差,这种误差就称为模型不确定性。

鲁棒性是一个统称,分为鲁棒稳定性和鲁棒性能两个方面。前者指系统存在不确定性时仍然能保持稳定性的能力,后者指的是保持某种性能指标的能力。鲁棒控制是在20世纪70年代初针对模型的不确定问题提出的。其基本思想是在设计时设法使控制系统对被控对象的变化不敏感,即在模型误差扰动下仍然能保持稳定,品质也保持在容许接受的范围内。由于所有的工业对象不可避免地存在各种不确定性,因此研究鲁棒性的问题对工业过程的控制十分重要。一个工业过程控制系统是否具有鲁棒性,是它能否可靠应用于工业现场的关键。

3.2 PID 控制系统的鲁棒性分析

随着以 H_∞ 理论为基础的鲁棒控制理论的发展,人们发现 PID 控制器本身具有本质的鲁棒性^[40]。同时由于在工程实践中被控对象的模型 $P(s)$ 往往无法精确得到,得到的实际对象与标称模型之间存在一定的误差 $l(s)$, 即:

$$\left| \frac{P(w) - \hat{P}(w)}{\hat{P}(w)} P(w) \right| < l(w), \forall w \quad (3-1)$$

这种误差 $l(s)$ 称为模型的不确定性。 $l(s)$ 的存在会使系统的设计偏离目标,甚至可

能导致系统的不稳定。鲁棒条件指出，当闭环系统传递函数

$$W(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (3-2)$$

满足 $\|W(w)l(w)\|_{\infty} < 1, \forall w$ 时，系统具有鲁棒稳定性。根据过程控制系统的特
点：

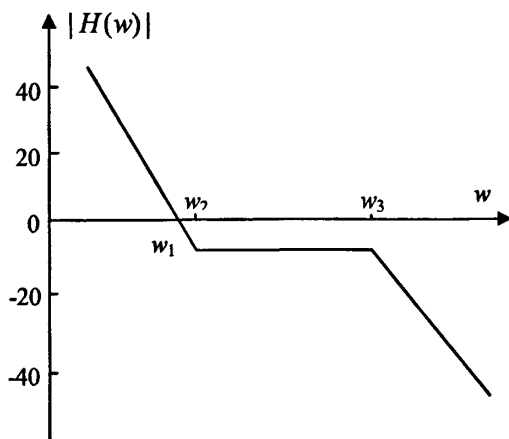
(1) $l(w)$ 随着 w 的增加而增加，也即频率越高，系统的不确定性影响越显著， $W(w)$ 为一个特性良好的低通滤波器；

(2) 为保证系统在低频段上有：

$$\int_0^t e^2(t) dt \rightarrow \min \quad (3-3)$$

其中， $e(t)$ 为控制偏差， t_s 为过渡过程时间。则在低频段上， $H(w) = P(w)C(w)$ 应较大，也即 $H(w) \gg 1$ ，易知 $H(w)$ 的幅频特性应具有图3-1所示的形状。图中当 $w < w_1$ 时，有 $|H(w)| \gg 1$ ； $w > w_3$ 时，有 $|H(w)| \ll 1$ ； $w_2 < w < w_3$ 时， $|H(w)|$ 略小于1，使系统在工作频率处具有一定的幅值裕度。由于许多工业控制系统中的被控对象可用形如 $P(s) = Ke^{-Ls}(1 + Ts)$ 的一阶惯性环节加纯滞后模型来描述，而且 e^{-Ls} 不影响 $|H(w)|$ 的大小，所以当 $C(s)$ 采用不完全微分PID控制器时，如果取 $T_i = T_d$ ，且 $T_i < T$ ，则 $H(w)$ 的幅频特性曲线与图3-1所示理想曲线是非常相似的。可见PID控制器对一阶加纯滞后对象有其本质的鲁棒性。

虽然PID控制器具有本质的鲁棒性，但许多被控对象的机理比较复杂，具有高度非线性、慢时变、纯滞后等特点。在负载扰动、噪声和其它一些条件的影响下，过程模型参数甚至模型结构均可能会发生变化，当参数变化超出一定范围时，系统的性能会明显变差，甚至可能会破坏系统的稳定性。另外，纯滞后环节 e^{-Ls} 的存在虽然不影响 $H(w)$ 的幅值，但是会影响 $H(w)$ 的相位，而且纯滞后时间越大，系统的响应速度越慢，因此纯滞后 e^{-Ls} 的存在也会降低控制系统的品质，同时也会大大降低系统的鲁棒性。将鲁棒控制思想引入到PID控制器的参数整定中，可以使得所设计的PID控制器对不确定性的容许能力得到增强。

图 3-1 理想 $H(w)$ 曲线

3.3 性能分析

在对系统进行性能分析时，积分误差性能指标是一种被广泛认可的作为评价系统性能的尺度。对单变量过程对象而言，下面是一组常用的基于设定点或基于干扰的积分指标。

$$LAE: \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (3-4)$$

$$ITAE: \int_0^{\infty} t |e(t)| dt \quad (3-5)$$

$$ISE: \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (3-6)$$

$$ITSE: \int_0^{\infty} t e^2(t) dt \quad (3-7)$$

$$ISTE: \int_0^{\infty} t^2 e^2(t) dt \quad (3-8)$$

在工业控制过程中，抗干扰性能要求比设定点跟踪更重要，所以我们主要考虑系统的抗干扰性能，而设定点跟踪性能总是可以通过采用前置滤波器或设定点加权来改善。

假定控制系统在负荷阶跃输入扰动情况下，希望的输出与实际输出分别为 $r(t)$ 和 $y(t)$ 。定义误差 $e(t)$ 为：

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (3-9)$$

为使系统获取满意的过渡过程的动态特性，本文我们采用误差绝对值时间积

分性能指标作为参数选择的最小目标函数；为了防止控制能量过大，一般在目标函数中加入了控制输入的平方项，即选用下式作为参数选取的最优性能指标：

$$J = \int_0^{\infty} [t|e(t)| + w_1 u^2(t)] dt + w_2 t_u \quad (3-10)$$

在式 (3-10) 中， $u(t)$ 为控制器输出， t_u 为上升时间， w_1, w_2 为权值。为了避免出现过大的超调，我们在本文中对超调还采用了惩罚功能，即一旦超调量超过某一界限，将超调量作为最优指标的一项，即有最优性能指标如下：

$$J = \int_0^{\infty} [t|e(t)| + w_1 u^2(t)] dt + w_2 t_u + w_3 \delta(\sigma) \quad (3-11)$$

其中，积分上限 ∞ 可以选择某个合适的时间段 T 来代替，积分下限则从 0 时刻开始。根据控制的性能要求和对象的时间常数 T 、静态增益 K 和纯滞后时间常数 L 及其变化范围，就可以确定性能指标 J 的上限。

对多变量过程，由于存在多个通道，以上误差积分有多个，比较起来不方便。为此，注意到对单变量系统，有：

$$\int_0^{\infty} e(t) dt = \frac{1}{K_i} \quad (3-12)$$

因此控制器的积分增益可以近似描述系统的抗干扰性能^[1]，只要系统的响应为欠阻尼的。对多变量过程，我们可以利用控制器积分增益的大小(最大奇异值 $\sigma(K_i)$)来描述系统的抗干扰性能。

3.4 鲁棒稳定性问题

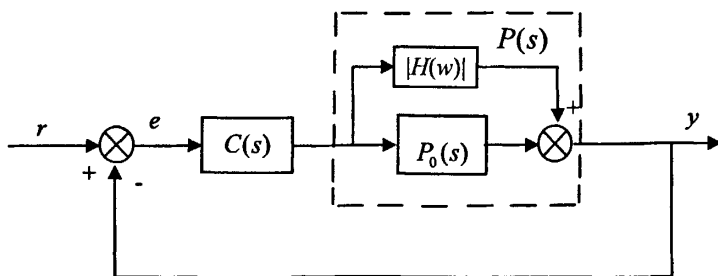


图 3-2 鲁棒控制系统

对于图 3-2 所示的鲁棒控制系统， $C(s)$ 为控制器， $P_0(s)$ 是标称对象的传递函

数, $\Delta(s)$ 为对象的未建模动态, 它也是系统的模型误差。鲁棒稳定问题就是, 设 $P_0(s)$, $\Delta(s)$ 均为正则有理函数矩阵, 且存在 $W(s)$, 使得所有满足

$$|\Delta(j\omega)| < W(j\omega), \forall \omega \in [0, +\infty) \quad (3-13)$$

的闭环系统稳定。被控对象的传递函数矩阵为:

$$P(s) = P_0(s) + \Delta(s) \quad (3-14)$$

其中未建模动态的增益有界。鲁棒稳定的被控对象可以由下面集合来表示:

$$A(P_0, W) = \{P(s) = P_0(s) + \Delta(s), |\Delta(j\omega)| \leq W(j\omega), \forall \omega\} \quad (3-15)$$

鲁棒稳定的设计问题可以通过下列设定 H_∞ 性能指标来实现。我们将鲁棒控制系统框图转化为如下等价系统 (图 3-3):

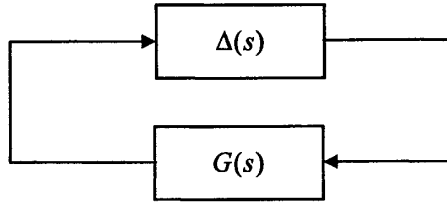


图 3-3 等价系统

其中:

$$G(s) = \frac{C(s)}{I + P_0(s)C(s)} \quad (3-16)$$

如果 $G(s) \in RH_\infty$ 、 $\Delta(s) \in RH_\infty$, 则由小增益原理 (Nyquist 判据) 可得到该系统鲁棒稳定的一个充分条件为:

$$\|\Delta(s)\|_\infty \|G(s)\|_\infty \leq \|W(s)\|_\infty \|G(s)\|_\infty = \|W(s)G(s)\|_\infty < 1 \quad (3-17)$$

可以证明, 即使 $\Delta(s)$ 不稳定, 只要 $P(s) \in A(P_0, W)$ 和 $P_0(s)$ 在闭右半平面具有相同数目的极点, 则上式是等价系统鲁棒稳定的充要条件。

3.5 本章小结

本章节首先介绍了控制系统的鲁棒性基础, 在对 PID 控制系统进行鲁棒性分析的基础上, 介绍了一组积分误差性能指标, 最后对于鲁棒稳定性问题也进行了讨论。

第四章 基于遗传算法的鲁棒不完全微分 PID 控制系统的研究

4.1 不完全微分 PID 控制器

理想型 PID 控制器的传递函数如下:

$$U(s) = k_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] E(s) = U_p(s) + U_i(s) + U_d(s) \quad (4-1)$$

理想型 PID 控制器(见图 4-1)中的微分部分的引入虽然改善了系统的动态性,但是理想型 PID 控制器的微分作用只持续了一周期,对于时间常数 T 较大的系统,几乎起不到微分作用,因而不能达到超前控制误差的目的。同时由于该周期内幅值过大,很容易造成计算机中数据的溢出,而 U_d 过大会给系统的执行机构带来不利的影响。为了克服上述缺点,在本文中,我们选定具有如下形式的不完全微分 PID 控制器^[41,42]:

$$U(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + \left(\frac{T_d s}{T_f s + 1} \right) \right] E(s) = U_p(s) + U_i(s) + U_d(s) \quad (4-2)$$

式中 k_p 为比例增益, T_i 为积分时间常数, T_d 为微分时间常数, T_f 为滤波器常数。这样在采用(4-2)式这种不完全微分 PID 控制器时,该控制器的微分部分在第一个周期内的幅值下降,在后续周期中又按照 $e^k u_d(0)$ 的规律衰减(见图 4-2),所以相对于理想型 PID 控制器(见图 4-1),不完全微分 PID 控制具有较好的控制特性。图 4-3 是不完全微分 PID 的结构框图^[43]。

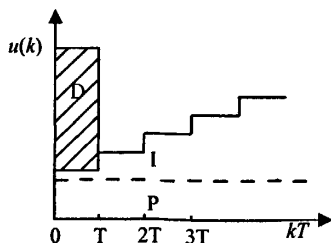


图 4-1 理想 PID 控制

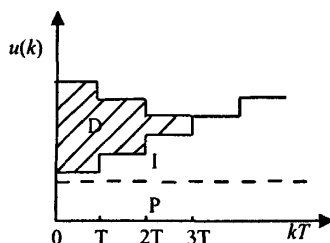


图 4-2 不完全微分 PID 控制

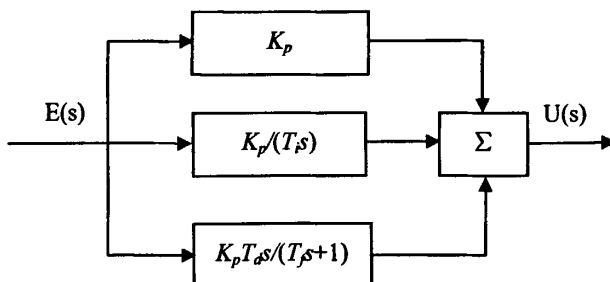


图 4-3 不完全微分 PID 的结构框图

为便于分析，我们将式（4-2）的比例、微分、积分三部分分别离散化得到：

$$u_p(k) = k_p e(k)$$

$$u_i(k) = (k_p T / T_i) \sum_{j=0}^k e(j) = k_i \sum_{j=0}^k e(j) \quad (4-3)$$

$$u_D(k) = \frac{K_p T_d}{T} (1 - \alpha) [e(k) - e(k-1)] + \alpha u_D(k-1)$$

$$= k_d (1 - \alpha) [e(k) - e(k-1)] + \alpha u_D(k-1)$$

$$\text{其中, } \alpha = \frac{T_f}{T_f + T}, \quad k_i = k_p T / T_i, \quad k_d = \frac{k_p T_d}{T}$$

$$\text{则 } u(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_D(k)。$$

$$\Delta u(k) = \Delta u_p(k) + \Delta u_i(k) + \Delta u_D(k)。$$

不完全微分 PID 控制器的参数整定主要是确定 k_p 、 k_i 、 k_d 、 T_f 的取值，对于 T_f 的取值，我们可以通过确定 α 的值来选择。在过程控制中，要求被控过程是稳定的，对给定量的变化能及时跟踪，对于存在干扰的环境下仍然能使系统的输出保持在一定的偏差范围内。

这样，图 4-4 给出了不完全微分 PID 控制算法的程序框图，整个 PID 控制器的流程图如下：

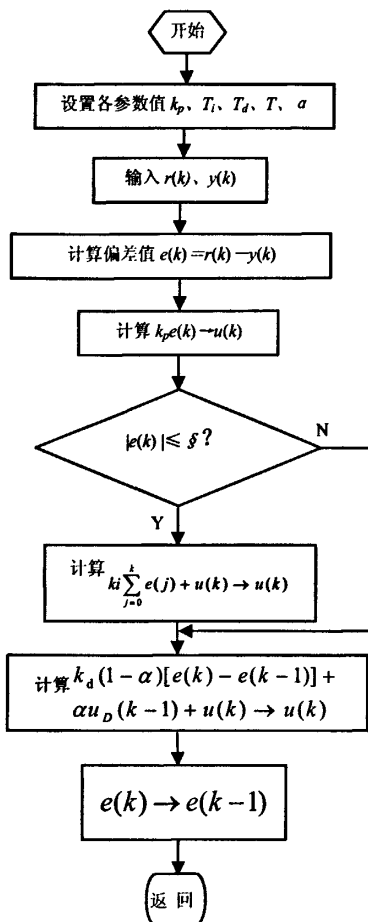


图 4-4 不完全微分 PID 控制器流程图

4.2 基于遗传算法的鲁棒不完全微分 PID 控制器的设计

4.2.1 遗传算法简介^[44]

遗传算法 (Genetic Algorithm, GA) 是近年来迅速发展起来的一种全新的随机搜索与优化算法, 该算法由密执安大学教授 Holland 及其学生于 1975 年创建。此后, 遗传算法的研究引起了国内外学者的关注。自 1985 年以来, 国际上已召开了多次遗传算法的学术会议和研讨会, 国际遗传算法学会组织召开的 ICGA (International Conference on Genetic Algorithms) 会议和 FOGA (Workshop on Foundation of Genetic Algorithms) 的会议, 为研究和应用遗传算法提供了国际交流的机会。近年来, 遗传算法已被成功地应用于工业、经济管理、交通运输、工

业设计等不同领域,解决了许多问题。例如,可靠性优化、流水车间调度、作业车间调度、机器调度、设备布局设计、图像处以及数据挖掘等。

GA 是模拟自然界遗传机制和生物进化论的迭代自适应概率性搜索算法。它的基本思想就是将待求解问题转换成由个体组成的演化群体和对该群体进行操作的一组遗传算子, Holland 将“优胜劣汰,适者生存”的生物进化原理引入优化参数形成的编码串联群体中,按所选择的适配值函数并通过遗传中的选择、交叉及变异对个体进行筛选,使适配值高的个体被保留下来,组成新的群体。新的群体既继承了上一代的信息,又优于上一代。这样周而复始,群体中个体适应度不断提高,直到满足一定的条件。

遗传算法的实现步骤^[45]

自从 1967 年以来,人们已经提出了多种不同形式的遗传算法 GA,一般把 Holland 于 1975 年提出的 GA 称为标准 GA (也称简单遗传算法, SimpleGA, 简称 SGA),其主要步骤如下:

(1) 编码:编码是遗传算法应用时首先要考虑的,GA 在执行求解之前,首先要选择合适的编码方式,将问题的所有参变量编码成对应的子串,再将各子串首尾联接成一定长度的串(设串长为 L),即染色体,一个串代表解空间的一个解。

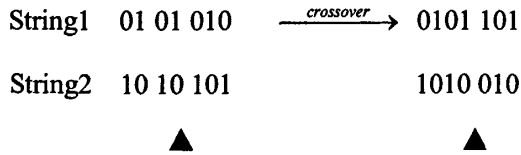
(2) 产生初始群体:选择一个整数 N 作为群体的规模参数,随机生成解空间的 N 个初始个体作为初始群体,代表问题的一些可能解。当然,一般来说,它们的适应值较差。GA 就是从这一初始群体出发,通过遗传操作,模拟进化过程,最后获得非常优秀的群体和个体。

(3) 个体适应度评价:根据问题的目标函数合理定义一适应度函数,用以反映个体对问题环境适应能力的强弱,即解的优劣。适应度函数是个体竞争的测度,控制个体生存的机会。

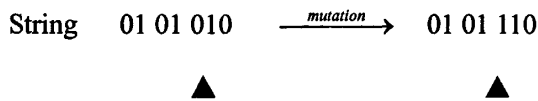
(4) 选择(Selection):选择体现了“适者生存”的自然法则。一般采用比例选择算子的概率方法,个体适应度越高,其被选择的机会就越多。具体地说,个体的选择概率为 $f_i/\sum f_i$,其中 f_i 为个体适应度, $\sum f_i$ 为个体适应度总和。选择的目的是从群体中选出繁殖后代的双亲。

(5) 交叉(crossover):交叉是重要的遗传算子。SGA 一般采用单点交叉。首先对选择的双亲以交叉概率 P_c 决定是否发生交叉。对发生交叉的双亲,随机

选择交叉位置 i ($1 \leq i \leq L$), 彼此交换交叉位置 i 右边的基因, 产生两个新个体, 新个体组合继承了父辈个体的特性。交叉的目的在于产生新的基因组合, 形成新的个体, 可探测搜索空间的新区域。另外它也体现了自然界中信息交换的思想。



(6) 变异(mutation): 交叉完成后即作用变异算子, 变异是按位(bit)进行的, 即以概率 P_m 改变串上的某一位, 以二进制串为例:



变异是一个微妙的遗传操作, 能起到恢复丢失的遗传信息、生成新的遗传信息的作用, 从而保持群体中个体的多样性, 能有效地防止算法的早熟收敛, 但过分的变异会使 GA 退化为随机搜索。

(7) 终止准则: GA 反复执行适应度评价和选择、交叉、变异遗传算子, 直至满足某个收敛准则。收敛准则主要有: ①GA 已找到能接受的优秀个体; ②GA 已进化了预定的最大代数; ③在预定的代数内最适应个体的适应度无改进; ④最适应个体占群体的比例已达到规定的比例。如果我们约定:

目标函数 $f: R^n \rightarrow R$, $X \in R^n$ 为设计变量;

适应度函数 $\phi: I \rightarrow R$, 其中 I 是个体的空间, $a \in I$ 记为个体, ϕ 可设置为 $\phi(a) = \delta(f(a))$, δ 为比例变换函数;

群体规模 N ; 进化代数 t ; 群体 $P(t) = \{a_1(t), \dots, a_M(t) \mid a_i(t) \in I\}$;

选择算子 S ; 交叉算子 C , 交叉概率 P_c (一般取为 0.4-0.99) 变异算子 m , 变异概率 P_m (一般取为 0.001-0.1);

停止准则 $\Lambda: I^N \rightarrow \{T, F\}$, T 表示真, F 表示假; 那么标准 GA 可以描述为: $t=0$;

初始化: $P(0) = \{a_1(0), \dots, a_M(0) \mid a_i(0) \in I\}$, $I = \{0, 1\}^L$;

适应度: $P(0): \{\phi(a_1(0)), \dots, \phi(a_M(0)) \mid \phi(a_i(0)) = \delta(f(a_i(0)))\}$;

While ($\wedge(P(t)) \neq T$)


```

Do      t=t+1;
选择: P(t)=S(P(t-1));
交叉:  $a'_k(t)=C(P_c)(P(t))$ ,  $\forall K \in \{1, 2, \dots, N\}$ ;
变异:  $a''_k(t)=m(P_m)(a'_k(t))$ ,  $\forall K \in \{1, 2, \dots, N\}$ ;
适应度:  $P''(t)=\{a''_1(t), \dots, a''_N(t)\}: \{\Phi(a''_1(t)), \dots, \Phi''(a''_M(t)) \mid \Phi(a''_i(t))=$ 
 $\delta(f(a''_i(t)))\}$ ;
End

```

以上可以用表示为一个编程问题^[46],所有的遗传算法一般都遵循以下的编程格式:

```

Procedure SGA
Begin
  Initialize P(0);
  t=0;
  while (t ≤ T' ) do
    for i=1 to M do
      Evaluate fitness of P(t); %个体适应度评估函数
    end for
    for i=1 to M do
      Select operation to P(t); %选择算子
    end for
    for i=1 to M/2 do
      Crossover operation to P(t); %施加交叉算子
    end for
    for i=1 to M do
      Mutation operation to P(t); %施加变异算子
    end for
    for i=1 to M do
      P(t+1)=P(t);
    end while
end

```

综上所述, GA 采用的是群体型操作策略, 以群体中的所有个体为操作对象, 交换个体间的信息。GA 的操作主要是选择、交叉、变异 3 个遗传操作算子。GA 包括如下的 5 个基本要素:

- (1) 参变量编码;
- (2) 初始群体设定;
- (3) 适应度函数设定;
- (4) 遗传操作设计;
- (5) 控制参数设定(如群体规模和遗传操作的概率等)。

上述 5 个要素构成 GA 的核心内容, 决定了 GA 的成败得失。

4.2.2 基于遗传算法的鲁棒不完全微分 PID 控制器的设计

本节以不完全微分 PID 控制器为基础, 在设计鲁棒 PID 控制器的过程中考虑了系统鲁棒稳定性, 使用具有突出寻优能力和计算简单的遗传算法进行参数整定, 从而利用整定出的不完全微分 PID 控制器参数使系统的性能指标达到最优。

(1) 参数确定及表示

在参数确定过程中, 首先要确定控制器的参数的范围, 然后根据精度的要求, 对其进行编码。本文选取实数编码, 直接对问题变量进行编码。染色体 X 的形式为: $X=(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n), x_i \in R, i=1, 2, \dots, n$ 。实数编码具有精度高, 便于大空间搜索等优点。

(2) 选取初始种群

本文采用计算机随机产生的初始种群。种群大小作为遗传算法的控制参数之一, 其对于算法效能的发挥是有影响的。种群越大, 遗传算法所操作的模式就越多, 生成有意义的基因块并逐渐进化为最有解的机会就越高。

(3) 确定适应度函数

衡量一个控制系统的指标有三个方面的, 即稳定性、准确性和快速性。而上升时间反映了系统的快速性, 上升时间越短, 控制进行的就越快, 系统的品质也就越好。寻优方法在一定的约束条件下可以求得满足条件的一组参数, 并从中寻找一个最好的。

在实际应用中可能会因为系统固有的饱和特性而导致系统不稳定, 为了防止

控制能量过大, 在目标函数中加入控制量。因此为了使控制效果更好, 本文给出了包含控制量、误差和上升时间作为约束条件的目标函数。当目标函数确定后, 直接将其倒数作为适应度函数进行参数寻优。最优的控制参数是在满足约束条件下使得 $f(x)$ 最大时, x 所对应的控制器参数。

(4) 优化步骤

下面就使用遗传算法对本文的 PID 参数进行寻优。利用遗传算法优化 K_p 、 K_i 、 K_d 、 T_f 的具体步骤如下:

- ① 确定每个参数的大致范围以及编码长度, 进行编码;
- ② 随机产生 n 个个体构成初始种群 $P(0)$;
- ③ 将种群中每个个体解码成对应的参数值, 用此参数求代价函数值 J 及适应度函数值 f , 同时取 $f = \frac{1}{J}$;
- ④ 应用选择算子、交叉算子和变异算子对种群 $P(t)$ 进行操作, 产生下一代种群 $P(t+1)$;
- ⑤ 重复步骤③和④, 直至参数收敛或达到预定的指标。

4.2.3 目标函数的确定

我们考虑如下图所示的乘法不确定性控制系统^[47]

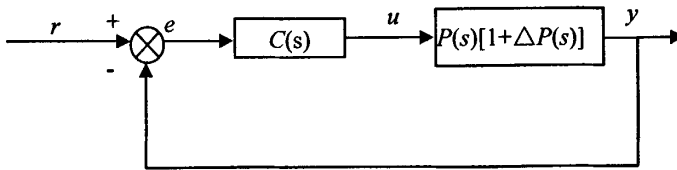


图 4-5 乘法不确定系统结构图

其中 $P(s)$ 为系统的标称模型, $C(s)$ 采用(4-2)式的不完全微分 PID 控制器, 即:

$$C(s) = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s / \left(\frac{1}{T_f s + 1} \right) \right] = K_p + K_i / s + \frac{K_d s}{T_f s + 1} \quad (4-4)$$

$\Delta P(s)$ 为系统的不确定误差, 且存在真有理函数 $\zeta(j\omega) \in H_\infty$ 满足:

$$|\Delta P(j\omega)| \leq |\xi(j\omega)|, \forall \omega \in [0, \infty) \quad (4-5)$$

这样, 图 4-5 所示的不确定系统的鲁棒稳定性要求下式成立:

$$\left\| \frac{C(s)P(s)\xi(s)}{1+C(s)P(s)} \right\|_{\infty} \leq 1 \quad (4-6)$$

上式还可以表示为:

$$\left| \frac{C(j\omega)P(j\omega)\xi(j\omega)}{1+C(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq 1, \forall \omega \quad (4-7)$$

$$\text{令 } h(\omega) = \left| \frac{C(j\omega)P(j\omega)\xi(j\omega)}{1+C(j\omega)P(j\omega)} \right| - 1$$

则 (4-6) 等价于:

$$h(\omega) \leq 0, \forall \omega \quad (4-8)$$

为了获取满意的过渡过程的动态特性, 采用误差绝对值时间积分性能指标作为参数选择的最小目标函数; 同时为了防止控制能量过大, 一般在目标函数中加入了控制输入的平方项作为约束, 即选用下式作为参数选取的最优性能指标^[48]:

$$J = \int_0^{\infty} [t|e(t)| + w_1 u^2(t)] dt + w_2 t_u \quad (4-9)$$

在式 (4-9) 中, $e(t)$ 为系统误差, $u(t)$ 为控制器输出, t_u 为上升时间, w_1, w_2 为权值。为了避免过大的超调, 我们在本文中对超调采用了惩罚功能, 即一旦超调量超过某一界限, 将超调量作为最优指标的一项, 即有最优性能指标如下:

$$J = \int_0^{\infty} [t|e(t)| + w_1 u^2(t)] dt + w_2 t_u + w_3 \delta(\sigma) \quad (4-10)$$

式中, w_1, w_2, w_3 为权值, 且应满足 $w_3 \gg w_1$ 。

权值 w_1, w_2, w_3 的选取原则:

(1) 使各目标函数项的数值为同一数量级, 即将各项性能指标对目标函数的影响平均化。

(2) 再根据结果相应调整各项权重。例如, 当控制能量偏大时, 把 w_1 调大, 即给控制能量项更大的惩罚。

σ 是在单位阶跃响应时的系统的超调。我们定义 δ 函数如下:

$$\delta(\sigma) = \begin{cases} 1 & \sigma > 5\% \\ 0 & \sigma \leq 5\% \end{cases} \quad (4-11)$$

这样, PID 参数整定问题就成为寻找一组参数, 使得在(4-8)式的约束条件下, 让(4-10)式达到最小, 也就是求解如下不等式约束的非线性规划问题:

$$\begin{cases} \text{Min } J \\ h(w) \leq 0, \forall w \end{cases} \quad (4-12)$$

对于 (4-12) 式, 我们构造如下罚函数:

$$P(x, w) = J + \mu_k h(w)u(h), \forall w \quad (4-13)$$

其中, μ_k 为第 k 次迭代时的罚因子, 且 $\mu_{k+1} > \mu_k > 0$, $u(h)$ 是单位阶跃函数, 即有:

$$u(h) = \begin{cases} 0, & \text{当 } h \leq 0, \text{即约束满足} \\ 1, & \text{当 } h > 0, \text{即约束不满足} \end{cases}$$

在本文中, 我们选取式(4-12)作为遗传算法中的目标函数 J 。

4.3 基于遗传算法的鲁棒不完全微分 PID 控制器的应用

本节中, 工业控制被控对象为:

$$P(s) = P_0(s) + \Delta P(s) \quad (4-14)$$

其中标称系统 $P_0(s) = \frac{400}{s^2 + 50s}$, 系统的不确定性为 $\Delta P(s) \leq \left| \frac{0.1}{s^2 + 0.1s + 10} \right|$ 。

样本个数取 30, 参数 K_p 取值范围为 [0,20]。 K_i 、 K_d 、 T_f 取值范围取为 [0,1]。

取 $w_1 = 0.001$ 、 $w_2 = 2.0$ 、 $w_3 = 100$ 。

采用实数编码方式, 经过 100 代进化, 得到 PID 控制器整定的结果为:

$K_p = 18.8558$, $K_i = 0.2660$, $K_d = 0.1550$, $T_f = 0.0012$ 。 代价函数 Best_J = 17.8350, $ts = 0.055$ 。

代价函数 J 的优化过程和控制系统的阶跃响应如图 4-6 和图 4-7 所示。

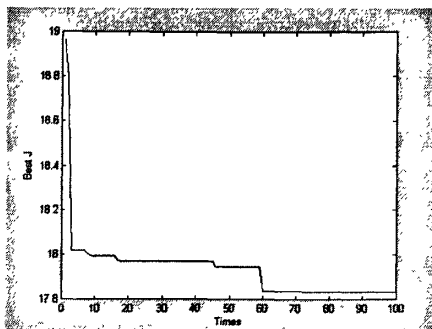
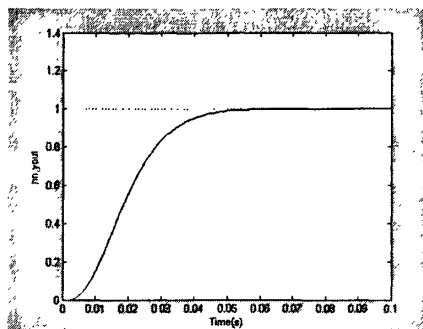
图 4-6 代价函数 J 的优化过程

图 4-7 控制系统的阶跃响应

当被控对象取为与上述相同的带有一定不确定性对象时，在采用完全微分 PID 情形下，样本个数同样取 30，参数 K_p 取值范围为 $[0,20]$ 。 K_i 、 K_d 、 T_f 取值范围取为 $[0,1]$ 。取 $w_1 = 0.001$ 、 $w_2 = 2.0$ 、 $w_3 = 100$ 。

采用实数编码方式，经过 100 代进化，获得的优化参数如下：PID 整定结果为 $K_p=19.7792$ ， $K_i=0.2512$ ， $K_d=0.2314$ 。代价函数 $\text{Best}_J'=20.5036$ ， $t_s'=0.08$ 。

代价函数 J' 的优化过程和控制系统的阶跃响应如图 4-8 和图 4-9 所示。

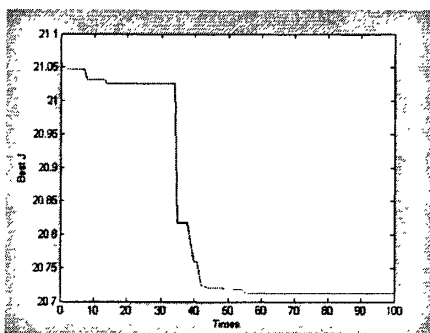
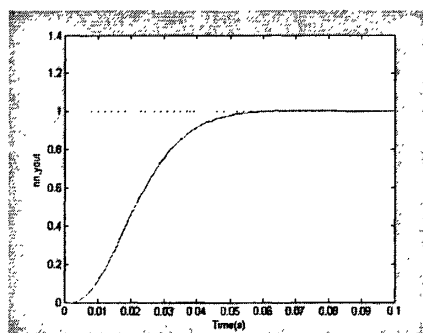
图 4-8 代价函数 J' 的优化过程

图 4-9 控制系统的阶跃响应

通过对比可以看到，采用鲁棒不完全微分 PID 控制器的控制系统的代价函数 J' 要比采用鲁棒 PID 控制器的控制系统的代价函数 J 来得小些。同时，从控制系统的阶跃响应来看，采用鲁棒不完全微分 PID 控制器的系统的调节时间只有 0.055s，而采用鲁棒 PID 控制器的系统的调节时间则达到 0.08s，可见鲁棒不完全微分 PID 控制系统的快速性得到了加强。

4.4 本章小结

本章首先介绍了不完全微分 PID 控制器，给出了不完全微分 PID 控制器的连续、离散形式；接着研究了基于遗传算法的鲁棒不完全微分 PID 控制器的设计，利用遗传算法这一全新的随机搜索与优化算法设计了鲁棒不完全微分 PID 控制器；最后将该设计方法应用于工业控制对象，结果表明本文方法的可行性。

第五章 基于 H_∞ 的鲁棒不完全微分 PID 控制系统的研究

5.1 预备知识

5.1.1 Pade 近似

Pade 近似式是一个有理多项式, 它可以对被控过程的纯滞后因子 e^{-Ls} 进行任意的逼近。即:

$$e^{-Ls} \approx \frac{N_m(Ls)}{D_n(Ls)} \quad (5-1)$$

在上式(5-1)中:

$$N_m(Ls) = 1 + \sum_{i=1}^m (-1)^i \frac{m(m-1)(m-2)\cdots(m-i+1)}{(m+n)(m+n-1)\cdots(m+n-i+1)i!} (Ls)^i \quad (5-2)$$

$$D_n(Ls) = 1 + \sum_{i=1}^n \frac{n(n-1)(n-2)\cdots(n-i+1)}{(n+m)(n+m-1)\cdots(n+m-i+1)i!} (Ls)^i \quad (5-3)$$

当 $n = m$ 时, 我们称式 (5-1) 为对称 Pade 近似, 在 MATLAB 工具箱中给出了 Pade() 函数可以求得纯滞后因子 e^{-Ls} 的对称 Pade 近似;

当 $n > m$ 时, 我们称式 (5-1) 为非对称 Pade 近似, 薛定宇编写了 paderm() 函数^[49], 通过该函数, 可以求得纯滞后因子 e^{-Ls} 的非对称 Pade 近似。

5.1.2 youla 参数化理论

考虑如下单位反馈控制系统(图 5-1)

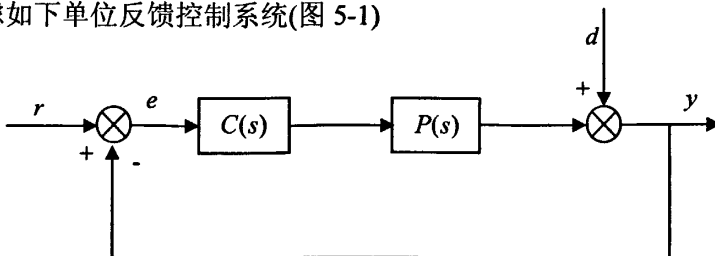


图 5-1 单位反馈控制系统框图

引理 1^[50]考虑图(5-1)所示单位反馈系统, 设 $P(s)$ 是双互质分解式为:

$$\begin{cases} P(s) = N_p M_p^{-1} = \tilde{M}_p^{-1} \tilde{N}_p \\ \tilde{X}_p M_p + \tilde{Y}_p N_p = I \\ \tilde{M}_p X_p + \tilde{N}_p Y_p = I \end{cases} \quad (5-4)$$

若控制器 $C(s)$ 使闭环系统内稳定, 当且仅当存在式(5-5)的双互质分解, 使得:

$$\begin{cases} \tilde{M}_p(s) M_c(s) + \tilde{N}_p(s) N_c(s) = I \\ \tilde{M}_c(s) M_p(s) + \tilde{N}_c(s) N_p(s) = I \end{cases} \quad (5-5)$$

定理 1 设 $P(s)$ 的双互质分解由式(5-6)给定, 则所有使闭环系统内稳定的控制器 $C(s)$ 可以表示为(5-7), 其中自由参数 $Q(s) \in RH_\infty$, 而且使 $(X - NQ)$ 和 $(\tilde{X} - Q\tilde{N})$ 可逆。

$$\begin{cases} P(s) = N(s)M^{-1}(s) = \tilde{M}^{-1}(s)\tilde{N}(s) \\ \begin{bmatrix} \tilde{X} & \tilde{Y} \\ -\tilde{N} & \tilde{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M & -Y \\ N & X \end{bmatrix} = I \end{cases} \quad (5-6)$$

$$C(s) = (Y + MQ)(X - NQ)^{-1} = (\tilde{X} - Q\tilde{N})^{-1}(\tilde{Y} - Q\tilde{M}) \quad (5-7)$$

推论 1 设 $P(s)$ 是稳定的, 则所有使闭环系统内稳定的控制器 $C(s)$ 可以表示为:

$$C(s) = (I - QP)^{-1}Q = Q(I - PQ)^{-1} \quad (5-8)$$

其中自由参数 $Q(s) \in RH_\infty$, 且使 $(I - QP)$ 和 $(I - PQ)$ 可逆。

5.2 基于 H_∞ 的鲁棒不完全微分 PID 控制器的设计

图 5-1 是一个 SISO 单位反馈控制系统的结构框图。其中, $C(s)$ 采用不完全微分 PID 控制器, $P(s)$ 为被控对象, r 为参考输入信号, y 为系统的输出信号, d 是系统的外部干扰信号。由 youla 参数化定理及其推论可知, 当不完全微分 PID 控制器 $C(s)$ 使得系统内稳定时, 其结构可以表示为式(5-8) 即:

$C(s) = (I - QP)^{-1}Q = Q(I - PQ)^{-1}$, 其中 Q 是稳定的传递函数。

我们可以表示系统的灵敏度函数 S 为:

$$S = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \quad (5-9)$$

将(5-8)代入到(5-9), 得到:

$$S = 1 - PQ \quad (5-10)$$

为了使系统的灵敏度函数 S , 也就是干扰 d 对期望输出 y 的影响最小, 这样, 所求问题归结为求灵敏度极小化问题, 考虑到加权函数 W , 灵敏度最小化问题表示为:

$$\|Ws\|_{\infty} \leq \varepsilon \quad (5-11)$$

其中, 权函数 W 为真, 同时是频率的函数。 $\|\bullet\|_{\infty}$ 表示为 \bullet 的无穷范数, 且有:

$$\|P\|_{\infty} = \sup_w \{\sigma[P(jw)]: \text{res} > 0\} \quad (5-12)$$

对于系统的干扰信号 d , 我们假定它为一个未知的、能量有限的信号, 表示为:

$$\{d: d = Wd', d' \in H_2, \text{且} \|d'\|_2 \leq 1\} \quad (5-13)$$

由于在工业过程中, 工业控制系统的绝大多数被控对象可以采用一阶延迟过程(FOPDT)来描述:

$$P(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{1+Ts} \quad (5-14)$$

将该 FOPDT 采用 5.1.1 节的 pade 近似, 则上式(5-14)可以表示为:

$$P(s) = \frac{K}{1+Ts} e^{-Ls} \approx \frac{K \left(1 - \frac{L}{2}s\right)}{(1+Ts) \left(1 + \frac{L}{2}s\right)} \quad (5-15)$$

通过计算, 得到最佳的 Q 值为:

$$Q = \frac{(1+Ts) \left(1 + \frac{L}{2}s\right)}{K(1+\lambda s)^2} \quad (5-16)$$

上式中, λ 是低通滤波器 $H = \frac{1}{(1+\lambda s)^2}$ 的滤波常数。当 Q 达到最优时, 将(5-16)

代入到(5-8), 得到:

$$C(s) = \frac{(Ts+1)\left(1 + \frac{Ls}{2}\right)}{K\left[(\lambda s+1)^2 - \left(1 - \frac{Ls}{2}\right)\right]} \quad (5-17)$$

采用不完全微分 PID 控制器(5-18):

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + T_f s} \right) \quad (5-18)$$

对比式(5-17)和上式(5-18), 有下式成立:

$$\frac{(Ts+1)\left(1 + \frac{Ls}{2}\right)}{K\left[(\lambda s+1)^2 - \left(1 - \frac{Ls}{2}\right)\right]} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + T_f s} \right) \quad (5-19)$$

我们令 $a = 2\lambda + \frac{L}{2}$, $b = T + \frac{L}{2}$ 得到:

$$\begin{cases} K_p = \frac{b}{aK} - \frac{\lambda^2}{Ka^2} \\ T_i = b - \frac{\lambda^2}{a} \\ T_d = \frac{TL}{2} \frac{a - (\lambda^2 ab - \lambda^4)}{a(ab - \lambda^2)} \\ T_f = \frac{\lambda^2}{a} \end{cases} \quad (5-20)$$

取 $\lambda = \alpha L$, 且一般取值为 $\alpha \in [0.2, 1.2]$ 。

5.3 基于 H_∞ 的鲁棒不完全微分 PID 控制器的应用

本节中, 取工业控制过程为:

$$P(s) = \frac{3.5}{1+6s} e^{-3s}$$

则系统的 SIMULATION 框图如下:

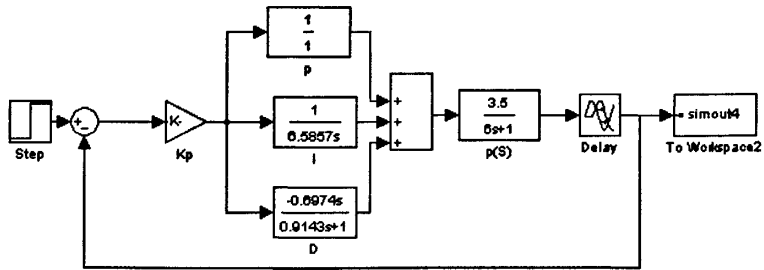


图 5-2 FOPDT 的鲁棒不完全微分 PID 控制系统框图

5.3.1 基于 H_{∞} 的鲁棒不完全微分 PID 控制系统的仿真

采用 5.2 节所得到的公式，对于不同的参数值 λ 所对应的 PID 控制器如下：

λ 的取值	PID 控制器结构
$\lambda = 0.4L$	$C(s) = 0.5224 \left(1 + \frac{1}{7.1308s} + \frac{-0.0456s}{0.3692s+1} \right)$
$\lambda = 0.6L$	$C(s) = 0.3846 \left(1 + \frac{1}{6.8647s} + \frac{-0.3782s}{0.6353s+1} \right)$
$\lambda = 0.8L$	$C(s) = 0.2987 \left(1 + \frac{1}{6.5847s} + \frac{-0.6974s}{0.9143s+1} \right)$
$\lambda = 1.0L$	$C(s) = 0.2400 \left(1 + \frac{1}{6.3000s} + \frac{-1.0095s}{1.2000s+1} \right)$

表 5-1 不同的参数值 λ 所对应的 PID 控制器

下图是系统在不同参数值 λ 所对应的阶跃响应曲线。

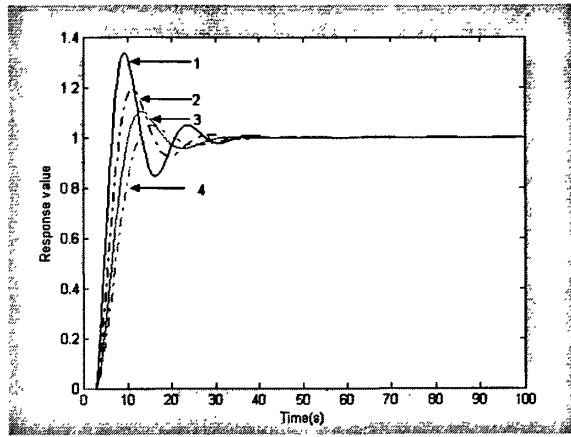
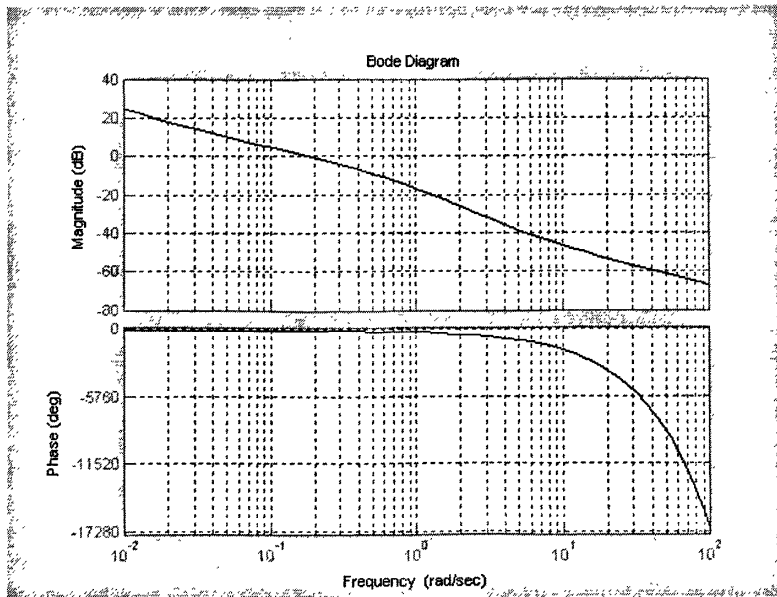
图 5-3 不同参数值 λ 所对应的阶跃响应

图 5-3 是不同参数值 λ 所对应的阶跃响应图形,其中,曲线 1 代表 $\lambda = 0.4L$ 时所对应的阶跃响应,曲线 2 代表 $\lambda = 0.6L$ 时所对应的阶跃响应,曲线 3 代表 $\lambda = 0.8L$ 时所对应的阶跃响应,曲线 4 代表 $\lambda = 1.0L$ 时所对应的阶跃响应。从图中可以看出,系统在不同 λ 时的调节时间 t_s 都差不多,参数值 λ 不同,所得到的系统的超调也会不同。

为了研究系统的稳定性、平衡状态以及系统的动态性能,我们以 $\lambda = 0.8L$ 时为例进行说明,图 5-4 是 $\lambda = 0.8L$ 所对应 PID 控制系统的 bode 图。

图 5-4 $\lambda = 0.8L$ 所对应鲁棒不完全微分 PID 控制系统的 bode 图

如图 5-5 是 $\lambda=0.8L$ 时系统的相轨迹图, 图 5-6 是系统误差 $e(t)$ 的时间响应曲线图形。从中可以看出系统最终以较快速度趋于稳定。

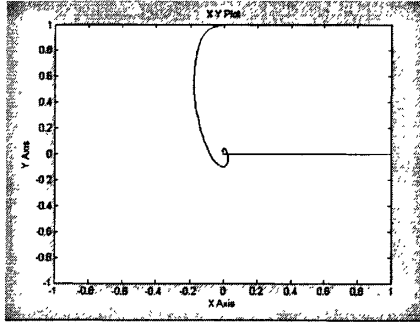


图 5-5 $\lambda=0.8L$ 时系统的相轨迹图

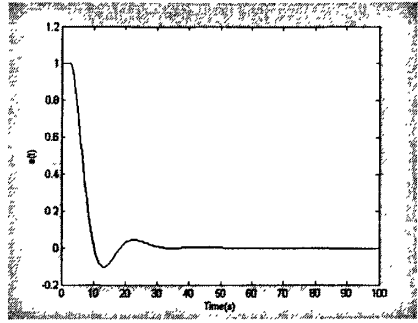


图 5-6 $\lambda=0.8L$ 时 $e(t)$ 的时间响应

为了研究系统模型发生变化时的鲁棒性, 我们针对 FOPDT 对象的静态增益 K 、时间常数 T 和纯滞后时间常数 L 分别发生变化 $\pm 15\%$ 时, 通过仿真验证系统的鲁棒性。

当 FOPDT 对象变为 $P(s) = \frac{4}{1+6s}e^{-3s}$ 时, 该控制系统的给定值响应如图 5-7 曲线 1 所示。当 FOPDT 对象变为 $P(s) = \frac{3}{1+6s}e^{-3s}$, 该控制系统的给定值响应如图 5-7 曲线 3 所示。图中曲线 2 是系统模型完全匹配时控制系统的给定值响应曲线。

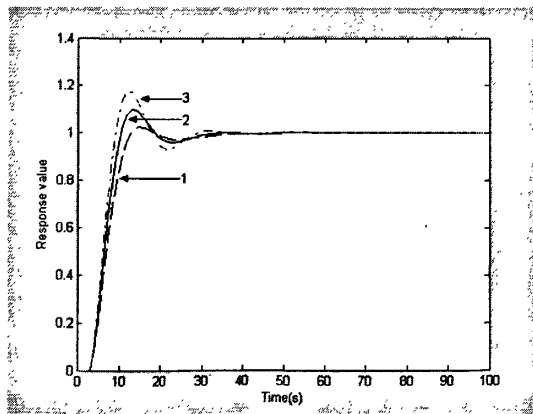


图 5-7 $\lambda=0.8L$ 静态增益 K 变化 $\pm 15\%$ 时给定值响应曲线

当 FOPDT 对象变为 $P(s) = \frac{3.5}{1+7s}e^{-3s}$, 该控制系统的给定值响应如图 5-8 曲线 1 所示。当 FOPDT 对象变为 $P(s) = \frac{3.5}{1+5s}e^{-3s}$, 该控制系统的给定值响应如图

5-8 曲线 3 所示。图中曲线 2 是系统模型完全匹配时控制系统的给定值响应曲线。

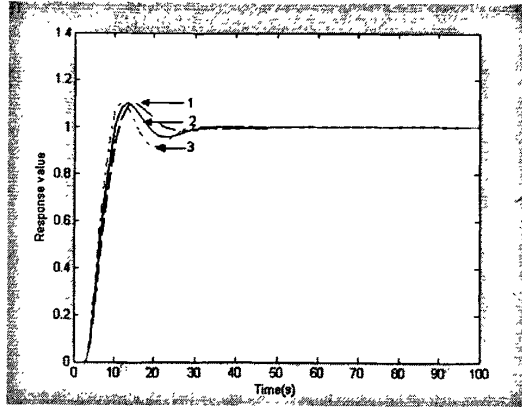


图 5-8 $\lambda=0.8L$ 时间常数 T 变化 $\pm 15\%$ 时给定值响应曲线

当 FOPDT 变为 $P(s) = \frac{3.5}{1+6s} e^{-3.5s}$ ，该控制系统的给定值响应如图 5-9 曲线 1

所示。当 FOPDT 对象变为， $P(s) = \frac{3.5}{1+6s} e^{-2.5s}$ 该控制系统的给定值响应如图 5-9

曲线 3 所示。图中曲线 2 是系统模型完全匹配时控制系统的给定值响应曲线。

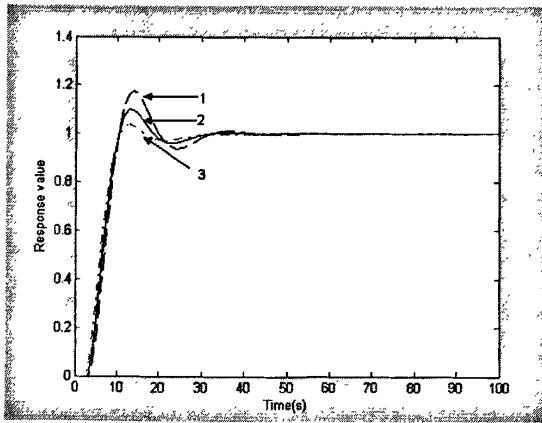


图 5-9 $\lambda=0.8L$ 纯滞后时间常数 L 变化 $\pm 15\%$ 时给定值响应曲线

由图 5-7~图 5-9 可知，对于 FOPDT 对象，在对象的静态增益 K 、时间常数 T 和纯滞后时间常数 L 分别变化 $\pm 15\%$ 时，即系统在较大范围的不确定性下，基于 H_∞ 的鲁棒不完全微分 PID 控制器设计的系统的鲁棒性较高，仍然能保持较好的稳定性。

5.3.2 不同种方法的对比仿真

在本小节中,我们就基于 H_{∞} 的鲁棒不完全微分 PID 控制器同第二章中的 Z-N 整定公式方法以及 ISTE 最优设定方法做对比研究。主要从给定值输出响应以及抗干扰能力两方面进行比较。

根据第二章的 Z-N 参数整定公式,得到 PID 控制器参数如下:

$$K_p = 0.6857$$

$$T_i = 6$$

$$T_d = 1.5$$

这样 Z-N 整定的系统框图如下所示:

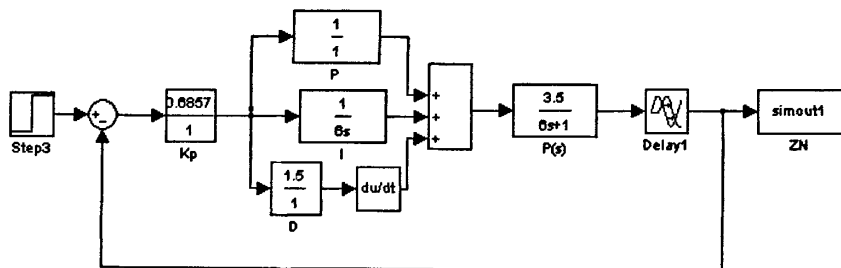


图 5-10 Z-N 整定的系统框图

根据第二章的 ISTE 最优设定方法,见表 2-3,得到 PID 控制器参数如下:

$$K_p = 0.5544$$

$$T_i = 6.9127$$

$$T_d = 1.2328$$

这样 ISTE 最优设定方法的系统框图如下所示:

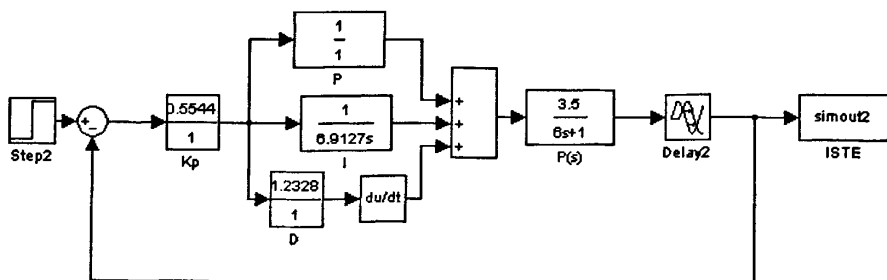


图 5-11 ISTE 最优设定方法的系统框图

1、给定值输出响应

通过仿真，得到给定值输出响应曲线图 5-12，从图中可以看出，采用本文方法所得到的系统响应的超调比 Z-N 方法、ISTE 方法要小，同时，系统的调节时间也要比另外两种方法要小。

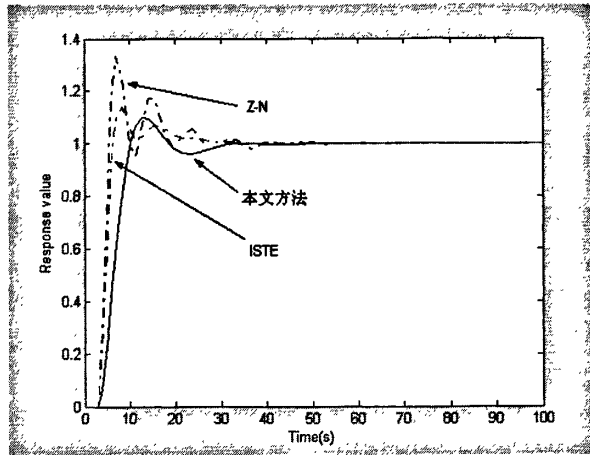


图 5-12 不同方法时系统的给定值响应曲线

2、抗干扰能力的对比

我们给定输入为 $r(t)=1(t)$ ，干扰输入为 $d(t)=0.2(t-60)$ 时，系统的输出响应如下图所示。

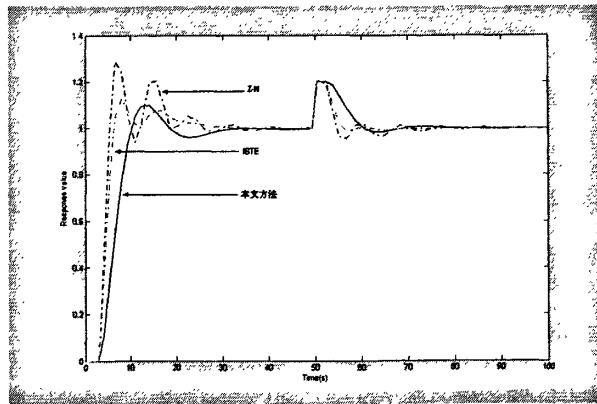


图 5-13 不同方法时系统的干扰输出响应曲线

从图中可以看出，本文方法所设计的鲁棒不完全微分 PID 控制器的抗干扰能力比 Z-N 要强，Z-N 在经过较长时间才能再次稳定下来；虽然 ISTE 方法抗干扰

的输出信号下降时间要比本文方法小一些，但从图中看出，ISTE 方法在进入稳定后还有细微的震荡。

5.4 本章小结

本章首先利用 youla 参数化、Pade 近似、综合最小灵敏度原理设计了基于 H_{∞} 的鲁棒不完全微分 PID 控制器，给出了该控制器的参数化表达式，然后将它应用于工业过程中常见的一阶迟延过程（FOPDT）。首先对取不同 λ 值时的应用，从仿真图形中可以看出， λ 值的不同，其结果只是超调的不同。 λ 取较大值时，系统的超调会变小；在被控对象模型发生变化时，本文分别给定静态增益 K 、时间常数 T 和滞后时间常数 L 变化 $\pm 15\%$ 的不确定范围，仿真结果表明了在该控制器作用下，系统表现出较好的鲁棒性能；最后从给定值输出响应以及抗干扰能力两方面进行对比仿真，对本文所提方法同 Z-N 整定公式、ISTE 参数最优设定方法做对比，仿真结果表明，利用本文方法整定的系统比 Z-N 方法、ISTE 方法整定的系统性能有较大的提高。

第六章 结论与展望

PID 控制器在工业过程中获得了广泛的应用,然而在实际的工业过程中,控制对象往往存在一定的不确定性,这样用固定参数的常规 PID 控制器往往得不到很好的控制效果。鲁棒 PID 控制器的研究就显得很有意义了。本文以不完全微分 PID 控制器为基础,首先综合遗传算法研究了基于遗传算法的鲁棒不完全微分 PID 控制器的设计问题,接着综合鲁棒控制理论设计了基于 H_{∞} 的鲁棒不完全微分 PID 控制器。最后对工业过程中的被控对象进行仿真。仿真结果表明了本文方法的可行性。本文主要从以下几个方面进行阐述:

第一章、介绍了 PID 控制的发展历程及出现的问题,简要介绍了 PID 控制器的工作原理、鲁棒控制理论及发展以及鲁棒 PID 控制器的研究现状。

第二章、介绍了 PID 控制的参数整定问题。对著名的 Ziegler-Nichols 动态特性法及其改进方法、基于积分平方准则 ISTE 的整定法、幅值相位裕量方法进行介绍。

第三章、首先介绍了控制系统的鲁棒性基础,在对 PID 控制系统进行鲁棒性分析的基础上,介绍了一组积分误差性能指标。最后对于鲁棒稳定性问题进行了讨论。

第四章、本章首先介绍了不完全微分 PID 控制器,然后基于遗传算法原理设计了鲁棒不完全微分 PID 控制器,最后将该控制器应用于工业控制对象,结果表明了设计方法的有效性。

第五章、本章首先利用 youla 参数化、Pade 近似、综合最小灵敏度原理设计了基于 H_{∞} 的鲁棒不完全微分 PID 控制器,给出其参数化表达式,然后将它应用于工业过程中常见的一阶迟延过程 (FOPDT),结果表明了该控制器具有良好的鲁棒性,控制系统的性能得到了提高。

由于本文所采用的控制对象是稳定的,在现实的工业控制中,不稳定情形和大时滞情形时有发生,同时,现实工业控制过程中高阶系统也是经常存在的,因此不稳定情形、大时滞情形以及高阶系统的鲁棒不完全微分 PID 控制系统将是今后研究的方向。

参考文献

- [1] K J Astrom , H Haggund. PID Controllers:Theory,Design and Tuning[M]. Research Triangle Park, NC:Instrument Society of America,2nd ed.,1995.
- [2] S Yamamoto, I Hashimoto. Present status and future needs: The view from Japanese industry. Texas: Chemical Process Control, CPCIV; Proc.4th International Conference on Chemical Process Control,1991:1-28.
- [3] 金以慧, 方崇智. 过程控制[M]. 北京:清华大学出版社,1993.
- [4] K M Zhou, P P Khargonekar, J Stoustrup, H H Niemann. Robust performance of systems with structured uncertainties in state space [J]. Automatica,1995, 31(2): 249-255.
- [5] G Zames. Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms and approximate inverses[J]. IEEE Trans.AC,1981, 26(2): 301-320.
- [6] J C Doyle, K Glover, P P khargonekar. State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems [J]. IEEE Trans.AC,1989, 34(8): 831-847.
- [7] L Huang, L Wang. Value mapping and parameterization approach to robust stability analysis [J]. Science in China, Series A,1991, 34:1222-1232.
- [8] K M Zhou, J C Doyle, K Glover. Robust and optimal control [M]. New Jersey: Prentice Hall, 1996.
- [9] J C Doyle, G Stein. Concepts for Classical Modern Synthesis [J]. IEEE Trans Automatic Control,1981, 26(1).
- [10] L wang, W R Cluett. Tuning PID controllers for integrating processes[J]. IEEE. Proc.Control Theory Appl.,1997,144(5):385-392.
- [11] Y G Wang, W J Cai. PID Tuning for Integrating Processes with Sensitivity Specification[J]. Proc of the 40th IEEE Conf on Decision and Control Orlando, Florida.pp.4087-4091.
- [12] 姚俊, 马松辉. Simulink 建模与仿真[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,2003.

- [13] 苏金明, 王永利. MATLAB7.0 实用指南(上册)[M]. 北京:电子工业出版社,2005.
- [14] R V Patel, M Toda. Quantitative measures of robustness for multivariable systems [M]. Proc. Joint Automat. Contr. Conf, San Francisco, CA,1980.
- [15] M L Nia, H X Wua. A Riccati Equation approach to the design of linear robust controllers [J]. Automatica, 1995, Vol.29(6):1603-1605.
- [16] I R Petersen, C V Hollot. Riccati equation approach to the stabilizing controllers for uncertain systems [J]. Int. J. Systems Sci.1991, Vol.22(4):735-742.
- [17] P Gahinet, P Apkarian and M Chilali. Affine parameter-dependent Lyapunov functions for real parameter uncertainty [M]. Proc. 1994 IEEE.CDC,1994, 2026-2031.
- [18] L Qiu, E J Davison. New perturbation bounds for robust stability of linear state space models [M]. Proc.1986 IEEE.CEC, Athens, Greece.
- [19] M Fu, B R Barmish. Maximal unidirectional perturbation bounds for stability of polynomial and matrices [J]. Syst. Contr. Lett.1988, 11(3): 173-179.
- [20] B R Barmish, M J Corless and G Leitmann. A new class of stabilizing controllers for uncertain dynamical systems [M]. SIAMJ. Control Optim.1983, 21(2): 246-255.
- [21] B R Barmish. Necessary and sufficient conditions for quadratic stability of an uncertain system [J]. Optimiz. Theory Appl.,1983, 46(4): 399-408.
- [22] I R Petersen, C V Hollot. A Riccati equation approach to the stabilization of uncertain linear systems [J]. Automatica,1986, 22(4): 397-411.
- [23] J G Zielger, N B Nichols. Optimum settings for automatic controllers[J]. Trans. A.S.M.E., 1942,62:759-768.
- [24] C C Hang, K J Astrom, W K Ho. Refinement of the Ziegler-Nichols tuning formula [J] IEEE.Proceeding,PartD,1991,138(2),111-118.
- [25] 陶永华. PID 控制原理和自整定策略[J]. 工业仪表与自动化装置,1997,(4):60-64.
- [26] 龚晓峰, 高矜畅, 周春晖. 时滞系统 PID 控制器内模整定方法的扩展[J]. 控

- 制与决策, 1998,13(4):337-341.
- [27] M Shamsuzzoha, M Lee. IMC-PID Controller Design for Improved Disturbance Rejection of Time-Delayed Processes[J]. Ind. Eng. Chem. Res., 2007, 46(7).
- [28] W K Ho, T H Lee, H P Han and Y Hong. Self-Tuning IMC-PID Control with Interval Gain and Phase Margins Assignment[J]. IEEE Trans. C.S.T., 2001, 9(3).
- [29] 冯少辉, 钱锋. 鲁棒 PID 参数整定方法[J]. 华东理工大学学报, 2005, 31(4).
- [30] 徐志成. 一种新型鲁棒 PID 控制器参数整定方法[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(7).
- [31] A Herreros, E Baeyens, J R Perán. A Genetic Algorithm for Multiobjective Robust Control Design. Engineering Applications of Artificial Intelligence[J], 2002, 15(3-4): 285-301.
- [32] 郑泳凌, 马龙华, 钱积新. 鲁棒 PID 控制器参数整定方法[J]. 化工自动化及仪表, 2001, 28(5).
- [33] 李俊丽, 张光辉. 鲁棒 PID 控制器参数整定与仿真[J]. 控制系统, 2005, (3).
- [34] W Tan, T Chen, H J Marquez. Robust Controller design and PID tuning for multivariable process [J]. Asian J of Control, 2002, 4 (4) :439 - 451.
- [35] 金鑫, 谭文, 李志军, 刘吉臻. 典型工业过程鲁棒 PID 控制器的整定[J]. 控制理论与应用, 2005, 22(6).
- [36] 薛定宇. 控制系统计算机辅助设计[M]. 北京:清华大学出版社, 1996.
- [37] M Zhuang, D P Atherton. Automatic tuning of optimum PID controllers[J]. IEE PROCEEDINGS-D, 1993, 140(3).
- [38] K H Weng, C H Chang and L S Cao. Tuning of PID controllers Based on Gain and Phase Margin Specifications[J]. Automatica, 1995, 31(3): 497-502.
- [39] K H Weng, C H Chang, J H Zhou. Self-Tuning PID Control of a Plant with Under-Damped Response with Specifications on Gain and Phase Margins[J]. IEEE Trans. C.S.T., 1997, 5(4).
- [40] 王永初. PID 调节的现代观[J]. 自动化仪表, 1998, 19(5): 1-2.
- [41] 陶永华. 新型 PID 控制及其应用[M]. 北京:机械工业出版社, 2002.
- [42] 陈平. 不完全微分型 PID 控制的应用研究[J]. 机电技术, 2006, 4:31-32.

- [43] 朱仲邃. 不完全微分 PID 算法在纯滞后系统中的应用[J]. 控制系统,2005,21:9-1.
- [44] 王小平, 曹立明. 遗传算法-理论、应用与软件实现[M]. 西安:西安交通大学出版社, 2002.
- [45] 黄洪钟, 赵正佳, 姚新胜等. 遗传算法原理、实现及其在机械工程中的应用研究与展望[J]. 机械设计,2000,3(3).
- [46] 周明, 孙树栋. 遗传算法理论及应用[M]. 北京:国防工业出版社,1999.
- [47] 黄曼磊. 鲁棒控制理论及应用[M]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2006.
- [48] 刘金琨. 先进 PID 控制 Matlab 仿真[M]. 北京:电子工业出版社,2003.
- [49] 薛定宇, 陈阳泉. 高等应用数学问题的 MATLAB 求解[M]. 北京:清华大学出版社,2004.
- [50] 王德进. H_2 和 H_∞ 优化控制理论[M]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2001.

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 罗松涛, 曾兴赠, 彭侠夫. 基于MSP430在三相交流电监测系统中的应用. 电气开关, 2007, 1:46-48.
- [2] 曾兴赠, 曾建平. 基于FP0型PLC的自动队列计数系统的设计. 仪表技术, 2008, 1: 49-50,53.
- [3] 曾兴赠, 廖勇, 曾建平. 三轴点胶机系统中不完全微分PID控制器的研究. 仪表技术, 2008,5: 32-34.

致 谢

首先衷心的向我的导师曾建平教授致以最诚挚的谢意。论文的完成与曾老师的精心指导和悉心关怀是分不开的，曾老师平易近人的生活风格、严谨的治学态度和对科研孜孜追求的精神都对我影响至深，令我受益终生。在求学期间的每一点进步都凝聚着导师的智慧和心血，在三年的求学过程中，曾老师无论从生活上还是学习上都给予了我极大的帮助和支持。在此，谨向曾老师表示最衷心的感谢和最诚挚的谢意！

感谢课题组的张霄力老师和孙洪飞老师，他们对我的研究给予了许多帮助与支持，在此向他们致以衷心的感谢！他们使我深深地感受到这个大家庭的温暖和研究所热烈的研究氛围、良好的发展前景。

感谢同研究室的全体同学，特别是陈凌、廖勇、李静、叶丽娜等同学，大家在一起做了许多有益的讨论，一起度过三年美好的时光！感谢科研（二）313、318实验室的所有同学以及05级自动化系的所有同学，感谢你们的关心与帮助。

感谢我的父母，他们的养育、培养和鼓励，是我成长的基石；感谢我的女友，她的支持、关爱和鼓励，是我学习的动力；感谢我的亲人、朋友，在生活、学习中给予的帮助。

最后，向所有关心和帮助我的老师、同学们表示衷心的感谢和最诚挚的祝福。