

第1章 绪 论

现代科学技术的发展促进了现代测控技术的发展，并使之形成一门独立的学科。产品生产日益趋向自动化，趋向于对生产过程特别是处于分散状态的标的生产过程进行集中监视和管理。现代测控技术是综合自动控制技术、计算机技术和现代通信技术三大领域的技术成果，为适应上述要求而发展起来的一门学科。

近年来，随着科学技术的发展，现代测控技术在国民经济建设中发挥了越来越重要的作用。在国防领域，现代测控系统更是国防工业现代化不可缺少的组成部分，并成为导弹实验、航天器发射运行等的重要支持系统。

1.1 无线电测控的概念

1.1.1 遥测遥控的定义

1. 遥测

所谓遥测，就是对被测对象的某些参数进行远距离测量。有些被测对象，如运载火箭和具有放射性的物体等，人们不可能或不适于在它们附近直接进行有关参数的测量，只能在远离它们的地方进行间接测量。这种远离被测对象的间接测量，习惯上称之为遥测。因此，遥测乃是一般测量的延伸。这里所说的远距离是一个相对的概念，它可以近到几米，如对高速旋转体内静应变参数的遥测；也可以远到几百兆米，如卫星和深空探测中的遥测。在国民经济、科学研究和国防部门，许多被测对象或由于距离较远，或由于分散，或由于其他特殊原因，人们无法接近，因此都需要通过遥测来了解或监视被测对象的工作情况。采用遥测技术，可以提高各部门的自动化程度，改善劳动条件，提高劳动生产率，提高管理调度质量。

下面通过一个遥测系统的例子来进行具体的说明。体育训练的医学科学研究需要将运动员的心电图在运动状态下传给中心监控室（即在运动状态下对运动员的心电进行遥测），这是一个活动目标的单一参数的遥测系统，所以只能用无线传输手段。人体心电信号是生理信号，首先需要把这个生理信号变成电信号，送给无线发射机传出去，把生理信号转换成电信号的装置叫做传感器。通常传感器送出去的信号是很微弱的，要由放大器放大到合适的电平才能送给发射机。放大的信号经调制器送给发射机，经无线电波传给接收天线。接收机收到高频信号，经过解调器解调之后，送给显示器显示和记录仪记录。其系统框图如图 1-1 所示。

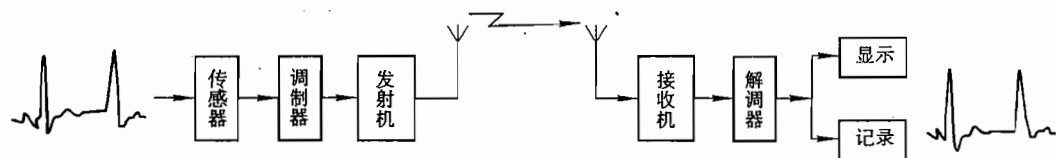


图 1-1 心电遥测系统

当然,在这五光十色、千变万化的信息社会里需要探测的对象是十分广泛的。为了正确远距离地进行测量,需要有感知被测参数的装置(传感器),以便将被测参数正确地取出来;为了使信号在信道上正确地传输,需要对信号进行放大、压缩、编码、调制、解调等各种加工处理;对模拟传输系统来说需要高保真地传输这些信号;对数字传输系统要求信息的保护和差错控制;在接收端还要对信号进行分类、处理和存储等。总之,遥测系统包括信息的感受(传感)、变换、传输、处理、显示记录等多种过程。在这个意义上说,遥测系统是一个特殊的单向通信系统,其信息流从被测量端流向测量端。

2. 遥控

所谓遥控,就是对远方的研究对象和目标进行控制。控制方式分为断续的和连续的(又叫做遥调)两种。被控制的对象可以是活动的,如导弹、火箭、卫星、飞船和无人机等;也可以是不动的,如集中目标的工厂设备、电站、大型变电所等,或者处于分散状态的输油管道、油田油井设备等。下面我们用遥控飞机模型的例子来进行说明,其框图如图 1-2 所示。运动员在地面用遥控发射装置对空中的飞机模型进行操纵,通过方向舵和升降舵控制发动机的启停和飞行姿态。

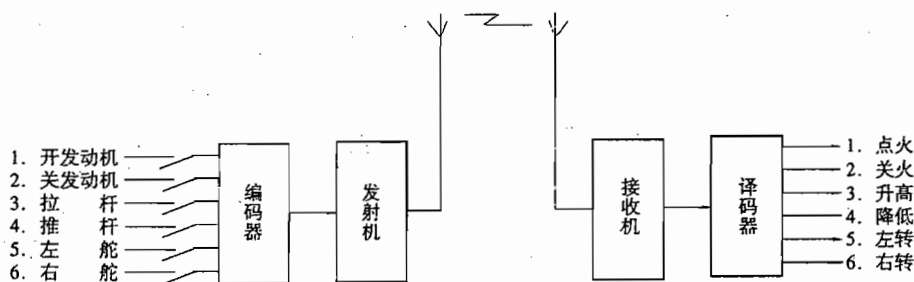


图 1-2 飞机模型遥控系统

通过这个例子可以看出,遥控系统由指令的产生、变换、传输、执行等过程组成,其信息流由控制端流向被控端。

3. 遥调

远距离对被控对象施行连续控制就是遥调,遥调也就是闭环遥控系统。一个典型遥调系统方框图如图 1-3 所示。

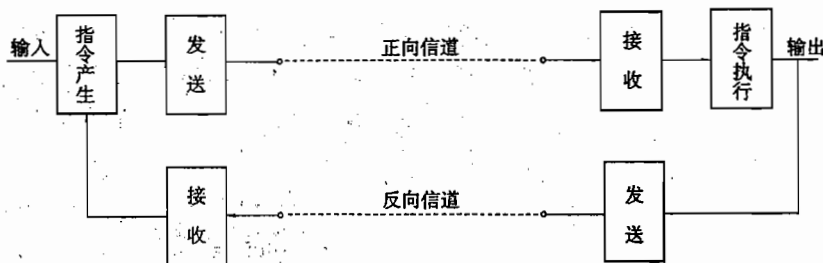


图 1-3 遥调系统框图

这种对被控对象的工作状态可以定量地进行改变的远距离遥控(遥调),可以用于对某些连续量的控制,例如导弹飞行轨迹的控制、输油管道中的流量控制等。遥调和遥控的主要

区别是遥调需要双向信道（正向信道和反向信道），而遥控系统通常是不需反向信道的。

4. 遥信

在遥控系统中，当一个遥控指令发送完时，遥控指令是否被正确执行是远方遥控操纵人员十分关心的问题。为了监视遥控系统中遥控指令的执行情况，有时需要把执行的结果通过反向信道送回来，这种把被控对象的动作结果送回控制端的行为，通常被称为遥信。被控对象各个参数的状态实时显示在控制端，以便实时掌握其状态，继续发出指令按预定目的对被控对象施加控制。一般地说，遥控系统离不开遥信，但有些情况下也可以不用遥信监视其被控对象的工作状态，例如上述飞机模型的测控系统就没有遥信系统，其工作状态监视是由肉眼观察或通过其他方式完成的。事实上遥信就是遥测的特殊形式，它传送的是极限状态，而遥测传送的则是连续信号值。

根据上述定义，我们把远距离实现控制、测量、调节、监视的系统称为遥测遥控系统。一个系统如果只具备遥控功能则称为遥控仪；如果只具备遥测功能则称为遥测仪；如果同时具备遥测、遥控功能则称为双遥系统。同样，同时具备遥测、遥控、遥信功能的系统，则称为三遥系统；具备遥测、遥控、遥信、遥调功能的系统则称为四遥系统。图 1-4 就是一个典型遥测遥控系统的工作示意图。

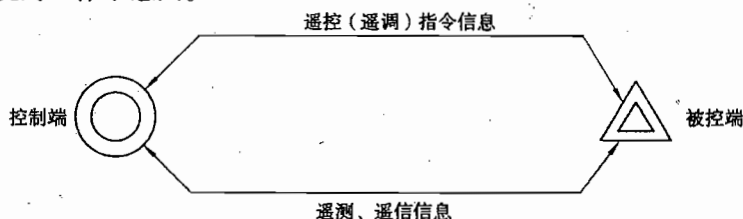


图 1-4 典型遥测遥控系统示意图

就功能来说，遥控和遥调都是控制端（也称调度端）按预定意图对被控目标的内部参数、工作状态进行远距离的操作和控制。所以，从工作原理上说，遥调可以归入遥控范围。遥测和遥信都是被控目标向控制端提供它的内部参数及其对命令的执行情况。所以，我们只要了解了遥控和遥测，遥调和遥信也就解决了。

1.1.2 测控系统的分类

测控系统是多种多样的，其分类方法也各有不同。

根据传输媒介的不同，测控系统可以分为有线测控系统和无线电测控系统。有线测控系统利用电线、电力线、电缆等作为传输媒介，在电力、油井、天然气等工业部门及医学、生物、地震及其他科学研究中广泛采用。无线电测控则利用电磁波在自由空间的传播来传输测控信息，它在飞机、导弹、卫星及宇宙探测中得到了广泛的应用。在这里我们讨论的测控系统主要指的是无线电测控系统。

根据实现多路传输的方式不同，测控系统可分为频分多路测控系统和时分多路测控系统。根据传输信号的类型可分为模拟式测控系统和数字式测控系统。

根据应用场合不同，测控系统可以分为以下 4 种方式：

- (1) (1:1) 工作方式；
- (2) (1:1)×N 工作方式；

(3) $(M:N)$ 工作方式;

(4) $(1:N)$ 工作方式。

图 1-5 分别列出了这 4 种工作方式。 $(1:1)$ 工作方式是最基本的工作方式, 它由特定的被控对象决定系统只需要一个控制端和一个被控端。高空通信气球测控系统、飞行器测控系统都是 $(1:1)$ 的工作方式, 这种工作方式适合集中型的(工厂、电站等)被控对象。

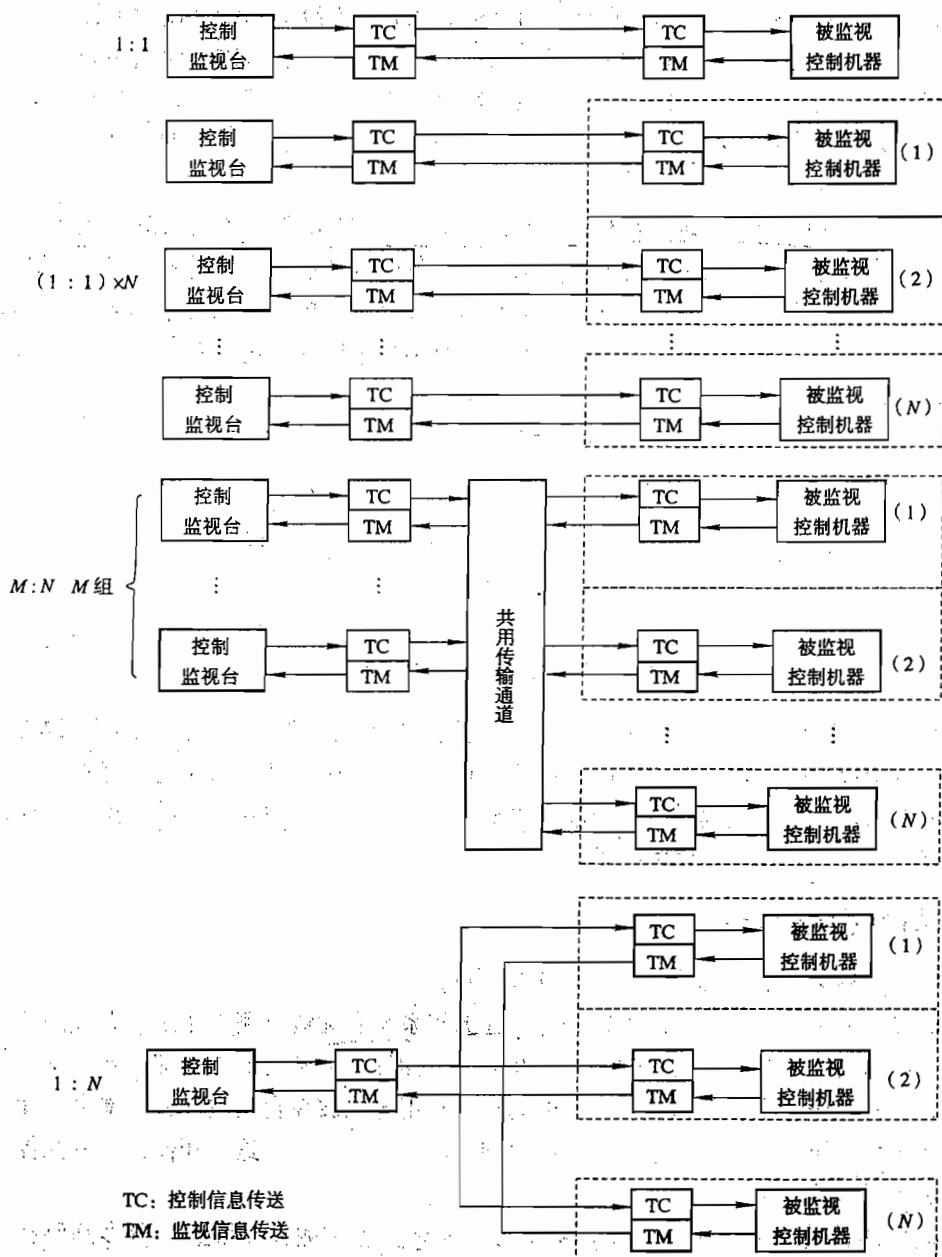


图 1-5 测控系统工作方式

对分散型的被控对象(如油田、气田、输油输气管道、铁道等)可以采用 $(1:1) \times N$, $(1:N)$

或 $(M:N)$ 工作方式。 $(1:1) \times N$ 的方式就是 N 个 $(1:1)$ 测控系统集中起来使用。非常明显,这样的组合将导致控制端设备的复杂化,操作也不方便。 $(1:N)$ 方式是把控制 N 个对象的功能完全合并在一起,这样既高效又经济,既解决了集中控制监视,又体现了分散多目标。分散目标越多,这种方式的优越性就越明显。但是,从可取性方面考虑, $(1:N)$ 方式却不如 $(1:1) \times N$ 方式优越。如果控制端发生故障,对 $(1:N)$ 方式来说,整个系统就要停止工作,但对 $(1:1) \times N$ 方式来说,这个故障只会使其中一个被控对象停止工作,其余的将照常工作。 $(1:1) \times N$ 方式传信率高,又可以同时对多个被控端进行操作,如果想要扩大系统容量, $(1:1) \times N$ 方式是非常方便的。因此,当 $N < 4$ 时,建议采用这种方式,因为这时的造价与 $(1:N)$ 相比没有什么显著差别。 $(M:N)$ 方式是根据具体情况,适当综合上述两种方式的优点出现的另一种方式。在实际情况中,究竟应该采用哪种方式要综合用户要求、信息性质等全面考虑。

根据被控端的地理分布、信息流程以及系统规模,测控系统又可分为直线式、混合式、网状式和分级控制式,如图 1-6 所示。

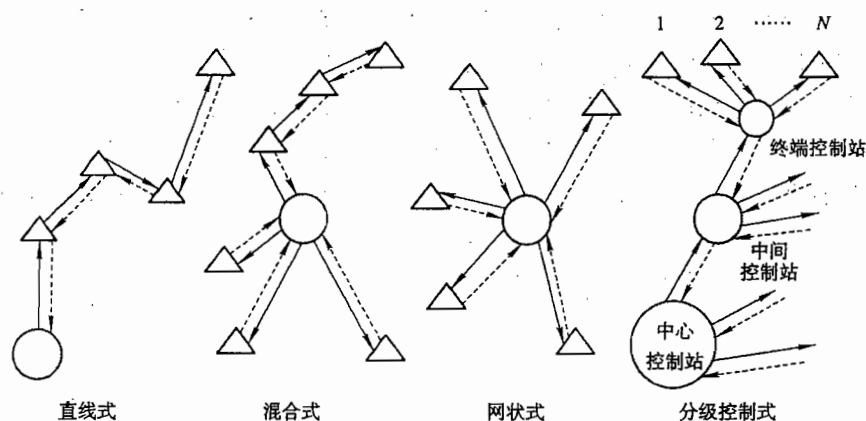


图 1-6 测控系统流程图

1.2 无线电测控系统基本原理和系统组成

1.2.1 系统组成

无线电测控系统的组成原理如图 1-7 所示。其中图 1-7 (a) 为无线电遥测系统,图 1-7 (b) 为无线电遥控系统。

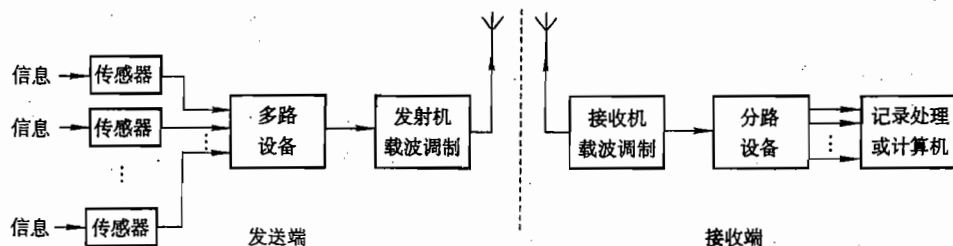


图 1-7 (a) 无线电遥测系统

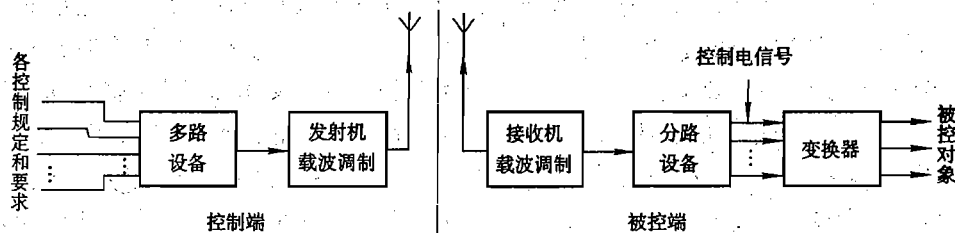


图 1-7 (b) 无线电遥控系统

在图 1-7 (a) 所示的无线电遥测系统中，由于被测对象往往有很多个，而且有时一个对象就需要测量几个参数，这些参数往往是非电量，这就需要通过传感器将这些被测量变成统一的电信号。当然，如果被测量本身就是电信号，那么只要经过变换器变成统一的电信号即可。传感器输出的各路信号在多路设备中综合相加变成多路信号，然后送入发射机进行载波调制，再经天线发射出去。无线电波经空间传播后在接收端通过接收机进行载波解调，再经分路设备把输出的各路信号送入记录、显示、处理设备或送入计算机中进行处理。

图 1-7 (b) 为无线遥控系统原理图。由图可见，无线遥控系统的多路设备、发射机、接收机、分路设备等与无线电遥测系统相同。由分路设备输出的各路信号经变换器变成控制信息送到被控对象上去。因此遥测系统与遥控系统从信息传输的角度上看是基本相同的。

由于本书主要讨论测控系统信息传输的基本原理，并不过多地涉及具体设备，为此我们把测控系统用图 1-8 所示的信息传输模型加以概括。

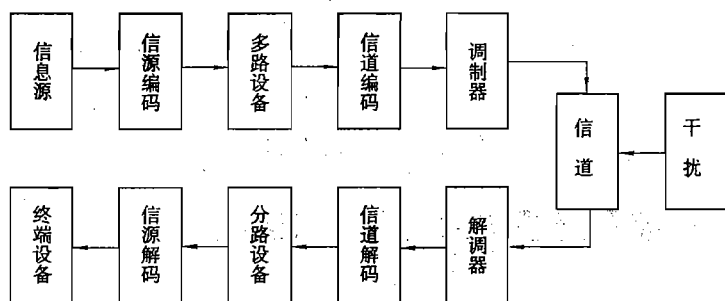


图 1-8 测控系统信息传输模型

1. 信息源和终端设备

信息源是被测参数经传感器变成的电信号或者遥控信号的总和，代表被传输信息的发源地。终端设备是指遥测信号或的记录、显示和数据处理或的执行机构。

2. 信源编码及解码

信源编码的主要任务是解决模拟信号的数字化和提高数字信号的有效性。例如，在一定精度要求下，如何用最小的码元数来表示信号，以及如何压缩频带以提高信息传输的效率等。信源解码是信源编码的反变换。

3. 多路设备及分路设备

由于遥测和遥控参数很多，为了提高传输效率需要借用一条信道传输多路信号。多路设备就是把各路信号综合在一起的设备，分路设备是把综合信号分解成各路信号的设备。

4. 信道编码及解码

在数字式测控系统中, 由于信道中存在一定的干扰, 因而会造成传输数据码的差错。为了减少差错, 提高可靠性, 可人为地按一定规则增加一些多余的码元与数据码一起传输, 在接收端根据附加的码字可发现和纠正数据码的差错。这是由信道编码器和解码器来实现的。我们把这一部分称为差错控制。

5. 调制器和解调器

被传输的原始信号通常是不适于在信道中直接传输的, 因而往往需要用被传输的信号对载波进行某种调制, 然后用已调载波进行传输。调制器就是实现载波调制的设备。解调器是从已调载波中恢复出调制信号的设备。

6. 信道与干扰

上面我们已经讲过, 信道就是信息传输的媒介。例如, 有线传输中的电线、电力线、电缆或无线传输中的大气层和宇宙空间。在传输过程中, 不可避免地会存在一些干扰。例如, 在无线传输中的工业干扰、大气干扰、宇宙干扰及人为干扰等。

图 1-8 所示的测控系统信息传输模型, 只能代表实际测控系统中的原理性部分, 并不能包括实际系统的所有部分。例如在数字式无线电测控系统中很重要的一部分是同步设备, 但是这一部分在图 1-8 中没有明确地反映。反过来, 图 1-8 中的每部分也并不一定在某些实际系统中存在。例如, 模拟式无线电测控系统就不一定包括信源编码和解码、信道编码和解码等。

测控系统由硬件和软件组成。硬件主要包括模拟量输入通道(子系统), 数字量输入通道(子系统), 脉冲、频率和周期量输入通道(子系统), 模拟量输出通道(子系统), 数字量输出通道(子系统), 脉冲量输出通道(子系统), 信号调理器, 计算机及其外设等。其组成结构如图 1-9 所示。

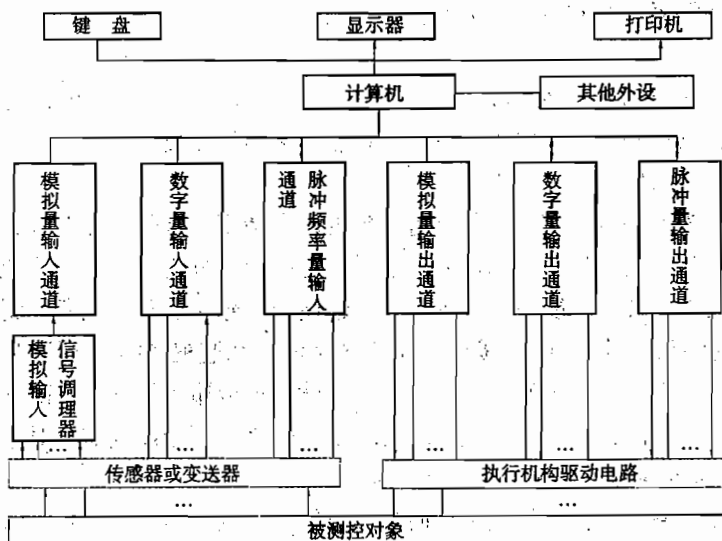


图 1-9 测控系统硬件组成方框图

测控软件可按功能分类, 如图 1-10 所示。

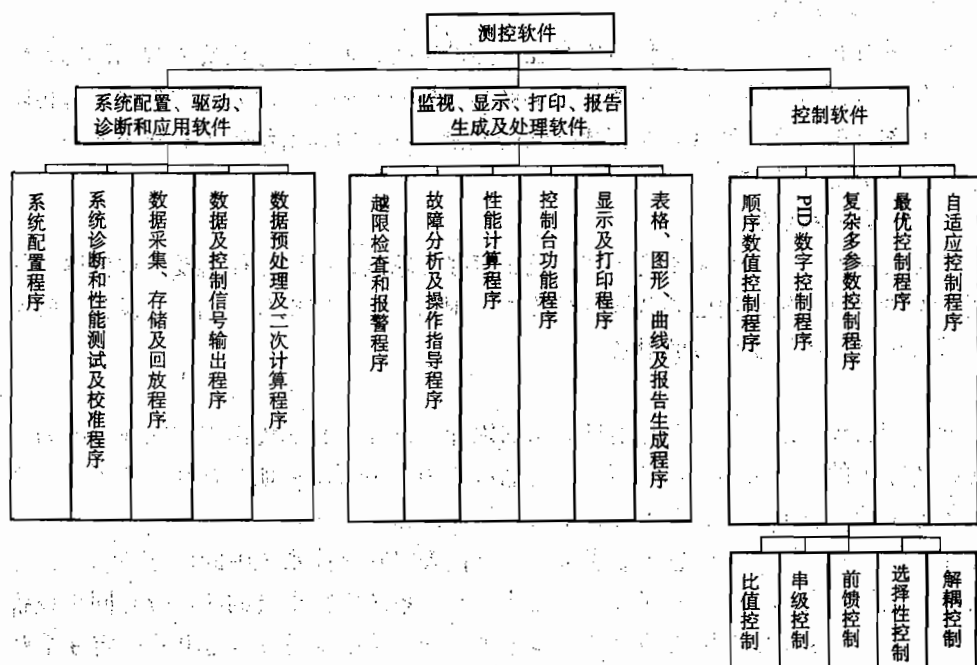


图 1-10 按功能分类测控软件框图

需要说明的是，并不是所有的测控系统都要由上面列举的全部硬件和软件组成，不同的测控系统可按照所要实现的功能选择不同的软件和硬件组合。

1.2.2 现代无线电测控系统的主要特点

现代无线电测控系统具有以下主要特点：

1. 多路传输

遥测被测参数和遥控指令很多，不可能也没有必要每一个参数都单独占用一条传输线路，而必须采用一条传输线路传输多个参数，这就是多路传输技术。

2. 精确性和可靠性

遥测系统是远距离测量系统，必须具有一定的测量精度。目前遥测系统的误差为百分之一左右，对某些参数，其测量和传输误差可达千分之一或万分之一。遥测系统设计不好、设备故障或者信号失真、抗干扰能力太小等都会引起遥测信号无法解调或者解调出来的信号误差太大，这就是遥测系统的可靠性问题。遥测系统是测量和监视系统，必须保证可靠地工作。

遥控系统为了能准确地对被测对象进行控制，就要求传输的信息具有高度的精确性。遥控系统应当是高度可靠的，否则，遥控系统的错误或失灵将可能造成被控对象的毁灭。

3. 被测参量的多样性与数据处理的复杂性

遥测系统所要传输的参数不但很多，而且参数的性质也不尽相同。被测参数可以是电量，也可能是非电量。经过传感器变换后遥测参数大体上分三种。第一种是慢变信号，其最大变化率为几周每秒至几十周每秒，例如导弹和卫星内的温度、压力、电源的变化等。第二种是快变参数，变化速率为几百周每秒至几千周每秒，最高为几十千周每秒，例如导弹中的某些振动参数。第三种是脉冲与数字信号，例如监视开关的工作状态，可以用某一电平代表开

关闭合,而用另一电平代表开关断开,这就相当于由“1”和“0”组成的数字信号。此外,有些被测参数的变化还具有随机性,例如,用科学卫星测量宇宙射线的强度时,平时的强度可能很小而且变化缓慢,但当太阳活动剧烈时,某些宇宙射线的强度可能突然剧增而且变化很快,恰恰是这种突然变化更具有科学价值。在科学研究中,当我们用遥测作为探索手段时,更是存在着很多参数的特性我们知道得不完全或完全不知道的情况,这些都要求遥测系统能适应被测参数的特性。

遥测系统传递的信息在接收端经过数据处理才能还原成被测参数。这个数据处理包括对传感器的变换特性、信号变换及传输过程中造成的误差进行校正。由于被测参数多,数据处理是很烦琐的。目前大型遥测系统的数据处理大多采用计算机进行处理。

另外,无线电测控系统常常会遇到被测对象与被控对象是同一体内的情况,例如卫星上的测控系统就是如此。这时测控系统可以组成一个闭环系统,即将遥测系统测得的卫星各种参数送入计算机进行实时数据处理,计算出需要控制的量;然后通过遥控系统对卫星进行控制,在控制的同时,又通过遥测系统监视控制执行的情况,再进一步通过遥控系统进行修正。因此,卫星—遥测系统—计算机—遥控系统—卫星形成闭环系统。

总之,多路传输、精确性及可靠性,被测参数的多样性和数据处理的复杂性是现代无线电测控系统区别于其他传输系统的主要特征。

1.2.3 现代无线电测控系统的技术要求

1. 准确度、精确度和可靠性高

对于现代无线电测控系统,准确度、精确度、可靠性都有着非常重要的意义。系统一定要准确无误地执行遥控命令,否则会造成不可挽回的损失。同样,系统测量的参数要有一定的精度。无线电测控的精确度通常是通过其误差来表现的,误差越小则精确度越高。为了提高系统的准确度、精确度,在设计无线电测控系统时要采取一系列措施,例如差错校验手段、纠错编码技术、可靠性技术以及各种防干扰措施。一般要求误差率只能在百分之几到万分之几之间。

2. 动作速度快

系统动作速度的快慢决定于信息传输速度和系统的结构。对飞行体的控制要求动作速度特别快,而工业目标的控制对动作速度的要求则不尽相同,有的要求严格,有的则不那么严格,这要视具体情况而定,况且动作速度还与其他指标相互制约。

3. 设备的可靠性高

无线电测控设备大都应用在重要生产部门和军事目标的监视控制,有些数据是一次性出现的,且系统无人操作,所以对设备可靠性的要求很高。通常要求误动作率在 $10^{-6} \sim 10^{-9}$ 之间。

4. 抗干扰性强

无线电测控系统在有干扰的情况下工作,所以要求它在任何情况下都能保证系统的准确性和可靠性。通常要求无线电测控系统有较强的抗干扰性,这就要求在设计一个无线电测控系统时要采取许多抗干扰措施。

1.3 测控技术的发展历史和应用

1.3.1 测控技术的发展历史

测控技术是现代科学技术之一,在工业生产、科学研究及国防上都具有重要的意义,它是随着工业生产的发展及军事上的需要而逐渐发展起来的。

早在 19 世纪,人们就可以用遥控方法点燃地雷,以及对炮弹的飞行参数进行记录。当然这是非常原始的。在 20 世纪初期,随着工业上的电气、电力推动系统、输油管道、化工等方面的迅速发展,简单的有线遥测遥控已开始在这些部门中得到广泛的应用,例如铁路信号灯的远距离控制、炼钢炉的高温测量、水塔或油罐储量的远距离测量以及在许多工业系统中的自动调节(测量与控制)等。特别是自从真空三极管问世以后,由三极管做成的高频振荡器可以把直流电能很方便地变成高频振荡信号。如果被测物理量的变化可以控制振荡电路中电感或电容的变化,那么被测量的变化就变成了振荡频率的变化。因此,这一时期调频式的测控设备开始发展起来。

在 20 世纪 30 年代,无线电遥测首先在气象部门开始使用。1930 年出现了第一部比较完善的无线电遥测设备——无线电测候仪。利用气球把它带到高空,它可以测量高空的温度、压力、湿度等气象参数并用无线电波传送到地面。这是最早的时分多路的无线电遥测系统,它的基本原理至今还在气象探测中使用。

在 20 世纪 40 年代,特别是第二次世界大战之后,由于军事上的需要,飞机、火箭的研究进展非常迅速,而它们的有关参数是无法进行直接测量的,因而必须采用无线电测控技术。在这一时期,无线电测控技术得到了很大的发展。当时对火箭的遥测采用的是无线调频-调频的遥测体制,脉冲调幅和脉冲调宽遥测体制在当时也都得到了应用。当时的导弹控制也已采用了无线电遥控技术。

在 20 世纪 50 年代,苏美两国大力开展导弹和卫星的研制工作。在导弹和卫星研制过程中,无线电测控系统成为必不可少的工具。1957 年,苏联发射了第一颗人造地球卫星,标志着无线电遥控技术进入了一个新的阶段。1969 年,美国“阿波罗-11”将人送上月球,实现了载人登月的往返飞行,从而将无线电测控技术推向了一个新的高度。

近 20 年来,人类已经进入宇宙航行的时代。人类已经成功地登上了月球,取回了月球的土壤岩石样品。人们已经向太阳系的其他星球发射了宇航探测器,并取得了很多可喜的成果。

目前,随着通信技术和计算机技术的迅速发展,使得无线电测控技术也得到了突飞猛进的发展,使其进入了一个崭新阶段。

工程测控系统的发展和国防军事中使用测控系统是相辅相成的。就测控系统在工业上的应用而言,它的最初应用是由于目标分散或条件的制约,不允许将控制机器的操纵盘和机器放在一起,必须使它们远离,这就需对被控对象的参数进行采集和监视,根据需要再对其进行控制。为了减少连接的导线数目,人们开始研究如何才能用最少的导线传递更多的信息,即用尽量少的导线实现更大容量的控制和监视,而不使设备过于复杂。因此,早期用在工业的测控系统都是有线的系统,用的控制信号也都是利用电的基本特征,如直流电的极性、中

性点、幅度；交流电的频率、幅度、相位等。利用这些基本电参数构成各种简单而又经济的系统，尽管采用一些巧妙的方法使设备相当简单，但由于它们的容量太小，它们的应用仅局限在一个局部范围或某个环节上，适应不了多个目标的监视和控制。

由于生产过程日趋复杂化，控制端和被控端电气系统的不断扩大、距离变远，在直接式测控基础上又发展起来同步选择式测控系统。这种方式的基本设计思想是在单人操作的基础上发展起来的。既然是单人操作，各个动作的控制都在时间上都是错开的。它通过选择使用的连接线，使控制端和被控端驱动步进器同步地动作。它的工作过程分为选择、监视、控制、复原4个步骤。选择一个控制对象后，通过监视导线将选择命令传到控制端，确认选择无误后，再进行控制操作；当操作完了，步进为原始状态。

随着控制规模的不断扩大及集成电路的出现，在上述同步选择式基础上又出现了循环式测控系统。它相当于使同步选择式系统连续地工作，对控制和监视信息各设一条传输通路。如果该系统只用来做远距离测量用，就是所谓的巡回检测系统。

随着脉冲数字电路的发展，可以把遥控指令和遥测数据编成码组，于是又出现了脉冲编码式测控系统。将脉冲编码式测控系统和循环式系统组合起来应用，即用一定的时间间隔周期地发送各自分源的编码信息，这样就构成现代的测控系统。它具有体积小、轻便、可靠性高、工作速度快等优点。它与频率分割型测控系统一起构成现代测控系统的两个主要分支。

目前的测控系统大都采用微处理机，微处理机引入测控系统，给测控系统带来了革命性变化。过去许多只能由硬件完成的事，现在由写在ROM中的软件就可以完成。软件越多，硬件就越小，体积即可以减小，而且工作可靠，智能化，信息存储处理也相当方便。

1.3.2 测控技术在工程上的应用

测控技术在国民经济的各个部门都有应用，特别是水力电力系统、输油输气系统、城市公用事业、医疗卫生、物资储备和气象等方面，都需要测控系统来实时提供状态信息以便做出决策，提高劳动生产率。

现代化的电力系统是一个庞大的生产企业，许多水电站、发电厂、变电站及输电线联合成为一个电力系统。为了合理分配电力，保证系统连续可靠运行，其繁重的调度任务完全可以由一个集中监控站来完成。这样，生产调度人员不经电话就能直接掌握各发电厂电力系统各主要节点的电压、主要送电线路的输送功率、主要断路器的开合位置等，从而提高劳动生产率、缩短事故处理周期、减少值班运行人员、提高调度效率。

由于现代电力系统的规模越来越大，需要遥测、遥信的对象可达上千个。为满足调度人员监视电网安全运行的需要，以及在系统远动化和系统自动调整的基础上可以实现自动调度，一般是把电力系统的各种参数和状态信号送入电子计算机，经过处理，给调度人员提供必要的数据和调整的指示，使之随时适应电力系统运行状态的变动，从而达到电力系统最大的经济性和稳定性。

我国的输油系统中，输油管线由首站、末站、油库和一些中间热泵站以及调度室组成。为高效输送原油，首站要给原油加热、加压，末站要计量原油的流量。这些过程由测控系统组成，便可实现输油自动化。

输油输气管线自动化的被控目标分散、距离较远，并且全线被控目标构成一个统一体，一处变动正常工艺流程，往往要牵动全局。根据这个特点，可以判定这是一个两级管理系统。

平时各站就地集中管理,根据控制中心给定的参数,自行管理本站输油输气设备的运行;控制中心随时收集各输油输气站的运行数据,随时对各站进行遥控,以便进行全系统的协调平衡。当系统某处发生故障或需改变输油输气计划时,控制中心就将遥控、遥调命令下达给就地集中管理系统,由就地集中管理系统命令执行机构完成相应动作。

城市公共事业的测控系统,包括自来水、煤气、供暖系统、排水系统等。例如,在中央控制室的自来水遥控站,可以集中监视水源泵群及各加压泵的运转、停止,调整加压泵的转速和阀门开闭程度等。城市公共事业的测控系统中,一般被监视对象比较分散,信息量较大。目前,由于电子计算机的应用,系统能更及时、更经济、更有效地调度和使用动力设备,以适应城市公共事业随季节、气象、昼夜、节假日等情况对电、气、水供求量的不同要求。

在机器制造业和冶金企业中,都配有庞大的供电、供水、供气系统。这些系统必须保持正常的运行,任何事故的发生都将严重地影响生产。采用测控系统,对其进行监视、调度管理,不但可保证系统安全可靠地运行,还可以提高效率。

在气候特别恶劣的地区,是无法建立人工值守的气象站和电视转播台的,采用无线电测控技术可以实现无人值守的自动化气象站和电视转播台,设在远方的控制中心可以随心所欲地控制各个参数。

测控技术在广播、铁路调度、科学研究、医疗卫生事业中均有应用,为其服务的通用或专用系统更是举不胜举,这里不再赘述,感兴趣的读者可查阅相关资料。这里要着重指出的是无线电测控技术在国防领域发挥着越来越重要的作用,本书在最后几章将进行具体介绍。

1.3.3 发展趋势

几十年来,测控技术在导弹武器、空间飞行器、工业自动控制系统的要求促进下,在通信理论、电子元器件发展的基础上,得到了极其迅速的发展。尤其是我国近年来大力发展航空航天事业,积极促进载人航天事业,对测控技术有了更高的要求,当前发展趋向主要表现为如下几个方面。

1. 大容量、高精度、高速率

测控系统的容量是指可传输的信号数目。目前已经做到几百路,精度达到百分之一至千分之一,传输速率高达几百 kb/s。但是,随着科学技术的发展,对测控系统的要求愈来愈高。特别是我国目前的测控技术水平与世界先进水平相比还有不小的差距,因此,研制大容量、高精度、高速率的测控系统是非常必要的。

2. 提高系统的可靠性

随着空间探测的距离越来越远,接收的信号变得越来越微弱,因而噪声的干扰造成差错的机会越来越多。因此,如何提高传输系统的可靠性是无线电测控信息传输的重要研究课题之一。差错控制技术是近来发展起来的一门新兴技术,研究适合无线电测控信息传输系统的差错控制方式以提高系统的可靠性是一个长期的努力方向。

3. 综合性

目前发展的方向是把测控技术与通信、测速、测轨等综合在一起以提高系统的有效性和可靠性。例如美国阿波罗综合控制系统,将遥控、遥测、电视、通信和信标都综合在一起,共用一对上下行信道。综合的结果是大大地简化了设备,提高了系统的可取性。为此,必须加强信息传输基本理论的研究。信息论就是研究信息传输和处理普遍规律的科学,对于研究

综合性的信息传输系统具有指导意义。

4. 提高系统的适应能力、满足不同用途的需要

20 世纪 60 年代以前设计的测控系统, 大都是按照特定的任务来设计的, 因此当设备制成后, 其性能完全由系统的硬件所决定。系统传输信号的数目、信息速率、采样频率、帧格式等基本上是固定的。虽然在一定程度上能通过更换某些硬件或某些接线来改变工作状态, 但其变化范围总是很有限的, 不能适应多方面的需要。为此, 就要求发展一种灵活、通用的可编程测控系统, 这种系统具有较强的自适应能力与实时性能, 能根据需要确定或改变系统的工作状态。其主要设计思想是将计算机引入到测控系统中, 通过计算机实现对整个系统的控制, 当任务改变时, 只要改变软件而不必重新设计硬件。

1.3.4 测控系统取得的效益

测控系统都是针对某一特定任务而设计的, 它的投入取得的效益不尽相同, 从实际使用效果看, 至少可以在下列几项中取得效益:

- (1) 解决了用任何其他手段所不能解决的问题;
- (2) 使分散的信息集中起来, 给决策者提供实时的态势全貌, 从而优化了资源管理;
- (3) 使操作人员从繁重而重复的劳动中解脱出来, 把精力转为对系统进行评定、检测和分析决策, 从而减少人为操作错误;
- (4) 优化资源管理, 扩充其服务功能;
- (5) 准确和及时地报警, 及时发现性能和服务质量的降低;
- (6) 自动检查系统事故, 以提醒人们去排除。

第2章 传感器技术

遥测遥控技术是研究被测信息或被控信息在空间的感知、传递、分析、处理的科学。传感器在遥测系统中起着非常重要的作用,它作为遥测系统的感知元件,完成信息的获取和转换。

传感器是信息采集系统的首要部件,是一种能将物理量、化学量、生物量等转换成电信号的器件。输出信号有不同形式,如电压、电流、频率、脉冲等,能满足信息传输、处理、记录、显示、控制要求,是自动检测系统和自动控制系统中不可缺少的元件。如果把计算机比做大脑,那么传感器则相当于五官,传感器能正确感受被测量并转换成相应输出量,对系统的质量起决定性作用。自动化程度越高,系统对传感器要求越高。在今天的信息时代里,信息产业包括信息采集、传输、处理3部分,即传感技术、通信技术、计算机技术。现代的计算机技术和通信技术由于超大规模集成电路的飞速发展,已经充分发展,这不仅对传感器的精度、可靠性、响应速度、获取的信息量要求越来越高,还要求其成本低廉且使用方便。传统传感器因功能、特性、体积、成本等已难以满足而逐渐被淘汰。世界许多发达国家都在加快对传感器新技术的研究与开发,并且都已取得极大的突破。如今传感器新技术的发展,主要有以下几个方面。

1. 发现并利用新现象

利用物理现象、化学反应、生物效应作为传感器原理,研究发现新现象与新效应是传感器技术发展的重要工作,是研究开发新型传感器的基础。日本夏普公司利用超导技术研制成功的高温超导磁性传感器,是传感器技术的重大突破,其灵敏度高,仅次于超导量子干涉器件。它的制造工艺远比超导量子干涉器件简单。可用于磁成像技术,有广泛推广价值。

利用抗体和抗原在电极表面上相遇复合时,会引起电极电位的变化这一现象,可制出免疫传感器。用这种抗体制成的免疫传感器可对某生物体内是否有这种抗原作检查。如用肝炎病毒抗体可检查某人是否患有肝炎,而且检查快速、准确。美国加州大学已研制出这类传感器。

2. 利用新材料

传感器材料是传感器技术的重要基础,由于材料科学的进步,人们可制造出各种新型传感器。例如用高分子聚合物薄膜制成温度传感器;用光导纤维制成压力、流量、温度、位移等多种传感器;用陶瓷制成压力传感器。

高分子聚合物能随周围环境的相对湿度大小成比例地吸附和释放水分子。高分子电介常数小,水分子能提高聚合物的介电常数。将高分子电介质做成电容器,测定电容容量的变化,即可得出相对湿度。利用这个原理制成等离子聚合法聚苯乙烯薄膜温度传感器。

3. 微机械加工技术

半导体技术中的加工方法有氧化、光刻、扩散、沉积、平面电子工艺,各向异性腐蚀及蒸镀、溅射薄膜等,这些都已引进到传感器制造中,产生了各种新型传感器,如利用半导体

技术制造出硅微传感器；利用薄膜工艺制造出快速响应的气敏、湿敏传感器；利用溅射薄膜工艺制压力传感器等。

4. 集成传感器

集成传感器的优势是传统传感器无法达到的，它不仅仅是一个简单的传感器，它将辅助电路中的元件与传感元件同时集成在一块芯片上，使之具有校准、补偿、自诊断和网络通信的功能，它可降低成本、增加产量。美国 LUCAS, NOVASENSOR 公司开发的这种血压传感器，每星期能生产 1 万只。

5. 智能化传感器

智能化传感器是一种带微处理器的传感器，是微型计算机和传感器相结合的成果，它兼有检测、判断和信息处理功能；与传统传感器相比有很多特点。如具有判断和信息处理功能，能对测量值进行修正、误差补偿，因而提高测量精度；可实现多传感器多参数测量；有自诊断和自校准功能，能提高可靠性；测量数据可存取，使用方便；有数据通信接口，能与微型计算机直接通信。

如今传感器的发展日新月异，特别是 20 世纪 80 年代人类由高度工业化进入信息时代以来，传感器技术向更新、更高的技术发展。美国、日本等发达国家的传感器技术发展最快，我国由于基础薄弱，传感器技术与这些发达国家相比有较大的差距。因此，我们应该加大对传感器技术研究、开发的投入，使我国传感器技术与外国差距缩短，促进我国仪器仪表工业和自动化技术的发展。

2.1 传感器基本概念

何谓传感器？生物体的感官就是天然的传感器。如人的“五官”——眼、耳、鼻、舌、皮肤，它们分别具有视、听、嗅、味、触觉。人们的大脑通过五官就能感知外界信息。

在工程科学与技术领域里，可以认为：传感器是人体“五官”的工程模拟物。它是一种能把特定的被测量信息（包括物理量、化学量、生物量等）按一定规律转换成某种可用信号并输出的器件或装置。

应当指出，这里所谓的“可用信号”是指便于处理、传输的信号。当今，电信号最易于处理和便于传输，因此，可把传感器狭义地定义为：能把外界非电信息转换成电信号输出的器件。可以预测，当人类跨入光子时代，光信息成为更便于快速、高效地处理与传输的可用信号时，传感器的概念将随之发展成为能把外界信息转换成光信号输出的器件。

传感器技术则是涉及传感（检测）原理、传感器设计、传感器开发和应用的综合技术。传感器工程学的含义则更为广泛，它是敏感功能材料科学、传感器技术、微细加工技术等多学科技术互相交叉、渗透而形成的一门新技术学科。

传感器之所以具有能量信息转换的机能，在于它的工作机理是基于各种物理的、化学的和生物的效应，并受相应的定律和法则所支配。了解这些定律和法则有助于我们对传感器本质的理解。在本书论述范围内，作为传感器工作物理基础的基本定律有以下 4 种类型。

（1）守恒定律：包括能量、动量、电荷量等守恒定律。这些定律是我们探索、研制新型传感器，或分析、综合现有传感器时，都必须严格遵守的基本法则。

（2）场的定律：包括动力场的运动定律、电磁场的感应定律等，其作用与物体在空间

的位置及分布状态有关。一般可由物理方程给出,这些方程可作为许多传感器工作的数学模型。

(3) 物质定律:它是表示各种物质本身内在性质的定律,通常以这种物质所固有的物理常数加以描述。因此,这些常数的大小决定着传感器的主要性能。

(4) 统计法则:它是把微观系统与宏观系统联系起来的物理法则,这些法则常常与传感器的工作状态有关,它是分析某些传感器的理论基础。

2.1.1 传感器的构成

传感器是一种能把非电输入信息转换成电信号输出的器件或装置,其中能把非电信息转换成电(不一定直接可用)信号的转换元件,是构成传感器的核心。转换元件的上述转换功能,对物性型传感器而言,一般都可一次完成,即可实现“被测非电量—有用电量”的直接转换;而对于结构型传感器来说,通常必须通过前置敏感元件预转换后才能完成,亦即实现“被测非电量—有用非电量—有用电量”的间接转换,此时,传感器就由敏感元件、转换元件和其他辅助器件组成。传感器构成框图如图 2-1 所示。

敏感元件是指传感器中能直接感受(或响应)与检出被测对象的待测信息(非电量)的部分;转换元件是指传感器中能将敏感元件所感受(或响应)出的信息直接转换成电信号的部分。信号调节电路是能把转换元件输出的电信号转换为便于显示、记录、处理和控制的有用电信号的电路。辅助电路通常包括电源,即交、直流供电系统。

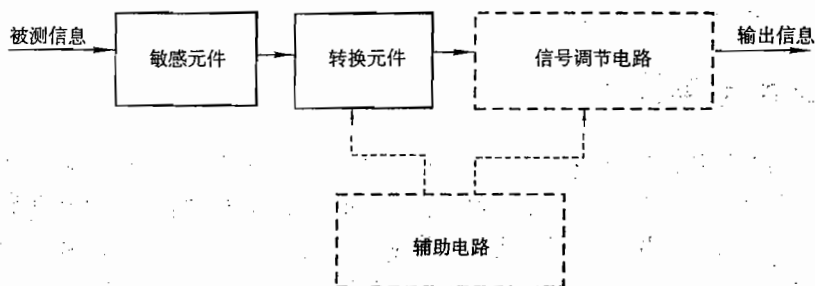


图 2-1 传感器构成框图

实际上传感器的具体构成方法,视被测对象、转换原理、使用环境及性能要求等具体情况的不同而有很大差异。图 2-2 所示为典型的传感器构成框图。

1. 自源型

它是仅含有转换元件的最简单、最基本的传感器构成型式。此型式的特点是:不需要外能源,其转换元件具有从被测对象直接吸取能量,并转换成电量的电效应,但输出能量较弱,如热电偶、压电器件等。

2. 带激励源型

它是转换元件外加辅助能源构成的型式。这里的辅助能源起激励作用,它可以是电源,也可以是磁源。如某些磁电式和霍尔等电磁感应式传感器即属此类型。特点是不需要变换(测量)电路即可有较大的电量输出。

以上两种型式,由于其转换元件起着能量转换的作用,故称为“能量转换型传感器”。

3. 外源型

由利用被测量实现阻抗变换的转换元件构成,它必须通过带外电源的变换(测量)电路,

才能获得电量输出。所谓“变换（测量）电路”是指能把转换元件输出的电信号调理成便于显示、记录、处理和控制的可用信号的电路，故又称“信号调理与转换电路”。常用的如电桥、放大器、振荡器、阻抗变换器和脉冲调宽电路等。

实用中，传感器的特性要受到使用环境变化的影响。图 2-2 中 (d), (e), (f) 是目前消除环境干扰影响而广泛采用的线路补偿法构成型式。

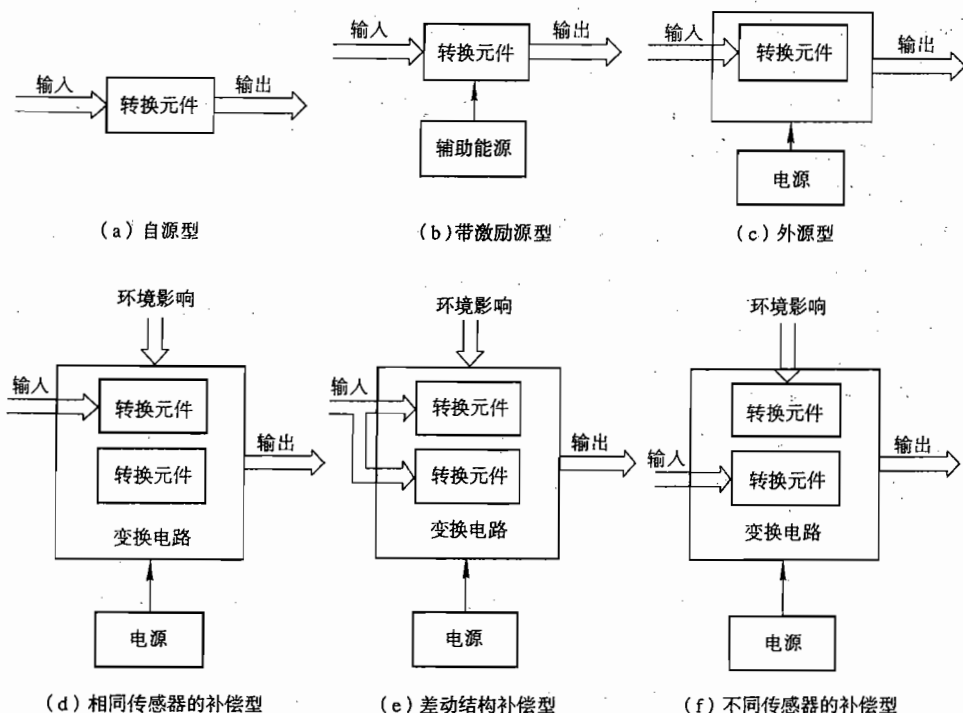


图 2-2 传感器构成型式

4. 相同传感器的补偿型

采用两个原理和特性完全相同的转换元件，并置于同一环境中，其中一个接受输入信号和环境影响，另一个只接受环境影响，通过线路，使后者消除前者的环境干扰影响。这种构成法在应变式、固态压阻式等传感器中常被采用。

5. 差动结构补偿型

它也采用了两个原理和特性完全相同的转换元件，同时接受被测输入量，并置于同一环境中。巧妙的是，两个转换元件对被测输入量进行反向转换，对环境干扰量进行同向转换，通过变换（测量）电路，使有用输出量增加、干扰量相消。

6. 不同传感器的补偿型

采用两个原理和性质不同的转换元件，且不一定置于同一环境中。其中一个接受输入信号，并已知其受环境影响的特性，另一个接受环境影响，并通过电路向前者提供等效的抵消环境影响的补偿信号。如采用热敏元件的温度补偿，采用电压补偿片的温度和加速度干扰补偿等。

此外，还可根据需要把上述各种基本型式的传感器做选择组合，构成各种各样复合型传感器。

2.1.2 传感器的分类和技术要求

2.1.2.1 传感器的分类

用于测控技术的传感器种类繁多,一种被测量可以用不同传感器来测量,而同一原理的传感器通常又可测量多种非电量,因此分类方法各不相同,目前尚没有统一的分类方法,了解传感器的分类旨在加深理解便于应用。一般常用的分类方法有以下几种。

1. 按输入量分类

按输入量可分为温度、压力、位移、速度、湿度等传感器。这种分类方法给读者提供了方便,容易根据被测量对象来选择所需的传感器。

2. 按测量原理分类

现有传感器主要是依据物理学各种定律和效应以及化学原理和固体物理学理论进行测量的。如根据电阻定律,相应的有电位计式、应变式传感器;根据变磁阻原理工作有电感式、差动变压器式、电涡流式传感器;根据半导体有关理论,则相应的有半导体力敏、热敏、光敏、气敏等固态传感器。

3. 按输出量分类

按输出量分类有模拟式传感器和数字式传感器。模拟式传感器的特点是输出信号为模拟量;数字式传感器的特点是输出信号为数字量。

4. 其他分类

(1) 结构型,主要是通过机械结构的几何形状或尺寸的变化将外界被测量转换为相应电阻、电感、电容等物理量的变化,从而检测出被测量信号。这种传感器目前应用得最为普遍。

(2) 物性型,利用某些材料本身物理性质的变化而实现测量。它是以半导体、电介质、铁电体等作为敏感材料的固态器件。

2.1.2.2 传感器的技术要求

无论何种传感器,作为测量与控制系统的首要环节,通常都必须具有快速、准确、可靠且又经济地实现信息转换的基本要求,因此,对传感器有以下要求。

(1) 足够的容量,即传感器的工作范围或量程足够大;具有一定过载能力。

(2) 与测量或控制系统相匹配性好,转换灵敏度高和线性程度好。

(3) 反应快,工作可靠性好。

(4) 精度适当,且稳定性好,即传感器的静态响应与动态响应的准确度能满足要求,并长期稳定。

(5) 适用性和适应性强,即动作能量小,对被测量的状态影响小;内部噪声小且不易受外界干扰的影响,使用安全等。

(6) 使用经济,即成本低、寿命长,易于使用、维修和校准。

2.2 传感器技术基础

传感器作为感受被测量信息的器件,总是希望它能按照一定的规律输出有用信号,因此,

需要研究其输入—输出的关系及特性,以便用理论指导其设计、制造、校准与使用。理论和技术上表征输入—输出之间的关系通常是以建立数学模型来体现,这也是研究科学问题的基本出发点。由于传感器可能用来检测静态量(输入量是不随时间变化的常量)、准静态量或动态量(输入量是随时间而变化的量),理论上应该用带随机变量的非线性微分方程作为数学模型,但这将在数学上造成困难。由于输入信号的状态不同,传感器所表现出来的输出特性也不同,所以实际上,传感器的静、动态特性可以分开来研究。因此,对于不同性质的输入信号,传感器的数学模型常有动态与静态之分。由于不同性质的传感器有不同的内在参数关系(即有不同的数学模型),它们的静、动态特性也表现出不同的特点。在理论上,为了研究各种传感器的共性,本节根据数学理论提出传感器的静、动态两个数学模型的一般式,然后,根据各种传感器的不同特性在做以具体条件的简化后给予分别讨论。应该指出的是,一个高性能的传感器必须具备良好的静态和动态特性,这样才能完成无失真的转换。

2.2.1 传感器的数学模型

1. 传感器的静态数学模型

静态数学模型是指在静态信号作用下(即输入量对时间 t 的各阶导数等于零)得到的数学模型。若在不考虑滞后、蠕变的条件下,传感器的静态模型的一般式在数学理论上可用 n 次代数方程式来表示,即:

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \cdots + a_nx^n \quad (2.1)$$

式中 x 为输入量, y 为输出量; a_0 为零位输出, a_1 为传感器线性灵敏度, $a_2, a_3, a_4, \cdots, a_n$ 为非线性项的待定常数。

在研究其特性时,可先不考虑零位输出,根据传感器内在结构参数的不同,它们各自可能含有不同项数形式的数学模型,理论上为了研究方便,式(2.1)可能有以下4种情况,如图2-3所示。这种表示输出量与输入量之间关系的曲线称为特性曲线。

(1)理想的线性特性通常是所希望的传感器应具有的特性,只有具备这样特性才能正确无误地反映被测的真值,这时,传感器的数学模型如图2-3(a)所示,由图有:

$$a_0 = a_2 = a_3 = \cdots = a_n = 0 \quad (2.2)$$

因此得到

$$y = a_1x \quad (2.3)$$

因为直线上任何点的斜率均相等,所以传感器的灵敏度为:

$$s = \frac{y}{x} = a_1 = \text{常数} \quad (2.4)$$

(2)仅有偶次非线性项,如图2-3(c)所示,其数学模型为:

$$y = a_1x + a_2x^2 + a_4x^4 + \cdots \quad (2.5)$$

因为它没有对称性,所以线性范围较窄。一般传感器设计很少采用这种特性。

(3)仅有奇次非线性,如图2-3(b)所示,其数学模型为:

$$y = a_1x + a_3x^3 + a_5x^5 + \dots \quad (2.6)$$

具有这种特性的传感器，一般在输入量 x 相当大的范围内具有较宽的准线性，这是较接近理想线性的非线性特性，它相对坐标原点对称的，即 $y(x) = -y(-x)$ ，所以它具有相当宽的近似线性范围。

(4) 在一些情况下传感器的数学模型应包括多项式的所有项数，即：

$$y = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \dots \quad (2.7)$$

如图 2-3 (d) 所示。这是考虑了非线性和随机等因素的一种传感器特性。

当传感器的特性出现了图 2-3 (b), (c), (d) 所示的非线性情况时，就必须采用线性补偿措施。

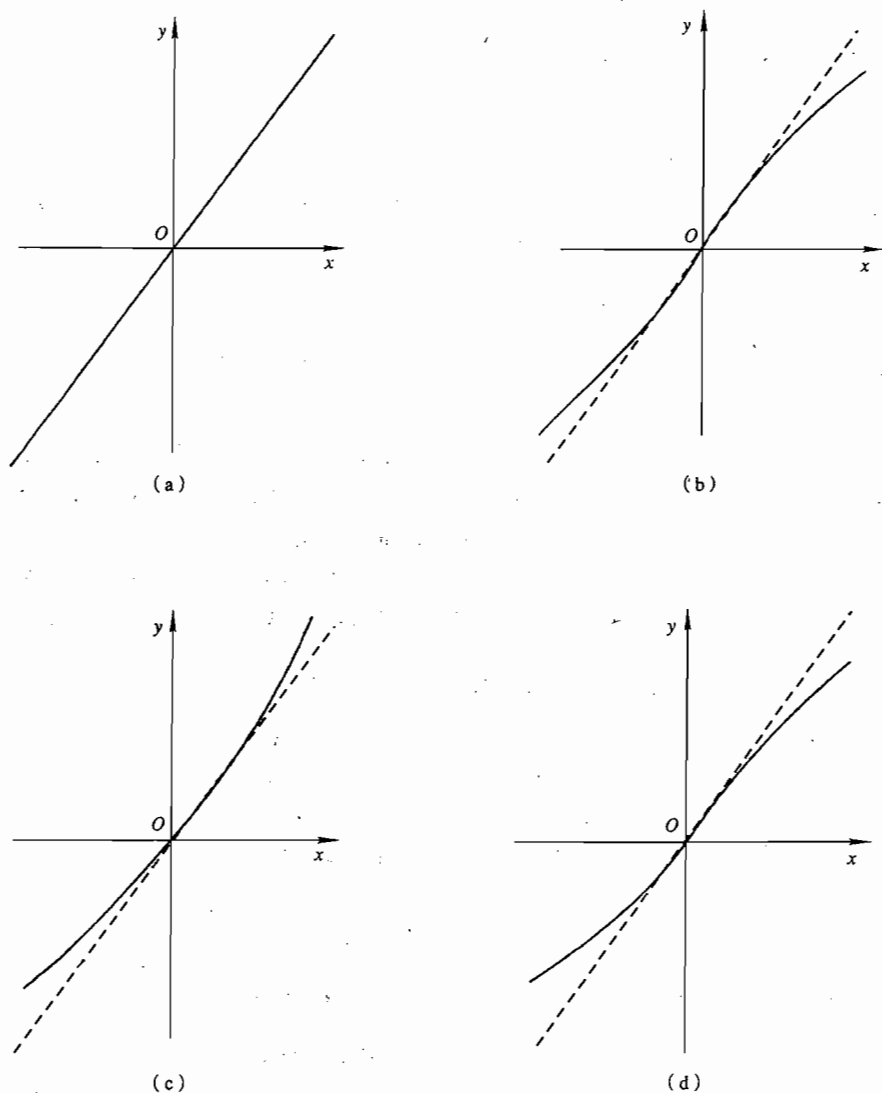


图 2-3 传感器的静态特征

2. 传感器的动态数学模型

有的传感器即使静态特性非常好,但由于不能很好地反映输入量随时间(尤其快速)变化的状况而导致严重的动态误差,这就要求认真研究传感器的动态响应特性。为此建立的数学模型要成为动态模型。由于数学上的原因,在研究传感器的动态响应特性时,一般都忽略传感器的非线性和随机变化等复杂因素,将传感器作为线性定常系统考虑,因而其动态模型可以用线性常微分方程来表示。其优点是通过求解微分方程容易分清暂态响应与稳态响应。因为其通解仅与传感器本身的特性及起始条件有关,而特解则不仅与传感器特性有关,而且与输入量有关。缺点是求解微分方程很麻烦,尤其当需要通过增减环节来改变传感器的性能时显得很不方便。传递函数是另一种以传感器参数来表示输出量与输入量之间关系的数学表达式,它表示了传感器本身的特性,而与输入量无关。采用传递函数法的另一个好处是:当传感器比较复杂或传感器的基本参数未知时,可以通过实验求得传递函数。有关微分方程及传递函数方面的知识参见信号与系统的有关知识,这里不再赘述。

2.2.2 传感器的性能与指标

2.2.2.1 传感器的静态特性

静态特性表示传感器在被测输入量的各个值处于稳定状态时的输入—输出关系。传感器可完成将某一输入量转换为可用信息的功能,因此,总是希望输出量能不失真地反映输入量。在理想情况下,式(2.3)给出的是线性关系,但在实际工作中,由于非线性(高次项的影响)和随机变化量等因素的影响,不可能是线性关系。所以,衡量传感器静态特性的主要技术指标是线性度、灵敏度、迟滞和重复性。

1. 线性度

线性度又称非线性,是表征传感器输入—输出校准曲线与所选定的拟合直线(作为工作直线)之间吻合(或偏离)程度的指标。通常用相对误差来表示线性度,即

$$e_L = \pm \frac{\Delta_{\max}}{y_{FS}} \times 100\% \quad (2.8)$$

式中, $\Delta_{\max}$ 为输出平均值与拟合直线间的最大偏差; y_{FS} 为理论满量程输出。

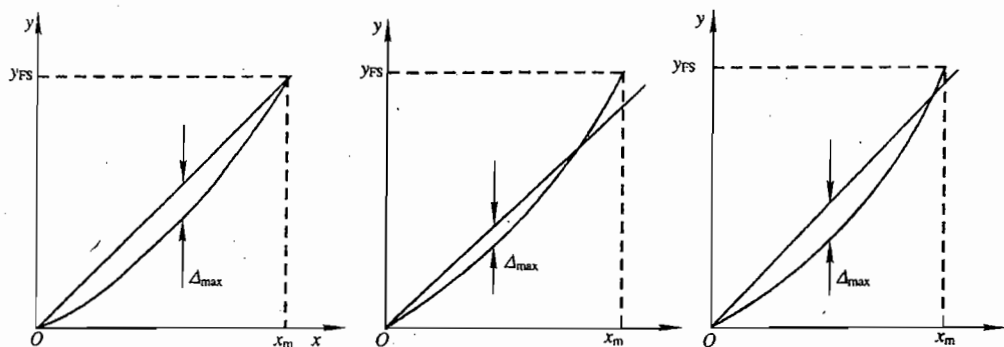


图 2-4 传感器的线性度

2. 迟滞 (滞后)

迟滞是反映传感器正 (输入量增大)、反 (输入量减小) 行程过程中输入—输出曲线的不重合程度的指标 (如图 2-5 所示)。通常用正反行程中输出的最大偏差量 $H_{\max}$ 与满量程输出 y_{FS} 之比的百分数来表示:

$$e_H = \pm \frac{\Delta H_{\max}}{y_{FS}} \times 100\% \quad (2.9)$$

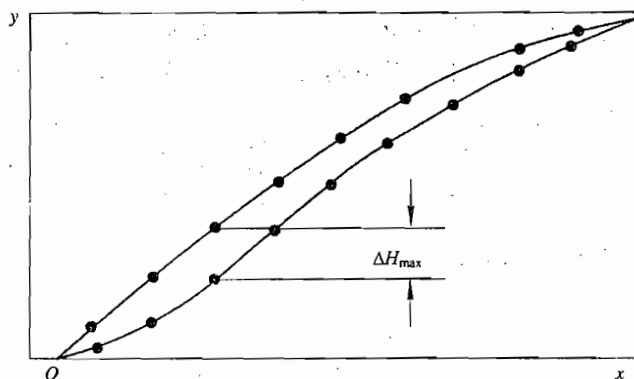


图 2-5 滞后特性

3. 重复性

重复性是衡量传感器在同一工作条件下, 输入量按同一方向全量程连续做多次变动时, 所得特性曲线间一致程度的指标。各条特性曲线越靠近, 重复性就越好。重复性误差反映的是校准数据的离散程度, 属于随机误差, 因此, 可根据标准偏差来计算:

$$e_R = \pm \frac{a\sigma_{\max}}{y_{FS}} \times 100\% \quad (2.10)$$

式中, $\sigma_{\max}$ 为各校准点正行程和反行程输出值标准偏差中之最大值; a 为置信系数, 通常取 2 或 3, $a=2$ 时, 置信概率为 95.4%; $a=3$ 时, 置信概率为 99.73%。

计算标准偏差 σ 常用以下两种方法。

(1) 贝塞尔公式法, 计算公式为:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}{n-1}} \quad (2.11)$$

式中, y_i 为某校准点的输出值; $\bar{y}$ 为输出值的算术平均值; n 为测量次数。这种方法精度较高, 但计算繁杂。

(2) 极差法: 所谓极差是指某一校准点校准数据中的最大值与最小值之差。计算偏差的公式为:

$$\sigma = \frac{W_n}{d_n} \quad (2.12)$$

式中, W_n 为极差; d_n 为极差系数, 其值与测量次数 n 值有关, 可由表 2-1 查得。

表 2-1 极差系数

n	2	3	4	5	6	7	8	9	10
d_n	1.41	1.91	2.24	2.48	2.67	2.88	2.96	3.08	3.18

这种方法计算较简便, 常用于 $n \leq 10$ 的场合。在采用上述两种方法时, 若有 m 个校准点, 正、反行程共可求得 $2m\sigma$ 个, 应取其中最大者 $\sigma_{\max}$ 来计算重复性误差。按上述方法计算得到的重复性误差不仅反映了传感器输出的一致性程度, 而且还代表了在一定置信概率下的随机误差极限值。

4. 灵敏度

灵敏度是指传感器的输出增量与被测输入量增量之比, 即

$$s = \Delta y / \Delta x \quad (2.13)$$

显然, 对于线性传感器, 灵敏度是拟合直线的斜率, $s = y/x$ 表示, 如图 2-6 (a) 所示。对于非线性传感器, 灵敏度不是常数, 应以 dy/dx 表示, 如图 2-6 (b) 所示。

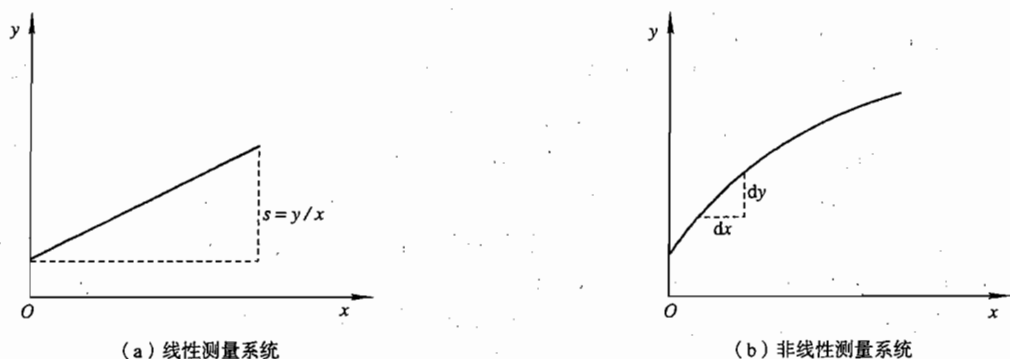


图 2-6 传感器灵敏度定义

实际上无源传感器的输出量与供给传感器的电源电压有关, 其灵敏度的表达式往往需要包括电源电压的因素。

5. 分辨力

分辨力是指传感器在规定测量范围内所能检测出被测输入量的最小变化量。有时对该值用相对满量程输入值之百分数表示, 则称为分辨率。

6. 阈值

阈值是能使传感器的输出端产生可测变化量的最小被测输入量值, 即零点附近的分辨能力。有的传感器在零位附近有严重的非线性, 形成所谓“死区”, 则将死区的大小作为阈值; 更多情况下阈值量要取决于传感器噪声的大小, 因而有的传感器只给出噪声电平。

7. 稳定性

稳定性又称长期稳定性, 即传感器在相当长时间内仍保持其原性能的能力。稳定性一般以室温条件下经过一个规定时间间隔后, 传感器的输出与起始标定的输出之间的差异来表示, 有时也用标定的有效值来表示。

8. 漂移

漂移是指在一定时间间隔内,传感器的输出存在着与被测输入量无关的、不需要的变化。漂移常包括零点漂移和灵敏度漂移。

零点漂移或灵敏度漂移又可分为时间漂移和温度漂移,又称时漂和温漂。时漂是指在规定的条件下,零点或灵敏度随时间有缓慢的变化;温漂是指由周围温度变化所引起的零点或灵敏度的变化。

9. 静态误差

它是评价传感器静态特性的综合指标,指传感器在满量程内,任一点输出值相对其理论值的可能偏离(逼近)程度。

2.2.2.2 传感器的动态特性

1. 动态特性

动态特性是指传感器对随时间变化的输入量的响应特性。这种特性总是希望传感器的输出随时间变化的关系能复现输入量随时间变化的关系,但实际上除了具有理想比例特性的环节以外,输出信号将不会与输入信号完全一致。这种输出与输入之间的差异称为动态误差,对这种误差性质的研究称为动态特性分析。

2. 研究动态特性的方法及误差指标

由于传感器在实际工作中随时间变化的输入信号是千变万化的,而且由于随机因素的影响,往往事先并不知道其特性,故工程上通常采用标准信号函数的方法来研究,并据此确定若干评定动态特性的指标。常用的标准信号函数是正弦函数和阶跃函数,因为它们既便于求解又便于实现。大多数情况下对非正弦周期信号,可以通过数学方法利用傅里叶级数分解为多次谐波的正弦函数;对其他非正弦非周期的函数可通过傅里叶变换分解各次正弦谐波来分析。阶跃信号是瞬间发生的变化,它有可能是输入信号中最坏的一种,传感器如能复现这种信号,则就能较容易复现其他输入信号,所以将它作为标准信号函数。

研究方法是:①当输入信号为阶跃函数时,因为它是时间的函数,故传感器响应是在时域里发生的,因此称它为瞬态响应法。②当输入信号是正弦函数时,因为它是频率的函数,故传感器的响应是在频域内发生的,因此称它为频率响应法。这两种分析方法内部存在着必然联系,可在不同场合根据实际需要而选择不同的方法。

在采用阶跃函数作输入,研究传感器的动态特性时,常用响应曲线的上升时间 t_{rs} 、响应时间 t_{st} 、过调量 c 等参数作为评定指标。阶跃响应特性如图2-7所示。

①上升时间 t_{rs} 是指输出值从最终稳定值的5%或10%变到最终稳定值的90%或95%所需的时间。

②响应时间 t_{st} 是指输入量开始起作用到输出值进入稳定值所规定的范围内所需的时间。最终稳定值的允许范围常取所允许的测量误差值 $\pm \varepsilon$ 。

③过调量 c 是指输出第一次达到稳定值又超出稳定值而出现的最大偏差,常用相对最终值的百分比来表示。

在采用正弦输入来研究传感器的动态特性时,常用频率特性(即幅频特性和相频特性)来描述,其重要指标是频带宽度(简称带宽)。带宽是指增益变化不超过某一规定分贝值的频率范围。

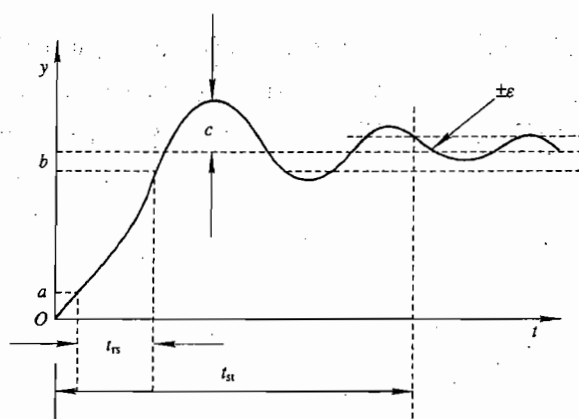


图 2-7 阶跃响应特性

2.2.3 改善传感器性能的技术途径

1. 合理选择结构、材料与参数

决定传感器性能的技术指标很多,要求一个传感器具有全面良好的性能指标,不仅给设计、制造造成困难,而且在实用上也没有必要。因此,应根据实际的需要与可能,在确保主要指标实现的基础上,放宽对次要指标的要求,以得到高的性能价格比。在设计、制造传感器时合理选择其结构、材料和参数是保证具有良好性价比的前提。

由于传感器种类繁多,要列出可以用来全面衡量传感器性能的统一指标是很困难的。迄今为止,国内外还采用罗列若干基本参数和比较重要的环境参数来作为检验、使用和评价传感器的依据,表 2-2 中列出了传感器的一些常用指标,可供读者参考。

表 2-2 传感器的常用指标

基本参数指标	环境参数指标	可靠性指标	其他指标
量程指标: 量程范围、过载能力等 灵敏度指标: 灵敏度、满量程输出、分辨力、输入输出阻抗等 精度方面的指标: 精度(误差)、重复性、线性、滞后、灵敏度误差、阈值、稳定性、漂移等 动态性能指标: 固有频率、阻尼系数、频响范围、频率特性、时间常数、上升时间、响应时间、过冲量、衰减率、稳态误差、临界速度、临界频率等	温度指标: 工作温度范围、温度误差、温度漂移、灵敏度和温度系数、热滞后等 抗冲振指标: 各向冲振容许频率、振幅值、加速度、冲振引起的误差等 其他环境参数: 抗潮湿、抗介质腐蚀和抗电磁场干扰能力等	工作寿命、平均无故障时间、保险期、疲劳性能、绝缘电阻和耐压、反抗飞弧性能等	使用方面: 供电方式(直流、交流和频率、波形等)、电压幅度与稳定度、功耗、各项分布参数等 结构方面: 外形尺寸、重量、外壳和材质、结构特点等 安装连接方面: 安装方式、馈线、电缆等

2. 差动技术

在使用中,通常要求传感器输入—输出关系成线性,但实际难于做到。如果输入量变化范围不大,而且非线性项的方次不高,则可以用切线或割线来代替实际曲线的某一段。这种方法称为静态特性的线性化。如图 2-8 所示,取 ab 段为测量范围,但这时原点不在 O 点,而在 c 点,故局限性很大。

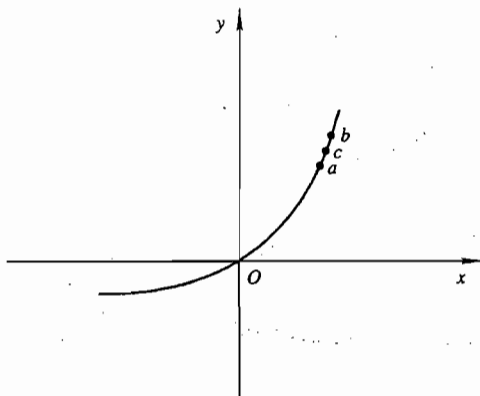


图 2-8 静态特性的线性化

在对多项式进行分析后,找到了一种切实可行的减小非线性的方法——差动技术。目前这种技术已广泛用于减小或消除结构原因引起的共模误差(如温度误差)等,其原理如下:

设有一传感器,其输出为

$$y_1 = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + \dots \quad (2.14)$$

用另一相同的传感器,但使其输入量符号相反(例如位移传感器使之反向移动),则它的输出为

$$y_2 = a_0 - a_1x + a_2x^2 - a_3x^3 + a_4x^4 - \dots \quad (2.15)$$

使二者输出相减,即

$$\Delta y = y_1 - y_2 = 2(a_1x + a_3x^3 + \dots) \quad (2.16)$$

于是,总输出消除了零位输出和偶次非线性项,得到了对称于原点的相当宽的近似线性范围,减小了非线性,而且使灵敏度提高了一倍,抵消了共模误差。差动技术已在电阻应变式、电感式、电容式等传感器中得到广泛的应用。

3. 平均技术

常用平均技术有误差平均效应和数据平均处理。误差平均效应的原理是:利用 n 个传感器单元同时感受被测量,因而其输出将是这些单元输出的总和。假如将每一个单元可能带来的误差 δ_0 均看做随机误差,根据误差理论,总的误差将减小为:

$$\Delta = \pm \delta_0 / \sqrt{n} \quad (2.17)$$

例如 $n=10$ 时,误差减小为 31.6%; $n=500$ 时,误差减小为 4.5%。按照同样的道理,如果我们将相同条件下的测量重复 n 次或进行 n 次采样,然后进行数据平均处理,随机误差也

将减小 $\sqrt{n}$ 倍。因此凡被测对象允许进行多次重复测量(或采样),都可以采用上述方法减小随机误差。对于带有微机芯片的智能化传感器,实现起来尤为方便。需要指出的是,上述误差平均效应与数据平均处理原理不仅在设计传感器时可以采纳,就是在应用传感器时亦可效法,不过这时应将整个测量系统视为对象。常用的多点测量方案与多次采样平均就是这样的例子。

4. 稳定性处理

传感器作为长期测量或反复使用的元件,其稳定性显得特别重要,其重要性甚至胜过精度指标,因为后者只要知道误差的规律就可以进行补偿或修正,前者则不然。

造成传感器性能不稳定的原因是:随着时间的推移或环境条件的变化,构成传感器的各种材料与元器件性能将发生变化。为了提高传感器性能的稳定性,应该对材料、元器件或传感器整体进行必要的稳定性处理。如结构材料的时效处理、冰冷处理,永磁材料的时间老化、温度老化、机械老化及交流稳磁处理,电器元件的老化与筛选等。

在使用传感器时,如果测量要求较高,必要时也应对附加的调整元件、后接电路的关键元件进行老化处理。

5. 屏蔽、隔离与干扰抑制

传感器可以看成是一个复杂的输入系统。为了减小测量误差,应设法削弱或消除外界影响因素对传感器的作用,其方法归纳起来有两种:减小传感器对影响因素的灵敏度;降低外界因素对传感器实际作用的功率。

对于电磁干扰,可以采取屏蔽、隔离措施,也可以用滤波等方法进行抑制。由于传感器是感受非电量的器件,故还应考虑与被测量有关的其他影响因素,如温度、湿度、机械振动、气压、声压、辐射,甚至气流等。为此,需采取相应的隔离措施(如隔热、密封、隔振等),或者在变换为电量后对干扰信号进行分离或抑制,减小其影响。

6. 零示法、微差法与闭环技术

这些方法可供设计或应用传感器时,削弱或消除系统误差。

零示法可以消除指示仪表不准而造成的误差。采用这种方法时,检测量对指示仪表的作用与已知的标准量对它的作用相互平衡,使指示仪表指向零,这时被测量就等于已知的标准量。机械天平就是零示法的例子。零示法在传感器技术中应用的实例是平衡电桥。

微差法是在零示法的基础上发展起来的。由于零示法要求标准量与被测量完全相等,因而要求标准量连续可变,这往往不易做到。如果标准量与被测量的差别减小到一定程度,那么它们相互抵消的作用就能使指示仪表的误差影响大大削弱,这就是微差法的原理。

这种方法由于标准量连续可调,同时有可能在指示仪表上直接读出被测量的数值,因此得到广泛应用。几何量测量中广泛采用的用电感测微仪检测工件尺寸的方法,就是利用电感式位移传感器进行微差法测量的实例。用该法测量时,标准量可由量块或标准工具提供,测量精度大大提高。

随着科学技术和生产的发展,要求测量系统具有宽的频率响应,大的动态范围,高的灵敏度、分辨率与精度以及优良的稳定性、重复性和可靠性。开环测试系统往往不能满足要求。于是出现了零示法基础上发展而成的闭环测试系统,这种系统采用了电子技术和控制理论中的反馈技术,大大提高了性能指示。这种技术用于传感器,即构成了带有“反向传感器”的闭环式传感器。

7. 补偿与校正

有时传感器与测量系统误差的变化规律过于复杂,采取一定的技术措施后仍难满足要求,或虽可满足要求,但因价格昂贵和技术过分复杂而无现实意义。这时,可以找出误差的方向和数值,采用修正方法(包括修正曲线或公式)加以补偿或校正。例如,传感器存在非线性,可以测出其特性曲线,然后加以校正;存在温度误差,可在不同温度进行多次测量,找出温度对测量值影响的规律,然后在实际测量时进行补偿。上述方法在传感器或测试系统中已被采用。

补偿与校正,可以利用电子技术通过线路(硬件)来解决,也可以采用微型计算机(通常采用单片微机)通过软件来实现,后者正越来越多地被采用。

8. 集成化与智能化

集成化与智能化的结果,将大大扩大传感器的功能,改善传感器的性能,提高性能价格比。

2.3 传感器的标定与校准

新研制或生产的传感器需对其技术性能进行全面检定,经过一段时间储存或使用的传感器也需对其性能进行复测。通常,在明确输入—输出变化对应关系的前提下,利用某种标准器具对传感器进行标度称之为标定;将传感器在使用中或储存后进行的性能复测称之为校准。由于标定与校准的本质相同,本节以标定进行叙述。

传感器的标定系统一般由被测量的标准发生器、被测量的标准测试系统、待标定传感器及配接的中间变换器显示记录器3大部分组成。由于标定过程实质上是待标定传感器与标准传感器相比较,因此为了保证各种量值的准确一致,标定应按计量部门规定的检定规程进行。在标定系统中,只能用上一级标准装置检定下一级传感器及配套仪器。同时,待标定传感器所配接的仪器也要作为准确度已知的标准设备,这样才能做到对传感器进行标定。实际上为了获得较高的标定精度,最好将被标定传感器与配用测试仪器、引线等一起进行全系统标定。此外,标定时还要注意标定的技术条件 and 环境因素。

传感器的标定系统一般由以下几部分组成。

- (1) 被测非电量的标准发生器。如活塞压力计、测力机、恒温源等。
- (2) 被测非电量的标准测试系统。如标准压力传感器。
- (3) 待标定传感器所配接的信号调节器和显示、记录器等。所配接的仪器亦作为标准调试设备使用,其精度是已知的。

工程测试所用传感器标定应在与其使用条件相似的环境下进行。有时为了获得较高的标定精度,可将传感器与配用的电缆、滤波器、放大器等测试系统一起标定。有些传感器标定时还应十分注意规定的安装技术条件。

2.3.1 传感器的静态标定

静态标定主要用于检验、测试传感器(或传感器系统)的静态特性指标,如静态灵敏度、非线性、滞后、重复性等。

进行静态标定首先要建立静态标定系统。静态标定系统的关键在于被测非电量的标准发

MSK 的推广, 当采用 7bit 延时判决时, 其误码率性能比 BPSK 的还要好 2.3dB) 等较复杂而有某方面突出特点的体制, 排除于选择视野之外。这虽然反映了大多数人的看法, 对当前的信道情况也比较符合, 但将来随着航天遥测通信量的不断增长, 其他的选择仍是可能的。其特点是更侧重于从获得更好的误码率性能的角度出发选择新体制, 这也可能是一个重要方面。

(3) 关于载人航天遥测的调制体制, 尚未形成国际标准。

4.2 模拟式遥测技术

模拟式遥测是把被测物理量做模拟变换后再传送。因为电量最容易处理, 所以通常把电压、电流的幅度、频率、相位及脉冲的幅度、宽度和相位等作为传输模拟遥测量的信号加以利用。

作为模拟变换器的检测器(传感器)的种类是很多的。诸如为了测定发电机组和输电线上任一点的输出电压和电流, 可以通过整流器整流出适当的信号; 为了测量炉温或电功率可以使用热电偶, 它可以很方便地把热效应变为电信号; 为了测量管道里的液体流量, 可以采用据电磁感应原理制成的感应式流量变换器; 为了测量液位、液压、流体压差, 可以使用可变电位器式变换器; 为了测定物体的变形、压力等, 可以使用电阻应变片式变换器; 在气象部门和物资储备部门为了测量温度和湿度, 可以采用热敏电阻和湿敏电阻式变换器等。作为从事遥测技术的人员, 合理地选择变换器是十分重要的。往往由于选择或研制出更合理的变换器, 使得系统得到了正确的组合, 从而得到简单实用的遥测系统。

4.2.1 脉冲频率方式遥测

1. 脉冲频率方式遥测的组成

脉冲频率方式遥测是将一次变换器输出的模拟量变换为脉冲个数, 然后在调制器中利用这个脉冲信号去对载频进行调制, 最常用的是频移键控(FSK)的方法。

通常载频都选择在音频范围内, 利用频率划分法, 可以在音频频带内传送十几路的脉冲频率遥测信号。图 4-15 所示是脉冲频率方式同时传送多路遥测量的方框图。

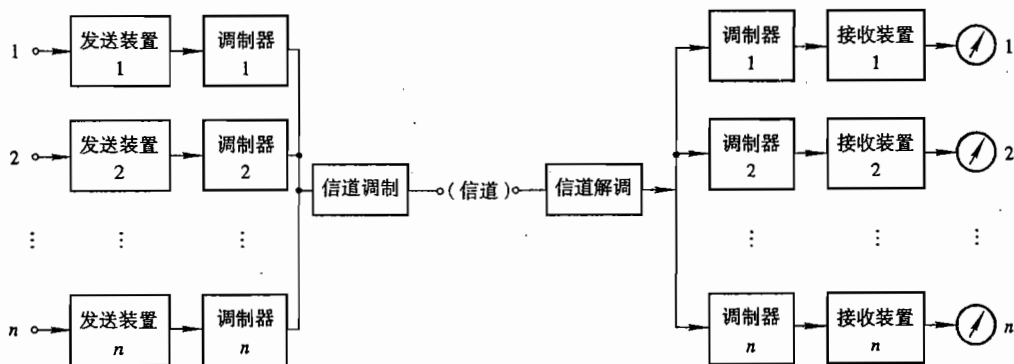


图 4-15 脉冲频率方式的同时传送原理

关于变换为脉冲信号的频率范围, 一般常有 4~16 Hz, 4~28 Hz, 6~27 Hz, 12~24 Hz,

12~30Hz, 20~30Hz 等几种。这是考虑了传送特性、误差和实现可能性等因素的结论。

为了给读者提供参考, 下面给出日本电气学会通信标准委员会制定的标准:

脉冲的最低频率 $f_{\min} \geq 10\text{Hz}$;

脉冲的最高频率 $f_{\max} \leq 25\text{Hz}$;

高低频率比 $f_{\max}/f_{\min} \geq 2$ 。

2. 发送装置的工作原理

发送装置的种类有许多种, 以一种现在常用的发送装置来叙述其工作原理。如图 4-16 所示的发送装置由基准电压发生器、直流放大器、直流-频率变换器、负反馈和波形整形等几部分组成。被测物理量被转换成直流电压信号以后, 由低通滤波器除去交流干扰, 然后由直流放大器放大到一定的幅值, 再去激励直流-频率变换器。这样在它的输出端就可得到交流方波, 此方波的频率正比于瞬时输入的直流电压, 从而将校测的直流电压变换为脉冲频率信号了。为了提高变换的稳定性, 加入了负反馈电路。脉冲频率信号经波形整形, 准备发送。

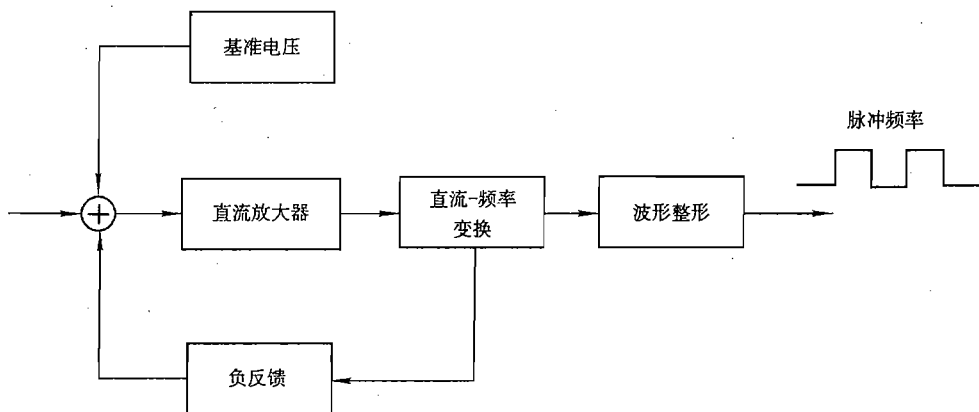


图 4-16 发送装置的构成

令输入的直流电压为 v_1 , 输出脉冲频率为 f , 为了保证给定的频率范围和给定直流输入电压范围密切配合, 加入基准电压是必要的。例如频率和电压之间关系为 $f = k(v_1 + v_0)$ 。

当 $k=1.2$, $f=1\sim 24\text{Hz}$, $v_1=0\sim 10\text{mV}$, 则加一基准电压 $v_0=10\text{mV}$, 就可以满意地配合了。

3. 接收装置的工作原理

接收装置的作用就是把收到的脉冲频率信号变换为容易处理的直流信号。作为脉冲频率式接收装置的方案很多, 图 4-17 中所示为将脉冲频率信号变为直流信号的例子。

它由波形整形电路、直流-频率变换电路、输出变换电路和基准电压发生电路等组成。

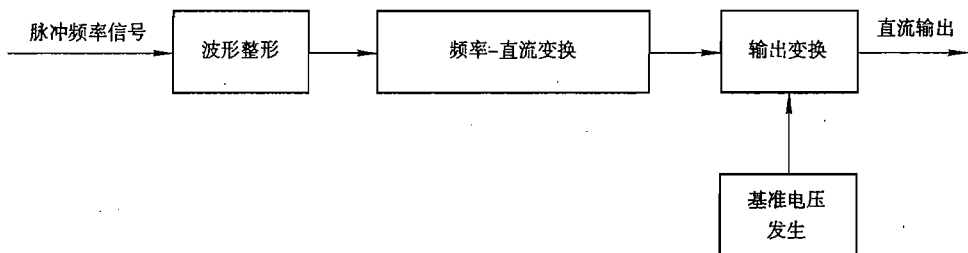


图 4-17 脉冲频率式接收装置方框图

波形整形电路的作用是把经过通道传输的信号整形以作为判断信号,它是开关电路。整形电路幅度稳定性要高,否则将给变换器带来误差。这种脉冲频率方式遥测是一种非常实用的模拟式遥测,用它来测量水力发电站的电功率、电压、功率因数、水位等参数是非常简单而方便的。它除了构成(1:1)方式外,也可以构成(1:N)方式。

4.2.2 FM-FM 方式遥测

FM-FM 调制方式是模拟式遥测中最典型的一种频率分割方式,由于它具有一系列的优点,故在一些正规的模拟系统中,大都采用这种方式,图 4-18 是频率划分 FM-FM 方式多路传输方框图。

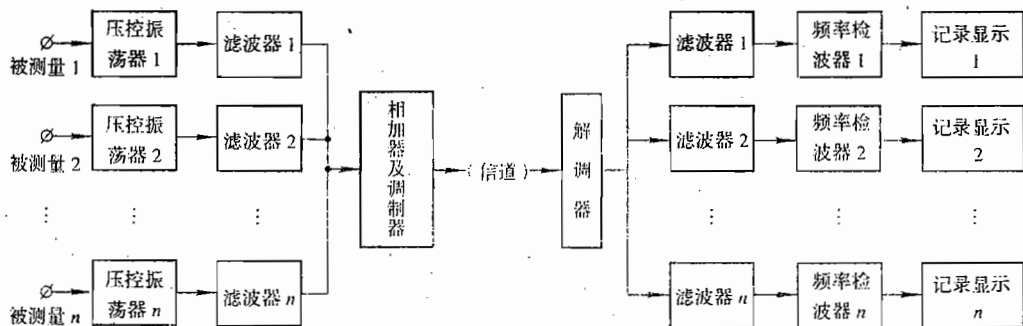


图 4-18 频率划分 FM-FM 方式多路传输方框图

检测量经一次变换器转换成电压信号以后去控制副载波振荡器,它的每路载波振荡器都是一个电压控制振荡器,其振荡频率正比于控制电压,这样就实现了第一次 FM 变换。为了防止路标干扰,在副载波振荡器后面要加一低通滤波器滤除高次谐波,形成已调频的正弦振荡。发端将这些信号相加后便形成多路信号,此多路信号再对载频进行调频以后送往信道传输。收端收到已调频的多路信号,首先进行解调,然后送往各分路滤波器,把各路已调副载波分离开来,最后进行第二次解调,便获得所需要的模拟量。

4.2.3 脉冲时间调制方式遥测

上节介绍的频划分 FM-FM 遥测系统属于模拟式遥测,时划分脉冲调幅(PAM)、脉冲调宽(PDM)和脉冲调位(PPM)也用于模拟式遥测,虽然在传送时间上是离散的,但所对应的抽样值幅度是连续的。

在 3 种调制系统中,PDM 和 PPM 比 PAM 应用的较多,因 PAM 系统用脉冲幅度代表被传送信号,由于电路的非线性噪声干扰等原因导致其精度降低,因此只有在要求精度较低、被测信号变化较慢的 PAM-FM-FM 三重调制系统中应用外,其他场合很少采用。同时脉冲调幅的实现方法也相当简单,解调方法也只是在记录和显示过程中实现,而不一定专门设置解调器,所以这里就不专门讨论了。PDM 和 PPM 系统均是将被传送信号抽样,然后去调制脉冲的时间参量,因此有时又把 PDM 和 PPM 系统统称为脉冲时间调制。PDM 和 PPM 在实现过程中有时是互相联系在一起的。例如在脉冲相位调制过程中,首先将信号的抽样电压转换为相应的脉冲宽度,然后将其微分整形变成调位脉冲;在解调过程中,又往往将调位脉冲信号转换为相应的调宽脉冲信号,再进行解调,即二者不论在调制和解调过程中都有共同的实

现手段, 所以将二者合为时间调制器和解调器来加以讨论。图 4-19 是脉冲时间调制 (PTM) 的示意图。

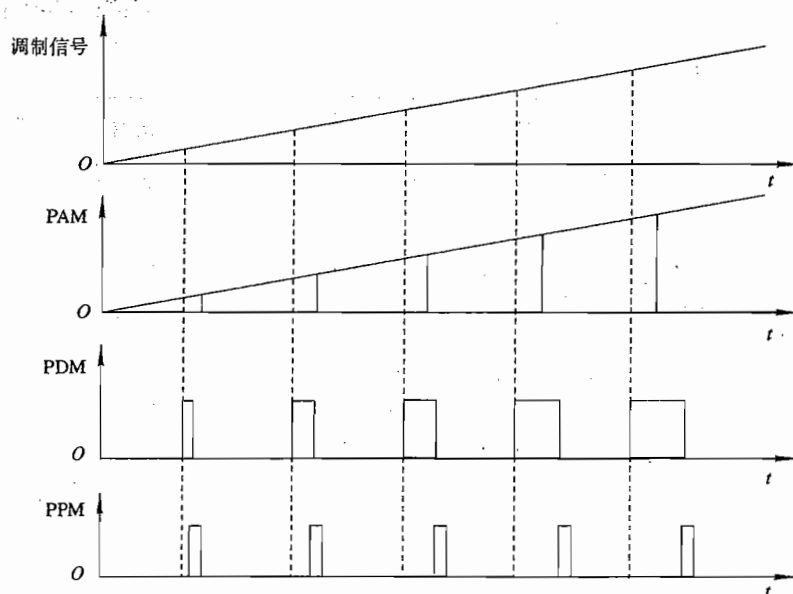


图 4-19 脉冲时间调制 (PTM) 的示意图

下面, 我们以一个具体的例子来说明时间调制器的组成。假设一个脉冲调位制时划分系统共有 16 个信道, 第 15 信道传送满刻度的 100% 电平校准信号。每个信道的抽样率 312.5 次/s, 总抽样率为 5000 次/s, 即信道间隔为 $200\mu\text{s}$, 在传送位置调变的测量脉冲之外还传送基准脉冲, 其帧结构如图 4-20 所示。

代表满刻度的 100% 电平校准脉冲相对该信道基准脉冲的时间位移为 $170\mu\text{s}$, 代表零刻度的 0% 电平校准脉冲相对该信道基准脉冲的时间位移为 $30\mu\text{s}$ 。

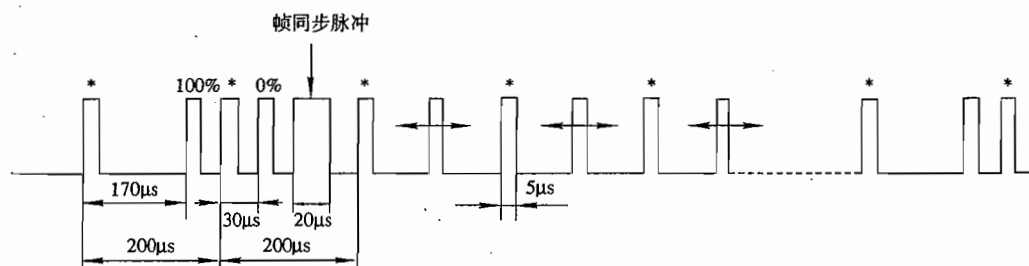


图 4-20 调位脉冲信号帧结构

时间调制器方框图示于图 4-21 中, 图 4-22 是它的波形图。从同步系统中送来的重复频率为 $nF_i = 5000\text{Hz}$ 的方波去触发锯齿波发生器, 产生的锯齿波 d 和被测抽样信号 e 进行比较, 比较的结果在比较器的输出端输出一调宽脉冲序列 f , 它的负沿位置和相应抽样信号电压大小成正比, 即抽样信号电压愈大, 则调宽脉冲的宽度愈宽。调宽脉冲加至测量脉冲形成电路, 使其产生宽度为 $5\mu\text{s}$ 的调位脉冲 g 。

用与方波 a 成 180° 相移的方波 b 的后沿去触发基准脉冲形成器, 产生宽度为 $5\mu\text{s}$ 的基准脉冲序列 h 。来自同步系统的第 16 信道的分路脉冲 c , 经延迟 $100\mu\text{s}$ 送至帧同步脉冲形成器产生 $20\mu\text{s}$ 宽的帧同步脉冲 i 。调位脉冲 g 、基准脉冲 h 和帧同步脉冲 i 在相加器中相加, 再送至信道进行第二次调制。

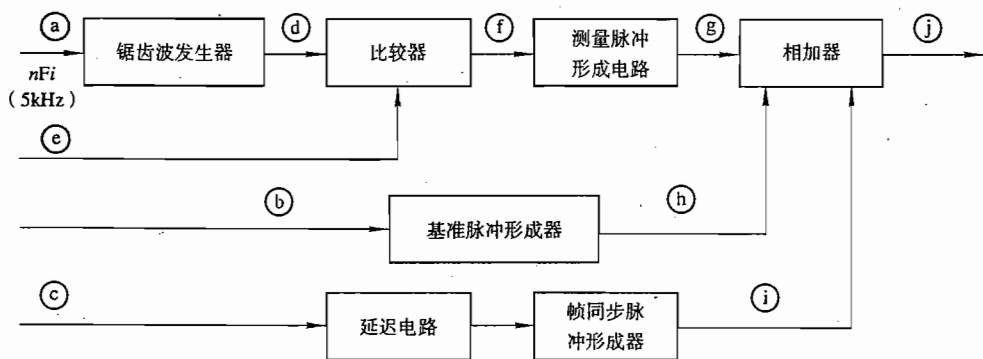


图 4-21 时间调制器方框图

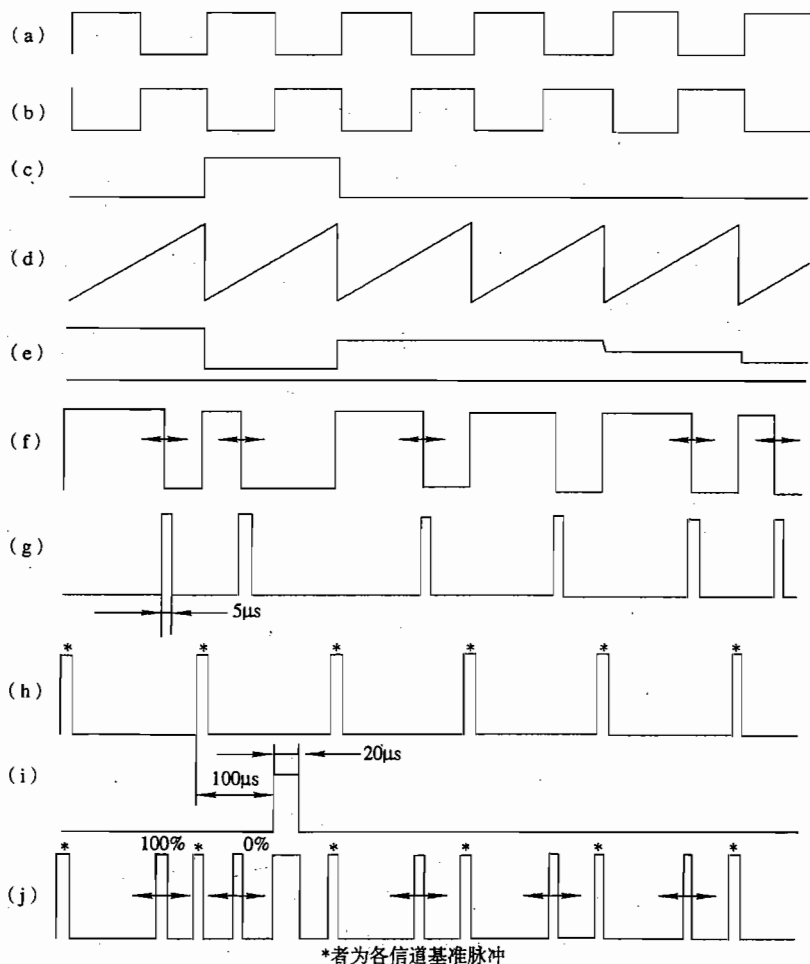


图 4-22 时间调制器波形图

遥测接收端收到的脉冲序列中包含基准脉冲、测量的调位脉冲两种，为了对测量脉冲解调，首先就要将上述两种脉冲分离开来。

图 4-23 所示是时间解调器方框图，图 4-24 是它的波形图。比基准脉冲提前 $10\mu\text{s}$ 的分路脉冲加至 YF_1 和 YF_2 的输入端。 YF_1 和 YF_2 的另一输入端分别加入基准脉冲序列 b 和测量脉冲序列 c ，这样基准脉冲序列被 YF_1 选出，测量脉冲序列被 YF_2 选出。它们分别加至 RS 触发器的 S 端和 R 端，所以 RS 触发器的输出是与调位脉冲相应的调宽脉冲信号 f 。调宽信号送去锯齿波产生器，产生的锯齿波幅度正比于脉冲宽度，此锯齿波幅度一直保持到分路脉冲后沿所对应的放电脉冲到来，对它放电至零，如图 4-24 (g) 所示。利用测量脉冲的后沿经倒相后去触发脉冲形成器形成抽样脉冲 h ，它加至抽样开关上使锯齿波幅度及时地记在保持电容上，电容上的电压一直保持到下一帧抽样脉冲到来时，采样开关才被打开。为了保证保持电容不漏电，下一级要采用输入阻抗足够高的射随器隔离，最后要配合不同的记录仪器设置输出电路。

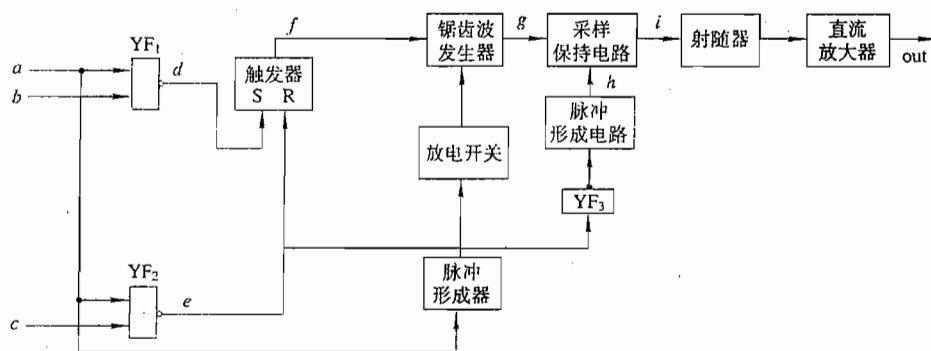


图 4-23 时间解调器方框图

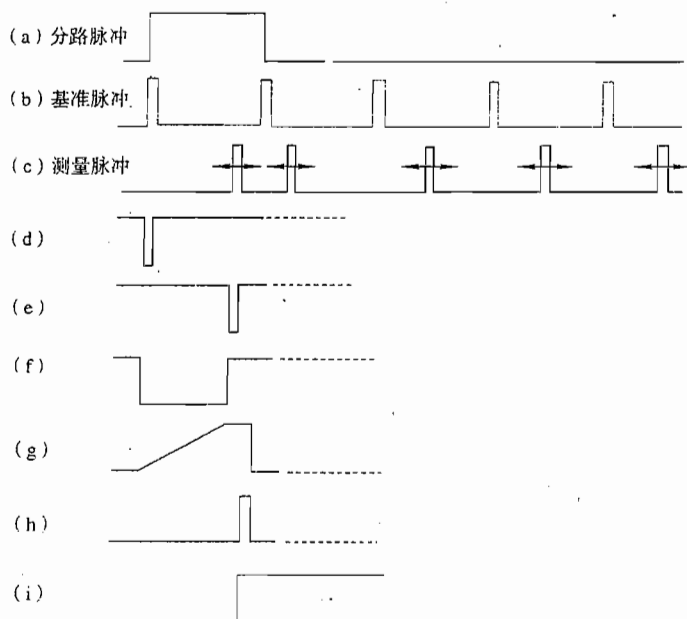


图 4-24 时间解调器波形图

以上,叙述了 PTM 调制器和解调器的基本工作原理。对于各种时间调制系统来说,其调制和解调方法是大同小异的,无须一一列举。

4.2.4 游标法提高遥测精度

当我们设计一个遥测系统时,首先需对这些要传送的被测量的性质进行全面分析,然后根据要求精度决定采用什么方案。假如一个系统要求传送大量的慢变化参效,且传送精度要求不高(例如 3%~5%),而其中极少数参数要求高精度传送;则针对这个系统,如果只考虑这些低精度慢变化参数,显然采用 PAM-FM-FM 系统能简单和经济地满足上述要求,然而却满足不了传送少数几个高精度参数的要求。如果全设计成高精度系统,显然又是不经济的,我们希望在不变 PAM-FM-FM 体制的情况下,利用一些附加电路使这些高精度参数得以妥善处理。采用游标法可以完全满足上述要求。

图 4-25 表示 PAM-FM-FM 系统中某一个被测量采用游标法来提高传送精度的发端框图。图中分层调幅信号产生器实际上就是一个反馈式分层脉冲调幅电路,图中 a, b, c 3 点是互相对应的。当分层调幅信号产生器处于保持状态时,这 3 点的电压具有下列关系:

$$u = K\delta + e_r$$

式中 $\delta = V_{\max} / m$ —— 分层间隔;
 m —— 层数;
 $K\delta$ —— 已分层电压;
 e_r —— 积分器处于保持状态时的余量电压。

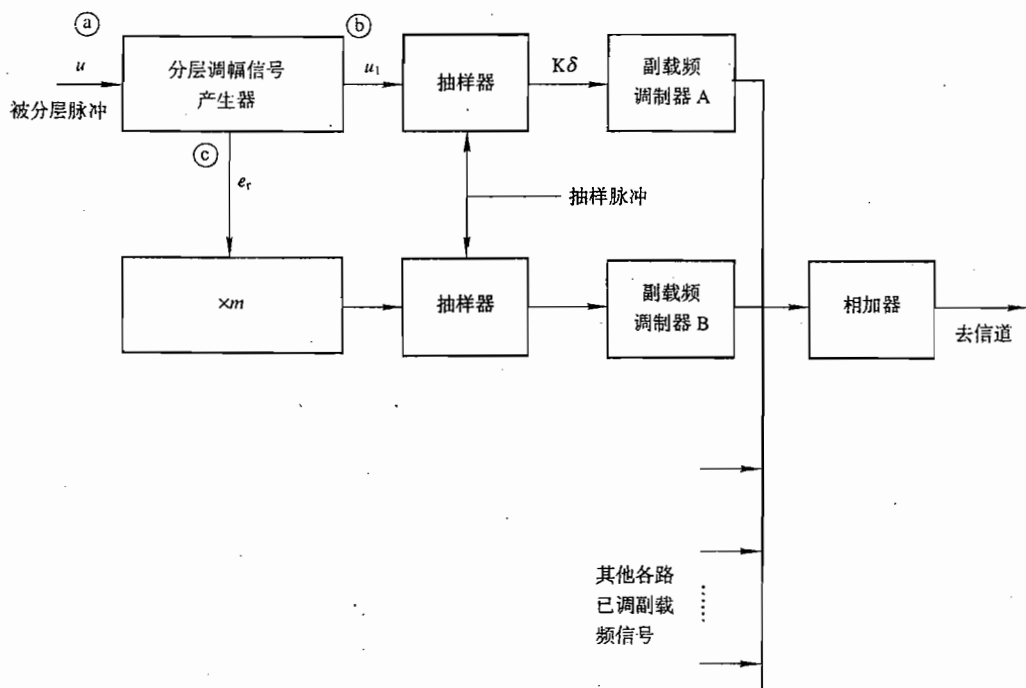


图 4-25 PAM-FM-FM 系统中游标法的应用

这时采用两个单独的副载频信道分别传送被分层电压 u 的两个分量。一个副载频传送已分层电压, 另一个副载频传送放大 m 倍后的余量电压。即

$$\begin{cases} u_1 = K\delta \\ u_2 = me_r \end{cases}$$

在 PAM-FM-FM 系统中, 当轮到传送该路的信号时刻, 抽样脉冲对 $K\delta$ 和 me_r 进行抽样, 这样 u_1 和 u_2 分别送至副载频调制器 A 和 B。

游标法接收框图如图 4-26 所示。来自信道滤波器的两路信号送往副载频解调器 A 和 B, 在它们的输出端得 u'_1 和 u'_2 , 由信道引入干扰, 它们分别为:

$$\begin{cases} u'_1 = u_1 + N_1 \\ u'_2 = u_2 + N_2 \end{cases}$$

式中, N_1 和 N_2 为信道引入的干扰 (包括噪声和路际干扰), 它们都是随机变量, 可取正值或负值。

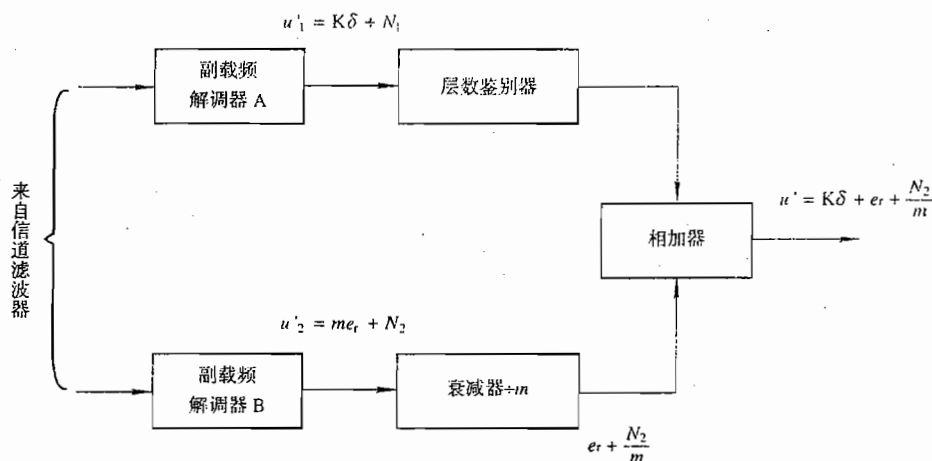


图 4-26 PAM-FM-FM 系统接收端游标法信号的合成

这里的层数鉴别电路实际上是一个分层脉冲调幅信号产生器。值得注意的是, 输入电压 u_1 在送入差分放大器之前, 应先减去一个固定电平 $1/2\delta$ 。如果我们适当选择分层间间隔 δ , 使得 N_1 的幅度不超过 δ 的一半。即满足再生条件:

$$|N_{1\max}| < \frac{1}{2}\delta$$

那么, 即使有干扰存在, 层数鉴别电路也能正确地鉴别出原来的层数, 从而正确地恢复出幅度 $K\delta$ 。图 4-27 是层数鉴别电路的原理图, 它说明在鉴别之前减去一个 $1/2\delta$ 的重要性。

当 $N_1 = 0$ 时, 由于减去 $1/2\delta$, 使被鉴别脉冲正好落在 $K\delta - 1/2\delta$ 处, 鉴别结果恢复出 $K\delta$ 来; 当 $N_1 > 0$ 时, 由于事先减去一个 $1/2\delta$, 只要满足再生条件就可正确地恢复出幅度 $K\delta$; 对于负向干扰 $N_1 < 0$, 只要满足再生条件也同样能正确地恢复出 $K\delta$ 来。如果鉴别之前没有减去 $1/2\delta$, 那么鉴别电路对正向干扰 $N_1 > 0$ 时就无能为力了, 将误认层数为 $(K+1)\delta$ 。

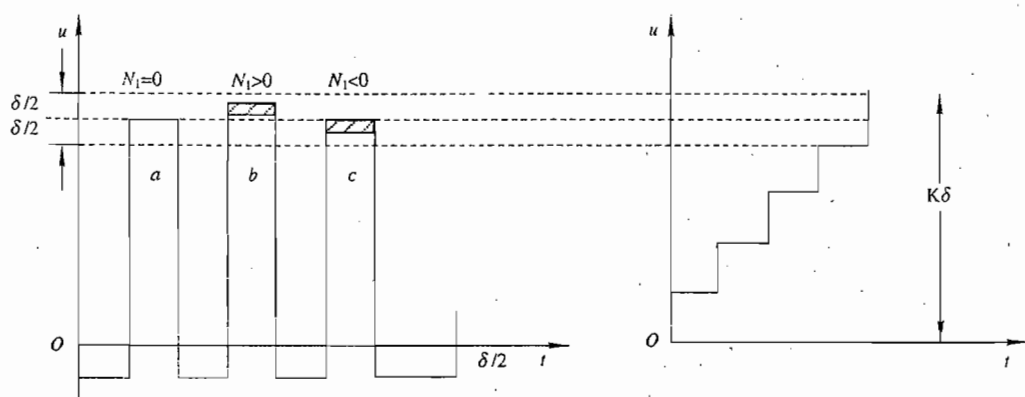


图 4-27 层数鉴别电路原理图

从副载频调制器 B 解调出的余量电压为 u_2' ，经过衰减器衰减 m 倍以后其输出电压 $e_r' = e_r + \frac{N_2}{m}$ ，它与幅度鉴别电路输出相加为 $u' = K\delta + e_r + \frac{N_2}{m}$ ，这就是采用游标法以后的输出电压。显然其误差为 $\varepsilon = u' - u = \frac{N_2}{m}$ 。

由上式可见，采用游标电路以后，其误差比不采用游标电路减小 m 倍。例如原 PAM-FM-FM 系统的精度为 $\pm 2.5\%$ 。若取 $m=16$ （即满足再生条件），则其精度可以改善为 $\pm 0.16\%$ 。

总之，游标法是利用分层信号的再生能力，将余量电压放大 m 倍来传送，从而在传送过程中提高了信噪比，达到了提高精度的目的。一般地说，采用游标法以后，系统精度可达到 0.1% 左右。

4.3 数字式遥测技术

4.3.1 数字式遥测系统的组成

数字式遥测系统是由数据发送装置、数据接收装置和传输通道三大部分构成的，如图 4-28 所示。

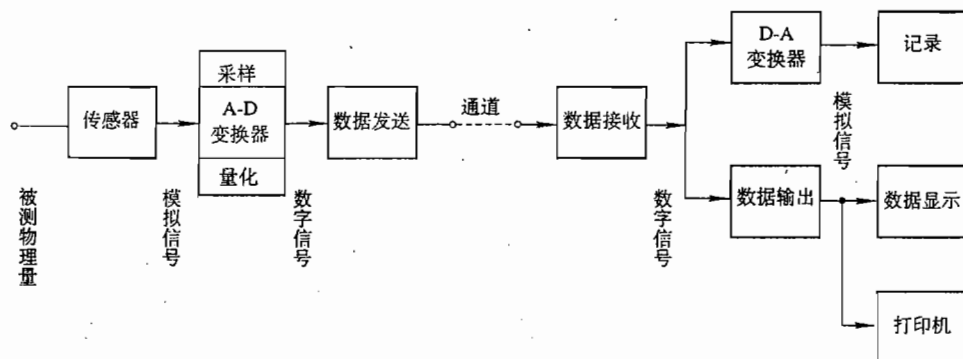


图 4-28 数字式遥测系统的构成

被测物理量(如压力、流量、液位、电压、电流、电功率、浓度、温度等)作为原始量,经过传感器变换为电压或电流的连续信号(模拟信号)。将此模拟信号送给 PCM 调制器,PCM 调制器将模拟信号采样、量化、编码以后输出二进制码组(模拟量变为数字量,或简称 A-D 变换),数字信号经数据发送装置送往通道传输。接收端收到数字信号送给 D-A 变换器,还原为模拟信号,以便记录;或把收到的数字信号经数据输出装置送给数据显示装置显示(或送给打印机打印)。可以看出,一个数字遥测系统实质上就是一个数字传输系统。

一般传感器可以将被测物理量变换成电压信号或电流信号,但通常都使用电流信号,因为电流信号受外界干扰小,使用方便。使用电压电流的数值是各种各样的,比较有代表性的有:

直流电流: $1 \sim 5\text{mA}$, $2 \sim 10\text{mA}$, $4 \sim 20\text{mA}$ 。

直流电压: $0 \sim 10\text{mV}$, $0 \sim 1\text{V}$, $0 \sim 5\text{V}$, $0 \sim 10\text{V}$ 。

一般的数字式遥测系统的发端设有一个 A/D 变换器,但被测量可能有多个采样开关(遥测交换子)可以对它们实行时间分割,从而实现多路传输。一般对采样开关提出的要求是:

(1) 开关特性对被测量的影响要小,这就要求开关接通时阻抗要小,断开时阻抗要尽量高。

(2) 开关动作要迅速,没有惰性。动作时间的要求由传送方式决定。例如,某一被测数据是由 40 bit 构成的,传送速度是 200 波特,那么传送一组数据所需要的时间是 200 ms。如果传送速度是 1200 波特,那么传送此数据需要时间约 33 ms。

(3) 开关寿命要长。

根据上述要求,采样开关可以采用电子开关,也可以采用继电器。电子开关速度快,寿命长,但特性没有继电器理想。目前作为采样开关的继电器主要使用干簧继电器,它接通电阻小、断开电阻大、工作稳定可靠,但寿命短、速度慢,只有转换率不高的系统才选用。在转换率较高的系统中要使用电子开关。

通常,遥测系统都装在生产现场,现场又往往有很强的干扰存在(如大电机的磁场和高压设备的电场),而被测信号又往往是很微弱的信号。为了正确地对被测参数进行测量,装置的输入部分必须采用有效的抗干扰措施,以获得对干扰的有效抑制。否则,由于未被抑制的干扰进入检测装置,轻者会歪曲测量结果,引起误差,重者可能使被测信号不能引入测量装置,反而使有用信号被干扰所淹没。

现场干扰通常可分常态干扰和共态干扰。叠加在被测信号上的交流信号叫做常态干扰。对常态干扰的抑制方法是采用输入滤波器,或者采用积分式 A-D 变换器,使常态干扰被滤除或在输入端被平均掉。

由于被测对象分布在生产现场各处,一般引线较长,而造成被测信号地线和机器地线之间存在着一定的电位差,这种对检测装置的两个输入端共有的干扰电压称为共态干扰。对共态干扰的抑制方法有:输入端采用差动放大器,因为差动放大器有较好的共态抑制能力;采用对地屏蔽的方法,减少机器对地的耦合。由于共态干扰只有在它引起一个常态干扰时才会产生误差,因此接入一个滤波器也能改善共态干扰。因此,通常在采样开关之前设置滤波器以消除或减弱干扰对被测参数的影响。

传感器输出的电平是各种各样的,而 A-D 变换器的输入电平通常都要求是标准的。因而有必要将所有各路输入电平进行从零至满量程变换,这实际上就是使各路遥测量都变换成一

个统一的标准量程(例如 $0\sim 5\text{V}$),以便满足A-D变换器的要求。这样在接收端为了真实地显示被测量,要预先乘以一个系数。

传感器输出的模拟信号,经过A-D变换器的抽样、量化和编码以后输出二进制数字信号,再经过信道传输给接收端。数字式遥测中常使用奇偶监督码,也可以采用群计数分组监督的方式及采用循环码的差错控制方式。

概括起来,数字式遥测系统有如下优点。

1. 传送精度高

我们总是希望遥测系统能精确地传送被调信号,但在测量过程中引入外界干扰是不可避免的,问题是如何方便地从干扰信号中恢复出被测信号。前面我们叙述的副载频调频系统中,在接收端使用限幅器,虽然可以消除寄生调幅干扰,却消除不了寄生调频干扰。使用窄带滤波器虽然可以减少白噪声的有害作用,却无法消除路际干扰,而且频带过窄其有用信号也将受到损害。可见要理想地恢复出所传信号,就要找出一种调制制度,在这种调制制度中只有有用信号才能改变调制参量,而干扰对这一参量毫无作用。在一定的条件下,信号分层可以满足这一要求,例如在分层脉冲调幅制里,若干扰的峰值小于分层间隔的一半,则满足再生条件。这时干扰的存在虽然会在一定程度上改变脉冲幅度,但不会改变其幅度值所处的“层次”,这样就可以实现理想的再生。在脉冲编码(PCM)调制中,信号的存在(代表“1”码)或不存在(代表“0”码)只有两种电平,只要干扰的峰值小于脉冲幅度的一半,那么我们就不会将有脉冲误认为无脉冲。由于传送的仅是脉冲存在或不存在两种电平,因而电路的幅度特性的非线性、零点漂移等都不会影响传输精度,所以说数字式遥测系统的精度是很高的。

2. 容量大

在模拟式传输系统中,频分制的路际干扰随着路数的增加而迅速增加。在时分系统中,路数的增加必然使信道间隔减少,路际干扰增加;但在数字式遥测中,只要满足再生条件,则路际干扰不会产生有害作用,所以可以安排较多的路数。

3. 便于数据处理

由于数字式遥测系统采用二进制编码,因此对于大量的数据可以直接和电子计算机接口,便于实时处理,同时也便于数码显示和记录。

4. 具有灵活性

PCM调制系统的精度主要由分层间隔的大小(层数的多少)来决定。也就是说,脉冲编码调制系统的精度主要是由代表信息的个数决定的。因此该系统容易提供不同精度系统。同时,对信道数目、帧速率和抽样率均可做适当调整,这给系统设计带来很大方便。甚至可以将整个系统设计成可程序系统,用户只要稍加变更程序,则系统的被测路数、帧结构、码速率、标度等均可改变以适应任何场合。

4.3.2 采样保持电路

1. 电子采样开关

在时间分割遥测系统中,要求高精度和高速度地切换模拟信号,而模拟信号(电压或电流)大小又直接代表被测物理量,因此要求采样开关在切换模拟电压过程引入的误差应最小。可以高精度地切换模拟电压或电流的电子采样开关有如下几种:

(1) 二极管桥式模拟开关;

- (2) 晶体三极管模拟开关;
- (3) 结型场效应晶体管模拟开关。

2. 采样保持电路

在数字式遥测编码器中,有时采样脉冲比较窄,在这样窄的时间内,编码器来不及完成数字转换,这就需要采样值保持一段时间,直到完成模数转换为止。采样脉冲到来时,模拟开关导通,输入模拟信号 V_{in} 通过模拟开关对保持电容 C 进行充电,电容 C 两端电压是随输入电压 V_{in} 而变化的。当采样脉冲除去时,模拟开关断开,这时如果缓冲放大器输入阻抗为无穷大,则保持电容两端的电压,保持采样时刻的 V_{in} 值不变。

对于一个理想的采样保持电路,要求模拟开关没有偏移和惯性,在开关断开时阻抗为无穷大,要求缓冲放大器输入阻抗为无穷大,要求保持电容两端电压无延迟地跟随输入电压 V_{in} 变化,且可以在任意长的时间内保持其数值不变,采样保持电路应当高精度地采样和保持模拟电压。采样精度可以用在采样结束时刻,保持电容器上的电压和输入模拟电压的相对误差 $(V_c - V_{in}) / V_{in}$ 来描述。事实上,采样精度和采样时间有密切关系,这可用图 4-29 来说明。图中 R_0 为模拟开关导通电阻,非常明显,要将所需要存储的信号电压存储在保持电容 C 中是需要一定时间的。当采样开关接通时,电容 C 以时间常数 $T_s = (R_s + R_0)C$ 按指数增长,电容 C 充电到 V_{in} 的 90% 所需要的时间为 $2.3(R_s + R_0)C$; 充电到 V_{in} 的 99% 时所需要的时间为 $4.6(R_s + R_0)C$; 充电到 V_{in} 的 99.9% 时所需时间为 $6.9(R_s + R_0)C$; 充电到 V_{in} 的 99.99% 时所需要的时间为 $9.2(R_s + R_0)C$ 。可见采样时间又由要求的采样精度决定。

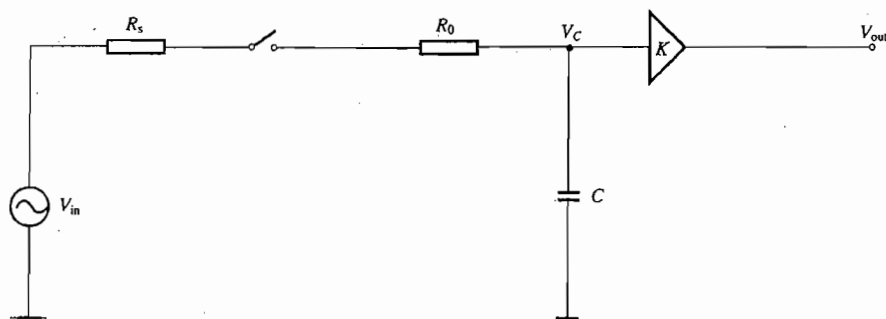


图 4-29 采样时间和采样精度

保持精度由在保持时间内保持电容器上电压变化大小决定。实际保持电容并非理想电容,它在保持时间内总会多少有漏电流存在。此外,放大器的输入阻抗并非无穷大,其他杂散电容等都会引起保持电压的变化,而影响保持精度。事实上,由于保持电压变化不是很大,可以认为电容器 C 的总漏电流 I_{Rl} 不变。在这个假设条件下,保持精度和保持时间 T_H 之间的关系为 $\Delta V_c = \frac{I_{Rl}}{C} T_H$ 。

4.3.3 PCM 调制

1. 对 PCM 调制器的要求

PCM 调制器也称 A-D 变换器,对它的主要要求是转换精度和转换速度。PCM 调制器的误差来源于量化误差和设备误差两个方面,量化误差有时叫转换精度或分解度,它决定于信

号层数的多少,即编码位数多少。假如 PCM 调制器是完善的,输入电压恰好落在分层数值上,PCM 编码器的转换误差 $\varepsilon_{\min} = 0$; 但假如模拟信号恰好落在两个数量分层的中间,则其最大误差为 $\pm \delta/2$,设备误差是电子设备不完善而引起的,虽然这是不可避免的,但能通过选择质量高的元件或通过补偿手段来加以克服。经验证明:由设备不良引起的误差只占总误差的百分之几。

PCM 编码器的转换速度是指每单位时间编出二进制码的位数。转换速度的确定是合理设计遥测系统的关键,它与被测模拟信号的频率、转换精度及系统的容量有密切关系。根据采样定理,为了真实地重现模拟信号,采样速度应至少高于最高频率分量的两倍,如模拟信号的带宽为 $0 \sim 100\text{Hz}$,则 PCM 编码调制器的采样速率至少需要 200次/s 。

PCM 编码调制器把模拟电压转换成数字信号总需要一定的转换时间,我们把完成一次完整的模拟量转换为数字量所需时间称为孔径时间。由于孔径时间的存在,对快变化的模拟信号来说会引起误差,这可由图 4-30 所示的正弦信号的转换来说明,要测量 t_0 时刻的模拟量,由于孔径时间的存在,至 t_1 时刻才编完码,这时模拟信号已经变化了 ΔV_{in} ,引起了误差,这种误差称为动态误差。显然最大动态误差发生在 dv/dt 为最大的过零点上。设模拟电压为

$V_{\text{in}} = V_m \sin \omega t$, 则 $\frac{dV_{\text{in}}}{dt} = 2\pi f V_0 \cos \omega t$ 。其中, V_m 是频率为 f 的模拟信号峰值。

在过零点上 $\frac{dV_{\text{in}}}{dt} = 2\pi f V_0$ 。设 PCM 编码调制器孔径时间为 t_p , 则在过零点的动态转换误差为 $\Delta V_{\text{in}} = 2\pi f V_m t_p$ 。

由此可见,减少 t_p 可以直接减少转换动态误差。利用采样保持电路可以降低转换动态误差,例如利用很窄的脉冲在 t_0 点取样,保持到 t_p 时再进行下次采样,如果采样电路能够跟随模拟信号波形,则转换动态误差可以大大降低。

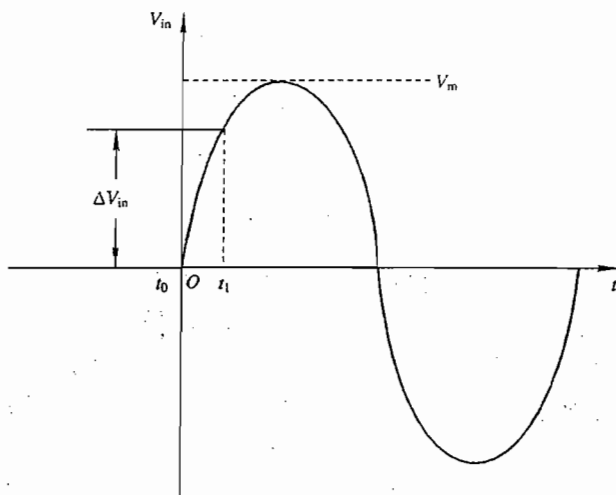


图 4-30 数模转化动态误差

PCM 编码器的种类很多,按工作原理不同可分为时间编码器、反馈比较式编码器和空间编码器 3 种。

2. 时间编码调制器

时间编码器又称脉冲宽度调制模数转换器。模拟信号首先转换成脉冲信号,脉冲的宽度在采样时刻和输入的模拟电压成正比,在此脉冲宽度的时间内计算参考频率的周期数,这样就把模拟信号转换成了数字信号。这种编码器的优点是电路简单,使用电子元件少;缺点是速度慢,精度低,一般只能达到百分之几。

图 4-31 所示为计数法 PCM 编码调制器原理图,图 4-32 是它的波形图。锯齿波发生器中的复位开关 S_1 一直是闭合的,当转换开始时,在同步时序电路的控制下,在采样脉冲前沿时刻, S_1 断开,恒流源 I 对电容 C_1 线性充电,当此锯齿电压稍大于模拟电压时电压比较器反相,这时在比较器输出端输出一个时间和模拟信号幅度成正比的调宽信号,如图 4-32 (d) 所示。用这个调宽信号 d 去控制与门,使时钟信号 a 在脉宽时间内去计数器进行计数,一直计到锯齿波电压和模拟电压反相调宽脉冲将与门关闭为止,这时寄存器中的状态对应着模拟电压的数值。由同步时序电路输出的脉冲 f 将此数据读进读数电路中,紧接着利用将 f 延时 t_1 的脉冲 g 把计数器清零,准备下次采样时重新计数。利用同步时序电路输出的脉冲 h 将读数电路中的并行二进制数码转换成串行二进制数码,通过缓冲器形成脉冲 i 和 h 脉冲延时 t_2 的 j 脉冲相与,然后输出二进制窄脉冲序列 k 。

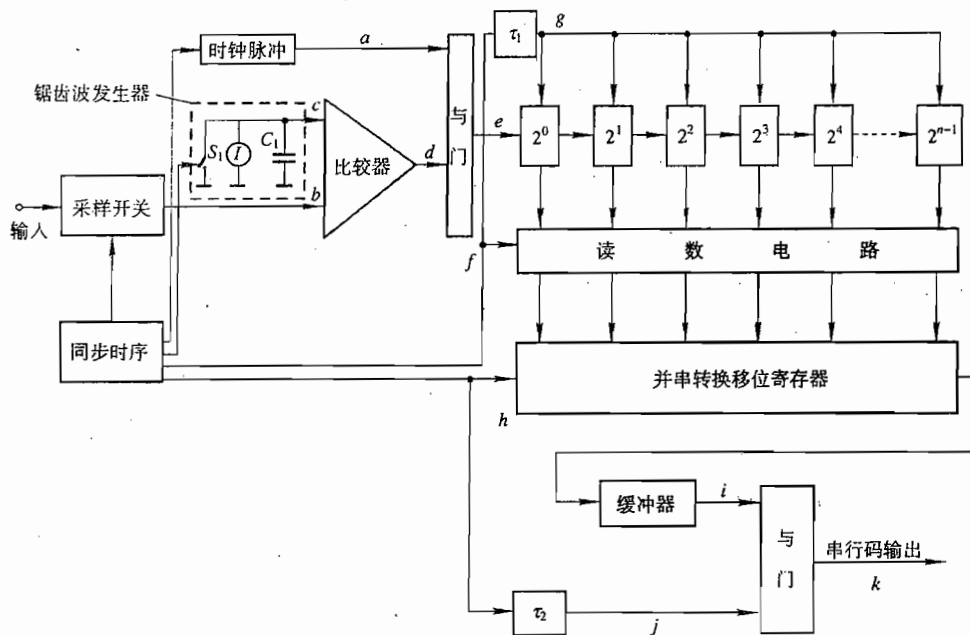


图 4-31 计数法 PCM 编码调制器

这个电路的优点是可以利用集成电路,使设备的体积减小。当路数较多、编码位数较长(精度较高)、转换较快时,往往对前级计数器的转换速度提出很高的要求。例如,有 64 路遥测量,每一路抽样率为 750 次/s,编码位数 $n=10$,则要求前级计数器的翻转速度在 30MHz 以上。

电路精度主要依赖时钟的重复周期,周期越短精度越高,当然对计数器的翻转速度要求也高。在完全同步的情况下,量化误差等于 $\pm 1/2$ 基本数量。除此之外,还应考虑电容器、恒

流源及比较器引起的误差等。

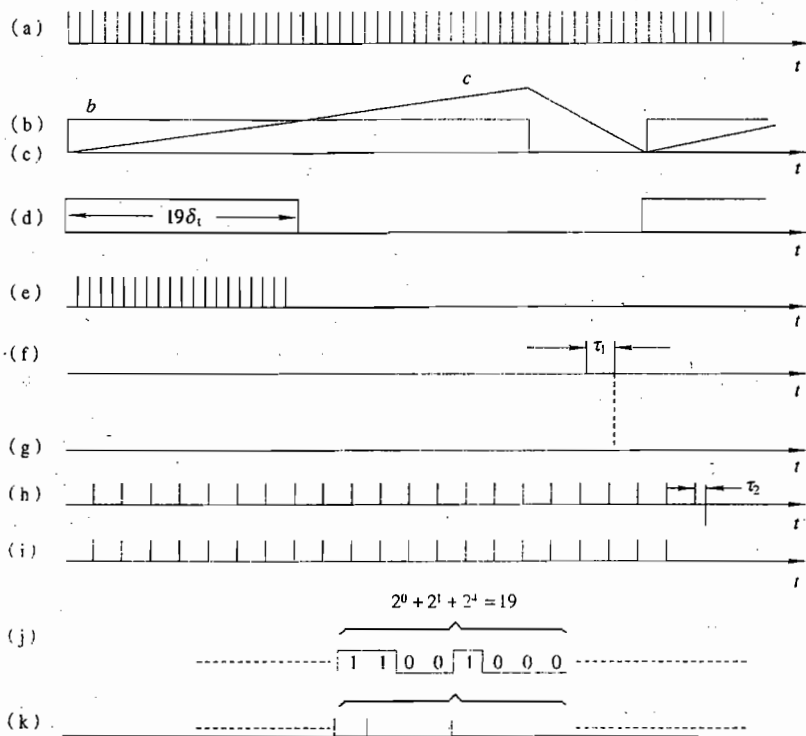


图 4-32 计数法 PCM 编码调制器各点的波形

3. 逐次反馈比较型模拟-数字编码调制器

逐次反馈型编码器也称逐次近似模拟-数字编码器，在遥测系统中是一种常用的编码调制器，这是由于它的转换精度高，通常可以优于 $\pm 0.005\%$ 。

这种转换方法从高位开始，逐位用“1”去试验，每试一位以后都与输入的模拟电压进行比较。若码字比模拟电压小，就把这个“1”保留；若码字比模拟电压大，就把这个“1”去掉，再去试验次高位，直到最低位都试过了，则模拟电压就转换成了数字信号。图 4-34 所示为逐次反馈比较型编码器的原理框图。

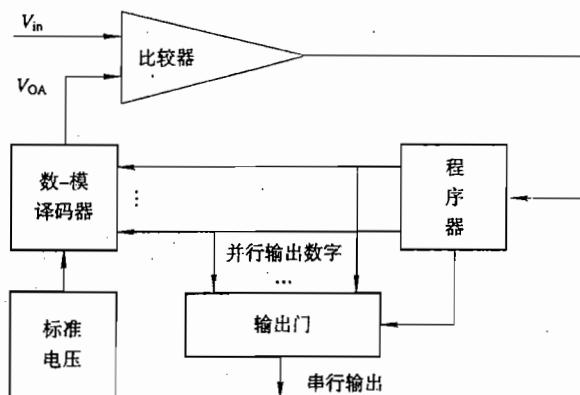


图 4-33 逐次反馈比较型编码器框图

它由比较器、数-模译码器、标准电源、程序器和输出门等部件组成。数-模译码器把各位数字按“权”的大小变换成标准阶梯电压等级 V_{OA} ，以便与输入模拟电压 V_{in} 比较。程序器是一种逻辑电路，它控制数-模译码器和输出门。

4.3.4 增量调制

二进制脉冲编码调制是在规定的时间内对模拟信号抽样电压进行分层，并编成二进制码组。尽管采用集成电路做编译码器，但与模拟式的调制器和解调器比较起来还是复杂得多，同时由于编码和译码过程比模拟式调制器和解调器需要的时间长，则在同样的抽样率和相同的路数情况下，二进制脉冲编码调制系统的带宽要宽得多。因此脉冲编码调制的优越性是以设备的复杂性换取的。

增量调制（也称 ΔM 调制）具有设备简单、中等精度、抗干扰能力强等特点。在检测路数不多、精度要求不高的无线电遥测系统中，采用增量调制是很合适的。

增量调制虽然也采用“1”和“0”两种数字符号，但它所传送的不是本身的振幅值而是它的增量值。图 4-34 所示为增量调制工作原理图，4-35 是它的工作过程。

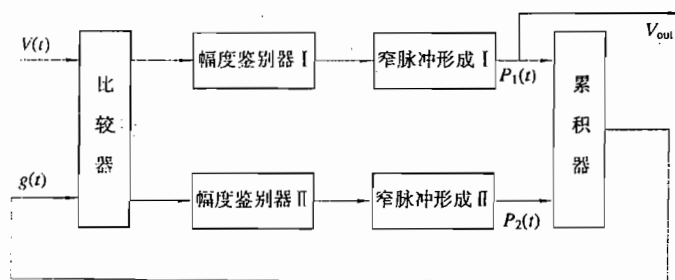


图 4-34 增量调制工作原理图

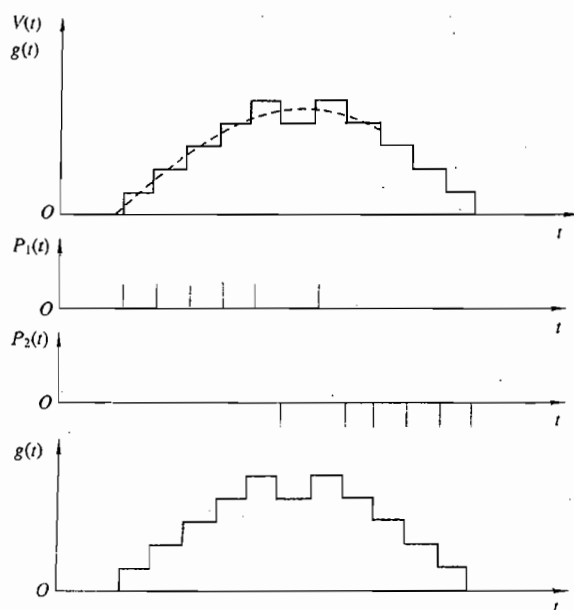


图 4-35 增量调制工作过程示意图

被传送的模拟信号 $V(t)$ 在比较器中与累积器的输出电压 $g(t)$ 进行比较, 每秒钟比较次数由抽样率 F 决定。在比较时间内, 若 $V(t) > g(t)$, 幅度鉴别器 I 的输出通过窄脉冲形成器 I 产生正脉冲, 这个正脉冲就是表示增量符号为正的“1”码, 它除被送至发射机外, 同时还加到累积器上使 $g(t)$ 上升一层。第二次比较若 $V(t)$ 仍大于 $g(t)$, 就再发送一个正脉冲。同时, 累积器使 $g(t)$ 再跃升一层。 $V(t) < g(t)$ 时, 幅度鉴别器 I 无输出。因此窄脉冲形成器 I 亦无输出, 此时代表增量符号码为“0”。但这时幅度鉴别器 II 有输出, 并通过窄脉冲形成器 I 产生一负脉冲, 加至累积器使 $g(t)$ 下降一层。这样继续下去使 $g(t)$ 始终尾随 $V(t)$ 变化。在接收端可将接收到的码脉冲序列加至累积器, 便可得到 $g(t)$ 阶梯信号, 然后通过低通滤波器就可以恢复出 $V(t)$ 。

为保证一定的变换精度, 传送的数码脉冲必须有足够高的重复频率, 或者说累加器输出的阶梯电压 $g(t)$ 能够跟得上模拟电压 $V(t)$ 的变化。这里抽样频率的确定再不能应用采样定理, 因为此时传送的不是连续函数的本身, 而是传送模拟量的一阶导数 (增量)。这时需要的抽样频率与信号的一阶导数的变化速率有关, 导数的变化率越快, 需要的重复频率就越高。

从传送的精度观点来看, 为了减小分层误差, 应该减小分层间隔, 或者说尽量增大层数 m , 即 $\delta = \frac{V_{\max}}{m}$ 减小, 其中 $V_{\max}$ 为模拟信号的最大值。

另一方面, 从增量调制的工作原理来看, 分层间隔 δ 不宜太小。因为被传送信号的变化速率太大时, 有可能使阶梯电压跟不上它的变化, 从而破坏了增量调制器的正常工作, 如图 4-36 所示。

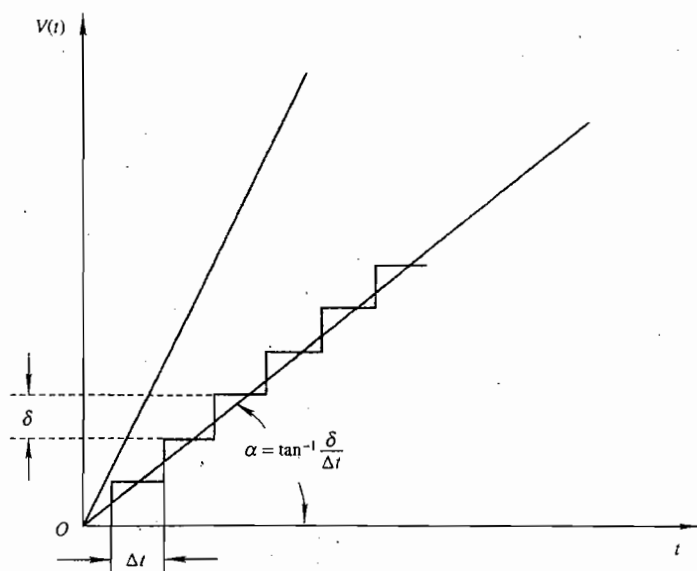


图 4-36 信号变化率与抽样率的关系

若信号的最大斜率 $V'(t)_{\max} = (dv/dt)_{\max}$ 小于阶梯电压的变化率, 则可保证跟随模拟信号电压, 即满足下式条件: $\delta \geq V'(t)_{\max} \Delta t$, 进一步整理得 $\Delta t \leq \frac{V_{\max}}{m V'(t)_{\max}}$ 。

作为极限情况, 我们考虑传送具有极限频率为 ω_0 的正弦信号, 即 $V(t) = V \sin \omega_0 t$, 则其

最大斜率为 $V'(t)_{\max} = V_m \cdot \omega_0 = \frac{1}{2} V_{\max} \cdot \omega_0$, 将值代入得 $\Delta t \leq \frac{2}{m\omega_0} = \frac{1}{m\pi F_0}$, 也即 $F_i \leq \pi m F_0$ 。

由上面的公式可以看出, 增量调制系统要求的抽样率已不是抽样定理所要求的是最高信号频率两倍的关系, 而是要求抽样率大于信号最高频率的 πm 倍。这说明增量调制系统要求的抽样率是相当高的。正因为这样, 增量调制系统的传送路数不可能太多。

为比较增量调制和二进制脉冲编码调制, 表 4-3 列出了传送幅度和最高极限频率都相同的正弦波的分层噪声功率、传送精度、脉冲重复频率等表达式; 表 4-4 列出了分层数 m 不同时二者的比较。

表 4-3 传送参数

调制形式	$\epsilon_{\max}$	P_S	P_N	$\sqrt{N/S}$	脉冲重复频率
ΔM	$\pm \delta$	$\frac{1}{2} V_m^2$	$\frac{F_a}{F_i} \frac{1}{3} \delta^2$	$\sqrt{\frac{8}{3} \cdot \frac{1}{\pi m^3}}$	$\pi m F_a$
PCM	$\pm \delta$	$\frac{1}{2} V_m^2$	$\frac{1}{12} \delta^2$	$\sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{1}{m^2}}$	$2 F_a \log_2 m$

表 4-4 不同分层数 m 时的比较

调制形式	m	脉冲重复频率	$\sqrt{N/S}$
$\Delta M (\pm \delta)$	50	$160 F_a$	2.6×10^{-3}
	20	$53 F_a$	1.03×10^{-2}
PCM ($\pm \frac{1}{2} \delta$)	1024	$20 F_a$	0.8×10^{-3}

由上面两个表可以看出:

(1) 当增量调制取分层层数为 50 层时, 它的传送精度与分层层数为 1024 的二进制脉冲编码调制的精度相当, 但是它要传送的脉冲重复频率已为二进制脉冲编码调制的 8 倍。因此增量调制不能安置更多的路数。

(2) 当系统的通频带已给定, 即在系统传送脉冲重复频率相同的情况下, 二进制脉冲编码调制的分层层数取 1024 层, 增量调制取 20 层时, 二进制脉冲编码调制可传送的路数为增量调制的 3 倍, 其精度比增量调制高一个数量级。

总之, 当要求测量路数较多和数据传送精度很高时, 采用二进制脉冲编码调制是优越的, 但编码器和译码器设备复杂; 然而当路数较少, 精度要求不高 (如 1% 左右) 时, 应当推荐增量调制, 因为增量调制器和解调器电路比较简单。增量调制的每一个脉冲只代表信号增量的符号, 而不像二进制脉冲编码调制那样每个脉冲具有不同的权。因此, 当传送过程中起伏噪声使“1”或“0”产生错码时, 也不会像二进制脉冲编码调制那样严重影响数据恢复的真实性。

4.4 典型遥测设备

4.4.1 遥测发信机

4.4.1.1 遥测发射机的组成

遥测发射机组成的原理框图如图 4-37 所示。

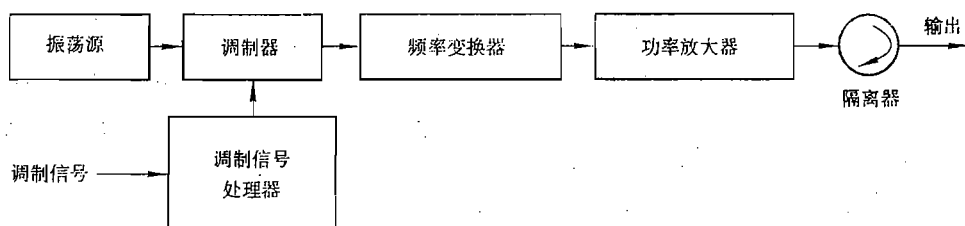


图 4-37 发射机组成框图

振荡源：产生高频载波；

调制器：对高频载波进行调制（对于直接调频，它应是振荡电路的一个组成部分；对于间接调频、调相，调制器所处位置视具体情况而定）；

调制信号处理器：对调制信号进行幅度调节、阻抗变换、频带压缩、预加重、码率切换等；

频率变换器、功率放大器：将已调载波的频率、功率变换到所要求的状态；

隔离器：一般在功率较大的发射机输出端都加有隔离器，以防输出端开、短路时损坏发射机。

遥测发射机的主要电气指标如下：

（1）工作频率：20 世纪 80 年代末以来研制的遥测发射机均按遥测标准规定在 S 频段（2200 ~ 2300MHz）内选取，各频道之间的间隔为 1 MHz。

（2）中心频率稳定度：遥测发射机中心频率稳定度的选取决定于工作频段、系统功能、对系统质量的要求及接收机捕获带宽等。频率稳定度分为时间稳定度和温度稳定度。时间稳定度又分为长期稳定度、短期稳定度和瞬时稳定度。一般说来工作频段越高，频率稳定度要求越高，按 IRIG106 遥测标准规定：遥测发射机的频率容差为最大带宽 $\pm 200\text{kHz}$ 的 $\pm 5\%$ ，对于标准带宽， S 频段发射机的频率容差为 $\pm 0.002\%$ 。如上所述，对发射机的中心频率稳定度的要求由系统的特性决定，可视具体情况而定。

（3）输出功率：遥测发射机的输出功率是系统所需的最小功率。一般地说，它是根据工作频段、接收机灵敏度、发/收天线增益、电波传播特性、通信容量、作用距离、馈线损耗、系统容量等因素决定的。在满足系统指标要求的前提下越小越好，按我国 GJB21.1A—92 规定， P 波段 $< 20\text{W}$ ， $SHF < 15\text{W}$ ，通常设备的有效各向同性辐射功率（EIRP）不能超过 25 W。

（4）调制指数：调制指数的大小应根据所选调制方式、接收机门限，并以获取较好的信噪比和较小的信号失真为原则折中选取。

（5）非线性失真：遥测发射机非线性失真的要求，视系统所采取的调制体制和系统对遥测参数质量要求的不同而异，例如在全 PCM 系统中，要求可以略低一些如 3% ~ 5%，在带有 PAM 系统中，由于信号的非线性失真直接影响所测参数的精度，因此要求较高，一般在全工作环境下小于 3%，在频分制系统中要求则更高。

（6）调制极性：根据遥测标准规定，调频发射机调制信号输入端电压增加时，输出载波频率提高；调相发射机输入端电压增加时引起输出载波相位超前增加；调幅发射机插入端电压增加时引起输出载波功率增加。

（7）调制频率响应：表征发射机对调制信号速率的响应能力，响应的速率越高，传输

信息的能力越强,目前国内使用的S频段调频遥测发射机调制响应为2 Mb/s。

(8)寄生发射干扰限制:为了经济地利用频谱,并避免系统间、设备间相互干扰,只允许发射机在规定频带内输出能量,对于规定频带以外的频谱分量必须有足够的抑制,MIL-SID-461, MIL-STD-462 及我国相应的标准 GJB151, GJB152 对电磁干扰发射的控制、灵敏度要求、电磁干扰特性及测量做出了具体规定。

4.4.1.2 调频发射机的工作原理

调频发射机是在航天器遥测系统中使用最多的一种,其主要优点是抗干扰能力强、传输容量较大、功率利用率较高,但占用频带较宽、设备较复杂。

调频发射机的设计可分为两大部分:调频波的产生功率放大。调频波的产生是发射机设计中的关键,因为它集中体现了发射机性能的优劣,如调制速率的响应能力、频偏的大小、调制的线性度、载波稳定度等。

本小节重点介绍调频波产生方法及其工程设计的基本原理。

调频波产生的方法主要可分为三大类:第一类是直接调频;第二类是间接调频;第三类是可变延时节频。在国内外的航天遥测发射机中前二者居多,现将它们的工作原理做简要的介绍。

1. 直接调频

直接调频是用调制信号直接控制振荡器的瞬时谐振频率获得调频波的一种方法,其基本原理是以可变电抗(可变电容或电感)元件作为振荡回路的一部分,用调制信号去控制该可变电抗元件的参量而实现调频,常用的主要电路有变容二极管调频振荡器和晶体调频振荡器。

在理论上,控制电感量和电容量都可以获得调制波,但在实际工程中,改变电容量往往比较容易实现。因此,绝大多数都采用改变回路电容量的办法,尤其是变容二极管调频已获得了广泛的应用。

采用变容二极管直接调频比振荡器虽能获得较大的频偏,但中心频率稳定度差,为满足工程应用,必须采取相应的稳频措施而使设计变得复杂。因而在体积要求高而传输码串和频偏要求不太高的场合,可利用石英晶体振荡器进行直接调频。

实践表明,即使采取种种措施,晶体调频振荡器的调频能力还是有限的,一般在满足一定非线性失真要求的前提下,只能达到中心频率的 $10^{-3} \sim 10^{-4}$ 量级,因此只在频偏要求较小、调制信号频率较低的场合下应用。

2. 间接调频

间接调频是借助调相来实现调频,其原理如图 4-38 所示。

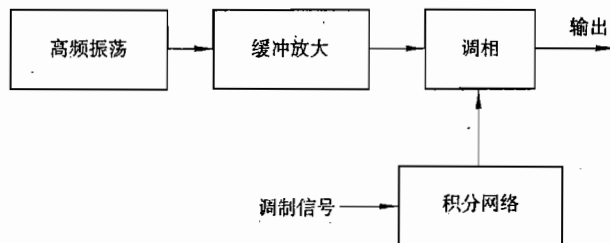


图 4-38 间接调频原理框图

由于间接调频不直接对载波振荡器进行调制,所以主振器可采用频率稳定度较高的晶体振荡器,但调相所能得到的线性调制指数很小,故当调制频率比较低时所能得到的频偏很小,使用场合也因此受到限制。

3. 可变延时的调频

声表面波调频振荡器属可变延时的调频,其基本原理如图 4-39 所示,它由一条声表面波延迟线、一个可变电抗相移网络和一个放大器组成,如果放大器的增益能补偿延迟线和可变电抗网络的损耗,且满足一定的 ($2n\pi$, n 为整数) 相位条件,就能产生振荡,用调制信号去控制外电路中的可变电抗网络,使载波的相移随调制信号线性地变化,就能达到调频的目的。声表面波调频振荡器的特点是载频稳定度介于晶体与 LC 振荡器之间,一般约为 10^{-4} 量级;调制能力也介于二者之间,因此可折中实现频偏和稳定度两方面的要求。其次,振荡频率高,减少了倍频级,从而减少了输出信号的谐波成分和噪声,改善了短期稳定度,且利于设备的小型化、轻量化。

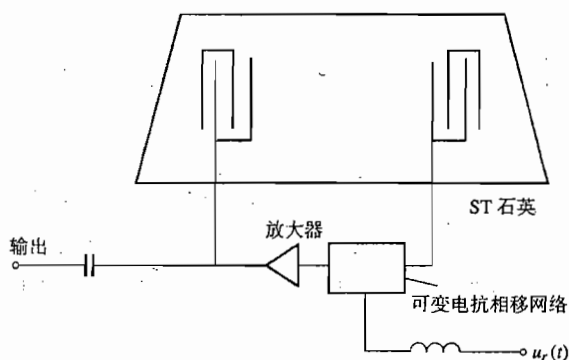


图 4-39 声表面波调频振荡器原理图

4.4.1.3 调相发射机的工作原理

常用调相发射机可分为两大类:一类是模拟调相;另一类是数字调相,或称相移键控。前者受相位调制器最大相移能力的限制,只适用于传输容量较小的场合;后者则可用于高速率的遥测系统。下面就这两类调相发射机在工程上常用的设计原理做简单介绍。

1. 调相波的产生

(1) 模拟调相法。实现模拟调相的方法很多,工程上常用的有两种:一种是用调制信号控制谐振回路或移相网络的电抗、电阻值以实现调相;另一种是矢量合成法。

① 谐振回路或移相网络调相。当载波信号通过一个变参回路后输出相位将随之改变,利用这一原理,可以组成各种调相电路。图 4-40 为带有变容二极管的移相网络示意图。

当调制信号经由 R_1 、 R_2 组成的网络输入电路时,变容二极管 C_V 的结电容随调制信号而变化,回路的谐振频率也将随调制信号发生变化,当载波经过此回路时其相位也发生偏移,可以证明所产生的相移 $\phi \leq \pi/6$,且回路电容在调制信号 $u_\Omega(t)$ 调制下的变化 $\Delta C = K_C u_\Omega(t)$ 远小于回路初始电容 C_0 时,则有:

$$\phi \approx -2Q\Delta f / f_0 \approx Q\Delta C / C_0 = Q(K_C / C_0)u_\Omega(t)$$

条件 $\phi \leq \pi/6$ 为采用上述调相方法所能产生的最大相移,即最大调制指数 $M_{\phi \max}$ 不超过

$\pi/6$ 。在工程设计中,为保证足够的线性,对于单级移相回路,调制指数一般不超过 0.2。在调制指数要求较大的场合,可采用多级移相网络串联或倍频的办法来获得。

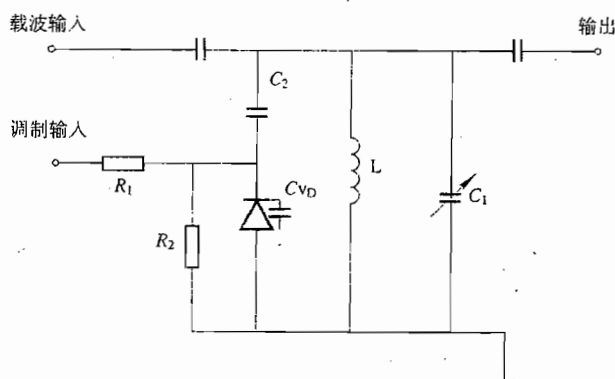


图 4-40 变容二极管的移相网络

② 矢量合成法。当用信号 $u_{\Omega}(t)$ 对载波入 $A_0 \cos \omega_0 t$ 调相时,得到的调相波为:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= A_0 \cos[\omega_0 t + K_{\phi} u_{\Omega}(t)] \\ &= A_0 \cos \omega_0 t \cos[K_{\phi} u_{\Omega}(t)] - A_0 \sin[K_{\phi} u_{\Omega}(t)] \sin \omega_0 t \end{aligned}$$

若 $K_{\phi}[u_{\Omega}(t)]_{\max} \leq \pi/6$, 则 $\cos[K_{\phi} u_{\Omega}(t)] \approx 1$; $\sin[K_{\phi} u_{\Omega}(t)] \approx K_{\phi} u_{\Omega}(t)$ 。故

$$s_0(t) = A_0 \cos \omega_0 t - A_0 K_{\phi} u_{\Omega}(t) \sin \omega_0 t$$

由上式不难看出,当最大相移 $\leq \pi/6$ 时,调相波可由 2 个信号叠加而成:一个是载波振荡 $A_0 \cos \omega_0 t$,另一个是载波被抑制的双边带调幅波 $A_0 K_{\phi} u_{\Omega}(t) \sin \omega_0 t$,两者的相位相差 $\pi/2$ 。把两者看成两个矢量,则合成振荡为两者的矢量和,是一个调幅、调相波,用限幅的办法去掉幅度调制后,就得到了调相波。

双边带调幅波可用平衡调幅器获得,实现上述调相方法的原理如图 4-41 所示。

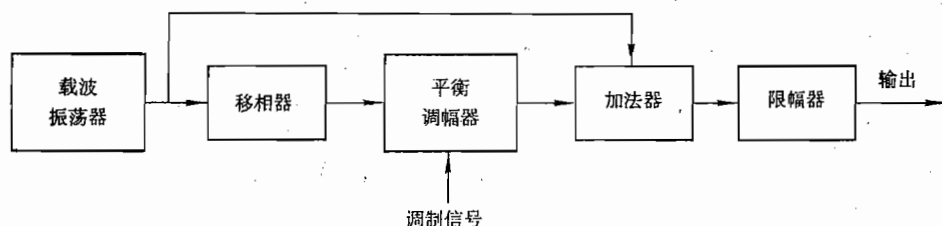


图 4-41 矢量合成法调相原理框图

这种方法本质上是调幅转换成调相,从这一机理出发在工程上还可以采用别的方法,如调幅波与移相 $\pi/2$ 的载波反相调制、相位相差 $\pi/2$ 的两调幅波合成等,在此不做介绍。矢量合成法的最大相移不大于 $\pi/6$ 。实际上,在线性要求较好时,一般不超过 $\pm 15^\circ$ 。

(2) 相移键控法。为适应从空间到地面的高速率传输,工程上常用抑制载波的调制体制,它具有传输容量大、抗干扰能力强、保密性好等特点。抑制载波调制系统简单的可以是

BPSK 调制, 即二进制相移键控。在这种体制中, 载波的相位对应于调制信号的低电平和高电平分别为 0° 和 180° , 该特性由方波信号产生, 以使信号能瞬时改变其相位, 其原理如图 4-42 所示。

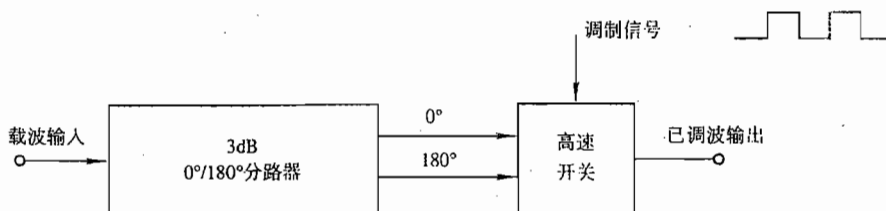


图 4-42 BPSK 调制器原理框图

除 BPSK 以外, 相移键控还延伸出多种调制体制, 如 QPSK, OQPSK, 高斯滤波最小移频键控 (GMSK) 等。这些调制方式在前面都已经介绍过了, 在此不再赘述。

4.4.2 遥测发射天线

1. 遥测发射天线的主要技术要求

对遥测发射天线的主要技术要求有如下几个方面。

(1) 良好的电气性能。它首先应能够将遥测发射机输出的高频振荡信号高效地向地面站辐射。

(2) 气动阻力要小。尽可能采用低剖面或平装的天线形式。若采用突出于导弹、航天器表面的外伸天线, 其气动外形要好, 迎风面要小。在满足电性能的情况下, 天线外形尺寸要尽可能小。

(3) 足够的机械强度。能承受各飞行时段的振动、冲击和过载的环境作用。

(4) 介质材料的温度稳定性要好。天线本身由于防热、支撑、填充等要求, 必不可少地要用一些介质材料。导弹、航天器在飞行过程中, 天线温度将会有较大的变化, 这时介质材料电参数的温度特性将直接影响天线性能, 故应选用电参数温度系数小的介质材料。

(5) 良好的耐电击穿特性。如果天线输入功率足够大, 有可能在某一飞行高度范围内, 由于天线附近气体的被击穿, 造成天线阻抗特性和方向图变化而影响整个遥测系统的正常工作。

(6) 应满足天线方向图的一些特殊要求。对遥测发射天线方向图的要求, 决定于飞行轨道、地面站数量和位置、导弹、航天器表面外形和尺寸等。天线方向图应满足飞行过程中各地面站可靠连续地接收遥测信号的要求。

(7) 天线的数量和布局要合理。应依据天线方向图的要求决定天线的形式、数量和布局。但是这些又受到导弹、航天器本身结构等的制约。理想的天线位置往往不一定能允许安放天线。通常需要采取折中方案, 合理兼顾。

2. 遥测发射天线的主要电气性能

(1) 阻抗特性。天线的输入阻抗应与馈线匹配, 这样才能将遥测发射机经馈线传送的高频振荡信号能量 (功率) 有效地输入给天线。人们常以驻波比来表示匹配性能的优劣, 全匹配时, 驻波比为 1。传输能量与驻波比之间的关系为:

$$P = 4S / (1 + S)^2$$

式中 P ——传输能量;

S ——驻波比。

一般情况下, 遥测发射天线的驻波比应小于 1.5。

另外遥测发射天线的输入阻抗受天线防护盖板及飞行器壳体的影响, 在计算和调试天线阻抗时, 也要考虑到这些因素。

(2) 天线方向图。遥测发射天线的方向图表示天线向空间辐射能量的指向性和均匀性。在飞行器姿态比较稳定时, 可用强方向性的天线; 若飞行器姿态不固定, 必须用弱方向性或均匀方向性(全向)的天线。

天线方向图有功率图、极化图和相位图 3 种。遥测发射天线的方向图受飞行器壳体的影响, 计算和测量方向图时, 不可忽视这种影响。

(3) 天线效率。天线效率为辐射功率与输入功率之比, 即:

$$\eta = P_r / P_i$$

式中 η ——天线效率;

P_r ——天线辐射功率;

P_i ——天线输入功率。

天线效率决定于天线尺寸、天线结构中的介质材料损耗和金属导电率等因素。

(4) 天线增益。天线增益为一个天线最大辐射方向的辐射强度与一个无损耗、无方向的参考天线在同一输入功率下的辐射强度之比。增益 G 用分贝(dB)表示为:

$$G = 10 \lg(P_1 / P_2)$$

式中 P_1 ——天线在最大辐射方向的辐射强度;

P_2 ——参考天线的均匀辐射强度。

一般而言, 对遥测发射天线的增益不应要求太高。高增益会使天线尺寸和重量增加, 必然对天线在飞行器上的安装带来困难。同时天线大增益是指天线辐射最强的方向, 但在飞行器姿态不稳定的情况下, 只考虑天线最大增益没有多大意义。这时应对某些角度范围内的天线增益提出要求, 具体的角度范围和天线增益值应由地面站位置、飞行器轨道和姿态、遥测系统的有关参数(遥测发射机输出功率、地面遥测接收机灵敏度、地面站天线增益等)决定。

天线在某一方向的增益既包含了天线方向性, 也包含了天线效率, 即:

$$G = \eta \cdot D$$

式中 G ——天线增益;

η ——天线效率;

D ——天线方向性。

(5) 极化。天线极化用电场方向表示, 可分为线极化(垂直极化和水平极化)、圆极化(左旋和右旋)、椭圆极化。遥测发射天线和地面接收天线极化形式应一致, 否则会引起极化失配损失。

飞行器姿态的变化会造成天线极化的改变, 遥测发射天线通常多采用线极化形式, 地面

接收天线应为圆极化,以便减少或防止更大的极化失配损失。

(6) 天线频带宽度。满足天线方向图和阻抗特性(或驻波比)要求的频率范围称为天线频带宽度,简称天线带宽。遥测发射天线带宽要足够宽,以防止周围环境条件变化造成天线谐振频率漂移。

(7) 有效防止天线在高空时低气压击穿。应认真计算并经实验证明,在遥测发射天线的工作高度范围内,天线能连续正常工作而不发生高空低气压击穿现象。

3. 常用的几种遥测发射天线形式

遥测发射天线按其本身的结构形式可分为振子天线、叶片天线、开槽天线、螺旋天线(平面螺旋、对数、等角、阿基米德等)、波导天线、微带天线等;也可按飞行工作区间分为主动段(动力飞行段)遥测天线和被动段(自由段和再入段)遥测天线;还可按天线突出于飞行器表面的高低程度分为外伸天线、低剖面天线和平装天线。常用的遥测天线形式为振子天线、开槽天线和微带天线。

(1) 振子天线。振子天线结构简单,其结构外形有垂直式、倾斜式和倒“L”式,它的总长度决定于工作频率、天线安装位置和方向图要求,一般约为四分之一波长,其大致外形结构如图 4-43 所示。

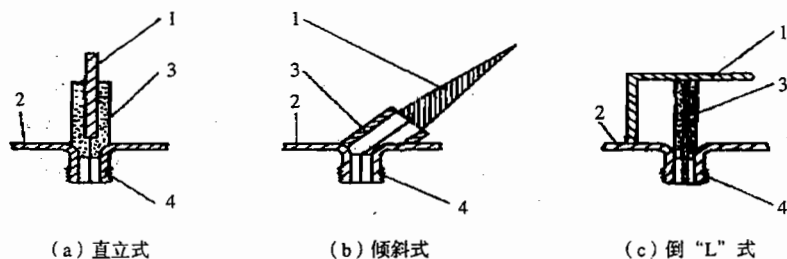


图 4-43 三种振子天线外形结构

1—辐射体; 2—飞行器金属壳体; 3—介质材料; 4—高频插座

(2) 开槽天线。开槽天线结构强度高,可齐平安装,频带较宽。按槽的形式,又可分为纵槽、横槽和斜槽 3 种,其形式如图 4-44 所示。

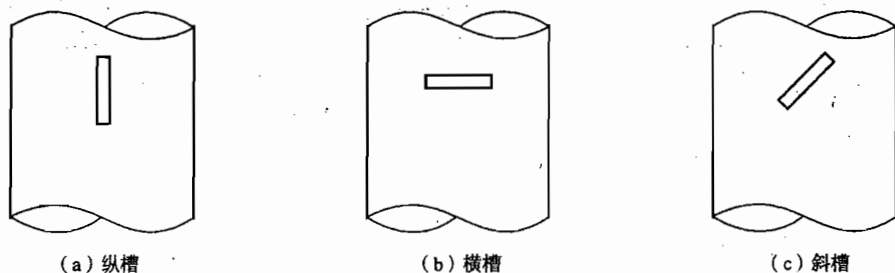


图 4-44 开槽天线

开槽天线常用探针式或“T”型方式馈电,其形式如图 4-45 所示。

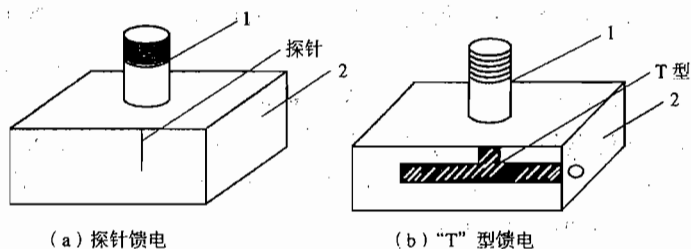


图 4-45 开槽天线馈电方式示意图

1—高频插座；2—天线壳体

用改变伸进天线内腔的螺钉长度的方法可在较宽的频率范围内改变天线的谐振频率，图 4-46 为一个典型的矩形开槽天线结构示意图。

将开槽天线辐射口斜切一定角度，可以使天线方向图发生倾斜。

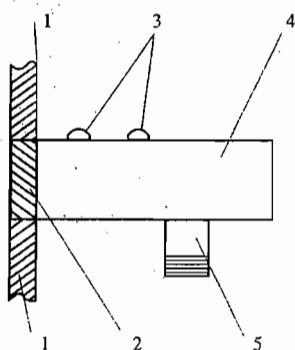


图 4-46 典型的矩形开槽天线结构示意图

1—飞行器金属表面；2—辐射口防护材料；3—调谐螺钉；4—天线壳体；5—高频插座

(3) 微带天线。微带天线的特点是剖面低、质量轻、成本低、加工制造容易、馈电方式简单，其典型结构如图 4-47 所示。

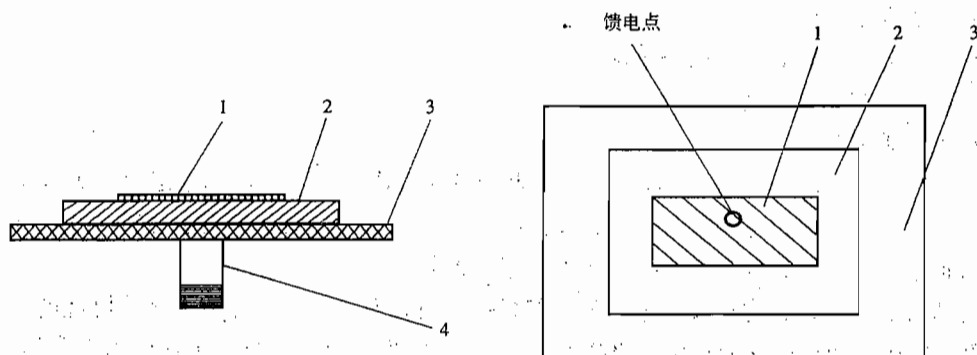


图 4-47 底馈矩形微带天线结构示意图

1—微带元（天线贴片）；2—天线介质基板；3—天线接地板；4—高频插座

天线贴片可为矩形、圆形、环形、三角形等，馈电方式也可用带线方式。

微带天线可以产生很宽的波束，用它做成天线阵也可获得所需要的窄波束或所希望的指

向。适当地安排其馈电点位置,可以得到与馈线的良好匹配及所需要的极化,还可以实现双频或多频工作。

4. 遥测发射天线在设计中的应用中的一些特殊问题

遥测发射天线应能够全程(自飞行器起飞至再入落地)工作。由于主动段和再入段环境条件的变化,使遥测发射天线在设计中遇到一些特殊问题。这些问题主要是高空低气压的微波击穿、火焰衰减和再入“黑障”等。

(1) 高空低气压微波击穿。国内外许多飞行试验的遥测数据表明,在离地球表面30~100km的高度范围内,常常会发生短时间的天线击穿现象。这种现象出现的高度与使用的工作频率、天线形式和尺寸、天线安装位置、飞行速度、脉冲持续时间、重复频率、天线输入功率等因素有关。出现这种现象时,会导致3种结果:天线辐射功率下降、天线辐射阻抗变化、天线方向图畸变。

天线的电击穿通常在两种情况下产生:由于天线结构中介质物质耐电击穿强度不够;由于天线附近空气耐电击穿强度不够。天线在高空低气压时的微波击穿属于后面的一种击穿。

天线在高空低气压时的微波击穿有两个重要参数应进行估算,即临界击穿高度和天线的耐击穿强度。所谓临界击穿高度是指对应于每个无线电频率都有一个最小击穿强度的飞行高度。当电磁场的能量以最大的效率转变为空气中的电子杂散运动的动能时,空气的电击穿强度最小。也就是说,当电磁场的角频率大约等于空气中的电子与中性分子碰撞频率时,就会发生空气的微波击穿。根据碰撞频率与压力的关系可得:

$$p\lambda = 36$$

式中 p ——大气压力(133.322 Pa);

λ ——无线电工作波长。

由上式可以估算不同频率时的临界击穿高度。

天线的耐击穿强度受天线形式、气流速度、连续波、脉冲波等因素的影响,可以通过估算和实验验证。

为防止天线在高空中的电击穿,可提高天线功率容量。提高功率容量的方法有以下4种:

- 外加直流偏压;
- 天线上用介质涂层或用介质覆盖;
- 适当改变天线形状与结构;
- 用介质填充。

(2) 发动机喷焰对电波的衰减。运载火箭发动机在动力飞行段的喷焰会对无线电信号的传输产生衰减、折射和相位变化,因此遥测发射天线在飞行器上的安装位置、地面遥测接收站的布局 and 系统参数的选择等都应考虑喷焰对遥测信号传输的影响。

发动机的燃料在燃烧过程中不可能全部燃烧,因此不可避免地存在未充分燃烧的少量燃料,特别是在发动机点火和关机时更是如此。另外,在发动机工作过程中还会出现下列情况:

- 产生涂抹在发动机内部的熔液;
- 发动机点火时出现火花;
- 由于颤振和振动,发动机内壁有脱落的固体涂层。

以上这些因素也会对电波造成一定衰减。

一些飞行试验表明,在关机点前后,特别是在级间分离的短时间内(约零点几秒)会造成对电波信号大约 20dB 的衰减。

喷焰对电波的衰减与燃料成分、工作频率、天线在飞行器上的安装位置有关。遥测发射天线位置应尽可能远离发动机喷口。

(3) 再入等离子体环境中的遥测发射天线。再入“黑障”早已为从事航天领域无线电遥测技术的人们所重视。

再入“黑障”造成中断不单是由于等离子体鞘套造成的电波衰减(包括折射和反射),遥测发射天线在这种环境下的性能变化也是重要原因之一。再入时的天线性能变化有:

- 天线失配;
- 天线方向图变化;
- 天线效率下降。

天线失配指天线在等离子体环境中改变了天线与原自由空间时的良好匹配,从而改变了馈线与天线的阻抗匹配,使发射机的输出功率不能全部送到天线。

天线方向图变化是等离子体鞘套中电子密度分布的不均匀性(纵向和径向)所引起的。

天线附近的等离子体鞘套改变了天线的原工作环境,即由原来的自由空间状态变为具有高电子密度的等离子体且分布不均匀的特殊状态。为使遥测发射天线能在等离子体环境中工作,已有一些措施可以采用。如加阻抗自动匹配网路,能改善天线在再入时的阻抗失配,但自动阻抗匹配网路的插入损失应该小,否则会得不偿失。另一个办法是在天线表面加一层可烧蚀的熔融层,用它在烧蚀时的影响去补偿或抵消等离子体鞘套对天线失配的影响,这种办法在理论上可行,但需进行大量的试验去检验、修正。对于一个给定的再入体,再入中断范围可以通过天线位置和信号频率的选择,使之减到最小程度。

第5章 遥控技术

5.1 遥控系统的组成及操作过程

5.1.1 系统组成

遥控系统是遥测遥控系统的一个重要组成部分，它与遥测系统共同构成一个有机整体。遥控对被控对象实行远距离操作控制，这就涉及到信号传输和变换的问题。若信号的传输是利用有线进行的，就称为有线遥控，若信号的传输是利用无线电进行的，就称为无线电遥控。

为了使设在远方的被控对象按照要求去动作，控制端（调度端或遥控站）必须向被控制端（执行端）传送一个指示被控对象工作或如何工作的命令，我们称这个命令为遥控指令。例如，遥控靶艇的开机、关机、左舵、右舵、全速、中速和倒车等指令。遥控指令又分连续指令和断续指令。数值连续变化的指令叫连续指令，如控制输油管道流量和压力的指令；数值间断的指令叫做断续指令，如闸门的开、关指令。

为了提高传输通道的利用率，即用尽量少的传输通道来传送更多的指令内容，和遥测系统一样需要采用多路传输技术。

根据遥控的体制和使用场合不同，遥控指令可以使用各种不同的特征。为了增加遥控系统的指令容量，可以把这些信号特征进行各种组合编码，诸如：电压极性的组合方式，电信号相位的组合方式，电信号幅值的组合方式；频率的组合方式；脉冲的宽度、相位、幅度等参数的组合方式；脉码组合方式等。

实际上，应用最多的是频率组合方式（频率编码）和脉冲组合方式（脉冲编码）。在频率组合方式中又分单音指令和多音指令。单音指令每个指令内容由单个音频信号构成，它抗干扰能力差，只能用在要求不高的遥控系统中。多音指令由两个或两个以上音频信号组合而成，所以多音指令不但可以增加指令容量还可以作为保密措施。脉冲编码指令具有指令容量大、抗干扰能力强、保密性好和便于用数字逻辑电路来实现等优点，近来得到了广泛的应用。

在脉冲编码式遥控中，常常应用恒比码作为指令码。所谓恒比码就是每个指令码中“1”和“0”的个数保持相同的比例，这样可以根据这个比例关系是否被破坏来判断遥控指令在传送过程中是否产生了错误。

如果恒比指令码“1”和“0”的总数为 n ，其中“1”的个数为 m ，则可以得到所有指令码的组合数为 $n!/(n-m)!m!$ 。例如5中取3恒比指令码，可以得到 $5!/2!3!=10$ 个指令码。

除采用恒比码之外，还可以采用其他一些码型，这里为了说明遥控系统的组成只做简单的介绍。

遥控系统对遥控指令信息传输的可靠性要求是很高的，通常都对指令码组加以保护和监督。为使遥控指令尽量不出或少出错，或即使出了差错也能很快地被发现或被纠正。这些差

错控制方法除采用前面介绍的几种方法之外,还可以采用奇偶校验、定和校验和循环码校验方法。奇偶校验方法是利用码组里“1”的奇偶特性来监督码组是否正确,它可以在发端组成奇偶监督码,在收端进行校验。例如,收端校验结果是奇数,就向发端返回一个长脉冲;若校验结果是偶数,就向发端返送一个短脉冲,这样发端就能够检出传送遥控指令的错误。也可以采用定和校验方法,就是发端发出的脉冲数和收端返回的脉冲数之和为一常数。例如发出脉冲数是4,返回脉冲数是7,定和校验是11,这样可以得到4种组合。

5.1.2 简单动作型操作过程

下面讨论遥控系统的操作方式。根据系统要求和完成任务的不同,遥控系统的操作方式分为一次动作型、二次动作型和三次动作型。

对一个(1:1)遥控系统进行操作控制时,通常首先要选择控制点(地址),例如要控制的是哪一个阀门,然后进行功能操作,例如开或关的操作。这两个操作放在一个动作中去完成就称为一次动作型。图5-1示出一次动作型的操作过程,它在完成了选址任务以后,紧接着送出一个遥控指令,使被控对象执行动作。



图 5-1 一次动作型操作过程

一次动作型具有操作程序少、操作时间短、设备简单等优点,缺点是误动作概率较高,可靠性差。如果操作人员进行两次操作才能完成遥控动作,就称二次动作型操作方式。首先进行选择地址操作,收端收到这个选址指令以后通过反向信道给发端送去一个回答信号,发端根据这个回答信号来判断地址选择是否正确,这种识别发端所做的选择操作是否正确的过程我们称为确认。确认在遥控操作中是非常重要的,它可以保证遥控操作准确进行,因为在确认过程中使用了各种有效的校验方法。

如果确认选择是正确的,下步便可进行功能操作。如果确认选择是错误的,可以发出取消原选择的指令。图5-2示出二次动作型的操作过程。

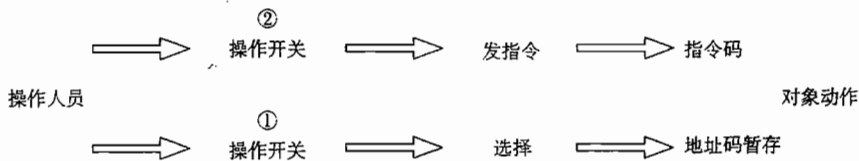


图 5-2 二次动作型操作过程

二次动作型是在操作人员确认选择正确的情况下,进行遥控功能操作的,所以它操作程序多、时间长、设备也较复杂。但是,由于它具有准确、可靠的优点,所以现在的遥控系统几乎全部采用二次动作型操作方法。

对于各种(1:N)式遥控系统,遥控操作应当首先进行群选择(即被控站选择),收端收到群选择指令以后,通过反向信道,给主控站一个回答信号,如果回答是对的,那么紧接着就发地址选择码。收到这个地址选择码以后,再通过反向信道给主控站一个回答,如果回答也

是对的, 操作人员就可以进行功能操作使被控对象动作。在被控对象动作以后, 把被控对象的现有状态通过反向信道送给控制端, 至此一个动作的控制便告结束。图 5-3 示出了这个过程。

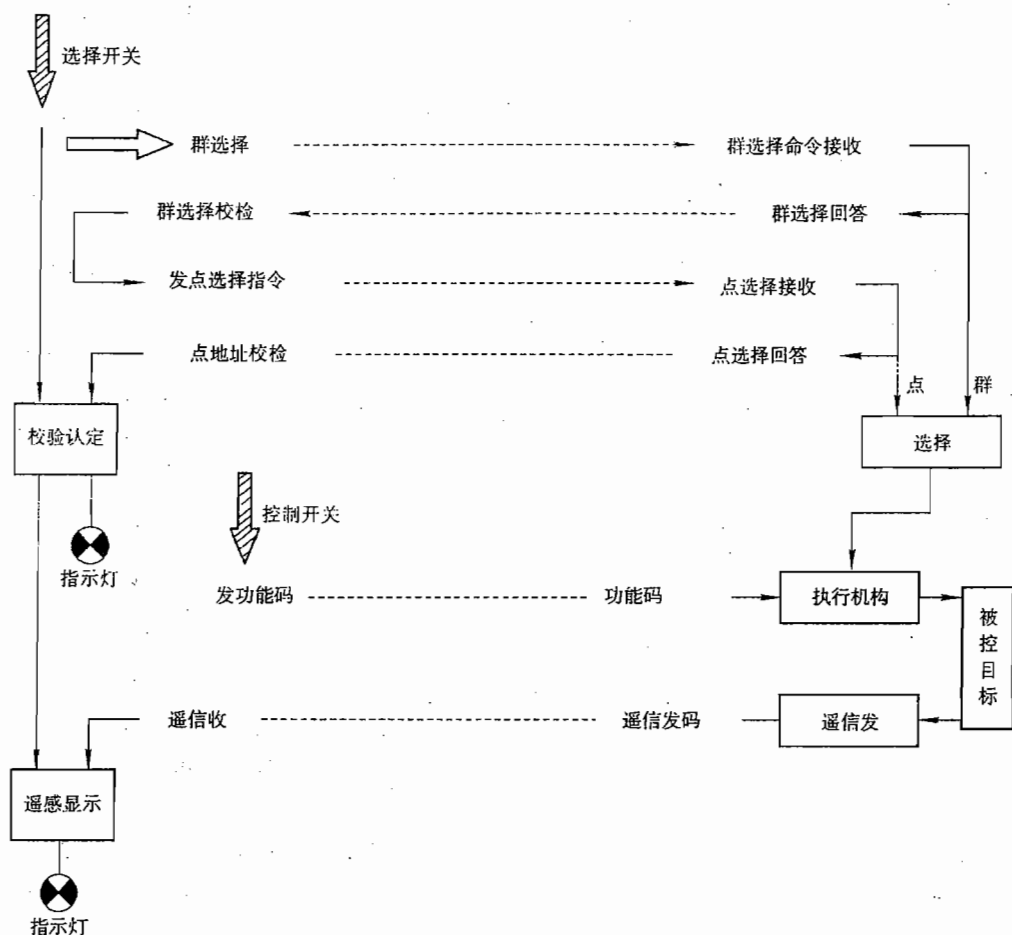


图 5-3 典型遥控系统操作过程示意图

由上述讨论可知, 遥控系统的主要问题是选择合适的指令码型和适当的保护措施。图 5-4 所示为典型遥控系统方框图。

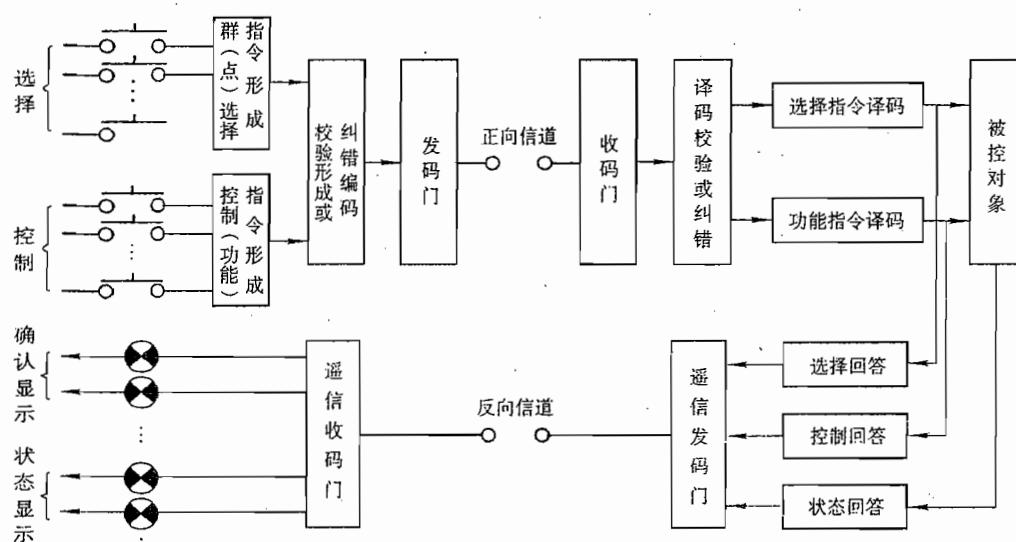


图 5-4 典型遥控系统方框图

5.2 遥控系统的工作方式

5.2.1 实时工作方式

遥控的实时工作方式是当遥控系统的控制端进行指令操作时或被控端有要求时，系统立即开始工作，对被控对象进行“及时”的遥控。当信息传递完了，系统也就停止了工作。它不需要复杂的同步设备，只需要一个起始同步头，被控端识别出这个起始时刻以后就自动工作。图 5-5 和图 5-6 是实时工作方式的控制端和被控端的方框图。

当进行遥控指令操作时，此操作被记忆电路所记忆，并且产生一个使扫描计数器工作的起始信号。扫描计数器收到启动信号以后，对标准时钟进行计数，结果输出一串二进制序列，译码器对这一列二进制序列进行译码。译码器输出信号顺序扫描记忆电路，当扫描信号与记忆电路的状态一致时，就使扫描计数器停止计数。计数器保持停止计数时其状态不变，它就是遥控指令码组，这时即遥控指令操作结束。

扫描计数器停止计数时产生一个使发码分配器工作的启动信号使其工作。发码分配器依先后顺序分别打开并一串变换门，使得遥控指令码组变为串行脉冲码组。附加同步脉冲和奇偶校验码之后送给调制器。

经调制器调制的信号，通过传输通道向被控端传输。在被控端将已调信号解调后，首先由同步脉冲检出器检出其同步脉冲，使收码脉冲分配器工作。收码分配器向串-并变换门及收码寄存器提供脉冲，将串行二进制码变换为并行二进制序列，并寄存起来。经译码器译码之后，此遥控指令送往选择控制电路并等待着控制端校验命令的到来。

为了把收到的遥控指令返回控制端，接收寄存器送给并-串变换门一个启动脉冲，将此遥控指令在发端的并-串变换门里变换成串行脉冲码，在附加同步脉冲和奇偶校验脉冲以后，经调制后返回控制端。控制端将码组解调，检出同步脉冲，使收码分配器工作。它又向串-并

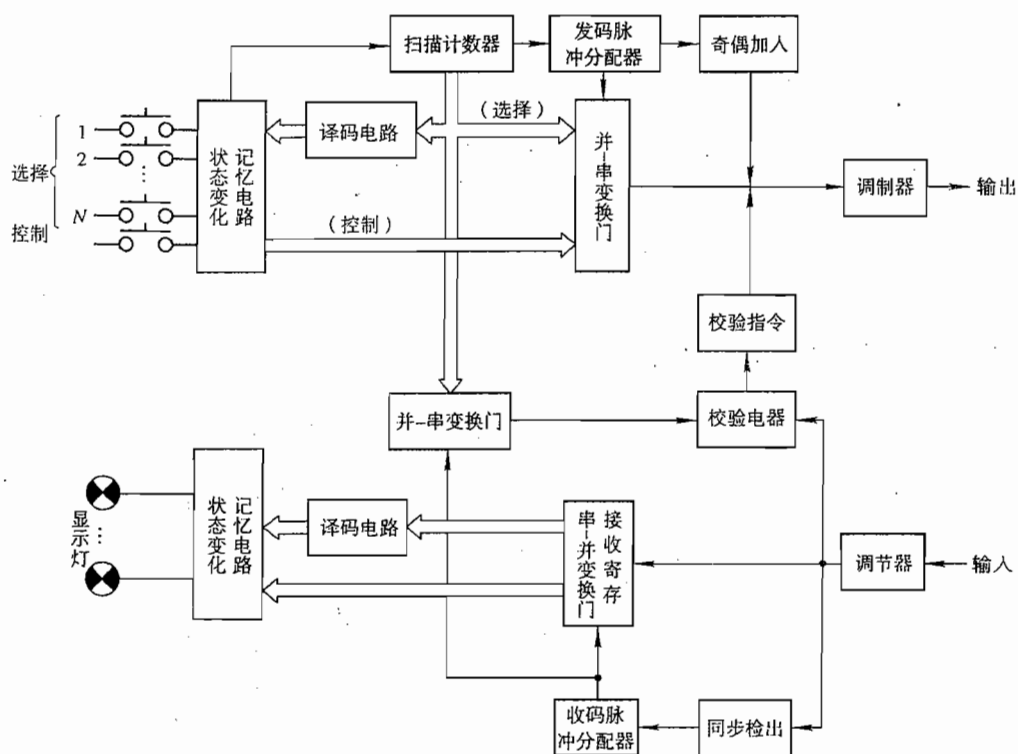


图 5-5 实时工作方式控制端框图

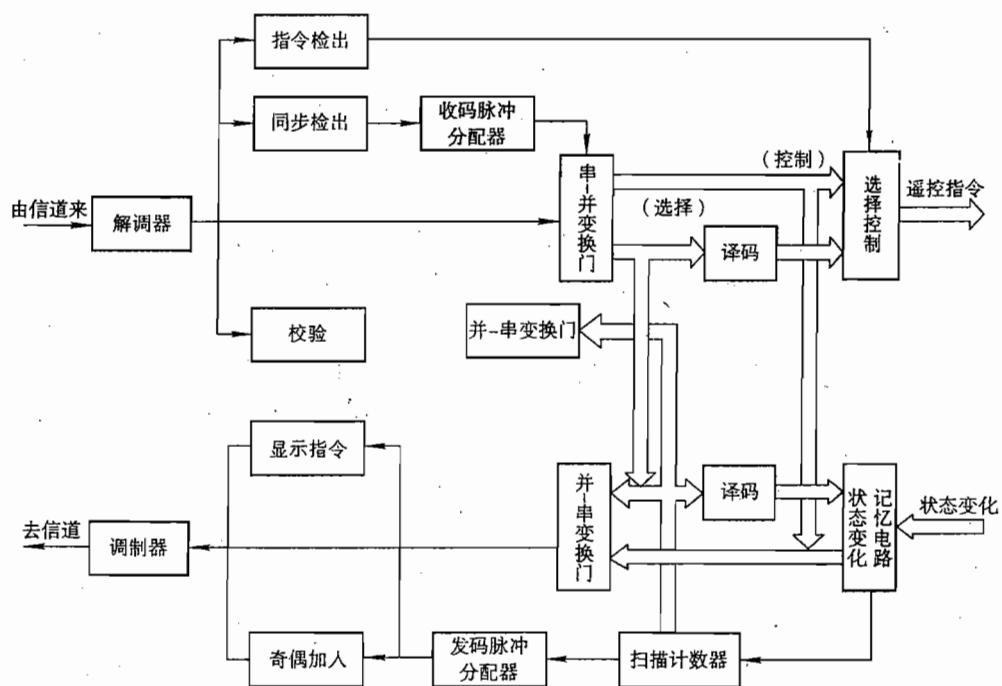


图 5-6 实时工作方式被控端框图

变换门提供脉冲,将原扫描计数器保存的状态变换为串行码,加给校验电路,正好和返回的指令码组逐个码元进行比较。如果没有错误发生,则对照校验电路向校验指令单元提供脉冲。校验指令单元产生校验指令,经调制器将此校验指令送往被控端,同时控制端设备全部恢复原状态。

校验指令在被控端由解调器解调以后,被指令检出电路检出,选择控制电路里和等待在那里的遥控操作指令一起送给被控对象,使其动作。

如果校验结果有错误,则校验指令电路产生一个撤销命令,经通道传给被控端,选择控制电路将寄存在那里的遥控指令撤销。

返回的遥控指令除去校验电路校验外,经译码后送给显示电路显示,供操作人员观察。

控制的结果会使被控制对象产生状态变化,这个状态变化被记忆电路记忆并经过和遥控指令大体相同的过程送给控制端。

上面讨论了实时工作方式的遥控系统,在这种工作方式中,控制端可以主动向被控端发出指令,同时被控端也可以向控制端主动发出状态变化信息。这种对被控端的状态实时加以监视是必要的。大多数情况下,被控端并不需要主动向控制端发出指令信息,只是希望控制端是主动的,而被控端是被动的。在这种情况下,控制端向被控端发出指令时,被控端做一次回答,这种工作方式称问答式遥控系统,或者称应答式遥控系统。

5.2.2 循环工作方式

循环工作方式遥控是基于时分多路传输系统的,这里主要讨论它的组成原则。

循环工作方式遥控信息交换是由时分开关操纵反复传输的,即遥控信息是以一定时间间隔周期性地传输,当然收发双方的时分开关是需要同步的。

在循环方式遥控系统中,把 N 个控制对象分成若干群,每群又分若干个被控对象(称为点),对群和点分别赋予群选择地址码和点选择地址码。对每个地址还应当执行不同的功能,如开、关等,所以对不同功能还应赋予功能码。此外,对需要调整对象还应当设置调整码。

下面以 $N=100$ 为例说明循环式码组的构成。总控制对象为 100,分为 10 群,每个群又分为 10 个点,这样总共可以得到 100 个控制对象。群和点选择地址码可以用 5:2 恒比码,它共可以得到 $5!/3!2!=10$ 种组合,如表 5-1 所示。功能码可以采用 3:2 恒比码,如表 5-2 所示。

表 5-1 5:2 恒比码编码组合

群	点	编 码 输 出				
10	1	1	1	0	0	0
20	2	1	0	1	0	0
30	3	0	1	1	0	0
40	4	1	0	0	1	0
50	5	0	1	0	1	0
60	6	0	0	1	1	0
70	7	1	0	0	0	1
80	8	0	1	0	0	1
90	9	0	0	1	0	1
00	0	0	0	0	1	1

表 5-2 3:2 恒比码编码组合

功能描述	编 码 输 出		
开功能	0	1	1
关功能	1	0	1
测功能	1	1	0

对于通信码组中的群码, 可以用四位 8421 代码, 组合成 10 个群地址, 对于像只有开和关这样极限状态的遥信信息可以安排 10 位码元, 每 1 位都设置 1 个送信状态, 这样总共可以得到 100 个遥信量的传输。

这样安排的码型可使发码电路及收码电路大大简化。表 5-3 所示为遥控及遥信码的结构安排, (a) 为遥控信息码, (b) 为遥信信息码。

循环式遥控系统的信息校验方法不适宜采用连送校验方式, 因为它是循环工作方式, 所以大都采用连送校验方式。为了更可靠起见, 对于采用恒比码的系统可以采用连送校验再加上定和 (等比) 校验, 有时还要加上总数校验。对于采用二-十进制码的系统, 通常采用的校验方法是连送加奇偶加总数校验, 连送的次数通常都是 2。

表 5-3 遥控及遥信码结构安排

(a)	1 2 3 4 5	1 2 3 4 5	1 2 3	调 整 码
	群 地 址 码	点 地 址 码	功 能 码	

(b)	1 2 4 8	1 2 3 4 5 6 7 8 9 0	校 验
	群 地 址	点 地 址	

图 5-7 是 5:2 恒比码的编码电路图。图中选择电键是对应的群或者点选择内容, 这通过电流即可简单地实现。

图 5-8 是循环方式遥控系统的方框图。在控制端, 当操作控制按键时, 则群 (点) 选择指令经编码电路编码后送入发码扫描门, 在时序电路的控制下, 首先将指令变为串行码, 再进行两次连送, 经信道调制器调制以后送往传输通道进行传输。收端收到这个指令以后, 首先解调判决, 然后在时序电路的作用下将先发的指令暂存在移位寄存器中。当后发指令到来时, 将寄存器中所存的内容一边移出, 一边和后发 (第二次连发) 的内容一一对应比较校验, 检查这两次连发指令是否一致。如果没有错误, 则打开执行门进行译码, 在译码的过程中再进行恒比较验。最后, 将正确的指令内容送给控制执行电路, 等待控制指令的到来, 同时将送出一个选择结束信号, 经过反向信道和上述选择指令大体相同的步骤传给控制端。控制端收到正确选择完的信号后, 自动地发出控制功能码, 在完成各种校验以后, 控制执行电路与选择指令码一起使被控机器动作。

这种循环工作方式遥控系统在时序电路的作用下, 以第一群、第二群、……、第十群的关系依次传送。这样便于和遥测系统结合在一起共同构成一个完整的遥控遥测系统。

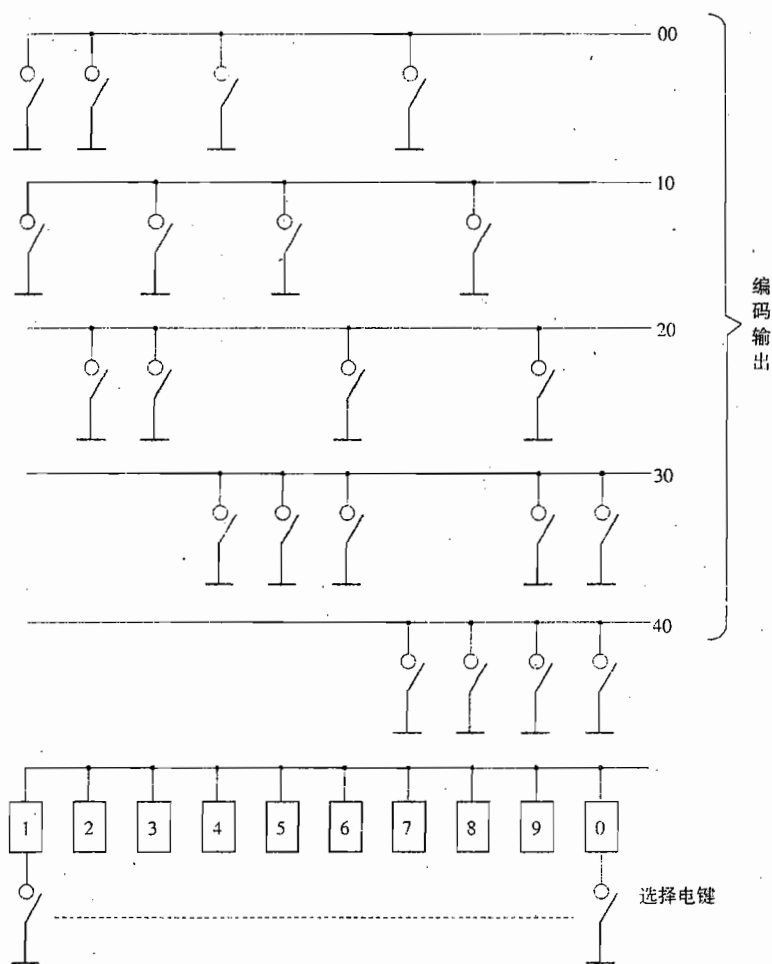


图 5-7 5:2 恒比码编码电路

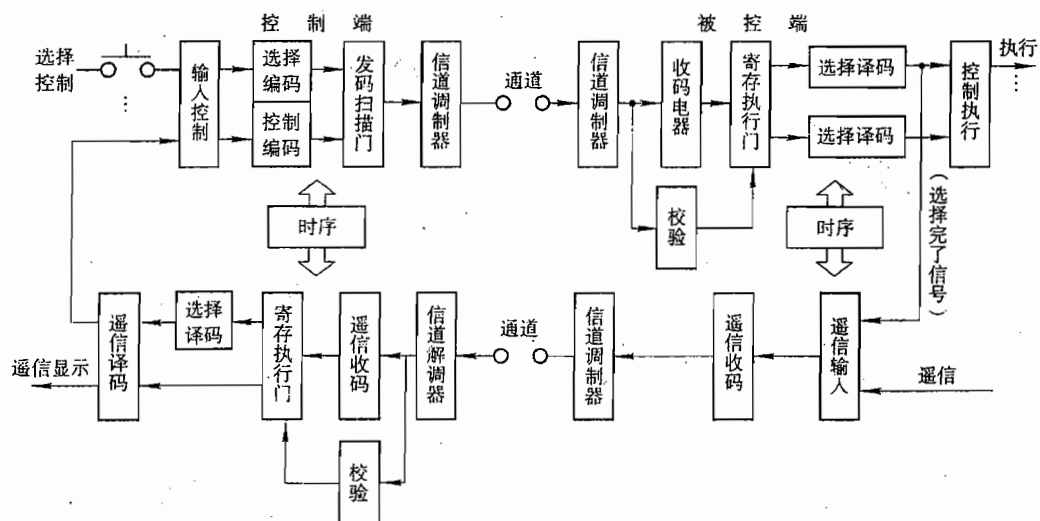
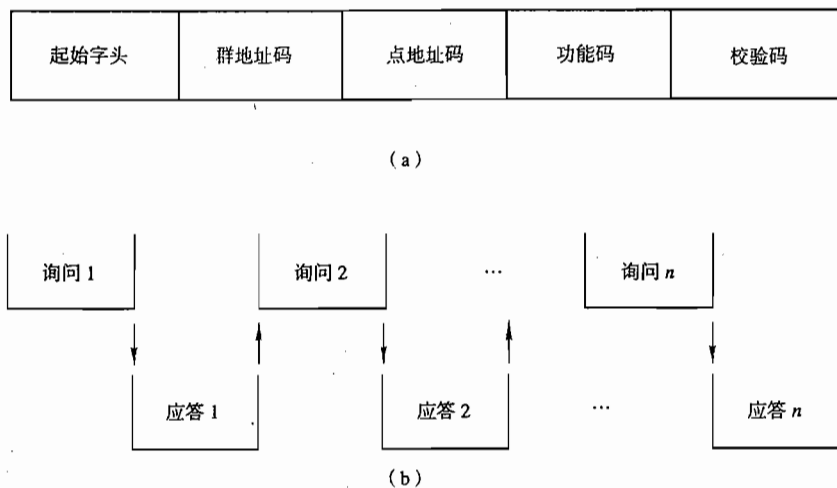


图 5-8 循环方式遥控系统方框图

5.2.3 问答工作方式

图 5-9 所示为问答式遥控指令的构成和信息交换过程图。当被控对象多且分散面特别广, 则要求控制中心站与被控站之间实现随机选址。对每个被控站及站内各对象 (称为点) 都赋予代码名称 (即地址码), 分别称为群地址及点地址; 对每个地址还要完成不同的功能, 所以对每种功能还要相应赋予代码, 称为功能码。为了识别指令的起始, 前面要加同步, 在指令末尾要加奇偶校验。

从信息交换方式看, 问答式遥控系统和实时式遥控系统是完全相同的, 只是被控端是主动或被动。问答方式便于采用反馈校验来确认所发指令是否正确, 询问与回答的过程都是自动进行的。回答的次数取决于通道上干扰的程度, 在自动问答的过程中不断地进行着校验, 直至完全正确为止, 这是它的优点。此外, 问答方式中被控端是被动的, 设备可以比较简单, 对大容量分散目标系统, 结构简单将使成本降低、实现容易、维护方便。



(a) 问答式遥控指令的构成 (b) 问答式遥控信息传送过程

图 5-9 问答式遥控指令和信息交换示意图

5.3 遥控数据保护

随着计算机技术、通信技术的飞速发展, 人们越来越多地享用着超时空、高速度、大容量、多媒体、智能化的丰硕成果, 而信息资源也成为一种共享的宝贵资源财富。然而, 由于种种原因, 信息资源的共享只能在一定范围内进行, 在许多情况下还需要保密。

由于信息载体、信息传递方式都发生了巨大变化, 传统的保护信息安全的手段已不能适应要求。在信息电子化和数字化的时代, 保证信息安全所用的是一种特殊的技术手段, 即数据保护技术。

在现代信息系统中, 人们不仅关心信息内容的保密性, 还要保证信息来源的正确性, 数据、消息的可靠性, 并确保信息系统在为授权者正常服务时不会被非授权者滥用, 不会受到攻击和破坏。信息安全的内涵也已从最初的信息保密延拓到以下方面:

- 信息的机密性 (Confidentiality), 防止信息的非法泄露;
- 信息的完整性 (Integrity), 防止信息被非法修改;
- 信息的可用性 (Availability), 防止信息被非法扣留重用或源宿的抵赖;
- 信息的可控性 (Controllability), 防止对信息的合法监控。

遥控系统担负着对被控对象实施控制的重任。随着技术的发展, 遥控系统的任务从完成单一遥控功能向为整个被控系统提供综合服务转变; 遥控信息传输通道从国内地面站到航天器的单一途径向经由多国地面站、中继卫星的空间数据系统网的多种途径转变。与此同时, 各国出于各自的政治、经济和军事利益, 空间之争不可避免。在这种情况下, 航天器遥控的安全就显得特别重要。随着高技术条件下电子侦察和对抗能力的加强, 对数据保护技术的要求也达到了前所未有的程度。

5.3.1 遥控的安全需求

1. 遥控数据保护手段的转变

遥控信息的安全始终是遥控系统设计和任务实施过程中最重要的问题之一。在遥控技术发展的初期, 主要靠纯粹的机要手段保障遥控信息安全, 即遥控使用的频率、调制体制。

指令码表等被列为绝密等级, 由专人保管掌握。遥控产品的研制、测试、试验和使用也严格遵守有关的保密规定和程序。通过这些措施确实保障了遥控信息的安全, 而其中某些有效措施将来仍要严格执行。

然而, 日益发展的电子侦察和电子对抗技术, 对这种传统方法形成了严重威胁。遥控信息的传输要经过空间链路, 使遥控系统具有开放性的特征。在对被控对象实施遥控的过程中, 第三方可以截获所发送的遥控信号, 分析和窃取遥控信息的内容, 从而伪造遥控信息, 对己方遥控对象构成严重威胁。

在国际测控合作中, 遥控信息经过航天器、射频链路、地面站、地面通信线路和任务控制中心所构成的空间数据系统向用户透明地传输, 借助他国测控资源扩大了对航天器的测控范围和能, 但也使遥控信息面临更为复杂的环境, 故应更多地利用数据保护技术来提高安全性。

2. 从二方系统模型到四方系统模型

最初的信息系统是满足通信的需要, 系统模型由发信者和收信者二方组成的, 如图 5-10 所示。在此模型下要解决的主要问题是信源编码、信道编码、发送设备及信道的特性。

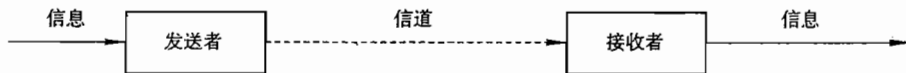


图 5-10 信息系统的二方模型

随着窃密与反窃密技术的发展, 信息系统模型出现了第三方——敌对方, 如图 5-11 所示。在三方模型下, 还需要研究密码的运用, 使敌对方窃取信息后不能理解其含义, 也不能伪造信息。

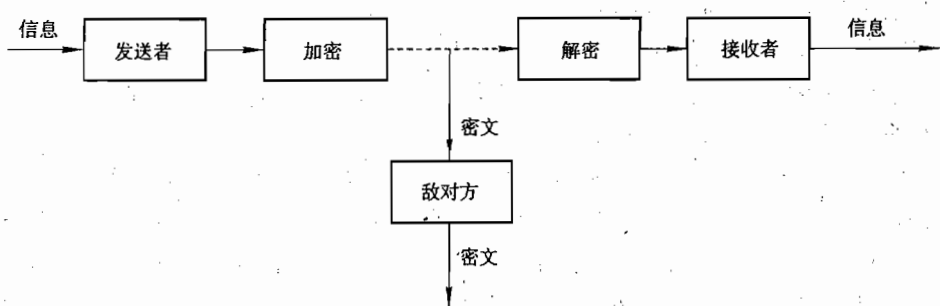


图 5-11 信息系统的三方模型

现代信息系统已日益成为为社会公众服务的工具，犯罪集团、恐怖组织和对敌势力也可能借助市售的保密设备进行有损社会的非法活动，将政府和管理部门置于敌方的位置。为防止这种情况发生，需要在系统中加进第四方——监控方，形成四方系统模型，如图 5-12 所示。四方模型中要解决的新问题是在合法条件下对发信方和收信方之间的通信进行侦译。随着未来测控通信网开放程度的提高及日益商业化，遥控系统也将面临必须增加第四方的局面。

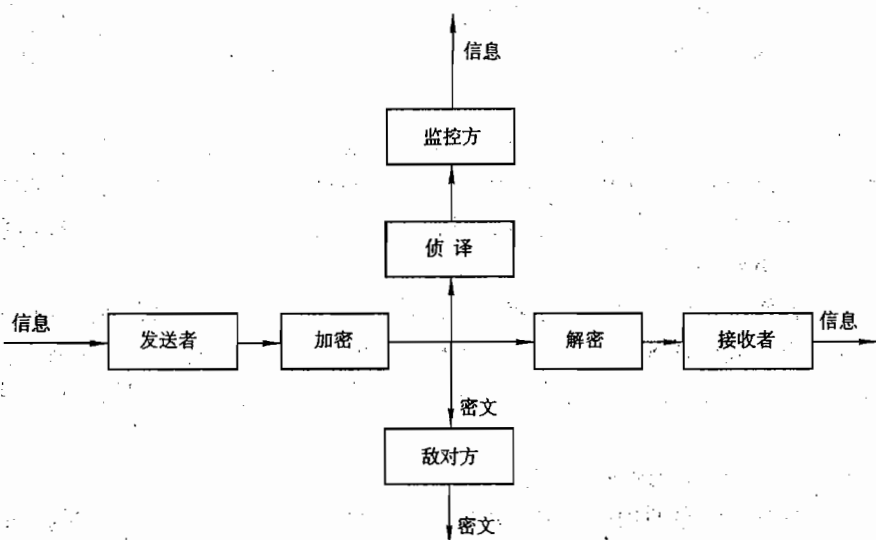


图 5-12 信息系统的四方模型

3. 信息安全的基础

密码的运用已有千年的历史，自从有了人类战争，就产生了密码，但长期以来密码并没有发展成为一门科学，只是一种技巧。

第二次世界大战后，人们总结了战时密码应用成功的经验和失败的教训，特别是电子计算机的出现促进了密码术的科学化，逐步形成了密码学（密码编码学与密码分析学）的科学体系。到 20 世纪 70 年代，密码学研究告别了专由政府调控、少数人进行的“黑屋时代”，出现了一个发展高潮。

经过多年的研究，逐步形成了序列密码、分组密码和公开密钥、密码等密码体制。

(1) 序列密码 (Stream Cipher) 体制是伪随机化的比特流对数字化的信息比特流进行逐

位模 2 加, 实现信息的加密、白化, 使不知密钥的人无法获知信息的含义; 如图 5-13 所示。对序列密码体制的主要要求是序列的周期长、非线性程度高、密钥量大、随机性好、不可预测性强、易于快速实现等。

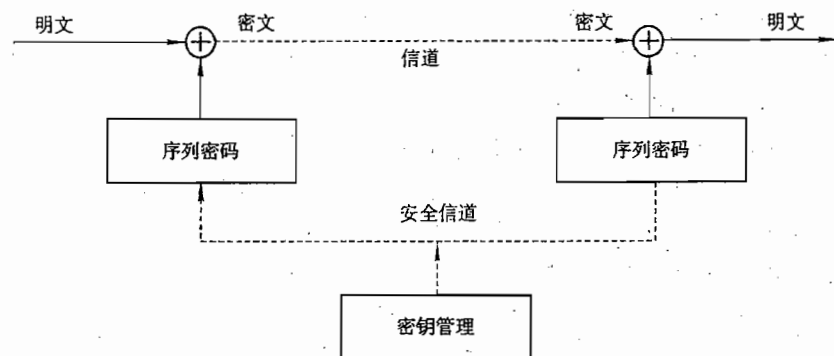


图 5-13 序列加密过程

(2) 分组密码 (Block Cipher) 是一种在单密钥控制下对信息的每个固定分组进行加密变换的密码算法。分组密码一般是移位、替代等多种简单运算相替代、组合, 经过多次迭代来增加抗攻击强度。分组密码体制的加密解密过程如图 5-14 所示。分组密码的特点是通过混乱与扩散使每个密文比特都和明文信息与密钥信息的每个比特有关系。这样即使密钥不变, 只要明文改变了 1 bit, 对应的密文就会有明显的变化。分组密码的主要问题是选择变换函数, 保证函数的非线性程度, 充分实现混乱与扩散, 保证完全性, 控制 I/O 相关性实现相关免疫, 对抗偏差分析攻击方法, 快速实现算法多次迭代等。

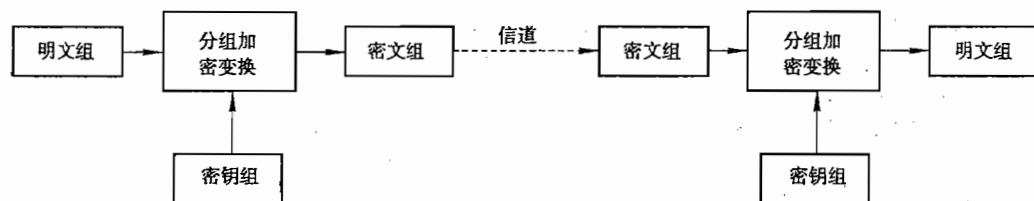


图 5-14 分组密码加密解密过程

(3) 公开密钥密码 (Public Key Cryptogram) 是随着计算机网络化而发展的一种加密技术。若一个计算机网络有 n 个用户, 要保证两两间互相保密通信, 需要 $n(n-1)/2$ 个密钥。当 n 足够大时, 要产生、存储和安全地分配这么多的密钥将造成极大的困难。公开密钥的思想, 用户 A 的密钥 $k=[k(a), k(a')]$, 其中 $k(a)$ 为加密密钥, $k(a')$ 为解密密钥, 且两者不同, 将 $k(a)$ 公开不会危及 $k(a')$ 的安全。据此原理可将各用户的加密密钥向全体用户公开, 而用户私藏各自的解密密钥, 于是所需的密钥数量大为减少。密钥体制带来的额外好处是便于进行电子数字签名, 实现信息电子化、数字化后的社会公证仲裁责任, 当然也便于加密和验证数据的完整性。

密码学所研究的各种密码体制, 成为保障信息安全的数据保护技术的核心基础。

4. 遥控数据保护机制

早期遥控系统的信息有两种: 开关指令和注入数据 (其中包括延时指令、间接指令、各

种控制参数和计算机程序等)。随着数据管理技术的发展,特别是分包遥控的发展,各种应用过程所需的控制信息都可以数据包的形式传送,并与其他信息共用上行信道。

威胁遥控系统安全的首先是敌方对遥控信息(包括开关指令、注入数据和各种数据源包)的伪造,其中一种特殊方式是抄袭攻击,即截获并记录我方的遥控命令,并原封不动地重复发送。如反复发送我航天器的变轨指令,可使航天器偏离其正常轨道,还可使变轨发动机的燃料很快耗尽,使航天器报废。

除利用伪造指令对被控对象实施直接破坏外,敌方还可通过截获我方的遥控信息而取得有价值的情报。例如,某军事侦察卫星的遥控注入信息中包含对地观测相机开关机的延时指令,如果敌方获取此遥控信息,结合卫星的轨道数据,可以得知我方的侦察区域。

针对上述威胁,需要对遥控数据加以保护,常用保护手段有以下几种:

(1) 加密业务 (Confidentiality Service), 使任何非授权方不能解释来自授权源的信息内容。加密业务使用数据加密算法将明文数据变换为密文数据,以防止数据内容泄露。

(2) 完整性业务 (Integrity Service), 保证授权源的信息在发送、传输和接收过程中没有发生任何非法的修改。在数据发送端,对待发数据进行运算得到完整性核验字 (Integrity Check Value, ICV, 有时也称为消息认证码, 即 Message Authentication Code, MAC), 并与待发数据一起送往接收端。在接收端用相同的算法计算所接收数据的 ICV 并与收到的 ICV 比较,以检查数据的完整性。通过检查数据的完整性可以识别被非法者篡改的数据并拒收。

(3) 认证业务 (Authentication Service), 保证声称来自某授权源的信息实际上确实来自该授权源。用此业务可防止非法者的伪造数据攻击,包括抄袭攻击。认证业务须与加密业务和完整性业务二者之一或二者同时进行。认证业务通过检查经加密业务或完整性业务保护的数据源地址、数据发送序列计数等实现,也可以通过密钥管理机制隐含地实现。

有时将上述完整性业务和认证业务合起来称为加密认证 (Encrypted Authentication), 而将加密业务称为数据加密 (Data Encryption)。

5.3.2 PCM 遥控数据的保护

1. PCM 遥控数据格式

在我国国家标准《卫星测控和数据管理 PCM 遥控》中规定,在 PCM 遥控中使用两种遥控扩展帧:实时开关指令帧和串行数据注入帧。在这两种遥控帧(如图 5-15 所示)的后面都可以附加一个长度为 $8m$ ($m=1, 2, 3, \dots$) bit 的序列,用于数据保护。

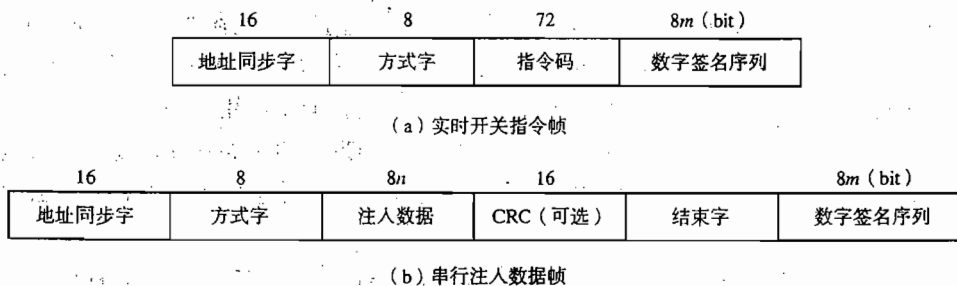


图 5-15 遥控扩展帧格式

2. 实时开关指令的保护

在遥控系统中,对开关指令码本身是否被他人截获一般并不关心,因为这种指令码除了作为某种动作的“代号”外,并无其他含义。对于遥控安全至关重要是必须保证任何非法者不能利用截获的指令码伪造新的指令码,或直接抄袭截获的指令码,对被控对象进行攻击破坏。要做到这一点,在接收方必须能够判明所接收命令的合法性,即能够鉴别命令是来自授权源,还是非法通过者,此即指令的加密认证。

对实时开关指令的保护可以使用上述各种加密认证技术,在其后加数字签名序列或消息认证码即可。

3. 串行注入数据的保护

对于串行注入数据,除要保证其合法性外,还要保证数据的内容不能被非授权方解释,以防其中有价值的信息泄露。因此,注入数据的保护要同时使用加密认证和数据加密。数据加密可以使用序列密码体制,也可以使用分组密码体制。

4. 防抄袭的措施

在 PCM 遥控帧格式中,地址同步字对某个被控对象是固定的,方式字只与遥控帧所传送的信息种类有关,对指令码和注入数据没有理由增加额外的限制或条件,因此它们都不提供有关遥控帧发送序列方面的信息。当两次遥控所传送的信息内容完全一样,加密后的扩展遥控帧也完全一样时,这意味着无法识别非法者的抄袭攻击。解决该问题的方法之一是经常更换密钥,最好是一次一密。

5.3.3 分包遥控数据的保护

1. 分包遥控数据保护的特点

在空间数据系统咨询委员会 (CCSDS) 建议书所规定的分包遥控系统中,不同信源、速率的数据都可通过动态管理形成统一的数据流,经上行信道传输到被控对象,包括被控对象平台和有效载荷在内的各种应用过程,通过这种方式获得灵活的、透明的和高效率的数据传输服务。由于分包遥控标准已被各主要空间国家采用,因而可以实现各国地面站之间的相互支持。

由于分包遥控本身的特点,其数据保护技术也与传统 PCM 遥控体制不同。对分包遥控数据保护机制的主要要求如下:

(1) 更高的数据保护强度。在分包遥控体制下,上行信息的帧格式按国际通用格式编排,上行发送除经本国地面测控站外,还可能通过其他国家地面站进行,即通过地面通信网络(可以是公用通信网)传送到国外地面站,再向被控对象传送。因此,遥控信息在向被控对象发送之前就有可能被篡改。

(2) 与分包遥控的标准兼容,不影响原有的正常操作。由于分包遥控是一个国际标准,并且具有国际相互支持的能力,因此,在实施数据保护后,仍应保持对其所规定的所有数据结构和操作步骤透明。

2. 分包遥控的数据结构

CCSDS 建议书规定了分包遥控体制的 7 层结构,即物理层、编码层、分段层、传送层、分包层、系统管理层和应用过程层。

第 7 章 遥测遥控系统的差错控制技术

7.1 数字传输系统模型和质量要求

7.1.1 数字传输系统模型

数字传输系统的模型如图 7-1 所示。

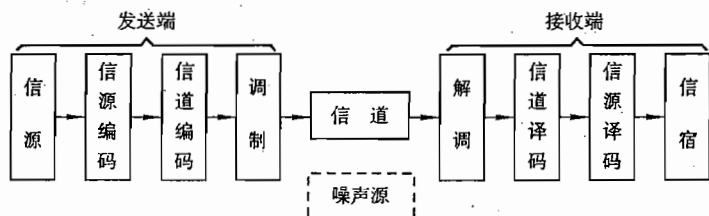


图 7-1 数字传输系统模型

信源输出待传送的信号，可以是模拟信号也可以是数字信号。

信源编码对信源输出的模拟信号进行抽样、量化、编码，变换成数字信号，从而完成模/数转换任务。如果信源输出的是数字信号，则可省去信源编码部分。

信道编码的作用是提高通信的可靠性，对信号进行差错控制编码，即按一定的规则加入监督码元，以便在接收端对信号进行检错和纠错，从而降低差错概率，提高通信的可靠性。

调制的作用是将信道编码器输出的数字信号经过适当变换，使之适于信道传输。

信道是传输信号的通道，如明线、电缆、光纤，短波电离层传播、微波视距传播、卫星中继信道等。

接收端的解调、信道译码和信源译码分别是发送端的调制、信道编码和信源编码的反变换。

另外，在对保密性要求比较高的系统中，还可在信源编码与信道编码之间加入加密器，同时在接收端加入解密器。

7.1.2 数字传输系统的质量要求

传输的有效性和可靠性是数字传输系统最主要的质量指标。有效性是指信息传输的快慢，而可靠性是指信息传输的准确程度。数字传输系统的有效性和可靠性分别用传输速率和差错概率来衡量。

1. 传输速率

(1) 码元传输速率 R_s ：简称传码率，即每秒传送的码元数，单位为“波特”(Baud)，记做 B。例如某系统每秒传送 2000 个码元，则该系统的码元传输速率 $R_s=2000\text{B}$ 。

(2) 信息传输速率 R_b : 简称传信率, 即每秒传送的信息量, 单位为比特/秒 (b/s), 因此信息传输速率也称为比特率。比特 (bit) 是信息量的单位, 当二进制数字 0,1 取值等概率时, 传送一个二进制数字的信息量就等于 1 bit。在二进制数字传输系统中, 码元传输速率与信息传输速率在数值上是相等的, 但单位不同, 意义不同, 不能混淆。在 N 进制系统中, 若每个码元出现的概率相等, 则每个码元携带 $\log_2 N$ (bit) 信息, 信息传输速率与码元传输速率之间的关系为

$$R_b = R_s \log_2 N \text{ (b/s)} \quad (7.1)$$

例如, 在四进制系统中, 每个码元携带 2 bit 信息, 若码元传输速率为 1200 B, 则信息传输速率为 2400 b/s。

2. 差错概率

(1) 误码率 P_s : 又称误符号率, 指在传输的码元总数中发生差错的码元数所占的比例。当统计的码元数很大时, 它与理论上的码元差错概率很接近, 故用同一符号 P_s 表示。

(2) 误信率 P_b : 又称误比特率, 指在传输的比特总数中发生差错的比特数所占的比例。当统计的比特数很大时, 它与理论上的比特差错概率很接近, 故用同一符号 P_b 表示。在二进制数字传输系统中 $P_b = P_s$ 。

(3) 码组差错率: 指传输的码组总数中发生差错的码组数所占的比例。

7.2 差错控制的基本概念

7.2.1 差错的分类

差错主要分为以下两类。

(1) 随机差错: 前后差错没有任何关系, 是随机且独立存在的。产生这种错误的信道称为随机信道或无记忆信道。

(2) 突发差错: 前后差错具有相关性, 错码的出现是密集成串的。一串密集差错的第一个错码到最末一个错码之间的长度称为突发长度, 常用 b 表示。接收序列与发送序列模 2 和为误差序列, 又称错误图样, 0 表示该位没有错, 1 表示有错。例如

发送序列: 11110000

接收序列: 10010100

差错序列: 01100100

该例中突发长度 $b=5$ 。

产生这种突发错误的信道称为突发信道或有记忆信道。实际信道大多是随机差错与突发差错均有发生的复合信道。

7.2.2 差错控制的基本原理

差错控制的目的是使接收端能对接收的码序列进行检错或纠错。其基本做法是: 在发送端被传输的二进制信息序列上附加一定数量的监督码元, 监督码元与信息码元之间以某种确定的规则相互关联。在接收端, 信道译码器根据同样的规则检验信息码元与监督码元之间的

关系,从而发现或纠正传输过程中产生的错误。

1. 原理

下面以一个二进制重复编码的例子来说明检错和纠错的基本原理。

设要传送的消息为 A 和 B , 分别用“0”和“1”代表。此时,若在传输中产生了错码,即“0”错成了“1”或“1”错成了“0”,接收端都无法发现。因此,这种码没有检错和纠错能力。

如果分别在“0”和“1”的后面附加一个0和1,变成“00”和“11”(表示消息的“0”和“1”为信息码元,附加的0和1为监督码元),则“00”和“11”称为可用码组,两位二进制编码组合中的另外两组“01”和“10”称为禁用码组。此时,如果传输中产生一位错码,接收端接收到“01”或“10”,则可判断出有错,但不能判断哪一位是错码,因而不能纠错。可见,附加一位监督码后的编码具有了检出一位错码的能力,但无纠错能力。

同样,可在信息码元之后附加两位监督码元,分别用“000”和“111”代表 A 和 B ,即选用了3位二进制编码中的两组。此时,如果在传输中产生一位错码,接收端将接收到001或010或011或100或101或110,这些均为禁用码组。如果在传输中产生两位错码,接收端也将接收到上述的禁用码组。这两种情况下,接收端都将判断出有错,在只有一位错码时,还可判断出哪一位是错码并予以纠正。可见,附加两位监督码后的编码具有了检出两位错码和纠正一位错码的能力。

从上例可以看出:差错控制编码具有检错和纠错能力是因为在信息码元之外加入了监督码元。监督码元不载信息,它的引入降低了信道的传输效率。通常,引入监督码元越多,检错纠错能力越强,但信道的传输效率下降也越多。可以说,差错控制编码所提高的可靠性是以牺牲信道利用率来换取的。

2. 差错控制编码的检错纠错能力

差错控制编码的检错纠错能力主要取决于编码的最小码距 $d_{\min}$ 。两个码组对应码位上具有不同二进制码元的位数称为汉明(Hamming)距离,简称码距。编码的最小码距指各个可用码组之间码距的最小值。如上述二进制重复编码的例子中,3种编码的最小码距依次为1,2,3。检错纠错能力与编码的最小码距之间的关系如下。

(1) 在一个码组内检测 e 个错码,要求最小码距

$$d_{\min} \geq e+1 \quad (7.2)$$

式(7.2)可用图7-2(a)加以说明。 C 表示某可用码组,当错码不超过 e 个时,该码组的位置移动将不超出以 C 为圆心、以 e 为半径的圆。只要其他任何可用码组都不落入此圆内,即 $d_{\min} \geq e+1$; 则 C 发生 e 个错码时就会变为禁用码组,因而可以判断传输中发生错误。

(2) 在一个码组内纠正 t 个错码,要求最小码距

$$d_{\min} \geq 2t+1 \quad (7.3)$$

式(7.3)可用图7-2(b)加以说明。 C_1, C_2 为任意两个可用码组,当各自错码不超过 t 个时,只要两圆无公共部分,即 $d_{\min} \geq 2t+1$, 根据接收到的码组落入哪个圆内就可以正确判断出发送端发送的码组为 C_1 或 C_2 。

(3) 在一个码组内纠正 t 个错码,同时检测 $e(e \geq t)$ 个错码,要求最小码距

$$d_{\min} \geq t+e+1 \quad (7.4)$$

式(7.4)可用图 7-2(c)加以说明。所谓纠正 t 个错码同时检测 e 个错码,是指当错码不超过 t 个时,能自动予以纠正,而当错码超过 t 个且不超过 e 个时,则不能纠正,但可检测出错误。图 7-2(c)中, C_1, C_2 为任意两个可用码组,当 C_1 发生 e 个错码时,为了不使其落入其他可用码组的纠错圆内而被错误地“纠正”,要求 $d_{\min} \geq t+e+1$ 。

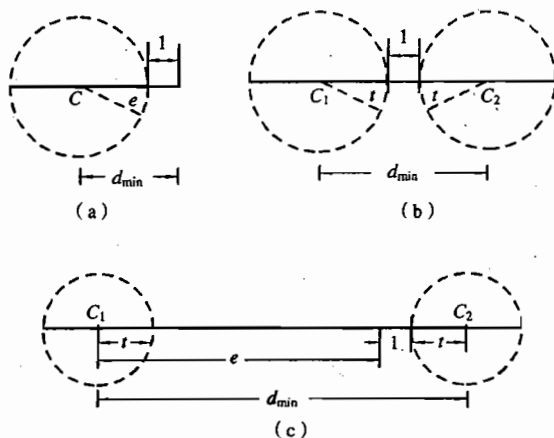


图 7-2 最小码距与检错纠错能力的关系

3. 编码效率

编码效率指一个码组中信息码元所占的比重,用 R 来表示。

$$R = \frac{k}{k+r} = \frac{k}{n} \quad (7.5)$$

式中, k 和 r 分别为信息码元和监督码元的数目, $n=k+r$ 为码组码元的总数。

对于一个好的编码方案,不仅要求它的检错纠错能力强,而且还希望它的编码效率高,因此在设计中应全面考虑。

7.2.3 差错控制方式

常用的差错控制方式主要有以下 4 种。

1. 前向纠错 (FEC)

前向纠错又称自动纠错,其方法是:发送端经编码发出能够纠正错误的码,接收端接收到这些码后通过译码,根据编码规律能发现误码并自动纠正。这种方式的主要优点是不需要反向信道,实时性好;它的主要缺点是插入的监督码元较多,传输效率低,译码设备复杂。

2. 检错重发 (ARQ)

检错重发系统中,发送端经编码发出能够发现错误的码,接收端接收后经译码检验如果发现误码,则通过反向信道把这一判断结果反馈给发送端,于是发送端重发,直至接收端检不出误码为止。这种方式的主要优点是插入监督码元较少,译码设备复杂性较低;它的主要缺点是必须有反向信道,信息传输连贯性差,不适于实时传输系统。

3. 反馈校验方式

反馈校验系统中, 发送端不进行差错控制编码, 发送码字的同时将码字缓冲存储, 接收端接收到码字后通过反向信道将其反馈给发送端并与原发送码比较, 如发现有误, 则发送端重发, 直至校验正确为止。这种方式的优点是不需插入监督码, 设备简单, 缺点是需要反向信道, 传输效率较低, 实时性差。

4. 混合纠错方式 (HEC)

混合纠错方式是前向纠错方式和检错重发方式的结合。在这种系统中, 发送端发送纠错码, 接收端经校验如果错码较少, 在纠错能力之内, 则译码器自动纠错, 如果错码较多, 已超过纠错能力, 但未超过检错能力, 即能判决有无错码而不能判决错码的位置, 则译码器通过反向信道控制发送端重发。混合纠错方式的特点是能更好地发挥检错和纠错能力, 需要反向信道和复杂的译码设备, 实时性介于前向纠错方式和检错重发方式之间。

7.2.4 差错控制编码分类

差错控制编码通常可以按以下几种方式进行分类。

(1) 按功能可分为检错码和纠错码。

(2) 按监督码元与信息码元之间的关系可分为线性码和非线性码。线性码指监督码元与信息码元之间的关系为线性关系, 即满足一组线性方程式。反之, 若两者不存在线性关系, 则称为非线性码。

(3) 按对信息码元处理方法的不同可分为分组码和卷积码。在分组码中, 监督码元仅与本码组的信息码元有关。在卷积码中, 监督码元不仅与本码组的信息码元有关, 而且与前面若干个码组的信息码元也有关。

(4) 按信息码元在编码后是否保持原来的形式不变可分为系统码和非系统码。在系统码中, 编码后的信息码元保持原样, 而在非系统码中信息码元改变了原有的形式。

(5) 按码字的结构特点可分为循环码和非循环码。

(6) 按码元取值可分为二进制码和多进制码。

7.3 常用检错码

7.3.1 重复码

重复码指用信息元重复的方法来增加传输可靠性的编码方式, 如分别用码组“00000”和“11111”来代替码组“0”和“1”。为了消除传输中的错误可以规定这样的判决原则: 5位二进制序列中若有不少于3个“1”出现就判为“1”, 若有不少于3个“0”出现就判为“0”。假定信道为随机信道, 则此时错误译码的概率为

$$p = \sum_{i=3}^5 C_5^i p_s^i (1-p_s)^{5-i} \quad (7.6)$$

式中 p_s 为误码率。

7.3.2 恒比码

恒比码又称等比码或 n 中取 m 码, 是一种简单的检错码。在恒比码的码组中所包含“1”的个数与“0”的个数之比保持恒定。例如我国电报的传送方法是先将汉字译成 4 位十进制数, 然后再将每一位数字变成 3:2 恒比码 (亦称 5 中取 3 码), 即码组中包含 3 个“1”, 两个“0”, 如表 7-1 所示。 n 中取 m 码的可用码组数为 C_n^m 个。

表 7-1 3:2 恒比码

十进制数字	3:2 恒比码	十进制数字	3:2 恒比码
0	0 1 1 0 1	5	0 0 1 1 1
1	0 1 0 1 1	6	1 0 1 0 1
2	1 1 0 0 1	7	1 1 1 0 0
3	1 0 1 1 0	8	0 1 1 1 0
4	1 1 0 1 0	9	1 0 0 1 1

对于恒比码来说, 一个码组中若出现奇数个错码, 码的恒比关系将被破坏, 因此出现奇数个错码的错误均可被发现。若码组中出现偶数个错码, 如两个“0”码错成“1”码或两个“1”码错成“0”码, 也会破坏码的恒比关系, 此种错误也能被发现。但是, 如果两个错码分别是“0”码错成“1”码或“1”码错成“0”码, 4 个错码中有两个“0”码错成“1”码或两个“1”码错成“0”码, 都将保持原来的恒比关系而无法发现此类错误。

假定信道为随机信道, 每个码元发生错误的概率为 p_s , 则在一个 n 中取 m 码的码组中, 出现 $2i$ 个错码, 且“0”码与“1”码互相转换的数目各为 i 的概率为

$$C_m^i p_s^i (1-p_s)^{m-i} \cdot C_{n-m}^i p_s^i (1-p_s)^{n-m-i} \quad (7.7)$$

因此, 采用恒比码时错误概率为

$$\begin{aligned} p &= \sum_{i=1}^m C_m^i p_s^i (1-p_s)^{m-i} \cdot C_{n-m}^i p_s^i (1-p_s)^{n-m-i} \\ &= \sum_{i=1}^m C_m^i \cdot C_{n-m}^i \cdot p_s^{2i} (1-p_s)^{n-2i} \end{aligned} \quad (7.8)$$

当 $p_s \ll 1$ 时, 有

$$p \approx C_m^1 \cdot C_{n-m}^1 \cdot p_s^2 \quad (7.9)$$

恒比码的译码器很简单, 用一个计数器对接收到的码组进行计数, 检查“1”的个数是否等于 m , 若不等于 m 就拒绝译码。

7.3.3 奇偶校验码

奇偶校验码又称奇偶监督码, 是一种简单实用的检错码, 包括奇校验码和偶校验码两种。其编码规则是: 在 $n-1$ 位二进制信息序列后附加一位奇偶校验位, 构成 n 位二进制码组, 使所有码组中“1”的个数均为奇数 (奇校验码) 或均为偶数 (偶校验码)。

设码组为 $c_{n-1}c_{n-2}\cdots c_1c_0$, 其中 $c_{n-1}c_{n-2}\cdots c_1$ 为信息码元, c_0 为监督码元, 则对于偶校验

码有

$$c_{n-1} + c_{n-2} + \cdots + c_0 = 0 \quad (7.10)$$

对于奇校验码有

$$c_{n-1} + c_{n-2} + \cdots + c_0 = 1 \quad (7.11)$$

应当指出,上述运算中的加法是模2和。如无特殊说明,本章中的加法和减法运算均为模2和。

接收端根据接收到的码组是否满足上面两式来判断传输中是否产生错误。当一个码组中出现奇数个错码时,码的奇偶性改变,而出现偶数个错码时,码的奇偶性不变。因此,奇偶校验码只能检测出奇数个错误,而无法检测出偶数个错误。

假定信道为随机信道,每个码元发生错误的概率为 p_s ,则 n 位二进制码组中出现 $2i$ 个错码的概率为

$$C_n^{2i} \cdot p_s^{2i} \cdot (1 - p_s)^{n-2i} \quad (7.12)$$

因此,采用奇偶校验码时错误概率为

$$p = \sum_{i=1}^m C_n^{2i} \cdot p_s^{2i} \cdot (1 - p_s)^{n-2i} \quad (7.13)$$

式中 m 为 $n/2$ 的整数部分。当 $p_s \ll 1$ 时,有

$$p \approx C_n^2 p_s^2 \quad (7.14)$$

7.4 纠错编码

7.4.1 线性分组码

7.4.1.1 线性分组码的概念

在每个码组中共有 n 位,其中 k 位为信息码元, $r = n - k$ 位为监督码元,每个监督码元都与本码组的信息码元存在某种线性关系,这样的码称为 (n, k) 线性分组码。奇偶校验码就是一种最简单的线性分组码。

线性分组码的主要性质如下:

- (1) 任意两个可用码组逐位模2和得到的新码组仍为一可用码组,即具有封闭性。
- (2) 最小码距等于非零码的最小码重(码重指码组中非零元的数目)。

表7-2是一个 $(6,3)$ 线性分组码的例子, $c_5c_4c_3c_2c_1c_0$ 表示一个码组,其中 $c_5c_4c_3$ 为信息码元, $c_2c_1c_0$ 为监督码元。由于信息元长度 $k=3$,因此共有 $2^3=8$ 个不同的信息组,也就有8个不同的码组。

表 7-2 (6,3) 线性分组码

c_5	c_4	c_3	c_2	c_1	c_0	c_5	c_4	c_3	c_2	c_1	c_0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0
0	0	1	1	0	1	1	0	1	0	1	1
0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1
0	1	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0

监督码元与信息码元可根据下列线性方程建立函数关系

$$\begin{cases} 1 \cdot c_2 = 1 \cdot c_5 + 0 \cdot c_4 + 1 \cdot c_3 \\ 1 \cdot c_1 = 1 \cdot c_5 + 1 \cdot c_4 + 0 \cdot c_3 \\ 1 \cdot c_0 = 0 \cdot c_5 + 1 \cdot c_4 + 1 \cdot c_3 \end{cases} \quad (7.15)$$

这 3 个方程称为一致监督方程。各个监督方程彼此应该是独立的，即不能由几个方程的组合得到另一个方程。

7.4.1.2 监督矩阵

式 (7.15) 的方程也可写成

$$\begin{cases} 1 \cdot c_5 + 0 \cdot c_4 + 1 \cdot c_3 + 1 \cdot c_2 + 0 \cdot c_1 + 0 \cdot c_0 = 0 \\ 1 \cdot c_5 + 1 \cdot c_4 + 0 \cdot c_3 + 0 \cdot c_2 + 1 \cdot c_1 + 0 \cdot c_0 = 0 \\ 0 \cdot c_5 + 1 \cdot c_4 + 1 \cdot c_3 + 0 \cdot c_2 + 0 \cdot c_1 + 1 \cdot c_0 = 0 \end{cases} \quad (7.16)$$

变成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_5 \\ c_4 \\ c_3 \\ c_2 \\ c_1 \\ c_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

$$C = [c_5 \quad c_4 \quad c_3 \quad c_2 \quad c_1 \quad c_0] \quad (7.19)$$

式 (7.17) 可以写成

$$H \cdot C^T = 0 \quad \text{或} \quad C \cdot H^T = 0 \quad (7.20)$$

这里 C^T 、 H^T 分别是 C 、 H 的转置矩阵。 H 称为一致监督矩阵或一致校验矩阵，它的各行一定是线性无关的。监督矩阵的行数等于监督码元的长度 r ，列数等于码组的长度 n 。一旦 H

矩阵确定了,那么监督码元与信息码元的关系也就完全确定了。

式(7.18)所示的 H 矩阵可分为两部分:

$$H = [P \quad I_r] \quad (7.21)$$

其中 P 为 $r \times k$ 阶矩阵, I_r 为 $r \times r$ 阶单位方阵。具有式(7.21)形式的 H 矩阵称为典型监督矩阵。

7.4.1.3 生成矩阵

由式(7.15)可得到如下一组式子:

$$\begin{aligned} 1 \cdot c_5 &= 1 \cdot c_5 + 0 \cdot c_4 + 0 \cdot c_3 \\ 1 \cdot c_4 &= 0 \cdot c_5 + 1 \cdot c_4 + 0 \cdot c_3 \\ 1 \cdot c_3 &= 0 \cdot c_5 + 0 \cdot c_4 + 1 \cdot c_3 \\ 1 \cdot c_2 &= 1 \cdot c_5 + 0 \cdot c_4 + 1 \cdot c_3 \\ 1 \cdot c_1 &= 1 \cdot c_5 + 1 \cdot c_4 + 0 \cdot c_3 \\ 1 \cdot c_0 &= 0 \cdot c_5 + 1 \cdot c_4 + 1 \cdot c_3 \end{aligned} \quad (7.22)$$

写成矩阵形式

$$C^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_5 \\ c_4 \\ c_3 \end{bmatrix} \quad (7.23)$$

或者

$$C = [c_5 \quad c_4 \quad c_3] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7.24)$$

令

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} = [I_k \quad Q] \quad (7.25)$$

则有

$$C = [c_5 \quad c_4 \quad c_3] \cdot G \quad (7.26)$$

G 称为码的生成矩阵,只要给定信息组 $c_5 c_4 c_3$,则可根据矩阵 G 求得码组。生成矩阵的各行也必定是线性无关的。可表示为 $[I_k \quad Q]$ (I_k 为 $k \times k$ 阶单位方阵, Q 为 $k \times r$ 阶矩阵且 $Q = P^T$) 形式的生成矩阵称为典型生成矩阵,由它产生的分组码必定是系统码,信息码元保持不变,监督码元附加其后。

观察式 (7.24), 令信息组 $c_5 c_4 c_3$ 分别为 100, 010 和 001, 可求得相应的码组分别为 100110, 010011 和 001101, 恰好是生成矩阵 G 的第一行、第二行和第三行。可见, 生成矩阵的每一行都是一个码字, 因此生成矩阵 G 和监督矩阵 H 之间一定满足

$$H \cdot G^T = 0 \quad \text{或} \quad G \cdot H^T = 0 \quad (7.27)$$

7.4.1.4 校验子 (伴随式)

设发送端发送的码组为

$$C = c_{n-1}c_{n-2} \cdots c_1c_0 \quad (7.28)$$

信道干扰在码组中造成的错误图样为

$$E = e_{n-1}e_{n-2} \cdots e_1e_0 \quad (7.29)$$

接收端接收到的码组为

$$R = r_{n-1}r_{n-2} \cdots r_1r_0 \quad (7.30)$$

显然

$$r_i = c_i + e_i \quad (i=0, 1, \cdots, n-1) \quad (7.31)$$

当 $e_i=1$ 时, 表明第 i 位产生了错误; $e_i=0$ 时, 表明第 i 位无错误。

判断接收到的码组在传输中是否产生错误, 可以利用 H 矩阵校验, 即进行如下运算:

$$H \cdot R^T = H \cdot (C + E)^T \quad (7.32)$$

由于 $H \cdot C^T = 0$, 因此有

$$H \cdot R^T = H \cdot E^T \quad (7.33)$$

令

$$S^T = H \cdot E^T \quad \text{或} \quad S = E \cdot H^T \quad (7.34)$$

S 称为校验子或伴随式, 是一个 $1 \times r$ 矩阵。 $S=0$ 表示无错, 否则表示有错。

可以看出, 伴随式仅与信道所产生的错误图样 E 有关, 而与发送的码组无关。译码的过程就是由伴随式来确定错误图样, 然后从接收到的码组中减去错误图样, 就得到了发送的码组, 即 $C=R-E$ 。

我们还是举 (6,3) 码的例子来说明上述概念。(6,3) 码的最小码距为 3, 只能纠正一个错误, 如果单独用来检错, 只能发现两个错误。假设错误图样为 $E=100000$, 即传输中第一位码元产生了错误, 可知伴随式为

$$S^T = H \cdot E^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.35)$$

同理,当错误发生在其他位时,也可计算出相应的伴随式,结果如表 7-3 所示。从表中可以看出,当没有错误时,伴随式 $S=000$;当第 i 位产生错误时, S^T 正好对应 H 矩阵的第 i 列。因此,只要计算出 S^T ,就可断定是 R 中的第几位产生错误,从而将其纠正过来。

表 7-3 (6,3) 线性分组码的错误图样与伴随式

E	S	E	S
100000	110	000010	010
010000	011	000001	001
001000	101	000000	000
000100	100		

7.4.1.5 线性分组码的纠错能力和检错能力

对于 (n, k) 线性分组码,每个伴随式有 $r=n-k$ 位,它最多有 2^r 种组合,可以表示 2^r 种不同的信息,即有可能指示 2^r 种不同的错误图样。当一个码组中没有错码时的错误图样有一种,为 $00\cdots 0$ (共 r 位),存在一个错码时的错误图样有 C_n^1 种,存在两个错码时的错误图样有 C_n^2 种, ..., 存在 t 个错码时的错误图样有 C_n^t 种。可见,当码组中错码不超过 t 个时,共有 $1+C_n^1+C_n^2+\cdots+C_n^t$ 种不同的错误图样。因此,在一个码组中要纠正所有小于及等于 t 个错误, (n, k) 线性分组码的监督元长度 r 必须满足

$$2^r \geq 1 + C_n^1 + C_n^2 + \cdots + C_n^t = \sum_{i=0}^t C_n^i \quad (7.36)$$

有一点需要注意,式 (7.36) 仅为在一个码组中要纠正所有小于及等于 t 个错误的必要条件,而非充分条件,主要用于设计线性分组码时确定监督码元的长度。

线性分组码的纠错能力和检错能力最终取决于最小码距 $d_{\min}$,可根据式 (7.2)、式 (7.3) 和式 (7.4) 来计算。通常,在给定 n 和 k 以后,希望设计一个线性分组码使其 $d_{\min}$ 最大,但目前还没有系统的方法进行这种设计。

7.4.2 汉明码

要纠正所有单个错误的线性分组码必须满足 $2^r \geq 1+n$ 。因此,对于给定的监督元长度 r ,能纠正所有单个错误的最大码长为 $n=2^r-1$ 。可以纠正所有单个错误且满足 $n=2^r-1$ 的线性分组码就是汉明码。其编码效率为

$$R = \frac{k}{n} = \frac{2^r-1-r}{2^r-1} = 1 - \frac{r}{2^r-1} \quad (7.37)$$

下面以一个例子来说明如何构造汉明码。若监督元长度 $r=3$,则汉明码长度 $n=2^3-1=7$,信息元长度 $k=n-r=4$,得到一个 (7,4) 汉明码,它的监督矩阵 H 有 3 行 7 列,令

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} & h_{15} & h_{16} & h_{17} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} & h_{25} & h_{26} & h_{27} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} & h_{35} & h_{36} & h_{37} \end{bmatrix} \quad (7.38)$$

若第一位出错,错误图样为 $E=[1000000]$,则相应的伴随式为

$$S^T = H \cdot E^T = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} & h_{15} & h_{16} & h_{17} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} & h_{25} & h_{26} & h_{27} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} & h_{35} & h_{36} & h_{37} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \\ h_{21} \\ h_{31} \end{bmatrix} \quad (7.39)$$

同理, 当第 i 位出错时, 相应的 S^T 为 H 矩阵的第 i 列。

要纠正所有单个错误, 就要求所有单个错误对应的伴随式各不相同且不为全零, 也就是 H 矩阵的每一列互不相同且不为全零。由 0、1 组成的不为全零的 3 位二进制序列共有 $2^3-1=7$ 种, 将这 7 种序列分别作为矩阵的 7 列即可得到一个 H 矩阵, 比如

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

根据 H 与 G 的关系得

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

由生成矩阵 G 即可得到 (7.4) 汉明码的所有 $2^4=16$ 个码字。

7.4.3 循环码

循环码是一种线性分组码。如果线性分组码中任一可用码组经循环移位后得到的码组仍为一可用码组, 则称此码为循环码。若为一循环码的可用码组, 则 $c_{n-2}c_{n-1}c_{n-2} \cdots c_1c_0c_{n-1}$, $c_{n-3}c_{n-4} \cdots c_{n-1}c_{n-2}$, $\cdots$ 也是可用码组。

为了用代数学理论研究循环码, 可将码组用多项式来表示, 称为码多项式。以 x 表示这个多项式的基, 码组 $C = c_{n-1}c_{n-2} \cdots c_1c_0$ 可表示为

$$C(x) = c_{n-1}x^{n-1} + c_{n-2}x^{n-2} + \cdots + c_1x + c_0 \quad (7.40)$$

循环码的主要性质如下。

性质 1: 在一个 (n, k) 循环码中, 有且仅有一个 $r=n-k$ 次码多项式 $g(x)$

$$g(x) = g_rx^r + g_{r-1}x^{r-1} + \cdots + g_2x^2 + g_1x + 1 \quad (7.41)$$

每个码多项式都是 $g(x)$ 的一个倍式, 并且每个为 $g(x)$ 倍式的 $n-1$ 次或小于 $n-1$ 次多项式, 必是一个码多项式。可见, 一个 (n, k) 循环码完全由多项式 $g(x)$ 确定, $g(x)$ 称为循环码的生成多项式。

性质 2: (n, k) 循环码的生成多项式 $g(x)$ 是 x^n+1 的因式, 即

第9章 雷达原理

雷达也称为“无线电定位”，是英文 Radar 的音译，源于 Radio Detection and Ranging 的缩写，原意是“无线电探测和测距”，即利用目标对电磁波的反射、应答或自身的辐射发现目标并测定其在空间的位置、速度，以及获取更多有关目标的信息。利用目标对电磁波的反射而发现目标的雷达叫做一次雷达，它是使用最多的一种雷达，也是本章讨论的主要对象。

雷达一般工作在超短波或微波波段。这是由于波长越小，目标面积与波长的比值就越大，波的反射越强。另外，高空的电离层对短波是会反射的，而频率超过 30 MHz 以上的超短波就能穿过电离层直上太空，这就避免了电离层对无线电波反射作用的影响。所以，雷达必须工作在超短波或微波波段才能有效地发挥作用，探测到目标。

现代雷达广泛应用于军事、空中交通管制、气象观测、射电天文、地形测绘、卫星跟踪等领域，按用途可以分为：警戒雷达、精密跟踪雷达及特殊用途雷达。警戒雷达主要用于及早发现目标并发出预先警报，精密跟踪雷达主要用于测定目标位置及速度，特殊用途雷达主要有无线电测高仪、雷达引信、气象雷达及航行管制雷达等。

9.1 雷达的基本工作原理

在雷达应用中，测定目标坐标常采用极（球）坐标系，如图 9-1 所示。图 9-1 中，空间任一目标 P 所在位置可用下列 3 个坐标确定：

- (1) 目标的斜距 R ——雷达到目标的直线距离 OP ；
- (2) 方位角 α ——目标斜距 R 在水平面上的投影 OB 与某一起始方向（正北、正南或其他参考方向）在水平面上的夹角；
- (3) 仰角 β ——斜距 R 与它在水平面上的投影 OB 在铅垂面上的夹角，有时也称为倾角或高低角。

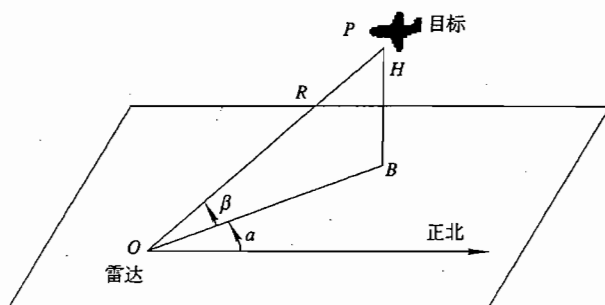


图 9-1 用极（球）坐标系表示目标位置

图 9-2 是雷达的基本组成框图，包括 3 个部分：发射机、接收机和天线。发射机通过发射天线辐射电磁波，电磁波中部分能量被目标接收，并在各个方向上产生二次反射，接收机

接收返回能量并对回波信号进行处理,从而发现目标的存在,提取目标位置及速度信息。

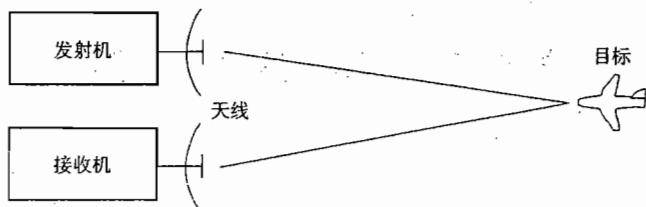


图 9-2 雷达的原理及其基本组成

9.1.1 目标斜距测量

雷达测距通常是利用大功率发射机,通过天线向目标发出无线电信号,这些信号由目标转发或反射回来,再由地面接收机接收,测量无线电波往返传送的时间,则可计算出地面站与目标之间的距离。雷达测距技术可分为脉冲测距和连续波测距两大类。

1. 脉冲测距

如图 9-3 所示为脉冲测距时间关系。雷达发射机向空间目标发出一串具有恒定间隔的无线电高频脉冲(脉冲调制高频),经目标转发或反射回地面站,由接收机接收并测量出发脉冲之间的时延 t_R ,即可求出该时刻目标与地面站间的距离 R 为:

$$R = \frac{1}{2} c t_R \quad (9.1)$$

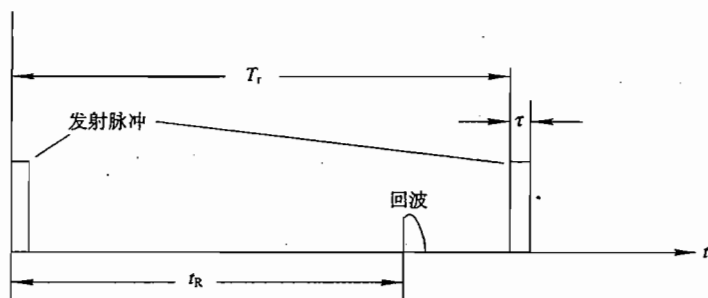


图 9-3 脉冲测距时间关系

必须注意,脉冲的间隔 T_r 一定要大于收发脉冲之间的最大时延,即 $t_R < T_r$,否则回波信号将出现在第二个或更多个发射脉冲之后,测量 t_R 的值将产生混淆的现象。所以,通常的脉冲测距,重复周期 T_r 与测量的最大作用距离 $R_{\max}$ 要满足以下关系:

$$R_{\max} \leq \frac{1}{2} c T_r \quad (9.2)$$

这就保证了 $t_R < T_r$ 。

脉冲测距的精度主要取决于信噪比和脉冲前沿的斜率。

2. 连续波测距

决定雷达作用距离的最主要因素是平均发射功率,在允许的峰值功率相同的条件下,连

续波信号比一般的脉冲信号具有更大的平均功率,因此深空测量多采用连续波测距方式。

发射一连续的高频无线电波,并用较长周期的电信号调制,同时在接收端接收后把较长周期的电信号解调出来,与发射调制信号相比较,从而获得时间差,即相位差,这就是“连续波测距”,如图9-4所示为调制信号是单一正弦波的连续波测距原理。连续波信号分为侧音信号(谐波信号)和数字信号(非谐波信号),如伪随机码、快捕码及序列码等。侧音信号中包括定侧音与扫描侧音。定侧音是指频率固定的正弦波作为调制信号,而扫描侧音是指频率按一定规律变化的正弦波作为调制信号。定侧音又分为单侧音(单一正弦波)和多侧音(频率比为整数的一系列正弦波)。

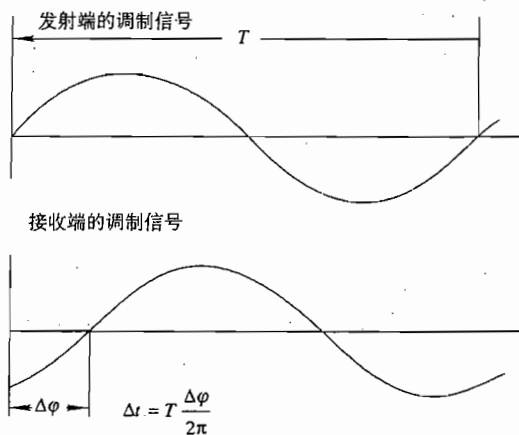


图9-4 连续波测距原理

9.1.2 目标角位置测量

测量空间目标相对于地面站角度的方法分为两大类:相位法和振幅法。

9.1.2.1 相位法测角

利用目标回波信号相位差别进行测角的方法叫相位法测角。图9-5为相位法测角的示意图。

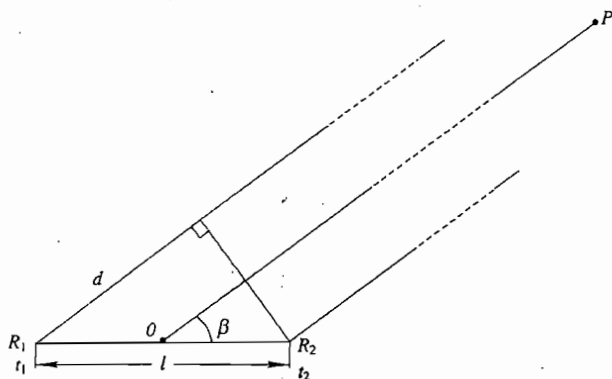


图9-5 相位法测角示意图

当目标距离接收点很远时,从目标 P 点到两接收点 R_1 及 R_2 的连线近似于平行线。由于无线电波从 P 点传输到 R_1 和 R_2 两个接收点的距离不同,造成两个接收信号间的相位差,即时间差。这样,无线电波从 P 点传到 R_2 点比传到 R_1 点多走了 d 距离,无线电波的同一相位到达 R_2 的时间 t_2 要比到达 R_1 的时间 t_1 滞后 Δt , $\Delta t = t_2 - t_1$, $d = \Delta t \times c$ 。由此,可求出目标和接收中点的连线 OP 与两接收点间连线 R_1R_2 之间的夹角 β

$$\cos \beta = \frac{d}{l} = \frac{\Delta t \times c}{l} \quad (9.3)$$

式中 l ——两接收点间的距离;

c ——光速。

这里的 β 角并不是仰角,而是目标和接收中点间连线与两接收点间连线的夹角,是与目标方位角、仰角及两接收点间连线方向有关的角度。

9.1.2.2 振幅法测角

振幅法测角分最大信号法、等信号法、最小信号法 3 种。

1. 最大信号法

最大信号法所采用的天线波束图如图 9-6 所示。设空间有一目标,波束扫过这一目标,只有当波束轴线对准目标时,接收到的回波信号幅度最大,其他时候回波幅度随着波束轴偏离目标的角度增大而减小。根据回波信号这一特点,以波束轴对准目标接收到最大回波时的角度 θ 作为目标的角坐标,叫做最大信号法测角。

最大信号法测角的优点是测角过程简单,缺点是测角准确度不高,一般只能达到波束宽度的 10%~25%。由于天线波束方向图在最大值附近比较平坦,变化率很小,因此目标在轴线左右,回波强度变化缓慢,不易判别,所以目标的角度不易测准。另外,它不能判断目标偏离轴线的方向,因而不便于在自动测角时使用。最大信号法广泛应用于搜索、引导、环视雷达中。

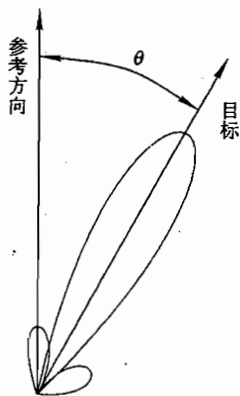


图 9-6 最大信号法测角波束图

2. 等信号法

等信号法测角采用两个相同的但彼此部分重叠的波束,其方向图如图 9-7 所示。两波束的交点与原点的连线 OA 叫等信号线,又称等信号轴。若目标处在等信号线 OA 上,两个波

束接收到的回波信号强度相等。当目标偏离等信号线 OA 时, 两波束所收回波信号强度不等。若目标在 OB 线上, 波束 1 收到的回波比波束 2 收到的强, 若目标在 OC 线上, 则刚好相反。这样, 判断两波束所收回波信号强度是否相等, 就可以断定目标是否在等信号线 OA 上, 根据两波束输出信号的大小, 就可以知道目标偏离 OA 的方向和偏差的大小。这种测角方法叫做等信号法。

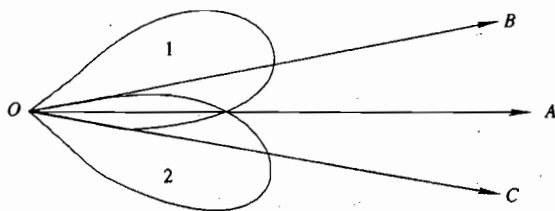


图 9-7 等信号法测角波束图

在等信号法中, 两个波束可以同时存在, 也可以交替出现。前者必须有两套天线接收系统同时工作, 叫做同时(瞬时)波瓣法; 后者可用两套天线轮流工作或用最大辐射方向偏离等信号线一个角度的波束旋转来得到, 叫做顺序波瓣法。

等信号法的优点是测角精度较高, 收发天线分开时, 测角精度比最大信号法约提高 6 倍, 收发天线共用时约提高 12 倍。这是因为等信号轴 OA 一般在方向图变化率较大的地方, 因此当目标的角度稍一偏离轴线 OA , 两路信号的差值比较明显; 其次, 等信号法可区分目标偏离轴线的方向。它的缺点是天线设备比较复杂; 另外由于等信号轴方向不是波束最大方向, 在发射功率同样的情况下, 它的作用距离比最大信号法的作用距离要近些。等信号法常用来进行自动测角, 即应用于跟踪雷达中。

3. 最小信号法

最小信号法测角采用如图 9-8 所示的方向图。当方向图零辐射方向 (OA 方向) 对准目标时, 接收信号强度为零, 此时 OA 方向为目标所在方向, 这种测角方法, 叫最小信号法。实际上由于噪声的存在, 在 OA 轴左右一个角度范围 ($\theta_1 - \theta_2$) 内接收机输出几乎无变化, 因此很难测准 OA 轴所对的角度。所以测量 OA 轴左右两个刚能发现目标的角度 θ_1 和 θ_2 , 然后取平均值 θ 作为目标的角度, 即

$$\theta = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \quad (9.4)$$

最小信号法测角从理论上说具有较高的精度, 因为在方向图的零点附近变化率最大, 但实际上由于噪声干扰不可能得到高的测角精度; 另外当方向对准目标时方向图的最小目标回波消失, 从而失去了测距的可靠性, 作用距离不远; 也不能进行自动测角。所以, 雷达中很少用这种测角方法来测目标的方位角, 只是在波长较长(如米波)的雷达中, 由于天线波束较宽, 垂直瓣受地面反射的影响发生分裂, 形成多瓣, 可利用垂直波瓣的零方向来粗略地测目标的仰角。

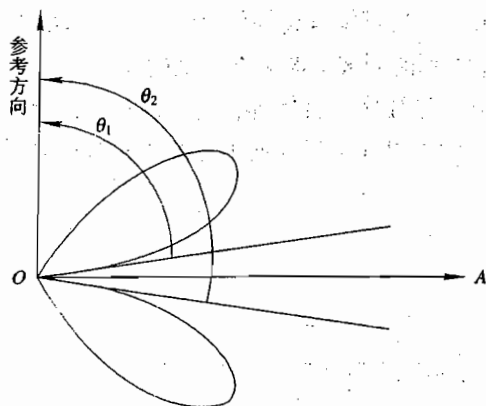


图 9-8 最小信号法测角波束图

9.1.3 相对速度的测量

由于对速度的物理意义理解的区别, 目标径向速度的测量方法有两种: 距离变化率直接求速度和多普勒频移求速度。

1. 距离变化率直接求速度

若能测出目标在各个时刻的径向距离, 则目标的径向速度可由下式求出:

$$v_r = \frac{dR}{dt} \approx \frac{\Delta R(t_1, t_2)}{\Delta t(t_1, t_2)} \quad (9.5)$$

式中 v_r ——目标的径向速度;

$\Delta t(t_1, t_2) = t_2 - t_1$ ——连续测量中两个时刻 t_1 和 t_2 的时间间隔;

$\Delta R(t_1, t_2) = R(t_2) - R(t_1)$ ——目标在时刻 t_1 和 t_2 的距离变化增量。

2. 多普勒频移求速度

当一个信号频率为 f_T 的发射机与一个接收机相对运动而距离变小时, 接收信号频率 f_R 将高于 f_T ; 而当二者间的距离变大时, f_R 将低于 f_T , 这种现象称为多普勒效应。 f_R 与 f_T 之差 f_d 称为多普勒频移, 且有

$$f_d = f_R - f_T = -\frac{v_r}{c} f_T \quad (9.6)$$

式中 c ——光速。

若由地面站发射的信号经目标转发, 再由地面站接收, 则双向多普勒频移 f_d 为:

$$f_d = f_R - f_T = -\frac{2v_r}{c} f_T \quad (9.7)$$

由于发射频率 f_T 及光速 c 已知, 只要测出单向或双向多普勒频移 f_d , 即可求出目标的径向速度 v_r 。

单向多普勒测速:

$$v_r = -\frac{cf_d}{f_T} \quad (9.8)$$

双向多普勒测速:

$$v_r = -\frac{cf_d}{2f_T} \quad (9.9)$$

采用上述方法即为多普勒频移法测量径向速度。

如果由地面 3 个或 3 个以上已知位置的测量站分别测出目标相对于各测量站的径向速度, 且已知目标在该时刻的位置, 则由 3RR 定位方法可求得目标速度的大小及方向。

9.1.4 雷达的主要战术参数 (应用参数)

雷达的战术 (应用) 性能说明雷达的用途和能力, 主要包括以下几种。

- ① 雷达用途。
- ② 雷达威力范围: 它由最大作用距离、最小作用距离、最大仰角及方位角范围决定。
- ③ 分辨率: 能区分两个点目标之间的最小距离 ΔR 与最小角度 $\Delta \theta$ 。
- ④ 数据率: 单位时间内雷达所能提供对一个目标数据的搜索次数, 即雷达对整个威力范围内完成一次搜索所需时间的倒数。
- ⑤ 跟踪速度: 自动跟踪雷达连续跟踪运动目标的最大可能速度。
- ⑥ 抗干扰能力: 雷达通常在各种自然干扰和人为干扰的条件下工作, 军事使用时主要是敌人施放的干扰, 例如偶极子干扰和使用干扰发射机产生的干扰等。干扰最后作用于雷达显示设备或其他终端设备, 严重时可能使雷达失去工作能力。近代雷达必须具有一定程度的抗干扰能力。
- ⑦ 雷达的准确度及精密度: 雷达的准确度反映雷达测量的系统误差和随机误差两者大小的程度。

$$\text{准确度} = \sqrt{E(\delta_i^2 + \varepsilon^2)} \quad (9.10)$$

式中 δ_i ——随即误差;

ε ——系统误差;

$E(x)$ ——表示对 x 的平均值。

雷达测量的精密度反映雷达测量随机误差大小的程度。

$$\text{精密度} = \sqrt{E(\delta_i^2)} \quad (9.11)$$

⑧ 抗核爆炸和轰炸能力。

⑨ 体积、重量、可靠性和使用条件等。

9.2 雷达发射机和接收机

9.2.1 雷达发射机

9.2.1.1 发射机的组成

雷达发射机为雷达提供一个载波受到调制的大功率射频信号, 有单级振荡式和主振放大

式两类。

单极振荡式发射机主要用于脉冲雷达,其组成如图 9-9 所示。脉冲调制器受定时信号控制,输出定时定宽的矩形脉冲,控制大功率射频振荡器,使其输出定时定宽的包络为矩形的射频信号。

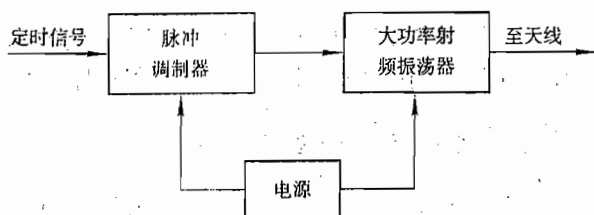


图 9-9 单极振荡式发射机

主振放大式发射机的组成如图 9-10 所示。定时器产生定时脉冲供调制定时使用,调制器输出具有功率的基带信号,这与一般调制器的定义不同,实质上是形成调制的基带信号与功率放大电路。对于脉冲雷达,是形成定时定宽且具有一定功率的周期脉冲序列。对于连续波雷达,则包括编码形成及功率放大电路。固体微波源包括:产生较低频率但频率稳定度很高的主振器,如石英晶体振荡器;对主振器输出的振荡参数进行调整的普通意义上的调制器;倍频器或上变频器。这种方法可以得到频率稳定度高的高频振荡,在连续雷达中多采用这种方法。

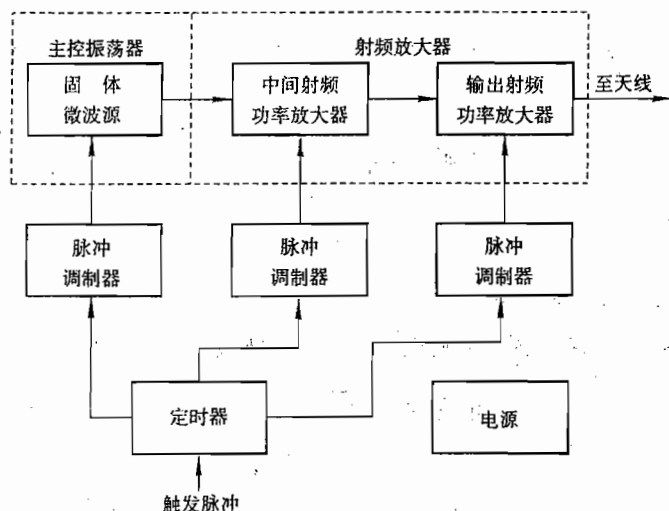


图 9-10 主振放大式发射机

单极振荡式发射机简单、经济、轻便,同样的功率电平,仅为主振放大式发射机重量的三分之一,因此,应尽量优先采用。但在频率稳定要求高,基带信号波形复杂,或特殊调制要求以及要求载波相位相干的雷达宜采用主振放大式发射机。

9.2.1.2 发射机的主要质量指标

设计雷达发射机时,要根据其用途来确定质量指标,根据质量指标设计发射机的组成及

各部件。雷达发射机的质量指标主要包括工作频率或波段、输出功率、总效率、信号形式、信号的稳定性或频谱纯度及结构与使用上的其他要求。

1. 工作频率或波段

发射机发射管种类的选择与工作频率或波段关系甚大。例如,目前 1 000 MHz 以下主要采用微波三、四极管,在 1 000 MHz 以上则采用多腔磁控管、大功率速调管、行波管及前向波管等。

2. 输出功率

发射机的输出功率直接影响雷达的威力和抗干扰能力。脉冲雷达发射机的输出功率分为峰值功率 p_t 和 p_{av} , p_t 指脉冲期间射频振荡的平均功率, p_{av} 指脉冲重复周期内输出功率的平均值。

3. 总效率

总效率 η = 输出功率/输入功率。对于主振放大式发射机,要提高总效率,特别要注意改善输出级的效率。

4. 信号形式(调制形式)

根据雷达体制的不同,可能选用各种各样的信号形式,常用的几种信号形式如表 9-1 所示:

表 9-1 雷达的常用信号形式

波 形	调制类型	工作比/(%)
简单脉冲	矩形振幅调制	0.01 ~ 1
脉冲压缩	线性调频	0.1 ~ 10
	脉内相位编码	
高工作比多普勒	矩形调幅	30 ~ 50
调频连续波	线性调频	100
	正弦调频	
连续波	相位编码	100

5. 信号的稳定度或频谱纯度

描述信号参量的不稳定程度可以通过时域或频域来描述。

时域描述:对于信号参量的不稳定性可用信号参量的方差来表示,如信号振幅方差 δA^2 、相位方差 $\delta \phi^2$ 、定时方差 δt^2 及脉冲宽度方差 $\delta \tau^2$ 等。

频域描述:对于随机性的信号不稳定性,在频域表现为除信号谱外还出现类似随机噪声的连续干扰谱,可用单位带宽内的单边带信号不稳定引起的噪声功率与信号功率之比的分贝数表示,它是频率的函数。对于规律性的信号不稳定性,它在频域表现为离散谱,用该分量的单边带功率与信号功率之比的分贝数来表示信号频谱的纯度。

6. 其他

体积、重量、通风散热、防震防潮、调整调谐、安全可靠、便于监视及便于维修等也是评价发射机质量的主要指标。

9.2.2 雷达接收机

雷达接收机的作用是通过适当的滤波将天线上接收到的微弱的高频回波信号从伴随的噪声和干扰中选择出来并放大,解调后取出基带信号送至终端。一般来说可以将雷达接收机分为超外差式、超再生式、晶体视放式和调谐高频 (TRF) 式等 4 种类型。其中,超外差式雷达接收机具有灵敏度高、增益高、选择性好和适用性广等优点,在实际中获得普遍应用。所以,这里只介绍超外差式接收机。

超外差式雷达接收机的简化方框图如图 9-11 所示。它的主要组成部分如下:

- (1) 高频部分,又称为接收机“前端”,其中包括接收机保护器、低噪声高频放大器、混频器和本机振荡器;
- (2) 中频放大器,包括匹配滤波器;
- (3) 检波器和视频放大器。

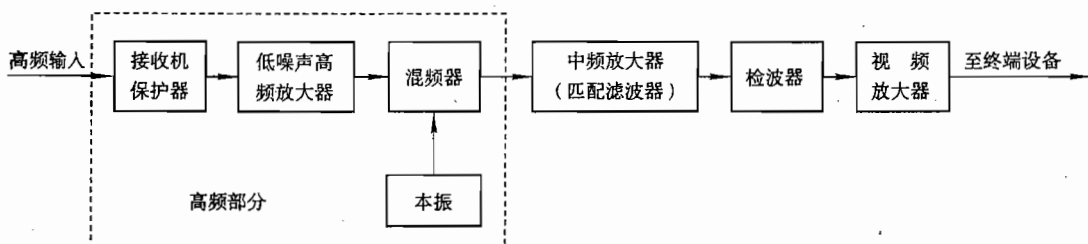


图 9-11 超外差式雷达接收机简化框图

从天线接收的高频回波加至接收机保护器,一般是经过低噪声高频放大器后再送到混频器。在混频器中,高频回波脉冲信号与本机振荡器的等幅高频电压混频,将信号频率降为中频 (IF),再由多级中频放大器对中频脉冲信号进行放大和匹配滤波,以获得最大的输出信噪比,最后经过检波器和视频放大后送至终端处理设备。

超外差式雷达接收机的主要性能指标有如下几种。

1. 灵敏度

灵敏度表示接收机接收微弱信号的能力,通常用最小可检测信号功率 $P_{\min}$ 来表示, $P_{\min}$ 愈小表示接收机灵敏度愈高。目前,超外差式雷达接收机的灵敏度一般约为 $10^{-12} \sim 10^{-14} \text{ W}$ 。

2. 接收机的工作频带宽度

接收机的工作频带宽度表示接收机的瞬时工作频率范围。在复杂的电子对抗和干扰环境中,要求雷达发射机和接收机具有较宽的工作带宽。

3. 动态范围

动态范围表示接收机能够正常工作所容许的输入信号强度变化的范围。当输入信号太强时,接收机将发生饱和而失去放大作用,这种现象称为过载。使接收机开始出现过载时的输入功率与最小可检测功率之比,叫做动态范围。

4. 中频的滤波特性

中频的滤波特性是减少接收机噪声的关键参数,如果中频滤波特性的带宽大于回波信号带宽,则过多的噪声进入接收机;反之,如果所选择的带宽比信号带宽窄,信号能量将会损失。因此,在白噪声 (即接收机热噪声) 背景下,接收机的频率特性为“匹配滤波器”时,

输出的信噪比最大。

5. 工作稳定性

工作稳定性是指当环境条件（温度、湿度、机械振动等）和电源电压发生变化时，接收机的性能参数（振幅特性、频率特性和相位特性等）受到影响的程度。

6. 抗干扰能力

9.3 目标及其发现

目标是雷达观测的对象，雷达发射的电磁波，在传播时遇见目标，一部分能量被目标所吸收，转化为热而消耗了，另一部分被目标重新辐射。目标重新辐射，可认为是没有方向性的，重新辐射的能量，将有一小部分被接收天线所截获进入接收机，从而发现目标。

目标的回波信号与目标本身信息的对应关系可以简单地归纳如下：反射信号的存在代表着目标的存在；信号的时延代表着目标与雷达发射机有一定的距离；目标的多普勒频移代表着目标的径向速度；回波波前的经向方向代表着目标的角度信息；而幅度对空间的变化率可以反映出目标的形状；幅度对时间的变化率可以反映出目标的自旋特征；幅度对频率的变化率可以反映出目标的大小和体积。

由于噪声的存在，判定是否有目标，并不是绝对的，也就是说，目标的发现应以概率的大小来度量。在判断的过程中，有目标存在，监测器判定有目标，这种事件发生的概率叫做发现概率；没有目标只有噪声存在，监测器也判定有目标，这种错误事件发生的概率叫做虚警概率。对于检测器来说，希望有较高的发现概率和较低的虚警概率。发现概率和虚警概率是信号检测问题中两个重要的性能指标。

应该强调指出，自然界中的物体是否属于雷达目标要视雷达的任务而定。一般来说，希望观测的物体都可称为雷达目标，如对搜索和跟踪雷达来说，导弹、飞机、舰船等是雷达目标；而对测绘雷达来说，地形、建筑物、桥梁等都是雷达目标；雨、雪、云雾等气象微粒则是气象雷达目标。凡是不希望观测的物体都不能叫雷达目标，这些物体的回波称为干扰背景或杂波。因此，为了尽可能保证雷达在各种环境中具有很好的性能，必须对不同的环境引起的杂波特性进行研究，以便滤除这些杂波。

