

高等学校教材

微型计算机在焊接中的应用

赵亚光 主编

西北工业大学出版社

高等学校教材

微型计算机在焊接中的应用

赵亚光 主编

谭义明 艾 盛
刘金合 朱余荣

赵亚光 编

西北工业大学出版社

1991年3月 西安

内 容 简 介

本书比较系统地论述了微型计算机在焊接中的应用,从自动控制基础、传感器、信号的调理、传输及转换、实用控制软件设计和微机选用、抗干扰技术等方面作了概要的、系统的介绍。对微型计算机应用于焊接测试、熔化焊、电阻焊、摩擦焊中的方法和原理以及硬件电路、控制软件的设计等作了详细介绍。本书内容系统、层次清晰,叙述深入浅出。作者根据多年的教学、科研、生产的实践经验,介绍了各种微机控制系统。本书对于焊接专业本科生是一本较好的教材,对焊接工程技术人员和从事焊接设备改造的工程技术人员、研究生以及从事焊接专业的教学工作者,是一本有益的参考书。

高等学校教材

微型计算机在焊接中的应用

主 编 赵亚光

责任编辑 胡梦仙

责任校对 樊 力

西北工业大学出版社出版

(西安市友谊西路127号)

陕西省新华书店发行

陕西省富平县印刷厂印装

ISBN 7-5612-0147-8 / TG · 15(课)

开本 787×1092 毫米 1/16 15.5 印张 1 插页 376 千字

1991年3月第1版 1991年3月第1次印刷

印数: 1—3 400 册

定价: 4.11 元

前 言

随着焊接技术的不断发展,微型计算机在焊接中的应用越来越广泛。为了适应这种新情况,航空焊接专业本科生教学计划中,增设了“微型计算机在焊接中的应用”课程,作为本科生的选修课,学时数为 50。按照航空航天工业部教材编审室审定的“微型计算机在焊接中的应用”教材大纲编写了这本书。

本书是“微型计算机软件、硬件及其应用”课程的后续课教材。所以本书是以建立一个微型计算机实时控制系统为宗旨编写的。考虑到焊接专业教学计划实际情况,本书的前五章为基础篇,着重介绍有关自动控制、传感器、信号调理、传输、变换、实用软件设计、微机选用、抗干扰等方面的理论知识,为后半部微型计算机在焊接中的应用打下必要基础。本书后半部为应用篇,但因篇幅有限,只能主要介绍微机在常用焊接领域中的应用,如参数检测、电阻焊、熔化焊及摩擦焊中的应用。通过对本书学习,力求使读者初步掌握设计研究一个在工业上实用的微机焊接控制系统的思路、方法和一般步骤。

本书对将微机运用于焊接这种应用技术而言,具有一定的系统性和完整性,尤其在应用篇中所列举的应用实例和电路,都是编者参加的科研和教学生产的实践经验,并且这些经验和成果都已成功用于工厂生产实践,为国防、科研、生产作出了贡献,具有一定的实用性。本书为焊接专业本科生教材,并对焊接和从事焊接设备改造的工程技术人员、研究生以及从事焊接专业的教学工作者都是一本有价值的参考书。

本书的编写分工如下:谭义明同志编写第一章和第四章,艾盛同志编写第二章和第九章,刘金合同志编写第三章和第八章,赵亚光同志编写第五章和第七章,朱余荣同志编写第六章。本书由赵亚光同志担任主编。编写过程中得到了西北工业大学电子工程系毛自恭副教授的大力支持和热忱帮助,并提出很好的意见和建议,同时也得到焊接教研室的大力支持和鼓励,从人力、物力方面给予了帮助,室内其他同志从资料等方面都给予了广泛支持,在此表示深切感谢。担任本书审稿的是西安电子科技大学余雄南教授。余教授在百忙中对本书进行了认真、细致的审查,提出不少宝贵意见和建议,我们表示衷心感谢。由于我们的水平有限,收集资料又有一定的局限性,书中涉及面宽,肯定存在不少错误和不妥之处,恳切希望批评指正。

编 者

1989 年 9 月

目 录

第一章 自动控制理论基础	1
§ 1-1 自动控制的一般概念	1
§ 1-2 控制系统的数学模型	2
§ 1-3 传递函数	7
§ 1-4 方框图及其变换	9
§ 1-5 控制系统的研究方法	12
§ 1-6 焊接中的自动控制	19
第二章 信息与传感器	22
§ 2-1 信息与变换	22
§ 2-2 传感器的特性及参数	25
§ 2-3 电位器式传感器	29
§ 2-4 差动变压式传感器	31
§ 2-5 温度传感器	34
§ 2-6 光电式传感器	41
§ 2-7 应变式传感器	45
§ 2-8 其它传感器	48
第三章 信号的调理、传输及转换	51
§ 3-1 概述	51
§ 3-2 模拟量输入通道信号处理技术	51
§ 3-3 放大器	53
§ 3-4 采样与量化	58
§ 3-5 模拟开关	61
§ 3-6 采样保持器	67
§ 3-7 数模转换电路	72
§ 3-8 模数转换电路	84
§ 3-9 开关量的输入与输出	98
第四章 程序设计	100
§ 4-1 实时控制微机系统软件	100
§ 4-2 程序设计基本步骤	103
§ 4-3 程序的基本结构及其设计	106
§ 4-4 输入输出程序设计	123

§ 4-5	中断服务程序设计	126
§ 4-6	PID 控制程序设计	128
第五章	微型计算机及其抗干扰	131
§ 5-1	微型计算机对控制的要求	131
§ 5-2	微型计算机的分类及应用	134
§ 5-3	微型计算机控制系统的抗干扰	138
第六章	微型计算机测示系统及焊接过程的测量和分析	152
§ 6-1	微型计算机测示系统	152
§ 6-2	微型计算机测示系统的数据采集和处理	159
§ 6-3	微型计算机测示系统在焊接中的应用	168
第七章	微型计算机在电阻焊中的应用	176
§ 7-1	电阻焊及其控制概况	176
§ 7-2	微机控制器的基本控制数学模型	177
§ 7-3	微机控制器对微机的要求	182
§ 7-4	微机控制器的基本结构	183
§ 7-5	恒电流百分数型微机点焊控制器	188
§ 7-6	恒电流型微机点焊控制器	193
§ 7-7	闭环微机点焊控制器	197
第八章	微型计算机在摩擦焊中的应用	200
§ 8-1	摩擦焊及其控制概况	200
§ 8-2	微机控制摩擦焊系统的基本组成	203
§ 8-3	微机控制对焊机的要求	204
§ 8-4	微机控制摩擦焊过程实例	208
第九章	微机在弧焊中的应用	217
§ 9-1	概述	217
§ 9-2	弧焊规范参数的微机控制	218
§ 9-3	微机控制的 TIG 焊机	220
§ 9-4	微机控制的 MIG 焊机	224
§ 9-5	微机控制焊缝自动跟踪系统	234
参考文献		239

第一章 自动控制理论基础

什么是自动控制?

简单地说, 自动控制就是用自动机器来模仿或代替人去做各种工作, 以实现在没有人直接参加的情况下, 使被控制的对象自动地按照预定的规律运行。

自动控制的研究, 始于本世纪 40 年代, 到 50 年代末期, 已经形成较为完整的理论体系, 一般把这个阶段的理论成就称为经典控制理论, 它主要研究单变量线性定常集中参数系统的性能分析与设计。50 年代末开始, 自控理论进一步发展, 形成现代控制理论, 它研究多变量系统及其最优控制。

本章介绍经典自动控制理论的一些基本知识及自动控制在焊接中的简要应用。

§ 1-1 自动控制的一般概念

一、自动控制系统

自动控制系统由控制装置和被控对象组成。控制装置是指对被控对象起控制作用的装置总体, 被控对象则是指要求实现自动控制的机器、设备或生产过程。

二、开环控制与闭环控制

开环控制是指控制装置与被控对象之间只有顺向作用而没有反向联系的控制。其特点是系统的输出量不对系统的输入量发生影响。控制装置只按预先确定的输入量对被控对象进行单向控制。闭环控制是指控制装置与被控对象之间既有顺向作用又有反向联系的控制。这里所指的反向联系也就是一般所指的反馈。通常把输出量送回到输入端并与输入信号相减, 从而使偏差值越来越小的反馈称为负反馈, 反之则称为正反馈。闭环控制的特点在于有反馈存在。所以, 由于闭环控制系统反馈的存在, 系统可以按偏差进行控制, 也因此而具有较精确的控制效果。

三、闭环控制系统的基本组成

一个闭环控制系统的基本组成如图 1-1 所示。一般来说, 它由以下基本元件 (或装置) 组成:

(1) 测量元件。它是对系统输出量进行测量的元件, 也称为检测元件、敏感元件或传感器。

(2) 比较元件。它用来对系统的输出量与输入量进行代数运算, 给出偏差 (误差) 信号。

(3) 放大元件。该元件用来对微弱的偏差信号进行放大和变换, 以便输出满足要求的、具有足够功率的信号。

(4) 执行元件。该元件根据放大后的偏差信号，对被控对象执行控制职能，使被控制量与希望值接近。

(5) 被控对象。它是指自动控制系统需要进行控制的元件、设备或生产过程。被控对象内要求实现自动控制的物理量就称为被控量或系统的输出量。

在图 1-1 中，信号从输入端沿箭头方向到达输出端的传输通路称为前向通路。系统输出量通过测量元件反馈到输入端的传输通路称为反馈通路。

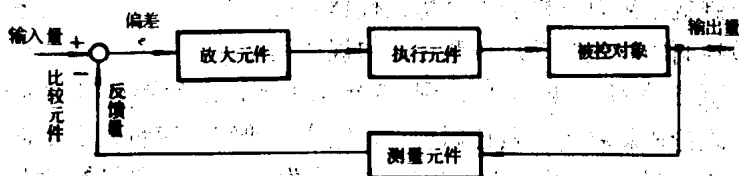


图 1-1 自动控制系统方框图

四、扰动信号

对自动控制系统而言，除有用信号的作用之外，一般不可避免地会受到外部的扰动作用，这两者都是系统的输入信号。有用输入信号决定系统输出量的变化规律，而扰动信号往往是系统不希望的外作用，对系统的正确控制有影响。扰动信号作用是随机的，也可能出现在系统的任意环节。

五、控制系统的性能要求

一般没有外作用时，系统处于平衡状态，系统输出量为确定值，一旦有外作用，系统的输出量将随之有变化。鉴于系统总含有惯性或贮能特性的元件，输出量的变化将有一过渡过程，不同的系统有不同特点的过渡过程。一般对控制系统的性能要求主要有以下三点：

(1) 自动控制系统必须是稳定的，这是保证控制系统能正常工作的必要条件。

(2) 在控制系统的过渡过程结束后，系统的输出量最终应准确地达到希望值，否则会有稳态误差产生。

(3) 控制系统的过渡过程应有较好的快速性和适当的衰减振荡特性。

这些要求即所谓的“稳、准、快”三要素。

§ 1-2 控制系统的数学模型

一、系统的数学模型

控制系统的数学模型是描述系统内部各物理量之间关系的数学表达式。在静态条件下，描述各物理量之间关系的数学模型称为静态数学模型，模型中变量对时间的各阶导数为零。而各物理量在动态过程中的关系用微分方程描述，称之为动态数学模型，方程中各变量的导数表示了它们随时间变化的特性。

系统的数学模型表征了被控对象或系统的特性。数学模型建立以后，整个系统的特点和

性能就确定了，这才有条件对系统进行定量的分析。若被控对象的数学模型不合理，控制系统也就失去了它应有的作用。建立系统数学模型的主要任务是建立被控对象的动态数学模型，因为系统中的其它部分，像比较器、放大器等多属通用环节，其特性研究已较透彻。

大多数工程控制系统的数学模型是线性微分方程，这种系统称为线性系统。若微分方程的系数是常数时，该控制系统称为线性定常系统。若微分方程的系数是时间的函数的话，该系统称为线性时变系统。

二、线性系统

线性系统有两个特点。一是它的齐次性，另一是它的叠加性。

齐次性指的是：若线性系统对输入信号 $x(t)$ 的响应是 $y(t)$ ；则当输入信号是 $ax(t)$ 时，系统的响应为 $ay(t)$ 。用式表达如下：

若有 $x(t) \rightarrow y(t)$

则： $ax(t) \rightarrow ay(t)$

式中“ $\rightarrow$ ”指响应。

叠加性指的是：几个外作用加于线性系统所产生的总响应，等于各个外作用单独作用时产生的响应之和。用式表达为：

若有 $x_1(t) \rightarrow y_1(t), x_2(t) \rightarrow y_2(t)$

则当输入为 $x_1(t) + x_2(t)$ 时，有

$$x_1(t) + x_2(t) \rightarrow y_1(t) + y_2(t)$$

当实际系统具有非线性的特性时，虽可用非线性微分方程描述，但求解很难。一般可在小偏差量的情况下，将该方程线性化，即将非线性微分方程式中所有非线性函数用泰勒级数分解为对应的近似线性函数，这时的方程就是在一定的工作点附近近似的线性方程式。

三、拉普拉斯变换

拉普拉斯变换（简称拉氏变换）是自动控制理论中的重要数学工具。拉氏变换的目的是把各种时间函数变换到复频域内加以研究，这样处理往往要比在时间域里研究系统各物理量来得简单。

1. 拉普拉斯变换的定义

设 $f(t)$ 是实变数 t 的函数，当 $t < 0$ 时， $f(t) = 0$ ，则拉氏变换定义为

$$L[f(t)] = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt = F(S) \quad (1-1)$$

式中 $F(S)$ 称为 $f(t)$ 的象函数； $f(t)$ 称为 $F(S)$ 的原函数； L 表示对 $f(t)$ 进行拉氏变换。

拉氏变换有一定的条件要求，即要求原函数 $f(t)$ 满足一定条件，使得广义积分 $\int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt$ 存在，则 $f(t)$ 的拉氏变换可以进行。在自动控制系统中的一些时间函数大都满足此条件。

2. 拉氏变换的基本性质

1) 线性性质

设 a, b 为任意常数, $L[f_1(t)] = F_1(S)$, $L[f_2(t)] = F_2(S)$, 则有

$$\begin{aligned} L[af_1(t) \pm bf_2(t)] &= aL[f_1(t)] \pm bL[f_2(t)] \\ &= aF_1(S) \pm bF_2(S) \end{aligned}$$

线性性质说明, 原函数乘以任意常数后的拉氏变换等于该常数乘其象函数. 原函数之和或差的拉氏变换等于各原函数拉氏变换之和或差.

$$\begin{aligned} \text{证 明 } L[af_1(t) \pm bf_2(t)] &= \int_0^{\infty} [af_1(t) \pm bf_2(t)] e^{-St} dt \\ &= \int_0^{\infty} af_1(t) e^{-St} dt \pm \int_0^{\infty} bf_2(t) e^{-St} dt \\ &= a \int_0^{\infty} f_1(t) e^{-St} dt \pm b \int_0^{\infty} f_2(t) e^{-St} dt \\ &= aF_1(S) \pm bF_2(S) \end{aligned}$$

2) 微分性质

设 $L[f'(t)] = F(S)$, 则有

$$L[f'(t)] = SF(S) - f(0)$$

式中 $f(0)$ 为原函数 $f(t)$ 在 $t=0$ 时的数值.

本性质表明, 拉氏变换把原函数求导的运算转变为“象函数乘 S 后减初始值”的代数运算.

证 明 设 $e^{-St} = u$, $f'(t) dt = dv$

则 $du = -Se^{-St}$, $v = f(t)$. 由 $\int u dv = uv - \int v du$, 可得

$$\begin{aligned} L[f'(t)] &= \int_0^{\infty} f'(t) e^{-St} dt \\ &= f(t) e^{-St} \Big|_0^{\infty} - \int_0^{\infty} f(t) (-Se^{-St}) dt = SF(S) - f(0) \end{aligned}$$

同理可证

$$\begin{aligned} L[f^{(n)}(t)] &= S^n F(S) - [S^{n-1} f(0) + S^{n-2} f'(0) + \cdots + f^{(n-1)}(0)] \\ &= S^n F(S) - \sum_{k=1}^n f^{(k-1)}(0) S^{n-k} \end{aligned}$$

若 $f(t)$ 的各阶导数的初始值均为零时, 有

$$L[f^{(n)}(t)] = S^n F(S)$$

3) 积分性质

积分性质是指: 原函数积分 $\int f(t) dt$ 的象函数与原函数的象函数之间有如下关系:

$$L[\int f(t) dt] = \frac{1}{S} F(S) + \frac{1}{S} \int f(t) dt \Big|_{t=0}$$

式中 $\int f(t) dt|_{t=0}$ 为 $\int f(t) dt$ 在 $t=0$ 时的初始值。

证 明 由定义可得

$$\begin{aligned} L[\int f(t) dt] &= \int_0^{\infty} [\int f(t) dt] e^{-St} dt \\ &= \left[\int f(t) dt \frac{e^{-St}}{-S} \right] \Big|_0^{\infty} + \frac{1}{S} \int_0^{\infty} f(t) e^{-St} dt \\ &= \frac{1}{S} F(S) + \frac{1}{S} \int f(t) dt \Big|_{t=0} \end{aligned}$$

同理可证

$$L[\underbrace{\int \dots \int}_{n \text{ 次}} f(t) dt^n] = \frac{1}{S^n} F(S) + \frac{1}{S^{n-1}} f^{(-1)}(0) + \frac{1}{S^{n-2}} f^{(-2)}(0) + \dots + \frac{1}{S} f^{(-n)}(0)$$

式中 $f^{(-1)}(0), f^{(-2)}(0) \dots f^{(-n)}(0)$ 为 $f(t)$ 的各重积分在 $t=0$ 时的值。若它们均为零时, 有

$$L[\underbrace{\int \dots \int}_{n \text{ 次}} f(t) dt^n] = \frac{1}{S^n} F(S)$$

4) 延迟性质

延迟性质是指: 把一个函数 $f(t)$ 延迟 t_0 后的象函数, 相当于把它的拉氏变换 $F(S)$ 乘以 e^{-St_0} 。用式表示如下

$$L[f(t-t_0) \cdot 1(t-t_0)] = e^{-St_0} F(S)$$

式中 $f(t-t_0) \cdot 1(t-t_0)$ 是 $f(t) \cdot 1(t)$ 延迟 t_0 后所得的函数。

5) 终值定理

若函数 $f(t)$ 及其一阶导数的拉氏变换都存在, 则函数 $f(t)$ 的终值为

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{S \rightarrow 0} SF(S)$$

本性质表明: 求原函数 $f(t)$ 在 $t \rightarrow \infty$ 时的极值, 可以用在复频域内求 $SF(S)$ 在 $S \rightarrow 0$ 时的极限值来代替。

拉氏变换还有几个性质, 这里不再细述。

四、拉普拉斯反变换

由象函数 $F(S)$ 求原函数 $f(t)$ 的运算称为拉普拉斯反变换。反变换的基本公式如下

$$f(t) = L^{-1}[F(S)] = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(S) e^{St} dS \quad (1-2)$$

式中 $S = \sigma \pm j\omega$ 是复数。式 (1-1) 与 (1-2) 常称为拉普拉斯变换对。

求拉氏反变换常用部分分式展开法, 该法是先将复杂函数展成简单函数的和, 再用拉氏变换对照表求原函数。

一般, 象函数 $F(S)$ 是复变量 S 的有理代数分式, 可表示为

$$F(S) = \frac{B(S)}{A(S)} = \frac{b_0 S^m + b_1 S^{m-1} + \cdots + b_{m-1} S + b_m}{S^n + a_1 S^{n-1} + \cdots + a_{n-1} S + a_n}$$

式中系数 a_i, b_i 都是实常数; m 和 n 是正整数, 并设 $m < n$. 将 $F(S)$ 的分母进行因式分解, 有

$$F(S) = \frac{B(S)}{A(S)} = \frac{b_0 S^m + b_1 S^{m-1} + \cdots + b_{m-1} S + b_m}{(S-S_1)(S-S_2)\cdots(S-S_n)}$$

式中 $S_1, S_2, \cdots, S_n$ 是 $A(S)=0$ 的根, 即 $F(S)$ 的极点. 求解 $F(S)$ 可分为两种情况, 一是 $A(S)=0$ 无重根的情况; 另一是 $A(S)=0$ 有重根的情况. 这里我们只讨论前一种情况, 此时 $F(S)$ 可展开为 n 个简单的部分分式之和, 每个部分分式都以 $A(S)$ 的一个因子作为其分母, 即

$$F(S) = \frac{C_1}{S-S_1} + \frac{C_2}{S-S_2} + \cdots + \frac{C_i}{S-S_i} + \cdots + \frac{C_n}{S-S_n} = \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{S-S_i}$$

式中 C_i 为待定常数, 可按式计算

$$C_i = \left[\frac{B(S)}{A(S)} (S-S_i) \right]_{S=S_i} \quad (i=1, 2, \cdots, n)$$

由拉氏变换的线性性质, 可得 $F(S)$ 的原函数 $f(t)$ 为

$$\begin{aligned} f(t) &= L^{-1}[F(S)] = L^{-1} \left[\frac{C_1}{S-S_1} + \frac{C_2}{S-S_2} + \cdots + \frac{C_i}{S-S_i} + \cdots + \frac{C_n}{S-S_n} \right] \\ &= C_1 e^{S_1 t} + C_2 e^{S_2 t} + \cdots + C_i e^{S_i t} + \cdots + C_n e^{S_n t} = \sum_{i=1}^n C_i e^{S_i t} \end{aligned}$$

所以, 有理代数分式函数的拉氏反变换可表示为若干指数项之和.

【例1-1】 求 $F(S) = \frac{S+2}{S^2+4S+3}$ 的原函数 $f(t)$.

解 将 $F(S)$ 的分母因式分解为

$$S^2+4S+3 = (S+1)(S+3)$$

$$\text{则 } F(S) = \frac{S+2}{S^2+4S+3} = \frac{S+2}{(S+1)(S+3)} = \frac{C_1}{S+1} + \frac{C_2}{S+3}$$

由前所列求系数公式, 可得

$$\begin{aligned} C_1 &= \left[\frac{S+2}{(S+3)(S+1)} (S+1) \right]_{S=-1} = \frac{1}{2} \\ C_2 &= \left[\frac{S+2}{(S+3)(S+1)} (S+3) \right]_{S=-3} = \frac{1}{2} \end{aligned}$$

因此可写出原函数为

$$f(t) = \frac{1}{2} (e^{-t} + e^{-3t})$$

实际应用中, 求拉氏反变换一般不按公式来运算, 而是利用拉氏变换表. 使用拉氏变换

表时须把已有的象函数变形,使之成为拉氏变换表中列出的形式。函数的拉氏变换表可查阅数学手册。同样,原函数的拉氏变换也可查表。

五、拉氏变换的应用

应用拉氏变换,可以将一些指数函数、超越函数等变换为简单的代数函数,将微分方程变换为容易求解的代数方程。因此,用拉氏变换解线性常系数微分方程是工程实践中很有效的简便方法。

用拉氏变换求解线性常系数微分方程的步骤可简述为:

- (1) 考虑初始条件,对微分方程进行拉氏变换,将时域的微分方程变换成 S 域代数方程。
- (2) 求解代数方程得到微分方程在 S 域的解。
- (3) 求 S 域解的拉氏反变换,即得微分方程的解。

§ 1-3 传递函数

传递函数是经典控制理论中最基本也是最重要的概念。

对于线性定常系统(或元件)的传递函数定义为:在零初始条件下,系统(或元件)输出与输入量的拉氏变换之比。

若线性定常系统的输出量 $y(t)$ 与输入量 $x(t)$ 之间关系的微分方程用下式描述

$$\begin{aligned} & a_0 y^{(n)}(t) + a_1 y^{(n-1)}(t) + \cdots + a_{n-1} \dot{y}(t) + a_n y(t) \\ & = b_0 x^{(m)}(t) + b_1 x^{(m-1)}(t) + \cdots + b_{m-1} \dot{x}(t) + b_m x(t) \end{aligned} \quad (1-3)$$

式中 $a_0, a_1, \cdots, a_n; b_0, b_1, \cdots, b_m$ 是与系统结构有关的常数。

在初始条件为零时,对方程(1-3)进行拉氏变换,可得

$$\begin{aligned} & [a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \cdots + a_{n-1} S + a_n] y(S) \\ & = [b_0 S^m + b_1 S^{m-1} + \cdots + b_{m-1} S + b_m] x(S) \end{aligned}$$

由前述传递函数定义即可得该系统输出量 $y(t)$ 与输入量 $x(t)$ 之间的传递函数为

$$\frac{y(S)}{x(S)} = \frac{b_0 S^m + b_1 S^{m-1} + \cdots + b_{m-1} S + b_m}{a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \cdots + a_{n-1} S + a_n}$$

一般用 $G(S)$ 代表传递函数,即

$$G(S) = \frac{y(S)}{x(S)} = \frac{b_0 S^m + b_1 S^{m-1} + \cdots + b_{m-1} S + b_m}{a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + \cdots + a_{n-1} S + a_n} \quad (1-4)$$

显然,应用拉氏变换后,系统在时域中的复杂运算化成了复频域中的代数运算。

控制系统的初始条件为零,其含义有二。一是指输入在 $t=0$ 以后才作用于系统,即在 $t=0$ 时系统的输入量及其各阶导数均为零;另一是指在输入作用加入之前,系统是相对静止的,因此系统的输出量及其各阶导数在 $t=0$ 时也均为零。

在式 (1-4) 中, 令分子多项式为零, 得

$$b_0 S^m + b_1 S^{m-1} + \cdots + b_{m-1} S + b_m = 0$$

满足该方程的代数根称为系统的零点。而令分母多项式为零时, 有

$$a_0 S^n + a_1 S^{n-1} + a_2 S^{n-2} + \cdots + a_{n-1} S + a_n = 0$$

满足该方程的代数根称为系统的极点。系统零、极点的数目及其在复平面上的位置与该系统的性能有关。

现以控制系统中常用以改善系统性能的无源网络为例, 说明如何建立环节的传递函数。

【例 1-2】 图 1-2 是 $R-L-C$ 无源网络电路, 其电阻 R 、电感 L 和电容 C 均为已知值。

解 设电路中电流为 $i(t)$, 输入电压为 $V_i(t)$, 输出电压为 $V_o(t)$, 则由克希霍夫定律知

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt = V_i(t)$$

$$\frac{1}{C} \int i(t) dt = V_o(t)$$

$$\text{令 } I(S) = \mathcal{L}[i(t)]$$

$$V_i(S) = \mathcal{L}[V_i(t)]$$

$$V_o(S) = \mathcal{L}[V_o(t)]$$

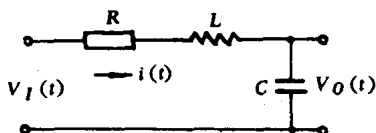


图 1-2 RLC 无源网络电路

在零初始条件下, 对上述两微分方程进行拉氏变换, 可得

$$RI(S) + LSI(S) + \frac{1}{CS} I(S) = V_i(S)$$

$$\frac{1}{CS} I(S) = V_o(S)$$

所以该无源网络的传递函数为

$$\frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{1}{LCS^2 + RCS + 1}$$

在自动控制系统中, 使用的元、器件种类繁多, 尽管元件内部的物理过程多种多样, 但许多不同类型的元件的数学表达式却可以相同。一般讲, 可以用相同的微分方程来描述的元、器件, 它们都有相同的动态特性。正是基于这个原因, 对自控系统中使用的电器元件、机械元件、气动或液压元件等等环节, 从传递函数的角度来分, 只有种类不多的一些典型环节。这些基本环节的传递函数表达式可从有关书籍中查阅获得。常见的基本环节有:

(1) 放大 (无惯性) 环节: $G(S) = K$

(2) 惯性环节: $G(S) = \frac{K}{TS + 1}$

(3) 积分环节: $G(S) = \frac{K}{S}$

(4) 微分环节: $G(S) = KS$

(5) 振荡环节: $G(S) = \frac{K}{T^2 S^2 + 2\xi TS + 1} \quad (0 < \xi < 1)$

(6) 延迟环节: $G(S) = K e^{-\tau S}$

§ 1-4 方框图及其变换

一、方框图

控制系统的方框图也称作结构图或方块图。它表征了系统中每个元件的功能和系统中信号传递的关系。

线性定常控制系统的方框图是由方框、信号线、相加（减）点和分支点等四个要素构成，其含义如下：

(1) 方框。方框表示进行信号变换，亦称传递环节。方框内写进环节的传递函数，方框的输出变量等于输入变量与传递函数的乘积。

(2) 信号线。信号线为带有箭头表示信号传递方向的直线。线上用信号的时间函数或其拉氏变换式标记。

(3) 加（减）点。它表示对信号进行代数运算相加或相减。

(4) 分支点。分支点表示信号的分路。

这四个要素的表示方法见图 1-3。

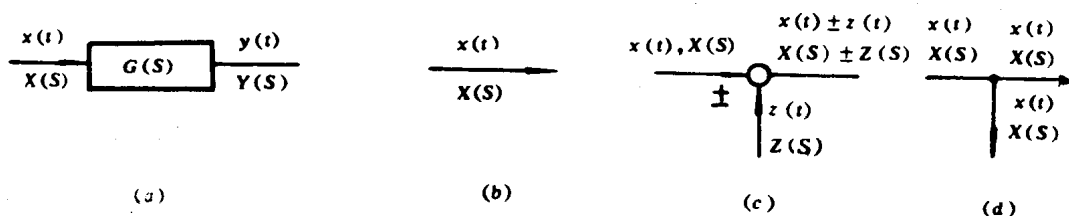


图 1-3 方框图的构成单元

(a)方框 (b)信号线 (c)加减点 (d)分支点

方框图的优点在于清楚地表征了系统各组成单元与系统之间的局部与整体的关系。这极利于从结构上评价每个元件对系统性能的影响。

【例 1-3】试绘出例 1-2 所示无源网络的方框图。

解 由例 1-2 可得

$$V_I(S) - V_0(S) = [R + LS]I(S)$$

$$I(S) = CSV_0(S)$$

按上两式，画出元件的方框图，见图 1-4。再根据信号传递关系，用信号线连线，即可得该无源网络的方框图。见图 1-5。

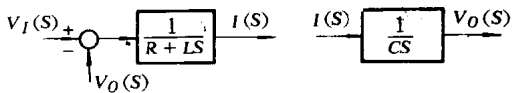


图 1-4 RLC 电路元件方框图

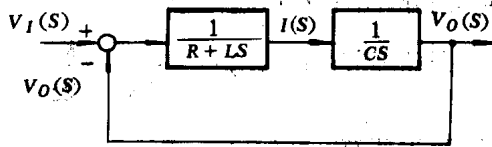


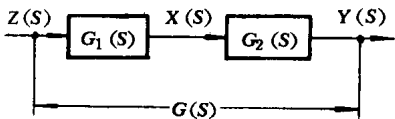
图 1-5 RLC 电路方框图

二、方框图的变换

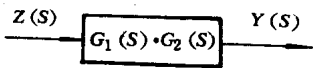
实际上方框图不一定是例 1-3 那样的单回路反馈系统，而多是交叉耦合的多回路反馈系统。此时需简化系统的方框图，以明晰系统性能与控制的关系。

系统中方框图的等效变换主要有以下几种：

1. 串联变换



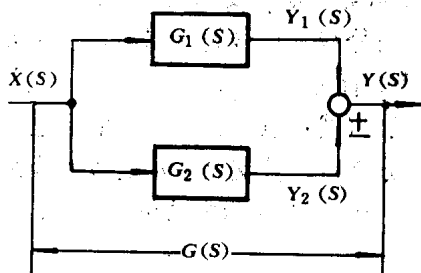
(a)



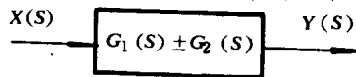
(b)

图 1-6 等效串联变换

(a) 串联方框图 (b) 串联变换方框图



(a)



(b)

图 1-7 等效并联变换

(a) 并联方框图 (b) 并联变换方框图

如图 1-6 (a) 中表示了 $G_1(s)$ 和 $G_2(s)$ 两个环节的串联关系，其中 $G_2(s)$ 的输入量是 $G_1(s)$ 的输出量，并且 $G_1(s)$ 的输出量不因 $G_2(s)$ 的串联受影响。则有

$$X(s) = G_1(s)Z(s)$$

$$Y(s) = G_2(s)X(s)$$

消去中间变量 $X(s)$ ，得

$$Y(s) = G_1(s)G_2(s)Z(s) = G(s)Z(s)$$

也就是说，串联方框的等效传递函数 $G(s)$ 等于该两个串联方框的传递函数之乘

积 $G_1(S)G_2(S)$ ，见图 1-6 (b)。

2. 并联变换

若两方框具有相同的输入量，而其输出量为代数运算关系，则称为方框的并联，见图 1-7。从图上可得

$$Y_1(S) = G_1(S)X(S)$$

$$Y_2(S) = G_2(S)X(S)$$

$$Y(S) = Y_1(S) \pm Y_2(S)$$

所以整个环节可表示为

$$Y(S) = [G_1(S) \pm G_2(S)]X(S) = G(S)X(S)$$

这表明并联方框的等效方框的传递函数等于各方框传递函数的代数和，见图 1-7(b)。

3. 反馈连接变换

反馈连接指的是传递函数为 $G(S)$ 和 $H(S)$ 的环节，以图 1-8(a) 的方式连接。图中从误差 $E(S)$ 到输出 $Y(S)$ 之间的部分，是前向通路， $G(S)$ 是前向传递函数。从误差 $E(S)$ 到反馈 $Z(S)$ 之间的部分，是开环系统部分，即反馈通路， $G(S) \cdot H(S)$ 是开环传递函数。整个环节的等效传递函数可如下求得

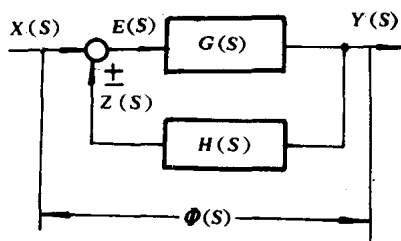
$$Y(S) = G(S)E(S)$$

$$Z(S) = Y(S)H(S)$$

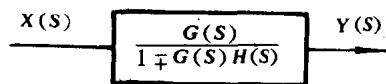
$$E(S) = X(S) \pm Z(S)$$

$$\text{即 } Y(S) = G(S)[X(S)$$

$$\pm H(S)Y(S)]$$



(a)



(b)

图 1-8 等效反馈变换

(a) 反馈连接方框图 (b) 反馈连接变换方框图

$$Y(S) = \frac{G(S)}{1 \pm G(S)H(S)}X(S) = \Phi(S)X(S) \quad (1-5)$$

这里 $\Phi(S)$ 即为所求的等效传递函数，称为闭环传递函数。反馈连接的等效方框图如图 1-8(b)所示。

当反馈控制系统在开环传递函数 $G(S)H(S)$ 中的 $H(S)=1$ 时，该系统称为单位反馈系统，此时闭环传递函数 $\Phi(S)$ 变化为

$$\Phi(S) = \frac{G(S)}{1 + G(S)}$$

而当 $G(S)H(S)$ 的增益很大，即 $|G(S)H(S)| \gg 1$ 时，闭环传递函数 $\Phi(S)$ 与前向传递函数 $G(S)$ 无关，仅取决于反馈传递函数 $H(S)$ 。这表明在此情况下，前向传递函数 $G(S)$ 无论如何变化，都不大影响到闭环传递函数 $\Phi(S)$ 。也就是说，前向通路内参数的变化，不大会影响到闭环系统的响应。这是闭环系统的一个优点。