

第五篇 电气控制与
测 试 篇

获取更多资料

微信搜索 领星球

第三十六章 电气自动控制系统的分类与功能

自动控制就是无人直接参与下,应用检测仪表和控制装置对设备或过程进行控制,使其达到预期的状态或性能指标。

一个自动控制系统主要由控制器和控制对象两大部分组成。控制对象是指被控制的设备或过程,表征设备或过程运行状态且需要加以控制的行为参数称为系统的输出(量)或被控参数。对控制对象产生控制作用的整套自动化仪表或装置称为控制器。希望系统输出应具有的变化规律称为系统的参考输入。

控制系统归纳起来应满足以下两个方面的性能要求:

(1)跟随输入 控制系统的输出量应跟随参考输入的变化而变化。在一些控制系统中,参考输入不随时间变化,因此输出量也保持恒定。而在另一些系统中,如雷达天线跟踪飞行目标的控制系统中、弧焊机器人末端跟踪焊缝轨迹的控制系统中,参考输入则是随时间变化的运动轨迹,要求控制系统的输出能够跟踪输入轨迹的变化而变化。

(2)抗干扰 控制系统还受到外界干扰(扰动)的影响,使系统输出偏离参考输入。因此,控制的目标除了跟随输入外,还要求控制系统具有抗干扰的能力,即输出量(被控参数)尽量不受干扰的影响。

第一节 自动控制系统的分类

一、控制系统按系统结构分类

(一)开环控制系统

如果控制器与控制对象之间只有正向作用而没有反向作用,如图 36-1a 所示,这样的控制系统称为开环控制系统。开环系统没有输出反馈,误差不能得到纠正,因而控制精度不高。如果扰动因素较少,并且能够测量,可以对扰动进行补偿,如图中虚线所示。

(二)闭环控制系统

如果控制器与控制对象之间既有正向作用又有反向作用。这样的控制系统称为闭环控制系统。在图 36-1b 中,系统输出通过负反馈与参考输入比较,得到误差,而控制作用 $u(t)$ 是根据误差产生的。因此,闭环控制系统也称为反馈控制系统。由于输出反馈作用,被控参数受干扰的影响将会减小甚至消除,从而提高了控制精度。同时,被控参数对系统内部元件参数的变化(内扰)不敏感,因而降低了对除反馈环节外其它环节的要求。然而,由于引入输出反馈,可能产生振荡或稳定性的问题。

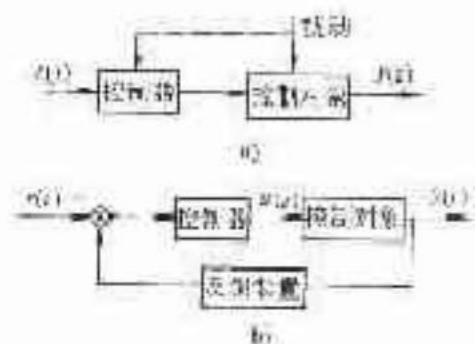


图 36-1 开环控制系统和闭环控制系统
a) 开环控制系统 b) 闭环控制系统

(三) 复合控制系统

复合控制是前馈和反馈相结合的一种控制方式。

二、控制系统按任务分类

1. 调节系统 参考输入恒定的控制系统称为调节系统, 又称定值控制系统, 调节系统的任务是在任何扰动作用下使被控参数维持在恒定的期望数值;
2. 随动控制系统 若参考输入随时间任意变化, 控制系统的输出应以一定的精度跟随参考输入变化而变化, 这种系统称为随动控制系统或跟踪系统;
3. 程序控制系统 参考输入按预先安排好的顺序变化的控制系统。

三、控制系统按数学模型分类

(一) 线性控制系统

若系统中各个组成环节的动态特性都可以用线性微分(或差分)方程描述, 这种系统称为线性控制系统。线性系统可利用叠加原理求解。进一步, 如果线性系统的特性(结构和参数)不随时间变化, 则可以用线性常系数微分方程描述, 这种系统称为线性定常(或线性时不变 LTI)系统。如果线性微分方程的系数是时间的函数, 则对应的系统称为线性时变系统。

(二) 非线性控制系统

若系统中存在非线性元件, 系统的动态过程就必须用非线性微分方程描述, 这种系统称为非线性控制系统。对于非线性系统, 叠加原理是不适用的。对于非本质的非线性特性, 其输入-输出曲线可以在变量变化范围不大时用直线代替曲线, 简化为线性关系处理。而对于本质非线性特性, 输入-输出关系或具有间断点、折断点, 或具有非单值关系, 就必须用非线性控制理论进行分析和设计。

四、控制系统按信号分类

(一) 连续控制系统

连续控制系统中各组成环节的输入、输出信号都是连续时间变量的函数。连续控制系统的动态过程一般用微分方程描述。

(二) 离散控制系统

离散系统中某些环节的输入或输出信号在时间上是离散的,即间断地仅在离散的采样时刻取值。离散控制系统通常分为采样控制系统和数字控制系统两大类。常见的离散控制系统如图36-2所示。在采样系统中,连续信号经过采样变成脉冲序列信号;而在数字控制系统中,采样信号还需要量化为数字编码信号。离散系统的动态过程一般用差分方程来描述。

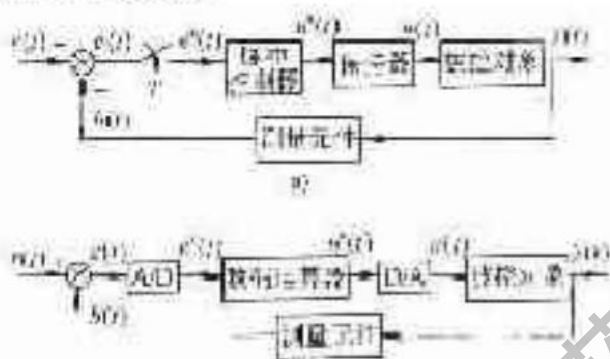


图36-2 常见的离散控制系统
a) 采样控制系统 b) 数字控制系统

五、单变量与多变量控制系统

只有一个参考输入量和一个输出量的控制系统,称为单变量(SISO)控制系统。如果一个控制系统的参考输入量多于一个,或输出量多于一个,则称为多变量(MIMO)控制系统。

除上述分类方法外,控制系统还可按系统的规模划分为一般系统、大系统和巨系统;也可按系统的所具有的智能程度高低划分为普通系统和智能系统。

第二节 自动控制系统的性能要求与指标

一、自动控制系统的性能要求

可概括为三个方面:稳定性、准确性和快速性。对于调节系统,要求能快速地克服扰动影响,使被控参数准确地恢复到给定值;对于随动系统,既要求输出能快速准确地跟随参考输入的变化而变化,而又不受扰动的影响。

二、控制系统的阶跃响应和性能指标

阶跃信号 $u_s(t)$ 兼有瞬时突变和保持恒定的特点,用它作为参考输入可以全面地考验系统在稳定性、快速性和准确性等方面的表现。对于随动系统,除阶跃信号外,有时还用斜坡信号 $r(t) = u_1(t)$ 和抛物线信号 $(t^2/2)u_2(t)$ 作为典型试验信号。控制系统在单位阶跃输入作用下的暂态响应如图36-3所示。

系统性能指标定义如下:

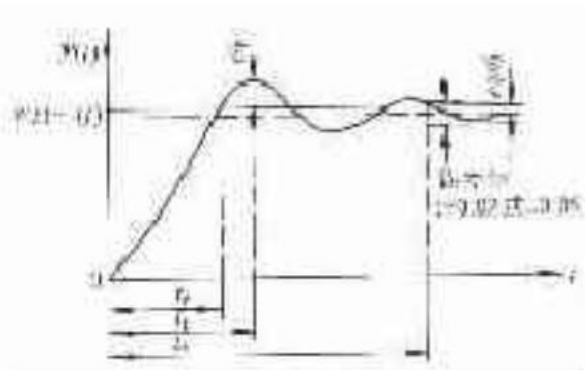


图 36-3 系统单位阶跃响应

1. 稳态误差 暂态过程结束后,系统进入稳态时输出 $y(\infty)$ 与期望值之差。
2. 超调量 暂态过程中,系统输出与稳态输出 $y(\infty)$ 之间的最大偏差,即

$$\sigma\% = \frac{y_{\max} - y(\infty)}{y(\infty)} \times 100\%$$

3. 调节时间 系统输出达到新的稳态值所需要的过渡过程时间。调节时间 t_s 定义为当 $t \geq t_s$ 时, $|y(t) - y(\infty)| \leq \Delta$

式中 Δ ——误差带,一般取 $y(\infty)$ 的 2% 或 5%。

除上述指标外,还有一些其它指标,如上升时间 t_r ——系统输出第一次达到稳态值所需的时间;峰值时间 t_p ——系统输出达到最大值 y_{\max} 所需的时间;衰减率——系统输出的相邻两个符号相同的峰值衰减的百分数。

三、误差积分指标

误差积分指标是一种综合性能指标,它是在单位阶跃信号作用下系统误差的函数的积分值。常用的误差积分指标有如下几种:

误差平方积分指标(ISE)

$$J_1 = \int_0^{\infty} e^2(t) dt$$

误差绝对值积分指标(IAE)

$$J_2 = \int_0^{\infty} |e(t)| dt$$

时间乘误差绝对值积分指标(ITAE)

$$J_3 = \int_0^{\infty} t |e(t)| dt$$

时间乘误差平方积分指标(IISE)

$$J_4 = \int_0^{\infty} te^2(t) dt$$

无论利用哪一种误差积分指标,指标值愈小,整个响应过程中总体说来误差愈小。ISE 和 IAE 对于不同时间的误差同等对待。而在 ITAE 和 IISE 中,由于误差的权重随时间增大,因而有利于消除暂态过程后期的“爬行”现象。

四、鲁棒性(稳健性)

指系统抵御各种扰动因素影响的能力,如系统结构和参数的不确定性,以及外界干扰。引起系统结构变异或参数扰动的原因是多方面的,如由于对象的模型误差、元器件制造公差及老化、零部件磨损和系统运行环境的变化等。系统性能受参数扰动影响的属性称为系统的参数灵敏度。如果一个控制系统对上述扰动因素的灵敏度低,则称该系统的鲁棒性好。

第三十七章 电气控制线路设计方法

第一节 电气控制原理线路设计的方法

原理线路设计是原理设计的核心内容。在总体方案确定之后,具体设计是从电气原理图开始的,各项设计指标是通过控制原理图来实现的,同时它又是工艺设计和编制各种技术资料的依据。

一、电气原理图设计的基本步骤

1. 根据选定的拖动方案及控制方式设计系统的原理框图,拟出各部分的主要技术要求和主要技术参数。
2. 根据各部分的要求,设计出原理框图中各个部分的具体电路。对于每一部分的设计总是按主电路→控制电路→辅助电路→联锁与保护→总体检查→反复修改与完善的步骤进行。
3. 绘制总原理图。按系统框图结构将各部分联成一个整体。
4. 正确选用原理线路中每一个电器元件,并制订元器件目录清单。

对于比较简单的控制线路,例如普通机床的电气配套设计,可以省略前两步,直接进行原理图设计和选用电器元件。但对于比较复杂的自动控制线路,例如专用的数控生产机械或者采用微机或电子控制的专用检测与控制系统,要求有程序预选、刀具调整与补偿和一定的加工精度、生产效率、自动显示、各种保护、故障诊断、报警、打印记录等,就必须按上述过程一步一步进行设计。只有各个独立部分都达到技术要求,才能保证总体技术要求的实现,保证总装调试的顺利进行。

二、电气原理图的设计方法及设计实例

电气原理图的设计方法主要有分析设计法和逻辑设计法两种,分别介绍如下。

1. 分析设计法

所谓分析设计法是根据生产工艺的要求去选择适当的基本控制环节(单元电路)或经过考验的成熟电路,按各部分的联锁条件组合起来并加以补充和修改,综合成满足控制要求的完整线路。当找不到现成的典型环节时,可根据控制要求边分析边设计,将主令信号经过适当的组合与变换,在一定条件下得到执行元件所需要的工作信号。设计过程中,要随时增减元器件和改变触点的组合方式,以满足拖动系统的工作条件和控制要求,经过反复修改得到理想的控制线路。由于这种设计方法是以熟练掌握各种电气控制线路的基本环节和具备一定的阅读分析电气控制线路的经验为基础,所以又称为经验设计法。

分析设计法的特点是无固定的设计程序,设计方法简单,容易为初学者所掌握,对于具有一定工作经验的电气人员来说,也能较快地完成设计任务,因此在电气设计中被普遍采用。其缺点是设计方案不一定是最佳方案,当经验不足或考虑不周时会影响线路工作的可靠性。

下面通过 C53U1 立式车床横梁升降电气控制原理线路的设计实例,进一步说明分析设计法的设计过程。这种机构无论在机械传动或电力传动控制的设计中都有普遍意义,在立式车床、摇臂钻床、龙门刨床等设备中均采用类似的结构和控制方法。

(1) 电力拖动方式及其控制要求 为适应不同高度工件加工时对刀具的需要,要求安装有左、右立刀架的横梁能通过丝杠传动快速作上升下降的调整运动。丝杠的正反转由一台 2JK1-4 型三相交流异步电动机拖动(13kW, 380/660V, 27.6/16A, 1330r/min),同时,为了保证零件的加工精度,当横梁移动到需要的高度后应立即通过夹紧机构将横梁夹紧在立柱上。每次移动前要先放松夹紧装置,因此设置另一台 JDQ-4 型(2.8kW, 220/380V, 10.5/6.1A, 1430r/min)三相交流异步电动机拖动夹紧放松机构,以实现横梁移动前的放松和到位后的夹紧动作。在夹紧、放松机构中设置两个行程开关 SQ1 与 SQ2,如图 37-1 所示,分别检测已放松与已夹紧信号。

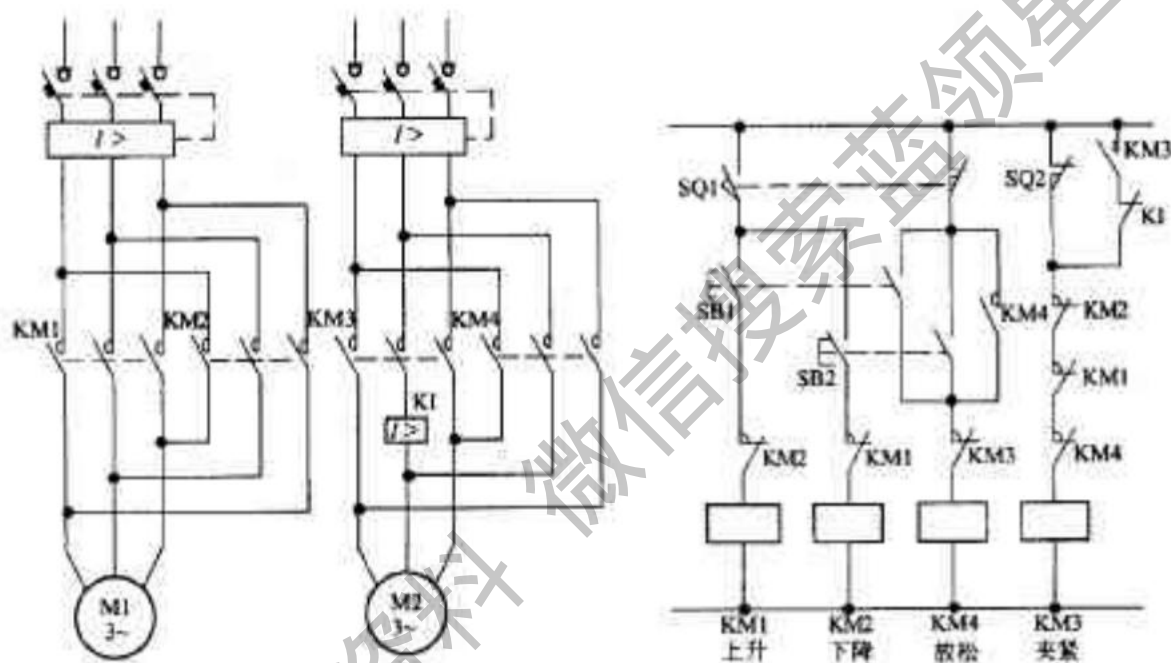


图 37-1 主电路及控制电路设计草图之一

(2) 横梁升降控制要求

① 采用短时工作的电动机控制。

② 横梁上升控制动作过程。按上升按钮→横梁放松(夹紧电动机反转)→压下放松位置开关→停止放松→横梁自动上升(升降电动机正转)→到位松开上升按钮→横梁停止上升→横梁自动夹紧(夹紧电动机正转)→已放松位置开关松开,已夹紧位置开关压下,达到一定夹紧紧度→上升过程结束。

③ 横梁下降控制动作过程。按下降按钮→横梁放松→压下已放松位置开关→停止放松,横梁自动下降→到位松开下降按钮→横梁停止下降并自动短时回升(升降电动机短时正转)→横梁自动夹紧→已放松位置开关松开,已夹紧位置开关压下并夹紧至一定紧度→下降过程结束。

可见下降与上升控制的区别在于到位后多了一个自动的短时回升动作,其目的在于消除移动螺母上端面与丝杠的间隙,以防止加工过程中因横梁倾斜造成的误差,而上升过程中移动螺母上端面与丝杠之间不存在间隙。

④ 横梁升降动作应设置上、下极限位置保护。

(3) 设计过程

① 根据拖动要求设计主电路。由于升、降电动机 M1 与夹紧放松电动机 M2 都要求正反转,所以采用 KM1、KM2 及 KM3、KM4 接触器主触点变换相序控制。

考虑到横梁夹紧时有一定的紧度要求,故在 M2 正转即 KM3 动作时,其中一相串接电流继电器 KI 检测电流信号,当 M2 处于堵转状态,电流增长至动作值时,过电流继电器 KI 动作,使夹紧动作结束,以保证每次

夹紧紧度相同。据此便可设计出如图 37-1 所示的主电路。

②设计控制电路草图。如果暂不考虑横梁下降控制的短时回升,则上升与下降控制过程完全相同。当发出“上升”或“下降”指令时,首先是夹紧放松电动机 M2 反转(KM4 吸合),由于平时横梁总是处于夹紧状态,行程开关 SQ1(检测已放松信号)不受压, SQ2(检测已夹紧信号)处于受压状态,将 SQ1 常开触点串在横梁升降控制回路中,常闭触点串于放松控制回路中(SQ2 常开触点串在立车工作台转动控制回路中,用于联锁控制),因此在发出上升或下降指令时(按 SB1 或 SB2),先放松, KM4 吸合(SQ2 立即复位),当放松动作完成时 SQ1 受压, KM4 释放, KM1(或 KM2)自动吸合,实现横梁自动上升(或下降)。上升(或下降)到位,放开 SB1(或 SB2)停止上升(或下降),由于此时 SQ1 受压, SQ2 不受压,所以 KM3 自动吸合,夹紧动作自动发出,直到 SQ2 压下,再通过 KI 常闭触点与 KM3 的常开触点串联的自锁回路,继续夹紧至过电流继电器动作(达到一定的夹紧紧度),控制过程自动结束。按此思路设计的草图如图 37-1 所示。

③完善设计草图。图 37-1 设计草图功能不完善,主要是未考虑下降的短时回升。下降到位的短时回升,是满足一定条件下的结果,此条件与上升指令是“或”的逻辑关系,因此它应与 SB1 并联,应该是下降动作结束即用 KM2 常闭触点与一个短时延时断开的时间继电器 KT 触点的串联组成,回升时间由时间继电器控制。于是便可设计出如图 37-2 所示的设计草图之二。

④检查并改进设计草图。检查设计草图之二,在控制功能上已达到上述控制要求,但仔细检查会发现 KM2 的辅助触点使用已超出接触器拥有数量,同时考虑到一般情况下不采用二常开二常闭的复合式按钮,因此可以采用一个中间继电器 KA 来完善设计。设计草图之三如图 37-3 所示。其中 R-M-L-M 为工作台驱动电动机 M 正反转联锁触点,即保证机床进入加工状态,不允许横梁移动。反之,横梁放松时就不允许工作台转动,是通过行程开关 SQ1 的常闭触点串联在 R-M-L-M 的控制回路中来实现。另一方面,在完善控制电路设计过程中,进一步考虑横梁的上、下极限位置保护,采用限位开关 SQ3(上限位)与 SQ4(下限位)的常闭触点串接在上升与下降控制回路中。

⑤总体检查设计线路。控制线路设计完毕,最后必须经过总体检查,因为分析设计往往会考虑不周而存在不合理之处或有进一步简化的可能。主要检查内容有:是否满足拖动要求与控制要求;触点使用是否超出允许范围;电路工作是否安全可靠;联锁保护是否考虑周到;是否有进一步简化的可能等。

2. 逻辑设计法

逻辑设计法是利用逻辑代数这一数学工具来进行电路设计,即根据生产机械的拖动要求及工艺要求,将执行元件需要的工作信号以及主令电器的接通与断开状态看成逻辑变量,并根据控制要求将它们之间的关系用逻辑函数关系式来表达,然后再运用逻辑函数基本公式和运算规律进行简化,使之成为需要的与或关系式,根据最简式画出相应的电路结构图,最后再作进一步的检查和完善,即能获得需要的控制线路。

采用逻辑设计法能获得理想、经济的方案,所用元件数量少,各元件能充分发挥作用,当给定条件变化时,能指出电路相应变化的内在规律,在设计复杂控制线路时,更能显示出它的优点。

任何控制线路,控制对象与控制条件之间都可以用逻辑函数式来表示,所以逻辑法不仅能用于线路设计,也可以用于线路简化和读图分析。逻辑代数读图法的优点是各控制元件的关系能一目了然,不会读错和遗漏。

例如,前面设计所得控制电路图 37-3 中,横梁上升与下降动作发生条件与电路动作可以用下面的逻辑函数式来表示。

$$KA = SB1 + SB2$$

$$KM4 = \overline{SQ1} \cdot KA + KM4 \cdot \overline{IM} \cdot \overline{IM} \cdot KM3$$

在横梁动作之初总处于夹紧状态, SQ1 为 0(不受压), SQ2 为 1(受压),因此,在 R-M-L-M、KM3 均为 0 的情况下,只要发出上升或下降指令 KM4 得电放松夹紧解除 SQ2 由 1→0 直到 SQ1 受压(状态由 0→1),放松动作才结束。

$$KM1 = SQ1 \cdot \overline{SQ2} \cdot KA + KA \cdot KT > \overline{KM2} \cdot \overline{SQ3}$$

$$KM2 = SQ1 \cdot \overline{SB1} \cdot \overline{SQ1} \cdot KA \cdot KM1$$

$$KM3 = \overline{KA} \cdot KM4 \cdot (\overline{SQ2} \cdot \overline{KI} + KM3 \cdot KI)$$

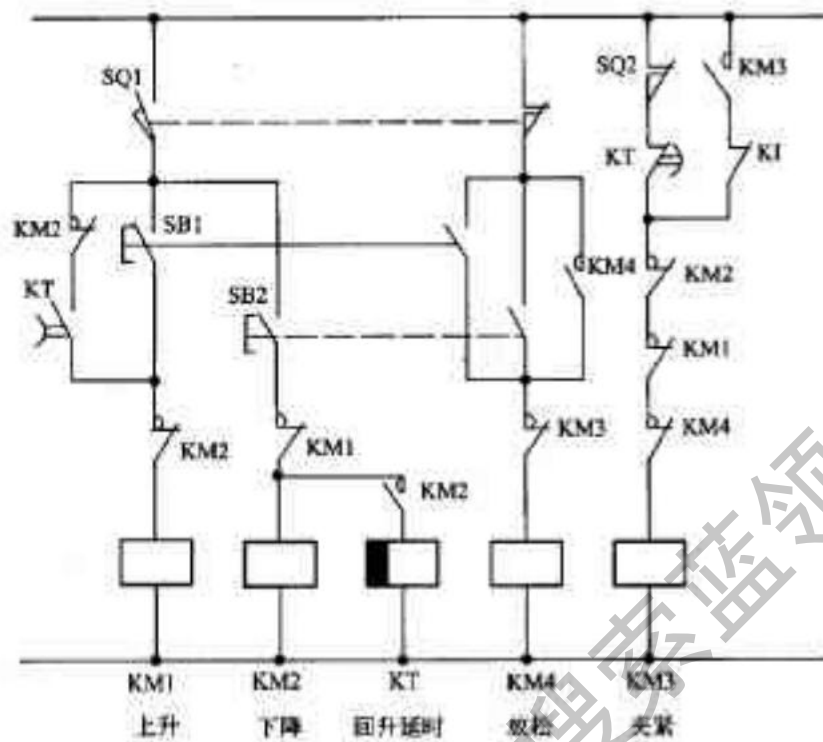


图 37-2 控制回路设计草图之二

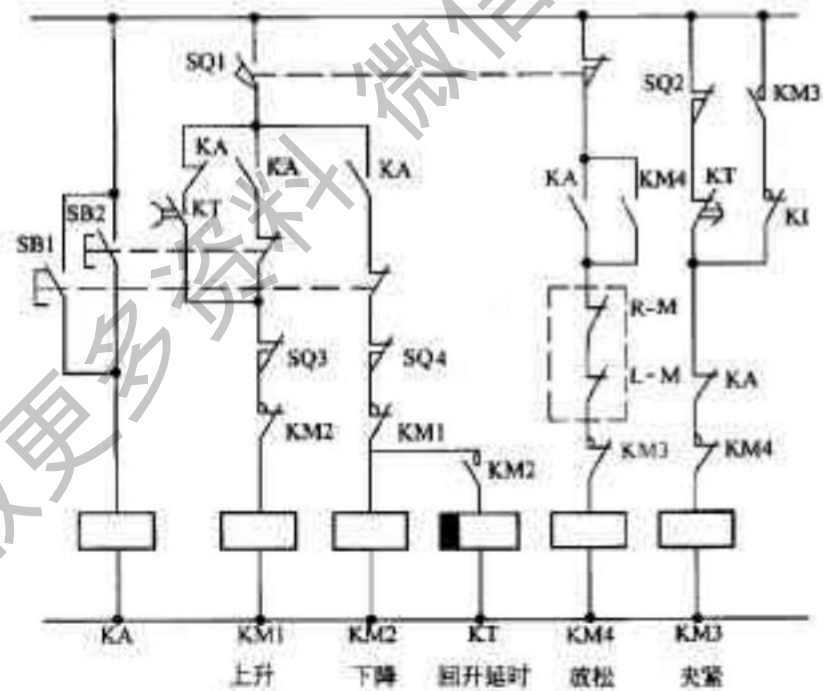


图 37-3 控制回路设计草图之三

可见,上升与下降动作只有在完全放松即SQ1 受压情况下才能发生,当发出上升指令(SB1 为 1)只可能 KM1 为 1,发出下降指令只可能 KM2 为 1。放松结束后实现自动上升或下降的目的。达到预期高度,解除上升,KA 为 0,上升动作立即停止。KM3 得电自动进入夹紧状态,直至恢复原始状态,即 SQ1 不受压,SQ2 受压,自动停止夹紧动作。

若解除的是下降指令,KA 为 0,下降动作立即停止,但由于 KT 失电时其触点延时动作,在延时范围内 KM1 短时得电使横梁回升,KT 触点延时动作后,回升结束,KM3 得电自动进入夹紧状态,直至过电流继电器动作,夹紧结束。

逻辑电路有两种基本类型,对应的设计方法也各有不同。

(1)组合逻辑电路 其特点是执行元件的输出状态只与同一时刻控制元件的状态有关,输入、输出呈单向关系,即输出量对输入量无影响。它的设计方法比较简单,可以作为经验设计法的辅助和补充,用于简单控制电路的设计,或对某些局部电路进行简化,进一步节省并合理使用电器元件与触点。举例说明如下。

①设计要求。某电动机只有在继电器 $KA1$ 、 $KA2$ 、 $KA3$ 中任何一个或两个动作时才能运转,而在其他条件下都不运转,试设计其控制线路。

②设计步骤如下。

列出控制元件与执行元件的动作状态表,如表 37-1 所示。

根据表 37-1 写出 KM 的逻辑代数式:

$$KM = KA1 \cdot KA2 \cdot KA3 + \overline{KA1} \cdot KA2 \cdot KA3 + KA1 \cdot \overline{KA2} \cdot KA3 + KA1 \cdot KA2 \cdot \overline{KA3} + \overline{KA1} \cdot KA2 \cdot \overline{KA3}$$

利用逻辑代数基本公式化简最简“与或”式:

$$\begin{aligned} KM &= \overline{KA1} \cdot (KA2 \cdot KA3 + \overline{KA2} \cdot KA3 + KA2 \cdot \overline{KA3}) + KA1 \cdot (\overline{KA2} \cdot KA3 + KA2 \cdot \overline{KA3}) \\ &= \overline{KA1} \cdot [KA3 \cdot (\overline{KA2} + KA2) + KA2 \cdot \overline{KA3}] + KA1 \cdot [\overline{KA3} \cdot (\overline{KA2} + KA2) + KA2 \cdot KA3] \\ &= \overline{KA1} \cdot (KA3 + KA2 \cdot \overline{KA3}) + KA1 \cdot (\overline{KA3} + \overline{KA2} \cdot KA3) \\ &= \overline{KA1} \cdot (KA2 + KA3) + KA1 \cdot (\overline{KA3} + KA2) \end{aligned}$$

根据简化了的逻辑式绘制控制电路,如图 37-4 所示。

表 37-1 真值表

KA1	KA2	KA3	KM
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

(2)时序逻辑电路 其特点是输出状态不仅与同一时刻的输入状态有关,而且还与输出量的原有状态及其组合顺序有关,即输出量通过反馈作用,对输入状态产生影响。这种逻辑电路设计要设置中间记忆元件(如中间继电器等),记忆输入信号的变化,以达到各程序两两区分的目的。其设计过程比较复杂,基本步骤如下。

①根据拖动要求,先设计主电路,明确各电动机及执行元件的控制要求,并选择产生控制信号(包括主令信号与检测信号)的主令元件(如按钮、控制开关、主令控制器等)和检测元件(如行程开关、压力继电器、速度继电器、过电流继电器等)。

②根据工艺要求作出工作循环图,并列出主令元件、检测元件以及执行元件的状态表,写出各状态和特征码(一个以二进制表示一组状态的代码)。

③为区分所有状态(重复特征码)而增设必要的中间记忆元件(中间继电器)。

④根据已区分的各种状态的特征码,写出各执行元件(输出)与中间继电器、主令元件及检测元件(逻辑

变量间的逻辑关系式。

⑤化简逻辑式,据此绘出相应控制线路。

⑥检查并完善设计线路。

由于这种方法设计难度较大,整个设计过程较复杂,在一般常规设计中,很少单独采用。具体设计过程可参阅专门论述资料,这里不再进一步介绍。

三、原理图设计中应注意的问题

电气控制设计中应重视设计、使用和维护人员在长期实践中总结出来的许多经验,使设计线路简单、正确、安全、可靠、结构合理、使用维护方便。通常应注意以下问题。

1. 选择控制电源

尽量减少控制线路中电源的种类,控制电源用量,控制电压等级应符合标准等级。在控制线路比较简单、的情况下,可直接采用电网电压,即交流 220V、380V 供电,以省去控制变压器。当控制系统使用电器数量比较多时,应采用控制变压器降低控制电压,或用直流低电压控制,既节省安装空间,又便于采用晶体管无触点器件,具有动作平稳可靠、检修操作安全等优点。对于微机控制系统应注意弱电控制与强电电源之间的隔离,不能共用零线,避免引起电源干扰。照明、显示及报警等电路应采用安全电压。电气控制线路常用的电压等级如表 37-2 所示。

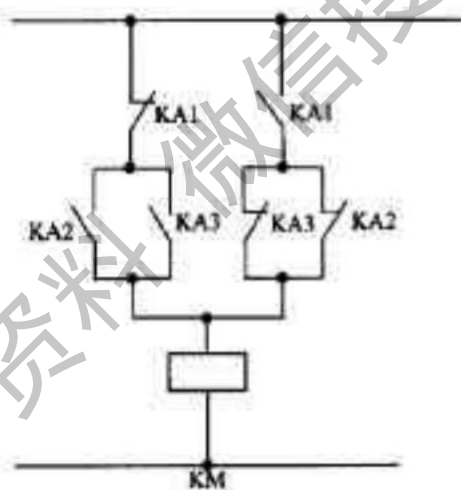


图 37-4 控制电路

表 37-2 常用控制电压等级

控制线路类型	常用的电压值/V		电源设备
交流电力传动的控制线路较简单者	交流	380、220	不用控制电源变压器
交流电力传动的控制线路较复杂者		110(127)、48	采用控制电源变压器
照明及信号指示线路		48、24、6	采用控制电源变压器
直流电力传动的控制线路	直流	220、110	整流器或者直流发电机
直流电磁铁及电磁离合器的控制线路		48、24、12	整流器

2. 选择电器元件

尽量减少电器元件的品种、规格与数量。在电器元件选用中,尽可能选用性能优良、价格便宜的新型器件,同一用途尽可能选用相同型号。电气控制系统的先进性总是与电器元件的不断发展、更新紧密联系在一起,因此,设计人员必须密切关注电机、电器技术、电子技术的新发展,不断收集新产品资料,以便及时应用于控制系统设计中,使控制线路在技术指标、稳定性、可靠性等方面得到进一步的提高。

3. 减少通电器的数量

正常工作过程中,尽可能减少通电器的数量,以利节能,延长电器元件寿命以及减少故障。

4. 合理使用电器触点

在复杂的继电接触控制线路中,各类接触器、继电器数量较多,使用的触点也多,线路设计应注意以下问题。

(1) 主触点的使用量不能超过限定对数,因为各类接触器、继电器的主副触点数量是一定的。设计时应注意尽可能减少触点使用数量,如图 37-5(b)比(a)就节省了一对触点。因控制需要触点数量不够时,可以采用逻辑设计化简方法,改变触点的组合方式,以减少触点使用数量,或增加中间继电器来解决。

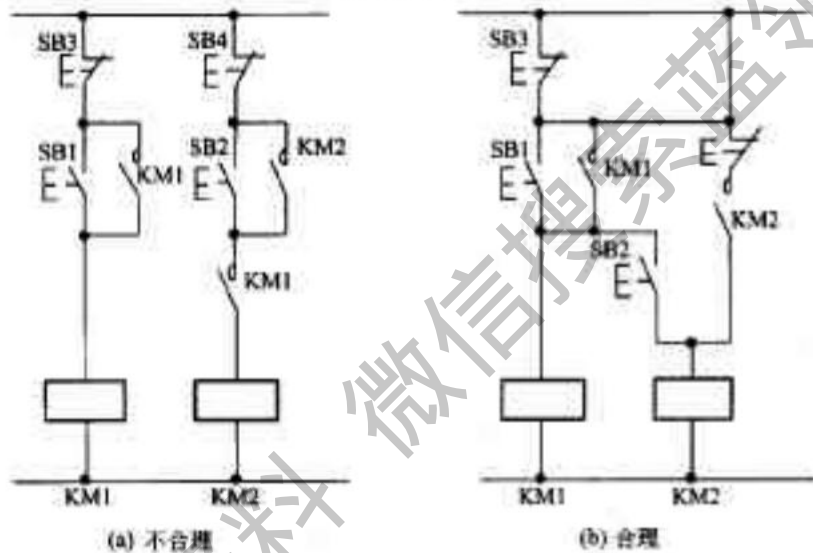


图 37-5 减少线路触点使用量

(2) 检查触点容量是否满足控制要求,避免因使用不当而出现触点烧坏、熔焊的故障,要合理安排接触器主副触点的位置,避免用小容量继电器去切断大容量负载。总之,要计算触点额定容量是否满足被控制负载的要求,还要考虑负载性质(阻性、容性、感性等),以保证触点工作寿命和可靠性。

5. 正确连线

具体应注意以下几个方面。

(1) 正确连接电器线圈 电压线圈通常不能串联使用,即使用两个同型号电压线圈也不能采用串联施加额定电压之和的电压值,因为电器动作总有先后之差,如图 37-6(a)所示。若 KM1 先动作, KM2 后动作,就可能由于动作过程中阻抗变化造成电压分配不均匀。当需要两个电器同时工作时,其线圈应采用如图 37-6(b)所示的并联接法。

对于电感较大的电器线圈,例如电磁阀、电磁铁或直流电机励磁线圈等则不宜与相同电压等级的接触器或中间继电器直接并联工作,否则在接通或断开电源时会造成后者的误动作。

(2) 合理安排电器元件及触点位置 对一个串联回路,各电器元件或触点位置互换,并不影响其工作原理,但从实际连线上却影响到安全、节省导线等各方面的问题。如图 37-7 所示两种接法,两者工作原理相同,但是采用图 37-7(a)接法既不安全而且浪费导线。因为限位开关 SQ 的常开、常闭触点断开时,由于电弧可能造成电源短路,很不安全,而且采用这种接法电气箱到现场要引出四种线,很不合理,图 37-7(b)所示的接法较合理。

(3) 注意避免出现寄生回路 在控制电路的动作过程中,如果出现不是由于误操作而产生的意外接通

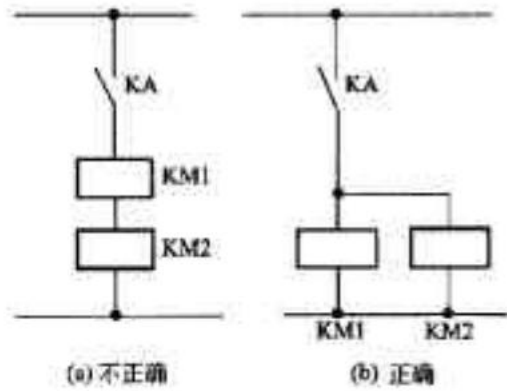


图 37-6 线圈连接

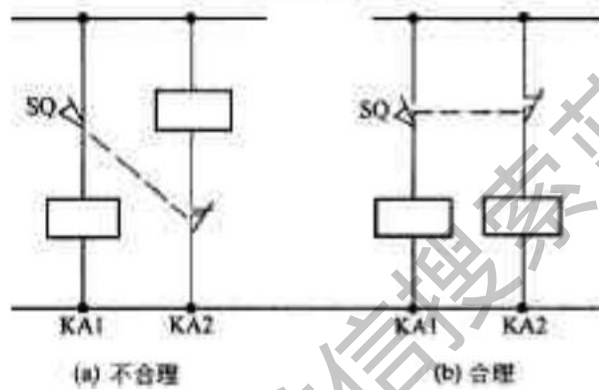


图 37-7 触点连接

的电路,称为寄生回路。图 37-8 所示为电动机可逆运行控制线路,为了节省触点,指示灯 RHL 和 LHL 采用图中所示的接法。此线路在电动机正常工作情况下能完成启动、正反转及停止操作。如果电动机在正转中 (KMR 吸合) 发生过载,FR 触点断开时会出现图中虚线所示的寄生回路。由于 RHL 电阻较小,接触器在吸合状态下的释放电压较低,因而寄生回路的电流有可能使 KMR 无法释放,电动机在过载时得不到保护而烧毁。

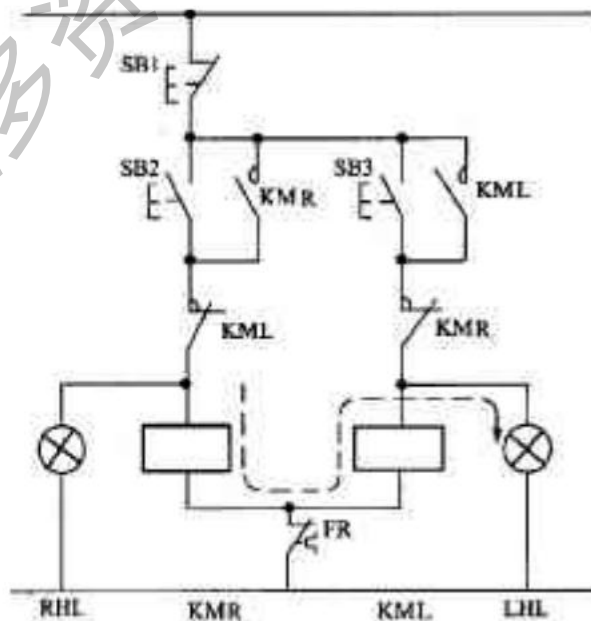


图 37-8 寄生回路

第二节 特殊控制环节设计

一、三相笼型异步电动机全压启动控制

三相笼型异步电动机由于结构简单、价格便宜、坚固耐用等一系列优点获得了广泛的应用。它的控制线路都是由继电器、接触器、按钮等有触点电器组成的。

1. 全压启动控制电路

三相笼型异步电动机全压启动控制线路如图 37-9 所示。它是一个常用的最简单的控制线路,由刀开关 QS、熔断器 FU、接触器 KM 的主触点、热继电器的热元件与电动机 M 构成主电路。

(1) 线路的工作原理 启动时,合上 QS,引入三相电源。按下 SB2,交流接触器 KM 的线圈通电,接触器主触点闭合,电动机接通电源,直接启动运转。同时与 SB2 并联的常开辅助触点 KM 闭合,使接触器吸引线圈继续通电,从而保持电动机的连续运行。这种依靠接触器自身辅助触点而使其线圈保持通电的现象称为自锁。这一对起自锁作用的辅助触点,则称为自锁触点。

要使电动机 M 停止运转,只要按下停止按钮 SB1,将控制电路断开即可。这时接触器 KM 断电释放, KM 的常开主触点将三相电源切断,电动机 M 停止旋转。当手松开按钮后, SB1 的常闭触点在复位弹簧的作用下,虽能恢复到原来的常闭状态,但接触器线圈已不再能依靠自锁触点通电了,因为原来闭合的自锁触点早已随着接触器的断电而断开。

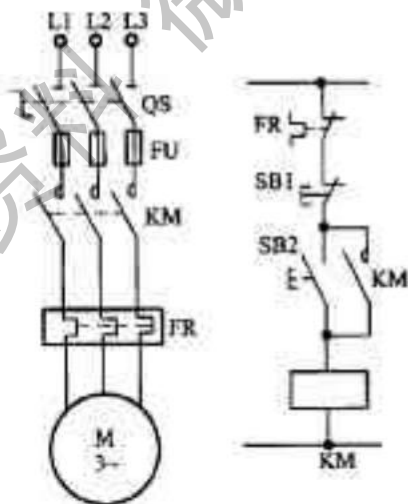


图 37-9 全压启动控制线路

(2) 电路的保护环节

① 熔断器 FU 作为电路的短路保护,但达不到过载保护的目。这是因为一方面熔断器的规格必须根据电动机启动电流大小作适当选择;另一方面还要考虑熔断器保护特性的反时限特性和分散性。所谓分散性,是指各种规格的熔断器的特性曲线差异较大,即使是同一种规格的熔断器,其特性曲线也往往有很大不同。

② 热继电器具有过载保护作用。由于热继电器的热惯性比较大,即使热元件流过几倍额定电流,热继电器也不会立即动作。因此,在电动机启动时间不太长的情况下,热继电器是经得起电动机启动电流冲击而不动作的。只有在电动机长时间过载下 FR 才动作,断开控制电路,使接触器断电释放,电动机停止旋转,实现电动机过载保护。

③欠压保护与失压保护是依靠接触器本身的电磁机构来实现的。当电源电压由于某种原因而严重欠压或失压时,接触器的衔铁自行释放,电动机停止旋转。而当电源电压恢复正常时,接触器线圈也不能自动通电,只有在操作人员再次按下启动按钮 SB2 后电动机才会启动,这又叫零压保护。

控制线路具备了欠压和失压保护能力之后,有如下三个方面的优点。

第一,防止电压严重下降时电动机低速运行。

第二,避免电动机同时启动而造成的电网电压严重下降。

第三,防止电源电压恢复时,电动机突然启动运转造成设备和人身事故。

2. 电动机的点动控制线路

生产实际中,有的生产机械需要点动控制,还有些生产机械在进行调整工作时采用点动控制。实现点动控制的几种电气控制线路如图 37-10 所示。

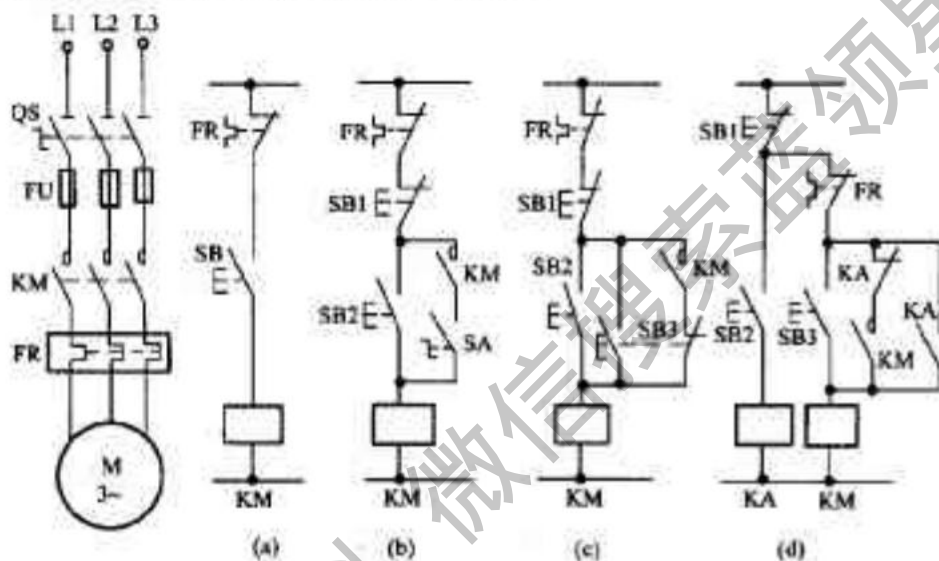


图 37-10 实现点动的几种控制线路

(1)最基本的点动控制线路 如图 37-10(a)所示,当按下点动启动按钮 SB 时,接触器 KM 通电吸合,主触点闭合,电动机接通电源。当手松开按钮时,接触器 KM 断开释放,主触点断开,电动机被切断电源而停止旋转。

(2)带手动开关 SA 的点动控制线路 如图 37-10(b)所示,当需要点动时,将开关 SA 打开,操作 SB 即可实现点动控制。当需要连续工作时合上 SA,将自锁触点接入,即可实现连续控制。

(3)利用复合按钮实现点动的控制线路 如图 37-10(c)所示。点动控制时,按下点动按钮 SB2,其常闭触点先断开自锁电路,常开触点后闭合,接下来接通启动控制电路,KM 线圈通电,主触点闭合,电动机启动旋转。当松开 SB2 时,KM 线圈断电,主触点断开,电动机停止转动。若需要电动机连续运转,则按启动按钮 SB1 即可,停机时需按停止按钮 SB1。

(4)利用中间继电器实现点动的控制线路 如图 37-10(d)所示,利用点动启动按钮 SB2 控制中间继电器 KA,KA 的常开触点并联在 SB2 两端,控制接触器 KM,再控制电动机实现点动,当需要连续控制时按下 SB1 按钮即可,当需要停止时按下 SB1 按钮。

3. 电动机的正反转控制线路

在生产加工过程中,往往要求电动机能够实现可逆运行,如机床工作台的前进与后退,主轴的正转与反转,起重机吊钩的上升与下降等,这就要求电动机可以正反转。由电动机原理可知,若将接至电动机的三相电源进线中的任意两相对调,即可使电动机反转。所以可逆运行控制线路实质上是两个方向相反的单向运行线路,但为了避免误动作引起电源相间短路,又在这两个相反方向的单向运行线路中加设必要的互锁。

电动机正反转控制线路如图 37-11 所示。该图为利用两个接触器的常闭触点 KMI、KMF 起相互控制作用,即利用一个接触器通电时,其常闭辅助触点的断开来锁住对方线圈的电路。这种利用两个接触器的常闭辅助触点互相控制的方法叫作互锁,而两对起互锁作用的触点便叫作互锁触点。

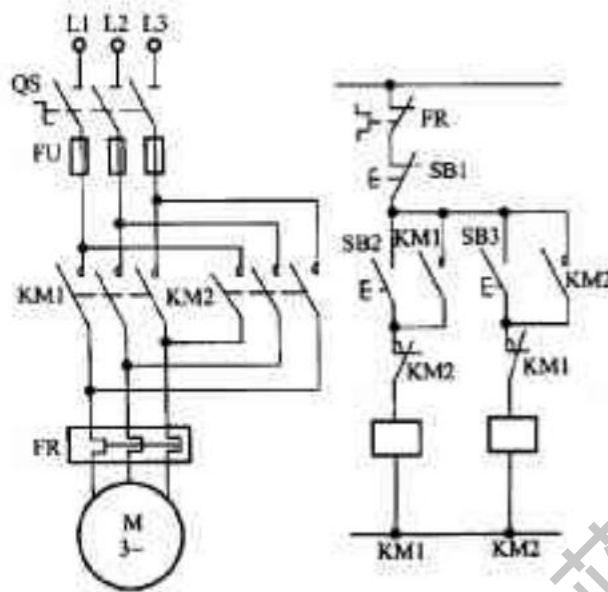


图 37-11 三相异步电动机正反转控制线路

4. 自动往复行程控制线路

在生产实践中,有些生产机械的工作台需要自动往复运动,如龙门刨床、导轨磨床等。最基本的自动往复循环控制线路如图 37-12 所示,它是利用行程开关实现往复运动控制。

限位开关 SQ_1 放在左端需要反向的位置,而 SQ_2 放在右端需要反向的位置,机械挡铁要装在运动部件上。启动时,利用正向或反向启动按钮,如按正转按钮 SB_1 , KM_1 通电吸合并自锁,电动机作正向旋转,带动机床运动部件左移,当运动部件移至左端并碰到 SQ_1 时,将 SQ_1 压下,其常闭触点断开,切断 KM_1 接触器线圈电路,同时其常开触点闭合,接通反转接触器 KM_2 线圈电路,此时电动机由正向旋转变为反向旋转,带动运动部件向右移动,直到压下 SQ_2 限位开关,电动机由反转又变成正转,这样驱动部件进行往复的循环运动。

由上述控制情况可以看出,运动部件每经过一个自动往复循环,电动机要进行两次反接制动过程,将出现较大的反接制动电流和机械冲击。因此,这种线路只适用于容量较小、循环周期较长、电动机转轴具有足够刚性的拖动系统中。另外,在选择接触器容量时应比一般情况下选择的容量大一些。

利用限位开关除了可实现往复循环控制之外,还可实现控制进给运动到预定点后自动停止的限位保护等电路,其应用相当广泛。

六、三相笼型异步电动机降压启动控制

较大容量的笼型异步电动机(大于 10kW)因启动电流较大,一般都采用降压方式来启动,启动时降低加在电动机定子绕组上的电压,启动后再将电压恢复到额定值,使之在正常电压下运行。电机电流和电压成正比,所以降低电压可以减小启动电流,不致在电路中产生过大的电压降,减少对线路电压的影响。

常用的降压启动有串电阻(或电抗)、Y/ Δ 、自耦变压器及延边三角形启动等方法。

1. 定子串电阻降压启动控制线路

定子串电阻降压启动控制线路如图 37-13 所示。电动机启动时在三相定子电路中串接电阻,使电动机定子绕组电压降低,启动结束后再将电阻短接,电动机在额定电压下正常运行。这种启动方式由于不受电动机接线形式的限制,设备简单,因而在中小型生产机械中应用较广。机床中也常用这种串电阻降压方式限制启动及制动时的电流。

控制线路工作原理如下。

合上电源开关 QS ,按启动按钮 SB_1 , KM_1 得电吸合并自锁,电动机串电阻 R 启动,接触器 KM_1 得电同时,时间继电器 KT 得电吸合,其延时闭合常开触点的延时闭合使接触器 KM_2 不能得电,电动机串接电阻 R 启

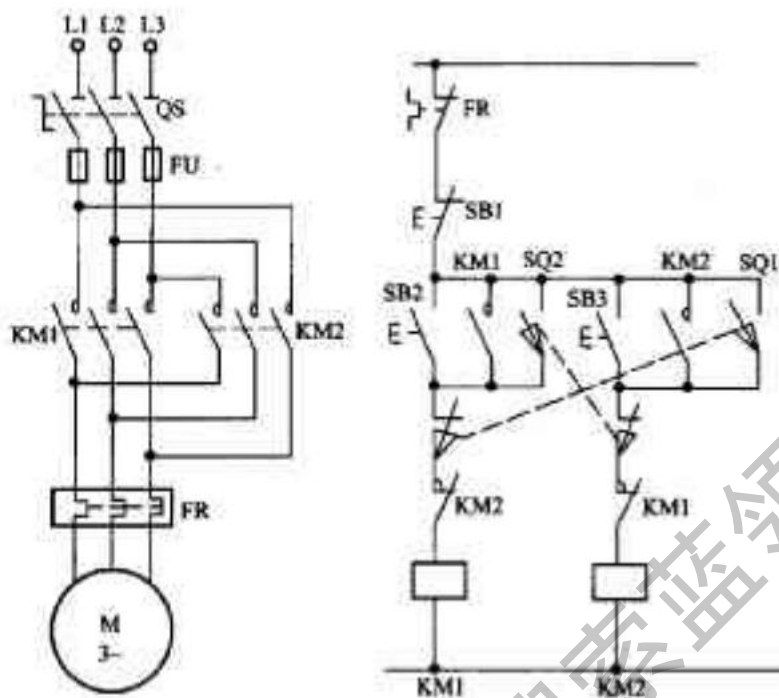


图 37-12 自动往复循环控制线路

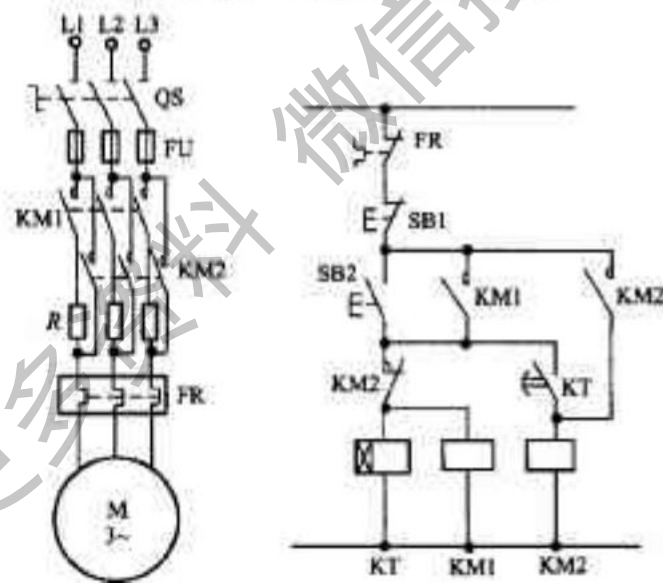


图 37-13 定子串电阻降压启动控制线路

动,经一定延时后, $KM2$ 得电动作,将主回路电阻 R 短接,电动机在全压下进入稳定正常运转。

接触器 $KM2$ 得电后,用其常闭触点将 $KM1$ 及 KT 线圈电路电源切断,同时 $KM2$ 自锁。这样,在电动机启动后,只有 $KM2$ 得电使之正常运行。

启动电阻一般采用由电阻丝绕制的板式电阻或铸铁电阻,功率大,能够通过较大电流,但能量损耗较大,为了节省能量可采用电抗器代替电阻,但其价格较贵,成本较高。

2. Y/Δ 降压启动控制线路

正常运行时定子绕组接成三角形的笼型异步电动机,可采用 Y/Δ 的降压启动方法来达到限制启动电流的目的。

启动时,定子绕组首先接成星形,待转速上升到接近额定转速时,将定子绕组的接线由星形接成三角形,电动机便进入全压正常运行状态。

图 37-14 所示为常用的 Y/Δ 降压启动控制线路。启动时 KM1、KM3 通电,电动机接成星形。经时间继电器 KT 延时,转速上升到接近额定转速时,KM3 断电,KM2 通电,电动机接成三角形,进入稳定运行状态。

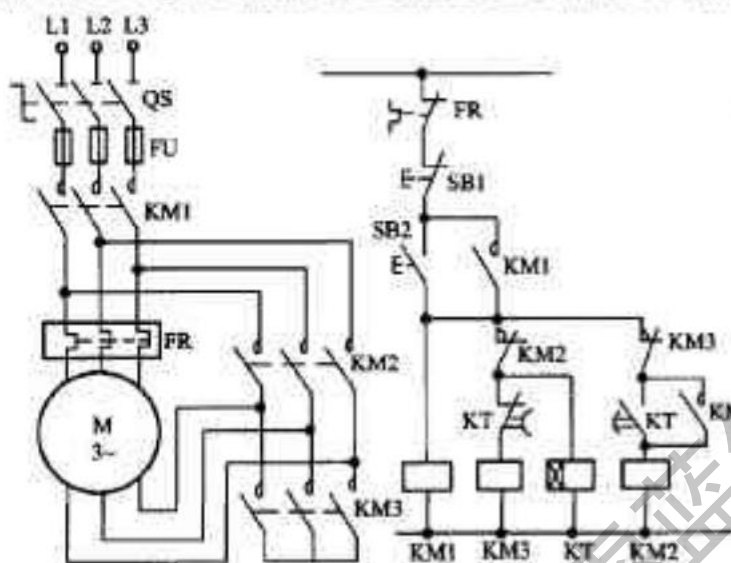


图 37-14 Y/Δ 降压启动控制线路

三相笼型异步电动机采用 Y/Δ 启动时,定子绕组星形连接状态启动电压为三角形连接启动电压的 $1/\sqrt{3}$,启动转矩为三角形连接直接启动转矩的 $1/3$,启动电流也为三角形连接直接启动电流的 $1/3$ 。与其他降压启动相比,Y/Δ 启动投资少、线路简单,但启动转矩小。这种启动方法适用于空载或轻载状态下启动,同时,这种降压启动方法,只能用于正常运转时定子绕组接成三角形的笼型异步电动机。

3. 自耦变压器降压启动控制线路

在自耦变压器降压启动的控制线路中,电动机启动电流的限制是依靠自耦变压器的降压作用来实现的。电动机启动的时候,定子绕组得到的电压是自耦变压器的二次电压,一旦启动完毕,自耦变压器便被短接,额定电压即电源电压直接加于定子绕组,电动机进入全电压正常工作。

图 37-15 所示为自耦变压器降压启动的控制线路。启动时,合上电源开关 QS,按下启动按钮 SB2,接触器 KM1 的线圈和时间继电器 KT 的线圈通电,KT 瞬时动作的常开触点闭合自锁,接触器 KM1 主触点闭合,将电动机定子绕组经自耦变压器接至电源,开始降压启动。时间继电器 KT 经过一定延时后,其延时常闭触点打开,使接触器 KM1 线圈断电,KM1 主触点断开,从而将自耦变压器从电网上切除。而延时常开触点闭合,使接触器 KM2 线圈通电,于是电动机直接接到电网上运行,完成了整个启动过程。

自耦变压器降压启动方法适用于启动大容量电动机,启动转矩可以通过改变抽头的连接位置得到改变。它的缺点是自耦变压器价格较贵,而且不允许频繁启动。

一般工厂常用的自耦变压器启动方法是采用成品的补偿降压启动器,这种成品的补偿降压启动器包括手动、自动操作两种形式。手动操作的补偿器有 QB、QJ5 等型号,自动操作的补偿器有 XJ01 型和 CJZ 系列等。

三、三相绕线转子异步电动机的启动控制

三相绕线转子电动机的优点之一是转子回路可以通过滑环的外接电阻来达到减小启动电流、提高转子电路功率因数和提高启动转矩的目的。在一般要求启动转矩较高的场合,绕线转子电动机得到了广泛的应用。

1. 转子回路串接电阻启动控制线路

串接在三相转子回路中的启动电阻,一般都接成星形。在启动前启动电阻全部接入电路,在其启动的过程中,启动电阻被逐段地短接。短接的方式有三相电阻不平衡短接法和三相电阻平衡短接法两种。所谓不平衡短接是每相的启动电阻轮流被短接,而平衡短接是三相的启动电阻同时被短接。

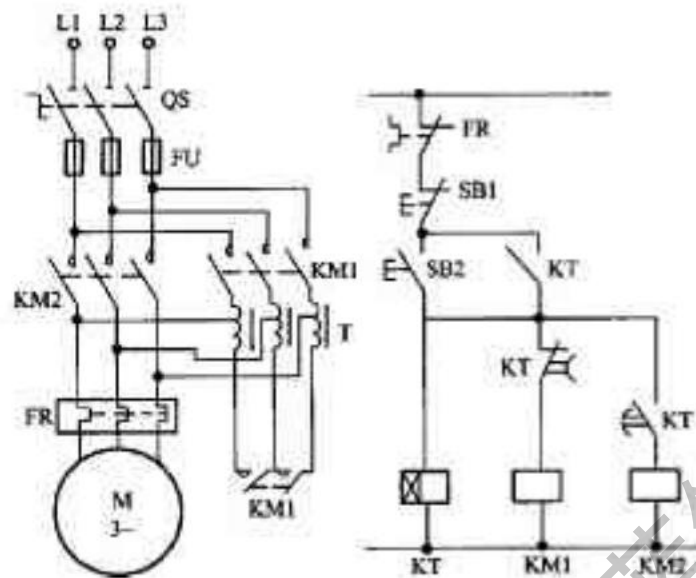


图 37-15 自耦变压器降压启动控制线路

串接在绕线转子异步电动机转子回路中的启动电阻,无论采用不平衡或平衡短接法,其作用基本相同。但由于凸轮控制器中各对触点闭合顺序一般按不平衡短接法设计,这样使得控制电路简单,所以这时采用不平衡短接法。凡是启动电阻应用接触器来短接时,全部采用平衡短接法。这里仅分析接触器控制的平衡短接法启动控制线路。

图 37-16 所示是绕线式电动机转子串接电阻的启动线路,它是利用电动机转子电流大小的变化来控制电阻切除的。K11、K12、K13 为电流继电器,其线圈串接在电动机转子电路中。这三个继电器的吸合电流都一样,但释放电流不一样。其中, K11 的释放电流最大, K12 次之, K13 最小。刚启动时启动电流很大, K11、K12、K13 都吸合,它们的常闭触点断开,这时加速接触器 KM2、KM3、KM4 不动作,全部电阻接入。当电动机转速升高后电流减小, K11 首先释放,它的常闭触点闭合,使接触器 KM2 线圈通电,短接第一段转子电阻 1R。这时转子电流逐渐下降,使 K12 释放,接触器 KM3 线圈通电,短接第二段启动电阻 2R。如此下去,直到将转子全部电阻短接,电动机启动完毕。

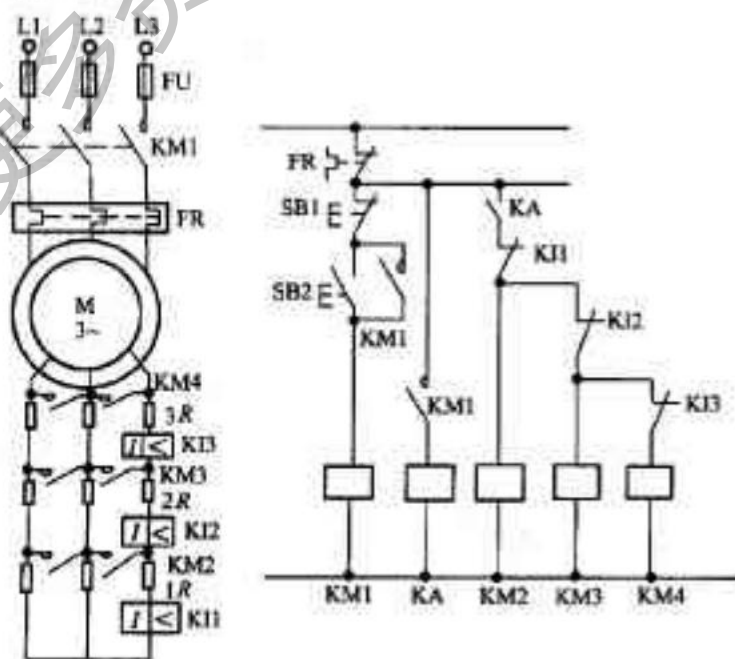


图 37-16 电流原则控制转子电路串电阻启动控制线路

2. 转子回路串联频敏变阻器启动控制线路

绕线转子异步电动机转子回路串接电阻的启动方法,在电动机启动过程中,由于逐段减小电阻,电流和转矩突然增加,产生一定的机械冲击。同时,由于串接电阻启动线路复杂,工作很不可靠,而且电阻本身比较笨重,能耗大,控制箱体较大。

频敏变阻器的阻抗能够随着转子电流频率的下降自动减小,所以它是绕线转子异步电动机较为理想的一种启动设备,常用于较大容量的绕线式异步电动机的启动控制。

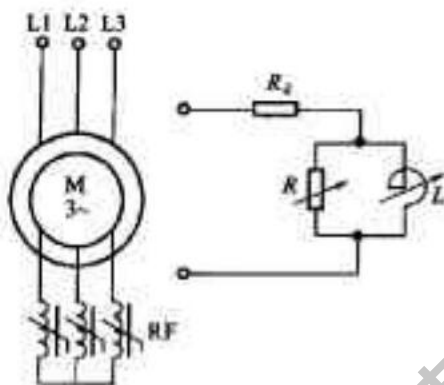


图 37-17 频敏变阻器的等效电路

频敏变阻器实质上是一个铁心损耗非常大的三相电抗器。它由数片 E 型钢板叠成,具有铁心 σ 切割两个部分,制成开启式,并采用星形接线,将其串接在转子回路中,相当于转子绕组里接入一个铁损很大的电抗器。频敏变阻器的等效电路如图 37-17 所示。图中 R_0 为绕组直流电阻, R 为铁损等效电阻, L 为等效电感, R 、 L 值与转子电流频率相关。

在启动过程中,转子频率是变化的。刚启动时,转速 $n=0$, 转子电势频率 f_2 最高($f_2=f_1$), 此时频敏变阻器的电感与电阻均为最大, 因此, 转子电流相应受到抑制。由于定子电流取决于转子电流, 从而使定子电流不致很大。又由于启动中, 串入转子电路中的频敏变阻器的等效电阻和等效电抗是同步变化的, 因而其转子电路的功率因数基本不变, 从而保证有足够的启动转矩, 这是采用频敏变阻器的另一个优点。

当转速逐渐上升时, 转子频率逐渐减小, 当电机运行正常时, f_2 很低, 又由于其阻抗与 f_2 成正比, 所以其阻抗变得很小。

由以上分析可见, 在启动过程中, 转子等效阻抗及转子回路感应电动势都是由大到小, 从而实现了近似恒转矩的启动特性。这种启动方式在空气压缩机等设备中获得了广泛应用。

图 37-18 所示是采用频敏变阻器的启动控制线路, 该线路可以实现自动和手动控制。自动控制时将开关 S_4 扳向“自动”, 当按下启动按钮 SB_2 , 利用时间继电器 KT , 控制中间继电器 K_A 和接触器 KM_2 的动作, 在适当的时间将频敏变阻器短接。开关 S_4 扳到“手动”位置时, 时间继电器 KT 不起作用, 利用按钮 SB_3 手动控制中间继电器 K_A 和接触器 KM_2 的动作。启动过程中, K_A 的常开触点将热继电器的发热元件 FR 短接, 以免因启动时间过长而使热继电器误动作。

在使用频敏变阻器的过程中, 如遇到下列情况可以调整匝数或气隙: 启动电流过大或过小, 可设法增加或减小匝数; 启动转矩过大, 有机械冲击, 而启动完毕时的稳定转速又偏低, 可增加上下铁心间的气隙, 以使启动电流略微增加, 启动转矩略微减小。

四、三相异步电动机的制动控制

三相异步电动机从切除电源到完全停止旋转, 由于惯性的关系, 总要经过一段时间, 这往往不能适应某些生产机械工艺的要求, 如万能铣床、卧式镗床、组合机床等, 无论是从提高生产效率, 还是从安全及准确停车等方面考虑, 都要求电动机能迅速停车, 要求对电动机进行制动控制。制动方法一般有两类: 机械制动

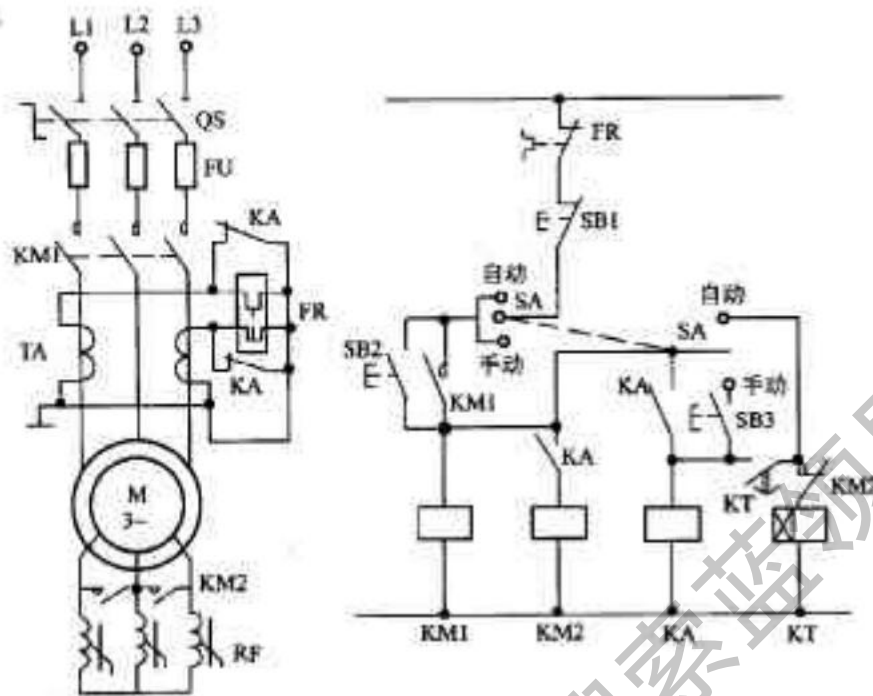


图 37-18 绕线转子异步电动机应用速度继电器的控制线路

和电气制动。机械制动是用机械装置来强迫电动机迅速停车；电气制动实质上是在电动机停车时，产生一个与原来旋转方向相反的制动转矩，迫使电动机转速迅速下降。下面着重介绍电气制动控制线路。它包括反接制动和能耗制动。

1. 反接制动控制线路

反接制动是利用改变电动机电源的相序，使定子绕组产生相反方向的旋转磁场，因而产生制动转矩的一种制动方法。

由于反接制动时转子与旋转磁场的相对速度接近于两倍的同步转速，所以定子绕组中流过的反接制动电流相当于全电压直接启动时电流的两倍，因此，反接制动的特点之一是制动迅速，效果好，冲击大，通常仅适用于 10kW 以下的小容量电机。为了减小冲击电流，通常要求在电动机主电路中串接一定的电阻以限制反接制动电流，这个电阻称为反接制动电阻。反接制动电阻的接线方法有对称和不对称两种接法，显然，采用对称电阻接法可以在限制制动转矩的同时，也限制制动电流，而采用不对称制动电阻的接法，只是限制了制动转矩，未加制动电阻的那一相，仍具有较大的电流。反接制动的另一要求是在电动机转速接近于零时，及时切断反相序电源，以防止反向再启动。

反接制动的关键在于电动机电源相序的改变，且当转速下降接近于零时，能自动将电源切除。为此采用了速度继电器来检测电动机的速度变化。在 120~3000r/min 范围内速度继电器触点动作，当转速低于 100r/min 时，其触点恢复原位。图 37-19 所示为反接制动的控制线路。

启动时，按下启动按钮 SB2，接触器 KM1 通电并自锁，电动机 M 通电旋转。在电动机正常运转时，速度继电器 KS 的常开触点闭合，为反接制动做好了准备。停车时，按下停止按钮 SB1，常闭触点断开，接触器 KM1 线圈断电，电动机 M 脱离电源，由于此时电动机的惯性还很高，KS 的常开触点依然处于闭合状态，所以 SB1 常开触点闭合时，反接制动接触器 KM2 的线圈通电并自锁，其主触点闭合，使电动机定子绕组得到与正常运转相序相反的三相交流电源，电动机进入反接制动状态，使电动机转速迅速下降。当电动机转速接近于零时，速度继电器常开触点复位，接触器 KM2 线圈电路被切断，反接制动结束。

2. 能耗制动控制线路

所谓能耗制动，就是在电动机脱离三相交流电源之后，定子绕组上加一个直流电压，即通入直流电流，利用转子感应电流与静止磁场的作用达到制动的目的。根据能耗制动时间控制原则，可用时间继电器进行控制，也可以根据能耗制动速度原则，用速度继电器进行控制。

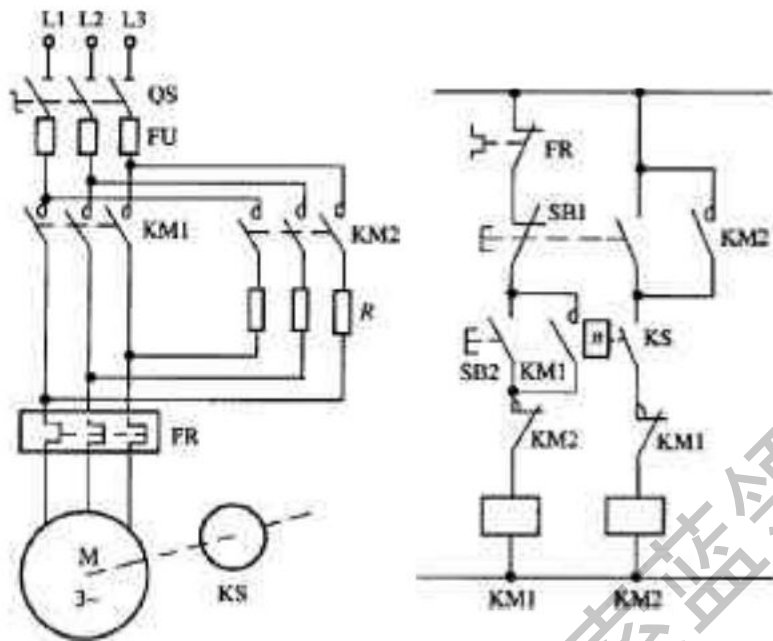


图 37-19 电动机单向反接制动控制线路

图 37-20 所示为时间原则控制的能耗制动控制线路。在电动机正常运行时，若按下停止按钮 SB_1 ，电动机由于 KM_1 断电释放而脱离三相交流电源，而直流电源则由于接触器 KM_2 线圈通电， KM_2 主触点闭合而加入定子绕组，时间继电器 KT 线圈与 KM_2 线圈同时通电并自锁，于是电动机进入能耗制动状态。当其转子的惯性速度接近于零时，时间继电器定时打开的常闭触点断开接触器 KM_2 线圈电路。由于 KM_2 常开辅助触点的作用是为了考虑 KT 线圈断线或机械卡住故障时，电动机在按下按钮 SB_1 后能迅速制动，两相的定子绕组不致长期拉入能耗制动的直流电流。该线路具有手动控制能耗制动的能力，只要使停止按钮 SB_1 处于按下的状态，电动机就能实现能耗制动。

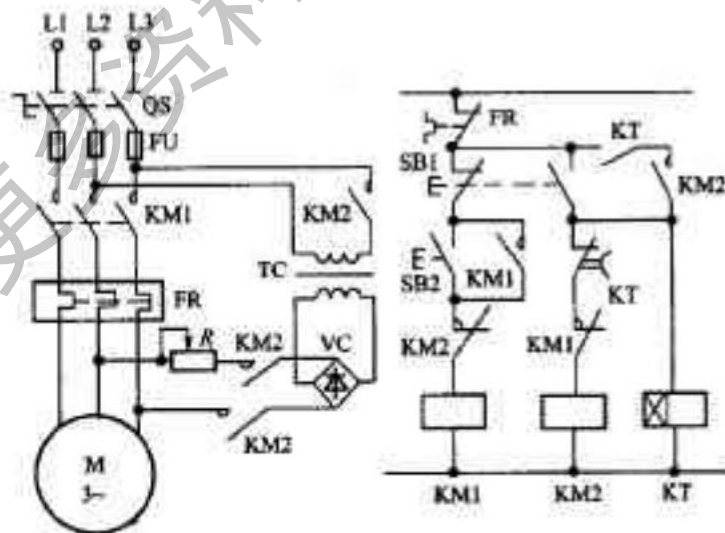


图 37-20 时间原则控制的能耗制动控制线路

图 37-21 所示为速度原则控制的能耗制动控制线路。该线路与图 37-20 所示的控制线路基本相同，这里仅是控制电路中取消了时间继电器 KT 的线圈及其触点电路，而在电动机轴端安装了速度继电器 KS ，并且用 KS 的常开触点取代了 KT 定时打开的常闭触点。该线路中的电动机在刚刚脱离三相交流电源时，由于电动机转子的惯性速度仍然很高，速度继电器 KS 的常开触点仍然处于闭合状态，所以接触器 KM_2 线圈能够依靠 SB_1 按钮的按下通电自锁。于是，两相定子绕组获得直流电源，电动机进入能耗制动。当电动机转子

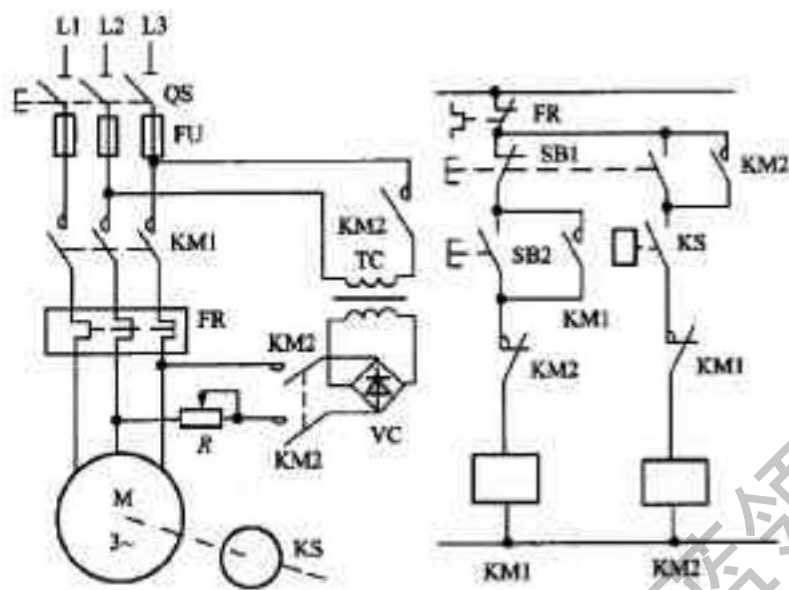


图 37-21 速度原则控制的能耗制动控制线路

的惯性速度接近零时,KS 常开触点复位,接触器 KM2 线圈断电而释放,能耗制动结束。

第三节 电气控制工艺设计

工艺设计的目的是为了满足不同电气控制设备的制造和使用要求。工艺设计必须在原理设计完成之后进行。在完成电气原理设计及电器元件选择之后,就可以进行电气控制设备总体配置,即总装配图、总接线图设计,然后再设计各部分的电器装配图与接线图,并列出各部分的元件目录、进出线号以及主要材料清单等技术资料,最后编写使用说明书。

一、电气设备总体配置设计

各种电动机及各类电器元件根据各自的作用,都有一定的装配位置,例如拖动电动机与各种执行元件(电磁铁、电磁阀、电磁离合器、电磁吸盘等)以及各种检测元件(限位开关、传感器、温度、压力、速度继电器等)必须安装在生产机械的相应部位。各种控制电器(接触器、继电器、电阻、自动开关、控制变压器、放大器等)、保护电器(熔断器、电流、电压保护继电器等)可以安放在单独的电气箱内,而各种控制按钮、控制开关、各种指示灯、指示仪表、需经常调节的电位器等,则必须安放在控制面板上。由于各种电器元件安装位置不同,在构成一个完整的自动控制系统时,必须划分组件,同时要解决组件之间、电气箱之间以及电气箱与被控制装置之间的连线问题。

1. 划分组件的原则

(1) 功能类似的元件组合在一起。例如,用于操作的各类按钮,开关,键盘,指示检测、调节等元件集中为控制面板组件;各种继电器、接触器、熔断器、照明变压器等控制电器集中为电器板组件;各类控制电源,整流、滤波元件集中为电源组件等。

(2) 尽可能减少组件之间的连线数量,接线关系密切的控制电器置于同一组件中。

(3) 强弱电控制器分离,以减少干扰。

(4) 力求整齐美观,外形尺寸、重量相近的电器组合在一起。

(5) 便于检查与调试,需经常调节、维护和易损元件组合在一起。

2. 电气控制设备的各部分及组件之间的接线方式

(1) 电器板、控制板、机床电器的进出线一般采用接线端子(按电流大小及进出线数选用不同规格的接线端子)。

(2) 电气箱与被控制设备或电气箱之间采用多孔接插件,便于拆装、搬运。

(3) 印制电路板及弱电控制组件之间宜采用各种类型标准接插件。

电气设备总体配置设计任务是根据电气原理图的工作原理与控制要求,将控制系统划分为几个组成部分,称为部件。以龙门铣床为例,可划分为机床电器部分(各拖动电动机、抬刀机构电磁铁、各种行程开关和控制站等)、机组部件(交磁放大机组、电动机发电机组等)以及电气箱(各种控制电器、保护电器、调节电器等)。根据电气设备的复杂程度,每一部分又可划分成若干组件,如印制电路板组件、电器安装板组件、控制面板组件、电源组件等。要根据电气原理图的接线关系整理出各部分的进出线号,并调整它们之间的连接方式。

总体配置设计是以电气系统的总装配图与总接线图形式来表达的,图中应以示意形式反映出各部分主要组件的位置及各部分接线关系、走线方式及使用管线要求等。

总装配图、接线图(根据需要可以分开,也可以并在一起)是进行分部设计和协调各部分组成一个完整系统的依据。总体设计要使整个系统集中、紧凑,同时在场址允许条件下,对发热厉害、噪声振动大的电器部件,如电动机组、启动电阻箱等尽量放在离操作者较远的地方或隔离起来;对于多工位加工的大型设备,应考虑两地操作的可能。总电源紧急停止控制应安放在方便而明显的位置。总体配置设计合理与否将影响到电气控制系统工作的可靠性,并关系到电气系统的制造、装配质量、调试、操作及维护是否方便。

二、元件布置图的设计与绘制

电器元件布置图是某些电器元件按一定原则的组合。例如,电气控制箱中的电器板、控制面板、放大器等等。电器元件布置图的设计依据是部件原理图(总原理图的一部分)。同一组件中电器元件的布置应注意以下问题。

1. 体积大和较重的电器元件应安装在电器板的下面,而发热元件应安装在电器板的上面。

2. 强弱电分开并注意屏蔽,防止外界干扰。

3. 需要经常维护、检修、调整的电器元件安装位置不宜过高或过低。

4. 电器元件的布置应考虑整齐、美观、对称。外形尺寸与结构类似的电器安放在一起,以利加工、安装和配线。

5. 电器元件布置不宜过密,要留有一定的间距。若采用板前走线槽配线方式,应适当加大各排电器间距,以利布线和维护。

各电器元件的位置确定以后,便可绘制电器布置图。布置图是根据电器元件的外形绘制,并标出各元件间距尺寸。每个电器元件的安装尺寸及其公差范围,应严格按产品手册标准标注,作为底板加工依据,以保证各电器的顺利安装。

在电器布置图设计中,还要根据部件进出线的数量(由部件原理图统计出来)和采用导线规格,选择进出线方式,并选用适当接线端子板或接插件,按一定顺序标上进出线的接线号。

三、电器部件接线图的绘制

电器部件接线图是根据部件电气原理及电器元件布置图绘制的。它是表示成套装置的连接关系,是电器安装与查线的依据。接线图应按以下要求绘制。

1. 接线图和接线表的绘制应符合 GB 6988 中 5—86《电气制图接线图和接线表》的规定。

2. 电器元件按外形绘制,并与布置图一致。

3. 所有电器元件及其引线应标注与电气原理图中相一致的字符符号及接线号。
4. 与电气原理图不同,在接线图中同一电器元件的各个部分(触点、线圈等)必须画在一起。
5. 电气接线图一律采用细线条。走线方式有板前走线及板后走线两种,一般采用板前走线。对于简单电气控制部件,电器元件数量较少,接线关系不复杂,可直接画出元件间的连线。但对于复杂部件,电器元件数量多,接线较复杂的情况,一般是采用走线槽,只要在各电器元件上标出接线号,不必画出各元件间连线。
6. 接线图中应标出配线用的各种导线的型号、规格、截面积及颜色要求。
7. 部件的进出线除大截面导线外,都应经过接线板,不得直接进出。

四、电气箱及非标准零件图的设计

在电气控制比较简单时,控制电器可以附在生产机械内部,而在控制系统比较复杂,或生产环境及操作的需要时通常都带有单独的电气控制箱,以利制造、使用和维护。

电气控制箱设计要考虑以下几方面问题:

1. 根据控制面板及箱内各电气部件的尺寸确定电气箱总体尺寸及结构方式。
2. 结构紧凑,外形美观,要与生产机械相匹配,应提出一定的装饰要求。
3. 根据控制面板及箱内电器部件的安装尺寸,设计箱内安装支架(采用角铁、槽钢、扁铁或直接由外壳弯出筋条作固定架),并标出安装孔或焊接安装螺栓尺寸,或注明采用配作方式。
4. 从方便安装、调整及维护要求,设计其开门方式。
5. 为利于箱内电器的通风散热,在箱体适当部位设计通风孔或通风槽。
6. 为便于电气箱的搬动,应设计合适的起吊钩、起吊孔、扶手架或箱体底部带活动轮。

根据以上要求,先勾画出箱体的外形草图,估算出各部分尺寸,然后按比例画出外形图,再从对称、美观、使用方便等方面考虑进一步调整各尺寸比例。

外形确定以后,再按上述要求进行各部分的结构设计,绘制箱体总装图及各面门、控制面板、底板、安装支架、装饰条等零件图,并注明加工要求,视需要选用适当的门锁。

大型控制系统,电气箱常设计成柜式或工作台式,小型控制设备则设计成台式、手提式或悬挂式。电气箱的品种繁多,造型结构各异,在箱体设计中应注意吸取各种型式的优点。

非标准的电器安装零件,如开关支架、电气安装底板(胶木板或镀锌铁板)、控制箱的有机玻璃面板、扶手、装饰零件等,应根据机械零件设计要求,绘制其零件图,凡配合尺寸应注明公差要求,并说明加工要求,如镀锌、油漆、刻字等。

五、各类元器件及材料清单的汇总

在电气控制系统原理设计及工艺设计结束后,应根据各种图纸,对本设备需要的各种零件及材料进行综合统计,按类别画出外购元件汇总清单表、主要材料消耗定额表及辅助材料消耗定额表,以便采购人员、生产管理部门按设备制造需要备料,做好生产准备工作。这些资料也是成本核算的依据。特别是对于生产批量较大的产品,此项工作尤其要仔细做好。

六、编写设计说明书及使用说明书

新型生产设备的设计制造中,电气控制系统的投资占有很大比重。同时,控制系统对生产机械运行可靠性、稳定性起着重要的作用。因此,控制系统设计方案完成后,在投入生产前应经过严格的审定,为了确保生产设备达到设计指标,设备制造完成后,又要经过仔细的调试,使设备运行处在最佳状态。设计说明书及使

用说明书是设计审定及调试、使用、维护过程中必不可少的技术资料。

设计及使用说明书应包含以下主要内容。

1. 拖动方案选择依据及本设计的主要特点。
2. 主要参数的计算过程。
3. 设计任务书中要求各项技术指标的核算与评价。
4. 设备调试要求与调试方法。
5. 使用、维护要求及注意事项。

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

第三十八章 线性定常控制系统的数学模型

第一节 控制系统模型的构成

一、控制系统的模型

描述控制系统动态特性的数学表达式称为系统的数学模型,它是分析和设计系统的依据。数学模型应当既能足够准确地反映系统的动态特性,又具有较简单的形式。实际系统都程度不同地存在非线性和分布参数特性,如果这些因素影响不大,则可忽略不计。在正常工作点附近变化时,可以用线性化模型来处理;但当系统在大范围内变化时采用线性化的模型就会带来较大误差。

可以根据系统内部的变化机理写出有关的运动方程,或者通过实验测取系统的输入-输出数据,然后对这些数据进行处理,从而建立系统的数学模型。前者是机理法,后者是测试法,又称系统辨识。

二、微分方程和差分方程

微分方程是连续系统最基本的数学模型,可按下列步骤建立:

1. 将系统划分为单向环节,并确定各个环节的输入量、输出量。单向环节是指后面的环节无负载效应,即后面的环节存在与否对该环节的动态特性没有影响。
 2. 根据系统内部机理,通过简化、线性化、增量化建立各个环节的微分方程。
 3. 消去中间变量,保留系统的输入量、输出量,得出系统的微分方程。
 4. 整理成标准形式,将含输出量的项写在方程左端,含输入量的项写在右端,并将各导数项按降阶排列。
- 设 $n \geq m$, 则单输入-单输出系统的微分方程的一般形式为

$$\begin{aligned} & \ddot{y}^{(n)}(t) + a_1 \dot{y}^{(n-1)}(t) + \dots + a_{n-1} \dot{y}(t) + a_n y(t) = \\ & b_0 u^{(m)}(t) + b_1 u^{(m-1)}(t) + \dots + b_{m-1} \dot{u}(t) + b_m u(t) \end{aligned} \quad (38-1)$$

离散系统在某一时刻 kT 的输出 $y(k)$, 可能既与同一时刻的输入与同一时刻的输入 $u(k)$ 有关, 又与过去时刻的输入 $y(k-1)$, $\dots, u(k-m)$ 有关; 而且还与过去时刻的输出 $u(k-1)$, $\dots, y(k-n)$ 有关。因此, $n \geq m$ 时, 输入和输出之间的关系可表示为

$$\begin{aligned} & y^{(k)} + a^1 y^{(k-1)} + \dots + a^n y^{(k-n)} \\ & = b^0 u^{(k)} + b^1 u^{(k-1)} + \dots + b^m u^{(k-m)} \end{aligned} \quad (38-2)$$

不失一般性, 可以假定 $u(k) = 0, y(k) = 0, k < 0$ 。设 $n \geq m$, 则上述系统也可以表示为

$$y(k+n)+a_1y(k+m-1)+\dots+a_ny(k)=b_0f(k+m)+b_1f(k+m-1)+\dots+b_mf(k)$$

(38-3)

三、传递函数

通过求解微分方程对系统动态过程进行分析是十分繁琐的,为此,可用拉氏(Laplace)变换,将微分方程变成代数方程。一个线性定常系统,当初始条件为零时,输出的拉氏变换与输入的拉氏变换之比,称为该系统的传递函数,即

$$G(s)=\frac{Y(s)}{R(s)} \quad \text{初始条件为零} \quad (38-4)$$

式中 $G(s)$ ——系统传递函数;

$R(s)$ 、 $Y(s)$ ——系统输入与输出的拉氏变换。

对于微分方程(38-1)描述的系统,假定输入是在 $t=0$ 时开始作用于系统,并且初始条件为零,即 $u(0)=\dot{u}(0)=\dots=u^{(n-1)}(0)=0, y(0)=\dot{y}(0)=\dots=y^{(n-1)}(0)=0$ 。对式(38-1)进行拉氏变换,设 $n \geq m$,得

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0}{s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n} \\ &= \frac{b_1(s-z_1)(s-z_2)\dots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_n)} \end{aligned} \quad (38-5)$$

式中 z_1, z_2, \dots, z_m ——传递函数的零点;

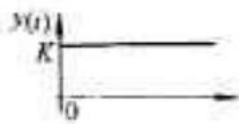
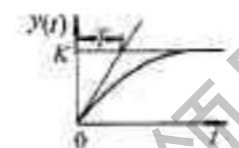

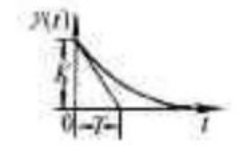
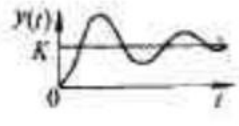
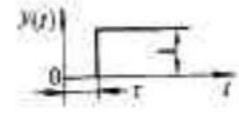
p_1, p_2, \dots, p_n ——极点。

传递函数完全取决于系统本身的结构和参数,它与输入信号无关,传递函数 $G(s)$ 的拉氏反变换 $g(t)$ 就是系统在单位脉冲信号 $\delta(t)$ 输入时的响应,即单位脉冲响应。传递函数的极点是系统的特征根,它们决定了系统固有的自由运动模态 $e^{p_i t}, i=1, 2, \dots, n$ 。见表 38-1。系统的零状态响应是由输入的极点对应的模态和传递函数极点对应的模态的线性组合,而传递函数零点则影响各个模态在系统响应中的相对大小。一些典型环节的传递函数及阶跃响应见表 38-1。

表 38-1 极点和对应的模态

极点类型	模 态
单重实数极点 p	e^{pt}
单重复数极点 $\alpha \pm j\beta$	$e^{\alpha t} \cos \beta t, e^{\alpha t} \sin \beta t$
r 重实数极点 p	$e^{pt}, t e^{pt}, \dots, t^{r-1} e^{pt}$
r 重复数极点 $\alpha \pm j\beta$	$e^{\alpha t} \cos \beta t, e^{\alpha t} \sin \beta t, t e^{\alpha t} \cos \beta t, t e^{\alpha t} \sin \beta t, \dots, t^{r-1} e^{\alpha t} \cos \beta t, t^{r-1} e^{\alpha t} \sin \beta t$

表 38-2 典型环节的传递函数及单位阶跃响应

环节名称	传递函数	单位阶跃响应
比例环节	K	
非周期环节	$K/(Ts+1)$	
积分环节	K/s	
实际微分环节	$Ks/(Ts+1)$	
振荡环节	$K/(Ts^2+2\zeta Ts+1)$	
延迟环节	$e^{-s\tau}$	

脉冲传递函数,又称Z传递函数,定义为零初始条件下离散控制系统输出的Z变换与输入的Z变换之比,记之为 $G(z)$,即

$$G(z) \triangleq \left. \frac{Y(z)}{R(z)} \right|_{\text{零初始条件}} \quad (38-6)$$

考虑由n阶差分方程式 38-2 描述的高散控制系统。对差分方程进行Z变换,假设系统初始条件为零,利用平移定理,可得系统的脉冲传递函数

$$G(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{n-1} z^{-(n-1)} + a_n z^{-n}} \quad (38-7)$$

在脉冲传递函数中, z^{-1} 称为一步延迟环节。与连续系统中的积分器 s^{-1} 相仿, z^{-1} 用于离散系统中,表示

不同采样时刻状态之间的关系。

第二节 控制系统的频域模型

一、频率特性

稳定的线性系统在正弦信号输入下,由于系统固有的运动模态将随时间衰减到零,稳态输出响应为同频的正弦信号。稳态输出与输入信号的幅值比和相位差是频率的函数,称为系统的频率特性。只要将传递函数中的复变量 s 替换为 $j\omega$,就可得到频率特性的复数表达式。

(1)幅相频率特性 频率特性的复数形式为

$$G(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) \quad (38-8)$$

式中, $P(\omega)$ 和 $Q(\omega)$ 分别是频率特性的实部和虚部。若用幅值比和相位差表示,可得到幅相频率特性

$$G(j\omega) = M(\omega)e^{j\varphi(\omega)} = |G(j\omega)| \angle \varphi(\omega) \quad (38-9)$$

$$M(\omega) = \sqrt{P^2(\omega) + Q^2(\omega)}$$

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{Q(\omega)}{P(\omega)}$$

式中, $M(\omega)$ 称为幅频特性, $\varphi(\omega)$ 称为相频特性,它们都是频率的函数。

将不同频率下的 $M(\omega)$ 和 $\varphi(\omega)$ 作为矢径和极角在 (ω, s) 平面绘制的曲线,称为系统(或环节)的幅相频率特性,又称频率特性的极坐标图。幅相频率特性也可以通过实验测取,这时输入信号频率 ω 的变化范围通常取 0 到 ∞ 。

(2)对数频率特性 利用开环频率特性研究闭环系统的动态、稳态性能是频率法的一大优点。系统的开环频率特性等于回路中各串联环节的频率特性的乘积

$$G(j\omega) = G_1(j\omega)G_2(j\omega) \dots G_n(j\omega) = M(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad (38-10)$$

$$M(\omega) = M_1(\omega)M_2(\omega) \dots M_n(\omega)$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + \dots + \varphi_n(\omega)$$

将幅值 $M(\omega)$ 用 $20 \lg$ (分贝)表示,得

$$\begin{aligned} L(\omega) = 20 \lg M(\omega) &= 20 \lg M_1(\omega) + 20 \lg M_2(\omega) + \dots + 20 \lg M_n(\omega) = \\ &= \sum_{i=1}^n 20 \lg M_i(\omega) = \sum_{i=1}^n L_i(\omega) \end{aligned} \quad (38-11)$$

以频率 ω 为横坐标(对数分度),以 $L(\omega)$ 和 $\varphi(\omega)$ 为纵坐标(均匀分度)的开环幅频和相频特性曲线又称为伯德(Bode)图,它表示了系统的对数频率特性。

二、典型环节的频率特性

典型环节频率特性表达式及极坐标图和 Bode 图见表 38-3。

表 38-3 典型环节的频率特性

环节名称	频率特性	幅相频率特性图	对数频率特性图
比例环节 $G(s) = K$	$G(j\omega) = Ke^{j0}$ $L(\omega) = -20\lg K$ $\varphi(\omega) = 0$		
积分环节 $G(s) = 1/s$	$G(j\omega) = \frac{1}{\omega} e^{-j\pi/2}$ $L(\omega) = -20\lg \omega$ $\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2}$		
非周期环节 $G(s) = 1/(Ts + 1)$	$M(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$ $\varphi(\omega) = -\arctan \omega T$ $L(\omega) = -20\lg \sqrt{1 + \omega^2 T^2}$		
振荡环节 $G(s) = 1/(T^2 s^2 + 2\zeta T s + 1)$	$M(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 T^2)^2 + (2\zeta \omega T)^2}}$ $\varphi(\omega) = -\arctan \frac{2\zeta \omega T}{1 - \omega^2 T^2}$		
延迟环节 $G(s) = e^{-\alpha s}$	$G(j\omega) = e^{-j\alpha\omega}$ $L(\omega) = 0$ $\varphi(\omega) = -\alpha\omega$		

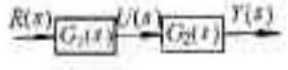
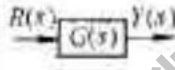
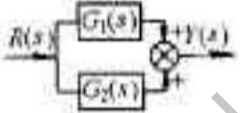


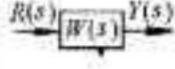
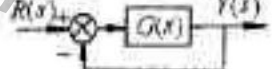
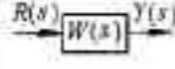
若干个典型环节串联时,只需分别将各环节的对数幅频特性曲线和相频特性曲线叠加即可得到总的频率特性。在右半s平面既无极点又无零点并且不存在延迟环节的系统称为最小相位系统。在具有相同幅频特性的系统中,最小相位系统的相位变化范围是最小的。

第三节 控制系统传递函数

一、系统结构图及等效变换

控制系统的结构图,又称为框图,是系统中各个环节的传递函数和信号流向的图解表示。对于复杂系统,可以通过结构图等效变换求出系统的传递函数。等效变换的原则是输入输出等效,如表 38-4 所示。

表 38-4 框图简化原则

联结方式	框图	等效环节框图	等效环节传递函数
串联			$G(s) = G_1(s)G_2(s)$
并联			$G(s) = G_1(s) + G_2(s)$
反馈联结			$W(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} = \frac{G(s)}{1 + G_0(s)}$
单位反馈联结			$W(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)}$

表中对于反馈联结的闭环系统有以下定义:

前向通道传递函数 $G(s)$;

输出量 $Y(s)$ 与作用误差信号 $E(s)$ 之比

反馈通道传递函数 $H(s)$;

反馈信号 $F(s)$ 与输出 $Y(s)$ 之比

开环传递函数 $G_0(s) = G(s)H(s)$;

反馈信号 $F(s)$ 与作用误差信号 $E(s)$ 之比

闭环传递函数 $W(s)$;

输出量 $Y(s)$ 与输入量 $R(s)$ 之比

二、信号流图

信号流图是线性代数方程组的一种图解表示。当控制系统的微分方程组经过拉氏变换变成以 s 为变量的代数方程组后,就可画出系统的信号流图。当然,也可以根据系统的框图画出信号流图,如图 38-1 所示。

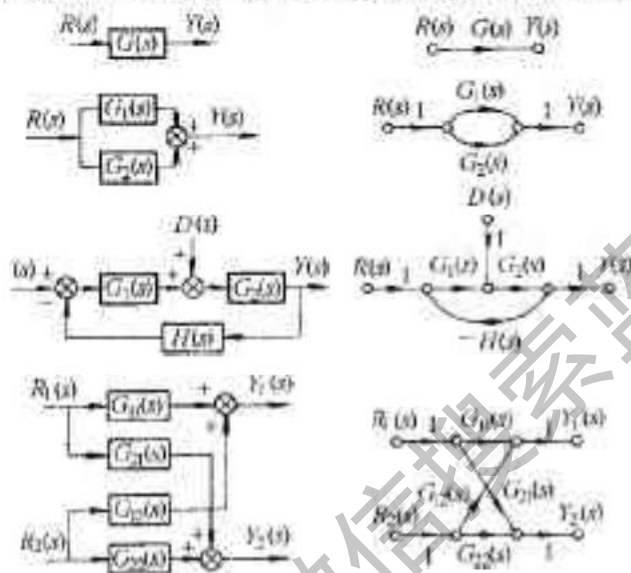


图 38-1 结构图与对应的信号流图

信号流图中的每个节点代表一个变量,两个节点间的传递函数称为支路增益,每个变量等于所有指向该节点的支路的增益与相应节点变量的乘积之和。一个通路的增益是构成该通路的各支路增益的乘积。起始并终止在同一节点的通路称为回路。应用信号流图计算系统输入-输出总增益(系统传递函数)的梅逊(Mason)公式为

$$P = \frac{\sum_{k=1}^n P_k \Delta_k}{\Delta}$$

$$\Delta = 1 - \Sigma L_1 + \Sigma L_2 - \dots + (-1)^n \Sigma L_n \quad (38-12)$$

式中 ΣL_1 ——所有不同回路增益之和;

ΣL_2 ——任何两个互不接触回路增益乘积之和;

第四节 控制系统的状态空间模型

一、动态方程

能完全决定系统运动状态的最小一组独立变量 $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ 称为状态变量。已知系统在初始时刻 t_0 的状态变量 $x_1(t_0), x_2(t_0), \dots, x_n(t_0)$ 以及 $t \geq t_0$ 时的控制作用 $u(t)$, 就可以惟一地确定系统在 $t \geq t_0$ 时的状态。由状态变量 x_1, x_2, \dots, x_n 为坐标所构成的 n 维空间称为状态空间, 列向量 $(x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t))^T$ 称为

时刻 t 的状态向量,简称状态,它对应状态空间中的一个点,状态点随时间在状态空间中的运动曲线称为系统的状态轨迹。

线性定常系统的状态空间表达式为

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (38-13)$$

$$y = Cx(t) + Du(t) \quad (38-14)$$

式中, $x(t)$ 是 n 维状态向量, $\dot{x}(t)$ 是状态对时间的一阶导数 $\frac{d}{dt}x(t)$, $y(t)$ 是 m 维输出向量, $u(t)$ 是 r 维输入向量, A 、 B 、 C 、 D 分别为 $n \times n$ 、 $n \times r$ 、 $m \times n$ 、 $m \times r$ 矩阵。式38-13称为状态方程,式38-14称为输出方程,状态方程和输出方程统称为系统的动态方程。通常,系统可以简记为 $\Sigma(A, B, C, D)$ 。

令初始状态 $x(0) = 0$,对动态方程进行拉氏变换,可得系统传递函数(矩阵)

$$G(s) = C[sI - A]^{-1}B + D = \frac{\text{Cof}[sI - A]^{-1}B + D}{\det(sI - A)} \quad (38-15)$$

式中,行列式 $\det(sI - A)$ 称为系统的特征多项式,它的根称为特征根。

多输入多输出离散系统的状态方程的一般形式为

$$x(k+1) = Fx(k) + Gu(k) \quad (38-16)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (38-17)$$

式中, $u(k)$ 为 r 维输入向量, $y(k)$ 为 m 维输出向量。

连续的控制对象 $\Sigma(A, B, C, D)$ 可离散化为式38-16和38-17,其中 $F = e^{AT}$, $G = \int_0^T e^{A\tau} B d\tau$ (T 为采样周期38-18)。

二、标准型

动态方程表示了系统的状态变量与输入输出之间的关系,是系统完整的描述。对于同一控制系统,状态变量的选择不是惟一的,但状态变量的个数是不变的,它等于系统的阶次;并且系统的特征根和传递函数(矩阵)也是不变的。传递函数对应的动态方程不是惟一的,其中与传递函数阶次相等的那一类称为传递函数的最小实现。为了方便,通常使用几种标准型,如能控标准型,能观标准型,基于特征值的标准型(约当型、对角线型)。

例如对于单输入单输出系统

$$G(s) = \frac{b_n s^{n-1} + b_{n-1} s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (38-19)$$

能控标准型为

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix}$$

$$B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

(38-20)

$$C_c = [b_0 \quad b_1 \quad \dots \quad b_{n-1} \quad 0]$$

能观标准型为

$$\Lambda_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -a_n \\ 1 & 0 & 0 & -a_{n-1} \\ 0 & 1 & 0 & -a_{n-2} \\ \square & \square & \square & \square \\ 0 & 0 & & 1-a_1 \end{bmatrix} = \Lambda^T$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} b_n \\ b_{n-1} \\ \square \\ b_0 \\ 0 \\ \square \\ 0 \end{bmatrix} = C_0^T \tag{38-21}$$

$$C_0 = [0 \quad 0 \quad \square] = R_0^T$$

状态空间模型借助数字计算机可实现对多输入多输出(MIMO)系统、时变系统、非线性系统的最优控制、自动应控制等等。

三、线性定常系统状态方程的求解

线性定常系统(38-13)在 $u(t) \equiv 0$ 时的自由运动是状态方程的齐次解。

$$x(t) \cong e^{A(t-t_0)} x(t_0) \tag{38-22}$$

式中, $x(t_0) = x_0$ 为初始状态, $e^{A(t-t_0)}$ 是矩阵指数, 又称状态转移矩阵, 定义为

$$e^{A(t-t_0)} = 1 + A(t-t_0) + \frac{A^2(t-t_0)^2}{2!} + \dots + \frac{A^k(t-t_0)^k}{k!} + \dots \tag{38-23}$$

状态转移矩阵也可通过对式(38-13)进行拉氏变换求解:

$$sX = 1^{-1}[(sI - A)^{-1}] = 1^{-1} \left[\frac{adj(sI - A)}{\det(sI - A)} \right] \tag{38-24}$$

若 $u(t) \neq 0$, 线性定常系统的运动是状态方程的非齐次解:

$$x(t) = e^{A(t-t_0)} x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} B u(\tau) d\tau \tag{38-25}$$

获取更多资料

获取更多资料

获取更多资料

第三十九章 非线性控制系统

第一节 非线性系统的稳定性分析

一、非线性系统稳定性分析的线性近似法

线性近似法又称李亚普诺夫第一方法。考虑非线性自治系统,将 $f(x)$ 在平衡状态 x_0 附近按泰勒级数展开,并注意到在平衡状态 $x_0, f(x_0)=0$, 有

$$f(x) = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_0} \bar{x} + g(x_0, \bar{x}) \quad (39-1)$$

式中: $\bar{x} = x - x_0$ 是偏差向量, $g(x_0, \bar{x})$ 是级数中所有 \bar{x} 平方和高于二阶的项, 而

$$\left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_0} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \square & \square \\ \frac{\partial f_m}{\partial x_1} & \frac{\partial f_m}{\partial x_n} \end{bmatrix}_{x=x_0} = A \quad (39-2)$$

称为雅可比矩阵。非线性系统在平衡状态 x_0 邻域的线性化近似模型为

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} \quad (39-3)$$

李亚普诺夫证明了, 如果 A 的所有特征值的实部均为负, 则线性化近似模型渐近稳定, 并且原非线性系统的平衡状态 x_0 也是渐近稳定的; 只要 A 有一个特征值的实部为正, 则线性化模型不稳定, 原非线性系统的平衡状态 x_0 也不稳定; 如果 A 的所有特征值的实部均不为正, 但至少有一个特征值的实部为零, 则线性化模型在李亚普诺夫意义下稳定, 但在这种情况下, 不能对非线性系统得出任何结论, 原非线性系统的平衡状态 x_0 是否稳定取决于被忽略的高阶项。

二、李亚普诺夫直接法

简称直接法, 又称李亚普诺夫第二方法。它可以不求解系统的运动方程, 直接用李亚普诺夫稳定性定理判断平衡点的稳定性。

定理1 设自治系统的状态方程为

$$\dot{x} = f(x) \quad \text{平衡状态 } x_0 = 0 \quad f(0) = 0 (t \geq t_0)$$

(39-4)

若存在一个具有连续一阶偏导数的标量函数 $V(x)$, 且满足下列条件: 1) $V(x) > 0$, 即 $V(x)$ 是正定的; 2) \dot{V}

$\dot{V} \leq 0$, 即 $V(x)$ 是负半定的, 则系统的平衡状态 $x_e = 0$ 在李亚普诺夫意义下稳定。

定理2 对于系统 39-4, 若存在一个具有连续一阶偏导数的标量函数 $V(x)$, 且满足下列条件(1) $V(x)$ 是正定的(2) $\dot{V}(x)$ 是负定的, 则系统的平衡状态 $x_e = 0$ 是渐近稳定的。进一步, 若(3)当 $\|x\| \rightarrow \infty$ 时, $V(x) \rightarrow \infty$, 则系统的平衡状态 $x_e = 0$ 是大范围(全局)渐近稳定的。

定理3 对于系统 39-4 若存在一个具有连续一阶偏导数的标量函数 $V(x)$, 且满足下列条件(1) $V(x)$ 是正定的, (2) $\dot{V}(x)$ 是负半定的, 而且, 除了原点外, 系统状态轨迹上 $\dot{V}(x)$ 不恒为零, 则系统的平衡状态 $x_e = 0$ 是渐近稳定的。

定理4 对于系统 39-4, 若存在一个具有连续一阶偏导数的标量函数 $W(x)$, 且满足下列条件(1) $W(x)$ 在原点的某一邻域内是正定的, (2) $\dot{W}(x)$ 在同样的邻域内也是正定的, 则系统的平衡状态 $x_e = 0$ 是不稳定的。

关于李亚普诺夫稳定性定理的说明(1)上面四个定理讨论的是平衡状态在原点时的稳定性。对于不在原点的平衡状态, 可以通过坐标变换平移到坐标原点。(2)定理1~3中的标量函数 $V(x)$ 称为李亚普诺夫函数, 它可以看作自治系统中储存的“能量”, 而 $\dot{V}(x)$ 表示系统储能衰减的速度。李亚普诺夫函数的选择尚无通用方法。对于同一个系统, 可以存在许多个李亚普诺夫函数(3)定理1~3仅是稳定的充分条件, 不是必要条件。(4)关于非自治系统的稳定性, 见参考文献[1,2]。

第二节 非线性系统的线性化

一、线性化近似方法

若非线性系统只限于在指定的工作点附近变化, 或只限于在期望的参考轨线附近小扰动, 则可以通过线性化来处理。考虑系统

$$\dot{x} = f(x, u) \quad (39-5)$$

它的参考轨线满足方程

$$\dot{x}^* = f(x^*, u^*) \quad (39-6)$$

如图 39-1 中实线表示。参考输入 $u^*(t)$ 产生参考轨线 $x^*(t)$ 。系统的实际轨线在图中用虚线表示, 它与参考轨线之间的关系为: $x = x^* + \delta x, u = u^* + \delta u$ 。

系统的原始非线性方程 39-5 可以表示为

$$\frac{d}{dt}(x^* + \delta x) = \dot{x}^* + \dot{\delta x} = f(x^* + \delta x, u^* + \delta u) \quad (39-7)$$

由于假扰动非常小, 将上式按泰勒级数在参考轨线附近展开, 其第 j 个分量为

$$\dot{x}_j^* + \dot{\delta x}_j \approx f_j(x^*, u^*) + \frac{\partial f_j}{\partial x_1} \delta x_1 + \frac{\partial f_j}{\partial x_n} \delta x_n + \frac{\partial f_j}{\partial u_1} \delta u_1 + \frac{\partial f_j}{\partial u_r} \delta u_r \quad (39-8)$$

利用式 39-6, 式 39-8 变为

$$\dot{\delta x} = \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \delta x_1 + \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \delta x_n + \frac{\partial f_1}{\partial u_1} \delta u_1 + \frac{\partial f_1}{\partial u_r} \delta u_r, j=1, 2, 3, \dots, n \quad (39-9)$$

或写成矩阵形式:

$$\dot{\delta x} = A \delta x + B \delta u \quad (39-10)$$

式中, A 和 B 称为雅可比(Jacobian)矩阵。

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \square & \ddots & \square \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} s=x^* \\ n=n^* \end{matrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & & \frac{\partial f_1}{\partial u_r} \\ \square & \ddots & \square \\ \frac{\partial f_n}{\partial u_1} & & \frac{\partial f_n}{\partial u_r} \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} s=x^* \\ n=n^* \end{matrix} \quad (39-11)$$

雅可比矩阵中所有偏导数是沿参考轨道求值的。方程 39-10 非常重要,它说明尽管描述参考轨道的原始微分方程是非线性的,但是在小扰动下可以进行线性化处理。这种方法又称为小扰动法或摄动法。

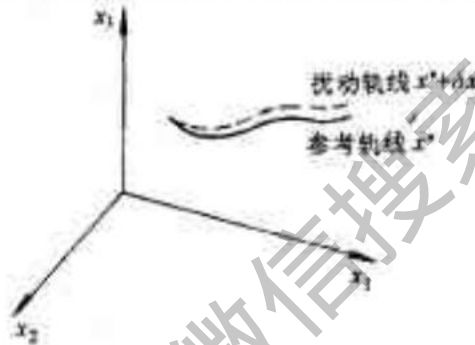


图 39-1 参考轨线与扰动轨线

反馈线性化

反馈线性化是 80 年代发展起来的一种新颖的非线性控制设计方法。它的基本思想是通过代数变换将一个非线性系统的动态特性全部地或部分地转换成线性动态特性,从而可以应用成熟的线性控制方法。与处理小扰动的线性化方法完全不同,反馈线性化是通过严格的状态变换与反馈而达到的。

最简单形式的反馈线性化,就是抵消非线性并施加一个期望的线性动态特性。假定系统由能控标准型表示,即

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ \square \\ x_{n-1} \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_2 \\ \square \\ x_n \\ f(x) + h(x)u \end{bmatrix} \quad (39-12)$$

式中, $x = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$ 是状态向量, x 是标量输出, $f(x)$ 和 $h(x)$ 是状态的非线性函数, u 为标量控制输入。在上式中,若选取控制输入

$$u = \frac{v - f(x)}{h(x)} \quad (39-13)$$

就能抵消掉非线性而得到一个简单的输入-输出关系

$$\dot{x}^{(n)} = v \quad (39-14)$$

控制律可取为

$$v = -a_0 x - a_1 \dot{x} - \dots - a_{n-1} x^{(n-1)} \quad (39-15)$$

选择系数 $a_i, i=0, 1, \dots, n-1$, 使多项式 $s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0$ 所有特征根的实部均为负,从而保证系

统

$$x^{(n)} + a_{n-1}x^{(n-1)} + \dots + a_1\dot{x} + a_0x = 0 \quad (39-16)$$

具有指数衰减的特性,即 $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) \rightarrow 0$ 。

对于跟踪参考轨迹 $x_d(t)$ 的系统,可取

$$v = x_d^{(n)} - a_0e - a_1\dot{e} - \dots - a_{n-1}e^{(n-1)} \quad (39-17)$$

式中, $e = x(t) - x_d(t)$ 为跟踪误差,该控制律可以保证 $e(t)$ 按指数规律衰减到零,从而实现指数收敛跟踪。

反馈线性化分为输入-状态线性化和输入-输出线性化两大类。输入-状态线性化可实现系统完全线性化,而输入-输出线性化只能实现部分的线性化。这两种方法已成功地应用于一些工程实际问题。然而,反馈线性化方法也存在以下局限性:(1)并不对所有的非线性系统都适用;(2)要求对全部状态量进行测量;(3)当参数不确定或模型未包括对象某些动态特性时,系统鲁棒性没有保障。

第三节 相平面法与描述函数法

一、相平面法

(一)相轨迹和相平面图

(1)相平面法 求解二阶系统的一种图解方法。考虑非线性二阶系统:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2) \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) \end{aligned} \quad (39-18)$$

它的状态空间是以 x_1 为横坐标, x_2 为纵坐标的平面,通常称为相平面。给定初始状态 $x(0) = x_0$, 方程 39-18 确定一个解 $x(t)$ 。当时间 t 变化时,状态点 (x_1, x_2) 在相平面上运动,形成一条曲线,称为相轨迹。对于各种可能的初始状态,可以得到一族相轨迹。相平面和相轨迹族总称为相平面图或相图。

(2)相轨迹的斜率 二阶系统可以表示为微分方程:

$$\ddot{x} + f(x, \dot{x}) = 0 \quad (39-19)$$

选取状态变量 $x_1 = x, x_2 = \dot{x}$, 则可得到相轨迹的斜率为

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{dx_2/dt}{dx_1/dt} = \frac{-f(x_1, x_2)}{x_2} \quad (39-20)$$

若相轨迹与 x 轴相交,且在交点上 $f(x_1, x_2) \neq 0$, 则相轨迹曲线与 x 轴垂直相交。

(3)奇点 相平面上的一个点 (x, \dot{x}) 只要不同时满足 $\dot{x} = 0$ 和 $f(x, \dot{x}) = 0$, 则通过该点的相轨迹的斜率就由式 (39-20) 唯一确定, 这种点称为常点, 通过常点的相轨迹只有一条。同时满足 $\dot{x} = 0$ 和 $f(x, \dot{x}) = 0$ 的点称为奇点(平衡点)。通过奇点的相轨迹不止一条, 且斜率不同。线性系统一般只有一个奇点, 或者可能存在一个连续分布的奇点集合。然而, 非线性系统往往有一个以上的孤立奇点。例如, 系统

$$\ddot{x} + 0.6\dot{x} + 3x + x^2 = 0 \quad (39-21)$$

有二个奇点: $(0, 0)$ 和 $(-3, 0)$ 。两个奇点附近, 相轨迹完全不同, 如图 39-2 所示。

(二)极限环的稳定性

相平面上极限环是一条孤立的封闭相轨迹。孤立和封闭反映了极限周期运动的特征。极限环附近的相轨迹要么收敛于它, 要么从它发散。极限环内部(外部)的相轨迹, 永远不可能穿过极限环进入它的外部(内部)。极限环按稳定性可分为三类(见图 39-3): (1)稳定极限环 当 $t \rightarrow \infty$ 时, 极限环附近的所有相轨迹都收敛于该极限环; 这种极限环对应稳定的自持振荡。(2)不稳定极限环 当 $t \rightarrow \infty$ 时, 极限环附近所有相轨迹都从该极限环发散;(3)半稳定极限环 当 $t \rightarrow \infty$ 时, 极限环内部(外部)的相轨迹都收敛于该极限环; 而极限

环外部(内部)的相轨迹都从该极限环发散。

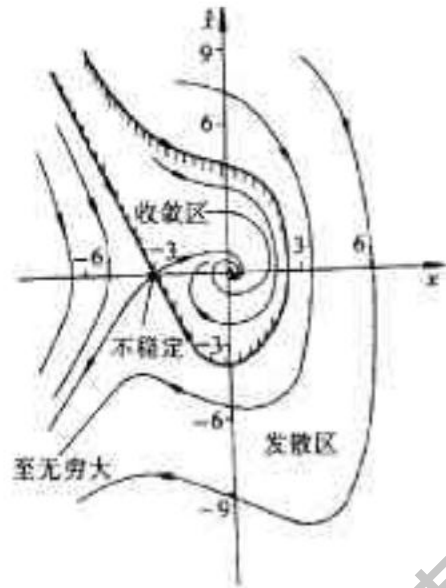


图 39-2 式(39-21)表示的非线性系统的相图

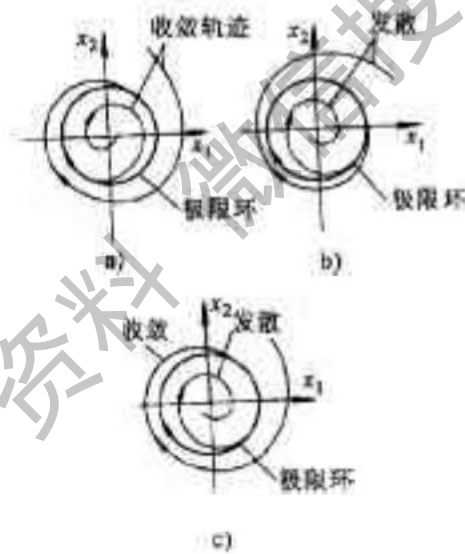


图 39-3 稳定、不稳定和半稳定极限环
a) 稳定极限环 b) 不稳定极限环 c) 半稳定极限环

二、描述函数法

(一) 非线性系统的描述函数

描述函数是线性系统稳态响应概念的推广。假定非线性系统可以看成由一个非线性环节 N 和线性部分 $G(s)$ 串联组成, 如图 39-4 所示。

假设 N 的输入是正弦信号 $x(t) = A \sin \omega t$, 输出为周期信号

$$\begin{aligned}
 u(t) &= W_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) \\
 &= W_0 + \sum_{n=1}^{\infty} W_n \sin(n\omega t + \phi_n)
 \end{aligned}$$

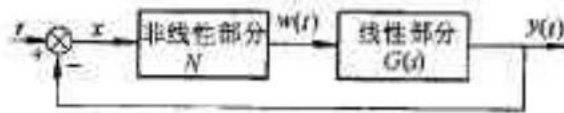


图 39-4 非线性系统

(39-22)

由直流分量 W_0 、基波和高次谐波组成。在 $w(t)$ 作用下, 系统的线性部分 $G(s)$ 的输出 $y(t)$ 也包含有相应的频率分量, 各个分量的幅值和相位取决于 $w(t)$ 中各次谐波的幅值和相位, 以及线性部分的频率特性 $G(j\omega)$ 。

若非线性特性 N 关于原点对称, 则 $w(t)$ 中直流分量为零, 同时设 $w(t)$ 中的谐波分量相对于基波很小, 并且线性部分 $G(j\omega)$ 具有较好的低滤波特性, 则 $y(t)$ 中无直流分量, 谐波分量也很小。这时可认为在非线性环节的输出 $w(t)$ 中, 只有基波 $w_1(t) = W_1 \sin(\omega t + \phi_1)$ 起作用, 非线性环节的特性就可由输出中基波分量 $w_1(t)$ 与输入信号 $x(t)$ 之间的关系近似描述。

非线性元件的描述函数定义为输出中基波分量与正弦输入的复数符号之比

$$N(A, \omega) = \frac{W_1}{A} e^{j\phi_1} \quad (39-23)$$

若非线性环节中不包含储能元件, $w(t)$ 则与频率无关, 描述函数只是输入的幅值的函数, $N = N(A)$ 。如果非线性环节的特性是单值且关于原点对称, $w(t)$ 为奇函数。式 39-22 中, $W_0 = 0, \phi_k = 0, \phi_n = 0$, 描述函数是实数型非线性增益。

描述函数与线性系统的频率特性函数虽然都是用正弦输入和输出信号表示, 但描述函数是振幅和频率的函数, 而线性系统的频率特性与输入信号振幅无关。

(二) 非线性系统的描述函数分析

描述函数可以用来分析非线性系统的稳定性, 判断系统是否存在极限环并确定极限环的幅值和频率, 如果图 39-5 中的非线性特性与频率 ω 无关, 系统存在自持振荡的必要条件为

$$N(A)G(j\omega) + 1 = 0 \quad G(j\omega) = -\frac{1}{N(A)} \quad (39-24)$$

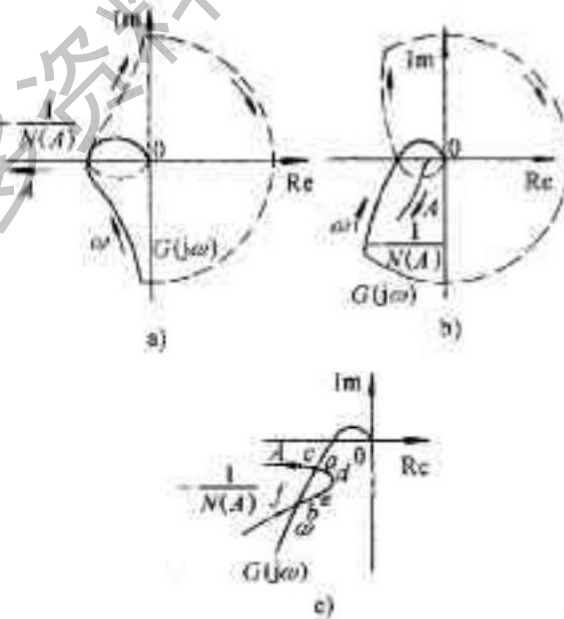


图 39-5 非线性系统的稳定性

如果系统的线性部分是最小相位的, 根据奈氏稳定性判据: 当 ω 从 $-\infty$ 变到 $+\infty$ 时, 若 $-1/N(A)$ 曲线没有被 $G(j\omega)$ 曲线包围, 如图 39-5a 所示, 则系统是稳定的; 若 $-1/N(A)$ 曲线被 $G(j\omega)$ 曲线包围, 如图 39-5b 所示, 则系统是不稳定的; 若 $-1/N(A)$ 曲线与 $G(j\omega)$ 曲线相交, 如图 39-5c 所示, 则系统有可能产生自持振荡, 其振幅和频率为交点上 $-1/N(A)$ 曲线的 A 值与 $G(j\omega)$ 曲线的 ω 值。若在交点处, 当幅值 A 增大

时, $-1/N(A)$ 曲线向 $G(j\omega)$ 曲线包围区域以内移动, 则该交点的自持振荡是不稳定的, 如图 39-5c 中的 b 点。反之, 当 A 增大时, $-1/N(A)$ 曲线向 $G(j\omega)$ 曲线包围区域以外移动, 则该交点的自持振荡是稳定的, 如图 39-5 中的 a 点就对应着稳定的自持振荡。

描述函数法是近似方法, 如果曲线 $-1/N(A)$ 与 $G(j\omega)$ 几乎垂直相交, 则所得结果的准确度比较高。若曲线 $-1/N(A)$ 与 $G(j\omega)$ 几乎相切, 则以上判断的准确性在很大程度上依赖于 $G(j\omega)$ 的低通滤波特性。

若描述函数同时为振幅和频率的函数, 即 $N = N(A, \omega)$ 则可按图 39-5 绘制曲线族 $N(A, \omega)G(j\omega)$ 。复平面上曲线 $N(A, \omega)G(j\omega)$ 穿过 $(-1, 0)$ 点表示可能产生自持振荡, 振幅为该曲线的 A 值, 频率为点 $(-1, 0)$ 上的 ω 值。

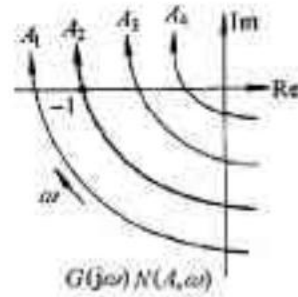


图 39-6 方程 $G(j\omega)N(A, \omega) + 1 = 0$ 的根轨迹

在非线性和控制系统中, 应用描述函数法可以通过降低系统增益, 引入校正网络或速度反馈, 来消除不希望产生的自持振荡。

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

第四十章 电气控制故障分析与调试

第一节 起重机电路故障分析

起重机是一种用来起吊和放下重物,以及在固定范围内装卸、搬运材料的起重机械,广泛应用于工矿企业、车站、港口、仓库和建筑工地等场所。按其结构的不同,起重机可分为桥式起重机、门式起重机、塔式起重机、旋转起重机和缆索起重机等,其中,桥式起重机用得最为普遍。下面以 10t 桥式起重机为例,对其在运行中可能存在的故障进行分析。

一、电气控制线路分析

10t 桥式起重机电气控制线路如图 40-1 所示。

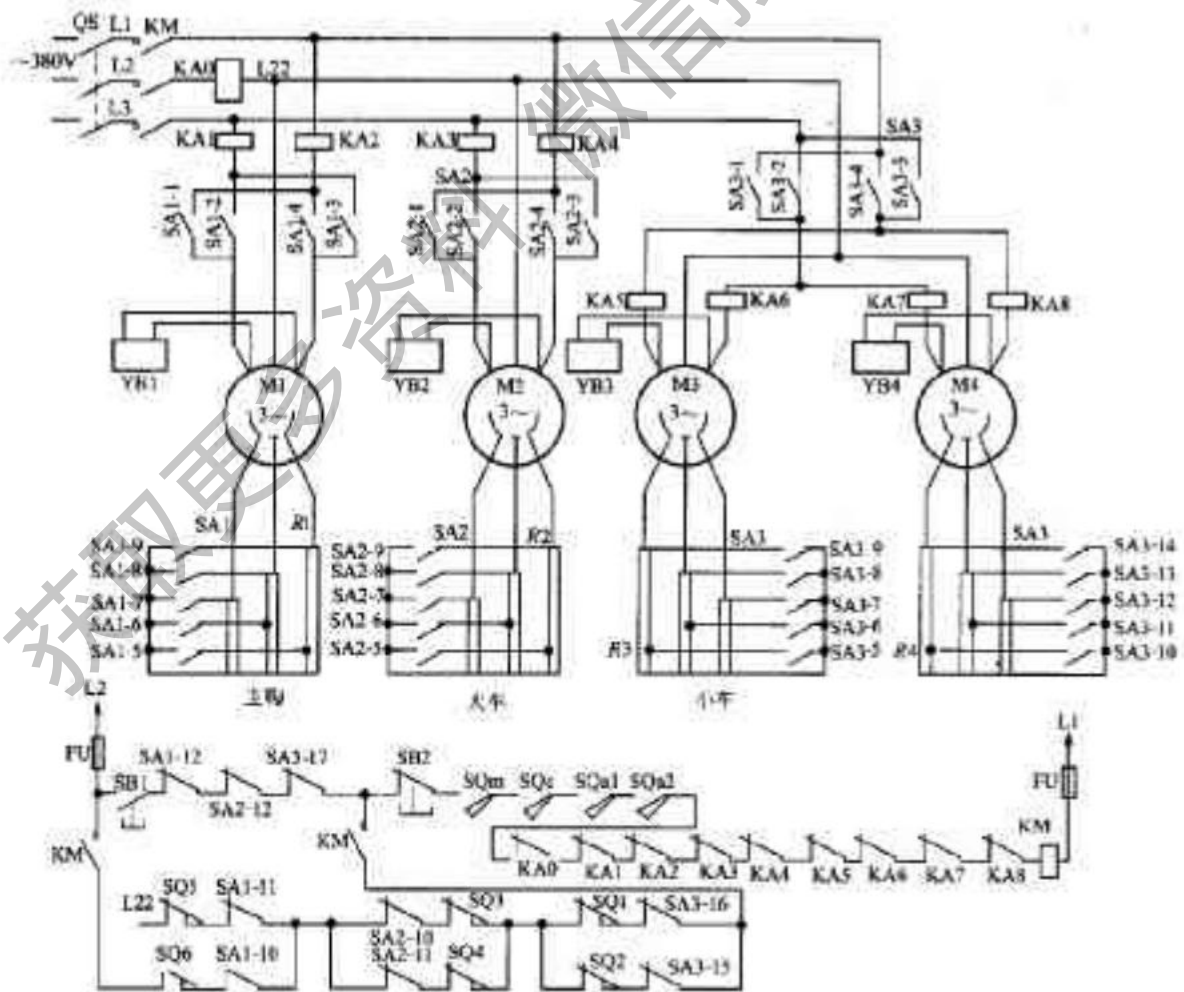


图 40-1 10t 桥式起重机电气控制线路

起重机有4台电动机拖动: M_1 为提升电动机; M_2 为小车电动机; M_3 、 M_4 为大车电动机。 $R_1 \sim R_4$ 是4台电动机的调速电阻。电动机的转速用左右各有5个操作位置的凸轮控制器控制。 SA_1 控制 M_1 , SA_2 控制 M_2 , SA_3 控制 M_3 和 M_4 。分别用制动器 $YB_1 \sim YB_4$ 进行停车制动。

二、常见故障分析与处理

起重机电气设备在运行过程中的故障可分为两类: 即电气设备本身的故障和操作中发生的故障。下面就其主要电气设备以及操作中经常出现的故障进行分析, 并指出相应的解决办法。

1. 交流制动电磁铁的故障及排除办法 交流制动电磁铁的故障及排除办法如表 40-1 所示。

表 40-1 交流制动电磁铁的故障及排除办法

故障	故障原因	排除办法
线圈过热	①电磁铁的牵引力过载 ②在工作位置上电磁铁可动部分与静止部分有间隙 ③制动器的工作条件与线圈的特性不符 ④线圈的电压与线路电压不符	①调整弹簧的压力或重锤位置 ②调整制动器的机械部分, 可以消除间隙 ③选择符合工作条件的线圈 ④更换线圈, 如为三相电磁铁, 可将三角形改接成星形连接
产生较大的响声	①电磁铁过载 ②磁导体的工作表面脏污 ③磁面变曲	①调整弹簧压力或变更重锤位置 ②清除磁导体表面上的脏污 ③调整机械部分, 以消除磁路弯曲现象
电磁铁不能克服弹簧及重锤重量的力	①电磁铁过载 ②所采用的线圈电压大于线路电压 ③线路中电压显著降低	①调整制动器的机械部分 ②更换线圈或将星形连接改成三角形连接 ③消除引起线路中电压下降的原因

2. 继电器—接触器的故障及排除方法 继电器—接触器的故障及排除方法如表 40-2 所示。

表 40-2 继电器—接触器的故障及排除方法

故障	故障原因	排除方法
接触器线圈过热	①线圈过负载 ②线圈有短路现象 ③活动磁导体没有在应在的部位	①减少动触点对静触点的压力 ②更换线圈 ③检查磁导体有无歪斜、卡住及脏物等, 并消除

故障	故障原因	排除方法
接触器有响声	①线圈过负荷 ②磁导体工作面脏 ③磁铁系统歪斜 ④短路环损坏	①减少对触点对静触点的压力 ②消除工作面脏污 ③进行调整 ④更换
接触器动作	①磁导体活动部分,固定部分太远 ②底板的上部比下部突出	①把磁导体两部分靠近 ②接触器严格垂直安装
电压切断后,磁铁系统不落下	①底板的下部比上部突出 ②触点压力不足	①接触器严格垂直安装 ②调节压力
触点过热或烧焦	①可动触点对静止触点的压力太小 ②触点脏污	①调节弹簧压力 ②清除脏污

3.控制器的故障及排除方法—控制器的故障及排除方法如表40-3所示。

表40-3 控制器的故障及排除方法

故障	故障原因	排除方法
控制器在工作过程中产生卡住或冲动现象	①接触指粘在铜片上 ②定位机构发生故障	①调整接触指的位置 ②检查并修理固定销
接触指与铜片间冒火	①接触指与铜片间接触不良 ②控制器过载	①调整接触指对铜片的压力(利用调整螺丝或弹簧来调) ②改变工作规范或更换控制器
控制器元件和指杆被烧	①元件与指杆接触不良 ②控制器容量偏小	①调节指杆压力 ②更换大容量控制器

4.操作过程中的故障及排除方法—操作过程中的故障及排除方法如表40-4所示。

表40-4 操作过程中的故障及排除方法

故障	故障原因	排除方法
合上保护盘上的闸刀开关时,操作电路的熔断器熔断	操作电路中,与保护器械相连的一相接地	检查绝缘并消除接地现象

故障	故障原因	排除方法
主接触器不能接通	①闸刀开关未合上 ②紧急开关未合上 ③入孔未关闭 ④控制器未放在工作位置上 ⑤线路无电压 ⑥操作电路的熔断器熔丝熔断 ⑦接触器线圈坏	①~④检查有关电器的状况,根据情况分别处理之 ⑤查清无电压的原因并消除之 ⑥更换熔丝 ⑦更换线圈
当主接触器合上后,引入线上的熔断器熔断	该相接地	用兆欧表找出接地点,并消除之
当主接触器合上后,过电流继电器动作和接触器自动释放	控制器的电路接地	将保护盘上控制器的导线断开,然后再将其逐步接上,每当接上一根导线后,要合上一次接触器。根据过电流继电器动作确定接地的导线,再用兆欧表找出接地点
当控制器合上后,过电流继电器动作	①过电流继电器的整定值不符 ②定子线路接地 ③机械部分某一环卡死	①调整继电器的电流值,使其为电动机额定电流的225%~250% ②用兆欧表找出绝缘损坏的地方 ③检查机械部分并消除故障
当控制器合上后,电动机不转动	①一相断电,电动机发出响声 ②线路上无电压 ③控制器接触指与铜片未接触 ④转子电路断线 ⑤继电器发生故障	①找出断电原因,并消除之 ②用指示灯检查有无电压,若无电压,应加上 ③检查控制器,使其接触指与铜片接触好 ④检查转子电路 ⑤检查继电器
当控制器合上后,电动机仅能在一个方向转动	①控制器中定子电路或终端开关电路的接触指与铜片未接触 ②终端开关有故障 ③配线有故障	①检查控制器,并调整接触指,使它与铜片接触良好 ②消除终端开关的故障 ③用试灯找出故障处并消除之

故障	故障原因	排除方法
电动机不能发出额定功率,速度减慢	①制动器未完全松开 ②转子或电枢电路中的启动电阻未完全切除 ③线路中的电压下降 ④机构卡住	①检查并调整制动机构 ②检查控制器,并调整其接触指 ③消除引起电压下降值超过标准的原因 ④检查机构并消除故障
三相交流起重机构改变原有运动方向	检修线路时将电动机的相序接错	更换任意两相导线恢复顺序
当终端开关的杠杆动作时,相应的电动机不断电	①终端开关的电路发生短路现象 ②接至控制器的导线次序错乱	①检查引至终端开关的导线 ②检查接线系统
在起重机运行中接触器短时断电	接触器线圈电路中联锁触点的电压不足	检查各联锁触点的压力
当操作控制器切断后,接触器不释放	操作电路中有接地	用兆欧表找出接地点,并排除之
磁力控制器不全部工作	①不工作的接触器电路中的联锁触点发生故障 ②操作控制器的触点发生故障	①按起重机电路参数检查联锁触点并调整之 ②按电路图检查并调整操作控制器的触点
启动时,电动机不平稳,在控制器的最后位置上,有时速度减低	①转子回路有断开处 ②控制器转子部分有故障 ③控制器和电阻之间的配线有错误	①检查转子回路接线,检查电阻器有无损坏元件 ②修理和调整控制器 ③按原理图检查接线,并更正接线错误
电动机只能单方向旋转	①某方向的接触器线圈烧坏 ②线路中某处有断线	①更换线圈 ②找出断线处并接好
控制器的手把和操纵轮转不动或转不到头	①定位机构有毛病 ②指杆落在凸轮块的下面	①检查定位机构 ②调整指杆的位置

第二节 常见的故障分析方法

由于应用在不同的场合,因而各种电气控制线路具有不同的特点。但对于各种不同电气控制线路的故障,采用的分析方法是大同小异的,也就是所谓的基本检修方法。这些方法包括直观法、电压测量法、电阻测

量法、对比法、置换元件法、逐步开路法、强迫闭合法和回装法等。实际检修时,要综合运用上述方法,并根据积累经验,对故障现象进行分析,快速准确地找到故障部位,采取适当方法加以排除。

一、直观法

直观法是根据电器故障的外壳表现,通过目测、鼻闻、耳听等手段,来检查、判断故障的方法。

(一)检查步骤

1. 调查情况 向机床操作者和故障在场人员询问故障情况,包括故障外部表现、大致部位、发生故障时环境情况(如有无异常气体、明火等,热源是否靠近电器,有无腐蚀性气体侵蚀,有无漏水等),是否有人修理过、修理的内容等。

2. 初步检查 根据调查的情况,看有关电器外部有无损坏,连线有无断路、松动,绝缘有无烧焦,螺旋熔断器的熔断指示器是否跳出,电器有无进水、油污,开关位置是否正确等。

3. 试车 通过初步检查,确认不会使故障进一步扩大和造成人身、设备事故后,可进行试车检查。试车中要注意有无严重跳火、冒火、异常气味、异常声音等现象,一经发现应立即停车,切断电源。注意检查电机的温升及电器的动作程序是否符合电气原理图的要求,从而发现故障部位。

(二)检查方法及注意事项

1. 用观察火花的方法检查故障 电器的触点在闭合、分断电路或导线线头松动时会产生火花,因此可以根据火花的有无、大小等现象来检查电器故障。例如,正常紧固的导线与螺钉间不应有火花产生,当发现该处有火花时,说明线头松动或接触不良。电器的触点在闭合、分断电路时跳火,说明电路是通路,不跳火说明电路不通。当观察到控制电动机的接触器主触点两相有火花,一相无火花时,无火花的触点接触不良或这一相电路断路。三相中有两相的火花比正常大,另一相比正常小,可初步判断为电动机相间短路或接地。三相火花都比正常大,可能是电动机过载或机械部分卡住。在辅助电路中,若接触器线圈电路为通路,衔铁不吸合,要分清是电路断路,还是接触器机械部分卡住造成的。可按一下启动按钮,如按钮常开触点在闭合位置,断开时有轻微的火花,说明电路为通路,故障在接触器本身机械部分卡住等;如触点间无火花,说明电路是断路。

2. 从电器的动作程序来检查故障 机床电器的工作程序应符合电器说明书和图纸的要求,如某一电路上的电器动作过早、过晚或不动作,说明该电路或电器有故障。还可以根据电器发出的声音、温度、压力、气味等分析判断故障。另外,运用直观法,不但可以确定简单的故障,还可以把较复杂的故障缩小到较小的范围。

3. 注意事项

(1) 当电器元件已经损坏时,应进一步查明故障原因后再更换,不然会造成元件的连续烧坏。

(2) 试车时,手不能离开电源开关,以便随时切断电源。

(3) 直观法的缺点是准确性差,所以,不经进一步检查不要盲目拆卸导线和元件,以免延误时机。

二、测量电压法

(一)检查方法和步骤

1. 分阶测量法 电压的分阶测量法如图 40-2 所示。

当电路中的行程开关 SQ 和中间继电器的常开触点 KA 闭合时,按启动按钮 SB1 接触器 KM1 不吸合,说明电路有故障。检查时把万用表扳到电压 500V 挡位上,首先测量 A、B 两点电压,正常值为 380V。然后按启动按钮不放,同时将黑色测试棒接到 B 点上,红色测试棒按标号依次向前移动,分别测量标号 2、11、9、7、5、3、1 各点的电压。电路正常的情况下,B 与 2 两点之间无电压,B 与 11~1 各点电压均为 380V。如 B 与 11 间无

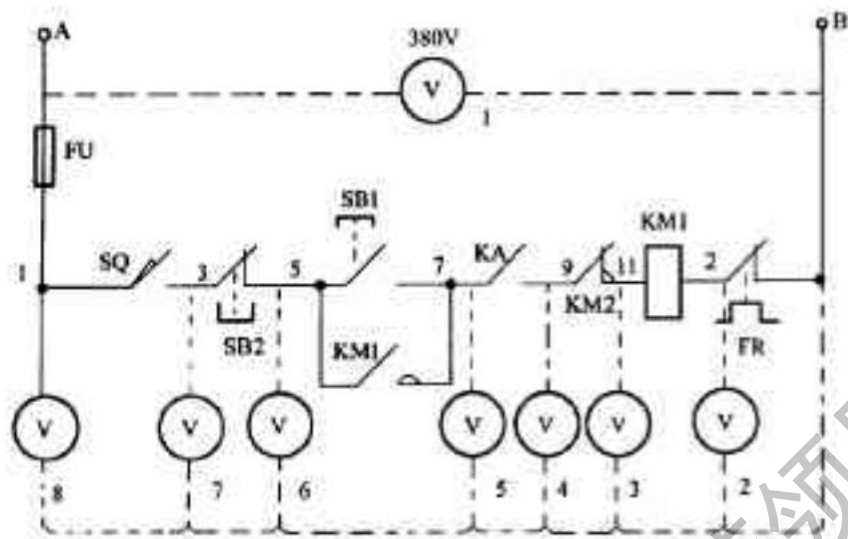


图 40-2 电压的分阶测量法

电压,说明是电路故障,可将红色测试棒前移。当移至某点时电压正常,说明该点前开关触点是完好的,此点以后的开关触点或接线断路。一般是此后第一个触点(即刚刚跨过的触点)或连线断路。例如,测量到 9 时电压正常,说明接触器 **KM2** 的常闭触点或 9 所连导线接触不良或断路。究竟故障在触点上还是连线断路,可将红色测试棒接在 **KM2** 常闭触点的接线柱上,如电压正常故障在 **KM2** 的触点上;如没有电压,说明连线断路。根据电压值来检查故障的具体方法如表 40-5 所示。

表 40-5 分阶测量法所测电压值(单位为 V)及故障原因

故障现象	测试状态	B~2	B~11	B~9	B~7	B~5	B~2	B~1	故障原因
SB1 按下时 KM1 不吸合	SB1 按下	380	380	380	380	380	380	380	FR 接触不良
		0	380	380	380	380	380	380	KM1 本身有故障
		0	0	380	380	380	380	380	KM2 接触不良
		0	0	0	380	380	380	380	KA 接触不良
		0	0	0	0	380	380	380	SB1 接触不良
		0	0	0	0	0	380	380	SB2 接触不良
		0	0	0	0	0	0	380	SQ 接触不良

在运用分阶测量法时,可以向前测量(即由 B 点向标号 1),也可以向后测量(即由标号 1 向 B 点测量)。用后一种方法测量时当标号 1 与某点(标号 2 与 B 点除外)电压等于电源电压时,说明刚刚测过的触点或导线断路。

维修实践中,根据故障的情况也可不必逐点测量,而多跨几个标号测试点,如 B 与 11、B 与 3 等。

2. 分段测量法 触点闭合时各电器之间的导线在通电时其电压降接近于零。而用电器、各类电阻、线圈通电时,其电压降等于或接近于外加电压。根据这一特点,采用分段测量法检查电路故障更为方便。电压的分段测量法如图 40-3 所示。按下按钮 **SB1** 时,如接触器 **KM1** 不吸合,按住按钮 **SB1** 不放,先测 A、B 两点的电源电压。电压在 380V,而接触器不吸合,说明电路有断路之处,可将红、黑两测试棒逐段或者重点测相邻两点标号的电压。如电路正常,除 11 与 2 两标号间的电压等于电源电压 380V 外,其他相邻两点间的电压都应为零。如测量某相邻两点电压为 380V,说明该两点所包括的触点或连接导线接触不良或断路。例如,标号 3 与 5 两点间电压为 380V,说明停止按钮接触不良。当测电路电压无异常,而 11 与 2 间电压正好等于电

测电压,接触器 KM1 仍不吸合,说明线路断路或机械部分卡住。

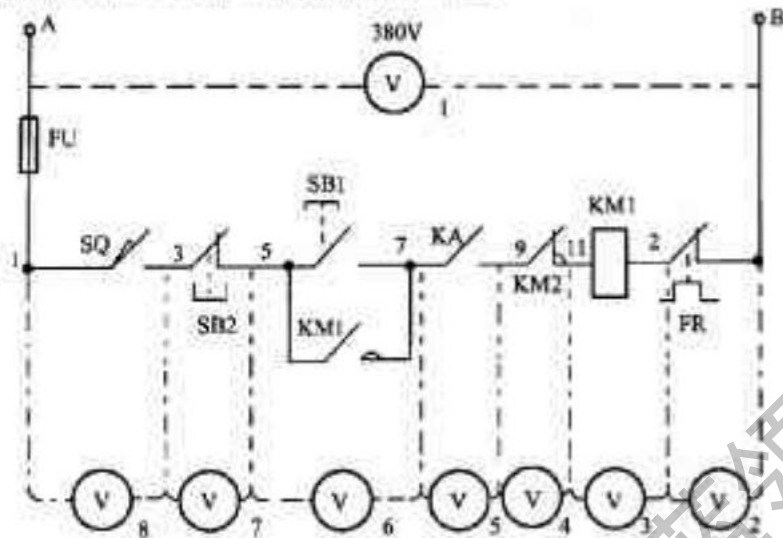


图40-3 电压的分段测量法

对于机床电器开关及电器相互间距离较大,分布面较广的设备,由于万用表的测试棒连线长度有限,用分段测量法检查故障比较方便。

3. 点测法 机床电器的辅助电路电压为220V且零线接地的电路,可采用点测法来检测电路故障,如图40-4所示。把万用表的黑色测试棒接地,红色测试棒逐点测2、11、9等点,根据测量的电压情况来检查电气故障,这种测量某标号与接地电压的方法称为点测法(或测地电压法)。用点测法测量电压值及判断故障的原因如表40-6所示。

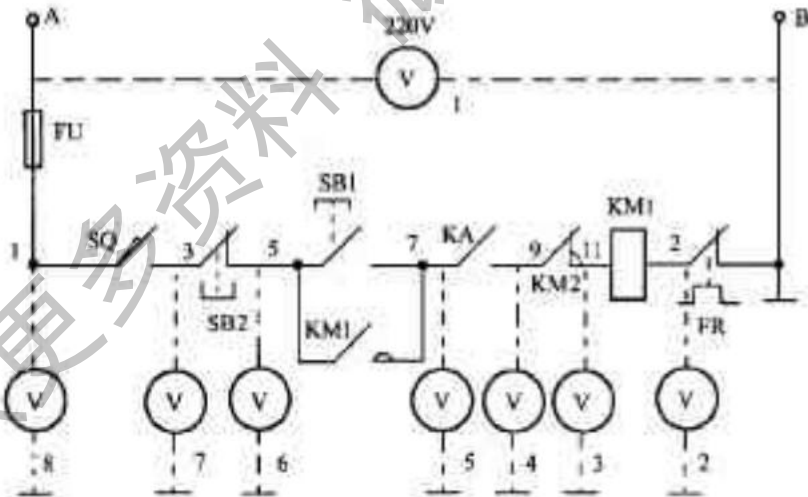


图40-4 电压的点测法

表 40-6 点测法所测电压值(单位为 V)及故障原因

故障现象	测试状态	2	11	9	7	5	3	1	故障原因
SB1 按下时 KMI 不吸合	SB1 按下	220	220	220	220	220	220	220	FR 接触不良
		0	220	220	220	220	220	220	接触器 KMI 本身有故障
		0	0	220	220	220	220	220	KM2 接触不良
		0	0	0	220	220	220	220	KA 接触不良
		0	0	0	0	220	220	220	SB1 接触不良
		0	0	0	0	0	220	220	SE 接触不良
		0	0	0	0	0	0	220	SQ 接触不良
		0	0	0	0	0	0	0	FU 熔断

(二) 注意事项

1. 用分阶测量法时, 标号 11 以前各点对 B 点应为 220V, 如低于该电压(相差 20% 以上, 不包括仪表误差)时视为电路故障。

2. 分段或分阶测量到接触器线圈两端 11 与 2 时, 电压等于电源电压, 可判断为电路正常; 如不吸合, 说明接触器本身有故障。

3. 电压的三种检查方法, 可以灵活运用, 测量步骤也不必过于死板, 除点测法在 220V 电路上应用外, 其他两种方法是通用的, 也可以在检查一条电路时采用两种方法。在运用以上三种方法时, 必须将启动按钮按住不放才能测量。

电阻法、测量电阻法

(一) 检查方法和步骤

1. 分阶测量法 电阻的分阶测量法如图 40-5 所示。当确定电路中的行程开关 SQ、中间继电器触点 KA 闭合时按启动按钮 SB1, 接触器 KMI 不吸合, 说明该电路有故障。检查时先将电源断开, 把万用表扳到电阻挡位上, 测量 A、B 两点电阻(注意, 测量时要一直按下按钮 SB1)。如电阻为无穷大, 说明电路断路。为了进一步检查故障点, 将 A 点上的测试棒移至标号 2 上, 如果电阻为零, 说明热继电器触点接触良好。再测量 B 与 11 两点间电阻, 若接近接触器线圈电阻值, 说明接触器线圈良好。然后将两测试棒移至 9 与 11 两点, 若电阻为零, 可将标号 9 上的测试棒前移, 逐步测量 7-11、5-11、3-11、1-11 各点的电阻值。当测量到某标号时电阻突然增大, 则说明测试棒刚刚跨过的触点或导线断路。分阶测量法既可从 11 向 1 方向移动测试棒, 也可从 1 向 11 方向移动测试棒。

2. 分段测量法 电阻的分段测量法如图 40-6 所示。先切断电源, 按下启动按钮, 两测试棒逐段或重点测试相邻两标号(除 2-11 两点外)的电阻。如两点间电阻很大, 说明该触点接触不良或导线断路。例如, 当测得 1-3 两点间电阻很大时, 说明行程开关触点接触不良。这两种方法适用于开关、电器在机床上分布距离较大的电气设备。

(二) 注意事项

测量电阻法的优点是安全, 缺点是测量电阻值不准确时容易造成判断错误。为此应注意以下几点。

1. 用电阻测量法检查故障时一定要断开电源。
2. 如所测量的电路与其他电路并联, 必须将该电路与其他电路断开, 否则电阻不准确。

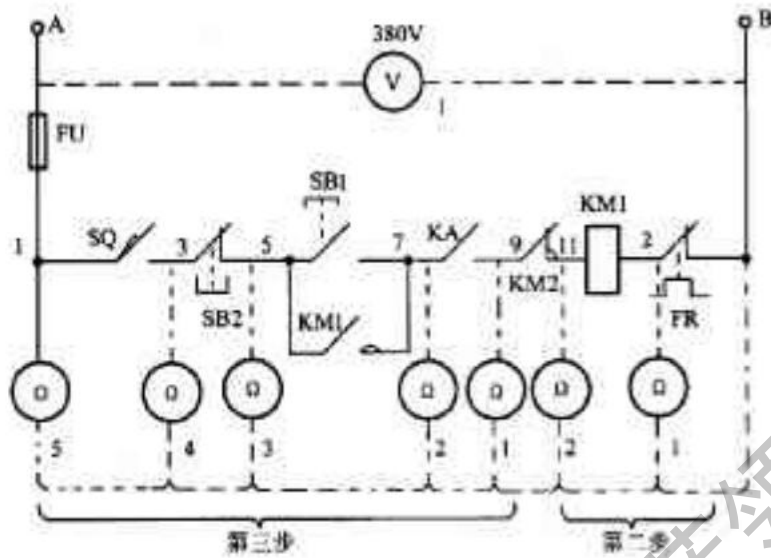


图 4-5 电阻的分阶测量法

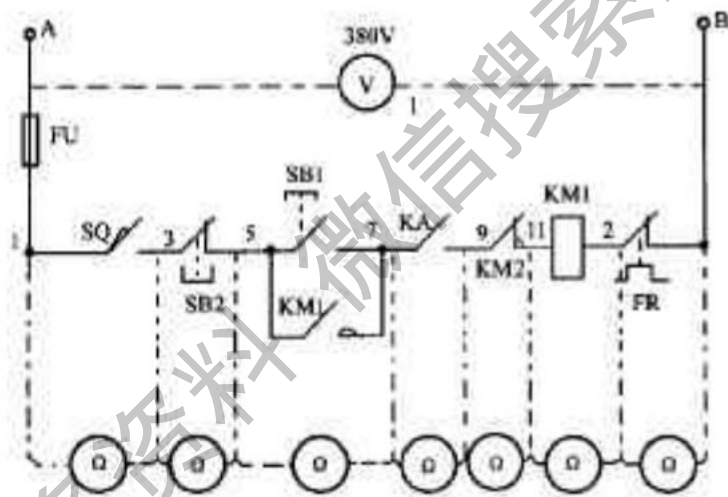


图 4-6 电阻的分段测量法

3. 测量高电阻电元件, 万用电表要扳到适当的挡位。在测量连接导线或触点时, 万用电表要扳到 $R \times 1$ 的挡位上, 以防仪表误差造成误判。

四、强迫闭合法

在排除机床电气故障时, 经过直观法检查后没有找到故障点, 而手下也没有适当的仪表进行测量, 可用一绝缘棒将有关继电器、接触器、电磁铁等用外力强行按下, 使其常开触点或衔铁闭合, 然后观察机床电气部分或机械部分出现的各种现象, 如电动机从不转到转动, 机床相应的部分从不动到正常运行等。利用这些外部现象的变化来判断故障点的方法叫强迫闭合法。

(一) 检查方法和步骤

检查一条回路的故障: 在异步电动机控制电路(见图 4-4)中, 若按下启动按钮 SB1, 接触器 KM 不吸合, 可用一细绝缘棒或绝缘良好的螺丝刀(注意手不能碰金属部分), 从接触器灭弧罩的中间孔(小型接触器用两绝缘棒对准两侧的触点支架)快速按下, 然后迅速松开, 可能有如下情况出现。

1. 电动机启动, 接触器不再释放, 说明启动按钮 SB1 接触不良。

2. 强迫闭合时,电动机不转,但有“嗡嗡”声,松开时看到三个触点都有火花,且亮度均匀。其原因是电动机过载或辅助电路中的热继电器 FR 常闭触点跳开。

3. 强迫闭合时,电动机运转正常,松开后电动机停转,同时接触器也随之跳开,一般是辅助电路中的熔断器 FU 熔断或停止、启动按钮接触不良。

4. 强迫闭合时电动机不转,有“嗡嗡”声,松开时接触器的主触点只有两触点有火花。说明电动机主电路一相断路,接触器一主触点接触不良。

(二) 注意事项

用强迫闭合法检查电路故障,如运用得当,比较简单易行;但运用不好也容易出现人身和设备事故,所以应注意以下几点。

1. 运用强迫闭合法时,应对机床电路控制程序比较熟悉,对要强迫闭合的电器与机床机械部分的传动关系比较明确。

2. 用强迫闭合法前,必须对整个故障的电气设备、电器作仔细的外部检查,如发现以下情况,不得用强迫闭合法检查。

- (1) 具有联锁保护的正反转控制电路中,两个接触器中有一个未释放,不得强迫闭合另一个接触器。
- (2) Y- Δ 启动控制电路中,当接触器 KM Δ 没有释放时,不得强迫闭合其他接触器。
- (3) 机床的运动机械部件已达到极限位置,又弄不清反向控制关系时,不要随便采用强迫闭合法。
- (4) 当强迫闭合某电器时可能造成机械部分(机床夹具装置等)严重损坏时,不得随便采用。
- (5) 用强迫闭合法时,所用的工具必须有良好的绝缘性能,否则会出现比较严重的触电事故。

五、短接法

电路或电器的故障大致归纳为短路、过载、断路、接地、接线错误、电器的电磁及机械部分故障等六类。诸类故障中出现较多的为断路故障,它包括导线断路、虚连、松动、触点接触不良、虚焊、假焊、熔断器熔断等。对这类故障除用电阻法、电压法检查外,还有一种更为简单可靠的方法,就是短接法。方法是用一根良好绝缘的导线,将所怀疑的断路部位短接起来,如短接到某处,电路工作恢复正常,说明该处断路。

(一) 检查方法和步骤

1. 局部短接法 局部短接法如图 40-7 所示。当确定电路中的行程开关 SQ 和中间继电器常开触点 KA 闭合时,按下启动按钮 SB1,接触器 KMI 不吸合,说明该电路有故障。检查时,可首先测量 A、B 两点电压,若电压正常,可将按钮 SB1 按性不放,分别短接 1-3、3-5、7-9、9-11 和 B-2。当短接到某点,接触器吸合,说明故障就在这两点之间。具体短接部位及故障原因如表 40-7 所示。

表 40-7 短接部位及故障原因

故障现象	短接标号	接触器 KMI 的动作情况	故障原因
按下启动按钮 接触器 KMI 不吸合	B-2	KMI 吸合	FR 接触不良
	11-9	KMI 吸合	KM Δ 常闭触点接触不良
	9-7	KMI 吸合	KA 常开触点接触不良
	7-5	KMI 吸合	SB1 触点接触不良
	5-3	KMI 吸合	SQ 触点接触不良
	3-1	KMI 吸合	SQ 触点接触不良
	1-A	KMI 吸合	熔断器 FU 接触不良或熔断

2. 长短接法 长短接法如图 40-8 所示,是指依次短接两个或多个触点或线段,用来检查故障的方法。

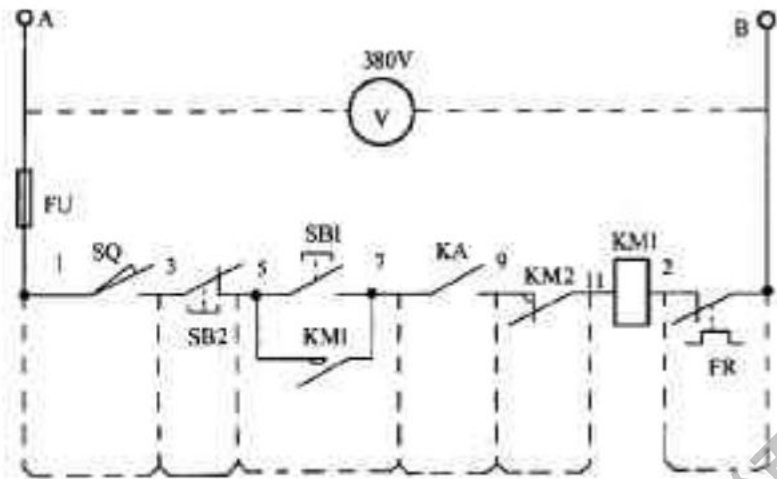


图40-7 局部短接法

这样做既节约时间,又可弥补局部短接法的某些缺陷。例如,两触点SQ和KA同时接触不良或导线断路(见图40-6),短接法检查电路故障的结果可能出现错误的判断,而用长短接法一次可将1-11短接,如短接后接触器KM1吸合,说明1-11这段电路上一定有断路的地方,然后再用局部短接的方法来检查,就不会出现错误判断的现象。

长短接法另一个作用是把故障点缩小到一个较小的范围之内。总之,应用短接法时可长短结合,加快排除故障的速度。

(一)注意事项

1. 应用短接法是用手拿着绝缘导线带电操作的,所以一定要注意安全,避免发生触电事故。
2. 应确认所检查的电路电压正常时,才能进行检查。

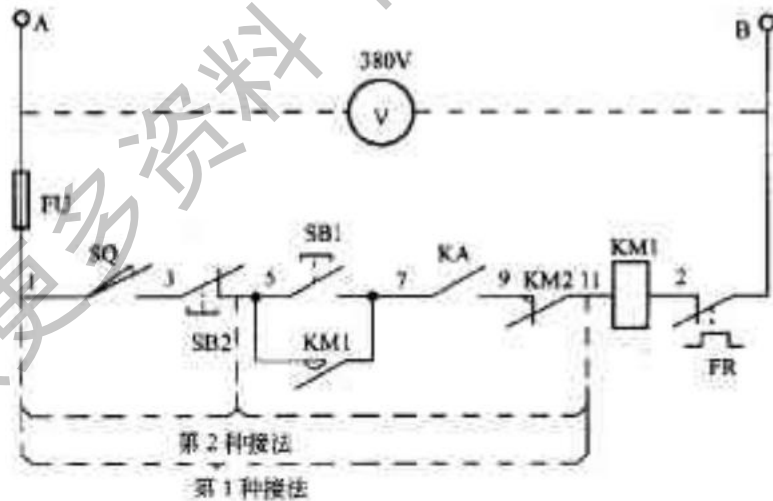


图40-8 长短接法

3. 短接法只适于压降极小的导线、电流不大的触点之类的短路故障。对于压降较大的电阻、线圈、绕组等断路故障,不得用短接法,否则就会出现短路故障。

4. 对于机床的某些要害部位,要慎重行事,必须保障电气设备或机械部位不出故障的情况下才能使用短接法。

5. 在怀疑熔断器熔断或接触器的主触点断路时,先要估计一下电流。一般在5A以下时才能使用,否则,容易产生较大的火花。

六、其他检查方法

(一) 检查方法和步骤

1. 对比法 在检查电气设备故障时,总要进行各种方法的测量和检查,把已得到的数据与图纸资料及平时记录的正常参数相比较来判断故障;对无资料又无平时记录的电器,可与同型号的完好电器相比较,来分析检查故障,这种检查方法叫对比法。

对比法在检查故障时经常使用,如比较继电器、接触器的线圈电阻、弹簧压力、动作时间、工作时发出的声音等。

电路中的电器元件属于同样控制性质或多个元件共同控制同一设备时,可以利用其他相并联或同一电源的元件动作情况来判断故障。例如,异步电动机正反转控制电路,若正转接触器 $KM1$ 不吸合,可操纵反转,看接触器 $KM2$ 是否吸合,如吸合,则证明 $KM1$ 电路本身有故障。再如反转接触器吸合时,电动机两组运转,可操作电动机正转,若电动机运转正常,说明 $KM2$ 主触点或连线有一相接触不良或断路。

2. 置转换元件法 某些电器的故障原因不易确定或检查时间过长时,为了保证机床的利用率,可置换同一相性能良好的元器件实验,以证实故障是否由此电器引起。

运用置换元件法检查时应注意,当把原电器拆下后,要认真检查是否已经损坏,只有肯定是由于该电器本身因素造成损坏时,才能换上新电器,以免新换元件再次损坏。

3. 逐步开路法 遇到难以检查的短路或接地故障,可重新更换熔体,把多支路并联电路一路一路逐步或重点地从电路中断开,然后通电试验。若熔断器不再熔断,故障就在刚刚断开的这条支路上。然后再将这条支路分成几段,逐段地接入电路。当接入某段电路时熔断器又熔断,证明故障就在这段电路及其电器元件上,这种方法简单,但容易把损坏不严重的电器元件也烧坏。为了不发生这种现象,可采用逐步接入法。

4. 逐步接入法 电路出现短路或接地故障时,接上新熔断器逐步或重点地将各支路一条一条的接入电源,重新试验,当接到某段时熔断器又熔断,故障就在这条电路及其所包括的电器元件上,这种方法叫逐步接入法。

(二) 注意事项

开路法或逐步接入法是检查故障时较少用的一种方法,它有可能使故障的电器损坏得更甚,而且拆卸的线头特别多,很费力,只在遇到难以排除的故障时才用这种方法。在用逐步接入法排除故障时因大多数并联支路已经拆除,为了保护电器,可用较小容量的熔断器接入电路进行试验。对于某些不易购买且尚能修复的电器元件,出现故障时,可用欧姆表或兆欧表进行接入或开路检查。

第三节 机床电路故障分析

机床在运行中要受到许多不利因素的影响,例如,电器动作时的机械振动、因过电流而导致电器元件绝缘老化、电弧烧灼、自然磨损、环境温度和湿度的影响、有害介质的侵蚀等,还有元器件的质量问题、自然寿命等原因,使机床电路不可避免地会出现各种各样的故障。加强日常的维护保养和定期检修可使机床在一定时期内不出或少出故障。对故障要认真对待,查明原因,及时处理,以便尽快排除故障,保证机床尽早地恢复正常运行。

机床电路的故障主要分为两大类:一类是有明显的外部特征,如电器和电机过热、冒烟、发出焦臭味或火花等,这类故障用直观检测法就能排除;另一种故障没有明显的外部特征,要根据机床电路的特征,选择适当的或多种检查方法,达到排除故障的目的。

在金属切削机床中,车床应用极为广泛,而且所占比例最大。它能车削外圆、内圆、端面、螺紋、螺杆及定

型表面,并可用钻头、绞刀进行加工。车床加工的主要运动是主轴通过卡盘或顶尖带动工件的旋转运动和溜板带动刀架的纵向或横向直线运动。另外,还有辅助运动。现以 C620 型卧式车床为例来说明。

一、车床电气线路

如图 40-9 所示,它由主电路、控制电路和照明电路组成,各环节及其元件的作用如下。

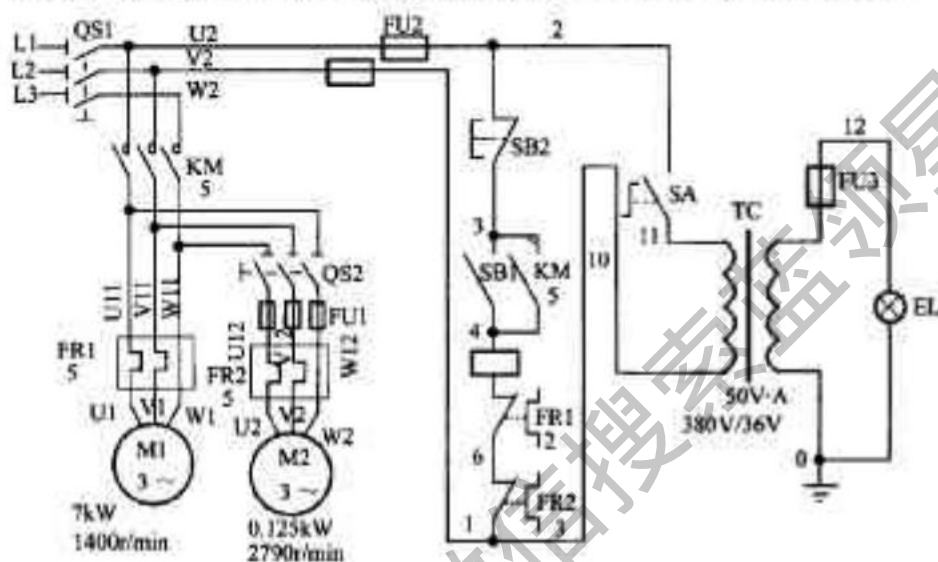


图 40-9 C620 型卧式车床电气线路

(一)主电路

主电动机 M1 拖动主轴旋转和刀架的自动进给运动,通电与断电由接触器 KM 的常开触头控制,主轴通过摩擦离合器实现正反转。主电动机运转后,才能启动冷却泵电动机 M2,是否需要冷却,由开关 QS2 控制,热继电器 FR1 和 FR2 分别用作主电动机 M1 和冷却泵电动机 M2 的过载保护,它们控制的常闭触头串联后接在控制电路中。FU1 作为冷却电动机的短路保护。主开关 QS1 为机床总电源开关。

(二)控制电路

按下启动按钮 SB1,接触器 KM 线圈通电使铁心吸合,主电路中 3 个常开触头闭合,主电动机 M1 得电启动运转,同时接触器 KM 的常开辅助触头(3-4)闭合,使控制电路自锁,在启动按钮 SB1 松开时,仍保证接触器 KM 的线圈通电。

按下停止按钮 SB2,控制电路断开,接触器 KM 线圈失电,主电路中的触头跳开,主电动机断电而停止转动。

无论哪一台电机过载,使相应热继电器的常闭触头断开,控制回路断电而导致接触器 KM 失电释放,主触头跳开,电机停转而起到保护作用。接触器 KM 本身具有失电压保护功能,当电压低于额定电压的 85% 时,接触器 KM 的电磁吸力小于铁心上的弹簧力而自行释放,可以避免因电压太低而造成的事故。FU2 作为控制电路的短路保护。

(三)照明电路

照明安全电压为 36V,用开关 SA 控制。FU3 用作短路保护。照明电路必须接地,以确保人身安全。

二、常见故障分析

(一) 主轴电动机不能启动

主轴电动机不能启动通常为如表 40-8 中所列的情况。主轴电动机不能启动可按以下程序处理。

1. 首先检查进入开关 QSI 的三相电源是否正常,再检查控制回路的熔断器 RD 是否熔断。
2. 如上述检查正常,再检查控制电路是否断路,包括回路中各接线端子和触点接触是否良好。如果是因热继电器动作使控制回路断路,切不可简单复位了事,必须查明原因,对症处理。

表 40-8 C620 车床主轴电动机不能启动

故障现象	故障原因
按下启动按钮就不能启动	①主电路失电 ②控制电路失电或断路 ③接触器卡死,不能吸合 ④机床传动机构卡死
运行中自然停机,然后不能启动	①热继电器动作 ②机床切削启动或吃刀量过大 ③电动机电压低于额定值太多,导致负载电流过大 ④电动机本身故障,如绕组烧壳、相间短路等
按下启动按钮后,电动机不转,而发出“嗡嗡”声	电动机因缺一相电而造成单相运行,导致没有启动转矩
按停止按钮后再不能重新启动	控制回路所接的两相电源,其中有一相失电
按下启动按钮熔断器就熔断	①主电路或控制电路有短路点 ②机床传动机构卡死 ③电动机严重相间短路和相间短路

3. 如果控制电路没有问题,说明故障必然在主电路。除接线和接触器的触头松脱或接触不良外,还可能是接触器卡死不能吸合或电动机定子绕组断线。

4. 凡属于短路故障,可用兆欧表检查电动机的相间、相对地的电阻是否为零;用万用表检查控制电路和接触器 KM 进线,看其线间或线对地电阻是否为零。找出短路点修复即可。

(二) 主轴电动机不能停车

车床需要停车时,按下停止按钮 SB,电动机不能停转,说明接触器 KM 的三副主触头仍然接在一起,其原因是主触头熔焊在一起或是接触器不能释放,后者是由于接触器机械卡死、铁心剩磁太大或动铁心与静铁心的接触面有油污造成的。

主触头熔焊不能停车时,必须切断电源主开关 QSI,电机停转后,更换主触头。接触器不能释放,只要对症处理即可。

(三) 主轴电动机能启动但不能自锁

按下启动按钮,电动机能启动,但松开启动按钮,电动机就停转。由于接触器 KM 常开辅助触头有自锁作用,如不能自锁,无疑是此触头接线松脱或接触不良,对症处理,即可排除故障。

(四) 车床照明灯不亮

原因是灯泡坏、照明电路熔断器 RB 或照明变压器一次或二次绕组断路。逐次检查,排除故障。如果熔断器 RB 熔断是因短路所致,必须先查明短路原因,排除以后再更换熔断器的熔体。

第四节 调试方法

电气控制线路是为生产机械服务的,生产中使用的机械设种类别繁多,其控制线路和拖动控制方式各不相同,所以对电气控制线路的调试方法有一定的差异。然而,从整体上看,在调试的步骤、手段、处理方法上是大致相同的。为此,下面将对调试电气控制线路的共性问题进行讨论。

一、调试的基本任务

为了实现生产机械的工作任务以及达到规定的静态、动态性能指标,必须在系统安装竣工并经质量检验合格后,进行认真细致的调试工作。这是确保系统安全可靠、合理运行的必要手段。为此,应做到以下几方面要求。

按技术文件及图纸对各单体设备、附属设备进行外观检查,关键尺寸检查,装配质量及部件互换性检查,接线检查,绝缘试验等常规的检验,以发现整个系统的设备及附件在经过长途搬运,仓库保管以及安装过程中有无损坏、差错或其他隐患。找出并核对系统中各电源装置的极性、相序以及各单元之间的正确连接关系。将所有保护装置均按设计要求进行整定。对每一单元进行特性测定、调整、试验,使其工作在最合理的工作状态——达到满意的技术指标。通过调试,使得整个系统获得较为理想的静态特性和动态指标。验证在各种状态下,系统工作的可靠性,以及各种事故状态下保护装置的可靠性。通过调试,校核设计文件的正确性及提供修改设计的必要依据。

二、调试前的准备工作

1. 应具备完整的设计图纸、说明书(包括有关计算)以及主要设备的技术文件。
2. 应编制详尽的系统调试大纲,明确规定各单元、各环节以及整个系统的调试步骤、操作方法、技术指标。
3. 应挑选对本系统有一定了解的熟练技术人员和电工参加调试工作,必要时可邀请有关设计人员及厂家技术人员参加调试。
4. 除一般常用的仪器、仪表、工具、器材、备品、配件等应齐备完好外,还应准备好被调试系统所需的专用仪器和仪表,如双踪示波器等。
5. 为确保调试安全顺利进行,应具有可切断全部电源的紧急总开关,并认真考虑调试时的各种安全措施。

三、调试前的检查

1. 设备安装检查。
2. 线路检查。
3. 绝缘检查。

四、调试的一般顺序

由于不同的电气控制线路的工作任务各不相同,所以调试过程的顺序不一定相同。但主要顺序是基本一样的。

1. 先查线,后操作;通电前先检查线路。
2. 先保护,后操作;先做保护部分整定,后调试操作部分。
3. 先单元,后整体;先调单元部分,后调整体部分。
4. 先静态,后动态;先调静态工作点,后调动态响应。
5. 先模拟,后真实;先带电阻性模拟负载试验,后带真实负载。
6. 先开环,后闭环;系统调试时先做开环调试,后做闭环调试。
7. 先内环,后外环;双闭环系统调试时先做内环调试,后做外环调试。
8. 先低压,后高压;整个系统投入时,先送低压电调试,然后再投入高压。
9. 先轻载,后重载;试运行时可以先带轻负载,后带重负载、过负载。
10. 先手动,后自动;试运行时先做手动操作试验,满意后再投入自动系统试验。
11. 先正常,后事故;试运行时先按正常情况下操作,然后按各种事故状态试验,以考核整个系统工作可靠性。

某些情况在经过认真准备以后,也可以不按上述先后顺序进行调试,例如,可以不经过模拟试验而直接带真实负载,不过,应当谨慎而行。电气控制线路的调试是一项极其复杂的工作,它需要调试者具有丰富的实践经验,扎实的理论知识,严谨的工作作风和认真细致的工作态度。对于初学者,应当在有经验的教师指导下从每一个细节学起,逐步增加自己的实践经验和调试能力。

获取更多资料

第四十一章 最优控制和自适应控制 及其智能控制

第一节 最优控制^[4,5]

一、基于变分法的最优控制问题求解

最优控制是经典控制理论发展到现代控制理论的重要标志之一。这里“最优”一词指的是相对于某一给定性能指标最优,如使控制过程的时间最短,燃料消耗最少,或者误差最小,而不是任何性能指标下都是最优的。

给定受控系统的状态方程

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

寻求不受约束的控制向量 u , 使系统从初始状态

$$x(t_0) = x_0$$

在时间间隔 $[t_0, t_f]$ 内转移到 $x(t_f)$ 且满足等式约束

$$g[x(t_f), t_f] = 0$$

这里 g 为 q 维向量函数; 并使指标 J 取极值

$$J = S[x(t_f), t_f] + \int_{t_0}^{t_f} L(x, u, t) \lambda dt$$

利用变分法求解最优控制时, 首先构造哈密尔顿函数 H 和增广泛函 J_0

$$H = L(x, u, t) + \lambda^T f(x, u, t) = H(x, u, \lambda, t)$$

$$J_0 = S[x(t_f), t_f] + v^T g[x(t_f), t_f] + \int_{t_0}^{t_f} [H(x, u, \lambda, t) - \lambda^T \dot{x}] dt$$

式中, v 为 n 维, v 为 q 维拉格朗日乘子向量。

由变分 $\delta J_0 = 0$ 导出的极值必要条件为:

伴随方程 $\dot{\lambda} = -\frac{\partial H}{\partial \lambda}$

状态方程 $\dot{x} = f(x, u, t) = \frac{\partial H}{\partial \lambda}$

控制方程 $\frac{\partial H}{\partial u} = 0$

终端约束 $g[x(t_f), t_f] = 0$

横截条件 $\lambda(t_f) = \frac{\partial S}{\partial x(t_f)} + \frac{\partial g^T}{\partial x(t_f)} v$

用计算机联立求解上面五个方程, 可得到最优控制问题的数值解。

二、极小值原理与动态规划

用变分法求解最优控制问题时,均假定控制 u 不受约束,并且存在唯一的偏导数 $\partial H/\partial u$ 。然而任何实际的控制量均限制在允许范围内变化,即

$$u \in \Omega \text{ 或 } |u_i| \leq a_i, i=1, \dots, r$$

有些问题中 $\partial H/\partial u$ 不存在,在这些情况下,可利用极小值原理解。

极小值原理:使性能指标取极小的最优控制,必定是允许控制中使 H 取极小的控制,即满足

$$H(x^*, \lambda^*, u^*, t) \leq H(x^*, \lambda^*, u, t) \quad u \in \Omega$$

利用极小值原理求解有输入约束的最优控制问题的步骤为(1)用式(41-2)取代控制方程(41-1);(2)对于任意 x, λ ,按照使 H 极小(全局极小)的原则预选 u ,获得一组 u 的候选函数;(3)利用 u 的候选函数,与伴随方程、状态方程、终端约束和横截条件联立确定最优解。

动态规划是利用最优性原理来解决离散系统多级决策问题,也可用来求解有输入约束的最优控制问题。最优性原理是:设 $t_1 \in [t_0, t_f]$,则自 t_1 至 t_f 的最优控制序列,必与由 t_0 至 t_f 的最优控制序列中的 t_1 至 t_f 那部分序列相一致;自 $x(t_1)$ 出发的最优轨线,必与由 $x(t_0)$ 出发的最优轨线中 t_1 至 t_f 的那部分相重合。

动态规划把一个难于处理的多级决策过程化为一个多次一步决策的问题。连续系统最优化问题可以通过离散化,成为一个多阶段决策问题,再用离散动态规划求其最优控制并使它逼近连续系统的最优控制。动态规划求解最优问题与变分法、极小值原理所得的结果相同。

三、线性系统二次型性能指标的最优控制

线性系统的二次型性能指标的一般形式为

$$J = \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [x^T(t) Q(t) x(t) + u^T(t) R(t) u(t)] dt$$

式中, $S, Q(t), R(t)$ 为对称矩阵, $S, Q(t)$ 半正定, $R(t)$ 正定。

J 中的第一项 $x^T(t_f) S x(t_f)$ 是强调状态的终值为最小,积分符号里面的两项分别代表 t_0 到 t_f 期间的累积误差和控制能量的消耗。终端时刻 t_f 有限时,称为有限时间调节器问题; t_f 无限时,称为无限时间调节器问题。

(一)有限时间状态调节器

已知线性时变系统

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \quad x(t_0) = x_0$$

可按下列步骤求解最优控制律 $u^*(t)$,使式(41-3)中性能指标最小:

$$u^*(t) = -R^{-1} B^T P(t) x^*(t)$$

其中, $n \times n$ 增益矩阵 $P(t)$ 是下列黎卡提(Riccati)方程的终值问题的解

$$\begin{aligned} \dot{P}(t) &= P(t) B(t) R^{-1}(t) B^T(t) P(t) \\ &\quad - A^T(t) P(t) - P(t) A(t) - Q(t) \\ P(t_f) &= S \end{aligned}$$

$x^*(t)$ 是最优轨线,它是下列微分方程初值问题的解

$$\dot{x}(t) = [A(t) - B(t) R^{-1}(t) B^T(t) P(t)] x(t) \quad x(t_0) = x_0$$

由于 $P(t)$ 是时变矩阵,有限时间状态最优调节器系统甚至当系数矩阵 $A(t), B(t)$ 以及权矩阵 $Q(t), R(t)$ 都是常数矩阵时也是时变的。

(二) 定常状态调节器

对于线性定常系统 $\Sigma(A, B, C)$, 当 $t_f \rightarrow \infty$ 时, $P(t)$ 变成为常数矩阵, 最优状态调节器是一个定常的反馈系统。这时, 式 41-3 中 $S=0$, Q, R 为常数矩阵。存在惟一的最优控制规律

$$u^*(t) = -R^{-1}B^T P x^*(t)$$

式中, P 为下列黎卡提代数方程的非负定解

$$PBR^{-1}B^T P - A^T - PA - Q = 0$$

最优轨线 $x^*(t)$ 是下列线性定常齐次方程的初值问题的解

$$\dot{x}(t) = (A - BR^{-1}B^T P)x(t) \quad x(t_0) = x_0$$

以上状态调节器问题的结果可以推广到最优输出调节器问题。

(三) 最优跟踪问题

最优状态调节器只能克服脉冲型扰动对系统状态的影响。工程上关心的另一类问题是最优跟踪, 即要求系统输出 $y(t)$ 尽量接近给定的期望轨线 $y_d(t)$, 并使某种性能指标为最小。最优跟踪的二次型性能指标可定义为

$$J = \frac{1}{2} e^T(t_f) S e(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [e^T(t) Q(t) e(t) + u^T(t) R(t) u(t)] dt$$

式中, $e(t) = y_d(t) - y(t)$ 为跟踪误差, t_f 固定, $S, Q(t)$ 半正定, $R(t)$ 正定。

完全能观的线性时变系统 $\Sigma(A(t), B(t), C(t))$ 最优跟踪问题的解存在且惟一, 即

$$u^*(t) = -R^{-1}(t) B^T(t) [P(t)x^*(t) - \alpha(t)]$$

式中 $P(t)$ 是下列黎卡提方程终值问题的解:

$$\begin{aligned} \dot{P}(t) &= P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t) - A^T(t)P(t) \\ &\quad - P(t)A(t) - C^T(t)Q(t)C(t) \\ P(t_f) &= C^T(t_f)S C(t_f) \end{aligned}$$

n 维向量 $\alpha(t)$ 是下列微分方程终值问题的解:

$$\begin{aligned} \dot{\alpha}(t) &= [A(t) - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t)]\alpha(t) \\ &\quad - C^T(t)Q(t)y_d(t) \\ \alpha(t_f) &= C^T(t_f)S y_d(t_f) \end{aligned}$$

最优轨线 $x^*(t)$ 是下列微分方程初值问题的解:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= [A(t) - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t)]x(t) \\ &\quad + B(t)R^{-1}(t)B^T(t)\alpha(t) \\ x(t_0) &= x_0 \end{aligned}$$

控制规律 41-4 中, 状态线性反馈 $-R^{-1}(t)B^T(t)P(t)x(t)$ 构成最优跟踪系统的闭环部分, $R^{-1}(t)B^T(t)\alpha(t)$ 可以看成是系统的外部控制输入。

四、卡尔曼(Kalman)滤波器

卡尔曼滤波器具有自适应增益调节能力。与维纳(Wiener)滤波器相比, 卡尔曼滤波器容易通过程序在数字计算机上实现, 并且适用于非平稳过程(时变状态空间模型)和非线性系统。

给定离散时间状态方程和输出方程

$$\begin{aligned} x(k+1) &= F(k)x(k) + G(k)u(k) + w(k) \\ y(k) &= C(k)x(k) + v(k) \end{aligned}$$

式中, $w(k)$ 是系统噪声, $v(k)$ 是测量噪声。假定 $w(k)$ 和 $v(k)$ 是不相关的零均值高斯白噪声, $x(0)$ 是高斯随机向量。它们满足:

$$E[w(k)] = 0 \quad E[v(j)w^T(k)] = Q(k)\delta_{jk}$$

$Q(k)$ 半正定

$$E[v(k)] = 0 \quad E[v(j)v^T(k)] = R(k)\delta_{jk}$$

$R(k)$ 正定

$$\begin{aligned} E[x(0)] &= \bar{x}(0) \\ E\{x(0) - \bar{x}(0)[x(0) - \bar{x}(0)]^T\} &= P_0 \\ E\{x(0) - \bar{x}(0)\}u^T(k) &= 0 \\ E\{x(0) - \bar{x}(0)\}v^T(k) &= 0 \end{aligned}$$

式中,当 $j=k$ 时 $\delta_{jk}=1$, $j \neq k$ 时 $\delta_{jk}=0$, E 表示均值, P 为协方差矩阵。

卡尔曼滤波是按照系统的运动规律,利用输出量测量序列和估计误差协方差矩阵 $P(k)$ 不断地对状态估计值进行修正的递推过程。最优估计的判据是估计误差协方差 $P(k)$ 达到极小值。 $P(k)$ 极小意味着估计误差 $e(k) = x(k) - \hat{x}(k)$ 的均方值 $E[e^T(k)e(k)]$ 为极小。

给定 $y(0), y(1), \dots, y(k)$ 估计 $x(n)$ 的问题,可分为:滤波,确定当前最优估计 $\hat{x}(k)$; 预估,当 $n > k$ 时,确定最优估计 $\hat{x}(n)$; 平滑,当 $0 \leq n < k$ 时,确定最优估计 $\hat{x}(n)$ 。

1. 离散系统(式 41-5)的预估型卡尔曼滤波器算法如下:

$$\hat{x}(0) = \bar{x}(0) \quad P(0) = P_0$$

卡尔曼增益:

$$\begin{aligned} K_c(k) &= F(k)P(k)C^T(k) \\ &\times [R(k) + C(k)P(k)C^T(k)]^{-1} \\ \hat{x}(k+1) &= F(k)\hat{x}(k) + G(k)u(k) \\ &\quad + K_c(k)[y(k) - C(k)\hat{x}(k)] \end{aligned}$$

$$P(k+1) = Q(k) + [F(k) - K_c(k)C(k)]P(k)F^T(k)$$

离散系统(式 41-5)的当前估计型卡尔曼滤波器算法如下:

初始化:

$$\begin{aligned} z(0) &= \bar{x}(0), N(0) = P_0 \\ K_c(0) &= N(0)C^T(0)[R(0) + C(0)N(0)C^T(0)]^{-1} \\ \hat{x}(0) &= z(0) + K_c(0)[y(0) - C(0)z(0)], \\ P(0) &= [I - K_c(0)C(0)]N(0) \end{aligned}$$

递推方程:

$$\begin{aligned} z(k+1) &= F(k)z(k) + G(k)u(k) \\ N(k+1) &= F(k)P(k)F^T(k) + Q(k) \\ K_c(k+1) &= N(k+1)C^T(k+1)[R(k+1) + C(k+1)N(k+1)C^T(k+1)]^{-1} \\ \hat{x}(k+1) &= z(k+1) + K_c(k+1)[y(k+1) - C(k+1)z(k+1)] \\ P(k+1) &= [I - K_c(k+1)C(k+1)]N(k+1) \end{aligned}$$

2. 稳态卡尔曼滤波器 系统[式 41-5]进入稳态以后, $F(k), G(k), C(k), R(k)$ 和 $Q(k)$ 都变成常数矩阵。如果系统能观能控,卡尔曼增益 $K_c(k)$ 和估计误差协方差将趋于常数矩阵。

稳态预估型卡尔曼滤波算法为

$$\begin{aligned} \hat{x}(k+1) &= F\hat{x}(k) + Gu(k) + K_c[y(k) - C\hat{x}(k)] \\ K_c &= FP^T(R + CP^T)^{-1} \\ P &= Q + FPF^T - FPC^T(R + CP^T)^{-1}CF^T \end{aligned}$$

稳态当前估计型卡尔曼滤波算法为

$$\begin{aligned} z(k+1) &= Fz(k) + Gu(k) \\ \hat{x}(k+1) &= z(k+1) + K_c[y(k+1) - Cz(k+1)] \\ K_c &= NC^T(R + CN^T)^{-1} \end{aligned}$$

$$N = Q + FNF^T - FMC^T(R + CMC^T)^{-1}CNE^T$$

五、系统辨识

仅仅应用物理定律来建立对象的精确数学模型,通常是不可能的,对象某些参数必须由试验确定。通过试验建立模型并估计最优参数值叫做系统辨识。对于给定的任务,在同一类数学模型中,应当选择那些既能反映对象的动态性能,同时参数数目又最少的模型。

在进行系统辨识时,必须引入一个性能指标来衡量模型与实验数据符合的程度,一般可取为误差的平方和。这样就可以通过最小二乘法来进行参数最优估计。考虑图 41-1 中的真实对象和它的模型,真实对象 $G(z, \xi)$ 不全已知,其中 ξ 代表设计者尚不得知的因素。假设用系统运动机理得到的脉冲传递函数为

$$CG(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_nz^{-n}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n}}$$

系数 a_1, a_2, \dots, a_n 和 b_0, b_1, \dots, b_n 是系统的参数。输入序列 $u(0), u(1), \dots, u(N)$ 将激励起对象的全部固有模态,得到的输出序列为 $y(0), y(1), \dots, y(N)$ 。



图 41-1 数学模型与真实对象之间的输出误差

根据式 41-6, $y(k)$ 的估计值

$$\hat{y}(k) = -a_1y(k-1) - a_2y(k-2) - \dots - a_ny(k-n) + b_0u(k) + b_1u(k-1) + \dots + b_nu(k-n)$$

参数估计值误差定义为 $\varepsilon(k) = y(k) - \hat{y}(k)$, 则

$$y(k) = -a_1y(k-1) - a_2y(k-2) - \dots - a_ny(k-n) + b_0u(k) + b_1u(k-1) + \dots + b_nu(k-n) + \varepsilon(k)$$

写成矩阵形式:

$$y(N) = H(N)P(N) + \varepsilon(N)$$

$$\begin{bmatrix} y(0) & u(0) & u(0) \\ y(1) & u(1) & u(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ y(N-n) & u(N-n) & u(N-n) \end{bmatrix}$$

式中

$$y(N) = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(1) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix}, \varepsilon(N) = \begin{bmatrix} \varepsilon(0) \\ \varepsilon(1) \\ \vdots \\ \varepsilon(N) \end{bmatrix}$$

$$P(N) = \begin{bmatrix} -a_1 \\ -a_2 \\ \vdots \\ -a_n \\ b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1(N) \\ -a_2(N) \\ \vdots \\ -a_n(N) \\ b_0(N) \\ b_1(N) \\ \vdots \\ b_n(N) \end{bmatrix}$$

参数估计性能指标定义为

$$J_N = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^N \varepsilon^2(k) = \frac{1}{2} \varepsilon^T(N) \varepsilon(N)$$

参数最优估计为

$$\hat{p}(N) = [H^T(N)H(N)]^{-1} H^T(N)y(N)$$

为了保证 $H^T(N)H(N)$ 的逆存在, 输入序列应当充分地随时间而变化, 不能象阶跃信号那样的常量函数。

通常, 观测值按顺序获得, 希望随 N 增加顺序得到最小二乘估计值, 这就是递推辨识, 它使参数估计随着 N 增加而改进。当得到新数据 $u(N+1), y(N+1)$ 时, 参数估计值更新为

$$\hat{p}(N+1) = \hat{p}(N) + K(N+1)[y(N+1) - h^T(N+1)\hat{p}(N)]$$

式中

$$h(N+1) = [y(N) \quad y(N-1) \quad \dots \quad y(N-n+1) \quad u(N+1) \quad u(N) \quad \dots \quad u(N-n+1)]$$

$$K(N+1) =$$

$$\frac{[H^T(N)H(N)]^{-1}h^T(N+1)}{1 + h^T(N+1)[H^T(N)H(N)]^{-1}h^T(N+1)}$$

在系统辨识中, 有时对不同的误差取不同的权重, 这时参数估计的性能指标定义为

$$J_N = \frac{1}{2} \varepsilon^T(N) W(N) \varepsilon(N)$$

式中, $W(N)$ 为正定权矩阵。

确定辨识系统模型的阶数及滞后时间叫做阶数辨识。对于最小二乘法, 当其参数估计无偏时, 估计误差序列应当是白噪声序列, 且与输入序列不相关。因此可以计算误差序列自相关函数或检查误差序列与输入序列的相关情况来确定阶数。

除最小二乘法外, 还采用其它一些方法进行系统辨识, 如广义最小二乘法, 增广矩阵法, 极大似然法, 随机逼近法, 相关分析法, 辅助变量法。

第二节 自适应控制

一、模型参考自适应控制系统

自适应控制器 MRAS (Model Reference Adaptive System) 具有修正本身特性参数以适应对象和扰动的动态特性变化的能力。比较成熟的自适应控制系统有两大类。

模型参考自适应控制系统由参考模型、被控对象、反馈控制器和调整控制器参数的自适应机构组成, 如图 41-2a 所示。它由两个环路组成。其中, 内环是由被控对象和控制器组成的普通反馈回路, 而控制器的

参数则由外环调整。参考模型的输出 y_m 直接反映了对象如何理想地响应参考输入 r 。

当参考输入 $r(t)$ 同时加到系统和参考模型的入口时,由于对象的初始参数未知,控制器的初始参数不可能调整得很好。开始运行时,系统输出 $y(t)$ 与模型输出 $y_m(t)$ 不可能完全一致,存在偏差 $e(t)$ 。由 $e(t)$ 驱动自适应机构,改变控制器的参数,使 $y(t)$ 逐步逼近 $y_m(t)$,直到 $y(t) = y_m(t)$ 为止。当对象特性在运行中发生变化时,控制器参数的自适应调整过程与上述过程完全一样。

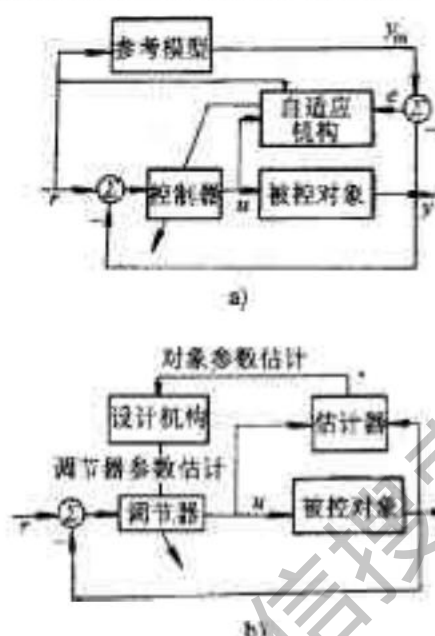


图 41-2 自适应控制系统
a) 模型参考自适应控制原理
b) 自校正调节器

设计模型参考自适应系统的核心问题是:如何设计自适应调整律(自适应机构的算法),可以利用局部参数优化方法或者李亚普诺夫稳定性理论和波夫(RPop)超稳定性理论来设计。

二、自校正调节器 STR

STR Self-tuning Regulator 的结构如图 41-2b 所示。其中估计器是用来对被控对象数学模型进行在线辨识。由于估计的是对象参数,调节器参数还要经过设计机构才能得到。自适应调节器也可以看成由内环和外环组成。调节器的参数由递推参数估计器和设计机构组成的外环进行校正。系统的过程建模和控制设计都是自动进行,每个采样周期都要更新一次。

由于调节器的控制规律是多种多样的,如 PID 调节、误差积分指标调节等等,而且参数估计的方法也是多种多样的,因此自校正调节器的方案可以采用各种不同的控制规律和估计方法来设计。

第三节 智能控制

一、神经元

人工神经网络的研究始于 50 年代末 60 年代初,由于它能对非线性控制系统进行描述和处理,80 年代中期以后得到了普遍重视和发展。

神经元是神经网络的基本单元,结构如图41-3所示,输入为 x_1, x_2, \dots, x_N , 输入的阈值为 w_0 (可看成为一个数值为 -1 的输入量), 神经元的输入和输出 z 之间的关系为

$$y(x) = \sum_{i=1}^N w_i x_i + w_0 z(x) = f(y)$$

其中 w_1, w_2, \dots, w_N 是输入 x_1, x_2, \dots, x_N 对神经元的权重, 改变权重就可以改变神经网络的特性, $f(y)$ 是非线性激励函数, 最常用的见图41-4。

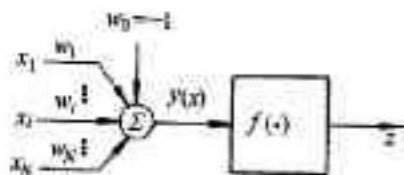


图41-3 神经元基本结构

二、前馈神经网络

最常用的神经网络有前馈网络和反馈网络。一般前馈网络具有多层结构,至少为三层。图41-5所示的前馈网络中,第一层称为输入层,第二层称为隐藏层,第三层称为输出层。输入层单元的作用只是将输入信号送到隐藏层各单元的输入端,并不做任何计算。隐藏层和输出层的单元都是神经元,具有运算功能。它们的非线性激励函数 $f(\cdot)$ 一般采用 Sigmoid 函数,见图41-4c。

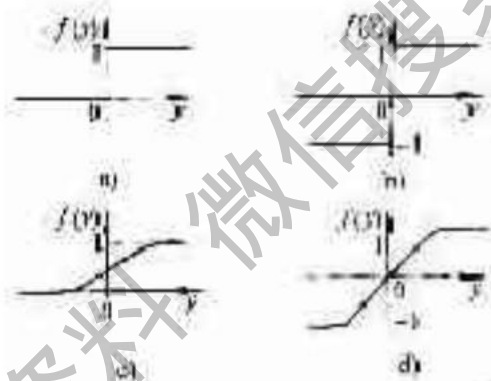


图41-4 神经元中常用的非线性激励函数

a) $f(y) = 1$ b) $f(y) = \text{sgn}(y)$

c) $f(y) = \frac{1}{1 + e^{-y}}$ d) $f(y) = \frac{1 - e^{-y}}{1 + e^{-y}}$

图41-5中,各层中每一个单元的输出都直接与紧接的下一层的各单元的输入端相连接,层与层之间没有反馈作用,这种网络称为前馈网络。各层的单元数又称节点数,输入层的节点数等于输入变量个数,输出层的节点数等于输出变量个数。至于隐藏层的单元个数,理论证明:对于一个三层的前馈网络,只要选择足够多的隐节点,总可以任意逼近一个平滑的非线性函数。这样,前馈网络就可以用来实现非线性系统的建模、辨识和控制。隐藏层的节点数可以逐步由少增多,通过仿真试验,直到逼近的非线性函数达到要求的精度。

二、反馈神经网络

图41-6所示的网络称为 Hopfield 网络,它由单层节点组成。假定单元的非线性函数具有图41-4a,b的形式,即其输出仅取 0,1 或 -1, +1。在每一时刻,整个网络的状态由 0 和 1 或 -1 和 +1 组成的 n 维向量表示, n 为网络的节点数。当网络中某单元的状态改变时,网络的状态也随之改变。Hopfield 网络中每一单元都与其它单元相连接。每个单元的输出又反馈到其他各单元的输入,使网络在没有外部输入时能保持在

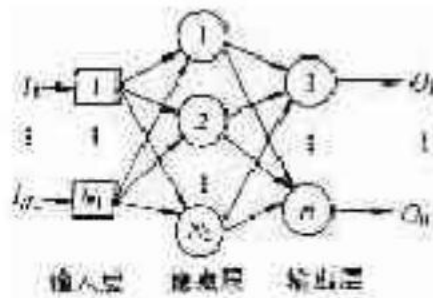


图41-5 三层前馈网络

一个稳定状态。图中 w_{ij} 是由单元 i 到单元 j 的权重。权重表示单元相互连接的强度。数学分析表明,由于 Hopfield 网络中 $w_{ij} = w_{ji}$, 网络的状态能够收敛,即最终能够达到一个稳定的状态。

图41-6是 Hopfield 网络连接的另一种表示。图中,处理单元排成一横行,用圆圈表示,单元之间的相互连接用单元下面的网格表示。网格的交点表示权重。权重如何进行初始设定,则依赖于具体的应用。Hopfield 网络的每一个状态都与一个“能量值”对应。网络中单元状态的改变是随机地,异步地进行,与生物神经元受到随机的外界刺激而发生的改变方式相似。如果网络的能量随着状态的变化而愈来愈小,最终将达到一个稳定的状态。一个 Hopfield 网络可以有许多的不同的稳定状态,它们可能对应局部极小值和全局极小值。因此, Hopfield 网络可以用于系统优化计算和模式识别中的联想记忆。

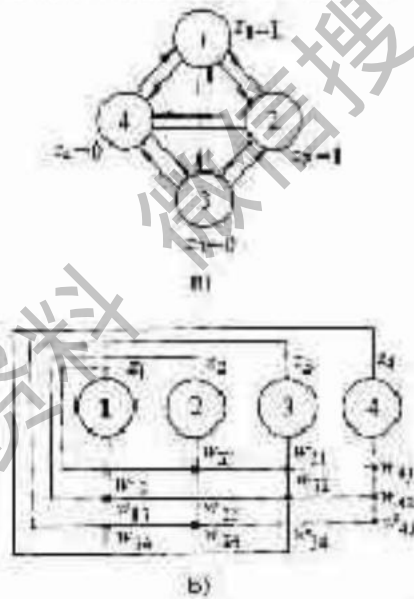


图41-6 Hopfield 网络结构

三、神经元网络的学习

利用一批已知的输入、输出数据集来自动调节网络的权重,使网络获得要求的输入输出特性,称为网络的学习或训练。由于希望的输出是给定的,好像有教师示教一样,所以也称为监督训练。经过足够多的已知的输入输出模式的训练以后,网络就能够将训练模式以外的新的输入向量正确地映射成为希望的输出向量。

训练前馈神经网络时,首先将输入加到前馈网络的输入端,利用网络的实际输出与希望输出之间的误差来改变网络的权重,直到使数据集集中所有输入输出对(模式)的误差的均方值达到最小,网络就能产生希望的综合响应。

单层网络每个神经元的正确响应就是网络希望的输出,因此,单层网络的训练很简单。但是它只能实现

线性映射或解决模式识别中的线性分类问题,如果希望解决非线性映射和分类问题,必须采用多层前馈。对于多层网络,隐藏层神经元的响应要求应当如何正确表达,一直是网络训练的主要障碍。直到最近误差反传算法的出现,训练多层前馈网络才成为可能。误差反传首先利用输出层的实际输出与希望输出之间的误差反传传播到隐藏层,形成隐藏层输出节点的误差,再利用最小均方差算法或其它算法不断改进神经元的权重,从而达到网络训练的目的。

四、基于神经网络的系统辨识和控制

作为一种建模方法,可利用非线性系统的输入输出数据训练神经网络,使对象的动态特性和复杂映射关系隐含在网络之中。

(一)前馈建模

训练一个神经网络使其描述一个系统的前馈部分的动态特性称为前馈建模。将神经网络与辨识对象并联,对象输出与网络输出之间的误差,即预报误差,可用来训练网络。这是一种监督学习,对象的输出是学习的目标值。多层前馈神经网络和预报误差直接反传算法是一种可行的训练算法。为了将对象的动态特性引入到网络中,最直接的办法是增加神经网络的输入,将对象过去的输入和输出量引入网络。

(二)逆建模

动态系统的逆建模一般有以下几种方法:

1.直接法 图41-7中,在对象P的输入端施加一控制信号 u ,输出信号 y 作为神经网络 NN_c 的输入,神经网络的输出为 u_c 。用误差 $e = u - u_c$ 训练 NN_c ,使得 $e \rightarrow 0$ 。这样经过充分训练以后,神经网络 NN_c 即成为对象的逆模型。

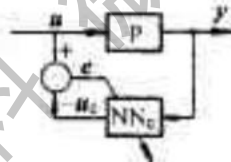


图41-7 用直接法训练逆模型

直接法的原理简单,但其训练集的分布范围必然大于其工作范围,因此它不是“目标指引的”。直接法的另一个缺点是它只能离线进行训练。

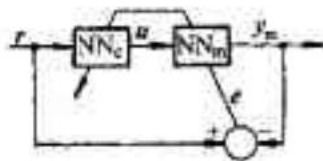


图41-8 用间接法训练逆模型

2.间接法 图41-8中, NN_m 是一个已经训练好的正模型,被训练的逆模型 NN_c 串联在它前面,构成前馈控制。参考输入与 NN_m 的输出之间的误差信号 $e = r - y_m$ 经过 NN_m 反传即可修正 NN_c 的权系数。经过充分训练以后, $e \rightarrow 0$, NN_c 即可作为对象的逆模型。

用间接法训练逆模型时,训练样本 r 和 y_m 的工作范围通常是已知的,所以训练是“目标指引的”。另外,间接法还具有可以在线训练的优点。但是在训练 NN_c 的过程中,如果 NN_c 参数的初值选择不当,控制系统有可能不稳定。

(三)反馈误差法

反馈误差法是一种前馈-反馈控制系统。图41-9中,反馈控制器 K 可以是常规控制器或模糊控制器,神经网络 NN_c 作为前馈控制器,对象的控制量 $u = u_f + u_c$ 。训练的开始时,即使 NN_c 的参数不合适,但由于

K 的作用仍能使控制系统稳定工作。 NN_c 是以 u_c 作为偏差信号进行学习的,经过充分的训练以后, $u_c \rightarrow 0$, $u_c \rightarrow u$,这时 $y \rightarrow r$, $e \rightarrow 0$,反馈控制不再起作用,此时 NN_c 即训练成为对象的逆模型。

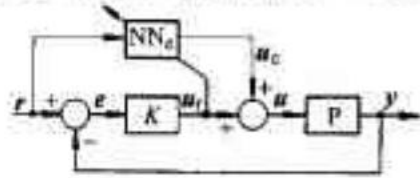


图41-9 用反馈误差法训练逆模型



图41-10 非线性系统的模型参考控制结构

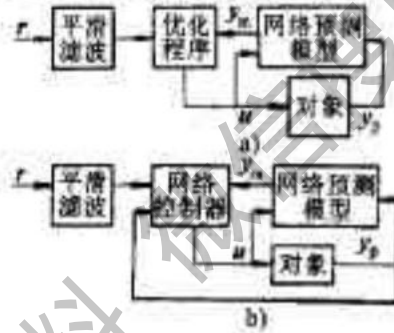


图41-11 基于神经网络的预测控制

反馈误差法是“目标指引的”，通常是在线训练的，当然也可以离线运行。

五、基于神经网络的几种控制结构

动态系统模型及其逆可直接用于控制,下面讨论几种比较可行的控制方案。

(一) 监督控制

许多控制系统由人来提供反馈控制作用。对于一些特殊任务,实际上很难获得被控对象的解析的数学模型,因此只能设计模拟操作人员作用的拟人控制器。这类控制方式称为监督控制,它可用神经网络或专家系统来实现。在这里,训练神经网络类似于学习获得操作人员经验的前馈网络模型。网络的输入利用从系统传感器得到的反馈信息,输出尽可能接近操作人员的控制作用。

(二) 直接逆控制

直接逆控制将对象的逆模型直接与对象串联,为的是使组合系统实现恒等映射。这时网络的作用相当于开环控制器。由于缺乏反馈,这种方法的鲁棒性较差。可以通过在线学习,对逆模型的参数进行在线调整,使鲁棒性局部得到改善。

(三) 模型参考控制

图41-10中,稳定的参考模型的输出是闭环系统的希望输出,控制目标是使对象输出 $y_p(t)$ 渐近趋向参考模型的输出 $y_d(t)$ 。

(四) 预测控制

图41-11a中,网络预测模型产生的对象未来的输出送入一个优化程序,算出适当的控制 u ,优化的约束条件是对象的动态模型。

进一步,训练一个网络控制器来产生与优化程序相同的 u 。一旦训练完成,优化程序就用固定的网络控制器代替,如图41-11b所示。

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

第四十二章 介电强度测试

第一节 冲击电压下的介电强度测试

各种高压电气设备在运行中,难免要遭受大气过电压和操作过电压,为了检验这些设备承受这种过电压的能力,需要进行冲击电压下的介电强度试验。

一、冲击电压的波形及发生器

冲击电压下的介电强度试验中,采用的冲击电压波形是模拟实际运行中出现概率最大的冲击电压波形,这是根据大量实测统计的结果规定出的各种标准波形。常用的有两种,一是模拟雷电冲击波,即大气过电压的冲击波;二是模拟操作过电压的冲击波,包括断路器、开关动作等产生的冲击波。大气过电压全波如图 42-1a 所示,波头 T_f 为 $1.2 \pm 30\% \mu\text{s}$,波尾 T_r 为 $50 \pm 20\% \mu\text{s}$,可表示为 $1.2/50 \mu\text{s}$ 。波头的定义是:通过冲击波峰值的 0.3 和 0.9 两点 A 与 C 连一直线,与横坐标交于 O 点,与通过峰值的平行线交于 D 点,则 OD' 即为波头的时间 T_f 。波尾是冲击波下降到峰值的一半时, B 点所对应的横坐标上 H 与 O 点间的时间间隔 T_r 。冲击波峰值的偏差不超过 $\pm 3\%$,峰值上产生的过冲击振荡幅值要小于峰值的 5% 。这种雷电冲击全波应用最广,绝缘材料的冲击电压击穿试验也采用此标准波。

模拟操作过电压的冲击全波如图 42-1b 所示。波头是电压从零开始上升到峰值的时间;波尾是电压从零开始到下降达峰值一半时的时间间隔。标准操作波的波头 $T_f = 250 \pm 30\% \mu\text{s}$,波尾 $T_r = 250 \pm 30\% \mu\text{s}$,通常以 $250/250 \mu\text{s}$ 表示。峰值允许偏差为 $\pm 3\%$ 。在特殊情况下, T_f 可以在 $10 \sim 500 \mu\text{s}$ 间取值。

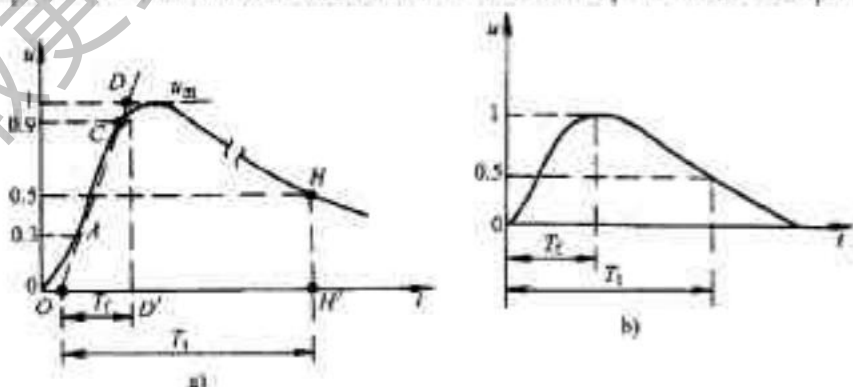


图 42-1 冲击电压波形

a) 雷电波全波 b) 操作波

除了上述两种冲击全波之外,还有应用于不同场合下的截波,截波的波形可以参阅 GB311.3。

$1.2/50 \mu\text{s}$ 的全波冲击电压,是通过冲击电压发生器产生的,它的工作原理是:用多个电容器并联充电,而后串联放电产生脉冲高电压,这个脉冲高电压对负载电容 C_0 充电形成冲击电压的波头,同时 C_0 、 C_1 上的电

荷又经负载电阻 R_L 放电而形成波尾。如图 42-2 所示, 试验变压器 T 将工频电压升高, 经整流器整流, 在电容器 C_1 上得到电压 u_1 , 当 u_1 足够高时, 使球隙 G 放电, 这时 C_n 两端电压的变化可以分析如下

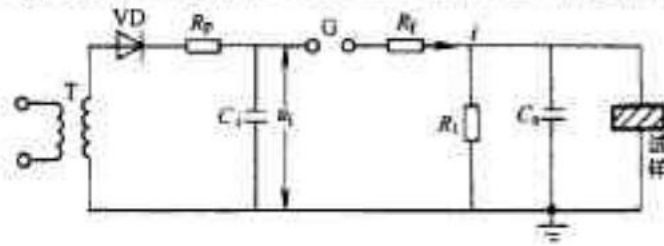


图 42-2 冲击电压发生器的原理图

$$u_1(t) = iR_L u_n(t) \quad (42-1)$$

$$i = -C_1 \frac{du_1}{dt} = \frac{u_0}{R_q} + C_n \frac{du_0}{dt} \quad (42-2)$$

式中各符号见图 42-2 将式(42-2)代入式(42-1), 再微分得

$$\frac{du_1}{dt} = R_L \left(\frac{du_0}{R_q dt} + C_n \frac{d^2 u_0}{dt^2} \right) + \frac{du_0}{dt} \quad (42-3)$$

比较式(42-2)与式(42-3)可得

$$R_L C_n \frac{d^2 u_0}{dt^2} + \left(\frac{R_L}{R_q} + \frac{C_n}{C_1} + 1 \right) \frac{du_0}{dt} + \frac{u_0}{C_1 R_L} = 0$$

即

$$R_1 R_L C_1 C_n \frac{d^2 u_0}{dt^2} + (R_1 C_1 + R_L C_n + R_L C_1) \frac{du_0}{dt} + u_0 = 0$$

上式可以简化表示为

$$K_1 \frac{d^2 u_0}{dt^2} + K_2 \frac{du_0}{dt} + u_0 = 0 \quad (42-4)$$

式中

$$K_1 = R_1 R_L C_1 C_n, K_2 = R_1 C_1 + R_L C_n + R_L C_1$$

解式(42-4)的特征方程为

$$K_1 \gamma^2 + K_2 \gamma + 1 = 0$$

$$\gamma_{1,2} = \frac{-K_2 \pm \sqrt{K_2^2 - 4K_1}}{2K_1}$$

实际线路的参数满足

$$K_2^2 > 4K_1$$

所以 γ 为实数而且都是负数, 其通解为

$$u_n = Ae^{\gamma_1 t} + Be^{\gamma_2 t} \quad (42-5)$$

$$\frac{du_0}{dt} = -A\gamma_1 e^{\gamma_1 t} - B\gamma_2 e^{\gamma_2 t} \quad (42-10)$$

上式中, A, B 系数可以根据边界条件确定, 边界条件是

$$t=0 \text{ 时 } u_n=0; i = \frac{u_1}{R_q} = C_n \frac{du_0}{dt}$$

代入式(42-5)和(42-10)得

$$A = -B$$

$$\frac{u_1}{R_q} = C_n (-A\gamma_1 - B\gamma_2) = AC_n (\gamma_2 - \gamma_1)$$

所以

$$A = -B = \frac{u_1}{C_n R_q (\gamma_2 - \gamma_1)}$$

设 $\gamma = \frac{1}{T} \gamma_1 = \frac{1}{T_2}$, 代入式(42-5)得

$$u_a = \frac{u_i T_1 T_2}{C_0 R_0 (T_1 - T_2)} (e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2}) \quad (42-10)$$

从式(42-10)可以看出, u_a 可以看成是两个指数衰减波叠加而成, 如图 42-3 所示。现求波头的时间 T_f 如下。

设 $u_a = 0.3u_m$ 时, $t = t_a$; $u_a = 0.9u_m$ 时, $t = t_b$, 根据线路的实际参数, $T_1 \gg T_2$, t_a, t_b 都很小, 所以 $e^{-t_a/T_1} \approx 1, e^{-t_b/T_1} \approx 1$

$$\begin{cases} 0.3u_m \approx u_m(1 - e^{-t_a/T_2}) \\ 0.9u_m \approx u_m(1 - e^{-t_b/T_2}) \end{cases} \quad (42-10)$$

或者

$$\begin{cases} 0.7u_m \approx u_m e^{-t_a/T_2} \\ 0.1u_m \approx u_m e^{-t_b/T_2} \end{cases} \quad (42-10)$$

式(42-10)除以式(42-10)得

$$t_b - t_a = T_2 \ln 7 = 1.95 T_2 \approx 1.95 C_0 R_0$$

式中 $T_2 \rightarrow C_0$ 充电过程的时间常数, $T_2 = -1/\gamma \approx C_0 R_0$

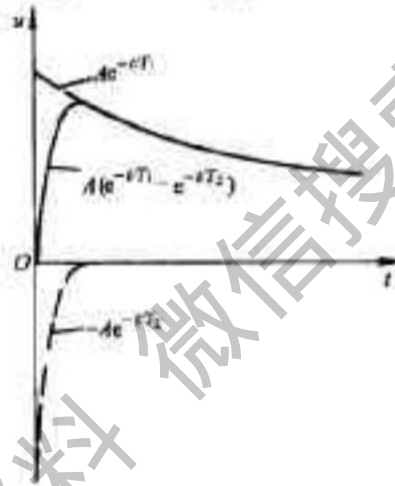


图 42-3 冲击电压形成图

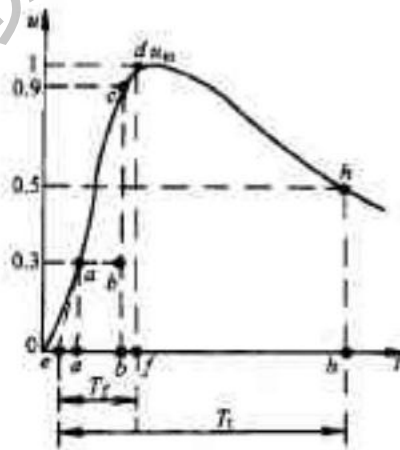


图 42-4 计算波头波尾的示意图

从图 42-4 可以看出 $\triangle abc$ 与 $\triangle def$ 相似, 即

$$\frac{t_f - t_c}{t_b - t_a} = \frac{1}{0.9 - 0.3}$$

所以, 波头 $T_f = t_f - t_c \approx 1.95 C_0 R_0 / 0.6 = 3.25 C_0 R_0$

同理可以求出波尾 T_t : 当 $u_a = u_m/2$ 时, $t = t_b$, 波尾的衰减基本上决定于 T_1 , 可以略去 T_2 一项, 所以

$$\frac{1}{2} u_m = u_{mf} e^{-t_b/T_1}$$

所以,波尾 $T_1 = t_b - t_c \approx t_b = T_1 \ln 2 = T_1 0.693 \approx 0.7 C_1 R_1$

式中 T_1 —— C_1 放电的时间常数, $T_1 = 1/\gamma_1 \approx C_1 R_1$

由于线路中杂散参数的影响和上述计算式本身的近似性,实测的波头、波尾往往与计算值有明显差别,因此在设计中可以应用上述式子估算波头、波尾,在冲击发生器装置完成后,还要用脉冲示波器观察波形,并通过 R_1, R_2 调整波头、波尾,使之满足 1.2/50s 的标准波要求。

冲击电压的介电强度试验中,冲击电压幅值往往要求很高,用上述简单线路,不论是变压器、整流器还是电容器都难以满足要求。为了解决这个问题,可以采用多台电容器并联充电,然后通过球隙放电把多台电容器串联起来,产生很高的冲击电压。如图 42-5 所示, T 为试验变压器; VD 为整流器; C_1' 为充放电电容器; G 为放电球隙; R_0 为限流电阻; R 为阻塞电阻,阻止放电过程电容器上电荷的泄漏; R_1 是波头电阻; R_2, C_2 分别为负载电阻和电容。在点火球隙没有放电之前,所有球隙都是开路的。这时上面一排电容器是在电源正半周时充电,下面一排电容器在负半周充电。经过若干周期之后,每个电容器上的电压 u_c 都接近变压器输出的工频电压的峰值 u'_m ,即在线路上 1、3、5 各点的电压为 u_c ; 2、4、6 各点的电压为 $-u_c$ 。

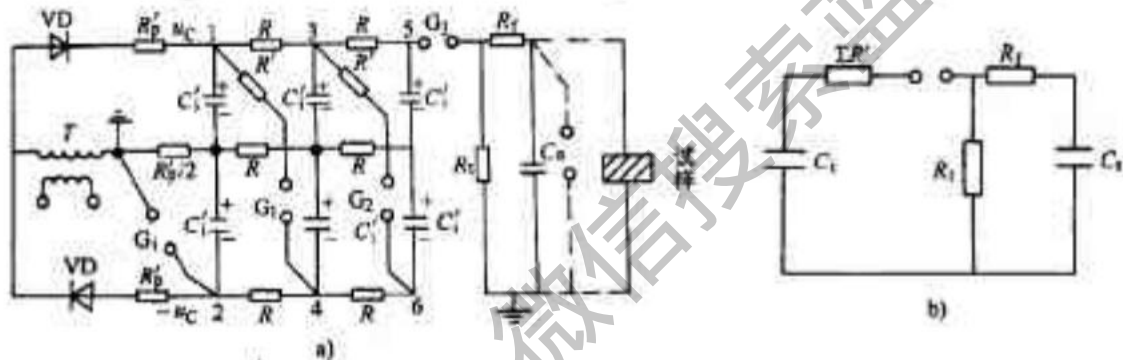


图 42-5 多级冲击电压发生器线路

一旦点火球隙放电,点 2 强迫接地,点 1 电位抬高为 $2u_c$,点 1 与点 4 之间的电压 u_{14} 变为 $3u_c$,于是球隙 G_4 放电。 G_4 一放电,点 4 的电位强制为 $2u_c$,点 3 的电位抬高到 $4u_c$,3、6 两点之间的电压为 $5u_c$,于是 G_2 放电。 G_2 一放电,点 6 的电位强制为 $4u_c$,于是点 5 电位抬高到 $6u_c$ 。这时,6 个电容器通过 G_4, G_2 球隙短路串联起来,相当于图 42-1 中的 C_n ,电压 $u_n = 6u_c$ 。当球隙 G_6 放电时, G_6 两端的电压就是冲击电压的峰值,约为 $6u_c$ 的全波冲击电压。冲击电压的幅值是靠调节各球隙的距离来实现的,每一对球隙中,总有一个是固定的,而另一个是连接在一条连动杆上,调节时各球隙同时拉开,各球隙的距离保持一定的比例,以保证先后放电的次序。最高电压可以接近于 $n u'_m$, n 是放电时串联的电容器个数; u'_m 是变压器输出的工频高压峰值。

为了使叠加在冲击电压峰值上的振荡幅值小于 $5\% u_m$, R_1 不能太小,应满足

$$R_1 \geq 1.4 \sqrt{\frac{L(C_1 + C_2)}{C_1 C_2}}$$

式中 L ——回路的电感。

在多级冲击电压发生器中, R_1 为阻尼电阻,用以抑制在各级小回路中产生振荡。等效电路图如图 42-5b 所示, $C_1 = C_1'/n$ 。

冲击电压发生器的效率 η 是以输出的冲击电压峰值 u_m 与 C_1' 上的最高电压 u_1 之比来表示的。从图 42-2 可以看出,设冲击电压达到峰值时, C_1 上的电压为 u_m ,则

$$u_m = u_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

假定在 C_1 上电压上升到 u_m 这段极短的时间内, C_1, C_2 上的电荷总和不变,则

$$C_1 u_1 = u_m C_1 + u_m C_2 = u_m \left(C_1 + C_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

因为 $R_1 \gg R_2$, 上式可简化为

$$C_1 u_i = u_{in} (C_1 + C_2) = u_{in} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) (C_1 + C_2)$$

因此效率为

$$\eta = \frac{u_{in}}{u_i} = \frac{C_1 R_1}{C_1 + C_2 R_1 + R_2}$$

上式中各参数的选择,首先要满足冲击电压波形的要求,减小 C_2 , R_2 就要增大,而且 C_2 太小,分布电容、试样电容对波形的影响增大。因此, C_2 一般选择在几百 pF 范围内, C_1 约大于 $10C_2$, R_1 也是约大于 $10R_2$, 这样,效率就接近于 80%。为了进一步提高效率,可以采用高效率冲击发生器。

图 42-10 是高效率冲击发生器的线路图,其特点是把波头电阻和波尾电阻都分散接到各级中去,如图 42-10a 所示。其工作原理与上述一般冲击电压发生器的相同。不同的只是 R_1 和 R_2 都分散接到各级小回路中,取消了图 42-4a 中的 R_1 球隙 G_2 及部分充电电阻 R , 于是其等效电路简化为如图 42-10b 所示的电路。图中, $R_1 = nR_1'$; $R_2 = n(R_2' + R_1')$; n 为主电容器的个数。与图 42-5b 相比,少了 $2R_1$, 于是对 C_n 充电产生的冲击电压的峰值 u_{in} 就很接近于 C_1 上的最高电压 u_1 , 这就提高了这种发生器的效率。但由于 R_1' 会使主电容器上的电荷在球隙放电过程中泄漏掉一些,可能造成放电动作不稳定。因此,要采用双球隙放电或多级点火等措施来解决这问题。

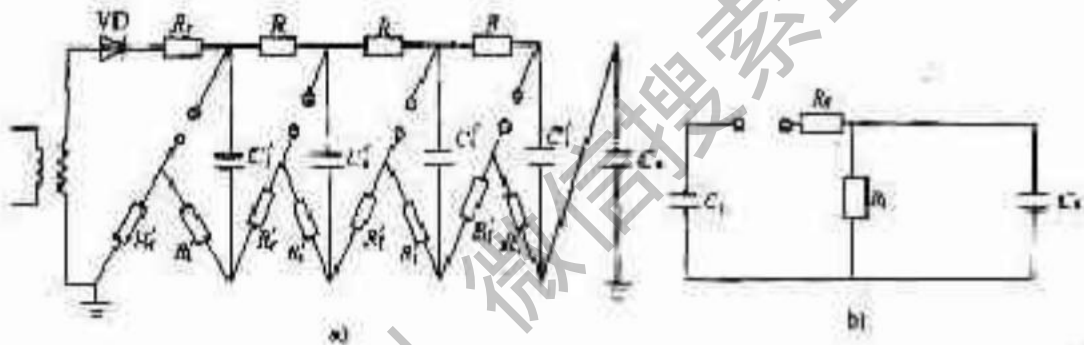


图 42-6 高效率冲击电压发生器线路
a) 线路图 b) 原理图

上述冲击电压发生器也可用以产生各种截波,只要在负载电容 C_n 两端并取一点火球隙,调节点火的时间,就可使冲击电压波在不同部位截断而形成不同的截波。

操作电压波可以用上述冲击电压发生器产生,也可以用变压器产生。在采用冲击电压发生器时,由于波头增长,发生器的效率要降低,因此必须用图 42-6 所示的高效率线路,但由于 R_1 、 R_2 都增大, R 的影响就不能忽略,简化的原理图应改为图 42-7 所示,图中 $R_n = nR_n$, C_n 两端输出的电压为

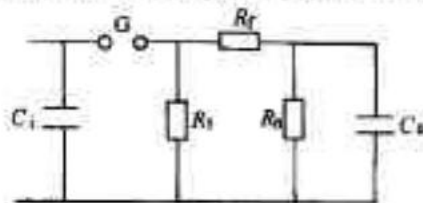


图 42-7 操作波发生器的原理图

$$u_n = \frac{u_1 T_1 T_2}{C_2 R_1 (T_1 - T_2)} [e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2}]$$

$$\text{式中 } \frac{1}{T_1}, \frac{1}{T_2} = \frac{C_1 R_1 (R_1 + R_n) + C_2 R_n (R_1 + R_2)}{2C_1 C_2 - R_1 R_2 R_n} \pm \frac{[C_1 R_1 (R_1 + R_n) + C_2 R_n (R_1 + R_2)]^2 - 4C_1 C_2 R_1 R_2 R_n (R_1 + R_2 + R_n)}{2C_1 C_2 R_1 R_2 R_n}$$

可以根据上式计算操作波的波头电阻 R_1 、波尾电阻 R_2 以及充电电阻 R_n 。

利用变压器产生操作波的原理及线路见图42-8,在变压器的低压绕组一侧,接一脉冲电压发生器。当球隙G放电后,已充电的主电容 C_1 通过波头电阻 R_f 、一次侧和二次侧绕组的漏感 L_1 、 L_2 向二次侧的等效电容 C_2 充电。当 C_2 充到最大值后, C_1 、 C_2 同时通过变压器的励磁电感 L_3 放电,于是在二次侧就可得到操作冲击电压。这种方法在现场对变压器进行操作波耐压试验是比较方便的。

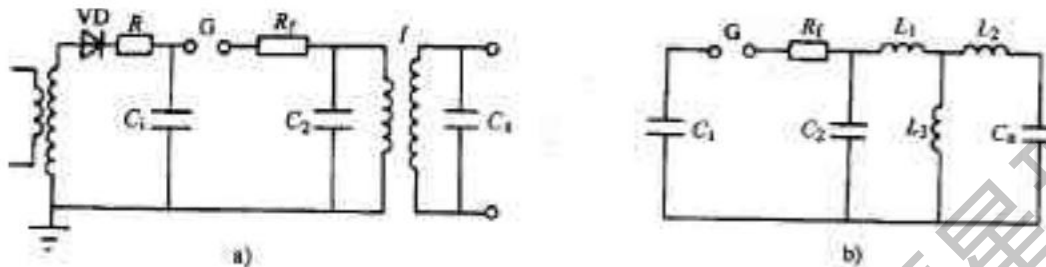


图42-8 操作波发生器
a)线路图 b)原理图

二、冲击电压的测量

试验标准要求(1.2/50) μ s标准全波和波尾截断波和(1/5) μ s截波的幅值测量误差不超过3%;1 μ s以内波头截断波的幅值测量误差不超过5%;波头及波尾的时间测量误差不超过 $\pm 10\%$ 。

目前广泛采用的冲击电压的测量方法有两种,一种是球隙50%放电法,这只能测量冲击电压的峰值;另一种是分压器加上脉冲示波器或峰值表。用峰值表也只能测量峰值,而用示波器则不但可以测量各种冲击电压的峰值,而且可以测量瞬时值及观察波形。

(一)球隙测量法

球隙测量法与测量工频电压时相似,所不同的是冲击电压作用在球隙上的时间很短,球隙放电电压有较明显的分散性,因此要用50%放电法来测量。这里的50%是指球隙放电的次数占施加于球隙上的冲击电压次数的50%。测量是这样进行的:固定被测的冲击电压不变,并连续施加到测量球隙上,逐渐调小测量球隙的距离,直到发生器产生10次冲击电压时,球隙上出现4~6次放电。记下这时球隙的距离,就可在附录E中查得冲击电压的峰值。

为了减小测量结果的分散性,在测量之前先让球隙放电2~3次,当测量的电压较低(≤ 50 kV)或放电球的直径小于12.5mm时,要用紫外线或其他射线照射球的间隙,使该处空间中有一定数量的有效电子,以保证放电稳定。同时连续放电时,各次放电的间隔时间也会影响放电电压值,一般规定两次冲击电压测量的间隔时间为1min。球隙放电测量法比较简单、可靠,但操作麻烦,而且不能观察波形。

(二)分压器

在现代高压试验室中,很多都是用高压脉冲示波器来测量冲击电压,但示波器的显像板上能够承受的电压也仅是1~2kV,所以要测更高的冲击电压,必须用分压器,从很高的待测电压中分出一定比例的低电压进行测量。冲击电压分压器有电阻分压器和电容分压器两种基本形式。为了改善分压器的性能,近年来又发展了并联阻容分压器和串联阻容分压器两种。

1.电阻分压器 电阻分压器的电阻值约为 $10^4\Omega$,要求是无感电阻,其温度系数小,而且体积小。通常把电阻浸在变压器油中,可以提高局部放电的起始电压,同时也可以提高散热性能。

随着电压的增高,分压器高压臂电阻对地的杂散电容 C_g 造成的误差增大,为了减小这种误差,要在高压端加一个圆形的屏蔽环或锥形的屏蔽罩。屏蔽环、屏蔽罩与分压器的本体之间存在杂散电容 C_g ,于是通过 C_g 流进分压器的电流可以部分补偿通过 C_g 流出分压器的电流,使得分压器上电压的分布比较均匀,并使通过高低压两臂的电流相等。这种装有屏蔽环或罩的电阻分压器称为屏蔽电阻分压器,如图42-9所示。从图中尺寸可以看出,为达到分压器上电位分布基本均匀的目的,锥形屏蔽罩的直径可比圆环形的减小一半。

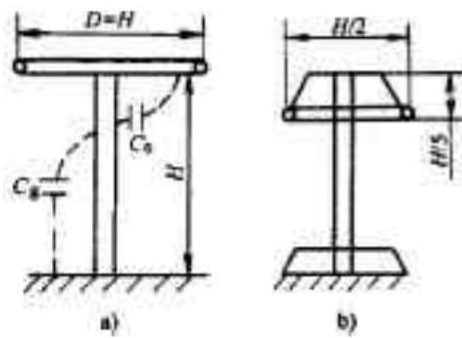


图 42-9 电阻分压器

a) 带有屏蔽环 b) 带有屏蔽锥

分压器装置在高压试验区,而示波器安放在测量室内,这两者之间的距离有几米到几十米,通常用高频同轴电缆把分压器和示波器连接起来。这种电缆的损耗很小,可以忽略。它的波阻抗 $Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$; 波在其中传播的速度 $v \approx 1/\sqrt{LC}$; 衰减系数 $a = R_p/2Z$ 。上述各式中, L 、 C 分别为电缆单位长度的电感和电容; R_p 为长电缆导体包括芯子及外皮层的电阻。设在电缆的首端输入电压为 $u_0(t)$, 经过 x 距离后输出电压为

$$u_x = e^{-ax} u_0\left(t - \frac{x}{v}\right) = e^{-ax} u_0\left(t - \sqrt{LC}x\right)$$

由此可见,冲击波在电缆中传播 x 距离后,不但幅值衰减 e^{-ax} ,而且时间也延迟了 $\sqrt{LC}x$ 。通常延迟时间约在 10^{-1} μ s 数量级左右。

虽然电缆不是很长,但由于被测的冲击电压波形很陡,波长很短,相对来看电缆还是应看做一根长线。如果电缆终端的阻抗不匹配,则波在终端就会出现反射。波在电缆两端来回反射,就形成了振荡。为了避免出现这种情况,就要在电缆的终端接一匹配电阻 $R_2 = Z$,如图 42-10 所示。这时分压器的分压比为

$$k_v = \frac{\frac{R_2 Z}{R_1 + R_2 + Z}}{\frac{R_2 Z}{R_2 + Z}} = \frac{R_1 R_2 + R_1 Z + R_2 Z}{R_2 Z}$$

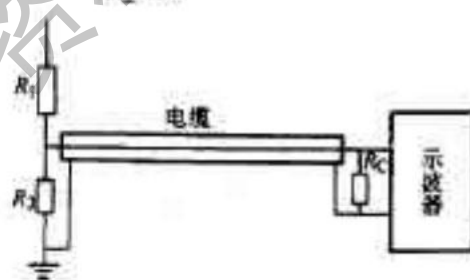


图 42-10 电阻分压器接线图

2. 电容分压器 电容分压器消耗的能量极少,没有因发热带来的麻烦,它还可以用来调节冲击电压的波形,但由于其电容量大比电阻分压器的杂散电容要大得多,高压引线容易引起振荡,所以必须在高压引线末端接入阻尼电阻 R_D , 高压引线造成的响应时间常数为 $T = R_D C$ 。此时间常数比带有屏蔽的电阻分压器大得多,因此,对于测量很陡的截波,电容分压器的响应特性,不如屏蔽电阻分压器。电容分压器比较适于测量雷电全波和操作波。

电容分压器的高压臂可以是单个高压电容器,称为集中式电容分压器;也可以是由多个电容器串接组成,称为分布式电容分压器。前者最好采用高压电极靠近底座的标准电容器,以避免用过长的电缆连接低压臂的电容器而造成的误差;后者要用残余电感很小并能承受短路放电的脉冲电容器。低压臂的电容量较大,而且通过的电流变化很快,在低压臂测量系统的回路中将会出现不可忽略的感应电动势,为了消除这一误差,除了测试回路的面积要尽可能缩小之外,把低压臂电容器做成同轴式的,或用铝箔电极伸延到介质外边而不用引线片的卷制元件做成的电容器,以尽可能地减小低压臂的残余电感。

从分压器连接到示波器的电缆,同样也要在终端接匹配阻抗,但不能像电阻分压器那样在末端接 R_C ,因为一般 R_C 只有几十欧, C_2 上的电荷通过 R_C 会很快泄漏掉。因此,要将 R_C 串接在电缆的始端,末端让它产生全反射,如图 42-11a 所示。 $R_C = Z$, 冲击电压经电阻 R_C 降低一半,到达终端反射增高一倍,因此示波器上测得的电压即为低压臂上的电压,这时分压比为

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_1 + C_2}{C_1}$$

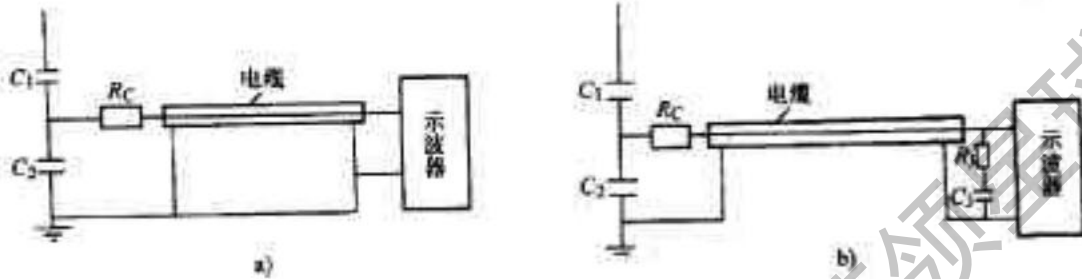


图 42-11 电容分压器接法

a) 末端无匹配阻抗 b) 末端有匹配阻抗

由于电缆始端阻抗也不匹配,终端反射波到达始端时也产生反射,这一反射波再达终端时,叠加在第一次到达的电压波上,使幅值平缓上升,如图 42-12 所示。这样经过几次来回反射,每隔 2τ 是波在电缆长度上传输经历的时间, $\tau = l/v$, l 为电缆长度; v 为行波速度。输出电压会出现起伏,一般经过 5τ 之后就基本稳定了。稳定之后,电缆阻抗就可以看做一个电容 C_0 的容抗,这时分压比变为

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_1 + C_2 + C_0}{C_1}$$

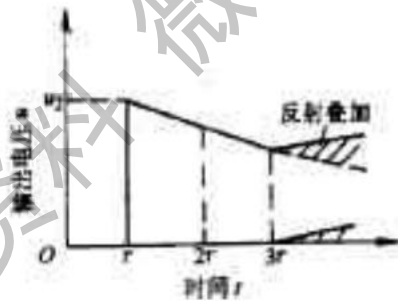


图 42-12 电容分压器输出波形示意图

通常 $C_2 \gg C_1$, 由此造成的误差不大。为了提高准确度,可在电缆末端接上 $R_C C_3$, 如图 42-11b 所示。 $R_C = Z$, $C_3 + C_0 = C_1 + C_2$ 。这样,在初始时刻电缆呈现的阻抗是波阻抗,由于 C_3 阻抗小,可略之,电缆两端都有匹配阻抗,故分压比为

$$\frac{U_1}{U_2} = 2 \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)$$

到稳态后,电缆呈现的阻抗为容抗,分压比为

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_1 + C_2 + C_0 + C_3}{C_1} = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right)$$

由此可见,初始和稳态的分压比就保持一样了。

3. 阻容分压器。为了克服电阻分压器和电容分压器各自的缺点,近年来发展了电阻和电容混合的阻容分压器,阻容分压器又可分为串联和并联两种类型。

(1) 并联阻容分压器。对于电阻分压器,采用了屏蔽罩之后,可以改善分压器上的电压分布。为了使分压器上的电压分布更为均匀,要在高压臂纵向并联电容,这些纵向电容和对地电容在一起使分压器上的电压分布均匀。在高压臂的低端,对地电容比高端大,因此在高端接的纵向电容应比低端大。

另一种并联阻容分压器是以分布式电容分压器为基础。这种分压器在测量直流电压时,由于各电容器的绝缘电阻不均匀,使分压器上电压分布不均匀。为了改善电压分布,在电容器旁并联电阻,其阻值要比绝缘电阻小得多,但比一般电阻分压器的电阻大,大约为 $10^6 \sim 10^8 \Omega$ 。

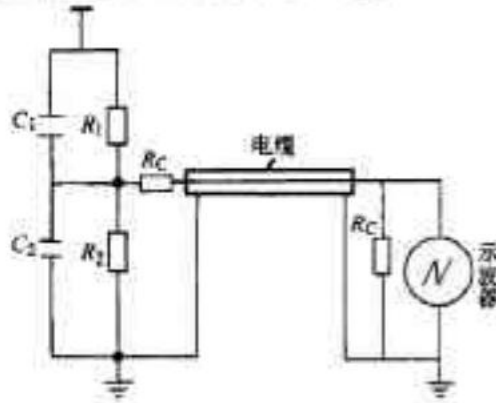


图 42-13 并联阻容分压器线路图

图 42-13 为并联阻容分压器的等效线路图,当用它来测量一个波尾较长的冲击波时,波头部分电压变化很快,分压比决定于 $(C_1 + C_2)/C_1$;波尾部分电压变化缓慢,分压比决定于 $(R_1 + R_2)/R_2$ 。为了对不同的电压分压比都保持不变,要求

$$\frac{C_1 + C_2}{C_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

为了消除电缆的终端反射,在电缆的始端和末端都接上匹配电阻 $R_3 = R_4 = Z_0$ 。在示波器上测得的电压 u_2 为低压臂上电压的一半,因此分压比为

$$\frac{u_1}{u_2} = 2 \frac{C_1 + C_2}{C_1}$$

(2)串联阻容分压器。在分布式电容分压器中,除了高压引线的电感之外,还有电容器本身存在的残余电感及电容器之间的接线电感,这些电感与分压器的电容及对地电容组成的回路必然会产生振荡,这种振荡的频率较低。另一种振荡是高压引线及分压器内部的波反射引起的振荡,这种振荡的频率较高。为了消除这些振荡,可以用一个阻尼电阻串接在高压引线的末端,但其效果不如把阻尼电阻分散接到高压臂的各电容器之间。没有串接电阻时,电容分压器本身的波阻抗约为 300Ω ,而高压引线的波阻抗约为 300Ω 。因此可以用串接电阻来调节分压器本身的波阻抗,使之与高压引线的波阻抗匹配。同时串接在分压器内部的电阻,对分压器内部的波过程有衰减作用。由此可见,这种串联阻容分压器对消除振荡更有效。

要消除低频振荡的临界阻尼电阻 $R = 2\sqrt{\frac{L}{C_1}}$,在实际阻容分压器中,通常为了减少响应时间而宁可稍带振荡,阻尼电阻可以在 $(0.25 \sim 1.5)\sqrt{\frac{L}{C_1}}$ 范围内取值,其中 L 为整个测量回路的电感值; C_1 为分压器高压臂的电容量。

在串联阻容分压器中,对变化很快的高频电压,分压比决定于 $(R_1 + R_2)/R_2$;对变化很缓慢的低频电压,分压比决定于 $(C_1 + C_2)/C_1$ 。只要满足 $(R_1 + R_2)/R_2 = (C_1 + C_2)/C_1$ 时,不论对变化快还是慢的电压,分压比都保持不变。在低压臂测量回路中,电缆的阻抗匹配与电容分压器相同。分压器的接线如图 42-14 所示。这时示波器上测得的电压为 u_2 。

$$\frac{u_1}{u_2} = 2 \frac{C_1 + C_2}{C_1}$$

4. 分压器测量系统的性能及校验方法 分压器测量系统的性能主要体现在分压比正确及响应特性好。分压器的分压比误差在 $\pm 1\%$ 以内,而且要求稳定。测定分压比的方法有两种,一种是测量分压系统部件的阻抗,来计算分压比。通常是用精密的电桥来测量电阻或电容,要求测量电阻的误差不超过 $\pm 0.2\%$;测量电容的误差不超过 $\pm 0.5\%$ 。另一种是在输入端加上 $1kV$ 以下的电压,直接测量输入和输出电压之比。电

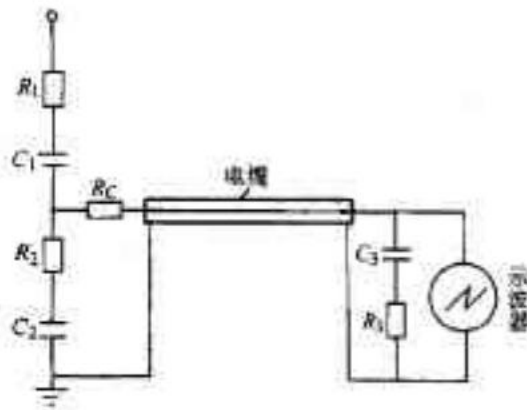


图 42-14 串联阻容分压器线路图

压峰值的测量误差不超过 $\pm 0.5\%$ 。

分压器的响应特性有两种,一种称为频率响应,另一种称为方波响应。前者是在分压器的输入端施加幅值一定、频率可调的正弦波电压,在输出端测量不同频率的输出电压幅值,再根据这个幅频特性来评价分压器的响应特性。后者是在输入端施加一个方波电压,从示波器上测得输出的电压波形,这种波形有时很复杂,基本上可以分为两种类型,一种是指数衰减型,另一种是振荡衰减型,如图 42-15 所示。响应波形的起始部分常常有点迟滞,上升很慢而且很模糊,很难确定真实的起始点。实际上常在响应上升最陡的部分做一切线,以它与时间轴的交点作为起始点 O' 。由 O' 做垂直线,向上与方波幅值的水平线相交,这一直线与响应曲线之间的面积,定义为响应时间(纵坐标数值已归一化而无单位,因此面积可表示时间)。对于振荡衰减型响应波形,规定单位幅值线下方的面积为正,上方的面积为负,响应时间取其代数和,即

$$T = T_1 - T_2 + T_3 - T_4 + \dots$$

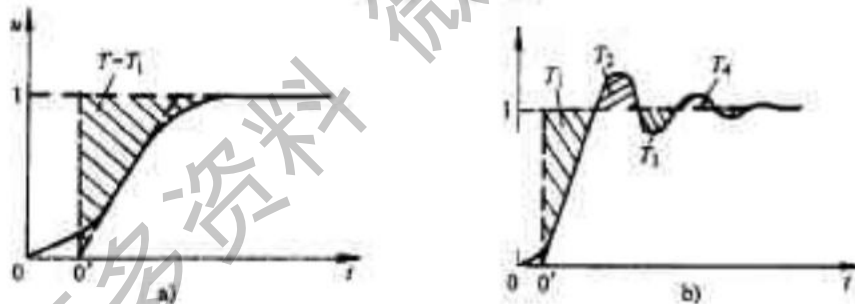


图 42-15 分压器的响应

a) 指数衰减型 b) 振荡衰减型

这时, T 就不能反映分压器系统响应的优劣。为此,把响应曲线与单位幅值线第一次相交以前这块面积称为部分响应时间 T_1 , 对指数衰减型响应, $T = T_1$ 。分压器系统测量不同的冲击波时,对方波响应的要求列于表 42-1 中。

表 42-1 方波响应时间的规定值

被测冲击波形	响应时间 T	部分响应时间 T_1
(1.2/50) μ s 全波, 波尾截波	$T \leq 0.2 \mu$ s	$T_1 \leq 0.2 \mu$ s
(1.2/5) μ s 短波, 波头截波	$T \leq 0.05 \mu$ s	$T_1 \leq 0.25 \mu$ s

3. 示波器和峰值表

测量冲击电压用的高压脉冲示波器,要求能测变化迅速的一次过程,普通示波器是测量周期性重复出现的信号,示波管的荧光屏上同一点受到许多电子的连续轰击,即使单个电子的能量不大,也可出现足够亮度的光点。高压脉冲示波器是测量一次过程,为了获得足够亮度的光点,必须使单个电子具有较大的能量,这就需要较高的加速电压,通常要比普通示波器的约高 10 倍(约 20kV),但高能量的电子束如长期作用在荧光屏上,会烧坏荧光屏。因此,在不加被测信号时,电子射线是被闭锁的,只有当被测信号到达的瞬间它才能射到荧光屏上,被测信号消失后又自动闭锁。这个功能是靠光点释放(或称增辉)装置来完成的。它是装在示波管阴极前面的一个控制栅极,改变这个栅极的电位,可以改变电子射线的强度。当这栅极的电位负到一定程度时,电子射线就截止,这就是闭锁状态,当一个适当的正脉冲施加到这个栅极上时,电子射线就被释放出来,这个脉冲消失后,又恢复自锁状态。

为了能够测得一个完整的冲击电压波形,在电子射线到达荧光屏前,就要开始水平方向的扫描,接着被测信号到达垂直方向的偏转板上。这三个步骤要在极短的时间内(μs 级)顺序完成。因此,在测试系统中必须有满足这一要求的同步装置。图 42-16 是这种装置的线路图。从图中可以看到,当电压 u_0 足够高时,球隙 G 放电,产生一个脉冲电压,经 R_A 、 R_B 分压后,分别送去触发示波器的增辉(光点释放)及扫描装置。同时经过 R_3 、 C_3 时延后,加到冲击电压发生器的点火球隙 G_1 上。于是发生器产生的被测冲击电压,经过分压器及电缆的时延,到达示波器的垂直偏转板。只要调节好 R_3 、 C_3 , 就可以实现上述的同步要求。

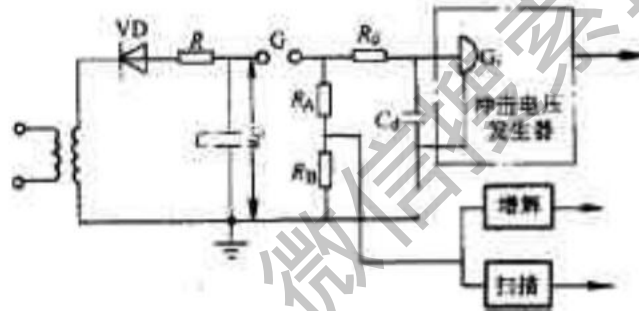


图 42-16 同步装置线路图

采用峰值表来测量冲击电压的峰值是比较经济和方便的。图 42-16a 是配合电阻分压器用的峰值表线路,当冲击电压是正极性时,二极管 VD_1 导通,通过电阻 R_0 对电容 C_m 充电,直到 C_m 两端的电压达到分压器低压臂 R_2 两端的电压;然后 C_m 对 C_1 放电, C_1 两端的电压逐渐上升到一定值,这一数值在线路参数一定时,就可代表被测电压的峰值。当冲击电压是负极性时,二极管 VD_2 导通,其他过程与正极性冲击电压一样。图 42-17b 是配合电容分压器用的峰值表线路,当被测电压为正脉冲时, VD_1 导通,对 C_1 充电,达到 C_2 上的最高电压;然后被测电压衰减, C_1 对 C_m 放电, C_m 上的电压可以代表被测电压。当被测电压是负脉冲时, VD_2 导通,对 C_3 充电,当被测电压衰减后, C_3 对 C_m 放电, C_m 上的电压极性与测正脉冲时相同。

三、冲击电压下介电强度的试验程序

对电工产品进行冲击试验时,先要观察冲击电压的波形是否符合标准波形的要求,对能自复的绝缘结构,如绝缘子、套管的表面放电,可允施加试验电压的 80% 左右;对不能自复的绝缘结构,只能施加更低的电压,如 50% 或 70% 左右。在冲击电压波形符合要求的前提下,才可对试样进行试验。对非自复绝缘,一般规定对试样连续施加三次试验电压,如果试样都不发生放电,则可认为试样是合格的。对自复性绝缘,要对试样连续施加 15 次试验电压,如果破坏性放电不超过 2 次,就可认为产品合格。

对于绝缘材料的冲击击穿试验,是用标准全波。试验时要逐级升高冲击电压,第一次施加的电压幅值约为试样击穿电压的 70%,以后每级增加第一级电压的 10% 左右,直到发生击穿。每次施加电压的时间间隔不少于 30s。试样在击穿时,至少要经受 3 次冲击电压,即击穿要发生在第三次冲击或以后,否则就应降低第一级电压幅值,重新进行试验。

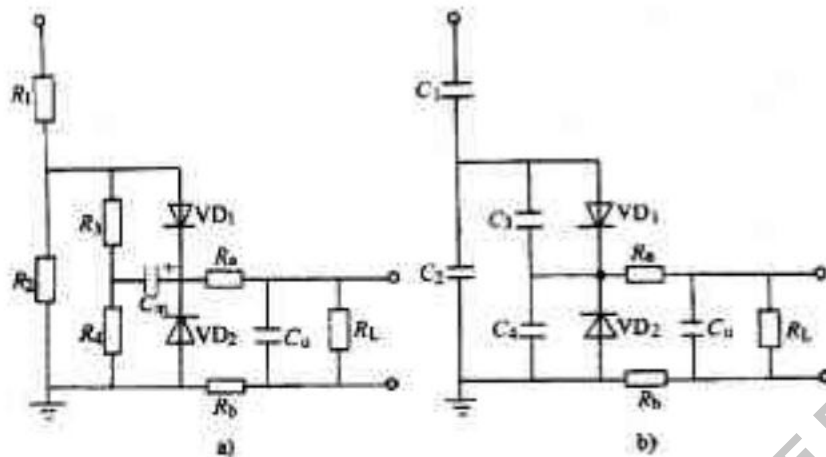


图4-17 峰值表线路

a) 配合电阻分压器用的 b) 配合电容分压器用的

绝缘材料在冲击电压下的介电强度是以冲击电压的峰值 u_0 与绝缘材料的平均厚度 d 之比来表示的 (单位为 kV/mm), 即

$$E_0 = \frac{u_0}{d}$$

因此, 击穿必须发生在全波的峰值或波尾, 而不能发生在波头。若发生在波头, 就要降低电压继续进行试验。

第二节 工频电压下的介电强度测试

工频电源应用最广, 材料在工频下的击穿场强比直流和冲击电压下的都低, 因此对于绝缘材料, 通常都是做工频下的击穿试验; 绝缘材料的介电强度, 一般是指在工频下的介电强度。电工设备的例行试验中, 一般也是做工频耐压试验。

一、升压方式

做介电强度试验时, 电压要从零按一定方式和速度上升到规定的试验电压或击穿电压。升压方式和速度有以下几种。

1. 快速升压 电压从零上升到击穿电压所经历的时间, 约为 $10 \sim 20s$ 。根据击穿场强的高低, 可以选择不同的升压速度, 现行标准中规定为 $100V/s, 200V/s, 500V/s, 1000V/s, 2000V/s, 5000V/s$, 最常用的是 $500V/s$ 。

2. 20s 逐级升压 电压逐级升高, 每级停留 $20s$, 各级电压的数值可参阅表 4-2。在表 4-2 中第一级电压约为快速升压击穿值的 40% 的电压, 如某材料用快速升压测得击穿电压为 $5kV$, 则在表 4-2 中可查得 $2kV$ 为第一级电压, 在此电压下经受 $20s$ 。若试样不击穿, 再升高到第二级, 即 $2.2kV$, 再停 $20s$, 若不击穿再加高一级, 直到试样击穿为止。升压过程要尽量快, 升压时间计算在下一级的 $20s$ 之内。击穿电压是取能承受 $20s$ 的最高一级的电压值, 如击穿发生在升压过程尚未达到 $20s$, 就应取前一级的电压作为击穿电压。在试样击穿之前必须已加过 5 级电压。即击穿应发生在第 6 级或更高的电压等级上, 否则应降低第一级电压重新再进行试验。显然, 逐级加压比快速加压电压作用的时间长, 所以测得的击穿电压比较低。

表 Q-2 逐级升压规定的各级电压值

(单位:kV)

0.50	0.55	0.60	0.65	0.70	0.75	0.80	0.85	0.90	0.95					
1.0	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5	1.6	1.7	1.8	1.9					
2.0	2.2	2.4	2.6	2.8	3.0	3.2	3.4	3.6	3.8	4.0	4.2	4.4	4.6	4.8
5.0	5.5	6.0	6.5	7.0	7.5	8.0	8.5	9.0	9.5					
10	11	12	13	14	15	16	17	18	19					
20	22	24	26	28	30	32	34	36	38	40	42	44	46	48
50	55	60	65	70	75	80	85	90	95					
100	110	120	130	140	150	160	170	180	190	200				

3.慢速升压 从快速升压的击穿电压的40%开始,以较慢的速度升压,使击穿发生在120~240s内,电压上升的速度可选取2V/s、5V/s、10V/s、20V/s、50V/s、100V/s、200V/s、500V/s、1000V/s。

4.60s逐级升压 与20s逐级升压相似,只是每级停留的时间为60s。

5.极慢速升压 从快速升压击穿电压的40%开始,以极慢的速度升压,使击穿发生在300~600s内。升压速度可选取1V/s、2V/s、5V/s、10V/s、20V/s、50V/s、100V/s、200V/s。这种方式的升压速度慢,电压作用时间更长,测得的击穿电压更低,试验结果比较可靠。

二、试验设备与装置

进行工频电压下的介电强度试验,必须有一套高压试验装置,包括高压试验变压器、调压器以及控制和保护装置等。

(一)高压试验变压器

工频高电压一般都是通过试验变压器升压获得的。试验变压器应具有足够的额定电压和容量,而且输出电压的波形没有畸变。

1.试验变压器的电压 试验变压器的额定电压等级,要根据试样的试验电压等级来选定。对于绝缘材料的试验,一般可取50~100kV。对于绝缘结构可能高达1000kV以上,但单台变压器的电压等级太高,不但经济效益不好,而且运输也困难,目前在国外,单台变压器电压等级不超过1000kV,在国内最高做到250kV。如果试验电压高于单台变压器的额定电压,则可采用多台变压器串联以获得更高的试验电压。

图Q-18是两台变压器串接的原理图。第一台变压器T₁的高压侧绕组n₂的一端接地,另一端串联一绕组n₃,这个绕组供电给第二台变压器T₂。T₂的低、高压绕组的公共端与T₁的外壳连接,处于T₁的高压端电位。因此,T₂的外壳对地要有相应的绝缘支柱。这第二台变压器的输出电压为两台变压器高压侧电压之和。

从图Q-18可以看出,通过试样的电流I同时流过两台变压器的高压侧绕组,即n₂和n₃。输出的视在功率为

$$S=2UI$$

式中 S——输出的视在功率(kV·A);

U——输出电压(kV);

I——输出电流(A)。

第二台变压器的容量为S₂=UI,而第一台变压器的容量,除了本身输出UI之外,还要供给第二台的视在功率UI,因此它的容量为2UI。输出的视在功率与设备的总容量之比为2UI/3UI=2/3。依此类推,用三

台高压端电压为 U 的变压器串接,可获得输出电压为 $3U$,而设备容量的利用率为 $3U/(1+2+3)U = 1/2$ 。串接的级数增加,输出的电压增高,但设备容量的利用率降低,而且内阻抗增大,因此也不宜采用过多的级数。目前最多的是采用三级串接,如我国目前最高的工频试验电压 2250kV,就是用三台 750kV 的变压器串接获得的。

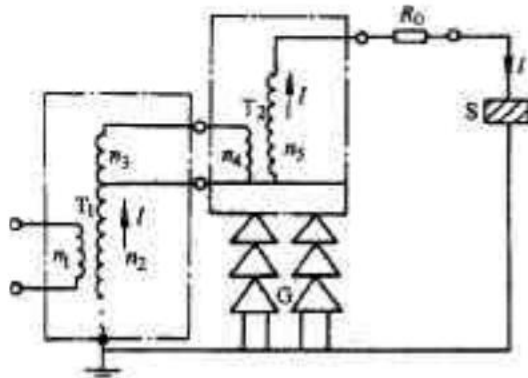


图42-18 串接变压器原理图

T_1, T_2 —变压器 G —绝缘支柱 S —试样
 R —保护电阻 $n_1 \sim n_5$ —绕组

对于电容量较大的试样,可以通过串联谐振回路获得比试验变压器更高的电压。图42-19为串联谐振的原理图。对于一定电容量 C_X 的试样,可以调节电抗器的电感 L 或改变试验电压的频率,使之满足谐振条件:

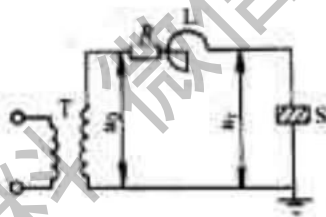


图42-19 串联谐振回路原理图

T —试验变压器 L —电抗器
 S —试样 R —调节电阻

$$\omega L = \frac{1}{\omega C_X}$$

式中 ω —试验电压的角频率(rad/s);
 C_X —试样的电容量(F);
 L —电抗器的电感(H)。

当回路达到谐振时,试样两端的电压为

$$U_X = QU_0$$

式中 U_0 —试验变压器的输出电压;

Q —谐振回路的品质因数。通常 Q 值可达 20~80,这就说明试样两端的电压可比试验变压器的输出电压高 20~80 倍。试验变压器提供的电流为 U_0/R ,提供的功率为 U_0^2/R 。 R 为谐振回路总的等效电阻,包括接入的调节电阻、电抗器和导线的电阻、电晕损耗以及介质损耗等。

在谐振回路中,电抗器上的电压与试样上的电压大小相等,相位相反。当试验电压很高时,要制做单台高压调谐电抗器是不经济的,这时可以将调谐电感接在调谐变压器的低压侧,组成一台高压调谐电抗器,并可将多台这样的电抗器串接起来,使之能够承受超高压试验电压,如图 42-20 所示。

用串联谐振回路,不但能提高试验电压,而且电压波形好,又比较安全。因为谐振时只对工频基波谐振,只有基波电压提高 Q 倍,其他谐波分量相对就小得多了。同时,一旦试样发生击穿, C_X 变了,回路失去了谐

振,试样两端电压立即自动跌落。在表面闪络或液体击穿试验中,发生一次放电之后,电压的重建过程变得缓慢了,这有利于在一次放电后切断电源,不致于连续发生放电。

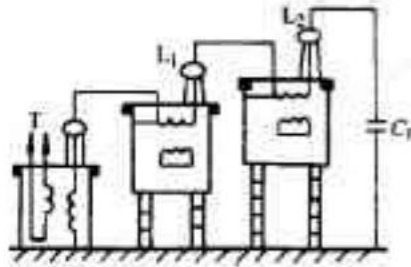


图 4-21 串联谐振装置示意图
T—变压器 L_1 、 L_2 —调谐电抗器
 C_x —试样电容

2. 变压器的容量 绝缘材料的击穿试验和电工设备的耐压试验中,试样都是容性阻抗。试样在击穿前绝缘电阻很高,因此试验变压器的容量,可以根据试样在试验电压下通过的容性电流来计算:

$$S = U_{20} C_X$$

式中 U ——试验电压(V);

ω ——角频率(rad/s);

C_X ——试样电容量(F)。

绝缘材料击穿试验用的试样,电容量一般是几十到几百 μF ,击穿电压一般不超过 100kV,因此选用额定电压为 100kV,容量为 10kV·A 的变压器已足够。对于电工设备做耐压试验的变压器容量要大一些,高压侧的电流为 1A 或更大。

对于电容量特别大的试样,如电力电容器、长电缆等,则必须采用电抗器与试样并联,补偿容性电流,以减小变压器的容量。

采用超低频正弦电压对大电容试样做耐压试验,可以大大降低变压器的容量。如用 0.1Hz 的超低频电压,变压器容量可以减小到 50Hz 时的 1/50,但 0.1Hz 下的介电强度 $E_{0.1}$ 要略高于 50Hz 下的介电强度 E_{50} 。对于电机绝缘, $E_{0.1}/E_{50}$ 的比值根据试验约为 1.15~1.2;对于各种绝缘结构,这个比值不是一个很稳定的值,因此目前还难以用 0.1Hz 来取代 50Hz 的试验电压。

3. 电压波形 工频电压的波形应为正弦波,正弦波的峰值与有效值之比称为波形因数。标准正弦波的波形因数为 $\sqrt{2}$ 。要求波形因数不超过 $\sqrt{2}(1 \pm 5\%)$ 。

波形畸变会影响介电强度的试验结果,这是由于一方面高次谐波会降低击穿场强;另一方面试样的击穿是决定于电压的峰值,而一般测量电压的仪表都是测有效值,如果波形畸变,则同一峰值的电压测得的有效值就不同了。

产生波形畸变的原因,除了电源本身有 3 次或 5 次等高次谐波之外,主要是变压器的非线性励磁电流造成的。当变压器的一次侧加上正弦电压时,铁心中的磁通也是正弦变化的,励磁电流 I_0 决定于磁化曲线,如图 4-21 所示。由于磁化曲线是非线性的,励磁电流就变成非正弦的了,励磁电流经过调压器产生的电压降 U_2 也是非正弦变化的。试验变压器的输入电压为

$$U_1 = k(U_s - U_2)$$

式中 U_s ——电源电压;

U_2 ——励磁电流流经调压器产生的电压降;

k ——调压器的电压比。

于是 U_1 波形发生畸变。调压器的漏抗愈大,这种畸变就愈严重。

为了改善电压波形,可以在调压器和试验变压器之间接入滤波器,如图 4-22 所示。滤波器中电感 L 与电容 C 的数值根据要滤掉的谐波频率 f 来选取,但电容不宜选择太大,以免调压器过载,一般部大于 10 μF ;电感量按 $L = 1/(2\pi f)^2 C$ 计算。

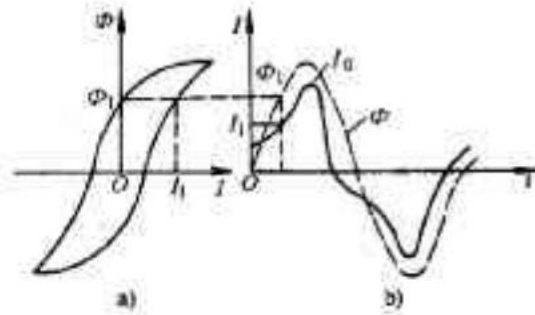


图 42-21 变压器的磁化曲线

a) 磁通 Φ 与励磁电流 I 的关系

b) 磁通及励磁电流的波形

电网电压中的高次谐波,往往是以三次谐波为主,而线电压中不含三次谐波,因此将调压器一次侧接线电压,也可能改善电压波形。

(二) 调压器

试验电压要求从零开始,以一定方式和速度上升。电压的调节是靠调压器来实现的,常用的调压器有自耦调压器和移圈调压器两种。

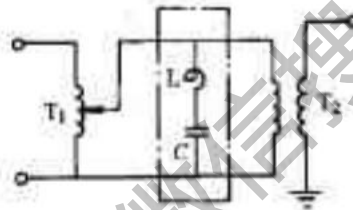


图 42-22 滤波器接线图

T_1 —调压器 T_2 —变压器

L —电抗器 C —电容器

1. 自耦调压器: 自耦调压器是在铁心上只绕一个线圈,线圈的两端为一次侧,接电源。一次侧与二次侧有一公共连接端头,这个端头必须接中线或接地。二次侧的另一接头是一个滑动的触点,可以沿整个线圈移动,当触点与公共端相距增大时,电压上升。这种调压器结构简单、体积小,漏抗小而且价格也便宜。但在输出电流较大时,触点在移动过程中会因接触不好而出现火花。因此,一般它只适用于容量为几千伏安以下,油浸式的容量则可达几十千伏安。

2. 移圈调压器: 容量大的调压器都用移圈调压器。这种调压器是由三个线圈套在一个铁心上组成,如图 42-23 所示。线圈 I 和 II 匝数相等,但绕向相反。两个线圈串接,另一端接输入电压。输出电压由下面一个线圈的两端输出。线圈 III 是一个短路线圈,紧套在线圈 I、II 的外边,可以上下移动。

移圈调压器是靠移动短路线圈改变其他两个线圈的漏磁通,从而改变在 I、II 两个线圈上的电压分配来实现调节输出电压的。如果没有短路线圈,则线圈 I、II 产生的主磁通相互抵消,两个线圈上的电压就按各自的漏磁通 Φ_1 、 Φ_2 分配。当线圈 III 在最低位置与线圈 II 重合时,线圈 II 的漏磁通完全通过线圈 III,使线圈 III 感应产生的磁通 Φ_3 与 Φ_2 大小相等方向相反,正好相互抵消。于是输入的电压全部降落在线圈 I 上,线圈 II 上电压输出为零。当线圈 III 向上移动时, $\Phi_3 < \Phi_2$, 线圈 II 输出电压逐渐增大。当线圈 III 在中间位置时, $\Phi_3 = \Phi_2$, 输出电压为输入的 1/2。当线圈移到上端与线圈 I 完全重合时, $\Phi_3 = 0$, 输入电压全部降落在线圈 II 上,输出电压达到最大值,于是只要移动线圈 III,从最低位置到最高位置,输出电压就连续地由零上升到最大值。

移圈调压器靠电磁耦合而不用机械触点,因此调压过程不会出现火花,容量可以做得很大,但它的漏抗比较大,使用中应注意波形畸变。

3. 控制线路 控制线路要满足下列要求:

(1) 只有在试验人员撤离高压试验区,并关好安全门之后,才能加上电压进行试验。

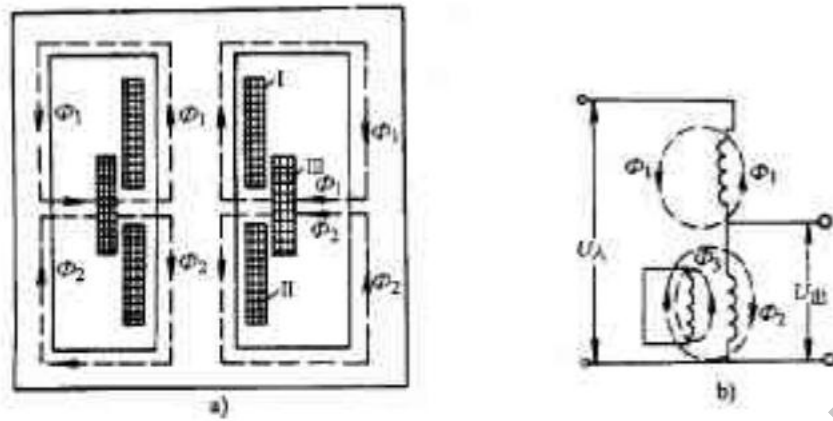


图42-23 移圈调压器
a)结构图 b)原理图

(2)升压必须从零开始,以一定方式和速度上升。

(3)在试样发生击穿时,能自动切断电源。在自动控制线路中,能自动使电压下降到零。

最简单的非自动调压介电强度试验装置如图42-24所示。图中 S_1 是装在全门上的限位开关,只有安全门闭合时开关才闭合。 S_2 是装在调压器零位置的限位开关,只有当调压器电压调到零时才闭合。 KA_2 是继电器,当它通过电流时,带动四个常开的触点闭合,其中 K_1, K_2 是自锁作用,即当控制电路接通后, K_1, K_2 闭合,这时即使 S_1, S_2 打开,控制回路也不会切断。 K_3, K_4 闭合,调压器接通上电源,可以进行试验。 KA_1 是过载释放器,或称过电流继电器。当试样击穿时,电流突然增大,过载释放器动作,将串联在控制回路中的常闭触点 K_5 打开,切断控制回路,从而切断电源。如果在试验过程中发生意外,要紧急切断电源,只要按下开关 S_4 即可。

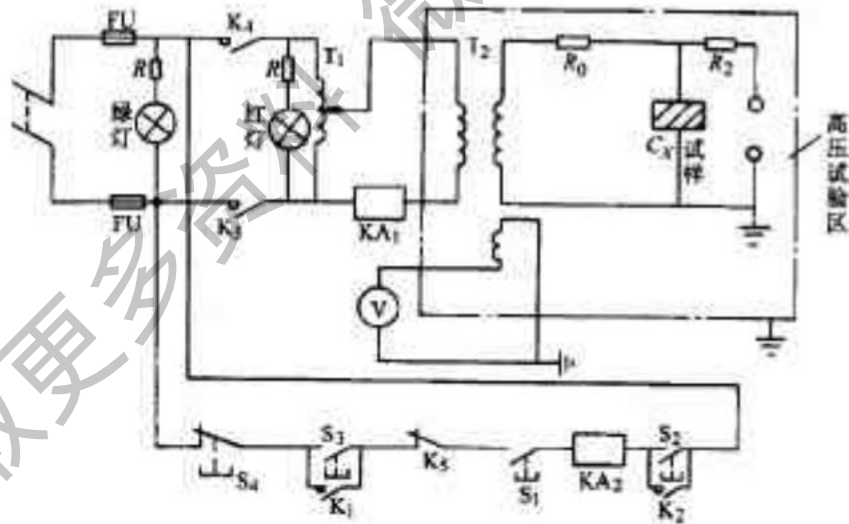


图42-24 工频介电强度试验线路(手动式)

T_1 —调压器 T_2 —试验变压器 KA_1 —过电流继电器 KA_2 —继电器
 R_0, R_e —保护电阻 S_1, S_2 —按钮 S_3, S_4 —限位开关 FU —保险丝

自动调压的介电强度试验线路如图42-25所示。调压器是由电动机M来带动的。 $S_1, S_3, S_4, KA_1, KA_2$ 以及其所带动的 K_1, K_3, K_4 和 K_5 四个触点的作用都和图42-24中的一样。 KA_2 带动的 K_6 触点是保证只有一切都正常, KA_2 接通时才能升压。在升压过程,一旦试样发生击穿, K_6 就打开,电动机停止正转,电压不再上升,接着 KA_2 的常闭触头 K_{11} 闭合,电机反转,电压自动退回到零。“升毕断”和“降毕断”两个限位触点,分别装在调压器的最高电压和零电压位置上。当电压上升到变压器的额定电压时,打开“升毕断”触点,使电机停止,以保护设备,当电压下降到零时,打开“降毕断”,使电机停止转动。 KA_1 的 K_0 和 KA_2 的 K_2 两个常闭触点是保证控制电机正反转的,并保证两组触头由 KA_3 控制的 K_8, K_4, K_5 和由 KA_4 控制的 K_6, K_7, K_8 不会同

时闭合,以免电源直接短路。 KA_3 的 K_2 、 KA_4 的 K_0 触点都是起自锁作用的。如果调压器开始时不在零位置,只要控制回路接通电源,电动机就反转,直到下降到零位置后才停止。若是做耐压试验,让电压上升到试验电压值时,按“停”按钮,电压就保持在那里,经过一定耐压时间后,再按“降”按钮,电压就自动下降到零为止。此线路比较可靠、方便。

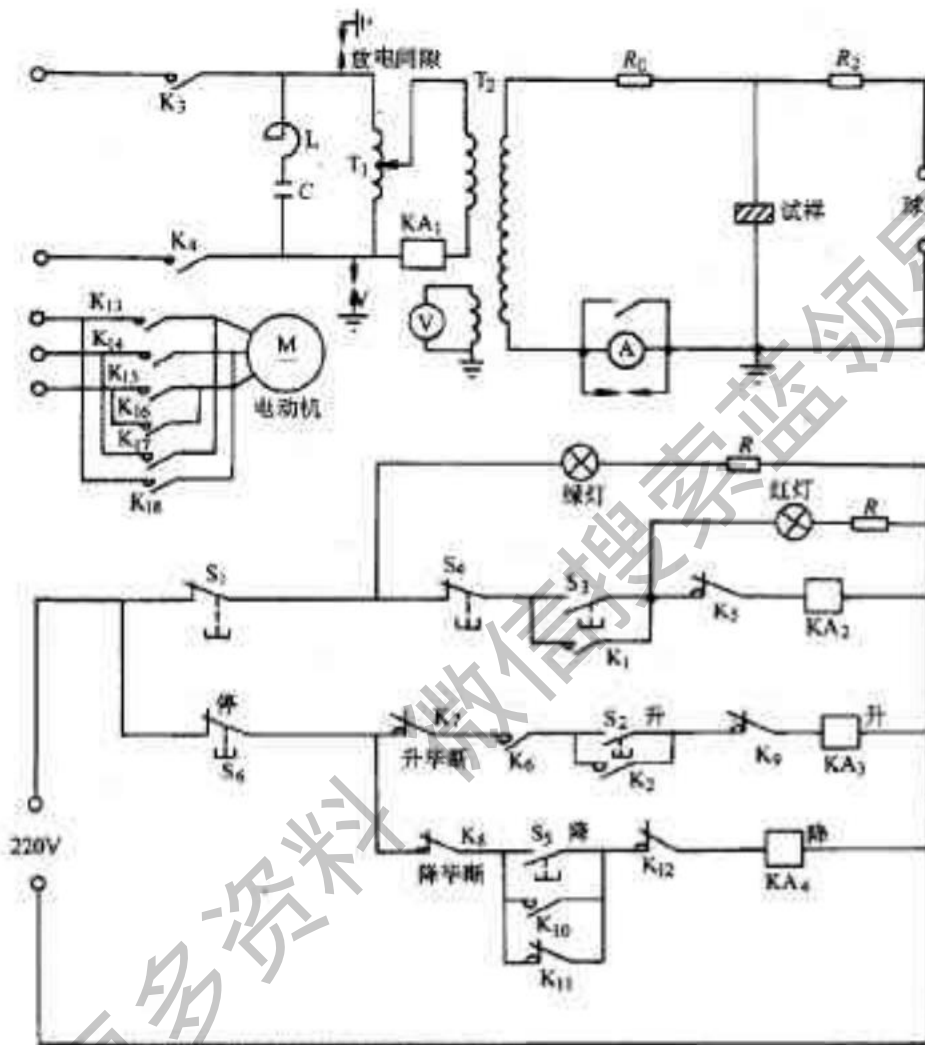


图42-25 工频介电强度试验线路(自动的)

近年来,计算机已开始应用于介电强度试验的控制系统中,应用单片机或微机组成的控制系统,可以通过键盖选择不同的升压方式和速度。升压、降压是由单片机或微机控制步进电动机带动调压器来完成的。当试样击穿时,由高压回路发生信号去切断电源,同时中断计算机正在执行的程序,转入高压击穿及降压程序,使调压器快速下降到零位。整个切断过程时间小于6ms。这样,就可以实现整个试验过程的自动化。

保护和接地 高电压试验中,必须非常注意人身及设备的安全。除了在控制线路中已采用过载释放器、安全门开关、调压器限位开关之外,在试验回路的低压部分有可能出现高电压的各点,都要接上放电间隙。一旦在这些地方出现高电压,放电间隙放电,强迫该点接地。

当试样击穿或闪络时,为了限制流过变压器的电流并使变压器高压端电位变化缓慢,以改善由此产生的脉冲在高压绕组间的分布和消除可能出现的振荡,同时也为了保护测量铜球和电极在击穿时不会烧坏,在高压测试回路中应接保护电阻 R_0 、 R_2 。保护电阻的大小,一方面要满足上述要求,另一方面也要避免试验时在电阻上产生过大的电压降和击穿时过载释放器有足够大的电流,从而能够在几个电压周期内切断电源。一般选用 $0.1 \sim 0.5 \Omega/V$,例如额定电压为 $50kV$ 的变压器,可以选用约 $20k\Omega$ 的保护电阻。

由于试验电压很高,当试样击穿或放电球隙放电时,将有很大的电流通过接地线。如果接地电阻较大,

就会显著升高接地线的电位而造成危险,测试回路中各接地点与接地体的连接线应采用尽量短的多股线,以减小电阻和电感。

高压试验区应装有保护围栏,围栏的入口处应装有联锁开关和信号灯,并各有接地棒。每次试验完毕在试验人员进入高压区接触高压部件前,必须先用接地棒把高压部件接地,以免电源没有切断,或有剩余电荷危害人身安全。在进行高电压试验时,必须严格遵守高电压操作规程。

三、工频高电压的测量

工频高电压的测量方法很多,可以直接测量试样两端的电压,如用静电电压表、球隙放电测量法等;也可以把高电压变换为低电压进行测量,如分压器、电压互感器等;还可以通过测量变压器低压绕组或特别绕制的测量绕组的电压换算高压端的电压。各种测量方法各有优缺点,应根据实际情况合理选用。各种方法测量的误差都要求不超过3%,测量用的仪表一般要求为0.5级。

1. 静电电压表 高电压静电电压表是由两个极板组成的,一个极板固定,另一个由弹簧连接,可以移动。当极板上施加电压 U 时,电场力所做的功使电场能量发生变化,即

$$F dL = d\left(\frac{1}{2} C U^2\right) = \frac{1}{2} U^2 d\left(\frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{L}\right)$$

式中 F ——电场力(N);

C ——两个极板所组成的电容(F);

dL ——极板移动的距离(m);

A ——极板的面积(m^2);

ϵ_r ——相对介电常数。

$$F = \frac{1}{2} U^2 \frac{dC}{dL} = \frac{1}{2} U^2 d\left(\frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{L}\right) / dL = -\frac{1}{2} U^2 \epsilon_0 \epsilon_r A / L^2$$

$$U = L \sqrt{\frac{2F}{\epsilon_0 \epsilon_r A}}$$

由此可见,通过极板间受力的多少,可以测定极板间的电压,但分度是非线性的。

静电电压表的内阻很大,它取决于电极间的绝缘电阻;其电容很小,约 $5 \sim 50 \text{ pF}$ 。在交流电压下测得的是有效值。目前最高电压等级能做到 500 kV 。静电电压表是依靠电场力工作的,因此空间电场、电荷对它的影响很明显,在使用中应予以注意。

2. 球隙测量法 在确定条件下,球隙间空气的放电电压与球隙的距离有一定的关系,见附录E,因此可以利用球隙放电时的距离来测量电压。这里所指的确定条件,一方面是要保证球隙间电场均匀,另一方面是球隙中的空气要符合规定的标准状态。为此,球隙间的距离 s 和球的直径 D 应满足 $0.05D \leq s \leq 0.5D$;周围物体与球隙间的距离不小于钢球直径的5倍,钢球的表面应光洁、干燥。球隙间的大气条件规定温度为 20°C ,湿度为65%,气压为 $1.013 \times 10^5 \text{ Pa}$ 。如果测量时大气条件与标准状态有差异,则从表中查得的放电电压值要乘以校正系数 K , K 值可从表42-3中查得。

表 42-3 球隙击穿电压的校正系数

空气相对密度 δ	0.70	0.75	0.80	0.85	0.90	1	1.05	1.10
校正系数 K	0.72	0.77	0.81	0.86		1	1.05	1.09

表42-3中,空气相对密度 δ 可按经验式计算

$$\delta = 51.45 \times \frac{p}{273 + t}$$

式中 p ——大气压力(Pa);
 t ——温度(°C)。

测量时,最好先让球隙放电几次,当放电比较稳定后重复测三次,每次间隔时间不少于1min,取三次读数的平均值作为测量结果,要求每一测量值与平均值之差不超过3%,然后,可以在附录E表中查得相应的电压值。

我国标准 GB311—64 中详细说明了用球隙法测量电压的有关规定,在工频下测得的是电压的峰值。这种方法的测量结果可靠,但装置占地面积较大,测量比较麻烦,一般只用于校准其他测试仪器。

3. 互感器测量法 电压互感器是变比和角差都很精确的降压变压器,它将高电压变换为低电压进行测量。电压互感器的电压比 k 为已知,则在二次侧测得的电压乘以 k 就得到一次侧的高电压值。这种方法测量非常方便、可靠,因而在电网上普遍采用,但造价比较高。

4. 分压器法 分压器是由一个高阻抗与低阻抗串接而成的。被测的高电压绝大部分降落在高阻抗上,于是可以从低阻抗两端测得的电压,通过分压比换算得到被测的高电压。对于工频交流电压,在电压较低时,如小于100kV时,可以用最简单的电阻分压器。当电压很高时,电阻分压器的功率损耗大、发热严重,同时体积大、分布电容的影响严重,因此采用电容分压器更为合适。

图4-26是电容分压器的原理图。被测电压施加于分压器的两端,电容器 C_1 的电容量很小,一般取50~100pF,但要承受几乎全部试验电压。电容器 C_2 的电容量很大,电压降只有几十到几百V,可以用静电电压表或峰值表测量 C_2 两端的电压 u_2 ,被测电压为

$$u = \frac{C_1 + C_2}{C_1} u_2 = k_c u_2$$

$k_c = (C_1 + C_2)/C_1$,称为电容分压比。由于各种杂散电容的影响,上述计算式计算的结果往往与实测的分压比有差别。通常应在分压器安装好后,用高精度的仪表实测 u 及 u_2 ,从而得到分压比 k_c 。

为了防止在 C_2 上出现高电压造成危险, C_2 两端应接上放电保护间隙,而且 C_2 的一端必须牢牢接地。

5. 测量绕组法 有许多试验变压器本身带有一个测量绕组,设此绕组的匝数与高压绕组的匝数比为 k_1 ,则高压端的电压 u_2 就等于此绕组的电压 u_1 乘以 k_1 ,即 $u_2 = k_1 u_1$ 。有的试验变压器不用测量绕组,就在低压绕组测得电压 u_1 ,用高低压绕组的匝数比 k_1 乘以 u_1 来指示高压端的电压 u_2 。但由于 u_2, u_1 的比值不完全决定于匝数比,所以这种方法的准确度要比用测量绕组的低。

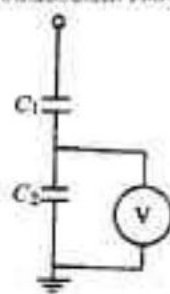


图4-26 电容分压器原理图

用绕组法测得的是试验变压器高压端的开路电压 u_0 ,当试验回路接上试样时,试样两端的电压 u_c 不一定等于 u_0 。从图4-27中可以看出,整个试验回路包括试样电容 C_s 、保护电阻 R_0 以及变压器的内阻抗 R_1 、 L_1 。在这个回路中

$$\dot{u} = \dot{u}_c + \dot{u}_L + \dot{u}_r$$

式中 $\dot{u}_c, \dot{u}_L, \dot{u}_r$ 分别为 C_s, L_1 以及 $R_0 + R_1$ 上的电压。

这些电压降之和用相量表示如图4-27b所示。从图中可以看出,当 \dot{u}_L 较大、 \dot{u}_r 较小时,可能出现 $\dot{u} < \dot{u}_c$,即测量值小于实际试样上承受的电压值。当 \dot{u}_L 很小、 \dot{u}_r 较大时,可能出现测量值偏大。这种误差将随试样电容量的改变而变化。因此,对于电容量相近的试样,可用一个精确的静电电压表或球隙,做一校正曲线,以后测量时,就可用此校正曲线来校准测量结果。

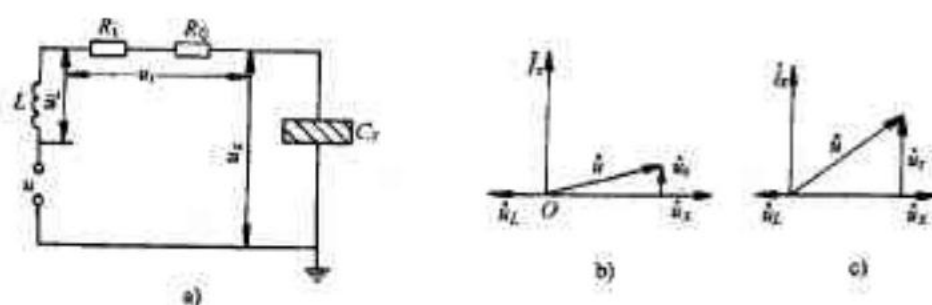


图 4-27 测试回路的电压分布图
a) 测试回路 b) $\dot{u}_c < \dot{u}_x$ c) $\dot{u}_c > \dot{u}_x$

第三节 直流电压下的介电强度测试

在生产和科学研究中,有不少电气设备是在直流电压下运行的,对于这些设备,当然要做直流电压下的介电强度试验。另外还有一此设备虽然不属于直流电气设备,但由于其电容量很大,如电力电容器、长电缆等,工频试验变压器的容量不能满足要求,又没有补偿电抗器时,就不得不采用直流来代替交流的介电强度试验,但由于直流和工频交流下的击穿机理不同,施加的试验电压应有差别。这要参阅有关产品的试验标准确定。

一、直流高电压试验装置

进行直流电压下的介电强度试验时,升压方式和速度与工频交流电压下的规定相同。直流高电压可以通过各种方法获得。在介电强度试验中,一般采用高压整流,即先通过变压器升高工频电压,然后通过高压整流器变为直流高压。所有控制线路与保护装置都与工频电压下所用的相同。

(一) 高压整流

介电强度试验用的高压电源应能满足以下要求:

1. 电压等级应满足试验电压的要求。
2. 设备容量应能输出 10~20mA 电流。
3. 电压脉动系数

$$S = \frac{U_2 - U_1}{2U_n} \leq 3\%$$

式中符号如图 4-28。图 4-28a 是最简单的半波整流电路图。从试验变压器 T 输出工频高压,经高压整流器 VC 整流,在滤波电容器 C 上就得到直流高压 U_c 。由于高压整流器只能正向导通,当电容器 C 上已有电压时,必须等待工频电压的瞬时值更高时,整流器才能导通,使电容器的电压继续提高,大约要经过 15 倍时间常数 (RC) 后, U_c 可达到 $0.9u_m$, 如图 4-28b 所示。

另外,滤波电容器 C 并联有泄漏电阻 R_c , 整流器件的反向电阻也不是无穷大,因此在整流器没有导通的时间内,电容器 C 上的电荷会泄漏掉一些, U_c 要下降到 U_1 , 到下一个周期整流器导通时, U_c 又上升到最大值 U_2 , 见图 4-28c。通常是以平均值 $U_n = (U_1 + U_2)/2$ 代表直流电压值。用脉动系数 S 来表征这种电压的脉动程度,即

$$S = \frac{U_2 - U_1}{2U_n} = \frac{\Delta U C}{2U_n} = \frac{I_c T_2}{2U_n C} = \frac{U_n T_2 / R_c}{2U_n C} = \frac{T_2}{2R_c C}$$

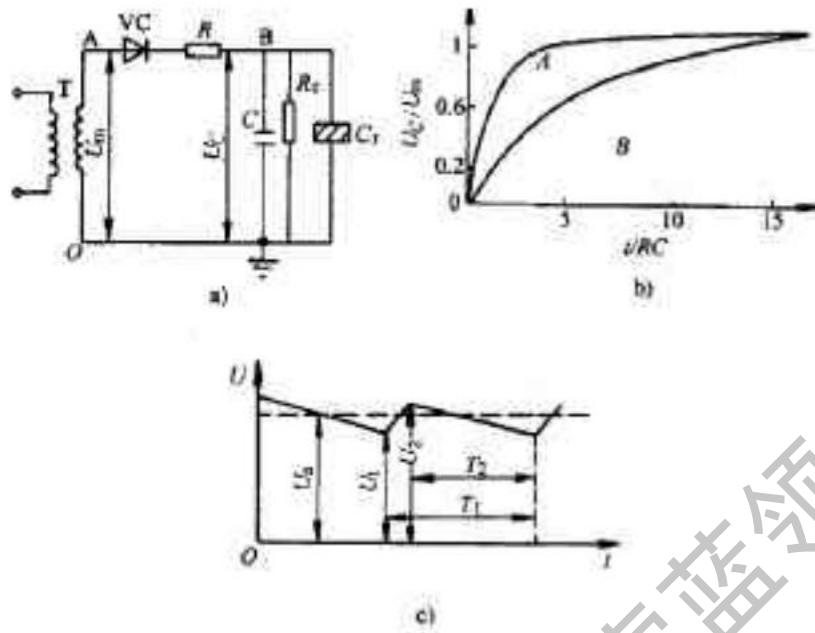


图 4-28 半波整流电路

a) 整流线路 b) U_C 的上升过程 c) U_C 的脉动

式中 ΔQ ——电容器 C 泄漏的电荷;
 T_2 ——泄漏的时间;
 I_C ——平均泄漏电流。

由此可见,用全波和桥式整流或提高交流电压的幅值以缩短 T_2 。以及增大 R_C 和 C , 都可以改善脉动系数。

图 4-29a 是全波整流线路,图 4-29b 是桥式整流线路。这两种整流电路,不但电压的脉动系数小,而且通过整流器的电流只有输出电流的一半。全波整流要用两个整流器,而且要求变压器有中心抽头。桥式整流要用四个整流器,但每个整流器承受的反向峰值电压只有半波和全波整流的一半。

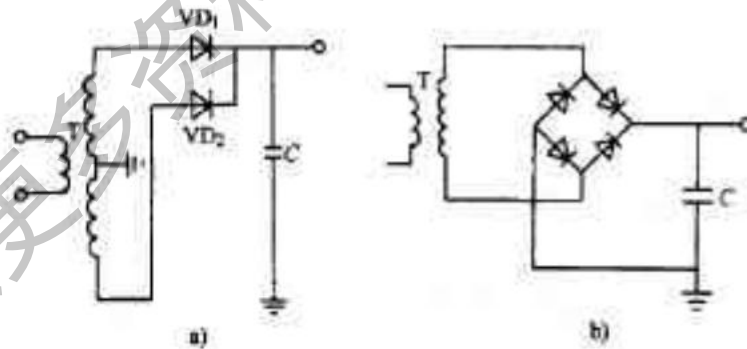


图 4-29 整流电路图

a) 全波整流 b) 桥式整流

近年来,最普遍采用的高压整流器,是用硅二极管串接起来的硅堆。目前我国生产的硅堆的反向峰值电压可达几百千伏,平均电流可达上百毫安。如果需要更高的电压,可以将若干个硅堆串接起来,如图 4-30 所示。为了使每一个硅堆承受的电压均等,要在硅堆上并接一个由 R_A 、 C_A 组成的均压阻抗。限流电阻 R_A 可以分散串接在各硅堆之间,也可以集中一个电阻与硅堆串相接,其阻值应在试样发生击穿或闪络时,使通过硅堆的电流小于允许的最大瞬时电流值。硅堆在 0.5s 内允许的瞬时电流,可比额定工作电流大 10 倍。在半波和全波整流电路中,反向峰值电压约为 $2U_m$,桥式整流中约为 U_m 。

(二) 倍压整流

上述几种高压整流线路所能获得的最高直流电压,只能是接近试验变压器输出电压的峰值 U_m 。要获得

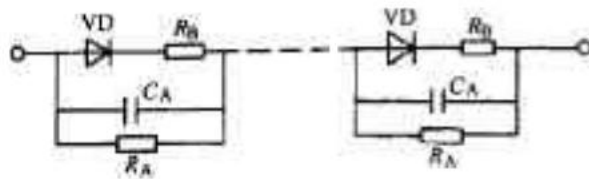


图42-30 硅堆串原理图

比 u_{m0} 更高的直流电压,就要采用倍压整流电路。图42-31a是倍压整流的线路;图42-31b是在倍压过程中该线路各点上电位的变化。表42-4分析图42-31b所示的倍压过程各点电位的变化。

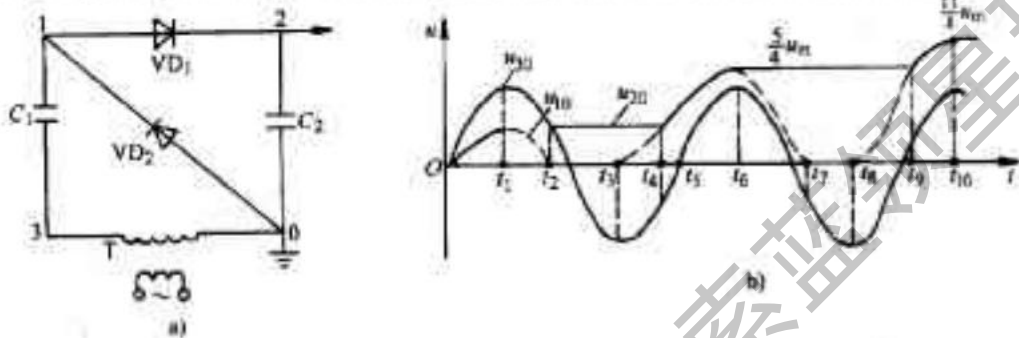


图42-31 倍压整流线路及工作原理图

a)倍压整流线路 b)倍压过程

表42-4中,在 $t_4 \sim t_5$ 时间内, VD_1 导通, C_1 上原有的电荷 $C_1 u_{m1}$ 与 C_2 上原有电荷 $C_2 u_{m2}/2$ 重新分配,若 $C_1 = C_2 = C$,则每个电容器上的电荷为 $(C u_{m1} + \frac{1}{2} C u_{m2})/2$,因此 C_1 、 C_2 上的电压变为 $3u_{m1}/4$;然后,在 $t_5 \sim t_6$ 时间内, $u_{m3} > 0$,电源对 C_1 反向充电, C_2 正向充电,使 C_1 上的电压 u_{B1} 降低 $u_{m3}/2$,使 C_2 上的电压又增中 $u_{m3}/2$,即达到 $5u_{m3}/4$ 。同理,在 $t_9 \sim t_{10}$ 时间内, C_1 、 C_2 上原有电荷重新分配,使 C_1 、 C_2 上的电压为 $(u_{m4} + \frac{5}{4} u_{m3})/2$,再加上电源在正半周对 C_1 、 C_2 充电,使 C_1 的电压降为 $5u_{m4}/8$, C_2 的电压增加到 $13u_{m4}/8$ 。这样经过若干周期后, C_2 上的电压 u_{m2} 就可接近 $2u_{m1}$,约为试验变压器的最高电压峰值的2倍。

表42-4 倍压过程各点电位变化的分析表

t	u_{m1}	VD_1	VD_2	u_{B1}	u_{B2}	u_{D1}
$0 \sim t_1$	$0 \sim u_{m1}$	通	止	$0 \sim -\frac{1}{2} u_{m1}$	$0 \sim +\frac{1}{2} u_{m1}$	$0 \sim +\frac{1}{2} u_{m1}$
$t_1 \sim t_2$	$u_{m1} \sim +\frac{u_{m1}}{2}$	止	止	$-\frac{1}{2} u_{m1}$	$+\frac{1}{2} u_{m1} \sim 0$	$+\frac{1}{2} u_{m1}$
$t_2 \sim t_3$	$+\frac{1}{2} u_{m1} \sim -u_{m1}$	止	通	$-\frac{1}{2} u_{m1} \sim +u_{m1}$	0	$+\frac{1}{2} u_{m1}$
$t_3 \sim t_4$	$-u_{m1} \sim -\frac{u_{m1}}{2}$	止	止	$+u_{m1}$	$0 \sim +\frac{u_{m1}}{2}$	$+\frac{1}{2} u_{m1}$
$t_4 \sim t_5$	$-\frac{u_{m1}}{2} \sim 0$	通	止	$+u_{m1} \sim +\frac{3}{4} u_{m1}$	$+\frac{1}{2} u_{m1} \sim +\frac{3}{4} u_{m1}$	$+\frac{1}{2} u_{m1} \sim +\frac{3}{4} u_{m1}$
$t_5 \sim t_6$	$0 \sim +u_{m1}$	通	止	$+\frac{3}{4} u_{m1} - \frac{1}{2} u_{m1}$ $= +\frac{1}{4} u_{m1}$	$(1 + \frac{1}{4}) u_{m1}$ $= +\frac{5}{4} u_{m1}$	$+(\frac{3}{4} + \frac{1}{2}) u_{m1}$ $= +\frac{5}{4} u_{m1}$

$t_6 \sim t_7$	$+u_m \sim -\frac{u_m}{4}$	止	止	$+\frac{1}{4}u_m$	$+\frac{5}{4}u_m \sim 0$	$+\frac{5}{4}u_m$
$t_7 \sim t_8$	$-\frac{u_m}{4} \sim -u_m$	止	通	$+\frac{u_m}{4} \sim +u_m$	0	$+\frac{5}{4}u_m$
$t_8 \sim t_9$	$-u_m \sim +\frac{u_m}{4}$	止	止	$+u_m$	$0 \sim +\frac{5}{4}u_m$	$+\frac{5}{4}u_m$
$t_9 \sim t_{10}$	$+\frac{u_m}{4} \sim +u_m$	通	止	$+u_m \sim \frac{5}{8}u_m$	$+\frac{5}{4}u_m \sim +\frac{13}{8}u_m$	$+\frac{5}{4}u_m \sim +\frac{13}{8}u_m$

若要更高的直流电压,可以把几级倍压电路串接在一起,如图42-32所示。每一级都能获得约 $2u_m$ 的直流电压。若有 n 级串联,则可得约 $2nu_m$ 的直流电压,但级数愈多,内阻抗愈大,实际输出电压比 $2nu_m$ 小得愈多,同时脉动系数也愈大。因此,级数不宜太多,一般不超过5级。采用不对称多级串接,结构简单,造价低。采用对称多级串接如图42-32b所示,输出电流可增大一倍,并且能够减小脉动系数。

二、直流高电压的测量

直流高电压的测量,有一些与工频交流相同,如可以用静电伏特计和球隙直接测量试样两端的电压。虽然静电伏特计测得的是有效值,球隙测得的是峰值,但只要看流电压的脉冲系数不大,它们与直流下的平均值都基本上相同。此外,还有些方法可用于直流电压的测量,例如哪一种测量方法,测量的误差都要求不大于3%。

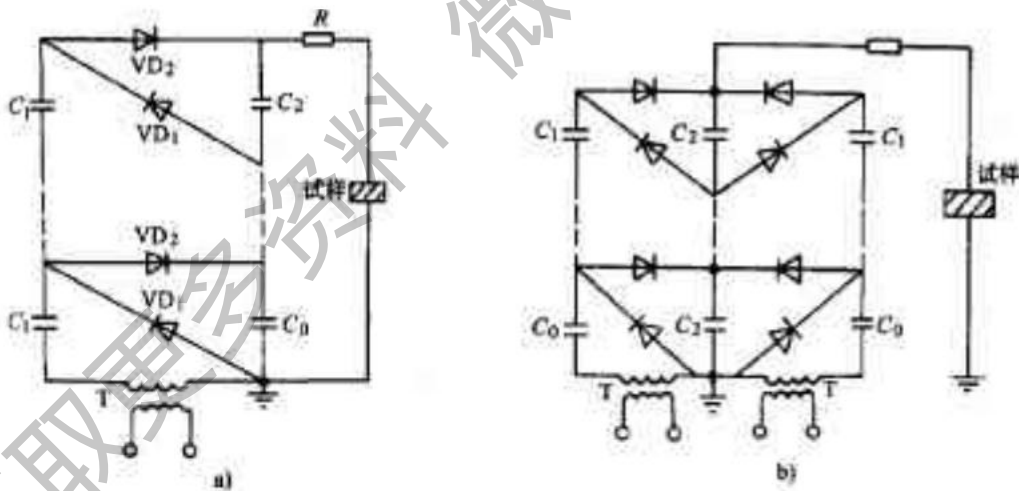


图42-32 多级倍压电路图

a)对称式 b)不对称式

(一)高电阻与毫安表串接法

用一个精确的高电阻与一个毫安表串接,被测电压 U 施加在它的两端,如图42-34所示。由于毫安表的内阻远小于高电阻 R ,因此毫安表通过的电流 $I=U/R$ 。 R 为已知电阻,于是被测电压 U 就可以通过毫安表测得的电流 I 来显示。为了安全起见,在毫安表两端要并联一个放电器,当出现高电压时,放电器放电,把毫安表短路并强制接地。

(二)电阻分压器

当被测电压很高时,要采用电阻分压器,最简单的电阻分压器是用一个高电阻与一个低电阻串接组成,设高电阻为 R_1 ,低电阻为 R_2 ,施加在分压器两端的电压为 U ,在低电阻两端测得的电压为 U_2 ,则

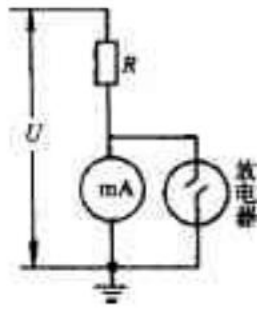


图42-33 高电阻与毫安表串接法

$$U = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_2 = k_f U_2$$

式中 k_f ——电阻分压比, $k_f = (R_1 + R_2) / R_2$ 。

为了提高分压器的精确度,可采用双臂桥式电阻分压器,如图42-34所示。图中 R_A 、 R_B 是电阻值较小、精确度很高的辅助电阻,经过两次调节电桥平衡,可以用 R_A 、 R_B 的比值来确定分压比。

第一次将 R_A 、 R_B 短路,调节 R_2 使电桥平衡,这时

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R'_1}{R'_2 + R_c}$$

第二次将 R_A 、 R_B 接入电桥回路,调节 R_B , 使电桥重新达到平衡,这时

$$\frac{R_1 + R_A}{R_2 + R_B} = \frac{R'_1}{R'_2 + R_c} = \frac{R_1}{R_2}$$

所以

$$k_f = \frac{R_1 + R_A}{R_2 + R_B} = \frac{R_A + R_B}{R_B}$$

这种分压器的分压比的误差不超过1%。将高压臂的电阻浸在油中,可以改善散热并提高起始放电电压。在高压臂电阻周围加上一个屏蔽层,并给屏蔽层以一定的电位,可以改善高压臂电阻附近的电场分布。这也是提高高压臂中局部放电起始放电电压的有效措施。

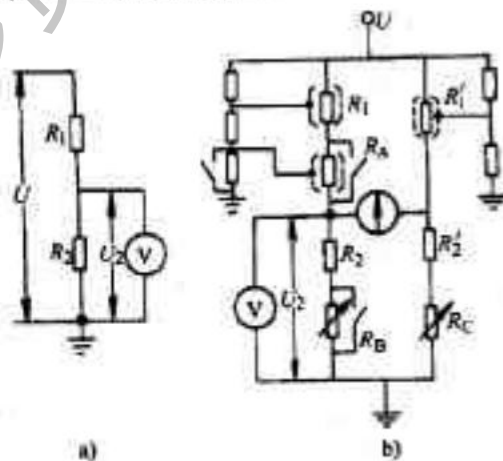


图42-34 双臂桥式电阻分压器
a)原理图 b)双臂桥式线路

第四节 叠加电压下的介电强度测试

电工设备在使用中,有时要承受两种甚至两种以上的电压,如直流电压上叠加交流电压或冲击电压,交流电压上叠加冲击电压等。为了考验电工设备承受这些叠加电压的能力,或研究在这些叠加电压下绝缘的介电特性,就需要进行叠加电压下的介电强度试验。

一、直流与工频电压叠加

图42-35是在直流电压上叠加交流电压的线路图,图中 R_1 、 R_c 为限流电阻; C_1 为滤波电容; C_c 为隔离直流电压的电容; R_a 与微安表串联,用以测量直流高压; C_2 与电压表串联测量交流高压。这样,交直流电压就可以同时加到试样上。

二、直流与冲击电压叠加

图42-36是直流与冲击电压叠加的线路图。图中 R_1 是限流电阻; C_c 为隔离直流的电容; R_a 与微安表串联用以测量直流; C_1 、 C_2 、 R_1 、 R_2 组成的并联阻容分压器用以测量冲击电压。这样,在试样上就可以同时叠加上直流和冲击电压。

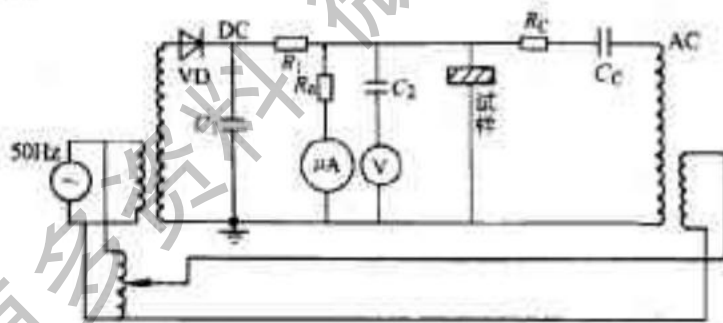


图42-35 交直流电压叠加线路

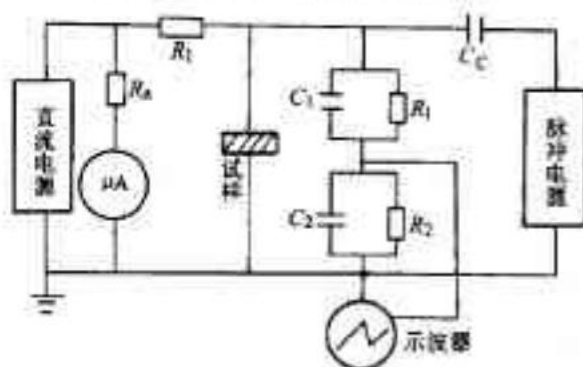


图42-36 直流与冲击电压叠加的线路

第四十三章 传感器测试技术

第一节 电感式传感器测试

电感式传感器是利用线圈自感或互感的变化来实现测量的一种装置,可以用来测量位移、振动、压力、流量、重量、力矩等各种非电物理量。

一、自感式传感器

(一)简单自感传感器的原理及特性

图43-1是简单自感传感器结构的示意图。它由线圈、铁心和衔铁所组成。线圈是套在铁心上的。在铁心与衔铁之间有一个空气隙,其厚度为 δ 。根据磁路的基本知识,传感器线圈的电感量可按式计算:

$$L = \frac{N^2}{\sum R_m}$$

式中 N 为线圈匝数; $\sum R_m$ 为以平均长度表示的磁路的总磁阻。如果空气隙厚度 δ 较小,而且不考虑磁路的铁损,则总磁阻为

$$\sum R_m = \sum \frac{l_i}{\mu_i S_i} + \frac{2\delta}{\mu_0 S}$$

式中, l_i 为各段导磁体的磁路平均长度; μ_i 为各段导磁体的磁导率; S_i 为各段导磁体横截面积; δ 为空气隙的厚度; μ_0 为空气隙的磁导率 ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-9} \text{H/cm}$); S 为空气隙截面积。

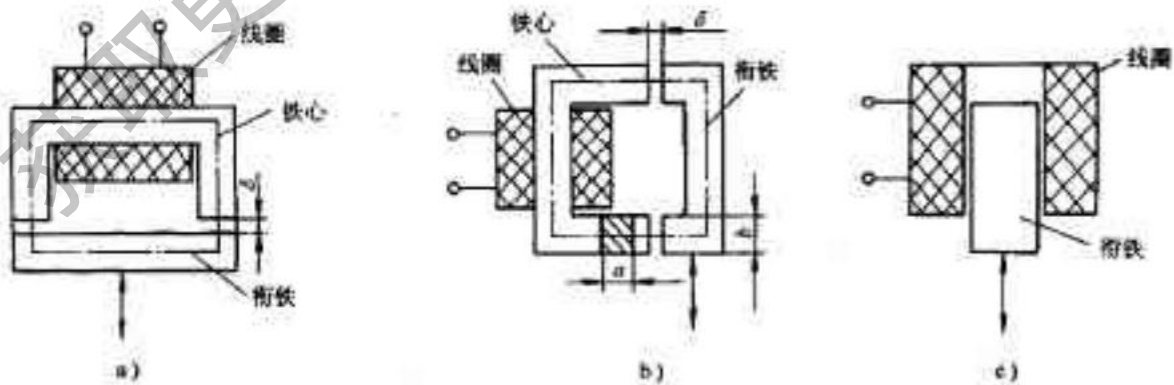


图43-1 简单自感传感器结构示意图

a)变间隙型 b)变截面型 c)螺管型

因为一般空气隙的磁阻比导磁体的磁阻大很多,故在计算时,可忽略导磁体磁阻,则有:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 S}{2\delta} \quad (4-1)$$

这就是简单自感传感器的基本工作特性表达式。上式表明,当保持S不变,则L为δ的单值函数,可构成变气隙型传感器;如果保持δ不变,使S随位移变化,则可构成变截面型传感器。它们分别如图4-1a、b所示。

同时,如图4-1c所示,线圈中放入圆柱形铁芯,也是一个可变自感。使衔铁作上下位移,自感量将相应变化,这就可构成螺管型传感器。

1. 变气隙型自感传感器的工作特性 如果保持S不变,只改变气隙厚度的大小,此时传感器工作特性为:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 S}{2(\delta_0 \pm \Delta\delta)}$$

当δ=δ₀-Δδ时,电感变化量为:

$$\Delta L = L - L_0 = \frac{\Delta\delta}{L_0\delta_0 - \Delta\delta}$$

式中, $L_0 = \frac{N^2 \mu_0 S}{2\delta_0}$

上式可改写成:

$$\Delta L = L_0 \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \left[\frac{1}{1 - \frac{\Delta\delta}{\delta_0}} \right]$$

当Δδ/δ₀≪1时,可将上式展开成麦克劳林级数:

$$\begin{aligned} \Delta L &= L_0 \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \left[1 + \frac{\Delta\delta}{\delta_0} + \left(\frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^2 + \dots \right] \\ &= L_0 \left[\frac{\Delta\delta}{\delta_0} + \left(\frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^3 + \dots \right] \end{aligned} \quad (4-2)$$

同理,δ=δ₀+Δδ时,电感量减小,即:

$$\Delta L = L_0 - L = L_0 \frac{\Delta\delta}{\delta_0 + \Delta\delta}$$

把上式展开为级数:

$$\Delta L = L_0 \left[\frac{\Delta\delta}{\delta_0} - \left(\frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^3 - \left(\frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^4 + \dots \right] \quad (4-3)$$

而第二项以后是非线性项,含有n次方的非线性。若仅考虑二次方非线性,其非线性误差为:

$$\epsilon = \left| \frac{L_0 \frac{\Delta\delta}{\delta_0} - L_0 \left[\frac{\Delta\delta}{\delta_0} + \left(\frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^2 \right]}{L_0 \frac{\Delta\delta}{\delta_0}} \right| \times 100\% = \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \times 100\%$$

可见,非线性误差是比较严重的。为改善非线性误差,Δδ/δ₀不能太大,通常取Δδ/δ₀=0.1~0.2。

2. 变截面型自感传感器的工作特性 从式(4-1)可知,其工作特性是线性的,其灵敏度为:

$$k = \frac{dL}{d\delta} = \frac{N^2 \mu_0 S}{2\delta^2}$$

3. 螺管型自感传感器的工作特性 螺管型电感传感器的工作原理是基于线圈磁力线汇流路径上磁阻变化。线圈的电感量与衔铁插入的深度有关,其结构示意如图4-2所示。

假定线圈内磁场强度是均匀的,且l_c<l,则单个线圈的电感量与衔铁插入长度l_c的关系,即输出特性为:

$$L = \frac{4\pi^2 N^2}{l_c} [l^2 + (\mu_m - 1)l_c^2] \times 10^{-7}$$

式中,L为单个线圈的电感量(H);N为单个线圈的匝数;r为线圈的平均半径(m);l为单个线圈的长度(m);l_c为衔铁插入的长度(m);r₀为磁通作用半径,由衔铁半径及端部气隙的大小决定(m);μ_m为某一种具体结构的铁心有效磁导率。

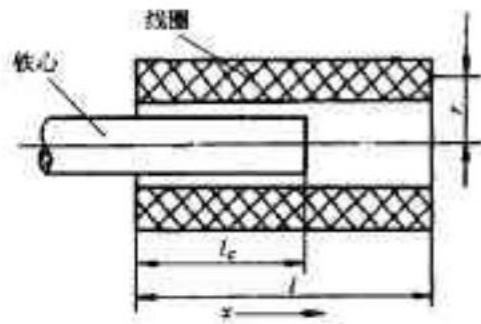


图43-2 螺管型电感传感器结构示意图

磁通作用半径 r_c 与边缘效应有关,即与气隙长度 δ ($\delta = l - l_c$) 和磁心直径有关,它可由下式算得:

$$r_c = \frac{d}{2}(1 + \alpha)$$

式中, α 可根据 δ/d 之值由图43-3查得。

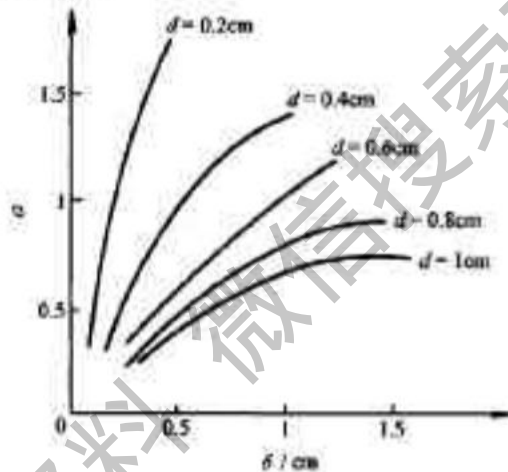


图43-3 磁通作用半径计算的修正曲线

螺管型电感传感器的灵敏度可由上式求得

$$k = \frac{dL}{d\delta} = \frac{4\pi^2 N^2}{\rho} (\mu_m - 1) r_c^2 \times 10^{-7} \quad (43-5)$$

从式(43-5)可知线圈和磁心尺寸一定时,电感相对变化量与衔铁插入长度的相对变化量成正比,但由于线圈内磁场强度沿轴向分布不均匀,实际上传感器的输出特性是非线性。

上述三种自感传感器各具特点:变气隙式灵敏度高,非线性误差大,测量范围小;变面积式灵敏度较低,但线性较好,测量范围大;螺管式灵敏度低,测量范围大,结构简单,具有一定非线性。

(六) 差动自感传感器

上述简单自感传感器虽然结构简单,运用方便,但也有缺点,具有初始电感,线圈流向负载的电流不为零,衔铁永远受有吸力,线圈电阻受温度影响引起温度误差,灵敏度低等。因此,实际中应用较少,常用差动自感传感器。上述三种自感传感器均可构成差动结构,以下以变间隙式差动自感传感器为例加以说明。

变间隙式差动自感传感器原理见图43-4。它由一个公共衔铁和上、下两个对称的线圈 L_1 和 L_2 组成。

当被测量为零时, $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$, $L_1 = L_2 = L_0$, $\dot{I}_1 = \dot{I}_2$, $\Delta I = \dot{I}_1 - \dot{I}_2 = 0$, 负载 Z_f 上输出电压 $\dot{U}_0 = 0$ 。

当在被测量作用下,衔铁向上位移 $\Delta\delta$, 则 $\delta_1 = \delta_0 - \Delta\delta$, 此时 $L_1 = L_0 + \Delta L_1$, 展开成麦克劳林级数, 见式(43-2)。

此时 $\delta_2 = \delta_0 + \Delta\delta$, $L_2 = L_0 - \Delta L_2$, 展开成麦克劳林级数, 见式(43-3)。

在差动自感传感器中,电感变化量 $\Delta L = \Delta L_1 + \Delta L_2$ 。将式(43-2)和(43-3)相加得:

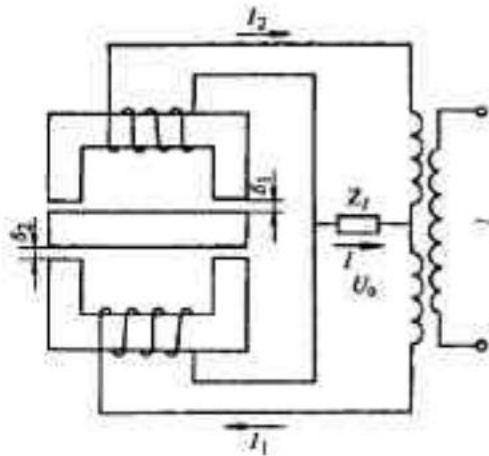


图 43-4 变气隙式差动自感传感器

$$\Delta L = 2L_0 \left[\frac{\Delta \delta}{\delta_0} + \left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0} \right)^3 + \frac{\Delta \delta^5}{\delta_0^5} + \dots \right] \quad (43-6)$$

上式中第一项是线性项,其灵敏度为:

$$k = \frac{\Delta L}{\Delta \delta} = \frac{2L_0}{\delta_0}$$

上式与式(43-4)比较可见,差动自感传感器的灵敏度是简单自感传感器的2倍。

由式(43-6)可见,差动自感传感器仅含奇次方非线性项,其三次方非线性误差为:

$$\gamma_3 = \frac{\Delta \delta^3}{\delta_0^3} \times 100\%$$

非线性得到很大的改善。

同理,变面积式和螺管式差动自感传感器也能得到提高灵敏度和改善线性度的同样的结论。

(三)测量电路

1. 基本测量电路 基本测量电路通常都采用交流电桥,如图 43-5 所示。电桥的两臂 Z_1 和 Z_2 为传感器中的两个线圈的阻抗,另两臂为电源变压器二次线圈的两半(每一半的电压为 $\dot{U}/2$,输出电压取自 A、B 两点。假定 O 点为参考零电位,则 A 点的电压为:

$$U_A = \frac{\dot{U}Z_1}{Z_1 + Z_2}$$

B 点的电位为:

$$U_B = \frac{\dot{U}}{2}$$

则有输出电压

$$\dot{U}_0 = \dot{U}_A - \dot{U}_B = \left(\frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} - \frac{1}{2} \right) \dot{U} \quad (43-7)$$

当衔铁处于中心位置时,由于两线圈完全对称,因此 $Z_1 = Z_2 = Z$,代入式(43-7),得:

$$\dot{U}_0 = 0$$

当衔铁向下移动时,下面线圈的阻抗增加,即 $Z_1 = Z + \Delta Z$,而上面线圈的阻抗减小,即 $Z_2 = Z - \Delta Z$,故此时的输出电压为:

$$\dot{U}_0 = \left(\frac{Z + \Delta Z}{2Z} - \frac{1}{2} \right) \dot{U} = \frac{\Delta Z}{2Z} \dot{U} \quad (43-8)$$

若传感器线圈为高 Q 值,即线圈电阻远远小于其电抗阻抗,即 $r \ll \omega L$ 时,其输出电压的有效值为

$$U_0 = \frac{\omega \Delta L}{2\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}} U$$

式中, ω 为电源角频率。

同理, 当传感器衔铁上升同样大小的距离时, 可推得:

$$\dot{U}_0 = \left(\frac{Z + \Delta Z}{2Z} - \frac{1}{2} \right) \dot{U} = -\frac{\Delta Z}{2Z} \dot{U} \quad (43-9)$$

其有效值为:

$$U_0 = \frac{-\omega \Delta L}{2\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}} U$$

比较式(43-8)和式(43-9)可知, 当衔铁向上移动和向下移相同距离时, 其输出大小相等, 方向相反。

由于电源电压 \dot{U} 是交流, 所以尽管式中有正负号, 还是无法加以分辨。为了能够示出衔铁运动的方向, 提高检测性能, 可采用带相敏整流的交流电桥, 如图 43-6 所示。其工作原理: 当衔铁处于中间位置时, 则 $Z_1 = Z_2 = Z$, 电桥处于平衡状态, 输出电压 $U_0 = 0$; 当衔铁上移, 使上线圈阻抗增大, $Z_1 = Z + \Delta Z$, 而下线圈阻抗减少 $Z_2 = Z - \Delta Z$ 。

如果输入交流电压为正半周, 即 A 点电压为正, B 点电压为负, 则二极管 VD_1, VD_4 导通, VD_2, VD_3 截止, 这样, 在 $A \rightarrow E \rightarrow C \rightarrow B$ 支路中, C 点电位由于 Z_1 的增大而比平衡时 C 点的电位降低; 在 $A \rightarrow F \rightarrow D \rightarrow B$ 支路中, D 点电位由于 Z_2 的降低而比平衡时 D 点的电位增加, 所以 D 点电位高于 C 点电位, 此时直流电压表正向偏转。

如果输入交流电压为负半周, 即 A 点电压为负, B 点电压为正, 则二极管 VD_2, VD_3 导通, VD_1, VD_4 截止, 这样, 在 $B \rightarrow C \rightarrow F \rightarrow A$ 支路中, C 点的电位。由于 Z_2 的减小而比平衡时降低。而在 $B \rightarrow D \rightarrow Z \rightarrow A$ 支路中, D 点的电位由于 Z_1 的增加比平衡时的电位增加。所以仍然是 D 点电位高于 C 点电位, 直流电压表正向偏转。这就是说只要衔铁上移, 不论输入电压是正半周还是负半周, 电压表总是正向偏转, 即输出电压总为正。

同理可以分析出, 当衔铁下移时, 电压表总是反向偏转, 即输出电压总为负。

可见采用带相敏整流的交流电桥, 得到的输出信号既能反映位移的大小, 又能反映衔铁运动的方向, 并能消除残余电压, 改善输出特性。其输出特性如图 43-7 所示。

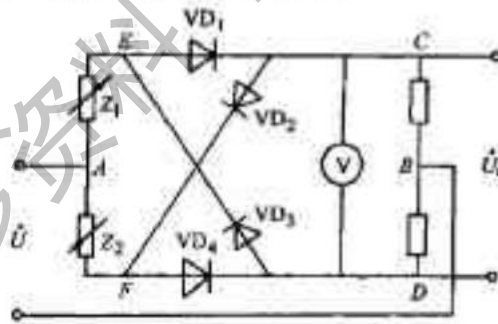


图 43-6 带相敏整流的测量电桥

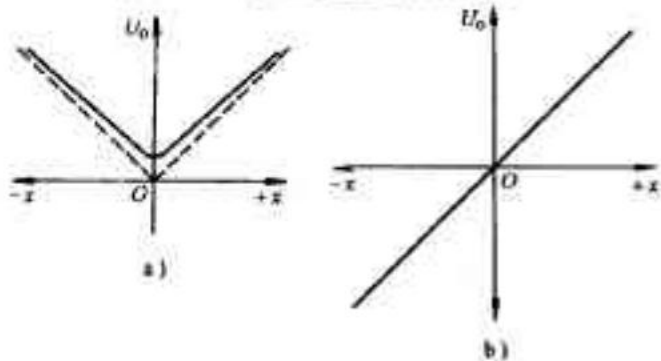


图 43-7 整流器输出特性

a) 具有零点残余电压的输出特性 b) 带相敏整流的输出特性

2. 数字化测量电路 阻抗测量的数字化仪器已得到日益广泛的应用,它具有测量精度高,反应迅速,使用方便等优点。

图43-8是数字化测量的原理框图。图中, \dot{U}_S 为电源电压,向已知限流电阻 R_N 提供稳定的电流 \dot{I} , 设 \dot{U}_S 的瞬时值为:

$$\dot{U}_S = U_m \sin \omega t$$

设运算放大器 A_1 为理想放大器,其输入电流 $\dot{I}_i = 0$, 闭环增益为 k , 则输出为:

$$\dot{U}_0 = k \frac{R_N + jX_N}{R_N + R_N + jX_N} \dot{U}_S$$

式中, $R_N + jX_N = Z_x$ 为被测阻抗。

由于限流电阻 $R_N \gg |Z_x|$, 上式可简化为:

$$\dot{U}_0 = \frac{kR_N}{R_N} \dot{U}_S + j \frac{kX_N}{R_N} \dot{U}_S \quad (43-10)$$

上式中实部 $(kR_N/R_N)U_m \sin \omega t$ 经相敏检波器 1, 其输出是直流电压, 再经由 A_2 组成的有源滤波后输出平滑的直流电压 U_1 为:

$$U_1 = \frac{kR_N}{2R_N} U_m^0$$

可见, U_1 正比于被测阻抗的实部 R_x 。

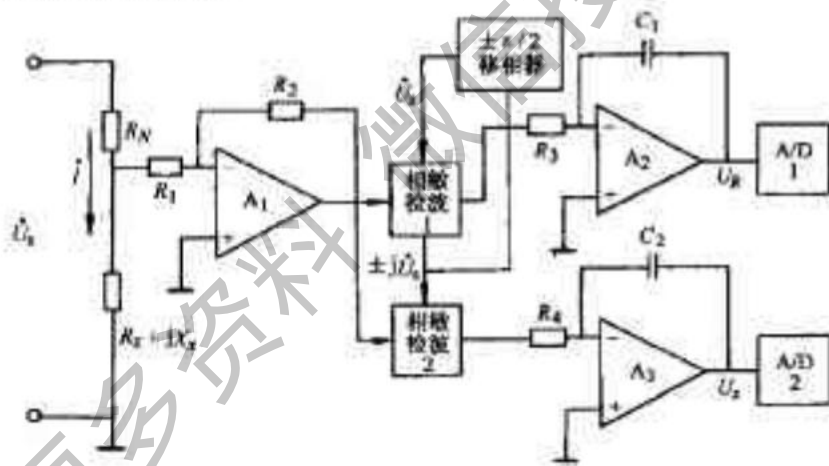


图43-8 阻抗的数字测量原理框图

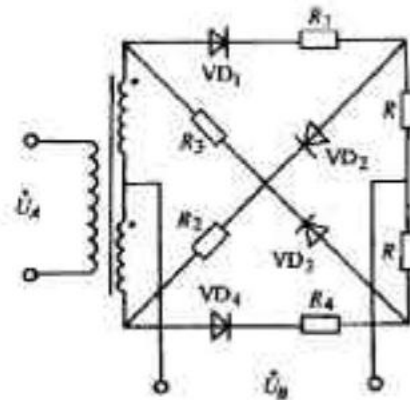


图43-9 相敏检波电路

式43-10中的虚部 $(kX_N/R_N)U_m \sin(\omega t \pm \pi/2)$ 经相敏检波器 2, 被整流成直流电压, 经由 A_3 组成的有源滤波器变成平滑的直流信号 U_2 为:

$$U_x = \frac{kX}{2R_Y} U_m^2$$

全波相敏检波电路见图 43-9。图中 $VD_1 \sim VD_4$ 是全桥式检波; $R_1 \sim R_4$ 为了补偿 $VD_1 \sim VD_4$ 的温度特性; R 是负载电阻; \dot{U}_A, \dot{U}_B 分别是被测电压和开关电压, 其瞬时值为

$$\dot{U}_A = U_m \sin \omega t$$

$$\dot{U}_B = U_m \sin \omega t$$

式中, $|U_B| \gg |U_A|$, $VD_1 \sim VD_4$ 的导通与截止完全由 \dot{U}_B 决定。在这一条件下, 相敏检波电路的输出电压 U_o 为:

$$U_o = U_{(\omega_A - \omega_B)} = \frac{8U_m R}{\pi} \cos(\omega_B - \omega_A) t$$

由上式可见, 当 $\omega_A = \omega_B$ 时

$$U_o = \frac{8U_m R}{\pi}$$

这说明被测电压 $U_A = U_m \sin \omega t$ 被检波成直流电压。

图 43-8 中相敏检波器 1 的开关电压是由稳定电压源 U_1 提供的, 其频率和相位与被测电压 U_o 的实部相同; 相敏检波器 2 的开关电压由 U_A 经移相器移相后变成 $\pm U_2$ 提供, 其相位和频率也与被测电压 U_o 虚部相同, 满足同相位同频率的要求。

滤波器 A_2 和 A_3 输出的直流电压 U_B 和 U_C 分别经 A/D 转换器 1 和 2 转换成数字量, 经译码、显示, 完成阻抗的数字化测量。

图 43-8 被测阻抗 $(R_x + jX_x)$ 接在运算放大器 A_1 的输入回路, 适用于测量较小的阻抗, 若测量较大的阻抗, 可将被测阻抗替代运算放大器 A_1 中的 R_x , 原来被测阻抗的位置接一个精密的固定电阻。该电路是电感和电容两用的测量电路。

(四) 自感传感器的应用

1. JZ1 型电感测厚仪 如图 43-10 所示。自感传感器的两个线圈 L_1 和 L_2 作为两个相邻桥臂, 另外两个桥臂采用了电容 C_1 和 C_2 。在测量引线输出端, 采用四只二极管 VD_1, VD_2, VD_3 和 VD_4 作为相敏整流器, 在相敏整流器的输出接有电压表 V , 在二极管中串联四个电阻 R_1, R_2, R_3, R_4 作为附加电路, 目的是为了减少由于温度变化时, 相敏整流器的特性变化所引起的误差, 所以这四个电阻尽可能选用温度系数较小的线绕电阻。电桥的电源由变压器 T 供给, 而变压器一次侧采用磁饱和稳压器 R_7 和 C_4 。电路中的 C_3 起滤波作用, RP_1 作调节电桥电路零位用, RP_2 用来调节指示器满刻度用, HL 为电源指示灯。

2. BYM 型压力传感器 如图 43-11 所示。当被测压力 P 变化时, 弹簧管的自由端产生位移, 带动与自由端刚性连接的自感传感器的衔铁发生移动, 使传感器的线圈中的电感值一个增加, 另一个减小。传感器输出信号的大小, 决定于衔铁位移的大小, 输出信号的相位, 决定于衔铁移动的方向。整个机心装在一个圆形的金属盒内, 用接头螺纹与被测压力相连。

二、差动变压器式传感器

差动变压器式传感器的工作原理是把被测量的变化转换成互感系数 M 的变化。传感器本身是互感系数可变的变压器, 由于接线为差动工作方式, 故称差动变压器式传感器。同时, 由于它是基于互感变化的原理, 故又称互感式传感器。

(一) 基本结构和工作原理

互感式传感器的基本结构如图 43-12 所示。它由铁心、线框, 以及两个或多个线圈组成。一、二次侧之

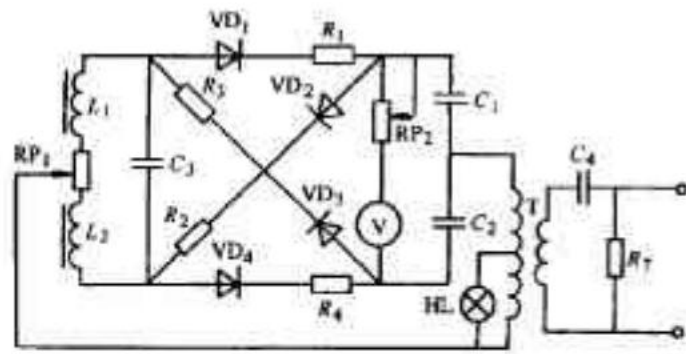


图43-10 XCI测厚仪测量电路

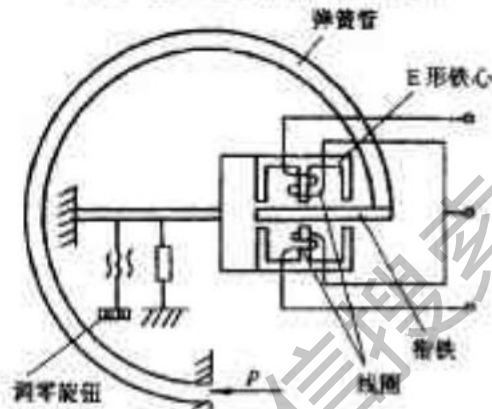


图43-11 BYM型压力传感器

间耦合能随衔铁对两个线圈的相对移动而改变，即能把被测量位移转换成传感器的互感变化。当具有适当频率的电压激励一次侧绕组时，二次侧的输出电压将会随互感的改变而变化，从而将被测位移转换为输出电压。对于差动变压器传感器来说，当衔铁在中间位置时，两个二次绕组的互感相同，因而由一次激励所产生的两个二次电动势相同，即 $E_{21} = E_{22}$ 。由于两个二次绕组是反向串联的，故差动输出电压为零。当衔铁向二次绕组一边移动时，一边绕组的互感增大，另一边绕组的互感减小，这就使互感增大的绕组产生较大的感生电动势 E_{21} ，而互感减小的绕组将产生较小的感生电动势 E_{22} ，差动输出电压 $E_2 = E_{21} - E_{22}$ ，不为零，其大小与衔铁的位移成正比。同理，衔铁反向运动，输出电压的关系不变，但相位相反。

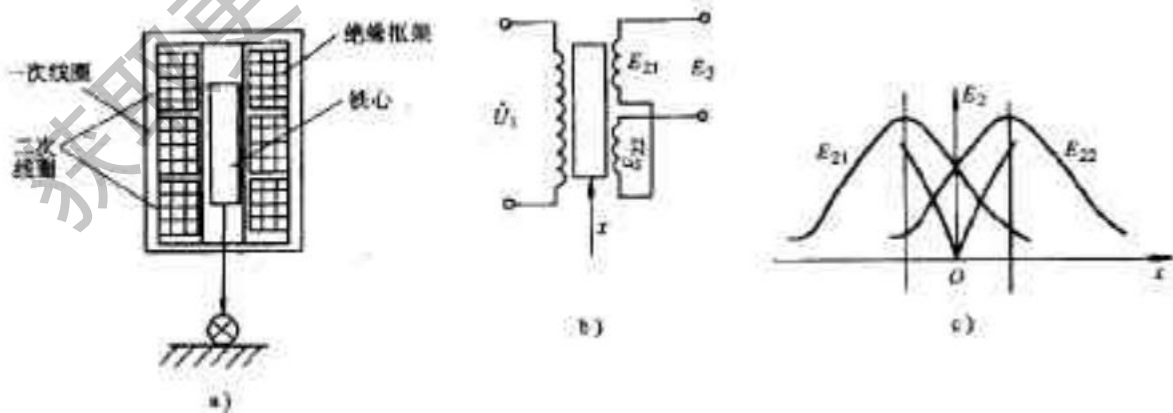


图43-12 互感式传感器的基本结构图

a) 结构 b) 原理图 c) 输出特性

(二) 基本特性

1. 等效电路 当忽略差动变压器的涡流损耗、磁滞损耗和分布电容等影响时，则可以看作是一个理想的

差动变压器,其等效电路如图43-13所示。

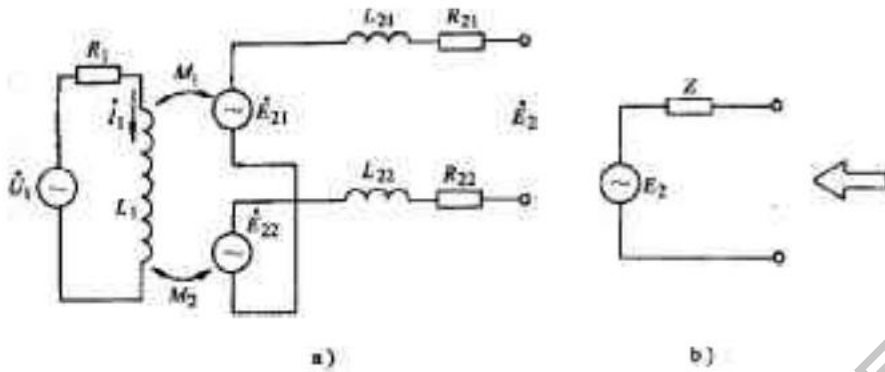


图43-13 差动变压器的等效电路

图中, U_1 为一次线圈励磁电压; E_{21} 和 E_{22} 分别为一、二次线圈的输出电压; L_1 为一次线圈自感; R_1 为一次线圈有效电阻; M_1 和 M_2 分别为一次线圈与二次线圈的两个绕组的互感; L_{21} 和 L_{22} 分别为两个二次绕组的自感; R_{21} 和 R_{22} 分别为两个二次绕组的有效电阻, E_2 为空载时差动输出电压。

由图43-12可推出:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_1}{R_1 + j\omega L_1} \\ \dot{E}_{21} &= -j\omega M_1 \dot{I}_1 \\ \dot{E}_{22} &= -j\omega M_2 \dot{I}_1 \\ \dot{E}_2 &= \dot{E}_{21} - \dot{E}_{22} \end{aligned}$$

式中, ω 为励磁电压 U_1 的角频率。

$$\begin{aligned} M_1 &= \frac{N_2 \dot{\Phi}_{21}}{I_1} = \frac{N_2 N_1}{R_{01}} \\ M_2 &= \frac{N_1 \dot{\Phi}_{22}}{I_1} = \frac{N_1 N_2}{R_{02}} \end{aligned}$$

式中, R_{01} 和 R_{02} 分别为通过一次线圈和两个二次线圈的磁阻。因此,可得空载输出电压为:

$$\dot{E}_2 = \dot{E}_{21} - \dot{E}_{22} = -j\omega(M_1 - M_2) \frac{\dot{U}_1}{R_1 + j\omega L_1}$$

其有效值为:

$$E_2 = \frac{\omega(M_1 - M_2)}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}} U_1 \quad (43-10)$$

差动变压器工作时,衔铁向一边移动,设

$$M_1 = M + \Delta M, M_2 = M - \Delta M \quad (43-11)$$

式中, M 为衔铁在中心位置时一、二次线圈之间的互感,这时 $M_1 = M_2 = M$ 。

将式(43-11)代入式(43-10)中得:

$$E_2 = \frac{2\omega\Delta M U_1}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}}$$

若衔铁反向移动,则有:

$$E_2 = \frac{-2\omega \Delta M U_1}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}}$$

差动变压器的输出阻抗为:

$$Z = R_{21} + R_{22} + j\omega L_{21} + j\omega L_{22}$$

阻抗模为:

$$|Z| = \sqrt{(R_{21} + R_{22})^2 + (\omega L_{21} + \omega L_{22})^2}$$

这样从输出端看进去,差动变压器可等效为电压 E_2 ,复阻抗为 $Z = R_{21} + R_{22} + j\omega L_{21} + j\omega L_{22}$ 的一个电压源,如图 43-13b 所示。

2. 灵敏度 差动变压器的灵敏度是指在单位励磁电压下,铁心移动单位位移时的输出电压或电流,以 $V/(mm \cdot V)$ 或 $mA/(mm \cdot V)$ 表示。一般差动变压器的灵敏度可达 $0.1 \sim 0.5V/(mm \cdot V)$ 或 $100mA/(mm \cdot V)$ 。

差动变压器的灵敏度受其结构和励磁电压,频率影响。在结构方面,提高线圈的 Q 值,增大铁心的直径;选用导磁性能好,铁损小,涡流损耗小的导磁材料,可以提高灵敏度。提高输入励磁电压也会提高灵敏度。这是因为增大输入励磁电压,在传感器结构参数不变的条件下励磁电流增加,因此灵敏度也提高。励磁电源的频率提高,灵敏度也提高,但这仅在一定频率范围内有此现象,频率增加超过一定范围,灵敏度反而下降。这是因为高频时,导线有效电阻增加,涡流损耗,磁滞损耗增加的缘故。一般励磁频率为 $10kHz \sim 50kHz$ 。

3. 线性范围 理想的差动变压器二次侧输出电压应与铁心位移成线性关系,实际上由于铁心的长度、直径、材质和线圈骨架的形状,大小的不同均对线性度有直接的关系。差动变压器一般线性范围约为线圈骨架长度的 $1/10 \sim 1/4$ 。由于差动变压器中间部分磁场是均匀的且最强,所以只有中间部分线性较好。

4. 温度特性 差动变压器受温度影响机械结构的膨胀,收缩,线圈电阻的变化,会使测量精度下降。由于机械部分热胀冷缩,影响测量精度达数 μm 到 $10\mu m$ 左右,如果要把机械部分的温度影响限制在 $1\mu m$ 的范围内,则需把差动变压器在使用环境中放置 24h 后,方可进行测量。

在造成温度误差的各项中,影响最大的是线圈电阻的变化,特别是在低频激励时尤为显著。一般,铜线的电阻温度系数约为 $+0.4 \times 10^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ 对于小型差动变压器,其在较低激励频率下使用时,其温度系数较大,约为 $-0.3 \times 10^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$,对于大型差动变压器,其使用频率高,温度系数就小,约为 $(-0.1 \sim -0.05) \times 10^{-2} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ 。

铁心的磁特性、磁导率、铁损、涡流损耗也随温度变化而变化,但数值较小,可略去不计。

差动变压器一般使用温度为 80°C ,特别制造的高温型可以用到 150°C 。

5. 零点残余电压及其消除方法 当差动变压器铁心位于中间位置时,由于对称的两个二次线圈反向串联,理论上感生电动势应大小相等方向相反,因而差动输出电压应该为零,但实际情况并不为零,总会有一个很小的输出电压 U_0 ,这个电压一般称为“零点残余电压”,使传感器的输出特性不过零点,如图 43-14a 所示。

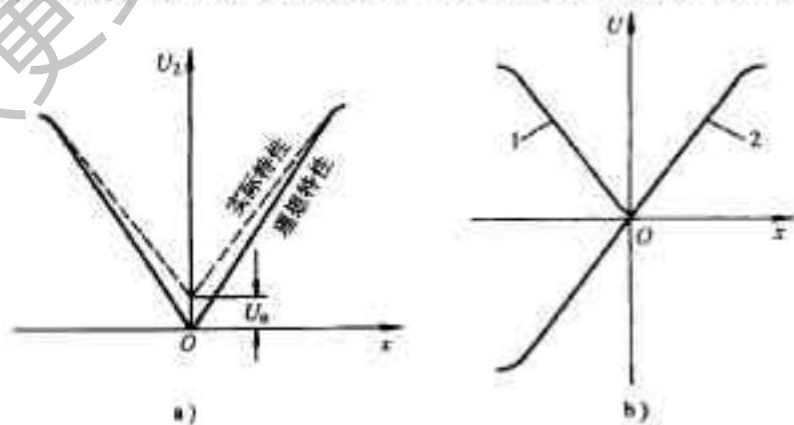


图 43-14 零点残余电压及其消除

a) 零点残余电压 b) 带相敏整流电路的特性曲线

零点残余电压的存在使得传感器输出特性在零位附近的范围内不灵敏,不利于测量,并会带来测量误

差。因而零点残余电压的大小是评定差动变压器性能优劣的重要指标。

零点残余电压产生的原因:

- (1) 由于二次线圈结构上的不对称, 故引起线圈感应电动势幅值不等, 相位不同。
- (2) 铁心材料 B-H 曲线的非线性造成输出电压含有高次谐波(主要是三次谐波)。
- (3) 励磁电压含有高次谐波。

零点残余电压的消除方法:

(1) 尽可能保证传感器的几何尺寸, 线圈电气参数和磁路的对称。

(2) 采用适当的测量电路, 例如相敏整流电路, 使其特性由特性曲线 1 变成特性曲线 2 (见图 43-14b), 这样不仅使输出电压能反映铁心移动的方向, 而且可以减小零点残余电压。

(3) 采用适当的补偿电路减小零点残余电压。在差动变压器的二次侧串、并联适当数值的电阻电容元件, 当调整这些元件时, 可使零点残余电压减小。一些典型的补偿线路如图 43-14 所示。

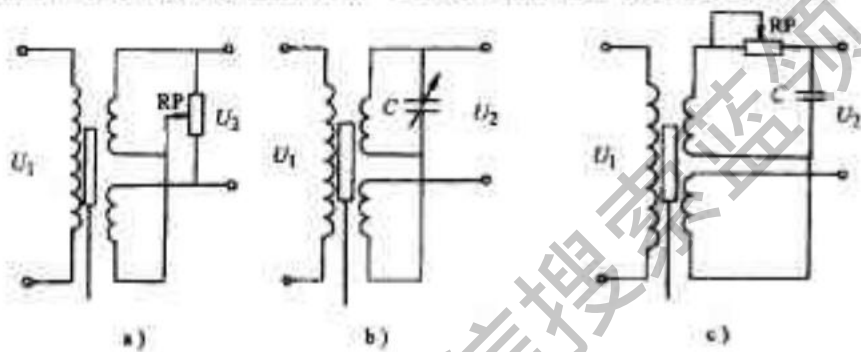


图 43-15 补偿线路

a) 电阻补偿 b) 电容补偿 c) 电阻电容补偿

(三) 差动变压器的测量电路

差动变压器最常应用的测量电路是差动整流电路, 如图 43-15 所示。把两个二次电压分别整流后, 以它们的差为输出 (cd 端), 这样, 二次电压的相位和零点残余电压都不必考虑。

图 43-16 中的图 a 和图 b 用在连接低阻抗负载的场合, 是电流输出型。图 c 和图 d 用在连接高阻抗负载的场合, 是电压输出型。

(四) 差动变压器的应用

1. CPC-A 型差压计 其原理见图 43-17。差压 Δp 由膜片转变成硬心的位移, 即为差动变压器铁心的位移 $\Delta x \propto K \Delta p$ 。7555 与其外围阻容元件组成 1kHz 振荡电路, 其输出方波作为差动变压器一次绕组的激励电源, 幅值 12V。VD₁、VD₂ 组成电压输出型检波电路。RP₁ 零点调整, RP₂ 满度调整。磁电系电压表指示出差压大小。电压表 V 两端的电压也可供 3 1/2 位 DVM 显示。

例 图 43-18 是由差动变压器 T₁ 和 T₂ 组成的无差平衡系统。波纹膜片传递系数 k_p; T₁ 和 T₂ 的传递系数为 k₁₁=k₁₂=k₁; 放大器的放大倍数 k_a; 力矩马达的传递系数 k_m; 凸轮的传递系数为 k_c。分析其工作原理, 画出传递系统组成框图和求 α 与户 P_s 的关系式。

解: 当被测压力变化时, 经波纹膜片转变成差动变压器 T₁ 铁心的位移 $x = k_p P_s$ 。T₁ 输出电压 \dot{U}_1 变化, 因此 $\dot{U}_1 - \dot{U}_2 = \Delta \dot{U} \neq 0$, 经放大后驱动力矩马达转动, 仪表指针产生偏转, 同时给凸轮带动差动变压器 T₂ 的铁心位移, 其输出 \dot{U}_2 变化, 当 $\dot{U}_1 - \dot{U}_2 = \Delta \dot{U} = 0$ 时, 系统处于新的平衡状态。从而指针的偏转角。指示出被测压力的 P_s 的大小。

因此, 可画出传递系数框图, 见图 43-19。此系统为具有深度负反馈系统, 其输入输出关系为:

$$a = \frac{k_p k_a k_{c1}}{1 + k_a k_{c1} k_p} P_s \quad \text{当 } k_a k_{c1} k_p \gg 1 \text{ 时, 上式可简化为:}$$

$$a = \frac{k_p}{k_{c1}} P_s$$

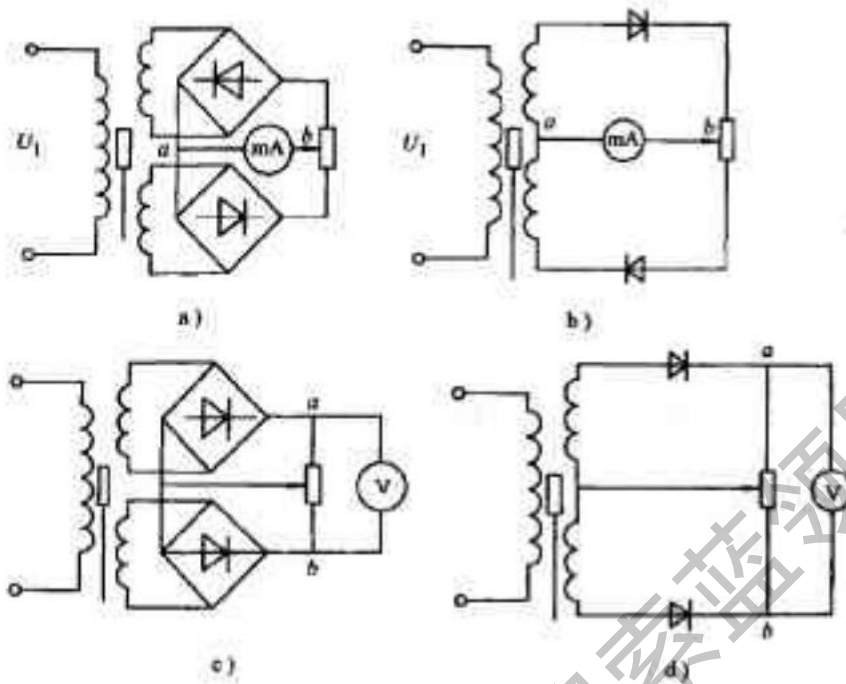


图43-16 差动整流电路

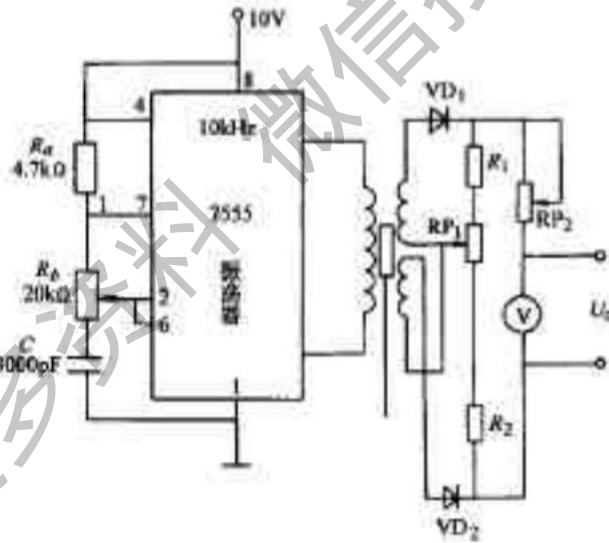


图43-17 QPC-A差压计

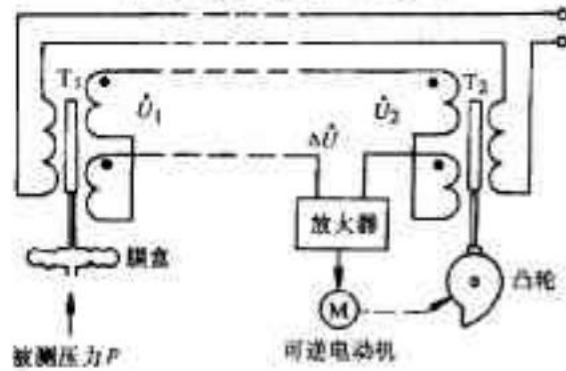


图43-18 T_1 和 T_2 组成的平衡系统

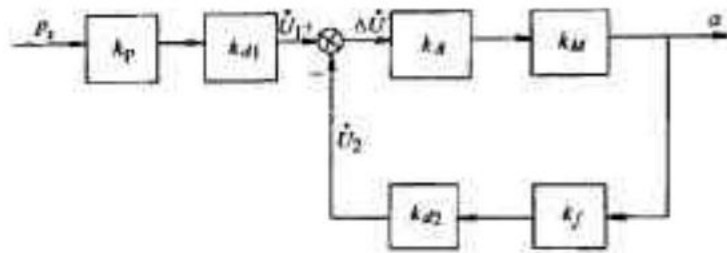


图43-19 传递系数框图

指针转角与被测压力成正比。此外还可通过走纸记录机构记录被测压力之值。此电路可用于电通转子流量计。

2. 差动变压器测速装置 其原理见图43-20。由差动变压器(检测元件)、交、直流激励电源,加法器、减法器、电压跟随器和放大器组成。

运放 \$A_1\$ 及其阻容元件组成文氏振荡器,振荡频率为:

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 470k\Omega \times 68pF} \approx 5Hz$$

输出信号经整流、滤波后控制场效应管的导通状态,使振荡器能满足幅值条件(\$A_v \geq 3\$)。

直流电源由 \$A_2\$ 及电阻组成电压跟随器,调 \$10k\Omega\$ 电位器可调输出直流电压。

运放 \$A_3\$ 为加法器。交、直流电源在加法器输入端相加,由于 \$R=10k\Omega\$, 则

$$V_+ = \frac{\frac{U}{R} + \frac{E}{R}}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R}} = \frac{U+E}{2}$$

$$i = \frac{V_+}{\sqrt{R_{11}^2 + (\omega L_1)^2}} = \frac{V_+}{2Z}$$

$$= \frac{U_m \sin \omega t}{2Z} + \frac{E}{2Z} = I_0 + I_m \sin \omega t$$

式中, \$Z = \sqrt{R_{11}^2 + (\omega L_1)^2} \approx \frac{1}{2}\$; \$I_0\$ 为直流分量, \$I_m\$ 为交流分量的幅值, \$i\$ 为差动变压器的激励电流。

当被测量以速度 \$u = dx/dt\$ 作用于差动变压器的铁心时,其二次侧感应的电动势为:

$$E = \frac{d[M(x)](t)}{dt}$$

式中, \$M(x)\$ 为一次侧与二次侧的互感,一次侧与两个二次侧的互感分别为:

$$M_1(x) = M_0 - \Delta M(x) = M_0 - kx$$

$$M_2(x) = M_0 + \Delta M(x) = M_0 + kx$$

由上面三式得二次侧两个电动势:

$$E_1 = kL_0 \frac{dx}{dt} + kL_m \frac{dx}{dt} \sin \omega t - (M_0 - kx) I_m \omega \cos \omega t$$

$$E_2 = +kL_0 \frac{dx}{dt} + kL_m \frac{dx}{dt} \sin \omega t + (M_0 + kx) I_m \omega \cos \omega t$$

上两式相减,得差动变压器的输出电压为:

$$\Delta E = 2kL_0 \frac{dx}{dt} + 2kL_m \frac{dx}{dt} \sin \omega t + 2L_m \omega k \cos \omega t$$

式中, \$\omega\$ 为激励电源的角频率。

用低通滤波器滤除含有 \$\omega\$ 各项,得:

$$\Delta E = 2kL_0 \frac{dx}{dt} = k_v v$$

差动变压器的输出电动势经过 \$A_6\$ 组成的减法器后其输出电压正比于被测速度 \$v\$。

\$A_4\$ 和 \$A_5\$ 为电压跟随器; \$A_7\$、\$A_8\$ 组成三阶有源滤波器。\$A_9\$ 为电压放大器,输出电压可供数字电压表测量。

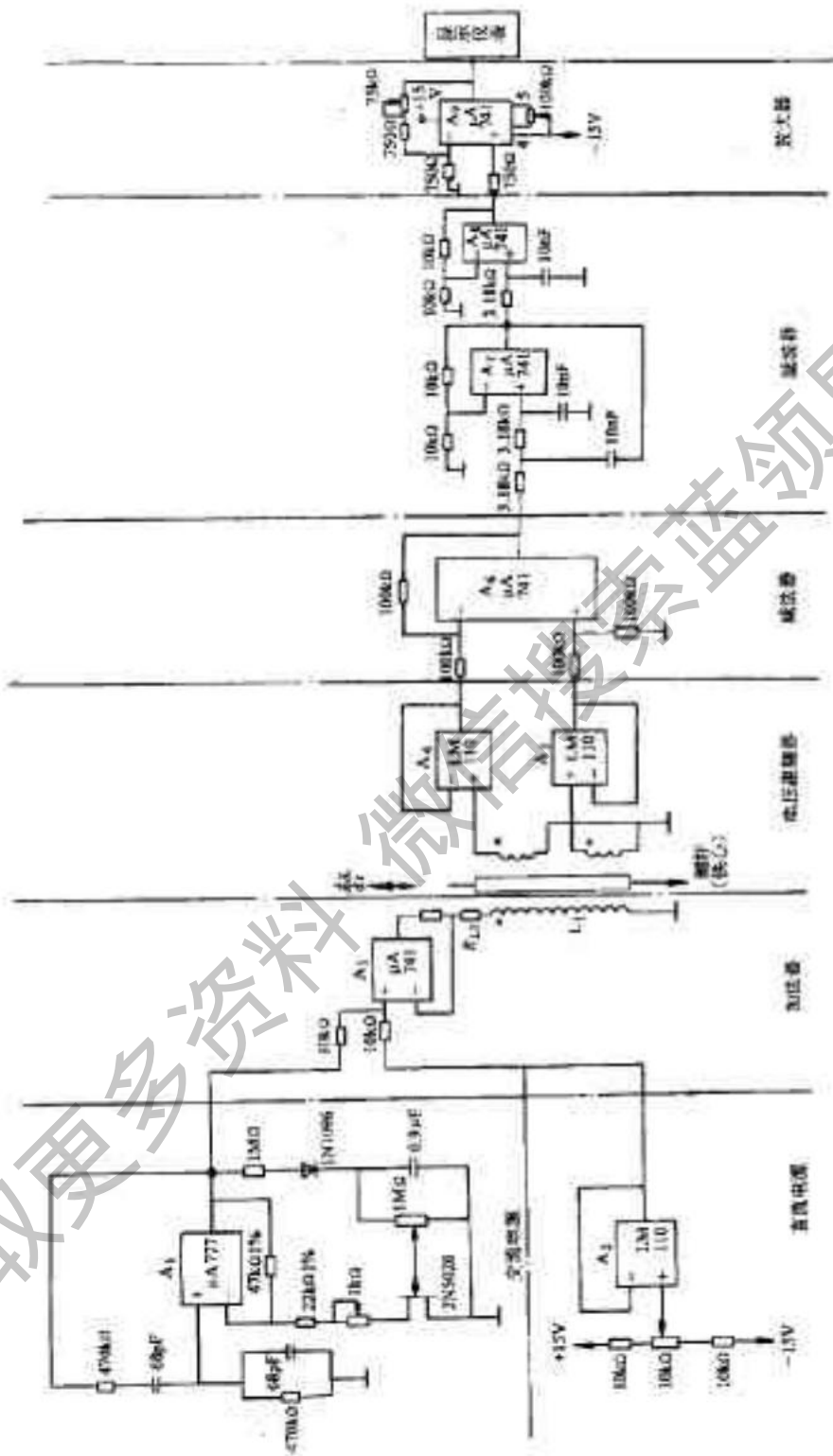


图 43-20 差动变压器测速装置

显示速度。

由于速度的积分就是位移 $x = \int v dt$ ，所以滤波后加入积分环节，可用于测量振动、位移。由于速度的微分代表加速度，因此，加入微分环节，也可用于测量加速度 $a = dv/dt$ 。

运放 A_3 中 $100k\Omega$ 电位器的作用为调零，即当被测瞬时速度 $v = 0$ 时，调该电位器使输出电压为零。 75Ω 电位器的作用为调满度，即当被测速度为 v_{max} 时，调节该电位器使输出电压 $U_{max} = 10V$ 。该装置测量瞬时速

度,而不是平均速度,测量范围为 $10 \sim 20 \text{ mm/s}$ 。

3. 差动变压器式加速度传感器 见图 43-21。由上、下各两片弹簧片将质量块 m 支承于传感器的壳体上,测量时壳体与被测对象刚性连接,这样将被测加速度转变成质量块 m 的位移,即 $x = ka$ 。质量块是导磁材料,它既是质量块,又是差动变压器的铁心,将铁心位移转变成差动变压器二次侧输出电压 U_a 变化。

4. 差动变压器式角位移传感器 差动变压器也可以做成改变导磁截面积的变被面型传感器,用来测量角度位移,其结构如图 43-22 所示。它通常可测到几角秒的微小位移,输出的线性范围一般在 $\pm 10^\circ$ 左右。这种传感器又称微同步器,图 43-22 所示 E 形微同步器。

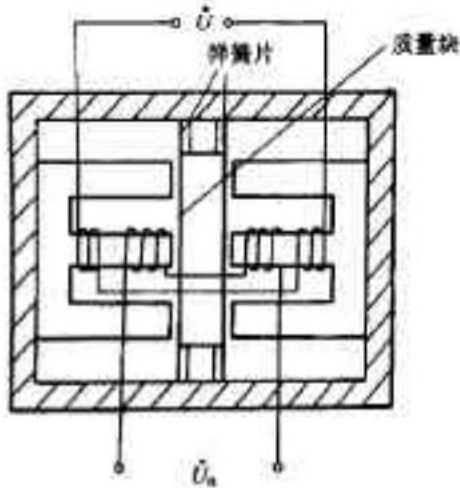


图 43-21 差动变压器式加速度传感器

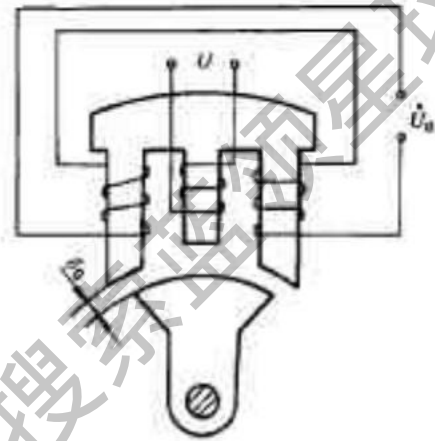


图 43-22 E 形微同步器

三、电涡流式传感器

成块的金属在变化着的磁场中或在磁场中作切割磁力线运动时,金属内部都会产生感应电动势形成电流,这种电流称电涡流。建立在电涡流效应原理上的传感器,即电涡流式传感器。

涡流的大小与金属的电阻率 ρ 、磁导率 μ 、厚度 l 以及线圈与金属体的距离 x 、线圈励磁电源的角频率 ω 等参数有关。固定其中若干参数,就能按涡流大小测量出另外一些参数。

涡流传感器的最大特点是可以对一些参数进行非接触连续测量,动态响应好,灵敏度高,测量线性范围大($300 \mu\text{m} \sim 1000 \mu\text{m}$),抗干扰能力强,所以在工业中应用越来越广。它可以用来测量振动、位移、厚度、转速、温度、硬度等参数,还可以进行无损探伤,因而也是一种有发展前途的传感器。

涡流传感器在金属体上产生的电涡流,其渗透深度与传感器线圈的励磁电流的频率有关,所以涡流传感器主要可分高频反射和低频透射两类。

(一) 高频反射涡流传感器

高频反射涡流传感器是一只固定在框架上的扁平线圈(见图 43-23)。当没有测量体接近时,传感器的线圈由于高频电流 i 的激励,将产生一个高频交变磁场 Φ_1 。当被测导电体靠近传感器时,根据电磁感应定律,在被测导电体的表面将产生与交变磁场相交链的电涡流(涡流作用范围一般为线圈外径的 1.4 倍),此涡流又将产生一磁场 Φ_2 ,而 Φ_2 总是抵抗 Φ_1 的存在。被测导体靠近通有高频电流的传感器时,除存在涡流效应外,还存在磁效应,结果改变了传感器的电参数,使线圈的 Q 值下降。

传感器工作的等效电路见图 43-24。假定传感器线圈原有电阻为 R_1 ,电感 L_1 ,在无导体靠近时其复阻抗为:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 \quad (43-12)$$

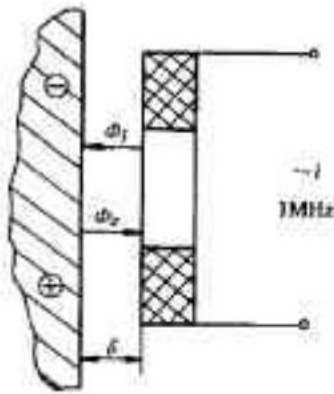


图43-23 高频反射涡流传感器原理图

当有被测导体靠近传感器线圈时,则成为一个耦合电感,线圈与导体之间存在一个互感系数 M ,互感系数随线圈与导体之间距离的减小而增大。被测导体可看作一短路线圈,其电阻为 R_2 ,电感为 L_2 。

由图43-24可列出下列方程:

$$R_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2 = U_1$$

$$-j\omega M \dot{I}_1 + R_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 = 0$$

联立求解上两式得:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_1} = \frac{\dot{U}_1}{\left[R_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \right] + j \left[\omega L_1 - \frac{\omega^2 M^2 \omega L_2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \right]}$$

由上式可得:

$$Z_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \left[R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} R_2 \right] + j \left[\omega L_1 - \frac{\omega^2 M^2 \omega L_2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \right]$$

比较式(43-12)和式(43-13)可知,当导体靠近传感器时,其有效电阻增加,反射电感减小,从而使线圈的斜下降。

对于一个没有被测导体的谐振到某一谐振频率 f 的传感器,其阻抗最大,谐振回路的压降最大。当被测导体引入时,回路将失谐,当被测体为非铁磁性材料或硬磁材料时,回路 Q 值下降,线圈等效电感减小,谐振峰右移;当被测体为软磁材料时,情况类似,只不过随导体逐渐靠近线圈,谐振峰越来越向左偏移,如图43-25所示。

高频涡流传感器的阻抗 Z 与被测体材料的电阻率 ρ 、磁导率 μ 、激励频率 f 以及传感器线圈与被测物体间的距离 x 有关,用数学式可表示为:

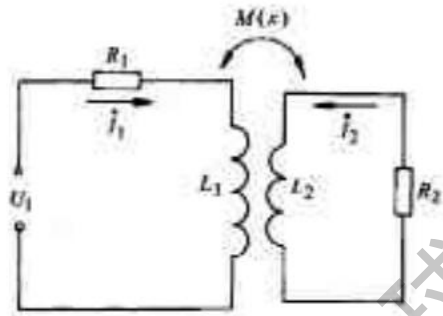
$$Z = F(\rho, x, f, \mu)$$

当激励频率 f 以及 ρ, μ 恒定时,被测体与线圈间的距离 x 与线圈的阻抗 Z 呈单值函数关系,如果被测材料一定时,可写成

$$Z = F(x)$$

当被测 x 变化时, Z 将发生变化,通过测量电路把 x 的变化转换成电压 U 的变化。这样就达到了把位移转换为电量的目的。输出电压与位移的关系曲线见图43-26。同理,固定其它三个参量,而使 ρ 或 μ 为变量,可用于检测材料的电阻率 ρ 或磁导率 μ 的变化,这就是涡流传感器用于无损探伤的原理。

图43-24 等效电路图



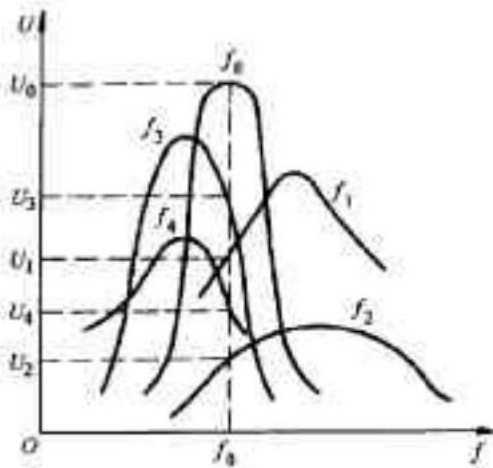


图43-25 谐振特性曲线

(二) 低频透射涡流传感器

低频透射式电涡流传感器采用低频激励,因而能得到较大的贯穿深度,可用于测量金属的厚度。图43-27为低频透射涡流传感器原理图。

传感器由两个线圈组成,一个为发射线圈,一个为接收线圈,并分别位于被测物体的两侧。由振荡器产生的低频电压 \dot{U}_1 ,加到发射线圈 L_1 两端,则接收线圈 L_2 两端将产生感应电压 \dot{U}_2 。若两线圈之间不存在被测物体 M ,则 L_1 的磁力线就能较多地穿过 L_2 ,于是在 L_2 上感生电压 \dot{U}_2 最大。当放入一块金属板 M 后,由于 L_1 产生的磁力线穿过 M ,并在其中产生涡流 i ,这就消耗了部分磁场能量,使到达 L_2 的磁力线减小,从而使 \dot{U}_2 下降。 M 的厚度 d 越大,涡流越大, \dot{U}_2 就越小。可见, \dot{U}_2 的大小间接反映了 M 的厚度 d ,这就是测厚的原理。

事实上,被测金属块 M 中的涡流大小与其化学成分(主要影响为电阻率 ρ)和物理状态(特别是温度)有关,因此引起相应的测试误差,并限制了测厚的应用范围,但可以采用校正和恒温的办法进行补偿。

在不同频率下对同一种材料的 $\dot{U}_2 = f(d)$ 关系曲线如图43-28所示。从图可以看出:为了得到较好的线性度,应选用较低的测试频率(通常为1kHz左右),但灵敏度有所下降,而渗透深度有所增加。

在一定频率下,不同 ρ 值改变了渗透深度和 $\dot{U}_2 = f(d)$ 的曲线形状。为使测量不同 ρ 的材料所得到的曲线形状相近,就需在 ρ 变动时,保持渗透深度不变,相应地改变频率。实践表明,测量 ρ 较小的材料(如紫铜)时,选用较低的频率(500Hz),而测量 ρ 较大的(如黄铜,铝)材料时,则选用较高的频率(2kHz),能使测厚仪得到较好的线性度和灵敏度。

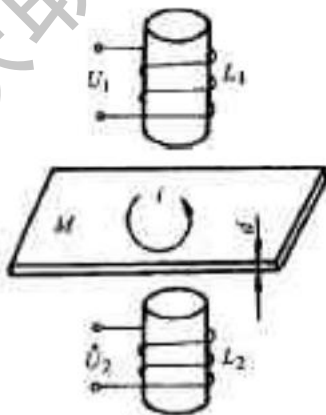


图43-27 低频透射涡流传感器原理图

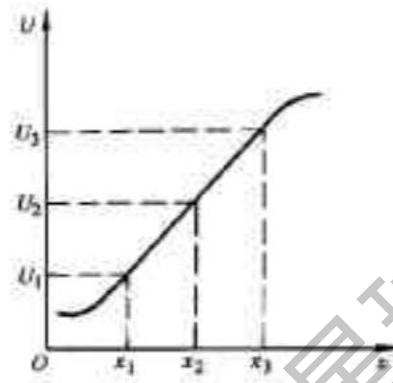


图43-26 $U=f(x)$ 非线性曲线

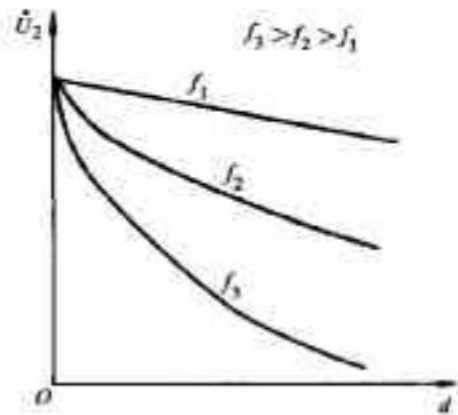


图43-28 不同频率下的 $U_2=f(d)$ 关系曲线

(三)测量电路

根据电涡流传感器原理,被测参数变化可以转换成传感器线圈的 Q 值、等效阻抗 Z 和等效电感上的变化,利用测量电路把这些参数转换为电量输出。其测量电路可采用谐振测量电路,也可采用电桥电路。谐振测量电路根据其输出是电压的幅值还是频率,又可分为调幅和调频两种。

1. 桥式测量电路 为了提高稳定性和灵敏度,对差动式传感器可采用桥式测量电路,电路原理如图 43-29 所示。 Z_1 、 Z_2 是传感器的两个线圈,它们与电阻 R_1 、 R_2 、电容 C_1 、 C_2 组成电桥的四个臂,其工作电源可由石英晶体振荡器组成的具有高稳定度的电源供给。测量时线圈阻抗变化,电桥电路则把线圈阻抗变化转换成电压幅值的变化,完成有关参数的测量。

2. 谐振幅值测量电路 如图 43-30 所示。传感器线圈 L 和固定电容 C 组成并联谐振回路,由石英晶体振荡器提供一个频率(如 1)稳定的高频激励电流 I_0 。在无被测导体时,使电路的 L_0 谐振回路的谐振频率

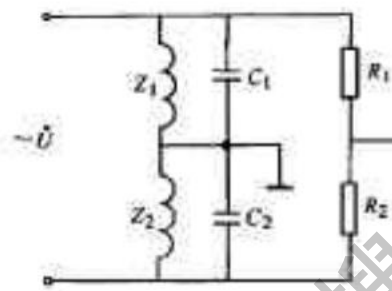


图 43-29 桥式测量电路

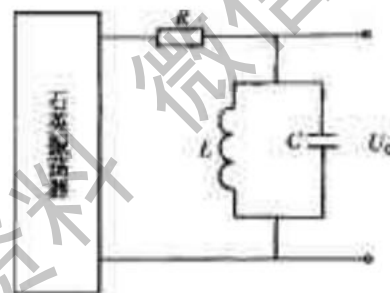


图 43-30 谐振幅值测量电路

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

即使 f_0 等于振荡器的振荡频率,此时并联谐振电路的阻抗最大,其输出电压 \dot{U} 最大。

在非磁性材料被测导体靠近传感器线圈时,线圈的等效电感减小,回路的谐振频率升高,谐振峰右移,谐振回路工作在失谐状态,这时频率为 f_0 的电流流入流过并联谐振电路的电压降由原来的 \dot{U}_0 下降为 U_1 ;当进一步靠近线圈时,线圈的 L 进一步减小,因此对应于 f_0 的阻抗更小,因此压降又由 U_1 下降为 \dot{U}_2 。

若被测导体为软磁材料时,情况类似,只不过随导体的逐渐靠近线圈,谐振峰越来越向左移动,得到的谐振曲线如图 43-25 所示。这个特性是非线性特性曲线,使用时必须注意使用范围,以得到较好的线性工作状态。传感器在工作过程中,输出电压(U_0 , U_1 , U_2)对应的频率始终不变,其幅值只随位移的变化而变化,因此这是一个调幅测量电路。

3. 调频测量电路 测量电路见图 43-31。传感器线圈 L 作为一个电感元件接入振荡器中。该测量电路由两大部分组成,即电容的三点式振荡器和射极输出器。

电容三点式振荡器产生一个高频正弦波,其频率随传感器线圈 $L(x)$ 的变化而变化,该频率信号通过 C_4 耦合到射极输出器,再由频率计读得输出信号的大小。

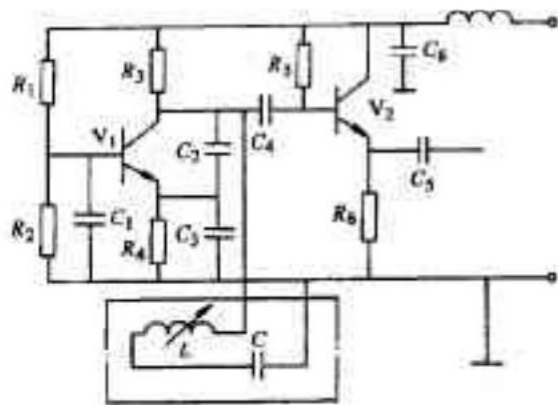


图43-31 调频测量电路

(四)电涡流传感器的应用实例

1.厚度测量 利用电涡流传感器无接触地测量金属板的厚度的测量原理如图43-32。为了防止测量过程中金属板上下波动引起测量误差,故在金属板上下各安装一电涡流传感器,其距离为 D ,而它们与板的上下表面的距离分别为 d_1 和 d_2 ,因此,被测金属板的厚度为:

$$d = D - (d_1 + d_2)$$

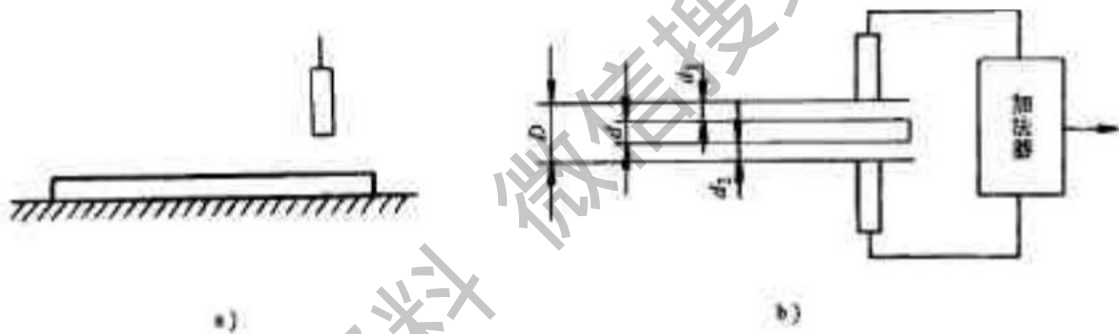


图43-32 厚度测量实例

两个传感器工作时分别将 d_1 和 d_2 转换成相应的电压在加法器中相加,加法器的输出电压代表了 $d_1 + d_2$ 。然后再与两传感器间距离 D 相应的设定电压相减,就得到与被测厚度 d 相对应的电压值,该电压可供显示仪表显示或经 A/D 转换后,利用 LED 显示。

2.转速测量 在被转体的轴上刚性连接上开有 n 个槽或齿轮的金属调制盘,在盘的旁边安装一个电涡流传感器,见图43-33。当旋转体转动时,金属调制盘与传感器的距离周期性地改变,因此传感器输出信号也周期性改变,该信号经放大和整形后变成一系列脉冲,可用数字式频率计进行测量。设测得的频率为 f (Hz),则被测转轴的转速 N 为:

$$N = \frac{f}{n} \times 60$$

电涡流传感器应用广泛,由于篇幅所限,仅介绍两个应用实例,读者可参考有关文献。

四、压磁式传感器

压磁式传感器也是测力传感器中的一种,它是利用压磁效应原理工作的。

(一)工作原理

当铁磁材料受机械力作用时,其内部产生应变,引起导磁率 μ 的变化。当外加机械力消失后,其磁导率 μ 复原。通常把在机械变形(拉伸、压缩、扭曲等)作用下,所引起的磁性质的变化称为压磁效应。

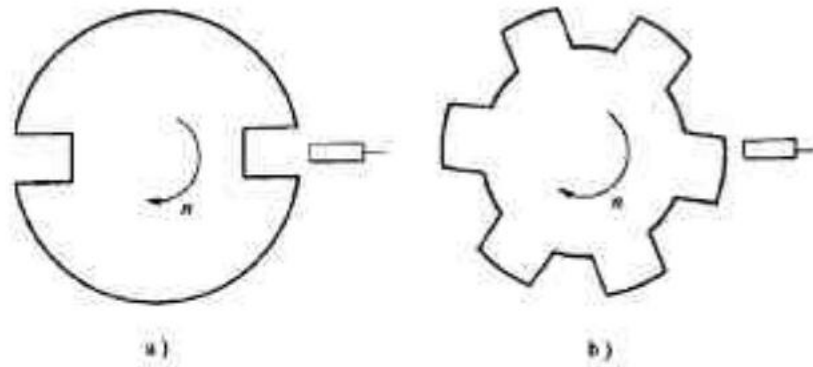


图43-33 转速测量原理图

铁磁材料的压磁效应的规律是：铁磁材料受拉力作用时，在力的作用方向磁导率 μ 提高，而在与作用力垂直的方向，磁导率降低；铁磁材料受到压力作用时，磁导率 μ 的变化刚好相反。

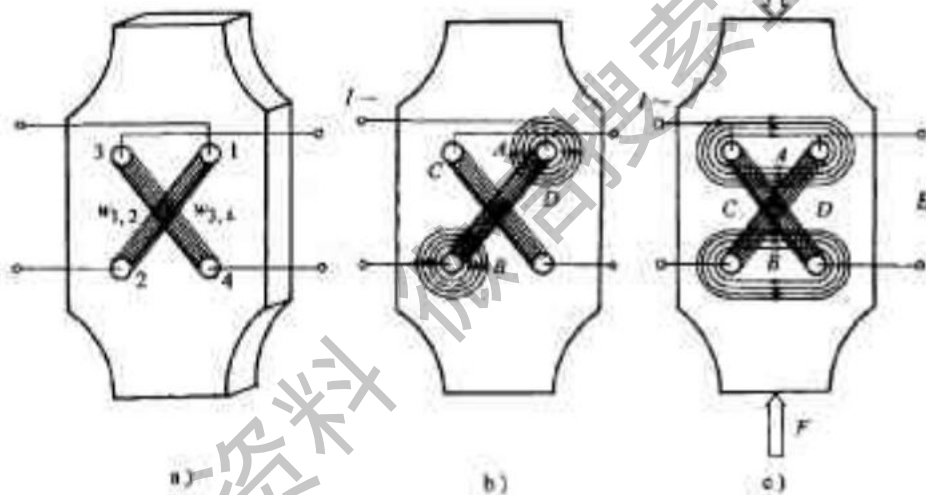


图43-34 压磁传感器原理

利用铁磁材料在外力作用下磁导率 μ 的变化的这一规律，构成了压磁传感器，见图43-34。在一定形状的铁磁材料（例如铁钢片、坡莫合金等）的适当位置开四个孔，1与2孔间绕有励磁绕组 w_1 ；3与4孔间绕有测量绕组 w_2 ，见图43-34a。在励磁绕组 w_1 通以交变电压 U_1 ，若无外力作用，由于铁磁材料的磁导率 μ 在各个方向上都相同， w_1 建立的磁力线见图43-34b，磁力线不与测量绕组 w_2 交链，故 w_2 不产生感应电动势。若传感器受压力 F 作用，由于与 F 垂直方向铁磁材料的磁导率 μ 增加，而与 F 相同方向的磁导率 μ 降低，故有磁力线与 w_2 交链，因此 w_2 绕组有感应电动势 \dot{U} 输出，见图43-34c。测量绕组 w_2 输出的电动势 \dot{U} 为：

$$\dot{U} = k U_1 \frac{w_1}{w_2} F$$

式中， w_1 和 w_2 分别是励磁绕组和测量绕组的匝数； U_1 为励磁电压(V)； k 为与励磁电压和频率有关的系数(1/N)； F 为被测力(N)。

由式可见，压磁传感器的输出 \dot{U} 与被测力 F 的关系是线性的，而且当 $F=0$ 时， $\dot{U}=0$ 。但是，实际上由于结构上不完全对称、励磁电压中含有高次谐波及铁磁材料的 $B-H$ 曲线有弯曲部分等原因，致使 $F=0$ 时， $\dot{U} \neq 0$ 而 $\dot{U} = \dot{U}_0$ ， \dot{U}_0 称为零点残余电压，见图43-35。在测量电路中必须对 \dot{U}_0 进行补偿。

(二) 压磁传感器的形状

压磁传感器的常见形状见图43-36。图a的灵敏度较高，可测量 5×10^6 N以下的力。图b是图a的改进

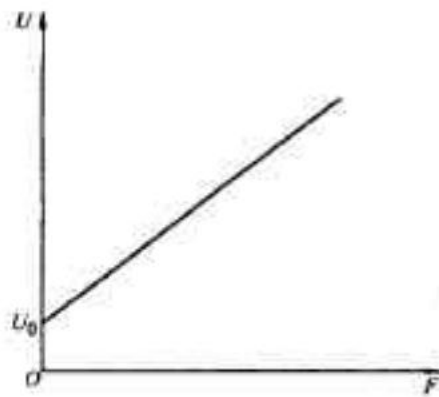


图 43-35 压磁传感器的输出特性

型,在受力面下开两个小孔,分散了部分力到四个孔的两侧,提高了测量上限,但灵敏度有所减小。图 c 为十字型,分别在 1、3 铁心柱上绕上励磁绕组和测量绕组,测量上限较小,灵敏度高,但零点残余电压较大。图 d 称为“口中”形,主要特点是灵敏度较高,常用于测量 500N 以下的力。

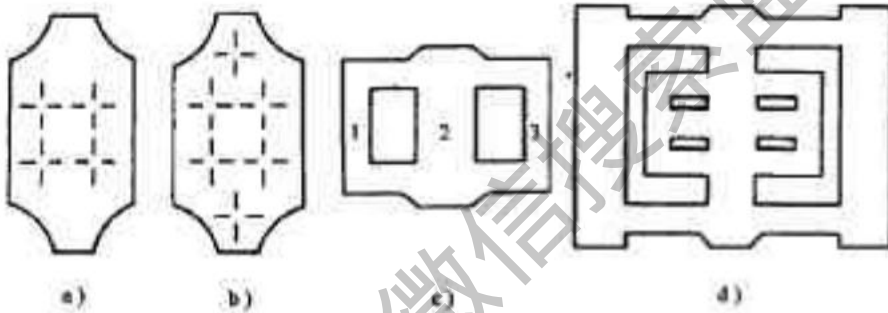


图 43-35 压磁传感器的形状

(三) 测量电路

由上式可见,在铁磁材料未达到磁饱和条件下,提高励磁电压 U_1 和两绕组的匝数比 n_1/n_2 均能提高传感器的输出电压 U 。因此压磁传感器的输出信号幅值较大。其测量电路不需要信号放大环节,仅需要有稳定的励磁电源和良好的检波、滤波以及调零电路等。图 3-37 是压磁传感器测量电路的组成框图。



图 43-37 压磁传感器测量电路框图

(四) 压磁传感器的特点及应用范围

与其它传感器相比,压磁传感器具有输出功率大,抗干扰能力强、精度高、线性好、寿命长、维护方便、运行条件低(能在一般有灰尘、水和腐蚀性气体的环境中长期运行)等特点。因此,很适合在重工业、化学工业部门应用,是一种十分有发展前途的传感器。

目前,压磁传感器已在冶金、矿山、造纸、印刷、运输等各个工业部门中广泛应用。特别是在各种自动化系统中用来测量轧钢机的轧制力、钢带张力、卷扬机的定量自动提升、纸张的张力、吊车提物的自动称重、配料斗的称重、金属切削过程的切削力以及电梯安全保护等各个方面。

第二节 电容式传感器测试

电容式传感器利用电容器的原理,将非电量(如物位、压力、温度等)转化为电容量,从而实现非电量到电量的转化与测量。

一、基本工作原理

平板电容器和圆筒形电容器,见图 43-38,若忽略其边缘效应,平板电容器的电容为:

$$C = \frac{\epsilon \epsilon_0 \epsilon_r A}{d} = \frac{\epsilon A}{d}$$

式中, C 为电容量(F); d 为两平行极板间的距离(m); ϵ_r 为极板间介质的相对介电常数; ϵ_0 为真空介电常数 ($=8.854 \times 10^{-12}$ F/m); ϵ 为极板间介质的介电常数; A 为极板相互遮盖面积。

圆筒形电容器的电容为:

$$C = \frac{2\pi\epsilon r \epsilon_l d}{\ln(R/r)}$$

式中, C 为电容量(F); d 为圆筒长度(m); R 为外圆筒半径(m); r 为内圆筒半径(m)。

由此可见,电容式传感器的基本工作原理是通过改变电容器的 ϵ_r 、 d 、 A 或 L 参数中的任何一个,从而实现电容 C 的改变,因此常把电容式传感器分为三种类型,即变间隙型、变面积型和变介电常数型。

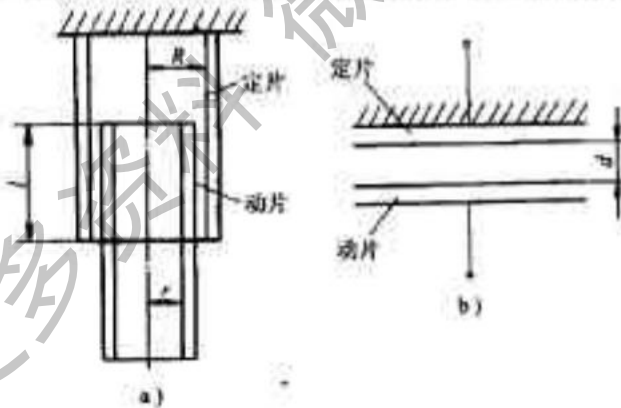


图 43-38 两种常用电容器
a) 圆筒形电容 b) 平板电容

二、电容式传感器的结构类型及主要特性

(一) 变间隙型

变间隙型电容式传感器结构如图 43-39a 所示。其电容特性表达式为:

$$C = \frac{\epsilon \epsilon_0 \epsilon_r A}{d} = \frac{\epsilon A}{d}$$

由特性表达式知, C 与 d 成反比为双曲线关系,见图 43-39a。当极板变化范围限制在一个远小于 d 的 Δd 区间,则可把 ΔC 与 Δd 的关系近似看作为直线关系。当 d 减小 Δd 时,则电容增加 ΔC 为:

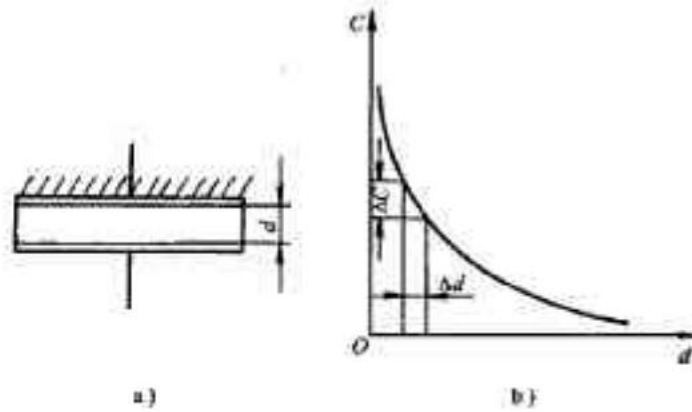


图43-39 变间隙型电容器及其特性

a) 结构图 b) 特性曲线

$$\Delta C = \frac{\epsilon A}{d - \Delta d} - \frac{\epsilon A}{d}$$

此时, 电容的相对变化量为:

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta d/d}{1 - \Delta d/d}$$

若 $\Delta d/d \ll 1$, 则

$$\frac{\Delta C}{C} \approx \frac{\Delta d}{d}$$

传感器的灵敏度为:

$$k = \frac{\Delta C}{\Delta d} = \frac{C}{d}$$

这是假定 $d \gg \Delta d$ 推得的结果, 事实上变间隙型传感器的输出特性为:

$$\Delta \frac{C}{C} = \frac{\Delta d}{d} \left[1 + \frac{\Delta d}{d} + \left(\frac{\Delta d}{d} \right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d} \right)^3 + \dots \right]$$

式中所得的高次项就是变间隙型电容传感器的非线性误差。

(二) 变面积型

变面积型电容式传感器的结构型式见图43-4。

1. 角位移变面积型 如图43-4a所示, 当转动动片一个角度 θ , 遮盖面积就要发生变化, 电容值也随之改变。当 $\theta=0$ 时

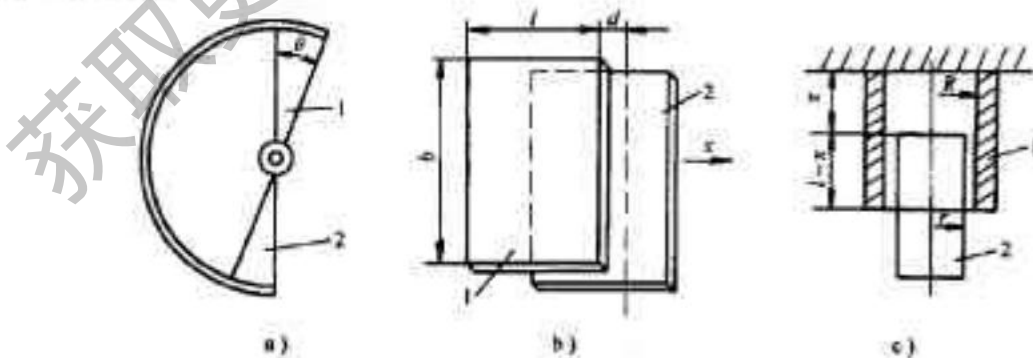


图43-4 变面积型电容传感器

1-动片 2-定片

$$C_0 = \frac{\epsilon A}{d}$$

当 $\theta \neq 0$ 时

$$C_0 = \frac{\epsilon d(1 - \theta/\pi)}{d} = C_0(1 - \theta/\pi)$$

可见电容量 C 的变化与其转角成线性关系。

2. 板状线位移变面积型 如图 43-41b 所示, 当动极板沿箭头所示方向移动 x 时, 传感器的电容量为:

$$C_x = \frac{\epsilon b(l - \theta/\pi)}{d} = C_0 \left(1 - \frac{x}{l}\right)$$

其灵敏度为:

$$K = \frac{dC_x}{dx} = -\frac{db}{d}$$

由式可见, 增大 b 可提高传感器的灵敏度。

3. 筒状线位移变面积型 如图 43-41c 所示, 当动板圆筒沿轴向移动 x 时

$$C_x = \frac{2\pi\epsilon(l-x)}{\ln(R/r)} = \frac{2\pi\epsilon l}{\ln(R/r)} \left(1 - \frac{x}{l}\right) = C_0 \left(1 - \frac{x}{l}\right)$$

其灵敏度为:

$$k = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(R/r)}$$

(三) 变介电常数型

当电容极板之间的介电常数发生变化时, 电容量也随之发生变化, 根据这个原理可构成变介电常数型电容式传感器。它可以用来测量物位, 含水量及成分分析等。图 43-41 所示的电容式液位传感器就是变介电常数型的传感器。

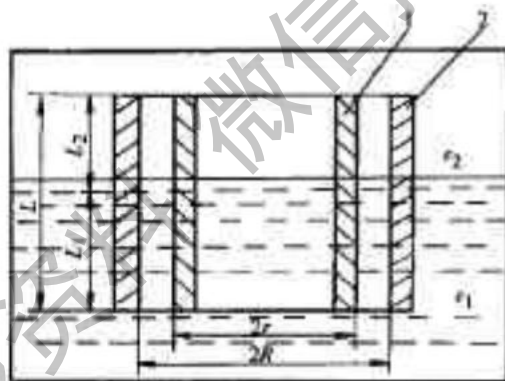


图 43-41 电容式液位传感器

1-同心圆筒形内极板 2-同心圆筒形外极板

在被测介质中放入两个同心圆筒形极板, 大圆筒内径为 R , 小圆筒内径为 r 。当被测液体的液面在同心圆筒间变化时, 传感器电容随之变化, 其容量为:

$$\begin{aligned} C &= C_1 + C_2 = \frac{2\pi(L-L_1)\epsilon_2}{\ln(R/r)} + \frac{2\pi L_1\epsilon_1}{\ln(R/r)} \\ &= \frac{2\pi L\epsilon_2}{\ln(R/r)} + \frac{2\pi L_1}{\ln(R/r)}(\epsilon_1 - \epsilon_2) \end{aligned}$$

式中, C_1 为液体介质的电容; C_2 为气体介质的电容; ϵ_1 为液体介质的介电常数; ϵ_2 为气体介质的介电常数; L_1, L_2 为液体、气体介质的高度。

若令

$$\begin{aligned} \frac{2\pi L\epsilon_2}{\ln(R/r)} &= A \\ \frac{2\pi(\epsilon_1 - \epsilon_2)}{\ln(R/r)} &= B \end{aligned}$$

则式可写成

$$C = A + BL_1$$

可见,传感器电容量 C 与液位高度 L_1 成正比。

(四)差动电容式传感器

为了提高电容式传感器的灵敏度和变间隙型电容器的线性度,在实际测量中常采用差动电容传感器,如图 43-42 所示。

为什么差动电容传感器能提高灵敏度和改善线性度呢?下面以变间隙型差动电容传感器为例来加以说明。

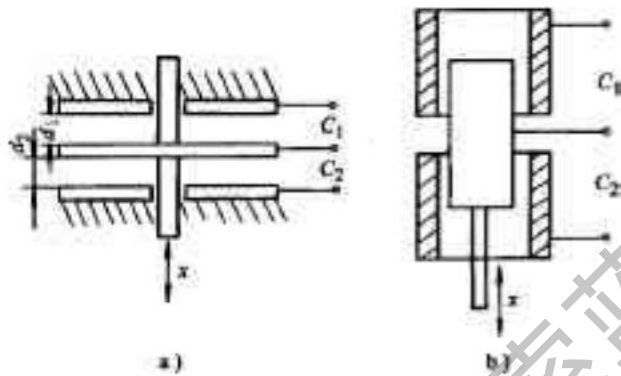


图 43-42 差动电容传感器原理图

a) 变间隙式 b) 变面积式

图 43-42 中,中间为动片,两边的为定片,当动片向上移动 Δd 时,则

$$d_1 = d_0 - \Delta d$$

$$C_1 = C_0 + \Delta C_1$$

$$d_2 = d_0 + \Delta d \quad C_2 = C_0 - \Delta C_2$$

已知

$$C_0 = \frac{\varepsilon A}{d_0}$$

则移动 Δd 后

$$C_1 = C_0 + \Delta C_1 = \frac{\varepsilon A}{d_0 - \Delta d} = \frac{\varepsilon A / d_0}{1 - \Delta d / d_0}$$

$$C_2 = C_0 - \Delta C_2 = \frac{\varepsilon A}{d_0 + \Delta d} = \frac{\varepsilon A / d_0}{1 + \Delta d / d_0}$$

通常 $\Delta d / d_0 \ll 1$, 可以按级数展开可写成:

$$C_1 = C_0 \left[1 + \frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right]$$

$$C_2 = C_0 \left[1 - \frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 - \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right]$$

传感器电容量的变化为:

$$\Delta C = C_1 - C_2 = 2C_0 \left[\frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^5 + \dots \right]$$

比较式可知,其灵敏度提高了一倍,线性度得到了很大的改善。

三、测量电路

电容式传感器的测量电路的种类很多,目前较常采用的有电桥电路、调频电路、脉冲调宽电路和运算放大器式电路等。

(一)电桥电路

电容式传感器常用交流电桥和变压器电桥作为测量电路。交流电桥的分析方法与直流电桥相似,详见电阻应变传感器一节;变压器桥路的分析方法详见电感传感器一节。

例 图 43-43 是电容式自平衡液位测量仪原理框图,试求指针偏转角 θ 与液位 h 的表达式。

解:由图可见,当 $h=0$ 时, $C_x = C_{x0} = C_0$, 且电位器 RP (阻值 R) 的电刷在 o 点, 即 $R=0$, 此时电桥应平衡, 桥路输出电压 $U_{bc} = 0$, 则

$$\frac{C_{x0}}{C_0} = \frac{R_1}{R_3}$$

当液位为 h 时, $C_x = C_{x0} + \Delta C$, $\Delta C = k_1 h$, k_1 为电容传感器的灵敏度, 此时 $U_{bc} \neq 0$, 经放大的, 使单相电动机转动, 经后带动指针转动, 同时带动电位器的电刷移动, 直到 $U_{bc} = 0$, 系统重新平衡为止, 此时

$$\frac{C_{x0} + \Delta C}{C_0} = \frac{R_1 + R}{R_3}$$

联立求解上面两式得:

$$R = \frac{R_3}{C_0} \Delta C = \frac{R_3}{C_0} k_1 h$$

由于指针转角 θ 与电位器电刷同轴相边, 它们之间的关系为:

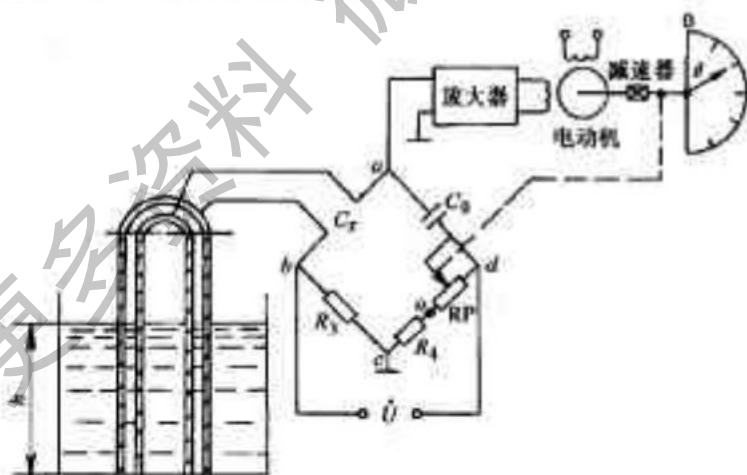


图 43-43 电容式自平衡液位计原理框图

$$\theta = k_2 R$$

因此

$$\theta = \frac{R_3}{C_0} k_1 k_2 h$$

k_2 为比例系数。

可见, 指针偏转角 θ 与液位高度 h 成比例。

(二)调频电路

将电容传感器接入高频振荡器的 LC 谐振回路, 作为回路的一部分。当被测量变化使传感器电容改变时, 振荡器的振荡频率 $f = 1/\sqrt{2\pi LC}$ 随之改变, 即振荡器频率受传感器电容调制, 因此称作调频电路。测

定频率或经鉴频器将频率变化转换成电压幅值的变化,就可测得被测量的变化。

调频电路原理图如图 43-41 所示。图中 C_0 为电容传感器电容, C_1 为固定电容, C_f 为寄生电容。设 $C = C_1 + C_f + C_0 \pm \Delta C$, 且 $C_2 = c_3 > C$, 此时振荡器的振荡频率为:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_1 + C_f + C_0 \pm \Delta C)}}$$

振荡频率除与传感器电容有关外,还受回路中其它参数影响。如果这些参数受外界因素影响时,同样会引起频率的变化而影响测量精度。因此要求电路元件参数稳定,并需采取稳频措施及减小环境温度等的影响。

调频电路的灵敏度高,可测到 0.01mm 级位移变化量;频率输出易于得到数字输出而不需要用 A/D 变换器;能获得高电平(伏特级)直流信号,抗干扰能力强,可以发送、接收实现遥测遥控。但调频电路的频率受温度和电缆电容影响较大,除需采用稳频措施外,还需加入非线性校正电路以减小传感器本身的非线性。

(三)差动脉冲调宽电路

差动脉冲调宽电路如图 43-45 所示。该电路由比较器 A_1 、 A_2 、双稳态触发器及电容充放电回路所组成; C_1 、 C_2 为传感器的差动电容;双稳态触发器的两个输出端用作线路输出。

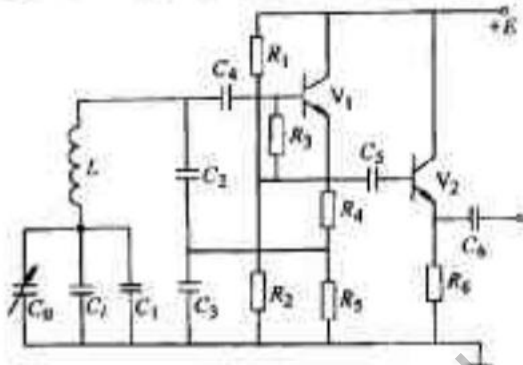


图 43-44 调频电路原理图

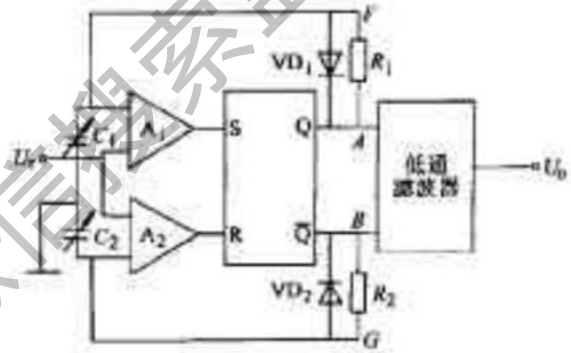


图 43-45 差动脉冲调宽电路

设电源接通时双稳态触发器的 Q 端为高电位, \bar{Q} 端为低电位, 此时 A 点能通过 R_1 对 C_1 充电, G 点由于二极管 VD_2 的作用被钳制在低电位(即 \bar{Q} 的低电位)。当 F 点的电位高于参考电位 U_1 时, 比较器 A_1 产生一脉冲, 触发双稳态触发器翻转, Q 端输出变为低电位, 而 \bar{Q} 端变为高电位, 这时 C_2 充电 G 点电位逐渐升高, C_1 放电, F 点经二极管 VD_1 为电位 U_1 降至零, 当 G 点电位高于 U_1 时, 比较器 A_2 产生一脉冲, 使触发器又翻转一次, 电位 A 点成高电位, B 点为低电位, 又重复上述过程。如此周而复始, 在双稳态触发器的两输出端各自产生一宽度受 C_1 、 C_2 调制的脉冲方波。方波脉冲宽与 C_1 、 C_2 的关系如下: 当 $C_1 = C_2$ 时, 线路上各点电压波形如图 43-46 所示。A、B 两点间的平均电压为零。但当 C_1 、 C_2 值不相等时, 如 $C_1 > C_2$, 则 C_1 、 C_2 充放电时间常数发生变化, 电压波形如图 43-46b 所示, A、B 两点间的平均电压不再为零。输出直流电压经低通滤波器后, 就可得到与传感器两电容差值成正比的流电压 U_0 , 即

$$U_0 = \frac{T_1}{T_1 + T_2} U_1 - \frac{T_2}{T_1 + T_2} U_1 = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} U_1$$

式中, T_1 、 T_2 分别为电容 C_1 、 C_2 的充电时间; U_1 为触发器输出的高电位。

由于 U_1 的值是已定的, 因此, 输出直流电压 U_0 随 T_1 、 T_2 而变, 即随 U_A 和 U_B 的脉冲宽度而变, 电容 C_1 和 C_2 的充电时间为:

$$T_1 = R_1 C_1 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_T}$$

$$T_2 = R_2 C_2 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_T}$$

当充电电阻 $R_1 = R_2 = R$ 时

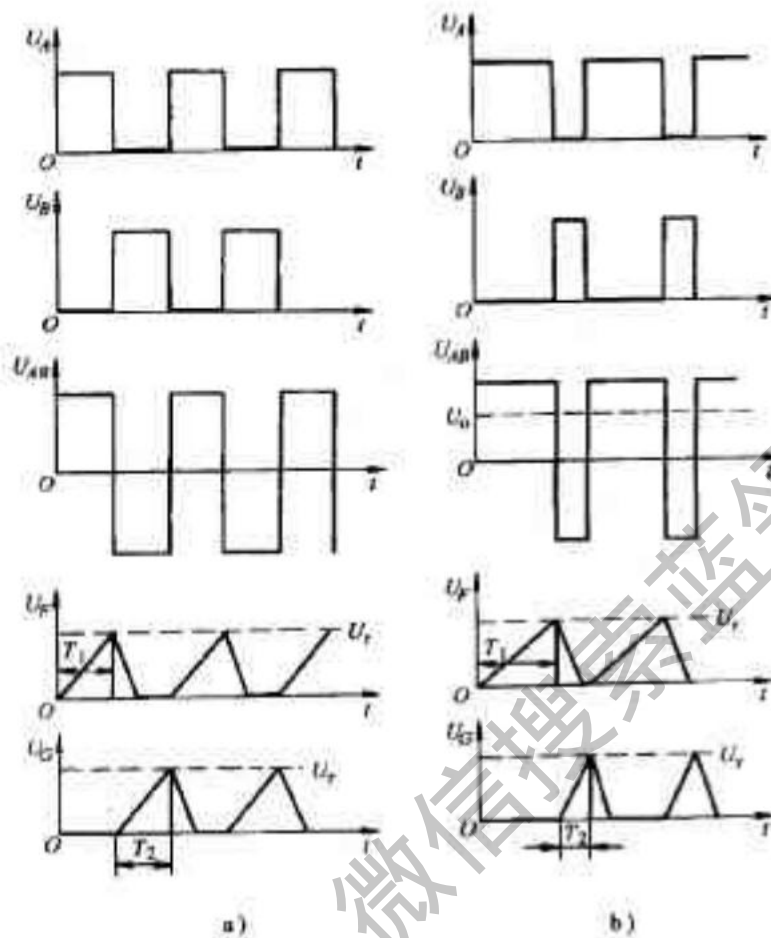


图 43-46 各点电压波形

a) $C_1 = C_2$ b) $C_1 > C_2$

$$U_0 = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} U_1$$

式说明,差动电容的变化使充电时间不同,从而合双稳态触发器输出端的方波脉宽不同而产生输出。而且不论是变面积型或变间隙型电容传感器均能获得线性输出。

防冲调宽电路还具有如下特点:

1. 不需要特殊电路,只要经过低通滤波器就可以得到较大的直流输出。
2. 不需要高频发生器。
3. 由于低通滤波器的作用,对输出矩形波的纯度要求不高。

(四) 运算放大器式电路

利用运算放大器的高增益、高输入阻抗的特点,可以克服变间隙型电容传感器特性的非线性关系,使其输出信号能与输入机械位移呈线性关系,其电路原理见图 43-47 所示。

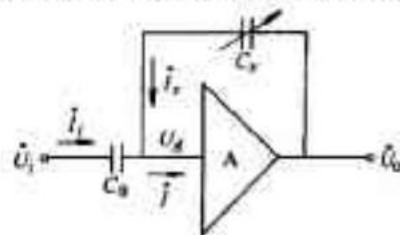


图 43-47 运算放大器式测量电路

假定,运算放大器的增益很高,(一般达 10^5 以上),测量时,输入电压不使放大器饱和,即所要求的输入电压很小,几乎为零。因此可以认为 $U_A \approx 0$,与地电位近似相等,称为“虚地”。同时,由于放大器的输入阻抗很高($0.5 \sim$ 几兆欧),放大器所吸取的电流 $I \approx 0$ 。根据基尔定律可列出如下方程:

$$\begin{cases} U = -j\frac{1}{\omega C_0}I_i + U_A \\ U_o = -j\frac{1}{\omega C_s}I_s + U_A \\ I_i + I_s = I \end{cases}$$

将 $U_A \approx 0, I \approx 0$ 代入,解得:

$$U_o = -U \frac{C_0}{C_s}$$

将 $C_s = \epsilon A/d$ 代入式,则得:

$$U_o = U \frac{C_0}{\epsilon A} d$$

由此可见,输出电压与动片的机械位移 d 成线性关系,这就从原理上克服了单个变间隙型电容传感器特性的非线性误差问题。需要指出的是,由于增益 $k = \infty$ 且输入阻抗 $Z_i = \infty$,所以仍然具有一定的非线性误差。为了防止干扰和减小杂散分布电容的影响,必须采取特殊措施即所谓的驱动电缆技术。

四、电容传感器的特点及其应用范围

电容传感器的特点是:结构简单,灵敏度高,分辨率高,能感受 $0.01 \mu m$ 甚至更小的位移,无反作用,需要的动作能量低,动态响应好,可实现无接触测量,能在恶劣的环境下工作;缺点是:输出特性非线性,受分布电容影响大。但是随着新工艺,新材料问世,特别是电子技术的发展,使干扰和寄生电容等问题不断得到解决,因此越来越广泛地应用于各种测量中。电容传感器可以用来测量直线位移、角位移、振动振幅(可测至 $0.15 \mu m$ 微小振幅),尤其适合测量高频振动振幅、精密轴系回转精度、加速度等机械量。还可用来测量压力、差压、液位、料面、成分含量(如油、粮食、木材的含水量)及非金属材料的涂层、油膜等的厚度。此外,也可以用来测量电介质的温度、密度、厚度等。在自动检测和控制系统中也常常用来作为位置信号发生器。采用单边式电容传感器,即把被测物作为电容器的一个电极,另一个电极则在传感器内,它可以用来测定料位、振动振幅,具有测量精度高,快速准确的特点。

下面介绍一些电容传感器的应用实例。

1. 集成化电容式加速度测试仪 该测试仪是由 AD 公司生产的单片集成电路 ADZ50。其内部集成了电容传感器、振荡器、解调器、前置放大器、缓冲放大器和基准电源等。仅需在外部接些阻容元件就能用于测量加速度。测量范围 $\pm 50g$,耐冲击可达 $3000g$ 。具有体积小,精度高,方向性好等特点。

ADZ50 内部框图见图 43-48。振荡器产生 $1MHz$ 的脉冲信号供给电容传感器进行调制。传感器是在弹性片上并联 42 个差动电容敏感元件,以便提高灵敏度。传感器敏感元件结构见图 43-49。中心片为动片,当加速度为零时,见图 a;当加速不为零时,见图 b。

传感器、解调器和前置放大器之间的联系见图 43-50。振荡器输出的方波经差动电容调制和跟随后送入解调器解调变成直流信号。差动电容调制后中心片输出的波形见图 43-51 图 a 为加速度为零的情况,由于两固定片上脉冲信号幅值相等相位相反,所以中心片输出某一直流电平。图 b 为有加速度情况,由于 C_1 和 C_2 容量不等,两固定片上的脉冲相位不同,中心片上有脉冲信号输出。经解调成直流信号和前置放大,一路经 8 脚输出;另一路经 $3M\Omega$ 电阻反馈回到中心片;第三路经缓冲放大器由 9 脚输出(见图 43-48)。使用单一 $+5V$ 电源时,若加速度为零($C_1 = C_2$),输出电压为 $1.8V$;受到加速度作用时,其灵敏度为 $19mV/g$ 。满量程 $\pm 50g$,则输出电压变化量为 $\pm 0.95V$ 。输出电压可用磁电系电流表来指示或经 A/D 转换后用数字显示。

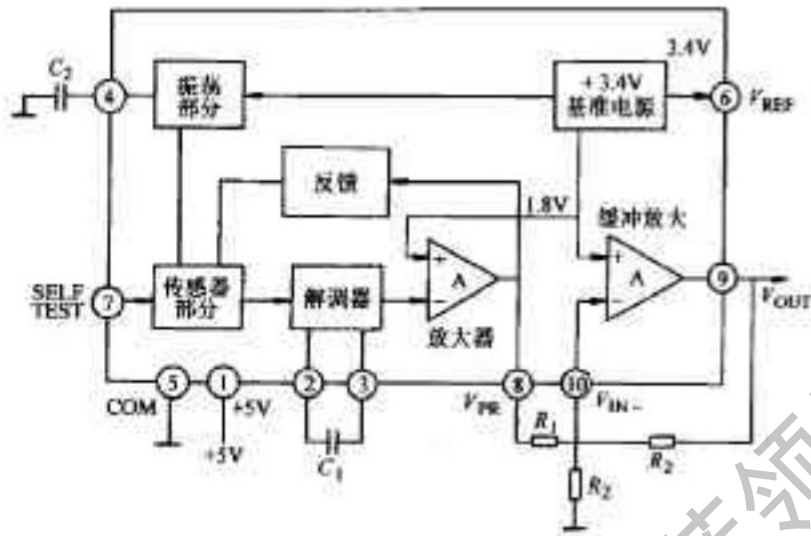


图43-48 ADXL50的内部框图

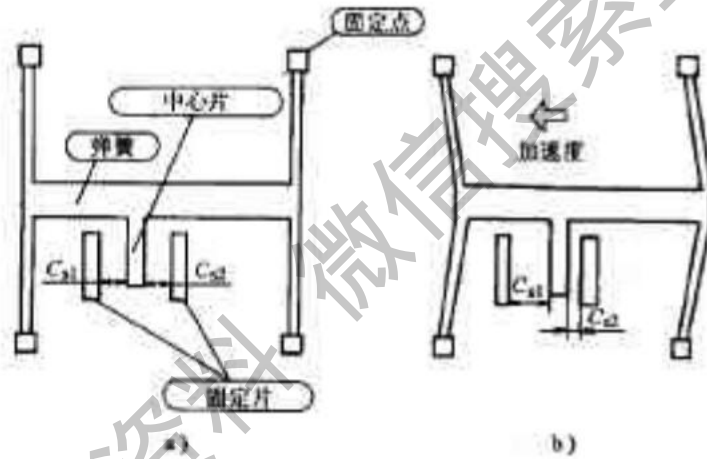


图43-49 传感器敏感元件的结构
a) 静止时 b) 有加速度时

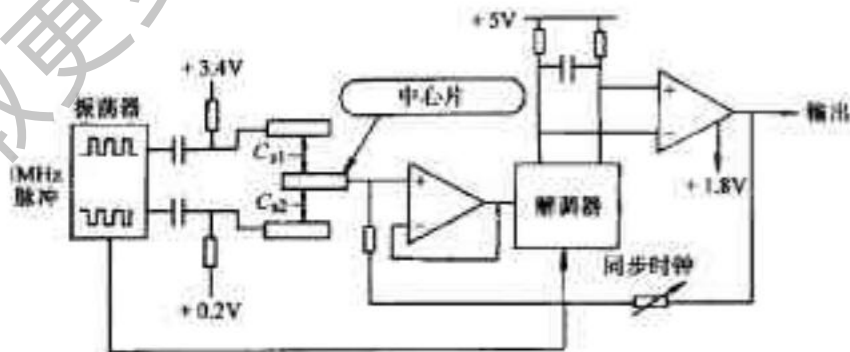


图43-50 传感器与解调器和前置放大器的连接

用ADXL50构成加速度测试仪的基本接线见图43-52。图中， R_1 作用零点调整， R_2 作用是量程调整。根据测量范围的大小，改变外接阻容即可，量程与外接阻容的关系见表43-1。

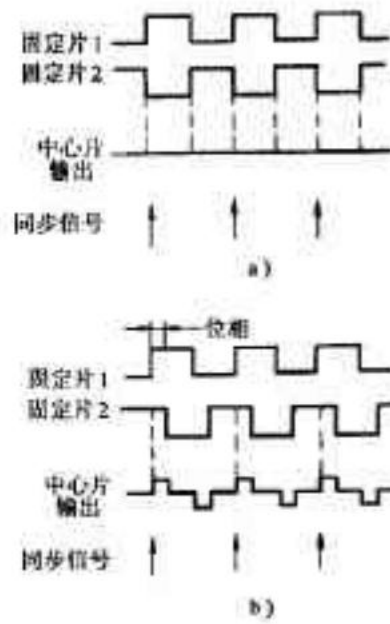


图43-51 中心片输出信号波形

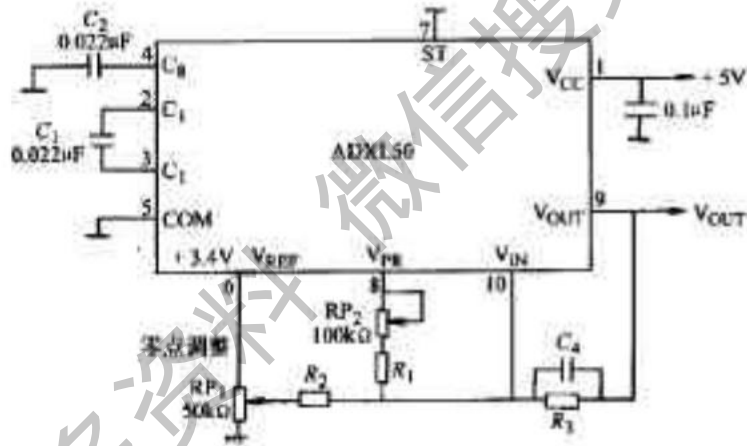


图43-52 加速度测试仪的基本电路

表43-1 外接阻容与量程的关系

量程	灵敏度/(mV/g ⁻¹)	RP ₂ /kΩ	R ₁ /kΩ	R ₃ /kΩ	C ₂ /μF
±10g	200	5	21.5	249	0.0022
±20g	100	5	23.7	137	0.0009
±40g	50	10	34	105	0.0056
±50g	40	10	43.3	105	0.0056

图43-53为±10g加速度测试仪的实用电路。A/D转换器采用具有译码、并可直接驱动ICD的3 1/2位转换器ICL7106。由于加速度变化非常迅速,显示器跟不上其变化,因此在A/D转换器前加了TA75358和场效应晶体管2SK33组成的正向峰值保持电路,这样,显示的是最大加速度值。

2. 电容式传声器 电容式传声器较压电式和电动式传声器具有许多优点,它主要应用于商品质的电声系统和高精度的声级计中。电容式传声器原理见图43-54。金属膜片4与背极板3组成一个空气介质电容

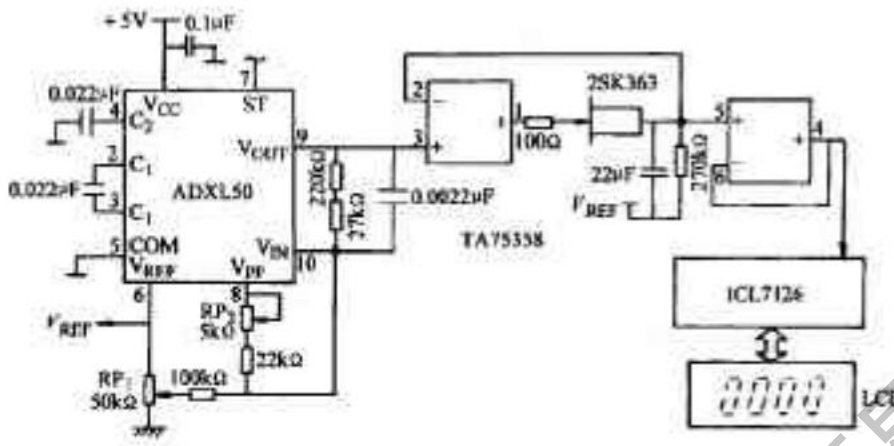


图 43-53 ±10g 加速度测试仪实用电路

器,金属膜片随被测声压而振动,从而改变电容器两极板间的距离 d 。设极板间覆盖面积为 S ,极板间初始距离为 d_0 ,声压增加时, $d = d_0 - \Delta d$,根据电容传感器的原理,电容器增量 ΔC 为:

$$\Delta C = C_0 \frac{\Delta d}{d_0} \left[1 + \frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right]$$

式中, C_0 为电容器的初始电容。

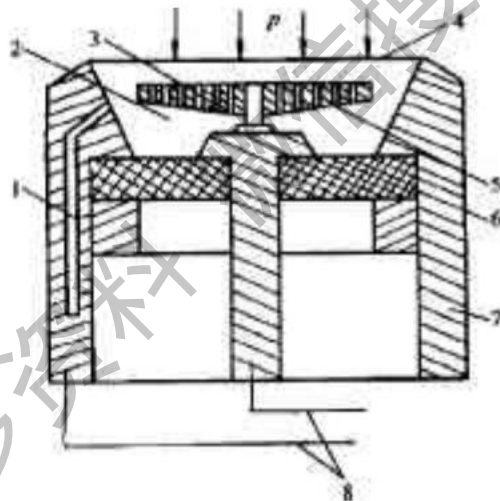


图 43-54 电容式传声器

- 1-毛细孔 2-内腔 3-背极板 4-膜片
- 5-隔尼孔 6-绝缘体 7-壳体 8-引线

当 $\Delta d \ll d_0$ 时

$$\Delta C \approx C_0 \frac{\Delta d}{d_0}$$

当声压的变化频率远小于膜片的固有频率时,则声压与电容极间距离的关系为:

$$\Delta d = \frac{r^2}{8F} P$$

式中, r 为膜片的半径; F 为膜片的张力; P 为声压。

由上两式得:

$$\Delta C = \frac{C_0 r^2}{8F d_0} = k_3 P$$

式中, $k_p = \frac{C_0 p^2}{8 R d_0} = \text{常数}$ 。

由上式可见, 电容变化量与声压成正比。

传声器将电容的变化量 ΔC 转换成电压的变化量 ΔU 而输出。图 43-55 为传声器接入负载和加上极化电压 U_p 的等效电路。图中, R_p 为极化电压 U_p 的内阻; R 为前置放大器的等效输入电阻; C_0 为分布电容。由图可见, 回路的时间常数 τ 为:

$$\tau = (C + C_0) \frac{R_p R}{R_p + R}$$

式中, C 为传声器的电容。

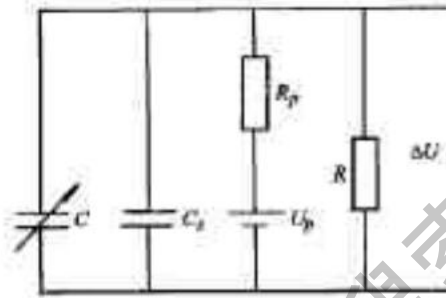


图 43-55 电容式传声器的等效电路

τ 足够大, 电容 C 变化时, 极化电压来不及补偿或抽取 C 上的电荷, 因此, C 上的电荷可视为常数

$$q = (C_0 + C_0) U_0 = (C_0 + \Delta C + C_0) U$$

式中, U_0 为 $C = C_0$ 时的电压, $U_0 = R_p / (R + R_p) U_p$; U 为 $C = C_0 + \Delta C$ 时的电压, $U = (C_0 + C_0) U_0 / (C_0 + \Delta C + C_0)$ 。

由此可见, ΔU 为:

$$\Delta U = U - U_0 = \frac{\Delta C}{C_0 + \Delta C + C_0} \frac{R}{R + R_p} U_p$$

将上式代入上式, 得

$$\Delta U = - \frac{1}{C_0 + C_0 R + R_p} k_p \Delta p = k_p$$

式中, $k = - \frac{k_p R}{(C_0 + C_0) R + R_p} = \text{常数}$ 。

可见, 传声器输出电压增量 ΔU 与被测声压 p 成正比。

式的先决条件为 τ 很大, 电容 C 上的电荷 q 为常数。要满足这一条件, 要求 k 和 R_p 阻值很高 (几百兆欧以上), 因此前置放大器的输入阻抗应在 $10^8 \Omega$ 以上。

电容式传声器灵敏度 (50 mV/Pa 以上), 测量范围宽 (10~170 dB), 性能稳定, 精度高, 常用于精密级噪声测量, 但价格较贵。

第三节 压电式传感器测试

压电式传感器的工作是基于某些材料的压电效应, 它是一种发电式传感器。在外力作用下压电材料的表面上会产生电荷, 从而把力转换成电荷, 所以它能测量那些与力有关的参量 (如压力、应力、加速度、振动等), 故压电元件又称为压敏元件。由于压电效应是可逆的, 即当沿一定方向对压电材料施加外力使之变形时, 在一定表面上产生电荷, 当外力去除后, 又重新回到不带电状态, 这就是正压电效应; 如果在压电材料的

极化方向加一电场,它本身将产生变形,外加电场撤去,变形也随之消失,这就是逆压电效应。可见,压电式传感器是一种典型的双向传感器。由于压电式传感器具有体积小、重量轻、结构简单、工作可靠、高频特性好、灵敏度和信噪比高等特点,因此被广泛应用于电子、通信、航空、医学等方面。随着电子技术的发展,集成化、智能化的新型压电式传感器也正在被开发出来。

一、压电材料及其特性

具有压电效应的电介质称为压电材料。具有压电效应的物质很多,如天然形成的石英,人工制造的压电陶瓷,压电半导体,某些高分子材料等都具有良好的压电效应。现以石英晶体和一般压电陶瓷材料为例来说明其压电效应的机理。

石英晶体是最常用的压电晶体之一。天然结构的石英晶体的理想外形是正六面体,其外形如图43-56所示。

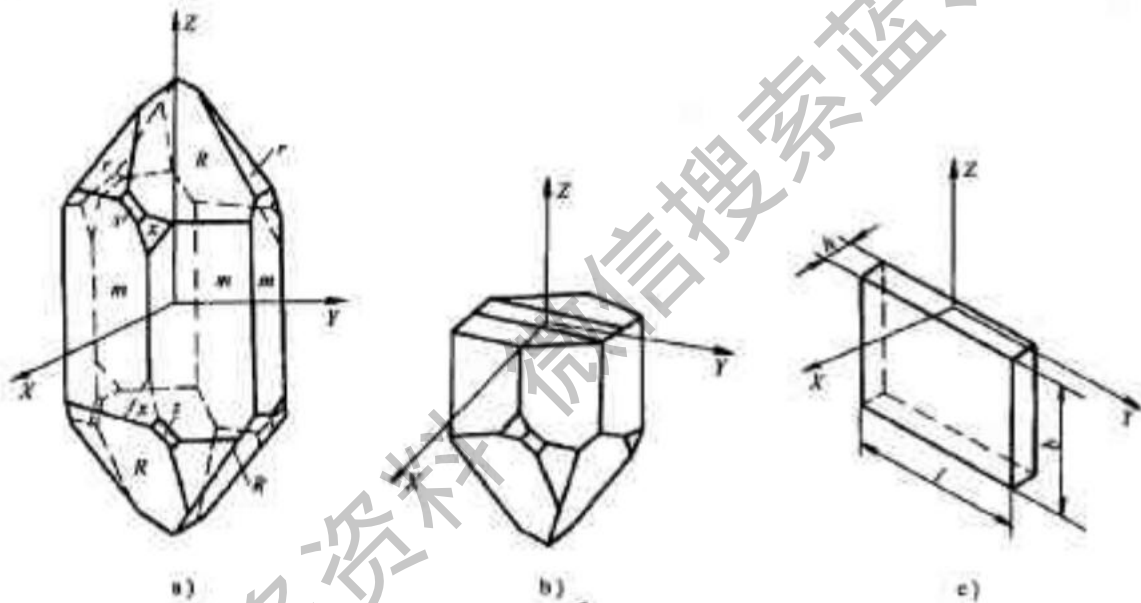


图43-56 石英晶体

a)左旋石英晶体的外形 b)坐标系 c)切片

由于晶体的物理特性与晶轴方向有关,所谓晶轴就是研究晶体物理特性时选定的参考方向。在晶体学中规定,不论是左旋或右旋石英晶体都采用右手直角坐标系表示晶体的方向,如图43-56b所示。其中X轴是平行相邻棱柱面内夹角的等分线,垂直于此轴的晶面上的压电效应最强故称为电轴;垂直于六边形对边的轴线Y轴称机械轴,在电场作用下,沿该轴方向的机械变形最为明显;在垂直于X、Y轴的纵轴Z轴方向没有压电效应,此轴称为光轴或中性轴。

假设从石英晶体上切下一片平行六面体,它的晶面分别平行于X、Y、Z轴,见图43-56c。当沿电轴(X轴)方向受压缩力 F_X 时,则在与电轴垂直的平面上产生电荷

$$Q_K = d_{11} F_X$$

式中, d_{11} 为压电系数(C/N); F_X 为X轴方向压缩力(N)。

可见 Q_K 正比于 F_X ,与晶片几何尺寸无关,电荷极性见图43-57a。

若在X轴方向施加同样大小的拉力 F_X ,仍在X轴平面产生电荷为:

$$Q_K = -d_{11} F_X$$

式中,各符号的物理意义同式,“-”号表示产生电荷的极性相反,见图43-57。

若在Y方向施加压缩力 F_Y ,电荷仍出现在垂直于X轴平面上。

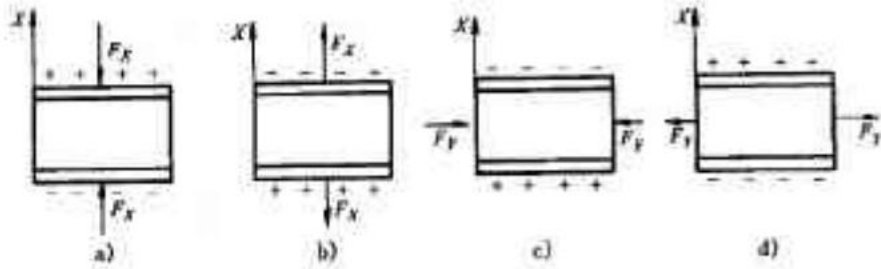


图 43-57 受力方向与电荷极性关系

$$q_h = d_{12} \frac{l}{h} F_x$$

式中, d_{12} 为 y 轴压电系数(C/N); l 为晶片长度(m); h 为晶片厚度(m); 在石英轴对称条件下, $d_{12} = -d_{11}$ 。因此, 上式可写成:

$$q_h = -d_{11} \frac{l}{h} F_x$$

“-”表示沿 y 轴施加压缩力与沿 x 施加压缩力产生电荷极性是相反的, 见图 43-57c)。同理, 沿 y 轴方向施加拉力 F_y , 产生电荷为

$$q_h = d_{11} \frac{l}{h} F_y$$

电荷极性见图 43-57d)。

由式可见, 沿 y 轴施加作用力时, 产生的电荷与晶片的几何尺寸有关。

压电陶瓷具有非常好的压电效应, 当它受到沿极化方向的挤压力时, 将在垂直于极化方向的平面产生电荷:

$$q = d_{31} F$$

式中, d_{31} 为压电系数(C/N); 厚度变形时为 d_{31} ; 长度变形时为 d_{11} 。压电陶瓷的压电系数是石英的压电系数的几十倍到上百倍。

二、压电材料

应用于压电式传感器的压电元件的材料一般有两类: 一类为压电晶体, 例如石英晶体; 另一类为压电陶瓷, 例如钛酸钡、锆钛酸铅等。

(一) 压电晶体

1. 石英晶体 具有良好的压电效应, 压电系数 $d_{11} = 2.1 \times 10^{-12}$ C/N; 其压电系数和介电常数温度稳定性相当良好; 机械强度高, 绝缘性能好。但是天然石英晶体资源较少, 价格昂贵, 常在标准传感器中使用。

2. 水溶性压电晶体 最早发现的是酒石酸钾钠, 压电系数 $d_{11} = 3 \times 10^{-9}$ C/N, 灵敏度较高, 但其易受潮, 机械强度较低, 绝缘性能稍差。故只限于在室温和较干燥场合使用。

酒石酸钾钠属于单斜晶系晶体, 属于该类的晶体还有: 酒石酸乙烯二铵、酒石酸二钾、硫酸锂等。属于正方晶系的有: 磷酸二氢钾、磷酸二氢氨、砷酸二氢钾和砷酸二氢氨等。

(二) 压电陶瓷

将各组分按照一定的比例混合均匀后在高温中烧结而成压电陶瓷。然后在 $100 \sim 170^\circ\text{C}$ 下, 对两根电极的极化面加以高电压 ($1 \sim 4 \text{ kV/mm}$) 进行极化, 使单晶排列整齐, 才具有压电特性。对压电陶瓷, 垂直于极化面的轴称为 X 轴, 而垂直于 X 轴为 Y 轴, 它没有 Z 轴。

压电陶瓷的种类繁多, 常用的有钛酸钡和锆钛酸铝压电陶瓷。

1. 钛酸钡 $d_{31} = 107 \times 10^{-12}$ C/N, 可见压电系数是石英晶体的数十倍。有较强的机械强度, 介电常数较高, 绝缘性能良好, 性能稳定。因此得到广泛使用。

2. 锆钛酸铅 其压电系数 $d_{33} = (200 \sim 500) \times 10^{-12} \text{C/N}$, 其机电参数随温度和时间等外界因素的变化很小, 性能稳定, 工作温度可达 200°C , 也是常用的压电陶瓷。

此外, 还有铌酸盐系列和锆镁酸铝系列压电陶瓷等。

三、压电传感器的等效电路和测量电路

(一) 等效电路

压电转换元件受力作用时产生电荷, 因此它相当于一个电荷发生器。当元件受力作用产生电荷时, 我们可以把它看作是一个电容器, 其容量为:

$$C_{pi} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{t}$$

式中, ϵ_0 为真空介电常数 ($\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{F/m}$); ϵ_r 为压电材料的介电常数; A 为压电片面积; t 为压电片厚度; C_{pi} 为压电元件的电容

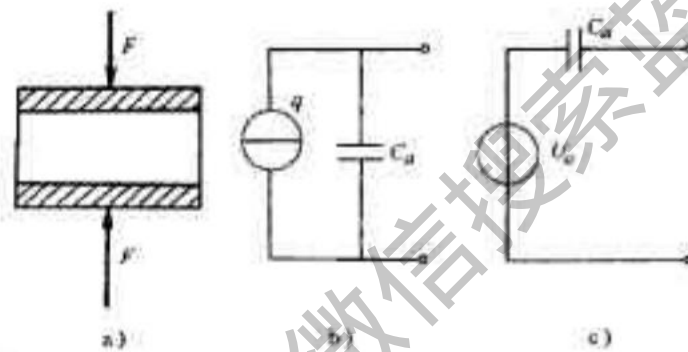


图 4-58 压电传感器的等效电路

a) 结构图 b) 等效电荷源 c) 等效电压源

因此, 可以把压电传感器等效成一个电荷源与电容的并联, 如图 4-58 所示。也可以等效成一个电压源与电容串联的电路, 如图 4-118a) 所示。根据等效电路, 其开路电压为:

$$U_{pi} = q / C_{pi}$$

由于压电传感器本身具有泄漏电阻 R_{pi} , 因此由外力 F 作用所产生的电荷不可能长期保留, 它要经过 R_{pi} 放电, 其关系曲线见图 4-59。

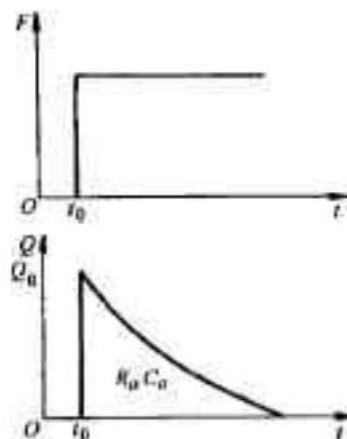


图 4-59 压力传感器电荷响应曲线

压电传感器工作时, 它要与测量电路相连接, 于是就必须考虑电缆电容 C_c , 放大器输入电阻 R_i , 输入电容 C_i 的影响, 因此可得到压电传感器完整的等效电路, 如图 4-60 所示。

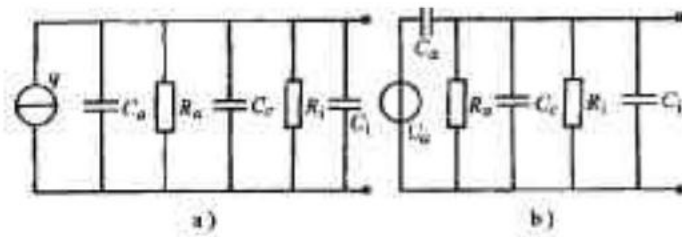


图43-60 压电传感器完整的等效电路

a)电荷源等效电路 b)电压源等效电路

压电传感器的灵敏度有两种表示方法：一种是表示为单位输入量的电压值，称为电压灵敏度 k_u ；另一种是表示为单位输入量的电荷值，称电荷灵敏度 k_q ，它们的关系可以通过压电元件的电容 C_a 联系起来，即

$$k_u = \frac{k_q}{C_a}$$

(二)测量电路

压电传感器本身的内阻很高，而输出的能量又微弱，为了提高测量精度减小误差，就必须设置前置放大器。前置放大器的作用就是将压电传感器的高阻抗输出变换成低阻抗输出，并将其微弱的输出信号加以适当放大。根据压电传感器的工作原理及等效电路，它的输出可以是电压信号也可以是电荷信号。因此，相应的前置放大器也有两种，即电压放大器与电荷放大器。

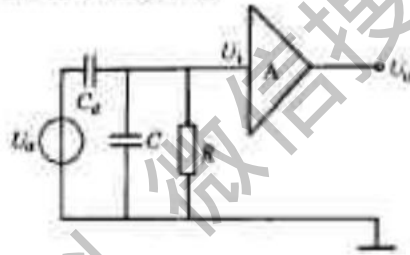


图43-61 压电传感器及电压放大器等效电路

1. 电压放大器 压电传感器与电压放大器连接的等效电路，如图43-61所示。

图中等效电阻 $R=R_0$ ；等效电容 $C=C_a+C_i$ 。

如果压电陶瓷元件受到交变力 $F=F_m \sin \omega t$ 的作用，则产生的电荷与电压均按正弦规律变化

$$q = d_{33} F = d_{33} F_m \sin \omega t$$

$$U = \frac{d_{33} F_m \sin \omega t}{C_a}$$

送到放大器输入端的电压为 U_i ，把它写成复数形式时，则为：

$$\dot{U} = d_{33} F \frac{j\omega R}{1 + j\omega R(C_a + C)}$$

前置放大器的输入电压幅值为：

$$U_m = \frac{d_{33} F_m R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C_a + C)^2}}$$

输入电压与作用力的相位差为：

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctan \omega R (C_a + C)$$

在理想情况下，传感器的绝缘电阻 R_0 和放大器输入电阻 R_i 都为无穷大，极 R 也无限大，电荷没有泄漏，式可知，放大器输入电压（即传感器开路电压）的幅值为：

$$U_m = \frac{d_{33} F}{C_a + C}$$

这样,放大器的实际输入电压 U_{in} 与理想情况下的输入电压 U_{im} 之幅值比为:

$$\frac{U_{in}}{U_{im}} = \frac{\omega R(C_0 + C)}{\sqrt{1 + (\omega R)^2(C_0 + C)^2}}$$

令 $\omega_1 = \frac{1}{R(C_0 + C)} = \frac{1}{\tau}$

式中, τ 为测量回路的时间常数 $\tau = R(C_0 + C)$ 。

式可分别定成如下形式:

$$\frac{U_{in}}{U_{im}} = \frac{\omega}{\omega_1} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}}$$

$$\psi = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)$$

由此得到电压幅值比和相角与频率比的关系曲线,见图43-62。

(1)由图可见当被测力 F_m 为静态力($\omega \rightarrow 0$),或低频缓变信号($\omega \rightarrow 0$), $X_{in} = 0$ 或 $V_{in} \rightarrow 0$,这说明压变物理量。这很容易理解,因为 R_i 和 R_0 不可能无穷大,电荷会通过 R_i 和 R_0 泄漏掉。

(2)当 $\omega/\omega_1 \gg 1$, 即 $\omega\tau \gg 1$ 时, U_{in} 随被测信号频率变化不大。当 $\omega/\omega_1 \geq 3$, 可近似看作 U_{in} 与被测信号频率 ω 无关。这说明测量回路时间常数 τ 一定的条件下,传感器的频率响应相当好。这是压电式传感器很突出的优点。

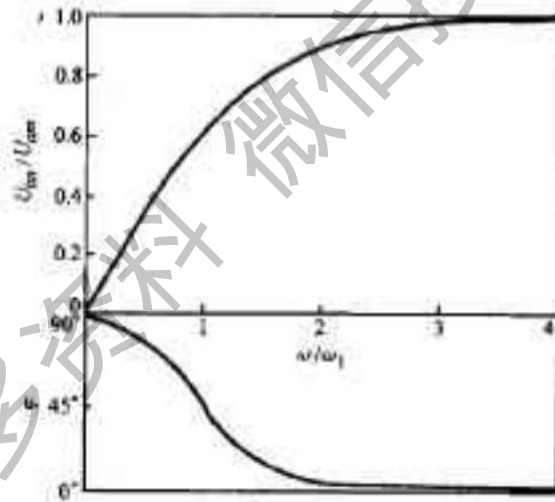


图43-62 电压幅值比和相角与频率比的关系曲线

(3)当 $0 < \omega/\omega_1 < 3$ 时,随着被测量频率 ω 的减小,传感器的灵敏度明显下降。这说明压电传感器的低频响应差。为扩展传感器的频响范围,必须提高测量回路的时间常数 τ ,提高 τ 的惟一方法是提高放大器的输入电阻 R_i ,而不能增加电容,因为增加电容会减小传感器的灵敏度。由式可得传感器的灵敏度为:

$$k_t = \frac{U_{in}}{F_m} = \frac{d_{33}}{\sqrt{\frac{1}{(\omega R)^2} + (C_0 + C)^2}}$$

因为 $\omega R \gg 1$,传感器的灵敏度为:

$$k_t = \frac{d_{33}}{C_0 + C} = \frac{d_{33}}{C_0 + C_c + C_i}$$

上式表明,由于电缆电容 C_c 及放大器输入电容 C_i 的存在,使灵敏度减小。如果更换连接电缆,则必须重新校正灵敏度,以保证其测量精度。

2. 电荷放大器 压电传感器配用电压放大器时,其电压灵敏度随电缆的分布电容变化而变化,因此更换不同长度的电缆时要对灵敏度进行重新校正。而采用电荷放大器则免此麻烦。电荷放大器(又称冲击测量

放大器)实际上是一种具有深度负电容反馈的高增益运算放大器,它与电压传感器连接时的等效电路如图43-63所示。

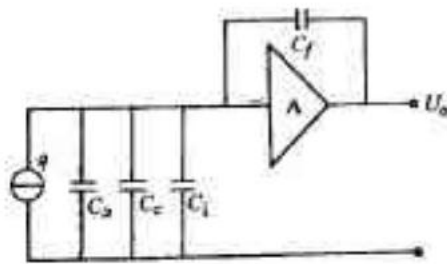


图43-63 电荷放大器等效电路

图中,忽略了放大器的输入电阻 R_i 和传感器的漏阻 R_a 。由“虚地”原理可知,反馈电容 C_f 折合到放大器输入端的等效电容为:

$$C_f' = (1+k)C_f$$

式中, k 为放大器的开环放大倍数。

这样, C_a 、 C_c 、 C_i 和 C_f' 四个电容并联,输出电压为:

$$U_o = \frac{-kq}{C_a + C_c + C_i + (1+k)C_f}$$

只要开环放大倍数足够高,满足 $(1+k)C_f \gg (C_a + C_c + C_i)$,则上式可简化为:

$$U_o = -\frac{q}{C_f}$$

式中,“-”表示输出信号与输入信号反相。

式可见,输出电压 U_o 正比于输入电荷 q ,传感器的灵敏度与分布电容无关,因此连接电缆可长达数百米,甚至千米,灵敏度却无明显下降,显示了电荷放大器的突出优点。

必须指出,压电传感器的前置放大器,无论是电压放大器或电荷放大器都必须具有很高的输入阻抗,通常需达 $10^9 \sim 10^{12} \Omega$ 。高输入阻抗的运放种类很多。

四、压电传感器的应用

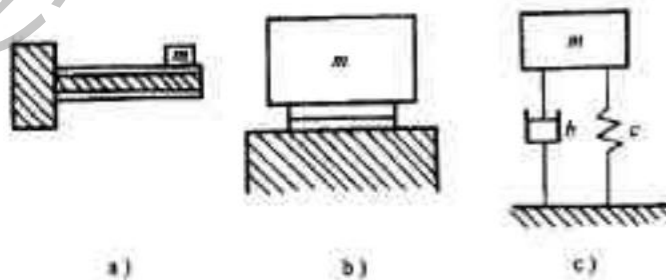


图43-64 压电式加速传感器结构原理图

a)梁式 b)压缩式 c)等效图

(一)压电式加速度传感器

压电式加速度传感器由于具有良好的频率特性,量程大(能测 $0 \sim 10^5 g$ 的加速度),结构简单,工作可靠,使用方便等特点,故在振动和冲击测试技术中占主导地位,它约占各种振动、冲击传感器总数的 80% 以上。目前世界各国用作加速量值传递标准的高、中频标准加速度传感器均为压电式传感器。目前压电式加速度传感器广泛地应用于航空、机械、电子、冶金等各个领域的振动、冲击的测试、信号分析、环境模拟实验,故

障诊断等。

压电加速度传感有圆片式、双晶片式、音叉式和膜盒式多种结构,但其基本工作原理相同,是典型的惯性式传感器,其结构原理及等效作用系统见图 34-64。

在压电加速度传感器中,压电片可等效为刚度为 c 的弹簧。工作质量块 m 的位移即弹簧的变形(弹簧的位移振幅 A),弹簧力 $F=cA$,它与被测加速度的关系为 $F=-m\ddot{x}$,这就是作用在压电片使之产生电荷的力,因此单个压电片表面电荷为:

$$q = d_{31}F = -d_{31}m\ddot{x}$$

从式可见,压电片表面电荷与加速度成正比。其电荷灵敏度为:

$$k_p = \frac{q}{\ddot{x}} = -d_{31}m$$

其电压灵敏度为:

$$k_u = \frac{d_{31}m}{C_0} = \frac{k_q}{C_0}$$

这就是压电式加速度传感器的测量原理。

图 43-65 为微振动测量仪电原理图。图中,压电加速度传感器选用 PV-96 型,其灵敏度为 $k_q = 1000 \text{pC/g}$ ($1\text{g} = 9.8 \text{m/s}^2$);即在 1g 加速度作用下产生 1000pC 的电荷,静电容 $C_0 = 6000 \text{pF}$;测量振动频率 $0.1 \sim 100 \text{Hz}$ 。IC₁ 为电荷放大器, C_c 为引线电容。由式可知, IC₁ 的输出电压为:

$$V_{d1} = \frac{1000 \times 10^{-12} \text{C}}{100 \times 10^{-12} \text{F}} = -33 \text{V}$$

所以电荷放大器的灵敏度为:

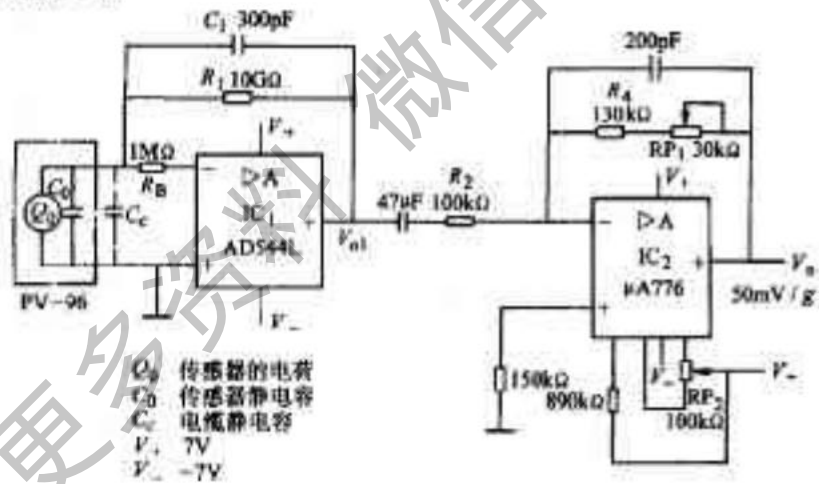


图 43-65 微振动测量仪电原理图

$$k_{d1} = \frac{V_{d1}}{\ddot{x}} = -\frac{33 \text{V}}{\text{g}} = -33.7 \text{mV/g}$$

式中 $1\text{g} = 1(980\text{g}) = 1\text{m/s}^2$ 。

电荷放大器的频率响应由 R_1, C_1 决定

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = 0.053 \text{Hz} \approx 0.1 \text{Hz}$$

R_2 为运放 IC₂ 的保护电阻,避免因输入电压过高而损坏,且起到提高 IC₂ 输入阻抗的作用。

IC₂ 是反相放大器,其闭环增益为:

$$K_{V2} = -\frac{R_4 + RP_1}{R_2} = -1.48$$

调整 RP_1 可实现 $K_{V2} = 1.48$,是满度调整电位器,因此可求得测试仪的灵敏度为:

$$k_u = (-1.48) \times \frac{-33.7 \text{mV}}{\text{g}} = 50 \text{mV/g} = 48.8 \text{mV/g}$$

本电路输出最大为6V,则测量上限为:

$$Q_{\max} = \frac{6V}{48.8V} = 0.12gf$$

IC₂中电位器RP₂的作用是调零。

IC₁和IC₂的选择应注意选择低噪声运放,而且具有低输入电压、低偏置和低失调漂移等特性。电容C₁和C₂的选择容量尽可能小和漏电流小。IC₁级应该用聚四氟乙烯支架绝缘子进行绝缘。

(二)压电式力传感器

压电式力传感器具有频带宽、灵敏度高、线性度好、动态误差小的特点,特别适用测量动态力。它用来测量发动机内部燃烧压力、真空度等动态和分布压力,缺点是不适于测量长时间作用的静态力。

图43-66为电子气压表原理电路图。

天气变化与气压的变化密切相关,气压升高预示天气变晴;气压下降预示天气变阴或下雨。该电子气压表用10只LED指示气压值(从96~106kPa),另用三只LED指示气压变化的趋势。克服了传统玻璃管式指针气压表的许多缺点。

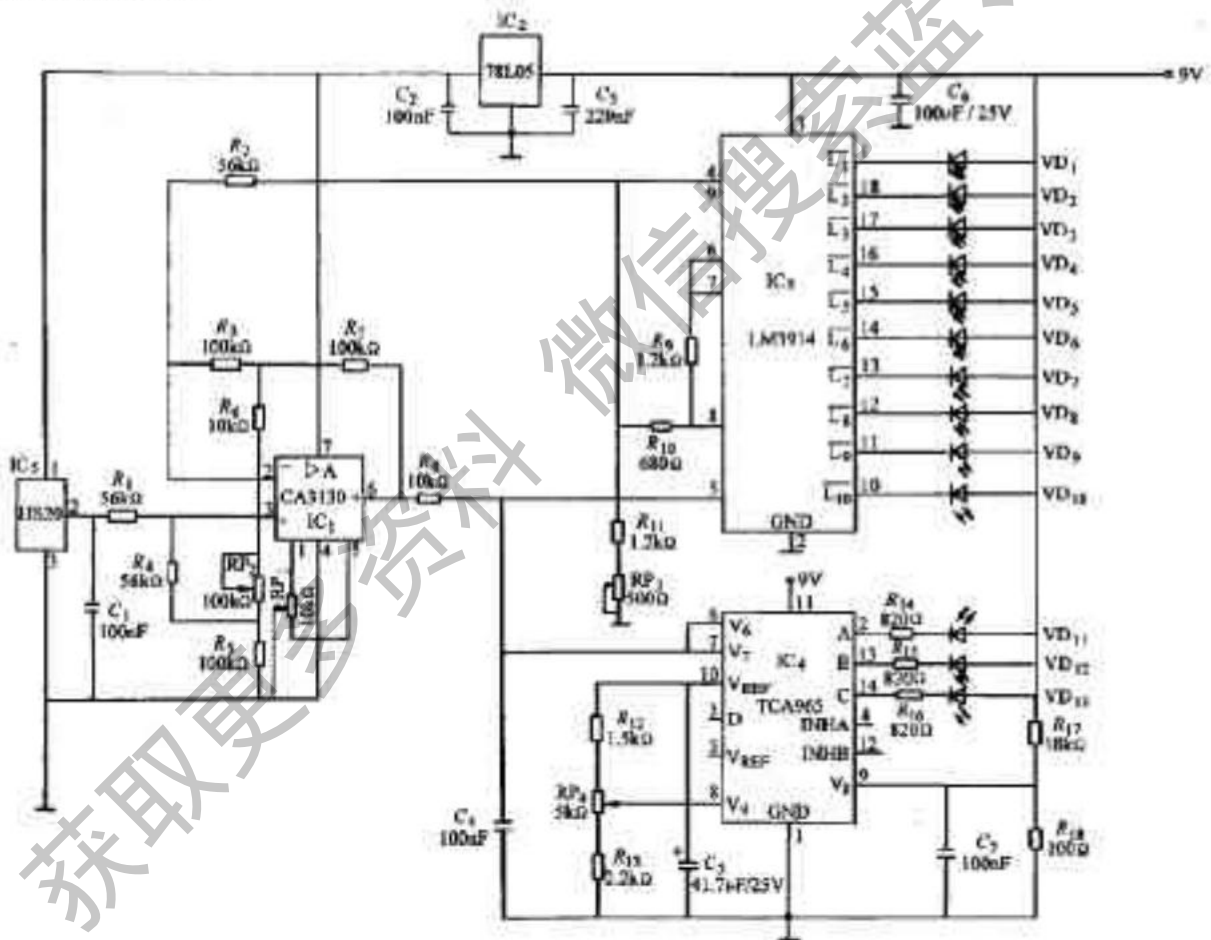


图43-66 电子气压表电路图

该电子气压表选用Bosch公司生产的HSD型压电式压力传感器。该传感器内含高阻抗前置放大器。当气压从96kPa变化到106kPa时,传感器输出电压从2.125~2.400V,且具有很好的线性度。该传感器是三端元件:1脚接5VDC电源;3脚参考地;2脚输出电压。该传感器的满度值为200kPa。

78L05为集成稳压块,输出高稳定度5V电压给HSD,以克服因电压不稳定引起的测量误差。

IC₁为高输入阻抗放大器,RP₁为调零,RP₂为调整放大倍数。IC₁输出一路送给IC₃显示气压值;另一路送给IC₄显示气压变化趋势。

IC₃是LED阵列驱动器LM1914,其输出端L₁~L₁₀分别接发光二极管VD₁~VD₁₀,以指示气压值。VD₁₁~

VD_1 旁边分别接阻值 $96 \sim 105 \Omega$ (标准气压为 $101.3 kPa$)。 K_3 根据输入电平的高低仅驱动一只发光二极管发光, 便可读出气压值。 $1M914$ 内部有精密基准电压, 并通过 R_2 输出以稳定 K_4 反相输出端的基准电压。 $I_4 \sim I_{10}$ 是恒流源驱动 LED, 故不需限流电阻。 调节 RP_3 可校准气压刻度盘的读数。

K_4 是窗口鉴别器。 RP_4 用来调节窗口的中心电平, 即气压稳定时 ($101.3 kPa$), 调节 RP_4 使发光二极管 VD_1 刚好点亮。 当气压升高时, VD_1 点亮; 当气压下降时, VD_3 点亮。

第四节 光电式传感器测试

由于微电子技术、光电半导体技术、光导纤维技术和光栅技术的发展, 光电传感器的应用与日俱增。 它是将光信号转换成电信号的转换器, 其基本结构见图 43-67。

一、光电效应及器件

光照射在某些物质上, 物质的电子吸收光子的能量而释放电子的现象, 称为光电效应。 释放的电子叫光电子; 能产生光电效应的物质叫光电材料。 光电效应一般有外光电效应、光导效应和光生伏特效应。 根据光电效应制造的转换元件称为光电元件或光敏元件。



图 43-67 光电式传感器的基本结构

(一) 外光电效应及器件

光照射在光电材料上, 材料表面的电子吸收光子的能量, 若电子吸收的能量足够大时, 电子会克服正离子的束缚脱离材料的表面而进入外野空间, 从而改变了光电材料的导电性能, 这种现象称为外光电效应。

根据爱因斯坦的光子假设, 光子是运动着的粒子流, 每种光子的能量为 $h\nu$, 其中, ν 为光子的频率, h 为普朗克常数, $h = 6.626 \times 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$ 。 可见, 不同频率的光子具有不同的能量。 假设光子的全部能量交给电子, 电子能量将增加, 增加的能量一部分用于克服正离子的束缚; 另一部分转换成电子的动能。 根据能量守恒定律

$$h\nu = \frac{1}{2}mv^2 + A$$

式中, m 为电子的质量, v 为电子的运动速度; A 为电子所做的逸出功。

式为爱因斯坦光电效应方程。 由此可见

① 电子吸收的能量大于逸出功 A 时才能产生外光电效应。 光子的能量恰等于逸出功, 即

$$h\nu_0 = A$$

式中, ν_0 为光电材料产生外光电效应的固有频率。

不同的物质具有不同的固有频率。 光子的 ν 必须大于 ν_0 才能产生外光电效应, 否则, 无论光强如何和照射时间的长短如何, 皆不能产生外光电效应。

② 光电子的初动能取决于光子频率, 与光强无关。 因为一定的物质, 电子的逸出功是常数。

③ 单位时间内逸出的电子数量与光强度成正比, 故光电流与光强成正比。

④ 电子一次性吸收光子的全部能量, 无需能量存储时间, 故光电子发射迅速。

根据外光电效应制造的光电元件有光电管、充气光电管和光电倍增管。

1. 光电管 光电管种类繁多,典型产品有真空光电管和充气光电管。由于真空光电管有稳定性好、惰性和温度系数小等优点,故它是自动检测中常用的检测元件,其工作原理见图 43-68。

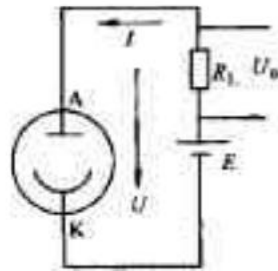


图 43-68 光电管的工作原理

由图可见,在真空玻璃管内密封有光电阳极 A 和光电阴极 K,阴极 K 表面涂有逸出功小的化合物,例如铯、氧化铯和砷化铯等。当光线照射在光电阴极 K 上时,电子从阴极表面逸出,并被光电阳极的正电场吸引,外电路产生光电流 I,在负载电阻 R_L 上的压降 U_o 为输出电压。

2. 光电倍增管 与光电管比较,光电倍增管有光电流放大作用,这是由于有 n 个对光电流进行放大的“倍增极”的缘故。“倍增极”或称为“次阴极”,它受到电子轰击后能发射更多的“次级电子”。各倍增极上顺次加上愈来愈高的正电压,使得前级的次电子加速轰击下一倍增极,见图 43-69。

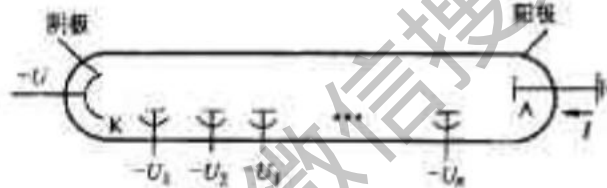


图 43-69 光电倍增管的工作原理

$$I_n > I_{n-1} > I_{n-2} > \dots > I_0$$

设阴极 K 发射 δ 个电子,则第一倍增极发射 δ^2 个次电子,那么第 n 个倍增极发射 δ^n 个次电子,则阳极 A 收集到的电子数为 δ^n 。例如, $\delta = 4, n = 10$,则光电倍增管的放大倍数 $K = 4^{10} \approx 10^6$,可见,其放大倍数相当高,即使极微弱的光照也能对外电路提供较大的电流。

光电倍增管的主要参数:

(1) 倍增系数

$$M = (C\delta)^n = C^n$$

式中, C 为各倍增极的电子收集率; C 为总的电子收集率; δ 为各阴极的电子倍增系数。

(2) 阴极灵敏度和总灵敏度 每一个光子在阴极上能发射的平均光电子数,称为阴极灵敏度。每一个光子激发阴极后,在阳极上能收集到的平均电子数,称为总的灵敏度。

由于光电倍增管的灵敏度很高,其最高灵敏度可达 $10A/lm$,因此不能受强光,否则容易损坏。

(3) 暗电流 不受光照时,加上电压,此时的阴极电流,称为暗电流。这是由于热激发的缘故。暗电流随着温度的升高而增大。

(二) 光导效应及器件

绝大多数高电阻率的半导体,当受光照射时,吸收光子能量,其电阻率降低的导电现象称为光导效应,它属于内光电效应。

光照某些半导体时,若光子的能量大于半导体禁带的能级宽度,则电子从价带跃迁到导带,形成自由电子,同时,价带留下相应的空穴。电子、空穴仍留在半导体内,并参与导电在外电场作用下形成光电流。

产生光导效应的条件是光子的能量必须大于半导体禁带的能级宽度,因此每一种半导体皆有其固有入射光频率。

除金属外,多数绝缘体和半导体都有光导效应,半导体尤为显著。根据光导效应制造的光电元件有光电阻和光导管,以光电阻的应用较为广泛。

当光照射在光电阻上时,其导电性能增加,电阻值下降,光强度愈强,其阻值愈小;若停止光照,其阻值恢复到原始值。

光电阻的主要参数:

(1)暗电阻和亮电阻 在一定温度下,无光照时的零功率电阻称为暗电阻,暗电阻比较大。在一定温度下,受光照时的零功率电阻称为亮电阻,亮电阻比较小。暗电阻与亮电阻之比的范围为 10~100 之间。

(2)暗电流与亮电流 在一定外加电压下,流过暗电阻之电流称为暗电流,通常暗电流很小。在一定外加电压下,流过亮电阻的电流,称为亮电流,通常亮电流比较大。

(3)光电流 亮电流与暗电流之差称为光电流。

(4)灵敏度 无光照时的阻值与受光照时的阻值的相对变化量,称为光电阻的灵敏度。灵敏度通常在 $10^2 \sim 10^4$ 之间。

(三)光生伏特效应及器件

半导体受光照射产生电动势的现象称为光生伏特效应。据此效应制造的光电器件有光电池、光电二极管、光电三极管、光控晶闸管和光耦合器等。

1. 光电池 它的工作原理见图 43-70a。在 N 型半导体上扩散一个 P 区,两交界面上形成 PN 结。当光线照射于 P 区时,若光子的能量大于半导体禁带的能级宽度,在 P 区表面激发电子—空穴对。P 区表面电子—空穴对的浓度最大,越向 PN 结浓度愈小,因此,电子空穴对向 PN 结扩散。若电子空穴对到达 PN 结前来不及复合,在 PN 结势垒电场的作用下,将电子加速推向 N 区,空穴留在 P 区。因此, N 区有电子积累, P 区缺少电子,从而形成电动势。在外电路接通情况下,向负载电阻 R_L 源源不断地提供电流。

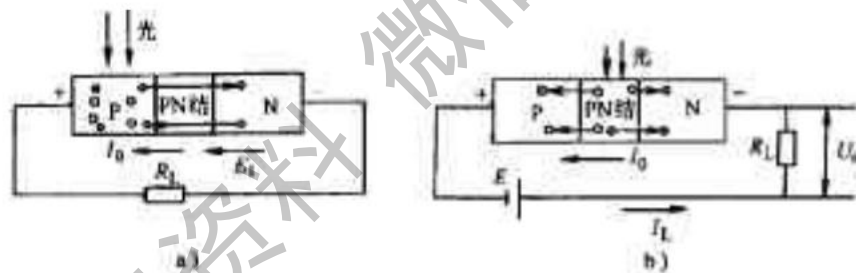


图 43-70 光电池和光敏二极管的工作原理

a) 光电池 b) 光敏二极管

根据材料不同,有硅光电池、硒光电池、砷化镓光电池和锗光电池。前三种得到广泛的使用。

2. 光电二极管 其结构和工作原理与光电池相似,见图 43-70b。光电二极管的受光点在 PN 结上。无光照时,即使在 PN 结势垒电场和外电场的作用,其电流 I_0 几乎为零;有光照时,在 PN 结产生电子空穴对,在 PN 结势垒电场作用下,将电子拉向 N 区,而空穴推向 P 区,从而形成电流 I_L ,其方向与光电流 I_0 一致。 I_L 于负载电阻 R_L 上的压降即为输出电压 U_0 。

光电二极管的型号有 2GU 和 2DU,前者多为两根引出脚;后者多为三根引出脚,使用时,将称为环极的引出脚接地,以提高其抗干扰能力。

3. 光电三极管 光电三极管的电符号及工作原理见图 43-71。与光电二极管比较,光电三极管有两个 PN 结。当光照落在基—集极的 PN 结上时,则产生电子—空穴对。在 PN 结势垒电场的作用下,电子向 N 区(集电极)移动,空穴向 P 区(基极)移动,从而形成光电流 I_b 。空穴在基区的积累,提高了基—射结的偏置,发射极的多数载流子穿过很薄的基区向集电极移动,在外电场作用下形成集电极电流 I_c , $I_c = \beta I_b$,其中 β 为光电三极管的电流放大倍数。可见,光电三极管的灵敏度较光电二极管的高。

4. 光控晶体闸流管 光控晶体闸流管是近几年来发展的光电半导体元件,代号为 GCR,其结构和工作原理见图 43-72。

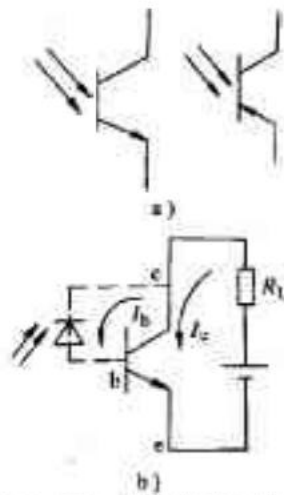


图43-71 电符号及工作原理
a)电符号 b)工作原理

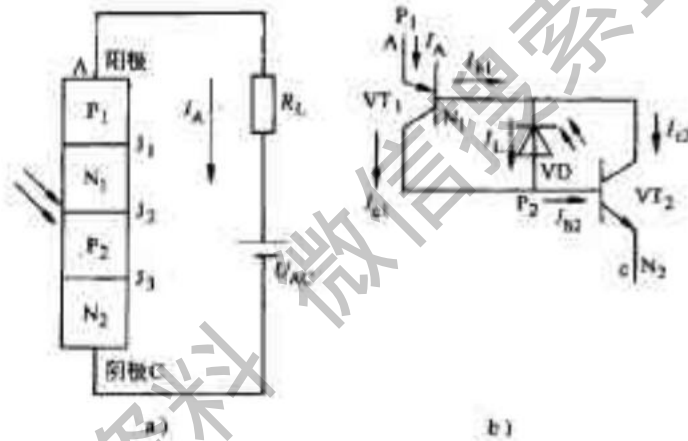


图43-72 结构及工作原理
a)结构 b)工作原理

由图可见,光控晶闸管是PNPN四层元件。阳极加正电压,阴极加负电压时, J_2 结处于反向偏置, N_1P_2 可视为反偏光电二极管VD; $P_1N_1P_2$ 可视为PNP三极管 VT_1 , $N_1P_2N_2$ 可视为NPN三极管 VT_2 。VD、 VT_1 和 VT_2 的等效电路如图43-72b。设 VT_1 和 VT_2 的电流放大倍数为 β_1 和 β_2 。无光照时VD反偏, I_L 很小,故 I_{A1} 和 I_{A2} 很小,故 I_A 很小。当光照射 J_2 结时, I_L 增加, I_{A1} 增加, I_{A2} 增加;从而引起 I_{Q2} 增加, I_{Q2} 增加, I_{C2} 的增加进一步引起 I_{A1} 、 I_{A2} 进一步增加,形成正反馈过程。由此可见,光控晶闸管的 J_2 结一旦受到能产生光生伏特效应的光照射,光控晶闸管就全导通,其电流 I_A 为:

$$I_A = \beta_1 \beta_2 I_L$$

光控晶闸管一旦导通,即使撤去光源,它仍能维持导通状态,除非 U_{AC} 反向或小于光控晶闸管的阈值电压时,光控晶闸管才会截止。

5. 光耦合器 它是近几年来发展起来的新型光电半导体器件,其工作原理与输入输出特性,见图43-73。

发光二极管具有单向导电特性。当发光二极管VD加上正向电压后,其PN结势垒电场降低,载流子的扩散运动大于漂移运动,p区的空穴注入N区,N区的电子注入p区。注入的电子和空穴相遇产生复合而释放能量,释放的能量主要以单色光出现。单色光被光敏三极管接收,致使 I_c 增加, I_c 在 R_L 上的压降 U_o 即为输出电压。

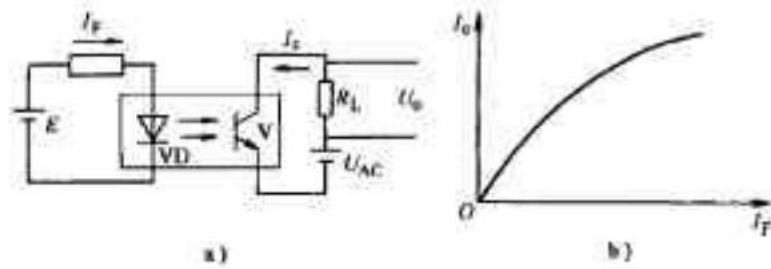


图43-73 工作原理与输入输出特性

a)工作原理 b)输入输出特性

光耦合器的输入输出特性是非线性的,见图43-73b,使用时要加以注意。

二、光电器件的特性

了解光电器件的特性对使用光电器件是极为重要的。

(一)光照特性

光照特性是指光电器件外加电压一定时,光电流 I 与入射的光照度之间的关系。

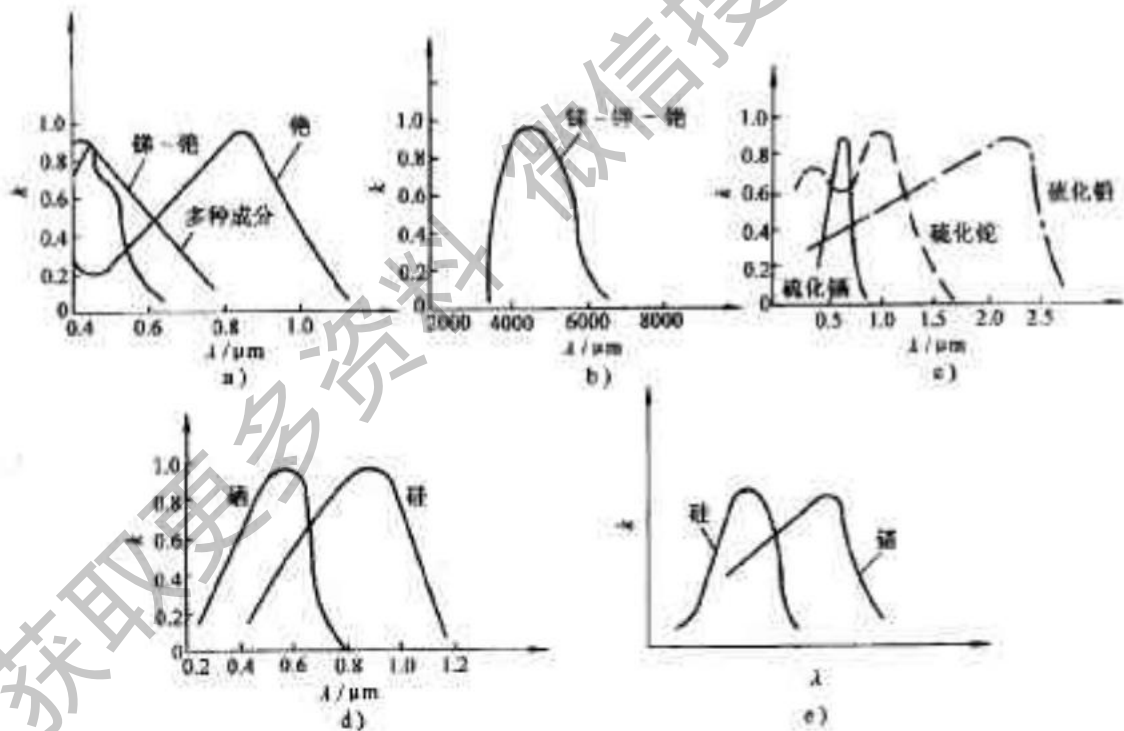


图43-74 光电特性与光照特性

a)光电管 b)光电倍增管 c)光电阻 d)硅光电池 e)光电三极管 f)光电二极管

各种光电元件的光照特性,见图43-74。其中,图asb为光电管和光电倍增管的光照特性;图c和d为光电阻、硅光电池、光电三极管和光电二极管的光照特性。

由于真空光电管的阳极电流仅取决于阴极发射的电子,故其光照特性是线性的,见图43-74a。

光电倍增管的光照特性在相当宽的范围内保持线性。而光通量增加到一定数值后,特性曲线明显偏离线性。这是由于后几级倍增极不能全部收集前一级所发射的次电子的缘故。因此灵敏度有所降低,见图43-74b。

光电阻的光照特性是非线性的,见图43-74e。故它不宜作为线性检测元件,宜作开关元件用于自动控制系统中。

光电二极管的光照特性见图43-74f,其开路电压在很窄的范围内保持线性,当照度增加到一定程度时,光生电动势削弱了PN结势垒电场的作用,故光生电动势趋于恒定。短路电流在很宽的范围内保持良好的线性,外电阻愈小,光电流与照度之间的线性度愈好。因此,利用光电池作为检测元件时,应以电流源形式使用。

硅光电三极管的光照特性线性度较好,见图43-74g。硅光电二极管的光照特性在弱光时线性度较差。

(二) 光谱特性

光电元件外加电压一定时,其输出电流与入射单色光的波长之间的函数关系,即 $I=f(\lambda)$,称为光电元件的光谱特性。各种光电元件的光谱特性如图43-75。图中,横坐标为入射光的波长 λ ,纵坐标为相对灵敏度 $k=I/I_{\text{max}}$ 。

由图可见,不同材料制造的光电元件其光谱特性差别很大;某种材料制造的光电元件只对某一波长的入射光具有最高的灵敏度。因此,选择光电元件时,要考虑光源的波长,或者选择光源时,要同时考虑光电元件的峰值波长,以得到最高的灵敏度。

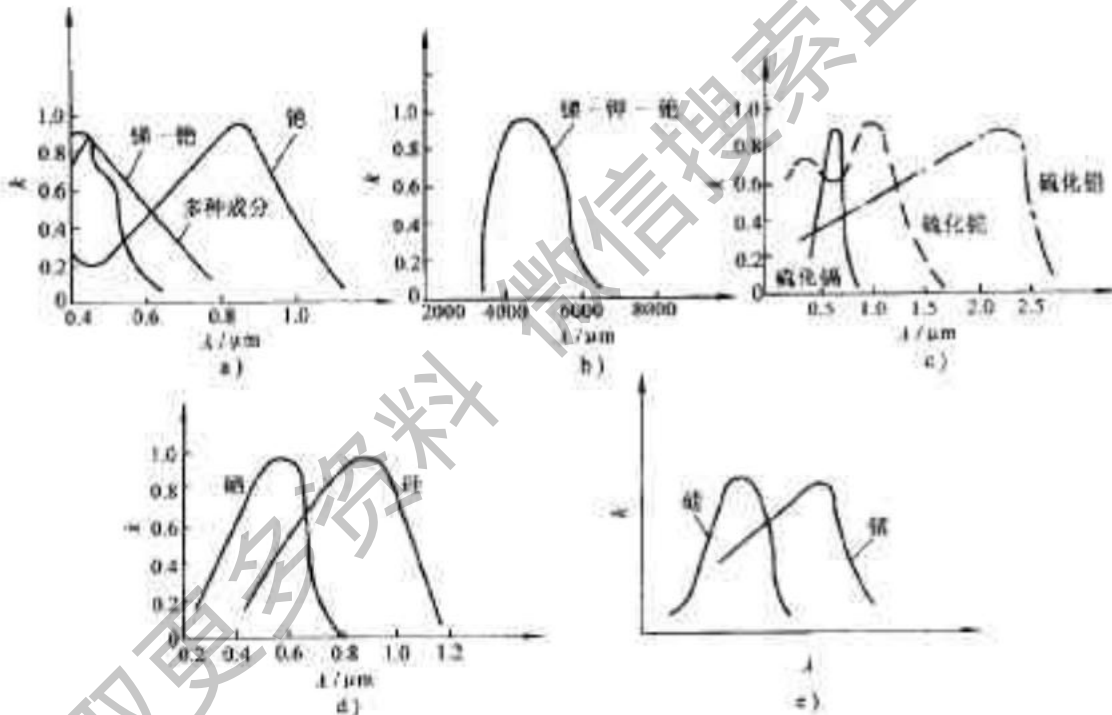


图43-75 光电元件的光谱特性

a)真空光电管 b)光电倍增管 c)光电阻 d)光电池 e)光电三极管

(三) 伏安特性

伏安特性是指在给定的光通量或照度下,光电流与外加电压之间的关系,即 $I=f(U)$ 。各种元件的伏安特性见图43-76。

由图可见,真空光电管、光电倍增管和光电三极管的伏安特性与晶体三极管的伏安特性相似,仅以入射光的强度代替晶体三极管的基极电流 I_b 而已,见图43-76a、b、e。

图43-76c:为光电阻的伏安特性,可见,有光照与无光照的伏安特性差别较大。在光照情况下,若电压升高到某一数值,光电阻会产生“击穿”现象(即烧毁)。

由图43-76d可见,光电池的负载电阻 $R_L < 0.5\Omega$ 时,伏安特性的线性度较好, R_L 增加,线性度变差。

(四) 频率特性

频率特性是指外加电压和入射光强一定时,光电流 I 与入射光的调制频率 f 之间的关系,即 $I=\varphi(f)$ 。

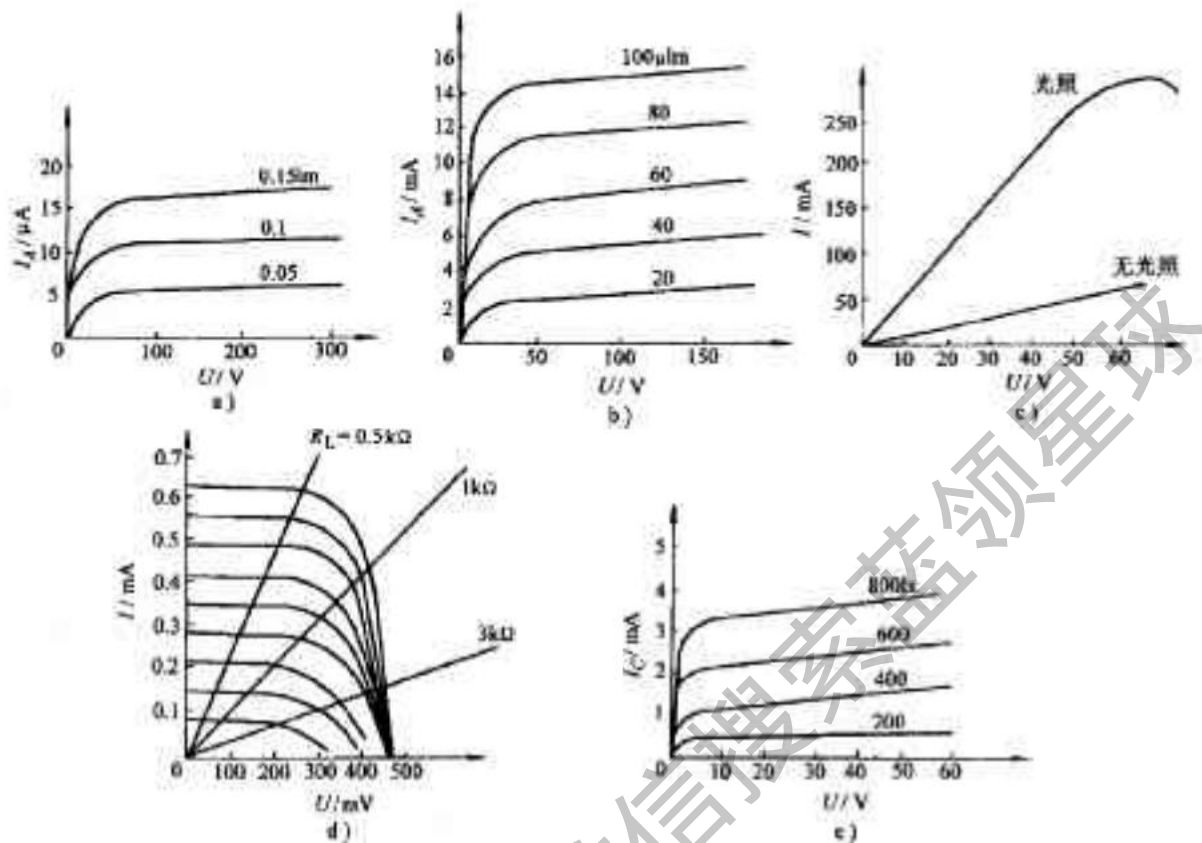


图 43-76 伏安特性

a)真空光电管 b)光电倍增管 c)光电阻 d)光电池 e)光电三极管

各种光电元件的频率特性见图 43-77。图中，横坐标为入射光的调制频率；纵坐标为光电流的相对灵敏度 $k = I/I_{im0}$ 。

由图可见，利用外光电效应原理制造的光电元件的频率特性较好，例如氧化铯真空光电管其最高调制频率可达 1MHz，见图 43-77a。利用光生伏特效应原理制造的光电元件的频率特性次之，见图 43-77c,d。不同材料制成的同一类光电元件，其频率特性相差甚远。光电二极管的频率特性较光电三极管的频率特性好，这是由于光电三极管的基区存在结电容和可载流子穿越基区需要时间的缘故。利用内光电效应原理制造的光电元件的频率特性最差，见图 43-77f，这是由于俘获载流子和释放电荷都需要一定时间的缘故。

在应用光电元件时，必须考虑光电元件的频率特性与调制光的频率，否则会引入较大的动态误差。

(五) 温度特性

光电元件为半导体器件，其特性受温度的影响较大。各种光电元件的温度特性见图 43-78。图 43-78a 为硅光电管的温度特性，由图可见，开路电压随温度的升高迅速下降；短路电流随温度的升高而增加很小。图 43-78b 为光电阻的光谱温度特性，随着温度的升高，其光谱峰值向短波方向移动。图 43-78c 为光电三极管的温度特性，暗电流随温度的升高增加很快，这是由于热激发的缘故。光电流随温度的升高却增加很少，主要由光激发的电流决定。

综上所述，光电元件的特性受温度的影响比较严重，在使用中必须采取温度补偿或恒温措施，以保证足够的精确度。

三、光电元件信号的检测方法

1. 透射式 恒光源发出的光通量为 Φ_0 ，经被测物质后衰减为 Φ ，其关系为：

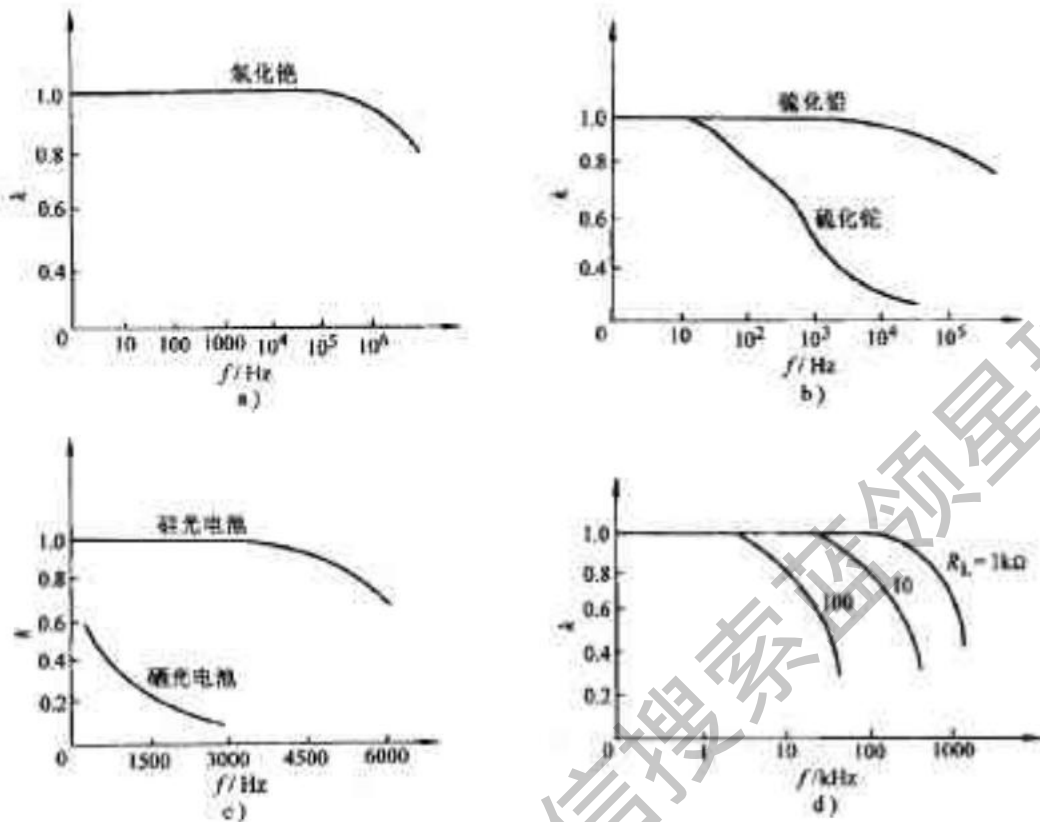


图 43-77 频率特性

a)真空光电管 b)光敏电阻 c)光电池 d)光电三极管

$$\Phi = \Phi_0 e^{-\mu d}$$

式中, μ 为被测对象的吸收系数; d 为被测对象的厚度。

光电元件将光通量 Φ 转换成光电流。此法可用于检测流体和固体的透明度、混浊度、厚度及吸收系数等,见图 43-79a。

2. 反射式 恒光源的光通量 Φ_0 经被测对象后损失了部分光通量,到达光电元件的光通量为 Φ ,见图 43-79b。此法可用于测量物体表面的粗糙度、反射率及转速等。

3. 辐射式 见图 43-79c。被测对象辐射的光通量 Φ_0 投射到光电元件上,转换成光电流。此法可用于测量温度及与温度有关的参数。例如光电高温计和光电比色高温计等是根据该原理测温的。

4. 遮挡式 恒光源的光通量 Φ_0 被测对象遮挡了一部分,到达光电元件的光通量为 Φ ,见图 43-79d。此法可用于测量物体的几何尺寸、振动、位移和膨胀系数等。

5. 开关式 原理与遮挡式相似。光源的连续光被测物体调制为脉冲光投射到光电元件上,转换成电流或电压脉冲。例如,计算机的光电输入,产品计量,转速和开关量等均用此法。

四、光电传感器的应用

光电传感器可用于测量机械量、热工量和成分量等,在工程上得到广泛的应用。

1. 光电测厚仪 光电测厚仪的原理见图 43-80。

由图可见,它采用透射式信号检测方法。对式两边取对数得:

$$\ln \Phi = \ln \Phi_0 - \mu d$$

故

$$d = \frac{1}{\mu} (\ln \Phi_0 - \ln \Phi)$$

上式即为光电测厚仪的测厚基本方程。

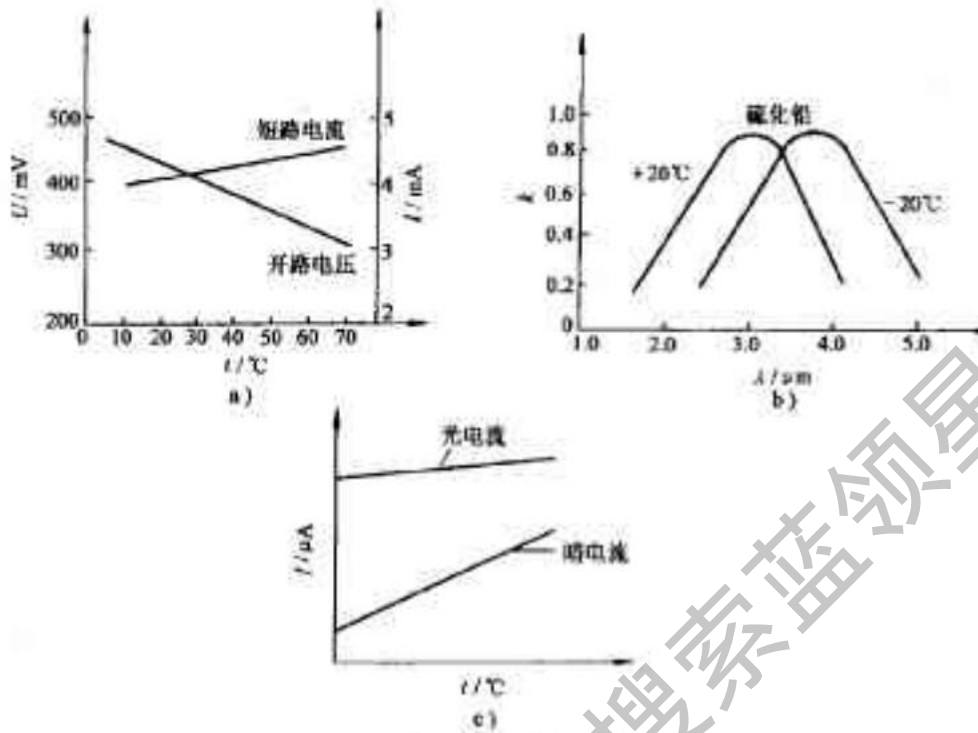


图 43-78 温度特性

a) 光电池 b) 光电阻的光谱温度特性 c) 光电三极管

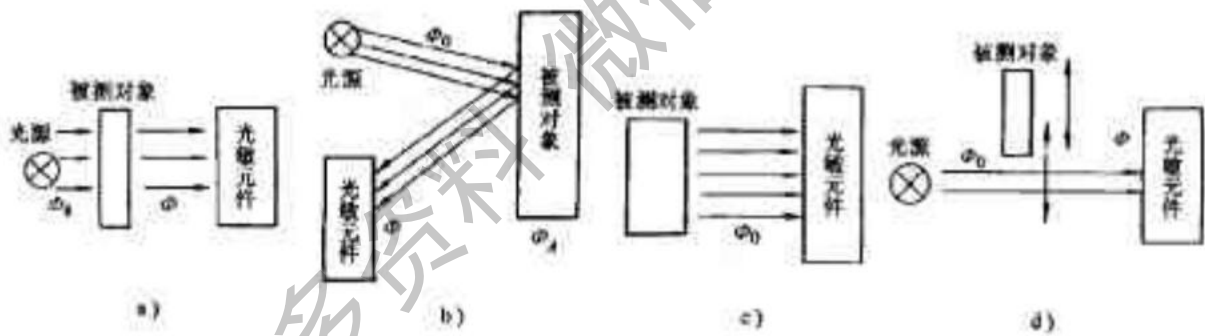


图 43-79 光电元件的信号检测方法

a) 透射式 b) 反射式 c) 衍射式 d) 遮档式

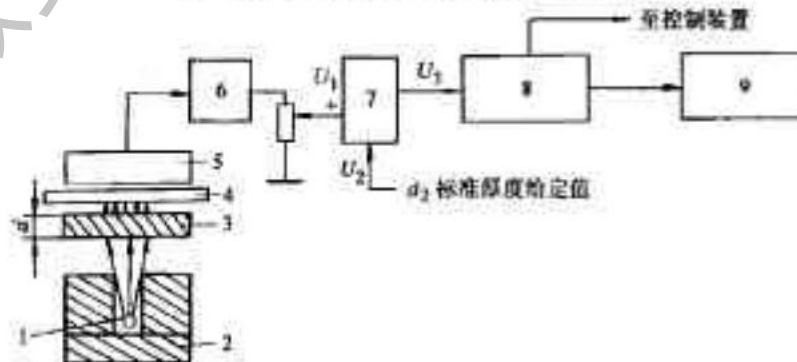


图 43-80 光电测厚仪的原理

1—放射源 2—保护罩 3—被测物 4—闪烁片 5—光电倍增管
 6—测量电路 7—差值放大器 8— $\frac{1}{2}$ 数字电压表 9—LED显示器

放射源辐射 α 、 β 或 γ 射线,其恒强度为 ϕ_0 ,经被测物衰减为 ϕ ,射线经闪烁片转换成光子,光子在光电倍增管中转换成与之对应的光电流或光电压,经测量电路转换成电压 U_1 , U_1 与代表标准厚度 d_2 的标准电压 U_2 在差值放大器中进行比较,其差值电压 U_3 与被测厚度和标准厚度之差 $\Delta d = (d_1 - d_2)$ 成正比。 U_3 经 3 1/2 位数字电压表转换成数字量供 LED 显示器显示被测厚度与标准厚度之偏差值。

由式可见,厚度 d 与射线强度间为非线性的,因此,在测量电路中应进行线性化处理。

此外,数字信号可送到计算机等控制装置对被测厚度进行自动控制。

2. 电力系统自动并网装置 发电机投入电网运行常采用准同步投运法。准同步投运法必须满足:①三相相序一致;②频率一致;③相位一致;④电压幅值相等。其中第一个条件在系统设计时已经满足,后三个条件必须同时满足才能并网,可见,人工并网比较困难,采用光电自动并网装置比较容易实现。该装置的原理见图 43-81。

本装置采用光电遮挡式检测原理。在电压表 V_A 、 V_B 和 V_C 零刻度线处钻一小孔,于指针两侧安装小灯泡和光电元件。当 V_A 、 V_B 、 V_C 的指针均处于零刻度线(说明发电机端电压和电网电压均相等)时,指针遮挡射向光电元件的光线,控制电路自动并网,见图 43-81a。

光电控制线路见图 43-81b。发电机起动后,合上开关 $S_2 \sim S_4$ 和 S_{1-1} 、 S_{1-2} ,装置正常工作。若 V_A 、 V_B 和 V_C 指针均不处于零刻度线(或其中有一电压表指针不处于零刻度线),光电阻 $R_1 \sim R_3$ 均受光(或其中一个光电阻受光), $V_1 \sim V_6$ 均导通,继电器 $K_1 \sim K_3$ 线圈带电,其常闭触点 K_{11} 、 K_{21} 和 K_{31} 断开,电磁起动器 KM 失电,常开触点 KM 断开,不能并网。若电压表 V_A 、 V_B 和 V_C 均指在零刻度线, $R_1 \sim R_3$ 均不受光, $V_1 \sim V_6$ 均截止, $K_1 \sim K_3$ 均失电, K_{11} 、 K_{21} 和 K_{31} 闭合,电磁起动器 KM 带电,其常开触点 KM 闭合,从而实现自动并网。

3. 光电液位控制装置 光电液位控制原理见图 43-82。

由图 43-82a 可见,液位低于探头 A 和高于探头 B 时,由于浮球对光线的遮挡作用,均产生相应的控制作用,自动控制液位处于 A、B 探头之间。

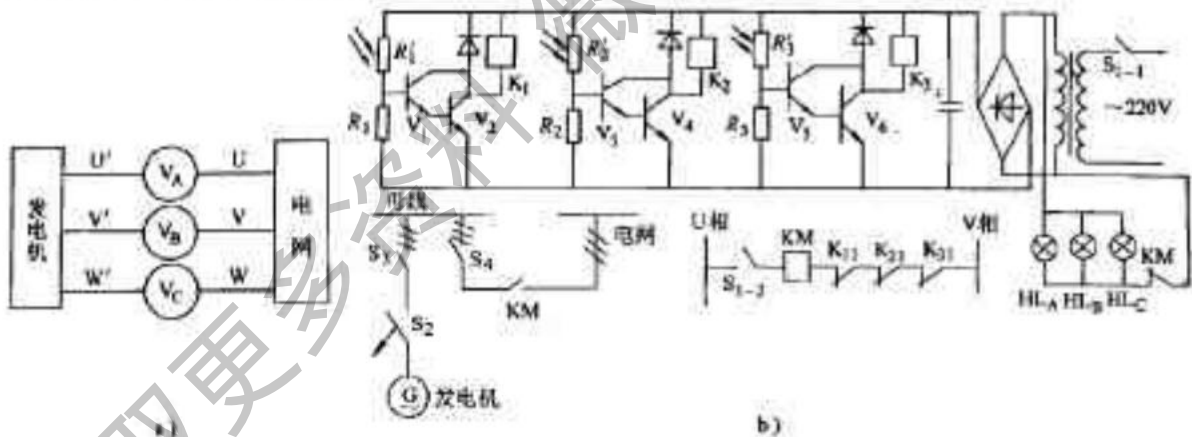


图 43-81 发电机自动并网装置

a)原理示意图 b)光电控制线路

合上开关 Q 和 S,由于 K_2 常开,电磁起动器 KS 不带电, $K_1 \sim K_3$ 断开,即使液位低于 A 探头,电动机仍不能起动。

按下起动按钮 SB, +12V 在 R_2 上的压降导致 A_1 输出低电平,继电器 K 带电,触点 K_2 和 K_1 闭合, $K_1 \sim K_3$ 闭合,电动机起动泵液。此时 VD_B 受光,由于 K_1 的自保持作用,维持 U_4 为低电平,继续泵液。

随着时间的推移,液位上升。当液位上升到 A 探头位置时, VD_A 无光照而截止, U_2 为低电平, VD 导通,仍能维持 U_4 为低电平,继续泵液。

当液位上升到 B 探头位置时,由于浮球的挡光作用, VD_B 截止, U_4 为高电平,继电器 K 失电,KS 失电, $K_1 \sim K_3$ 断开,停止泵液。

液位处于 A、B 探头间时,不产生控制动作。只有液位下降到 A 探头位置时,浮球挡光, VD_A 由导通变截止, U_2 为低电平,致使 U_4 为低电平,K 带电, K_2 闭合,KS 带电,起动电机泵液。

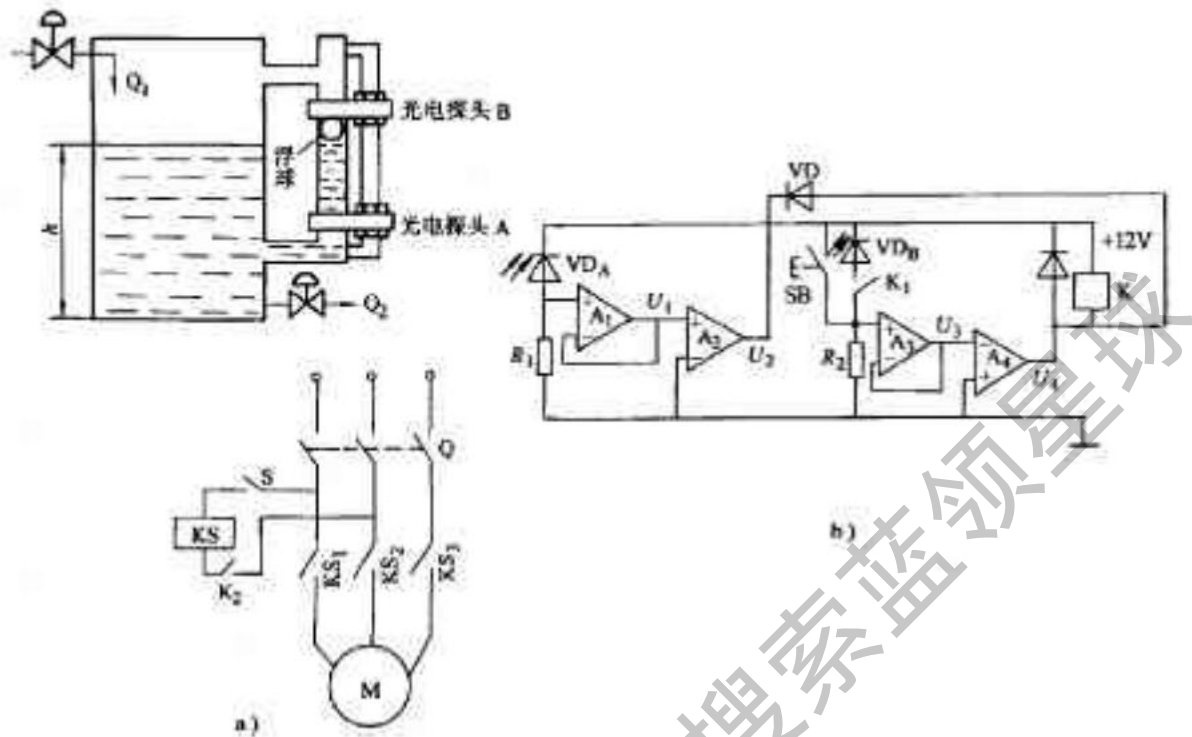


图43-82 光电液位控制原理
a) 继电器控制示意图 b) 控制线路

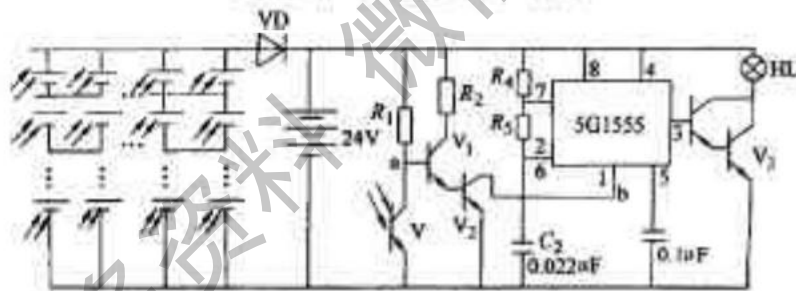


图43-83 光电自动航标灯的工作原理

4. 光电自动航标灯 工作原理见图43-83。图由光电池组和镍镉蓄电池组分别供电。光电三极管V为控制元件。白天阳光充足时，光电池组向镍镉蓄电池组充电；此时V饱和导通，a点为低电平，b点为高电平，5G1555和R、C元件组成的振荡器停振，航标灯HL熄灭。晚上或白天光线不足，V截止，a点为高电平，b点为低电平，接通5G1555之电源，振荡器输出一定频率的方脉冲，经复合管V₃驱动HL闪烁。

5. 光电数字转速表 光电数字转速表的工作原理见图43-84。

图a是在电动机的转轴上涂上n条黑白相间的条纹，电动机转动时，反光与不反光交替出现，电动机每转一周，光电元件接收n个反射光脉冲，并转换成n个电脉冲，经放大整形输出一系列方波脉冲，由数字式频率计测量出电动机的转速。

图b是在电动机轴上固定一个调制盘，将发光二极管的恒定光调制成随时间变化的调制光。例如，在调制盘上以一定的角度留6个遮光齿，则在1s的计数值上就可读出每分钟的转速。若在调制盘上开60个小孔，则在1s内的计数值，就能直接读出每分钟的转速。

6. 数字照度仪 图43-85为数字照度仪的电原理图。

本照度仪的照度单位用勒克斯(lx)。1勒克斯等于1流明(lm)的光通量均匀照在1m²表面上所产生的照度。本仪器的量程分二档，一档满度值200lx；另一档满度值为2000lx；用开关S₀来切换。

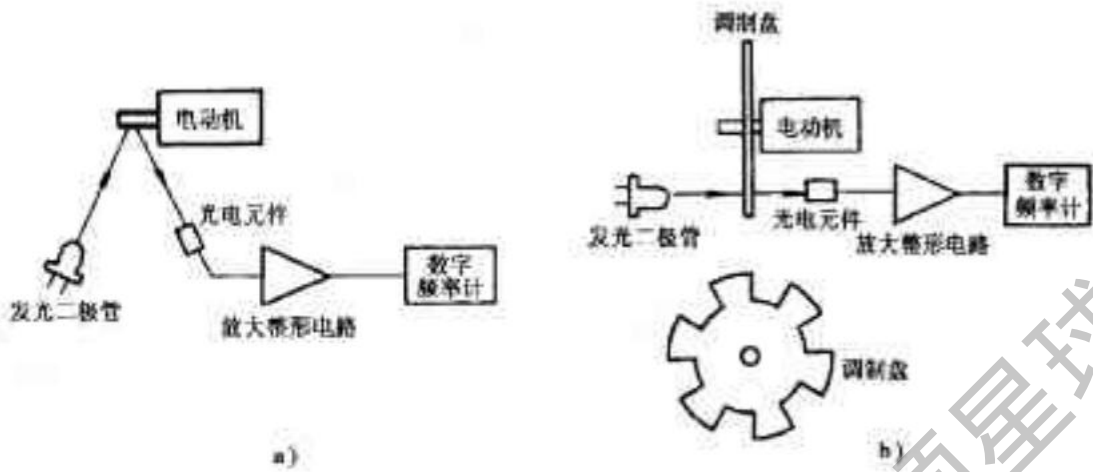


图 43-84 光电数字转速表工作原理

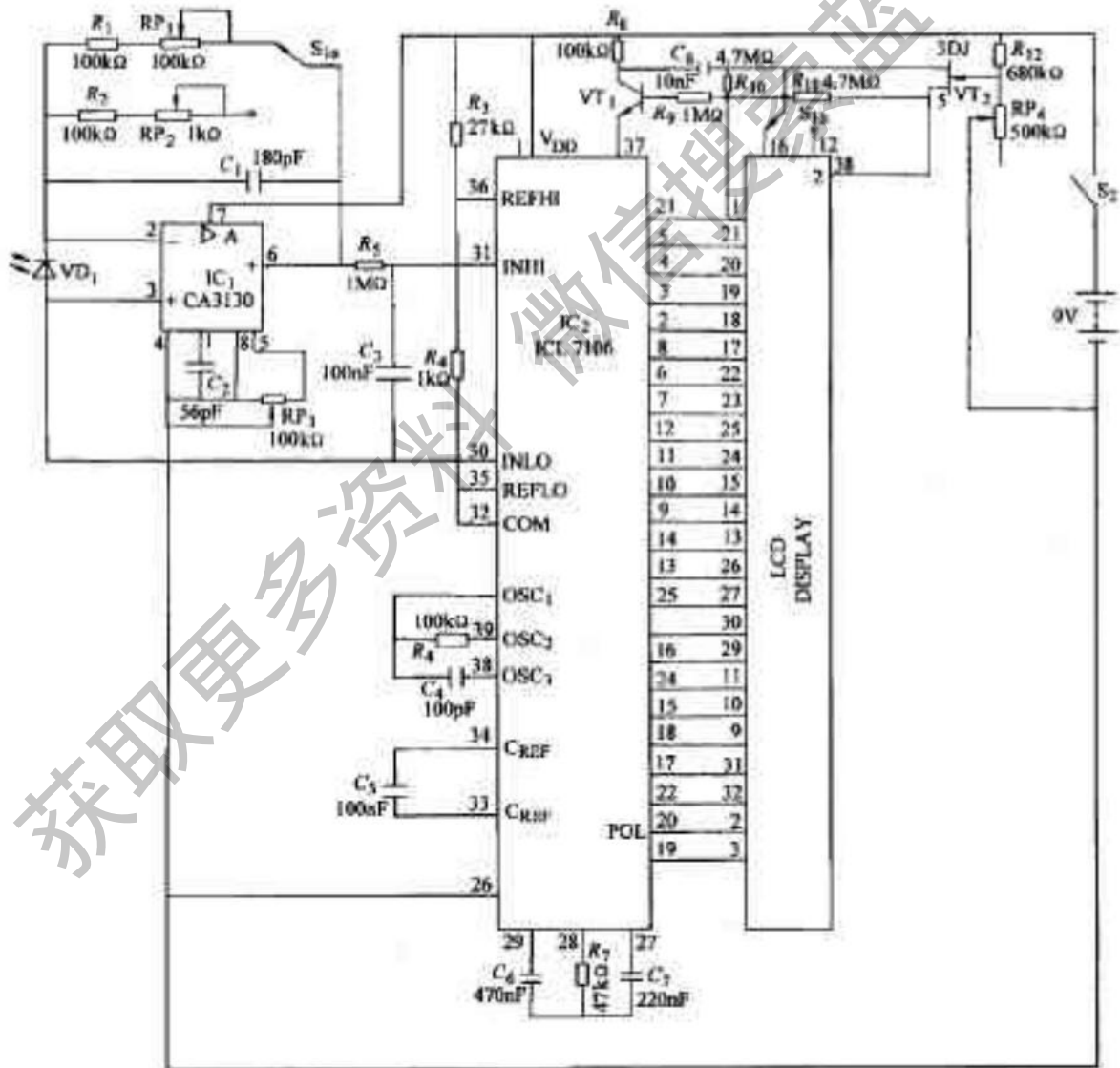


图 43-85 数字照度仪的电原理图

照度检测元件用光敏二极管 VD_1 , 其峰值波长在 $5 \sim 6 \mu\text{m}$ 之间, 测量结果才与人感觉的照度相吻合。当光照射在光电二极管 VD_1 上时, 它将光信号转换成电信号, 电信号的大小随光的强弱成比例。

高输入阻抗运放 IC_1 (CA3130) 组成光电变换电路。它把 VD_1 光电流的变化转换成电压的变化, 对电信号进行整形、放大、滤波, 并变成稳定的输出电压。 C_1 与运放 IC_1 组成有源滤波器; 当 S_1 置于 $0 \sim 200\text{k}$ 档时, 调整 RP_1 便调整了该级的增益; 当 S_1 置于 $0 \sim 2000\text{k}$ 档时, 调整 RP_2 便调整了该级的增益。可见 RP_1 和 RP_2 为满度调节电位器。 RP_3 调整零点。

A/D 转换器选用带有 BCD 七段译码和驱动 LCD 的 31/2 位的 IC17106。7106 的参考电压 U_{REF} 是固定的, 其 U_{REF} (1 脚) 与 CEM (32 脚) 之间的电压为 2.8V , 这是 7106 内部电路设计时定下来的。因此

$$U_{REF} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times 2.8\text{V} = \frac{1}{27+1} \times 2.8\text{V} = 10\text{mV}$$

也就是说由 7106 组成的电压表的基本量程为 200mV 。可将 R_1 改为可变电阻, 以改变 U_{REF} , 达到调节量程的目的。

本照度仪用 9V 干电池作电源, 当电池电压下降到 7.5V 时, 测量误差太大, 因此采用电池电压指示装置。它由场效应晶体管 VF_1 来完成。所选用的液晶显示器带有“ \leftarrow ”符号标记。调节电位器 RP_4 , 使得电池电压为 7.5V 时, VF_1 导通, 点亮“ \leftarrow ”标记。

VF_1 显示 LCD 的小数点, 小数点定于十分位。

第五节 激光式传感器测试

激光技术是 20 世纪 60 年代迅速发展起来的新技术, 在各行各业获得极为广泛的应用。

一、激光发射原理

(一) 激光的形成

正常分布下的原子, 多处于低能级 E_1 , 除非受外界作用, 原子将长期保持这一稳定状态。若在外界光子作用下, 原子吸收光子的能量 $h\nu$, 只要吸收的能量足够大, 原子就从低能级 E_1 跃迁到高能级 E_2 , 这一过程称为激发, 见图 43-85a。激发过程应满足

$$E = h\nu = E_2 - E_1$$

式中, E 为光子能量。

处于高能级 E_2 的原子, 在外界光子的诱发下, 会从高能级 E_2 跃迁到低能级 E_1 , 释放能量而发射与外界诱发的光子性质完全相同的光子, 简单地说, 入射一个光子放大为两个光子, 这一过程称为光子的受激辐射, 见图 43-85b。

当然, 不是所有外来光都能产生受激辐射的, 因为一束光进入介质后, 由于光和物质的相互作用, 在介质中同时引起两个过程——吸收和受激辐射过程。若因介质吸收而失去的光子数多于因受激而补充的光子数, 光强度会逐渐变弱; 若受激辐射而补充的光子数多于介质吸收而减小的光子数, 则进入介质的光愈传递愈强, 形成受激辐射光源。

为了形成受激辐射, 必须设法使某一高能级的原子数多于低能级的原子数。原子数的这种分布称为粒子的反转分布。能形成粒子反转分布的工作介质称为增益介质。

光通过增益介质, 由于受激辐射的光子数多于吸收而损失的光子数而使光子数不断增加, 强度不断增强, 这一过程称为光放大。

有了受激辐射和光放大, 并不意味着就产生激光。因为受激辐射和放大的光还必须多次放大重复, 以提

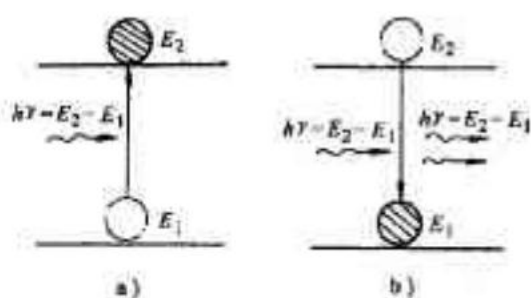


图43-86 激发与受激辐射

a) 激发过程 b) 受激辐射过程

高光的密度。光学谐振腔就是用以实现使受激放大的光多次放大重复,并控制光束传播方向的装置。

综上所述,产生激光必须满足下列四个条件:

1. 外光子能引起增益介质的受激放大;
2. 受激放大多次重复;

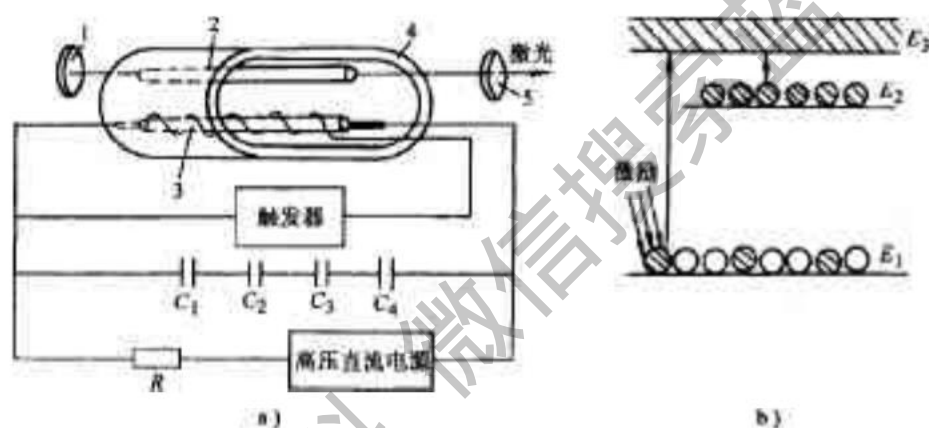


图43-87 红宝石激光器的原理

a) 结构图 b) 能级图

1—全反射镜 2—红宝石棒 3—脉冲氙灯 4—聚光器 5—部分反射镜

3. 受激放大的光沿某一方向传播;
4. 受激放大后,光能密度不断增加。

(二) 激光器的类型及其工作原理

红宝石激光器的工作原理见图43-87。

在椭圆形聚光器4内密封红宝石棒2和脉冲氙灯3。红宝石棒的基质为 Al_2O_3 ,掺入重量比约0.05%的铬离子 Cr^{3+} ,以形成激光。图43-87a中, R 为限流电阻; $C_1 \sim C_4$ 为储能电容。

触发器输出的高压脉冲点亮氙灯,发射强烈的脉冲光,照射到红宝石棒上,若满足式条件,大量的铬离子从低能级跃迁到吸收能级 E_3 ,见图43-87b。由于 E_3 能级为激发态能级寿命仅为 $10^{-9}s$,故 E_3 能级是不稳定的。铬离子会自发跃迁到 E_2 能级,其激发态能级寿命约为几个毫秒数量级,因此 E_2 称为亚稳态能级。由此可见,激光器工作介质实现了亚稳态能级 E_2 粒子数的反转分布,从而形成受激辐射。

受激辐射的光子沿谐振腔轴向传播,经全反射镜1和部分反射镜5的往返多次反射,轰击红宝石棒处于激发能级的原子,使光子的数量激增,充分利用了增益介质重复放大的能力,从而形成强大的受激辐射光——激光,由部分反射镜射出。

(三) 氩氖激光器

由于氩氖激光器具有稳定性好,单色性强,功率小和寿命长等突出的优点,因此是应用最广泛的一种激光器。

氩氖激光器由放电管V和反射镜 M_1 、 M_2 组成光学谐振腔,见图43-88a。放电管V内充以一定压力和一

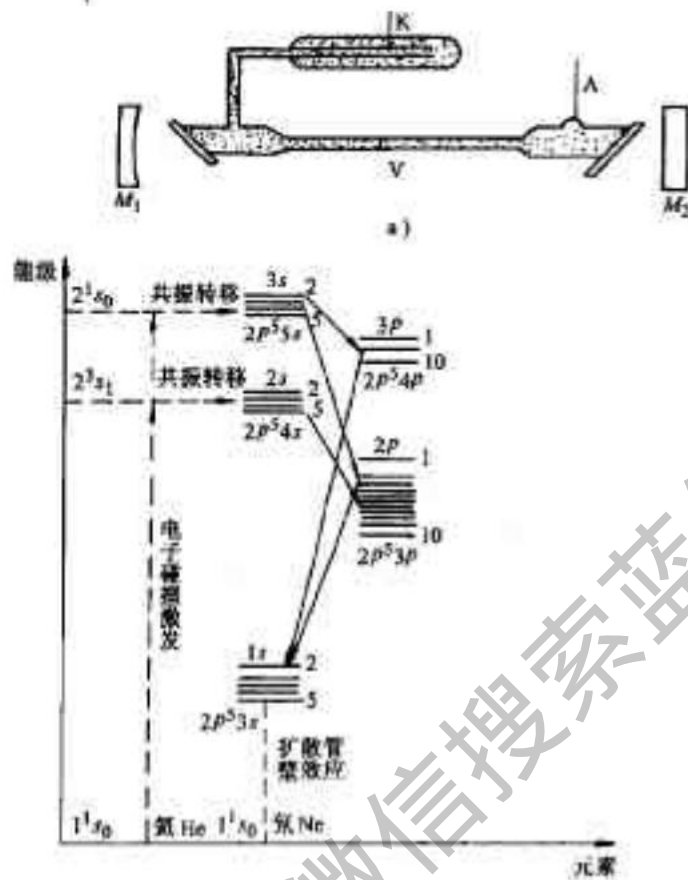


图 43-88 氦氖激光器原理

a) 氦氖激光器的结构 b) 能级图

定比例的氦氖混合气体, A 和 K 分别为放电管 V 的阳极和阴极。M₁ 和 M₂ 镀有多层介质膜, 每层介质膜厚度为激光的半个波长($\lambda/2$)。M₂ 有一定的透射率, 以便激光束从 M₂ 射出。

两电极接通激发电源, 放电管放电, 氦氖混合气体在波长适当的光子撞击下, 基态的氦(He)原子受电子冲击, 跃迁到 2¹s₀ (19.8eV) 及 2³s₁ (20.6eV) 的两个亚稳态能级。亚稳态能级的 He 原子和基态的氖(Ne)原子碰撞, 将 Ne 原子激发到 2s (19.78eV) 和 3s (20.66eV) 态, 亦即 Ne 的这些态被选择地激发, 这一过程称为共振转移, 见图 43-88b。Ne 从 3s 态到 3p 态和 2s 态到 2p 的跃迁分别发出波长为 3.39 μ m 和 1.15 μ m 的光波, 可采用振荡谱线的方法抑制这两种波长的光波。从 3s 态跃迁到 2p 态发出波长为 0.6328 μ m 的光波。由于从 3p 态跃迁到 1s 态和 2p 态跃迁到 1s 态是很快的过程, 寿命很短, 因此, 3s 态和 2p 态之间形成粒子数反转。波长为 0.6328 μ m 的光波沿谐振腔轴向传播, 经反射镜多次反射得到放大, 强度得到加强。激光束由反射镜 M₂ 射出。

(四) 半导体激光器

半导体激光器的典型产品是以砷化镓(GaAs)为增益介质的激光器。它利用相同材料的 P 型和 N 型半导体构成 PN 结。当两电极施加适当高的正向电压时, 靠 PN 结正向注入电流来激发增益介质, 通常称这种“注入方式”为泵激方式。直接利用垂直于 GaAs 半导体 PN 结的两个端面为谐振腔(110 面), 因而受激发的光子得到放大。砷化镓激光器的结构见图 43-89。

二、激光的特点

激光器发出的光具有许多普通光不可比拟的特点。

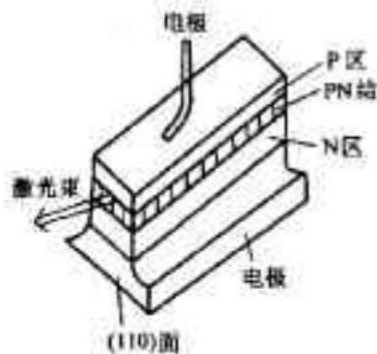


图43-89 砷化镓激光器的结构

(一)高方向性

高方向性即高平行度,指光束的发散角小。因此,通常称激光为平行光。这样的光束照射出去,在1km处,照射面积的直径仅有10cm左右。

(二)高亮度

一台较高水平的红宝石矩形脉冲激光器的亮度,比太阳表面的亮度高200亿倍,比高压脉冲氙灯的亮度高37亿倍。这是由于激光器发出的光束发散角小,光能在空间高度集中所致。

(三)高单色性

单色光是指谱线宽度极窄的一段光波。用 λ 表示波长, $\Delta\lambda$ 表示谱线宽度,愈小,单色性愈好。在普通光源中,单色性最好的光源是氪灯(Kr),其 $\lambda=0.6057\mu\text{m}$, $\Delta\lambda=4.7\times 10^{-7}\mu\text{m}$ 。普通氦氖激光器发出的激光,其 $\lambda=0.6328\mu\text{m}$, $\Delta\lambda=10^{-6}\mu\text{m}$ 。可见,激光的谱线宽度比普通光源提高了几万倍,因此,激光是最好的单色光源。

(四)高相干性

相干性是指相干波在迭加区得到稳定的干涉花纹所表现的性质,而激光是最好的相干光源。

综上所述,激光是目前最亮的光源,而且其单色性最纯,会聚角最小,光束最准直,射得最远和相干性最好。

三、激光传感器的应用

激光传感器可用于测量物体的几何尺寸、振动、位移、速度、加速度、转角、方向、探伤及成分分析等。由于具有精度高、量程范围宽、反应迅速、非接触、抗干扰能力强和易于数字化等一系列优点,因此应用极为广泛。

利用激光的高方向性制成的车速测量仪,是公路车辆速度监测常用的仪器,其工作原理见图43-90。该仪器有两套安全相同的光学系统,见图43-90a。光学系统的作用是把激光束经发射透镜、光栅和接收透镜后,准确地反射在光敏元件上。

图43-90b为原理框图。它由信号放大、整形电路、最小单片机系统(CPU、EPROM)、PIO、打印接口和LED显示等部分组成。光敏元件将激光束转变成电信号,并经放大、整形后送入CPU进行处理和运算,经PIO口送LED显示和打印。

设两激光束相隔100m,车速为 v ,行走时间为 t ,则

$$S = vt = 100\text{m} = 10^2\text{m}$$

$$v = \frac{10^2\text{m}}{t}$$

汽车切割第一束激光束时,CPU令计数器开始计数;当切割第二束激光束时,CPU令计数器停止计数,设主振频率为 $\omega = 100\text{kHz}$,计数器的计数值为 N ,则

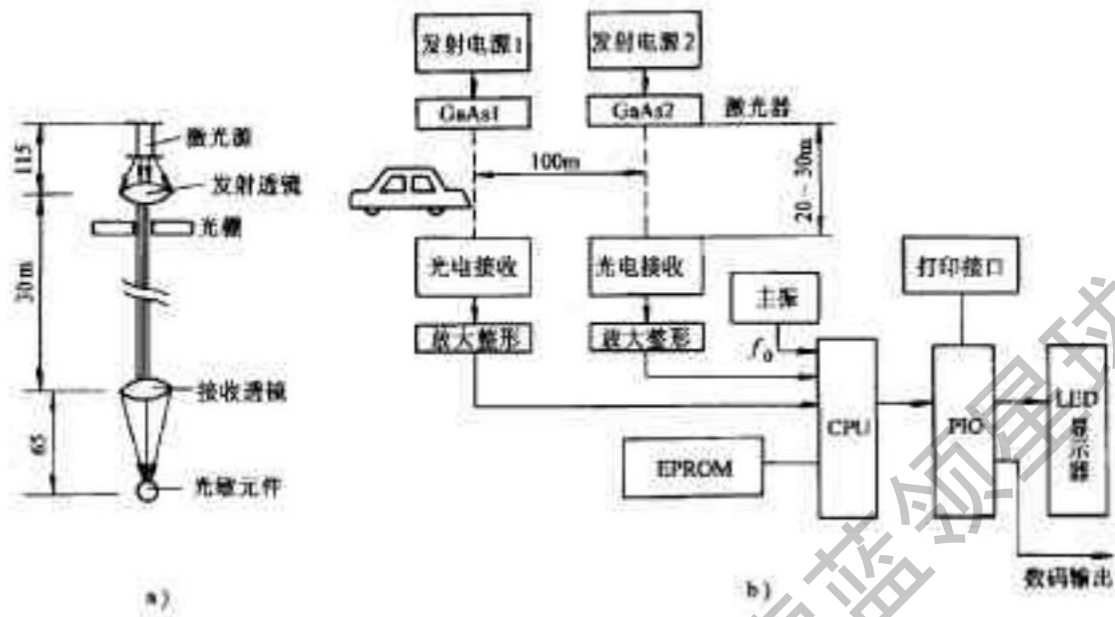


图43-90 激光车速测量仪
a) 光学系统 b) 原理框图

因此

通常车速以 km/h 表示, 则

$$N = f_0 t = \frac{10^7 f_0}{v}$$

$$v = \frac{10^7 f_0}{N} = \frac{10^7}{N} \text{ m/s}$$

$$v = \frac{10^7 \times 3000}{N \times 10^3} \text{ km/s} = \frac{36 \times 10^6}{N} \text{ km/h}$$

式即为速度换算公式

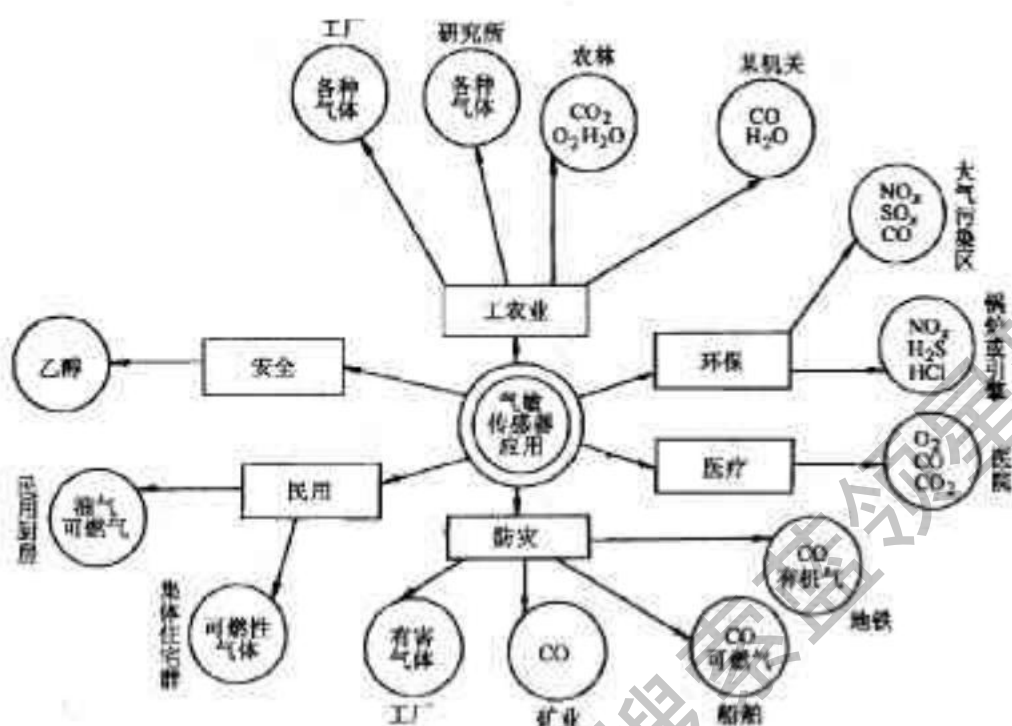
本仪器使用砷化镓半导体激光器, 其阈值电流大于 30A, 因此激发电源必须为 30~80A, 电压峰值为 500~600V 的矩形脉冲。需要完全相同的两个激发电源。

第六节 气敏传感器测试

气敏传感器利用了气体的某些物理化学性质, 将被测气体的某些特定成分转换成便于测量的电信号。气敏传感器具有测量范围宽, 精度高, 灵敏度高, 工作可靠, 体积小, 成本低等一系列特点。它的应用范围已渗透到包括工业、农业、生活、国防、防灾、医疗、环保等各个领域, 见图 43-91。

气敏传感器大致可分为物理性和化学性两大类。物理性的气敏传感器是通过电流、电导率、光的折射等物理量的变化来实现气体成分的测定的。化学性气敏传感器是通过化学反应或电化学反应引起物理量的变化实现测量的。

气敏传感器的种类繁多, 就其检测方法来分, 计有: 半导体式、光干涉式、红外吸收式、热导率式、氢焰离子化式、隔膜离子电极式、定电位电解式和浓度差电池式等。在为数众多的气敏传感器中, 半导体式气敏元件的发展最为迅速, 因为它便于与后继的晶体管放大器集成化, 故它的应用最为广泛。



一、半导体气敏传感器

（一）工作原理

气敏电阻由非化学配比的金属氧化物按一定的比例混合，并加入粘合剂成型和高温烧结而成，分N型和P型两种。气敏电阻的结构见图43-92a。

气敏电阻还有薄膜型、厚膜型和场效应晶体管型等。

工作原理见图43-92b，通电后，元件被加热，阻值迅速下降，一般经2~10min后，阻值达稳定状态，这一状态称为初始稳定状态。到达初始稳定状态时间的长短与环境条件有关。必须指出，使用元件时必须预热，待元件达到初始稳定状态时，才能开始测量。

当加热的气敏电阻表面接触并吸附被测气体时，被吸附的气体分子首先在表面扩散而失去动能，此期间部分气体分子被蒸发，剩余的气体分子被离解而固定在吸附位置上。若气敏元件材料的功率函数比被吸附气体分子的电子亲和势小，则被吸附的气体分子就从元件表面夺取电子，以阴离子形式被吸附。具有阴离子吸附性质的气体称为氧化性气体。气敏元件吸附氧化性气体会使载流子的数目减少，从而表现出元件的阻值增加，如图43-92b中虚线所示。若气敏元件的材料功率函数大于被吸附气体的离子化动能，被吸附的气体的电子被元件俘获，而以阳离子形式被吸附。具有阳离子吸附特性的气体称为还原性气体（如， H_2 、 CO 、乙醇、乙醚及轻汽油等）。还原性气体被吸附时，会使载流子的数目增加，表现出元件的阻值减小的特性，如图43-92b中实线所示。

（二）特性参数

1. 固有电阻值在 R_0 常温下，气敏元件在洁净的空气中的电阻值称为气敏元件的固有电阻值。 R_0 一般在数十到数百千欧范围。

2. 灵敏度 表征气敏元件的灵敏变通通常有下列几个参数：

(1) 电阻比灵敏度 指元件的固有电阻与在规定气体浓度下气敏元件的电阻之比，即

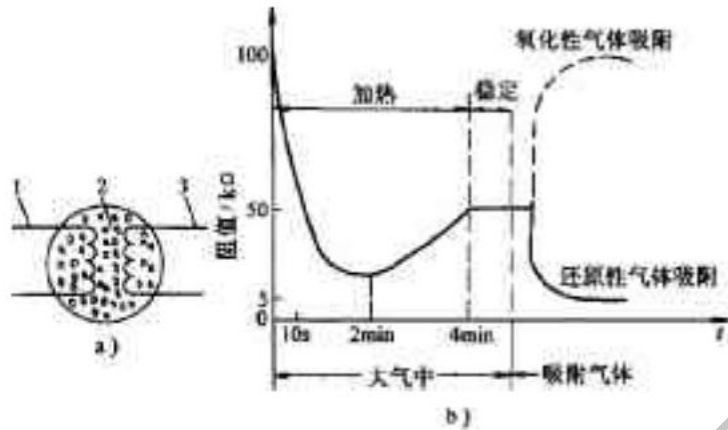


图 43-92 气敏电阻的结构及原理

a) 结构 b) 工作原理

1—加热电极 2—气敏材料 3—信号引出电极

$$K = \frac{R_1}{R_2}$$

(2) 气体分离度 气体浓度分别为 c_1, c_2 时, 气敏元件的电阻 R_1, R_2 之比, 即

$$\alpha = \frac{R_1}{R_2}$$

(3) 电压灵敏度 指气敏元件在固有电阻值时的输出电压 U_0 与在规定浓度下负载电阻的输出电压 U_g 之比, 即

$$k_v = \frac{U_g}{U_0}$$

3. 分辨率 指气敏元件对被测气体的识别以及对干扰气体的抑制能力, 即

$$s = \frac{U_{g\beta} - U_{g\alpha}}{U_{g\beta} + U_{g\alpha}}$$

式中, $U_{g\alpha}$ 为在规定浓度下, 元件在第二种气体中负载电阻上的电压。

4. 时间常数 气敏元件与某一规定浓度的气体接触开始, 直到元件的阻值达到此浓度下稳定阻值的 63.2% 为止, 所需时间称为元件在该浓度下的时间常数 τ 。

5. 恢复时间 由气敏元件脱离某一浓度的气体开始, 到元件的阻值恢复到固有电阻 R_0 的 36.8% 为止所需时间称为恢复时间 t_r 。

(三) 测量电路

由前述可知, 这类气敏元件是电阻性元件, 其阻值随被测气体的浓度变化而变化。因此, 测量电路的任务是将电阻的变化转换成电压、电流的变化, 见图 43-93。图中, 气敏元件为 6 根引出脚元件, CD 为加热电极; 应用时, A, A 短接, B, B 短接。 $A1$ 和 $D3$ 均为信号输出电极。 $A1$ 与 $D3$ 之间等效为一只电阻 R , 因此

$$U_0 = \frac{R_1}{R + R_1} U$$

二、热导式气敏传感器

见图 43-94a 为热导式气敏元件的结构。在小容器内绕有铂丝, 在铂丝上烧结金属氧化物作为敏感元件, 被测气体可进出小容器。此外, 在相同体积的密封容器内, 用相同的铂丝绕制一个标准电阻 R_0 。将气敏元件 R 与 R_1, R_2, R_3 接成桥路, 见图 43-94b。电源 U 提供适当大小的电流 I , 给气敏元件加热。

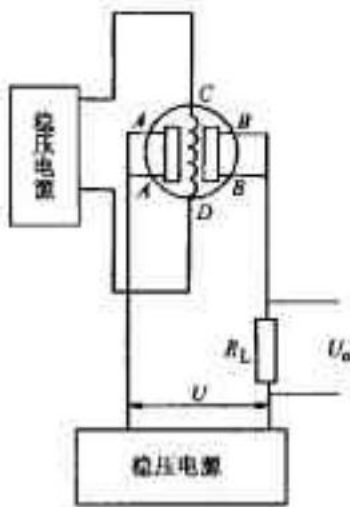


图 43-93 测量电路

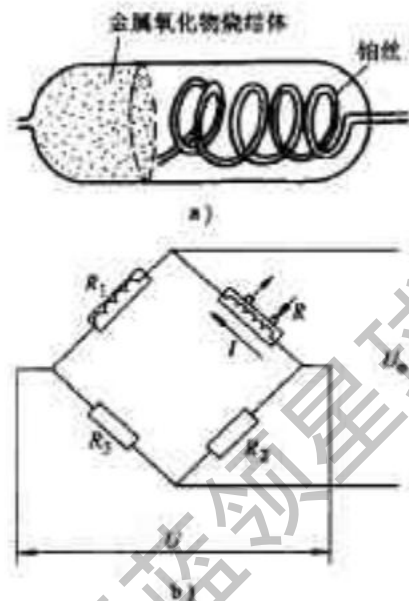


图 43-94 热导式气敏传感器
a) 结构 b) 测量电路

向气敏元件的容器内通入被测气体，气体浓度的变化，便引起气敏元件吸附作用变化，从而引起气敏元件的电导率、热导率和散热条件，作相应的变化，导致元件的温度变化，阻值作相应的变化，即

$$\Delta R = \alpha R_0 \Delta T = \alpha k C$$

式中， α 为元件的电阻温度系数； R_0 为常温下纯净气体时气敏元件的电阻； ΔT 为温度变化量； c 为被测气体的百分浓度； k 为转换系数。

设电桥接成全桥且 c 变化时， $R \ll R_0$ ，则可见， U_o 与被测气体的百分浓度 c 成正比。

$$U_o = \frac{U \Delta R}{4 R_0} = \frac{\alpha k U}{4} C = k_c C$$

三、气敏传感器的应用

(一) 抽油烟机自动启动及报警

本装置(见图 43-95)利用对阳离子吸附作用的 N 型半导体气敏元件作为敏感元件，对所有还原性气体起敏感作用。检测灵敏度高于 0.1%。利用双向三极管流管 VT 作为控制元件。本装置除用于厨房抽油烟机外，还可用于公用场合(如舞厅、卡拉 OK 厅)、非易燃易爆场合的自动抽风、报警以及消防等。

停止电源，气敏元件预热。若被检测的气体浓度低于由电位器 R_p 的设定值，UR 电位较低，因此， $U_1 \sim U_4$ 均为低电平， VD_2 导通，V 截止，VT 关断。

若被检测气体浓度高于设定值，则气敏元件 R 的阻值迅速减小，UR 为高电平， $U_1、U_2$ 为高电平，V 导通，因此 VT 导通，电动机启动。与此同时， U_4 也为高电平，接通振荡器电源，蜂鸣器发出声音报警。 A_1 输出的高电平，使发光二极管 VD_1 (红色)导通，实现灯光报警。

本装置利用四运放 IM224 (含 $A_1 \sim A_4$)，元件数量少、功耗低、工作可靠。

(二) 防止司机酗酒开车控制器

酒后开车易出事故，为防止酒后开车，保障人民生命及财产安全，需安置防止酒后开车控制器，其原理见图 43-96。

本装置用 QM-1 酒精元件作为敏感元件。在驾驶室内合上开关 S，若司机没喝酒，气敏元件 R 的阻值很高， U_2 为高电平， U_1 为低电平， U_3 为高电平，继电器 K_2 失电， K_{2-2} 常闭触点闭合， VD_2 发绿光， K_{2-1} 闭合，

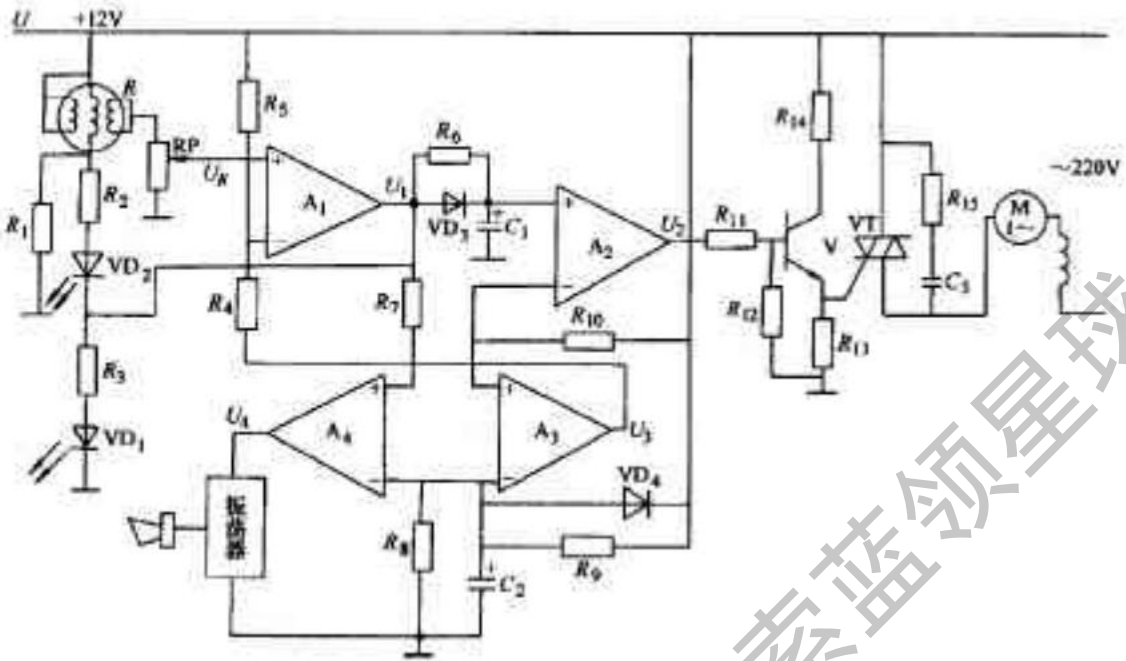


图43-95 抽油烟机自动启动及报警装置

能点火启动发动机。

若司机酗酒,气敏元件 R 的阻值急剧下降, U_0 为低电平, U_1 为高电平, U_2 低电平,继电器 K_2 带电, K_2-2 常开触点闭合, VD_1 发红光,给司机警告信号,此外, K_2-1 断开,无法启动发动机。

若司机拔出气敏元 R ,继电器 K_1 失电, K_1-1 断开,仍不能启动发动机。 K_1-2 触点的作用是长期加热气敏元件,保证装置处于预备工作状态。

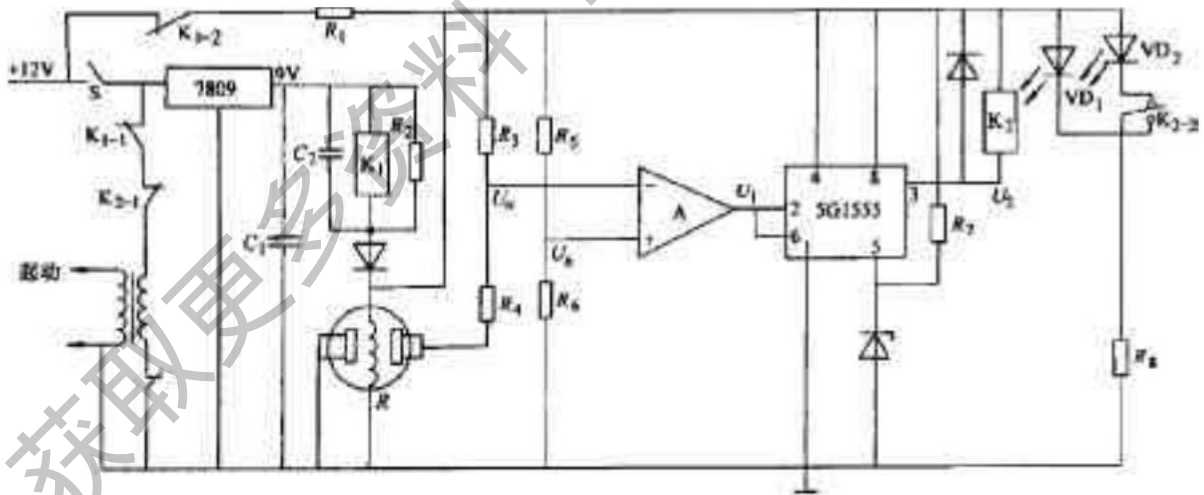


图43-96 防止酒后开车控制器

第四十四章 自动测试系统

第一节 GPIB 系统

一、GPIB 标准

GPIB 标准是由美国 HP 公司于 1972 年推出的。IEEE 和 IEC 分别于 1978 和 1979 年颁布了完整的标准文本 IEEE488-1978 和 IEC625-1-1979。我国于 1984 年颁布了可编程测量仪器接口系统专业标准 ZBY27.1-84, 其内容完全等同于 IEC625-1-1979。

GPIB 标准文本包括接口系统的功能规范、电气规范和机械规范等部分。

二、GPIB 系统结构

GPIB 系统的接口能力与总线结构如图 44-1 所示。

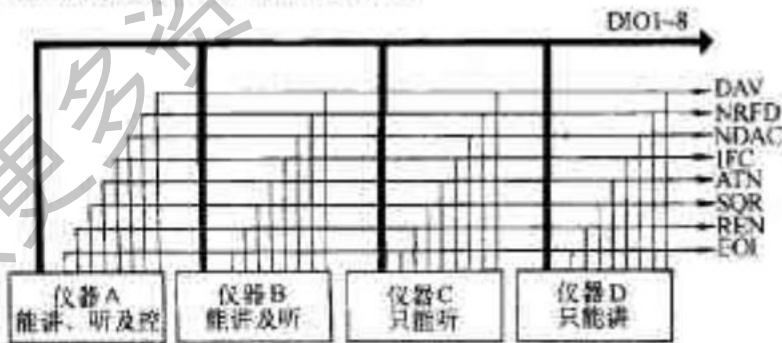


图 44-1 GPIB 系统的接口能力与总线结构

GPIB 系统中的器件根据各自职能分为四种,即控者、讲者兼听者、听者和讲者。控者发送各种接口消息,完成任命讲者和听者、执行串行查询、管理等操作。讲者发送器件消息,听者接收器件消息。

数据输入输出线采用位并行、字串行,双向异步方式传送数据,最大传输速率不超过 1MB/s。各信号线采用 TTL 电平、负逻辑。GPIB 系统中的仪器总数最多为 15 台,采用 25 芯 (IEEE488 为 24 芯) 无源电缆线和双向叠接式连接器把它们相互连接起来。连接器引脚的信号线排列见表 44-1。可使用的线缆长度有 0.5、1、2 和 4m。

三、GPIB 系统的信号线

GPIB 系统共有 16 条信号线,即 8 条数据线、3 条数据字节传输控制总线(握手线)和 5 条接口管理线。其名称和用途见表 44-2。

四、GPIB 系统的消息分类

GPIB 系统中传送的消息分类如图 44-2 所示。本地消息是仪器内部接口功能和仪器功能之间传送的。远地消息是通过总线传送的,它又分为管理接口功能的接口消息和测量数据等仪器消息。

表 44-1 连接器引脚的信号线排列

IEC25 标准				IEEE48 标准			
引 脚	信号线	引 脚	信号线	引 脚	信号线	引 脚	信号线
1	DK01	14	DK05	1	DK01	13	DK05
2	DK02	15	DK06	2	DK02	14	DK06
3	DK03	16	DK07	3	DK03	15	DK07
4	DK04	17	DK08	4	DK04	16	DK08
5	IFEN	18	地(5)	5	IFC	17	IFEN
6	EDI	19	地(6)	6	DAV	18	地(6)
7	DAV	20	地(7)	7	NRFD	19	地(7)
8	NRFD	21	地(8)	8	NDAC	19	地(8)
9	NDAC	22	地(9)	9	IFC	21	地(9)
10	IFC	23	地(10)	10	SRQ	22	地(10)
11	SRQ	24	地(11)	11	AIN	23	地(11)
12	AIN	25	地(12)	12	屏蔽	24	逻辑地
13	屏蔽	26	地(13)	13	屏蔽	25	逻辑地

表 44-2 GPIB 系统的信号线

组别	代号	信号线名称	信号线驱动者	用途
数据输入输出总线	DIO1~DIO8	数据输入输出线 1~8	讲者、听者、控者	传输接口消息和器件消息
三条握手线	DAV	数据有效线	讲者、控者	传送 DAV 消息，“1”时，表示 DIO 线上的数据有效，听者可以接收
	NFD	未准备接收数据线	讲者、听者、控者	传送 RFD 消息，“0”时，表示系统中的各仪器已做好接收数据的准备
	NDAC	数据未收到线	讲者、听者、控者	传送 DAC 消息，“0”时，表示系统中的各仪器已接收完数据
接口管理总线	ATN	注意线	控者	传送 ATN 消息，低电平时，表明 DIO 上是接口消息，高电平时，表明 DIO 上是器件消息
	IFC	接口清除	控者	传送 IFC 消息，低电平时，使相位的接口功能回到初始状态
	REN	远地可能	控者	传送 REN 消息，低电平时，使仪器处于可远控之下
	EOL	结束或识别	讲者、控者	当此线为低电平且 ATN 线为高电平时，表示 DIO 线上传送的字节序列结束；当此线为低电平且 ATN 线也为低电平时，表示控者执行并行查询
	SRQ	服务请求线	讲者、听者	传送 SRQ 消息，低电平时，表示系统中有仪器提出服务请求



图 44-2 GPIB 系统的消息分类

五、GPIB 系统十种接口功能

GPIB 规定了十种接口功能，它们的用途见表 44-3。每种接口功能具备不同的子功能，可供仪器设计者根据需要选择。

表 41-3 QIB 系统十种接口功能

接口功能	子功能	作用
讲者 T	基本讲者	收到 MEA 进入讲者寻址态
	只讲	在本地消息作用下进入讲者寻址态
	收到 MEA 取消讲寻址	处于讲寻址态的仪器被寻址为听者时自动取消讲寻址态
讲者 T	串行查询	能在控者进行串行查询时发出表明该仪器状态的 SIB 消息
听者 L	基本听者	收到 MEA 进入听者寻址态
	只听	在本地消息作用下进入听者寻址态
	收到 MEA 取消听寻址	处于听寻址态的仪器被寻址为讲者时自动取消听寻址态
源握手 SI	完全的能力	控制 DAV 消息的发送,为发送数据的仪器与接收数据的仪器进行三线握手联络,以保证准确无误地传送 DIO 线上的数据
受者握手 AI	完全的能力	控制 RED、DAC 消息的发送,为发送数据的仪器与接收数据的仪器进行三线握手联络,以保证准确接收 DIO 线上的数据
控者 C	系统控者	当要求能发送 IIC 和 REN 消息的系统控者工作时就进入系统控者工作态
	发送 IIC 消息	作为系统控者工作时可应要求发出 IIC 消息
	发送 REN 消息	作为系统控者工作时可应要求发出 REN 消息
	发送接口消息	责任控者通过 DIO 线发送各种接口消息控制系统进行各种操作
	响应服务请求	责任控者具有的反映 SIQ 线状态的能力
	接收控制	能从责任控者接受对总线的控制权
	转移控制	责任控者可将总线控制权让给其他仪器
	自己获得控制权	系统控者通过发出 IIC 消息使自己成为责任控者
	并行查询	发出识别消息进行并行查询并获得 IPR 消息
	同步取控	当控者功能由监听态回到作用态时,为保证数据正确传送而采取的措施

接口功能	子功能	作用
服务请求 SR	完全的能力	仪器通过 SIO 线向控者提出服务请求,在响应串行通信时发出 RQS 消息
远地/ 本地 RL	完全的能力	仪器既能通过远地也能通过本地控制,并可封锁本地的控制
远地/ 本地 RL	无本地封锁	仪器既能通过远地也能通过本地控制,不能封锁本地的控制
并行查询 BP	远地编组	通过接收控制器发来的接口信息确定响应并行查询时,用哪根 DIO 线和用哪种电平,当控制器发出并行查询时发出 PPR ₀ 消息
	本地编组	通过本地消息确定响应并行查询时,用哪根 DIO 线和用哪种电平,当控制器发出并行查询时发出 PPR ₀ 消息
仪器清除 DC	完全的能力	当收到通用命令或寻址命令时均能使器件功能回到初始状态
	无选择仪器清除	仅在收到通用命令时可使器件功能回到初始状态
仪器触发 DT	完全的能力	当收到控制器发来的触发命令时,触发仪器的操作

第一节 VXI 总线系统

一、VXI 总线文本

1987 年开始发展的模块式仪器系统总线,能适应高速度、高性能、体积小要求,是未来仪器与系统的发展方向。VXI 总线文本包括对系统主机箱的机械结构及尺寸、插件(模块)的尺寸、连接器、电磁兼容、机箱冷却及电源等方面的要求,也对 VXI 总线器件的分类及总线、系统构成和控制方式、通信协议等有关问题进行了定义和说明。VXI 总线系统的机械结构如图 44-3 所示。

二、VXI 总线系统的特点

VXI 总线是 1987 年由美国多家仪器公司联合推出的新一代测量仪器用总线系统。它的特点是:(1)模块式结构 采用标准的主机箱和插件式(模块式)结构,组建灵活方便,对于不同国家、不同供货厂商的插件式仪器具有兼容性;(2)小型便携 系统内的所有插件都牢固地插入一至几个主机架内,从而使系统有更紧凑的整体性,容易做到小型、便携;(3)高速传输 最高数据传输速率可达 40Mbit/s;(4)适应性、灵活性强 它不仅使用不同厂家的插件组成各种测试系统,且可灵活方便地插放或更换插件,适应不同的测量需要。

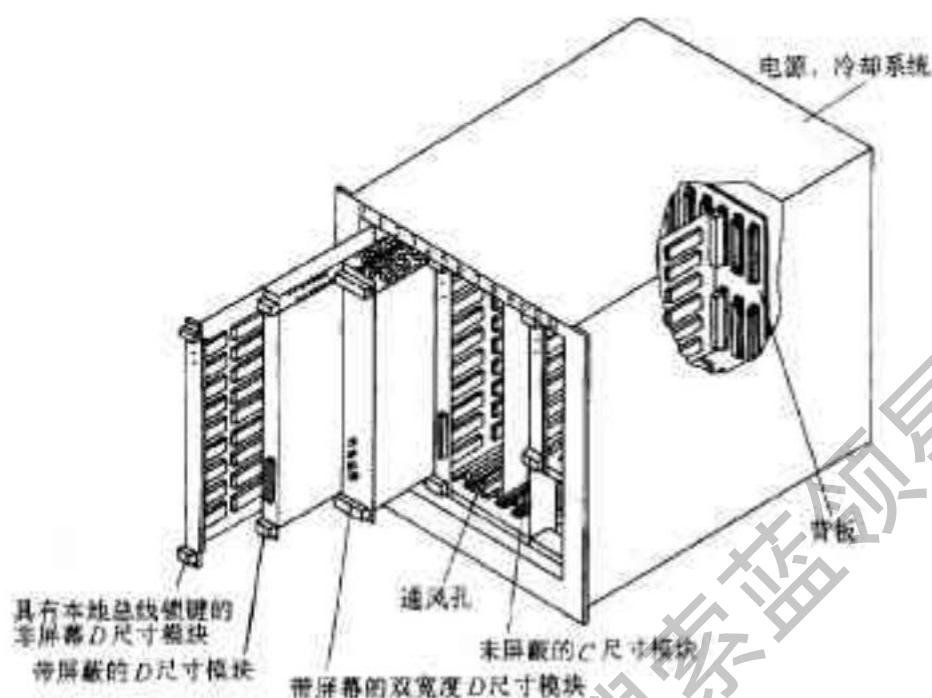


图44-3 VXI总线系统的机箱结构

三、VXI 总线系统的组成结构

VXI总线系统的基本逻辑单元称作器件。它可以是独立的仪器,也可以是其他的电子部件。这些器件安装在被称作模块的插件上。每个模块包含一个或多个器件;一个器件也可占据多个模块。一个VXI总线系统最多可容纳256个器件。

VXI总线规定了分层式通信协议,如图44-4所示。根据所支持的通信协议VXI总线器件可分成4种类型:基于寄存器的器件、基于消息的器件、存储器器件和扩展器件。VXI总线之间的通

信基于一种命令者/从者层次关系,这是VXI总线系统的核心。命令者能控制一个或多个从者器件,它也是总线的控制者。需要时,它可以得到对总线的控制权,与从者进行基于寄存器的或基于消息的通信。从者能在一命令者控制下向命令者发送信号或请求中断。在多层次命令者/从者系统中,某一器件可以是本层次的命令者,同时又是上一层次的从者,这种层次是以分层的通信协议为基础的。

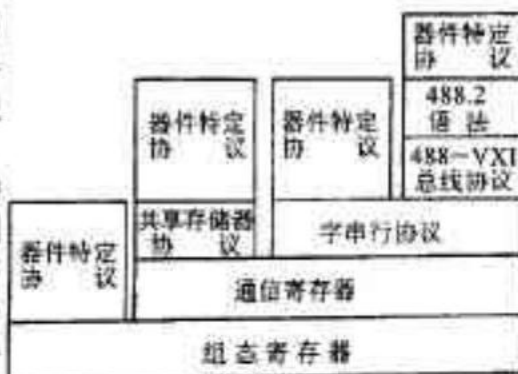


图44-4 VXI总线分层式通信协议

VXI总线系统规定了四种模块尺寸,如图44-5所示。其中A尺寸带有P1连接器,B和C尺寸带有P1和P2连接器,D尺寸带有P1、P2和P3连接器。所有连接器都是96个引脚,分A、B、C三列排开。模块从主机箱前方插入,经P1、P2、P3连接器分别与主机箱背板上的J1、J2、J3连接器相连,通过背板上的VXI总线信号线实现各器件间的通信。VXI总线的总线构成及其分布见图44-5。

VXI总线主机箱内有13个插槽,从左向右依次为0~12号槽。0号槽上的模块应包括资源管理器件或0号槽器件。其余12个槽可放置组成系统所需的器件。



图44-5 VXI总线系统模块尺寸和总线构成
a) VXI总线模块尺寸 b) VXI总线构成及其分布

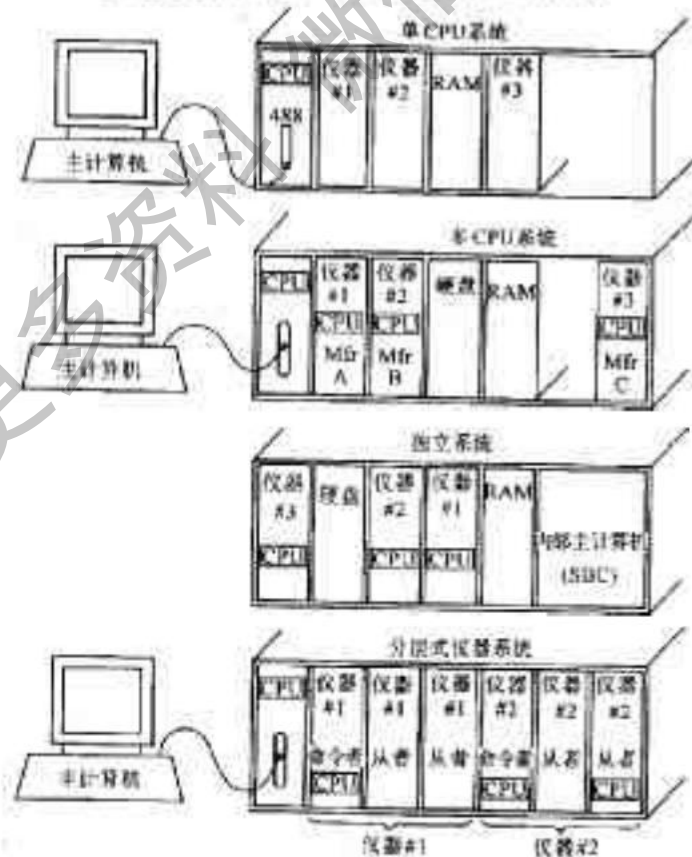


图44-6 VXI总线系统的典型结构

四、VXI 总线基本模块和系统典型结构

已有数百种 VXI 总线模块和各种尺寸的主机箱、开发工具(包括硬、软件)投放市场,设计人员可方便地选择所需主机箱与模块组建自动测试系统。VXI 总线基本模块有:数字电压表、数字示波器、通用计数器、功率表、信号发生器、波形发生器、A/D 和 D/A 转换器、继电器(开关)阵列等具有各种通用仪器功能的模块以及系统控制器、0 号槽模块等产品。

图 41-6 是几种 VXI 总线系统的典型结构。系统可以由外部计算机通过 GPIB 或其他接口进行控制,也可由主机箱内的系统控制器(嵌入式计算机)直接控制。为了扩展系统,还可以将多个 VXI 总线主机箱并联起来组成 MXI 总线系统。

获取更多资料 微信搜索 蓝领星球

第四十五章 信号的时域、频域及数据域测试

第一节 通用示波器的组成及分类

如前所述,由于电子示波器具有许多特点,所以它已成为时域测量技术中最为灵活而多用的电子仪器。

一、通用示波器的基本组成

电子示波器是利用被测电压控制示波管中的电子束,通过电子束的偏转反映被测信号的变化。由电子束轰击在荧光屏上面激发出亮光,亮光连成的轨迹就代表了被测信号的波形。为了使显示的波形达到一定的精度,电子示波器必须由若干部分组成。就通用示波器而言,无论何种类型都由如图45-1所示的六大部分组成。

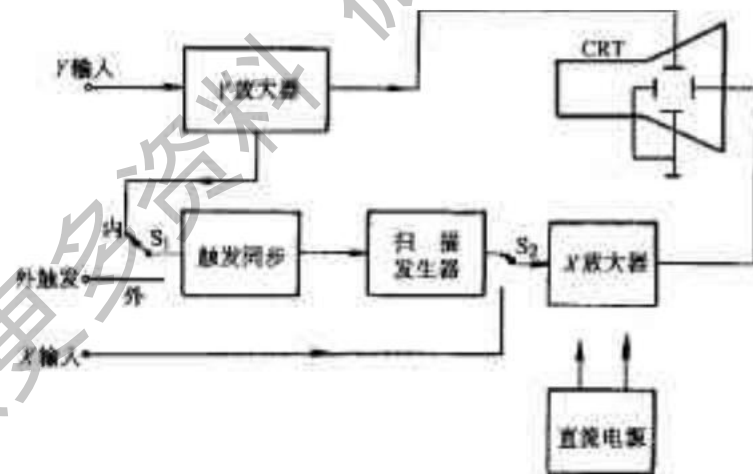


图45-1 电子示波器的基本组成

Y放大器用于放大被测信号,控制电子束的垂直偏转;扫描发生器用于产生锯齿波电压,经X放大器使电子束形成水平扫描;当不需要扫描时,由开关 S_2 转换到X输入端,放大X轴输入信号;同步触发电路为了使显示的波形稳定。当由被测信号实现同步时,开关 S_1 置于“内”处,当需外接同步信号时, S_1 置于“外”处。

二、波形显示原理

(一)示波管

示波管由电子枪、偏转系统和荧光屏三部分组成,这三个部分密封在玻璃壳内,成为大型电真空器件,见

图45-2。就其用途而言,它是把电信号变成光信号的转达换器。

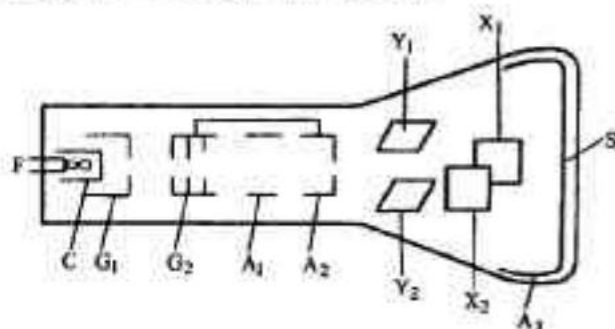


图45-2 示波管结构示意图

1. 电子枪 电子枪的作用是发射电子并形成很细的高速电子束。它由灯丝(F)、阴极(C)、栅极(G₁)、前加速极(G₂)、第一阳极(A₁)和第二阳极(A₂)组成。灯丝F用加热阴极;阴极C在灯丝加热下发射电子;栅极套在阴极外边,其顶端有小孔,电位低于阴极电位,对阴极发射的电子起控制作用,调节栅极电位可以控制射向荧光屏的电子流密,从而调节了荧光屏上亮点的辉度(即示波器面板上“辉度”旋钮的作用)。

第一阳极A₁和第二阳极A₂都是与阴极同轴的圆筒,A₁的电位远低于阴极,A₂的电位高于A₁。前加速极G₂位于G₁与A₁之间,与A₂相连,对电子束起加速作用。

由G₁、G₂、A₁和A₂构成一个对电子束的控制系统,见图45-3。图中,调节电位器RP₁

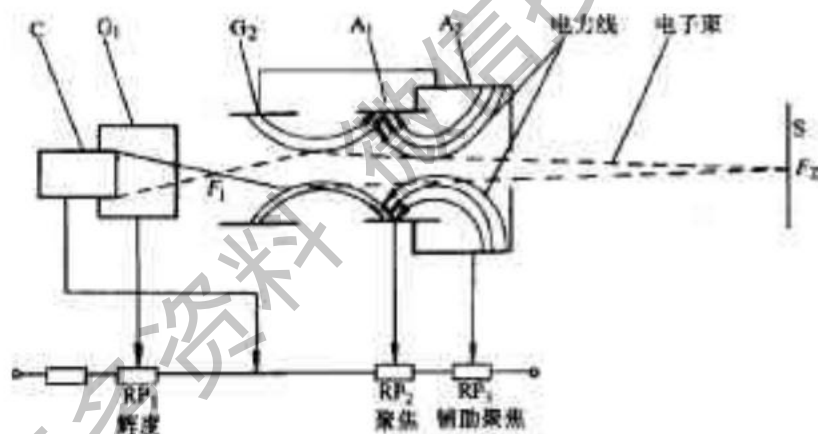


图45-3 示波管的聚焦原理

就改变了阴极G₁的负电位,从而控制射向荧光屏的电子流密度,达到调节辉度的目的,故RP₁是辉度调节电位器。调节RP₂改变第一阳极A₁的电位,改变了G₂、A₁和A₂所形成的静电场,当电子束进入该静电场后,受电场的作用使其向轴线靠拢,所以RP₂称为聚焦电位器。调节RP₃也就改变了第二阳极A₂的电位,同样也改变G₂、A₁和A₂形成的静电场,RP₃称为辅助聚焦电位器。电位器RP₁、RP₂和RP₃都在示波器的面板上。如果A₁与G₂、A₂上的电位调节合适,电子束恰好聚焦在荧光屏S中心点F₂处,会聚成细小的亮点,以保证显示波形的清晰度。

G₂内有隔板,A₂顶部中心有小孔它们都加有较高正电位,可截获偏离轴线的电子,故有利于电子束的聚焦。

A₁内部没有隔板,不截获电子,流过它的电流几乎为零。调节辉度改变电子流密度时,A₁电位不会变化,从而避免了调节辉度对聚焦的影响。

2. 偏转系统 由图45-2可见,在第二阳极A₂的后面,由两对相互垂直的偏转板组成偏转系统。靠近第二阳极的是Y偏转板,测量被测电压的波形时,经Y通道放大后的被测信号加于Y偏转板,控制电子束产生垂直偏转。在Y偏转板的后面离荧光屏较近的是水平偏转板,称为X偏转板,观测信号波形时,在X偏转板上加的是锯齿波扫描电压,控制电子束产生水平偏转。由此可见,荧光屏上显示的波形是电子束沿Y和X

两个方向运动合成的轨迹。

电子束在偏转板电场的作用下偏转的位移大小,可由下式决定(见图45-4):

$$Y = \frac{l}{2U_{a2}d} U_Y$$

式中, l 为偏转板的长度(cm); L 为偏转板右边缘到荧光屏的距离(cm); d 为两偏转板之间的距离(cm); U_{a2} 为第二阳极与阴极间的电压(V); U_Y 为偏转板间的电压(V)。

上式 l, L, d 均为常数,当聚焦调好后 U_{a2} 也基本不变。由式可以看出:

(1)荧光屏上亮点偏转距离 Y 与加于偏转板上的电压 U_Y 成正比。

(2)我们定义亮点在荧光屏上偏转1cm所需加于偏转板上的电压峰值为偏转灵敏度,即

$$k_Y = \frac{U_Y}{Y} = \frac{2U_{a2}d}{l}$$

此值愈小表示偏转灵敏度愈高,它是与被测电压 U_Y 无关的常数。

当然 X 偏转板也有偏转灵敏度

$$k_X = \frac{U_X}{X}$$

(3)欲提高灵敏度,可增加偏转板的长度 l 和偏转板到荧光屏的距离 L 及减小偏转板间的距离 d ,但减小 d 会使偏转板间的电容增加,引起被测信号波形畸变;

(4)减小第二阳极电压 U_{a2} 也可以提高灵敏度,但 U_{a2} 低亮点亮度变弱,故在偏转系统后加了第三阳极 A_3 为后加速阳极,称为先偏转后加速系统,见图45-4a,后加速电压加10~15kV以上高压。 A_3 用石墨做成环形,均匀分压,使电位均匀。

为了增加电子束偏转角,偏转板采用弯折形偏转结构,见图45-4b。

3. 荧光屏 荧光屏一般为圆形曲面或矩形平面,其内壁沉积有荧光物质,形成荧光膜。它受到电子轰击后,将动能转化为光能形成亮点。当电子束随被测电压偏转时,这些亮点的轨迹就形成了信号的波形。

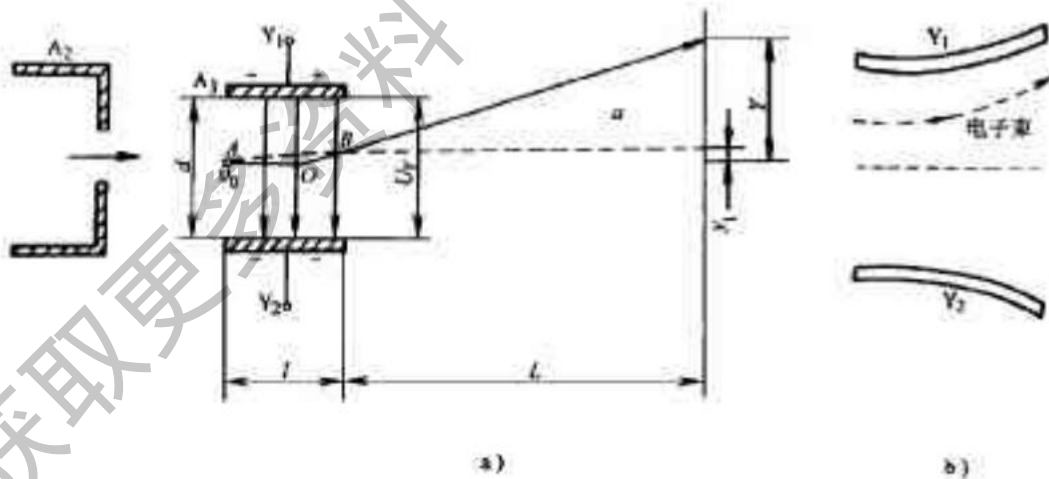


图45-4 电子束的偏转规律

当电子停止轰击后,荧光膜还能持续发光,持续发光的时间称为余辉时间。10 μ s~1ms为短余辉,1ms~0.1s为中余辉,0.1~1s为长余辉。观测高频信号宜用短余辉示波管,观测缓慢变化信号宜用长余辉示波管,一般用途时用中余辉示波管。

电子束轰击在荧光屏上,只有少部分能量转化为光能,大部分转化为热能,所以不应当使亮点长时间停留在一处,以免荧光物质损坏而形成斑点。

圆形荧光屏屏幕利用效率不高,线性度较差。中间比较平整部分称为有效面积。矩形荧光屏有效面积较大。使用示波器时应尽量使波形显示在有效面积内。

荧光屏有内标尺和外标尺两种。外标尺会产生视差,内标尺准确度较高。

(二) 波形显示原理

1. 电子束的运动轨迹 如前所述电子束的运动轨迹取决于 Y 偏转板和 X 偏转板两个静电场合成作用, 打在荧光屏上亮点的位置取决于加在 Y 和 X 偏转板上的电压。

(1) 当 Y 和 X 偏转板不加任何信号(或两对板的电位分别相等)时, 亮点打在荧光屏的中心位置。

(2) 若仅在 Y 偏转板加上一个随时间变化的电压 u_Y , 例如正弦波电压, 则电子束沿垂直方向运动, 其轨迹是一条垂直线。

(3) 若仅在 X 偏转板上加正弦电压 u_X , 则电子束仅沿水平方向运动, 其轨迹是一条水平线。

(4) 若在 X 和 Y 偏转板上同时加上同一正弦波电压($u_X = u_Y$), 按二者合成作用的结果, 其轨迹是一条斜线, 见图 45-5。

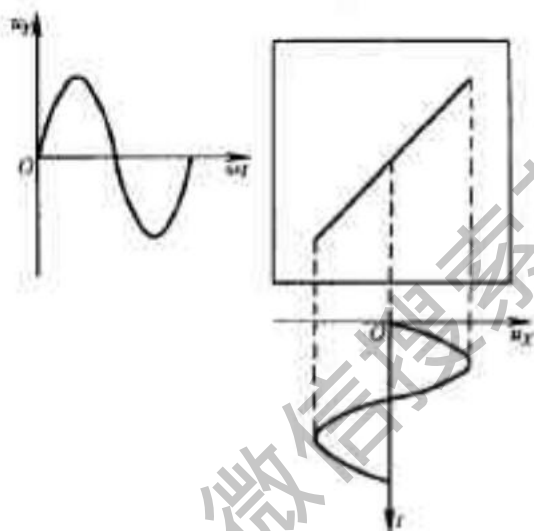


图 45-5 $u_Y = u_X = u_m \sin \omega t$ 时
电子束的轨迹

由此可见, 上述四种情况都不能显示被测电压 u_Y 的波形。为了显示 u_Y 的波形, 必须在 Y 偏转板上加有被测电压 u_Y 的同时, 在 X 偏转板上加上随时间线性变化(锯齿波电压)的扫描电压。

2. 扫描——时间基准 在 X 偏转板上加锯齿波电压时, 电子束在屏幕上按时间沿水平方向展开, 形成时间基准线。当仅在 X 偏转板上加锯齿波电压时, 亮点沿水平方向作等速移动。当扫描电压到达最大值 (U_m) 时, 亮点亦达到最大偏转, 然后从该点迅速返回到起始点。若扫描电压周期变化时, 在屏幕上就显示一条水平亮线, 这个过程称为扫描。

在 X 偏转板有扫描电压的同时, 在 Y 偏转板上加上被测信号电压, 就可将其波形显示在荧光屏上, 见图 45-6。

图中 u_Y 的周期为 T_Y , 若扫描电压 u_X 的周期 T_X 等于 T_Y , 在 u_X 和 u_Y 的共同作用下, 亮点的轨迹正好是一条与 u_Y 相同的正弦曲线。亮点从 0 点到 1、2、3、4 点的移动为正极, 从 4 点迅速返回到 0 点的移动为回程, 图 45-6 中, 由于锯齿波是理想锯齿波, 故回程时间为零。

由于扫描电压随时间作线性变化, 即 $u_X = k_X t$, 屏幕上的 X 轴就转换成时间轴, 亮点在水平方向偏移的距离式中, k_X 为水平偏转灵敏度。

由上式可见, X 的大小可代表时间的长短。

$$X = \frac{u_X}{k_X} = \frac{k_X t}{k_X} = t$$

3. 同步的概念 图 45-6 所示是 $T_X = T_Y$ 的情况, 在屏幕上显示一个正弦波形。若 $T_X = 2T_Y$ 则可观测到两个周期信号电压波形, 见图 45-7。如果波形多次重复出现, 而且重叠在一起, 就可以观测到一个稳定的图像。

由图 45-7 可见, 欲增加显示波形的周期个数, 则应增加扫描电压 u_X 的周期。这在使用示波器时应当

有意识地进行调节。屏幕上显示波形的周期个数

$$n = \frac{T_Y}{T_X}$$

上述 T_X 均为 T_Y 的整数倍的情况。若 T_X 不是 T_Y 的整数倍,由于每次扫描的起始点不一致,故屏幕上显示的波形是不稳定的。

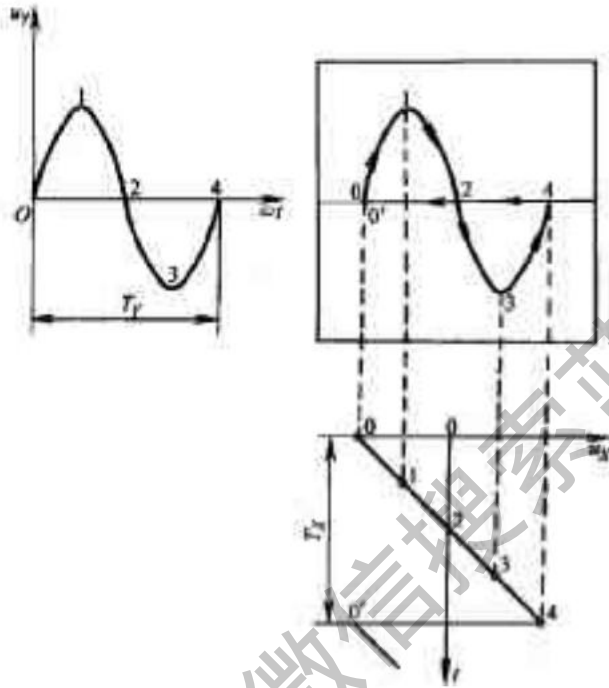


图 45-6 波形显示原理

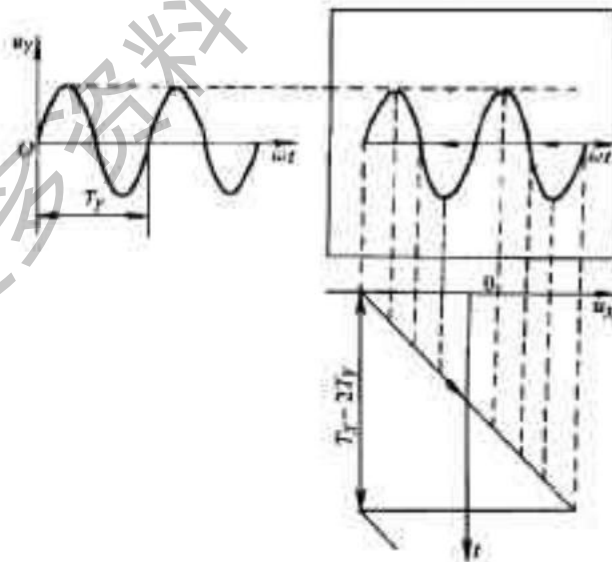


图 45-7 $T_X = 2T_Y$ 时显示的波形

由此可见,为了在屏幕上获得稳定的图象, T_X 必须等于 T_Y 的整数倍,即 $T_X = nT_Y$,以保证每次扫描起始点都对应信号电压 u_y 的相同相位点上,这种过程称为同步。

三、电子示波器的分类

示波器的分类方法不一,根据其用途和特点一般可分为五类:

1.通用示波器 通用示波器是采用单束示波管组成的示波器。通用示波器又有单踪示波器和多踪示波器之分。多踪示波器由单束示波管和电子开关组成。

2.多束示波器(亦称多线示波器) 多束示波器是采用多束示波管组成的示波器,在屏幕上显示的每条波形都是由单独的电子束所形成。

以上两类示波器根据Y通道的频带宽度 f_H 又可分为下列四种:

(1)简易示波器: $f_H < 500\text{kHz}$

(2)低频示波器: $f_H = 0.5 \sim 1\text{MHz}$

(3)普通示波器: $f_H = 5 \sim 60\text{MHz}$

(4)宽带示波器: $f_H > 60\text{MHz}$

3.取样示波器 将高频信号以取样方式转换成低频信号,然后再用类似通用示波器的方式进行显示。用于观测 300MHz 以上的高频信号及脉宽为几个纳秒的窄脉冲信号。

4.记忆与存储示波器 它是一种具有存储信息功能的示波器。将瞬过程、非周期信号或缓变信号长时间地保留在屏幕上或存储于电路中,供分析、比较用。利用记忆示波管实现存储功能的称为记忆示波器;利用半导体数字存储器的称为数字存储示波器。

5.特殊示波器 它是指能满足特殊用途或具有特殊装置的专用示波器,例如高压示波器等。

目前,示波器的种类繁多,正向着拓宽频带、提高灵敏度、多功能、数字化、程控化以及和微型计算机通信等方向发展。

第二节 智能化数字存储示波器

一、智能示波器的组成原理及工作方式

图45-8示出了具有代表性的智能化数字存储示波器的组成原理框图。由图可见,垂直偏转部分、水平偏转部分和CRT显示部分与传统示波器的原理基本相似,所不同的是微机控制与存储部分。各部分电路之间通过总线结构连接,操作者对仪器的控制是利用面板的键盘通过总线向CPU传送控制信号来实现的。整机的工作在程序控制下进行。

(一)基本工作方式

有模拟工作方式和数字存储工作方式两种。操作者可用键盘来选择。

1.模拟工作方式 若选择该方式,CPU控制将D/A(1)和D/A(2)与功率放大器断开,把来自前置放大器(1)或(2)的被测信号直接接入功放电路和触发发生器电路。其工作原理与传统的示波器没有两样。

智能化数字存储示波器保留模拟工作方式的原因有二:其一是充分利用仪器的硬、软件的潜力;其二是在模拟方式下,工作带宽不受AD转换速度的影响,可观测更高频率的信号。一般地说,存储方式的上限频率 $f_{max} = 20 \sim 40\text{MHz}$ 时,其模拟方式的工作频率可达 10MHz ,这样就弥补了工作带宽的不足。

必须指出,数字存储示波器在模拟方式所显示的是实时波形,较存储方式显示的波形具有更高的保真度。

2.存储工作方式 在该方式下,CPU控制将被测信号接入S/H、AD和触发发生器,将AD转换的数据

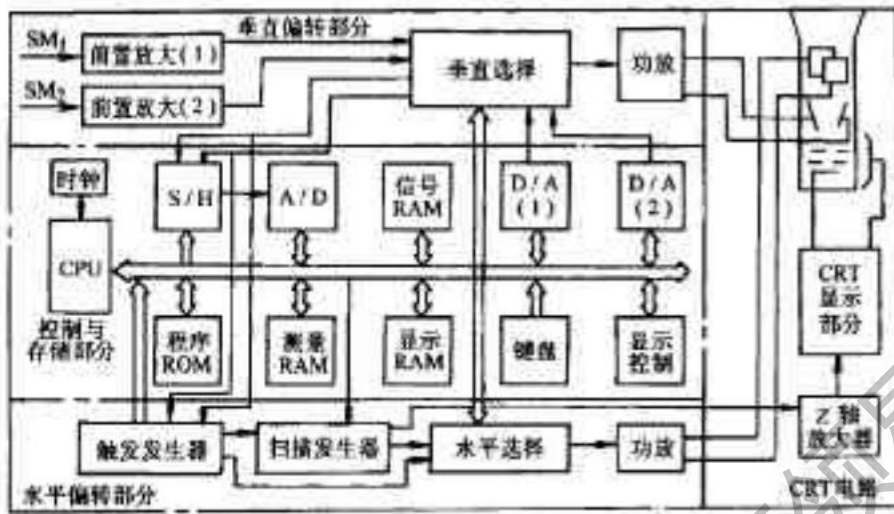


图 45-8 智能化数字存储示波器原理框图

按一定方式存入信号 RAM 中，此时 D/A 转换器并不工作。当触发形成时，向 CPU 发出触发信号，CPU 接到触发信号后，命令 S/H 和 A/D 继续转换的同时，起动 D/A 对信号 RAM 中的数据逐一变换，复现成模拟信号送到功放。在水平扫描作用下，在 CRT 上显示由采样点组成的波形。

由此可见，在存储方式下，CRT 所显示的是非实时波形，而是由采样点数据经 D/A 复现的波形，采样点数据越多，复现的波形的保真度越高。

(二) 控制与数字存储电路

该部分是数字存储示波器的核心，与传统的示波器是完全不同的。由图 45-8 可见，CPU、程序存储器 ROM、信号 RAM、测量 RAM 和显示 RAM 等构成微机系统，而 S/H、A/D、D/A、键盘和显示控制等均作为微机系统的外围设备挂在总线上。该部分电路主要完成工作模式设定、信号变换与存储、测量和显示控制四种功能。下面分别叙述。

1. 工作模式设定 包括模拟或存储方式选择、触发方式选择、单通道或双通道输入选择、测量项目选择和显示方式选择。所有这些选择都可利用键盘在观测前预先设定，或在观测时随时添加。某些智能示波器开机或复位后，在 CRT 上显示一份工作模式菜单，使用者可通过填写菜单进行工作模式的设定。

2. 信号变换与存储 这是智能化数字存储示波器的基本功能。被测信号的数字化和存储过程是在仪器的工作程序的控制下进行的。数据的存储方式与工作方式的设置有关，当无测量选择时，CPU 仅安排被测信号数据的存储，当有测量项目时，将包括测量计算的数据的存储与变换。

3. 数字测量功能 该部分包括 S/H、A/D、测量 RAM 等器件均是对电压进行数字化测量的基本硬件，再辅以相应的软件，即可实现对波形参数的数字化测量和存储。测量项目设定后，CPU 执行工作程序，将信号 RAM 中的数据逐一进行预定的计算，计算的中间结果或最终结果和待显示的数据，都存储于测量 RAM 和显示 RAM 中。波形参数的测量、计算、存储、波形显示和参数显示是同时进行的。

4. 显示控制电路 智能化数字存储示波器的显示远比模拟示波器复杂。这部分包括显示 RAM 和显示控制电路，在 CPU 执行屏幕编辑子程序的控制下实现。在 CRT 上显示的信息包括被测信号的波形及波形参数、量程、时基、单位、触发点的位置、波形及波形段的英文命名等。这样不但便于分析，而且在绘图输出时可作为技术档案的记录。

二、智能示波器的主要功能及应用

(一) S/H 与 A/D 转换

该电路是示波器数字存储工作方式的基础部件。S/H 和 A/D 转换的最高工作速度直接影响数字存储

示波器的工作带宽。S/H的速度远比A/D转换的高度高得多,故数字存储示波器的额定工作带宽主要受A/D转换速度的限制。

根据采样定理,若被观测的信号 $x(t)$ 的最高频率为 f_{max} ,只要采样频率大于 $2f_{max}$,就可以由采样序列 $x(n)$ 不失真地复现 $x(t)$,通常称 $2f_{max}$ 为奈奎斯特(Nyquist)极限频率。对于数字存储示波器而言,若A/D转换的最高频率为 $2f_{max}$,则只能不失真地复现频率低于 f_{max} 的信号。例如,日本松下MP-5740数字存储示波器,A/D转换的最高频率为 $f_{max}=100\text{MHz}$,它只能不失真地复现频率小于 50MHz 的信号,故给出存储方式的带宽为 35MHz ,但其模拟工作方式的带宽可达 100MHz ,因为它不受A/D转换速度的限制,而仅受前置放大器、功放在GTR管的最高工作频率的限制。

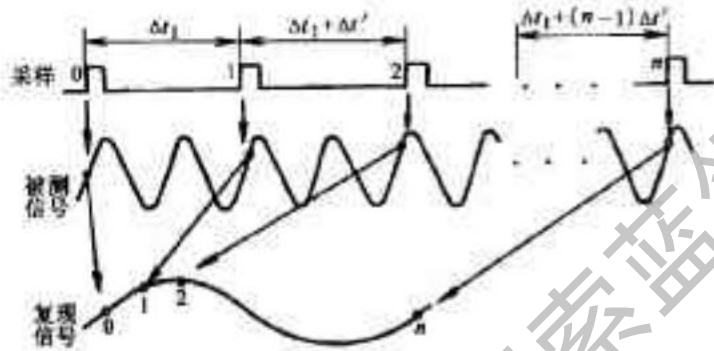


图45-9 等价采样原理示意图

数字存储示波器的采样方式有两种:

1. 实时采样 是最常用的采样方式。实时采样通常是等时间间隔的,采样点的顺序也与存储和显示的顺序相同。不但在技术上易于实现,而且对频率在带宽内的信号具有理想的复现能力。由于时间上的顺序性,使采样—存储—显示软件变得更简单。

2. 等价采样(Equivalent Sampling) 也称为等效采样,其原理见图45-9。

由图可见,把频率极高的周期信号分成若干段分别采样。采样时间间隔安排如下:

- 第1段 $\Delta t_1 = \Delta t_1$
- 第2段 $\Delta t_2 = \Delta t_1 + \Delta t'$
- 第3段 $\Delta t_3 = \Delta t_1 + 2\Delta t'$
- ⋮
- 第n段 $\Delta t_n = \Delta t_1 + (n-1)\Delta t'$

式中, $\Delta t'$ 是采样时间间隔的增量。这样就在信号的不同周期上取得幅值变化的信息。虽然复现的信号在周期上被扩展了,但保留了其基本变化规律(如图中的正弦波)。等价采样可将数字存储示波器在数字存储方式下的工作带宽扩展到与模拟方式下的带宽相同。

(二)触发方式

有常态触发和预置触发(延迟触发)两种方式。开机或复位后自动进入常态触发,而预置触发必须通过键盘预设定。

1. 常态触发 同模拟示波器一样,可利用面板上的旋钮设置触发电平和极性。常态触发的硬件配制和软件框图见图45-10a和b。

由图可见,被观测信号同时接入触发发生器和S/H、A/D及信号RAM。在触发未形成前,信号经S/H、A/D不断存入信号RAM中,直到信号RAM存满为止。若信号RAM已满,触发信号仍未形成,则用最新的数据

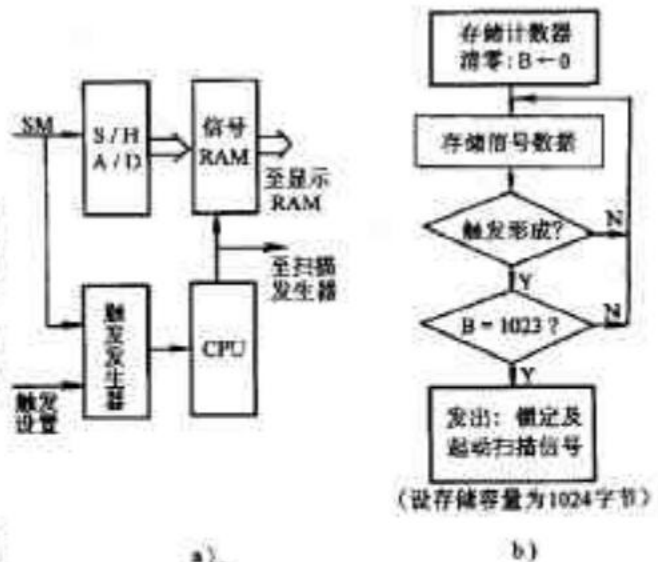


图45-10 常态触发原理

a) 硬件配置 b) 软件框图

更新信号 RAM 中最早的数据。若触发已形成,但信号 RAM 仍未满,则 CPU 命令继续将数据存入信号 RAM,直到装满,才发出启动扫描信号,启动水平扫描电路产生扫描电压。

在常态触发下,触发点可选在被复现波形的左端、右端和其它任意位置上。

2. 预置触发 在示波器的键盘上设定延迟量,通常以触发点之前的分格数(记作 d_{tr})给定。延迟量不同,则触发点不同,可观测到触发点前后不同波形段的波形,用于观测非周期或单次信号特别适用。

预置触发依靠常态触发的硬件配置,利用微机的计算和控制能力来实现。当触发电平、极性和延迟量设置好后,S/H,A/D 不断地将数据存入信号 RAM,同时存储计数器计数。设信号 RAM 有 M 个数据单元,延迟量的数据为 N 个,则触发点后应采集的数据为 $(M-N)$ 个。因此,当触发形成时,CPU 将存储计数器的内容变成 $(M-N)$,同时开始减法计数,当计数器减至零时,停止向信号 RAM 存储。此时触发点在存储器中的位置以及在复现波形上的位置,恰好符合预延迟的要求。图 45-11 为预置触发软件框图。图中,由于设有 $B < M$ 这一分支,使预置触发具有长时间地搜索期望信号波形的能力。因此,对于单次或非周期信号或者难以捕捉的信号,可以通过延迟量的正确设置,取得完整的复现波形。图 45-12 是不同预置的波形图。可见,通过预置量的正确设置,可使欲观测波形得到稳定的显示。

预置触发常用于捕捉干扰信号在被测信号上的位置。例如,在数字系统中,可将数据流接入数字存储示波器,将触发点预置于屏幕中央,干扰脉冲一出现即可形成触发,屏幕上显示干扰脉冲的波形在数据流中的位置,也可用 X-Y 记录仪记录。操作者不必担心期望的信号一闪即逝,因为数字存储示波器对单次信号的捕捉和记录能力是模拟示波器无法比拟的。

某些数字存储示波器可同时设置上、下两个触发电平,当信号的上升沿电平超过上触发电平和下降沿超过下触发电平时,可产生上、下两次触发,称为窗口触发。这种触发方式用于捕捉和记录情况不明的信号是特别有效的。

(三)存储器及存储方式

智能数字存储示波器的存储器主要有三种,分述如下:

1. 信号存储器及存储方式 信号 RAM 用来存储被采样的数据。在 S/H 和 A/D 电路启动后即开始对采样的数据进行有效存储。两个输入通道的双踪示波器有单通道顺序存储和双通道交替存储。

(1) 单通道顺序存储 用键盘设定为单通道输入时,采样数据按采样时间先后存入信号 RAM,见图 45-13。设信号 RAM 的容量为 $1K$ B 字节,其地址为 $000 \sim 1023$,共 1024 个存储单元,单元地址即为采样数据的序号,相应单元的内容是该序号数据的值。当第 1023 号数据存入 1023 单元(已存满)后,若触发仍未形成,则冲掉第 000 号数据,并所有数据前移一个单元,最新的采样数据存入 1023 单元,直到触发形成为止,从而保证数据系列的正确顺序。单通道存储控制程序流程图见图 45-14。

(2) 双通道数据交替存储 其硬件配置原理见图 45-15。用交替存储方式可在 CRT 上复现的两条信号

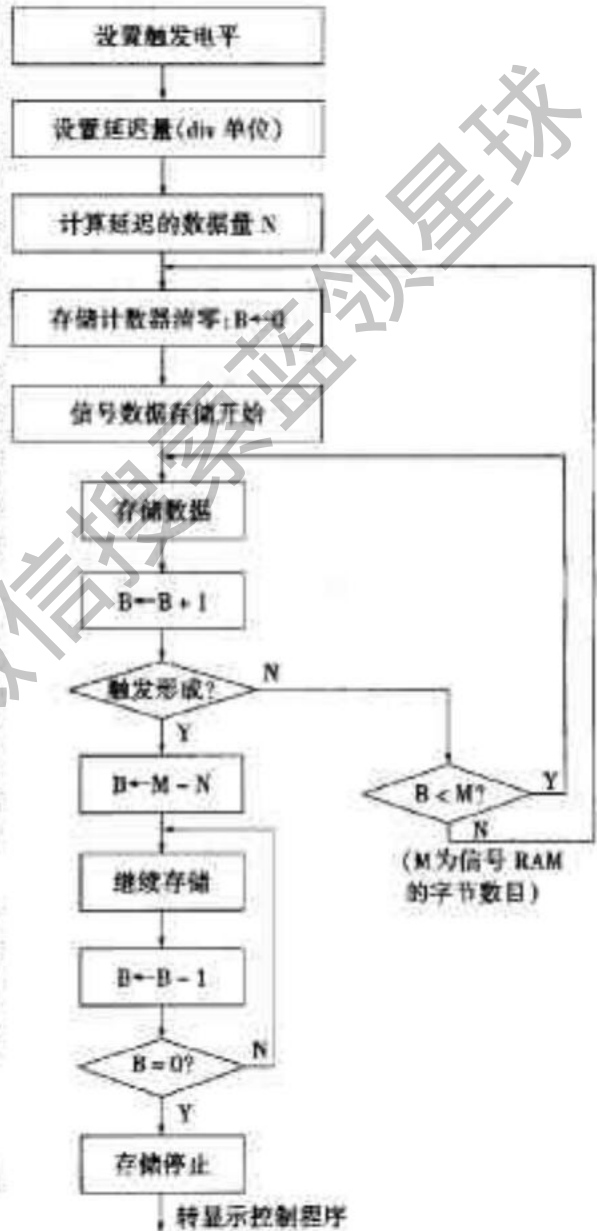


图 45-11 预置触发软件框图

波形保持原有的时间关系。CPU控制使开关 S_1 、 S_2 交替闭合,交替接入信号 SM_1 和 SM_2 经S/H和A/D转换,并将采样数据交替存入信号RAM,见图由图45-16。可见, SM_1 存于偶地址单元, SM_2 存于奇地址单元。对于1KB字节信号RAM,信号 SM_1 和 SM_2 的数据存储量大容量各占1/2,即512B。

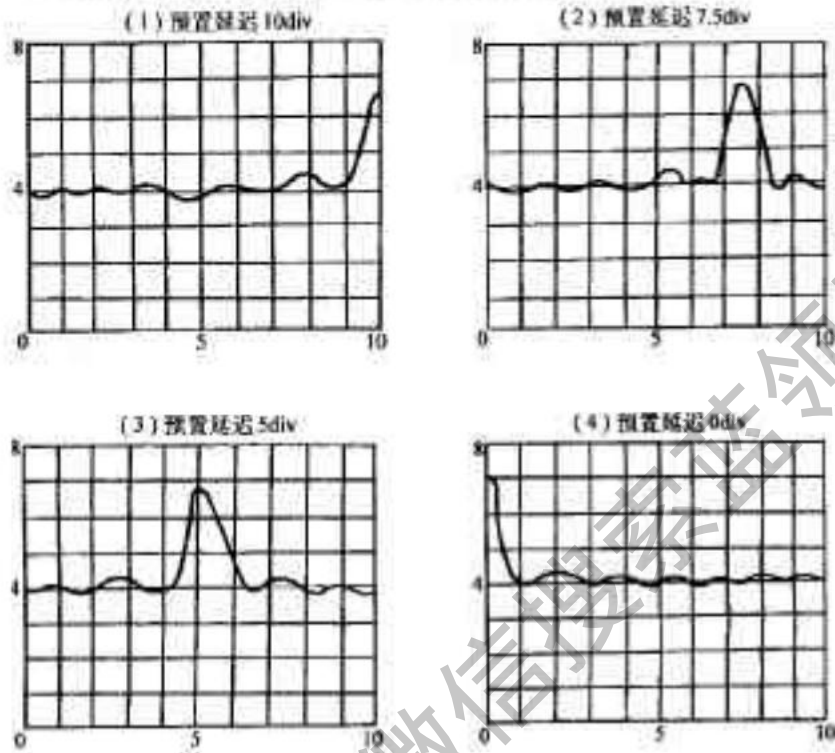


图45-12 不同预置量的波形图

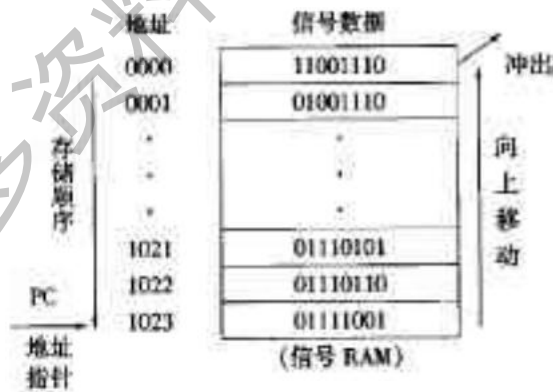


图45-13 单通道数据存储

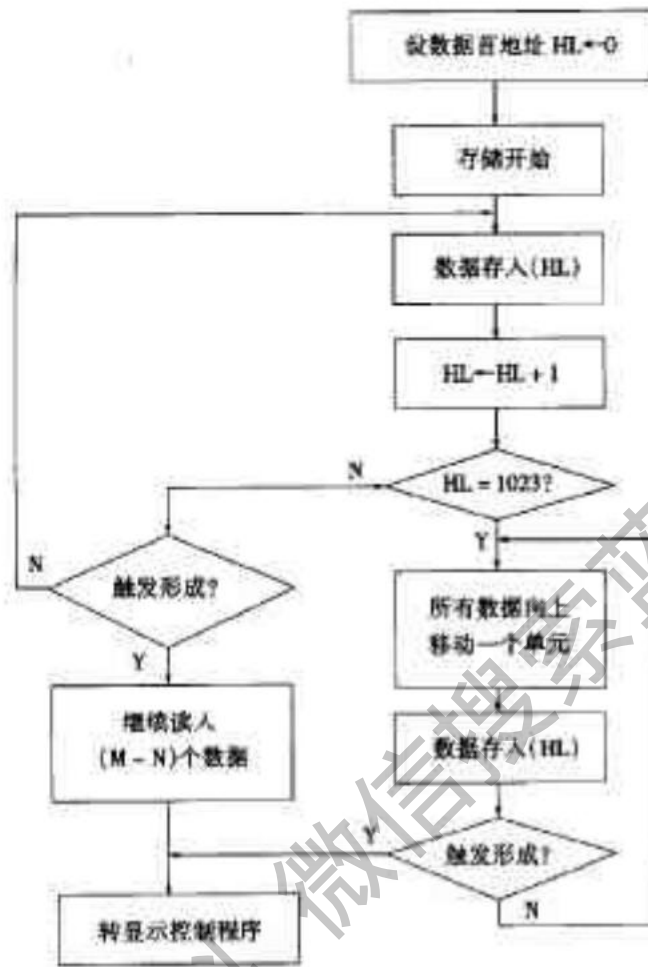


图 45-14 单通存储控制程序流程图

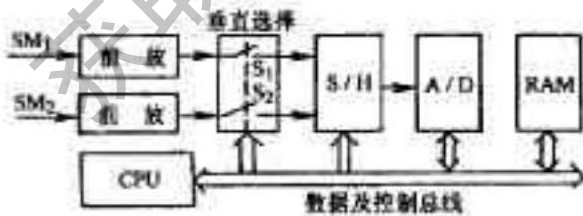


图 45-15 双通道硬件原理框图

地址	信号数据
0000	SM ₁
0001	SM ₂
0002	SM ₁
0003	SM ₂
·	·
·	·
·	·
·	·
1022	SM ₁
1023	SM ₂

(信号 RAM)

图 45-16 双通道信号存储格式

双通道数据的奇偶存储方式,很容易实现“1/2 防护功能”(Half Protect Function)。用面板的“防护选择”开关选择,可实现对某一通道或两个通道的数据锁定,被锁定的通道的波形长时间停留在 CPU 上,便于与另一通道的变化的波形进行比较。这种防护功能可由硬件或软件实现,智能化数字示波器通常用软件来实现,其软件流程图见图 45-17。

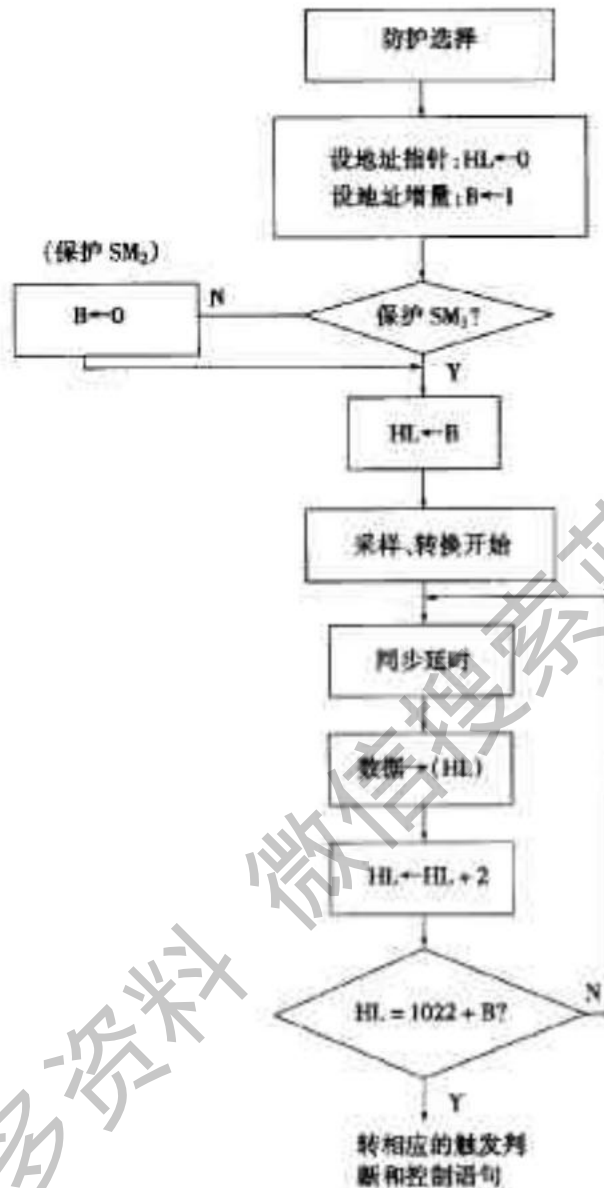


图 45-17 1/2 防护程序流程图

利用 1/2 防护功能可实现两个波形之间的比较、运算(+、-、×、÷)以及错误识别等多种用途。

2. 参考存储器 主要用于存储参考波形的数据,以便于与其它波形进行比较。例如,将数字系统中时钟振荡器信号的数据存入参考存储器中,在需要时把它显示在 CRT 上,与其它波形比较,往往可发现数字系统定时错误或其它时间配合错误。

参考存储器的内容一般是由信号 RAM 调来的。在面板上按下“参考存储”键,即可起动数据转移程序,完成参考存储。通常参考存储器用电池供电,以长期存储数据。这是智能数字存储示波器的主要特点之一。

3. 显示缓冲存储器 在 CRT 上显示的不仅仅是实测波形,还可包括参考波形、工作状态字(量程、时基、工作方式、功能等),以及在使用波形参数测量功能时,显示测量结果的指示值等。所有这些被显示的数据均来自信号 RAM、参考 RAM、字符 ROM 及测量 RAM 等,它们与显示 RAM 的关系见图 45-18。其中测量 RAM 用于存放测量或计算的中间数据和结果。

为了使所有待显示数据按一定位置同时显示在 CRT 上,CPU 控制下将所有数据重新排列存储到显示缓冲存储器中。实际上 CRT 显示的所有信号都由显示缓冲存储器直接提供。

(四)扫描发生器

由前述可知,模拟示波器由密勒积分电路产生锯齿波扫描电压,由于扫描电压正程具有非线性和具有一

定的回扫时间, CRT 上显示的波形失真。数字存储示波器利用 D/A 转换产生扫描电压, 可克服上述缺点。图 45-19 是两种扫描电压的比较。

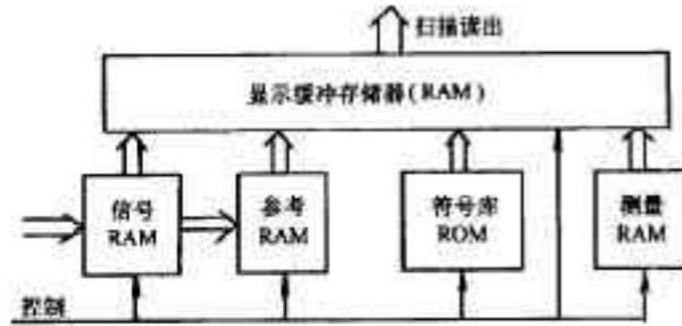


图 45-18 存储部件的关系

图 45-20 是由数字电路和 D/A 组成的扫描发生器框图。

1. 振荡信号源 采用 CPU 的石英晶体振荡器, 具有高度的频率稳定性。
2. 前置分频器 利用非同步或同步计数器组成, 按扫描时基要求进行分频。
3. 后置分频器 与前置分频器配合根据所需时基向 D/A 提供所需脉冲, 以驱动 D/A 的开关电路, 以产生所需的扫描电压。
4. 时序控制器 根据时基选择开关选定的时基控制前、后分频器产生所需脉冲, 从而控制 D/A 产生所需的扫描电压。

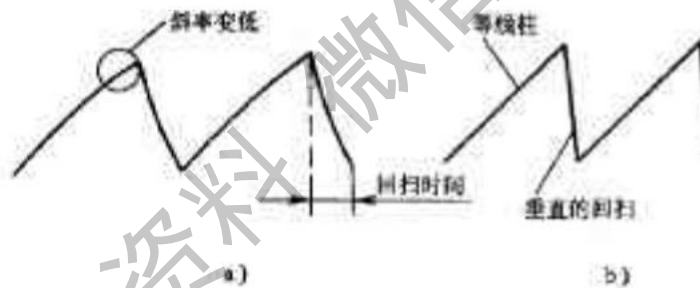


图 45-19 两种扫描电压比较

a) 积分器扫描电压 b) D/A 产生的扫描电压

5. D/A 转换器 将后置分频器输出的数字脉冲信号, 产生所需时基的扫描电压。D/A 每累加一个脉冲, 其输出的扫描电压按一定量化关系产生一阶梯波, 见图 45-21 图中, ΔU 为阶梯的步距(量化)电压, 若输出的扫描电压为 U_{max} , D/A 输入数字为 N 位, 则 $\Delta U = U_{\text{max}}/2^N$ 。

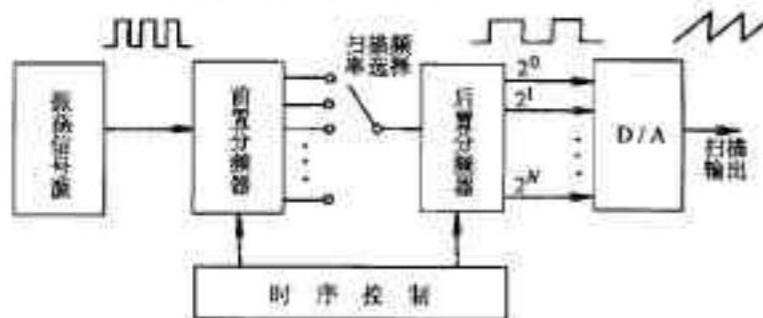


图 45-20 数字扫描发生器原理框图

图 45-21 中, 阶梯的时间宽度 Δt 也是每两个信号数据读出的时间间隔, 即阶梯的上跳沿是向信号 RAM 顺序“读”出数据的“读”命令。

(五)显示方式

智能化数字存储示波器由于微机的强大的控制、计算和存储能力,可实现多种灵活的显示方式,以适应不同波形的观测。

1. 存储显示 是基本的显示方式。如前所述,在一次触发形成和完成信号 RAM 的存储后,将显示缓冲存储器的数据顺序读出送到 D/A 转换,在水平扫描作用下被测信号波形稳定显示在 CRT 上,见图 45-22。CRT 上同时显示两个被测电压和两个参考电压的波形。图中,“TRIG ↓”表示触发点位置;0.2ms/div 和 0.1ms/div 表示不同时基,50mV/div 表示垂直灵敏度。触发点位置、时基和垂直灵敏度将随操作者的调节而改变。

2. 滚动(CROLL)显示方式 特别适合观测一长串波形中随机出现的突发性(如干扰)信号。利用键盘设置为滚动显示时,显示波形将由 CRT 右边推出,向左移动,在左端消失。当异常(如干扰)波形出现时,按下 HOLD 按键,将此波形保持在 CRT 上或存入参考 RAM 中,作更细致的观测和分析。

3. 捕获显示方式 适用于观测长串波形中在一定条件下才会发生的瞬态信号。

在该方式下,应按预期的瞬态信号设置触发电平和极性,仪器工作在末端触发和预置触发。当信号 RAM 已存满,但瞬态信号未出现,实现末端触发,CRT 显示一幅画面,保持一段时间,信号 RAM 重新存入数据(全部更新),若瞬态信号仍未出现,再显示一幅画面,这样一幅画面一幅画面地更新显示下去,直到预期瞬态信号出现,立即实现预置触发,将捕捉的瞬态信号稳定地显示在 CRT 上。

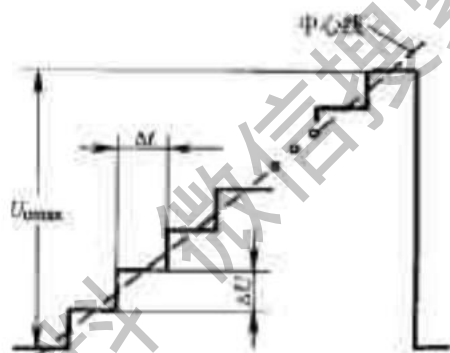


图 45-21 D/A 输出的扫描电压

利用“1/2防护”功能也能将异常瞬态信号的波形保留在 CRT 上。

4. 插值显示 与模拟示波器不同,加于 Y 偏转板的电压是经 D/A 离散处理后的量化电压,在 CRT 上复现的波形是由一系列离散点组成的曲线。当这些点的垂直密度和水平密度差异较大时,人能正确地连接这些点,形成正确的波形识别和判断。当这些点的垂直密度和水平密度差异不大或两个方向的密度都很大时,人就很难正确连接这些点形成波形,这种现象称为视觉混淆现象,见图 45-23。当被测信号频率为采样频率的 25 倍以上时,点显示就会造成严重的视觉混淆。

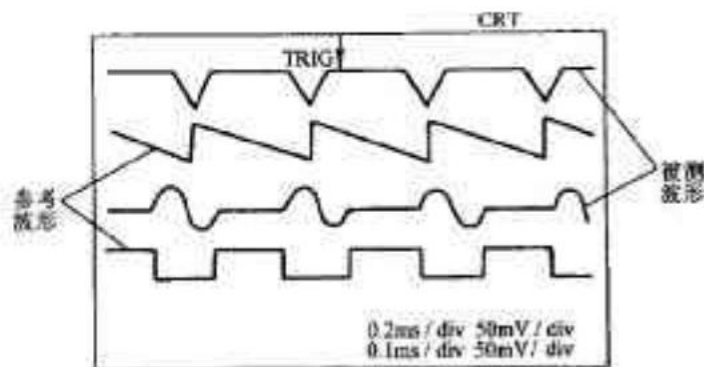


图 45-22 存储显示的一个实例

为了克服视觉混淆,又不降低带宽,数字示波器常采用插值显示技术。所谓插值显示是指用适当的直线

或曲线连接两相邻的点,使在 CRT 上显示出完整的连续的信号波形,图 45-23b 是图 a 的插值显示波形。常采用矢量插值、正弦插值和脉冲插值三种方式,用面板的键盘来选择。

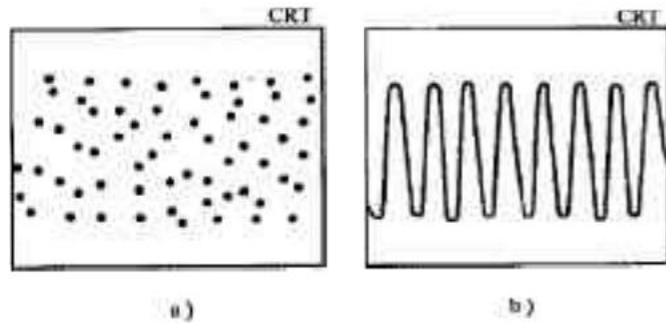


图 45-23 波形的点显示和插值显示

a) 正弦波点显示 b) 正弦波的插值显示

(1) 矢量插值 适用于对各种波形的插值显示。矢量插值是用不同斜率的直线段连接相邻的点形成波形。当被观测的信号频率为 A/D 采样频率的 1/10 以下时,采用矢量插值显示可得到满意的效果。

(2) 脉冲插值 它仅在水平方向上实现点的连接,因此仅适用于开关或方脉冲信号的插值显示。

(3) 正弦插值 它以 $\sin x/y$ 函数运算后,用曲线连接各数据点的显示方式,特别适用于观测正弦信号波形。被观测信号频率为 A/D 采样频率的 1/2.5 时,正弦插值显示的波形效果特别好。观测开关或方脉冲波形时,正弦插值会在脉冲前沿产生尖峰状失真。

图 45-24 是利用脉冲插值和正弦插值在 CRT 上显示同一波形的图例。

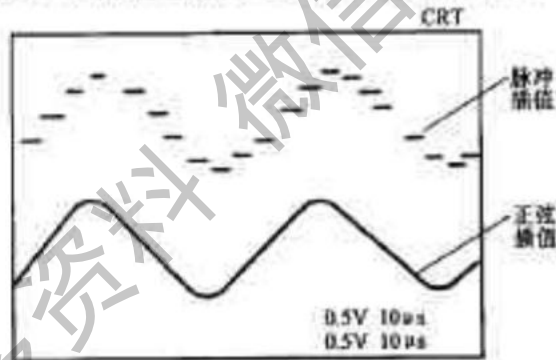


图 45-24 脉冲和正弦插值显示的波形

由上述可见,数字示波器的显示能力不仅包括了模拟示波器的所有显示功能,如扩展等,而且远远优于模拟示波器,其某些特殊功能(如参考比较显示、卷动显示等)具有极大的使用价值。

(六) 测量与计算功能

智能化数字示波器内部有微机系统、A/D 和 D/A 等硬件,除了能在 CRT 上显示被测信号波形和波形参数外,还具备了数字化测量仪器仪表的所有功能。例如,可测量信号两点的电位差、相位差、平均值、峰—峰值、有效值、周期、频率、信号前后沿的时间以及数理统计等。这是由于智能化数字存储示波器具有强大的运算和控制能力的缘故。

1. 光标测量法 这是常用的波形参数测量法。在面板键盘的设置和控制下,在 CRT 上显示两条水平光标线和两条垂直光标线,这些光标线可作步进式的移动。这些光标线与显示的波形分别交于光标①和光标②,见图 45-25。由图可见在顺序存储方式下,光标①和②对应于信号 RAM 的地址和数据分别为 $chr1$ 、 $dat1$ 和 $chr2$ 、 $dat2$,设采样时间间隔为 Δt ,则光标①和②的时间间隔 ΔT 和电位差 ΔU 可用下两式计算:

$$\text{时间间隔 } \Delta T = (chr2 - chr1) \times \Delta t$$

$$\text{电位差 } \Delta U = dat2 - dat1$$

可见,由键盘设定不同的测量和计算项目,仪器就可根据光标位置进行测量和计算,并将结果以十进制

数显示在CRT上。

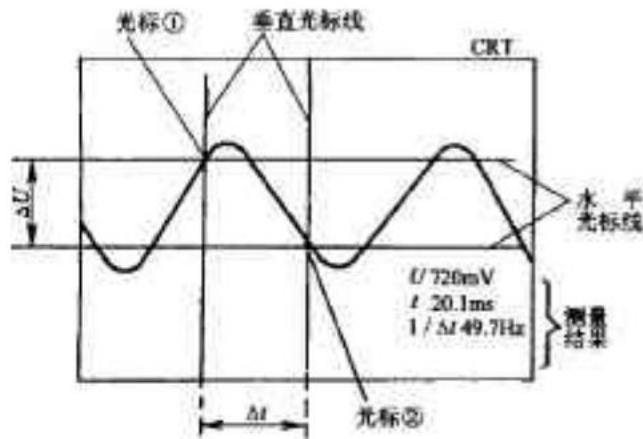


图45-25 光标测量法

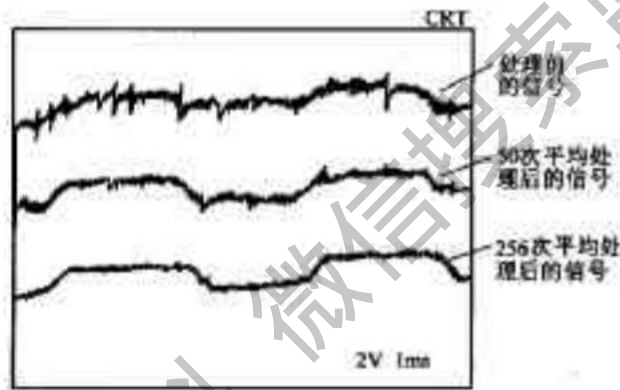


图45-26 波形的平均值处理

2.波形的平均值处理 对波形进行平均值处理可改善波形的信噪比,可在 CRT 上观测到淹没在噪声中的信号波形,见图45-26。由图可见,一个频率和幅值几乎无法辨认的信号,经过30次平均值处理后,其波形已经可能观测到,若经过256次平均值处理,其波已能完全复现出来。平均值处理次数 N 可由键盘设定。

必须指出,平均值处理功能对于复现带有高频噪声的信号特别有效,而对于噪声频率与信号频率相近时,效果不明显,反而会使得波形完全失真。

3.两波形的 $+$ 、 $-$ 、 \times 运算 使用者在观测 SM_1 和 SM_2 时,对该两个信号进行 $+$ 、 $-$ 、 \times 运算。运算后的波形自动取 SM_1 的波形,即: $(SM_1) + (SM_2) \rightarrow (SM_1)$; $(SM_1) - (SM_2) \rightarrow (SM_1)$; $(SM_1) \times (SM_2) \rightarrow (SM_1)$ 。

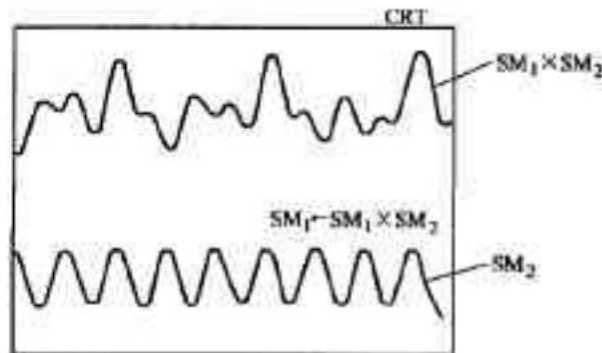


图45-27 波形的乘积

$-(SM_2) \times (SM_1)$; $(SM_1 \times (SM_2)) \rightarrow (SM_1)$ 因此,在 CRT 上显示的是运算结果的波形。例如,设 SM_1 为电流

波形, SM_1 为电压波形, 进行 $(SM_1) \times (SM_2)$ 运算后, SM_1 处显示的是功率波形, 见图 45-27。

4. 波形参数与给定数据的运算 智能化数字存储示波器测得的各种波形参数(如前、后沿时间、脉冲宽度、占空比、频率等)能与由键盘输入的给定数据进行 $+$ 、 $-$ 、 \times 、 \div 运算。运算的结果以十进制数显示在 CRT 上。此外, 有些数字示波器还可进行微分和积分运算, 例如松下 VP-5740-A 型。

5. 窗口判断功能 其典型应用是判断脉冲波形的幅值和宽度是否符合要求, 或检查信号 RAM 或显示电路的工作是否正常, 具体做法是, 利用键盘设定水平和垂直各两条光标线, 组成一个“窗口”, 见图 45-28。若显示的信号波形落入窗口内, CRT 上显示“yes”, 否则, 显示“No”。显示“yes”时说明信号 RAM 中有符合窗口范围的数据。

由上述可见, 智能化数字存储示波器是模拟示波技术、计算机技术和数字化测量技术有机结合的产物, 其结构和功能是多种多样的。前面所介绍的各种功能和实现方法, 仅具有一定的代表性, 并不能概括其技术的全貌。

目前, 智能化数字存储示波器发展很快, 已广泛使用 16 位、32 位 CPU 芯片取代 8 位 CPU 芯片; 数字信号协处理机、高速存储器及直接存储技术和高速 A/D、D/A 转换器将大量被使用, 以提高仪器的控制和计算能力。但是, 带宽和价格始终是智能化数字存储示波器是否能取代模拟示波器的两个至关重要的问题。这两个问题的突破性解决, 是主要研究方向之一。

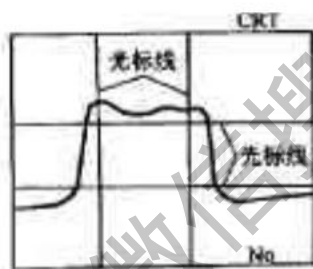


图 45-28 窗口判断功能

第三节 信号的频谱分析

如前所述, 电信号既可以用时域分析法来分析, 也可以用频域分析法来分析, 但它们分析的角度和适用场合是不同的。频域分析法用于测量各种电信号的电平、频响、频率纯度和谐波失真以及网络特性等是很有有效的。其典型仪器是频谱分析仪。本节主要介绍频谱分析仪的原理、工作特性及其应用。

一、频谱分析仪的种类

根据频谱分析仪的工作原理, 可分如下几种类型:

1. 多通道滤波式 该类频谱分析仪需要大量的窄带滤波器, 用电子开关依次切换各个通道, 各谐波分量依次通过各滤波器后削去负半波, 送到 CRT 上显示出谱线。

这种方法虽然可行, 但滤波器很多, 带宽很难做到很窄, 故分辨率和灵敏度较低, 目前已很少使用。

2. 扫描滤波式 利用扫描信号对电调谐带通滤波器进行扫描, 以覆盖所需的频带。然后检波削去负半周送到 CRT 上显示出谱线。

该种频谱仪虽结构简单、价格便宜, 但灵敏度低, 分辨率差, 特性曲线不均匀。目前也已很少使用。

3. 扫描外差式 这种频谱仪是将被测信号经过一次或多次混频后, 其差频分别经过中频放大, 然后检波并送到 CRT 上显示出谱线。它具有许多优点, 目前常用的频谱仪都是基于这种原理工作的。

4. 时基压缩式 这类频谱仪适用于低频信号的分析,例如声学、机械振动和生物电信号等。它的工作原理是,首先对被测信号进行实时采样,经 A/D 转换成数字量存储于存储器中,然后快速读出经 D/A 转换再现成高频信号,送到外差式频谱分析仪中进行分析。

5. 快速傅里叶变换(FFT)式 首先对被测信号进行实时采样、A/D 变换和数据存储,然后用电子计算机完成频谱分析。根据这一原理组成的频谱分析仪使仪器具有更多的功能,例如,除了能测量幅频特性、相频特性、延时特性和回波损耗等参数外,还能给出传递函数以及用于各种随机信号的测量等。电子计算机在频谱分析中的应用,使仪器的各项性能指标有了很大的提高。

二、频谱分析仪的工作原理

结合本课程的性质,这里仅介绍中频频谱分析仪和低频频谱分析仪的工作原理。

(一)中频频谱分析仪的原理

中频外差式频谱分析仪有一次混频滤波式和多次混频滤波式两种。一次混频滤波式的滤波特性所获得的窄脉冲,实际上是一个动态幅频特性图形,不是一条理想的线条。而且其选择特性较差,灵敏度和频率分辨率较低,故较多使用多次混频滤波式组成中频频谱分析仪。图 45-29 示出了四次混频、滤波和中放的频谱分析仪的原理框图。这类仪器可获得较好的性能指标。

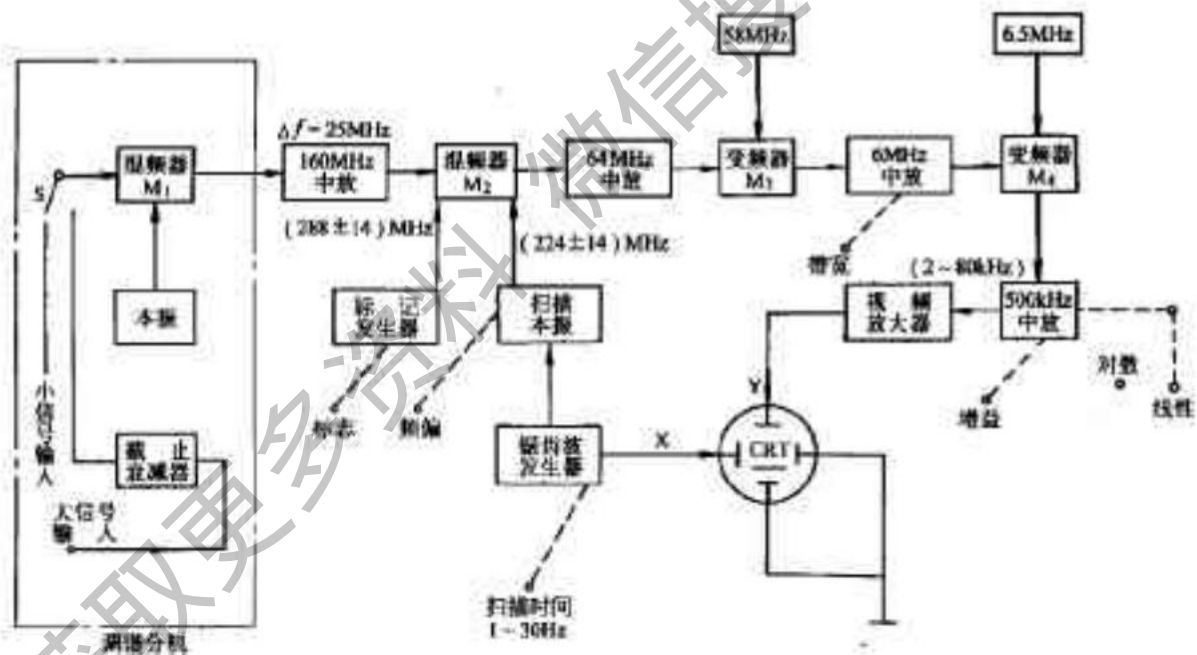


图 45-29 中频频谱仪方框图

本仪器除了 10~50MHz 信号频带的带宽是 5MHz 外,其余信号的带宽均是 25MHz。幅度较大的信号由衰减器衰减后由选择开关送到第一级混频器输入端,而小幅度信号直接送到第一级混频器。在第一级混频器中与本机振荡信号混频和滤波后得到 160MHz 中频信号,经过 160MHz 的中频放大器放大,该放大器是个线性的选频放大器。其输出在第二级混频器 M₂ 中与扫描振荡器输出的信号和标记发生器输出的信号进行混频、滤波,然后将差频是 64MHz 的中频信号送到第二级中频选频放大器中放大。扫描振荡器是一个压控振荡器,其输出信号的频率受锯齿波发生器输出的扫描信号调制,其中心频率是 224MHz,扫频宽度是 28MHz。标记发生器输出信号的频率为 (288±14)MHz。第二级中放后的信号在第三级混频器中与 5MHz 的本机振荡信号再次混频和滤波,输出 6MHz 的信号经第三级选频中放(6MHz)放大。然后再经第四级混频器与 6.5MHz 的本机振荡信号混频和滤波,其输出为 500kHz 的中频信号,在第四级中放中进行放大。本级放大电路有线性放大器和对数放大器可供选择。为了扩展显示器的显示动态范围,可选择线性放大器。仪器的增益

调节也设计在这一级。最后经视频放大和利用检波器削去负半波送到显示器的Y偏转板,使光点产生垂直位移。锯齿波发生器产生的锯齿波经X轴放大器后,送到X偏转板,使光点产生水平偏移,从而显示出被测信号的频带。

由于扫描本机振荡器输出的扫描信号的频率与锯齿波扫描电压的幅值成正比,所以屏幕上显示的水平亮线就成为频率基准线。

下面对一部分电路进行分析。

1. 频率可调振荡器 这部分电路的简化原理图见图45-30。由图可见,晶体管V与其连接的电感L和电容C组成电容三点式振荡器,其振荡频率为:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

可见,调节电容C即可改变振荡器的频率。电容 $C_9 \sim C_{11}$ 的作用是频率补偿。采用优质电容器可使频率稳定度达到 10^{-4} 数量级。振荡信号通过电容 C_{12} 耦合到放大器A。

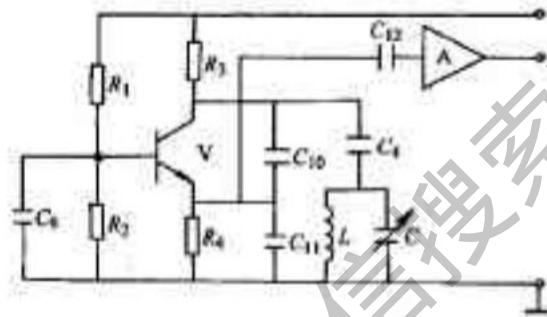


图45-30 可调振荡器简化原理图

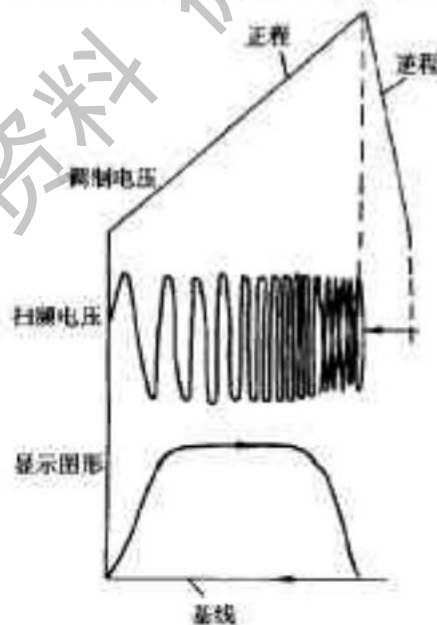


图45-31 扫描电压与图形显示的关系

放大器A由两级组成:前级是由晶体管组成具有负反馈的反相放大器,以稳定振荡信号的幅值;第二级是由晶体管组成的射极跟随器进行阻抗变换,其发射极的电位器调节输出电压的幅值,然后送到混频器。

2. 扫描本机振荡器 本电路输出频率与扫描控制电压的幅值成比例的扫描信号,见图45-31。振荡器的控制电压和显示器的扫描电压均用锯齿波电压。其正程产生扫描信号,而回程停止扫描,屏幕上亮点回扫。屏幕上X轴的亮线成为频率基准线。

电路形式与调频振荡器相同,见图 45-32。图中,上部分是扫频振荡器,下部分是扫频控制器。在锯齿波电压的调制下,其输出信号是扫频信号。晶体管 V_3 与电感线圈 L_1 和变容二极管 VD_{C1} 、 VD_{C2} 组成电容三点式振荡器,其振荡频率由式决定。调节 C_7 可以微调扫频信号的中心频率 f_0 。

(1)变容二极管的扫频原理 变容二极管的结电容随着施加的反向偏置电压的大小而变化。结电容 C_D 与电压 U 的关系,可用下式表示:

$$C_D = \frac{C_0}{(1 + U/U_D)^n}$$

式中, C_0 为零偏压时的结电容; U_D 为 PN 结的正向压降(硅管为 0.7V); n 为电容变化指数(1/3~5)。

将变容二极管接入振荡电路后,随着其反向电压的变化,振荡器的振荡频率亦发生变化。设扫描电压为

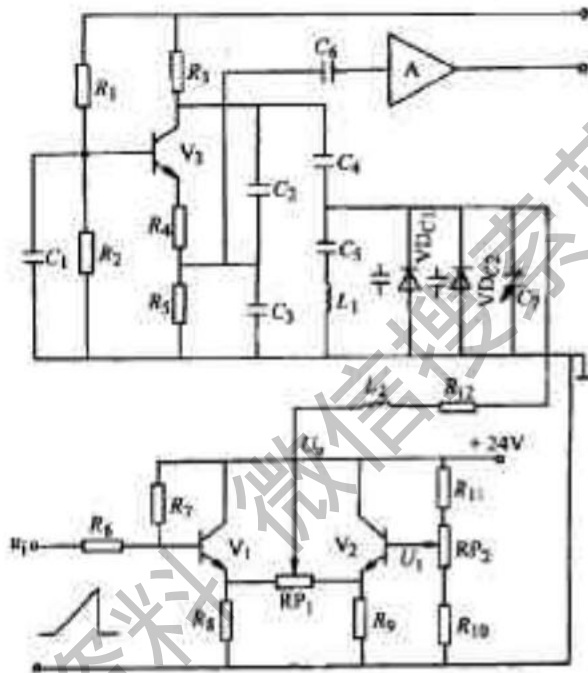


图 45-32 扫频振荡器

$U = U_0 + U_m \cos \omega_s t$, 其中 U_0 为直流偏置电压; U_m 为扫描电压的幅值; ω_s 为扫描电压的角频率, 则式可写成

$$C_D = \frac{C_0}{[1 + \frac{1}{U_D}(U_0 + U_m \cos \omega_s t)]^n} = \frac{C_{D0}}{(1 + m \cos \omega_s t)^n}$$

式中, $m = U_m / (U_0 + U_D)$ 为电容调制度; $C_{D0} = C_0 [1 + (U_0 / U_D)]^n$ 为直流偏置电压 U_0 时的结电容。

由上式可见, 结电容被扫描电压所调制, 调制的规律取决于 n 和 m 。将变容二极管接入振荡回路, 其瞬时振荡角为:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC_D}} = \frac{1}{\sqrt{LC_{D0}}} (1 + m \cos \omega_s t)^{n/2} = \omega_0 (1 + m \cos \omega_s t)^{n/2}$$

式中, ω_0 为直流偏置电压 U_0 时, 回路振荡的角频率, 即扫频的中心频率。

由上式可见, 如果取 $n=2$ 时

$$\omega = \omega_0 (1 + m \cos \omega_s t)$$

此时获得线性扫频。同时, 电容调制度愈深 (m 愈大), 扫频宽度愈宽。

(2)扫频控制电路 这部分电路见图 45-32 的下部, 由晶体管 V_1 和 V_2 组成射极跟随器, 电位器 RP_1 的动触头输出到扫频振荡器。分析时, 可将两个射极跟随器等效为两个信号源, 见图 45-33。图中, $U_s(t)$ 是扫描电压; U_1 是固定直流电压; $U_0(t)$ 是输出电压; $R_1 + R_2 = RP_1$ 。由图可求出 $U_0(t)$ 为:

$$U_0(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} [U_s(t) - U_1] + U_1$$

可见,扫描控制电路的输出 $U_0(t)$ 也是个锯齿波电压,其幅值大小取决于电位器两边电阻 R_1 和 R_2 的分压,调节电位器 RP_1 即可改变振荡器调制电压的幅值,从而改变了扫描宽度。

同时还可看出,调节电位器 RP_2 可改变直流偏置电压 U_1 的大小,从而控制了扫描信号的中心频率 f_0 。

若调节 RP_2 使 $U_1 = (U_{m1} + U_{m2})/2$, 其中 U_{m1} 和 U_{m2} 分别是锯齿波的最高电平和最低电平。此时正是锯齿波电压正程时间的一半,即

$$U_0(t) = U_0(T/2) = (U_{m1} + U_{m2})/2 = U_1$$

由式可知,此时 $U_0(t) = U_1$, 且与 $R_1/(R_1 + R_2)$ 无关。这就说明,调节 RP_1 改变扫描宽度时,不影响显示器屏幕中心的扫描电压 $U_0(T/2)$, 它是个常量。因此保证了扫描信号的中心频率不因扫描宽度的改变而变化,它只取决于直流偏置电平 U_1 之值。

3. 混频器 混频电路有二极管混频器、环形混频器和双三极管混频器。由于双三极管混频器的结构简单,无需变压器和有一定的混频增益,故得到广泛的应用。电路形式见图 45-34。图中, V_1 和 V_2 组成平衡混频器, V_3 和 V_4 是两级射极跟随器,点划线框内的 LC 元件是低通滤波器, u_1 和 u_2 分别是扫描信号和调制信号,它们分别加于 V_2 和 V_1 的基极,二管的公共集电极电阻 R_3 上获得混频信号。双三极管 V_1 和 V_2 完全对称,并且 $R_1 = R_4$ 。

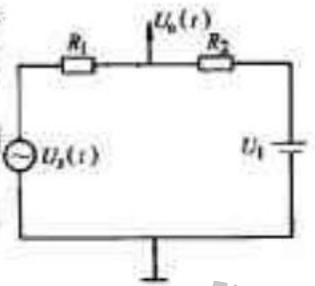


图 45-33 扫描控制器的等效电路

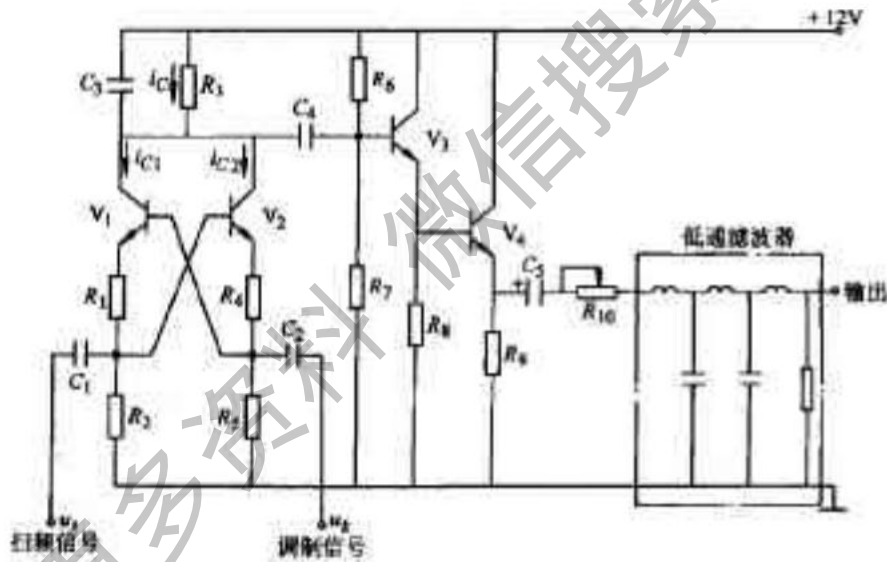


图 45-34 双三极管混频器

设二个输入信号分别为:

$$u_1(t) = U_{m1} \sin \omega_1 t$$

$$u_2(t) = U_{m2} \sin \omega_2 t$$

并且调制信号 $U_2(t)$ 的幅值远远大于扫描信号 $u_1(t)$ 的幅值,故两晶体管工作状态完全由 $u_2(t)$ 决定,一个管子饱和导通,另一个管子必然截止,工作于开关状态。设二晶体管的开关函数分别为 $k_1(t)$ 和 $k_2(t)$, 导通时它的值为 1, 截止时它的值为 0, 见图 45-35。

由图 45-35 可见, $k_1(t)$ 开关函数是个方波, 可按傅里叶级数展开

$$k_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\sin 3\omega t - \frac{1}{3} \sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots + \frac{1}{n} \sin n\omega t \right)$$

可见,除了基波 $\sin \omega t$ 外,还含有 3, 5, 7, ... 等奇次谐波。

由图 45-35 可写出 $k_2(t)$ 的表达式

$$k_2(t) = 1 - k_1(t)$$

(45-11)

由图45-34可写出晶体管 V_1 和 V_2 的基射电压分别为:

$$U_{be1} = U_b - U_c$$

(45-2)

$$U_{be2} = U_c - U_b$$

(45-3)

当晶体管 V_1 和 V_2 导通进入放大区时, 它们的集电极电流分别为:

$$i_{c1} = g_m U_{be1} K_1(t)$$

$$i_{c2} = g_m U_{be2} K_2(t)$$

式中, g_m 为 V_1 和 V_2 的动态跨导。

流经电阻 R_3 的集电极电流为:

$$i_c = i_{c1} + i_{c2} = g_m [U_{be1} K_1(t) + U_{be2} K_2(t)]$$

将式(45-1)、式(45-2)、和式(45-3)代入上式得:

$$i_c = g_m [2(U_b - U_c) K_1(t) - (U_b - U_c)]$$

将式代入上式得:

$$i_c = \frac{4g_m}{\pi} (U_m \sin^2 \omega_c t + \frac{1}{3} U_m \sin \omega_c t \sin \omega_m t - U_c \sin \omega_c t \sin \omega_m t - \frac{1}{3} U_m \sin \omega_c t \sin \omega_m t)$$

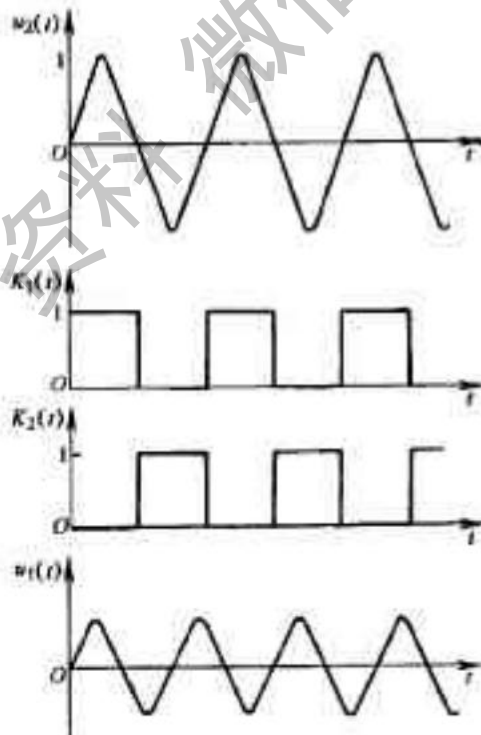


图45-35 开关函数波形图

上式用三角函数和差公式化简, 则可知 i_c 中包含有下列频率分量:

- (1) 直流分量;
- (2) 调制信号 $U_b(t)$ 的偶次谐波 $2\omega_b, 4\omega_b$;
- (3) 差频信号 $\omega_b - \omega_c$ 以及和频信号 $\omega_b + \omega_c$;
- (4) 旁频信号 $3\omega_b + \omega_c, 3\omega_b - \omega_c$ 等等。

将混频信号画成频谱图,见图45-36。



图45-36 混频器的输出频谱

由图45-36可见,其它信号的频率与差频 $\omega_k - \omega_k$ 相差甚远,很容易用低通滤波器滤掉。

在图45-34中,集电极电流 i_c 在公用电阻 R_3 上产生压降,经 V_1 和 V_4 两级射极跟随器进行阻抗变换,然后经 LC 低通滤波器,输出仅含两个信号的差频信号,送到下一级中放。

4. 频标电路 频标是频率标尺的简称。用于对显示器屏幕上的水平方向的频率线进行刻度,以便读出各谐波分量的频率值。

频标的种类很多,产生的方法各异。由于篇幅所限,这里仅介绍产生通用频标的方法。

通用频标产生电路的原理框图见图45-37。频率随时间线性变化的扫频信号 f 与谐波发生器产生的谐波信号 $n f_0$ 在混频器中进行混频。由于谐波信号 $n f_0$ 含有按自然数1,2,3,……排列的各次谐波,故它是个频谱极宽的谐波信号。当两个信号在混频器里混频时,扫频信号扫到每一个谐波频率时,都会发生一次零差频过程,这样就会产生一系列菱形频标。这一系列菱形频标就组成了通用频标,如图45-38所示。

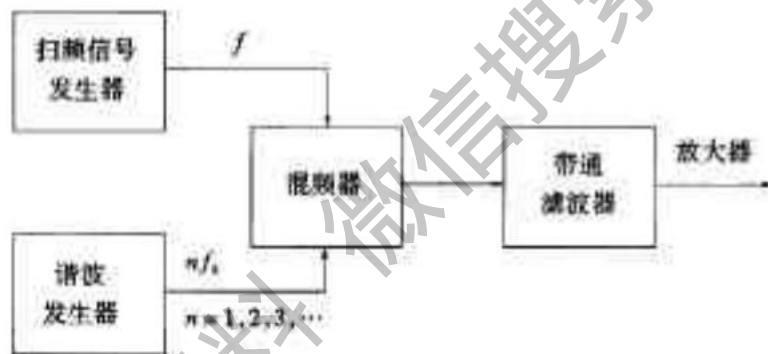


图45-37 形成通用频标的原理框图



图45-38 菱形频标的形状

在混频器的混频原理可知,除了零差频外,输出信号中还含有许多其它频率的信号,因此必须用带通滤波器将差频中频率高的那一部分和零差频附近的低频信号滤掉,只保留零差频点左右对称的一部分低频差频信号的波形,故滤波器输出是一系列菱形通用频标。

图45-39为一种实用频标电路的框图。

石英晶体振荡器及整形电路产生100kHz的方波脉冲,不经分频或经十进分频后送到窄脉冲形成电路,将方波脉冲整形为前沿很陡的尖脉冲 f_0 。在混频器中与扫频信号 f 进行混频,当扫频信号扫到100kHz或10kHz的整数倍时,两信号产生零差频,经低通滤波器滤去零差频附近的信号后,去触发单稳态触发器,其输出是尖状脉冲频标送显示器进行频率刻度。

由于这一频标电路输出的是尖状脉冲,所占宽度较小,从而提高了测量的分辨率。

图45-40示出了一种实用的窄脉冲形成电路,它是一个由阶跃二极管VD组成的窄脉冲形成电路。

图中,晶体管 V_1 是高 β 值的高速开关管,它工作于限幅放大状态。 V_2 和 V_3 是两级射极跟随器,其作用

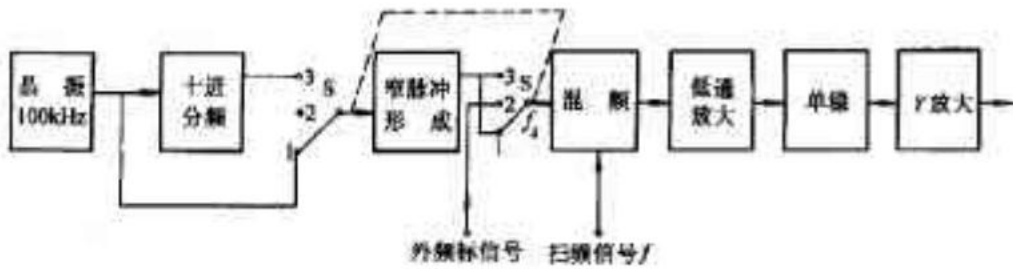


图 45-39 一种实用频标电路的框图

是阻抗变换和隔离,以防止阶跃尖脉冲的倒灌。阶跃二极管 VD、电容 C_3 、 C_4 以及 R_7 和 R_8 组成窄脉冲形成电路。电源 E_+ 、 R_P 和 R_7 决定阶跃管 VD 的静态偏置电流 I_F 的大小。调整 R_P 可以获得锯齿性的窄脉冲波形。

当输入端有方脉冲输入时,如果选用 2CJX 型阶跃管,电路参数选择合适,在幅值为 1V、50MHz 方波信号输入下,可获得前沿为 0.4ns 的方脉冲输出。

5. 对数放大器的原理 第四级中放(50kHz)中,有对数放大器和线性放大器可供选择。图 45-41 示出了对数放大原理。

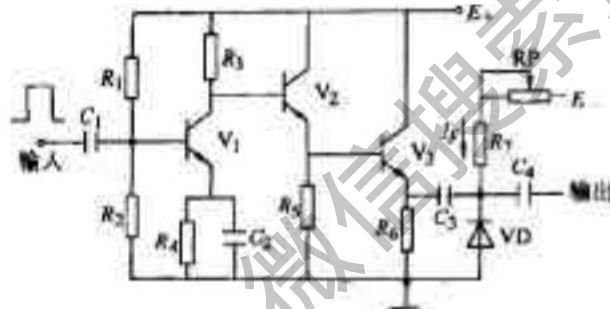


图 45-40 窄脉冲形成电路

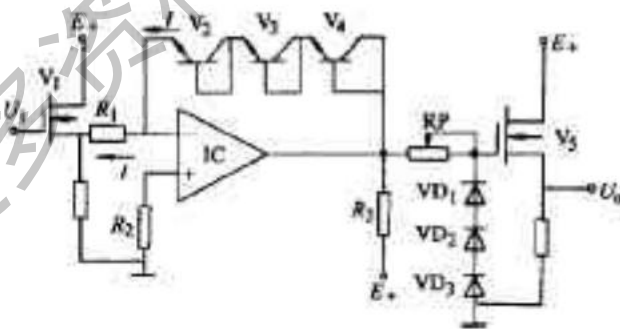


图 45-41 对数放大器原理

图中,场效应晶体管 V_1 是为了阻抗变换;集成运算放大器 IC 和接成二极管的 $V_2 \sim V_4$ 组成了对数放大器; E_+ 和 R_3 给 $V_1 \sim V_4$ 提供偏置电流,对数放大器接成负反馈放大器。二极管 $VD_1 \sim VD_3$ 是补偿元件。 V_5 接成射极输出器用来提高输入阻抗和驱动能力。

根据二极管的伏安特性,并结合图 45-41,流过二极管的电流为:

$$I = I_0(e^{aU_0} - 1)$$

式中 I_0 为二极管的反向饱和电流; U_0 为二极管两端电压; $a = q/(kT)$, q 为电子电荷量($q = 1.6 \times 10^{-19}$ C), k 为玻耳兹曼常数($k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K), T 为绝对温度。

当 $U_0 \gg 1/a$ 时,则

$$I = I_0 e^{aU_0}$$

首先讨论反馈回路中接一只二极管的情况。设 K 是理想的运算放大器, 则流过 R_1 的电流和二极管电流相等, 即

$$\frac{U_i}{R_1} = I_D e^{-aU_o}$$

由上式解出 U_o 为:

$$U_o = -\frac{1}{a} \ln \frac{U_i}{R_1 I_D}$$

在常温下, $T=300K$, 将数据代入, 可得 $1/a=26mV$ 。代入式中, 并换成以 10 为底的常用对数, 则有

$$U_o = -60 \lg \frac{U_i}{R_1 I_D} mV$$

此式说明, 对数放大器的传输特性是: U_i 增大 10 倍, U_o 约减小 60mV。在反馈回路中接三只二极管, 则 U_o 约减小 180mV。

由于 U_i 是交流信号, U_o 通过反馈二极管反馈回到输入端, 实际上 $V_2 \sim V_4$ 工作在不平衡特性, 故对放大器的运算规律产生影响。因此, 在运放的输出端接三只二极管, 利用二极管的非线性对放大器的误差进行补偿, 调节电位器 RP 即可达到最佳补偿, 从而减小运算误差。

这种频谱分析仪结构简单, 成本低, 在小信号测量时, 使用方便; 但灵敏度低, 动态范围较小, 最大频偏只有 25MHz。尽管如此, 目前仍然是一种常用仪器。

(二) 低频频谱分析仪的原理

分析或测量频率较低的信号如声学、振动和生物电信号等, 频谱仪必须解决的问题是选用窄带滤波器。要使窄带滤波器获得较好的频率响应特性, 要求扫描速率必须很慢, 但这样难以得到清晰的显示。解决的方法之一是用数据存储显示器。图 45-42 为典型的低频频谱分析仪原理框图。

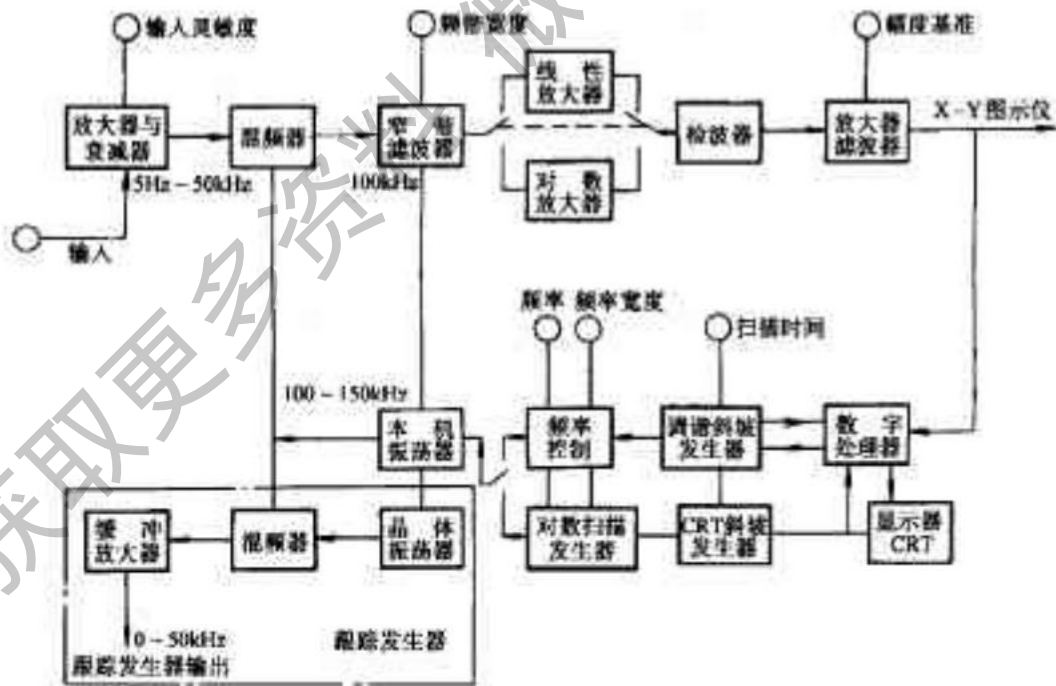


图 45-42 典型的低频频谱分析仪原理框图

5Hz~50kHz 的低频被测信号在前置放大器中经过衰减和放大到一定的电平。在混频器中与 100~150kHz 的扫描信号混频, 50kHz 的差频信号经窄带滤波器滤去其它频率的谐波送入中频放大器。可选择线性放大器或对数放大器以满足不同的要求。中频放大后进行平均值检波, 滤波和直流放大后分两路输出: 一路送到机外的 X-Y 图示仪描绘出相应的频谱图; 另一路送到数字处理部分进行数据处理。

数据处理器的作用是进行数据的采样、A/D 转换、D/A 转换和控制 CRT 显示器显示频谱。同时控制调

谐斜坡发生器、频率控制器，从而控制本机振荡器，产生频率稳定性很高的扫频信号。因为仪器使用了带宽非常窄的滤波器，故如果本振的扫频信号不稳定，将导致滤波器的响宽。因此采用变容二极管 VC 压控振荡器，振荡频率为 1~1.5kHz，经 10 分频后变成 100~150kHz 的扫频信号，提高了频率稳定性。

100~150kHz 的扫频信号与 100kHz 的晶体振荡器输出信号在混频器中混频其差频 0~30kHz，经缓冲放大后的输出是跟踪信号发生的输出信号。跟踪发生器输出信号的频率紧跟仪器调谐的中心频率。频谱仪与跟踪发生器的组合应用，可以扩展仪器的功能。

由上述可见，低频频谱仪与前述的调外差式频谱仪相似，下面仅对它的一些特殊性技术作扼要的介绍。

1. 自适应的扫描速度 所谓自适应的扫描速度就是指扫描速度根据输入信号的幅值作适当的调整。图 45-43 示出了自适应扫描信号的波形。图中， U_p 是所选定的某一阈值电压，当检测到谱线幅值小于这个阈值时，扫描速度比正常速度加速 20 倍。只有当扫描线通过的谱线幅度超过阈值 6dB 时，扫描先退回，再停止一段时间，然后以所选择的速度扫描，这样可使得谱线有个清晰的显示。因为设置的阈值电压比显示的频率基准线上的噪声电平高一些，故显示在基线的噪声被抑制掉，好像被削波限幅一样。

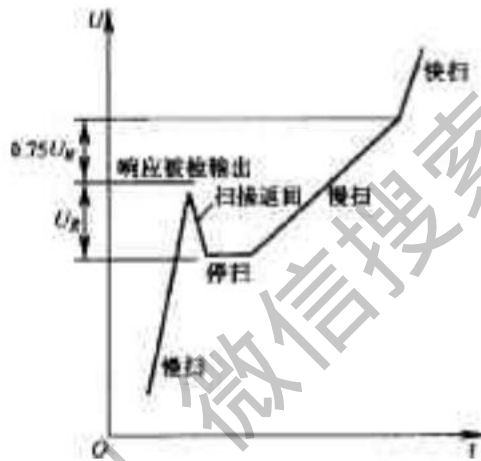


图 45-43 自适应扫描信号波形

2. 采用频率负反馈稳频措施 为了使本振的振荡频率与控制电压成严格的线性关系，以提高本振的频率精确度，故采用了精密鉴频器，见图 45-44。由图可见，它是一个频率负反馈系统，由 10 分频器与精密鉴频器组成反馈环节，输入信号和反馈信号在误差放大器中进行比较。可以证明，压控振荡器的控制电压 U_c 对振荡器输出信号的频率的线性度取决于鉴频器的特性。其比较过程简述如下：

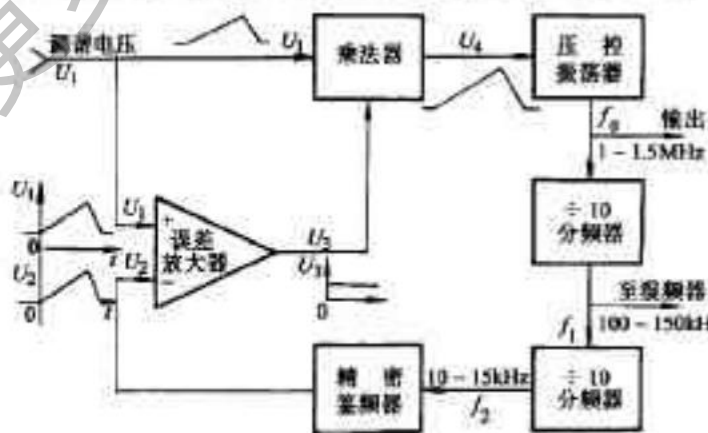


图 45-44 精密鉴频器方案

压控振荡器实际上是前述的变容二极管电容三点式振荡器，输出信号的频率 f_0 为 1~1.5kHz，经 10 分频变成 f_1 为 100~150kHz，一路送到混频器；另一路经反馈回路 10 分频成 f_2 为 10~15kHz， f_2 信号经鉴频器转换成与之成正比的线性电压 U_2 ，即 $U_2 = kf_0$ 。可见 f 在 10~15kHz 内变化时， U_2 就线性增加。 U_2 与从斜

坡发生器来的斜坡电压 U_1 在误差放大器中比较。若 U_2 与 U_1 完全一致, 误差放大器的输出电压 U_3 是恒定的直流电压。在乘法器中, 斜坡电压 U_1 与 U_3 相乘, 其输出 U_4 的波形仍然是与 U_1 完全一致的波形。如果压控振荡器输出信号的频率为非线性(例如频率 f_1 高端偏高, 设 f_1 由 150kHz 变成 160kHz), 经鉴频器后输出电压也是高端偏高, 经误差放大后, U_3 不是恒定直流电压, 而是对应 U_1 的高端位置 U_3 偏低, 相乘后, U_4 的高端也偏低, 从而使压控振荡器的输出信号频率高端下降, 因此实现严格的线性扫描。

如前所述, 扫描的线性度取决于鉴频器的特性。本仪器用精密数字鉴频器, 其原理框图见图 45-45。

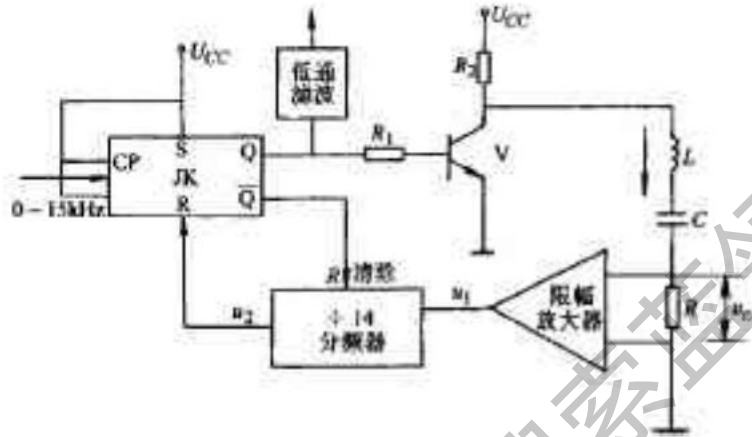


图 45-45 精密数据鉴频器原理图

数字鉴频器的输出信号由 JK 触发器的 Q 端经低通滤波后送到误差放大器的输入端(反相端)。10~15kHz 的扫描信号加于 JK 触发器的脉冲输入端 CP, 在扫描正弦波信号的某一个周期内, 当波形经过零点时触发器翻转一次。设某时刻 Q 端为低电平, 晶体管 V 截止, U_{cc} 经电感 L 对 C 充电; 当触发脉冲到来时, 晶体管由截止变饱和导通, C 通过 L、V 对“地”放电, 由于电感 L 的作用, 放电过程将产生等幅的正弦振荡。合理选择 L、C 参数, 使其振荡频率为 280kHz。振荡信号在电阻 R(8Ω) 上的压降经限幅放大后变成近似的方波, 经 14 分频后使 JK 触发器复位。因此 JK 触发器的输出脉冲宽度为 $50\mu\text{s}$, 是个恒定值, 它取决于 LC 振荡的频率。JK 触发器 Q 端的正跳变使分频器复位。可见鉴频器脉冲宽度是稳定的。但是输入信号频率(10~15kHz)变化时, JK 触发器的周期也作线性变化。其变化规律是, 输入信号频率增加, 输出脉冲周期减小, 经低通滤波后, 其直流平均值增加。例如, 输入信号为 10kHz 时, 脉宽为 $50\mu\text{s}$, 其周期是 $100\mu\text{s}$, 鉴频器输出信号的直流平均值为:

$$U_o = \frac{50\mu\text{s}}{100\mu\text{s}} \times U_m = \frac{1}{2} U_m$$

式中, U_m 为 JK 触发器输出的高电平值, 是常数。当输入信号为 15kHz 时, 其周期为 $66\mu\text{s}$, 脉宽仍为 $50\mu\text{s}$, 因此 U_o 变为:

$$U_o = \frac{50\mu\text{s}}{66\mu\text{s}} \times U_m = 0.75 U_m$$

由此可见, 当输入的扫描信号频率在 10~15kHz 内变化时, 鉴频器的输出信号电压在 $0.5 \sim 0.75 U_m$ 内作线性变化, 保持严格的线性扫描, 频率稳定度很高, 能满足仪器的要求。

3. 信号的数字处理 用 CMOS 的 RAM 存储数据是低频频谱仪常用的方法。它能节省功耗, 市电断电时能用电池长期保持存储的数据, 且能较容易实现扫描电压的上升和下降。

数据处理部分的框图见图 45-46。图中, 随机存储器 RAM 选用 1024×8 阵列。在 1024 个地址单元中, 每一个都对应着显示器 CRT 的 X 轴的一个位置。每个地址存储的数据都是二进制 8 位, 它代表 Y 轴信号的幅度, 即 Y 轴信号用 256 个电平来表示, 其精确度可达 0.4% ($1/256$)。

时钟脉冲 CP_1 分别控制地址多路开关 S 和 10 位 CRT 地址计数器。在 CP_1 的控制下, 多路开关可以接向 10 位 A/D 转换器或接向 10 位 CRT 地址计数器。 CP_1 为高电平时为写 RAM, 低电平时为读 RAM; CP_2 为高电平时, 起动 A/D 和允许缓冲器输出数据; CP_3 为高电平时写 RAM。这三个脉冲的相位关系见图 45-47。

代表被测信号各次谐波分量平均值的直流电压 U_i 经 8 位 A/D 转换为数字量。调谐斜坡发生器输出的

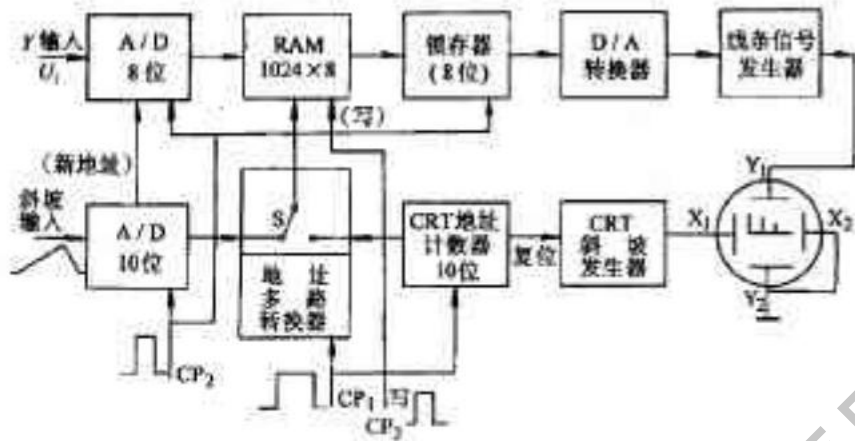


图 45-46 数字处理部分框图

斜坡电压经 10 位 A/D 转换成各次谐波分量的地址。

当 CP_1 为高电平时, CP_3 亦为高电平, 将 10 位 A/D 转换器的地址和 8 位 A/D 转换器的数据写入 RAM 中, 同时 10 位 CRT 地址计数器加 1, 并且复位 CRT 斜坡发生器, 产生锯齿波电压实现同步扫描。当 CP_1 为低电平时, CP_2 为高电平, CP_2 起动两个 A/D 转换器开始转换, 为下一次写 RAM 准备好数据, 同时允许缓冲器的数据输出到 D/A 转换器, 而 CP_1 的低电平将 RAM 中的数据读到缓冲器锁存, 为下一次输出数据作准备。送到 D/A 的数据转换成模拟量, 给线条发生器转换成线条送到 Y 放大器放大后送到显示器的 Y 偏转板, 使电子束产生垂直偏转。同时 CRT 发生器输出 50Hz 固定频率的斜坡电压进行 X 轴扫描产生频率基准线。对每一个取样值而言, Y 偏转是一个亮点, 而 256 个亮点连成的轨迹确定一条亮线。

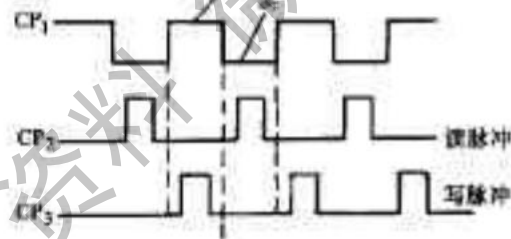


图 45-47 三个脉冲的相位关系

调谐斜坡电压扫描速度很慢, 在每个 X 轴位置都有几个写状态。例如最长扫描时间为 200ns, X 轴有 1024 个地址, 在每个地址停留约 2ns。这一段时间内 Y 轴的信号可以变化, 输入信号的最高频率是 50MHz, 因此共有 10^5 个写状态。

三、频谱分析仪的工作特性

扫描外差式频谱分析仪的主要工作特性有幅频特性、频率特性和扫描特性。

1. 幅频特性

(1) 量程 被分析的信号包含有各种频率分量, 而且各频率分量的幅值相差甚远, 故要求仪器要有非常宽的量程, 一般都在 120dB 以上。

(2) 动态范围 频谱仪的动态范围上限主要由非线性失真来决定, 而动态范围的下限主要由仪器的剩余响应决定。剩余响应是指没有信号输入时, 由于内部或外部的某些干扰, 屏幕上仍出现一些不需要的显示。动态范围一般在 60~120dB 内。

(3) 灵敏度 它表征了仪器测量微小信号的能力。显示幅度为满度时输入信号的电平值称为灵敏度。

仪器的灵敏度越高,动态范围就越大。

2. 频率特性

(1) 频率范围 能够被分析的输入信号的频率的上、下限之间的频段称为频谱仪的频率范围。

(2) 频率分辨率 频谱仪能区分的最小谱线间隔称为频率分辨率。它表征辨别两个很接近的频率分量的能力。中频放大器和滤波器的带宽都是影响频率分辨率的主要因素。

3. 扫频特性

(1) 扫频宽度(分析频带) 频谱仪在一次分析中所显示的频率范围称为扫频宽度。扫频宽度愈宽,愈能观测被测信号的全貌,但其频谱分辨率较低,不宜分析频谱细节。通常扫频宽度是可调的。

每厘米对应的扫频宽度称为频宽因数。用 kHz/cm 或 MHz/cm 表示。

(2) 分析时间和扫频速度 完成一次频谱分析所需的时间称为分析时间,即是本机振荡器频率扫完整个扫频宽度所需的时间。扫频宽度与分析时间之比称为扫频速度。

扫频速度对灵敏度和频率分辨率是有影响的。可以证明,扫频速度快,频率分辨率要变坏,灵敏度也要下降。要合理选择扫频速度,以保证有较高的灵敏度和较好的分辨率。

四、频谱分析仪的应用范围

1. 测量信号的参数 由频谱分析仪的原理可知,用频谱仪可以测量信号本身(即基波)及各谐波分量的频率;各谐波分量之间的间隔;根据谱线的抖动情况可以判断信号频率的稳定度。

直接显示基波及各次谐波的幅度,可以测量信号的失真度及判断失真的性质。

由于频谱仪具有高性能的选频特性,可用作选频电压表,例如测量工频干扰的大小。

可以对调制信号的调幅度、调幅失真度等进行测量。例如,调幅信号、频率和相位调制信号以及脉冲调制信号等的调幅度和调幅失真度均可用频谱仪来测量。

由于频谱仪具有较高的灵敏度,故对微弱信号的频谱测量成为易事。

2. 噪声测量 这方面的应用包括信号噪声的测量,随机噪声的测量以及放大器噪声系数的测量。频谱仪广泛应用于各种家用电器、电子仪器仪表以及各种电子设备的噪声测量。

3. 电子设备的调试 通过频谱仪显示信号的各种频率成分及幅度,利用频谱仪来调试分频器、倍频器、混频器、衰减器、频率合成器以及数字电路等是很方便的。

对于非电量的测量,通过转换器均可用频谱仪进行测量。

4. 网络分析 利用频谱仪测试线性网络和非线性网络的失真度以及网络的幅频特性是很方便的。

5. 信号仿真测量 在电声设备的制作和调试过程中,通过频谱仪对各种电声设备的频谱进行精确的测量,然后与被仿真的电声设备进行精确的对比,从而提高电声设备的仿真效果。同理,通过频谱仪的协助,也可实现语言、音乐仿真。

6. 用于国防 目前,在国防方面常利用电磁波的干扰与反干扰,跟踪与反跟踪进行对抗。此时可利用频谱仪对敌方的电台发射的信号进行有效的侦察、搜索和监视。在航空航天技术中也得到广泛的应用,例如用于测试各种发射和接收设备的性能和观察卫星地面站各种设备的工作情况等。

第四节 示波器的选择

一、示波器的选择

示波器的种类很多,新产品日新月异,对使用者来说,如何根据被测信号的特点正确选择示波器,是一个

很重要的问题。

(一) 一般选择原则

通常根据被测信号的特点、测试目的和经济性来综合选择，一般原则为：

1. 只定性观测信号波形的形状，而且是正弦波，频率也不高。从经济方面考虑可选用简易示波器。
2. 欲对被测信号的幅度或时间进行定量测量，信号为脉冲波或频率较高的正弦波，应选择宽频带示波器。
3. 希望显示的两个信号波形是相互独立的，可选择双线示波器。
4. 希望更多的 y 通道显示，可选择四踪、八踪示波器。
5. 欲测量低频缓慢变化的信号，可选择长余辉慢扫描示波器。
6. 希望对波形的任何局部突出显示，可选择双扫描示波器。
7. 如果希望将波形存储起来以便事后进行分析研究，可选择记忆示波器或数字存储示波器。
8. 欲观测频率高于 10MHz 的周期性信号，可选择取样示波器。
9. 特殊用途的应选择专用示波器，例如高压示波器等。

(二) 按示波器的性能来选择

如果按示波器性能的适用范围来选择，应主要考虑下列三项主要指标：

1. 频带宽度 频带宽度 f_B 决定了示波器可以观测周期性连续信号的最高频率或脉冲信号的最小宽度。由于脉冲波形具有多种谐波成分，欲要真实地显示脉冲波形， f_B 必须具有足够的 f_B 。 f_B 值与被测信号最高频率 f_m 的关系如图 45-48 所示。图中 δ 是最高频段幅度降低的百分比。由图可见，观测 $f_m = 10\text{MHz}$ 的信号，欲 $|\delta| < 8\%$ ，则需选择 $f_B = 20\text{MHz}$ 的示波器；欲 $|\delta| < 3\%$ ，则需选择 $f_B = 30\text{MHz}$ 的示波器。这就说明，要想得到幅度基本不衰减的显示，选择示波器的 f_m 要等于 f_B 的 3 倍以上。显然，若选择示波器的 f_B 值与 f_m 相近是不合适的。

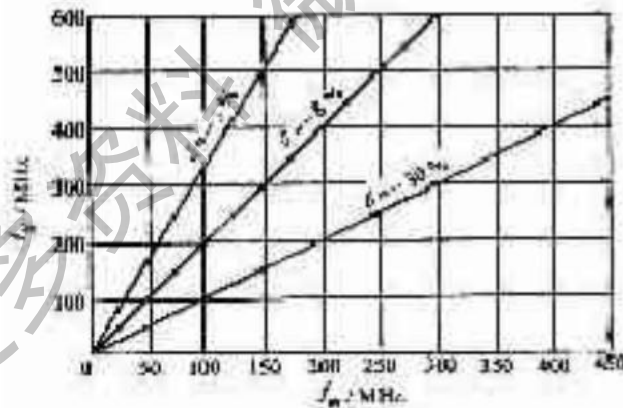


图 45-48 示波器的 f_B 与信号最高频率的关系

由式可知，示波器的带宽 f_B 与上升时间的关系为：

$$f_B t_{r0} \approx 350$$

式中， f_B 和 t_{r0} 的单位分别是 MHz 和 ns。

如果选择示波器的上升时间 t_{r0} 等于被测信号的上升时间 t_{rs} 的 1/3 时，

$$t_{r0} = \frac{1}{3} t_{rs}$$

应选择示波器

$$f_B \approx \frac{350}{t_{r0}} = \frac{350}{\frac{1}{3} t_{rs}} \approx \frac{1050}{t_{rs}}$$

若选 $t_{r0} = \frac{1}{5} t_{rs}$ 时

$$f_B \approx \frac{1750}{t_r}$$

若被测信号的上升时间 $t_r = 30\text{ns}$, 取示波器的 $t_B = t_r/3$, 则根据式 45-4 应选示波器的带宽 $f_B = 35\text{MHz}$ 。若取 $t_B = t_r/5$, 就需选 $f_B = 55\text{MHz}$ 的示波器。通常取 t_B 为 t_r 的 1/5 为宜。

2. Y 轴灵敏度 它反映了在 Y 方向展开被测信号的能力。观测电子电路中的电信号, 其最高灵敏度应在几毫伏至几十毫伏数量级; 若观测生物电信号, 应选择高灵敏度示波器, 例如 SRD-1 型生物示波器, 最高灵敏度为 10mV/cm 。

3. 扫描速度 它反映了在 X 方向展开被测信号的能力。扫描速度愈高, 能够展开高频信号或窄脉冲波形的能力愈强。但在观测缓变信号时, 又要求扫描速度低一些。总之, 对一台示波器而言, 扫描速度范围愈宽愈好。

第五节 逻辑分析仪的原理及应用

一、逻辑分析仪的组成

逻辑分析仪的种类很多, 虽然在通道数量、采样速度、存储容量、触发方式和显示方式等有较大区别, 但其组成的基本原理却是相同的, 见图 45-49。

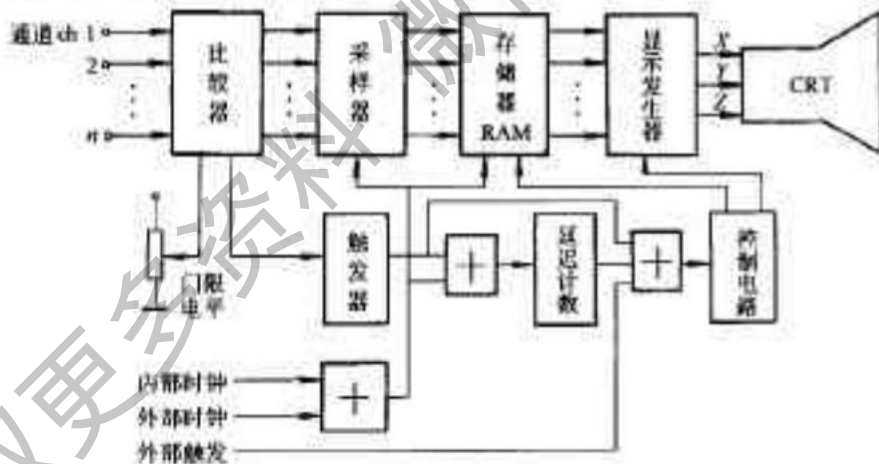


图 45-49 逻辑分析仪的组成框图

由此可见, 逻辑分析仪的结构与智能化数字存储示波器是极为相似的, 实际上, 它是一台数字化的多线示波器。由于它分析的是数字系统的逻辑电平关系, 所以也称为逻辑示波器。它的输入通道比较多, 例如 8、16、32、64 通道等, 所以它能同时观测多通道的信号。

输入信号经过多通道逻辑测试探头获得并行数据, 送至电压比较器与外部设定的门限电平比较, 大于门限电平值的信号在相应的线上输出高电平, 反之输出低电平。

这些高、低电平的信号送至采样器, 在采样脉冲控制下进行采样, 并将采样数据按顺序存入存储器 RAM 中, 设 RAM 的容量为 1KB (1024 单元), 可以记录所有输入通道在 1024 次采样中所得到的数据。存储结束后, 在控制电路的控制下, RAM 中的数据按顺序逐一读出, 在显示发生器中形成 X、Y、Z 三个轴向的模拟信号, 由 CRT 按设定的显示方式显示出被测量的信息。

二、逻辑分析仪的功能

1. 可同时存储和观测多通道信号 由于能同时存储和观测多通道并行信号,故它相当于多线数字化存储示波器,便于对数字系统正常运行的数据流的逻辑关系进行观测和分析。

2. 触发功能 逻辑分析仪有多种触发方式,可由面板上的“触发字选择”来控制。在进行数字信号观测时,如何选择触发方式是至关重要的。

(1) 组合触发 逻辑分析仪具有“字识别”触发功能,把输入的数据字与使用者预设定的“触发字”相比较,若符合便产生一次触发。

每一输入通道均可取 1、0、x 三种触发条件,“1”表示某通道为高电平时才产生触发;“0”表示为低电平时才产生触发;“x”表示不受触发条件限制。这样,在各通道电平同时满足预设定的“触发字”时,才能产生触发信号。

以图 45-50 为例,cd“1”)、d3“1”)表示 0 与 3 通道组合触发条件为高电平;d4“0”)表示触发条件为低电平;d2“x”)表示 2 通道信号不影响触发条件。这样,cd 和 d3 信号出现高电平,而 d4 信号出现低电平时便可产生触发信号,即满足相“与”条件下产生触发信号。

在内存中保存有由触发点开始的各通道的状态值,因此就很容易捕捉到数字系统数字总线或地址总线上出现的特定的数据(或地址)时的有关信息。

(2) 延迟触发 通常每个通道的存储量为 256~1024 位,存储容量有限。因此,常采用由产生触发点开始的数字延迟方法,称为延迟触发,见图 45-51。图中, t_{d1} 和 t_{d2} 为延迟时间,可由面板键盘设定。图 a 为正延迟(即滞后触发),图 b 为负延迟(即超前触发)。

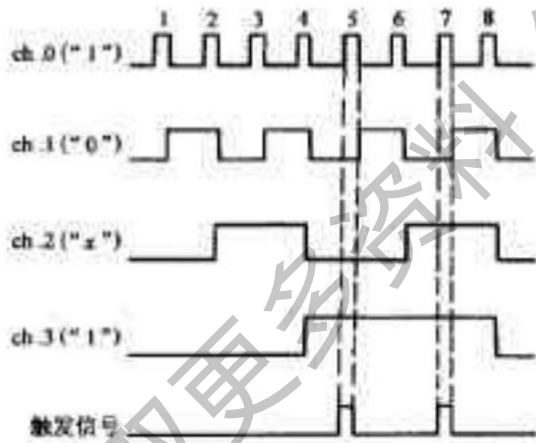


图 45-50 组合触发方式

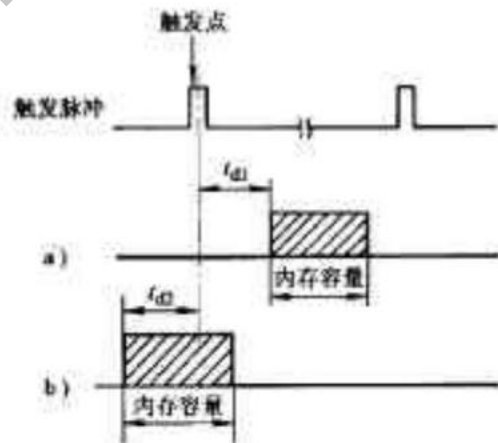


图 45-51 延迟触发方式

a) 正延迟 b) 负延迟

被测系统的并行输入数据加到多通道探极,在被测系统或仪器内部的时钟控制下存入 RAM 中,触发未形成时,都不断存入,因此可把触发前的状态保存起来。

利用延迟触发观测跳动性的偶然故障是比较有效的,可看到跳动出现前后的有关波形,便于分析产生故障的原因。

(3) 限定触发 逻辑分析仪可用内部时钟或外部时钟控制。当用内部时钟时,利用限定逻辑“与”条件,从外时钟中选出满足一定条件的时钟脉冲作为触发脉冲,以达到有选择性地存储数据。例如,限定触发探极内有外时钟线 Q_1 和 Q_2 三根引线。根据需要分别接于被测电路中,其波形见图 45-52。限定条件可选为 $Q_2 \cdot Q_1$ (与逻辑)、 $Q_2 + Q_1$ (或逻辑)。 Q_0 和 Q_1 均可设定为 1、0、或 x 触发。图中, Q_0 设定为“1”, Q_1 为“0”,则, $Q_2 \cdot Q_1$ 时的有效时钟脉冲为图中第 3 和第 7 个脉冲。

(4) “毛刺”触发 该方式可在输入信号中检出毛刺脉冲(干扰脉冲)。它利用滤波器从输入信号中取出

一定宽度的脉冲作为触发信号,以利于寻找由于外界干扰而引起误动作的原因。

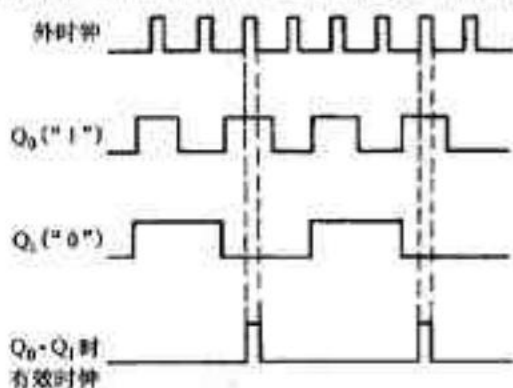


图 45-52 限定触发方式

3. 显示功能 与智能化数字存储示波器一样,通过键盘选择可使存于 RAM 中的数据全部或部分稳定地显示于 CRT 上。

(1) 定时显示 它是以逻辑电平与时间的关系将 RAM 中的内容显示于 CRT 上。显示的波形由于是经过整形后的波形,高电平表示 1,低电平表示 0,而不是被测点信号的实际波形,所以称为“伪波形”。这种方式可以将 RAM 的全部内容按通道顺序显示出来,也可以改变通道顺序显示,便于分析和比较,见图 45-53。以这种方式显示的称为逻辑定时分析仪(或时间分析仪)。这种显示方式类似于数字化多线示波器。仪器内部设有时钟源,其频率比被测系统的信号频率高得多,所以在单位时间内可以显示更多的信息。主要用于测试数字系统硬件时总线上数据流的时序关系和寻找毛刺干扰等。

(2) 状态表式显示 将 RAM 的内容以各种数制(2、8、16)和十六进制)显示在 CRT 上。用数字表格形式显示,图 45-54 为二进制状态显示。

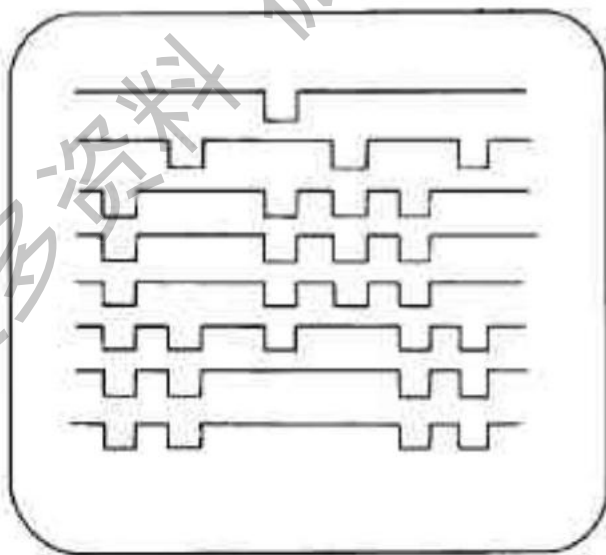


图 45-53 定时显示方式

以状态表式显示构成的分析仪称为逻辑状态分析仪,显示各通道在每一个时钟脉冲作用下所处的状态。仪器内部没有时钟源,用被测系统的时钟来控制其记录速度。主要用于调试和检测软件。

现在的逻辑分析仪多数都同时具有上述两种显示功能,用于调试数字系统特别方便。

(3) 数据比较式显示 仪器内有两组存储器,一组存放被测数据,另一组存放标准数据或正常操作时的数据。当用状态表显示时,两个存储器中的内容可以同时显示出来,加以比较,两者不同的数据以高亮度字显示,以利醒目,便于找出故障的原因。

0000	0000	0111	1110
0000	0000	0111	1101
0000	0000	0111	1100
0000	0000	0111	1011
0000	0000	0111	1010
0000	0000	0111	1001
1111	1111	1111	1010
1111	1111	1111	1011
0010	0100	1001	0100
1001	0010	0010	0110
0100	0100	0100	0000
0001	0100	0011	0010
0000	0100	0111	0000
0100	0011	1001	0000
0000	1001	0010	1001
1001	0010	0010	0100

图45-54 状态表式显示

三、逻辑分析仪的工作过程

1. 数据的采集 逻辑分析仪与被测系统通过“专用多路探极线”连接在一起,它是将若干个探极集中起来,其触针细小,便于探测高密度集成电路。

被测系统的电平经比较器统一为高或低电平(1或0电平),比较器的阈值由面板的键盘给定。对输入数据的采样,是通过时钟控制进行的。

(1)同步采样 时钟脉冲来自被测系统(即外时钟),只有在外时钟脉冲存在时,才存储输入的数据,并用字符“0”和“1”显示。

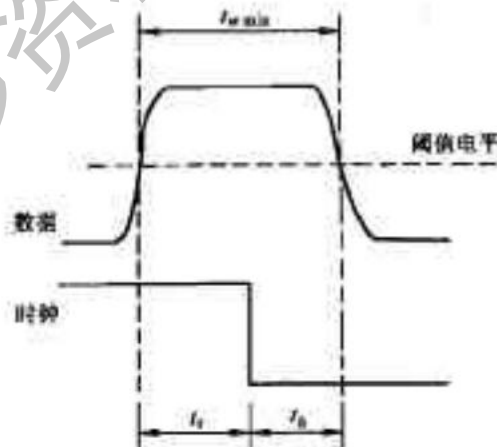


图45-55 同步采样时被测脉冲的最小宽度

为了采集数据,必须使输入数据在时钟脉冲的建立时间 t_s 和保持时间 t_h 内维持不变,见图45-55。这一段时间用于检测和存储一个逻辑状态。用 $t_{\min} = t_s + t_h$ 表示能测量的最小脉冲宽度,这时最高时钟脉冲频率为:

$$f_{\max} = \frac{1}{t_{\min}} = \frac{1}{t_s + t_h}$$

(2)异步采样 在仪器内部的时钟脉冲控制下对被测系统的输入数据进行采样。内时钟的频率比被测

系统的时钟频率高得多,因此,在单位时间内采集的信息量增多,提高了分辨率,从而显示的数据更精确。

图 45-56 是同步采样与异步采样工作波形的比较。同步采样时,由于时钟频率较低,两时钟脉冲边沿之间的干扰无法检测出来。用异步采样时,由于时钟频率较高,不仅能采集输入数据的逻辑状态,而且还能将通道 2 的小幅值干扰记录下来。当然若干扰脉冲极窄也难以检测。

2. 数据存储 通常用 RAM 存储数据,若 RAM 数据已满,但触发仍未形成,RAM 按“先进先出”的规则,自动从头开始将原存人的数据消除,再存入新数据,直到触发形成为止。触发方式与存储和显示的数据有关。

(1) 始端显示方式 是指在触发形成后,再延长一段时间 RAM 才停止存入数据,故可显示触发后的输入数据。

(2) 终端显示方式 是指触发一旦形成立即停止向 RAM 存入数据,故可观测触发形成前的输入状态。

(3) 延迟显示方式 是指在触发形成前 RAM 已存入一部分数据,当触发形成时,借助延迟计数器再存入少量数据,与数字存储示波器中的“预置触发”原理一样。因此,可观测触发形成时附近的输入数据。

(4) 自激 采用这种方式时,被测数据不断地被采样和存入 RAM,待 RAM 存满后,便自动地进入显示过程。

3. 工作过程

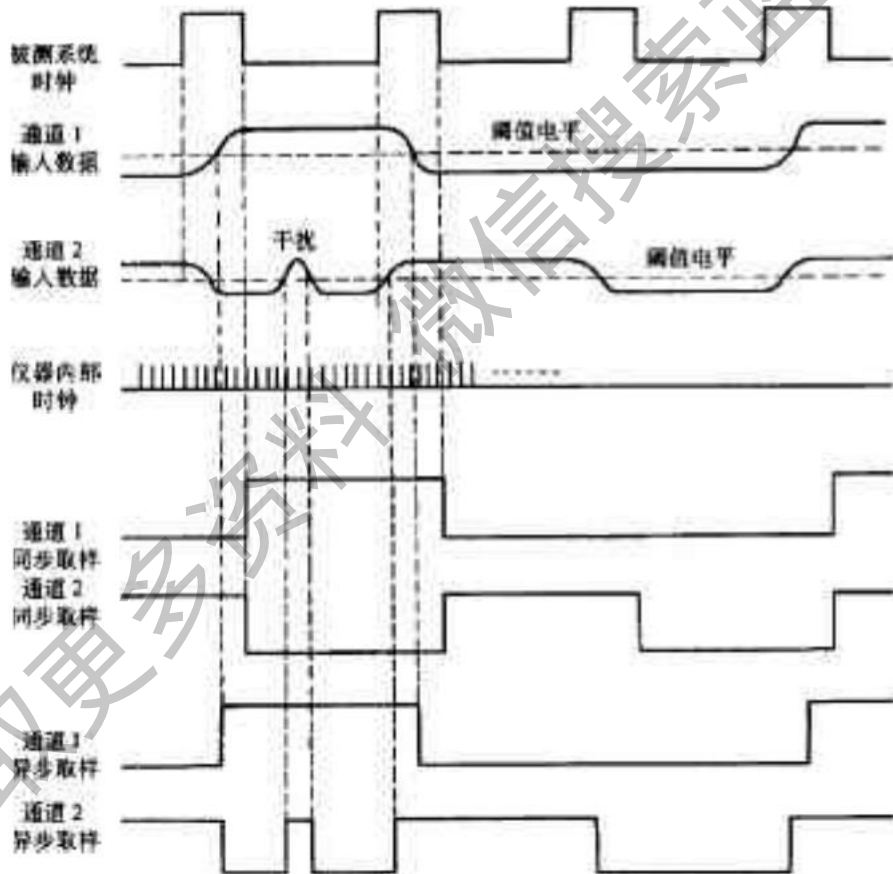


图 45-56 同步采样与异步采样工作波形的比较

由上述可见,将数据采集、存储、触发和显示结合起来,便是其基本工作过程。由于采用了数字存储技术,可将被测数据的采集、存储和显示过程分开进行,见图 45-57。

在数据采集期间,在时钟脉冲作用下,根据预置的触发方式,对被测数据进行采样和存储,存储结束后自动转入显示阶段。

在显示期间,将数据从 RAM 中取出,通过显示发生器转换后在 CRT 上显示出来。被测数据逐组逐组地显示完毕后,根据需要再次产生存数指令,再次采样和存储数据,如此往复下去,即可完成逻辑量的分析和测量。

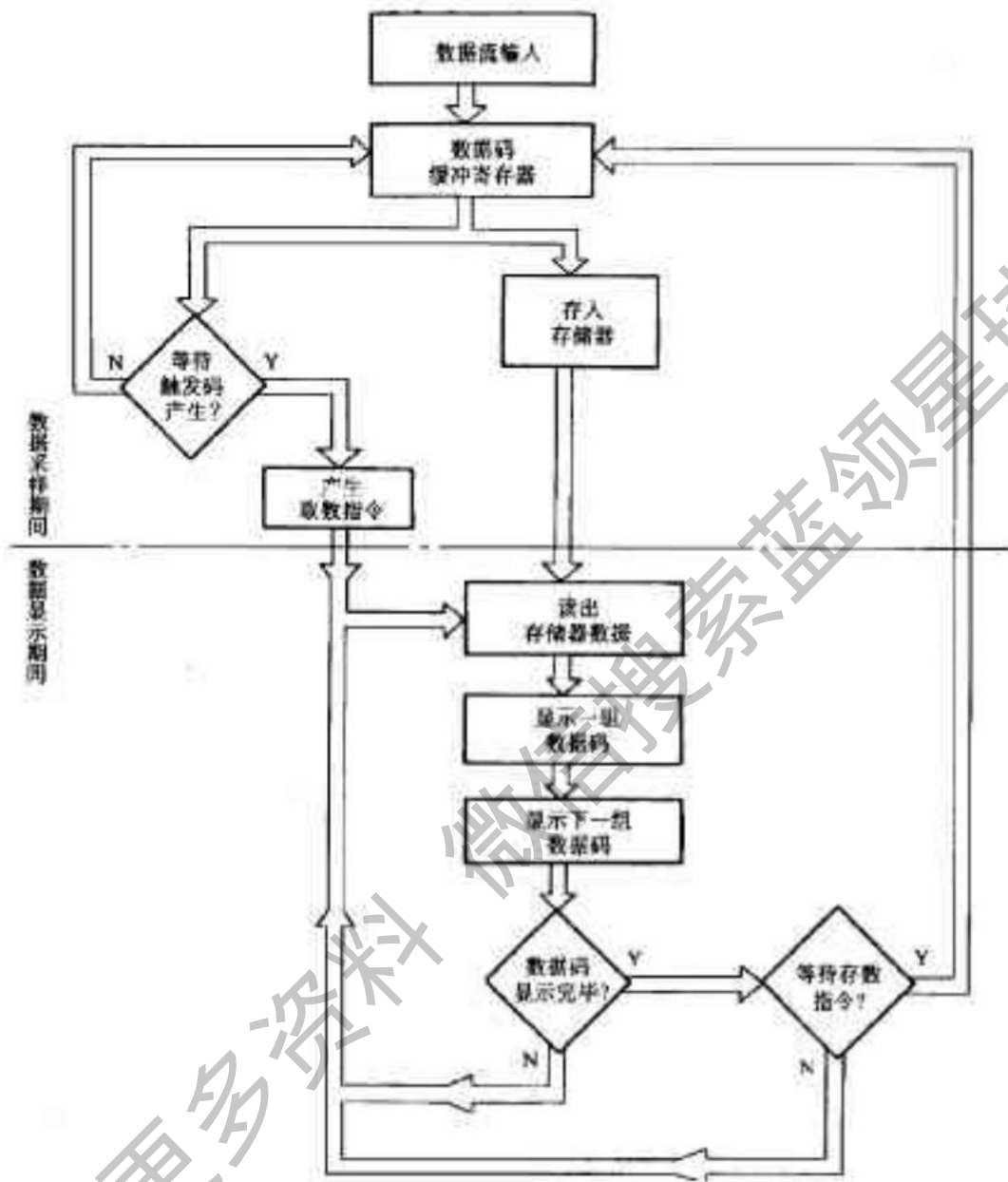


图 45-57 数据采集和显示流程图

四、逻辑分析仪的应用

主要用于测试数字集成电路的逻辑功能、微机系统的逻辑状态和检测数字系统的故障等，现举数例说明。

1. 测试数字逻辑和数字集成电路 逻辑分析仪特别适用于大规模或超大规模数字集成电路和各种形式的存储器的测试，对计算技术的研究很有帮助。例如，检查一个存储器的功能时，可将存储器片子接入逻辑分析仪，选择合适的触发显示方式，CRT上显示一定规律的波形。若波形不正常，可以通过不正常的波形分析，找出逻辑错误的位置。

2. 测试时序关系和干扰信号 检测数字系统中各信号间时序关系、信号的延迟时间以及各种干扰脉冲等。

例如，测试某数字系统的时序关系，利用多路探极线将待测点的数据送入逻辑分析仪，采用定时显示方

式, CRT 上便能显示出其时序关系图形, 见图 45-53。计算机的外部设备, 例如磁带机或磁盘机等, 在使用中常会出现窄干扰脉冲, 利用逻辑分析仪可迅速而准确地捕捉并显示出来。

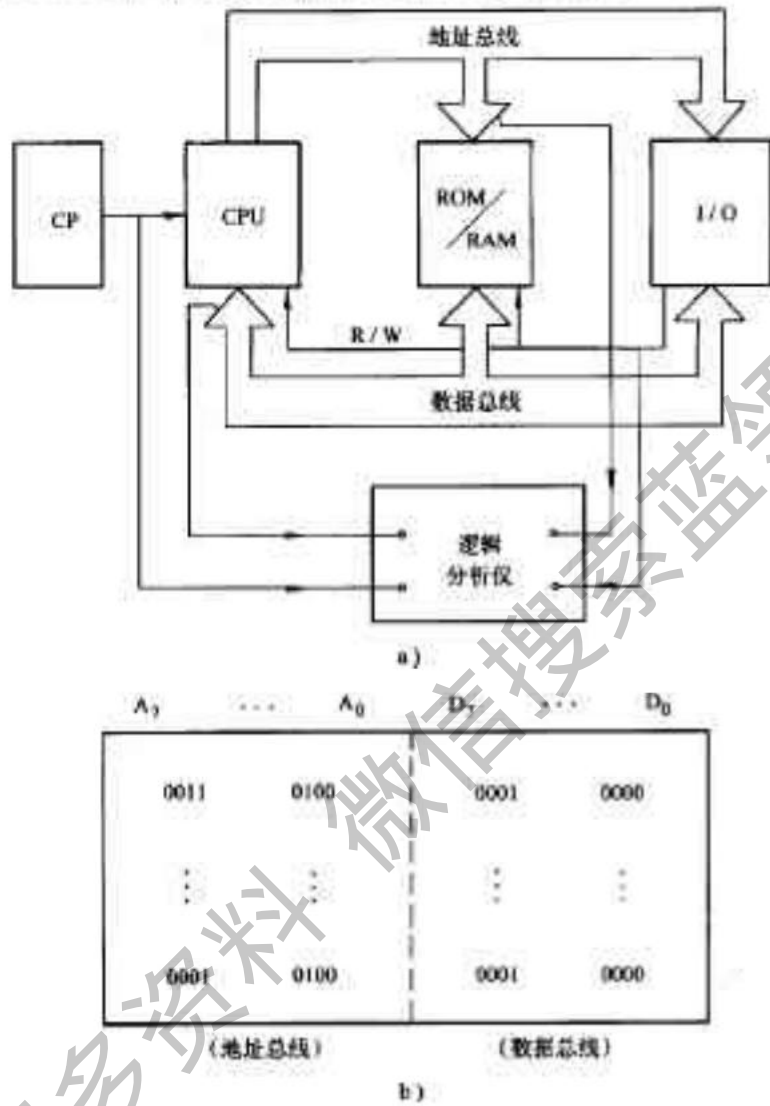


图 45-58 微机系统检测接线方法和显示

3. 检测微机系统的运行情况 在微机系统的调试或维修过程中, CPU、ROM、RAM、I/O 口及外围设备, 通过地址总线、数据总线和控制信号线联系, 多数是多路并行, 有的达到 16 位或 32 位以上。采用图 45-58a 接法, 利用多路接线将 CP、CPU、ROM/RAM 及 I/O 等的地址总线、数据总线及 R/W 分别接入逻辑分析仪。利用“读写控制”(R/W)信号作为触发信号, 于是微机系统正常运行时的脉冲源、地址总线和数据总线上的数据便可在 CRT 上显示出来, 见图 45-58b。当发现故障时, 可利用不同的触发显示方式, 显示出故障前后的数据, 从而可迅速排除故障, 提高调试或维修效率。

第四十六章 抗干扰测试技术

抗干扰技术在电子测量及自动控制系统中是一个不容忽视的重要问题。因为干扰不仅会影响测量精度,严重时甚至会使仪表无法正常工作;在自动控制系统中,干扰轻则影响控制精度,降低产品质量,重则使系统控制失灵,损坏设备造成事故。因此,采取适当的抗干扰措施,消除或削弱各种干扰就显得非常必要。

为了有效地抑制和排除干扰,必须清楚地了解干扰的来源及其传输的途径,以便采取有效的措施加以防护。

第一节 干扰源及干扰的耦合方式

所谓干扰,就是指影响测量结果或作用于控制系统的各种无用信号。产生干扰信号的干扰源一般可分为外部干扰和内部干扰两种。

一、干扰的来源

(一)外部干扰

外部干扰主要来自自然界的干扰以及各种电气设备运行产生的干扰(又称人为干扰)。

1. 自然干扰 各种自然现象,如闪电、雷击、宇宙射线、环境(温度、湿度等)变化均可产生自然干扰。这些干扰对测量仪表及自动控制系统的运行会产生不良影响,特别是对通信、导航设备影响尤为严重。

2. 人为干扰 人为干扰主要是指各种电气设备运行时所产生的电磁干扰。如大容量电气设备起、停可能引起电网电压波动;开关的通断会引起电火花;霓虹灯、电焊、电车的运行也会引起射频干扰;在大功率输电系统中,大电流输电线周围会产生强大的交变电磁场,因此对安装在输电线附近的仪表及与之平行的信号线会产生干扰。

(二)内部干扰

内部干扰主要是指测量电路内部各种元器件的噪声所引起的干扰。例如,电阻中随机性的自由电子的热运动引起的热噪声;半导体、电子管内载流子的随机运动引起的散粒噪声;开关或两种导体相接时,由于接触不良会导致接触面的电导率起伏,从而产生所谓的接触噪声;由于工艺设计、布线不合理等出现寄生参数、泄漏电阻等耦合形成寄生反馈造成干扰。

对于电子测量装置的内部干扰,可以通过装置的正确设计及零部件的合理布局加以消除或削弱;对于来自外部的干扰可以通过适当的抗干扰措施加以解决。

二、干扰的耦合方式

各种干扰源所产生的噪声,必然要经过各种耦合通道进入测量电路而影响测量结果。换句话说,就是形

成干扰影响必须具备三个要素：干扰源、干扰的耦合通道、被干扰对象。因此研究和分析干扰的传输途径，对于掌握干扰的实质及抑制和消除干扰是至关重要的一环。而切断干扰传输的途径是抑制、削弱各种干扰的重要手段之一。

(一) 静电耦合(电容性耦合)

由于两个电路之间存在着分布电容，当其中一个电路的电位发生变化时，该电路的电荷就会通过分布电容传送到另一个电路，这就是静电耦合。静电耦合干扰的示意图见图46-1。在被干扰的电路输入端所产生的干扰为：

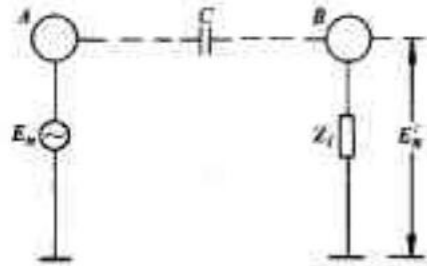


图46-1 静电干扰示意图

$$E_n' = \frac{j\omega CZ_i}{1 + j\omega CZ_i} E_n$$

若 $|j\omega CZ_i| \ll 1$ ，则上式可简化为：

$$E_n' = j\omega CZ_i E_n$$

由上式可知， E_n' 与干扰源和被干扰对象之间的分布电容 C 成正比，也与干扰源的工作频率 ω 、被干扰对象的输入阻抗 Z_i 成正比。因此，合理布线减小寄生电容，就可减小静电耦合干扰。

(二) 磁场耦合(互感性耦合)

当两个电路之间有互感存在时，一个电路中的电流产生变化就会通过磁场耦合到另一个电路。例如，检测信号线处于强磁场或通过大电流电网附近时，就会产生磁场耦合而出现干扰信号。电气设备中变压器线圈的漏磁就是一种常见的磁场干扰。磁场耦合干扰电路见图46-2。感应干扰为：

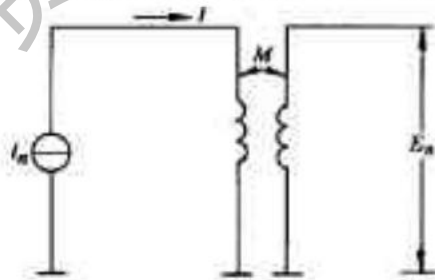


图46-2 磁场耦合干扰

$$E_n' = j\omega MI$$

由式可知， E_n' 与干扰源和被干扰对象之间的互感系数 M 成正比，也与干扰源的工作电流 I 和频率 ω 成正比。

(三) 漏电流耦合

由于测量电路内部的元件支架、接线柱、印制电路板或外壳绝缘不良而存在漏电阻产生漏电流引起的干扰，称漏电流耦合。其干扰记为：

$$E_n' = \frac{Z_i}{R + Z_i} E_n$$

式中， R 为漏电阻； Z_i 为被干扰电路的输入阻抗。

漏电流耦合电路见图 46-3。

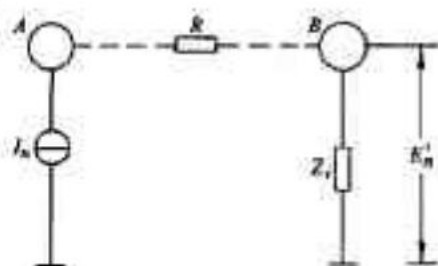


图 46-3 漏电流耦合电路示意图

(四) 共阻抗耦合

共阻抗耦合干扰的产生是由于两个以上的电路有共阻抗。当一个电路中的电流流经共阻抗产生电压降时,就成为其它电路的干扰电压,其大小与共阻抗的阻值及干扰源的电流大小成正比。

1. 通过电源内阻的共阻抗耦合干扰 多级放大器或多个单元测量电路共用一个电源时,就会产生共阻抗干扰。这是因为电源的内阻不可能为零,每一个电路工作时都需要电流,因此造成电源内阻压降变化,从而产生共阻抗干扰。解决的办法是减小电源内阻;各个电路接入去耦滤波电路,减小电源内阻压降对各级的干扰。

2. 通过公共地线的共阻抗耦合干扰 在测量电路中,各单元电路都有各自的地线,如果这些地线不是一点接地,各级电流流经公共地线时,在地线电阻上产生电压降,该电压就成为其它单元电路的干扰电压。解决的办法是采用一点接地,即将每一单元电路接地点汇成一点,然后再将各接地点接到公共地线上去。

第二节 干扰的表示方法

根据干扰进入仪器的测量电路方式不同可将干扰分为串模干扰和共模干扰。

一、串模干扰

串模干扰是由外界条件引起的、叠加在被测信号的干扰信号,并通过测量的输入通道一直进入测量系统的干扰。串模干扰的种类分为直流和交流两种,其等效电路如图 46-4 所示。图中 \$U_i\$ 为输入信号, \$U_n\$ 为干扰信号。

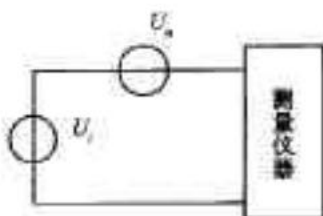


图 46-4 串模干扰的等效电路

抗串模干扰能力的表示——串模抑制比(SMIR)

$$SMIR = 20 \lg \frac{U_{im}(dB)}{\Delta U_n}$$

式中, \$U_{im}\$——串模干扰源电压的峰值;

ΔU_c ——串模干扰引起的误差电压的有效值。

二、共模干扰

共模干扰是相对公共地电位为基准点,在仪器的两输入端上同时出现的干扰,共模干扰电压的产生可归纳为以下三类。

1. 由被测信号源的特点产生

例如具有双端输出的差分放大器和不平衡电桥等不具有对地电位的形式而产生的共模干扰,如图 46-5 所示。

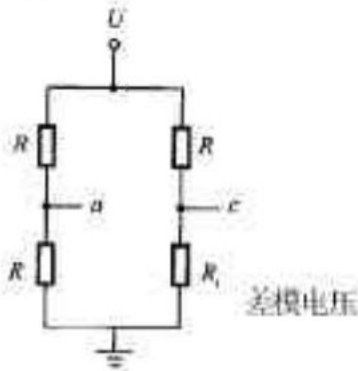


图 46-5 共模电压

$$U_a = \frac{1}{2} U$$

$$U_c = \frac{R_2}{R_2 + R} U$$

$$= U - \frac{R}{R_2 + R} U$$

$$= \frac{1}{2} U + \frac{1}{2} U - \frac{R}{R_2 + R} U$$

$$U_{ac} = \frac{R}{R_2 + R} U = \frac{1}{2} U$$

$$U_{cm} = \frac{1}{2} U$$

2. 电磁场干扰

当高压设备产生的电场同时通过分布电容耦合到无屏蔽的输入线而使之具有对地电位时,或者交流大电流设备的磁场通过双输入线的互感感应到双输入线上时,都可能产生共模干扰。

例如图 46-6(a)中,若 U_H 很高,通过局部电容 C_1, C_2, C_3, C_4 耦合到无屏蔽的双输入线上的对地电压 U_1 及 U_2 。

$$U_1 = \frac{\frac{1}{C_3}}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_3}} U_H = \frac{C_1}{C_1 + C_3} U_H$$

$$U_2 = \frac{C_2}{C_2 + C_4} U_H$$

当 $U_1 = U_2$ 时产生共模干扰电压。当 $U_1 \neq U_2$ 时,既有共模干扰电压又有差模干扰电压。

图 46-6(b)表示大电流导体的电磁场在双输入线中感生的干扰电动势 E_1 及 E_2 亦有相似的性质。当 $E_1 = E_2$ 时,产生共模干扰。当 $E_1 \neq E_2$ 时,既产生共模干扰又产生差模干扰电动势 $E_c = E_1 - E_2$ 。

3. 由于不同地电位引起

当被测信号源与测量仪器相隔较远,而不能实现共同的“大地点”上接地时,或者接地系统导体中流有强电设备的大电流而使各点电位不同,造成两接地点的电位差,即产生共模干扰电压,如图 46-7 所示。

仪器的抗共模干扰能力用共模抑制比表示:

$$\text{CMR} = 20 \lg \frac{U_{cm}}{\Delta U_c} (\text{dB})$$

式中, U_{cm} ——共模干扰源电压的峰值;

ΔU_c ——共模干扰引起的误差电压。

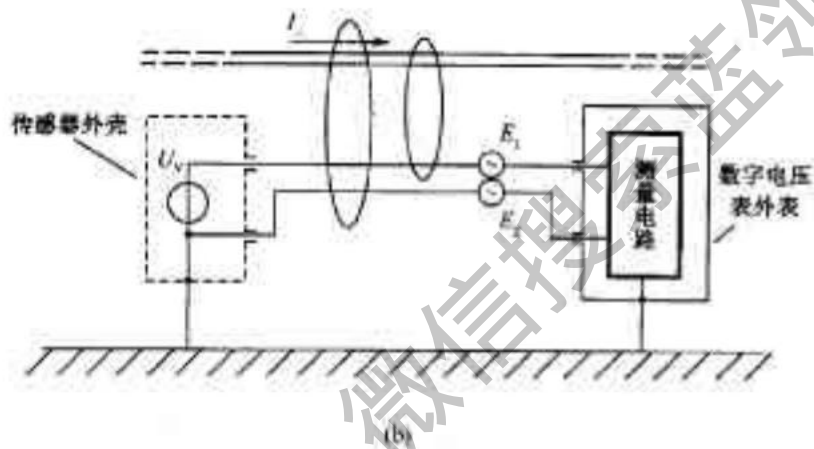
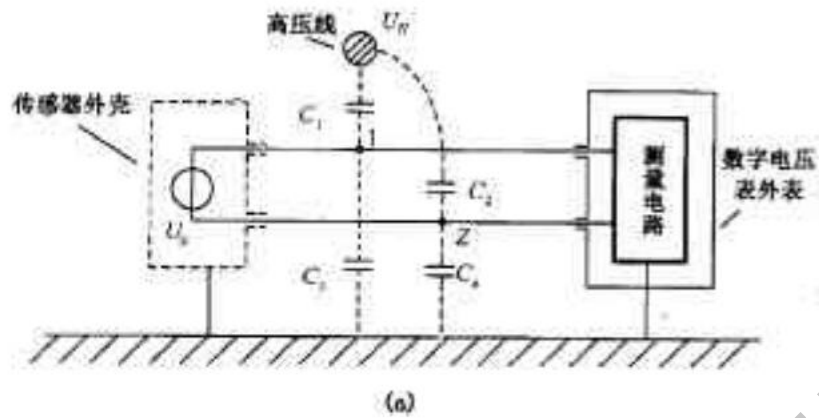


图46-6 电磁场干扰引起共模电压

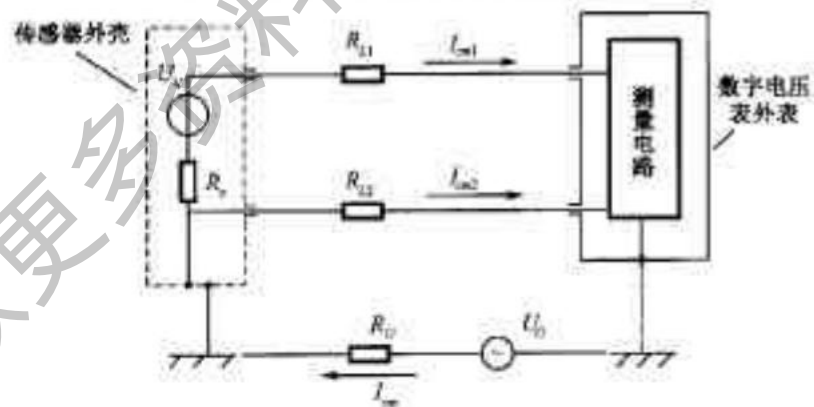


图46-7 地电位差 \$U_{ce}\$ 形成共模干扰电压

第三节 干扰的测试与抑制技术

工程测量中,可能会碰到各种各样的干扰,根据干扰在测量电路输入端的作用方式及其与信号电压的关系,可以将干扰信号分为差模干扰和共模干扰两种。

一、差模干扰及其抑制

差模干扰在工程上又称为串模干扰、常态干扰或正态干扰。

差模干扰是干扰信号与有用信号相叠加的一种干扰,它可以表现为电压叠加方式,也可以表现为电流叠加方式。差模干扰等效电路见图46-8。图中 U_n 为差模干扰等效电压; I_n 为差模干扰等效电流; Z_n 表示干扰源的等效阻抗。

差模干扰是由外部引起的,迭加在被测电压上的干扰信号,它有直流和交流两种形式。交流差模干扰主要由交变电磁场引起(对测量仪表说,主要为工频交变电磁场);直流差模干扰主要由接触电动势和热电动势以及漏电阻引起。差模干扰作用见图46-9。图中 e_1 为交变电磁场对信号接收端引起的差模干扰电动势; e_2 是接触电动势和热电动势引起的直流差模干扰电动势; e_n 是漏电阻引起的干扰电动势。

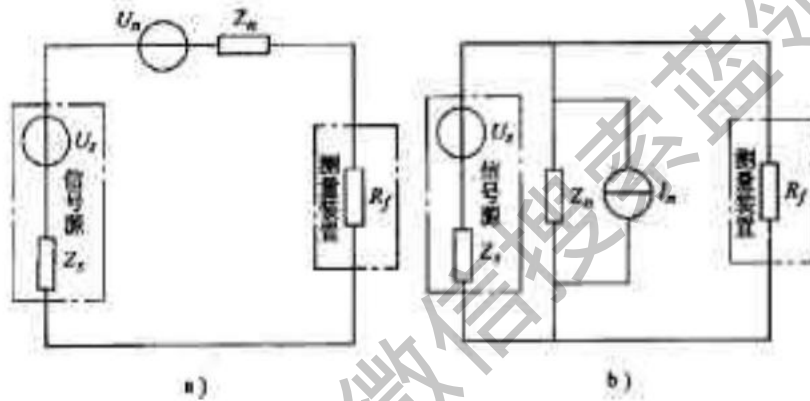


图46-8 模干扰等效电路

a)电压源串联形式 b)电流源并联形式

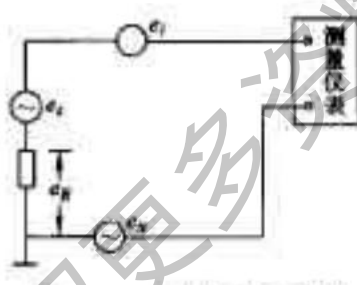


图46-9 差模干扰示意图

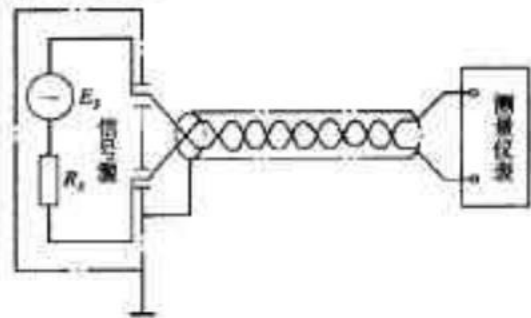


图46-10 工频差模干扰的防护

对差模干扰的抑制能力用差模抑制比表示,其符号为SMRR。

$$SMRR = 20 \lg \frac{E_{sd}(\text{峰值}, V)}{\Delta e(\text{峰值}, V)} (\text{dB})$$

它表示在特定频率(对测量仪表规定为工频50Hz)上,差模干扰的峰值 E_{sd} 与由它所产生的读数误差有效值与峰值 Δe 之比。

对于差模干扰可以采用滤波的方法加以衰减削弱,但是,它影响测量的动态特性。为了消除工频电磁场所产生的干扰,仪表的输入信号线要采用双绞导线,并把输入信号屏蔽起来再接地,接法见图46-10。

二、共模干扰及其抑制

共模干扰在工程又称为同相干扰或纵向干扰。

共模干扰是相对于公共的电位基准地(接地点),在信号接收器的两输入端同时出现的干扰。共模干扰只有在转化为差模干扰后,才对测量电路起干扰作用。共模干扰的等效电路见图 46-11。

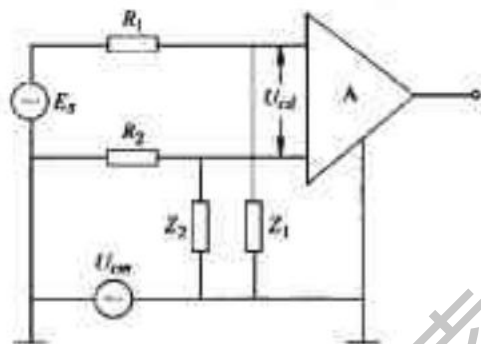


图 46-11 共模干扰的等效电路

产生共模干扰的原因很多。例如,在远距离测量中,使用长电缆时由于地电流的原因,使传感器端的地电位与测量仪表的地电位之间存在电位差引起共模干扰,又如,变压器一次侧电压,会通过一、二次侧间分布电容,以及整流器、信号电路和信号电路与地之间的分布电容形成电流回路而干扰测量仪器工作,这就是常见的所谓工频干扰;漏电流也是共模干扰的一种形式。

(一)共模干扰抑制比

在测量电路和仪表受共模干扰作用以后,只有当其共模干扰转换为差模干扰时,才会对测量电路或仪表产生有害的影响。即测量电路或仪表受共模干扰影响的大小,取决于共模干扰转换为差模干扰的转换率。为了表征测量电路或仪表对共模干扰的抑制能力,通常用共模抑制比(CMRR)表示。

其表示方法有两种:一种是:

$$\text{CMRR} = 20 \lg \frac{U_{cm}}{U_{dif}}$$

式中, U_{cm} 为作用在测量电路和仪表上的共模干扰电压; U_{dif} 为测量电路或仪表在 U_{cm} 作用下,转换为信号输入端所呈现的差模干扰信号电压。

CMRR 的另一种表示方法是:

$$\text{CMRR} = 20 \lg \frac{K_d}{K_c}$$

式中, K_d 是差模增益; K_c 是其模增益。

用测量电路或仪表的差模增益与其模增益之比来表示共模抑制能力在计算上更为方便。

(二)共模抑制比的计算

在远距离长电缆差分测量电路(见图 46-12)中,两接地点(传感器地和仪表地)之间的电位差 U_{cm} 就是共模干扰源。长电缆对线路地的分布电容和漏电阻所合成的阻抗 Z_1 、 Z_2 是共模干扰源的阻抗,也是产生共模干扰的原因。设输入信号线(长电缆)的等效电阻为 R_1 、 R_2 。由图可知,在共模干扰电压 U_{cm} 的作用下,放大器输入端出现不平衡电压 U_{dif} ,此电压 U_{dif} 就是由共模电压 U_{cm} 转换而来的等效差模电压。由图可得

$$U_{dif} = U_{cm} \left(\frac{Z_1}{R_1 + Z_1} - \frac{Z_2}{R_2 + Z_2} \right)$$

因此,该电路的共模抑制比为:

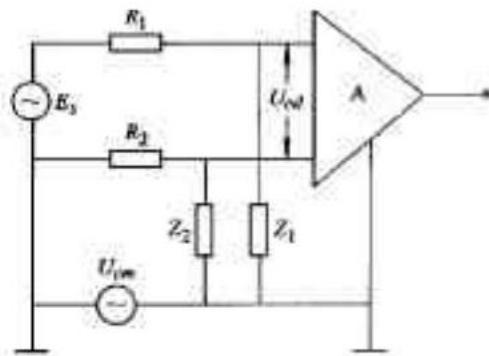


图 46-12 两点接地的共模干扰源

$$\begin{aligned} \text{CMRR} &= 20 \lg \frac{U_{dm}}{U_{cm}} \\ &= 20 \lg \frac{(R_1 + Z_1) \times R_2 + Z_2}{R_2 Z_1 - R_1 Z_2} \end{aligned}$$

由上式可见,当 $R_2 Z_1 = R_1 Z_2$ 时,即测量电路差动输入完全平衡时,共模抑制比趋于无限大。但实际上,这是难以做到的。在一般情况下,有 $Z_1 Z_2 \gg R_1 R_2$ 。当 $Z_1 = Z_2 = Z$ 时,上式可简化为

$$\text{CMRR} \approx 20 \lg \frac{Z}{R_2 - R_1}$$

由此可见,若长电缆传输电阻对称(即 $R_1 = R_2$),减小电缆对地的分布电容和漏电流(即增大 Z_1, Z_2),可提高测量电路的共模抑制能力。目前,在数字电压表中广泛采用的设计“双层屏蔽”就是根据这一思路制成的。

三、干扰抑制技术

抑制干扰不仅是测量电路和仪表设计的重要课题,也是制造、装配和系统调试的主要技术关键之一。为了抑制干扰,就必须弄清干扰的来源、性质、传递途径、耦合方式以及引进干扰的位置,并分别情况采取相应的措施以达到抑制干扰的目的。

抑制干扰通常可从以下三个方面来考虑:首先是,消除或抑制干扰源,这是最基本也是最有效的措施。例如,大功率变压器会产生很大的工频干扰,如果条件许可,把变压器搬迁掉,便可以从根本上消除变压器带来的工频干扰。又如,电路接触不良、虚焊也会产生干扰,找出虚焊,排除接触不良,就可以根除这类干扰。然而,当干扰源的存在不能人为地加以排除时,(如自然干扰,大功率电台发射电磁波的干扰等),就必须采取其它措施来抑制这些干扰。抑制干扰的第二种措施是阻截干扰传递途径。如前所述,当干扰源的存在不为人的意志而转移时,采取阻截干扰途径是抑制干扰的主要措施之一。例如采用屏蔽措施来抑制电、磁场的干扰;利用屏蔽技术和提高绝缘强度来抑制干扰等。第三种是提高被干扰对象对干扰的抑制能力。合理设计、布置电路,精心挑选元器件,尽可能使差动放大器输入两端对称,以提高共模干扰的抑制能力。必要时可采用平均、相关和数据处理等新技术来抑制可能出现的干扰。下面主要分析抑制电磁干扰的有关措施。

(一)屏蔽技术

屏蔽技术是抑制电、磁场干扰的重要措施。正确的屏蔽可抑制干扰源(如电源变压器、线圈等干扰源),或阻截干扰进入仪表内部。根据干扰源的形式可采用不同的屏蔽措施。

1. 静电屏蔽 所谓静电屏蔽,就是用一个金属罩(铜或铝)把信号源或测量电路封装起来并接地,使屏蔽盒内的电力线不会传到外部,起到了抑制干扰源的作用;同时外部的电力线也不会进入盒内成为干扰,这就起到了阻截干扰的传递途径的作用,所以静电屏蔽能有效地抑制电场干扰。图 46-13 是静电屏蔽的原理图。

2. 电磁屏蔽 电磁屏蔽的作用是抑制高频电磁场的干扰。电磁屏蔽的原理是利用高频电磁场能在屏蔽导体内产生涡流,再利用涡流产生的反磁场来抵消高频干扰磁场,从而达到磁屏蔽的目的,屏蔽罩接地

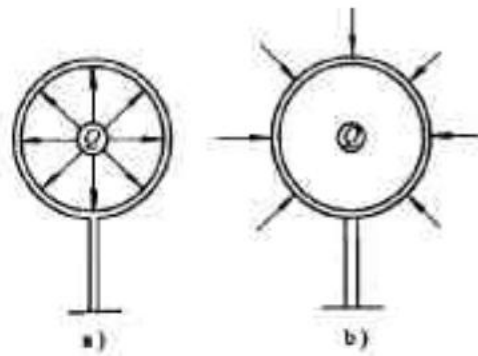


图46-13 静电屏蔽原理
a)抑制干扰源 b)屏蔽干扰传输

时,则兼具静电屏蔽作用。

电磁屏蔽效果的估算。在电磁屏蔽中,由于屏蔽导体中所产生电涡流的方向与被屏蔽线圈中电流方向相反,因此,在屏蔽罩外部,屏蔽导体内感应电涡流所产生的磁场与线圈磁场相反,从而抑制了线圈所产生的干扰磁场,起到了磁场屏蔽的作用。

电磁屏蔽的原理见图46-14。设被屏蔽的电磁线圈的电流为 I_1 ,电感量为 L_1 ,屏蔽导体的电阻为 R ,电感为 L_2 ,其感应电涡流为 I_2 ;线圈与屏蔽导体间的互感系数为 M 时,根据电磁感应原理可得:

$$\dot{I}_2 = \frac{j\omega M \dot{I}_1}{R + j\omega L_2}$$

在高频时,有 $R \ll \omega L_2$

由此可见,当 ω 很大时, I_2 与 I_1 成正比,而与频率无关。但当频率很低,即 $R \gg \omega L_2$ 时则

$$I_2 = \frac{j\omega M I_1}{R}$$

这时 I_2 受频率的影响很大,说明低频时,在屏蔽导体上所感生的电涡流小,即抑制线圈磁场的的能力差,屏蔽的效果差。因此,这种电磁屏蔽仅适用于高频。

3. 磁屏蔽 如前所述,电磁屏蔽适用于高频磁场干扰,其对低频磁场干扰的抑制效果很差。因此,对低频磁场的屏蔽,要用高导磁率的材料(如坡莫合金等)作屏蔽罩,使干扰磁力线在屏蔽罩内构成回路,阻截磁力线向外扩散,从而抑制了低频磁场干扰。磁屏蔽原理见图46-15。必须注意的是,屏蔽罩要有一定的厚度,以减小磁阻。

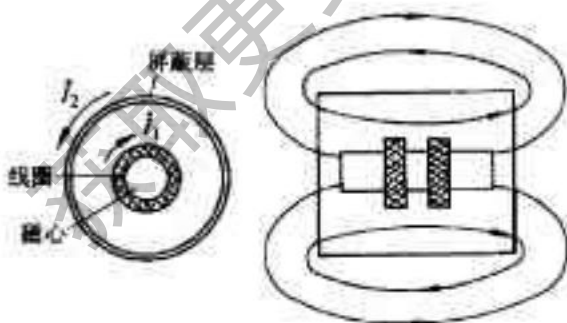


图46-14 电磁屏蔽原理

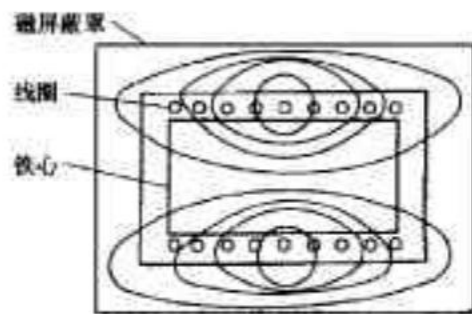


图46-15 磁屏蔽原理

4. 驱动屏蔽 驱动屏蔽又称有源屏蔽,其屏蔽原理是将屏蔽导体的电位,经严格的 1:1 电压跟随器去驱动屏蔽层导体的电位,而使两者电位相等,就可以有效地抑制由于分布电容引起的静电耦合干扰。屏蔽原理见图46-16。图中, E_n 是导体 N 的干扰源, B 是导体 B 的屏蔽导体。设导体 N 对屏蔽层 B 的分布电容为 C_1 ,导体 B 对屏蔽层 B 的分布电容为 C_2 , Z_g 是导体 B 对地的阻抗。

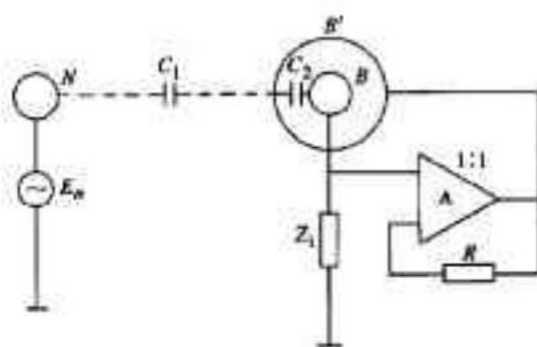


图 46-16 驱动屏蔽原理

当屏蔽层 B' 作为静电屏蔽时, B' 接地即可。此时, 只有在理想情况下, 导体 B 才不受干扰源 E_n 的影响。但实际上, 理想的静电屏蔽是不存在的。因为分布电容 C_1 、 C_2 的存在, 干扰源仍能通过分布电容耦合到导体 B 上而产生干扰作用。如果采用驱动屏蔽技术, 即把 B 导体的电位经 1:1 电压跟随器接到屏蔽层 B' 导体上, 则导体 B 和屏蔽导体 B' 的电位将相等, 这就使导体 B 与其屏蔽导体 B' 之间的空间没有电力线存在。因此, 干扰源 E_n (的电场) 就不会影响导体 B 。虽然导体 B 与屏蔽导体 B' 之间的分布电容 C_2 客观上还存在, 但由于 B 、 B' 之间等电位, 因此, 分布电容 C_2 不起任何作用。这就是驱动屏蔽抑制干扰的实质。

(二) 接地技术

在抗干扰措施中接地是与屏蔽紧密相关的, 无论是电缆屏蔽还是屏蔽罩都必须有一个适当的接地点, 才能有效地抑制干扰。如果接地点选择不当, 不但不能抑制干扰, 反而会引起干扰, 而使系统无法正常工作。可见接地技术不容忽视。

1. 一点接地准则 如果一个测量系统分别设有信号地线(信号公共基准零电位), 又有交流电源地线和安全保护地线时, 则需将三种地线连在一起, 再通过一点接地, 这就是一点接地的准则, 其接线原理见图 46-17。



图 46-17 三种地线一点接地

如果一个测量系统在两个不同点接地, 因两接地点不易获得同一地电位, 故对两点(多点)接地电路造成干扰。这时地电位差就成为测量系统的共模干扰源, 见图 46-18a。在信号源处有一接地点, 在测量放大器处又有一个接地点, 这两个接地点的地电位差就是引入共模干扰的主要来源。图中 U_n 是两点接地之间的电位差, R_n 为地电阻; R_i 为放大器的输入阻抗; R_1 、 R_2 为信号线的等效电阻; R_s 、 U_s 为信号源内阻和信号源电压。

当 $U_n = 100\text{mV}$, $R_n = 0.01\Omega$, $R_i = 1\text{k}\Omega$, $R_1 = R_2 = 1\Omega$, $R_s = 10\text{k}\Omega$ 时, 对两点电路, 经计算, 加在放大器输入端 R_i 上的干扰电压达 90mV 。也就是说, 地电位差的干扰电压几乎全部加在放大器上, 这个干扰将使测量电路无法正常工作。如果采用一点接地(即把其中一点悬空与地隔离), 如图 46-18b 所示, 则干扰将得到明显的抑制。对图 46-18a 来说, 由于只是在放大器的输入部分接地, 信号源与地隔离, 这就相当于信号源对地有一个很大的接地阻抗 Z_{G1} , 若 $Z_{G1} = 1\text{M}\Omega$, 在上述同样参数下, 放大器输入 R_i 上的干扰电压只有 0.09mV , 可见干扰电源大大减小。测量系统单点接地是消除共模干扰的重要技术措施。

2. 电缆屏蔽层的接地 在使用带屏蔽层的传输电缆时, 如果测量系统是一点接地, 则电缆的屏蔽层也应一点接地。即电缆屏蔽层应接至该测量系统所设置的接地点。当信号源为测量系统的接地点时, 电缆屏蔽层应接到信号源的接地点(公共端); 如果测量系统的接地点设在测量电路(放大器)时, 则电缆屏蔽层应接到测

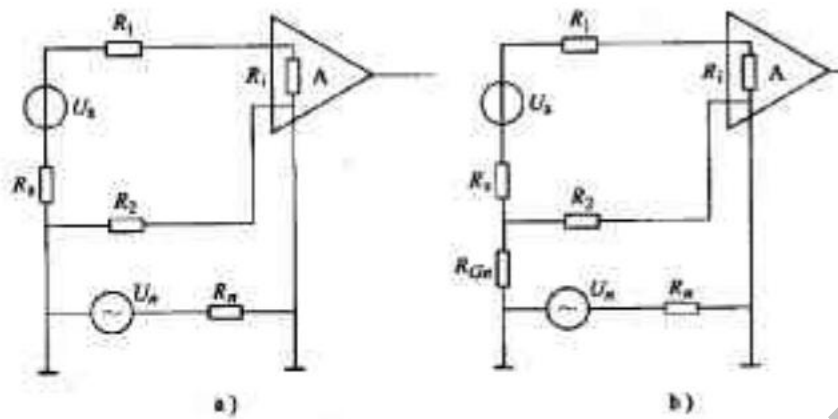


图46-18 接地测量系统
a) 两点接地 b) 信号源与地隔离的一点接地

量电路的接地端(公共端)。

(三)浮置(浮空、浮接)技术

电子测量装置的信号放大器公共地不接外壳,也不接大地,则称浮置。测量系统被浮置后,其测量电路与机壳或大地之间的阻抗明显提高(相当于绝缘电阻),这就阻断了干扰电流的通路,因此浮置与接地相比能大大减小共模干扰电流。

图46-19是某测温系统中被浮空的前置放大器。

图中前置放大器通过三个变压器与外界相联系,即输出变压器 T_1 ,反馈变压器 T_2 和电源变压器 T_3 。由于这三个变压器的隔离作用,使其模干扰不会产生回路电流。前置放大器不接地,也不接外壳,处于浮空状态。两个屏蔽层之间也相互绝缘。外层屏蔽层(仅接外壳)接大地,内层屏蔽通过变压器屏蔽与屏蔽电缆的屏蔽层相接一直延伸到信号源接地处。因此,浮置后的前置放大器能大大的抑制地电位差所造成的共模干扰。

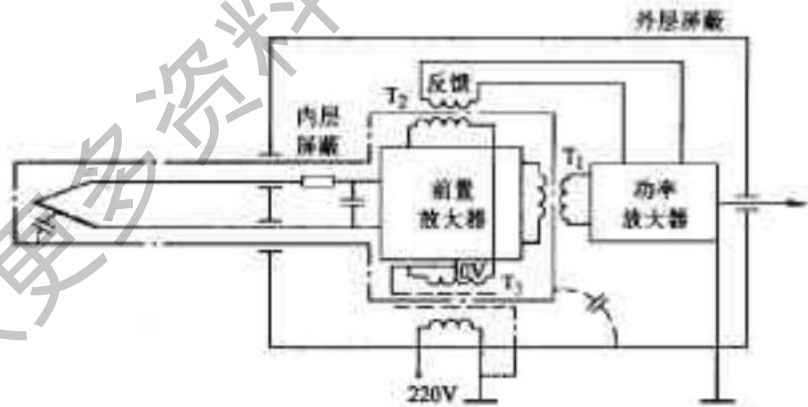


图46-19 浮空测量系统前置放大器

四、其它抑制干扰的措施

采用滤波器抑制高、低频干扰,特别是由导线引入的干扰是非常有效的措施。采用去耦滤波器可以抑制电源内阻产生的干扰。

为了切断共模干扰的电流回路,可采用各种隔离器件,如光耦合器、耦合变压器等。对于脉冲电路中的噪声抑制,可采用稳压管或二极管组成的脉冲干扰隔离门,阻断幅值较小的干扰脉冲。对于幅值和宽度都大于正常脉冲信号的干扰,则需采取相关量法来解决。相关量法的基本思路是,找出脉冲信号相关量,相关量

与脉冲信号同时作用到与门上,仅当两输入皆有信号时,才能使与门打开送出脉冲信号,这样就抑制了干扰脉冲。

在测量电路中,电源变压器是工频干扰的主要来源。变压器的漏磁通和变压器一、二次绕组之间的分布电容是引起干扰的原因。抑制绕组间分布电容产生干扰的措施,主要是将变压器一次侧、二次侧进行屏蔽。变压器屏蔽层的连接是具有两层屏蔽时,一次绕组的屏蔽接信号源地,二次绕组屏蔽层接测量电路的零信号电位基准线。为了提高共模干扰抑制比,可采用具有三层屏蔽的变压器。其连接方法是,一次侧屏蔽层接电网地(大地);中间屏蔽层接仪表的外壳;二次侧屏蔽层接测量电路的公共基准电位,参见图 46-19。

在实际被测信号中,往往含有各种噪声和干扰,其振幅和相位随时间的变化是无规则的,它们影响测量结果,出现随机误差。为了消除和减小测量中的随机误差,在智能化仪表中,利用微处理器的数据处理功能,对测量数据进行软件处理,可消除测量中出现的随机误差。同时,利用软件程序的灵活性,很容易设计出低通、高通、带通等数字滤波器,使得测量的数据更为真实可靠。

对于测量电路或仪表内部元件的安排和走线布线装配等也必须给予充分的注意。在实践中经常发现,同样原理的电路,同样的元件,仅仅是由于元件的安排位置和走线布线的方式不同,结果使电路的技术特性差异很大。由此可见,电路(特别前置放大级)元件的安排和走线、布线的方式也是非常重要的,实质上它也是抗干扰措施的一个重要方面。

为了能有效地抑制干扰,在安排仪表内部元件及设计走线布线的装配工艺时,一般应遵循以下原则:

1. 电路元件的安装位置应尽量根据信号的传输顺序排成一直线的走向,即按输入级、放大级、信号转换级、输出级的次序安排。不要相互交叉和混合安排,防止引起寄生耦合,避免造成互相干扰或产生自激振荡。
2. 对于电磁感应耦合元件(如变压器、扼流圈、振荡线圈等)的安装位置应远离输入级。它们之间也尽量安排得远一些,使其漏磁通互不影响。
3. 高输入阻抗放大器输入级的印制电路板走线应设计屏蔽保护环,防止漏电流经线路板绝缘电阻流入输入端。
4. 低电平测量电路中的电源变压器和输入变压器应相互远离外,还必须加屏蔽罩。
5. 对于电路较复杂、单元电路较多的仪表,可将有关单元电路分块装配,必要时将输入级与高频振荡级均用屏蔽层隔离。

6. 仪表内的布线原则

- (1) 输入级的弱信号线与输出级的强信号级以及电源线应尽量远离。
- (2) 直流信号线与交流信号线应远离。
- (3) 输入级与其它可能引起寄生耦合的线,严禁平行走线,彼此应尽量远离。
- (4) 低电平信号地线、交流电源地线和金属机壳地线应分开设置,最后集于一点接地。
- (5) 输入电缆的屏蔽层应选择适当的接地点。

以上所述只是一般基本考虑原则,实施时要根据实际情况,对具体问题进行分析,合理调整,切不可生搬硬套。

第四节 电源干扰的测试与抑制方法

常用的电网干扰抑制措施有电路滤波器、切断噪声变压器等。

(1) 电路滤波器

线路滤波器的内部结构如图 46-20 所示,由纵向扼流圈 L 和滤波电容 C 组成。1、2 为交流电网电源输入端口,3 为外部接地端,4、5 为电源输出端。恰当地确定 L 和 C 的数值,可有效地抑制电网中 100kHz 以上的干扰与噪声。

(2) 切断噪声变压器

切断噪声变压器的结构、铁芯材料、形状以及线圈位置都比较特殊,可以切断高频噪声磁通,使之不能感

应到二次绕组，既能切断共模噪声又能切断差模噪声。

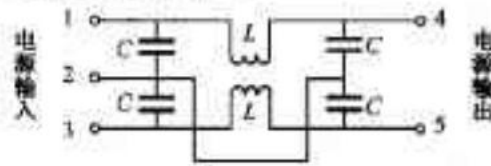


图 46-20 线路滤波器结构

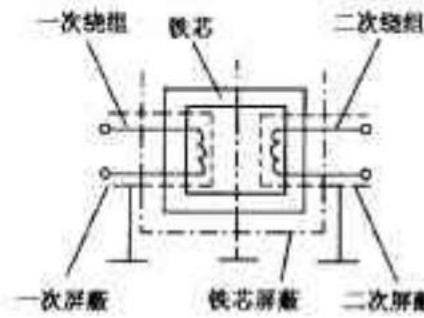


图 46-21 切断噪声变压器

图 46-21 中切断噪声变压器的一次侧、二次侧绕组分别绕在铁芯的不同处，且铁芯选用高频时有效磁导率尽量低的材料。干扰与噪声因频率高，在通过铁芯向二次侧绕组交连时被显著地衰减。而变压器中的有用信号因频率较低，仍可被正常地传输。切断噪声变压器还将一次、二次绕组和铁芯分别予以屏蔽并接地，切断了更高频率的干扰与噪声通过分布电容向二次侧绕组的传播。采用切断噪声变压器，可使测控设备对电网干扰与噪声的抑制能力显著提高，用脉冲干扰模拟器测得对电网干扰抑制的敏感阈值可达 5 000 V 以上。

获取更多资料

蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球

获取更多资料 微信搜索蓝领星球