

目 录

第一章 引论	1
§ 1.1 机电一体化基本概念	1
§ 1.2 机电一体化在现代制造业中的关键技术	6
§ 1.3 机电一体化发展趋势	8
第二章 机电系统数学模型	14
§ 2.1 机械传动系统模型.....	14
§ 2.2 电路系统模型.....	18
§ 2.3 液压、气压装置及系统模型	32
§ 2.4 数字系统模型.....	45
§ 2.5 机电控制系统建模实例.....	55
习题	62
第三章 传感器及接口技术	65
§ 3.1 概述.....	65
§ 3.2 位移测量传感器.....	68
§ 3.3 速度、加速度传感器	77
§ 3.4 力、压力和扭矩传感器	79
§ 3.5 位置传感器.....	84
§ 3.6 传感器前级信号处理.....	86
§ 3.7 传感器接口技术.....	90
§ 3.8 传感器非线性补偿处理	100
§ 3.9 数字滤波	103
习题.....	106
第四章 机电系统驱动及执行机构	107
§ 4.1 典型载荷分析	107
§ 4.2 负载的力矩特性	109
§ 4.3 传动链的精度分析	112
§ 4.4 电动机传动(驱动)系统	117
§ 4.5 液压传动系统和气压传动系统	138
习题.....	144
第五章 机电一体化中的计算机控制系统	146
§ 5.1 工业控制机	146
§ 5.2 计算机接口技术	164

§ 5.3	计算机控制系统	176
§ 5.4	串行数据通信	183
§ 5.5	计算机控制网络	191
	习题	198
第六章	可编程控制技术与系统	199
§ 6.1	可编程序控制器	199
§ 6.2	可编程控制器的基本指令	203
§ 6.3	状态转换图及编程方法	209
§ 6.4	可编程序控制器控制系统设计	217
	习题	224
第七章	控制方案及计算机实现	226
§ 7.1	PID 控制	226
§ 7.2	常见复杂控制	234
§ 7.3	模糊控制	250
§ 7.4	智能控制	260
	习题	269
第八章	机电一体化系统设计及应用举例	270
§ 8.1	机电一体化产品开发的基本思路	270
§ 8.2	机电一体化系统的干扰抑制与处理	275
§ 8.3	机电一体化产品典型应用举例	280
§ 8.4	计算机集成制造系统(CIMS)	294
	习题	301
附录	Z 变换	303
§ 1	概述	303
§ 2	Z 变换	307
	参考文献	313

第一章 引 论

§ 1.1 机电一体化基本概念

1.1.1 引言

机电一体化是在微型计算机为代表的微电子技术、信息技术迅速发展,向机械工业领域迅猛渗透,机械电子技术深度结合的现代工业的基础上,综合应用机械技术、微电子技术、信息技术、自动控制技术、传感测试技术、电力电子技术、接口技术及软件编程技术等群体技术,从系统的观点出发,根据系统功能目标和优化组织结构目标,以智能、动力、结构、运动和感知组成要素为基础,对各组成要素及其间的信息处理、接口耦合、运动传递、物质运动、能量变换机理进行研究,使得整个系统有机结合与综合集成,并在系统程序和微电子电路的有序信息流控制下,形成物质和能量的有规则运动,在高功能、高质量、高精度、高可靠性、低能耗意义上实现多种技术功能复合的最佳功能价值系统工程技术。

“机电一体化”根源于“Mechatronics”,它是一个新兴的边缘学科,国内外处于发展阶段,代表着机械工业技术革命的前沿方向。

进入 20 世纪 60 年代以来,一大批逐步形成的高技术群体,如微电子技术、信息技术、自动化技术、生物技术、新材料技术、新能源技术、空间技术、海洋开发技术、激光与红外技术、光纤通信技术等等,已经且继续向经济、军事和社会生活的各个领域渗透,以空前的规模向现实生产迅速转化。

高新技术向产业转移,推动生产力的革命性发展,对人类社会的经济、政治结构,对国家和民族的命运和前途,对企业的生存兴衰具有决定性的作用。

微电子技术及信息技术是这次新技术革命的主导。

微电子技术直接推动微型计算机的急剧发展。1990 年 11 月,日本日立公司宣称,它已经研制成功世界上最快的神经网络计算机,运算速度仅 23 亿分之一秒,微型计算机几乎以每 3 年更换一代的速度发展。微电子技术和微型计算机技术带动整个高新技术群体飞速发展,迅速转化为巨大的经济效益。事实上,高技术竞争和突破正在创造着新的生产方式和经济秩序,新技术革命打开了所有国家的大门,现代经济日益表现出强烈的世界经济特征,国家和企业受到世界经济形势的严重影响,高新技术渗透到传统产业,引起传统产业的深刻改变。机电一体化正是在这场新技术革命中产生的新兴领域。微电子技术、微型计算机使信息与智能和机械装置与动力设备有机结合,使得产品结构和生产系统发生了质的飞跃。机电一体化产品的功能,除了精度、动力、快速性外,更需要自动化、柔性化、信息化、智能化,逐步实现自适应、自控制、自组织、自管理,向智能化过渡。因此,机电一体化产品或设备机械类模块,电脑类模块、电子类模块、电力电子类模块等集成融合成一体化。从典型的机电一体化产品来看,如数控机床、加工中心、机器人和机械手以至战

斗机等,都无一不包含这些模块的集成与融合。可以预料,在数控机床、机器人、汽车电子化、微型机械、录像机、SMT设备、现代制造系统等产品及领域,机电一体化技术将得到更加蓬勃的发展。

1.1.2 机电一体化系统的基本组成要素

一个较完善的机电一体化系统,应包含以下几个基本要素:机械本体、动力与驱动部分、执行机构、传感测试部分、控制及信息处理部分。我们将这些部分归纳为:结构组成要素、动力组成要素、运动组成要素、感知组成要素、智能组成要素;这些组成要素内部及其之间,通过接口耦合、运动传递、物质流动、信息控制、能量转换有机融合集成一个完整系统。

1. 机械本体

系统所有功能元素的机械支持结构,包括机身、框架、联接等。由于机电一体化产品技术性能、水平和功能的提高,机械本体要在机械结构、材料、加工工艺性以及几何尺寸等方面适应产品高效、多功能、可靠和节能、小型、轻量、美观等要求。

2. 动力部分

按照系统控制要求,为系统提供能量和动力使系统正常运行。用尽可能小的动力输入获得尽可能大的功能输出,是机电一体化产品的显著特征之一。

驱动部分在控制信息作用下,提供动力、驱动各执行机构完成各种动作和功能。机电一体化系统一方面要求驱动的高效率和快速响应特性,同时要求对水、油、温度、尘埃等外部环境的适应性和可靠性。由于几何尺寸上的限制,动作范围狭窄,还需考虑维修和实行标准化。由于电力电子技术的高度发展,高性能步进驱动、直流和交流伺服驱动大量应用于机电一体化系统。

3. 测试传感部分

对系统运行中所需要的本身和外界环境的各种参数及状态进行检测,变成可识别信号,传输到信息处理单元,经过分析、处理后产生相应的控制信息。其功能一般由专门的传感器和仪器仪表完成。

4. 执行机构

根据控制信息和指令,完成要求的动作。执行机构是运动部件,一般采用机械、电磁、电液等机构。根据机电一体化系统的匹配性要求,需要考虑改善性能,如提高刚性,减轻重量,实现组件化、标准化和系列化,提高系统整体可靠性等。

5. 控制及信息单元

将来自各传感器的检测信息和外部输入命令进行集中、储存、分析、加工,根据信息处理结果,按照一定的程序和节奏发出相应的指令控制整个系统有目的地运行。一般由计算机、可编程控制器(PLC)、数控装置以及逻辑电路、A/D与D/A转换、I/O(输入输出)接口和计算机外部设备等组成。机电一体化系统对控制和信息处理单元的基本要求是:提高信息处理速度,提高可靠性,增强抗干扰能力以及完善系统自诊断功能,实现信息处理智能化和小型、轻量、标准化等。

这些我们通常称为机电一体化的五大组成要素。在系统中的这些单元和它们各自内部各环节之间都遵循接口耦合、运动传递、信息控制、能量转换的原则,我们称它们为四大

原则。

6. 接口耦合、能量转换

(1)变换 两个需要进行信息交换和传输的环节之间,由于信息的模式不同(数字量与模拟量、串行码与并行码、连续脉冲与序列脉冲等等),无法直接实现信息或能量的交流,通过接口完成信息或能量的统一。

(2)放大 在两个信号强度相差悬殊的环节间,经接口放大,达到能量的匹配。

(3)耦合 变换和放大后的信号在环节间能可靠、快速、准确地交换,必须遵循一致的时序、信号格式和逻辑规范。接口具有保证信息的逻辑控制功能,使信息按规定模式进行传递。

(4)能量转换还包含了执行器、驱动器它们的不同类型能量的最优转换方法与原理。

7. 信息控制

在系统中,所谓智能组成要素的系统控制单元,在软、硬件的保证下,完成数据采集、分析、判断、决策,以达到信息控制的目的。对于智能化程度高的系统,还包含了知识获取、推理机制及知识自学习等以知识驱动为主的信息控制。

8. 运动传递

运动传递是指各组成要素之间不同类型运动的变换与传输之间以及以运动控制为目的的优化。

由于采用四大原则使各组成要素联接成为一个有机整体,由于控制和信息处理单元的预期信息导引,使各功能环节有目的地协调一致运动,从而形成机电一体化系统工程。

数控机床和加工中心机床是典型的机电一体化产品,同时又是用于产品制造的机电一体化生产设备。以美国辛辛那提(Cincinnati)1210—U车削加工中心为例,机床拥有刀塔的 Z、X 纵横直线运动和主轴转角位置 C 三个坐标及相应伺服驱动单元,两坐标联动;转塔式刀库有十二个刀位,可安装自转和非自转刀具,因此除一般车削加工车外,还可进行端面和柱面分布孔、槽及螺旋表面的钻削和铣削加工;机床配备有刀具测头和工件测头,可对刀具坐标和工件尺寸进行测量。机床使用高档的 ACRAMATIC—950 数控系统,其控制系统结构原理如图 1-1 所示。它采用多总线、多 CPU 结构,各 CPU 分别进行数据传送通道管理、操作键盘和显示管理、磁盘驱动器读写操作、可编程序控制器输入输出、插补运算和伺服驱动控制等,由总线仲裁器按中断优先原则管理总线分配和通信,协调各子模块的运算和控制功能。数控系统通过可编程序控制器管理机床的 M 辅助功能和系统各环节运行状态监测信息。系统开发了很强的自诊断功能,对系统运行故障和操作错误实时显示报警。同时系统设置有标准数据传送通道,可以通过 RS—511 接口与上位计算机联机,进行程序传送和管理,控制信息通信,因此可直接进入计算机集成制造系统网络。

这种机电一体化生产装备,不仅自身具有很强的功能,而且以此为基础,能够形成更高级的机电一体化制造系统。数控机床和加工中心机床配备自动上下料装置,包括机床工作台自动交换设备或工业机器人,在上位计算机程序控制下实现多品种加工对象的连续自动化生产,构成柔性制造单元(FMC);根据加工对象的类别范围,合理组织不同种类的 FMC,并配置工作、工具等的自动物流传送设备,采用控制组、决策级等层次结构式的多级计算机管理与控制,实现优化自动生产过程,构成能够适应多品种、中小批量自动化生产的柔性制造系统(FMS);而计算机集成化制造系统(CIMS)则是计算机信息管理系

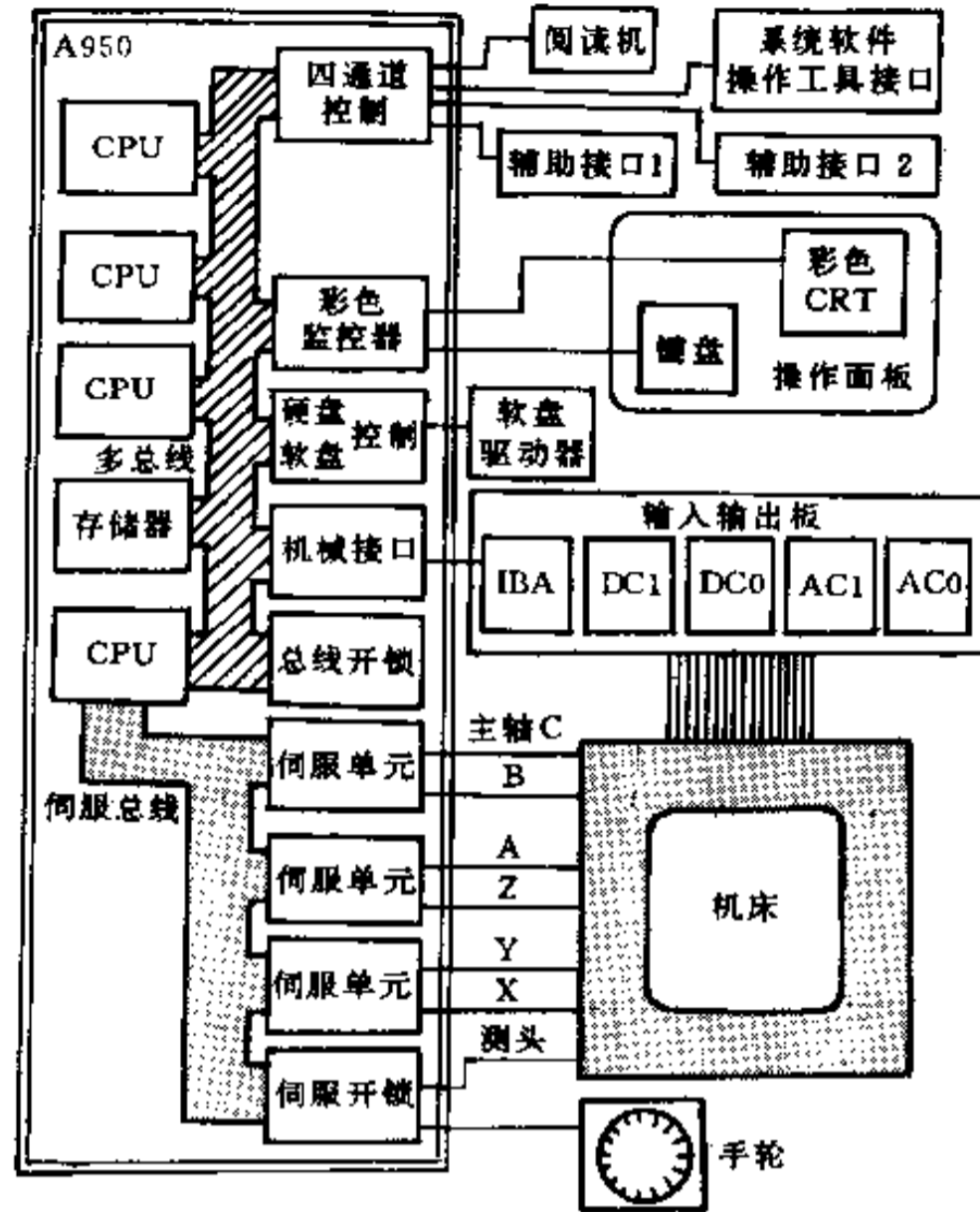


图 1-1 AP50 车削加工中心控制系统结构原理图

统,简称 MIS, 计算机辅助设计、辅助制造、辅助工艺规划及辅助分析(CAD/CAM/CAPP/CAE), 简称 TIS, 质量控制系统, 简称 QIS, 以及以 FMS 为代表的制造自动化系统, 简称 MAS, 通过网络及数据库两个支持系统的有机集成。

机电一体化产品和机电一体化生产系统是机电制造工业进步的必然趋势, 也是现代高新技术支持下的综合技术发展的结果。

1.1.3 机电一体化中共性关键技术

机电一体化是系统技术、计算机与信息处理技术、自动控制技术、检测传感技术、伺服传动技术和机械技术等多学科技术领域综合交叉的技术密集型系统工程。

1. 机械技术

机械技术是机电一体化的基础。随着高新技术引入机械行业, 机械技术面临着挑战和变革。在机电一体化产品中, 它不再是单一地完成系统间的连接, 在系统结构、重量、体积、刚性与耐用性方面对机电一体化有着重要的影响。机械技术的着眼点在于如何与机电一体化的技术相适应, 利用其他高、新技术来更新概念, 实现结构上、材料上、性能上以及功能上的变更, 满足减少重量、缩小体积、提高精度、提高刚度、改善性能增加功能的要求。

在制造过程的机电一体化系统中, 经典的机械理论与工艺应借助于计算机辅助技术, 同时采用人工智能与专家系统等, 形成新一代的机械制造技术。这里原有的机械技术以知识和技能的形式存在。如计算机辅助工艺规格编制(CAPP)是目前 CAD/CAM 系统研

究的瓶颈,其关键问题在于如何将各行业、企业、技术人员中的标准、习惯和经验进行表达和陈述,从而实现计算机的自动工艺设计与管理。

2. 计算机与信息处理技术

信息处理技术包括信息的交换、存取、运算、判断和决策,实现信息处理的工具是计算机,因此计算机技术与信息处理技术是密切相关的。

计算机技术包括计算机的软件技术和硬件技术,网络与通信技术,数据技术等。

在机电一体化系统中,计算机信息处理部分指挥整个系统的运行。信息处理是否正确、及时,直接影响到系统工作的质量和效率。因此计算机应用及信息处理技术已成为促进机电一体化技术发展和变革的最活跃的因素。

人工智能技术、专家系统技术、神经网络技术等都属于计算机信息处理技术。

3. 系统技术

系统技术就是以整体的概念组织应用各种相关技术,从全局角度和系统目标出发,将总体分解成相互有机联系的若干功能单元,以功能单元为子系统进行二次分解,生成功能更为单一和具体的子功能单元。这些子功能单元同样可继续逐层分解,直到能够找出一个可实现的技术方案。深入了解系统内部结构和相互关系,把握系统外部联系,对系统设计和产品开发十分重要。

接口技术是系统技术中一个重要方面,它是实现系统各部分有机连接的保证。接口包括电气接口、机械接口、人-机接口。电气接口实现系统间电信号连接;机械接口则完成机械与机械部分、机械与电气装置部分的连接;人-机接口提供了人与系统间的交互界面。

4. 自动控制技术

自动控制技术范围很广,主要包括:基本控制理论,在此理论指导下,对具体控制装置或控制系统的设计;设计后的系统仿真,现场调试;最后使研制的系统可靠地投入运行。由于控制对象种类繁多,所以控制技术的内容极其丰富,例如高精度定位控制、速度控制、自适应控制、自诊断、校正、补偿、再现、检索等。

随着微型机的广泛应用,自动控制技术越来越多地与计算机控制技术联系在一起,成为机电一体化中十分重要的关键技术。

5. 传感与检测技术

传感与检测装置是系统的感受器官,它与信息系统的输入端相联并将检测到的信息输送到信息处理部分。传感与检测是实现自动控制、自动调节的关键环节,它的功能越强,系统的自动化程度就越高。传感与检测的关键元件是传感器。

传感器是将被测量(包括各种物理量、化学量和生物量等)变换成系统可识别的,与被测量有确定对应关系的有用电信号的一种装置。

现代工程技术要求传感器能快速、精确地获取信息,并能经受各种严酷环境的考验。与计算机技术相比,传感器的发展显得缓慢,难以满足技术发展的要求。不少机电一体化装置不能达到满意的效果或无法实现设计的关键原因在于没有合适的传感器。因此大力开展传感器的研究对于机电一体化技术的发展具有十分重要的意义。

6. 伺服传动技术

伺服传动包括电动、气动、液压等各种类型的传动装置,由微型计算机通过接口与这

些传动装置相连接,控制它们的运动,带动工作机械作回转、直线以及其他各种复杂的运动。伺服传动技术是直接执行操作的技术,伺服系统是实现电信号到机械动作的转换装置或部件,对系统的动态性能、控制质量和功能具有决定性的影响。常见的伺服驱动有电液马达、脉冲油缸、步进电机、直流伺服电机和交流伺服电机等。由于变频技术的进步,交流伺服驱动技术取得突破性进展,为机电一体化系统提供高质量的伺服驱动单元,极大地促进了机电一体化技术的发展。

§ 1.2 机电一体化在现代制造业中的关键技术

一方面,机电一体化使产品实现更新和升级换代,技术性能指标大幅度提高,使原来的低、中档产品上升为高档产品,在功能、水平、质量、品种、使用效果和价格等方面能更好地满足国内外市场需求,增强了产品的竞争性。另一方面,机电一体化的生产装备易于根据市场需求组织和改变产品生产,缩短新产品生产周期,降低能耗和生产成本,使企业增强生产经营的竞争能力。因此机电一体化以其本身特有的技术优势迅速改变现代制造生产的产品结构和生产装备结构。

以数控机床、机器人、FMS的发展应用为例,可以体现出机电一体化在现代机械制造业构成中的地位和作用。

1.2.1 机床产业数控化

机床是机械工业的基础制造装备和工作母机,是决定机械工业生产能力和水平的关键。数控机床的技术经济效益显著,主要表现在:缩短新产品试制和生产周期,节约大量工装;生产效率高,辅助生产时间减少;减少人为误差,加工精度稳定性显著提高,零件互换性好;能加工那些用普通机床很难甚至无法加工的大型复杂零件;数控机床开辟了机床结构大变革的前景,如宽调速主轴和进给伺服系统可以减少齿轮传动机械,甚至由于高频响的直线电机的成功实现了零传动。因此,在国际竞争日益激烈、产品品种变化频繁的形势下,机床产业的数控化发展十分迅速。

日本通产省1987年9月对7817家工厂(占总数的63%)调查的结果表明:在60万台金属切削机床中,平均每个工厂拥有81.7台金属切削机床,其中数控机床8.5台,比1981年增加3.4倍。

美国American Machinist杂志在1989年对美国机床拥有量进行的第14个调查结果表明(每5年左右进行一次):1989年美国拥有金属切削机床187万余台,比1983年增加了10%,金属成形机床45.6万余台,比1983年增加了一倍多,数控化率为9.6%。数控机床在各工业部门的分布情况:机械制造业占54.9%,交通运输设备工业占21.8%,电机及设备工业占13.6%,金属制品工业占8.1%,精密仪器工业占1.3%。近几年美国数控机床市场销路最好的是加工中心、数控车床和数控冲压机。

从数控机床的生产发展看,70年代,全世界数控机床产量的年平均增长率约为15%,80年代持续增长势头不减。以数控机床的主要生产国日本为例,1980年数控机床产量2.2万台,产值3394亿日元,到1987年数控机床产量已达5万台,产值4822亿日元,机床产量数控化率为30%,产值数控化率为70%。1990年,日本的机床订货额高达1兆日

元,数控车床 2.5 万台,金额 2868 亿日元。从国际机床市场的需求结构看,1990 年西欧十二国共进口机床 93 亿美元,占世界机床市场总需求量的 51.36%,其中,金属切削机床的数控化率超过 60%,金属成型加工机床的数控化率为 17%左右。

高档数控加工中心机床,由于其在自动化生产系统中的重要地位,近年来得到迅速发展。当前,数控机床一方面向多功能、高速化的方向发展,同时开发简易数控装置也有广泛的应用需求。以 8 位和 16 位微机为核心的数控系统大量广泛应用;以 32 位微机为核心的数控系统已于 1986 年问世,数控机床发展到一个崭新的阶段。32 位高档数控系统既能独立而高效地完成单机控制任务,又能依据需要很容易地联入 FMS,是构成柔性自动化生产系统 FA 的基础。

1.2.2 制造系统自动化的一个方面

过去几年柔性制造系统发展很快,因为小批量生产自动化可由加工中心解决,大批量生产用自动线解决,在它们之间存在中批量生产自动化问题,其数量占机械制造品种的 70%,因此许多国家开发 FMS 解决这方面问题。近年 FMS 数量有显著增长。1984 年世界 FMS 的总拥有量约 160 条,主要用于机械制造业,1985 年 4 月美商务部调查为 200 条,经过一年时间,1986 年美国制造工程师协会(SME)在芝加哥召开的“FMS86”国际会议上宣布,目前运转中的 FMS 已达 370 条,其中日、美各 70 条,苏联 60 条,联邦德国及英国分别 30 条,法、意各 25 条。有资料介绍,1988 年日本 FMS 数量已上升为 254 条,1990 年美国 FMS 数量上升为 286 条。另据美国 production 杂志在 1989 年 7 月至 8 月对美国制造业 1 万个工厂、响应率为 28.25%的书面调查结果:已有 12.7%的工厂在使用 FMS,在 1990~1991 年中计划购置 FMS 的工厂为 10.6%,总投资额为 5.3475 亿美元,平均每个工厂的投资为 252 万美元;投向 FMS 的资金为投向 FMC 的二分之一,用于装配(55.2%)、金属切削(33.9%)、金属成形(23.8%)、检验(14.4%)、其他(6.1%)。

FMS 由计算机系统控制、协调多台数控机床、辅机和物料储运装置,因此比 FMC 有较多的自动化作业功能。系统可按优化的程序自动连续高效运行,设备利用率高,对作业对象及生产批量的变化有良好的适应能力。根据大量资料综合分析,它与单机流水线相比的突出效益有:减少机床和工人 52.6%,减少占地面积 42%~76%,减少在制品和流动资金 85.6%,可提高机床利用率 1.3~3.5 倍,提高生产效率 50%~55%,可缩短生产周期 40%~90%,可降低成本 50%。这些显著效益促进了 FMS 的生产和应用。

80 年代,国外柔性制造设备开始和 CAD/CAPP/CAM 及生产管理经营决策系统进行集成,把管理信息和制造活动,借助计算机技术和网络技术有机联系起来,向计算机集成制造系统 CIMS 发展,以谋求实现整个企业生产管理的现代化。1985 年日本建成筑波无人化实验工厂就是一例。又如山崎株式会社在美浓加浓加茂工厂建立了 CIM—FMS—21 系统自动化车间,由五条 FMS、38 台机床组成,加工 543 种机床零件,月产 200 种机床的 11120 个零件。

机电一体化的制造系统已经在现代制造产业中占据极为重要的地位。

1.2.3 机器人产业兴起

当第一台电子计算机于 1946 年问世后的第二年,即 1947 年,就有科学家提出“人工

智能”概念,1956年这一术语正式得到科技界的确认。半个多世纪以来,由于人们的认识不同,技术水平和理论基础的局限性等因素,机器人的研究工作曾出现几次大起大落。40年代和50年代中期,都曾发生起伏而未结出硕果。直至60年代初,在香农信息论、现代计算机和微电子及通信技术的推动下,利用计算机软件模拟人的大脑信息处理系统,推出了体现智能行为的程序,终于在美国产生了第一台实用样机。60年代末70年代初,日本、美国等在专家系统和庞大数据处理技术的研究飞速进展的情况下,机器人技术研究取得重大突破,应用范围不断扩展,功能日益增强。进入80年代,机器人技术在全球范围内极大地兴盛起来,逐步形成了一个重要的高技术学科领域和工业机器人产业。

据统计,1980年全世界机器人总数约3.3万台,1984年为11.3万台,1985年为18.8万台,1986年为25.7万台,1986年比1985年增长37%。另据联合国欧洲经济委员会1991年初发表的统计数字表明,到1989年底,全世界工业机器人的总数已达38.8万台。其中拥有机器人最多的国家是日本,为21.97万台,占总数的56.6%;其次是苏联,拥有6.23万台,占总数的16%;排名第三位的是美国,拥有3.7万台,占9%。其他拥有工业机器人较多的国家还有德国(2.24万台),法国(7 063台),捷克和斯洛伐克(7 007台),英国(5 908台),瑞典(3 463台)和意大利(2 585台)。

目前国外工业机器人主要生产家有400余家,机器人品种规格达700余种,不少国家都有自己的标准化、系列化产品和销售市场。有14个国家建立了17个产业化团体,工业发达国家的机器人产值以每年平均20%~40%的增长率发展。

据统计,工业机器人的98%用于制造业,主要用途是:①材料加工;②机床上下料;③点焊与弧焊;④喷漆与抛光;⑤冲压;⑥装配;⑦浇铸和铸造。由于机器人的成功使用,导致各国纷纷加紧研究试制,应用领域也越来越广,正逐步扩展到水下、空间、核工业、采伐、救灾、医疗及服务行业等非机械制造领域。如1985年9月美、法两国海洋科学家经多年努力,使用了可潜入深度为两万英尺^①的高级水下机器人Argo,在北大西洋海底找到了73年前(1912年)沉没的“泰坦尼克”巨轮残骸;美国的“挑战者”号航天飞机残骸也是由水下机器人打捞的。机器人技术还受到了军事部门的重视,70年代起,一些军事大国就在研究开发各种各样的军事机器人。1990年夏,美国国防部宣布“机器人军队”即将组建,目前正由美国国家实验室指导发展的军事机器人样机已交付试用,这位机器士兵能执行侦察巡逻任务,将来还可具有反坦克武器的技能。它由计算机遥控,重345kg,配有摄影机和监视器以及光纤网络,能在3.2km之外接受命令,行动时速高达16km,并预计本世纪末可服役进入战场。

§ 1.3 机电一体化发展趋势

1.3.1 机电一体化与高新技术发展战略

机电一体化占据主导地位是制造产业发展的必然趋势,而制造产业是整个科学技术和国家经济发展的基础工业,因而机电一体化在当前激烈的国际政治、军事、经济竞争中有举足轻重的作用,受到各工业国家的极大重视。

许多先进工业国家将机电一体化的前沿技术,如智能和自动化加工系统等,作为国家

高技术发展战略的一个重要方向。

日本“振兴科技的政策大纲”，将智能传感器，计算机芯片制造技术，具有视频、触觉和人—机对话能力的人工智能工业机器人，发展柔性制造系统等，列为高技术领域的重大研究课题。

西欧高技术发展规划“尤里卡”计划，提出五大关键技术领域 24 个重点攻关项目作为欧洲高技术发展战略目标，其中包括：研制可自由行动、决策并易于人—机对话的欧洲第三代安全民用机器人，广泛合作研究计算机辅助设计、制造、生产、管理的柔性系统，实现工厂全面自动化等机电一体化研究方向。

1991 年 3 月，美国国家关键技术委员会在向总统提交的首份双年度报告“国家关键技术”中，列举了 22 项对于美国国家经济繁荣和国防安全至为关键的技术，并对各项入选技术的内容范围，选择依据和国际发展趋势进行了评述，着重强调了技术的有效利用。其中包括机器人、传感器、控制技术和 CIM 及与 CIM 相关的其他工具和技术：如仿真系统、计算机辅助设计(CAD)、计算机辅助工程(CAE)、成组技术(GT)、计算机辅助工艺规程编制(CAPP)、工厂调度工具等。报告指出：在制造业方面，目前的发展趋势是加速产品推广，缩短产品生产周期，增加柔性和实现设计—生产—质量控制一体化技术，那些未朝这一方向努力的公司将变得愈加缺乏竞争力，要实现合理的生产经营活动，制造厂家必须在整个生产经营中实施先进的制造技术及管理策略。

鉴于资金、技术密集型的高技术发展初期投资大，回收少的特点，多数国家政府给予资金支持和必要的政策优惠。

如联邦德国 1984~1988 年的五年计划确定，提供 5.3 亿马克用于资助计算机辅助设计和制造的应用，扩大工业机器人、软件操作系统和外围设备的工业基础等先进生产技术工作。

日本政府早在 1971 年制定的“特定的电子工业和特定的机械工业临时措施法”中，已把数控机床作为重点扶植对象。1978 年颁布的“特定的机械信息产业振兴临时措施法”又规定：促进高精度高性能机器人的工业化和实用化，开展特殊环境作业用的机器人研究。为此，1978~1984 年间拨款 90 亿日元开发数控技术；1983 年组织了机器人、计算机、机械等行业十家制造厂参加极限作业环境机器人的开发研制，总投资 300 亿日元，其中 1/2 由政府资助。

美国 1983 年制定的“星球大战计划”(SDI)投资 1000 亿美元以发展高技术，其中也包括空间机器人、核能机器人、军事机器人及机器人相关技术。国家科学基金会(NST)每年投资 100 万美元，国家标准局(NBS)每年投资 150 万美元，1985~1995 年间用于研制军用机器人和智能机器人的经费从 1.86 亿美元增至 9.75 亿美元。国家规划和支持对美国机器人发展起了很大的推动作用。

英国政府在先进的智能装备开发计划方面实施支持政策。1981 年春，政府在“发明革新资助项目”中制定了 3 年内拨款 1 000 万英镑支持工业机器人的发展计划，并提出 5 年内(1981~1985 年)2000 台机器人投入使用的目标，政府将给予购买机器人的公司 25% 的补贴；1984 年英国建立了一个新型机器人示教表演培训和研究中心，该中心拥有经过精选的机器人，并装有其他辅助设备，英国工业部为该中心提供了 10 万英镑的资助；1982 年左右，英国制定了发展柔性加工系统的计划，决定在三年内投资 6000 万英镑，帮

助工业界克服发展应用中的思想障碍,承担一定的风险,英国最大的机床制造公司“600集团”在1982年建成的一条高水平的FMS系统SCAMP,就是在政府给予300万英镑的资助下投产的。

国家在资金方面的支持和经济政策上的优惠,促进和保证了机械制造新技术产业的发展,对保持和增强国家在国际市场中的竞争力有重要作用。

我国是发展中国家,与发达国家相比工业技术水平存在一定差距,但有广阔的机电一体化应用开拓领域和技术产品潜在市场。改革开放以来,面临国际市场经济激烈竞争形势的挑战,国家和企业充分认识到机电一体化技术对我国经济发展具有战略意义,十分重视机电一体化技术的研究、应用和产业化,在利用机电一体化技术开发新产品和改造传统产业结构及装备方面都有明显进展,取得了较大的社会经济效益。

《高技术研究发展计划纲要》即“八六三”计划,将自动化技术,重点是CIMS和智能机器人技术等机电一体化前沿技术确定为国家高技术重点研究领域。

1985年12月,国家科委组织完成了《我国机电一体化发展途径与对策》的软科学研究,探讨我国机电一体化发展战略,提出了数控机床、工业自动化控制仪表等15个机电一体化优先发展领域和6项共性关键技术的研究方向和课题,提出机电一体化产品产值比率(即机电一体化产品总产值占当年机械工业总产值的比值)在2000年达到15%~20%的发展目标。

我国数控机床产业10余年来确已取得重大进展,但在产品水平和技术水平方面与国外先进水平相比仍有较大差距。我国数控机床不仅产量少,品种也很不齐全。除中等规格的数控车床和加工中心形成系列外,其他类型机床的数控品种尚未形成系列。特别是市场上急需各类大小规格的精密、高效和专门化的数控机床,如大中规格(工作台1000mm以上)的加工中心、小型龙门式加工中心、五面加工中心、模具生产用的精密高效数控仿形铣床、数控慢走丝线切割机床、电火花成形机床、曲轴铣床、中凸变椭圆活塞数控车床、数探深孔珩磨机,有的仍属空白。FMC和FMS也刚刚起步。

随着生产的发展,国际市场竞争的加剧,对数控机床的需求必将继续迅速扩大。一些国家(如日本)数控机床的年产量已达到数万台,仍未满足市场需求。我国本来工艺装备落后,拥有的大量设备要更新和进行技术改造,而目前数探机床的年产量又仍然很低,所以国内市场对数控机床的需求量还是很大的。1995年我国对数控机床的需求量在一万台以上,要求金属切削机床产量的数控化率为6%~8%。根据“九五”规划要求,到2000年机床产量数控化率达40%。

采用经济型数控系统改造旧设备也是数控技术产业的一个重要侧面。到1989年底,全国已改造2.4万台。目前我国共有各类机床320万台,可改造的机床有70万台,如果完成70万台旧机床的数控改造,预计可获经济效益60亿元。

采用数显技术有较好的技术经济效益。“七五”期间共生产数显系统18万个坐标,感应同步器数显装置的精度已接近国际水平。

我国目前第一代示教再现机器人已付诸应用,“七五”期间攻关目标是达到国外80年代初的技术水平。“八六三”计划到2000年研制成功三类智能机器人。“七五”计划前三年我国共引进工业机器人80余台,其中有50台用于生产,国产的喷漆、搬运机器人已用于生产,点、弧焊及装配机器人正在试用。预测“八五”期间,我国对工业机器人的需求量

为 2000 台左右。

从技术水平看,控制系统未彻底过关,要解决商品化、产业化,必须先解决关键元器件的生产工艺、接口工艺、机器人的可靠性、总体优化设计及应用工程中的技术关键。第二代工业机器人及智能机器人刚起步,各项单元技术和总体结构仍需花大力量研究。

电力电子半导体器件的应用和微机在电气传动控制中的应用,在节能、提高自动化水平等方面有显著效益。我国现有风机、泵类采用电力电子调整技术后可省电 30% ~ 40%。变频节能灯 18W 亮度即相当于 100W 的白炽灯,全国普遍推广有很大的节电潜力。应用电力电子技术,关键在于大力发展新一代电力电子器件与装置,以实现大功率控制。

我国汽车电子化的水平与先进工业国家相比有较大差距。据统计 1988 年每辆汽车电子产品费用 300 元人民币,平均占整车成本的 1.5%,而且能改善汽车性能的电子产品极少。我国在 90 年代已形成很大的汽车电子化产品市场,如 1995 年高能触点点火装置需求量 50 万部,电压调节器 150 万部、微机控制点火装置 10 万部,汽车专用集成电路 3 000 万块,汽车用各种传感器 200 万只,所以在这方面需要进行大量的工作。

我国 CIMS 高技术经过多年的理论和技术准备阶段,在“八五”期间得到较快的发展,在全国的试行企业中应用,取得了较好的社会、经济效益。“九五”期间,全国将有 10 个省市试行推广实施 CIMS 高技术,它必将推动机电一体化技术向更高层次纵深发展。

1.3.2 从典型机电一体化产品看机电一体化发展趋势

随着科技的发展和社会经济的进步,对制造工程中的机电一体化技术提出了许多新的和更高的要求,制造工程中出现了新的概念。毫无疑问,机械制造自动化中的数控技术、CNC、FMS、CIMS 及机器人等都会一致被认为是典型的机电一体化技术、产品及系统。

为了提高机电产品的性能质量、发展高新技术,现在有越来越多的零件要求制造精度越来越高,形状也越来越复杂,如高精度轴承的滚动体圆度要求小于 $0.5\mu\text{m}$;液浮陀螺球面的球度要求为 $0.2\sim 0.5\mu\text{m}$;激光打印机的平面反射镜和录像机磁头的平面度要求为 $0.04\mu\text{m}$,粗糙度为 $0.02\mu\text{m}$ 。为了提高效率、减少阻力和降低噪声,或既要精密传递运动又要密封压缩做功,螺杆压缩机包络成型螺旋曲面、管平膨胀机的叶轮叶片、飞机螺旋桨、潜水艇的推进器等都具有极其复杂的空间曲面;现代汽车发动机的活塞也不是圆柱形而是要求具有椭圆鼓形的;为提高强度和使用寿命,机械轴也不再是圆柱形而是由几段圆弧组成菱柱体;卫星天线中馈源要求有方与圆光滑地渡实体;而各类特殊刀具与模具,其型面也极其复杂。所有这些,要求 CNC 机床具有高性能、高精度和稳定加工复杂形状零件表面的能力。因而新一代的 CNC 系统这类典型机电一体化产品正朝着高性能、智能化、系统化以及轻量、微型化方向发展。

1. 机电一体化的高性能化

高性能化一般包含高速化、高精度、高效率和高可靠性。新一代 CNC 系统就是以此“四高”为满足生产急需而诞生的。它采用 32 位多 CPU 结构,以多总线连接,以 32 位幅度进行高速数据传递。因而,在相当高的分辨率($0.1\mu\text{m}$)情况下,系统仍有高速度($100\text{m}/\text{min}$),可控及联动坐标达 16 轴,并且有丰富的图形功能和自动程序设计功能。为

获取高效率,减少各辅助时间这是一方面,而实现高速化的关键是 CNC、主轴转速进给率、刀具交换,托板交换等各关键部分实现高速化。首先,CNC 的高速化在于不仅采用了高性能 32 位 CPU,而且所采用的是精简指令集(RISC)机。在 RISC 机中,50~80MIPS (1MIPS=100 万指令/s)被认为是普遍的,有的系统甚至采用了 180MIPS 机,这对于高速数据处理起着重要作用。为了提高速度,采用实时多任务操作系统,进行并行处理,使运算能力进一步加强。设置多重缓冲器,保证连续微小加工段的高速加工。快速插补运算,对于复杂轮廓,将加工形状用微小线段来逼近是通用方法。在高性能数控系统中,除了具有直线、圆弧、螺旋线插补等一般功能外,还配置有特殊函数插补运算,如样条函数插补等。微位置段命令用样条函数来逼近,保证了位置、速度、加速度都具有良好的性能,并设置专门函数发生器、坐标运算器进行并行插补运算、超高速通信技术、全数字伺服控制技术是高速化的一个重要方面。在数字伺服控制中使用了超高速数字信号处理器(DSP),并应用了现代控制理论的各种算法,如鲁棒控制、前馈控制和特定方式下的加、减速控制等控制策略以及非线性补偿技术,可在系统中进行在线控制。它可以进行非线性补偿,静、动态惯性补偿值的自动设定和更新等。在给定精度要求下,可使响应速度大幅度提高。前馈控制可使位置跟踪误差消除,同时使系统位置控制达到高速响应。加、减控制能使高速下准确定位。高分辨率、高速响应的绝对位置传感器是实现高精度的检测部件。采用这种传感器并通过专用微处理器的细分处理,可达极高的分辨率(163 840 point/rev)。采用交流数字伺服驱动系统,其位置、速度及电流环都实现了数字化,实现了几乎不受机械载荷变动影响的高速响应伺服系统和主轴控制装置。与此同时,还出现了所谓高速响应内装式主轴电机,把电机作为一体装入主轴之中,实现了机电融合一体。这样就使得系统的高速性、高精度性极佳。如法国 IBAG 公司等的磁浮轴承的高速主轴最高转速可达 15×10^4 r/min,一般转速为 $7 \times 10^3 \sim 25 \times 10^3$ r/min;加工中心换刀速度快达 1.5s;切削速度方面,目前硬质合金刀具和超硬材料涂层刀具车削和铣削低碳钢的速度达 500m/min 以上,而陶瓷刀具可达 800~1 000m/min,比高速钢刀具 30~40m/min 的速度提高数十倍。精车速度甚至可达 1 400m/min。至于系统可靠性方面采用了冗余,故障诊断,自动检错,纠错,系统自动恢复,软、硬件可靠性等技术予以保证,使得这种典型的机电一体化产品具有高性能,即高速、高效、高精度和高可靠性。它代表了机电一体化高性能的发展趋势。而对于普及经济型以及升级换代提高型的机电一体化产品,组成它们的命令发生器、控制器、驱动器、执行器以及检测传感器等各个部分都在不断采用高速、高精度、高分辨率、高速响应、高可靠的零部件,使产品性能不断提高。

2. 机电一体化的智能化趋势

人工智能在机电一体化技术中的研究日益得到重视,机器人与数控机床的智能化就是重要应用。智能机器人通过视觉、触觉和听觉等各类传感器检测工作状态,根据实际变化过程反馈信息并做出判断与决定。数控机床的智能化现在各类传感器对切削加工前后和加工过程中的各种参数进行监测,并通过计算机系统作出判断,自动对异常现象进行调整与补偿,以保证加工过程的顺利进行,并保证加工出合格产品。目前,国外数控加工中心多具有以下智能化功能:对刀具长度、直径补偿和刀具破损监测;切削过程的监测;工件自动检测与补偿。随着制造自动化程度的提高,信息量与柔性也同样提高,出现智能制造系统(IMS)控制器来模拟人类专家的智能制造活动,对制造中的问题进行分析、判断、推

理、构思和决策,其目的在于取代或延伸制造工程中人的部分脑力劳动,并对人类专家的制造智能进行收集、存储、完善、共享、继承和发展。

(1) 诊断过程的智能化

诊断功能的强弱是评价一个系统性能的重要智能指标之一。INC 引入了人工智能的故障诊断系统,采用了各种推理机制,能准确判断故障所在,并具有自动检错、纠错与系统恢复功能,从而大大提高了系统的有效度。

(2) 人一机接口的智能化

智能化的人—机接口,可以大大简化操作过程,这里包含多媒体技术在人一机接口智能化中的有效应用。

(3) 自动编程的智能化

操作者只需输入加工工件素材的形状和需加工形状的数据,加工程序就可全部自动生成,这里包含:①素材形状和加工形状的图形显示;②自动工序的确定;③使用刀具、切削条件的自动确定;④刀具使用顺序的变更;⑤任意路径的编辑;⑥加工过程干涉校验等。

(4) 加工过程的智能化

通过智能工艺数据库的建立,系统根据加工条件的变更,自动设定加工参数。同时,将机床制造时的各种误差预先存入系统中,利用反馈补偿技术对静态误差进行补偿。还能对加工过程中的各种动态数据进行采集,并通过专家系统分析进行实时补偿或在线控制。此外,现代 CNC 系统大都具有学习与示教功能。

3. 机电一体化系统化发展趋势

系统化的表现特征之一是系统体系结构进一步采用开放式和模式化的总线结构。系统可以灵活组态,进行任意剪裁和组合,同时寻求实现多坐标多系列控制功能的 NC 系统。表现特征之二是通信功能的大大加强,一般除 RS-232 外,还有 RS-422 以及 DNC 等多种功能。同时,考虑通信联网需要,建立通信局部网络(LAN),正在成为标准化 LAN 的制造自动化协议(MAP)已开始进入 NC 系统,从而可实现异型机异网互联及资源共享。

4. 机电一体化的轻量化及微型化发展趋势

一般机电一体化产品,除了机械主体部分,其他部分均涉及电子技术,随着片式元器件(SMD)的发展,表面组装技术(SMT)正在逐渐取代传统的通孔插装技术(THT)成为电子组装的重要手段,电子设备正朝着小型化、轻量化、多功能、高可靠方向发展。80 年代以来,国外 SMT 发展异常迅速,1993 年电子设备平均 60% 以上采用 SMT,同年世界电子元件片式化率达到 45% 以上。因此,机电一体化中具有智能、动力、运动、感知特征的组成部分将逐渐向轻量化、小型化方向发展。

此外,80 年代末期,微型机械电子学及其相应的结构、装置和系统的开发研究取得了综合成果,科学家利用集成电路的微细加工技术,实现了将机构及其驱动器、传感器、控制器及电源集成在一个很小的多晶硅上,因而获得了完备的微型电子机械系统(Micro Electro Mechanical System, MEMS)。整个尺寸缩小到几个毫米甚至几百微米。这是机电一体化一个微型化的研究领域。科学家预言,到 21 世纪初期,这种微型机电一体化系统将在工业、农业、航天、军事、生物医学、航海及家庭服务等各个领域广泛应用,它的发展将使现行的某些产业或领域发生深刻的技术革命。

第二章 机电系统数学模型

机电系统的范围很广,针对不同的研究对象有不同的模型种类。本章重点讨论机电设备动力学模型的建立,涉及到机械传动系统、电路网络、控制电机、液压元部件、气动器件等。考虑到计算机控制机电系统的迅速发展,对离散时间系统的模型问题,也作了简单叙述。建模的方法主要采用分析建模法,建立在相应物理定律的基础上。通过对典型系统建模的讨论,主要使读者能够学会机电系统数学模型建立的一般方法。

§ 2.1 机械传动系统模型

2.1.1 机械移动系统

机械平移系统的基本元件是质量、阻尼和弹簧。图 2-1 是这三个机械元件的符号表示。图中: $F(t)$ 代表外力; $x(t)$ 代表位移; m 代表质量; f 为粘滞阻尼系数; K 为弹簧刚度。由图可得到质量的数学模型为

$$F(t) = m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} \quad (2-1)$$

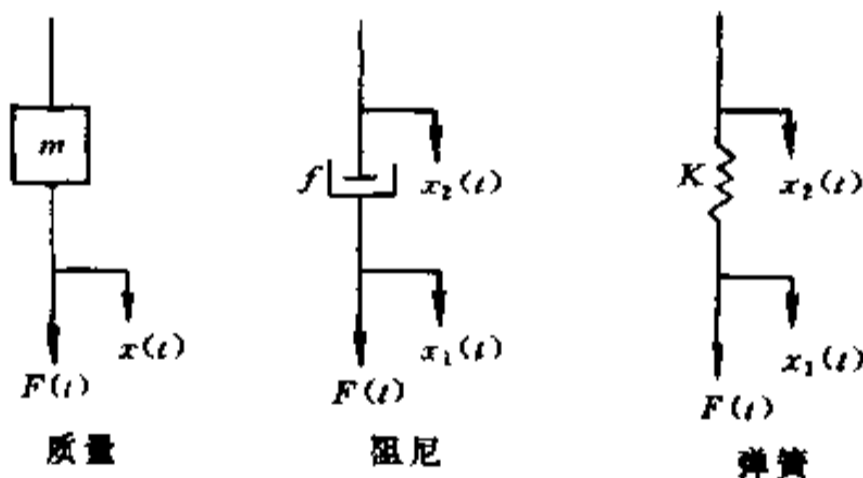


图 2-1 机械直线移动元件

阻尼器的数学模型为

$$F(t) = f \left(\frac{dx_1(t)}{dt} - \frac{dx_2(t)}{dt} \right) \quad (2-2)$$

弹簧的数学模型为

$$F(t) = K[x_1(t) - x_2(t)] \quad (2-3)$$

下面举例说明平移系统的建模方法。

图 2-2 为组合机床动力滑台铣平面的情况。

若不计 M 与地面间的摩擦,系统可以抽象成图 2-3 所示力学模型。根据牛顿第二定律,系统方程为

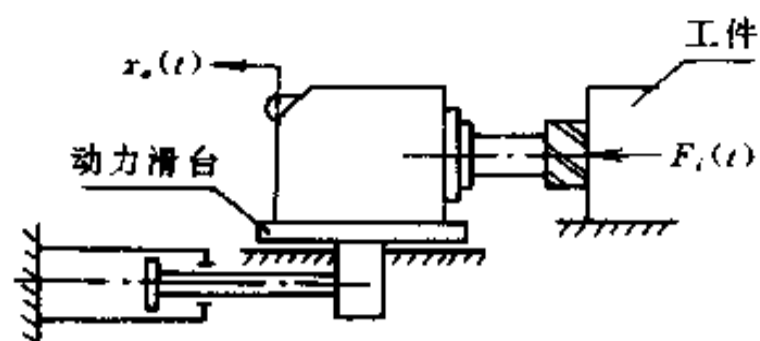


图 2-2 动力滑台铣平面

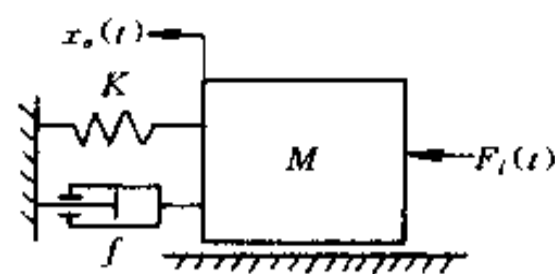


图 2-3 图 2-2 的力学模型

$$F_i(t) - Kx_0(t) - f \frac{dx_0(t)}{dt} = M \frac{d^2x_0(t)}{dt^2} \quad (2-4)$$

对上式取拉氏变换, 得系统传递函数

$$\frac{X_0(s)}{F_i(s)} = \frac{1}{Ms^2 + fs + K} \quad (2-5)$$

图 2-4 是一个简单隔震装置示意图。对其受力情况进行分析后, 同样可以得出系统运动方程

$$F(t) - Kx(t) - f \frac{dx(t)}{dt} = m \frac{d^2x(t)}{dt^2} \quad (2-6)$$

式(2-6) 与式(2-4) 完全相同。对式(2-6) 进行拉氏变换, 得系统传递函数

$$\frac{X(s)}{F(s)} = \frac{1}{ms^2 + fs + K} \quad (2-7)$$

根据式(2-7) 可画出系统传递函数方框图如图 2-5 所示。

图 2-6 所示机械系统, 是一个单轮汽车支撑系统的简化模型。图中: m_1 为汽车质量; f 为震动阻尼器系数; K_1 为弹簧刚度; m_2 为轮子质量; K_2 为轮胎弹性刚度; $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 分别为 m_1 和 m_2 的独立位移。通过对系统进行受力分析, 可以建立 m_1 的力平衡方程(运动方程)

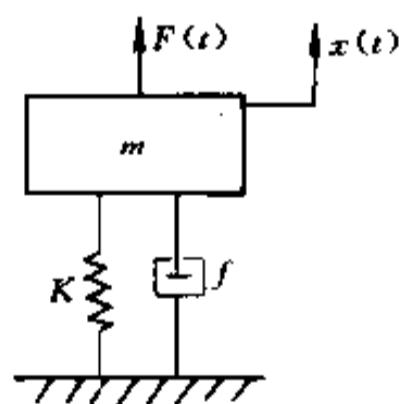


图 2-4 隔震装置

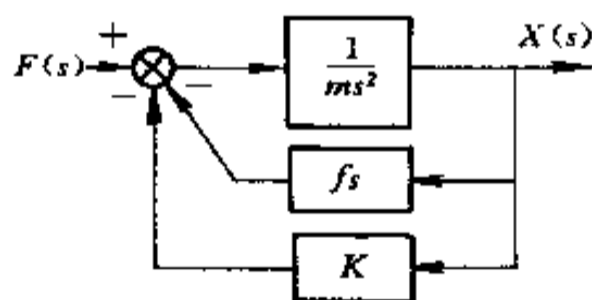


图 2-5 隔震装置方框图

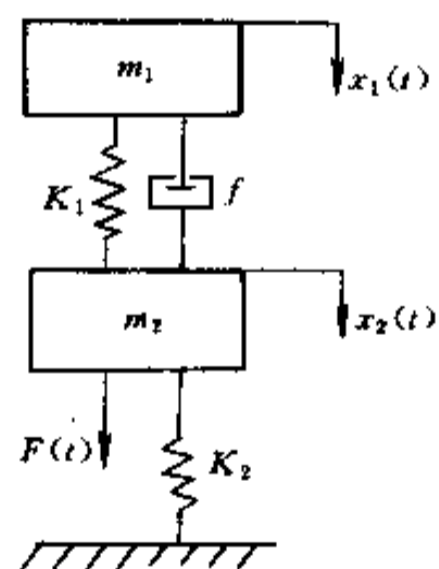


图 2-6 汽车支撑系统

$$m_1 \frac{d^2x_1}{dt^2} = -f \left(\frac{dx_1}{dt} - \frac{dx_2}{dt} \right) - K_1(x_1 - x_2) \quad (2-8)$$

又 m_2 的力平衡方程式

$$m_2 \frac{d^2x_2}{dt^2} = F(t) - f \left(\frac{dx_2}{dt} - \frac{dx_1}{dt} \right) - K_1(x_2 - x_1) - K_2x_2 \quad (2-9)$$

对式(2-8)和式(2-9)进行拉氏变换,可得

$$m_1 s^2 X_1(s) = -fs[X_1(s) - X_2(s)] - K_1[X_1(s) - X_2(s)] \quad (2-10)$$

$$\text{和 } m_2 s^2 X_2(s) = F(s) - fs[X_2(s) - X_1(s)] - K_1[X_2(s) - X_1(s)] - K_2 X_2(s) \quad (2-11)$$

根据式(2-10)和式(2-11)可画出系统方框图,如图2-7(a)所示。通过简化,为(b)和(c)图。

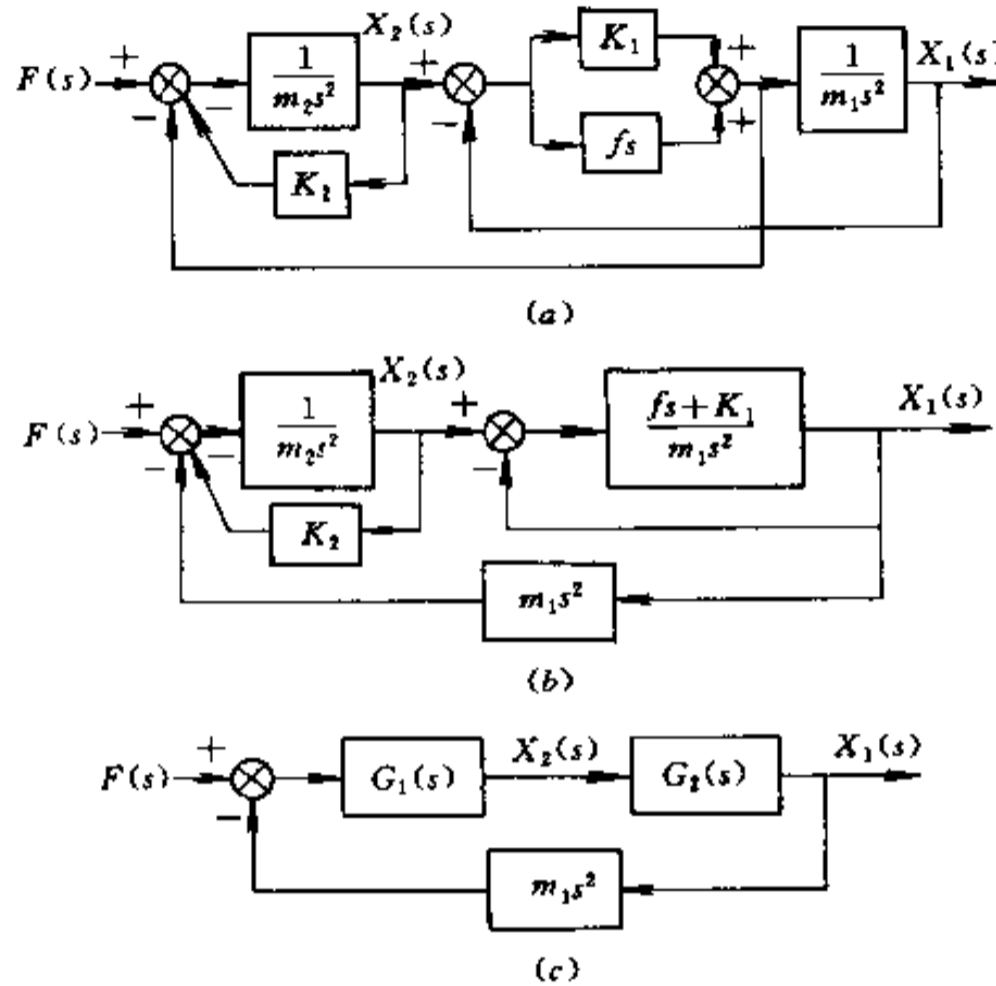


图2-7 汽车支撑系统方框图

(a) 系统方框图; (b) 方框图化简; (c) 化简后的方框图。

根据图2-7(c)可以求出以作用力 $F(s)$ 为输入, 分别以 $X_1(s)$ 和 $X_2(s)$ 为输出位移的传递函数如下:

$$\frac{X_1(s)}{F(s)} = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + m_1 s^2 G_1(s)G_2(s)} = \frac{fs + K}{(m_2 s^2 + K_2)(m_1 s^2 + fs + K) + m_1 s^2 (fs + K_1)} = \frac{fs + K_1}{m_1 m_2 s^4 + (m_1 + m_2)fs^3 + (m_1 K_1 + m_1 K_2 + m_2 K_1)s^2 + fK_2 s + K_1 K_2} \quad (2-12)$$

$$\frac{X_2(s)}{F(s)} = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)m_1 s^2} = \frac{m_1 s^2 + fs + K_1}{m_1 m_2 s^4 + (m_1 + m_2)fs^3 + (m_1 K_1 + m_1 K_2 + m_2 K_1)s^2 + fK_2 s + K_1 K_2} \quad (2-13)$$

式(2-12)和式(2-13)完全描述了该机械系统的动力特性, 只要给定汽车的质量、轮子的质量、阻尼器及弹簧参数、车胎的弹性, 便可决定车辆行驶的运动特性。

2.1.2 机械转动系统

机械转动系统的基本元件是转动惯量、阻尼器和弹簧。图 2-8 是三个元件的表示符号, 图中: $M(t)$ 代表外力矩; $\theta(t)$ 代表转角; J 代表转动惯量; f 代表粘滞阻尼系数; K 代表弹簧刚度。由图可得到转动惯量的数学模型为



图 2-8 机械转动元件

$$M(t) = J \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} \quad (2-14)$$

粘滞阻尼器的数学模型为

$$M(t) = f \left[\frac{d\theta_1(t)}{dt} - \frac{d\theta_2(t)}{dt} \right] \quad (2-15)$$

弹簧的数学模型为

$$M(t) = K[\theta_1(t) - \theta_2(t)] \quad (2-16)$$

下面举例说明机械转动系统的建模方法。

图 2-9 为一个扭摆的工作原理图。图中: J 表示摆锤的转动惯量; f 表示摆锤与空气的粘性阻尼系数; K 表示扭簧弹性刚度。则加在摆锤上的力矩 $M(t)$ 与摆锤转角 $\theta(t)$ 之间的运动方程为

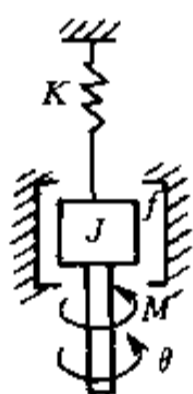


图 2-9 扭摆示意图

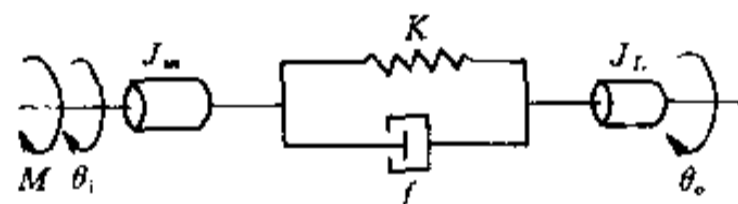


图 2-10 同步齿形带驱动系统

$$J \frac{d^2\theta(t)}{dt^2} = M(t) - f \frac{d\theta(t)}{dt} - K\theta(t) \quad (2-17)$$

对上式取拉氏变换, 得该系统传递函数为

$$\frac{\theta(s)}{M(s)} = \frac{1}{Js^2 + fs + K} \quad (2-18)$$

图 2-10 为打印机中步进电机——同步齿形带驱动装置示意图。图中: K , f 分别表示同步齿形带的弹性与阻尼; $M(t)$ 为步进电机的力矩; J_m 和 J_L 分别为步进电机轴和负载的转动惯量; $\theta_i(t)$ 与 $\theta_o(t)$ 分别为输入轴与输出轴的转角。

针对输入轴和输出轴可以分别写出力矩平衡方程:

$$J_m \frac{d^2 \theta_i}{dt^2} = M(t) - f \left(\frac{d\theta_i}{dt} - \frac{d\theta_o}{dt} \right) - K(\theta_i - \theta_o) \quad (2-19)$$

及

$$J_L \frac{d^2 \theta_o}{dt^2} = -f \left(\frac{d\theta_o}{dt} - \frac{d\theta_i}{dt} \right) - K(\theta_o - \theta_i) \quad (2-20)$$

对上两式取拉氏变换得

$$J_m s^2 \theta_i(s) = M(s) - (fs + K)[\theta_i(s) - \theta_o(s)] \quad (2-21)$$

$$J_L s^2 \theta_o(s) = (fs + K)[\theta_i(s) - \theta_o(s)] \quad (2-22)$$

根据式(2-21)和式(2-22)可画出系统方框图如图2-11(a)所示,并依次简化为图2-11(b)和(c)。由图(c)可得该系统的传递函数为

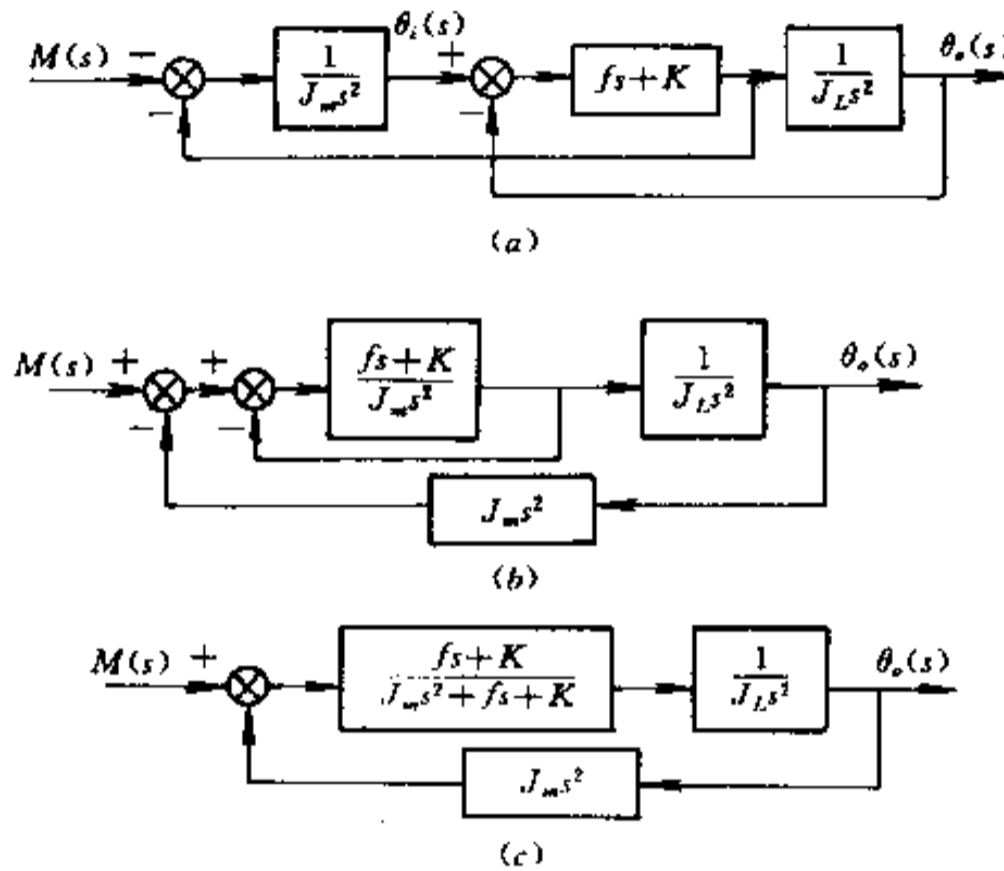


图2-11 同步齿形带系统方框图

(a) 系统方框图; (b) 方框图化简; (c) 化简后的方框图。

$$\begin{aligned} \frac{\theta_o(s)}{M(s)} &= \frac{\frac{fs + K}{J_L s^2 (J_m s^2 + fs + K)}}{1 + \frac{J_m s^2 + fs + K}{J_L s^2 (J_m s^2 + fs + K)}} = \\ &= \frac{fs + K}{J_L s^2 (J_m s^2 + fs + K) + J_m s^2 (fs + K)} = \\ &= \frac{fs + K}{(J_L + J_m) s^2 \left[\frac{J_L J_m}{J_L + J_m} s^2 + fs + K \right]} \end{aligned} \quad (2-23)$$

§ 2.2 电路系统模型

2.2.1 电路网络

电路网络包括无源电路网络和有源电路网络两部分。建立电路网络动态模型依据的

是电路方面的物理定律,如基尔霍夫定律等。使用复阻抗的概念通常使电路建模较为方便,这时电阻用 R 表示,电感用 Ls 表示,而电容用 $\frac{1}{Cs}$ 表示,这样可以用 s 的代数方程代替复杂的微分方程。从而方便地得到电网络系统的传递函数。

在这里,我们先介绍动态结构图的概念。

对于图 2-12 所示的 RC 网络,可以用消元的方法求出它的传递函数。但我们知道,如果方程组的子方程数较多,消元仍是比较麻烦,而且消元之后,只剩下输入和输出两个变量,信号中间的传递过程得不到反映。采用动态结构图,能形象直观地表明输入信号在系统或元件中的传递过程。因此,也可把动态结构图作为一种数学模型,并在控制系统中得到了广泛的应用。另外,由动态结构图求传递函数,显得更简单方便。

由图 2-12 可知,RC 网络的微分方程组为

$$u_i = Ri + u_o$$

$$u_o = \frac{1}{C} \int i dt$$

或写成

$$u_i - u_o = Ri$$

$$u_o = \frac{1}{C} \int i dt$$

对上面二式进行拉氏变换,得

$$U_i(s) - U_o(s) = RI(s) \quad (2-24)$$

$$U_o(s) = \frac{1}{Cs} I(s) \quad (2-25)$$

将式(2-24)写成

$$\frac{1}{R} [U_i(s) - U_o(s)] = I(s)$$

这一数学关系可用图 2-13 形象表现出来。同样,式(2-25)可用图 2-14 表示。

将图 2-13 和图 2-14 合并,网络的输入量置于图的左端,输出量置于最右端,并将同一变量的信号通路连在一起,即得 RC 网络的动态结构图,如图 2-15 所示。由图可以写出 RC 网络的传递函数

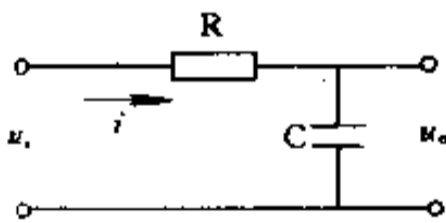


图 2-12 RC 网络

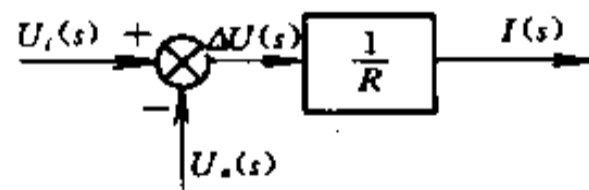


图 2-13 式(2-24)图形

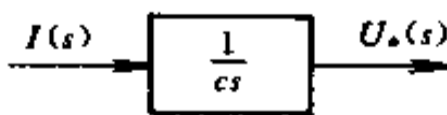


图 2-14 式(2-25)图形

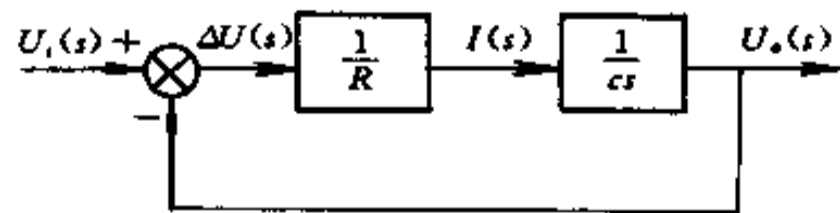


图 2-15 RC 网络动态结构图

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{RCs + 1} \quad (2-26)$$

又如图 2-16(a) 所示的 RC 无源网络, 利用复阻抗的概念可直接写出以下关系式:

$$I_1 = \frac{1}{R_1}(U_i - U_o)$$

$$I_2 = Cs(U_i - U_o)$$

$$I = I_1 + I_2$$

$$U_o = I \cdot R_2$$

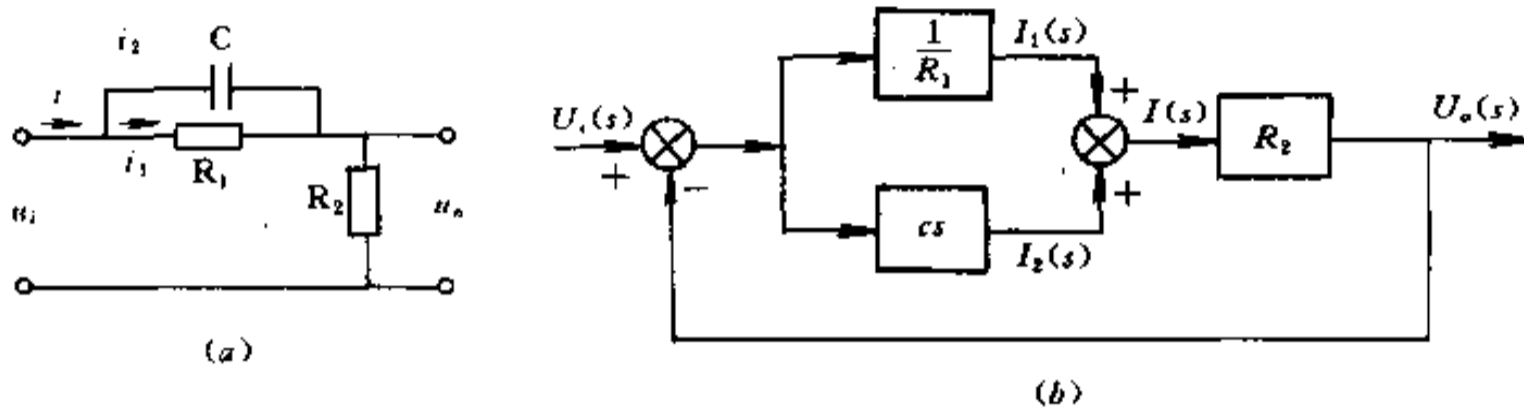


图 2-16 RC 无源网络及动态结构图

(a) RC 无源网络; (b) 动态结构图。

由以上关系式可建立动态结构图如图 2-16(b) 所示。由图可得出系统传递函数为

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{\left(Cs + \frac{1}{R_1}\right)R_2}{1 + \left(Cs + \frac{1}{R_1}\right)R_2} = \frac{R_1R_2Cs + R_2}{R_1R_2Cs + R_1 + R_2} \quad (2-27)$$

对于只需要求传递函数的无源网络, 不必画出动态结构图。由于无源电路网络内部不含任何电压源或电流源, 只由电阻、电容、电感组合而成, 因此对于串联, 复阻抗等于各串联复阻抗之和; 对于并联, 复阻抗的倒数等于各并联复阻抗的倒数之和。通过这样的简化, 利用复阻抗分压, 往往就可以求出多数无源网络的传递函数。

图 2-17 所示电路为无源双 T 网络。由图可得到下列方程组:

$$\frac{U_i(s) - U_a(s)}{\frac{1}{Cs}} = \frac{U_a(s) - U_o(s)}{\frac{1}{Cs}} + \frac{U_a(s)}{R/2}$$

$$\frac{U_i(s) - U_b(s)}{R} = \frac{U_b(s) - U_o(s)}{R} + \frac{U_b(s)}{\frac{1}{2Cs}}$$

$$\frac{U_a(s) - U_o(s)}{\frac{1}{Cs}} + \frac{U_b(s) - U_o(s)}{R} = 0$$

上述方程组消去中间变量 $U_a(s)$ 和 $U_b(s)$, 求得传递函数为

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{R^2C^2s^2 + 1}{R^2C^2s^2 + 4RCs + 1} \quad (2-28)$$

进一步, 令 $s = j\omega$, 可得该网络频率特性为

$$\frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{1 - R^2C^2\omega^2}{(1 - R^2C^2\omega^2) + j4RC\omega} \quad (2-29)$$

由上式可见,当频率很低或很高时,该网络放大倍数接近1,当 $\omega = \frac{1}{RC}$ 时,放大倍数为零。选择合适的电阻 R 和电容 C 的值,可以滤掉频率为 ω 的干扰,这是一种使用效果很好的带阻滤波器。

运算放大器等有源器件,由于其开环放大倍数大、输入阻抗高、价格低,获得了越来越广泛的应用。由运算放大器组成的有源网络,在很多场合可取代无源网络。运算放大器相互连结时,由于各运算放大器输入阻抗很高,可以忽略负载效应。系统数学模型可通过分别求取各运算放大器的数学模型得到,大大简化了建模的步骤,降低了难度。各个运算放大器的模型一般可通过反馈复阻抗对输入复阻抗之比求得。

图2-18为运算放大器工作原理图。由于运算放大器的开环增益极大,输入阻抗也极大,所以把 A 点看成“虚地”,即 $U_A \approx 0$,同时 $i_2 \approx 0$ 及 $i_1 \approx -i_f$ 。

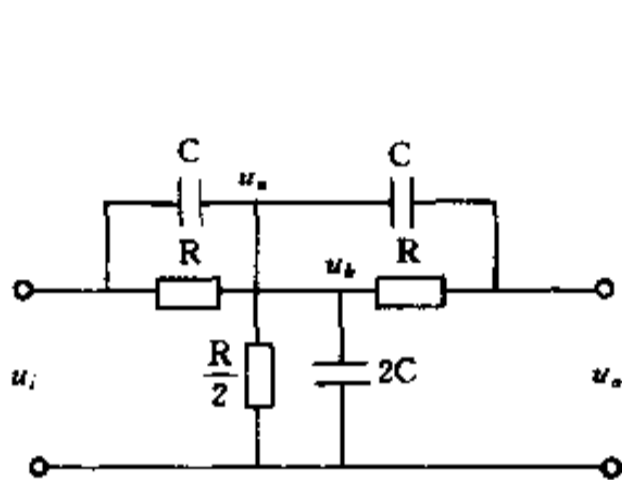


图 2-17 无源双 T 网络

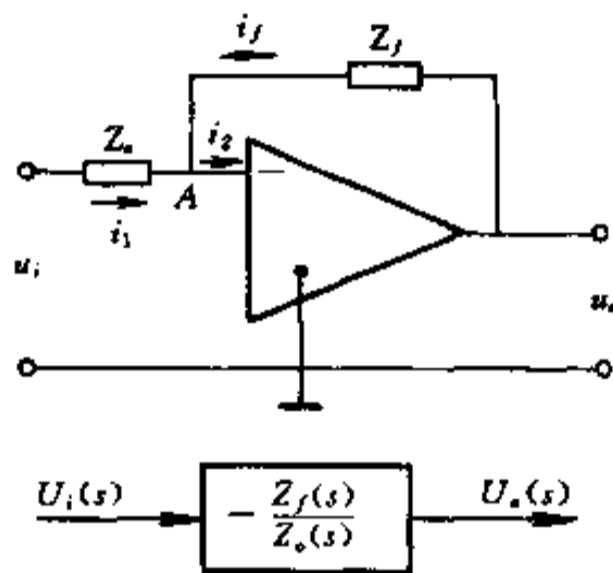


图 2-18 运算放大器

于是有

$$\frac{U_i}{Z_o} = -\frac{U_o}{Z_f}$$

对上式进行拉氏变换,有

$$\frac{U_i(s)}{Z_o(s)} = -\frac{U_o(s)}{Z_f(s)}$$

因此,运算放大器的传递函数为

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{Z_f(s)}{Z_o(s)} \quad (2-30)$$

式中 $Z_f(s)$ 和 $Z_o(s)$ 代表复阻抗。

由式(2-30)可见,若选择不同的输入电路阻抗 Z_o 和反馈回路阻抗 Z_f ,就可组成各种不同的传递函数,这是运放的一个突出优点。应用这一点,可以做成各种调节器和各种模拟电路。

图 2-19 为比例—积分(PI)调节器结构图,由图可求出传递函数为

$$\begin{aligned} \frac{U_o(s)}{U_i(s)} &= -\frac{Z_f(s)}{Z_o(s)} = -\frac{R_1 + \frac{1}{C_1 s}}{R_o} = -\left(\frac{R_1}{R_o} + \frac{1}{R_o C_1 s}\right) = \\ &= -\frac{R_1}{R_o} \cdot \frac{R_1 C_1 s + 1}{R_1 C_1 s} = -K_1 \cdot \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s} \end{aligned} \quad (2-31)$$

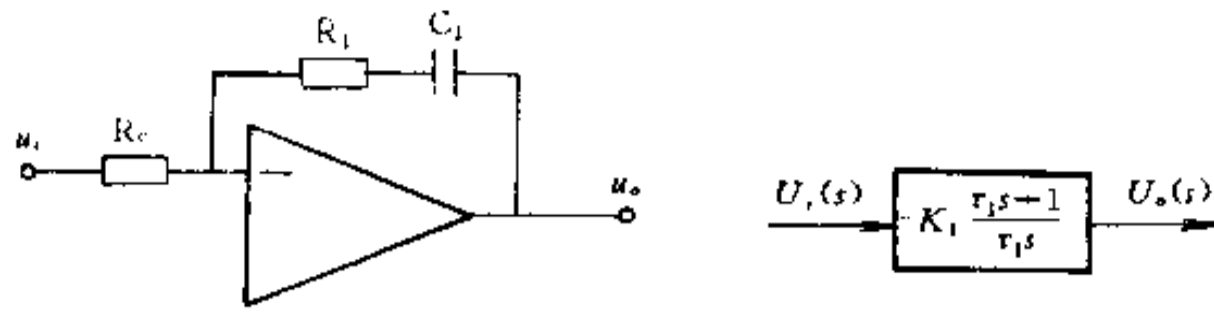


图 2-19 比例—积分调节器

式中 $K_1 = \frac{R_1}{R_0}$; $\tau_1 = R_1 C_1$ 。

图 2-20 为比例—微分(PD)调节器的结构图,由图可求出其传递函数为

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{Z_f}{Z_o} = -\frac{R_1}{R_0/(R_0 C_0 s + 1)} = -\frac{R_1}{R_0}(R_0 C_0 s + 1) \quad (2-32)$$

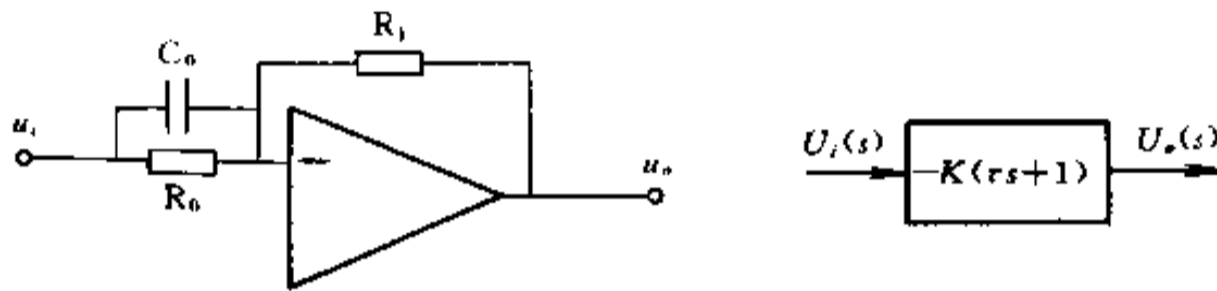


图 2-20 比例—微分调节器

下面我们再看两个较复杂的网络。图 2-21 是一种有源带通滤波器。如图所示,我们设中间变量 $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ 、 $i_3(t)$ 、 $i_4(t)$ 和 $u_a(t)$, 则有如下方程组:

$$\begin{aligned} U_i(s) - U_A(s) &= I_1(s)R_1 \\ I_1(s) &= I_2(s) + I_3(s) + I_4(s) \\ I_2(s) &= \frac{U_A(s)}{R_2} \\ I_3(s) &= U_A(s) \cdot sC_1 \\ I_4(s) &= [U_A(s) - U_o(s)] \cdot sC_2 \\ I_3(s) &= -\frac{U_o(s)}{R_3} \end{aligned}$$

消去中间变量 $I_1(s)$ 、 $I_2(s)$ 、 $I_3(s)$ 、 $I_4(s)$ 和 $U_A(s)$, 得该网络传递函数

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{\frac{R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 s}{\frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} C_1 C_2 s^2 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) s + 1} \quad (2-33)$$

图 2-22 是一种滤除固定频率干扰的有源带通滤波器。如图所示, 设中间变量 $u_a(t)$ 和 $u_b(t)$, 则有如下方程组:

$$\begin{aligned} \frac{U_i(s)}{R_1} + \frac{U_a(s)}{R_2} + \frac{U_a(s)}{\frac{1}{C_1 s}} + \frac{U_b(s)}{R_3} &= 0 \\ \frac{U_i(s)}{R_4} + \frac{U_a(s)}{R_7} + \frac{U_b(s)}{R_8} &= 0 \end{aligned}$$

$$\frac{U_i(s)}{R_5} + \frac{U_a(s)}{R_6} + \frac{U_b(s)}{\frac{1}{C_2 s}} = 0$$

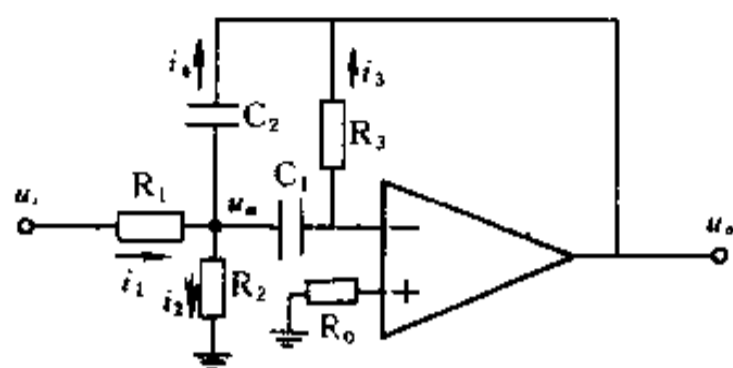


图 2-21 有源带通滤波器

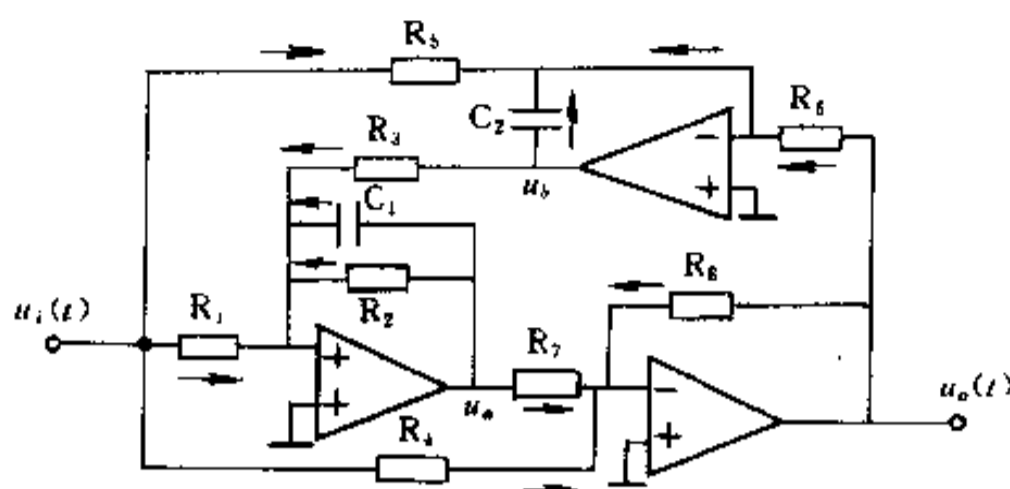


图 2-22 滤除固定频率干扰的滤波器

消去中间变量 $U_a(s)$ 和 $U_b(s)$, 可得系统传递函数

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{R_8}{R_4} \cdot \frac{s^2 + \frac{R_1 R_7 - R_2 R_4}{R_1 R_2 R_7 C_1} s + \frac{R_4}{R_3 R_5 R_7 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_2 C_1} s + \frac{R_8}{R_3 R_6 R_7 C_1 C_2}} \quad (2-34)$$

选 $R_1 R_7 = R_2 R_4$, $R_4/R_5 = R_8/R_6$, 则上式变为

$$\frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{R_8}{R_4} \cdot \frac{s^2 + \frac{R_8}{R_3 R_6 R_7 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{1}{R_2 C_1} s + \frac{R_8}{R_3 R_6 R_7 C_1 C_2}} \quad (2-35)$$

2.2.2 控制电机

电机是机电控制系统中最重要的执行元件, 电机数学模型的建立要考虑到电机内部的电磁相互作用, 又要考虑电机带有负载的情况。直流电机的控制技术较为成熟, 交流电机的控制技术近年来正迅速发展。

1. 电枢控制式直流电动机

图 2-23 是电枢控制式直流电动机的原理图。图中: $e_i(t)$ 为电机电枢输入电压; $\theta_o(t)$ 为电机输出转角; R_a 为电枢绕组的电阻; L_a 为电枢绕组的电感; $i_a(t)$ 为电枢绕组的电流。 $e_m(t)$ 为电机感应电势; $M(t)$ 为电机转矩; J 为电机及负载折算到电机轴上的转动惯量; f 为电机及负载折算到电机轴上的粘性阻尼系数。对于电枢回路, 根据基尔霍夫定律, 有

$$e_i(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_m(t) \quad (2-36)$$

电机转矩 $M(t)$ 与电枢电流 $i_a(t)$ 和气隙磁通的乘积成正比, 而磁通与激磁电流成正比, 由于激磁电流为常值, 故转矩 $M(t)$ 与电枢电流 $i_a(t)$ 成正比。设电机力矩常数为 K_T , 则有

$$M(t) = K_T i_a(t) \quad (2-37)$$

电机感应电势与磁通和角速度的乘积成正比, 由于磁通为常值, 故电机感应电势与

角速度成正比。设反电势常数为 K_e , 则有

$$e_m(t) = K_e \frac{d\theta_0(t)}{dt} \quad (2-38)$$

另外, 根据转动体的牛顿第二定律, 有

$$M(t) - f \frac{d\theta_0(t)}{dt} = J \frac{d^2\theta_0(t)}{dt^2} \quad (2-39)$$

将式(2-36)、(2-37)、(2-38)、(2-39) 联立, 消去中间变量 $i_a(t)$ 、 $e_m(t)$ 、 $M(t)$, 得

$$L_a J \ddot{\theta}_0(t) + (L_a f + R_a J) \dot{\theta}_0(t) + (R_a f + K_T K_e) \theta_0(t) = K_T e_i(t) \quad (2-40)$$

对上式取拉氏变换, 得传递函数为

$$\frac{\theta_0(s)}{E_i(s)} = \frac{K_T}{s[L_a J s^2 + (L_a f + R_a J)s + (R_a f + K_T K_e)]} \quad (2-41)$$

电枢电感 L_a 通常较小, 若忽略不计, 则传递函数可简化为

$$\frac{\theta_0(s)}{E_i(s)} = \frac{\frac{K_T}{R_a f + K_T K_e}}{s \left(\frac{R_a J}{R_a f + K_T K_e} s + 1 \right)} = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (2-42)$$

式中 $T_m = \frac{R_a J}{R_a f + K_T K_e}$ 为电动机的机电时间常数;

$K_m = \frac{K_T}{R_a f + K_T K_e}$ 为电动机的增益常数。

当粘滞阻尼系数 f 也较小可忽略时, 则传递函数又可近似为

$$\frac{\theta_0(s)}{E_i(s)} = \frac{\frac{1}{K_e}}{s \left(\frac{R_a J}{K_T K_e} s + 1 \right)} = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (2-43)$$

式中 $K_m = \frac{1}{K_e}$; $T_m = \frac{R_a J}{K_T K_e}$ 。

2. 磁场控制式直流电动机

图 2-24 是磁场控制式直流电动机原理图。图中: $e_i(t)$ 是激磁绕组输入电压; $\theta_0(t)$ 是电机输出转角; R_f 是激磁绕组的电阻; L_f 是激磁绕组电感; i_f 是激磁绕组电流; R_a 为电枢电路的电阻; i_a 为电枢电流(常量); $M(t)$ 为电机转矩; J 为电机及负载折算到电机轴上的转动惯量; f 为电机及负载折算到电机轴上的粘滞阻尼系数。由图可见, 对于输入电压回路有

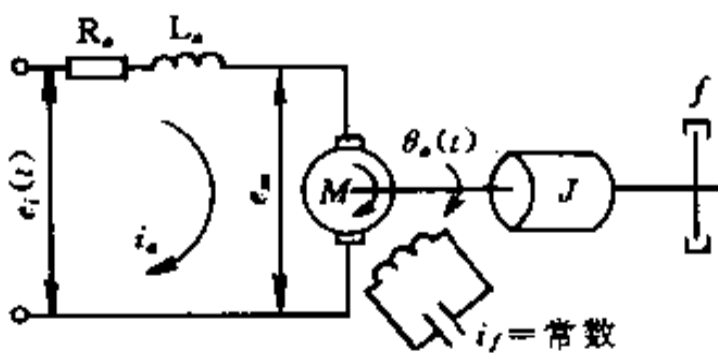


图 2-23 电枢控制式直流电动机

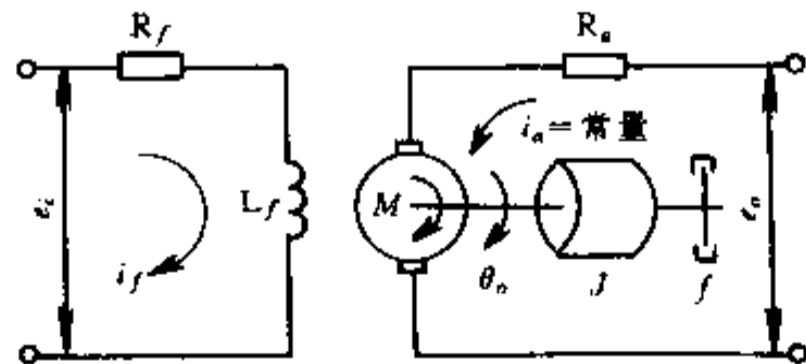


图 2-24 磁场控制式直流电动机

$$e_i(t) = L_f \frac{di_f(t)}{dt} + R_f i_f(t) \quad (2-44)$$

因电机转矩 $M(t)$ 与电枢电流 i_a 和气隙磁通的乘积成正比, 而磁通与激磁电流成正比, 电枢电流 i_a 为常量, 故转矩 $M(t)$ 与激磁电流成正比。设电机力矩常数为 K_T , 则有

$$M(t) = K_T i_f(t) \quad (2-45)$$

根据输出转动体的运动方程有

$$M(t) = J\ddot{\theta}_o(t) + f\dot{\theta}_o(t) \quad (2-46)$$

将式(2-44)、(2-45)、(2-46)联立, 消去中间变量 $i_f(t)$ 、 $M(t)$, 经过拉氏变换可得到传递函数

$$\frac{\theta_o(s)}{E_i(s)} = \frac{\frac{K_T}{R_f f}}{s \left(\frac{L_f}{R_f} s + 1 \right) \left(\frac{J}{f} s + 1 \right)} \quad (2-47)$$

通常, $\frac{L_f}{R_f} \ll \frac{J}{f}$, 此时传递函数可近似为

$$\frac{\theta_o(s)}{E_i(s)} = \frac{\frac{K_T}{R_f f}}{s \left(\frac{J}{f} s + 1 \right)} = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (2-48)$$

式中 $K_m = \frac{K_T}{R_f f}$; $T_m = \frac{J}{f}$ 。

3. 两相伺服交流电动机

图 2-25 是两相伺服交流电动机原理图。图中 $e_i(t)$ 为输入控制电压; $\theta_o(t)$ 为输出转角; $M(t)$ 为电机转矩; J 为电机及负载折算到电机轴上的转动惯量; f 为电机及负载折算到电机轴上的粘滞阻尼系数。

两相伺服交流电动机的转矩 $M(t)$ 是电机轴转速和控制电压的二元函数, 其特性曲线如图 2-26 所示。线性化后可近似表示为

$$M(t) = -K_n \dot{\theta}_o(t) + K_c e_i(t) \quad (2-49)$$

式中 K_n 和 K_c 为大于零的常数。

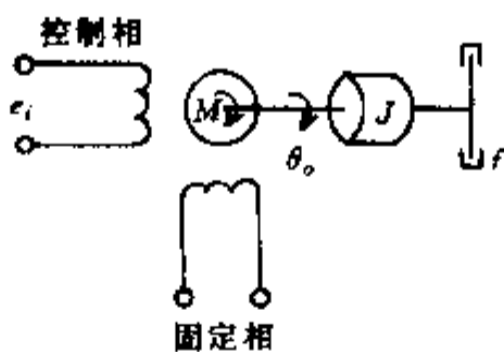


图 2-25 两相伺服交流电动机

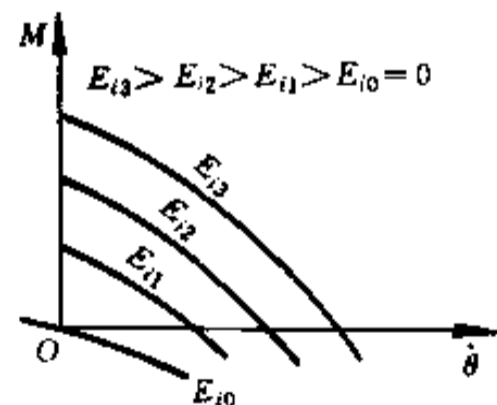


图 2-26 交流电机转矩—转速特性

根据转动体的牛顿第二定律, 电机轴的动力方程为

$$M(t) = J\ddot{\theta}_o(t) + f\dot{\theta}_o(t) \quad (2-50)$$

将式(2-49)、(2-50)联立, 消去中间变量 $M(t)$, 经过拉氏变换, 最后得传递函数

$$\frac{\theta_o(s)}{E_i(s)} = \frac{\frac{K_c}{f + K_n}}{s \left(\frac{J}{f + K_n} s + 1 \right)} = \frac{K_m}{s(T_m s + 1)} \quad (2-51)$$

式中 $K_m = \frac{K_c}{f + K_n}$ 为电动机的增益常数;

$T_m = \frac{J}{f + K_n}$ 为电动机的时间常数。

4. 直流发电机

图 2-27 是直流发电机的原理图。图中： $e_i(t)$ 为输入控制电压； $e_o(t)$ 为发电机输出电压； R_f 、 R_g 为电阻； L_f 、 L_g 为电感； $i_f(t)$ 、 $i_g(t)$ 为电流； Z_L 为负载阻抗； $e_L(t)$ 为负载电压。

对于输入回路，按基尔霍夫定律有

$$e_i(t) = R_f i_f(t) + L_f \frac{di_f(t)}{dt} \quad (2-52)$$

当发电机的转轴恒速转动时，发电机输出电压 $e_o(t)$ 可认为与控制电流 $i_f(t)$ 成正比，即

$$e_o(t) = K_g i_f(t) \quad (2-53)$$

式中 K_g 为常数。

将式(2-52)、(2-53) 联立，消去中间变量 $i_f(t)$ ，经过拉氏变换并整理，得传递函数

$$\frac{E_o(s)}{E_i(s)} = \frac{\frac{K_g}{R_f}}{\frac{L_f}{R_f} s + 1} = \frac{K_m}{T_m s + 1} \quad (2-54)$$

式中 $K_m = \frac{K_g}{R_f}$ ； $T_m = \frac{L_f}{R_f}$ 。

在机电控制系统中，广泛使用的直流测速机是一种小型直流发电机。测速机的激磁是恒定的，即图 2-27 中控制电压应保持恒定，输入变量是发电机轴的转速，测速发电机输出电压与输入转速成正比，传递函数为

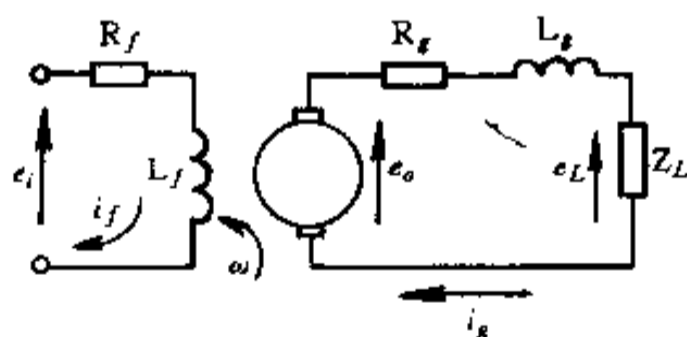


图 2-27 直流发电机原理图

$$\frac{E_o(s)}{\omega(s)} = K \quad (2-55)$$

5. 直流发电机——直流电动机机组

图 2-28 是直流发电机—直流电动机机组原理图。图中： $e_i(t)$ 为输入控制电压； $\theta_o(t)$ 为输出电动机转角； R_f 、 R_g 、 R_a 为电阻； L_f 、 L_g 、 L_a 为电感； $i_f(t)$ 为发电机控制电流； J 为电

动机及负载折算到电动机轴上的转动惯量; f 是电动机及负载折算到电动机轴上的粘性阻尼系数; $e_g(t)$ 为发电机输出电压。图 2-28 左边为直流发电机, 右边为电枢控制式直流电动机, 因此, 总的数学模型可看作由两部分组成, 传递函数为式(2-41) 和式(2-54) 的乘积, 即

$$\frac{\theta_o(s)}{E_i(s)} = \frac{\theta_o(s)}{E_g(s)} \cdot \frac{E_g(s)}{E_i(s)} = \frac{K_T K_g}{s[(L_g + L_a)Js^2 + [(L_g + L_a)f + (R_g + R_a)J]s + [(R_g + R_a)f + K_T K_e]](L_f s + R_f)} \quad (2-56)$$

式中 K_T ——电动机力矩常数;
 K_e ——电动机反电势常数;
 K_g ——发电机系数。

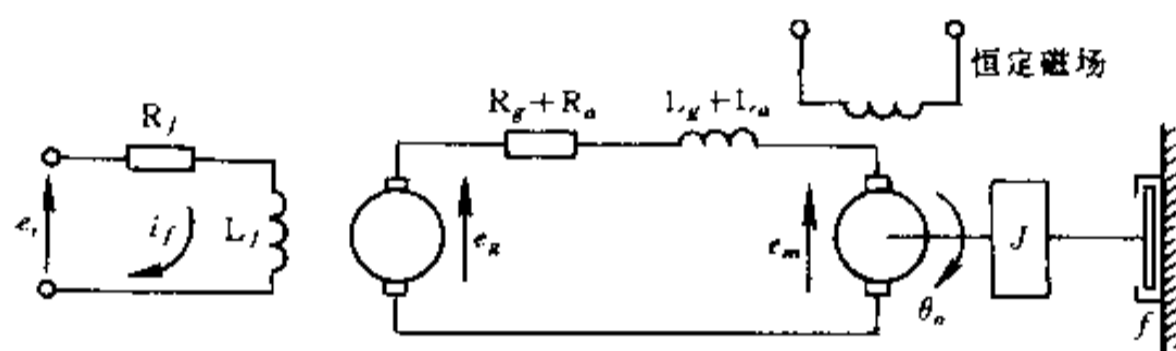


图 2-28 直流发电机—直流电动机组

2.2.3 机械系统与电系统的模型相似

前面我们讨论了机电系统以及它的一些典型元件的数学模型——运动微分方程和传递函数。导出了系统的数学模型之后, 就可以完全不管系统的物理模型如何, 只要求解数学模型, 就可以对系统性能进行分析。下面看一下图 2-29 和图 2-30 所示的两个系统。

图 2-29 为作平移运动的机械系统, 其运动方程为

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + f \frac{dx(t)}{dt} + \frac{1}{\rho} x(t) = F(t) \quad (2-57)$$

式中 m ——质量;
 f ——粘性阻尼系数;
 $\frac{1}{\rho}$ ——弹簧刚度。若以速度 $v(t)$ 来代替 $\frac{dx(t)}{dt}$, 则上式为

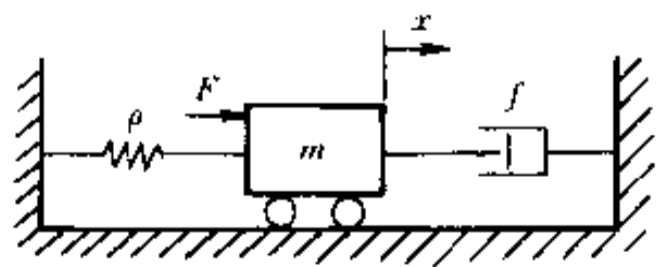


图 2-29 机械系统

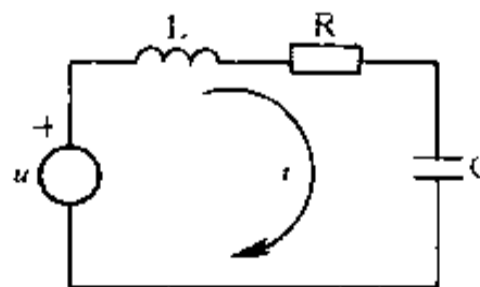


图 2-30 图 2-29 的相似电系统(一)

$$m \frac{dv(t)}{dt} + fv(t) + \frac{1}{\rho} \int v(t) dt = F(t) \quad (2-58)$$

而图 2-30 所示的电系统的运动方程为

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + \frac{1}{C} \int i(t) dt = u(t) \quad (2-59)$$

比较方程(2-58)和(2-59),可以看出它们具有完全相似的形式。因此,可以称为相似系统。两个相似系统中相对应的物理量称之为相似量,如上述机械系统和电系统中,驱动力源 F 与电压源 u 对应,质量 m 与电感 L 对应,粘性阻尼系数 f 与电阻 R 对应,弹簧柔度 ρ 与电容 C 对应。

分析机械系统时,如果能把它化为相似的电系统来研究,则有许多优点:①可以将一个复杂的机械系统变换为相似的电路图,容易利用电路理论,如网络理论等来分析机械系统,使问题变得简单。②可以利用相似电路来模拟机械系统。用相似电路进行系统分析(实验)时,由于电路元件易于更换,且电气参数(如电流、电压等)容易测量,可以很方便地观察系统参数的变化对系统性能的影响,从而为选定参数来构成具有优良性能的系统提供了便利。

再看图 2-31 所示的电路系统,它具有一个电流源和三个无源元件 R 、 L 和 C 。利用基尔霍夫电流定律,很容易导出节点方程为

$$C \frac{du(t)}{dt} + Gu(t) + \frac{1}{L} \int u(t) dt = i(t) \quad (2-60)$$

式中 $G = \frac{1}{R}$ 为电导。

可以看出,式(2-60)与式(2-58)完全相似。因此,图 2-31 所示的电路系统也是图 2-29 所示机械系统的相似系统。其对应的相似量为:驱动力源 F 相似于电流源 i ;质量 m 相似于电容 C ;粘性阻尼系数 f 相似于电导 G ;弹簧柔度 ρ 相似于电感 L 等。

我们注意到图 2-30 和图 2-31 两个电系统的电路图的不同是因为驱动源的不同,前者为电压源,后者为电流源,它们都是图 2-29 所示的机械系统的相似系统。由于机械系统的驱动源为力源,所以我们称图 2-29 与图 2-30 的相似为力—电压相似,而将图 2-29 与图 2-31 的相似称为力—电流相似。

1. 力—电压相似

对机械系统进行研究时,首先必须确定连接点、参考地和参考方向。连接点是若干机械元件相互连接的地方。若系统中各连接点的力、位移和速度确定了,则整个系统中各元件的力、位移和速度也就确定了。我们规定同一刚体上的所有点都属于同一个连接点。这样,在图 2-29 中,我们只选了一个连接点。阴影部分表示参考地,连接点的位移和速度都是相对于参考地而言的,参考方向如图示。前面我们已经得到了图 2-29 和图 2-30 所示相似系统的运动方程式:式(2-58)和式(2-59)。由这两个方程式可以获得力—电压相似变换表如表 2-1 所示。

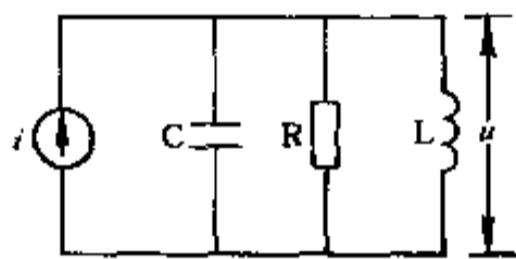


图 2-31 图 2-29 的相似电系统(二)

表 2-1 电压相似变换表

机 械 系 统	电 系 统
力, F	电压, u
位移, $x = \int v dt$	电荷, $g = \int i dt$
速度, $v = \frac{dx}{dt}$	电流, $i = \frac{dg}{dt}$
质量, m	电感, L
粘滞阻尼系数, f	电阻, R
弹簧柔度, ρ	电容, C
连接点	闭合回路
参考壁(地)	地

利用力—电压相似原理, 将一个机械系统变换成相似的电路图时, 应遵循如下的变换规则: 机械系统的一个连接点对应于一个由电压源和无源元件所组成的独立闭合回路, 回路中的电压源和电气无源元件分别相似于机械系统中的对应元件。而参考地则相应于电系统的公共点——地。

在将机械系统变换成相似的电路图时, 可以只利用电路的各种符号, 而参数及数值原封不动地按相似关系标注在电路图中。例如, 图 2-29 的机械系统可变换成图 2-32 所示的相似电路图, 电路的符号皆用相似的机械系统的参数来标注。根据基尔霍夫电压定律, 很容易写出图 2-32 的回路方程:

$$m \frac{dv(t)}{dt} + fv(t) + \frac{1}{\rho} \int v(t) dt = F(t) \quad (2-61)$$

这就是图 2-29 的机械系统的运动方程式, 是利用电系统的形式来表示机械系统的内容。

例 2-1 对图 2-33 所示机械平移系统进行力—电压相似变换, 求出系统运动方程式。

解: 由图 2-33, 选择右方向为参考方向的正方向(如 x_1, x_2 和 F 的箭头所示方向); 由于 m_1 与 m_2 刚性相连, 可视为一个质量($m_1 + m_2$); 选择两个连接点 ① 和 ②; 参考地为阴影线部分。

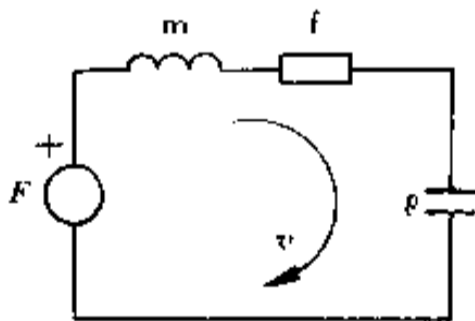


图 2-32 图 2-29 的相似电路图

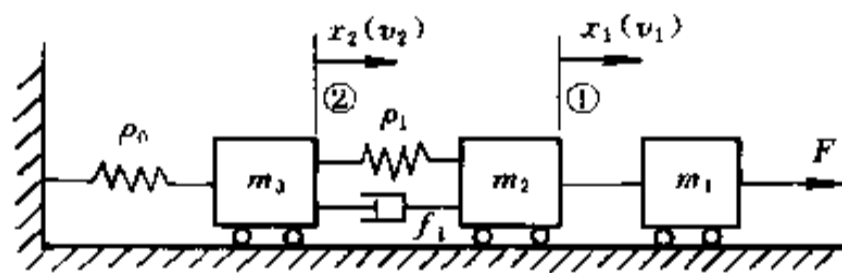


图 2-33 机械平移系统

现在来画此机械系统的相似电路图。因为有两个连接点, 所以相似电路有两个独立的闭合回路。第一个回路相应于连接点 ①, 由相似于连接点 ① 上的电压源 u (力源 F), 电感 L_1, L_2 (质量 m_1, m_2), 电容 C_1 (弹簧 ρ_1) 和电阻 R_1 (阻尼器 f_1) 所组成。第二个回路相应于连接点 ②, 由相似于连接点 ② 上的电感 L_3 (质量 m_3), 电容 C_0, C_1 (弹簧 ρ_0, ρ_1) 和电阻

R_1 (阻尼器 f_1) 所组成。可以看到 R_1 和 C_1 是两个回路共有的, 所以 R_1 和 C_1 应串联在两个回路的公共支路上。由图 2-34(a) 所示相似电路, 很容易列出它的回路方程:

$$(L_1 + L_2) \frac{di_1}{dt} + R_1(i_1 - i_2) + \frac{1}{C_1} \int (i_1 - i_2) dt = u \quad (2-62)$$

$$L_3 \frac{di_2}{dt} + R_1(i_2 - i_1) + \frac{1}{C_1} \int (i_2 - i_1) dt + \frac{1}{C_0} \int i_2 dt = 0 \quad (2-63)$$

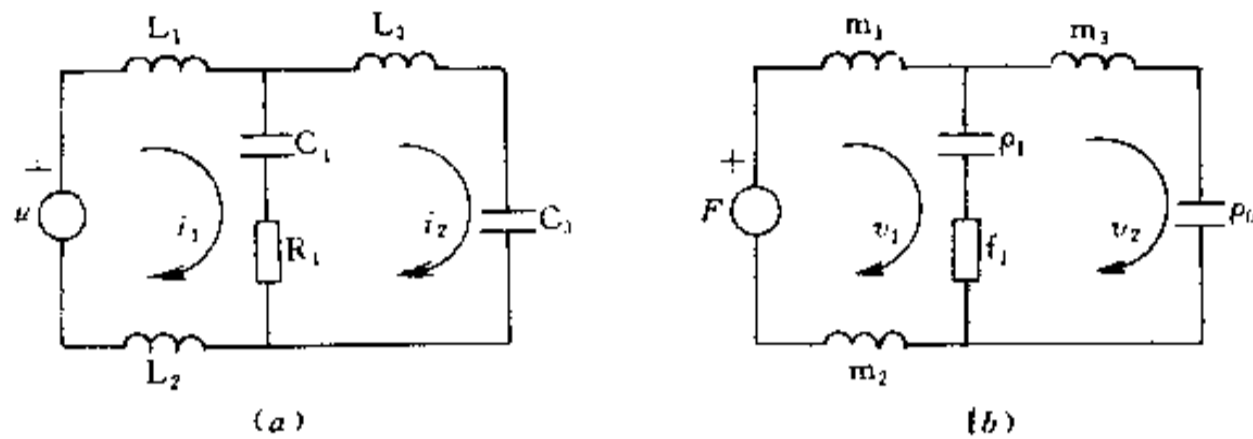


图 2-34 图 2-33 的力—电压相似电路

(a) 用电气参数标注的相似电路; (b) 用机械参数标注的相似电路。

再利用力—电压相似变换表进行相似量的变换, 便可得到机械系统的运动方程式。同样, 由图 2-34(b) 可以直接写出机械系统的运动方程:

$$(m_1 + m_2) \frac{dv_1}{dt} + f_1(v_1 - v_2) + \frac{1}{\rho_1} \int (v_1 - v_2) dt = F \quad (2-64)$$

$$m_3 \frac{dv_2}{dt} + f_1(v_2 - v_1) + \frac{1}{\rho_1} \int (v_2 - v_1) dt + \frac{1}{\rho_0} \int v_2 dt = 0 \quad (2-65)$$

其中, 图 2-34(b) 中的元件参数是根据力—电压相似变换表由图 2-33 进行相似量变换得到的。

2. 力—电流相似

若设法将机械系统中的连接点与电系统中的节点相对应, 则在变换中将显得更自然些, 这就导出了力—电流相似。在这种相似变换中, 通过机械元件传递的力与流经电路元件的电流相似, 而连接点之间的速度差与电路中节点之间或节点与地之间的电位差相似。力—电流相似中的相似变换关系如表 2-2 所示。

表 2-2 力—电流相似变换表

机 械 系 统	电 系 统
力, F	电流, i
位移, x	磁通量, φ
速度, $v = \frac{dx}{dt}$	电压, $u = \frac{d\varphi}{dt}$
质量, m	电容, C
粘滞阻尼系数, f	电导, G
弹簧柔度, ρ	电感, L
连接点	节点
参考壁(地)	地

力—电流相似的变换规则为：机械系统中的一个连接点相应于相似电路中的一个节点。机械系统连接点所连接的驱动力源及无源机械元件与相似电路中的相应节点所连接的电流源及无源电路元件一一对应。同样规定，刚体上的所有点都看作处于同一连接点上。在力—电流相似中，质量 m 与电容 C 相似，而各质量 m 的速度皆是相对参考地而言。既然如此，则在相似电路中，电容器的一端总是接地的，因为与质量 m 的速度 v 相似的电容器两端的电位也是相对于地电位而言的。这样一来，若有两个以上的质量刚性相连，则在相似电路中相应于两个以上的电容器接在节点与地之间。

例 2-2 仍以图 2-33 所示机械系统为例，应用力—电流相似，写出机械系统的运动方程式。

解：选择图中的两个连接点 ① 和 ②，与之相对应，在相似电路中有节点 1 和 2。按照力—电流相似变换规则，节点 1 和地之间的电位差（速度）为 v_1 ，节点 2 与地之间的电位差为 v_2 ，两节点间的电位差为 $v_1 - v_2$ 。与节点 1 相连的有电流源（力源） F ，无源元件：电容（质量） m_1 、 m_2 ，电导（阻尼器） f_1 以及电感（弹簧） ρ_1 ；与节点 2 相连的有电容（质量） m_3 、电感（弹簧） ρ_0 、 ρ_1 以及电导（阻尼器） f_1 。节点 1 和 2 之间为电感 ρ_1 和电导 f_1 并联。这样就构成了如图 2-35 所示的相似电路图。在图中，电气元件的参数皆用相似的机械参数来标注。

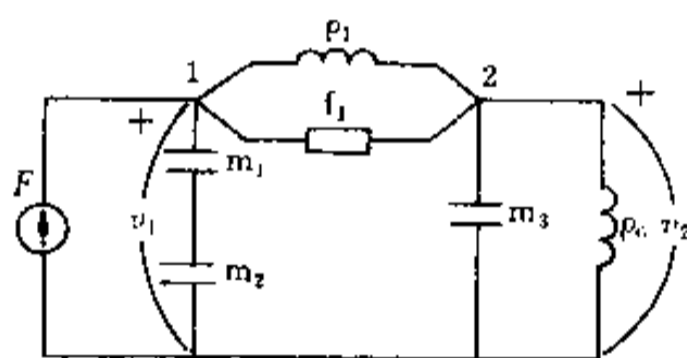


图 2-35 图 2-33 的力—电流相似电路

对此电路图应用基尔霍夫电流定律，可列出节点方程。

对节点 1：

$$(m_1 + m_2) \frac{dv_1}{dt} + f_1(v_1 - v_2) + \frac{1}{\rho_1} \int (v_1 - v_2) dt = F \quad (2-66)$$

对节点 2：

$$-\frac{1}{\rho_1} \int (v_1 - v_2) dt - f_1(v_1 - v_2) + m_3 \frac{dv_2}{dt} + \frac{1}{\rho_0} \int v_2 dt = 0$$

或

$$m_3 \frac{dv_2}{dt} + f_1(v_2 - v_1) + \frac{1}{\rho_1} \int (v_2 - v_1) dt + \frac{1}{\rho_0} \int v_2 dt = 0 \quad (2-67)$$

可以看到，得到的运动方程式与前面导出的结果相同，这就表明无论是利用力—电压相似，还是应用力—电流相似，皆可获得机械系统的相似电路图。

上面我们讨论了机械平移系统的相似变换，对于机械旋转系统同样可以根据力—电压相似或力—电流相似的原理来进行相似变换，只不过要将旋转系统中的参数变成平移系统中的相似量，其相似关系如表 2-3 所示。下面举例说明。

表 2-3 机械平移系统与机械旋转系统相似变换表

平 移 系 统	旋 转 系 统
力, F	转矩, M
位移, x	角位移, θ
速度, $v = \frac{dx}{dt}$	角速度, $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$
加速度, $a = \frac{d^2x}{dt^2} = \frac{dv}{dt}$	角加速度, $\alpha = \frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{d\Omega}{dt}$
质量, m	转动惯量, J
粘滞阻尼系数, f	旋转粘滞阻尼系数, f_θ
弹簧柔度, ρ	弹簧扭转柔度, ρ_θ

例 2-3 试画出图 2-36 所示机械旋转系统的相似电路图, 并导出机械系统的运动方程式。图中参数 M 为作用在飞轮上的外力矩; J 为飞轮转动惯量; ρ_θ 为轴的弹簧扭转柔度; f_θ 为飞轮旋转粘滞阻尼系数; θ 为轴的扭转角位移。

解: 利用力矩—电流相似原理来进行研究。选择飞轮为连接点, 它连接力矩源 M 和三个元件: 扭转刚度为 $1/\rho_\theta$ 的轴, 转动惯量为 J 的飞轮以及粘性阻尼系数为 f_θ 的阻尼器。这相应于相似电路中有一个节点, 它连接一个电流源(力矩源)和三个元件: 电容 C (惯量 J), 电导 G (阻尼器 f_θ) 电感 L (弹簧扭转柔度 ρ_θ)。相似电路图如图 2-37 所示。由图可得节点方程为

$$C \frac{du}{dt} + Gu + \frac{1}{L} \int u dt = i \quad (2-68)$$

根据力(力矩)—电流相似变换关系很容易写出相似方程如下:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_\theta \Omega + \frac{1}{\rho_\theta} \int \Omega dt = M \quad (2-69)$$

这就是机械旋转系统的运动方程式。

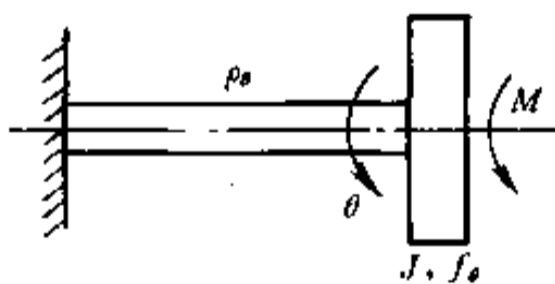


图 2-36 机械旋转系统

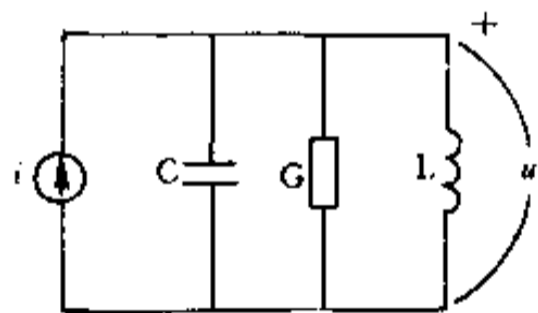


图 2-37 图 2-36 的相似电系统

§ 2.3 液压、气压装置及系统模型

应用流体驱动的动力缸或马达作为执行元件的系统称为液、气伺服系统。在这些系统中, 常用滑阀作功率控制元件。无论执行元件是作直线运动的动力缸或者是作回转的马达, 它与滑阀组成的环节统称为伺服马达。所以, 只要建立了伺服马达这个环节的运动方程, 就不难求得系统的开环和闭环传递函数。下面重点讨论液压及气动伺服马达的传递函数的求取, 此外, 还介绍其他几个重要的伺服元件。

$$P_L = P_1 - P_2 \quad (2-73)$$

由式(2-72)和式(2-73)可得

$$2P_1 = P_s + P_L$$

和

$$2P_2 = P_s - P_L$$

将它们分别代入式(2-70)和式(2-71)得

$$Q_1 = Q_2 = C_d A \sqrt{\frac{1}{\rho} (P_s - P_L)}$$

对于阀芯肩宽等于阀套槽宽的零开口滑阀,假定阀及油缸无泄漏,则负载流量(驱动负载的流量) Q_L 与 Q_1 或 Q_2 相等,即

$$Q_L = C_d A \sqrt{\frac{1}{\rho} (P_s - P_L)} = C_d w x_v \sqrt{\frac{1}{\rho} (P_s - P_L)} \quad (2-74)$$

式中 w ——滑阀窗口孔的宽度;

x_v ——阀芯的位移;

A ——阀芯的开口面积。

此式表明滑阀在供油压力 P_s 恒定时,负载压力 P_L 与负载流量呈抛物线关系,阀芯位移 x_v 为这种抛物线的参变量, x_v 取不同值可得到如图2-39所示的抛物线簇——液压滑阀的特性曲线。显然, Q_L-P_L 的关系是非线性的。

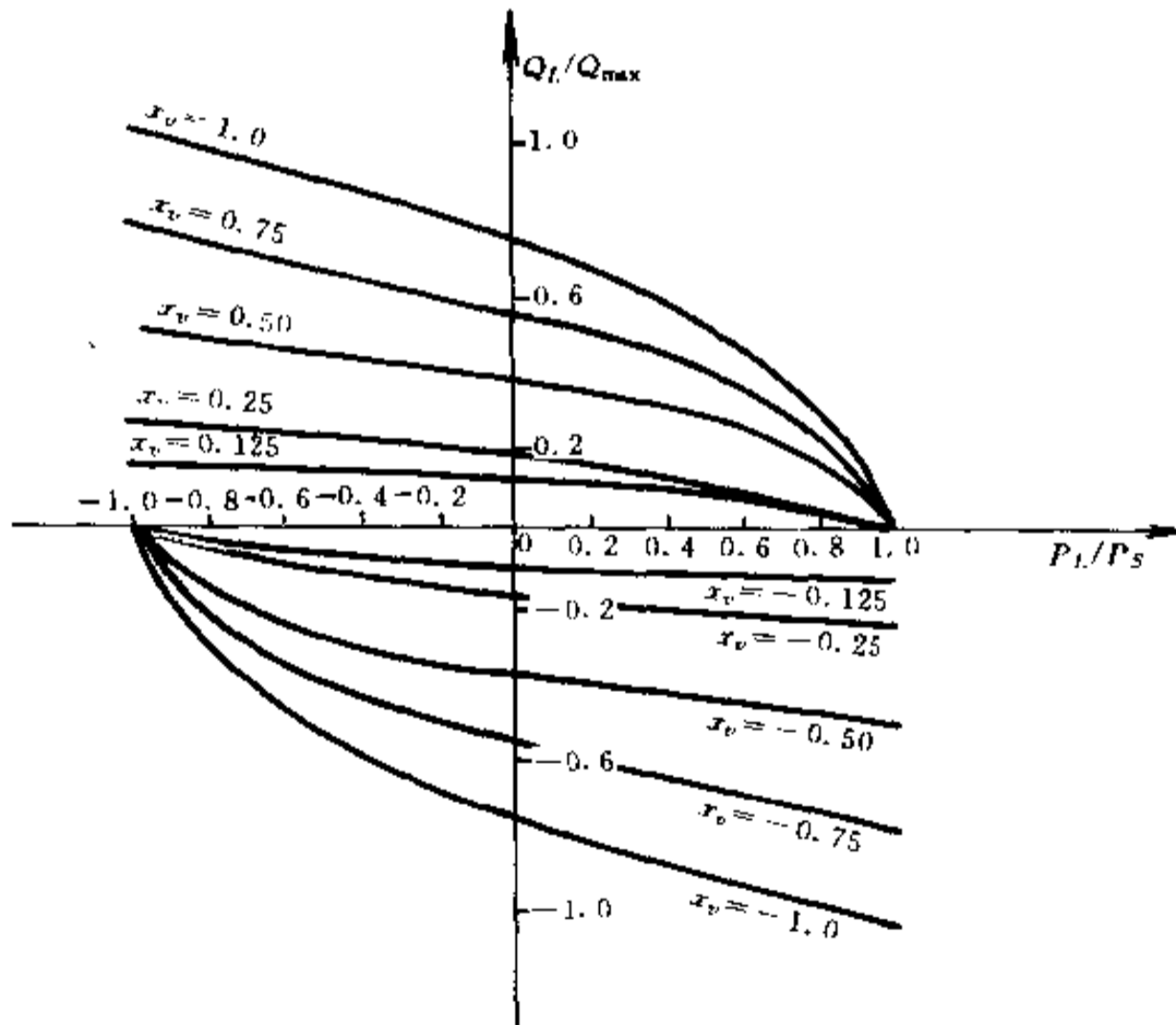


图 2-39 液压滑阀特性曲线

为了使问题简化,我们把非线性函数在工作点展成泰勒级数,取其一阶近似式,得到增量方程。因此,用泰勒公式在特定工作点($X_w = \text{常数}$, $P_{Li} = \text{常数}$)处展开,取一次项而得

$$Q_L = Q_{Li} + \left. \frac{\partial Q_L}{\partial X_v} \right|_i \Delta X_v + \left. \frac{\partial Q_L}{\partial P_L} \right|_i \Delta P_L$$

增量方程为

$$\Delta Q_L = Q_L - Q_{Li} = K_q \Delta X_v - K_c \Delta P_L$$

将此方程的坐标零点置于工作点 (X_{vi}, P_{Li}) 之上,有 $Q_{Li} = 0$,则可得滑阀流量—压力特性的线性化方程

$$Q_L = K_q X_v - K_c P_L \quad (2-75)$$

式中 K_q ——滑阀流量增益;
 K_c ——滑阀流量压力系数。

$$K_q = \left. \frac{\partial Q_L}{\partial X_v} \right|_{x=x_{vi}} = C_d w \sqrt{\frac{1}{\rho} (P_s - P_L)}$$

$$K_c = - \left. \frac{\partial Q_L}{\partial P_L} \right|_{p=p_{Li}} = C_d w x_v \frac{\sqrt{(1/\rho)(P_s - P_L)}}{2(P_s - P_L)}$$

2. 液压缸工作腔的连续性方程

不能忽略液压缸油液的压缩性。油液的弹性模量 $E_0 = V dp/dv = \rho dp/d\rho$ 与系统的刚度、稳定性及动态特性有密切的关系。参见图 2-38, 设进油腔容积为 V_1 (包括液压缸及滑阀左半腔的容积), 其中油液质量为 m_1 , 则其质量流量为

$$Q_{m1} = \rho Q_1$$

泄漏的质量流量为

$$Q_{mc1} = \rho Q_{c1}$$

式中 Q_1 ——进油腔容积流量;
 Q_{c1} ——进油腔泄漏容积流量。

左半腔的工作流量为以上两者之差

$$Q_{m1} - Q_{mc1} = \frac{dm_1}{dt} = \frac{d\rho V_1}{dt} = \rho \frac{dV_1}{dt} + V_1 \frac{d\rho}{dt} \cdot \frac{\rho}{\rho} \cdot \frac{dp_1}{dp_1}$$

或

$$\rho(Q_1 - Q_{c1}) = \rho \frac{dV_1}{dt} + \rho V_1 \left(\frac{d\rho}{\rho dp_1} \right) \frac{dp_1}{dt}$$

所以

$$Q_1 - Q_{c1} = \frac{dV_1}{dt} + \frac{V_1}{E_0} \cdot \frac{dp_1}{dt} \quad (2-76)$$

这就是左半腔考虑到油液弹性的流动连续性方程。

将此方程应用到左及右油腔, 并引入泄漏系数, 得

$$Q_1 - Q_{c1} = Q_1 - C_{ip}(p_1 - p_2) - C_{ep}P_1 = \frac{dV_1}{dt} + \frac{V_1}{E_0} \cdot \frac{dP_1}{dt} \quad (2-77)$$

$$Q_{c2} - Q_2 = C_{ip}(p_1 - p_2) - C_{ep}P_2 - Q_2 = \frac{dV_2}{dt} + \frac{V_2}{E_0} \cdot \frac{dP_2}{dt} \quad (2-78)$$

式中 V_2 ——回油腔容积;

C_{ip} ——活塞内部(旁路)泄漏系数;

C_{ep} ——活塞外部泄漏系数。

设活塞面积为 A , 位移为 Y , V_{01} 及 V_{02} 为进油腔及回油腔的初始容积。并假设

$$V_0 = V_{01} = V_{02}$$

则进、回油腔容积始终保持常数, 有

$$V_t = V_1 + V_2 = V_{01} + V_{02} = 2V_0 \quad (2-79)$$

式中 V_t ——两腔总容积。

将式(2-77)减式(2-78)并除以 2, 可得到用负载流量表示的液压缸的流动连续性方程

$$Q_L = A \frac{dy}{dt} + C_{tp}P_L + \frac{V_t}{4E_0} \cdot \frac{dP_L}{dt} \quad (2-80)$$

式中 $Q_L = \frac{Q_1 + Q_2}{2}$, 为负载流量;

$C_{tp} = C_{ip} + \frac{C_{ep}}{2}$, 为总泄漏系数;

$A dy = dV$; $\frac{V_t}{2} \cdot \frac{dP_L}{dt} = V_1 \frac{dP_1}{dt} - V_2 \frac{dP_2}{dt}$;

$P_L = P_1 - P_2$, 为负载压力;

$E_0 = \frac{\rho dp}{d\rho}$, 为油液的弹性模量。

3. 液压伺服马达的传递函数

由图 2-38 可知, m 为负载质量; f_L 为负载阻尼; K 为负载的弹性刚度; F 为负载力。我们可以建立动力油缸的力平衡方程为

$$P_L A = m \cdot \frac{d^2 y}{dt^2} + f_L \cdot \frac{dy}{dt} + Ky + F \quad (2-81)$$

前面已推导出

$$Q_L = K_q X_v - K_C P_L \quad (2-82)$$

和

$$Q_L = A \frac{dy}{dt} + C_{tp} P_L + \frac{V_t}{4E_0} \cdot \frac{dP_L}{dt} \quad (2-83)$$

对以上三式取拉氏变换, 有

$$P_L = \frac{1}{A} (ms^2 + f_L s + K) Y + \frac{1}{A} F$$

$$Q_L = K_q X_v - K_C P_L$$

$$Q_L = AYs + (C_{tp} + \frac{V_t}{4E_0} s) P_L$$

或改写成

$$Q_L = K_q X_v - K_C P_L \quad (2-84)$$

$$P_L = (Q_L - AYs) / (C_{tp} + \frac{V_t}{4E_0} s) \quad (2-85)$$

$$Y = \frac{A}{ms^2 + f_L s + K} (P_L - \frac{1}{A} F) \quad (2-86)$$

根据式(2-84)、(2-85)、(2-86)可以建立阀控液压缸系统的动态结构如图 2-40 所示。

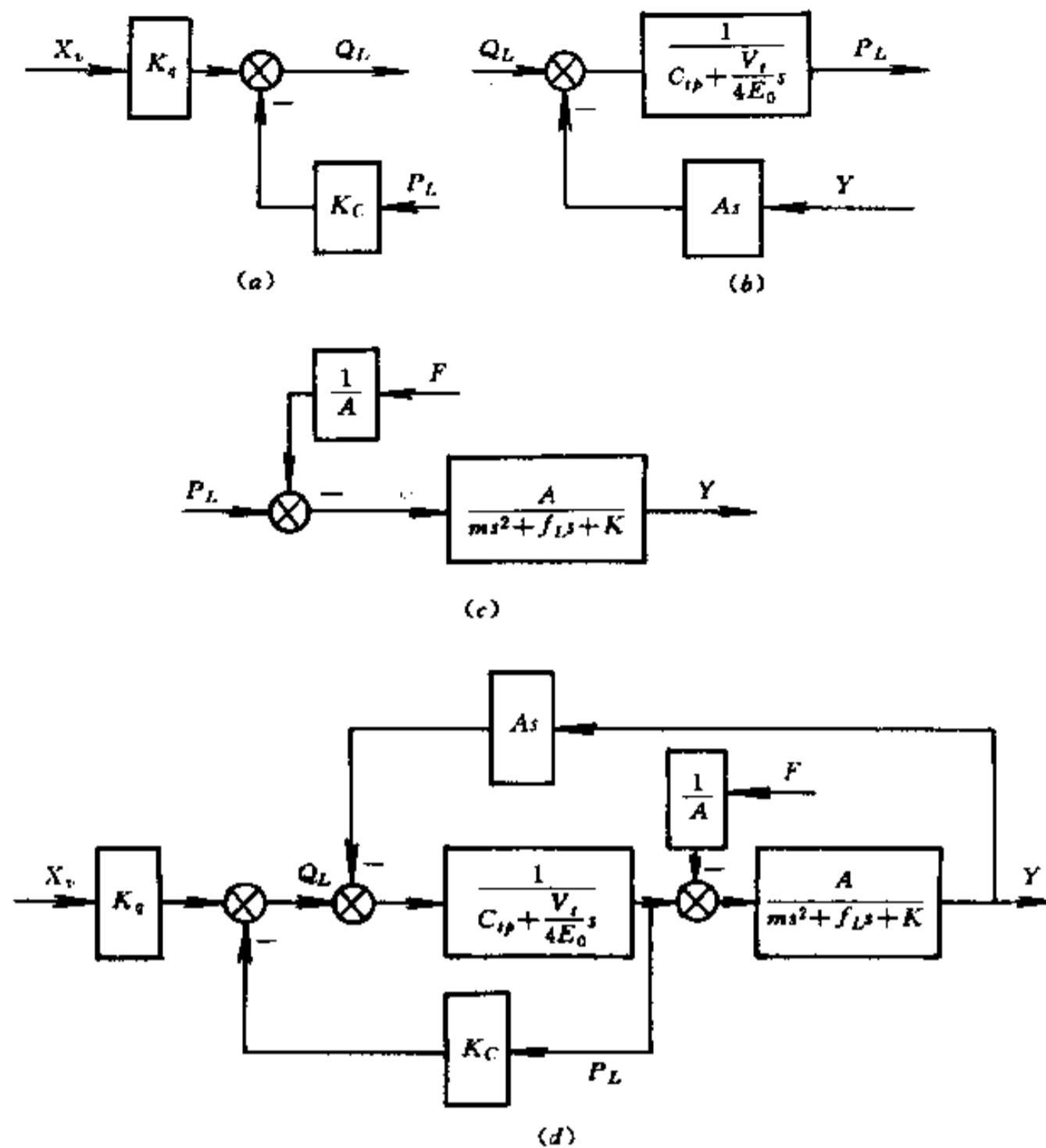


图 2-40 阀控液压缸系统的动态结构图

由系统方框图可看出,动力油缸活塞位移 Y 为系统输出量,滑阀阀芯位移 X_v 为给定输入量,外力 F 为干扰输入量。可进一步求出输出量 Y 分别相对于 X_v 和 F 之间的闭环传递函数。

令 $F = 0$, 可求得

$$\frac{Y(s)}{X_v(s)} = \frac{AK_q}{\frac{V_t m}{4E_0} s^3 + \left[(K_c + C_{ip})m + \frac{V_t f_L}{4E_0} \right] s^2 + \left[(K_c + C_{ip})f_L + \frac{V_t K}{4E_0} + A^2 \right] s + K(K_c + C_{ip})} \quad (2-87)$$

令 $X_v = 0$, 可求得

$$\frac{Y(s)}{F(s)} = \frac{\frac{V_t}{4E_0} s + K_c + C_{ip}}{\frac{V_t m}{4E_0} s^3 + \left[(K_c + C_{ip})m + \frac{V_t f_L}{4E_0} \right] s^2 + \left[(K_c + C_{ip})f_L + \frac{V_t K}{4E_0} + A^2 \right] s + K(K_c + C_{ip})} \quad (2-88)$$

另外,若以流量 Q 为输入,以 Y 为输出,则实际系统如图 2-41 所示。若以阀芯位移 X_v 为输入,以负载压力 P_L 为输出的阀控液压缸系统的方框图如图 2-42 所示。同样,我们

不难求出它们的传递函数。

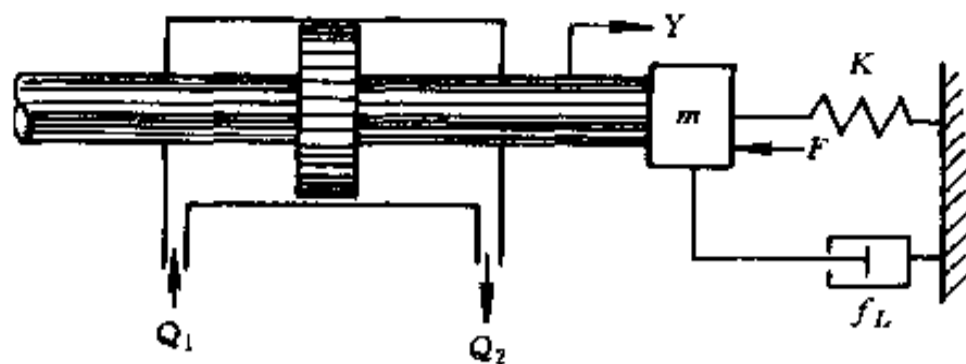


图 2-41 以 Q 为输入, Y 为输出的阀控液压缸系统

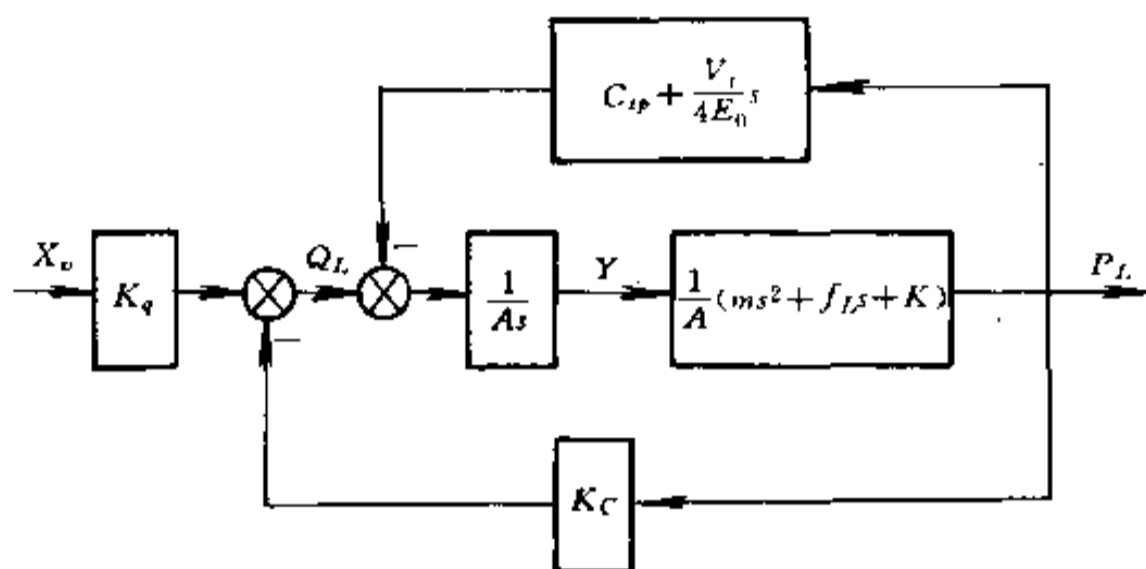


图 2-42 以 X_v 为输入, P_L 为输出的液压缸系统方框图

为了使问题简化,在实际应用中,往往可以忽略一些因素(与现场环境有关),从而使系统传递函数变得简单。表 2-4 列出了几种情况下的传递函数。

表 2-4 阀控液压(气动)缸忽略不同因素的传递函数

情况	考虑因素	忽略因素	传递函数 $\frac{Y}{X_v}$	传递函数 $\frac{Y}{Q}$
1	负载质量 m 、 油液弹性 E_0	负载阻尼 f_L 负载刚度 K 液压缸泄漏 C_{tp}	$\frac{K_q/A}{s(\frac{V_t m}{4E_0 A^2} s^2 + \frac{K_c m}{A^2} s + 1)}$	$\frac{1/A}{s(\frac{V_t m}{4E_0 A^2} s^2 + \frac{K_c m}{A^2} s + 1)}$
2	负载质量 m	负载阻尼 f_L 负载刚度 K 油液弹性 E_0 液压缸泄漏 C_{tp}	$\frac{K_q/A}{s(\frac{K_c m}{A^2} s + 1)}$	$\frac{1/A}{s(\frac{K_c m}{A^2} s + 1)}$
3	负载阻尼 f_L	负载质量 m 负载刚度 K 油液弹性 E_0 液压缸泄漏 C_{tp}	$\frac{K_q/A}{s(\frac{K_c f_L}{A^2} + 1)}$	$\frac{1/A}{s(\frac{K_c f_L}{A^2} + 1)}$
4	负载刚度 K	负载质量 m 负载阻尼 f_L 油液弹性 E_0 液压缸泄漏 C_{tp}	$\frac{K_q A / K K_c}{\frac{A^2}{K K_c} s + 1}$	$\frac{A / K K_c}{\frac{A^2}{K K_c} s + 1}$
5		负载质量 m 、 负载阻尼 f_L 负载刚度 K 油液弹性 E_0 液压缸泄漏 C_{tp}	$\frac{K_q/A}{s}$	$\frac{1/A}{s}$

注:作 $K'_q/K_t \rightarrow K_q, K'_c/K_t \rightarrow K_c, (k p_i) \rightarrow E_0$ 代换后就是阀控气缸的传递函数。

关于阀控液压马达的传递函数,可将阀控液缸的直线运动参数代以旋转运动参数而方便地获得。这时需要更换的参数有:

- $Y \rightarrow \theta$, θ 为马达轴转角(rad);
 $A \rightarrow D_m$, D_m 为马达排量(cm^3/rad);
 $m \rightarrow J$, J 为负载及马达的总转动惯量($\text{kg} \cdot \text{cm} \cdot \text{s}^2/\text{rad}$);
 $K \rightarrow K_m$, K_m 为负载扭转刚度($\text{kg} \cdot \text{cm}/\text{rad}$);
 $f_l \rightarrow f_m$, f_m 为负载阻尼系数($\text{kg} \cdot \text{cm} \cdot \text{s}/\text{rad}$)。

2.3.2 气动伺服马达的传递函数

按照讨论液压伺服马达的相似方法,求取气动伺服马达的传递函数,使问题变得简单明了。气动伺服马达工作原理图仍如图 2-38 所示。

1. 气动滑阀流量方程

气动滑阀的流量—压力特性曲线如图 2-43 所示。在研究可压缩流体的控制时,通常采用质量流量 Q_m (不用容积流量 Q) 来作阀特性的因变量。由气体流动理论知,通过给定节流孔的气体,其质量流量有一个固定的最大值,这个最大值是在下游与上游压力比值降到 0.528 的音速区产生的,所以阀的特性曲线由水平直线和曲线组成。

通过阀的质量流量是阀芯位移 X_v 及气缸压力的函数

$$Q_{m1} = f(X_v, P_1) \quad (2-89)$$

$$Q_{m2} = f(-X_v, P_2) \quad (2-90)$$

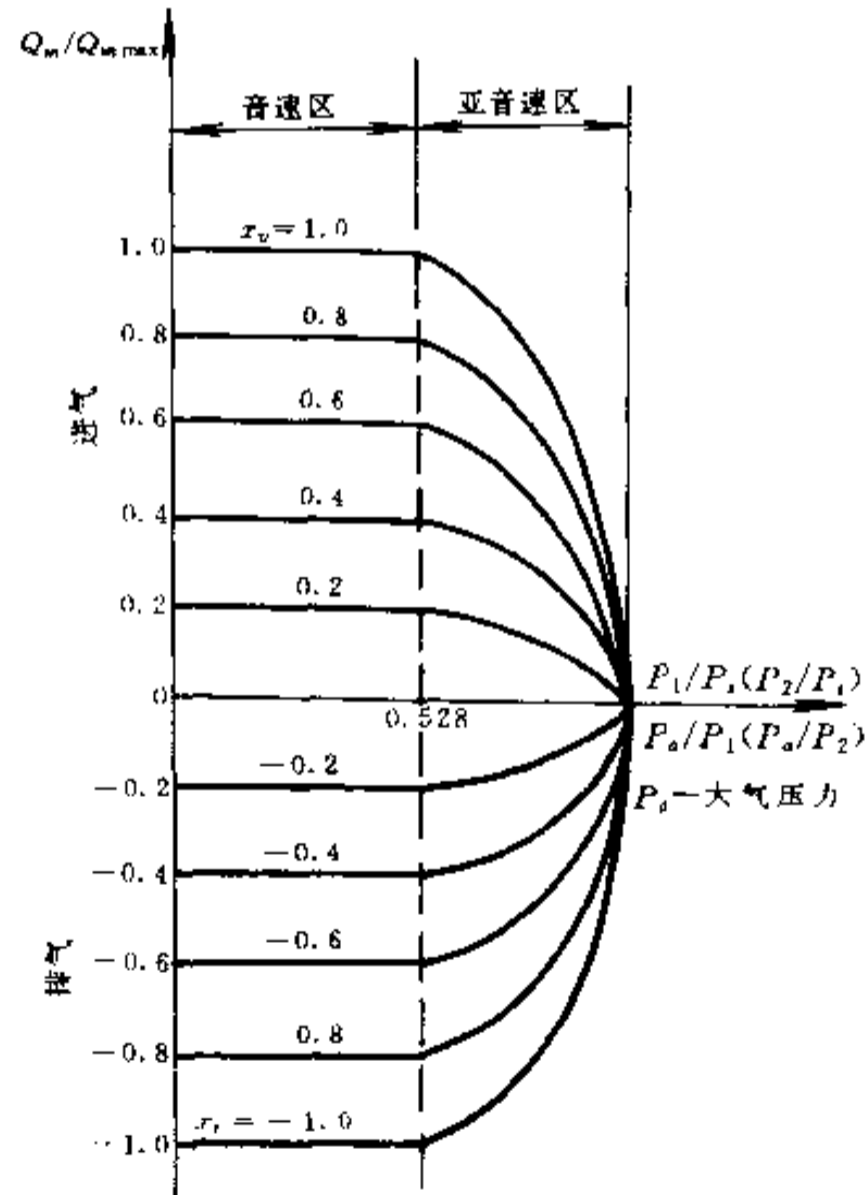


图 2-43 气动滑阀的流量—压力特性曲线

应注意到滑阀进气和排气的质量流量是不相同的,滑阀的负载质量流量是两者之差

$$Q_{mL} = Q_{m1} - Q_{m2}$$

负载压力为

$$P_L = P_1 - P_2$$

同样,我们用泰勒级数展开的方法,进行线性化处理,可得

$$Q_L = \frac{Q_{mL}}{\rho} = K'_q X_v - K'_c P_L \quad (2-91)$$

式中,流量增益

$$K'_q = \frac{1}{\rho} \cdot \left. \frac{\partial Q_{m1}}{\partial X_v} \right|_i = \frac{1}{\rho} \cdot \left. \frac{\partial Q_{m2}}{\partial X_v} \right|_i$$

流量压力系数

$$K'_c = \frac{-1}{\rho} \cdot \left. \frac{\partial Q_{m1}}{\partial P_1} \right|_i = \frac{-1}{\rho} \cdot \left. \frac{\partial Q_{m2}}{\partial P_2} \right|_i$$

式(2-91)与式(2-75)的形式相同。这里我们没有假定气缸滑阀内的压缩性可以忽略。

2. 气缸的连续性方程

首先考查气源中一定质量 Δm_1 的气体流经滑阀到达气缸左腔的热力学过程。气体以压力 P_1 推动活塞使左腔容积产生 ΔV_1 的变化。此过程是迅速完成的,所以它是一个绝热过程。按热力学第一定律,在一个闭合系统中完成一个非循环过程,传入系统的热量 H 与系统作的机械功 W 之差等于系统内能的变化 ΔE ,即

$$H - W = \Delta E \quad (2-92)$$

式中 $H = C_p T_s \Delta m_1 = C_p T_1 \Delta m_1$;

$$W = P_1 \Delta V_1;$$

$$\Delta E = C_v T_1 \Delta m_1。$$

其中 T_s ——系统的总温度,它与气源温度 T_s 相等, $T_s = T_s$;

C_p ——定压比热;

T_1 ——作功之后的温度;

C_v ——定容比热。

并假定系统的基准温度 $T_0 = 0$, $T_s - T_0 = T_s$ 及 $T_1 - T_0 = T_1$ 。所以,式(2-92)可以写成

$$C_p T_s \Delta m_1 - P_1 \Delta V_1 = C_v T_1 \Delta m_1 \quad (2-93)$$

已知气体状态方程

$$\frac{P_1 V_1}{T_1} = m_1 R$$

式中 R ——气体常数。

采用导数形式,得

$$\frac{dm_1}{dt} = \frac{d}{dt} \frac{P_1 V_1}{RT_1} = Q_{m1} \quad (2-94)$$

合并式(2-93)及式(2-94),得出

$$\frac{dP_1}{dt} = kRT_s \frac{Q_{m1}}{V_1} - k \frac{P_1}{V_1} \frac{dV_1}{dt} \quad (2-95)$$

或

$$Q_{m1} = \frac{1}{kRT_s} \left(V_1 \frac{dP_1}{dt} + kP_1 \frac{dV_1}{dt} \right) \quad (2-96)$$

式中 $k = C_p/C_v$ 称比热比, 或绝热系数。

对于气缸右腔(排气腔), 同样可导出

$$\frac{dP_2}{dt} = kRT_s \frac{Q_{m2}}{V_2} - k \frac{P_2}{V_2} \frac{dV_2}{dt} \quad (2-97)$$

$$Q_{m2} = \frac{1}{kRT_s} \left(V_2 \frac{dP_2}{dt} + kP_2 \frac{dV_2}{dt} \right) \quad (2-98)$$

对式(2-96)及式(2-98)作线性化处理, 并设稳态工作点 $\dot{P}_{1i} = 0, \dot{V}_{1i} = 0, \dot{P}_{2i} = 0, \dot{V}_{2i} = 0$, 得

$$Q_{m1} = \frac{1}{kRT_s} \left(V_{1i} \frac{dP_1}{dt} + kP_{1i} \frac{dV_1}{dt} \right) \quad (2-99)$$

$$Q_{m2} = \frac{1}{kRT_s} \left(V_{2i} \frac{dP_2}{dt} + kP_{2i} \frac{dV_2}{dt} \right) \quad (2-100)$$

设活塞在行程中间位置附近活动, 则 $V_{1i} = V_{2i} = V_0$, 而总容积

$$V_t = V_{1i} + V_{2i} = 2V_0 \quad (2-101)$$

以 y 表示活塞的位移, 则

$$\frac{dV_1}{dt} = -\frac{dV_2}{dt} = A \cdot \frac{dy}{dt} \quad (2-102)$$

式中 A ——活塞面积。

设气缸不受外力的作用, 则

$$P_{1i} = P_{2i} = P_i \quad (2-103)$$

现将式(2-99)减去式(2-100)除以 2, 并代入式(2-101)、(2-102)、(2-103)的关系, 得到气动伺服马达的负载流量 Q_{mL} 的流动连续方程

$$Q_{mL} = \frac{P_i}{RT_s} \left[A \frac{dy}{dt} + \frac{V_t}{4(kP_i)} \frac{dP_L}{dt} \right] \quad (2-104)$$

计入总汇漏量 $C'_{tp}P_L$, 并将上式写成容积流量的形式, 得

$$Q_L = K_k \cdot \left[A \frac{dy}{dt} + C'_{tp}P_L + \frac{V_t}{4(kP_i)} \cdot \frac{dP_L}{dt} \right] \quad (2-105)$$

式中 $K_k = P_i/\rho_iRT_s = \text{常数}$;

ρ_i ——气体具有稳态压力 P_i 时的密度。

3. 气动伺服马达的传递函数

前面已推导出气动滑阀的流量方程, 气缸的连续性方程及动力缸(油缸)带动负载做功的力平衡方程, 重新写出如下:

$$Q_L = K'_q X_v - K'_c P_L$$

$$Q_L = K_k \left[A \cdot \frac{dy}{dt} + C'_{tp}P_L + \frac{V_t}{4(kP_i)} \frac{dP_L}{dt} \right]$$

$$P_L = \frac{1}{A} \left(m \frac{d^2 y}{dt^2} + f_L \frac{dy}{dt} + Ky \right) + \frac{F}{A}$$

对以上三式作拉氏变换为

$$Q_L = K'_q X_v - K'_c P_L \quad (2-106)$$

$$P_L = (Q_L - K_k A s Y) / K_l \left[C'_{ip} + \frac{V_i}{4(kP_i)s} \right] \quad (2-107)$$

$$Y = \frac{A}{ms^2 + f_L s + K} (P_L - \frac{1}{A} F) \quad (2-108)$$

按照式(2-106)、(2-107)及式(2-108)可作出方框图如图2-44(a)所示。为了使传递函数写成与液压伺服系统相一致的形式,经过变换,得到方框图(b)。我们比较两者的方框图可知,只需将以下三个系数作如下的代换:

$$K'_q / K_k \longrightarrow K_q$$

$$K'_c / K_k \longrightarrow K_c$$

$$(kP_i)^{-1} \longrightarrow E_0$$

就可以由液压系统的传递函数直接得到气动系统相应的各种传递函数。或者相反。因此,我们可以按式(2-87)写出气动伺服马达的传递函数为

$$\frac{Y}{X_v} = \frac{A \cdot \frac{K'_q}{K_k}}{\frac{V_i m}{4(kP_i)s^3} + \left[\left(\frac{K'_c}{K_k} + C'_{ip} \right) m + \frac{V_i f_L}{4(kP_i)} \right] s^2 + \left[\left(\frac{K'_c}{K_k} + C'_{ip} \right) f_L + \frac{V_i K}{4(kP_i)} + A_2 \right] s + K \left(\frac{K'_c}{K_k} + C'_{ip} \right)} \quad (2-109)$$

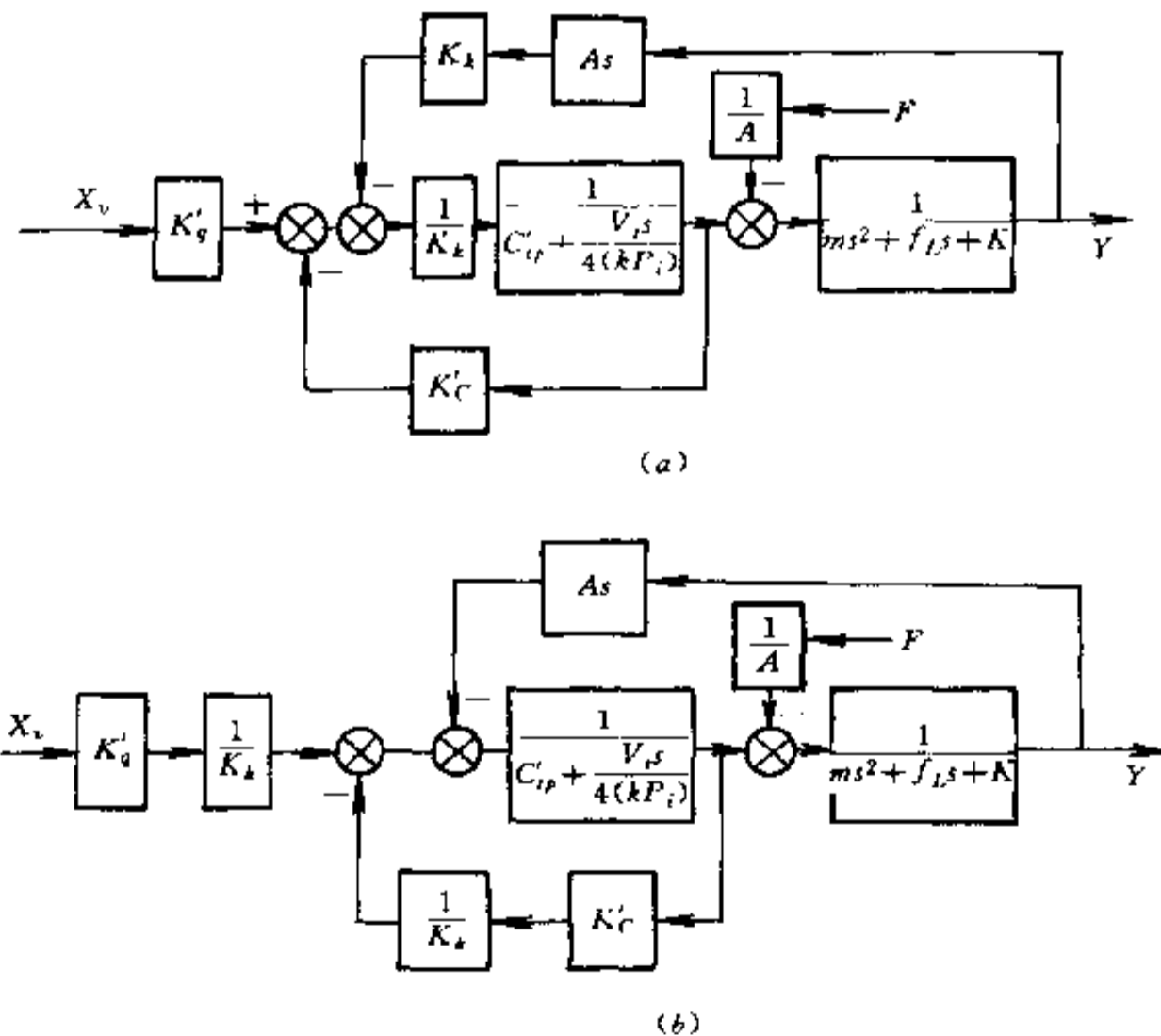


图 2-44 阀控气缸系统的动态结构图

(a) 系统方框图; (b) 等效方框图。

同样,只要应用以上的系数代换,可以按表 2-4 求得各种简化形式的阀控气缸的传递函数。进一步,还可将直线运动参数代换为回转运动的参数,求出另一类型(回转运动)气动伺服马达的各种相应传递函数。

2.3.3 液压力矩放大器

液压力矩放大器由伺服阀、液压马达及反馈丝杆付(差动丝杆付)三个部分组成。其工作原理见图 2-45 所示。输入转角 θ_v 经阀芯端部的丝杆螺母付变成阀芯位移 X_v ,控制进出液压马达的压力油的流量与流动方向。马达轴带动螺母旋转通过丝杆使阀芯复位,结果使马达轴完全跟踪输入转角而转动。但是马达的输出力矩要比移动阀芯的输入力矩大得多,所以称这种装置叫做力矩放大器。这种放大器实际上就是阀控马达加反馈丝杆付而形成的闭环反馈系统。我们假定系统的负载为表 2-4 中的第一种情况,则可由表经参数变换,直接写出从阀芯位移 X_v 至马达转角 θ_m 的传递函数(或流量 Q 与转角 θ_m 的传递函数)为

$$\frac{\theta_m}{X_v} = \frac{K_q \theta_m}{Q} = \frac{K_q / D_m}{s \left(\frac{VJ}{4E_0 D_m^2} s^2 + \frac{KJ}{D_m^2} s + 1 \right)} \quad (2-110)$$

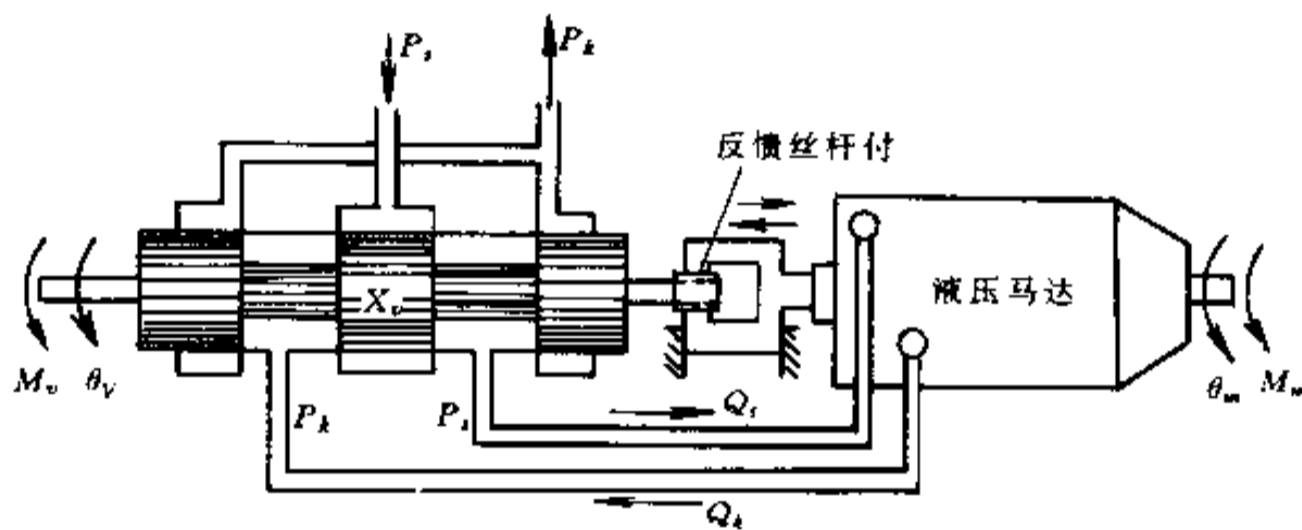


图 2-45 液压力矩放大器

丝杆螺母付既是把转角 θ_v 变成阀芯位移 X_v 的机构,又是把转角 θ_v 与马达转角 θ_m 进行比较的机构,其关系式为

$$X_v = \frac{T}{2\pi} (\theta_v - \theta_m) \quad (2-111)$$

式中 T ——螺距(cm)。

根据式(2-110)及式(2-111)可画出液压力矩放大器的方框图如图 2-46 所示。设开环增益 K 、液压固有频率 ω_h 和阻尼比 δ_h 有如下式:

$$K = \frac{TK_q}{2\pi D_m}$$

$$\omega_h = \sqrt{\frac{4E_0 D_m}{VJ}}$$

$$\delta_h = \frac{K_c}{D_m} \sqrt{\frac{E_0 J}{V_t}}$$

则该系统的开环传递函数 $G(s)$ 及闭环传递函数 $\Phi(s)$ 分别为

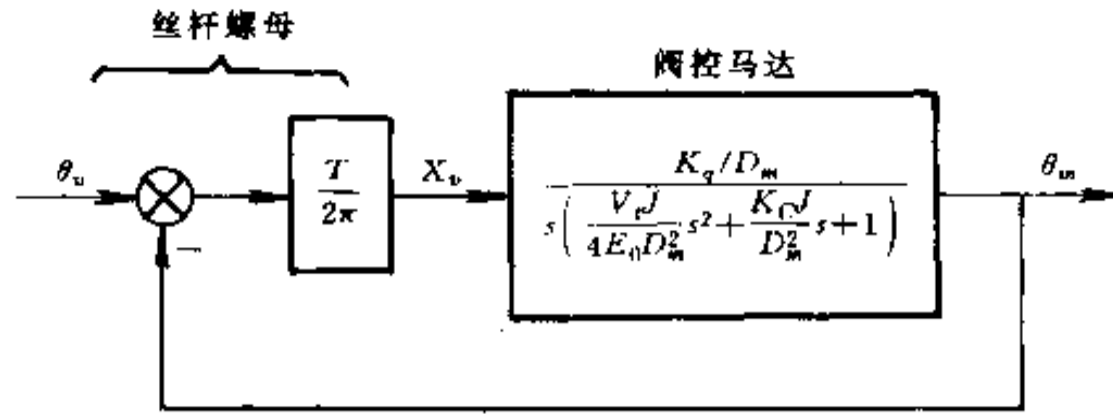


图 2-46 液压力矩放大器方框图

$$G(s) = \frac{K}{s \left(\frac{s^2}{\omega_h^2} + \frac{2\delta_h}{\omega_h} s + 1 \right)} \quad (2-112)$$

$$\Phi(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_h^2 K} + \frac{2\delta_h}{\omega_h K} s + \frac{s}{K} + 1} \quad (2-113)$$

2.3.4 气动伺服马达中的平衡气瓶

在气动伺服马达中,可以采用气瓶作为平衡器,如图 2-47 所示。当负载或气源压力等出现瞬时的变化时,将引起气缸内工作压力的变化时,这时气路可以转移一部分质量的气体进入气瓶(或者由气瓶放出),保持负载流量达到瞬态平衡,从而保证伺服机构输出刚度和增加系统的稳定性。

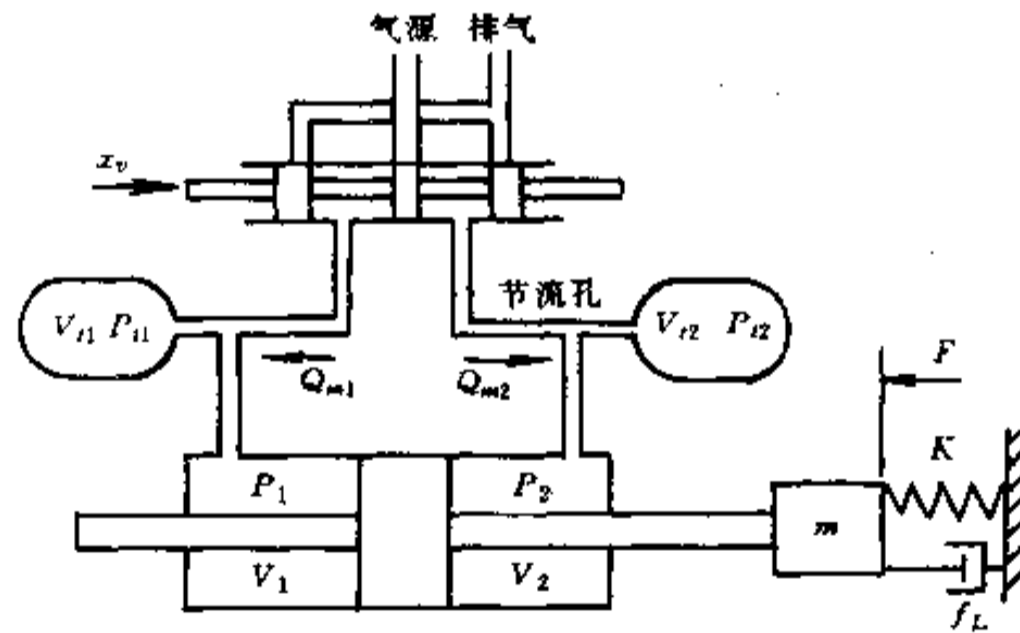


图 2-47 平衡气瓶工作原理图

气流经节流孔进入左气瓶的质量流量按以下公式计算(假设节流孔可以保证产生充分的层流)

$$Q_{m1} = \frac{\pi d^4 / 2}{128 \mu l R T_s} \cdot (P_1^2 - P_{11}^2) = \frac{a}{2 R T_s} (P_1^2 - P_{11}^2) \quad (2-114)$$

其中

$$a = \frac{\pi d^4}{128 g \mu l}$$

式中 d ——节流孔直径;
 l ——节流孔长度;
 μ ——气体动力粘度;

- g ——重力加速度;
 P_{t1} ——气缸内气体压力;
 P_1 ——气缸工作压力;
 R ——气体常数;
 T_s ——气源绝对温度。

左右腔体的流量或压力用下标 1、2 区别。

设稳态压力为 P_i , 将式(2-114) 线性化后得

$$Q_{mt1} = a'(P_1 - p_{t1}) \quad (2-115)$$

其中 $a' = aP_i/RT_s$ 。

又由气体状态方程求出平衡气瓶的压力变化率为

$$\frac{dP_{t1}}{dt} = kRT_s \frac{dm_{t1}/dt}{V_{t1}} = \frac{kRT_s}{V_t} Q_{mt1} \quad (2-116)$$

式中 V_t ——气瓶容积, 作为平衡器二气瓶的容积是相等的, 即 $V_{t1} = V_{t2} = V_t$ 。

将式(2-115) 对时间取微分, 并代入式(2-116) 的结果, 得

$$a' \frac{dP_1}{dt} = \frac{dQ_{mt1}}{dt} + \frac{1}{\tau} Q_{mt1} \quad (2-117)$$

同样可得

$$a' \frac{dP_2}{dt} = \frac{dQ_{mt2}}{dt} + \frac{1}{\tau} Q_{mt2} \quad (2-118)$$

令

$$\tau = V_t/a'kRT_s$$

对上两式取拉氏变换, 得

$$Q_{mt1} = \frac{a'\tau s}{1 + \tau s} P_1$$

$$Q_{mt2} = \frac{a'\tau s}{1 + \tau s} P_2$$

因此, 可以得到负载压力 P_L 为输入, 二气瓶质量流量相对变化 $(Q_{mt1} - Q_{mt2})$ 为输出的传递函数为

$$\frac{Q_{mt1} - Q_{mt2}}{P_L} = \frac{a'\tau s}{1 + \tau s} \quad (2-119)$$

§ 2.4 数字系统模型

采用数字技术的控制系统称为数字控制系统。现代的数字控制系统是基于微处理机的控制系统。微处理机负责采集传感器反馈信号, 按控制规律处理信息, 产生控制策略并输出控制信号。数字控制信号经数/模(D/A) 转换, 由伺服放大器放大后驱动执行机构(电动机或液压传动系统等), 使输出轴(如机械手、XYZ 工作台) 跟踪给定输入运动, 达到希望位置, 从而形成闭环控制系统。

我们知道, 模拟控制系统由微分方程建模, 通过拉氏变换, 微分方程变为对应的代数方程进行处理。进一步可导出系统的传递函数, 传递函数能描写模拟控制系统的一切特性。我们研究数字控制系统, 可以按照同一思路进行。描述数字控制系统的数学模型是差

分方程,通过Z变换将差分方程变换为等价的代数方程。进一步可得到控制系统的脉冲传递函数,通过研究脉冲传递函数,便可获得关于数字控制系统的一切信息。

2.4.1 离散时间系统模型

数字控制系统经常采用差分方程建模。凡是采用差分方程建模的系统,称为离散时间系统。图2-48为数字控制系统的原理框图。图中,数字计算机为控制器,产生控制策略。计算机输入端的接口是模/数(A/D)转换器,它将连续时间的误差信号 $e(t)$ 转换为计算机能处理的二进制数字信号 $e(kT)$ 。这里,符号 T 表示采样周期。计算机输出端上的接口是D/A转换器,它将计算机输出的二进制信号 $m(kT)$ 转换为驱动控制对象的模拟信号 $\bar{m}(t)$ 。

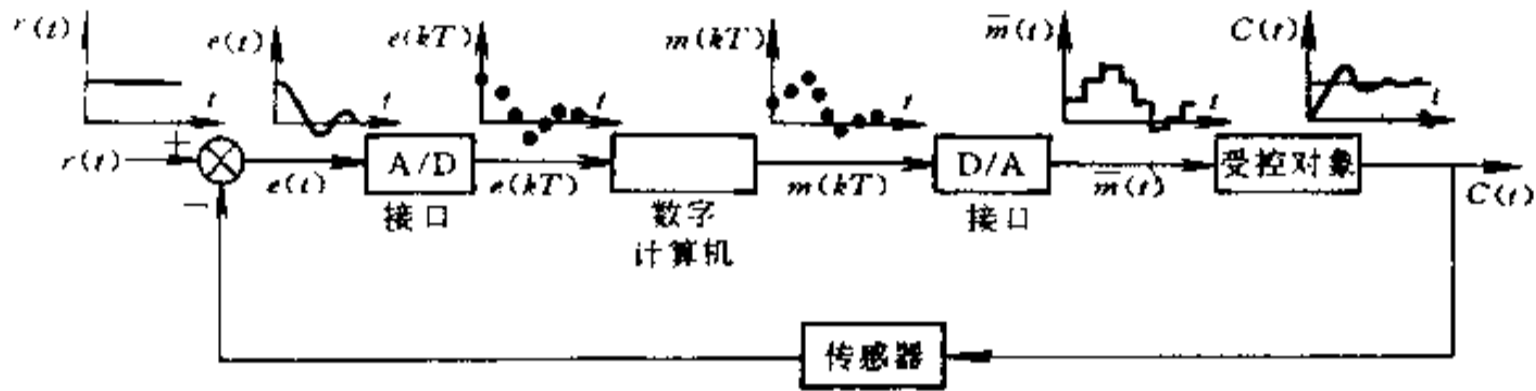


图 2-48 数字控制系统

因为计算机是实时工作的数字装置,它只能在采样时刻 $t = kT (k = 0, 1, 2, \dots)$ 接收信号。若采样周期为常数,则输入信号可以用数字时间序列表示为 $\{e(0), e(T), e(2T), \dots\}$,或简记为 $\{e(kT) | (k = 0, 1, 2, \dots)\}$ 。通常,为了强调序列,省略符号 T ,即将 $\{e(kT)\}$ 简化为 $\{e(k)\}$ 。

由于计算机运算速度很快,可以认为计算机实现任何计算所要求的计算时间是可以忽略的。因此,在任意 k 时刻的输入可以产生 k 时刻的输出。

令 $k = 0$ 时的输入为 $e(0)$,输出为 $m(0)$,对于线性和时不变的运算,可将 $m(0)$ 表示为:

$$m(0) = a_0 e(0) \quad (2-120)$$

式中, a_0 是常数。将 $e(0)$ 和 $m(0)$ 存入计算机内,则 $m(1)$ 可以是 $e(0)$, $m(0)$ 以及 $e(1)$ 的函数。例如 $m(1)$ 可能有以下形式

$$m(1) = a_0 e(1) + a_1 e(0) - b_1 m(0) \quad (2-121)$$

同样, $m(2)$ 可能为

$$m(2) = a_0 e(2) + a_1 e(1) + a_2 e(0) - b_1 m(1) - b_2 m(0) \quad (2-122)$$

这些方程称为差分方程。 n 阶线性时不变差分方程的一般形式为

$$m(k) = a_0 e(k) + a_1 e(k-1) + \dots + a_n e(k-n) - b_1 m(k-1) - b_2 m(k-2) - \dots - b_n m(k-n) \quad (2-123)$$

式(2-123)是描写线性时不变的数字控制器方程。实现这种控制作用的装置就是用程序求解式(2-123)的数字计算机。

如果模拟的受控对象也是线性时不变的,整个系统也可以用类似形式的差分方程建模,当然,其阶次会比控制器的阶次更高。也就是说,任何线性时不变的数字控制系统,不

仅数字控制器部分可以由线性差分方程建模,而且,即使受控对象是模拟的,整个系统也可以用差分方程模型描述。

2.4.2 采样器与数据保持

图 2-49 是具有采样器和数据保持的系统方框图,为使分析问题简便,系统中没有数字控制器装置。在这里,采样器和数据保持实际上表示 A/D 和 D/A 转换的作用。连续时间信号 $e(t)$ 经过采样器变成离散时间信号 $e(kT)$ 。并且,为了将离散的采样信号 $e(kT)$ 恢复到与采样前相似的连续时间信号 $\bar{e}(t)$,加给模拟的受控对象,系统中采用了数据重构装置,这就是所谓的数据保持器。

在实际系统中,有时采样器就是 A/D 转换器,数据保持器就是 D/A 转换器。绝大多数实用的数据保持器是零阶保持器,它将离散的采样信号 $e(kT)$ 转换为阶梯型信号 $\bar{e}(t)$ 。原始信号 $e(t)$ 、采样信号 $e(kT)$ 及阶梯信号 $\bar{e}(t)$ 的关系如图 2-50 所示。

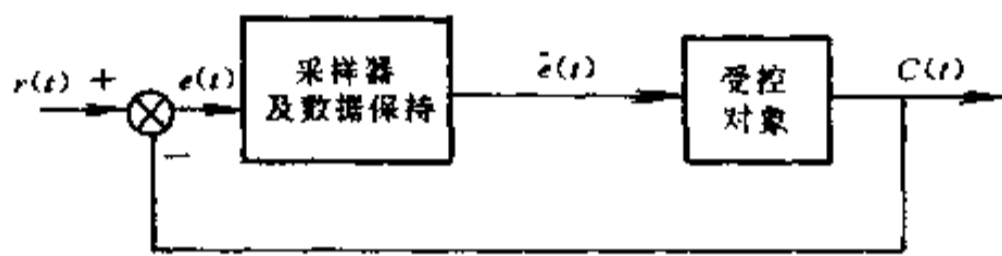


图 2-49 采样系统方框图

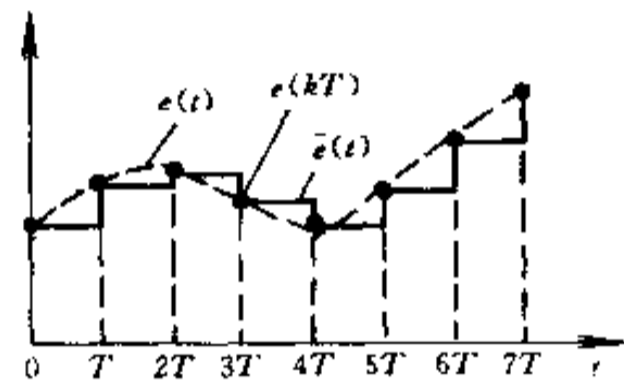


图 2-50 信号关系图

由图可知,在数学上可以将 $\bar{e}(t)$ 表示为

$$\bar{e}(t) = e(0)[u(t) - u(t - T)] + e(T)[u(t - T) - u(t - 2T)] + \dots \quad (2-124)$$

式中 $u(t)$ 表示单位阶跃函数, $\bar{e}(t)$ 的拉氏变换式为

$$\begin{aligned} \bar{E}(s) = L[\bar{e}(t)] &= e(0) \left[\frac{1}{s} - \frac{e^{-TS}}{s} \right] + e(T) \left[\frac{e^{-TS}}{s} - \frac{e^{-2TS}}{s} \right] + \dots = \\ &= \left[\frac{1 - e^{-TS}}{s} \right] \left[\sum_{k=0}^{\infty} e(kT) e^{-kTS} \right] \end{aligned} \quad (2-125)$$

上式右边第一因式与输入信号 $e(t)$ 无关,可以看作为传递函数(数字模型)。第二因式是输入信号 $e(t)$ 和采样周期 T 的函数,可以表示为输入信号的离散拉氏变换,即

$$E^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) e^{-kTS} \quad (2-126)$$

我们知道 Z 变换式为

$$E(z) = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) z^{-k} \quad (2-127)$$

比较式(2-126)和式(2-127),两者间有如下关系:

$$E^*(s) = E(z) \Big|_z = e^{TS} \quad (2-128)$$

因此,采样器和零阶数据保持器的方框图可以根据式(2-125)画出,如图 2-51 所示。图中开关符号表示采样器, T 为采样周期。

为了更好地了解采样器和数据保持器的工作性能,下面分析一下它们在频域中的特

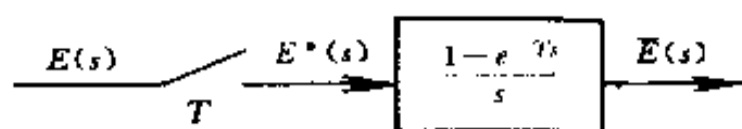


图 2-51 采样器和保持器的表示法

性,取 $E^*(s)$ 的拉氏反变换,可得

$$\begin{aligned} e^*(t) &= L^{-1}[E^*(s)] = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) \cdot L^{-1}[e^{-kTs}] = \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) \delta(t - kT) = \\ &= e(0)\delta(t) + e(T)\delta(t - T) + e(2T)\delta(t - 2T) + \dots \end{aligned}$$

其中, $\delta(t - kT)$ 是 $t = kT$ 时刻出现的单位脉冲函数,即狄拉克 δ 函数

$$\delta(t - kT) = \begin{cases} \infty, & t = kT \\ 0, & t \neq kT \end{cases}$$

可见, $e^*(t)$ 是一列脉冲函数,它的权重等于采样时刻的采样信号值。我们把产生 $e^*(t)$ 的采样器称为理想采样器。

根据狄拉克 δ 函数的性质, $e^*(t)$ 可改写为

$$e^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) \delta(t - kT) = e(t) \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) \quad (2-129)$$

因为脉冲函数序列 $|\delta(t)|$ 是周期性函数,因此可以将它展开成傅立叶级数

$$\sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_s t} \quad (2-130)$$

式中 $\omega_s = \frac{2\pi}{T}$ 称为采样角频率;

$$\text{系数 } C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \delta(t) e^{-jn\omega_s t} dt = \frac{1}{T}$$

所以,式(2-129)可写成

$$e^*(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e(t) e^{jn\omega_s t} \quad (2-131)$$

对上式取拉氏变换,可得 $E^*(s)$ 的另一种表示式

$$\begin{aligned} E^*(s) &= L[e^*(t)] = \int_0^{\infty} e^*(t) e^{-st} dt = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} e(t) e^{-(s-jn\omega_s)t} dt = \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} E(s - jn\omega_s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} E(s + jn\omega_s) \end{aligned} \quad (2-132)$$

令 $s = j\omega$, 可得采样信号 $e^*(t)$ 的频谱

$$\begin{aligned} E^*(j\omega) &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} E(j\omega + jn\omega_s) = \\ &= \left(\frac{1}{T} \right) [E(j\omega) + E(j\omega + j\omega_s) + E(j\omega + j2\omega_s) + \\ &\quad \dots + E(j\omega - j\omega_s) + E(j\omega - j2\omega_s) + \dots] \end{aligned} \quad (2-133)$$

上式表明,理想采样器的结果使原始信号频谱 $E(j\omega)$ 在 $\pm \omega_s, \pm 2\omega_s, \dots$, 等等重复出现,如图 2-52 所示。由图可以看出,如果 $E(j\omega)$ 中的最高频率分量低于 $\omega_s/2$, 则 $E^*(j\omega)$ 的图

形如图 2-52(b) 所示,那么采用带宽为 $\omega_s/2$ 的理想低通滤波器就可以完全恢复 $E(j\omega)$, 或者 $e(t)$ 。然而,如果 ω_s 选得较低,即采样周期 T 过长,使得 $E(j\omega)$ 的高频分量超过 $\omega_s/2$,如图 2-52(c) 所示,那么,由于 $E^*(j\omega)$ 边带的混叠作用就不可能依靠低通滤波器恢复 $E(j\omega)$ 。所以,在选择控制系统的采样速率时,采样频率应该大于被采样信号中有意义幅度的最高频率分量的两倍,这就是香农(Shanon)采样定理。在工程实际中,采样频率的选择还要考虑其他因素,如受控对象,被采样信号的变化速度,计算机运算速度等。

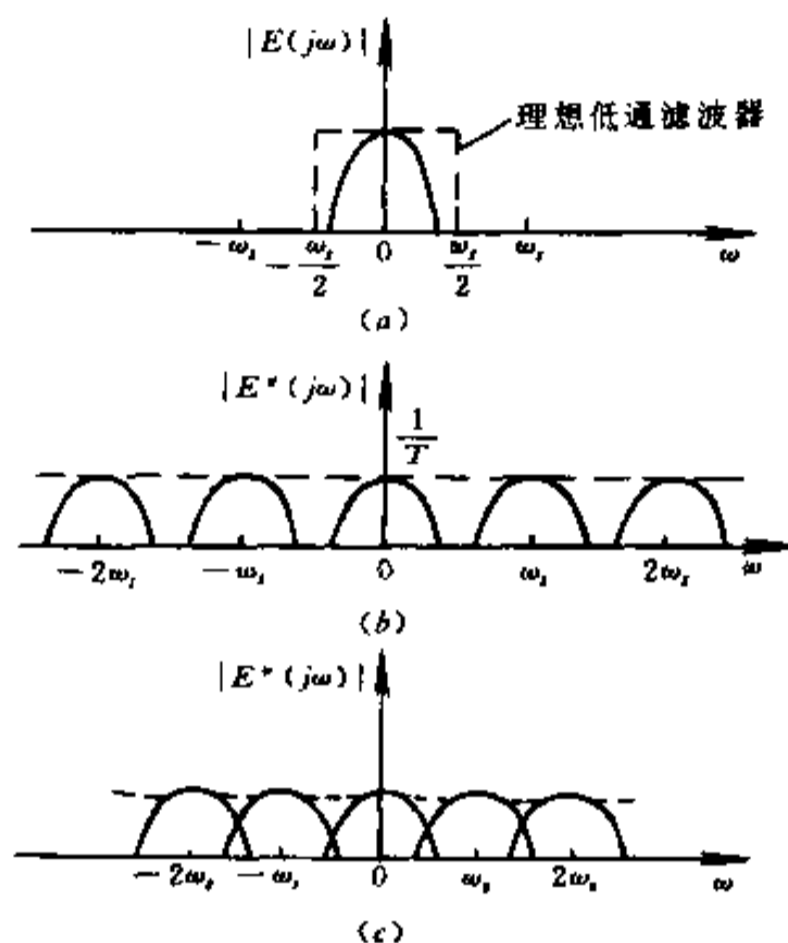


图 2-52 $E(j\omega)$ 和 $E^*(j\omega)$ 的频谱

(a) 原始信号频谱; (b) ω_s 较大时的采样信号频谱; (c) ω_s 较小时的采样信号频谱。

下面再看看零阶保持器的频率响应。零阶保持器的传递函数为

$$G_{h0}(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}$$

令 $s = j\omega$, 可得零阶保持器的频率响应为

$$\begin{aligned} G_{h0}(j\omega) &= \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} = \\ &= \frac{2e^{-j\omega T/2}}{\omega} \left[\frac{e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2}}{2j} \right] = \\ &= T \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} e^{-j\omega T/2} = \\ &= T \frac{\sin(\pi\omega/\omega_s)}{\pi\omega/\omega_s} e^{-j\pi\omega/\omega_s} \end{aligned}$$

因此,零阶保持器的幅频特性和相频特性可分别表示为

$$\begin{aligned} |G_{h0}(j\omega)| &= T \left| \frac{\sin(\pi\omega/\omega_s)}{\pi\omega/\omega_s} \right| \\ \arg G_{h0}(j\omega) &= -\frac{\pi\omega}{\omega_s} - n\pi \end{aligned}$$

其中, n 等于 ω/ω_s 的整数部分。如 $\omega < \omega_s, n = 0$; $\omega_s \leq \omega \leq 2\omega_s, n = 1$; 等。

$G_{ho}(j\omega)$ 的幅频和相频特性曲线如图 2-53 所示。由图可见, 零阶保持器基本上是一个低通滤波器, 与理想的低通滤波器比较, 零阶保持器的幅频特性在 $\omega = \omega_s$ 上才等于零, 而不是在 $\omega = \omega_s/2$ 上锐截止。在 $\omega = \omega_s/2$ 时 $G_{ho}(j\omega)$ 的幅值等于 $0.636(T)$ 。

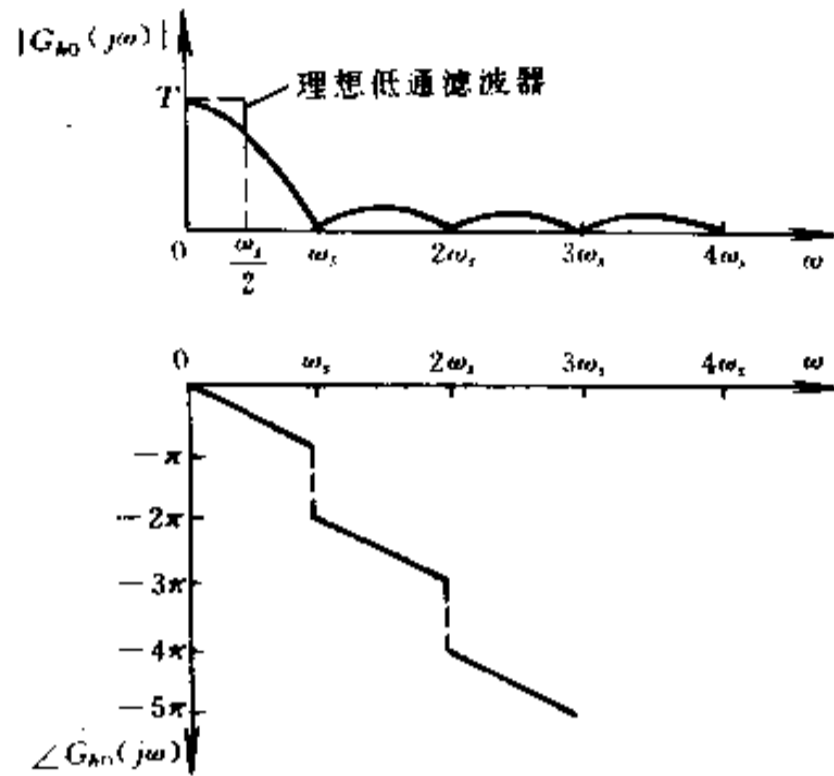


图 2-53 零阶保持器的频率特性

2.4.3 数字控制器模型

首先介绍一下设计数字控制器的等价离散化方法。用这种方法设计数字控制器, 可分两个步骤: 第一步, 按照系统性能指标要求, 设计模拟控制器。第二步, 用数字方法实现所得的控制规律, 也就是说, 在给定连续的控制规律 $D(s)$ 条件下, 寻找最佳的等价离散化控制规律 $D(z)$ 。或者更精确地说, 给定图 2-54 所示模拟控制系统的 $D(s)$, 寻找该控制器的最佳数字实现。数字实现要求以某采样速率对输出 $C(t)$ 进行采样; 并且以某种方式平滑计算机输出, 以提供连续的控制变量 u , 通常采用零阶保持器作为平滑装置。

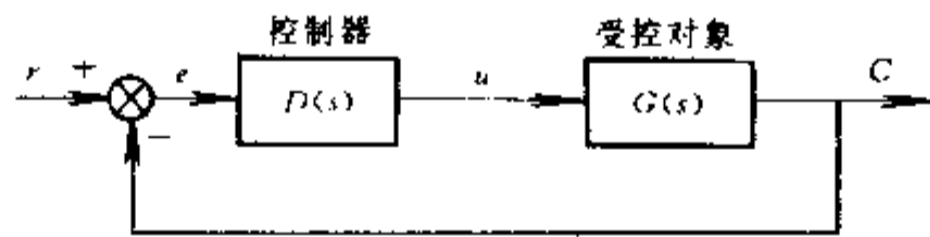


图 2-54 模拟控制系统

所以, 等价离散化设计法就是以图 2-55 所示的数字实现, 寻找与希望的 $D(s)$ 相匹配的最佳的 $D(z)$ 。但是, 由于 $D(s)$ 反映 $e(t)$ 的全部时间过程, 而 $D(z)$ 只利用采样值 $e(nT)$, 因而这个问题没有精确的解法。根据 $e(t)$ 在采样点之间的不同假设, 有各种数字化近似方法。下面以双线性变换法为例进行说明。

假设 $D(s)$ 为积分器, 要用一种数字方法对 $e(t)$ 积分, 得到离散化输出 $u(nT)$, 即 $u(nT)$ 为 $e(t)$ 的积分。现采用图 2-56 所示的梯形积分法则。由图可知, 在 $t = (n+1)T$ 时刻的积分值等于 nT 时刻的值加上由 nT 到 $(n+1)T$ 的面积, 即

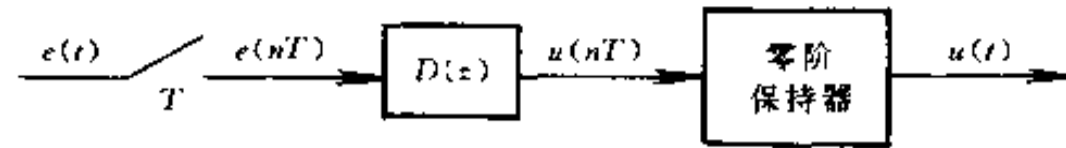


图 2-55 数字控制器实现

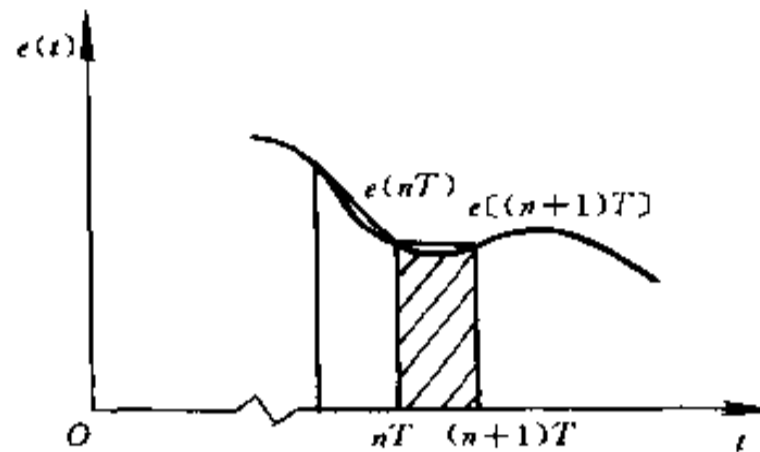


图 2-56 梯形积分示意图

$$u[(n+1)T] = u(nT) + \frac{T}{2} \{e[(n+1)T] + e(nT)\} \quad (2-134)$$

取 Z 变换, 上式为

$$zU(z) = U(z) + \frac{T}{2} [zE(z) + E(z)]$$

于是

$$\frac{U(z)}{E(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \quad (2-135)$$

我们知道, 在连续时间域中, 纯积分的拉氏变换为

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{1}{s} \quad (2-136)$$

比较式(2-135) 和式(2-136), 可得下列双线性变换关系式:

$$s = \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (2-137)$$

因此, 给定 s 域的函数 $D(s)$, 利用双线性变换关系式, 便可获得 z 域的函数 $D(z)$

$$D(z) = D(s) \Big|_{s=2(z-1)/T(z+1)} \quad (2-138)$$

例如, 假设模拟控制器数学模型为

$$D(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{a}{s+a}$$

则利用双线性变换可得数字控制器数学模型

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{a}{(2/T)[(z-1)/(z+1)] + a}$$

又如, 假设模拟控制器数学模型为

$$D(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{s+b}{s+a}$$

则利用双线性变换可得数字控制器模型

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{\frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} + b}{\frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} + a} = \frac{\frac{2}{T} + b}{\frac{2}{T} + a} \cdot \frac{z - (\frac{2}{T} - b)/(\frac{2}{T} + b)}{z - (\frac{2}{T} - a)/(\frac{2}{T} + a)}$$

2.4.4 采样数据系统模型

我们将推导一下开环采样数据系统和闭环采样数据系统模型,并介绍一种比较简单易做的求取脉冲传递函数的方法。图 2-57 为开环采样数据系统方框图,其中 $G_p(s)$ 表示受控对象的传递函数, $G(s)$ 表示零阶保持器传递函数与受控对象传递函数的乘积,即

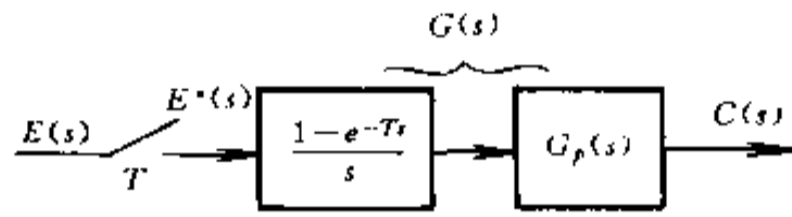


图 2-57 开环采样数据系统

$$G(s) = \left[\frac{1 - e^{-TS}}{s} \right] G_p(s)$$

由图可知

$$C(s) = G(s)E^*(s) \quad (2-139)$$

对上式离散化,即

$$C^*(s) = [G(s)E^*(s)]^* \quad (2-140)$$

可以证明,上式也可写成

$$C^*(s) = E^*(s) \cdot G^*(s) \quad (2-141)$$

按照离散拉氏变换和 Z 变换的概念,只要以符号 z 代替 e^{TS} ,则上式可以写成 Z 变换表达式:

$$C(z) = E(z)G(z) \quad (2-142)$$

根据式(2-139)和式(2-142)的结论,可以导出如下关系式:

$$\text{若有函数} \quad A(s) = F^*(s)B(s)$$

其中

$$F^*(s) = \sum_{n=0}^{\infty} f_n e^{-nTS} = f_0 + f_1 e^{-TS} + f_2 e^{-2TS} + \dots$$

则有

$$A(z) = F(z) \cdot B(z)$$

其中, $F(z) = F^*(s) |_{e^{TS}=z}$; $B(z) = Z[B(s)]$ 可由拉氏变换与 Z 变换的对照表查找。

例 2-4 某开环采样数据系统如图 2-58 所示。从图可得

$$C(s) = \frac{1 - e^{-TS}}{s(s+1)} E^*(s) = G(s)E^*(s)$$

按照上面的关系,可以得到

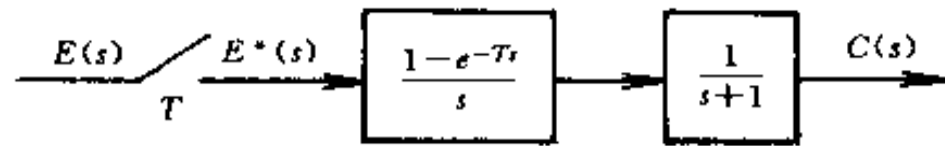


图 2-58 开环采样数据系统实例

$$C(z) = G(z) \cdot E(z)$$

其中

$$G(z) = Z\left[\frac{1-e^{-TS}}{s(s+1)}\right] = (1-e^{-TS}) \cdot e^{TS} \cdot zZ\left[\frac{1}{s(s+1)}\right] = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{(1-e^{-T})z}{(z-1)(z-e^{-T})} = \frac{1-e^{-T}}{z-e^{-T}}$$

假设输入 $e(t)$ 为单位阶跃函数, 则

$$E(z) = Z[u(t)] = \frac{z}{z-1}$$

所以, 输出 $C(t)$ 的 Z 变换为

$$C(z) = G(z) \cdot E(z) = \frac{(1-e^{-T})z}{(z-e^{-T})(z-1)}$$

例 2-5 具有数字控制器的开环系统如图 2-59 所示, 对应的函数方框图如图 2-60 所示, 假设数字控制器由下列差分方程描述:

$$m(kT) = 2e(kT) - e[(k-1)T]$$

对上式取 Z 变换可得

$$D(z) = \frac{M(z)}{E(z)} = 2 - z^{-1} = \frac{2z-1}{z}$$

又假设受控对象传递函数为

$$G_p(s) = \frac{1}{s+1}$$

则按上面导出的结果有

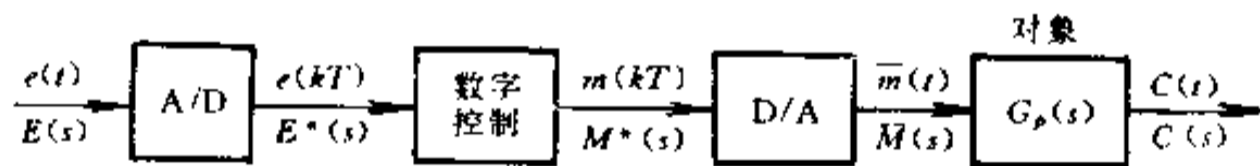


图 2-59 具有数字控制器的开环系统

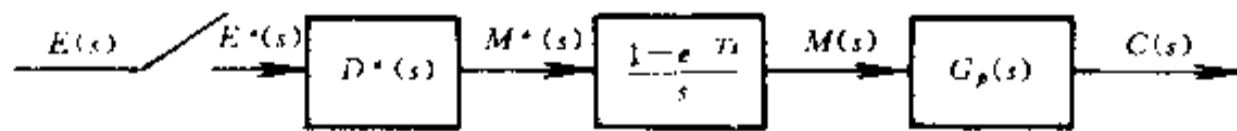


图 2-60 图 2-59 对应的方框图

$$G(s) = \frac{1-e^{-TS}}{s} \cdot G_p(s) = \frac{1-e^{-TS}}{s} \cdot \frac{1}{s+1}$$

所以

$$G(z) = Z\left[\frac{1-e^{-TS}}{s(s+1)}\right] = \frac{1-e^{-T}}{z-e^{-T}}$$

若输入 $e(t)$ 为单位阶跃函数,有

$$E(z) = \frac{z}{z-1}$$

最后,系统输出响应 $C(t)$ 的 Z 变换为

$$C(z) = D(z)G(z)E(z) = \left[\frac{2z-1}{z} \right] \left[\frac{1-e^{-T}}{z-e^{-T}} \right] \left[\frac{z}{z-1} \right] = \frac{(2z-1)(1-e^{-T})}{(z-1)(z-e^{-T})}$$

下面我们看看闭环采样数据系统的例子。首先介绍一种比较简单且容易记忆的方法。其步骤是:

(1) 每一个采样器的输出量是输入量的加星(*)变量;定义输入和输出变量后,完全断开采样器;

(2) 以采样器的输出量为源,将采样器输入量和系统输出量用采样器输出量和系统输入量表达出来,列写出相应的关系式;

(3) 对所得关系式取离散拉氏变换,并求解联立方程组。

例 2-6 图 2-61 所示为具有两个采样器的闭环系统。按照步骤(1),图中已经标注了采样器的输入变量 $X_1(s)$ 和 $X_2(s)$,输出变量 $X_1^*(s)$ 和 $X_2^*(s)$ 。

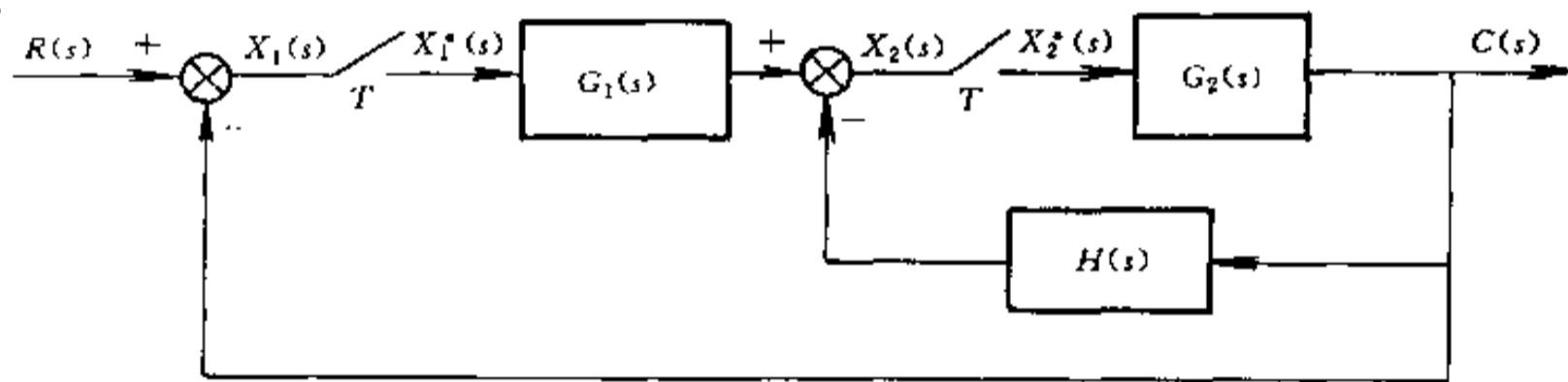


图 2-61 闭环采样数据系统

按照步骤(2),列写采样器输入量和系统输出量方程:

$$X_1(s) = R(s) - G_2(s)X_2^*(s)$$

$$X_2(s) = G_1(s)X_1^*(s) - G_2(s)H(s)X_2^*(s)$$

$$C(s) = G_2(s)X_2^*(s)$$

按照步骤(3),将这些方程加星号(*),可得

$$X_1^*(s) = R^*(s) - G_2^*(s)X_2^*(s)$$

$$X_2^*(s) = G_1^*(s)X_1^*(s) - \overline{G_2H^*(s)}X_2^*(s)$$

$$C^*(s) = G_2^*(s)X_2^*(s)$$

联立以上三个方程求解,消去中间变量 $X_1^*(s)$ 和 $X_2^*(s)$ 之后,可得

$$\frac{C^*(s)}{R^*(s)} = \frac{G_1^*(s)G_2^*(s)}{1 + G_1^*(s)G_2^*(s) + \overline{G_2H^*(s)}}$$

或写为

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{G_1(z)G_2(z)}{1 + G_1(z)G_2(z) + \overline{G_2H(z)}}$$

式中

$$\overline{G_2 H^*(s)} = [G_2(s)H(s)]^* \neq G_2^*(s)H^*(s)$$

即

$$\overline{G_2 H(z)} = Z[G_2(s)H(s)] \neq G_2(z)H(z) = Z[G_2(s)] \cdot Z[H(s)]$$

图 2-62 是带数字控制器的闭环采样数据系统方框图。现讨论一下它的建模问题。图中 $D^*(s)$ 表示数字控制器模型, $E^*(s)$ 和 $M^*(s)$ 分别是它的输入和输出变量; $G(s)$ 是零阶保持器传递函数和受控对象传递函数 $G_p(s)$ 的乘积。

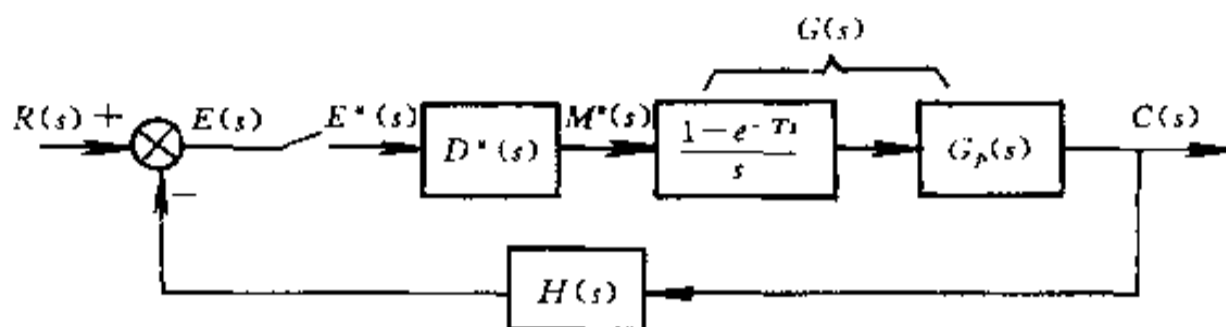


图 2-62 带数字控制器的闭环采样数据系统

由图可以列写出采样器输入量 $E(s)$ 和系统输出量 $C(s)$ 的方程:

$$E(s) = R(s) - G(s)H(s)D^*(s)E^*(s)$$

$$C(s) = G(s)D^*(s)E^*(s)$$

对上面方程加星号, 可得

$$E^*(s) = R^*(s) - \overline{GH^*(s)}D^*(s)E^*(s)$$

$$C^*(s) = G^*(s)D^*(s)E^*(s)$$

联立以上两式求解, 消去中间变量 $E^*(s)$, 可得

$$\frac{C^*(s)}{R^*(s)} = \frac{D^*(s)G^*(s)}{1 + D^*(s)GH^*(s)}$$

或写成

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{D(z)G(z)}{1 + D(z)GH(z)}$$

对于单位反馈系统, $H(s) = 1$, 则上式可改写为

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{D(z)G(z)}{1 + D(z)G(z)}$$

以上只是对数字控制系统中建模的一些问题作了初步分析, 仅供参考。由于数字控制系统设计中的内容很丰富, 限于篇幅, 不能详细介绍, 请参阅有关资料。

§ 2.5 机电控制系统建模实例

2.5.1 位置随动系统

在工业与国防的许多领域, 例如轧钢机械、数控机床、工业机器人、自动火炮、雷达天线等, 都要求具有较高精度的定位或轨迹控制, 这时, 必须采用位置反馈的方法, 组成位置反馈控制系统。其中, 输出轴跟踪给定轴运动的位置控制系统, 又称为位置随动系统。

通常, 位置随动系统一定具有位置指令和位置反馈测量装置。位置指令将希望的位移

量转换成具有一定精度的电信号,位置反馈测量装置随时检测出受控机械的实际位置,并转为具有一定精度的电信号。位置指令信号和位置反馈信号比较后,产生偏差控制信号,经放大后控制执行电动机向消除误差的方向旋转,直到达到一定的位置精度为止。这样,受控机械的实际位置始终跟踪指令位置的变化,构成了一个位置随动系统。

常用的偏差检测装置有电位计、自整角机及旋转变压器等。电位计作为位置检测元件,结构比较简单,但是电刷易于磨损,接触噪声和可靠性等问题比较严重。自整角机及旋转变压器都为无接触电磁感应式测角元件。二者工作原理相似,只是自整角机定子为三相绕组,转子为单相绕组;而旋转变压器的定子和转子都为两相绕组。自整角机只有一对极,测角精度为 $10' \sim 30'$ 。旋转变压器可以有对极,从而可以提高测角精度,一个32对极的旋转变压器,测角精度可达 $20''$ 。

图2-63是采用自整角机的随动系统原理图。输入指令为角度 θ_1 ,输出变量 θ_2 亦为角度。其中一个自整角机作为发送机,转子绕组接交流激励电压

$$e_1 = E_m \sin \omega t$$

若转子与定子有相对转角 θ_1 ,则三相定子绕组中分别有感应电压

$$e_{s1} = K_c E_m \cos \theta_1 \sin \omega t$$

$$e_{s2} = K_c E_m \cos(\theta_1 + 120^\circ) \sin \omega t$$

$$e_{s3} = K_c E_m \cos(\theta_1 + 240^\circ) \sin \omega t$$

发送机定子绕组的三根引线对应地接到另一只自整角机——接收机的定子绕组,并在接收机定子中形成相应的磁场。若接收机转子相对定子有转角 θ_2 ,则在其转子绕组中产生感应电压

$$e_2 = U_m \sin(\theta_1 - \theta_2) \sin(\omega t - \varphi) = U_2 \cdot \sin(\omega t - \varphi)$$

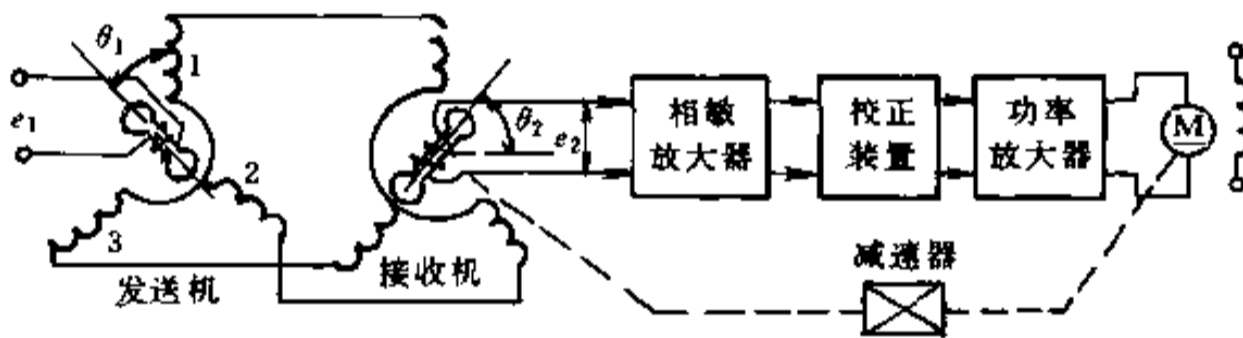


图 2-63 位置随动系统原理图

其幅值可以表示为

$$U_2 = U_m \cdot \sin(\theta_1 - \theta_2) \approx U_m (\theta_1 - \theta_2)$$

式中 误差角 $\Delta\theta = \theta_1 - \theta_2$ 一般很小。误差电压 e_2 为交流电压,经过相敏放大后,转换为成比例的直流电压,再通过校正和功率放大,以足够的功率驱动直流电动机。

为了保证系统的稳定和获得满意的动态品质,功率放大器可选用 PWM 功放,再加上校正装置。这时,位置随动系统是在速度环外面再套上一个位置环的双环路系统,如图2-64所示。并且,可进一步画出位置随动系统的方框图,如图2-65所示。图中: K_n 表示比例速度控制器和 PWM 功放的传递函数,这是因为 PWM 功率放大器的方波调制频率很高,一般可以用纯增益建模,为了简单起见,假设无电流反馈,速度控制器则采用简单的比例控制;又假设相敏放大器的传递函数为一阶惯性环节 $K_1/(T_1s + 1)$;令位置控制器的传递函数为 $K_c G_c(s)$;速度环中参数 K_g 为直流测速机比例系数; $T_a = L_a/R_a$ 为电动机电

气时间常数; $T_m = JR_a/C_e C_m$ 为电动机机电时间常数; L_a 为电机电枢电感; R_a 为电枢电阻; C_e 为电动机反电势系数; C_m 为电机转矩系数; J 表示折算到电动机轴上的总转动惯量; M_d 表示负载力矩及干扰力矩的总和; ω 为电动机轴的转速。

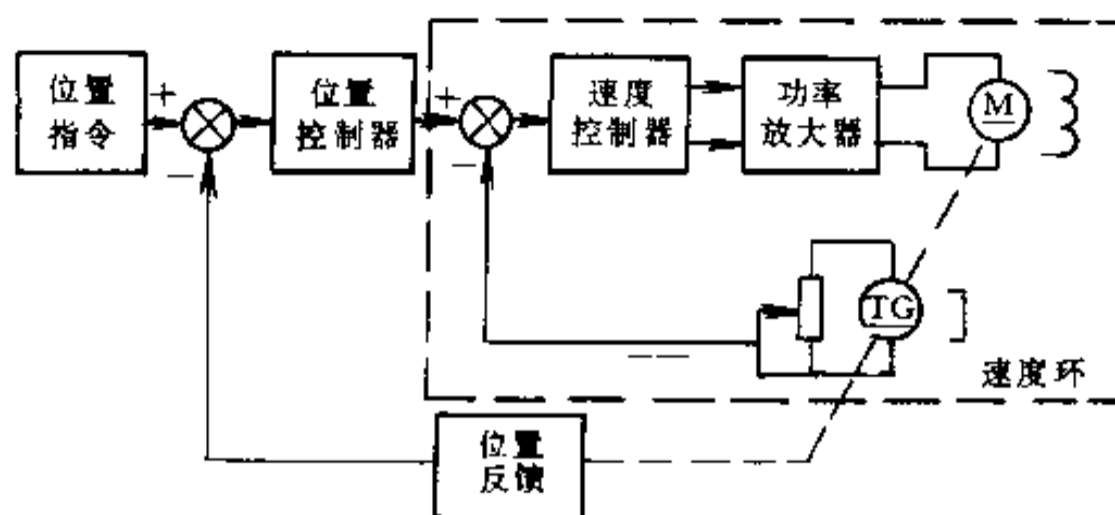


图 2-64 双环路位置随动系统

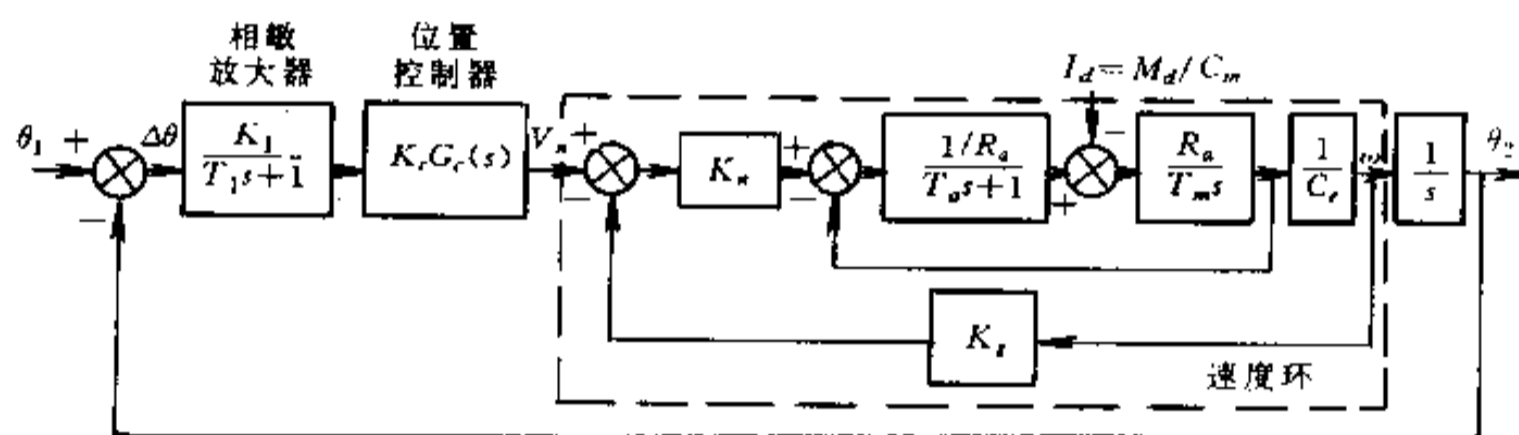


图 2-65 位置随动系统方框图

根据图 2-65 中的虚线方框的速度环, 可得传递函数为

$$G_n(s) = \frac{\omega(s)}{V_n(s)} = \frac{\frac{K_n/C_e}{T_m s(T_a s + 1)}}{1 + K_g \frac{K_n/C_e}{T_m s(T_a s + 1)} + \frac{1}{T_m s(T_a s + 1)}} = \frac{K_n/C_e}{T_m T_a s^2 + T_m s + \frac{C_e + K_g K_n}{C_e}} = \frac{K_n/(C_e K_g K_n)}{\frac{C_e T_m T_a}{C_e + K_g K_n} s^2 + \frac{C_e T_m}{C_e + K_g K_n} s + 1} \quad (2-143)$$

令

$$T_n = \sqrt{\frac{C_e T_m T_a}{C_e + K_g K_n}} \quad (2-144)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_e T_m}{T_a (C_e + K_g K_n)}} \quad (2-145)$$

在临界阻尼条件下, $\zeta = 1$, 由式(2-144)和式(2-145)可解得 $(C_e + K_g K_n)/C_e = T_m/4T_a$ 和 $T_n = 2T_a$ 。

因为直流电动机电气时间常数 $T_a \approx 2 \sim 3\text{ms}$, 因此 T_n 也很小。这说明式(2-143)表示的二阶环节的时间常数很小, 因而可以降阶处理, 简化为一阶惯性环节:

$$G_n(s) \approx \frac{K_n/C'_e}{T'_m s + 1} \quad (2-146)$$

式中

$$C'_e = C_e + K_g K_n, T'_m = \frac{C_e + T_m}{C_e + K_g K_n}$$

根据这种简化, 则位置随动系统方框图 2-65 可简化为图 2-66 所示。

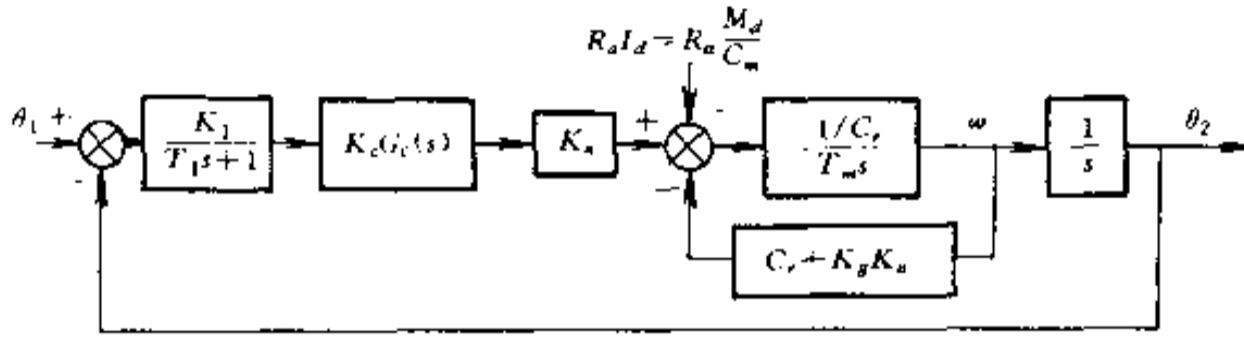


图 2-66 位置随动系统简化方框图

现在, 我们假定位置控制器采用比例—微分校正:

$$K_c G_c(s) = K_p \left(\frac{K_d}{K_p} s + 1 \right)$$

令 $\frac{K_d}{K_p} = T_1$, 则位置随动系统的闭环传递函数为

$$\frac{\theta_2(s)}{\theta_1(s)} = \frac{K_1 K_p K_n \frac{1/C'_e}{T'_m s + 1} \cdot \frac{1}{s}}{1 + K_1 K_p K_n \frac{1/C'_e}{T'_m s + 1} \cdot \frac{1}{s}} = \frac{K_o}{T'_m s^2 + s + K_o} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2-147)$$

式中 $K_o = K_1 K_p K_n / C'_e$ 称开环放大倍数;

$\omega_n = \sqrt{\frac{K_o}{T'_m}}$ 称系统自然频率;

$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{K_o T'_m}}$ 称阻尼比。

当系统具有最佳阻尼比($\zeta = 1/\sqrt{2}$)时, 自然频率 $\omega_n = 1/\sqrt{2} T'_m = (1/\sqrt{2} T_m)(C_e + K_g K_n)/C_e$ 。这里, $(C_e + K_g K_n)/C_e$ 为速度环的开环放大倍数。当速度环为临界阻尼时, $(C_e + K_g K_n)/C_e = T_m/4T_a$ (已导出)。所以, 当速度环具有临界阻尼和位置环具有最佳阻尼时, 位置随动系统的自然频率为

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{2} T_m} \cdot \frac{T_m}{4T_a} = \frac{1}{4\sqrt{2} T_a}$$

上式表明, 采用比例—微分位置控制器时, 位置随动系统的最佳自然频率 ω_n 由具体的直流电动机的电气时间常数 T_a 决定。这时, 开环放大倍数 $K_o = \omega_n / \sqrt{2} = 1/8 T_a$ 。

为了进一步提高位置随动系统的稳态和动态性能, 可以将比例—微分位置控制器改

进为比例—积分—微分校正,即PID控制器。这时,

$$K_c G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = \frac{K_2(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{s}$$

并且,令 τ_1 等于滤波器时间常数 T_1 ,于是,位置闭环系统的传递函数为

$$\frac{\theta_2(s)}{\theta_1(s)} = \frac{\frac{K_1 K_2 (\tau_2 s + 1)}{s} K_n \frac{1/C'_e}{T'_m s + 1} \cdot \frac{1}{s}}{1 + \frac{K_1 K_2 (\tau_2 s + 1)}{s} K_n \frac{1/C'_e}{T'_m s + 1} \cdot \frac{1}{s}} = \frac{K_0 (\tau_2 s + 1)}{T'_m s^3 + s^2 + K_0 \tau_2 s + K_0}$$

式中 $K_0 = K_1 K_2 K_n / C'_e$ 为开环放大倍数。

2.5.2 电液伺服系统

电液伺服系统是一种组合系统。它的反馈测量传感器和信号放大变换部件是电的,而执行装置是液压的。这种系统的特点是快速性好,输出功率大。因此,在需要大功率和快速工作的场合,如加工机床、自动焊机、矿山机械等,多采用电液伺服系统。

电液伺服系统的基本组成如图 2-67 所示,输入指令电压 u_r 与反馈测量传感器提供的反馈电压 u_f 相比较,误差值经伺服放大器放大后,转换为伺服阀里控制线圈中的电流。伺服阀的阀芯产生与电流 i 成正比例的位移,以控制其开口的方向和大小,从而控制进入液压油缸的油流方向和大小,推动活塞与负载一起向减小误差的方向移动。这样,便构成了电液组合的反馈控制系统。

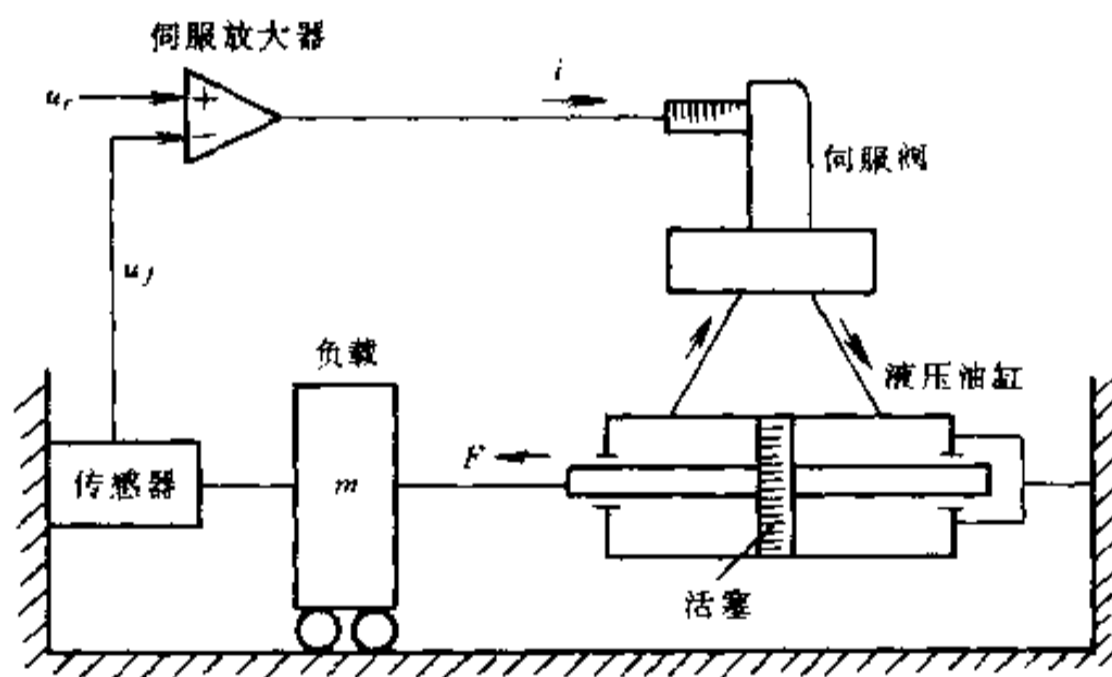


图 2-67 电液伺服系统原理图

电液伺服系统的关键部件是伺服阀(又称为控制阀)。这是一种由伺服放大器电流产生油液流量的一种装置。这个油流又推动油缸活塞(或液压马达)产生直线(或旋转)的位移运动,结果与活塞杆连接的任何负载将以同样的方式运动。例如,喷嘴—挡板伺服阀是

挡板运动,从而控制供油和回油管路协调工作,使活塞杆推动负载运动。

流量控制伺服阀的典型静特性如图 2-68 所示。在平衡位置附近($i = 0, \Delta p = 0, q = 0$),我们可得到线性化方程

$$q = K_1 i \cdot K_2 \Delta p \quad (2-148)$$

式中 q ——流入油缸的油液流量(L/min);

i ——直流力矩马达电枢电流(mA);

Δp ——活塞左右两边的油压差(Pa)。

若电液伺服系统的通频带不高,则伺服阀的时间常数可忽略不计。

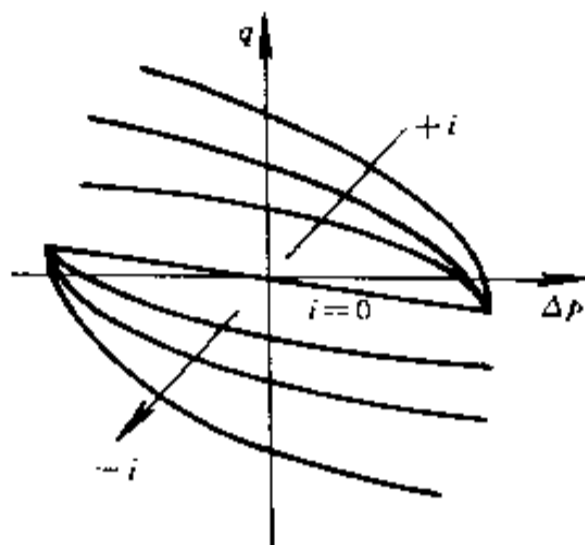


图 2-68 伺服阀静特性

根据流量的连续性,流入油缸中的油量可分为三部分:

$$q = q_0 + q_L + q_C \quad (2-149)$$

其中, q_0 为推动活塞移动的有效流量; q_L 为通过活塞与油缸内壁之间的缝隙而泄漏的流量; q_C 为油缸及管道内的油液(包括混入的空气在内)的可压缩性而需要增加的流量。它们可分别表示如下:

$$q_0 = A \cdot \frac{dy}{dt} \quad (2-150)$$

式中 y ——活塞位移;

A ——活塞的有效面积(扣除了活塞杆)。

$$q_L = L \cdot \Delta p \quad (2-151)$$

式中 L ——泄漏系数。

$$q_C = \frac{V}{4\beta} \cdot \frac{d\Delta p}{dt} \quad (2-152)$$

式中 $V = V_1 + V_2$,为液压缸的等效压缩体积;

β ——系统有效容积弹性模量。

所以,式(2-149)为

$$q = A \frac{dy}{dt} + L \Delta p + \frac{V}{4\beta} \cdot \frac{d\Delta p}{dt} \quad (2-153)$$

将式(2-148)和式(2-153)合并,消去 q 后得

$$\frac{V}{4\beta} \cdot \frac{d\Delta p}{dt} + (L + K_2) \Delta p = K_1 i - A \frac{dy}{dt} \quad (2-154)$$

下面分析一下受力情况。作用于活塞上的推动力等于活塞两边的压力差 Δp 与活塞有效面积 A 的乘积 $A\Delta p$ ；阻力有惯性力 $m \frac{d^2 y}{dt^2}$ ，粘性阻尼力 $f \frac{dy}{dt}$ ，弹性变形力 $Ky(t)$ 以及其他的外负载力 f_d 。因此，活塞的受力平衡方程为

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} + f \frac{dy}{dt} + Ky = A\Delta p - f_d \quad (2-155)$$

对式(2-154)、(2-155)取拉氏变换得

$$\left(\frac{V}{4\beta}s + L + K_2\right)\Delta P(s) = K_1 I(s) - A s Y(s)$$

$$(ms^2 + fs + K)Y(s) = A\Delta P(s) - F_d(s)$$

由上面两式可画出液压伺服阀和油缸组合件的方框图，如图 2-69 所示。由图可知，

$$Y(s) = \frac{\frac{K_1 A}{\left(\frac{V}{4\beta}s + L + K_2\right)(ms^2 + fs + K)} I(s) - \frac{1}{ms^2 + fs + K} F_d(s)}{1 + \frac{A^2 s}{\left(\frac{V}{4\beta}s + L + K_2\right)(ms^2 + fs + K)}} = \frac{K_1 A I(s) - \left(\frac{V}{4\beta}s + L + K_2\right) F_d(s)}{\frac{mV}{4\beta}s^3 + \left(\frac{fV}{4\beta} + m(L + K_2)\right)s^2 + \left(\frac{KV}{4\beta} + f(L + K_2) + A^2\right)s + K(L + K_2)} \quad (2-156)$$

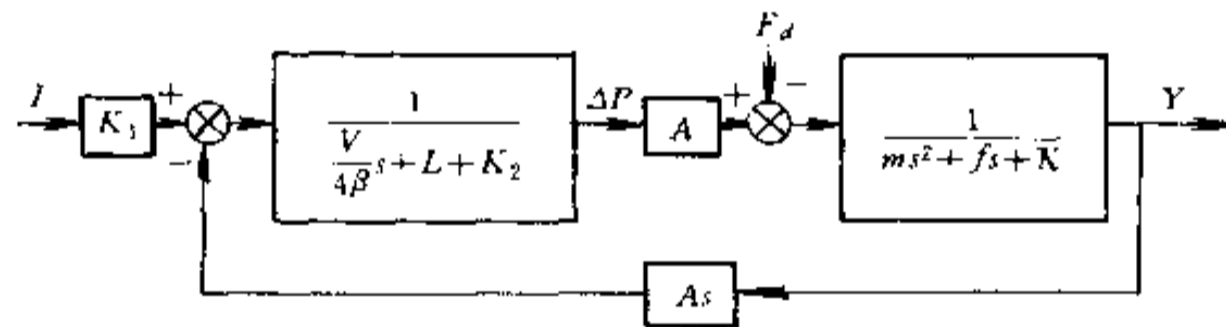


图 2-69 阀控油缸系统方框图

剩下是反馈测量传感器的问题。不同的系统应选择不同类型的传感器。对于常见的速度伺服系统，位置伺服系统及力反馈系统而言，应分别选择速度传感器、位移传感器及力传感器。这三类系统的分析是类似的，只是受控的物理变量不同。下面以位置伺服系统为例进行讨论。这时，液压执行装置的输入量为电流 i ，输出量为位移 Y ，负载多为纯质量块 m ($f = 0, k = 0$)。于是，式(2-156)可简化为

$$Y(s) = \frac{K_1 A I(s) - \left(\frac{V}{4\beta}s + L + K_2\right) F_d(s)}{\frac{mV}{4\beta}s^3 + m(L + K_2)s^2 + A^2 s} = \frac{\frac{K_1}{A} \omega_n^2 I(s) - \frac{1}{m}(s + 2\zeta\omega_n) F_d(s)}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (2-157)$$

式中 $\omega_n = A \sqrt{\frac{4\beta}{mV}}$; $\zeta = \frac{I_r + K_2}{2A} \sqrt{\frac{4\beta m}{V}}$ 。

进一步令 K_s 和 K_f 分别表示伺服放大器和位置反馈测量传感器的增益,那么,电液位置伺服系统的传递函数方框图如图 2-70 所示。由图可知,系统闭环传递函数为

$$\frac{Y(s)}{U_r(s)} = \frac{\frac{K_s K_1 \omega_n^2 / A}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}}{1 + \frac{K_f K_s K_1 \omega_n^2 / A}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}} = \frac{K_s K_1 \omega_n^2 / A}{s^3 + 2\zeta\omega_n s^2 + \omega_n^2 s + K_f K_s K_1 \omega_n^2 / A}$$

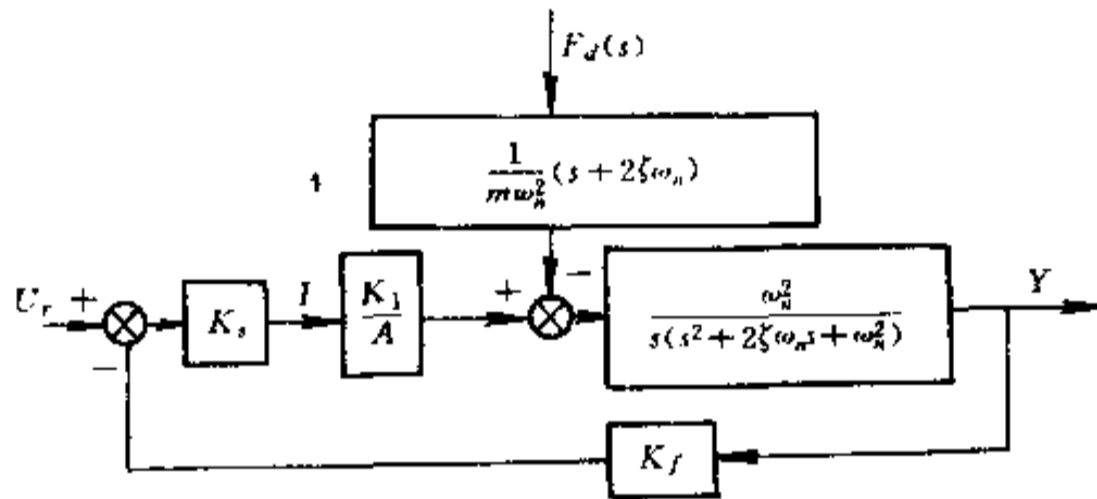


图 2-70 电液位置伺服系统方框图

习 题

2.1 求图 2-71 所示电路网络的传递函数。

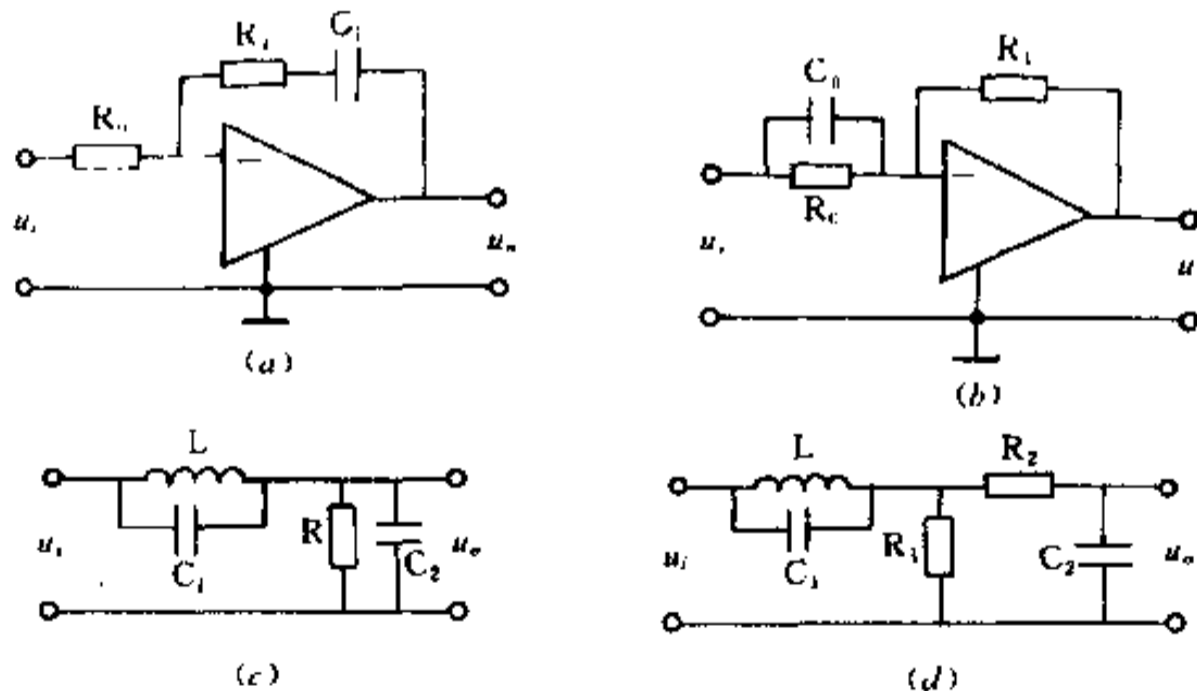


图 2-71 习题 2.1

2.2 利用复阻抗概念,求图 2-72 所示电路网络的传递函数。

2.3 求图 2-73 所示机械平移系统的传递函数,并画出它们的动态结构方框图。

2.4 求图 2-74 所示机械转动系统的传递函数。

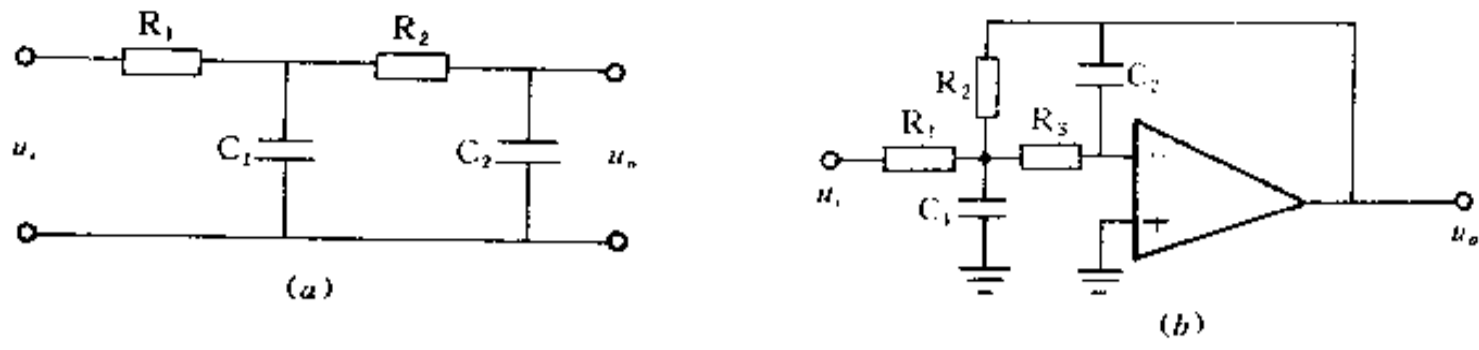


图 2-72 习题 2.2

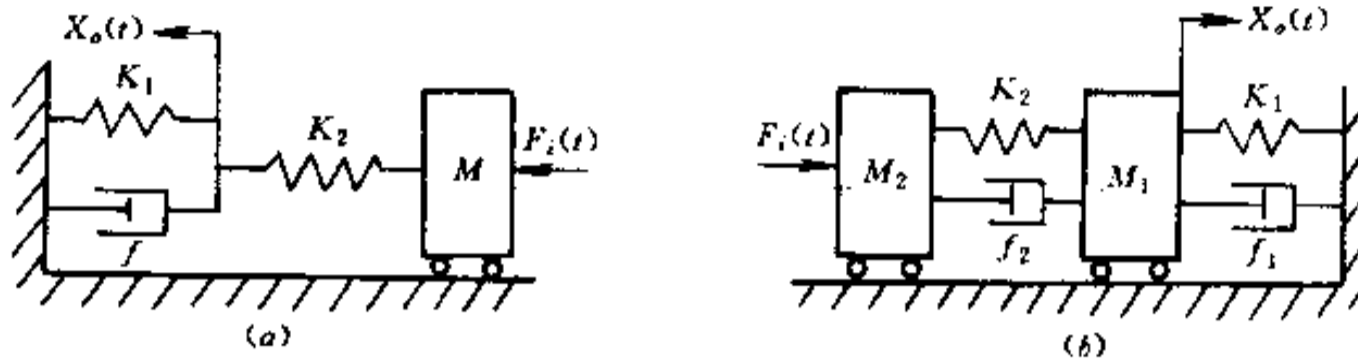


图 2-73 习题 2.3

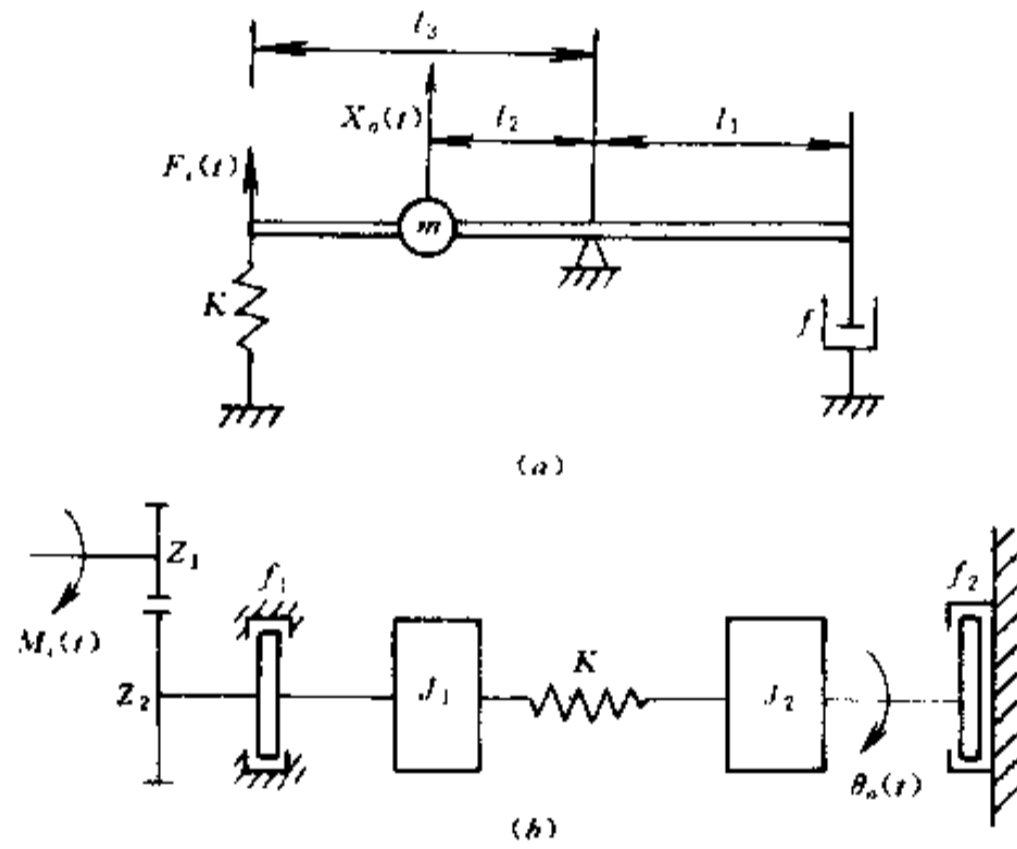


图 2-74 习题 2.4

2.5 求图 2-75 所示系统的传递函数, 比较两者是否相似系统, 并写出对应的机电相似量。

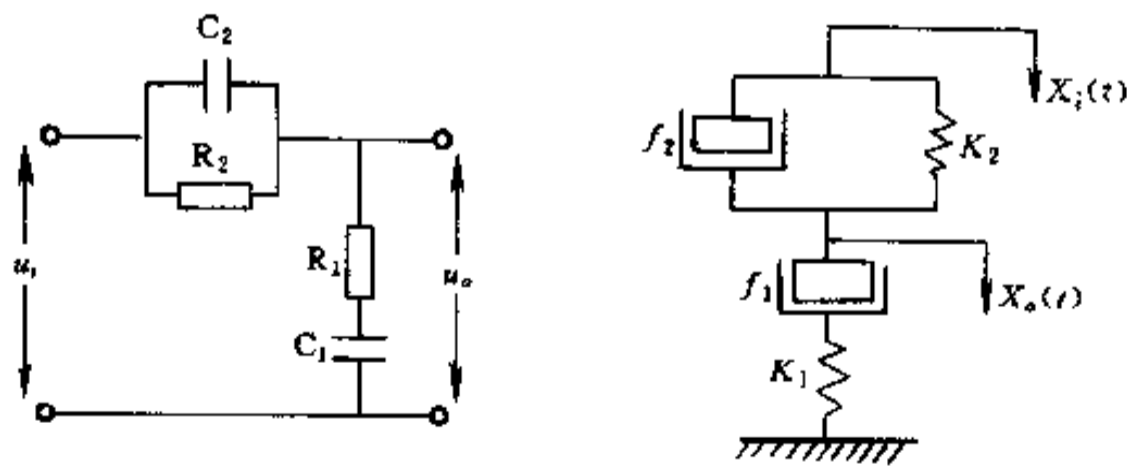


图 2-75 习题 2.5

2.6 直流位置随动系统如图 2.76 所示, 求系统各部分的微分方程及整个系统的传递函数, 并画出系统的动态结构图。

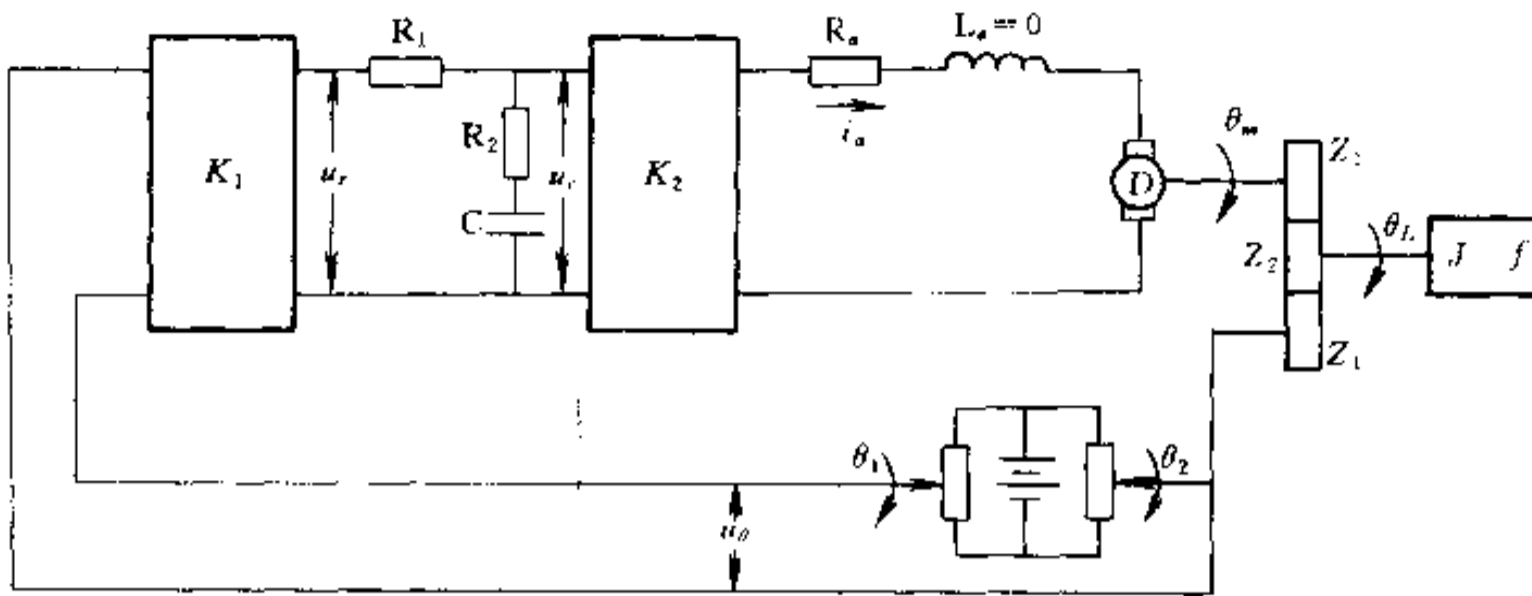


图 2-76 习题 2.6

2.7 设有位置随动系统, 其原理线路图如图 2.77 所示, 请说明系统工作原理, 求出系统微分方程及传递函数, 并画出系统动态结构方框图。

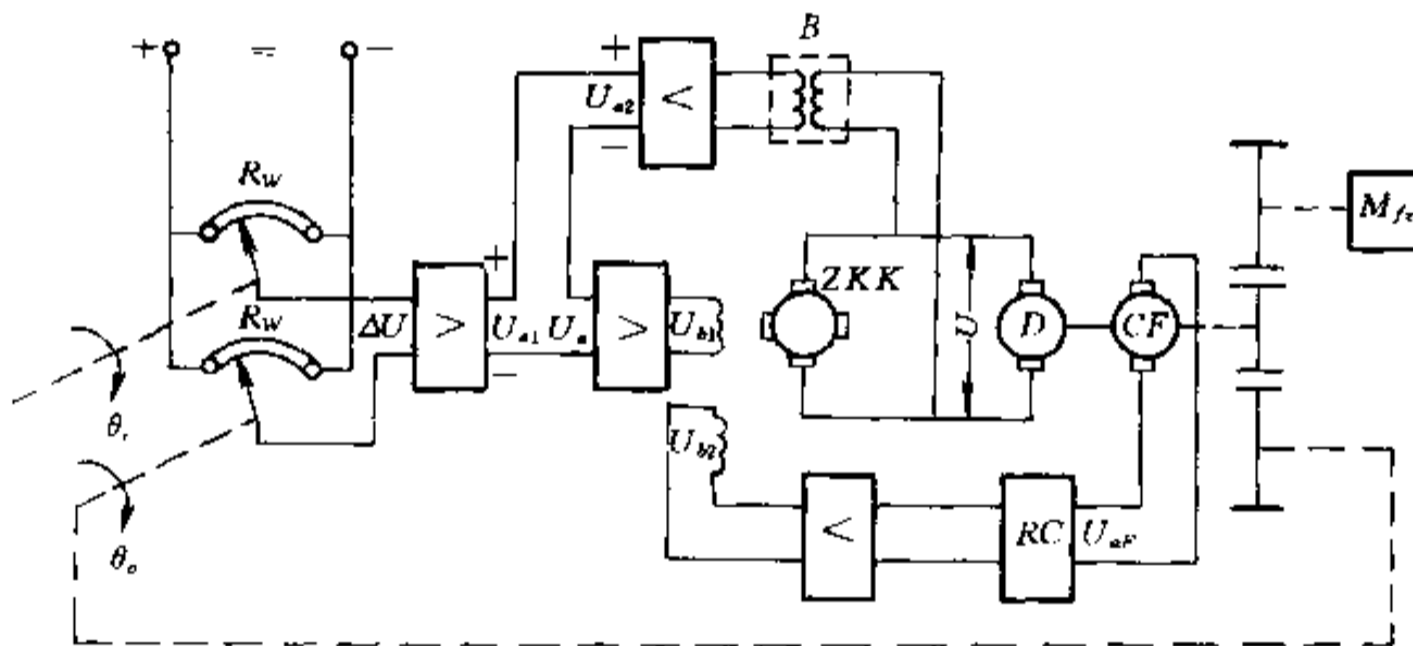


图 2-77 习题 2.7

第三章 传感器及接口技术

§ 3.1 概 述

在机电一体化系统中有各种不同的物理量(如位移、压力、速度等)需要控制和监测,如果没有传感器对原始的各种参数进行精确而可靠的检测,那么对机电产品的各种控制都是无法实现的。因此能把各种不同的非电量转换成电量的传感器便成为机电一体化系统中不可缺少的组成部分。本章重点介绍各种机电一体化系统中常用传感器的基本工作原理、结构、性能以及传感器的信号处理、接口技术等。

3.1.1 传感器及其组成

1. 传感器的定义

传感器是一种以一定的精确度将被测量(如位移、力、加速度等)转换为与之有确定对应关系的、易于精确处理和测量的某种物理量(如电量)的测量部件或装置。

目前,由于电子技术的进步,使电学量具有便于传输、转换、处理、显示等特点,因此,通常传感器是将非电量转换成电量输出。

2. 传感器的构成

传感器一般是由敏感元件、转换元件和基本转换电路三部分组成,如图 3-1 所示。

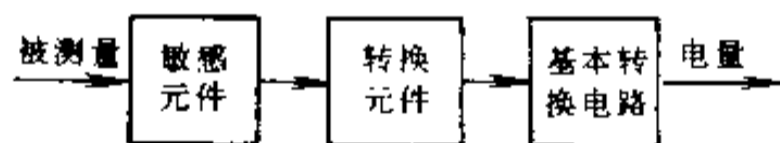


图 3-1 传感器组成框图

(1)敏感元件 直接感受被测量,并以确定关系输出一物理量。如弹性敏感元件将力转换为位移或应变输出。

(2)转换元件 将敏感元件输出的非电物理量(如位移、应变、光强等)转换成电路参数(如电阻、电感、电容等)量。

(3)基本转换电路 将电路参数量转换成便于测量的电量,如电压、电流、频率等。

实际的传感器,有的很简单,有的则较复杂。有些传感器(如热电偶)只有敏感元件,感受被测量时直接输出电动势。有些传感器由敏感元件和转换元件组成,无需基本转换电路,如压电式加速度传感器。还有些传感器由敏感元件和基本转换电路组成,如电容式位移传感器。有些传感器,转换元件不只是一个,要经过若干次转换才能输出电量。大多数传感器是开环系统,但也有个别的是带反馈的闭环系统。

3.1.2 传感器的静态特性

传感器变换的被测量的数值处在稳定状态时,传感器的输出—输入关系称为传感器的静态特性。描述传感器静态特性的主要技术指标是:线性度、灵敏度、迟滞、重复性、分辨率和零漂。

1. 线性度

传感器的静态特性是在静态标准条件下,利用一定等级的标准设备,对传感器进行往复循环测试,得到输出—输入特性(列表或画曲线)。通常希望这个特性(曲线)为线性,这对标定和数据处理带来方便。但实际的输出与输入特性只能接近线性,对比理论直线有偏差,如图 3-2 所示。实际曲线与其两个端尖连线(称理论直线)之间的偏差称为传感器的非线性误差。取其中最大值与输出满度值之比作为评价线性度(或非线性误差)的指标。

$$\gamma_L = \pm \frac{\Delta_{\max}}{y_{FS}} \times 100\% \quad (3-1)$$

式中 γ_L ——线性度(非线性误差);

Δ_{\max} ——最大非线性绝对误差;

y_{FS} ——输出满度值。

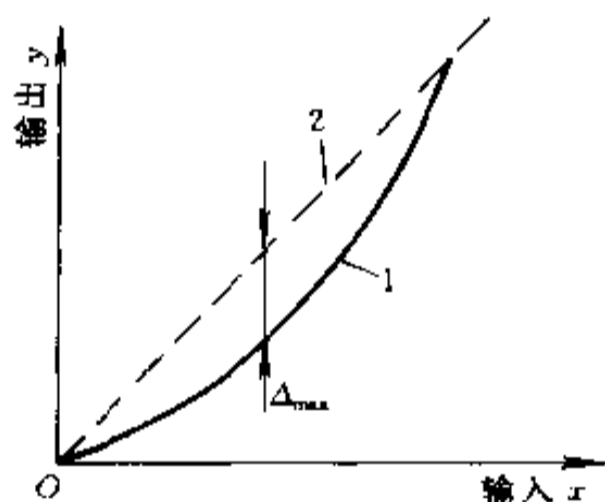


图 3-2 线性度示意图
1—实际曲线; 2—理想曲线。

2. 灵敏度

传感器在静态标准条件下,输出变化对输入变化的比值称灵敏度,用 S_0 表示,即

$$S_0 = \frac{\text{输出量的变化量}}{\text{输入量的变化量}} = \frac{\Delta y}{\Delta x} \quad (3-2)$$

对于线性传感器来说,它的灵敏度 S_0 是个常数。

3. 迟滞

传感器在正(输入量增大)反(输出量减小)行程中输出输入特性曲线的不重合程度称迟滞,迟滞误差一般以满量程输出 y_{FS} 的百分数表示

$$\gamma_H = \frac{\Delta H_m}{y_{FS}} \times 100\% \quad \text{或} \quad \gamma_H = \pm \frac{1}{2} \frac{\Delta H_m}{y_{FS}} \times 100\% \quad (3-3)$$

式中 ΔH_m ——输出值在正、反行程间的最大差值。

迟滞特性一般由实验方法确定,如图 3-3 所示。

4. 重复性

传感器在同一条件下,被测输入量按同一方向作全量程连续多次重复测量时,所得输出—输入曲线的不一致程度,称重复性。重复性误差用满量程输出的百分数表示,即

(1)近似计算

$$\gamma_R = \pm \frac{\Delta R_m}{y_{FS}} \times 100\% \quad (3-4)$$

(2)精确计算

$$\gamma_R = \pm \frac{2 \sim 3}{y_{FS}} \sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2 / (n - 1)} \quad (3-5)$$

式中 ΔR_m ——输出最大重复性误差;

y_i ——第 i 次测量值;

\bar{y} ——测量值的算术平均值;

n ——测量次数。

重复特性也用实验方法确定,常用绝对误差表示。如图 3-4 表示。

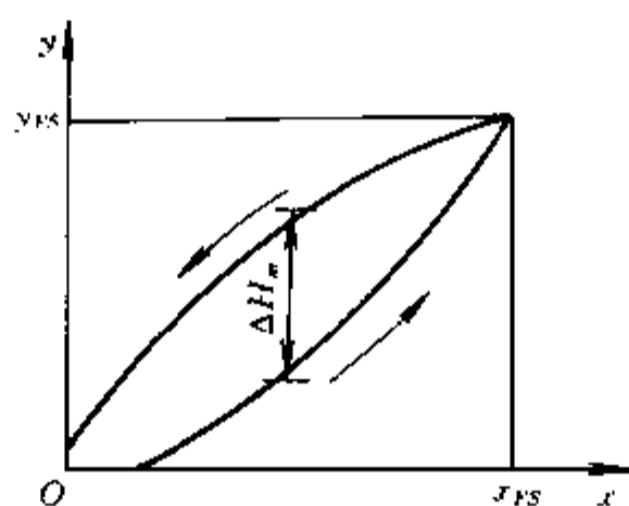


图 3-3 迟滞特性

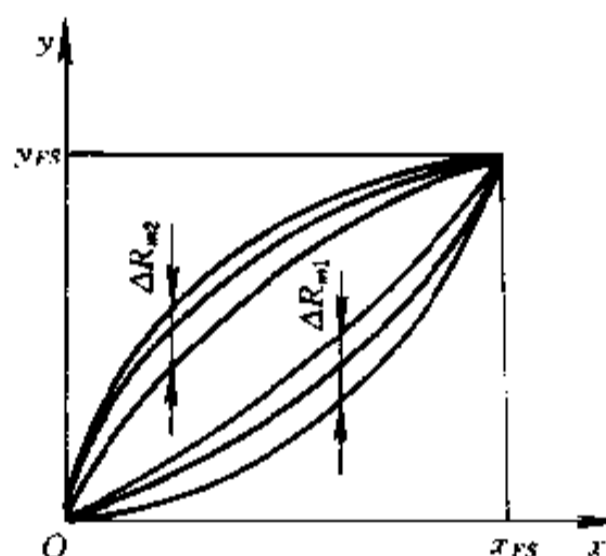


图 3-4 重复特性

5. 分辨力

传感器能检测到的最小输入增量称分辨力,在输入零点附近的分辨力称为阈值。

6. 零漂

传感器在零输入状态下,输出值的变化称零漂,零漂可用相对误差表示,也可用绝对误差表示。

3.1.3 传感器的动态特性

传感器测量静态信号时,由于被测量不随时间变化,测量和记录过程不受时间限制。而实际中大量的被测量是随时间变化的动态信号,传感器的输出不仅需要精确地显示被测量的大小,还要显示被测量时间变换的规律,即被测量的波形。传感器能测量动态信号的能力用动态特性表示。动态特性是指传感器测量动态信号时,输出对输入的响应特性。

动态特性好的传感器,其输出量随时间的变化规律将再现输入量随时间的变化规律,即它们具有同一个时间函数。但是,除了理想情况外,实际传感器的输出信号与输入信号不会具有相同的时间函数,由此引起动态误差。

§ 3.2 位移测量传感器

位移测量是线位移测量和角位移测量的总称,位移测量在机电一体化领域中应用十分广泛,这不仅因为在各种机电一体化产品中常需位移测量,而且还因为速度、加速度、力、压力、扭矩等参数的测量都是以位移测量为基础的。

直线位移传感器主要有:电感传感器、差动变压器传感器、电容传感器、感应同步器和光栅传感器。

角位移传感器主要有:电容传感器、旋转变压器和光电编码盘等。

3.2.1 电感式传感器

电感式传感器是基于电磁感应原理,将被测非电量转换为电感量变化的一种结构型传感器。按其转换方式的不同,可分为自感型(包括可变磁阻式与涡流式)、互感型(如差动变压器式)等两大类型。

1. 自感型电感式传感器

自感型可分为变磁阻式和涡流式两类。

(1) 可变磁阻式电感传感器

典型的可变磁阻式电感传感器的结构如图 3-5 所示,主要由线圈、铁心和活动衔铁所组成。在铁心和活动衔铁之间保持一定的空气隙 δ ,被测位移构件与活动衔铁相连,当被测构件产生位移时,活动衔铁随着移动,空气隙 δ 发生变化,引起磁阻变化,从而使线圈

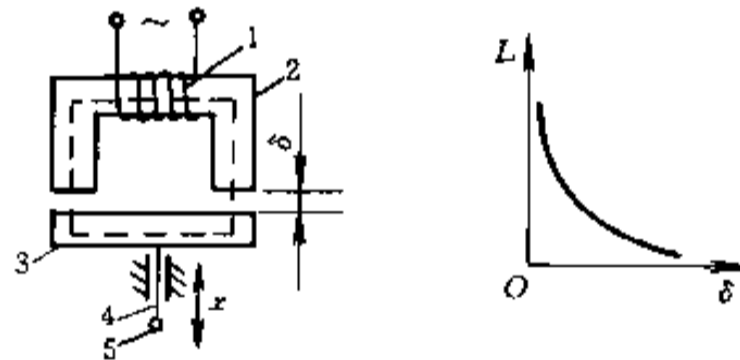


图 3-5 可变磁阻式电感传感器

1—线圈; 2—铁心; 3—活动衔铁; 4—测杆; 5—被测件。

的电感值发生变化。当线圈通以激磁电流时,其自感 L 与磁路的总磁阻 R_m 有关,即

$$L = W^2 / R_m \quad (3-6)$$

式中 W ——线圈匝数;

R_m ——总磁阻。

如果空气隙 δ 较小,而且不考虑磁路的损失,则总磁阻为

$$R_m = \frac{l}{\mu A} + \frac{2\delta}{\mu_0 A_0} \quad (3-7)$$

式中 l ——铁心导磁长度(m);

μ ——铁心导磁率(H/m);

A ——铁心导磁截面积(m^2);

$A = a \cdot b$; δ ——空气隙(m), $\delta = \delta_0 \pm \Delta\delta$;

μ_0 ——空气磁导率(H/m), $\mu_0 = 2\pi \times 10^{-7}$;

A_0 ——空气隙导磁截面积(m²)。

由于铁心的磁阻与空气隙的磁阻相比是很小的,计算时铁心的磁阻可以忽略不计,故

$$R_m \approx \frac{2\delta}{\mu_0 A_0} \quad (3-8)$$

将式(3-8)代入式(3-6),得

$$L = \frac{W^2 \mu_0 A_0}{2\delta} \quad (3-9)$$

式(3-9)表明,自感 L 与空气隙 δ 的大小成反比,与空气隙导磁截面积 A_0 成正比。当固定 A_0 不变,改变 δ 时, L 与 δ 成非线性关系,此时传感器的灵敏度

$$S = \frac{dL}{d\delta} = -\frac{W^2 \mu_0 A_0}{2\delta^2} \quad (3-10)$$

由式(3-10)得知,传感器的灵敏度与空气隙 δ 的平方成反比, δ 愈小,灵敏度愈高。由于 S 不是常数,故会出现非线性误差,同变极距型电容式传感器类似。为了减小非线性误差,通常规定传感器应在较小间隙的变化范围内工作。在实际应用中,可取 $\Delta\delta/\delta_0 \leq 0.1$ 。这种传感器适用于较小位移的测量,一般为 0.001~1mm。此外,这类传感器还常采用差动式接法。图 3-6 为差动型磁阻式传感器,它由两个相同的线圈、铁心及活动衔铁组成。当活动衔铁接于中间位置(位移为零)时,两线圈的自感 L 相等,输出为零。当衔铁有位移 $\Delta\delta$ 时,两个线圈的间隙为 $\delta_0 + \Delta\delta$ 、 $\delta_0 - \Delta\delta$,这表明一个线圈自感增加,而另一个线圈自感减小,将两个线圈接入电桥的相邻臂时,其输出的灵敏度可提高一倍,并改善了线性特性,消除了外界干扰。

可变磁阻式传感器还可做成如图 3-7 所示改变空气隙导磁截面积的形式,当固定 δ , 改变空气隙导磁截面积 A_0 时,自感 L 与 A_0 呈线性关系。

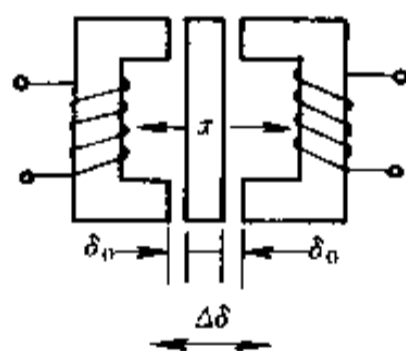


图 3-6 可变磁阻差动式传感器

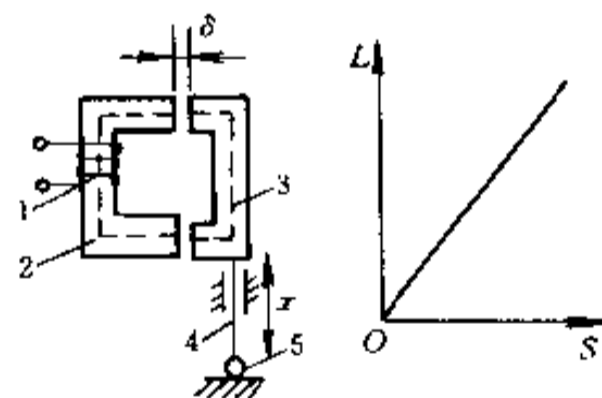


图 3-7 可变磁阻面积型电感传感器

1 线圈;2 铁心;3 活动衔铁;4 测杆;5 被测件。

如图 3-8 所示,在可变磁阻螺管线圈中插入一个活动衔铁,当活动衔铁在线圈中运动时,磁阻将变化,导致自感 L 的变化。这种传感器结构简单,制造容易,但是其灵敏度较低,适合于测量比较大的位移量。

(2) 涡流式传感器

涡流式传感器的变换原理,是利用金属导体在交流磁场中的涡电流效应。如图 3-9 所示,金属板置于一只线圈的附近,它们之间相互的间距为 δ 。当线圈输入一交变电流 i_0

时,便产生交变磁通量 Φ 。金属板在此交变磁场中会产生感应电流 i ,这种电流在金属体内是闭合的,所以称之为“涡电流”或“涡流”。涡流的大小与金属板的电阻率 ρ 、磁导率 μ 、厚度 h 、金属板与线圈的距离 δ 、激励电流角频率 ω 等参数有关。若改变其中某一参数,而固定其他参数不变,就可根据涡流的变化测量该参数。

涡流式传感器可分为高频反射式和低频透射式两种。

I) 高频反射式涡流传感器

如图 3-9 所示,高频($>1\text{MHz}$)激励电流 i_0 产生的高频磁场作用于金属板的表面,由于集肤效应,在金属板表面将形成涡电流。与此同时,该涡流产生的交变磁场又反作用于线圈,引起线圈自感 L 或阻抗 Z_L 的变化,其变化与距离 δ 、金属板的电阻率 ρ 、磁导率 μ 、激励电流 i_0 及角频率 ω 等有关,若只改变距离 δ 而保持其他系数不变,则可将位移的变化转换为线圈自感的变化,通过测量电路转换为电压输出。高频反射式涡流传感器多用于位移测量。

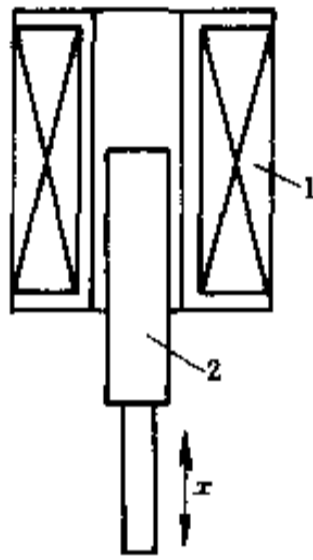


图 3-8 可变磁阻螺管型传感器

1—线圈; 2—铁心。

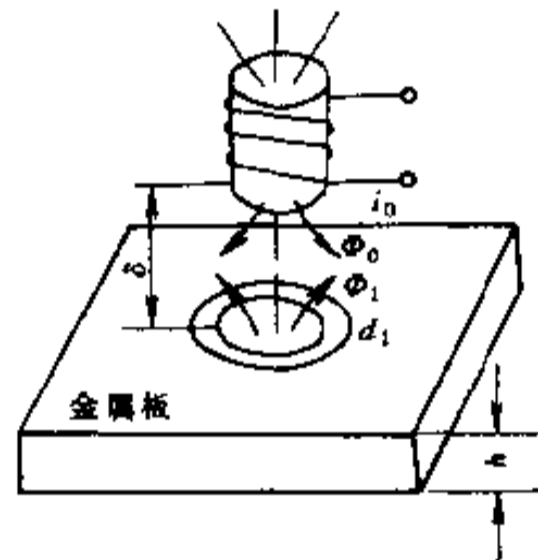


图 3-9 高频反射式涡流传感器

II) 低频透射式涡流传感器

低频透射式涡流传感器的工作原理如图 3-10 所示,发射线圈 W_1 和接收线圈 W_2 分别置于被测金属板材料 G 的上、下方。由于低频磁场集肤效应小,渗透深,当低频(音频范围)电压 u_1 加到线圈 W_1 的两端后,所产生磁力线的一部分透过金属板材料 G ,使线圈 W_2 产生电感应电动势 u_2 。但由于涡流消耗部分磁场能量,使感应电动势 u_2 减少,当金属板材料 G 越厚时,损耗的能量越大,输出电动势 u_2 越小。因此, u_2 的大小与 G 的厚度及材料的性质有关。试验表明, u_2 随材料厚度 h 的增加按负指数规律减少,如图 3-10(b)所示,因此,若金属板材料的性质一定,则利用 u_2 的变化即可测量其厚度。

2. 互感型差动变压器式电感传感器

互感型电感传感器是利用互感 M 的变化来反映被测量的变化。这种传感器实质是一个输出电压的变压器。当变压器初级线圈输入稳定交流电压后,次级线圈便产生感应电压输出,该电压随被测量的变化而变化。

差动变压器式电感传感器是常用的互感型传感器,其结构形式有多种,以螺管形应用较为普遍,其结构及工作原理如图 3-11(a)、(b)所示。传感器主要由线圈、铁心和活动衔铁三个部分组成。线圈包括一个初级线圈和两个反接的次级线圈,当初级线圈输入交流

激励电压时,次级线圈将产生感应电动势 e_1 和 e_2 。由于两个次级线圈极性反接,因此传感器的输出电压为两者之差,即 $e_y = e_1 - e_2$ 。活动衔铁能改变线圈之间的耦合程度。输出 e_y 的大小随活动衔铁的位置而变。当活动衔铁的位置居中时,即 $e_1 = e_2, e_y = 0$;当活动衔铁向上移时,即 $e_1 > e_2, e_y > 0$;当活动衔铁向下移时,即 $e_1 < e_2, e_y < 0$ 。活动衔铁的位置往复变化,其输出电压 e_y 也随之变化,输出特性如图 3-11(c)所示。

值得注意的是:首先,差动变压器式传感器输出的电压是交流电压,如用交流电压表指示,则输出值只能反应铁心位移的大小,而不能反应移动的极性;其次,交流电压输出存在一定的零点残余电压,零点残余电压是由于两个次级线圈的结构不对称,以及初级线圈铜损电阻、铁磁材质不均匀、线圈间分布电容等原因所形成。所以,即使活动衔铁位于中间位置时,输出也不为零。鉴于这些原因,差动变压器的后接电路应采用既能反应铁心位移极性,又能补偿零点残余电压的差动直流输出电路。

图 3-12 是用于小位移的差动相敏检波电路的工作原理。当没有信号输入时,铁心处于中间位置,调节电阻 R ,使零点残余电压减小;当有信号输入时,铁心移上或移下,其输出电压经交流放大、相敏检波、滤波后得到直流输出。由表头指示输入位移量的大小和方向。

差动变压器传感器具有精度高达 $0.1\mu\text{m}$ 量级,线圈变化范围大(可扩大到 $\pm 100\text{mm}$,视结构而定),结构简单,稳定性好等优点,被广泛应用于直线位移及其他压力、振动等参数的测量。图 3-13 是电感测微仪所用的差动型位移传感器的结构图。

3.2.2 电容式位移传感器

电容式传感器是将被测物理量转换为电容量变化的装置。

从物理学得知,由两个平行板组成的电容器的电容量为

$$C = \frac{\epsilon\epsilon_0 A}{\delta} \quad (\text{F}) \quad (3-11)$$

式中 ϵ ——极板间介质的相对介电系数,空气中 $\epsilon = 1$;

ϵ_0 ——真空中介电常数, $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} (\text{F/m})$;

δ ——极板间距离(m);

A ——两极板相互覆盖面积(m^2)。

式(3-11)表明,当被测量使 δ 、 A 或 ϵ 发生变化时,都会引起电容 C 的变化。若仅改变其中某一个参数,则可以建立起该参数和电容量变化之间的对应关系,因而电容式传感器分为极距变化型、面积变化型和介质变化型三类,前面两种应用较为广泛,都可用作位移传感器。

1. 极距变化型

根据式(3-11),如果两极板相互覆盖面积及极间介质不变,则电容量 C 与极距 δ 呈非线性关系(图 3-14),当极距有一微小变化量 $d\delta$ 时,引起电容的变化量 dC 为

$$dC = -\epsilon\epsilon_0 \frac{A}{\delta^2} d\delta$$

由此可得传感器的灵敏度

$$S = \frac{dC}{d\delta} = -\epsilon\epsilon_0 A \frac{1}{\delta^2} \quad (3-12)$$

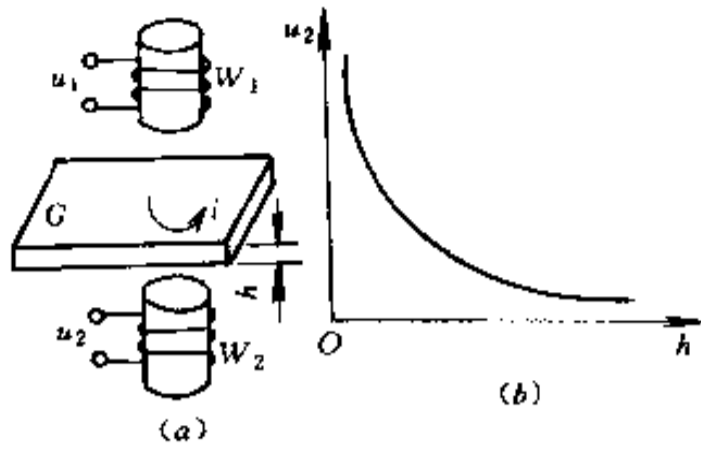


图 3-10 低频透射式涡流传感器
(a)原理图;(b)曲线图。

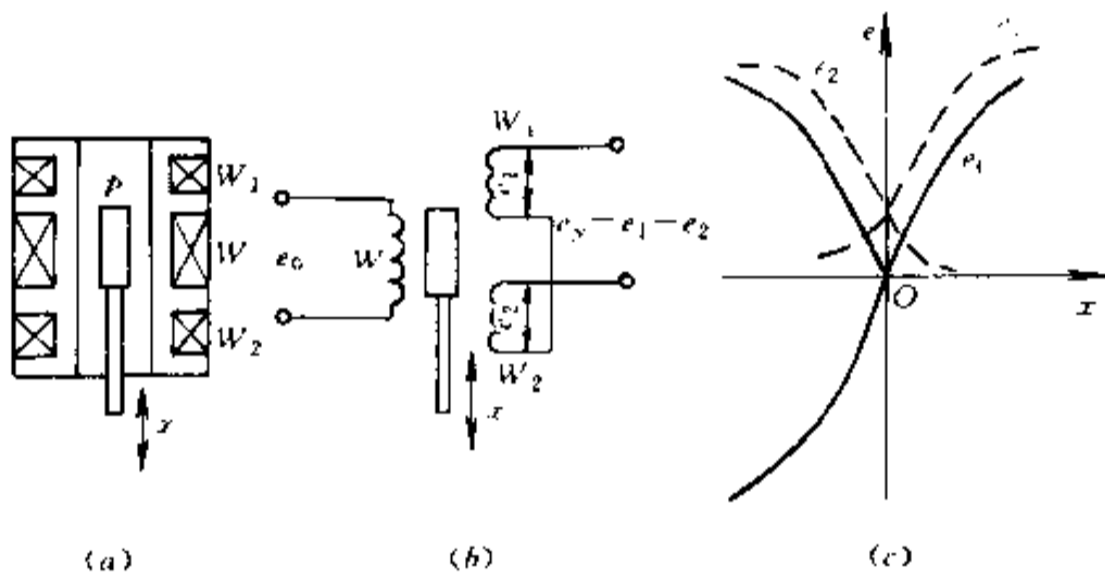


图 3-11 差动变压器式电感传感器
(a),(b)工作原理;(c)输出特性。

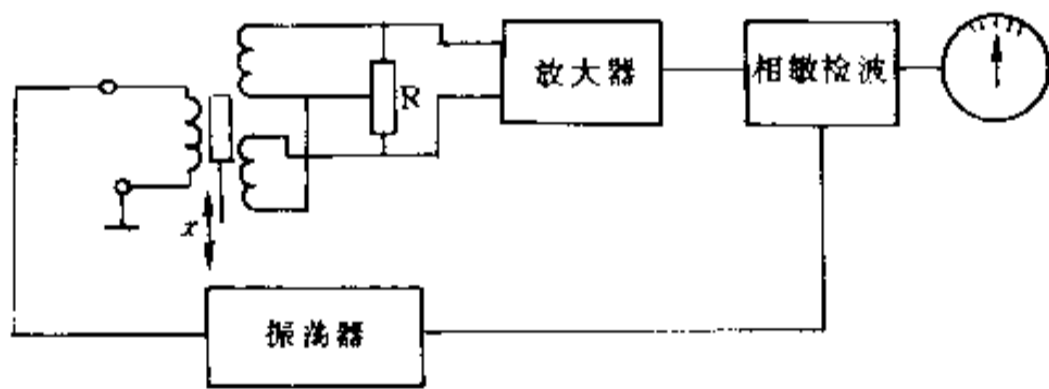


图 3-12 差动相敏检波电路的工作原理

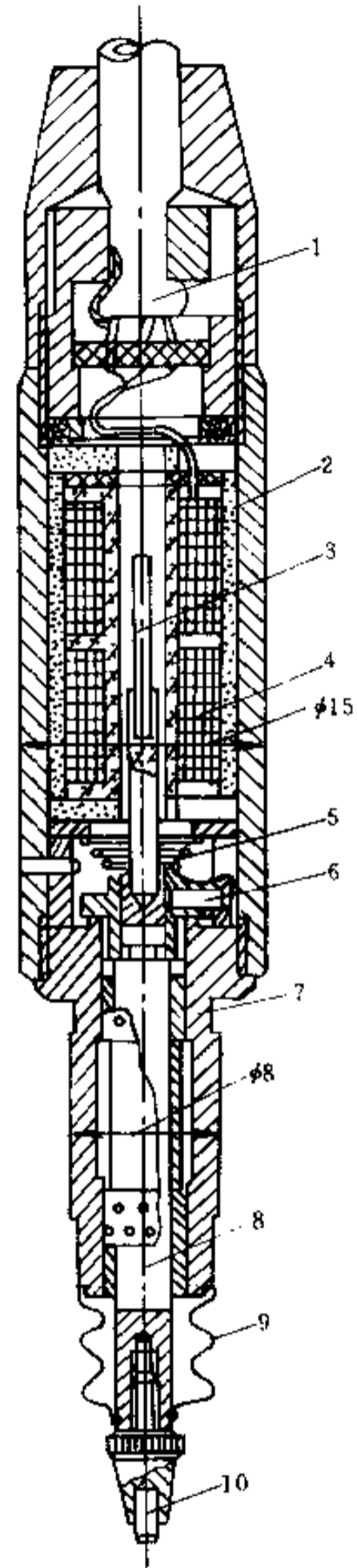


图 3-13 螺管差动型传感器的结构图

- 1—引线;2—固定磁筒;3—衔铁;
- 4—线圈;5—测力弹簧;6—防转销;
- 7—钢球导轨;8—测杆;
- 9—密封套;10—测端。

可以看出,灵敏度 S 与极距平方成反比,极距越小灵敏度越高,显然,这将引起非线性误差。为了减小这一误差,通常规定传感器只能在较小的极距变化范围内工作(即测量范围小),以使获得近似的线性关系,一般取极距变化范围为 $\Delta\delta/\delta_0 \approx 0.1$, δ_0 为初始间隙。实际应用中,常采用差动式,以提高灵敏度、线性度以及克服外界条件对测量精确度的影响。

图 3-15 为极距变化型电容式位移传感器的结构示例。原则上讲,电容式传感器仅需一块极板和引线就够了,因而传感器的结构简单,极板的形式也可灵活多变,为实际应用带来很大的方便。

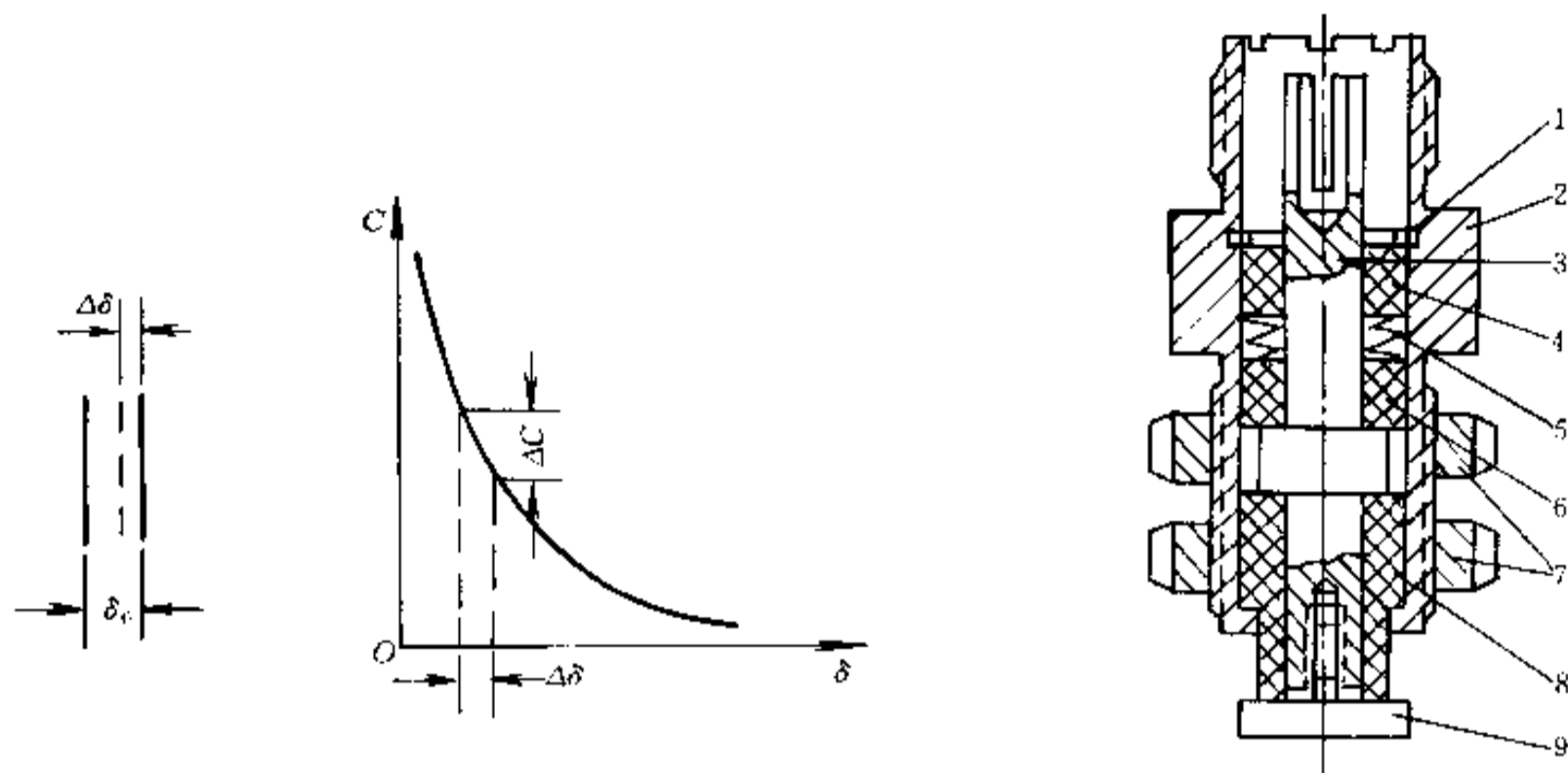


图 3-14 极距变化型电容传感器

图 3-15 电容式位移传感器结构

极距变化型电容传感器的优点是可以用于非接触式动态测量,对被测系统影响小,灵敏度高,适用于小位移(数百微米以下)的精确测量。但这种传感器有非线性特性,传感器的杂散电容对灵敏度和测量精度影响较大,与传感器配合的电子线路也比较复杂,使其应用范围受到一定限制。

2. 面积变化型

面积变化型电容传感器可用于测量线位移及角位移。图 3-16 所示为测量线位移时两种面积变化型传感器的测量原理和输出特性。

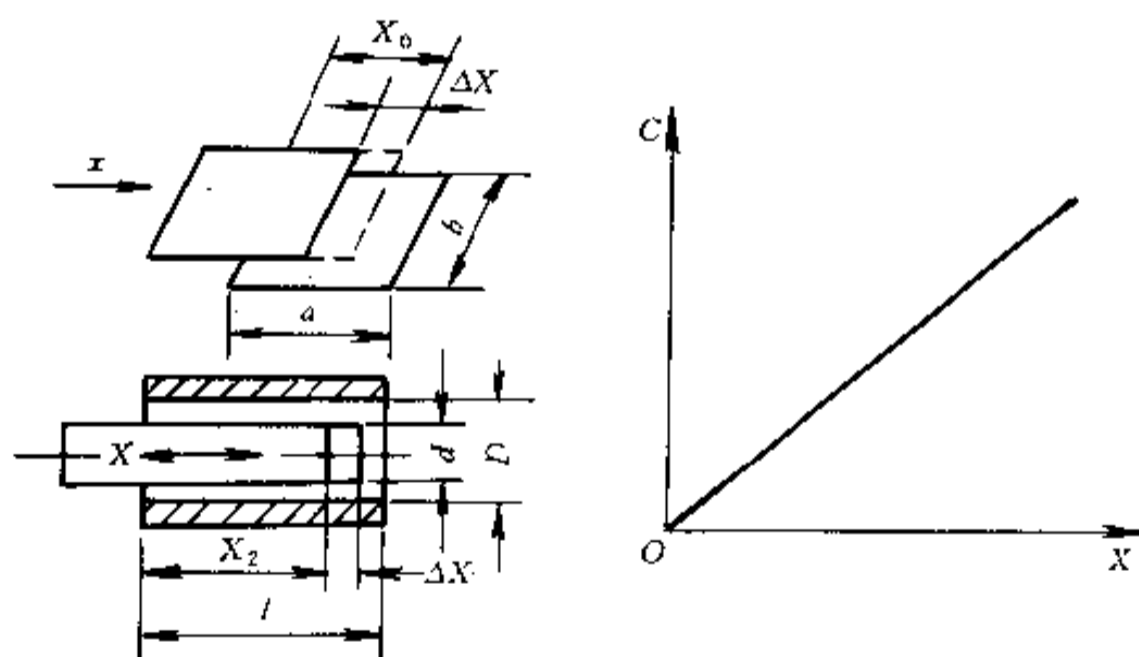


图 3-16 面积变化型电容传感器

对于平面型极板,当动板沿 x 方向移动时,覆盖面积变化,电容量也随之变化。电容量为

$$C = \frac{\epsilon\epsilon_0 b x}{\delta} \text{ (F)} \quad (3-13)$$

式中 b ——极板宽度。

其灵敏度

$$S = \frac{dC}{dx} = \frac{\epsilon\epsilon_0 b}{\delta} = \text{常数} \quad (3-14)$$

对圆柱形极板,其电容量

$$C = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0 x}{\ln(D/d)} \quad (3-15)$$

式中 D ——圆筒孔径;

d ——圆柱外径。

其灵敏度

$$S = \frac{dC}{dx} = \frac{2\pi\epsilon\epsilon_0}{\ln(D/d)} = \text{常数} \quad (3-16)$$

面积变化型电容传感器的优点是输出与输入成线性关系,但灵敏度较极距变化型低,适用于较大的线位移和角位移测量。

3.2.3 光栅

光栅是一种新型的位移检测元件,它的特点是测量精确高(可达 $\pm 1\mu\text{m}$)、响应速度快和量程范围大等。

光栅由标尺光栅和指示光栅组成,两者的光刻密度相同,但体长相差很多,其结构如图 3-17 所示。光栅条纹密度一般为每毫米 25, 50, 100, 250 条等。

把指示光栅平行地放在标尺光栅上面,并且使它们的刻线相互倾斜一个很小的角度 θ , 这时在指示光栅上就出现几条较粗的明暗条纹,称为莫尔条纹。它们是沿着与光栅条纹几乎成垂直的方向排列,如图 3-18 所示。

光栅莫尔条纹的特点是起放大作用,用 W 表示条纹宽度, P 表示栅距, θ 表示光栅条纹间的夹角,则有

$$W \approx \frac{P}{\theta} \quad (3-17)$$

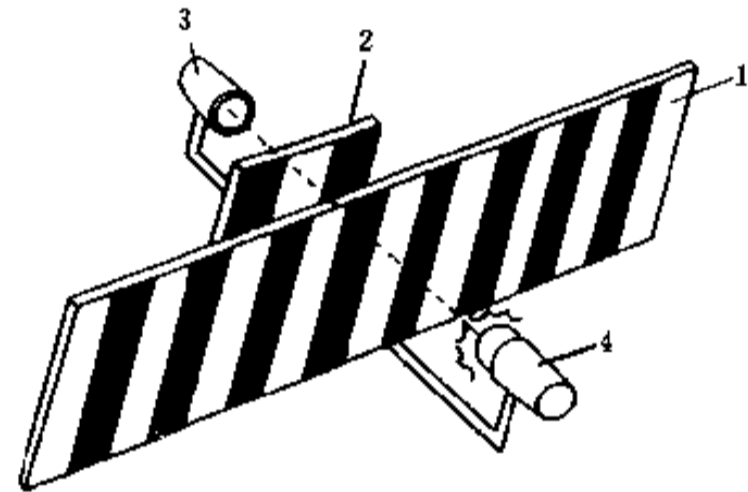


图 3-17 光栅测量原理

1—光栅尺;2—指示光栅;3—光电二极管;4—光源。

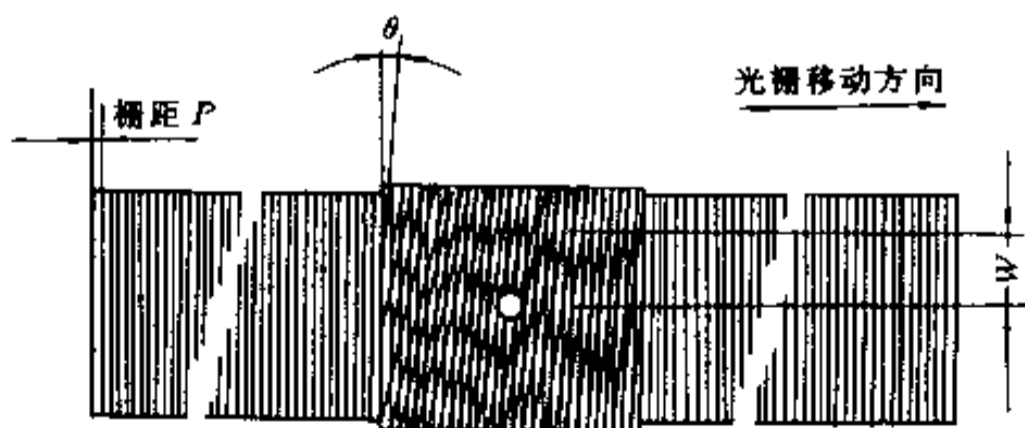


图 3-18 莫尔条纹示意

若 $P = 0.01\text{mm}$, 把莫尔条纹的宽度调成 10mm , 则放大倍数相当于 $1\ 000$ 倍, 即利用光的干涉现象把光栅间距放大 $1\ 000$ 倍, 因而大大减轻了电子线路的负担。

光栅可分透射和反射光栅两种。透射光栅的线条刻制在透明的光学玻璃上, 反射光栅的线条刻制在具有强反射能力的金属板上, 一般用不锈钢。

光栅测量系统的基本构成如图 3-19 所示。光栅移动时产生的莫尔条纹明暗信号可以用光电元件接受, 图 3-19 中的 a, b, c, d 是四块光电池, 产生的信号, 相位彼此差 90° , 对这些信号进行适当的处理后, 即可变成光栅位移量的测量脉冲。

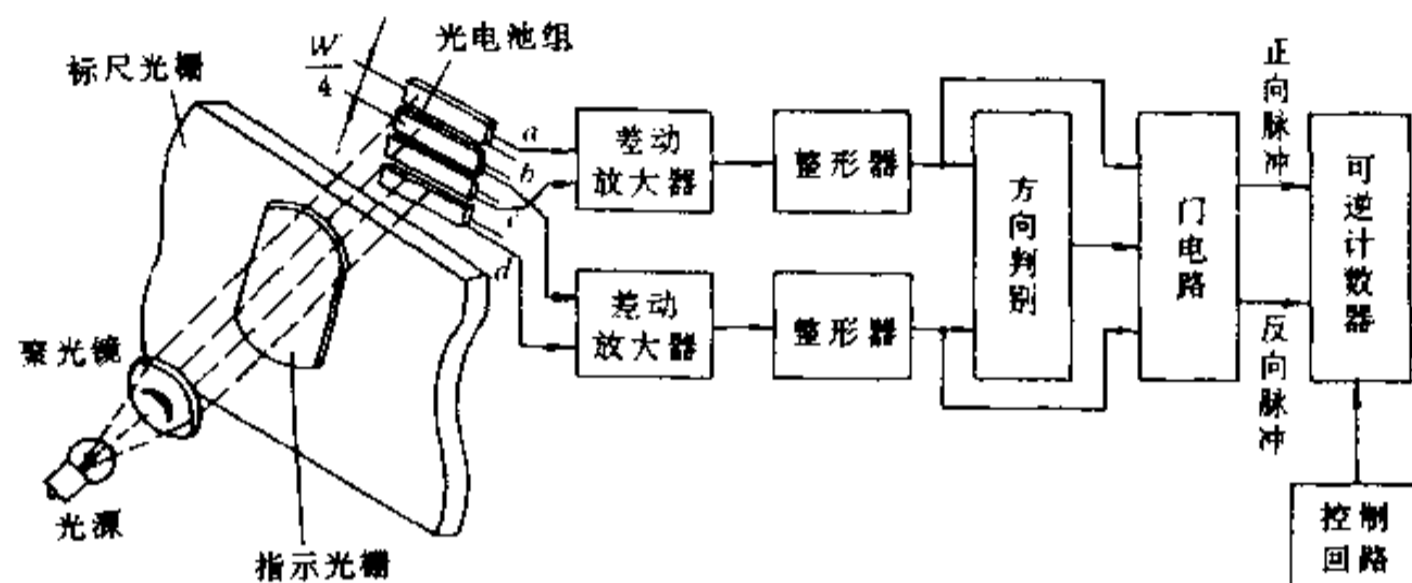


图 3-19 光栅测量系统

3.2.4 感应同步器

感应同步器是一种应用电磁感应原理制造的高精度检测元件, 有直线和圆盘式两种, 分别用作检测直线位移和转角。

直线感应同步器由定尺和滑尺两部分组成。定尺一般为 250mm , 上面均匀分布节距为 2mm 的绕组; 滑尺长 100mm , 表面布有两个绕组, 即正弦绕组和余弦绕组, 见图 3-20。当余弦绕组与定子绕组相位相同时, 正弦绕组与定子绕组错开 $1/4$ 节距。

圆盘式感应同步器, 如图 3-21 所示, 其转子相当于直线感应同步器的滑尺, 定子相当于定尺, 而且定子绕组中的两个绕组也错开 $1/4$ 节距。

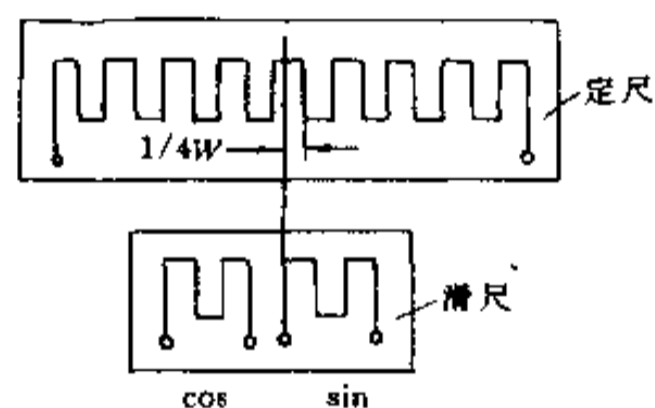


图 3-20 感应同步器原理图

感应同步器根据其激磁绕组供电电压形式不同, 分为鉴相测量方式和鉴幅测量方式。

1. 鉴相式

所谓鉴相式就是根据感应电势的相位来鉴别位移量。

如果将滑尺的正弦和余弦绕组分别供给幅值、频率均相等, 但相位相差 90° 的激磁电压, 即 $V_A = V_m \sin \omega t$, $V_B = V_m \cos \omega t$ 时, 则定尺上的绕组由于电磁感应作用产生与激磁电压同频率的交变感应电势。

图 3-22 说明了感应电势幅值与定尺和滑尺相对位置的关系。如果只对余弦绕组 A 加交流激磁电压 V_A , 则绕组 A 中有电流通过, 因而在绕组 A 周围产生交变磁场。在图中 1 位置, 定尺和滑尺绕组 A 完全重合, 此时磁通交链最多, 因而感应电势幅值最大。在图中 2 位置, 定尺绕组交链的磁通相互抵消, 因而感应电势幅值为零。滑尺继续滑动的情

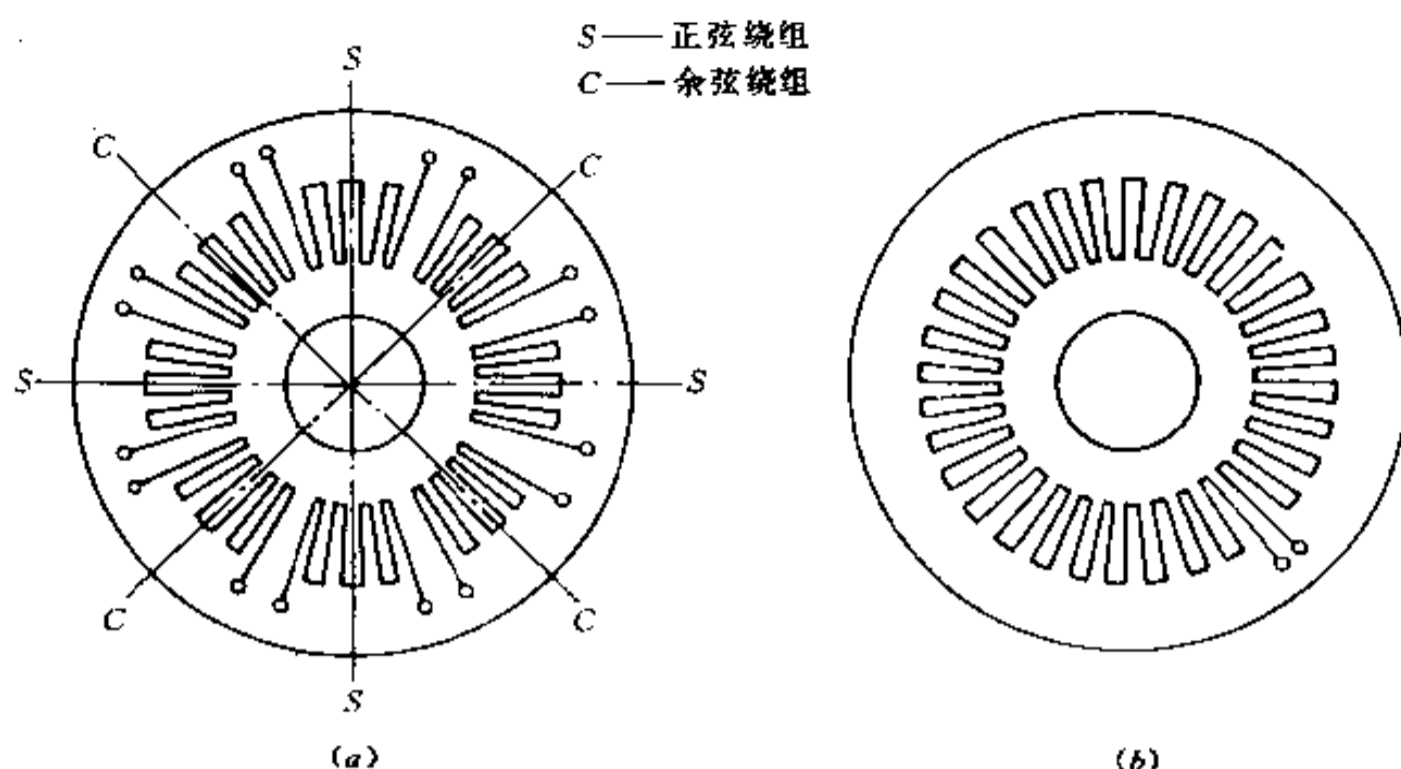


图 3-21 圆盘式感应同步器绕组图形

(a) 定子; (b) 转子。

况见图中 3, 4, 5 位置。可以看出, 滑尺在定尺上滑动一个节距, 定尺绕组感应电势变化了一个周期, 即

$$e_A = KV_A \cos \theta \quad (3-18)$$

式中 K ——滑尺和定尺的电磁耦合系数;

θ ——滑尺和定尺相对位移的折算角。

若绕组的节距为 W , 相对位移为 l , 则

$$\theta = \frac{l}{W} 360^\circ \quad (3-19)$$

同样, 当仅对正弦绕组 B 施加交流激磁电压 V_B 时, 定尺绕组感应电势为

$$\varepsilon_B = -KV_B \sin \theta \quad (3-20)$$

对滑尺上两个绕组同时加激磁电压, 则定尺绕组上所感应的总电势为

$$\begin{aligned} e &= \varepsilon_A + \varepsilon_B = KV_A \cos \theta - KV_B \sin \theta = \\ &KV_m \sin \omega t \cos \theta - KV_m \cos \omega t \sin \theta = \\ &KV_m \sin(\omega t - \theta) \end{aligned} \quad (3-21)$$

从上式可以看出, 感应同步器把滑尺相对定尺的位移 l 的变化转成感应电势相角 θ 的变化。因此, 只要测得相角 θ , 就可以知道滑尺的相对位移 l :

$$l = \frac{\theta}{360^\circ} W \quad (3-22)$$

2. 鉴幅式

在滑尺的两个绕组上施加频率和相位均相同, 但幅值不同的交流激磁电压 V_A 和

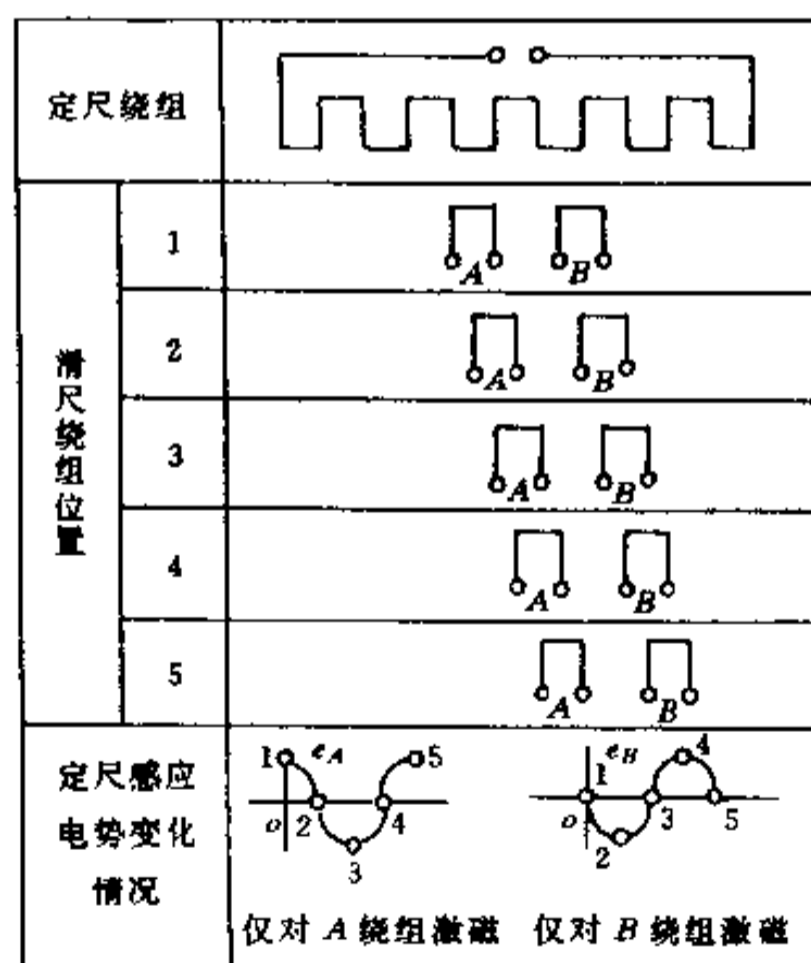


图 3-22 滑尺绕组位置与定尺感应电势幅值的变化关系

$V_B =$

$$V_A = V_m \sin \theta_1 \sin \omega t \quad (3-23)$$

$$V_B = V_m \cos \theta_1 \sin \omega t \quad (3-24)$$

式中 θ_1 ——指令位移角。

设此时滑尺绕组与定尺绕组的相对位移角为 θ , 则定尺绕组上的感应电势为

$$\begin{aligned} \epsilon &= KV_A \cos \theta - KV_B \sin \theta = \\ &KV_m (\sin \theta_1 \cos \theta - \cos \theta_1 \sin \theta) \sin \omega t = \\ &KV_m \sin(\theta_1 - \theta) \sin \omega t \end{aligned} \quad (3-25)$$

上式把感应同步器的位移与感应电势幅值 $KV_m \sin(\theta_1 - \theta)$ 联系起来, 当 $\theta = \theta_1$ 时, $e = 0$ 。这就是鉴幅测量方式的基本原理。

§ 3.3 速度、加速度传感器

3.3.1 直流测速机

直流测速机是一种测速元件, 实际上它就是一台微型的直流发电机。根据定子磁极激磁方式的不同, 直流测速机可分为电磁式和永磁式两种。如以电枢的结构不同来分, 有无槽电枢、有槽电枢、空心杯电枢和圆盘电枢等。近年来, 又出现了永磁式直线测速机。常用的为永磁式测速机。

测速机的结构有多种, 但原理基本相同。图 3-23 所示为永磁式测速机原理电路图。恒定磁通由定子产生, 当转子在磁场中旋转时, 电枢绕组中即产生交变的电势, 经换向器和电刷转换成与转子速度成正比的直流电势。

直流测速机的输出特性曲线, 如图 3-24 所示。从图中可以看出, 当负载电阻 $R_L \rightarrow \infty$ 时, 其输出电压 V_0 与转速 n 成正比。随着负载电阻 R_L 变小, 其输出电压下降, 而且输出电压与转速之间并不能严格保持线性关系。由此可见, 对于要求精度比较高的直流测速机, 除采取其他措施外, 负载电阻 R_L 应尽量大。

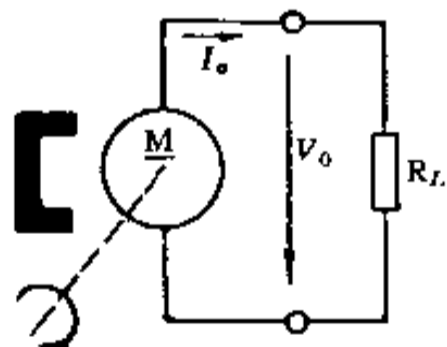


图 3-23 永磁式测速机原理图

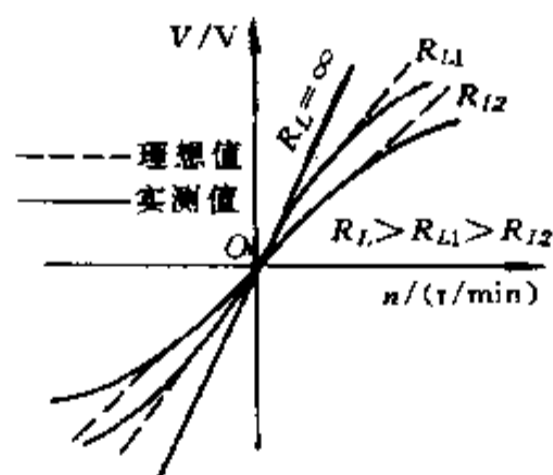


图 3-24 直流测速机输出特性

直流测速机的特点是输出斜率大、线性好, 但由于有电刷和换向器, 构造和维护比较复杂, 摩擦转矩较大。

直流测速机在机电控制系统中, 主要用作测速和校正元件。在使用中, 为了提高检测灵敏度, 尽可能把它直接连接到电机轴上。有的电机本身就已安装了测速机。

3.3.2 光电式转速传感器

光电式转速传感器是由装在被测轴(或与被测轴相连接的输入轴)上的带缝隙圆盘、光源、光电器件和指示缝隙盘组成,如图 3-25 所示。光源发生的光通过缝隙圆盘和指示缝隙照射到光电器件上。当缝隙圆盘随被测轴转动时,由于圆盘上的缝隙间距与指示缝隙的间距相同,因此圆盘每转一周,光电器件输出与圆盘缝隙数相等的电脉冲,根据测量时间 t 内的脉冲数 N ,则可测出转速为

$$n = \frac{60N}{Zt} \quad (3-26)$$

式中 Z ——圆盘上的缝隙数;

n ——转速(r/min);

t ——测量时间(s)。

一般取 $Zt = 60 \times 10^m (m = 0, 1, 2, \dots)$, 利用两组缝隙间距 W 相同,位置相差 $(i/2 + 1/4)W$ (i 为正整数)的指示缝隙和两个光电器件,则可辨别出圆盘的旋转方向。

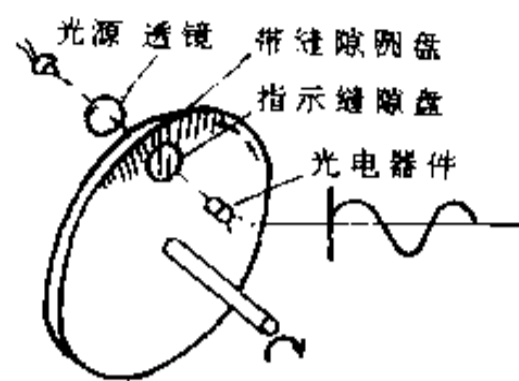


图 3-25 光电式转速传感器的结构原理图

3.3.3 加速度传感器

作为加速度检测元件的加速度传感器有多种形式,它们的工作原理都是利用惯性质量受加速度所产生的惯性力而造成的各种物理效应,进一步转化成电量,间接度量被测加速度。最常用的有应变式、压电式、电磁感应式等。

电阻应变式加速度计原理结构如图 3-26 所示。它由重块、悬臂梁、应变片和阻尼液体等构成。当有加速度时,重块受力,悬臂梁弯曲,按梁上固定的应变片之变形便可测出力的大小,在已知质量的情况下即可算出被测加速度。壳体内灌满的粘性液体作为阻尼之用。这一系统的固有频率可以做得很低。

压电加速度传感器结构原理如图 3-27 所示。使用时,传感器固定在被测物体上,感受该物体的振动,惯性质量块产生惯性力,使压电元件产生变形。压电元件产生的变形和由此产生的电荷与加速度成正比。压电加速度传感器可以做得很小,重量很轻,故对被测机构的影响就小。压电式加速度传感器的频率范围广、动态范围宽、灵敏度高,应用较为广泛。

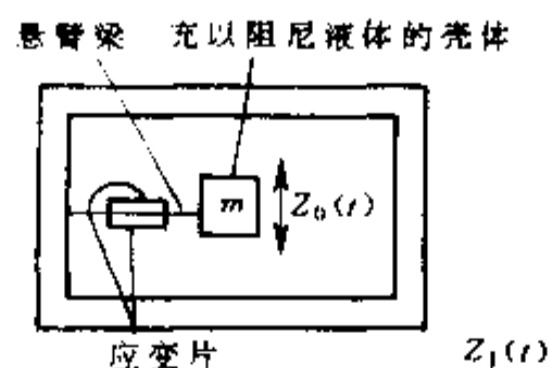


图 3-26 应变式加速度传感器

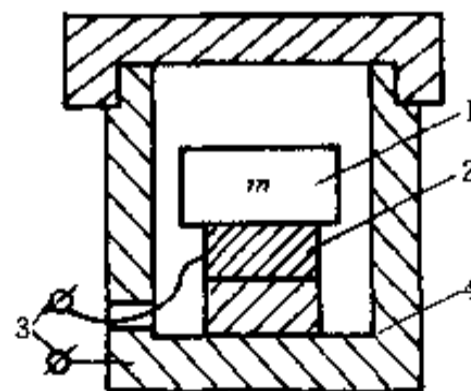


图 3-27 压电加速度传感器结构

§ 3.4 力、压力和扭矩传感器

在机电一体化领域里,力、压力和扭矩是很常用的机械参量。近年来,各种高精度力、压力和扭矩传感器的出现,更以其惯性小、响应快、易于记录、便于遥控等优点得到了广泛的应用。按其工作原理可分为弹性式、电阻应变式、气电式、位移式和相位差式等,在以上测量方式中,电阻应变式传感器用得最为广泛。下面着重介绍在机电一体化工程中常用的电阻应变式传感器。

电阻应变片式的力、压力和扭矩传感器的工作原理是利用弹性敏感器元件将被测力、压力或扭矩转换为应变、位移等,然后通过粘贴在其表面的电阻应变片换成电阻值的变化,经过转换电路输出电压或电流信号。

3.4.1 测力传感器

测力传感器按其量程大小和测量精度不同而有很多规格品种,它们的主要差别是弹性元件的结构形式不同,以及应变计在弹性元件上粘贴的位置不同。通常测力传感器的弹性元件有柱形、筒形、环形、梁式和轮辐式等。

1. 柱形或筒形弹性元件

如图 3-28 所示,这种弹性元件结构简单,可承受较大的载荷,常用于测量较大力的拉(压)力传感器中,但其抗偏心载荷、测向力的能力差,制成的传感器高度大,应变计在柱形和筒形弹性元件上的粘贴位置及接桥方法如图 3-28 所示。这种接桥方法能减少偏心载荷引起的误差,且能增加传感器的输出灵敏度。

若在弹性元件上施加一压缩力 P ,则筒形弹性元件的轴向应变 ϵ_l 为

$$\epsilon_l = \frac{\sigma}{E} = \frac{P}{EA} \quad (3-27)$$

用电阻应变仪测出的指示应变为

$$\epsilon = 2(1 + \mu)\epsilon_l \quad (3-28)$$

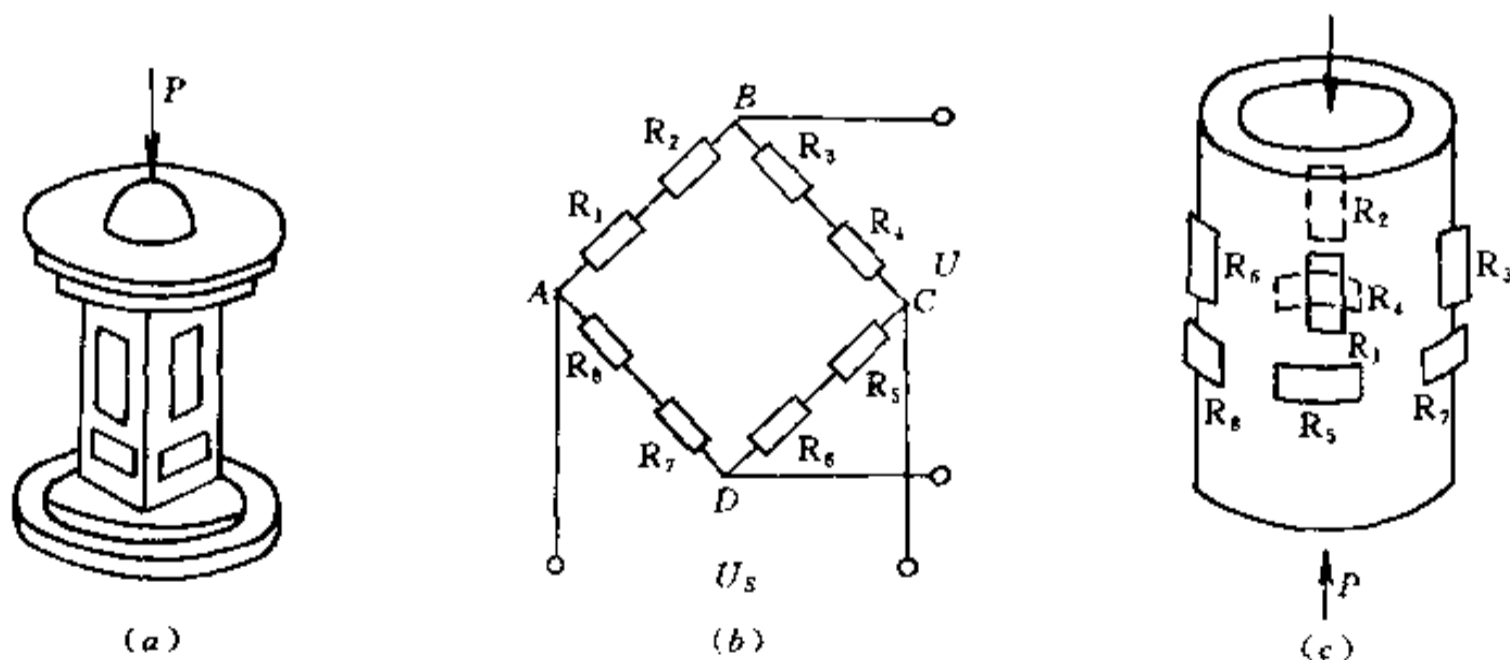


图 3-28 柱形和筒形弹性元件组成的测力传感器
(a)柱形;(b)电桥;(c)筒形图。

式中 P ——作用于弹性元件上的载荷；

E ——圆筒材料的弹性模量；

μ ——圆筒材料的泊松系数；

A ——筒体截面积, $A = \pi(D_1 - D_2)^2/4$ (D_1 为筒体外径, D_2 为筒体内径)。

2. 梁式弹性元件

(1) 悬臂梁式弹性元件

它的特点是结构简单、容易加工、粘贴应变计方便、灵敏度较高,适用于测量小载荷的传感器中。

图 3-29 所示为一截面悬臂梁弹性元件,在其同一截面正反两面粘贴应变计,组成差动工作形式的电桥输出。

若梁的自由端有一被测力 P ,则应变计感受的应变为

$$\epsilon = \frac{bl}{Ebh^2}P \quad (3-29)$$

电桥输出为

$$U_{SC} = K\epsilon U_0 \quad (3-30)$$

式中 l ——应变计中心处距受力点距离；

b ——悬臂梁宽度；

h ——悬臂梁厚度；

E ——悬臂梁材料的弹性模量；

K ——应变计的灵敏系数。

(2) 两端固定梁

这种弹性元件的结构形状、参数以及应变计粘贴组桥形式如图 3-30 所示。它的悬臂梁刚度大,抗侧向能力强。粘贴应变计感受应变与被测力 P 之间的关系为

$$\epsilon = \frac{3(4l_0 - l)}{4Ebh^2}P \quad (3-31)$$

它的电桥输出与式(3-30)相同。

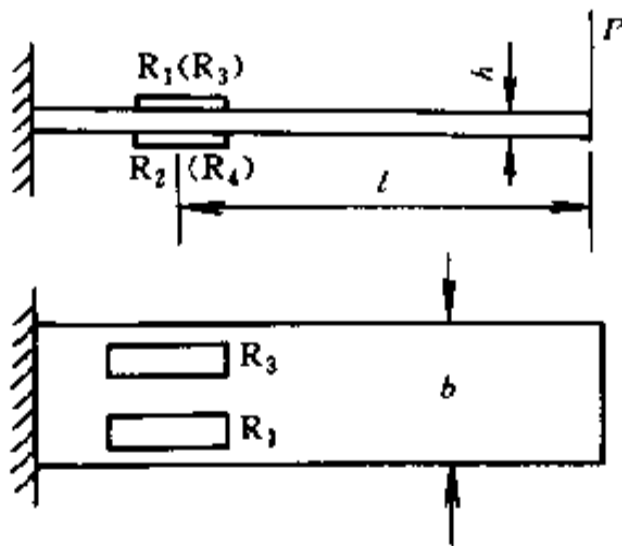


图 3-29 悬臂梁式测力传感器示意图

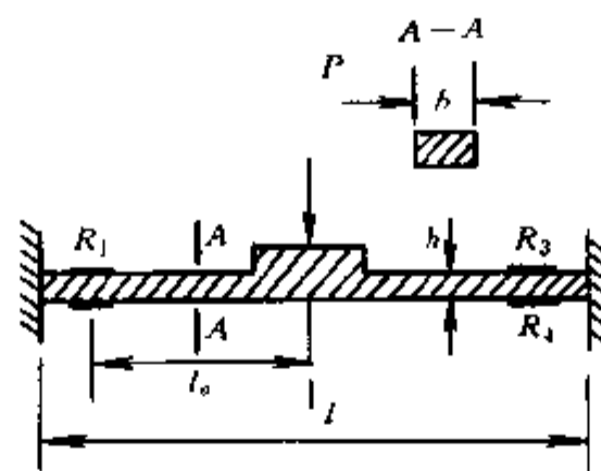


图 3-30 两端固定梁式测力传感器示意图

(3) 双孔形弹性元件

图 3-31(a) 为双孔形悬臂梁, (b) 为双孔 S 形弹性元件。它们的特点是粘贴应变计处应变大, 因而传感器的输出灵敏度高, 同时其他部分截面积大、刚度大, 则线性好, 并且

抗偏心载荷和侧向力的能力好。通过差动电桥可进一步消除偏心载荷的侧向力的影响,因此,这种弹性元件广泛地应用于高精度、小量程的测力传感器中。

双孔形弹性元件粘贴应变计处应变与载荷之间的关系常用标定式试验确定。

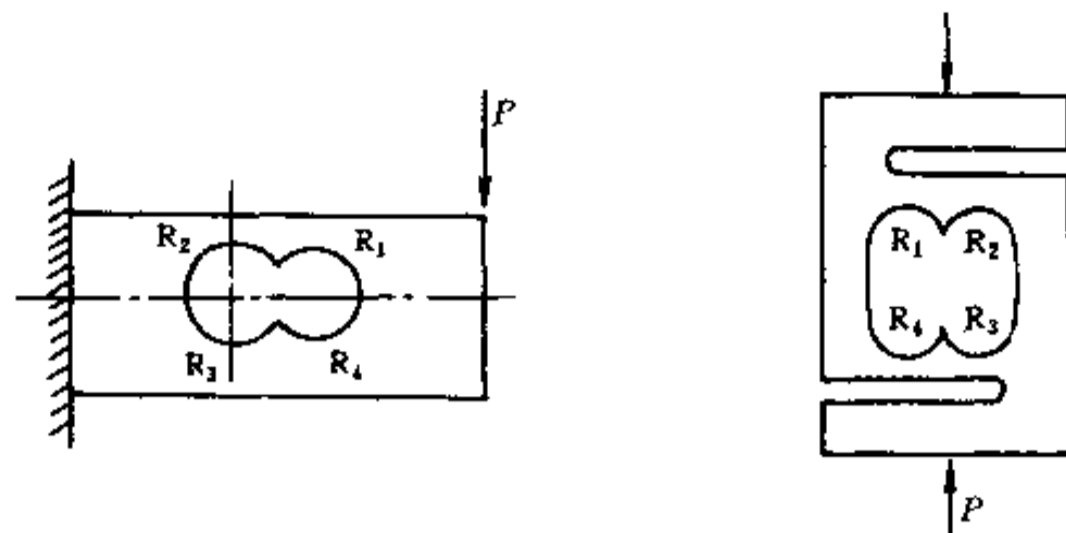


图 3-31 双孔形弹性元件测力传感器示意图

(a)双孔悬臂梁;(b)双孔S梁。

(4)梁式剪切弹性元件

这种弹性元件的结构与普通梁式弹性元件基本相同,只是应变计粘贴位置不同。应变计受的应变只与梁所承受的剪切力有关,而与弯曲应力无关。因此,它具有对拉伸和压缩载荷相同的灵敏度,适用于同时测量拉力和压力的传感器。此外,它与梁式弹性元件相比,线性好、抗偏心载荷和侧向力的能力大,其结构和粘贴应变计的位置如图 3-32 所示。

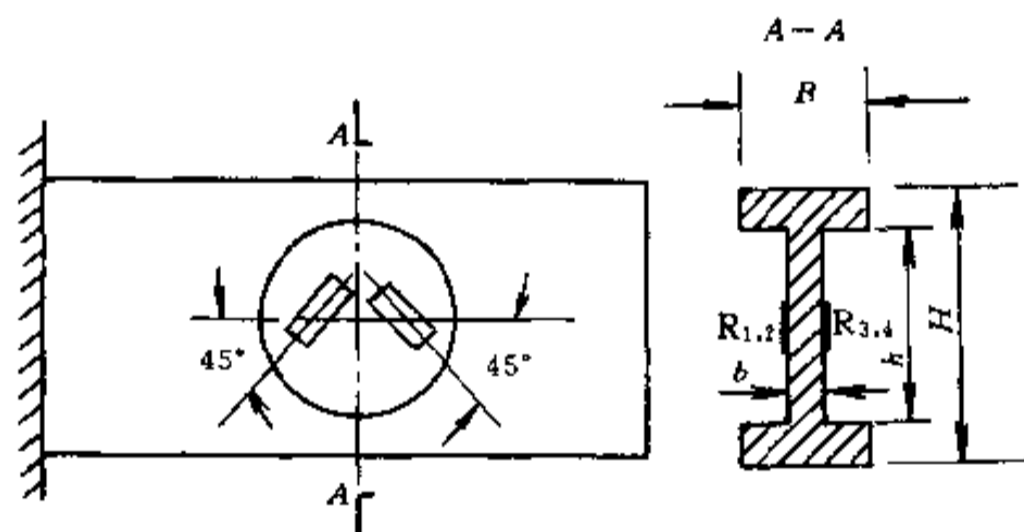


图 3-32 梁式剪切型测力传感器示意图

应变计一般粘贴在矩形截面梁中间盲孔两侧,与梁的中性轴成 45° 方向上。该处的截面为工字形,以使剪切应力在截面上的分布比较均匀,且数值较大,粘贴应变计处的应变与被测力 P 之间的关系近似为

$$\epsilon = \frac{P}{2bhG} \quad (3-32)$$

式中 G 为弹性元件的剪切模量; b 和 h 为粘贴应变计处梁截面的宽度和高度。

3.4.2 压力传感器

电阻应变压力传感器主要用于测量流体压力,有时也用于测量土壤压力。测量压力范围一般为 $10^4 \sim 10^7$ Pa。同样,按传感器所用弹性元件有膜式、筒式等,现分述如下。

1. 膜式压力传感器

它的弹性元件为四周固定的等截面圆形薄板, 又称平膜板或膜片。其一表面承受被测分布压力, 另一侧面贴有应变计。应变计接成桥路输出, 如图 3-33 所示。

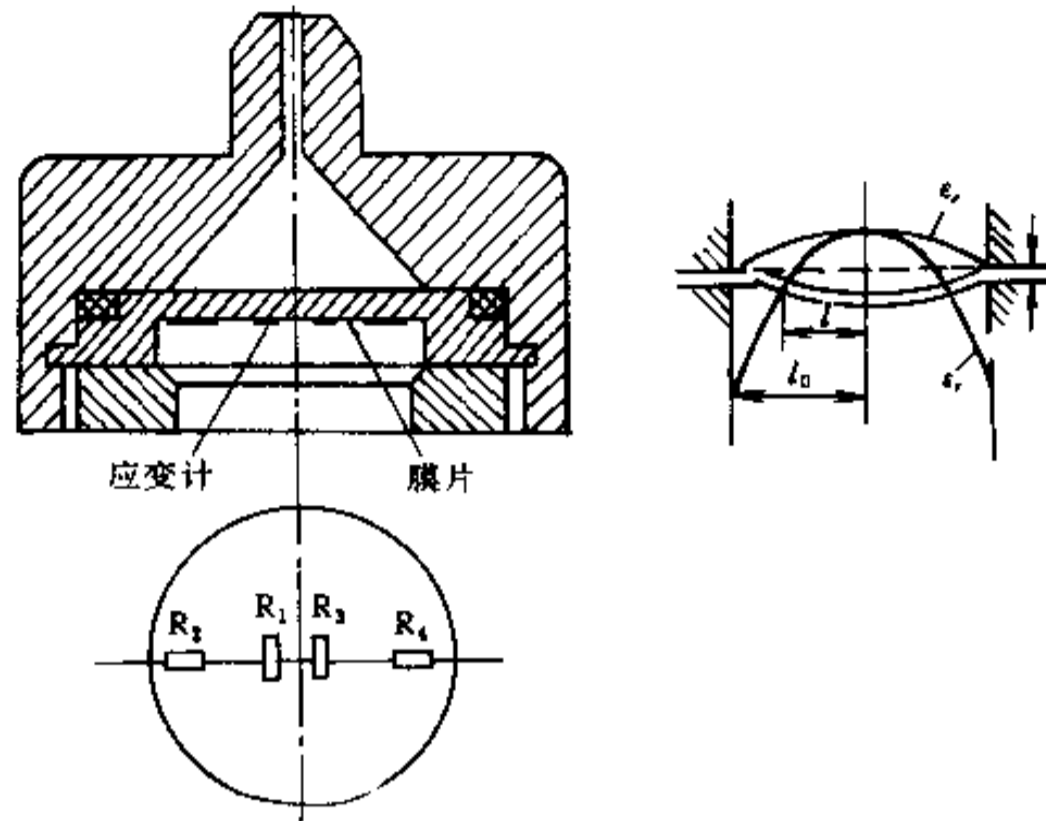


图 3-33 膜式压力传感器

应变计在膜片上的粘贴位置根据膜片受压后的应变分布状况来确定, 通常将应变计分别贴于膜片的中心(切向)和边缘(径向)。因为这两种应变最大符号相反, 接成全桥线路后传感器输出最大。应变计可采用专制的圆形应变花。

膜片上粘贴应变计处的径向应变 ϵ_r 和切向应变 ϵ_t 与被测力 P 之间的关系为

$$\epsilon_r = \frac{3P}{8h^2E} \cdot (1 - \mu^2)(r^2 - 3x^2) \quad (3-33)$$

$$\epsilon_t = \frac{3P}{8h^2E} \cdot (1 - \mu^2)(r^2 - x^2) \quad (3-34)$$

式中 x ——应变计中心与膜片中心的距离;

h ——膜片厚度;

r ——膜片半径;

E ——膜片材料的弹性模量;

μ ——膜片材料的泊松比。

为保证膜式传感器的线性度小于 3%, 在一定压力作用下, 要求

$$\frac{r}{h} \leq 4 \sqrt{3.5 \frac{E}{P}} \quad (3-35)$$

2. 筒式压力传感器

它的弹性元件为薄壁圆筒, 筒的底部较厚。这种弹性元件的特点是, 圆筒受到被测压力后外表面各处的应变是相同的。因此应变计的粘贴位置对所测应变不影响。如图 3-34 所示, 工作应变计 R_1 、 R_3 沿圆周方向贴在筒壁, 温度补偿应变计 R_2 、 R_4 贴在筒底外壁上, 并接成全桥线路, 这种传感器适用于测量较大压力。

对于薄壁圆筒(壁厚与筒的中面曲率半径之比 $< 1/20$), 筒壁上工作应变计处的切向应变 ϵ_t 与被压力 P 的关系, 可用下式求得

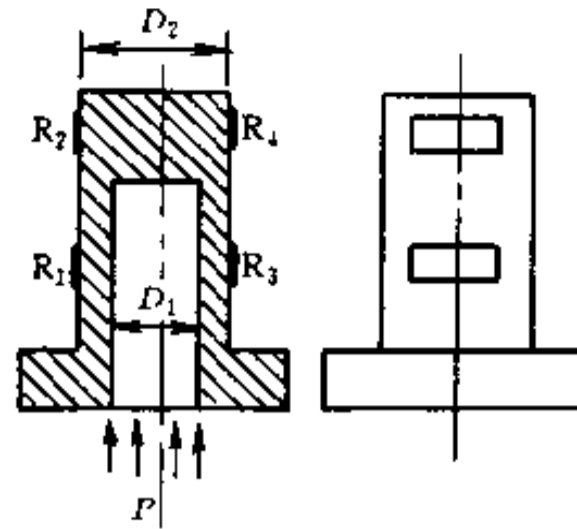


图 3-34 筒式压力传感器

$$\epsilon_r = \frac{(2 - \mu)D_1}{2(D_2 - D_1)} \cdot P \quad (3-36)$$

对于厚壁圆筒(壁厚与中面曲率半径之比 $> 1/20$), 则有

$$\epsilon_r = \frac{(2 - \mu)D_1^2}{(D_2^2 - D_1^2)E} \cdot P \quad (3-37)$$

式中 D_1 ——圆筒内孔直径;
 D_2 ——圆筒的外壁直径;
 E ——圆筒材料的弹性模量;
 μ ——圆筒材料的泊松系数。

3.4.3 转矩(扭矩)传感器

图 3-35 所示为电阻应变转矩传感器。它的弹性元件是一个与被测转矩的轴相连的转轴, 转轴上贴有与轴线成 45° 的应变计, 应变计两两相互垂直, 并接成全桥工作的电桥, 应变计感受的应变 ϵ 与被测试件的扭矩 M_T 的关系如下式:

$$M_T = 2GW_T \quad (3-38)$$

式中 $G = E/2(1 + \mu)$ 为剪切弹性量; W_T 为抗扭截面模量, 实心圆轴 $W_T = \pi D^3/16$, 空心圆轴 $W_T = \pi D^3(1 - \alpha^4)/16$, $\alpha = d/D$, d 为空心圆柱内径, D 为外径。

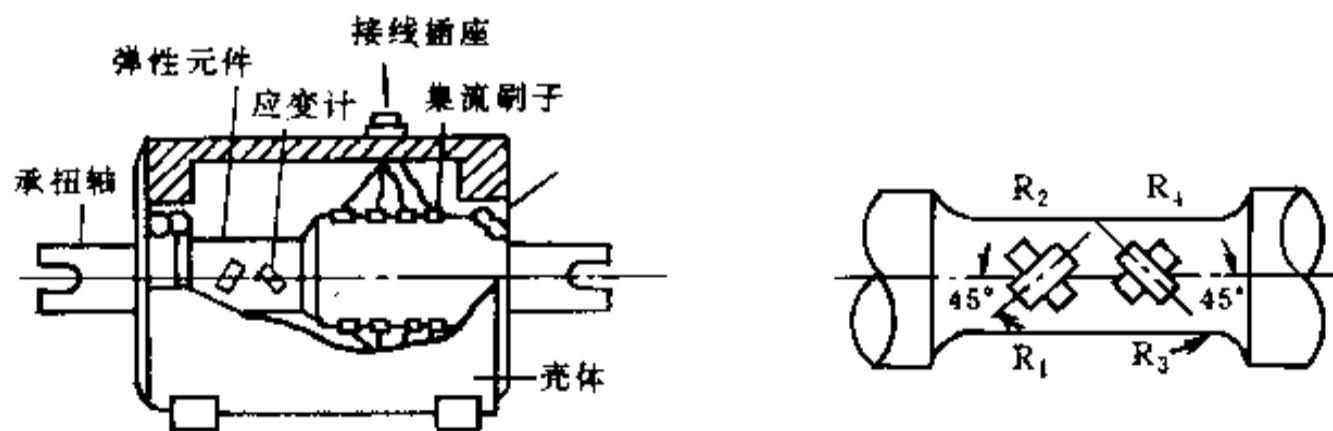


图 3-35 转矩传感器示意图

由于检测对象是旋转着的轴, 因此应变计的电阻变化信号要通过集流装置引出才能进行测量, 转矩传感器已将集流装置安装在内部, 所以只需将传感器直接相联就能测量转轴的转矩, 使用非常方便。

§ 3.5 位置传感器

位置传感器和位移传感器不一样,它所测量的不是一段距离的变化量,而是通过检测,确定是否已到某一位置。因此,它只需要产生能反映某种状态的开关量就可以了。位置传感器分接触式和接近式两种。所谓接触式传感器就是能获取两个物体是否已接触的信息的一种传感器;而接近式传感器是用来判别在某一范围内是否有某一物体的一种传感器。

3.5.1 接触式位置传感器

这类传感器用微动开关之类的触点器件便可构成,它分以下两种。

1. 由微动开关制成的位置传感器

它用于检测物体位置,有如图 3-36 所示的几种构造和分布形式。

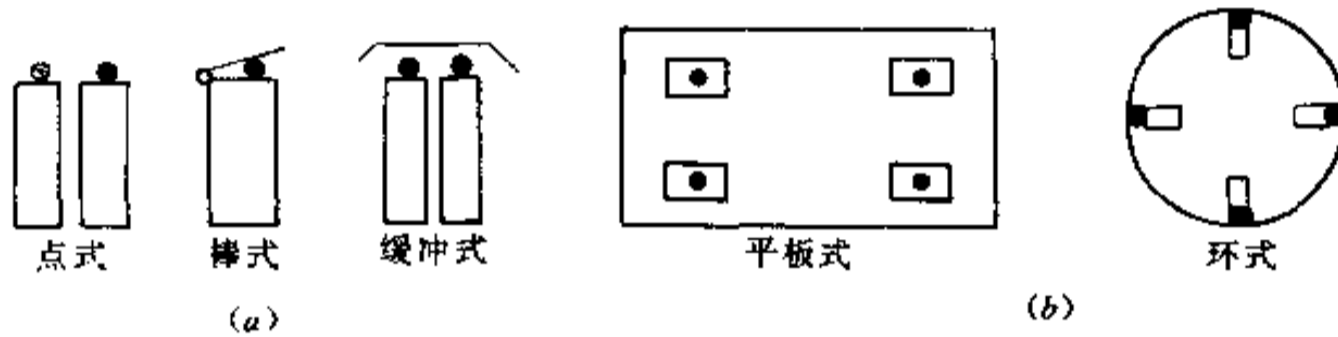


图 3-36 微动开关制成的位置传感器

(a)构造;(b)分布形式。

2. 二维矩阵式配置的位置传感器

如图 3-37 所示,它一般用于机器人手掌内侧。在手掌内侧常安装有多个二维触觉传感器,用以检测自身与某一物体的接触位置,被握物体的中心位置和倾斜度,甚至还可识别物体的大小和形状。

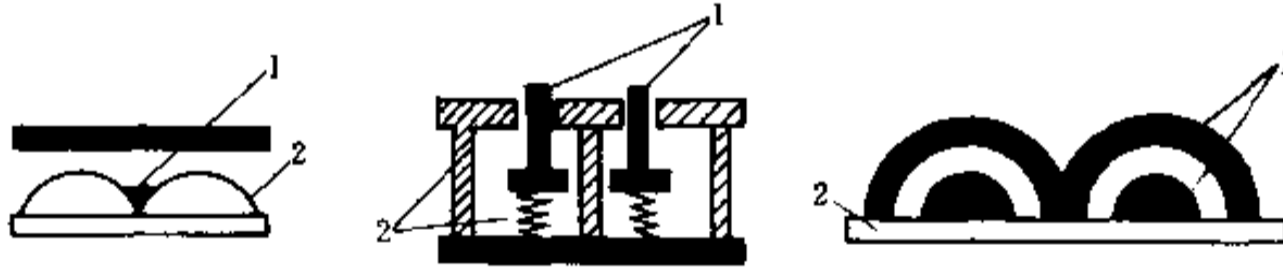


图 3-37 二维矩阵式配置的位置传感器

1—柔软电极;2—柔软绝缘体。

3.5.2 接近式位置传感器

接近式位置传感器按其工作原理主要分:①电磁式;②光电式;③静电容式;④气压式;⑤超声波式。其基本工作原理可用图 3-38 表示出来。这里重点介绍前三种较常用的接近式位置传感器。

1. 电磁式传感器

当一个永久磁铁或一个通有高频电流的线圈接近一个铁磁体时,它们的磁力线分布

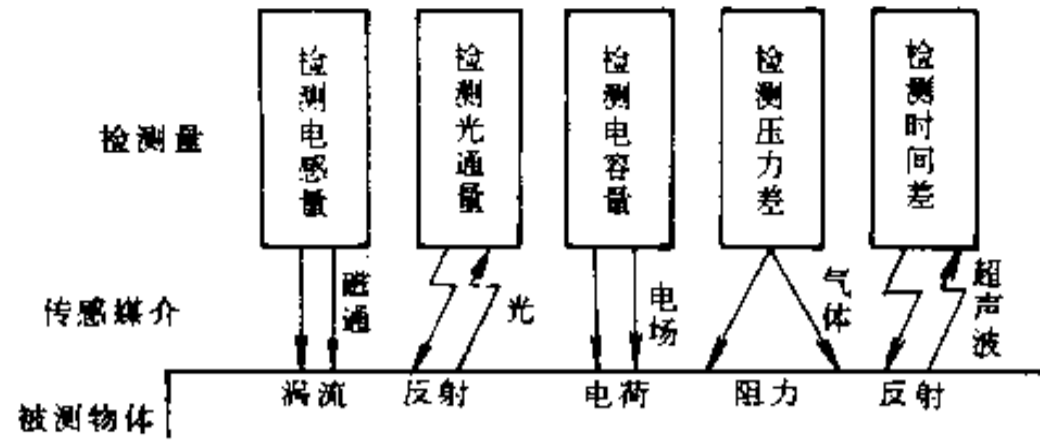


图 3-38 接近式位置传感器工作原理

将发生变化,因此,可以用另一组线圈检测这种变化。当铁磁体靠近或远离磁场时,它所引起的磁通量变化将在线圈中感应出一个电流脉冲,其幅值正比于磁通的变化率。图 3-39 给出了线圈两端的电压随铁磁体进入磁场的速度而变化的曲线,其电压极性取决于物体进入磁场还是离开磁场。因此,对此电压进行积分便可得出一个二值信号。当积分值小于一特定的阈值时,积分器输出低电平;反之,则输出高电平,此时表示已接近某一物体。

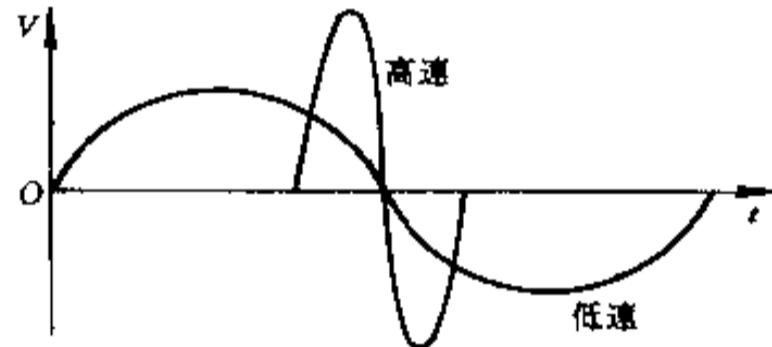


图 3-39 电压—速度曲线

2. 电容式传感器

根据电容量的变化检测物体接近程度的电子学方法有多种,但最简单的方法是将电容器作为振荡电路的一部分,并设计成只有在传感器的电容值超过预定阈值时才产生振荡,然后再经过变换,使其成为输出电压,用以表示物体的出现。电磁感应式传感器只能检测电磁材料,对其他非电磁材料则无能为力。而电容传感器却能克服以上缺点,它几乎能检测所有的固体和液体材料。

3. 光电式传感器

这种传感器具有体积小、可靠性高、检测位置精度高、响应速度快、易与 TTL 及 CMOS 电路兼容等优点,它分透光型和反射型两种。

在透光型光电传感器中,发光器件和受光器件相对放置,中间留有间隙。当被测物体到达这一间隙时,发射光被遮住,从而接收器件(光敏元件)便可检测出物体已经到达。这种传感器的接口电路如图 3-40 所示。

反射型光电传感器发出的光经被测物体反射后再落到检测器件上,它的基本情况大致与透射型传感器相似,但由于是检测反射光,所以得到的输出电流 I_c 较小。另外,对于不同的物体表面,信噪比也不一样,因此,设定限幅电平就显得非常重要。图 3-41 表示这种传感器的典型应用,它的电路和透射型传感器大致相同,只是接收器的发射极电阻用得较大,且为可调,这主要是因为反射型光电传感器的光电流较小且有很大分散性。

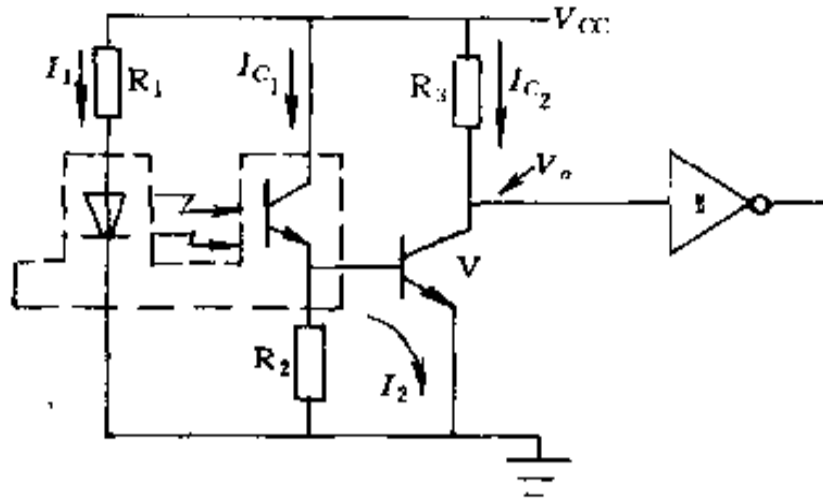


图 3-40 透光型光电传感器接口电路

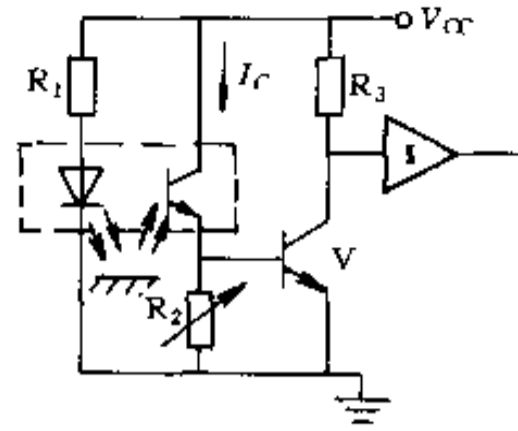


图 3-41 反射型光电传感器的应用

§ 3.6 传感器前级信号处理

传感器所感知、检测、转换和传递的信息表现形式为不同的电信号。传感器输出电信号的参量形式可分为电压输出、电流输出和频率输出。其中以电压输出型为最多，在电流输出和频率输出传感器当中，除了少数直接利用其电流或频率输出信号外，大多数是分别配以电流—电压变换器或频率—电压变换器，从而将它们转换成电压输出型传感器。因此，本节重点介绍电压输出型传感器的接口电路和模拟信号的处理。

随着集成运算放大器的性能不断完善和价格下降，传感器的信号放大越来越多地采用集成运算放大器。一般运算放大器的原理和特点，已在电子技术课程中介绍，在此不再叙述。这里主要介绍几种典型的传感器信号放大器。

3.6.1 测量放大器

在许多检测技术应用场合，传感器输出的信号往往较弱，而且其中还包含工频、静电和电磁耦合等共模干扰，对这种信号的放大就需要放大电路具有很高的共模抑制比以及高增益、低噪声和高输入阻抗。习惯上将具有这种特点的放大器称为测量放大器或仪表放大器。

图 3-42 为三个运放组成的测量放大器，差动输入端 V_1 和 V_2 分别是两个运算放大器 (A_1 、 A_2) 的同相输入端，因此输入阻抗很高。采用对称电路结构，而且被测信号直接加入到输入端上，从而保证了较强的抑制共模信号的能力。 A_3 实际上是一差动跟随器，其增益近似为 1。测量放大器的放大倍数由下式确定：

$$A_v = \frac{V_o}{V_2 - V_1} \quad (3-39)$$

$$A_v = \frac{R_f}{R} \left(1 + \frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_w} \right) \quad (3-40)$$

这种电路，只要运放 A_1 和 A_2 性能对称（主要输入阻抗和电压增益对称），其漂移将大大减小，具有高输入阻抗和高共模抑制比，对微小的差模电压很敏感，并适用于测量远距离传输过来的信号，因而十分适宜于与微小信号输出的传感器配合使用。

R_w 是用来调整放大倍数的外接电阻，最好用多圈电位器。如果图 3-42 中左边两个运放采用 7650，这将是非常优质的放大。

目前,还有许多高性能的专家测量芯片出现,如 AD521/AD522 等也是一种运放,它具有比普通运放性能优良、体积小、结构简单、成本低等特点。下面我们就具体介绍一下 AD522 集成测量放大器特点及应用。

AD522 主要可用于恶劣环境下要求进行高精度数据采集的场合,由于 AD522 具有低电压漂移: $2\mu\text{V}/\text{C}$;低非线性: 0.005% ($G=100$);高共模抑制比: $>110\text{dB}$ ($G=1000$);低噪声: $1.5\mu\text{V(P-P)}$ ($0.1\sim 100\text{Hz}$);低失调电压: $100\mu\text{V}$ 等特点,因而可用于许多 12 位数据采集系统中。图 3-43 为 AD522 典型接法。

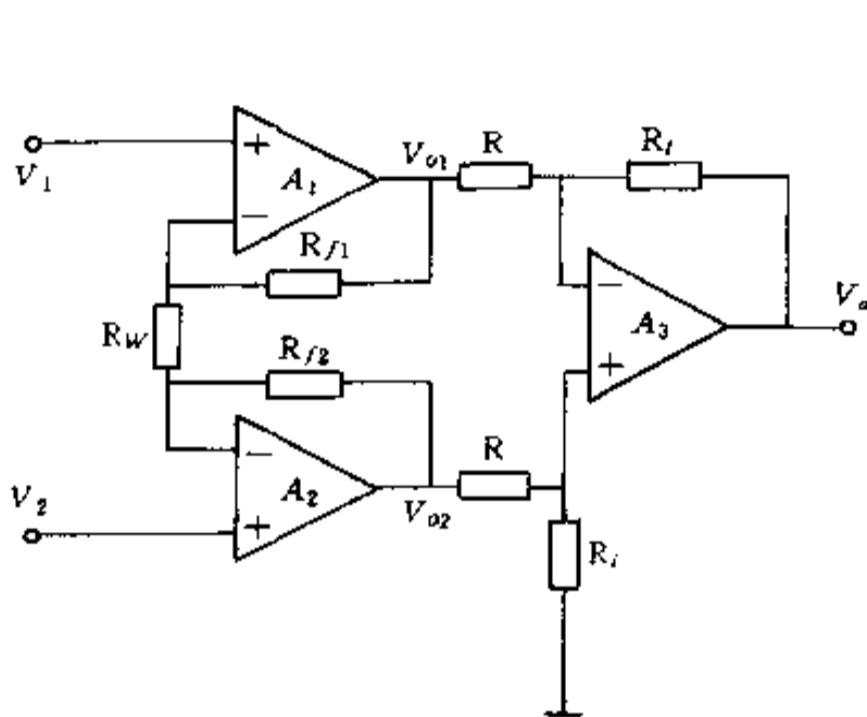


图 3-42 测量放大器原理图

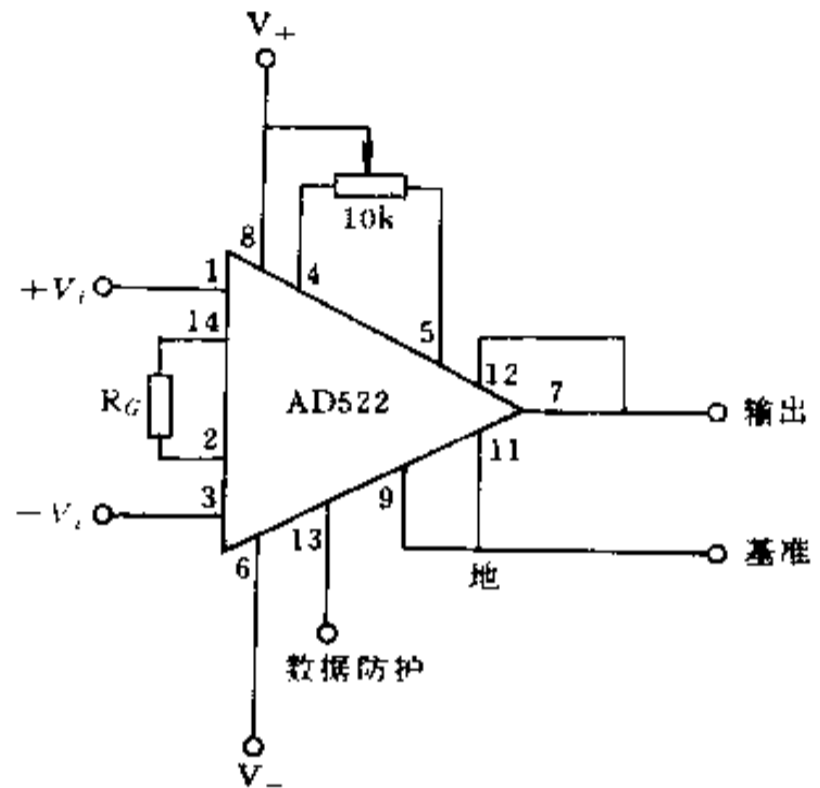


图 3-43 AD522 典型接法

AD522 的一个主要特点是设有数据防护端,用于提高交流输入时的共模抑制比。对远处传感器送来的信号,通常采用屏蔽电缆传送到测量放大器,电缆线上分布参量 RC 会使其产生相移,当出现交流共模信号时,这些相移将使共模抑制比降低。利用数据防护端可以克服上述影响(如图 3-44)。对于无此端子的仪器用放大器,如 AD524,AD624 等,可在 R_{G2} 端取得共模电压,再用一运放作为它的输出缓冲屏蔽驱动器。运放应选用具有很低偏流的场效应管运放,以减少偏流流经增益电阻时对增益产生的误差。

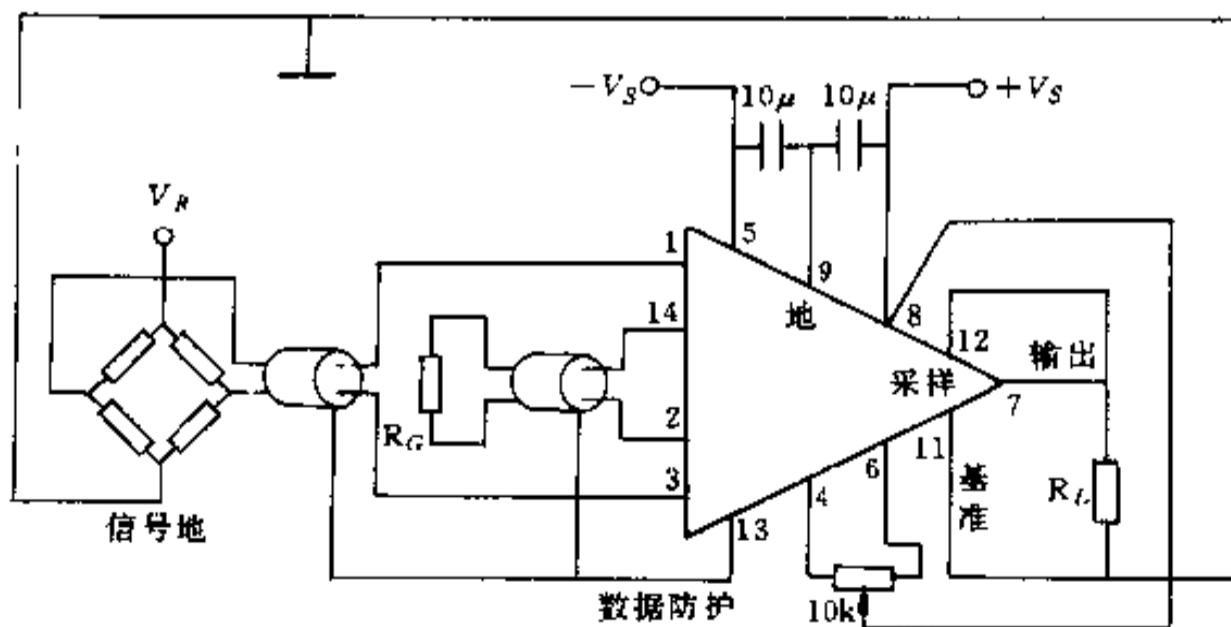


图 3-44 AD522 典型应用

3.6.2 程控增益放大器

经过处理的模拟信号,在送入计算机进行处理前,必须进行量化,即进行模拟—数字变换,变换后的数字信号才能为计算机接收和处理。

当模拟信号送到模数变换器时,为减少转换误差,一般希望送来的模拟信号尽可能大,如采用 A/D 变换器进行模数转换时,在 A/D 输入的允许范围内,希望输入的模拟信号尽可能达到最大值;然而,当被测参量变化范围较大时,经传感器转换后的模拟小信号变化也较大,在这种情况下,如果单纯只使用一个放大倍数的放大器,就无法满足上述要求;在进行小信号转换时,可能会引入较大的误差。为解决这个问题,工程上常采用通过改变放大器增益的方法,来实现不同幅度信号的放大,如万用表、示波器等许多测量仪器的量程变换等。

然而,在计算机自动测控系统,往往不希望、有时也不可能利用手动办法来实现增益变换,而希望利用计算机采用软件控制的办法来实现增益的自动变换,具有这种功能的放大器就叫程控增益放大器。

图 3-45 即为一利用改变反馈电阻的办法来实现量程变换的可变换增益放大器电路。当开关 K_1 闭合,而其余两个开关断开时,其放大倍数为

$$A_{vf} = - \frac{R_1}{R} \quad (3-41)$$

而当 K_2 闭合, K_1 和 K_3 断开时,放大倍数为

$$A_{vf} = - \frac{R_2}{R} \quad (3-42)$$

选择不同的开关闭合,即可实现增益的变换,如果利用软件对开关闭合情况进行选择,即可实现程控增益变换。

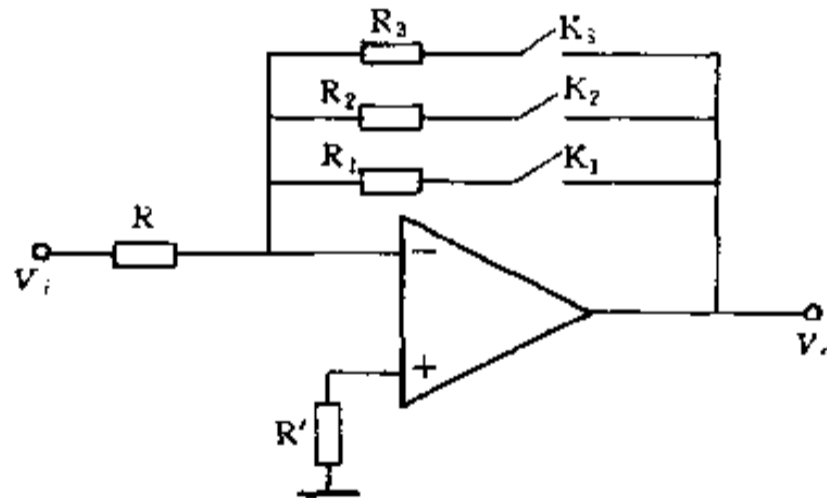


图 3-45 程控增益放大器原理图

利用程控增益放大器与 A/D 转换器组合,配合一定的软件,很容易实现输出信号的增益控制或量程变换,间接地提高输入信号的分辨率;它和 D/A 转换电路配合使用,可构成减法器电路;与乘法 D/A 转换器配合使用,可构成可编程低通滤波器电路,可以适当地调节信号和抑制干扰。因此,程控增益放大器目前有着极为广泛的应用。

图 3-46 为利用 ADS21 测量放大器与模拟开关结合组成的程控增益放大器,通过改变其外接电阻 R_G 的办法来实现增益控制。

有些测量放大器,其电路中已将译码电路和模拟开关结合在一起,有的甚至将设定增

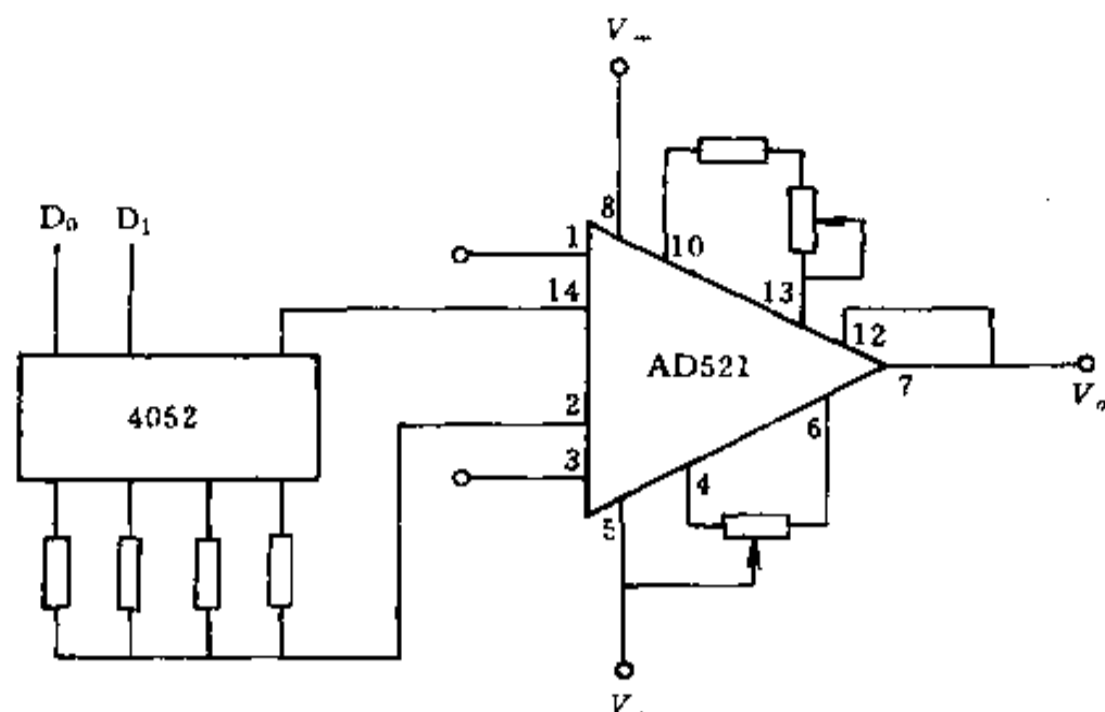


图 3-46 AD521 构成的程控增益放大器

益所需的电阻也集成于同一组件中,为计算机控制提供了极为便利的条件。AD524 即是常用的一种集成可编程增益控制测量放大器。

图 3-47 为 AD524 结构原理图,其特点是具有低失调电压($50\mu\text{V}$),低失调电压漂移($0.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$),低噪声($0.3\mu\text{V}(\text{p-p}), 0.1\sim 10\text{Hz}$),低非线性(0.003% ,增益为 1 时),高共模抑制比(120dB ,增益为 1000 时),增益带宽为 25MHz ,具有输入保护等;从其结构图可知,对于 1, 10, 100 和 1000 倍的整数倍增益,无需外接电阻即可实现,在具体使用时只需一个模拟开关来控制即可达到目的;对于其他倍数的增益控制,也可用一般的改变增益调节电阻 R_G 的方法来实现,同样也可用改变反馈电阻与 D/A 转换器结合、甚至改变其参考端电压的方法来实现程控增益。

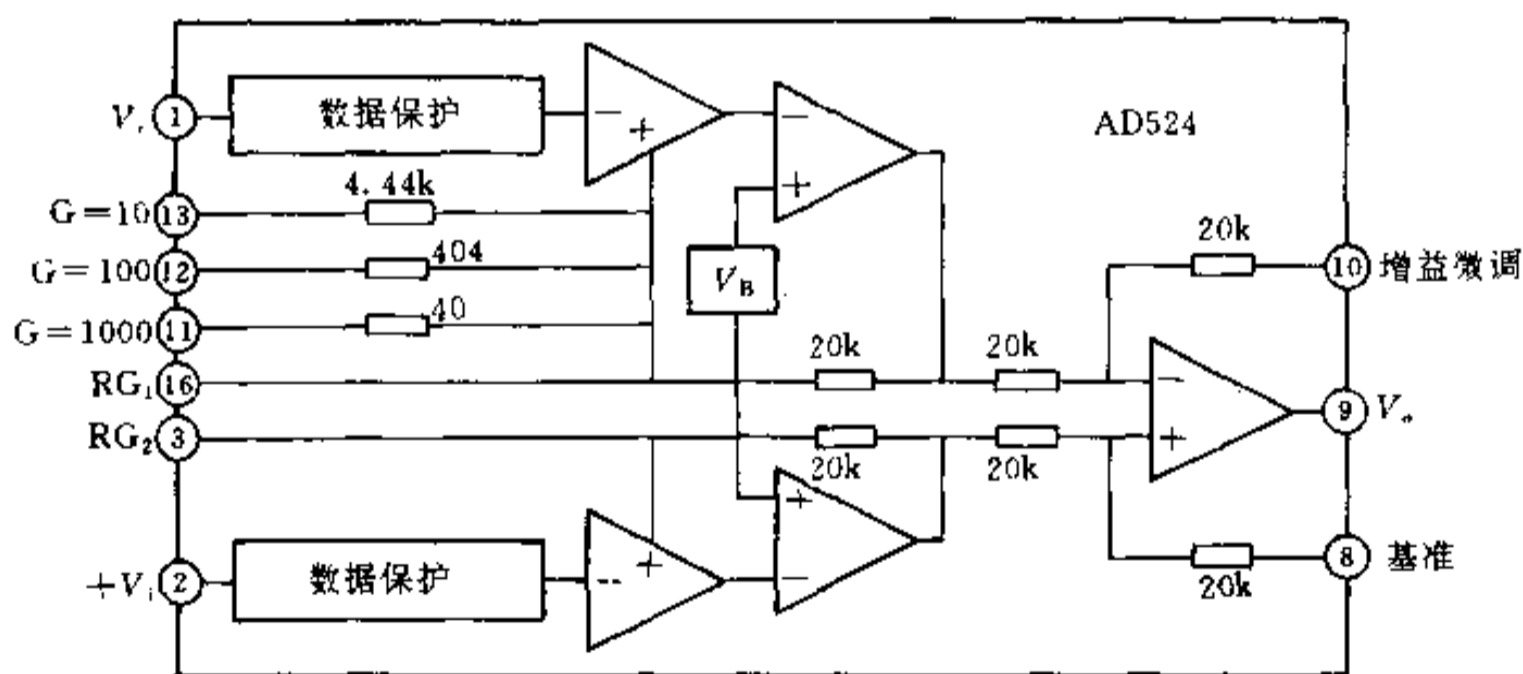


图 3-47 AD524 原理图

3.6.3 隔离放大器

在有强电或强电磁干扰的环境中,为了防止电网电压等对测量回路的损坏,其信号输入通道采用隔离技术,能完成这种任务,具有这种功能的放大器称为隔离放大器。

一般来讲,隔离放大器是指对输入、输出和电源在电流和电阻彼此隔离使之没有直接耦合的测量放大器。由于隔离放大器采用了浮离式设计,消除了输入、输出端之间的耦

合,因此还具有以下特点:

- (1)能保护系统元件不受高共模电压的损害,防止高压对低压信号系统的损坏。
- (2)泄漏电流低,对于测量放大器的输入端无须提供偏流返回通路。
- (3)共模抑制比高,能对直流和低频信号(电压或电流)进行准确、安全的测量。

目前,隔离放大器中采用的耦合方式主要有两种:变压器耦合和光电耦合。利用变压器耦合实现载波调制,通常具有较高的线性度和隔离性能,但是带宽一般在1kHz以下。利用光电耦合方式实现载波调制,可获得10kHz带宽,但其隔离性能不如变压器耦合。上述两种方法均需对差动输入级提供隔离电源,以便达到预定的隔离性能。

图3-48为284型隔离放大器电路结构图。为提高微电流和低频信号的测量精度,减小漂移,其电路采用调制式放大,其内部分为输入、输出和电源三个彼此相互隔离的部分,并由低泄漏高频载波变压器耦合在一起。通过变压器的耦合,将电源电压送入输入电路并将信号从输入电路送出。输入部分包括双极型前置放大器、调制器;输出部分包括解调器和滤波器,一般在滤波器后还有缓冲放大器。

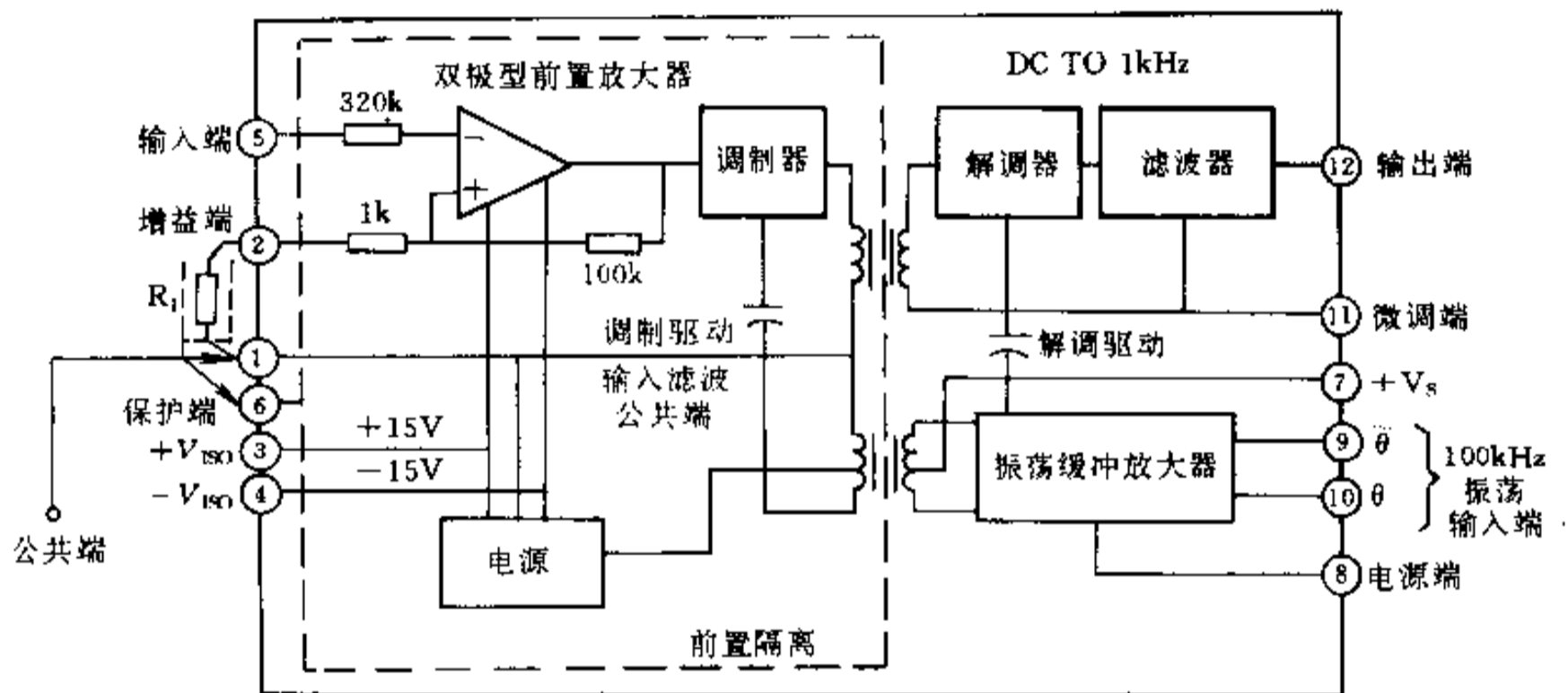


图 3-48 284 型隔离放大器电路结构图

§ 3.7 传感器接口技术

3.7.1 传感器信号的采样/保持

当传感器将非电物理量转换成电量,并经放大、滤波等一系列处理后,需经模数变换变成数字量,才能送入计算机系统。

在对模拟信号进行模数变换时,从启动变换到变换结束的数字量输出,需要一定的时间,即A/D转换器的孔径时间。当输入信号频率提高时,由于孔径时间的存在,会造成较大的转换误差;要防止这种误差的产生,必须在A/D转换开始时将信号电平保持住,而在A/D转换结束后又能跟踪输入信号的变化,即对输入信号处于采样状态。能完成这种功能的器件叫采样/保持器,从上面分析也可知,采样/保持器在保持阶段相当于一个“模拟信号存储器”。

在模拟量输出通道,为使输出得到一个平滑的模拟信号,或对多通道进行分时控制时,也常使用采样/保持器。

1. 采样/保持器原理

采样/保持由存储电容 C , 模拟开关 S 等组成, 如图 3-49 所示。当 S 接通时, 输出信号跟踪输入信号, 称采样阶段。当 S 断开时, 电容 C 二端一直保持断开的电压, 称保持阶段。由此构成一个简单采样/保持器。实际上为使采样/保持器具有足够的精度, 一般在输入级和输出级均采用缓冲器, 以减少信号源的输出阻抗, 增加负载的输入阻抗。在电容选择时, 使其大小适宜, 以保证其时间常数适中, 并选用漏泄小的电容。

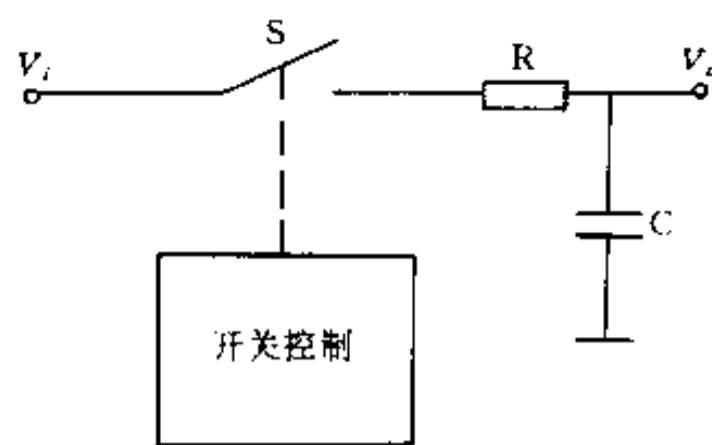


图 3-49 采样/保持原理

2. 集成采样/保持器

随着大规模集成电路技术的发展, 目前已生产出多种集成采样/保持器, 如可用于一般目的的 AD582、AD583、LF198 系列等; 用于高速场合的有 HTS-0025, HTS-0010, HTC-0300 等; 用于高分辨率场合的 SHA1144 等。为了使用方便, 有些采样/保持器的内部还设有保持电容, 如 AD389、AD585 等。

集成采样/保持器的特点是:

- (1) 采样速度快、精度高, 一般在 $2 \sim 2.5 \mu\text{s}$, 即达到 $\pm 0.01\% \sim \pm 0.003\%$ 精度;
- (2) 下降速率慢, 如 AD585, AD348 为 0.5 mV/ms , AD389 为 $0.1 \mu\text{V/ms}$ 。

正因为集成采样/保持器有许多优点, 因此得到了极为广泛的应用, 下面以 LF398 为例, 介绍集成采样/保持器的原理。

图 3-50 为 LF398 原理图。从图可知, 其内部由输入缓冲级、输出驱动级和控制电路三部分组成。

控制电路中 A_3 主要起到比较器的作用; 其中 7 脚为参考电压, 当输入控制逻辑电平

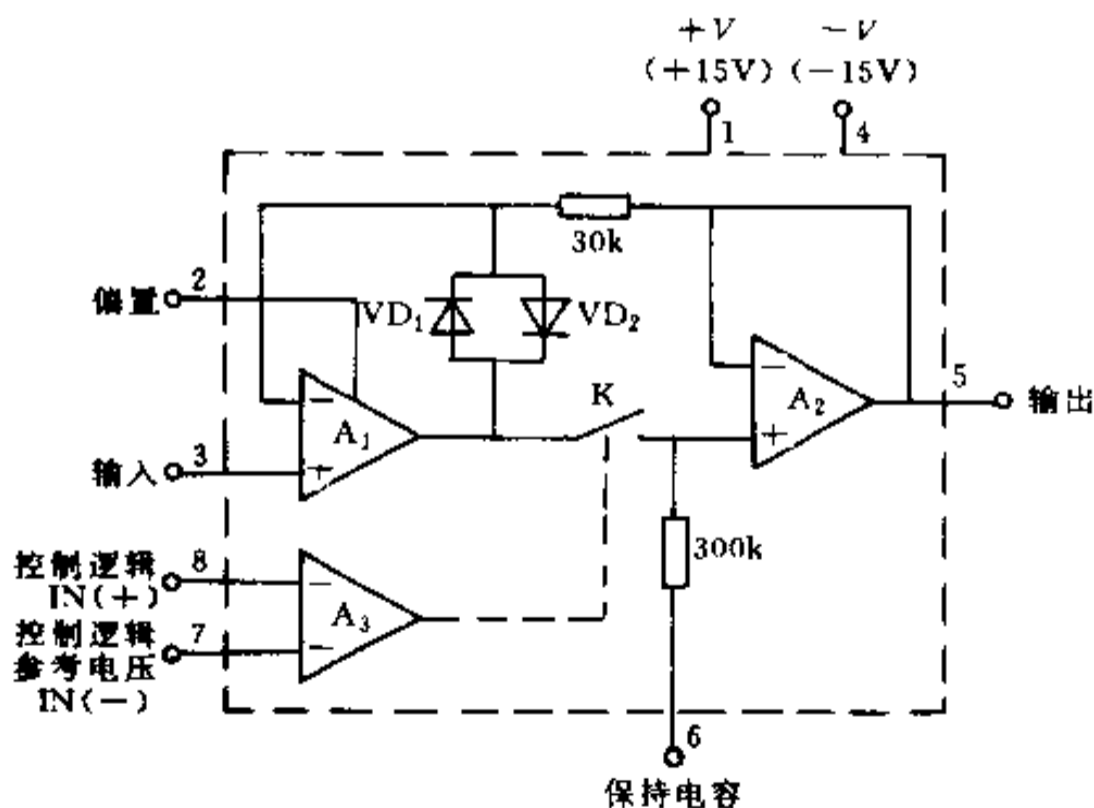


图 3-50 LF398 采样/保持器原理图

高于参考端电压时, A_3 输出一个低电平信号驱动开关 K 闭合, 此时输入经 A_1 后跟随输出到 A_2 再由 A_2 的输出端跟随输出, 同时向保持电容(接 6 端)充电; 而当控制端逻辑电平低于参考电压时, A_3 输出一个正电平信号使开关断开, 以达到非采样时间内保持器仍保持原来输入的目的。因此, A_1 、 A_2 是跟随器, 其作用主要是对保持电容输入和输出端进行阻抗变换, 以提高采样/保持器的性能。

与 LF398 结构相同的还有 LF198、LF298 等, 它们都是由场效应管构成, 具有采样速度快、保持电压下降慢以及精度高等特点。当作为单一放大器时, 其直流增益精度为 0.002%, 采样时间小于 $6\mu\text{s}$ 时精度可达 0.01%; 输入偏置电压的调整只需在偏置端(2 脚)调整即可, 并且在不降低偏置电流的情况下, 带宽允许 1MHz, 其主要技术指标有:

- (1) 工作电压: $\pm 5 \sim \pm 18\text{V}$;
- (2) 采样时间: $\leq 10\mu\text{s}$;
- (3) 可与 TTL、PMOS、CMOS 兼容;
- (4) 当保持电容为 $0.01\mu\text{F}$ 时, 典型保持步长为 0.5mV ;
- (5) 低输入漂移, 保持状态下输入特性不变;
- (6) 在采样或保持状态时高电源抑制。

图 3-51 为其外引脚图, 图 3-52 为典型应用图。在有些情况下, 还可采取二级采样保持串联的方法, 根据选用不同的保持电容, 使前一级具有较高的采样速度而后一级保持电压下降速率慢。二级结合构成一个采样速度快而下降速度慢的高精度采样/保持电路, 此时的采样总时间为两个采样/保持电路时间之和。

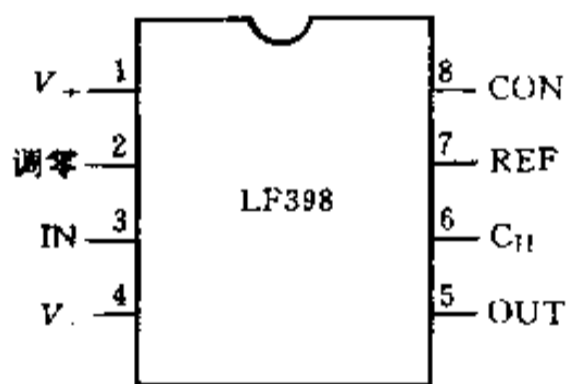


图 3-51 LF398 外引脚图

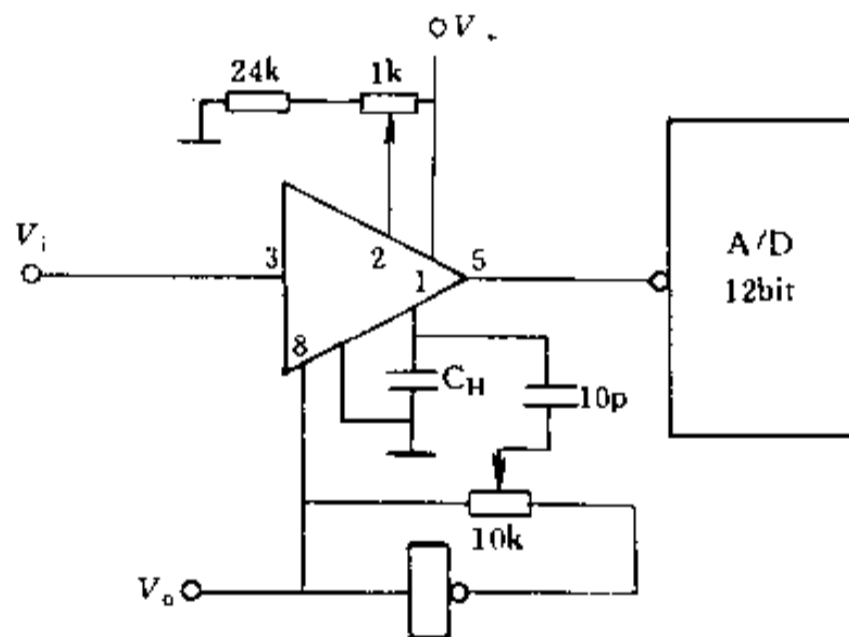


图 3-52 LF398 典型应用图

3.7.2 多通道模拟信号输入技术

在机电一体化领域中, 经常对许多传感器信号进行采集和控制。如果每一路都单独采用各自的输入回路, 即每一路都采用放大、采样/保持、A/D 等环节, 不仅成本比单路成倍增加, 还会导致系统体积庞大, 且由于模拟器件, 阻容元件参数和特性不一致, 对系统的校准带来很多困难。因此除特殊情况下, 多采用公共的采样/保持及 A/D 转换电路。要实现这种设计, 往往采用多路模拟开关, 常用的有 AD7501、AD7506、AD7502、LF13508 等。

1. 常用模拟多路开关集成电路

(1) 单端 8 通道

AD7501 是单片集成的 CMOS 8 选 1 多路模拟开关, 每次只选中 8 个输入端的一路与公共端接通, 选通通道是根据输入地址编码而得。所有数字量输入均可用 TTL/OTL 或 CMOS 电平。图 3-53 为 AD7501 的外引脚图和原理图。

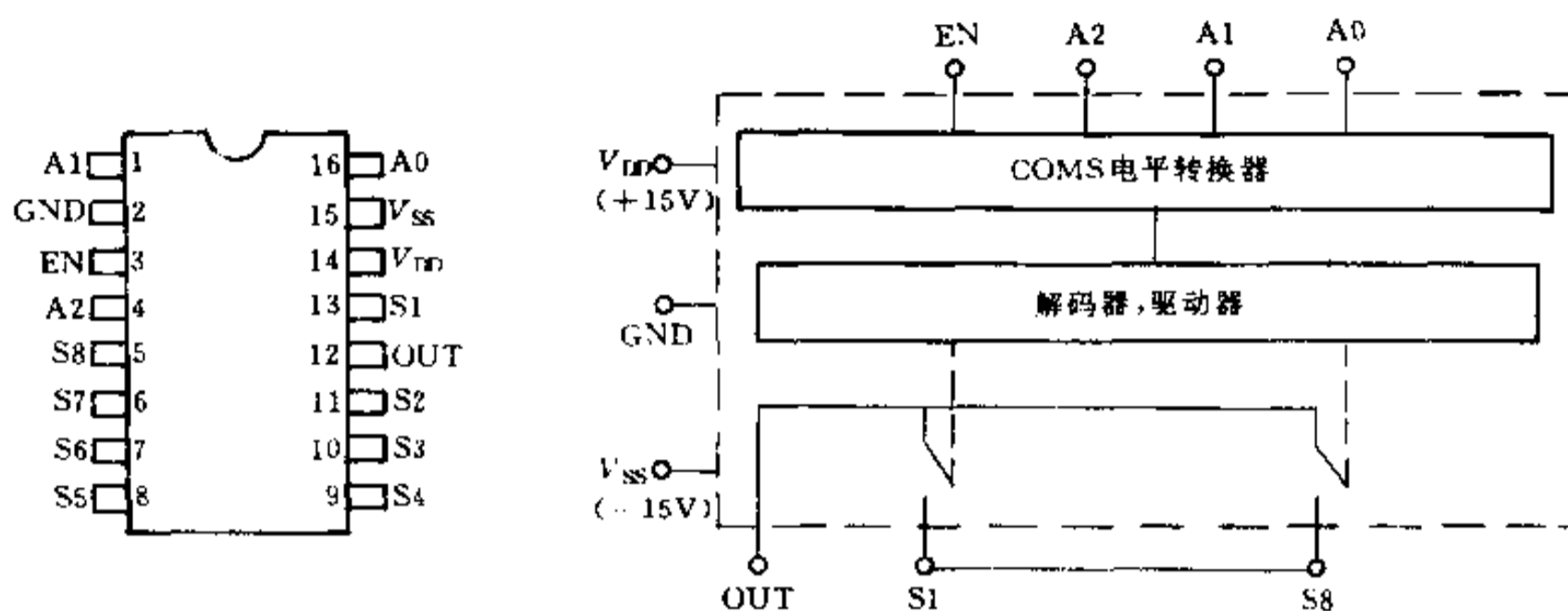


图 3-53 AD7501

AD7501 的主要参数有:

1) 导通电阻 R_{ON} 典型值为 170Ω , ($-10V \leq V_s \leq 10V$) 导通电阻温漂 $0.5\%/^{\circ}\text{C}$, 路间偏差 4% ;

2) 输入电容 $C_i = 3\text{pF}$;

3) 开关时间: $t_{on} = 0.8\mu\text{s}$, $t_{off} = 0.8\mu\text{s}$;

4) 极限电源电压: $V_{DD} = +17V$, $V_{SS} = -17V$;

(2) 单端 16 通道。

AD7506 为单端 16 选 1 多路模拟开关, 图 3-54 为 AD7506 的引脚图和原理图, 其主要参数有:

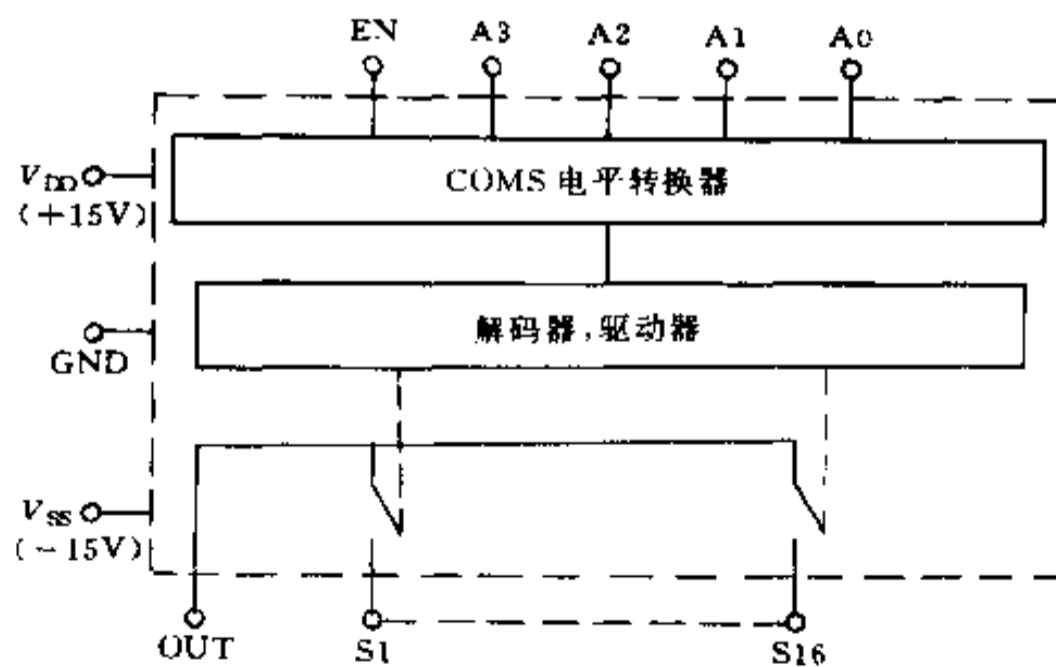
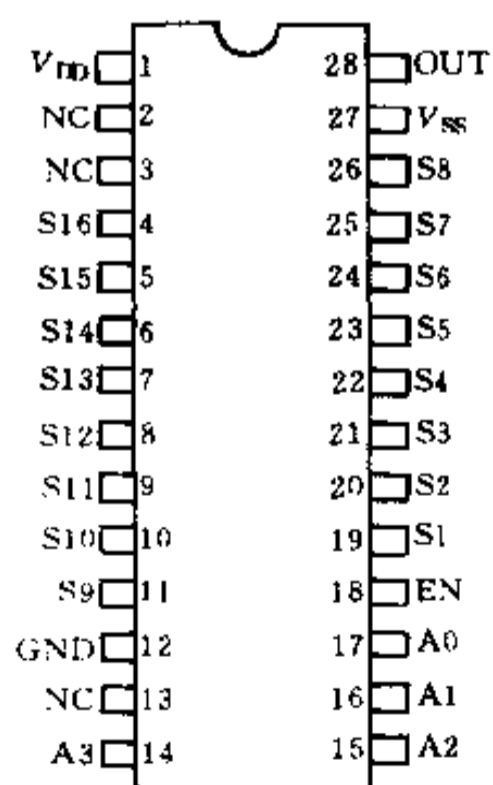


图 3-54 AD7506

- 1) 导通电阻 $R_{ON} = 300\Omega$ 。导通电阻温漂 $0.5\%/^{\circ}\text{C}$ ，路间偏差 4% ；
- 2) 开关时间： $t_{on} = 0.8\mu\text{s}$ ， $t_{off} = 0.8\mu\text{s}$ ；
- 3) 极限电源电压： $V_{DD} = +17\text{V}$ ， $V_{SS} = -17\text{V}$ 。

当 EN 端为高电平时，开关工作。

(3) 差动 4 通道

AD7502 是差动 4 通道多路模拟开关，其主要特性与 AD7501 基本相同，但在同选通地址情况下有两路同时选通。其引脚和原理如图 3-55 所示。

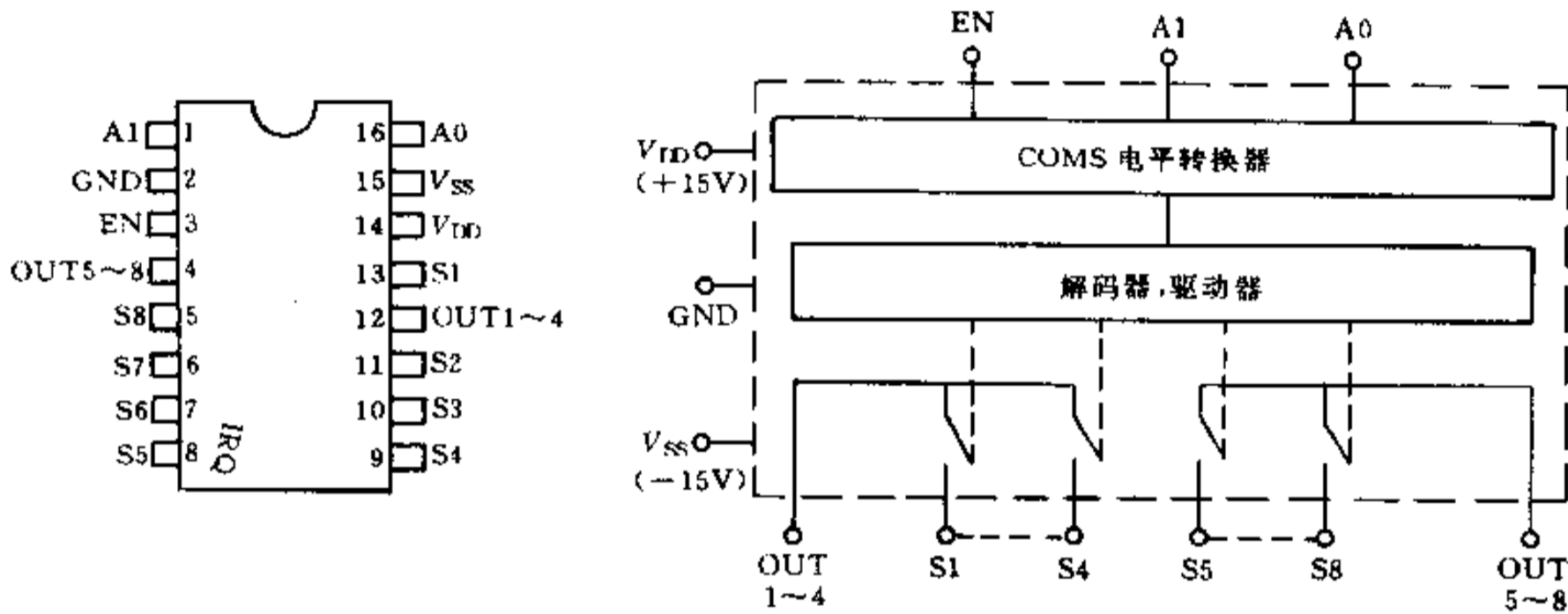


图 3-55 AD7502

2. 多路模拟开关应用举例

在许多机电一体化产品中，都需要用到多路模拟量输入情况，此时可采用多路模拟开关来实现，图 3-56 为利用 AD7501 组成的八路模拟量输入通道。对于 16 路输入情况，可使用两片 AD7501 组合而成，见图 3-57，当然也可采用单片 AD7506 等。但对于更多输入情况，如 64 路 128 路输入，则只能使用多个多路模拟开关组合的方式，具体方法可参考图 3-57。

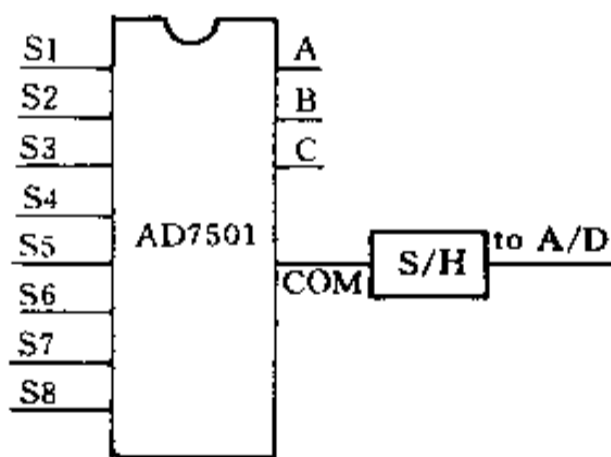


图 3-56 利用 AD7501 组成的 8 路模拟量输入

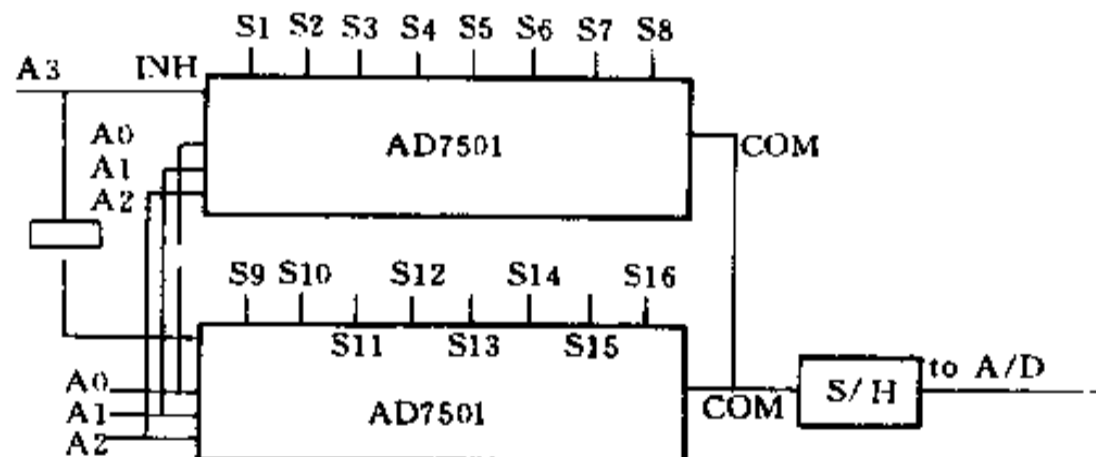


图 3-57 两片 AD7501 组成 16 模拟量输入

3. 多路开关选用注意事项

在选用多路开关时，常要考虑许多因素，如需多少倍？要单端型还是差动型的？开关电阻多大？控制电平多高？另外还要考虑开关速度及开关间互扰等诸多方面。

- (1) 对于传输信号电平较低场合，可选用低压型多路模拟开关，这时必须在电路中

有严格的抗干扰措施,一般情况下选用常用的高压型。

(2)对于要求传输精度高而信号变化慢的场合,如利用铂电阻测量缓变温度场,就可选用机械触点式开关,在输入通道较多的场合,应考虑其体积问题。

(3)在切换速度要求高,路数多的情况下,宜选用多路模拟开关;在选用时尽可能根据通道量选取单片模拟开关集成电路,因为这种情况下每路特性参数可基本一致;在使用多片组合时,也宜选用同一型号的芯片以尽可能使每个通道的特性一致。

(4)在多路模拟开关的速度选择时,要考虑到其后级采样保持电路和 A/D 的速度,只需略大于它们的速度即可,不必一味追求高速。

(5)在使用高精度采样、保持 A/D 进行精密数据采集和测量时,需考虑模拟开关的传输精度问题,尤其需注意模拟开关漂移特性,因为如果性能稳定,即使开关导通电阻较大,也可采取补偿措施来消除影响。但如果阻值和漏电流等漂移很大,将会大大影响测量精度。

3.7.3 A/D 转换器接口技术

在机电一体化领域里,被控制或测量对象的有关参量,往往是一些连续变化的模拟量,如压力、温度、位移速度等物理量,这些模拟量必须转换成数字量后才能输出到计算机进行处理。

实现模拟量变成数字量的设备称为模数转换器(A/D)。模数转换器的种类很多,选择时主要从速度、精度和价格上考虑。这里主要介绍二种典型的 A/D 转换器以及应用。

1. 逐次逼近型 A/D 转换器及接口

(1)工作原理

逐次逼近法 A/D 转换器是一种速度较快、精度较高的 A/D 转换器,它是通过最高位(D_{N-1})至最低位(D_0)的逐次检测来逼近被转换的输入电压。一个 N 位的逐次逼近法 A/D 转换器的原理图如图 3-58 所示。

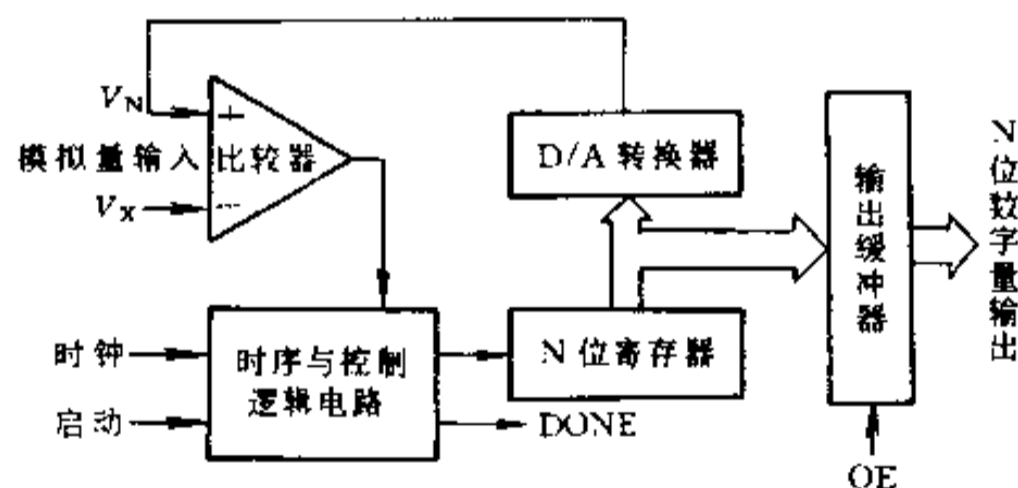


图 3-58 逐次逼近法 A/D 转换器原理图

这种 A/D 转换器是以 D/A 转换为基础,加上比较器、N 位逐次逼近寄存器、置数控制逻辑电路以及时钟等组成。其转换原理如下:

在启动信号控制下,置数控制逻辑电路 N 位寄存器最高位(D_{N-1})为 1,其余位清 0, N 位寄存器的内容经 D/A 转换后得到整个量程一半的模拟电压 V_N ,与输入电压 V_x 比较。若 $V_x \geq V_N$ 时,则保留 $D_{N-1} = 1$;若 $V_x < V_N$ 时,则 D_{N-1} 位清 0。然后,控制逻辑使寄存器下一位(D_{N-2})置 1,与上次的结果一起经 D/A 转换后与 V_x 比较,重复上述过程,

直至判别出 D_0 位取 1 还是 0 为止,此时 DONE 发出信号表示转换结束。这样,经过 N 次比较后, N 位寄存器的状态就是转换后的数字量数据,经输出缓冲器读出。整个转换过程就是这样对分搜索比较逼近实现的,其转换速度由时钟频率决定,一般在几微秒到上百秒之间。常用的 8 位 A/D 转换器有 ADC0809、ADC0804 等,12 位 A/D 转换器有 ADC1210、ADC1211 等。

(2)ADC 0809A/D 转换器

ADC0809 是 CMOS 工艺、采用逐近法的 8 位 A/D 转换芯片、28 引脚双列直插式封装,片内除 A/D 转换部分外还有多路模拟开关部分。

多路开关有 8 路模拟量输入端,最多允许 8 路模拟量分时输入,共用一个 A/D 转换器进行转换。

图 3-59 所示为 ADC0809 的引脚图及内部结构逻辑图。它由 8 路模拟开关、8 位 A/D 转换器、三态输出锁存器以及地址锁存与译码器等组成。

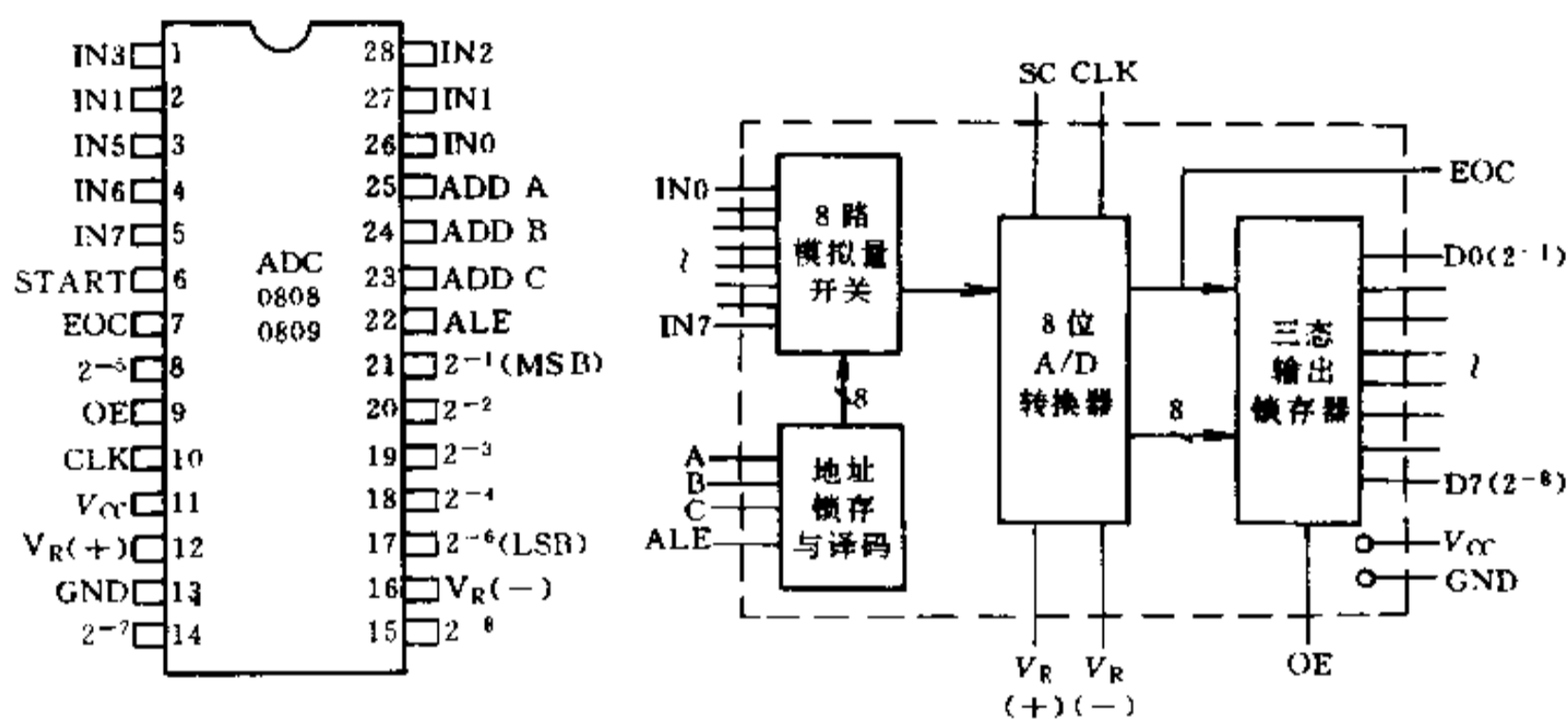


图 3-59 ADC0809 结构

引脚功能说明如下:

IN0~IN7:8 个输入通道的模拟输入端。

D0(2^{-8})~D7(2^{-1}):8 位数字量输出量。

START:启动信号,加上正脉冲后,A/D 转换开始进行。

ALE:地址锁存信号,高电平时把三个地址信号送入地址锁存器,并经译码器得到地址输出,以选择相应的模拟输入通道。

EOC:转换结束信号,是芯片的输出信号。转换开始后,EOC 信号变低;转换结束时,EOC 返回高电平。这个信号可以作为 A/D 转换器的状态信号来查询,也可以直接用作中断请求信号。

OE:输出允许控制端。

CLK:时钟信号,最高允许值为 640kHz。

$V_R(+)$ 和 $V_R(-)$:A/D 转换器的参考电压。

V_{CC} 电源电压:由于是 CMOS 芯片,允许的电源范围较宽,可从 +5~+15V。

ADC0809 的时序图见图 3-60。在 ALE = 1 期间,模拟开关的地址(ADD A, ADD B,

ADD C) 存入地址锁存器; ALE = 0, 地址锁存。输入启动信号 START 的上升沿复位 ADC0809, 它的下降沿启动 A/D 转换。EOC 为输出的转换结束信号, 正在转换时为 0, 转换结束时为 1。OE 为输出允许控制端, 在转换完成后用来打开输出三态门, 以便从 0809 输出这次转换结果。

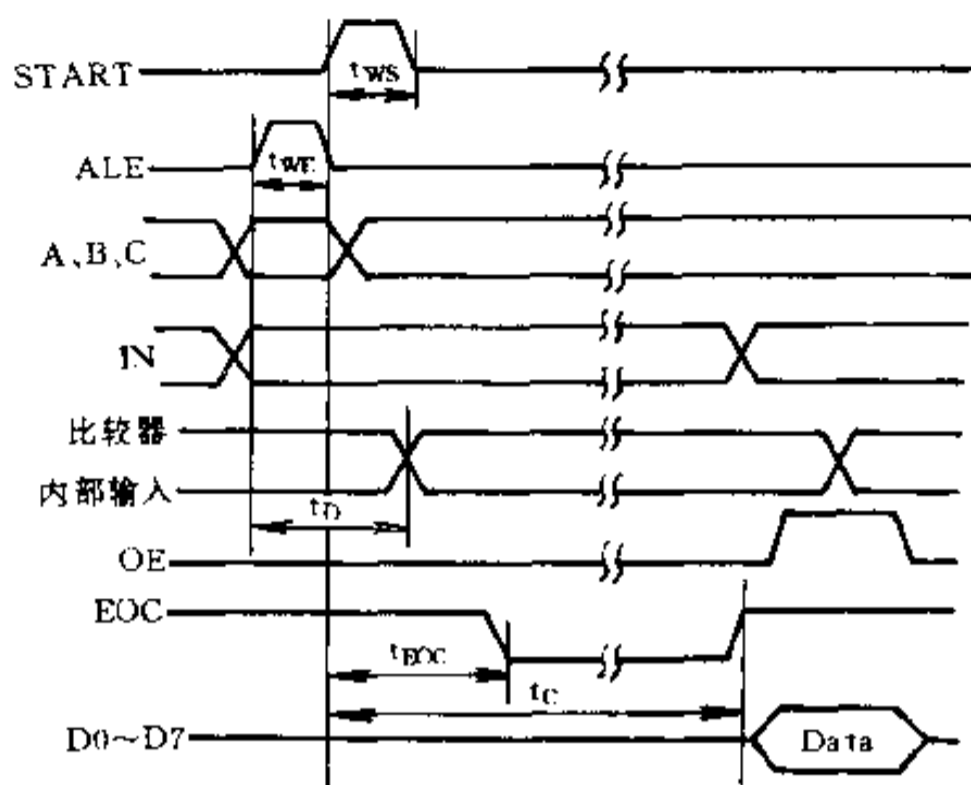


图 3-60 ADC0809 的时序图

(3) ADC0809 与 8031 单片机接口

ADC0809 与 8031 连接可采用查询方式, 也可采作中断方式, 图 3-61 为中断方式连接电路图。由于 ADC0809 片内有三态输出锁存器, 因此可直接与 8031 接口。

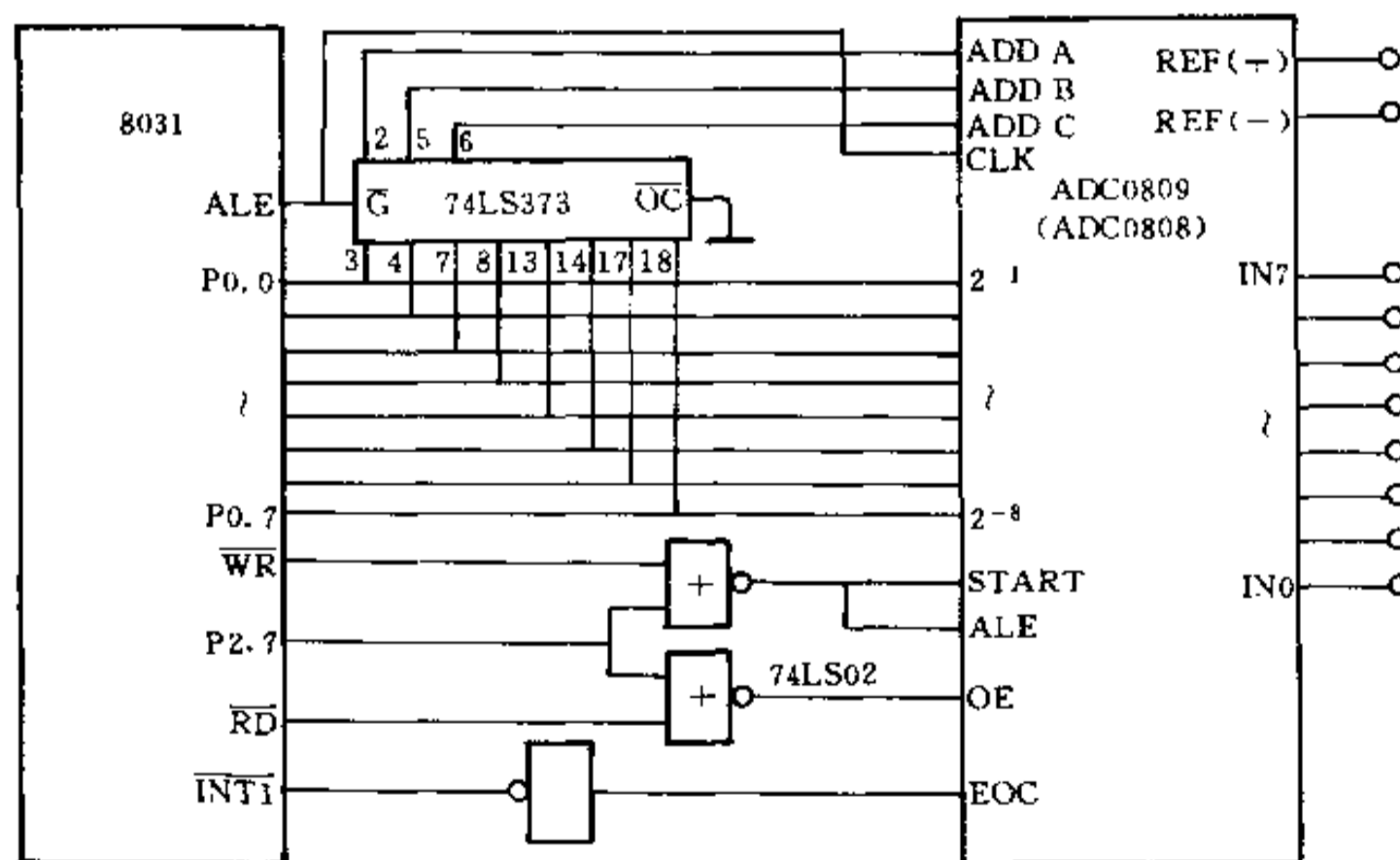


图 3-61 ADC0809 与 8031 的连接

这里将 ADC0809 作为一个外部扩展并行 I/O 口, 采用线选法寻址, 由 P2.7 和 \overline{WR} 联合控制启动转换信号端 (START) 和 ALE 端, 低三位地址线加到 ADC0809 的 ADD A、B、

C端,所以选中 ADC0809 的 IN0 通道的地址为 7FF8H。

启动 ADC0809 的工作过程是:先送通道号地址到 ADD A、B、C,由 ALE 信号锁存通道号地址,后让 START 有效启动 A/D 转换,即执行一条 MOVX @DPTR, A 指令产生 WR 信号,使 ALE、START 有效,锁存通道号并启动 A/D 转换。A/D 转换完毕,EOC 端发出一正脉冲,最后执行 MOV A, @DPTR 产生 RD 信号使 OE 端有效,打开输出锁存器三态门,8 位数据就读入 CPU 中。

2. 双积分 A/D 转换器及接口

(1) 工作原理

双积分 A/D 转换器是基于间接测量原理,将被测电压值 V_x 转换成时间常数,由测量时间常数得到未知电压值的,其原理如图 3-62 所示。它由电子开关、积分器、比较器、计数器、逻辑控制门等部件组成。

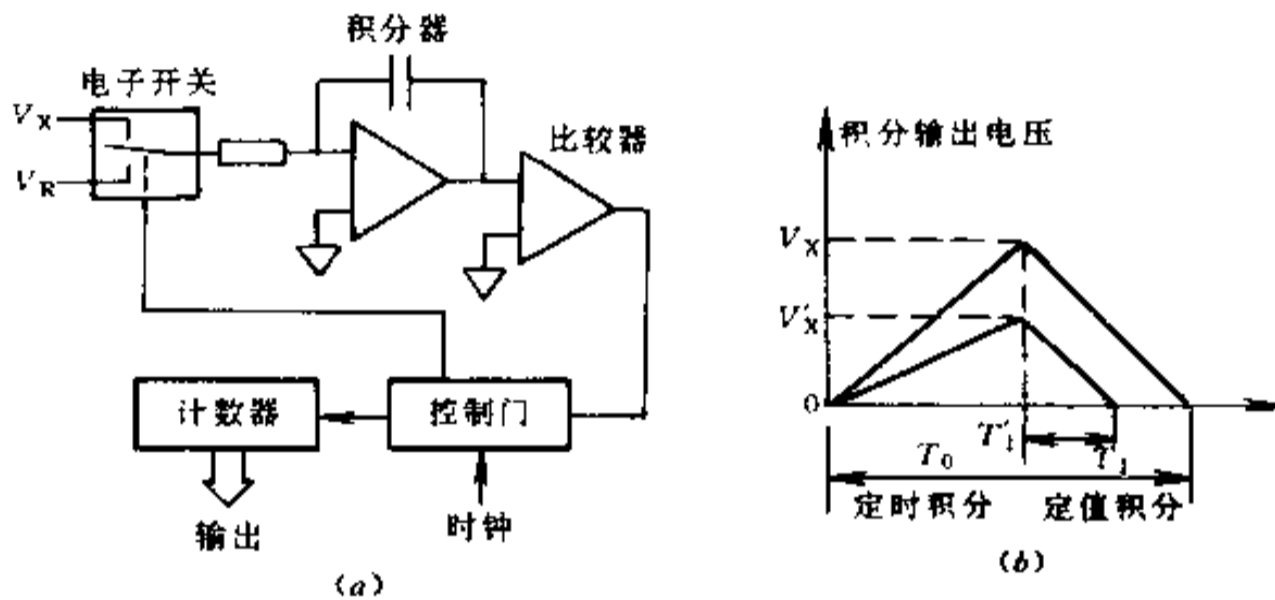


图 3-62 双积分 A/D 转换器原理

所谓双积分,就是进行一次 A/D 转换需要二次积分。转换时,控制门通过电子开关把被测电压 V_x 加到积分器的输入端,在固定时间 T_0 内对 V_x 积分(称定时积分),积分输出终值与 V_x 成正比;接着,控制门将电子开关切换到极性与 V_x 相反的基准电压 V_R 上,进行反相积分,由于基准电压 V_R 恒定,所以积分输出将按 T_0 期间积分的值以恒定的斜率下降(称定值积分),由比较器检测积分输出过零时,停止积分器工作。反相积分的 T_1 与定值积分的初值(即定时积分的终值)成比例关系,故我们可以通过测量反相积分时间 T_1 计算出 V_x ,即

$$V_x = \frac{T_1}{T_0} \times V_R \quad (3-43)$$

反相积分时间 T_1 由计数器对时钟脉冲计数得到。图 3-62(b)示出了两种不同输入电压 ($V_x > V'_x$) 的积分情况,显然 V'_x 值小,在 T_0 定时积分期间积分器输出终值也就小,而下降斜率相同,故反相积分时间 T'_1 也就小。

(2) MC14433 转换器

MC14433 是 CMOS 工艺的 $3\frac{1}{2}$ 位双积分 A/D 集成电路转换器,广泛用于低速的数据采集系统。图 3-63 所示为 MC14433 的引脚图。引脚功能介绍如下:

V_{AG} (1 脚):模拟地;

V_{REF} (2 脚):基准电压输入端;

V_x (3脚): 被测电压输入端;

$R_1, R_1/C_1, C_1$ (4~6脚): 外接积分阻容元件, 4、6脚为输入线, 5脚为积分波形输出端。若时钟为 66kHz, R_1 为 470k Ω (2V) 或 27k Ω (200mV) 时, 一次转换的时间约为 250ms;

C_{01}, C_{02} (7、8脚): 外接失调补偿电容, 通常取 0.1 μ F;

DU (9脚): 定时输出控制端, 若输入一个正脉冲, 则使转换结果送至结果寄存器;

EOC (14脚): 一次转换结束标志输出, 每一 A/D 转换结束时便输出一个正脉冲, 其宽度为 1/2 时钟周期, 若把 9 和 14 脚相联接, 则每次转换结束都送到输出锁存器, 在实际电路中常把它们相联;

CLKI, CLKO (10、11脚): 时钟信号输入、输出端, 通常外接一个 300k Ω 左右的电阻;

\overline{OR} (15脚): 过量程标志, 当 $|V_x| > V_R$ 时, 输出低电平;

DS4~DS1 (16~19脚): 个、十、百、千位选通特征输出信号, 宽度为 18 个时钟周期。当 DS1 = 1 时, Q3~Q0 输出为千位数; DS2 = 1 时, Q3~Q0 输出为百位数, ...;

Q3~Q0 (23~20脚): 经 A/D 转换后的 BCD 码结果输出端;

V_{EE} (12脚): 负电源, 为电路最负端;

V_{SS} (13脚): 输出低电平基准, 为数字地或称系统地;

V_{DD} (24脚): 正电源。若 $V_{SS} = V_{AG}$, 则输出幅度为 $V_{AG} \sim V_{DD}$; 若 $V_{SS} = V_{EE}$, 则输出幅度为 $V_{EE} \sim V_{DD}$ 。 V_{SS} 范围: $V_{DD} - 5V > V_{SS} > V_{EE}$ 。

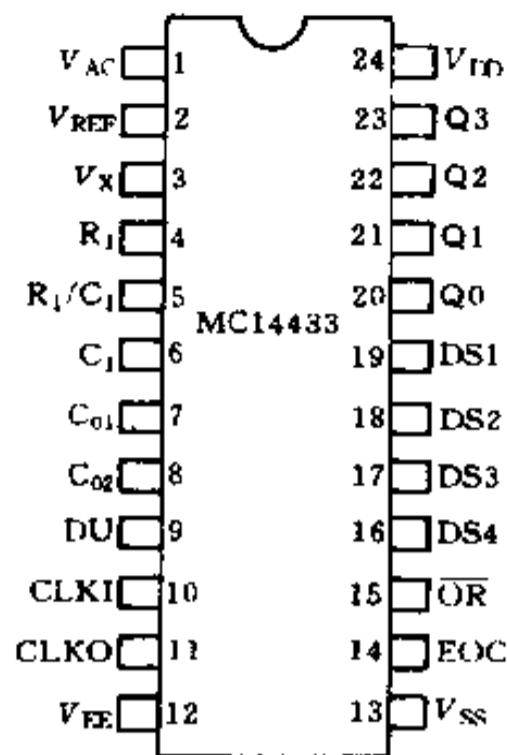


图 3-63 MC14433 管脚配置

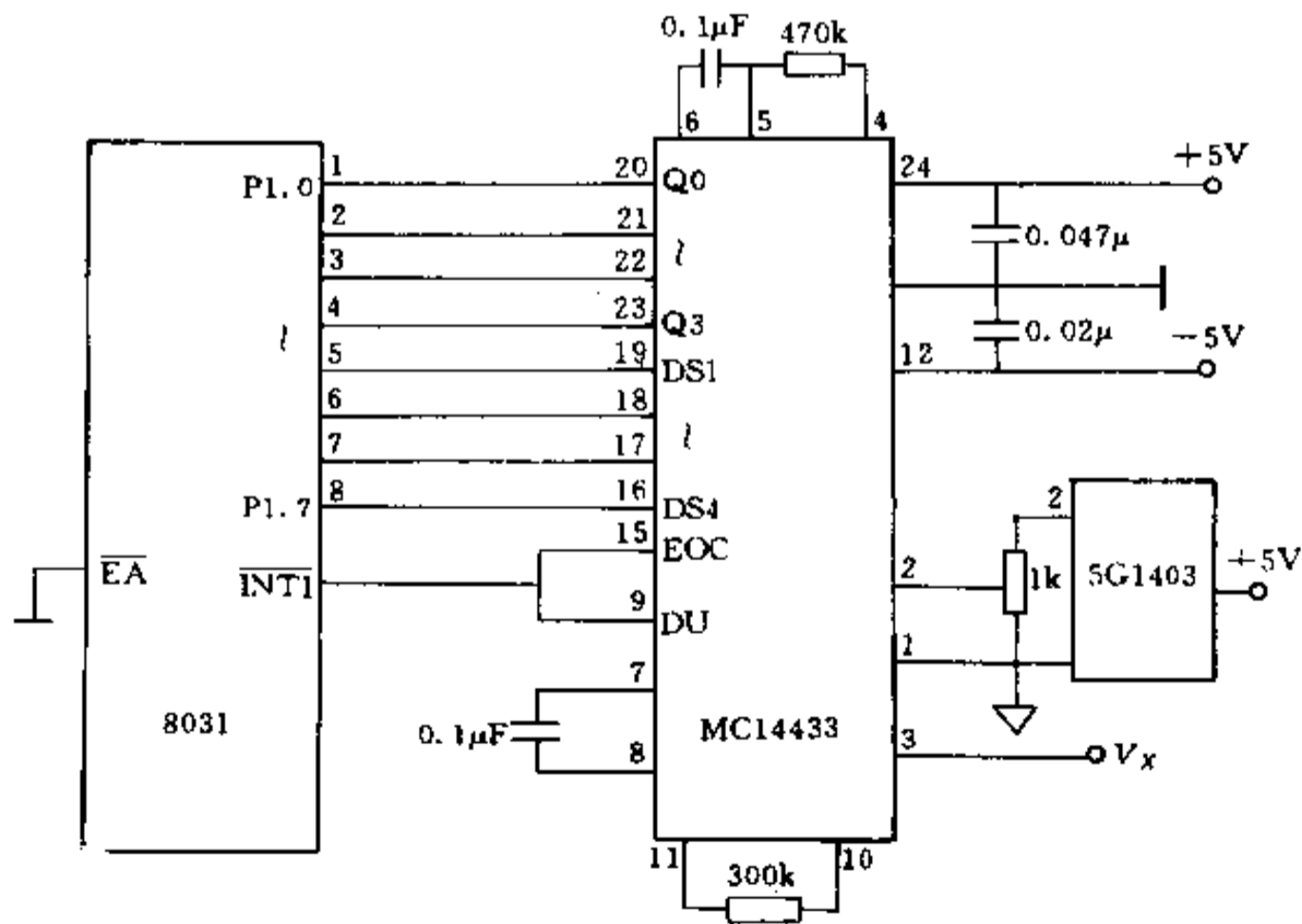


图 3-64 MC14433 与 8031 单片机直接连接的硬件接口

(3) MC14433 与 8031 接口

MC14433 与 8031 的接口电路如图 3-64 所示。该电路采用中断法管理 MC14433 的操作,由于引脚 EOC 与 DU 连接在一起,所以 MC14433 能自动连续转换,每次转换结束便在 EOC 脚输出正脉冲,经反相后作为 8031 的外部中断请求 $\overline{INT0}$ 。

§ 3.8 传感器非线性补偿处理

在机电一体化测控系统中,特别是需对被测参量进行显示时,总是希望传感器及检测电路的输出和输入特性呈线性关系,使测量对象在整个刻度范围内灵敏度一致,以便于读数及对系统进行分析处理。但是,很多检测元件如热敏电阻、光敏管、应变片等具有不同程度的非线性特性,这使较大范围的动态检测存在着很大的误差。以往在使用模拟电路组成检测回路时,为了进行非线性补偿,通常用硬件电路组成各种补偿回路,如常用的信息反馈式补偿回路使用对数放大器、反对数放大器等,这不但增加了电路的复杂性,而且也很难达到理想的补偿。这种非线性补偿完全可以用计算机的软件来完成,其补偿过程较简单,精确度也很高,又减少了硬件电路的复杂性。在完成了非线性参数的线性化处理以后,要进行工程量转换,即标度变换,才能显示或打印带物理单位(如 $^{\circ}\text{C}$)的数值。其框图如图 3-65。

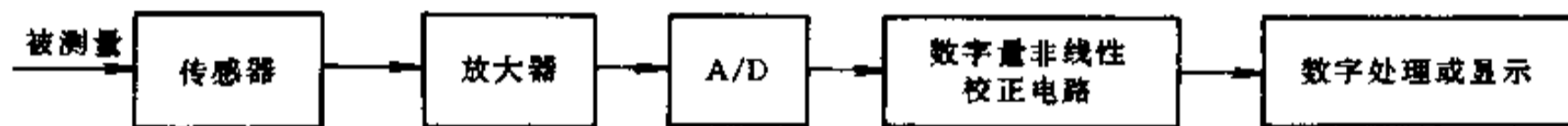


图 3-65 数字量非线性校正框图

下面介绍非线性软件处理方法。

用软件进行“线性化”处理,方法有三种:计算法、查表法和插值法。

1. 计算法

当输出电信号与传感器的参数之间有确定的数字表达式时,就可采用计算法进行非线性补偿。即在软件中编制一段完成数字表达式计算的程序,被测参数经过采样、滤波和标度变换后直接进入计算机程序进行计算,计算后的数值即为经过线性化处理的输出参数。

在实际工程上,被测参数和输出电压常常是一组测定的数据。这时如仍想采用计算法进行线性化处理,则可应用数字上曲线拟合的方法对被测参数和输出电压进行拟合,得出误差最小的近似表达式。

2. 查表法

在机电一体化测控系统中,有些参数的计算是非常复杂的,如一些非线性参数,它们不是用一般算术运算就可以算出来的,而需要涉及到指数、对数、三角函数,以及积分、微分等运算,所有这些运算用汇编语言编写程序都比较复杂,有些甚至无法建立相应的数学模型。为了解决这些问题,可以采用查表法。

所谓查表法,就是把事先计算或测得的数据按一定顺序编制成表格,查表程序的任务就是根据被测参数的值或者中间结果,查出最终所需要的结果。

查表是一种非数值计算方法,利用这种方法可以完成数据补偿、计算、转换等各种工作。它具有程序简单、执行速度快等优点。表的排列不同,查表的方法也不同。查表的方法有:顺序查表法,计算查表法,对分搜索法等。下面只介绍顺序查表法。顺序查表法是针对无序排列表格的一种方法。因为无序表格中所有各项的排列均无一定的规律,所以只能按照顺序从第一项开始逐项寻找,直到找到所要查找的关键字为止。如在以 DATA 为首地址的存储单元中,有一长度为 100 个字节的无序表格,设要查找的关键字放在 HWORD 单元,试用软件进行查找,若找到,则将关键字所在的内存单元地址存于 R_2 、 R_3 寄存器中,如未找到,将 R_2 、 R_3 寄存器清零。

由于待查找的是无序表格,所以只能按单元逐个搜索,根据题意可画出程序流程图,如图 3-66 所示。

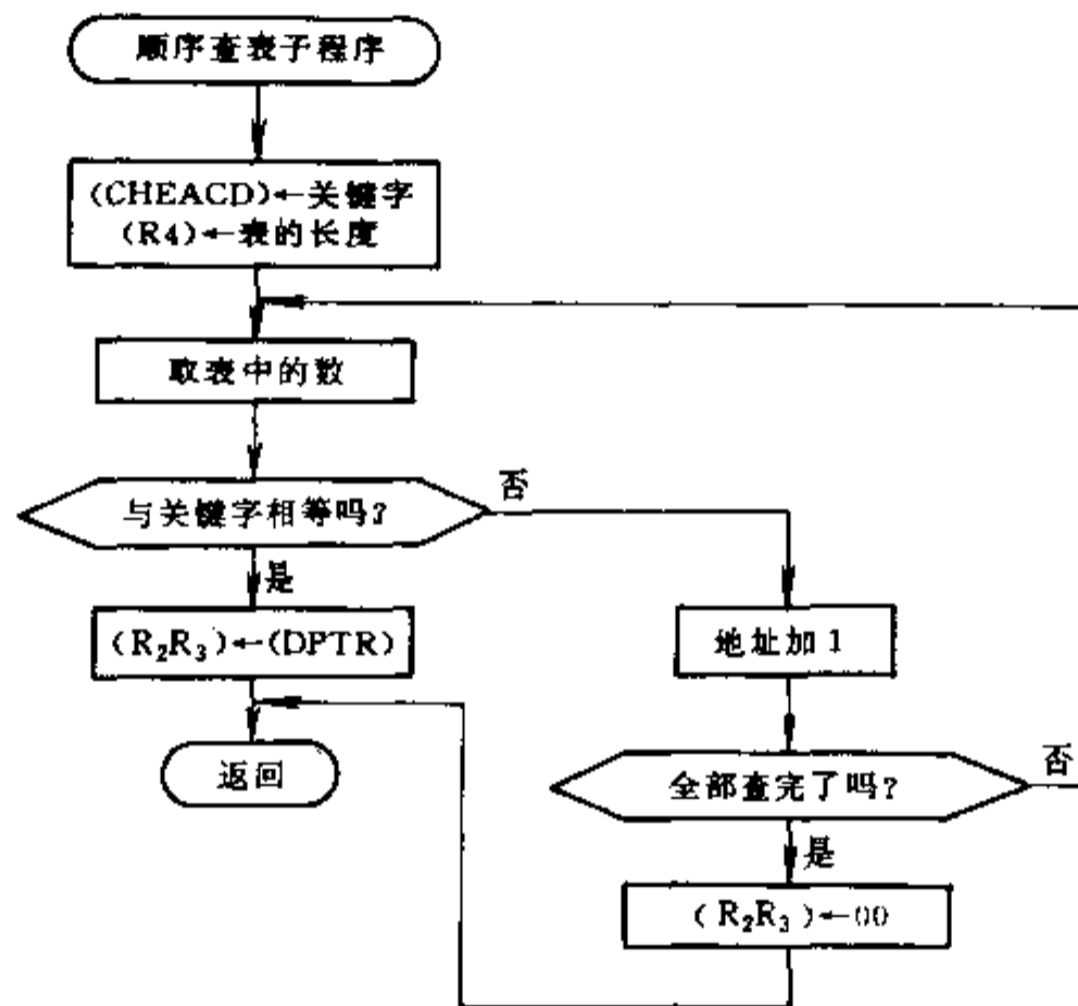


图 3-66 顺序查表法子程序流程图

顺序查表法虽然比较“笨”,但对于无序表格和较短的表而言,仍是一种比较常用的方法。

3. 插值法

查表法占用的内存单元较多,表格的编制比较麻烦。所以在机电一体化测试系统中我们也常利用微机的运算能力,使用插值算法来减少列表点和测量次数。

1) 插值原理

设某传感器的输出特性曲线(例如电阻-温度特性曲线),如图 3-67 所示。

由图 3-67 可以看出,当已知某一输入值 x_i 以后,要想求出值 y_i 并非易事,因为其函数关系式 $y = f(x)$ 并不是简单的线性方程。为使问题简化,可以把该曲线按一定要求分成若干段,然后把相邻两分段点用直线连起来(如图中虚线所示),用此直线代替相应的各段曲线,即可求出输入值 x 所对应的输出值 y 。例如,设 x 在 (x_i, x_{i+1}) 之间,则其对应的

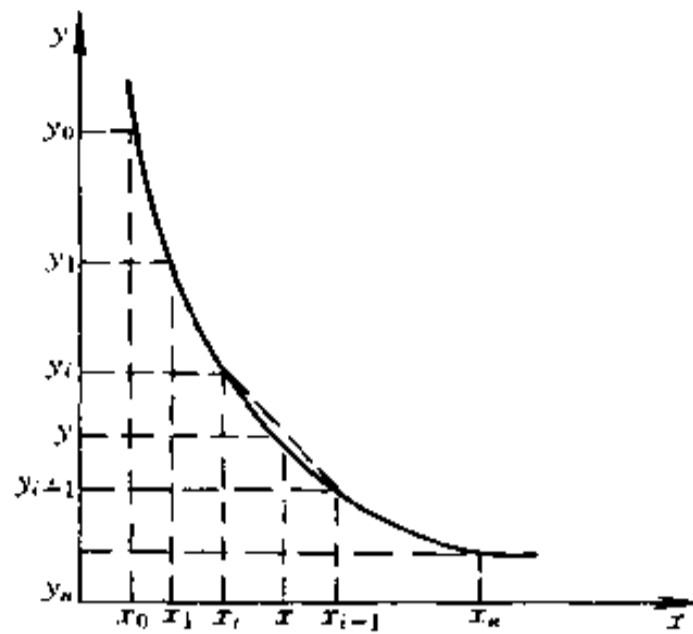


图 3-67 分段线性插值原理

逼近值为

$$y = y_i + \frac{y_{i+1} - y_i}{x_{i+1} - x_i}(x - x_i) \quad (3-44)$$

将上式进行化简,可得

$$y = y_i + k_i(x - x_i) \quad (3-45)$$

和

$$y = y_{i0} + k_i x \quad (3-46)$$

其中 $y_{i0} = y_i - k_i x_i$

$k_i = \frac{y_{i+1} - y_i}{x_{i+1} - x_i}$ 为第 i 段直线的斜率

式(3-45)是点斜式直线方程,而式(3-46)为截矩式直线方程。上两式中,只要 n 取得足够大,即可获得良好的精度。

2) 插值的计算机实现

下边以点斜式直线方程(3-45)为例,讲一下用计算机实现线性插值的方法。

第一步,用实验法测出传感器的变化曲线 $y = f(x)$ 。为准确起见,要多测几次,以便求出一个比较精确的输入/输出曲线。

第二步,将上述曲线进行分段,选取各插值基点。为了使基点的选取更合理,不同的曲线采用不同的方法分段。主要有两种方法:

① 等距分段法

等距分段法即沿 x 轴等距离地选取插值基点。这种方法的主要优点是使式(3-44)中的 $x_{i+1} - x_i = \text{常数}$,因而使计算变得简单。但是函数的曲率和斜率变化比较大时,会产生一定的误差;要想减少误差,必须把基点分得很细,这样势必占用较多的内存,并使计算机所占用的机时加长。

② 非等距分段法

这种方法的特点是函数基点的分段不是等距的,通常将常用刻度范围插值距离划分

小一点,而使非常用刻度区域的插值距离大一点,但非等值插值点的选取比较麻烦。

第三步,确定并计算出各插值点 x_i 、 y_i 值及两相邻插值点间的拟合直线的斜率 k_i ,并存放在存储器中。

第四步,计算 $x - x_i$ 。

第五步,找出 x 所在的区域 (x_i, x_{i+1}) ,并取出该段的斜率 k_i 。

第六步,计算 $k_i(x - x_i)$ 。

第七步,计算结果 $y = y_i + k_i(x - x_i)$ 。

程序框图见图 3-68。

对于非线性参数的处理,除了前边讲过的查表法和插值法以外,还有许多其他方法,如最小二乘拟合法、函数逼近法、数值积分法等。对于机电一体化测控系统来说,具体采用哪种方法来进行非线性计算机处理,应根据实际情况和具体被测对象要求而定。

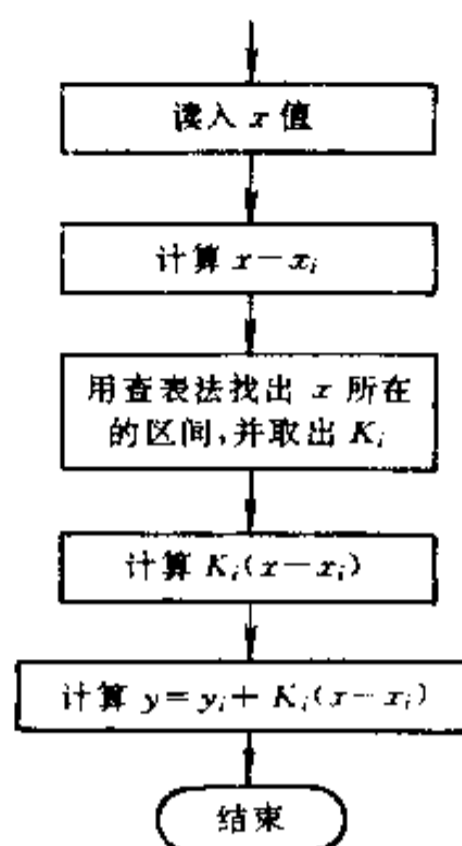


图 3-68 线性插值
计算程序流程图

§ 3.9 数字滤波

在机电一体化测控系统的输入信号中,一般都含各种噪音和干扰,它们主要来自被测信号本身、传感器或者外界的干扰。为了提高信号的可靠性,减小虚假信息的影响,可采用软件方法实现数字滤波。数字滤波就是通过一定的计算或判断来提高信噪比,它与硬件 RC 滤波器相比具有以下优点:

(1)数字滤波是用程序实现的,不需要增加任何硬件设备,也不存在阻抗匹配问题,可以多个通道共用,不但节约投资,还可提高可靠性、稳定性。

(2)可以对频率很低的信号实现滤波,而模拟 RC 滤波器由于受电容容量的限制,频率不可能太低。

(3)灵活性好,可以用不同的滤波程序实现不同的滤波方法,或改变滤波器的参数。

正因为用软件实现数字滤波具有上述特点,所以在机电一体化测控系统中得到了越来越广泛的应用。

数字滤波的方法有很多种,可以根据不同的测量参数进行选择。下面介绍几种常用的数字滤波方法及程序。

1. 算术平均值法

算术平均值法是寻找一个 Y 值,使该 Y 值与各采样值间误差的平方和为最小,即

$$E = \min \left[\sum_{i=1}^M e_i^2 \right] = \min \left[\sum_{i=1}^N (Y - X_i)^2 \right] \quad (3-47)$$

由 $\frac{dE}{dY} = 0$ 得算术平均值法的算式

$$Y = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i \quad (3-48)$$

式中 X_i ——第 i 次采样值;
 Y ——数字滤波的输出;
 N ——采样次数。

N 的选取应按具体情况决定。若 N 大, 则平滑度高, 灵敏度低, 但计算量大。一般而言, 对于流量信号, 推荐取 $N = 12$; 压力信号取 $N = 4$ 。算术平均值法的程序流程如图 3-69 所示。

2. 中值滤波法

中值滤波法是在三个采样周期内, 连续采样读入三个检测信号 X_1 、 X_2 、 X_3 , 从中选择一个居中的数据作为有效信号, 以算式表示为:

若 $X_1 < X_2 < X_3$, 则为有效信号。

三次采样输入中有一次发生干扰, 则不管这个干扰发生在什么位置, 都将被剔除掉。若发生的两次干扰是异向作用, 则同样可以滤去。若发生的两次干扰是同向作用或三次都发生干扰, 则中值滤波无能为力。

中值滤波能有效地滤去由于偶然因素引起的波动或采样器的不稳定造成的误码等引起的脉冲干扰。对缓慢变化的过程变量采用中值滤波有效果。中值滤波不宜用于快速变化的过程参数。中值滤波程序如图 3-70 所示。

3. 防脉冲干扰平均值法

将算术平均值法和中值滤波法结合起来, 便可得到防脉冲干扰平均值法。它是先用中值滤波原理滤除由于脉冲干扰引起误差的采样值, 然后把剩下的采样值进行算术平均。

若 $X_1 \leq X_2 \leq \dots \leq X_N$, 则

$$Y = (X_2 + X_3 + \dots + X_{N-1}) / (N - 2) \quad (4-49)$$

式中 $3 \leq N \leq 14$

可以看出, 防脉冲干扰平均值法兼顾了算术平均值法和中值滤波的优点, 在快、慢速系统中都能削弱干扰, 提高控制质量。当采样点数为三时, 它便是中值滤波法。

4. 惯性滤波法

惯性滤波法是一种以数字形式实现低通滤波的动态滤波方法。与一阶低通 RC 模拟滤波器相比, 能很好实现对低频干扰的滤波。

图 3-71 是一阶模拟低通滤波器, 其传递函数为: $G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{T_f s + 1}$, 其中, $T_f = RC$, 是滤波常数。

对 $G(s)$ 离散化得:

$$Y_K = (1 - \alpha) Y_{K-1} + \alpha X_K \quad (4-50)$$

式中 $\alpha = 1 - e^{-T/T_f}$, T 为采样周期;

Y_{K-1} 表示第 $K-1$ 采样后滤波器的输出, 实际中通常有 $T \ll T_f$, 取 $\alpha \approx \frac{T}{T_f}$ 。

惯性滤波法适用于波动频繁的工艺参数滤波, 能很好地消除周期性干扰, 但要产生相位滞后。实用的惯性滤波法可预先归入到 PID 算式中。

5. 程序判断滤波法

1) 限幅滤波(上、下限滤波)法

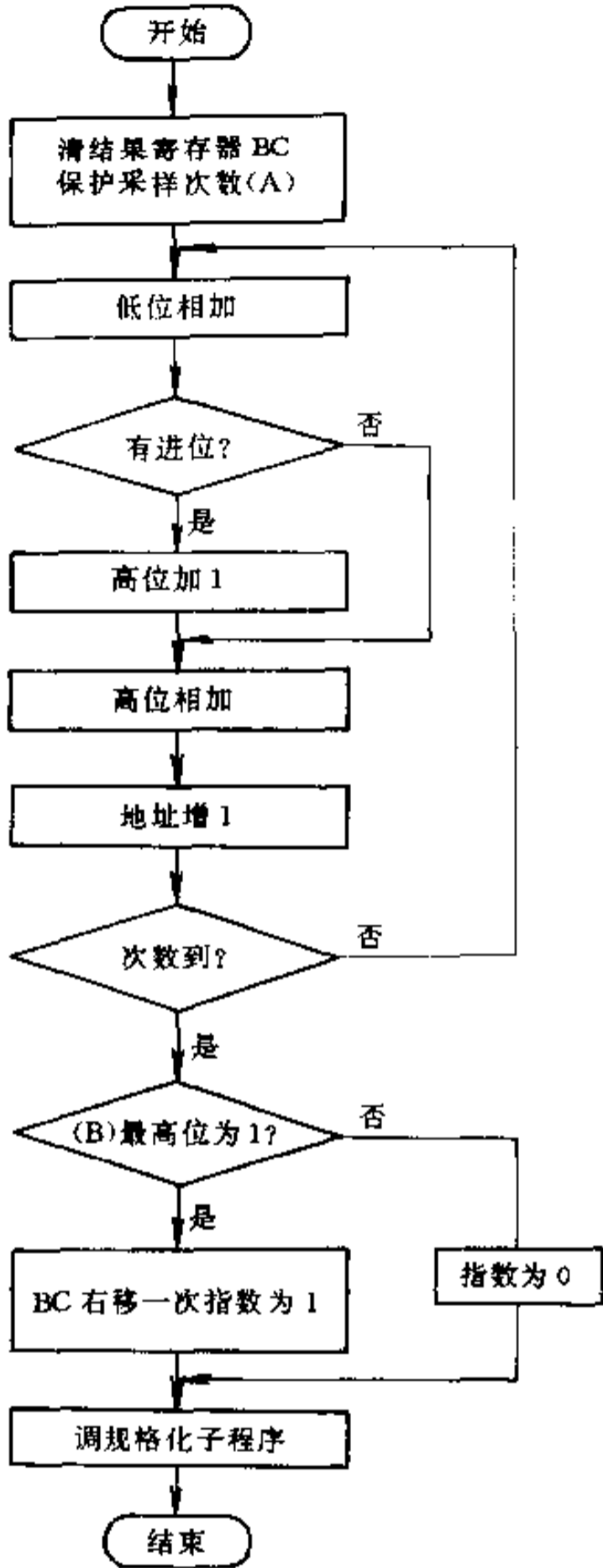


图 3-69 算术平均值法的程序流程

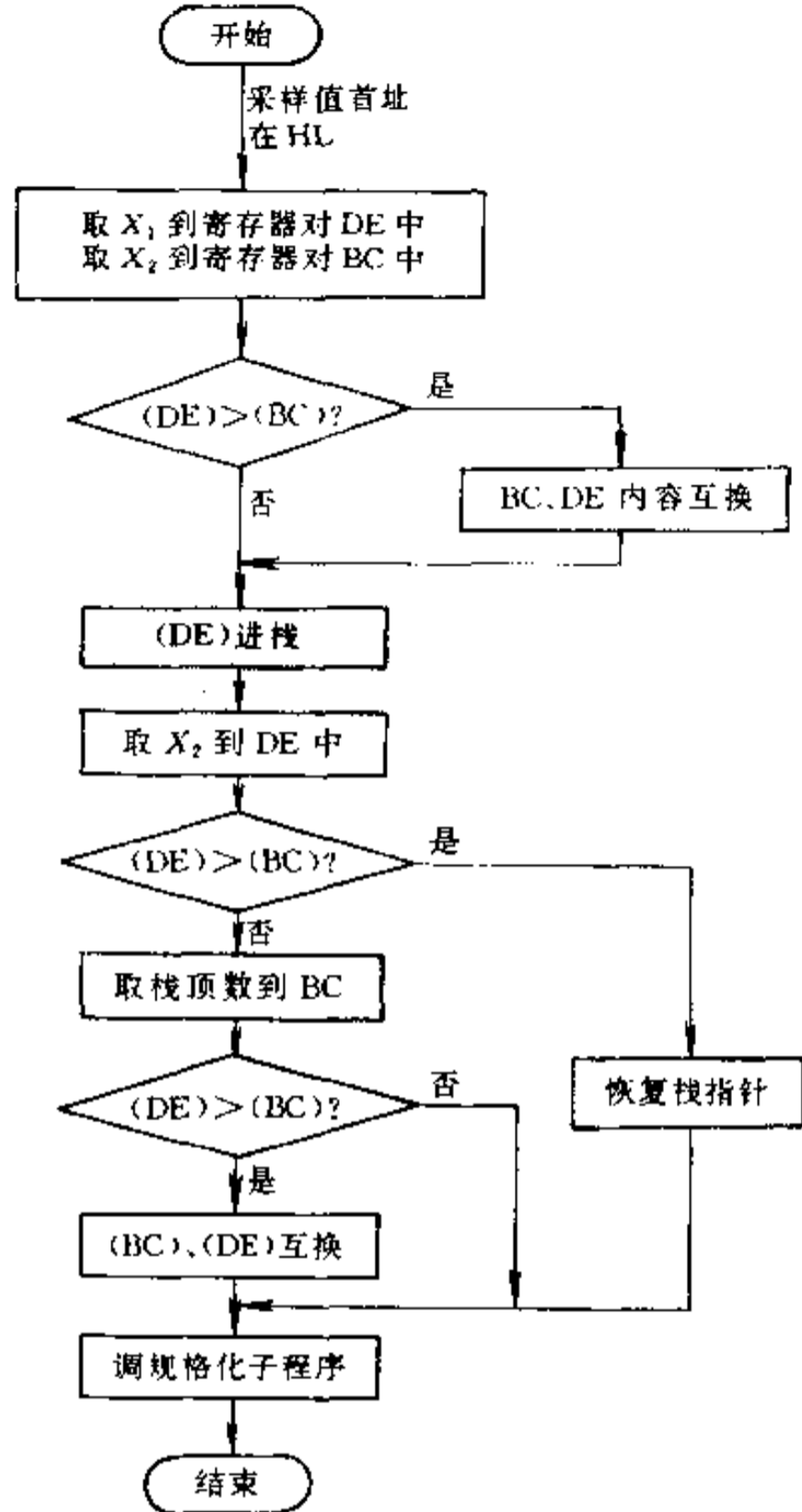


图 3-70 中值滤波法的程序流程

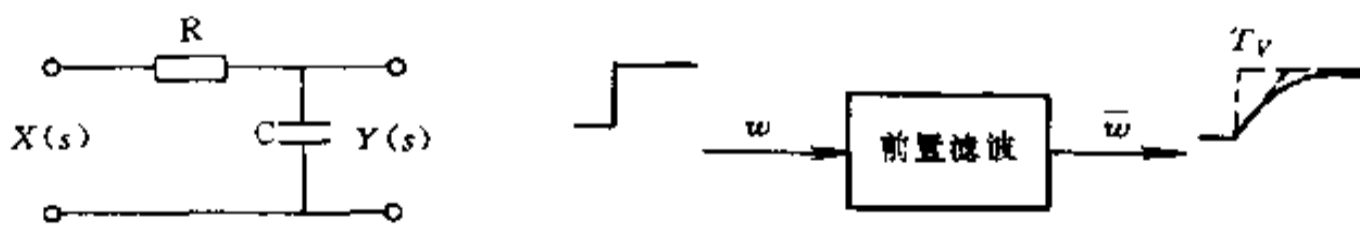


图 3-71 一阶模拟低通滤波器

若 $|X_K - X_{K-1}| \leq \Delta X_0$, 则以本次采样值 X_K 为真实信号;

若 $|X_K - X_{K-1}| > \Delta X_0$, 则以上次采样值 X_{K-1} 为真实信号。

其中, ΔX_0 表示误差上、下限的允许值, ΔX_0 的选择取决于采样周期 T 及信号 X 的动态响应。

2) 限速滤波法

设采样时刻 t_1, t_2, t_3 的采样值为 X_1, X_2, X_3 。

若 $|X_2 - X_1| < \Delta X_0$, 则取 X_2 为真实信号。

若 $|X_2 - X_1| \geq \Delta X_0$, 则先保留 X_2 , 再与 X_3 进行比较, 若 $|X_3 - X_2| < \Delta X_0$, 则取 X_2 为真实信号;

若 $|X_3 - X_2| \geq \Delta X_0$, 则取 $(X_2 + X_3)/2$ 为真实信号。

实用中, 常取 $\Delta X_0 = (|X_1 - X_2| + |X_2 - X_3|)/2$

限速滤波法较为折衷, 既照顾了采样的实时性, 也照顾了采样值变化的连续性。

习 题

3.1 一变极距型电容传感器, 其圆形极板半径 $r = 6\text{mm}$, 工作初台间隙 $\delta_0 = 0.3\text{mm}$ 。问: (1) 工作时, 如果传感器与工件的间隙变化量 $\Delta\delta = \pm 2\mu\text{m}$ 时, 电容变化量是多少? (2) 如果测量电路的灵敏度 $S_1 = 1000\text{mV/pF}$, 读数仪表的灵敏度 $S_2 = 5$ 格/mV, 在 $\Delta\delta = \pm 2\mu\text{m}$ 时, 读数仪表的指示变化多少格?

3.2 试问 A/D 转换器常用方式有哪两种? 试述这两种方式 A/D 转换器的基本原理?

3.3 欲测量液体压力, 拟采用电容式、电感式、电阻应变式传感器, 请绘出可行方案原理图, 并作比较。

3.4 试举出你所熟悉的五种机械参量测试传感器, 并说明它们的变换原理。

3.5 试按接触式与非接触式分传感器, 列出它们的名称, 用在何处?

3.6 如果实验室里有力传感器及放大器, 请你设计一个装置实现对一电机驱动的轴承的动态扭矩的测试。

3.7 按其工作原理概述接近式位置传感器主要分哪几类? 其主要工作原理?

3.8 欲测量河水的几种状态水位, 拟采用接近式位置传感器, 请设计其原理方案。

3.9 在机电一体化测控系统中, 传感器信号放大常采用哪几种传感器? 其特点?

3.10 传感器非线性补偿处理方法常用的有哪几种? 其基本原理?

3.11 试述光栅传感器的工作原理及特点。

3.12 试问数字滤波较一般模拟滤波有何优点?

第四章 机电系统驱动及执行机构

机电控制系统,通常是以机器或机械装置为控制对象,以微处理器为核心控制器组成的各种控制系统。其受控物理量一般是机械位移、速度、加速度(力)以及工艺参数或生产过程等。由微处理器发出控制指令,经变换与放大后,通过执行机构转化为机械运动,以保证动作的快速、准确与高效率。这一功能要靠执行机构来实现。工程实际中,常见的主要有电、液、气三大类执行机构,其中电动机传动装置占有重要地位。

设计执行机构,牵涉的问题很多,包括典型载荷分析、原动机的选取、驱动电路设计、传动链精度分析等等。

§ 4.1 典型载荷分析

载荷是执行机构设计计算的一项重要原始数据。作用在机器或机械装置上的载荷,常见的有摩擦载荷、惯性载荷以及各种环境载荷等。

4.1.1 摩擦载荷

当两个物体间有相对运动或有相对运动的趋势时才产生摩擦载荷。它是两物体接触面上存在的一种阻止运动的力或力矩。摩擦分静摩擦和动摩擦。

最大静摩擦力 F_s ,按库仑摩擦定律计算为

$$F_s = f_s \cdot N \quad (4-1)$$

式中 N ——法向压力(N);

f_s ——静摩擦系数,由实验测得,一般 f_s 在 0.1~0.3 以上。

动摩擦力 F_f ,取与库仑定律相仿的形式为

$$F_f = f \cdot N \quad (4-2)$$

式中 f ——动摩擦系数,由实验测得,一般 f 在 0.1~0.3 以下。

干摩擦符合库仑定律,半干摩擦基本符合库仑定律。湿摩擦与干摩擦的机理截然不同,但为了计算方便,工程上仍沿用摩擦系数的概念,一般 $f = 0.012 \sim 0.10$ 。此外,摩擦尚有滑动摩擦与滚动摩擦之分。滚动摩擦小于滑动摩擦。

滚动摩擦按下式计算:

$$F_r = \frac{k}{R} \cdot N \quad (4-3)$$

式中 N ——正压力(N);

R ——接触面的曲率半径(cm);

k ——滚动摩擦系数,由实验测得。

对传动装置而言,转动轴上的摩擦力矩主要由轴与密封装置之间的摩擦,轴承中的摩擦,齿轮啮合齿面之间的摩擦及其他附属装置的摩擦引起。摩擦力与其作用力臂的乘积即为摩擦力矩,要根据具体结构进行计算。请参阅有关资料。

减小摩擦载荷有若干措施,由摩擦力和摩擦力矩的基本计算公式可知,减小正压力、摩擦系数和作用力臂,就可减小摩擦力和摩擦力矩。

为了减小摩擦系数,可用滚动摩擦代替滑动摩擦,用湿摩擦代替干摩擦。使用静压轴承也是一个减小摩擦系数的例子,静压轴承的当量摩擦系数仅为 $0.0001 \sim 0.0004$,不仅摩擦系数小,而且其动摩擦与静摩擦十分接近,可有效地防止低速爬行。

4.1.2 惯性载荷

惯性载荷是由于一定质量的物体具有加速度或角加速度才产生的。计算回转运动时的惯性载荷,需要知道角速度 Ω 、角加速度 ϵ 及转动惯量 J 等参数。

对回转轴而言,其转动惯量可利用理论力学中介绍过的计算公式计算,也可用实验方法来判定。对于一个传动链装置而言,经常要将转动惯量从一根轴折算到另一根轴,如图4-1所示。设图中: l 为低速轴; J_l 为转动惯量; h 为高速轴,传动比

$$i_{hl} = \Omega_h / \Omega_l > 1$$

则 J_l 折算至高速轴 h 上的折算转动惯量 J_{lh} 为

$$J_{lh} = J_l \cdot \frac{1}{i_{hl}^2 \cdot \eta} \quad (4-4)$$

式中 η 为传动效率。

若令 $\eta = 100\%$,则按能量平衡观点,有

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} J_l \cdot \Omega_l^2 &= \frac{1}{2} J_{lh} \cdot \Omega_h^2 \\ \therefore J_{lh} &= J_l / i_{hl}^2 \end{aligned} \quad (4-5)$$

同理,高速轴 h 的转动惯量 J_h 在低速轴上的折算转动惯量

$$J_{hl} = J_h \cdot i_{hl}^2 \quad (4-6)$$

减小惯性载荷,也有若干措施。

从惯性载荷的计算公式可知:对于移动物体,惯性力 F 为

$$F = ma \quad (4-7)$$

式中 m ——物体质量;

a ——物体加速度。

对于转动物体,惯性力矩 M 为

$$M = J\epsilon \quad (4-8)$$

式中 J ——物体转动惯量;

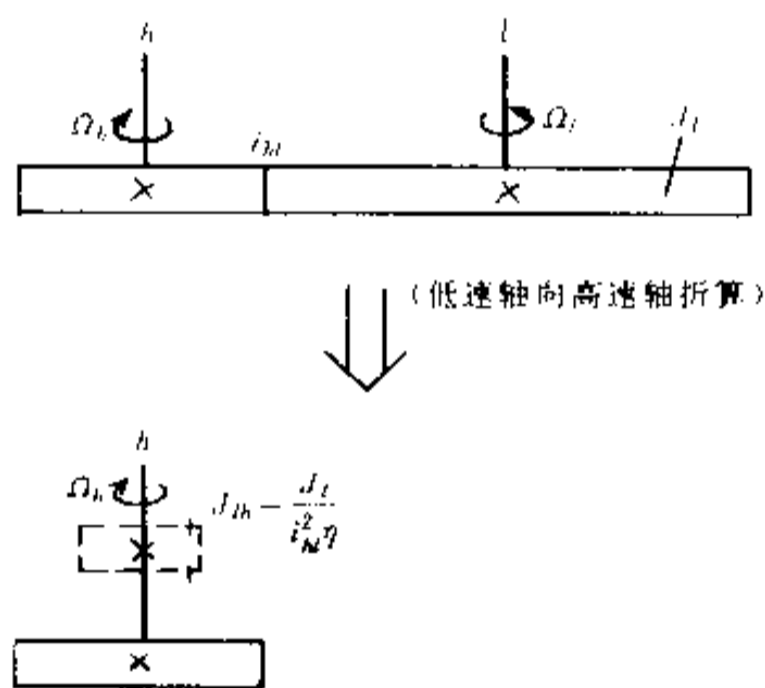


图4-1 转动惯量的折算

ϵ ——物体角加速度。

因此,减小质量或转动惯量,就可以减小惯性力或惯性力矩。采用减轻孔,采用空心薄壁结构,选用比重小、强度高的材料等都是减小运动零部件质量的方法。要减小转动惯量,还必须合理布置回转部分的质量,使重心尽量靠近回转轴;对于减速传动链,提高传动比,可以使折算到高速轴的转动惯量减小;减小高速轴上的转动惯量,特别是电动机转子的转动惯量,能收到显著的效果。

4.1.3 环境载荷

物体运动时,除摩擦载荷、惯性载荷外,还可能受到外载荷作用。如磁盘存储器中的主轴驱动装置的运动部件所受的载荷除摩擦载荷和惯性载荷外,还有空气的附面层对盘面产生的粘滞力矩以及空气受扰动后在盘面上形成湍流而产生的力矩。又如处在露天工作的雷达天线,所受的载荷除摩擦载荷、惯性载荷外,还有风载荷。再如环境温度使机械装置热变形,而产生温差载荷。

外载荷的确定,要视具体情况而定,有的可从理论上进行推导,有的需借助实验来测定。

磁盘主轴驱动装置上的外载荷,一般根据实验来测定。如对于某转速为 2400r/min,盘片间距为 35mm 的两片盘,当盘片被密闭时,主轴上的外力矩为 $1.89 \times 10^{-2} \text{N}\cdot\text{m}$;敞开时,外力矩为 $2.84 \times 10^{-2} \text{N}\cdot\text{m}$ 。

雷达天线上的风载荷需借助风洞实验数据计算,有时也可按经验公式或经验数据估算。

§ 4.2 负载的力矩特性

分析载荷的目的,是为了选择电动机或其他原动机,使之满足功率的要求。确定设计载荷,通常有三种方法:计算法、类比法和实测法。下面仅对计算法进行简单叙述。

以雷达天线伺服动力驱动为例,电动机要克服的负载力矩有两种典型情况:一种为峰值力矩,它对应于电动机最严重的工作情况;一种为均方根力矩,它对应于电动机长期连续地在变载荷下工作的情况。

1. 负载的峰值力矩特性

折算到电动机轴上的负载峰值力矩 $M_{L,p}^m$ 为

$$M_{L,p}^m = \frac{M_{wp}}{i_1 \eta} + \frac{M_{fp}}{i_1 \eta} + (J_m + J_G^m + \frac{J_L}{2}) i_1 \epsilon_{L,p} \quad (4.9)$$

式中 M_{wp} ——作用在负载轴上的峰值风力矩;

M_{fp} ——作用在负载轴上的峰值摩擦力矩;

$\epsilon_{L,p}$ ——负载轴的峰值角加速度;

J_m ——电动机轴上的转动惯量;

J_G^m ——传动装置各转动零件折算到电动机轴上的转动惯量;

J_L ——负载轴上的转动惯量;

η ——传动装置的效率;

i_t ——从电动机轴到负载轴的总传动比,它等于克服峰值力矩时电动机的转速与负载转速之比。

由上式可知,折算到电动机轴上的负载峰值力矩是总传动比的函数,式(4-9)就称为负载的峰值力矩特性,对应的曲线如图 4-2 所示。

2. 负载的均方根力矩特性

折算到电动机轴上的负载均方根力矩 $M_{T_r}^m$ 为

$$M_{T_r}^m = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{M_w}{i_t \eta} \right)^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{M_f}{i_t \eta} \right)^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T \left[(J_m + J_G + \frac{J_L}{i_t^2}) i_t \epsilon_L \right]^2 dt} \quad (4-10)$$

式中 M_w ——作用在负载轴上的瞬时风力矩;

M_f ——作用在负载轴上的瞬时摩擦力矩;

ϵ_L ——负载轴的瞬时角加速度;

T ——载荷变化的周期;

i_t ——从电动机轴到负载轴的总传动比,它等于克服均方根力矩时电动机的转速与负载转速之比。

式中的三项负载现分析如下:

(1) 均方根风力矩

令负载轴上的均方根风力矩为 M_{wr} , 且

$$M_{wr}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T M_w^2 dt$$

$$\text{则} \quad \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{M_w}{i_t \eta} \right)^2 dt = \left(\frac{M_{wr}}{i_t \eta} \right)^2 \quad (4-11)$$

通常,瞬时风力矩 M_w 是瞬时风速 v 的二次函数,即

$$M_w = C v^2 \quad (4-12)$$

式中 C ——比例系数。

风速 v 是随机量,假定其分布服从正态分布,如图 4-3 所示。

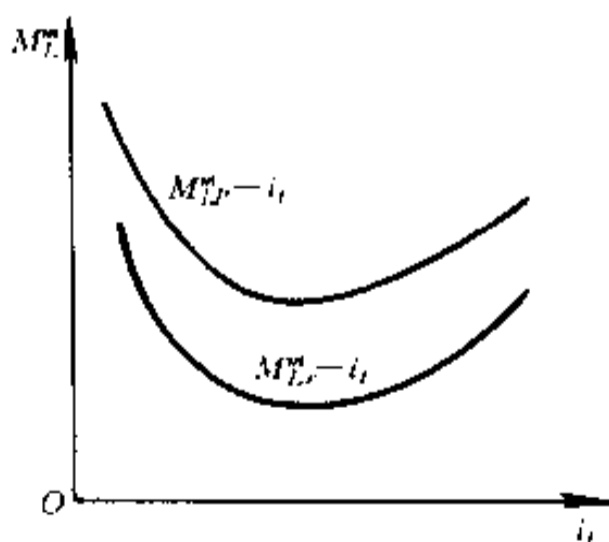


图 4-2 负载的力矩特性

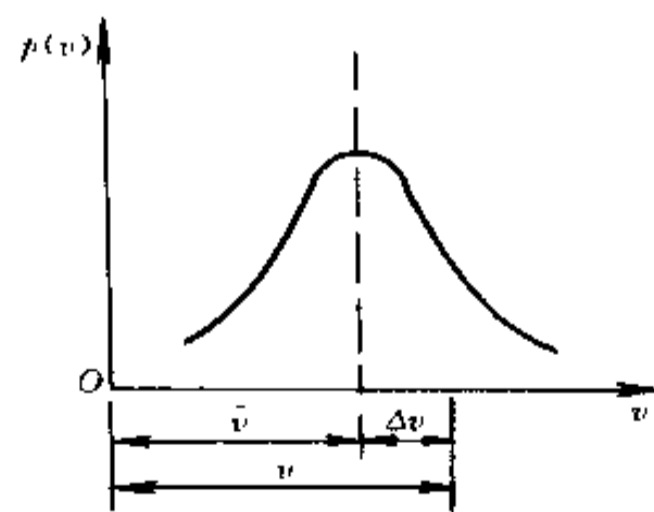


图 4-3 风速的分布

图中 \bar{v} 为稳态风速(平均风速); $p(v)$ 为对应风速的概率。

显然风速 dv 的概率 $p(v)dv$ 即为对应风速段内的时间比率 dt/T 。

按此关系,可以计算

$$\begin{aligned}
 M_{wr}^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T M_w^2 dt = \int_0^T [Cv^2]^2 \frac{dt}{T} = \int_{-\infty}^{+\infty} (Cv^2)^2 P(v) dv = \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} C^2 (\bar{v} + \Delta v)^4 p(v) dv = \\
 &= C^2 \int_{-\infty}^{+\infty} (\bar{v}^4 + 4\bar{v}^3 \Delta v + 6\bar{v}^2 \Delta v^2 + 4\bar{v} \Delta v^3 + \Delta v^4) P(v) dv
 \end{aligned} \quad (4-13)$$

式中 Δv —风速 v 对 \bar{v} 的偏差,称离差。由于风速 v 符合正态分布,离差 Δv 对 \bar{v} 左右对称分布, Δv 的奇阶中心距等于零。二阶中心距是表示分散程度的最有用的数字特性,即风速的标准差 σ 。再考虑 $\Delta v \ll \bar{v}$ 后,有

$$M_{wr}^2 = C^2(\bar{v}^4 + 6\bar{v}^2\sigma^2) = (C\bar{v}^2)^2[1 + 6(\frac{\sigma}{\bar{v}})^2] \quad (4-14)$$

令

$$\bar{M}_w = C(\bar{v})^2$$

$$\beta = \sqrt{1 + 6(\frac{\sigma}{\bar{v}})^2}$$

$$\text{则 } M_{wr}^2 = (\beta\bar{M}_w)^2 \quad (4-15)$$

$$\text{或 } M_{wr} = \beta\bar{M}_w \quad (4-16)$$

式中 \bar{M}_w ——稳态风速对应的稳态风力矩;

β ——系数。

(2) 均方根摩擦力矩

令负载轴上的均方根摩擦力矩为 M_{fr} ,且

$$M_{fr}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T M_f^2 dt \quad (4-17)$$

$$\text{则 } \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{M_f}{i_t \eta} \right)^2 dt = \left(\frac{M_{fr}}{i_t \eta} \right)^2 \quad (4-18)$$

若 M_f 的变化规律与风力矩类似,则可仿照风力矩的推导,导出 M_{fr} 的计算公式。

若 M_f 的变化规律不清楚,为安全起见,可在估算时假定它等于静摩擦力矩 M_{fs} ,从而

$$M_{fr} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T M_{fs}^2 dt} = M_{fs} \quad (4-19)$$

(3) 均方根惯性力矩

令折算到电动机轴上的均方根惯性力矩为 M_{jr}^m ,且

$$(M_{jr}^m)^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (J_{\Sigma}^m i_t \epsilon_L)^2 dt \quad (4-20)$$

若负载轴上的角速度按正弦规律变化,则有

$$(M_{jr}^m)^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (J_{\Sigma}^m i_t \epsilon_{Lp})^2 \sin^2(\omega t) dt = \frac{(J_{\Sigma}^m i_t \epsilon_{Lp})^2}{2} \quad (4-21)$$

$$\text{或 } M_{jr}^m = J_{\Sigma}^m i_t \cdot \epsilon_{Lr} \quad (4-22)$$

式中 ϵ_{Lr} ——负载轴上的均方根角加速度。

$$\epsilon_{Lr} = \frac{\epsilon_{Lb}}{\sqrt{2}}$$

经过以上分析,最后得到负载均方根力矩计算公式为

$$M_{Lr}^m = \sqrt{\left[\frac{\beta M_w}{i_i \eta} \right]^2 + \left[\frac{M_{fs}}{i_i \eta} \right]^2 + \left[J_m + J_G + \frac{J_L}{2} \right] i_i \epsilon_{Lr}}^2 \quad (4.23)$$

此式称为负载的均方根力矩特性,对应的曲线如图 4-2 所示。

§ 4.3 传动链的精度分析

4.3.1 传动精度的概念

传动链的传动精度主要包括传动误差和空程误差两部分。

1. 传动误差

传动误差是指输入轴单向回转时,输出轴转角实际值相对于理论值的变动量。

由于传动误差的存在,使输出轴的运动时而超前,时而滞后。若传动装置各组成零部件(齿轮、轴、轴承、箱体)制造和装配是绝对准确,同时又忽略使用过程中的温度变形和弹性变形,那么,在传动过程中,输出轴转角 φ_0 与输入轴转角 φ_i 之间应符合如下理想关系:

$$\varphi_0 = \frac{\varphi_i}{i_i} \quad (4.24)$$

式中 i_i ——传动装置的总传动比。

这时,输入轴若均匀回转,输出轴亦均匀回转;输入轴若反向回转,输出轴亦无滞后地立即反向回转。当 $i_i = 1$ 时, φ_0 与 φ_i 之间的关系曲线如图 4-4(a) 中的直线 1。实际上,各组成零部件不可能制造和装配得绝对准确,而在使用过程中还会存在温度变形和弹性变形。因此,在传动过程中输出轴的转角总会存在误差。图 4-4(b) 中的曲线 2 表示单向回转时,由于存在传动误差 $\Delta\varphi$,输出轴的 φ_0 与输入轴的 φ_i 之间的关系。

2. 空程误差

空程误差是与传动误差既有联系又有区别的另一类误差。空程误差可以定义为输入轴由正向回转变为反向回转时,输出轴在转角上的滞后量。也可以把它理解成输入轴固定时,输出轴可以任意转动的转角量。空程误差使输出轴不能立即随着输入轴反向回转。即反向回转时,输出轴产生滞后运动。输入轴转角与输出轴转角的关系曲线与磁滞回线相似,如图 4-4(c) 中的曲线 3 所示。

当主动轮从 $\varphi_i = 0$ 开始正转时, φ_0 无输出;过 a 点后,两轮啮合,从动轮按速比正向转动;从 b 点开始 φ_i 反向时, φ_0 无输出,主动轮转过齿间(从 b 到 c);从 c 点开始两轮在齿的另一侧接触,从动轮才开始按速比反向转动; φ_i 回到零时, φ_0 不是零,主动轮继续反转到 d , φ_0 达到零。这就是常说的齿隙滞迟回线。

需要注意:

(1) 定义传动误差和空程误差时,均是对转角而言的,因此其单位均为角度单位角分(')或角秒(")。当在齿轮节圆上来讨论时,传动误差和空程误差具有线值的形式,单位常为微米(μm)。对一个齿轮来讲,转角误差的角值 $\Delta\varphi$ 及其在节圆上的线值 Δ 之间有下列

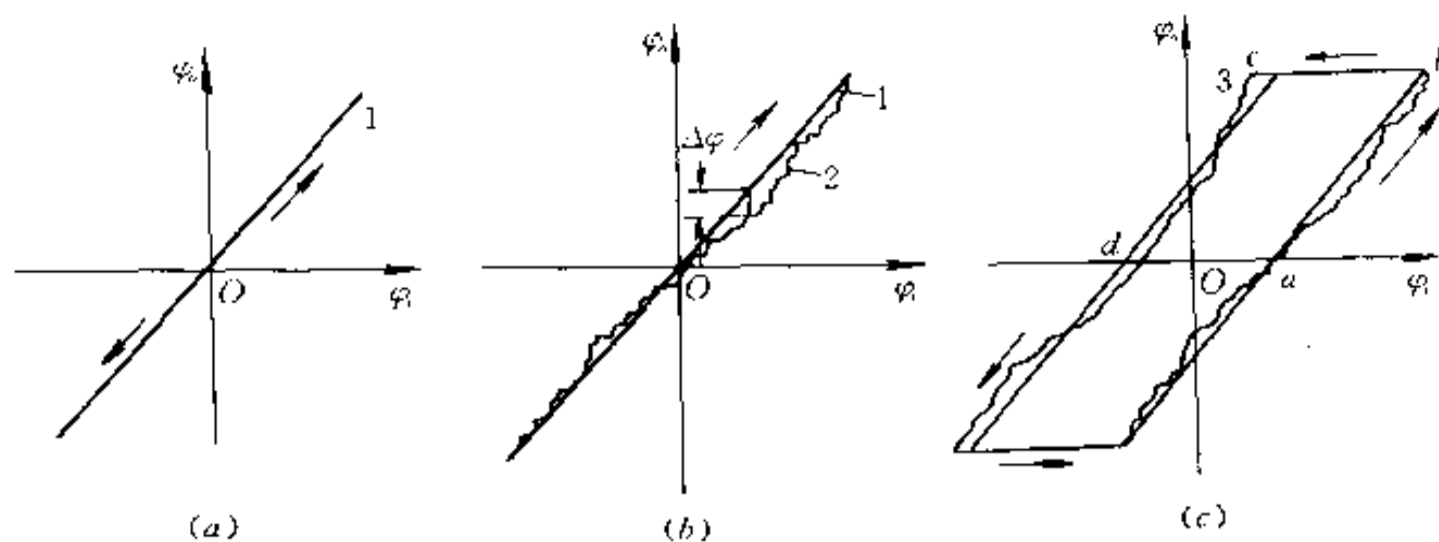


图 4.4 传动误差与空程误差
(a)理想关系;(b)传动误差 $\Delta\varphi$;(c)空程误差。

关系:

$$\Delta\varphi = 3.44 \frac{\Delta}{r} \quad 6.88 \frac{\Delta}{d} \quad (4.25)$$

式中 $\Delta\varphi$ ——转角误差(′);

Δ ——在节圆上对应的线值误差(μm);

r ——齿轮节圆半径(mm);

d ——齿轮节圆直径(mm)。

(2)空程误差并不一定只在反向时才有意义,即使是单向回转,空程误差对传动精度亦可能有影响。例如在单向回转中,当输出轴上受到一个与其回转方向一致的足够大的外力矩作用时,由于空程误差的存在,其转角可能产生一个超前量;又如在单向回转过程中,当输入轴突然减速时,若输出轴上的惯性力矩足够大,由于空程误差的存在,输出轴的转角亦有可能产生一个超前量。

传动链的传动误差和空程误差对机电控制系统性能的影响,随其在系统中所处的位置不同而不同。

4.3.2 提高传动精度的结构措施

提高传动精度的结构措施有:

- (1)适当提高零部件本身的精度;
- (2)合理设计传动链,减少零部件制造、装配误差对传动精度的影响;
- (3)采用消隙机构,以减少或消除空程。

1. 适当提高零部件本身的精度

这是指提高各传动零部件本身的制造、装配精度。例如,为了减小传动误差,一般可采用6级精度的齿轮,甚至采用5级或4级精度。为了减小空程,一般可选用较小的侧隙或零侧隙,甚至“负侧隙”。负侧隙是在加工齿轮时,使实际齿厚比理论齿厚有稍许增加。这样,传动时在轮齿发生干涉的部位,借助微量的弹性变形来补偿。采用负侧隙后,传动效率将显著下降。选用较小的中心距偏差,亦可减小空程。

对减速传动链来说,提高末级的精度,效果最为显著。例如,有的动力传动装置,前几级均采用7级精度的齿轮,而末级选用了6级精度的齿轮。

此外,传动装置的输出轴与负载轴之间的联轴器本身的精度,对传动精度的影响也很显著,要予以足够的重视。

2. 合理设计传动链

这里介绍三种方法:

(1) 合理选择传动型式

在传动链的设计中,各种不同型式的传动,达到的精度是不同的。一般说来,圆柱直齿轮与斜齿轮机构的精度较高,蜗杆、蜗轮机构次之,圆锥齿轮则更次之。在行星齿轮机构中,谐波齿轮精度最高,渐开线行星齿轮机构、少齿差行星齿轮机构次之,摆线针轮行星齿轮机构更次之。

(2) 合理确定级数和分配各级传动比

减少传动级数,就可减少零件数量,也就减少了产生误差的环节。对减速传动链,各级传动比宜从高速级开始,逐级递增,且在结构空间允许的前提下,尽量提高末级传动比。一般来说,减速传动采用大的传动比,可使从动轮半径增大,从而提高了角值精度。

(3) 合理布置传动链

在减速传动中,精度较低的传动机构(如圆锥齿轮机构、蜗杆蜗轮机构)应布置在高速轴上,这样可减小低速轴上的误差。

如图 4-5 所示,精度较低的圆锥齿轮副对精自整角机轴的传动精度的影响,图(a)要比图(b)小。

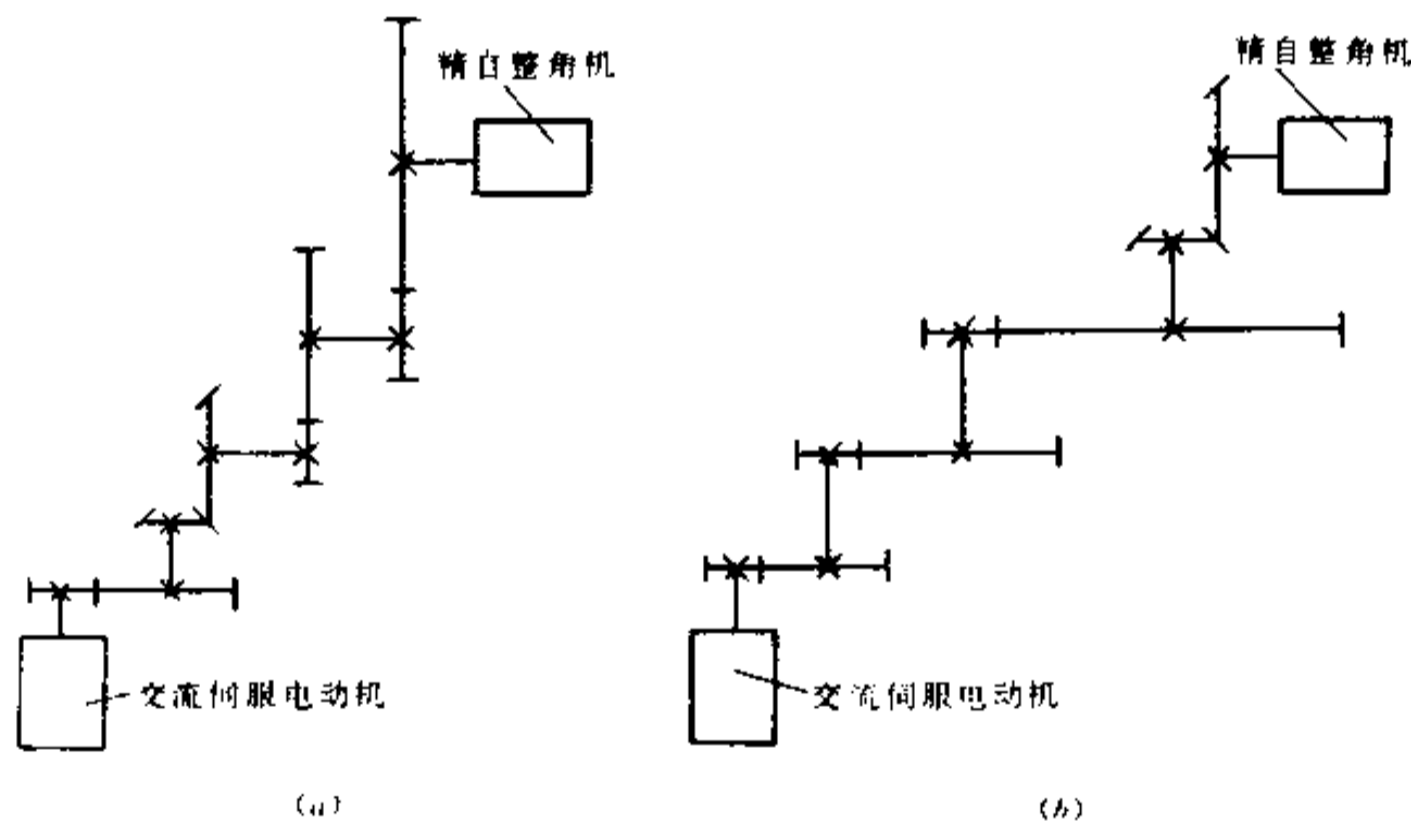


图 4-5 合理布置传动链(一)

(a)合理布置;(b)不合理布置。

图 4-6 中,手轮控制移相器,使雷达显示器中的移动指标线与目标回波对准,同时将读数反映在度盘上。图(a)中的传动链误差,使度盘读数与移相器值不一致;而在图(b)中,从手轮到度盘轴之间的一段传动误差,不影响度盘读数和移相器值之间的不同。

图 4-7 是两个传动链方案的比较。在(a)方案中,A 为主动,D 为从动;在(b)方案中,C 为主动,B 为从动。

设齿轮副在小齿轮轴上的角值误差为 Δ_{AB} ,蜗轮副在蜗轮轴上的角值误差为 Δ_{CD} ,并

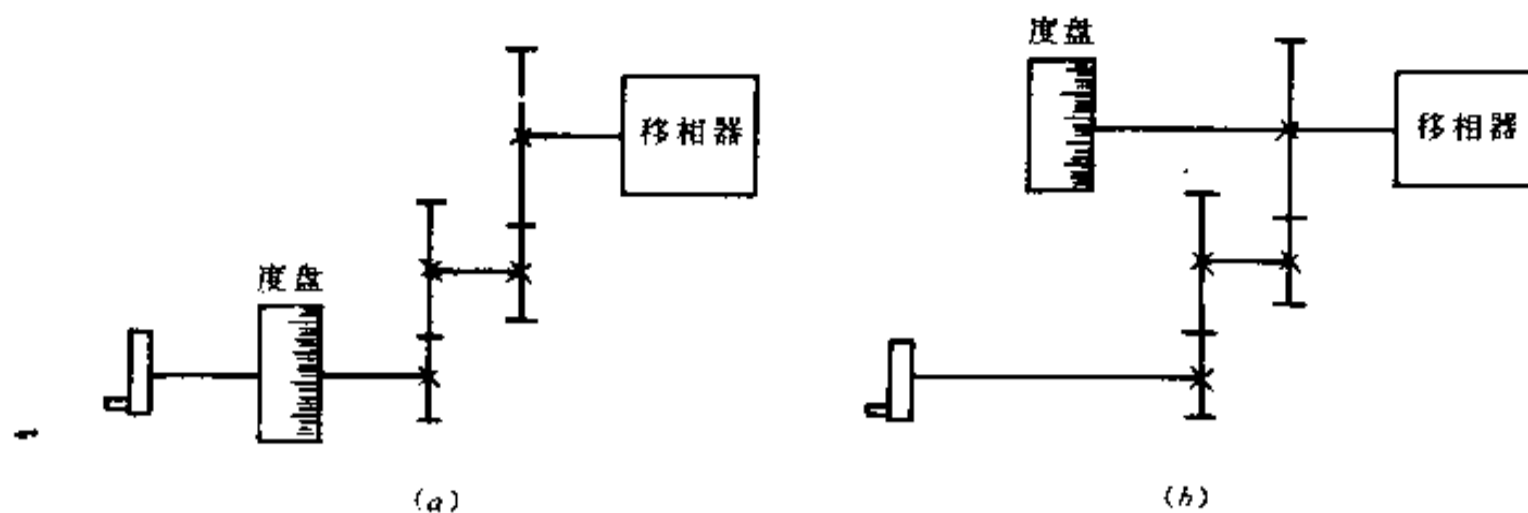


图 4-6 合理布置传动链(二)
(a)不合理布置;(b)合理布置。

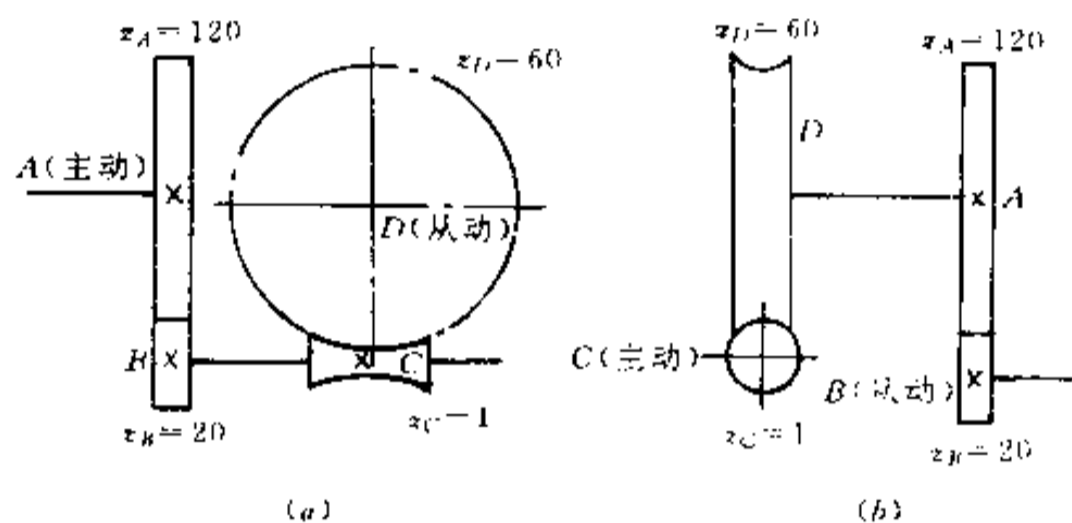


图 4-7 合理布置传动链(三)
(a)合理布置;(b)不合理布置。

令 $\Delta_{AB} = \Delta_{CD} = \Delta$, 则(a)方案中, 从动轴 D 的总误差为

$$\Delta_a = \Delta_{CD} + \frac{\Delta_{AB}}{i_{CD}} = \left(1 + \frac{1}{60}\right)\Delta = \frac{61}{60}\Delta \quad (4-26)$$

而(b)方案中, 从动轴 B 的总误差为

$$\Delta_b = \Delta_{AB} + \frac{\Delta_{CD}}{i_{AB}} = (1 + 6)\Delta = 7\Delta \quad (4-27)$$

显然, (a)方案要比(b)方案好。一般来说, 当要求减小由于传动零件的制造、装配误差所引起从动轴的角值误差时, 应在从动轴之前选用减速链, 因为这样可以使各项误差对从动轮的影响, 经过减速的作用而缩小。

3. 采用消除机构

消除机构的型式很多, 下面举出几种例子。

(1) 中心距可调消除

这是一种常用的消除方法, 它是在装配时根据啮合情况调整中心距, 以达到减小齿隙的目的。中心距可调消除机构如图 4-8 所示。其中图(a)中有一个留有调整间隙(一般为 0.01~0.03mm)的轴承套, 它与齿轮基本同心; 图(b)使用了一个偏心轴承套; 图(c)使用了双偏心轴承套。在一个轮系中, 可调齿轮常与固定齿轮交替排列。一般将调整部分设计成整个可动的, 或者齿轮装在外伸悬臂轴上, 调整时就便于保持轴的平行度。

对于减速轮系, 最后一级齿轮副对空程的影响最大, 因此将最后一级齿轮副设计成中

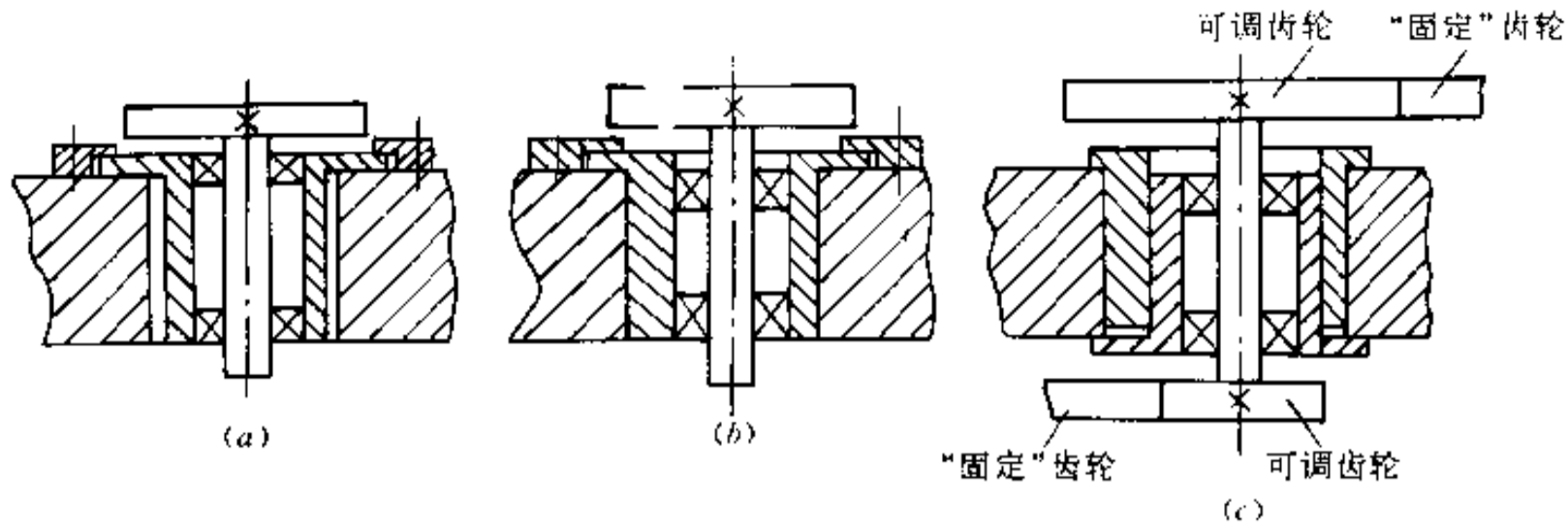


图 4-8 中心距可调消隙机构

(a)可调间隙轴承套;(b)单偏心轴承套;(c)双偏心轴承套。

心距可调,最为有利。这种消隙机构既可用于数据传动,亦可用于动力传动。

(2)弹簧加载双片齿轮消隙

这是一种常用的消隙方法。图 4-9 所示为一种拉簧加载双片齿轮。图中 1 为与轴固定的固定齿轮片,2 为空套在轴上的浮动齿轮片,又称加载齿轮。两片齿轮用拉簧拉紧。装配时,使两片齿轮叉开 1~3 齿,保证弹簧有一个预紧力。螺钉是在安装调整时用作固紧。

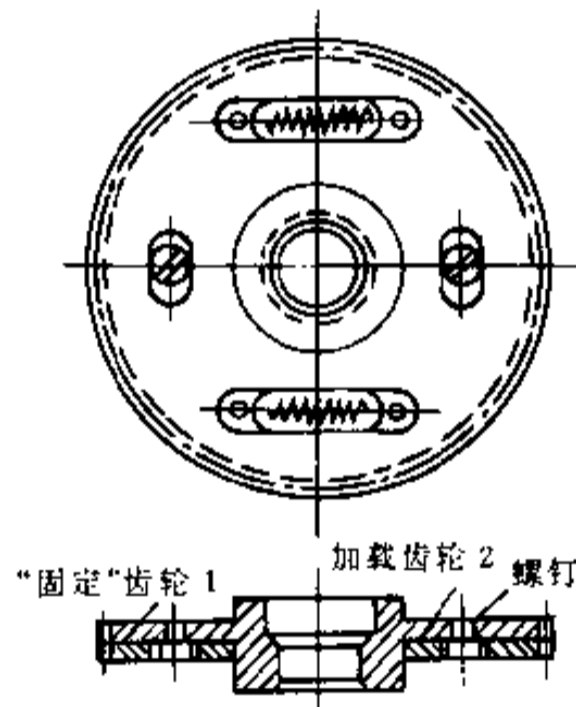


图 4-9 拉簧加载双片齿轮

图 4-10 是环簧加载消隙机构。

(3)螺旋传动的消隙

图 4-11(a)所示为一种轴向消隙机构,螺母分两部分,拧动小螺钉,可使左边部分螺母变形,从而调整轴向间隙。图 4-11(b)为另一种轴向消隙机构,图中螺距 S_1 不等于 S , 但 $S_1 \approx S$ 。图 4-11(c)为径向消隙机构。图 4-12 所示为弹簧加载消隙原理图,由于螺母在弹簧作用下,始终与丝杆螺纹单面接触,从而达到消隙目的。

消隙方法很多,不一一例举。此外,传动链的消隙方法也有很多种类。例如辅助轮系消隙;辅助力矩电动机加载消隙;双传动链预紧齿轮消隙;双传动链摩擦阻尼消隙;双传动链弹簧加载消隙;双传动链电消隙等,请参看有关资料。

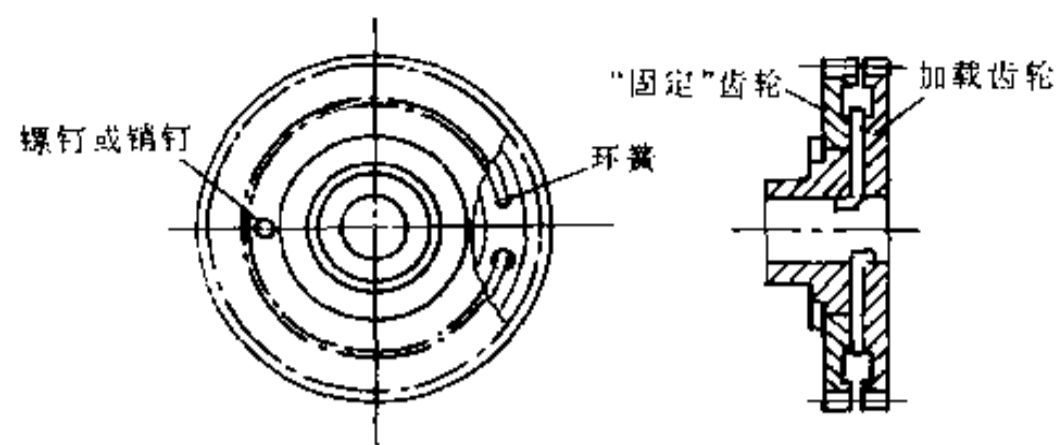


图 4-10 环簧加载消隙齿轮

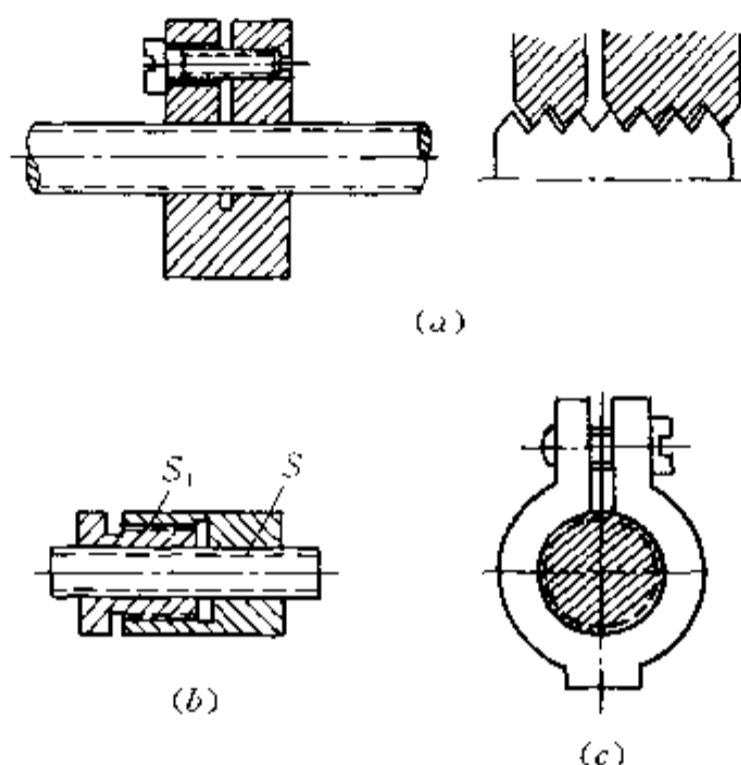


图 4-11 螺旋传动消隙

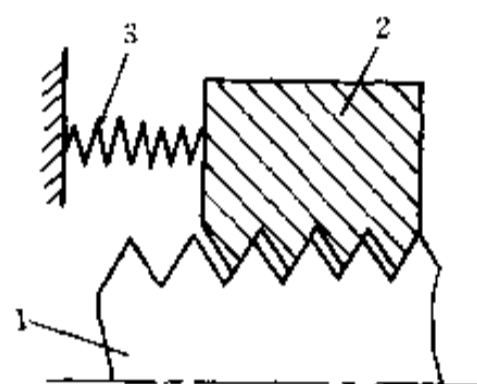


图 4-12 弹簧加载消隙原理图

§ 4.4 电动机传动(驱动)系统

本节主要介绍以电动机作为动力源的驱动系统的设计问题。应用在机电控制系统中的驱动电机主要为伺服电动机,有交流伺服电动机和直流伺服电动机两种。此外,还有步进电机、力矩电机等。力矩电机作为一种特殊电机,仅作一般介绍。下面简单谈谈交流电动机和直流电动机的选择问题。

交流电动机结构简单、价格便宜、维护工作量小,但起、制动及调速性能不如直流电动机。因此,在交流电动机能满足生产需要的场合,都应采用交流电动机,仅在起、制动和调速等不能满足需要时,才考虑采用直流电动机。

近年来,随着电子技术和控制技术的发展和交流调速装置的性能与成本已能和直流调速装置竞争,越来越多的直流调速应用领域被交流调速占领。在选择交流电动机或是直流电动机时,应从以下几点考虑。

1. 不需调速的机械

长期工作制、短时工作制和重复短时工作制的机械,应采用交流电机。仅在某些操作特别频繁、交流电动机在发热和起、制动特性不能满足要求时,才考虑直流电动机。只需

几级固定速度的机械,可采用多极交流电动机。

2. 需要调速的机械

(1)转速与功率之积。转速与功率之积受换向器换向能力限制,目前一般认为直流电动机该值最大为 $10^6 \text{kW} \cdot \text{r}/\text{min}$ 。因此,当接近或超过该值时,宜采用交流电动机。

(2)飞轮力矩。如表 4-1 所示,交、直流电动机的飞轮力矩 GD^2 差别较大,选用时要考虑。

(3)在环境恶劣场合,例如高温、多尘、多水气、易燃、易爆等场合,宜采用无换向器、无火花、易密闭的交流电动机。

表 4-1 交、直流电动机的飞轮力矩

功率/kW	转速/(r/min)	$GD^2/\text{kN} \cdot \text{m}^2$	
		交流	直流
9500	70/140	441	794
9000(交流) 2×4500(直流双电枢)	250/578	42	188

(4)交、直流电动机调速性能差不多,但交流电动机的 GD^2 小,响应速度要快一些。要获得同样的性能,交流调速系统比直流调速系统复杂,也要求较高的调整、维护水平。

对电动机结构型式的选择,可作如下考虑:①在采暖的干燥厂房中,采用开启式和防护式电机;在不采暖的干燥厂房或潮湿而无潮气凝结的厂房中,也采用开启式和防护式电机,但需要耐潮的绝缘;在特别潮湿的厂房中,由于空气中的水蒸汽经常饱和,并可能凝成水滴,需要用防滴式、防溅式或封闭式电动机,并带耐潮的绝缘。②在无导电灰尘的厂房中,若灰尘易除掉,且对电机无影响,可采用开启式或防护式电动机;若灰尘不易除掉且对绝缘有害,或灰尘等妨碍电机正常冷却时,宜采用封闭式电动机。此外,对于现场有腐蚀性蒸汽或气体,或可燃性液体的情况,要选用密闭式电动机或耐腐蚀绝缘的封闭式电动机,有时要采用防爆式电动机。安装在室外的电动机,要考虑潮气、水滴、雨水等对电动机内部的侵害。

4.4.1 直流电动机

直流电动机具有良好的调速特性,较大的起动转矩,相对功率大及快速响应等优点。尽管其结构复杂,成本较高,在机电控制系统中作为执行元件还是获得了广泛的应用。

直流伺服电动机按激磁方式可分为电磁式和永磁式两种。电磁式的磁场由激磁绕组产生;永磁式的磁场由永磁体(永久磁钢)产生。电磁式直流伺服电动机是一种目前已普遍使用的伺服电动机,特别是在大功率范围内(100W 以上)。永磁式直流伺服电动机由于有尺寸小、重量轻、效率高、出力大、结构简单,无需激磁等一系列优点而被越来越重视,目前产品尚限于较小的功率范围内。

电磁式直流伺服电动机国产系列产品 SZ 系列及 ZK 系列的部分产品技术数据摘录分别如表 4-2 及表 4-3 所示。

表 4-2 SZ 系列直流伺服电动机部分产品技术数据摘录

型号	磁激方式	额定电压/V	额定电流/A 不大于	额定功率/W	额定转矩 /N·m	额定转速 /(r/min)
36SZ01	并激	24	0.8	5	1.7×10^{-2}	3000 + 10%
45SZ60	他激	48	18.5	24	4.3×10^{-2}	4200 ± 10%
55SZ01	并激	24	1.9	20	6.6×10^{-2}	3000 ± 10%
70SZ58	并激	110	2.0	110	18.0×10^{-2}	6000 ± 10%
90SZ01	并激	110	0.8	46	30.0×10^{-2}	1500 + 10%
110SZ51	并激	110	3	185	120.0×10^{-2}	1500 ± 10%
110SZ59	并激	96	6.6	400	130.0×10^{-2}	3000 + 10%

表 4-3 ZK-32 型直流伺服电动机部分产品技术数据摘录

型号	激磁方式	额定电压 /V	额定电流 /A	额定功率 /W	额定转速 /(r/min)	转动惯量 /kg·m ²
ZK 32	并激	110	4.4	370	1000	1.325×10^{-2}
ZK-32	并激	220	2.7	450	1500	1.325×10^{-2}
ZK-32	并激	110	8.45	760	2500	1.325×10^{-2}
ZK-32	复激	220	8	1300	1500/4000	1.325×10^{-2}

1. 直流伺服电动机的转矩特性

图 4-13 为直流电动机工作原理图。对电枢回路, 有

$$U_c = E_a + I_c R_a \quad (4-28)$$

式中 U_c ——电枢绕组的控制电压(V);

I_c ——电枢绕组的控制电流(A);

R_a ——电枢绕组的总电阻(Ω);

E_a ——电枢绕组的反电势(V)。

$$E_a = C_E \varphi_e \Omega_m = K_E \Omega_m \quad (4-29)$$

式中 Ω_m ——电枢转速(rad/s);

φ_e ——激磁磁通, 同激磁电压 U_e 有关;

K_E ——电势常数。

$$K_E = C_E \varphi_e \quad (4-30)$$

式中 C_E ——电动机的电势系数, 只与电动机本身结构有关。

电动机的转矩为

$$M_m = C_M \varphi_e I_c = K_M \cdot I_c \quad (4-31)$$

式中 K_M ——转矩常数。

$$K_M = C_M \cdot \varphi_e \quad (4-32)$$

式中 C_M ——电动机的转矩系数, 只与电动机本身结构有关。

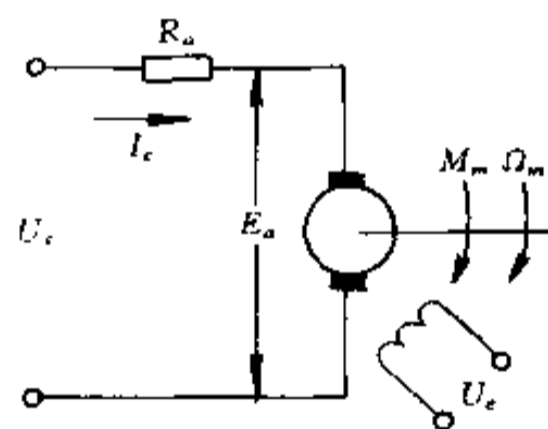


图 4-13 直流伺服电动机工作原理图

代入

$$I_c = \frac{U_c - E_a}{R_a} = \frac{U_c - K_E \Omega_m}{R_a} \quad (4-33)$$

则式(4-31)为

$$M_m = \frac{K_M}{R_a} U_c - \frac{K_M K_E}{R_a} \Omega_m \quad (4-34)$$

令 α 为信号系数,且

$$\alpha = \frac{U_c}{U_e}$$

则上式为

$$M_m = \alpha \cdot \frac{K_M U_e}{R_a} - \frac{K_M K_E}{R_a} \Omega_m \quad (4-35)$$

此式即为直流伺服电动机的转矩—转速特性式。当 $\alpha = 1$ 时, $U_c = U_e$, 可画出转矩—转速特性曲线如图 4-14 所示。

由图可见, $\Omega_m = 0$ 时, 电动机为堵转状态或起动力状态, 此时

$$M_m = \frac{K_M U_e}{R_a} = M_s \quad (4-36)$$

称 M_s 为 $\alpha = 1$ 时的堵转转矩(起动力矩)。

又 $M_m = 0$ 时, 电动机为空载状态, 此时

$$\Omega_m = \frac{U_c}{K_E} = \Omega_0 \quad (4-37)$$

称 Ω_0 为 $\alpha = 1$ 时的空载转速。

若令 f 为电动机的阻尼系数, 且

$$f = \frac{K_M \cdot K_E}{R_a} \quad (4-38)$$

则电动机的转矩—转速特性式可简写为

$$M_m = \alpha M_s - f \Omega_m \quad (4-39)$$

由图 4-14 可见, 转矩—转速特性曲线随 α 的不同而成为一族具有相同斜率的直线。

由于总传动比为

$$i_t = \frac{\Omega_m}{\Omega_L} \quad (4-40)$$

故上式可写为

$$M_m = \alpha M_s - f \Omega_L i_t \quad (4-41)$$

式中 Ω_L —— 负载的转速(rad/s)。

此式称为直流伺服电动机的转矩特性(以 i_t 为自变量)。转矩特性曲线 $M_m - i_t$ 如图 4-15 所示。

电动机的选择, 首先要满足负载所需要的瞬时转矩和转速。从偏于安全的意义上讲, 就是能够提供克服峰值负载所需要的功率。其次, 当电动机的工作周期可以与其发热时间常数相比较时, 必须考虑电动机的热定额问题。通常用负载的均方根功率作为确定电

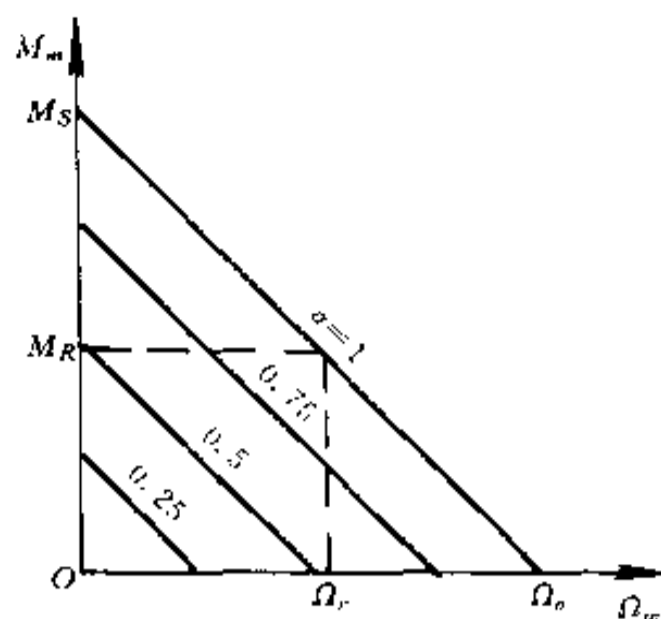


图 4-14 直流伺服电动机转矩-转速特性曲线

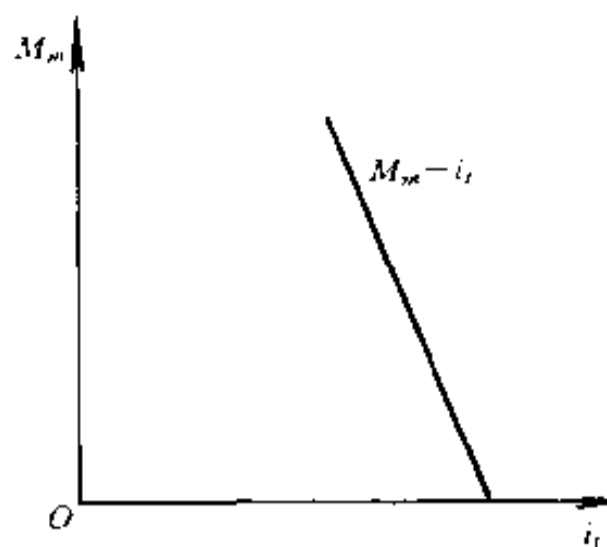


图 4-15 直流伺服电动机转矩特性曲线

电动机发热功率的基础。

若电动机在峰值力矩下,以峰值转速不断地驱动负载,则电动机功率可按下式估算:

$$P_m \approx (1.5 \sim 2.5) \frac{M_{L,P} \Omega_{L,P}}{\eta} \quad (4-42)$$

式中 P_m ——电动机估算功率(W);

$M_{L,P}$ ——负载峰值力矩(N·m);

$\Omega_{L,P}$ ——负载峰值转速(rad/s);

η ——传动装置的效率,初步估算时取 $\eta = 0.7 \sim 0.9$ 。

若电动机长期连续地工作在变载荷之下时,比较合理的是按负载均方根功率来估算电机功率:

$$P_m \approx (1.5 \sim 2.5) \frac{M_{L,r} \Omega_{L,r}}{\eta} \quad (4-43)$$

式中 $M_{L,r}$ ——负载均方根力矩(N·m);

$\Omega_{L,r}$ ——负载均方根转速(rad/s)。

2. 驱动电路

一个驱动系统性能的好坏,不仅取决于电机本身的特性,而且还取决于驱动电路的性能以及两者之间的相互配合。对驱动电路一般要求频带宽、效率高、能量能回授等。目前广泛采用的直流伺服电机的晶体管驱动电路有线性直流伺服放大器和脉宽调制放大器(PWM)。一般,宽频带低功率系统选用线性放大器(小于几百瓦),而脉宽调制放大器常用在较大的系统中,尤其是那些要求在低速和大转矩下连续运行的场合。

(1) 线性直流伺服放大器

线性伺服放大器通常由线性放大元件(例如运算放大器)和功率输出级组成,它的输出电流比例于控制信号。功率输出级有两种基本形式,图 4-16 为互补式,图 4-17 为线性桥式输出级。

为能向电动机供给两种极性的电压与电流,使电机正转和反转运行,互补式输出级使用正负两个电源。线性桥式输出级只需要单个电源。当 V_1, V_4 导通时,对电机正向供电;当 V_2, V_3 导通时对电机反向供电。为消除电机快速变化时自感电势和反电势击穿晶体管,在功率晶体管上都跨接了续流二极管。互补电路形式上比较简单,但需要两个电

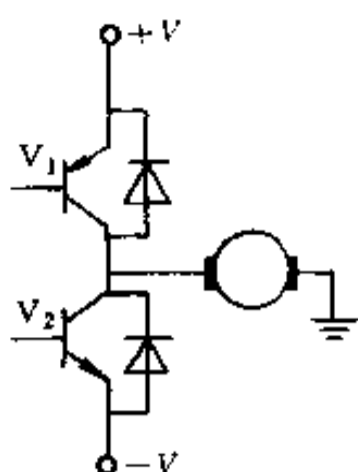


图 4-16 互补式输出级

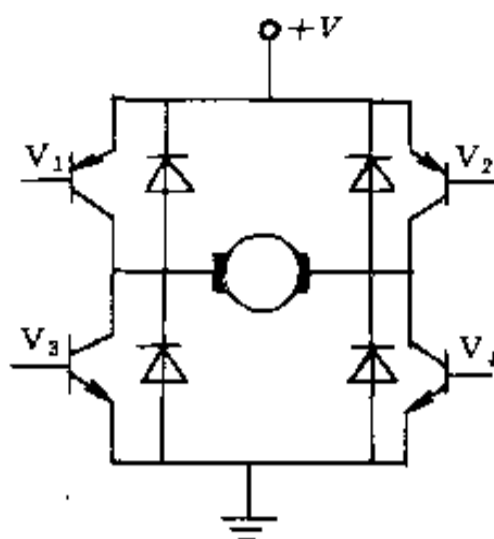


图 4-17 线性桥式输出级

源,而且功率晶体管的额定电压必须大于两个外加电源之和,对于桥式电路,功率晶体管的额定电压为电源电压。

这类伺服放大器本身的功率消耗较大,适用于功率比较小、电枢具有较高阻抗的情况。

(2) 脉宽调制放大器

PWM 放大器的优点是功率管工作在开关状态,管耗小。它的基本原理是:利用大功率晶体管的开关作用,将直流电源电压转换成一定频率(例如 2000Hz)的方波电压,加在直流电动机的电枢上,通过对方波脉冲宽度的控制,改变电枢的平均电压,从而调节电机的转速。即“脉宽调制”的原理,其原理方框图如图 4-18 所示。锯齿波发生器的输出电压 V_A 和直流控制信号 V_{IN} 进行比较。同时,在比较器的输入端还加入一个调零电压 V_0 ,当控制电压 V_{IN} 为零时,调节 V_0 使比较器的输出电压为正、负脉冲宽度相等的方波信号,如图 4-19(a)所示。当控制信号 V_{IN} 为正或负时,比较器输入端处的锯齿波相应地上移或下移,比较器的输出脉冲也随着相应改变,实现了脉宽调制,如图 4-19(b)、(c)所示。

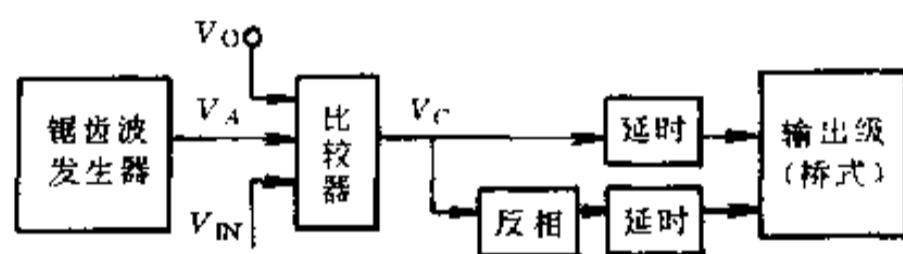


图 4-18 PWM 放大器原理图

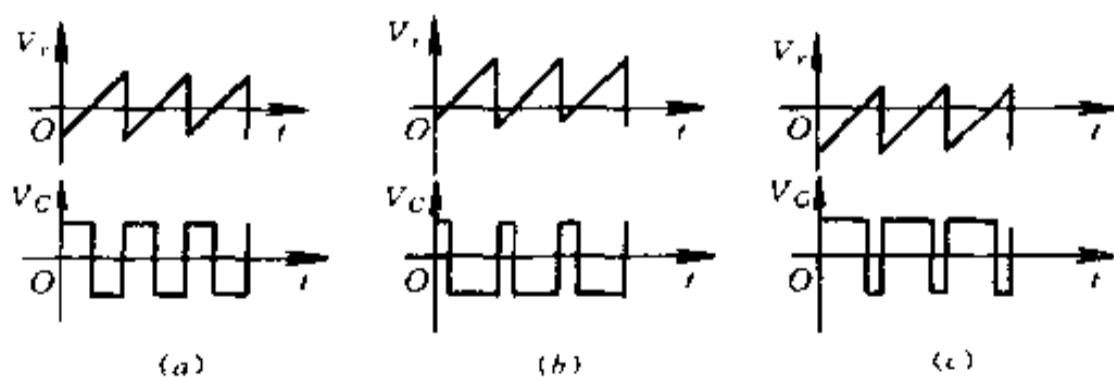


图 4-19 锯齿波脉宽调制器波形图

(a)控制电压为零;(b)控制电压为正;(c)控制电压为负。

若输出级为桥式电路,比较器的输出应分成相位相反的两路信号,去控制桥式电路(参见图 4-17)中的 V_1 、 V_4 和 V_2 、 V_3 两组晶体管的基极。为防止 V_1 、 V_4 未断开, V_2 、 V_3

就导通,造成桥臂短路,在线路中还加有延时电路。图 4-20 为 PWM 放大器电路原理图。图左下方是由晶体管和单结晶体管 BT31 等组成的锯齿波发生器,其上方由运算放大器 $\mu A741$ 组成的电路为比较器。晶体管 V_7 及 V_{11} 、 V_{10} 组成的电路起反相和延时作用, V_7 、 V_{10} 基极连接的电容用来调节延时时间。输出级采用桥式电路。为了增加电流放大倍数,采用了复合管的形式,如 V_6 、 V_5 、 V_1 。晶体管型号选择如下: V_1 、 V_2 为 3AD11; V_3 、 V_4 为 3DD7C; V_5 、 V_8 为 3DA1C; V_6 、 V_9 为 3CG2E,其余为 3DG6D。续流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 为 2CP33。

目前已有 PWM 专用集成电路,如 SG1731。

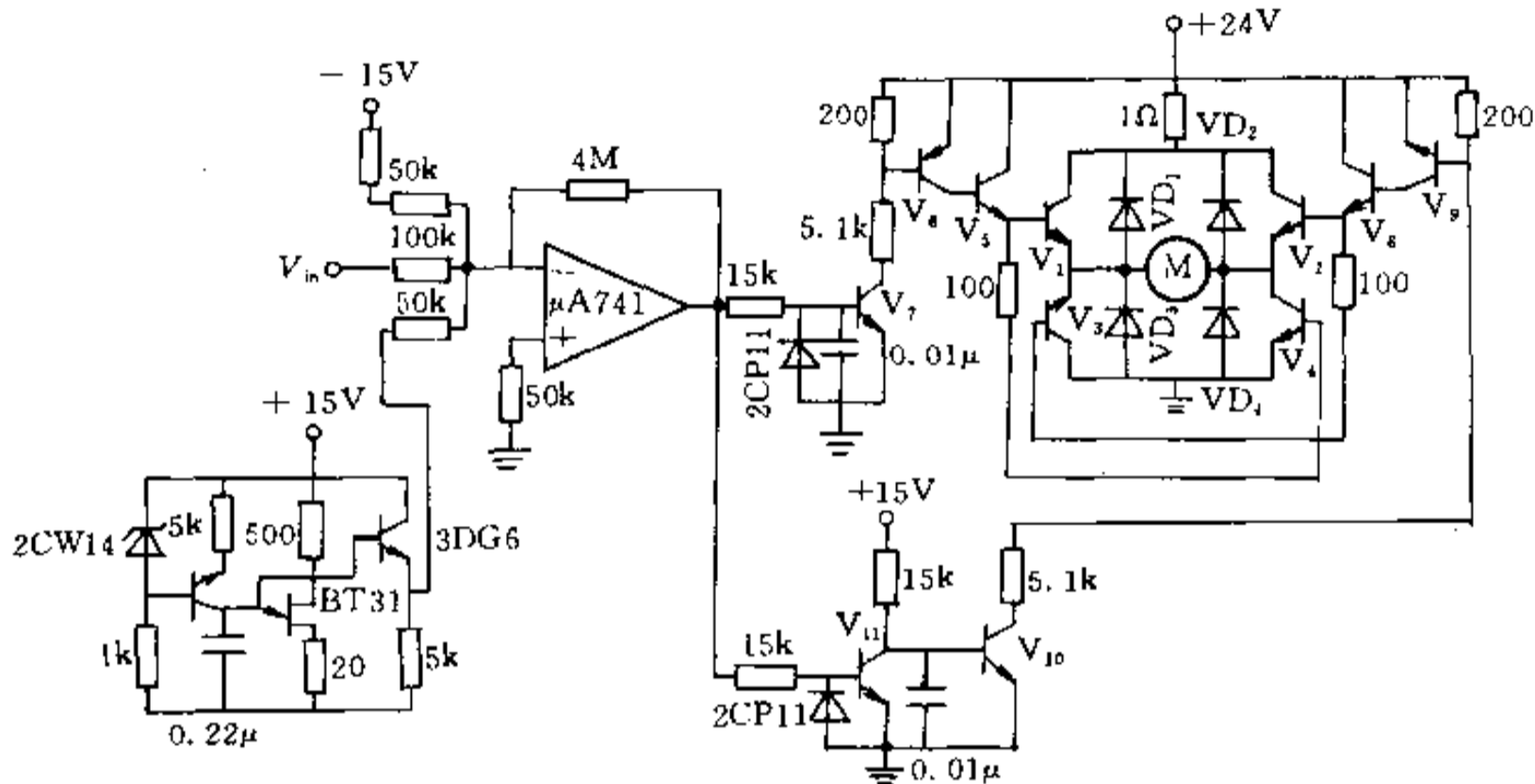


图 4-20 PWM 放大器电路图

4.4.2 交流电动机

交流电动机结构简单,运行可靠,在单机容量、供电电压、速度极限方面均优于直流电动机。

随着电力电子器件、微电子技术、电动机和控制理论的发展,交流电动机调速传动系统近年来也有了很大的发展。例如,电磁调速异步电动机,晶闸管低同步串级调速装置,变压调速系统获得了广泛应用;用晶闸管、大功率晶体管逆变器组成的,容量从几十到几百千瓦的异步电动机变频调速系统已投入工业运行;已具备制造几千千瓦无换向器电动机的能力;微型计算机、矢量变换控制技术在高性能交流传动系统应用中取得了根本性突破等等。此外,历来以恒速传动的风机、泵类负载,从节约电能的需要出发,已大量采用交流调速传动;传统上采用直流调速传动的轧钢、造纸、提升机械以及加工机床、机器人所用的伺服系统等,也用高性能交流调速代替直流调速。应用逆变器的高性能交流传动必将成为调速传动的主流。

普通交流伺服电动机常用的转子绕组有鼠笼转子和空心杯转子两种。

鼠笼转子交流伺服电动机的优点是单位输入功率具有的起动转矩较大,激磁电流较小,在相同性能指标时,体积和重量要比空心杯转子交流伺服电动机来得小,转子机械强度高,能在较恶劣的条件下可靠地工作。缺点是转子转动惯量较大,低速运行时也不够平

稳。

空心杯转子交流伺服电动机的优点是转子转动惯量小,转矩波动小,运转平衡,噪音小。缺点是激磁电流较大,体积和重量也较大,转子机械强度较差。

与普通直流伺服电动机相比较,普通交流伺服电动机的特点是:它不需要电刷和换向器,因而避免了由于存在电刷和换向器而引起的一系列弊病。此外,它的转动惯量、体积和重量一般来说也较小。缺点是:输出功率和转矩较小;转矩特性和调节特性的线性度不及直流伺服电动机好;其效率也较直流伺服电动机为低。

表 4-4 是应用最广泛的鼠笼转子 SL 系列交流伺服电动机部分产品技术数据摘录。

表 4-4 SL 系列交流伺服电动机部分产品技术数据摘录

机座号	型号	相数	频率 /Hz	激磁电压 /V	控制电压 /V	输出功率 /W 不小于	堵转转矩 /N·m	空载转速 /(r/min) 不小于	机电时间常数/ms 不大于
12	12SL01	4	400	26	26	0.16	6×10^{-4}	9000	0.002
20	20SL05	4	400	36	36	0.32	1.2×10^{-3}	9000	0.002
28	28SL02	6	400	115	115	1	5.0×10^{-3}	6000	0.002
35	35SL05	4	400	115	115	2	7.0×10^{-3}	9000	0.035
36	36SL06	4	400	110	36	2	7.0×10^{-3}	9000	0.035
45	45SL02	8	400	115	115	2.5	1.70×10^{-2}	4800	0.020
55	55SL60	2	50	220	110	6.3	7.20×10^{-2}	2700	0.020
70	70SL56	2	50	220	110	10	0.1200	2700	0.020
90	90SL54	2	50	110	110	25	0.3000	2700	0.030

1. 交流伺服电动机的转矩—转速特性

普通异步电动机的转矩—转速曲线如图 4-21 中曲线 1 所示,而伺服电动机由于转子电阻大,它的转矩—转速曲线如图 4-21 中曲线 2 所示。下面讨论一下交流伺服电动机的输出转矩特性。

我们仿照直流伺服电动机,将交流伺服电动机的输出转矩归纳为如下形式:

$$M_m = M_{sa} - f_a \cdot \Omega_m \quad (4-44)$$

式中 M_m ——电动机输出转矩(N·m);

Ω_m ——电动机转子转速(rad/s);

M_{sa} ——信号系数为 α 时的堵转转矩(N·m)。

$$M_{sa} = \alpha M_s \quad (4-45)$$

M_s 为 $\alpha = 1$ 时的堵转转矩(产品目录值);信号系数为 α 时的电动机阻尼系数 f_a (N·m·s) 为

$$f_a = \frac{(\alpha^2 + 1)}{2} f \quad (4-46)$$

f 为 $\alpha = 1$ 时的电动机阻尼系数

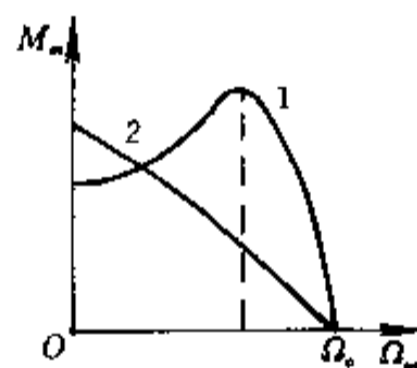


图 4-21 异步电动机转矩—转速特性曲线

$$f = \frac{M_s}{\Omega_0} \quad (4-47)$$

Ω_0 为 $\alpha = 1$ 的空载转速

$$\Omega_0 = 0.105n_0 \quad (4-48)$$

n_0 为产品目录上的空载转速值(r/min)。

综合以上各值,式(4-44)为

$$M_m = \alpha M_s - \frac{(\alpha^2 + 1)M_s}{2\Omega_0} \cdot \Omega_m \quad (4-49)$$

式(4-49)为交流伺服电动机的转矩—转速特性。其对应的曲线如图 4-22 所示。从图可见,它们可以视为一族随 α 不同而具有不同负斜率的直线(实际是虚线所示曲线,但理论和实验都表明,它与直线很接近)。

2. 交流电动机的调速

以三相感应电动机为例,谈谈调速问题。当三相交流电动机的三相对称绕组 A、B、C 中通以三相正弦平衡交流电时,在电机的气隙中产生旋转磁场,旋转同步转速为

$$n_0 = \frac{60f}{p} \quad (4-50)$$

由于电磁感应作用,电机转子转速为

$$n = \frac{60f}{p}(1 - s) \quad (4-51)$$

式中 p ——定子极对数;

f ——供电电源频率(Hz);

s ——转差率。

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} \quad (4-52)$$

因此,交流电动机有三种基本调速方式:

- (1)改变极对数 p ;
- (2)调节转差率 s ;
- (3)改变供电电源频率 f 。

在工程实际中,调速方法很多。例如,变换异步电动机绕组极数,从而改变同步转速而进行调速的称为变极调速;在转子外电路上接入可变电阻改变电动机转差率实现调速

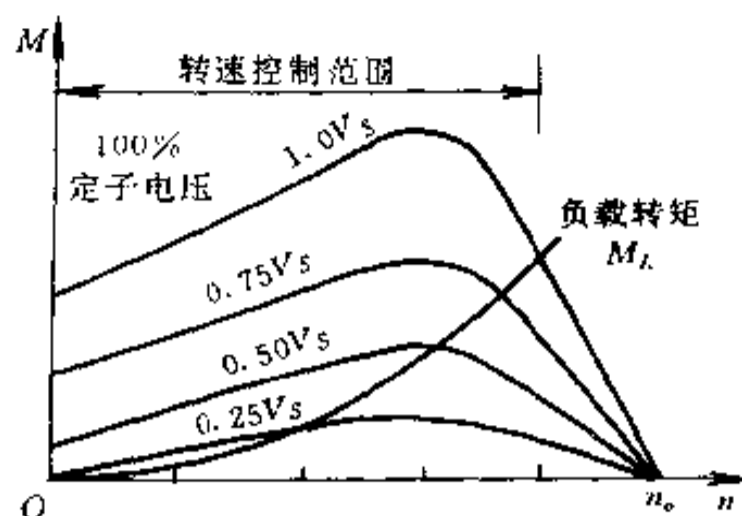
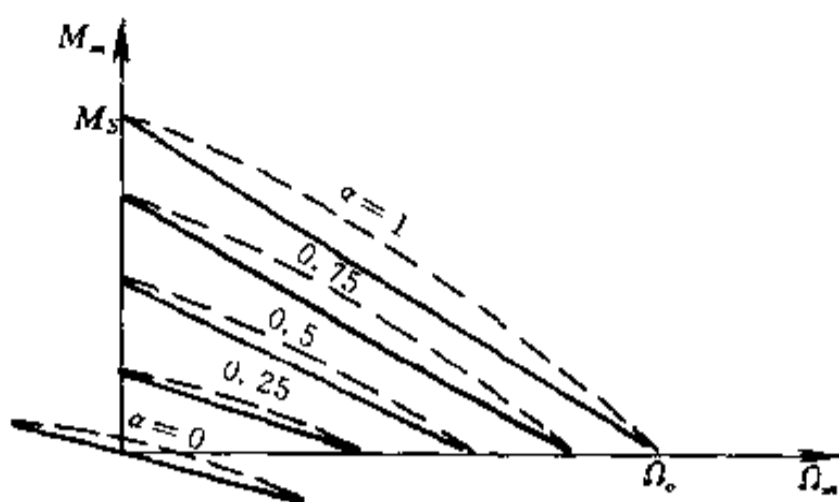


图 4-22 交流伺服电动机转矩—转速特性曲线 图 4-23 改变定子电压的转矩—转速特性曲线
应的角位移或线位移的执行元件。每外加一个脉冲信号,它就运动一步,故称之为步进电机。

使用步进电机的机电系统,有几个明显的特点:直接实现数字控制,且控制性能好;通过采用开环方式对位置或速度进行控制;位置误差不会积累;步进电机具有自锁能力(变磁阻式)和保持转矩(永磁式)。

根据结构和工作原理的不同,步进电机可分为永磁式、变磁阻式以及混合式三种。

永磁式步进电机的转子由一对或多对极的星形永久磁铁组成,定子极上相应有两相或多相控制绕组。当相绕组通电后,定子和转子磁极之间将产生吸引力及相斥力。转子在这些磁力作用下产生转动,这类电机效率高,造价便宜,步距角一般为 $7.5^\circ \sim 18^\circ$ 之间。

变磁阻式(亦称反应式)步进电机的定子和转子均由铁心组成。定子有若干对磁极,磁极上有控制绕组。在转子的圆柱上有均匀分布的小齿,依靠磁场吸力的作用,转子向定子与转子间磁阻最小的位置转动。这类步进电机结构简单,但转子阻尼差,噪声大,一般步距角在 $1.5^\circ \sim 15^\circ$ 之间。

混合式步进电机的定子结构与变磁阻式相似,磁极上有控制绕组。转子由环形永久磁铁且两端罩上两段帽式铁心构成。这两段铁心也带有均匀分布的小齿,但两者的装配位置从轴向看上去错开半个齿距。这种步进电机的步距角在 $0.9^\circ \sim 3.6^\circ$ 之间。混合式步进电机组合了永磁式和变磁阻式电机的特点。

1. 步进电机的运行性能

(1) 步距角和静态步距误差

步距角是指步进电机在一个电脉冲作用下(即一拍),转子所转过的角位移,也称为步距,由下式计算:

$$\theta_s = \frac{360^\circ}{mZ_r C} \quad (4-53)$$

式中 θ_s ——步进电动机的步距角;

m ——控制绕组的相数;

Z_r ——转子的齿数;

C ——状态系数。

例如采用单三拍或双三拍通电方式运行时, $C = 1$;而采用单、双六拍通电方式运行时, $C = 2$ 。

从理论上讲,每一个脉冲信号应使电机的转子转过同样的步距角。实际上,由于定、转子的齿距分度不均匀,定、转子之间的气隙不均匀或铁心分段时的错位误差等,使实际步距角和理论步距角之间存在偏差,称为静态步距角误差。它将直接影响到角度控制时的角度误差,也影响到速度控制时的角度误差,还影响到速度控制时转子瞬时转速的稳定度大小。

(2) 静特性

步进电动机的静特性,是指稳定状态时的特性,包括静转矩、矩角特性及静态稳定区等。当步进电动机得到连续控制脉冲时,各相绕组按预定通电方式轮流通电,转子便一步步转动。当控制脉冲停止时,某些相绕组仍通入恒定不变的电流,这时转子将固定于最后一步的位置上保持不动,称为静止状态。

静止状态下,转子的转矩与转角之间的关系,称为矩角特性。这时的转矩称为静转矩。转角是指转子偏离零位后的角度,通常称失调角。通电相定子齿与转子齿对齐(或者说齿中心线重合)的位置,称为零位。因此,矩角特性表示步进电机的静转矩与失调角之间的关系。若转子一个齿距所对应的电角度为 360° ,则矩角特性如图 4-24 所示。从图可见,当失调角 $\theta = -90^\circ$ 时,有最大静转矩 M_{\max} ,它是步进电机的重要技术数据之一。在应用步进电机时,电机的最大静转矩应是电机轴上负载转矩的 2~3 倍,由步进电动机的矩角特性可知,当失调角 θ 在 $-\pi$ 到 $+\pi$ (即相当于 $\pm \frac{1}{2}$ 齿距)的范围内时,若去掉负载,则转子仍能回到初始稳定平衡位置。

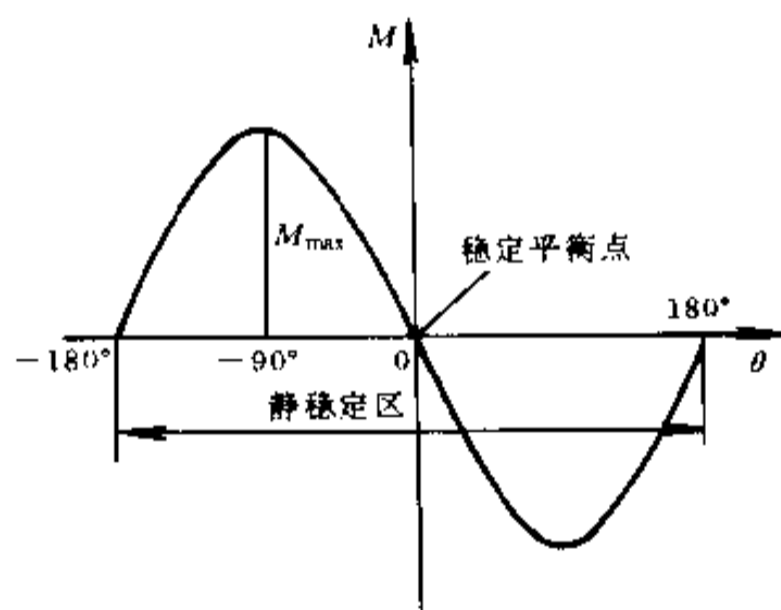


图 4-24 步进电机矩角特性图

因此, $-\pi < \theta < \pi$ 的区域称为步进电动机的静态稳定区。

(3) 动特性

步进电动机运行,总是在电气和机械过渡过程中进行的,因此,对它的动特性有很高的要求,动特性将直接影响到系统的快速响应及工作的可靠性;它不仅与电机的性能和负载性质有关,还和电源的特性及通电方式有关。其中有些因素还是属于非线性的,要进行精确分析较为困难。下面仅对有关问题作定性说明。

① 步进运行状态时的动特性

若控制绕组通电脉冲的时间间隔大于步进电动机机电过渡过程时间,这时电动机为步进运行状态。即电脉冲由 A 相控制绕组切换到 B 相控制绕组时,转子将转过一个步距

角 θ_s , 但整个过程将是一个振荡过程, 如图 4-25 所示。

由自动控制理论可知, 这个振荡过程同系统阻尼比 ζ 有关。当 $\zeta=0$ 时, 步进电机将运行在等幅振荡状态。通常, 在功率步进电机的转子上, 都装有机电阻尼器, 可以调整阻尼的大小。

②连续运行时的动特性

控制绕组的电脉冲频率增高, 相应的时间间隔也减小, 以至会小于电机机电过渡过程所需的时间。从图 4-25 可见, 若电脉冲的时间间隔小于 t_1 , 则转子转动将形成连续运行状态。

实际上, 步进电动机大都是在连续运行状态下工作的, 这时电动机所产生的转矩称为动态转矩。动特性有矩频特性、动稳定区、工作频率等。

矩频特性表示步进电机的最大动态转矩和脉冲频率的关系, 如图 4-26 所示。由图可见, 步进电动机的最大动态转矩将小于最大静转矩, 并随着频率的升高而降低。在步进电机运行时, 对应于某一频率, 只有当负载转矩小于它在该频率的最大动态转矩时, 电动机才能正常运转。因此, 要尽量提高步进电动机的矩频特性。

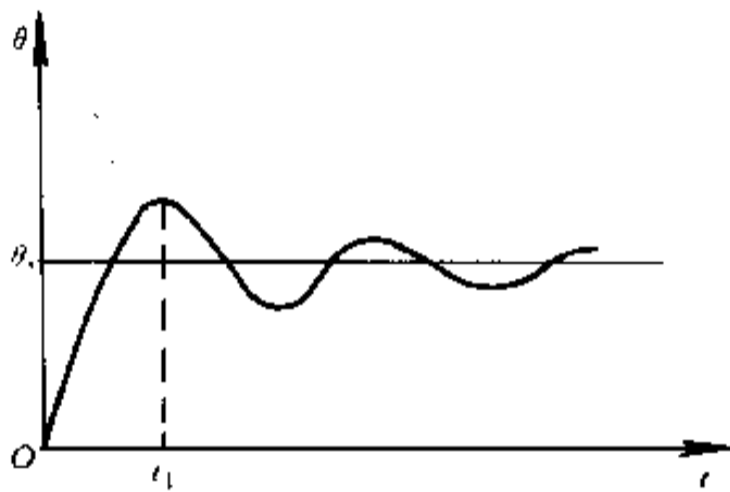


图 4-25 步进电机运行特性图

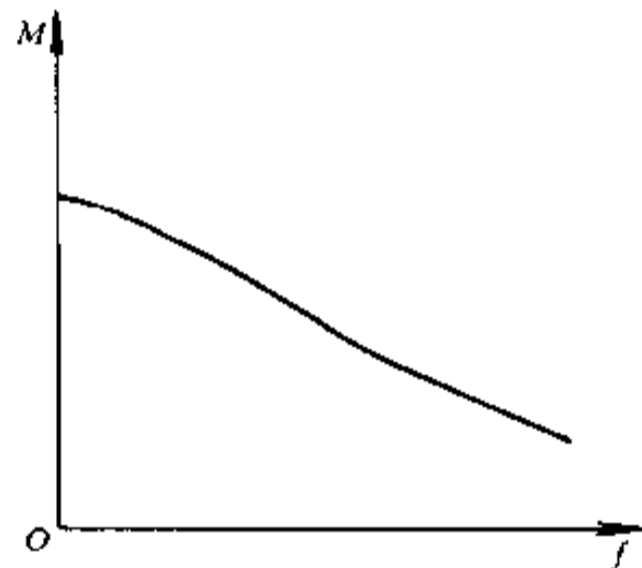


图 4-26 步进电机矩频特性曲线

动稳定区是指步进电动机从一种通电状态切换到另一种通电状态时, 不至引起失步的区域。图 4-27 是动稳定区的示意图。由图可见, 当控制绕组处于切换通电状态时, 其动态稳定区用失调角 θ 来表示, 写为

$$-\pi + \theta_w < \theta < \pi + \theta_w \tag{4-54}$$

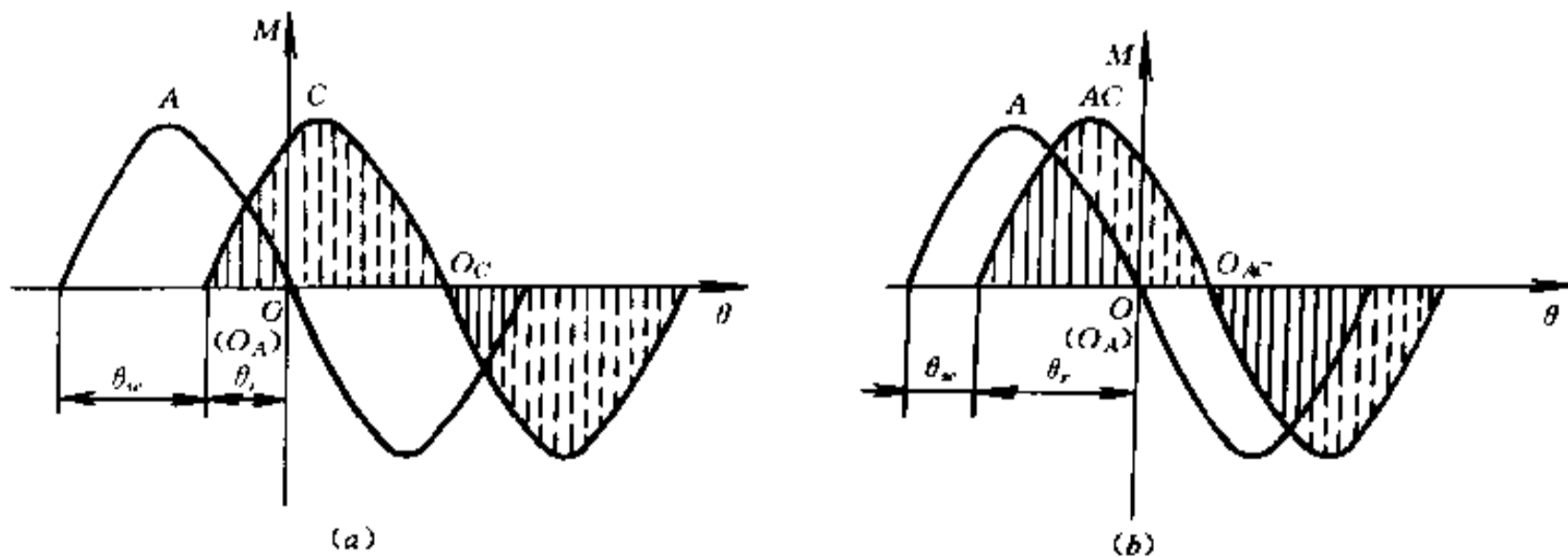


图 4-27 步进电机动稳定区示意图
(a)单三拍运行方式;(b)三相六拍运行方式。

式中 θ ——用由角度表示的步距角大小。

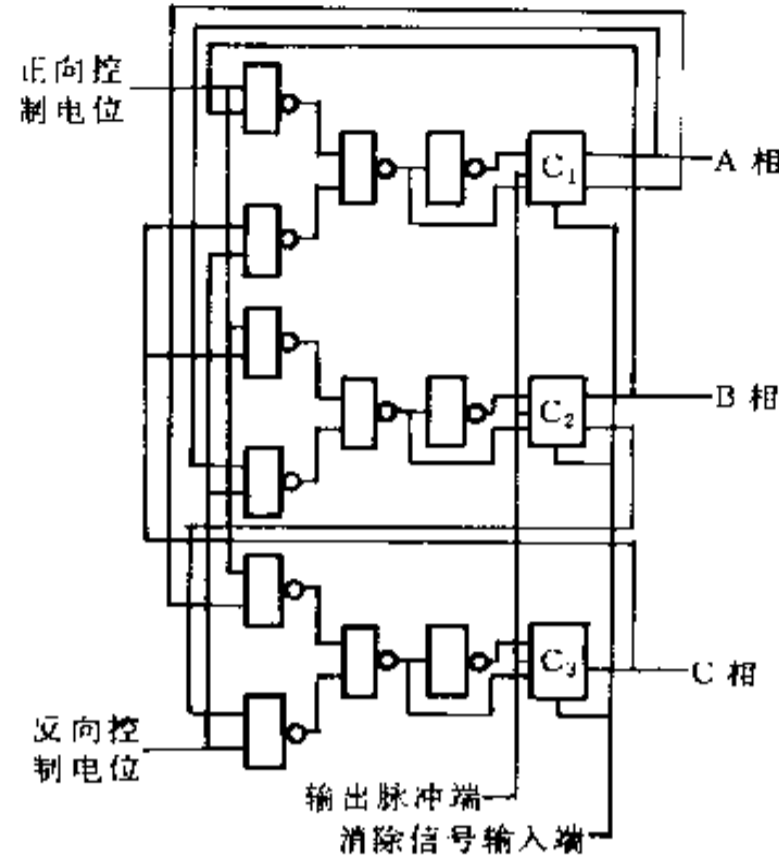


图 4-29 三相六拍脉冲分配器

脉冲分配器集成电路有 CH250、PMM8713 等。采用专用集成电路有利于降低系统成本和提高系统的可靠性,而且使用维护方便。图 4-30 为三相步进电机脉冲分配器集成电路 CH250 管脚功能图。A、B、C 为三个输出端,外接功率放大器后再驱动步进电机。CH250 可输出双三拍、三相六拍脉冲信号,由复位端 R_3 、 R_6 选择,正向脉冲为复位信号。正反转由相应的 J_{3R} 、 J_{3L} 、 J_{6R} 、 J_{6L} 端选择,高电平为选中信号。CP、EN 端都可以输入时钟脉冲信号,当 EN 端为高电平时,CP 端输入的时钟脉冲上升沿起作用;当 CP 端为低电平时,从 EN 端输入的时钟脉冲下降沿起作用。

图 4-31 是采用脉冲分配器专用集成电路 PMM8713 的实例,设定在双四拍工作方式。电机的转速由端子 C_K 的脉冲输入频率决定,正、反转切换是由 U/D 端子取“1”还是取“0”来决定(电机的正、反转也可以采用脉冲控制的方法通过 C_U 和 C_D 端子来进行。 C_U 端输入的脉冲使电机正转, C_D 端输入的脉冲使电机反转,此时 C_K 和 U/D 端同时接地)。

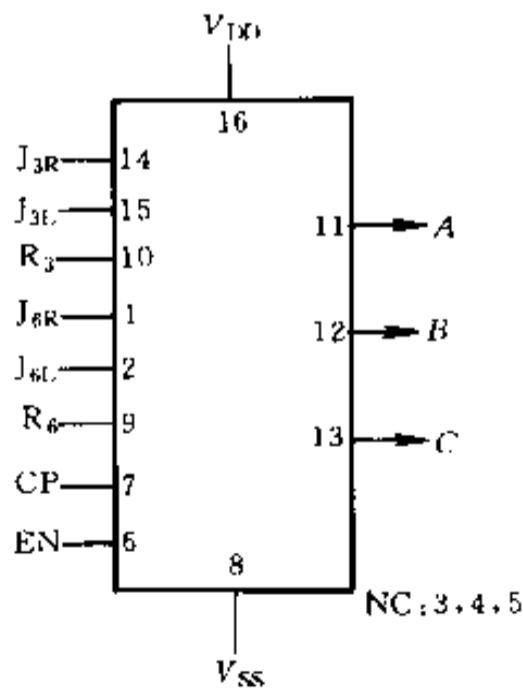


图 4-30 脉冲分配器专用芯片

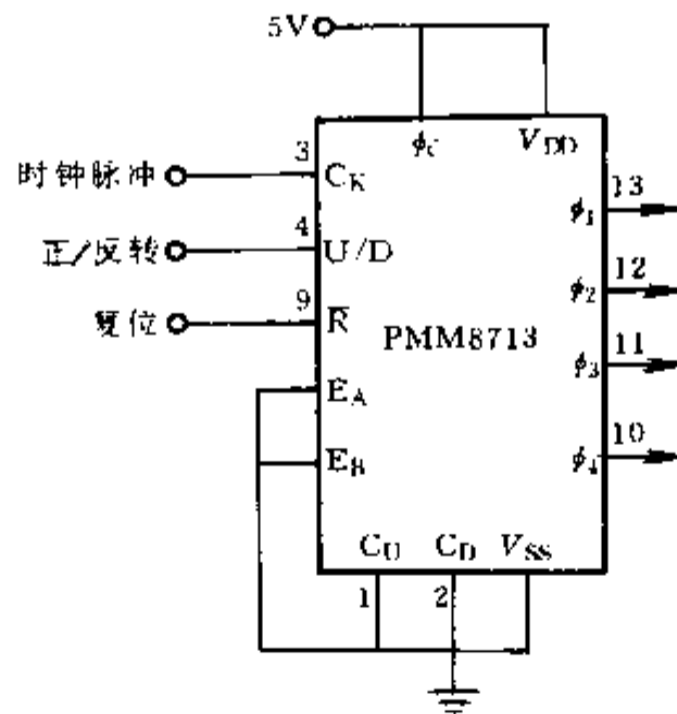


图 4-31 脉冲分配器专用芯片应用

φ_c 端是为切换电机相数用的控制端,三相电机时 $\varphi_c = "0"$,四相电机时 $\varphi_c = "1"$ 。 $\varphi_1 \sim \varphi_4$ 为脉冲输出端去连接驱动电路。 E_A 、 E_B 为励磁方式选择用,1~2 相励磁时, $E_A = E_B = "1"$;2 相励磁时, $E_A = E_B = "0"$;1 相励磁时,其中一端为“1”,一端为“0”; \bar{R} 为复位端, $\bar{R} = "0"$ 时, $\varphi_1 \sim \varphi_4$ 均为“1”状态,此时步进电机锁住不动。

微机控制步进电机的方案很多。一类是用软件来实现脉冲分配器功能,由并行口送励磁信号去控制驱动电路。这类方案实现分配器功能灵活,但微机负担加重。另一类是微机和专用集成芯片组成控制系统,可以减轻微机的负担,组成多功能的步进电机驱动电路。图 4-32 是采用 PMM8713、可编程计数器 8253 及并行接口等组成的全数字控制方式的原理图。

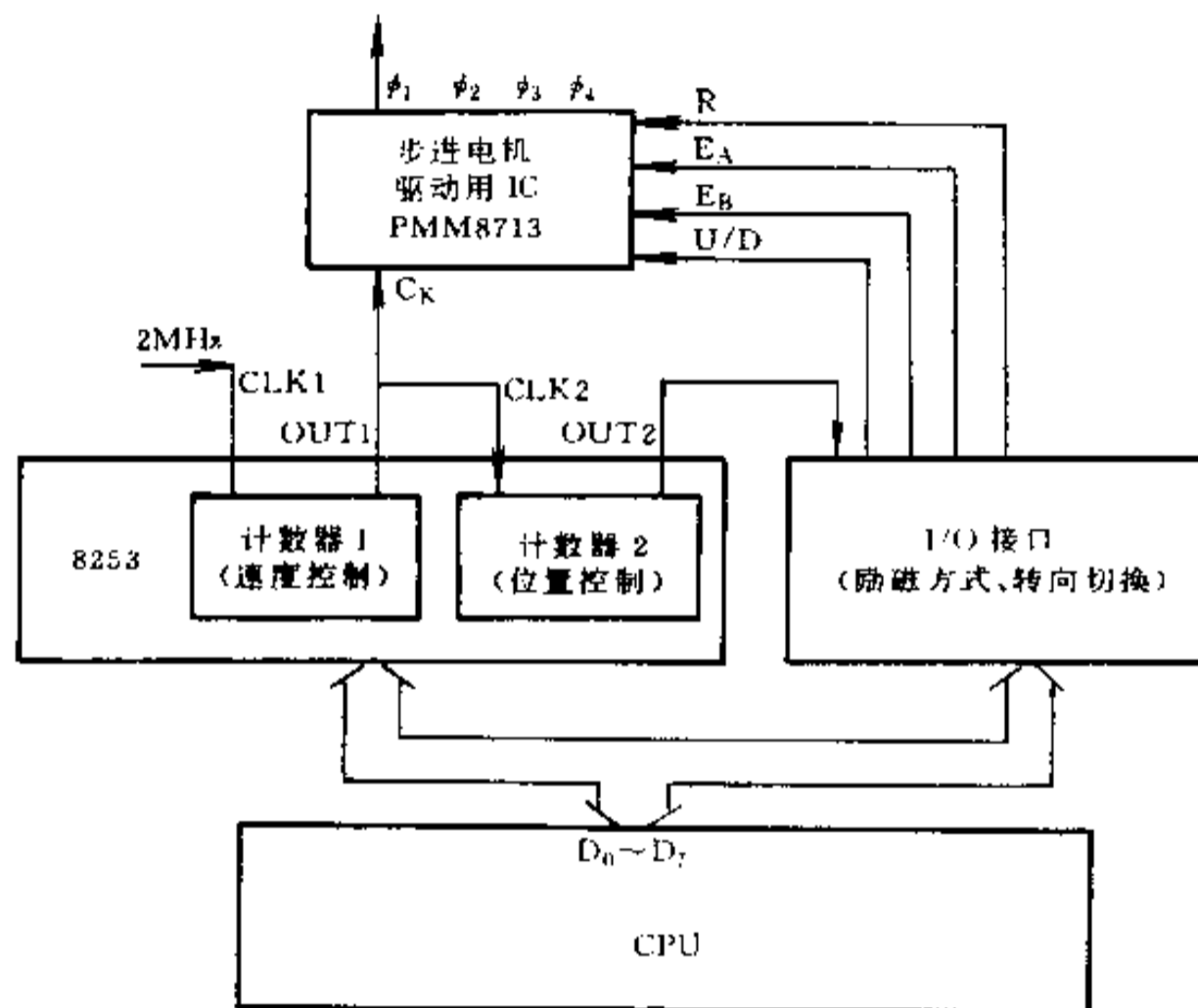


图 4-32 步进电机微机控制系统原理图

8253 中的两个计数器用来进行速度和位置控制。通过改变计数器 1 的时间常数,改变加到 PMM8713 C_K 端的脉冲频率,具有控制步进电机速度的作用。计数器 2 用来统计加到 C_K 端脉冲数,作为位置控制计数器。由并行口 4 位输出接到 PMM8713 的 \bar{R} 、 E_A 、 E_B 、 U/D 。因此,可以随意控制电机的转向、运行/停止及改变励磁方式等。改变脉冲频率的过程是,当计数器 2 的计数值到达内部寄存器的设置值时,输出的脉冲通过接口向 CPU 申请中断,CPU 一旦响应,就进入中断处理。在中断服务程序中,改写计数器 1 的时间常数,就可以改变 C_K 端的脉冲频率。于是,在这一控制系统中,CPU 每中断一次,步进电机的脉冲频率就改变一次,以实现电机的速度控制。计数器 2 所计的脉冲数值可以用来计算步进电机的旋转角。因此,在此值等于设定位置角的时候,使接至并行接口的 \bar{R} 端逻辑电平变低,就能够控制位置。

(2) 功率驱动器

功率驱动电路即功率放大电路,简称驱动电路。步进电动机的驱动电路形式很多,下面简述几种。

单电压型驱动电路,如图 4-33 所示。控制信号经过放大加到开关管的基极、控制相绕组的导通与截止。电阻 R 与电机绕组串联,减小了电路的时间常数,但却在电阻上增加了功率消耗。二极管 VD 和电阻 R_f 构成相电流释放回路,以避免在切断开关晶体管时在绕组两端出现很大的感应电压。这种电路适用于驱动小型步进电机。

高低压驱动电路,如图 4-34 所示。电路中有两种电源电压,接通或截止相电流时使用高电压;继续励磁期间使用低电压,把电流维持在额定值上。开始激励绕组时,两只晶体管 V_1 和 V_2 导通,此时高压加到相绕组上,电流迅速上升。经过很短时间, V_2 截止,电机绕组由低压 V_L 供电,当控制信号消失后, V_1 也关断,电机绕组的能量通过 $D_1-V_H-V_L-D_2$ 进行释放。此电路具有功耗小、效率高的优点,而且使步进电机的起动频率和最高运行频率大为提高。

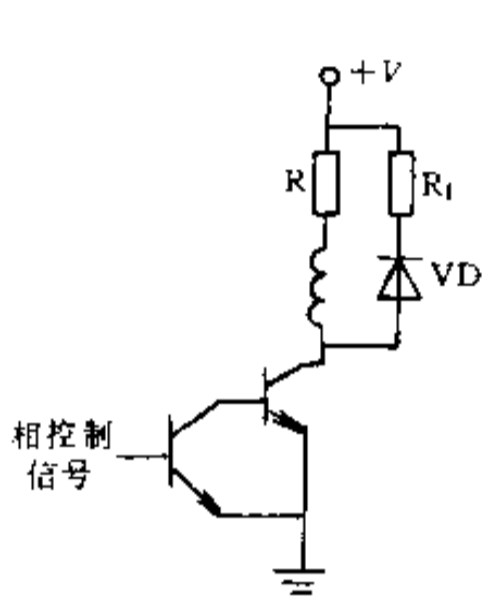


图 4-33 单电压型驱动电路

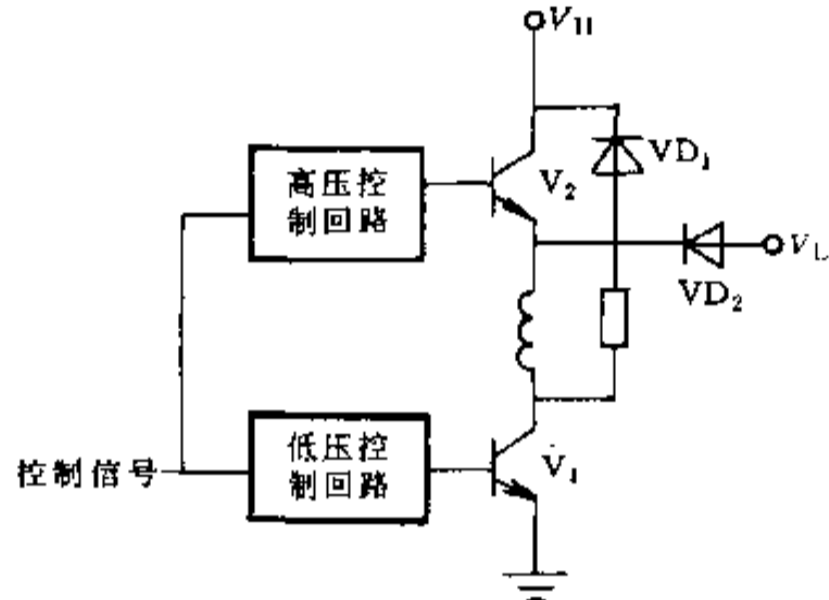


图 4-34 高低压驱动电路

单压斩波电路,如图 4-35 所示。它的特点是通过电流反馈到斩波回路,使控制绕组电流维持在额定值附近。线路串联的检测电阻很小,运行性能好,效率高。

细分驱动是把步进电机的步距角减小,把原来的一步再细分若干;这样步进电机的运动近似地变为匀速运动,并能使它在任何位置停步。采用这种线路可以大大改善步进电机的低频特性。

为了实现细分驱动目的,步进电机绕组用阶梯电流波供电,如图 4-36 所示。它是三相六拍四细分的波形图。

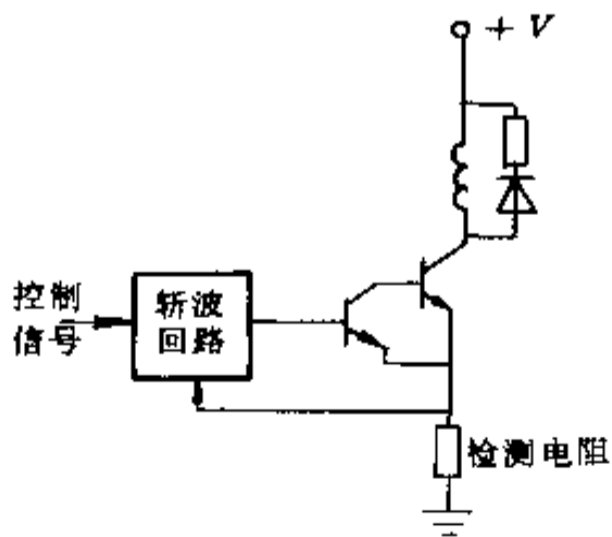


图 4-35 单压斩波电路

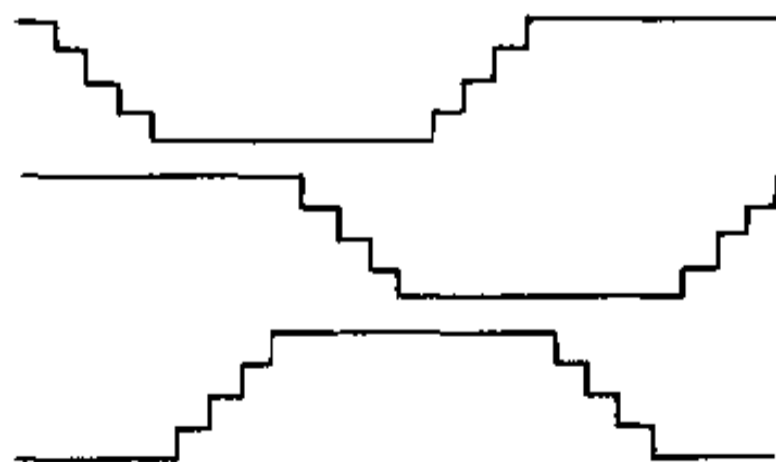


图 4-36 三相六拍四细分的波形图

微机控制细分电路原理如图 4-37 所示。

把反映图 4-36 的细分电路波形的数字代码写入 EPROM, 工作时, 微机或计数电路按照要求对 EPROM 寻址, EPROM 输出的代码经数模转换器转换成相应的模拟电流, 驱动步进电机作微步转动。为保证恒流驱动, A、B、C 各相都引入反馈电流 I_{fb} 。

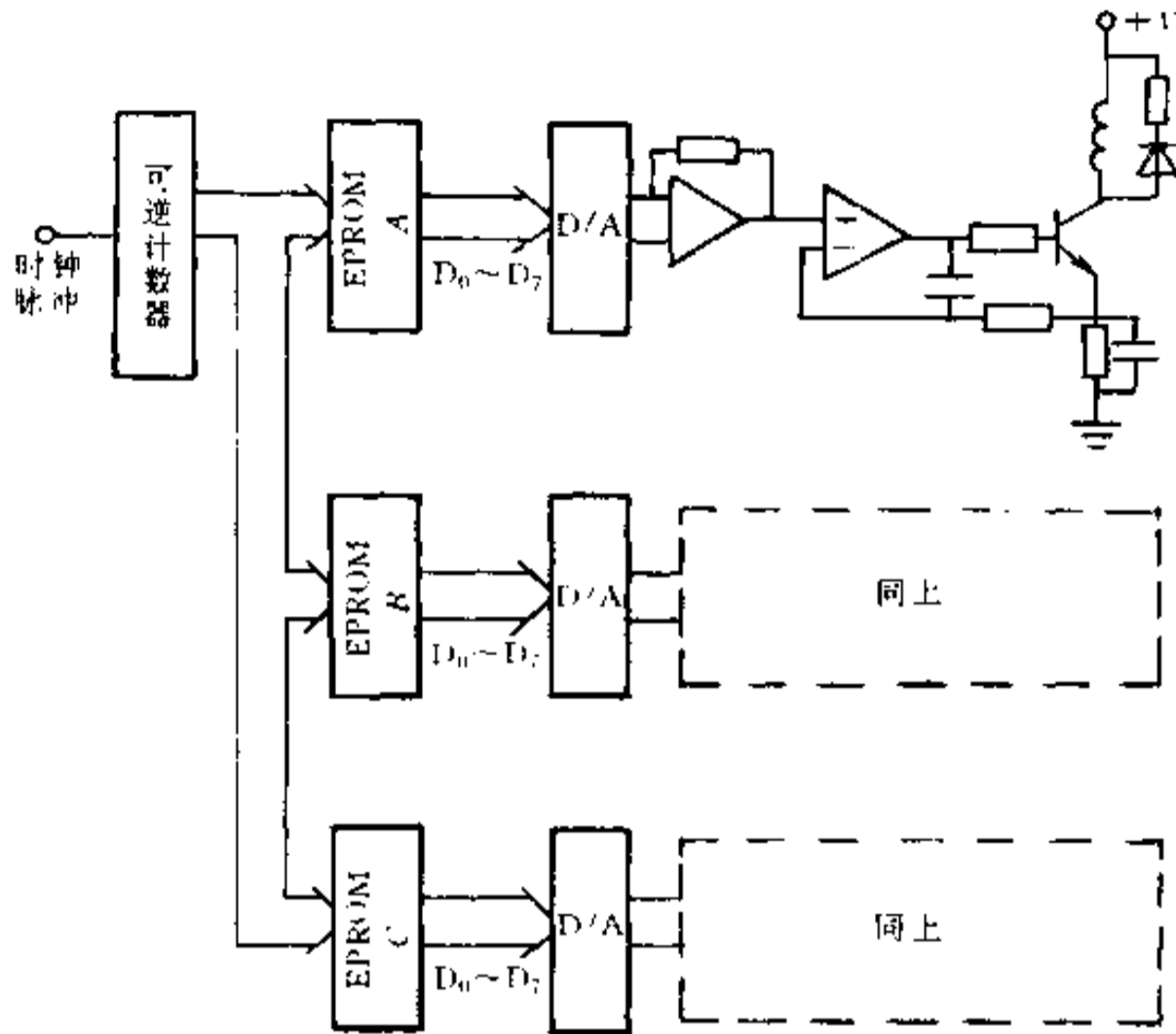


图 4-37 微机控制细分电路原理图

4.4.4 力矩电动机

力矩电动机是一种由伺服电动机和驱动电动机结合起来, 发展而成的特殊电机。它不经过齿轮等减速机构而直接驱动负载, 并由输入的控制电压信号直接调节负载的转速。在位置控制方式的伺服系统中, 它可以工作在堵转状态; 而在速度控制的伺服系统中, 又可以工作在低转速状态, 且输出较大的转矩。所以力矩电动机是一种直接驱动负载的执行元件。

与其他执行元件相比, 力矩电动机具有以下优点。

(1) 快速响应

图 4-38(a) 表示了采用高速电动机经过减速器带动负载的间接驱动方式。图 4-38(b) 表示了采用力矩电动机不经过减速器的直接驱动方式。

为便于比较, 假定采用两种不同的驱动方式去驱动同一负载。设负载转矩为 M_L , 负载的转动惯量为 J_L ; 高速电动机的转矩为 M_1 , 其转动惯量 J_1 ; 力矩电动机的转矩为 M_2 , 其转动惯量为 J_2 。

在采用直接驱动方式时, 折合到负载轴上的转矩与系统的转动惯量之比, 即为系统的理论加速度 a_1

$$a_1 = \frac{M_2}{J_2 + J_L} = \frac{M_L}{J_2 + J_L} \quad (4-55)$$

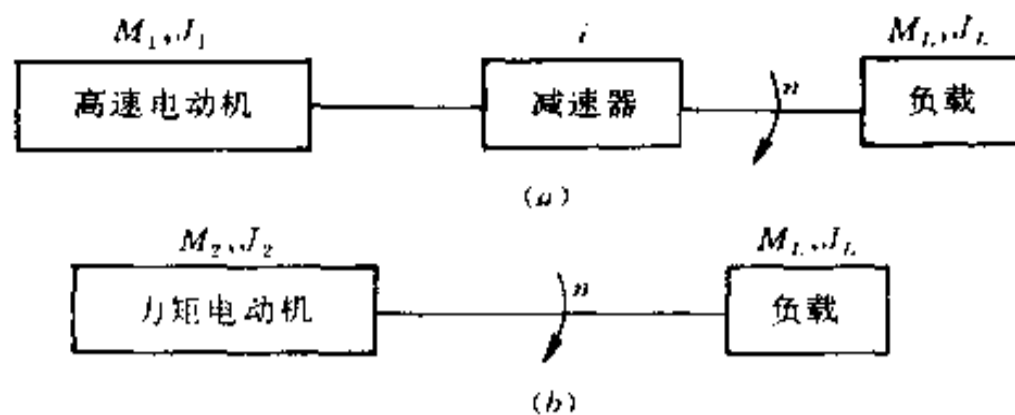


图 4-38 驱动方式比较

而采用间接驱动方式时,若减速器的减速比为 i ,则折合到负载轴上的转矩是 $iM_1 = M_L$;但折合到负载轴上的系统转动惯量为 $i^2J_1 + J_L$,故系统的理论加速度 a_2 应是

$$a_2 = \frac{iM_1}{i^2J_1 + J_L} = \frac{M_L}{i^2J_1 + J_L} \quad (4-56)$$

比较以上两种驱动方案可以看出,只要力矩电动机的转动惯量 J_2 小于高速电动机的转动惯量 J_1 的 i^2 倍,即 $J_2 < i^2J_1$,则选用力矩电动机直接驱动负载就有较大的系统理论加速度 a 。同时,永磁式直流力矩电动机的机械时间常数较小,一般约为十几毫秒至几十毫秒。加之,力矩电动机的电气时间常数也很小,约为零点几毫秒至几毫秒。所以,选用力矩电动机直接驱动的系统,动态响应迅速,其动态频率可达 50 周/s,比通过齿轮减速的间接驱动系统提高了一个数量级。

(2) 提高了速度和位置的精度

力矩电动机直接驱动的伺服系统可以消除因采用齿轮传动时带来的齿隙“死区”和材料弹性变形所引起的误差,因此可使系统的放大倍数选得很大,相应地使系统速度和位置精度有较大的提高。

(3) 特性的线性度好

力矩电动机的转矩—电流特性具有很高的线性度。同时,由于省去了齿轮等传动装置,消除了齿隙“死区”,又使摩擦力矩减小,这些都为系统的灵活控制和平稳运行创造了条件。

(4) 采用力矩电动机的直接驱动系统,还具有运行可靠、维护简便、振动小、机械噪声小和结构紧凑等优点。

由于采用力矩电动机直接驱动的伺服系统具有上述特点,因此它能获得很好的静态和动态性能,在无爬行的平稳低速运行时尤为显著,这是齿轮传动或液压传动系统无法比拟的。采用力矩电动机与高精度的检测元件、放大部件及其他校正环节等所组成的闭环伺服系统,平稳运行的转速可达到地球的转速,即 $15^\circ/\text{h}$,甚至可以更低。调速范围又可达几万甚至数十万,位置精度可为角秒级。

力矩电动机可分为直流力矩电动机、交流力矩电动机和无刷直流力矩电动机等。下面以直流力矩电动机为例来看看力矩电动机的结构特点和工作特性。

1. 结构特点

直流力矩电动机是一种永磁式低速直流伺服电动机,它的外形和普通直流伺服电动机不一样。通常做成扁平式结构,电枢长度与直径之比一般仅为 0.2 左右,并且选取较多的极对数。选用扁平式结构是为了使力矩电动机在一定的电枢体积和电枢电压下,能产

生较大的转矩和较低的转速。

力矩电动机的总体结构型式又有分装式和内装式两种。分装式结构包括定子、转子和电刷架三大部件,转子直接套在负载轴上,机壳由用户根据需要自行选配。内装式与一般电机相同,机壳和轴由制造厂在出厂时装配好。

图 4-39 为永磁式直流力矩电动机的结构示意图。图中定子是用 10 号钢制成的带槽的圆环,槽中镶嵌铝镍钴 8、铝镍钴 5 或铁氧体等永久磁铁,组成环形桥式磁路。为了固定磁铁,在其外圆套上一个厚约 2mm 的铜环。磁极在图 4-39 中的 a 处形成两个磁极间的磁极桥,致使磁通在气隙中近似地呈正弦分布。

直流力矩电机的转子通常是用冷轧钢片叠成,并压入非导磁材料的金属支架。电枢绕组采用单波绕组。为了减小轴向尺寸,使结构紧凑,常把槽楔和换向片做成一体。紫铜棒的一端做成略长于电枢铁心的半圆形,插入槽内兼作槽楔(槽楔部分包有绝缘);紫铜棒的另一端做成梯形,排列成环形换向器。然后,将转子的全部结构都用高温环氧树脂绕铸成整体。

2. 运行性能的分析

直流力矩电动机的工作原理与普通直流伺服电动机基本相同。但是,因为力矩电动机工作在低速直接驱动系统中,所以力矩波动、调节特性的线性度、电气时间常数等问题就显得更为重要。

(1) 力矩波动分析

力矩波动是指输出转矩的峰值与平均值之差,如图 4-40 所示。力矩波动的大小是表征力矩电动机性能优劣的一个重要性能指标,也是影响力矩电动机用于直接驱动系统低速平稳运行的重要因素之一。引起力矩电动机力矩波动的原因,主要有以下几点。

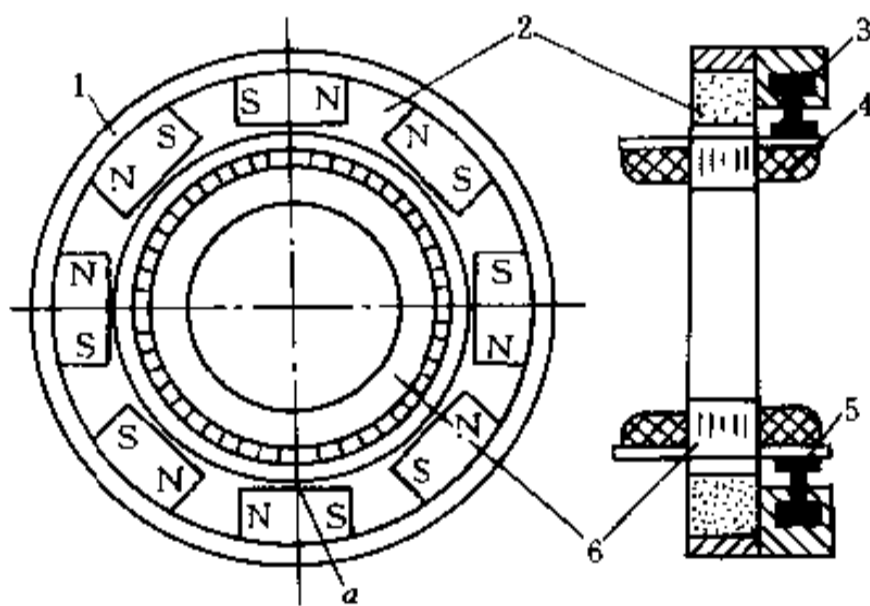


图 4-39 永磁式直流力矩电动机示意图

1—铜环;2—定子;3—电刷;4—电枢绕组;
5—槽楔兼换向器片;6—转子。

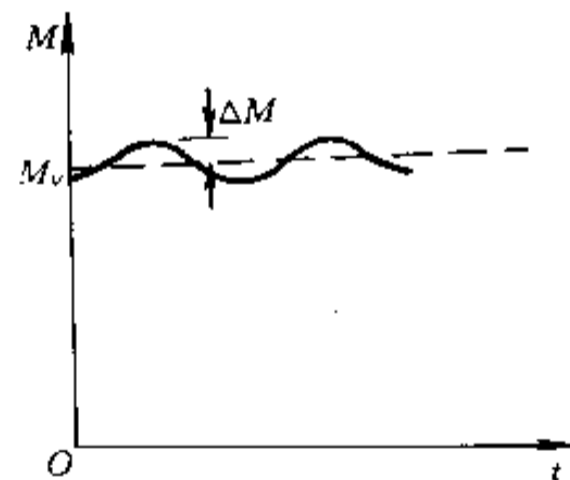


图 4-40 力矩的波动

① 换向引起的力矩波动

在理想情况下,换向发生在零磁密处,所以元件中电流的切换不会引起力矩的波动。但实际上,由于电枢反应使气隙的磁密分布发生畸变以及绕组采用短距等原因,使换向不是在零磁密处发生。又因电机的元件数和换向片数不可能无限多,总是有限的,所以支路

元件数和支路电势也都是波动的。此外,还由于换向器的表面不平,使电刷与换向器之间的滑动摩擦力矩也有所变化。所有这些,都会使直流力矩电动机的输出转矩发生波动。

为了尽量减少因换向所引起的力矩波动,应在结构上采取相应措施。直流力矩电动机选用了扁平式结构,更便于在电枢铁心上冲制较多的槽数,相应地使元件数和换向片数增多;同时适当减小电刷的宽度,相应地使换向区变小。直流力矩电动机通常采用多极结构,一般为6极或8极,也有的为12极。电枢绕组都采用单波绕组。这一方面可以消除多极磁场不对称性对电枢绕组电势所带来的影响,保证支路电势相互平衡;另一方面又可以使电枢绕组每支路的元件数增多,使电机的转速降低,并能获得较大的转矩常数 K_M 。此外,单波绕组还可以减小电刷对数,使摩擦力矩有所降低,也有利于解决因摩擦而带来的力矩波动。

虽然,从理论上讲,单波绕组可以只用一对电刷,但实际上为了减小每个电刷的尺寸,并使支路元件数尽量减少波动,又有利于改善换向,一般直流力矩电动机大多采用两对电刷,在特殊情况下,也有选用全额电刷的。

②因电枢齿槽而引起的力矩波动

因电枢存在齿槽,也会引起磁场的纵向和横向脉动,并使电机力矩波动。

为了减小因电枢齿槽所引起的力矩波动,可以采取相应的措施,如尽可能地增多电枢的槽数;适当加大电机的气隙;采用磁性槽楔、斜槽以及磁极桥等。此外,正确地选择电枢的槽数,使它与电机的极对数之间无公约数,可以削弱电枢转动时电机磁场的波动,从而减小力矩波动。所以在力矩电动机中一般选取电枢的槽数为奇数,而极对数为偶数。

(2)调节特性的线性度

为了使力矩电动机的转矩正比于输入电流,而与电机的转速、转角位置无关,除了采用上述相应的措施以外,还应尽量减少电枢反应的去磁作用。通常,力矩电动机的磁路设计成高饱和状态,并选用磁导率小、回复线较平的永磁材料(即永磁材料的矫顽力 H_c 大,剩磁磁密 B_r 小)做磁极,而且选取较大的气隙 δ 。这样,就可以使电枢反应的影响显著减小。

图4-41所示为永久磁铁的 $B-H$ 特性曲线,图中直线 b 为回复线,其斜率取决于磁铁材料的性质。假定回复线上的 B 点是电机磁铁的空载工作点,它是由电机磁路的磁阻线所决定的。力矩电动机负载运行时,因电枢反应对磁铁的去磁作用,使磁铁的工作点由

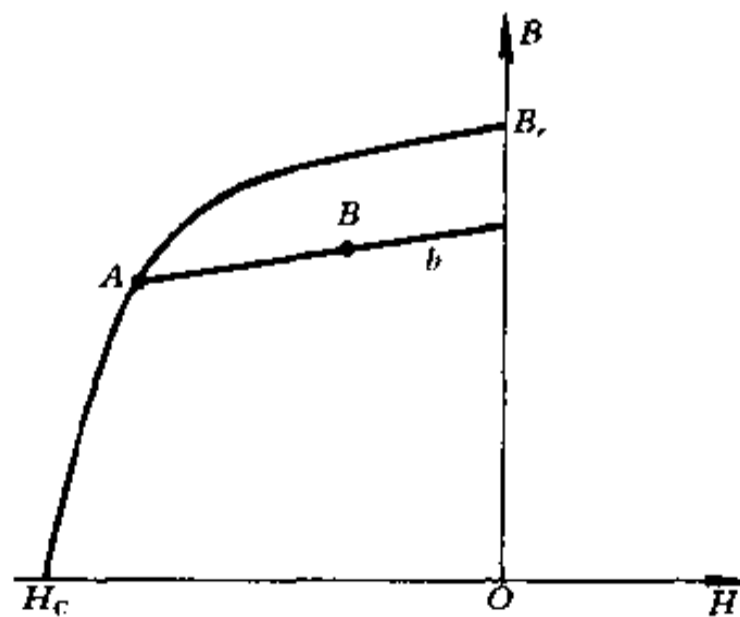


图 4-41 永久磁铁的 $B-H$ 曲线

B 沿回复线向 A 点移动。负载越大,电枢反应的去磁作用也越强,工作点便向 A 点靠近。若选用的永磁材料回复线较平,尽管电枢反应使工作点由 B 点向 A 点移动,但磁铁中的磁密却变化甚微,气隙中的磁通基本不变,从而保证了力矩电动机具有良好的线性调节特性。

(3) 电气时间常数

采用力矩电动机直接驱动的伺服系统,尽管力矩电动机的电枢直径较普通直流伺服电动机大,但由于它运行在低速状态,且理论加速度较大,系统的机电时间常数 T_m 将显著减小。此时,电气时间常数 T_e 的影响相对较大,有时已不能忽略。为了进一步提高系统的动态性能,有必要考虑如何减小电气时间常数。

由 $T_e = \frac{L_a}{R_a}$ 可知,电枢绕组电感 L_a 的大小,直接反映了电气时间常数的大小。电枢电感 L_a 又取决于电枢绕组的磁链。而磁链可分为电枢反应磁链和漏磁链两部分。可以证明,电枢反应磁链与电机的极对数有密切关系,极对数越多,电枢反应磁链就越小,它所对应的电感也越小。所以,采用较多的极对数就可以减小电气时间常数。

此外,适当地加大电机的气隙,也有利于减小电枢反应磁链,相应地使电机的电气时间常数减小。

提高电枢铁心的饱和程度,可以使槽漏磁回路的磁阻增加,减小漏磁链。在力矩电动机中,由于采用了多极结构又考虑到机械强度的要求,电枢轭部的磁密往往比较低。所以提高铁心的饱和度主要是靠增大齿部的磁密来解决。电枢绕组的漏磁链减小,也使电机的电气时间常数降低。

3. 电机的连续堵转转矩和峰值堵转转矩

力矩电动机经常使用在低速和堵转状态,同时,伺服系统又要求在一定的转速范围内进行转速调节,对力矩电动机的机械特性线性度和调节特性线性度的要求都很高。因此,力矩电动机的额定指标,常常给出对应电压和温度时的空载转速及堵转转矩。

电机的连续堵转转矩是指它在长期堵转下,稳定温升不超过允许值时,所能输出的最大堵转转矩。对应于这种情况下的电枢电压称为连续堵转电压;相应的电枢电流称为连续堵转电流。

因电机的温升与散热情况有关,所以在不同的使用条件下,力矩电动机可以输出不同的连续堵转转矩值。为此,在电机铭牌上,往往根据出厂测试情况,给出不带散热面或带有规定散热面时的连续堵转转矩。

力矩电动机在运行时,会产生一个正比于电枢电流的去磁磁势。为此,电机在出厂前,必须经受规定电流的正、反两个方向的磁性稳定处理,使电机工作在预定的回复线上。该稳定磁化电流称为峰值电流。在这种情况下,力矩电动机所能输出的堵转转矩就是峰值堵转转矩,所以力矩电动机的峰值堵转转矩是受电机磁铁去磁条件所限制的最大堵转转矩。

在系统中,为了使力矩电动机快速动作,往往在短时间内输入一个较大的电流,使其输出较大的转矩。该电流值是应该允许超过连续堵转电流的;但是,决不能超过峰值电流,否则,就会使电机磁铁失磁、转矩下降,并使电机性能产生不可逆的变化。如果电机磁铁一旦失磁,必须重新充磁,才能恢复正常工作。

交流力矩电动机是一种用交流电压信号控制的力矩电动机,它有同步型和异步型两种。

异步型又可按其转子结构不同为鼠笼转子、非磁性空心杯转子和磁性空心杯转子三类。由于鼠笼转子能提供较大的堵转转矩,并易于设计成分装式结构,便于安装,因此应用较多。

从作用原理来看,鼠笼转子交流力矩电动机与两相伺服电动机相同。仅由于力矩电动机要求经常运行在低速,甚至堵转状态,所以电机中旋转磁场的同步转速也应随之降低。当电源频率为 f 时,电机的同步转速为

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (4-57)$$

为了获得较低的同步转速,交流力矩电动机必须选取较多的极数 p 。相应地电机定子铁心上要有较多的槽数。但是,由于磁路的要求和工艺的原因,最小齿宽有一定的限制,因此定子槽数就不可能无限增多。通常交流力矩电动机只能选取每极每相槽数 $q = 1$;甚至有时只能采用 $q < 1$ 的分数槽绕组。

交流力矩电动机的外形也同直流力矩电动机一样,为扁平式结构。

无刷直流力矩电动机的工作原理与无刷直流电动机一样,这里不再赘述。

§ 4.5 液压传动系统和气压传动系统

下面我们对液压传动系统及气压传动系统作一些简单介绍。

1. 电动系统与液压系统的比较

由于电力的传送具有许多优点以及电动机很容易将电能转换成机械能,某些机电系统设计者也许认为不需要再考虑用液压系统或气动系统了,但事实证明并非如此。下面我们进行一些比较分析。

在许多场合,减轻系统的重量是重要的,在这方面液压传动比电力传动有突出的优点。因为液压泵和马达的功率/重量比的典型值为 168W/N ,而发电机和电动机的功率/重量比则为 16.8W/N 。

电动机输出的力或扭矩受到一定的限制,这是由于磁性材料具有饱和作用的原因。但在液压系统中,则可以用提高工作压力的办法来获得较高的力或扭矩。一般说,直线式电动机的力/质量比为 130N/kg ;直线式液压马达的力/质量比为 $13\ 000\text{N/kg}$,即提高了一百倍。回转式液压马达的扭矩/惯量比一般为相当容量电动机的 $10 \sim 20$ 倍,只有无槽式的直流力矩电动机才能与液压传动相当。另外,开环形式的液压系统的输出刚度大,而电机系统的输出刚度很小。液压传动具有工作平稳,能在低速下稳定运行,自行润滑,操作安全等优点。但从所能达到的最大功率看,液压系统一般只能达到几百千瓦,而电动机系统可达几千千瓦以上。此外,液压系统不利于长距离传动;漏油污染环境;防火性差;因液体的可压缩性,不能用于精密定比传动;油温变化要引起油液粘度变化,所以不宜用于高、低温的场合。

2. 气压系统与液压系统的比较

(1)空气可以从大气中取之不竭且不易堵塞;将用过的气体排入大气,无需回气管路,

处理方便;泄漏不会严重的影响工作,不污染环境。

(2)空气粘性很小,在管路中的沿程压力损失为液压系统的千分之一,宜于远距离传输及控制。

(3)工作压力低,可降低对气动元件的材料和制造精度要求。

(4)对开环控制系统,它相对液压传动而言有动作迅速、响应快的优点。

(5)维护简便,使用安全,没有防火、防爆问题;适用于石油、化工、农药及矿山机械等的特殊要求。对于无油的气动控制系统则特别适用于无线电元器件生产过程,也适用于食品及医药的生产过程。

气压系统与电气、液压系统比较有以下缺点:

(1)气动装置的信号传递速度限制在声速范围之内,所以它的工作频率和响应速度远不如电子装置,并且信号要产生较大失真和延迟,也不便于构成十分复杂的回路。但这个缺点对工业生产过程不会造成困难。

(2)空气的压缩性远大于液压油的压缩性,精度较低。

(3)气压传动的效率比液压传动还要低,且噪声较大。

(4)工作压力较低,不易获得大的推力。气压传动出力不如液压传动大。

4.5.1 液压传动系统

1. 概述

图 4-42 所示为一个需要经常反向运动的手控工作台。

为了简洁明了,工程上常用图 4-43 所示形式表示。图中各种职能符号的画法及定义,由国家标准 GB786—76 给出。图(a)中的换向阀是处在中间位置的,即工作台 8 不动的位置。工作台向右或向左移动时,换向阀 6 的相应工作位置如图(b)及(c)所示。

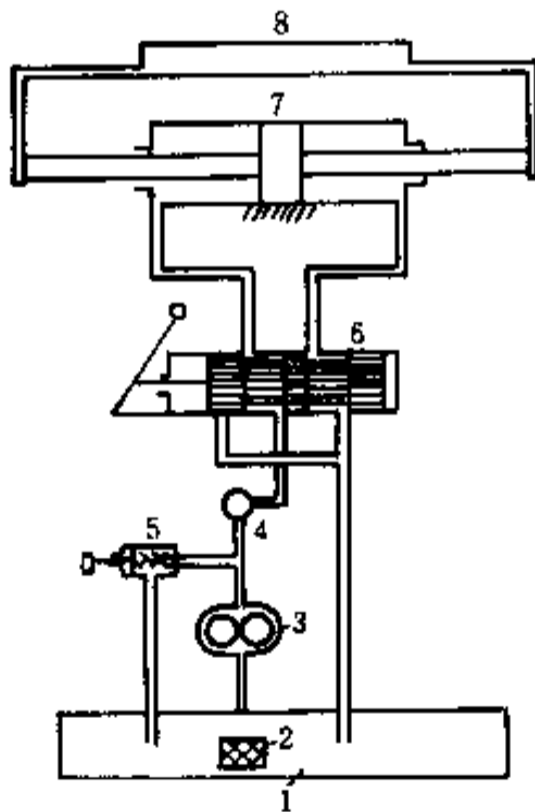


图 4-42 手控换向工作台系统组成
1—油箱;2—滤油器;3—油泵;4—节流阀;
5—溢流阀;6—换向阀;7—液压缸;8—工作台。

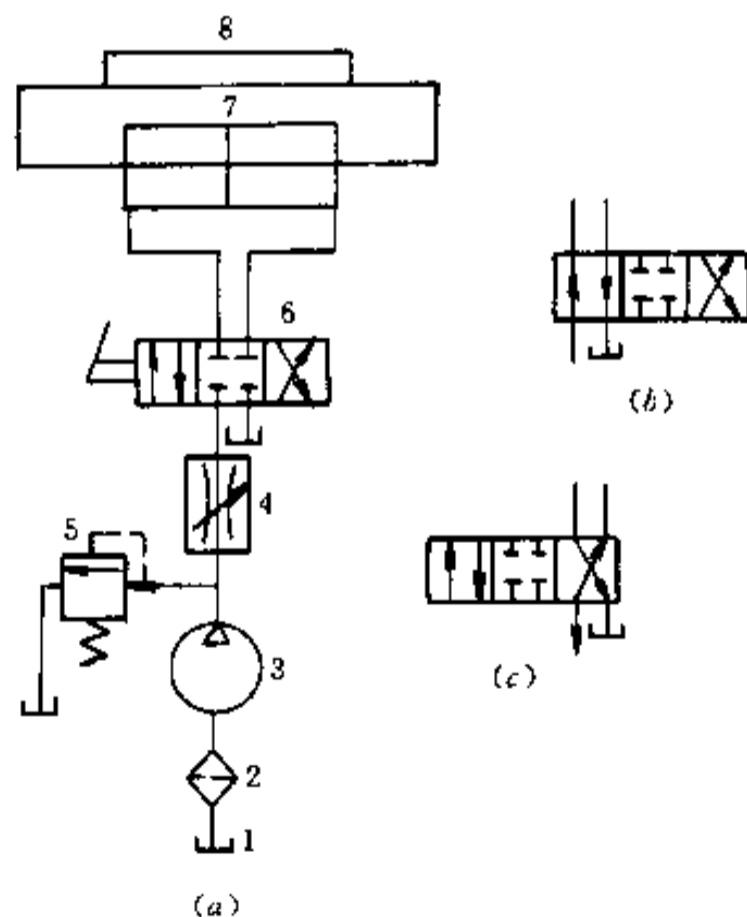


图 4-43 图 4-42 的工程示意图
(a)换向阀处在中间位置;(b)换向阀处在右端位置;
(c)换向阀处在左端位置。

液压传动系统的基本框图如图 4-44 所示。若采用传感器将工作台行程位置检测出来,并将信号反馈到输入端进行逻辑判断,指挥工作台下一步动作,则可以实现闭环自动控制。下面简单介绍几个主要液压部件。

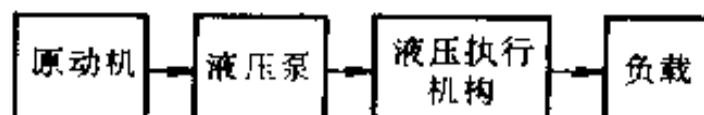


图 4-44 液压传动系统框图

(1) 液压泵

液压泵将机械能转变成液压能,有齿轮泵、叶片泵、柱塞泵等类型。液压泵的工作原理是利用容积大小的变化吸油和压油。

选择液压泵时,按下式确定液压泵的油压 p_p :

$$p_p \geq p_1 + \sum \Delta p \quad (4-58)$$

式中 p_1 ——执行液压件最大工作油压;

$\sum \Delta p$ ——进油沿程油压损失。

按下式选取液压泵供油量(流量) Q_p :

$$Q_p \geq K(\sum Q)_{\max} + Q_{\min} \quad (4-59)$$

式中 $(\sum Q)_{\max}$ ——各个执行液压件同时工作时所需最大流量;

K ——考虑系统泄漏的修正系数;

Q_{\min} ——溢流阀所需最小溢流量。

液压泵的功率 P 为

$$P = \frac{P_p Q_p}{\eta_p} \quad (4-60)$$

式中 η_p ——液压泵总效率。

各种泵的性能比较见表 4-5。选择液压泵首先根据液压系统确定液压泵的额定流量和额定压力,同时按照工作条件选用。齿轮泵价格便宜,一般用于精度要求不高的工程机械中;叶片泵用于精度要求较高的设备中,在机床等设备中有广泛应用;柱塞泵价格昂贵,结构复杂,一般用于高压场合。

表 4-5 液压泵性能比较

性能	外啮合 齿轮泵	双作用 叶片泵	限压式变 量叶片泵	径向柱 塞泵	轴向柱 塞泵
额定压力	低压	中压	中压	高压	高压
流量调节	不能	不能	能	能	能
效率	低	较高	较高	高	高
输出流量脉动	最大	小	一般	一般	一般
自吸性能	好	较差	较差	差	差
对油污染的敏感性	不敏感	较敏感	较敏感	敏感	敏感
噪声	大	小	较大	大	大

(2) 液压马达

执行元件液压马达将液压能转换成机械能,利用液压能驱动机械对象运动。液压马达与液压泵的结构相类似,工作原理是互逆的。

液压马达的实际转速 ω_M 为

$$\omega_M = \frac{2\pi Q_M}{q_M} \cdot \eta \quad (4-61)$$

式中 Q_M ——液压马达实际流量;

q_M ——液压马达排量;

η ——容积效率。

液压马达的输出转矩 M_M 为

$$M_M = \frac{p_M Q_M}{\omega_M} \eta_M = \frac{p_M q_M}{2\pi} \eta_M \quad (4-62)$$

式中 p_M ——液压马达的油压;

η_M ——液压马达的机械效率。

液压马达的输入功率 P_{iM} 为

$$P_{iM} = p_M Q_M \quad (4-63)$$

液压马达的输出功率 P_{oM} 为

$$P_{oM} = M_M \omega_M \quad (4-64)$$

(3) 液压缸

液压缸是应用最广的执行液压力件,与液压马达类似,也是将液压能转换成机械能,它实现机械对象的往复运动。

一般的液压缸推力 F 为

$$F = A_1 p_1 - A_2 p_2 \quad (4-65)$$

式中 p_1 ——进油腔油压;

A_1 ——进油腔活塞面积;

p_2 ——回油腔油压;

A_2 ——回油腔活塞面积。

液压缸的推动速度 v 为

$$v = \frac{Q}{A_1} \quad (4-66)$$

式中 Q ——进入液压缸的流量。

摆动液压缸用于带动负载作摆动,其输出扭矩 M 为

$$M = Zb \int_{R_2}^{R_1} \Delta p r dr = \frac{Zb}{2} (R_1^2 - R_2^2) \Delta p \quad (4-67)$$

式中 R_2, R_1 ——叶片底部、顶部回转半径;

b ——叶片宽度;

Z ——叶片数;

Δp ——进出口压差;

r ——叶片上点的半径。

摆动缸的角速度 ω 为

$$\omega = \frac{2\pi Q}{\pi(R_1^2 - R_2^2)bZ} = \frac{2Q}{bZ(R_1^2 - R_2^2)} \quad (4-68)$$

式中 Q ——进入摆动缸的流量。

(4)控制阀

液压传动是通过控制阀调节控制的,控制阀分为方向控制阀、压力控制阀和流量控制阀。除此之外,还有比例控制阀、逻辑阀、伺服阀等。比例控制阀是一种输出量与输入电气信号成比例的连续工作的液压控制阀。根据特点和用途,比例阀又可分为比例控制压力阀、比例控制流量阀和比例控制换向阀。逻辑阀是一种液控单向阀,这种受控单向阀的开合完全类似一个受控的逻辑元件,根据用途又分为逻辑压力阀、逻辑节流阀和逻辑换向阀。伺服阀以输入的机械运动控制输出液体的压力和流量,把输入的小功率机械信号转换为大功率的液压输出。

控制阀的选择除满足控制要求外,还要考虑阀在系统工作时的最大工作压力和通过阀的实际流量。

(5)液压扭矩放大器

图 4-45 是液压扭矩放大器的结构原理图。这是一个阀控液压马达的闭环系统,阀芯的一端是丝杠,与之相配的螺母随液压马达转动,当阀芯转角与液压马达转角不同时,阀出现轴向直线位移,阀口就有流量通过,使液压马达转动直到 θ_m 与 θ_i 角相同为止。

当滑阀输入转角 θ_i 由步进电机带动时,就组成了广泛应用于数控机床的电液脉冲马达。

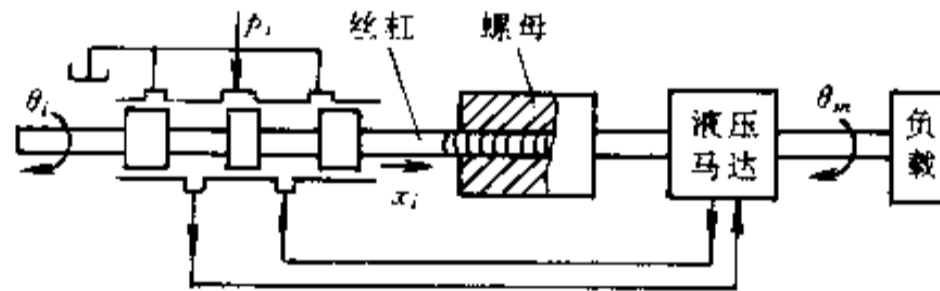


图 4-45 液压扭矩放大器结构原理图

4.5.2 气压传动系统

1. 概述

气压传动系统是以压缩空气来传递动力的,它与液压传动系统有很多类似之处。图 4-46 为基本组成示意图,主要由气压发生装置、控制元件、执行元件、辅助元件四部分组成。

气压传动采用空气作为工作介质,来源方便,不易堵塞;用后直接放回大气,无需回气管路,管路简单;环境要求低,可在易燃、易爆、强磁等环境下工作;价格低廉,因此广泛应用于机电控制中。其缺点是由于空气的可压缩性,精度较低;工作压力较低,不易获得大的推力;传输速度低,噪声较大。

(1)气源(气压发生装置)

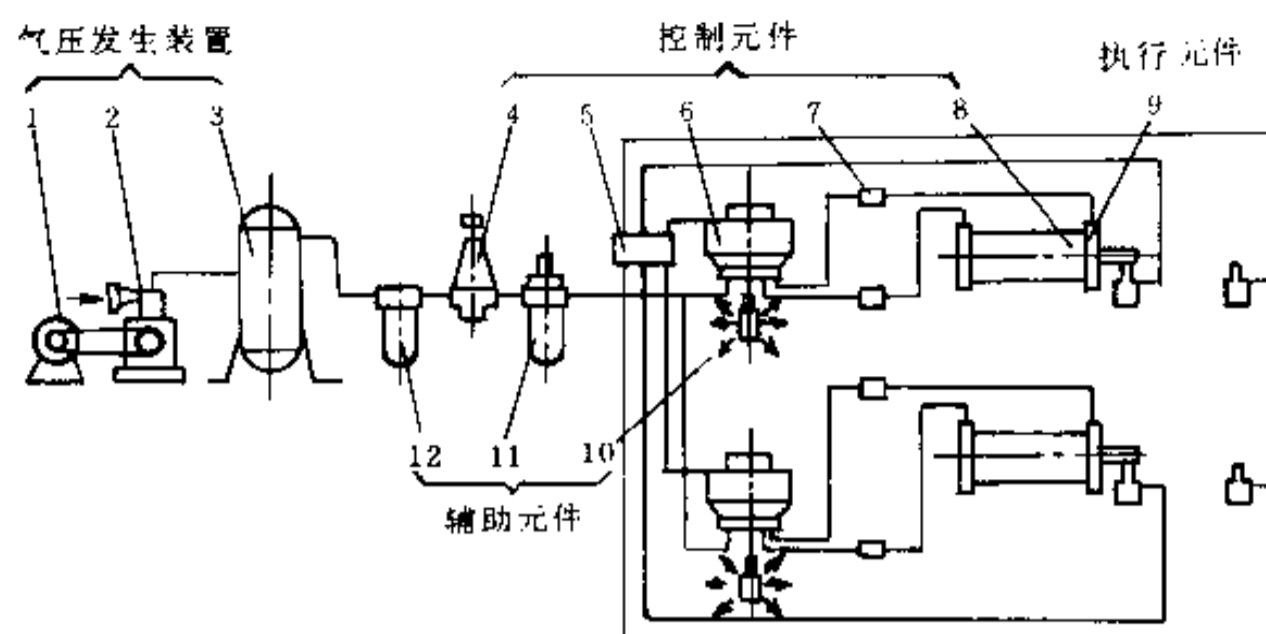


图 4-46 气压传动系统的基本组成示意图

1—电动机；2—空气压缩机；3—贮气罐；4—压力控制阀；5—逻辑元件；6—方向控制阀；
7—流量控制阀；8—行程阀；9—气缸；10—消声器；11—油雾器；12—过滤器。

空气压缩机是气源的核心设备，它将原动机输出的机械能转换成空气的压力能。选择空气压缩机的主要性能指标是工作压力的额定排气量均应大于气动系统的工作压力和所需的自由空气消耗量。供气量 Q 为

$$Q = \varphi K_1 K_2 \sum_{i=1}^Z Q_{\max} \quad (4-69)$$

式中 Q_{\max} ——系统中一台设备的最大自由空气消耗量；

Z ——系统中气动设备数量；

K_1 ——漏损系数，一般取 1.15~1.5；

K_2 ——备用系数，一般取 1.3~1.6；

φ ——利用系数， Z 愈大， φ 愈低，对应 $Z = 1 \sim 80$ ，有 $\varphi = 1.0 \sim 0.4$ 。

(2) 气缸

气缸是应用最广泛的气动执行元件，它将空气的压力能转换为机械能，以此驱动负载运动。气缸的推动力 F 可表示为

$$F = pA\eta_m \quad (4-70)$$

式中 p ——气缸工作压力；

A ——气缸活塞有效工作面积；

η_m ——机械效率，一般取 0.7~0.8。

(3) 气马达

气马达有叶片式转动气马达、叶片式摆动气马达、活塞式气马达等类型。

(4) 控制阀

气压传动的控制元件主要是控制阀。气压阀与液压阀类似，也主要分为压力控制阀、流量控制阀和方向控制阀。其中，压力控制阀又分为调压阀、减压阀、溢流阀和顺序阀等。流量控制阀主要是节流阀，而方向控制阀主要是换向阀。

(5) 气动辅助元件

气动辅助元件主要有空气滤清器、油雾器、消声器等。空气滤清器用于净化气动系统中的空气；油雾器用于对气动系统润滑；而消声器用于降低气动系统的噪声。

要求峰值工作时,转速(角速度)为

$$\Omega_{Lp} = 35^\circ/\text{s}$$

请分别画出正弦运动和峰值工作状态下,电动机的转矩特性($M - i_t$ 曲线)。

4.6 双闭环调速系统的原理图如图 4.47 所示,图中 ST 称为速度调节器, LT 称为电流调节器。

请叙述此调速系统的工作原理,并分析说明 ST 和 LT 两个调节器的作用。

4.7 请选用脉冲分配器专用集成电路 PMM8713 对步进电机实现控制。

要求:三相电机运行方式为三相六拍,正、反转由 C_V 和 C_D 脚完成。步进电机运行速度应可调。

第五章 机电一体化中的计算机控制系统

机电一体化系统中的计算机软、硬件占着相当重要的地位,它往往代表着系统的先进性和智能特征。因而,把机电一体化系统中的微机软、硬件称之为智能组成要素。一般微型机往往在实验室、办公室或在家庭中使用,而机电一体化系统中的微型机则必须为工业控制机或按工业环境要求设计的微型机。其要求是可靠性高、抗干扰能力强、环境适应能力强。

根据机电一体化系统的大小和层次结构的多少,我们可以采用不同类型的微型机。对于小系统,一般监视控制量为开关量,数据处理量不大,这类系统大多采用可编程控制器,或采用单片机就能满足功能要求。对于数据处理量大的机电一体化系统,则往往采用基于各类总线结构的工控机,例如 STD 总线工控机、IBM-PC 总线工控机、Multibus 工控机等。对于多层次、复杂的机电一体化系统,则要采用分级分布式控制系统,在这种控制系统中,根据计算机所执行的功能,可分别采用单片机、可编程控制器、微型机来分别完成不同的处理功能。

总之,机电一体化中的计算机系统必须是基于工业控制级的微机系统,这些微机系统可主要分为几种典型类型,即可编程控制器、单片微控制器、基于各标准总线工控机组成的微型机测控系统及由这些计算机构成的分散型控制系统。

§ 5.1 工业控制机

5.1.1 工业控制机的主要特点

工业控制机是计算机总体系中的一个重要分支,它和主要用作科学计算及数据处理的信息处理机是两类不同用途的计算机系统。

由于这两类计算机的用途不同,环境条件和使用条件不同,技术要求不同,因此这两类系统在系统结构、设计方法和使用方法等方面均有很大不同。

工业控制机与信息处理机相比较,具有以下主要特点:

(1)丰富的过程输入/输出功能 工业控制机是与工业生产控制系统紧密结合,主要面向机电产品和成套装置控制应用的要求,与生产工艺过程和机械设备相匹配的一个有机组成部分。它必须与调节控制仪表、显示仪表、传输接口仪表、检测仪表、执行器,以及连锁保护系统联用,才能完成对各种设备和工艺装置的控制。因此,除了计算机的基本部分如 CPU、存储器外,还必须有丰富的过程输入/输出设备和完善的外部设备,这些是工业控制机能否投入运行的重要条件。

(2)实时性 工业控制机应具有时间驱动和事件驱动的能力,要能对生产过程工况变化实时地进行监视和控制。当过程参数出现偏差甚至故障时,能迅速响应,予以判断,及

时处理。为此,需配有实时操作系统,过程中断系统等,没有这些就无法很好地执行工业控制任务。

(3)高可靠性 工业生产过程通常是昼夜连续的,一般的生产装置要几个月甚至一年才大修一次,这就要求工业控制机可靠性尽可能的高。它要求:

- 低故障率。一般来说,要求工业控制机的平均故障间隔时间(MTBF)不应低于数千甚至上万小时。

- 短的故障修复时间(MTTR)。

- 运行效率高。一定时间内(例如一年),运行时间占整个时间的比率一般要求 99% 以上。

(4)环境适应性 工业环境恶劣,必须采取必要的措施,适应高温、高湿、腐蚀、振动冲击、灰尘等环境。工业环境电、磁干扰严重,供电条件不良,工业机械必须有极高的电磁兼容性,有高抗干扰能力和共模抑制能力。

(5)丰富的应用软件 工业控制软件正向结构化、组态化发展。建立模型,为寻找生产过程的最佳工况,在进行控制时要注意建立生产过程规律的数学模型,建立标准控制算式并加以固化。

(6)技术综合性 工业控制是系统工程问题。除了要解决计算机的基本部分以外,还需要解决它如何与被测控对象的接口,如何适应复杂的工业环境,如何与工艺过程相结合等一系列问题。

5.1.2 工控微型机开放式体系结构和总线系统

1. 开放式体系结构

微电子技术的发展已经成为当代科学技术发展的强大推动力,并给方方面面带来深刻的影响。因此,国外近年来在电子工业和计算机工业中推行一种不同于传统设计思想的所谓“开放式体系结构”的设计思想。

开放式系统结构的特点是:

(1)向未来的 VLSI 开放 由于硬、软件接口都遵循公认的国际标准,只需要作很少量的重新设计和调整,新一代 VLSI 就可能被现有系统所采纳、吸收、兼容,这样的系统就不致由于 VLSI 技术的飞速发展而被淘汰。这就意味着系统的性能与可靠性将不断改善并处于长生命周期。

(2)向不同用户层次开放 能灵活地采用不同配套层次,意味着能以尽可能完整的形式(插箱级)或尽可能采用半成品(板级)来开放其设计,满足高、中、低档用户产品的需要,使各层次用户均可尽早将产品推向市场,这就能减少起始投资和风险并增强竞争力。一旦产品在市场上站住脚,受到欢迎并需要扩大生产规模时,就能容易地将生产方式改变为以板或以芯片为单位,最大限度地降低成本,提高经济效益。

(3)向用户的特殊要求开放 更新产品扩充能力,提供可供选择的硬、软件产品的各种组合以满足特殊的应用要求,使用户能得到一个始终保持上升势头的系统,并获得良好的性能/价格比。

开放式体系结构在硬件组成方面导致了工业测控系统采用组合优化方法的盛行。人们不再采用传统的设计方法对某一对象单独设计一种系统,而是采用组合化设计方法,即

针对不同的应用系统要求,选用成熟的现成硬件模板和软件进行组合而成。

组合化设计的基础是模块化,或称之为积木化。工业测控系统的设计也可以采用像儿童搭积木玩具一样的方法进行。

硬、软件产品的模块化是实现最佳系统设计的关键,其优点是显而易见的。

①将系统划分成若干个硬、软件功能模块,由研究开发部门根据积累的经验尽可能完善地设计,并制订其规格系列,用这些现成的功能模块可以迅速配套成各种用途的应用系统,能简化设计工作并显著缩短设计周期。

②对功能模板可以组织批量生产,使质量稳定并降低成本。

③结构灵活,便于更新和扩充,使系统适应性强,在使用过程中可根据需要通过更换一些模板或进行局部改装以满足不断变化的特殊要求。

④维修方便,模板大量采用 LSI 和 VLSI 芯片,在出现故障时,只需要更换 IC 芯片中功能模板,停机修理时间可以降至最低限度。

2. 系统总线

何谓总线?这是一组信号的集合,是一种传送规定信息的公共通道,有时亦称数据公路,通过它可以把各种数据和命令传送到各自要去的地方。

在计算机领域,总线是通信的工具和手段,包括不同计算机之间,或一台计算机内部各组成部分之间的信息传递。

图 5-1 为微处理器总线的组成示意图,它的三个组成部分是:地址总线、数据总线和控制总线。所有微处理器均有这三种形式的总线。

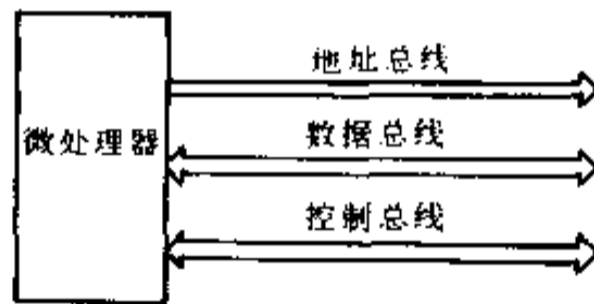


图 5-1 微处理器总线

数据总线上传送的是数据信息。通常 8 位微处理器有 8 位数据总线,16 位微处理器有 16 位数据总线,32 位的微处理器则有 32 位数据总线。当然,也有例外,如采用复用等办法。数据总线在其两个端点都有箭头,这意味着数据可以向不同方向传输,可以输入到处理器,也可以从处理器输出。但在任何给定时刻,数据流只能往一个方向传送,这里数据的走向是由地址总线和控制总线控制的。

地址总线是单向的。微处理器要用地址确切指定与之通信的外部硬件。每一个存储单元有一个地址,每一个接口也有一个地址。微处理器无论与哪一个所希望的外部线路通信,这些地址均要连接到地址线上。8 位微处理器通常有 16 位地址线,具有 64K 个地址;16 位微处理器有 16 至 24 位地址线,它可访问 64K 至 16M 个地址。

控制总线是用来确定数据总线上信息流时间序列的。当微处理器要输出一个数据时,它要告诉外部硬件数据总线上的信息何时是有效的;当微处理器要输入一个信息时,控制总线要使外部硬件告诉微处理器数据业已有效。

综上所述,数据总线是“*What*”总线——它所携带的信息是“*什么*”;地址总线是

“Where”总线——它确定信息在“哪里”；控制总线是“When”总线——它指定数据的传送发生在“何时”。

5.1.3 常用微机总线介绍

在计算机系统和大量工业测量控制系统中,广泛采用如图 5-2 所示的标准并行底板总线。这种并行底板总线的特点是,它能以简单的硬件支持高速的数据传输和处理,并使整个系统具备较高的兼容性及灵活的配置,给系统提供在原设计的基础上以最小的变动来跟随市场变化的可能性。由于采用标准总线连接现成的模板,使系统的设计工作变得非常简单。在这种情况下,系统性能的最终限制可能就是总线本身的结构。没有一种总线结构能够满足每个用户的需要,其结果是市场上流行着多种总线。因此,用户应根据应用系统的需要来估价总线的性能和特点。

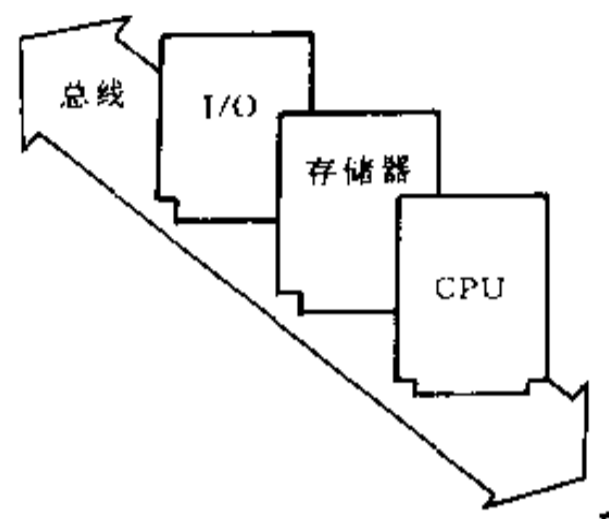


图 5-2 底板总线结构

由于微电子技术和微计算机技术的迅速发展,计算机总线也在不断发展之中。

1. IBM PC 总线和 AT 总线

IBM PC 总线是 IBM PC/XT 个人计算机采用的微型机总线,它是针对 Intel 8088 微处理器设计的,它有 62 条信号线,以适应 8088 的 8 位数据线和 20 位地址线。这种总线是用户在 IBM PC/XT 机的大母板上扩展 I/O 模板的 I/O 总线。

IBM PC 机由于价格低、简便可靠、使用灵活等特点,在办公室自动化、工业控制等领域得到广泛应用。同时,IBM PC 总线是一开放系统,这就为许多 IBM PC 兼容产品创造了良好的条件。由于 IBM PC 个人计算机的成功以及广泛的普及和推广应用,IBM PC 成为事实上的标准总线。其结构原理见图 5-3。IBM PC 总线的引脚及信号定义如表 5-1 所示。

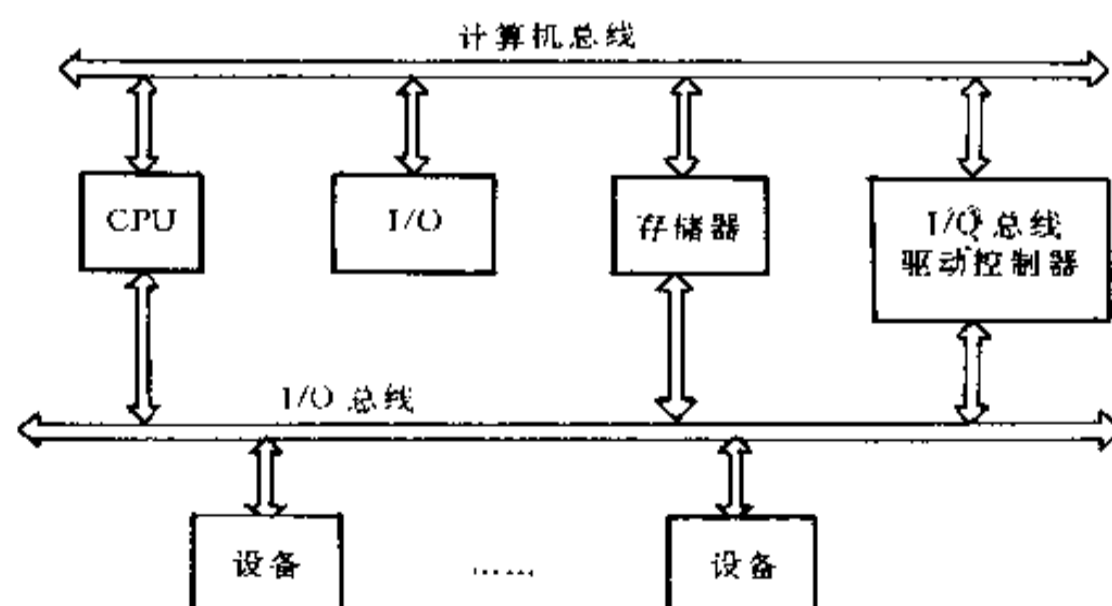


图 5-3 I/O 总线结构原理

表 5-1 IBM PC 总线的引脚及信号定义

引脚	信号	引脚	信号
B1	GND	A1	I/OCHECK
B2	RESET	A2	SD7
B3	+5VDC	A3	SD6
B4	IRQ2	A4	SD5
B5	-5VDC	A5	SD4
B6	DRQ2	A6	SD3
B7	-12VDC	A7	SD2
B8	-OWS	A8	SD1
B9	+12VDC	A9	SD0
B10	GND	A10	I/OCHRDY
B11	MEMW	A11	AEN
B12	MEMR	A12	A19
B13	IOW	A13	A18
B14	IOR	A14	A17
B15	DACK3	A15	A16
B16	DRQ3	A16	A15
B17	DACK1	A17	A14
B18	DRQ1	A18	A13
B19	DACK0	A19	A12
B20	CLK	A20	A11
B21	IRQ7	A21	A10
B22	IRQ6	A22	A9
B23	IRQ5	A23	A8
B24	IRQ4	A24	A7
B25	IRQ3	A25	A6
B26	DACK2	A26	A5
B27	T/C	A27	A4
B28	ALE	A28	A3
B29	+5VDC	A29	A2
B30	OSC	A30	A1
B31	GND	A31	A0

IBM PC 机箱插上基本配置以后,一般只剩下 3~5 个 I/O 插槽,因此它的 I/O 扩展能力较差。

PC 总线模块通常定高不定宽,没有模板导轨,抗冲击和抗震动能力差。此外,它对温度、湿度要求高,无法保证在工业现场可靠运行。

然而,IBM PC 机有极为丰富的软件资源,这是人们乐于使用它的重要原因。工业控制机若能和 PC 机在软件上完全兼容,将是一种好的选择。

为了和 Intel 80286 等高性能 16 位微处理器兼容,IBM 公司在 PC 总线基础上增加了一个 36 个引脚的 AT 扩展插座而形成 AT 总线,IBM/AT 及其兼容机机箱中,通常在母板上分别设置几个 AT 插槽和 PC 插槽,这种结构也称之为 IBM 公司的 ISA 结构,即工业标准结构,如图 5-4 所示。

AT 总线的缺点是,它受到中断和 DMA 能力的限制;AT 总线的专有设计,使它不具

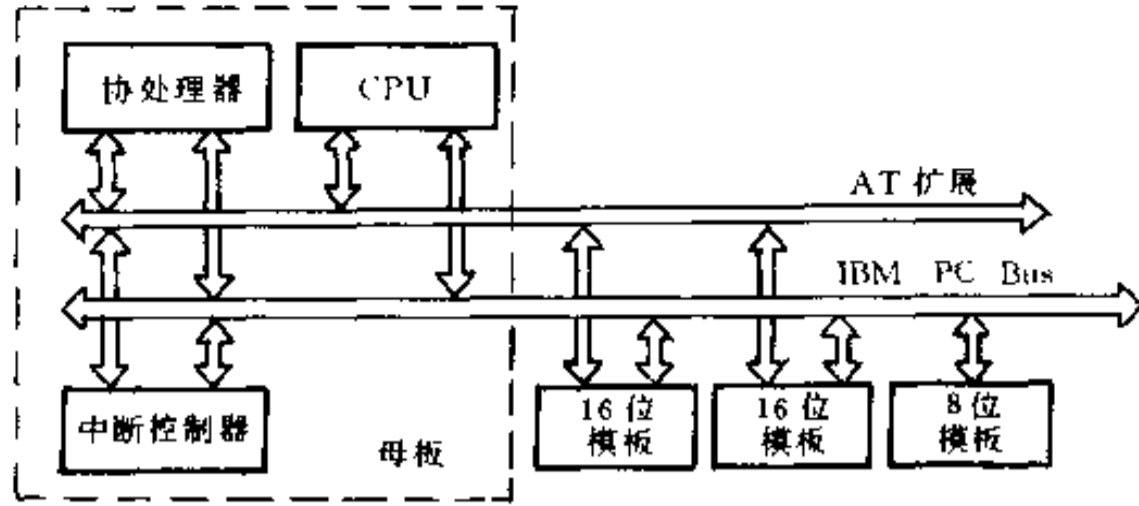


图 5-4 工业标准结构(ISA)

备作为开放式系统的优点。

特别是,AT总线由于缺乏独立的定时规范,故不可能支持多主处理器系统。但它具有DMA意义上的多个处理能力。

实际上,AT总线仍然为许多大公司在它们的32位微型机结构中采用。不过,通常要进行适当扩展,AT扩展槽的引脚及信号定义见表5-2。

表 5-2 AT 扩展槽的引脚及信号定义

引脚	信号	引脚	信号
D1	- MEM CS16	C1	SBHE
D2	- I/O CS16	C2	LA23
D3	IRQ10	C3	LA22
D4	IRQ11	C4	LA21
D5	IRQ12	C5	LA20
D6	IRQ13	C6	LA19
D7	IRQ14	C7	LA18
D8	- DACK0	C8	LA17
D9	DRQ0	C9	- MEMR
D10	- DACK5	C10	- MEMW
D11	DRQ5	C11	SD08
D12	DACK6	C12	SD09
D13	DRQ6	C13	SD10
D14	DACK7	C14	SD11
D15	DRQ7	C15	SD12
D16	+ 5VDC	C16	SD13
D17	- MASTTER	C17	SD14
D18	GND	C18	SD15

AT总线是IBM公司建立的工业标准,也称工业标准结构ISA(Industrial Standard Architecture)总线。这种原始的AT总线现已被许多不同种类的高档微机采用。

2. Multi总线 I 和 II

某些计算机系统为提高其处理能力,往往支持多CPU并行工作。美国Intel公司推出的Multibus I就是这种总线。这种系统的原理框图如图5-5所示。

图中:CPU1、CPU2为主模板,而I/O、存储器为从模板。一条Multibus I可以支持多个主模板,主模板通过总线仲裁逻辑取得系统总线控制权,然后发出命令信号、地址信

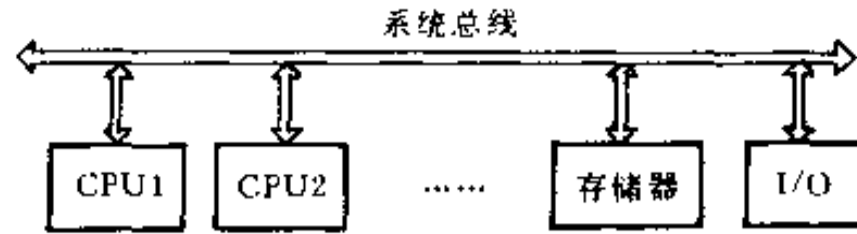


图 5-5 支持多 CPU 系统的 Multibus I 总线

号等实现对 I/O、存储器的访问。从模板不能控制系统总线。

这种总线结构实际上存在多种总线概念,即系统总线和局部总线以及板上 I/O 扩展总线 SBX、LBX。CPU1 和 CPU2 在局部总线上运行,在这种局部总线上也有各自的局部存储器和局部 I/O,当某 CPU 要访问系统公用存储器和系统公用 I/O 时才通过总线仲裁逻辑以获得系统总线控制权。原理图如图 5-6 所示。

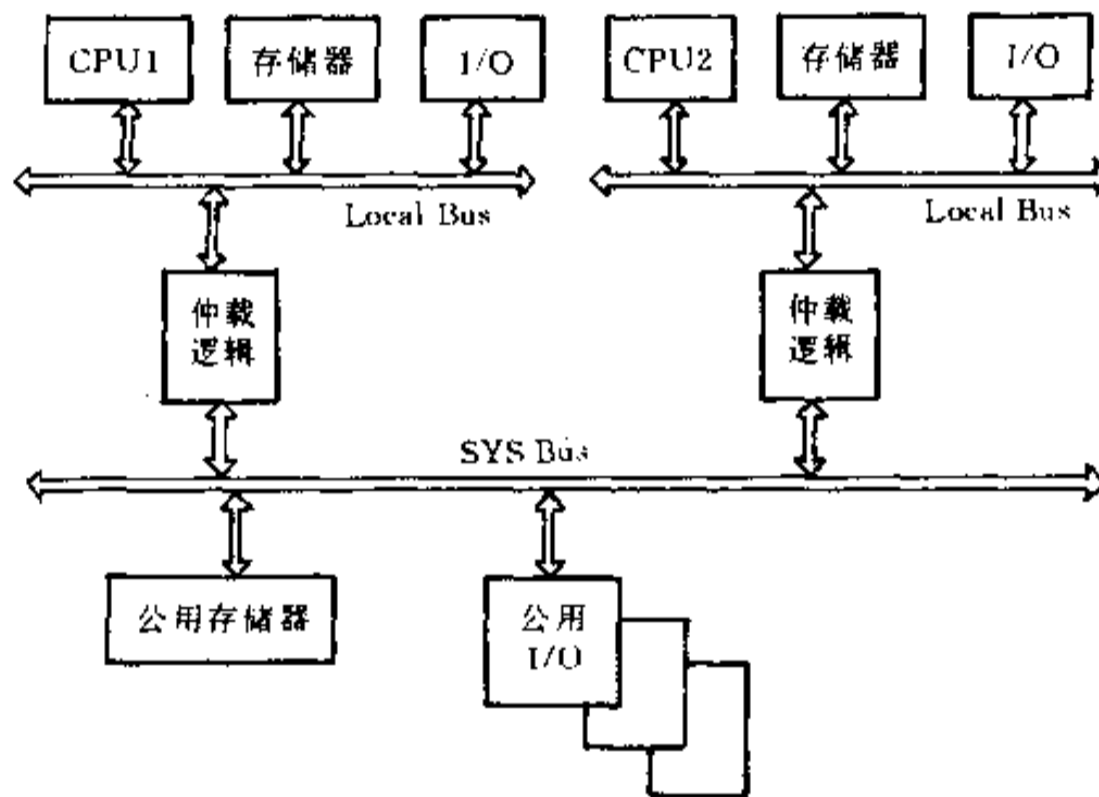


图 5-6 Multibus 支持多 CPU 结构

Multibus I 结构中,板上还可以通过 I/O 扩展总线 SBX 和其他非总线模板相连接,例如扩充 BIT 总线接口功能等等。

早期的 Multibus 支持 8 位、16 位的微处理器,也是采用单功能模板概念,适用于工业控制。随着芯片技术的发展,它向高端发展,而把低端应用让给了 STD 总线。

为了适应 32 位微处理器的要求。Multibus I 经扩充后形成 Multibus II,它属于第二代总线。第一代总线通常只定义物理层。第二代总线则采用 OSI 的通信网络的七层协议的办法,除了定义物理层外,还定义其链路层和更高层。

Multibus II 正在 32 位微型机领域与 VME 总线激烈竞争。

3. VME 总线

Motorola 公司的 VME 总线(IEEE1014 标准)也是一种支持多计算机/多处理系统总线。由于多处理器要通过系统总线和系统的公用资源交换信息,若系统总线上插了许多主控模板,则其处理速度要受到总线瓶颈的影响。解决的办法是为系统增加信息通道。所以 VME 总线是由局部总线 VMX 和串行总线 VMS 以及系统总线 VME 组成的。它又有四个子总线,即数据总线、仲裁总线、中断总线、公用总线。

这种总线在采用单总线连接器时为 96 条信号线,支持 16 位数据线、24 位地址线,双总线连接器结构则支持 32 位数据线和 32 位地址线,这时有 128 条信号线,可支持四个主 CPU 模板并行运行。

这种高性能总线是开放式总线结构,受到许多厂家,特别是欧洲及那些与 Motorola 和 68000 微处理器有关的用户欢迎。

4. MCA 总线

MCA 与 EISA 总线由 IBM 公司于 1987 年推出,并用于 PS/2 微计算机。

它是带有 24 位 DMA 的 10MHz 总线,提供了 16 兆字节的可寻址空间,有一个 32 位的数据总线。MCA 不与现存的 ISA 标准相兼容,故它不支持任何现存的 ISA 外设。MCA 配有总线仲裁机构,可支持 16 个总线主控器,它扩展了 CPU 的局部总线,给外界提供了容易配接的接口。

新的微通道(MCA)总线无论在电气性能或机械性能方面都与旧有的 IBM PC 总线不兼容。牺牲了兼容性的好处是换来了高速的数据输入/输出传送、共享资源及多重处理的功能。

作为与 MCA 总线相竞争的产品,微计算机设计者们于 1988 年 10 月间推出了一种新的总线结构。它既保持了与老的 IBM PC 系列兼容的多处理机标准总线,同时又具有 MCA 的先进特性,但不与 MCA 兼容,这就是 EISA(Extended Industry Standard Architecture)总线。它是一种具有 32 位 DMA 的 8MHz 总线,提供了 4 字节的寻址空间。

该总线作为 ISA 总线完全兼容的扩展,支持多个总线主控器,加强了 DMA 功能,增加了猝发方式传输。EISA 总线的仲裁是集中在系统总线控制器中的。仲裁优先级是固定的,且每个都有自己的信号线以发出总线请求。它们是可循环的。这种仲裁逻辑的工作原理类似 DMA 通道。

图 5-7 为 EISA 总线结构原理图。它的母板上有一个中央仲裁控制装置,用于协调总

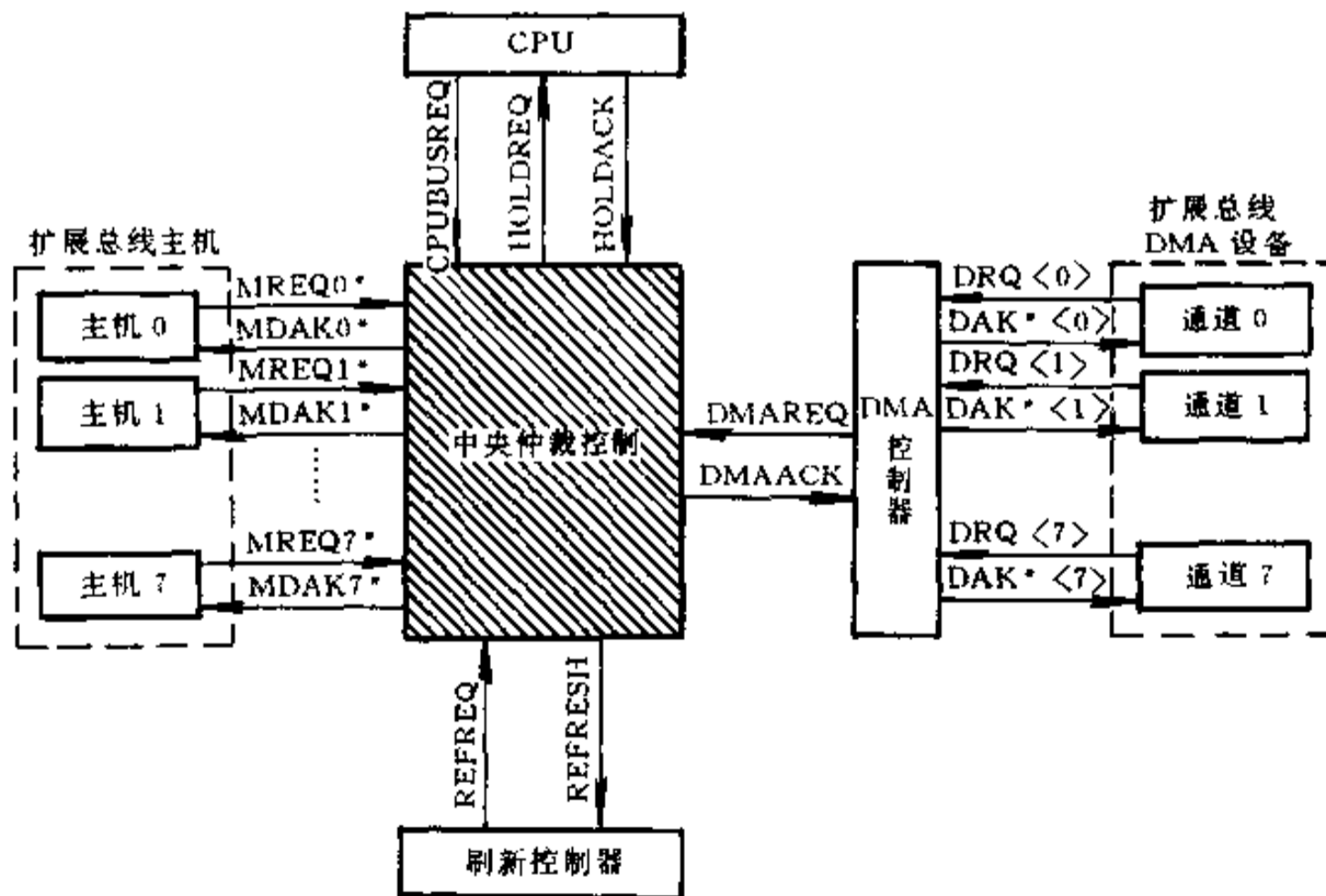


图 5-7 EISA 总线结构

线访问。

5. 面向工业控制的 STD 总线

STD 是英文“Standard”(标准)的缩写,顾名思义,STD 总线一出现,人们就看到它具有标准化的潜力。

由 Matt Biewer 研制成功的 STD 总线,自 1978 年被 Pro-Log 公司和 Mostek 公司采用以来,迅速为设计者所接受,证明了它在工业中的应用价值。由于其模式结构使用方便,设计和制造成本较低,目前已有惊人的发展,一跃成为十多年来发展最快的总线之一。它不仅极大地解决了结构简单的单处理机系统的性能价格比,而且解决了结构简单的多处理机系统的性能价格比问题。这种总线能够支持任何 8 位或 16 位的微处理器,成为小型插件板系统的标准总线,已被国际上数百家制造厂商所采用。

1987 年,STD 总线已被批准为 IEEE961 标准。

近年来,采用 STD 总线技术的工业控制机在国内外获得了迅速发展,在我国各部门、各领域被广泛采用,业已成为工业控制机的主要机型之一。这种控制机具有小型化、模块化、组合化、标准化的特点。它可以针对不同应用对象选用不同的硬件模板和软件组成各种不同的应用系统。这种系统组合灵活,开发周期短,硬件冗余少,使用维护方便,可靠性高,抗干扰能力强,性能价格比好,深受用户欢迎。

起先是一种面向工业控制的 8 位微型机总线,并定义了 8 位微处理器总线标准。它可容纳各种 8 位通用微处理器,如 8080,8085,6800,6809,6502,Z80,NSC800 和 8088 等。16 位微处理器出现后,为了仍旧能使用该总线,采用周期窃取和总线复用技术来扩充数据线和地址线。所以 STD 总线是 8 位/16 位兼容的总线,可容纳的 16 位微处理器有 8086,68000,80286 等,为了能和 32 位微处理器 80386,80486,68030 等兼容,近年来又定义了 STD32 总线标准,且与原来 8 位总线的 I/O 模板兼容,STD 总线标准对插件尺寸、插脚分配、信号定义、电气标准等都作了规定,还规定了读写时序和持续时间等。

STD 总线是 56 条信号线的并行底板总线,它实际上是由四条小总线组成的,这些小总线是:8 根双向数据线,16 根地址线,22 根控制总线和 10 根电源及地线。

STD 总线是传统总线技术的集大成者。实际上,它采用的许多技术均可在其他总线上找到,和其他总线结构相比较,又有它自身的特点。正是由于它本身具有的这些技术特点,才得以迅速发展而被广泛采用。

(1) 小板结构,高度的模块化“轻、薄、短、小”—这是 80 年代以来国际上的技术发展趋势;对于工业控制机,小型化是发展潮流。

STD 总线采用功能模板概念,即按功能划分模板。一台工业控制计算机按功能划分成 CPU 板、存储器板、A/D 板、D/A 板,以及开关输入/输出等等功能模板,不同用户根据各自应用系统的功能要求选择不同的功能模板组装各自的应用系统。

STD 总线采取这种开放式的系统结构,系统的组成没有固定的模式和标准机型,而是提供大量的功能模板。用户可根据自己的需要购置各种功能模板和软件,像搭积木一样拼装自己的控制系统。另外,这种开放式的系统结构提高了系统的维修性,目前可以做到平均维修时间小于 5min。

这种结构对于工业应用来说特别适合。这是因为工业应用范围十分广泛,要满足各工业界广泛的要求,没有各种各样功能丰富的 I/O 模板支持是很困难的。

(2)严格的标准化,广泛的兼容性 STD总线模板设计有严格的标准化。这是STD总线与众不同的特点。传统的微机总线都有几条信号线是未定义的。例如,Q总线,Multibus I、S-100总线分别有15、7、16条信号线未定义,这种未定义信号线常常带来不兼容性问题。STD总线则不同,它的所有信号线均有严格定义,用户均不得更改它,否则,它就不是“标准”的了。这种严格的标准化带来的好处是广泛的兼容性。因此,不同厂家的产品通常是兼容的,丰富的产品供货来源给用户带来了方便。这也是STD总线迅速发展的原因之一。

(3)面向I/O的设计,非常适合工业控制应用 许多高性能的总线(如VMEbus、Multibus、Futurebus等)其总线设计是面向系统性能的提高,即提高系统的吞吐量或处理能力,而STD总线是面向I/O。许多总线只有很少的I/O扩展能力,IBM PC/XT/AT也只有几个I/O扩展槽。例如,一个底板上甚至可以有20块I/O模板扩展能力,且有众多的I/O模板可供用户选择和组合,以满足各种领域的要求。特别是它采用简便的I/O接口设计,使得I/O接口设计成为一件简单易行的事情,所以,许多从市场上买不到的专用接口都可以由最终用户自行设计。拥有众多I/O功能的支持,这是STD总线的优势之一。

(4)高可靠性 STD总线作为工业标准的微机总线具有很高的可靠性。为了适应工业控制的恶劣环境,产品的印制布线、元器件老化筛选、模板的在线测试检查、科学的质量保证体系、电源的高抗干扰性能等方面都做了大量研究工作,采取了许多保证措施。

这种高可靠性正是我国工业微机急待解决的问题,也是工业控制系统能否长期稳定运行的关键。

STD总线由于其自身的技术特点,非常适合中国国情。这是STD总线能够在我国迅速发展和广泛应用的重要原因。

几种典型微型机总线信号及系统总线主要特性详见表5-3,表5-4所示。

表5-3 几种典型微型机总线信号线

	Q-bus	Multibus	STD bus	S-100bus	VME bus
引 脚	72	86	56	100	96(128)
数 据	18	16	8	16	16(32)
地 址	18	20	16	16	24(32)
控 制	18	18	22	38	35
中 断	4	8	3	8	7
未 定 义	15	4	0	16	0(1)
电 源	9	20	6	4	6(9)
电压/V	±5, ±12	+5, +12	±5, ±12	±8, ±16	±5, ±12
注:()中的数字为双总线连接器引脚数。					

表 5-4 几种典型微型机系统总线主要特性一览表

总线名称 技术性能	Multibus 总线		VME 总线	STD 总线	IBM PC 总线			Q 总线
	I	II			PC	AT	MAC	
IEEE 标准号	IEEE 796	IEEE P1296	IEEE P1014	IEEE 961				
数据宽度/bit	8/16	8/16/24/32	8/16/32	8/16	8	8/16	32	8/16
寻址范围/MB	16	4×10^3	4×10^3	16	1	16	4×10^3	4(扩展)
总线带宽/(MB/s)	10	40	5—20					0.8—1.6
总线共享	多主部件	多主部件	多主部件	多主部件	单 DMA	单 DMA	多主部件	多主部件
适用 CPU	8088 8085 8088 8086 80286	8086 80286 80386	68000 80286 16032	Z80 8085 8088 6800 80286	8088	8085 80286	80286 80386	LSI-11
引脚数	86(P1) 60(P2)	96	128	56	62			86/36
插板尺寸/(mm×mm)	304×171	233×220	160×100 160×233	165×114	335×134			276×226

5.1.4 STD 总线工业控制机

1. STD 总线的实现

STD 总线是一种面向工业控制的标准化微计算机系统总线,它是为微处理器的工业控制应用而设计的高效、坚固耐用、模块式的互连系统。小型的模块式插件,有效的结构方式以及坚固耐用的总线连接器满足了工业环境中的可靠性需求。面向 I/O 的总线为所有的通用微处理器和范围宽广的 I/O 功能之间的连接提供了一种简便易行的接口。由于受到广泛的科技原理造就的许多特殊接口的支持,STD 总线具有丰富的 I/O 功能。STD 总线的处理能力范围从简单的 8 位处理器到功能强大的 32 位处理器,并可在单主、主从和多主 CPU 环境中进行选择。其支持软件包括与 PC 机兼容的 STD 总线硬件上应用的 MS-DOS 和其他先进的操作系统以及支持软件。

图 5-8 所示的是由 STD 总线连接的微处理器和各种 I/O 功能插件。图 5-9 表示的则是 STD 总线与 VME、Multibus I 和 II 的模板尺寸。外设和 I/O 装置的连接在插件的用户端,这样的配置使得信号有序地从总线接口越过插件流向用户接口(见图 5-10)。外设和 I/O 装置可通过使用自身独立的连接器和电缆连接在系统上,简单地把带有各自电缆的插件插入底板插槽,就可将整个模块的功能加入系统。

STD 总线是由美国 PRO-LOG 公司和 MOSTEK 公司于 1978 年共同提出的一项有计划的工业标准。

1980 年,IEEE 授权 P961 工作小组研究 8 位微机总线标准的开发,1987 年 STD 总线标准 IEEE961 获得通过。

STD 总线由 IEEE961 标准来支持。STD 总线还使用其他 IEEE 标准,如

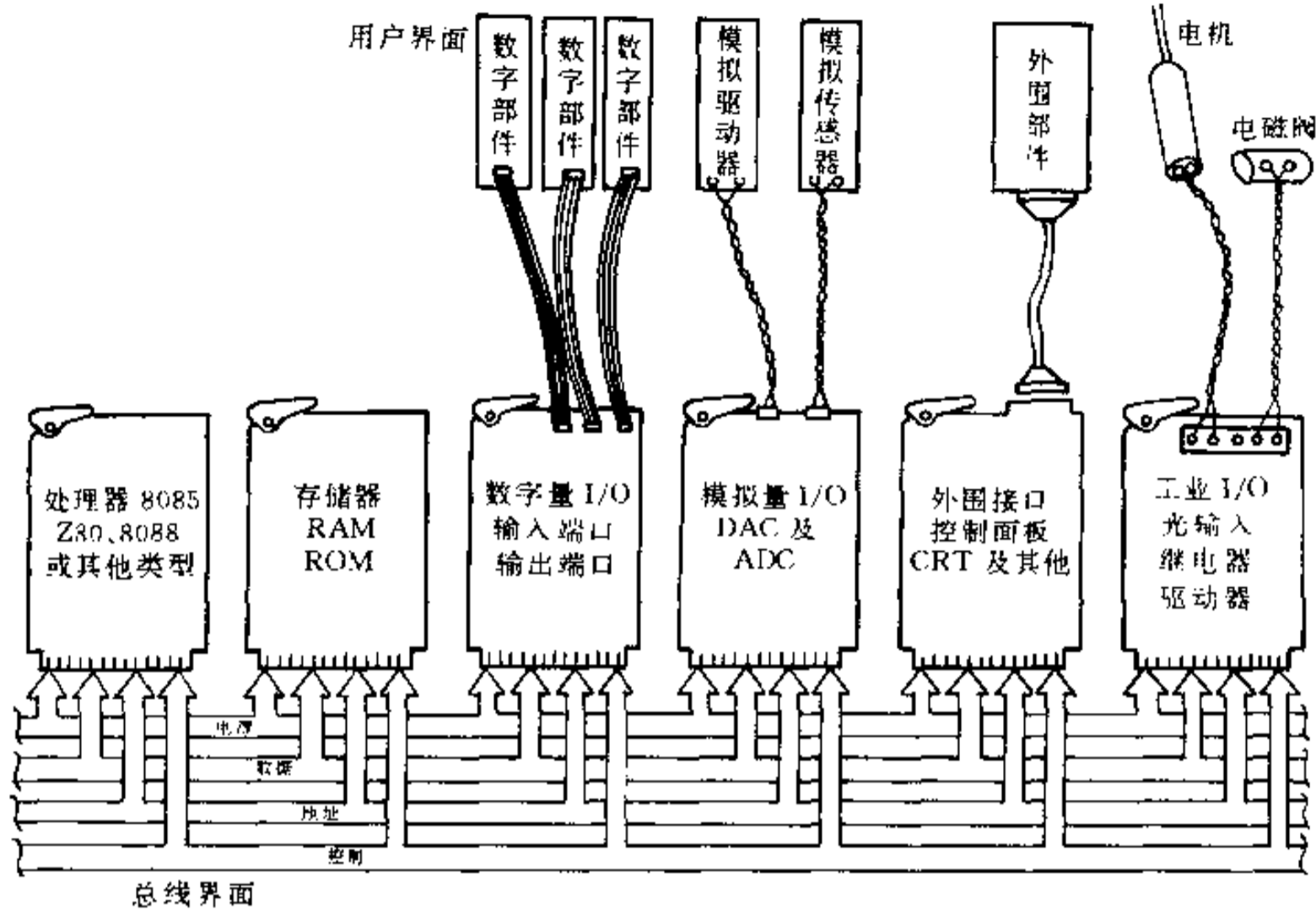


图 5-8 总线的实现

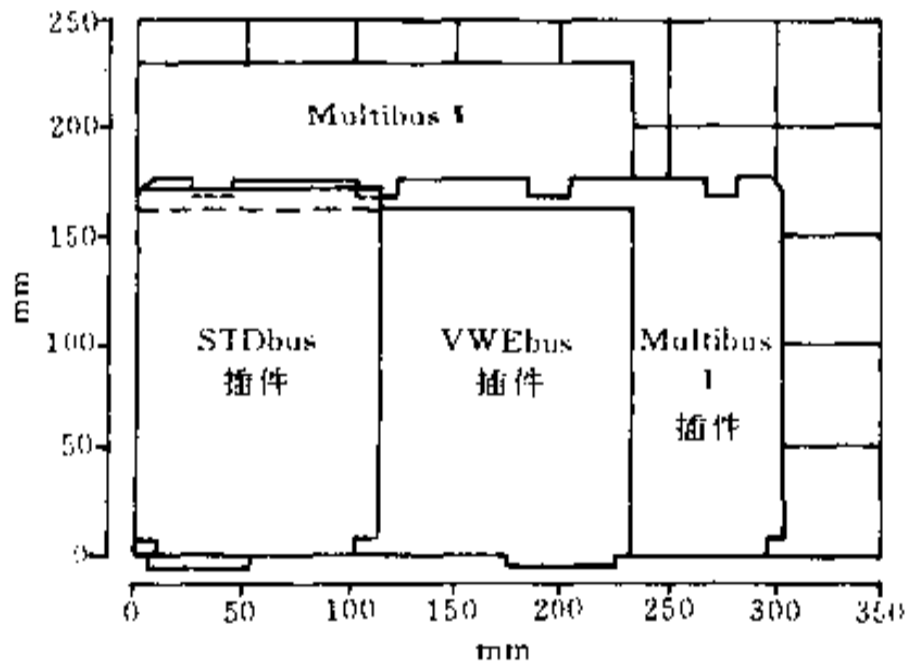


图 5-9 几种典型总线的插件尺寸

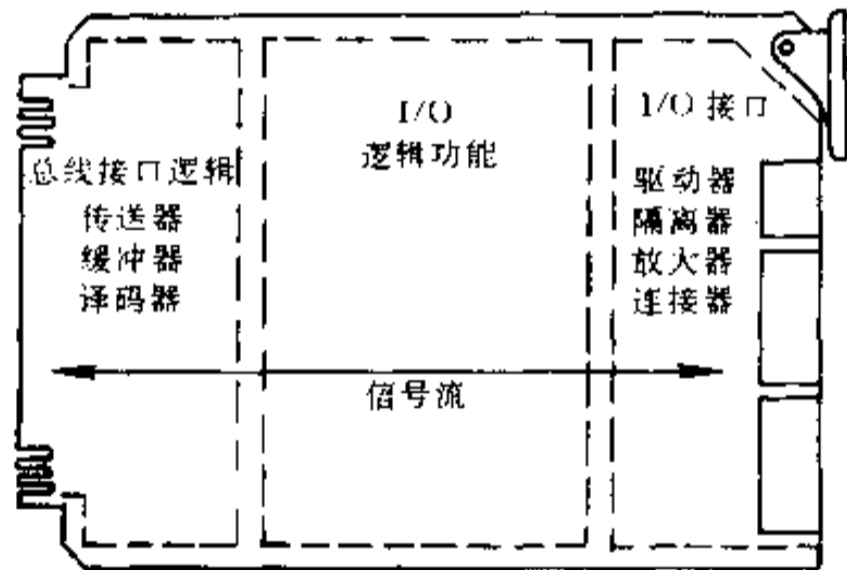


图 5-10 STD 总线的有效结构方式

IEEE488GPIB 以及 IEEE959SBX 标准, 以便扩大它的用途。通过与工业标准的结合, STD 总线扩大了用户的使用范围。由于结构相同, STD 总线已经能够与 IBM PC 标准紧密相连, 其具有的兼容性使用户可以利用巨大的 PC 软件库。

2. STD 总线规范及引脚定义

STD 总线是一个面向工业控制的 8 位微型机总线, 它定义了 8 位微处理器总线标准。它可容纳各种 8 位通用微处理器, 如 8080, 8085, 6800, 6809, 6502, Z80, NSC800 和 8088 等。16 位微处理器出现后, 为了仍能使用该总线, 采用周期窃取和总线复用技术来扩充数据线和地址线。所以 STD 总线是 8 位/16 位兼容的总线, 它可容纳的 16 位微处理器有 8086, 68000, 80286 等。为了能和 32 位微处理器 80386, 80486, 68030 等兼容, 近年

来又定义了 STD32 总线标准,且与原来 8 位总线的 I/O 模板兼容。STD 总线标准对插件尺寸,插脚分配、信号定义、电气标准等都作了规定,还规定了读写时序和持续时间等。

STD 总线是 56 条信号线的并行底板总线,它实际上是由四条小总线组成的。这些小总线是:

- 8 根双向数据线(引脚 7~14,16 位标准中还包括 16,18,20,22,24,26,28 和 30)。
- 16 根地址线(引脚 15~30,16 位标准中还包括 7~14)。
- 22 根控制线(引脚 31~52)。
- 10 根电源线(引脚 1~6 和 53~56)。

STD 总线引脚分配见表 5-5。

(1) 电源总线

两条电源总线包括逻辑电源和模拟电源。有两条独立的地线能够和多达 5 个独立的电源一起使用。分开的地线允许模拟电路与数字电路互相隔离。实际上往往是将所有的地线联结于一点,通常是在电源上。

(2) 数据总线

数据总线(8 位,双向,三态,高电平有效)方向由当前的主控模板控制,并受读(RD^*)、写(WR^*)和中断响应($INTALK^*$)等信号影响。

所有的模板在不使用数据总线时都应释放总线成高阻状态,当前主控模板在响应总线请求($BUSRQ^*$)输入时,必须释放总线给临时主控模板,如 DMA 传输。

数据总线的各条线可以被分时复用以扩展存储空间。作地址扩展时引脚分配应按表 5-5 实施。

表 5-5 STD 总线引脚分配

	元 件 面				线 路 面			
	插脚	信号名称	信号流向	说 明	插脚	信号名称	信号流向	说 明
逻辑电源	1	+5V _{ix}	入	逻辑电源 V _{cc}	2	+5V _{ix}	入	逻辑电源 V _{cc}
	3	GND	入	逻辑地	4	GND	入	逻辑地
	5	VBAT	入	电池电源	6	VEB	入	逻辑偏压
数据总线	7	D3/A19	入/出	数据总线/地址扩展	8	D7/A23	入/出	数据总线/地址扩展
	9	D2/A18	入/出		10	D6/A22	入/出	
	11	D1/A17	入/出		12	D5/A21	入/出	
	13	D0/D16	入/出		14	D4/A20	入/出	
地址总线	15	A7	出	地址总线	16	A15/D15	出	地址总线/数据总线扩展
	17	A6	出		18	A14/D14	出	
	19	A5	出		20	A13/D13	出	
	21	A4	出		22	A12/D12	出	
	23	A3	出		24	A11/D11	出	
	25	A2	出		26	A10/D10	出	
	27	A1	出		28	A9/D9	出	
	29	A0	出		30	A8/D8	出	

(续)

	元 件 面				线 路 面			
	插脚	信号名称	信号流向	说 明	插脚	信号名称	信号流向	说 明
控制总线	31	WR*	出	写存储器或 I/O	32	RD*	出	读存储器或 I/O
	33	IORQ*	出	I/O 地址选通	34	MEMRQ	出	存储器地址选通
	35	IOEXP	入/出	I/O 扩展	36	MEMEX	入/出	存储器扩展
	37	REFRESH*	出	刷新定时	38	MCSYNC*	出	机器周期同步
	39	STATUSI*	出	CPU 状态	40	STATUSO*	出	CPU 状态
	41	BUSAK*	出	总线响应	42	BUSRQ*	入	总线请求
	43	INTAK*	出	中断响应	44	INTRQ*	入	中断请求
	45	WAITRQ*	入	等待请求	46	NMIRQ*	入	非屏蔽中断
	47	SYSRESET*	出	系统复位	48	PBRESET*	入	按钮复位
	49	CLOCK*	出	处理器时钟	50	CNTRL*	入	辅助定时
	51	PCO	出	优先级链输出	52	PCI	入	优先级链输入
辅助电源	53	AUXGND	入	辅助地	54	AUXGND	入	辅助地
	55	AUX+V	入	辅助正电源 +12V(DC)	56	AUX-V	入	辅助负电源 -12V(DC)

注: * 表示低电平有效。

(3) 地址总线

地址总线信号(16位,三态,高电平有效)由当前主控模板发出。当前主控模板在响应来自临时主控模板的 BUSRQ* 输入时,应释放地址总线。

可分时复用数据线以扩展地址线,地址扩展的引脚分配应按表 5-5 进行。

地址总线也可多路分时复用以扩展数据字长。

(4) 控制总线

控制总线各信号线分为 5 组,即存储器和 I/O 控制、外围定时、时钟和复位、中断和总线控制及串行优先链。

3. STD 总线规范中的信号描述

(1) 存储器和 I/O 控制线

存储器和 I/O 控制线提供基本的存储器和 I/O 控制信号,较简单的应用场合也许只需要下列 6 个控制信号。所有 STD 总线模板都必须支持存储器或 I/O 控制线。

WR* (引脚 31)——写存储器或输出(三态,低电平有效)。WR* 是由当前主控模板发出,表示总线上的数据将被写到被寻址的存储器或输出设备,所选设备应使用该信号将数据写到存储器或输出口。

RD* (引脚 32)——读存储器或输入(三态,低电平有效)。RD* 由当前主控模板发出,表示需要从存储器或输入口读数据,被选定的输入设备或存储器必须用此信号将数据选通到总线上。

IORQ* (引脚 33)——I/O 请求(三态,低电平有效)。IORQ* 由当前主控模板发出,它表示将进行 I/O 读或写操作,它也可以用来控制处理器从属外围器件。

MEMRQ* (引脚 34)——存储器请求(三态,低电平有效)。MEMRQ* 由当前主板发出,表示存储器读或写操作。MEMRQ* 也可用来控制处理器的从属外围设备。

IOEXP(引脚 35)——I/O 扩展(高电平为扩展,低电平为选通)。IOEXP 由当前主板发出,用来扩展或选通 I/O 口地址。低电平选通基本 I/O 操作,I/O 模板必须对 IOEXP 译码。

MEMEX(引脚 36)——存储器扩展(高电平为扩展,低电平为选通)。MEMEX 由当前主板发出,用来扩展或允许访问存储器。

低电平有效信号表明基本的(非扩展的)存储器有效。存储器对 MEMEX 译码, MEMEX 可用于存储器覆盖,如引导操作,控制模板关闭基本系统存储器而使用替换存储器。

(2) 外围定时控制线

外围定时控制线提供控制信号,它使 STD 总线支持各系列微处理器及相应的外围芯片。STD 总线中有四根控制线专为外围芯片定时而用,这些控制线对不同微处理器有不同定义,因此它可使用各种微处理器能支持各自的外围芯片。这使 STD 总线不只局限于一种处理器。

REFRESH*(引脚 37)——刷新定时(三态,低电平有效)。REFRESH* 可由当前主控模板发出,也可由单独的控制模板发出,用于刷新动态存储器;此信号的特性和定时关系是存储器件或处理器的函数,在不用刷新的系统中本信号可用作任何专用存储器控制信号,采用静态存储器的系统可以不用 REFRESH*。

MCSYNC*(引脚 38)——机器周期同步(三态,低电平有效)。MCSYNC* 必须由当前主控模板发出,本信号应在处理器的每一个机器周期产生一次,MCSYNC* 确定机器周期的开始。此信号的具体特性和定时关系决定于处理器,MCSYNC* 保持特定外围芯片与处理器的操作同步,它也可用来控制总线分析器,逐个周期地分析总线的操作。

MCSYNC* 从数据总线中分离出复用的扩展地址。

STATUS1*(引脚 39)——状态控制线 1(三态,低电平有效)。STATUS1* 必须由当前主控模板发出,作为外围芯片的二次定时信号。在有 STATUS1* 信号时,应用作识别取指令周期信号。

STATUS0*(引脚 40)——状态控制线 0(三态,低电平有效)。

(3) 中断和总线控制线

STD 总线提供了中断请求信号线 NMIRQ*,INTRQ* 和 INTAK*。对于只有单个中断的系统,这些信号可直接用于实现中断,但在有多个中断的系统中就需要对中断优先权进行排队与仲裁。

STD 总线还提供了用作总线操作的 BUSRQ* 和 BUSAK*,其用法类似中断控制线。

① 串行中断优先权 STD 总线已提供对串行优先权仲裁的优先权链信号线,即 PCI 和 PCO。此时要求每块需要有优先权的外部设备插件上都具有相应的逻辑电路,以提供优先权仲裁,如图 5-11 所示。这种方法适用于具有串行优先链的外部设备,如 Z80 系列器件。

② 并行中断优先权 STD 总线上可以实现并行中断优先权仲裁。其方法是把优先权逻辑电路设置在一块单独的插件上,而不是分布在每块外部设备的插件上。并行优先权裁决具有模块化功能,并可按具体的处理器的要求进行设计。这种方法可使外部设备插件与处理器之间没有依赖关系。此时,中断请求信号由插件的用户端送出(见图 5-12)。

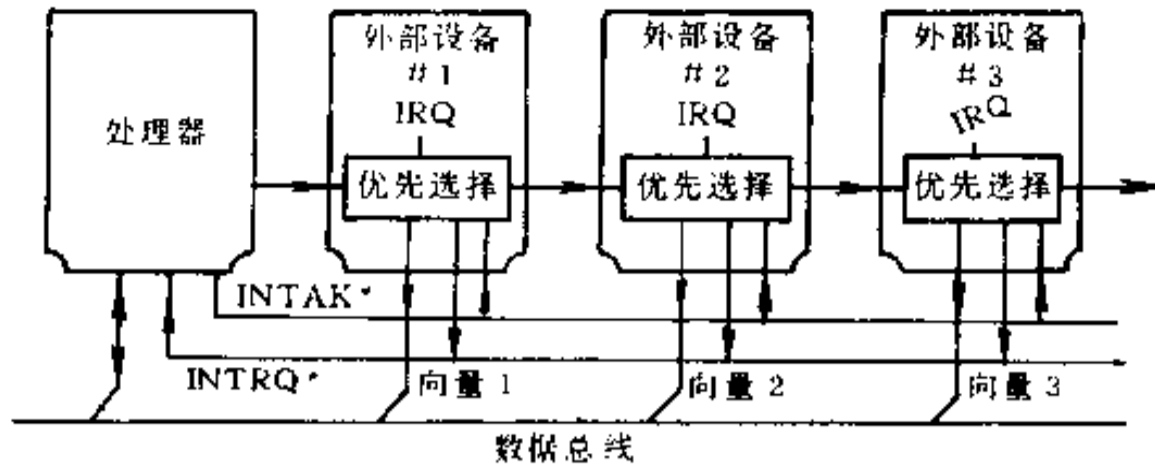


图 5-11 串行中断优先权

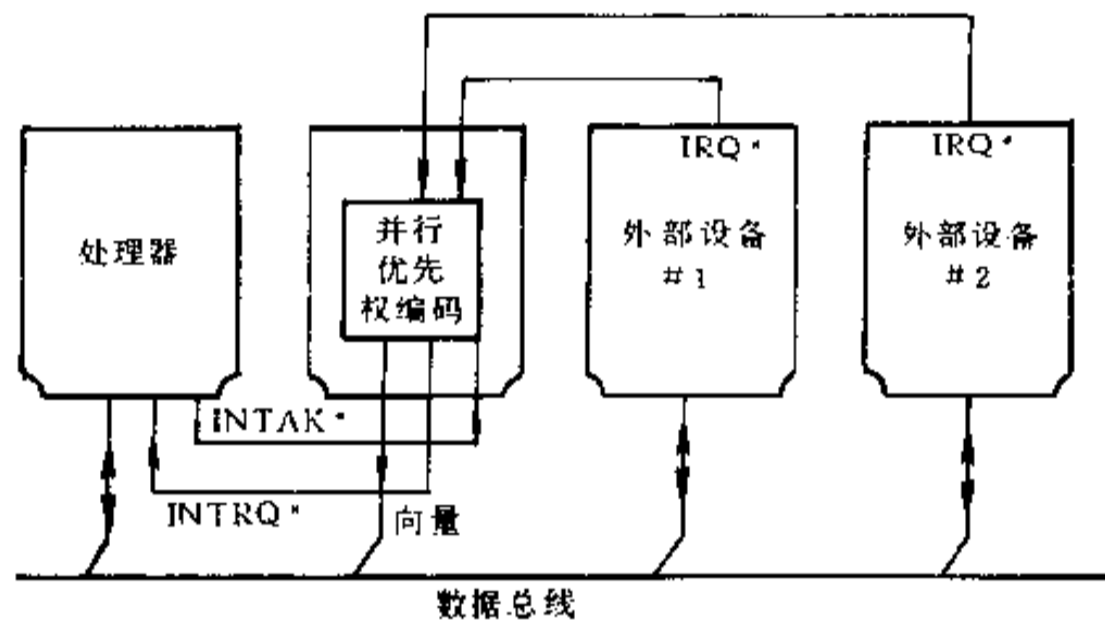


图 5-12 并行中断优先权方案

并行优先权编码也可设置在处理器插件上。

4. STD 总线电气规范

STD 总线具有分别适用于 TTL 和 CMOS 逻辑的电气规范。工业上提供了两种类型的 CMOS: 满量程的 CMOS 以及与 TTL 电平兼容的 CMOS。CMOS 的规范遵守满量程 CMOS 的规范, 与 TTL 兼容的 CMOS 必须服从 TTL 的电气规范。

(1) CMOS 逻辑信号特性

CMOS 总线已设计成与工业标准的高速 CMOS 逻辑电平相兼容。所有逻辑信号必须符合表 5-6 给出的电压要求。

(2) TTL 逻辑信号特性

TTL 总线设计成为与工业标准的 TTL 逻辑电平相兼容。所有的逻辑信号必须符合表 5-7 给出的电压要求。与 TTL 兼容的 CMOS 插件必须遵循这些规范。

每一插件给每一总线信号应只加上一个负载。总线驱动器应满足表 5-6 和表 5-7 所列条件。对于 CMOS 电路, 电容输入负载最大为 20pF。

集电极开路信号应有 1 个上拉电阻。对于 CMOS 电路, 电阻值为 1k Ω ; 对于 TTL 电路, 电阻值为 470 Ω 。上拉电阻应安装在永久主板上。

表 5-6 CMOS 逻辑信号电压参数

CMOS 总线插件参数	测试条件(-40 ~ +85°C)	最小	最大	单位
VOH(高状态输出电平)	V_{CC} = 最小, I_{OH} = -6mA	3.76	—	V
VOL(低状态输出电平)	V_{CC} = 最小, I_{OL} = 6mA	—	0.37	V
VIH(高状态输入电平)	V_{CC} = 最小	3.15	—	V
VIL(低状态输入电平)	V_{CC} = 最小	—	0.9	V

表 5-7 TTL 逻辑信号电压参数

TTL 总线插件参数	测试条件(0 ~ +40°C)	最小	最大	单位
VOH(高状态输出电平)	V_{CC} = 最小, I_{OH} = -3mA	2.4	—	V
VOL(低状态输出电平)	V_{CC} = 最小, I_{OL} = 24mA	—	0.5	V
VIH(高状态输入电平)		2.0	—	V
VIL(低状态输入电平)		—	0.8	V

5. 母板的连接

STD 总线母板的设置使得信号通过长距离且具有快速的上升和下降沿运行时,能够使其作为传输线使用。其电气性能是母板的长度、布局、所用连接器的类型以及插入母板的插件数量和位置的函数。这些特性通常受连接到母板的信号的控制。因此,那些低速的处理器能够在短母板上顺利运行而不必进行端接;高速的处理器和长母板则需要恰当的设计并要进行端接匹配。

6. 电路模板的电气特性

STD 总线电路模板和母板的工作特性由表 5-8 中给出的参数所确定。这些参数提供了双层电路板的最坏条件。

表 5-8 印刷电路板参数

参数名称	最小值	典型值	最大值
信号线厚	0.0028in		
信号线宽	0.012in		
电源线宽	0.050in		
线间距	0.013in		
信号线直流电阻		20mΩ/in	
电源线直流电阻		5mΩ/in	
电感		0.028μH/in	
特性阻抗		100Ω	
信号传送延迟		2ns/in	
触点额定电流			3A
触点电阻(在额定电流下)			8mΩ
触点对电容		0.3pF	1pF
触点工作电压		AC600V	
总线电容(信号线对地)		3pF/in	
(信号线间)		2pf/in	

注: 1in = 25.4mm, 下同。

7. 机械规范

STD 总线电路插件符合表 5-9、表 5-10、表 5-11、表 5-12 以及图 5-13 中给出的尺寸。这些尺寸,包括插件肩拔和 I/O 接口的连接部分。

表 5-9 插件尺寸

参 数	额定值/in	公 差/in	额定值/mm	公 差/mm
插件长度	6.500	± 0.025	165.10	± 0.64
插件高度	4.500	+0.005 -0.025	114.320	+0.13 -0.64
印刷板厚度	0.062	+0.007 -0.003	1.58	+0.18 -0.08
插件间距	0.500	-0.000	12.70	-0.000

表 5-10 最小间距的插件外形尺寸

参 数	最大值/in	最小值/in	最大值/mm	最小值/mm
组件高度	0.375		9.52	
组件面突起部	0.040		1.02	
相邻的插件间距		0.010		0.25

表 5-11 插件边缘的金手指规范

参 数	最 小 值	典 型 值
镀镍的厚度	0.030in	
触点的镀金厚度	0.010in	0.015in
插入次数	100	

表 5-12 模板尺寸

模板尺寸	英寸(in)		毫米(mm)	
	正常值	误 差	正常值	误 差
板长	6.500	± 0.025	165.10	± 0.64
板高	4.500	+0.005, -0.025	114.30	+0.13, -0.64
板厚	0.062	+0.007, 0.003	1.58	+0.10, 0.08
板间隔	0.500	最小值	12.70	最小值

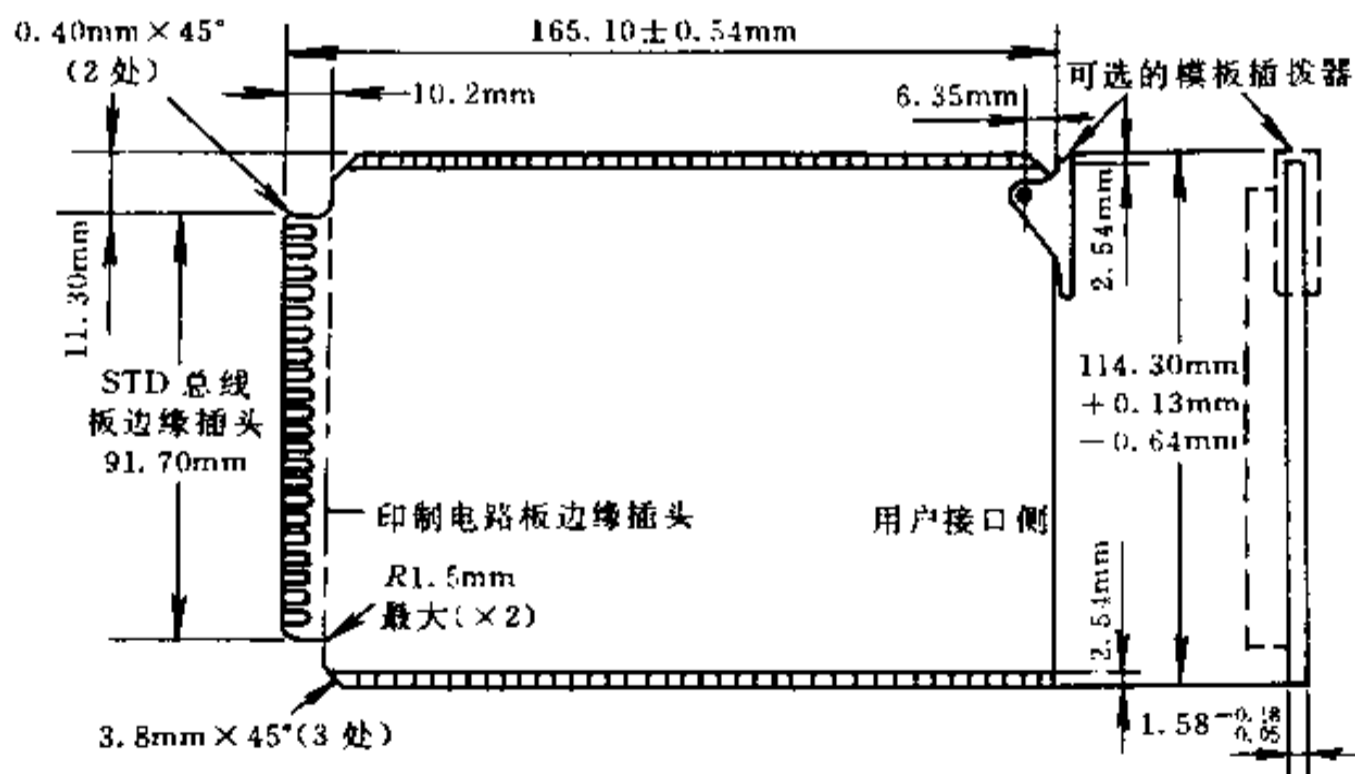


图 5-13 模板外形与标准

§ 5.2 计算机接口技术

在微型计算机控制系统中,程序、数据、现场采集到的信息要通过外部设备送到微机,而微机的计算结果和各种控制信息都要传送到各种外部设备以便去记录、显示和实现各种控制。为了完成这种信息交换的所有措施都属于接口技术研究的范围。接口技术就是解决计算机与外部设备相联系的技术,它包括用来完成信息匹配的硬件和相应的软件两个方面。从设计思想上必须充分考虑到硬、软件的协调,才能更好地完成接口设计。

微机与外设间交换的信息都是一些实际的物理信息,它们的形式有数字量、开关量、模拟量和脉冲量。因此,一般微机控制系统中的硬件接口电路可用图 5-14 来表示。从图中可以看出,接口电路有几种相应的形式:数字量、开关量的输入输出接口(即并行输入输出接口)、模拟量的输入输出接口、脉冲量的输入输出接口。本节将重点讨论这几种接口。

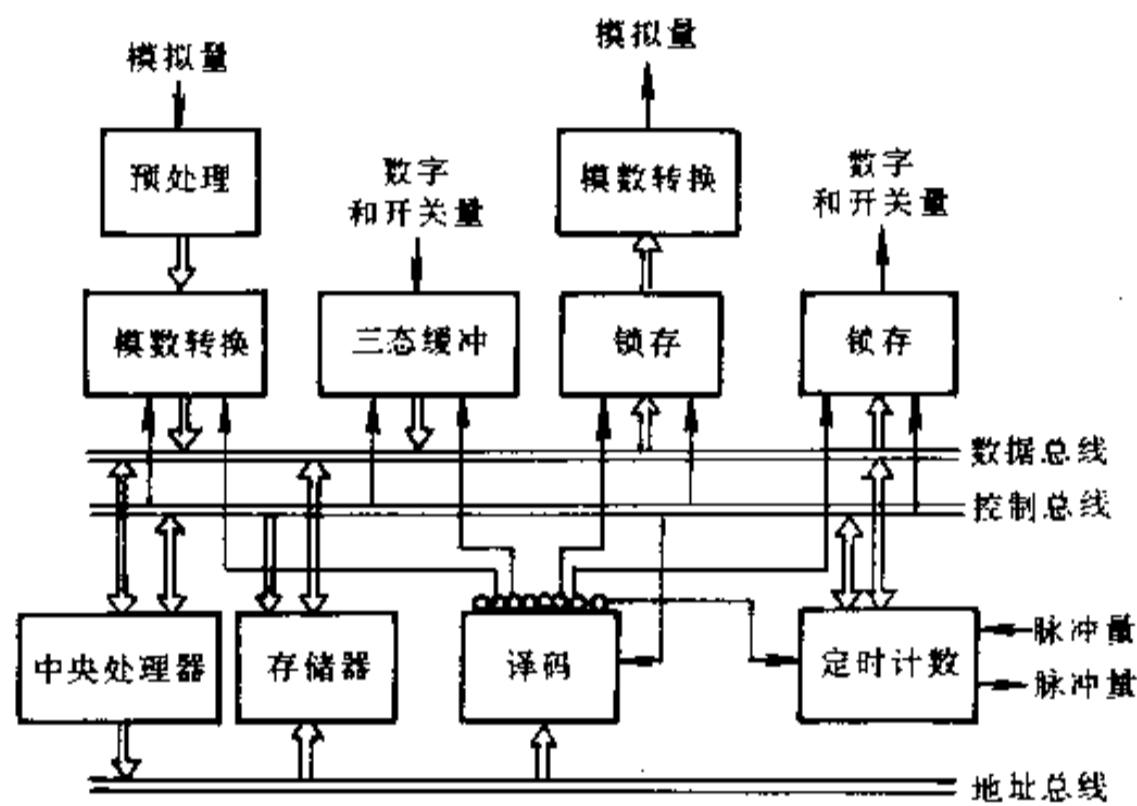


图 5-14 微机控制系统的硬件基本结构

由于接口担负着在微机和设备之间传递信息的任务,因此,机电一体化产品要求接口具有以下特点:

- (1)能够可靠地传送相应的控制信息,并能够输入有关的状态信息。
- (2)能够进行相应的信息转换,以满足系统的输入与输出要求。

信息转换主要包括以下几个方面:数字量/模拟量转换(D/A);模拟量/数字量转换(A/D);数字量转换成脉冲量;电平转换;电量到非电量的转换;弱电到强电的转换以及功率匹配等。

- (3)应具有较强的阻断干扰信号的能力,以提高系统工作的可靠性。

5.2.1 并行输入/输出接口

并行接口传输的是数字量和开关量。数字量一般指以 8 位二进制形式所表示的数字信号,例如来自数字电压表的数据。开关量指只有两个状态的信号,如开关的合与断。开关量只用一位二进制数(0 或 1)就可表示,字长 8 位的微机一次可以输入输出 8 个这样的开关量。

接口电路处于运行速度快的微处理器与运行速度比较慢的外设之间,它的一个重要功能就是使它们在速率上匹配,正确地传送数据。有多种方法可以解决这个问题,通常使用的方法有:无条件传送、查询式传送和中断传送。

并行接口是微机接口技术中最简单,也是最基本的一种方式,如三态缓冲器,锁存器等数字电路都可以用来构成并行接口。而用可编程的 8255,PIO 这类大规模集成电路芯片组成并行接口就更加方便,它们能直接与很多外设相连而无须附加任何逻辑电路,并且具有中断控制功能。

1. 无条件传送

在微机应用中,有些场合,微机与外设间几乎不需有任何的同步,即输出口永远可以立即发送微机送来的信息;微机也可以随时通过输入口读取外设的信息。这种场合可采用无条件传送,输入输出接口电路如图 5-15 所示,它由输入缓冲器、输出锁存器和译码电路三部分组成。

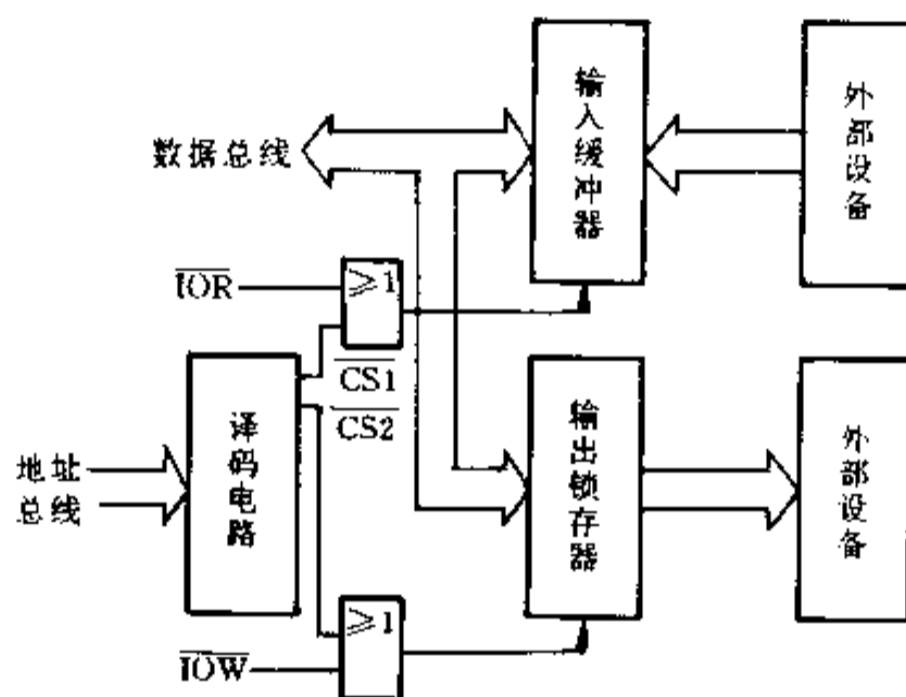


图 5-15 无条件传送的输入输出

输入缓冲器在外设信息与数据总线之间起隔离缓冲作用。在执行 IN 指令周期,产生 \overline{IOR} 及片选信号 $\overline{CS1}$, 则被测外设的信息通过缓冲器(三态门)送到微机的数据总线,然后装入 AL 寄存器。设片选口地址为 port1, 可用如下指令来完成取数:

```
MOV    DX, port1
```

```
IN     AL, DX
```

输出锁存器锁存 CPU 送来的信息。驱动此电路可用如下指令:

```
MOV    AL, DATA
```

```
MOV    DX, Port2
```

```
OUT    DX, AL
```

DATA 表示要输出的量。

2. 查询式传送

不是所有的输入输出设备随时都可以同计算机进行输入或输出操作,为了取得协调,经常采用微机查询输入输出设备的某种标志,如代表忙或不忙,准备好或未准备好等信息,以决定是否进行数据传输。图 5-16 表示了一种标志位,微机读取输入设备的

READY/BUSY信号, 当 $D_0 = 1$ 时, 便可打开三态门缓冲器, 将数据取走, 并同时用使三态门输出允许的信号将外设 READY/BUSY信号清零, 以使其再一次准备数据, 重复上述过程。

简单的测试程序:

```

LOOP:    MOV    DX, Port1
         IN     AL, DX
         TEST   AL, 01H
         JNZ   RECEIVE
         JMP   LOOP
RECEIVE: MOV    DX, Port2
         IN     AL, DX
         MOV    BUFFER, AL
    
```

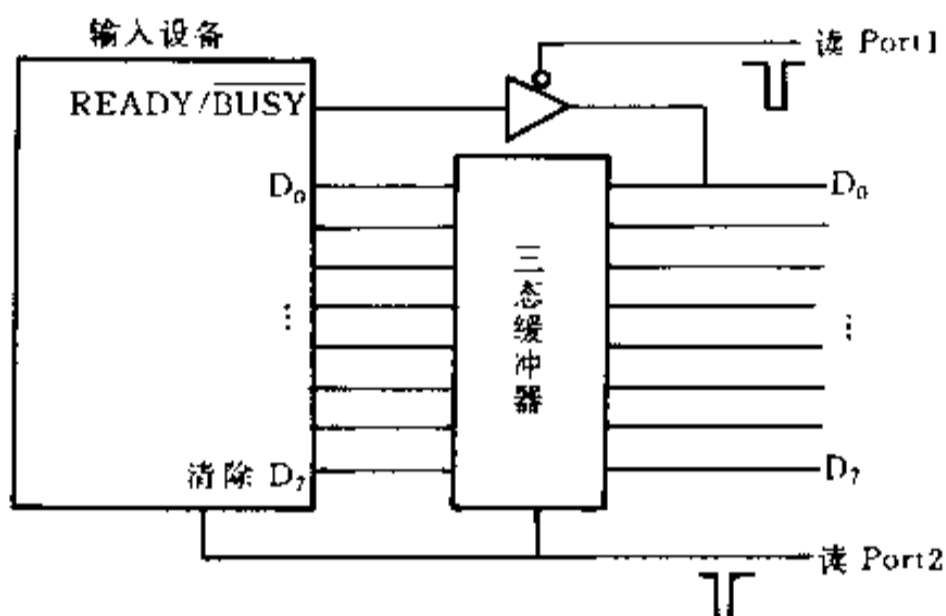


图 5-16 查询式传送

3. 中断式传送

查询式传送浪费微机的时间, 为提高微机运行的效率, 可采用中断传送。当外设准备好时, 产生中断请求信号, 微机响应后, 马上去接收其输出的数据。图 5-17 示出了这种线路, 其中 U_2 为允许中断寄存器, 当微机允许外设中断时, 可用 OUT 指令将其置成“1”状态, 这样外设的准备好信号的前沿将把 U_1 置成 1, 并通过打开的三态门, 成为中断请求信号, 以产生硬中断。准备好信号的后沿将 U_1 置成 0, 以准备下次再产生中断。

4. 8255A 可编程并行接口芯片

8255A 可编程并行输入输出接口芯片具有三个端口(A 口、B 口和 C 口), 其内部结构如图 5-18 所示。8255A 由如下几部分组成。

(1) 数据总线缓冲器

该缓冲器为双向三态, 数据可从 CPU 经该缓冲器送来, 也可由它将数据送至 CPU, 因此它可直接挂在微机的数据总线上。

(2) 读写控制逻辑

CPU 通过输入和输出指令, 将地址信息和控制信息送至该部件, 使其向 A 组和 B 组发出控制信号。

(3) A 组和 B 组控制部件

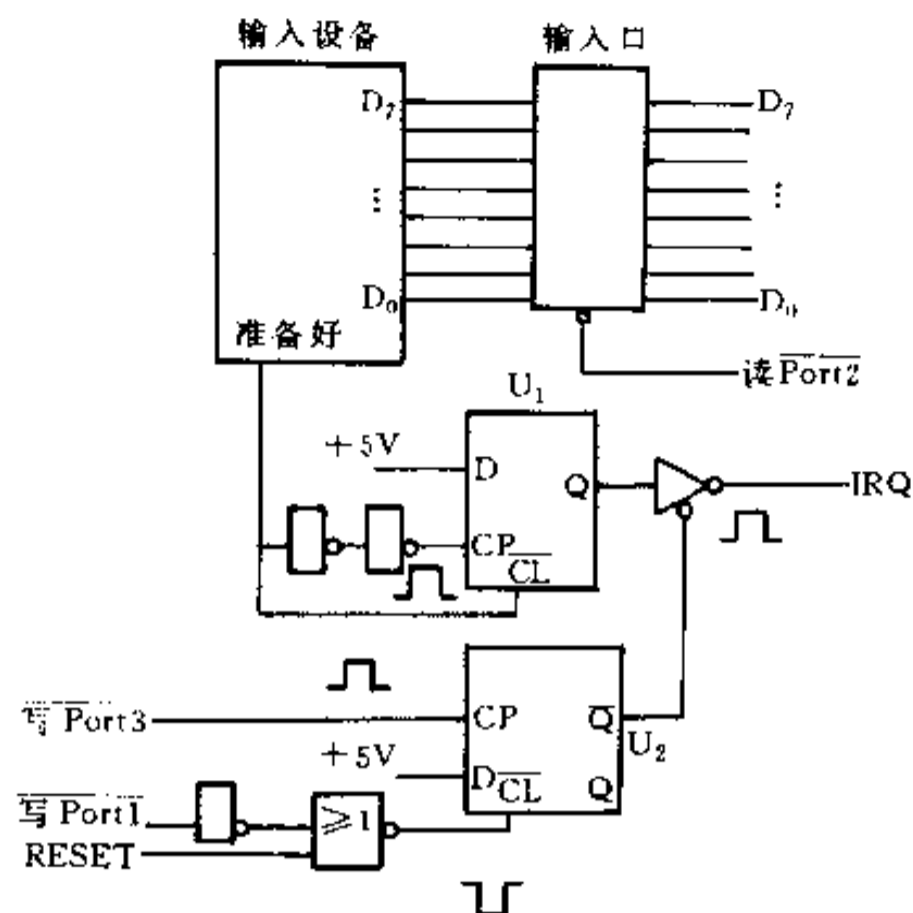


图 5-17 中断方式的输入

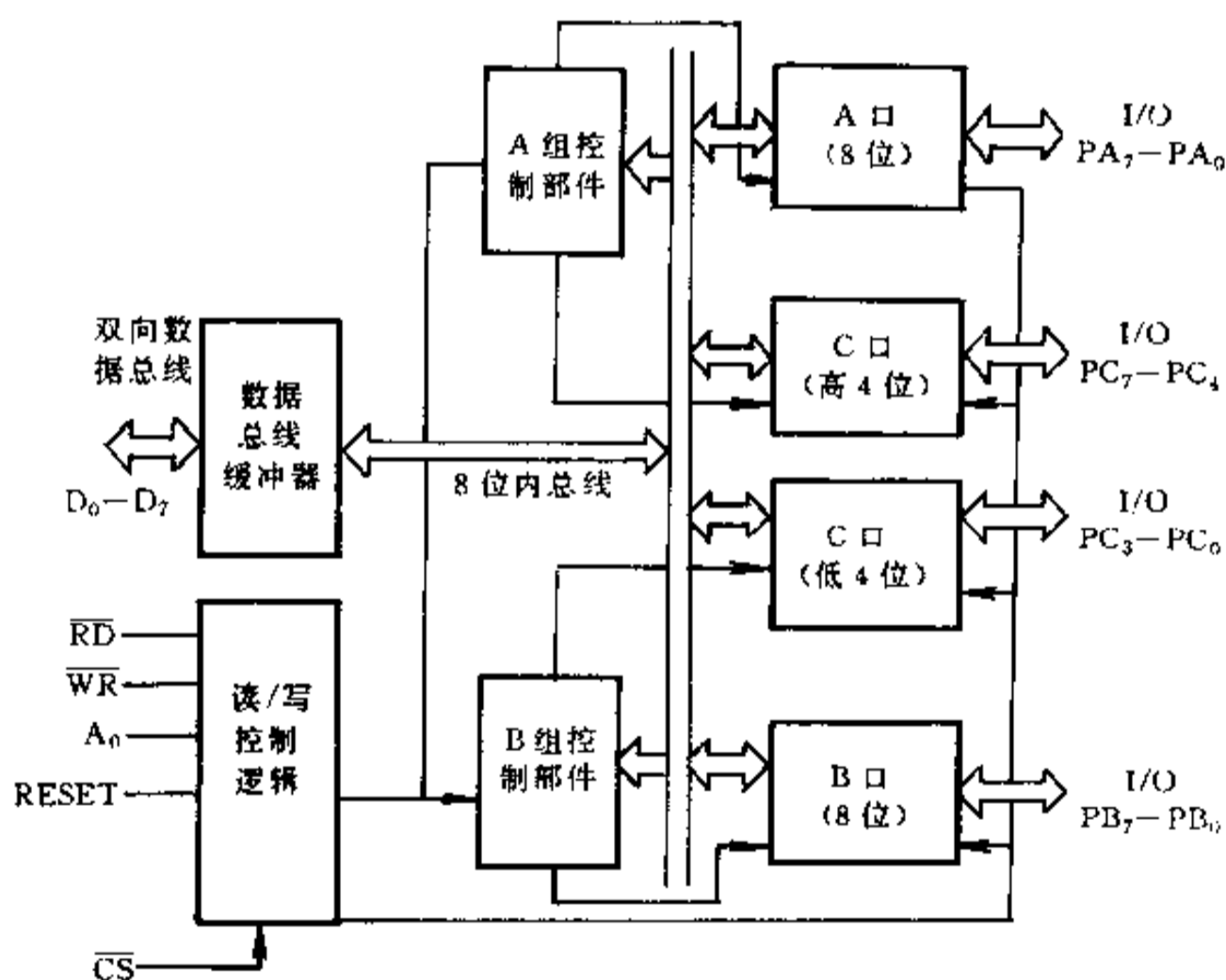


图 5-18 8255A-5 内部结构

A 组控制部件控制 A 口及 C 口的高 4 位, B 组控制部件控制 B 口及 C 口的低 4 位, 这两组控制部件接受读写控制逻辑来的命令, 从数据总线接受控制字, 向相应的端口发出命令, 以控制其动作。

(4) A 口、B 口、C 口

A 口和 B 口各是 8 位并行数据口, 可作输出和输入, C 口除作输入和输出外, 还可作控制口, 用于输出控制信号和输入状态信号。

8255A 芯片有三种工作方式, 即方式 0, 方式 1 和方式 2, 也就是简单的输入输出方

式、选通输入输出方式和双向方式,这可以通过对芯片的编程以指定各端口的工作方式,也就是对 8255A 芯片内的控制寄存器装入不同的控制字,以决定其工作方式。控制字的格式如图 5-19 所示。假设在一系统中,要求 8255A 工作在方式 0,且 A 口作为输入, B 口、C 口作为输出,其控制字和连接电路如图 5-20 所示,设片选 \overline{CS} 信号由 $A_2 - A_9$ 决定,其工作程序如下:

```

MOV    AL, 90H                ;方式 0, A 输入, B, C 输出
MOV    DX, ××××××11B        ;控制寄存器地址→DX
OUT    DX, AL                ;控制字送控制寄存器
MOV    DX, ××××××00B        ;A 口地址→DX
IN     AL, DX                ;从 A 口输入数据
MOV    DX, ××××××01B        ;B 口地址→DX
MOV    AL, DATA1            ;要输出的数据 DATA1→AL
OUT    DX, AL                ;将 DATA1 送 B 口输出
MOV    DX, ××××××10B        ;C 口地址→DX
MOV    AL, DATA2            ;要输出的数据 DATA2→AL
OUT    DX, AL                ;将 DATA2 送 C 口输出

```

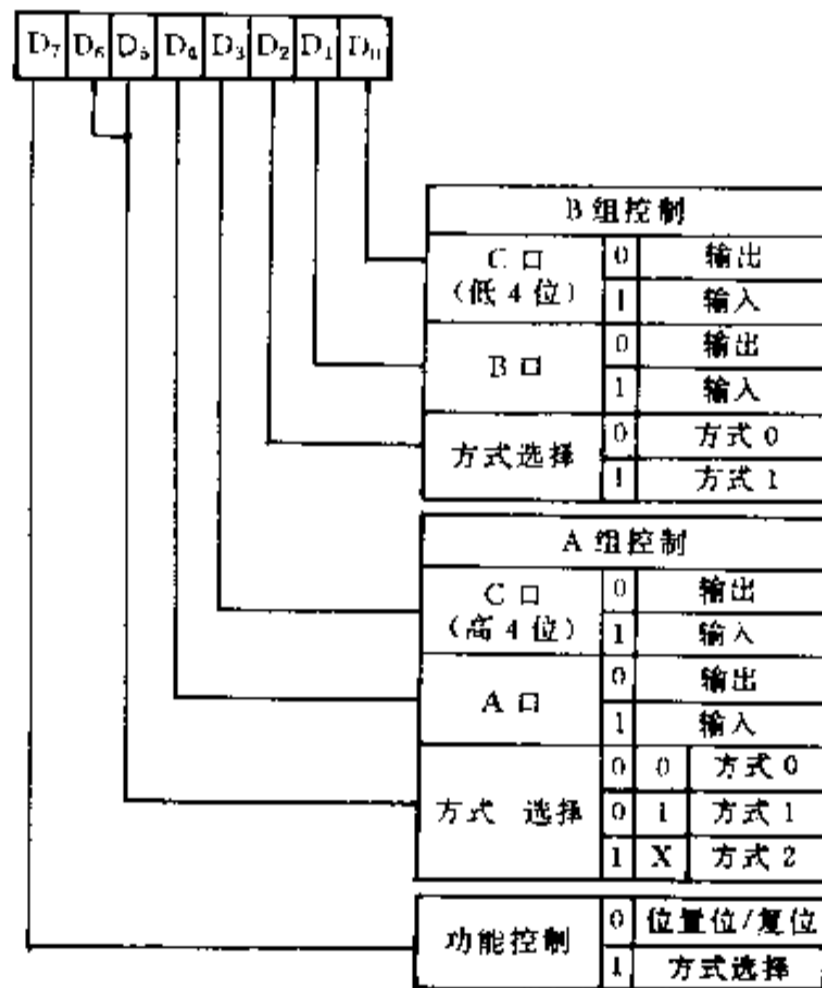


图 5-19 控制字格式

5.2.2 数/模(D/A)转换接口

在微机控制系统中,很多被检测对象和控制对象用的是模拟量,而微机只能输入输出数字量,这就存在一个数/模(D/A)转换和模/数(A/D)转换问题。这一小节讨论 D/A 转换。

D/A 转换器是指将数字量转换成模拟量的电路,它由权电阻网络、参考电压、电子开

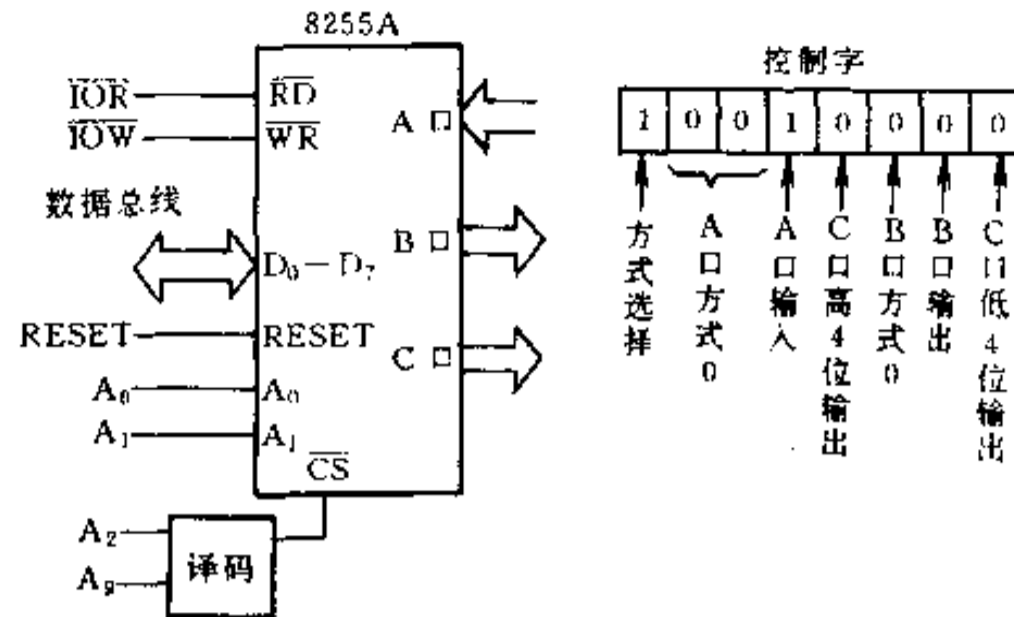


图 5-20 A 口、B 口、C 口工作在方式 0

关等组成,典型的 R-2R 网络 D/A 原理图如图 5-21 所示。从图中可见,不管电子开关接在 Σ 点还是接地,流过每个支路的 $2R$ 上的电流都是固定不变的,从参考电压端看其输入电阻为 R ,从参考电源流入的总电流为 I ,则每个支路(流经 $2R$ 电阻)的电流依次为: $I/2$, $I/4$, $I/8$, $I/16$, 而 $I = V_{REF}/R$ 。故输出电压为

$$V_{OUT} = -\frac{V_{REF}}{2^4} [d_3 \cdot 2^3 + d_2 \cdot 2^2 + d_1 \cdot 2^1 + d_0 \cdot 2^0]$$

式中 $d_3 \sim d_0$ 为输入代码, $d = "0"$, 则开关接地; $d = "1"$, 则开关接到输出上。

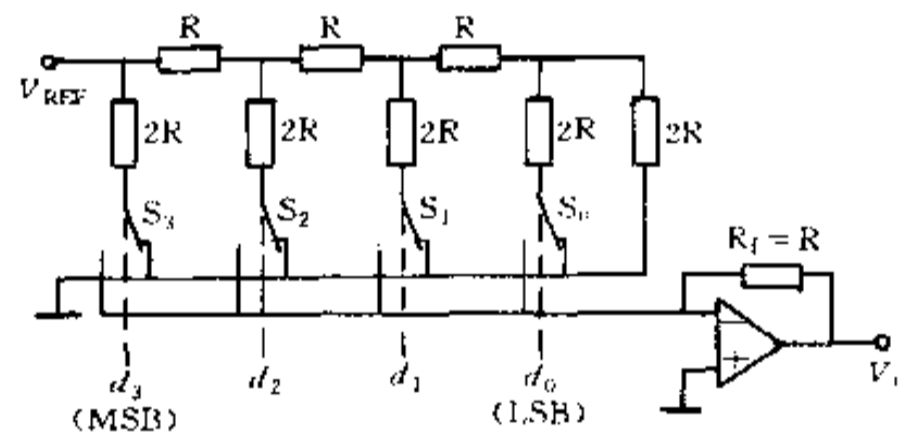


图 5-21 R-2R 网络 D/A 原理图

如果采用 n 个电子开关组成的网络,那么

$$V_{OUT} = -\frac{V_{REF}}{2^n} [d_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \dots + d_0 \cdot 2^0]$$

式中 n 指 D/A 电路能够被转换的二进制位数,如有 8 位、10 位、12 位等,有时也称为分辨率。

实用的 D/A 转换器都是单片集成电路,如 DAC0832 是 8 位 D/A 芯片,采用 20 引脚双列直插式封装,它可以直接与 Z80, 8088 等 CPU 连接,原理框图见图 5-22。

DAC0832 主要由两个 8 位寄存器和一个 8 位 D/A 转换器组成。使用两个寄存器的优点是可以进行两次缓冲操作,使该器件的应用有更大的灵活性。

DAC0832 各引脚含义如下: \overline{CS} 为片选信号, ILE 为输入寄存器锁存允许信号,一般设为“1”,当 \overline{CS} 为低, \overline{WR}_1 为低,且 ILE 为高时,才能将 CPU 送来的数字量锁存到 8 位输入寄存器中。 \overline{XFER} 为转换控制信号, \overline{WR}_2 与 \overline{XFER} 同时有效时才能将输入寄存器的数字量

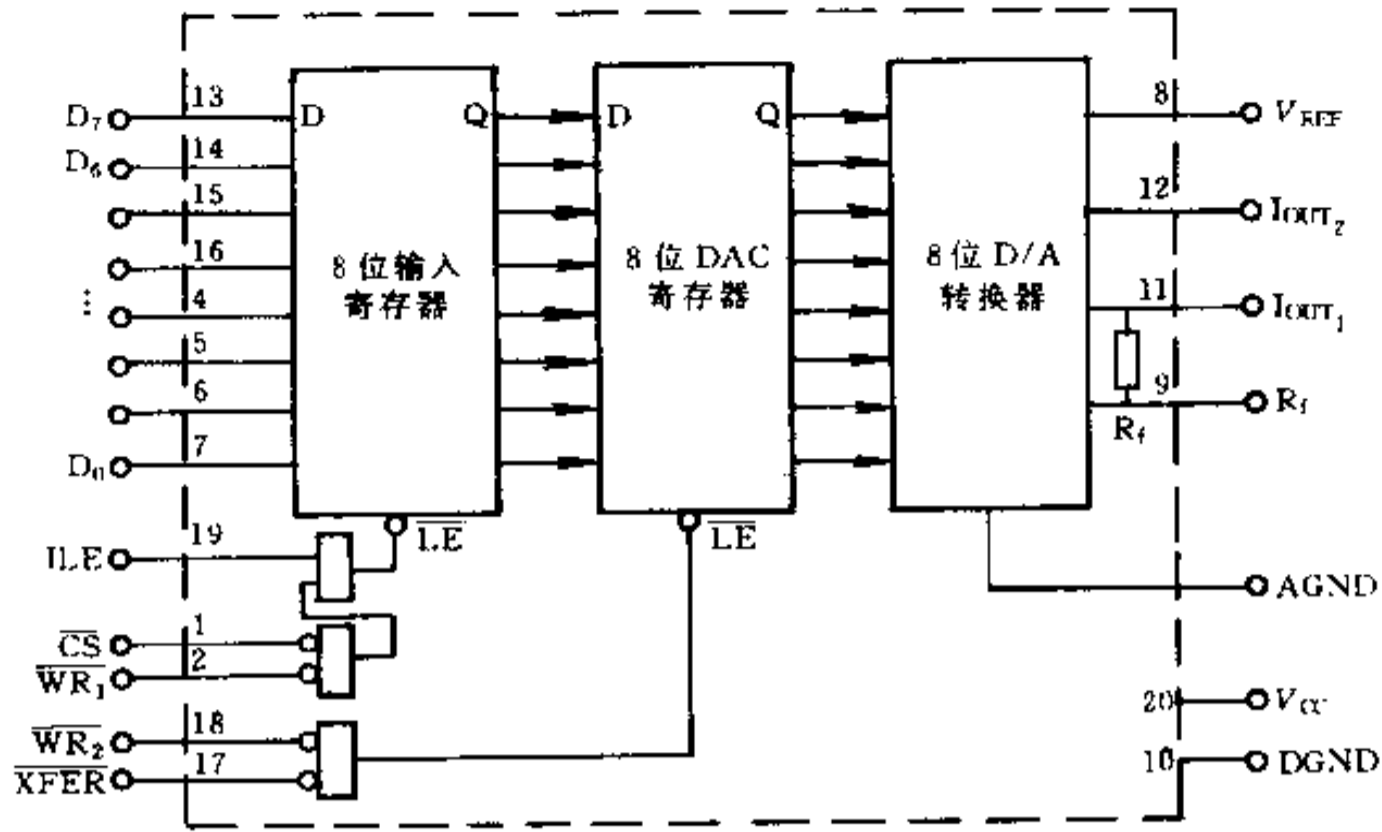


图 5-22 DAC0832 原理图

再传送到 8 位 DAC 寄存器,同时 D/A 转换器开始工作。I_{OUT1} 和 I_{OUT2} 为输出电流,被转换值为 FFH 时, I_{OUT1} 最大;为 00H 时, I_{OUT1} 为 0, I_{OUT2} 最大。AGND 和 DGND 称为模拟地和数字地,它们只允许在此片上共地。V_{REF} 为参考电压,可在 -10 ~ +10V 范围内选择。V_{CC} 为电源,可在 +5 ~ +15V 间选择。

图 5-23 为 DAC0832 与微机的连接图。这里让 \overline{WR}_2 和 XFER 接地,因此 DAC 寄存器任何时刻均有效,输入寄存器起缓冲锁存作用。设译码后地址为 port,则 D/A 转换程序为:

```

MOV    DX, Port
MOV    AL, n
OUT    DX, AL
HLT
    
```

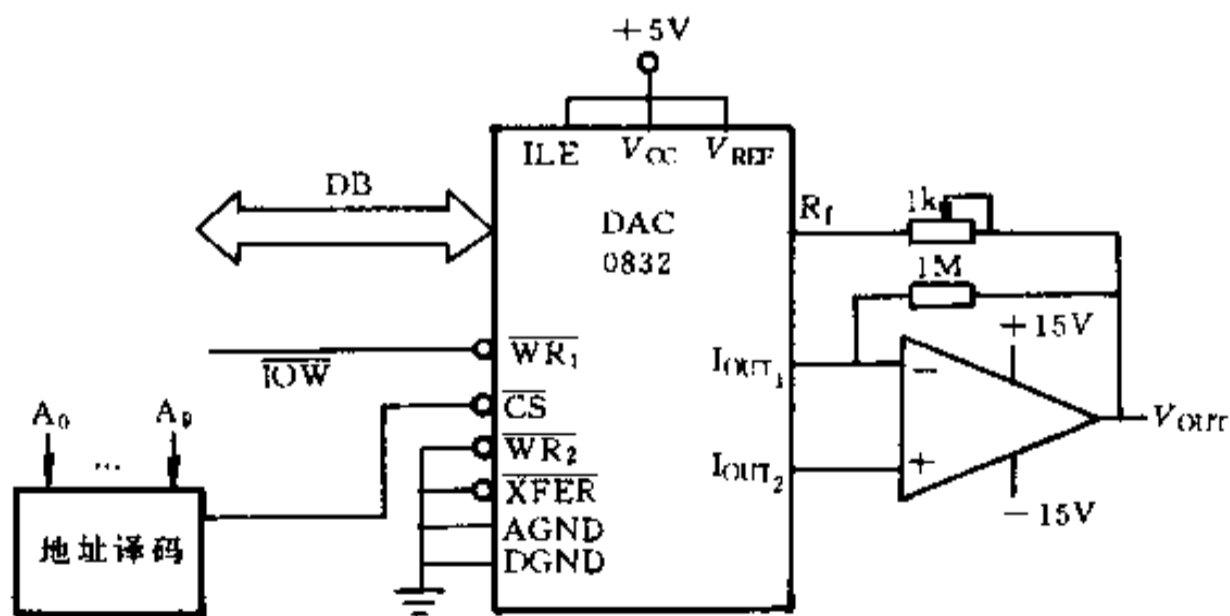


图 5-23 DAC0832 与 CPU 的连接

5.2.3 模/数(A/D)转换接口

图 5-24 为模拟量输入通道的一般组成框图。其中 A/D 转换器是将模拟电压转换成数字量的器件,它的实现方法有多种,在第三章中作了详细叙述。为了加深对计算机接口技术的理解,在此以 ADC0804 为例进行介绍。

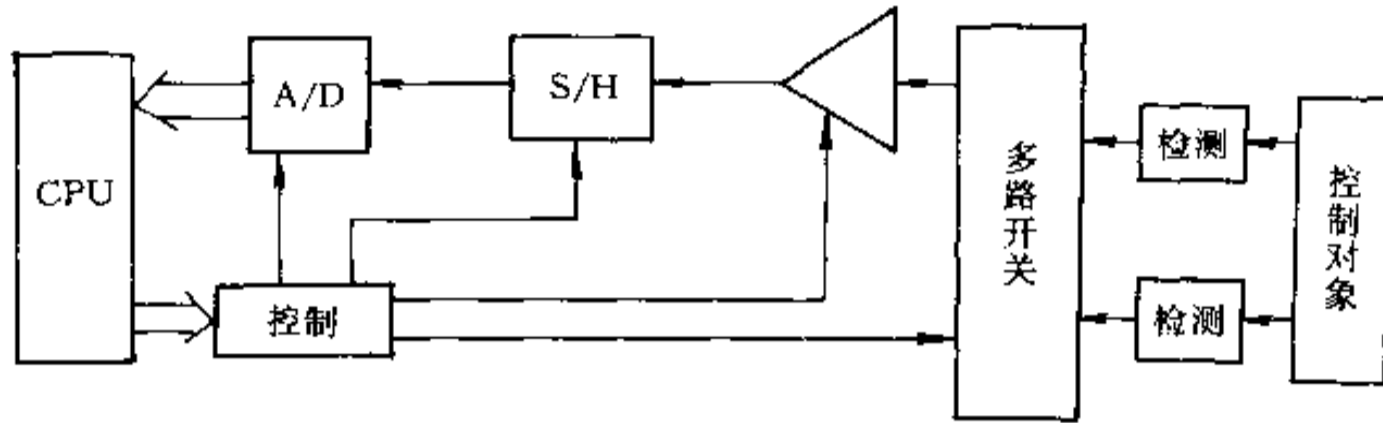


图 5-24 模拟量输入通道的一般组成

ADC0804 是逐次逼近式 8 位 A/D 转换芯片,转换时间为 $100\mu\text{s}$,转换精度 $+1\text{LSB}$,由于转换后数据输出通过三态门,因而可以直接和微机数据总线连接,工作电源 $+5\text{V}$ 。其引脚图见图 5-25。由图可见,引脚 6、7 为差分输入端,引脚 4 和 19 为外接时钟引脚或外接 RC 电路自行产生时钟,现接 $10\text{k}\Omega$, 150pF ,则产生内部时钟频率为

$$f_{\text{CLK}} \approx \frac{1}{1.1RC} = 606\text{kHz}$$

引脚 20 为 V_{CC} 端,同时也是 V_{REF} 端,引脚 9 为 $\frac{1}{2}V_{\text{REF}}$ 端,一般由 V_{CC} 通过一个电阻接一个稳态管,其电压为 2.5V 。

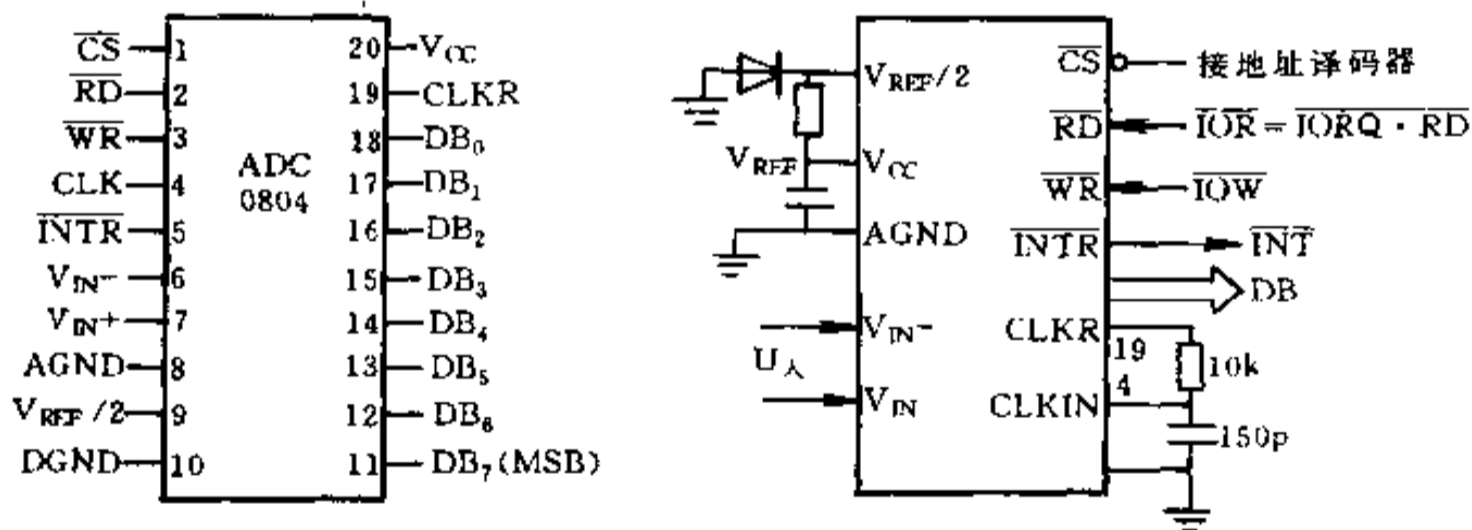


图 5-25 ADC0804 引脚和外部接线图

引脚 5($\overline{\text{INTR}}$)为转换结束信号输出端,低电平有效,用来向 CPU 申请中断或由 CPU 查询的信号。引脚 1 为片选 $\overline{\text{CS}}$ 端,接在地址译码器的输出端上。

图 5-26 是由多路开关 LF13508、采样/保持器 LF398、A/D 转换器 ADC0804 和并行口 PIO 组成的 8 通道 A/D 转换电路原理图。在这里,微处理器 CPU 通过并行接口 PIO 来控制 and 协调 A/D 转换。简单的工作过程是这样:并行口输出信号控制多路开关,选择其中一个通道;并行口输出信号使采样/保持器工作在保持状态;由 CPU 启动 A/D 转换,A/D 转换结束信号由并行口输入 CPU;由 CPU 读入 A/D 转换值。

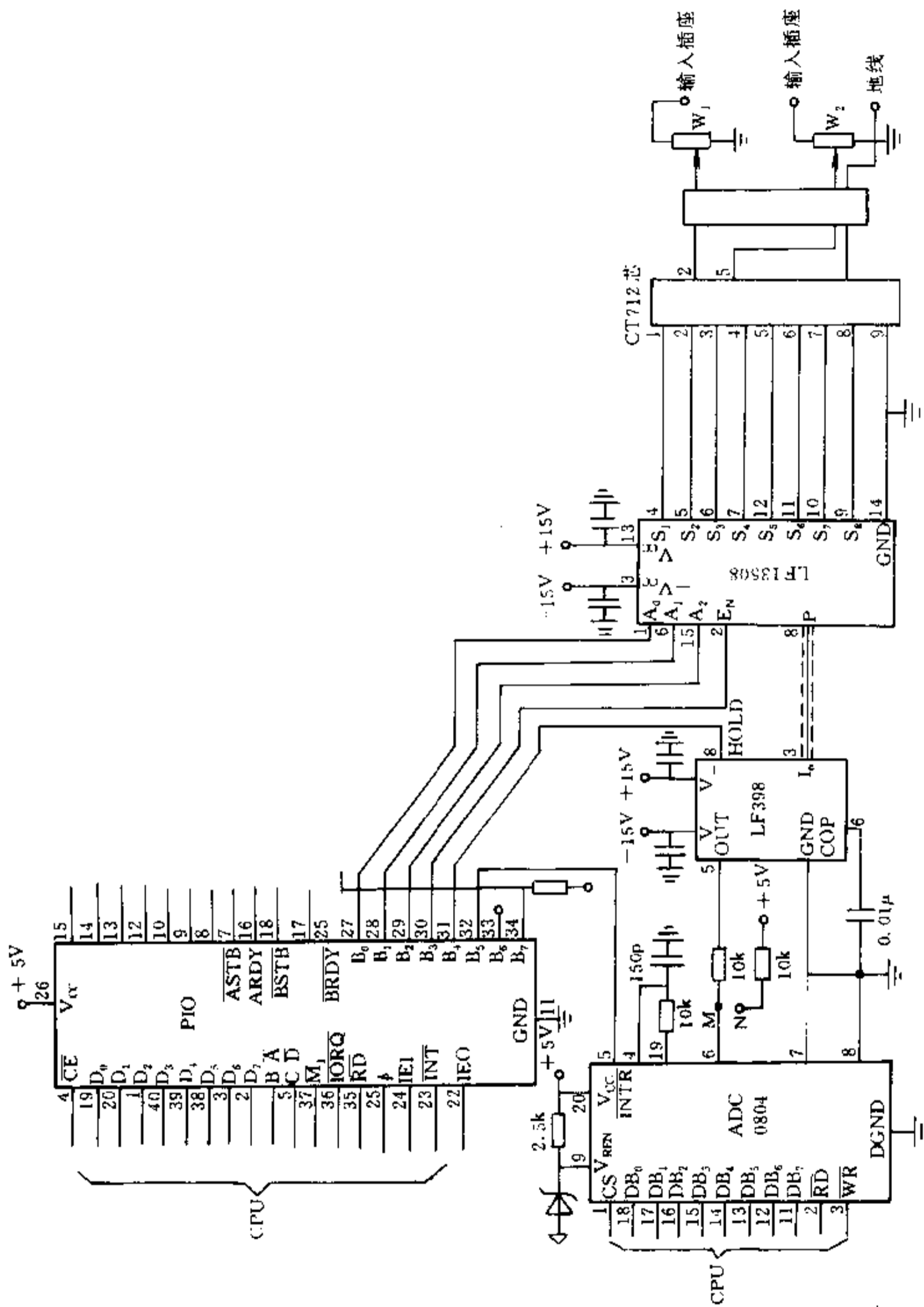


图 5-26 8 通道 A/D 转换电路原理图

下面重点分析 A/D 转换器与 CPU 的接口。

A/D 转换器与 CPU 接口一般要考虑三方面的内容:转换器的输出与 CPU 的数据线的连接,控制信号、状态信号的连接。来自 CPU 的控制信号,主要执行 A/D 转换器的选通、启动转换等。状态信号指 A/D 转换器的工作状态,如转换完成信号。

数据输出引脚的连接 A/D 转换的结果要由数据输出引脚输入 CPU,其连接方法有三种。一种是直接连接,主要用于输出带三态锁存器的芯片。如图 5-26 中,ADC0804 是带输出三态锁存器的,其数据输出与 CPU 数据总线直接相连,而且用 IN A, (port) 指令一次读出。第二种连接方法是用并行 I/O 接口,如 Z80 - PIO, 8255-PPI 等。第三种连接方法是用锁存器。后两种方法主要用于输出不带锁存器的芯片和 10 位以上的 A/D 转换器,连接时必须增加读取控制逻辑。

A/D 转换的启动 任何一个 A/D 转换器都必须加一个启动信号方能开始工作。芯片不同,要求启动的方式也不同。一般分脉冲启动转换和电平控制转换两种。

ADC0804 属于脉冲启动转换芯片,在其启动转换输入脚 \overline{CS} 和 \overline{WR} 上同时加一个负脉冲,即可启动转换。 \overline{CS} 是片选端,接在地址译码器的输出端上, \overline{WR} 接在 \overline{IOW} ($\overline{IOW} = \overline{IORQ} \cdot \overline{WR}$) 上,显然,这是独立的端口寻址方式。因此 CPU 利用一条输出指令 OUT (port), A, 就能在 \overline{CS} 、 \overline{WR} 上同时加一个负脉冲,而启动转换。

所谓电平控制转换,就是在 A/D 转换器的启动管脚上加一个所要求的电平。加上电平后,A/D 转换开始,而且在转换过程中,必须保持这一电平,否则停止转换。一般可用 D 触发器、锁存器或并行 I/O 接口来保持这一电平。AD570、AD571、AD572 都属于电平控制转换电路。

转换结束信号的处理方法 当 A/D 转换器转换结束时,输出一个转换结束标志信号,通知 CPU, A/D 转换已结束可进行读数。

图 5-26 中 ADC0804 的转换结束信号 \overline{INTR} 接到 PIO 的 B 口上。CPU 检查判断 A/D 转换器是否转换结束的方法有三种。

中断方式 PIO B 口设定在位控方式,允许中断。当转换结束时, \overline{INTR} 由高变低,引起 PIO 向 CPU 申请中断。CPU 响应中断后,在中断服务程序中即可读出数据。这种方式使 A/D 转换与 CPU 的工作同时进行,因而可以大大节省 CPU 时间,常用于实时性要求比较强或多参数的数据采集系统。

查询方式 PIO B 口也设定在位控方式,但不允许中断。CPU 在启动 A/D 转换后,便开始查询 PIO B 口的 B_5 位是否为低电平。一旦查询到 B_5 为低电平,说明 A/D 转换已结束,便去读取数据。这种方式程序设计比较简单,且实时性也较强,所以是用得较多的一种方法。

软件延时方式 在这种方式中,CPU 启动 A/D 转换后,则根据 A/D 转换芯片所需的转换时间(ADC0804 转换时间为 $100\mu\text{s}$),调用一软件延时程序(例如取 $120\mu\text{s}$),延时程序执行完后,A/D 转换业已结束,便可读取数据。这种方式,不用硬件连接,但要占用 CPU 的时间,多用在 CPU 处理任务比较少的系统中。

5.2.4 脉冲量测量接口电路

有些传感器如增量编码器,输出是脉冲信号。微机测量脉冲量的方法,既可以用普通

计数器计数,然后通过并行口输入,也可以应用可编程计数器计数。下面举例说明。

1. 增量编码器转角测量电路

图 5-27 为增量编码器转角测量电路原理图。串接的可逆计数器 74LS192(双时钟)是计数部件。编码器的信号经逻辑电路处理后,得到正、反转两个脉冲序列。它们被分别接至计数器的加、减计数端进行计数。计数器的输出经三态缓冲器 74LS244, 74LS245 与 CPU 的数据总线相连。CPU 通过对缓冲器 74LS244 的读操作输入测量值。若在起始位

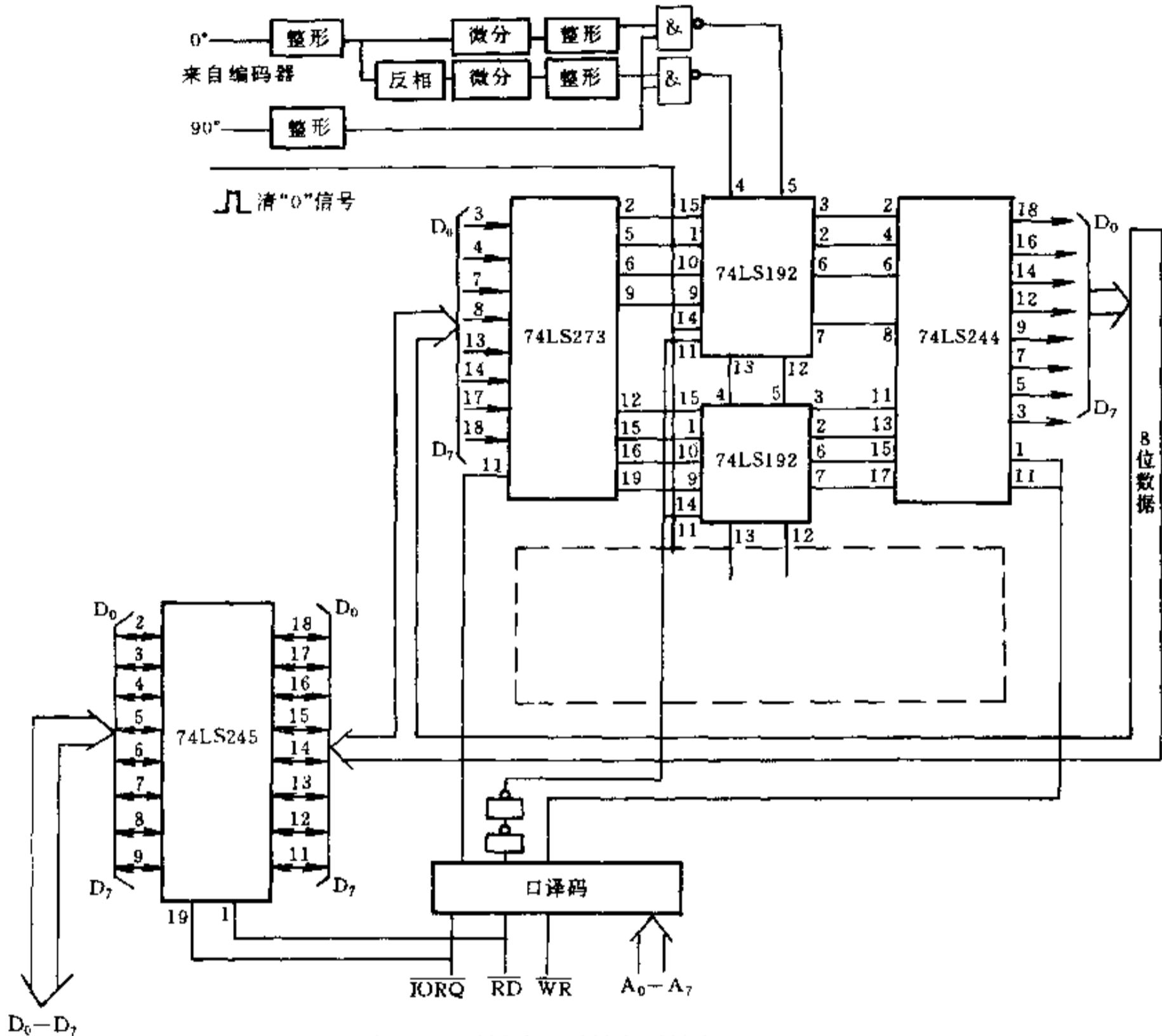


图 5-27 增量编码器转角测量电路原理图

置时计数器被清零,则计数器所计的值正好反映了转轴转角的大小。锁存器 74LS273 的作用是为了对计数器预置数。

2. 增量编码器转速测量电路

可以应用测量脉冲的频率和周期的原理来测量转速。

根据在给定的时间内测得的增量编码器的脉冲数,即可计算出相应的转速。采用这种方法的转速测量原理电路,如图 5-28 所示。该电路利用 8253 可编程计数器/定时器来产生采样时间和实现计数。通道 0 对时基信号(如 2MHz)分频后输出方波。方波的上升沿启动通道 1、2 对正、反转脉冲计数。方波的下降沿停止通道 1、2 的计数,同时经 PIC

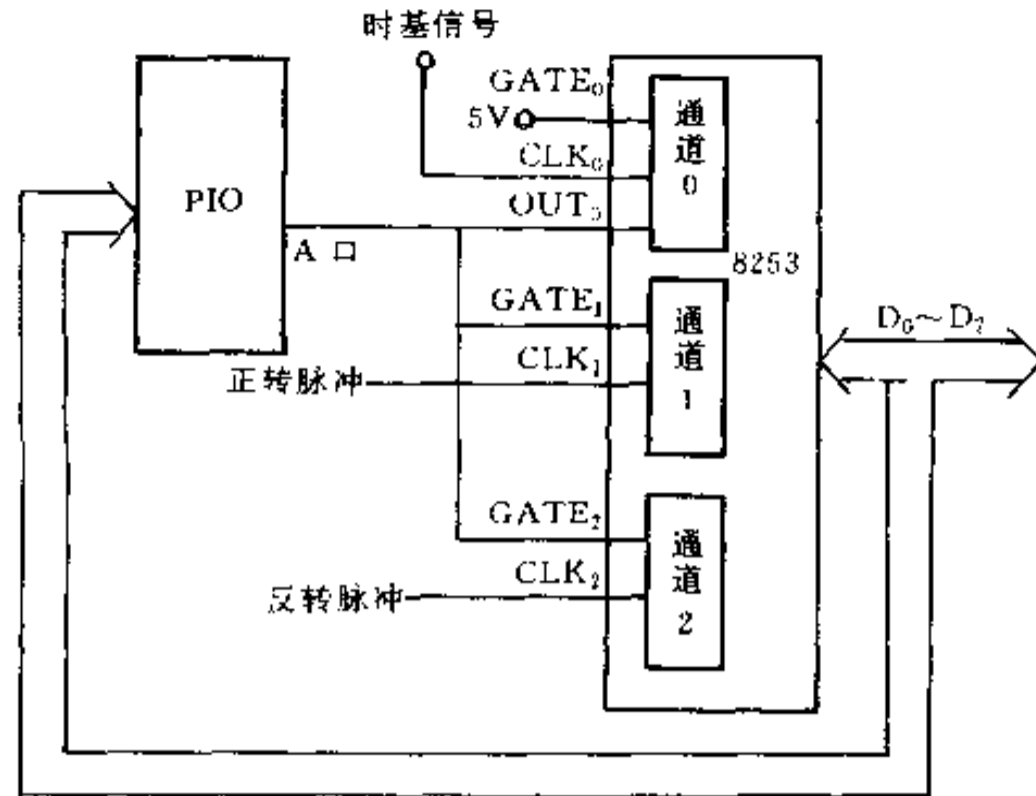


图 5-28 增量编码器转速测量原理电路之一

口向 CPU 申请中断。CPU 在中断服务程序中读入计数值、计算转速并判断转向。当方波再次变高时,通道 1、2 又自动重新计数。方波高电平时间为采样时间,它可由 CPU 通过编程设置。

另一种测量方法是测出脉冲间隔时间来计算转速。这种测量方法的原理图见图 5-29。它与前一种方法不同之处在于:通道 0 输出方波的高电平时间对应的是脉冲时间间隔,通道 1、2 串接后计的是此间隔的时间。在测量较高转速时,一般以测多个脉冲间隔来提高精度。

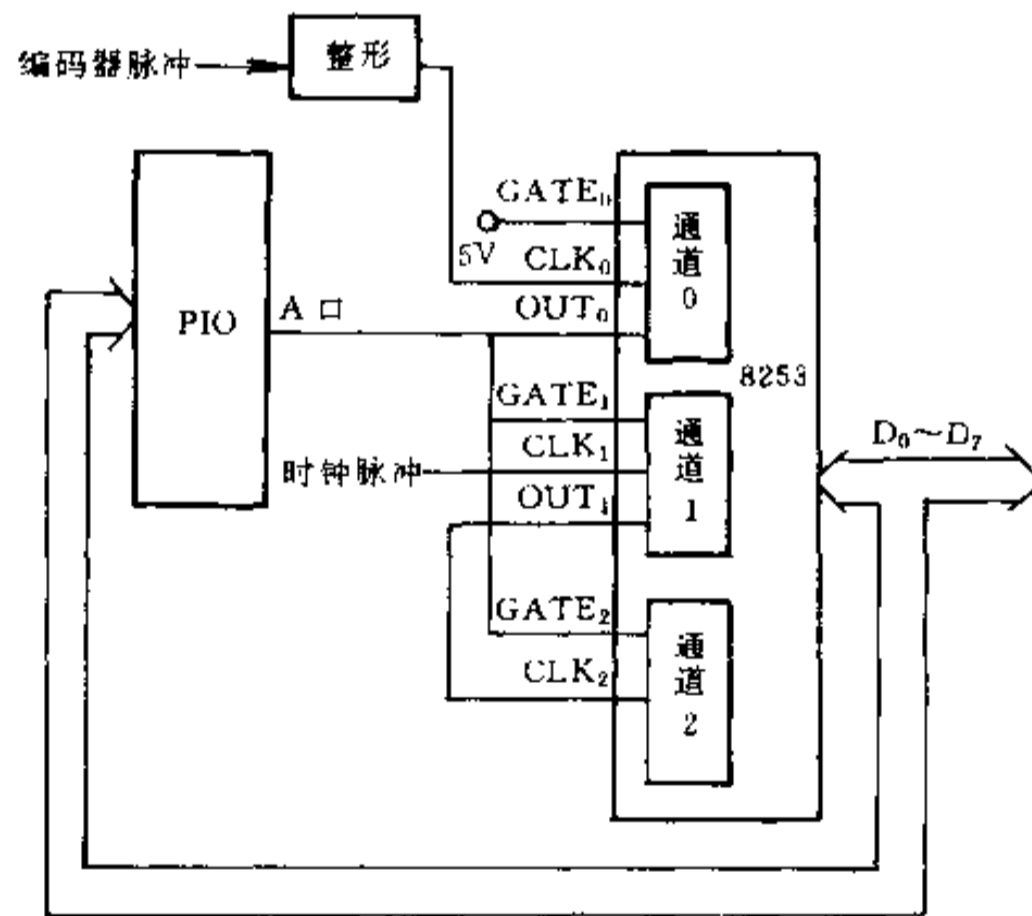


图 5-29 增量编码转速测量原理电路之二

§ 5.3 计算机控制系统

计算机控制系统是由计算机和控制对象两大部分组成的。

5.3.1 计算机控制系统基本结构

典型的计算机控制系统如图 5-30 所示。

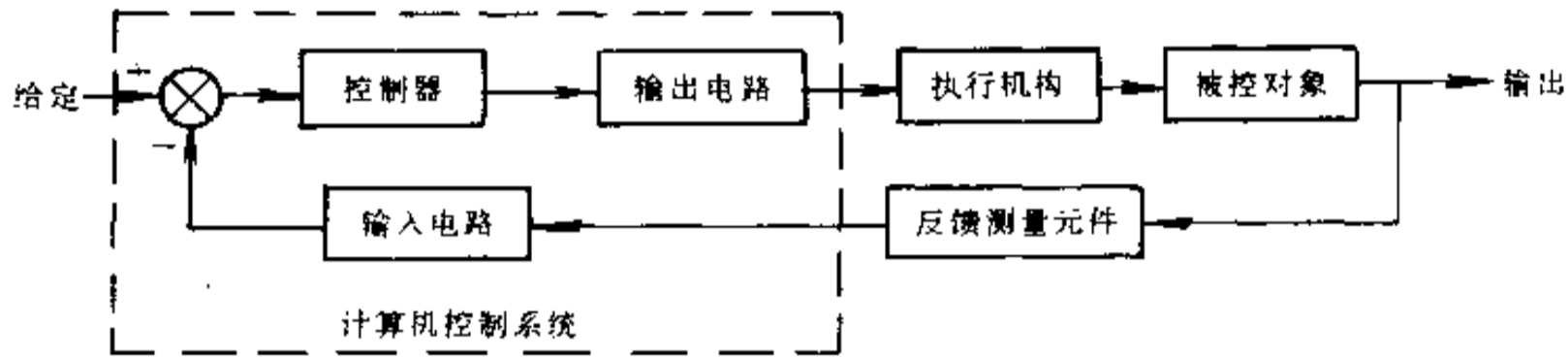


图 5-30 计算机控制系统基本框图

图 5-30 中,计算机完成比较运算、控制等功能。由于计算机的输入和输出信号都是数字信号,而反馈测量元件输出多数为模拟信号,执行机构多数也只能接收模拟信号,因此需要使用将模拟信号转换为数字信号的 A/D 转换器(输入电路),以及将数字信号转换为模拟信号的 D/A 转换器(输出电路)。对于其他形式的输入、输出信号,有时需其他输入、输出电路。例如,采用光电盘测速装置时,需使用计数器方式的输入电路;采用步进电机作执行机构的控制系统,需能输出步进电机控制脉冲的输出电路。

计算机控制系统的控制过程可归纳为以下三个步骤:

- (1)实时数据采集:即对系统输出(被控参数)的瞬时值进行检测,并输入到计算机中。
- (2)实时决策:对实时的给定值与被控参数的数据按已定的控制规律,进行运算和推理,决定控制过程。
- (3)实时控制:根据决策,实时地向执行机构发出控制信号。

上述过程中的实时概念,是指信号的输入、运算和输出都要在一定的时间内完成。上述过程不断重复执行,使整个系统能按一定的静态和动态指标进行工作,这就是计算机控制系统的最基本的功能。

5.3.2 计算机控制系统的组成

计算机控制系统由计算机和控制对象两大部分组成,其中包括硬件和软件。

1. 硬件组成

硬件由计算机主机、接口电路及外部设备等组成,如图 5-31 所示。控制对象的被测参数经传感器、变送器,转换成统一的标准信号,再经多路开关送到 A/D 转换器进行模拟/数字转换,转换后的数字量经接口送入计算机,这是模拟量输入通道。除此之外,有些被测参数为数字量、开关量或脉冲量,它们可通过接口直接加至计算机。计算机对数据进行处理和计算,然后经模拟量或开关量输出通道输出,对被测参数进行控制。

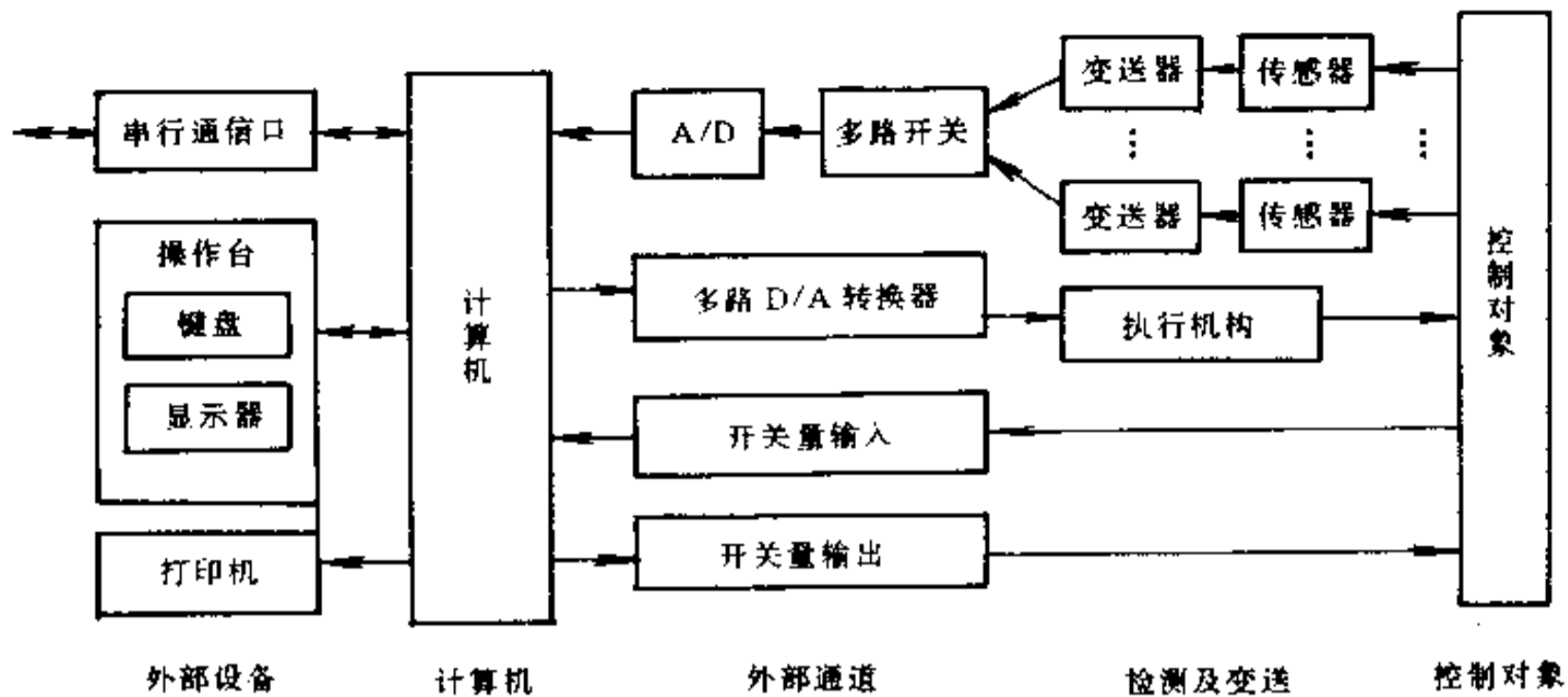


图 5-31 计算机控制系统的组成

(1) 计算机

它是整个控制系统的指挥部。它可接收从操作台来的命令,对系统的各参数进行巡回检测,执行数据处理、计算和逻辑判断、报警处理等,并根据计算的结果通过接口发出输出命令。它是组成计算机控制系统的主要部分。

根据控制对象和要求的不同,可使用不同的计算机。对于大型和集中过程控制,一般可使用中小型计算机。对于其他控制系统,现在均使用工业控制计算机,特别是由于单片微型计算机在一片芯片中集成了控制系统所需要的 CPU、RAM、ROM、I/O 接口、定时器、串行通信口、A/D 等各种部件,具有价格低、功能强、体积小、可靠性高等特点,已广泛应用于各种小型的控制系统中,并被称为微控制器(Microcontroller)。

(2) 接口与输入/输出通道

它是计算机与被控对象进行信息交换的纽带。计算机输入数据或向外发命令都是通过接口及输入输出通道进行的。由于计算机只能接收数字量,而一般被控参数多数为模拟量,因此需要把模拟量变成数字量或者把数字量变成模拟量。这样,输入输出通道均可分为数字量(包括开关量和脉冲量)和模拟量通道。对于单片微机,这些接口与输入输出通道有时都可集成在一片单片机中。

(3) 外部设备

计算机控制系统中最基本的外部设备为操作台。它是人-机对话的联系纽带。通过它可发出各种操作命令,显示控制系统的工作状态和数据,并可输入各种数据。不同的控制系统,操作台也不同。一般操作台包括开关(如电源开关、操作方式选择开关等)、功能键(如启动键、显示键、打印键等)、显示器(用于显示控制系统工作状态如运行/停止等和各种被测参数)和数据键(用于输入数据或修改控制系统的参数)。

除了操作台外,计算机控制系统还常配有串行通信口,用于和上级计算机进行通信,有时还配有打印机,CRT 显示终端等设备。

(4) 传感器和执行机构

计算机控制系统需要使用各种传感器把各种被测参数转变为电量信号(也称为非电量转换),再转换成统一电平(如 0~5V)送到计算机中。同时,需要使用各种执行机构,以

按计算机的输出去控制对象。常用的执行机构有电动、液压和气动等各种控制形式。

2. 计算机控制软件

软件是指能完成各功能的计算机程序的总和。对于计算机控制系统来讲,软件可分为两大类:实时软件和开发软件。实时软件指在进行实际控制时使用的软件;开发软件是指在开发、测试控制系统时使用的软件。

(1) 实时软件

它又可分为两大类:系统软件和应用软件。

系统软件是通用的软件,一般由计算机设计者提供,专门用来使用和管理计算机。对计算机控制系统来讲,最主要的系统软件为实时多任务操作系统。另外还可能使用数据库、中文系统、文件管理系统等。

应用软件是面向用户本身的程序,如控制系统中各种 A/D、D/A 转换程序,数据采集滤波程序,计算程序以及各种控制算法程序等。

(2) 开发软件

它包括各种语言处理程序(如汇编程序、编译程序),服务程序(如装配程序、编辑程序),调试和仿真程序等。它一般仅在开发计算机控制系统时使用,调试完成后,在实时运行时一般不使用开发软件。

5.3.3 计算机控制系统的分类

计算机控制系统与其所控制的对象密切相关,控制对象不同,其控制系统也不同。

1. 操作指导控制系统

所谓操作指导是指计算机的输出不直接用来控制生产对象,而只是对系统过程参数进行收集,加工处理,然后输出数据。操作人员根据这些数据进行必要的操作,其组成框图见图 5-32。

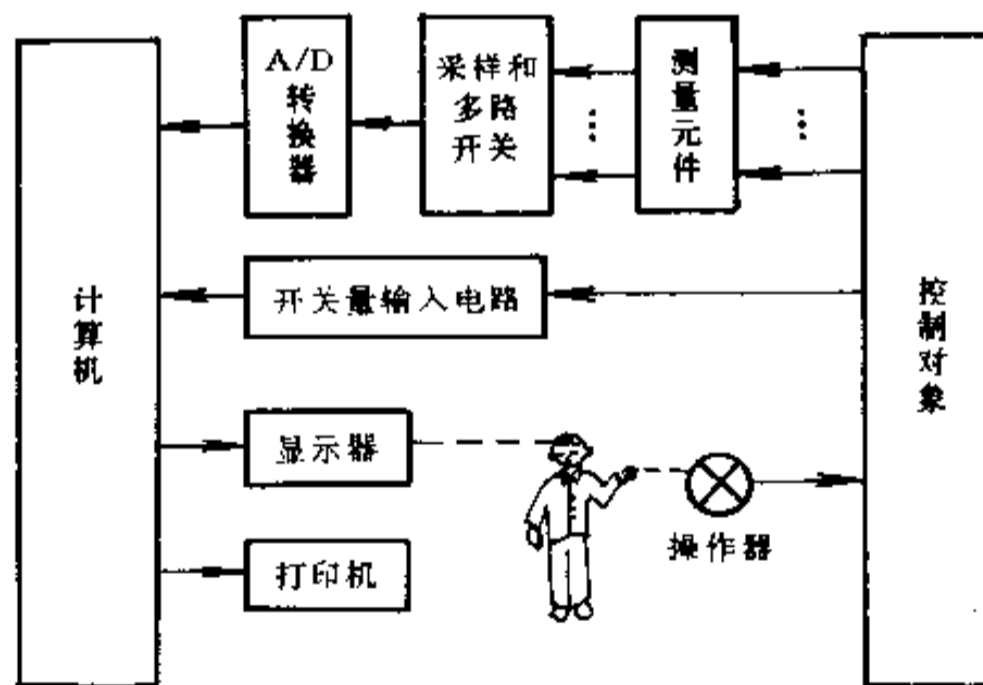


图 5-32 操作指导控制系统原理图

在这种系统中,每隔一段时间计算机进行一次采样,经 A/D 转换后送入计算机进行加工处理,然后进行报警、显示,并可定时存储或打印采集的数据。操作人员根据报警或显示的数据进行必要的操作,包括修改设定值。

该系统最突出的优点是比较简单,且安全可靠,特别是对于未摸清控制规律的系统更为适用。它常用于数据检测处理及试验新的数学模型和调试新的控制程序。缺点是要由人工操作,速度受到限制。目前电力部门的电力调度控制系统均采用操作指导控制系统。

2. 直接数字控制系统(DDC)

直接数字控制(Direct Digit Control)系统简称为 DDC 系统,是用一台计算机对被控参数进行检测,再根据设定值和控制算法进行运算,然后输出到执行机构对生产过程进行控制,使被控参数稳定在给定值上。其系统框图见图 5-33。

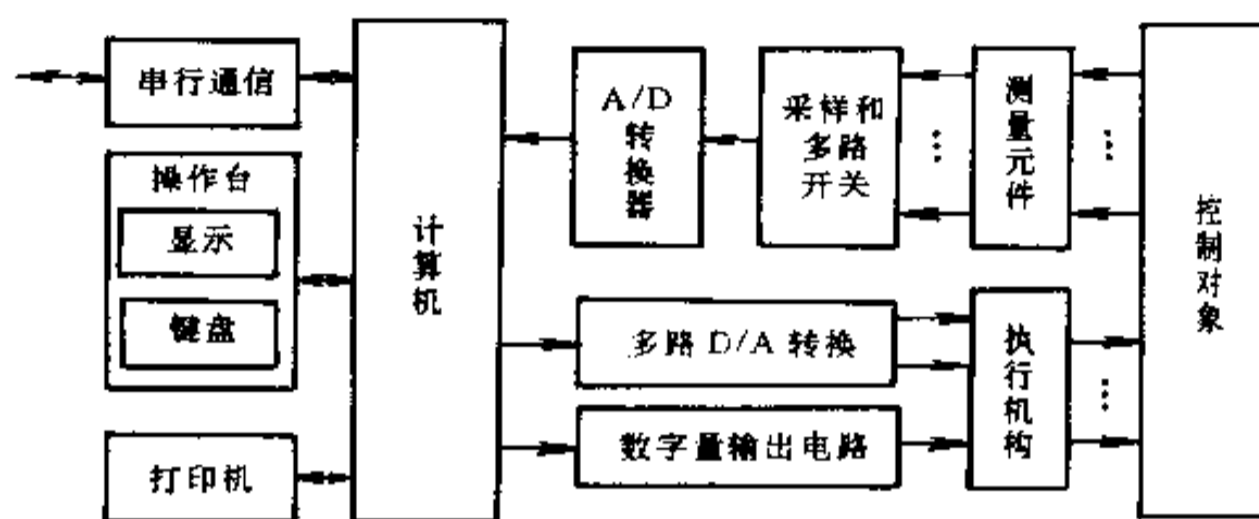


图 5-33 直接数字控制系统原理图

DDC 系统是计算机用于工业生产过程控制的最典型的一种系统,广泛应用于热工、化工、机械、冶金等部门,并且随着廉价的单片微机的广泛应用,它已应用于从冰箱、空调器到洗衣机、照相机等各种家用电器中。

3. 计算机监督控制系统(SCC)

计算机监督控制(Supervisory Computer Control)系统简称为 SCC 系统。在 DDC 系统中,是用计算机代替模拟调节器进行控制的。而在 SCC 系统中,则是由计算机测量被控参数,按照描述生产过程的数学模型,计算出最佳给定值送给模拟调节器或者 DDC 计算机,最后由模拟调节器或 DDC 计算机控制生产过程,从而使生产过程处于最优工作状态。SCC 系统较 DDC 系统更接近生产变化实际情况,它不仅可以进行给定值控制,还可以进行顺序控制、最优控制及自适应控制等,它是操作指导和 DDC 系统的综合与发展。SCC 系统就其结构来讲,可分为 SCC+模拟调节器和 SCC+DDC 控制系统两类。

(1) SCC+模拟调节器控制系统

该系统的原理图见图 5-34 所示。

在此系统中,SCC 计算机收集被测参数及管理命令,然后按照一定的数学模型计算后,输出给定值到模拟调节器。模拟调节器按给定值和检测值的偏差进行计算后,输出控制执行机构,以达到调节生产过程的目的。这样,系统可根据生产情况的变化,不断地改变给定值,以达到实现最优控制的目的。

在实际系统中,一台 SCC 计算机可控制多个模拟调节器,形成一个两级控制系统。它特别适合于使用模拟调节器的老企业的技术改造,可实现最佳给定值控制。

(2) SCC+DDC 控制系统

该系统的原理图见图 5-35 所示。

本系统为两级控制系统,一级为监督级 SCC,其作用与 SCC+模拟调节器中的 SCC

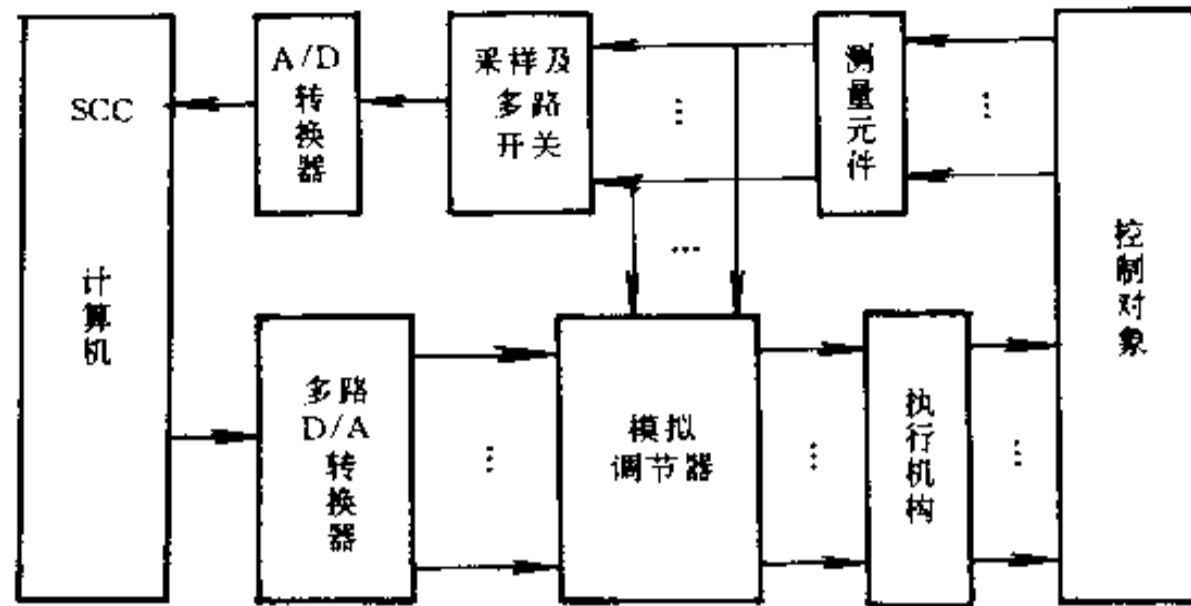


图 5-34 SCC + 模拟调节器控制系统原理图

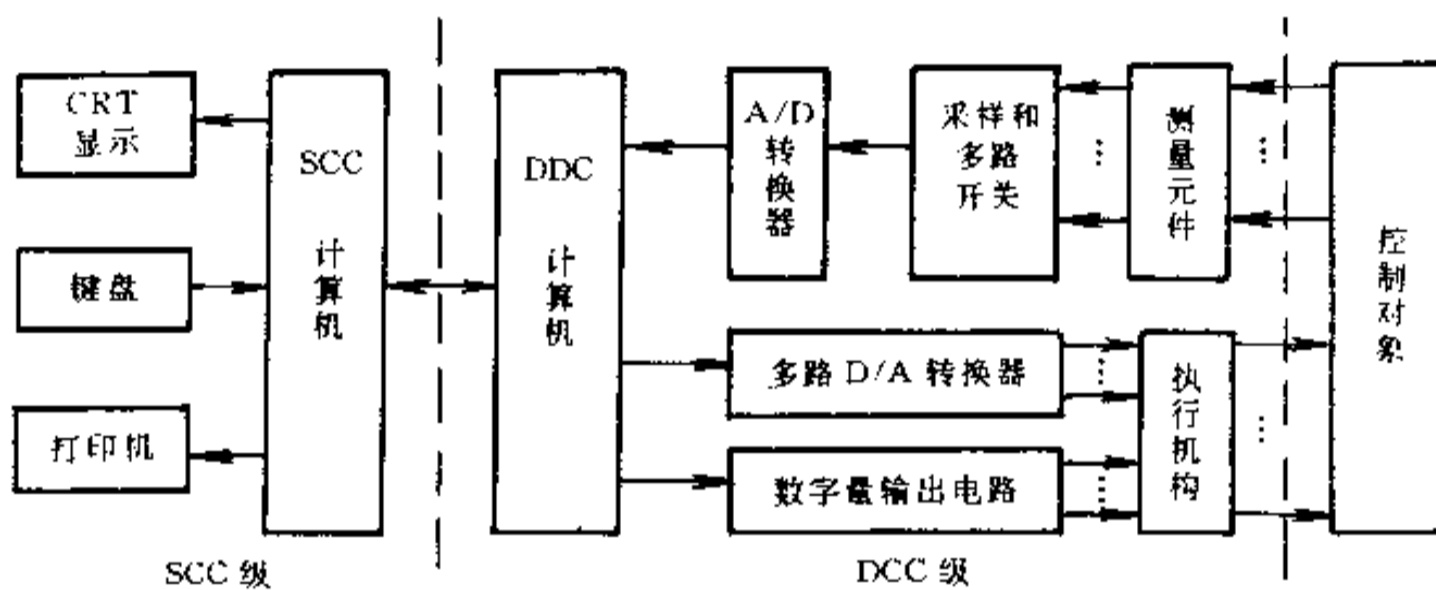


图 5-35 SCC + DDC 控制系统原理图

一样,用来计算最佳给定值。直接数字控制器(DDC)用来把给定值与测量值进行比较,并进行数字控制计算,然后控制执行机构进行调节。与 SCC + 模拟调节器系统相比,其控制规律可以改变,使用更灵活,同时由于 DDC 本身具有 A/D 测量电路。它可直接把测量得到的数字量传送到 SCC,而 SCC 可把给定值的数字量直接发送给 DDC,从而可省去图 5-34 中的 A/D、D/A 和相应的电路。

总之,SCC 系统比 DDC 系统有着更大的优越性,更接近于生产的实际情况,并且可构成多级控制系统。但是,由于生产过程的复杂性,其数学模型的建立比较复杂,所以该系统实现起来比较复杂。

4. 分级计算机控制系统

生产过程中既存在控制问题,也存在大量的管理问题。以前,由于计算机价格高,复杂的生产过程控制系统往往采用集中控制方式。它既完成生产过程的各个环节的控制功能。又完成生产的管理工作。这种方法可充分利用昂贵的计算机资源。但由于任务过于集中,一旦计算机出现故障,将会影响全局。廉价而功能完善的微型计算机特别是单片微机的出现,允许多台微型计算机分别承担部分任务,组成分布式控制系统。这种系统将控制功能分散,用多台单片微机分别执行不同的控制功能,用 PC 机等微型计算机完成上级控制和管理功能。它具有使用灵活方便、可靠性高、功能强等特点。图 5-36 所示的分级计算机控制系统是一种四级的分布式系统,各级计算机的功能如下:

装置控制级(DDC级):它对生产过程或单机进行直接控制,如进行PID控制或模糊控制,使所控制的生产过程在最优化的状况下工作。有时,它也完成各种数据采集功能。这一级直接与被控对象打交道,有时也称它为传感器。它一般采用单片微机构成。

车间监督级(SCC级):它根据厂级下达的命令和通过装置控制级获得的生产过程的数据,进行最优化控制,并担负整个车间(或系统)内各装置的工作协调控制和对装置控制级进行监督。它一般采用PC机等微型计算机构成。

工厂集中控制级:它根据上级下达的任务和本厂情况,制定生产计划、安排本厂工作、进行人员调配、仓库管理和工资管理,并及时将SCC级和DDC级的情况向上级反映。

企业管理级:制定长期发展规划、生产计划、销售计划,发命令至各工厂,并接受各工厂、各部门发回的信息,实现全企业的总调度。

工厂和企业管理级的计算机根据规模的不同,可使用高档微型计算机、工作站或中小型计算机,它们一般配有较完善的外部设备和大容量的外部存储器。

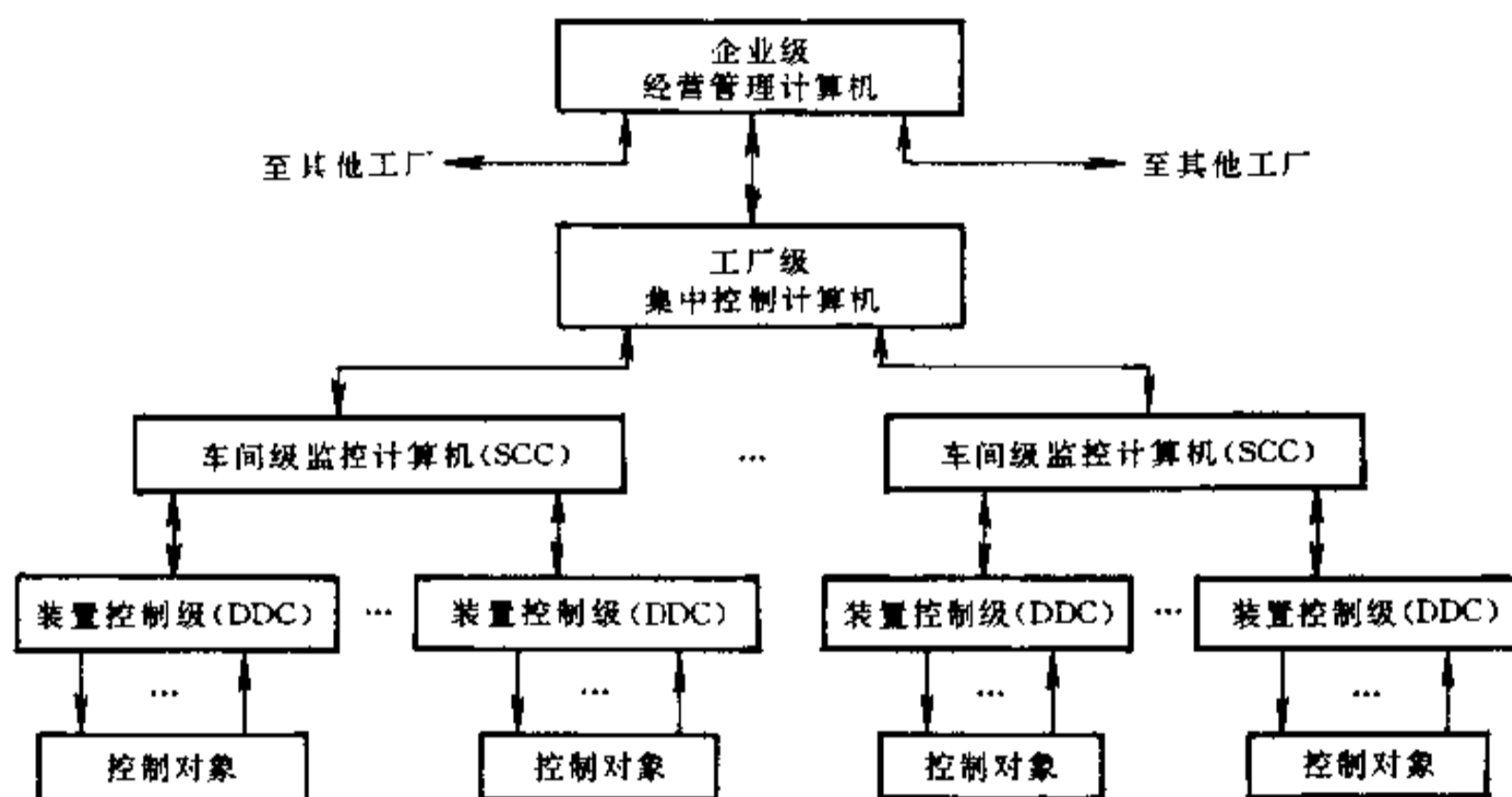


图 5-36 分级计算机控制系统

5.3.4 计算机控制系统的发展

从 50 年代起,计算机开始应用于工业控制。在 60 年代,计算机控制进入实用和开始逐步普及的阶段。特别是 60 年代后期,由于小型计算机的出现,使可靠性不断提高,成本逐年下降,计算机在生产过程中的应用得到了迅速的发展。70 年代以来,高性能、低价格的微型计算机的大量推广,使得计算机控制进入了一个崭新的阶段。下面介绍计算机控制系统的一些发展趋势。

1. 各种新型计算机控制系统大量涌现

计算机控制正向深度发展,特别是向智能化方向发展,出现了许多新的控制理论。

(1) 最优控制

在生产过程中为了提高质量,增加产量,节约原材料和能源,要求生产管理及生产过程处于最佳工作状态。最优检测就是使生产过程获得最好经济效益的控制。最优控制比一般控制要复杂得多。随着控制理论的发展和各种高性能微型计算机的出现,最优控制

系统已越来越多。

(2) 自适应控制

在最优控制系统中,当被控对象的参数、环境以及原材料的成分等发生变化时,就不再继续处于最佳状态,控制指标将明显下降。若系统本身能适应外界变化而自动改变控制规律(算法),使系统仍能处于最佳工作状态,这就是自适应系统。自适应系统包括性能估计(辨识)、决策和修改三部分。它是微型计算机控制系统的发展方向。

(3) 模糊控制

经典控制理论在解决线性定常系统的控制问题方面十分有效。但是,对于那些大滞后、非线性等复杂工业对象,或难以获得数学模型的工业系统,则难以实现自动控制。为此,近几年,出现了一种仿照人的思维方法的模糊逻辑理论,并把它应用于计算机控制系统,取得了良好的效果。目前它在国内外正得到越来越广泛的应用。

(4) 智能控制

人工智能是利用计算机来模拟人的智能的学科。第五代计算机的主要目标是实现知识信息处理、延伸人类智能。人工智能的发展,促进了智能控制的发展。智能控制是高级自动化系统的一种控制方式,它具有以下两个特点:一是智能控制系统以知识为基础进行推理,用启发式来引导求解过程;二是对实际环境或过程进行决策或规划,采用符号信息处理、启发式程序设计、知识表示和自动推理与决策等相关技术,实现广义的问题求解。随着人工智能科学的发展、智能计算机的研制开发以及生物控制论的日臻完善,智能控制必将获得蓬勃的发展,把计算机控制技术推向一个崭新的阶段。

2. 计算机控制系统应用面越来越广

计算机控制系统除了向深度发展外,还在向广度发展。计算机控制系统已不光应用于常规的工业控制,还广泛应用于国民经济的各个领域。特别是各种价格低廉的单片微机的出现和模糊控制理论的发展,使得各种家用电器都用计算机来完成各种控制功能。这使计算机控制系统的数量翻了成千上万倍。

3. 分布式控制系统大量使用

采用分布式控制系统是计算机控制系统的发展趋势之一。工业控制一般采用集散式或主从式控制系统。它使用单片微机来进行直接数字控制,置于分级控制系统的最底层。而用微型计算机或小型计算机作为上级计算机,完成协调各控制器的工作、优化系统特性、采集数据等功能。另外在需要时,还有更上一级的管理计算机,完成制定生产计划、产品管理、财务管理、人员管理、销售管理等功能,它一般使用高档微机或中、小型计算机实现,具有大容量外存和各种外部设备。

分布式控制系统比起集中控制系统来说,具有可靠性高、速度快、系统模块化、价格低、设计开发维修简便等特点。

随着分布式系统的大量使用,现在已出现了多种专门用于工业控制用的分布式系统结构,它们有各自的通信方式和通信规程。如 Intel 公司推出的 BITBUS 系统, Motorola 等公司联合推出的 LON Works 系统和适用于汽车等控制系统使用的 CAN Bus 等。

4. 可编程控制器(PC)的普及使用

以微处理器为基础的可编程控制器(简称 PC),是过程控制的专用微机系统,它是面向生产过程控制的新型自动化装置。它用来取代传统的继电器完成开关量的控制,如输

入、输出,以及定时、计数等,具有体积小、可靠性高、编程方便、使用简单、抗干扰能力强等特点。近几年来,PC 得到迅速发展,并且出现了具有 A/D、D/A 和 PID 调节等功能的 PC,可完成各种工业过程控制。

§ 5.4 串行数据通信

机器小型化,结构开放化,系统网络化,这是当前计算机系统发展的大趋势。在工业测控领域,倾向于机器愈小愈好,对于复杂的强功能系统,则倾向于用分布式系统代替集中式系统。这一发展趋势已在前面予以阐述。分布式系统可以有多种结构形式。

图 5-37 所示为分布式多 CPU 系统典型结构。

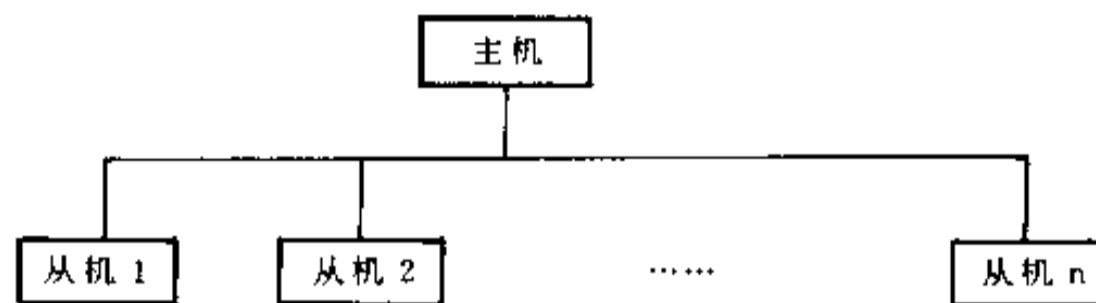


图 5-37 分布式多机系统结构

在分布式系统中,各处理器间的联系及各处理器间资源的共享大多通过串行通信接口和网络技术实现,特别是采用了网络技术,使其结构、可靠性及灵活性均得到了大幅度提高。

数据通信包含的内容十分广泛,计算机与计算机、一个系统与另一个系统、计算机内部 CPU 与存储器、磁盘以及人-机接口之间的信息交换均属于数据通信的范畴。然而,组成分布式计算机系统时,主要采用串行通信接口 RS-232C/RS-422/RS-485 和工业局域网;而对于自动测量和测试系统也可以采用 IEEE488 接口等。

各种数据通信技术的传输速率与距离间的关系如图 5-38 所示。

5.4.1 串行通信

1. 并行和串行通信

并行数据传输(见图 5-39)是指数据的各位同时传送。可以用字并行传送,也可以用字节并行传送。显然,并行传送的速度高,有时可高达每秒几十兆位。如典型的并行传送标准 IEEE488 和 Centronics 打印机标准接口,采用的即是字节并行传送。

并行数据传输的距离通常小于 10m。由于并行通信要用许多信号线,成本比较高。

串行通信的数据是一位一位的传送(见图 5-40),因此在串行通信中只要一条传送线,故串行通信和并行通信相比,节省传送线,特别是当位数很多和长距离传送时,其优点就更为突出。

串行数据传输的距离可达数千公里。近距离传输速率可达每秒 10 兆位,远距离传输也可达每秒几百万位。实际上,对于远距离的数据通信而言,串行通信常常是唯一的手段。

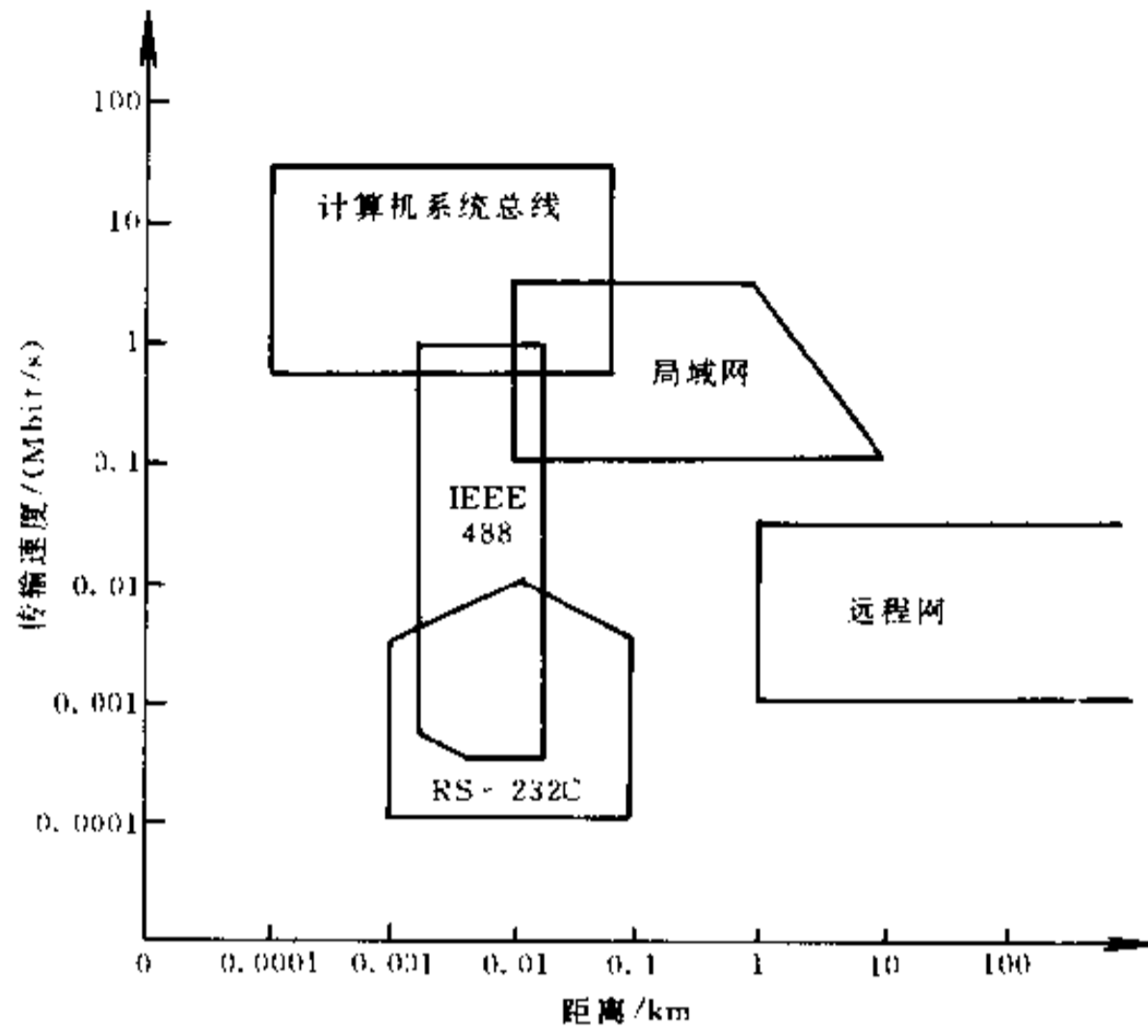


图 5-38 各种数据通信技术的传输速率与距离

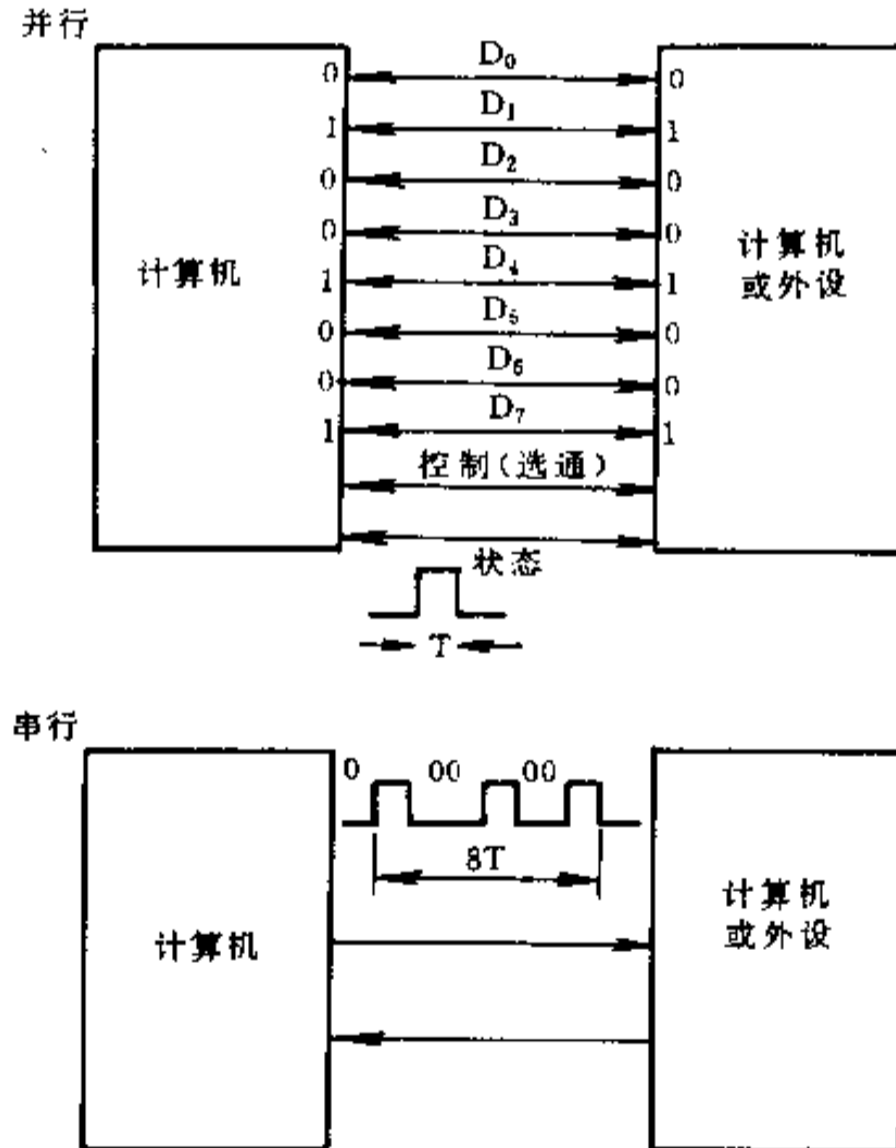


图 5-39 并行通信与串行通信

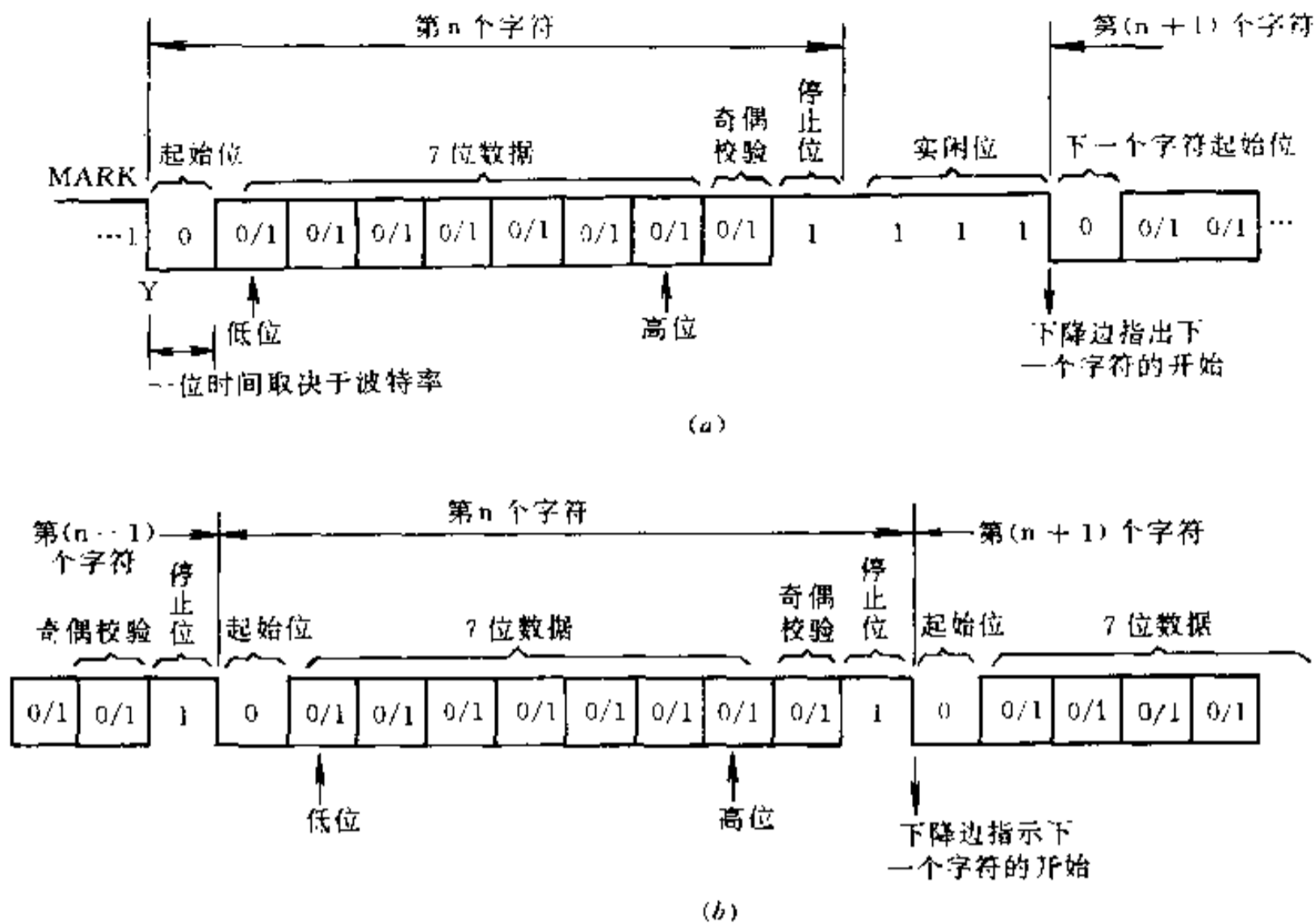


图 5-40 异步通信格式

2. 异步传送和同步传送

在串行通信中,有两种最基本的通信方式:异步传送和同步传送。

(1) 异步通信

它用一个起始位表示字符的开始,用停止位表示字符的结束构成一帧,如图 5-40 所示。

起始位占用一位,字符编码为 7 位(ASCII 码),第 8 位为奇、偶校验位,加上这一位使字符中为“1”的位为奇数(或偶数),停止位可以是一位,一位半或两位,于是一个字符就由 10 个或 10.5 个或 11 个位构成。

在异步通信中,CPU 与外设间必须有两项规定:

- ①字符格式。即前述的字符的编码形式,奇偶校验形式以及起始位和停止位的规定。
- ②波特率(Baud rate)。即数据传送速率的规定。

假如数据传送的速率是 120 字符/s,而每一个字符如上规定包含 10 个数据位,则传送的波特率为

$$10 \times 120 = 1200 \text{ bit/s} = 1200 \text{ 波特}$$

则每一位的传送时间即为波特率的倒数:

$$T_d = \frac{1}{1200} = 0.0833 \text{ ms}$$

目前常用的波特率为 300、600、1200、2400、4800、9600 bit/s,最高为 19.2 kbit/s。

(2) 同步通信

在异步传送中,每一个字符要用起始位和停止位作为字符开始和结束的标志,占用了时间,所以在数据传送中,为了提高速度,就去掉这个标志,采用同步传送。在数据开始处采用同步字符来指示,如图 5-41 所示。

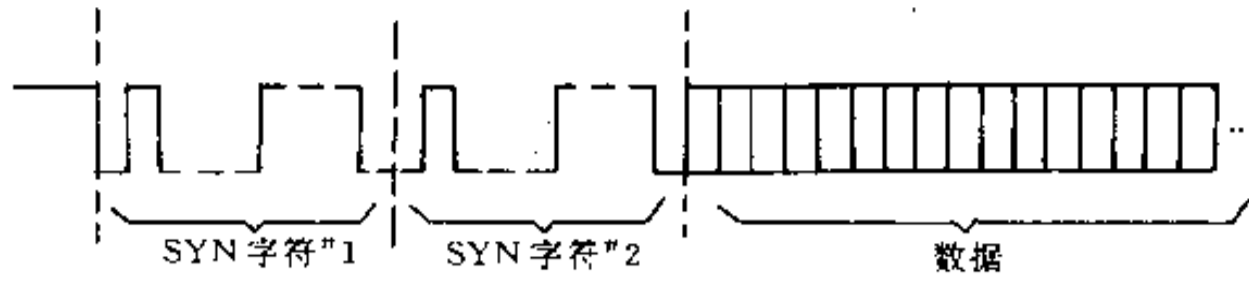


图 5-41 同步字符

5.4.2 通信总线及规程

系统与系统之间的互连线叫做通信总线,用于系统与系统之间的串/并行通信。如集散控制系统中的上下位机间的通信,多半是利用位串行通信总线进行信息传输的。

1. RS-232C 接口总线

RS-232C 总线是采用按位串行的通信总线,但它并不限制所传送的数据类型和数据帧长,可用于同步通信也可用于异步通信。RS-232C 对其所传输数据格式约定为:信息的开始位,数据块的停止位,奇偶校验位及若干数据位,如图 5-42 所示。

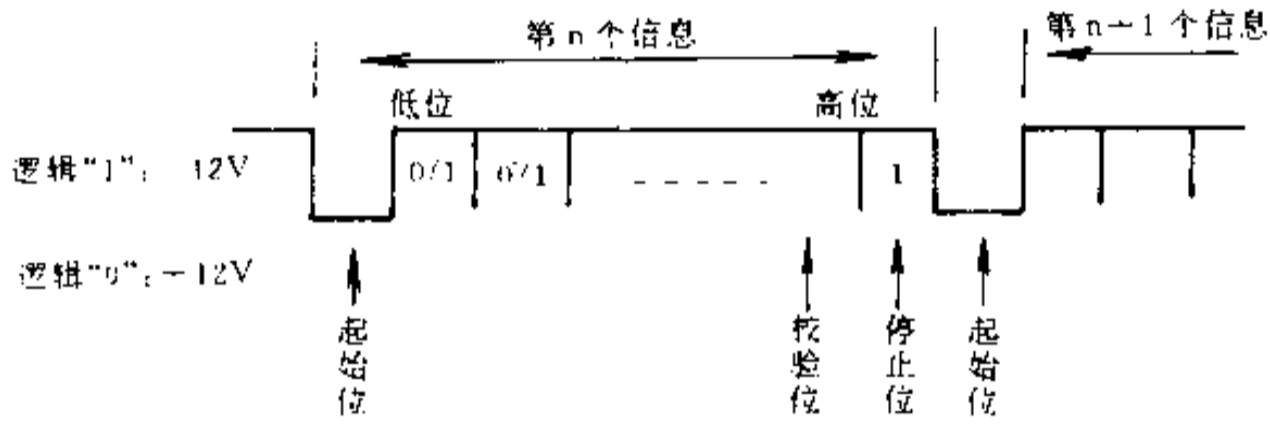


图 5-42 RS-232C 传输格式

RS-232C 为了增加抗干扰能力,采用负逻辑电路,其逻辑电平范围如图 5-43 所示。RS-232C 总线共有 25 条线,均已规格化,连接时,只要将插头与标准插座直接互联即可,如图 5-44 所示。

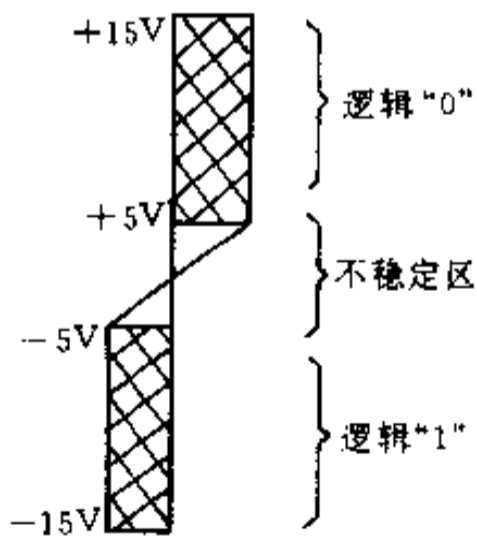


图 5-43 RS-232C 逻辑电平区域图

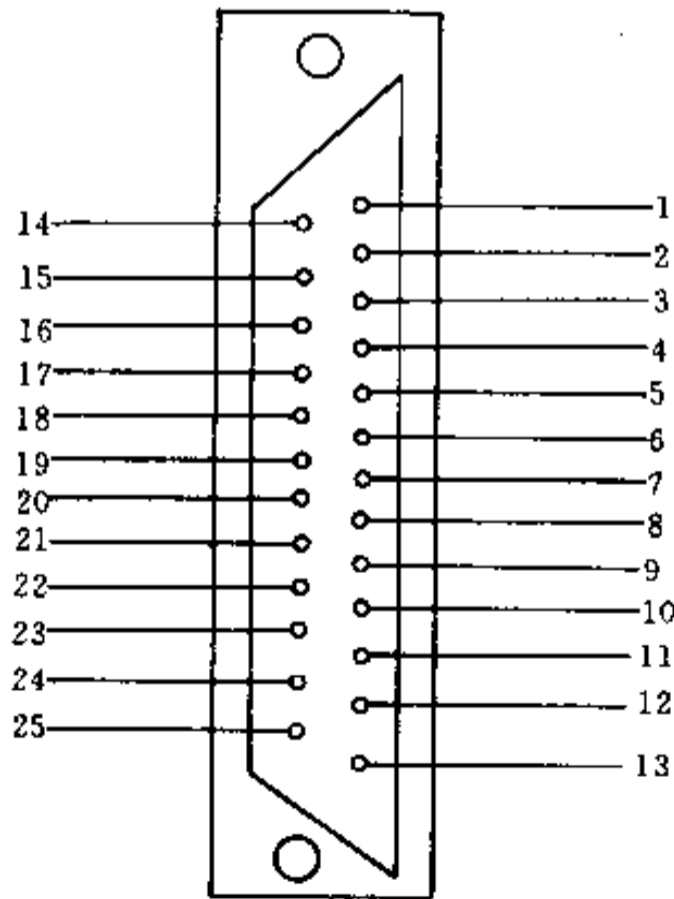


图 5-44 RS-232C 引脚排列图

在实际使用中,并非所有的管脚都有用,可根据情况选用,最少可用 AA、AB、DB 这三根线即可完成简单的通信任务。

(1)RS-232C 信号说明

RS-232C 总线的 25 条信号线的符号及功能如表 5-13 所示。

表 5-13 RS-232C 的信号说明

序号	引脚号	名称	说明
1	AA	保护地	和大地相联
2	BA	发送数据	从 DTE 到 DCE 的数据线
3	BB	接收数据	由 DCE 至 DTE 的数据线
4	CA	请求发送	由 DTE 发出, DCE 根据情况决定响应否
5	CB	允许发送	由 DCE 发出, 控制发送端发送数据
6	CC	数字置位就绪	由 DCE 发出, 表示数据已被接收
7	AB	信号地	用于接口的逻辑地
8	CF	数据载波检测	当 DCE 从数据线上收到信号时, 发此信号
9		保留	
10		保留	
11		未用	
12	SCF	第二路数据载波测试	与管脚 8 相同, 用于第二个终端
13	SCB	第二路允许发送	与管脚 5 相同, 用于第二个终端
14	SBA	第二路发送数据	与管脚 2 相同, 用于第二个终端
15	DB	发送时钟	由 DCE 向 DTE 发出, 用于同步通信
16	SBB	第二路接收数据	与管脚 3 相同, 用于第二个终端
17	DD	接收时钟	由 DTE 向 DCE 发出, 用于同步通信
18		未用	
19	SCA	第二路请求发送	与管脚 4 相同, 用于第二个终端
20	CD	数字终端就绪	由 DTE 发出, 表示 DTE 可以和调制器传数
21	CG	信号质量检测	由 DCE 发出, 表示通信终端在可靠地工作
22	CE	振铃指示	由 DCE 发出, 表示正进行通信
23	CH	数据速率选择	选择 DCE 的位速率, 由 DTE 发出
24	DA	外部传送时钟	由 DTE 向 DCE 提供的传送时钟

AA: 保护接地线, 与设备的机壳相联或接到外部地线上, 以构成屏蔽地。

AB: 是信号地线或公共返回线, 作为系统的参考电位。

BA: 传送要发送的数据。由远程数据终端设备发送来的应答信号。

CA: 请求发送信号, 当始端设备有数据要发送时, 向调制解调器或远程终端设备发出 CA 信号, 以示响应。同时, CB 也清除 CA 信号。

CC: 表示本端数据通信设备已处于就绪状态。

CD: 数据终端设备处于就绪的状态信号, 利用 CD 信号将通信设备切换到通信信道。

CE: 表示从通信信道上正收到一个振铃信号。

CF:接收信号检测线。表示收到了一个合乎标准的信号。

CG:信号质量检测线。表示接收到的数据中,误码率很高。

CH:在双速数据组的情况下,数据传输设备用 CH 来表示两组速率中的一种。

CI:在双速率的数据组传输中,用以选定数据传输速率的数值。

DA:发送器定时信号。由数据终端发出,指示数据线上每一位的中心时间。

DB:由数据终端设备提供的码元定时,当 DB 由断开到接通时,数据终端用以改变数据线上的数据。

DD:接收器定时信号。由数据传输设备发送,以指示接收机数据线上的每一位中心时间。

(2)RS-232C 接口电气

微机接口及内部电路都是采用 TTL 和 CMOS 型电路,这些电路都不能直接与 RS-232C 直接级联,中间必然要进行电平转换。常用的几种转换电路如图 5-45 所示。

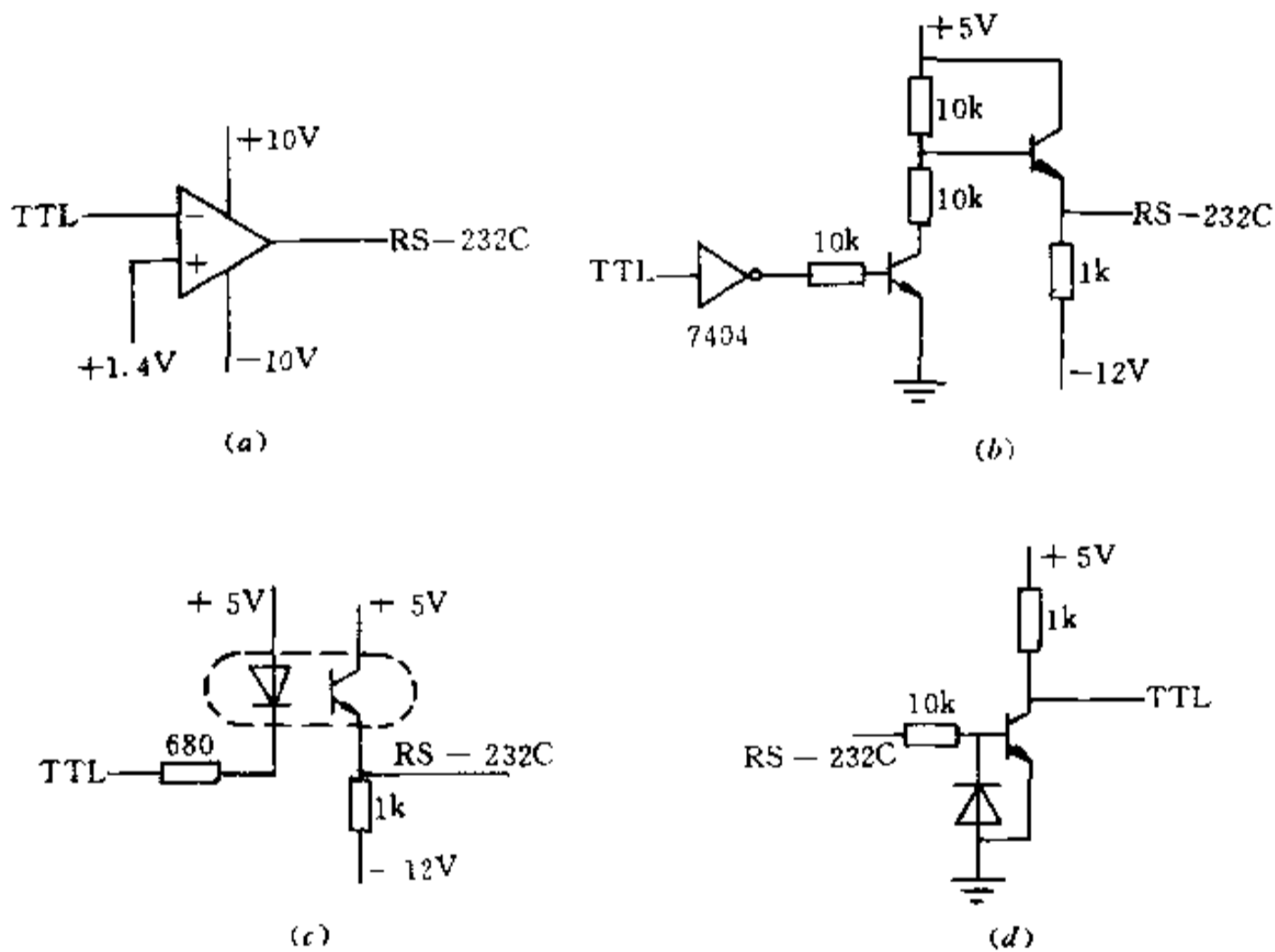


图 5-45 RS-232C 转换电路

(a)运算放大器;(b)晶体管;(c)光电隔离器转换;(d)RS-232C 到 TTL 转换。

对于 RS-422 和 RS-232 都有电平转换集成电路,图 5-46 是用于 RS-232C 的集成电路转换器,MC1488 是将 TTL 电平转换为 RS-232C 的电平范围,MC1488 除了具有电平转换功能外,还有驱动能力。MC1489 芯片是用在通信设备的接收端,将 RS-232C 的电平转换为 TTL 的标准电平。

RS-232C 可以与电流回路进行连接,图 5-47 是 RS-232C 与电传打字机回路连接的典型电路,当有一定的电流流过发光管 LED 时,三极管导通,于是在输出端产生负电压。否则,三极管截止,+12V 接到输出端。

(3)工程上使用 RS-232C 总线应注意的问题

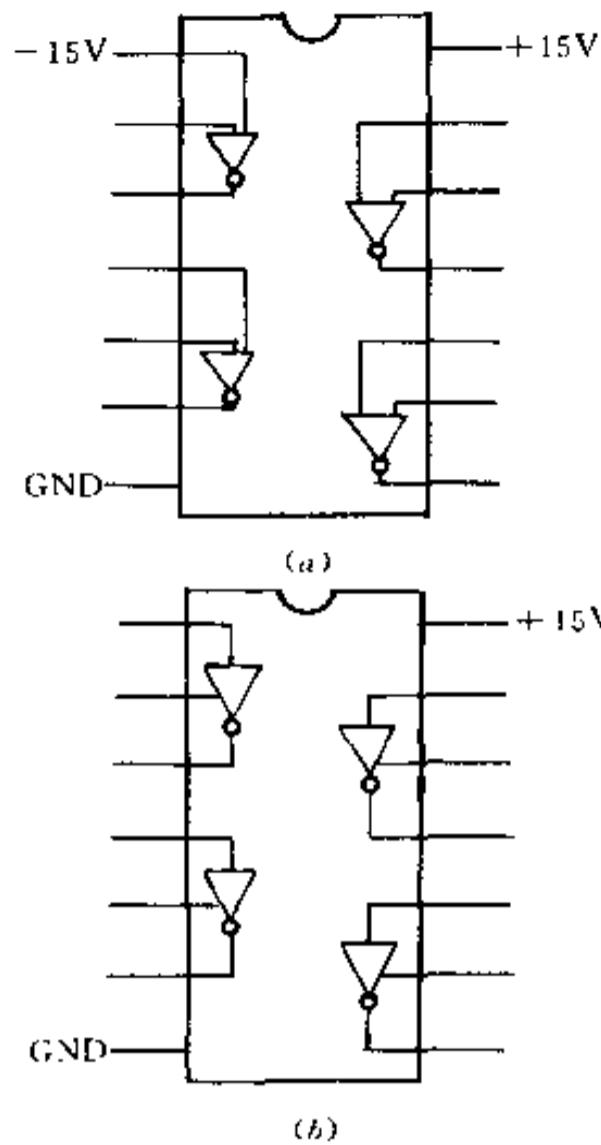


图 5-46 RS-232C 与 TTL 间的转换器结构电路 (a)MC1488; (b)MC1489。

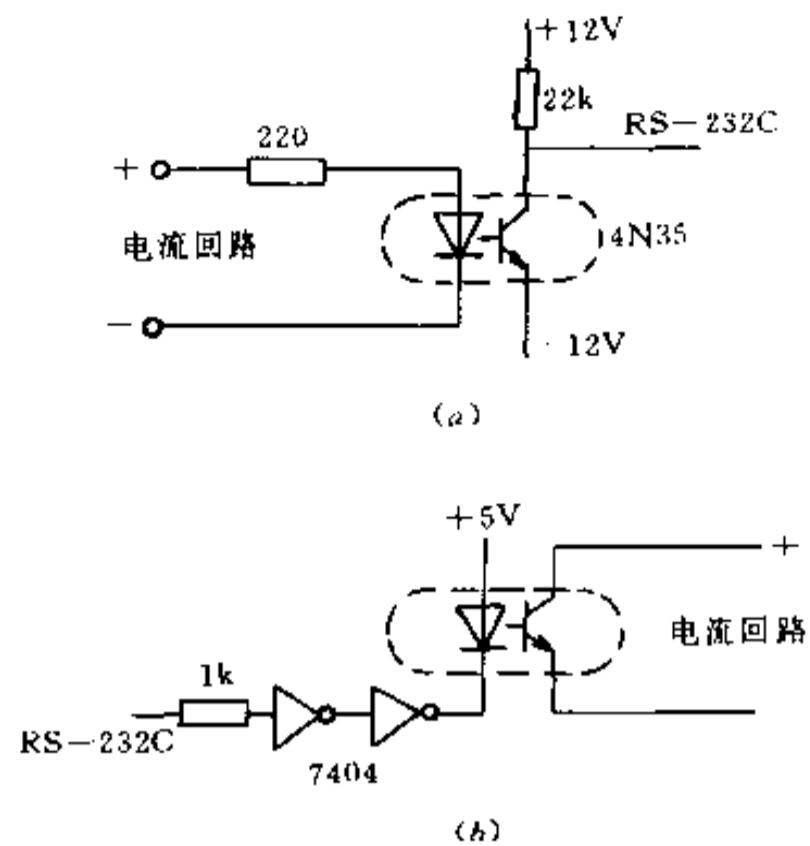


图 5-47 12S-232 与电流回路的连接电路 (a)输出端; (b)接收端。

①RS-232C 总线传输的速率有: 50, 75, 110, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600 等标准的波特率。

②该总线共有 25 条线, 包含两个通道, 单终端使用时, 应选择主通道。

③利用该总线标准, 不加中继站时, 最大的传输距离是 30m, 如果传送更远的距离, 可选用 RS-422 标准, 传输距离可达 1500m。

2. 通信规程

主从机在通信时, 应按约定的格式进行, 称之为通信规程。

通信的基本单元为邮包或称为帧。一般一次通信(命令或回答)为一个帧。在数据量较大时, 可把数据划分成多个帧, 分别依次发送。帧的格式一般如图 5-48 所示。它由起始标志、标题、数据、检验码和结束标志等组成。

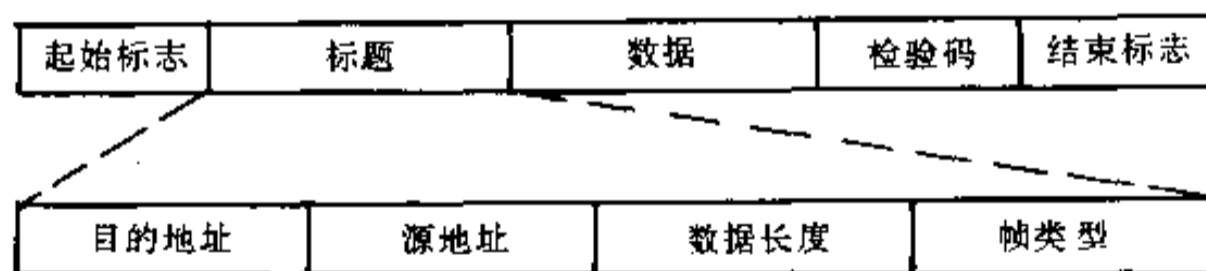


图 5-48 帧的格式

标题包括目的地址、源地址、数据长度和帧类型等。目的地址表示接收从机的地址, 可使用特殊地址表示广播命令(如全 0 或全 1 地址)。源地址表示发送计算机的地址。数据长度指出本帧数据的长度, 它可以包括标题的长度, 也可以仅指数据段的长度。帧类型表示本帧是属于数据(信息)帧还是控制帧等。

数据为帧的主体, 它包括命令(可以编号或 ASCII 码形式)、数据、参数等。

检验码为整个帧的检验字, 它一般采用循环冗余码(CRC)。循环冗余检验是一种普

遍用于串行通信的错误检测方法。现有多种 CRC 算法,包括 8 位、16 位和 32 位,其中最常用的为 16 位 CRC。CRC 发生和检验均采用生成多项式。经常使用的生成多项式为 $X^{16} + X^{12} + X^5 + 1$ 或 $X^{16} + X^{15} + X^2 + 1$ 。

3. 通信程序结构

多机通信程序一般采用分层结构,如图 5-49 所示。

图 5-49 中的用户模块在发送时完成命令和数据的写入,组织标题(如写入目的地址等);在接收时,接收到的命令转向相应的处理程序。

消息级模块完成的主要功能有:完成标题并调用通信连接级进行发送;解释标题并把信息传递到用户程序。

通信连接级模块完成的主要功能有:形成整个帧格式,在用软件进行 CRC 时,产生 CRC 码;接收整个帧,判断其正确与否,然后由消息级模块完成下一步操作。

传输控制级模块完成的主要功能是进行以字节为单位的帧交换过程,它一般由中断处理程序完成。

在使用实时多任务操作系统时,传输控制级、通信连接级、消息级一般由操作系统完成,用户级由任务程序实现。

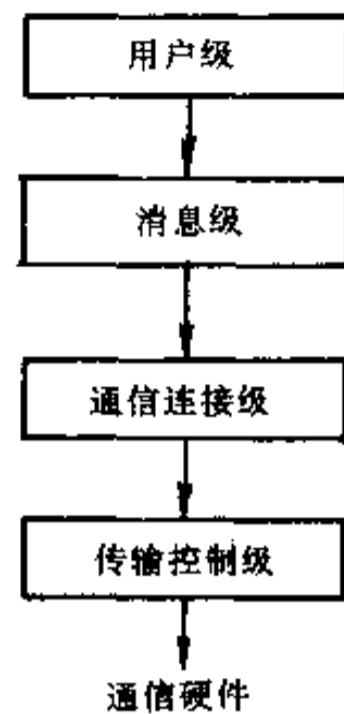


图 5-49 通信程序结构

4. 通信信道

通信信道指通信的物理介质。下面介绍主从结构多机控制系统中常用的几种通信方法。

(1) RS-485

RS-485 是一种串行通信方式。它采用平衡式双线传输,抗干扰性较好,适用于在一公里以内进行高速数据通信,最高通信速率可达几兆波特。常用的 RS-485 传送驱动器为 SN75174,接收器为 SN75175。它们可用于全双工数据传送。一个驱动器可接多至 30 个接收器。在用于主从通信时,从机的驱动器必须加以控制,即只有即将进行数据发送的从机才能打开驱动器,其余从机的驱动器应处于禁止状态。在采用四线(全双工)传送时,主机的发送和接收都不必控制,而一直处于允许状态。在采用双线(半双工)传送时,例如使用 SN75176 等驱动/接收器时,不管主机还是从机的驱动/接收器都必须加以控制,它们平时处于接收状态,仅在发送时才处于允许驱动器状态。

(2) Modem 有线通信

在需远程数据如传送距离为几公里以上时,一般需使用调制解调器(Modem)。它把数字信号变成模拟频率信号再传送出去。接收时则与此相反。使用调制器可大大增加传送距离,可达几十公里以上。但这时的传送速率取决于所使用的调制解调器,一般为 300、1200、2400、4800、9600 波特,其中价格较低、使用较多的为 1200 波特。

在使用调制解调器时,增加电话接口功能,还可使用电话线路进行多种通信,这可大大节省线路成本,但它的实时性较差。

(3) Modem 无线通信

很多应用场合,在主机与各从机之间没有通信线相连,而架设专用线路成本极高,有时甚至无法实现。这时可使用无线电台来实现多机通信。

计算机无线通信时,一般需使用调制解调器,并需一根开发射机的控制线。平时,电台和调制解调器均处于接收状态。在需发送时,打开发射机,置调制解调器为发送状态,再延迟一段时间(一般为0.1s左右,取决于发射机),开始发送报文。发送完成后,应等数据全部发送完(串行通信口的移位寄存器空)后,才关闭发射机,回到接收状态。

§ 5.5 计算机控制网络

一个较大规模的复杂的工业测控系统,常有几十、几百甚至更多的测量和控制对象,对系统有很多的可靠性、灵活性要求,即使一台速度快、容量大、配置全、性能强的高档计算机也难以满足上述要求。为此,使控制系统分散化,即负载分散、危险分散、功能分散和地域分散就势在必行。

80年代以来,以微型机为核心的分布式计算机控制系统(又称集散控制系统)顺应了工业测控系统分散化的发展趋势,同以往的分散型仪表控制系统和集中计算机控制系统相比,它具有很大优点。

系统内计算机、工作站互相连接成网络和数据通信,是分散式测控系统的关键技术之一。下面主要讨论计算机网络和数据通信的问题。

5.5.1 局部网络

我们把以传输信息为主要目的,用通信线路连接起来的计算机群称为计算机通信网络。计算机网络化是充分发挥计算机资源的利用率(资源共享)和便于使用计算机的有效途径。计算机网络技术包括硬件、软件、网络体系结构和通信技术。

计算机网络通常分为三大类:多机系统、局部网络和广域网络(远程网络),它们的通信速度和距离见图5-38。

局部网络是在远程网络技术和计算机多机系统技术基础上发展起来的。远程网技术提供了计算机通信的经验,多机系统技术提供了计算机内部各部件之间高速数据传送和同步控制的经验。

局部网络通过通信线路把一定距离内的多台计算机互连成网,以达到计算机之间互相通信、共享资源和分布处理等目的。目前关于局部网络的定义还未统一,根据美国IEEE局部网络委员会所下的笼统定义,可以理解局部网络大致具有以下特点:网络连接的地址范围不大,通信介质费用占网络开发的比重不大;主要采用可靠的信道而不采用大量的交换设备,信道频带较宽,数据传输速率高(0.1~100Mbit/s);数据传输误码率低(10^{-8} ~ 10^{-11});采用国际标准化组织ISO推荐的开放系统互连模型(OSI)的各项原则;支持标准化协议、标准终端接口;有高度互连的特性和扩充的灵活性;网络中某一站发生故障时不会影响整个系统的运行;具有很强的安全措施与方便的网络管理方法等。

局部网络又分为三类:局部区域网络(LAN)、高速局部区域网络(HSLAN)和计算机化分支交换网(CBX)。它们采用的技术,应用的范围和协议标准不同。人们通常所讲的局部网络大都指局部区域网络(LAN)。按应用环境,可分为通用局部网和工业局部网。如果组成局部网络的计算机都是微型计算机,则称为微机局部网络。

5.5.2 网络的组成

1. 概述

分散式测控系统在适用范围、可扩展性、可维护性、抗单点故障等方面明显优于混合式和集中式控制系统。局部网络是为分散式测控系统提供通信介质、传输控制和通信功能的手段。

互连和通信是网络的核心。网络拓扑、传输控制、通信方式和传输介质是局部网络的四大要素。

(1) 网络拓扑结构

在网络中与一个或多个传输线路连接的点称为节点。节点间的物理连接结构称为拓扑结构,网络的基本拓扑结构有星形、总线形、环形三种。如图 5-50 所示。

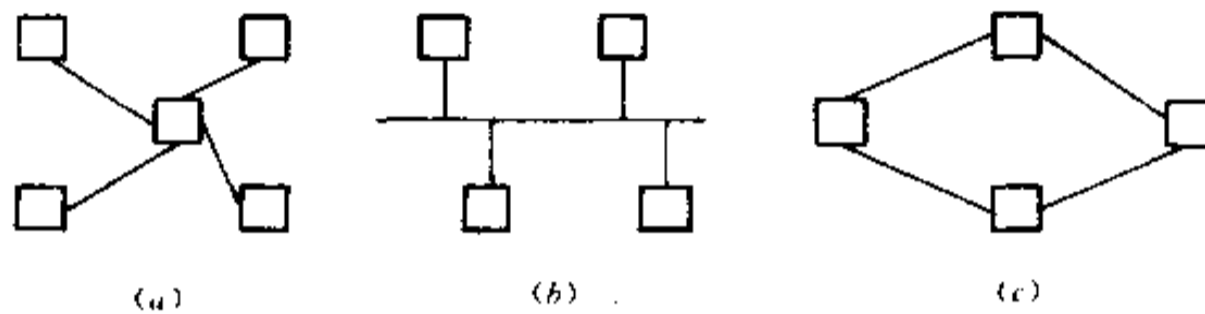


图 5-50 网络的拓扑结构
(a)星形;(b)总线形;(c)环形。

①星形 这是中央控制型结构,一切通信经由中央控制节点,正像日常生活中的电话系统那样,各分机之间的通信一律经过交换台。这种结构的控制方式简单、便宜;其缺点是当中央控制节点有故障时,整个系统就会瘫痪;当通信量增加并要求高速通信时,中央控制单元的功能必须扩充,以解决“瓶颈阻塞”问题。这种网络适用于主、从节点直接通信的场合,如分时系统的主机与终端或远程工作站组成的星形网。

②总线形 所有节点共享一个公共物理通道——总线。这种结构的特点是:网络不封闭,很容易加扩新节点,甚至用中继器连接多个总线,形成无根树形结构;节点间通过总线直接通信,速度快,延迟和开销小;某个节点故障对整个系统的影响相对较小,不过也可能使总线上的其他设备因得不到总线控制而无法在总线上传输信息。总线形网络结构是目前使用最广泛的结构,也是最传统的一种主流网络结构,尤其适用于信息管理系统、办公室自动化系统、数字系统等领域的应用。

③环形 这是相邻节点顺序连接形成环路的结构。信息一般仅以一个方向在环上以源节点传送到目的节点。这种控制方式简单,节点间可采用不同传输介质,速度也可不同。其缺点是某个环节故障会阻塞信息通路,可靠性差。由于环路是封闭的,所以扩充也不方便。在随机通信频繁时,效率可高于总线形。其结构型式不但有单环网,还有多环网和星式环网。这种网络结构比较适合于信息处理系统和工厂自动化系统。

在实际组建网络时,其拓扑结构不一定是单一的,通常是三种基本拓扑结构的综合运用。

(2) 传输控制

在局部网络中,各个站点通过公共传输信道互相通信。任何一部分物理信路在一个

时间段中只能被一个站点占用来传输信息。于是就产生了一个关于信道的合理分配问题。

局部网络上的信息交换方式有两种：一种是线路交换，即发送节点与接收节点之间有固定的物理通路，这个专用通路要保持到对话结束。第二种是包交换或报文交换，是把编址数据组从转换节点传到另一个转换节点直到目的地，发送节点与接收节点之间没有固定的专用通道，如某节点有故障，可通过替代通道把数据组送到目的节点。

(3) 通信方式

局部网络的通信方式有基带和宽带两种。

基带是指一个通道上利用传输介质的整个带宽传送数字信号。其优点是价格低、设备简单，可靠性高。缺点是长距离传送有衰减问题，且通道少。

宽带是把通信通道以不同的载频划分成若干个通道，在同一传输介质上可同时传送多个通道信号。载波调制法使宽带传输比基带传输的传播性好，但所需的调制解调器会使宽带传输比同样速度的基带传输成本高得多。

(4) 传输介质

传输介质是指通信网络中的发送和接收者之间的物理通路。目前使用最普遍的有同轴电缆、双绞线和光缆。表 5-14 对它们作了比较。其余的介质还有无线电、微波和红外线等。

表 5-14 主要介质的性能比较

性能 \ 介质	双 绞 线	同 轴 电 缆	光 缆
传输速率	9.6kbit/s~2Mbit/s	1~500Mbit/s	10~500Mbit/s
连接方法	点到点 多点 15km 不用中继器	点到点 多点 10km 内不用中继器(宽带) 1~3km 内不用中继器(基带)	点到点 双工 100km
传输信号	数字调制信号和纯模拟信号	调制码 直接编码	曼彻斯特码(基带) 声音、数字、图像(宽带)
支持网络	专用小型交换机星形, 环形网络	总线形, 环形网络	总线形, 环形网络
抗干扰	好, 需外屏蔽	很好	极好
抗恶劣环境	好 电缆结构型式多	好 必须将电缆线与水及腐蚀环境隔开	极好 可承受高温(比如 200℃) 和其他恶劣环境
误码率	1×10^{-5}	1×10^{-9}	很低
距离	500m	2~5km	40km

双绞线的成本低, 安装简单, 但数据传输率较低; 同轴电缆吞吐量高, 性能价格比高, 安装维护方便; 而光缆具有很高的传输速率, 较低的误码率和很强的抗干扰性, 但光缆较贵。从总体上看, 光缆是最有前途的传输介质。

2. 计算机网络协议及其层次结构

在计算机网络中, 各用户主机及网络节点为了进行通信, 就必须共同遵守一套事先制

定的规则,称为协议。为了描述清晰、便于实现这些复杂的规则,必须把协议按单向依赖的层次分为多级子协议。

1979年国际标准化组织(ISO)提出了开放系统互连参考模型(OSI(见图5-51)。ISO将网络通信功能分成一组层次分明的分层结构、每一层执行各自承担的任务,每一层都为高一层提供一定的服务。数据从一机器到另一机器之间通信是每一层将数据和控制信息传递给紧接着它的下一层,直到最下层,在最下层通过传输介质,实现与另一机器的物理通信。

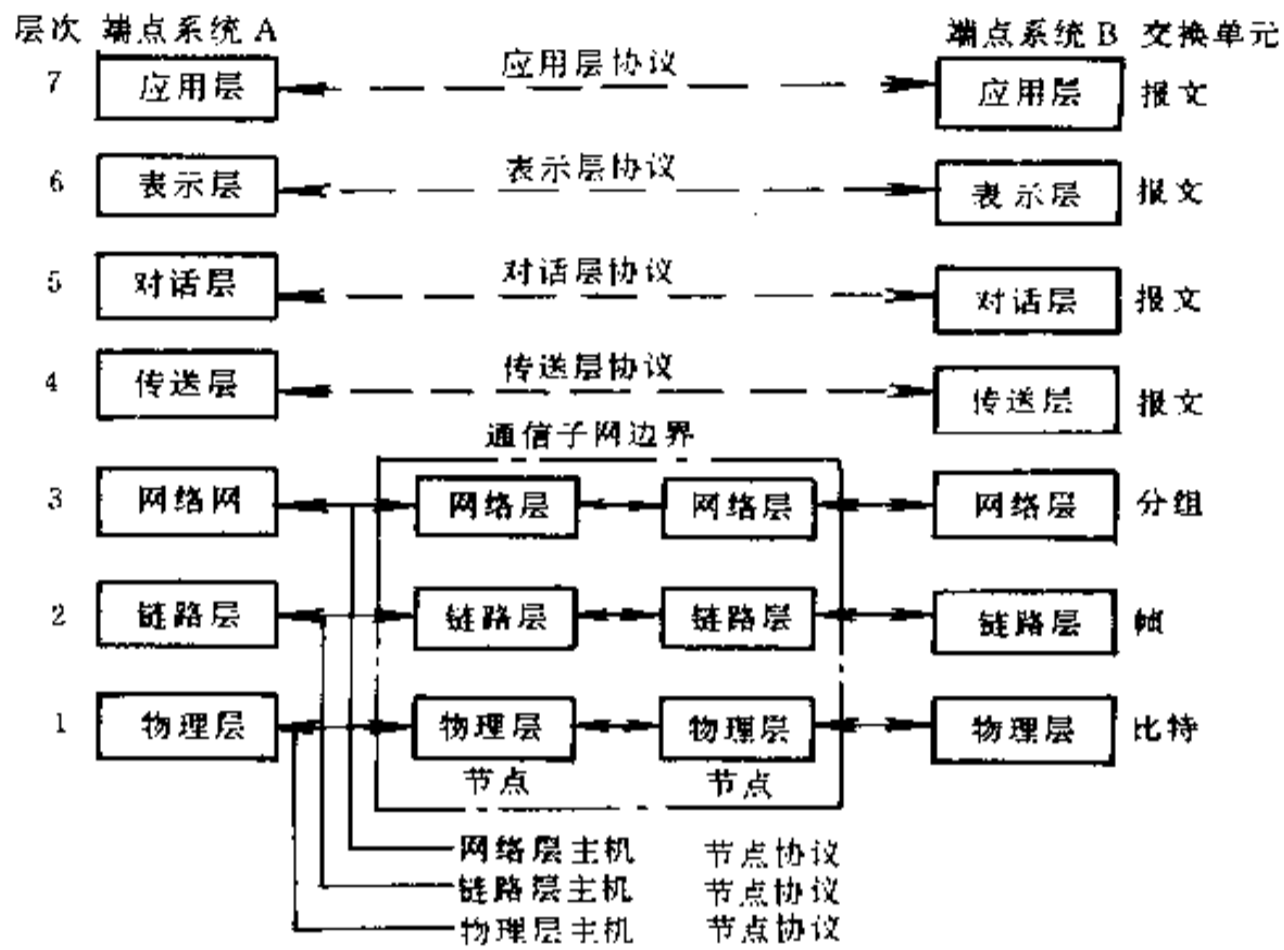


图 5-51 OSI 模型

(1) 物理层

物理层在信道上传输未经处理的信息。该层协议涉及通信双方的机械、电气和连接规程。如接插件的型号,每根线的作用,高低电平的电压大小,一位占多宽,传输能否在两个方向同时进行,如何进行初始的连接,如何拆除连接等。

(2) 链路层

数据链路层的任务是将可能有差错的物理链路改造成对于网络层来说是无误差的传输线路。它把输入数据组成数据帧,并在接收端检验传输的正确性。若正确则回送确认信息,若不正确则抛弃该帧,等待发送端超时重发。同步数据链路控制(SDLC)、高级数据链路控制(HDLC)以及异步串行数据链路协议都属于此层范围。

(3) 网络层

网络层的任务是使网络中传输分组。网络层规定了分组(第三层的信息单位)在网络中是如何传输的。网络层控制网络上信息的切换和路由选择。因此,本层要为数据从源点到终点建立物理和逻辑的连接。

(4) 传送层

传送层的任务是在源主机和目的主机之间实现进程间通信。它通常由主机操作系统来完成,实现发送端和接收端之间的传输连接和控制。

(5)对话层

它控制建立或结束一个通信会话的进程。这一层检查并决定一个正常的通信是否正在发生。如果没有发生,这一层必须在不丢失数据的情况下恢复会话,或根据规定,在会话不能正常发生的情况下终止会话。

用户(即两个表示层进程)之间的连接称为会话。为了建立会话,用户必须提供它希望连接的远程地址(会话地址)。会话双方首先需要彼此确认,以证明它有权从事会话和数据接收,然后两端必须同意在该会话中的各种选择项(如半双工或全双工)的确定,在这以后才开始数据传输。

(6)表示层

表示层实现不同信息格式和编码之间的转换。如文本压缩、代码转换、文件格式变换、不兼容终端的行长、屏幕行数、移行习惯、换页方式、字符集和光标寻址之间的变换等工作。

(7)应用层

应用层的内容视对系统的不同要求而定。它规定在不同应用情况下所允许的报文集合对每个报文所采取的动作。

这一层负责与其他高级功能的通信,如分布式数据库和文件传输。这一层解决了数据传输完整性的问题或与发送/接收设备的速度不匹配的问题。

3. 局部网络的标准化

目前国际公认的局部网络的标准是美国 IEEE802 为局部网络制定的标准。它把 OSI 模型的最低两层分为三层,即物理信号层(PS)、介质存取控制层(MAC)和逻辑链路控制层(LLC)。它们的对应关系如图 5-52 所示。

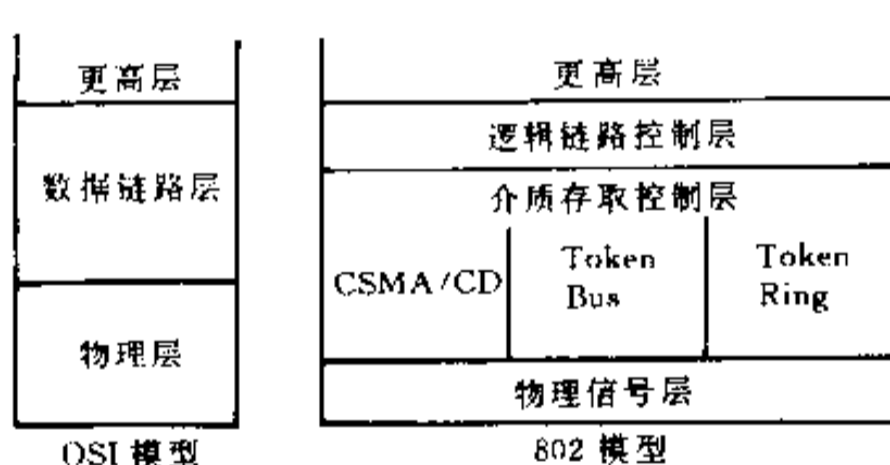


图 5-52 802 模型和 OSI 模型对应层次关系

物理信号层完成数据的封装/拆数、数据的发送/接收管理等功能,并通过介质存取部件收发数据信号。介质存取控制层支持介质存取,并为逻辑链路控制层提供服务,它支持的介质存取法包括载波检测多路存取/冲突检测(CSMA/CD)、令牌总线(Token Bus)和令牌环(Token Ring)。逻辑链路控制层支持数据链路功能、数据流控制、命令解决及产生响应等,并规定局部网络链路控制协议(LNLLC)。

IEEE802 为局部网络制定的标准包括如下内容:

IEEE802.1:系统结构和网际互连;

IEEE802.2:逻辑链路控制;

IEEE802.3:CSMA/CD 总线访问方法和物理层技术规范;

IEEE802.4: Token Bus 访问方法和物理层技术规范;

IEEE802.5: Token Ring 访问方法和物理层技术规范;

IEEE802.6: 城市网络访问方法和物理层技术规范。

图 5-53 描述了 IEEE802 为 LAN 制定的各标准间的关系。

由于局部网络具有数据以编帧形式传输和不存在立即交换两个特性,因此不需要进行路由选择,所以有些层次对于局部网络来说是不必要的。

5.5.3 典型的工业控制局部网络简介

在工业环境中,工厂网络将工厂的管理、销售及生产过程连接在一起,局部的工业控制网是工厂网络的子网,如图 5-54 所示。工业控制网独立完成过程控制并通过转接口与工厂网络连接。工业控制选用串行网络如 ARCnet 和 BITBUS 可以满足经济及可靠性等要求。

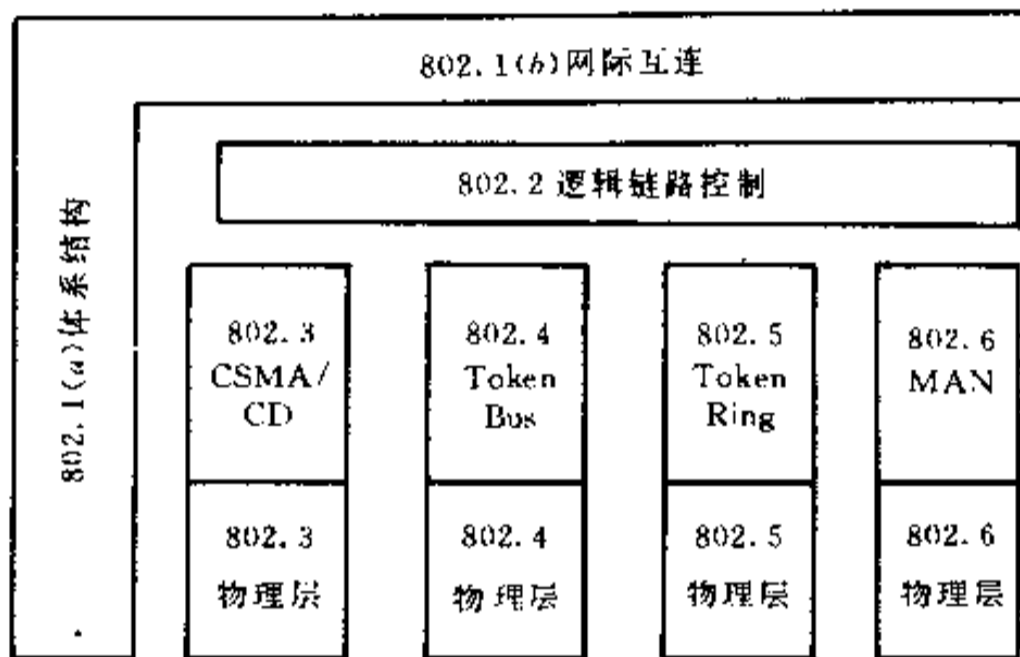


图 5-53 IEEE802 系列标准关系

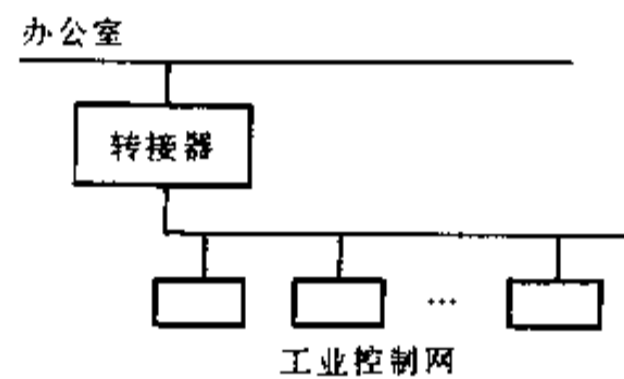


图 5-54 工业环境中局部网络结构

1. ARCnet 简介

ARCnet 最早由美国 Data Point 公司开发并推出,它使用 Token Bus 802.4 网络协定,由于 ARCnet 连接方便,结构灵活且有一定的实时性,所以在微机局部网络中得到广泛的应用。特别是在微机工业控制领域,ARCnet 应用更广泛。近几年来,出现了一些实现 IEEE802.4 协议的 ARCnet 大规模集成电路控制芯片;有的公司甚至只用一块大规模集成电路便实现了全部的 ARCnet 控制电路,可见 ARCnet 的生产简单,可靠性高。国内已有许多单位生产研究出各种 ARCnet 网络接口板。曾在我国得到广泛应用的 PLAN 网即 ARCnet 网络。80 年代末期以来流行的 NOVELL NetWare 网络操作系统也有相当数量用于 ARCnet 网络。图 5-55 为典型的 ARCnet 网络结构。

ARCnet 网络通过无源集线器(Passive HUB)或有源集线器(Active HUB)连接成无回路总线或星形结构。无源集线器中继网络信号,它通常有 4 个端口(BNC 接口),网络工作站通过两端带有 BNC 接口的电缆连到这些端口上。无源集线器上的任何未使用的端口都必须由一个 93Ω 的终端器来连接。有源集线器不仅中继网络信号,而且调整和放大信号的强度,其连接工作站的距离较远。通常有源集线器有 8 个端口(BNC 接口),有源集线器上的空余端口可以不接终端器。有源集线器的任一端口均可以直接连接一个工作站,也可以从任一端口接出一条总线,在这一条总线中最多可连接 7 台网络工作站,总

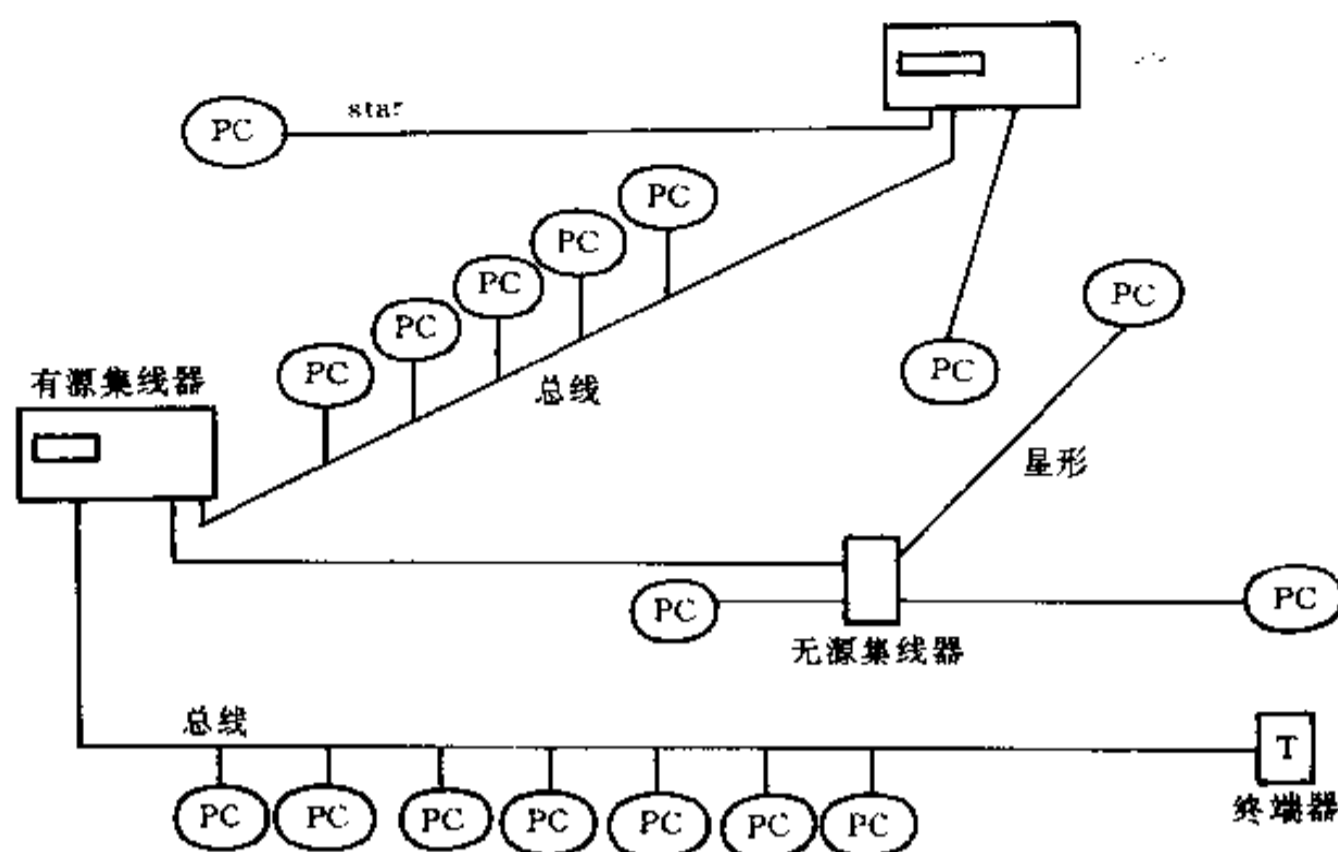


图 5-55 ARCnet 网络结构

线电缆的末端接一个终端器(Terminator)。ARCnet 总线的一端连接到有源集线器的一个端口上,另一端接终端器。ARCnet 采用的是 RG62 标准的 93Ω 同轴电缆,并配以 93Ω 的终端器。ARCnet 总线中网络工作站也是通过 BNC 接头和 T 型接头连入总线的。

通常 ARCnet 网络接口板分两种:一种是星形,另一种是总线形。前者用于将一台网络工作站直接连入有源 HUB 或无源 HUB 的端口中,后者是用 T 型接头将网络工作站连入接在有源 HUB 某一端口的总线中,并且在网络的尽头接一个终端器。近两年出现了一种同时支持星形和总线形的 ARCnet 网络接口板,这种接口板可根据需要任意构成。

ARCnet 网络的技术特性及其连网规则:网络的传输介质是 93Ω 同轴电缆(RG62)或 105Ω 双绞线;介质访问控制方式是 Token Bus;传输速率 2.5Mbit/s ;拓扑结构为 Bus 或 Star 站,最大工作站数量 255 台;从网络一端到另一端点的最大电缆距离 6400m ;有源 HUB 与工作站、有源 HUB 与有源 HUB、有源 HUB 与无源 HUB、无源 HUB 与工作站之间的最大距离分别为 640m 、 640m 、 32m 、 32m ;网络中至少有一个有源 HUB,通过有源 HUB 连接另一个有源 HUB,无源 HUB 或网络工作站;无源 HUB 仅用于有源 HUB 和工作站间的中途连接,无源 HUB 不能再直接连接无源 HUB;在网络中的任何地方均可连接工作站、服务器;网络中的电缆不能形成环路;尽可能将有源 HUB 的每一个端口连有工作站,无源 HUB 上未使用端口必须接一个 93Ω 终端器;无源 HUB 的端口不能连接总线拓扑结构网络。

ARCnet 网络连网距离远,结构灵活。由于采用了 Token Bus 访问控制方式,所以在工作站数量较多时,整体网络工作效率较高。ARCnet 网络非常适合于数量较多的微机连接网的环境,尤其适合于工业控制和信息管理组合的网络中。

2. BITBUS 简介

1984 年 Intel 公司为单片机间的互连推出了 BITBUS,即位总线,为工业控制用分布式系统提供了一种高性能、低价格、灵活易用的现场通信网络。

BITBUS 是主从式、总线型高速串行网,它的电气接口采用平衡传送的 RS-485 标准,数据传输速率最高可达 2.4Mbit/s ,最大传输距离为 1200m 。它的传输介质是双绞线或

同轴电缆。它的链路协议与高级数据链路控制协议(HDLC)和同步数据链路控制协议(SDLC)相兼容。它还规定了编码方式、报文协议和远程存取控制。

位总线通信协议通过 Intel RUPI-44 单片机系列硬件来实现。RUPI-44 系列共有三种型号:8044(4K ROM),8344(无 ROM)和 8744(4K EPROM)。其结构是 8051 单片机加上一个高性能的串行数据通信接口单元(SIU)。SIU 支持 HDLC/SDLC,完成零位插入/删除、地址识别、循环冗余检验和帧数顺序检验等功能,可以在没有或较少 CPU 干预的情况下完成数据通信任务,使 CPU 能从众多的通信任务中解脱出来。

位总线在硬件方面除得到 RUPI-44 支持外,有一套以 8044 为基础的分布式控制模板(DCM)。它包括 iSBX344、iPCX344 位总线接口板。前者用于将位总线与带有 Multi-Bus 的微机系统相连接。后者用于将位总线与 IBM-PC 相连接。另外还包括 iRCB44/10 远程数字量控制板和 iRCB44/20 远程模拟量控制板。通过选用 DCM 模板可以构成各种用户专用的分布式控制网络。

习 题

5.1 工控机与普通微型计算机有何区别?为了适应工业控制要求,工控机在软硬件上采取了哪些措施?

5.2 STD 总线母板应具备什么特点?

5.3 在一个 STD 用户系统中,TTL 和 CMOS 两种芯片能否混用?为什么?

5.4 分级分布式计算机有什么特点?其前端机多采用什么机型?

5.5 试用计算机及其接口设计一个 X-Y 工作台的步进电机进给控制系统,并编写其控制程序。

5.6 图 5-56 为采用双缓冲器结构的 12 位 D/A 转换电路

(1)说明此处采用双缓冲器的作用;

(2)若要把数字量 0AFFH 作为 D/A 输出,编写程序。

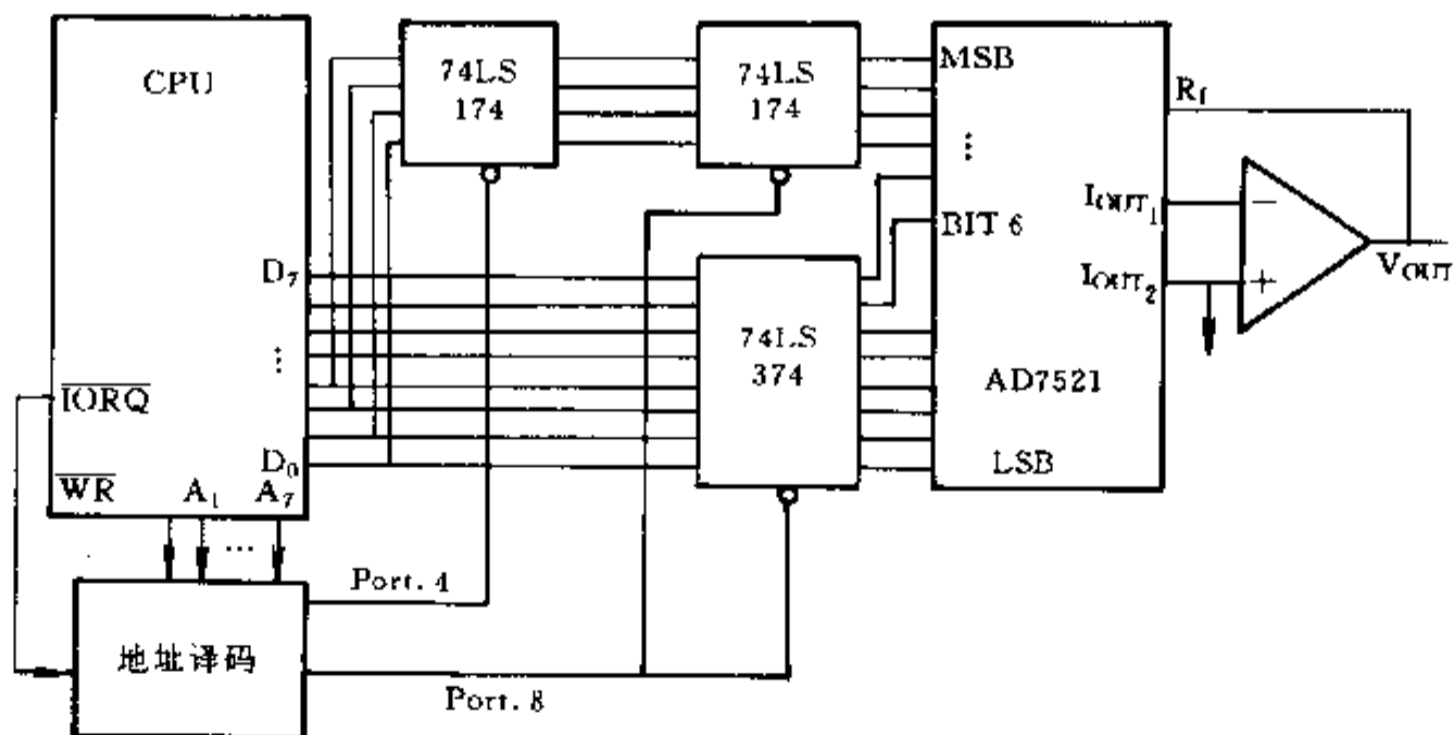


图 5-56 采用双缓冲器结构的 12 位 D/A 转换器

第六章 可编程控制技术与系统

§ 6.1 可编程序控制器

6.1.1 可编程序控制器基础

可编程序控制器是给机电系统提供控制和操作的一种电子装置。它采用可编程序存储器作为内部指令记忆装置,具有逻辑、排序、定时、计数及算术运算等功能,并通过数字或模拟输入/输出模块控制各种形式的机器及过程。可编程序控制器(Programmable Controller),缩写为 PC。PC 的早期设计只是作基于逻辑的顺序控制,所以称为可编程序逻辑控制器(Programmable Logic Controller),缩写为 PLC。随着现代科学技术的迅猛发展,可编程序控制器不仅仅是只作为逻辑的顺序控制,而且还可以接收各种数字信号、模拟信号,进行逻辑运算、函数运算和浮点运算等。更高级的 PC 还能够生成模拟输出,甚至于起 PID 过程控制器的作用。

图 6-1 是 PC 与输入/输出装置连接原理图。输入信号由按钮开关、限位开关、继电器触点,光学传感器等各种开关装置产生,通过接口进入 PC。再经 PC 处理产生控制信号,通过输出接口送给输出装置,如线圈、继电器、电动机以及指示灯等。

PC 采取的是扫描工作机制,就是按照定义和设计、连续和重复地检测系统输入,求解目前的控制逻辑,以及修正系统输出。在 PC 典型的扫描机制中,I/O 服务处于扫描周期的末尾,并且为扫描记时的组成部分。这种典型的扫描称为同步扫描。扫描循环一周所花费的时间为扫描时间。根据不同的 PC,扫描时间一般为 10~100ms。在多数 PC 中,都设有一个“看门狗”记时器,测量每一扫描循环的长度,如果扫描时间超过某预设的长度

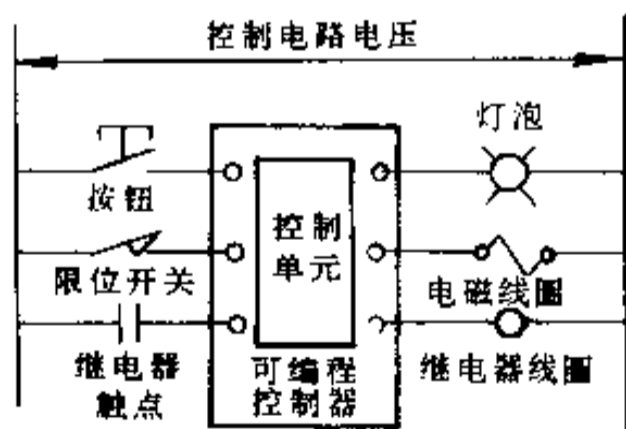


图 6-1 PC 与输入/输出装置连接原理图

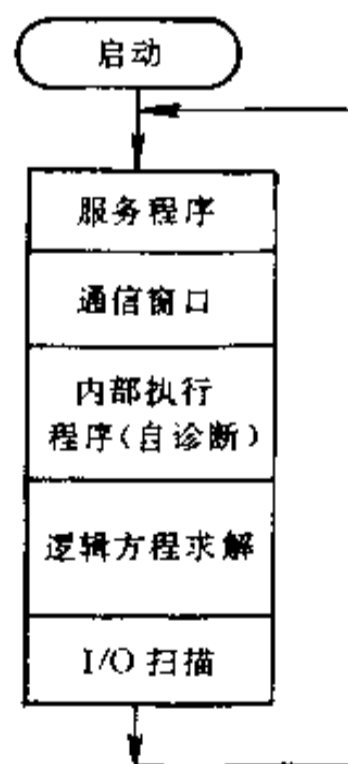


图 6-2 PLC 的扫描机制

(例如 150~200ms), 它便激发临界警报。参考图 6-2, 在同步扫描周期内, 除去 I/O 扫描之外, 还有服务程序, 通信窗口、内部执行程序等。

扫描工作机制是 PLC 与通用微处理机的基本区别。此外, 还有其他区别: ①在理论上, 微机可以编程, 形成 PLC 的多数功能, 然而, 通用微机不是专门为工业环境应用设计的; ②微机与外部世界连接时, 需要专门的接口电路板, 而 PLC 带有各种 I/O 模块可供直接利用, 且输入输出线可多至数百条; ③PLC 具有多种诊断能力, 模块式结构, 易于维修; ④PLC 可采用梯形图编程, 编程语言直观简单, 容易掌握; ⑤虽然许多 PLC 能够接收模拟信号和进行简单的算术运算, 但是, 当数学运算复杂时, PLC 是无法与通用微机相竞争的。

6.1.2 可编程控制器(PC)的硬件系统组成

不同型号的可编程控制器, 其内部结构和功能不尽相同, 但主体结构形式大体相同, 图 6-3 是 PC 的硬件系统简化框图。

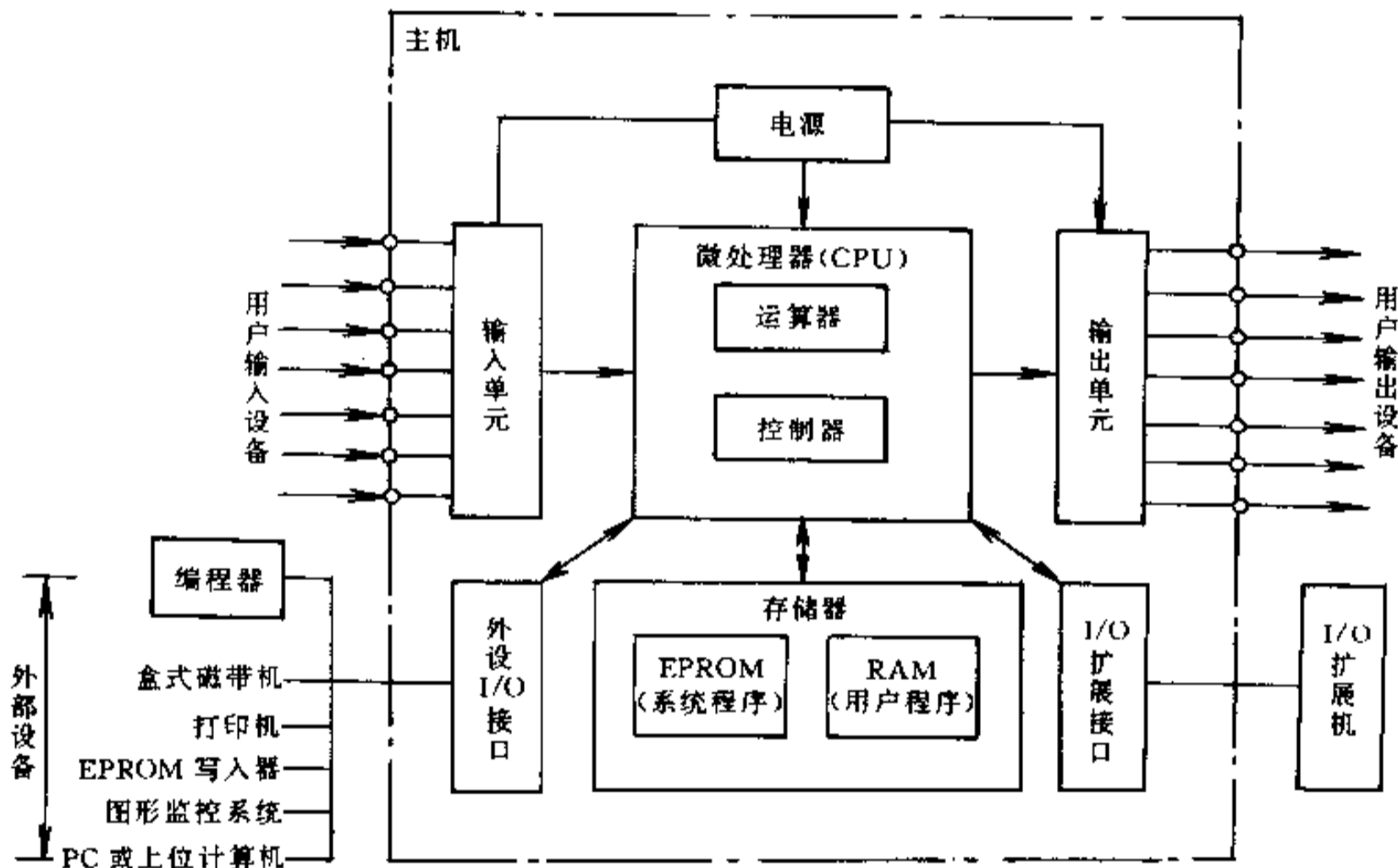


图 6-3 PC 的硬件系统简化框图

PC 的硬件系统由主机、I/O 扩展接口及外部设备组成。主机和扩展接口采用微机的结构形式, 其内部由运算器、控制器、存储器、输入单元、输出单元以及接口等部分组成, 以下简要介绍各部件的作用。

1. 中央处理器(CPU)

CPU 在 PC 机控制系统中的作用类似于人体的神经中枢。它是 PC 的运算、控制中心, 用来实现逻辑运算、算术运算, 并对全机进行控制。

2. 存储器

存储器(简称内存), 用来存储数据或程序。它包括可以随机存取的存取存储器(RAM)和在工作过程中只能读出, 不能写入的只读存储器(ROM)。PC 配有系统程序存

储器和用户程序存储器,分别用以存储系统程序和用户程序。

3. 输入/输出(I/O)模块

I/O 模块是 CPU 与现场 I/O 设备或其他外部设备之间的连接部件。PC 提供了各种操作电平和输出驱动能力的 I/O 模块和各种用途的 I/O 功能模块供用户选用。

4. 电源

PC 配有开关式稳压电源的电源模块,用来对 PC 的内部电路供电。

5. 编程器

编程器用作用户程序的编制、编辑、调试和监视,还可以通过其键盘去调用和显示 PC 的一些内部状态和系统参数。它经过接口与 CPU 连接,完成人一机对话连接。

6. 其他外部设备

PC 也可选配其他设备,例如磁带机、打印机、EPROM 写入器、显示器等。

6.1.3 可编程控制器的输入/输出模块

I/O 模块是 CPU 与现场 I/O 设备或其他外部设备之间的连接部件(接口)。PC 的对外功能,就是通过各类 I/O 模块的外接线,实现对工业设备或生产过程的检测与控制。

1. 开关量输入模块

开关量输入模块的作用是接收现场的开关信号,并将输入的高电平信号转换为 PC 内部的低电平信号。每一个输入点的输入电路可以等效成一个输入继电器。开关量输入模块按照使用的电源不同,分别为直流输入模块、交流输入模块和交直流输入模块。表 6-1 是开关量输入模块的品种及基本规格。

表 6-1 开关量输入模块的品种及规格

模块品种	操作电平	操作电平允许变化和范围	每块的输入点数
直流输入模块	5V TTL	—	16/32/48
直流输入模块	10~50V	—	32
直流和交流输入模块	12V	$12 \begin{matrix} +8 \\ -2 \end{matrix} V$	8/16/32
直流或交流输入模块	24V	$24 \begin{matrix} +12 \\ -4 \end{matrix} V$	8/16/32
直流或交流输入模块	48V	$48 \begin{matrix} +12 \\ -6 \end{matrix} V$	8/16
直流或交流输入模块	115V	$115 \begin{matrix} +18 \\ -35 \end{matrix} V$	8/16
直流或交流输入模块	220V	$220 \begin{matrix} +30 \\ -50 \end{matrix} V$	8/16

2. 开关量输出模块

开关量输出模块的作用是将 PC 的输出信息传给外部负载(即用户输出设备),并将 PC 内部的低电平信号转换为外部所需电平的输出信号。每个输出点的输出电路可以等效成一个输出继电器。开关量输出模块按照负载使用的电源(即用户电源)不同,分为直流输出模块、交流输出模块和交直流输出模块。按照输出开关器件的种类不同,又分为晶体管输出方式、可控硅输出方式及继电器输出方式。晶体管输出方式的模块只能带直流

负载,属于直流输出模块。可控硅输出方式的模块只能带交流负载,属于交流输出模块。继电器输出方式的模块可带直流负载,也可带交流负载,属于交直流输出模块。表 6-2 是开关量输出模块的品种及基本规格。

表 6-2 开关量输出模块的品种及规格

模块品种	操作电平及允许变化范围	每输出点最大输出电流	每块输出点数
直流输出模块	5V TTL	50mA	16/32
直流输出模块	10~50V	250mA	16/32
直流输出模块	$12 \begin{smallmatrix} +8 \\ -3 \end{smallmatrix} V$	0.5~2A	8/16/32
直流输出模块	$24 \begin{smallmatrix} +16 \\ -5 \end{smallmatrix} V$	0.5~2A	8/16/32
直流输出模块	$48 \begin{smallmatrix} +8 \\ 10 \end{smallmatrix} V$	0.5~2A	8/16
交流输出模块	$115(220) \begin{smallmatrix} +15 \\ -25 \end{smallmatrix} V$	2A	8/16
继电器输出模块	任 选	阻性负载 4A,感性负载 0.5A	5/6/8

3. 模拟量输入/输出模块

在工业控制中,经常遇到一些连续变化的物理量(称为模拟量),如电流、电压、温度、压力、流量、位移、速度等。若要将这些量送入 PC,必须先将这些模拟量变成数字量,才能为 PC 所接收,然后才能进行运算或处理。这种把模拟量转换成数字量的过程叫模/数转换(Analog to Digit),简称 A/D 转换。

同样,在工业控制中,还经常遇到要对电磁阀、液压电磁铁等一类执行机构进行连续控制,这就必须把 PC 输出的数字量变换成模拟量,才能满足这类执行机构的动作要求。这种把数字量转换成模拟量的过程叫数/模转换(Digit to Analog),简称 D/A 转换。

在 PC 中,实现 A/D 转换和 D/A 转换的模块称为模拟量 I/O 模块。

通常,每块模拟量 I/O 模块有 2/4/8 路输入或输出通道,每路通道的 I/O 信号电平为 1~5V/0~10V/-10~+10V,电流为 2~10mA。

4. 其他输入/输出模块

PC 除提供以上所述的接口模块外,还提供其他用于特殊用途的接口模块,如通信接口模块、动态显示模块、步进电机驱动模块、拨码开关模块等。

6.1.4 可编程控制器的编程语言

PC 是专为工业控制而开发的装置,主要使用对象是广大工程技术人员及操作维护人员。为了满足他们的传统习惯和掌握能力,通常 PC 不采用微机的编程语言,而常常采用面向控制过程、面向对象的“自然语言”编程,这些编程语言有梯形图 LAD(Ladder Diagram)、语句表 STL(Statement List)、控制系统流程图 CSF(Control System Flowchart)、逻辑方程式或布尔代数式等。

下面介绍 PC 常用的几种编程语言或编程方法:

1. 梯形图

梯形图在形式上类似于继电器控制电路,如图 6-4 所示。它是用各种图形符号连接

而成的,这些符号分别为常开接点、常闭接点、并联连接、串联连接、继电器线圈等。每一接点和线圈均对应有一个编号。不同机型的 PC,其编号方法不一。梯形图直观易懂,为电气人员所熟悉,因此是应用最多的一种编程语言。

2. 语句表

语句表类似于计算机汇编语言的形式,它是用指令的助记符来编程的。但 PC 的语句表却比汇编语言的语句表通俗易懂,因此也是应用得很多的一种编程语言。

不同的 PC,语句表使用的助记符不相同,以 F 系列 PC 为例,对应于图 6-4 的语句表为:

LD	1000(表示逻辑操作开始,常开接点与母线连接)
OR	2000(表示常开接点并联)
ANDNOT	1001(表示常闭接点串联)
OUT	2000(表示输出)
LD	2000
OUT	2001

可见,语句表是由若干条语句组成的程序。语句是程序的最小独立单元。每个操作功能由一条或几条语句来执行。每条语句表示给 CPU 一条指令,规定 CPU 如何操作。

3. 控制系统流程图

控制系统流程图类似于“与”、“或”、“非”等逻辑图。对应于图 6-4 的控制系统流程图如图 6-5 所示。控制系统流程图也比较直观易懂,有一定数字电路知识的人很容易掌握。

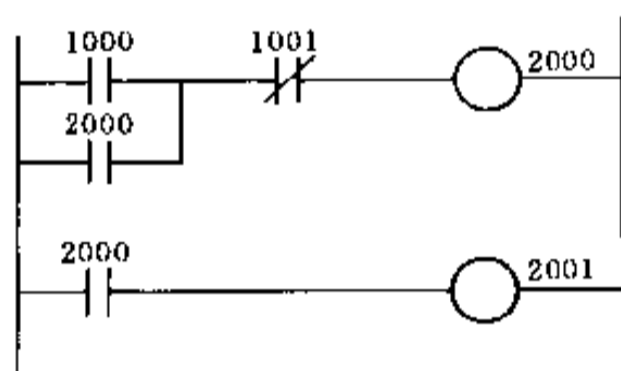


图 6-4 梯形图

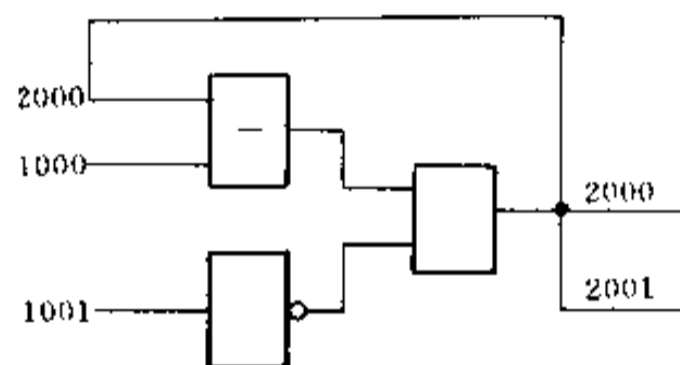


图 6-5 控制系统流程图

4. 逻辑方程式或布尔代数式

对应于图 6-4 的逻辑方程式为:

$$Y_0 = (X_0 + Y_0) \cdot \bar{X}$$

$$Y_1 = Y_0$$

式中 Y 表示输出量; X 表示输入量;下标表示对应的继电器地址编号。

§ 6.2 可编程控制器的基本指令

6.2.1 概述

不同机型的 PC 有不同的指令系统,总的来说指令的基本功能大同小异,本节重点介绍日本三菱公司生产的 F 系列可编程控制器。F 系列可编程控制器具有丰富的指令系

统,既可实现复杂控制操作,又易于编程。按功能可将指令分为两大类:基本指令和特殊功能指令。其中基本指令是指直接对输入输出进行简单操作的指令,包括输入、输出、逻辑“与”、“或”、“非”等。本书将分别介绍 F 系列的各种基本指令的梯形符号、助记符、功能和用法,并附有应用指令的实例。

6.2.2 基本指令

F 系列 PC 共有 20 条基本逻辑指令,分别用于接点的指令,用于线圈的指令和独立指令,表 6-3 为基本逻辑指令表。

表 6-3 基本指令表

指令	功能	目标元素	备注
LD	逻辑运算开始	X、Y、M、T、C、S	常开接点
LDI	逻辑运算开始	X、Y、M、T、C、S	常闭接点
AND	逻辑“与”	X、Y、M、T、C、S	常开接点
ANI	逻辑“与反”	X、Y、M、T、C、S	常闭接点
OR	逻辑“或”	X、Y、M、T、C、S	常开接点
ORI	逻辑“或反”	X、Y、M、T、C、S	常闭接点
ANB	块串联	无	
ARB	块并联	无	
OUT	逻辑输出	Y、M、T、C、S、F	驱动线圈
RST	计数器、移位寄存器复位	C、M	用于计数器和移位寄存器
PLS	脉冲微分	M100~M377	
SFT	移位	M	
S	置位	M200~M377、Y、S	
R	复位	M200~M377、Y、S	
MC	主控	M100~M177	用于公共串接接点
MCR	主控复位	M100~M177	
CJP	条件跳转	700~777	
EJP	跳转结束	700~777	
NOP	空操作	无	
END	程序结束	无	

1. 输入、输出性指令(LD、LDI、OUT)

LD:取指令,用于常开触头的状态输入;

LDI:取反指令,用于常闭触头的状态输入;

LD、LDI 用于表示连接在可编程控制器输入接点上的检测信号、计数器、计时器、辅助继电器以及输出继电器的状态。

OUT:输出指令,用于控制输出继电器、辅助继电器、计时器、计数器,但不能用于控制连接可编程控制器输入接点上的检测结果。

图 6-6 中,K19 为时间常数设定语句、控制计时器的延时时间。对于计时器和计数器,使用 OUT 指令后,必须紧跟一条设定时间常数语句。

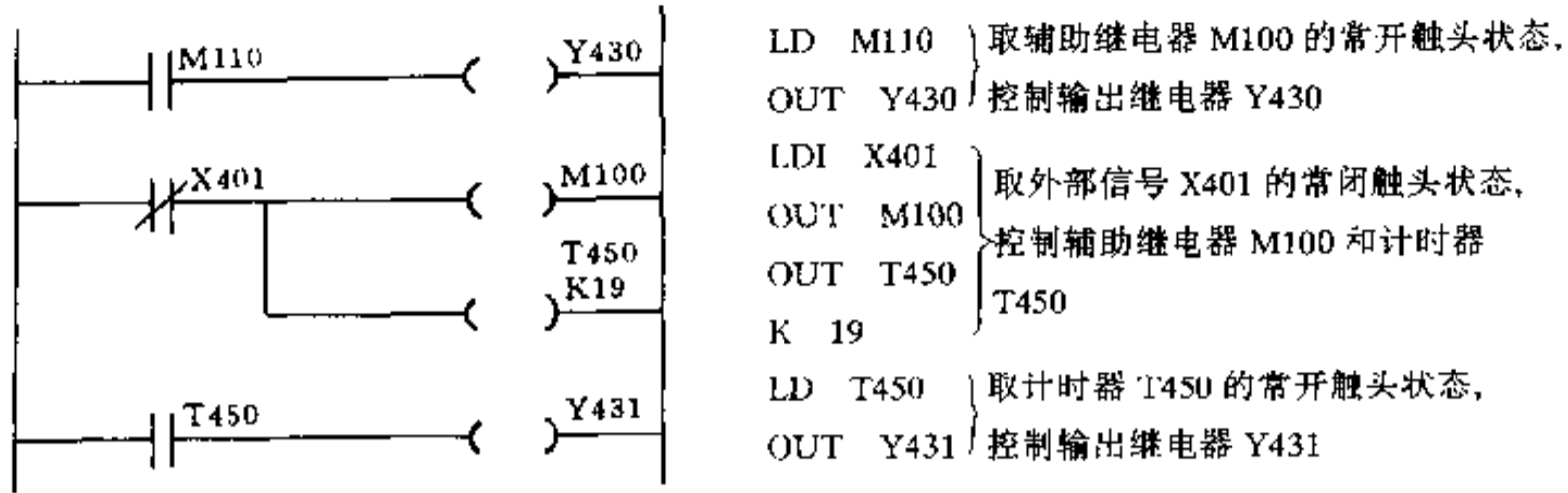


图 6-6 LD、LDI、OUT 指令的用法

2. 逻辑“与”指令(AND、ANI)

AND:常开触头串联连接指令。

ANI:常闭触头串联连接指令。

它们的适用范围与 LD、LDI 相同。

由图 6-7 可知,常开触头 M101 与触头 X402 串联;常闭触头 X403 与 Y433 串联连接后再与常开触头 T451 串联。

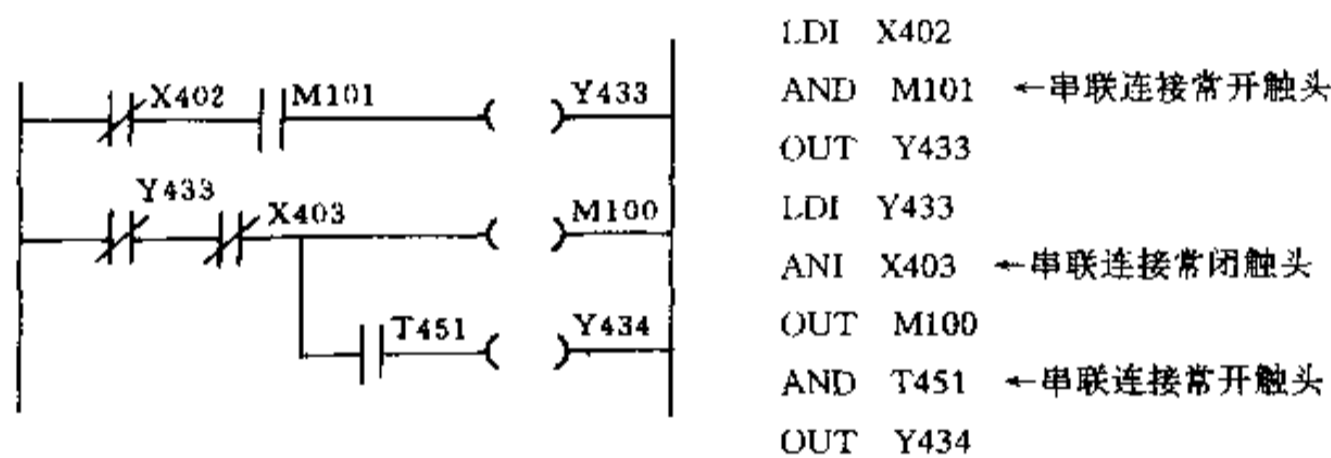


图 6-7 AND、ANI 指令的用法

3. 逻辑“或”指令(OR、ORI)

OR:常开触头并联连接指令;

ORI:常闭触头并联连接指令。

它们的适应范围与 LD、LDI 相同。图 6-8 为 OR、ORI 指令的应用举例。

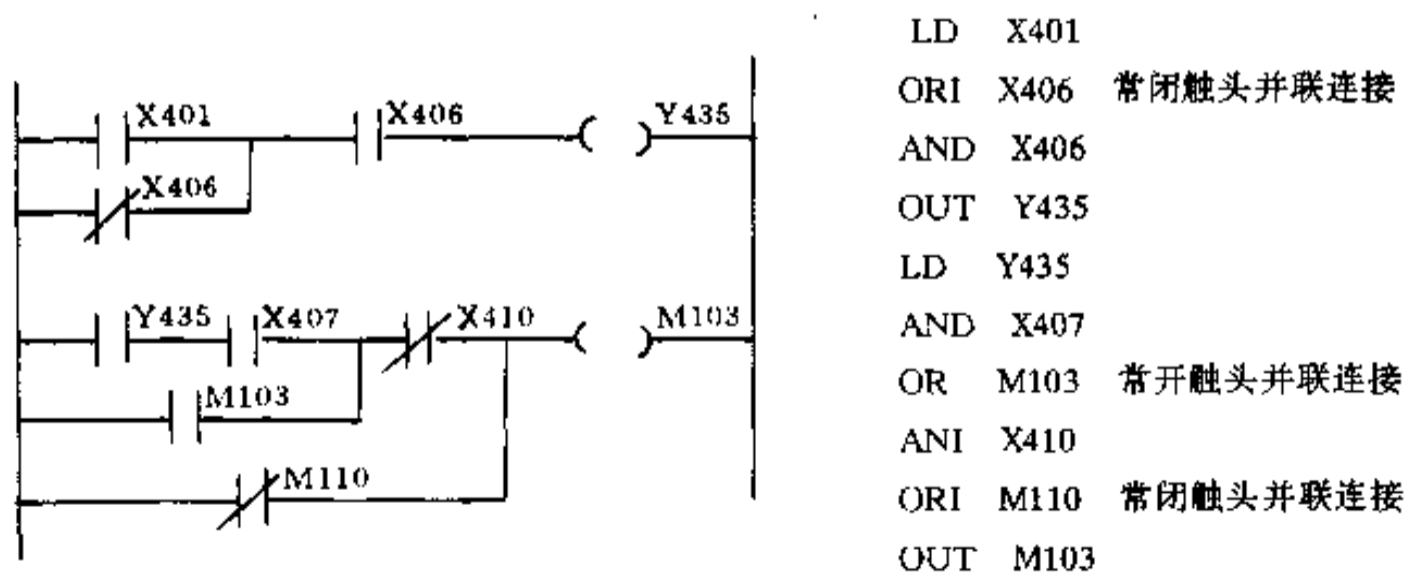


图 6-8 OR、ORI 指令的用法

4. 支路并联连接指令(ORB)

ORB:两个以上触头串联连接后再与前面支路并联连接的指令,使用这条指令时,并联连接的各支路必须用LD或LDI开始。

图6-9为ORB指令的应用举例。

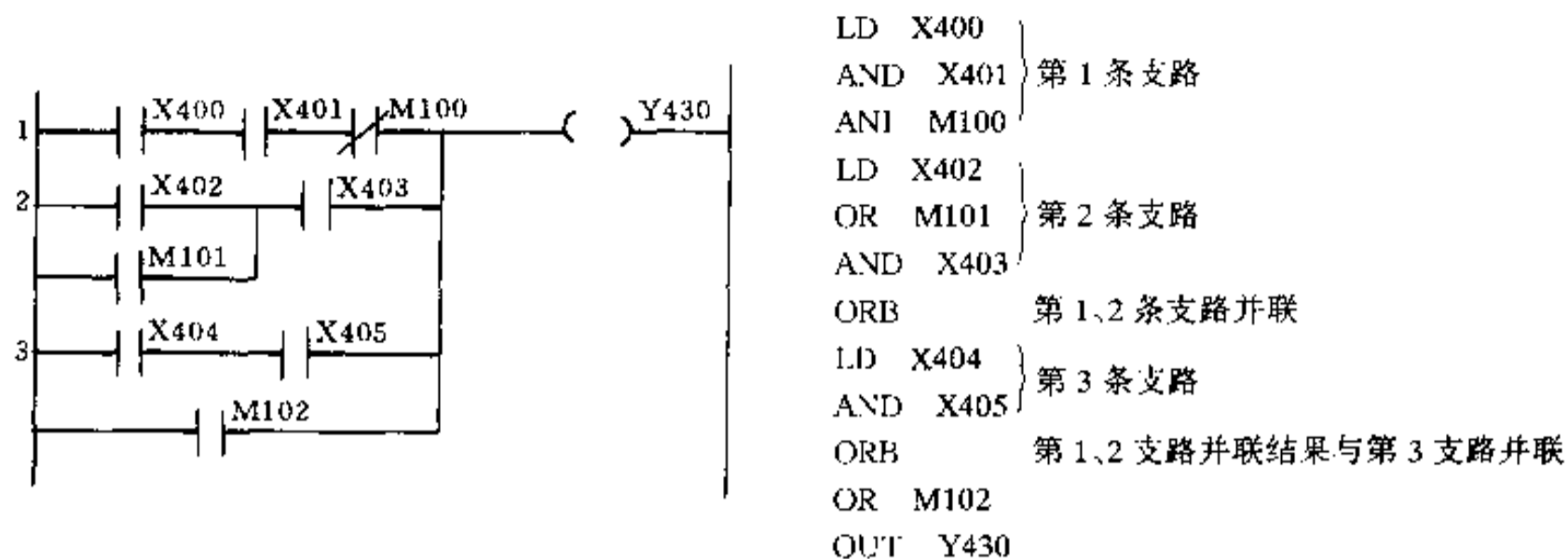


图6-9 指令ORB的用法

5. 电路块串联连接指令(ANB)

ANB:将两个以上触头并联连接后的电路块与前面电路块串联连接的指令。

图6-10是ANB指令的应用举例。使用ANB指令的方法和特点与ORB指令完全相同。

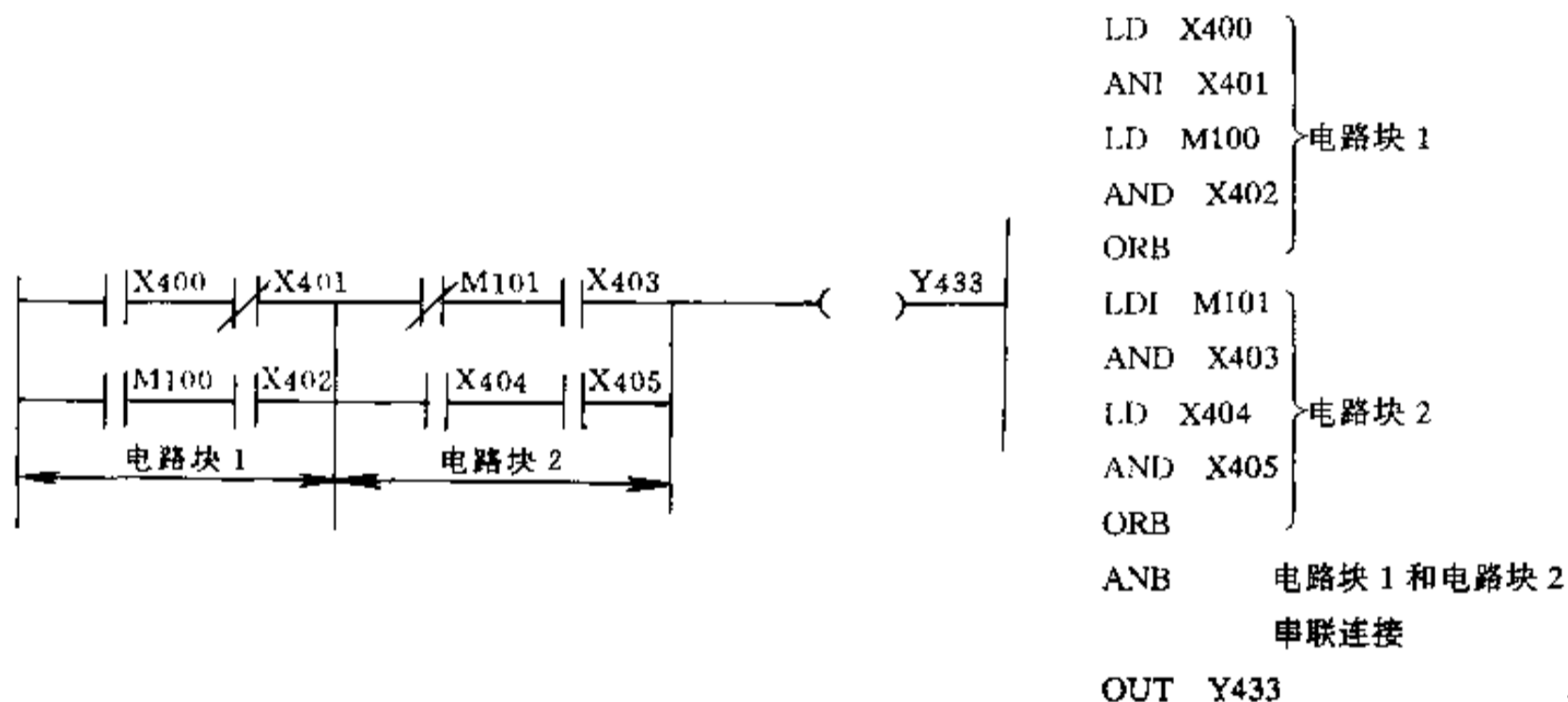


图6-10 ORB的用法

6. 置位/复位指令(S/R)

S——置位指令；

R——复位指令。

S/R:用于输出继电器(Y),中间继电器(M200~M377)和状态(S)的置位/复位操作。S是置位,R是复位。S/R指令的编写次序可任意编排。图6-11是S/R指令应用举例。

7. RST指令

RST:用于计数器和移位寄存器的复位。当RST指令用于计数器复位时,计数器的接点断开,当前计数值回到设定值。当RST指令用于移位寄存器复位时,清除所有位的信息。这两种情况下,RST指令均为优先执行。因此,假如RST输入连续接通,则计数

输入和移位输入将不接受。图 6-12 是 RST 的用法举例。

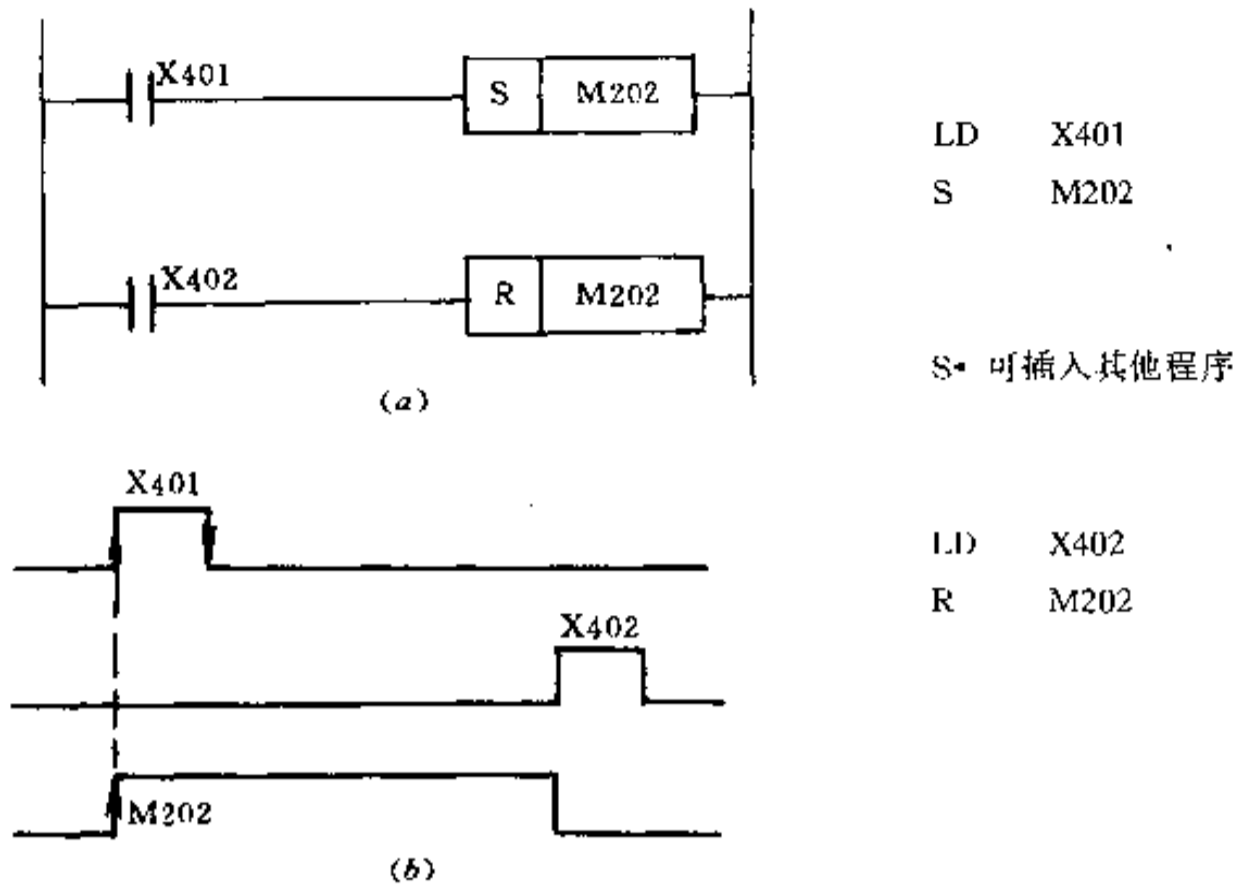


图 6-11 S/R 指令的用法
(a)梯形图;(b)波形图。

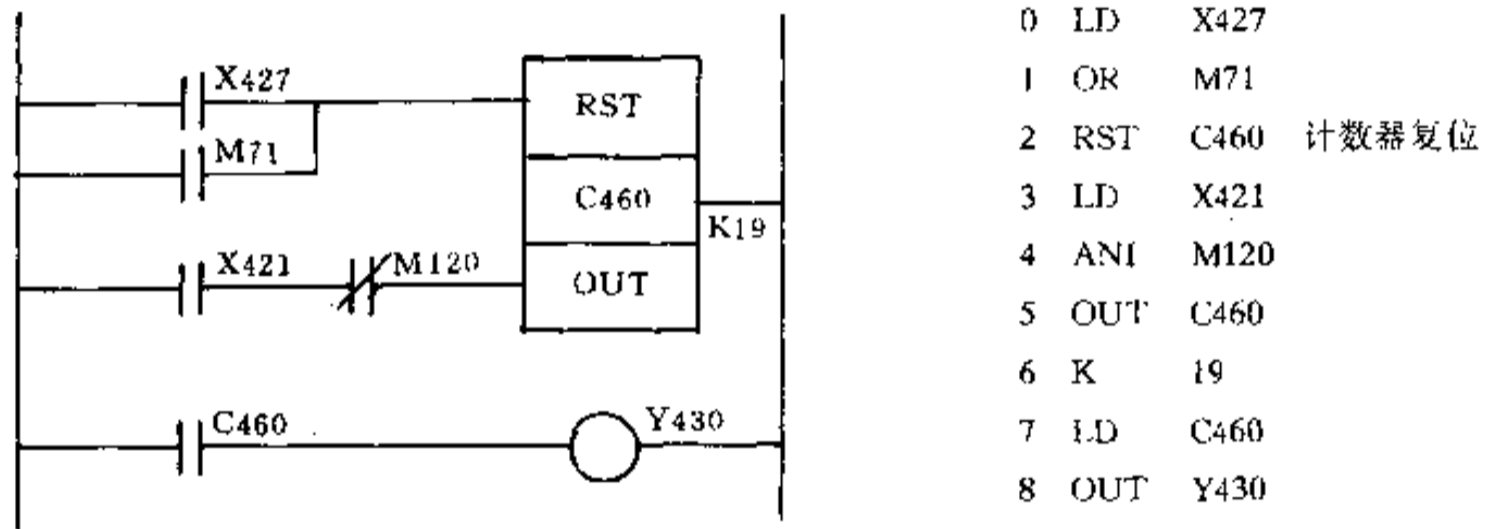


图 6-12 RST 的用法

8. 移位指令(SFT)

SFT:用于移位寄存器移位输入指令。图 6-13 是一个 8 位移位寄存器的应用举例,在移位寄存器中,OUT 为移位寄存器第一位输入端;SFT 为移位控制输入端,RST 为复位输入端。图 6-13 表示,把 M117 的状态送给移位寄存器的第一位 M120,当 X401 为“0”时,X400 每接通一次(由“0”变“1”),则移位寄存器 M120~M127 便顺序右移一位,当 X401 为“1”时,移位寄存器全部清零。

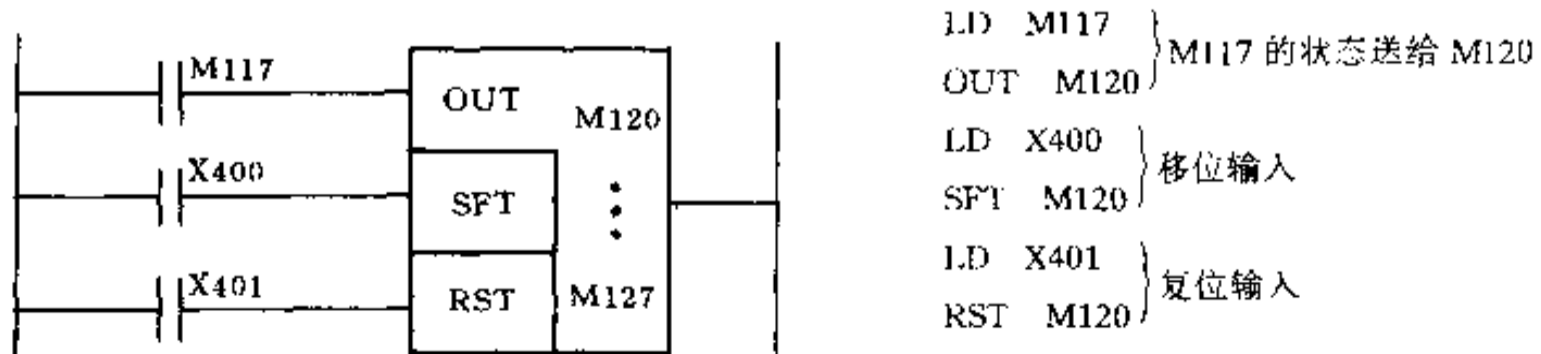


图 6-13 SFT 的用法

9. 主令控制指令(MC/MCR)

MC:主令控制起始指令;

MCR:主令控制结束指令。

上述两条指令是一触头(称主令触头)控制多条支路的控制指令,其应用如图 6-14 所示。由图 6-14 所示语句表可知,MC/MCR 必须成对使用,成对使用的 MC、MCR 的操作数相同。另外,不同型号的可编程控制器,其操作数的范围是有规定的,要根据说明书使用。

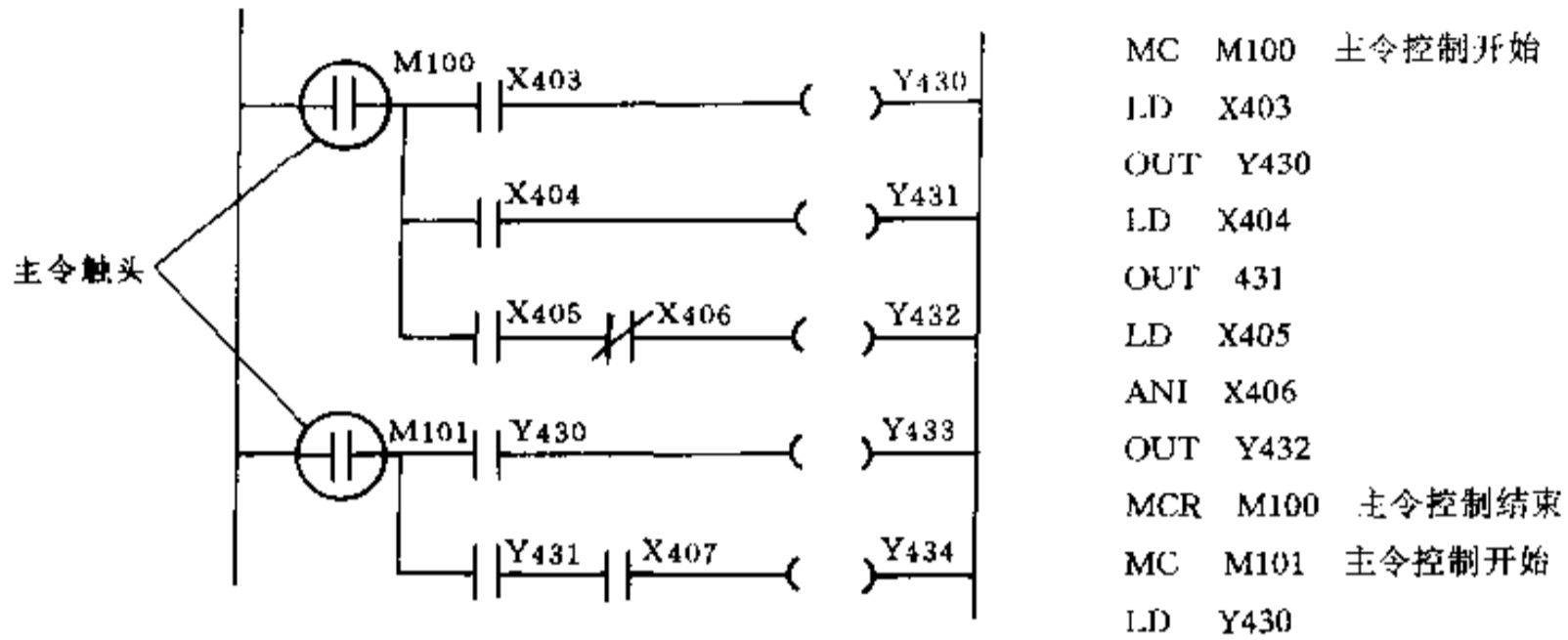


图 6-14 MC/MCR 的用法

10. 跳转指令(CJP/EJP)

CJP:条件跳转指令;

EJP:条件跳转结束指令。

其应用举例如图 6-15 所示,当 X400 = 1 时,CJP700 和 EJP700 之间的程序不执行,

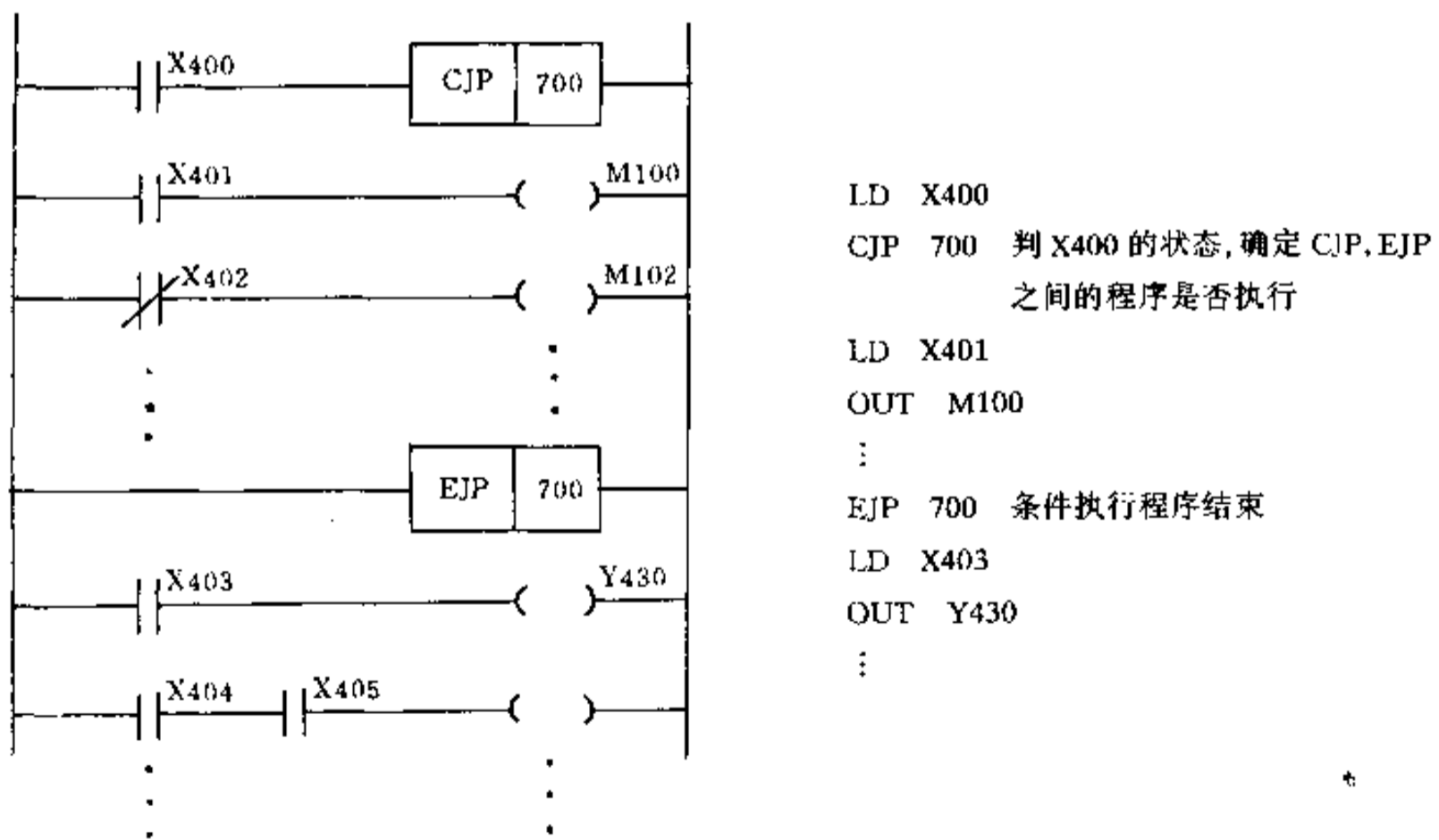


图 6-15 CJP/EJP 的用法

而 $X400=0$ 时则程序被执行。

11. END 指令

END——结束指令。

END:用于程序的结束,无目标元素。PC 在运行时,CPU 读输入信号,执行梯形图电路并读出输出信号。当执行到 END 指令时,END 指令后面的程序跳过不执行,然后读输出,如此反复扫描执行,如图 6-16 所示。由此可见,END 指令执行时,不必扫描全部 PC 内的程序内容,从而具有缩短扫描时间的功能。

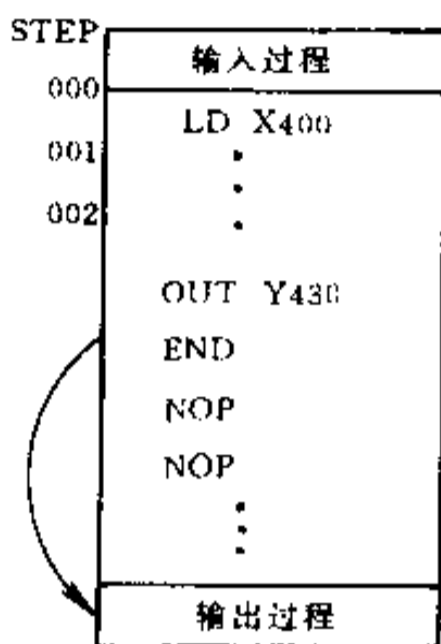


图 6-16 END 后的程序不执行

§ 6.3 状态转换图及编程方法

6.3.1 状态转移图与步进梯形图

要用继电器梯形图编制顺序控制需要有一定的经验,并且所编的复杂程序也难于读懂。若采用状态转移图进行编程则编程就很方便。状态转换图就是用状态描述工艺流程图。而步进梯形图则是由状态转移图直接转换的梯形图,由于状态图直观地表示了工艺流程,因此,采用步进梯形图具有简单直观的特点,使顺序控制变得容易,大大缩短了设计者的设计时间。

F₁ 系列 PC 有 40 点状态继电器,其编号为 S600~S647。

F₂ 系列 PC 有 168 点状态继电器,其编号为 S600~S647、S800~S877、S900~S977,所有状态均为继电保持。

STL/RET 指令是状态转移图常用指令。STL 是步进接点指令,RET 是步进返回指令。STL 步进接点的通断由其对应的状态继电器所控制,每一个步进继电器执行一个步进。STL 步进接点只有常开接点,无常闭接点。步进状态图和步进梯形图如图 6-17 所示,以步进接点为主体,最后必须用 RET 指令返回。

6.3.2 多流程步进顺序控制

多流程步进过程是具有两个以上的顺序动作的过程,其状态转移图具有两条以上的状态转移支路。常用的状态转移图有图 6-18 所示 4 种结构。

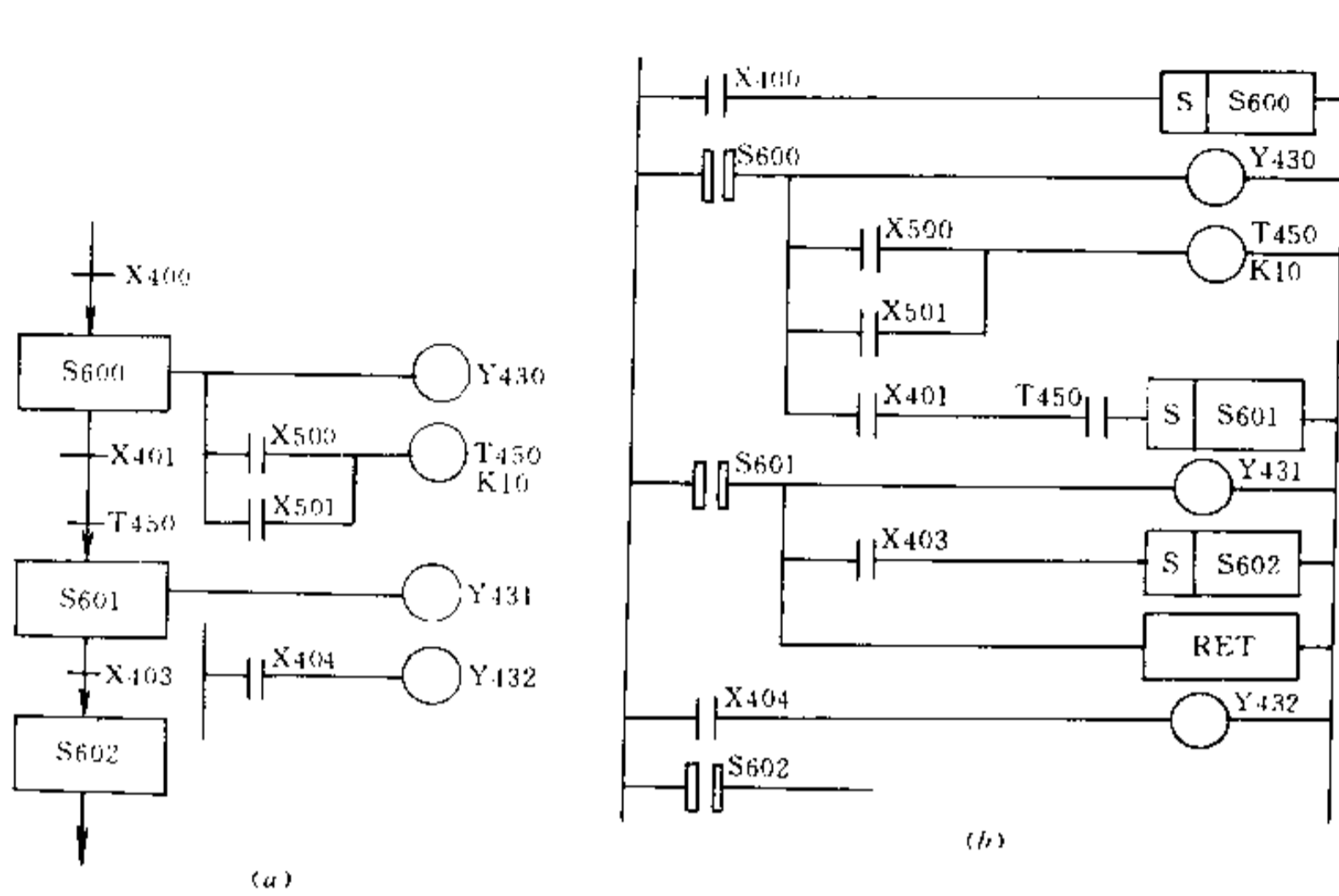


图 6-17 STL/RET 的用法
(a)状态图;(b)梯形图。

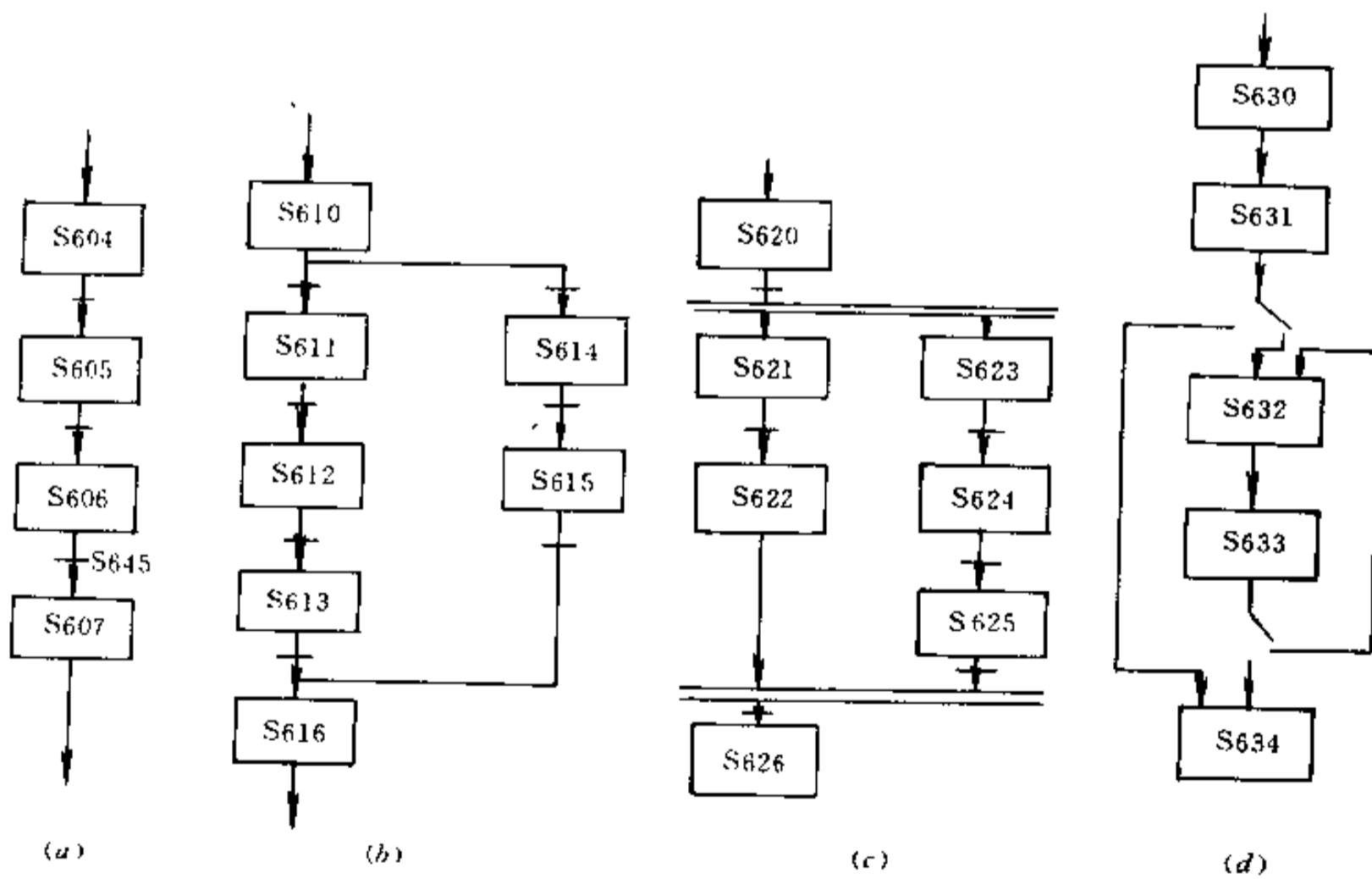


图 6-18 状态转移图的结构
(a)单流程;(b)选择分支与连接;(c)并联分支与连接;(d)跳步与循环。

图 6-18(a)表示单流程结构。这时状态不必按顺序编号;其他流程的状态(如 S645)也可作状态转移的条件。

图 6-18(b)表示选择分支与连接的结构。这时多个流程由条件选择执行,状态不能同时转移。

图 6-18(c)表示并联分支与连接的结构。这时多个流程同时转移执行,状态同时转移。

图 6-18(d)表示跳步与循环的结构。这时某些状态跳步或循环。
任何复杂的过程均可由以上几种结构组成。

6.3.3 状态转移图应用举例

例6-1 如图 6-19 所示为小车运行过程。当小车处于后端,按下启动按钮,小车向前运行;压下前限位开关后,翻斗门打开;7s 后小车向后运行,到后端,即压下后限位开关后,打开小车底门,完成一次动作。要求控制小车的运行,并具有以下几种方式:①手动;②自动单调期——即小车往复运行一次后停在后端等待下次启动;③自动连续——即小车启动后自动往复运行;④单步运行——即每步动作都要启动;⑤往复运行 2 次——即小车往复运行 2 次后,回到后端停下,等待启动。

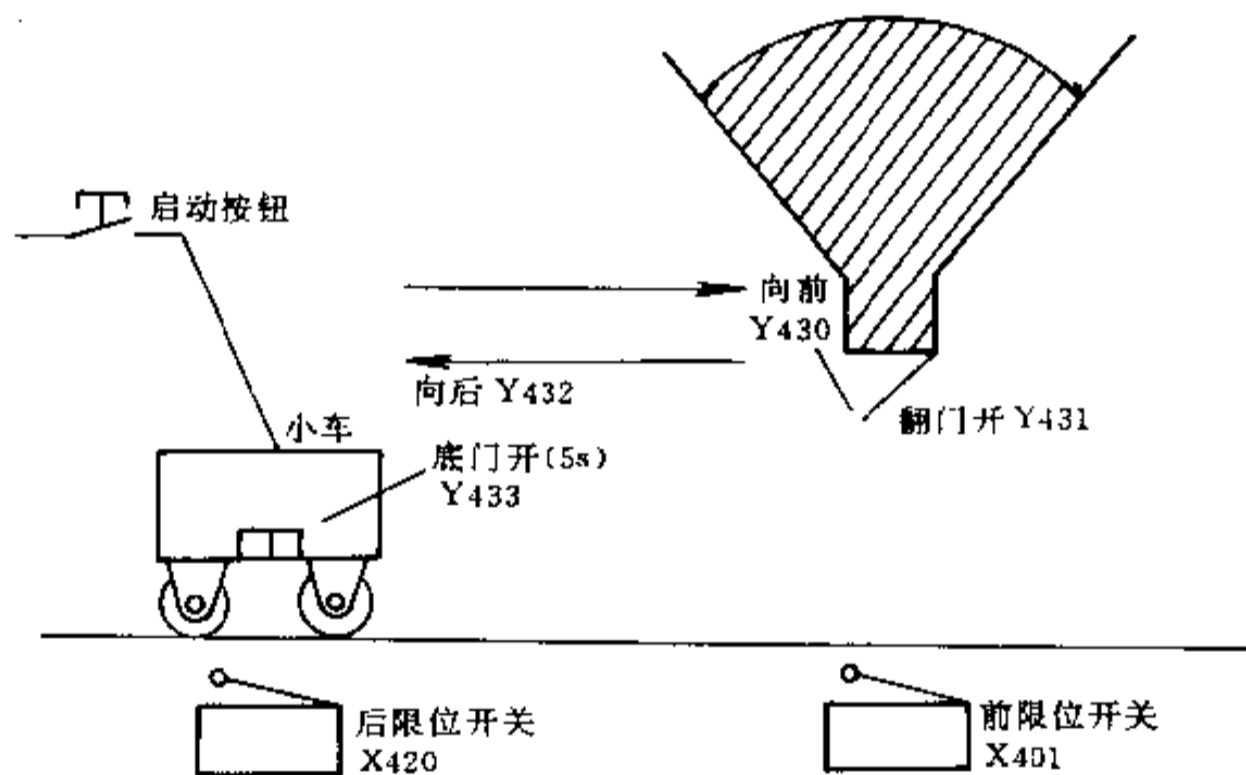


图 6-19 小车运行过程

第一步,设置输入/输出点(如图 6-20 所示)。

第二步,设计程序结构。

如图 6-21 所示为总程序结构图,其中分为 3 个程序块:自动程序、手动程序和往复运行程序。由跳转指令选择执行。

第三步,设计手动程序。

图 6-22 为手动程序梯形图,其中打开翻斗门时间为 7s,打开小车底门时间为 5s,向前向后运行互锁。

第四步,设计自动程序。

自动程序的状态图表示如图 6-23 所示。图中 S600 为初始状态,用初始化脉冲置位,对进一步操作做好准备。当启动按钮 X400 按下,自动执行步进,每一步进驱动对应的负

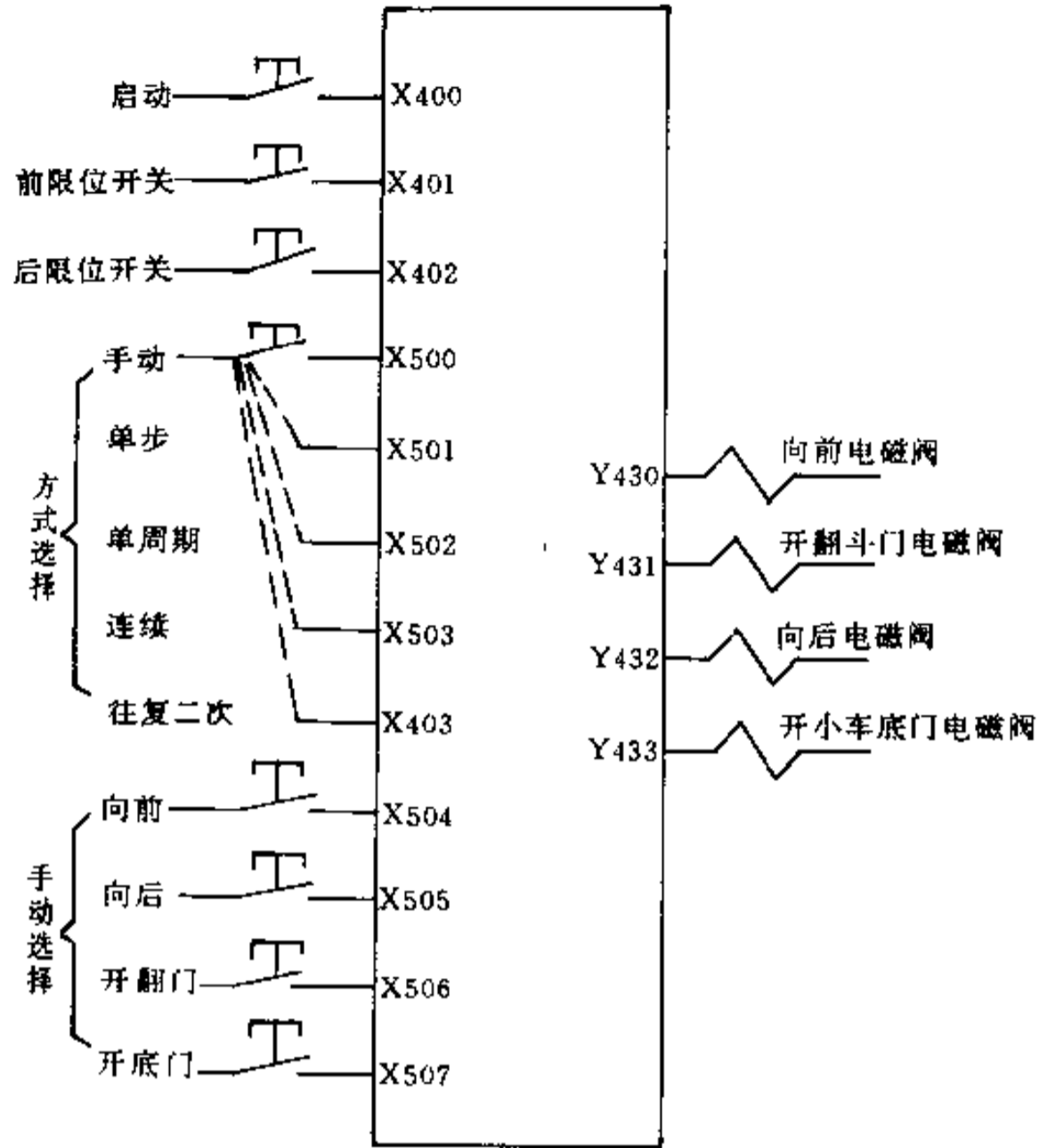


图 6-20 I/O 点分配

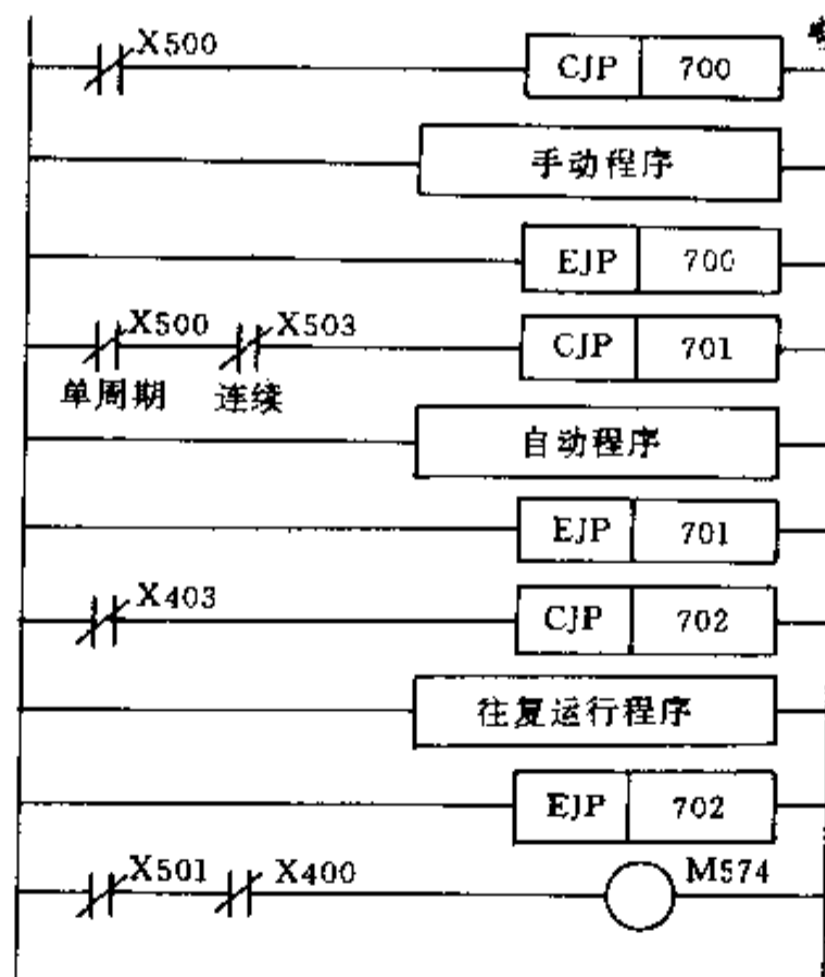


图 6-21 总程序结构框图

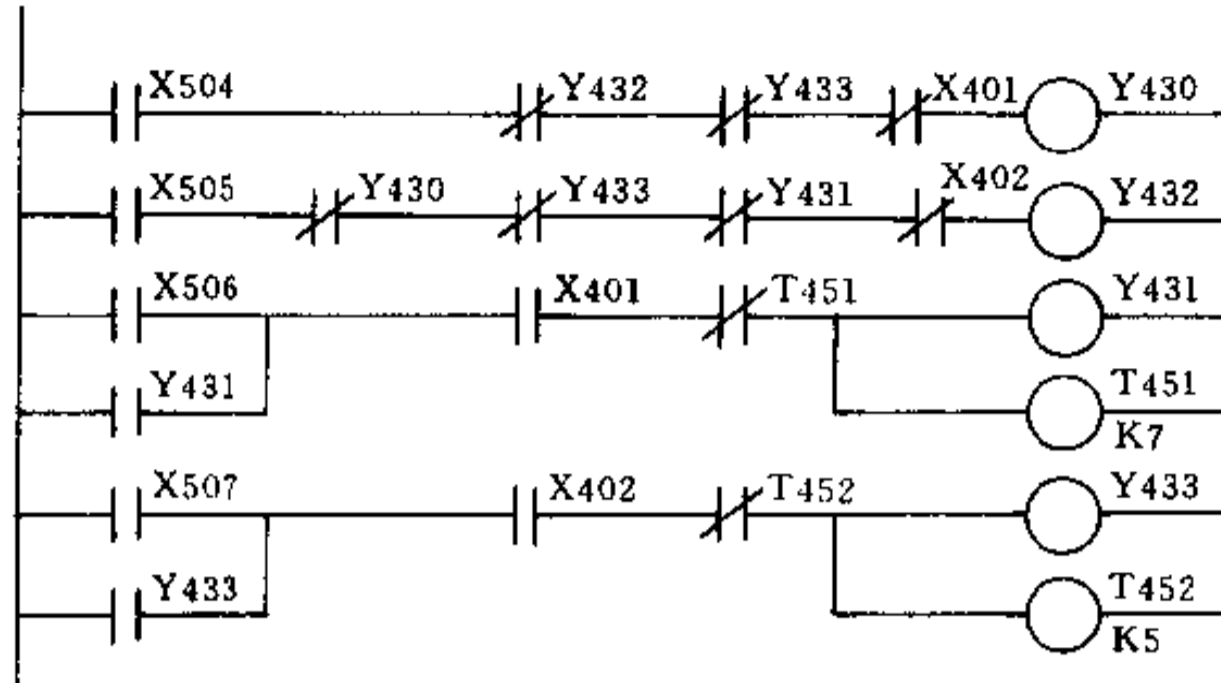


图 6-22 手动程序梯形图

载动作,当步进到最后一个状态 S604,小车的底门打开 5s,这时如果自动连续开关 X503 合上,状态转移到 S601,如果自动单循环开关 X502 合上,状态转移到初始状态 S600,等待下次启动。梯形图如图 6-24。

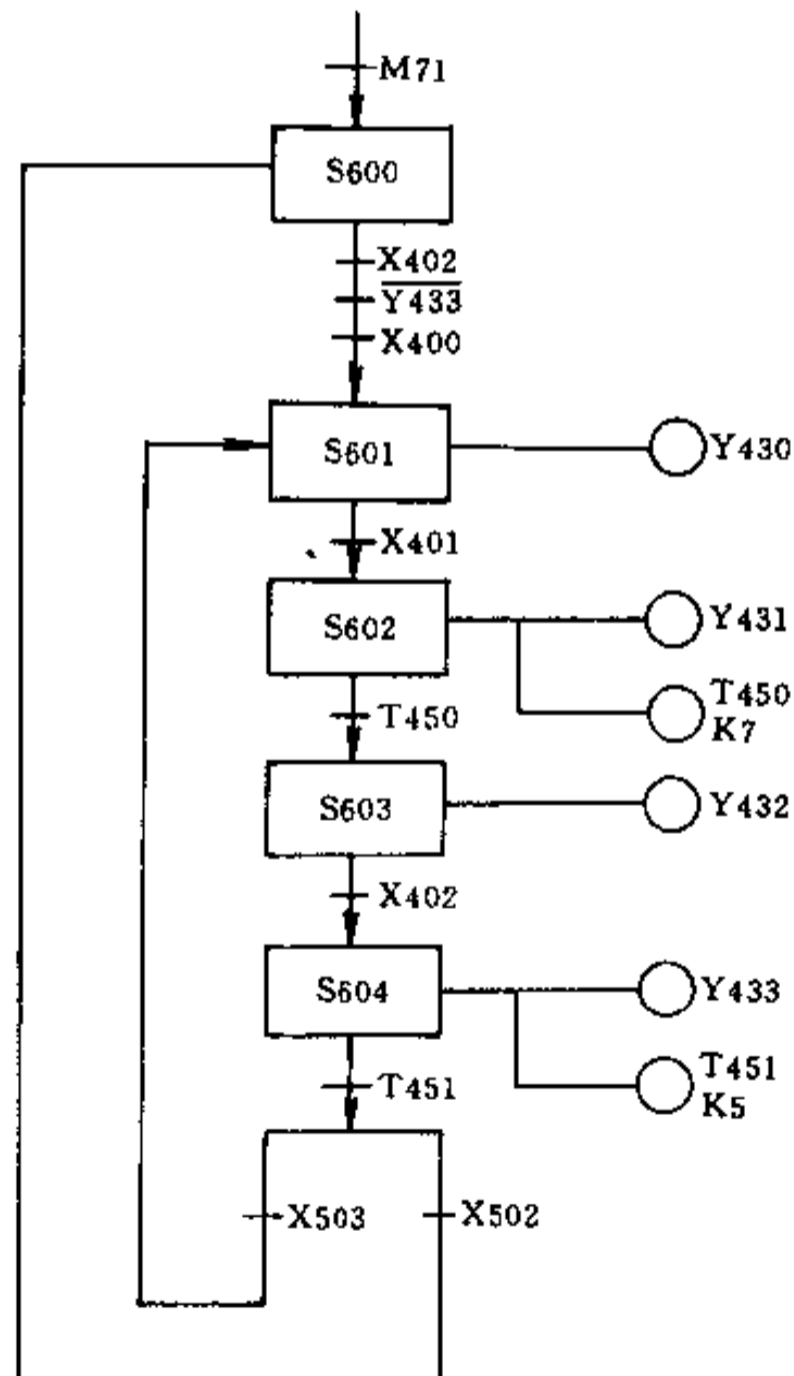


图 6-23 自动程序状态图

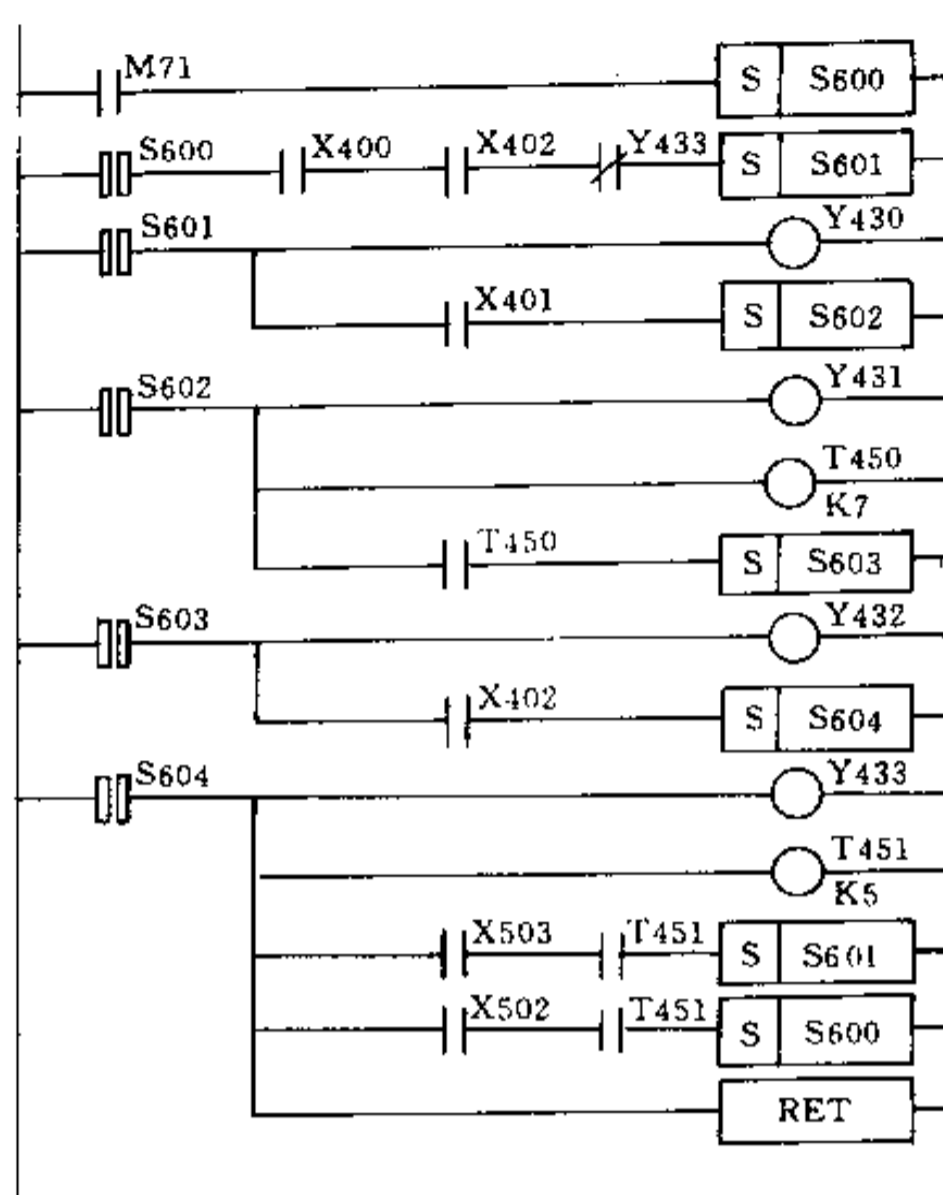


图 6-24 梯形图

第五步,设计往复运行两次程序。

如图 6-25 所示为小车往复运行两次的状态图。当小车第一次启动时,如果小车位于后端,按下启动按钮,小车向前运行至前端停下,翻斗门打开 7s,小车向后返回,停在后端,在后端小车底门打开 5s,同时 M200 记忆下第一次动作,返回到 S600 状态,开始第二次动作,第二动作重复第一次,第二次动作结束。由于第一次动作记忆,因此,小车回到后端停下,直至再次按下启动按钮 X400。

根据图 6-25 的状态图设计出的梯形图如图 6-26 所示。

根据程序结构总图和各部分程序梯度图即可写出整个过程的梯形图和语句表,请读者自己去完成。

例6-2 如图 6-27 所示为输送机分检大、小球的装置。工作过程:当输送机处于起始位置,即上限位开关 LS_3 和左限位开关 LS_1 压下。启动装置后,臂向下行,碰到限位开关 LS_2 ,接通电磁铁线圈 Y431,这时电磁铁抓住小球,臂向上行,碰到上限位开关 LS_3 后,装置向右行,碰到小球位置开关 LS_4 后,臂向下行,碰到限位开关 LS_2 后,小球释放,放进小球箱里,之后装置回到原位。如果臂向下行时,未碰到限位开关 LS_2 ,电磁铁则抓住大球,并像小球一样放到大球的球箱里。

该过程的状态转移图如图 6-28 所示,其中 M575 为转移起的,当 X402 接通,执行 S602 状态支路,装置分检小球;当 X402 断开,执行 S605 支路,装置分检大球。其梯形图和语句表由读者自行完成。

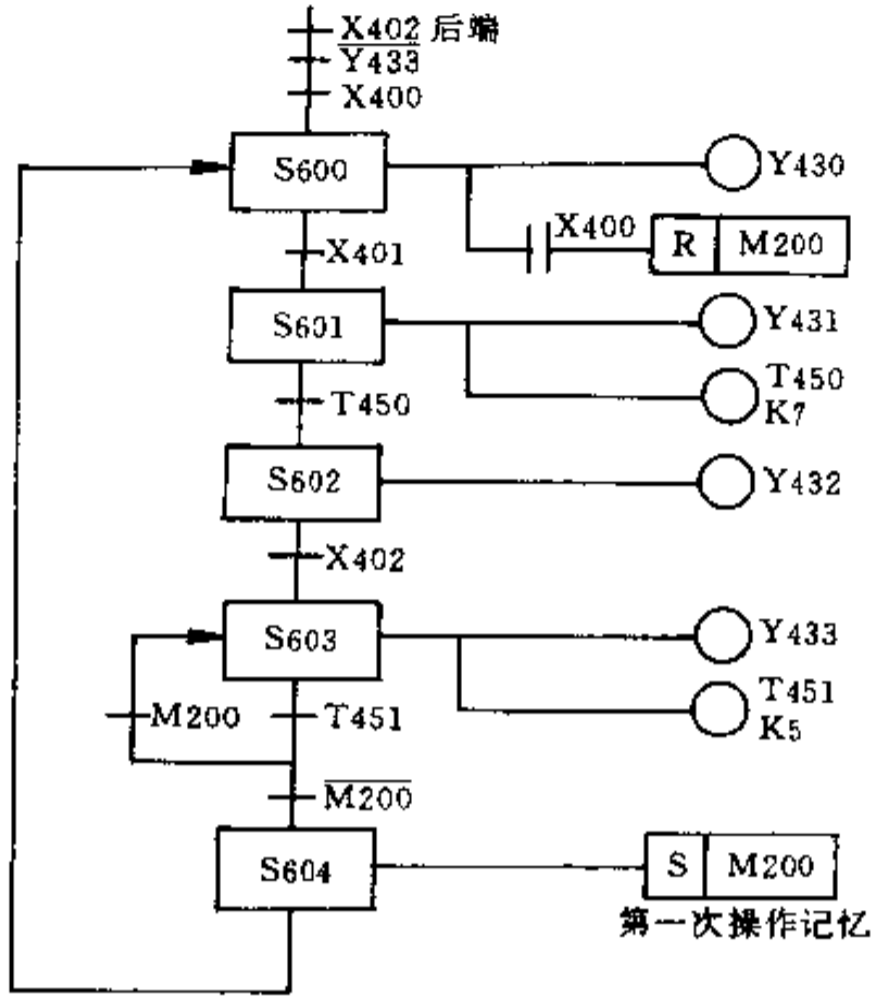


图 6-25 状态图

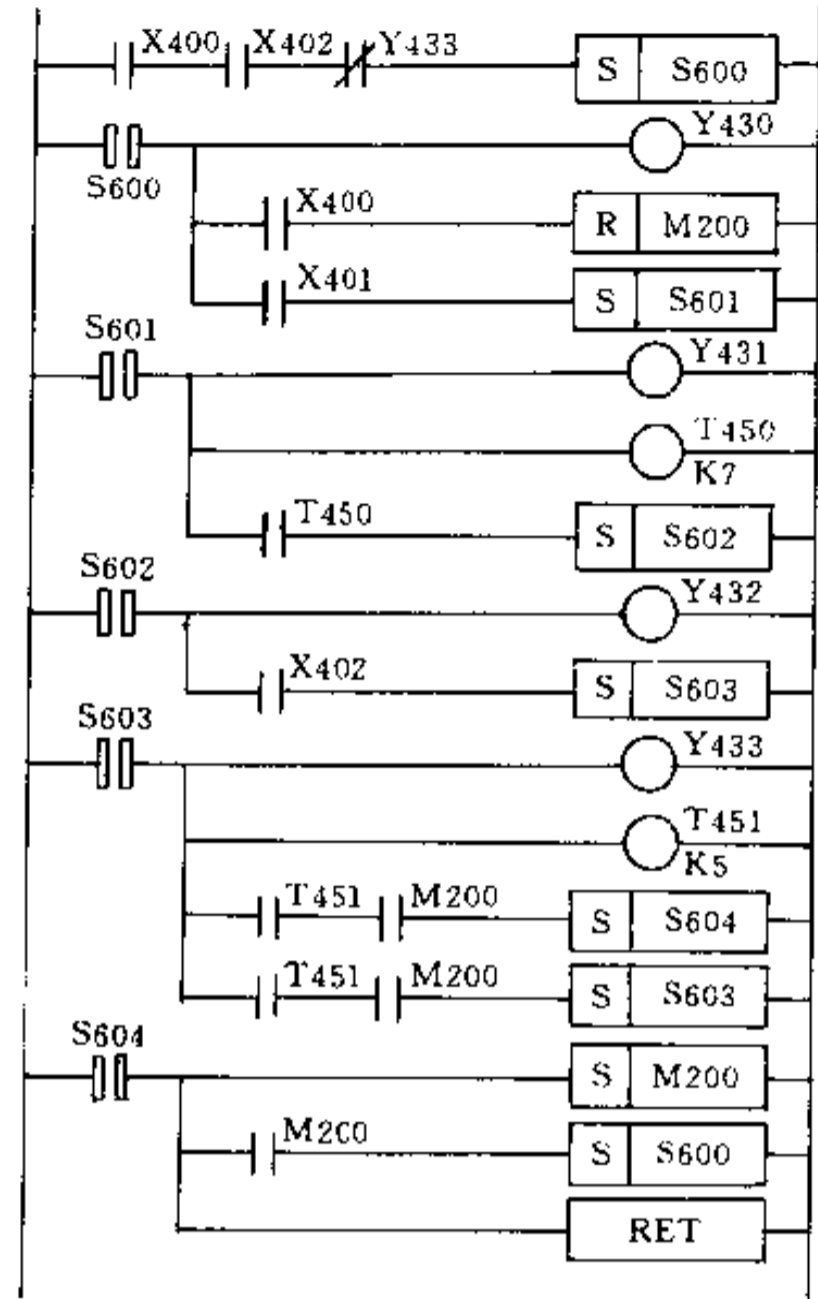


图 6-26 梯形图

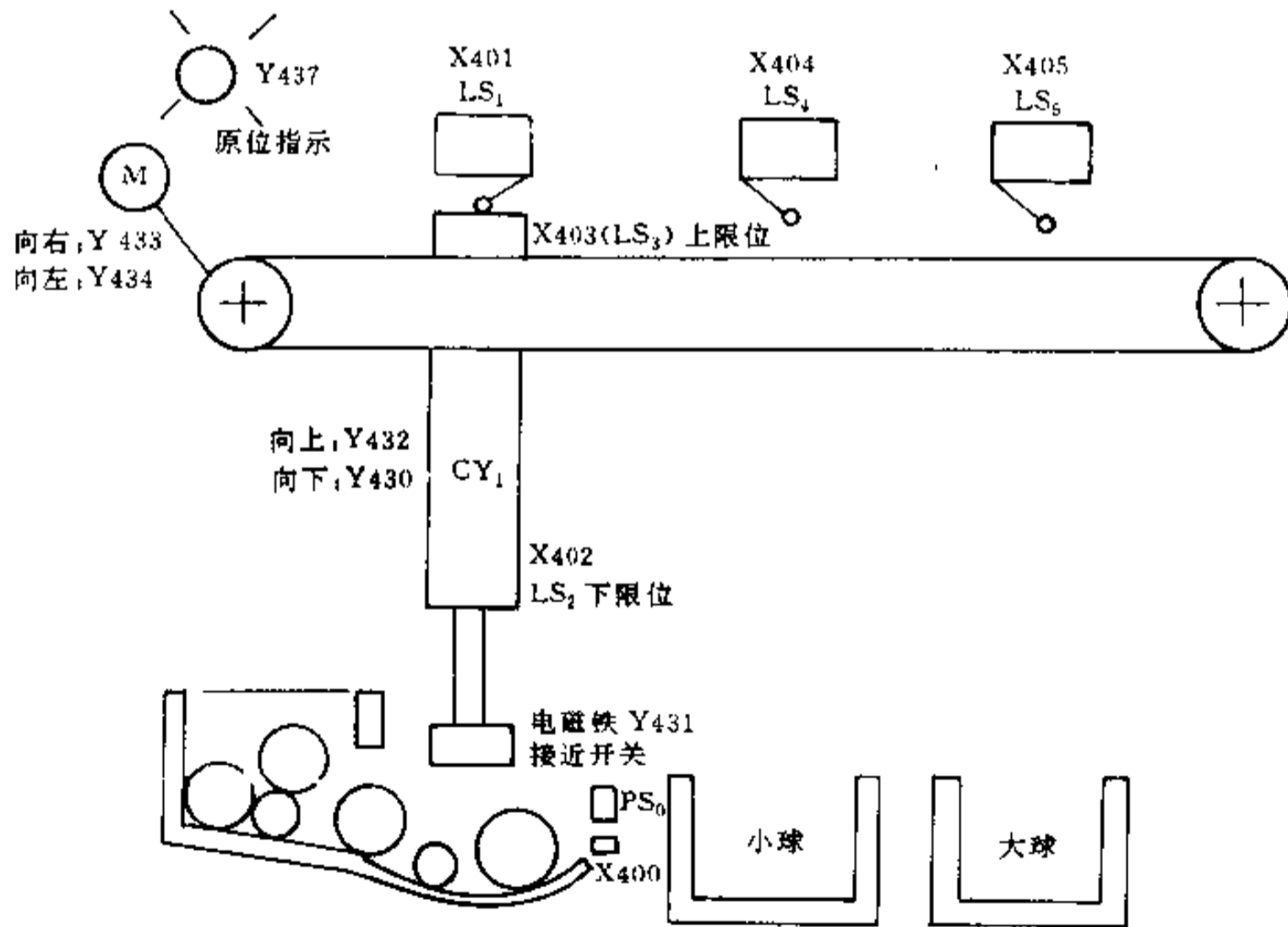


图 6-27 大、小球分检装置

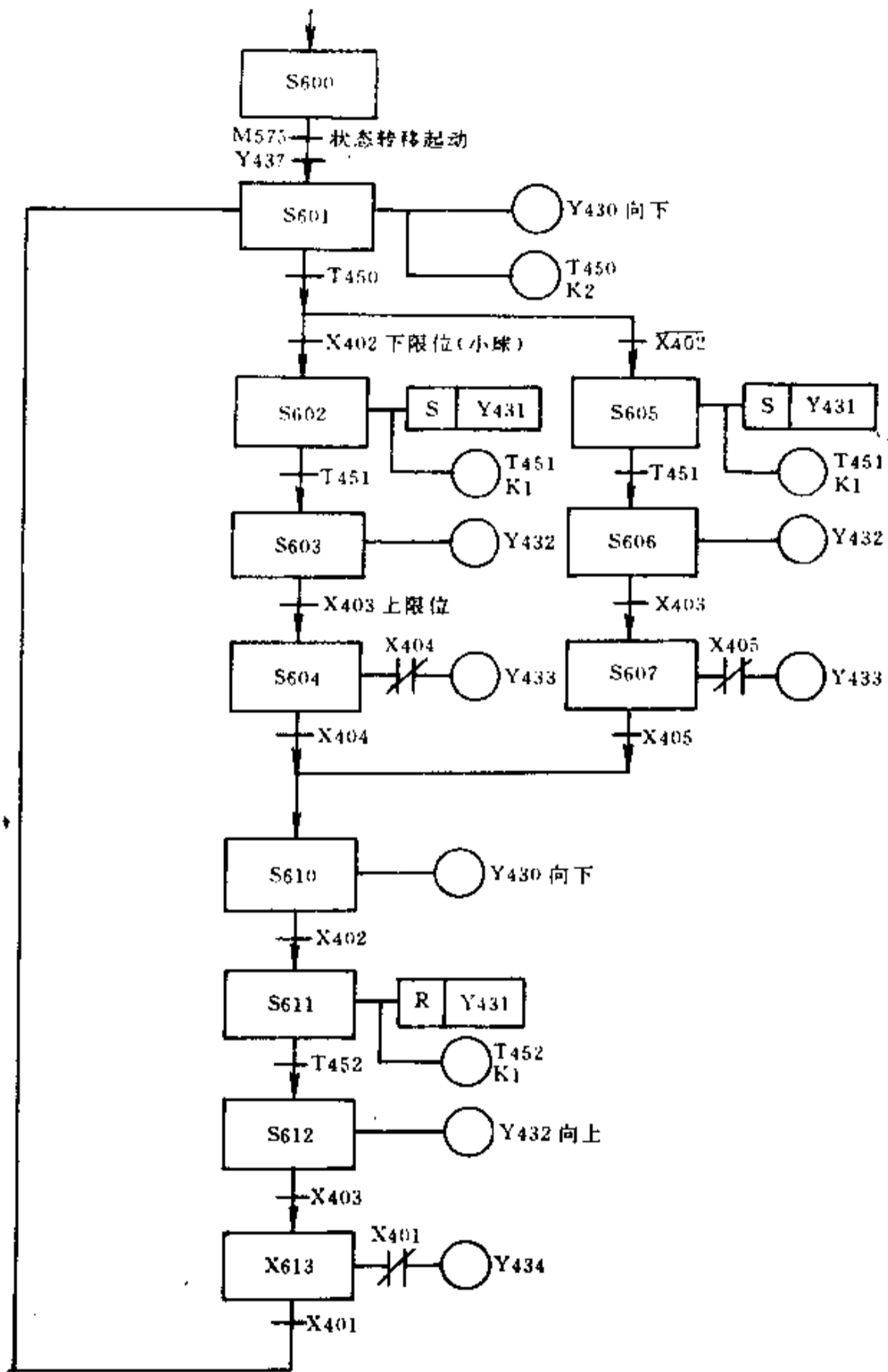


图 6-28 状态转移图

§ 6.4 可编程序控制器控制系统设计

6.4.1 PC 控制系统设计的基本原则

任何一种电气控制系统都是为了实现被控对象(生产设备或生产过程)的工艺要求,以提高生产效率和产品质量。因此,在设计 PC 控制系统时,应遵循以下基本原则:

- (1)最大限度地满足被控对象的控制要求。
- (2)在满足控制要求的前提下,力求使控制系统简单、经济、使用及维修方便。
- (3)保证控制系统的安全、可靠。
- (4)考虑到生产的发展和工艺的改进,在选择 PC 容量时,应适当留有余量。

6.4.2 PC 控制系统设计的基本内容

PC 控制系统是由 PC 与用户输入、输出设备连接而成的。因此,PC 控制系统设计的基本内容应包括:

(1)选择用户输入设备(按钮、操作开关、限位开关、传感器等),输出设备(继电器、接触器、信号灯等执行元件)以及由输出设备驱动的控制对象(电动机、电磁阀等)。

(2)PC 的选择。PC 是 PC 控制系统的核心部件。正确选择 PC 对于保证整个控制系统的技术经济性能指标起着重要的作用。选择 PC,应包括机型的选择、容量的选择、I/O 模块的选择、电源模块的选择等。

(3)分配 I/O,绘制 I/O 连接图。

(4)设计控制程序。包括设计梯形图、语句表(即程序清单)或控制系统流程图。

控制程序是控制整个系统工作的软件,是保证系统工作正常、安全、可靠的关键。因此,控制系统的设计必须经过反复调试、修改,直到满足要求为止。

(5)必要时还需设计控制台(柜)。

(6)编制控制系统的技术文件。包括说明书、电气图及电气元件明细表等。

传统的电气图,一般包括电气原理图、电器布置图及电气安装图。在 PC 控制系统中,这一部分图可以统称为“硬件图”。它在传统电气图的基础上增加了 PC 部分,因此在电气原理图中应增加 PC 的 I/O 连接图。

此外,在 PC 控制系统中的电气图中还包括程序图(梯形图),可以称它为“软件图”。向用户提供“软件图”,可便于用户在生产发展或工艺改进时修改程序,并有利于用户在维修时分析和排除故障。

6.4.3 PC 控制系统设计的一般步骤

设计 PC 控制系统的一般步骤如图 6-29 所示。

(1)根据生产的工艺过程分析控制要求,如需要完成的动作(动作顺序、动作条件、必须的保护和联锁等),操作方式(手动、自动、连续、单周期、单步等)。

(2)根据控制要求确定所需的用户输入、输出设备。据此确定 PC 的 I/O 点数。

(3)选择 PC。

(4)分配 PC 的 I/O 点,设计 I/O 连接图(这一步也可以结合第 2 步进行)。

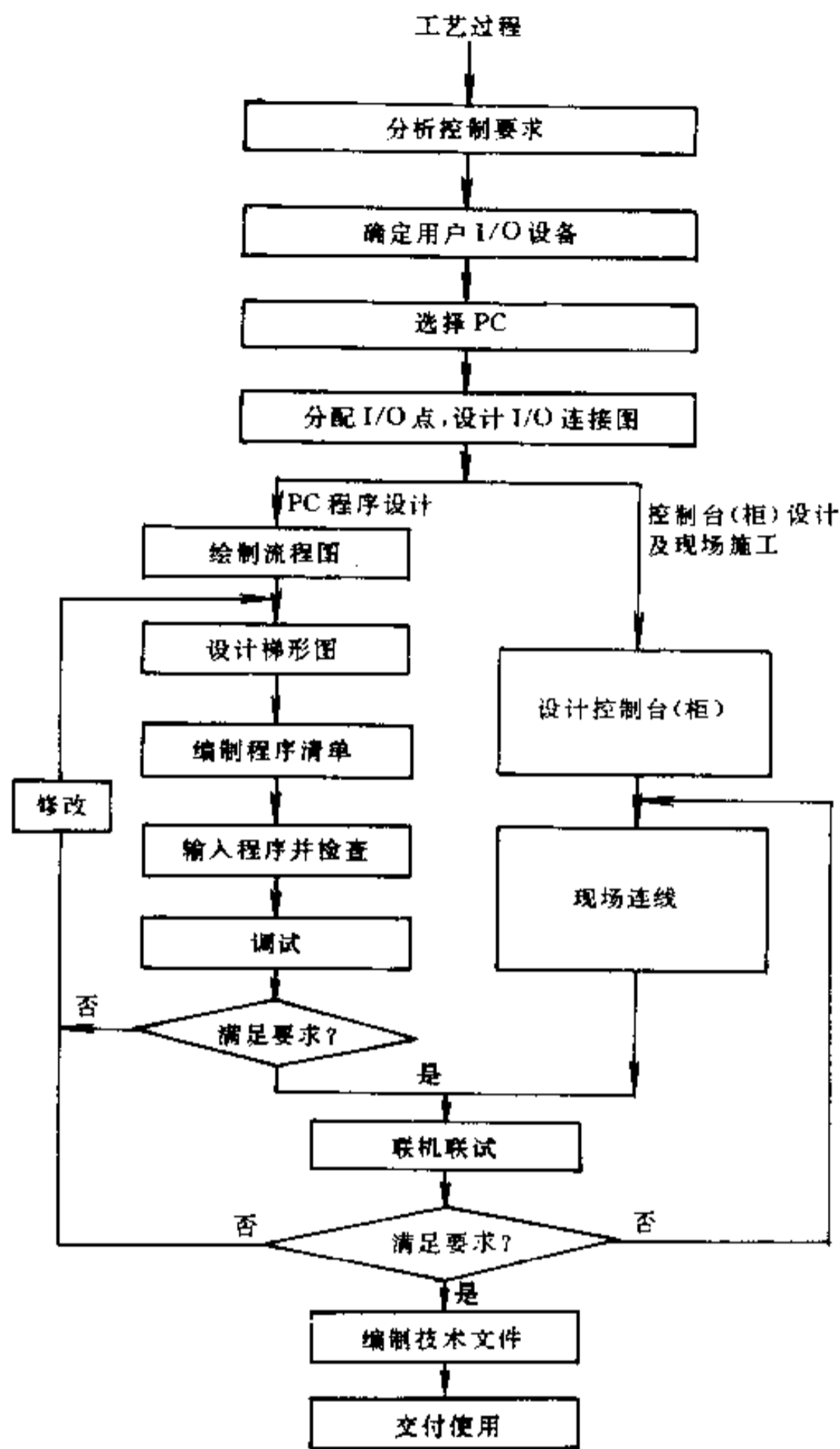


图 6-29 PC 控制系统设计步骤

(5) 进行 PC 程序设计, 同时可进行控制台(柜)的设计和现场施工。

在设计继电器控制系统时, 必须在控制线路(接线程序)设计完后, 才能进行控制台(柜)的设计和现场施工。可见, 采用 PC 控制, 可以使整个工程的周期缩短。

6.4.4 PC 控制系统设计举例

图 6-30 所示为某机械手的动作。当机械手处于原点时(即左限位开关和上限位开关合上), 启动以后, 机械手移向 A 点, 夹紧工件, 然后回到原位完成一次动作。

1. 根据工艺分析控制要求

机械手的全部动作由气缸驱动, 而气缸又由相应的电磁阀控制。图 6-31 所示为机械

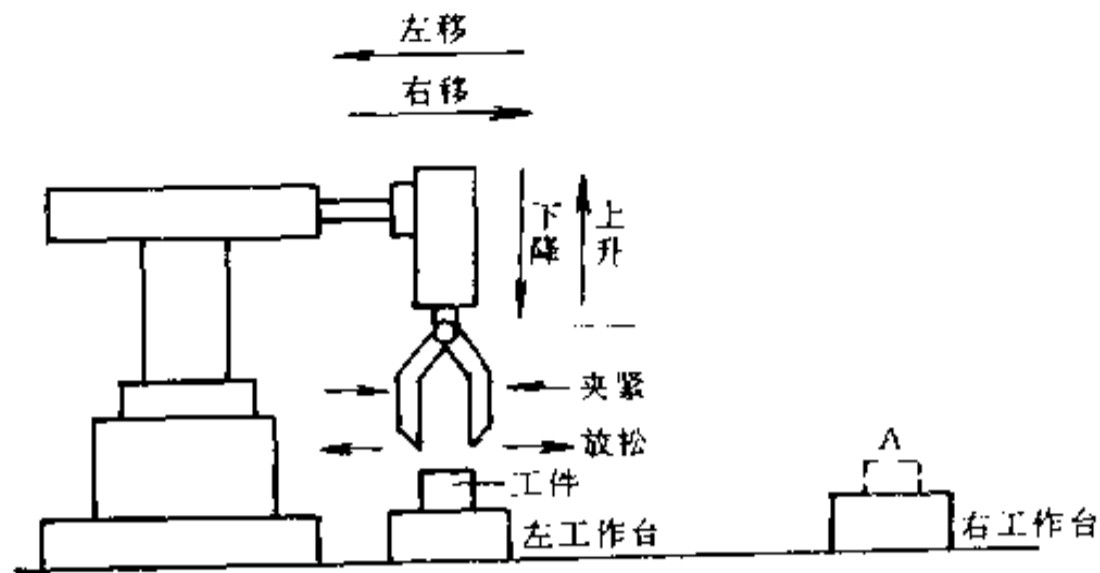


图 6-30 机械手动作示意图

手的动作过程。由图 6-31 可知机械手经八步动作完成一个周期。即机械手下降——夹紧——上升——右移——下降——放松——上升——左移。

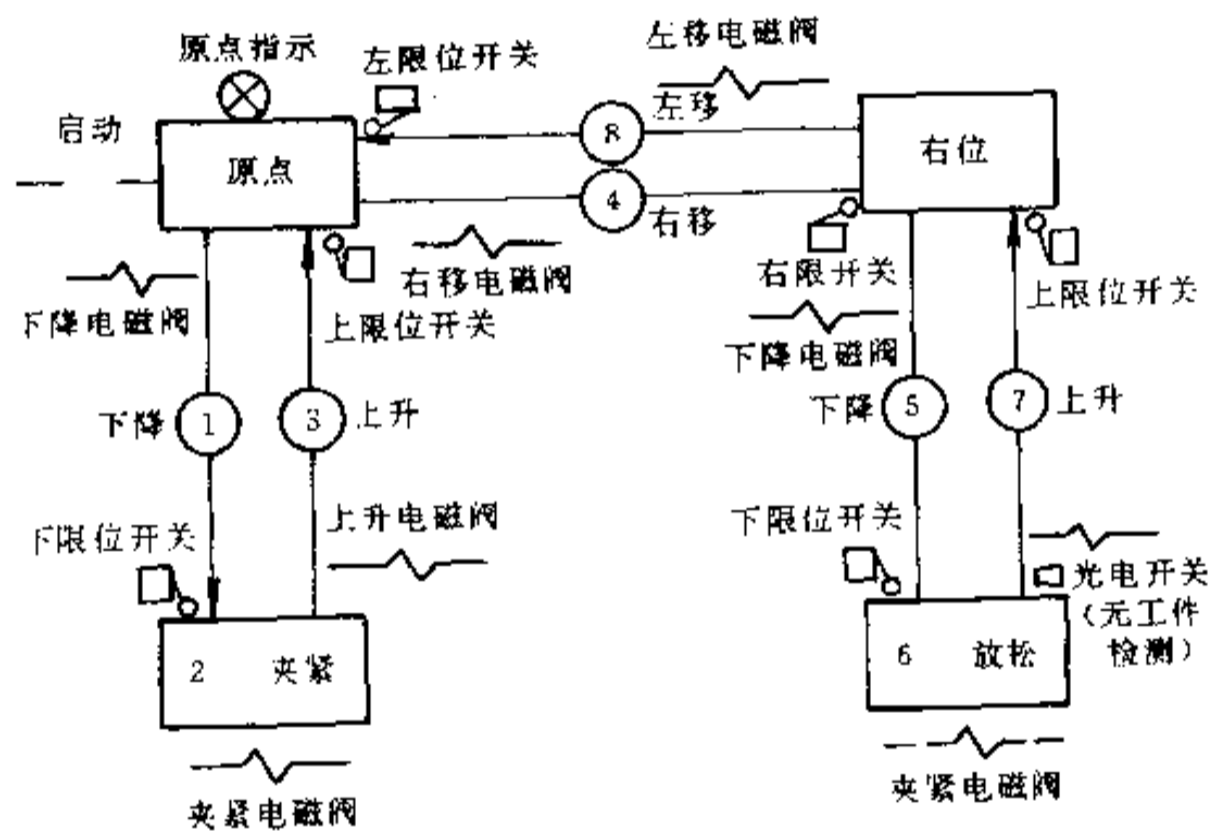


图 6-31 机械手动作过程

机械手的操作方式分为手动方式和自动方式。自动方式又分为单步、单周期、连续操作方式。

2. 确定所需的用户输入/输出设备及 I/O 点数

(1) 设备的输入信号

操作方式转换开关：手动、单步、单周期、连续；

手动时运动选择开关：上/下、左/右、夹/松；

位置检测元件：机械手的上、下、左、右的限位行程开关；

无工件检测元件：右工作台无工件用光电开关检测。

(2) 设备的输出信号

气缸运动电磁阀：上升、下降、右移、左移、夹紧；

指示灯：机械手处于原点指示。

据上面分析可知，PC 共需 15 点输入，6 点输出。

3. 选择 PC

该机械手的控制为纯开关量控制,且所需的 I/O 点数不多,因此选择一般的小型低档机即可。假定 F 系列可编程控制器资料齐全、供货方便,设计者对其比较熟悉,根据上面 I/O 点数可选 F₁-40M,其主机 I/O 点数为 24/16 点。

4. 分配 PC I/O 点的编号

图 6-32 给出了机械手各 I/O 点在 F₁-40M 机型上的编号。

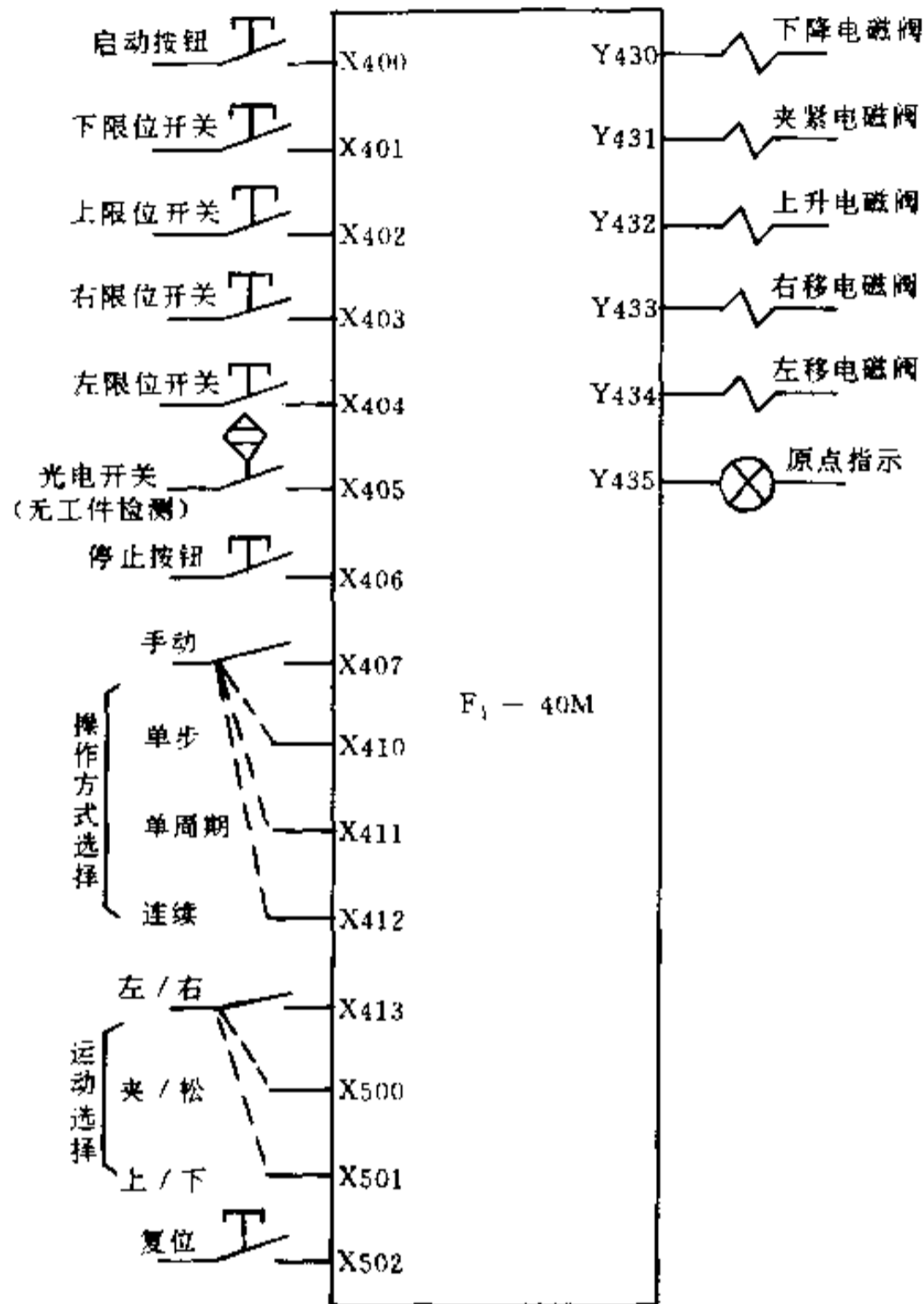


图 6-32 PC I/O 连接图

5. PC 程序设计

在进行编程前,先应绘制出整个控制程序的结构框图,如图 6-33 所示。在该结构框图中,当操作方式选择开关置于“手动”时,输入点 X407 接通,其输入继电器常闭接点断开,执行手动操作程序。当操作选择开关置于“单步”、“单周期”、“连续”时,其对应的输入点 X410、X411、X412 接通,其继电器常闭接点断开、执行自动操作程序。由于手动程序和自动程序采用了跳转指令,因此在两个程序段可以采用同样的一套输出继电器。

(1) 手动操作程序

在手动操作方式下,各种动作都是用按钮操作来实现,其控制程序可以独立于自动操

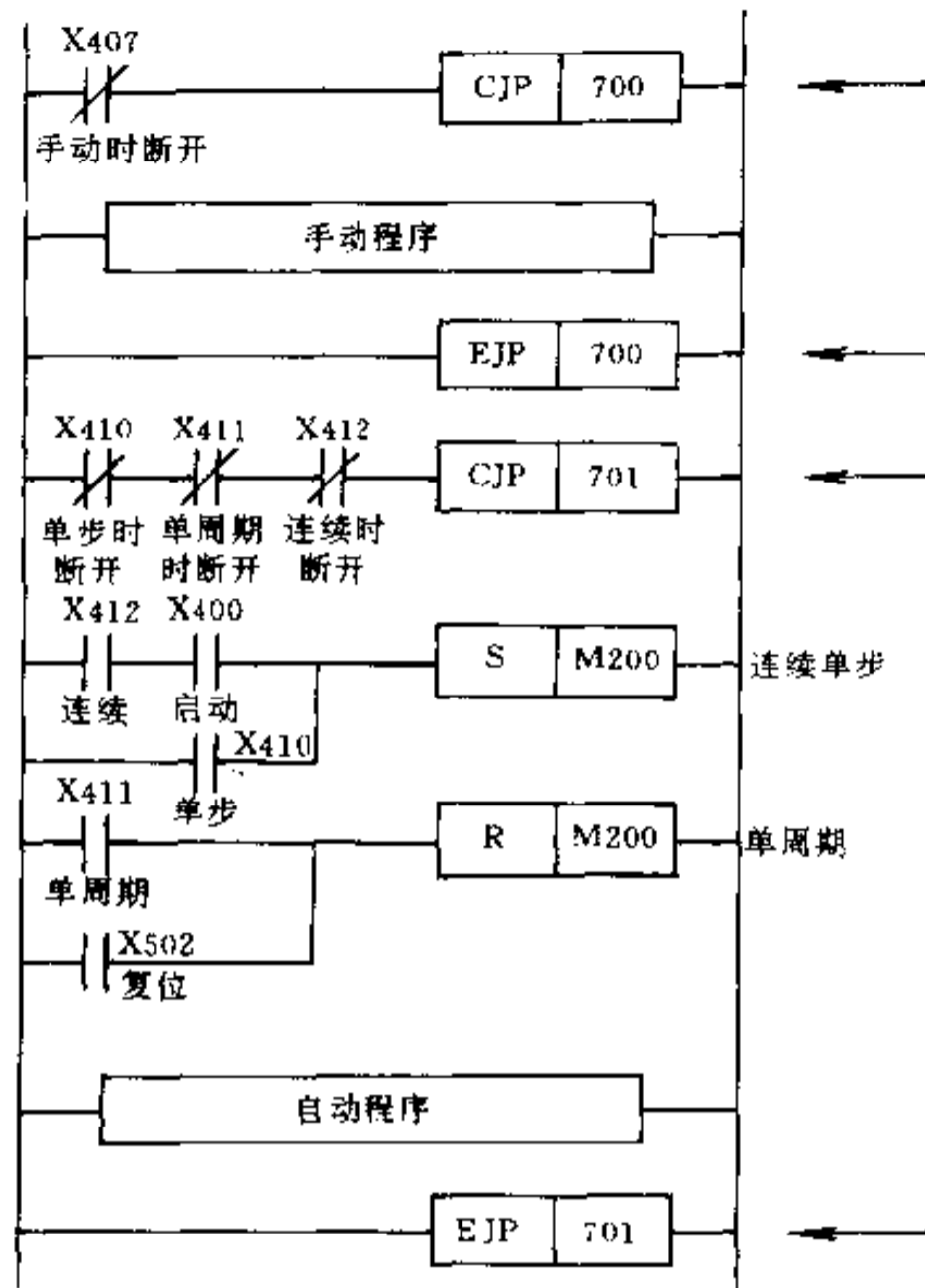


图 6-33 总程序结构框图

作程序而另行设计。手动操作控制很简单,可以很方便地按一般继电器控制线路来设计,其梯形图如图 6-34 所示。

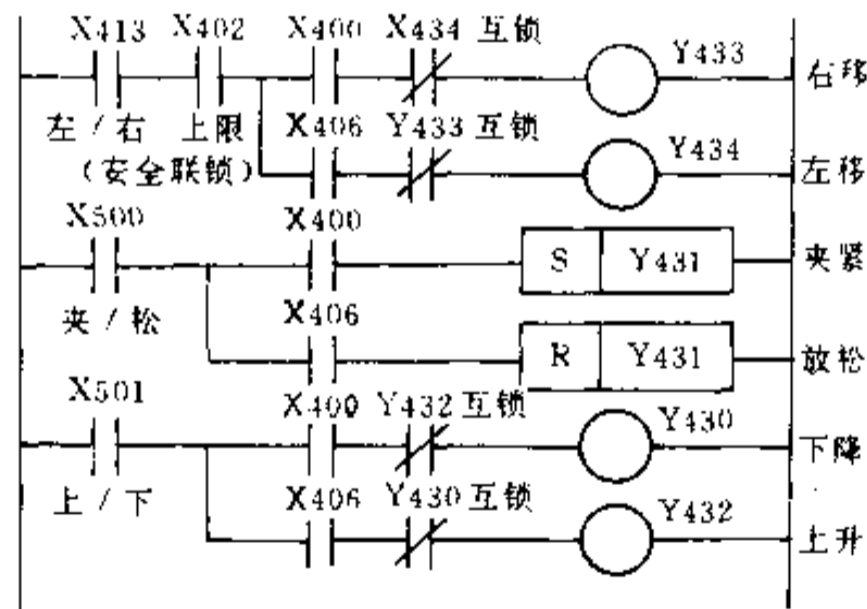


图 6-34 手动操作梯形图

(2) 自动操作程序

自动操作的状态转移图如图 6-35 所示,机械手在零点时,按动按钮后,状态 S600 接通,执行第一程序、机械手完成第一步动作(下降)。以后,每完成一步动作,状态转移一步,原来的状态自动复位,机械手完成一步的动作。

在单周期操作方式下,状态转换到最后一步后不再转移,机械手完成最后一步动作

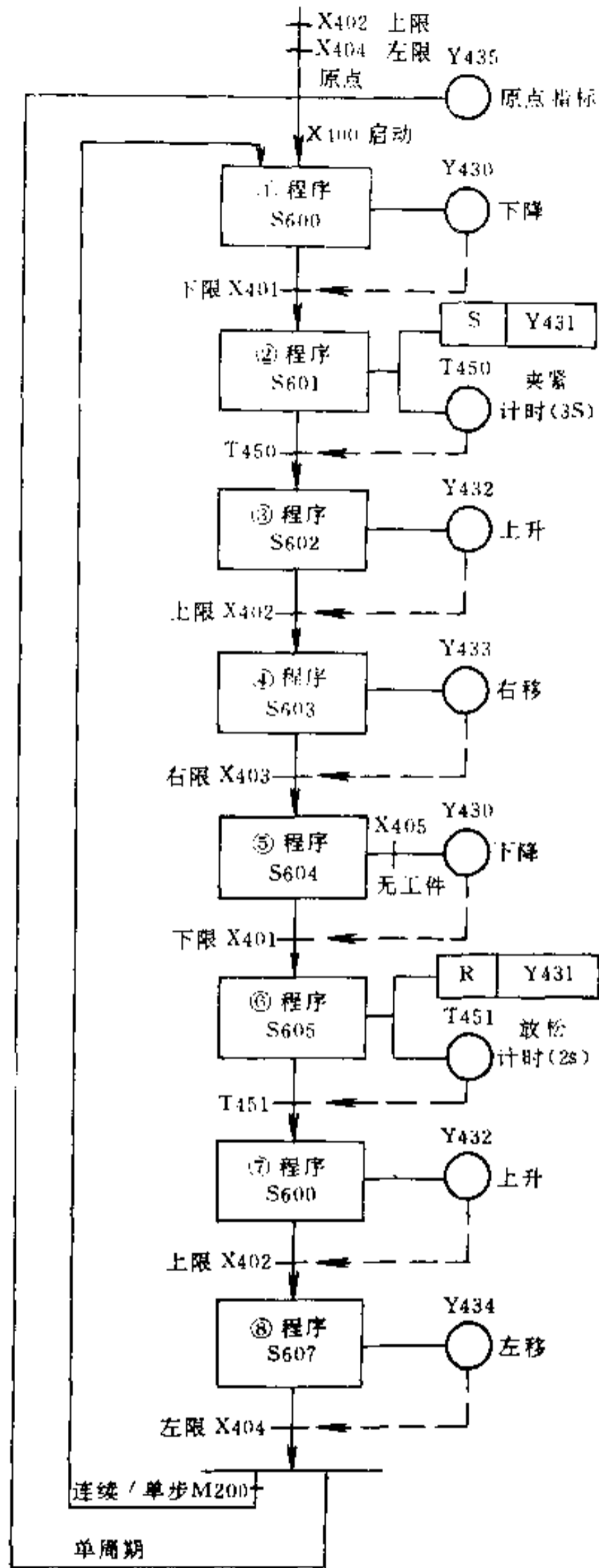


图 6 35 用状态寄存器编程的自动操作流程

(左移)后自动停在原点。

在机械操作方式下, M200 接通, 当机械手完成最后一步动作后, 状态由最后一步又转移到第一步, 机械手的动作又开始第二周期的循环。

根据自动操作的状态转移图, 就可以设计出自动操作步进梯形图, 如图 6-36 所示。

习 题

- 6.1 可编程控制器与工业微机有何区别？
 6.2 可编程控制器的硬件系统主要由那几部分组成？及其各部分的作用？
 6.3 可编程控制器常用编程语言有那几种？其特点是什么？
 6.4 可编程序控制器控制系统的一般设计步骤分那几步？
 6.5 什么是状态转移图？与继电器梯形图比较有何优点？

6.6 图 6-37 所示为十字路口车灯和人行灯动作流程图,其中车行灯分为红、黄、绿三种颜色。人行灯分为红、绿两种颜色。开始车行绿灯亮,人行红灯亮,30s 后车行黄灯亮,15s 后车行红灯亮,延时 5s,人行绿灯亮,过 15s,人行绿灯闪光 5 次(每次亮 0.5s)后红灯亮,延时 5s 后车行绿灯亮,人行红灯亮。试根据要求利用 F_1-40M 型或其他型号可编程控制器画出状态转移图、梯形图和语句表。

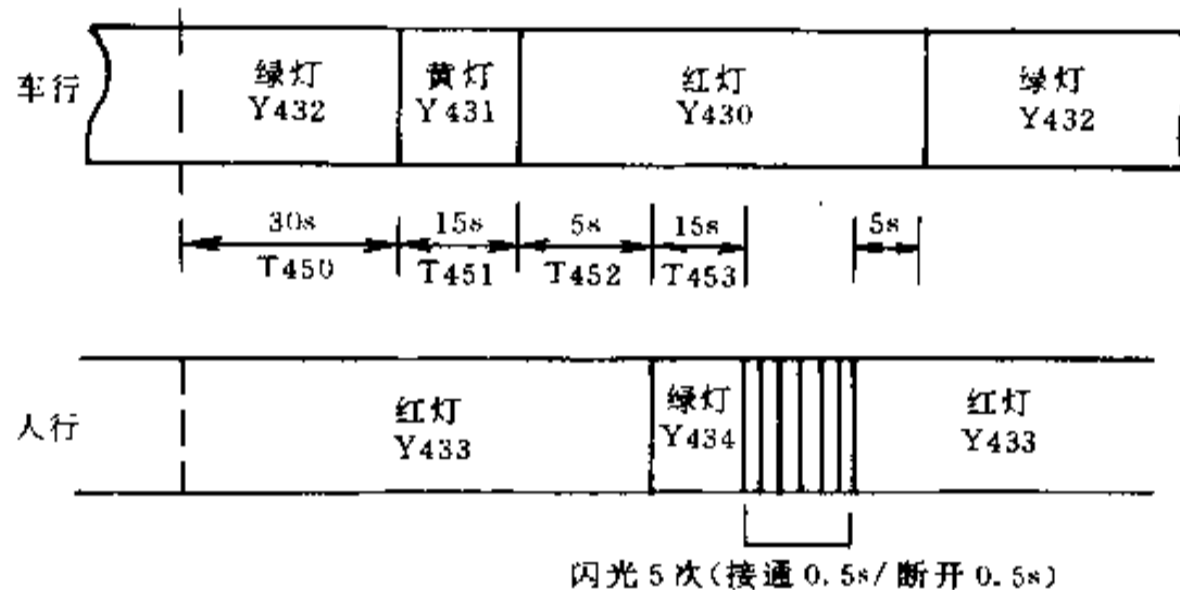


图 6-37 交通灯动作流程图

- 6.7 试编制一个 24 小时时钟程序,要求:
 (1)秒闪烁灯指示,即每秒指示灯亮灭各半;
 (2)半点声音板时,响一声;
 (3)整点声音板时,几点钟响几声。

6.8 假设各运动轴具有限位的工业机器人,采用可编程序控制器进行控制,操作步骤有有关运动完成如表 6-4。采用反馈传感器信号证明顺序中的一步已经完,然后才进行下一步。假设机器人的每一轴都将保持其位置,直到控制器的输出命令,该轴运动到另一位置。试设计控制梯形图和语句表。

表 6-4

次 序	PLC 输出		动作完成传感器
手爪闭合	y_8		x_8
手臂上升	y_2		x_4
手臂伸出	y_6		x_6
暂停		10s	
手臂缩回	y_5		x_5

(续)

次序	PLC 输出	动作完成传感器
立柱反时针转动	y2	x2
手臂伸出	y6	x6
暂停		6.5s
手臂缩回	y5	x5
手臂下降	y3	x3
手爪松开	y7	y7
立柱顺时针转动	y1	x1

6.9 小零件喷漆的顺序控制系统如图 6-38 所示。控制器需要依次完成下列操作步骤:

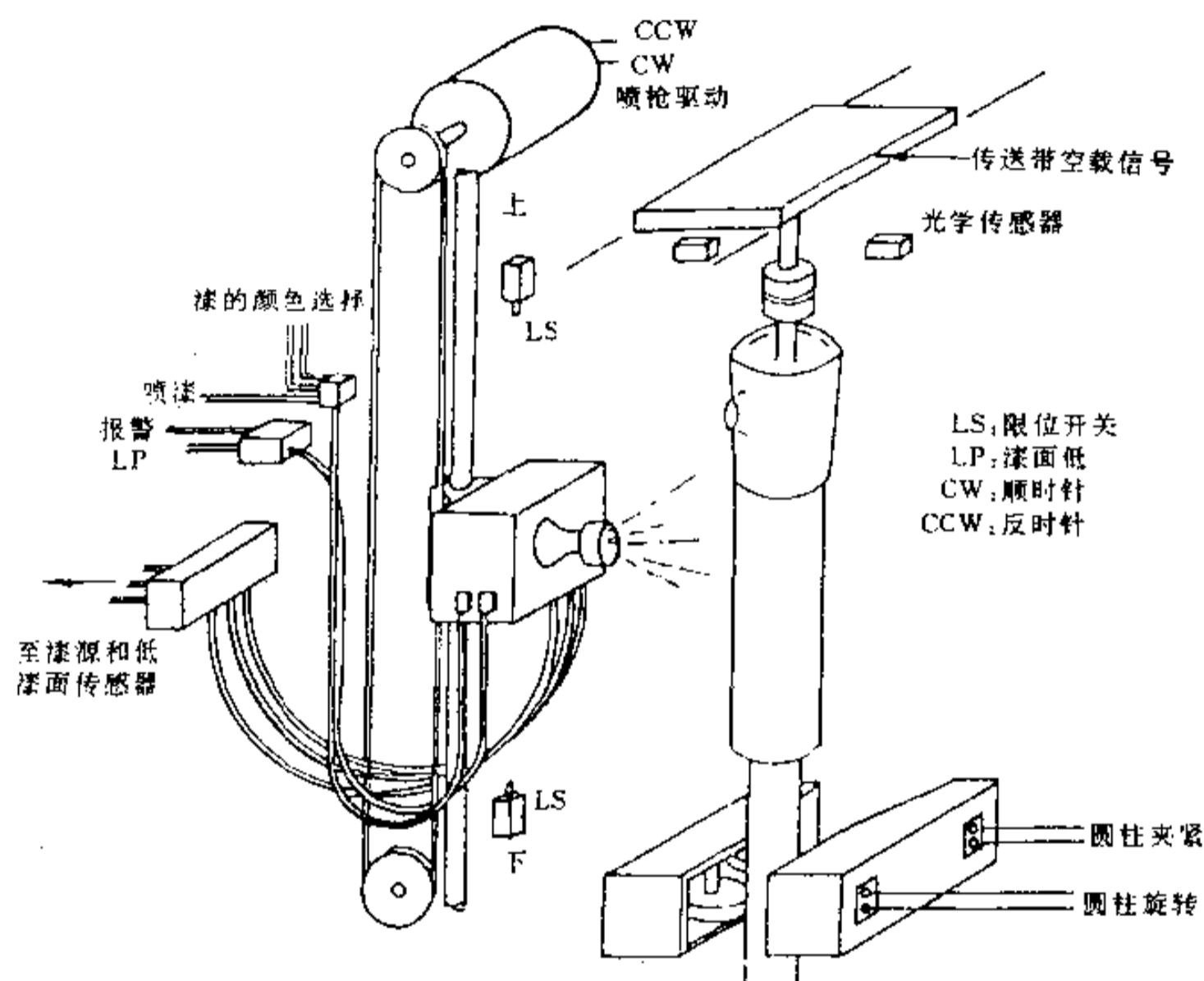


图 6-38 小零件喷漆的顺序控制系统

- (1) 在零件装上传送带后, 开动传送带, 将零件运到喷漆工作地点;
- (2) 零件到位后, 给夹紧装置信号, 夹紧零件;
- (3) 零件夹紧后, 启动喷枪驱动电机, 以常速度反时针方向(CCW)转动, 喷枪向上移动;
- (4) 当喷枪抵达下极限位置时, 下限位开关(LS)发出信号, 驱动零件旋转 $1/N$ 周。
- (5) 重复步骤(3)~(5)N次, 直到整个零件喷完;
- (6) 松开被夹紧的零件;
- (7) 给传送带信号, 将零件运走。

试设计 PLC 控制器的状态、转移图、梯形逻辑图和语句表。

第七章 控制方案及计算机实现

以数字计算机为核心的机电一体化系统,除了性能优良的硬件设备外,若没有一个切实可行的、好的控制方案,则在实际运行中,无法保证优质的工况,甚至无法完成基本工作要求。

本章对一些常见的控制规律进行简要介绍。

§ 7.1 PID 控制

在机电系统的控制中,最简单、最通用的控制器是比例—积分—微分控制器,简称PID控制器。其中符号P代表比例,I代表积分,D代表微分。

PID控制器结构简单,参数易于整定,在长期应用中已积累了丰富的经验,是连续控制系统中技术成熟,应用最为广泛的一种控制器。

随着计算机的应用普及,满足不同场合的PID控制算法,得到了广泛应用。下面简单介绍一下PID控制。

1. 模拟PID控制器

模拟PID控制的框图如7-1所示。

图中, $R(s)$ 为设定值; $C(s)$ 为实际输出值; $E(s)$ 为偏差; $U(s)$ 为控制量。

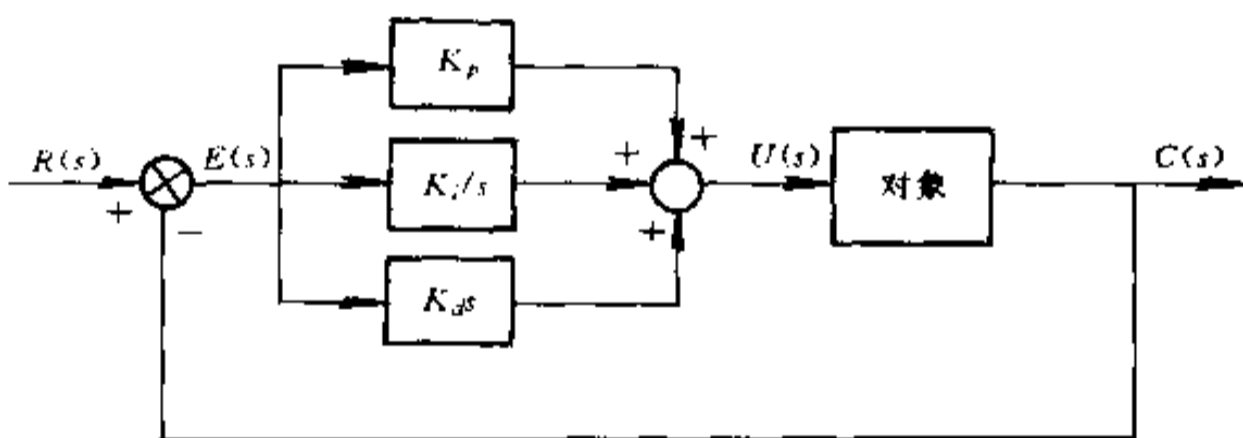


图 7-1 模拟PID控制方框图

从图7-1可以看出,

$$E(s) = R(s) - C(s)$$

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E(s)$$

或

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T} \int_0^T e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) + u_0(t)$$

上式表明,控制规律 $u(t)$ 是偏差 $e(t)$ 的比例、积分、微分作用的共同组合,即 P(比例)I(积分)D(微分)控制规律。其中 u_0 是控制量的基准,即 $e = 0$ 时的控制作用。

P 控制作用是对于偏差 e 即时反应,使系统朝着减小偏差的方向变化;I 控制是对 e 产生积分累积,能使系统消除系统静差。理论上讲,只要偏差 e 不为零,通过累积作用就会有控制量 u ,以求减小偏差,直至偏差为零;D 控制是对 e 的变化作出反应,按偏差变化的趋向进行控制,使偏差消灭于萌芽状态之中。图 7-2 是 $e(t)$ 为单位阶跃信号时,理想 PID 控制作用 $u(t)$ 的输出情况。

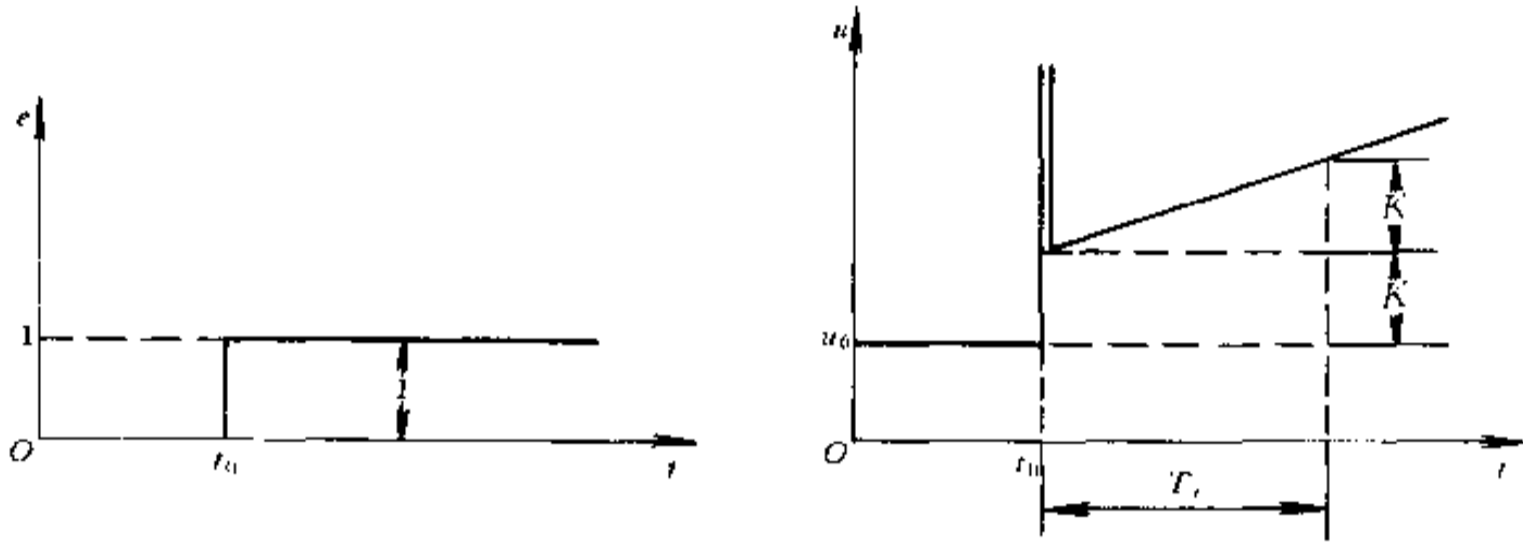


图 7-2 理想 PID 控制的响应

2. 数字 PID 控制算法

由于计算机控制的特点,在采样时刻 $t = iT$,可得数字 PID 控制算法如下:

$$u_i = K \left[e_i + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^i e_j + \frac{T_d}{T} (e_i - e_{i-1}) \right] + u_0$$

这是按数值逼近的近似计算。但只要采样周期 T 足够小,可以计算得相当准确,被控过程与连续过程十分接近。因此,称为“准连续控制”。上式提供了执行机构的位置 u_i (如阀门开度),称为位置式 PID 控制算法。

由 $t = iT$ 和 $t = (i-1)T$ 采样时刻的控制量可以导出:

$$\Delta u_i = u_i - u_{i-1} = K \left[e_i - e_{i-1} + \frac{T}{T_i} e_i + \frac{T_d}{T} (e_i - 2e_{i-1} + e_{i-2}) \right]$$

此式提供了执行机构的位置增量(如步进电机),所以称为增量式 PID 控制算法。实用中,常将增量式 PID 控制算法改写成:

$$\Delta u_i = d_0 e_i + d_1 e_{i-1} + d_2 e_{i-2}$$

其中

$$d_0 = K \left(1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right)$$

$$d_1 = -K \left(1 + \frac{2T_d}{T} \right)$$

$$d_2 = K \frac{T_d}{T}$$

增量式 PID 算法与位置式 PID 算法相比,有许多优点。例如,位置式算法每次输出都与整个过去状态有关,计算中容易产生较大的积累误差;而增量式只计算增量,累积误差影响较小。另外,由于增量式算式中不出现 u_0 项,易于实现手动与自动的无冲击切换。

在实际控制中,增量式算法要比位置式算法应用更为广泛。图7-3是增量式PID控制算法的流程。

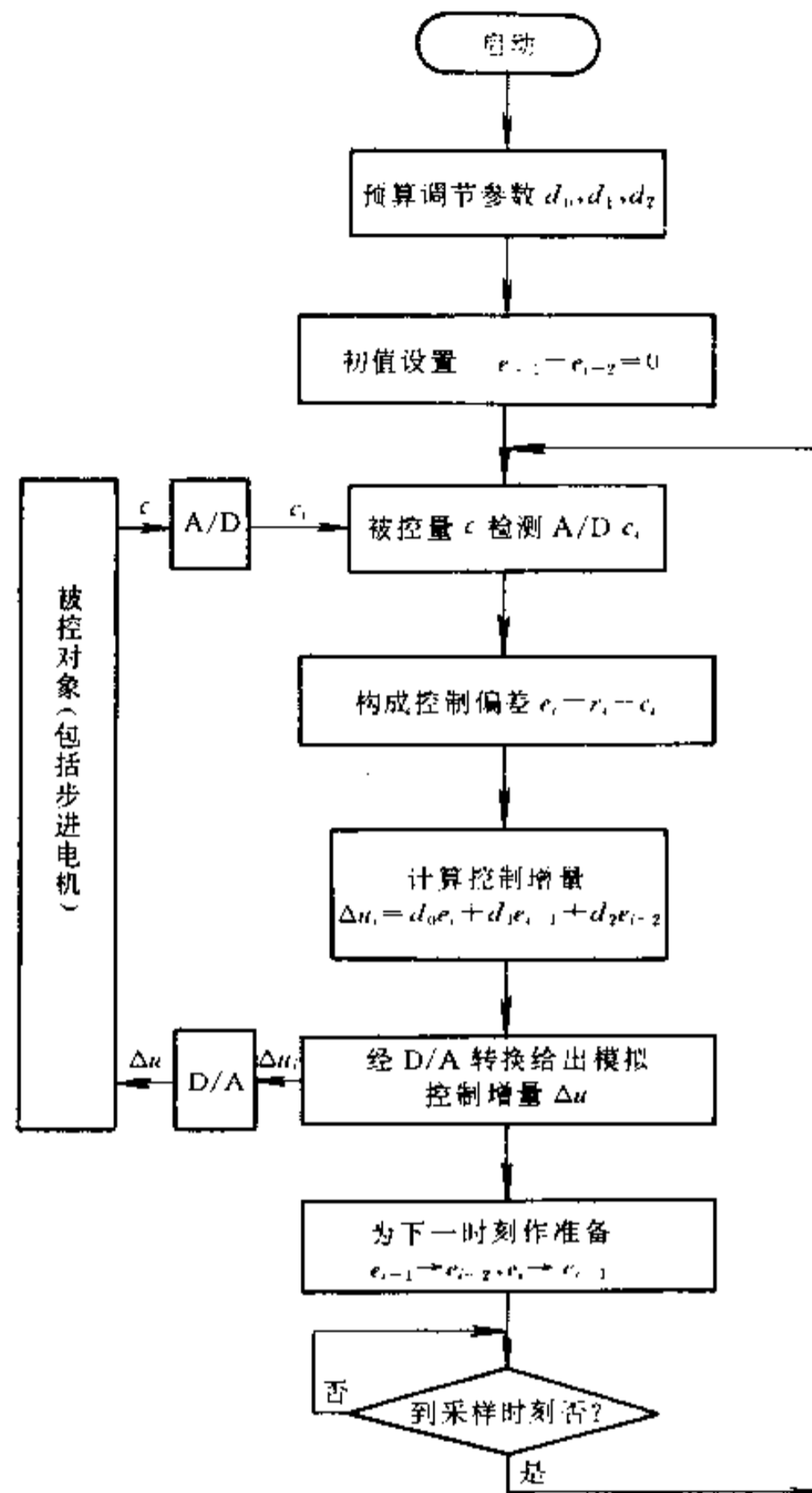


图 7-3 增量式 PID 控制算法流程图

3. 对标准 PID 算法的改进

在实际控制过程中,控制量因受到执行元件机械和物理性能的约束,而限制在有限范围内,即 $u_{\min} \leq u \leq u_{\max}$ 。有时,变化率(速度)也局限在一定范围内。即 $|\dot{u}| \leq \dot{u}_{\max}$ 。

当计算出的控制量 u 超出上述范围时,由于实现执行的控制量与计算控制量不符,将引起饱和效应。在给定值发生突变时,最易发生,所以也称启动效应。图7-4所示为PID位置算法的饱和现象示意图。图中: r^* 为给定值, u_{\max} 为控制量上限。曲线 a 表示理想情况的控制; b 表示有限制时产生积分饱和。从图可看出,线 b' 在 M 点之前,由于 u_{\max} 的限制,使输出控制量受限制,调节弱。所以 b 线上升缓慢,偏差 e 长时间为正, PID 中的积分项有较大的累积值。而 M 点以后,虽然 e 为负,但由于原来积分项的较大累积值,则将滞后 τ 才

能脱离饱和区。因此 b 曲线产生较大超调现象。这就是常说的“积分饱和”。为了克服积分饱和,有许多修正算法。图 7-5 为“遇限削弱积分法”示意图。

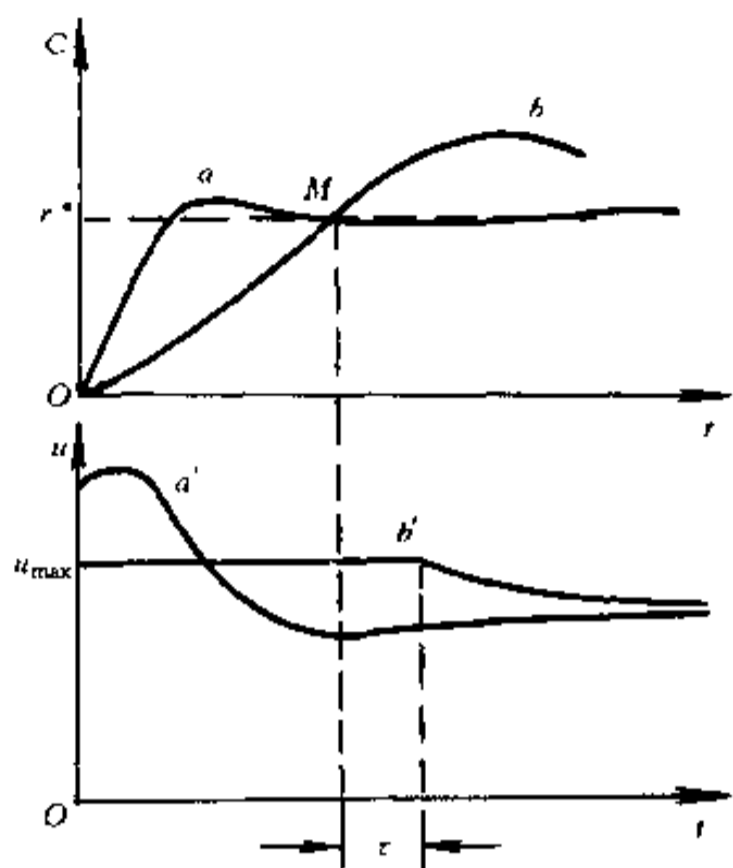


图 7-4 位置式 PID 算法的饱和现象

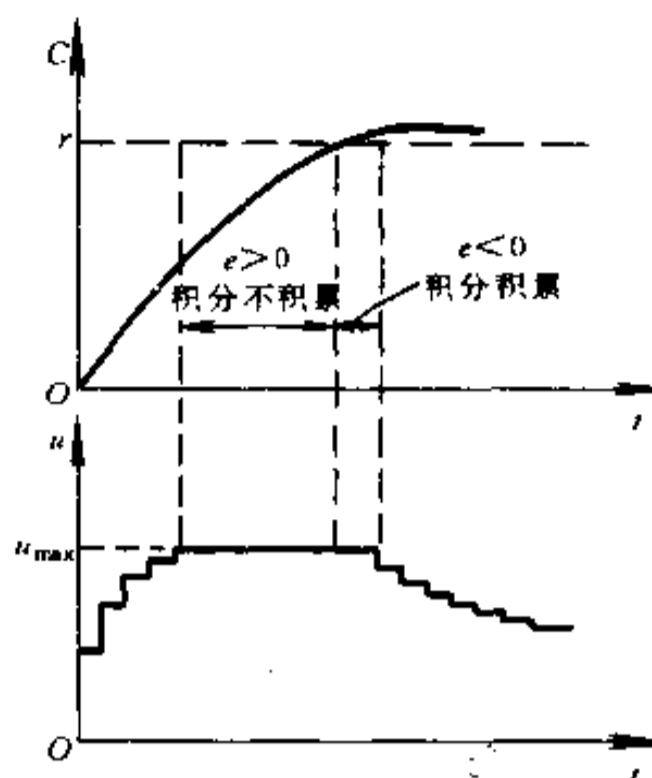


图 7-5 遇限削弱积分示意图

它的基本思想是:一旦控制变量 u 进入饱和区,将只执行削弱积分项的运算,而停止进行增大积分项的运算。

采用遇限削弱积分的 PID 位置算法如图 7-6 所示。

图 7-7 为积分分离法克服积分饱和的示意图。图中: ϵ 为预定门限值。它的基本思想是:开始时不进行积分,直至偏差达到一定阈值后才进行积分累积。这样,一方面防止了一开始有过大的控制量,另一方面,即使进入饱和后,因积分累积小,也能较快退出,减少了超调。采用积分分离法的 PID 位置算法框图如图 7-8 所示。

在 PID 位置算法中,除了对控制量 u 的限制外,对控制量变化率 \dot{u} 的限制也会引起饱和,它可以采用类似的修正方法予以消除。

对于 PID 增量算法,不会发生位置算法那样的累积效应。但却有可能出现比例及微分饱和现象,如图 7-9 所示。从图可以看出,比例和微分饱和对系统的影响不是超调,而是减慢动态过程。

纠正比例及微分饱和的积累补偿法,基本思想是将那些因饱和而未能执行的增量信息积累起来,一旦有可能,再补充执行。这样,信息就没有遗失,动态过程也得到了加速。

由于 PID 控制算法应用很广泛,人们在实践中不断提出了许多新的改进算法。这里不再赘述。

4. PID 的参数整定

确定 PID 参数,可以用理论方法,也可以通过实验确定。理论方法需要有被控对象的准确模型,但工业过程中的准确模型一般很难得到。即使付出很大代价进行系统辨识所得模型也只是近似的,且系统的结构和参数都会随时间变化。因此,在工程上 PID 参数常常是通过凑试法或通过实验及经验公式来确定。前者称凑试法,后者称实验经验法。

凑试法是通过模拟或在线闭环运行(稳定时),反复凑试参数,观察系统的响应曲线,

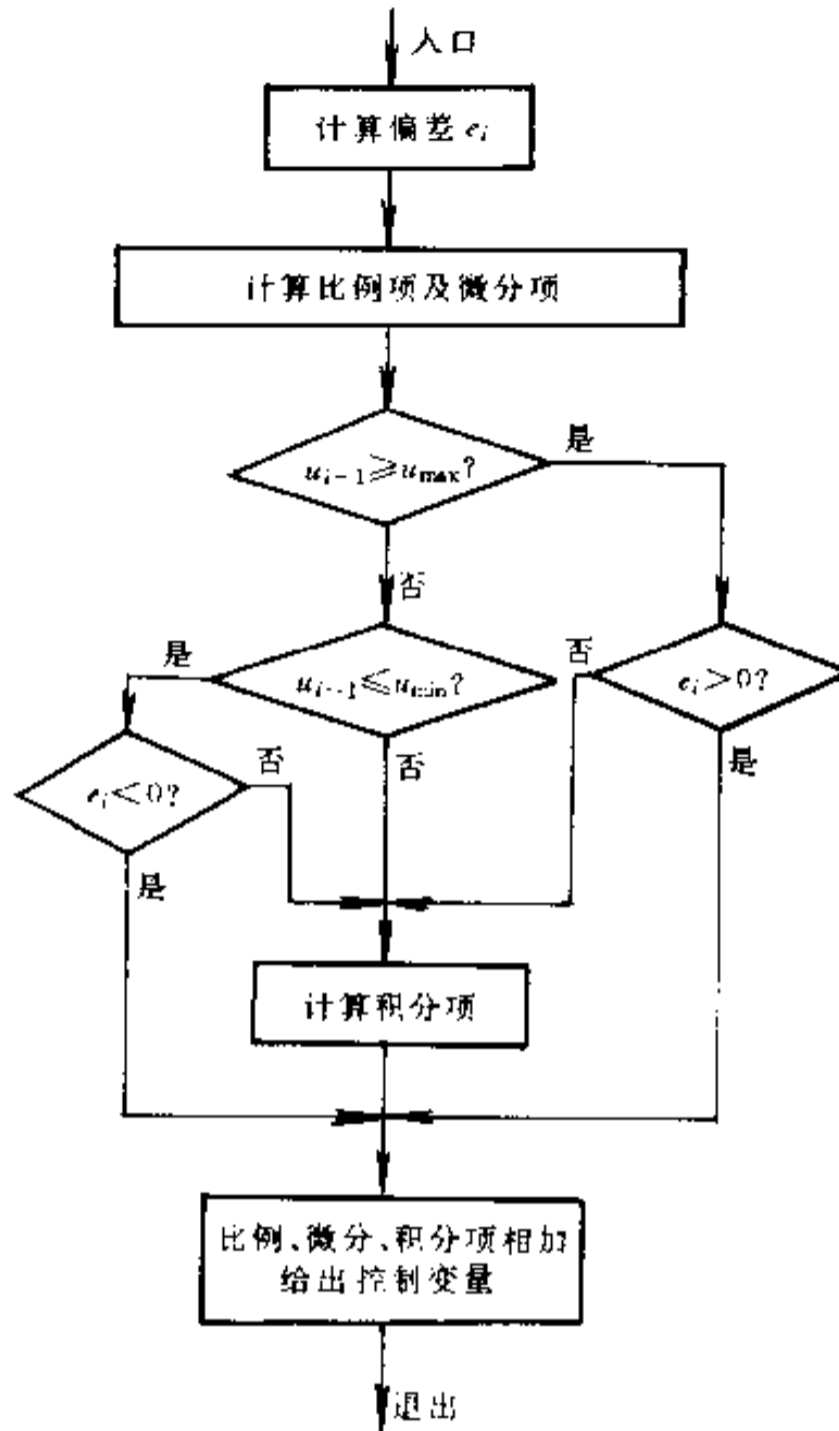


图 7-6 遇限削弱积分算法流程图

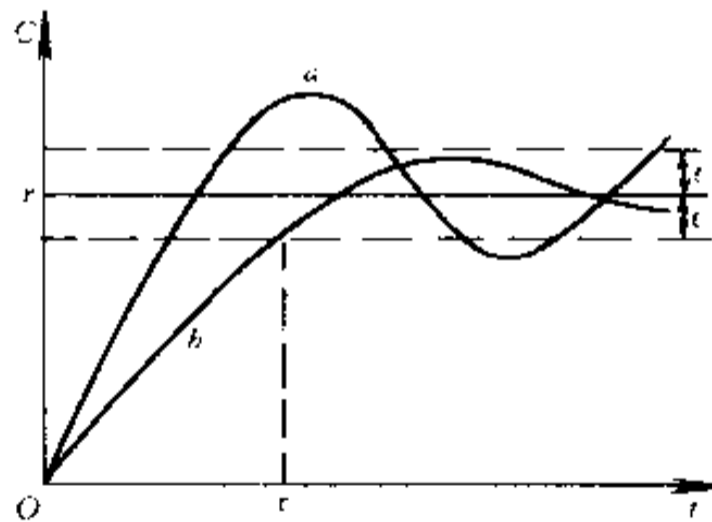


图 7-7 积分分离法示意图

点至达到满意为止。一般而言,增大比例系数 K ,将加快系统的响应,有利于减小静差。但 K 过大,会使系统有较大的超调,并产生振荡,使稳定性变坏。增大积分时间 T_i 将减小超调,减小振荡,使系统更加稳定,但将减慢系统静差的消除。增大微分时间 T_d 将加快系统响应,使超调量减小,稳定性增加,但减弱系统抑制扰动的能力。

在凑试时,应参考以上趋势,进行先比例、后积分、再微分的整定步骤。

(1) 首先只加入比例部分。将比例系数由小变大,并观察相应的系统响应,直至性能

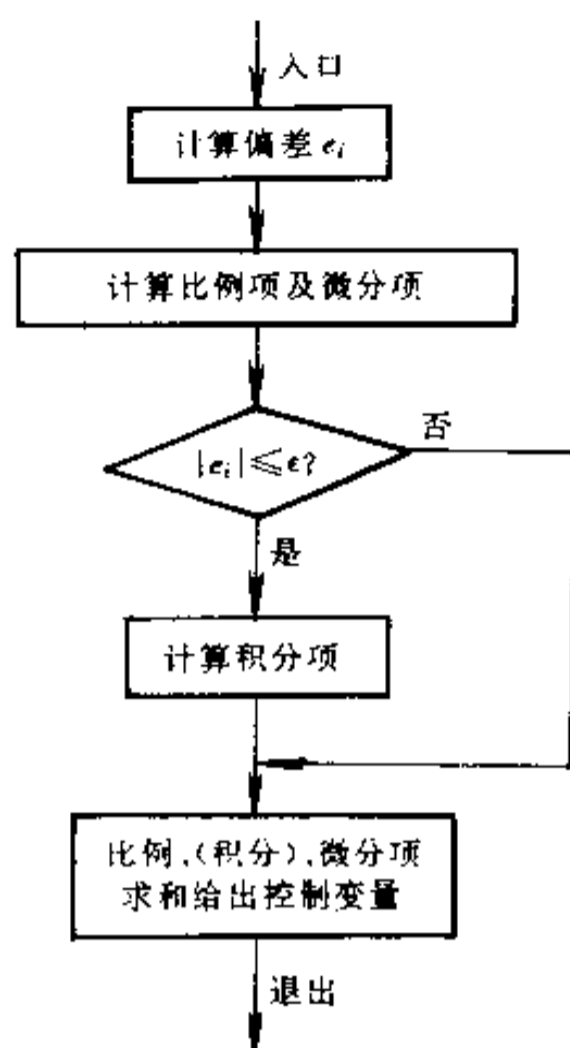


图 7-8 积分分离法算法流程图

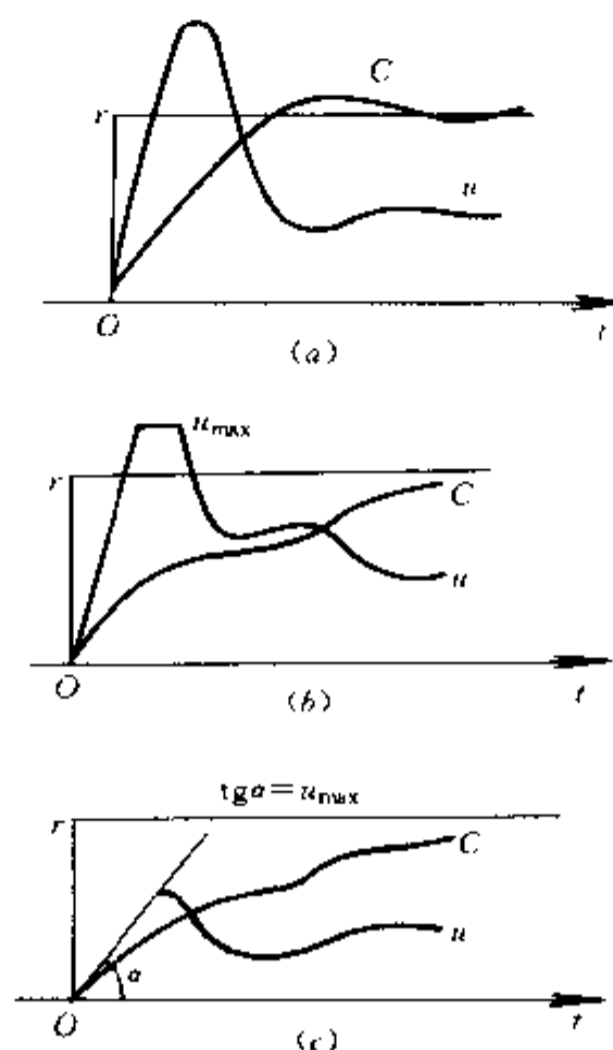


图 7-9 PID 增量式算法的比例与微分饱和示意图

(a) 无限制时的控制结果;

(b)、(c) 控制量及变化率受限制时的比例及微分饱和。

指标满足要求为止。

(2) 若静差不能满足要求,需要加入积分环节。首先取较大的 T_i 值,略降低 K (如为原值的 0.8 倍)。然后反复调整 T_i 和 K ,逐步减小 T_i ,直至系统有良好的动态性能,且静差得到消除为止。

(3) 若经反复调整,系统动态过程仍不满意,可加入微分环节。首先置 T_d 为零,逐步增大 T_d ,同时也反复改变 K 和 T_i ,三个参数反复调整,最后得到一组满意参数。

实际中, PID 整定的参数并不是唯一的。因为比例、积分、微分三部分产生的控制作用,相互可以调节,即某部分的减小可由其他部分的增大来补偿。因此,不同的一组参数,完全有可能得到同样的控制效果。表 7-1 给出了一些常见被调量的 PID 参数推荐值

(1) 稳定边界法

这种方法需要做稳定边界实验。选用纯比例控制, 设比例系数 K 与比例带成倒数关系, 即 $K = \frac{1}{\delta}$, 当给定值 r 为阶跃信号时, 从较大的比例带 δ 开始, 逐渐减小 δ , 直到被控量 C 出现临界振荡为止, 如图 7-10 所示。记下临界振荡周期 T_u 和临界比例带 δ_u , 然后按表 7-2 推荐的经验公式计算 δ 、 T_i 、 T_d 。

(2) 衰减曲线法

实验步骤与稳定边界法相似。首先选用纯比例控制, 在给定值 r 为阶跃信号时, 从较大的比例带 δ 开始, 逐渐减小 δ , 直到被控量 C 出现如图 7-11 所示的 4:1 衰减过程为止。记下此时的比例带 δ_u 和两相邻波峰之间的时间 T_u , 然后按表 7-3 经验公式计算 δ 、 T_i 和 T_d 。

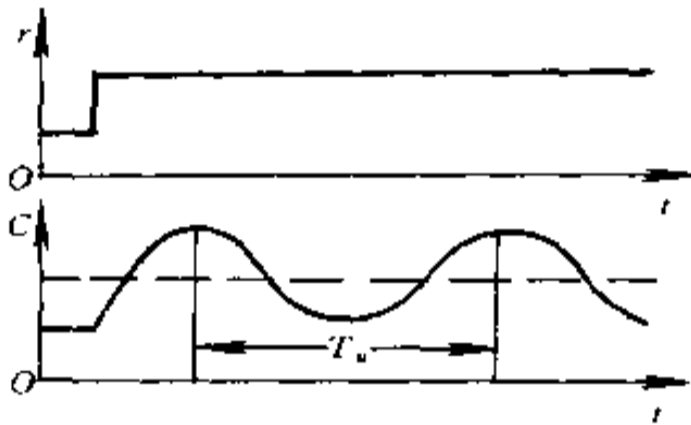


图 7-10 稳定边界法示意图

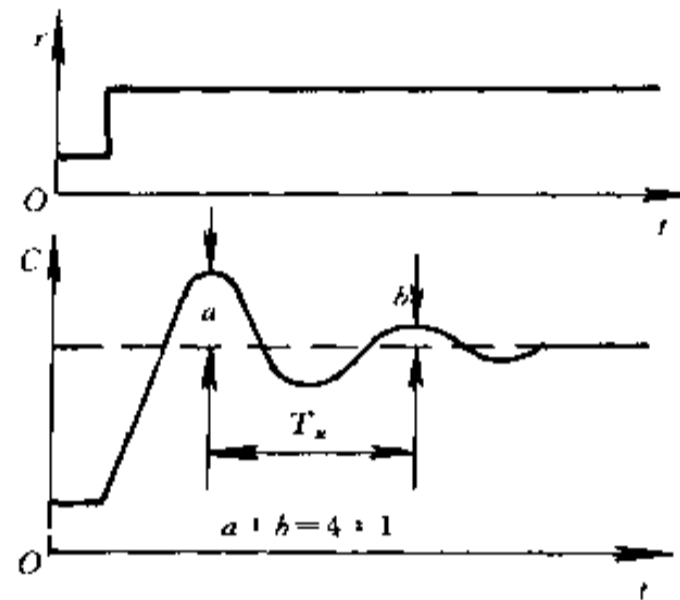


图 7-11 衰减曲线法示意图

表 7-2 稳定边界法整定 PID 参数

控制规律	δ	T_i	T_d
P	$2\delta_u$	—	—
PI	$2.2\delta_u$	$0.85T_u$	—
PID	$1.6\delta_u$	$0.50T_u$	$0.13T_u$

表 7-3 衰减曲线法整定 PID 参数

控制规律	δ	T_i	T_d
P	δ_u	—	—
PI	$1.2\delta_u$	$0.5T_u$	—
PID	$0.8\delta_u$	$0.3T_u$	$0.1T_u$

(3) 动态特性法

上述两种方法直接在闭环系统中进行参数整定。而动态特性法却是在系统处于开环情况下, 获取被控对象的阶跃响应曲线, 如图 7-12 所示。由该曲线求得对象的纯迟延时间 τ 、时间常数 T_c 和放大系数 K 。然后再按表 7-4 经验公式计算 δ 、 T_i 、 T_d 。

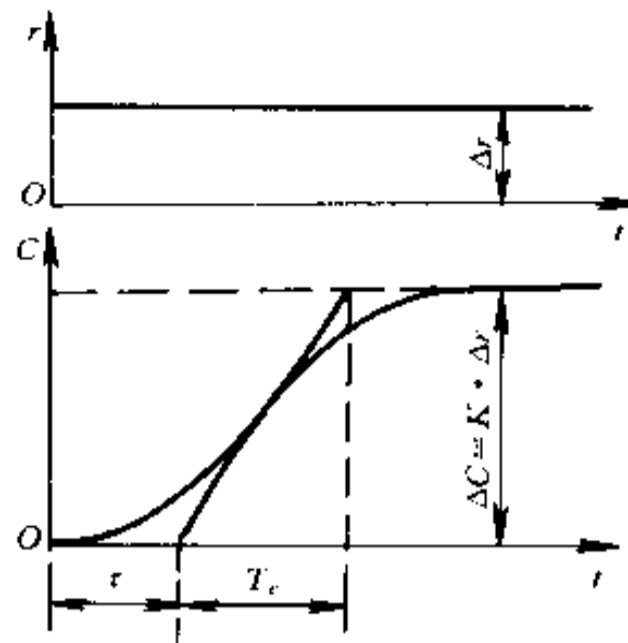


图 7-12 动态特性法示意图

表 7-4 动态特性法整定 PID 参数

控制规律	$\frac{\tau}{T_c} \leq 0.2$			$0.2 \leq \frac{\tau}{T_c} \leq 1.5$		
	δ	T_i	T_d	δ	T_i	T_d
P	$K \frac{\tau}{T_c}$	—	—	$2.6K \frac{\frac{\tau}{T_c} - 0.08}{\frac{\tau}{T_c} + 0.7}$	—	—
PI	$1.1K \frac{\tau}{T_c}$	3.3τ	—	$2.6K \frac{\frac{\tau}{T_c} - 0.08}{\frac{\tau}{T_c} + 0.6}$	$0.8T_c$	—
PID	$0.85K \frac{\tau}{T_c}$	2τ	0.5τ	$2.6K \frac{\frac{\tau}{T_c} - 0.15}{\frac{\tau}{T_c} + 0.88}$	$0.81T_c + 0.19\tau$	$0.25T_i$

针对计算机控制是采样控制的特点,表 7-4 中的 τ 要用等效纯延迟时间 τ_e 来代替,即

$$\tau_e = \tau + \frac{T}{2}$$

式中 T 为采样周期。这样估算出的 PID 控制参数更接近数字控制系统。

由于动态特性法是在开环状态下通过实验获取参数,所以应用较普遍。实践证明,按以上三种实验经验方法获取 PID 参数,能使控制系统的调节过程衰减度大致为 $\frac{1}{4}$ 左右,基本上能很好兼顾稳定性和快速性。

5. 采样周期的选取

根据采样定理,采样周期 $T \leq \pi/\omega_{\max}$ 。由于被控对象的物理过程及参数的变化比较复杂,使模拟信号的最高角频率 ω_{\max} 很难确定。且采样定理仅从理论上给出了采样周期的上限,实际采样周期的选择要受到多方面因素的制约。下面概略地谈谈。

从系统控制品质来看,希望采样周期 T 小些。这样接近于连续控制,不仅控制效果好,而且可采用模拟 PID 控制参数的整定方法。

从执行机构的特性来看,因过程控制中通常采用电动调节阀或气动调节阀,它们的响应速度较低,所以采样周期也不能过短。若 T 过小,则执行机构来不及响应,达不到控制

目的。

从控制系统抗干扰和快速响应出发,要求 T 小些。从计算工作量来看,希望 T 大些,这样可以控制更多的回路,保证每个回路有足够的时间来完成必须的运算。从计算机的成本考虑,也希望 T 大些,这样计算机的运算速度和采集数据的速度也可降低,从而降低硬件成本。

采样周期的选取还应考虑被控对象的时间常数 T_p 和纯迟延时间 τ ,当 $\tau = 0$ 或 $\tau < 0.5T_p$ 时,可选 T 介于 $0.1T_p$ 至 $0.2T_p$ 之间;当 $\tau \geq 0.5T_p$ 时,可选 $T \approx \tau$ 。

必须注意,采样周期的选取应与 PID 参数的整定综合考虑。选取采样周期时,一般应考虑下列因素:

- (1) 采样周期应远小于对象的扰动信号周期。
- (2) 采样周期应比对象的时间常数小得多,否则采样信号无法反映瞬变过程。
- (3) 考虑执行器的响应速度,如果执行器的响应速度比较慢,则过短的采样周期将失去意义。
- (4) 对象所要求的调节品质。在计算机运算速度允许的情况下,采样周期短,调节品质好。
- (5) 性能价格比。从控制性能来考虑,希望采样周期短,但计算机运算速度、A/D 和 D/A 的转换速度要相应地提高,导致硬件费用增加。
- (6) 计算机所承担的工作量。若控制回路数多,计算量大,则采样周期要加长。

由上述可知,采样周期受诸多因素影响,有些起主要作用,有些是相互矛盾的,必须视具体情况作出折衷的选择。具体选择时,可先参照表 7-5 所示的经验数据,通过现场试验,最后确定合适的采样周期。表 7-5 所列数据为采样周期的上限,随着计算机技术的进步及成本的下降,一般可选取较短的采样周期,使数字控制系统近似连续控制系统。

表 7-5 经验采样周期

被 控 量	采样周期(s)
流 量	1 ~ 2
压 力	3 ~ 5
液 位	6 ~ 8
温 度	10 ~ 15
成 分	15 ~ 20

§ 7.2 常见复杂控制

机 - 电计算机控制系统,除了单回路的 PID 控制以外,更多的是复杂规律的控制系統。下面简单介绍几种常用的复杂控制规律。为了方便,选用容易理解的实例进行叙述。

1. 串级控制

图 7-13 是原料气加热炉出口温度控制系统的原理图。其中,原料气出气口温度 C 是要求的被控量。

对实际系统分析可知,燃料油的压力 P 是波动的,致使燃料油的流量变化,从而影响 C 。为了稳定 p ,可采用图 7-14 所示压力控制方案。这样,能有效地控制压力 P 的波动。

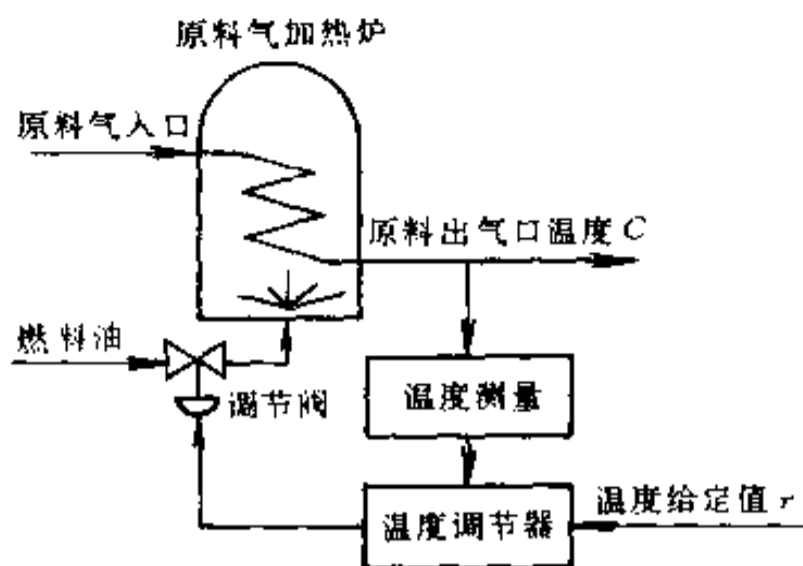


图 7-13 原料气加热炉出口温度控制系统

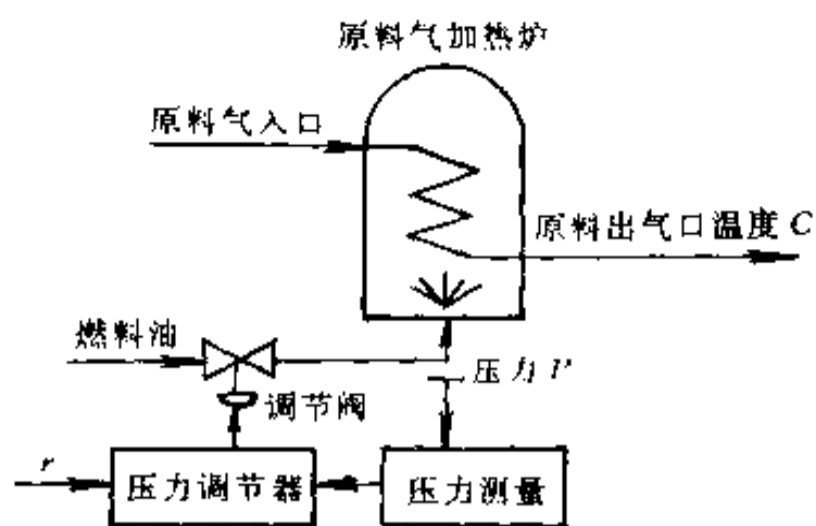


图 7-14 燃料油压力控制系统

但是,就整个系统而言,只靠图 7-13 或图 7-14 的单回路控制,都不能解决问题,综合两者,构成图 7-15 所示串级控制系统,便能使控制质量得到显著的提高。

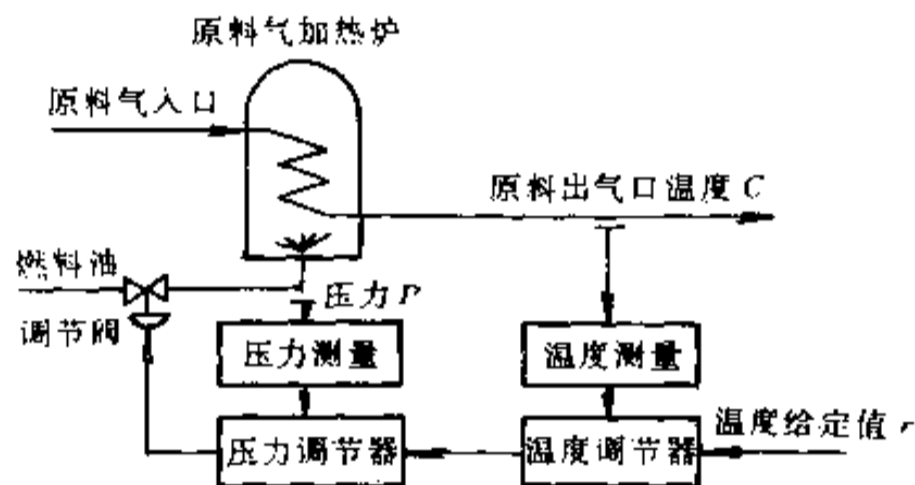


图 7-15 出口原料气温度串级控制系统

为了便于分析,画出原料气加热炉出气口温度串级控制的方框图,如图 7-16 所示。从图看出,温度调节器 $D_1(s)$ 和压力调节器 $D_2(s)$ 是串联工作的,称为串级控制。串级控制系统分为主控回路和副控回路,与之对应的温度调节器和压力调节器分别称为主控调节器和副控调节器;温度对象和压力对象分别称为主控对象和副控对象。

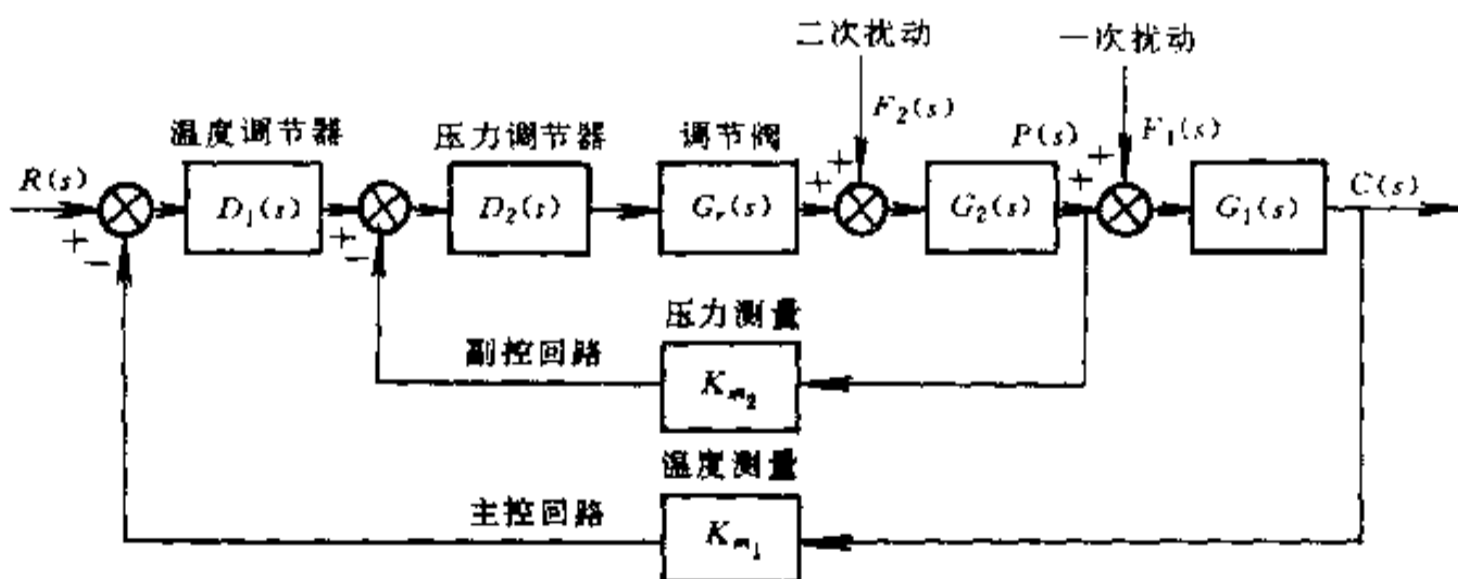


图 7-16 串级控制系统的方框图

串级控制使用很广泛。概括说,串级控制可用于抑制系统的扰动;克服对象的纯滞后;减小对象的非线性影响。例如图 7-15 所示系统,设计时,将主要扰动包含在副控回路中,利用副控回路动作速度快、抑制扰动能力强的特点。由于副控回路能在干扰出现时,迅速

地采取控制措施,从而使系统的过渡过程比较短,超调量也比较小。当系统对象的纯滞后比较大时,若用单回路控制,则过渡过程时间长,超调量大,控制质量差。这时,可以选用纯滞后较小的副控对象组成串级控制。通常,控制对象都具有一定的非线性。按单回路控制,若没有改变 PID 参数的相应措施,则系统的性能很难满足要求。我们采用串级控制,把非线性对象包含在副控回路中。由于副控回路是随动系统,能够适应操作条件和负荷条件的变化,自动改变给定值,使系统具有良好的控制性能。

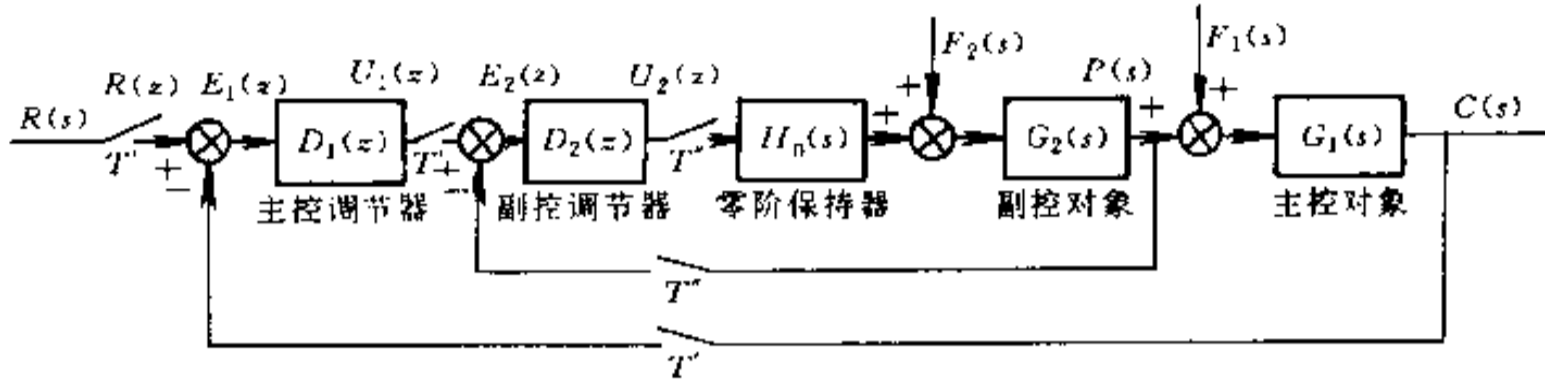


图 7-17 计算机串级控制系统

简化的计算机串级控制系统如图 7-17 所示。图中: $D_1(z)$, $D_2(z)$ 为数字控制器,用得最多的通常是 PID 控制。 $H_0(s)$ 是零阶保持器, T' 和 T'' 分别为主控回路和副控回路的采样周期。

当串级控制系统中主控对象和副控对象的特性相近时,可取 $T' = T'' = T$,称为同步采样控制。当主控对象和副控对象的特性相差悬殊时,一般取 $T' = lT''$ 或 $T'' = lT'$ (l 为整数),此时称为异步采样控制。

以同步采样控制为例, $D_1(z)$ 和 $D_2(z)$ 都为 PID 算法的计算式,表达如下:

(1) 计算主控回路的偏差 $e_1(kT)$

$$e_1(kT) = r(kT) - C(kT)$$

(2) 计算主控调节器的增量输出 $\Delta u_1(kT)$

$$\Delta u_1(kT) = K'_p[\Delta e_1(kT)] + K'_i[e_1(kT)] + K'_d[\Delta e_1(kT) - \Delta e_1(kT - T)]$$

式中

$$\Delta e_1(kT) = e_1(kT) - e_1(kT - T)$$

$$K'_i = K'_p T / T'_i$$

$$\Delta e_1(kT - T) = e_1(kT - T) - e_1(kT - 2T)$$

$$K'_d = K'_p T'_d / T$$

T'_i ——主控调节器的积分时间常数;

T'_d ——主控调节器的微分时间常数;

T ——采样周期;

K'_p ——主控调节器的比例系数。

(3) 计算主控调节器的位置输出 $u_1(kT)$

$$u_1(kT) = u_1(kT - T) + \Delta u_1(kT)$$

(4) 计算副控回路的偏差 $e_2(kT)$

$$e_2(kT) = u_1(kT) - p(kT)$$

(5) 计算副控调节器的增量输出 $\Delta u_2(kT)$

$$\Delta u_2(kT) = K''_p[\Delta e_2(kT)] + K''_i[e_2(kT)] + K''_d[\Delta e_2(kT) - \Delta e_2(kT - T)]$$

式中

$$\Delta e_2(kT) = e_2(kT) - e_2(kT - T)$$

$$K''_i = K''_p T / T''_i$$

$$\Delta e_2(kT - T) = e_2(kT - T) - e_2(kT - 2T)$$

$$K''_d = K''_p T''_d / T$$

T''_i ——副控调节器的积分时间常数；

T''_d ——副控调节器的微分时间常数；

K''_p ——副控调节器的比例系数。

(6) 计算副控调节器的位置输出 $u_2(kT)$

$$u_2(kT) = u_2(kT - T) + \Delta u_2(kT)$$

按照上述计算步骤,可以画出串级控制系统的算法流程图如图 7-18 所示。

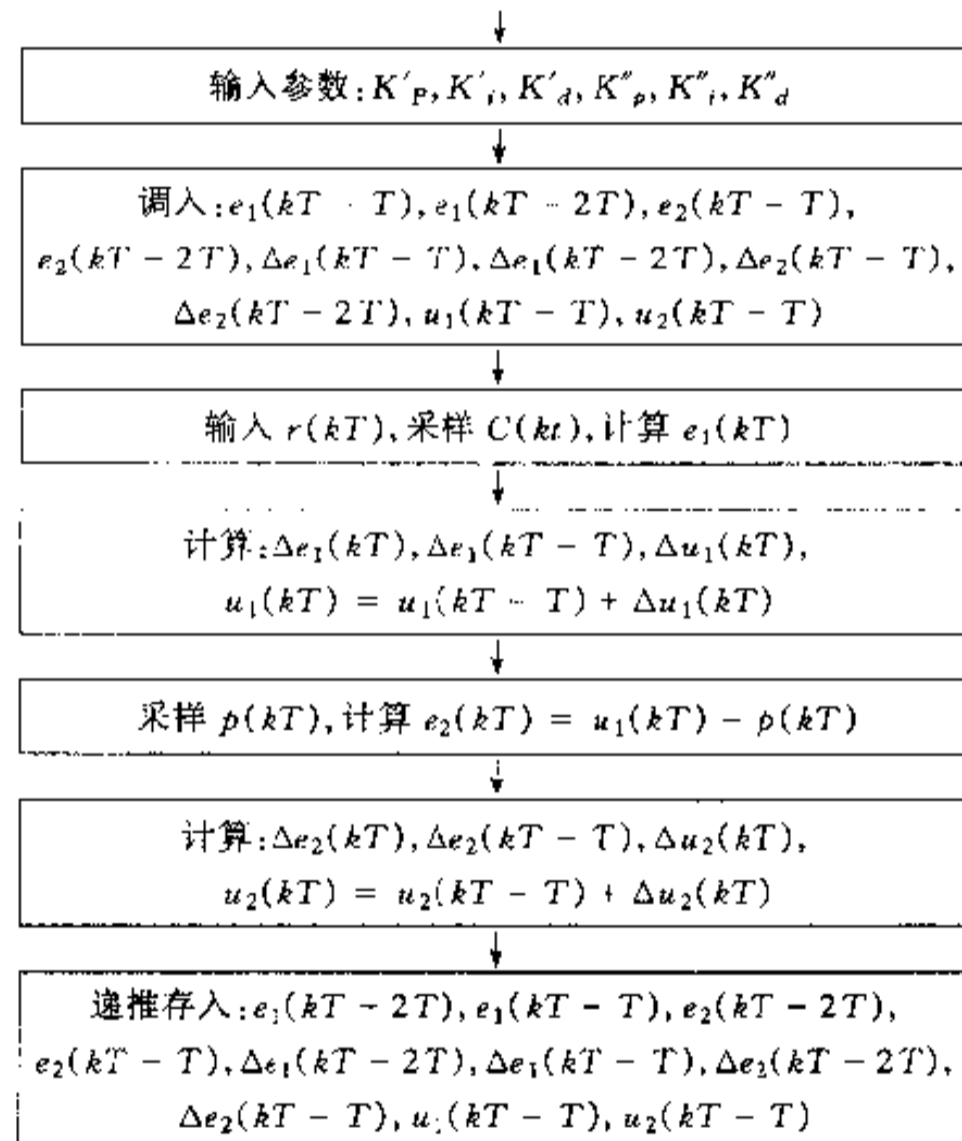


图 7-18 串级控制系统的算法流程图

2. 前馈控制

存在扰动的系统,可以直接按照扰动进行控制,称前馈控制。在理论上,它可以完全消除扰动引起的偏差。

仍以图 7-13 系统为例。若入口原料气流量有扰动时,由于系统的纯滞后,采用串级控制,对稳定出口原料气的温度,效果不大。为了提高控制质量,可加入前馈控制。如图 7-19 所示。系统对入口原料气流量 n 进行测量,由前馈调节器按一定调节规律,控制调节阀,使燃料油的流量改变,从而保证了出口原料气温度的平稳。

对于有前馈控制的系统,一旦出现扰动,因系统本身的惯性和纯滞后,当扰动作用还

来不及使被控量发生变化时,前馈控制就及时进行了控制。若控制作用恰到好处,可以使被控量不会因扰动作用而产生偏差。

为了分析方便,将前馈控制系统的扰动通道分解,如图 7-20 所示。图中一条是扰动通道,扰动作用 $N(s)$ 通过对象的扰动通道 $G_n(s)$,引起出口原料气温度变化 $C_1(s)$;另一条是控制通道, $N(s)$ 通过前馈调节器 $D_f(s)$ 和对象 $G(s)$,使出口原料气温度变化为 $C_2(s)$ 。

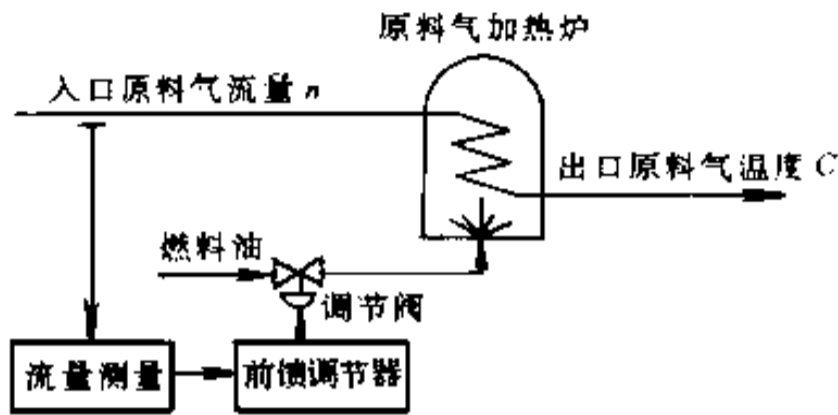


图 7-19 前馈控制系统

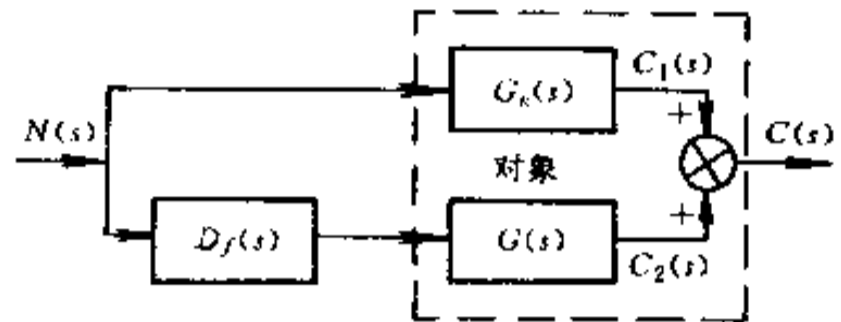


图 7-20 前馈控制的通道结构

显然,在扰动 $N(s)$ 的作用下,只要设计好 $D_f(s)$,使 $C_1(s) = -C_2(s)$,则前馈控制就完全消除了扰动 $N(s)$ 引起的温度偏差。由图 7-20 可得

$$C_1(s) = G_n(s)N(s)$$

$$C_2(s) = D_f(s)G(s)N(s)$$

并令

$$C_1(s) + C_2(s) = 0$$

从而可导出

$$D_f(s) = -\frac{G_n(s)}{G(s)}$$

满足上式的前馈控制系统,称为被控量 $C(t)$ 对扰动量 $n(t)$ 绝不灵敏的系统。

注意,前馈调节器只对前馈的量 $n(t)$ 有补偿作用,而对未被引入前馈调节器的其他扰动量(如入口原料气温度,原料气的比热,燃料油的发热量等)没有任何校正作用。实际应用中,不可能对全部扰动量设置前馈调节器,而只是在对主要扰动设置前馈调节器的基础上,与其他控制如反馈控制,串级控制等结合在一起,起到取长补短的作用。图 7-21

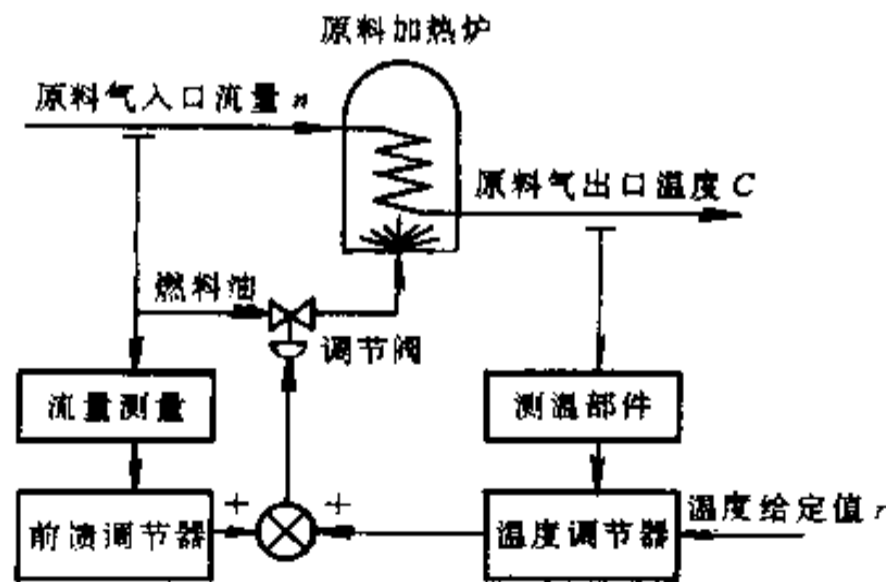


图 7-21 原料气加热炉前馈—反馈控制

是原料气加热炉前馈—反馈控制系统的原理图。从图可见,在对主要扰动 $n(t)$ 进行前馈控制的基础上,负反馈控制使得其他干扰的影响减小到 $\frac{1}{1+D(s)G(s)}$ 。也就是说,前馈—反馈控制同时兼顾了前馈控制具有控制及时和负反馈控制具有控制精确的特点。

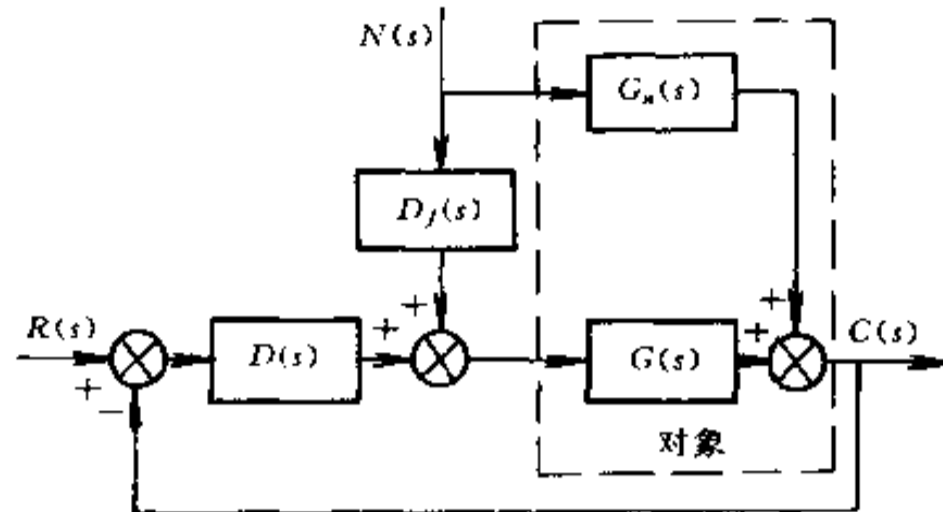


图 7-22 典型的前馈—反馈控制系统

典型的前馈—反馈控制系统的方框图如图 7-22 所示。由图可见,对 $N(s)$ 完全补偿时,前馈调节器为

$$D_f(s) = -\frac{G_n(s)}{G(s)}$$

图 7-23 是前馈—反馈控制系统的另一种结构形式。这时的前馈调节器为

$$D_f(s) = -\frac{G_n(s)}{D(s)G(s)}$$

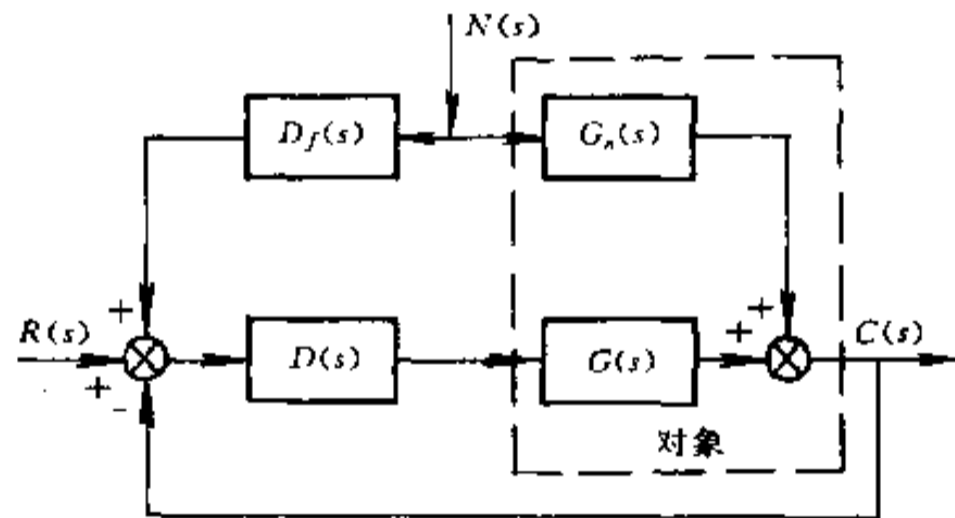


图 7-23 前馈—反馈控制系统的另一种结构

当系统的主要扰动多于一个时,采用前馈—串级控制可以获得更好效果。典型的前馈—串级控制系统,如图 7-24 所示。

由于前馈—串级控制系统能够及时克服进入前馈回路和串级副控回路的扰动对被控量的影响,使前馈—串级控制可以获得很高的控制精度。图 7-25 是对原料气加热炉施行不同控制类型时,出口原料气温度 $C(t)$ 的波动情况。

典型的计算机前馈—反馈控制系统方框图如图 7-26 所示。图中: $D(z)$ 为数字 PID 调节器, $D_f(z)$ 为数字前馈调节器; $H_0(s)$ 为零阶保持器。

由图 7-20 知,典型前馈调节器为

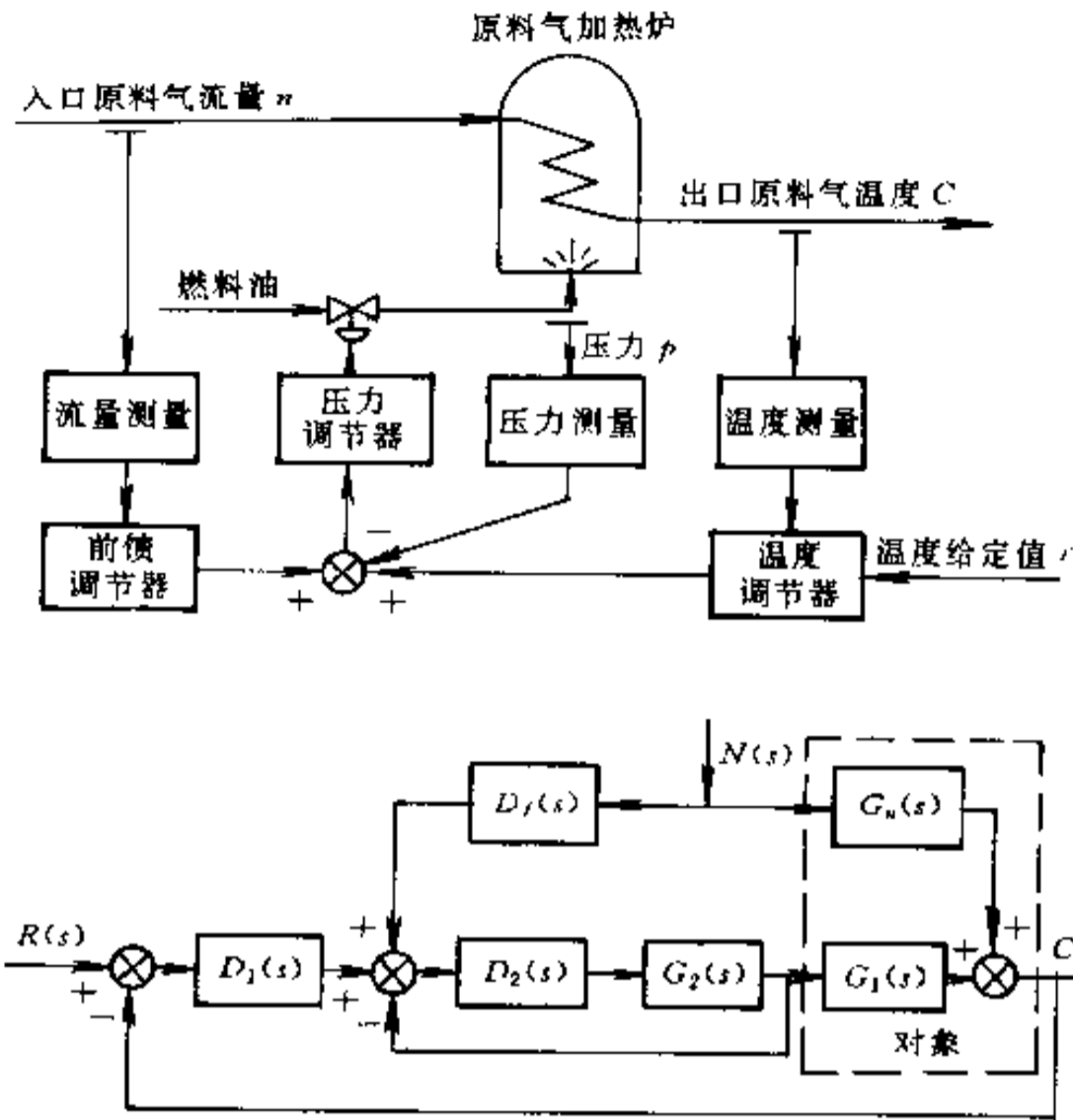


图 7-24 典型的前馈—串级控制系统

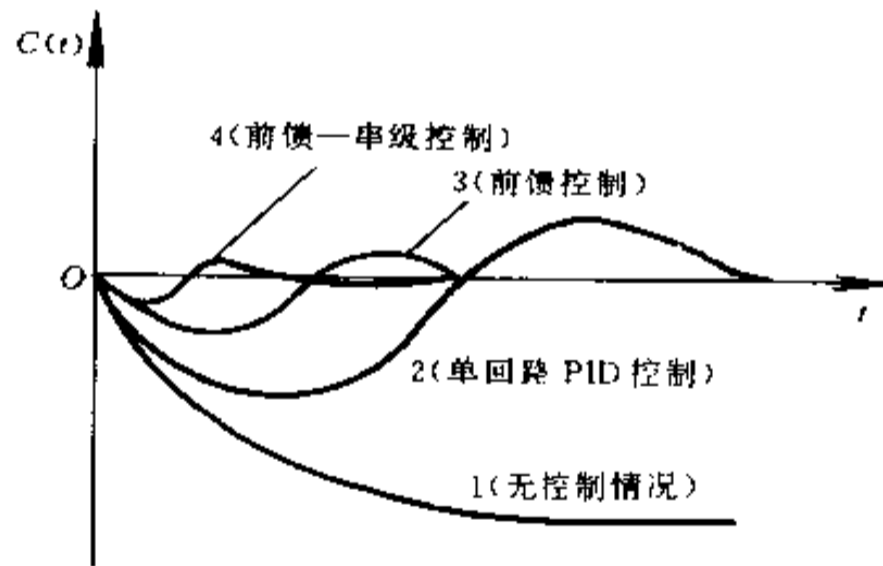


图 7-25 不同控制类型对控制性能的影响

$$D_f(s) = - \frac{G_n(s)}{G(s)}$$

若

$$G_n(s) = \frac{K_1}{1 + T_1 s} e^{-\tau_1 s}, G(s) = \frac{K_2}{1 + T_2 s} e^{-\tau_2 s}$$

令 $\tau = \tau_1 - \tau_2$, 则

$$D_f(s) = \frac{U(s)}{N(s)} = \frac{G_n(s)}{G(s)} = K_f \frac{s + \frac{1}{T_2}}{s + \frac{1}{T_1}} e^{-\tau s}$$

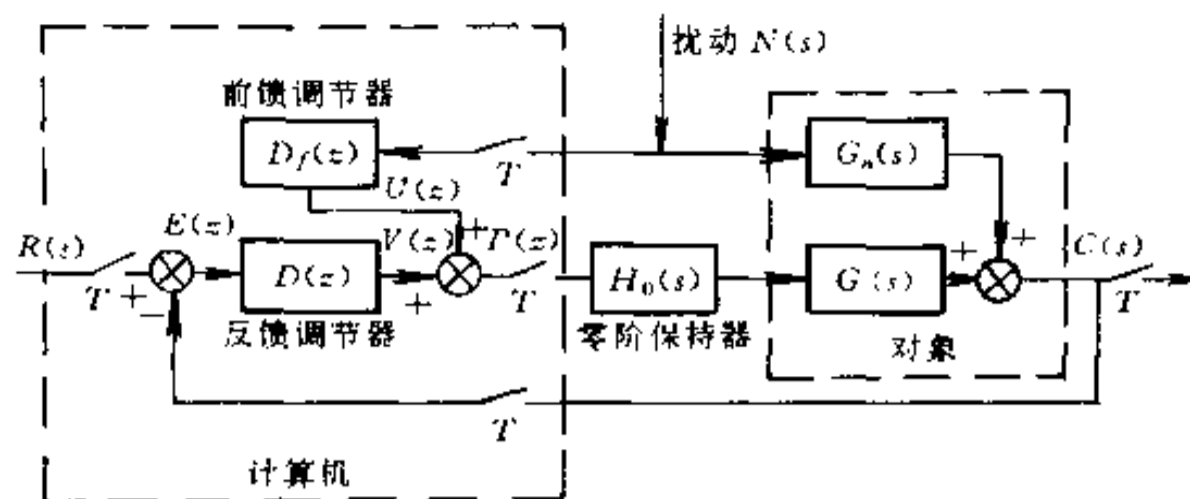


图 7-26 计算机前馈—反馈控制系统

式中

$$K_f = -\frac{K_1 T_2}{K_2 T_1}$$

对上式取拉氏反变换, 可得前馈调节器的微分方程

$$\frac{du(t)}{dt} + \frac{1}{T_1}u(t) = K_f \left[\frac{dn(t-\tau)}{dt} + \frac{1}{T_2}n(t-\tau) \right]$$

若采样周期 $T = \frac{1}{f_s}$ 足够短, 将上式离散化, 便可得差分方程。

设纯滞后时间 τ 是采样周期 T 的整数倍, 即 $\tau = lT$, 又 $dt \approx T$, 并令

$$u(t) \approx u(kT)$$

$$n(t-\tau) \approx n(kT-lT)$$

$$\frac{du(t)}{dt} \approx \frac{u(kT) - u(kT-T)}{T}$$

$$\frac{dn(t-\tau)}{dt} \approx \frac{n(kT-lT) - n(kT-lT-T)}{T}$$

代入上面微分方程, 便得差分方程

$$u(kT) \approx a_1 u(kT-T) + b_1 n(kT-lT) + b_2 n(kT-lT-T)$$

式中 $a_1 = \frac{T_1}{T+T_1}$, $b_1 = K_f \frac{T_1(T+T_2)}{T_2(T+T_1)}$; $b_2 = -K_f \frac{T_1}{T+T_1}$ 。于是, 按图 7-26 可以推导出计算机前馈—反馈控制的算法步骤:

(1) 计算反馈控制的偏差 $e(kT)$

$$e(kT) = r(kT) - C(kT)$$

(2) 计算 PID 调节器的输出 $V(kT)$

$$\Delta V(kT) = K_p \Delta e(kT) + K_i e(kT) + K_d [\Delta e(kT) - \Delta e(kT-T)]$$

$$V(kT) = V(kT-T) + \Delta V(kT)$$

(3) 计算前馈调节器 $D_f(s)$ 的输出 $u(kT)$

$$\Delta u(kT) = a_1 \Delta u(kT-T) + b_1 \Delta n(kT-lT)$$

$$+ b_2 \Delta n(kT-lT-T)$$

$$u(kT) = u(kT-T) + \Delta u(kT)$$

(4) 计算总调节输出 $p(kT)$

$$p(kT) = u(kT) + V(kT)$$

图 7-27 为前馈—反馈控制算法流程图。

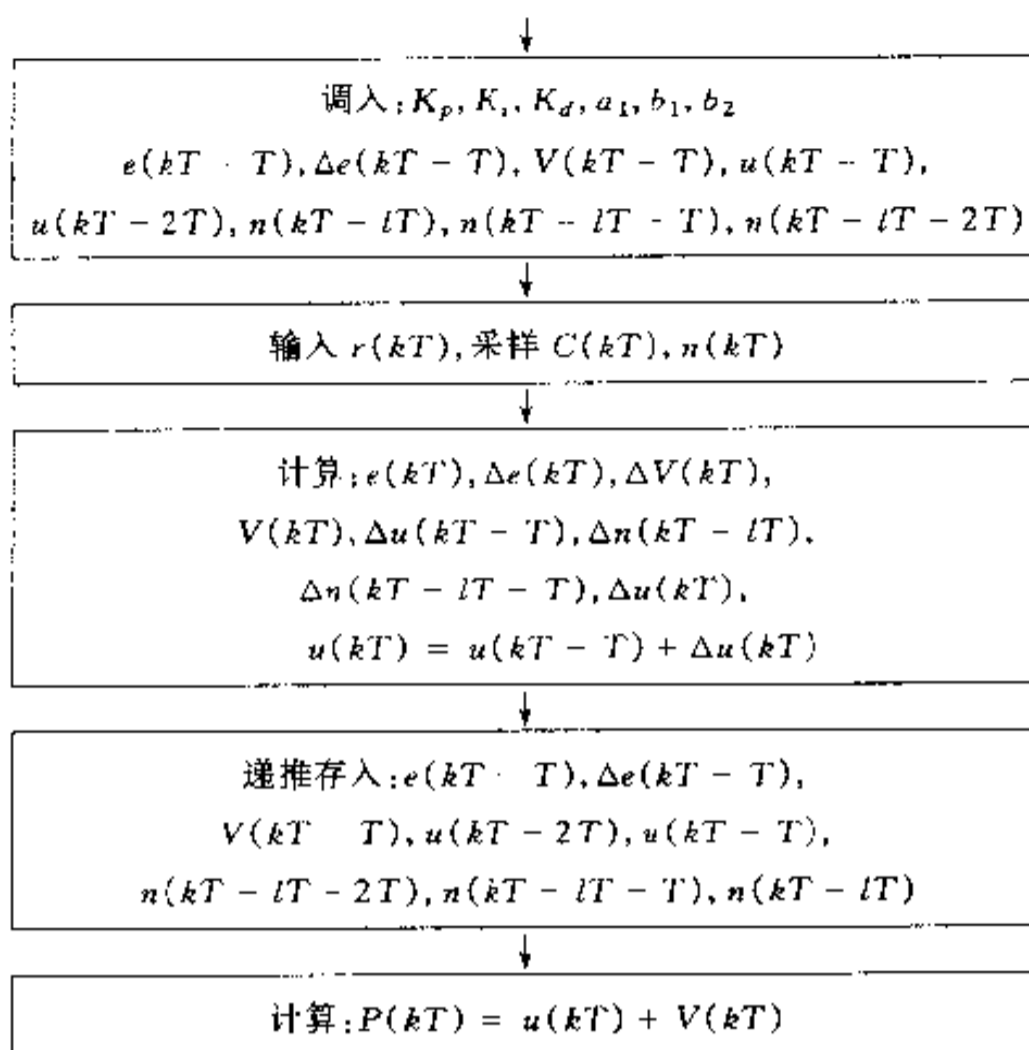


图 7-27 前馈—反馈控制算法流程图

3. 纯滞后补偿控制

目前在国内外,采用纯滞后补偿控制解决较大纯滞后对象的控制问题,使用很广泛。

图 7-28 所示系统,对象 $G(s) = G'(s) \cdot e^{-\tau s}$ 中 $e^{-\tau s}$ 为纯滞后环节, $G'(s)$ 不包含纯滞后特性。系统闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{D(s)G'(s)e^{-\tau s}}{1 + D(s)G'(s)e^{-\tau s}}$$

从系统特征方程 $1 + D(s)G'(s)e^{-\tau s} = 0$ 可以看出,由于 $e^{-\tau s}$ 存在,使系统的稳定性下降。当 τ 过大时,系统将不稳定。这时,采用常规的 PID 调节器 $D(s)$ 很难达到满意控制效果。

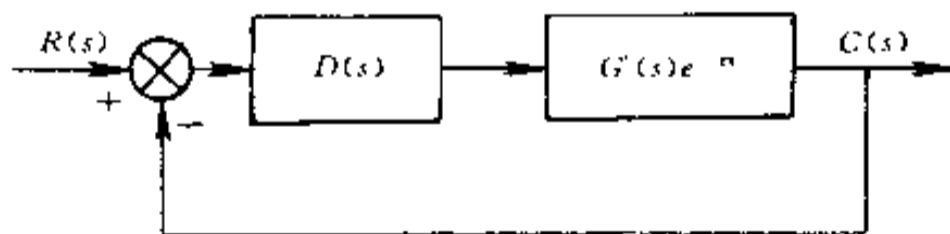


图 7-28 纯滞后对象的控制系统

采用纯滞后补偿控制的常用方法是加入补偿器 $D_{\tau}(s)$,使得等效对象的传递函数不包含纯滞后特性,如图 7-29 所示。图中令

$$\frac{C'(s)}{U(s)} = G'(s)e^{-\tau s} + D_{\tau}(s) = G'(s)$$

所以

$$D_{\tau}(s) = G'(s) \cdot (1 - e^{-\tau s})$$

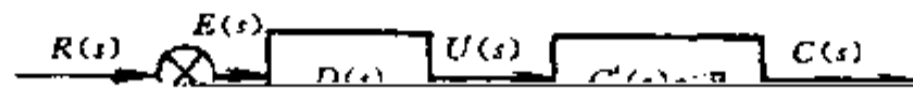
实际应用中,采用如图 7-30 的结构形式。图中虚线部分称为带纯滞后补偿控制的调节器 $D_g(s)$ 。由图可得

$$D_g(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{D(s)}{1 + D(s)G'(s)(1 - e^{-\tau s})}$$

系统闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{D_g(s)G'(s)e^{-\tau s}}{1 + D_g(s)G'(s)e^{-\tau s}} = \frac{D(s)G'(s)e^{-\tau s}}{1 + D(s)G'(s)}$$

由系统特征方程 $1 + D(s)G'(s) = 0$ 可以看出,不再出现纯滞后环节 $e^{-\tau s}$,所以说,对象的纯滞后特性不影响系统的稳定性。



$$D_r(s) = HG'(s)(1 - e^{-\tau s}) = \frac{K(1 - e^{-\tau s})}{s(1 + T_1 s)}(1 - e^{-\tau s})$$

画出纯滞后补偿器 $D_r(s)$ 的结构图如图 7-32 所示。

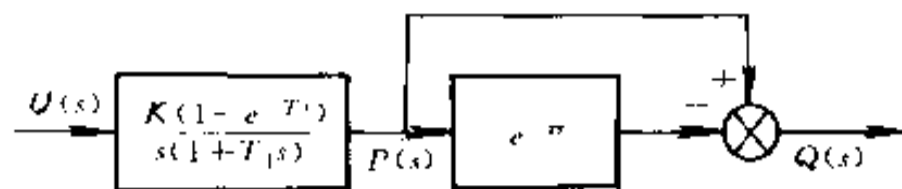


图 7-32 纯滞后补偿器

为了导出 $D_r(s)$ 的差分方程, 先对 $D_r(s)$ 取 Z 变换

$$D_r(z) = Z[D_r(s)] = (1 - z^{-l}) \left[\frac{b_1 z^{-1}}{1 - a_1 z^{-1}} \right] = \frac{Q(z)}{U(z)} = \frac{Q(z)}{P(z)} \cdot \frac{P(z)}{U(z)}$$

为了简便, 令

$$\frac{Q(z)}{P(z)} = 1 - z^{-l}, \quad \frac{P(z)}{U(z)} = \frac{b_1 z^{-1}}{1 - a_1 z^{-1}}$$

所以, 得纯滞后补偿器的差分方程:

$$p(kT) = a_1 p(kT - T) + b_1 u(kT - T)$$

$$q(kT) = p(kT) - p(kT - lT)$$

式中 $a_1 = e^{-T/T_1}$; $b_1 = k(1 - e^{-T/T_1})$; $l \approx \tau/T$, 取整数; T 为采样周期。

例7-1 某减温器纯滞后补偿控制系统如图 7-33 所示。

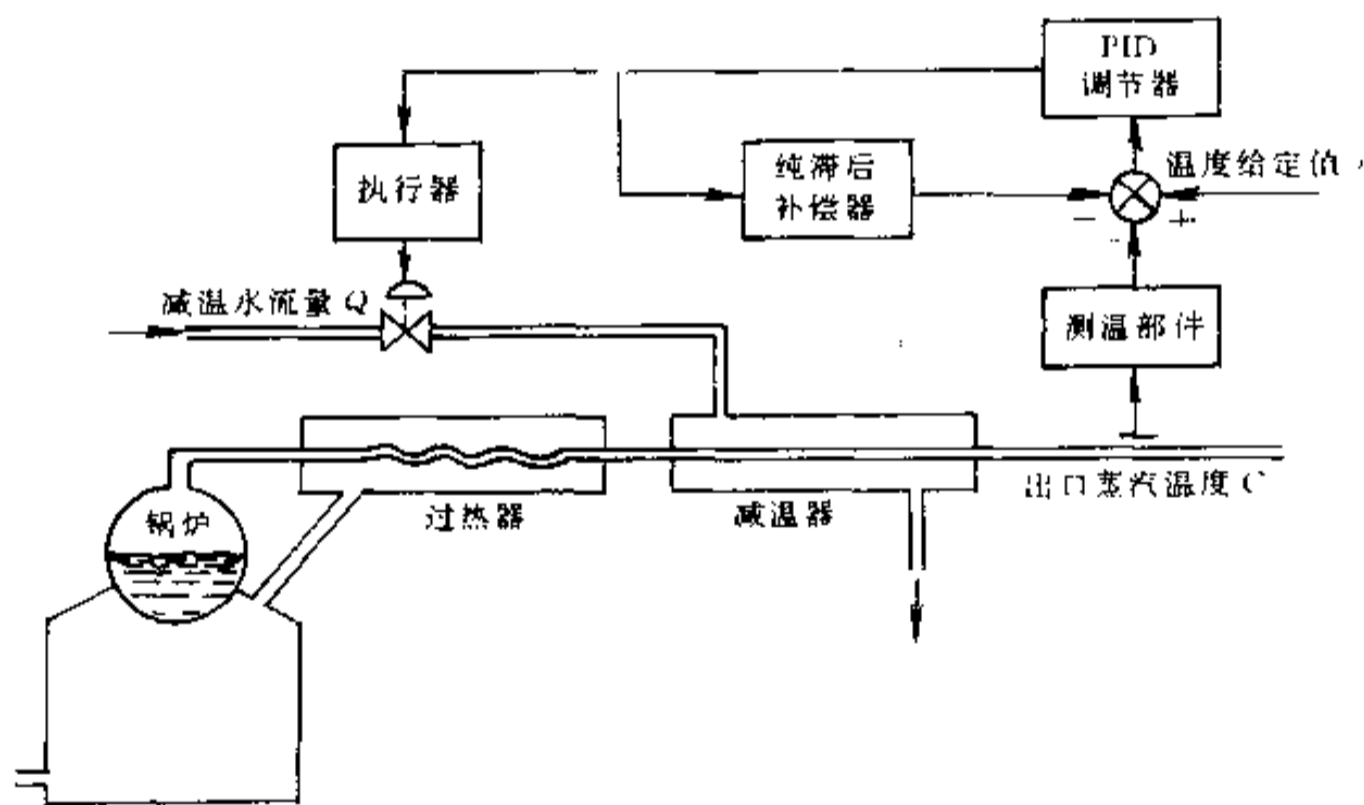


图 7-33 减温器纯滞后补偿控制系统

发电厂锅炉出来的水蒸汽, 经过热器, 变为过热蒸汽。为了维持汽轮机的稳定运行, 需要保证进入汽轮机的蒸汽温度 C 恒定, 一般是调节减温水的流量 Q 。由于对象纯滞后时间 τ 比较长, PID 调节的效果差, 难以满足要求。而采用纯滞后的补偿器, 使控制性能明显改善。

减温器纯滞后补偿控制系统的方框图如图 7-34 所示。

令 $D(s)$ 为 PID 控制, 由计算机实现的纯滞后补偿 PID 控制系统如图 7-35 所示。

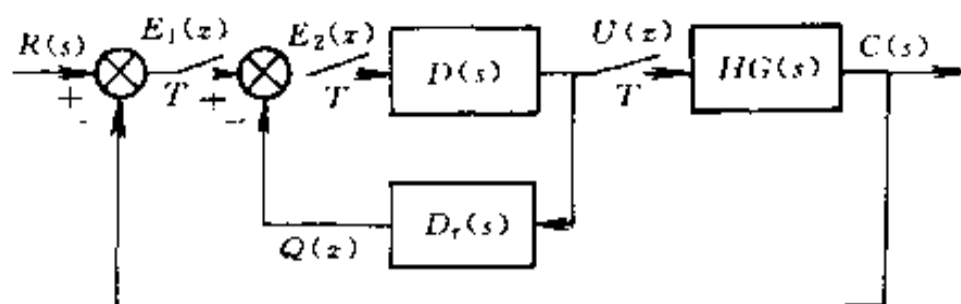


图 7-34 图 7-33 的方框图

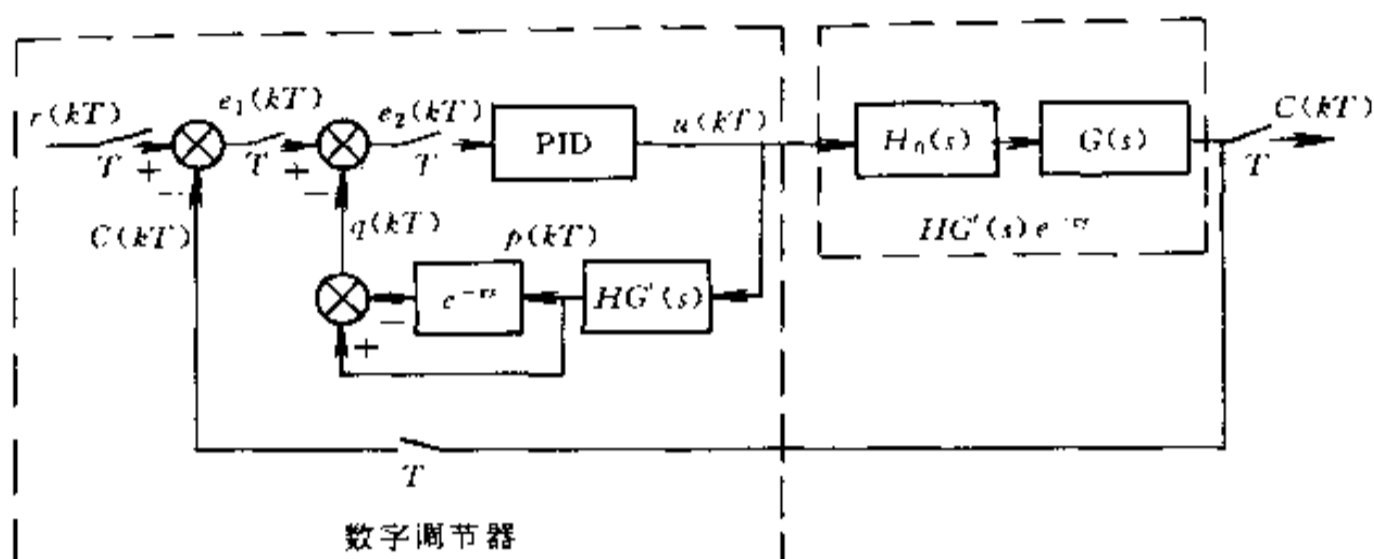


图 7-35 减温器纯滞后补偿计算机控制系统

算法步骤如下:

- (1) 计算补偿器的偏差

$$e_1(kT) = r(kT) - C(kT)$$

- (2) 计算补偿器的输出

$$p(kT) = a_1 p(kT - T) + b_1 u(kT - T)$$

$$q(kT) = p(kT) - p(kT - lT)$$

式中 $l \approx \tau/T$ 为正整数。

- (3) 计算 PID 调节器的输入

$$e_2(kT) = e_1(kT) - q(kT)$$

$$\Delta e_2(kT) = e_2(kT) - e_2(kT - T)$$

- (4) 计算 PID 调节器输出

$$\Delta u(kT) = K_p \Delta e_2(kT) + K_i e_2(kT) + K_d [\Delta e_2(kT) - \Delta e_2(kT - T)]$$

$$u(kT) = \Delta u(kT) + u(kT - T)$$

纯滞后补偿 PID 控制的算法流程图如图 7-36 所示。

4. 多变量解耦控制

一个复杂的生产过程,往往有多个控制回路。当各控制回路之间发生相互耦合或相互影响时,便构成了多输入—多输出耦合系统。

图 7-37 是发电厂的锅炉液位和蒸汽压力之间存在耦合关系的示意图。

发电厂的锅炉中,有两个系统。液位系统的液位是被控量,给水量是控制变量;蒸汽压力系统的蒸汽压力是被控量,燃料是控制变量。这两个系统之间存在着耦合关系。实际中,这类耦合系统是很的。

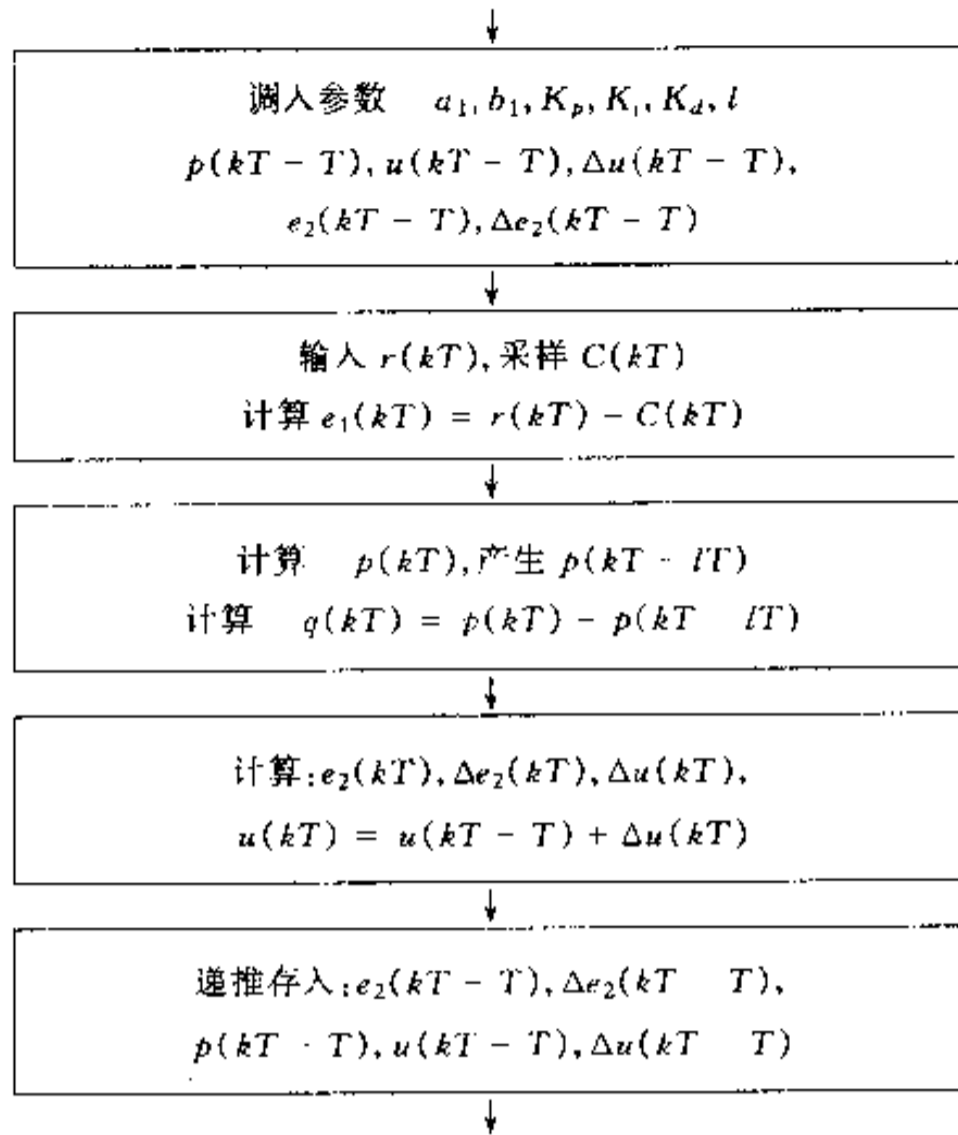


图 7-36 纯滞后补偿控制算法流程图



图 7-37 发电厂锅炉系统示意图

对两个系统进行控制,其耦合关系如图 7-38 所示。图中: $R_1(s)$, $R_2(s)$ 分别为两个系统的给定值; $C_1(s)$, $C_2(s)$ 分别为两个系统的被控量; $D_1(s)$, $D_2(s)$ 分别为两个系统控制器的传递函数; $G(s)$ 是对象的传递函数。

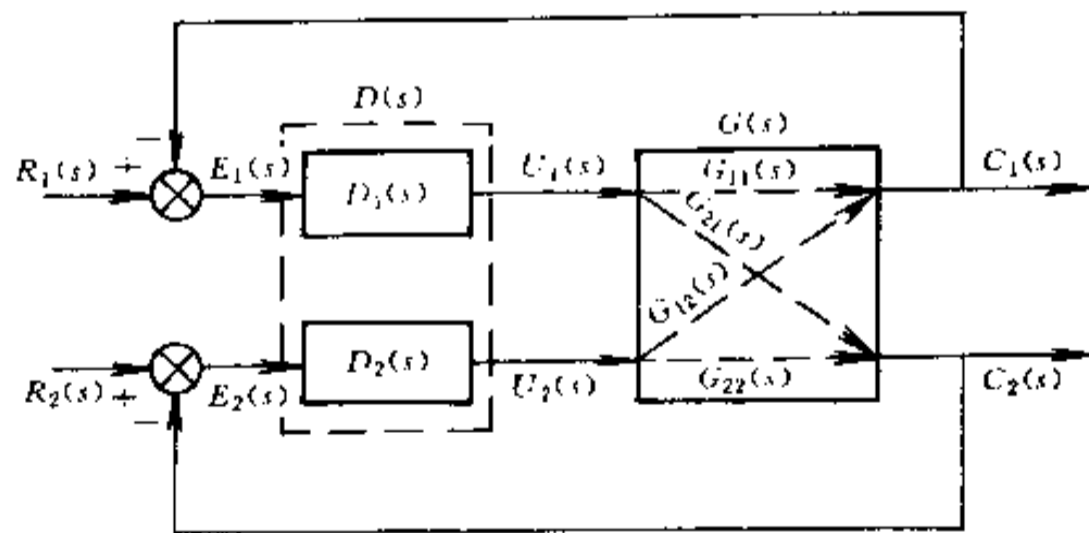


图 7-38 控制系统的耦合关系

由图 7-38 可见,两个系统的耦合关系,实际上是通过 $G_{21}(s)$, $G_{12}(s)$ 相互影响的。为了解除两个系统之间的耦合,需要设计一个解耦装置 $F(s)$,如图 7-39 所示。

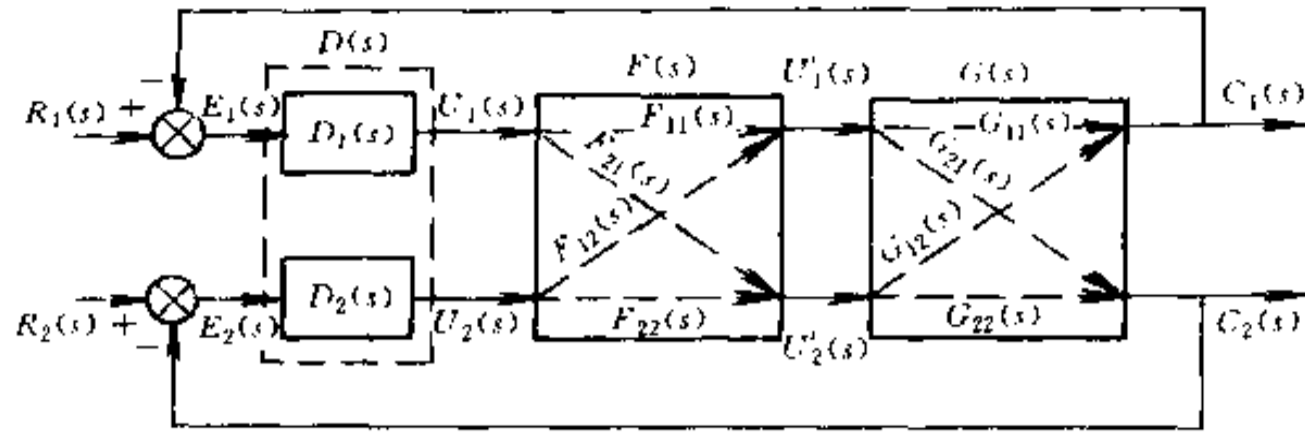


图 7-39 解耦控制原理

$F(s)$ 由 $F_{11}(s), F_{21}(s), F_{12}(s), F_{22}(s)$ 构成。其中 $F_{21}(s)$ 的作用是要消除 $u_1(s)$ 对 $C_2(s)$ 的影响; $F_{12}(s)$ 的作用是要消除 $U_2(s)$ 对 $C_1(s)$ 的影响。这样就达到了解耦的目的。

经过解耦以后的系统便分成两个完全独立的自治系统,如图 7-40 所示。为了表达简便,多变量解耦控制可表示如图 7-41。

图中: $R(s)$ 是输入向量; $C(s)$ 是输出向量; $E(s) = R(s) - C(s)$ 为偏差向量; $D(s)$ 为控制矩阵; $G(s)$ 为对象的传递矩阵; $F(s)$ 为解耦矩阵。

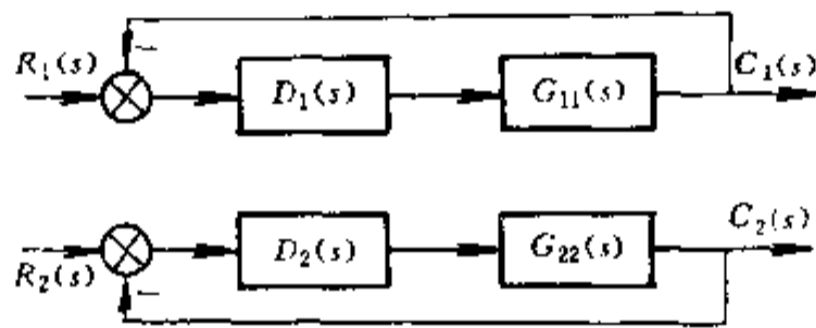


图 7-40 解耦后的自治系统

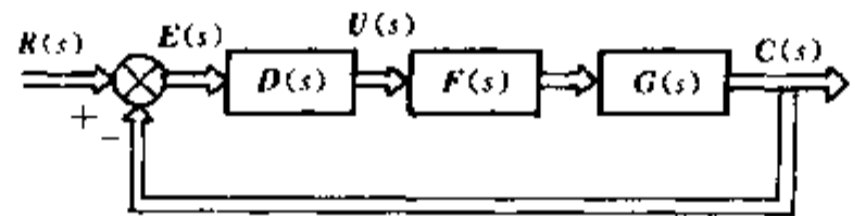


图 7-41 多变量解耦控制系统

由图 7-41 可以推导出系统的开环传递矩阵:

$$G_H(s) = G(s)F(s)D(s)$$

系统的闭环传递矩阵为

$$\Phi(s) = [I + G_H(s)]^{-1} G_H(s)$$

或

$$G_H(s) = \Phi(s)[I - \Phi(s)]^{-1}$$

式中 I 为单位矩阵。

因为实现解耦控制,要求多输入—多输出系统的各个控制回路相互独立,则系统的闭环传递矩阵必须是对角线矩阵。即

$$\Phi(s) = \begin{bmatrix} \Phi_{11}(s) & 0 & 0 \cdots & 0 \\ 0 & \Phi_{22}(s) & 0 \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 \cdots & \Phi_{nn}(s) \end{bmatrix}$$

$\Phi(s)$ 是对角线矩阵,则 $[I - \Phi(s)]^{-1}$ 必为对角线矩阵。因此 $G_H(s)$ 也必须是对角线矩阵。又 $G_H(s) = G(s)F(s)D(s)$, 通常由于各处控制回路的控制器是相互独立的,

$D(s)$ 必为对角线矩阵。所以, 只要 $G(s)F(s)$ 为对角线矩阵, 便可满足各个控制回路相互独立的要求。

最后, 多变量解耦控制的设计要求归结为: 根据对象的传递矩阵 $G(s)$, 设计一个解耦装置 $F(s)$, 使得 $G(s)F(s)$ 为对角矩阵。

工程实际中, 使用较多的是对角线矩阵综合法, 下面简单介绍一下。

如图 7-39 所示系统, 经过解耦以后, 应满足

$$\begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) \\ F_{21}(s) & F_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 \\ 0 & G_{22}(s) \end{bmatrix}$$

因为

$$\begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \neq 0$$

所以得

$$F(s) = \begin{bmatrix} F_{11}(s) & F_{12}(s) \\ F_{21}(s) & F_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 \\ 0 & G_{22}(s) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{G_{11}(s)G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{21}(s)G_{12}(s)} & \frac{-G_{12}(s)G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{21}(s)G_{12}(s)} \\ \frac{-G_{11}(s)G_{21}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{21}(s)G_{12}(s)} & \frac{G_{11}(s)G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{21}(s)G_{12}(s)} \end{bmatrix}$$

最后有

$$\begin{bmatrix} C_1(s) \\ C_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 \\ 0 & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{bmatrix}$$

可以看出, 经过解耦控制以后的系统, 控制变量 $U_1(s)$ 对 $C_2(s)$ 没有影响; $U_2(s)$ 对 $C_1(s)$ 没有影响。即经过对角线矩阵解耦以后, 两个控制回路相互独立。

两个控制回路的计算机解耦控制系统方框图, 如图 7-42 所示。只要先求出解耦矩阵, 再根据广义对象的 Z 传递函数, 求出解耦矩阵对应的差分方程, 便可由计算机实现解耦控制了。

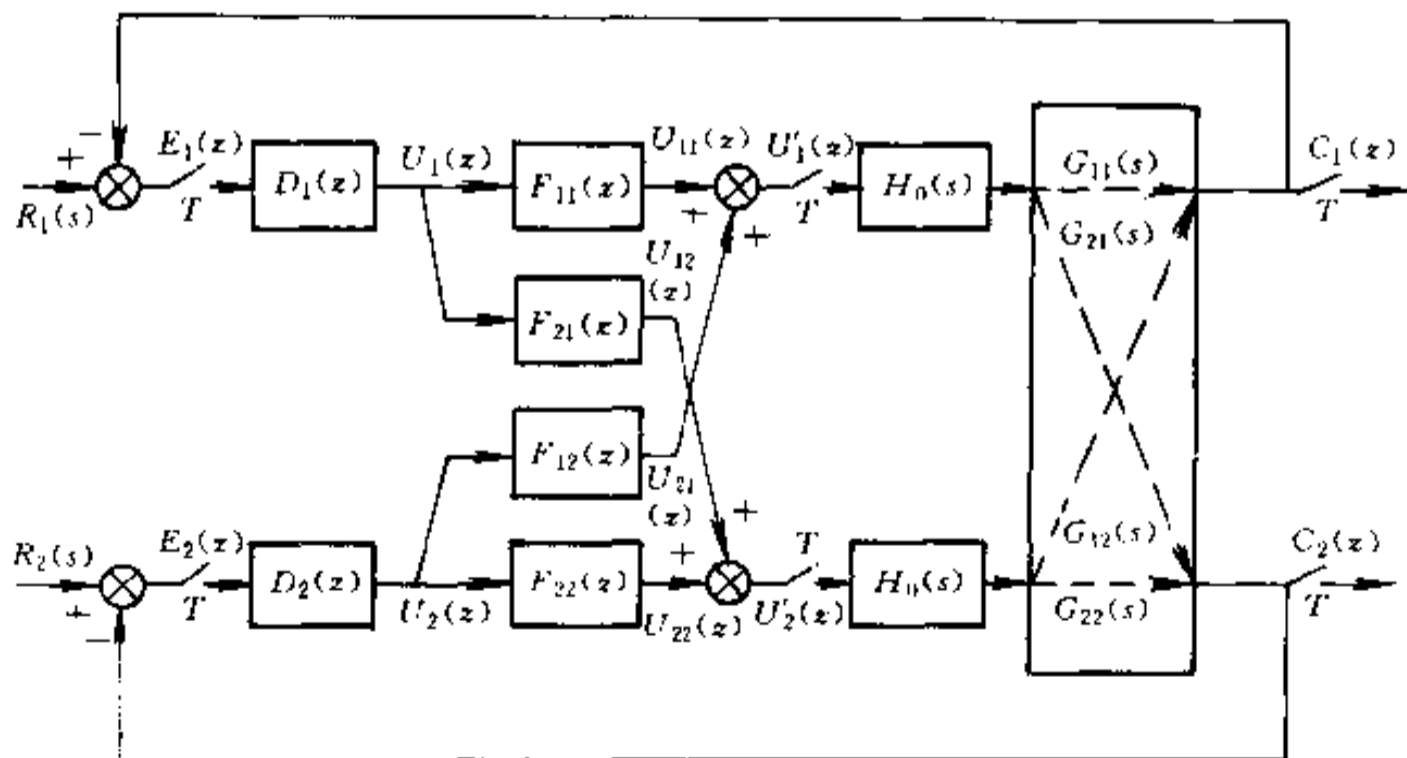


图 7-42 计算机解耦控制系统方框图

对角线矩阵解耦控制算法流程如图 7-43 所示。

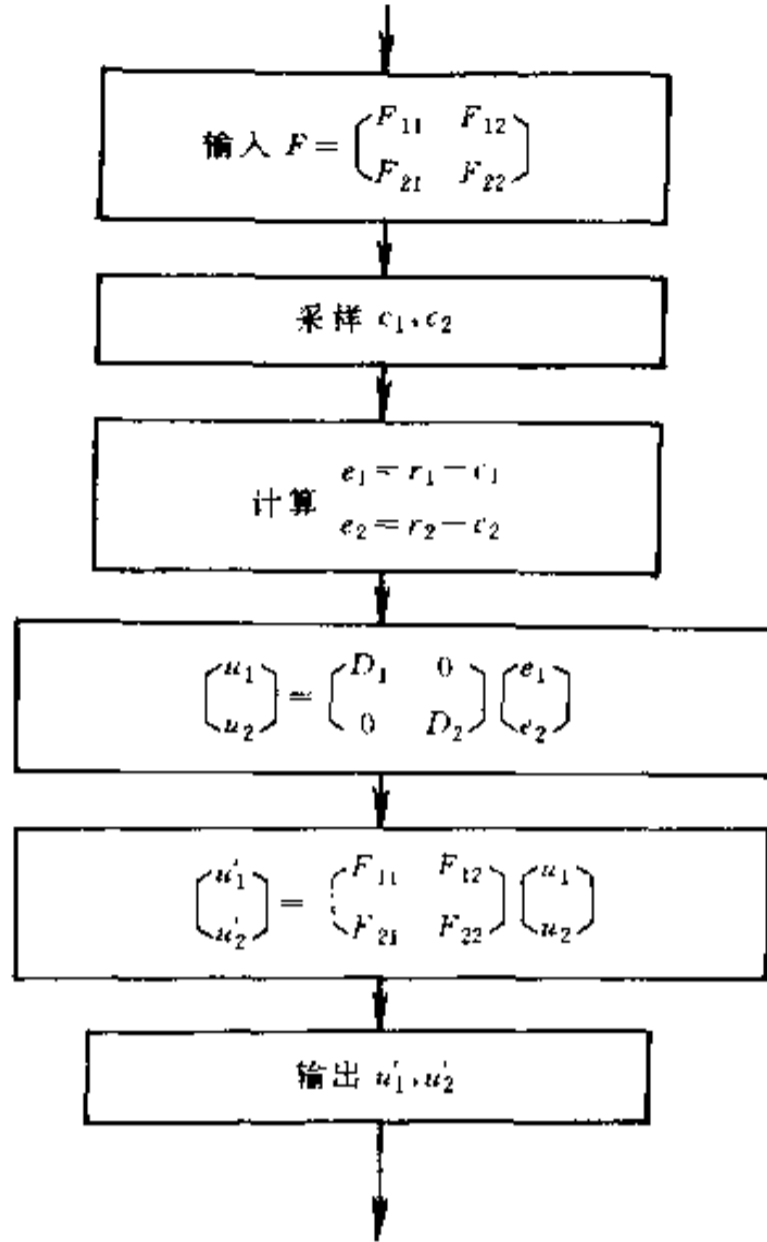


图 7-43 对角线矩阵解耦控制算法流程图

与对角线矩阵综合法类似的另一种方法,称为单位矩阵综合法,它是把 $G_{11}(s)$, $G_{22}(s)$, 用 1 代替而成。这时, $\begin{bmatrix} C_1(s) \\ C_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \end{bmatrix}$ 单位矩阵解耦控制系统的等效方框图如图 7-44 所示。

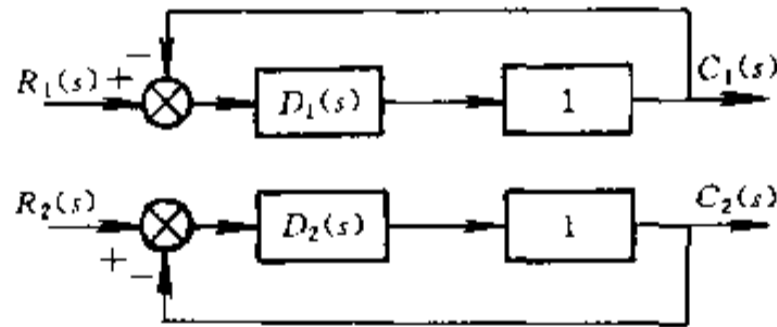


图 7-44 单位矩阵解耦控制自治系统

工程应用中,还有一种前馈补偿综合法,也用得很多。

前馈补偿综合法,实际上是把各个控制回路之间的相互影响(耦合作用)看成是一种扰动作用。然后,应用前馈控制的原理,解除控制回路间的耦合。前馈补偿解耦控制系统的方框图如图 7-45 所示。图中: $D_{f1}(s)$, $D_{f2}(s)$ 是前馈补偿解耦器的传递函数。

根据前馈控制原理,应有: $G_{12}(s) + D_{f1}(s)G_{11}(s) = 0$

所以

$$D_{f1}(s) = -\frac{G_{12}(s)}{G_{11}(s)}$$

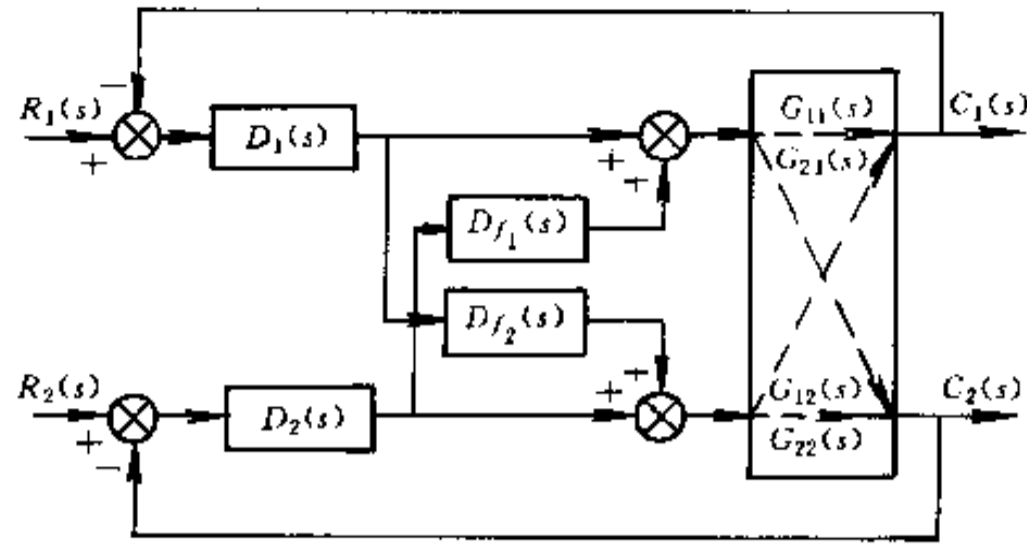


图 7-45 前馈补偿解耦控制系统方框图

又,

$$G_{21}(s) + D_{f2}(s)G_{22}(s) = 0$$

所以

$$D_{f2}(s) = -\frac{G_{21}(s)}{G_{22}(s)}$$

§ 7.3 模糊控制

模糊自动控制是以模糊集合论、模糊语言变量及模糊逻辑推理为基础的计算机数字控制,也是一种非线性控制,属于智能控制的范畴。如果没有模糊数学,就不会有模糊控制;如果没有计算机,模糊自动控制也无法实现。

模糊控制的基本思想来源于生产实际。对于生产中一些复杂的、难于用常规控制解决的控制问题,有经验的操作人员进行手动控制,却可以收到令人满意的效果。例如停车问题:把汽车停在拥挤的停车场上两辆车之间的一个很小空隙处,就是好的例子。模糊控制系统的原理框图如图 7-46 所示。

图中: e 为误差 E 的模糊语言集合的一个子集(实际上是一个模糊向量); R 为模糊控制规则(模糊关系); u 为模糊控制量。

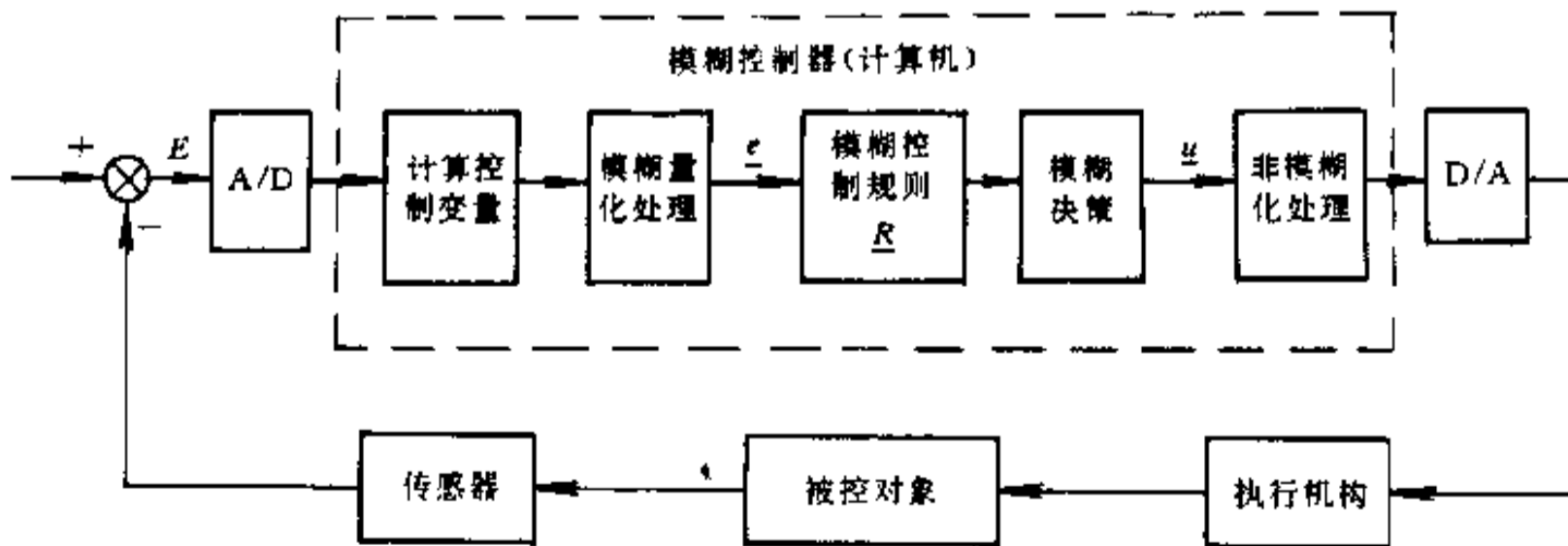


图 7-46 模糊控制系统原理框图

例如,对于多个条件的语句,称为多重条件语句。其句型为:

“若 e_1 则 u_1 ,若 e_2 则 u_2 ,...,若 e_n 则 u_n ”或写成:

“若 e_1 则 u_1 ,否则(若 e_2 则 u_2 ,否则(...(若 e_n ,则 u_n)))”

模糊关系: $R = (e_1 \times u_1) + (e_2 \times u_2) + \dots + (e_n \times u_n)$

当输入一个 e 时,则有输出 u ,它们之间满足

$$u = e \cdot R$$

此式表示模糊关系合成,又称为模糊乘积或模糊矩阵乘法。它与普通矩阵的乘法相似,只要将乘法改为取小运算“ \wedge ”,加法改为取大运算“ \vee ”。

为了对被控对象施加精确的控制,还需要将模糊量 \underline{u} 转换为精确量 u ,称为非模糊化处理(亦称清晰化)。

综上所述,模糊控制算法可概括为下述四个步骤:

(1) 根据本次采样得到的系统输出值,计算出偏差 E ,一般把 E 当作模糊控制器的输入变量;

(2) 将输入变量 E 的精确值进行模糊量化,变为模糊量 e (实际为模糊向量);

(3) 根据 e 及模糊控制规则 R ,按模糊推理合成规则,进行模糊决策,计算控制量 \underline{u} :

$$\underline{u} = e \cdot R$$

(4) 由控制量(模糊量) \underline{u} 计算精确的控制量。

为了说明模糊自动控制的原理,介绍一个简单的单输入,单输出温控系统。

例 7-2 某电热炉用于对金属零件进行热处理。设电热炉的供电电压经可控硅整流电源提供,若调整可控硅触发电路中的偏置电压,即改变了可控硅导通角 α ,则电源电压连续可调。设工艺参数要求炉温为 600°C 恒温。

由于被处理零件的数量、体积大小以及电网波动等因素,都会使炉温波动,所以需要经常调整。

人工手动控制时,根据对炉温的观测值,手动调节电位器旋钮,即可调节电热炉供电电压,达到升温或降温目的。根据操作工人的经验,控制规则可以用语言描述如下:

若炉温低于 600°C 则升压,低得越多升压越高;

若炉温高于 600°C 则降压,高得越多降压越低;

若炉温等于 600°C ,则保持电压不变。

采用模糊控制炉温时,控制系统的工作原理可分述如下:

1. 控制系统参数

设给定值 $T_0 = 600^\circ\text{C}$,测量值 $T(K)$,则误差 $e(K) = T_0 - T(K)$ 。为简单起见,只选 $e(K)$ 为模糊控制器的输入变量;模糊控制器的输出变量是触发电压 $u(t)$ 。由于该 $u(t)$ 直接控制电热炉的供电电压高低,所以 $u(t)$ 也称为控制量。

2. 模糊语言描述

描述输入变量及输出变量的语言值的模糊子集为{负大,负小, O ,正小,正大}

通常采用如下简记形式:

$NB =$ 负大;

$NS =$ 负小;

$O =$ 零;
 $PS =$ 正小;
 $PB =$ 正大。

设误差 e 的论域为 x , 并将误差大小量化为七个等级, 分别表示为 $-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3$, 则有 $x = \{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$

选控制量 u 的论域为 y , 并同 x 一样, 也把控制量的大小化为七个等级(也可多于七个), 即 $Y = \{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$

图 7-47 给出了语言变量的隶属函数曲线, 由此可以得到表 7-6 模糊变量 e 及 u 的赋值表。

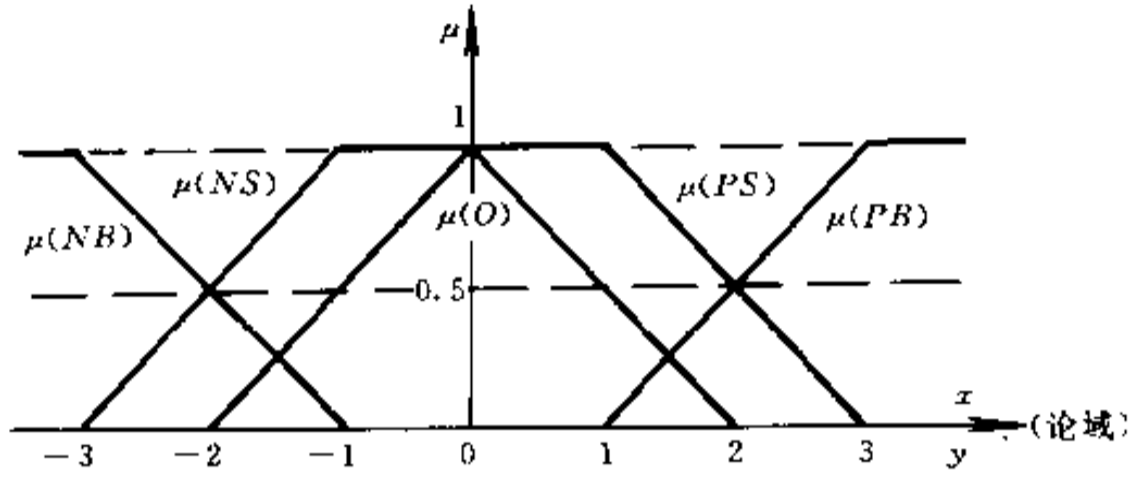


图 7-47 语言变量的隶属函数

表 7-6 模糊变量的赋值表

隶属度 / 语言变量 \ 量化等级	-3	-2	-1	0	1	2	3
PB	0	0	0	0	0	0.5	1
PS	0	0	0	0	1	0.5	0
O	0	0	0.5	1	0.5	0	0
NS	0	0.5	1	0	0	0	0
NB	1	0.5	0	0	0	0	0

其中, 隶属函数 μ 的大小反映了变量对于模糊子集的从属程度, 称为隶属度。例如 $\mu_e(PS)$ 称为 PS 对于 e 的隶属度。隶属度的取值范围为闭区间 $[0, 1]$, 其值接近于 1, 表示从属程度很高; 值接近于 0, 表示从属程度很低。

3. 模糊控制规则的语言描述

根据手动控制策略, 模糊控制规则可归纳如下:

- ① 若 e 负大, 则 u 正大;
- ② 若 e 负小, 则 u 正小;
- ③ 若 e 为零, 则 u 为零;
- ④ 若 e 正小, 则 u 负小;

⑤ 若 e 正大, 则 u 负大。

上述控制规则也可以用英文写成如下形式:

if $e = NB$ then $u = PB$

or

if $e = NS$ then $u = PS$

or

if $e = 0$ then $u = 0$

or

if $e = PS$ then $u = NS$

or

if $e = PB$ then $u = NB$

上述控制规则还可以用表格形式描述, 称为控制状态表。如表 7-7 所示。

表 7-7 控制状态表

e	NB	NS	0	PS	PB
u	PB	PS	0	NS	NB

4. 模糊控制规则的矩阵形式

模糊控制规则实际上是一组多重条件语句。按照前面的句型, 可以导出从误差论域 X 到控制量论域 Y 的模糊关系 R

$$R = (NBe \times PBu) \times (NSE \times PSu) + (Oe \times Ou) + (PSe \times NSu) + (PBe \times NBu)$$

其中, 角标 e 、 u 分别表示误差和控制量。

上式中

$$NBe \times PBu = (1, 0.5, 0, 0, 0, 0, 0) \times (0, 0, 0, 0, 0, 0.5, 1)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$NSE \times PSu = (0, 0.5, 1, 0, 0, 0, 0) \times (0, 0, 0, 0, 1, 0.5, 0)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$Oe \times Ou = (0, 0, 0.5, 1, 0.5, 0, 0) \times (0, 0, 0.5, 1, 0.5, 0, 0)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 1 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$PS_e \times NS_u = (0, 0, 0, 0, 1, 0.5, 0) \times (0, 0.5, 1, 0, 0, 0, 0)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$PB_e \times NB_u = (0, 0, 0, 0, 0, 0.5, 1) \times (1, 0.5, 0, 0, 0, 0, 0)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

将上述矩阵代入 R 中, 即得模糊控制规则的矩阵表达式:

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 1 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 1 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 1 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

5. 模糊决策

模糊控制器的控制作用取决于控制量 u :

$$\underline{u} = \underline{e} \cdot \underline{R}$$

例如, 当 $\underline{e} = PS$ 时, 则

$$\begin{aligned} \underline{u} = \underline{e} \cdot \underline{R} &= (0, 0, 0, 0, 1, 0.5, 0) \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 1 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 1 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 1 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= (0.5, 0.5, 1, 0.5, 0.5, 0, 0) \end{aligned}$$

6. 将模糊控制量转化为精确量

上面求得的 \underline{u} 为模糊向量, 它可写成:

$$\underline{u} = (0.5/-3) + (0.5/-2) + (1/-1) + (0.5/0) + (0.5/1) + (0/2) + (0/3)$$

式中, 每项并不表示分数, 而是表示论域中的元素(分母)与其隶属度(分子)之间的对应关系。“+”号也不表示“求和”, 而是表示模糊集合在论域上的整体。

我们按照隶属度最大原则, 从上述控制量的模糊子集中, 选取控制量为“-1”。这表明, 当误差 $e = PS$ 时, 控制量为“-1”级。具体地说, 当炉温偏高时, 应降低一点电压。在实际控制时, 要把“-1”级电压变为精确量, 然后输出这个精确量去控制电热炉的电压, 使得炉温朝着减小误差的方向变化。

通过上面例子, 我们可以看出, 模糊推理过程可理解为: 对于一个模糊变换器, 若输入一个模糊子集 e , 且经过模糊变换器 R 作用, 则输出为 $\underline{u} = \underline{e} \cdot \underline{R}$, 如图 7-48 所示。另外, 为了清楚起见, 上述求得的模糊矩阵 R 可写成:

Y		-3	-2	-1	0	1	2	3
R	X	-3	0	0	0	0	0.5	1
	-2	0	0	0	0	0.5	0.5	0.5
	-1	0	0	0.5	0.5	1	0.5	0
	0	0	0	0.5	1	0.5	0	0
	1	0	0.5	1	0.5	0.5	0	0
	2	0.5	0.5	0.5	0	0	0	0
	3	1	0.5	0	0	0	0	0

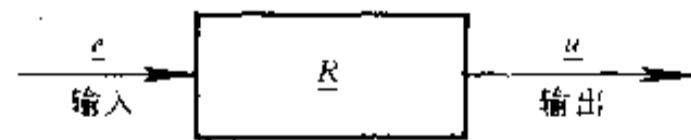


图 7-48 模糊控制示意图

从模糊矩阵 R 中, 要获得非模糊观测结果引起的确切响应, 采取在每一行中寻找峰域中心值的方法, 如 R 中方框内的元素所在列对应论域 Y 中的等级, 即为确切响应。

例如, R 中第五行, 第三列框中元素为 1, 说明它是该行峰域中心值。所在行对应误差论域 X 中的 1 级, 所在列对应控制论域 Y 中的 -1 级。也就是说, 当观测得到的误差为 1 级时, 模糊控制器所引起的响应刚好为 -1 级, 即模型控制器给出的控制量正好是 -1 级。

因此,对于每个非模糊观测结果 e ,均可从 R 中找到一个确切响应 u 。我们列表如表 7-8 所示,称为模糊控制器的响应表,也叫控制表。

表 7-8 控制表

e	-3	-2	-1	0	1	2	3
u	3	2	1	0	-1	-2	-3

为了进一步理解模糊控制器的动态控制过程,作出动态响应图如图 7-49 所示。

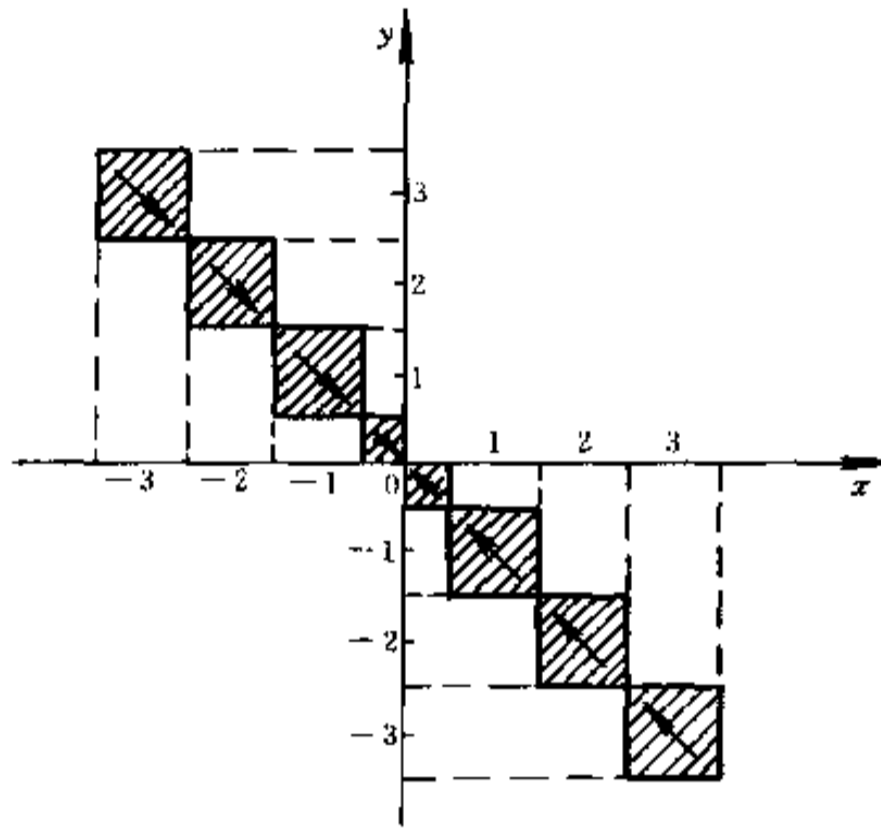


图 7-49 模糊控制器的动态响应图

图中:横坐标 X 为误差 e 的论域;纵坐标 Y 为控制量 u 的论域。它们仍取同样的七个等级,即, $X = Y = \{-3, -2, -1, 0, 1, 2, 3\}$

图中阴影区域表示模糊控制器的动态响应域。其中箭头方向指示出动态控制过程中误差的总趋向,最终进入 0 等级。

很显然,模糊控制器的稳态误差与 X 、 Y 论域分档的级数有关,要提高控制精度,应适当增加分档的级数,或者采用不均匀分档的方法,即在要求误差较小的区域适当增加分档级数。

例 7-3 蒸汽发动机的模糊控制系统。

被控对象是蒸汽发动机和锅炉。蒸汽发动机是通过调整发动机气缸的风门控制它的速度,而锅炉是以热量作为输入量,控制锅炉的汽压。图 7-50 为蒸汽机和锅炉的模糊控制系统的示意图。

不难看出,这是一个两输入两输出控制系统,操作变量分别为锅炉的供给热量与蒸汽机油门的开度。

采用人工控制上述过程比较困难,原因在于这个过程存在着非线性、噪声以及两个控制回路间的强耦合。

1. 模糊控制器的结构

模糊控制器采用如下六个模糊变量:

(1) PE ——压力误差;

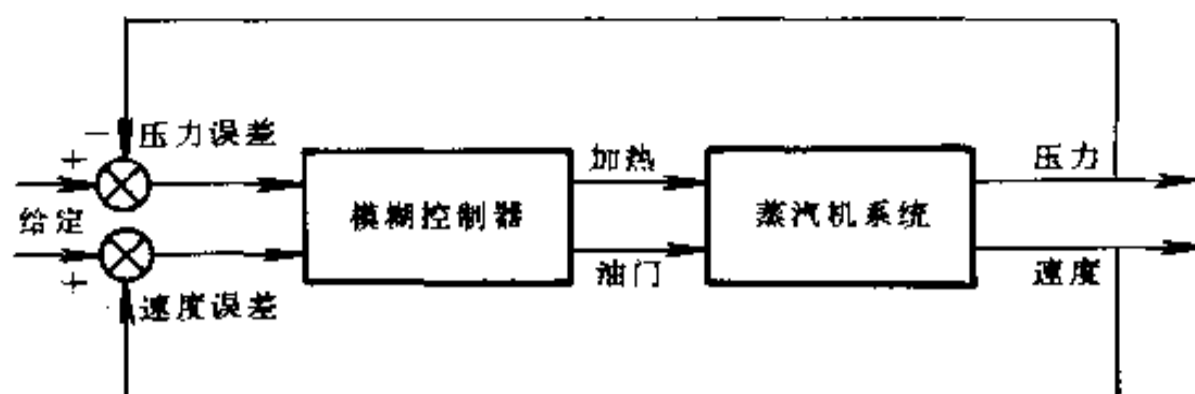


图 7-50 蒸汽发动机模糊控制系统

- (2) SE ——速度误差;
- (3) CPE ——压力误差的变化;
- (4) CSE ——速度误差的变化;
- (5) HC ——热量变化;
- (6) TC ——油门变化。

其中 PE 、 SE 、 CPE 及 CSE 为输入模糊变量, 而 HC 及 TC 为输出模糊变量。

模糊控制器由计算机实现控制算法, 采样间隔为 $10s$ 。模糊控制器是采取独立控制压力和速度的方式, 因此, 对于控制压力而言, 它的输入变量为压力误差及压力误差的变化; 而对于控制速度而言, 它的输入变量为速度误差及速度误差的变化。

2. 模糊变量的论域及其隶属函数

把误差 (PE , SE) 论域量化为 14 档, 即

$$\{-6, -5, \dots, -1, -0, +0, +1, +2, \dots, +6\}$$

误差变量模糊子集选取如下词集:

$$\{PB, PM, PS, PO, NO, NS, NM, NB\}$$

误差模糊变量的赋值如表 7-9 所示。

表 7-9 误差模糊变量赋值表

	-6	-5	-4	-3	-2	-1	-0	+0	+1	+2	+3	+4	+5	+6
PE	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1	0.4	0.8	1.0
PM	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.2	0.7	1.0	0.7	0.2
PS	0	0	0	0	0	0	0	0.3	0.8	1.0	0.5	0.1	0	0
PO	0	0	0	0	0	0	0	1.0	0.6	0.1	0	0	0	0
NO	0	0	0	0	0.1	0.6	1.0	0	0	0	0	0	0	0
NS	0	0	0.1	0.5	1.0	0.8	0.3	0	0	0	0	0	0	0
NM	0.2	0.7	1.0	0.7	0.2	0	0	0	0	0	0	0	0	0
NB	1.0	0.8	0.4	0.1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

将误差变化 (CPE , CSE) 论域量化为 13 档, 即

$$\{-6, -5, \dots, -1, 0, +1, +2, \dots, +6\}$$

误差变化的模糊子集选取如下词集:

$$\{PB, PM, PS, PO, NO, NS, NM, NB\}$$

误差变化的模糊变量赋值如表 7-10 所示。

表 7-10 误差变化的模糊变量赋值表

	-6	5	4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4	+5	+6
PB	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1	0.4	0.8	1.0
PM	0	0	0	0	0	0	0	0	0.2	0.7	1.0	0.7	0.2
PS	0	0	0	0	0	0	0.3	0.8	1.0	0.5	0.1	0	0
PO	0	0	0	0	0	0	1.0	0.6	0.1	0	0	0	0
NO	0	0	0	0	0.1	0.6	1.0	0	0	0	0	0	0
NS	0	0	0.1	0.5	1.0	0.8	0.3	0	0	0	0	0	0
NM	0.2	0.7	1.0	0.7	0.2	0	0	0	0	0	0	0	0
NB	1.0	0.8	0.4	0.1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

热量变化(HC)的论域量化为15档,即

$$\{-7, -6, \dots, -1, 0, +1, +2, \dots, +7\}$$

热量变化的模糊子集同误差变化的模糊子集选择相同,而模糊子集的赋值如表 7-11 所示。

表 7-11 热量变化的模糊变量赋值表

	-7	-6	5	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4	+5	+6	+7
PB	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.1	0.4	0.8	1.0
PM	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0.2	0.7	1.0	0.7	0.2	0
PS	0	0	0	0	0	0	0	0.4	1.0	0.8	0.4	0.1	0	0	0
O	0	0	0	0	0	0	0.2	1.0	0.2	0	0	0	0	0	0
NS	0	0	0	0.1	0.4	0.8	1.0	0.4	0	0	0	0	0	0	0
NM	0	0.2	0.7	1.0	0.7	0.2	0	0	0	0	0	0	0	0	0
NB	1.0	0.8	0.4	0.1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

油门变化(TC)的论域量化为5档,即

$$\{-2, -1, 0, +1, +2\}$$

油门变化的模糊子集选取的词集为

$$\{PB, PS, O, NS, NB\}$$

油门变化的模糊变量赋值由表 7-12 给出。

表 7-12 油门变化的模糊变量赋值表

	-2	1	0	+1	+2
PB	0	0	0	0.5	1.0
PS	0	0	0.5	1.0	0.5
O	0	0.5	1.0	0.5	0
NS	0.5	1.0	0.5	0	0
NB	1.0	0.5	0	0	0

3. 控制规则

两个反馈环分别制定两套模糊控制规则,分述如下:

(1) 压力控制规则

if $PE = NB$ then if $CPE = \text{not}(NB \text{ or } NM)$ then $HC = PB$

or

if $PE = (NB \text{ or } NM)$ then if $CPE = NS$ then $HC = PM$

or

if $PE = NS$ then if $CPE = (PS \text{ or } NO)$ then $HC = PM$

or

if $PE = NO$ then if $CPE = (PB \text{ or } PM)$ then $HC = FM$

or

if $PE = NO$ then if $CPE = (NB \text{ or } NM)$ then $HC = NM$

or

if $PE = (PO \text{ or } NO)$ then if $CPE = NO$ then $HC = NO$

or

if $PE = PO$ then if $CPE = (NB \text{ or } NM)$ then $HC = PM$

or

if $PE = PO$ then if $CPE = (PB \text{ or } PM)$ then $HC = NM$

or

if $PE = PS$ then if $CPE = (PS \text{ or } NO)$ then $HC = NM$

or

if $PE = (PB \text{ or } PM)$ then if $CPE = NS$ then $HC = NM$

or

if $PE = PB$ then if $CPE = \text{not}(NB \text{ or } NM)$ then $HC = NB$

or

if $PE = NO$ then if $CPE = PS$ then $HC = PS$

or

if $PE = NO$ then if $CPE = NS$ then $HC = NS$

or

if $PE = PO$ then if $CPE = NS$ then $HC = PS$

or

if $PE = PO$ then if $CPE = PS$ then $HC = NS$

(2) 速度控制规则

if $SE = NB$ then if $CSE = \text{not}(NB \text{ or } NM)$ then $TC = PB$

or

if $SE = NM$ then if $CSE = (PB \text{ or } PM \text{ or } PS)$ then $TC = PS$

or

if $SE = NS$ then if $CSE = (PB \text{ or } PM)$ then $TC = PS$

or

if $SE = NO$ then if $CSE = PB$ then $TC = PS$

or

if $SE = (PO \text{ or } NO)$ then if $CSE = (PS \text{ or } NS \text{ or } NO)$ then $TC = NO$
 or
 if $SE = PO$ then if $CSE = PB$ then $TC = NS$
 or
 if $SE = PS$ then if $CSE = (PB \text{ or } PM)$ then $TC = NS$
 or
 if $SE = PM$ then if $CSE = (PB \text{ or } PM \text{ or } PS)$ then $TC = NS$
 or
 if $SE = PB$ then if $CSE = \text{not } (NB \text{ or } NM)$ then $TC = NB$

4. 模糊控制的结果

比较锅炉出口压力的模糊控制结果与 DDC 控制的结果, 两种控制系统都能调整到最佳状态。图 7-51 给出两种控制结果的阶跃响应曲线。

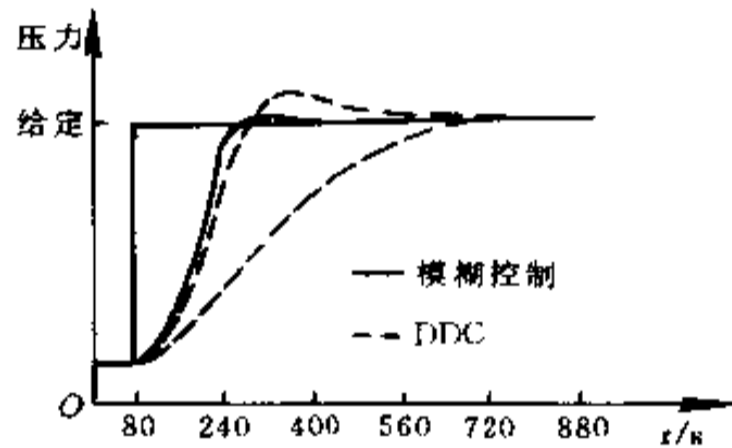


图 7-51 控制结果比较

当工作条件在大范围内变动时, 实验表明传统的控制系统难以调整, 而且由于动态过程的改变, 传统的 DDC 控制方式无法得到满意的控制特性。与此相反, 模糊控制系统由于对过程参数的变化很不灵敏, 所以它在所有的工作点都能收到很好的控制效果。

由于蒸汽机具有非线性, 它的特性随时间而变化, 因而 DDC 控制应该经常进行参数的再调整, 模糊控制器却没有这种必要, 原因是模糊控制器具有较强的适应能力, 能够快速响应, 有抑制噪声的能力。

§ 7.4 智能控制

经典控制理论和现代控制理论都是建立在被控对象确定模型的基础上的控制理论。实际上, 许多工业对象或生产过程常常具有非线性、时变性、变结构、多层次、多因素以及各种不确定性等, 难于建立精确的数学模型。即使对一些复杂对象能够导出数学模型, 但过于复杂, 既不利于设计, 也难于实现有效控制。虽然自适应、自校正控制理论可以对缺乏数学模型的被控对象进行在线辨识, 但这种递推算法复杂, 实时性差, 使得应用范围受到一定的限制。

智能控制目前尚无统一的定义。但可以认为, 它是自动控制、运筹学和人工智能三者的结合。如图 7-52 所示。

按照这种观点, 智能控制就是应用人工智能的理论和技术及运筹学的优化方法, 同控

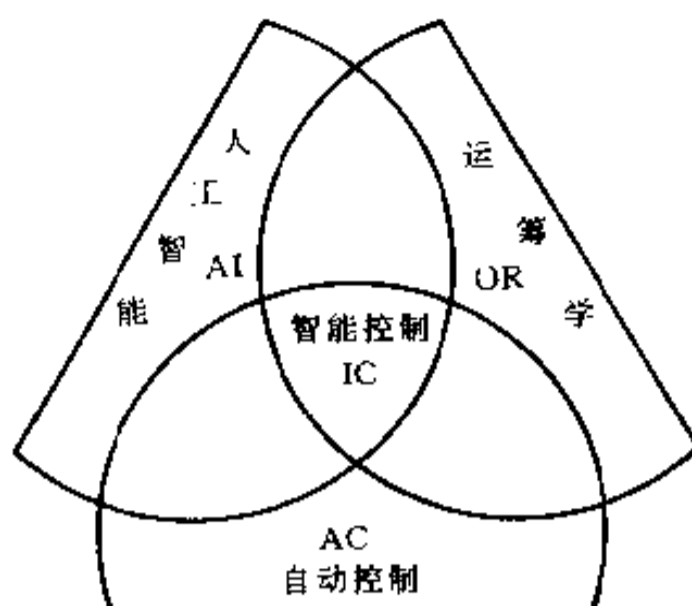


图 7-52 智能控制

制理论和技术相结合,在未知环境下,仿效人类的智能(包括经验知识、技巧和直觉推理等),实现对系统的控制。

智能控制发展非常迅速,各种形式的智能控制系统、智能控制器不断出现。目前常见的可归纳为如下几种。

1. 多级递阶智能控制

一般来说,多级递阶智能控制包括智能组织级、协调级和运行控制级。这种控制系统遵循级别随“智能增加而精度相应降低”的原则。即处于最低级的运行控制级必须以足够高的精度执行子系统的控制任务,满足某一局部的性能指标要求;次高级的协调级用于协调各子系统之间的控制关系,只要求较低的运算精度,但要有较高的决策能力,甚至有一定的学习功能;最高级的智能组织级作为语言的组织者,具有相应的组织、学习和综合决策能力。

智能控制的智能程度高低主要体现在智能组织级上。

递阶智能控制系统的结构框图如图 7-53 所示。图 7-54 给出了一个机器人的三级递阶智能控制系统的结构图。它实际上是一个具有视觉反馈的机械手的递阶智能控制系统。

2. 专家控制系统与专家控制器

专家控制系统是专家系统和实时控制系统相结合的产物。它是基于人类控制专家的专业知识和熟练操作工人的实践经验而设计的控制系统。专家控制系统不同于一般的专家系统,它具有长期运行的连续性,在线控制的实时性及运行的高度可靠性等特点。

图 7-55 为典型专家控制系统的结构框图。

这种专家控制系统一般由以下功能部分组成:

- (1) 数据库:主要存储事实、证据、假设和目标等。
- (2) 规则库:专家控制系统中的规则库相当于一般专家系统中的知识库。
规则库中规则的典型描述为“如果(条件),那么(结果)”

其中,“条件”表示来源于数据库的事实、证据、假设和目标;“结果”表示控制器的作用或一个估计算法。这种描述被控对象特征的规则,称为产生式规则。

(3) 推理机:重复寻找所有匹配的规则,它选择其中的一个并执行动作。当没有找到规则时,系统等待输入信息。

(4) 规划环节:当控制过程出现在线错误时,规划环节能给出指令改变目标,并产生

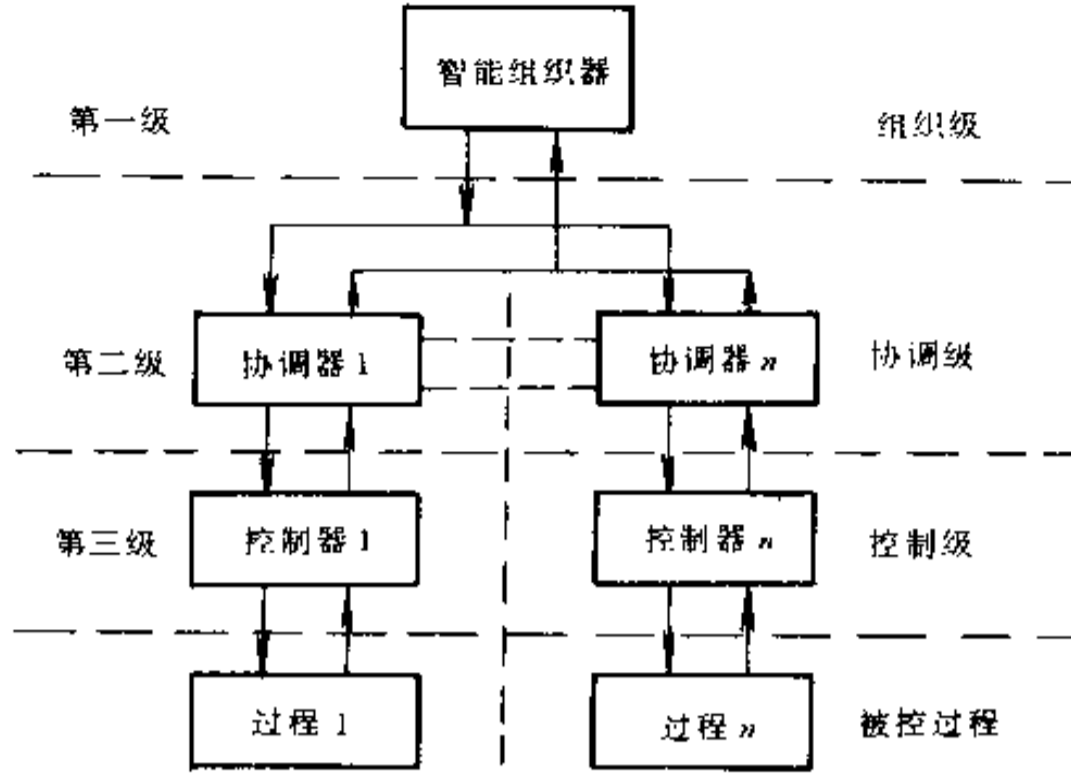


图 7-53 递阶智能控制系统

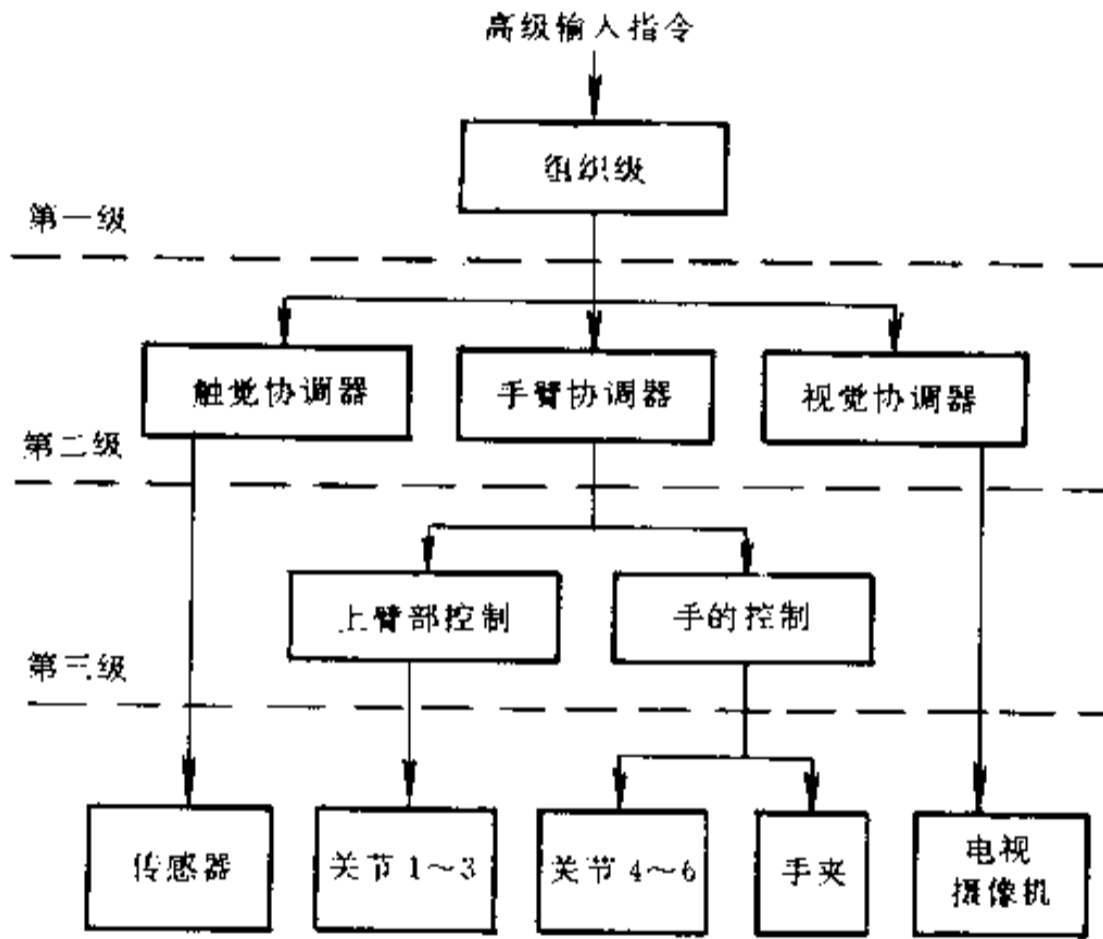


图 7-54 机器人递阶智能控制系统

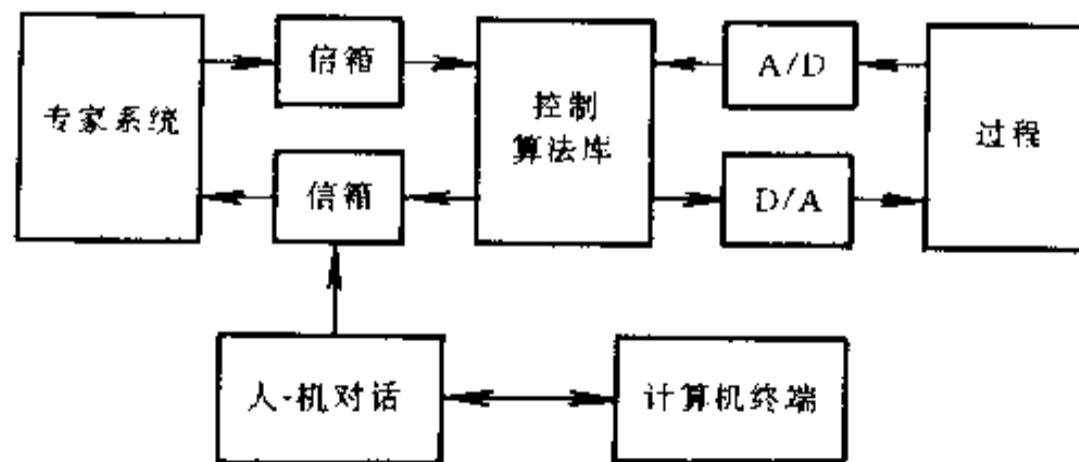


图 7-55 专家控制系统

调整作用,以保证控制系统能够随操作条件去在线改变控制过程。

(5) 算法库:包括控制、识别和监控三组算法。它通过信箱与专家系统连接。信箱中有读或写信息的队列。

(6) 人一机接口:除了一般专家系统具备的支撑工具环境(如跟踪、添加、清除或在线编辑规则)外,主要是传播两类命令:一类是面向算法库的命令,如改变参数、改变操作方式等;另一类是指挥专家系统工作的命令。

这种专家控制系统的基本原理是:将传统的控制工程算法同启发逻辑相结合。例如带有启发式逻辑的工业PID控制器,它除PID算法外,还包括操作方式选择、输入信号滤波、极限校正和报警、程序开关的选择、输出及速率的限制等功能。

在工业生产中,并不是所有被控对象都要建造专家控制系统的。在对性能指标、可靠性、实时性及对性能/价格比进行分析后,往往可以将专家控制系统简化。例如,可以不设人一机自然语言对话;减小知识库规模;压缩规则集;使推理机变得相当简单。这样,专家控制系统实际上变为一个专家控制器。

专家控制器通常由知识库、控制规则集、推理机构、信息获取与处理四个部分组成。如图7-56所示。

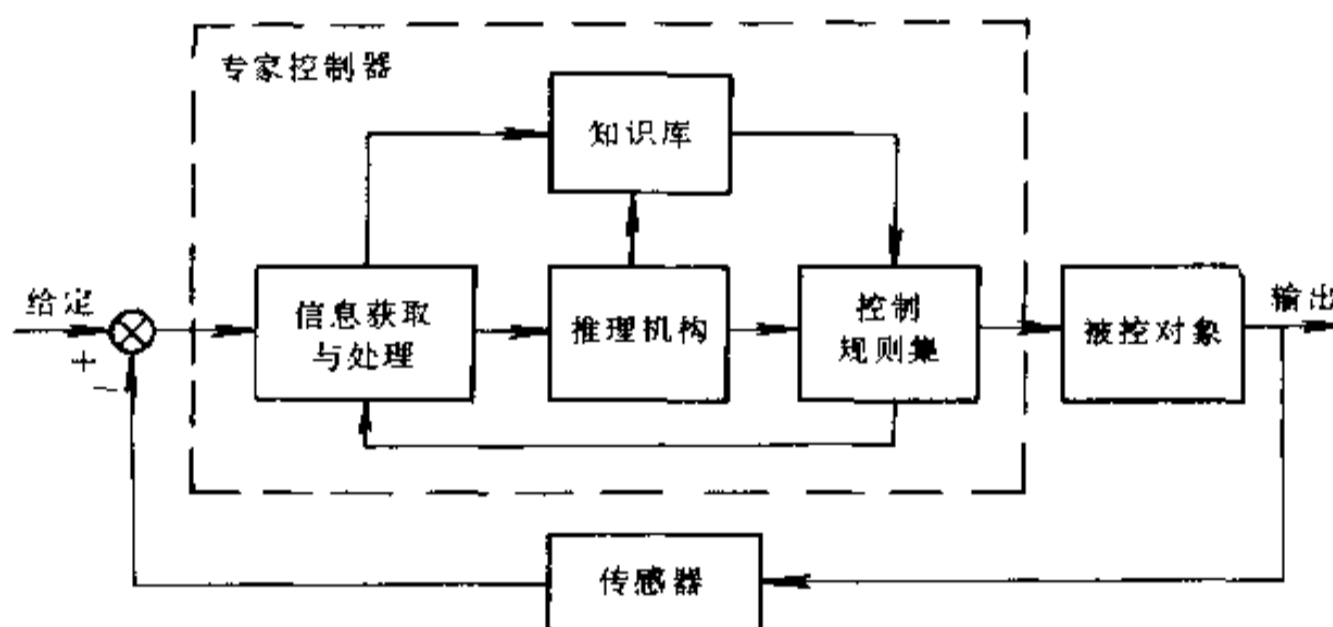


图 7-56 专家控制器

(1) 知识库

知识库由事实集和经验数据库、经验公式等构成。事实集主要包括被控对象的有关知识,如结构、类型及特征等。经验数据库中的经验数据包括被控对象的参数变化范围,控制参数的调整范围及其限幅值,传感器的静态、动态特性,系统误差,零位误差,温度漂移特性及其补偿校正曲线、数据和参数,执行机构的特征、参数及阈值,控制系统的性能指标以及由专家给出或由实验总结出的经验公式等。

(2) 控制规则集

专家根据被控对象的特点及其操作、控制的经验,可以采用产生式规则、模糊关系及解析形式等多种方法来描述被控对象的特征。这样可以处理各种定性的、模糊的、定量的、精确的信息,从而总结出若干条行之有效的控制规则,即控制规则集。它集中地反映了专家及其熟练的操作者在某领域控制过程中的专门知识及经验。

(3) 推理机构

由于专家控制器的推理机制变得简单,因此一般采用前向推理机制。按照控制规则由

前向后逐条匹配,直至搜索到目标。

(4) 信息获取与处理

主要是通过闭环控制系统的反馈和系统的输入获取信息。对信息的处理可以得到控制系统的误差及误差变化率等信息,提供控制输出。信息处理也包括滤波、抗干扰措施等。

3. 仿人智能控制

智能控制从根本上说,是要仿效人的智能行为进行决策和控制。为什么要仿效人的控制呢?“有一句经常引用的格言:如果你不能用手去控制一个过程,那么你就不能用自动去控制它”。通过大量实验发现,在得到必要的操作训练后,由人实现的控制方法是接近最优的。这表明,人的控制活动反映了人脑的高超的思维、决策和控制能力。所以说,向人脑(或生物脑)学习,是唯一的捷径,开展仿人智能控制的研究,是目前智能控制的一个重要研究方向。

为了说明仿人智能控制的基本思想,我们分析一下图 7-57 所示二阶系统的单位阶跃响应曲线。

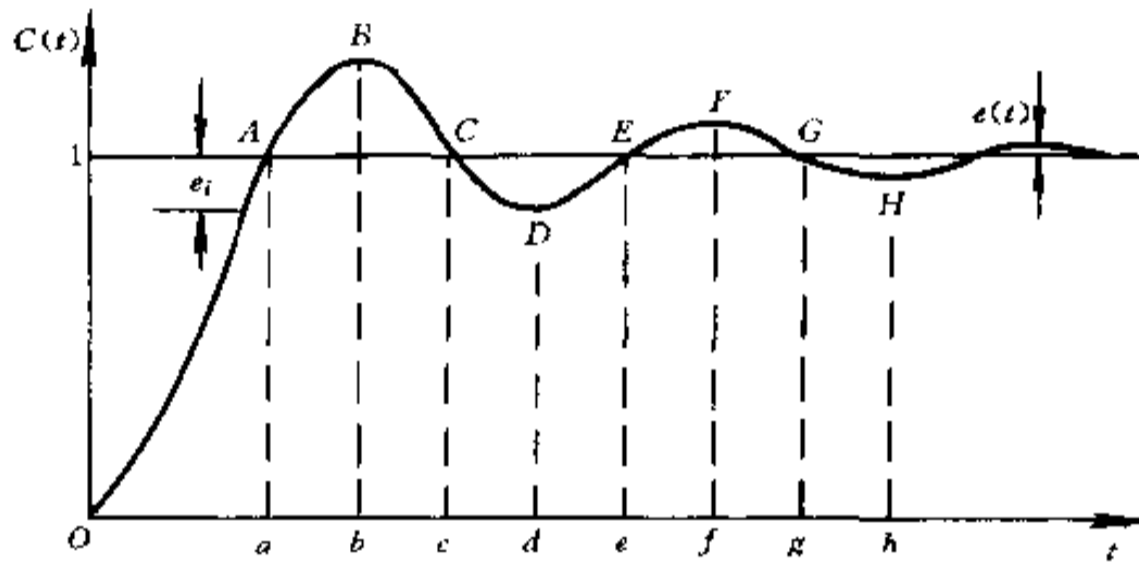


图 7-57 二阶系统的单位阶跃响应

(1) OA 段:

这是由静态到动态,再向稳态转变的关键阶段。为了获得好的控制特性,应该采取变增益控制。即为了使系统输出上升得既快又不致于超调过大,一个自然而又合理的想法是:当系统输出上升接近稳态而存在误差 e_i 时,要降低比例控制作用,使系统借助于惯性继续上升。

(2) AB 段:

控制作用应该尽力压低超调,除比例控制外,应加入积分以强化控制作用,使系统输出尽快回到稳态值。

(3) BC 段:

误差开始减小,系统呈现向稳态变化的趋势。这时,积分作用势必造成控制作用太强,而出现系统回调。因此,应取消积分控制。

(4) CD 段:

误差向相反方向变化,将出现峰值。这时应采用 PI 控制。

(5) DE 段:

系统误差呈逐渐减小趋势,控制作用不宜太强,否则会出现再次超调。因此也要取消积分控制作用。

按此可以继续分析。

由上面的分析可知,为了获得良好的控制性能,控制器必须根据控制系统的动态特征,不断地改变或调整控制决策,以便使控制器本身的控制规律适应于控制系统的需要。

在控制决策过程中,经验丰富的操作者并不是依据数学模型进行控制,而是根据操作经验以及对系统动态特征信息的识别,进行直觉推理、在线确定或变换控制策略,从而获得良好的控制效果。

仿人智能控制的基本思想是在控制过程中利用计算机模拟人的控制行为功能,最大限度地识别和利用控制系统动态过程所提供的特征信息,进行启发和自觉推理,从而实现无精确模型的对象进行有效的控制。

若用计算机控制一个动态系统,则如何根据输入、输出的信息来识别被控系统所处的状态、动态特征及行为,并使计算机借助于这些特征变量更好地实现仿人智能控制,是仿人智能控制的一个重要问题。

现以误差 e 和误差变化 Δe 这两个基本控制变量为例,导出其他特征变量,供计算机识别,以实现仿人智能控制。

① $e_n \cdot \Delta e_n$

根据当前采样时刻的 e_n 和前一时刻的 e_{n-1} 可得到:

$$\Delta e_n = e_n - e_{n-1}$$

以及前一时刻的

$$\Delta e_{n-1} = e_{n-1} - e_{n-2}$$

我们考察图 7-57 的动态曲线可知,不同阶段特征变量如表 7-13 所示。

表 7-13 特征变量表

	OA 段	AB 段	BC 段	CD 段	DE 段	EF 段
e_n	> 0	< 0	< 0	> 0	> 0	< 0
Δe_n	< 0	< 0	> 0	> 0	< 0	< 0
$e_n \cdot \Delta e_n$	< 0	> 0	< 0	> 0	< 0	> 0

当 $e_n \cdot \Delta e_n < 0$ 时,如 BC 段和 DE 段,表明系统的动态控制过程正向着误差减小的方向变化,即误差的绝对值逐渐减小。

当 $e_n \cdot \Delta e_n > 0$ 时,如 AB 段和 CD 段,表明系统的动态过程正向着误差增大的方向变化,即误差的绝对值逐渐增大。

② $\Delta e_n \cdot \Delta e_{n-1}$

相邻两次误差变化之积 $\Delta e_n \cdot \Delta e_{n-1}$ 构成了一个表征误差出现极值状态的特征量。若 $\Delta e_n \cdot \Delta e_{n-1} < 0$ 时,表征出现极值;若 $\Delta e_n \cdot \Delta e_{n-1} > 0$,表征无极值。

③ $|\Delta e_n / e_n|$

此特征变量描述了系统动态过程中的误差变化的姿态。

将 $|\Delta e_n / e_n|$ 与 $e_n \cdot \Delta e_n$ 联合使用,可以捕捉到动态过程的不同姿态。

例如,令 α, β 为常数 ($\beta < \alpha$)

若 $e_n \cdot \Delta e_n < 0$ 且 $\beta < |\Delta e_n / e_n| < \alpha$,则表明动态过程呈现误差和误差变化都比较大

的姿态,相应于 BC 或 DE 的中间一段;若 $e_n \cdot \Delta e_n < 0$, 且 $|\Delta e_n/e_n| > \alpha$, 则表明动态过程呈现误差小, 而误差变化大的姿态, 相应于 BC 段中靠近 C 点的一段;若 $e_n \cdot \Delta e_n < 0$, 且 $|\Delta e_n/e_n| < \beta$, 则相应于 BC 段中靠近 B 点的一段。

④ $\Delta(\Delta e_n)$

误差变化的变化率,即二次差分 $\Delta(\Delta e_n) = \Delta e_n - \Delta e_{n-1}$, 它是描述动态过程的一个特征量。例如, 曲线 ABC 段, $\Delta(\Delta e_n) > 0$, 处于超调段; 曲线 CDE 段, $\Delta(\Delta e_n) < 0$, 处于回调段。

仿人智能控制所要研究的主要目标不是被控对象, 而是控制器自身, 研究控制器的结构和功能如何更好地从宏观上模拟控制专家大脑的结构功能和行为功能。

从不同的角度模仿人的控制决策过程, 就出现了多种仿人智能控制模式。例如仿人智能开关控制、仿人比例控制、仿人智能积分控制、仿人智能采样控制等。为了应用计算机来实现仿人智能控制, 需要设法把人的操作经验、定性知识及直觉推理教给计算机, 让它通过灵活机动的判断、推理及控制算法来应用这些知识, 进行仿人智能控制。

4. 自寻优模糊智能控制系统

自寻优模糊智能控制系统是指在模糊控制系统的基础上, 对其中的控制参数进行在线自寻优处理, 以获得最佳控制性能的一种智能控制系统。这种控制形式模拟和扩展了人的寻优功能。

5. 学习控制系统

学习控制系统是指控制系统本身能够根据先前的控制经验, 对于一类具有可重复性的被控对象, 寻找一个理想的输入特性曲线, 使被控对象产生期望的运动。

6. 自学习控制系统

自学习控制系统是指能够通过在线、实时学习, 自动获取知识, 并能不断地提高和完善控制性能的智能控制系统。它模拟人的“自学习”功能, 而“自学习”功能是人的智能的本质特征。所以, 自学习控制系统是智能控制系统的一种较高级形式。

7. 基于神经网络的控制系统

从微观上模拟人脑的结构和功能, 即从研究和模拟人的神经网络结构、功能以及传递、处理和控制信息的机理出发而设计的控制系统, 称为基于神经网络的控制系统。毫无疑问, 这种控制系统是目前智能控制系统的高级形式。

除此之外, 还有综合了几种控制形式的所谓混合式智能控制系统等多种形式。

例 7-4 仿人智能温度控制系统

温度控制系统是最普遍的、最容易理解的系统。下面来看一个仿人智能温度控制系统的例子, 其原理框图如图 7-58 所示。其中, 微型计算机除实现智能控制算法之外, 要完成全部管理工作和热电元件的线性化计算, 还具有一定的故障自诊断功能, 掉电程序保持功能, 超限、断偶报警功能及软、硬件相结合的抗干扰功能。

一般来说, 控制算法可以用 $\text{if} \cdots \text{then} \cdots$ 这种形式来描述, 归纳如表 7-14 所示。

表中 $e_{m,n}$ —— 误差 e 的第 n 个极值;

K_p —— 比例增益;

K_i —— 增益放大系数, $K_i > 1$;

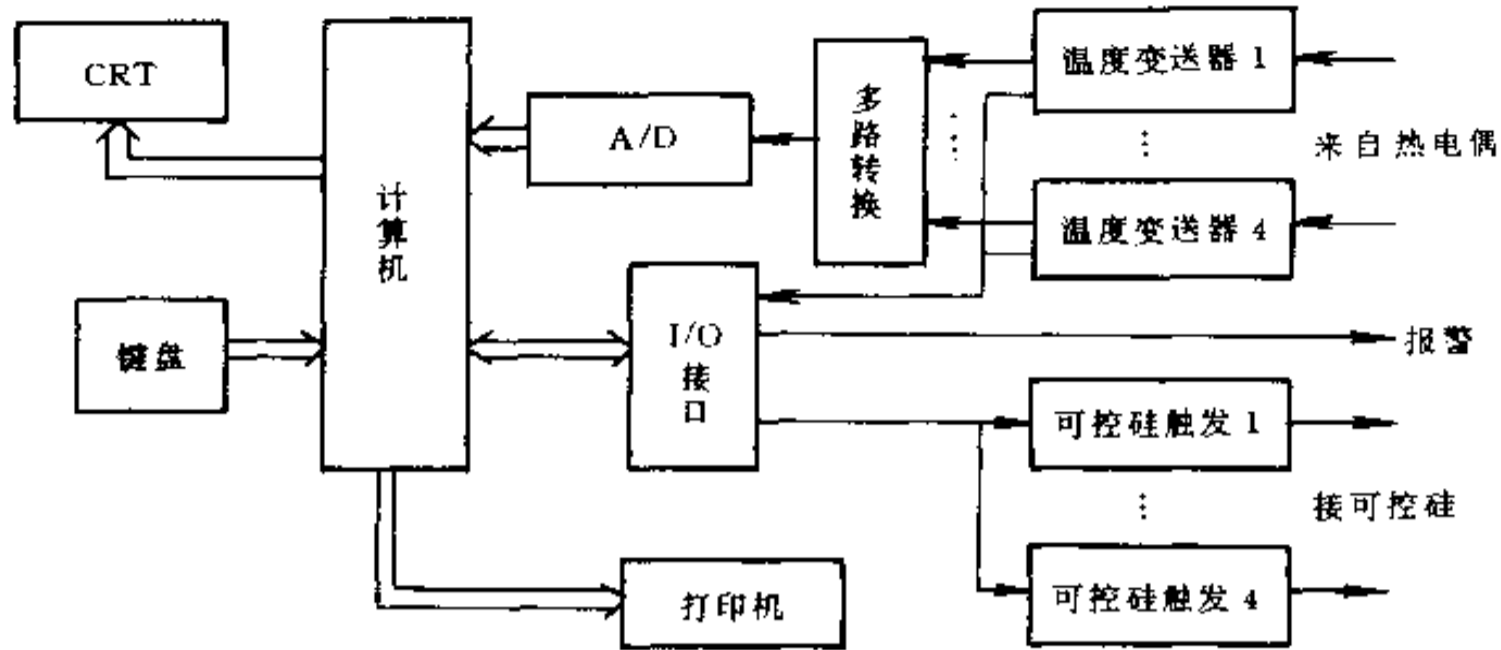


图 7-58 仿人智能温度控制系统

表 7-14 控制算法表

序号	如果下述条件成立			则输出 P_O 等于	模式名称	
1	$ e_n > M_1$			FFH 或 $00H$	开关	
2	当	$e_n \cdot \Delta e_n > 0$ 或 $\Delta e_n = 0, e_n \neq 0$	且	$*2 e_n \geq M_2$	$P_O(n-1) + K_1 K_P e_n$	比例
				$ e_n < M_2$	$P_O(n-1) + K_P e_n$	
3	$e_n \cdot \Delta e_n < 0, \Delta e_n \cdot \Delta e_{n-1} > 0$ 或 $e_n = 0$			$P_O(n) = P_O(n-1)$	保持 1	
4	当	$e_n \cdot \Delta e_n < 0$ $\Delta e_n \cdot \Delta e_{n-1} < 0$	且	$ e_n \geq M_2$	$P_O(n-1) + K_1 K_2 K_P e_n$	保持 2
				$ e_n < M_2$	$P_O(n-1) + K_2 K_P e_n$	

K_2 ——抑制系数, $0 < K_2 < 1$;

M_1, M_2 ——设定的误差界限, $M_1 > M_2$;

$P_O(n)$ ——输出量 P_O 的第 n 次保持值。

假定系统的误差曲线如图 7-59 所示。对照上述算法可作如下分析:

在区域 1 和区域 3 内, 误差 e 的绝对值逐渐增大, 具有特征 $e_n \cdot \Delta e_n > 0$;

在区域 2 和区域 4 内, 误差 e 的绝对值逐渐减小, 具有特征 $e_n \cdot \Delta e_n < 0$;

在极值点 t_1 和 t_3 左右, 有特征 $\Delta e_n \cdot \Delta e_{n-1} < 0$ (若 $\Delta e_n \cdot \Delta e_{n-1} > 0$, 则表示无极值)。

因此, 采取的控制方案可以是:

当误差 $|e_n| > M_1$ 时, 用开关模式进行控制。只有待 $|e_n| \leq M_1$ 之后, 方考虑别的特征和相应的控制模式;

当误差的趋势是增大时, 应加大控制量以便尽快地纠正偏差。此时用比例模式, 比例增益 K_P 可取得相当大; 当 $|e_n| \geq M_2$ 时, 再将 K_P 乘以 K_1 , 使控制量更大;

一旦误差达到极值(图 7-59 中的 t_1 和 t_3 点), 则在原来的保持值基础上增加一个不太大的值(保持 2 模式), 以后便保持这一输出直至 e 反号为止(保持 1 模式)。

实际的误差曲线会更复杂一些。例如图 7-60 所示的情况。图中的 t_1 和 t_2 点虽都是极值点, 但在这两点之前和之后, e 的变化趋势却不同。

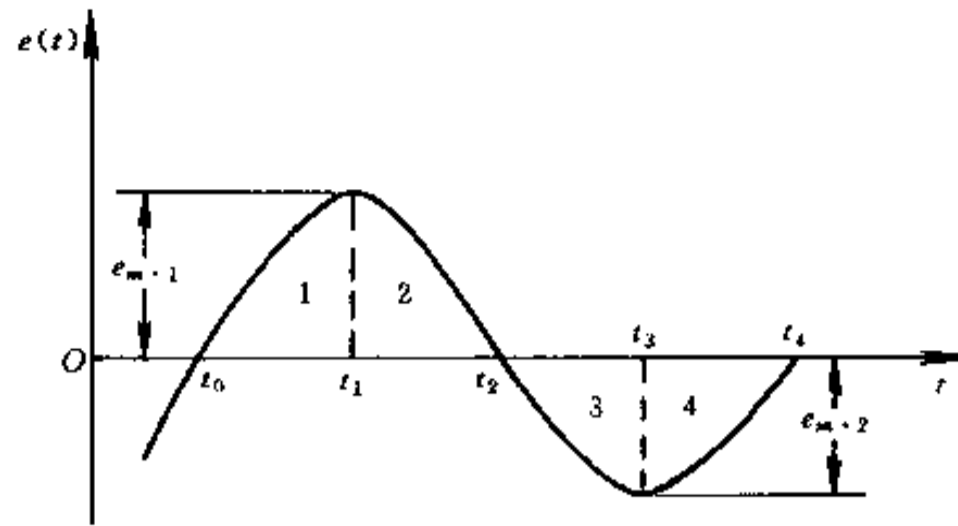


图 7-59 系统误差曲线(一)

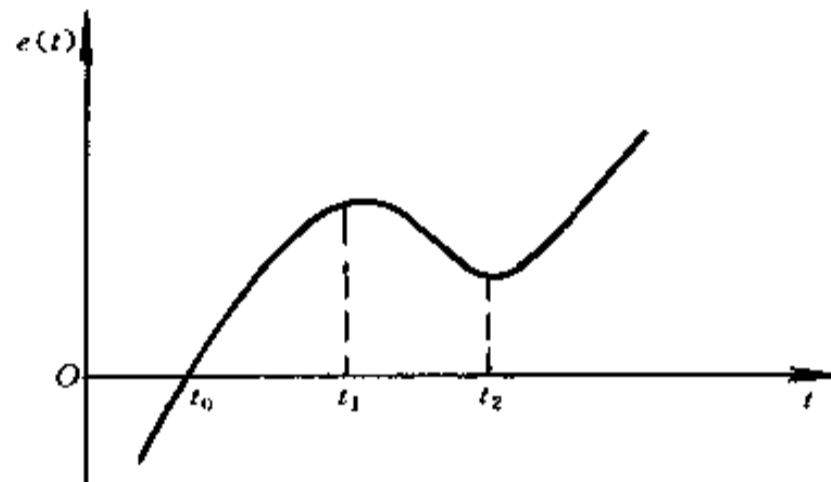


图 7-60 系统误差曲线(二)

在 t_1 点, $\Delta e_n \cdot \Delta e_{n-1} < 0, e_n \cdot \Delta e_n < 0$;

在 t_2 点, $\Delta e_n \cdot \Delta e_{n-1} < 0, e_n \cdot \Delta e_n > 0$ 。

在 t_1 点采用保持 2 模式, 在 t_2 点用比例模式, 效果较好。否则, 会延长过渡过程。

上面所说的比例模式, 相当于系统闭环运行, 这与常规的比例控制基本上是一样的。只是这里的比例控制仅仅维持一段时间, 在下一个控制周期, 又要重新识别误差信号的特征并作出新的决策。

通常, 常规比例控制的 K_P 取大了, 就会造成系统不稳定。但在本智能控制算法的比例控制期间, 大的 K_P 却不会引起系统的不稳定。因只要误差一过极值点, 控制器便切换到保持模式。不仅及时地减小了控制量, 更主要的是因为保持模式相当于系统开环运行, 控制器的输出量与当前的工况无关, 它靠记忆的特征量进行控制, 常规的反馈控制理论在这里已经不适用了。

可以证明, 保持模式具有类积分功能, 即依靠它能够消除残差而实现精确的控制。但是, 保持模式却没有积分器那样的易造成系统不稳定的缺点。

总之, 仿人智能控制算法正是依靠准确地识别误差的各种特征而作出相应的决策, 并以多种模式转换, 开、闭环相结合的控制模式进行控制。也正是依靠这种灵活而巧妙的识别、决策以及控制方式, 使得那些本来相互制约的控制品质(稳定性、快速性和准确性)在本控制算法之下很容易地统一起来。

大量实验结果表明, 仿人智能控制的性能指标较之 PID 控制优越得多。

习 题

- 7.1 什么是位置式 PTD 和增量式 PID 数字控制算法?试比较它们的优缺点?
- 7.2 什么叫积分饱和作用?它是怎样引起的?可以采用什么办法消除积分饱和?试用你所熟悉的微机汇编语言编制相应的子程序?
- 7.3 PID 控制器的参数 K_p 、 T_i 、 T_d 对控制质量各有什么影响?用凑试法时,参数整定步骤如何?
- 7.4 请结合一个实际工程控制的例子,画出典型串级控制系统的方框图?叙述串级控制的工作原理?并分别对主控回路和副回路的控制特点进行讨论。
- 7.5 以恒温控制为例,按照模糊控制算法的步骤,画出程序流程图?
- 7.6 仿人智能控制的基本思想是什么?
请举实例说明,用计算机控制一个动态系统时,如何提取特征变量?并如何使计算机能借助这些特征变量进行有效的仿人智能控制?
- 7.7 什么是专家系统?一般专家系统由几部分组成?

第八章 机电一体化系统设计及应用举例

§ 8.1 机电一体化产品开发的基本思路

8.1.1 基本开发思路

机电一体化产品和系统种类繁多,涉及技术领域及其技术和结构的复杂程度不同,产品设计的类型也有区别,大致可分为开发性设计(全新设计)、适应性设计(原理方案不变,仅对功能及结构进行重新设计)和变参数设计(仅改变部分结构尺寸而形成系列产品),因此机电一体化产品的设计和产品化过程也各自有其具体特点,归纳其基本规律,机电一体化产品基本开发思路如图 8-1。

在产品开发过程中,有两个容易被忽略的问题要提请注意,一是系统模块化后,关于某些功能组件外购还是制造的问题,应充分考虑专业化组合生产方式以取得高效、高质量和高可靠性能效果;二是充分利用广告宣传开拓产品市场。

8.1.2 市场调查与预测

市场调查与预测是产品开发成败的关键性一步。市场调查就是运用科学方法,系统地、全面地收集有关市场需求和经销方面的情况和资料,分析研究产品在供需双方之间进行转移的状况和趋势。而市场预测就是在市场调查的基础上,运用科学方法和手段,根据历史资料和现状,通过定性的经验分析或定量的科学计算,对市场未来的不确定因素和条件作出预计、测算和判断,为企业提供决策依据。以下简要介绍市场预测的主要方法。

1. 定期预测

在数据和信息缺乏时,依靠经验和综合分析能力对未来的发展状况作出推测和估计,多采用下述预测法。

(1) 走访调研、查资料

由企业内部整理或向有关部门和图书资料部门走访调查,搜集查找有关经营信息和技术经济问题的历史和现状资料。

(2) 抽样调查

通过向有限范围调查、搜索资料和数据而推测总体的预测方法,在抽样调查时要注意问题的针对性、对象的代表性和问题的局限性。

(3) 类比调查

调查了解某些国家或其他单位开发类似产品所经历的过程、速度和背景等情况,并分

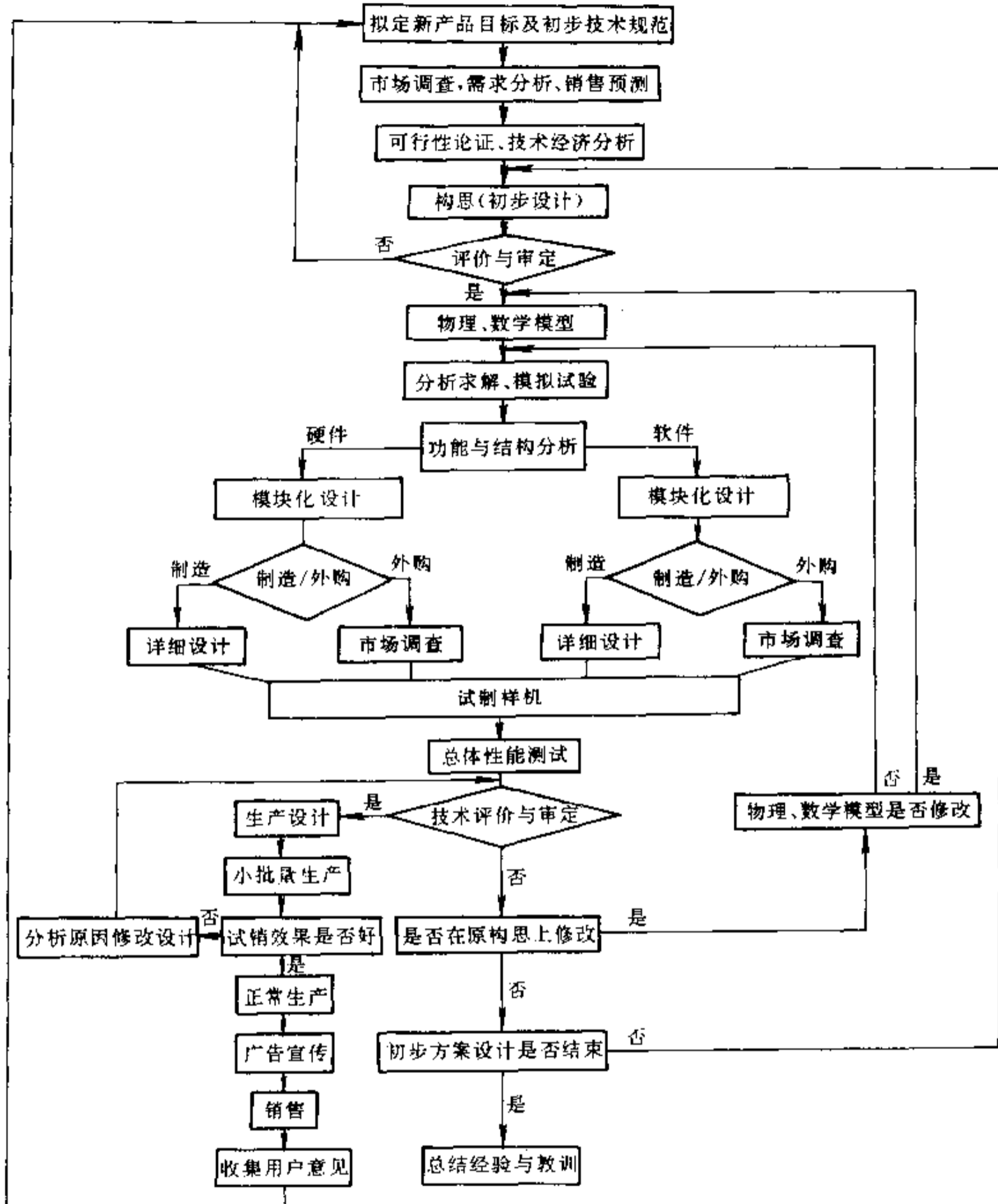


图 8-1 机电一体化产品基本开发思路

析比较其自身环境条件的相似性和不同点,以此类推这种技术和产品开发的可能性和前景。

(4) 专家调查法

通过调查表向有关专家征询意见。

2. 定量预测

运用相关系数法,对影响预测结果的各种因素进行相关分析和筛选,根据主要影响因素和预测对象的数量关系建立数学模型,对市场发展情况作出定量预测,多采用下述方

法。

(1) 时间序列回归法

将预测对象的历史资料按时间次序排列,回归成预测对象随时间变化的数学函数表达式 $\eta = f(x)$,将此函数关系外推,预测发展趋势。但未来的技术和市场可能由于新技术、新工艺、新材料的突破而受到冲击,所以用这种方法进行外推和预测的时间不宜过长。

(2) 因果关系回归法

很多预测目标和某些影响因素之间存着因果关系,如不同渠道对产品的需求量的变化将影响产品总销售量。如果把原因看作自变量,利用数量统计的回归法,可求出表达这种因果关系的分变量线性回归方程,从而对产品市场的未来发展进行分析和预测。

(3) 产品寿命周期法

任何工业产品都有一个开发、投产、成长、成熟直至淘汰的过程,整个过程所经历的时间期称为产品的寿命周期,通常分为投入期、成长期、成熟期和衰退期。在技术经济活动中,弄清准备发展的技术和运用这种技术开发生产的产品将处于产品寿命周期的哪一个阶段,也就是产品将有多大的生命力是极为重要的,这可以采用专家征询调查的定性分析法,也可用定量分析法。定量分析法是将研究目标(例如某产品销售量),首先用某个定量指标如 y 表示,然后用 dy/dt 表示 y 随时间 t 而发生的变化,并用 dy/ydt 表示 y 相对于自身的增长率。通过增长率的计算分析,可推测产品的寿命周期阶段。当增长率近 0 时,产品显然已缺乏生命力,需要另外开辟新市场或更新产品。

因为产品的销售利润反映了产品销售价格和销售量,所以在确定产品的生命周期时,还把利润变化曲线和销售量变化曲线同时联系起来分析以进行预测。一般处在成长期的产品销售量较少,单位产品利润较大;处在成熟期的产品销售量大,单位产品利润不一定高;而处在衰退期的产品,其销售量逐年下降,单位产品利润下降更为显著。

在价格比较稳定的情况下,为使分析工作简化,也可用产品历年总销售的变化情况和年平均增长率相比较的办法推测产品所处的寿命周期阶段。

8.1.3 构思比较

一个好的产品构思,不仅能带来技术上的创新,功能上的突破,还能带来制造过程的简化,使用的方便,以及经济上的高效益。因此,机电一体化产品设计应鼓励创新,充分发挥创造能力和聪明才智来构思和创造新的方案,常采用以下方法。

1. 专家调查法

请专家发表意见,选择、集中其中的新思想来创造新方案。

2. 头脑风暴法

召集创新方案的会议,鼓励与会人员自由奔放地思考问题,发表创见。

3. 检查提问法

通过提出问题,引导人们对设计方案提出新的构思。

4. 检查表法

详细列出若干值得推敲的问题进行对照检查,以便改进方案。

5. 特性列举法

将研究对象按其特性加以表述,并逐一研究其实现方法。

6. 缺点列举法

列举已有构思、设计方案或已有产品的各种缺点,以激发人们提出改善方案。

7. 希望列举法

通过列举改进希望提高人们创新方案。

8.1.4 方案的评价

对各种构思和多种方案进行筛选,选择较好的可行方案进行分析组合和概述评价,从中再选几个方案按机电一体化产品系统设计评价原则和评价方法进行深入的综合分析评价,最后确定实施方案。

8.1.5 详细设计

根据综合评价确定的基本方案,从技术上将其细节逐层全部展开,直至完成试制产品样机所需全部技术图纸及文件的过程。

1. 系统总体设计

包括人一机系统的详细设计,对象作业的流程系统,总体布局设计,维护及维修对策的设计,与制造单位的工艺协调,事前准备的未来发展对策设计、产品性能及最终运行条件的设计。

2. 业务的分担

包括作业模块的区分、接口的任务要求、系统联调的责任及承担人员的选定和分工。

3. 机械本体及工具设计

包括现有设备的利用与改造部分设计,新设计产品的详细设计方案和工程设计,对象的加工相关设计,作业工具、量具、工具设计,安全装置的设计,特殊附加装置的设计,机器控制对策的设计,现有制造装备的改造及添加部分的设计。

4. 控制系统设计

包括标准控制及扩展方案的讨论,机器控制的顺序与方法的确定,接口设计,控制回路设计及整个机电一体化产品整体回路的设计,连锁及安全的设计,液电、气动、电气、电子器件清单及备品清单的编制。

5. 程序设计

根据系统设计及接口技术方案进行程序编制和调试。

6. 后备系统设计

包括故障预测及修复方法设计,故障停机时机器对策的调查和制定,控制对策和准备工作的设计。

7. 完成详细设计书及制造图样

包括整体构成及各模块和局部的设计说明书,产品制造图样及零件清单,标准件表及标准材料表,成本核算表,综合评价表,检验规范,调整规范,预算分配方案等。

8. 产品出厂使用文件的设计

包括用户使用说明书,调整维护说明书,产品出厂检验证书,教育训练计划等。

详细设计过程需要在试制,试用,用户调研的基础上经过多次循环,反复修改,逐步完善。

8.1.6 系统设计中的质量控制

1. 质量目标管理

应在接到设计任务和设计所需信息的开始,在构想、规划的同时,确立该设计的质量目标,然后将其分解到设计过程的每一步骤,而且要最大限度地作到定量化。质量目标可在方案评审中以及各业务阶段的评审中进行考核,发现问题应及时将结果反馈,并逐项改进。

2. 实行可靠性设计

产品要赢得信誉,除功能上满足要求外,还应做到产品寿命期内少出故障,出了故障也要便于修理,因此必须借助于可靠性设计的手段。

3. 进行质量评审

(1) 方案讨论阶段

主要解决选择最佳方案问题;审查方案的正确性和可靠性,实施方案的可能性和经济性;确定最佳方案;技术指标和技术要求是否先进合理,并满足用户需要;利用新技术、新工艺、新材料是否有科研基础和技术鉴定结论;产品研制网路图是否先进可行。

(2) 技术设计阶段

主要解决设计的合理性、先进性以及计算的正确性。

(3) 样机试制、试验阶段

主要是验证技术设计是否正确,技术指标能否达到用户需要。

(4) 技术鉴定,设计定型阶段

主要对产品的质量水平、技术文件和生产条件等进行评价可否转入生产或正式生产。

4. 加强标准化与工艺审查

5. 建立设计质量责任制

6. 建立质量保证体系

其主要内容如下:

- (1) 根据用户调查和收集来的质量信息制定质量目标;
- (2) 根据验证试验资料,鉴定方案论证的质量;
- (3) 审查产品设计质量;
- (4) 检查产品试制、鉴定质量;
- (5) 监督产品试验质量;
- (6) 审查产品定型质量;
- (7) 审查设计图样、工艺等技术文件;
- (8) 组织新产品设计质量的技术经济分析。

8.1.7 制造工程质量管理

机电一体化产品生产制造过程中,必须严格质量检验制度,确保产品设计目标,并采用特殊生产技术手段,防止产品的早期失效,提高产品的稳定性能。

1. 元器件的筛选

按照设计目标要求,对主要参数规定允许范围,剔出超过允许范围的元器件,目的在

于提高选用元件器件的主要参数指标和均匀性,消除潜在的元器件隐患和保证批量产品性能指标一致性。

2. 应力筛选

对于生产中诸如引线焊接不良或结合部连结不良等缺陷,可采用应力筛选予以剔除。包括冲击筛选或离心加速度筛选方法。

3. 老化处理

以短期的强化环境处理,使元器件或整体迅速过渡到性能参数稳定的工作阶段,提高产品出厂后的使用稳定性,同时,通过老化处理也可暴露和消除潜在的早期失效危险性。采用的方法有:温度老化处理,交变过荷老化处理,大电流老化处理等。老化处理时要确定测量参数和参数的度量标准,并合理设计老化处理使用的环境参数及时间等。

4. 产品的生产质量检验

生产质量检验,即检验入厂的原材料、外购元器件等,检验的目的在于保证将质量合格的原材料、元器件投入生产;二是中间检验,即检验加工过程中的半成品、零部件等,检验目的在于,保证加工过程中半成品的质量,防止不合格品流入下一道工序;三是完工检验,即检验车间完成部件或全厂完成的产品,检验目的在于,保证不合格产品不出车间或工厂。

检验方法有两类:一类是全数检验,以确定每一件产品的质量是否符合标准。此方法适用于非破坏性、检验工作量小的、检验费用较少的、小批量生产的成品或半成品检验,对可靠性要求十分严格的产品如用于航空航天部的产品要求用这种检验方法。另一类是抽样检验,就是按照统计的方法和原理,从每一批中抽取一定数量的产品进行检验,从而推算整批产品的合格率,判断这些产品是否符合质量标准。

提高检验方法设计的合理性,提高检验人员的素质,提高检验工作的质量和水平,确保产品出厂质量,是提高产品声誉,确保产品的市场竞争力的重要环节。

§ 8.2 机电一体化系统的干扰抑制与处理

各种干扰是引起机电一体化控制系统和产品出现瞬时故障的主要原因。作为机电一体化产品的设计者来说,就是要能从分析各种常见的干扰现象入手,从复杂的现象中找出一些规律,从而提出一些常用的抑制和处理各种干扰的措施与方法。

8.2.1 现场干扰的抑制与隔离

抑制现场干扰最理想的方法是抑制干扰源,使其不向外产生干扰或将其干扰影响限制在允许的范围之内。由于车间现场干扰源的复杂性,要想对所有的干扰源都作到使其不向外产生干扰,几乎是不可能的,也是不现实的。因此,在实际工作中,除了对一些重要的干扰源,主要是对被直接控制的对象上的一些干扰源进行抑制外,更多的则是在产品内设法抑制外来干扰的影响,以保证可靠地工作。抑制现场干扰的方法很多,大致有如下几种。

1. 用电容或阻容环节抑制干扰

电容是一个储能元件,电压不能突变,从而对一些瞬时性的干扰或尖脉冲具有吸收的能力。因此,此法如果使用得当,相当一部分干扰都可以得到抑制。

图 8-2 是阻容干扰抑制电路。

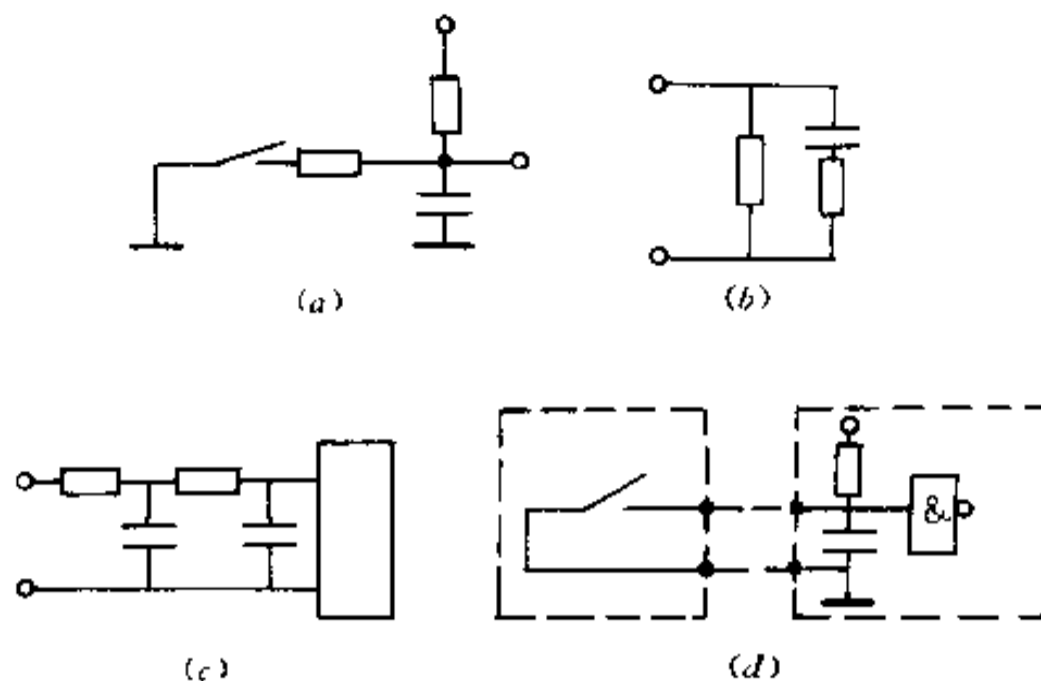


图 8-2 阻容干扰抑制电路

(a) 触点抖动抑制电路; (b) 交流火花抑制电路;
(c) 输入阻容滤波电路; (d) 长线干扰抑制电路。

图 8-2(a) 的触点抖动抑制电路, 对于抑制各类触点或开关在闭合或断开瞬间因触点抖动所引起的干扰是十分有效的。图 8-2(b) 的交流火花抑制电路, 主要是为了抑制电感性负载在切断电源瞬间所产生的反电势。这种阻容吸收电路, 可以将电感线圈的磁场释放出来的能力, 转化为电容器电场的能量储存起来, 以降低能量的消散速度。图 8-2(c) 的输入信号的阻容滤波电路还有其他很多型式。类似的这种线路, 既可作为直流电源的输入滤波器, 亦可作为模拟电路输入信号的阻容滤波器。图 8-2(d) 为长线干扰抑制电路, 主要为了抑制由于控制装置和控制对象长距离信号传输所造成的干扰。随着光纤通信技术的发展, 长线传输采用光纤技术, 获得了更高的可靠性。上述抑制电路并不是唯一的, 不同的应用场合有不同方式的组合, 阻容参数的选择亦与控制现场和具体的控制系统有关。

2. 屏蔽干扰源

屏蔽干扰源, 使其所产生的各种干扰不对外产生有害的影响, 这也是一种抑制干扰的有效办法。在一个具体的控制系统和应用环境中, 由于干扰源较多, 不可能对所有干扰源都加以屏蔽。因此, 一般只重点考虑产生辐射、感应、耦合较严重的部件、电路或电气设备。例如对产品内易产生辐射的一些振荡回路, 长距离脉冲传输线等进行屏蔽, 以及避免电源变压器磁通泄漏而采取的屏蔽措施。

屏蔽干扰源的办法是, 将构成干扰源的器件封闭在一个屏蔽体内, 即在这些器件外加装对电和磁均是良导体的金属外罩, 以实现静电和磁的屏蔽。外罩一定要严密, 不让其电磁干扰泄漏, 对于信号线的屏蔽, 一定要注意接地。为了避免地线回路电流流经地阻抗所引起的感应干扰, 必须一端接地。

所谓干扰的隔离, 就是从产品的电路上将干扰源与易受干扰部分隔离开来, 使之尽可能不发生电的联系。一般机电一体化产品的控制系统包括弱电系统和强电系统。为了确保系统稳定运行, 常采用强电与弱电、交流和直流等部分的相互隔离措施。隔离的方法有光电隔离、变压器隔离和继电器隔离等。

(1) 光电隔离

由于光电耦合器在传输信息时, 不是将其输入和输出的电信号进行直接耦合, 而是借

助于光作为媒介物进行耦合,因而具有较强的隔离和抗干扰的能力。

图8-3所示为一般光电耦合器组成的输入/输出线路。在机电一体化控制系统中,它既可以用作一般输入/输出的隔离,也可以代替脉冲变压器起线路隔离与脉冲放大作用。有的高可靠系统,对于输入/输出信号,还采取两级光电隔离的方式。由于光电耦合器具有二极管、三极管的电气特性,使它方便地组合成各种电路。又由于它靠光耦合传输信息,使它具有很强的抗电磁干扰的能力,从而在机电一体化产品中获得了极其广泛的应用。

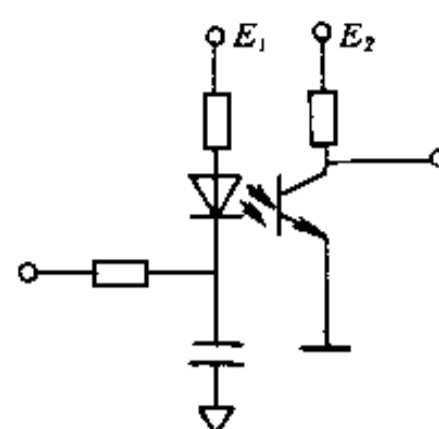


图 8-3 光电耦合输入输出电路

(2) 继电器隔离

继电器线圈和触点仅有机械上的联系而没有直接的电的联系,因此可利用继电器线圈接受信号,而利用其触点发送和传输信号,从而可实现强电和弱电的隔离。同时,继电器触点较多,且其触点能承受较大的负载电流。在机电一体化产品设计中应用较广。

实际使用中,常将继电器的线圈接入弱电控制回路,线圈得电与否,完全取决于弱电回路控制信号水平的高低。而对应于线圈的触点,则用于传递强电回路的某些信号。隔离用的继电器,主要是一般小型电磁继电器或干簧继电器。

上述两种方法是机电一体化产品设计中最常用的。除此之外,还有用来耦合交流输入信号的变压器耦合方式,以及耦合交流信号的电容耦合方式等。另外,布线上的隔离则是一种容易被人忽视而又很重要的一种方法,包括印刷板的合理布线和机器内部的各种走线。为了减少线间干扰,既要避免脉冲信号传输线的并行走线,又要尽量缩短线的长度。

8.2.2 从可靠性设计入手提高机电一体化产品的抗干扰能力

以提高产品可靠性为目标的设计方法称为可靠性设计。提高机电一体化产品可靠性的办法是多种多样的,但如何在设计阶段就全面系统考虑提高产品的抗干扰能力,则往往是容易被设计者忽略的,而实际上这又是可靠性方面一个十分重要的问题。

1. 从整体和逻辑线路设计上提高机电一体化产品的抗干扰能力

整体设计的指导思想对提高系统的可靠性和抗干扰性能关系极大。对于一个新设计的系统,如果把抗干扰性能作为一个重要的问题来考虑,则系统投入运行后,抗干扰能力就强。反之,如等到设备到现场发现问题才来修修补补,往往就会事倍功半。因此,在总体设计阶段,有几个方面必须引起特别重视。

(1) 逻辑设计力求简单可靠

对于一个具体的机电一体化产品,在满足生产工艺控制要求的前提下,逻辑设计应尽量简单,以便节省元件,方便操作。因为在元器件质量已定的前提下,整体中所用到的元器件数量愈少,系统在工作过程中出现故障的概率就愈小,亦即系统的稳定性愈高。但值得注意的是,对于一个具体的线路,必须扩大线路的稳定储备量,留有一定的负载容度。因为线路的工作状态是随电源电压、温度、负载等因素的大小而变的。当这些因素由额定情况向恶化线路性能方向变化,最后导致线路不能正常工作时,这个范围称为稳定储备量。此外,工作在边缘状态的线路或元件,最容易接受外界干扰而导致故障。因此,为了提高线路

的带负载能力,应考虑留有负载容度。比如一个 TTL 集成门电路的负载能力是可以带 8 个左右同类型的逻辑门,但在设计时,一般最多只考虑带 5 ~ 6 个门,以便留有一定裕度。

(2) 硬件自检测和软件自恢复的设计

由于干扰引起的误动作多是偶发性的,因此应采取某种措施,使这种偶发的误动作不致直接影响系统的运行。因此,在总体设计上必须设法使干扰造成的这种故障能够尽快地恢复正常。通常的方式是,在硬件上设置某些自动监测电路。这主要是为了对一些薄弱环节加强监控,以便缩小故障范围,增强整体的可靠性。在硬件上常用的监控和误动作检出方法通常有数据传输的奇偶检验(如输入电路有关代码的输入奇偶校验),存储器的奇偶校验以及运算电路、译码电路和时序电路的有关校验等。

从软件的运行来看,瞬时电磁干扰可能会影响:堆栈指针 SP、数据区或程序计数器的内容,使 CPU 偏离预定的程序指针,进入未使用的 RAM 区和 ROM 区,引起一些莫名其妙的现象,其中死循环和程序“飞掉”是常见的。为了有效地排除这种故障,常用的方法有所谓软件“陷阱”法。此方法的基本指导思想是,把系统存储器(RAM 和 ROM)中没有使用的单元用某一种重新启动的代码指令填满,作为软件“陷阱”,以捕获程序“飞掉”的故障。一般当 CPU 执行该条指令时,程序就自动转到某一起始地址,而从这一起始地址开始,存放一段使程序重新恢复运行的热启动程序,该启动程序扫描现场的各种状态,并根据这些增大状态判断程序应该转到系统程序的哪个入口,使系统重新投入正常运行。

8.2.3 从安装和工艺等方面采取措施以消除干扰

许多机电一体化产品,从设计思想到具体电路原理都是比较完美的。但在工作现场却经常无法正常工作,暴露出许多由于工艺安装不合理带来的问题,从而使系统很容易接受干扰,对此,必须引起足够的重视。

1. 正确的接地方式

实践证明,机电一体化系统的噪声和干扰与系统的接地方式有很大关系。正确的接地方式可以在很大程度上抑制内部噪声的耦合,防止外部干扰的侵入,从而大大提高系统的抗干扰能力。在实际系统中,接地方式多种多样,正确的接地方式大致有如下一些。

(1) 交流接地点与直流接地点分开

在机电一体化系统中,地线系统可以分为交流地和直流地两大类型。为了避免由于地电阻把电力线引进的干扰传输到控制装置内部,一般将两种地分开,这样既能保证控制系统内部器件的安全性,又能提高系统工作的可靠性和稳定性。另外,由于交流地与直流地截然分开,交流电网的地和控制系统的直流地各自形成自己的回路,其绝缘电阻可达 $10^9 \sim 10^{10} \Omega$,两者相当于开路,从而可以大大减小弱电流工业设备的地电流干扰,分开的方式很多,常用的则是增加一个 1:1 的隔离变压器。

(2) 将逻辑地浮空并使机柜良好接地

浮地是指控制装置的逻辑地和大地之间不用导体连接,以悬浮的“地”作为系统的参考电平。这在很大程度上可以抑制外部辐射和静电等干扰噪声。

机柜的良好接地,给机壳上感应的高频干扰电压提供了低阻抗的泄漏通道,使机壳上不至因电荷蓄积而使机壳电压升高,不仅对人员比较安全,而且对系统的抗干扰性能的提高也极为有利。

(3) 其他接地方式的考虑

在机电一体化系统中,模拟电路是用得比较多的,采用浮地往往会使模拟电路增加干扰感应。为此,可将模拟电路的地和数字电路的地分开,接在各自的地线汇流排上,然后再将模拟地的汇流排,通过电容在一点接到安全地的接地点去。这样,实际上构成了一个直流浮地而交流共地的系统。

印刷电路板地线的安排,对整个系统的抗干扰性能影响极大。在安排印刷电路板地线时,首先要保证地线阻抗较低,为此必须尽可能加宽地线。其次,要充分利用地线的屏蔽作用,即将印刷电路板全部边缘用较粗的印刷地线环绕整块板子作为地线干扰,并同时在校中的所有空隙处均填以地线,这既可以减少地线阻抗,又可防止外部干扰窜入。

总之,正确的接地方式对机电一体化产品的设计者和使用者都是十分重要的。当发现一个系统的抗干扰性能比较差或者由好变坏时,都需要认真地对接地系统进行检查。如浮地是否出了问题,公共接地线是否断路等。

2. 合理的电源方案

电源是引进外部干扰的重要来源。实践证明,通过电源窜入的干扰噪声是多途径的,如控制装置中各类开关的频繁闭合或断开,各类电感线圈(包括电机、继电器接触器以及电磁阀等)的瞬时通断,晶闸管电源及高频、中频电源等系统中开关器件的导通和截止等。所有这些干扰,不仅幅值很可观(可达瞬时千伏级),而且占有很宽的频率(从近似直流到1000MHz左右)。显而易见,要想完全抑制如此宽频带范围的干扰,必须对交流电源和直流电源同时采取措施。

(1) 交流电源输入采取综合措施

通过电源交流馈电窜入的干扰中,频率在100MHz以上的干扰一般对机电一体化系统影响不大。因此应主要针对缓慢变化到100MHz的干扰信号采取措施。大量实践表明,采用压敏电阻和低通滤波器可使频率范围在20kHz~100MHz之间的干扰大大衰减。采用隔离变压器和电源变压器的屏蔽层可以消除20kHz以下的干扰,而为了消除交流电网电压缓慢变化对控制系统造成的影响,可采取交流稳压等措施。采用上述综合措施以后,就组成了如图8-4所示的交流电源接线方案。

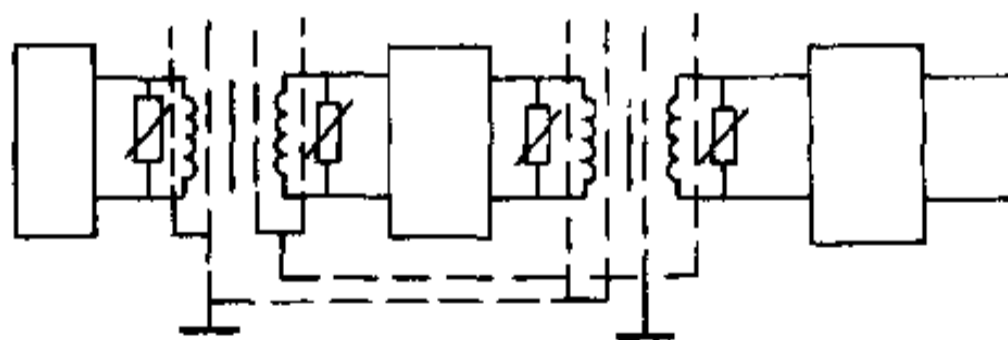


图 8-4 交流电源接线方案

这种交流电源接线方案,交流稳压器抑制了电网电压的缓慢波动,1:1的隔离变压器原、副边采用屏蔽接地,它不但起静电屏蔽作用,同时将原、副边的地隔离开,减少交流电压波动通过地电阻产生的影响。从电网来的高频干扰,特别是浪涌电流,经过压敏电阻吸收后,还有一部分残存的交流浪涌,由低滤波器进行抑制。电源变压器的屏蔽层同样可以使原边的干扰信号对地形成回路,进一步阻止它窜入系统内。

(2) 合理的直流电源方案。

为了抑制来自电源的干扰和噪声,除了交流电源采取上述措施以外,选择合理的直流电源也是十分重要而有效的。在确定直流电源方案时,既要尽量考虑电源的高质量,又要考虑其性能价格比,有几点是值得特别注意的。

其一是尽量加大电源功率容限和电压调整范围。为了使装备能适应负载在较大范围变化和防止通过电源造成内部噪声干扰,整机电源必须留有较大的储备量,并有较好的动态特性。习惯上一般选取 0.5 ~ 1 倍的余量。

其二是尽量采用直流稳压电源。直流稳压电源不仅可以进一步抑制来自交流电网的干扰,而且还可以抑制由于负载变化所造成的电路直流工作电压的波动。选用直流稳压电源的原则是根据实际需要而定,不应超出实际要求挑选过于复杂的电路。

此外,为了消除通过直流电源内阻和电源线的阻抗引入的干扰,除了设法降低公共电源的内阻、加大电源线的截面(包括印刷板上的电源线也相应加大)、尽量缩短其长度,地线采用汇流条以减少其阻抗等办法外,还可在电源与地之间并接退耦电容。并接的电容应为一个大容量的电解电容(10 ~ 100 μ F)和一个 0.1 ~ 0.1 μ F 的非电解电容。对具体控制装置来说,实际上是在每块功能板上的电源与地之间并接上述两个电容。

一般来说,除了合理的接地方式和电源方案以外,还应在安装、布线等方面采取严格的工艺措施,如布线上注意整个系统导线的分类布置,接插件的可靠安装与良好接触,注意焊接质量等。实践表明,对于一个具体的系统,如果工艺措施得当,不仅可以大大提高系统的可靠性和抗干扰能力,而且还可以弥补某些设计上的不足之处。

§ 8.3 机电一体化产品典型应用举例

8.3.1 锭脚加工机床的数控改造

锭脚加工机床是加工棉纺锭子的一种多工步机床,其锭脚加工工艺比较复杂,零件加工前为实心坯件,整个机械加工过程由七把刀具分别按照七工步要求依次进行切削,其加工工步如图 8-5 所示。该机床由旧六角车床改造,六角车床的主电路如图 8-6 所示。

加工时,工件由轴上的夹头夹紧,并由主轴电机 D_1 带动作旋转运动。大拖板载着六角回转工位台作横向进给运动,其进给速度由工进电机(慢速电机) D_2 、快进电机(快速电机) D_3 经电磁气阀(DT₂)离合器带动丝杆控制。小拖板的纵向运动由电磁气阀(DT₁)气压驱动。除第二把刀(完成第二工步,即车平面)是由小拖板纵向运动切削外,其余七把刀(完成其余六个工步)均由大拖板载着六角回转工位台横向运动切割。每进行一个工步,六角回转工位转动一个工位,进行下一工步的切削。为简明起见,本例只对刀具进给运动的控制进行分析与设计。

刀具进给启动按钮 QA 发出启动指令;刀具进给运动各动作之间的转换由限位开关发出指令。横向快进结束压合限位开关 XK₁,发出工进指令;工进结束压合限位开关 XK₂,发出延时指令,延时 1s 后开始横向快退;横向快退结束压合限位开关 XK₃,发出纵向进给指令(由第一工步转入第二工步)或发出下一工步快进指令(由第三工步以后);纵向进给结束压合限位开关 XK₄,发出纵向退回指令及第三工步的快进指令,以后各工步的动作将重复第一工步的变化。各限位开关安装在车床身上,压合限位开关的碰块安装在大拖板的

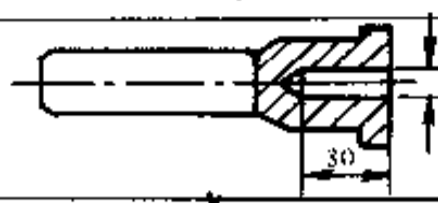
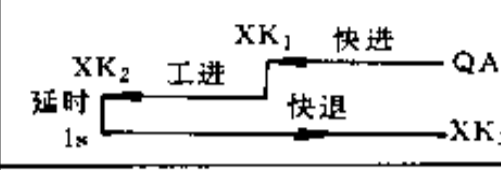
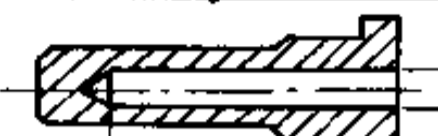
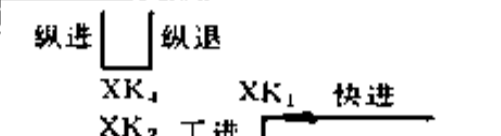
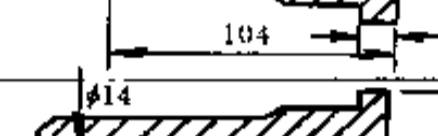
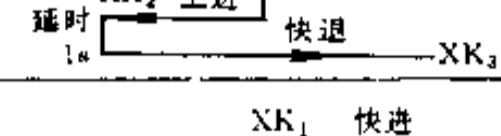
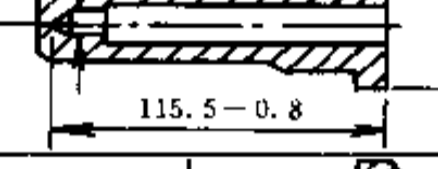
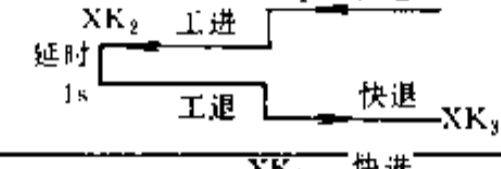
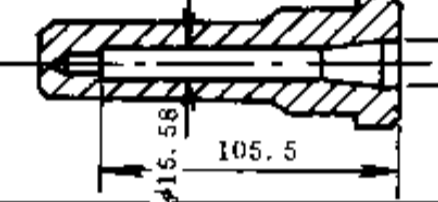
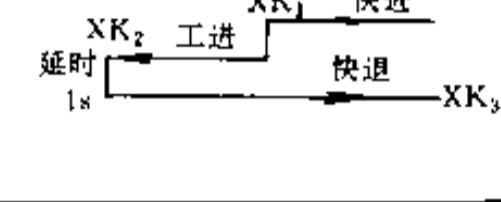
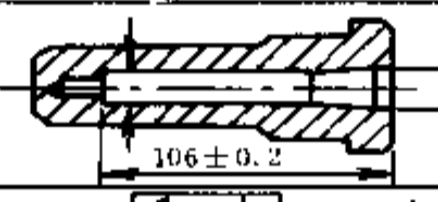
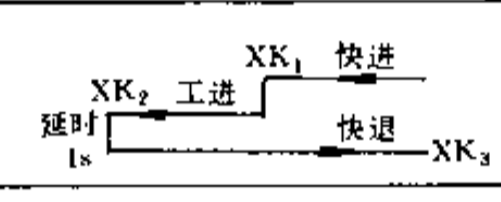
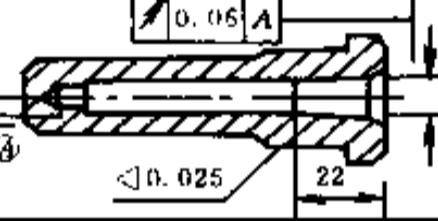
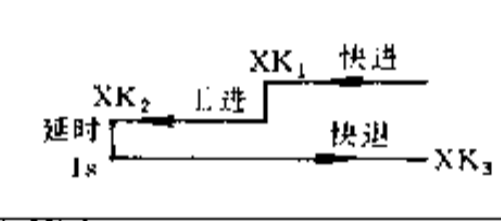
工步	工步名称	工步内容	工步动作分解
1	钻孔		
2	车平面		
3	钻深孔		
4	车外圆及钻孔		
5	粗铰双节孔及倒角		
6	精铰双节孔		
7	铰锥孔		

图 8-5 工步图

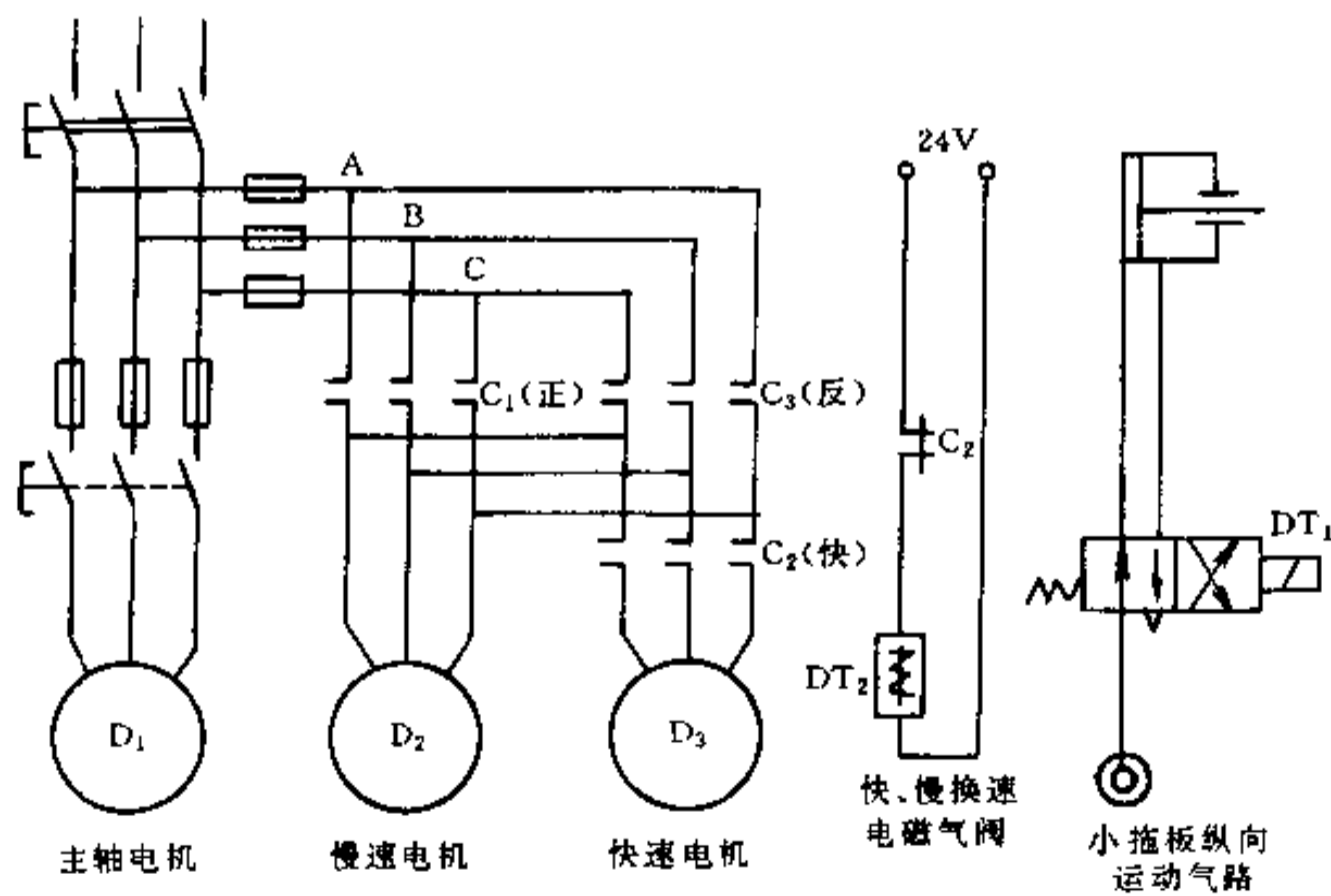


图 8-6 六角车床电气控制主电路

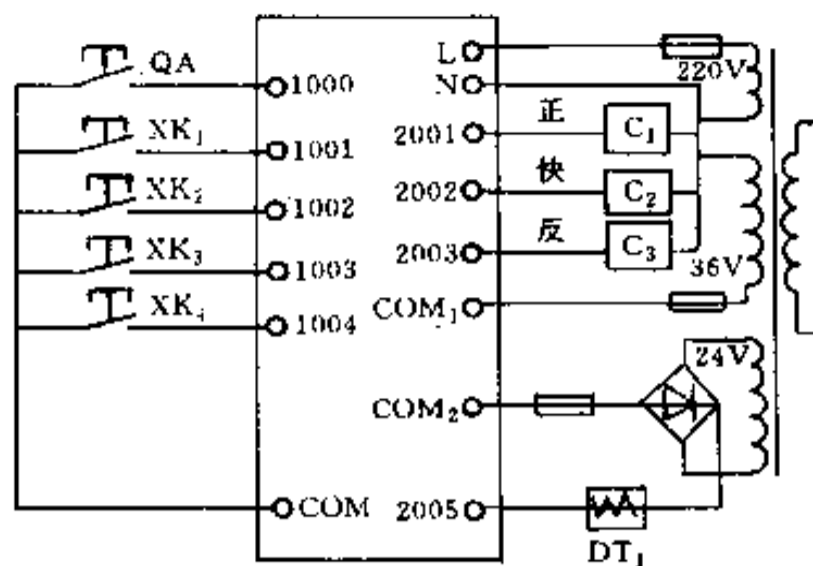


图 8-7 PC I/O 连接图

六角回转工作台上。

另外,各动作之间应设备互锁,即某一个动作进行时,应封锁另一个动作,如快进与工进互锁、纵进与纵退互锁等。

1. 用户 I/O 设备及 I/O 点数

(1) 输入设备 - 启动按钮 QA, 限位开关 XK₁, XK₂, XK₃, XK₄。

(2) 输出设备 - 电动机接触器 C₁(正转)、C₂(快速)、C₃(反转); 纵向运动电磁阀 DT₁。

I/O 点数: 5 点输入, 4 点输出。

2. PC 的选择及其 I/O 点编号的分配

由于该机应是在车间环境生产, 控制系统要求可靠性高, 而所生产的产品工艺固定, 输入 / 输出触点, 要求较少。因此, 我们可编程控制作中央控制器。本例选择了 ACMY - 5256 型 PC, 其 I/O 编号的分配已标于 PC 的 I/O 连接图中, 如图 8-7 所示。

3. 程序设计

根据如图 8-5 所示的工步图及控制要求, 即可设计出梯形图如图 8-8 所示。

该梯形图的控制原理如下:

第一工步: 启动时按下 QA, 1000 接通, 使 3001 接通并自保, 相继接通 2001 及 2002, 快进动作。快进结束压合 XK₁, 1001 接通, 使 3002 接通并自保, 断开 2002, 2001 继续接通, 转为工进。工进结束压合 XK₂, 1002 接通, 接通 3003 和 5000, 断开 2001, 工进停止。经过 1s 延时, 使 3004 接通并自保, 断开 3002, 从而使 2001 断开, 2003、2002 相继接通, 转入快退。

第二工步: 当第一工步快退结束时, 压合 XK₃, 1003 接通, 使 3005 接通并自保, 断开 3004, 从而相继断开 2003 及 2002, 快退停止, 同时接通 2005, 纵进动作, 转入第二工步。当纵进结束时, 压合 XK₄, 1004 接通, 使 3006 接通并自保, 断开 3005, 从而使 2005 断开, 纵进停止, 开始纵退; 同时又相继接通 2001、2002, 快进动作, 转入第三工步。

以后每一工步动作过程的分析方法与第一工步相同。当进行到第七工步最后一个动作(即快退)结束时, 压合 XK₃, 1003 接通, 使 3105 接通, 3104 断开, 从而相继断开 2003、2002, 快退停止, 完成了一个周期的动作。

根据图 8-8 的梯形图, 用 ACMY - S256 的编程指令, 即可编制出程序清单, 然后用编程器将程序键入 PC 内存, 便可进行调试和运行。

4. 结束语

该机床在改进可编程控制器控制以来, 系采用传统的继电器控制, 其控制线路成捆

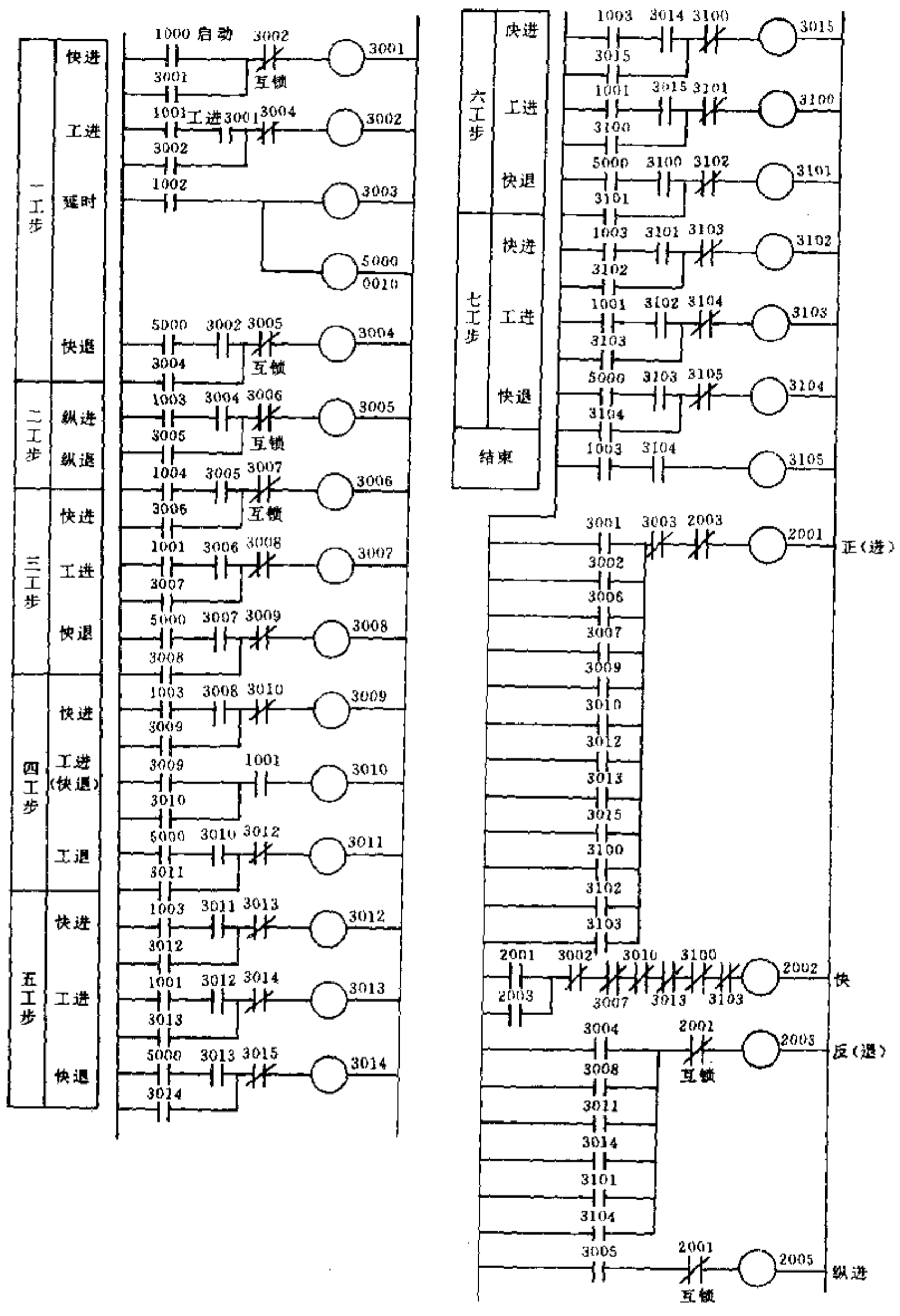


图 8-8 梯形图

(上百根)、继电器成行(28只),二极管成堆(57只),改用PC控制后,整个控制线路(即I/O连接线)只有14根,并省去了全部继电器(27只中间继电器和1只时间继电器),不但安装十分方便,而且保证了可靠性,减少了维修量,提高了工效,其经济效益十分明显。

8.3.2 直线加速器微机测控系统

直线加速器微机测控系统是解决直线加速器分散控制、集中显示问题的一套可自动/手动控制切换的作业系统,是一个涉及电压、电流、温度、真空度、水流和水压等多变量检测和控制的物理系统,还包括各子系统之间复杂的安全联锁保护线路,使人可以远距离对加速器进行调整和控制。较之传统以模拟仪表为基础的控制系统的分散检测控制、集中显示、状态监测和安全联锁等优点,其基本组成系统原理如图8-9所示。

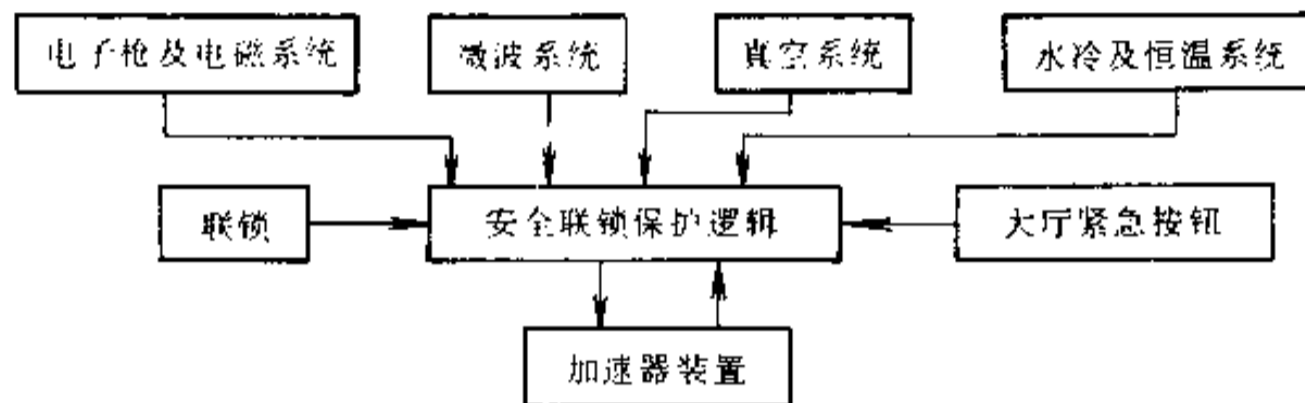


图 8-9 加速器测控系统基本组成原理

1. 加速器监控系统总体方案设计

(1) 测控系统的总体任务

该系统的测控对象是直线加速器的整个组成对象,包括真空系统、微波系统、水冷恒温系统和恒流源系统(包括电子枪和电磁系统)。需要完成的控制功能包括受控对象的自动起停,运行参数的设置、采集、分析、调整、运行状态的监测和事故处理、状态显示、打印和记录等。各子系统都需达到一定的控制要求:

水冷恒温系统:使加速腔温度能在 $(35 \sim 42) \pm 0.25^{\circ}\text{C}$ 之间随意调节。

恒流源系统:根据工艺人员提供的曲线给阴极提供稳定的电流。

微波系统:使加速腔内的真空度高于 0.00005Pa 。

微波系统:主要考虑联锁问题。

根据上述要求,该直线加速器测控系统由两级计算机组成,主机为IPC486DX/2,主要任务是控制系统的总体参数设置,程序存储,协调和控制各个子系统的工作,记录、分析、打印数据,担任总指挥的角色;下位机由康拓工业电脑公司的即插即用的IPC5000系列模板承担,分别完成模拟量、开关量的输入输出及数据的采集;单独成系统的真空系统采用8031单片机控制,其与上位机之间采用RS232串行接口进行通信;考虑到测控系统的运行安全保障,设置了手动/自动切换装置。整个系统的组成如图8-10。

(2) 输入输出通道设计

根据测控系统的测控要求,知加速器测控较复杂,涉及到许多方面,输入输出通道的设计必须考虑到各子系统测量和控制要求。因此,输入输出通道的具体设计如下:

① 模拟量输入输出通道(A/D、D/A通道)。模拟量输入通道一般由信号处理、多路转

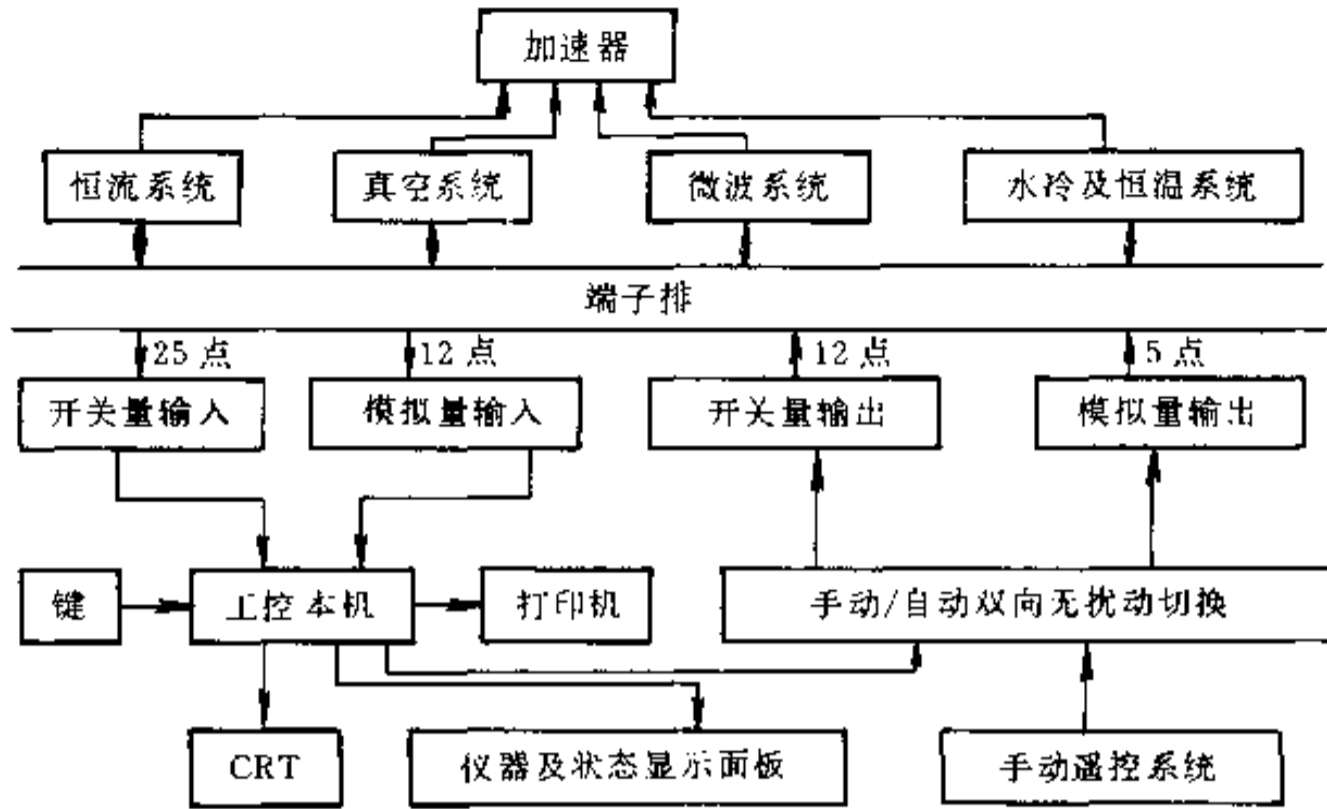


图 8-10 系统的基本组成框图

换器、放大器、采样保持器、A/D转换器组成,其任务是把模拟量检测转换成数字量输入计算机。模拟量输出通道一般由接口电路、D/A转换以及采样保持器组成,其任务是把微机输出的数字量信号转换成模拟量电压或电流信号,以便去驱动相应的执行元件。由于系统需要有12路模拟量检测控制,包括温度、恒流源电流、真空度及其他重要参数,参数多,本测控系统选用光隔离型12位32路高速A/D板IPC5488作为模拟量输入通道,选用光隔离型12位8路D/A板IPC5486作为模拟量输出通道。

② 开关量(数字量)输入输出通道。开关量输入输出通道主要由缓冲和电气转换两部分构成。输入缓冲器起着对外部输入信号的缓冲、加强、选通作用;输出锁存器锁存输出的数据或控制信号,供外部设备使用。由于本测控系统需检测的开关量达28路,需控制的开关量达19路,参数多,检测精度要求高,因此测控系统采用光隔离开关量输出板IPC5374作为开关量输出通道。

2. 系统软件设计

(1) 重要参数控制算法的设计

加速器的开机运行必须在一定的严格条件下进行,各子系统的各种参数都要很好控制。以恒流源电流测量和控制为例介绍重要参数控制算法设计。

恒流源系统按照工艺人员提供的曲线给阴极电子枪提供稳定的电流。这是一个随动系统的控制问题,传统上采用PID控制,按偏差的比例、积分、微分的线性组合进行控制。恒流源输出电流加在电子枪和电磁系统上,但当电子枪及电磁系统的输入阻抗随灯丝温度变化而变化时,恒流源又无法实现输出电流的温度补偿。因此,恒流源系统采用闭环调节,其结构原理图如图8-11所示。

在PID控制中,存在着比例(K_P)、微分(K_I)和积分(K_D)三种控制作用,根据不同的被控对象适当地整定这三个参数,可以获得比较满意的控制效果。但PID的三种控制作用特别是积分控制存在作用不佳的现象。比如,导致积分饱和、系统快速性降低等情况,甚至出现振荡,延长系统的过渡时间。针对这种情况,本系统对传统PID的积分项进行了改进,采用变速积分PID。变速积分的积分项表达式为

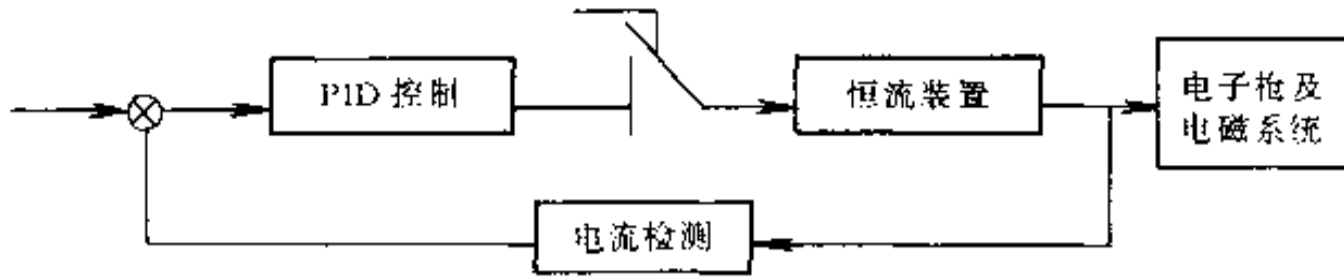


图 8-11 恒流源闭环控制原理框图

$$U_1(k) = K_1 \left| \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + f[e(k)]e(k) \right| \quad (8-1)$$

f 与偏差当前值 $|e(k)|$ 的关系可以是线性或高阶的, 本方案设其为

$$f[e(k)] = \begin{cases} 1 & |e(k)| \leq B \\ (A - |e(k)| + B)/A & B < |e(k)| \leq A + B \\ 0 & |e(k)| > A + B \end{cases} \quad (8-2)$$

(2) 系统软件的具体设计

根据系统控制要求和各种高级语言的特点, 系统软件采用 C 语言编写, 由主程控模块和定时中断服务模块组成。主程序模块包括三部分, 一是对系统硬件及连接情况的自检和自校即硬件初始化; 二是对输入输出接口工作模式、系统工作指针(含栈)、标志和某些内存单元内容进行预置即软件初始化; 三是具体应用的有关的工作处理, 包括屏幕显示、参数设定、人工干预和数据处理、显示、打印等人—机交互工作, 其流程图如图 8-12 所示。

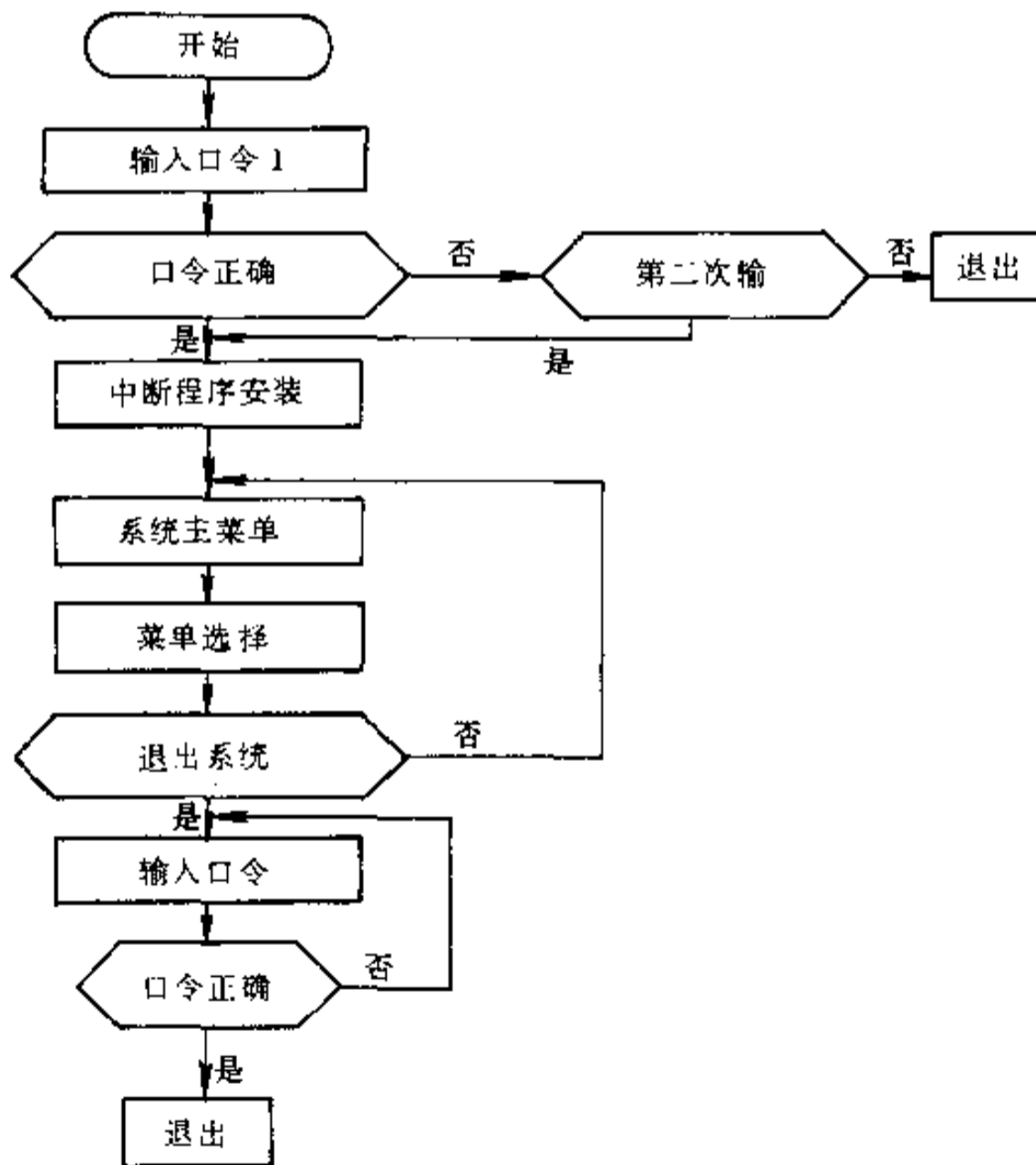


图 8-12 主程序框图

定时中断服务程序模块采用中断和时间片相结合的技术保证系统实时性又兼顾次要任务顺利地完,包括定时采样、数字滤波、上下限报警、数字控制器的计算及输出控制量等功能,其流程图如图 8-13 所示。

3. 系统抗干扰措施

在加速器运行过程中,存在各种各样的干扰源。微机测控系统在有许多强干扰源环境下能够长期可靠地运行,不仅要求它的硬件设备不出故障,而且系统的软件也要能可靠运行。实践证明,供电系统、接地方式和电磁辐射是引入外部干扰的重要来源。

供电系统引入的干扰包括电网上的任何波动和瞬变通过电源系统传递到电路上,电源系统本身产生的干扰,负载电路中继电器触点的瞬变过程通过电源系统影响电路。为了抑制供电系统产生的干扰,整个系统采用隔离变压器和在线式不间断电源(UPS)相串供电。在线式 UPS 的供电示意图如图 8-14 所示。其正常供电时由市电输入经交直流变换和蓄电池并接后输入,可以抑制掉电磁干扰,输出电压和频率都比较稳定。

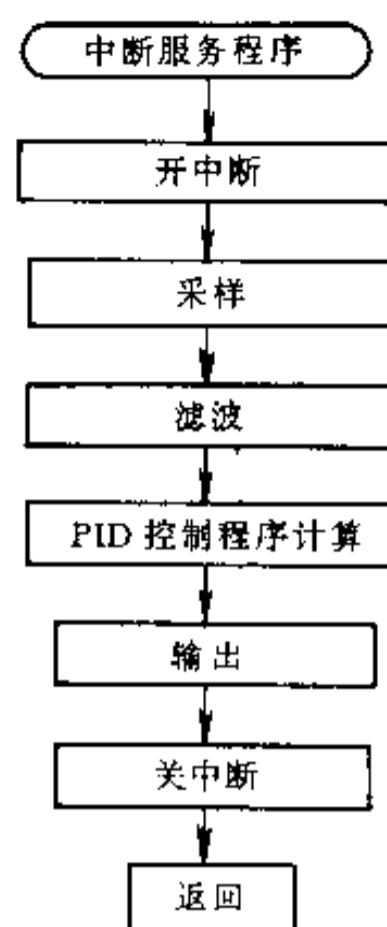


图 8-13 中断服务程序流程图

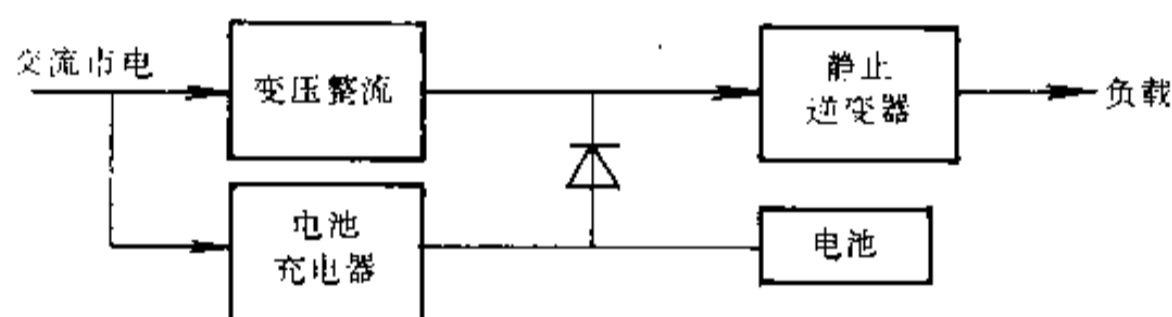


图 8-14 在线式 UPS 原理图

正确的接地方式可以在很大程度上抑制内部干扰的耦合,防止外部干扰的侵入,从而大大提高系统的抗干扰能力。正确的接地方式一般有如下几种:将交流接地点与直流感地点分开;将逻辑地浮空并使机柜良好接地。电磁辐射一般采用屏蔽的方法,屏蔽体可以是金属隔板或盒式。本测控系统采用的屏蔽措施为:上位机采用增强型工业标准机箱,下位机本身的机壳用一金属罩封闭起来,所有的信号线都采用屏蔽电缆。

8.3.3 点焊机器人

点焊机器人由机械系统、控制系统和点焊机系统三大部分构成,各部分之间由电缆、气管、水管相互连接。如图 8-15 所示,机器人机械系统是执行机构,控制系统是机器人的指挥中心,焊机是机器人的外部设备,是机器人完成焊接工作的工具。

1. 机械系统

机器人机械系统是关节式结构。由腰、大臂、小臂、腕转、腕摆和腕捻等六个关节组成,各关节由交流伺服电机驱动,通过谐波减速器或滚珠丝杠、齿轮、同步齿形带等传动,交流伺服电机同轴装有光电码盘和测速发电机,作为控制环节的速度和位置检测元件。

各轴装有零位开关,为机器人“归零”时提供参考信号,各轴还装有正、反向限位开关,以保证机器人安全运转不至超程。各关节的传动图如图 8-16 和图 8-17 所示。

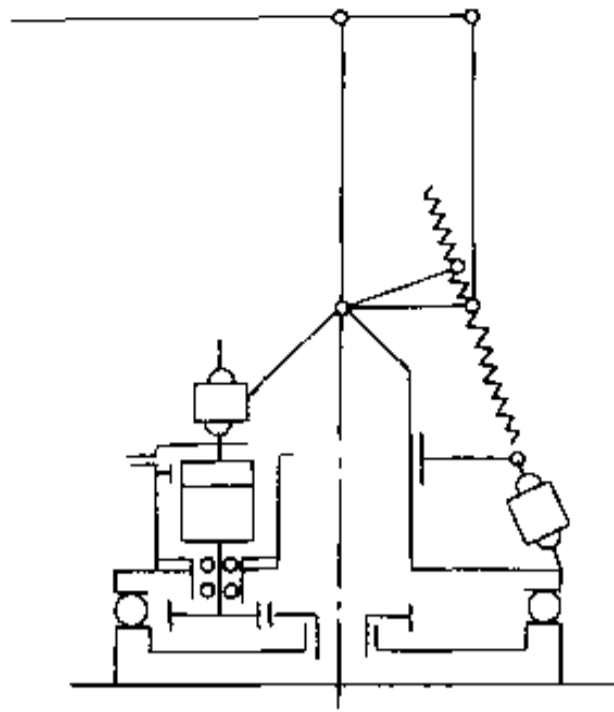


图 8-15 机器人系统框图

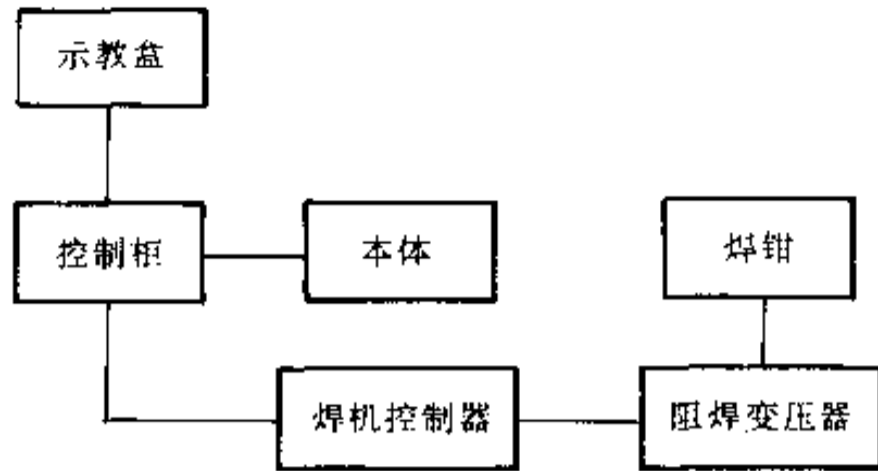


图 8-16 腰、大臂、小臂传动原理图

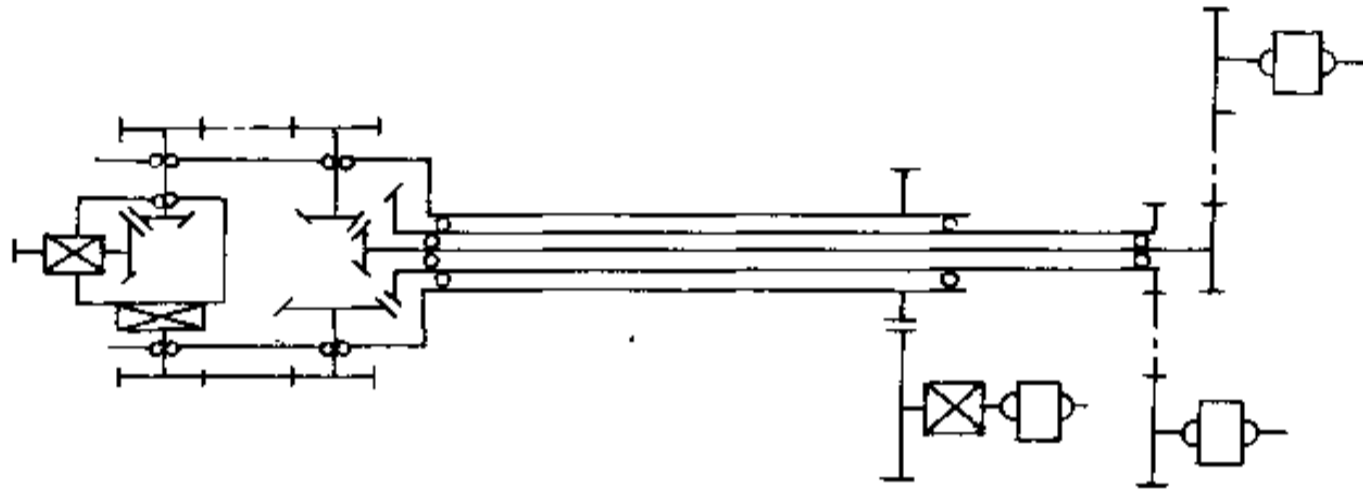


图 8-17 手腕传动原理图

机器人机械系统有如下特点：

- (1) 大、小臂采用铝合金制造,重量轻、惯量小,保证本体运动的灵敏度和动态响应特性。
- (2) 传动机构采用谐波减速器、滚珠丝杠及同步齿形带等,传动平稳,结构紧凑。
- (3) 腰部支承采用大直径交叉滚子轴承,大大地提高了本体的稳定性。
- (4) 大臂使用气动平衡,并附有大容积贮气罐,平衡稳定而可靠。

2. 控制系统

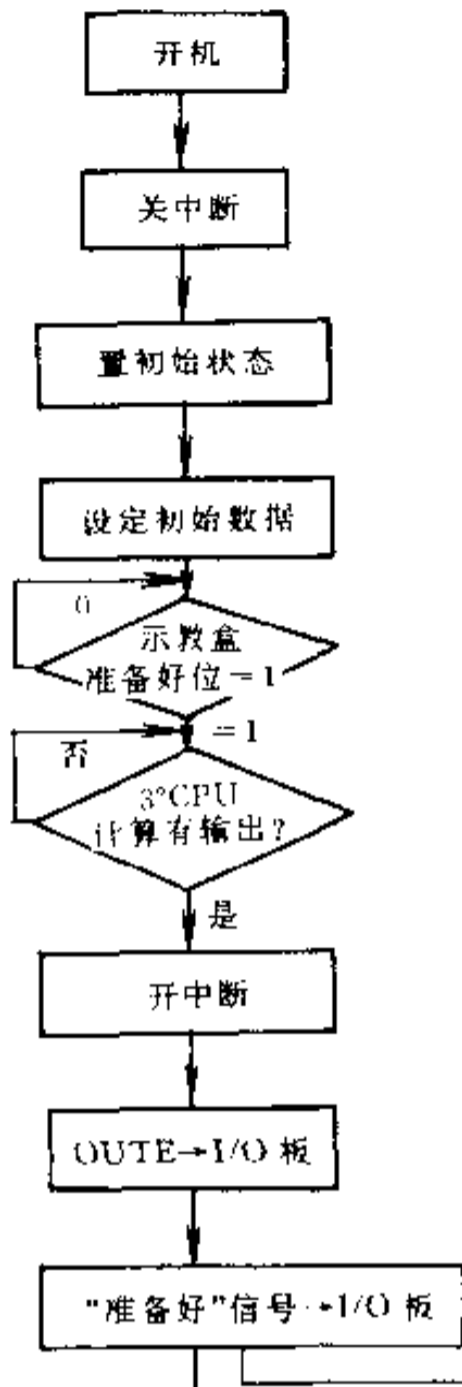
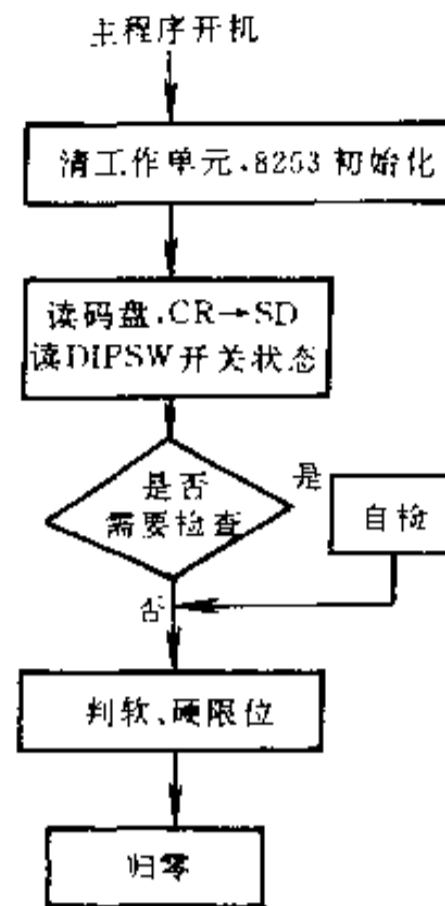
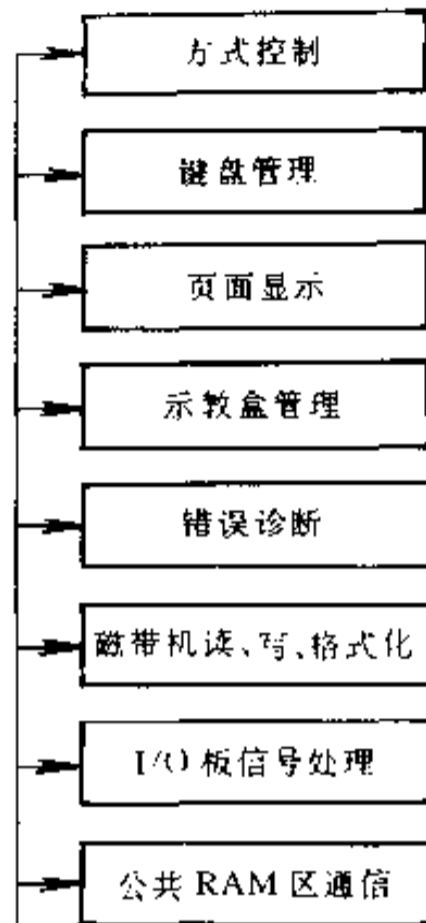
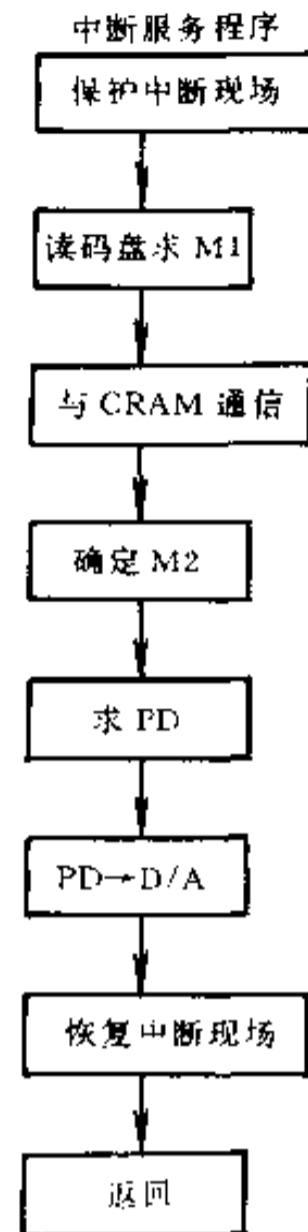
控制系统是机器人的核心部分,它由计算机、伺服驱动单元、驱动电路、I/O板、整流电源板、闸电源板和保护板等部分组成。

(1) 计算机系统

计算机是机器人的大脑,它负责整个机器系统的管理及各种数据运算、运动控制、外存、外部设备管理等工作。计算机系统软件是按各 CPU 的功能分别存放的,各 CPU 所需交换数据存放在 RAM 中,软件框图如图 8-18 和图 8-19。

(2) 伺服驱动单元

伺服单元驱动电机转动,电机带动关节运转。整个伺服驱动系统由一个电源单元和六个伺服单元组成,它根据计算机的命令,驱动机器人本体按照一定速度、一定的姿态使焊钳端点到达指定的位置。

图 8-18 1[°]CPU 主程序图 8-19 2[°]CPU 主程序和中断服务程序

(3) I/O 板

I/O 板主要用于计算机与外部设备的开关量交换, 共有 20 路输出和 40 路输入, 其中各 15 路为用户使用, 其余的为专用输入端口。

(4) 整流电源板

整流电源提供六路直流电源, 供 I/O 板、保护板、操作盒、闸电源板等使用。整流电源中还有掉电保护电路。当六路电源中有一路或几路掉电时, 掉电保护电路工作, 使系统不能启动。

3. 焊机系统

焊机系统由点焊机控制器和焊钳等组成。焊钳有 X 型和 C 型两种, 焊接变压器可以是悬挂式也可以是与焊钳一体式。

点焊机控制器由直流电源、同步信号发生器、程序控制电路、可控硅触发电路和报警电路等几部分组成, 其方框图如图 8-20 所示。

控制器采用两只反向并联晶闸管作为主电力开关, 通过对晶闸管导通角的控制, 调节焊接电流。控制方法上采用同步控制, 其主要特点是:

- ① 控制电路采用 CMOS 集成电路, 噪声容限高, 抗干扰能力强。

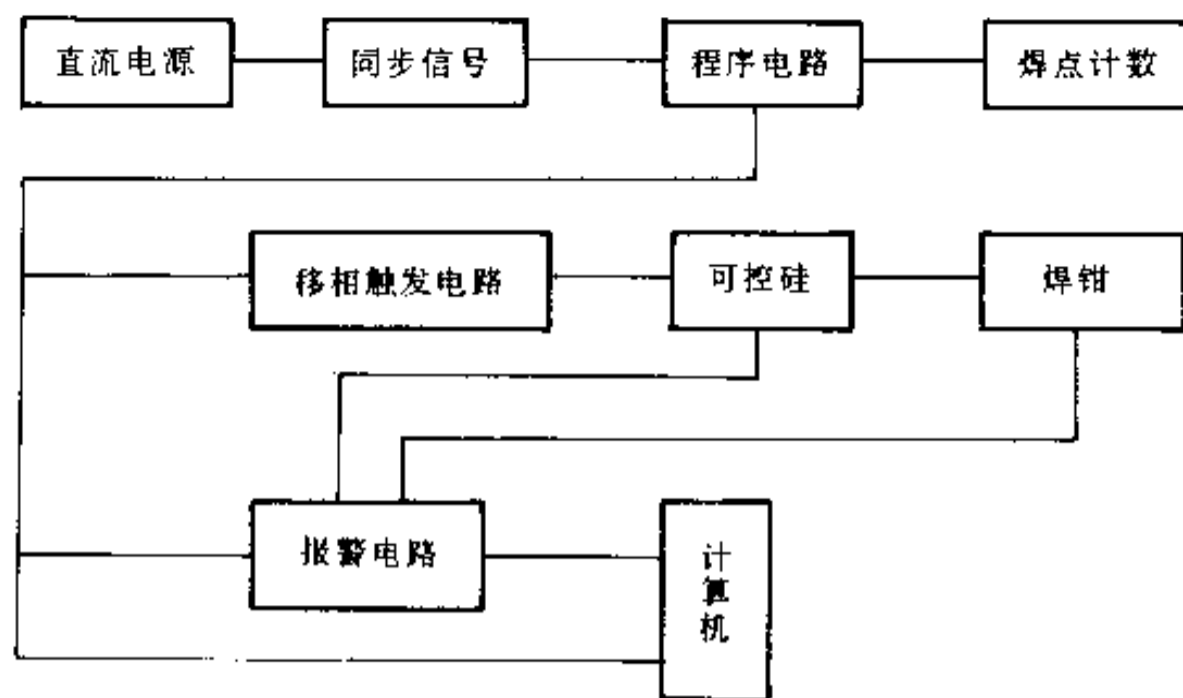


图 8-20 点焊机控制电路框图

② 焊接工作过程示意图如图 8-21 所示。其中 t_1 、 t_2 、 t_3 、 t_4 、 t_5 均由拨盘开关设定, 定时准确。

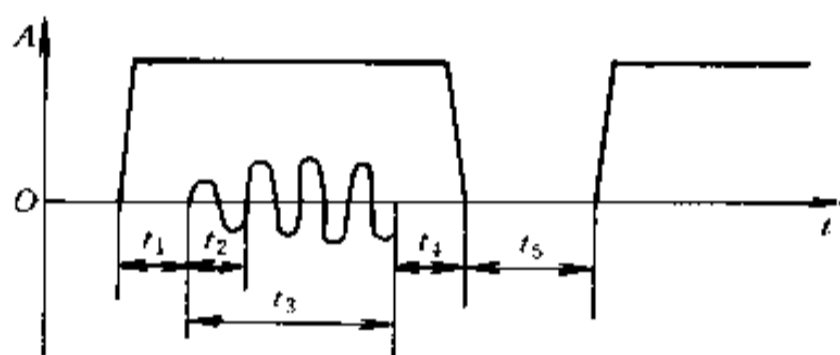


图 8-21 点焊机工作过程示意图

t_1 — 预加压时间; t_2 — 调幅时间; t_3 — 焊接时间; t_4 — 维持时间; t_5 — 休止时间。

8.3.4 纸张定量、水分测控系统

目前造纸生产的主要纸机是长网机和圆网机, 纸张定量、水分计算机检测控制系统就是装在长网机或圆网机上的检测、控制装置。纸张定量、水分检测控制系统用于造纸生产过程中对纸张两个主要指标——定量(单位面积重量)和(含水率)进行在线检测和闭环解耦控制, 使其与目标值的偏差最小, 接近最佳控制。同时, 对纸张生产全过程的成浆浓度、成浆流量、烘缸汽压、浆阀位置、网前箱液位、网速、纸速、总汽压力、汽流量、用电量等变量实现了检测和处理、控制和显示。为了使造纸厂更好地进行科学管理, 及时掌握生产动态和计划实行情况, 该系统还能自动地显示和打印每辊、每班、每日的产量和浆、汽、水、电等消耗量及这段时间内生产质量的统计值, 并能通过显示器监视生产过程中工况参数的瞬时变化。

使用本系统可提高纸质量、节约原材料、节省燃料、降低成本, 给纸厂带来较大的经济效益。

1. 系统构成

纸张定量、水分测控系统是由计算机柜、仪表柜、打印机柜、扫描架、现场仪表等六大部分组成。整个系统的总体结构图如图 8-22 所示。

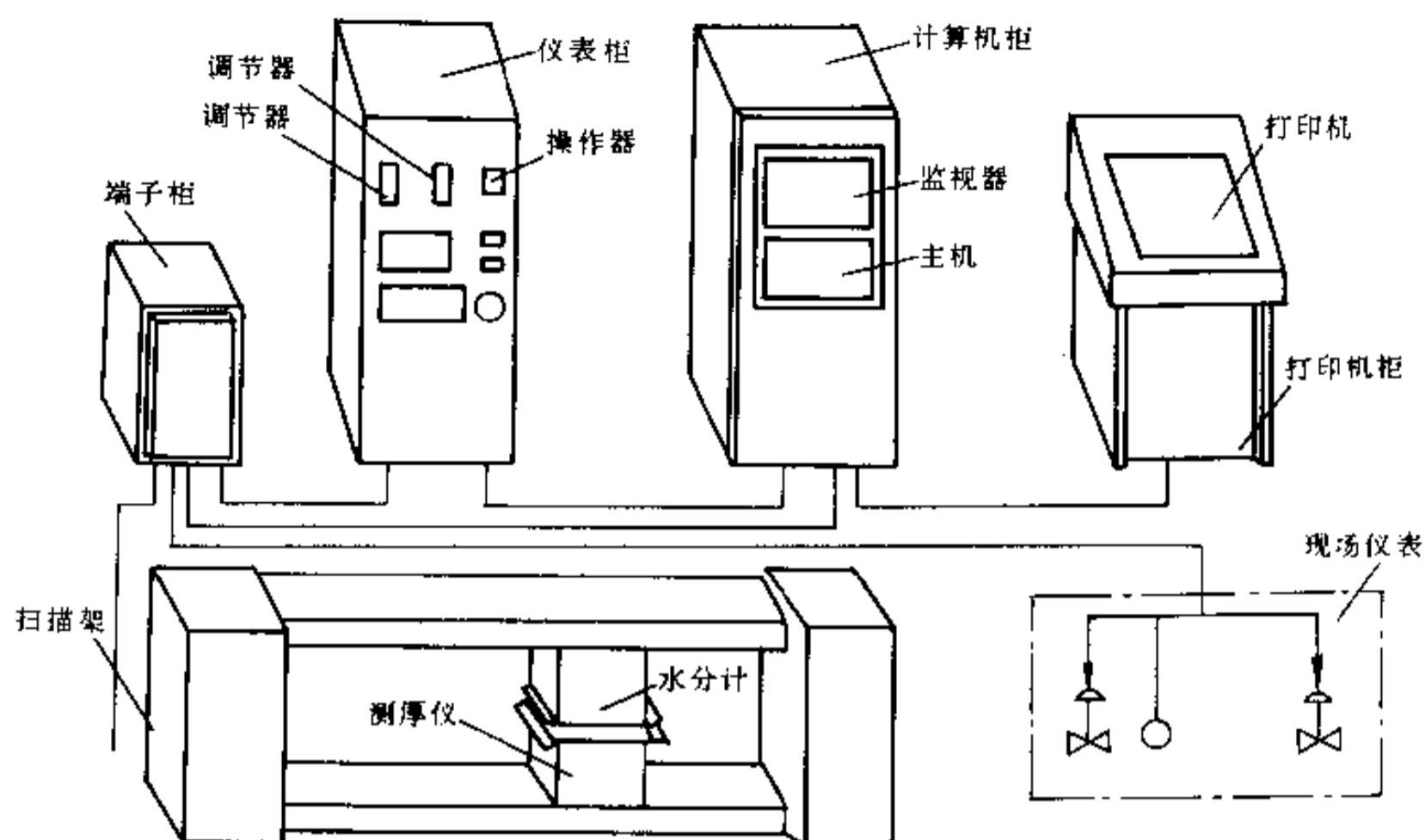


图 8-22 总体结构

2. 系统工作原理

系统中央控制采用高可靠的工业计算机,图 8-23 为计算硬件配置图。纸机绝大部分为长网机,各种长网机原理上没有本质差别。长网机由湿部、网部、压榨部、烘干部、压光部、卷取部等几个部分组成。其各环节控制图见图 8-24 所示。

计算机系统通过各种通道板——I/O 接口板与造纸生产各环节相联。各工艺环节由相应的传感器将各种信息变成计算机所需要的信号,如模拟量、开关量、脉冲量、数据量,计算机进行采集检测,然后根据工艺要求进行数学模型工艺运算。在本系统中采取了自适应控制理论,完成定量、水分等模拟量的相关单回路控制,整个控制系统为 SCC + DDC 系统。

计算机系统通过 I/O 通道将现场检测的各种信息按照已确定的工艺计算公式计算。如控制定量、水分的波动改善率可按下式计算:

$$\text{波动改善率} = \frac{\text{盲目运行统计偏差} - \text{控制投入后统计偏差}}{\text{盲目运行统计偏差}} \times 100\%$$

式中

$$\text{统计偏差} = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - c)^2}{N}$$

式中 c ——目标值;

x_i ——每次扫描的平均值;

N ——统计次数。

通过上式即可计算出定量、水分的波动改善率,由 CRT 显示出来,或通过打印机打印出来,如该偏差值超过预定值,即标准值时,计算机系统就按其 PID 和自适应原理计算出新的控制参数,通过 I/O 通道板,输出模拟控制量,控制相应执行机构,完成闭环控制。

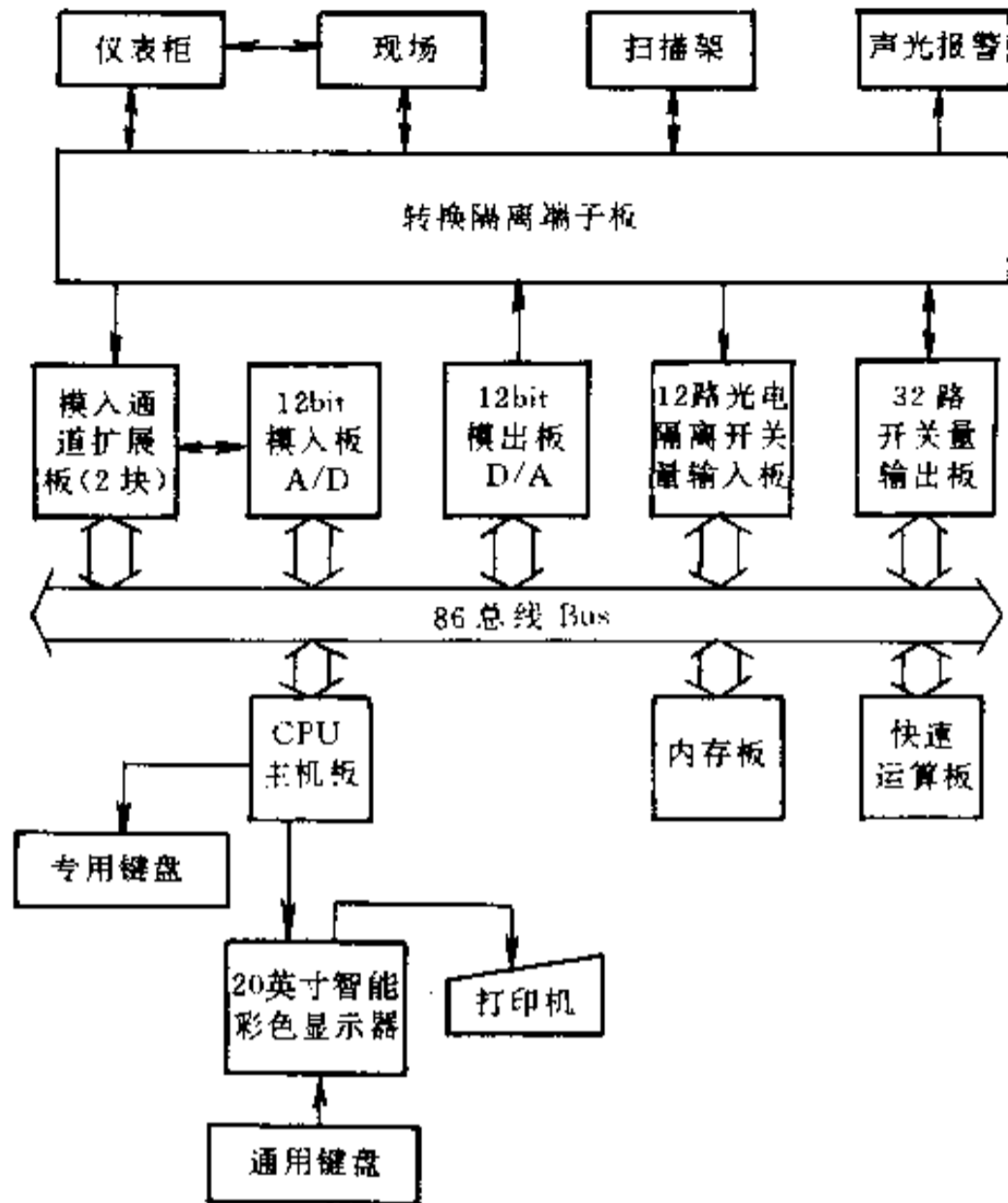


图 8-23 计算机硬件配置

在本控制系统中,包括 PID 算法,最小方差控制(前馈可选)算法,自整定最小方差控制算法(前馈可选),自校正控制算法(前馈可选)。

其控制系统见图 8-25 所示。

3. 系统软件结构

本系统全部软件是完全固化在 EPROM 中,主要功能是完成数据点的扫描、处理、控制,完成图形显示。全部软件共占 70kB,其中程序部分占 40kB。该软件采取了模块化设计,易扩充、修改。

(1) 软件结构

本软件系统是一个多任务的实时系统,其所有功能都是在一个称为 RMS09(Real-Time Multitasking Software)的实时多任务操作系统的支持下完成的。系统中的每一个用户都是一个独立模块,完成某一个特定功能,这样就使得整个软件在结构上非常清晰。其软件处理流程图如图 8-26 所示。

(2) 系统核心软件 RMS09

RMS09 为实时任务调度软件,用于对任务输入、输出设备进行启动、运行、等待,同步和停止等管理。

任务管理:资源管理能对多达 255 个资源进行分配、释放管理。

计时管理:数据统计,质量管理。

输入、输出管理:调试查错功能。

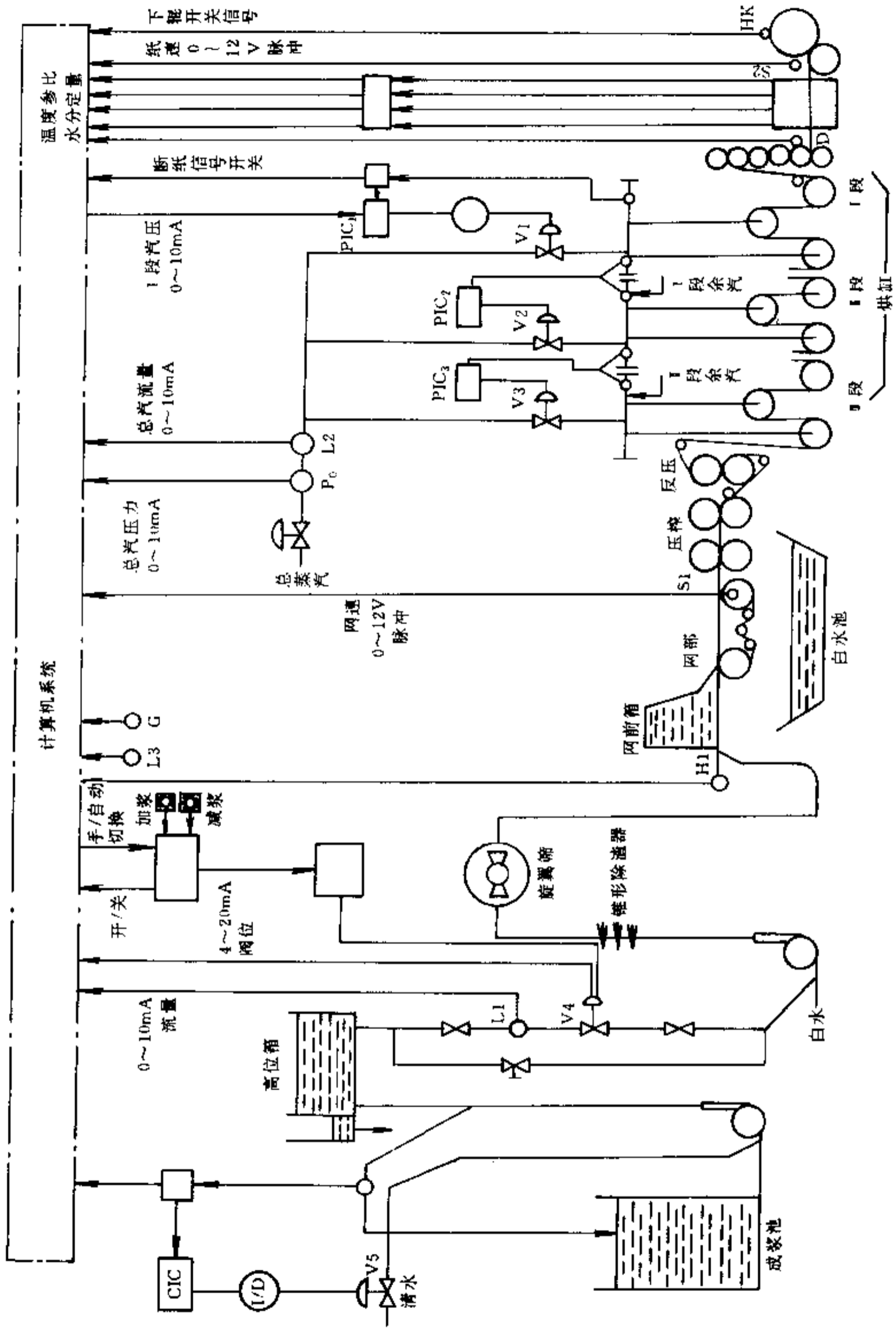


图 8-24 现场仪表控制流程图

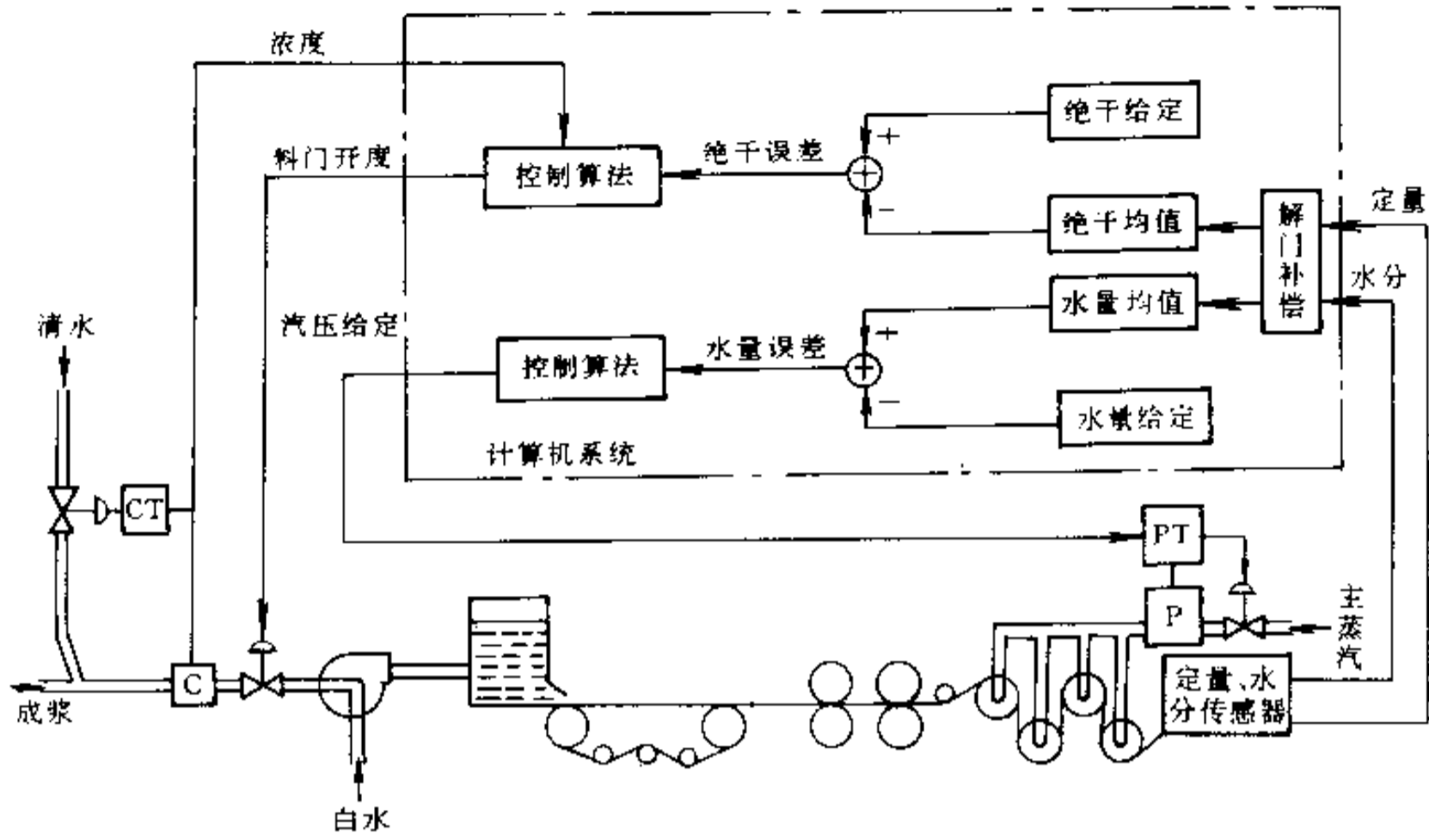


图 8-25 纸机控制系统图

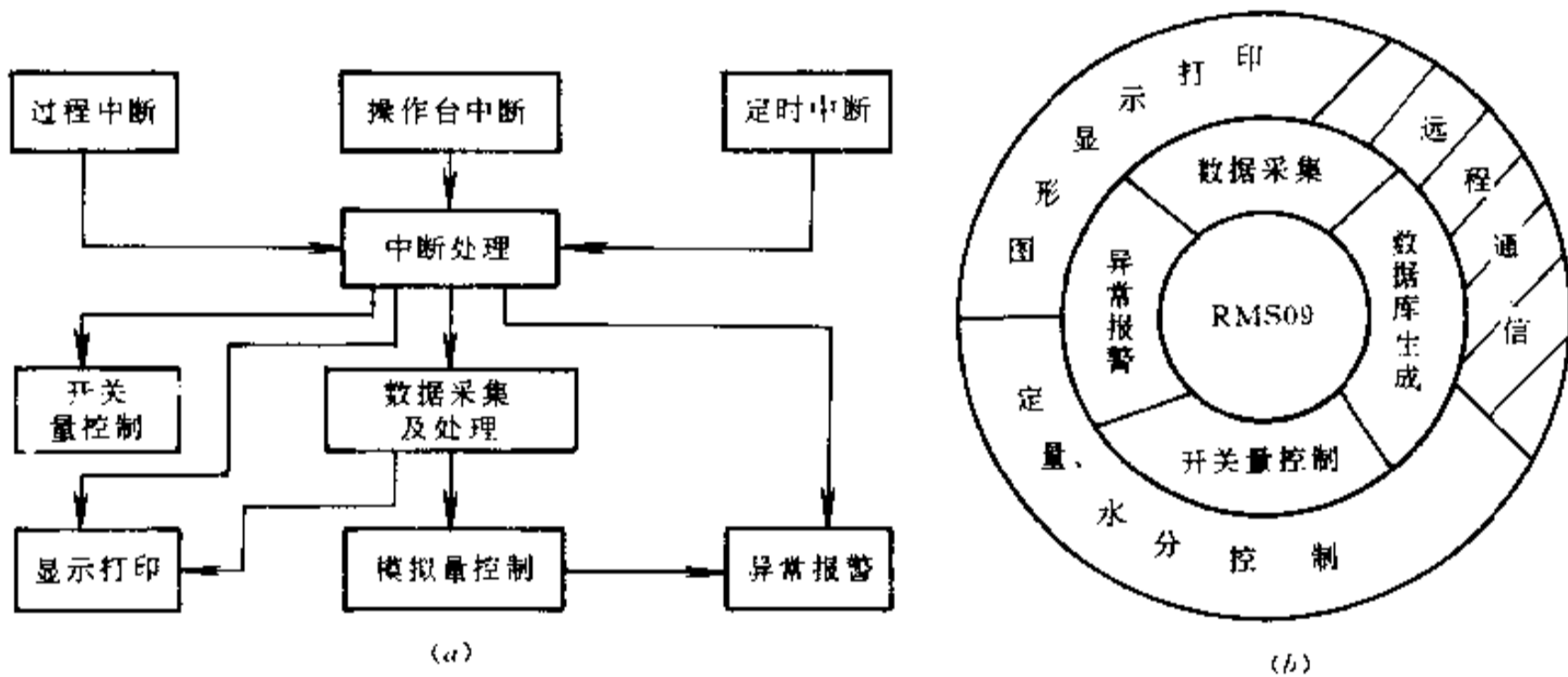


图 8-26 软件系统

(3) RMS09 主要程序模块

RMS09 主要程序模块有：中断分析模块，任务控制模块，输入、输出控制模块，定时控制模块，Debug 调试模块，系统生成模块，用户任务模块。其总的软件结构如图 8-27 所示。

§ 8.4 计算机集成制造系统(CIMS)

计算机技术的迅猛发展和广泛应用，为机械工业带来了一场新技术革命。60 年代末，在 CAD/CAM 的发展基础上，国外有关专家提出了计算机集成制造系统 CIMS(Computer Intergrated Manufacturing System) 的概念。进入 70 年代，日本、美国、西欧对计算机集成制造系统的有关技术展开了许多深入的讨论和研究。从 80 年代初期开始，在日本、美国及西

欧一些先进工业国家已逐步推出了一些实用的 CIMS 或建成了一批采用 CIMS 来实现部分集成的自动化工厂。作为一项跟踪世界科技前沿的研究发展项目,我国对 CIMS 的研究工作也正处于方兴未艾的阶段。可以预料,在近几年内,将出现 CIMS 的阶段成果,到本世纪末,将有实用的 CIMS 投入运行而使它进入工业实用阶段。因此,了解 CIMS 的现状、发展及其构成,逐步对其关键技术进行研究和掌握,这对于从事机电一体化的人们来说无疑是十分必要的。

8.4.1 CIMS 的定义与结构

机械工业自动化随着计算机技术的发展,已逐步从过去的大批量生产方式向高效率、低成本的多品种、小批量自动化生产方式转变。CIMS 就是为了实现机械工厂的全盘自动化和无人化而提出来的。其基本思想就是按系统工程的观点将整个工厂组成一个系统。用计算机对产品的初始构思和设计直至最终的装配和检验的全过程实现管理和控制。对于 CIMS,只需输入所需产品的有关市场及设计的信息和原材料,就可以输出经过检验的合格产品。它是一种以计算机为基础将企业全部生产活动的各个环节与各种自动化系统有机地联系起来,借以获得最佳经济效益的生产经营系统。它利用计算机将独立发展起来的计算机辅助设计(CAD)、计算机辅助制造(CAM)、柔性制造系统(FMS)、管理信息系统(MIS)以及决策支持系统(DSS)综合为一个有机的整体,从而实现产品订货、设计、制造、管理和销售过程的自动化。它是一种把工程设计、生产制造、市场分析以及其他支持功能合理地组织起来的计算机集成系统。换言之,CIMS 是在柔性制造技术、计算机技术、信息技术和系统科学的基础上,将制造工厂经营活动所需的各种自动化系统有机地集成起来,使其能适应市场变化和多品种、小批量生产要求的高效益、高柔性的智能生产系统。

由此可见,计算机集成制造系统是在新的生产组织原理和概念指导下形成的生产实体。它不仅是现有生产模式的计算机化和自动化,而且是在更高水平上创造的一种新的生产模式。

从机械加工自动化及自动化技术本身的发展看,智能化和综合化是未来的主要特征,也是 CIMS 最主要的技术特征,智能化体现了自动化深度,即不仅涉及物质流控制的传统体力劳动自动化,还包括了信息流控制的脑力劳动自动化。而综合化反映了自动化的广度,它把系统空间扩展到市场、设计、制造、检验、销售及用户服务等全部过程。

CIMS 系统构成的原则,是按照在制造工厂形成最终产品所必需的功能划分系统,如管理、设计制造等子系统,它们分别处理管理信息、工程设计最小的原则加以划分,使各子系统便于协调,并且具有相对的独立性。因此,从大的结构来讲,CIMS 系统可看成是由经营决策管理系统、计算机辅助设计与制造系统、柔性制造系统等组成的。其框图如图 8-27 所示。经营决策管理系统完成企业经营管理,如市场分析预测、风险决策、长期发展规划、生产计划与调度、企业内部信息流的协调与控制等;计算机辅助设计系统完成产品及零、部件的设计,自动编程,机器人程序设计,工程分析,输出图纸和材料清单等;计算机辅助制造则完成工艺过程设计、自动编程、机器人程序设计等;柔性制造系统完成物料加工制造的全过程,实现信息流和物料流的统一管理,它包括 CNC、DNC、MHS(物料输送系统)、CAT(计算机辅助检验)及 FAS(柔性装配系统)等。如上述三个框再适当细化,便可得到如图 8-28 所示的框图。

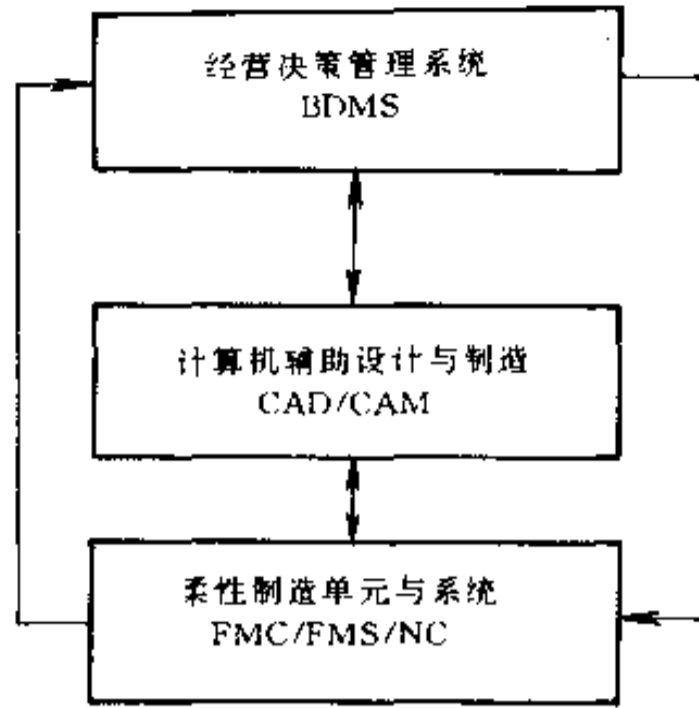


图 8-27 CIMS 主要结构框图

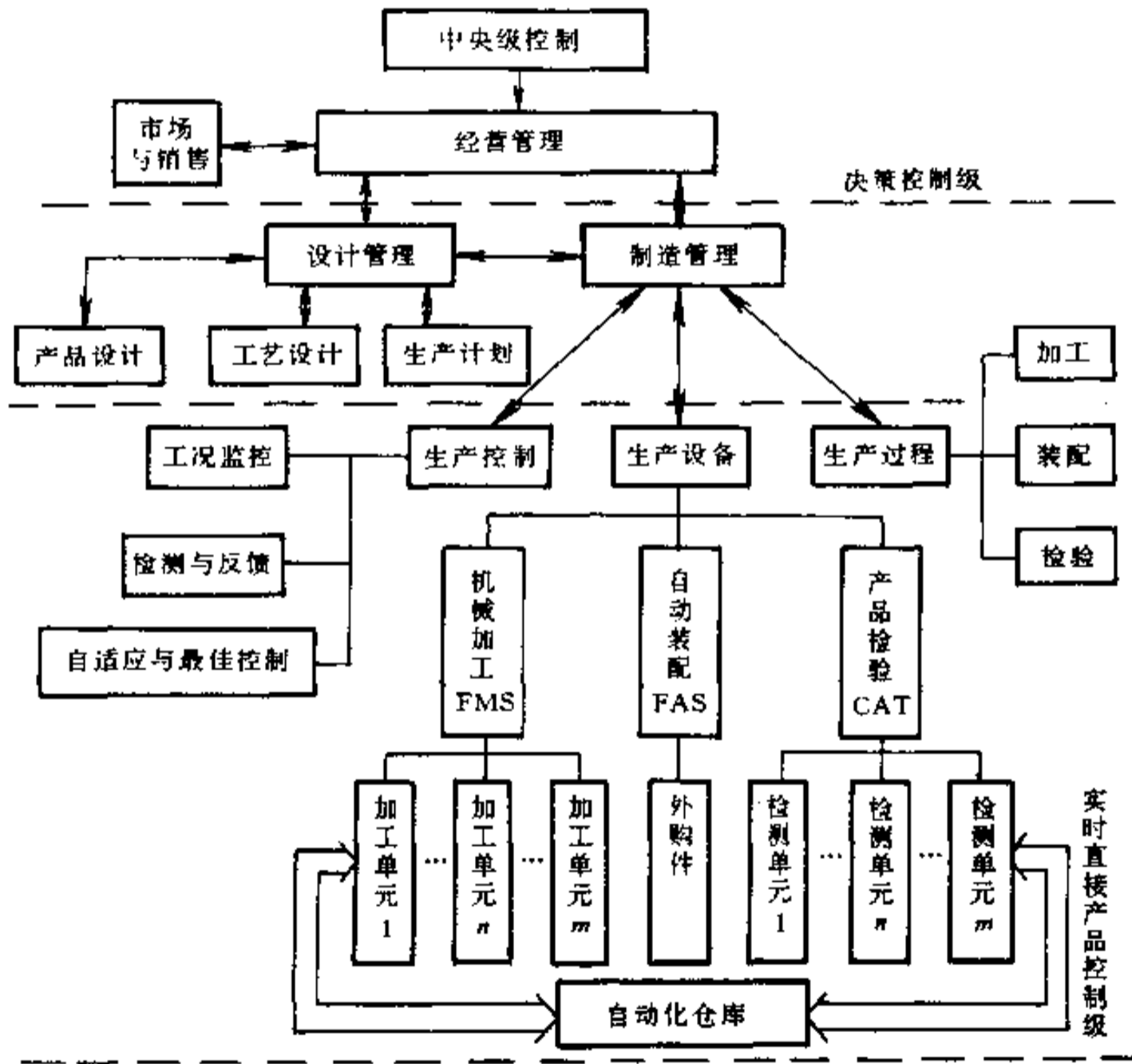


图 8-28 CIMS 系统框图

8.4.2 CIMS 的主要技术关键

CIMS 是一个复杂的系统,是一个适用于多品种、中小批量的高效益、高柔性的智能生产系统。它是由很多子系统组成的,而这些子系统本身又都是具有相当规模的复杂系

统。虽然世界上很多发达国家已投入大量资金和人力研究它,但仍存在不少技术问题有待进一步探索和解决。归纳起来,大致有以下五个方面

(1) CIMS 系统的结构分析与设计。这是系统集成的理论基础及工具。如系统结构组织学和多级递阶决策理论、离散事件动态系统理论、建模技术与仿真、系统可靠性理论与容错控制,以及面向目标的系统设计方法等。

(2) 支持集成制造系统的分布式数据库技术及系统应用支撑软件。其中包括支持 CAD/CAPP/CAM 集成的数据库系统,支持分布式多级生产管理调度的数据库系统,分布式数据系统与实时、在线递阶控制系统的综合与集成。

(3) 工业局部网络与系统。CIMS 系统中各子系统的互连是通过工业局部网络实现的,因此必然要涉及网络结构优化、网络通信的协议、网络的互连与通信、网络的可靠性与安全性等问题的研究,甚至进一步还可能需要对能支持数据、语言、图像信息传输的宽带通信网络进行探讨。

(4) 自动化制造技术与设备。这是实现 CIMS 的物质技术基础,其中包括自动化制造设备 FMS、自动化物料输送系统、移动机器人及装配机器人、自动化仓库以及在线检测及质量保障等技术。

(5) 软件开发环境。良好的软件开发环境是系统开发和研究的保证。这里涉及面向用户的图形软件系统、适用于 CIMS 分析设计的仿真软件系统、CAD 直接检查软件系统以及面向制造控制与规划开发的专家系统。

综上所述,涉及 CIMS 的技术关键很多,制定和开发计算机集成制造系统的战略和计划是一项重要而艰巨的任务。而对计算机集成制造系统的投资则更是一项长远的战略决策。一旦取得突破,CIMS 技术必将深刻地影响企业的组织结构,使机械制造业产生一次巨大飞跃。

8.4.3 未来的工厂

柔性制造系统规定了未来工厂的技术条件:迅速引入新产品;迅速改变相似功能的产品;以具有竞争力的生产成本进行小批量生产;始终一致的质量控制;具有制造多种产品的能力;具有生产顾客要求的特殊改型产品的能力。

满足这些技术条件的工厂,其核心就是 CIMS。这种工厂,CAD/CAM 技术可以缩短一个新产品从方案设计到制造的时间;FMS 可以不断通过修改程序生产新产品;自动装配线可以适应于装配许多顾客专门要求修改的产品;自动检测可以保持产品的高质量。在车间现场只需很少几个工人即能实现上述这一切。只有物料输送系统、计算机自动控制系统和工业机器人在车间现场进行工作,以及有限的人在远距离进行监控。

日本在计算机集成制造系统和自动化工厂的研制和发展方面走在世界各国前列。为分配研究自动化工厂的各种技术项目,1978 年成立了工程研究联合会,总投资为 130 亿日元,建立了最高水平的“筑波复合生产实验工厂”。该自动化工厂由毛坯加工、机械加工、装配、测量、激光加工、产品检验、自动诊断以及自动设计等子系统组成,由四级计算机实行控制。其机械硬件采用了适应柔性加工的变异结构,通过改变硬件结构以改善功能柔性、实现复合结构和集成操作控制。

与此同时,日本还建立了一些自动化工厂。其中 FANUC 公司及山崎铁工所是具有代

代表性的两个。如山崎铁工所的自动化工厂,由两条柔性制造系统组成。一条生产长为10m以上,重达20t物主轴箱和齿轮箱;另一条生产长度30m以上,重达60t的立柱、大拖板、床身及底座。由自动台车搬运材料和工件,全厂由中央控制室的主计算机控制和管理生产。晚上无人化生产,白天只有12人工作,其自动化程序是可想而知的。

美国是研制CIMS和自动化工厂技术较早的国家之一。据统计,全美国雇员超过100人以上的制造公司共有55000个,其中97%都在着手进行集成工作,即利用局部网络将公司的自动化孤岛连接起来,大约有1%的厂家(如Irgersqll铣床公司、通用汽车公司、西屋公司、道格拉斯公司及波音等公司)都不同程度地实现了CIMS。美国为了提高宇航工业的生产效率,从1977年开始,以美国空军为中心实施计算机集成辅助制造(ICAM)计划,到目前已投入一亿多美元,完成了战斗机用的薄板零件冲压加工的无人化生产系统。1985年开始投入生产运行,这一计划的关键是研究模块化软件。通用公司建立了一座生

上,具有物料缓冲器的托盘系统和自动化夹具系统都有各自的控制器,将这些控制器连接起来就构成了该工作站的控制器。

立式加工工作站有一个自动化的加工过程设计系统。它有一台立式加工中心和一台 400 型机器人。该工作站的控制器是 sun 微型系统工作站,并用另一微型计算机作为设备控制器。车削工作站的设备包括有一台 CNC 车削中心和一台机器人,该工作站还设置有一个故障探测器,这是一个装在车削中心刀架上的振动传感器,用于检测刀具的磨、破损情况。其检测信号与不同加工工序中能接受的一组振动信号进行比较,不能接受的振动信号将给工作站控制器一个信号,以便辨别刀具的工作情况。

清洗和去毛工作站上目前主要设置有两台机器人,它们分别从事清洗和去毛刺的工作。

检测工作站有一台坐标测量机、坐标架式机器人和一台用于测量表面粗糙度的光学散射仪。检测工作站的任务是工件最终质量的检测和温度控制。

物料储运系统用于处理零件毛坯、原材料、刀具、已加工零件的进出仓库和在其他工作站之间的输送,其设备包括两台机器人运输车(运送刀具和零件的托盘)、六个自动化库和一个搜索系统部件。

2. AMRF 的控制系统

AMRF 的控制系统是一个灵活的,易于适应新机床、新工艺,能对工厂实行实时控制的系统。在增添 1 至 2 个模块后,能使目前尚属手工操作或已部分自动化的工厂逐渐发展成未来工厂。

其控制系统的层次结构框图如图 8-29 所示。它是一个具有五个层次的分级控制系统,即基地(或工厂)、车间、单元、工作站和设备控制系统。控制结构是一个规则的树结构。大多数数据既可以从控制的最高层也可以从最低层进入系统。命令、零件设计和加工规划进入最高层即工厂层。而检测信息从层次的底部即设备层进入系统。大多数的检测信息用在设备层或工作站层。指令序列在这两个层次执行。通过设计要求与得到的地区检测信息相比较,作出对物理世界的判断。递阶结构的中间层则产生和利用中间数据,为较低层完成协调控制,并提供工厂计划、消耗等有用信息。

控制系统中还有一个计算机仿真系统,当系统需要扩展而不断引入新的机器和相应的控制系统时,需要在新系统引入原系统前测试新系统。这种测试不仅必须证明新系统没有内在错误,而且要说明它的增加不会产生引起系统失调的问题。这是一个实时仿真器,能为程序员直接提供一个框架来建立模型程序,以便进行实时仿真。工厂网络结构提供了单元系统之间的通信手段,如图 8-30 所示。

AMRF 网络逻辑上是一个连接在公用高速总线上的同级计算机系统的网络。网络各单元的分界是工作站,在工作站内进行着对时间要求很高的通信。每一工作站和它的设备通过自身的工作站子网络连接起来,每一子网络又通过一个控制通道(选通路径)与工厂主网络连接。所以,工作站网络也是一个同级计算机系统网络。这样网络中的每一个系统都可以从网络中任一系统获得信息或控制数据,或向其他子系统提供数据。

3. 数据管理

数据管理系统的主要功能是提供通向集成数据库的通道。集成数据库存储支持产品的设计、规划、制造、装配、检验、服务等所必需的数据。同时也提供其他数据库管理功能。

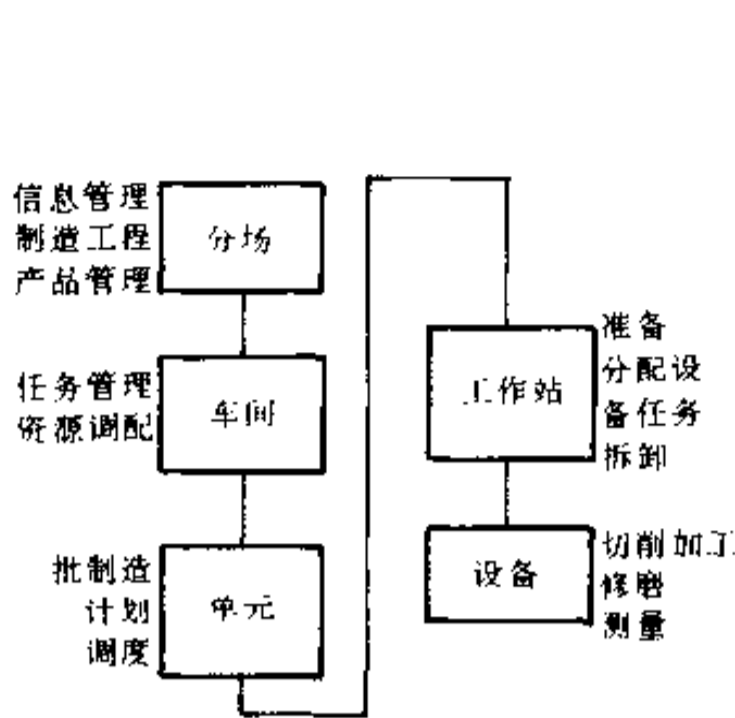


图 8-29 控制系统层次框图

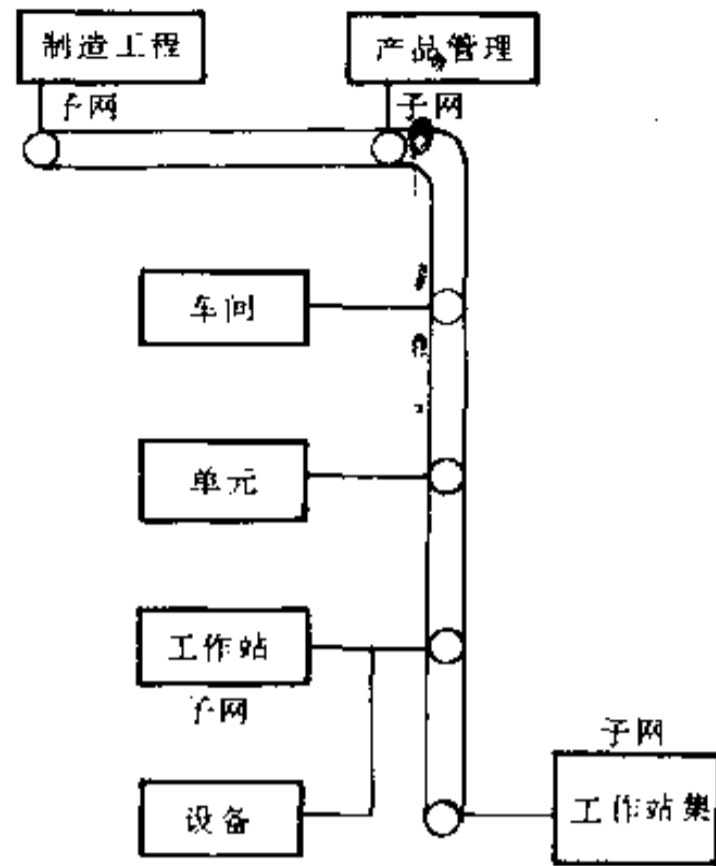


图 8-30 工厂网络结构图

比如完整性和安全性控制、并发控制及出错的恢复等。集成数据库的结构框图如图 8-31 所示。

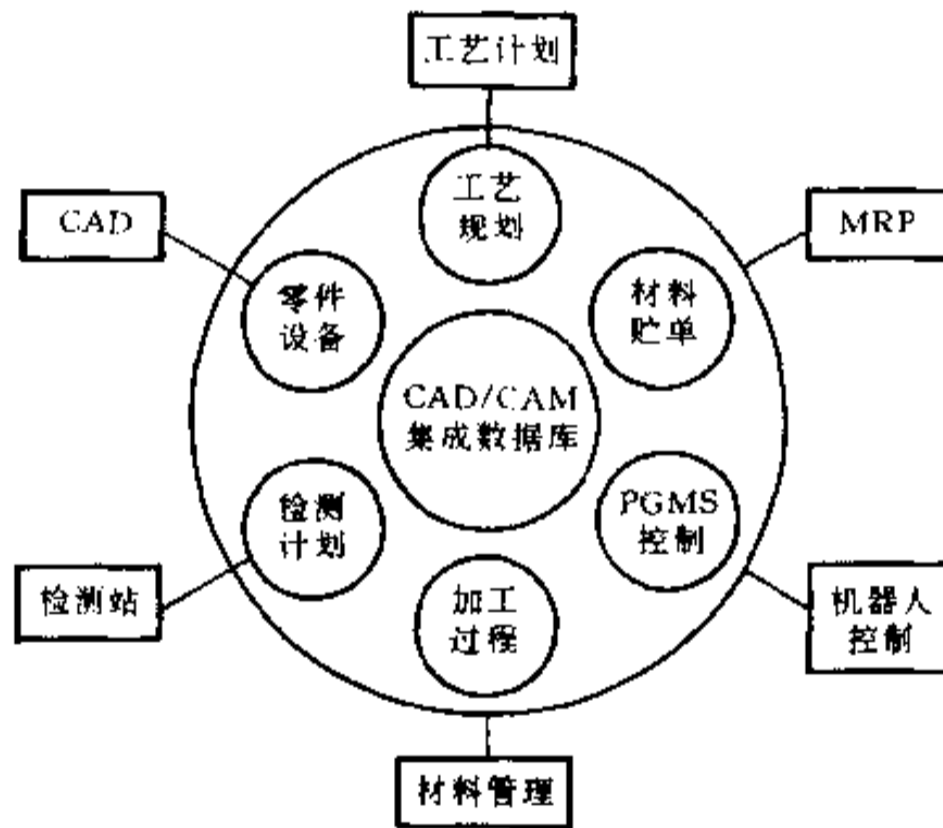


图 8-31 集成数据结构框图

集成数据库存有各单元系统控制和管理用的全部数据，并作为实现单元系统之间通信的中介。它不仅能屏蔽各种机型环境下访问数据内在的差异，还有一种高级数据操作语言，为各单元系统提供一种数据库请求的标准格式。此外，数据转换器在单元系统之间交换数据时能自动转换数据的类型、格式、结构等。

集成自动化制造数据管理系统主要由三个层次结构组成，即基本的数据管理系统、分布数据管理系统和主数据库管理系统。其结构框图如图 8-32 所示。基本数据库管理系统提供基本数据管理服务，命令转换，数据转换和通信，并提供通向单元系统存取数据的通道。每一个单元系统均配置有基本数据管理系统。分布数据管理主要是实现分布数据控制

和管理功能、查询转换及分布查询的执行、最后结构的装配等。并非每一个单元系统都有分布数据管理系统,但每一单元的每一控制进程都有一个通向分布数据管理系统的通道,主数据管理系统则实现全局数据字典管理、数据系统的初如化和数据协调等功能。

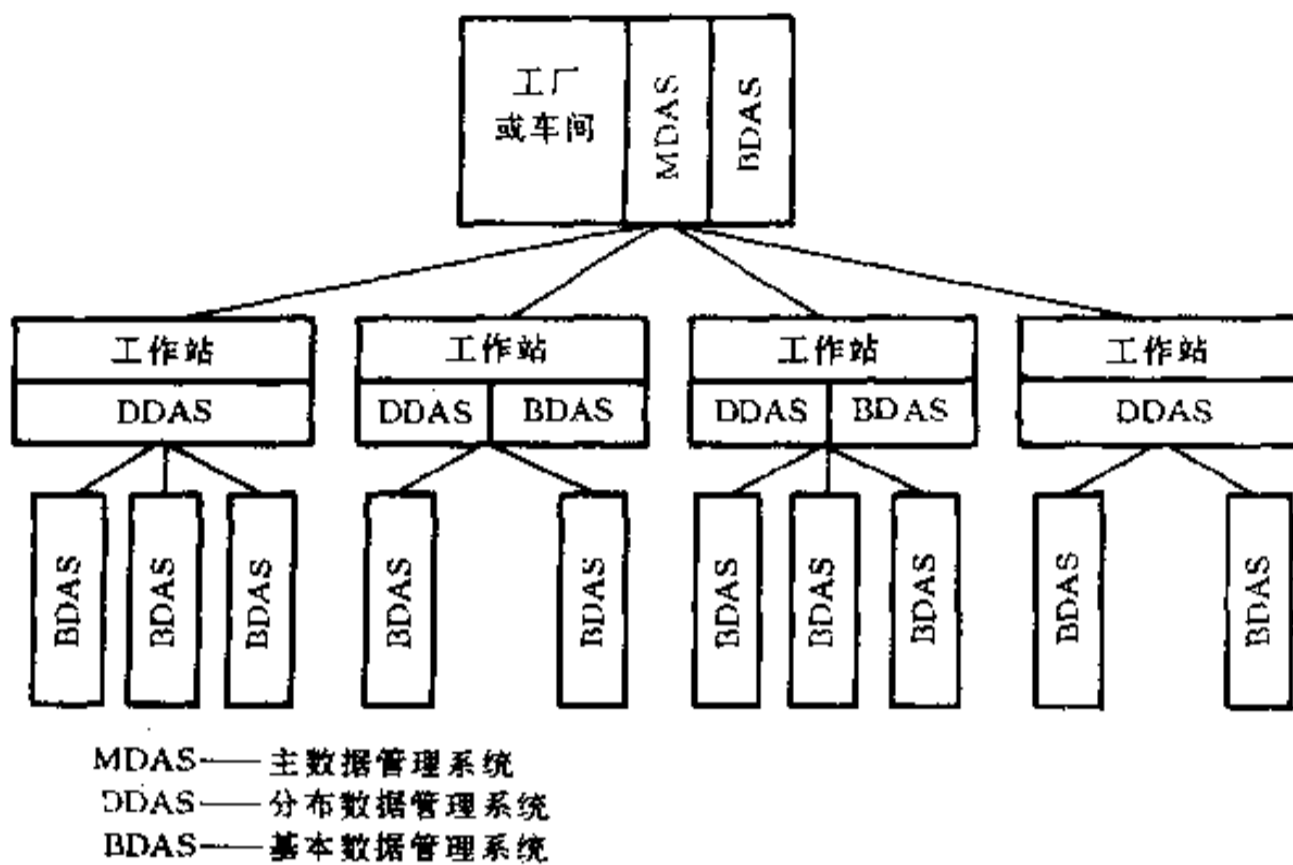


图 8-32 数据分布框图

由此可见,这种软件的集成乃是 CIMS 的关键,借助于硬件的控制,集成软件系统不仅用设计、规划和制造等功能来连接车间的活动、向工厂层提供精确及时的反馈信息,而且还能根据反馈信息不断地调整和重新规划生产活动。

习 题

- 8.1 机电一体化产品构思和拟定新方案,常采用那几种方法?
- 8.2 如何从可靠性入手提高机电一体化产品的抗干扰能力?
- 8.3 请述 CIMS 的定义与结构?
- 8.4 CIMS 的主要关键技术是那些?

8.5 某汽车制造厂需对如图 8-33 所示尺寸的汽车零件按不同公差带进行自动分选,面向社会对该零件的自动测试分选机进行公开招标,该分选机技术要求如下:

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9
L	$\begin{matrix} -0.40 \\ 8 \\ -0.42 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -0.34 \\ 8 \\ -0.36 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -0.30 \\ 8 \\ -0.32 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -0.20 \\ 8 \\ -0.22 \end{matrix}$	$\begin{matrix} -0.10 \\ 8 \\ -0.12 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0 \\ 8 \\ -0.02 \end{matrix}$	$\begin{matrix} +0.12 \\ 8 \\ +0.10 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0.16 \\ 8 \\ 0.14 \end{matrix}$	$\begin{matrix} 0.20 \\ 8 \\ 0.18 \end{matrix}$

测量精度: $\pm 1\mu\text{m}$

重复性: $\pm 1\mu\text{m}$

测量范围: $0 \sim 20\text{mm}$

生产效率: 10 件 / min

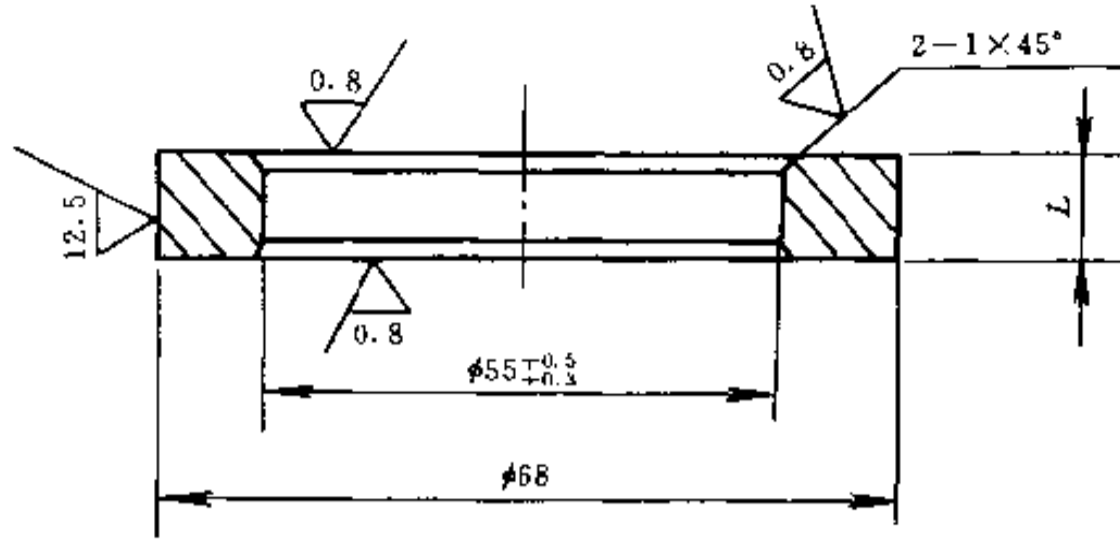


图 8-33 习题 8.5

该分选机能记录每班工作量(6h/班)和产品废品率。

试拟定一技术方案书,该技术方案书应包括该机的测量原理,机械结构,控制原理(含软件框图)及其他需说明的问题。

8.6 锯木机的原理如图 8-34 所示,它有两个夹紧工件的气缸,第三个气缸用来运动锯。系统操作次序如下:

(1) 按钮 PB_1 设置 $0.7\text{kg}/\text{cm}^2$ 气压轻压工件,它容许操作人员精调工作位置。

(2) 第二个按钮 PB_2 设置 $5.6\text{kg}/\text{cm}^2$ 气压压紧工件,并推动锯片前进。切割速度可通过限制流入锯片气缸的气流进行调节。

(3) 当第二个按钮放开时,锯片快速返回,这时供给锯片气缸全压力。

(4) 放开按钮 PB_1 , 松开夹板,它以 $0.7\text{kg}/\text{cm}^2$ 气压维持松开。

希望将这二个操作过程自动化,一个人可同时操作两台锯床。试拟定一技术方案书,该技术方案应包括该机的机械结构,控制系统,气动系统和经济性分析。

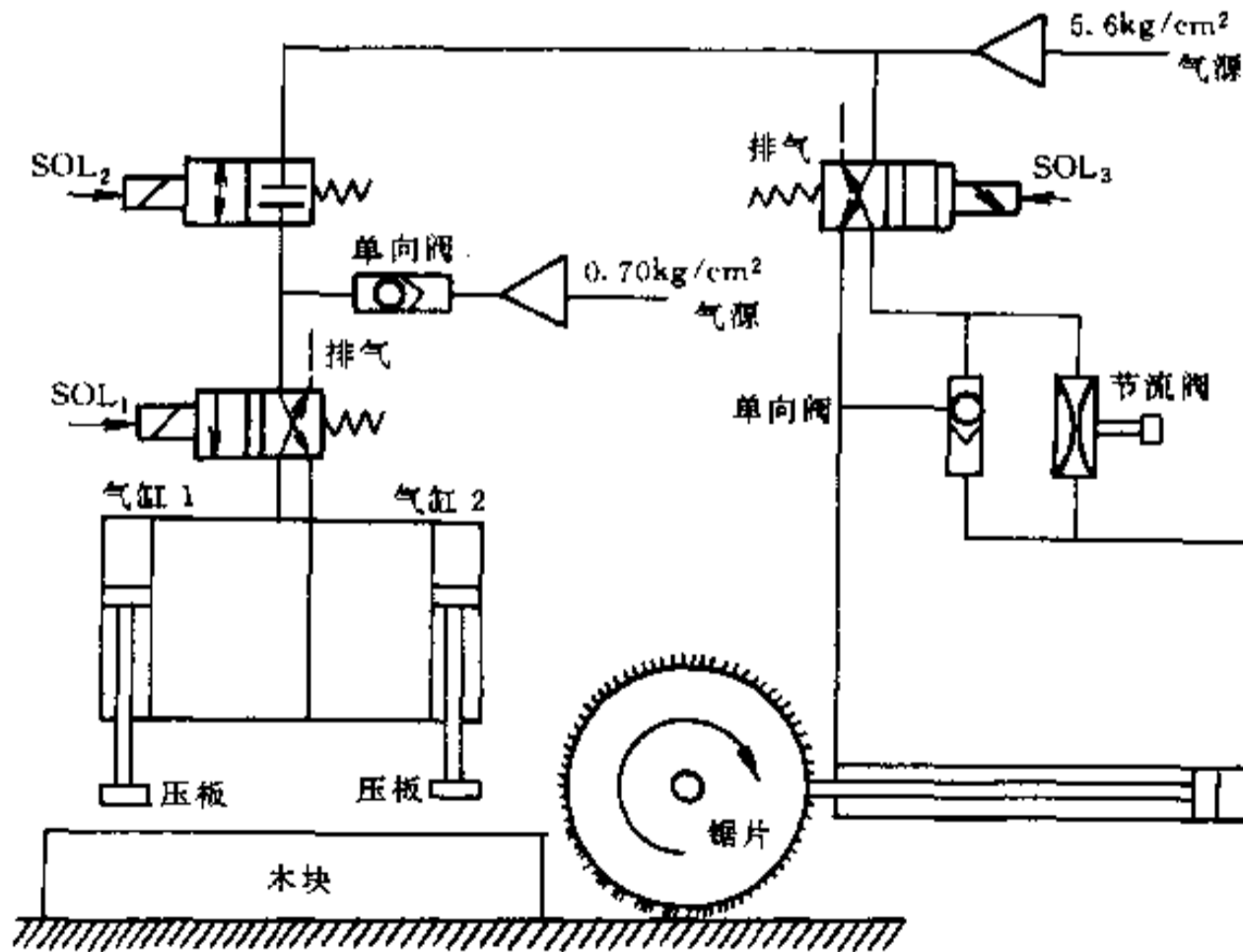


图 8-34 习题 8.6

附录 Z 变换

§ 1 概 述

工程技术上常用傅里叶方法分析线性系统,因为任何周期函数可展开为含有许多正弦分量的傅氏级数,而任何非周期函数可表示为傅氏积分,从而可将一个时间域的函数变换为频率域的函数,这就是傅里叶变换。

而工程实践中,常用的一些函数,它们往往不能满足傅氏变换的条件,如果对这种函数稍加处理,一般都能傅氏变换,因而也就引入了拉普拉斯(Laplace)变换。

拉氏变换是求解线性微分方程的简捷工具,同时,也是建立系统传递函数的数学基础。

因为 Z 变换与拉氏变换有密切关系,所以在讲 Z 变换之前,先介绍一下拉氏变换。

1. 拉氏变换的定义

如果一个以时间 t 为自变量的函数 $f(t)$, 它的定义域是 $t \geq 0$, 那么, 拉氏正变换式为

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt \quad (\text{I-1})$$

式中 s ——复数, $s = \sigma + j\omega$ 。

为了简便,通常记作 $F(s) = L[f(t)]$ 。

一个函数 $f(t)$ 可以进行拉氏变换的充分条件是:

- (1) 在 $t < 0$ 时, $f(t) = 0$;
- (2) 在 $t \geq 0$ 的任一有限区间内, $f(t)$ 是分段连续的;
- (3) 积分 $\int_0^{\infty} f(t)e^{-\sigma t} dt < \infty$ 。

在实际工程中,上述条件通常是满足的。式(I-1)中 $F(s)$ 称为象函数, $f(t)$ 称为原函数。

反之,如果已知象函数 $F(s)$, 可用拉氏反变换式求出原函数,即

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(s)e^{st} ds \quad (\text{I-2})$$

通常记作

$$f(t) = L^{-1}[F(s)]$$

式中 σ ——实数。

为了工程应用方便,常把 $F(s)$ 和 $f(t)$ 的对应关系编成表格,就是一般所说的拉氏变换表。表附-1列出了最常用的几种拉氏变换关系。

2. 一些常用函数的拉氏变换

(1) 单位阶跃函数

$$u(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ 1 & t \geq 0 \end{cases}$$

$$F(s) = L[u(t)] = \int_0^{\infty} u(t)e^{-st} dt = \int_0^{\infty} e^{-st} dt = \left[-\frac{1}{s}e^{-st} \right] \Big|_0^{\infty} = \frac{1}{s}$$

同样可以证明, 一个幅度为 A 的阶跃函数 $f(t) = Au(t)$ 的拉氏变换为

$$F(s) = L[Au(t)] = \int_0^{\infty} Au(t)e^{-st} dt = \frac{A}{s}$$

(2) 单位脉冲函数

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & 0 > t \text{ 和 } t > t_0 \\ \lim_{t_0 \rightarrow 0} \frac{1}{t_0} & 0 < t < t_0 \end{cases}$$

$$\begin{aligned} F(s) = L[\delta(t)] &= \lim_{t_0 \rightarrow 0} \int_0^{t_0} \frac{1}{t_0} e^{-st} dt = \lim_{t_0 \rightarrow 0} \left[\frac{1}{t_0} \cdot \frac{-e^{-st}}{s} \right] \Big|_0^{t_0} \\ &= \lim_{t_0 \rightarrow 0} \frac{1}{t_0 s} [1 - e^{-st_0}] = \lim_{t_0 \rightarrow 0} \frac{\frac{d}{dt_0} [1 - e^{-st_0}]}{\frac{d}{dt_0} (st_0)} = \frac{s}{s} = 1 \end{aligned}$$

同样可以证明, 当冲击函数的幅值为 $\frac{A}{t_0}$, 与作用时间 t_0 的乘积等于 A 时,

$$F(s) = L[A \cdot \delta(t)] = A$$

(3) 指数函数 $f(t) = e^{-at}$

$$F(s) = L[e^{-at}] = \int_0^{\infty} e^{-at} e^{-st} dt = \int_0^{\infty} e^{-(s+a)t} dt = \frac{1}{s+a}$$

3. 常用的拉氏变换性质(不作证明)

设 $F(s) = L[f(t)]$:

(1) 线性性质

$$L[f_1(t) + f_2(t)] = F_1(s) + F_2(s)$$

$$L[a \cdot f(t)] = a \cdot F(s)$$

式中 a ——常数。

(2) 微分定理

$$L\left[\frac{df(t)}{dt}\right] = sF(s) - f(0)$$

$$L\left[\frac{d^2f(t)}{dt^2}\right] = s^2F(s) - sf(0) - f'(0)$$

式中 $f(0)$ 为 $f(t)$ 在 $t = 0$ 时的值;

$f'(0)$ 为 $\frac{df(t)}{dt}$ 在 $t = 0$ 时的值;

.....

(3) 积分定理

$$L\left[\int f(t) dt\right] = \frac{F(s)}{s} + \frac{f^{-1}(0)}{s}$$

同理,对于 n 重积分有

$$L\left[\int \cdots \int f(t)(dt)^n\right] = \frac{F(s)}{s^n} + \frac{f^{-1}(0)}{s^n} + \frac{f^{-2}(0)}{s^{n-1}} + \cdots + \frac{f^{-n}(0)}{s}$$

式中 $f^{-1}(0)$ 为 $\int f(t)dt$ 在 $t=0$ 处的值;

$f^{-2}(0)$ 为 $\iint f(t)(dt)^2$ 在 $t=0$ 处的值;

.....

(4) 位移定理

若原函数 $f(t)$ 沿时间轴平移 τ , 为 $f(t-\tau)$ 则

$$L[f(t-\tau)] = e^{-s\tau} \cdot F(s)$$

另,有 $L[e^{at}f(t)] = F(s-a)$ 。

(5) 初值定理

时间函数 $f(t)$ 的初始值(初值)为 $\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} sF(s)$

(6) 终值定理

时间函数 $f(t)$ 的稳态值(终值)为 $\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s)$

4. 拉普拉斯反变换

求拉氏反变换的公式是

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma-j\infty}^{\sigma+j\infty} F(s) \cdot e^{st} ds$$

用上式求拉氏反变换,显然是很复杂的。但是对于大多数控制系统,在实际中亦不需要利用这一公式求解反变换。下面的例子,介绍了利用部分分式展开,然后查拉氏变换表的办法进行反变换,即可求出函数 $f(t)$ 。

5. 利用拉氏变换求解微分方程

用拉氏变换求解线性常系数微分方程是工程实践中行之有效的简便方法。用拉氏变换求解线性微分方程的一般步骤是:

(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为 s 域的代数方程;

(2) 求解代数方程,得到微分方程在 s 域的解;

(3) 求 s 域的拉氏反变换,即得到微分方程的解。

例 I - 1 现有单自由度机械振动系统如图 I - 1 所示。

已知条件为

质量 $M = 1\text{kg} \cdot \text{s}^2/\text{m}$;

弹簧刚度 $k_1 = k_2 = 5\text{kg}/\text{m}$;

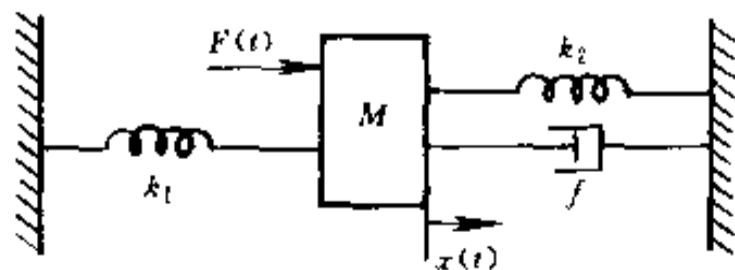


图 I - 1 单自由度机械振动系统

粘滞阻尼系数 $f = 6\text{kg} \cdot \text{s}/\text{m}$;

外作用力 $F(t)$ 为阶跃函数,幅值为 8kg ;

质量 M 的位移 $x(t)$ (相对平衡位置) 的初始位移

$$x(t)|_{t=0} = 0.6\text{m};$$

$$\text{初始速度 } \left. \frac{dx(t)}{dt} \right|_{t=0} = 0.3\text{m/s}$$

求解此系统的输出响应 $x(t) = ?$

解 根据牛顿定律,此机械系统的运动方程式为

$$M \frac{d^2x(t)}{dt^2} + f \frac{dx(t)}{dt} + (k_1 + k_2)x(t) = F(t)$$

对上式两端进行拉氏变换,得

$$M[s^2X(s) - sx(0) - x'(0)] + f[sX(s) - x(0)] + (k_1 + k_2)X(s) = F(s)$$

整理后得

$$X(s) = \frac{F(s) + sMx(0) + Mx'(0) + fx(0)}{Ms^2 + fs + (k_1 + k_2)}$$

代入已知参数及初始条件,且注意:

$$F(t) = 8 \quad F(s) = \frac{8}{s}$$

所以

$$X(s) = \frac{0.6s^2 + 3.9s + 8}{s(s^2 + 6s + 10)}$$

令 $s(s^2 + 6s + 10) = 0$, 可求出 $X(s)$ 的三个极点: 一个零极点 $s = 0$; 一对共轭复数极点 $s_{1,2} = -3 \pm j1$ 。所以, $X(s)$ 的部分分式展开式为

$$X(s) = \frac{0.6s^2 + 3.9s + 8}{s(s^2 + 6s + 10)} = \frac{k_1}{s} + \frac{A_1s + B_1}{(s + 3 - j1)(s + 3 + j1)}$$

下面我们来求系数 k_1 和 A_1, B_1 :

$$k_1 = [X(s) \cdot s]_{s=0} = \left[\frac{0.6s^2 + 3.9s + 8}{s(s^2 + 6s + 10)} \cdot s \right]_{s=0} = \frac{4}{5}$$

又

$$[A_1s + B_1]_{s=-3+j1} = [X(s) \cdot (s^2 + 6s + 10)]_{s=-3+j1}$$

即

$$-3A_1 + B_1 + jA_1 = \frac{-3 - j2}{10} = -\frac{3}{10} + j\frac{-1}{5}$$

令两端实部与虚部分别相等,可得

$$A_1 = -\frac{1}{5} \quad B_1 = -\frac{9}{10}$$

所以

$$X(s) = \frac{4/5}{s} - \frac{\frac{1}{5}s + \frac{9}{10}}{(s+3)^2 + 1} = \frac{4/5}{s} - \frac{\frac{1}{5}(s+3)}{(s+3)^2 + 1} - \frac{3/10}{(s+3)^2 + 1}$$

$$= \frac{4}{5} \frac{1}{s} - \frac{1}{5} \frac{(s+3)}{(s+3)^2+1} - \frac{3}{10} \frac{1}{(s+3)^2+1}$$

查表,得拉氏反变换式为

$$x(t) = \frac{4}{5} - \frac{1}{5} e^{-3t} \cos t - \frac{3}{10} e^{-3t} \cdot \sin t$$

就得到了此单自由度机械振动系统运动方程式的解,即系统的输出动态响应。

§ 2 Z 变换

采样控制系统中,存在离散的脉冲序列(离散函数),处理离散函数常应用差分方程。用 Z 变换法来求解差分方程是分析离散系统常用的方法。这种方法类似于应用拉普拉斯变换求解微分方程分析连续系统。因此,Z 变换在采样控制系统中占有很重要的位置。

1. Z 变换

在采样系统中,连续信号经采样开关变为一个脉冲序列,其工作过程如图 II - 1 所示。

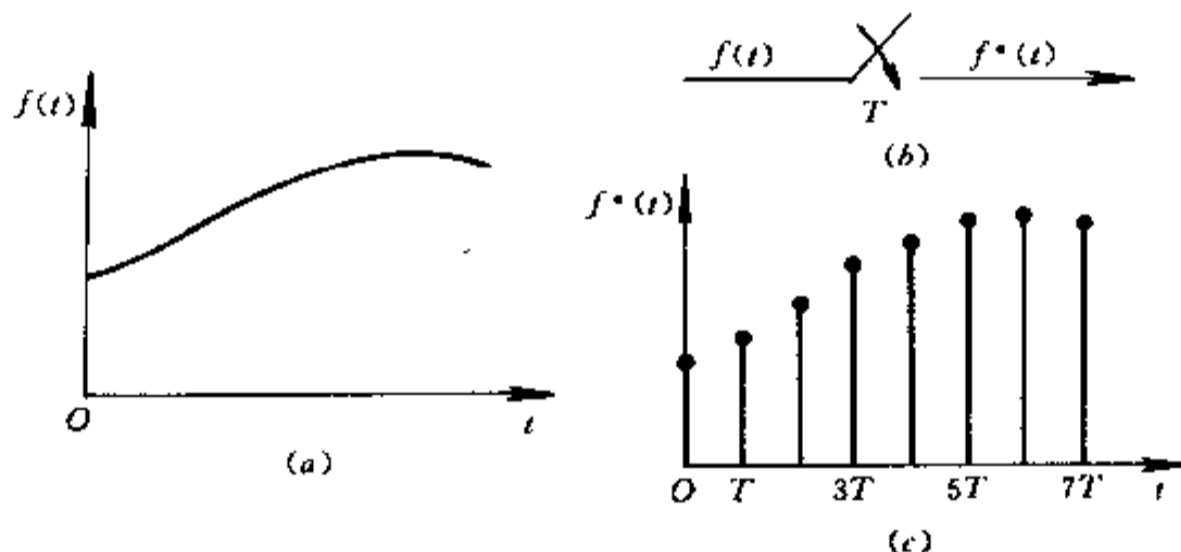


图 II - 1 采样工作过程

这个过程,我们可以看成为一个脉冲调制过程,即输出脉冲序列 $f^*(t)$ 可以认为是连续信号 $f(t)$ 对脉冲序列 $\delta_T(t)$ 进行幅度调制的结果。其中 $f(t)$ 为调制信号, $\delta_T(t)$ 为载波信号,如图 II - 2 所示。

根据脉冲强度的概念,有

$$f^*(t) = f(t) \cdot \delta_T(t)$$

式中 $f^*(t)$ ——一个离散脉冲序列,表示各特定时刻脉冲的强度;

$f(t)$ ——输入的连续时间的函数;

$\delta_T(t)$ ——一些间隔为 T 的单位强度周期脉冲序列。

$$\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT)$$

所以

$$f^*(t) = f(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} f(kT) \cdot \delta(t - kT)$$

通常 $t < 0$ 时, $f(t) = 0$ 时,所以上式为

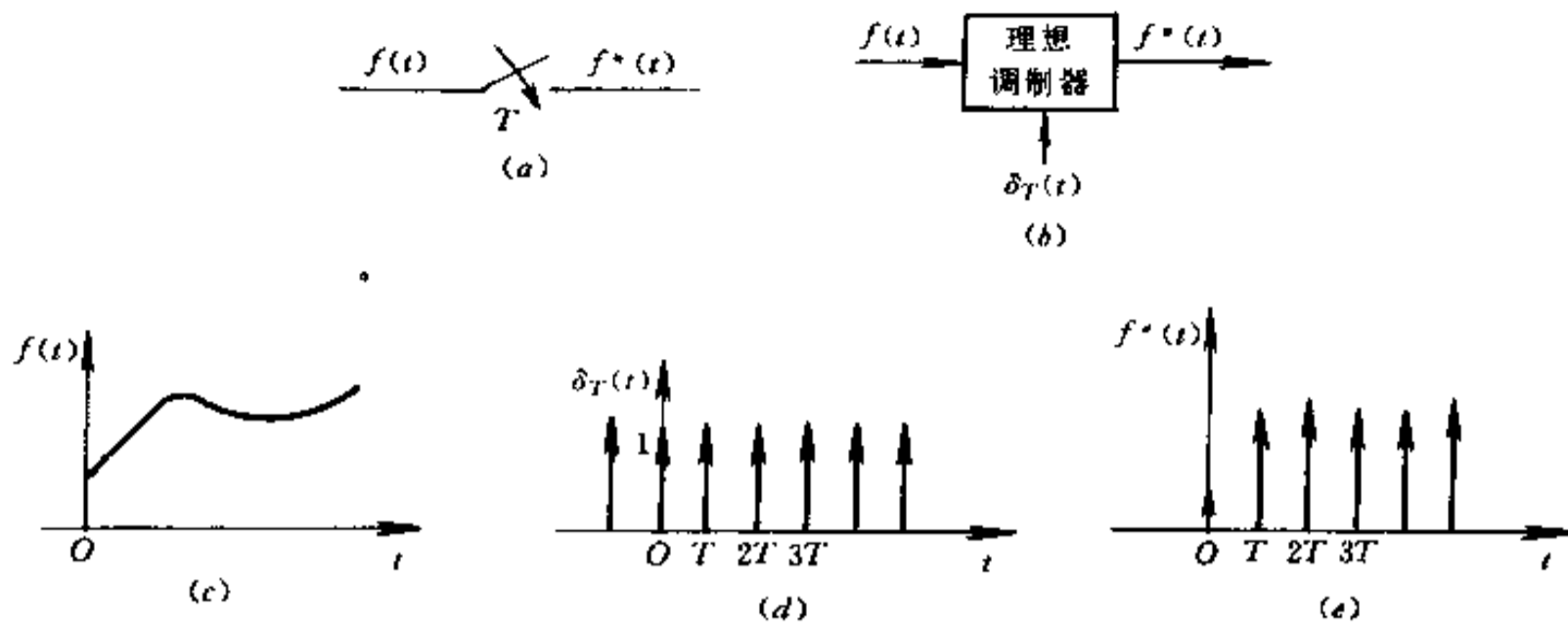


图 II - 2 脉冲调制过程

$$f^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT) \delta(t - kT)$$

对 $f^*(t)$ 取拉氏变换有

$$F^*(s) = L[f^*(t)] = L\left[\sum_{k=0}^{\infty} f(kT) \delta(t - kT)\right] = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT) e^{-kTs}$$

令 $z = e^{Ts}$, 代入上式得

$$F^*(s) = F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT) z^{-k} = Z[f^*(t)]$$

我们定义 $F(z)$ 为脉冲序列函数 $f^*(t)$ 的 Z 变换, 记为

$$F(z) = Z[f^*(t)]$$

对于连续函数 $f(t)$, 我们只考虑采样瞬时的值, 因此, $f(t)$ 与 $f^*(t)$ 的 Z 变换相同, 即

$$Z[f(t)] = Z[f^*(t)] = F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT) z^{-k}$$

例 II - 1 已知 $f(t) = 1(t)$, 求 Z 变换。

解 按定义有

$$\begin{aligned} F(z) &= Z[1(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} 1(kT) z^{-k} \\ &= 1 + z^{-1} + z^{-2} + \cdots + z^{-K} + \cdots \\ &= \frac{1}{1 - z^{-1}} = \frac{z}{z - 1} \end{aligned}$$

若 $|z| > 1$, 则可写成闭式。

例 II - 2 已知 $f(t) = e^{-at}$ ($a > 0$), 求 Z 变换。

解 按定义, 有

$$\begin{aligned} F(z) &= Z[e^{-at}] \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} e^{-aKT} z^{-K} = 1 + e^{-aT} z^{-1} + e^{-2aT} z^{-2} + \cdots + e^{-KaT} z^{-K} + \cdots \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{1 - e^{-aT}z^{-1}} = \frac{z}{z - e^{-aT}}$$

若 $|e^{-aT}z| > 1$, 则可写成闭式。

一些常用函数的 Z 变换, 可以在 Z 变换表格中查到, 如表附 - 1。

2. Z 变换的基本定理(证明从略)

(1) 线性定理

若 $Z[f_1(t)] = F_1(z)$, $Z[f_2(t)] = F_2(z)$, a_1, a_2 为常量,

则 $Z[a_1f_1(t) \pm a_2f_2(t)] = a_1F_1(z) \pm a_2F_2(z)$

(2) 时间位移定理

若

$$Z[f(t)] = F(z)$$

则

$$Z[f(t + kT)] = z^k(F(z) - \sum_{n=0}^{k-1} f(nT)z^{-n})$$

例如

$$Z[f(t + T)] = z(F(z) - f(0)) \quad (k = 1)$$

$$Z[f(t + 2T)] = z^2(F(z) - f(0) - z^{-1}f(T)) \quad (k = 2)$$

推论 若

$$Z[f(t)] = F(z)$$

则

$$Z[f(t - kT)] = z^{-k}F(z)$$

(3) 初值定理

若

$$Z[f(t)] = F(z), \text{ 且 } \lim_{z \rightarrow \infty} F(z) \text{ 存在}$$

则

$$\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = f(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} F(z)$$

(4) 终值定理

若

$$Z[f(t)] = F(z)$$

则

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = f(\infty) = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1)F(z)$$

(5) 复位移定理

若

$$Z[f(t)] = F(z)$$

则

$$Z[e^{\pm at}f(t)] = F(e^{\mp aT}z)$$

(6) 复微分定理

若

$$Z[f(t)] = F(z)$$

则

$$Z[tf(t)] = -Tz \frac{d}{dz} F(z)$$

例 II - 3 求 $f(t) = t$ 的 Z 变换。

解 应用复微分定理

$$Z[t] = Z[t \cdot 1(t)] = -Tz \frac{d}{dz} \left(\frac{z}{z-1} \right) = -Tz \frac{(z-1) - z}{(z-1)^2} = \frac{Tz}{(z-1)^2}$$

例 II - 4 已知 $F(z) = \frac{1}{1-z^{-1}}$, 求 $f(t)$ 的初值。

解 应用初值定理

$$\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = f(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} F(z) = \lim_{z \rightarrow \infty} \frac{1}{1-z^{-1}} = 1$$

例 II - 5 已知 $F(z) = \frac{Tz}{(z-1)^2}$, 求 $f(t)$ 的终值。

解 应用终值定理

$$\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{z \rightarrow 1} F(z) \cdot (z-1) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{Tz}{(z-1)^2} \cdot (z-1) = \infty$$

3. Z 反变换

Z 反变换就是求 $F(z)$ 的原函数, 即离散脉冲序列 $f^*(t)$ 。常用的方法有长除法、部分分式法、留数法等。

(1) 长除法

这种方法是将 $F(z)$ 展开成为 z^{-1} 幂级数, 然后按对应关系找到相应的 $f^*(t)$ 。

例 II - 6 求 $F(z) = \frac{1}{1-z^{-1}}$ 的原函数 $f^*(t)$ 。

解 用长除法求得

$$F(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \cdots + z^{-k} + \cdots$$

$$f^*(t) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kT) \delta(t - kT) = 1 \cdot \delta(t) + 1 \cdot \delta(t - T) + 1 \cdot \delta(t - 2T) + \cdots + 1 \cdot \delta(t - kT) + \cdots$$

例 II - 7 已知 $F(z) = \frac{10z}{(z-1)(z-2)}$, 求 $k = 0, 1, 2, 3, 4$ 时的 $f(kT)$ 的值。

解 应用长除法, 有

$$\begin{aligned} F(z) &= \frac{10z}{z^2 - 3z + 2} = \frac{10z^{-1}}{1 - 3z^{-1} + 2z^{-2}} \\ &= 10z^{-1} + 30z^{-2} + 70z^{-3} + 150z^{-4} + \cdots \end{aligned}$$

按照 Z 变换的对照关系, 可求得

$$\begin{aligned} f^*(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} f(kT) \delta(t - kT) \\ &= 10\delta(t - T) + 30\delta(t - 2T) + 70\delta(t - 3T) + 150\delta(t - 4T) + \cdots \end{aligned}$$

所以, $f(0) = 0, f(T) = 10, f(2T) = 30, f(3T) = 70, f(4T) = 150$ 。

(2) 部分分式法

应用部分分式进行 Z 反变换时应注意, 在将 $F(z)$ 展开为部分分式以前, 应首先按

$F(z)/z$ 展开成部分分式, 因为 z 变换式的分子中, 一般含有 z 的因子。

例 II - 8 已知 $F(z) = \frac{10z}{(z-1)(z-2)}$, 求 $f(kT) = ?$

解 将 $F(z)/z$ 展开成部分分式, 即

$$\frac{F(z)}{z} = \frac{10}{(z-1)(z-2)} = \frac{10}{z-2} - \frac{10}{z-1}$$

$$F(z) = \frac{10z}{z-2} - \frac{10z}{z-1}$$

查 Z 变换表, 有

$$Z^{-1}\left[\frac{z}{z-2}\right] = 2^k$$

$$Z^{-1}\left[\frac{z}{z-1}\right] = 1$$

所以, $f(kT) = Z^{-1}[F(z)] = 10(2^k - 1) \quad (k = 0, 1, 2, 3, \dots)$

例 II - 9 已知 $F(z) = \frac{0.5z}{(z-1)(z-0.5)}$, 求 $f(kT) = ?$

解 将 $\frac{F(z)}{z}$ 展开成部分分式:

$$\frac{F(z)}{z} = \frac{0.5}{(z-1)(z-0.5)} = \frac{1}{z-1} - \frac{1}{z-0.5}$$

即

$$F(z) = \frac{z}{z-1} - \frac{z}{z-0.5}$$

查 Z 变换表有 $Z^{-1}\left[\frac{z}{z-1}\right] = 1$, $Z^{-1}\left[\frac{z}{z-0.5}\right] = (0.5)^k$ 。

所以 $f(kT) = Z^{-1}[F(z)] = 1 - (0.5)^k \quad (k = 0, 1, 2, \dots)$ 。

4. 用 Z 变换解差分方程

在分析连续系统时, 我们知道, 借助拉普拉斯变换解微分方程, 它可以时域 t 为变量的微分方程变成频域 s 为变量的代数方程, 使问题简化, 求解方便。

同样, 我们用 Z 变换解差分方程, 则可以将时域 t 为变量的差分方程变成以 z 为变量的代数方程, 求出 $F(z)$ 以后, 再利用 Z 反变换, 便可求得 $f(kT)$ 离散脉冲系列。

例 II - 10 已知二阶差分方程:

$$f(k+2) + 3f(k+1) + 2f(k) = 0$$

初始条件 $f(0) = 0, f(1) = 1$, 求解此差分方程

解 对差分方程取 Z 变换, 得到

$$z^2F(z) - z^2f(0) - zf(1) + 3zF(z) - 3zf(0) + 2F(z) = 0$$

代入初始条件并化简为

$$z^2F(z) - z + 3zF(z) + 2F(z) = 0$$

所以

$$F(z) = \frac{z}{z^2 + 3z + 2}$$

由部分分式展开得

$$F(z) = \frac{z}{(z+1)(z+2)} = \frac{z}{z+1} - \frac{z}{z+2}$$

查 Z 变换表, 求得 Z 反变换为

$$Z^{-1}\left[\frac{z}{z+1}\right] = (-1)^k \quad Z^{-1}\left[\frac{z}{z+2}\right] = (-2)^k$$

所以

$$f(k) = Z^{-1}[F(z)] = (-1)^k - (-2)^k \quad (k = 0, 1, 2, 3, \dots)$$

表附-1 拉氏变换、Z 变换对照表

$F(s)$	$f(t)$ 或 $f(k)$	$F(z)$
1	$\delta(t)$	1
e^{-kTs}	$\delta(t - kT)$	z^{-k}
$\frac{1}{s}$	$1(t)$	$\frac{z}{z-1}$
$\frac{1}{s^2}$	t	$\frac{Tz}{(z-1)^2}$
$\frac{2}{s^3}$	t^2	$\frac{T^2 z(z+1)}{(z-1)^3}$
$\frac{1}{s+a}$	e^{-at}	$\frac{z}{z-e^{-aT}}$
$\frac{a}{s(s+a)}$	$1 - e^{-at}$	$\frac{z(1-e^{-aT})}{(z-1)(z-e^{-aT})}$
$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$	$\sin \omega t$	$\frac{z \cdot \sin \omega T}{z^2 - 2z \cos \omega T + 1}$
$\frac{s}{s^2 + \omega^2}$	$\cos \omega t$	$\frac{z(z - \cos \omega T)}{z^2 - 2z \cos \omega T + 1}$
$\frac{1}{(s+a)^2}$	$t \cdot e^{-at}$	$\frac{Tze^{-aT}}{(z-e^{-aT})^2}$
$\frac{\omega}{(s+a)^2 + \omega^2}$	$e^{-at} \sin \omega t$	$\frac{ze^{-aT} \sin \omega T}{z^2 - 2ze^{-aT} \cos \omega T + e^{-2aT}}$
$\frac{s+a}{(s+a)^2 + \omega^2}$	$e^{-at} \cos \omega t$	$\frac{z^2 - ze^{-aT} \cos \omega T}{z^2 - 2ze^{-aT} \cos \omega T + e^{-2aT}}$

参考文献

- 1 高钟毓, 王永梁. 机电控制工程. 北京: 清华大学出版社, 1994
- 2 杨长能, 张兴毅. 可编程控制器基础及应用. 重庆: 重庆大学出版社, 1990
- 3 周祖德, 唐泳洪. 机电一体化控制技术与系统. 武汉: 华中理工大学出版社, 1992
- 4 机电一体化技术手册编委会. 机电一体化技术手册. 北京: 机械工业出版社, 1994
- 5 机电一体化技术应用实例编委会. 机电一体化应用实例. 北京: 机械工业出版社, 1994
- 6 李正吾, 汤德忠. 机电一体化技术及其应用. 北京: 机械工业出版社, 1988
- 7 Hollingen John G., Daffie Neil A. Computer Control of Machines and Processes. USA: Addison-Wesley Publishing Company, 1988
- 8 黄大贵. 微机数控系统. 成都: 电子科技大学出版社, 1996
- 9 姚伯威. 控制工程基础. 成都: 电子科技大学出版社, 1995
- 10 I.J. 纳格拉恩, M. 戈帕尔. 控制系统工程. 北京: 电子工业出版社, 1985
- 11 何克忠, 郝忠恕编著. 计算机控制系统分析与设计. 北京: 清华大学出版社, 1988
- 12 李士勇编著. 模糊控制和智能控制理论与应用. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1990
- 13 周立峰, 巢来春编. 伺服系统基本原理. 北京: 国防工业出版社, 1980
- 14 王生洪, 龚振邦, 王世萍. 电子设备机械设计(修订版). 西安: 西安电子科技大学出版社, 1994
- 15 谢剑英编著. 微型计算机控制技术. 北京: 国防工业出版社, 1985
- 16 王庭树, 余从希. 液压及气动技术. 北京: 国防工业出版社, 1988
- 17 王锦标, 方崇智编著. 过程计算机控制. 北京: 清华大学出版社, 1992
- 18 Charles L. Phillips, Doyce D. Harbor, Feedback Control Systems. Prentice-Hall, Inc. 1988
- 19 陈伯时. 自动控制系统. 北京: 机械工业出版社, 1981
- 20 陈瑜. 机电一体化技术. 北京: 机械工业出版社, 1987
- 21 潘新民. 微型计算机传感器技术. 北京: 人民邮电出版社, 1985
- 22 严普强. 机械工程测试技术基础. 北京: 机械工业出版社, 1985
- 23 师汉民. 机械系统动态模型. 北京: 机械工业出版社, 1990
- 24 胡均民, 曾光奇. 工程测试基础. 武汉: 华中理工大学出版社, 1996
- 25 绪方胜彦著. 现代控制工程. 北京: 科学出版社, 1978
- 26 周明德. 微型计算机原理及应用. 北京: 清华大学出版社, 1991
- 27 谢长生, 胡亦鸣, 钟武清. 微型计算机控制基础. 成都: 电子科技大学出版社, 1993
- 28 孙文杰, 段振国. 微型计算机硬件接口实用编程. 北京: 北京航空航天大学出版社, 1995
- 29 杨渝钦主编. 控制电机. 北京: 机械工业出版社, 1987

内 容 简 介

本书从系统的观点出发，着重讨论机电一体化技术的系统理论、数学建模、分析方法和工程设计技术。

全书共分 11 章，内容包括：引论（基本概念、关键技术）；机电系统数学建模；传感器及接口技术，机电系统驱动及执行机构；机电一体化中的计算机控制系统；可编程控制技术与系统；控制方案及计算机实现，机电一体化系统设计及应用举例。每章均配有习题。

本书适合于机械、电子、自动控制、传感器、计算机技术等专业的师生阅读。