

李圣怡 范大鹏 梁建成 编著

智能制造技术基础

——智能控制理论、方法及应用

国防科技大学出版社



396095

智能制造技术基础

—智能控制理论、方法及应用—

李圣怡 范大鹏 梁建成 编著

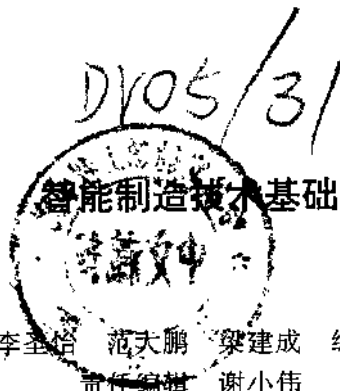


国防科技大学出版社

内 容 提 要

智能制造系统和智能制造技术是现代智能控制理论和方法在制造系统中应用的产物。本书主要阐述最基本的内容。全书共分六章，主要内容有：自适应控制，模糊控制，智能控制导论，自学习控制系统、神经网络系统和专家系统及其在机械制造及控制中的应用。

本书可作为机械学科机电控制与自动化、机械制造以及相近专业的硕士研究生教材，亦可供有关科技人员参考。



李圣培 范大鹏 梁建成 编著
责任编辑 谢小伟

*

国防科技大学出版社出版发行
长沙市砚瓦池正街 47 号 电话 4436564
新华书店总店科技发行所经销
湖南大学印刷厂印装

*

787×1096 1/16 印张：15.25 字数：352 千
1995 年 10 月第 1 版第 1 次印刷 印数 1—2000 册

ISBN 7-81024-338-1
TH·8 定价：19.00 元

前 言

智能制造系统和智能制造技术在某种意义上可以认为是现代智能控制理论和方法在制造系统中应用的产物。当然，它们并不仅仅局限于控制问题，机械制造技术本身的发展，如刀具、材料、机床结构、设计方法、工艺方法等的知识和信息及其智能化的趋向也是十分重要的内容。在这个包罗万象的综合性高技术体系中，控制论和信息论的方法论思想无疑是智能制造系统和技术的最明显的特征。这种现代方法论思想借助于现代电子技术和计算机技术在机械制造业中得以实现，将对人类社会的文明和进步产生巨大的影响。曾经一度有人认为从第一次工业革命发展起来的机械工业已步入“夕阳”工业的行列，但是到了20世纪末它又重新注入了生命活力。柔性制造系统(FMS)、计算机集成制造系统(CIMS)和智能制造系统(IMS)成为当今最热门的高技术领域之一。

本书的宗旨是试图从智能控制技术的角度来阐述智能制造技术的最基本内容。本书中6章内容分别阐述6个专题，每个专题的结构是首先尽可能简要地介绍基本概念及基本理论基础，然后结合我们在科研中做过的一些实际工作，介绍这些理论与方法在机械制造和机械控制系统中的运用。每一章的内容，都具有相对的独立性，读者可以根据自己的情况选读。

本书的另一个特点是尽可能少地引用数学推导与证明，只保留基本的概念、方法和结构，试图突出其工程性。另一方面从工程的角度看，又尽可能体现一定的理论深度，克服泛泛而谈的缺点。因此，读者要深入了解理论上的问题还必须深入地阅读每章列出的参考文献，才能得到满足。

第一、二章分别介绍了自适应控制、模糊控制二个专题。这些内容是先于智能制造技术概念之前发展起来的技术，现在也成为智能制造技术中最基本的组成部分。

第三章智能控制导论简洁地介绍了智能控制的基本定义、体系结构以及智能制造系统的基本内含，是本书的各章的“引子”。但是考虑到技术发展的历史进程，方便读者由远到近的认识问题的传统方式，没有放在本书最前面。一些急于想对智能制造技术有所了解的读者可以先读这一章。

第四、五、六章介绍自学习控制、神经网络和专家系统及其在机械制造及控制中的应用的三个专题。该三个专题的内容可以认为是智能制造技术中的部分核心技术，也是近十多年来最热门的技术之一。这些技术本身还在不断完善，也还在不断开辟应用领域。

本书介绍的六个专题内容都十分丰富，限于篇幅不可能详尽地阐述。加之作者本身水平有限，肯定有很多不当之处。本书的初衷是为机械学科机电控制与自动化、机械制造以及相近专业的硕士研究生编著，作为一种智能制造技术的基本理论方法及应用的课程的教材，起到抛砖引玉的作用。

在编写、校正和打印等工作中得到了许多同志的帮助，特此表示感谢。

作者

1993年12月于长沙国防科学技术大学

目 录

1 制造系统的自适应控制理论基础及其应用	
1.1 自适应控制系统概论	(1)
1.2 简单的自适应控制方案	(2)
1.3 模型参考自适应系统 (MRAS)	(7)
1.4 自校正调节器 (STR)	(15)
1.5 制造系统的自适应控制概述	(24)
1.6 铣削加工的模型参考力约束自适应控制 (ACC)	(26)
1.7 优化自适应控制 (ACO) 在铣削加工中的应用	(32)
1.8 铣削加工的几何自适应控制 (GAC)	(40)
1.9 带知识库的自适应控制及在制造系统中的应用	(44)
2 模糊数学基础与模糊控制	
2.1 模糊数学基础	(57)
2.2 模糊控制和模糊控制器	(71)
2.3 模糊控制在机械制造及机械系统控制中的运用	(84)
3 智能控制导论	
3.1 智能控制系统及其结构	(98)
3.2 智能制造技术和智能制造系统	(103)
3.3 智能移动机器人的控制的例子	(113)
3.4 智能制造系统的例子	(114)
4 自学习控制系统及其应用	
4.1 自学习控制系统的定义和结构	(121)
4.2 学习控制的理论基础	(124)
4.3 用数字优化方法实现的学习控制	(133)
4.4 基于学习方法的跟踪控制	(138)
4.5 带参数学习的自校正控制	(149)
5 人工神经网络理论基础和应用	
5.1 神经网络的基本概念	(155)
5.2 Hopfield 网络	(158)
5.3 Hamming 网络	(161)
5.4 Carpenter/Grossberg 网 (CG 网)	(163)
5.5 Knhonen 自组织特征映射网络	(164)
5.6 单层感知器	(166)
5.7 多层感知器与 BP 算法	(168)

5.8	神经网络在机械加工过程监测中运用的实例	(178)
5.9	神经网络在机械控制系统的运用	(183)
5.10	基因遗传算法原理和直接反馈控制器	(198)
6	专家系统理论基础和应用	
6.1	序言	(207)
6.2	专家系统基本原理	(211)
6.3	知识表示技术	(215)
6.4	搜索策略	(221)
6.5	推理技术	(225)
6.6	专家系统的建立	(230)
6.7	专家系统的工程应用	(232)

1 制造系统的自适应控制理论基础及其应用

1.1 自适应控制系统概论

1.1.1 自适应控制的定义

所谓“自适应”的意义是在新的环境或新的运行条件下，适当地改变系统的结构或参数以保持系统的良好运行特征。一般来说，动态系统的不确定性来自于三个方面：系统结构和参数的不确定性、环境噪声或干扰的输入和测量的不确定性。由于一般的反馈控制系统实质上起类似的作用，因此近年来很多学者都在应用自己的方式给自适应控制以定义，用以区别一般的反馈。一些新的词汇也不断出现，例如自组织控制 SOC (Self-Organizing Control)，参数适应自组织控制，特性适应自组织控制和学习控制系统等。IEEE 也试图对不同观点的新名词进行协调，但至今还没有统一的结论。不过比较一致的看法是：系统增益为常数的反馈控制不能认为是自适应控制。Åström^[1]认为自适应控制是一种简化的、特殊形式的非线性反馈控制。因此可以把自适应控制系统定义为：自适应控制系统是一种特殊形式的非线性控制系统，该系统在运行中能自动地获取改善系统品质的有关信息并能修正系统的结构或参数，使得系统达到所要求的状态。

根据上述定义，自适应控制系统应包括以下四个部分

- (1) 基本的调节控制反馈回路；
- (2) 系统的准则给定，包括要求的系统性能指标或最优准则等；
- (3) 实时在线辨识，以获取必要信息；
- (4) 实时修正调整机构，用以改变系统的结构或参数。

系统框图可以用图 1.1.1 的表示。

1.1.2 自适应控制的发展简史

50 年代由于高性能飞机自动导航系统设计的需要促进了自适应控制理论的研究与应用。飞机要在很宽的速度范围和高度范围内飞行，传统不变增益的反馈控制系统可以在某一种运行条件下取得到良好的结果，但飞行条件改变就会使控制效果变坏。因此早期的自适应控制系统是用变增益导航仪为代表，主要的目的是减少飞机和试飞中的事故，其特点是用较简单的硬件组成，缺乏理论的指导。

60 年代到 70 年代末，控制理论特别是自适应控制理论有了长足的进步。状态空间法和稳定性理论逐步完善，Bellman^[2]的动态编程方法 (Dynamic Programming) 增加了对适应控制动态过程的认识。Feldbaum^[3]提出了双重标示控制 (Notion of dual control)，Tsytkin^[4]提出了许多用随机近似形式表示的递归方程的一般框架来描述学习和适应控制的方法，系统识别和参数估计也得到了较大的发展。

在应用方法方面，1958 年 MIT 的 Whitaker^[6]提出了模型参考自适应控制 (MRAC)，称之为 MIT 规则，这是一种基于局部参数最优理论的设计方法。这种方法存在的主要问题

是不能保证其稳定性。1966年 Parks^[6]首先利用李亚普诺夫稳定性理论设计模型参考自适应系统。1969年 Landau^[7]首先将波波夫超稳定性理论应用于 MRAC 的设计。1974年 Moupoli^[8]提出运用增广误差信号,对 MRAC 系统的发展起了推动作用。Moupoli 方案是在自适应观测器和辨识器的启示下建立起 MRAC 系统设计的基础,使得设计简化,只要对过程的输入输出量进行测量就可以设计出 MRAC 系统。这也为 MRAC 和 STR 之间建立了一致性关系。

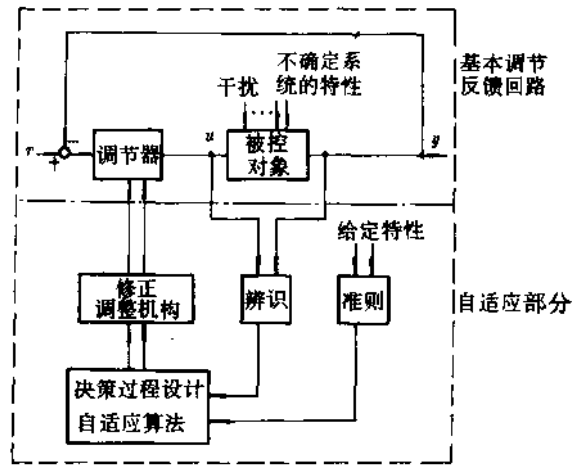


图 1.1.1 自适应控制系统典型结构

在自校正调节器 (STR) 方面,

1958年 Kalman^[9]首次提出了自校正思想。他首次使用最小二乘法估计 CARMA 模型的参数,然后再计算最优控制器。1970年 Peterka^[10]改进了 Kalman 的方法,直接估计控制器的参数。1973年 Åstrom 和 Twittenmark^[11]从理论上证明了自校正调节器的最小方差性质,并提出了简易的计算方法,奠定了自校正调节器 (STR) 的基础。1975年 Clarke 和 Gawthrop^[12]引入广义最小方差目标,在目标函数中引入加权控制项,解决了非最小相位控制问题,把 STR 推广为自校正控制器 (STC)。1977年 Åstrom^[13]等论证了 STR 的收敛性、稳定性和渐近性。1979年 Wellstead^[14], 1980年 Åstrom 和 Wittenmark^[15]分别提出了零极点配置 STR 和 STC。

70年代末 80年代初,自适应系统的稳定性在非常严格的假设条件下得到了证明,对稳定性假设条件的研究又激起了对自适应鲁棒性研究的新的兴趣。

微电子技术、微型计算机技术的发展,使得自适应控制系统的构成更为容易、简单和廉价,从而使它的应用进入了新的阶段。理论和应用的研究已走出大学,在工业界蓬勃展开。很多商品化的自适应控制器、调节器已投放市场,工业运用的数量也与日俱增,一些专用 LSI 芯片使得应用的条件不断完备,到 1986年春季已经有数千种商品化的自适应调节控制器在工业中运用。

在理论研究方面,因为自适应控制是一种非线性控制系统,分析稳定性、收敛性、鲁棒性的研究工作还在深入,与模糊控制、神经网络相结合的工作还在进一步开发之中。自适应统一化问题还有待解决。

1.2 简单的自适应控制方案

目前,常见的自适应控制方案大致可以分三类:增益调度 (gain scheduling)、模型参考适应控制 (model reference adaptive control —— MRAC) 和自校正调节器 (self-tuning regulator —— STR)。

增益调度又可称之为增益规划或增益列表，增益调度自适应控制方案是一类简单的自适应控制方案，早期的自适应控制器大都可归类于这种方案。这种控制方案可用图 1.2.1 来表示。

系统中某些辅助变量可以用来改变系统的动态特性。控制系统对这些变量进行测量，再用测得的变量来改变调节器的参数，从而达到改变过程增益的大小，进而改善系统特性的目的。如果辅助变量本身不是系统要调节的参数，则控制系统可以看成是前馈补偿的一种开环补偿方式。

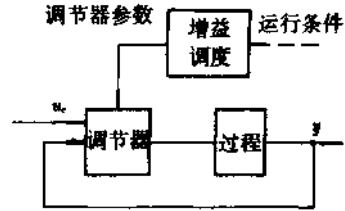


图 1.2.1 增益调度自适应控制方案

增益调度控制器的运用的关键是要解决辅助变量表达及运行条件的形式，以及如何实现调节器参数的转换问题。在很多情况下是通过大量的实验和仿真得到有关这种转换的表格或曲线，再用这些表格或曲线来实现自适应控制的。这种方法的优点是参数可以很快地响应过程的变化，缺点是辅助变量的选择、转换关系的确定以及系统特性的验证都需通过昂贵的仿真和试验，设计也较复杂。这种方法缺乏普遍性，往往都是根据被控制系统的特点来设计特定的方案。

目前由于多维搜索寻优方法、模糊决策以及规则库和知识库等技术的发展，为这种方法提供了很好的工具，现代硬件技术也提供了便于实现这种控制方案的部件。这种方法在当前工业过程控制中不但有所体现，而且还有继续增长的趋势。

本节列举几个实例，简要说明这种简单自适应控制器方案的设计方法及应用情况。

1.2.1 Marsik 系统

Marsik 系统是一种用于飞行器的补偿过程增益变化的简单自适应系统，如图 1.2.2 所示。系统的原理是基于随着开环增益的增加，闭环系统输出的谐振峰幅值也增加的现象。而谐振峰一般出现在开环系统的截止频率处，相移大约为 180° 。假设命令信号为覆盖一合理的带宽频率的信号，在增益高时，输出信号 y 中会有一个较大的频率成分与误差 e 的相位不一致。在增益低时， y 和 e 的相位可以认为是一致的。Marsik 系统的增益简单地取为输出信号 y 和误差信号 e 的相关函数，它是由两个乘法器和一个积分器实现的。

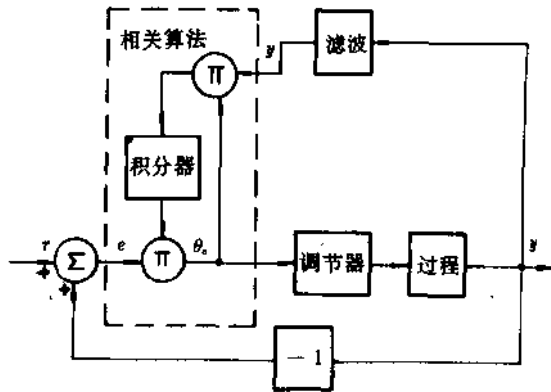


图 1.2.2 Marsik 适应调节器框图

假设修正环路的变化是缓慢的，即 θ 参数的变化大大慢于误差 e 和系统输出 y 的变化。

参数 θ 可用下列式子给定：

$$d\theta/dt = k(\theta \cdot e) \cdot y = k(r - y)y\theta \quad (1.2.1)$$

式中 r 是参考值。系统将通过改变调节器增益使得误差 e 和输出 y 之间的相关函数为零。

1.2.2 衰减率自适应控制法

在一些自适应控制中调节器的参数取决于系统的传递响应特征，如超调量、过零点、阻尼系数等。衰减率是控制系统过渡品质的指标之一，它表示过渡过程衰减振荡的程度。在干扰作用下的过渡过程如图 1.2.3 所示。

第 $n+2$ 次波峰值 e_{n+2} 较第 n 次波峰值 e_n 减少的程度用衰减率 Ψ 表示为：

$$\Psi = [(e_n - e_{n+2})/e_n] \times 100\% \quad (1.2.2)$$

或用衰减比 e_n/e_{n+2} 来表示衰减速度，一般要求衰减比为 4:1，即 $\Psi = 75\%$ 。峰值数可用检测曲线的过零点数来获得，但是该过渡曲线很可能被噪声污染。对于二阶系统，一种相对的方法更普遍被采用，即关系式：

$$A^+ / A^- = e^{2\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (1.2.3)$$

这里 A^+ 为脉冲响应为正的区域的面积， A^- 为脉冲响应为负的区域面积。自适应控制系统的增益由调节系统调节以保持 A^+ / A^- 为常数。这种自适应控制器由福特公司 1959 年推出，它的原理框图如图 1.2.4 所示。

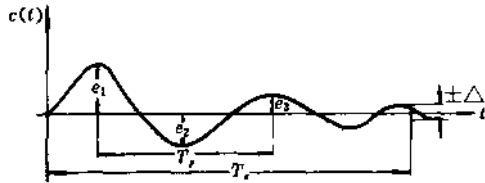


图 1.2.3 过渡过程

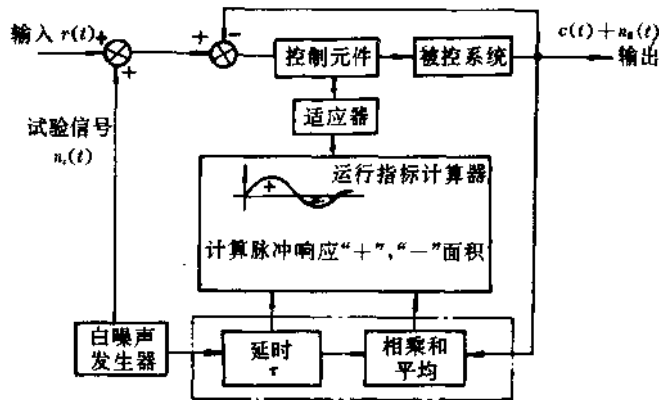


图 1.2.4 福特公司的导航仪框图

该系统的输入信号为 $r(t)$ ，输出信号为 $c(t)$ ，用白噪声发生器供给宽频带试验信号 $n_0(t)$ ，它和输入 $r(t)$ 混合。如果 $n_0(t)$ 信号足够小，对系统正常工作的影响可不超过输出噪声 $n_0(t)$ 的水平。用相关技术可以在线地测得系统的脉冲响应。

输入噪声 $n_0(t)$ 和系统输出之间的互相关函数可以写成：

$$\Phi_{0c}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T n_0(t - \tau) [c(t) + n_0(t)] dt$$

$$= \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \left[\int_{-\tau}^{\tau} n_i(t - \tau) n_0(t) dt + \int_{-\tau}^{\tau} n_i(t - \tau) c(t) dt \right] \quad (1.2.4)$$

由于 $c(t)$ 与 $n_i(t)$ 和 $n_0(t)$ 不相关, 上式第二项为零, 因此可简化为:

$$\Phi_{i0}(\tau) = \lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-\tau}^{\tau} n_i(t - \tau) n_0(t) dt \quad (1.2.5)$$

输出噪声和输入噪声的关系可由下面的卷积积分给定:

$$n_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t') n_i(t - t') dt' \quad (1.2.6)$$

这里 $g(t')$ 为脉冲响应。

把式 (1.2.6) 代入式 (1.2.5) 或并互换积分次序可得。

$$\Phi_{i0} = \int_{-\infty}^{\infty} g(t') \left[\lim_{\tau \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-\tau}^{\tau} n_i(t - \tau) n_i(t - t') dt \right] dt' \quad (1.2.7)$$

式 (1.2.7) 中方括号内为输入噪声的自相关函数 $\Phi_{ii}(T - t')$, 因此式 (1.2.7) 可简化为下列表达式:

$$\Phi_{i0} = \int_{-\infty}^{\infty} g(t') \Phi_{ii}(T - t') dt' \quad (1.2.8)$$

因为白噪声的自相关函数为一脉冲, 因此式 (1.2.8) 可改写为:

$$\Phi_{i0} = \int_{-\infty}^{\infty} g(t') \delta(\tau - t') dt' = g(\tau) \quad (1.2.9)$$

上述推导证明采用相关技术可得到系统的脉冲响应, 运行指标计算器计算衰减系数 A^+ / A^- , 适配器对系统参数进行调节并维持衰减系数恒定, 以取得系统运行的最佳值。

类似附加脉冲测量系统响应的方法还有附加微小正弦信号来测量系统响应的方法。实际上有一些方案并不另外引入正弦信号, 而以平常存在于输入信号中的某一频率成分来代替附加的试验信号, 根据这个频率成分的输出响应来计算系统的动态性能指标而达到适应控制的目的。这类自适应控制方案的思想至今还运用于工业过程控制的很多场合之中。

例如, 用于工业过程控制的已商品化的 EXACT 系统就是采用这一原理来实现 PID 参数的整定的。EXACT 系统有一套探索性逻辑用来检测阶跃或脉冲响应衰减参数 e_1, e_2, e_3 峰值及 T_s , 如图 1.2.5 所示。

系统是用 Ziegler — Nichols 校正律来对 PID 参数进行设计的, 它根据 e_1, e_2, e_3 和 T_s 来计算阻尼 d , 超调量 z , 及 T_i/T_s 和 T_d/T_s , 这里 T_s, T_i 分别为系统的积分、微分时间常数, 其计算如下:

$$d = \frac{e_3 - e_2}{e_2 - e_1} \quad (1.2.10)$$

$$z = - \frac{e_2}{e_1} \quad (1.2.11)$$

一般情况下, d, z 都应小于 0.3.

$$T_i/T_s = 0.5 \quad ; \quad T_d/T_s = 0.12$$

该系数数据可根据经验作适应修改, 例如有较大滞后情况下可适当取大一些。

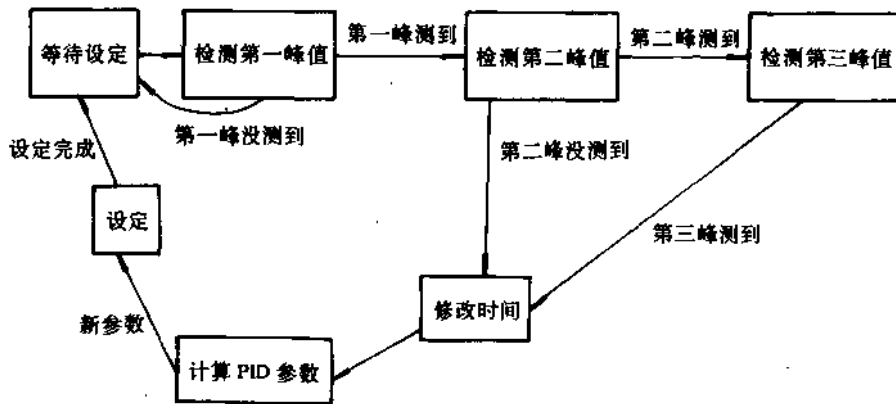


图 1.2.5 EXACT 系统的探索式检测逻辑

1.2.3 Sattcontrol 自动校正器

常规的比例—积分—微分调节器 (PID) 在工业控制中得到广泛地运用,但是很多 PID 调节器参数并非调整到最佳的参数,这是因为工厂的现场往往缺乏一种简单的、鲁棒性好的方法和工具来进行参数调整。PID 调节可用下式表示:

$$u = K(e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(s) ds - T_d \frac{dy}{dt}) \quad (1.2.12)$$

这里 $e = r - y$, u 是控制量, y 是测量值, r 是期望设定点。

瑞士 Sattcontrol 公司推出的已商品化的自动校正器就是专为自动整定 PID 的参数而设计的 (见图 1.2.6)。它可以作为工业过程控制的小 DOS 系统 (大约 45 个环路) 的一部分和任一环路联接并进行参数调整,也可以作为单独的标准 PID 调节器来运用。

该系统有一自动开关对两种工作类型进行控制。在校正型 (T 型) 情况下,系统用继电器控制并对系统的参数进行辨识。当参数整定完毕后转入自动型 (A 型),此时为 PID 调节器工作状态。当开关置于 T 型时,继电器振荡出现 5 个半周期之后,临界周期和临界增益都已获得,参数得到估计,校正器便自动转换到正常 PID 控制型。在继电器振荡激励下,由于过程高频衰减,在响应中一次谐波占主要地位,如果继电器振荡的幅值为 d , Fourier 变换后的一次谐波幅值应为 $4d/\pi$, 若测得输出振幅为 a , 则在临界频率处的过程增益为 $\pi a/4d$, 临界增益是 $K_c = 4d/\pi a$ 。临界频率可用继电器振荡越过零点之间的时间来确定。当临界周期 T_c 和临界增益获得后, PID 参数可用 Ziegler-Nichols 律来确定如下:

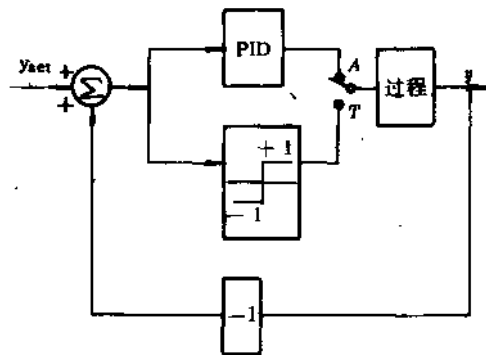


图 1.2.6 Sattcontrol 自动校正器

$$K = K_c/2; \quad T_i = T_c/2; \quad T_d = T_c/8$$

该仪器的主要优点是简单,不需要很有经验的工程师就可以在工厂现场很好地应用。

1.3 模型参考自适应系统 (MRAS)

MRAS 控制方式最先是由美国麻省理工学院 (MIT) 的 Whitaker 提出的。图 1.3.1 就是这种方法的框图。

参考模型作为控制系统的一部分, 它的输出设计为期望得到的被控系统的理想输出。这样, 系统由内环和外环两个环组成。内环是过程控制环, 它由调节器来控制。调节器的参数由外环来调节。参考模型的输出 y_m 和被控过程的输出 y 进行比较, 其误差为:

$$e = y - y_m \quad (1.3.1)$$

e 输入到自适应调整机构再产生对调节器参数的调整, 使得:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0 \quad (1.3.2)$$

MRAS 的关键是确定适当的适应调整机构的形式, 即自适应控制律。它既能使系统稳定工作又能使其误差减少到零。由于这个问题是非平凡的 (nontrivial), 达到上述目的是不能用简单的从误差到控制器参数的线性反馈来解决的。最早出现的 MRAS 设计方法是局部参数最优化设计方法, 但这种方法不能保证系统的稳定性。后来发展的设计方法是利用稳定理论方法得到的, 例如李亚普诺夫稳定理论设计方法和波波夫超稳定理论设计方法。MRAS 设计的另一个问题是如何确定正确的参考模型。从状态观测器的概念引伸而来的模型参考辨认方法也是用来设计 MRAS 的一种重要方法。

1.3.1 利用局部参数最优化方法设计自适应控制系统

以 MIT 方案为例, 适应控制律应使调节器参数改变, 使得以下性能指标 J 达到最小。

$$J = \int_0^t e^2(\tau) d\tau \quad (1.3.3)$$

求 J 对 θ 的偏微分, 即求 J 对可调参数 θ 的梯度。

$$\frac{\partial J}{\partial \theta} = \int_0^t 2e \frac{\partial e}{\partial \theta} d\tau \quad (1.3.4)$$

按梯度法, 使 J 下降的方向是它的负梯度方向, 于是新的可调参数 θ 应取为

$$\theta = -k \frac{\partial J}{\partial \theta} = -k \int_0^t e \frac{\partial e}{\partial \theta} d\tau \quad (1.3.5)$$

上式两端对 t 求导数则有

$$\frac{d\theta}{dt} = -ke \frac{\partial e}{\partial \theta} = -ke \text{ grad. } e \quad (1.3.6)$$

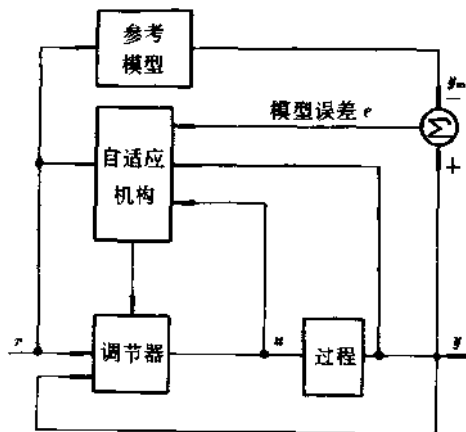


图 1.3.1 MRAS 控制方框图

上式称 MIT 律, θ 为调节器参数矢量, k 为常数, grad , e 是误差 e 对 θ 的偏微分, 称为敏感微分。假设 θ 的变化慢于系统其他变量的变化情况下, 为了使误差的平方减小, 参数 θ 合理的变化趋势应是朝着 e^2 的负梯度方向变化的。

下面是用 MIT 方案实现 MRAS 的简单例子。

例 1.3.1 如图 1.3.2 所示, 假设被控对象的传递函数为 $k_p G(p)$, $G(p)$ 为已知常系数多项式, k_p 为对象的增益系数, 它受环境的影响可能经常飘移, 因此认为是未知的。设置一参考模型, 其传递函数为 $k_m G(p)$, 它是已知的和不变的, 用 MIT 方案通过调整前馈增益来实现最优化适应控制。

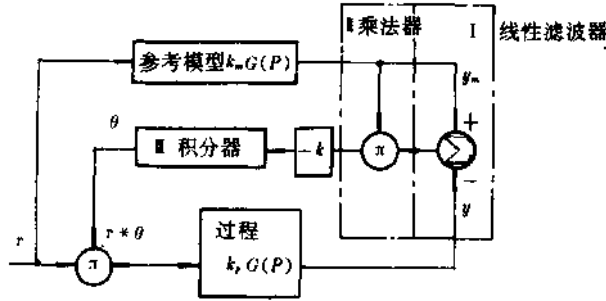


图 1.3.2 基于 MIT 律的调整前馈增益 MRAS 方框图

$$\text{误差: } e = y - y_m = k_p G(p) \theta r - k_m G(p) r \quad (1.3.7)$$

式中: r —— 命令信号; p —— (d/dt) 差分算子;

θ —— 可调参数; y_m, y —— 分别为模型和被控过程的输出。

敏感微分可以从式 (1.3.7) 对 θ 求偏微分求出

$$\frac{\partial e}{\partial \theta} = k_p G(p) r = \frac{k_p}{k_m} y_m \quad (1.3.8)$$

MIT 律为:

$$\frac{d\theta}{dt} = -k e \frac{\partial e}{\partial \theta} = -k y_m e \quad (1.3.9)$$

可见, 该调整机构由三部分组成: 线性滤波器、乘法器和积分器, 从输入输出信号计算敏感微分 $\partial e / \partial \theta$ 。由于调节器参数是直接受到调整机构调整的, 所以称为直接 MRAS 方式。

例 1.3.2 假定被控为一阶系统, 表示为:

$$dy/dt = -ay + bu \quad (1.3.10)$$

这里 y 为输出测量值, u 为控制变量, a 和 b 分别为系数, 它们可以是时变系数 $a(t)$ 和 $b(t)$ 。

假定参考模型为:

$$dy_m/dt = -a_m y_m + b_m r \quad (1.3.11)$$

目标是要实现如图 1.3.3 所示反馈和前馈使过程最优。

即有:

$$u = k_r r - k_y y \quad (1.3.12)$$

这里 k_r 为前馈增益, k_f 为反馈增益。选择

$$k_r = b_m/b, k_f = (a_m - a)/b \quad (1.3.13)$$

可推出:

$$dy/dt = -ay + bu = -ay - bk_f y + bk_r r \quad (1.3.14)$$

令 $\frac{dy}{dt} = py$, 则有:

$$y = [bk_r/(p + a + bk_f)] \cdot r \quad (1.3.15)$$

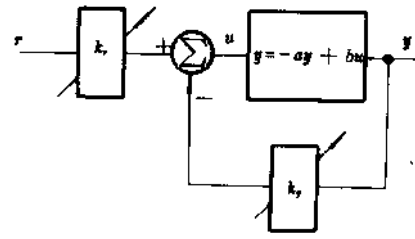


图 1.3.3 变增益适应控制框图

敏感微分可写成:

$$\frac{\partial e}{\partial k_r} = \frac{b}{p + a + bk_f} \cdot r \quad (1.3.16)$$

$$\frac{\partial e}{\partial k_f} = \frac{b^2 k_r}{(p + a + bk_f)^2} \cdot r = \frac{b}{p + a + bk_f} \cdot y \quad (1.3.17)$$

MIT 律可写成

$$\frac{dk_r}{dt} = -k \{ b/(p + a + bk_f) \} \cdot r \cdot e \quad (1.3.18)$$

$$\frac{dk_f}{dt} = k \{ b/(p + a + bk_f) \} \cdot y \cdot e \quad (1.3.19)$$

由于过程参数 a, b 还是未知的, 有一些近似的方法获得可实现的参数调整律。

比较式 (1.3.11) 和式 (1.3.14), 自适应控制就是根据对象输出与模型输出的偏差自动调节增益 k_r 和 k_f , 使得:

$$a + bk_f \rightarrow a_m \quad (1.3.20)$$

$$bk_r \rightarrow b_m \quad (1.3.21)$$

因此可以把式 (1.3.18), (1.3.19) 写成:

$$dk_r/dt = -k \left\{ \frac{b_m}{p + a_m} r \right\} e \quad (1.3.22)$$

$$dk_f/dt = k \left\{ \frac{b_m}{p + a_m} y \right\} e \quad (1.3.23)$$

令 $b_m/(p + a_m) = \lambda$, MIT 控制方案可用图 1.3.4 表示。

如果参数 k 是很小时 MIT 方案的效果是很好的。如果 k 过大, MIT 方案不能保证系统稳定性。非线性系统中的稳定性概念与线性系统的稳定性大不一样; 它常常是对于一种解是稳定的而对另一种解则有不稳定的。稳定性理论成为 MRAS 发展的一条主要线索。

1.3.2 利用李亚普诺夫稳定理论设计方法

定理 1.3.1 (李亚普诺夫第二定理) 若系统的方程为

$$\dot{x} = f(x, t) \quad (1.3.24)$$

零状态为平衡状态, 即

$$f(0, t) = 0 \quad \forall t \quad (1.3.25)$$

如果存在一个具有连续的一阶偏导数的标量函数 $V(x, t)$, 并且满足以下条件

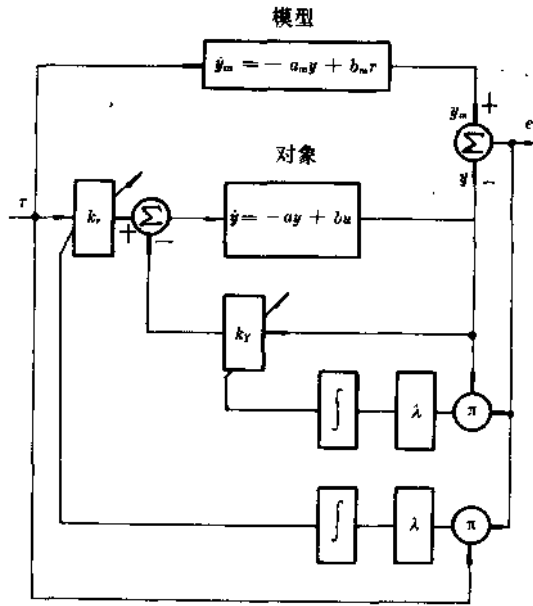


图 1.3.4 MIT 控制方框图

(1) $V(x, t)$ 是正定的;

(2) $\dot{V}(x, t)$ 是负定的;

那么, 在原点 $X = 0$ 处的平衡状态是渐近稳定的。 $V(x, t)$ 称为李亚普诺夫函数。

考虑定常线性系统

$$\dot{X} = AX \quad (1.3.26)$$

X 是 n 维状态向量, A 是 $n \times n$ 维常数系数矩阵。为了分析它的稳定性, 取李普诺夫函数:

$$V(X) = X^T P X \quad (1.3.27)$$

其中 P 是一个正定的实对称矩阵。对式 (1.3.27) 求导数得

$$\begin{aligned} \dot{V}(X) &= \dot{X}^T P X + X^T P \dot{X} = (AX)^T P X + X^T P A X \\ &= X^T (A^T P + P A) X = -X^T Q X \end{aligned} \quad (1.3.28)$$

当 Q 为正定, 且 $V(X)$ 为正定时, 即可保证 $\dot{V}(X)$ 负定。即有

$$A^T P + P A = -Q \quad (1.3.29)$$

该方程称为李亚普诺夫方程。

定理 1.3.2 式 (1.3.26) 所示系统的平衡状态 $X = 0$ 在大范围内渐近稳定的充分必要条件是: 对一个给定的实对称正定矩阵 Q , 李亚普诺夫矩阵方程存在一个正实对称矩阵 P 。

例 1.3.3 假定例 1.3.2 中系数 a, b 为常数, 将误差方程 $e = y - y_m$ 两边取微分, 将式 (1.3.10), (1.3.11) 代入消去 \dot{y} 和 \dot{y}_m 项, 即可得:

$$\frac{de}{dt} = -a_m e + (a_m - a - b k_r) y + (b k_r - b_m) r \quad (1.3.30)$$

为了构造一个参数自适应调整机构来改变增益 k 和 k_r ，使误差趋于 0，选取一个李亚普诺夫函数

$$V(e, k_r, k_y) = \frac{1}{2} \left[e^2 + \frac{1}{bk} (bk_r + a - a_m)^2 + \frac{1}{bk} (bk_r - b_m)^2 \right] \quad (1.3.31)$$

取 V 的微分

$$\frac{dV}{dt} = e \cdot \frac{de}{dt} + \frac{1}{k} (bk_r + a - a_m) \frac{dk_r}{dt} + \frac{1}{k} (bk_r - b_m) \frac{dk_r}{dt}$$

将式 (1.3.30) 代入上式得：

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} = & -a_m e^2 + \frac{1}{k} (bk_r + a - a_m) \left[\frac{dk_r}{dt} - k \cdot y \cdot e \right] \\ & + \frac{1}{k} (bk_r - b_m) \left[\frac{dk_r}{dt} + k \cdot r \cdot e \right] \end{aligned}$$

如果取参数的变化为

$$\frac{dk_r}{dt} = -k \cdot r \cdot e \quad \text{和} \quad \frac{dk_r}{dt} = k \cdot y \cdot e \quad (1.3.32)$$

可得

$$\frac{dV}{dt} = -a_m e^2 \quad (1.3.33)$$

当 a_m 非负时， V 是负定的，满足李亚普诺夫第二定律。这说明一旦误差 e 偏离零值，则 V 函数就减少，从而迫使误差 e 朝趋向于零变化。参数调整率即可写成：

$$\frac{d\theta}{dt} = -k\varphi e \quad (1.3.34)$$

这里

$$\theta = \begin{bmatrix} k_r \\ k_y \end{bmatrix}, \quad \varphi = \begin{bmatrix} r \\ -y \end{bmatrix}$$

该调整律的形式与 MIT 律的形式相似，只要把矢量 φ 用 $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ 代替即可。用式 (1.3.34) 运用于例 1.3.1 中得到的控制律为：

$$d\theta/dt = -k \cdot r \cdot e \quad (1.3.5)$$

式 (1.3.35) 与 MIT 律的式 (1.3.9) 比较，前者说明参数变化率是正比于误差 e 与输入信号 r 之积，而后者是正比于 e 与模型输出信号 y_m 之积的。李亚普诺夫稳定理论设计方法可以保证其全局稳定性。但是选择不同的李亚普诺夫函数，可得到不同的自适应控制律，从而得到不同的动态性能，因此虽然保证了全局稳定性，但对具体的动态特性却得不到预先的保证，因而常常要用试探法找出合适的自适应律。李亚普诺夫函数不是唯一的，现在还没有很好的办法来选择适当的李亚普诺夫函数从而找到稳定的自适应控制族，并从中挑选出最好的自适应律。因此采用的试探法有很大的盲目性，这就是李亚普诺夫法的局限性。用波波夫超稳定性方法设计模型参考适应系统时，可以找到一类或几类稳定自适应算法。这个方法给设计者提供寻找自适应律更大的灵活性，避免了李亚普诺夫法的局限性。

1.3.3 利用波波夫超稳定理论的设计方法

波波夫超稳定理论的概念来自于这样一个结论：当一非线性时变反馈系统可以分解