

高等学校统编教材

2.1.30



模-数与数-模转换技术基础

王 汉 义 编



哈尔滨船舶工程学院出版社

模-数与数-模转换技术基础

王汉义 编

哈尔滨船舶工程学院出版社

内 容 简 介

本书从应用角度论述了数-模与模-数转换技术的基本概念、基本理论以及在测量和控制系统中常见的典型数-模转换器、模-数转换器、转角/直线位移-数字转换器和主要支持电路的工作原理、技术特性与应用方法。讨论的重点是，如何根据它们的技术特性和应用条件对其综合误差和工作速度进行估算，它们与微型计算机接口的基本原则以及在实际应用中抑制干扰和充分发挥其性能潜力的主要方法。

本书除可作高等院校自动控制、工业自动化、导航、船电、计算机应用以及相近专业的教材使用外，还可供科研和生产单位的有关专业人员参考。

JS 1436 / 10

模-数与数-模转换技术基础

王 汉 义 编

*

哈尔滨船舶工程学院出版社出版
北京市新华书店发行
哈尔滨船舶工程学院印刷厂印刷

*

开本787×1092 1/16 印张18 7/8 字数459千字

1986年5月第1版 1986年5月第1次印刷

印数：1—5,000 册

统一书号：15413·013 定价：3.10 元

前 言

本书系根据1983年至1985年全国高等学校船舶专业教材会议通过的《模-数与数-模转换》大纲，在编者原有教学讲义的基础上重新编写的。

本书的编写宗旨是，向读者介绍数-模与模-数转换的基本概念、基本理论以及在测量和控制系统中广泛应用的典型数-模转换器、模-数转换器、转角/直线位移-数字转换器和某些支持电路的工作原理及应用方法。本书从应用角度组织材料，不详细地描述各类集成转换器的内部电路，而是重点介绍它们的技术特性、误差和速度估算方法、与微型计算机的接口方法以及在实际应用中如何充分发挥其性能潜力。期望本书能对转换技术的普及和提高应用水平有所促进。

第一章和第二章分别介绍了转换技术的基本概念、应用领域、发展现状、配合关系以及采样和量化的理论基础。

第三章和第四章分别介绍转换系统中的重要元件和支持电路（模拟开关、多路切换器、运算放大器、仪用放大器、隔离放大器、采样/保持器和比较器）的特性及应用方法。

第五章和第六章分别介绍数-模和模-数转换器的工作原理、技术特性、误差估算，与微型计算机接口的原则以及选择和调整方法。

第七章通过对数据采集和数据分配系统的讨论，介绍转换器与支持电路的综合运用方法，并介绍常见的计算机模拟输入/输出系统结构。

第八章介绍利用控制系统中常见的角度传感器（码盘、同步机、分解器和感应同步器）实现转角/直线位移-数字转换的模块化方法。介绍数字-三相（或两项）交流信号转换的模块化方法。

第九章介绍转换系统中干扰的产生原因和抑制方法。

本书可作为自动控制、工业电气化、导航、船电、计算机应用以及相近专业的教材。参考学时数50小时。由于各章内容相对独立，可根据实际需要抽取部分内容，安排在更少的课时内讲授。本书还可供从事这方面工作的工程技术人员自学或参考。阅读本书要求具备数字电路、模拟电路、微型计算机和自动控制原理等方面的基本知识。

本书由清华大学赵长德同志主审。他提出了许多宝贵的意见和建议。船电自动化教材编审小组组长、哈尔滨船舶工程学院朱克定副教授对本书进行了仔细审核，并给予热心指导。本书在编写过程中还得到哈尔滨工业大学赵新民教授的支持和帮助。对于他们的帮助和指教在此表示诚挚的谢意。

限于编者水平，书中一定存在不少缺点和错误，恳请读者批评指正。

目 录

第一章 概论	1
第一节 模-数与数-模转换技术的应用领域.....	1
第二节 数-模与模-数转换的基本原理.....	3
第三节 模-数与数-模转换技术的现状和发展趋势.....	5
第四节 数据转换器与系统的关系.....	6
第二章 采样和量化	9
第一节 采样过程与采样定理.....	9
第二节 量化过程与量化误差.....	13
问题与习题.....	18
参考资料.....	18
第三章 模拟开关和多路切换器	19
第一节 主要电子式模拟开关的工作原理.....	20
第二节 模拟多路切换器.....	27
第三节 模拟开关和多路切换器的选择和使用.....	31
问题与习题.....	37
参考资料.....	37
第四章 放大器、采样/保持器和比较器	39
第一节 运算放大器应用基础.....	39
第二节 仪用放大器和隔离放大器.....	53
第三节 采样/保持器.....	58
第四节 电压比较器.....	68
问题与习题.....	79
参考资料.....	81
第五章 数-模转换器	83
第一节 数-模转换器的典型电路.....	83
第二节 数-模转换器组件的结构和工艺简介.....	90
第三节 数-模转换器的双极性工作.....	92
第四节 数-模转换器的性能分析.....	99
第五节 数-模转换器与微处理器的接口方法.....	119
第六节 数-模转换器的选择和使用.....	126
问题与习题.....	132
参考资料.....	135
第六章 模-数转换器	136
第一节 单位权逼近法串行转换.....	136
第二节 二分搜索法串行转换.....	148

第三节	并行 A/D 转换	151
第四节	串/并行 A/D 转换	153
第五节	模-数转换器的性能分析	155
第六节	模-数转换器与微处理器的接口方法	168
第七节	模-数转换器的选择和使用	178
	问题与习题	186
	参考资料	188
第七章	数据采集系统与数据分配系统	190
第一节	数据采集系统	190
第二节	信号调理电路	202
第三节	数据分配系统	213
第四节	模拟输入/输出系统	216
	问题与习题	226
	参考资料	227
第八章	转角/直线位移-数字转换器	229
第一节	码盘	229
第二节	同步机/分解器-数字转换器	234
第三节	感应同步器-数字转换器	251
第四节	数字-同步机/分解器转换器	257
	问题与习题	265
	参考资料	266
第九章	噪声干扰的抑制	267
第一节	系统中的典型噪声	267
第二节	模拟信号传输线的屏蔽	275
第三节	接地方法	278
第四节	抑制噪声干扰的其他方法	289
	问题与习题	292
	参考资料	293
	部分习题参考答案	295

第一章 概 论

模-数与数-模转换技术研究模拟信号与数字信号之间相互转换的理论和办法。这里所说的模拟信号是指在时间上和幅值上都连续的信号，而数字信号是在时间上和幅值上离散、且按一定方式编码的一组脉冲或电平信号。把模拟信号转换成数字信号的操作称为模-数转换，常写成 A/D。执行这一操作的装置称为模-数转换器，常写成 A/D 转换器或 ADC (analog-digital converter)。而由数字信号转换成模拟信号的操作称为数-模转换，常写成 D/A，数-模转换器可写成 D-A 转换器，也可写成 DAC (digital-analog converter)。

第一节 模-数与数-模转换技术的应用领域

模-数与数-模转换技术是由数字测量和数字控制的要求而产生和发展起来的，特别是微型计算机的迅速普及更加速了这一技术的进展。现在，转换技术最重要的应用对象要算是数字控制系统。图 1-1 是典型数字控制系统的框图，控制对象可能是一个生产过程，也可能是一个自动控制装置。反映其运动状态的各项参数（诸如温度、压力、流量、角度、位移、速度和加速度等）大都是非电模拟量，通过相应的传感器可以变换成电压或电流信号。调节其状态参数的各种执行元件绝大多数也需要电压或电流信号驱动。然而，数字计算机只能接受和处理数字信号，其输出结果也是数字量。这就是说数字计算机和控制对象之间不能直接交换信息。只有使用采样器和 A/D 转换器把模拟传感器输出的电压或电流信号转换成适合计算机需要的数字信号，并通过 D/A 转换器和保持器把计算机输出的数字信号转换成时间上连续的电压或电流信号才能实现计算机对控制对象的闭环控制。显然，是 A/D 转换器和 D/A 转换器搭起了两者之间的语言桥梁。没有转换器，数字计算机只能是一个计算工具，而不能执行控制功能，因而也就不能构成各种闭环数字控制系统。许多系统并不需要图 1-1 中的所有环节，如果系统只包含传感器、采样器、A/D 转换器

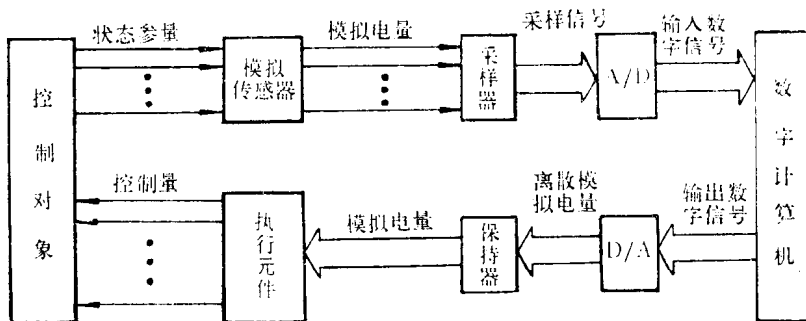


图 1-1 典型数字控制系统

和计算机，它就是一个典型的数据采集系统。若系统中没有传感器、采样器和 A/D 转换器，它就是程序控制系统，大多数数控机床都属这类系统。

借助于A/D和D/A转换器可把模拟计算机和数字计算机联成一体，构成如图1-2所示的混合仿真系统。在这个系统中，A/D转换器是模拟计算机的输出接口，同时又是数字计算机的输入接口，而D/A转换器是数字计算机的输出接口，又是模拟计算机的输入接口。混合仿真系统既保留了模拟仿真的快速、实时的特点，又发挥了数字仿真的精度高和自动

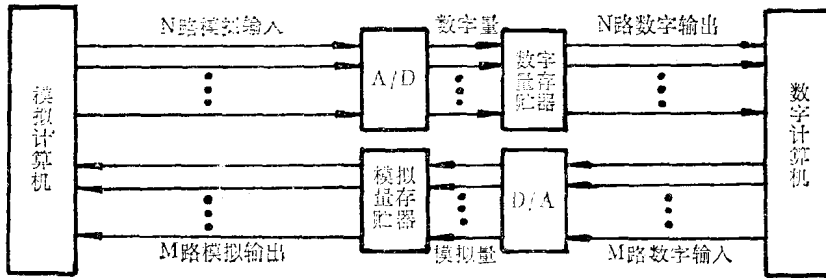


图1-2 典型混合仿真系统

化的优点。对于尖端技术和大型复杂系统的研究，混合仿真是一个非常有效的手段。这种技术还被用于制造各种专用的仿真器，用来培训各种复杂系统的操纵人员，既省时省力，又安全可靠。

遥测遥控技术是A/D和D/A转换器的另一个重要应用领域。图1-3是一个典型数字式遥测系统。在定时器的控制下，信号发送端的多路切换器和接收端的多路分配器同步切换，A/D转换器把被测对象的各个模拟参数分别转换成数字信号并经发射机发射出去，接收端的D/A转换器把接收机所接收的数字信号转换成与原始模拟信号等效的电压或电流，并馈送到指定通道去驱动相应的模拟元件。遥测、遥控技术在航天、气象、军事、通信和工业部门中占有十分重要的地位。

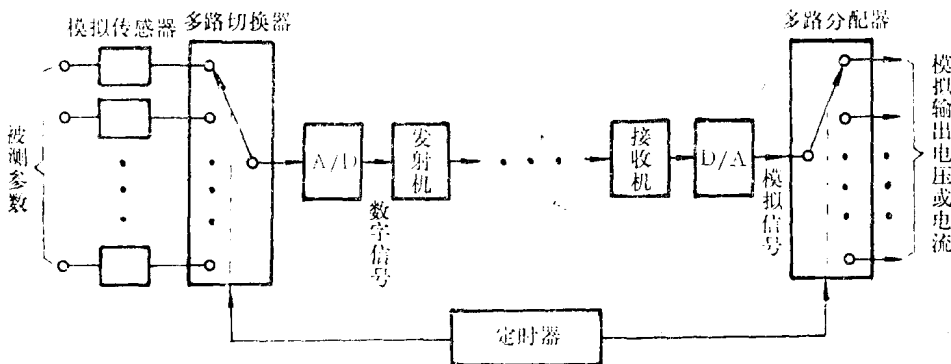


图1-3 典型数字式遥测系统

在测量和测试设备中，A/D和D/A转换器也发挥着重要的作用。当今广泛使用的各种数字电压表和其他数字测量仪器，其核心环节是A/D转换器。随着微型计算机的发展，出现了许多自动测试系统，这些系统可以对大规模集成电路、高度复杂的系统或设备的各种参数进行自动测试，并能对测量数据进行处理、存贮、读出和打印。使用这种系统可在时间、成本和可靠性等方面，远远胜过人工测试。在自动测试系统中包含着大量的D/A和A/D转换器。D/A转换器被用来制造程控电源、脉冲发生器、扫描发生器和波形发生器等，它还被用作校正失调或增益误差的“电位器”、电桥平衡电源以及作为A/D转换器、采

样/保持器和峰值跟随器的部件。而 A/D 转换器则被用来完成模拟量-数字的变换。

在通信和信号分析系统中，诸如时间的展阔、压缩、超前和滞后；瞬态现象的存贮和记录；信号波形的合成和分析；传递函数的合成和分析；卷积；数字滤波；利用相关技术和快速富里叶变换从噪声中提取有用信号；加密和解密编码传输等都需要使用 A/D 和 D/A 转换器。

转换器还被运用于图形显示系统，数字通信系统，医疗设备以及许多其他系统或设备中。随着电子技术、集成技术和计算机技术的迅猛发展，模-数与数-模转换技术的应用领域也在迅速扩大。总的说来，凡是需要计算机和模拟系统之间交换信息的场合，凡是需要模拟量和数字量之间进行转换的场合，都要采用转换技术。

第二节 数-模与模-数转换的基本原理

数-模转换器的功能是把数字量转换成模拟量。它实际上是一种解码器 (decoder)。当转换关系是线性的时候，输入-输出函数关系式可写成如下形式：

$$A = RD \quad (1.1)$$

式中 A 是模拟量， R 是参考量 (reference)， D 是数字量。因为 D 是离散的，所以输出模拟量 A 在时间上也是离散的。设 D 是定点二进制小数，则 (1.1) 式可写成

$$A = \sum_{i=1}^n A_i = (d_1 2^{-1} + d_2 2^{-2} + \dots + d_n 2^{-n})R = \sum_{i=1}^n d_i 2^{-i} R \quad (1.2)$$

式中 d_i 为数字量 D 的第 i 位代码，取值 1 或 0，当 $d_i = 1$ 时， $A_i = 2^{-i} R$ ；当 $d_i = 0$ 时， $A_i = 0$ 。

(1.2) 式说明，D/A 转换器的模拟量输出 A 由一系列二进制分量 $d_i 2^{-i} R$ 组成。由此可以想到 D/A 转换器在原理上应具有图 1-4 的结构。

为了观察 D/A 转换器的输出情况，可以采用图 1-5 上部的电路。用一个四位二进制计数器的输出作为 D/A 转换器的数字输入， R 为直流参考电压。转换器输出端接示波器。当连续脉冲输入计数器时，从示波器上可以看到转换器的输出 A 是一个阶梯波。输出最小阶跃幅度等于 $2^{-4} R$ ，这就是该转换器的分辨力，它表示输出模拟量的平滑程度。这个电路可用于检查 D/A 转换器工作情况。一般情况下，一个 n 位二进制 D/A 转换器的分辨力为 $2^{-n} R$ ，转换精度主要取决于二进制分量 $d_i 2^{-i} R$ 之间的比例关系能精确到何种程度。

模-数转换器的功能是把模拟信号转换成某种代码的数字信号，因此它又称为编码器 (encoder)。实现 A/D 转换的基本思想是以某一参考量 R 为单位去度量模拟信号 A ，从而得到数字量 D 。用数学形式表达这一过程可以写成下式

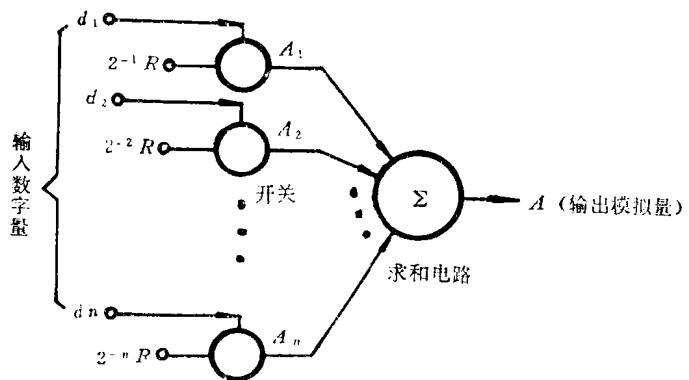


图 1-4 D/A转换器原理结构

$$D \equiv \left[\frac{A}{R} \right]$$

(1·3)

式中 \equiv 和 $[]$ 表示一种舍零取整的过程。由于多数情况下 A 不能被 R 整除,实际上计算机或数字系统也只能读取有限位数的数字量,因此转换结果所得数字量 D 只是 A/R 的一个近

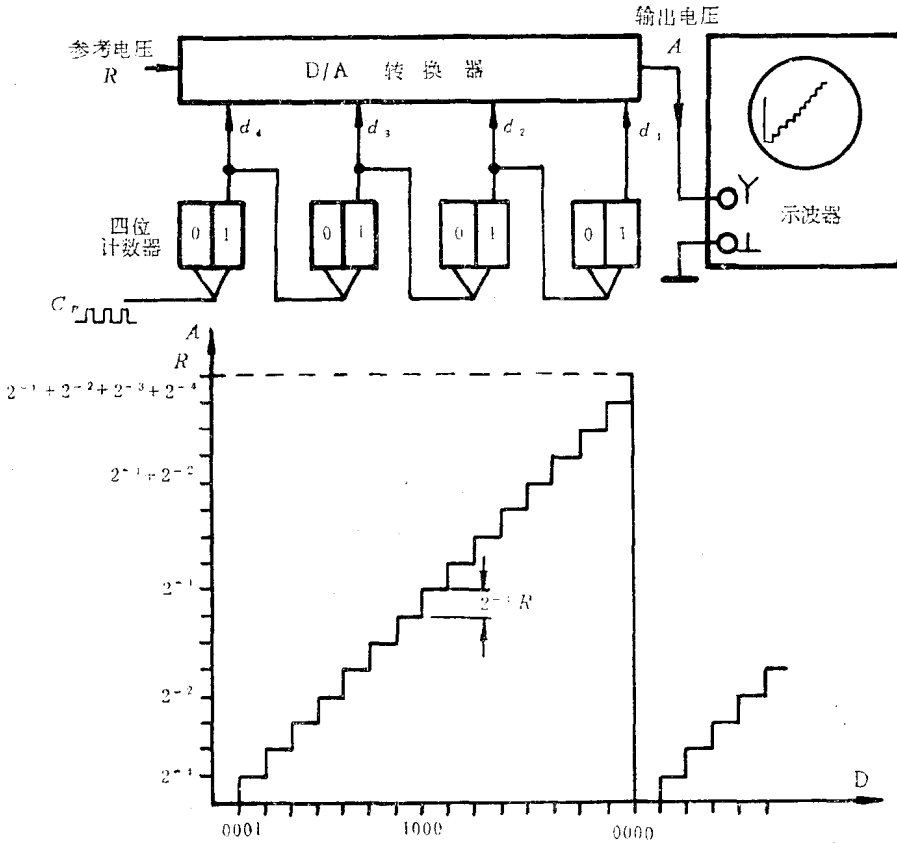


图 1-5 用计数器检查D/A转换器的输出

似值,近似的程度取决于数字量 D 的位数。这个过程可用天平称量物体质量的过程来类比。天平称量结果所得数字量是最小砝码质量的整数倍,小于最小砝码质量的零头被舍去。图 1-6 是基于天平称物原理而设计的一种A/D转换器原理结构。它用一套比较器将

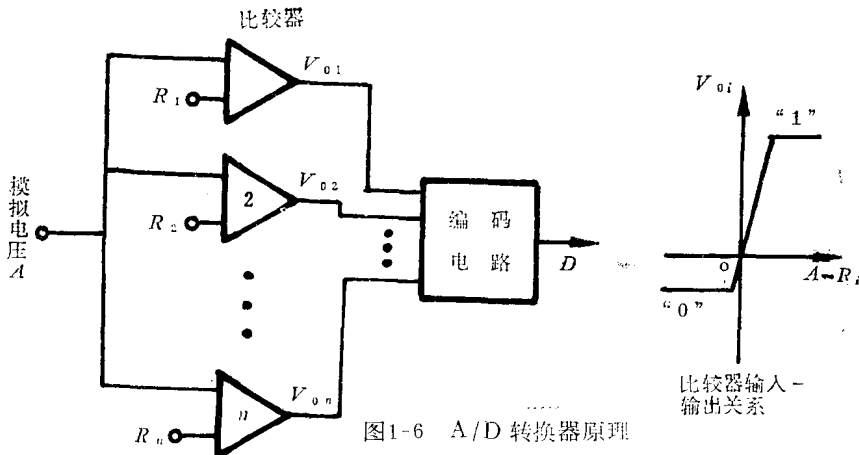


图1-6 A/D转换器原理

输入模拟电压与一组参考电压 R_i ($i = 1, 2, \dots, n$) 同时进行比较, 比较器的输出 V_{oi} 只有两种逻辑电平 (取 0 或 1), 分别代表 $A < R_i$ 和 $A > R_i$ 两种幅值大小关系。各比较器输出逻辑电平 V_{oi} 经过适当编码, 即可得到与 A 等效的数字量 D 。如果参考电压 $R_1 \sim R_n$ 符合二进制关系 (即 $R_2 = 2R_1$, $R_3 = 2^2 R_1$, \dots , $R_n = 2^{n-1} R_1$), 则 D 为二进制数字。比较器在这里担任着模拟电路和数字电路之间接口的任务, 它的输入是模拟量, 输出是开关量, 比较器的分辨力和精度对 A/D 转换器的分辨力有着决定性的影响。

模-数转换的过程实质是将模拟信号进行幅值整量化的过程。量化过程中的取整舍零所产生的误差称为量化误差, 这是 A/D 转换的原理性误差。减少这一误差的唯一途径是缩小度量单位 R_1 (又称量化单位), 但要受到比较器分辨能力的限制。

第三节 模-数与数-模转换技术的现状和发展趋势

模-数与数-模转换技术的历史主要是 A/D 和 D/A 转换器的历史。和数字计算机一样, 转换器也经历了由电子管到晶体管再到集成电路的发展阶段。在微型计算机出现之前, 除数字仪表之外, 基本上没有通用的转换装置。用于各种测量和控制系统的转换器是与系统其他部分的电路统一设计, 并由系统工作者使用诸如晶体管、电阻和电容等分立元件进行组装和调整的。1964年集成运算放大器制造成功, 标志着模拟电路集成化的开端。二十多年来, 模拟集成技术取得了长足的进步。目前不仅可用双极型工艺和 MOS 工艺制造出高性能的有源器件, 而且可用薄膜工艺、离子注入工艺或扩散工艺获得高精度、高稳定的微型电阻, 使 A/D 和 D/A 转换器及其支持电路 (例如模拟开关、多路切换器、采样/保持器、参考电压源, 各种放大器和信号调理电路) 实现了微型化。它们被封装在双列直插式组件壳体内或被灌封在模块内, 使用时可以直接焊接在印刷电路板上, 前者还可插在通用的集成电路插座上。与性能相同的分立元件电路相比, 它们的体积和重量都减少了几百倍, 而且功耗大幅度降低, 可靠性大大提高。这一变革使得过去那种设计、制造和应用的分工界限发生了根本的变化。转换器 (及其支持电路) 的内部设计、制造和调整工作都由转换器的开发部门所接替, 留给系统设计者的工作只是适当的选择、测试、组装和外部微调。他们不必了解转换器内部的细微结构, 只需明确各类电路组件或模块的技术特性的物理含义, 以及不同功能电路相联时会产生哪些相互作用, 就能正确评估转换器插入系统后对系统精度和速度指标会产生多大影响。用户只要按照制造厂提供的接线说明进行联接, 并满足规定的工作条件, 转换器一般就能正常工作。因此, 这种变革不仅标志着转换器本身产生了质的飞跃, 而且为更多的其他专业工作者能够运用转换技术创造了方便条件。

由于微型计算机的普遍应用, 对模拟输入/输出接口的需求量猛增, 从而大大刺激了集成转换器的发展。十几年来, 转换器的性能不断提高, 成本逐年下降, 品种和规格日益增多, 并逐渐系列化, 已形成一个新的产品门类——数据转换器。如今能够批量供应市场的产品中, D/A 转换器的分辨力最高已达 18 位二进制 (例如 DAC1146, 其稳定时间只需 6 微秒), 就转换速度而言, 8 位 DAC 的稳定时间最短的只有 5 纳秒 (例如 AD9768, 其刷新速率可达 100 兆赫); A/D 转换器的最高分辨力可达 16 位二进制 (例如 ADC1140, 它的转换时间为 35 微秒), 从转换速度看, 视频 ADC 的转换时间已减少到 10 纳秒以下

(例如 AD5010, 其分辨分为 6 位二进制)。随着工艺的不断改进, 许多庞杂的转换装置乃至转换系统也相继实现了微型化。转角-数字转换器就是一个最明显的例子, 在十几年前, 要把角度传感器——同步机(即自整角机)或分解器(即正余弦旋转变压器)输出的交流信号转换成转角的数字量, 除了需要一整套硬件电路之外, 还需要借助于计算机进行反三角函数的运算。如今, 在一个体积为 $79.4 \times 66.7 \times 20.8$ 立方毫米的标准模块内, 可以容纳一个 16 位分辨力的双速(粗精组合)同步机/分解器-数字转换器(型号为 SDC-361/362)。而且它不需借助于计算机进行角度解算, 就能直接得出角度数字量。用两个尺寸为 $48.3 \times 19.8 \times 5.3$ 立方毫米, 重量为 28 克的 36 脚双列直插式组件就可组成一个 4 通道 14 位分辨力的同步机/分解器-数字转换器(型号为 HMSDC-8700)。一些简单的数据采集系统也已微型化, 例如数据采集模块 DAS1128 的体积只有 $76.2 \times 116.8 \times 9.5$ 立方毫米, 其中包括 12 位分辨力的 A/D 转换器、采样/保持器、差动放大器、多路切换器, 参考电压源以及有关的控制逻辑和数字接口, 它们共同组成一个 16 通道的模拟切换型数据采集系统。当前, 数据转换器制造业在不断改进产品结构、提高精度、分辨力和转换速度的同时, 正努力提高器件的集成度, 以便在一个器件壳体内集中更多的功能, 使数据转换器能更好地与多种微处理器接口以及使更复杂的标准电路或系统(如数据采集、信号调理、角度-数字变换等)微型化。

测量或控制用的计算机需要配置模拟输入/输出接口系统。当接口系统比较简单时, 可以采用适当的数据转换器和数字接口组件自行设计和组装。当所需的接口系统比较复杂时, 硬件设计和软件开发费用通常是相当可观的。实际上在各种应用中经常遇到的模拟输入/输出系统的大部分环节是可以通用的, 系统用户完全可以避免这些重复性劳动。自七十年代开始, 许多计算机和数据转换器的开发部门相继推出各种模板式模拟输入/输出系统。这些系统把执行模拟输入(A/D 转换)和模拟输出(D/A 转换)操作所需的全部硬件集中于一块印刷电路板上, 并配上足够的软件。这些系统都能与某种计算机总线兼容。当用户需要进行新系统或新产品开发时, 可以根据他所用的计算机总线结构和任务性质选一种合适的模板, 只要用很少的时间就可建立他的应用系统。这些模板通常都经过开发部门的精心设计, 技术上比较先进, 性能也比较可靠, 尤其是软件齐备, 这就不仅弥补了某些系统工作者因知识和经验不足可能产生的失误, 而且大大加快了用户应用系统的工程设计进度。当前模板式模拟输入/输出系统产品的结构可分成四种类型, 分别适用于不同的应用场合。能够代表其发展方向的是智能型系统。这种系统把单板计算机功能和模拟输入功能巧妙地融合在一起, 形成一个单板微计算机/数据采集系统。它既可自成系统独立工作, 又可作为分布式控制系统的局部控制器。由于它能对模拟数据进行预处理, 可以大大减轻系统主计算机的负担。

第四节 数据转换器与系统的关系

数据转换器的集成(或模块)化, 使一些人产生了错觉, 例如, 有人以为使用数据转换器与使用数字集成电路一样方便, 按图接线就行, 至于电路间的匹配和误差已在转换器内部考虑, 用户无需费心; 也有人认为转换系统的精度很好计算, 如在一个数据采集系统中使用了一个 12 位二进制的 A/D 转换器, 则该系统的相对精度(实际上是误差)就是

$2^{-12} \times 100\% = 0.02\%$ ；还有人提出，为计算机系统选择转换器很简单，计算机数据总线是 8 位的，就选 8 位二进制转换器，计算机是 16 位的，就选 16 位转换器。产生这些错觉的根本原因在于，对转换系统的基本规律没有认识或认识不足。实际上数据转换器不是理想器件，把它们插入系统后，每个器件都会给系统引入大小不同的误差，信号通过它们会产生程度不同的时间延迟。误差和延迟的大小不仅与器件本身的技术特性有关，还与器件之间的相互作用有关。我们以图 1-1 为例来说明这一问题。设系统有 n 个状态参数需要控制，首先必须把这些状态参数以数字形式输入计算机，由被控对象到计算机输入端之间的数据通道就是一个数据采集系统，常见的一种模式如图 1-7 所示。其中包括 Δ/D 转换器、采样/保持器、多路切换器、数字控制电路和锁存器等，它们通过数字控制电路与计算机的地址总线和控制总线相联系，在程序控制下协调工作。由被控对象到多路切换器之间的模拟信号通道中一般还包括传感器、放大器和滤波器（并非所有系统都是必需的）。被

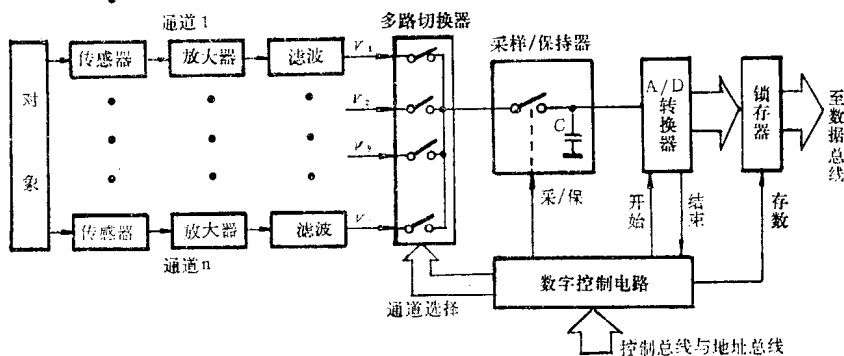


图1-7 数据采集系统的一种模式

控对象各个状态参数由传感器转换成电压（或电流），经过放大和滤波后至多路切换器的输入端，任一时刻只有一路开关与输出端接通。设第一路开关接通，第一通道信号电压 V_1 加到了采样/保持器的输入端，数字控制电路发出采样指令，采样/保持器的开关接通， V_1 对电容 C 充电。待电容端电压已上升到 V_1 后，控制电路改变逻辑电平，使采样/保持器的状态开关断开，转入保持状态，电容端电压将维持 V_1 不变。此时数字控制电路向 Δ/D 转换器发出开始转换的指令，在 Δ/D 转换开始后，多路切换器的第一通道开关断开，下一个通道（例如第二个通道）的开关接通， V_2 加到了采样/保持器的输入端。经过一段时间后， Δ/D 转换完成，转换器发出转换结束信号。数字控制电路收到这一信号后，发出存数指令，把转换结果存入锁存器，在指定的时刻，以指定的方式送往计算机的存贮器。转换完成后，控制电路再次发出采样指令，对 V_2 进行采样……，依次循环往复，所有 n 个通道的状态参数均可被转换成数字量并被送入计算机的相应存贮单元。

计算机根据预定的计算程序对输入数据进行处理，计算出各个参数所需的调整量。 D/Δ 转换器把计算机每次输出的数字量还原成电压或电流，经过功率放大去控制相应的执行元件对被控对象的某一参数进行调整，使其与额定值之差趋向零。

在图 1-7 的系统中，从传感器到 Δ/D 转换器，它们所产生误差大致可分成四类：传感器由非电量到电量的一次变换误差；采样误差； Δ/D 转换的量化误差；各个环节的非理想特性所产生的电路误差。这些误差将在本书的各个章节中详细讨论，这里只就各个环

节的相互影响进行简单分析。首先，A/D 转换器的输入阻抗是采样/保持器的存储电容的负载，在转换期间，电容通过这一负载放电将造成 A/D 转换器输入电压的下降，从而产生孔径误差（见第七章），显然，其他指标相同而输入阻抗较高的转换器将比输入阻抗较低的转换器产生较小的误差。其次多路切换器的开关导通电阻串联在滤波器的输出与采样/保持器的输入之间，为减少它的分压误差，滤波器应具有足够低的输出阻抗，而采样/保持器应具有尽可能高的输入阻抗。另外，由第二章和第七章我们将看到，所用滤波器的通带宽度与系统采样频率和所产生的采样误差密切相关。使这个系统产生延时的两个主要因素是采样/保持器的充电时间（称为获得时间）和 A/D 转换时间。

在图 1-1 的系统中，为了实现预定的控制精度，模拟输入和输出通道所产生的误差都不能超过分配给它们的误差数值，这两部分产生的延时与计算机读数、计算和输出所需时间之和不应影响对被控对象动态过程的实时（有效）控制。

通过上述讨论，我们可以看到，系统的精度指标主要靠模拟输入/输出系统（包括传感器和执行元件）来保证，而系统的实时性则由硬件和软件两方面来保证。模拟输入或输出系统所能达到的精度不仅与所用器件本身的技术特性有关，还与系统的结构以及各个单元之间的匹配情况有关，只有在细致的误差估算的基础上所建造的转换系统，才能保证达到预定的精度指标，并可望取得最佳的性能/价格比。

数据转换器不仅要在精度指标和动态特性上满足系统的要求，而且还应具有与系统总线兼容的数字接口。对于 A/D 转换器，它应能接受总线的控制，开始一次转换，而完成转换后，又必须给出状态（或标志）信号，还要求它能在程序控制下进行预定格式的数据输出。对于 D/A 转换器，它所能接受的数字码必须与系统提供的数字输出具有相同的形式。如要求它的模拟输出在时间上是连续的，它就必须包含输入数据寄存器，并能在程序控制下刷新其内容。

第二章 采样和量化

任何数字计算机或数字设备都只能接受和处理有限位数的数字代码，因此模拟信号（时间上和幅值上均是连续的）在输入到计算机或数字设备之前必须变成时间上和幅值上都离散的数字信号。这包含着两个处理过程，首先要在某些时间点上抽取连续模拟信号相应的瞬时值，使模拟信号变成时间上离散的时域离散信号——采样信号，这个过程称为采样（Sampling）。然后用一组组数码来逼近这些采样信号，使采样信号变成幅值上也离散的数字信号，这个过程称为量化（Quantization）。采样和量化理论是 A/D 转换的理论基础。本章简要介绍采样和量化理论的要点，通过分析我们将看到从理想采样过程所得的时域离散信号中可以恢复原始模拟信号，而量化过程从原理上就是一种数值逼近的过程，由此而产生的量化误差与逼近方式有关。

第一节 采样过程与采样定理

让模拟信号 $f(t)$ 通过一个开关 K ，并控制开关只在需要的时刻（如 $t = T, 2T, 3T, \dots$ ）瞬时导通，而在其它时刻使开关保持截止，这样在开关输出端得到的信号就是采样信号 $f^*(t)$ ， $f^*(t)$ 仅代表 $f(t)$ 在各个采样时刻的瞬时值而不包含时间变量。设开关 K 按等周期闭合（采样），则 $f^*(t)$ 为一脉冲序列 $f(T), f(2T), f(3T), \dots, f(nT), \dots$ ，其中 T 为采样周期， $T, 2T, 3T, \dots, nT \dots$ 为采样时刻。当采样开关导通时间与采样周期 T 相比可以忽略不计时，采样信号 $f^*(t)$ 可以看成是模拟信号 $f(t)$ 对

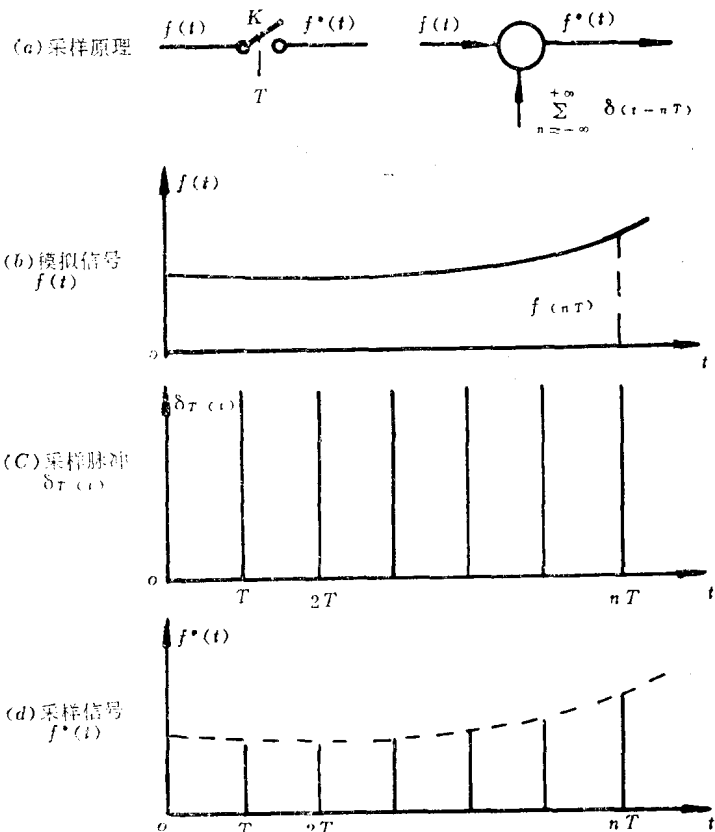


图2-1 采样脉冲调制过程

采样开关产生的单位理想脉冲序列进行幅度调制的结果。图 2-1 为采样脉冲调制过程的示

意图。我们对采样过程进行这种设想的目的是要通过频域分析判别时域离散信号 $f^*(t)$ 是否包含着 $f(t)$ 的全部信息。

单位理想脉冲序列可用狄拉克脉冲函数 (δ 函数) 表示

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \begin{cases} 0 & (t \neq nT) \\ \infty & (t = nT) \end{cases} \quad (2.1)$$

则采样信号 $f^*(t)$ 可表示为

$$f^*(t) = f(t) \delta_T(t) = f(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \quad (2.2)$$

在采样时刻 $f(t)$ 的瞬时值 $f(nT)$ 才对 $f^*(t)$ 有贡献, 在 $t \neq nT$ 时, $f^*(t) = 0$, 故(2.2)式可改写成

$$f^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \delta(t - nT) \quad (2.3)$$

因为实际工程系统中一般认为 $t < 0$ 时, $f(t) = 0$, 所以(2.3)式又可写成

$$f^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT) \delta(t - nT) \quad (2.4)$$

(2.4) 式表示采样信号 $f^*(t)$ 是一个调制脉冲序列, $\delta(t - nT)$ 确定采样时刻, $f(t)$ 在采样时刻的瞬时值 $f(nT)$ 决定脉冲面积 (在图 2-1 中表示为脉冲高度)。由于 $\delta_T(t)$ 是周期函数, 可将其写成复数形式的富氏级数。

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{C}_n e^{jn\omega_s t} \quad (2.5)$$

富氏系数

$$\dot{C}_n = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \delta_T(t) e^{-jn\omega_s t} dt \quad (2.6)$$

式中 $\omega_s = 2\pi/T = 2\pi f_s$, f_s 是采样频率。

因在坐标原点处 $\delta(t)$ 面积为 1, 而在积分区间的其余时间内的积分值为零, 所以 \dot{C}_n 在区间 $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 上的积分值为常量, $\dot{C}_n = \frac{1}{T}$ 。将此值代入(2.5)式, 得

$$\delta_T(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{jn\omega_s t} \quad (2.7)$$

将(2.7)式代入(2.2)式得

$$f^*(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(t) e^{jn\omega_s t} \quad (2.8)$$

设 $f(t)$ 为有限带宽的单值连续函数, 则其满足拉氏变换条件, 对(2.8)式进行拉氏变换可得

$$\begin{aligned} F^*(s) &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} L[f(t) e^{jn\omega_s t}] \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F(s - jn\omega_s) \end{aligned} \quad (2.9)$$

设采样系统是稳定的, 可用 $j\omega$ 代替(2.9)式中的 s , 得

$$F^*(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F[j(\omega - n\omega_s)] \quad (2.10)$$

由于 $F^*(j\omega)$ 可写成

$$F^*(j\omega) = |F^*(j\omega)| e^{j\phi(\omega)} \quad (2.11)$$

式中 $|F^*(j\omega)|$ 为采样信号 $f^*(t)$ 的频谱。

如果 $\omega_s > 2\omega_{max}$ (ω_{max} 为有限带宽信号 $f(t)$ 的最高圆频率)，则可将和的模写成模的和，即

$$\begin{aligned} |F^*(j\omega)| &= \left| \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F[j(\omega - n\omega_s)] \right| \\ &= \dots + \frac{1}{T} |F[j(\omega - \omega_s)]| + \frac{1}{T} |F(j\omega)| + \\ &\quad \frac{1}{T} |F[j(\omega + \omega_s)]| + \dots \end{aligned} \quad (2.12)$$

式(2.12)表明采样信号 $f^*(t)$ 的频谱是离散谱，其中 $\frac{1}{T}|F(j\omega)|$ 为主要频谱分量，其它为高频频谱分量，它们为主要频谱分量周期性的重复（重复周期为 ω_s ）。主要频谱分量就是 $f(t)$ 的频谱，只是幅值为 $f(t)$ 的 $\frac{1}{T}$ 倍。

使采样信号通过一个频带宽度为 $2\omega_{max}$ 的理想低通滤波器，即可分离出主要频谱分量，恢复原始信号 $f(t)$ 。

但是，如果 $\omega_s < 2\omega_{max}$ ，则由于各频谱分量之间产生部分重叠，(2.12)式便不能成立，这就是说用任何响应特性的滤波器都不能无失真的恢复原始信号 $f(t)$ ，这种现象称为混迭效应 (aliasing)。图 2-2 画出了采样信号频谱 $|F^*(j\omega)|$ 与采样频率 ω_s 之间的关系。

由此可见，从采样信号 $f^*(t)$ 中能否无失真地恢复信号 $f(t)$ 与采样频率 ω_s 的选取有很大关系。

采样定理给出了采样频率选择上的限制。这个定理说：

为了从采样信号 $f^*(t)$ 中完全恢复原始信号 $f(t)$ ，所需的采样频率 f_s ($f_s = \omega_s/2\pi$) 至少必须为 $f(t)$ 的最高有效频率 f_{max} （包括噪声在内）的两倍。

在输入模拟信号 $f(t)$ 具有有限带宽的前提下，遵循采样定理的采样过程具有无限的

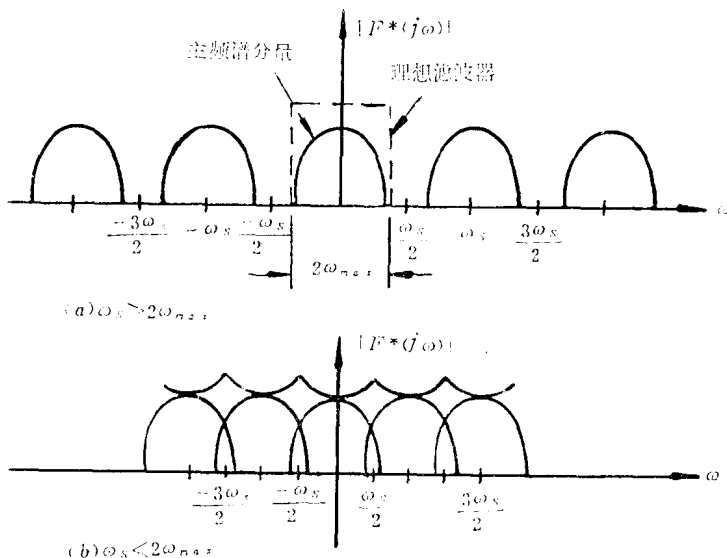


图2-2 $|F^*(j\omega)|$ 与 ω_s 的关系