

常用传感器应用电路

谭福年

电子科技大学出版社

常用传感器应用电路

谭福年 编著



电子科学大学出版社

内容简介

随着传感器不断发展,传感器应用电路的分析与设计日益受到广大读者和工程设计人员的重视。

本书共分六章,第一章介绍传感器的基础知识,第二章至第五章分别介绍四类常用传感器,即温度、力与压力、湿度与气体、位移传感器以及这些传感器的应用电路,第六章为非电量数据采集技术。

本书针对性强,实用性强,可作高等工科院校有关专业的教材,也可作工程技术人员参考书。

DV23/07

常用传感器应用电路

谭福年 编著

*

电子科技大学出版社出版

(成都建设北路二段四号)邮编 610054

四川省自然资源研究所印刷厂印刷

新华书店经销

*

开本 787×1092 1/16 印张 14 字数 32.5 千字

版次 1996 年 11 月第一版 印次 1996 年 11 月第一次印刷

印数 1—4000 册

ISBN 7-81043-495-0/TN·50

定价:15.00 元

前 言

传感器在非电量检测与工业生产过程中应用越来越广泛。当前,一方面利用新的传感原理研制各种新型传感器大量涌现;另一方面电子技术在传感器领域普遍应用,使传感器技术迅速发展。为了更好地应用传感器,人们需要了解传感器工作原理、性能和参数,也需要合理地优化设计和应用电路。目前,我国在传感器应用电路方面参考书尚不多见,编写本书的目的,就是为了弥补这方面的不足。

传感器技术涉及面非常广泛,为了使读者重点掌握这门技术基本概念与分析方法,本书将现今应用较广,使用较普遍的一类传感器总称为常用传感器,主要指温度、力与压力、湿度与气体、微位移等传感器,本书将讨论这一类传感器的工作原理与特性,并重要讨论这一类传感器的应用电路。本书在教材编排中,以常用非电量转换与处理为主线,介绍了常用传感器对非电量检测工作原理,应用电路组成与分析,敏感特性曲线的线性化,信号放大与获取,温度补偿等。全书力求重点突出,并有一定的深度和广度。在内容组织上,注意了尽量反映当前传感器应用领域新内容、新技术及新的方法。如信号的检测,非电量数据的采集、数码显示、反馈与补偿等。应用电路以模拟集成电路为主,也应用了数字电路及一些接口电路。

本书是在原教学讲义的基础上修改编写而成的,编写中力求简明扼要,突出应用。

本书主要是为应用电子技术与电子材料专业学生编写的教材。对于希望了解和应用常用传感器进行工程检测及过程控制的工程技术人员,也有一定参考价值。

本书编写过程中得到了许多同志的帮助,特别是电子科技大学出版社总编室许宣伟主任和编辑文利等同志大力协助,在此表示衷心的感谢。

由于作者水平有限,错误和不妥之处恳切希望读者批评指出。

编者

一九九六年三月

目 录

第一章 传感器的基本知识.....	(1)
§ 1-1 传感器的一般概念	(1)
一、传感器的组成	(1)
二、传感器所组成非电量的电测系统	(3)
三、传感器的分类	(6)
§ 1-2 传感器的静态特性	(6)
一、选择性	(7)
二、灵敏度	(7)
三、线性度	(7)
四、迟滞(滞回)	(9)
五、精度	(10)
§ 1-3 传感器动态响应特性	(10)
一、研究传感器动态特性的方法	(10)
二、传感器的数学模型	(11)
三、传输函数	(13)
四、一阶系统的动态响应	(15)
五、二阶系统的动态响应	(16)
§ 1-4 双向传感器的分析	(20)
一、机电模拟	(20)
二、双向传感器的网络分析	(23)
第二章 温度传感器及其应用电路	(26)
§ 2-1 温度的概念及温度标准	(26)
一、温度的概念	(26)
二、经验温标	(27)
三、热力学温标	(27)
四、国际实用温标	(28)
§ 2-2 电阻温度传感器	(29)
一、常用热电阻	(29)
二、热敏电阻	(32)
三、热电阻、热敏电阻的主要参数	(35)
四、电阻温度传感器特性曲线的线性化	(35)
§ 2-3 测温电桥电路	(38)
一、单电桥电路	(38)

二、电阻温度传感器在桥臂中的位置	(41)
三、单电桥的杂散热电势与泄漏	(45)
四、双电桥电路	(47)
五、有源测温电桥	(49)
§ 2-4 热电偶温度传感器	(53)
一、热电偶测温的工作原理	(53)
二、热电偶的基本定律	(56)
三、热电偶材料和结构	(58)
四、热电偶的主要特性	(61)
§ 2-5 热电偶实用测温电路	(63)
一、热电偶的冷端温度处理	(64)
二、动圈式显示电路	(65)
三、直流电位差计	(66)
四、多点温度的测量	(69)
§ 2-6 集成 P-N 结温度传感器	(70)
一、P-N 结的温度特性	(70)
二、集成 PN 结对温度传感器	(72)
三、集成温度传感器的实用电路	(72)
第三章 力与压力传感器及应用电路	(75)
§ 3-1 概述	(75)
一、力的概念	(75)
二、压力的概念	(76)
§ 3-2 力与压力检测的工作原理	(78)
一、力-应变-电阻效应	(78)
二、力-压电效应	(80)
三、力(压力)-压阻效应	(84)
§ 3-3 金属电阻应变传感器及应用电路	(86)
一、直流电位计检测电路	(88)
二、单电桥应用电路	(89)
三、交流电桥应用电路	(93)
四、同步检波检测电路	(96)
五、应变信号的两种检测电路的特点	(98)
§ 3-4 压电传感器及其应用电路	(100)
一、压电传感器的结构形式	(100)
二、压电传感器的两种应用	(102)
三、压电传感器的等效电路	(105)
四、压电传感器的应用电路	(107)
五、电荷放大器组成的一种测量电路	(112)
§ 3-5 硅压阻式传感器及其检测电路	(115)
一、硅压力膜片应力分布	(115)

二、硅压阻芯片设计中的一些问题	(117)
三、压阻传感器的电桥应用电路	(119)
四、集成压阻式压力传感器	(122)
第四章 湿度、气体传感器及应用电路	(125)
§ 4-1 湿度的表示方法及湿敏器件主要特性参数	(125)
一、湿度的表示方法	(125)
二、湿敏器件主要特性参数	(127)
§ 4-2 湿度传感器的工作原理	(129)
一、半导体陶瓷湿敏电阻	(130)
二、多孔氧化物湿敏器件	(135)
三、其他湿敏器件	(139)
§ 4-3 湿度传感器的应用电路	(139)
一、湿度传感器感湿特性曲线的线性化	(139)
二、陶瓷湿敏电阻的应用电路	(143)
三、多孔 Al_2O_3 湿敏器件的应用电路	(147)
§ 4-4 气敏传感器分类及结构	(150)
一、半导体气敏传感器的分类	(150)
二、电阻型气敏器件	(151)
三、非电阻型气敏器件	(152)
§ 4-5 SnO_2 气敏传感器及应用电路	(154)
一、 SnO_2 气敏器件工作原理	(154)
二、 SnO_2 气敏器件特性参数	(155)
三、 SnO_2 气敏传感器应用电路	(157)
§ 4-6 Pd-MOSFET 氢敏传感器及应用电路	(159)
一、Pd-MOSFET 氢敏器件的工作原理	(159)
二、Pd-MOSFET 氢敏器件的特性参数	(161)
三、Pd-MOSFET 氢敏器件应用电路	(161)
第五章 位移传感器及应用电路	(166)
§ 5-1 感应同步器及数显电路	(166)
一、感应电压和耦合系数与位移的关系	(166)
二、改变激励电压幅度使感应电压为零	(168)
三、位移量数字显示电路	(169)
四、数字量转换为位移模拟量	(171)
§ 5-2 磁栅传感器及显示电路	(175)
一、磁栅结构与工作原理	(175)
二、数字测量原理	(178)
§ 5-3 编码传感器及数显电路	(179)
一、基本结构与原理	(179)

二、测量电路	(180)
第六章 非电量数据采集技术	(183)
§ 6-1 概述	(183)
§ 6-2 模拟信号的数字化	(184)
一、模拟信号的量化与编码	(184)
二、采样过程与采样定理	(186)
§ 6-3 采样-保持电路	(189)
一、采样-保持电路的工作原理	(189)
二、几种典型采样、保持电路	(191)
§ 6-4 模拟多路开关与检测放大器	(194)
一、模拟多路开关的工作原理与主要技术指标	(195)
二、两类实用模拟多路开关电路	(196)
三、检测放大电路	(197)
四、锁定检测放大电路	(200)
§ 6-5 模数与数模转换器	(201)
一、数-模转换器(D/A 转换器)	(202)
二、模-数转换器(A/D 转换器)	(205)
§ 6-6 非电量数据采集系统举例	(208)
一、采用 PC 机的数据采集系统	(208)
二、8031 单片机数据采集系统	(210)

第一章 传感器的基本知识

§ 1-1 传感器的一般概念

传感器是一种将非电量(物理或化学量)转换为与之有确定对应关系的电量输出的一种装置。这种装置也叫变换器或称换能器。

如图 1-1, x 为传感器输入非电量, 其物理量指热学、声学、光学、机械量中的温度、湿度、气体、压力、位移等物理量。其化学量指物质化学成分、浓度、透明度等化学量。图中 y 为传感器输出电量, 如电压、电流、频率、电容、电感等其他电量。

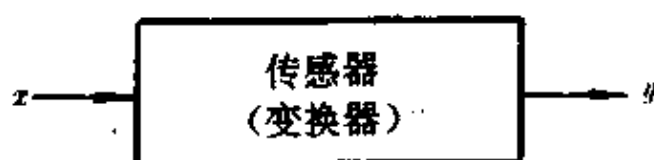


图 1-1

对于某些传感器, x 与 y 是不可逆的(单向性), 即只能由非电量转换为与之对应的电量, 而不能由电量转换为与之对应的非电量。但是有些传感器如某些机械非电量可转换为与之对应的电量。而电量也可转换为与之对应的非电量。这类传感器是可逆的(双向性)。

不论传感器作单向变换, 还是双向变换, 传感器是一个把所测非电量变成电量, 或将电量变换成非电量(某些机械量)的装置。因此是一种获得信息的手段, 它在非电量电测系统中占有重要位置。它获得信息的正确与否, 关系到整个测量系统的精度, 如果传感器的误差很大, 后面的测量电路、放大器、显示器等的精度再高也将难以提高测量系统的精度。可以说, 没有精确可靠的传感器, 就没有精确可靠的自动检测 and 控制系统。近些年来, 由于计算机技术的突飞猛进和微处理器的兴起, 致使国民经济任何一个部门中, 各种物理量、化学量和生物量形态的信息都有可能通过计算机来进行正确、及时的处理。但是各种微处理器或计算机都要通过传感器来获得信息, 所以有人把计算机比喻为一个人的大脑, 传感器则是人的五官。

一、传感器的组成

传感器通常由两个基本环节组成, 见图 1-2 所示。

敏感元件(预变换器) A , 当具体完成非电量到电量的变换时, 并非所有非电量都能利用现有技术直接变换为电量, 必须进行预变换。就是说, 将被测非电量预先变换为另一种易于变换成电量的非电量, 然后再变换为电量。例如压力传感器中膜片就是敏感元件, 它首先将压力预变换为位移, 然后再将位移量变换为电容量。能完成预变换的器件称为敏感元件, 又称预变换器。

变换元件 B , 能将感受到的非电量直接变换为电量的器件称为变换元件, 例如直接把温度变换为电阻的热电阻传感器, 位移可直接变换为电容、电阻、电感的电容传感器等。因

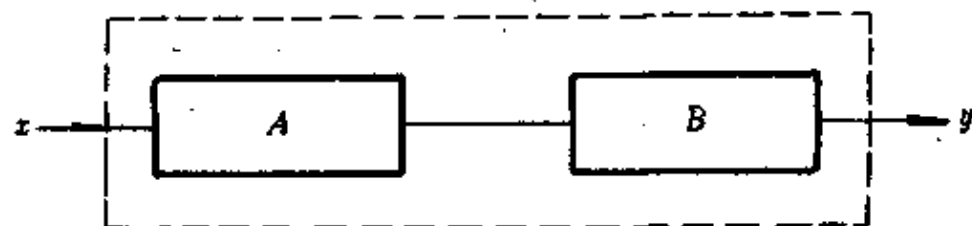


图 1-2

为有些敏感元件也有输出电量(例如热电偶、应变片),此时就兼有变换元件的作用。所以有些传感器并不包括敏感元件。

由于传感器可以看作两个单元部分组成,由不同 A 、 B 可以组合各类传感器。

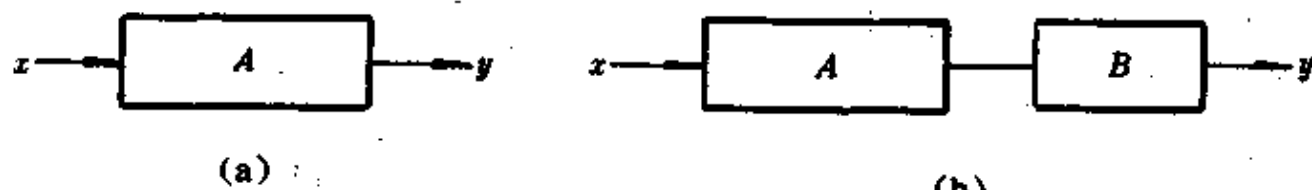


图 1-3

1. 直接检测型

如图 1-3,两种形式,都是直接由非电量感受信息,(a)为敏感元件与变换元件两个环节无明显区别,如用测量温度的热电阻传感器,热电偶传感器等等。(b)为 A 与 B 有明显区别,如压力传感器,先由敏感元件膜片感受压力而产生位移(或振动),再由位移变换为电容。

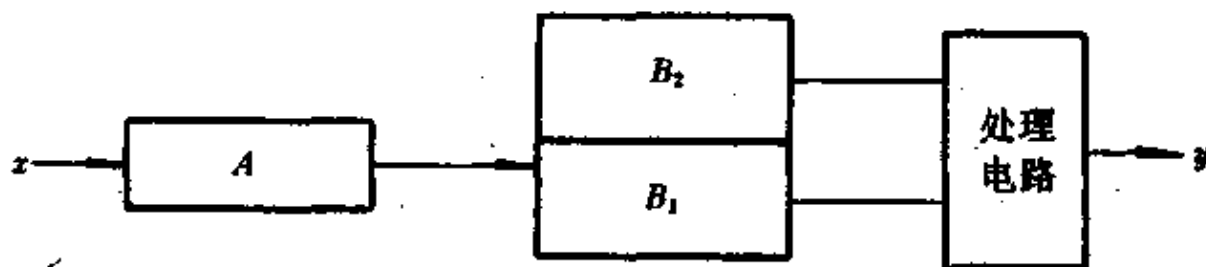


图 1-4

2. 抗干扰补偿型

如图 1-4,为消除温度和电源等因素影响,传感器可采用两个完全相同变换元件 B_1 , B_2 ,使其中一个元件感受被测非电量,另一个不感受非电量,由于两元件同时受干扰,加于电路后专用一个变换元件抵消干扰,从而可以提高测量精度。

3. 差动型

由于传感器输入、输出特性曲线非线性(见后面讨论),使用起来非常不便,为了提高线性度,方法之一便是将传感器接成差动型,如图 1-5,传感器工作在差动方式可以消除电气元件偶次分量。

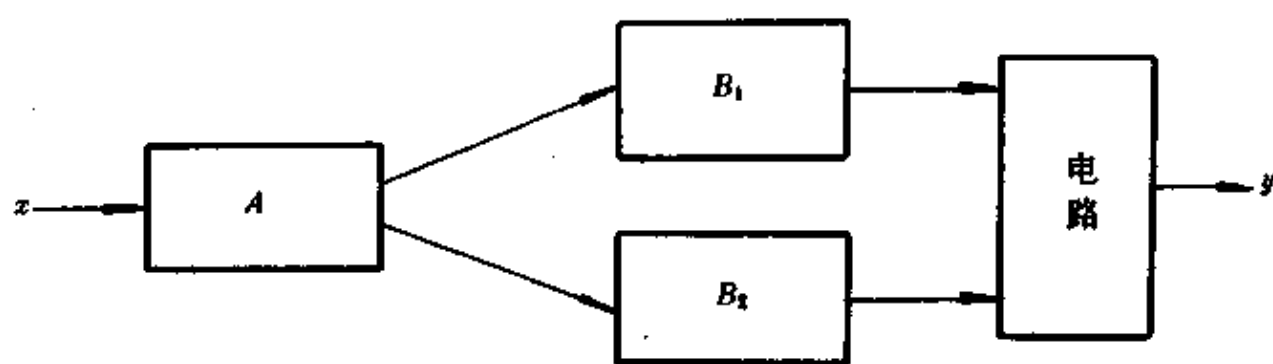


图 1-5

上图中 B_1 、 B_2 是完全相同的变换元件,并同时感受被测量,但感受方向是相反的,例如压力传感器。

4. 反馈型

如图 1-6,用传感器兼作反馈元件,由于反馈元件的负反馈作用,可使整个系统输入端处于平衡状态。常用的有力反馈(或位移)和热反馈型两种。由于反馈的作用,使系统稳定性和其他性能均有所提高。

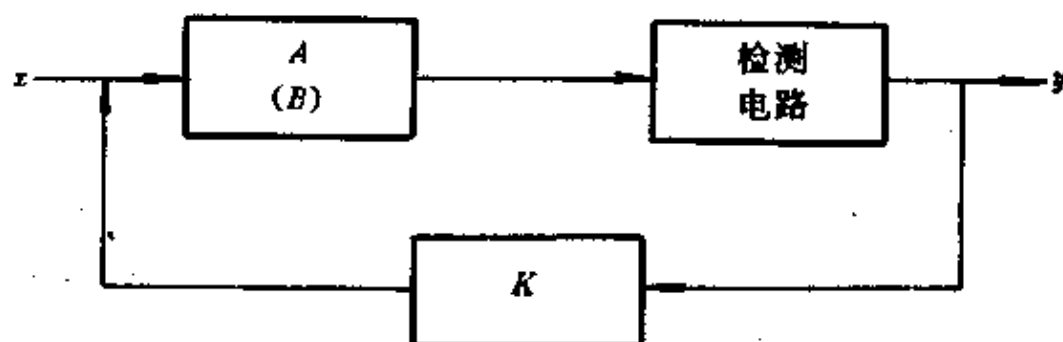


图 1-6

二、传感器所组成非电量的电测系统

一个完整的非电量电测系统,包括了信息的获得,信息的转换,信息的显示和处理等几个部分,如图 1-7 所示。

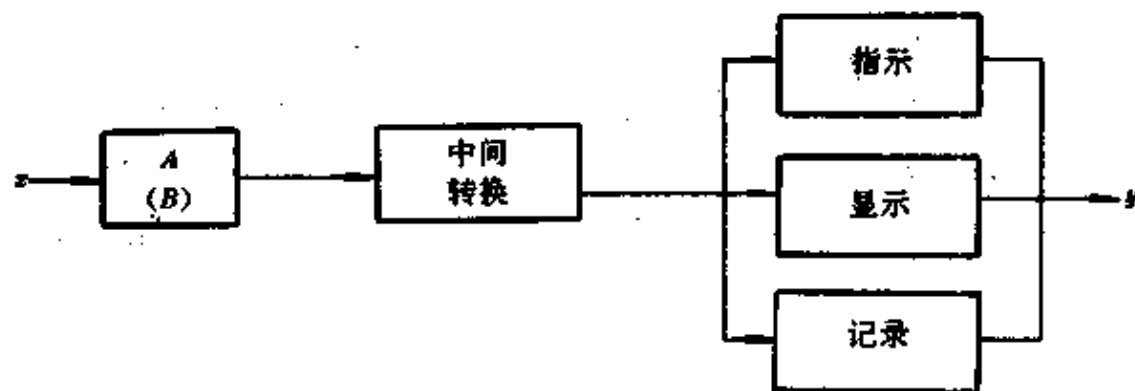


图 1-7

1. 传感器

它是采集信息的主要部件,它将待测的非电量(物理量、化学量...),检测出来,并将其变换为另一种可用形式,如机械的、气动的、液压的或电量等信号,本课程主要讨论的是电信号。

一个待测量,往往有多种不同的检测方法和手段。例如温度的测量,可以利用测热电阻来测量,也可以利用热电动势原理用热电偶来测量,还可以利用热膨胀原理来测量。现在还可以测量P-N结电压来测量温度等等。在另一方面,不同待测量又可能采用同一种检测方法或手段。例如,力、位移、压力、气体、速度、流量……等参数都可以用应变式传感器来测量。因此,究竟采用哪一种传感器是非电量电测系统中首先要解决的问题。正确的选择原则主要依据使用要求,同时需要考虑经济原则。

使用要求主要有以下几个方面:

- (1)待测量的性质是静态还是动态,单个的还是连续的,单参数还是多参数,单通道还是多通道等等;
- (2)要求测量精确度和稳定性;
- (3)灵敏度和量程范围;
- (4)工作条件和使用环境;
- (5)其他的特殊要求。

2. 信号传输和处理电路

传感器输出信号必须通过某种方法,途径传送到终端设备。为此,在传输过程中,需要根据传感器输出信号的特性,工作方式以及终端设备的要求,对传感器输出信号进行各种形式的处理。如阻抗变换、电平转换、屏蔽隔离、放大、滤波、调制、A/D和D/A变换、送入计算机处理等等。同时还需要考虑信号在传送过程中可能受到的影响,如噪声、温度、环境等,采取一定的措施,不同的待测对象处理方式不一定相同。

信号处理电路对传感器输出信号,要考虑的问题大体上有:

- (1)传感器输出信号形式,是模拟信号还是数字信号,电压还是电流;
- (2)传感器输出电路形式,是单端输出还是差动输出;
- (3)传感器电路输出能力,是电压还是功率,输出阻抗要求;
- (4)在传感器输出其他性能指标,如线性度、信噪比。

需要指出的是由于微细加工技术的发展,当前传感器与处理电路往往可以融为一体,即二者无明显界限,如在处理电路采用线性化措施,可以极大地修正传感器输出特性的非线性。从而弥补了传感器的不足,提高了测量系统的性能,使之更好地满足使用要求。

3. 终端电路

测量目的不仅为了获得信息——数据,在一定程度上更主要的是为了生产和研究的需要。因此,测量系统的终端电路的范畴,应该包括指示和记录设备,以及可能的各种控制用的伺服机构或元件。属于哪一类视非电测量系统输出任务而定。

显示的方式,目前常用的有三类:模拟显示,数字显示和图像显示。模拟显示就是利用指针对标尺的相对位置来表示读数,常用的有毫伏表、毫安表、微安表等指示器。数字显示

是用数字形式来显示读数,实际上是一只专用数字电压表或数字频率计等。图像显示是用屏幕显示读数或者被测参数变化的曲线。在测量过程中,有时不仅要读出被测参数的数,而且还要了解它的过程,特别是动态过程的变化,这根本无法用显示仪表指示,则要将信号自动记录下来或送打印机打印。

在测量仪器中,通常把传感器部分称为一次仪表,而测量电路和输出部分合称为二次仪表。在这两部分内,传感器占有极重要的地位。当测量环境比较复杂,要求测量精度高特别是有些非电量难以有效地变换成电量时,传感器的设计和选用就成为能否完成非电测量任务的关键。

综上所述,由于非电量电测技术具有测量精度高,反应速度快,能够自动、连续地进行测量,可以进行遥测,便于自动记录,可以与计算机联接进行处理,可采用微处理机做成智能仪器等优点,所以在各科学部门得到了广泛的应用,并陆续发展了各种类型的非电量电测仪器。特别是现代测试都是由静态向动态发展,非电量电测技术更显示了它的优越性。

在电力、石油、化学工业中,通常有两类参数必须加以检测。一类是为了保证生产过程能正常高效地进行,对工艺参数(如温度、压力、流量等)进行检测和控制。例如化工厂的合成塔中氮气和氢气合成氨,压力和温度是这个化学反应的主要因素,它们将影响化学反应速度,必须加以控制,而要控制时首先要能测量出过程中的数值。所以在一个自动化生产过程中,必须采用非电量检测,以便进行自动控制和集中管理。另一类是动力设备的检测,由于现代化规模生产越来越大,在高度集中自动化控制情况下,为确保生产安全,防止事故发生,对于动力设备的检查,成为十分重要的内容。例如对气轮机的轴向位移和径向振动的监视,轧钢电机轴瓦温度监控,对压力容器和蒸汽锅炉在生产运行中的泄漏、裂纹的检测,这些均需要非电量电测。目前在这方面已形成了监测系统或保护系统,随着微处理器和电子计算机的发展,现在又发展到故障自动诊断系统。

在机器制造工业中,以机床为例来看,以前只是测量一些静态或稳态下的性能参数,而现在提出了要测量动态特性。如在切削状态下的动态稳定性、自激现象、加工精度等。因此就要利用压电传感器、测力仪和速度传感器等非电量电测仪测量刀架、床身等有关点的振动、机械阻抗等参数来检测其动态特性,找出薄弱环节,提出改进意见。在自动化机床中,采用了大量的传感器在生产过程中检测工件尺寸、形状和表面质量;用自动反馈系统中的敏感元件(如光栅、磁尺……等)来控制机床的行程、起动、停止和换向。在研制汽车和拖拉机进行大量的试验工作中,如测量汽车和拖拉机大梁的工作应力分布,牵引力和悬杆应力的分布,牵引效率、轴的传递功率和强度、行驶加速度等,这些量可以用非电量电测技术来解决。

在轻工业部门,如纺织、造纸等工业中现也大量地采用了非电量电测技术,如机械张力计、流量计、温度、湿度等非电量检测已大量被采用。

国防工业中,非电量电测技术用得更多,大多新型的非电量传感器都是因国防工业需要而发展起来的。例如研制一架飞机,从设计,制造到样机试飞,都要经过严格的测试。为了研究飞机的强度,要在机身、机翼上贴上几百片的应变片;为了研究它的特性,必须进行多点激振和机械阻抗的测定;在试飞时要测量发动机的参数(转速、转矩、振动……等),以及机身上有关点的应力、温度、振动、管道内的压力、流量等。对这些参数,不仅要测量,而

且还要记录下来进行分析,这就需要采用非电量电测技术。

在其他各科学研究和工程部门,如生物医学工程等部门,也都需要用非电量电测仪测量有关的参数。

从上面的一些例子,可以看出非电量电测技术的重要性及其应用的广泛性。

三、传感器的分类

在非电量测试中,应用的传感器种类繁多,不胜枚举。有的传感器可以同时测量多种参数,而有时对于一种物理量又可用多种不同类型的传感器进行测量。因此,对传感器分类就有很多方法,如表 1-1 所示。

表 1-1

分类方法	传感器种类	说 明
按被测电量分类	温度传感器、湿度传感器、压力传感器、气体传感器、位移传感器等	传感器以被测非电量命名
按工作原理分类	热电阻式、湿敏电阻式、压电式、应变式、电容式等	以传感器工作原理命名
按物理现象分类	结构型传感器	传感器依赖其结构参数变化实现信息转换
	能量控制型传感器	由外部供给传感器能量,而由被测量来控制输出能量
按输出信号分类	模拟式传感器 数字式传感器	输出为模拟量 输出为数字量

§ 1-2 传感器的静态特性

传感器的输出-输入特性是传感器的外部特性,与传感器内部参数有密切关系。因为传感器不同的内部结构参数决定它具有不同的外部特性。

传感器所测非电量(机械量、热工量、电磁量、光学量……)基本上有两种形式,一种是稳态(静态)的形式,这种信号不随时间变化(或变化很缓慢)。另一种是动态(周期变化或瞬态)的形式,这种信号是随时间变化而变化的。由于输入非电量状态不同,传感器所表现出的输出-输入特性也不同,因此存在所谓静态特性和动态特性。由于不同传感器有不同的内部参数,它们的静态特性也表现出不同的特点,对检测结果的影响也各不相同。一个高精度的传感器,必须有良好的静态特性和动态特性,这样它才能完成信号(非电量)无失真转换为电量。

传感器在稳态信号作用下,其输出-输入关系称为静态特性,衡量传感器静态特性的

重要标志是选择性、线性度、灵敏度、迟滞和重复性。

一、选择性

前面讨论了传感器输入-输出特性,这是传感器的基本特性,输入非电量 x 与输出量关系称为变换函数 $y=f(x)$ 。传感器实际应用时,输入非电量泛指测量环境赋予传感器的许多其他影响参量,如压力、温度、湿度、力、位移、声与光等等。如图 1-1 所示。

因此,理想情况下变换函数应为一元函数,但实际上传感器的输出量受上述干扰因素的影响,因而实际上变换函数是多元函数。

$$y = f(T, P, \Phi, RH, x, \dots) \quad (1-1)$$

其中 T 为温度;

P 为压力;

F 为机械力;

RH 为湿度;

x 为位移。

这样,输出量与被测量 x 将不能单值对应,这是传感器所不希望的,所以设计测量传感器的重要任务是采用具有选择性能的变换元件。它们应有抑制干扰,使干扰参数对输出量 y 的影响在最低水平。因此,对于每一个传感器,应找出它的“固有输入量”,这就是说,一切其他干扰因素存在的背景下,它能最好地感受输入量。各个因素变化量 (dT, dP, dF, \dots) 与所引起的输出量的变化 dy 应存下面的关系:

$$dy = \frac{\partial f}{\partial T} dT + \frac{\partial f}{\partial P} dP + \frac{\partial f}{\partial F} dF + \dots \quad (1-2)$$

上式中各增量 dT, dP, dF, \dots (的系数 $\frac{\partial f}{\partial T}, \frac{\partial f}{\partial P}, \frac{\partial f}{\partial F}, \dots$) 分别为各影响量的灵敏度。具最高灵敏度的影响量是变换器的固有输入量,其他影响作为干扰参量。设计传感器应把干扰量限制在相对最低水平,使传感器的变换函数接近固有输入量的一元单值函数,即只对所检测非电量进行选择,其他非电量影响限制在相对最低水平。例如热电偶传感器,它的输出热电势对温度最敏感,而对其他如压力、振动等的灵敏度最低。

二、灵敏度

传感器输出增量与输入(被测量)增量之比,用 S 表示即

$$S = \frac{dy}{dx} = \frac{\text{输出量的增量}}{\text{输入量的增量}} \quad (1-3)$$

通常用工作直线的斜率来表示。对于具有明显非线性传感器利用 dy/dx 表示某一工作点的灵敏度,或者用某一较小的输入量区间内拟合直线的斜率表示。如图 1-8 所示。对于线性传感器,它的灵敏度是它的静态特性的斜率,亦即 $S=y/x$ 。有许多传感器是有源的,即要在一定电压或电流对传感器进行激励,则应说明是在多大电源电压(或电流)值下的灵敏度。例如以多少 mV/V 表示灵敏度。

三、线性度

又称为非线性,表示传感器的输出与输入之间的关系曲线与选定工作曲线的靠近(或

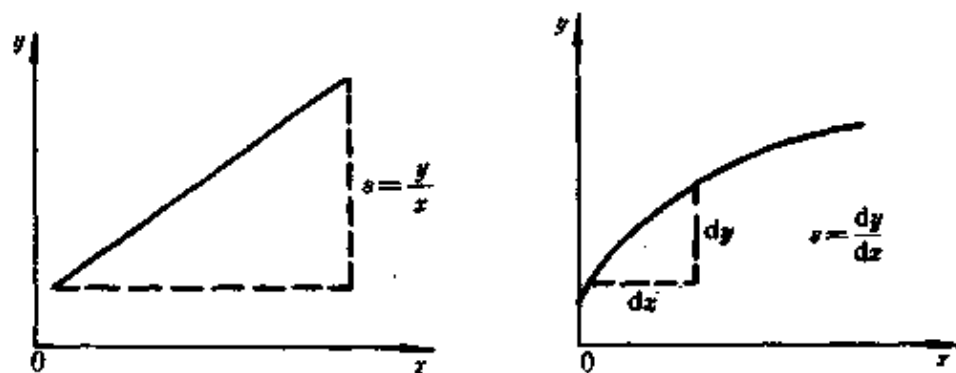


图 1-8

者说偏离)的程度。传感器的线性通常在标定以后确定。在标定过程中,我们由小到大再由大到小给传感器赋各种输入值,同时记录传感器的输出值,这样就得到一系列的以输入值为自变量,以输出值为因变量的数据点。它们反映了输入与输出的函数关系,称为实际工作曲线。然后用某种方法作一条拟合直线去逼近这些数据点,这条拟合直线就是工作曲线,测量时就是根据传感器的输出值按这条工作直线来确定其输入值(被测的量)的,传感器的线性就用工作直线与实际工作曲线之间最大的偏差与满量程输出之比来表示。显然,由于工作直线的作法不同,线性度的数值也就有所不同。

传感器如果不考虑迟滞及重复性效应,其输入-输出特性曲线可如图 1-9 所示的几种情况。在实际运用中,如果非线性项的幂次方不高,则在输入量变化不大的范围内,可以用切线或割线代替实际曲线的某一段,使传感器的输入-输出特性近似于线性,这称为传感器特性的线性化。

实际上许多传感器的输入-输出特性是非线性的,一般可用下列多项式表示输入-输出特性。

$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n \quad (1-4)$$

式中 y ——输出量;

x ——输入量;

$a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ ——参数。

从式(1-4)可见,一般的静态特性是由线性项 $a_0 + a_1x$ 和 x 的高次项所决定。当 $a_0 \neq 0$ 时,表示即使在没有输入的情况下,仍有输出,通常称为零点偏移。式(1-4)可能有四种情况。

1. 理想线性特性。如图 1-9(a)所示线性方程 $y = a_1x$ 。在这种情况下

$$a_0 = a_2 = a_3 = \dots = a_n = 0$$

因此得到

$$y = a_1x$$

因为直线上任何点的斜率都相等,所以传感器的灵敏度为

$$S = a_1 = \frac{y}{x} = \text{常数}$$

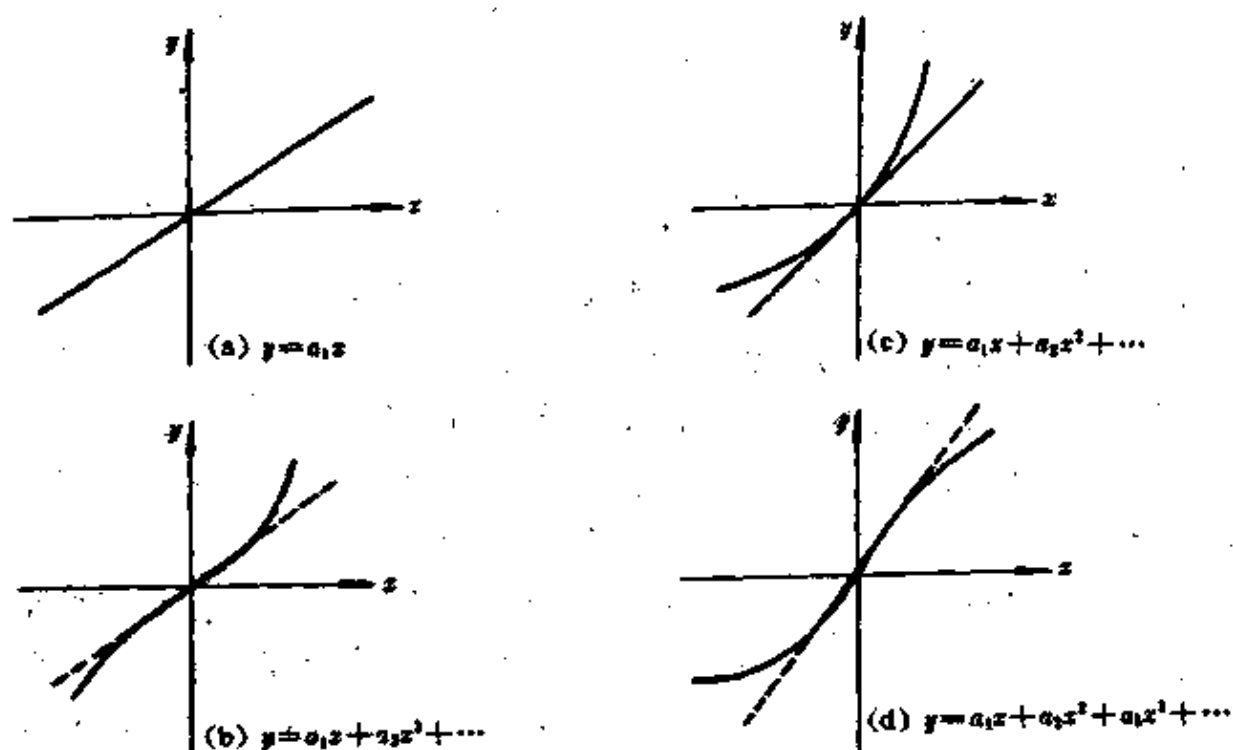


图 1-9

2. 式(1-4)中只有奇次项时,即输出-输入特性方程为

$$y = a_1 x + a_3 x^3 + a_5 x^5 + \dots$$

因为它没有对称性,所以线性范围较窄,一般传感器设计很少采用这种特性。

4. 普遍情况,对应特性如图 1-9(d)所示,在实际使用时,如果非线性方程中 x 的幂次方不高,则在输入量变化范围不大的条件下,可把实际曲线某一段用切线或割线来代替,这种做法,称为静态特性的线性化。

四、迟滞(漏回)

迟滞(或称漏回)特性表明传感器在(输入量增大)行程期间输出-输入特性曲线不重合的程度,如图 1-10 所示。也就是说,对应于同一大小的输入信号,传感器正反行程的输

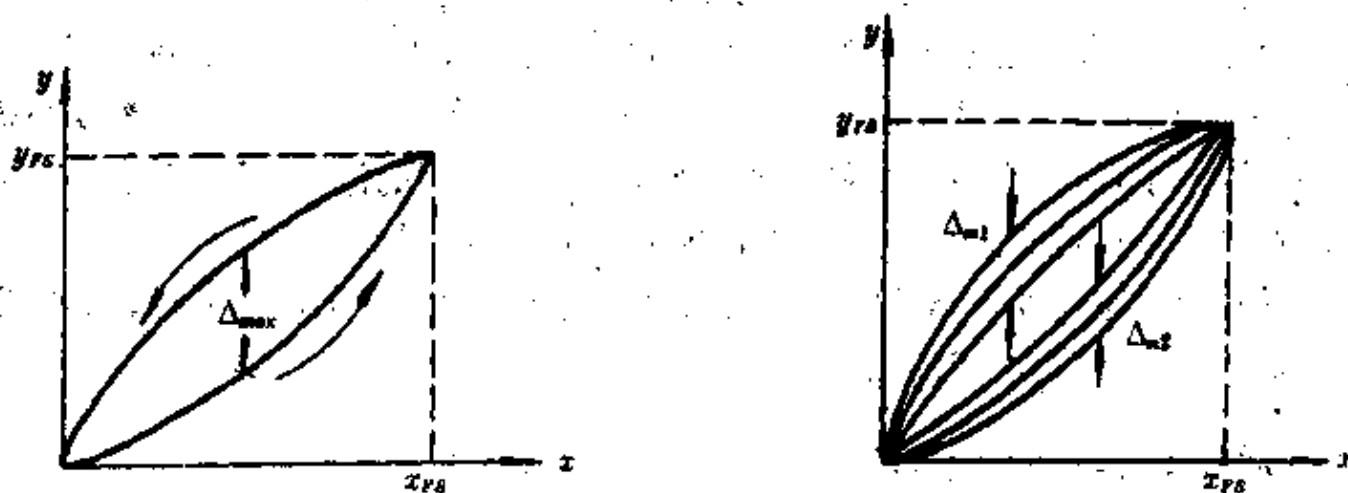


图 1-10

出信号大小不相等,这就是迟滞现象。迟滞产生的主要原因是传感器内部存在损耗。

迟滞大小一般要由实验方法确定,用最大输出差值 Δ_{\max} 对满量程输出 y_{fs} 的百分比表示:

$$\sigma_1 = \frac{\Delta_{\max}}{y_{fs}} \times 100\% \quad (1-5)$$

式中 Δ_{\max} ——正反行程输出值间的最大差值。

σ_1 反映传感器在不变的工作状态下,重复地给予某个相同输入值时,其输出值的一致性,其意义与精密度相似。传感器的重复性一般在标定过程中来确定,但具体的方法也不统一,一般是在传感器全量程内连续进行多次重复标定,根据所得各特性曲线来确定重复程度。有的只有接近满量程值的某个输入值进行多次重复标定,然后根据其输出数据的分散程度来计算重复性。重复特性的好坏还与许多随机因素有关。

为衡量重复性指标,一般可用极限误差来表示,即用标准数据与相应行程输出平均值之间的最大偏差值,对满量程输出的百分比表示重复性误差。这时要求求出正行程多次测量的各个测试点输出值之间的最大偏差(如图 1-10 所示),以及反行程多次测量的各个测试点输出值之间的最大偏差,再取这两个最大偏差中之较大者为 Δ_{\max} ,从而根据 Δ_{\max} 与满量程输出 y_{fs} 的百分比计算出重复性

$$\sigma_1 = \pm \frac{\Delta_{\max}}{y_{fs}} \times 100\% \quad (1-6)$$

五、精度(或精确度)

表示测量结果与被测的“真值”的靠近程度。精度一般是在校验或标定的过程中来确定的,此时“真值”则靠其他更精确的仪器或工作基准来给出。而这些作为标准或基准的仪器,则必须能定期直接或间接地与国家(或国际)的绝对基准量(如长度、质量时间等)进行对比。

§ 1-3 传感器的动态响应特性

在测量静态信号时,线性传感器的输出-输入特性是一条直线,二者之间有一一对应的关系,而且因为被测信号不随时间变化,测量和记录过程不受时间限制。而在实际测试工作中,大量的被测信号是动态信号,传感器对动态信号的测量任务不仅需要精确地测量信号幅值的大小,而且需要测量和记录动态信号变化过程的波形,这就要求传感器能迅速准确地测出信号幅值的大小和无失真地再现被测信号随时间变化的波形。

传感器的动态特性是指传感器对于随时间变化的输入量的响应特性。其输出量与输入量不是个定值,而是时间的函数。

一、研究传感器动态特性的方法

对于随时间变化的输入信号,通常分为二种类型:正弦信号与脉冲信号。所以研究动态特性可以对时域和频域两个方面采用瞬态响应和频率响应来分析。

在采用正弦输入信号研究传感器频率动态特性时,常使用幅频特性和相频特性,描述传感器动态特性,其重要指标是频带宽度,如图 1-11(a)是一个典型对数幅频特性曲线,图中 0dB 的水平线是理想传感器的幅频特性,因为 $H(\omega)=k$,故 $20\lg H(\omega)/k=0$ 。如果某传感器的幅频特性曲线偏离理想直线 $\pm 3\text{dB}$,即 $H(\omega)=0.707\sim 1.41$ 。幅频特性曲线超出直线所对应的频率分别叫做下截止频率 ω_L 和上截止频率 ω_H 。这两个频率的区间($\omega_H\sim\omega_L$)称为传感器的频响范围,或称通频带或频带。

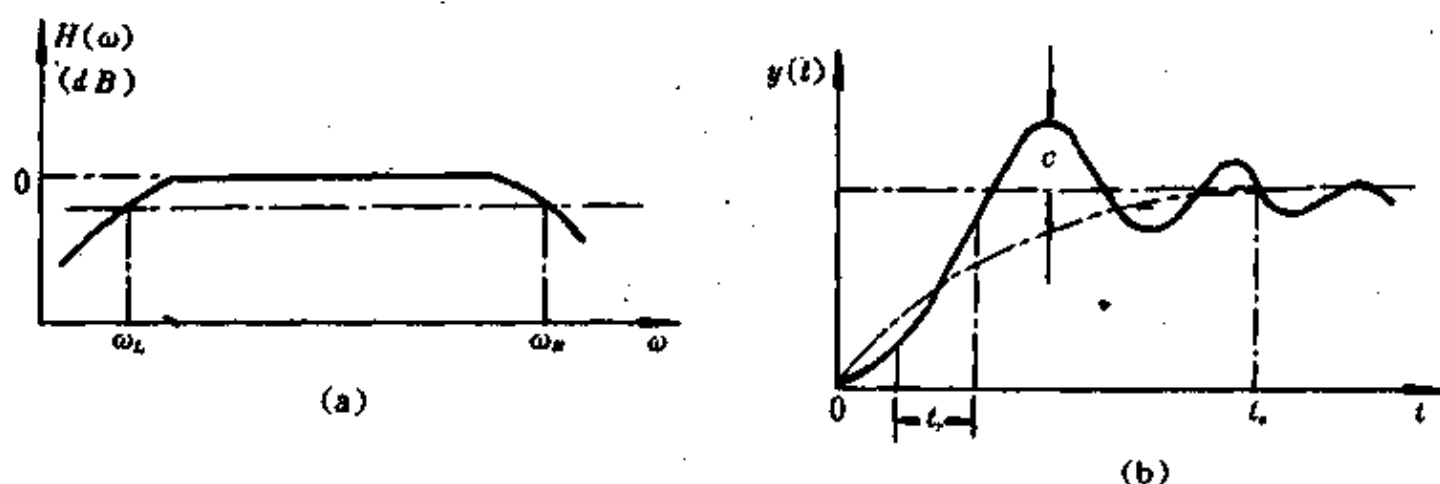


图 1-11

在采用阶跃输入研究传感器时域动态特性时,其动态特性常用上升时间 t_r ,响应时间 t_s ,过超量 C 等参数来综合描述,如图 1-1(b)所示。上升时间 t_r 是指输出 $y(t)$ 最终稳定值的 5%或 10%变到最终稳定值的 95%或 90%所需要的时间。响应时间 t_s 是指从输入量开始起作用到输出 y 进入稳定值所需要的时间。过超量 C 是指输出第一次达到稳定值后又超出稳定值而出现的最大偏差,常用相对于最终稳定值的百分比来表示。

二、传感器的数学模型

传感器实质上是一个信息(能量)转换和传递的通道,在静态测量情况下,其输出量(响应)与输入量(激励)的关系符合(1-1)式,即输出量为输入量的函数。在动态测量情况下,如果输入量随时间变化时,输出量能立即随之无失真地变化的话,那么这样的传感器可以看作是理想的。但实际的传感器,总是存在着如弹性、阻尼等元件。这时,输出 y 不仅与输入 x 有关。而且还与输入量的变化速度 $\frac{dx}{dt}$ 、加速度 $\frac{d^2x}{dt^2}$ 等有关。

在研究传感器的动态响应特性时,一般都忽略了传感器的非线性和随机变化等复杂因素,把传感器看成是线性的,用定常的系统来考虑。在多数情况下把传感器简化为一个集总参数系统,因而用带系数的线性常微分方程来描述其输入和输出之间的关系,即

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y \\ = b_n \frac{d^n x}{dt^n} + b_{n-1} \frac{d^{n-1} x}{dt^{n-1}} + \dots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x \end{aligned} \quad (1-7)$$

式中 a_n, a_{n-1}, \dots, a_0 和 b_n, b_{n-1}, \dots, b_0 均为与系统结构参数有关的常数。 $x=x(t)$ 是输入信号, $y=y(t)$ 是输出信号。对于传感器而言,除了 $b_0 \neq 0$ 之外,一般 $b_1=b_2=\dots=b_n=0$ 。常见传感器的物理模型通常可以分别用零阶、一阶和二阶的常微分方程来描述其输出与输入

之间的关系。故分别称为零阶环节、一阶环节和二阶环节。凡是能用一个一阶线性微分方程描述的传感器称为一阶传感器,以此类推。即

$$a_0 y = b_0 x \quad (\text{零阶环节}) \quad (1-8)$$

$$a_1 \frac{dy}{dx} + a_0 y = b_0 x \quad (\text{一阶环节}) \quad (1-9)$$

$$a_2 \frac{d^2 y}{dx^2} + a_1 y + a_0 y = b_0 x \quad (\text{二阶环节}) \quad (1-10)$$

一般传感器阶数愈高,传感器动态特性愈复杂。

其中零阶环节在测量上是一个理想的环节。因为不管 $x = x(t)$ 作怎样的变化,其输出总是与输入成简单的正比例关系。这样的传感器严格来讲是不存在的,只是在一定的工作范围之内,可以近似地看作是零阶环节。而最常遇到的是一阶和二阶环节。

例如图 1-12 所示的测温传感器,其端部为敏感部分,被测温度为 T_1 ,敏感部分温度为 T_2 ,敏感部分的温度增量 dT_2 与应被它吸收(或释放)的热量 $d\theta$ 成正比而与其热容量 mc 成反比(其中 m 为质量, c 为比热),即

$$dT_2 = \frac{d\theta}{mc}$$

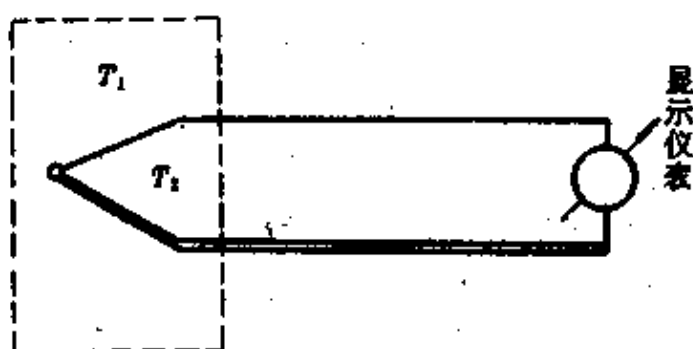


图 1-12

而吸收的热量 $d\theta$ 又与物体表面积 S , 与传热系数 h (单位为 $W/cm^2 \cdot h$), 以及温差 $(T_1 - T_2)$ 和时间增量 dt 等成正比, 即

$$d\theta = hs(T_1 - T_2)dt$$

以上二式联立得

$$\frac{mc}{hs} \frac{dT_2}{dt} + T_2 = T_1 \quad (1-12)$$

这就是描述测温传感器输入量 (T_1) 和输出量 (T_2) 之间关系的一阶常系数微分方程。与式 (1-9) 对比可知: $a_1 = mc/hs, a_0 = 1, b_0 = 1$ 。

有了传感器的微分方程, 如果已知输出信号是 $x = x(t)$, 然后比较 $x(t)$ 和 $y(t)$ 可以知道其误差大小。然而这样做有几个实际困难。首先 $x(t)$ 是我们要测量的值, 事先并不知道。其次 $x(t)$ 是千变万化的, 不可能一一代入微分方程求解。解决的办法是选定几种最典型、最简单的输入函数代入上述几种典型环节, 找出动态误差的规律, 据此确定一些评定传感器动态性能的指标。在分析和检测传感器时, 用得最多的输入信号有指数函数、冲击函数、阶跃函数和正弦函数等。后二者由于不仅便于求解, 而且在物理上也较易实现, 因此

是在检测传感器时最常用的标准信号,相应的输出值的一些特征值和曲线就是阶跃响应特性和频率响应特性。前面两个函数在微分方程的分析方面有特殊的作用,因此也很重要,可惜是在物理上不易实现。

三、传输函数

传输函数是以代数式的形式表征了系统本身的传输、转换特性,而与激励及系统的初始状态无关。同一个传输函数表征着两个完全不同的物理系统,但说明它们具有相似的传输特性。

传输函数是描述线性定常系统的输入-输出关系的一种函数,因此它也能表示系统的动态特性。传输函数在数学上的定义是:初始条件为零时,输出量(响应函数)的拉普拉斯变换与输入量(激励函数)的拉普拉斯变换之比。在一般情况下,线性系统的激励 $x(t)$ 与响应 $y(t)$ 所满足的关系,由式(1-7)描述,即

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

对上式进行拉普拉斯变换得

$$\begin{aligned} & (a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \dots + a_1 S + a_0) Y(S) \\ & = (b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + \dots + b_1 S + b_0) X(S) \end{aligned} \quad (1-13)$$

上式中 $Y(S)$ 是输出量 $y(t)$ 的拉普拉斯变换式。其定义为当 $y(t)$ 是时间变量 t 的函数,并且当 $t \leq 0, y(t) = 0$, 则它的拉普拉斯变换 $Y(S)$ 的定义为

$$Y(S) = \int_0^{\infty} y(t) e^{-st} dt \quad (1-14)$$

式中, S 是复变量, $S = \beta + j\omega$, $\beta > 0$, $j = \sqrt{-1}$, ω 是角频率。

同理输入量 $x(t)$ 的拉普拉斯变换为

$$X(S) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-st} dt \quad (1-15)$$

由式可以定义传输函数为

$$H(S) = \frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + \dots + b_0}{a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \dots + a_0} \quad (1-16)$$

即传输函数为输出 $y(t)$ 的拉普拉斯变换 $Y(S)$ 和输入 $x(t)$ 的拉普拉斯变换之比,并记为 $H(S)$ 。

对于传感器来讲,一般 $m < n$, 式(1-16)分母中的幂次 n 代表了该微分方程的阶数,如 n 为 1 或 2……,就分别称为一阶系统或二阶系统……的传输系统。

1. 传输函数的特点

如前所述,传输函数是以代数式的形式表征了传感器的动态特性。在已知传输函数后,可以列出系统的频率响应函数、幅频和相频特性表达式,从而进一步分析输出、输入间的差异,以及减小动态误差的途径。

由式(1-16)可见,在 $Y(S)$ 、 $X(S)$ 和 $H(S)$ 三者中,知道任意两个,第三个便可容易求得,若系统的传输函数 $H(S)$ 已知时,则可以由输入(激励) $x(t)$ 求出对应的输出(响应)

$y(t)$,或由输出求对应的输入。因此,在进行测试前,必须首先确定所使用测试系统的传输函数。

传输函数具有以下几个特点:

(1) $H(s)$ 和输入无关,即不因 $x(t)$ 而变化,它只反映系统的特性,只与系统的结构参数有关。

(2) $H(s)$ 虽和输入无关,但它们所描述的系统对任一具体的输入 $x(t)$ 都确定地给出了相应的 $y(t)$,而且由于 $y(t)$ 和 $x(t)$ 常具有不同的量纲,因而用传输函数描述的系统之传输转换特性也应该反映这种变换。这些都是通过系数 $a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0$ 和 $b_n, b_{n-1}, \dots, b_1, b_0$ 反映的。不同的物理系统有不同的系数量纲。

2. 系统的串联和并联

如果两个系统各有 $H_1(s)$ 和 $H_2(s)$ 的传输函数,在两个系统串联后(图 1-13(a))如果它们的阻抗匹配合适,相互不影响彼此的工作状况,则其传输函数为

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{Z(s)}{X(s)} \frac{Y(s)}{Z(s)} = H_1(s)H_2(s) \quad (1-17)$$

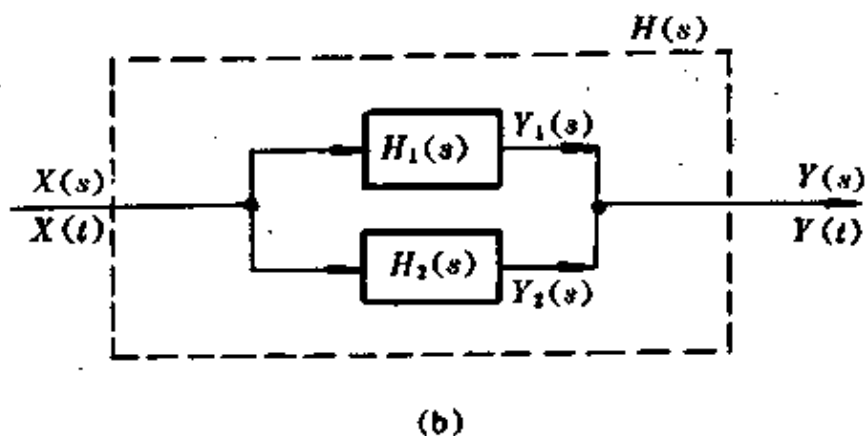
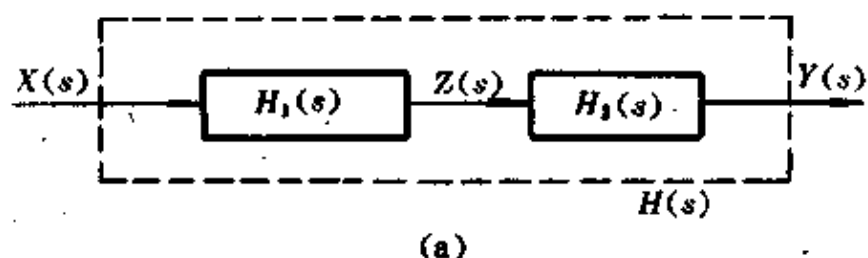


图 1-13

对于由 n 个系统串联组成的新系统,则其传输函数为 n 个传输函数相乘,可写成

$$H(s) = \prod_{i=1}^n H_i(s)$$

如果两个系统并联时,(图 1-13(b)),其传输函数则为

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{Y_1(s)}{X(s)} + \frac{Y_2(s)}{X(s)} = H_1(s) + H_2(s) \quad (1-18)$$

对于 n 个环节并联组成的系统,则其结构函数为

$$H(s) = \sum_{i=1}^n H_i(s)$$

3. 传输函数的计算步骤

综上所述,由于输出一般是预先不知道的,因此不能分别计算出输入、输出的拉氏变换后再用(1-16)计算传输函数。一般都是把实际物理系统抽象为数学模型(建立动态微分方程),通过求出输入、输出拉氏变换的比值来确定传输函数,其具体步骤为:

- (1)分析传感器的工作机理,并建立其物理模型;
- (2)根据上述的物理模型列出系统的微分方程式(即系统的数学模型);
- (3)假设全部初始条件为零,对微分方程取拉氏变换;
- (4)求输出量与输入量拉氏变换的比值,确定传输函数。

四、一阶系统的动态响应

如前所述,凡是输入与输出信号之间的关系用下列一阶常系数的常微分方程描述的传感器称为一阶系统(或环节),如式(1-9),它可以改写为

$$\frac{a_1}{a_0} \frac{dy}{dt} + y = \frac{b_0}{a_0} x \quad (1-19)$$

式中 $\frac{a_1}{a_0}$ 具有时间的量纲,称为传感器的时间常数,一般记为 $\tau = \frac{a_1}{a_0}$, $k = \frac{b_0}{a_0}$ 是传感器静态灵敏度,具有输出/输入的量纲。则式(1-19)为

$$\tau \frac{dy}{dx} + y = kx \quad (1-20)$$

对式(1-20)两边作拉普拉斯变换(假设其起始条件为零),可得其传输函数

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{k}{\tau s + 1} = \frac{k/\tau}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (1-21)$$

1. 一阶系统的频率响应特性

正弦信号是一种最典型的周期信号,同时在物理上也比较容易实现,因此是工程应用最广最重要的一种信号。将各种不同频率而幅度相等的正弦信号输入传感器,其输出信号(也是正弦)的幅度及相位与频率之间的关系就称为频率响应特性。频率响应可由频率响应函数表示,它是由幅-频和相-频特性组成。在数学上就是通过求下列微分方程的零状态响应,并研究其随频率(或角频率)变化的规律,即

$$\tau \frac{dy}{dt} + y = k \sin \omega t \quad (1-22)$$

其零状态响应为

$$y = H(\omega) \sin(\omega t + \theta) \quad (1-23)$$

其中幅频特性

$$H(\omega) = \frac{k}{\sqrt{\omega^2 \tau^2 + 1}} \quad (1-24)$$

相频特性

$$\theta(\omega) = -\arctg(\omega \tau) \quad (1-25)$$

上面表达式中,幅频 $H(\omega)$ 就是 $H(j\omega)$ (幅频特性)的模,相频特性则为 $H(j\omega)$ 的幅角,而在形式上 $H(j\omega)$ 可以由传输函数 $H(s)$ 将 s 改为 $j\omega$ 而得到。将 $H(\omega)$ 和 $\theta(\omega)$ 绘成曲线如图 1-14 所示。图中以纵坐标采用分贝值,横坐标为对数坐标,用 $\omega\tau$ 标注,这种图称 Bode 图。

由图可见,一阶系统只有在 $\omega\tau$ 值很小时,

$$\theta(\omega) = 0, H(\omega) = k$$

系统才近似于零阶系统特性。

当 $\omega\tau = 1$ 时,传感器灵敏度下降了 3dB,即 $H(\omega) = 0.707k$ 。如果取灵敏度下降到 3dB 时的频率为工作频带的上限,则一阶系统的上限截止频率为 $\omega_c = 1/\tau$,所以时间常数 τ 越小,则工作频带越宽。由图可见,幅频特性曲线可用两条渐近线逼近,这两条直线恰好在 $\omega\tau = 1$ 处相交,其中一条是过零的水平线,另一条是过 $(1, 0)$ 点的斜线,斜率为 -20dB/DEC 。

综上所述,用一阶系统描写的传感器,其动态响应的优劣也主要取决于时间常数 τ 。 τ 越小越好。 τ 值小时,则阶跃响应的上升过程快,而频率响应的上限截止频率高。

2. 一阶系统的阶跃响应

一个起始静止的传感器若输入为一个单位阶跃信号 $u(t)$

$$u(t) = \begin{cases} 0 & t \leq 0 \\ 1 & t > 0 \end{cases} \quad (1-26)$$

则其输出信号称为阶跃响应 y_s ,在数学上为下列方程的零状态响应,即

$$\tau \frac{dy_s}{dt} + y_s = ku(t) \quad (1-27)$$

不难证明其解为

$$y_s = k(1 - e^{-t/\tau}) \quad (1-28)$$

其响应曲线如图 1-15 所示

根据式(1-28)和图 1-15 可知稳态响应是输入阶跃值的 k 倍,暂态响应是指数函数,总的响应要待到 $t \rightarrow \infty$ 时才能达到最终的稳态值。当 $t = \tau$ 时, $y(\tau) = k(1 - e^{-1}) = 0.623k$,即达到稳态值的 63.2%,由此可知 τ 越小,响应曲线越接近于阶跃曲线,所以时间常数 τ 是反映一阶系统动态响应优势的关键数据。

五、二阶系统的动态响应

相当多的传感器,如压力、力传感器等都可以近似地看成是二阶系统。可以用式(1-10)二阶常微分方程描述其输入、输出信号之间的动态关系。

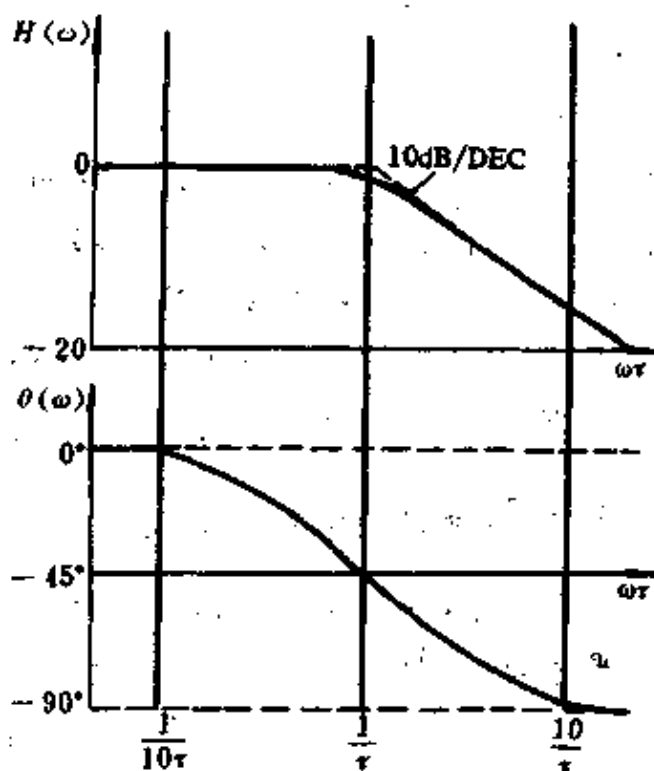


图 1-14

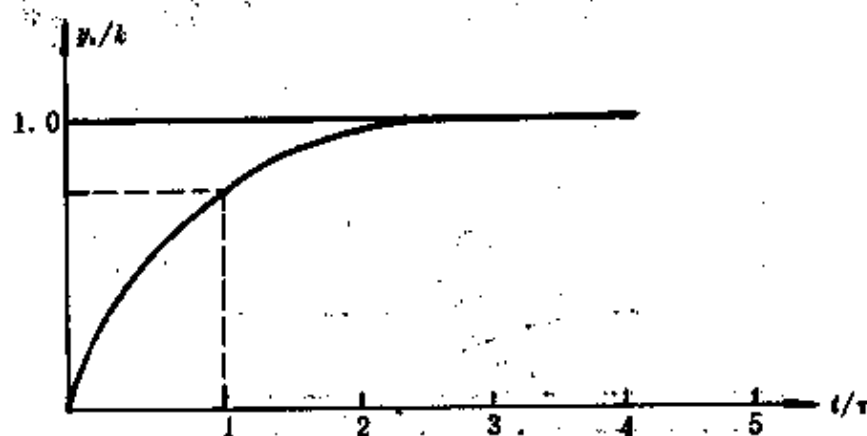


图 1-15

在零起始条件下,将式(1-10)两边作拉普拉斯变换,可得到二阶系统的传输函数为

$$H(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\zeta\omega_n S} \quad (1-29)$$

式中 $\omega_n = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$ 为传感器固有角频率;

$\zeta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}$ 为传感器的阻尼比。

1. 二阶系统的频率响应

若一个起始静止的二阶系统,其输入为单位幅度的正弦信号,则其零状态响应由下式定:

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = a_0 \sin \omega t \quad (1-30)$$

其解为

$$y(x) = H(\omega) \sin(\omega t + \theta)$$

其中幅频特性

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} + 4\zeta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} \quad (1-31)$$

$$\theta(\omega) = \arctg \frac{2\zeta \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} \quad (1-32)$$

式中 $\omega_n = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$ 为传感器固有角频率;

$\zeta = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}$ 为传感器的阻尼比。

由式(1-31)、(1-32)可以得到传感器频率响应特性,如图 1-16 所示。

由图 1-16 可以得出下列几个结论:

(1) 当 $\omega/\omega_n \ll 1$, (即 $\omega \ll \omega_n$) 时

$$H(\omega) \approx 1, \quad \theta(\omega) \approx 0$$

即近似于理想的系统(零阶系统)。要想使工作频带加宽, 最关键是提高无阻尼固有频率 ω_n 。

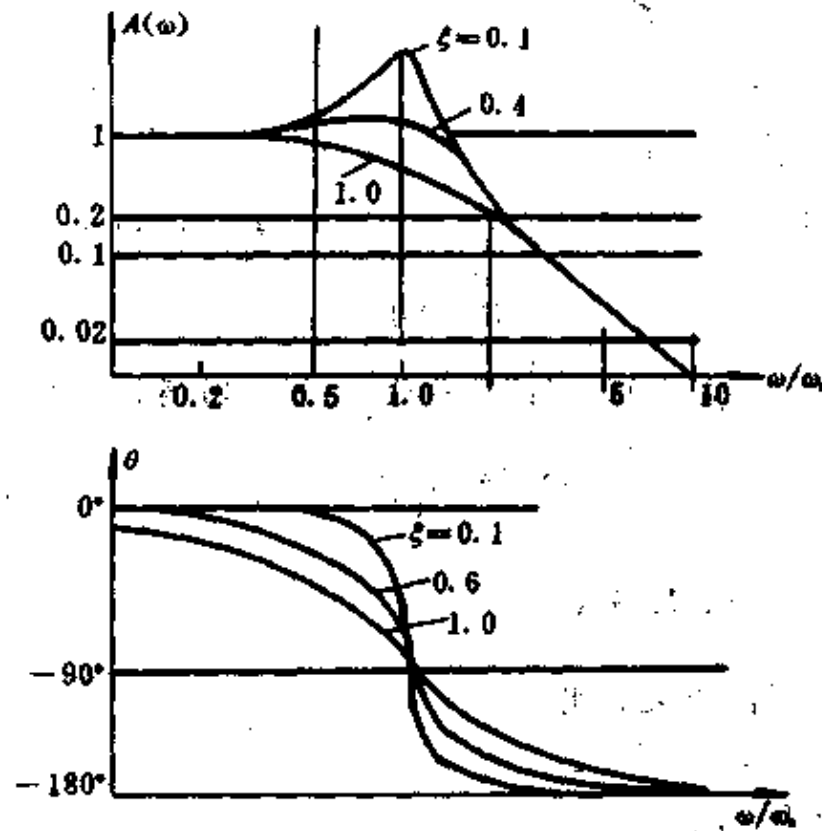


图 1-16

(2) 当 $\omega/\omega_n \rightarrow 1$ (即 $\omega \rightarrow \omega_n$) 时, 幅频特性和相频特性都与阻尼比 ζ 有着明显的关系, 可以分为三种情况:

当 $\zeta < 1$ (欠阻尼) 时, $H(\omega)$ 在 $\omega/\omega_n \approx 1$ (即 $\omega \rightarrow \omega_n$) 时, 出现极大值, 换句话讲就是出现谐振现象, 当 $\zeta = 0$ 时, 谐振频率就等于无阻尼固有频率 ω_n ; 当 $\zeta > 0$, 有阻尼的谐振频率为 $\omega_r = \sqrt{1-2\zeta^2}\omega_n$ 。对于 $\theta(\omega)$, 当 $\omega/\omega_n \rightarrow 1$ 时, $\theta = -90^\circ$, 一般在 ζ 很小时, 取 $\omega \ll 0.1\omega_n$ 的区域作为传感器的通频带。

当 $\zeta \approx 0.07$ (最佳阻尼) 时, 幅频特性 $H(\omega)$ 的曲线平坦段最宽, 而且相频特性 $\omega = \omega_n/2$ 为通频带, 其幅度失真不超过 2.5%。

当 $\zeta = 1$ (临界阻尼) 时, 幅频特性曲线永远小于 1, 其相应地谐振频率 $\omega_r \approx 0$, 不会出现谐振现象。但因为幅频特性曲线下降太快, 平坦段反而变小了。

(3) 当 $\omega/\omega_n \gg 1$ (即 $\omega \gg \omega_n$) 时, 幅频特性曲线趋于零, 几乎没有响应了。

从上面分析可知, 用二阶系统描述的传感器动态特性的优劣主要取决于固有频率 ω_n 或共振频率 $\omega_r = \sqrt{1-2\zeta^2}\omega_n$ 。对于大部分传感器因为 $\zeta \ll 1$, 故 $\omega_r \approx \omega_n$ 。另外适当地选取 ζ 值也能改善动态响应特性, 它可以减少过冲, 加宽幅频特性的平直段。但相比之下不如增加固有频率的效果更直接更明显。

2. 二阶系统的阶跃响应

由前面式(1-10)给出, 将方程(1-10)写成下式:

$$(a_2 D^2 + a_1 D + a)y = b_0 x$$

再改写成

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2} D^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} D + 1\right)y = kx \quad (1-33)$$

其中 k 为静态灵敏度, ω_n 为无阻尼固有频率, ζ 为阻尼比。

若输入信号为单位阶跃 $u(t)$, 则其输出为下式的零状态响应, 即

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2} D^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} D + 1\right)y_s = k_s(t) \quad (1-34)$$

相应地可得阶跃响应为:

当 $\zeta > 1$ (过阻尼) 时

$$\begin{aligned} \frac{y_s}{k} = & -\frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} e^{(-\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} \\ & + \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} e^{(-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_n t} + 1 \end{aligned} \quad (1-35)$$

当 $\zeta = 1$ (临界阻尼) 时

$$\frac{y_s}{k} = -(1 + \omega_n t) e^{-\omega_n t} + 1 \quad (1-36)$$

当 $\zeta < 1$ (欠阻尼) 时

$$\frac{y_s}{k} = -\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\sqrt{1 - \zeta^2}\omega_n t + \theta) + 1 \quad (1-37)$$

其中 $\theta = \arcsin \sqrt{1 - \zeta^2}$ 。

图 1-17 给出了各种情况下的阶跃响应曲线。由图可知, 固有频率 ω_n 越高则响应曲线上升越快, 而阻尼比 ζ 越大, 则过冲现象减弱, 当 $\zeta \geq 1$ 则完全没有过冲, 也不存在振荡。

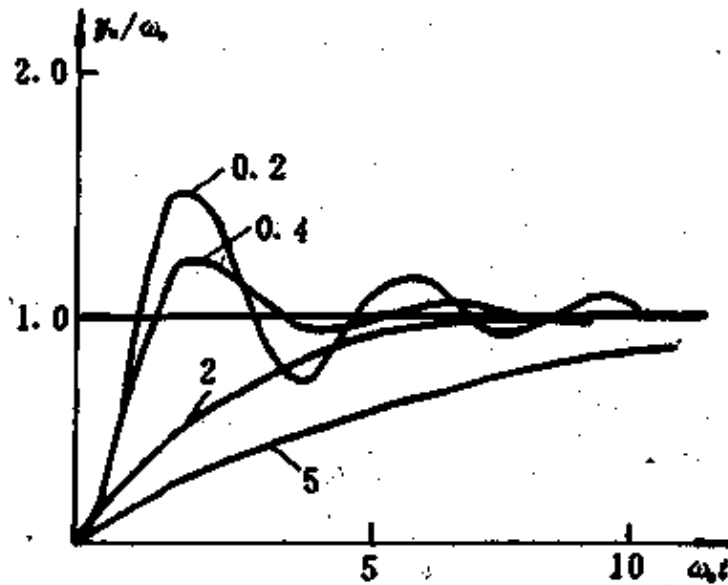


图 1-17

§ 1-4 双向传感器的分析

在非电测量中,机械量力、位移、速度等的测量占有很重要的地位。为了测量机械量必须采用能把机械量变换为电量的传感器进行变换。这不仅需要研究机和电两个方面,而且要从机电耦合的角度去研究传感器。就是就不仅研究传感器电系统的输出特性和机械系统的输入特性,而且还要研究机和电之间的变换特性。

在线性电路中可用数学描述电参量的关系,输出对输入的响应也是用微分方程来描述的。同样,在线性机械系统中也是用同样的数学方法。具有相同类型的微分方程的不同物理系统,尽管微分方程的解所代表的物理含义不同,但其解的数学形式不依赖于方程代表的是什么物理系统。因此任何物理系统对给定激励的响应,只要系统是用同一微分方程来描述的,则它们对相同激励函数的响应特性也是相同的。能用同一类型的微分方程描述的不同系统称为相似系统。一个由电阻、电容、电感组成的电系统可以和一个由阻尼器、质量、弹簧组成的机械系统相似。

研究机械系统时,可以充分利用相似特性进行机电模拟,这样将带来许多好处,首先可以将复杂的机械系统变成便于分析系统状态的电路图和符号。只要确定了相似的电系统的电路图和参数,就可以充分利用电路的理论,利用阻抗概念及网络理论来分析计算实际的机械系统。此外,由于电系统的电路元件易于更换,测量电压、电流都较容易,这将为模拟和实验提供很大的方便。

一、机电模拟

从一个电系统看,各类基本物理量间可按它们在“路”中表现形式为通过变量和跨越变量。由“路”上的一个点来确定的变量为通过变量,例如是流。由“路”上两个点来确定的变量称为跨越变量,如电压。一般把这两个点中的一个点作为参考点。对于机械系统,则只由空间一个点来确定的变量称为通过变量,如力。必须由空间两个点来确定的变量称为跨越变量,如位移。

还可根据变量与时间的关系分为状态变量和速率变量。状态变量是与时间无关的变量,这可以用空间和路上某一点或两点间的状态来说明,如电荷、位移。速度变量是指用状态变量对时间的变化率表示的变量,如电流、速度。设通过变量的状态变量为 y , 跨越变量的状态变量为 x , 则有如下变量的分类表。

由电系统和机械系统的通过变量和跨越变量,可以明显地表示它们之间的相似特性。

在“路”中,有两条最基本定律,即克希霍夫第一定律和第二定律,即,流入任一结点的电流之和等于零, $\sum i = 0$; 闭合回路的电压降总和等于零。模拟“路”系统,对于一个机械系统,可以认为作用空间任一质点上作用力和惯性力的和等于零,设力为 F , 即 $\sum F = 0$ 。对于机械系统跨越变量速度,则为闭合路径上诸点顺次形成的相对的速度总和等于零。

这样模拟的基础是描写机械系统的微分方程与描写它们的等效电路的微分方程在形式上的相似性。在机械系统中,能与电系统参量相对应的模拟方法可有多种,目前经常采

用的两种模拟是力-电压模拟和力-电流模拟。

表 1-2

系 统 \ 变 量	通过变量		跨越变量	
	状态变量	速率变量	状态变量	速率变量
基本关系	y	$\dot{y} = \frac{dy}{dt}$	z	$\dot{z} = \frac{dz}{dt}$
机 械	动量 P	力 F	位移 x	速度 $v = \frac{dx}{dt}$
电 路	电荷 Q	电流 $i = \frac{dQ}{dt}$	磁通 ϕ	电势 $e = \frac{d\phi}{dt}$

1. 力-电压模拟

在图 1-18 所示机械系统中,除激励力外,作用在质量 m 上的力有:

(1) 惯性力

$$F_a = ma = m \frac{dv}{dt} = m \frac{d^2x}{dt^2} \quad (1-38)$$

(2) 阻尼力

$$F_r = cv = c \frac{dx}{dt} = c \int a dt \quad (1-39)$$

(3) 弹簧力

$$F_s = kv = k \int v dt \quad (1-40)$$

式中 m ——质量块的质量;

x ——质量块的位移;

c ——阻尼器的阻尼系数;

K ——弹簧的刚度;

v ——质量块的速度;

a ——质量块的加速度。

根据力学原理,作用在质量块上的合力为零,对于图 1-18 单自由度系统,外力 F 与上述三个力的方向相反,所有作用力之和为零,即

$$F_a + F_r + F_s - F = 0$$

这样可列出此机械系统的二阶微分方程为

$$m \frac{dv}{dt} + cv + k \int v dt = F \quad (1-41)$$

如果对上图右串联 R 、 L 、 C 电路列微分方程可有

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = v \quad (1-42)$$

式中 L ——电感;
 R ——电阻;
 C ——电容;
 i ——电流(通过变量);
 u ——电压(跨越变量)。

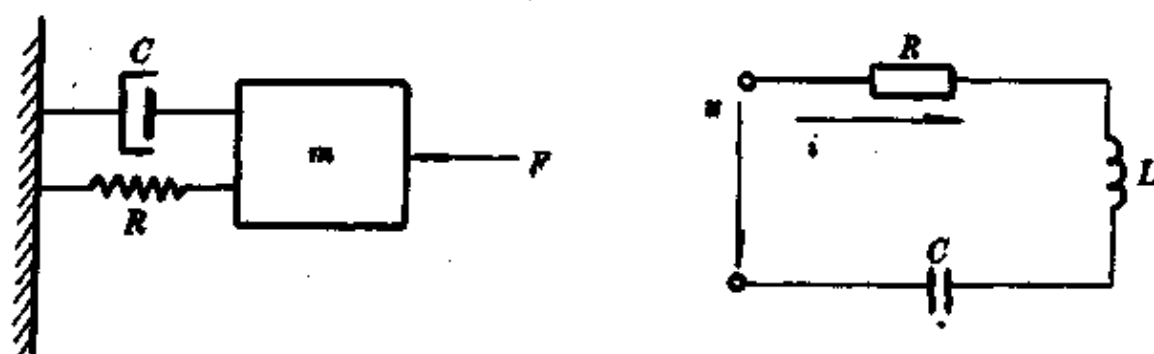


图 1-18

比较上面两个微分方程可以很容易发现二者类型相同。这说明两个系统的物理性质虽然不同但它们具有相同的数学模型,其运动规律是相似的。相同的数学模型是模拟的基础。根据所列的微分方程很容易找出机和电相似系统中的对应项来,可列出表 1-3。

表 1-3

机械系统	力 F	速度 v	质量 m	阻尼系数 C	弹性系数 $1/k$
电系统	电压 u	电流 i	电感 L	电阻 R	电容 C

因为这种相似方法是以机械系统的激励力和电路的激励电压 u 相似为基础的,所以称为力-电压模拟。在这种相似方法中,所列出微分方程的条件,一个是根据机械系统的一个质点上的合力为零,一个是根据电系统闭合回路和电压降之和为零为条件的。因此这种相似方法的特点是:

- (1) 机械系统的一个质点运动用一个串联电路去模拟;
- (2) 机械系统质点上的激励力和串联电路的激励电压相模拟。所有与机械系统一个质点连接的机械元件(m, c, k)与串联电路电气元件 L, R, C 相模拟。

从上分析可以看到,力-电压相似系统是将机械系统的力(F 为通过变量)模拟了电系统的电压 u (电系统的通过变量)。因而形成了机械系统的一个质点运动可用电系统一个回路来模拟。由于这两个系统微分方程相似性,机械系统经常以力激励,电系统是以电压激励,所以经常采用力-电压相似系统。

4. 力-电流模拟

同样的机械系统可以采用图 1-19 所示的电流激励并联电路来模拟。

此相似系统是以机械系统的激励力 F 和模拟电路的激励电流 i 相似为基础的。所以称为力-电流相似系统。

由图电路可写出微分方程为

$$C \frac{du}{dt} + Gu + \frac{1}{L} \int i dt = i \quad (1-43)$$

式中 L ——电感；

C ——电容；

G ——电导。

这种模拟方法中，两个系统的对应相似参量如表 1-4 所示。

从表中可见机械系统的跨越变量(速度 v)与电系统的跨越变量(电压 u)相模拟，机械系统的通过变量(力 F)与电系统的通过变量(电流 i)相模拟。

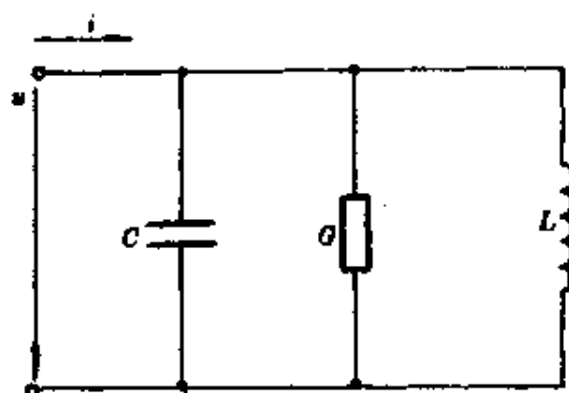


图 1-19

表 1-4

机械系统	力 F	速度 v	质量 m	阻尼系数 c	弹性系数 $1/k$
电系统	电流 i	电压 u	电容 C	电导 G	电感 L

机械系统中作用在一个质点上的所有通过变量的和为零，即 $\sum F = 0$ ；在电路中流入一个结点的所有通过变量电流 i 的和为零，即 $\sum i = 0$ 。采用力-电流模拟方法，可以将电系统的一个结点模拟机械系统的一个质点，从物理观点看这种模拟方法比较直观，在模拟测试时也很方便，为了测量两个质点间的相对速度，只要测量相似电路中两个结点间电压即可，这在实验测量中是很方便的。

力-电流相似系统的特点是：

(1) 机械系统的一个质点与模拟电路的一个结点相对应。

(2) 流入电路结点的激励电流与机械系统的激励力模拟，与该结点相接的电路元件 G 、 L 、 C 与对应质点相接机械元件阻尼 c 、弹性 k 、质量 m 相模拟。

(3) 当质量块的速度是相对于大地速度，采用电容模拟质量时，应将电容器的一端接电路参考点，这样，电容器两端上的电压将模拟质量块的相对于大地的速度，这就可以大大简化电路的画法。

二、双向传感器的网络分析

上述的机电模拟只是单纯地用电系统模拟机械系统，而在非电量测量中经常还遇到机械量变为电量的机电变换，它既包含机械系统又有电系统，输入为机械量，输出为电量。当作反变换使用时，输入量为电量而输出为机械量。多数机电变换器都具有这种双向特性，如压电式传感器，磁电式传感器等。

当传感器将机械量变换为电量时，它是作为机械量的接收器而使用的；当把电量反变换为机械量时，则它是机械量的发送器。从而实现机电可逆变换的变换器可称为双向传感器。

对这样的机电系统分析,实际上可应用电路四端网络理论,并采用初等矩阵代数方程就能比较完善地表达机电系统的特性。

1. 双向传感器网络表示法

如图 1-20 所示为一双向传感器,它相当于线性电路中的二端口网络,它的输入端口(机械端)的输入量为机械量 F 、 V 。输出端口(电端)输出量为电量 U 、 I 。因为机械量是力和速度,所以机械功率为

$$P_m = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(FV^*) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(VF^*) \quad (1-44)$$

式中 Re 表示复数中的实部;带星号 V^* 、 F^* 表示 V 、 F 相对应的共轭量。

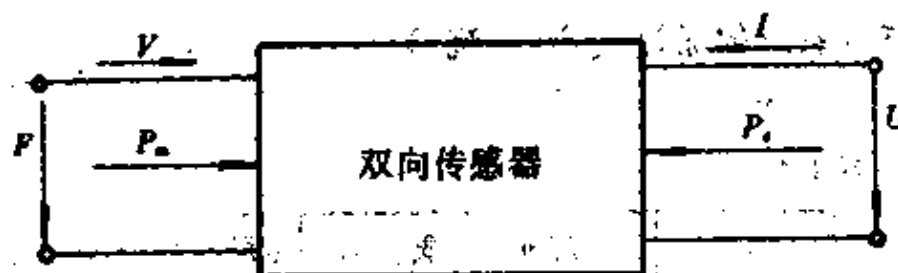


图 1-20

电端电功率为

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(IU^*) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(I^*U) \quad (1-45)$$

式中 Re 表示复数中的实部;带星号 I^* 、 U^* 表示 I 、 U 相对应的共轭量。

对于线性四端网络,一般可用三个参数表示网络的特性,选择不同的自变量将以不同的参数组表示。

2. 力-电流模拟。取两自变量为速度 V 与电流 I ,机械因变量为力 F ,电端因变量为电压 U ,则有方程

$$\begin{cases} F = F(V, I) = Z_m V + m_{fi} I \\ U = U(V, I) = M_{vi} V + Z_e I \end{cases} \quad (1-46)$$

式中 Z_m ——机械内阻抗;

Z_e ——电路内阻抗;

M_{fi} ——电流到力的变换因子($V=0$);

M_{vi} ——速度到电压的变换因子($I=0$)。

则可得图 1-21 双向传感器示意图。

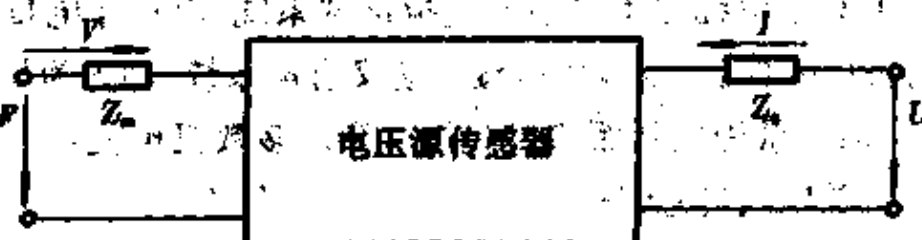


图 1-21

由于的传感器存在机械阻抗 Z_m 和电阻抗 Z_e ,所以(1-46)式可用矩阵形式表示为

$$\begin{bmatrix} F \\ U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_m & M_{rv} \\ M_{vu} & Z_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} \quad (1-47)$$

此矩阵称为 M 矩阵, 由于 Z_m 和 Z_e 均为阻抗性质, 所以又称为阻抗矩阵, 阻抗矩阵决定于传感器的结构。式(1-47)表示传感器电系统输出为电压, 因此又称电压源型传感器。

当机电变换器的机械系统一侧的机械内阻为零, 即 $Z_m = 0$, 而电系统一侧的电路内阻抗为零, 即 $Z_e = 0$ 时, 具有这两个条件的变换器被认为是理想变换器。这说明机械系统一侧不存在机械内阻抗上的分支, 在电系统一侧不存在内阻抗压降, 输入的机械能(或电能)将全部转换为输出的电能(或机械能), 不存在内部损耗。由式(1-47)可写出电压源型理想传感器的矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} F \\ U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & M_{rv} \\ M_{vu} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ I \end{bmatrix} \quad (1-48)$$

3. 力-电压模拟, 取自变量为速度 V 与电压 U , 机械端因变量仍为力 F , 电端因变量为电流 I , 则有方程

$$\left. \begin{aligned} F &= F(V, U) = Z_m V + N_{rv} U \\ I &= I(V, U) = N_{vu} V + Y_e U \end{aligned} \right\} \quad (1-49)$$

式中 Z_m ——机械内阻抗;

$Y_e = \frac{1}{Z_e}$ ——内电路等效并联导纳;

N_{rv} ——电压到力的变换因子($V=0$);

N_{vu} ——速度到电流的变换因子($U=0$)。

式(1-49)可用矩阵表示

$$\begin{bmatrix} F \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_m & N_{rv} \\ N_{vu} & Y_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V \\ U \end{bmatrix} \quad (1-50)$$

此矩阵称为 N 型矩阵, 由于 Z_m 和 Y_e 为阻抗和导纳形式, 所以又称为混合矩阵。

同样, 实际的传感器的方框图可用图 1-22 表示。

由式(1-50)所表示的传感器由于电系统输出为电流, 因此又称为电流源型传感器。

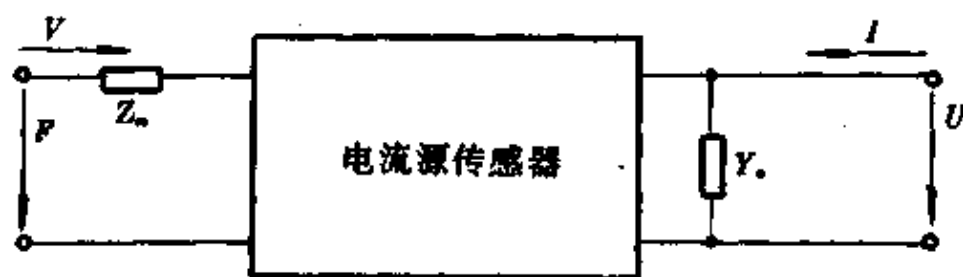


图 1-22

第二章 温度传感器及其应用电路

温度是一个很重要的物理参数,也是一个非电量、自然界中任何物理、化学过程都紧密地与温度相联系。在很多产品生产过程中,温度的测量与控制都直接和产品质量、提高生产效率、节约能源、安全生产等重要经济技术指标相联系。因此温度的测量是一个具有重要意义的技术领域,在国民经济各个领域中都受到相当的重视。

用各类温度传感器可对温度进行检测、常用温度传感器有:热电阻、热敏电阻温度传感器;热电偶及集成对管温度传感器等等。由于各种温度传感器工作原理不同,因此有不同应用检测电路。

§ 2-1 温度的概念及温度标准

一、温度的概念

对于人们直观感觉,温度是表征物体冷热程度的参数。而对于热力学过程,温度是反映系统热平衡的一个状态函数。温度是决定一个系统是否与其他系统处于热平衡的宏观性质;当几个系统处于热平衡状态时,这些系统必将有相同的温度,例如,两个处于热平衡状态的物体互相接触,并使它们之间产生热交换,这时,两个系统的状态都将发生变化。在经过充分的热交换以后,两个系统不再发生变化,这表明它们又在一个新的状态下,达到了新的平衡,这时两个系统的温度必将相等。

从微观上看,温度是物体内部分子无规则运动剧烈程度的标志,温度是大量分子热运动的集体表现,具有统计的意义。温度愈高,则平均分子热运动愈剧烈,亦即温度与分子热运动的内能紧密联系着。如果某一种物质温度高些,也就是这种物质分子平均动能要大些,按照这个观点,热力学温度零度将是不可能达到的,因为实际上物质分子运动是永远不会停息的。

由于温度测量在科研、生产中具有重要作用,所以人们很早就开始了温度测量的研究。研究发现,很多物质的物理性质、化学性质都与温度有关,如物体的尺寸、体积、密度、导电率、导热率、粘度、光辐射等都随温度不同而改变,因此可以利用某些物质的一些随温度固定变化的特性测量温度。这样一来又出现了新的问题,如选定了某一测温物质测量温度,认为它们的某一特性与温度保持线性关系,就不能再选另一测温物质,并认为它的某一特性随温度线性变化了,那么以哪个为准呢?这时就有一个建立温度标准问题,开始人们孤立地建立了一些经验温标,后来又发展了比较理想的热力学温标,现在又建立了使用方便并具有一定精度的协议性温标——国际实用温标。

二、经验温标

早期温标的建立,大多是选定一个测量方法,人为地认为所选定测温物质的某一温度特性与温度呈线性关系,除选定测温物质外,还要规定出分度方法。由于这些建立温标的原则有很大的主观性,温标在很大程度上依赖于选定的测温物质,所以称为经验温标,早期的经验温标有:

1. 摄氏温标

这种温标选用水银(Hg)为测温物质,并认为水银的体膨胀随温度的变化是线性的,利用水银制成玻璃温度计,作为标准仪器;分度方法是规定在标准大气压下,水的冰点是0度,水的沸点是100度,在这两个固定点之间,把水银体膨胀分成100份,每份为1度,即为摄氏1度。

2. 华氏温标

华氏温标也选水银为测温物质,并且同样用水银温度计为标准仪器,只是分度方法与摄氏温标不同,当时华氏认为可以得到比冰点更低的稳定温度,即将氯化铵和冰水混合物温度定为零度,而将当时认为相当稳定的人体温度定为100度,把这个零点和人的体温之间的水银温度定为100度,每份为华氏1度,这样一来,水的冰点就变成华氏32度,而水的沸点是华氏212度。

上述两种定标方法不够客观,温标在很大程度上依赖于选定的测温物质,这是一个很大的缺点。

三、热力学温标

为了找到一个理想温标,后来在卡诺循环的基础上建立了热力学温标。卡诺定理指出,一个工作于恒温热源与恒温冷源之间的可逆机,其效率只与两个热源温度有关,因此效率是两个温度的函数。如果一个理想的卡诺机在温度为水沸点 $t_{\text{沸}}$ 的热源与未知温度 τ 的冷源间工作,然后再把这个热机放在温度为 t 的热源与水的冰点温度的冷源间工作,我们使前一种情况的卡诺机放给冷源的热量 Q 等于后一种情况温度为 t 的热量源供给卡诺机的热量 Q ,而且用 $Q_{\text{热}}$ 和 $Q_{\text{冷}}$ 分别表示在热源 $t_{\text{热}}$ 或冷源 $t_{\text{冷}}$ 得到的或放出的热量,则应用卡诺定理经过简单推导,即可得到

$$t = \frac{Q}{Q_{\text{热}} - Q_{\text{冷}}} (\tau_{\text{热}} - \tau_{\text{冷}}) \quad (2-1)$$

如果采用摄氏分度法,把 $\tau_{\text{热}}$ 和 $\tau_{\text{冷}}$ 之间等分100格,单位用K,则有:

$$\tau = \frac{Q}{Q_{\text{热}} - Q_{\text{冷}}} \times 100\text{K} \quad (2-2)$$

如果我们测出相应的热量 Q 、 $Q_{\text{热}}$ 、 $Q_{\text{冷}}$,即可算出所测的未知温度 τ 。

这个温标建立在热力学基础上,与热机所用测温物质无关,因此是一个比较理想的温标,但应指出,实际上能够实现卡诺循环的可逆机是没有的。所以我们说,热力学温标是一个理想温标,但是一个不能实现的温标。

四、国际实用温标

以上分析可以认为,热力学温标最为理想,不依赖于所选定的测温物质,但是它实际上是不能实现的。后来人们又研究了绝对气体温标,这个温标是可以实现的,可制造出气体温度计直接用于测量,并且证明热力学温标与绝对气体温标是完全一致的。可以用绝对气体温标实现理想的热力学温标。

用气体温度计可以实现理想的绝对热力学温标,但是气体温度计要做到很高的精度,其装置是很复杂的,而且使用也极不方便,直接用它来统一国际上温度测试标准也是有困难的,为了解决国际上温度标准的统一问题,而且又要保证一定的精度。1927年制定了第一个国际协议性温标——国际温标-1927。建立国际温标使这个温标应尽量与理想的绝对热力学温标靠近;温度的复现性要高,以保证国际上量值传递的统一,当时的国际温标为了接近热力学温标,是采用气体温度计测出一系列标准固定点(物质相平衡点)的温度,以它为依据,在固定点中间规定传递的仪器及温度值的内部公式。这个建立温标的指导思想及方法一直沿用至今,只是随科学技术的发展,测量精度在不断提高,所以曾经过了几次修改,于1968年又作了一次较大修改,制定了1968年国际实用温标(IPTS-1968),经过一段时间使用以后,已经发现存在着一系列问题,但考虑温标应具有相对稳定性,不宜经常修改变动,故国际上决定要在一定时间才较全面对 IPTS-1968 加以修改。

1. 国际实用温标

1968年国际实用温标中规定,热力学温度是基本温度,用符号 T 表示,单位是开尔文 [K], 1K 等于水三相点温度的 $\frac{1}{273.16}$, 同时还可以用摄氏温度, t 来表示

$$t = (T - T_0)^\circ\text{C} \quad (2-3)$$

这里摄氏温度的分度值与开氏温度值相同,即温度间隔 1K 等于 1°C 。 T_0 是标准大气压下冰的溶化温度, $T = 273.15\text{K}$, 而水的三相点温度比冰点高出 0.01°C , 所以水的三相点温度为 273.16K , 由于水三相点温度易于复现,复现精度高,而且保存方便,这些均优于冰点。建立国际实用温标唯一基准点是选用水三相点,而不是冰点。

为了方便使用国际实用温标还给出了三十一个参考固定点,并在不同温度范围内对使用标准仪器及内部公式都作了规定。其具体规定请参考有关资料。

2. 国际实用温标存在的问题

国际实用温标是一个协议性温标,它的理论基础是热力学温标,由于科学技术水平的不断提高,这个温标的数值就将不断向热力学温标靠近,这就必然会导致温标的相应更改,IPTS-1968 存在问题大概包括以下两个方面:

在低温方面:IPTS-1968 的低温下限只规定到平衡氢三相点 13.81K 。满足不了低温的需要。已经发现在氮沸点以下温度各段温标衔接不光滑。从 13.81K 到 273.15K 这段温标要用多个内部公式和固定点进行计算,使用不便。

在高温方面:应用铂铑-铂热电偶作为标准仪器,它的缺点是长期稳定性不好,两端温标连接不光滑,在 800°C 时偏离热力学温标 0.5K 。目前改进方法有两种可能性。即铂电阻向高温方面延伸,或光电高温计向低温方面扩展,以代替铂铑-铂热电偶。

3. 温度标准的传递

各国都要根据实用温标的规定,相应地建立起自己国家的温度标准,为了保证这个标准的准确可靠,还要进行国际比对,通过这些方法建立起来的温标就作为本国温度测量的最高标准——国家基准。我国国家的基准保存在中国计量科学研究院,而各地区、省、市计量局的标准要定期与国家基准比对,以保证全国及各地区标准的统一。

我国目前采用的温度标准传递系统列于表 2-1 中。

§ 2-2 电阻温度传感器

电阻温度传感器广泛用于中、低温范围内温度测量,一般常用于 $-200\sim 500^{\circ}\text{C}$,随着科学技术的发展,电阻温度传感器使用范围也不断扩展,低温方面已成功地应用于 $1\sim 3\text{K}$ 的温度测量,而在高温方面,也出现了多种用于 $1000\sim 1300^{\circ}\text{C}$ 的电阻温度传感器。

常用电阻温度传感器的敏感元件为热电阻和热敏电阻,其作用原理是利用物质(导体和半导体)的电阻率随温度变化而变化。实践证明大多数金属在温度升高 1°C 时,其电阻值将增加 $(0.4\sim 0.6)\%$,而半导体的电阻随温度变化其灵敏度比金属更高。

电阻温度传感器主要优点是:

1. 测量精度高,对非温度量不敏感;
2. 有较大测量范围,灵敏度高;
3. 线性度好,便于自动测量。

一、常用热电阻

虽然,各种金属材料的电阻率均随温度变化,但适于制作温度测量敏感元件电阻材料要具备以下要求:

要有尽可能大,而且稳定的电阻温度系数;

电阻率要大,以便在同样灵敏度下减小元件的尺寸;

电阻温度系数要保持单值,并且最好是常数,以保证电阻随温度变化的线性关系;

性能要求稳定,在电阻的使用范围内,其化学、物理性能基本保持不变。

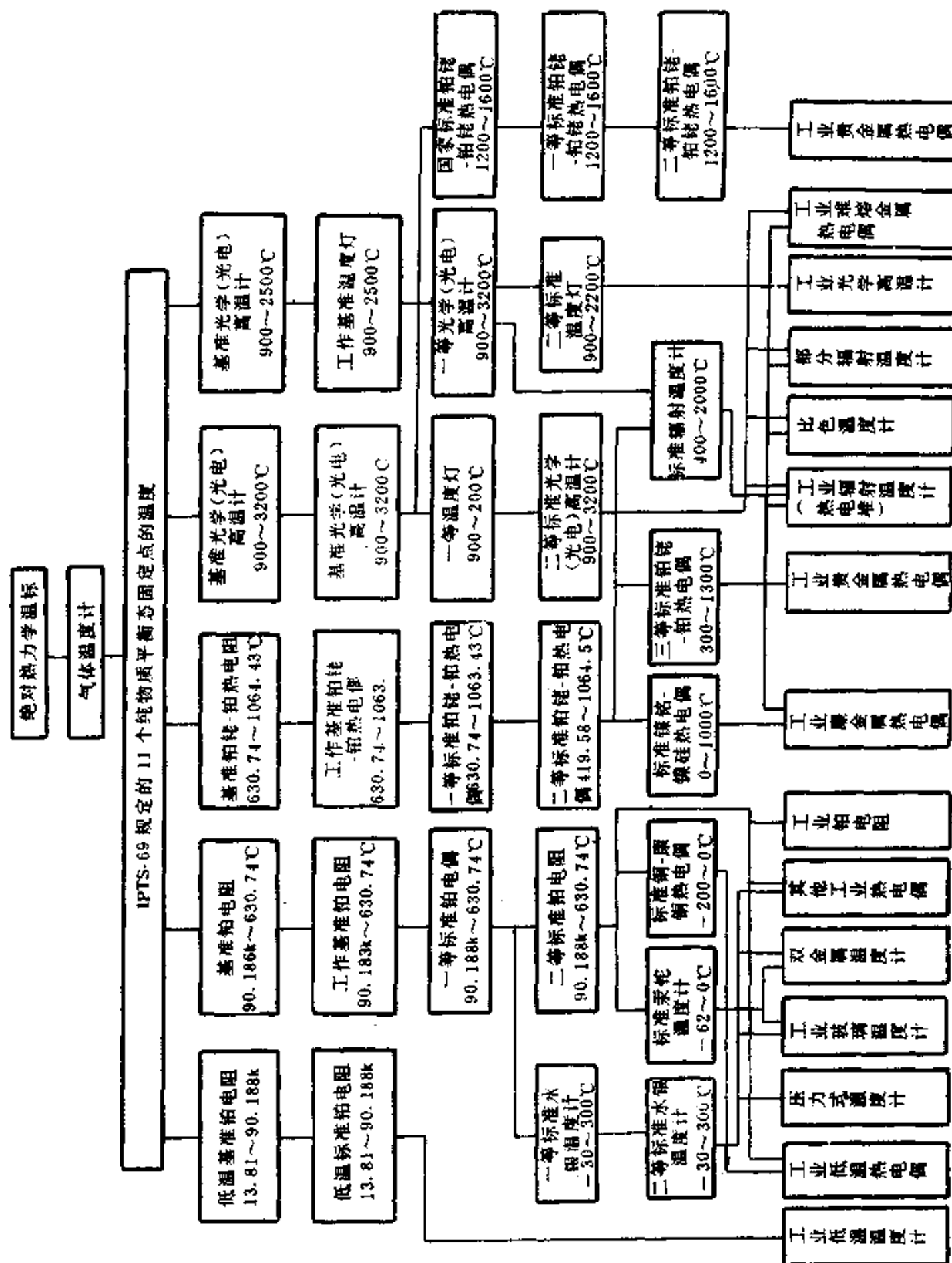
根据以上要求,纯金属是制造电阻的主要材料,特别是铂、铜、镍等,它们已得到广泛的应用。

1. 铂电阻

铂是一种贵金属,广泛地用来作电阻温度传感器的敏感元件,其主要优点是物理化学性能极为稳定,耐腐蚀能力很强,并且在很宽的温度范围内(100°C 以下)都可以保持上述特性,在一定温度范围内,铂具有良好的线性度,另外在制造方面,它易于提纯,复制性好,有良好工艺性,可以制成极细的铂丝(直径可达 0.02 毫米或更细)或极薄的铂箔。为了进一步提高温度性能,采用测射工艺、可在某一基体上镀各种图案的铂薄膜,或加入其他少量金属的铂合金膜。铂电阻温度传感器的结构如图 2-1 所示。

图 2-1(a)为铂丝双绕在基体上,图(b)为铂薄膜采用测射方法镀在某一基体上。基体

表 2-1 温度标准传递系统表



可用玻璃、石英或陶瓷材料。这样的电阻体还要加以保护,可在电阻体外面再套上薄玻璃管,或陶瓷管,并可在管内充以氮气,这样可以改善传热条件。对于图(b)结构还可采用涂釉的方法进行保护,上述两种铂电阻结构体积小,电阻丝或铂膜密封良好,但缺点是内应力较大,对稳定性、复现性影响大,其次易碎,尤其是引线易断,要特别注意。



图 2-1

铂电阻 R 与温度 t 之间近似直线,其 $R(t) \sim t$ 关系可用下式表示:

$$R(t) = R_0(1 + At + Bt^2) \quad (2-4)$$

其中 $0 \leq t \leq 650^\circ\text{C}$, t 的单位为 $^\circ\text{C}$

当 $-200^\circ\text{C} \leq t \leq 0$ 时:

$$R(t) = R_0[1 + At + Bt^2 + C(t - 100^\circ\text{C})t^3] \quad (2-5)$$

式中 $R(t)$ 、 R_0 为温度为 t 和 0°C 时铂电阻的电阻值; A 、 B 、 C 是由实验测得的常数:

$$A = 3.9684 \times 10^{-3}/^\circ\text{C}$$

$$B = -5.847 \times 10^{-7}/^\circ\text{C}$$

$$C = -4.22 \times 10^{-12}/^\circ\text{C}$$

铂的纯度通常用百度电阻比 $W(100)$ 表示,即

$$W(100) = \frac{R_{100}}{R_0} \quad (2-6)$$

式中 R_{100} ——表示 100°C 时的电阻值;

R_0 ——表示在 0°C 时的电阻值。

$W(100)$ 愈高,则其纯度愈高,目前技术水平已可提纯到 $W(100) = 1.3930$,其相应的铂纯度均为 99.9995%,工业用纯铂一般为

$$W(100) = 1.387 \sim 1.390$$

铂在 0°C 以上其电阻与温度关系很接近于直线,如图 2-2 所示,其电阻温度系数为 α :

$$\alpha \approx 3.9 \times 10^{-3}/^\circ\text{C}$$

我国自 1973 年 7 月 1 日起采用国际实用温标“ITS-1968”,国际温标的百度电阻比 $W(100) \geq 1.39256$,其精度一般可达 $\pm 0.001^\circ\text{C}$,最高的可达 $\pm 0.0001^\circ\text{C}$ 。作为标准铂电阻,其 R_0 一般取 10Ω 或 30Ω 。国内统一设计的工业用标准铂电阻,其百度电阻比 $W(100) \geq 1.391$,其 R_0 分为 50Ω 和 100Ω 两种,分度号分别为 Pt50 和 Pt100(原国标中, R_0 值分别为 46Ω 和 100Ω 两种,分

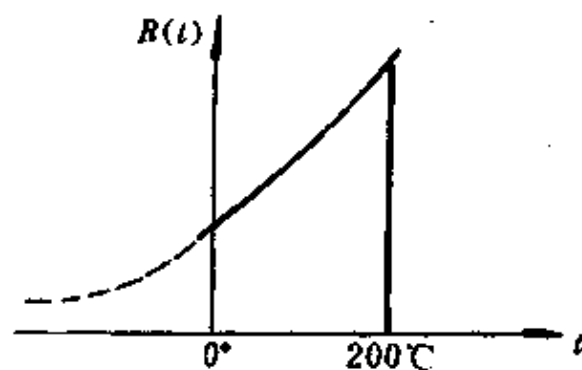


图 2-2

度号为 BA_1 、 BA_2)。工业用铂电阻精度在温度 $200\sim 0^\circ\text{C}$ 间为 $\pm 1^\circ\text{C}$ ，在 $0\sim 100^\circ\text{C}$ 间为 $\pm 0.5^\circ\text{C}$ ，在 $100\sim 650^\circ\text{C}$ 间为 $\pm (0.5\%)t^\circ\text{C}$ 。

2. 铜电阻

铜电阻测温元件，由于价格便宜，结构简单，在较低的温度下能可靠地工作，其结构如图 2-3 所示。这里采用漆包铜线双绕在圆柱形基体骨架上。骨架可用陶瓷或其它绝缘材料。由于铜的电阻率较小，所以需要多层绕制。

铜电阻通常用来测量 $-50\sim 180^\circ\text{C}$ 范围内的工业用电阻温敏元件。它有以下特点：

(1) 在上述使用温度范围内，铜电阻与温度的关系式是线性的，即

$$R(t) = R_0(1 + \alpha t) \quad (2-7)$$

式中， α 为铜电阻温度系数，比铂高。其 α 为

$$\alpha = 4.25 \sim 4.28 \times 10^{-3}/^\circ\text{C}$$

但它的电阻率低。

(2) 铜电阻易于得到纯态，其百度电阻比 $W \geq 1.425$ 。加工性能好，可拉成细丝，价格便宜。

(3) 铜电阻在 $-50\sim 50^\circ\text{C}$ 温度范围内为 $\pm 0.5^\circ\text{C}$ ，在 $50\sim 150^\circ\text{C}$ 范围内为 $\pm 0.01^\circ\text{C}$ 。

(4) 铜易于氧化，不适于在腐蚀性介质或高温下工作。

所以通常在温度不高，测温元件体积没有什么特殊限制时，可以使用铜电阻测温，其灵敏度及稳定性能都较好，因此应用较广泛。

铜电阻的 R_0 (见 2-7 式) 按国内统一设计其分度号分别为

$$R_0 = 50 \pm 0.05\Omega, \text{分度号为 Cu50};$$

$$R_0 = 100 \pm 0.1\Omega, \text{分度号为 Cu100}.$$

另外，因为镍和铁也有较高的电阻率和电阻温度系数，亦可制作热电阻。但由于铁容易氧化，性能不太稳定，而镍则非线性较严重，另外材料提纯也较难，再现性较差，目前，这两种热电阻都较少使用。

二、热敏电阻

热敏电阻是由金属氧化物和其他化合物烧结而成的一种半导体材料，它有以下一些优点：

(1) 热敏电阻的温度系数比金属大，约大 $4\sim 9$ 倍，半导体材料可以有正或负的温度系数，根据需要可以选择。

(2) 电阻率大，因此可以制成极小的电阻元件，体积小，热惯性小，适于测量点温、表面温度及快速变化的温度。

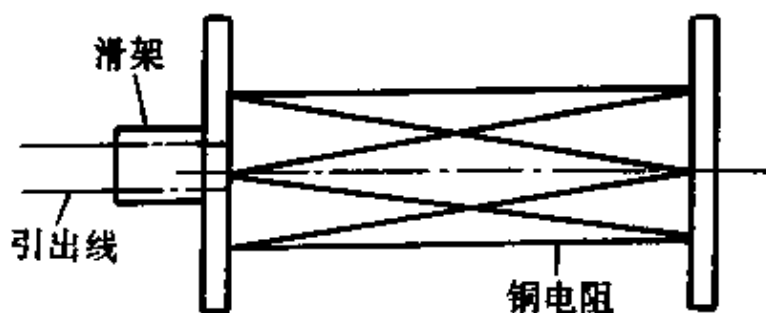


图 2-3

(3)结构简单、机械性能好,可根据不同要求,制成各种形状。

热敏电阻最大缺点是线性度较差,只在某一较窄温度范围内,有较好线性度。由于是半导体材料,其复现性和互换性较差。

热敏电阻按基本性能可分三类:负温度系数 NTC 型热敏电阻、正温度系数 PTC 型热敏电阻、临界温度 CTR 型热敏电阻。

1. NTC 型热敏电阻

NTC 型热敏电阻,在较小的温度范围内,其电阻-温度特性之间关系近似地用下式表示:

$$R(t) = R_0 e^{B(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})} \quad (2-8)$$

式中, $R(t)$ 、 R_0 是温度为 T 、 T_0 (通常指 0°C 或室温) 时的阻值, B 为热敏电阻材料常数。

$$B = \ln\left(\frac{R(t)}{R_0}\right) / \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right) \quad (2-9)$$

B 值大小决定于材料的激活能 ΔE , $B =$

$$\frac{\Delta E}{2k}.$$

T 为热力学温度, k 为波尔兹曼常数。

其电阻温度系数为

$$\alpha = \frac{1}{R(t)} \frac{dR(t)}{dT} = -\frac{B}{T^2} \quad (2-10)$$

随着温度的增加,电阻的变化将越来越小,若 $B = 4000\text{K}$, $T = 323.15\text{K}$ (50°C), 则 $\alpha = -3.8\%/^\circ\text{C}$, B 和 α 是表征热敏电阻材料性能的两个重要参数。

由于热敏电阻的温度系数为 $-(3 \sim 5)\%/^\circ\text{C}$ 是金属电阻温度系数的 10 倍左右。

NTC 热敏电阻特性如图 2-4 所示,NTC 热敏电阻是一种多晶半导体材料,当温度升高时,载流子就会增多,多晶体电阻也随之下降。图 2-

4 中 NTC 热敏电阻标称值为 $40\text{K}\Omega$ 、 4.7Ω ,不同标称值热敏电阻起、始电阻值不同。所有曲线均随温度升高,电阻值迅速下降。每条曲线标称值均指室温下的电阻值。

将 NTC 热敏电阻接上一个电流源,并测出电阻两端电压,端电压与通过电阻的电流之间的关系称为伏安特性。它是 NTC 热敏电阻重要特性之一,如图 2-5 所示。由图可见,开始时电流 I 与电压 U 成较好比例关系,这时在电阻上消耗的功率也极小,以致不会发生自身发热现象,热敏电阻这个冷态电阻完全由外界温度 t 决定。随着电流的增加,电阻释放热量并自身加热,阻值下降,它两端的电压也就不再按比例随电流的增大而增大。在一小区域内,电流的增大和电阻的减小相互补偿。这时电压基本保持不变,直至电阻的下降幅度超过相应电流的增大幅度时,电压才开始减小。因此要根据热敏电阻的允许功耗线来确定电流。

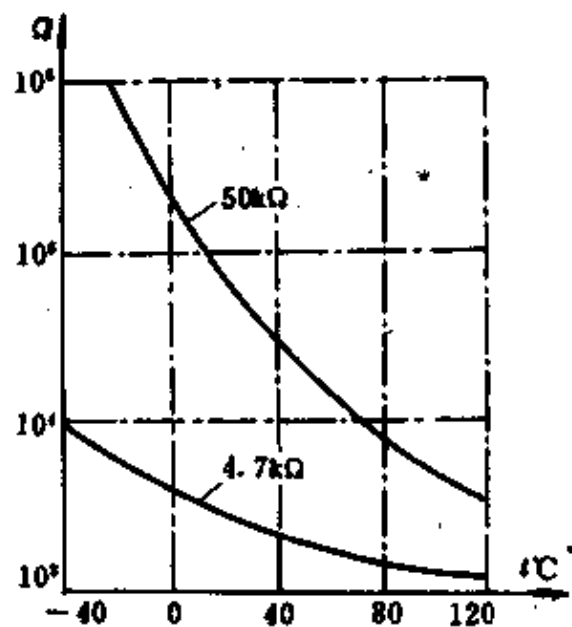


图 2-4

由 NTC 热敏电阻电压-电流特性曲线(图 2-5)可知,它只在符合欧姆定律的范围内才可以作为外界温度的量值,因而才可用来测量温度。

2. PTC 型热敏电阻

正温度系数的热敏电阻也叫 PTC 电阻,它是由一种具有半导体性质的铁电材料如钛酸钡等材料构成的,它在冷却状态时的电阻相当小,并显示出负温度系数的性质,当超过由合成材料所决定的某一温度时,使电阻在较窄的温度区间内指数规律增长,呈现很高的正温度系数。

PTC 热敏电阻,在电阻随温度增加的较小温度区间内,其电阻——温度之间的关系近似用下式表示:

$$R(t) = R_0 e^{B(T-T_0)} \quad (2-11)$$

式中 $R(t)$ 为温度 T 时的阻值;

R_0 为温度为 0°C (或常温)时的阻值;

B 为材料系数,单位为 $1/\text{K}$ 。

由式(2-11)可得

$$B = \ln \left(\frac{R(t)}{R_0} \right) / (T - T_0) \quad (2-12)$$

其电阻温度系数为

$$\alpha = \frac{1}{R(t)} \frac{dR(t)}{dT} = B \quad (2-13)$$

由上式可以看出,PTC 热敏电阻的温度系数 α 与温度无关,并等于材料系数 B 。

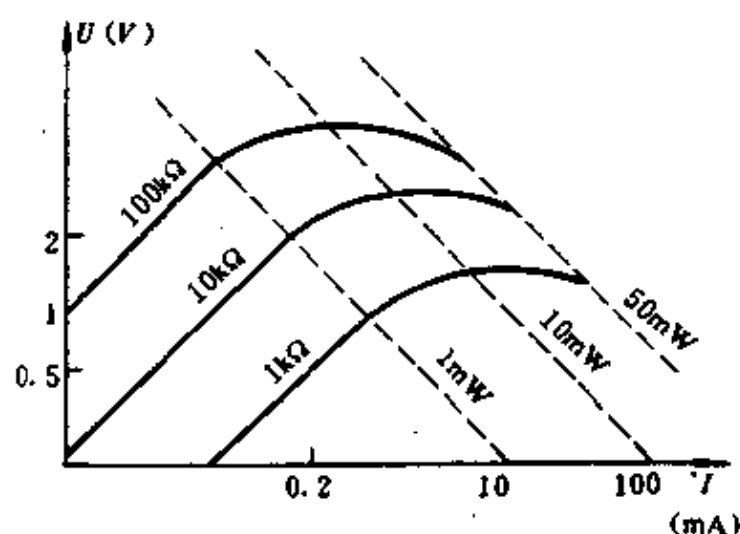


图 2-5

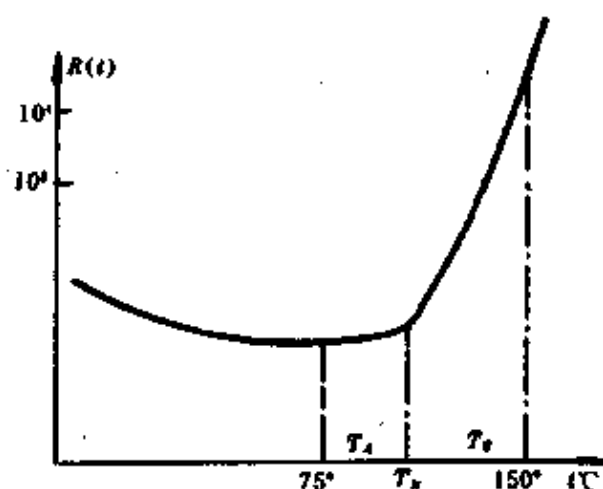


图 2-6

图 2-6 为 PTC 电阻与温度关系曲线,在温度低于 T_A 范围内,PTC 显示出负温度系数的性质。在 $T_A \sim T_N$ 温度范围内材料的铁电效应开始起作用。在 $T_N \sim T_s$ 温度范围内,PTC 呈现很高的正温特性。

当正温度系数热敏电阻两端加上一个电压,则流过电阻有一定电流,开始流过它的电流随电压增大而增大。当流过电流使热敏电阻不断被加热,阻值增加,从而抑制电流继续增大。当电压继续升高时,热敏电阻的变化,使电流由最大后又逐渐变小,特性曲线为双曲

线($U \cdot I = \text{常数}$)。如图 2-7 所示。

由以上分析可知,PTC 热敏电阻在较窄的温度范围内有非常好的温度-电阻特性,其温度系数与材料 B 有关,但由于 B 值分散性,测量稳定性不高,所以 PTC 热敏电阻主要用于简单的、没有高精度要求的测温系统。

3. CTR 型热敏电阻

临界温度系数 CTR 型热敏电阻温度特性如图 2-8 所示。在 $T_N \sim T_S$ 温度范围内,热敏电阻的阻值随温度而剧裂变化。由于 $T_N \sim T_S$ 范围较窄,虽在此范围有一定线性,由于线性范围太窄,所以一般不用 CTR 热敏电阻作测温元件,而用作开关控制元件。所以关于 CTR 热敏电阻就不作进一步讨论了。

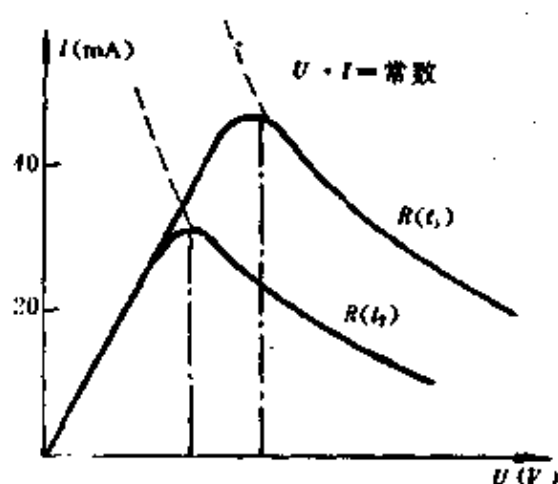


图 2-7

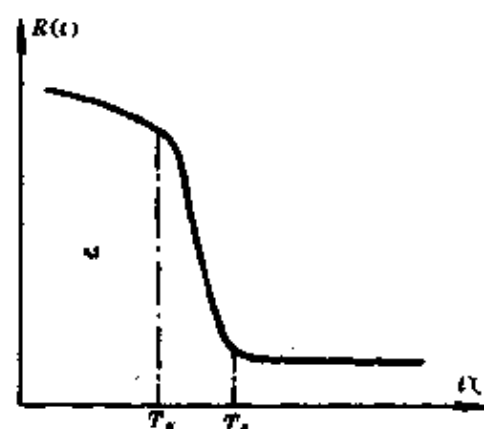


图 2-8

三、热电阻、热敏电阻的主要参数

1. 标称电阻值 $R(t)$: 在环境为 $25 \pm 0.2^\circ\text{C}$ (室温时) 测得的电阻值, 又称冷电阻。
2. 电阻温度系数 α : 热电阻和热敏电阻的温度与周围介质的温度变化 1°C 时阻值的变化率, 通常指温标 20°C 的温度系数, 单位为 $(\%)/^\circ\text{C}$ 。
3. 热容量 J : 热电阻、热敏电阻的温度变化 1°C 时所需吸收或释放的热量, 单位为 $\text{J}/^\circ\text{C}$ 。
4. 耗散功率 H : 热电阻或热敏电阻与周围环境温度相差 1°C 时, 电阻体所耗散的功率, 单位为毫瓦/ $^\circ\text{C}$ ($\text{mW}/^\circ\text{C}$)。
5. 时间常数 τ : 温度为 T_0 的电阻体, 当温度变为 T 时, 电阻体温度增加量为 ΔT 时, 电阻值变化到稳定值所需要的时间。
6. 额定功率: 电阻体所允许最大电流与电压降的乘积, 单位为瓦 (W)。

四、电阻温度传感器特性曲线的线性化

电阻温度传感器, 常用热电阻和热敏电阻作敏感元件, 这些元件的特性曲线实际上或多或少都有些弯曲, 我们在显示或进一步处理测量信号时, 要求被测的非电量与测得电量之间呈线性关系。因此, 我们常常要对传感器的特性曲线进行线性化, 也就是说, 通过线性

化处理,使得传感器在一定范围内电量与非电量关系为线性关系。一般有下面几种常用线性化的方法。

1. 用串联或并联电阻进行线性化

在一个电阻传感器上串联或并联一固定阻值的电阻,能使特性曲线在它的量程范围内近似为直线关系,不过这种方法会使传感器的灵敏度降低,即特性曲线的斜率会比单独使用电阻传感器时的小。

现在以 NTC 型热电阻为例来说明上述特性曲线线性化的方法。

如图 2-9, $R(t)$ 为 NTC 热敏电阻,其温度特性如式(2-8)所示。当 $t \rightarrow \infty$ 时, $R(t) \rightarrow 0$; 当 $t \rightarrow$ 最小时, $R(t) \rightarrow \infty$ 。温度电阻 $R(t)$ 变化范围为 $0 \sim \infty$ 。现在用一与温度无关的电阻 R_s 与 $R(t)$ 串联。由于 R_s 为定值,不随温度变化。合成电阻为 R_s ; 由图 2-9 可以看出:在低温时,串联电路总电阻 R_s 由热敏电阻 $R(t)$ ($R(t) \rightarrow \infty$) 定;在高温时,串联电路总电阻 R_s 由固定电阻 R 定(因为 $R(t) \rightarrow 0$)。这样,采用串联电阻后,总电阻特性曲线要比只用热敏电阻时平坦,即特性曲线在温度由低变得很高时, R_s 只在一定阻值之间变化,但 R_s 的斜率比 $R(t)$ 的斜率变小了。

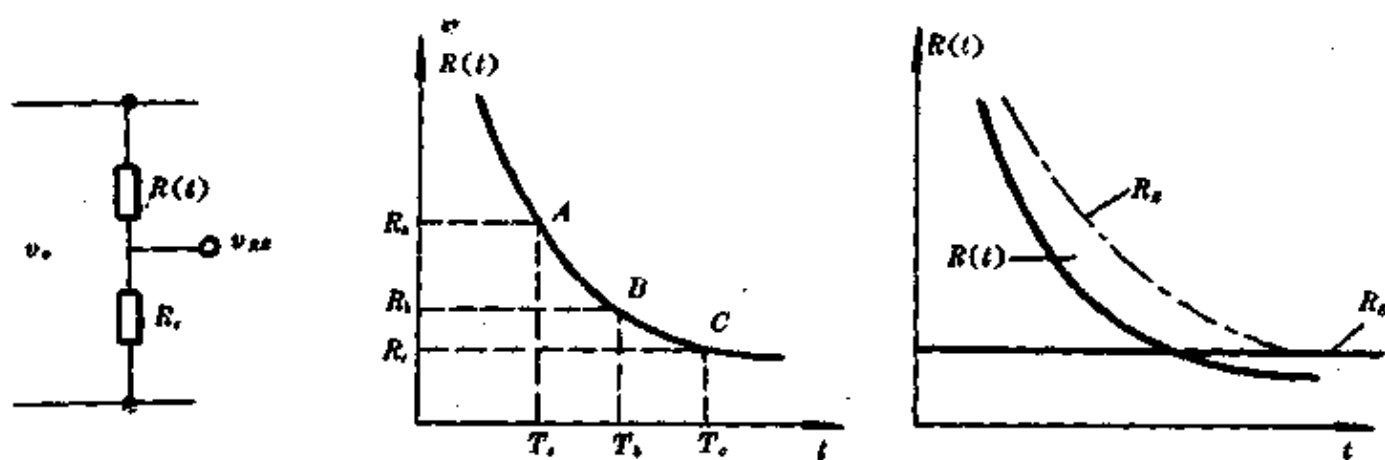


图 2-9

若直接输出线性化的电压值 v_{ss} ,则可采用图 2-9 所示串联线性化电路。对 $R(t) \sim t$ 特性曲线取 A、B、C 三点,应有

$$\frac{v_0 R_s}{R_s + R_1} - \frac{v_0 R_s}{R_s + R_2} = \frac{v_0 R_s}{R_s + R_3} - \frac{v_0 R_s}{R_s + R_4}$$

由上式求得串联电阻 R_s 的值为

$$R_s = \frac{R_1(R_2 + R_3) - 2R_2R_3}{R_1 + R_2 - 2R_3}$$

如图 2-10 为并联电阻进行线性化电路, $R(t)$ 与固定电阻 R_p 并联,等效电阻为 R_s ,其定性解释可由图 2-10 右图说明,在低温时等效电阻 R_s 最大, $R_s \approx R_p$; 在高温时 $R_s \approx R(t)$ 。

R_p 的计算,根据实际需要选择 A、B、C 三点,为达到 A、B、C 三点处参数的线性关系,应有

$$\frac{R_p R_1}{R_p + R_1} - \frac{R_p R_2}{R_p + R_2} = \frac{R_p R_3}{R_p + R_3} - \frac{R_p R_4}{R_p + R_4}$$

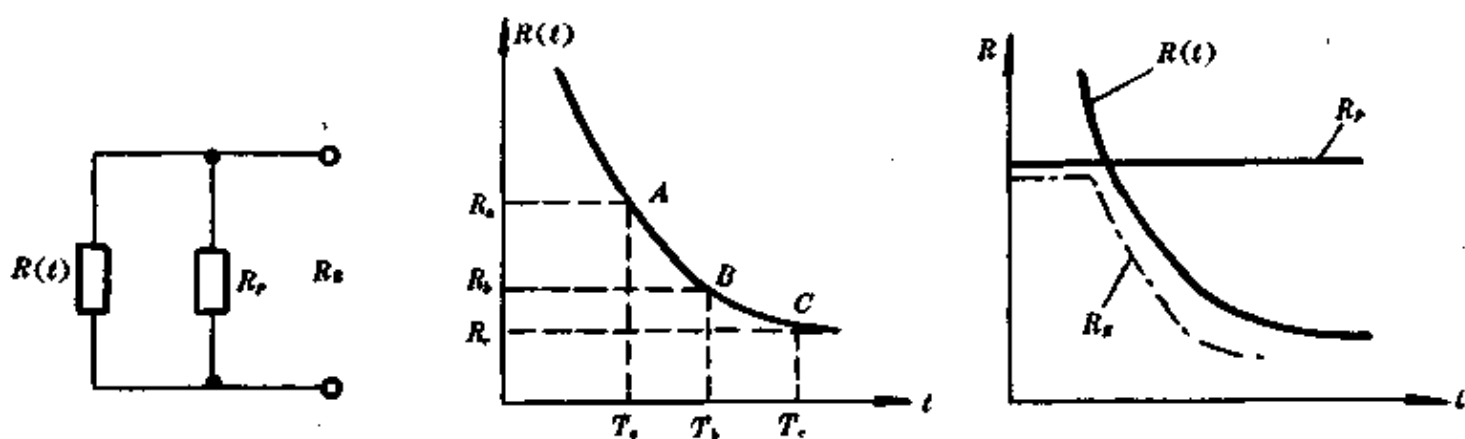


图 2-10

则得

$$R_p = \frac{R_s(R_s + R_c) - 2R_sR_c}{R_s + R_c - 2R_s}$$

除以上用串、并联固定电阻改善 $R(t)$ 的非线性外,还可用混联电路改进 $R(t)$ 的非线性。

综合图 2-9 与图 2-10 可得图 2-11。可以看到负温度系数热敏电阻的特性曲线线性化,只是在相当窄的温度范围内才有意义。通过串并联电阻,可以对电阻温度传感器在生产中产生的离散性进行补偿,使每一个传感器都达到同一个标称阻值和温度系数。

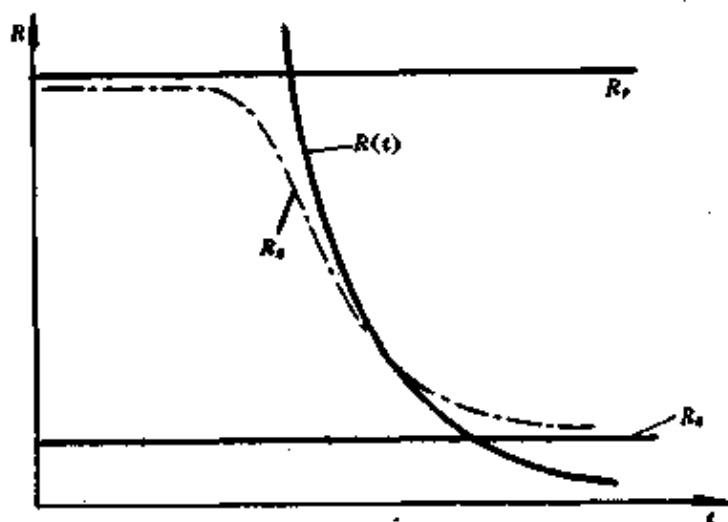


图 2-11

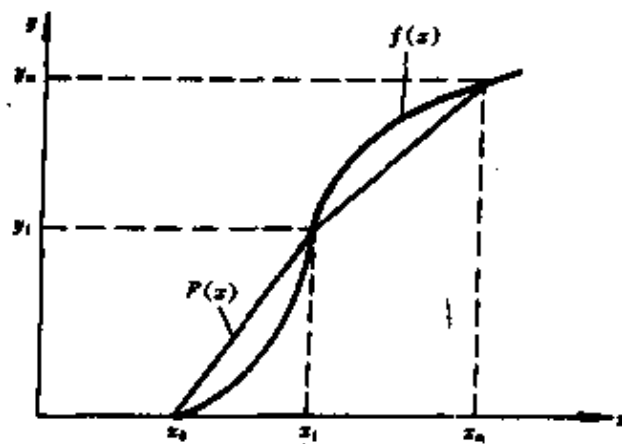


图 2-12

2. 折线拟合法

由式(1-4)可以看到,传感器输入 x 与输出 y 之间关系是非线性的,并可用(1-4)多项式表示。现在过点 (x_0, y_0) 、 (x_1, y_1) 作折线 $Y = P(x) = a_0 + a_1x$,则在区间 (x_0, x_1) 用 $P(x)$ 拟合 $y = f(x)$ 的最大误差,如图 2-12 所示。

$$\Delta m(x) = \frac{P(x) - f(x)}{f(x)} \Big|_{\max} \quad (2-14)$$

当满足 $\frac{d\Delta(x)}{dx} = \frac{d}{dx} \frac{P(x) - f(x)}{f(x)} = 0$, 求得 \bar{x} , 则当:

(1) $\Delta_m(x) = \Delta(\bar{x}) = \frac{P(\bar{x}) - f(\bar{x})}{f(\bar{x})} \leq \sigma$, (σ 为允许误差)时,在区间 (x_0, x_1) 可用 $P(x)$ 代替 $f(x)$,即可用折线 $P(x)$ 拟合曲线 $y = f(x)$ 。

(2) 若 $\Delta_m(x) > \sigma$, 则可将区间划分两个子区间 (x_0, x_1) 、 (x_1, x_m) , 再按上述方法分别折线, 再判定其最大误差是否大于 σ , 如果是大于 σ , 则拟合完毕; 不是, 则再将该子区间一分为二个更小的子区间, 直到各子区间均满足: $\Delta_m \leq \sigma$ 为止, 拟合完毕。

拟合完毕时, 子区间总数是有限的, 即在区间 (x_0, x_m) 上可用 n 段折线代替原来的曲线, 其误差在允许范围以内。这就是非线性特性曲线的折线拟合。

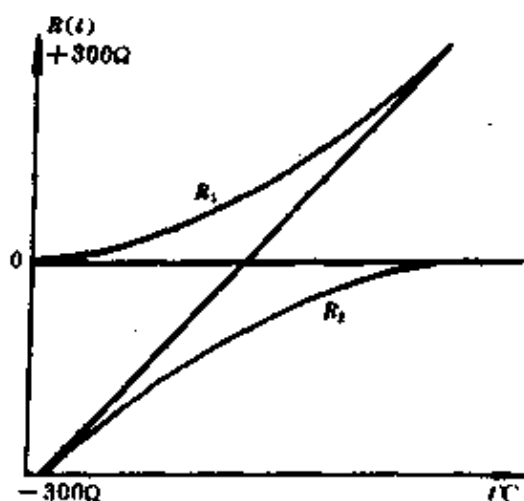


图 2-13

综上所述, 折线拟合的设计归结为子区间的划分和计算拟合折线的斜率 A 及截距 B , 并要求各子区间的拟合最大误差满足 $\Delta_{m,i} \leq \sigma$, 因各子区间长度长短不一, 可采用下面三种方法划分:

- (1) 可用优选法划分;
- (2) 对于较复杂的 $f(x)$, 子区间的划分以及 $A_i, B_i, \Delta_{m,i}$ 的计算和判定可用计算机编程实现;
- (3) 折线拟合也可用单片机查表处理。

3. 补偿法

采用两个不同性能电阻温度传感器, 利用在它们上面产生反向影响效果, 如图 2-13 所示, 这种结构很适合于得到线性的特性曲线。

§ 2-3 测温电桥电路

电阻温度传感器用来测量温度, 主要是利用其温度特性, 当温度变化时, 电阻值发生改变。这样测温变成测量电阻值。电阻值的测量内容极其广泛, 电阻值可以是 $10^{-16} \sim 10^{12} \Omega$, 甚至更大, 可以是十进电阻, 也可以是非十进电阻, 此时, 测量可以在大电流通过被测电阻下进行, 也可以在小电流下进行, 可以在高压下或低电压下进行等等, 这都决定了直流电阻的测量方法和测量电路的多样化。但是, 对于电阻温度传感器电阻测量是在小电流、低电压作用下, 电阻值约在 $10^{-3} \sim 10^4 \Omega$ 范围内电阻的精密测量。

一、单电桥电路

如图 2-14 是最基本测量电阻电路, 又称惠斯登电桥。图中 A, B, C, D 是电桥四个顶点, B 与 D 两端接负载, AC 两端接直流电源 E , 称为激励源。 AB, BC, CD, DA 称为桥臂。

1. 工作原理

对于图 2-14, 供桥电压为直流电压, 它的四个桥臂由 R_1, R_2, R_3, R_4 组成, 当四个臂的电阻 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ 时, 称为等臂电桥, 当任意两臂电阻相等时, 称为对称电桥。

当电桥输出端接运算放大器时, 由于运放输入阻抗很高, 故可认为电桥的负载电阻为无穷大, 此时电桥输出端相当于开路状态, 即只有电压输出。图 2-14 中, 从 ABC 半个电桥来看, 由 A 经过 B 到 C (即 AC 间的电压) 的电压降为 E , 通过 R_1 和 R_2 两臂电流 $I_1 = \frac{E}{R_1 + R_2}$, 而 R_2 上压降为 $I_1 R_2$, 则 R_2 上电压降为

$$v_{bc} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$$

同样, ADC 半个电桥的电压降也是 E, R_3 的电压降为

$$v_{dc} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} E$$

则输出电压 v_0 是 v_{bc} 与 v_{dc} 之间的电压差, 即

$$v_0 = v_{bc} - v_{dc} = \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} E \quad (2-15)$$

设对角线 B, D 间电压为零, 则电桥平衡, 即上式分子为零, 由此得电桥平衡条件为

$$R_1 R_3 = R_2 R_4 \quad (2-16)$$

在实际测量中, 通常把被测电阻作为一个桥臂, 另外三个桥臂接已知电阻, 三个已知电阻至少有一个是可变的, 调节可变电阻, 使电桥处于平衡状态后, 即可得出未知电阻。例如(2-16)式中如用被测电阻 R_x 代替 R_1, R_2 为可调电阻, 电桥平衡后要满足式(2-16), 则可测出

$$R_x = \frac{R_2 R_4}{R_3}$$

以上分析可以看出: 电桥平衡关系式(2-16)仅由各桥臂电阻值之间关系确定, 而与激励源 E 无关, 从平衡关系式(2-16)也可看到, 四个臂相对位置可以互换, 即可将电阻温度传感器置于任一臂之中。此外, 由于单电桥电路有四个顶点, 采用哪两个顶点接激励电源和作平衡指示器也是任意的。所以单电桥电路是一个理想的对称电路。

2. 单电桥的输入、输出电阻

当电桥平衡即 $R_1 R_3 = R_2 R_4$ 时, 由 B, D 两点得到一个等效电阻, 即为输出电阻 R_0 。

$$R_0 = \frac{(R_1 + R_4)(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (2-17)$$

由 A, C 两点向电桥看出得到一个等值电阻 R_i , 即为输入电阻

$$R_i = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} \quad (2-18)$$

令 $R' = R_1 + R_2 + R_3 + R_4$, 由(2-16)式可写为 $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$, 则有

$$\frac{R_2 + R_1}{R_1} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}{R_1 + R_4} = \frac{R'}{R_1 + R_4} \quad (2-19)$$

如(2-16)写成 $\frac{R_4}{R_1} = \frac{R_3}{R_2}$, 则有

$$\frac{R_4 + R_1}{R_1} = \frac{R_3 + R_2}{R_2} = \frac{R'}{R_1 + R_2} \quad (2-20)$$

由式(2-17)和式(2-19)可以得到

$$R_0 = \frac{R_1 + R_2}{R'} (R_2 + R_3) = \frac{R_1}{R_3 + R_4} (R_2 + R_3) \quad (2-21)$$

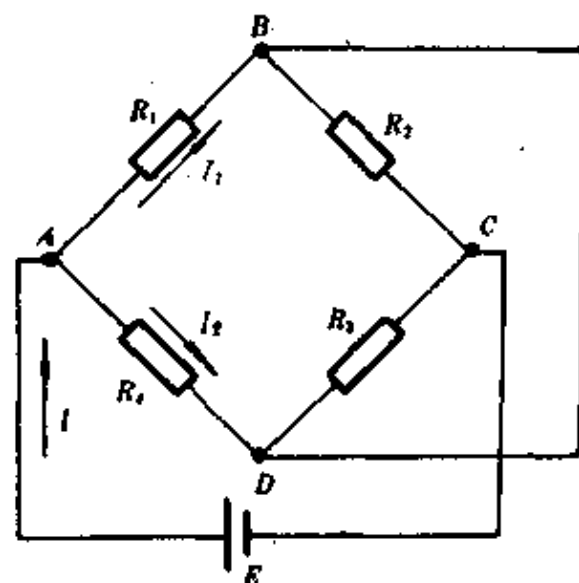


图 2-14

同理由式(2-18)和式(2-20)可以得到

$$R_i = \frac{R_1 + R_2}{R'} (R_3 + R_4) = \frac{R_2}{R_2 + R_3} (R_3 + R_4) \quad (2-22)$$

故 $R_0 R_i = R_2 R_4$ 。同理可得

$$R_0 R_i = R_2 R_4 = R_1 R_3 \quad (2-23)$$

所以单电桥电路输入电阻、输出电阻的乘积,在电桥平衡时,等于桥臂相对两电阻之乘积。即单电桥电路平衡后,电桥的输入电阻 R_i 为水平顶点间的电阻。电桥的输出电阻 R_0 为垂直顶点间的电阻。这两个参数对电桥激励电压选择和输出电压的放大都有用处。

3. 单电桥的功率输出

当电桥输出端接入电阻值较小的负载(如检流计等)时,电桥将有电流输出,如图 2-14 所示,这样的电桥为功率桥。

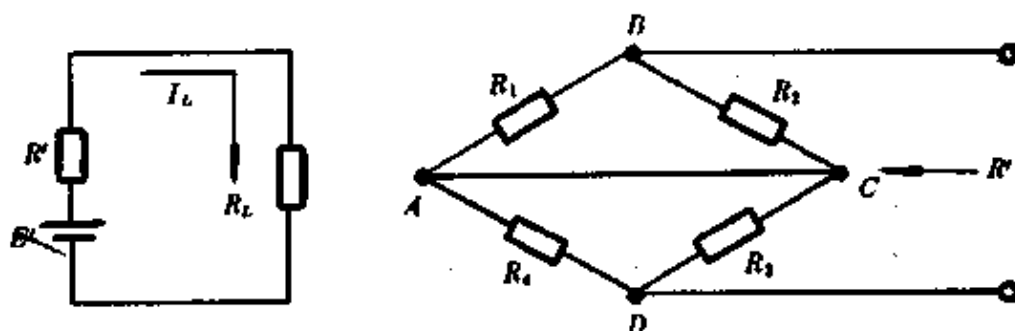


图 2-15

将图(2-14)用等效电路图(2-15)表示,其中 R' 为电桥输出等效内阻, E' 为等效电压,可以认为是 B 、 D 两端开路电压,如式(2-15)所示:

$$U_{BD} = U_0 = E \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}$$

R_L 为负载电阻。

由图 2-15 可以得到等效电阻 R' 为

$$R' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

则流经负载 R_L 的电流为

$$I_L = \frac{U_0}{R' + R_L} = \frac{E}{R' + R_L} \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}$$

当 $I_L = 0$, 即负载上无电流流过, 此时电桥平衡, 其平衡条件与式(2-16)相同, 即为

$$R_1 R_3 = R_2 R_4$$

如果电桥负载 R_L 要得到最大功率, 要求电桥输出电阻(即电桥内阻)等于负载电阻 R_L , 即达到阻抗匹配时, 有

$$R_L = R' = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

电桥的输出功率最大, 此时电桥的输出电流为

$$I_L = \frac{U_o}{2R'} = \frac{E}{2} \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{R'(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}$$

输出电压为

$$U_L = I_L R_L = \frac{E}{2} \frac{R_L(R_1 R_3 - R_2 R_4)}{R'(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}$$

二、电阻温度传感器在桥臂中的位置

电阻温度传感器在桥臂中的位置, 主要根据电桥输出灵敏度以及传感器工作环境来进行选择, 以保证温度测量的准确性。在检测之前应使电桥平衡(称为预调平衡), 使得输出电压只与电阻温度传感器感受温度引起电阻变化有关。根据测温中温度传感器有桥臂中的位置有以下三种情况。

1. 一臂是电阻温度传感器, 其他三臂为固定电阻, 如图 2-16, R_1 为感温电阻, 当温度变化时, R_1 可为增加量 ΔR (如 PTC 电阻) 也可为减小量 $-\Delta R$ (如 NTC 电阻)。

当电阻温度传感器未感受温度时, 其阻值为 R_1 , 电桥处于平衡状态, 电桥输出电压

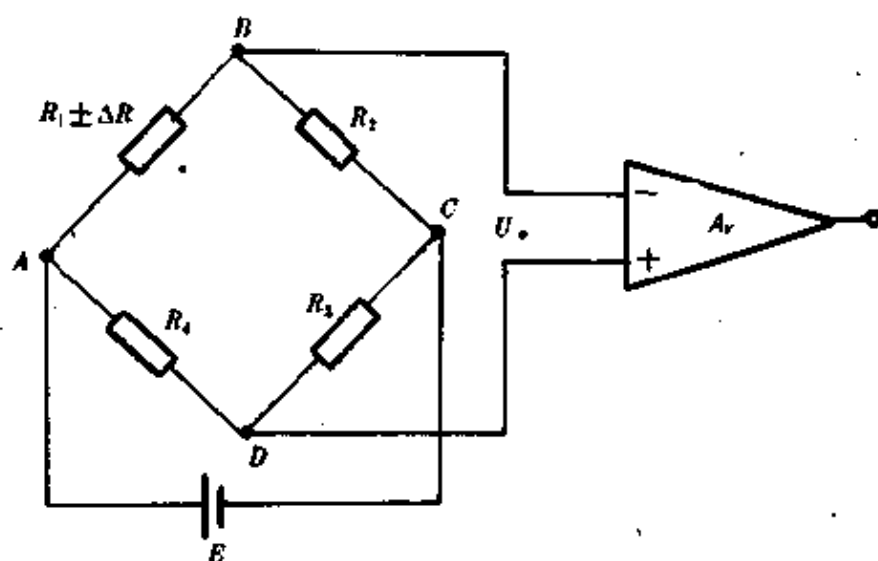


图 2-16

$U_o = 0$; 当感受温度时, 产生 ΔR 变化, 电桥产生不平衡输出电压 U_o , 由式(2-15)可知

$$\begin{aligned} U_o = U_{BD} &= \frac{R_1 + \Delta R}{R_1 + \Delta R + R_2} E - \frac{R_4}{R_3 + R_4} E \\ &= \frac{R_1 R_3 + \Delta R R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + \Delta R + R_2)(R_3 + R_4)} E \end{aligned}$$

考虑电桥初始平衡条件, 即 $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} = n$, n 为桥臂比, 则上式可写成

$$U_o = \frac{\frac{\Delta R}{R_1} n}{(1 + \frac{\Delta R}{R_1} + n)(1 + n)} E$$

现略去分母中的微小项 $\Delta R/R_1$, 则有

$$U_o \approx \frac{n}{(1+n)^2} \frac{\Delta R}{R_1} E \quad (2-23)$$

则可定义电桥电压灵敏度为

$$S_v = \frac{U_o}{\frac{\Delta R}{R_1}} = E \frac{n}{(1+n)^2} \quad (2-24)$$

由式(2-24)可以看到:

① 电桥的电压灵敏度正比于电桥供电电压, 供桥激励电压越高, 电桥电压灵敏度愈高, 但供桥电压受电阻温度传感器和其他桥路电阻温度特性限制, 一般供桥电压为 2~5V。

② 电桥电压灵敏度是桥臂电阻比 n 的函数, 当 E 一定时, 由 $2S_v/2n=0$, 可求得 $n=1$ 时, S_v 最大, 即 $R_1=R_2=R_3=R_4$, 有

$$S_v = \frac{1}{4} E$$

$$U_o = \frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R_1} E$$

上式说明, 等臂电桥具有较大的输出电压, 即有较高电压灵敏度。因此, 测温电桥电路中多采用等臂电桥。

③ 电桥输出电压与电桥电阻温度传感器的电阻相对变化率 $\Delta R/R_1$ 成正比。

2. 四个臂全是电阻温度传感器, 如图 2-

图 2-17

17, 设 AB 、 BC 、 CD 、 DA 为工作臂, 且工作时电阻变化为 ΔR_1 、 ΔR_2 、 ΔR_3 、 ΔR_4 , 即工作时各桥臂电阻都将发生变化, 供桥电压 E 为定值时, 对式(2-15)进行全微分, 则电桥输出电压增量为

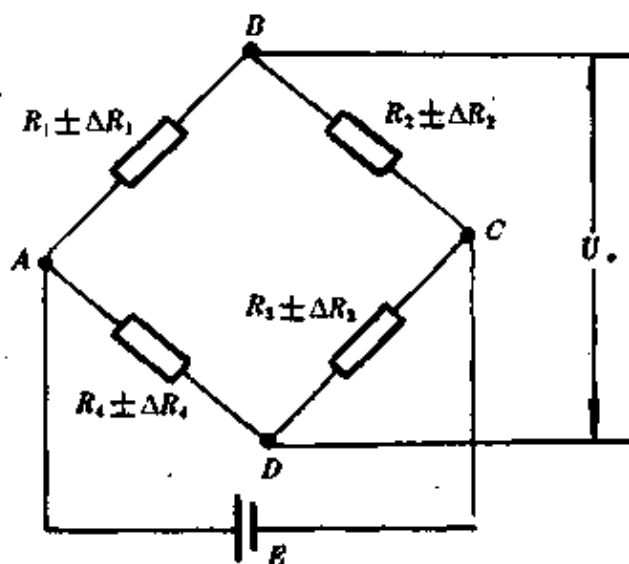
$$\begin{aligned} U_o = dU_o &= \frac{\partial U_o}{\partial R_1} dR_1 + \frac{\partial U_o}{\partial R_2} dR_2 + \frac{\partial U_o}{\partial R_3} dR_3 + \frac{\partial U_o}{\partial R_4} dR_4 \\ &= E \left[\left(\frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} \frac{dR_1}{R_1} - \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)^2} \frac{dR_2}{R_2} \right) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{R_3 R_4}{(R_3 + R_4)^2} \frac{dR_3}{R_3} - \frac{R_3 R_4}{(R_3 + R_4)^2} \frac{dR_4}{R_4} \right) \right] \end{aligned}$$

对于等臂电桥, 由于 $R_1=R_2=R_3=R_4$, 在电桥预调平衡的条件下, 上式可以写为

$$U_o = \frac{E}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \quad (2-25)$$

如果测温电阻选取对臂作相同方向变化, 相邻两臂互为反向变化, 则有:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta R_1}{R_1} &= \frac{\Delta R_3}{R_3} = \frac{\Delta R}{R} \\ \frac{\Delta R_2}{R_2} &= \frac{\Delta R_4}{R_4} = -\frac{\Delta R}{R} \end{aligned}$$



代入式(2-25)得

$$U_o = \frac{\Delta R}{R} E \quad (2-26)$$

由式(2-26)可以看出,电桥输出电压为单臂测量时的四倍。大大提高了测量的灵敏度。

3. 两个相邻臂是电阻温度传感器,其他两臂为固定电阻。

如图 2-18, AB、BC 臂为工作臂,且工作时有电阻增量 ΔR_1 、 ΔR_2 ,而另外两个臂接固定电阻 R_3 和 R_4 ,即 $\Delta R_3 = \Delta R_4 = 0$,则式(2-25)变为

$$U_o = \frac{E}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right) = 0$$

若 $\Delta R_1 = -\Delta R_2$,对于等臂电桥则有

$$U_o = \frac{E}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right) = \frac{E}{4} \left(2 \frac{\Delta R}{R} \right) = \frac{E}{2} \frac{\Delta R}{R} \quad (2-27)$$

由上式可以看到,这种情况下电桥的输出比单臂时增大一倍,提高了测量灵敏度。

由上述电阻温度传感器在桥臂不同位置输出电压灵敏度不同,其中的四臂(全桥)接电阻温度传感器的电压灵敏度最大。

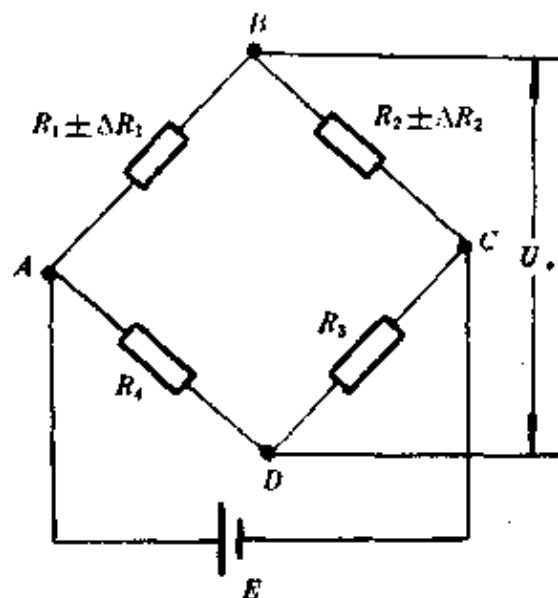


图 2-18

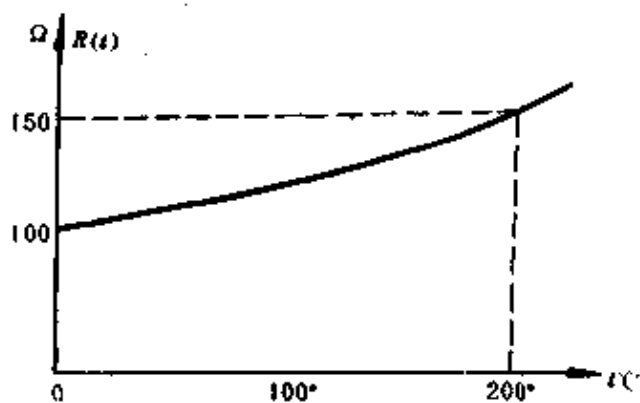


图 2-19

4. 单电桥测温电路设计举例

单电桥测温电路如图 2-20 所示,在进行电路设计时,一般是已知传感器温度特性,根据测温环境确定电桥平衡方式、激励源选择、电压灵敏度、放大与引线电阻补偿等等。现以铂电阻温度传感器为例,说明电桥电路设计简单步骤。

设已知某铂电阻温度特性如图 2-19 所示。

$$t = 0^\circ\text{C} \quad R(t) = 100\Omega$$

$$t = 200^\circ\text{C} \quad R(t) = 150\Omega$$

则

$$\Delta R = 0.25\Omega/^\circ\text{C}$$

设通过 $R(t)$ 电流小于 2mA,测温距离为 100m,要求 $U_o = 100\text{mV}$ 。

(1) 电桥结构的选择

如图 2-20,电桥采用等臂电桥,选择 $R'_1 = R_2 = R_3 = R_4$,铂电阻 $R(t) < R'_1$,为了调整电桥平衡,用可变电阻 R_w ,这样 R_w 分为两部分,电桥平衡时, $(R_{w1} + R_2)R_4 = [R' + R(t)](R_{w2} + R_3)$ 则 $U_o = 0$,因为 $R(t)$ 冷电阻为 100Ω ,可选择 $R'_1 \geq 10R(t)$,设选 $R' = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 2\text{k}\Omega$,则 R_w 可调电阻为 200Ω ,则可用 R_w 调整电桥平衡, R_w 称为调零电位器,在

0℃时调电桥平衡,即调 R_w 使 $U_o=0$

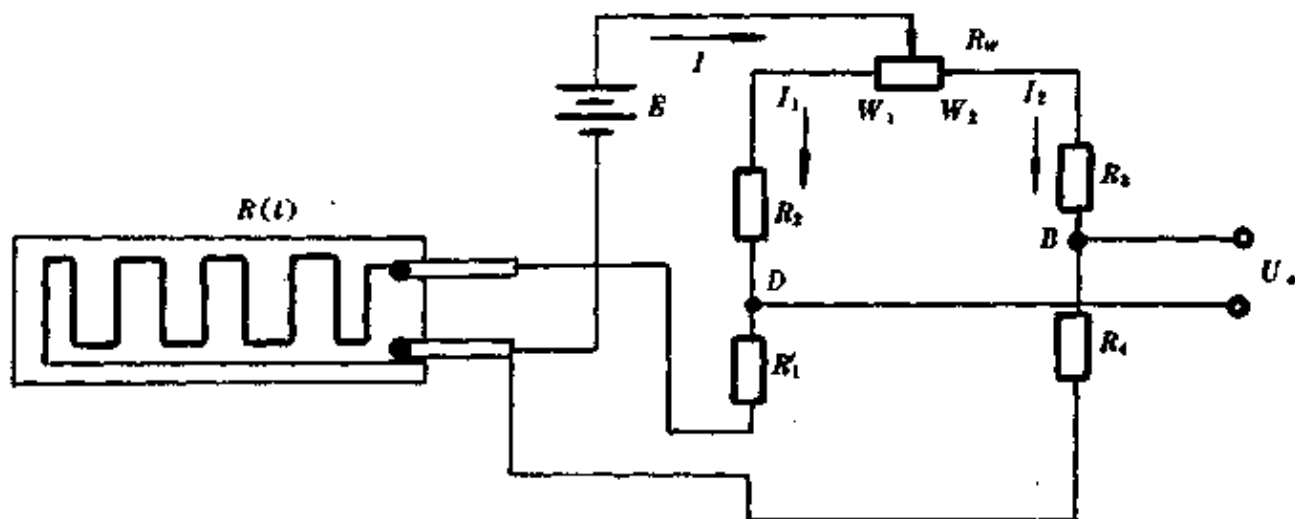


图 2-20

(2) 激励电源电压的估算

单电桥电路中激励电源主要作用是:在电阻温度传感器 $R(t)$, 固定电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 中产生一定电流, 因而将电阻变化转变为电压的变化。但是 $R(t)$ 中电流是有限的, 不能过大, 否则由于本身电流发热而影响温度的测量, 对于固定电阻中电流也不能过大, 并要求固定电阻有较大的功率容量, 其近似估算是:

先设定一较低电压, 例如 E 选用 5V, 则总电流 I 为

$$I = \frac{E}{(R_1 + R_2) / (R_3 + R_4)} = 2.5\text{mA}$$

则每臂电流 I_1 (或 I_2) 分别为

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} I \\ &= \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} I = I_2 = 1.25\text{mA} \end{aligned}$$

从上估算可以看到, 流过 $R(t)$ 电流小于 2mA, 故本身热量变化不会影响环境的变化。同样流过固定电阻上电流也小于 2mA。

所以选取 $E=5\text{V}$ 是可行的。

(3) 单电桥电路输出信号的放大

由前面所选定铂电阻的 $\Delta R=0.25\Omega/^\circ\text{C}$, 则电压灵敏度为

$$U_o = \frac{1}{4} E \frac{\Delta R}{R_1} = \frac{1}{4} \times 5 \times \frac{0.25}{2000} = 0.15\text{mV}$$

对微弱信号必须进行放大, 由于图 2-20 电桥为双端输出, 如采用运算放大器, 则要用差动放大电路, 如图 2-21 所示, 其输出电压为 B、D 点的电位差, 如电路选用 $R_{f1}=R_1$ 、 $R_{f2}=R_2$, 则运算放大器放大的电压为

$$U_o' = \frac{R_f}{R_1} (U_B - U_D)$$

选择不同 R_f 与 R_1 , 则可得到所放大的信号。

(4) 传感器引线电阻的补偿

实际测量中,由于被测温环境离控制室较远,所以传感器要经长导线置于测温环境,这样,引线电阻会影响电桥平衡,例如 50m 长导线,引入 1Ω 引线电阻,会使 $R(t)$ 测温偏离约 5°C 误差。所以对引线电阻要进行补偿。

最常用的引线电阻补偿方法是三线补偿法,如图 2-22 所示。图(a)为二根导线接法,由于有引线电阻 R_L ,会影响电桥平衡(平衡点仍为 B 与 D 点)。

图(b)为用三根导线连接传感器,其中两根引线电阻在桥臂中以相同的方式发生变化并相互补偿,即这二条导线中电流方向相反,引线电阻正好抵消。

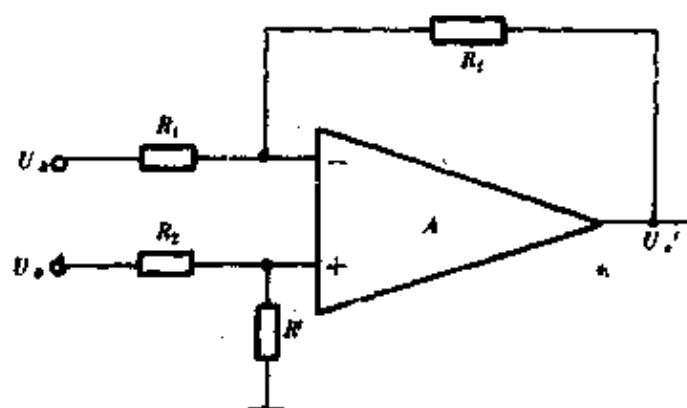


图 2-21

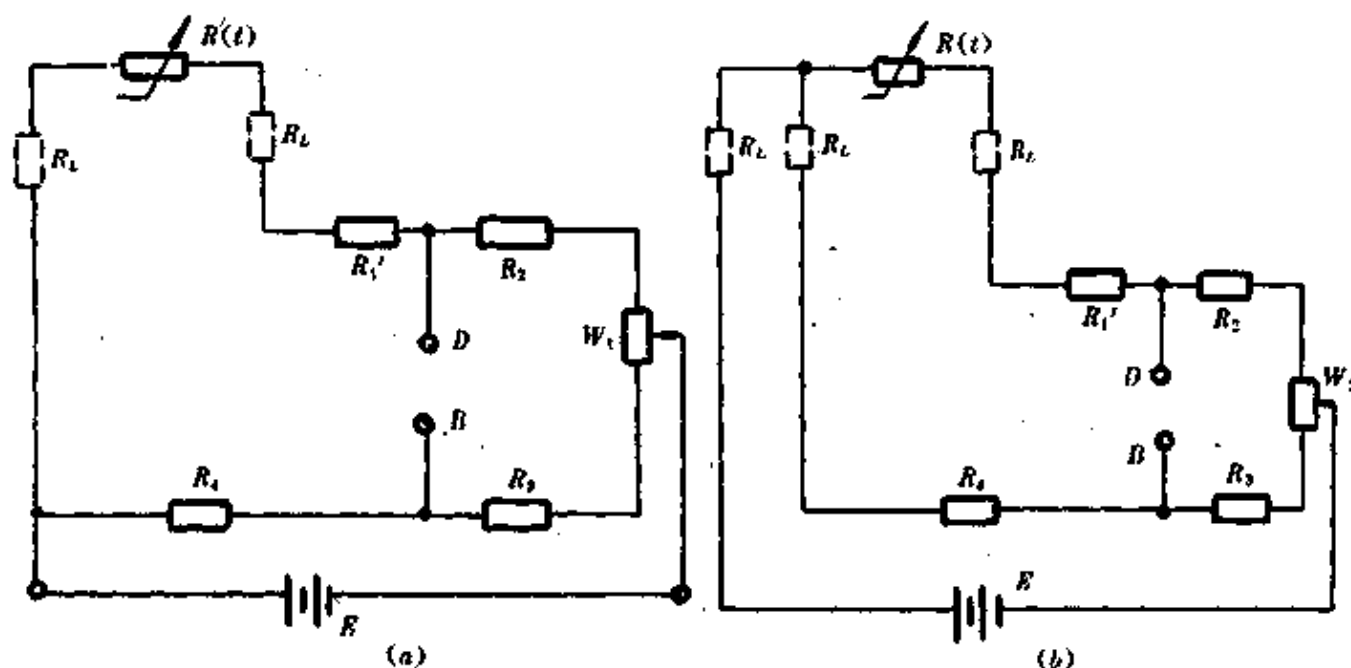


图 2-22

三、单电桥的杂散热电势与泄漏

图 2-14 单电桥测温电路是一种理想化的电路,实际上在测量中,不可避免地存在杂散的热接触电动势,另外在测量中由于存在电流的泄漏,使测得的电阻不准确。

(1) 杂散的热接触电动势对单电桥的影响。如图 2-23 所示,假设每个桥臂和输出支路都存在热电动势,现将每个桥臂和支路热电动势等值电动势 E 表示。

如图 2-23 中 $E_1 \sim E_6$, 其方向为任意,例如图中所标方向,由热电动势产生的电流方向也是任意的, $R_1 \sim R_4$ 为桥臂电阻, R_5 为输出支路内阻, R_6 是激励电源内阻。

输出支路电流 I_5 是图中热电动势 $E_1 \sim E_6$ 各个电动势单独存在时各自在输出支路中产生的电流之和。如电桥平衡即 $R_1 R_3 = R_2 R_4$ 时, E_6 在输出支路不产生电流(因为 E_6 单独存在时,上图是一个平衡的单电桥电路)。这时输出支路电流 I_5 仅由 $E_1 \sim E_5$ 产生,因此断开或接通电流的对角线即 E_6 支路对 I_5 不产生影响。如果一个对角线的电流(如 I_5)不受另一个对角线断开或者接通的影响,则满足电桥平衡条件 $R_1 R_3 = R_2 R_4$ 的关系。

从上分析可以看到,由于杂散接触电动势的影响,使单电桥电路变为图 2-19 所示多个电动势电桥电路,为了实现电桥平衡条件:

$$R_1 R_3 = R_2 R_4$$

达到准确测量由于温度变化引起变化的电阻,所以要求两个对角线电流不受另一个对角线断开或者接通的影响,则可满足电桥平衡条件。

热电动势 $E_1 \sim E_5$ 不仅大小随时间变化,而且极性也都随时间在不断变化。因此在测量中要求激励电流 E_6 有极性变化,所以可采用交流电压作激励电源。这样可以将变化着的 $E_1 \sim E_5$ 对单电桥电路的影响消除在每个瞬间。

关于交流电桥的输出电压与平衡条件,将在后面的章节讨论。

(2) 电桥在测量中的电流泄漏

测温电桥是一种精密测量电阻的电路,测量时往往将电阻温度传感器通过长导线置于被测环境温度中,而导线的另一端接于某一桥臂的节点上,桥臂的其他电阻置于某一支撑板(如印制板)上,激励电源通过节点与印制板相连,从电桥另两个顶点输出变化的电压如图 2-24 所示。

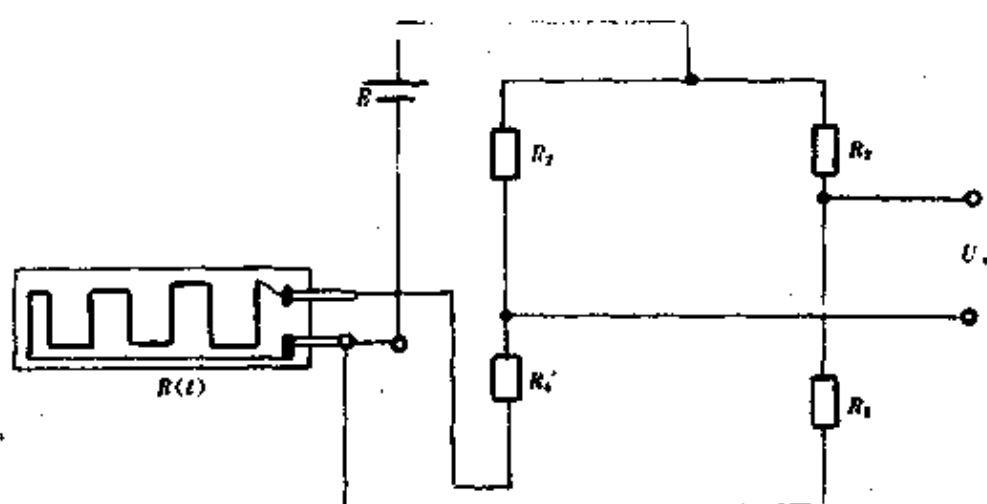


图 2-24

由于电路各节点处绝缘不良,在二线间及节点之间会出现不定向泄漏电流,这些若干路交错的漏电流经绝缘电阻引起噪声电压,在一般情况下,漏电流对电桥的影响可以归结到四个节点,即 A、B、C、D。四个顶点对“地”都存在泄漏电流,其流通路径为对“地”绝缘电阻 R_A 、 R_B 、 R_C 、 R_D 。如图 2-25 所示,该图为存在 $R_A \sim R_D$ 的情况下的测温电桥,电桥平衡条件要求保持不变,即仍为

$$R_1 R_3 = R_2 R_4$$

可以证明,只要满足条件,则

$$\frac{R_b}{R_d} = \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_1}{R_4}$$

$$\frac{R_a}{R_c} = \frac{R_4}{R_3} = \frac{R_1}{R_2}$$

其实上面两个条件,只要实现二者之一,电桥则仍满足平衡条件,这就要求 $R_a \sim R_d$ 无限大,则

$$R_1 R_3 = R_2 R_4$$

四、双电桥电路

电阻值在 100Ω 以下的低电阻的精密测量主要用双电桥电路(也称凯尔文电桥),如图 2-26 所示。

$R(x)$ 为被测电阻, R_s 为标准电阻,电桥有六个顶点

是 A, B, C, D, E, F , 连接 $R(x)$ 和 R_s 的导线称为跨线, r 称为跨线电阻, R_1, R_2, R_3, R_4 为固定电阻,但可以同步调整。顶点 A, C 接激励电源 E , B, D 为电桥输出端,可接电压表,也可接检流计。

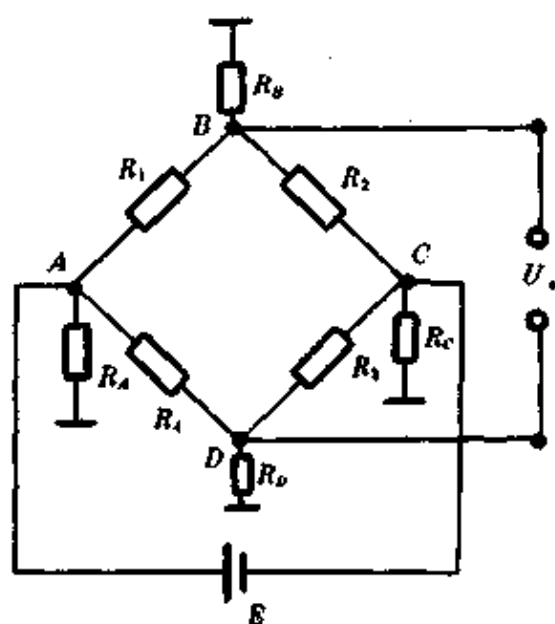


图 2-25

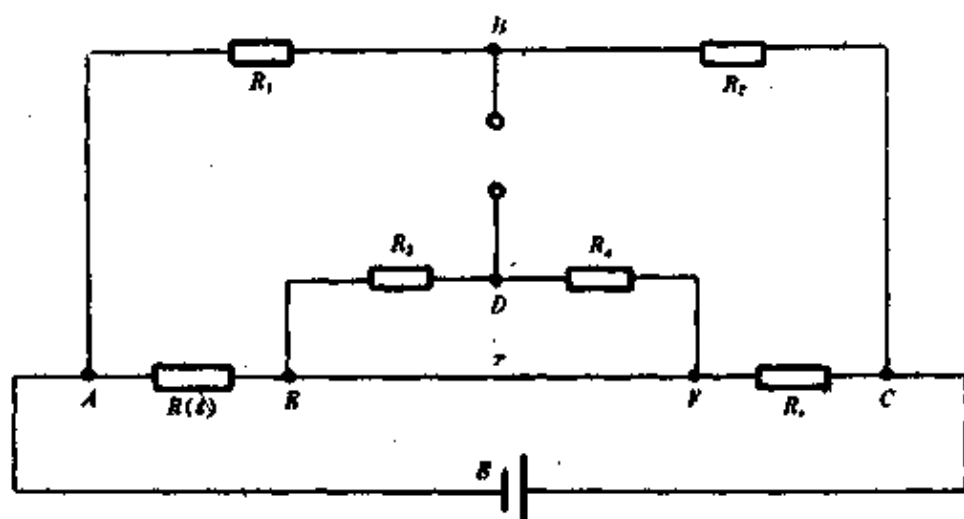


图 2-26

对于图 2-26,当双电桥平衡时, $U_{BD} = 0$,则可将双电桥电路分为两个单电桥电路来分析。如图 2-27、2-28 所示。由电阻 R_3, R_4 与跨线电阻 $r' + r'' = r$ 可组成一电桥,即在跨线 r 上总可找到一点 D' ,使得 $U_{BD} = 0$,在图 2-27 中 D' 将跨线电阻分为两部分: r' 和 r'' 。只要 $U_{BD} = 0$ 则 R_3, R_4, r', r'' 组成一个单电桥电路,则跨线上总有一点 D' ,且 $U_{D'} = U_D$ 。则有

$$\frac{R_3}{r'} = \frac{R_4}{r''} = \frac{R_3 + R_4}{r' + r''} = \frac{R_3 + R_4}{r}$$

1. 双电桥的平衡条件

在图 2-27 中,由于 $U_{BD} = 0$,则 R_3 与 r' 并联, R_4 与 r'' 并联,这样就得到了一个新的单电桥电路。图 2-28,桥的顶点为 $A, B, C, D(D')$, r_3 为 $R_3 // r'$, r_4 为 $R_4 // r''$ 其值为

$$r_3 = R_3 // r'' = \frac{R_3 r''}{R_3 + r''} = \frac{R_3}{\frac{R_3 + R_4}{r} + 1} = \frac{R_3 r}{R_3 + R_4 + r}$$

$$r_4 = R_4 // r'' = \frac{R_4}{\frac{R_3 + R_4}{r} + 1} = \frac{R_4 r}{R_3 + R_4 + r}$$

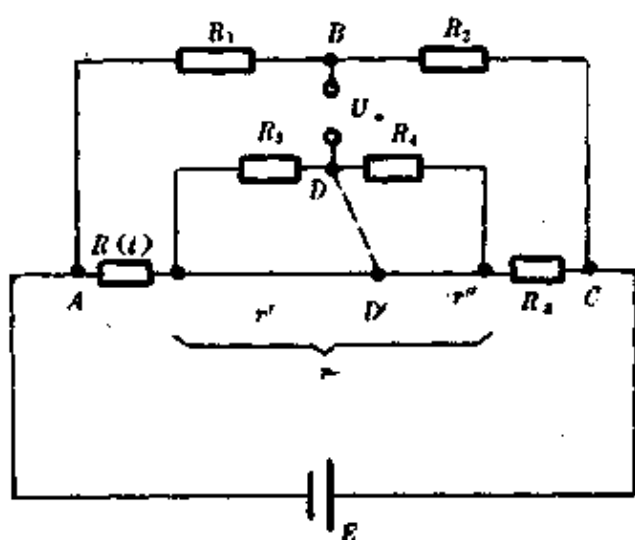


图 2-27

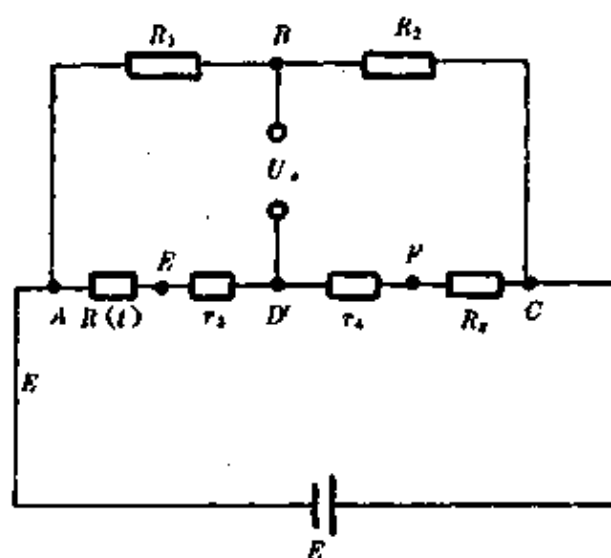


图 2-28

图 2-28 所示单电路平衡时

$$R_1(R_3 + r_4) = R_2(R(t) + r_3)$$

将 r_3, r_4 的表达式代入得

$$R_1 \left(R_3 + \frac{R_4 r}{R_3 + R_4 + r} \right) = R_2 \left(R(t) + \frac{R_3 r}{R_3 + R_4 + r} \right) \quad (2-28)$$

式(2-28)即为双电桥平衡关系式,也可将式(2-28)写为

$$\begin{aligned} R(t) &= \frac{R_1}{R_2} R_3 + \frac{r R_4}{R_3 + R_4 + r} \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right) \\ &= \frac{R_1}{R_2} R_3 + \Delta \end{aligned} \quad (2-29)$$

式中, Δ 为更正项(或称误差项),其表达式为

$$\Delta = \frac{r R_4}{R_3 + R_4 + r} \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R_3}{R_4} \right) \quad (2-30)$$

对于双桥电路,希望 $\Delta = 0$, 则 $R(t) = \frac{R_1}{R_2} R_3$, 只与 R_1/R_2 及 R_3 有关,这时测量将带来许多方便。而如果要 $\Delta = 0$, 则要求 $r = 0$ 或 $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$ 。实际中, $r \neq 0$, 且 $\frac{R_1}{R_2} \neq \frac{R_3}{R_4}$, 即 $\Delta \neq 0$, 使得实测值 $R(t)$ 中有 Δ 项, 即有跨线电阻的影响。为了消除跨线电阻影响, 通常采用改进电路。

2. 断开跨线电阻支路的双电桥电路

由图 2-26 双电桥电路中 D, E, F 三点构成的 Δ 形变换为由 R_D, R_E, R_F 组成 Y 型电路。如图 2-29 所示, 其中:

$$R_p = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4 + r}$$

$$R_s = \frac{r R_3}{R_3 + R_4 + r} \quad (2-31)$$

$$R_r = \frac{r R_4}{R_3 + R_4 + r} \quad (2-32)$$

电桥平衡时,满足:

$$\frac{R(t) + R_s}{R_r + R_r} = \frac{R_1}{R_2}$$

$$R(t) + R_s = \frac{R_1}{R_2} (R_r + R_r) \quad (2-33)$$

将式(2-31)、(2-32)代入式(2-33),整理后得到

$$\frac{R(t)}{R_s} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{r(R_s + R_r)}{R_s(R_3 + R_4)} \left(\frac{R_1}{R_2} - \frac{R(t) + R_s}{R_s + R_4} \right) \quad (2-34)$$

由上式可见,如第二项 $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R(t) + R_s}{R_s + R_4}$, 则式(2-34)右方第二项将等于零,则无论跨线电阻 r 如何, $R(t)$ 表过式为

$$\frac{R(t)}{R_s} = \frac{R_1}{R_2} \quad \text{即} \quad R(t) = \frac{R_1}{R_2} R_s$$

从而消除了跨线电阻的影响。

要实现式(2-34)中 $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R(t) + R_s}{R_s + R_4}$, 只需将跨线支路 r 断开, 这时即得到一个单电桥电路, 其四个顶点 A 、 B 、 C 、 D , 四个桥臂为 R_1 、 R_2 、 $R_3 + R_s$ 、 $R_4 + R_r$ 。调节桥臂中任一电阻 (例如 R_s) 可以使 $U_{oo} = 0$, 则电桥平衡条件即为

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R(t) + R_s}{R_s + R_4}$$

则平衡双电桥电路平衡关系式(2-34)可以简化为

$$R(t) = \frac{R_1}{R_2} R_s$$

上式即为平衡双电桥测电阻温度传感器当温度变化时的电阻变化量 $R(t)$ 。要实现上式的测试, 只要在电路中采用一个单刀双掷开关, 断开跨线支路作一次附加调节, 就可消除跨线电阻的影响。

双电桥电路还有其他电路, 要消除双电桥跨线电阻影响, 还可通过其他方法, 这里就不再讨论了。

五、有源测温电桥

前面讨论的单电桥与双电桥电路, 它具有测量精度高、结构简单、平衡调节方便等优点, 然而, 在应用中存在灵敏度不高、输出电阻大、当电桥不平衡时, 输出电压与被测臂元件呈非线性关系等缺点, 使得以上测温电桥用来测温时有一定误差。

对于图 2-14 单电桥电路, 设 R_1 为电阻温度传感器 $R(t)$, $R_2 = R_3 = R_4 = R$, 则式(2-

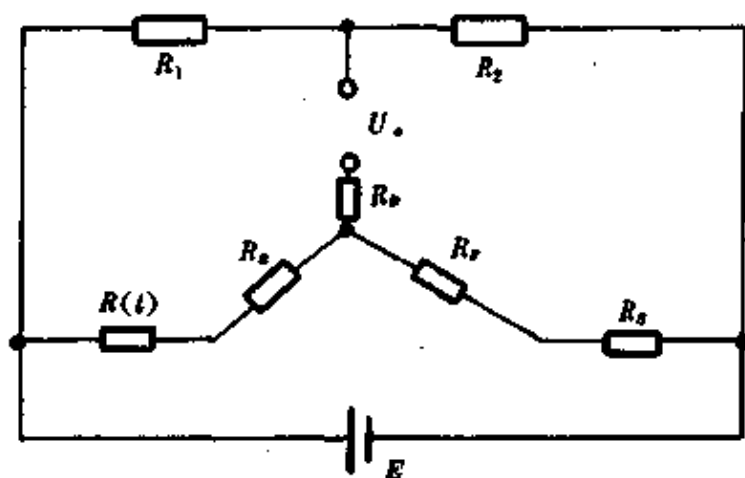


图 2-29

15)有

$$U_{bd} = U_s = \frac{E}{2} \frac{R(t) - R}{R(t) + R} \quad (2-35)$$

由上式可找到 $U_s \sim R(t)$ 关系曲线,如图 2-30 所示:

$$R(t)=0 \text{ 时, } U_s = -\frac{E}{2};$$

$$R(t)=R \text{ 时, } U_s = 0;$$

$$R(t)=\infty \text{ 时, } U_s = +\frac{E}{2}.$$

由图可以看出,单电桥的输出电压 U_s 与 $R(t)$ 关系是非线性关系。为了克服以上缺点,测量中广泛采用有源电桥。

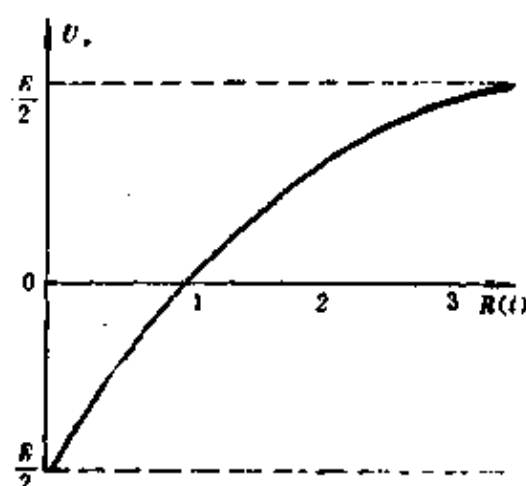


图 2-30

1. 有源电桥基本形式

图 2-31 是有源测温电桥的一种基本形式,其中 $R_1, R_2, R_3, R(t)$ 相当于图左单电桥四个桥臂, A 是理想运放,反相端与同相端 R_3 与 R_1 相连接激励电源 E ,测温电阻传感器接

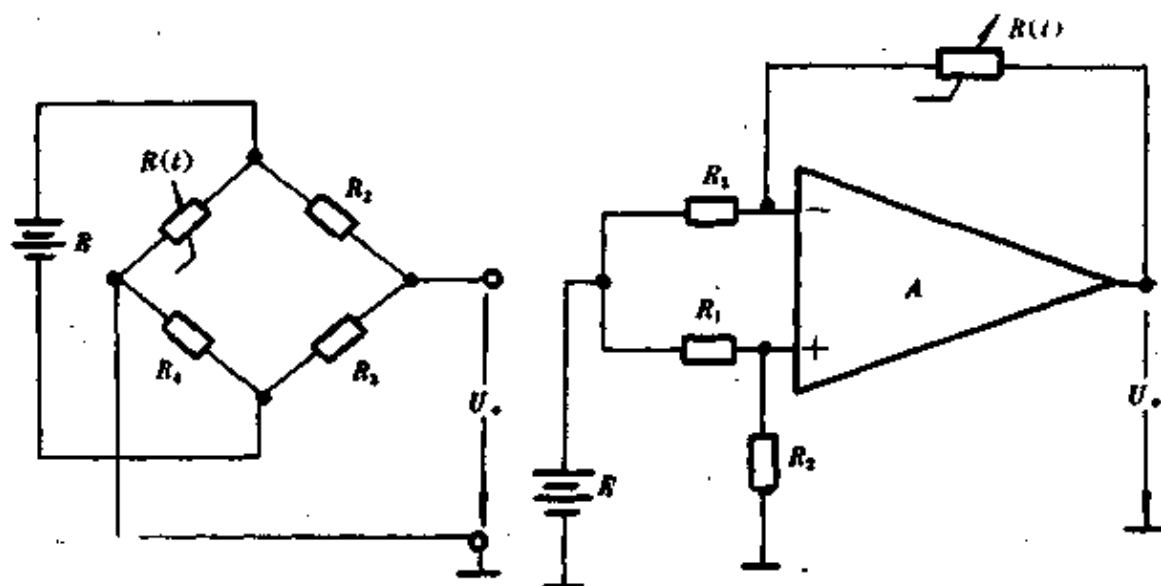


图 2-31

在反馈支路上,对于这个电路,用叠加原理有:

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_3 + R(t)}{R_3} E - \frac{R(t)}{R_3} E \\ &= \frac{R_2 R_3 - R(t) R_1}{(R_1 + R_2) R_3} E \end{aligned} \quad (2-36)$$

当电桥平衡时, $U_o = 0$, 则要求 $R_2 R_3 - R(t) R_1 = 0$, 即 $R(t) = \frac{R_2 R_3}{R_1}$ 。从电路形式上看,它除了四个与单电桥电路相似的四个桥臂之外,还包含了一只有源器件——运算放大器 A , 故称为有源电桥。

必须注意的是:上面关系的推导是把 A 看成理想运放而得到的。从这个电路定性分析可以看出,对于激励电压 E ,是同相加于二输入端,即运放处于共模输入状态,则其共模

抑制比 CMRR 不能视为无穷大, 电桥平衡时, $R(t) = \frac{R_2}{R_1} R_3$, 输出电压应为

$$U_o = \frac{R(t)}{R_3} \frac{E}{\text{CMRR}}$$

可见这种有源电桥对运算放大器的 CMRR 要求较高。

2. 单端激励有源电桥

为了降低共模输入信号的影响, 激励电压可以单端输入形式加于反相端, 如图 2-32。

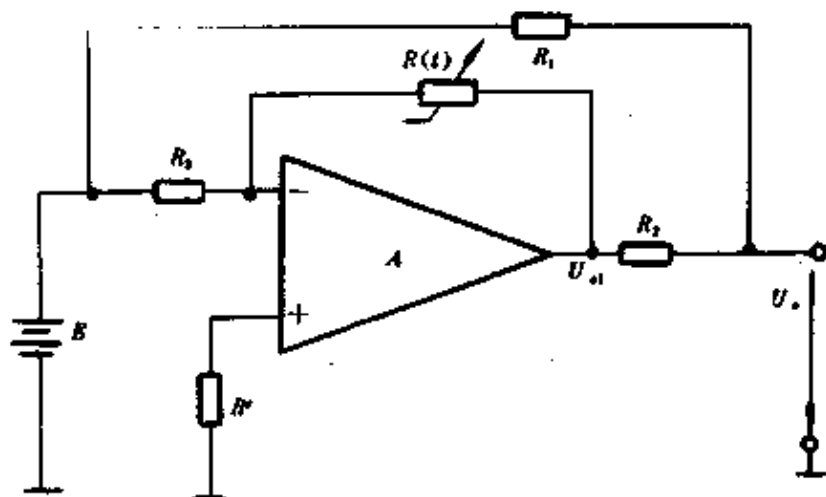


图 2-32

对于这个电路, 其输出电压 U_{o1} 为

$$U_{o1} = - \frac{R(t)}{R_3} E$$

对于输出电压 U_o , 有两个电源即 U_{o1} 与 E 作用, 用叠加原理可求得

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} E - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{R(t)}{R_3} E \\ &= \frac{R_2 R_3 - R_1 R(t)}{R_3 (R_1 + R_2)} E \end{aligned} \quad (2-37)$$

当电桥平衡时, 即 $U_o = 0$, 则平衡条件为

$$R_2 R_3 - R_1 R(t) = 0$$

与式(2-36)结果完全一样, 也就是说平衡条件对式(2-36)、(2-37)都适用, 两个电路是相同的。由于图 2-32 电路中运算放大器处于单端输入状态, 因而有效地克服了图 2-31 电路 CMRR 造成的影响。但是实验表明, 只要运放 CMRR 较高时, 图 2-31 电路仍不失为一种值得采用的电路。

3. 高输入电阻的有源电桥

对于测温有源电桥电路, 希望有较高输入电阻, 因此激励电源应接于同相端, 并采用两个运算放大器就可以完成有源电桥的功能, 如图 2-33 所示。

上图激励电源电压 E 加于二运放同相端, 对于 A_1 , 其输出电压为 U_{o1}

$$U_{o1} = (1 + \frac{R_1}{R_2}) E$$

对于 A_2 , 为差动输入, 其输出电压 U_o 为

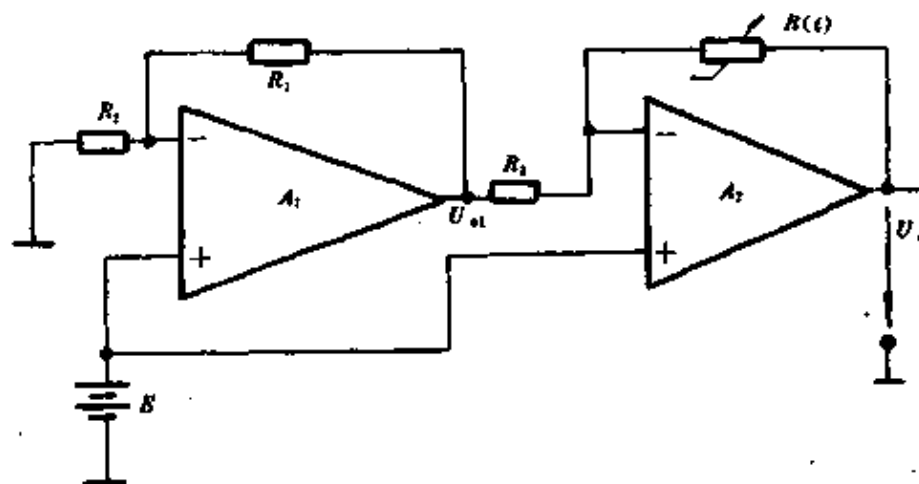


图 2-33

$$\begin{aligned}
 U_o &= (1 + \frac{R(t)}{R_3})E - \frac{R(t)}{R_3}U_{o1} \\
 &= \frac{R_2R_3 - R_1R(t)}{R_2R_3}E
 \end{aligned} \quad (2-38)$$

电桥平衡时, $U_o = 0$, 则可求出平衡条件

$$R_2R_3 - R_1R(t) = 0$$

即

$$R(t) = \frac{R_2}{R_1}R_3$$

由上电路可以看到电桥臂为 R_1 、 R_2 、 R_3 及 $R(t)$, R_1 与 $R(t)$ 可以互换, 如将电路 R_1 与 $R(t)$ 互换, 则可得输出 U_o 。

$$\begin{aligned}
 U_o &= \frac{R_3 + R_1}{R_3}E - \frac{R_1}{R_3} \frac{R_2 + R(t)}{R_2}E \\
 &= \frac{R_3R_2 - R_1R(t)}{R_2R_3}E
 \end{aligned} \quad (2-39)$$

其结果与式(2-38)相同。所以电路 2-33 中电阻传感器位置可用两种位置, 可在 A_1 反馈支路中, 也可在 A_2 反馈支路中。

4. 有源电桥对单电桥性能的改善

对于单电桥电路一般有两种应用方法, 一种用平衡电桥原理, 通过桥臂比较调整使电桥平衡, 从而精确读出 $R(t)$ 的数值, 另一种利用平衡电桥偏差原理, 令 $\frac{R_2}{R_1}R_3$ 组成 $R(t)$ 的理想值, 即作为标准, 通过测量电桥输出电压 U_o 的数值, 换算出 $R(t)$ 与理想值的相对误差 δ , 这种测量方法使用较为广泛, 现就这种方法比较单电桥与有源电桥的 U_o 与 δ 关系。

对于电桥, 令

$$\frac{R_2}{R_1} = n$$

$$\frac{R(t) - nR_3}{nR_3} = \delta$$

将上两式代入式(2-35)、(2-36)、(2-38)

$$U_o = - \frac{n\delta}{(n+1)(\delta+n+1)} E \quad (2-40)$$

$$U_o = \frac{-n}{n+1} \delta E \quad (2-41)$$

$$U_o = -\delta E \quad (2-42)$$

这以上三个关系式告诉我们,电桥不平衡输出电压 U_o 的大小和正负仅与被测电阻 $R(t)$ 相对误差有关,而与 $R(t)$ 绝对值无关。从这三个关系式又可发现,对于单电桥, U_o 与 δ 是非线性关系,而对于有源电桥, U_o 与 δ 呈线性关系。在非电量检测中,寻找一种线性采样方法是很有意义的,一方面 U_o 经放大器放大后可与各类 A/D 转换器相衔接,从而将模拟量转换成数字量,另一方面即使采用模拟量直接测量,表头的线性刻度也远比非线性刻度精度高。

有源电桥除可改善单电桥非线性特性外,由于有源电桥采用了运算放大器,其电压灵敏度当然比单电桥高,这样对后级的放大器增益要求也就降低了,这意味着放大器可工作在更深的负反馈下,深度负反馈会使放大器各项指标得到很大程度的改善。

对于有源电桥,不论激励电压由双端加入还是单端激励,负反馈支路始终存在,因此其输出电阻非常低,其输出电阻为

$$R_o = R_o' \left[\left(1 + \frac{R(t)}{R_s} \right) / A_o \right] \quad (2-43)$$

其中 R_o' 为运算放大器的开环电阻, A_o 为运放开环增益,对于理想运放, $A_o \rightarrow \infty$, 所以 $R_o \rightarrow 0$ 。

综上所述,有源电桥与单电桥相比,有源电桥输出电压线性度高,灵敏度高,且有很低的输出电阻,所以在测温电路中得到广泛的应用。

§ 2-4 热电偶温度传感器

一、热电偶测温的工作原理

将两种不同材料的导体 A 和 B 两端相连组成闭合电路,如图 2-34 所示。如果两端温度 T 和 T_o 不相等时,回路内就有电流流过,即回路内出现了电动势,该电动势称为热电势,组成 A 、 B 的两导体称为热电极,由 A 、 B 导体组成的回路整体称为热电偶。结点 1 通常用焊接的方法连接在一起,测量时置于被测环境中,称为测温端。结点 2 一般要求恒定在某一温度,称为参考端。

热电偶产生热电势是由两种导体接触电势和单一导体的温差电势所组成。

1. 两种导体的接触电势

导体中都存在大量自由电子,材料不同则自由电子密度不同,例如导体 A 、 B 电子密度分别为 n_A 、 n_B ,假设 $n_A > n_B$ 。当 A 、 B 金属导体接触在一起时, A 金属中的自由电子向 B 金属扩散,这时 A 金属因失去电子而具有正电位, B 金属由于得到电子而带负电,这种扩展一直到动态平衡为止(即电子扩散的能力与电场的阻力平衡),而得到一个稳定的接触

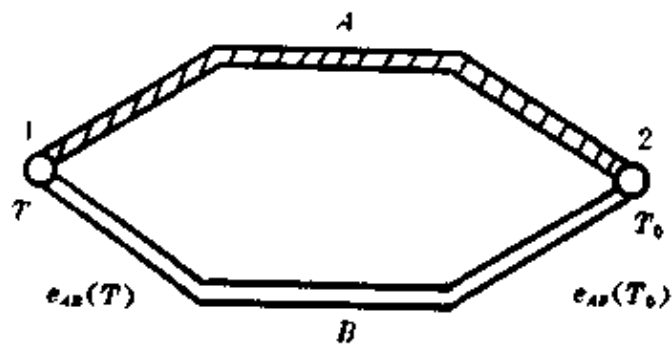


图 2-34

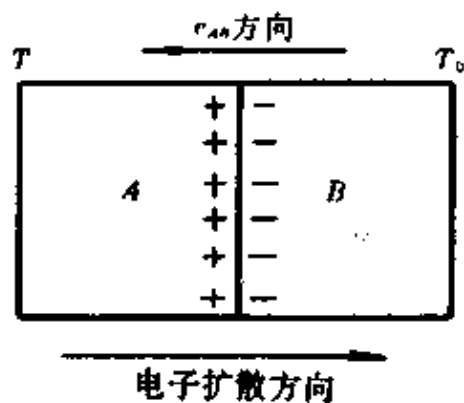


图 2-35

电势,见图 2-35。

根据电子理论,设两导体两端接触处的温度分别为 T 和 T_0 ,则两端接触电势大小分别为

$$e_{AB}(T) = \frac{KT}{e} \ln \frac{n_A}{n_B} \quad (2-44)$$

$$e_{AB}(T_0) = \frac{KT_0}{e} \ln \frac{n_A}{n_B} \quad (2-45)$$

式中 K ——波尔兹曼常数;

e ——电子电量;

$e_{AB}(T)$ —— A 、 B 两种金属在温度 T (T_0) 的接触电动势;

n_A 、 n_B ——金属材料 A 、 B 的自由电子密度。

因 $e_{AB}(T)$ 与 $e_{AB}(T_0)$ 的方向相反,即

$$e_{AB}(T) = -e_{AB}(T_0)$$

故回路中的总接触电势为

$$\begin{aligned} e_{AB}(T) - e_{AB}(T_0) &= \frac{KT}{e} \ln \frac{n_A}{n_B} - \frac{KT_0}{e} \ln \frac{n_A}{n_B} \\ &= \frac{K}{e} (T - T_0) \ln \frac{n_A}{n_B} \end{aligned} \quad (2-46)$$

由式(2-46)可以看出,热电偶回路内的接触电势只与导体 A 、 B 的性质和两接触点的温度有关。如果两接触点温度相同,即 $T = T_0$,尽管两结点都存在接触电势,但回路中总接触电势等于零。

2. 单一导体的温差电势

对一根均质的导体,当两端温度不同时,由于高温端的电子能量比低温端的电子能量大,因而从高温端跑到低温端的电子数比从低温端跑到高温端的要多,结果使高温端因失去电子而带正电,低温端因得到电子而带负电。因此,在导体两端便形成电位差,该电位差称为温差电势。如图 2-26 所示,这个电动势将阻止电子从高温端跑向低温端,同时它还加速电子从低温端转向高温端,直到动态平衡为止。

当导体 A 、 B 两端温度为 T 和 T_0 ,设 $T > T_0$ 时,单一导体各自温差电势分别为

$$e_A(T, T_0) = \int_{T_0}^T \sigma_A dT \quad (2-47)$$

$$e_B(T, T_0) = \int_{T_0}^T \sigma_B dT \quad (2-48)$$

式中 σ_A, σ_B 为汤姆逊系数, 表示温差为 1°C 时所产生的电势值, σ 的大小与材料性质和导体两端温差有关。

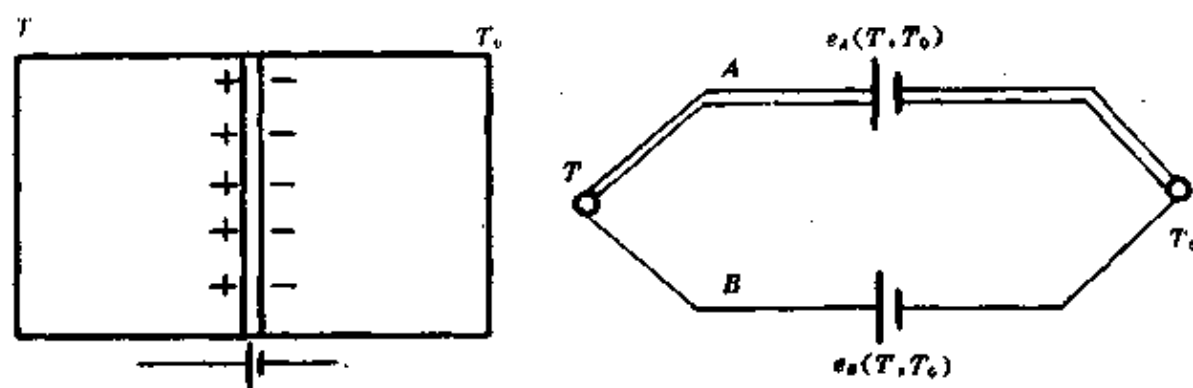


图 2-36

由图 2-36 可以看出, 回路的温差电势等于导体 A、B 温差电势的代数和, 即

$$e_A(T, T_0) - e_B(T, T_0) = \int_{T_0}^T (\sigma_A - \sigma_B) dT \quad (2-49)$$

上式表明, 热电偶回路的温差电势只与导体 A、B 材料性质和两接触点的温度有关。如果两接触点温度相同, 则温差电势等于零。

根据上述分析, 对于导体 A、B 组成的热电偶回路, 当两端结点温度 $T > T_0$ 时, 整个回路的总热电势由式(2-46)、(2-49)定, 如图 2-37 所示。

$$\begin{aligned} E_{AB}(T, T_0) &= e_{AB}(T) - e_{AB}(T_0) - \int_{T_0}^T \sigma_A dT + \int_{T_0}^T \sigma_B dT \\ &= e_{AB}(T) - e_{AB}(T_0) - \int_{T_0}^T (\sigma_A - \sigma_B) dT \end{aligned} \quad (2-50)$$

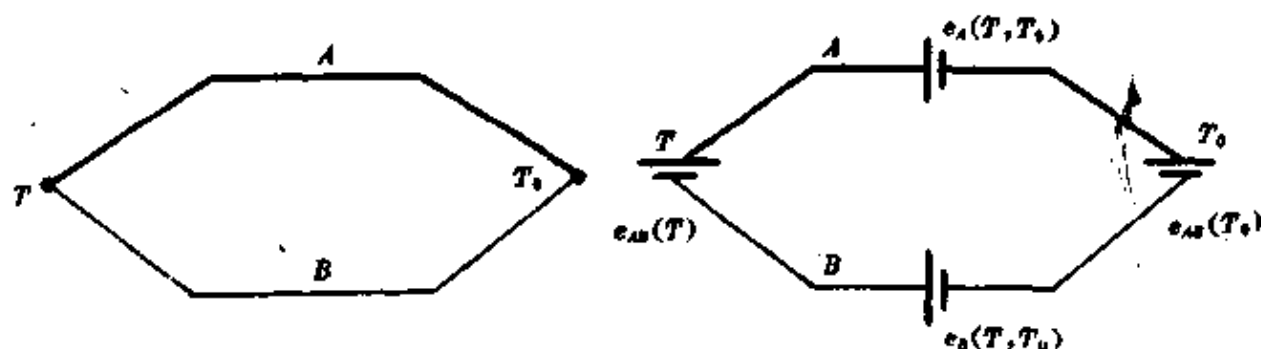


图 2-37

由上式可知, 如构成热电偶的两极材料为相同的均质导体, 即 $\sigma_A = \sigma_B, n_A = n_B$, 则回路总电势为零。如热电偶的两个结点温度相同, 即 $T = T_0$, 则回路总电势为零, 由此可见, 热

电偶要能产生热电势必须具备两个条件：

- (1) 热电偶必须用两种不同导体材料；
- (2) 热电偶两结点必须具有不同的温度。

综上所述，热电偶的热电势大小只与材料和结点温度有关，与热电偶的尺寸、形状及沿电极温度分布无关。应注意，如果热电偶本身性质为非均匀的，由于温度梯度存在将会有附加电势产生。

若组成热电偶的材料已选定，则式(2-50)可以写成

$$\begin{aligned} E_{AB}(T, T_0) &= [e_{AB}(T) - \int_0^T (\sigma_A - \sigma_B) dT] - [e_{AB}(T_0) - \int_0^{T_0} (\sigma_A - \sigma_B) dT] \\ &= E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) \end{aligned} \quad (2-51)$$

即该热电偶产生热电势大小只是两结点温度的函数差。

若使热电偶一个结点温度 T_0 保持不变，则

$$E_{AB}(T, T_0) = E_{AB}(T) - C$$

即热电偶产生的热电势 $E_{AB}(T, T_0)$ ，只与该热电偶的温度有关(单值关系)。因此，通过测量热电势的大小，就可以求得被测温度 T 的数值。

通常，将热电偶 T_0 端称为热电偶的冷端或参考端，而把 T 端称为热端或测量端。

二、热电偶的基本定律

1. 中间导体定律

用热电偶测温时，必须在热电偶回路引入测量导线和测量仪表。这些导线和仪表的加入会不会影响热电偶的测量呢？中间导体定律说明，在热电偶回路中，只要接入的中间导体的两端温度相同，则对回路的总热电势没有影响。

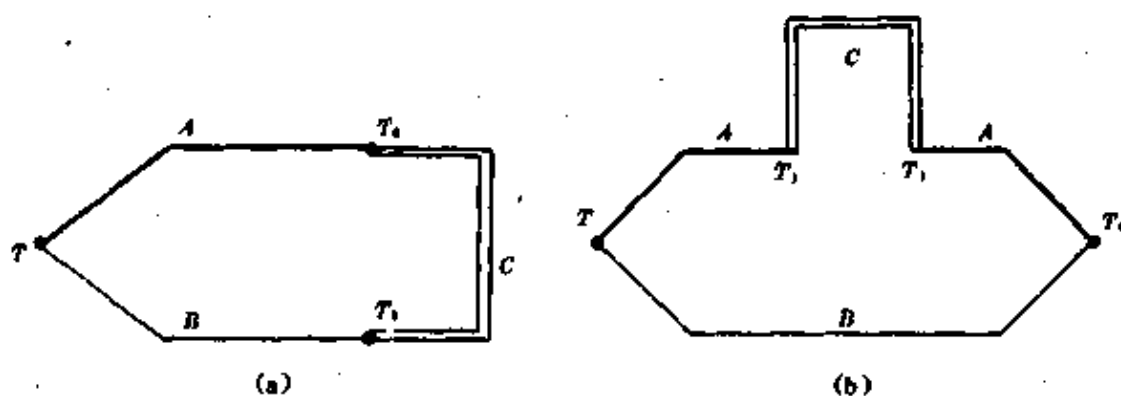


图 2-38

如图 2-38 所示，在热电偶回路中接入中间导体的两种情况，可将热电偶一个结点断开，接入中间导体 C ，在导体 C 与导体 A 、 B 两个结点处保持相同温度 T_0 ，也可将一个导体断开，例如 A 导体，接入导体 C ，导体 C 与导体 A 的两个连接点处保持相同温度 T_1 。

根据热电偶回路的热电势等于各结点热电势的代数和，对于图 2-38(a)则有

$$E_{ABC}(T, T_0) = E_{AB}(T) + E_{BC}(T_0) + E_{CA}(T_0) \quad (2-52)$$

如果回路中各连接点温度相等均为 T_0 ，则回路中的热电势应等于零。即

$$\begin{aligned}
 E_{AB}(T_0) + E_{BC}(T_0) + E_{CA}(T_0) &= 0 \\
 E_{BC}(T_0) + E_{CA}(T_0) &= -E_{AB}(T_0)
 \end{aligned}
 \quad (2-53)$$

将式(2-53)代入式(2-52)得

$$E_{ABC}(T, T_0) = E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) = E_{AB}(T, T_0)$$

上式与(2-51)完全一样,即接入 C 后,只要 C 导体两端温度相同,就不会影响热电偶回路的总电势。

对于图 2-38(b),根据同样道理,可得回路中热电势为

$$\begin{aligned}
 E_{ABC}(T, T_0, T_1) &= E_{AB}(T) + E_{BA}(T_0) + E_{AC}(T_1) + E_{CA}(T_1) \\
 &= E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) + E_{AC}(T_1) - E_{AC}(T_1) \\
 &= E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) \\
 &= E_{AB}(T, T_0)
 \end{aligned}$$

以上对图 2-38 的两种情况都证明在热电偶回路接入中间导体,只要中间导体的两端温度相同,就可以得到同样的结论。

2. 中间温度定律

中间温度定律说明,任何两种材料组成的热电偶,当结点分别处于温度 T 和 T_0 所产生的热电势,等于该热电偶一个结点处于温度 T ,另一个结点处于温度 T_1 所产生的热电势与同一热电偶一个结点处于温度 T_1 ,另一个结点处于温度 T_0 时所产生的热电势的代数和,如图 2-39 所示。

用式子表述为

$$E_{AB}(T, T_0) = E_{AB}(T, T_1) + E_{AB}(T_1, T_0) \quad (2-54)$$

式中 T_1 称为中间温度。

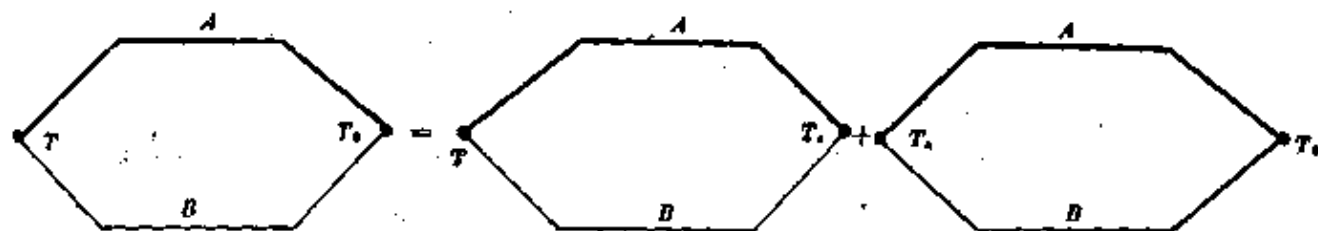


图 2-39

中间温度定律为热电偶制定分度表提供了理论根据,根据这一定律,只要列出参考温度为 0°C 时的热电势——温度关系,则参考端温度不等于 0°C 的热电势可按式(2-54)计算。

例如,用某热电偶测温,参考端温度不是 0°C ,而是 $T_1 = 25^\circ\text{C}$,设仪表测得热电势 $E(T, T_1) = 28.55\text{mV}$,试求实际被测温度 T 值。

先查热电偶分度表得

$$E(T_1, T_0) = E(25^\circ\text{C}, 0^\circ\text{C}) = 1.00\text{mV}$$

由式(2-54)得到

$$E(T, T_0) = 29.55\text{mV}$$

所以测量端 T 的热电势为 29.55mV , 用此热电势再查上述分度表, 就可查得被测温度为 $T = 710^\circ\text{C}$ 。

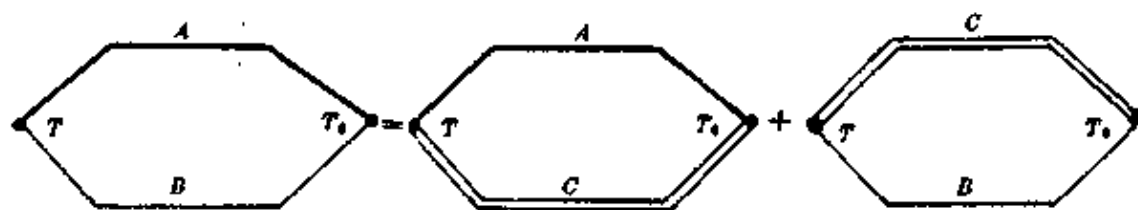


图 2-40

3. 参考电极定律

参考电极定律说明, 由导体 A 和 B 组成的热电偶在两端温度为 T 和 T_0 时所产生的热电势, 等于导体 A 和 C 组成的热电偶, 在两端温度也为 T 和 T_0 时所产生的热电势与导体 C 和 B 组成的热电偶, 在两端温度也为 T 和 T_0 时所产生的热电势的代数, 如图 2-40 所示, 用式子表达为

$$\begin{aligned} E_{AB}(T, T_0) &= E_{AC}(T, T_0) + E_{CB}(T, T_0) \\ &= E_{AC}(T, T_0) - E_{BC}(T, T_0) \end{aligned} \quad (2-55)$$

其中导体 C 称作参考电极, 如已知两导体 A 和 B 分别与参考电极 C 组成热电偶的热电势, 就可根据参考电极定律按式 (2-55) 计算出导体 A 和 B 组成热电偶时的热电势。

三、热电偶材料和结构

1. 对热电偶的基本要求

制作热电偶的材料可以是纯金属、合金和非金属, 根据被测温度的特性选择不同的材料组成热电偶, 热电偶应满足以下要求:

(1) 在测温范围内, 物理、化学性能稳定。主要是指在长期工作条件下, 热电性质不随时间变化, 具有抗氧化、抗腐蚀等性能。

(2) 热电偶测温时所产生的热电势要大, 并与温度呈线性或近似线性关系。

(3) 电阻温度系数小, 电阻率要高。

(4) 有足够绝缘强度与机械强度。

(5) 工艺性好, 价格便宜。

目前所使用热电偶材料, 无论是纯金属、合金或非金属都可全部满足以上要求。因此, 对于不同测温条件, 应选用不同的热电偶材料。

表 2-2 列出了一些热电偶材料的性能。

2. 常用热电偶

常用热电偶分为标准化热电偶和非标准化热电偶两类, 标准化热电偶有以下几种:

(1) 铂铑₁₀-铂热电偶

这是贵金属热电偶, 可用于测量高温, 长时间使用可达 1300°C , 短时间使用可达 1600°C , 它的物理、化学稳定性好, 能在氧化性气氛中长期使用, 但不能在还原性气氛及含有金属或非金属蒸气的气氛中使用, 除非外面加保护套管。这种热电偶的热电势小, 价格

较贵。

(2) 铂铑₃₀-铂铑₆热电偶

这也是贵金属热电偶,使用温度比第一种更高,长期使用的最高温度达 1600℃,短期使用的最高温度可达 1800℃。这种热电偶正极是含 30%铑的铂铑合金,负极是含 6%铑的铂铑合金。由于两个热电极都是铂铑合金,提高了抗沾污能力,热电特性更加稳定,但产生热电势较小。

(3) 镍铬-镍硅(镍铬-镍铝)热电偶

这是一种应用非常广泛的廉价金属热电偶,长期使用最高温度达 900℃,短期使用最高温度可达 1200℃,该热电偶由于在热电极中含有大量镍,故在高温下抗氧化能力及抗腐蚀能力都很强,在 500℃以下可在还原性、中性和氧化性气氛中可靠地工作,而在 500℃以上只能在氧化性或中性气氛中工作。这种热电偶的热电势比铂铑₃₀-铂铑₆热电偶大 4~5 倍,而且温度与热电势关系近似为直线。

(4) 镍铬-考铜热电偶

它是廉价金属热电偶,因考铜(铜镍合金)在高温时易被氧化,故长期使用的最高温度为 600℃,短期使用可达 800℃,它能用于 -200℃的低温测量,是一种重要的低温热电偶,这种热电偶的热电势比其他热电偶都要大,允许使用的环境与镍铬-镍硅热电偶相同。

(5) 铜-康铜热电偶

它也是廉价热电偶,由于热电偶的铜热电极易被氧化,故一般在氧化性气氛中使用时不宜超过 300℃,铜-康铜热电偶的热电势与温度关系在 0℃以上几乎是线性,而且灵敏度也较高;在 0℃以下使用时,灵敏度就下降,而且线性也不好。

3. 热电偶的结构

热电偶的结构有多种形式,常分为普通热电偶、铠装热电偶和薄膜热电偶等,分别简介如下:

(1) 普通热电偶

普通热电偶主要用于测量气体、蒸汽、液体等介质的温度。由于使用的条件基本相似,所以这类热电偶已做成标准型式。其中包括有棒形、角形、锥形等,并且做成无专门固定装置、有螺纹固定装置及法蓝固定装置等各种形式。图 2-41 所示为一棒形、无螺纹、法蓝固定的普通热电偶的结构图。

(2) 铠装热电偶

铠装热电偶又称缆式热电极、绝缘材料和金属保持套管三者组合成一体特殊结构的热电偶,它可以做得很细、很长,而且可以弯曲。其结构如图 2-42(a)所示,它分为单芯和双芯两种。

铠装热电偶是将热电极、绝缘材料连同保护套一起拉制成型的,因此外径可小到 1~3mm,内部直径常为 0.2~0.8mm,而套管外壁一般为 0.12~0.60mm。

铠装热电偶的特点是热惯性小;有良好的柔性,便于弯曲;抗振性能好;动态响应快(时间常数可达 0.1s);适用于测量狭小的测温环境内各点的温度。

(3) 薄膜热电偶

用真空镀膜(或真空溅射)的方法,将热电偶材料沉积在绝缘基板上而制成的热电偶

表 2-2 我国的标准热电偶及其技术参数

热电偶名称	极性	识别	化学成分	密度 (g/cm ³)	熔点 /°C	膨胀系数 1~100°C /°C ⁻¹	比热容 (J·kg ⁻¹ ·K ⁻¹)	导热系数 (W·mm ⁻¹ ·K ⁻¹)	电阻温度系数 0~100°C /°C ⁻¹	电阻率 /10 ⁻⁶ Ω·m	与铂丝配偶 100°C时的热 电动势/mV	测量范围		允许误差		
												长期 /°C	短期 /°C	温度 /°C	允差 /°C	温度 /°C
铂铑-铂	正	较硬	Pt90%+ Rh10%	20.00	1853	9.0×10^{-6}	146.54	37.6	1.67×10^{-3}	0.190	+0.064					
	负	柔软	Pt100%	21.32	1772	8.99×10^{-6}	133.98	68.44~71.34	(3.92~3.98) $\times 10^{-3}$	0.098~0.106	0.00	1300	1600	≤ 500	± 2.4	$\geq 600 \pm 0.4$
铂铑-铂铑	正	较硬	Pt70%+ Rh30%													
	负	柔软	Pt94%+ Rh6%									1600	1800	≤ 600	± 3	$> 600 \pm 0.5$
(镍铬-镍硅) (镍铬-镍铝)	正	不束磁	Cr9~10% Si0.4% Ni90%	8.2	1500	1.7×10^{-5}			1.4×10^{-4}	0.95~1.05	+1.5~+2.5					
	负	稍束磁	Si2.5~3.0% Co0.6% Ni97%									1000	1200	≤ 400	± 4	$> 400 \pm 0.75$
镍铬-考铜	正	色较暗	Cr9~10% Si0.4% Ni90%	8.2	1500	1.7×10^{-5}			1.4×10^{-4}	0.95~1.05	+1.5~+2.5					
	负	银白色	Cu56~57% Ni43~44%	9.0	1250	1.56×10^{-5}			1.0×10^{-4}	0.49	-4.0	-200 ~500	800	≤ 400	± 4	$> 400 \pm 1$
铜-康铜	正	红色	Cu100%	8.95	1084.5	1.65×10^{-5}	391.84	394.4	4.33×10^{-3}	0.0156 ~0.0168	+0.76					
	负	银白色	Cu55% Ni45%	8.9	1222	1.49×10^{-5}	393.56	20.9	1×10^{-5}	0.49	-0.35	-200 ~200	300	~ 200 ~ -40	$\pm 2\%$	-40 ~ 400 $+0.75$

称为薄膜热电偶。其结构示意图如图 2-42(b)所示。由于采用蒸发技术、热电偶可以做得很薄,做到微米级。

使用温度范围为 $-200\sim+500^{\circ}\text{C}$ 时,热电极采用的材料有铜-康铜,镍铬-考铜,镍铬-镍硅等,绝缘基板材料用云母,它们适用于各种表面温度测量以及汽轮叶片等温度的测量。当使用温度范围为 $500\sim1800^{\circ}\text{C}$ 时,热电极材料用镍铬-镍硅、铂铑-铂铑等。绝缘基板材料采用陶瓷,它们常用于火箭、飞机喷嘴的温度测量,钢锭、轧辊等表面温度测量等。

四、热电偶的主要特性

标准化热电偶规定了技术条件与测试方法,一般采用以下主要参数。

1. 稳定性

热电偶的热电特性通常会随测温时间长短而变化,如果变化显著,则失去使用意义,热电偶稳定性是描述热电偶的热电特性相对稳定的重要参数。短期稳定性是指现场测温前后的热电势变化值。长期稳定性是指热电偶使用一段时间(几个月、几年)后,在实验室里测得的该热电偶在同一温度下的热电势变化值。

2. 均匀性

均匀性是指热电偶的均匀程度,若热电极材料是不均质的,两热电极又处于温度梯度中,热电偶回路中产生一种附加热电势——不均匀电势。不均匀电势大小取决于沿热电极长度的温度梯度分布状态、材料不均匀程度以及热电偶的热电特性随测温时间长短变化,而降低测量的准确度,有时引起的附加误差可达 30°C 左右,严重影响热电偶的稳定性和互换性,所以均匀性也是评定热电极质量的重要参数之一。

造成热电偶电极不均匀因素较多,主要有化学成分方面及物理状态方面等因素。

3. 热电偶的时间常数

热电偶的时间常数是指被测温环境从某一温度跃变到另一温度时,热电偶测量端的温度上升到整个跃变温度的 63.2% 所需的时间。工业用普通型热电偶时间常数分类如表 2-3 所示。

表 2-3

热电偶热惰性级别	时间常数(ms)
I	≤ 20
II	20~90
III	90~240
IV	> 240

工业用普通热电偶的热惰性级别,是对由室温到沸腾的水所规定的热交换条件而言的(特殊产品例外)。

4. 绝缘电阻

(1) 常温下的绝缘电阻:当环境空气温度为 $20\pm 5^{\circ}\text{C}$ 和相对湿度不大于 8% 时,热电偶

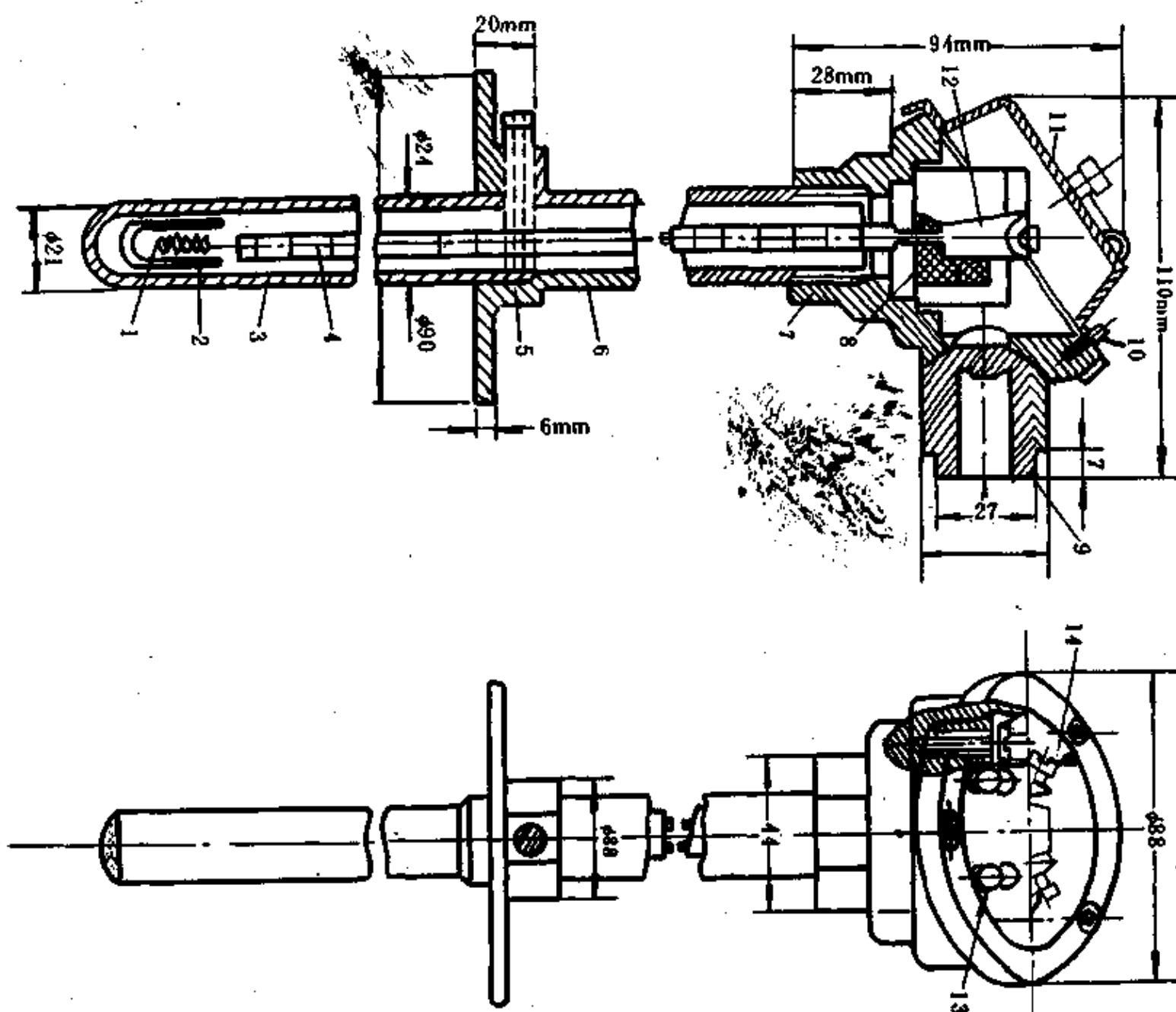


图 2-41 普通热电偶的结构

- 1—热电偶端 2—绝缘套 3—下保护套管 4—绝缘珠管 5—固定法兰 6—上保护套管
7—接线盒底座 8—接线绝缘座 9—引出线套管 10—固定螺钉 11—外罩 12—接线柱
13—引出电极固定螺钉 14—引出线固定螺钉(尺寸单位均为 mm)

保护管与热电极之间,两热电极之间(测量端开路)的绝缘电阻应大于 $2M\Omega$ 。

(2)高温下的绝缘电阻:热电极与保护管之间以及两电极测量端开路时绝缘电阻(按一米长计算)测试时是将热电偶插入管状电炉加热,用电桥或兆欧表测量电阻丝与热电极之间的电阻值。

5. 热偶丝电阻率

热偶丝电阻率应符合表 2-4 的规定。

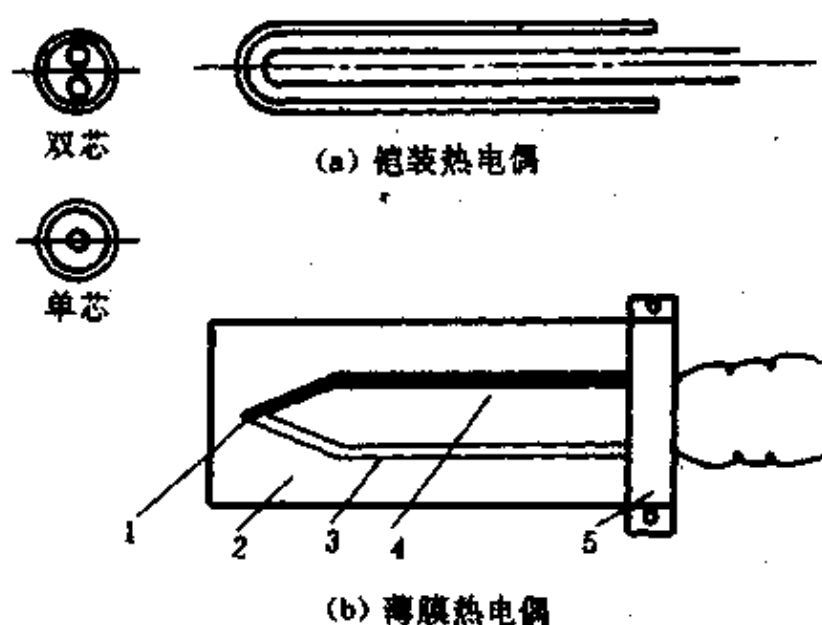


图 2-42

1—工作端 2—绝缘基板 3—薄膜电极 A 4—薄膜电极 B 5—接头夹 6—引线

表 2-4

偶丝名称	20℃时电阻率 $\Omega\text{mm}^2/\text{m}$
铂铑 ₁₀	0.196
铂	0.098
镍铬	0.68
镍硅	0.25
考铜	0.47
康铜	0.45

6. 绝缘强度

当周围空气温度为 $20 \pm 5^\circ\text{C}$, 相对湿度大于 80% 时, 热电偶的热电极与保护管之间, 两热电极之间, 应能承受 50Hz、500V 正弦交流电 60ms 绝缘强度试验。

其它参数由于具体使用条件不同可特别提出要求。

§ 2-5 热电偶实用测温电路

如前所述, 热电偶所产生的热电势大小与热电极材料和两结点温度有关, 并且热电偶分度表是以冷端等于 0°C 为条件的, 所以使用热电偶测温时, 冷端必须保持在 0°C , 否则会使热电偶造成很大测量误差。但要使冷端保持 0°C 是一件比较麻烦的事情, 一般只有在实验室作精密测温时才有必要, 而在工程检测中, 冷端大多在室温或一个波动的温度区, 这时要测出实际温度, 就必须采用修正或补偿措施, 所以, 采用热电偶测温时, 首先要根据具体使用条件, 对冷端进行不同处理。

由于热电势变化比较缓慢, 所以热电偶测量属于直流测量, 最常用的是用动圈式显示

仪表和直流电位差计进行测量。

一、热电偶的冷端温度处理

1. 用 0℃ 冰点容器使参考端温度恒定在 0℃ (冷端恒温法)

这种方法是把热电偶的冷端直接放到恒为 0℃ 的恒温容器里,不需要再进行冷端温度补偿或修正。如图 2-43 是一个简单的冷端槽。一般是使纯净的水和冰混合。在一个大气压力下冰水共存时,它的温度即为 0℃。将热电偶两电极参考端分别插入两根试管中,并与试管底部接触,底部存有少量水银,水银上面存放少量蒸馏水。插入水银的参考端分别由铜线引出,接往指示仪表,则铜导线和热电偶的热电极相接的两点温度均在 0℃。

冰点法使用起来比较麻烦,工业生产现场使用极不方便。

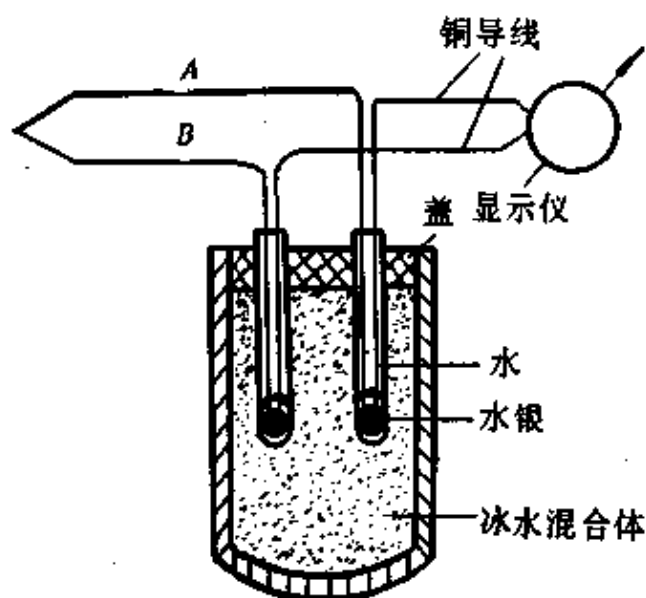


图 2-43

2. 冷端温度校正法

在实际使用中,热电偶保持 0℃ 虽很不方便,但总可以保持在某一不变温度下,这即冷端温度校正法。

根据中间温度定律,由式(2-54)有

$$E_{AB}(T, T_0) = E_{AB}(T, T_1) + E_{AB}(T_1, T_0)$$

当冷端温度 $T_1 \neq 0^\circ\text{C}$, 热电偶输出热电势 $E_{AB}(T, T_1)$ 将不等于冷端为 $T_0 = 0^\circ\text{C}$ 时的热电势 $E_{AB}(T, T_0)$ 而引入误差,当冷端温度 T_1 恒定不变时,差值 $E_{AB}(T, T_0)$ 是一个常数。因此,只要将测得的热电势 $E_{AB}(T, T_1)$ 加上 $E_{AB}(T_1, T_0)$,就可获得所需的 $E_{AB}(T, T_0)$ 。因 $E_{AB}(T, T_0)$ 是冷端 0℃ 时的热电势,故可从分度表上查得相应的被测温度 T ,可参见中间温度定律中所举例子。

3. 电桥补偿法

上面讨论的两种方法中,都是恒定冷端温度,实用测温电路中,由于热电偶长度受一定限制,冷端温度直接受到被测介质温度和周围环境的影响,使得冷端温度经常变化,电桥补偿是用不平衡单电桥产生电势,用这个电势补偿因冷端温度变化而引起的热电势变化值。

电桥补偿电路如图 2-44,桥臂电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 与热电偶冷端处于相同环境温度,其中 $R_1 = R_2 = R_3 = 1\Omega$,且都是锰铜线绕电阻, R_4 为铜电阻(铜导线绕制而成)选择 R_4 阻值使桥路在 20°C 时处于平衡状态,即 $R_4(20^\circ\text{C}) = 1\Omega$,此时电桥输出 $U_s = 0$ 。

当冷端温度升高时, R_4 随着增大, U_s 也随之增大,所测热电势 $E_{AB}(T > T_0)$ 随之减小,如果 U_s 增加量与 $E_{AB}(T, T_0)$ 减小量相等,则输出 U ($U = E_{AB}(T, T_0) + U_s$) 的大小就不随冷端温度而变化。

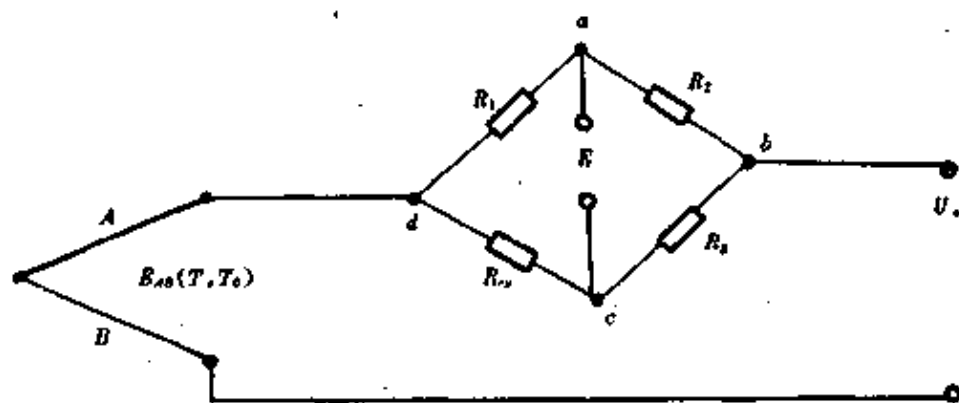


图 2-44

采用电桥补偿,因电桥平衡时温度为 20°C ,即冷端温度 $T_0=20^{\circ}\text{C}$,所以要修正,以便修正到冷端为 0°C 时的输出。

4. 补偿导线法

为了使热电偶冷端温度保持恒定,可把热电偶做得很长,使冷端远离被测热源,并和测量仪表一起放到恒温室或温度波动较小的地方。这就耗费了较多的热电偶,所谓补偿导线就是用与工作热电偶热电特性相近的材料制成的导线,用它将热电偶的冷端延长到所需要的地方。用补偿导线制成的热电偶与工作热电偶相连(如图 2-45),它既可把工作热电偶的原冷端延长到新的冷端。又不会由于引入该导线而给工作热电偶测温带来误差。补偿导线的热电特性与热电偶热电特性相近是指在热电偶冷端可能变化的温度范围($0\sim 100^{\circ}\text{C}$)内,导线产生的热电势与热电偶在此温度范围内产生的热电势相等。如图 2-45,则有 $E_{AB}(T'_0, T_0) = E_{AB}(T'_0, T_0)$ 。这实际上等于把热电偶原冷端温度 T'_0 延长到了冷端温度 T_0 处。如 $T_0 \neq 0$ 则还要进行校正。

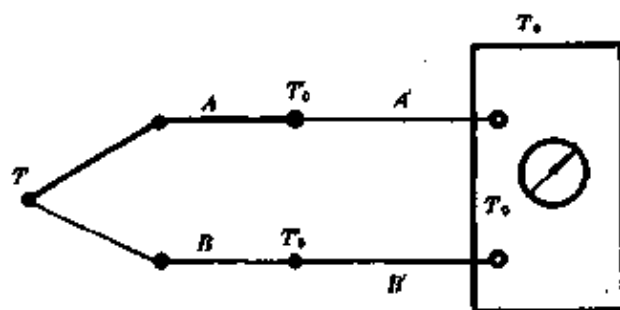


图 2-45

二、动圈式显示电路

热电偶的热电势可用动圈式显示电路来测量,动圈式显示电路的表头是磁电式测量机构,可用来测量直流电流、电压及电阻,是目前工业上应用广泛的一种显示仪表,它作为热电偶测温的二次仪表,可以用来直接指示被测温度的数值。如图 2-46 为 XC2-101 型动圈式仪表与热电偶连接的电路原理图。

图中, A、B 为热电偶, 2 为补偿导线, R_c 为调整电阻, R_t 为表头电阻, $R(t)$ 为温度补偿电阻, R_s 为并联电阻, R_v 为改变量程电阻, R_p 为并联电阻。 R_i 为测量机总内阻。

图 2-46 工作原理为:当热电偶热端温度 T_1 发生改变时,由于热电势要产生热电流 I , 则流过测量电路电流为

$$I = \frac{E(T_1, T_2)}{\Sigma R}$$

式中 $E(T_1, T_2)$ 为热电偶热端温度为 T_1 、冷端温度为 T_2 时产生的热电势, ΣR 为整个测量

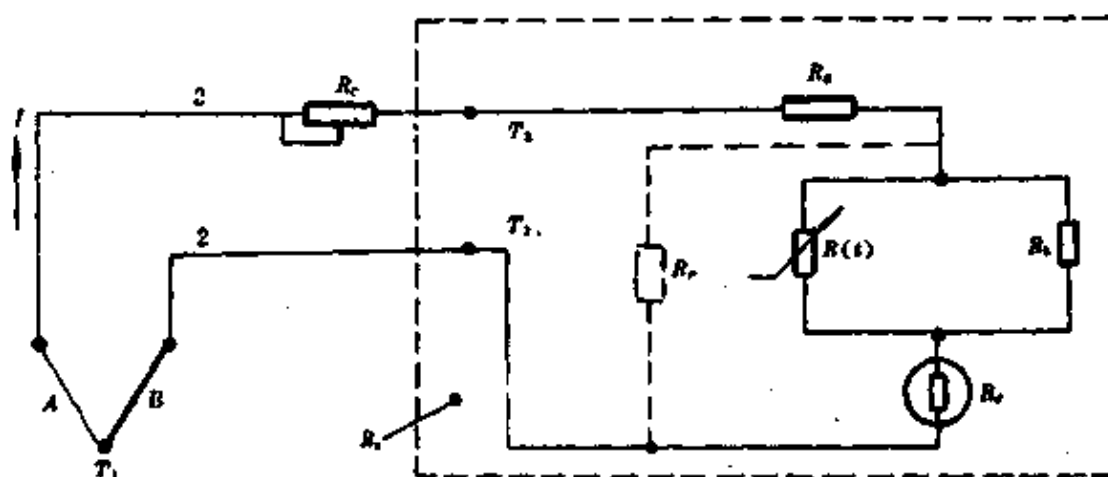


图 2-46

电路的总电阻,可以写成

$$\Sigma R = R_w + R_i$$

式中 R_w 为测量电路以外的总电阻;

R_i 为测量电路内部总电阻。

电路外部电阻 R_w 包括热电偶本身电阻,补偿导线和连接导线电阻以及调整电阻 R_0 , R_0 用来调整使外部总电阻为一定值,例如调整 R_0 使 $R_w = 15\Omega$ 。调整电阻用锰铜丝绕制而成。

电路内部电阻 R_i 是图中虚线方框中回路的总电阻,其中 R_n 是指示表头线圈内阻, R_p 是串联电阻,调整 R_p 的大小可改变量程范围,故又称量程电阻。 $R(t)$ 是温度补偿电阻,它是一个具有负温度系数的热敏电阻,其电阻随温度升高而减小,它与表头同处于一个温度,当环境温度升高后,表示动圈电阻 R_n 增大,但热敏电阻 $R(t)$ 减小,使总电阻基本保持不变。由于热敏电阻 $R(t)$ 减小,使总电阻值基本保持不变。由于热敏电阻与温度变化规律不是线性关系,因此在热敏电阻 $R(t)$ 并联一个锰铜电阻,可以改善 $R(t)$ 的非线性,使并联后总电阻的温度特性近似为线性。 R_n 为一稳定 R_n 的稳定电阻,它对输入信号起分流作用,并能减小动圈电阻值。从而保证指示表头阻尼性稳定。

由上分析可知,可求出电路的总电阻 ΣR ,当测量电路,外接电路和热电偶定后, ΣR 为定值,基本上不随外界温度而变化,则流过电路表头动圈电流 I 是与热电偶产生的热电势 $E(T_1, T_2)$ 成正比,因而电路可以直接用电位差 mV 值刻度,如果在热电偶的冷端进行冷端处理,则测量电路可直接用温度刻度。

三、直流电位差计

直流电位差计是按补偿原理制成的比较仪器,用于直流电势(电压)的精密测量。工作时是利用所测热电势与一已知电路上电压降相平衡原理。当电路处于平衡状态时,电路中无电流流过,因此对电路的电阻值无特殊要求。

图 2-47 是直流电位差计测量电路原理图。

图中, E_n 为标准电池, R_n 为标准电阻, E 为辅助电源, R_1 、 R_w 为调零电阻, K 为双向开关, G 为检流计。

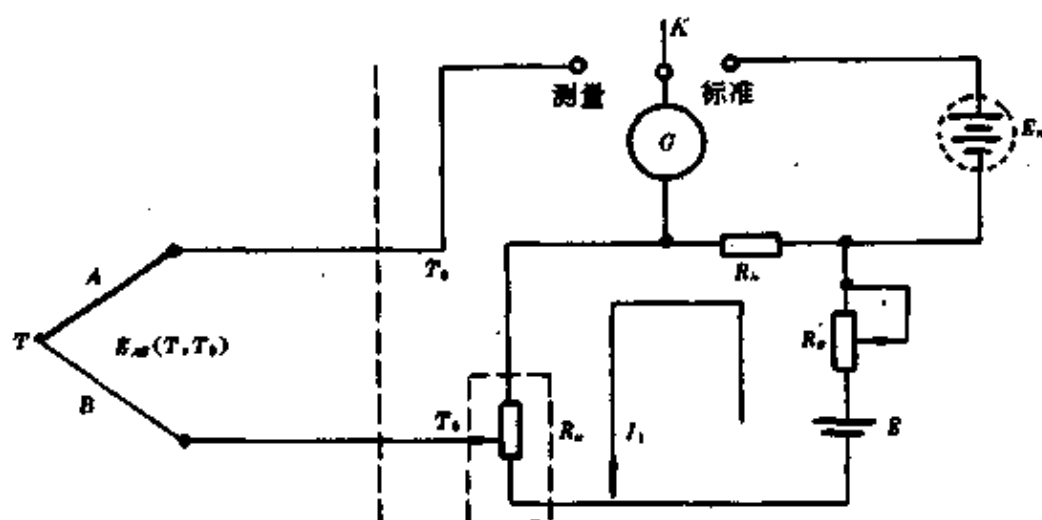


图 2-47

1. 直流电位差计的工作原理

直流电位差计提供可变标准电压值,用于平衡被测电势 $E_{AB}(T, T_0)$ 。实际上是通过稳定电流 I_1 来平衡电压的。当开关 K 接通“标准”端时调节 R_w 可以改变 I_1 的大小,直至检流计 G 指针指向零,则标准回路电流 $I_1 = \frac{E_N}{R_N}$,保持 I_1 不变,将开关 K 接通“测量”端,调节可变电阻 R_w ,使检流计指针指向零。由于 G 指示零所以测量回路电流与标准回路电流相等,即都为 I_1 ,则热电势 $E_{AB}(T, T_0) = R_w I_1$,因此

$$E_{AB}(T, T_0) = \frac{R_w}{R_N} E_N \quad (2-56)$$

上式中, $R_w I_1$ 即为补偿电压,它是利用调整电阻固定 I_1 而得到的,称为定流变阻式。因标准电池和标准电阻 R_N 都是已知量,则热电势大小决定可调电阻 R_w 的数值,直流电位差计可调电阻 R_w (有粗调和细调多档)直接以毫伏刻度,则根据度盘位置就可读出被测电势大小。

上述电路平衡过程 K 开关是靠手动来调节的,要实现自动调整,可用电子电位差计,原理图如图 2-48 所示。

图中用伺服电机通过机械传动机构来代替手工操作滑动触点,而且伺服电动机根据输入电压的极性不同,可以正转或反转,这就组成了自动电子直流电位差计。

图中热电势 $E_{AB}(U_{AB})$ 为被测量,补偿电路由单电桥 R_1, R_2, R_3, R_4 和滑线电阻 R_w 组成并为固定值,伺服电动机 MD,经一套机械装置,一方面带动测量桥路中滑线电阻 R_w 滑动触点,使补偿电压与被测输入热电势电压相平衡。另一方面带动指针架,以指示记录被测信号的数值,交流同步电机 TD 用于推动走纸机构,带动记录纸以恒定速度移动,作为记录的时间坐标。

热电势电压 U_{AB} 与桥路补偿电压 U_w 在放大输入端进行比较后,其差值 $\Delta U = U_{AB} - U_w$ 送至放大器,经放大后得到足够的功率,以驱动伺服电机 MD。

当补偿电压 U_w 与热电压 U_{AB} 相平衡,此时 $U_{AB} = U_w$,而设触点 a 处于某一位置(满量程 $n=1$)与 n 有关,则

$$U_w = \frac{E}{R_1 + R_w + R_2} (nR_w + R_1) - \frac{E}{R_3 + R_4} R_3$$

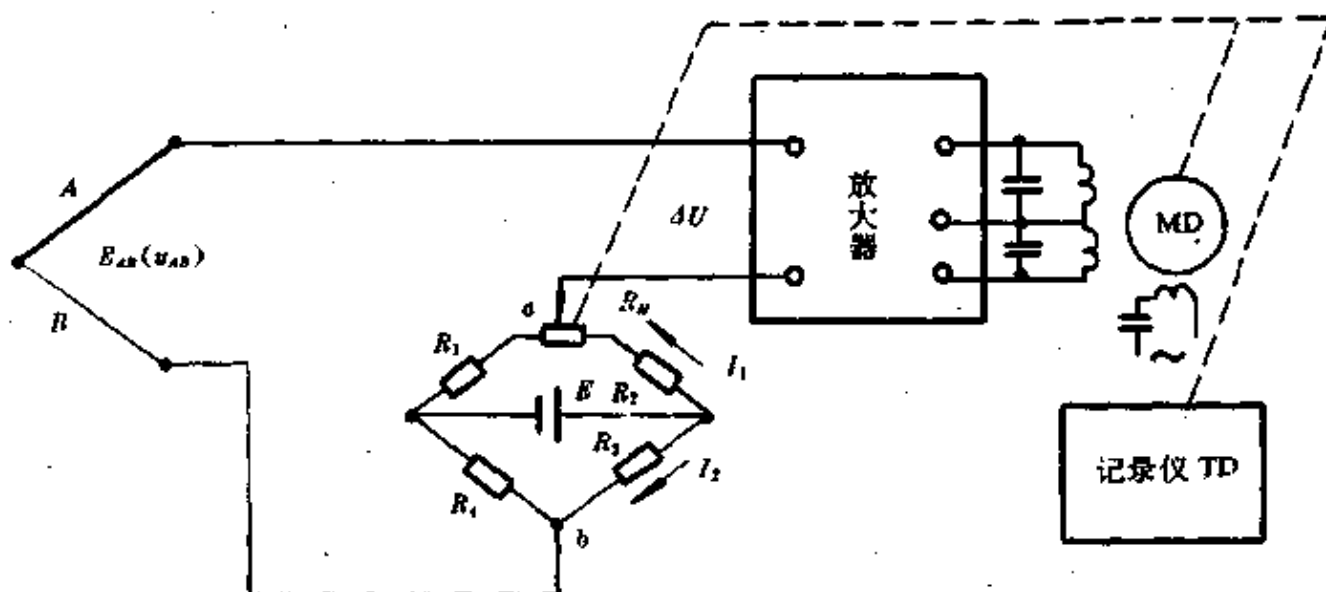


图 2-48

$$= U_{AB}$$

(2-57)

由上式可知,式中 E 、 R_H 、 $R_1 \sim R_4$ 均为已知常数,所以 U_{AB} 与滑线电阻 R_H 触点活动位置 a 有关,即触点活动点比例系数由 n 定,所以 n 值反映出 U_{AB} 大小,当电路平衡时 $\Delta U = 0$,放大器无输出,伺服电机停止转动,此时活动触点停留的位置,提供了 U_{AB} 的数值。

2. 直流电位差计的特点

(1) 上述测量电路测未知热电势 $E_{AB}(U_{AB})$ 的基本方程是式(2-56)和(2-57)。式中电阻比为 R_H/R_N 与 nR_H 。可见,补偿测量是通过电阻网络将标准电池 E_N (或 E) 的电动势变换成准确已知、与被测电压相等的电压来进行测量的,所以,被测电压的测量准确度将与电阻比例系数有关,而与组成 R 的每个电阻元件本身阻值的绝对准确度无关。所以说电位差计是一种比率的测量电路。为了确定电阻比,原则上可取电位差计内任一个电阻作为“标准”求出其他电阻相对于它的比值。不过一般为方便起见,常用标准电池 E_N (或 E) 补偿电阻 R_N (或电桥 R_H) 作为标准。

(2) 补偿法测量由于采用检流计(或比较放大器)指示补偿电压与测量电压相等,保证了补偿测量电路不从被测量电路吸收能量,从而不破坏被测量原有状态,并保证连接导线电阻也不会对测量结果产生误差。但式(2-56)和(2-57)可以看出,测量电压的误差与 E_N (E) 有关,要求电池(或 E) 有较高温度稳定性,才能使工作电流 I_N (或 I_1 、 I_2) 始终不变,所以如 E_N (E) 不稳可能会导致严重测量误差。

(3) 很显然,补偿法的测量误差与测量电路结构有关,一般情况下,总希望测量电路有较高输入电阻,尽可能小的输出电阻,以便提高测量的灵敏度和便于读数。

(4) 由于测量电路的热电势为微伏数量级,这与所要求的电压测量准确度或分辨率处于同一水平,所以这是严重误差源之一,为此对于热电势电路,一方面要尽量减少测量电路与被测电压直接串联连接点的个数,并使接触尽量均衡一致。对于测量电路必须对泄漏问题和静电感应问题给予足够注意,否则无法读数。要消除泄漏的静电感应,除了加强外接电路元件的必要绝缘性能以外,另外采取的措施是屏蔽、屏蔽可使泄漏电流和静电感应产生路径受到抑制,引导它们到不影响或影响尽可能小的地方去,所以必须采取合理的屏

蔽。

综上所述,直流电位差计是一种测量准确度和可靠性高,性能稳定,价廉简易的测量电路。即使今天已有了高准确度、高输入阻抗的数字电压表,它仍然有着广泛的用途和重要地位,而且,精密的数字电压表通常依靠电位差计作标准对它进行检定。

四、多点温度的测量

上述用一支热电偶测量一个温区的温度,如果要测的温度有多点,则可采用多支热电偶进行温度测量,如图 2-49 所示。

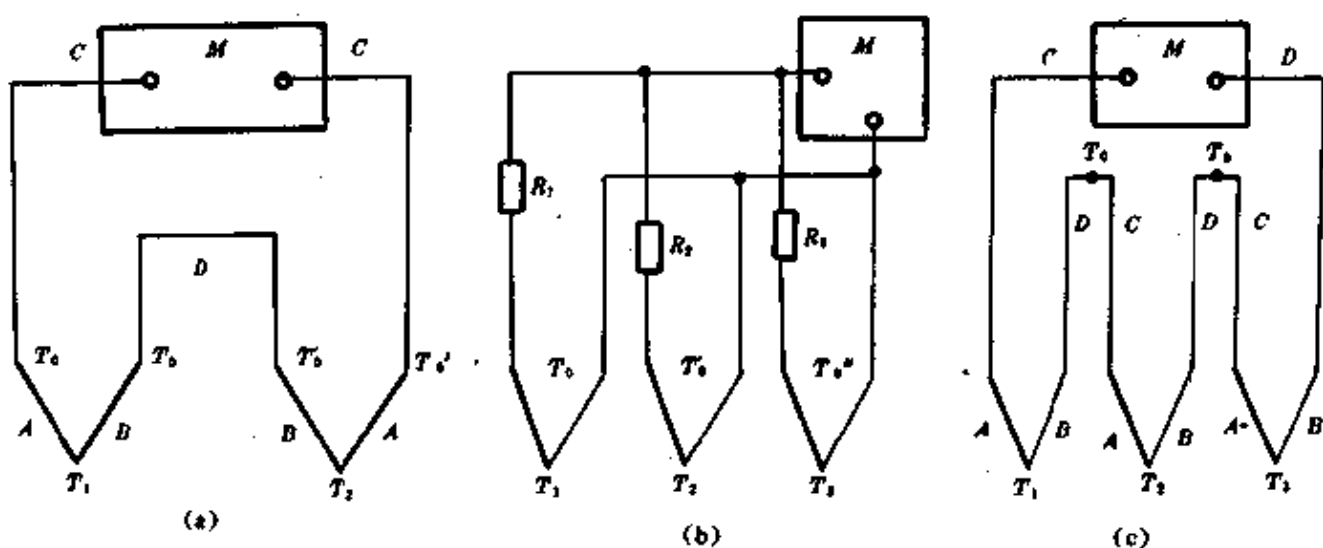


图 2-49

1. 测量两点之间温度差的测温电路

图 2-49(a),为测量两个温度 T_1 和 T_2 之差的一种实用电路,用两支同型号的热电偶,配用相同的补偿导线 C 与 D 。连接的方法应使各自产生的热电势互相抵消,这时测试 M 即可测得 T_1 和 T_2 的温度之差。图(a)回路总电势为

$$E_T = E_{AB}(T_1) + E_{BD}(T_0) + E_{DB}(T'_0) + E_{BA}(T_2) + E_{AC}(T'_0) + E_{CA}(T_0)$$

因为 C 、 D 为补偿导线,其热电特性与 A 、 B 是相同的,所以可认为同一材料不产生热电势

$$E_{BD}(T_0) = 0$$

$$E_{DB}(T'_0) = 0$$

$$E_{AC}(T'_0) = 0$$

$$E_{CA}(T_0) = 0$$

所以

$$\begin{aligned} E_T &= E_{AB}(T_1) + E_{BA}(T_2) \\ &= E_{AB}(T_1) - E_{AB}(T_2) \end{aligned} \quad (2-58)$$

如果连接导线用普通铜导线,则必须保证两热电偶的冷端温度相等,否则测量是不正确的。

2. 测量平均温度的测温电路

测量平均温度的方法通常用几支同型号热电偶并联接在一起。如图 2-49(b)所示,要

求三支热电偶都工作在线性段,在指示仪表中指示的为三支热电偶的平均值。在每一支热电偶电路中,分别串接均衡电阻 R_1 、 R_2 和 R_3 ,使得每支热电偶流过电流虽 T_1 、 T_2 、 T_3 不等,由于选用了较大均衡电阻,使得电流趋于恒定。由图所示有

$$E_1 = E_{AB}(T_1, T_0)$$

$$E_2 = E_{AB}(T_2, T_0)$$

$$E_3 = E_{AB}(T_3, T_0)$$

则回路中总的热电势为

$$E_T = \frac{E_1 + E_2 + E_3}{3} \quad (2-59)$$

3. 测量几点温度之和的测温电路

图 2-49(c)利用同类型热电偶串联,可以测量几点温度之和,也可以测量几点的平均温度,串联电路比并联电路有许多优点。由于总热电势为各热电偶电势之和,故可以测量微小的温度变化。

图中 C 、 D 为补偿导线,回路总热电势为

$$E_T = E_{AB}(T_1) + E_{DC}(T_0) + E_{AB}(T_2) + E_{DC}(T_0) + E_{AB}(T_3) + E_{DC}(T_0)$$

因为 C 、 D 为 A 、 B 的补偿导线,其热电性质相同,即

$$E_{DC}(T_0) = E_{DA}(T_0) = -E_{AB}(T_0)$$

将其代入上式中得

$$\begin{aligned} E_T &= E_{AB}(T_1) - E_{AB}(T_0) + E_{AB}(T_2) - E_{AB}(T_0) \\ &\quad + E_{AB}(T_3) - E_{AB}(T_0) \\ &= E_{AB}(T_1, T_0) + E_{AB}(T_2, T_0) + E_{AB}(T_3, T_0) \end{aligned} \quad (2-60)$$

即串联回路的总热电势为各热电势之和。在辐射高温计中的热电偶就是根据这个道理由几个同类型的热电偶串接而成。

如果要测平均温度,则

$$E_{平均} = \frac{1}{3} E_T$$

在有些温度测量现场,测温点不需要连续测量,就可以把若干支热电偶通过手动或自动开关接至一台显示仪表,以轮流或按要求显示各测量点的被测数值。

2-6 集成 P-N 结温度传感器

当前,传感器发展方向之一就是集成化,集成 P-N 结温度传感器就是将敏感元件、信号处理电路以及偏置、补偿等电路集成在一个芯片上,使用起来非常方便。

一、P-N 结的温度特性

集成电路中的二极管多数都是通过集成三极管不同接法而形成,如图 2-50 为集成 NPN 管各电极不同连接方式,图中只划出了三种不同连接方式,还可以用无发射极的单

独 P-N 结。由于集成 N-P-N 管 BE 结正向工作电压 U_{BE} 在 0.6~0.7V 左右,在同一芯片上各 U_{BE} 的一致性和温度跟踪都较好,其容差在 $\pm 20\text{mV}$,匹配公差可控制在 $\pm 1\text{mV}$,其温度跟踪可做到 $\pm 10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

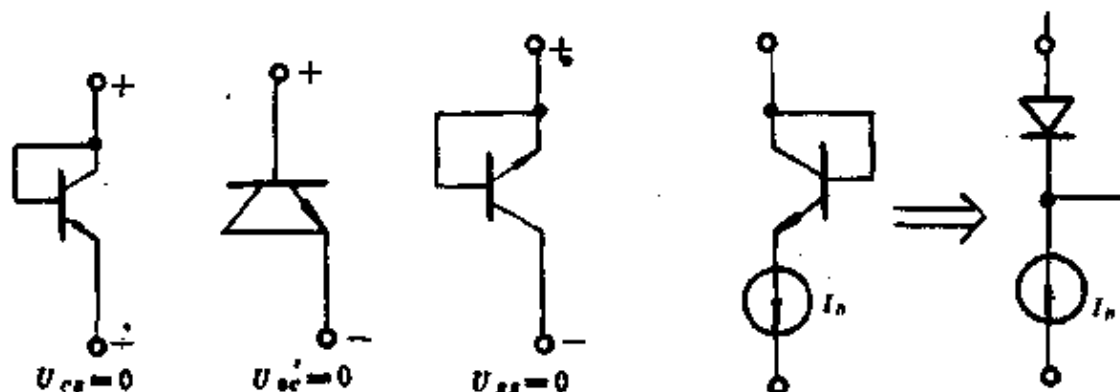


图 2-50

如图 2-50 所示,PN 结二极管电流 I_D 与结电压 U_{BE} 的关系为

$$I_D = I_s(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1) \quad (2-61)$$

其中热电压 $U_T = KT/q$,在室温下, $U_T \approx 26\text{mV}$, I_s 为反向饱和电流,它的数值为

$$I_s = Aq\left(\frac{D_p P_{s0}}{L_p} + \frac{D_n n_{s0}}{L_n}\right) \quad (2-62)$$

其中 A 为结面积, D 为扩散系数, L 为扩散长度, P_{s0} 、 n_{s0} 为平衡电子浓度,下标 n 、 p 表示材料的导电类型。

对于式(2-61),当 $U_{BE} > 0$,可近似为

$$I_D = I_s e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \quad (2-63)$$

即

$$U_{BE} = U_T \ln \frac{I_D}{I_s}$$

若固定 I_D ,求 U_{BE} 与温度关系为:

$$\begin{aligned} \frac{dU_{BE}}{dT} &= \frac{K}{q} \ln \frac{I_D}{I_s} - \frac{KT}{q} \frac{1}{I_s} \frac{dI_s}{dT} \\ &= \frac{U_{BE}}{T} - \frac{KT}{q} \frac{1}{I_s} \frac{dI_s}{dT} \end{aligned} \quad (2-64)$$

式(2-62)由晶体管原理可推导出 I_s 与温度关系为

$$I_s = BT^2 e^{\frac{-U_g}{kT}} \quad (2-65)$$

式中, B 为工艺系数, U_g 为能隙电压。对于硅材料, $U_g = 1.205\text{V}$ 。

对于式(2-65)两边取导数,并对温度微分

$$\begin{aligned} \ln I_s &= \ln(AT^2) - \frac{qU_g}{kT} \\ \frac{1}{I_s} \frac{dI_s}{dT} &= \frac{3}{T} + \frac{qU_g}{kT^2} \end{aligned} \quad (2-66)$$

将式(2-66)代入式(2-64)

$$\begin{aligned}\frac{dU_{BE}}{dT} &= \frac{U_{BE}}{T} - \frac{kT}{q} \left(\frac{3}{T} + \frac{U_i}{kT^2} \right) \\ &= \frac{U_{BE} - U_i}{T} - \frac{3k}{q}\end{aligned}\quad (2-67)$$

若工作温度 $T = 300\text{K}$, 硅管 $U_{BE} = 0.6\text{V}$, 则

$$\frac{dU_{BE}}{dT} \approx -2\text{mV}/^\circ\text{C}$$

即 BE 结正向压降的温度系数为负数。

由(2-67)式可得以下结论:

1. 对于 PN 结, 当 I_s 固定时, U_{BE} 随温度 T 变化而变化, 其斜率为 dU_{BE}/dT , 并随温度 U_{BE} 而变化, 即斜率是变化的, 说明线性度差, 只在小范围内满足线性特性。

2. U_{BE} 与反向饱和电流 I_s 有关, 由(2-65)式可以看出, I_s 与工艺条件有关。由于半导体工艺的分散性, 当用这种 PN 做温度检测时, 互换性就差。

为了得到更好线性度, 改善工艺分散性, 通常集成温度传感器都采用 PN 结对管形式。

二、集成 PN 结对管温度传感器

如图 2-51 所示, T_1 、 T_2 为 PN 结, 其电流分别为 I_{D1} 、 I_{D2} , 因为集成工艺可使相邻二结工艺参数非常一致, 即可以认为二 PN 结工艺参数 $B_1(t) = B_2(t)$, 对于图 2-50 有

$$\begin{aligned}U_o &= U_{BE1} - U_{BE2} = 0 \\ &= \frac{kT}{q} \ln \left[\frac{I_{D1}}{I_{D2}} \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \right]\end{aligned}$$

由式(2-65), 使二结面积分别为 A_1 、 A_2 , 电流密度为 J_1 、 J_2 , 则 $I_{S1} = J_1 A_1$ 、 $I_{S2} = J_2 A_2$ 。二结反向饱和电流密度是相等的。即 $J_1 = J_2$, 故

$$\frac{dU_o}{dT} = \frac{k}{q} \left[\frac{A_2}{A_1} \frac{I_{D1}}{I_{D2}} \right] \quad (2-68)$$

由上式可以看出, 只要固定 $\frac{A_2 I_{D1}}{A_1 I_{D2}}$ 比例关系, 则 $\frac{dU_o}{dT}$ 为常数, 即 PN 结对电压与温度关系为定值(斜率为常数), 则输出电压 U_o 与温度 T 成线性关系。这样用集成对管测温时, 可以用电压直接度量温度。从(2-68)式又可看出, 输出电压 U_o 为二管结电压之差, 所以 U_o 数值上很小, 当温度变化时, $\frac{dU_o}{dT}$ 仅为几百 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 左右, 其温度系数为正, 且正比于绝对温度 T 。

三、集成温度传感器的实用电路

1. 单 PN 结温度传感器测温电路

如图 2-52 所示, T 为单 PN 结, R_1 为偏置电阻, 为 PN 结提供合适的偏置电流, 而晶体管 PN 结为负温特性, $U_{BE} = -2\text{mV}/^\circ\text{C}$,

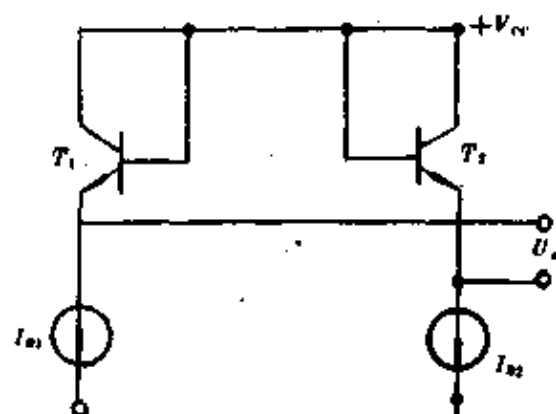


图 2-51

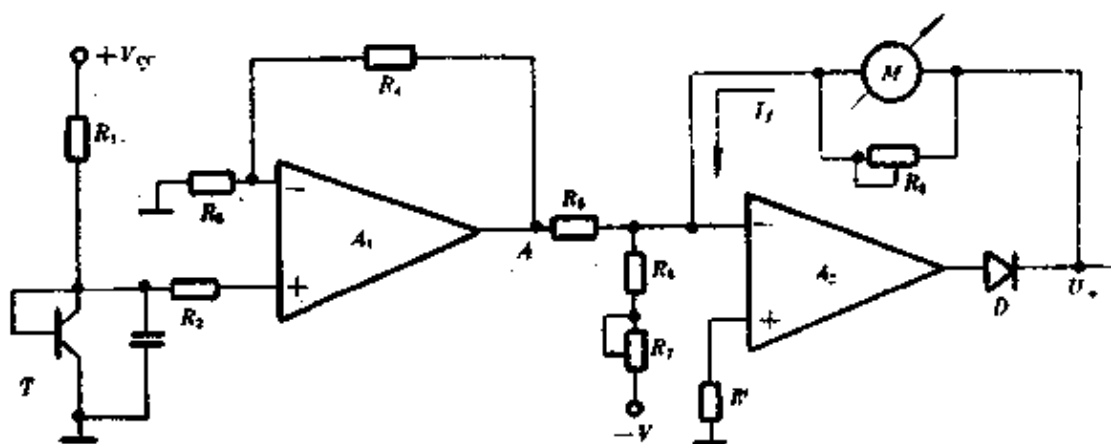


图 2-52

对于 PN 结 A_1 为同相放大电路, A_1 输出电压随温度升高而下降。本测量电路温度显示用表头 M 直接显示温度, 其范围为 $-50^{\circ}\text{C} \sim +50^{\circ}\text{C}$, 表头量程为 $100\mu\text{A}$ 。

A_2 组成直流表电路, 将直流电流表接在运算放大器的反馈回路中, 将运算放大器接成电流-电压变换器的形式, 就能组成压降几乎为零的直读式直流电流表。 R_5 为表头量程改变元件, R_5 与 $100\mu\text{A}$ (内阻为 $2\text{k}\Omega$) 并联, 可使表头量程为 1mA , D 可保护表头使流过表头电流如图所示。 R_3 、 R_7 组成恒源电源, I_{R3} 恒定则 I_{R3} 全部流入表头支路, 即 $I_{R3} = I_f$ 。

当温度为正时, 由于 U_{BE} 负温特性, A 点电压为负, 则 I_{R3} 流向 A 点。当温度为负时, A 点电位为正, 则 I_{R3} 由 A 点流出, 故要求 I_{R3} 恒定。使 I_{R3} 能完全反映温度的变化。

本电路调整时, 先使 PN 结处于 -50°C , 调 R_7 使表头指示为零。(即刻度为 -50°C), 将 PN 结升温至 $+50^{\circ}\text{C}$, 调整 R_5 , 使表头指示为满刻度, 即指示 $+50^{\circ}\text{C}$, 这样用一只表头则可测量温度由 $-50^{\circ}\text{C} \sim +50^{\circ}\text{C}$ 间变化的指示。由于是测电流, 而不是电压, 它能够排除强力的干扰, 并且在长线传送时, 长线上的电阻对电路影响不大。

2. 电压型集成温度传感器

电压型集成温度传感器由集成 PN 结对、基准电压和运算放大电路三部分组成, 其框图如图 2-53(a) 所示。

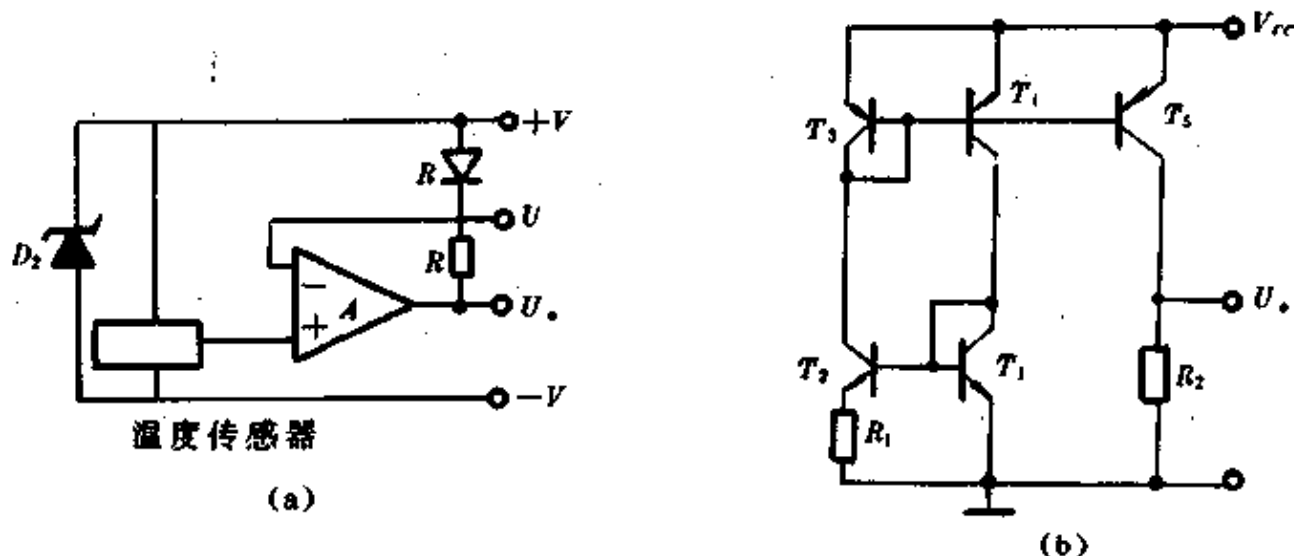


图 2-53

图 2-53(b) 是温度传感器部分, T_1 、 T_2 是一对感温 PN 结对, 设它们发射结面积比为 n , T_3 、 T_4 、 T_5 组成恒流源, 使流过 T_1 、 T_2 电流 I_{E1} 、 I_{E2} 相等, 则 T_1 、 T_2 管的发射结压降差为

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{KT}{q} \ln \left(\frac{I_{s1}}{I_{s2}} \frac{I_{s2}}{I_{s1}} \right) \\
 &= \frac{KT}{R_1} \ln \left(\frac{I_{s1}}{I_{s2}} \frac{A_{s2}}{A_{s1}} \right) \quad (2-69)
 \end{aligned}$$

因 T_3, T_4, T_5 为恒流源, 故流过 R_2 上的电流也等于 I_{s1} , 则流过 R_1 上电流为

$$\begin{aligned}
 I_{s1} &= \frac{\Delta U_{ss}}{R_1} = \frac{KT}{q} \frac{1}{R_1} \ln \left(\frac{A_{s2}}{A_{s1}} \right) \\
 &= \frac{KT}{qR_1} \ln n \quad (2-70)
 \end{aligned}$$

则电压型集成温度传感器输出电压

$$U_o = \frac{KT}{q} \frac{R_2}{R_1} \ln n$$

其温度系数为

$$\frac{dU_o}{dT} = \frac{K}{q} \frac{R_2}{R_1} \ln n$$

很明显, 温度传感器的输出电压及温度系数由二 PN 结面积比决定, 面积比 n 可通过晶体管芯图形设计进行控制, 电阻比则由硼扩散电阻的阻值决定, 必须提高工艺水平, 保证发射区和电阻条图形的精度, 如选取 $R_1 = 940\Omega$, $R_2 = 30k\Omega$, $n = \frac{A_{s2}}{A_{s1}} = 37$, 则 $\frac{dU_o}{dT}$ 为 $10mV/^\circ C$ 。

3. 电流型集成温度传感器

如图 2-54 为电流型集成温度传感器, 其输出电流与温度成正比。 T_1, T_2 为 PN 结对组成温敏部分, 二 PN 结面积比为 8:1, T_3 和 T_4 组成恒流源电路, 为 T_1, T_2 提供相等的电流, 则 T_1, T_2 管的发射结正向压降差为

$$\Delta U_{ss} = \frac{KT}{q} \ln 8 \quad (2-71)$$

流过 R_1 的电流为

$$I_{s1} = \frac{\Delta U_{ss}}{R_1} = \frac{KT}{qR_1} \ln 8$$

因为流过 T_1, T_2 的电流是相等的, 则电路输出的总电流应是两电流之和

$$I_o = 2I_{s1} = \frac{2KT}{qR_1} \ln 8 \quad (2-72)$$

相应的温度系数

$$\frac{dI_o}{dT} = \frac{2K}{qR_1} \ln 8 \quad (2-73)$$

为了保证温度的稳定性和线性, 要严格控制工艺, 以保证电阻 R_1 的精度和二 PN 结对面积的精确比。

电流型温度传感器比起电压型来, 由于输出阻抗, 抗干能力强, 适合于远距离温度检测控制系统, 而且可以改变终端取样电阻, 将电流型集成温度传感器转换为电压型集成温度传感器。

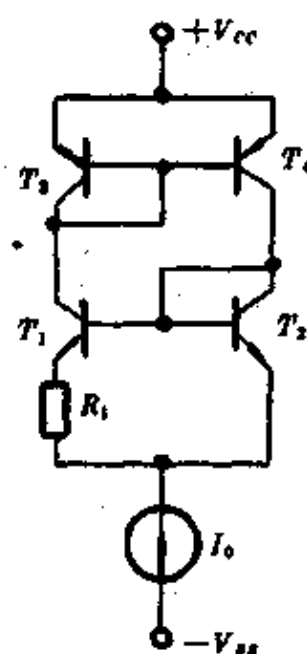


图 2-54

第三章 力与压力传感器及应用电路

§ 3-1 概述

力和压力是两个很重要的物理量,自然界中所有过程几乎都与不同的力和压力有着一定的联系,本节仅从工程应用角度简述力与压力的概念。

一、力的概念

根据产生力的原因不同,常把力分为拉力、压力、应力、摩擦力、力矩等等,不论哪种力其共同的特点都能使受力物体产生加速度,因而把力归结为产生加速度的原因。

在国际单位中力的单位是导出单位,能把一公斤质量产生 1 米/秒^2 加速度的力叫 1 牛顿。力的单位牛顿用国际单位制的基本单位表示时为 $[\text{米} \cdot \text{公斤/秒}^2]$,过去习惯上常应用力的重力单位,即公斤力或牛顿力等,它表示 1 公斤或 1 吨质量在标准重力加速度 (9.80665 米/秒^2) 下的重量(力),显然

$$1 \text{ 公斤力} = 9.81 \text{ 牛顿}$$

测力原理很多,表 3-1 列出了电测系统中几种测力传感器及其简要性能比较。

表 3-1

	应变式	压电式	电容式	电感式	压磁式
线性%	0.01~0.1	±1	1~3	1~3	5~15
迟滞	0.01~0.1	<0.1	<1.2	<0.3	<0.3
		<0.1	<0.1	<0.2	<0.1
精度%	0.02~0.2	5~10	±2	±2	±2

在上表各类测力传感器中,无论从产量上,应用领域上,还是从量程上,精度上来看,应变式传感器占据了优势。应变式传感器可以从极小力到大范围内任何动态或静态测力的需要,因此它广泛地应用于各个领域。

压电式传感器是较简单的一种测力传感器,其灵敏度高,稳定性好,频率响应范围宽,主要用于测量动态力,如冲击力、推动力等等,但不能用于测静态力。

电容式传感器是弹性元件受力后变形转变成电容的变化,其结构简单、强度高,在测恶劣环境下的静态及低频变化的力时常用电容式测力传感器。

电感式测力传感器的工作原理见图 3-1,被测力先作用在弹性机构,把力变换为与杆相连的铁芯 4 之位移,再通过差动变压器 5 输出与被测力 F 成正比的电压 ΔU 。

图3-2为利用电感式力传感器作成的电磁秤。被称重物 G 使板弹簧变形,再通过杠杆转换为差动变压器铁芯的位移,进而输出电压 ΔU ,经放大器输出电信号送到显示电路自动显示其重量与价格。

压磁式测力传感器的工作原理是利用铁磁材料(如镍、铁镍、铁硅合金等)在受外力作用后,内部产生应力,这个应力将引起材料导磁系数的变化,实际导磁系数不仅随应力大小变化,而且还随应力方向变化。从而导致自感或互感的变化,相应的输出电势也随被测力的大小而变化,通过测量电路,就可测出力的大小。

压磁式力传感器的优点是输出功率大、能在较差的环境条件下工作、抗干扰能力强、寿命长、维护方便等优点,因此特别适用于冶金、化工等部门。

本章主要讨论应变式、压电式和压阻式三种常用力传感器及其应用电路。

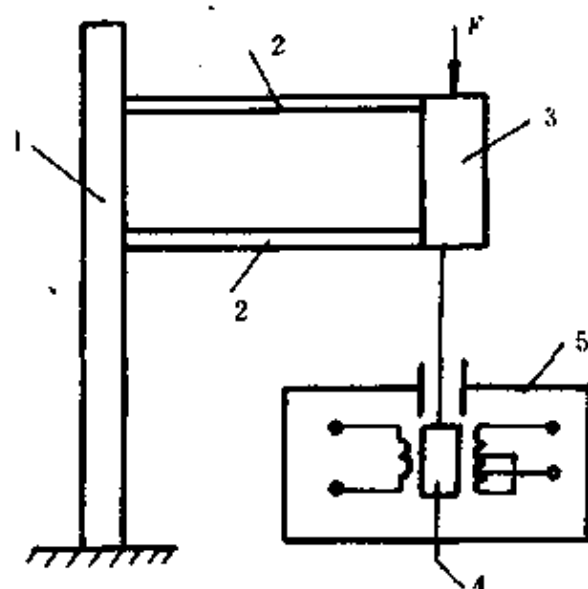


图 3-1

1—支承架 2—板弹簧 3—受力杆
4—铁芯 5—差动变压器

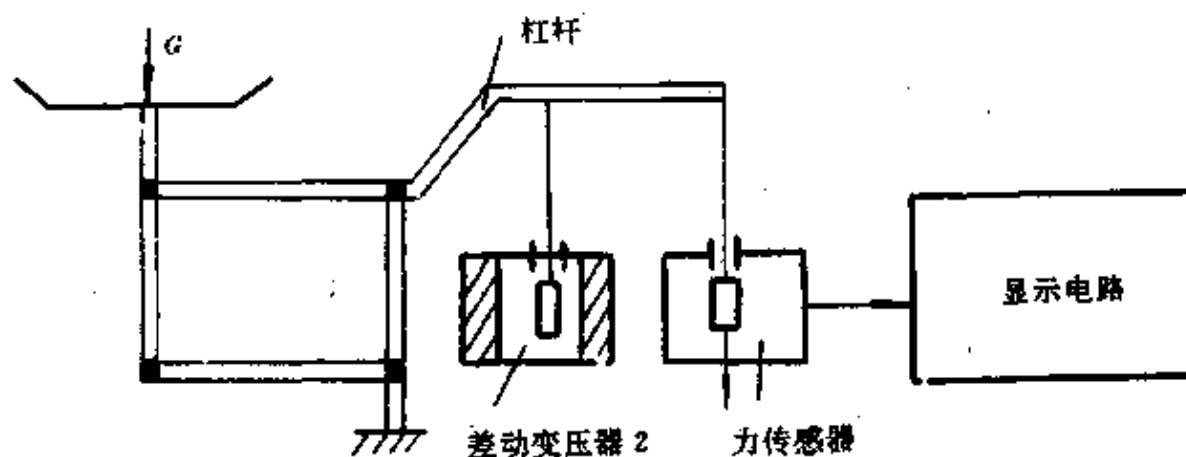


图 3-2

二、压力的概念

压力是流体技术领域中的一个重要物理量,流体技术是指液体、气体或蒸汽等介质作为动力,在传递和燃烧过程中,都会产生压力。一般说来,压力是指流体介质作用于单位面积上的力,它与应力有着相同的量纲,两者仅在物理意义上有所不同。

衡量压力的单位为:牛顿/米²(N/m^2)称为帕斯卡,简称帕,用 Pa 表示

$$1(Pa) = 1(N/m^2)$$

N 为力的单位牛顿,1Pa 表明1(N)的力垂直作用在1(m^2)的面积上所产生的力。

地球表面受大气压作用,它随海拔高度、纬度和气象情况而变。标准大气压定义为当温度为0℃、重力加速度为980.665 cm/s^2 ,高度为760mm,密度为13.595 g/cm^3 的水银柱

所产生的压力。

压力可用绝对压力、表压力、负压或真空度等来表示。

绝对压力：液体、气体或蒸汽所处空间的全部压力，即相对于零压力所测得的压力。

表压力：高于大气压的绝对压力与大气压力之差。表压力与绝对压力之间的关系为

$$P_{\text{绝对}} = P_{\text{表}} + P_{\text{大气}}(\text{当地})$$

即

$$P_{\text{表}} = P_{\text{绝对}} - P_{\text{大气}}(\text{当地})$$

由上式可见，当绝对压力 $P_{\text{绝对}}$ 低于当地大气压 $P_{\text{大气}}$ 时，表压力 $P_{\text{表}}$ 将出现负值。所以将绝对压力低于大气压力的情况称为负压或真空。一般真空度用绝对压力表示，负压的绝对值愈大，即绝对压力愈低，也就是这时的真空度愈高。

关于压力的测量与力的测量有很多相似之处，压力是均匀地作用在物体表面的力，而力往往是比较集中作用在受力体上，实际上压力测量中有些就是把均匀分布力转换成集中力后再进行测量，因此测力的测量方法往往也适用于压力的测量，只是在传感器的结构上稍有不同。

表3-2 各种应变力(压力)传感器性能的比较

种类	敏感栅材料	阻值(Ω)	灵敏度k	滞后及蠕变	制造工艺	备 注
丝式	金属丝	<1000	2~6.0	小	简易	使用方便，价廉，温度系数和k值一致性好，可用很长的线，疲劳寿命长，能承受较大变形，能用多种合金金属材料
箔式	金属箔	<2000	2.0~2.4	很小	简易、便于批量生产	任意形状的敏感栅均能制于各种基片上，阻值一致性好，灵敏度k的温度系数较好，横向效应小
薄膜片金属	金属薄膜	<5000	1.0~2.0	近于0	困难	无胶基结构，绝缘性能高，应变极限与基底材料有关，输出功率大，精度好，但性能取决于工艺质量
半导体体型	单晶硅	<1000	140	小	较难	k值高，温度系数大
扩散型半导体	硅	<5000	140	近于0	难	重复性好，温度系数大，K值高，工艺较复杂
薄膜型半导体	锗	<5000	30	小	极难	在良好的温度自补偿情况下，适于做成超小型力、压力传感器

表3-2对常用压力传感器性能进行了比较，在电测系统中，经常应用应变式、压电式、

压阻式传感器对压力进行检测。

§ 3-2 力与压力检测的工作原理

利用某些导体、半导体材料的物理特性可以对非电量力与压力进行检测,这些物理特性可将非电量力与压力转换为电量。主要有三种转换:即力(压力)-应变-电阻转换、力(压力)-压电转换、力(压力)-硅压阻转换。下面讨论这三种转换效应。

一、力-应变-电阻效应

金属导体(金属丝)受到力作用时,其长度(或截面积)的改变称为应变,而金属的电阻值随变形(伸长或缩短)而发生改变,这即是金属导体应变效应。

图3-3设有一根园截面的金属丝,其初始电阻值为

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (3-1)$$

式中 R ——金属丝的初始电阻(Ω);
 L ——金属丝的长度(m);
 A ——金属丝的横截面面积(m^2);
 ρ ——金属丝的电阻率(Ωm)。

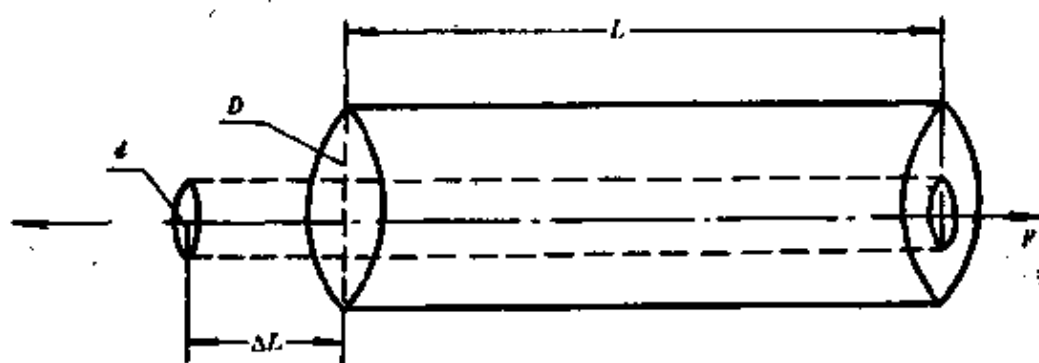


图 3-3

而 $A = \pi D^2/4$, D 为金属丝截面直径。当金属丝受轴向力 F 拉伸作用后,长度 L 增长 ΔL ,面积 A 缩小了 ΔA ,由于金属产生形变,丝内原子排列发生改变,电子流动阻力增大,因而电阻率 ρ 也增加了 $\Delta \rho$ 。显然电阻 R 将是长度 L 、截面积 A 和电阻率 ρ 的多变量函数,假如均匀轴向力 F 作用于金属丝,则金属丝的电阻变化为

$$\frac{dR}{dF} = \frac{\rho}{A} \frac{\partial L}{\partial F} + \frac{L}{A} \frac{\partial \rho}{\partial F} - \frac{\rho L}{A^2} \frac{\partial A}{\partial F}$$

相对初始电阻 R 有

$$\frac{1}{R} \frac{dR}{dF} = \frac{1}{L} \frac{\partial L}{\partial F} + \frac{1}{\rho} - \frac{1}{A} \frac{\partial A}{\partial F}$$

则,

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta \rho}{\rho} - \frac{\Delta A}{A} \quad (3-2)$$

由式(3-2)可知,当金属丝受到应力时,长度相对变化 $\Delta L/L$, 截面积相对变化 $-\Delta A/A$, 和电阻率相对变化 $\frac{\Delta \rho}{\rho}$ 引起总电阻相对变化 $\Delta R/R$ 。

对于直径为 D 的圆金属丝, $A = \frac{\pi D^2}{4}$, 则

$$\frac{\Delta A}{A} = 2 \frac{\Delta D}{D} \quad (3-3)$$

引入金属材料的泊松比(或称横向变形系数)

$$\mu = - \frac{\Delta D}{D} / \frac{\Delta L}{L}$$

代入式(3-3)则

$$\frac{\Delta A}{A} = 2 \frac{\Delta D}{D} = - 2\mu \frac{\Delta L}{L}$$

即

$$\frac{\Delta D}{D} = - \mu \frac{\Delta L}{L} \quad (3-4)$$

将式(3-3)、式(3-4)代入式(3-2)得

$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2\mu) \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta \rho}{\rho} \quad (3-5)$$

由上分析可以看到,当金属丝受到力(压力)作用时,由于产生相对变形量 $\frac{\Delta L}{L}$, 而改变电阻率 $\frac{\Delta \rho}{\rho}$, 和金属丝的截面积,从而使电阻值发生变化,因此定义 $\frac{\Delta L}{L} = \xi$, 称为金属丝轴向相对形变,通常称 ξ 为应变,则式(3-5)为

$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2\mu)\xi + \frac{\Delta \rho}{\rho} \quad (3-6)$$

或

$$\frac{\Delta R}{R} / \xi = 1 + 2\mu + \frac{\Delta \rho}{\rho} / \xi \quad (3-7)$$

令

$$K_s = \frac{\Delta R}{R} / \xi = \frac{\Delta R}{R} / \frac{\Delta L}{L} \quad (3-8)$$

则式(3-6)为

$$\frac{\Delta R}{R} = K_s \xi \quad (3-9)$$

K_s 为金属的灵敏系数,其物理意义为,当金属丝发生单位长度变化(应变)时,其电阻变化率与其应变的比值,亦即单位应变的电阻变化率。目前,各种材料的灵敏系数 K_s 均由实验测定。实验测定 K_s 的方法原理很简单,由定义可知,只要造成一段一定长度的电阻丝的长度变化率即应变 $\frac{\Delta L}{L}$, 同时用仪表测出对应的电阻变化率 $\frac{\Delta R}{R}$, 即可确定 K_s 。

(3-7)式表明, K_s 受两个因素的影响,第一个因素是由金属丝几何尺寸的改变而引起,即 $(1+2\mu)$ 项。第二个因素是 $\frac{\Delta \rho}{\rho} / \xi$, 表明导体受力后,材料的电阻率 ρ 发生变化而引起。对

金属材料而言,前一项为主,而对半导体材料,则是以后项为主。对于大多数电阻丝而言, $(1+2\mu)$, $\frac{\Delta\rho}{\rho}/\epsilon$ 都是常数,因此 K_0 也是常数,由实验得知对于大多数金属材料 $K_0 = (-12 \sim +4)$,但在弹性变化范围内 $K_0 \approx 2$ 。

由式(3-9)可以看出,由于 K_0 为常数,则金属丝电阻变化率与应变 ϵ 成线性关系,而应变 ϵ 与力(压力)成正比,所以测出电阻变化率就可测出非电量力或压力。即:

$$\frac{\Delta R}{R} \propto \frac{\Delta L}{L}(\epsilon) \propto F$$

表3-3 列出几种电阻丝材料 K_0 与 ρ

材料名称	灵敏系数 K_0	电阻率 $\rho(\mu\Omega m, 20^\circ C)$
康铜(Ni-Cu)	1.9~2.1	0.45~0.52
镍铬合金(Ni-Cr)	0.9~1.1	0.9~0.11
铂(Pt)	4~6	0.09~0.11
铁铬铝合金(Fe, Cr, Al)	2.8	1.3~1.5
镍铬铝合金(Ni, Cr, Al, Fe)	2.4	1.24~1.42

图3-4示出两种材料的应变与电阻变化率的变化,因此,当测得 $\Delta R/R$ 并已知 K_0 后,根据式(3-8)即可求得金属丝的应变值 ϵ 。

二、力-压电效应

在测量动态力、动态压力、加速度时,常常利用某些材料的“力-压电效应”特性。压电式传感器即是根据这一效应工作的。

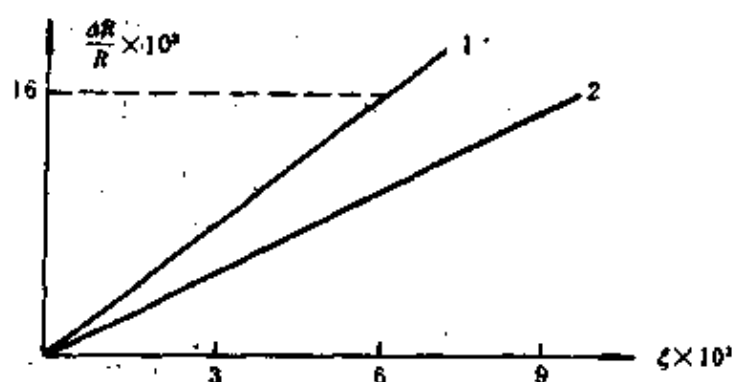


图 3-4

某些晶体在受到外力作用时,不仅产生几何形变,而且内部也产生极化现象,同时在其两个表面上便产生符号相反的电荷,当外力去掉后,又恢复到不带电状态,这种现象称为压电效应。当作用力方向改变时,电荷的极性也随之改变,晶体受力所产生的电荷量与外力的大小成正比。

常用作压电式传感器的压电材料有压电单晶、压电多晶和有机压电材料。

压电材料	{	压力单晶	{ 石英晶体
			{ 其他压电单晶
		压电多晶	—— 压电陶瓷
		有机压电材料	

目前,国内外压电式传感器中应用最普遍的是各类压电陶瓷和压电单晶中的石英晶体。有机压电材料是近年来新发现很有发展前途的新型压电材料。

1. 石英晶体

石英晶体是最常用的压电晶体之一,图3-5表示了天然结构的石英晶体外形,它是一个正六面体。在晶体学中可以把它用三根互相垂直的轴来表示,其中纵向轴 z 称为光轴;经过六面体棱线,并垂直于光轴的 x 轴称为电轴;与 x 轴和 z 轴同时垂直的 y 轴(垂直于正六面体棱面)称为机械轴。通常把沿电轴 x 方向的力作用下产生电荷的压电效应称为“纵向压电效应”;而把沿机械轴 y 方向的力作用下产生电荷的压电效应称为“横向压电效应”;在光轴 z 方向受力时则不产生压电效应。从晶体上沿轴线切下的一片平行六面体称为压电晶体切片,如图3-5(b)所示。当晶片在沿 x 轴的方向上受到压缩应力的作用时,晶片将产生厚度变形,并发生极化现象,即在晶片两面产生电荷,所以纵向压电效应产生的

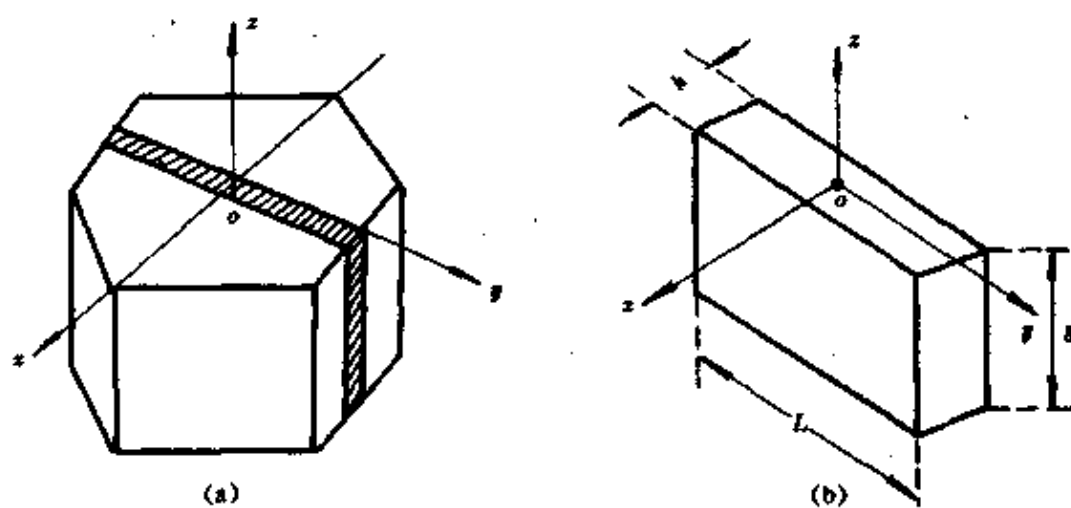


图 3-5

电荷为

$$q_{11} = d_{11}P_x \quad (3-10)$$

式中 d_{11} —— x 轴方向受力时的压电系数(晶体承受单位力作用时所产生的电荷量)

P_x ——沿晶体 x 方向的力

如晶体两表面间的电压为 U_{11} ,则

$$U_{11} = q_{11}/C_{11} = d_{11}P_x/C_{11} \quad (3-11)$$

式中 C_{11} ——晶体两表面间的电容量。

对于长为 L 、宽为 b 、厚度 h 的矩形晶片

$$C_{11} = \epsilon Lb/4h \quad (3-12)$$

对于直径为 D 的圆形晶片 C_{11} 为

$$C_{11} = \epsilon \pi D^2/4h \quad (3-13)$$

式中 ϵ ——晶体介电常数。

图3-6(a)所示, x 轴方向加压力时, x 正向带正电, x 轴方向加拉力时,则在垂直 x 轴的平面上仍出现等量的电荷,但极性相反。

如果作用力是沿机械轴 y 的方向,如图3-6(b)所示,其电荷仍在与 x 轴垂直的平面上出现,其极性如图所示,所以横向压电效应产生的电荷,对于矩形晶片为

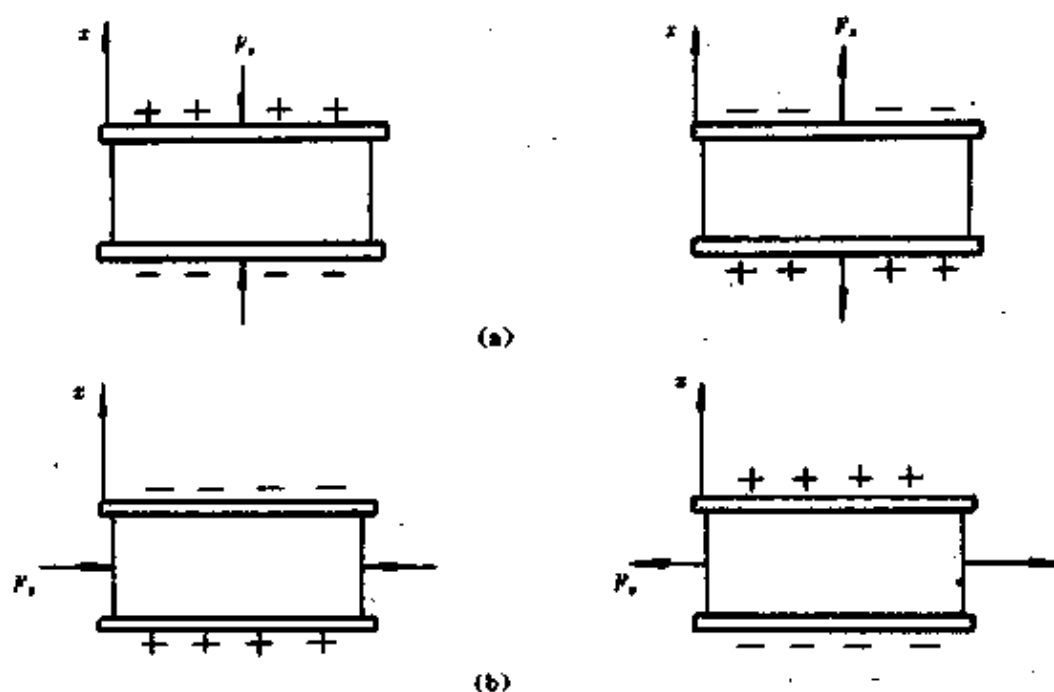


图 3-6

$$q_{12} = d_{12} \frac{L}{h} F_y \quad (3-14)$$

式中 d_{12} —— y 轴方向受力时的压电系数；

L ——矩形晶片长度；

h ——矩形晶片厚度；

F_y ——沿晶片 y 方向的力。

根据石英晶体的对称条件 $d_{12} = -d_{11}$ ，所以(3-14)式可改写为

$$q_{12} = -d_{11} \frac{L}{h} F_y \quad (3-15)$$

设晶体两表面之间的电压为 U_{12} 则

$$U_{12} = q_{12}/c_{11} = -d_{11} \frac{L}{h} F_y / c_{11} \quad (3-16)$$

式中， c_{11} 为矩形晶体片的电容量。

由以上分析可知石英晶体纵向压电效应产生的电荷量与晶片的几何尺寸无关，而横向压电效应产生的电荷量与晶体几何尺寸有关，比值 L/h 越大，灵敏度越高。式中负号表示纵向与横向压电效应产生的电荷极性相反。

2. 压电陶瓷

压电陶瓷是一种多晶铁电体，压电陶瓷在没有极化之前不具有压电现象，是非压电体，压电陶瓷经过极化处理后有非常高的压电常数，为石英晶体的几百倍。

压电陶瓷材料内部具有不规则的小区域，称为“电畴”，“电畴”内分子自发形成某一方向，所以“电畴”有一定极化方向，从而存在一定的电场，在无外电场作用时，各个电畴在晶体中杂乱分布，它们的极化效应被相互抵消，因此原始的压电陶瓷不具有压电特性。为使压电陶瓷具有压电性，就必须在一定温度下做极化处理。所谓极化，就是外加强电场使“电畴”规则排列，如图3-7所示，在外电场作用下，电畴的极化方向发生转动，趋向于按外电场

方向排列,从而使材料得到极化,在极化电场除去后,电畴基本保持不变,余下了很强的剩余极化,当陶瓷材料受到外力作用时,电畴界限发生移动,因此引起极化强度变化,于是压电陶瓷就有了压电效应。

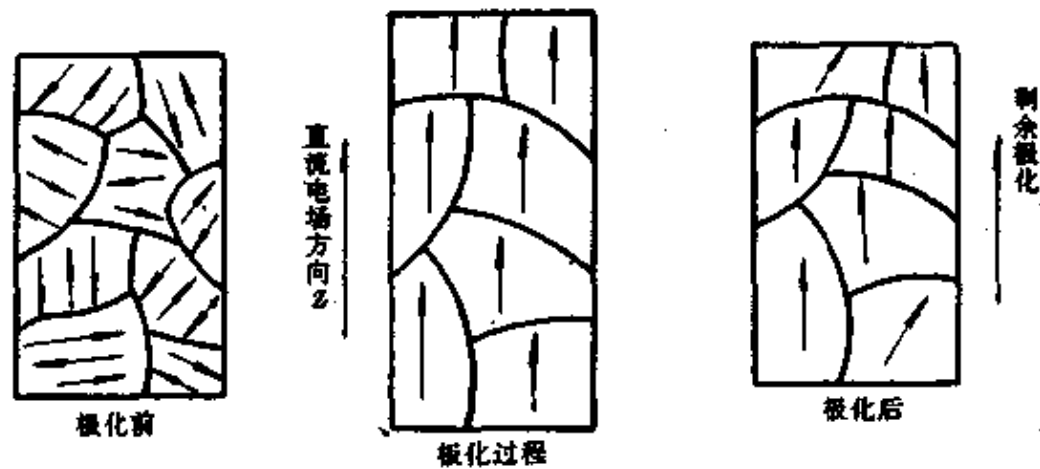


图 3-7

对于压电陶瓷,通常把它的极化方向取为 z 轴(下标3),这是它的对称轴,在垂直于 z 轴的平面上,任何方向都可以作 x 轴或 y 轴,所以下标1、2是可以互换的。

压电陶瓷在沿极化方向受力时,则在垂直于极化方向(z 轴)两镀有电极的表面上分别出现正、负电荷,如图3-8(a)所示,其电荷量与作用力成正比,即

$$q = d_{33}F \quad (3-17)$$

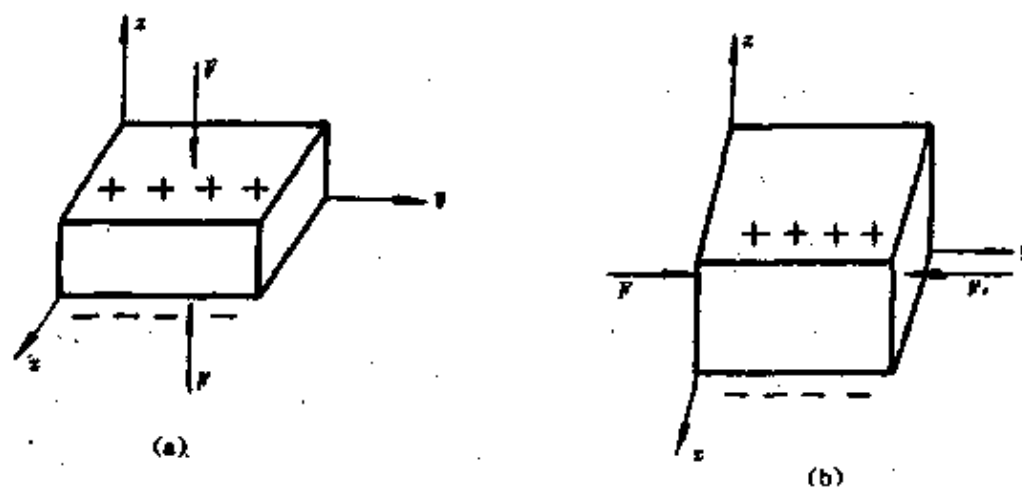


图 3-8

式中, d_{33} 为纵向压电系数。

压电陶瓷在受到图3-8(b)所示的作用力 F (垂直于 z 轴,沿 x 轴或 y 轴)时,在垂直于 z 轴的上下镀有电极的极化面上分别出现正、负电荷,即

$$q = -d_{32}FA_x/A_z = -d_{31}FA_y/A_z \quad (3-18)$$

式中 A_z ——极化面的面积;

A_x ——受力面的面积。

在压电陶瓷极化之后,如加上小的交变电场,当外加电场与剩余极化方向一致时,尺寸变大,相反时,尺寸缩小,尺寸变化的频率与外加电场一致,这种现象称电致伸缩效应,在电声和超声工程中可利用这种效应作传感器。

压电陶瓷制造工艺成熟,通过改变配方或掺杂改变可使材料的技术性能有较大的改变,以适应各种要求,它还具有良好的工艺性,可以方便加工成各种需要的形状,通常情况下它比石英晶体性能高得多,所以目前国内外压电元件绝大多数采用压电陶瓷。

传感技术中应用的压电陶瓷材料常有钛酸钡 BaTiO_3 、锆钛酸铅(PZT)、铌酸盐等等。如表3-3所示。

表3-3 常用压电材料性能

	介电常数	压电常数 $\times 10^{-12}$		电阻率 $/\times 10^9$ (Ωm)	密度 $/(\text{tg}\cdot\text{cm}^3)$	弹性模量 $/\times 10^9$ (Nm^{-2})	居里点 $/^\circ\text{C}$	安全湿度范围 (%)	正切损耗角 $/\text{rad}$
		d_{33}	d_{31}						
石英	4.5	2.31	-2.31	>1000	2.65	78.3	550	0~100	0.0003
钛酸钡	1900	191	-79	>10	5.7	92	120	0~100	0.5
钛酸钡(改性)	1200	149	-58	>10	5.55	110	115	0~100	0.6
锆钛酸铅 PZT ₄	1300	285	-122	>100	7.5	66	325	0~100	0.4
PZT ₅	1700	374	-171	>100	7.75	53	365	0~100	2.0
$\text{Pb}(\text{Zr},\text{Ti})\text{O}_3$	730	223	-93.5		7.55	72	370	0~100	0.3
$(\text{K}_{0.5})\text{NbO}_3$	420	160	49	~ 1000	4.46	104	480	0~100	
铌酸铅 PbNb_2O_6	225	85	-9	7000		40	570	0~100	

三、力(压力)-压阻效应

前面讨论的力-应变-电阻效应,是指金属导体受到力(压力)作用后,引起金属外形变化,即长度和截面积变化,使得金属的电阻变化。压力(力)-压阻效应,是指半导体材料(锗、硅等)受到力(压力)作用后,主要引起电阻率的变化而带来的电阻变化。值得指出的是,半导体PN结中的应变效应,比金属及半导体应变效应大得多,也可利用它做成性能优良的半导体力(压力)敏感器件。

对于导体或半导体材料,其电阻可用式(3-1)表示,即

$$R = \rho \frac{L}{A}$$

微分后得

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + (1 + 2\mu) \frac{dL}{L} \quad (3-19)$$

式中, $\frac{d\rho}{\rho}$ 项也是在应变力(或压力)作用下,由于材料变形而引起的电阻变化量,设应变力(压力)为 σ ,则

$$\sigma = E_1 \frac{\Delta L}{L} = E_1 \zeta$$

E_1 为弹性模量,则电阻率的相对变化可以写成

$$\frac{d\rho}{\rho} = \pi\sigma = \pi E_1 \zeta$$

式中 π 为材料的系数,则式(3-19)可以写成

$$\begin{aligned} \frac{dR}{R} &= \pi\sigma + (1 + 2\mu) \frac{dL}{L} \\ &= (\pi E_1 + 1 + 2\mu) \zeta = K \zeta \end{aligned} \quad (3-20)$$

式中

$$K = \pi E_1 + 1 + 2\mu \quad (3-21)$$

对金属来说, πE_1 很小,可以忽略不计,而泊松比 $\mu = 0.25 \sim 0.5$,故金属丝的灵敏系数 K_0 近似为

$$K_0 \approx 1 + 2\mu \approx 1.5 \sim 2$$

对半导体材料而言, πE_1 比 $(1 + 2\mu)$ 大得多,故 $(1 + 2\mu)$ 可以忽略不计, π 称压阻系数,对于硅材料, $\pi = (40 - 80) \times 10^{-11} \text{ m}^2/\text{N}$, N 为力的单位牛顿,弹性模量 $E_1 = 1.67 \times 10^{11} \text{ Pa}$, Pa 为压力单位,故半导体硅的灵敏系数 K_s 为:

$$K_s = \pi E_1 \approx 50 \sim 100$$

由此可见

$$K_s \approx (50 \sim 100) K_0$$

此式表示,硅材料压阻传感器灵敏系数 K_s 要比金属应变传感器的 K_0 大50~100倍。

由于半导体材料 $\pi\sigma$ 比 $(1 + 2\mu)$ 大很多,因而其电阻相对变化可写为

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} = \pi\sigma \quad (3-32)$$

式中 π ——压阻系数;

σ ——应力(力或压力);

ρ ——半导体材料的电阻率。

式(3-32)说明,半导体材料电阻变化率 $\Delta R/R$ 主要是由 $\Delta \rho/\rho$ 引起的,这就是半导体的压阻效应。

在弹性形变限度内,硅的压阻效应是可逆的,即是说在应力作用下硅的电阻发生变化,而当应力除去时,硅的电阻又恢复到原来的数值。根据半导体多能谷导带-价带模型理论,能对压阻效应作简单的物理解释,即当力作用于硅晶体时,晶体的晶格产生形变,它使载流子产生从一个能谷到另一个能谷的散射,载流子的迁移率发生变化,扰动了纵向和横向的平均有效质量,使硅的电阻率发生变化,这个变化随硅晶体的取向不同而不同,即硅的压阻效应与晶体的取向有关。

图3-9所示为硅单晶体内不同的晶向。

图3-9为立方晶体三种不同晶面,若在 x, y, z 轴上都截取单位截距时,则用符号(111)表示(111)晶面,与(111)晶面相垂直的方向称[111]晶向;与 x 晶轴相交截距为1,而平行

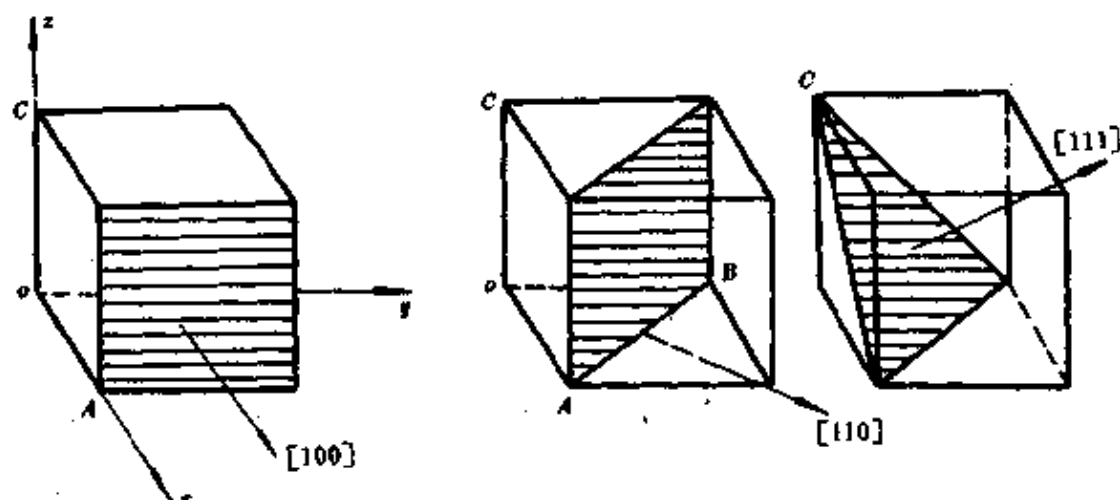


图 3-9

于其余二轴的晶面为(100),称(100)晶面;与(100)晶面相垂直方向称[100]晶向,同理可得(110)晶面与[110]晶向。

对于同一个单晶硅晶体,不同晶面上原子的分布不同。例如在硅单晶中,(111)晶面上原子密度最大,(100)晶面上原子密度则较小。各个晶面上的原子密度不同,各个晶面所表现的物理性质也不同。单晶硅是各向异性材料,取向不同,压阻效应也不同。

压阻系数与温度密切相关,当温度升高时,压阻系数下降很快,为了提高温度稳定性,往往对硅单晶要扩散杂质,扩散杂质的表面浓度高些比较好。但扩散表面浓度高时,压阻系数要降低,如图3-10所示,因此,应该采用多大的表面杂质浓度进行扩散,需要全面考虑。

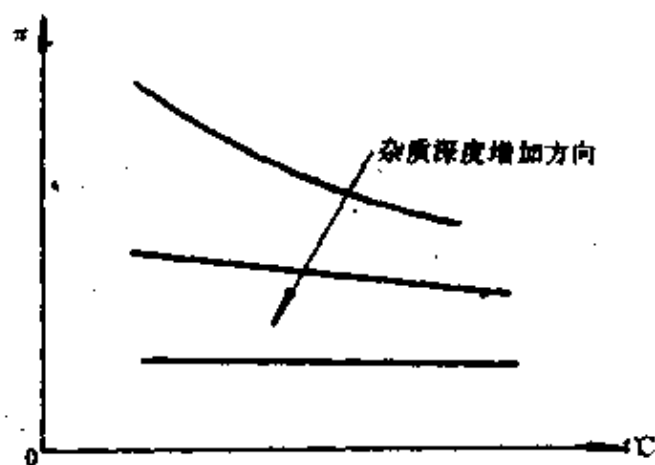


图 3-10

§ 3-3 金属电阻应变传感器及应用电路

由上分析可以看出,电阻应变传感器可分金属型与半导体型两种类型,金属电阻应变传感器有丝式、箔式、薄膜三种形式如图3-11所示。

丝式应变片是最早出现的片种,它的电阻丝的直径在0.02~0.05mm之间,以0.025mm最常用,由于大多采用电桥进行检测,当供桥电压为1.5V时,电流允许值为10~50mA。则电阻丝式应变片的阻值 $1.5 \times 1000 / 50 = 30\Omega$,常用为120Ω,一般在50~1000Ω之间。

箔式应变片与丝式工作原理相同,它的敏感元件是通过光刻、腐蚀等工艺制成,其箔

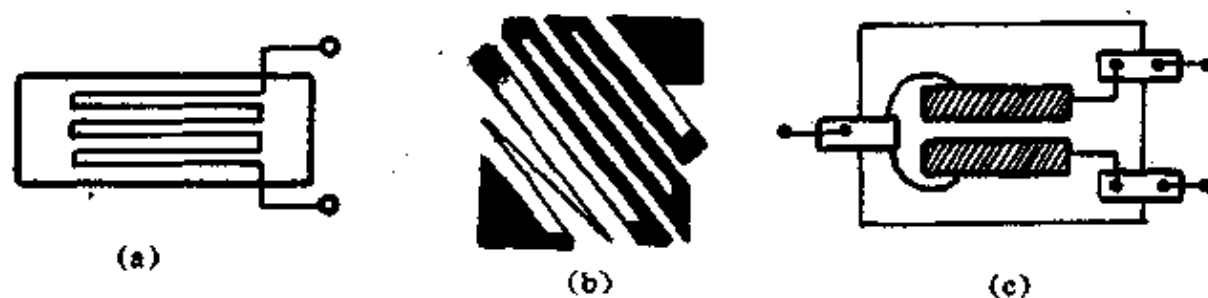


图 3-11

厚度一般在 $0.003 \sim 0.01\text{mm}$ 之间,箔金属材料为康铜或镍铬合金,基底材料用环氧树脂等制成,箔式应变片尺寸准确,线条均匀,体积小,散热性好,箔式厚度比丝式薄,因此它具有较好的可挠性,所以箔式便于批量生产,而且生产效率高。

金属薄膜应变片是采用真空溅射或真空沉积等方法制成的,即将金属应变电阻材料在基底材料上进行溅射或沉积制成一定形状薄膜以形成应变片。将应变金属或合金直接沉积在传感器的弹性元件上效果很好,并可组成电桥的四个臂、构成全桥,由于接触密切,不用粘合剂,故迟滞和重复性好,应变灵敏度高,允许通过电流大。

本节以图3-12所示丝式应变片为例说明应变式传感器的应用电路。

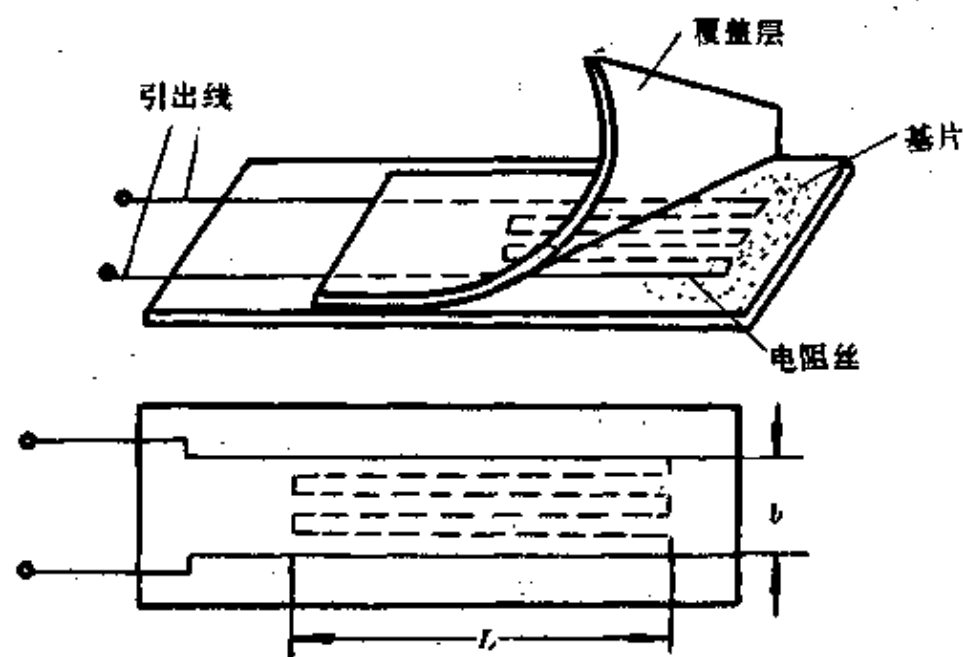


图 3-12

图3-12为丝式应变片结构图,它由四部分组成。电阻丝为敏感栅,覆盖层主要起保护作用,基片和覆盖原材料主要是薄纸和有机聚合物制成的胶质膜,以满足抗潮湿、绝缘性能好、线膨胀系数小且稳定、易于粘贴等要求。通过粘合剂把敏感栅粘在基片上就构成了金属丝式应变片。引出线的选择取决于电阻率大小、焊接方便、可靠性好、耐腐蚀性。引出线一般多是直径为 $0.15 \sim 0.3\text{mm}$ 镀锡软铜线。

应变片使用时,通过粘合剂把应变片粘贴在被测力(压力)的被测件表面上,基片的传

递作用在于使电阻丝反应其表面变形。如何使被测件表面变形准确地传递给应变片是应变片测量关键之一。

金属应变传感器工作原理是应变(力和压力)引起电阻的改变,测量电阻的方法广泛地使用电桥电路。有关直流电桥在上章已作了较详细的讨论。这里只讨论应变片在电桥电路中的连接与补偿问题。应变电阻也可用交流电桥电路进行检测,如果应变电阻能转变为电压的变化,则可用电位计电路进行检测,本节最后要讨论一种调制型的检测电路。

一、直流电位计检测电路

电位计电路如图3-13所示,它能把应变片电阻的变化转变为电压变化。在实用上,这种电路常用来测量频率很高(大于1.5KHz)的动态应变,或冲击振动类型的动态应变。 C 为隔直电容,使直流分量不可能通过,因此它不能进行静态测量。 E 为直流供电电源,固定电阻 R_s ,一般情况下 $R_s \gg R$ 。

图3-13中,工作电流 I 为

$$I = \frac{E}{R + R_s} \quad (3-23)$$

应变片两端输出电压 U_s 为

$$U_s = IR = \frac{R}{R + R_s} E \quad (3-24)$$

式中, R 为应变电阻。

将式(3-24)两端对 R 求导可得

$$\frac{dU_s}{dR} = \frac{E R_s}{(R + R_s)^2} \cdot \frac{1}{R}$$

$$\text{即 } dU_s = \frac{E R_s}{(R + R_s)^2} \frac{dR}{R} \quad (3-25)$$

按灵敏系数定义

$$K = \frac{\Delta R}{R} \frac{1}{\epsilon}$$

即

$$\frac{\Delta R}{R} = K \epsilon \quad (3-26)$$

将式(3-23)和式(3-26)代入式(3-25),并用 $\Delta U_s \rightarrow dU_s$, $\frac{\Delta R}{R} \rightarrow \frac{dR}{R}$,则有

$$\Delta U_s = \frac{R R_s}{R + R_s} I K \epsilon \quad (3-27)$$

由上式可以看出,由于应变片受应变后电阻产生 ΔR 的变化而引起输出电压 ΔU_s 的变化。 ΔU_s 与应变值 ϵ 、灵敏系数成正比,与工作电流 I 成正比。所以提高 I 可以提高 ΔU_s 。当 $R_s \rightarrow \infty$ 时, $\Delta U_s \rightarrow R I K \epsilon$,这可以看出,随着 R_s 的无限增大,输出电压 ΔU_s 趋于一个有限值。当 R_s 过大时,为了保证一定的工作电流,电源电压 E 就要相应地增大,而工作电流 I 的提高又受到应变片容许电流的限制。

固定电阻 R_s 的作用是当 R 变化 ΔR 时,电路工作电流 I 保持恒定,故 R_s 一般选得比 R 大得多,一般取

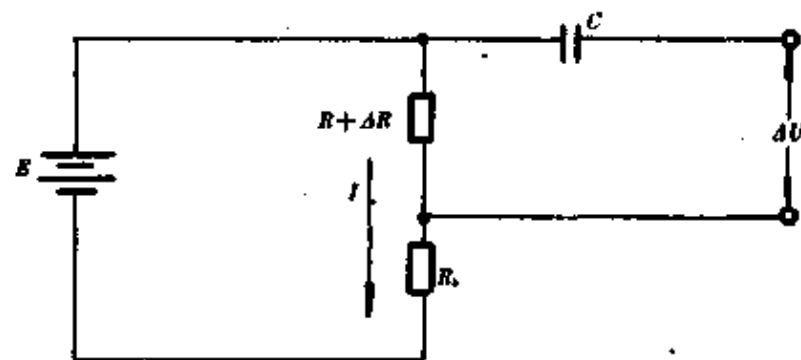


图 3-13

$$R_s \approx (5 \sim 9)R_s$$

对于图3-13电路,可定义该电路的检测灵敏度,设用 S 表示,它等于单位微应变相应的输出电压,即

$$S = \frac{\Delta U_o}{\zeta} = \frac{RR_s}{R + R_s} IK \quad (3-28)$$

由图3-13可知,流过应变片最大电流为

$$I_m = \frac{E}{R + R_s}$$

代入式(3-28)得

$$\begin{aligned} S &= \frac{RR_s}{(R + R_s)} \frac{E}{R + R_s} K \\ &= \frac{RR_s E}{(R + R_s)^2} K \end{aligned} \quad (3-29)$$

由式(3-29)根据对电路所要求的灵敏度以及电路元件参数,可以估计电路输出电压的大小。

由上分析可以看到,电位计检测电路简单,电路中元件参数少,没有调整元件,这种电路通常用于测量动态应变(如冲击、振动等),而不用作静态应变测量,对于灵敏系数 K 较高的半导体应变片,更加适合采用这种电路。

二、单电桥应用电路

为了得到较高的电桥电压灵敏度,应变片测力应用时,常采用等臂全桥。由式(2-25),由于四臂都是应变片,将(2-25)式中 $\frac{\Delta R}{R} \rightarrow K\zeta$ 代入,则有

$$U_o = \frac{E}{4} K (\zeta_1 - \zeta_2 + \zeta_3 - \zeta_4) \quad (3-30)$$

式中 K 为应变片灵敏系数;

$\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \zeta_4$ 为各应变片的应变值。

在应用式(3-30)时,应注意电阻变化和应变值的符号,如果为压应变则用负的应变值代入;拉应变则用正的应变值代入。如图3-14所示。图(a)为测受 F 力纯弯试件,四片相同的应变片 R_1 和 R_3 贴在一面, R_2 和 R_4 贴在对称的一面,并按图3-14(b)组成全等臂电桥。

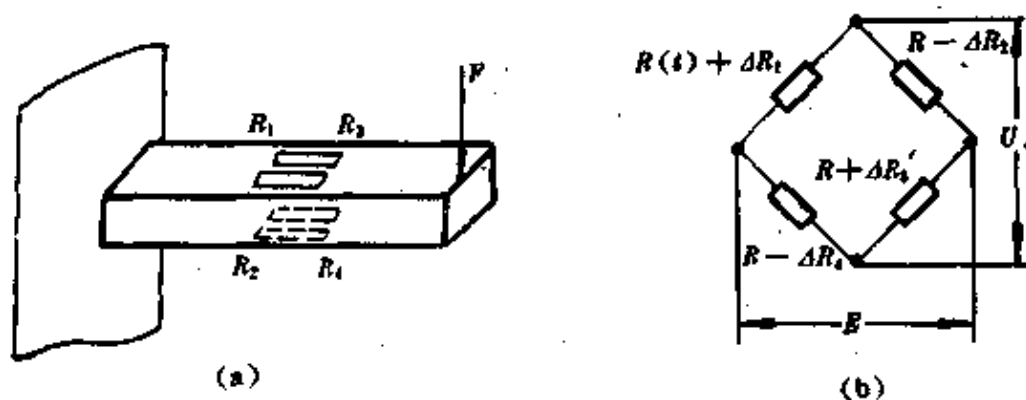


图 3-14

此时,当试件受力并有温度变化时,各桥臂的电阻变化率为

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{\Delta R_2}{R_2} = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_\epsilon + \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t$$

$$\frac{\Delta R_3}{R_3} = \frac{\Delta R_4}{R_4} = -\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_\epsilon + \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t$$

式中 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_\epsilon$ 为拉应变电阻的变化率;

$-\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_\epsilon$ 为压应变电阻的变化率;

$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t$ 为温度变化引起电阻的变化。

将上式代入(3-30)式得:

$$U_o = 4\left[\frac{EK}{4} \frac{\Delta R}{R}\right] = 4\left(\frac{E}{4} K \xi\right) \quad (3-31)$$

以上结果不仅实现了温度补偿,而且使电桥的输出为单片应变片测量时的四倍,大大提高了测量的灵敏度。

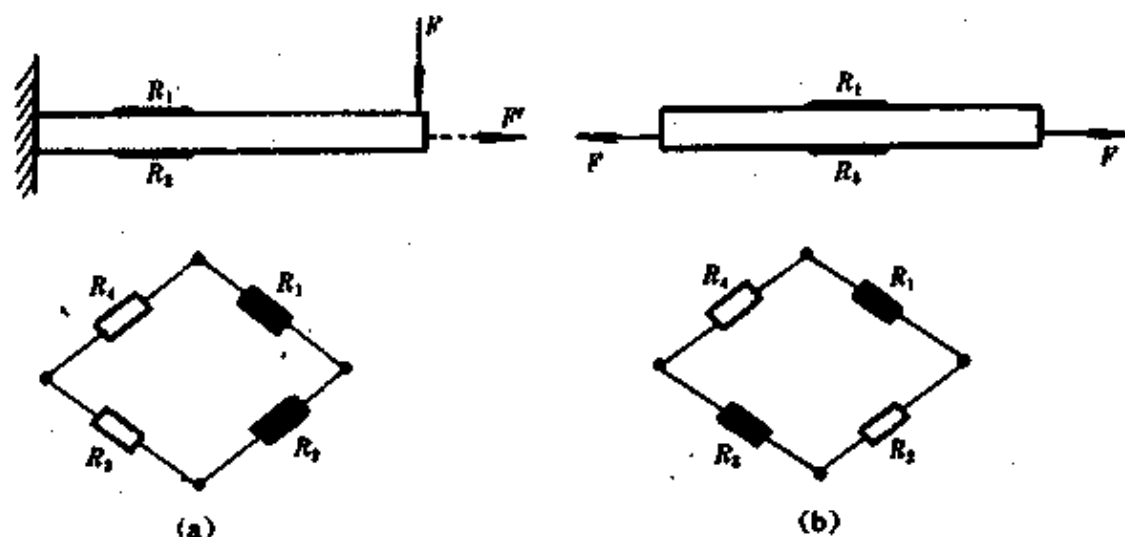


图 3-15

图3-15(a)为测工件(梁)受应变力 F 与 F' 弯曲变形,采用相邻两臂工作的电桥应用电路。力 F 使梁弯曲, F' 的拉伸力使梁产生拉伸变形,两力产生拉伸形变 $\xi_1 = \xi_2$, 由于相邻两臂同号应变将相互抵消,不产生输出,从而消除了拉伸变形的影响,而只测量纯弯曲变形,其输出电压为单臂的两倍。

即

$$U_o = 2\left(\frac{E}{4} K \xi\right)$$

图3-15(b)为测杆力 F 作用下受拉伸变形,可以在此杆上,下表面沿纵向各粘贴应变片并作为电桥的 R_1 和 R_2 两个桥臂(相对桥臂)接入电路,成对角工作状态,此时(3-30)式有

$$U_o = \frac{EK}{4}(\zeta_1 + \zeta_2)$$

由于 $\zeta_1 = \zeta_2$ 所以

$$U_o = \frac{EK}{4}2\zeta = \frac{E}{2}K\zeta$$

其输出电压也比单臂工作电桥的输出电压增加一倍,同时它还消除了弯曲变形的影响,很明显,(b)图不能将应变片接入相邻两臂,否则 $U_o = 0$,即 $\frac{EK}{4}(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2}) = 0$,电桥无输出电压。

由于温度变化会引起应变电阻变化,对测量造成误差,在桥路输出中,消除这种误差或对它进行修正,以求出应变引起的电桥输出的方法叫温度补偿。

将两个特性相同的应变片,用同样的方法粘贴在同样材料的两个试件上,置于相同的环境温度中,一个承受应力,为工作片,另一个不受应力,为补偿片。在测量时,如温度变化,两个应变片引起电阻增量,符号相同,数量相等,由于将它们接在电桥的相邻两臂上,当试件受力并有温度变化时,应变片 R_1 的变化率为

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = (\frac{\Delta R_1}{R_1})_\epsilon + (\frac{\Delta R_1}{R_1})_t$$

式中 $(\frac{\Delta R_1}{R_1})_\epsilon$ 为 R_1 由应变引起电阻的变化率;

$(\frac{\Delta R_1}{R_1})_t$ 为 R_1 由温度变化引起电阻的变化率。

而应变片 R_2 只作温度补偿,只有因温度变化引起的电阻变化率

$$\frac{\Delta R_2}{R_2} = (\frac{\Delta R_2}{R_2})_t$$

因为

$$(\frac{\Delta R_1}{R_1})_t = (\frac{\Delta R_2}{R_2})_t$$

对于单臂工作电桥,设 R_1 为工作臂,工作时应变电阻为由 $R_1 \rightarrow R_1 + \Delta R$,电桥输出为

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{EK}{4}(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2}) \\ &= \frac{EK}{4}[(\frac{\Delta R_1}{R_1})_\epsilon + (\frac{\Delta R_1}{R_1})_t - (\frac{\Delta R_2}{R_2})_t] \\ &= \frac{EK}{4}(\frac{\Delta R_1}{R_1})_\epsilon \end{aligned}$$

结果消除了温度变化造成的影响,减少了测量误差。桥路补偿法在常温测量中普遍采用。

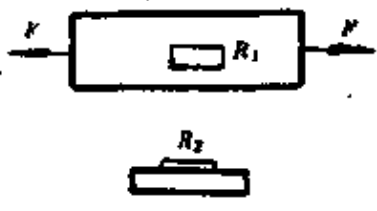
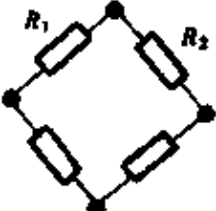
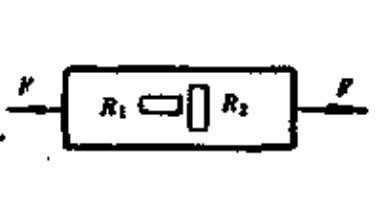
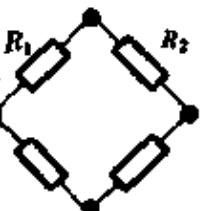
温度补偿方法很多,还可在电桥输出回路接一热敏电阻并置于被测应变片相同温度,使得电桥输出电压随温度增加的值,与应变片由于温度变化使电桥输出电压随温度减小值相补偿。

表3-4列出几种常用的应变片安置方式和电桥电路,用来提高灵敏度;减少测量误差,

实现温度补偿,消除不需要成分。

表3-4 几种常用的布片和接桥方式

受力状态	需测取的应变	受力及布片图	电桥联接图	电桥形式	温度补偿	输出电压	应变值
拉(压)	拉(压)			半桥相邻臂	另设补偿片	$\frac{1}{4} E_0 K_\epsilon$	$\epsilon = \epsilon_0$
	拉(压)			半桥相邻臂	互为补偿	$\frac{1}{4} E_0 K_\epsilon (1 + \mu)$	$\epsilon = \frac{\epsilon_0}{1 + \mu}$
弯	弯			全桥式	互为补偿	$E_0 K_\epsilon$	$\epsilon_0 = \frac{\epsilon_0}{4}$
弯	弯			半桥相邻臂	互为补偿	$\frac{1}{2} E_0 K_\epsilon$	$\epsilon = \frac{\epsilon_0}{2}$
	弯			半桥相邻臂	互为补偿	$\frac{1}{4} E_0 K_\epsilon (1 + \mu)$	$\epsilon = \frac{\epsilon_0}{1 + \mu}$

受力状态	需测取的应变	受力及布片图	电桥联接图	电桥形式	温度补偿	输出电压	应变值
扭转	扭转主应变			半桥相邻臂	互为补偿	$\frac{1}{2}U_s K_\epsilon$	$\epsilon = \frac{\zeta_0}{2}$
拉(压)弯曲				全桥相对臂	互为补偿	$\frac{1}{2}E_s K_\epsilon (1 + \mu)$	$\epsilon = \frac{\zeta_0}{4}$

三、交流电桥应用电路

交流电桥一般用正弦交流电压作为供桥电压,也有用矩形波电压作供桥电压的,设供桥电压为 U_s , 则

$$U_s = U_m \sin \omega t$$

式中 U_m 为供桥电压最大值;

ω 为供输出电压角频率 $\omega = 2\pi f$, f 为供电桥电压频率,通常取为被测应变变量高频率的5~10倍。

在实际测量中,电桥的桥臂都是由应变片或固定无感精密电阻组成,但由于两邻近导体与底板以及连接导线间存在分布电容,所以应变片桥臂实际是由电阻和电容并联而成,这里分布电感很小,可以忽略不计。由于供桥电压的频率 f 在测量过程中不变,故可认为分布电容引起的容抗不随工作应变片的变形而改变其数值。

如图3-16,设四个臂均为应变片,各桥臂电容用集中参数 C_1, C_2, C_3, C_4 表示,其电桥供电电压为 U_s , 输出电压为 U_o 。

这时各桥臂的阻抗分别为

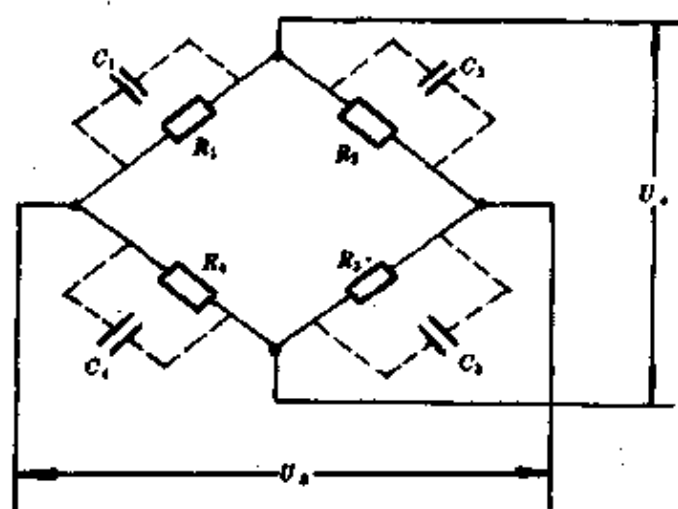


图 3-16

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + j\omega C_1} \quad Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2}$$

$$Z_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + j\omega C_3} \quad Z_4 = \frac{1}{\frac{1}{R_4} + j\omega C_4}$$

式中 R_1, R_2, R_3, R_4 为各桥臂应变片电阻;

C_1, C_2, C_3, C_4 为各桥臂分布电容。

此时,交流电桥输出电压的公式与直流电桥十分相似,即

$$U_o = \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} U_i$$

$$= \frac{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} U_m \sin \omega t \quad (3-32)$$

交流电桥平衡条件为

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4 \quad (3-33)$$

设用半桥测量,即 R_1, R_2 为应变电阻, R_3, R_4 为精密无感电阻,且 $R_3 = R_4$, 则

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + j\omega C_1} \quad Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2}$$

$$Z_3 = R_3 \quad Z_4 = R_4$$

代入(3-33)式,并简化

$$\frac{R_3}{R_2} + R_3 j\omega C_2 = -\frac{R_4}{R_1} + R_4 j\omega C_1$$

欲使上式成立,则必须有

$$\left. \begin{aligned} \frac{R_1}{R_2} &= \frac{R_4}{R_3} \\ \frac{C_1}{C_2} &= \frac{R_3}{R_4} \end{aligned} \right\} \quad (3-34)$$

即交流电桥在半桥测量情况下的平衡条件,由式(3-34)可知要使交流电桥平衡,则即必须使电阻平衡,还必须使电容平衡。当 $R_3 = R_4$ 时,电容平衡是使 $C_1 = C_2$ 。

由式(3-32)可知,由于供桥电压是交流电压,因此,它的输出电压是交流电压。

用交流电桥测应变力时,与直流单电桥类似,只要将被测应变传感器作为电桥的一臂。当外应力改变时,交流电桥输出电压的幅值和应变大小成正比,即可以通过交流电桥输出电压的幅值来测量应变的大小,但不能通过电压的正、负来判断应变的类型。

下面将讨论交流电桥一个桥臂为应变传感器,设其灵敏系数为 K ,应变为 ζ ,而其余桥臂为固定电阻。对于应变力可以是静态应变,也可以是动态应变。如果交流电桥通过事先调整,使 $C_1 = C_2$,则交流电桥输出电压为

$$U_o = \frac{1}{4} K \zeta U_i = \frac{1}{4} K \zeta U_m \sin \omega t \quad (3-35)$$

①设应变为静态应变下,并设静态拉应变时 ζ 为正值,静态压应变时 ζ 为负值。

在静态拉应变作用下,由于电桥激励电压为正弦波,输出电压由(3-35)式可得:

$$U_o = \frac{1}{4} K \zeta U_m \sin \omega t$$

即输出电压的频率和相位与电桥激励电压相同,输出电压的幅值与 ζ 成正比,如图3-17所示, U_o 的大小即为静态拉压力的大小。

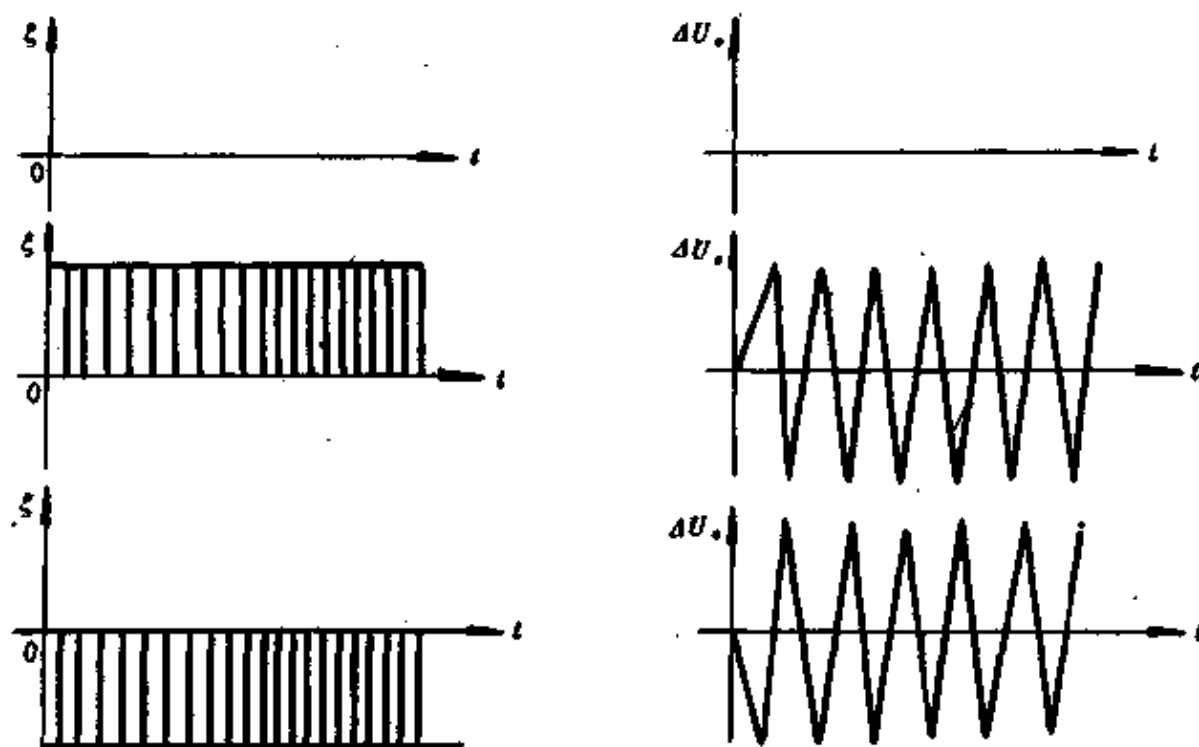


图 3-17

在静态压应变力作用下, ζ 为负,如图3-17所示,代入式(3-35)得

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{1}{4} K (-\zeta) U_m \sin \omega t \\ &= \frac{1}{4} K \zeta U_m (-\sin \omega t) \\ &= \frac{1}{4} K \zeta U_m \sin(\omega t + \pi) \end{aligned}$$

即输出电压的频率与供桥电压频率相同,相位与供桥电压差 180° ,输出电压的幅值与 ζ 成正比。测出 U_o ,则可测出静态压应变力。

②应变为动态应变,如图3-18所示。

设动态应变为正弦波变化,即

$$\zeta = \zeta_m \sin \Omega t$$

ζ_m 为应变最大值, Ω 为动态应变的角频率。其输出电压由式(3-35)有

$$\begin{aligned} U_o &= \frac{1}{4} K (\zeta_m \sin \Omega t) U_m \sin \omega t \\ &= \frac{1}{4} K \zeta_m U_m \sin \Omega t \sin \omega t \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{8} K \zeta_s U_s [\cos(\omega - \Omega)t - \cos(\omega + \Omega)t] \quad (3-36)$$

上式为当电桥激励电压为正弦波,而应变也为正弦时,电桥输出电压,由式(3-36)可以看到,输出电压是由两个频率不同的等幅波组成,由 $\sin \Omega t$ 调制 $\sin \omega t$ 而组成调幅波。所以载波频率为 ω ,信号频率为 Ω ,输出电压的信号频率为 $\omega \pm \Omega$ 。由式(3-36)还可看出,输出电压的幅值与被测应变信号的幅值成正比。

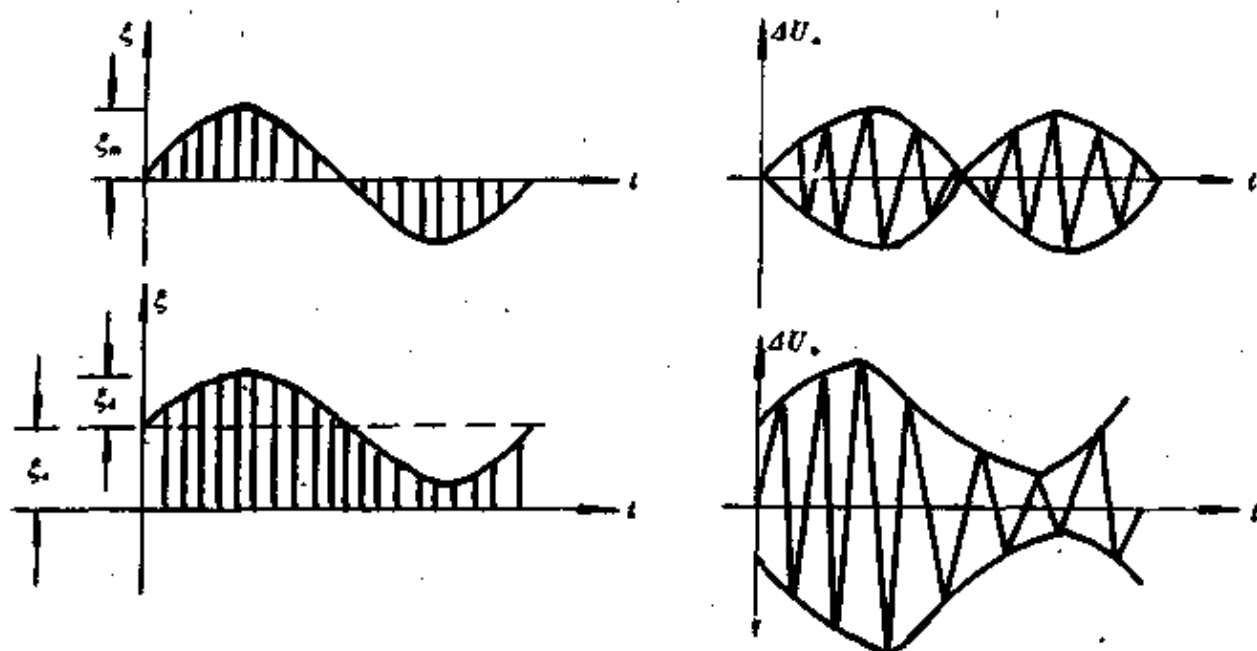


图 3-18

设动态应变叠加于静态应变共同作应变信号,即,静态应变为 ζ_s ,动态应变为正弦波

$$\zeta_d = \zeta_s \sin \Omega t, \text{二者叠加即为}$$

$$\zeta = \zeta_s + \zeta_d$$

在此情况下输出电压,由式(3-35)可得

$$U_s = \frac{1}{4} K \zeta_s U_s \sin \omega t + \frac{1}{8} K \zeta_s U_s [\cos(\omega - \Omega)t - \cos(\omega + \Omega)t] \quad (3-37)$$

式(3-37)也为一个调幅波方程,与式(3-36)不同的是,式(3-36)表明的是等幅波调幅,而式(3-37)为非等幅波调幅。其输出电压由三个频率分量组成,即 ω 、 $\omega - \Omega$ 、 $\omega + \Omega$ 。

四、同步检波检测电路

上述讨论三种检测应变的电路,都只能检测应变的大小,从电路上不能检测应变的性质,即拉、压动态应变特性。同步检波检测电路是一种既可测量应变大小,又可测量应变相位(即应变信号的拉伸或压缩性质)的电路。

同步检波电路常采用环行同步检波电路,其电路如图3-19所示。

图3-19中, D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 为晶体二极管在电路里起开关作用,由参考电压 U_s 控制, R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 为平衡电阻,作各臂正向电阻对称调整用, U_s 为由应变传感器检测应变信号经放大后输入信号, U_s 为同步信号,当采用交流电桥作应变检测电路时,此信号与交流电桥激励信号相同, B_1 、 B_2 为对称变压器,在次级得到两个幅度相同、相位相反的信号, M 为检流计,其指针偏转方向表示拉、压应变, R_i 为检流计的内阻。

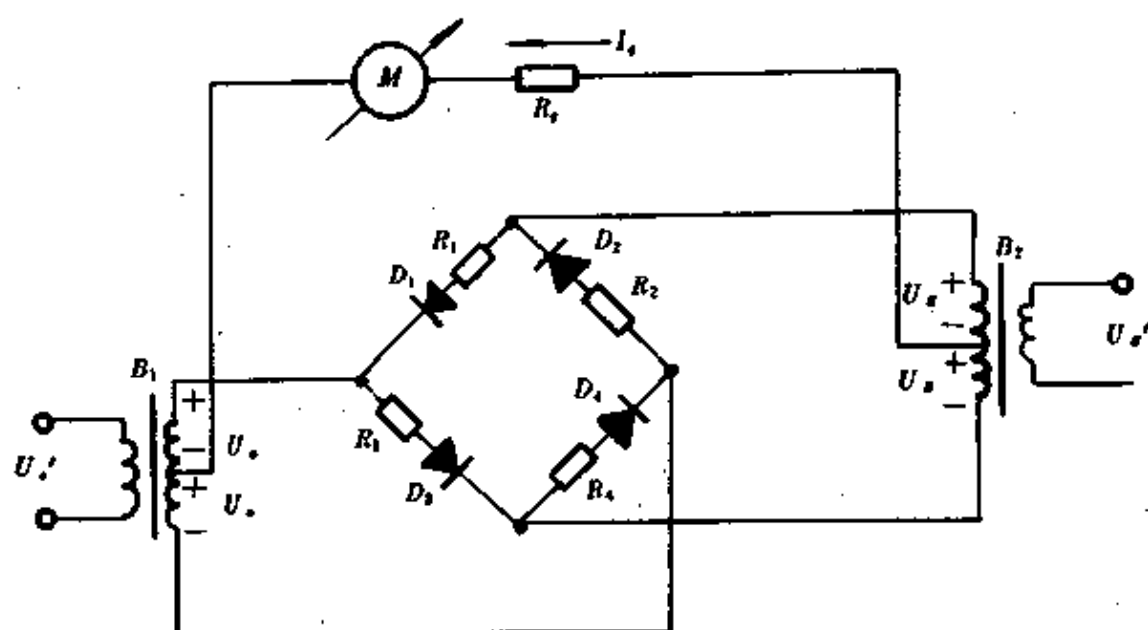


图 3-19

现以测量静态拉、压应变为例说明图3-19所示电路图的工作原理。由图3-17可以看到, U_1 为参考电压与交流电桥供桥电压相同, U_2 为放大器输出信号电压, 两者频率相同。其相位关系为: 拉应变时, U_2 与 U_1 同相; 压应变时, U_2 与 U_1 相位差 180° 。在设计环形检波电路时

$$U_1 \gg U_2 \quad (U_m \geq 2U_m)$$

这样四个开关二极管的导通与截止由 U_2 定。

当 U_1 与 U_2 同相时, 有两种情况, 第一种情况为 U_1 与 U_2 均为正半周, 第二种情况为 U_1 与 U_2 均为负半周。图3-20是 U_1 、 U_2 正负半周的电路工作原理图。

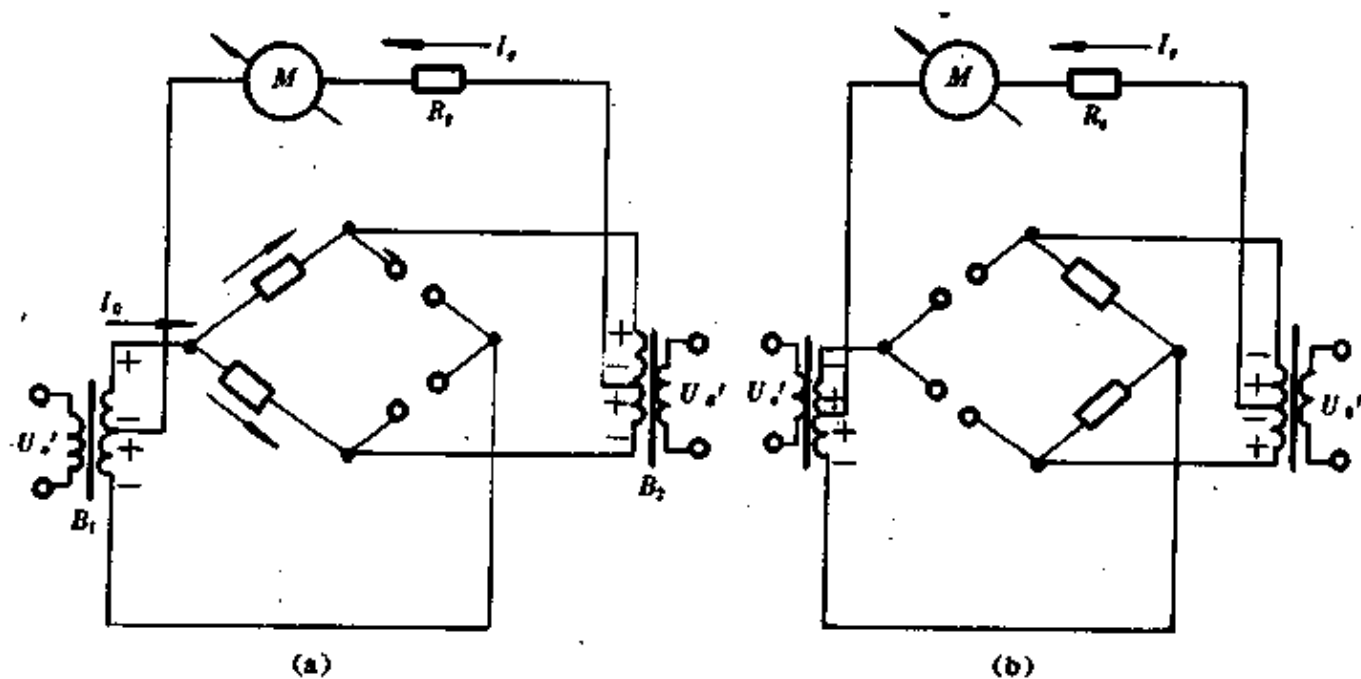


图 3-20

当 U_1 、 U_2 同为正时, 由于 $U_1 \gg U_2$, U_1 使 D_1 、 D_3 导通, D_2 、 D_4 截止, 如图3-20(a)所示, 这

时由 U'_2 经 B_1 产生电流 I_0 , I_0 经 D_1 、 D_2 二分支电路, 经 B_2 变压器次级在检流计 M 支路产生向左流方向电流, 图(a)中箭头所示。

当 U'_1 、 U'_2 同为负时, U'_1 使 D_3 、 D_4 导通, D_1 、 D_2 截止, 如图3-20(b)所示。这时 U'_2 经 B_1 次级下半线圈产生电流 I_0 , I_0 经 D_3 、 D_4 支路, 再经变压器 B_2 次级, 流向检流计电流 I_0 , 如图箭头所示。

由上分析可知, 当 U'_1 、 U'_2 同相时, 流过检流计的电流方向相同, 检流计指针均向同一方向转动。只有当应变信号为拉伸应变时, U'_1 、 U'_2 才同相, 因此这时检流计指示大小为应变大小, 其指示方向说明是拉应变。

当 U'_1 与 U'_2 反相时, 即相差 180° , 图3-21(a)为 U'_1 为负半周, U'_2 为正半周的电路工作原理图。 U'_1 使 D_1 、 D_2 导通, D_3 、 D_4 截止。 U'_2 产生的电流经 B_1 次级上半线圈, M 、 R_s 、 D_1 、 D_2 , 如图中箭头所示。图(b)为 U'_1 为正半周, U'_2 为负半周的电路工作原理图。 U'_1 使 D_3 、 D_4 导通, D_1 、 D_2 截止。 U'_2 产生的电流 I_0 经 B_1 次级下半线圈、 M 、 R_s 、 D_3 、 D_4 , 如图箭头所示。

由上分析可知, 当 U'_1 与 U'_2 反相时, 流经 R_s 的方向相同, 检流计指针方向为顺时针方向转动。只有当应变信号是压应变时, U'_1 和 U'_2 才反相, 因此这时检流计指示大小为应变大小, 指示偏转方向即为压应变。

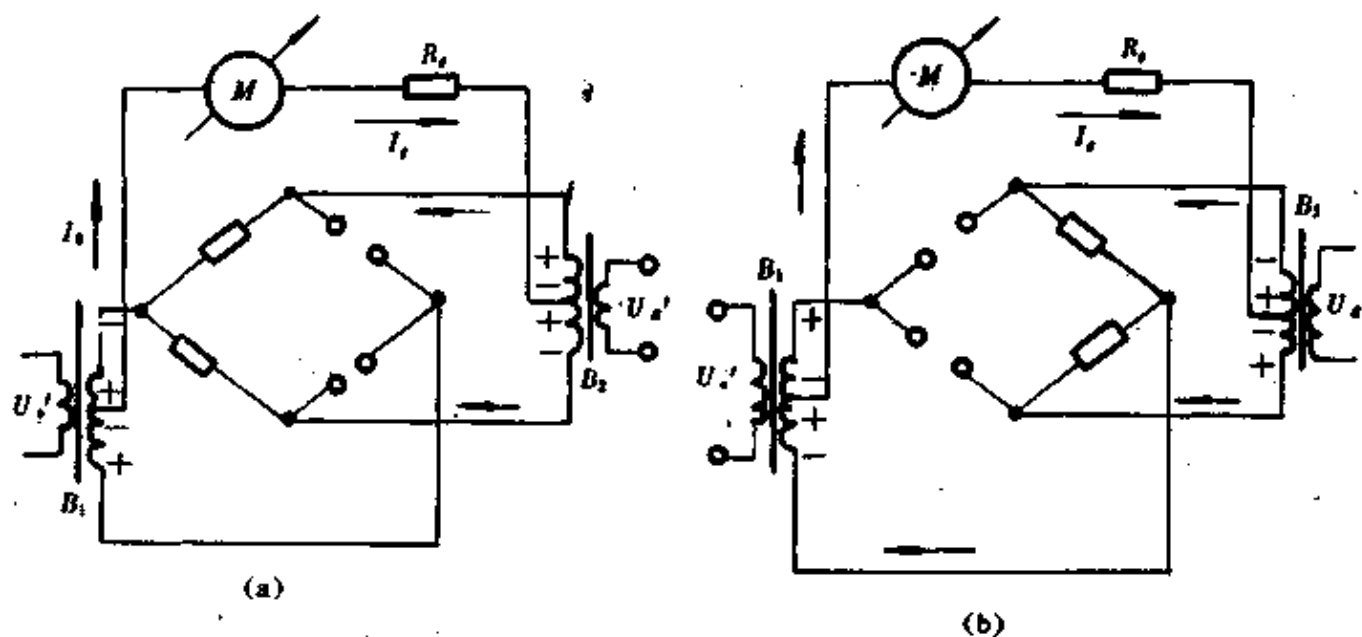


图 3-21

这样环形同步检波电路既起到检波作用, 可测出应变的大小, 又区分了应变的拉伸与压缩。这种检测电路在工作范围内有较好的线性和温度稳定性, 电路简单, 输出稳定性好。图中, 开关二极管可用三极管代替, 使开关性能进一步提高, 可以更好克服零点漂移的影响。

五、应变信号的两种检测电路的特点

由上分析可以看到, 贴在被测试件上的应变片所接的测量电桥, 可以是交流供电, 也可以是直流供电。对于交流电桥, 当试件变形时, 应变片产生电阻变化, 电桥输出为应变信

号对供桥信号频率进行调幅,即测量电桥输出一个幅值与应变成比例,频率与供桥频率相同的调幅波。由于幅度很微小,要将调幅波输入至放大器进行放大,再经同步检波检出应变信号,然后输出至电表,电表偏转的大小和方向即反映了被测应变大小的应变性质,所采用电路如图3-22所示。

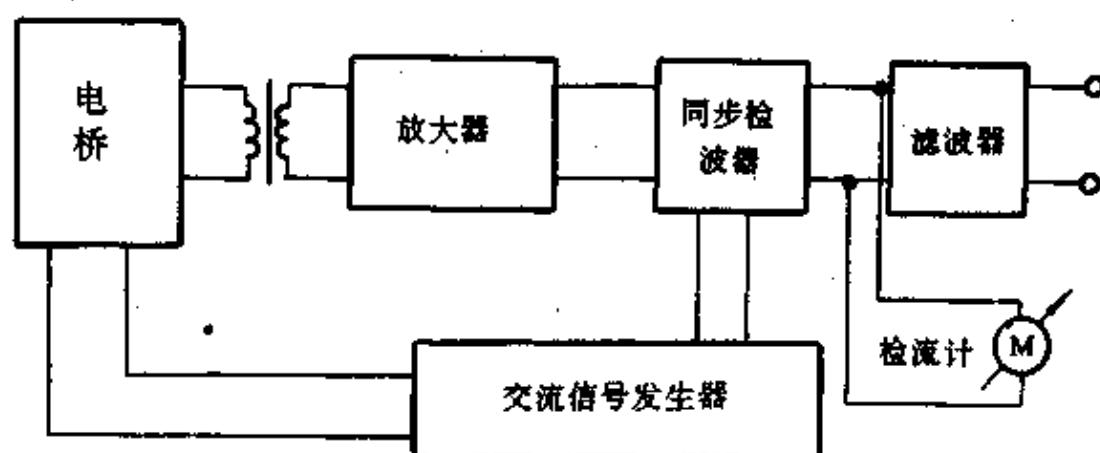


图 3-22

上图电路可以对静态应变或频率在200Hz 以内的单点动态应变测量,也可用于测量5KHz 或几十 KHz 以上周期性或非周期性动态应变。当应变变化速度很快,如对冲击、爆炸等高动态瞬变信号检测时,则供桥电压频率也要更高,采用长导线测量时,导线的电容、电感影响愈大,因此交流电桥电压的频率不能太高,限制了被测信号频率上限,对于如冲击、爆炸等高动态瞬变信号,交流电桥将无法使用。

当采用直流电桥测试快速应变力或压力时,要求放大器具有低噪声、低零漂、高增益的直流放大器,如图3-23为简单直流电桥测试电路,所用放大器 AD626,具有低功耗、低噪声特性,其增益10倍至100倍取决于管脚7的电阻值,可单电源双电源工作,4脚为低通滤波器滤波电容,它的截止频率可以任选,其增益线性度为0.045%,输入失调电压为0.05mV,噪声为 $2\mu\text{V}_{p-p}$, -3dB 带宽为100KHz。

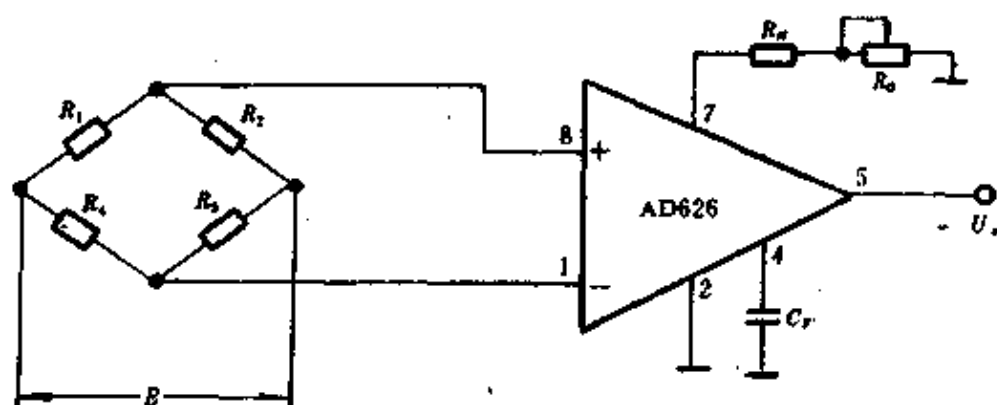


图 3-23

图3-24为 AD626内部结构图,其增益决定7脚所接电阻值,当管脚7不接电阻时,放大器增益 $A = 10$;当管脚7接地时,放大器增益 $A = 100$ 。 R_n 、 R_o 取不同数值时,只要调整 R_o 。

的数值,就可得到不同的增益,如下表所示。

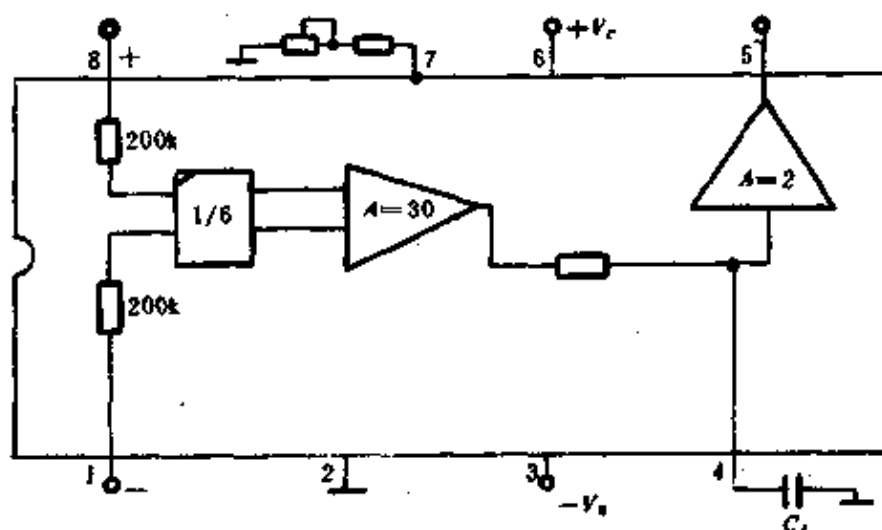


图 3-24

增益范围	R_B	R_G
11~20	4.99K Ω	100k Ω
20~40	800 Ω	10K Ω
40~80	80 Ω	1K Ω
80~99	2 Ω	100 Ω

AD624放大器内部带有一个一阶有源低通滤波器,它的幅频特性曲线转折值取决于管脚4的电容 C_1 ,其转折频率与 C_1 有以下关系:

$$f = \frac{1}{2\pi C_1 10^5}$$

式中 f 为转折频率 Hz;

C_1 为滤波电容 F.

在图2-24中,如使 $-V_c = 0$,即2、3短接,这时即为单电源工作.这时 $+V_c$ 最大值为+10V,最小值为+2.4V.

§ 3-4 压电传感器及其应用电路

一、压电传感器的结构形式

在压电传感器中,为了提高灵敏度,压电材料一般不用一片,而常用两片或两片以上组合在一起.由于压电材料是有极性的,因此有两种方法连接,如图3-25所示,图(a)中,两

压电片的负极都集中在中间电极上,正电极在两边的电极上,这种接法为并联,其输出电容 C' 为单片电容的两倍,但输出电压等于单片电压 U ,极板上电荷量 q' 为单片电荷量的两倍,即

$$q' = 2q \quad U' = U \quad C' = 2C$$

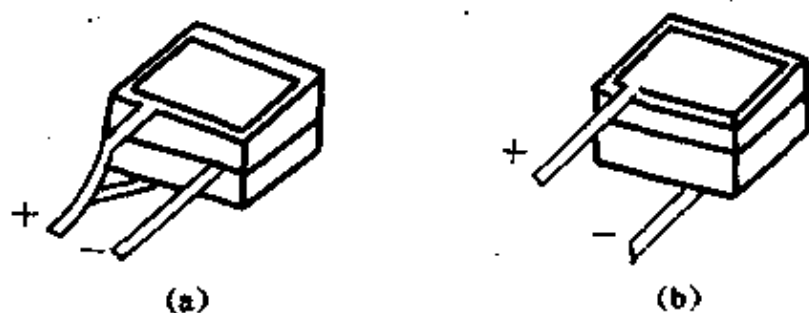


图 3-25

图3-25(b)的接法,上板极为正电荷,负电荷集中在下板极,而中间的板极上片产生的负电荷与下片产生的正电荷相互抵消,这种接法为串联,由图可知,输出的总电荷 q' 等于单片电荷 q ,则输出电压 U' 为单片输出电压的两部,总电容 C' 为单片电容 C 的一半,即

$$q' = q \quad U' = 2U \quad C' = \frac{C}{2}$$

在这两种接法中,并联接法输出电荷大,本身电容也大,时间常数大,宜用于测量慢变信号和以电荷为输出量的场合,而串联接法,输出电压大,本身电容小,适用于以电压作为输出信号,并要求测量电路有高的输入阻抗。

压电元件在传感器中,必须有一定预应力,这样,可以保证在作用力和压力变化时,压电元件与作用力之间全面均匀接触,以获得输出电压(电荷)与作用力的线性关系,但是,这个预应力也不能太大,否则将会影响灵敏度。

在压电传感器中,一般利用压电材料的纵向压电效应较多,也有利用横向压电效应,如图3-26所示的双片弯曲式压电传感器就是利用横向压电效应的一种形式。在图3-26(a)中,当自由端受力 F 时,它将产生形变,放大后的形变如图3-26(b)所示。

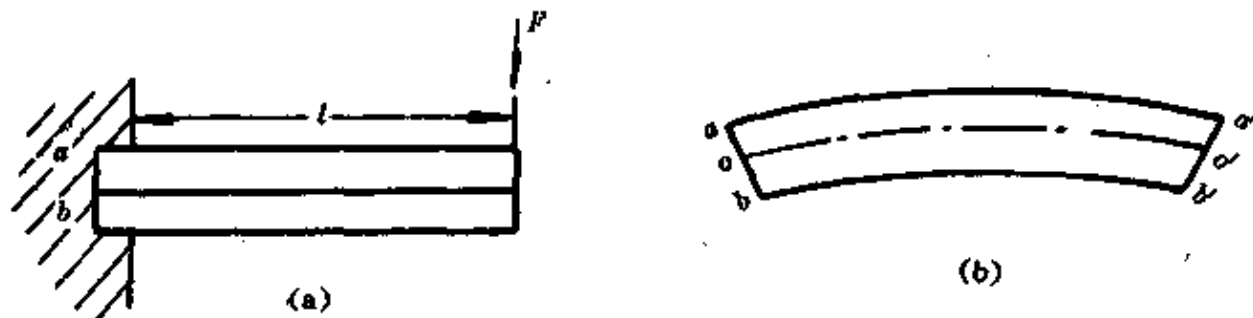


图 3-26

图(b)中,其中心面 OO' 的长度没有改变,上面 aa' 被拉长了,而中心面下面的 bb' 被压缩短了,可见上面的一块压电片受拉伸,下面的一块压电片被压缩,这时每片单片压电片

产生的电荷为

$$q = \frac{3}{8} \frac{DL^2}{b^2} F \quad (3-38)$$

式中 L ——压电片长度；

b ——压电片宽度；

d ——压电系数(压电陶瓷材料)。

产生的电荷呈现在 aa' 和 bb' 面上,这种传感器可作加速度传感器,测量表面光洁度的轮廓仪的测量头等。

二、压电传感器的两种应用

压电传感器可用来测力与压力,还可用来测加速度等其他非电量,本节只讨论在测力和测压力两方面的应用。

1. 压电测力传感器

压电测力传感器是以压电晶体为转换元件,输出与作用力成正比的力——电转换装置。压电晶体多采用石英晶体,此类传感器机械性能好、灵敏度稳定度高、线性度好、滞后效应小,工作频带宽,因而石英晶体测力传感器应用较为普遍。

如前所述,石英晶体有纵向压电效应和横向压电效应,纵向压电效应主要用于力的测量,而横向压电效应主要用于压力的测量。

在实际工程应用中,根据待测力的具体情况,压电测力传感器可以分为单向(单分量)和多向(多分量)两大类,如表3-5所示,图3-27为一种单向压电测力传感器结构形式。

表3-5 单向压电测力几种结构形式

	负荷垫圈式 系列产品	微 型 系列产品	力连接头 系列产品	高灵敏度型 系列产品
量程 (KN)	7.5 15 35 60 90 120 200 400	2.5	5	±2.5 ±5 ±20 ±30 ±40 ±60
典型 产品	9001~9091 YSL0.75~100	9211 9213	9301A~9371A	9201~9203 YDL-1 YSL-50K
特点及 用途	测量轴向力,用于动态、短时间的准静态力测试	测量 $10^{-3} \text{ N} \sim 5 \text{ kN}$ 的力(插入式)	便于安装,测量张力和压缩力	灵敏度高,可达 500 pC/N ,用于小力值精密测量
举例	冲击、激振材料试验	直接测量塑料模槽力		打字打印力等

图3-27中,压电元件是由两片电荷相反的石英晶片组成,图中所示1是两晶片电极,电极在晶体受力后输出电荷,2为检测电荷的金属插芯,3为输出插头,4为传力上盖,与晶

体均匀接触,5为用聚四氟乙烯材料做的绝缘套,6为加工精度很高的基座,使石英片能均匀受力,以保持被测力与晶体平面垂直。图中插头与插芯构成两个输出电极、插头、上盖、基座要用电子束焊接。总装时,要维持 $10^{13}\Omega$ 以上高绝缘要求。

由式3-38可以看到,单向压电力传感器主要用于轴向力的动态测量,如机床切削力等,其测试原理由式(1-35)所描述,质点 m 运动方程为

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + k_1 x = F \quad (3-39)$$

式中, F 是作用在传感器上的力(待测力), m 是压电转换元件的等效质量, k 是等效弹性系数, c 为等效阻尼系数, x 为 m 相对图3-27基座的位移。

设 F 为动态力,即 $F = F_m \sin \omega t$

传感器自身谐振频率为

$$\omega_0^2 = \frac{k}{m}$$

一般压电力传感器的阻尼系数 c 很小,可以忽略不计,式(3-39)的解,当 $\omega_0 \gg \omega$ 时,可用下式表示:

$$x = \frac{F}{k}$$

上式说明, m 的相对位移与待测力值成正比,在力 F 作用下,压电晶体产生的电荷量为

$$q = d_{11} F \quad (3-40)$$

即传感器输出的电荷量与被测力 F 成正比,只要测出传感器的电荷量,就可实现对力的测量。

测力压电传感器的主要性能指标为:

(1)测力范围。

(2)灵敏度,指传感器输出电量与所承受外力的比值,即 $S = \frac{q}{F}$ 。

(3)工作频带,传感器的工作频带是指保证一定测量精度的频率范围。由于压电传感器本身有一固有频率 $\omega_0^2 = \frac{k}{m}$,决定了检测电路的上限频率,其下限频率由检测电路决定。要提高压电力传感器的谐振频率,其一是要尽量降低力传感器的动态质量,其二是要尽量增加弹性系数。

(4)其他性能指标,如非线性误差、重复性误差、绝缘电阻、温度系数等。

2. 压电测压力传感器

压电测压力传感器主要是由支承壳体、弹性敏感元件和压电转换元件组成,支承壳体可以直接支承和间接支承,为传感器的基座。弹性敏感元件主要用来传递压力,按弹性敏

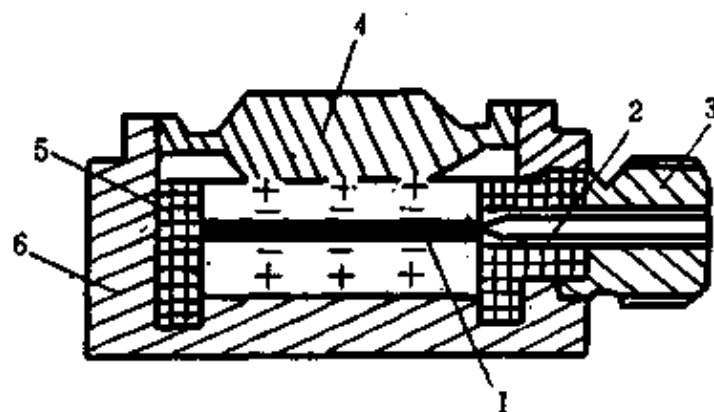


图 3-27

1—电极 2—金属插芯 3—输出插头
4—传力上盖 5—绝缘套 6—基座

感元件的形式可分为活塞式和膜片式两大类型。膜片又有平膜片和垂链式膜片两种结构。压电转换元件常用石英和压电陶瓷材料。

图3-28所示,为一膜片式压电压力传感器的结构简图。

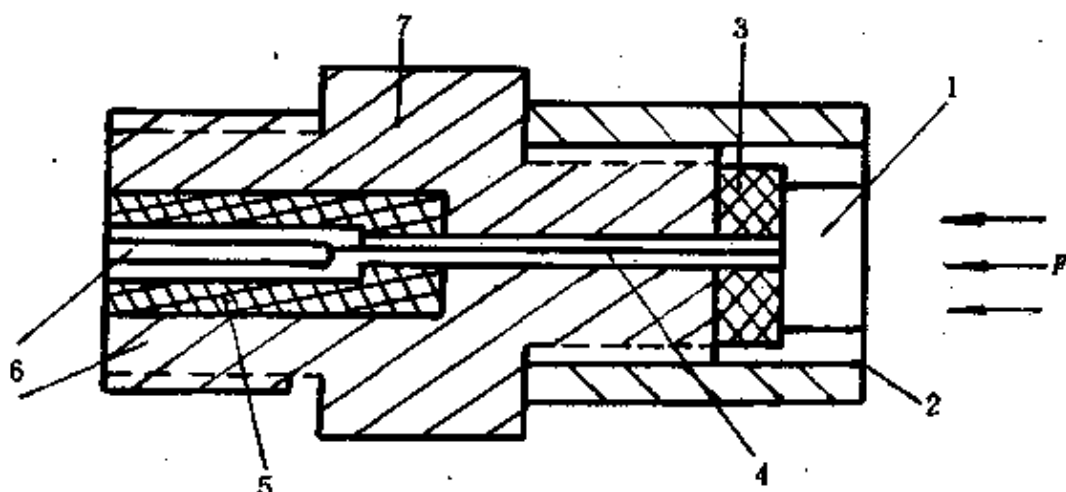


图 3-28

图中1为压电元件,被测压力 P 均匀作用在膜片2上,膜片用来传递压力至压电元件1上,压电元件的一侧与膜片2相接并与基座7相接并接地,1的另一侧由金属箔和引线4将电量导出,3为绝缘垫圈,5为绝缘材料,6为电极输出电量。可通过更换压电元件来改变压力测量范围。

压电式压力传感器主要性能指标如下:

(1) 量程

是指在给定精度内传感器所测压力的上、下限。比如,某压力传感器在线性度为1%以内,其量程为0~1000Pa 所规定的测量精度不同,其量程是不同的。压电式压力传感器可以测量动态压力,也可以用来测量准静态压力,所以有的厂家给出传感器的静态和动态量程。

(2) 灵敏度

定义为输出电荷 q 与压力 P 的比值,即

$$S_p = \frac{q}{P}$$

对于纵向压电效应的石英压力传感器,其灵敏度为

$$S_p = n d_{11} A \quad (3-41)$$

对于横向压电效应的石英压力传感器,其灵敏度为

$$S_p = d_{12} \frac{A_s}{A_f} A \quad (3-42)$$

式(3-41)与式(3-42)中:

n ——晶片的片数;

A ——传感器膜片有效传感面积;

A_x ——与电轴(x 轴)垂直的晶片面积;

A_y ——与机械轴(y 轴)垂直的晶片面积。

(3)绝缘电阻

当压电压力传感器测量准静态压力时,如果传感器所用压电材料没有足够高的绝缘电阻,则压电元件受压力产生的电荷将会迅速泄漏,给测量带来误差。通常要求压电式压力传感器绝缘电阻不得低于 $10^{10}\Omega$ 。

(4)谐振频率

压电式压力传感器的力学模拟可以用图2-18来表示,其运动微分方程可用式(1-35)表示,即

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = F(t)$$

由于输入方式不同,传感器振动可以是受迫振动或衰减振动。在受迫振动时,当被测信号频率与传感器固有频率相同时,传感器发生共振,衰减振动时,传感器固有阻尼谐振频率为

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\omega_n^2 - c^2} \quad (3-43)$$

式中 $\omega_n = \sqrt{k/m}$ 为传感器无阻尼谐振频率;

k 为弹性系数;

m 为质量;

c 为阻尼系数。

无阻尼谐振频率和上升时间,是对传感器动态特性的描述。

(5)非线性

压电式压力传感器的输出特性曲线一般为大于2幂次方曲线。造成压电式压力传感器非线性因素是多方面的,如结构、零件加工精度、装配工艺、膜片有效受压面积的改变,装配不当,导致压电转换元件受力不均等等,都会造成非线性。

(6)滞后

压电式压力传感器的滞后主要是由结构设计,装配工艺不当造成的。滞后现象严重的压电式压力传感器不能用于动态参数测量。石英晶体本身滞后极小,所以用石英做的压电式压力传感器滞后也较小。

(7)重复性

重复性是反映传感器设计、工艺质量优劣的一项重要指标。而压电式压力传感器是由多种材料和元件构成的,每一环节都可能存在不理想因素,这些因素受环境影响,不能再重复。合理的设计,先进的工艺能使传感器的重复性控制在一定精度范围内。

三、压电传感器的等效电路

当压电片受力时在电极的表面就出现电荷,并且在一个极板上聚集正电荷,另一个极板上聚集负电荷。两种电荷量相等,极性相反,如图3-29所示。由于两极板间聚集了电荷、中间为绝缘体,使它成为一个电容器,其电容量为

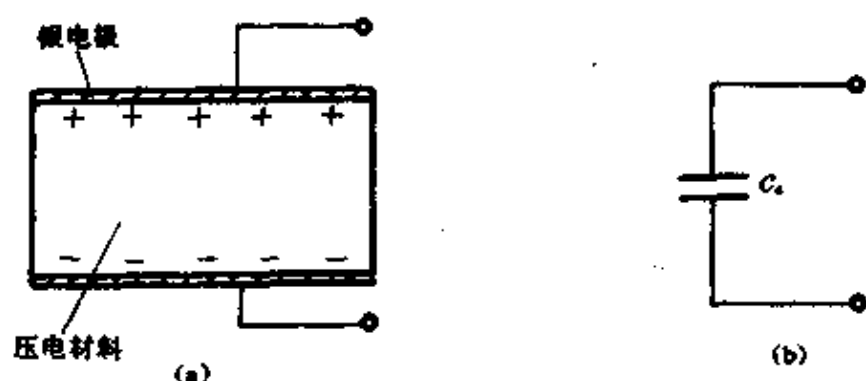


图 3-29

$$C_s = \frac{\epsilon A}{h} \quad (3-44)$$

式中 A ——极板面积;
 h ——压电片厚度;
 ϵ ——压电材料的压电系数。

因为传感器既是电荷源又是电容,所以压电传感器等效电路可用电荷与电容并联表示,如图3-30(a)所示。由图可求出压电传感器的开路电压为

$$U_s = \frac{q}{C_s}$$

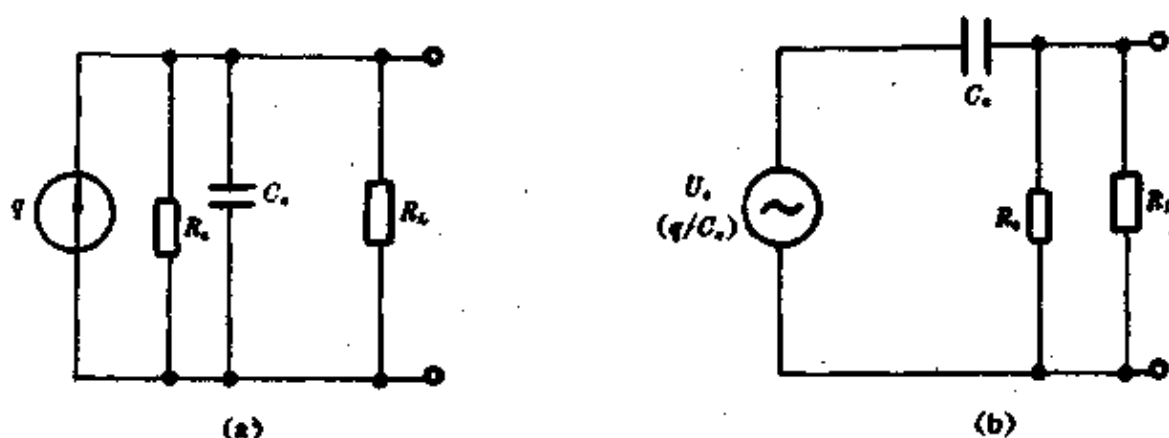


图 3-30

由上式可知,只有在压电材料内部无漏电(即绝缘电阻为无穷大),外电路负载电阻 R_L 无穷大时,压电传感器受力(或压力)所产生的电荷才能长期保存下来。如果负载不是无穷大,则电路就要以时间常数 $R_L C$ 按指数规律放电。因此,当用压电传感器来测量非电量力和压力时,就必须保证负载电阻 R_L 具有很大的数值,以保证测量电路的时间常数 $R_L C$ 足够大。通常要求 R_L 不低于 $10^9 \Omega$ 。

压电传感器的等效电路也可用图3-30(b)电路,为一个电源 U_s 和一个电容 C_s 的串联电路,由图可见,要使受力(或压力)后产生的电压 U_s 长期保存下来,也要求内部漏电阻

R_s 和负载电阻 R_L 为无穷大, 否则, 电路要以时间常数 $R_L C$ 按指数规律放电。

如果把压电传感器与测量电路连在一起时, 还应考虑放大电路的输入电阻、输入电容, 以及传感器连接电缆的等效电容对放大倍数的影响, 这样完整的等效电路如图3-31所示。

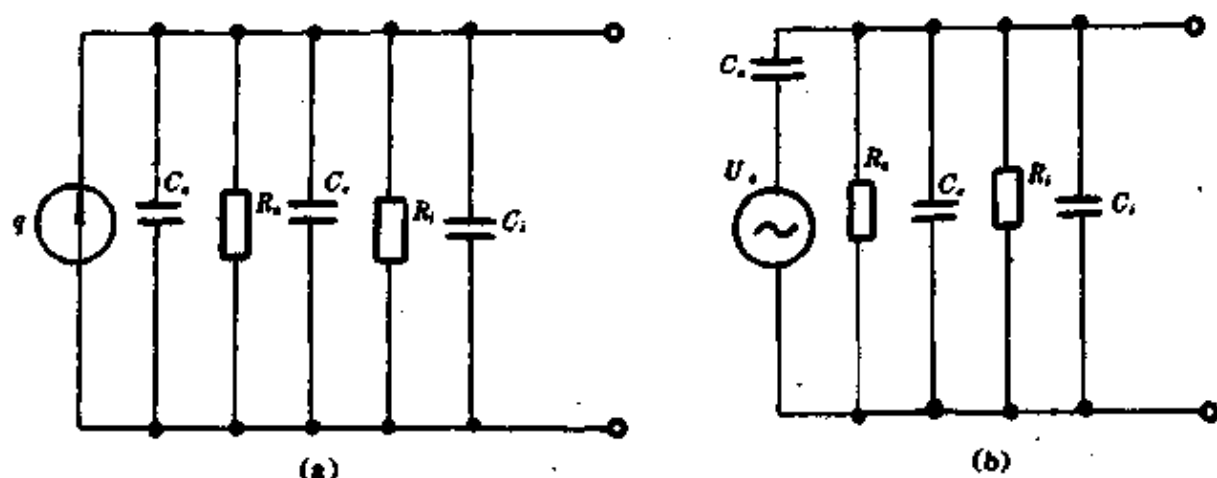


图 3-31

图中(a)是传感器以电荷表示的等效电路, R_s 为传感器绝缘电阻, C_s 为等效电容, C_c 为电缆接线电容, C_i 与 R_i 为放大器输入电容和输入电阻。图(b)是压电传感器以电压表示的等效电路, 其串联电容 C_s 为等效电容, 其他元件与图(a)相同。

四、压电传感器的应用电路

前面说到, 由于压电传感器产生的电荷量很少, 它除自身要有极高的绝缘电阻外, 同时要求测量电路前级输入端也要有足够高的阻抗, 以防止电荷迅速泄漏而引入测量误差。

设有一恒定力作用在压电传感器晶体元件上, 使压电晶体表面产生电荷 q , 并在晶体表面间产生电压 U_s , 则有 $U_s = \frac{q}{C}$, C 为压电晶体、电缆和测量电路输入电容总和 $C = C_s + C_c + C_i$, 由于泄漏电阻存在, 电荷 q 将通过 R 逐步漏掉, 设泄漏电流为 i , 则在 $t=0$ 时建立的 U_s 将按指数 $e^{-\frac{t}{RC}}$ 规律衰减, 如图3-32所示。

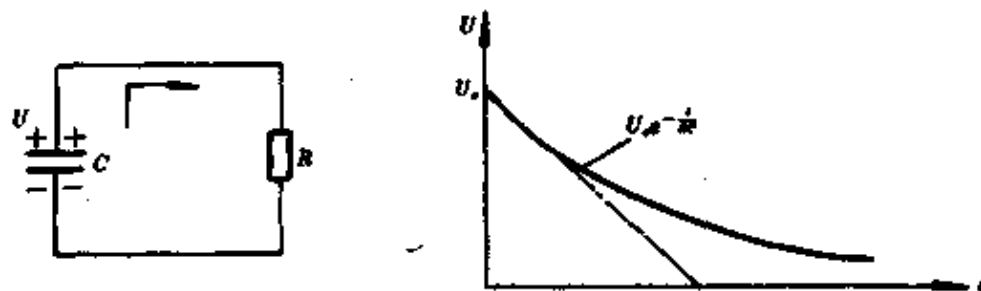


图 3-32

由上图可得电容 C 两端随时变化的电压

$$U = U_0 e^{-\frac{t}{RC}}$$

将上式按级数展开并取前两项,则得

$$U = U_0 \left(1 - \frac{t}{RC}\right) \quad (3-45)$$

即

$$\frac{U}{U_0} = 1 - \frac{t}{RC}$$

因此,由于电荷泄漏而产生的电压值为

$$\Delta U = U_0 - U = U_0 \frac{t}{RC}$$

由上式可见,输出电压衰减速率由 C 和 R 乘积,即电路时间常数来确定。为减小漏电产生的测量误差,要求时间常数 RC 尽量大。因此与压电传感器配用的测量电路,必须是一个高输入阻抗的放大器,为了使放大器有高的输入阻抗,常在压电传感器输出端后面,先接入一个高输入阻抗的前置放大器然后再接一般的放大电路及其他电路。

高输入阻抗的前置放大电路有两个作用,第一是把压电式传感器的微弱信号放大;第二是把传感器高阻抗输出变换为低阻抗输出。

根据压电式传感器的等效电路,它的输出可以是电压,也可以是电荷,因此前置放大器有两种形式,一种是电压放大器,另一种是电荷放大器。

1. 电压放大器

电压前置放大器的作用是将压电传感器的微弱电压信号放大,并将高输出阻抗变为较低阻抗。

图3-31中, R_s 与 R_i , C_s 与 C_i 并联,得

$$R = \frac{R_s R_i}{R_s + R_i}$$

$$C = C_s + C_i$$

则图3-31(b)的等效电路如图3-33(a)所示,(b)为同相端放大电路。

设压电传感器在产生压电效应方向受力为

$$F = F_m \sin \omega t$$

则在压电元件两极板上产生的电荷为

$$q = d_{33} \dot{F} = d_{33} F_m \sin \omega t$$

$$U_s = \frac{q}{C_s} = \frac{d_{33} F_m}{C_s} \sin \omega t$$

在同相放大器输入端形成的电压为

$$U'_x = Z I$$

因为 $I = \frac{dq}{dt} = j\omega d_{33} \dot{F}$, 所以

$$U'_x = \frac{j\omega R}{1 + j\omega R(C + C_s)} d_{33} \dot{F}$$

则

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_i}{R_s}\right) U'_x$$

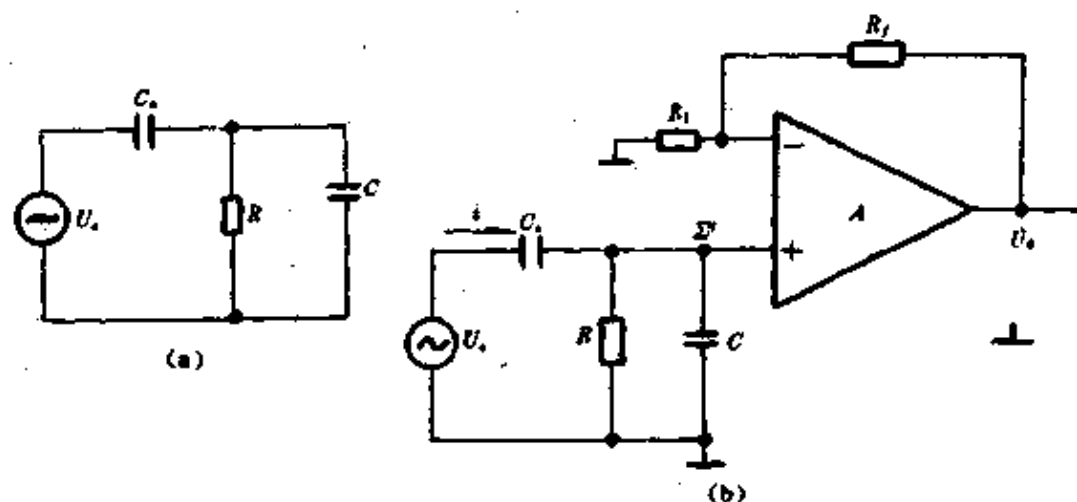


图 3-33

$$= (1 + \frac{R_f}{R_1}) \frac{j\omega R}{1 + j\omega R(C + C_s)} d_{33} F \quad (3-46)$$

其幅值为

$$U_m = (1 + \frac{R_f}{R_1}) \frac{d_{11} F \omega R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C + C_s)^2}} \quad (3-47)$$

即幅角为

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \arctg \omega (C + C_s) R$$

由式(3-47)可知,如果 $\omega^2 R^2 (C + C_s)^2 \gg 1$, 则放大器输出端的电压 U_m 与 ω 无关,此时放大器输出电压幅值为

$$U_m = \frac{d F_m}{C_s + C} \quad (3-48)$$

图3-34是一种高输入阻抗电路,当电路为差动输入时,要将两个同相放大器串联组合,差动输入信号从两个放大器同相端送入,从而获得很高的输入阻抗,由图可以看出,差动输入阻抗差不多就是两个运放的共模输入阻抗之和,设 A_1 、 A_2 共模输入电阻均为 R_i , 则差动输入电阻 $R_i = 2R_i$, 对于理想运算放大器,其 R_i 可以视为无穷大。

对于图3-34,设 A_1 同相端输入信号为 U_{i1} 则

$$U_o = (1 + \frac{R_{f2}}{R_3}) U_{i2} - \frac{R_{f2}}{R_3} (1 + \frac{R_{f1}}{R_1}) U_{i1} \quad (3-49)$$

在实际应用中,输入端差动输入电压 U_u 外,还有共模输入电压 U_w , 而且往往后者大于前者,因此,应用电路的共模抑制能力应当很强,则

$$\left. \begin{aligned} U_{i1} &= U_w - U_u = U_w - \frac{U_i}{2} \\ U_{i2} &= U_w + U_u = U_w + \frac{U_i}{2} \end{aligned} \right\} \quad (3-50)$$

将式(3-50)代入式(3-49),整理后得

$$U_o = (1 - \frac{R_{f1} R_{f2}}{R_1 R_3}) U_w + \frac{1}{2} (1 + \frac{2R_{f2}}{R_3} + \frac{R_{f1} R_{f2}}{R_1 R_3}) U_i \quad (3-51)$$

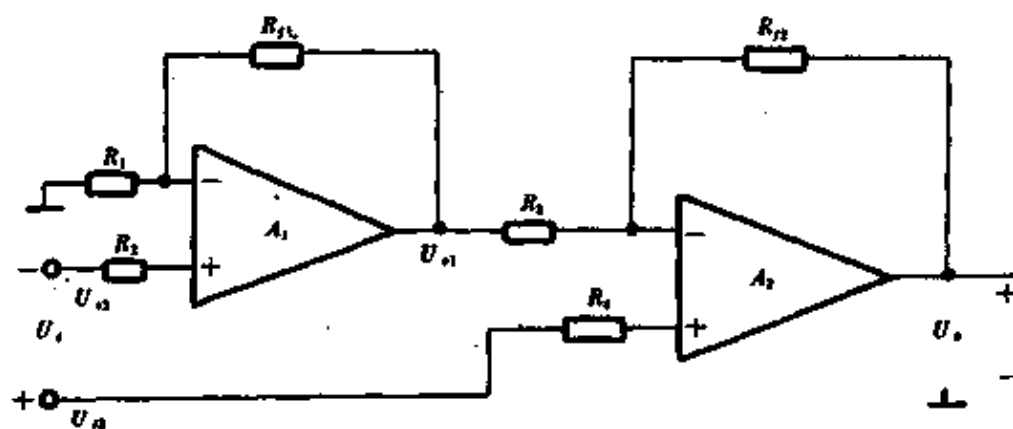


图 3-34

为了使共模增益 $(1 - \frac{R_{f1}R_{f2}}{R_1R_3})$ 为零, 则电路3-34的外部电阻按下式匹配:

$$\frac{R_1}{R_{f1}} = \frac{R_{f2}}{R_3} = \frac{R_f}{R} \quad (3-52)$$

在满足上列匹配条件时, 由式(3-51)可得, 图3-34电路理想闭环增益为

$$A_f = \frac{U_o}{U_{i2} - U_{i1}} = 1 + \frac{R_f}{R} \quad (3-53)$$

高输入阻抗差动运算放大器, 除了采用同相串联组合形式外, 也可以采用同相并联组合方式, 两者的共同点是输入阻抗都很高, 但在其他性能方面则各有优缺点。

2. 电荷放大器

压电传感器内阻很高, 且信号微弱, 当用电压前置放大电路放大信号时, 其输出电压与传感器固有电容、接线电容、传感器绝缘电阻有关, 当这些参数改变时会影响测量精度。为了克服这一缺点, 可采用电荷放大器。

电荷放大器是一种输出电压与输入电荷量成正比的前置放大器。由于压电传感器可等效为一个电容与电荷源的并联电路, 如图3-30所示。所以电荷放大器是具有电容反馈、高输入阻抗, 高增益的放大电路。如图3-35所示。

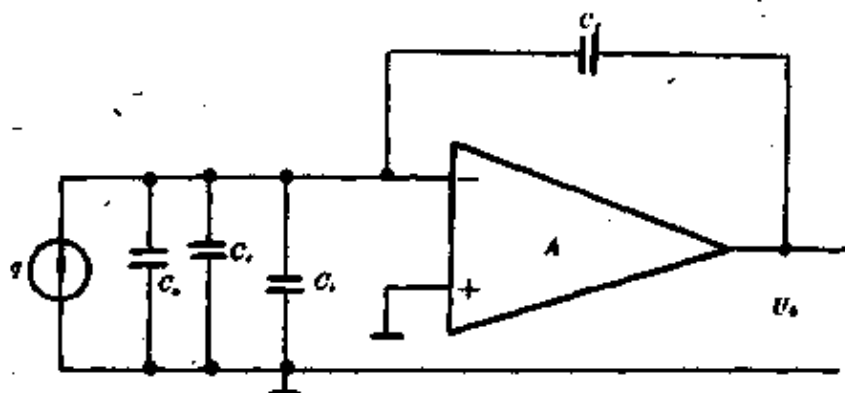


图 3-35

图中, C_f 为电荷放大器反馈电容; C_s 为传感器电容; C_c 为电缆电容; C_i 为放大器输入电容; A 为放大器开环增益。

根据“密勒”效应, 可将 C_f 折算到输入端与输出端。反馈电容折算到放大器输入端的有效电容 C'_f 为

$$C'_f = (1 + A)C_f \quad (3-54)$$

图3-35忽略了 R_i 的影响, 并假设 $R_i \rightarrow \infty$ 。这样输入端有 C_s 、 C_c 、 C_i 与 $(1+A)C_f$ 四个电容并联, 因此压电晶体产生的电荷 q 不仅对 C_s 充电, 同时也对其他所有电容充电, 故放大器输入电压 U_i 为

$$\begin{aligned} U_i &= \frac{q_i}{C} \quad (C = C_s + C_c + C_i + C'_f) \\ &= \frac{-C_f U_o}{C_s + C_c + C_i + (1 + A)C_f} \end{aligned} \quad (3-55)$$

此时, 放大器输出电压为

$$U_o = \frac{Aq}{C} = \frac{-Aq}{C_s + C_c + C_i + (1 + A)C_f} = -AU_i$$

对于式(3-55), 因为 $A \gg 1$, 则式(3-55)中 $(1+A)C_f \gg (C_s + C_c + C_i)$ 。

此时传感器自身电容 C_s 、电缆电容 C_c 和放大器输入电容 C_i 均可忽略不计, 放大器输出电压可表示为

$$U_o = \frac{Aq}{(1 + A)C_f} = -\frac{q}{C_f} \quad (3-56)$$

式中, 负号表示放大器的输出信号与输入信号相位相反, 式(3-56)说明电荷前置放大电路输出电压与电荷成正比, 与反馈电容 C_f 成反比, 传感器自身电容等其他因素的影响可以忽略不计。

由图3-35还可以看到, 由于该电路输入端不需要提供电流, 则向输入信号源索取的电流就几乎为零, 这对外部信号源来说, 相当于电路具有很高的输入阻抗。

电荷放大器实际电路如图3-36所示。

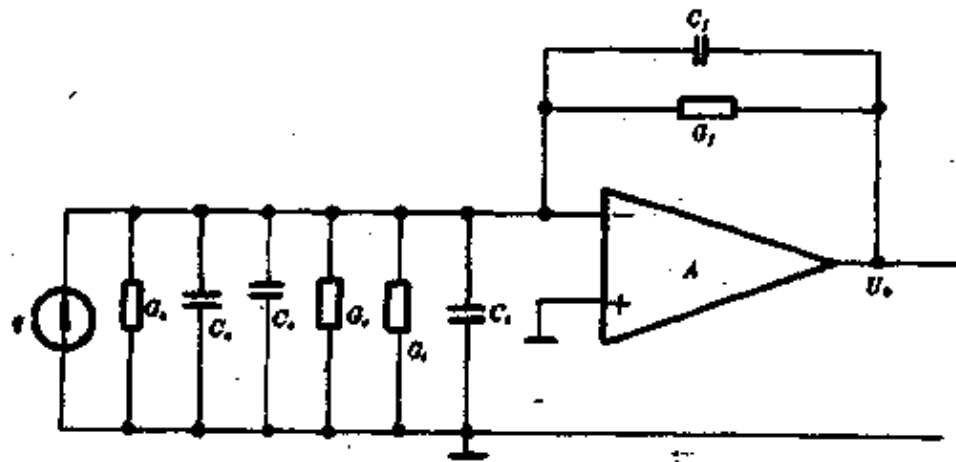


图 3-36

图中, C_s 、 C_c 、 C_i 为压电元件、连接电缆、输入电导; G_f 为反馈电容漏电导。

对于输入电路其阻抗用 $G + j\omega C$ 代替, 反馈支路阻抗用 $G_f + j\omega C_f$ 代替, 则放大器输出电压表达式为

$$U_o = \frac{-A j\omega q}{(G + j\omega C) + (1 + A)(G_f + j\omega C_f)}$$

式中

$$G = G_s + G_c + G_i$$

$$C = C_s + C_c + C_i$$

由于 $G_f(1+A) \gg G$, $C_f(1+A) \gg C$, 则上式为

$$U_o = - \frac{q}{C_f + \frac{G_f}{j\omega}} \quad (3-57)$$

从式(3-57)中可以看出, U_o 不仅取决于输入电荷 q , 还取决于负反馈网络 C_f 、 G_f 及信号频率。

当频率很高时, $C_f \gg \frac{G_f}{j\omega}$, U_o 与频率无关, U_o 表达式为

$$U_o = - \frac{q}{C_f} \quad (3-58)$$

放大器的上限频率由运算放大器频率响应决定。

当频率很低时, $\frac{G_f}{\omega}$ 增加, 当其增至 $\frac{G_f}{\omega} = C_f$ 时, U_o 下降至原来的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, 这时频率称为下限频率 f_{\min} 。

$$\left. \begin{aligned} \omega_{\min} &= \frac{G_f}{C_f} = \frac{1}{R_f C_f} \\ f_{\min} &= \frac{1}{2\pi R_f C_f} \end{aligned} \right\} \quad (3-59)$$

从式(3-58)、(3-59)可以看到反馈支路 C_f 、 R_f 对输出电压及下限频率 f_{\min} 影响很大。为了提高 U_o , 就要减小 C_f 值, 而 C_f 又影响下限频率, 当 C_f 选定之后, 下限频率就由直流反馈电阻 R_f 决定。

五、电荷放大器组成的一种应用电路

用集成运算放大器构成的电荷放大器, 与其他电路组合, 可用来检测压电传感器的电量。压电传感器的非电量可以是交变力或交变压力, 也可以是加速度超声信号等等。

电荷放大器的任务, 就是将传感器输出的交变电荷量输出、放大并转换为其他电路所需要的模拟量或开关量信号, 如图3-37所示为用电荷放大器所组成检测电路, 其输出为开关量信号, 图(a)为框图, 图(b)为原理图。

图3-37(b)由五部分构成: A_1 为信号转换电路, 图中 q 为信号传感器等效电荷源, 其固有电容 C_s 、连接电缆电容 C_c 等效电容和电导, 由前分析可知, 在 $A \gg 1$ 情况下, 等效电容与电导可以忽略不计。这时电路输出电压与电荷源的信号成正比, 因此可以实现由电荷信号向电压信号的线性转换。



(a)

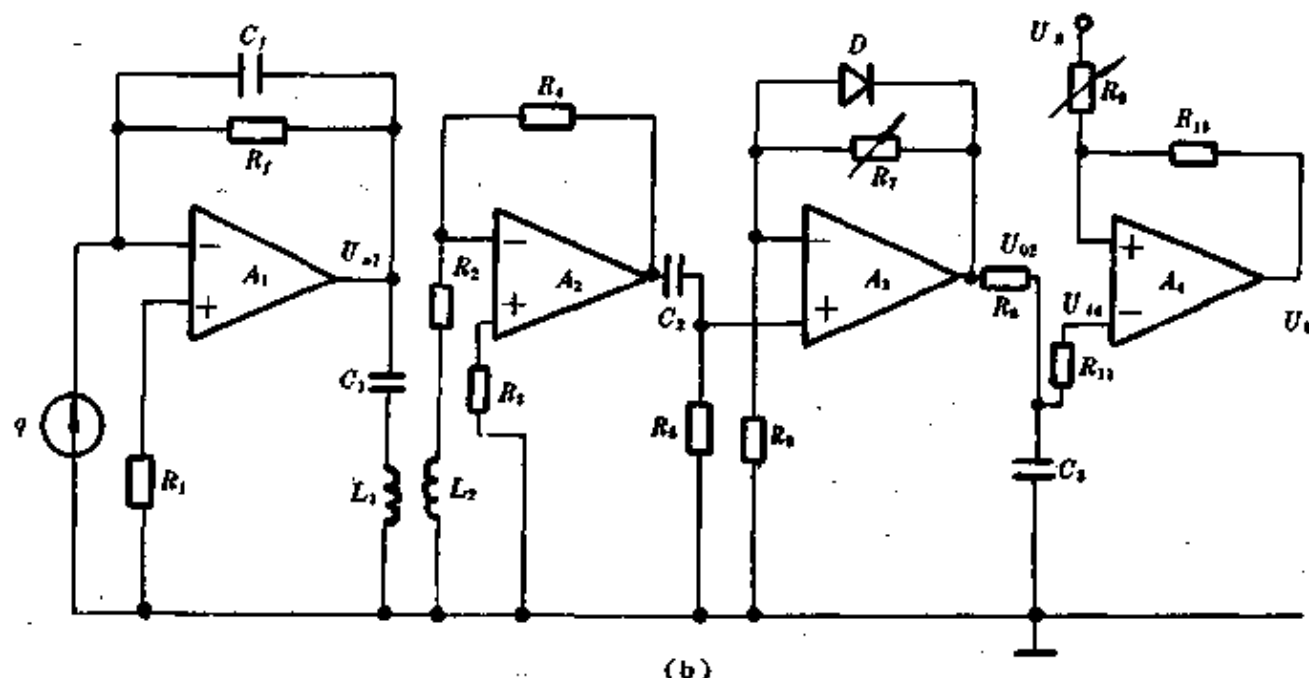


图 3-37

利用运放 A_1 的输出电路与 LC 串联电路可实现带通选频功能,如图3-38所示。图中 R 为电荷放大器输出电阻。

由于运放 A_1 为电压负反馈,其输出阻抗很小,在相当宽的频率范围内可看作恒压输出,而其负载阻抗 $Z_L = \sqrt{(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})^2 + R^2}$ 是频率的函数。当信号频率等于 LC 谐振频率 f_0 时

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = 0$$

则 $Z_L = Z_{Lmin} = R$ 。此时回路中产生电流谐振, $I_L = I_{Lmax} = \frac{U_{o1}}{R}$, 从而在 L_1 中感应最大电压 $U_{Lmax} = \frac{\omega L_1}{R} U_{o1}$ 。当信号频率偏离 f_0 时, $\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \neq 0$, Z_L 变大,使回路 I_L 减小, U_{L1} 随之减小,从而实现了带通选择。其选频特性曲线如图2-38所示,改变电路参数,可改变回路中的等效电阻,从而改变谐振回路的 Q 值,获得所需的通带。

A_2 为电压放大电路,由电感耦合的信号电压加于 A_2 反相端,其增益为 $-\frac{R_4}{R_2}$ 。 C_2 为隔直电容。 C_2 、 R_3 组成高通电路,其下限截止频率为 $f_L = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$ 。

A_3 为峰值检波电路。输入信号加于 A_3 同相端,当信号为正半周时,二极管 D 反偏截止,电路对信号进行线性放大,其放大倍数为 $(1 + \frac{R_7}{R_5})$ 。当信号为负半周时,二极管 D 处于正偏导通,电路相当于将 R_7 短路,这时 A_3 为一跟随器电路,即 A_3 输出信号与输入信号相同。所得正负半波输出信号如图2-39(a)所示,经 C_3 、 R_{11} 低通电路滤波,得到幅值随信号

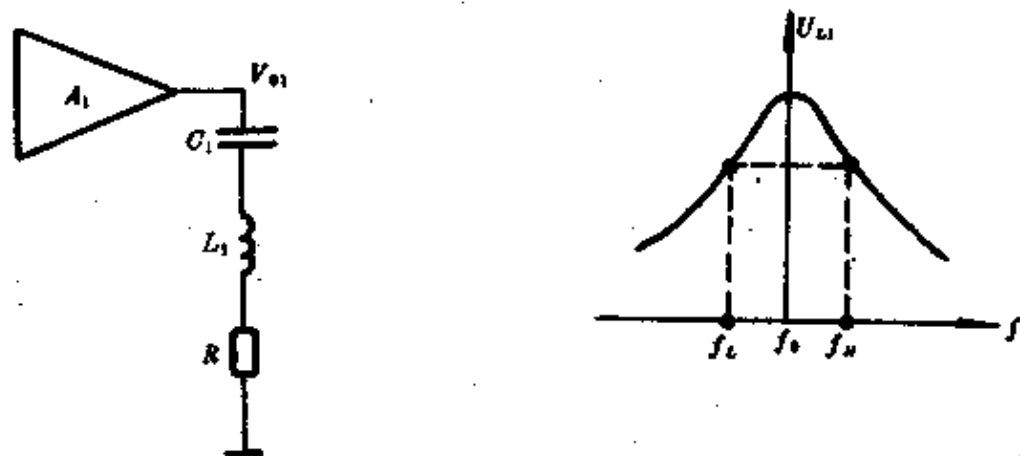


图 3-38

大小改变的直流电压,其波形如图3-39(b)所示。

由图3-39波形图可以看出, A_1 电路并不是标准峰值检波, 但该电路简单, 易于调整, 同时电路也可以较好实现峰值检波的功能。

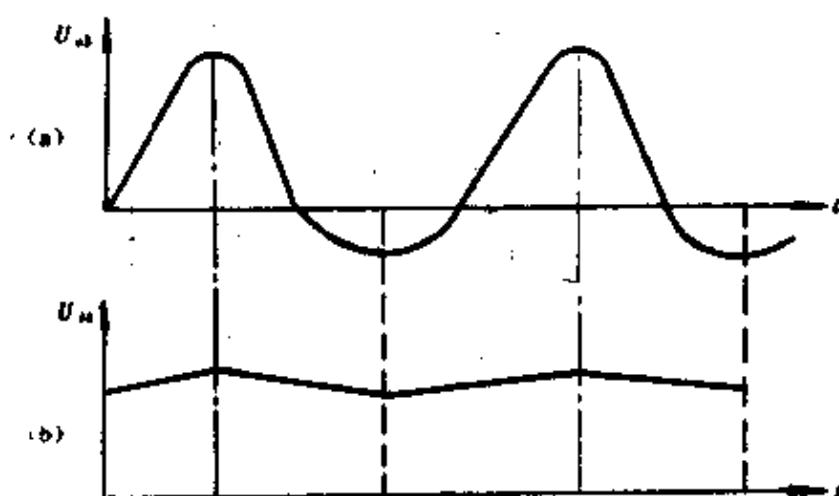


图 3-39

A_1 为波形整形电路, 运放接成施密特触发器, 用以对输入的峰值检波信号进行整形, 以获得上升沿和下降沿陡峭的开关信号。

由图3-37可以看出, U_o 输出只有两个状态即 U_{oh} 与 U_{ol} , 其阈值电压 U_{TH1} 与 U_{TH2} 为

$$U_{TH1} = \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} U_s + \frac{R_9}{R_9 + R_{10}} U_{oh}$$

$$U_{TH2} = \frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} U_s + \frac{R_9}{R_9 + R_{10}} U_{ol}$$

其传输特性如图3-40所示。

A_1 为反相输入接法, 当 U_{in} 足够低时, U_o 为高电平, 其值为 U_{oh} , 当 U_{in} 由足够低逐渐上升使 U_o 由 U_{oh} 跳变到 U_{ol} 的阈值电压 U_{TH1} , 故在 $U_{in} < U_{TH1}$ 时 $U_o = U_{oh}$ 不变, U_{in} 逐渐上升经 U_{TH1} 时 U_o 由 U_{oh} 跳变为 U_{ol} , 在 $U_{in} > U_{TH1}$ 以后再继续上升, $U_o = U_{ol}$ 不变, 这即正向过

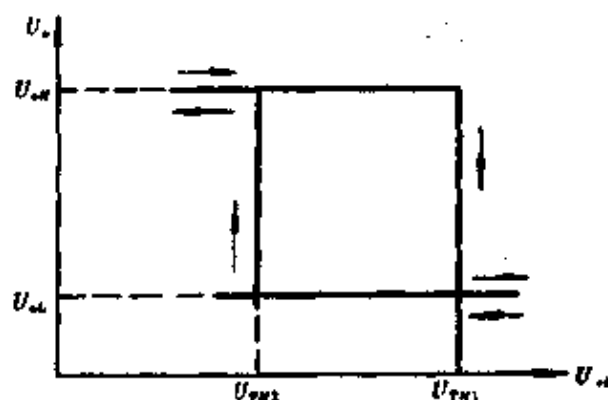


图 3-40

程。

负向过程, U_i 由足够高逐渐下降使 U_o 由 U_{oH} 跳变到 U_{oL} 的阈值电压 U_{TH2} , 故在 U_i 逐渐下降经过 U_{TH2} 时 U_o 跳变为 U_{oL} , 在 U_i 低于 U_{TH2} 以后再下降 $U_o = U_{oL}$ 不变, 这即图3-40所表示 A_1 的传输特性。

对于不同的输出电平, 有不同输入阈值电压, 适当选择电路参数, 可获得所需要的阈值电压及滞回宽度, $\Delta U_{TH} = U_{TH1} - U_{TH2}$, 输出信号可以方便地转换为其他电平, 如 TTL 电平等, 以便使用单片机等对其进行处理。

从上分析可以看到, 集成运放构成电荷放大及其检测电路, 具有电路简单、功能灵活、性能稳定、工作可靠, 是一种适用性强的电路。

§ 3-5 硅压阻式传感器及其检测电路

由前面(3-22)式讨论, 可以看到, 应力作用在硅单晶上, 由于压阻效应, 硅晶体的电阻发生变化。在正交坐标系, 考虑纵向应力 σ_z , 横向应力 σ_r 与之对应纵向压阻系数 π_z , π_r 表示应力作用方向与通过压阻元件电流方向一致, 横向压阻系数为 π_t , π_t 表示应力作用方向与压阻元件的电流方向垂直。这样, 电阻的相对变化 $\Delta R/R$ 与应力关系则用下式表示:

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_z \sigma_z + \pi_t \sigma_r \quad (3-60)$$

所以压阻效应的应用可归纳为两类: 一类只利用纵向压阻效应, 另一类既利用纵向压阻效应, 又利用横向压阻效应。

利用半导体材料的压阻效应可制成压力传感器, 这种压力传感器的核心部分是一个周边固定的、上面扩散有硅电阻的硅敏感膜片, 即硅压阻芯片。因此, 压阻式压力传感器工作原理与周边固定一定形状硅薄膜片受力变形有关。

一、硅压力膜片应力分布

扩散型硅压阻芯片, 常有两种结构, 一是周边固支的圆形杯膜片结构, 一是周边固支的方形或矩形硅杯膜片结构, 如图3-41所示, 硅杯膜片结构不同, 应力分布也不同。

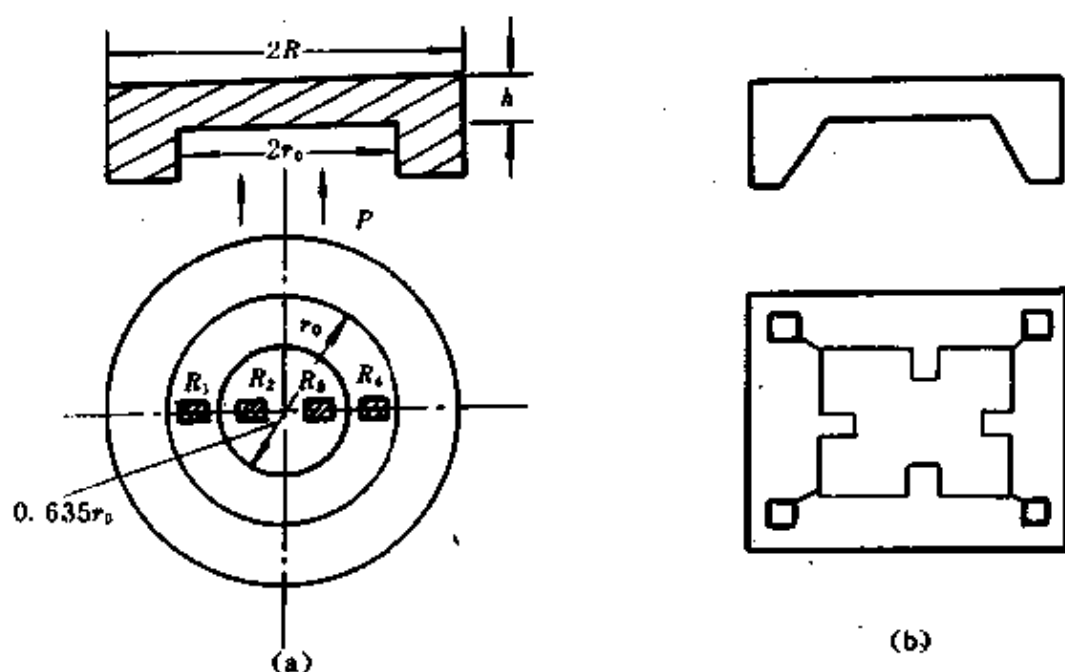


图 3-41

对于圆形杯膜片,图4-41(a)所示,当压力 P 作用其上时,在硅膜片背面产生表面径向应力 σ_r 和切向应力 σ_t ,其关系式为

$$\sigma_r = \frac{3P}{8h^2}[(1+\mu)r_0^2 - (3+\mu)r^2] \quad (3-61)$$

$$\sigma_t = \frac{3P}{8h^2}[(1+\mu)r_0^2 - (1+3\mu)r^2] \quad (3-62)$$

式中 r_0, r, h ——硅膜片有效半径,计算点半径、厚度;

μ ——硅材料泊松比 $\mu=0.35$ 。

根据上述两式可作出圆形硅膜片的应力分布图,如图3-42所示。

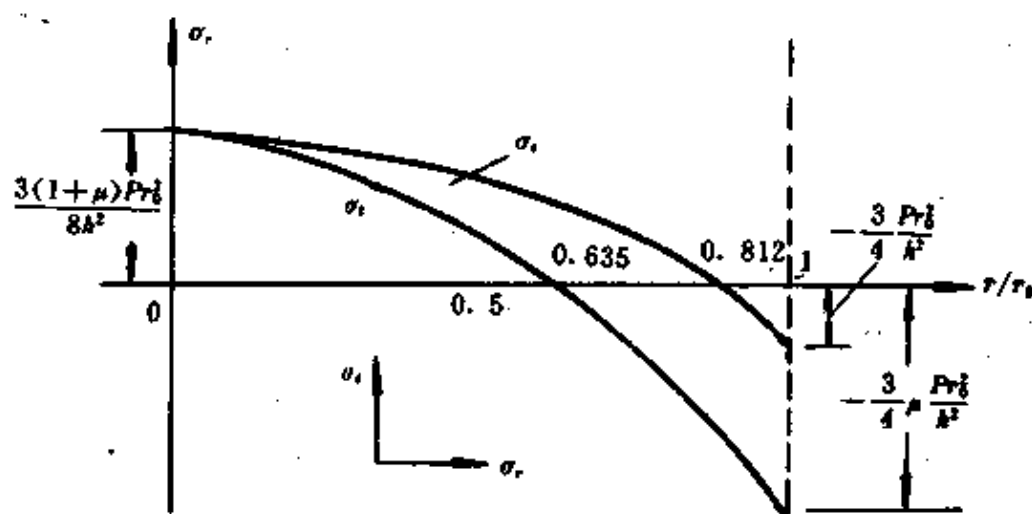


图 3-42

由上图可见,硅膜片中心部分和边缘部分是应力最大位置。

对于表面径向应力 σ_r 来讲,当 $r < 0.635r_0$ 时, $\sigma_r > 0$,膜片受拉应力;当 $r = 0.635r_0$ 时, $\sigma_r = 0$,仅有切向拉应力;当 $r > 0.35r_0$ 时, $\sigma_r < 0$,膜片受压应力。

对于表面切向应力 σ_t , 当 $r = 0.812r_0$ 时, 切向应力 $\sigma_t = 0$, 仅有 σ_r 压应力; 当 $r < 0.812r_0$ 时, $\sigma_t > 0$, 为切向拉应力; 当 $r > 0.812r_0$ 时, $\sigma_t < 0$, 为切向压应力。

从上分析还可看到, 膜片在中心处受到合成应力和边缘处所受合成应力大致相等。在设计硅压阻芯片时, 应把扩散应变电阻配置在应力最大的位置, 如图3-41(a)所示, 在 $0.635r_0$ 半径内外各扩散两个电阻, 组成单电桥, 就可以获得最大电压灵敏度。

二、硅压阻芯片设计中的一些问题

硅压阻芯片是压阻式传感器的核心, 硅压阻芯片的设计, 随其用途不同而异, 以下仅讨论设计中的一些原则。

1. 硅杯结构的选择

硅压阻芯片采用硅杯结构有两种, 周边固支的圆形硅杯和周边固支的方形或矩形硅杯。采用周边固支的硅杯结构, 可使电阻条与硅膜片组成一体, 既可提高传感器的灵敏度, 提高线性, 减小滞后效应, 又便于批量生产。圆形硅杯是常用的一种硅杯形式, 多用于小型传感器。所以本节将以圆形硅杯芯为例进行一般讨论。

通常大多选用 N 型硅晶片作硅杯膜片, 在其上扩散 P 型杂质, 形成电阻条。这是由于 P 型电阻条压阻系数较 N 型的大, 灵敏度高, 而温度系数比 N 型小, 也较容易制造。

对于圆形硅杯膜片, 它的几何尺寸是硅杯膜片的有效半径 r_0 和硅杯膜片的厚度 h 。当硅杯膜片受一定压力作用时, 要保证膜片的应力与外加压力的关系具有良好的线性, 其条件为硅膜片的半径与膜片厚度比应满足下列关系:

$$\frac{r_0}{h} \leq \sqrt{\frac{4}{3} \frac{\sigma_s}{P}} \quad (3-63)$$

式中, σ_s 为弹性极限, $\sigma_s = 8 \times 10^7 \text{Pa}$ 。

由式(3-63)可知, 在给定压力下可以求出 $\frac{r_0}{h}$ 的比值; 选定有效半径 r_0 后, 则可求得硅膜片的厚度 h 。

周边固支圆形硅杯膜片具有一定固有频率, 在确定硅膜片的有效半径与厚度时, 要同时满足固有频率的要求。其表达式为

$$f_0 = \frac{2.566h}{\pi r_0^2} \sqrt{\frac{E}{3\rho(1-\mu^2)}} \quad (3-64)$$

式中 r_0 ——硅膜片有效半径;

E ——弹性模量;

ρ ——硅材料密度;

μ ——泊松比;

h ——膜片厚度。

由于硅杯厚度固定, 因此硅杯高度 h 值较低, 承受的压力有限。对此往往采用静电封接方法使硅杯与圆形基座连接, 使有效高度增加, 以便满足大量程的要求。

2. 硅杯膜片上的扩散电阻条

硅压阻芯片是在 N 型硅膜片上扩散四个 P 型电阻, 连接成单电桥电路。电阻条的阻

值、布置位置、几何尺寸都对传感器的灵敏度有很大影响,需要计算确定。

硅杯膜片上单电桥连接如图3-43所示。电桥采用恒流源供电,可以得到较好温度稳定性。为了获得较大的电压输出,要考虑电桥输出电阻与负载电阻相匹配,设负载电阻为

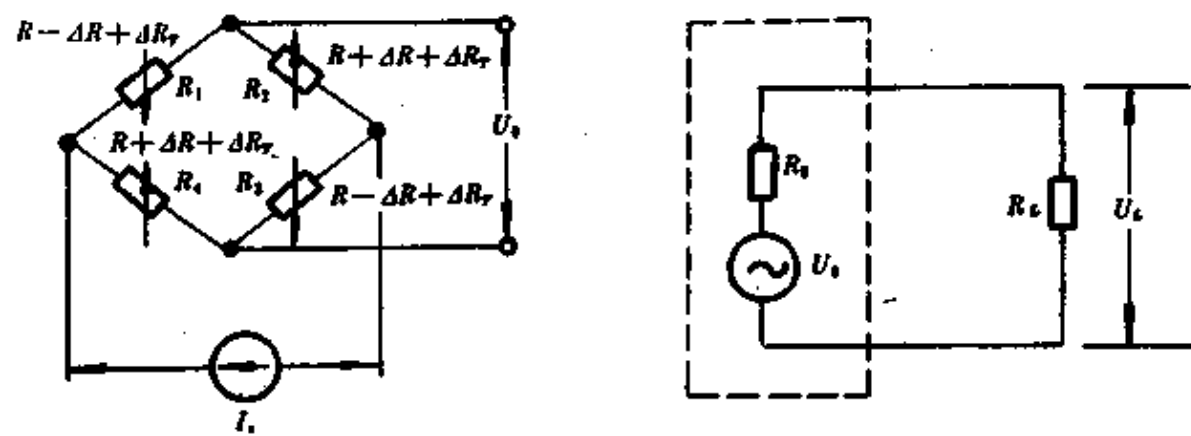


图 3-43

R_L ,电桥输出电阻为 R_0 ,则可得输出电压为

$$U_L = U_s \cdot \frac{R_L}{R_0 + R_L} = U_s \cdot \frac{1}{\frac{R_0}{R_L} + 1}$$

只有在 $R_0/R_L \ll 1$ 时,有

$$U_L \approx U_s$$

所以要求电桥输出电阻 R_0 (与各桥臂电阻有关) 应该小些,设计时一般取 $500 \sim 3000 \Omega$ 。

表3-6 几种硅膜片电阻条的选择

序号	1	2	3	4
图 形				
原理	利用纵向压阻效应	利用纵向压阻效应	利用纵向压阻效应	利用纵向和横向压阻效应
晶面 与 晶向	(100)晶面 [100][110] 晶向	(100)晶面 [110][100] 晶向	(110)晶面 [110][111] [011]晶向	(100)晶面 [110][110] 晶向

为了得到较大的传感器灵敏度,电阻条在芯片的位置应选择在压阻效应较大的晶轴及应变大的部位上。从膜片的应力分布来看,应变大的部位是膜片中心(拉伸应变)和边缘(压缩应变),在满足上述要求的情况下,压阻效应选用可以是:①只利用纵向压阻效应;②既利用纵向压阻效应又利用横向压阻效应。

扩散电阻条有两种类型,一种为宽形,如图3-44所示,宽型电阻由于PN结面积较大,较少采用,另一种是窄型,如图3-44(b)所示,为常采用的一种,窄型电阻的阻值可按式计算:

$$R = R_s \frac{L}{b} \quad (3-64)$$

式中 L ——扩散电阻长度;

b ——扩散电阻宽度;

R_s ——薄膜电阻(体电阻)。

薄膜电阻 R_s 由扩散杂质表面浓度 N 和结深决定 R_s , 也称方块电阻, 即长宽都等于 b 的电阻, 则 L/b 称为方块数, 一般取50~100个方框(□)。

实际的扩散电阻两端要有引线孔, 为避免扩散电阻条在一条直线上过长, 常将电阻制成如图3-44(c)所示折弯的 π 型结构, 它具有制作简单、散热好等优点, 此时电阻的阻值应

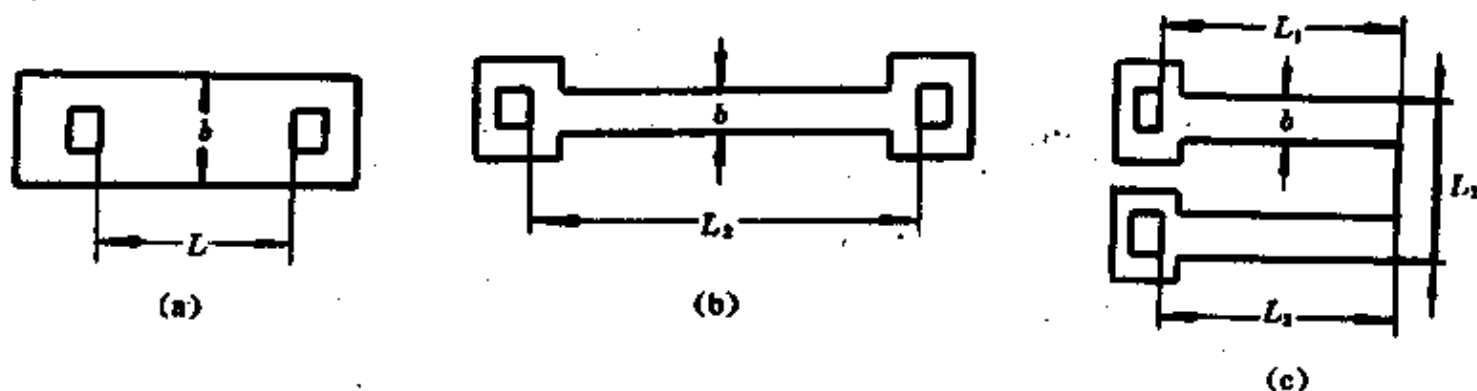


图 3-44

按下式计算:

$$R = R_s \left(\frac{L_1 + L_2 + L_3}{b} + K \right)$$

式中 K 为校正因子, 由实验确定。

三、压阻传感器的电桥应用电路

压阻式传感器硅芯片上扩散的四个桥臂电阻, 一般将其连接成单电桥。为使电桥电压灵敏度高, 对臂的电阻变化方向相同, 即将一对增加的电阻对接, 将另一对减小的电阻也对接, 如图3-45所示。

1. 压阻电桥电路

设四个扩散电阻起始值相等且为 R , 当有压应力作用时, 两个电阻阻值增加分量为

ΔR , 另外两个电阻阻值减少量为 $-\Delta R$ 。由于温度的影响, 每个电阻的改变量分别为 ΔR_T 。

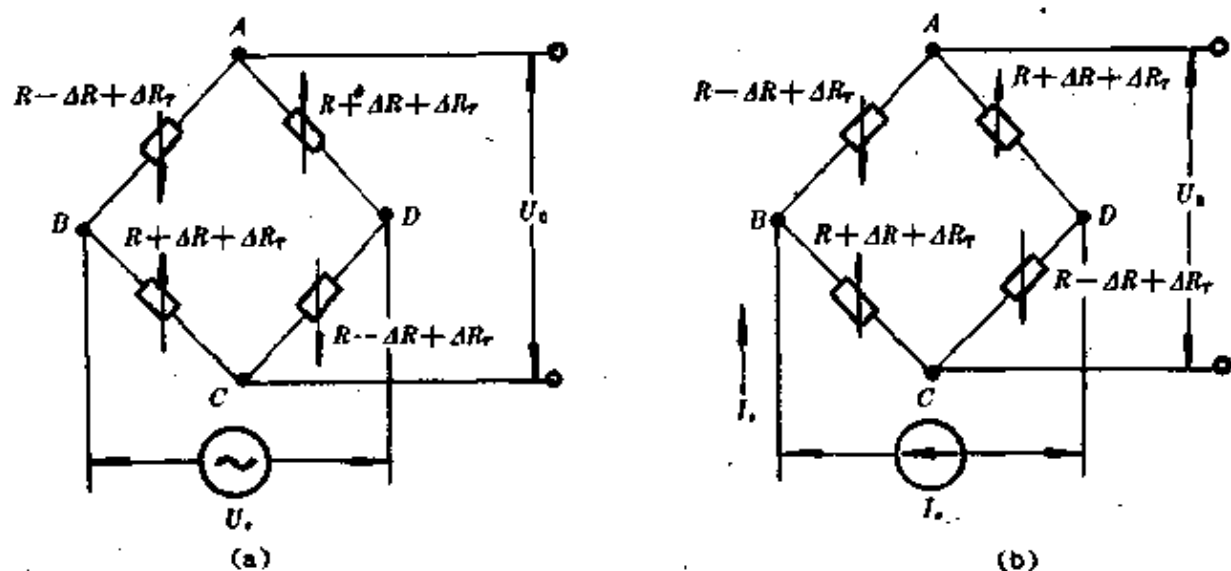


图 3-45

由图3-45(a)为电压源激励, 电桥输出电压为

$$U_o = \frac{U_s(R + \Delta R + \Delta R_T)}{R - \Delta R + \Delta R_T + R + \Delta R + \Delta R_T} - \frac{U_s(R - \Delta R + \Delta R_T)}{R + \Delta R + \Delta R_T + R - \Delta R}$$

整理后得

$$U_o = U_s \frac{\Delta R}{R + \Delta R_T} \quad (3-65)$$

如 $\Delta R_T = 0$, 即没有温度影响时, 则

$$U_o = \frac{\Delta R}{R} U_s \quad (3-66)$$

由上式可知, 电桥输出电压与 $\Delta R/R$ 成正比, $\Delta R/R$ 为应变变量, 即与外压应变成正比, 另一方面又与供桥电压 U_s 成正比。即电桥输出电压除了与被测非电量成正比外, 同时与电桥供桥电压 U_s 大小和精度有关。当温度改变时, U_o 还与温度有关, 如式(3-65)所示。所以对于电压源激励的压阻电桥, 当温度变化时, U_o 与温度有关。这是电压源激励电桥的缺点。

图3-45(b)为恒流源供电电桥电路。由于四个扩散电阻起始值相等且为 R , 则电桥两支路电阻相等, 即 $R_{BAD} = R_{BCD}$, 则流过这两支路的电流也相等, 即

$$I_{BAD} = I_{BCD} = \frac{1}{2} I_s$$

因此, 电桥的输出电压为

$$U_o = \frac{1}{2} I_s (R + \Delta R + \Delta R_T) - \frac{1}{2} I_s (R - \Delta R + \Delta R_T)$$

经整理后得

$$U_o = I_s \Delta R \quad (3-67)$$

电桥的输出与电阻的变化量成正比, 也与电流源电流成正比, 即输出与电流源供给的

电流大小与精度有关。但是电桥输出电压与温度无关,即不受温度的影响,这是恒流源供电电路的优点。对于恒流源供电电路,要对多个传感器供电时,为了得到恒定供电电流,要求一个传感器要配置一个电流源,这在使用中是不大方便的。

2. 压阻电桥的温度补偿

压阻硅芯片的四个扩散电阻受到温度影响后,要产生零位温度漂移和灵敏度温度漂移。

零位温度漂移的产生是由于扩散电阻的阻值随温度变化引起的,由于组成电桥的四个电阻条的阻值不可能制作得完全相等,所以当压力为零时,电桥输出不为零,这种零位输出将随温度变化产生漂移。

零位温度漂移主要在电桥桥臂上进行补偿。如图3-46所示,相邻桥臂上串、并联电阻可进行补偿。

在图3-46中,串联电阻 R_s 主要起调零作用,并联电阻 R_p 主要起补偿作用。 R_s 、 R_p 用低温度系数电阻。

设在某一标定温度下,电桥电阻值为 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 、 R_s 、 R_p ,当电桥平衡时, $U_o=0$,则须满足

$$\frac{R_p R_1}{R_p + R_1} R_3 = R_2 (R_s + R_4)$$

当温度变化后,设电桥各电阻值为 R'_1 、 R'_2 、 R'_3 、 R'_4 、 R'_s 、 R'_p ,要为零位输出,则须满足以下关系:

$$\frac{R'_p R'_1}{R'_p + R'_1} R'_3 = R'_2 (R'_s + R'_4)$$

设 σ 为 R_s 的温度系数, β 为 R_p 的温度系数,则

$$R'_s = R_s (1 + \sigma \Delta T) \quad (3-68)$$

$$R'_p = R_p (1 + \beta \Delta T) \quad (3-69)$$

通过选用不同 σ 和 β 值可计算求得补偿电阻 R_s 、 R_p 阻值。 R_s 、 R_p 补偿电阻可均衡桥臂电阻温度系数,达到零位输出基本不随温度而改变的目的。

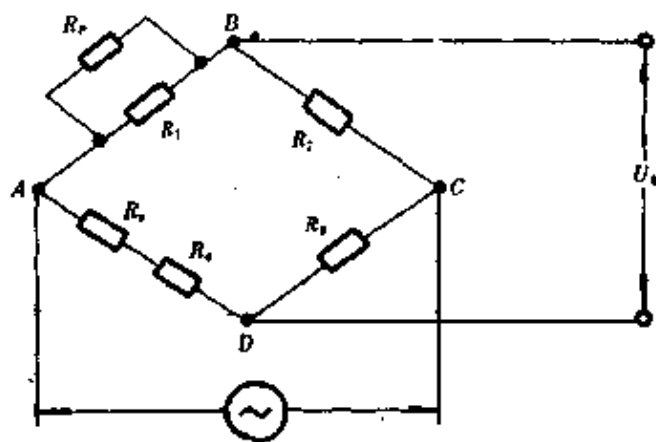


图 3-46

灵敏度温度漂移是硅材料的压阻系数随温度变化引起的,当温度升高时,压阻系数变小;温度降低时,压阻系数变大,所以传感器的灵敏度,当温度升高时要降低,温度降低时要升高,也就是说传感器的灵敏度温度系数为负。

灵敏度温度漂移也可从电路上进行补偿,一般采用改变供桥电压或供桥电流大小的方法进行补偿。即当温度升高时,电桥电压灵敏度降低,这时如使供桥电源电压或供桥电流提高一些,则输出电压可以提高一些,即可达到补偿的目的,反之,当温度降低时,电压灵敏度升高了,这时供桥电压或供桥电流能自动降低,则可达到补偿的目的。

图3-47给出了一种补偿电路。上图为正向二极管串联电压源为压阻电桥提供激励电

压 U_s ，由于集成 NPN 管 BE 结正向工作电压 U_{BE} 在 0.6~0.7V 左右，在同一芯片上各 U_{BE} 的一致性和温度跟踪较好，利用单个或 N 个正向 BE 结串联，可以获得 $U_s = N \times 0.7V$ 的低压供桥电压。这时供桥电压为

$$U_s = (N - 1)U_{BE} \\ = U_{CC} - (I_D R + U_{BE}) \quad (3-70)$$

当压阻电桥温度升高时，由于压阻系数变小，使得 U_s 下降，但同时 U_{BE} 要下降，($-2mV/^\circ C$)，由式(3-70)可以看出，由于 U_{BE} 的下降，使得 U_s 可以得到一定升高。这样就可以对灵敏度温度漂移进行补偿。

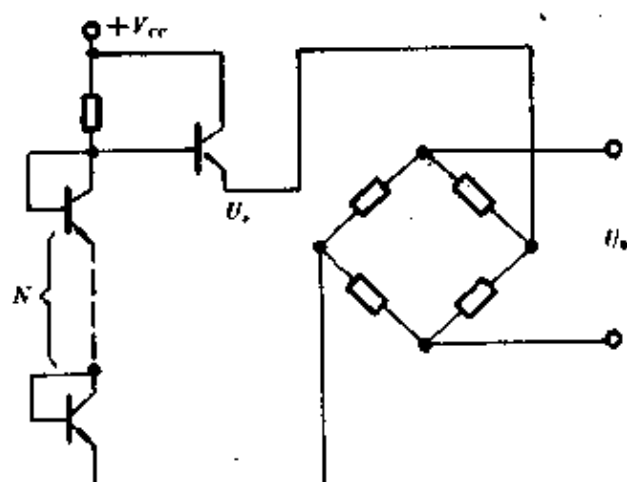


图 3-47

四、集成压阻式压力传感器

集成式压阻传感器，在硅芯片上将压阻电阻条和信号处理电路集成在一起，具有更优良的性能。其中可分为单片集成和混合集成两种形式。

单片集成压阻传感器是将压阻部分和信号处理电路做在同一芯片上，由于半导体平面工艺的限制，使元件参数的控制和调整受到一定限制，因此性能难以做得很理想，参数一致性较差。

混合集成压阻传感器采用二次集成工艺，将压阻部分和集成电路分为几个芯片，然后混合集成为一体，完成压力-电压或电流转换及信号放大、补偿等处理功能。混合集成工艺克服了单片集成工艺的限制，各元件参数可以按需要调整，因此可实现全集成和满足高精度测量的要求。

图3-48为一种全集成压阻传感器硅芯片电路方块图，芯片内集成了压阻电桥，恒流源电路，温度补偿电路、信号放大电路和调零电路。电路用双电源供电。

$R_1 \sim R_4$ 是压阻全桥，根据上述单晶硅压阻效应，单电桥工作原理及周边固定膜片应

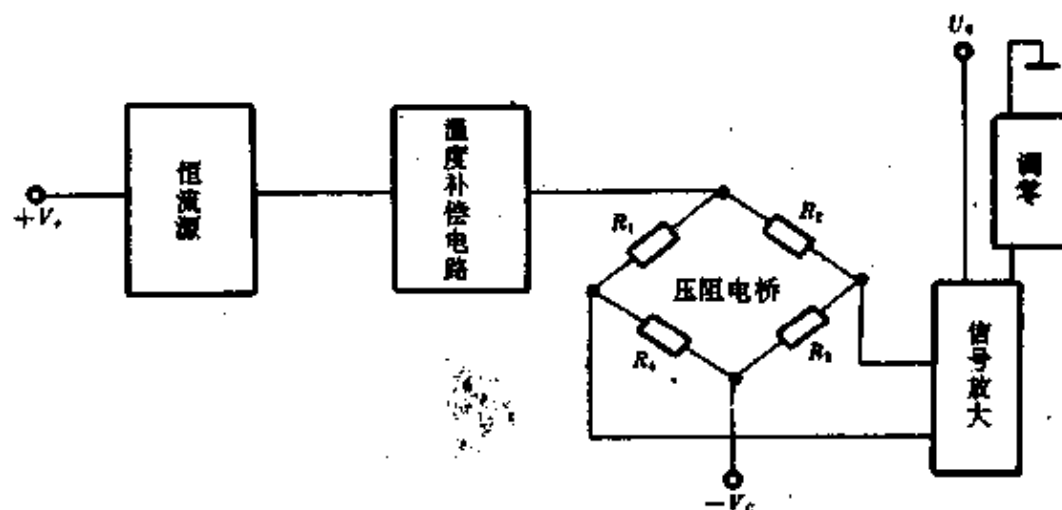


图 3-48

力分布,当电桥所在硅膜片受到应变力 σ 时,电桥电阻变化量为

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi \sigma = \pi_t \sigma_t + \pi_l \sigma_l$$

单晶硅压阻系数 π 是温度的函数,使得电桥输出电压 U 会随温度上升而下降,所以电路采用了正温度系数的恒流源 I 来补偿。

在设计上使:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$$

$$-\Delta R_1 = -\Delta R_3 = \Delta R_2 = \Delta R_4$$

电桥输出电压如式(3-67)所示。

由于压阻系数的数值很小,一般不超过 10^{-10} 米²/牛,即在满量程情况下,应变电阻的变化量还不到其阻值的1%,因此桥路输出的电压仍然是很小的,必须经过信号放大处理。放大电路采用运算放大器,压阻全桥与运算放大器之间通过无源元件用混合集成工艺组装在一起,通过调节电阻值将该传感器参数调整到规范值,它的满量程输出是10V。

图3-49为集成压阻传感器 CYH 的内部电路图。 A_1 、 A_2 为同相关联差动运算放大器, A_3 为差动放大器, A_4 为跟随器电路, I 为具有温度补偿的恒流源电路。

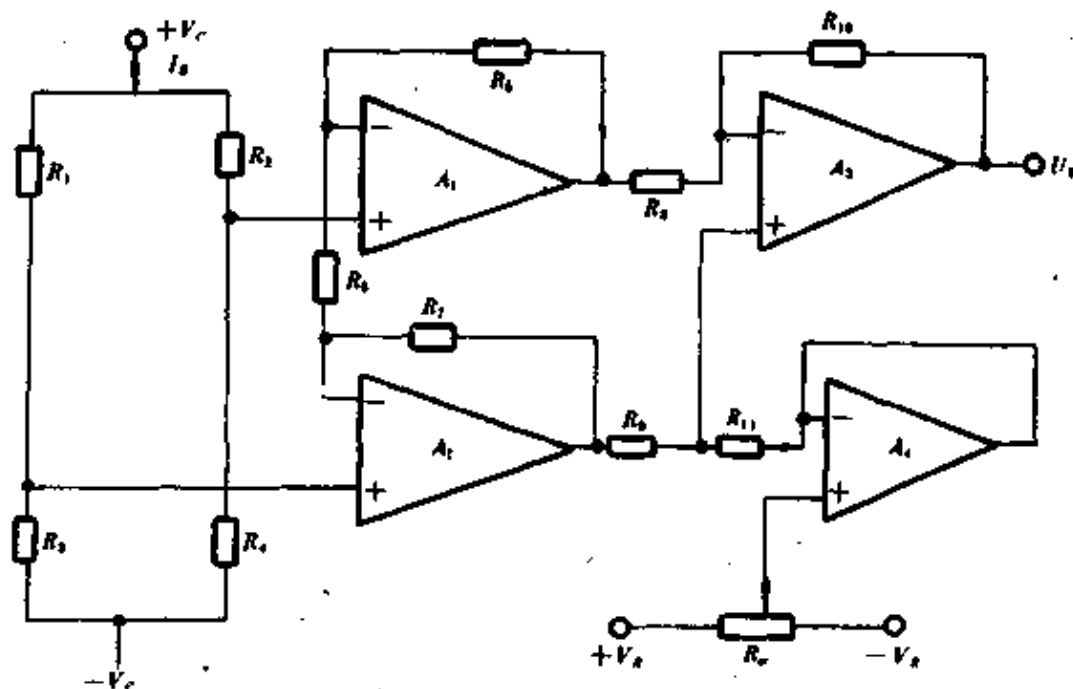


图 3-49

1. 信号放大电路

A_1 、 A_2 组成同相并联差动运算放大电路,由电路可知,流经 R_5 、 R_6 、 R_7 中的电流必然相等,即

$$\frac{U_{o2} - U_{i2}}{R_7} = \frac{U_{i2} - U_{i1}}{R_6} = \frac{U_{i1} - U_{o1}}{R_5}$$

由于 A_1 、 A_2 并联连接,可以导出

$$U_{o2} = \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right)U_{i2} - \frac{R_7}{R_6}U_{i1} \quad (3-71)$$

$$U_{o1} = (1 + \frac{R_5}{R_4})U_{i1} - \frac{R_5}{R_4}U_{i2} \quad (3-72)$$

以上两式相减,得输出电压

$$U_o = U_{o2} - U_{o1} = (1 + \frac{R_7 + R_5}{R_4})(U_{i2} - U_{i1})$$

即 A_1 、 A_2 并联运放后放大倍数为

$$A = 1 + \frac{R_7 + R_5}{R_4} \quad (3-73)$$

为了抵消电路失调和温漂的影响,在电阻取值上采用对称结构,即 $R_7 = R_5$ 、 $R_9 = R_8$ 。

2. 输出电路与调零电路

A_3 为差动输出电路,可将信号放大,并将 A_1 、 A_2 双端输出,经 A_3 放大后变为单端输出。在 $R_8 = R_9$ 、 $R_{10} = R_{11}$ 时,其放大倍数为 $A_4 = \frac{U_o}{U_{o2} - U_{o1}} = \frac{R_{10}}{R_8}$, A_3 还将降低由 A_1 、 A_2 同相输入所引入的共模信号,以适应负载的需要。

A_4 组成电压跟随器形式,组成调零电路,在双电源供电情况下,使用 R_w 就可调整零位输出,这种调零电路调节范围宽,使用方便。

3. 电流源

集成压阻电桥用电流源供电,由式(3-67)可以看到电桥输出电压与电流源大小成正比,由于单晶硅压阻系数 π 是温度的函数,随着温度的上升而呈下降趋势,引起电桥输出 U_o 也会随着温度变化而变化。为了克服这一下降趋势,在电路中采用正温度系数的电流源 I_s 来补偿,如图是一种基本电流源原理电路,由于

$$I_s = I_R \frac{V_{cc} - U_{ss}}{R_s}$$

其温度关系为

$$\frac{1}{I_s} \frac{dI_s}{dT} \approx - \frac{1}{V_{cc} - U_{ss}} \frac{dU_{ss}}{dT} - \frac{1}{R_s} \frac{dR_s}{dT}$$

由于第二项大于第一项,所以可以简化为

$$\frac{1}{I_s} \frac{dI_s}{dT} \approx - \frac{1}{R_s} \frac{dR_s}{dT} \quad (3-74)$$

由上式可以看到,只要选用负温特性的电阻 R_s ,就可使 I_s 具有正温特性。

第四章 湿度、气体传感器及应用电路

§ 4-1 湿度的表示方法及湿敏器件主要特性参数

一、湿度的表示方法

空气中含有水蒸汽的量称为湿度。含有水蒸汽的空气是一种潮湿空气,潮湿空气可以看作水蒸汽和干燥空气的混合气体。从不同角度表示空气的湿度方法很多,都有各自的物理量和其相应的单位,如混合比、体积比、比湿度、饱和度等等。在多种湿度的表示方法中,常用的表示方法是绝对湿度、相对湿度、露(霜)点温度等。

1. 绝对湿度

绝对湿度表示单位体积内空气里所含水蒸汽的质量,其定义为

$$S_a = \frac{M_v}{V} \quad (\text{g/m}^3) \quad (4-1)$$

式中 S_a ——待测空气的绝对湿度;

M_v ——待测空气中水蒸汽质量;

V ——待测空气的总体积。

式(4-1)可以看到,绝对湿度可称为水蒸汽浓度或水蒸汽密度。

如果把待测空气看作由水蒸汽和干燥空气组成。待测空气的压强 P ,可看成由干燥空气分压 P_a 和水蒸汽分压 P_v 组成,即

$$P = P_a + P_v$$

显然,空气的绝对湿度,亦即空气中的水蒸汽密度,应与空气中水蒸汽分压 P_v 有关,根据理想气体方程,可以得到

$$S_a = \frac{P_v M_v}{RT} \quad (4-2)$$

式中 P_v ——空气中水蒸汽分压;

M_v ——水蒸汽的摩尔质量;

R ——理想气体常数;

T ——空气的绝对温度。

在自然界中,有许多与湿度有关的现象,例如水分蒸发的快慢、人体的自我感觉、植物的生长等,并不直接与水蒸汽的分压有关,而是与空气中的水蒸汽分压,与同一温度下水蒸汽的饱和水蒸汽压之间的差值有关。如果这一差值过小,人们就感到过于潮湿,差值过大,使人们感到空气太干燥。为此,就有必要引入一个与空气的水蒸汽分压和在同温度下水的饱和水蒸汽压有关的物理量——相对湿度。

2. 相对湿度

相对湿度表示在某一温度下,空气中水蒸汽压同饱和水蒸汽压的百分比,称为相对湿度,其表示式为

$$RH = \frac{P_v}{P_w} \times 100\% \quad (4-3)$$

式中 RH ——相对湿度,常写成% RH ;

P_v ——在温度为 T 时水蒸汽分压;

P_w ——待测空气在同温 T 时饱和水蒸汽压,温度越高,饱和水蒸汽压越大。

表 4-1 给出了在标准大气压下,不同温度时水的饱和水蒸汽压的数值。如果已知空气的温度 $t^{\circ}\text{C}$ 和空气的水蒸汽分压 P_v ,则利用表 4-1 可以查得 $t^{\circ}\text{C}$ 时水的饱和水蒸汽压为 P_w ,就可利用式(4-3)计算出此时空气的相对湿度。

表 4-1 不同温度时水的饱和水蒸汽压(单位:毫米高水银柱)

$t^{\circ}\text{C}$	P	$t^{\circ}\text{C}$	P	$t^{\circ}\text{C}$	P	$t^{\circ}\text{C}$	P	$t^{\circ}\text{C}$	P	$t^{\circ}\text{C}$	P
-20	0.77	-9	2.13	2	5.29	13	11.23	24	22.38	35	42.18
-19	0.85	-8	2.32	3	5.69	14	11.99	25	23.78	36	44.56
-18	0.94	-7	2.53	4	6.10	15	12.79	26	25.21	37	47.07
-17	1.03	-6	2.76	5	6.54	16	13.63	27	26.74	38	49.69
-16	1.13	-5	3.01	6	7.01	17	14.53	28	28.35	39	52.44
-15	1.24	-4	3.28	7	7.51	18	15.48	29	30.04	40	55.32
-14	1.36	-3	3.57	8	8.05	19	16.4	30	31.82	50	92.50
-13	1.49	-2	3.88	9	8.61	20	17.54	31	33.70	60	149.4
-12	1.63	-1	4.22	10	9.21	21	18.65	32	35.66	70	233.7
-11	1.78	0	4.58	11	9.84	22	19.83	33	37.73	80	355.1
-10	1.95	1	4.93	12	10.52	23	21.07	34	39.90	100	760.0

用什么方法可以测得空气的水蒸汽压呢?为此,需要引入另一个与湿度相关的重要物理量——露(霜)点温度,或简称露(霜)点。

3. 露(霜)点温度

由表 4-1 可知,水的饱和蒸气压是随着空气温度的下降而逐渐减小的,由此可知,在

同样的空气水蒸汽分压下,空气温度越低,则空气的水蒸汽压与同一温度下水的饱和蒸汽压的差值就越小(或者说,式(4-3)的比值越大)。当空气的温度下降到某一温度时,空气中的水蒸汽分压将与同温度下的水饱和水蒸汽压相等,此时,空气中的水蒸汽就有可能转化为液相而凝结成露珠,这时,相对湿度为 100% RH 这一特定温度,称为空气的露点温度,如果这一特定温度低于 0℃时,水蒸汽凝结成霜,此时可称它为霜点或霜点温度,通常两者不予区分,统称露点。空气中水蒸汽压越小,露点越低,因而可以用露点表示空气中的湿度大小。

由上可见,通过空气露点温度的测定,就可测得空气的水蒸汽分压。因为空气的水蒸汽分压也就是在该空气的露点温度下水的饱和水蒸汽压,所以只要知道待测空气的露点温度,通过表 4-1 就可查知在该露点温度下水的饱和水蒸汽压,这个饱和水蒸汽压也就是待测空气的水蒸汽分压。

空气的露点温度的测量,一般先要形成结露,再用铂电阻测量这一温度,此即露点温度。

以上用绝对湿度、相对湿度和露点温度来表示空气的湿度。不难看出,在它们之间存在一种简单的转换关系。如果已测知空气的露点温度为 T_d 。查表 4-1 查得待测空气的水蒸汽分压 P_v (即 T_d 温度下的水的饱和水蒸汽压)。同样,由表 4-1 可查得待测空气所处温度下水的饱和水蒸汽压 P_w ,将查得的 P_v 和 P_w 代入式(4-3)即可求得待测空气的相对湿度,反之亦然。

二、湿敏器件主要特性参数

湿度敏感器件是基于所用材料能发生与湿度有关的物理效应或化学反应的基础上制造的。它具有可将湿度这一非电量转换成电量的功能。通过对湿度有关的电阻、电容及结型器件或 MOS 器件某些参数等的测量,就可将相对湿度测量出来。

具有能够反映敏感元件性能的特性参数,通常有以下参数。

1. 感湿特征量——相对湿度特性曲线

每种湿敏器件都有其感湿特征量 K ,如电阻、电容、沟道电阻等,目前用湿敏电阻较多。以电阻为例,在规定工作湿度范围内,湿度敏感器件的电阻随环境湿度变化的关系特性曲线,称为感湿特性曲线。有的湿敏电阻随相对湿度增大而增大,称为正感湿特性,如 $\text{TiO}_2\text{-SnO}_2$ 陶瓷湿敏电阻。对于这种湿敏电阻,低湿时阻值不能太高,否则不便于测量。

图 4-1 表示一种陶瓷湿敏器件的负感湿特性曲线,从感湿特性曲线可以确定湿敏元件最佳使用范围及其灵敏度。性能良好的湿敏元件,要求在所测相对湿度范围内,感湿特征量的变化为线性变化,其斜率大小要适中。

2. 感湿灵敏度

湿敏器件的感湿灵敏度,反映相对湿度变化时,湿敏元件特征量的变化程度。它的定义是在某一相对湿度范围内,相对湿度改变 1% RH 时,湿敏器件电参量(特征量)的变化值。

$$S_{RH} = \frac{dK}{d(RH)} \quad (4-4)$$

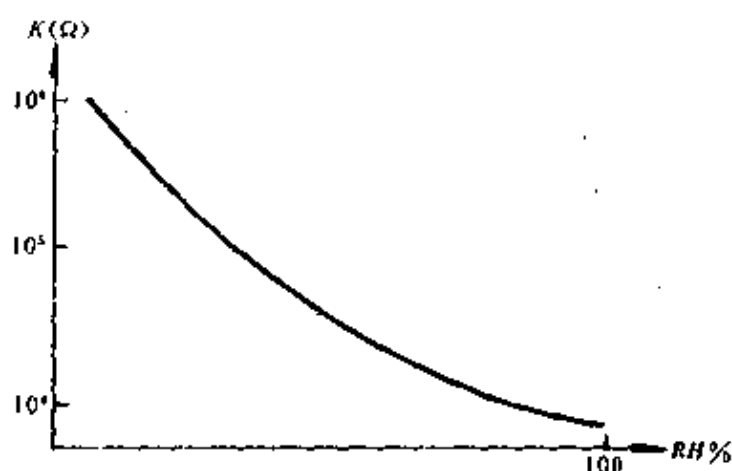


图 4-1

即为图 4-1 感湿特性曲线的斜率。若灵敏度高,即斜率大,湿敏元件电参量对湿度变化敏感。反之,则不敏感。如果感湿特性曲线是线性的,那么在整个使用范围内,灵敏度就相同。然而,大多数湿敏元件的感湿特性曲线是非线性的,在不同的相对湿度范围内曲线具有不同的斜率。所以灵敏度与湿敏元件工作的相对湿度范围有关。

对于湿度量程较窄的传感器,其灵敏度可较高,对于湿度量程较宽的传感器,其灵敏度要求不能太高。

3. 响应时间

当环境湿度发生变化时,湿敏器件有一吸湿过程,并产生感湿特征量的变化。当环境湿度再变化,为了检测当前的相对湿度,湿敏元件原先所吸的湿度要消除,这一过程称为脱湿。所以用湿敏元件检测湿度时,湿敏元件将随之而发生吸湿和脱湿过程,完成这一过程需要一定的时间,不同的湿敏元件完成这一过程所需要的时间是不同的。湿敏元件的响应时间就是完成吸湿与脱湿这一过程所需的时间。大多数湿敏元件的脱湿响应时间大于吸湿响应时间,所以一般以脱湿响应时间作为湿敏元件的响应时间,显然,一个性能良好的湿敏元件,其响应时间越短越好。各种湿敏元件的响应时间各不相同,这与湿敏元件厚薄、水分子被吸附方式以及周围空气流速等有关。响应时间有的短到 1 秒,有的长达十多分钟。不同应用场合,对响应时间的要求也各不相同。

4. 湿滞回特性

一个湿敏器件,不仅在吸湿和脱湿两种情况下的响应时间有所不同,而且其感湿特性曲线也不重复,在吸湿和脱湿情况下,两种感湿特性曲线为一闭合回路,称为湿滞回线。湿敏元件这一特性称为湿滞特性,图 4-2 给出了一种湿敏元件在 80℃ 时的湿滞回线。

表示湿滞特性的特性参量湿滞回差,湿

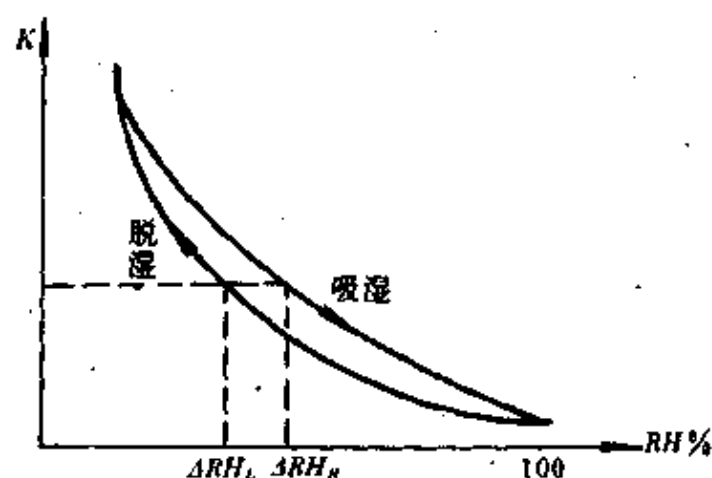


图 4-2

滞回差表示湿敏元件在吸湿及脱湿两种情况下,其感湿特征量 K 的同一数值所对应相对湿度的最大差值,即 $\Delta RH = \Delta RH_{\text{吸}} - \Delta RH_{\text{脱}}$ 。

显然,湿敏元件的湿滞回差越小越好。

5. 湿度温度系数

湿度温度系数是表示湿敏元件的感湿特性曲线随环境温度而变化的特性参数,在不同环境温度下,湿敏器件感湿特性曲线是不同的。如图4-3所示,显然,湿敏元件感湿特性曲线随环境温度的变化越大,由感湿特征量所表示的环境相对湿度与实际的环境相对湿度之间的误差应越大。因此,环境温度的不同直接影响湿敏元件的测湿误差。

湿度温度系数定义为:湿敏元件感湿特征值恒定下,当温度变化时,其对应相对湿度的变化量,这两个变化量之比,称为湿度的温度系数,如图4-3所示,在 K_1 感湿特征值下,当温度由 25°C 到 50°C 的改变,相对湿度由 H_1 变为 H_2 ,其表示式为

$$\%RH/^\circ\text{C} = \frac{H_1 - H_2}{\Delta T} \quad (4-5)$$

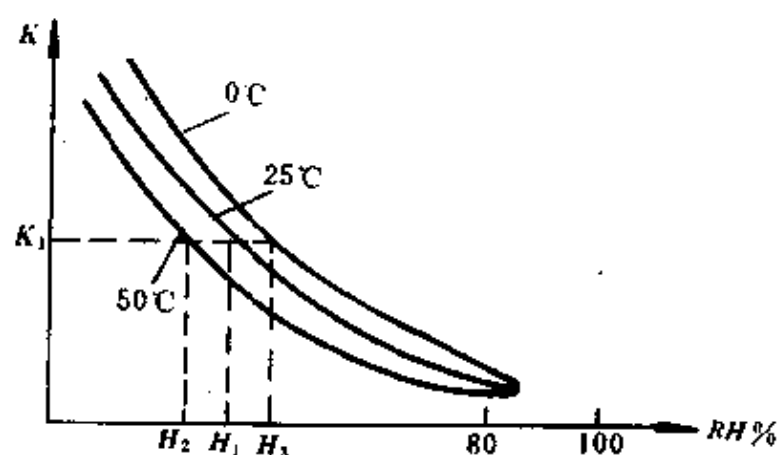


图 4-3

6. 湿度量程

湿敏传感器能够测量相对湿度的最大范围称为湿度量程。由于各种湿敏元件所使用的材料不同,所依据物理效应或化学效应不同,各种湿度传感器量程各不相同,有宽有窄。

从应用角度来看,有些湿度测量范围要求很宽,如用于气象探测的湿敏元件则应在 $0 \sim 100\% RH$ 的范围内工作,有些测量在一较窄范围,如木材干燥系统中,测湿范围在 $0 \sim 40\% RH$ 。而室内空调测湿范围为 $40\% \sim 70\% RH$ 。显然,湿敏元件测湿量程越大,使用价值就越高。

7. 电压与频率特性

用湿度传感器测量湿度时,所加的激励电压不能用直流电压,而要用交流电压。这是由于直流电压会引起湿敏元件吸收的水分子产生电解,致使感湿特征量改变。所加交流电压,由于电压过高,会产生热量,所以交流电压值有一定限度。

感湿特征值与所加交流电压频率有关,即有一定频率上限和下限。

8. 其他特性参数

其他特性参数指测湿精度、稳定性、分辨率,使用寿命等也是重要的参数。

§ 4-2 湿度传感器的工作原理

目前使用较广泛的湿度传感器可分为半导体陶瓷湿敏器件,多孔 Al_2O_3 湿敏器件, MOS 湿敏器件及其他湿敏器件,这里主要讨论上述两种湿敏器件。

一、半导体陶瓷湿敏电阻

半导体陶瓷湿敏电阻,是湿度敏感器件重要组成部分,按其结构可分为多孔状多晶烧结体和粉末堆积体二类,以多孔烧结体居多。

烧结型半导体陶瓷湿度敏感器件,使用寿命长,可以在较恶劣条件下工作,它可以检测到1% RH 的低湿状态,而且它还具有响应时间短、精度高,使用湿度范围宽(可在150℃以下使用)以及湿滞回差较小等优点,所以在当前湿度传感器生产与应用中,占有重要的地位。

堆积型陶瓷湿敏器件的特点:理化性能比较稳定、器件结构简单、测湿量程大、使用寿命长及成本低廉。

1. 烧结型半导体陶瓷湿敏器件

烧结型湿敏材料,一般为具有多孔结构的多晶体,它是利用表面吸附所引起的电导率变化来获得感湿信号,其导电机理与其表面或界面状态有关,分为电子型和离子型两种,用于湿敏器件的氧化物半导体材料很多,陶瓷湿敏器件种类已达数十种,新品种还将不断出现。

半导体陶瓷多孔金属氧化物材料,其形成过程是通过调整配方,进行掺杂,或者通过控制烧结气氛等工艺有意造成氧元素的过剩或不足而得以实现的,这种过程称半导体化过程,其结果使晶体中产生了大量的载流子——电子或空穴,这样一方面使晶粒体内的电阻率降低,另一方面又使晶粒之间的界面处的载流子耗尽而出现耗尽层,因此,晶粒界面的电阻率将远大于晶粒体内的电阻率,而成为半导体陶瓷材料在通电状态下电阻的主要部分,因而半导体陶瓷的晶粒间界面便成了传导电流的主要障碍,正由于这种高阻效应的存在,使半导体多孔陶瓷材料具有良好的湿敏特性,湿敏半导体材料由于水分子在其表面和晶粒界面间的吸附所引起的表面和晶粒界面处电阻率的变化,使感湿特性电阻发生改变,按其电阻随环境湿度变化的规律,一般可分两大类:一类是具有负感湿特性半导体陶瓷,这种陶瓷湿敏器件的电阻值随环境(空气)湿度的增加而减小,大多数半导体陶瓷属于此类;另一类是具有正感湿特性的半导体陶瓷,这类陶瓷的电阻值随环境湿度的增加而增大,如图4-4所示。

由上图(a)可以看出,随着相对湿度增加,电阻值急剧下降,基本上按指数规律下降,在对数坐标中,电阻——湿度特性近似呈线性关系。当相对湿度由0变到100% RH 时,阻值从 $10^7\Omega$ 下降到 $10^1\Omega$,即变化了三个数量级,对于采用一般仪器进行测量,这个电阻变化范围是适当的。图(b)为 Fe_3O_4 半导体陶瓷湿敏器件正湿特性,当相对湿度从0~100% RH 变化,电阻值由 $100\Omega\sim 1000\Omega$ 范围内改变,其变化规律为按指数规律上升。

湿敏半导体陶瓷材料感湿特性的微观机理,目前有两种理论进行解释,一种理论是以半导体表面的电子过程予以解释,另一种理论是从半导体表面的离子过程予以解释,现仅用湿敏陶瓷电子过程简述湿敏材料的导电机理。

半导体陶瓷表面具有与体内不同的能量状态,水是一种强极性电介质,水分子中的氢原子具有很强的正电场。当水(水蒸汽)在半导体陶瓷表面附着时,就可能从半导体陶瓷表面俘获电子,使陶瓷表面带负电,相当于表面电势变负。如果该半导体陶瓷是P型的,则

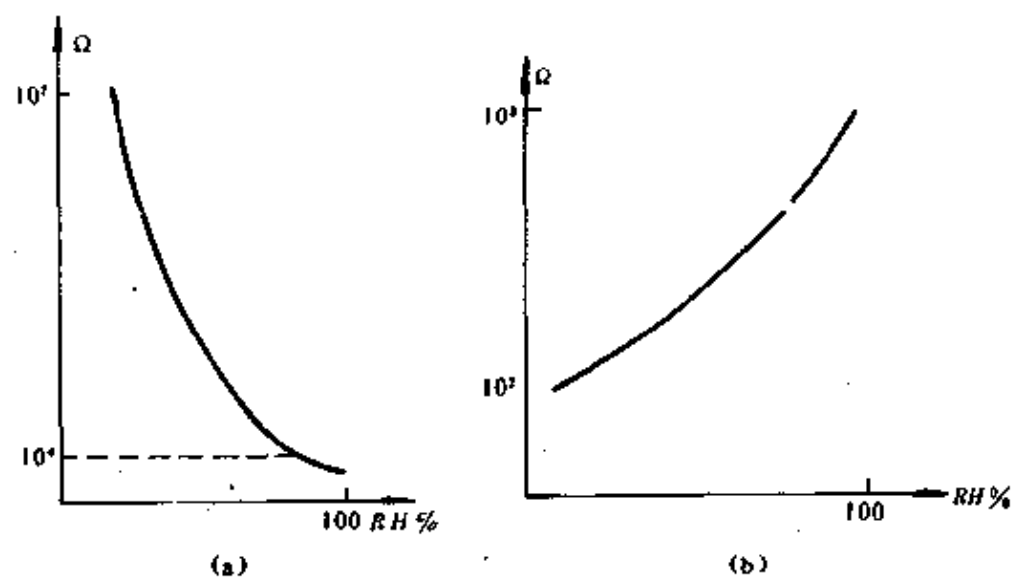


图 4-4

由于水分子的吸附使表面电势下降,吸引更多空穴到达表面,晶粒间界面处将出现空穴的积累,晶粒间界面电阻将明显降低。这样表面层的电阻将下降,这类材料就是负特性湿敏电阻。它的阻值随着湿度的增加可以下降三至四个数量级。这样,P型半导体陶瓷具有明显的感湿负特性。

对于N型半导体陶瓷,由于水分子的附着同样会使表面电势下降,如果表面电势下降比较多,不仅使表面层的电子耗尽,同时将大量的空穴吸引到表面层,以至有可能达到表面层的空穴浓度高于电子浓度的程度,出现所谓表面反型层,界面电阻率下降,随着环境湿度的增加,N型半导体陶瓷的总阻值不断下降,也呈明显的感湿负特性。由此得出结论,不论是P型或N型半导体陶瓷,只要表面易于被水分子吸附,则其电阻率都将随湿度的增加而下降。

具有感湿正特性的金属氧化物半导体陶瓷,多系过渡金属氧化物中非饱和过渡金属氧化物半导体陶瓷。例如烧结型的 Fe_3O_4 陶瓷。其机理的解释可认为是由于这类材料的结构、电子能量状态与负感湿特性材料有所不同。可以这样简单地来理解:当水分子的附着使其表面电势变负时,造成表面层电子浓度的下降,但还不足以使表面层空穴浓度增加到反型的程度,此时仍以电子导电为主。于是表面电阻将由于电子浓度的下降而加大。这类半导体陶瓷材料表面电阻将随环境湿度的增加而加大。如果对于某一种半导体陶瓷材料,它的晶粒间界面电阻与体内电阻相比并不很大,那么表面层电阻的加大对总电阻将不起多大作用。不过,通常湿敏陶瓷材料都是多孔型的,表面电导占的比例大,故表面层电阻的升高,必将引起总阻值的明显升高。但是,由于晶粒内部低阻支路依然存在。所以总阻值升高没有象负特性材料中阻值下降那么明显。如图4-4所示。当湿度从0% RH变化到100% RH时,负特性材料阻值下降三个数量级,而正湿特性材料只增加一个数量级。

2. 涂覆膜型陶瓷湿敏器件

涂覆型湿敏器件,是由金属氧化物粉末或某些金属氧化物的粉末,通过一定方式的调合,喷洒或涂覆在具有叉指电极的陶瓷基片上而制成的。至今已有多种产品,例如 Al_2O_3 、 Fe_3O_4 、 ZnO 及混合体等等,其中比较典型且性能较好的是 Fe_3O_4 湿敏器件。涂覆膜型陶瓷湿敏器件的特点是:理化性能稳定,器件结构比较简单,测温量程大,使用寿命长及成本低

廉。

涂覆膜型湿敏器件的感湿膜,由于粉粒之间系结构松散的微粒集合体,它与烧结型湿敏陶瓷相比,缺少足够的机械强度,粉粒之间,依靠分子力的作用,构成接触型结合,因此,尽管粉粒本身的体电阻较小,但粉粒之间具有极大的接触电阻,在总电阻中起着主导作用,这就使感湿膜整体电阻偏高,即是说,在粉粒组成感湿膜整体电阻中,起着主导作用的应当是粉粒之间的接触电阻。

由于粉粒之间松散结构,使其微粉粒具有更大的接触表面,这些表面都非常有利于水分子附着。特别是粉粒与粉粒之间不太紧密的接触处更有利于水分子附着,强极性水分子在粉粒接触处的吸附作用,将使接触电阻显著降低,因此环境湿度越高,水分子附着越多,接触电阻就越低。由于接触电阻在湿敏元件中是起主导作用的,所以随着环境湿度的增加,元件的电阻下降。而且,不仅是用负特性型还是正特性型的湿敏陶瓷粉粒作为原料,只要其结构是属于粉粒堆积型的,其阻值都将随着环境湿度的增加而显著下降。例如,烧结型 Fe_3O_4 湿敏电阻具有正特性,而微粒涂覆膜型 Fe_3O_4 湿敏电阻却具有负特性。

3. 两种典型陶瓷湿敏电阻

(1) 烧结型湿敏电阻

烧结型湿敏电阻的结构如图4-5所示,其感湿体为 $\text{MgCr}_2\text{O}_4\text{-TiO}_2$ 多孔陶瓷,这种多孔陶瓷的气孔大部分为粒间气孔,气孔直径随 TiO_2 添加量的增多而增大,粒间气孔与颗粒大小有关,可看作相当于一种开口毛细管,容易吸附水分。 MgCr_2O_4 属于 P 型半导体陶瓷体,其特点是感湿灵敏度适中,电阻率低,阻值湿度特性好。加入适量 TiO_2 后,在高温 (1300°C) 空气中烧结而成。

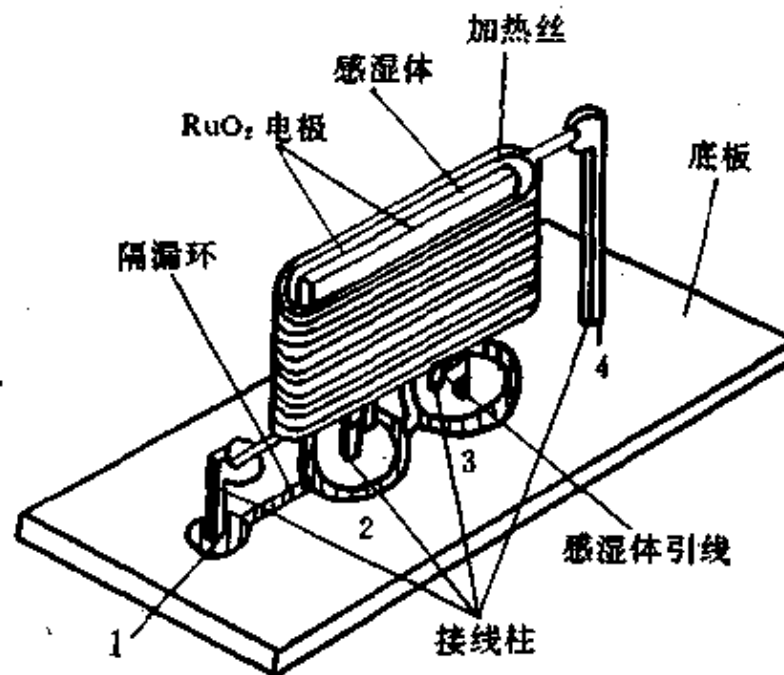


图 4-5

材料烧结成型后,切割成所需薄片,在薄片的两面,再印制并烧结叉指型电极,就制成了感湿体。对于烧结型陶瓷,在 500°C 左右的温度短期加热,可去除水份、油污、有机物和尘

埃等污染。所以在这种湿敏元件的感湿体外往往罩上一层加热丝,以便对器件经常进行加热清洗排除恶劣气氛对器件的污染。如图4-5所示,器件安装在一种高致密、疏水性好的陶瓷底座上,2、3为湿敏电阻测量电极,为避免底座上测量电极2、3之间因吸湿和沾污而引起漏电,在测量电极2、3周围设置了隔漏环。图中,1、4是加热器引出线。

$\text{MgCr}_2\text{O}_4\text{-TiO}_2$ 系列元件感湿特性曲线如图4-6所示。

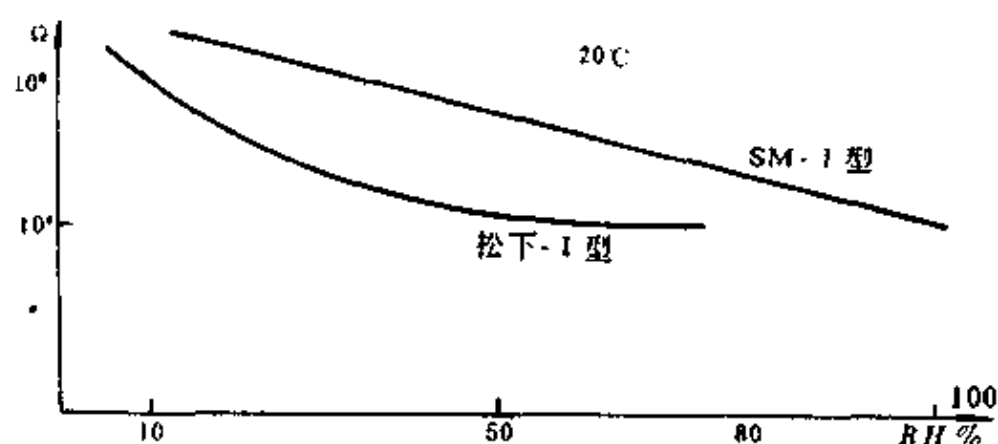


图 4-6

图中,SM-1型湿敏电阻,是用氧化铬-氧化镁复合氧化物——二氧化钛($\text{MgCr}_2\text{O}_4\text{-TiO}_2$)制成的多孔陶瓷,要采用加热清洗技术,才能解决由于污染引起的精度下降。它适用于湿度测量,监测控制设备中做湿度传感元件,可广泛应用于电子产品、精密机械、食品加工、粮食储存、空调和环保监测等领域中,松下-I型为另一种湿敏电阻,虽灵敏度比SM-1型高,但线性度比SM-1型差。这两种产品器件阻值的变化,在环境湿度1~100% RH 范围内,为 $10^4\sim 10^6\Omega$ 。

为SM-1型湿敏电阻配置加热器,其加热清洗电压为1V,加热时间为10s,加热温度约100℃,加热后,阻值经一定时间后即能恢复到初始值。其性能指标如表4-2所示。

表4-2 SM-1型湿敏电阻性能指标

项 目	参 数
工作温度	0~150℃
测湿范围	1~100% RH
误差	±4% RH
灵敏度($T=20^\circ\text{C}$)	12.4% RH 典型值70MΩ 90% RH 典型值2kΩ
工作电压	<10V
响应时间(S)	
吸湿(1%~50% RH)	<10S
脱湿(94%~50% RH)	<10S

项 目	参 数
加热器工作电压(交流)	<10V
加热器电阻(Ω)	25 Ω
加热清洗时间(S)	<60S
工作频率范围	20~1000Hz
加热器清洗功率	<10W

(2)涂覆膜湿敏电阻

如图4-7为涂覆膜湿敏电阻两种常用结构形式,一般由三部分组成:基体、电极感湿层和加热电极。图4-7中未画加热电极。

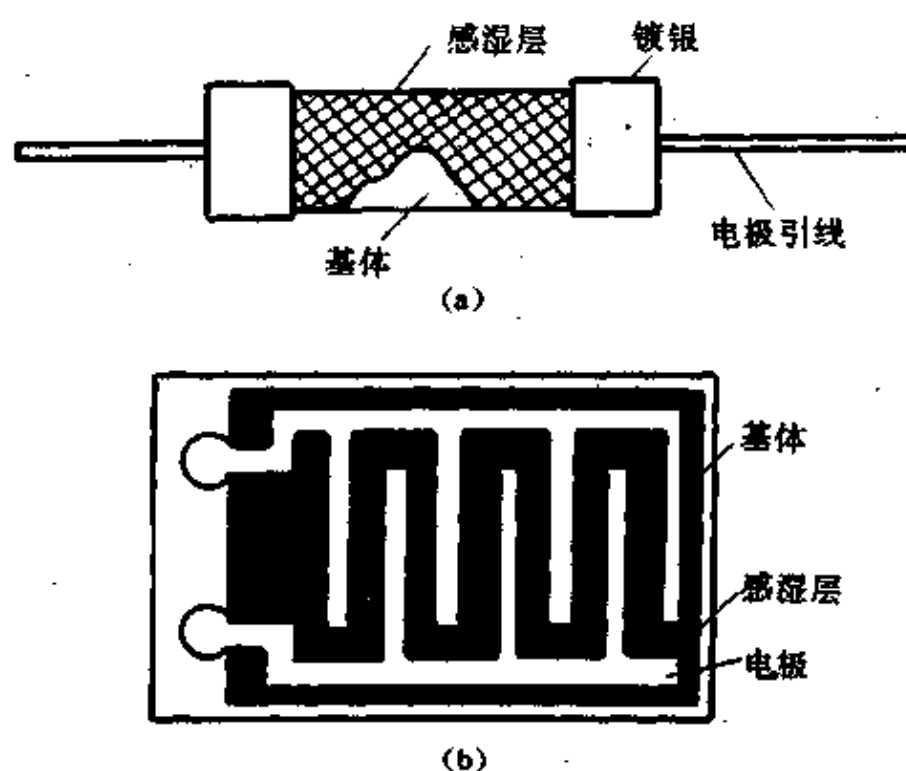


图 4-7

基体为不吸水且耐高湿的绝缘材料,如聚碳酸酯板、氧化铝陶瓷等。在基体之上用丝网印刷工艺印制梳状金属电极,或用掩膜法真空蒸镀上薄膜形成电极,电极常用不易氧化的导电材料(如金、银)制成。在基体、导体加工好后,将具有感湿特性金属氧化物微粒(如 Fe_3O_4 ,黑色胶粒)用水调制成适当粘度的浆料,然后将其涂覆在已有电极的基体上,经低温烘干成感湿层,感湿层很薄,通常仅数微米至数十微米,它是涂覆膜湿敏电阻的主体,感湿层为微型孔状结构,极易吸附它周围空气中的水分子,当感湿层的水分子含量增多时,就引起了电极间电导率变化。根据上面分析可以设想,涂覆型例如 Fe_3O_4 湿敏电阻可近似用图4-8所示等效电路表示。

图中 R_1 和 C_1 为金属电极及外引线的电阻和寄生电容; R_2 和 C_2 为 Fe_3O_4 微粒之间的接触电阻和寄生电容; R_3 和 C_3 为 Fe_3O_4 微粒的体电阻和寄生电容。但是,实测结果表明,

寄生电容的数值均在几十微微法拉以下,故在使用低频信号测试时,电路中的电容支路实际上相当于开路,寄生电容对器件的影响可以不予考虑,因此,图4-8的等效电路可以简化为一个由 R_j 、 R_c 和 R_b 三个电阻组成的串联电路。

涂覆膜型 Fe_3O_4 湿敏器件的阻值,一般要高于烧结型陶瓷湿敏器件的阻值,在低湿段值在 $10^7\Omega$ 以上。然而,当环境湿度发生变化时, Fe_3O_4 湿敏器件的阻值变化非常之大。这充分说明,在涂覆型感湿膜中, Fe_3O_4 微粒间接触电阻的主导作用。感湿膜结构的松散,微粒间的不紧密接触,既造成接触电阻 R_c 的偏大,又使这种多孔性感湿膜具有较强的感湿能力,水分子可以比较

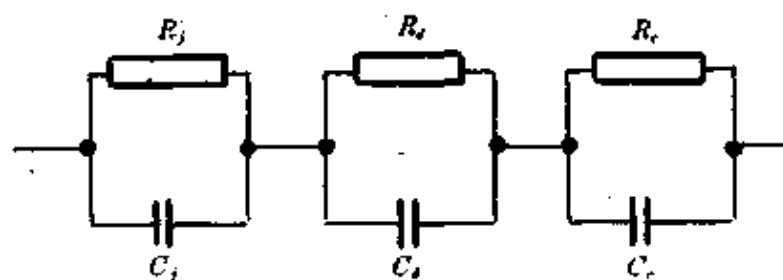


图 4-8

容易地透过松散结构感湿膜而吸附在微粒表面上。具有极性、离解能力又很强的水分子在微粒表面上的吸附,扩大了微粒间的面接触,而导致接触电阻 R_c 明显减小。金属电极部分电阻 R_j 通常很小,而且不随环境湿度而变化。微粒的体电阻 R_b 值与环境湿度的变化属于正特性关系,即水分子在晶粒表面吸附量越大,则其阻值 R_b 越大。但是,实验指出,当环境湿度发生变化时, R_b 的增大却比 R_c 的减小要小得多。

综上所述,在图4-8所示三个串联电阻中,接触电阻 R_c 是起主导作用的高阻项和感湿项,它决定着器件的阻值随环境湿度的变化,对环境湿度的变化,具有负的感湿特性。

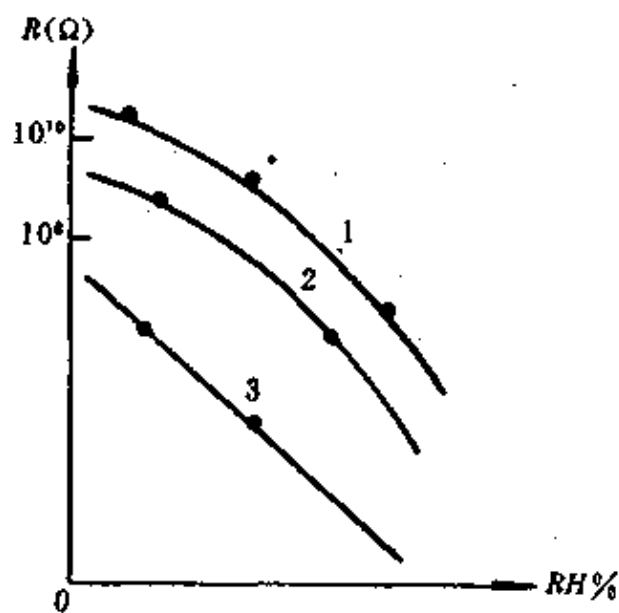


图 4-9

图4-9为 Fe_3O_4 湿敏器件的感湿特性曲线,由于感湿膜涂覆方法有刷涂法和喷涂法两种,所涂覆的厚度不同,对器件的感湿特性有不同的影响,实践证明,刷涂法所制作器件阻值较低,且线性较好,如上图曲线3所示,用喷涂法所制得的器件,其阻值均偏高,如图1、2曲线所示,当感湿膜厚度过薄时,器件阻值偏高,线性不好,且重复性差,湿滞现象严重,如图曲线1膜厚 $1\sim 15\mu\text{m}$,曲线2膜厚为 $10\sim 15\mu\text{m}$,曲线3膜厚为

$20\sim 100\mu\text{m}$ 。感湿膜过厚,则感湿膜结构不牢。因此,考虑到阻值范围,感湿特性和感湿膜强度等各种因素,感湿膜厚适宜在 $20\sim 40\mu\text{m}$ 之间。

表4-3为涂覆膜 MS 型湿敏电阻性能指标。

二、多孔氧化物湿敏器件

多孔氧化物(膜)湿敏器件,主要系指多孔 Al_2O_3 和多孔 SiO_2 湿敏元件,此类湿敏元件,通过控制其多孔氧化物膜的结构(主要是膜厚),可以制成绝对湿度敏感元件以及相对湿度敏感元件。因而具有广泛的用途,其实用范围远远超过其他类型的湿敏元件。而且可

以采用半导体器件生产的平面工艺,从而有着自身独特的优点。

表4-3 MS型湿敏电阻性能指标

项 目	参 数
湿敏元件阻值	RH 为30% $R \leq 10M\Omega$ RH 为90% $10K\Omega$
测湿范围	30%~90% RH
工作温度	0~50℃
测湿精度	$\pm 6\% RH$
响应时间	60~90% RH 1分钟 90~10% RH 3分钟
湿滞	6% RH
使用条件	工作电压:5~10V 工作电流:<10mA 工作频率:<1KHz

1. 多孔 Al_2O_3 湿敏器件的结构

多孔 Al_2O_3 湿敏器件的基本结构如图4-10所示。用高纯度薄铝片,在一定电解液中进行阳极氧化,生成一层厚10~50 μm 的多孔 Al_2O_3 薄膜,然后在其上蒸发一层厚约300 \AA 的多孔金,构成 $Au-Al_2O_3-Al$ 的电容结构,在 Au 与 Al 的二面接上引线作为电极,封装于管壳内,即组成 Al_2O_3 湿敏器件。

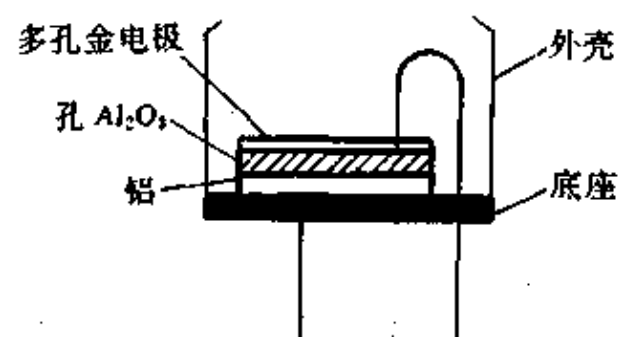


图 4-10

多孔 Al_2O_3 湿敏器件的核心是具有感湿特性的多孔 Al_2O_3 膜,这种具有多孔结构的 Al_2O_3 膜的物理结构,与阳极氧化时的工艺条件密切相关,这些工艺条件包括:电解液的配方、温度、氧化时间以及氧化时的电流密度等。作为电极的金属层,起着导电和透水的双重作用,故其厚度不可太厚,也不可太薄,应控制在300~500 \AA 。

2. 多孔 Al_2O_3 膜的感湿机理

多孔 Al_2O_3 膜的感湿机理的理想化模型如图4-11所示,在此模型中,认为 Al_2O_3 膜中的气孔形状近似于细长的圆管,而且气孔均匀地、在膜表面垂直地钻蚀到膜的底部,在基底铝和多孔氧化铝之间还存在很薄的一层,称之为阻挡层,阻挡层的存在对膜的性能带来影响。

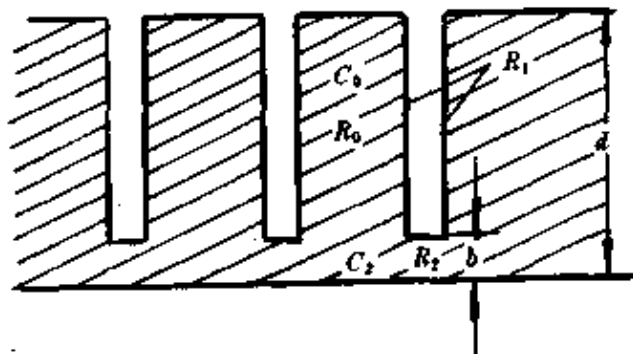


图 4-11

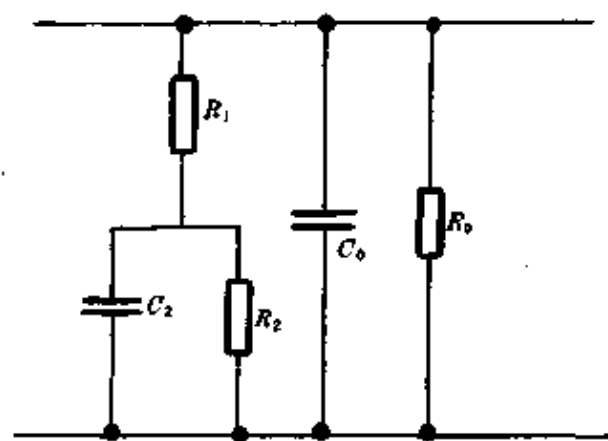


图 4-12

对于图4-11理想模型可看到,气孔可以穿过 Al_2O_3 层而达到铝基底上,而且,这些气孔的直径和间隔变化不大,分布比较均匀,这样,当环境湿度发生变化时,膜中气孔壁上所吸附的水分子的数量也随之发生变化,从而引起 Al_2O_3 膜电特性的改变,对于多孔 Al_2O_3 膜,其电特性的等效电路如图4-12所示。其中, R_1 为气孔内表面电阻,其数值直接取决于吸附在气孔内壁上水分子的数量,是一个主要的感湿参量; R_2 为气孔下面阻挡层的电阻, C_2 为阻挡层 Al_2O_3 介质形成的电容, R_0 和 C_0 为 Al_2O_3 介质的电阻和介质电容。

图4-12所示的等效电路可简化为 RC 并联电路,其并联电路 C_p 和 R_p 可通过计算而得到。图4-12的等效电路的阻抗为

$$Z_p = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + j\omega C_0 + \frac{1}{\frac{1}{R_1 + \frac{1}{1/R_2 + j\omega C_2}}}}$$

可以写成

$$\begin{aligned} \frac{1}{Z_p} &= \frac{1}{R_0} + j\omega C_0 + \frac{1}{R_1 + \frac{1}{1/R_2 + j\omega C_2}} \\ &= \frac{1}{R_0} + \frac{R_1 + R_2 + \omega^2 R_1^2 R_2^2 C_2^2}{(R_1 + R_2)^2 + \omega^2 C_2^2 R_1^2 R_2^2} + j\omega C_0 + \frac{j\omega C_2 R_1^2}{(R_1 + R_2)^2 + \omega^2 C_2^2 R_1^2 R_2^2} \end{aligned} \quad (4-7)$$

由此可得

$$C_p = \frac{C_2^2 R_1^2}{(R_1 + R_2)^2 + (\omega C_2 R_1 R_2)^2} + C_0 \quad (4-8)$$

$$\frac{1}{R_p} = \frac{R_1 + R_2 + (\omega C_2 R_1 R_2)^2}{(R_1 + R_2)^2 + (\omega C_2 R_1 R_2)^2} + \frac{1}{R_0} \quad (4-9)$$

并联等效电路如图4-13所示。

由上分析可知,当 Al_2O_3 膜的气孔中有一定水汽吸附时,其电特性既不是一个纯电阻,也不是一个纯电容,而且 C_p 与 R_p 的取值仅取决于水汽的吸附量,因此,完全可以通过对 C_p 、 R_p 的测量来测定环境的湿度即环境中水蒸汽的含量,这也是多孔 Al_2O_3 湿敏器件的工作依据。

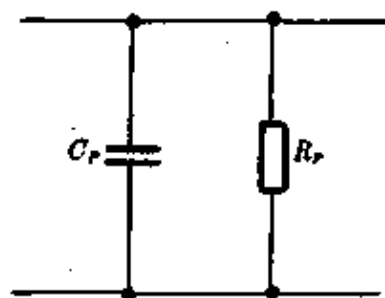


图 4-13

3. 多孔 Al_2O_3 湿敏器件的感湿特性

多孔 Al_2O_3 湿敏器件用作检测相对湿度时,由式(4-8)、式(4-9)的等效参数与相对湿度间关系曲线如图4-14所示。

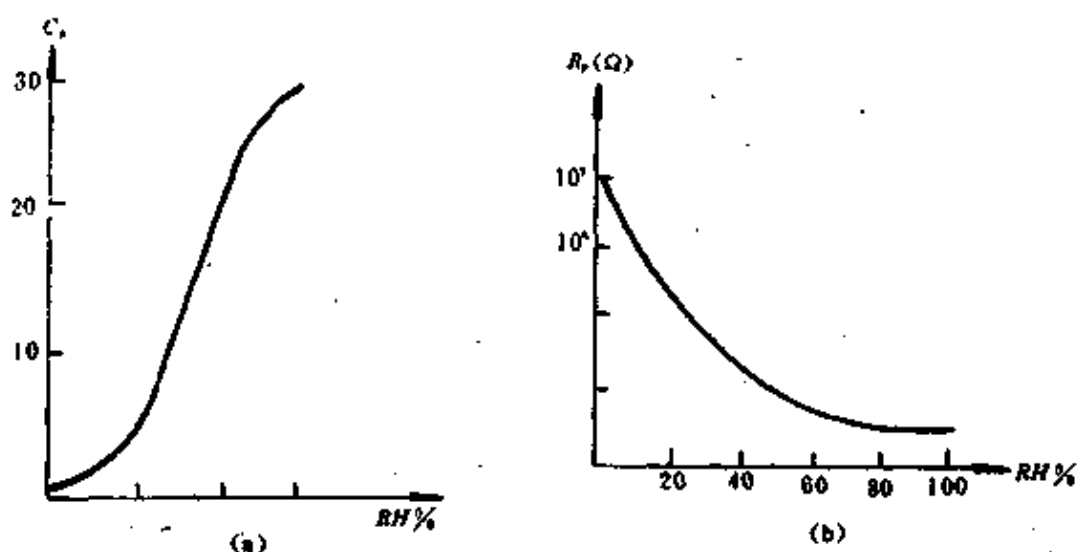


图 4-14

图4-14(a)图为 $C_p \sim RH\%$ 感湿特性曲线,图(b)为 $R_p \sim RH\%$ 感湿特性曲线。但是,对于具有不同 Al_2O_3 膜厚度器件,其感湿特性曲线略有差别,所以,当选择器件的感湿特征量不同时,所采用的 Al_2O_3 膜的厚度有所不同。一般说来,对以 C_p 为感湿特征量的器件、 Al_2O_3 膜的厚度越小越好;而以电阻 R_p 为感湿特征量的器件,适当增加 Al_2O_3 膜的厚度反而会有利于器件灵敏的提高。

多孔 Al_2O_3 湿敏器件也用作露点温度的测量,其感湿特性曲线如图4-15所示,由图可知,感湿特征量 C_p 与环境的露点温度之间,呈指数函数关系。

$$C_p = Ae^{BT} + C \quad (4-10)$$

式中 A 、 B 、 C 为常数; T 为环境的露点温度(K),显然 C_p 值越大,则 C_p 值随露点温度变化越明显,器件的灵敏度越高。

多孔 Al_2O_3 湿敏器件除感湿特性外,还有一个重要特性,是响应时间。响应时间是一个综合性指标,除与器件本身性能有关外,还受环境温度、湿度、气体流速以及测试方法等众多因素的影响,一般说来,湿度越高,流速越快,响应时间越短。

多孔 Al_2O_3 湿敏器件有一定滞回效应,造成滞回原因很多,阳极氧化工艺过程带来微细裂纹以及气孔形状不规则、分布不均匀,电极上的沾污等等,都是造成器件具有滞回效应的原因。

多孔 Al_2O_3 湿敏器件除以上特性外,还有温度特性,老化或永久性漂移特性及其他特

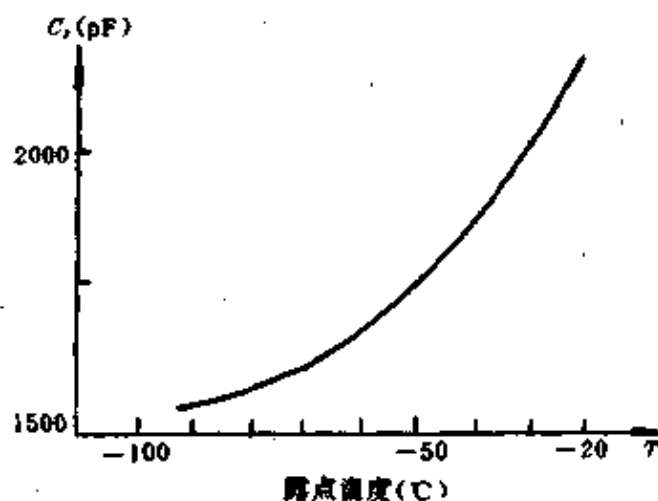


图 4-15

性,在使用中都是要注意的。

三、其他湿敏器件

1. 硅 MOS 型 Al_2O_3 湿敏器件

MOS 型 Al_2O_3 湿敏器件的结构如图4-16所示,,在 P-Si 衬底上生长一层 SiO_2 ,其上蒸发一层的1mm 厚的高纯度铝,然后用阳极氧化的方法形成多孔氧化铝薄膜,使整个铝层都氧化成 Al_2O_3 ,在多孔 Al_2O_3 层上蒸发多孔金,硅片下面也蒸上铝,上下引出电极即成 MOS 电容。

由于 MOS 型 Al_2O_3 湿敏器件,仍是以多孔 Al_2O_3 作为感湿膜,故具有一般多孔 Al_2O_3 的湿敏器件的特性,但亦有自身特点。即硅 MOS 型 Al_2O_3 湿敏器件具有极快的响应时间,化学稳定性好,具有较好耐高温和低温的性能。

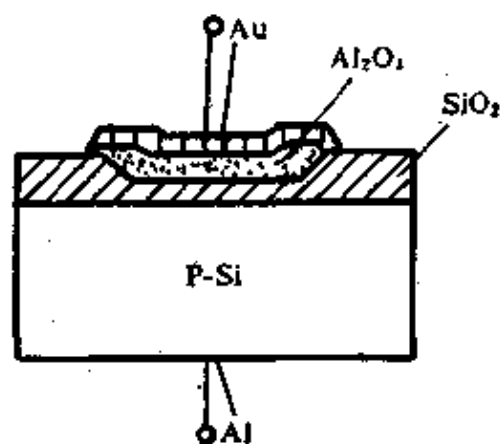


图 4-16

2. 微型多孔 SiO_2 湿敏器件

实践证明,环境湿度是影响集成电路使用寿命的一个重要因素。微型多孔 SiO_2 湿敏器件能和集成电路生产融为一体,可与集成电路共用同一基片,湿敏器件本身属于集成电路的一个元件,并具有较高的灵敏度,因此可以随时检测集成电路封装内部的湿度,这样对集成电路使用寿命的估计,就将更为准确。

3. 湿敏 MOS 场效应管和薄膜半导体湿敏器件

在 MOS 场效应管的栅极上,如果涂覆一层感湿薄膜,而在感湿薄膜上增设另一金属电极,就可构成一种新型 MOS 管湿敏器件。

在基体石英板或陶瓷管外表上蒸镀电极后,再在其上蒸镀一层半导体锗或硒薄膜,就可以制成半导体薄膜湿敏器件。

§ 4-3 湿度传感器的应用电路

湿度敏感器件图形符号如图4-17所示。对于半导体陶瓷湿敏器件,其图形符号代表电阻元件。对于多孔 Al_2O_3 湿敏器件,其图形符号代表电阻 R 和电容 C 的并联电路(即一等效阻抗)。图中 A-A 端为测量电极, B-B 端为加热清洗电极,加热清洗电极,实为一组电热丝,通电后产生热量,可排除感湿层中的水分子。为了不使感湿层因极化而降低感湿灵敏度,一般情况下,加热清洗电极应加交流电驱动,或用脉冲电压驱动。

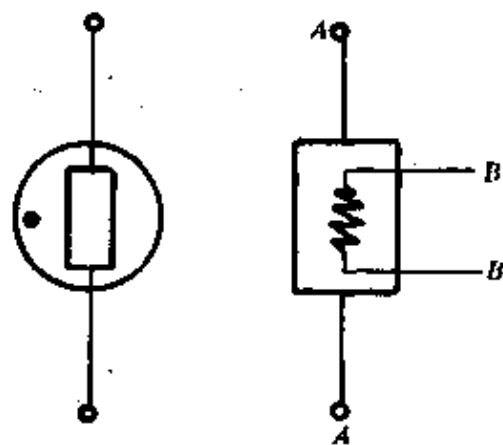


图 4-17

一、湿度传感器感湿特性曲线的线性化

在第二章已经叙述了温度传感器的特性曲线

线性化,其方法很简单,用一与温度无关的适量大小电阻与 R_x 串并联即可,这种线性化也可称为无源线性化,湿敏器件感湿特性曲线也可采用这种方法线性化。对于无源线性化,由于引入电阻元件串并联,则必然引起传感器灵敏度的降低,这是无源线性化所带来的一个缺点。传感器特性曲线也可采用有源线性化,它是利用集成运放、场效应管或晶体管这些有源元件实现线性化。由于集成运放具有高增益、高输入阻抗、灵活多变的接法,可以获得各种各样线性化变换特性。因此,从原则上讲任何传感器的变换特性都可以校正为足够好的直线特性。但是这种校正方法电路较复杂,调整不便,成本也比无源线性化高。本节仅讨论三种有源线性化电路。

1. 对数变换线性化电路

有很多湿敏器件的电阻 R_x 的值,与相对湿度 $RH\%$ 呈指数关系,即 $\lg R_x$ 与 RH 呈线性关系,对于负感湿特性,其斜率为负,所以,它们的线性化可以通过对数电路进行,首先将器件的电阻变成相应的电压值 U_x ,然后作 $\lg U_x$ 变换。

如图4-18所示,在集成运放反馈网络接入伏安特性成指数性的元件,运算放大器就可完成对数或指数运算。

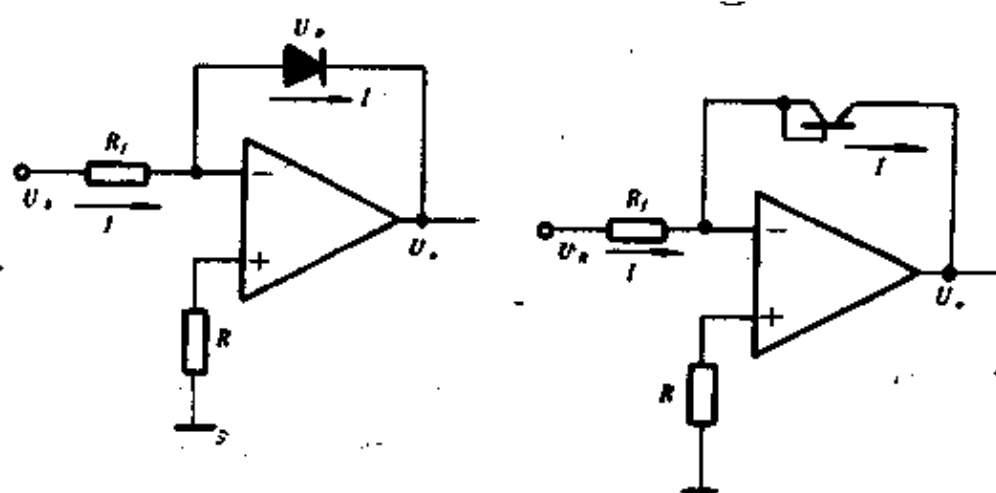


图 4-18

图中反馈元件为二极管,或将硅三极管接成二极管形式,若 PN 结工作在正向区,则

$$I = I_s e^{\frac{U_D}{U_T}}$$

则

$$U_D = U_T \ln \frac{I}{I_s} = U_T \ln I - C$$

式中 I_s 为反向饱和电流;

U_T 为温度电压;

U_D 为 PN 结电压。

由图4-19得其输出电压为

$$U_o = -U_D = U_T \ln U_x + C \quad (4-11)$$

式中 C 为与 I_s, R 有关的系数;

U_x 为经湿敏器件输出湿敏电压。

设 $U_x = a_0 (RH)^{n_1}$, 两边取对数得

$$\ln U_s = \ln a_0 + a_1 \ln(RH)$$

其中, a_0, a_1 为系数, 以上表达式可由电路图 4-18 完成。

由上可知, 图 4-18 可实现对数变换, 所以, 湿敏器件感湿特性的线性化可以通过对数电路进行。

2. 分段非线性反馈补偿电路

如图 4-19 所示为湿敏器件 $U_s - RH\%$ 曲线, 根据曲线的实现情况, 将曲线分段看成直线, 得到虚线所示的折线关系, 设折线分界点为 U_1, U_2, U_3 , 则各直线的斜率分别为:

$U_s > U_3$ 区段有

$$\left| \frac{dU_{s3}}{dRH} \right| = G_3 \quad (4-12)$$

$U_3 > U_s > U_2$ 区段有

$$\left| \frac{dU_{s2}}{dRH} \right| = G_2 \quad (4-13)$$

$U_2 > U_s > U_1$ 区段有

$$\left| \frac{dU_{s1}}{dRH} \right| = G_1 \quad (4-14)$$

$U_s > U_1$ 区段有

$$\left| \frac{dU_{s0}}{dRH} \right| = G_0 \quad (4-15)$$

根据各段折线斜率 G_0, G_1, G_2, G_3 可以设计出相应的有源线性化电路。一种简单的方法是选择稳定电压为 U_1, U_2, U_3 的稳压二极管 D_1, D_2, D_3 按图 4-20 所示, 以并联形式接于运放反馈电路之中, R_{f0} 为反馈电阻, R_{f1}, R_{f2}, R_{f3} 为稳压管稳压电阻, D 为二极管, 限制输入湿敏电压要为正电压, 电路才工作, A 为运放开环增益, 对于图 4-20 稳压二极管分别接入时, 对应闭环增益为

$$|K_0| = \frac{R_{f0}}{R_f} = \frac{A}{G_0} \quad (4-16)$$

$$|K_1| = \frac{R_{f0} // R_{f1}}{R_f} = \frac{A}{G_1} \quad (4-17)$$

$$|K_2| = \frac{R_{f0} // R_{f1} // R_{f2}}{R_f} = \frac{A}{G_2} \quad (4-18)$$

$$|K_3| = \frac{R_{f0} // R_{f1} // R_{f2} // R_{f3}}{R_f} = \frac{A}{G_3} \quad (4-19)$$

由以上四式可以看到, 各稳压二极管接入的闭环增益与各直线段的斜率成正比。闭环增益与输入电压 U_s 的关系可用图 4-21 表示。由图可以看到, 当采用了不同稳压值的稳压管接于反馈电路, 其闭环增益就表示了各直线段的斜率。只要挑选一定稳压值的稳压二极

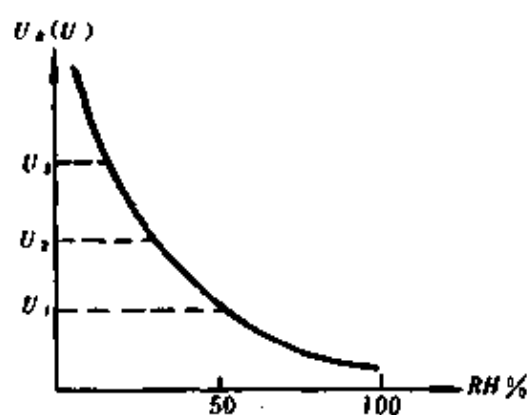


图 4-19

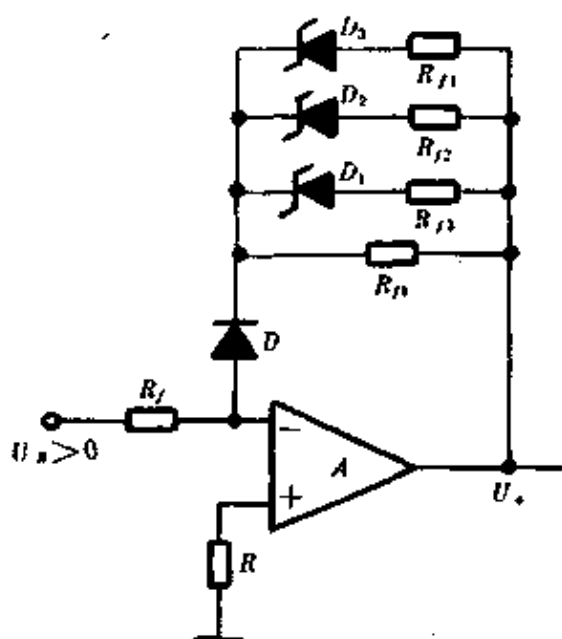


图 4-20

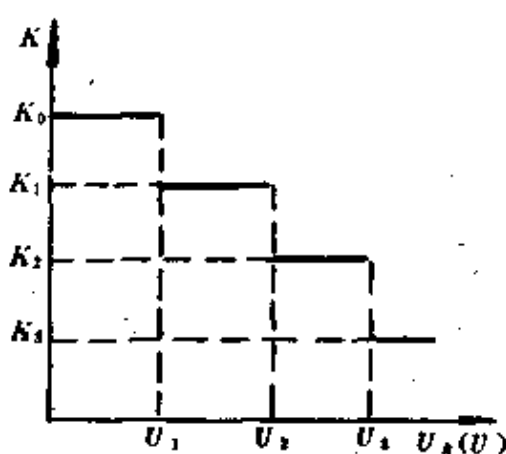


图 4-21

管,就可实现分段非线性反馈补偿。

3. 特性曲线变换线性化电路

上述线性化法是用直线逼近原来曲线,也可用曲线(或曲线一部分)逼近原来曲线。

图4-22为湿敏器件湿敏电阻 R_r 与 $RH\%$ 关系曲线,在小范围内以反比关系曲线来逼近,只要所表示反比关系曲线与湿敏关系曲线越接近,则误差越小。

反比关系曲线可用湿敏电阻与运放组成振荡器来完成如图4-23所示,该电路以湿敏电阻 R_r 作为振荡电路中电阻部分,其振荡频率为

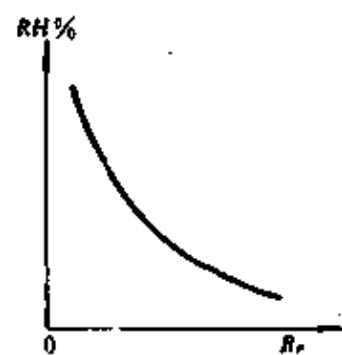


图 4-22

$$f = \frac{1}{2R_r C \ln(1 + \frac{2R_s}{R_r})} \quad (4-20)$$

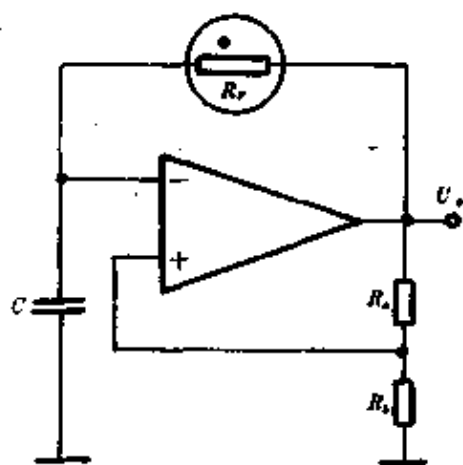


图 4-23

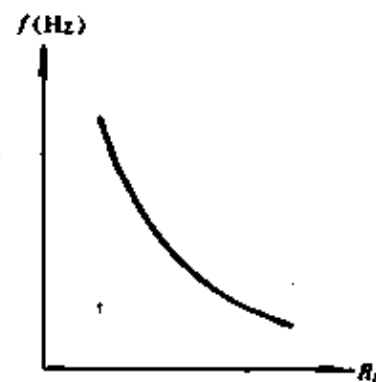


图 4-24

适当选择参数,使

$$2\ln\left(1 + \frac{2R_s}{R_s}\right) = 1 \quad (4-21)$$

则得

$$f = \frac{1}{R_s C} \quad (4-22)$$

频率随湿敏电阻 R_s 变化曲线如图4-24所示,如果调整振荡电路参数,使图4-22和图4-24两曲线在 A 、 B 两点重合,如图4-25所示,则被测湿度为 H_1 、 H_2 时,振荡频率为 f_1 、 f_2 。或 A 、 B 两点距离很近,而两曲线又很相似,则可认为在这一范围内,振荡器输出信号频率,即为被测环境相对湿度。所以图4-23所示电路,只要按式(4-21)选择好电路参数,则直接可用于湿度的测试。由于图4-23电路输出可用数字频率计对频率进行计数,所显示数字可直接表示湿度值,所以该线性化电路可以数字化。

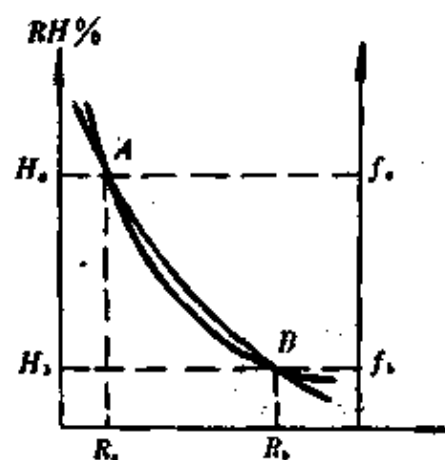


图 4-25

二、陶瓷湿敏电阻的应用电路

通过对湿敏电阻 R_s 的测量,可以测得环境的湿度。第二章所讨论的直流电桥电路可以实现电阻-电压的转换,但是对于湿敏电阻激励电压要采用交流激励,所以湿敏电阻除可用上述章节所讨论交流电桥进行测量外,还可利用运算放大器实现电阻-电压的转换,或电阻-频率的转换等转换电路。

1. 湿敏电阻交流激励应用电路

图4-26所示图中 B 为变压器交流市电(220V, 50Hz)降为低电压,通过电位器 W 调到适当的工作电压。当工作开关 A 拨到 K_1 挡时,交流电流会流经湿敏电阻 R_s 到运放反相端,由于微安表头和二极管整流桥置于运放反馈电路中,运放两输入端电位差又近似为

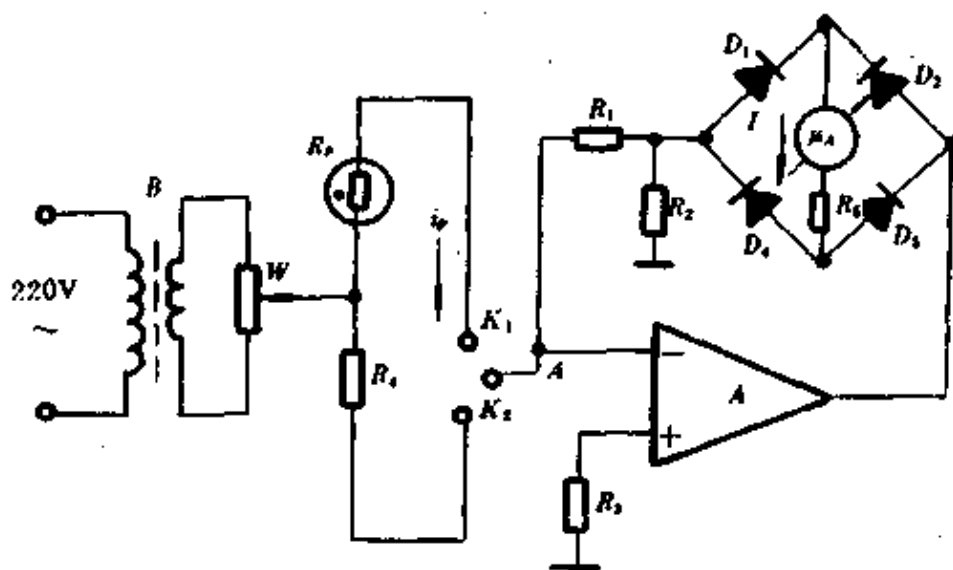


图 4-26

零,所以,不仅电表电路内阻极低,且二极管整流桥和表头参数也基本上与被测电流 I_r 无关。

设流过湿敏电阻电流 i_r 为正弦电流,即

$$i_r = \sqrt{2} I_r \sin \omega t$$

则流过表头电流为

$$I = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) I_r \quad (4-23)$$

当相对湿度变化时,湿敏元件 R_r 呈现的阻值不一样,则流过交流电流表电路电流大小不一样,于是,通过微安表头刻度即可直观地读出环境湿度值来。

当工作开关 A 拨到 K_1 时,为校正挡,通过 R_1 的调整,可使表头校正为某一固定值,并表明电路处于正常工作。

以上湿敏电阻采用最简单交流市电激励,交流信号也可用运放组成低频信号发生器电路。信号源频率一般选用较低,约为数十周或数百周的交流信号。

2. 湿敏电压数显电路

湿敏电阻的交流激励电流值,不允许超过湿敏电阻工作电流(一般为 μA 数量级),电流过大会使器件发热,会使湿敏电阻状态明显变化影响测量精度。如图4-27所示,为用正弦波信号发生器激励,采用 R_0 限流一种电路,所得湿敏电压为 U_r ,然后经放大,用数字式交流电压表显示的一种应用电路。

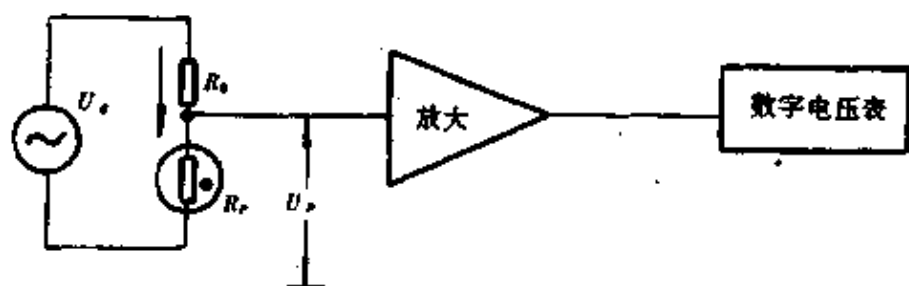


图 4-27

图中低频信号源 U_s 激励湿敏电阻 R_r ,回路中 R_0 为限流电阻, R_0 值应满足 $R_0 \gg R_r$,以保证交流电流 i 的有效值 I 恒定。

使得

$$I = \frac{U_s}{R_0 + R_r} \approx \frac{U_s}{R_0} \quad (4-24)$$

并且要求此电流值不超过湿敏器件的允许值,这样输出电压为

$$U_r = I R_r \quad (4-25)$$

由上式可以看到, U_r 近似与 R_r 成正比,经放大后可用数字式交流电压表进行显示测量。

数字式交流电压表由数字式直流电压表和交流电压-直流电压变换器组成。数字式直流电压表组成显示数字表头,在数字表头前加交流电压一直流电压变换器,就成了数字式交流电压表。其变换器电路如图4-28所示。

图4-28是一种有效值直接变换电路,它把被测交流电压的有效值按比例直接变换为

直流输出电压,直接显示有效值,不受被测电压波形限制,即湿敏电阻可用低频正弦波信号激励,也可用低频方波信号激励。

有效值变换器可用两种方法组成,一种叫热量法,它让被测湿敏交流电压通过热耗散电阻变成热能,然后用温度传感器测量这个热能。另一种方法叫计算法,它按数学关系组成电路,由电路可求出有效值,图4-28即为一种有效值运算电路。

根据有效值定义,任意波形激励湿敏电阻时,电压有效值可表示为

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt} = \sqrt{\overline{U^2(t)}} \quad (4-26)$$

式(4-26)就是各种计算法的基础。

根据式(4-26)可用平方电路和开方电路组成有效值变换电路,如图4-28所示, M_1 为平方电路运放 A 与 M_2 组成开方电路, R_1 、 C_1 组成低通滤波电路,输出为 U_o 。

湿敏电压 U_r 经放大后, U_r 先经乘法器 M_1 组成平方电路进行平方运算,平方器 M_1 输出信号为 $K_1 U_r^2$, K_1 为 M_1 的系数,这个脉动电压经 R_1 、 C_1 组成低通滤波器滤波,变成湿敏电压的平均值 $\overline{K_1 U_r^2(t)}$,再经运放 A 和乘法器 M_2 组成开方电路,对湿敏电压的平均值进行开方运算,就可测得湿敏电压的有效值 $\sqrt{\overline{U_r^2(t)}}$,图中 R 、 C 用来补偿反馈电路的相移。

由图4-29可以看到,平方电路 M_2 位于运放的反馈电路中, R_2 为 M_2 的系数,而 A 工作在同相状态,根据虚短接的原则,有关系式

$$K_2 U_o^2 = \overline{K_1 U_r^2(t)}$$

由此得

$$U_o = \sqrt{\overline{U_r^2(t)}}$$

可见,输出电压是交流湿敏电压有效值,由上述推导过程可以看出,要求乘法器 M_1 、 M_2 的系数相等,否则将影响电路测量精度。

3. 低频方波激励湿敏电阻应用电路

湿敏器件用方波激励检测 R_F , 其方框图如图4-29所示,1为方波信号源,采用方波信号源其电路简单,易于实现频率和幅度的稳定,2为取样与温度补偿电路,可提高湿度传感

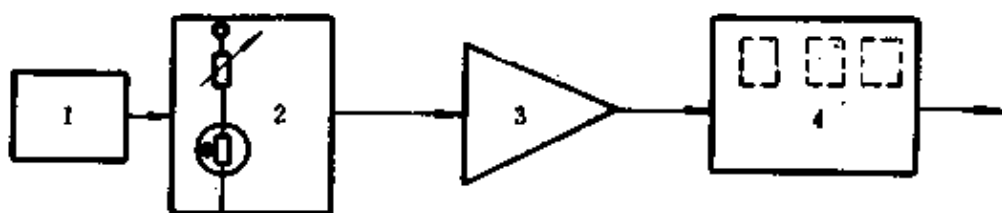


图 4-29

器的测量精度。3为电压跟随器,使湿敏信号有高输入电阻和低输出电阻。4为指示设备,可用前述交流电压表或数字式交流电压表来测量。

图4-30是实现图4-29方框图的一种应用电路,电路全部由运放组成。

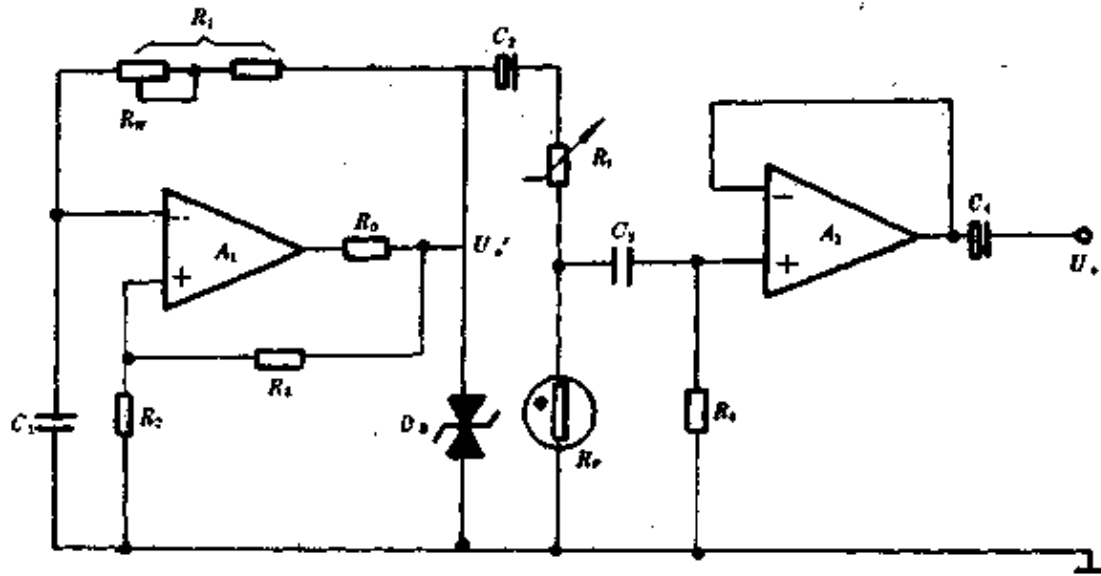


图 4-30

图中 A_1 为方波发生器电路,由通用运放组成,输出端接有两个稳压管电路,稳定输出电压为 $\pm U_z$, R_0 为限流电阻,防止放大器过载。电阻 R_1 与电容相串联, R_1C_1 电路为具有延迟作用的反馈网络, A_1 与 R_1 、 R_2 构成滞回比较器电路,起开关作用。滞回比较器的输出只有高电平和低电平两个稳定状态,设接通电源时电容两端电压 $U_c = 0$,滞回比较器输出电压 $U_o = +U_z$,此电压通过电阻 R_2 、 R_3 分压比加于运放同相端, $+U_z$ 还通过 R_1 向电容 C_1 充电,使集成运放反相端的电位由零逐渐上升,在反相端电位低于同相端电位以前, $U_o = +U_z$ 。当反相端电位上升到略高于同相端电位时, U_o 从高电平跳变到低电平,即 $U_o = -U_z$,同样,此电压向同向端提供一个负电压的分压值,同时电容放电至 $U_c = 0$ 后再反向充电,即反相电位逐渐下降,当反相端电位下降到略低于同相端电位时, U_o 从 $-U_z$ 跳变到 $+U_z$,又回到初始状态,如此周而复始,产生振荡,输出方波。

由上分析,电容 C_1 的电压 U_c 的变化规律就是简单的 RC 充放电规律,其时间常数 $\tau = R_1C_1$,在不同时刻 U_c 值不同, U_c 值从 t_1 时刻的电压值下降到 t_2 时刻的电压值所需时间,即是振荡周期的一半,即

$$\frac{T}{2} = t_2 - t_1$$

可以求得振荡周期为

$$T = 2R_1C_1 \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_3}\right) \quad (4-27)$$

只要适当选择 R_1 的阻值(调整电位器 R_w),使方波发生器的振荡频率在 $60 \sim 120\text{Hz}$ 之间。

取样及温度补偿电路由 C_2 、湿敏电阻 R_p 、热敏电阻 R_t 组成。取样电路实际上为分压电路,流经 R_p 方波信号为 $U_p = IR_p$ 。为了在全温度范围内实现温度补偿,应选择在相对

湿度 RH 在50%时,湿敏电阻的温度系数用 R_t 进行补偿,这样可使湿度传感器的误差在允许范围内。取样及温度补偿电路的输出信号,经 C ,耦合至电压跟随器同相端,有了这个电路,使湿度传感器可获得高输入阻抗和低输出阻抗,这有利于获得精确的输出电压和远距离传输。

4. 结露传感器在磁带录像机中的应用

关于结露的概念已在第一节讨论过,结露传感器是用来检测高湿度(相对湿度为100% RH)的传感器,主要用来检测磁带录像机(VTR)的结露情况,以便在机器内部产生结露时,将结露情况测出,使机器自动停止工作。

在磁带录像机中,所用结露传感器大多用正感湿特性的传感器,如图4-31所示,在相对湿度在94% RH 以上时,电阻值呈开关特性,并具有很快的响应时间。

图4-32为磁带录像机中应用结露传感器的一种最简单分离元件电路。

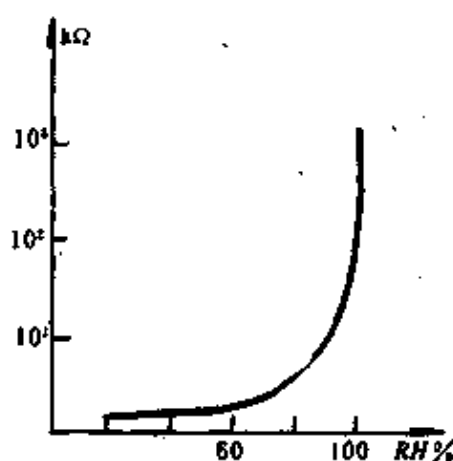


图 4-31

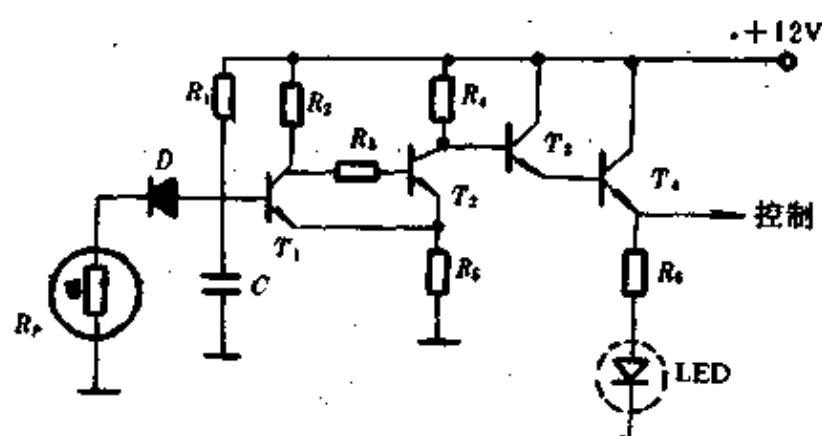


图 4-32

图中,结露传感器在正常湿度(80% RH 以下)状态, $R_s \approx 2K\Omega$,在此状态下,机器正常工作,若机器内部湿度升高而达到结露(高湿)时,则湿敏电阻上升到 $50K\Omega$,则 T_1 导通而使控制电路工作,结露发光二极管发光,并由控制端打开内部装设的风扇,进行干燥,同时,又可控制机器停止工作。

三、多孔 Al_2O_3 湿敏器件的应用电路

由式(4-8)、式(4-9)及图4-13可以看到,多孔 Al_2O_3 感湿参数为一等效阻抗 Z_r ,其值由式(4-6)定,在一定测试频率 f 下,可将式(4-6)所表示电路简化为 R_r 与 C_r 并联电路。等效电容 C_r 、等效电阻 R_r 的值随湿度变化反映湿敏器件的性能,如图4-15所示。测得 C_r 或 R_r 即能代表湿敏器件所处环境的湿度。电容 C_r 与电阻 R_r 随温度的变化是应用和控制中应考虑的重要因素。这需要通过温度补偿或温度校正来解决,对于温度变化不大的场合,可以不考虑温度效应的影响。

1. 湿敏电容直接测量的应用电路

湿敏器件所处环境湿度改变时,用等效湿敏电容代表湿度的变化,只要检测变化的 C_r 就可测得湿度的变化。

图4-33为一种用交流电桥测湿敏电容的电路, Z_1 、 Z_2 为已知阻抗, C_1 为可调电容, 当电

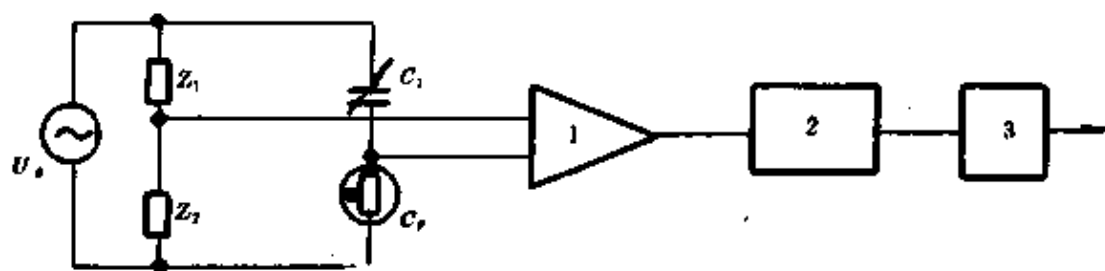


图 4-33

桥平衡时

$$C_r = \frac{Z_2}{Z_1} C_1 \quad (4-28)$$

电桥激励交流信号 U_e 可以是正弦波也可以是方波, 当环境湿度变化时, 湿敏电容发生改变, 使电桥有输出电压, 经1放大, 再经2线性化电路, 可改善 C_r 与 $RH\%$ 非线性特性, 再经输出电路3输出。

图4-34为用谐振法直接测量湿敏电容 C_r 的另一种应用电路。

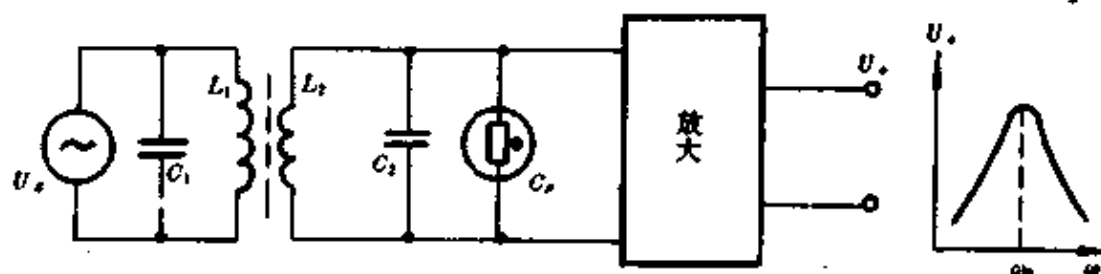


图 4-34

图中 U_e 为正弦波交流信号, 经 L_1 、 C_1 选频电路, 耦合到由 $(C_2 + C_r)$ 与 L_2 的谐振电路。当环境湿度发生改变时, C_r 也发生变化, 则谐振电路 L_2 与 $(C_2 + C_r)$ 组成的谐振频率发生改变。因为

$$\omega_0 = \frac{1}{L_2(C_2 + C_r)}$$

只要能测出谐振频率 ω_0 , 在已知 L_2 、 C_2 情况下, C_r 的改变量则可求出。

2. 湿敏器件反相运放检测应用电路

如图4-35所示, 将被测湿敏电容置于反相运放输入回路中, 把标准电容置于反馈电路中, 就能通过放大器输出电压测定 C_r 的电容量。

图4-35中, 已知交流信号 U_e (频率为 f) 通过湿敏器件加于反相端, 由于闭环增益取决于两个阻抗之比。

则有

$$\frac{U_o}{U_e} = -\frac{Z_f}{Z_i}$$

若忽略与 C_r 并联电阻 R_f , 则有

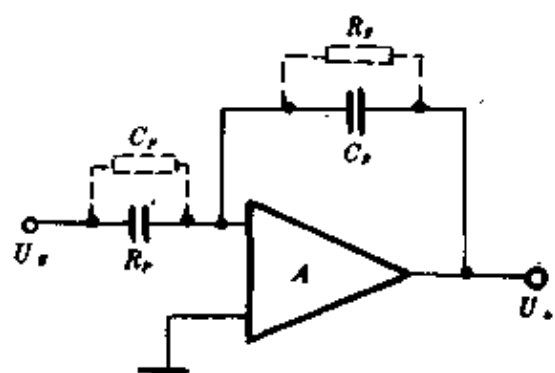


图 4-35

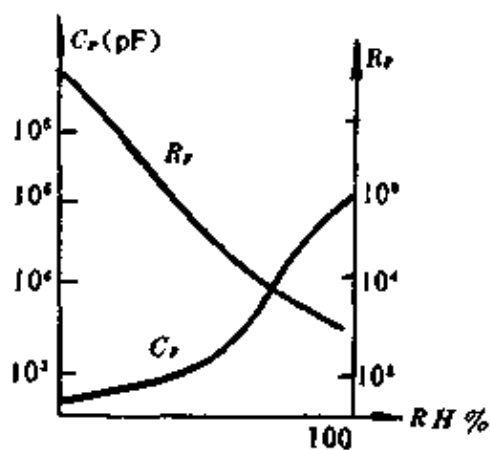


图 4-36

$$\frac{U_o}{U_s} = - \frac{\frac{1}{j\omega C_f}}{\frac{1}{j\omega C_s}} = - \frac{C_s}{C_f}$$

故输出电压有效值 U_o 与输入电压有效值 U_s 的关系为

$$C_s = \frac{C_f}{U_s} U_o \quad (4-29)$$

由上式可以看到,若不考虑运放输出与输入交流信号的附加相移,在 U_s 固定情况下, C_s 值与 U_o 成正比,即由输出交流电压有效值 U_o 可测得 C_s 。实际上,对于高湿环境,湿敏器件的湿敏电阻 R_s 不可忽略。为了减少误差,可以提高信号源 U_s 的频率,若这时反馈电路仍用一标准电容 C_f ,则有

$$\frac{U_o}{U_s} = \frac{-\frac{1}{j\omega C_f}}{R_s / (1 + j\omega C_f R_s)} = - \frac{1 + j\omega C_f R_s}{j\omega C_f R_s}$$

如果信号源频率 f 足够高,满足

$$\omega C_f R_s \gg 1 \quad (4-30)$$

则仍有

$$C_s = - \frac{C_f}{U_s} U_o$$

关系。

若工作频率受限不能取得太高,则根据图4-36的曲线,分段分挡用 C_f, R_f 并联电路作反馈电路,只要选取的 C_f, R_f 值合适,在精度要求不高的场合还是可以满足要求的。

3. 湿敏器件的正交检测应用电路

对于湿敏器件,当考虑到湿敏电阻分量与温度变化有关,就只能检测湿敏器件的电容分量,这种测量方法称为正交测量法。这种方法避开了湿敏器件的电阻分量,即湿敏等效阻抗的实数部分。这样,正交测量电路,可以降低环境温度对湿敏器件测量结果的影响。

图4-37为用运算放大器组成的正交法测量电路, A 为集成运放开环增益, U_s 为正弦波信号源,其角频率为 $\omega = 2\pi f$ 。湿敏器件置于反相端,其等效阻抗 Z_s 由 R_s 与 C_s 并联组成。

对于运放 A , U_s 加于同相端, 其输出信号为

$$\begin{aligned} U'_s &= (1 + \frac{R_f}{Z_s}) U_s \\ &= U_s + \frac{R_f}{Z_s} U_s \end{aligned} \quad (4-31)$$

因为

$$Z_s = \frac{R_s}{1 + j\omega C_s R_s}$$

代入式(4-31), 则有

$$U'_s = U_s + \frac{R_f}{R_s} U_s + j\omega C_s R_s U_s$$

$$= (1 + \frac{R_f}{R_s}) U_s + j\omega C_s R_s U_s$$

式(4-32)包括两项, 第一项是实数部分, 第二项为虚数部分, 即运放输出信号 U'_s 中虚数部分与 C_s 成线性关系, 这部分称为 U'_s 的正交分量。若用相位检波电路, 将 U'_s 进行相位检波, 则可将 U'_s 中实数分量除去, 而检测到 U'_s 的虚数部分, 即 U_s 形式输出。

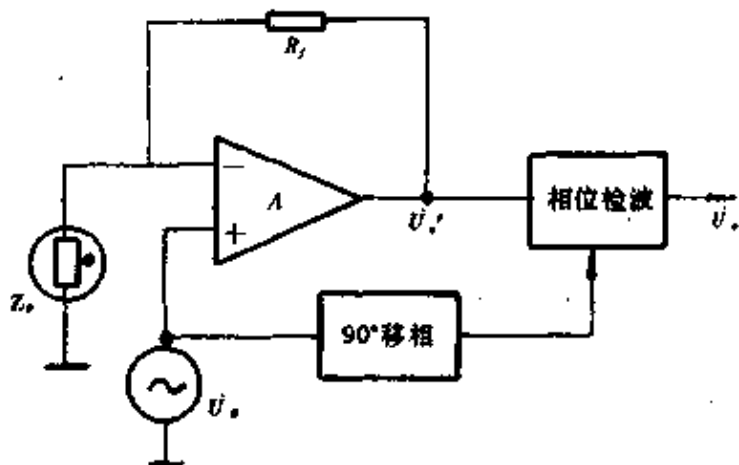


图 4-37

§ 4-4 气敏传感器的分类及结构

气敏传感器最先研制的是 ZnO 薄膜器件, 它是利用加热条件下, ZnO 薄膜电阻随接触的可燃性气体的浓度的增加而下降的特性, 实现对可燃性气体的检测。继而又发现, 在 ZnO 烧结体中添加 Pt 或 Pd 等金属, 对气敏传感器性能有许多改进。

半导体气敏器件灵敏度高, 在气氛中含有不到千分之一的待测气体时, 气敏器件的阻值会产生足够大的变化, 通过简单电路就可以得到足够的输出信号, 可供检漏、报警、分析、测量等方面使用。此外, 它还具有结构简单、不需要放大、使用方便、价格便宜等优点, 因此, 得到了迅速的发展。

气敏传感器之所以能得到迅速发展, 除其本身具有优点外, 还由于人们对可燃性和有毒性气体所引起灾害的日益重视。迫切要求在有可燃性和有毒性气体的场所设置报警装置。另一方面, 随着科学技术的发展, 气敏器件可与大规模集成电路、微处理机、计算机等结合起来, 应用于各种机器的控制, 公害的防止, 医疗器械, 汽车燃料的空燃控制等方面, 而且其应用面还在不断扩大。

一、半导体气敏传感器的分类

半导体气敏器件的分类方法很多, 按照使用的基本材料来分, 可分为 SnO_2 系、 ZnO 系、 Fe_2O_3 系等; 按照被检测气体对象来分, 可分为氧敏器件、酒敏器件、氢敏器件等; 按照制作方法和结构形式等, 可分为烧结型、薄膜型、厚膜型、结型等气敏器件; 还可以按其工作原理来分, 可分为电阻型、非电阻型, 如表4-4所示。

表4-4 半导体气敏器件的分类

	所利用的特性		气敏器件	工作温度	被检测气体
电阻型	电阻	表面电阻控制型	SnO_2, ZnO	室温-450℃	可燃性气体
		体电阻控制型	$\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ TiO_2 CoO-MgO	300~450℃ >700℃以上	乙醇, 可燃性气体, $\text{NH}_3, \text{H}_2, \text{O}_2$
非电阻型	表面电位		Ag_2O	室温	硫酸
	二极管整流特性		Pd/TiO_2	室温~200℃	乙醇
	晶体管特性		Pd-MOSFET	150℃	$\text{H}_2, \text{H}_2\text{S}$

大部分半导体气敏器件按表4-4所示分为的电阻型和非电阻型两类气敏器件。现在商品化的是用 SnO_2, ZnO 等氧化物半导体材料制造的器件。从其阻值的变化可测知被测气体的浓度。作为器件结构来说主要是烧结体,除此之外也研究了厚膜和薄膜形式的器件,但目前市场出售的大部分是多孔型烧结体。这种形式的半导体气敏器件又依据半导体器件与气体相互作用是否只限于半导体表面还是涉及体内,可再分为表面电阻控制型和体电阻控制型。这种分类方法对于气敏器件的工作机理探讨,还是有用的。

非电阻型是利用半导体器件的其他电学参数来检测气体的,如利用肖特基二极管的伏安特性的变化或 Pd-MOSFET 阈值电压的变化。目前这类气敏器件只限于 H_2, CO 等有限几类气体的检测。

二、电阻型气敏器件

目前使用较广泛的是电阻型气敏器件。按其结构,又可分为烧结型、薄膜型和厚膜型等三种。下面分别予以讨论。

1. 烧结型气敏器件

这类器件以金属氧化物 SnO_2 为基体材料,加不同的物质烧结而成,烧结时埋入加热丝和测量电极,并引出两对电极,加特制外壳构成气敏器件。烧结型气敏器件按加热方式不同,又分两种:直热式和旁热式气敏器件。

(1) 直热式 SnO_2 气敏器件

其结构如图4-38所示,器件由三部分组成: SnO_2 基体材料、加热丝、测量电极。加热丝和测量电极都埋在 SnO_2 材料内,工作时加热丝通电加热,测量电极用于测量器件电阻值。

图中(a)为结构图,(b)、(c)为其电路符号。

直热式气敏器件的优点是:制备工艺简单、成本低、功耗小、可以在较高工作电压下使用。国产QN型和MQ型气敏器件属于这种结构。

(2) 旁热式 SnO_2 气敏器件结构如图4-39所示。管芯为一个陶瓷管,在管内放入加热丝,管外涂梳状金电极作测量极,在金电极外涂 SnO_2 材料。

这种结构,克服了直热式器件的缺点,稳定性、可靠性较直热式器件有较好的改进。国

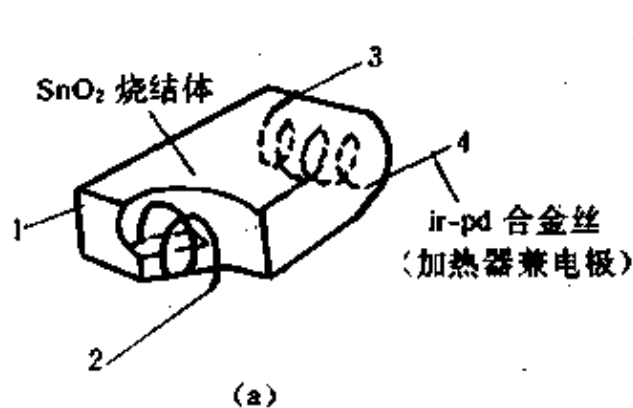


图 4-38

产 M-N5 型气敏器件采用这种结构。

2. 薄膜型 SnO_2 气敏器件

其结构如图 4-40 所示。这类器件一般是在绝缘基板上,蒸发或溅射一层 SnO_2 薄膜,再引出电极而成。薄膜型器件制作方法简便,特性差别较大,灵敏度不如烧结型器件高。

3. 厚膜型 SnO_2 气敏器件

图 4-41 为用印刷技术的厚膜电阻作气敏器件,器件特性比较均一,便于生产。

以上三类气敏器件都附有加热器,在应用时,加热器能使附着在探测部分的油雾、尘埃等烧掉,同时加速气体的吸附,从而提高了器件的灵敏度和响应速度,一般加热到 $200 \sim 400^\circ\text{C}$,具体温度视所掺杂物质不同而异。

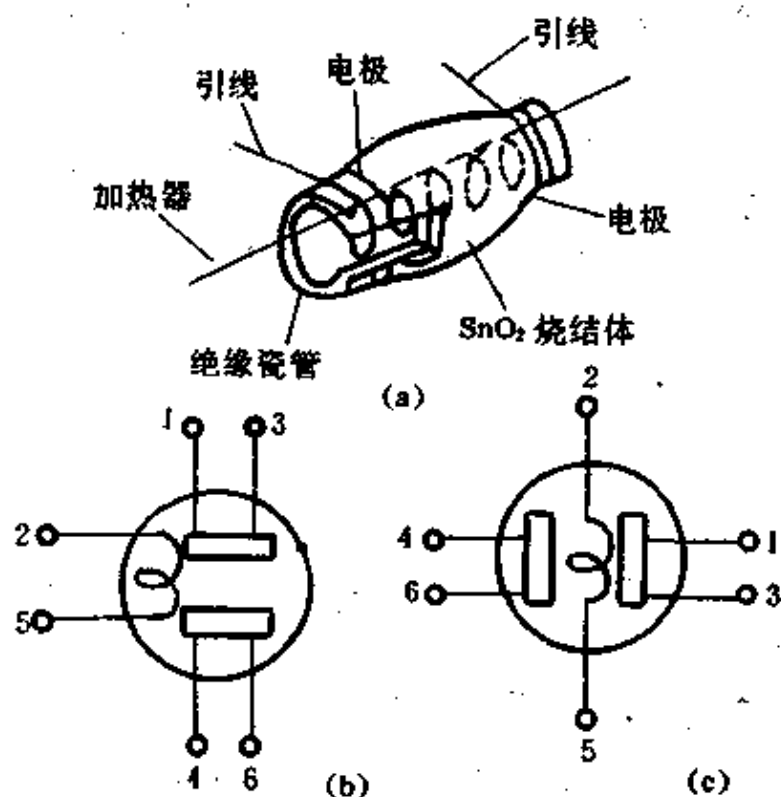


图 4-39

三、非电阻型气敏器件

非电阻型气敏器件是利用 MOS 二极管的电容-电压特性(C-V 特性)的变化, MOS 场效应晶体管(MOSFET)的阈值电压的变化等物理特性做成的半导体气敏器件。这类器件可应用目前成熟的集成电路工艺来制造,其重复性和稳定性大为改善,性能价格比得以提高,并使器件的集成化和智能化成为可能。

1. MOS 二极管气敏器件

金属(M)-氧化物(O)半导体(S)二极管的结构等效电路如图4-42所示。在P型半导体硅芯片上,采用热氧化工艺生长一层厚度为50~100nm左右的 SiO_2 层,然后再在其上蒸发一层钯金属薄膜,作为栅电极。 SiO_2 层电容 C_1 是固定不变的, Si-SiO_2 界面电容 C_2 是外加电压的函数。所以总电容 C 是栅偏压的函数。其函数关系称为该MOS管的 $C-V$ 特性。由于钯在吸附 H_2 后,会使钯的功函数降低。这将引起MOS管的 $C-V$ 特性向负偏压方向平移,如图4-43所示。据此可测定 H_2 的浓度。图中a曲线为吸附 H_2 前 $C-V$ 特性,b曲线为吸附 H_2 后 $C-V$ 特性。

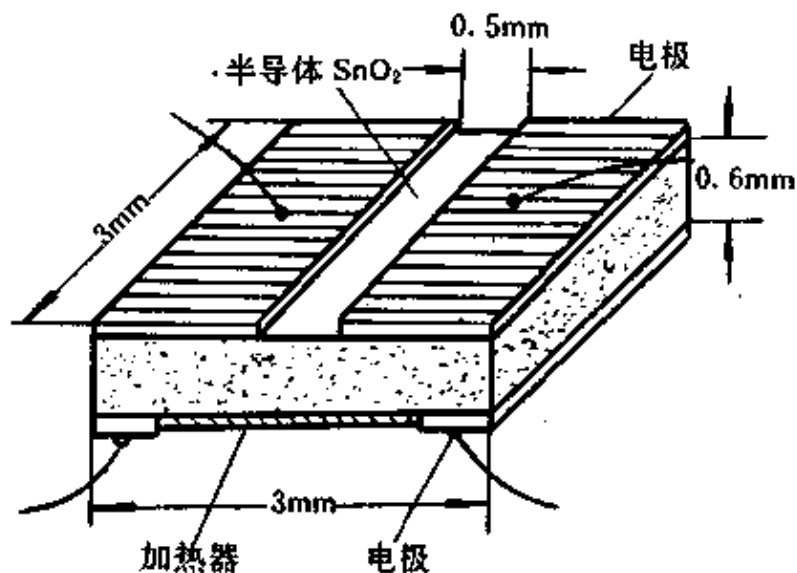


图 4-40

2. Pd-MOSFET 气敏器件

Pd-MOSFET 与普通 MOSFET

的主要区别在于用Pd薄膜取代Al膜作为栅电极。因为钯(Pd)对 H_2 的吸附能力极强,而 H_2 在钯上的吸附将导致钯的功函数降低。如前所述。阈值电压 V_T 的大小与金属和半导体之间的功函数差有关。Pd-MOSFET气敏器件正是利用 H_2 在钯栅上吸附后引起阈值电压 V_T 这一特性来检测 H_2 浓度的。

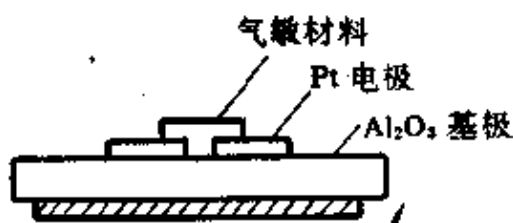
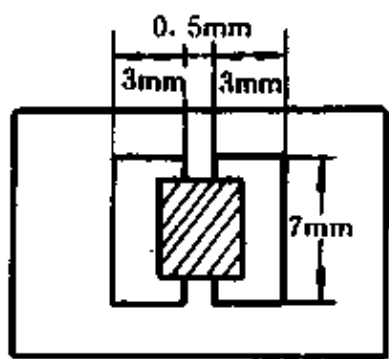


图 4-41

由于目前大多数气敏器件的选择性并不理想,而钯膜只对 H_2 敏感,所以Pd-MOSFET对氢有独特和高选择性。由于这类器件的性能尚不够稳定,作为定量检测氢气浓度还存在问题,故目前大多只作氢气检漏器使用。

下面仅讨论烧结型 SnO_2 气敏传感器和Pd-MOSFET气敏传感器及它们的应用电路。

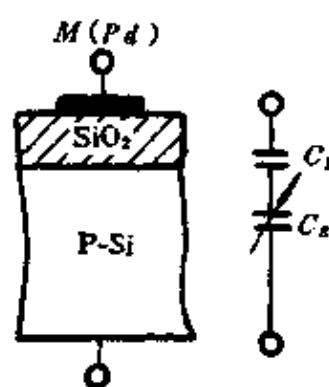


图 4-42

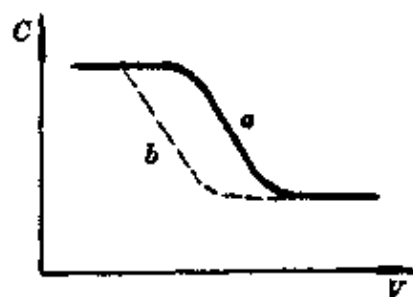


图 4-43

§ 4-5 SnO₂气敏传感器及应用电路

一、SnO₂气敏器件工作原理

烧结型 SnO₂气敏器件是目前应用最广泛的气敏器件,这种类型的器件是多孔质的烧结体,属于表面电阻控制型气敏器件。在晶体组成上,Sn 或 O,往往偏离化学计量比,在晶体中如果 O₂不足,将出现两种情况:一是产生氧空位,另一种是产生金属间隙原子,无论哪种情况,在禁带靠近导带的地方形成施主能级,这些施主能级上的电子,很容易激发到导带而参与导电。

烧结型 SnO₂气敏器件,就是这种 N 型 SnO₂材料晶粒形成的多孔质烧结体,其结构模型可用图4-44表示。

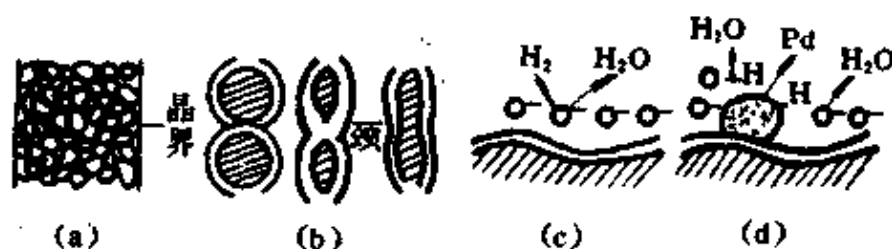


图 4-44

这种结构的半导体,其晶粒接触界面存在电子势垒,其接触部(或颈部)电阻对器件电阻起支配作用。显然,这一电阻主要取决于势垒高度和接触部形状,亦即主要受表面状态和晶粒直径大小等的影响。

氧吸附在半导体表面时,吸附氧分子从半导体表面获得电子,形成受主型表面能级,从而使表面带负电:



式中 $\text{O}_{\text{吸附}}^-$ 表示吸附氧, e 表示电子电荷, n 为某个数。

由于氧吸附力很强,因此,SnO₂气敏器件在空气中放置时,其表面上总是会有吸附氧

的,其吸附状态可以是 O_2^- 、 O^- 、 O^{2-} 等等,均是负电荷吸附状态。这对 N 型半导体来说,形成电子势垒,使器件阻值升高。

当 SnO_2 气敏器件接触还原性气体如 H_2 、 CO 等时,被测气体同吸附氧发生反应,如图 4-44(c)所示,减少了 O_2 密度,降低了势垒高度,从而降低器件阻值。

在添加增感剂(如 Pd)的情况下,它可以起催化作用,从而促进上述反应,提高了器件的灵敏度,增感剂作用如图 4-44(d)所示。

二、 SnO_2 气敏器件特性参数

1. 器件电阻 R_s 和 R_w

固有电阻 R_s 表示气敏器件在正常空气条件下(或洁净空气条件下)的阻值,又称正常电阻。

工作电阻 R_w 代表气敏器件在一定浓度的检测气体中的阻值。

2. 灵敏度 K

就物理意义而言,气敏器件的灵敏度是指器件对被检测气体的敏感程度。通常用气敏器件在一定浓度的检测气体中的电阻与正常空气的电阻之比来表示灵敏度 K ;

$$K = \frac{R_s}{R_w} \quad (4-34)$$

由于正常空气条件往往不易获得,所以,常用在两个不同浓度中的器件电阻之比来表示灵敏度:

$$K = \frac{R_s(C_2)}{R_s(C_1)} \quad (4-35)$$

式中, $R_s(C_1)$ 代表在检测气体浓度为 C_1 的气体中器件电阻, $R_s(C_2)$ 代表检测气体浓度为 C_2 的气体中器件电阻。

另外,为了使用简便,有时用取样电阻的输出电压比或输出电压来表示灵敏度。

3. 响应时间 t_r

响应时间也是气敏器件的一个重要特性参数。它代表气敏器件对被检测气体的响应速度。从原则上讲,响应越快越好,即气敏器件一接触气体,或气体浓度一有变化,器件阻值马上随之变化到其确定阻值。但实际上是很难办到的,总要有一段时间才能达到稳定值。原则上把从器件接触一定浓度的被测气体开始到其阻值达到该浓度下稳定阻值的时间,定义为响应时间,用 t_r 表示。

实际上,对于某一气敏器件,往往并不按上述定义确定响应时间和恢复时间,而常用气敏器件从接触和脱离检测气体开始,到其阻值或阻值增量达到某一确定值的时间,例如,气敏器件阻值增量由零变化到稳定增量的 63% 所需的时间,定义为响应时间和恢复时间。

5. 加热电阻 R_H 和加热功率 P_H

为气敏器件提供工作温度的加热器电阻称为加热电阻,用 R_H 表示,气敏器件正常工作所需要的功率称为加热功率,用 P_H 表示。这两项指标要求越小越好。

以上介绍了 SnO_2 气敏器件常用的几个主要特性参数。在实际使用中,为选用方便,在特定测试电路条件下(如图4-45),还常用如下参数表示器件性能。

6. 洁净空气中电压 U_0

在洁净空气中,气敏器件负载电阻上的电压,定义为洁净空气中电压,用 U_0 表示。 U_0 的关系为

$$U_0 = \frac{U_c R_L}{R_s + R_L} \text{ 或 } R_s = \frac{U_c R_L}{U_0} - R_L \quad (4-36)$$

式中 U_c 为测试回路工作电压;

R_L 为负载电阻。

7. 标定气体中电压 U_n

SnO_2 气敏器件在不同气体、不同浓度条件下,其阻值将相应发生变化。因此,为了给出器件的特性,一般总在一定浓度的气体中进行测试标定。把这种气体称为标定气体,例如 QM-N5 气敏器件用 0.1% 甲烷(空气稀释)为标定气体等等。气敏器件在标定气体中,负载电阻上电压 U_n 为

$$U_n = \frac{U_c R_L}{R_s + R_L} \text{ 或 } R_s = \frac{U_c R_L}{U_n} - R_L \quad (4-37)$$

8. 电压比 K_v

电压比与气敏器件灵敏度相对应,是表示气敏器件对气体的敏感特性。它的物理意义可按式表示

$$K_v = \frac{U_{n1}}{U_{n2}} \quad (4-38)$$

式中, U_{n1} 和 U_{n2} 表示气敏器件在接触浓度为 C_1 和 C_2 的标定气体时,负载电阻上电压的稳定值。

有时用电压比表示气敏器件的灵敏度。实际上,由式(4-35)和式(4-37)可得

$$\begin{aligned} \frac{U_{n1}}{U_{n2}} &= \frac{\frac{U_c R_L}{R_s C_1 + R_L}}{\frac{U_c R_L}{R_s C_2 + R_L}} \\ &= \frac{R_s C_2 + R_L}{R_s C_1 + R_L} \end{aligned}$$

一般 $R_s \gg R_L$, 则有

$$\frac{U_{n1}}{U_{n2}} = \frac{R_s C_2}{R_s C_1}, \text{ 即 } K_v = K$$

9. 工作电压 V_c

SnO_2 气敏器件的测试回路所加电压称为工作电压,用 U_c 表示。这个电压对测试和使用气敏器件很有实用价值。根据此电压值,可以选负载电阻,并对气敏器件输出信号进行调整。对旁热式 SnO_2 气敏器件,一般取 $U_c = 10\text{V}$ 。

为便于参考和选用,现将具有代表性的几种烧结型 SnO_2 气敏器件主要特性参数列于表4-5。表4-5中特性参数以丁烷为标定气体。响应时间 t_r 表示气敏器件从接触 0.1% 丁烷气体开始到负载电阻 R_L 上电压由 U_0 达到 2V 的时间,恢复时间 t_r 表示气敏器件从脱离

丁烷气体开始,到 R_L 上电压由 $U_{0.1}$ 降到2V 的时间。

表4-5 QM-N5型气敏器件的主要特性参数

参数名称	洁净空气中电压	标定气体中电压	电压比	响应时间	恢复时间	
符 号	U_0	$U_{0.1}$	$U_{0.1}$	t_r	t_r	
单 位	V	V		s	s	
数 值	0.1~1.8	>2	≤0.9	≤10	≤30	
参数名称	测 试 条 件			工 作 条 件		
	工作电压	加热电压	负载电阻	工作电压	加热电压	负载电阻
符 号	U_c	U_h	R_L	U_c	U_h	R_L
单 位	V	V	KΩ	V	V	KΩ
数 值	10	5	2	5~15	5~5.5	0.5~2.2

三、SnO₂气敏传感器的应用电路

1. SnO₂的特性参数测试电路

图4-45为 SnO₂旁热式气敏电阻, $f-f$ 为加热线圈, 加热电压可以是直流, 也可以是交流供电, 加热丝通过的电流视产品不同而不同, 一般接近100mA, 测量电极之间加交流电压, 极间通过的电流即气敏器件的工作电流, 设 SnO₂气敏电阻为 R_0 , 则由测量电极串联已知电阻, 设 R_L 电压为 U_L , 其工作电流为 I , 则有

$$I \cdot (R_0 + R_L) = U_c$$

则得 I 、 U_c 则可求得 R_0 。

图4-45为旁热式测量参数电路, 对于直热式气敏器件也是适合的。

2. 气敏电桥检测电路

图4-46为直热式 SnO₂气敏器件组装的一种气敏检测电桥电路, A 为测量电极, 图中悬空一端可接电路公共端。

图中, 3V 电源为加热电源, R_s 为限流兼调压电阻。合上开关 K_1 , 适当选择 R_s 的阻

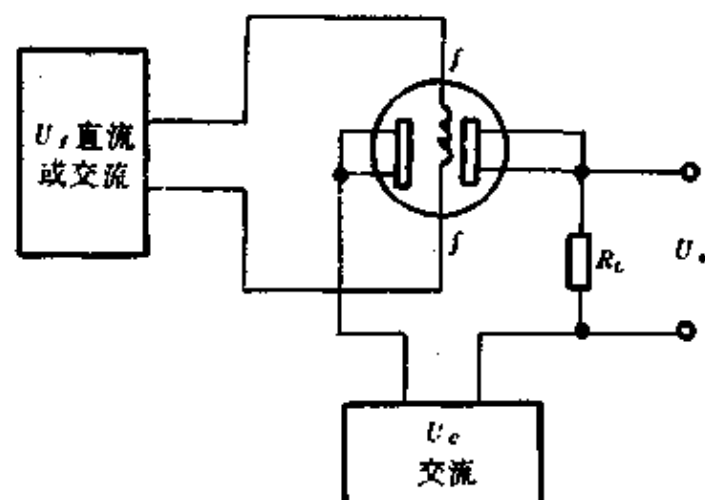


图 4-45

值,即可调整加热丝 $f-f$ 两端电压为 U_1 ,额定值为2V。

R_1 、 R_2 、 W 及气敏元件测量电极 A 与 $f-f$ 之间的阻值为气敏电桥桥路,其平衡条件为: $R_1 W = R_2 R_0$ 。当气敏元件充分预热后,在洁净空气中将 K_2 拨到“测试”位置,调节电位器 W ,使气敏电桥输出为零,表头 μA 亦指示为零值。当气敏元件接触可燃性气体后,测量极的阻值下降,电桥平衡遭到破坏,这时微安表头就有电流通过,而且可燃性气体浓度愈大,电桥不平衡程度就会愈大,即流过表头的电流就愈大,因此,微

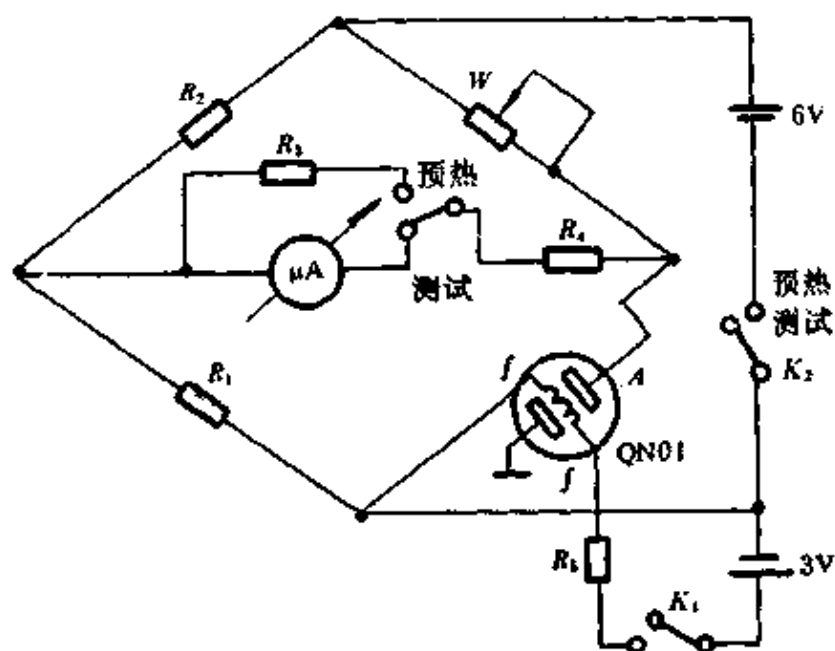


图 4-46

安表的电流值就反映出气体的浓度。倘若将不同浓度的气体作用到气敏元件上,在微安表表盘上标注出相应的气体浓度值,那么用这个气敏电桥就可直接检测出可燃性气体的浓度了。

R_3 、 R_4 对微安表分别起保护和修正作用。电源可用电池供电。气敏元件的 $f-f$ 与 A 之间的阻值,可在充分预热后于洁净空气中测得,然后,根据气敏电桥平衡条件,再确定 R_1 、 R_2 及 W 的阻值。图中所示电阻阻值仅供参考。

3. 气敏器件检漏报警电路

图4-47为一种气敏传感器检漏报警电路。

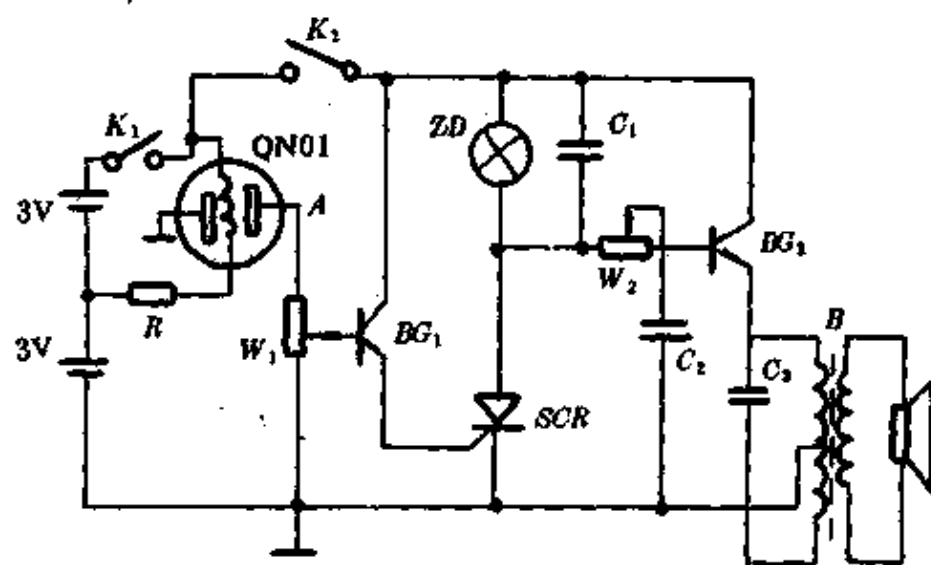


图 4-47

通常气敏元件在预热阶段,即使其使用环境空气新鲜,它的测量电极也会输出一定幅度的电压值,所以,在预热开关闭合之前,应将开关 K_2 断开。一般说来,气敏元件加热丝 $f-f$ 通电预热10分钟后,才合上 K_2 ,此时如果气敏元件接触到可燃性气体, $f-f$ 与 A 极之

间的阻值就会下降, A 端对地电位就会升高, BG_1 导通, 晶闸管 SCR 导通, 报警指示灯 ZD 发亮. 在 SCR 导通的瞬间, 由 BG_2 、 B 及 C_2 、 C_1 、 W_2 等元件组成的音频振荡器开始工作, 喇叭便发出警报声。

若要解除警报声, 只须关断 K , 即可. 如需停止工作, 关断电源开关 K_1 即成。

在本电路中, 电阻 R 为加热丝电压调节电阻, 适当选取电阻值, 则可调整加热丝 $f-f$ 之间的电压为额定值 $2V$. W_1 为灵敏电位器, 调节它可使本装置整机灵敏度为 $200ppm$. W_2 为报警音量调节电位器。

制作时, K_1 可用钮子开关, K_2 也用小型钮子开关, QN01 为气敏电阻, W_1 、 W_2 选取 $0.5W$ 型实芯电位器, BG_1 为 $3DG6C$, BG_2 为 $3AX81B$, β 值均可在 $60 \sim 100$ 以内选用。

4. 差动式可燃性气体检测应用电路

图4-48为用差分对管作可燃性气体检测应用电路。

图中, BG_1 、 BG_2 等元件组成差分放大电路, 其输出端接有 W_2 和一只微安表头. 合上开关 K_1 使气敏元件 R_0 充分预热后, 再合上 K_2 , 在清洁空气中, 调节 W_2 , 使 BG_1 、 BG_2 基极对地电位相等; 调节 W_1 , 使 BG_1 、 BG_2 的集电极电位差为零. 应该指出, $W_1 \sim W_2$ 互相是有制约的, 调节须细心。

将气敏元件置于可燃性气体后, R_0 的阻值发生变化, BG_1 基极电位也相应发生变化, 差分电路工作时, 接在输出端的微安表便有电流通过, 而且通过电流的大小与被测可燃性气体浓度成正比. 倘若在表盘刻度上标注相应的气体浓度, 则可用来检测可燃性气体。

在此电路中, 要求 BG_1 、 BG_2 参数一致, 最好选用差分对管. W_1 宜用功率大于 $1W$ 的线绕电位器. 电阻宜采用温度系数好的金属膜电阻。

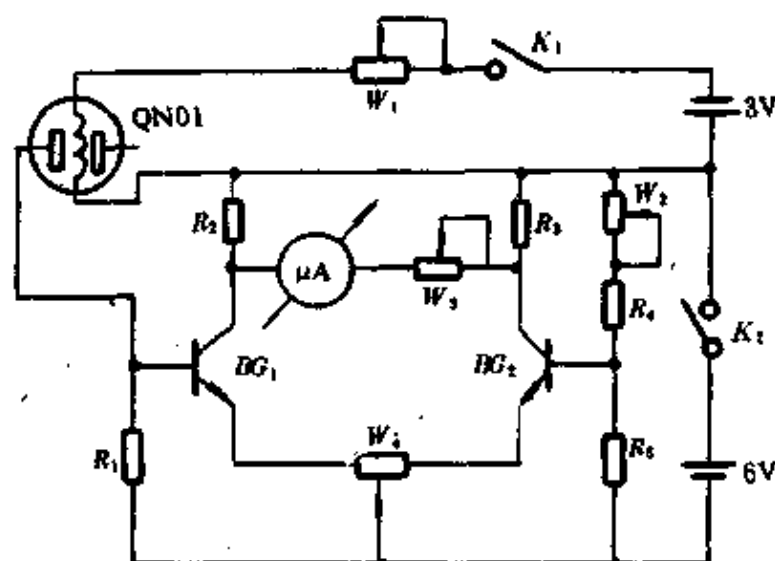


图 4-48

§ 4-6 Pd-MOSFET 氢敏传感器及应用电路

用金属钯薄膜代铝作为栅电极材料来制造金属-氧化物-场效应晶体管气敏器件, 图4-49为这种 Pd-MOSFET 气敏器件的结构. 因为这种气敏器件对氢气很敏感, 而且选择性好, 所以称为 Pd-MOSFET 氢敏器件。

一、Pd-MOSFET 氢敏器件的工作原理

MOSFET 的漏极电流 I_D 由栅压控制, 若将栅与漏短路, 在源与漏之间加电压 U_{DS} , 则 I_D 可由下式表示:

$$I_D = \beta(U_{DS} - U_T)^2 \quad (4-39)$$

式中 β 为常数, I_D 只与 Pd-MOSFET 的结构参数有关, U_T 为阈值电压。

在 Pd-MOSFET 氢敏器件中, 随着空气中 H_2 浓度的增加而 U_T 下降, 利用这种关系检测 H_2 的浓度。若保持 I_D 不变, 当这种氢敏器件接触到氢气而引起 U_T 变化时, U_{DS} 将随 U_T 作等量变化。因此, 将 U_{DS} 的变化量送入运算放大器和单级晶体管放大器, 经放大后推动指示器动作, 以达到测 H_2 的目的。其 I_D 与 U_{DS} 关系如图 4-50 所示。

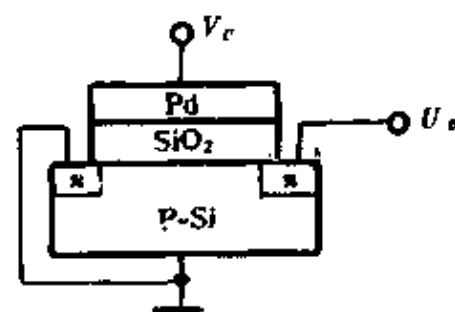


图 4-49

当栅电极暴露于氢气中时, 由于 Pd 的催化作用, 氢分子在 Pd 的外表面发生分解。这样形成的氢原子通过 Pd 膜迅速扩散并吸附于金属和绝缘体的界面。在此界面上氢原子, Pd 金属一侧极化而形成偶极层, 使 Pd 能溶解氢, 而此与 Pd 的催化作用以及氢在 Pd 中的扩散有关。因此, 象 Pt、Co 等具有催化作用的金属都可以作为栅电极材料。

在 Pd-MOSFET 氢敏器件中, 阈值电压的变化 $\Delta U_T (V)$ 与氢气分压 $P_{H_2} (mmHg)$ 的

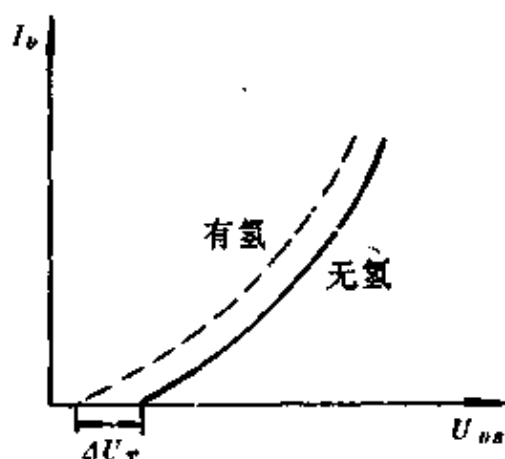


图 4-50

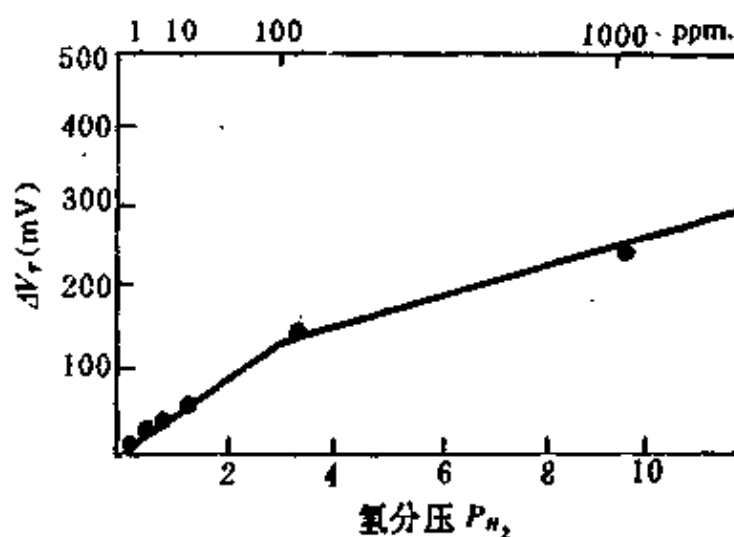


图 4-51

关系为

$$\Delta U_T = \Delta U_{T_s} \frac{K \sqrt{P_{H_2}}}{1 + K \sqrt{P_{H_2}}} \quad (4-40)$$

式中 ΔU_{T_s} 为 Pd-SiO₂ 界面吸附氢原子饱和时, ΔU_T 变化的最大值。对氢气的分解反应为



上式中 $K = \frac{k_i}{k_d}$, H 为在 Pd-SiO₂ 界面上吸附的氢原子, k_i 、 k_d 为正、逆反应速度常数, K 为平衡常数。

由上分析可得结论, Pd-MOSFET 的工作原理为: 氢分子被 Pd 表面吸附后, 由于 Pd 的催化作用先分解为氢原子, 氢原子在金属 Pd 迅速扩散, 并在 Pd-SiO₂ 界面吸附并极化

而形成偶极层,此偶极层将减小金属的功函数,而导致 Pd-MOSFET 氢敏器件 U_T 的变化。

二、Pd-MOSFET 氢敏器件的特性参数

1. 灵敏度

当有 H_2 存在时, ΔU_T 由式(4-40)表示, 阈值电压变化量, 即为 Pd-MOSFET 的灵敏度。

图4-51为空气中含有不同氢气浓度时测量的 U_T 值对氢气浓度的曲线, 由图看出, 对 1ppm 氢气浓度有 10mV 的 ΔU_T 值, 所以 H_2 气敏器件有较高灵敏度。

2. 选择性

目前大多数气敏器件的选择性都不十分理想, 但对于 Pd-MOSFET 来说, 具有较高的选择性, 如表4-6所示。

表4-6 Pd-MOSFET 的选择性比较

气体(100%)	H_2	NH_3	CO	CH_4	乙醇
ΔU_T (mV)	455	25	10	10	0

3. 响应时间

响应时间与恢复时间取决于气体与钯在界面上的反应过程。实验证明, 响应时间与恢复时间都随器件工作温度上升而迅速减少。因此, 对响应时间的要求常常成为选定 Pd-MOSFET 工作温度的主要考虑因素。若要求几秒钟或者更短的响应时间, 一般须选择 100~150℃ 的工作温度。除了器件的工作温度之外, 氢气浓度也对响应时间和恢复时间有影响。比如器件工作温度 150℃ 时, 当氢气浓度为 0.01% 时, 响应时间小于 10s, 恢复时间小于 5s。当氢气浓度为 4% 时, 响应时间小于 5s, 恢复时间小于 15s。

4. 稳定性

Pd-MOSFET 氢敏器件早在 1975 年已在国外研制成功, 但存在一个值得注意的问题。这就是阈值电压随时间缓慢漂移, 使氢敏器件作定量检测受到了限制。实验研究表明, 当 Pd-SiO₂-Si 结构的样品暴露在 H_2 中时, 在 SiO₂ 中向 Pd-SiO₂ 界面漂移的可动离子数量大于向 SiO₂ 界面上越来越多的碱金属离子的堆积, 引起阈值电压 U_T 的漂移量逐渐增加, 即产生慢漂移现象。若 Pd-MOSFET 电容的 SiO₂ 之上加一层 Al₂O₃, 则可消除慢漂移现象。

三、Pd-MOSFET 氢敏器件应用电路

1. Pd-MOSFET 氢敏传感器检测氢气浓度基本电路

Pd-MOSFET 是一种性能比较理想的氢敏器件。它对在空气中氢含量在 4% 以内时, 具有较好的线性, 可以定量检测氢。这种氢敏器件对氢气的测量原理在于 Pd-MOSFET 的阈值电压随着环境气氛中氢含量的大小有变化。因此, 通过测量阈值电压的变化, 就可测得气氛中氢含量。

Pd-MOSFET 测氢的基本电路, 就是根据上述测氢原理设计的。一种典型的测氢电路

如图4-52所示,图中气敏器件为Pd-MOSFET 氢敏器件,栅极和漏极短接,如源漏极间加电压 U_{ds} ,则有漏极电流 I_D 为

$$I_D = \beta(U_{ds} - U_T)^2 \quad (4-42)$$

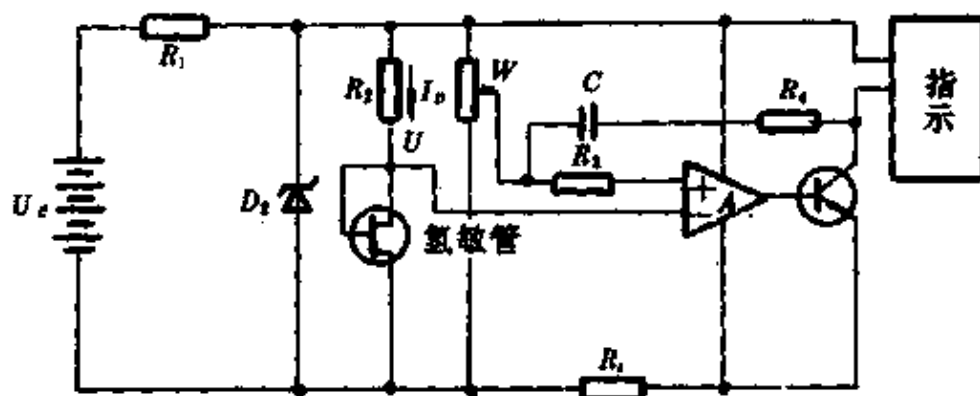


图 4-52

当保持电流 I_D 为常数时,必然有 $\Delta U_{ds} = \Delta U_T$ 的关系,所以,通过测量 U_{ds} 的变化量 ΔU_{ds} 就可以得到阈值电压 U_T 的变化量 ΔU_T ,根据预先作好的氢浓度与 ΔU_T 关系的标准曲线,就可求出氢浓度。

从另一方面看,连接在有源电路中的这种Pd-MOSFET 又可看成一只阻值可变的非线性动态电阻,其阻值随氢含量的增加而减少。基于这一点,我们可以采用同 SnO_2 气敏器件一样的处理方法设计应用电路,即这种氢敏器件作为测量臂,组成典型的桥式测量电路,或者以其作为测量段,组成分压器式测量电路,再配以相应的阻抗转换电路和放大电路,设计相应形式的测氢电路。

2. 分压式氢探测电路

图4-53所示,采用分压式测量电路,由于氢敏器件即使在氢含量很高的气氛中,其阈值电压也不会降至零(也就是说,它仍然相当于有一定阻值的电阻)如图将阈值电压作开关电路 BG_1 、 BG_2 的控制信号时, U_T 过高,因而将影响到后一级翻转,为了让加给后一级的基极电压能够由高电平变为足以使之翻转的低电平,电路中采用一只硅二极管来降低氢敏器件的一部分输出电压(约0.7V)。该电路用分离元件组成,也可用集成运放完成此探测电路。

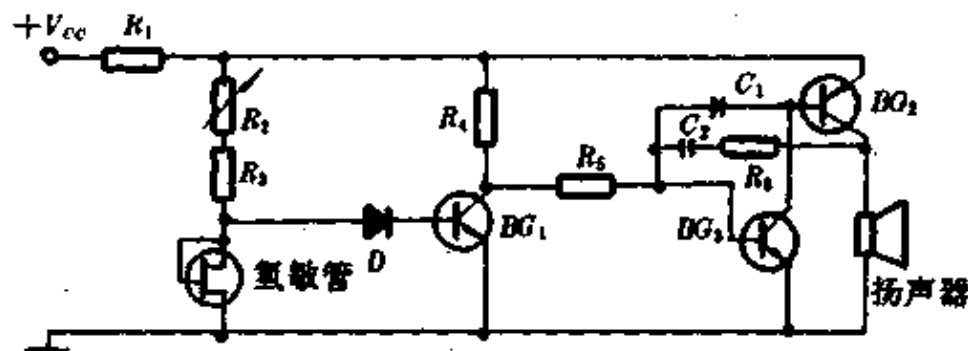


图 4-53

3. 氢气桥式测量电路

如图4-54所示, BG_1 、 BG_2 、 BG_3 、 BG_4 组成电桥四臂, BG_1 为氢敏Pd-MOSFET管, BG_2 为基准管, 都处于稳压状态, BG_3 、 BG_4 为一对射随器, 二射极为桥的差值输出电路, 当桥平衡时(无 H_2 气氛), 调整 BG_2 的漏极电阻在 BG_3 、 BG_4 二射极输出为零。当有氢气时, 电桥有输出, 接至常规指示仪表, 或报警电路, 即可探测出氢气。

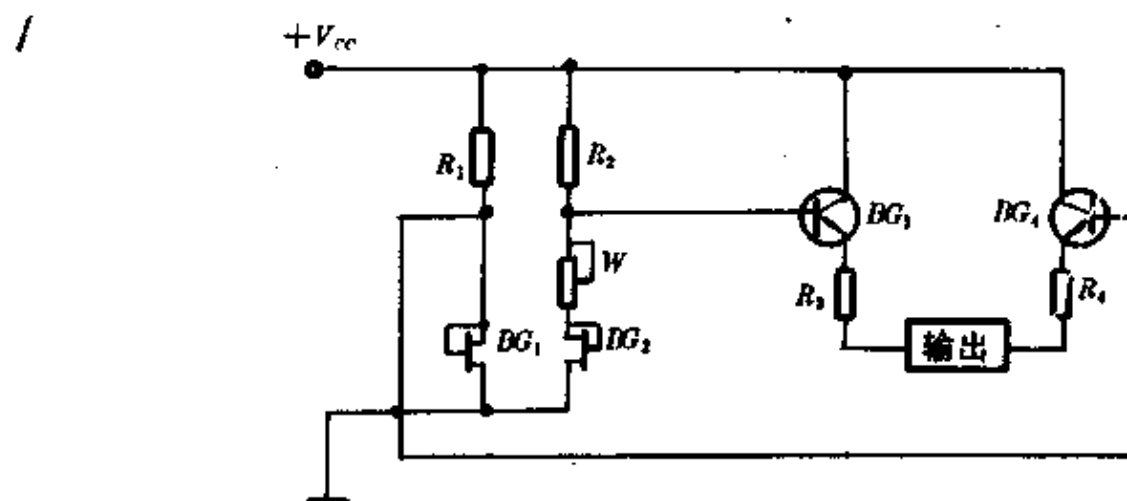


图 4-54

4. 集成化 Pd-MOSFET 气敏器件在电力变压器故障预警装置中的应用

集成化 Pd-MOSFET 氢敏器件结构如图4-55所示, 其中 R_H 为加热电阻, D_T 为测温

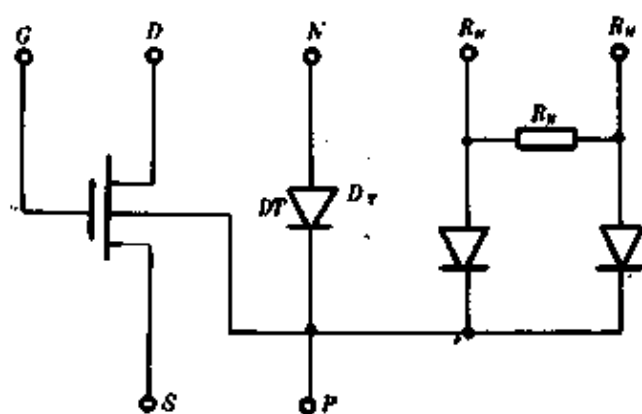


图 4-55

元件, R_H 两端为加热电极。

电力变压器气体故障预警装置电路, 根据变压器内部发生故障时产生气体成份特性分为二组, 一组电路用 SnO_2 气敏元件 QM-M₁ 作为检测头, 检测变压器油枕中可燃性气体, (如 NH_3 气体), 另一组电路用氢敏器件 Pd-MOSFET 作检测头, 检测变压器油枕中因进水而产生氢气, 所以电力变压器油枕上方有两个气敏检测头, 安装位置如图5-56所示, 一个检测可燃性气体, 另一个检测氢气。

预警装置电路图如图4-57所示。电路图中我们可看出, 一组电路对变压器内部产生可燃性气体进行检测并预警, 预警电路由国产 QM-N5型气敏半导体器件作传感器与电阻 R_1 、 R_2 和电源电路组成可燃性气体检测电路, 电路中二极管 D_1 和三极管 BG_1 组成电子开

关, BQ_2 、 BQ_3 和电容 C_3 以及电阻 R_3 、 R_4 组成互补自激多谐振荡器,并由继电器和黄色指示灯、电铃组成声光报警电路。正常情况下,负载电阻 R_2 的阻值为定值, P 点呈低电平,相对而言, D_1 和 BQ_1 组成的晶体管开关电路截止,自激多谐振荡器不工作,因而继电器不动作,所以无预警信号输出。当气敏元件 QM-N5接触到变压器内部产生的可燃性气体时, QM-N5器件导电率增大, P 点电位升高,当可燃性气体达1%时,开头电路导通,自激多谐振荡器工作,适当选择 R_1 和 C_3 的值,可使 BQ_2 、 BQ_3 间断地导通0.8秒,截止0.3秒,从而使继电器继续吸合,间断地发出预警信号,调整 R_2 的电阻值可控制 D_1 和 BQ_1 的导通电压值,即可调整电路的报警起始工作点,改变 C_3 的容值可改变预警信号的频率,该组电路由于 BQ_2 、 BQ_3 是同时导通或截止,因而电源利用率较高。QM-N5气敏元件的测试电路可参考前述参数测量有关电路。

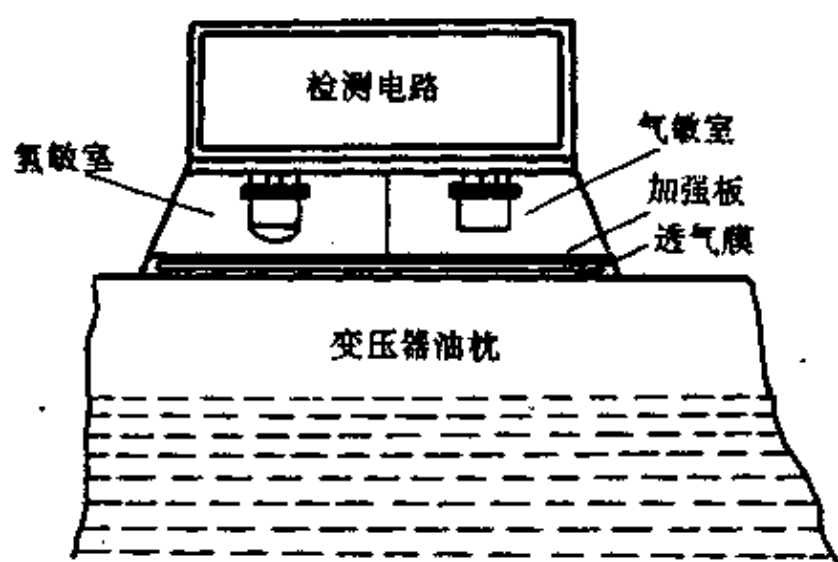


图 4-56

另一组预警电路由钯栅场效应晶体管 Pd-MOSFET 氢敏器件及有关电路组成,见电路图4-57。当电路中氢敏元件与变压器油枕中产生的大于规定值的氢气接触时,其漏源电压 U_{DS} 发生变化,这一变化量经运算放大器 A_1 放大后,触发由 BQ_4 、 BQ_5 组成的电子开关导通,继电器 J_2 动作,红色预警灯亮,并由电铃发出连续的预警信号。

电路中运算放大器 A_2 作为电压比较器,将氢敏元件中的测温元件 D_2 上的电压值与 R_5 上取得的开关电压比较,再通过由晶体管 BQ_6 、 BQ_7 组成的开关电路控制器件加热元件 RH 上的电流,达到氢敏元件要求恒温控制的目的。氢敏元件的测试可参考有关使用说明。

电力变压器气体故障预警装置,安装在变压器油枕上方,图4-56为安装示意图。检测电路下方分为两个气室,气室与油枕间用高分子透气膜隔离,夹层用多孔钢板作加强栅。报警电路的动作起始值可按变压器故障时的气体含量标准测定,然后定下电路预警的起始值。

装置为什么要设二组检测电路呢?电路中气敏元件 QM-N5对可燃性气体敏感,而氢敏元件对其他气体均不敏感,只对氢气敏感,如变压器进水时,变压器内产生大量氢气,氢敏元件动作,我们可初步断定变压器进水。如氢敏元件动作,气敏元件也动作,则可能变压

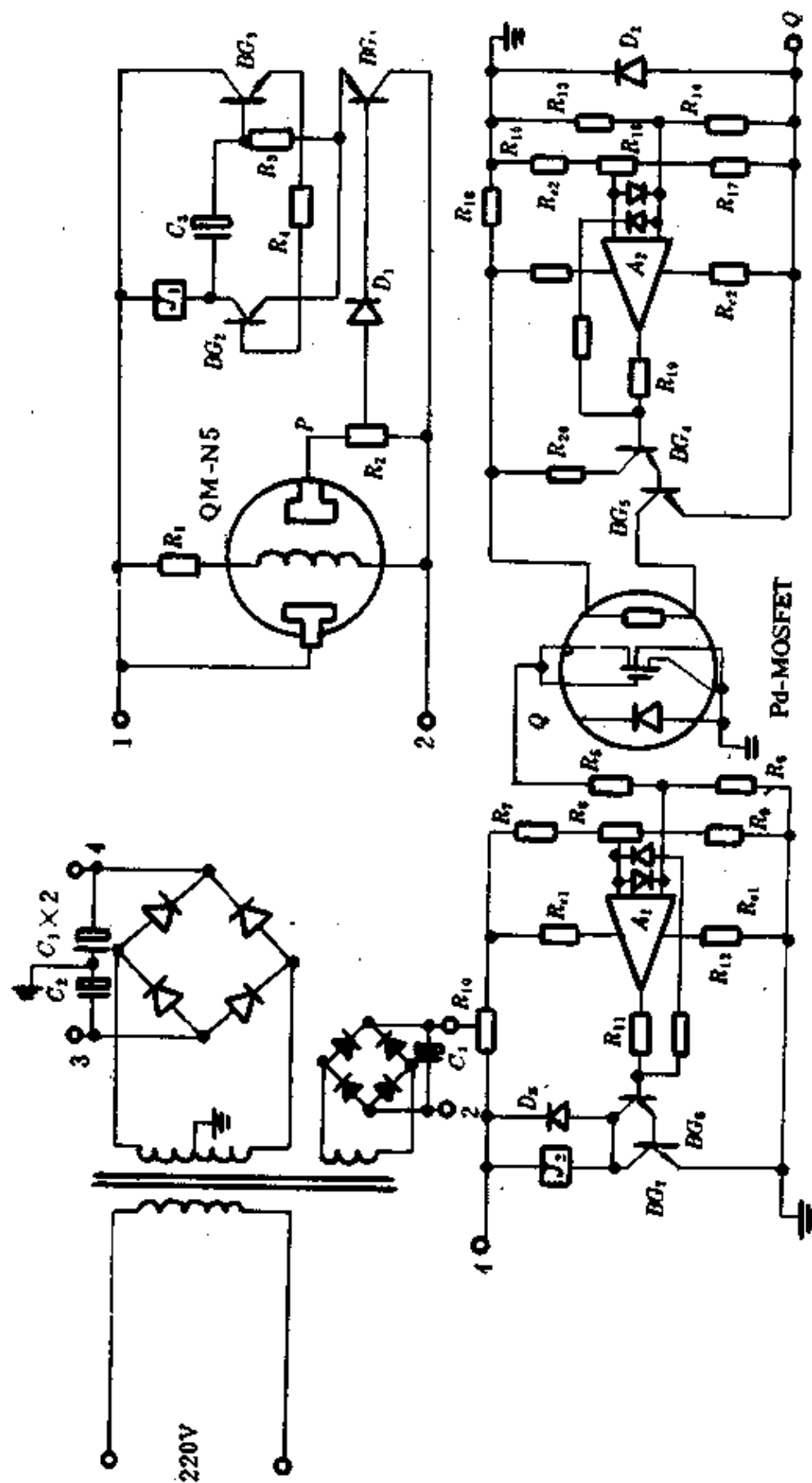


图 4-57

器油中有电晕放电的情况,变压器气体故障检测预警电路只能随时发现变压器早期内都产生的故障,要分析变压器所产生的故障原因,还要靠色谱分析试检决定、从而防止事故的发生。

第五章 位移传感器及应用电路

在自动测量和控制系统中,在机械工业等领域中,都广泛地要对位移或微位移进行检测。由于这类检测要求精度高,越来越多的位移传感器把被测模拟电量直接转换为数字量。所以称这类传感器为数字传感器。

数字位移传感器具有高的测量精度和分辨率,测量范围大,信号便于数字化处理显示,便于多路测量,抗干扰能力强,稳定性好,因此得到广泛的应用。

本章主要介绍二类数字位移传感器。一是以脉冲形式输出的位移传感器,如感应同步器,磁栅传感器。二是以数字量形式输出的传感器,如编码器。

§ 5-1 感应同步器及数显电路

感应同步器是一种测量位移(直线位移或角位移)的位移传感器,它是利用电磁耦合原理,把直线位移或角位移转变为电信号,然后采用一定方式对电信号进行检测、处理、显示,从而达到测量位移的目的。

一、感应电压和耦合系数与位移的关系

直线感应同步器由定尺和滑尺组成。定、滑尺分别安装在机械设备的固定和运动部分。所以机械运动时,滑尺相对定尺移动。定尺与滑尺绕组分布见图 5-1。定尺绕组是连续绕组,其周期(T)是 2 毫米,均匀分布在 250 毫米长度上,线圈的宽度为 τ (亦称极距), $T=2\tau$ 。

滑尺上有两相绕组,分别称为正弦绕组(\sin 绕组,简称 s)和余弦绕组(\cos 绕组,简称 c),是由许多绕组单元串联组成的。 \sin 和 \cos 绕组的中心线相距 $3/4T$,如图 5-1 所示。

当滑尺上的绕组加上交流激磁电压时,定尺上的连续绕组有感应电压输出,感应电压的幅度和相位与激磁电压有关,也与滑尺和定尺的相对位移有关。为了说明感应电压与位移的关系。先从定尺与滑尺互感原理讲起。

一个矩形线圈通以交变电流则产生交变的磁场,如果有另一矩形线圈靠近它,将产生感应电压 e 。 e 的大小和两线圈的相对位置有关。图 5-2 画出两线圈的几个特殊相对位置。

在图 5-2(a)和(c)中,由于在线圈 A 中穿入与穿出的磁通各占一半,在任何时刻,通过线圈的总磁通量均为零,因此感应电压等于零,所以电压表的读数为零。而在图 5-2(b)中,由于只有穿出来的磁通,因此感应电压最大,电压表读数也最大。可见,当线圈 A 由(a)位置移向(b)位置,再移向(c)位置时,电压表的读数将由零变到最大值后再下降为零。

图 5-3 表示定尺输出感应电压的幅度与定、滑尺相对位置变化的关系。若只给 \cos 绕组加幅值一定的激磁电压。在 A 点,由于 \cos 绕组单元的中心线与定尺绕组某一单匝的中

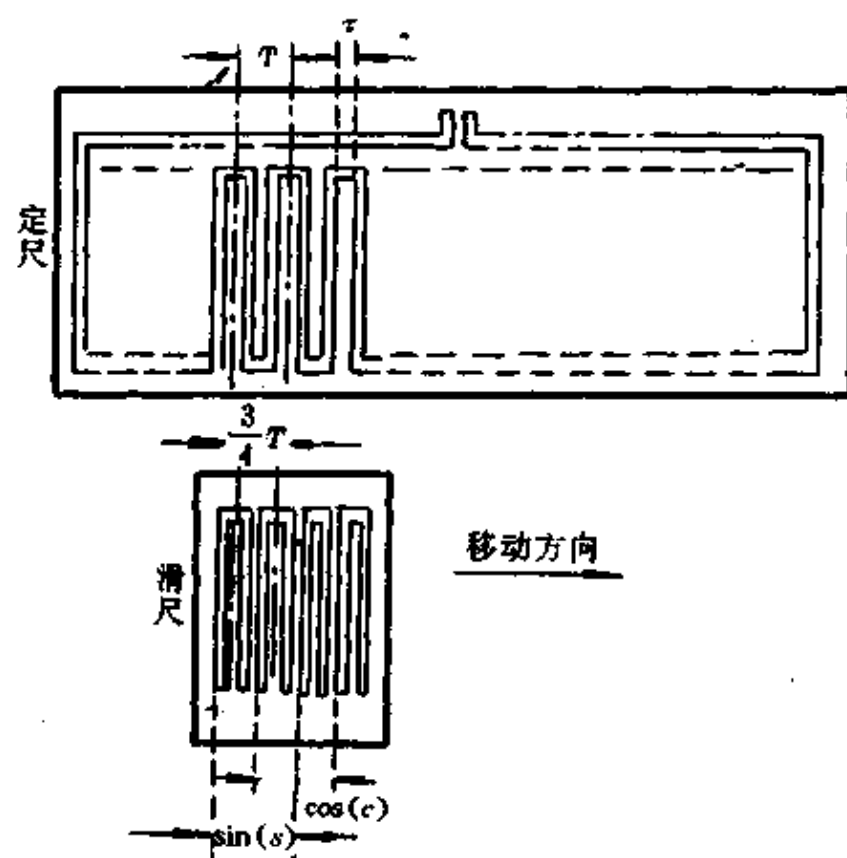


图 5-1

心线相距 $\frac{1}{4}T$, 通过定尺绕组的磁通互相抵消, 感应电压为 0。当滑尺向右移动, 感应电压逐渐变小, 到 C 点又为 0, 移到 D 点时得到了 B 点极性相反的最大电压。到 E 点又复为 0, 并加到与 A 点相同的变化状态, 完成一个周期的变化。如此继续移动, 感应电压幅度的变化规律就是一个周期性的正弦曲线。从曲线看出, 在一周期中对应某一感应电压有两个位置, 如图 5-3 中 M、N 两点。因此, 只有一个绕组, 不能决定单一的相对位移。所以必须加一正弦绕组。由于 sin 绕组与 cos 绕组中心线相距 $3/4T$, 所以当 sin 绕组加幅值一定的激励电压时, 在 A 点, 感应电压为反向最大, 而在 B 点时为 0。整个曲线滞后 $1/4T$, 得到余弦

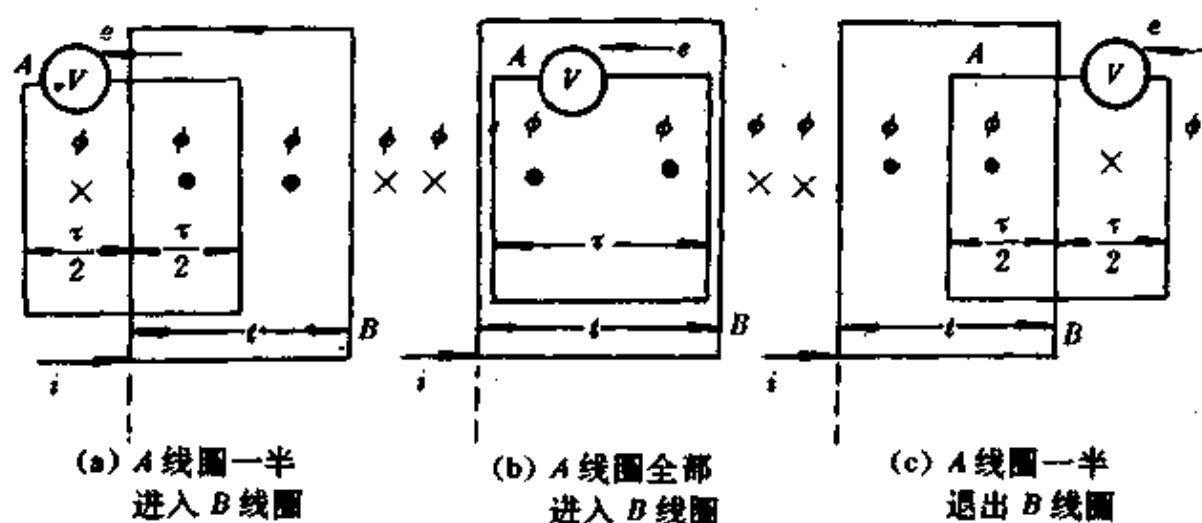


图 5-2

曲线。这样一对正余弦信号只对应周期内的一个位置。

感应电压与激磁电压的比值称为耦合系数,表示两个线圈的耦合程度。

即:耦合系数(K)= $\frac{\text{感应电压}}{\text{激磁电压}}$, θ 为与位移 x 成比例电角度, $\theta=\omega x$,即有

感应电压 = 耦合系数 \times 激磁电压

如激磁电压一定,感应电压与耦合系数成正比。上述曲线中,感应电压为零时,实际上是因为耦合系数为零,而在感应电压最大时,是因为耦合系数大。所以图 5-3 中的两条曲线也是滑尺的耦合系数随它们相对位置变化的曲线。

二、改变激磁电压幅度使感应电压为零

上述定尺输出的感应电压是一个能反映定、滑尺相对位移的交变电压。要检测定、滑尺的相对位置,可以归结为对交变电压的检测。检测方法有两种,一种是直接测量,称为直读法;一种是用已知标准电压去抵消交变电压,称为零值法。在测量系统中,一般说来,零值法比直读法灵敏度高。感应同步器数显表的线路,多数是采用“零值法”设计的。

鉴幅型系统是采用改变滑尺正、余弦绕组的激磁电压幅度,使定、滑尺在任一相对位移时,定尺输出的感应电压均能迭加为零。这样,反过来,只要知道加在激磁绕组上电压的幅度,就可以知道相对位移量。

怎样改变激磁电压幅度使感应电压为零呢?如图 5-4,可在滑尺 sin 绕组上加幅度按正弦变化的激磁电压,而在 cos 绕组上加幅度按余弦变化的激磁电压(SF13 型激磁电压的频率为 20KHz)。由于定尺、滑尺是通过空气隙耦合,两组感应电压可应用迭加原理相消为零。

图 5-3 中,A、B、C、D、E 各点上,不是耦合系数为零,就是所加激磁电压为零,所以感应电压为零。在任意一点位置 F 上,作垂线交各曲线于 G、H、K、J、I。如图 5-4(a)、(b)所示。

F 位的感应电压

$$e = FG \times IJ + (-FH) \times IK = FG \times IJ - FH \times IK$$

由图 5-4 看出 $\frac{FG}{FH} = \frac{IK}{IJ}$ 即 $FG \times IJ = FH \times IK$ 。

所以,感应电压 $e = FG \times IJ - FH \times IK = 0$ 。

由此可见在任意位置上总有一对激磁电压(即 $\theta_n = \theta_m$),可以使感应电压为零。SF13 型是每隔 0.01mm 提供一对激磁电压使感应电压为零,因此能在任意周期(2mm)中,找

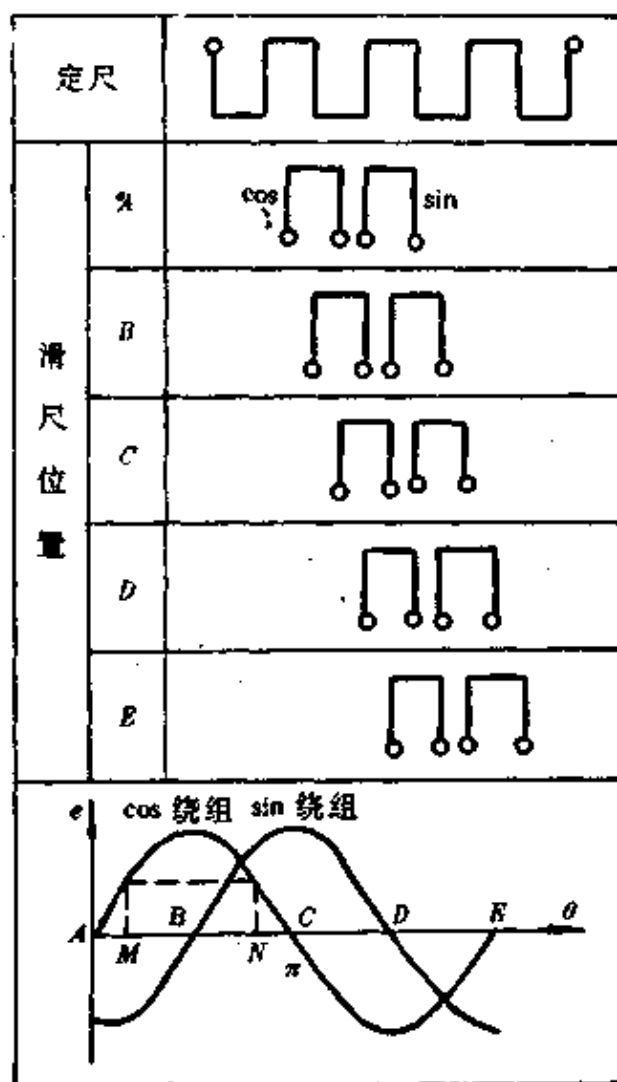


图 5-3

到滑尺和定尺按 0.01mm 区分的相对尺位。

当激磁电压不变而滑尺移动 $\Delta\theta_n$, 这时 $\theta_n = \theta_0$, 即耦合系数发生变化, 则产生感应电压, 这个感应电压, 也叫误差信号, 如图 5-4, 在 F 点时

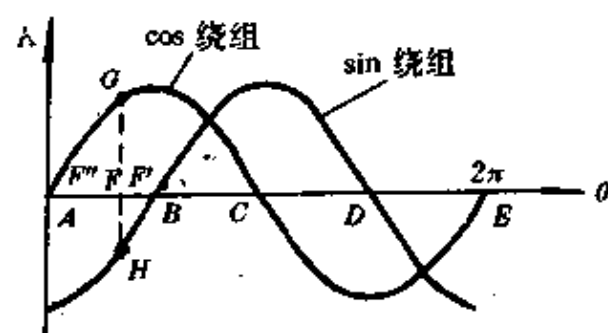
$$\text{误差信号 } W = FG \times FG \times IK = 0$$

当右移至 F' 点, 而所加激磁电压不变, 则因耦合系数有变化, $FG \uparrow$, $FH \downarrow$ 因此误差信号 $W = FG \uparrow \times IJ - FH \downarrow \times IK > 0$ 。

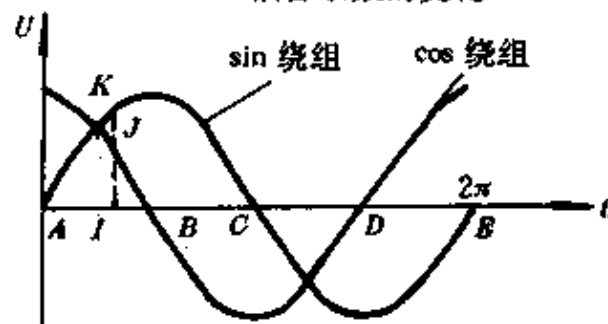
当移到 F'' 点, $FG \downarrow$, $FH \uparrow$ 则

$$\text{误差信号 } W = FG \downarrow \times IJ - FH \uparrow \times IK < 0$$

由此可见, 误差信号的大小可代表移动距离的大小, 误差信号的相位(正、负)可代表移动的方向。如果改变滑尺上的激磁电压, 使 θ_n 跟踪 θ_0 , 当 θ_n 和 θ_0 又相等时, 则误差信号消除。



(a) 耦合系数的变化



(b) 激励电压的变化

图 5-4

三、位移量的数字显示电路

应用上述感应同步器幅度工作状态的原理, 制成的数字显示电路, 称为鉴幅型数显表。数显表与直线感应同步器相联接, 可以用数字显示机械位移量, 并不断校正激磁电压的幅值以达到跟踪同步。SF13 型数显表的原理方框图见图 5-5。

滑尺绕组的激磁电压采用 20KHz 正弦交流电压。所以必须有一正弦振荡器, 产生

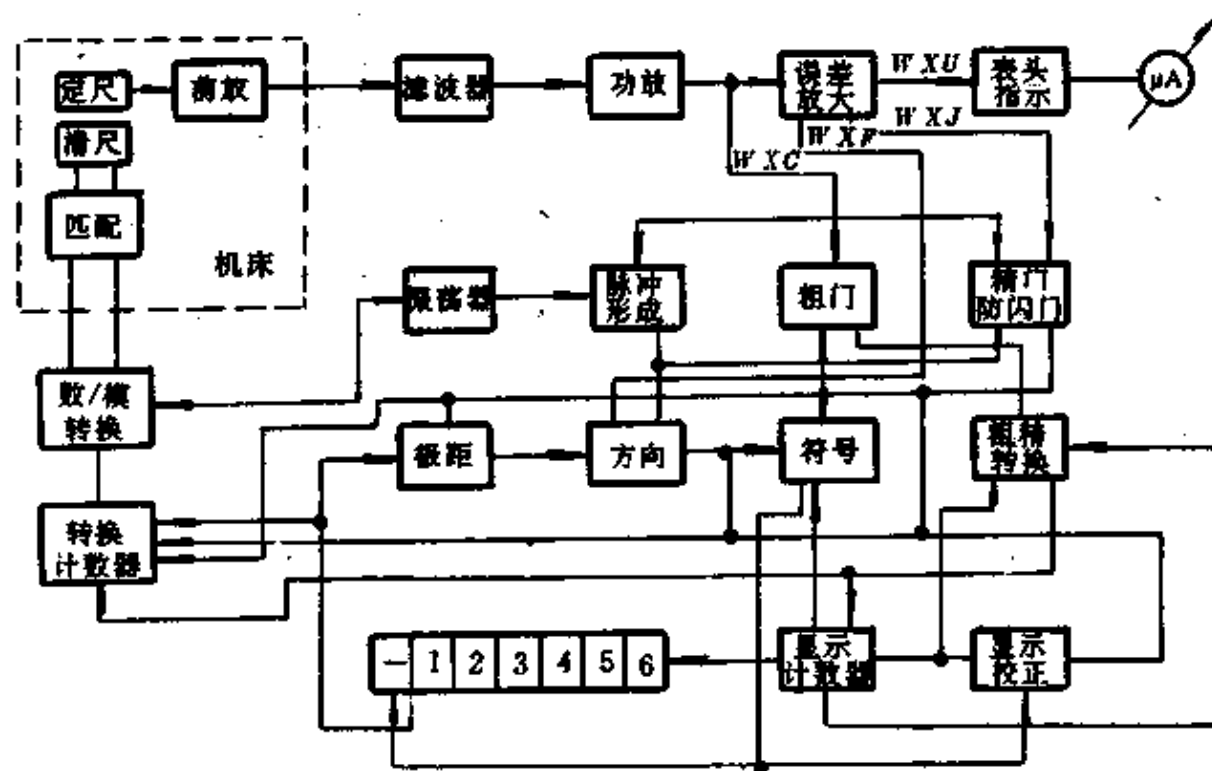


图 5-5

20KHz 等幅正弦电压,然后通过数模转换器中的函数变压器和匹配变压器加到滑尺上。

当滑尺与定尺有相对位移时,在定尺上产生误差信号,但很微弱并有谐波分量,因此必须加前置放大器,再经滤波、放大后才能利用。

为了记录位移量 $\Delta\theta_n$,以及改变 θ_n 的状态,都要采用计数器。记录机械位置并加以显示的计数器,称为显示计数器。改变 θ_n ,控制函数变压器开关状态的计数器,称为转换计数器。计数器是记录脉冲个数的一种电子设备,因此需要一个脉冲发生器。脉冲发生器的信号来自振荡器,它产生计数脉冲(MJ)和定时脉冲(MD),称为脉冲形成电路。脉冲的频率也是 20KHz。

SF13 型数显表的最小数字显示为 0.01 毫米,要求滑尺位移 0.01 毫米左右时,才能开启脉冲通道进行计数。所以,误差信号经过放大以后,要求和一个预定的门槛电平相比较。这就需要有一个门槛电路,误差信号的幅值超过门槛电平,电路开通,称为“开门”。当误差信号的幅值低于门槛电平,电路关断,称为“关门”。数显表为了提高抗干扰能力,又设置高防闪门,精门开启 450 微秒后,防闪门开门,计数脉冲才能送给显示计数器和转换计数器。

当滑尺位移 0.01 毫米时,误差信号 WXJ 的幅值超过粗门槛电平,精门和防闪门关,送出另一对激磁电压,使误差信号幅值小于门槛电平,则计数器停止计数。滑尺每移动 0.01 毫米,计数一次。由误差信号驱动,跟踪滑尺的位移不断校正 sin 和 cos 激磁信号,使 $\theta_n = \theta_m$,同时显示校正次数的数字,以达到检测位移量的目的,这就是鉴幅型感应同步器数显表系统的基本工作原理。

由于系统的脉冲频率为 20KHz,转换计数器的转换速度将为每秒 20 千次,而最小数显为 0.01 毫米,所以滑尺移动速度受到一定限制。如果移动太快,转换速度跟不上,将会造成显示计数的误差,这是不允许的。生产机械设备移动速度经常是以米/分计算的。这时滑尺允许最大位移速度为 12 米/分。

为了使数显表能应用在移动速度超过 12 米/分的生产机械上,在系统中设置了精、粗二个门槛电路。当滑尺移动速度不超过 12 米/分,误差信号 WXJ 幅值超过精门槛电平时,系统进行精计数,最小显示为 0.01 毫米。当滑尺移动速度超过 12 米/分,且累积的误差信号 WXJ 幅值超过粗门槛电平时,系统进行粗计数,最小显示为 0.1 毫米,所以滑尺移动的允许最高速度提高 10 倍,达到 120 米/分。实际最高位移速度低于理论值。

原理方框图中的各种逻辑控制电路(包括粗精转换,极距划分、运动方向判别、符号、加减控制等)在系统中的作用将在电路原理中分别叙述。

上述工作原理也可用数学公式说明滑尺正余弦绕组加激磁电压

$$U_s = U_m \sin \omega t \quad I_s = \frac{U_m}{R} \sin \omega t$$

$$U_c = U_m \sin \omega t \quad I_c = \frac{U_m}{R} \sin \omega t$$

(R 为正、余弦绕组的电阻值,约 2Ω)它们分别在定尺上产生感应电压

$$e_s = K_s \frac{dI_s}{dt} = K_s \frac{U_m \omega}{R} \cos \omega t$$

$$e_s = K_s \frac{dI_s}{dt} = K_s \frac{U_m \omega}{R} \cos \omega t$$

(K_s, K_c 为滑尺正余弦绕组与定尺间的耦合系数)

$$K_s = -K_m \cos \theta_m \quad K_c = K_m \sin \theta_m$$

所以
$$e_s = -\frac{K_m \omega}{R} U_m \sin \theta_m \cos \omega t + e_c = -\frac{K_m \omega}{R} U_m \sin \theta_m \cos \omega t$$

$$\cos \omega t = \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

说明感应电压与激磁电压相位相差 90° 。这正是门磁和方向电路所需要的相移。

为了变更激磁电压使感应电压迭加为零,滑尺上正余弦绕组所加激磁电压的幅度是按正、余弦函数规律变化的。即

$$U_m = U_n \sin \theta_n \quad U_c = U_n \cos \theta_n$$

所以定尺上的感应电压根据迭加原理可得

$$\begin{aligned} e &= e_s + e_c = (-\frac{K_m \omega}{R} \cos \theta_m U_m + \frac{K_m \omega}{R} \sin \theta_m U_c) \cos \omega t \\ &= (-\frac{K_m \omega}{R} \cos \theta_m U_n \sin \theta_n + \frac{K_m \omega}{R} \sin \theta_m U_n \cos \theta_n) \cos \omega t \\ &= \frac{K_m \omega}{R} U_n (\sin \theta_m \cos \theta_n - \cos \theta_m \sin \theta_n) \cos \omega t \\ &= \frac{K_m \omega}{R} U_n \sin(\theta_m - \theta_n) \cos \omega t \end{aligned}$$

式中设 $K = \frac{K_m \omega}{R}$

则 $e = KU_n \sin(\theta_m - \theta_n) \cos \omega t$ 由式可以看出:

1. 当 $\theta_m = \theta_n$ 时, 感应电压 $e = 0$; $\theta_m > \theta_n$, 则 $e > 0$; $\theta_m < \theta_n$, $e < 0$ 。
2. 数显表可以检测机械位移量。当 $\theta_m = \theta_n$, $e = 0$ 时, 系统处于平衡状态。滑尺移动后, $\theta_m \neq \theta_n$, $e \neq 0$, 此误差信号经放大后, 使门磁电路开启, 显示计数器和转换计数器都计数, 可使 θ_n 跟踪 θ_m 。当 $\theta_n = \theta_m$ 时, 系统又处于新的平衡状态。数显表用数字显示 θ_n 的变化量, 就代表了 θ_m 的变化量。SF13 型数显表是每移动 0.01mm, 计数一次。

所在感应同步器数显表是闭环跟踪系统。

四、数字量转换为位移模拟量

上述滑尺正、余弦绕组激磁电压幅度的改变是通过开关及函数变压器来完成的。当滑尺移动, 产生误差信号以后, 经过门磁电路变成相应的脉冲数。我们利用脉冲去改变转换计数器的状态, 进而控制开关位置, 由开关的通断控制函数变压器输出激磁电压大小。这样就把数字输入量变为按比例的交流电压输出。在控制系统中能够把数字量转化为模拟量。

为了使最小显示单位为 0.01 毫米(丝级数显表), 控制激磁信号的 θ_m 在相应的一周期(即 2mm 为 360°)的范围内要划分成 200 等份。如要使最小显示单位为 0.001 毫米(微米级数显表)则要划分 2000 等份, 我们先以丝级数显表为例说明数字转换为位移的工作

原理。

在一周期内,要将 θ_m 分成200等份,电路比较复杂,因此要寻找简化的方法。我们仔细研究了一周期内激磁电压的波形,发现在 $0\sim 180^\circ\sim 360^\circ$ 两段期间,激磁电压幅值的变化规律是一样的,只是极性(相位)相反,如图5-6所示。

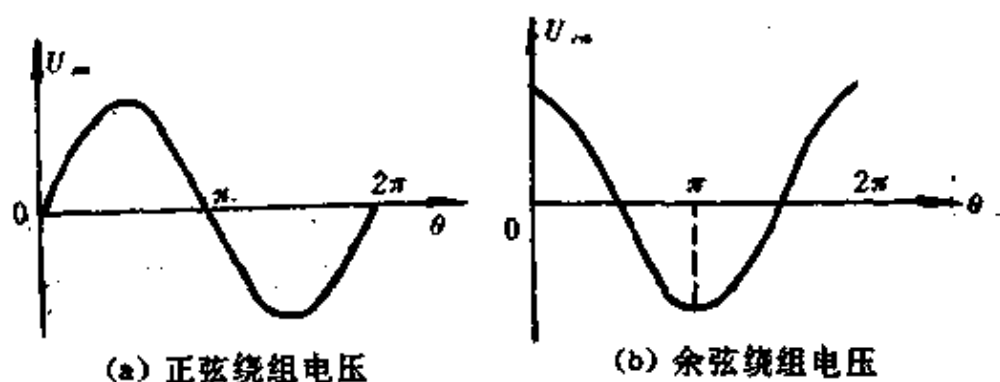


图 5-6

如果我们将 $0\sim 360^\circ$ 的一个周期 T 分成二个极距 $\tau(T=2\tau)$, $0\sim 180^\circ$ 称为前极距(或称前半周期), $180^\circ\sim 360^\circ$ 称为后极距(或称后半周期),由于在前后两个极距中,激磁电压幅值的变化规律相同,只是相位相反。就有可能使后极距所加的激磁电压与前极距相同。如图5-7所示。

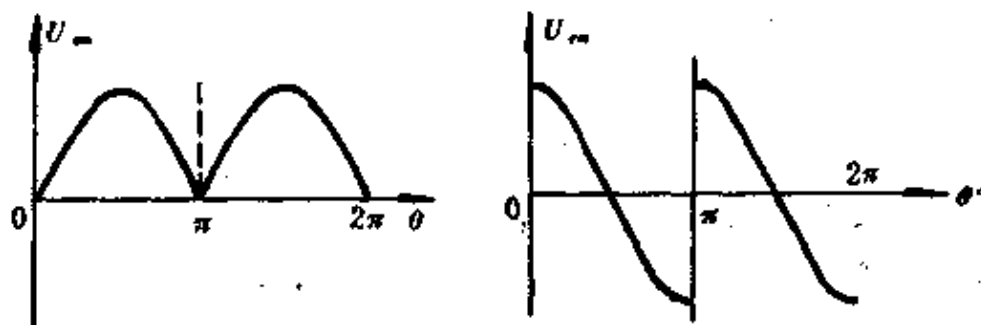


图 5-7

这样就可以将 θ_m 只分成100等份,然后再用周期划分电路,去识别滑尺在前半周期还是在后半周期。如此,电子开关通道就可以减少一半,而不改变系统的分辨率和测量精度。但函数变压器抽头仍需100个,有必要进一步简化。

1. 两级函数变压器的连接

由于函数变压器需要100个抽头,实际绕制比较困难,因此采用两级数模转换器来实现。第一级将 $0\sim 180^\circ$ 分成10等份,每等份的角度 $\alpha=18^\circ$ 。第二级将 α 再分成10等份,每等份的角度 $\beta=1.8^\circ$ 。

这样, θ_m 表示为

$$\theta_m = A\alpha + B\beta \quad A, B \text{ 为 } 0, 1, 2, \dots, 9 \text{ 的任一整数}$$

$$\text{如 } A=1 \quad B=5$$

$$\text{则 } \theta_m = 18^\circ + 5 \times 1.8^\circ = 27^\circ$$

根据三角函数的化积公式得

$$\begin{aligned}\sin\theta_{\Sigma} &= \sin(A\alpha + B\beta) = \sin A\alpha \cos B\beta + \cos A\alpha \sin B\beta \\ &= \cos B\beta (\sin A\alpha + \cos A\alpha \frac{\sin B\beta}{\cos B\beta}) \\ &= \cos B\beta (\sin A\alpha + \cos A\alpha \operatorname{tg} B\beta) \\ \cos\theta_{\Sigma} &= \cos(A\alpha + B\beta) = \cos A\alpha \cos B\beta - \sin A\alpha \sin B\beta \\ &= \cos B\beta (\cos A\alpha - \sin A\alpha \frac{\sin B\beta}{\cos B\beta}) \\ &= \cos B\beta (\cos A\alpha - \sin A\alpha \operatorname{tg} B\beta)\end{aligned}$$

由于 $B\beta$ 很小, 它的变化范围是 $0 \sim 9 \times 1.8^\circ (16.2^\circ)$, $\cos B\beta$ 变化范围为 $1 \sim 0.963$, 因此可取 $\cos B\beta \approx 1$ 。

所以:

$$\begin{aligned}\sin\theta_{\Sigma} &\approx \sin A\alpha + \cos A\alpha \operatorname{tg} B\beta \\ \cos\theta_{\Sigma} &\approx \cos A\alpha - \sin A\alpha \operatorname{tg} B\beta\end{aligned}$$

由上式可以看出, 要得到 $\sin\theta_{\Sigma}$ 和 $\cos\theta_{\Sigma}$, 只要利用一个 $\sin(\cos)$ 函数变压器和两个 tg 函数变压器(都有十个抽头)就可以了。函数变压器结构如图 5-8 所示, 要注意它们的极性和连接方法。

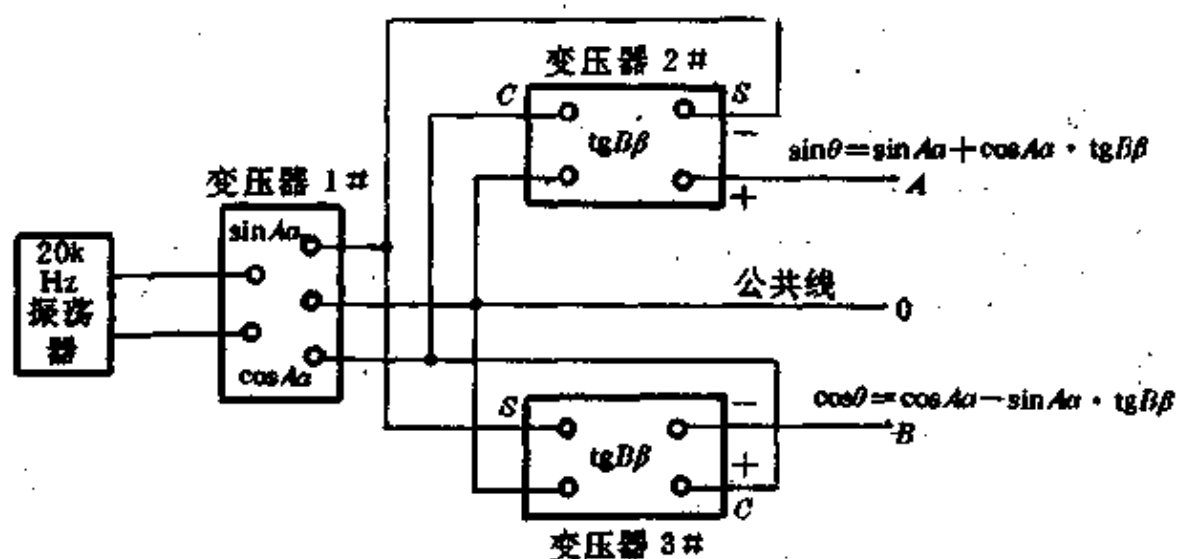


图 5-8

1* 变压器是正余弦函数变压器, 采用自耦变压器的形式, 以中线为中心, 有 10 个抽头, 上下对称。每一抽头的匝数对应于每一角的函数值, 即能获得 $\sin A\alpha$ 和 $\cos A\alpha$ 的全部函数值, 输出的 $\sin A\alpha$ 和 $\cos A\alpha$ 的数值分别由 10 对电子开关控制。

2*、3* 变压器是两只结构上完全相同的正切函数变压器。它们的初级分别接到正余弦函数变压器的输出。次级按变压比为 $\operatorname{tg} B\beta$ 的关系抽 10 个头, 也分别由 10 对电子开关控制。函数变压器的具体连接方法如图 5-9 所示, 其对应的函数值如图 5-10 所示。

因此, 数模转换器的实际电路是由三只变压器连接而成。AO 输出为 $\sin\theta_{\Sigma}$, BO 输出为 $\cos\theta_{\Sigma}$, 因为

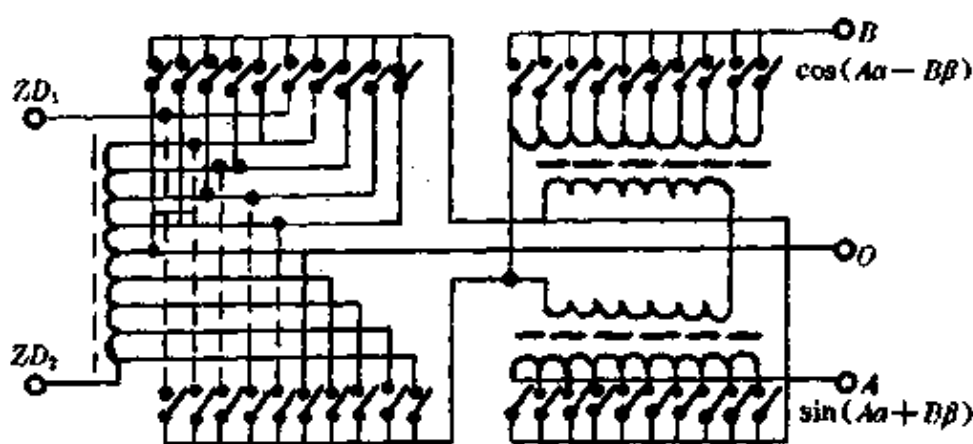


图 5-9

$$AO = AS + SO = \cos A\alpha \operatorname{tg} B\beta + \sin A\alpha$$

$$\sin A\alpha + \cos A\alpha \operatorname{tg} B\beta = \sin \theta_0$$

$$BO = BC + CO = -\sin A\alpha \operatorname{tg} B\beta + \cos A\alpha$$

$$\cos A\alpha - \sin A\alpha \operatorname{tg} B\beta = \cos \theta_0$$

这样,两级函数变压器连接后就可输出 100 对激励电压。

由开关和函数变压器组成的数模转换器,其优点是:

- (1) 可以使函数值分得准确,因为这些函数值是由变压器匝数所决定。
- (2) 这些变压器匝数所决定的函数值,当外界条件变化时,(如温度、湿度等),其参数仍可保持不变,所以它的精度比较稳定。

2. 三级函数变压器的连接

在上述两级函数变压器的基础上,如果再加一级 tg 变压器,将 $\beta = 1.8^\circ$ 再分成 10 等份,每份角度 $\gamma = 0.18^\circ$ 便可使数字显示到微米级,其原理如下:

$$\theta_0 = A\alpha + B\beta + C\gamma$$

$$\alpha = 18^\circ \quad \beta = 1.8^\circ \quad \gamma = 0.18^\circ$$

A, B, C 为 0、1、2……9 的任一整数。

则

$$\begin{aligned} \sin \theta_0 &= \sin(A\alpha + B\beta + C\gamma) \\ &= \sin(A\alpha + B\beta) \cos C\gamma \\ &\quad + \cos(A\alpha + B\beta) \sin C\gamma \\ &= \cos C\gamma [\sin(A\alpha + B\beta) \\ &\quad + \cos(A\alpha + B\beta) \operatorname{tg} C\gamma] \\ &= \cos C\gamma \cos B\beta [\sin A\alpha + \cos A\alpha \operatorname{tg} B\beta \\ &\quad + (\cos A\alpha - \sin A\alpha \operatorname{tg} B\beta) \operatorname{tg} C\gamma] \end{aligned}$$

$$\because B\beta \leq 16.2^\circ \quad C\gamma \leq 1.62^\circ$$

$$\therefore \cos B\beta \cos C\gamma \approx 1$$

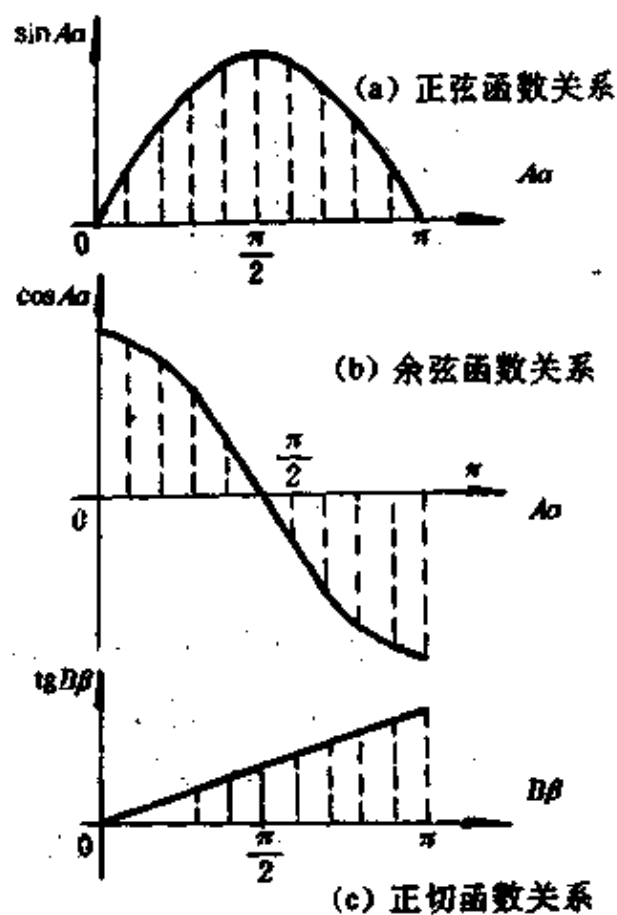


图 5-10

则 $\sin\theta_{\text{总}} = (\sin A\alpha + \cos A\alpha \operatorname{tg} B\beta) + (\cos A\alpha - \sin A\alpha \operatorname{tg} B\beta) \operatorname{tg} C\gamma$

同理 $\cos\theta_{\text{总}} = (\cos A\alpha + \sin A\alpha \operatorname{tg} B\beta) - (\cos A\alpha - \cos A\alpha \operatorname{tg} B\beta) \operatorname{tg} C\gamma$

从以上推导知,只要在一、二级函数变压器后面再加一级 $\operatorname{tg} C\gamma$ 函数变压器,就可得到精度更高的数显。

三级函数变压器的实际连接如图 5-11 所示。

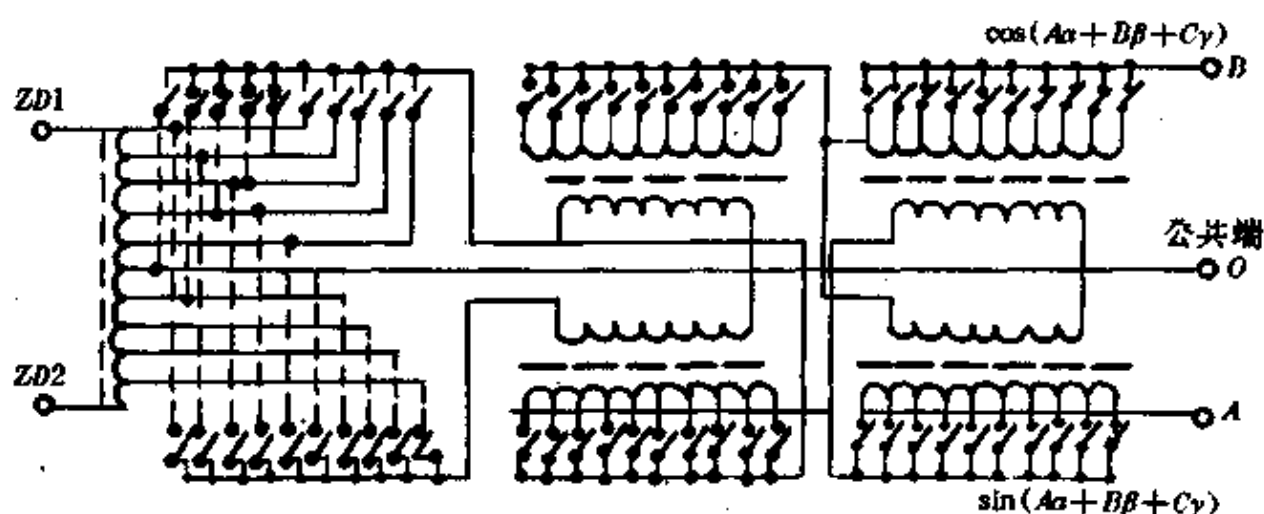


图 5-11

3. 数模转换器中的晶体管开关

当滑尺相对定尺移动时,激磁电压的幅值随位移变化而改变,此变化是由 30 对开关切换函数变压器的抽头来实现。开关的通断则由转换计数器控制。

若第一级开关“2”闭合,则 $A=2$;第二级开关“4”闭合,则 $B=4$;第三级开关“5”闭合,则 $C=5$,这时

$$\theta_{\text{总}} = (A\alpha + B\beta + C\gamma) = 2 \times 18^\circ + 4 \times 1.8^\circ + 5 \times 0.18^\circ$$

$36^\circ + 7.2^\circ + 0.9^\circ = 44.1^\circ$ 。由于数模转换器中的开关管要通过连续变化和极性变化的电压,开关管的性能直接影响数模转换器的精度,所以要选择能承受较大电流、导通电阻小的晶体管做为开关。

5-2 磁栅传感器及显示电路

磁栅是另一种精确测量位移(微位移)的传感器,也是直接将位移信号转换为数字信号。磁栅传感器由磁尺(或磁盘)、磁头和检测电路组成。磁尺类似一条录音带,上面录有一定波长的矩形波或正弦波磁化信号。磁头的作用是把磁尺上的信号转换为电信号,此电信号再由检测电路变换和细分后进行计数输出,在需要时,可以将原来的磁化信号抹去,从新录制。

一、磁栅的结构与工作原理

1. 磁栅

磁栅是用不导磁的金属,或是用表面涂覆有一层抗磁材料的钢材做基体,在基体的表

面上均匀地涂覆一层磁性薄膜,然后用记录磁头在磁性薄膜上记录节距为 w 的正弦波或矩形波,得到如图 5-12 所示的栅状磁化图形。对于长磁栅,可采用激光定位录磁。测量位移用的长磁栅有三种类型,如图 5-13 所示,(a)为尺形长磁栅,(b)为带形长磁栅,(c)为同轴形长磁栅,(d)为圆形磁栅。最常用的是尺形长磁栅,它测量位移在 1m 以内。圆形磁栅用于角度测量,其结构如图 5-13 所示。



图 5-12

2. 磁头

根据读出信号方式不同,磁头可分为动态和静态两种。

动态磁头又称速度响应式磁头,它仅有一组输出绕组,只有在磁头与磁栅间有连续相对运动时才有信号输出,运动速度不同,输出信号的大小也不同,静止时就没有信号输出。所以一般不适用于长度测量。磁头的输出为正弦信号,在 N 、 N 处达正向峰值,在 S 、 S 处达负向峰值,如图 5-14(a)所示。

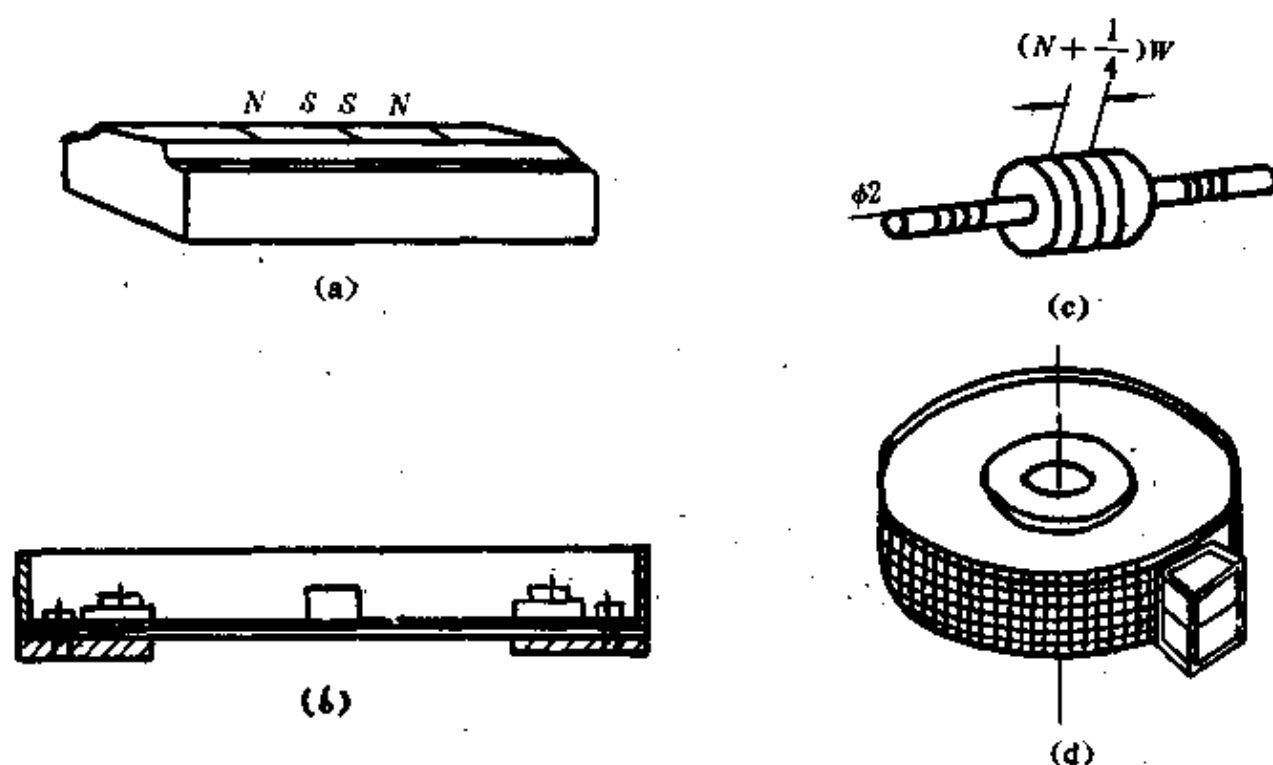


图 5-13

静态磁头又称磁通响应式磁头。它可用在磁头与磁栅间作相对运动的测量,如图 5-14(b)所示。它有两个绕组,一为激磁绕组 W_1 ,另一个为输出绕组 W_2 。在激磁绕组上加交变的激磁信号使截面很小的 H 型铁心中间部分在每个周期内两次被激磁信号产生的磁通所饱和。这时铁心的磁阻很大,磁栅上的信号磁通就不能通过,输出绕组上则无感应电势。只要在激磁信号每周期两次过零时,铁心不被饱和,磁栅上的信号磁通才能通过输出绕组的铁心而产生感应电势,其频率为激磁信号频率的两倍,幅值与磁栅的信号磁通大小成比例。输出电压可用下式表达:

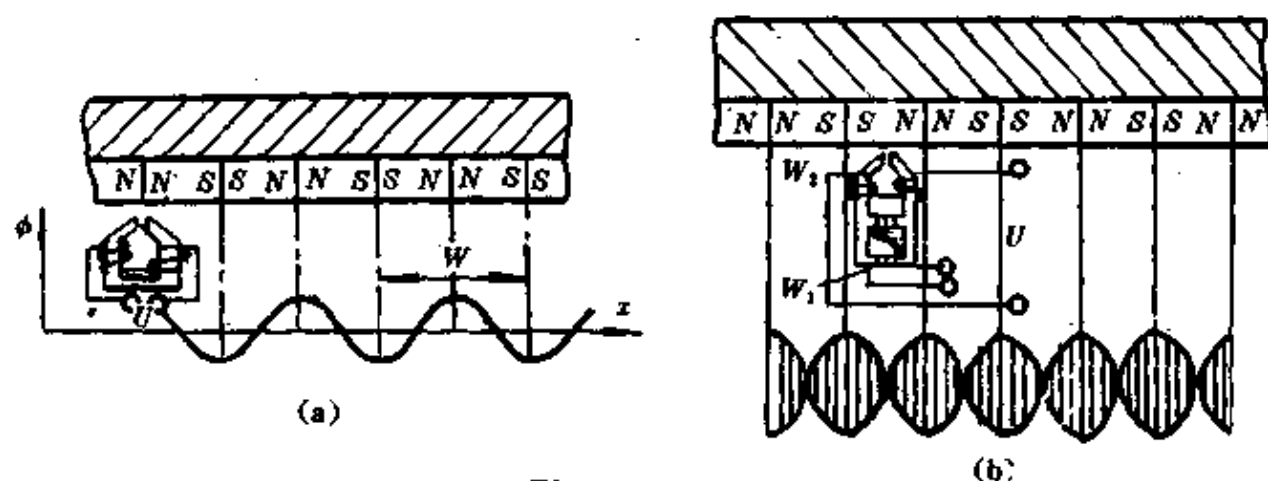


图 5-14

$$U = U_m \sin \frac{2\pi x}{W} \sin \omega t$$

式中 U_m ——电压幅值；
 x ——磁头与磁栅的相对位移；
 W ——磁栅的节距；
 ω ——激励信号的角频率。

在实际应用时，为了增大输出和提高稳定性，通常将多个磁头以一定的方式串联起来做成一体，称为多间隙静态磁头。图 5-15 为这种结构实例，其优点在于磁头的输出信号是多个间隙所得信号的平均值，具有平均效应作用，可提高测量精度。

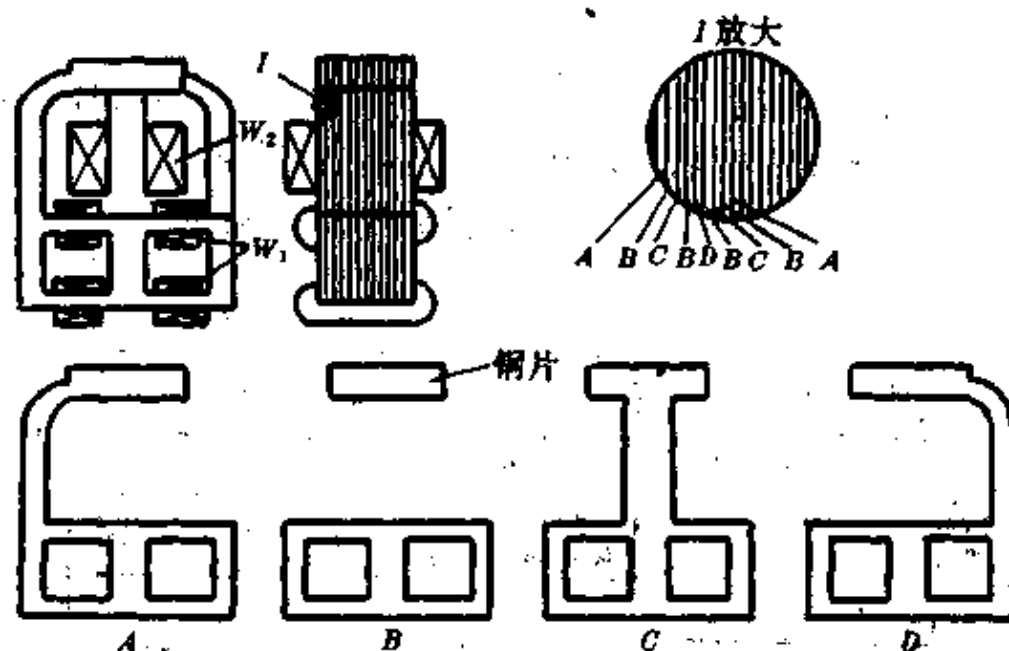


图 5-15

二、数字测量原理

在应用中,一般采用两个多间隙静态磁头来读取磁栅上的磁信号,两磁头的间距为 $(n + \frac{1}{4})W$, n 为正整数,两组磁头激磁信号的相位差为 $\pi/4$ 。由于输出绕组的信号频率是激磁信号频率的两倍,所以两组磁头输出信号的相位差为 $\pi/2$ 。

若激磁绕组加上同相的正弦激磁信号,则两组磁头的输出信号为

$$U_1 = U_{m1} \sin \frac{2\pi x}{W} \sin \omega t$$

$$U_2 = U_{m2} \cos \frac{2\pi x}{W} \sin \omega t$$

经检波滤除高频载波后可得

$$U'_1 = U_m \sin \frac{2\pi x}{W}$$

$$U'_2 = U_m \cos \frac{2\pi x}{W}$$

U'_1 和 U'_2 是与位移量 x 成比例的信号,经处理即可得到位移量,这便是所谓鉴幅法。

若激磁绕组上所加正弦激磁信号的相位差为 $\pi/4$,或将输出信号移相 $\pi/2$,则两组磁头的输出信号变为

$$U_1 = U_{m1} \sin \frac{2\pi x}{W} \cos \omega t$$

$$U_2 = U_{m2} \cos \frac{2\pi x}{W} \sin \omega t$$

将 U_1 与 U_2 相加,在 $U_{m1} = U_{m2} = U_m$ 的条件下

$$U = U_1 + U_2 = U_m \sin(\frac{2\pi x}{W} + \omega t)$$

上式表明输出信号是一个幅值不变,但相位与磁头磁栅相对位移量有关的信号。读出输出信号的相位,就可以得到位移量,这就是鉴相法的工作原理。

鉴相法测量电路的形式较多,常用的电路框图如图 5-16 所示。

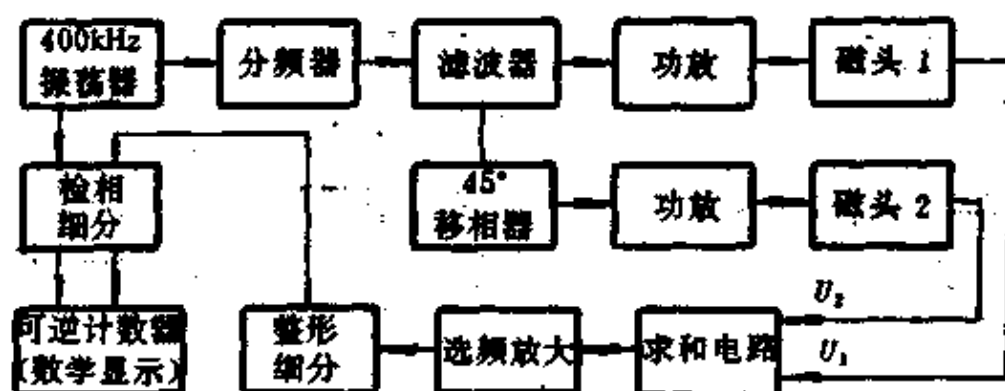


图 5-16

磁栅传感器的优点是成本低廉,安装、调整、使用方便,特别是在油污、粉尘较多的工

作环境中使用,具有较好的稳定性。可以广泛用于各类机床作位移测量传感器。其缺点是,当使用不当时易受外界磁场影响。精度较低。目前位移测量误差约为 $\pm(2+5\times 10^{-5}L)$ μm ,角位移测量误差约为 $\pm 5''$ 。

§ 5-3 编码传感器及数显电路

编码器以其高精度、高分辨率和高可靠性而被广泛用于各种位移测量。编码器按结构形式有直线式编码器和旋转式编码器之分。由于旋转式光电编码器是用于角位移测量的最有效和最直接的数字式传感器,并已有各种系列产品可供选用,故本节着重讲解旋转式光电编码器。

一、基本结构与原理

旋转式编码器有两种——增量编码器和绝对编码器。

增量编码器与前述讨论的几种数字传感器有类似之处。它的输出是一系列脉冲,需要一个计数系统对脉冲进行累计计数。一般还需有一个基准数据即零位基准才能完成角位移的测量。

严格地说,绝对编码器才是真正的直接数字式传感器,它不需要基准数据,更不需要计数系统。它在任意位置都可给出与位置相对应的固定数字码输出。

最简单的一种绝对编码器是接触式编码器。通常编码器的编码盘与旋转轴相固联,沿码盘的径向固定数个敏感元件(这里是电刷)。每个电刷分别与码盘上的对应码盘直接接触,图 5-17 所示为一个 4 位二进制编码器的码盘示意图。它是在一个绝缘的基体上制有若干金属区(图中涂黑部分)。全部金属区连在一起构成导电区域,并通过一个固定电刷(图上未示出)供电激励。固定电刷在与旋转轴固联的导电环上。所以,无论转轴处于何位置,都有激励电压加在导电区域上。当码盘与轴一起旋转时,四个电刷分别输出信号。若某个电刷与码盘导电区接触,该电刷便被接到激励电压上,输出逻辑“1”电平。若某电刷与绝缘区相接触,则输出逻辑“0”电平。在各转角位置上,都能输出一个与转角位置相对应的二进制编码。

绝对编码器二进制输出的每一位都必须有一个独立的码道。一个编码器的码道数目决定了该编码器的分辨力,一个 n 位的码盘,它的分辨角度为

$$\alpha = 360^\circ / 2^n$$

显然, n 越大,能分辨的角度就越小,测量角位移也就越精确。为了得到高的分辨力和精度,就要增大码盘的尺寸,以容纳更多的码道。例如,为获得 $1''$ 的分辨力,理论上可采用 20 至 21 位码盘,这样,即使一个直径为 400mm 的 20 位码盘,其最外圈码道的节距仅为 $2\mu\text{m}$ 左右。为了不增加码盘的尺寸,可利用多个码盘和变速机构来获得所需的分辨力。但是,变速传动机构的误差限制了系统的测量精度。

编码器的精度取决于码盘本身的精度、码盘与旋转轴线的不同心度和不垂直度误差。

接触式编码器最大的缺点在于电刷与码盘的直接接触,接触磨损影响其寿命且将降低可靠性;因此不适宜在转速较高或具有振动的环境中使用。

从图 5-17 中可见,当电刷从位置 7 转到位置 8 时,四个电刷中有三个电刷从导电区移至绝缘区,另一个电刷则相反变化;对应的二进制输出从 0111 变成 1000。四个电刷只有同时改变接触状态才能得到正确的输出码变化。若其中一个电刷与其他三个电刷同步,例如,第 3 码道上的电刷 B_3 先离开导电区,则输出码先变 0101,然后再变为 1000。显然出现 0101 是错误的,但即使使用最精密的制造技术,也难于做到所有电刷完全同步。因此就会输出一个错误的编码。解决错误编码的方法有多种,最常用的方法是采用格雷码编码技术。

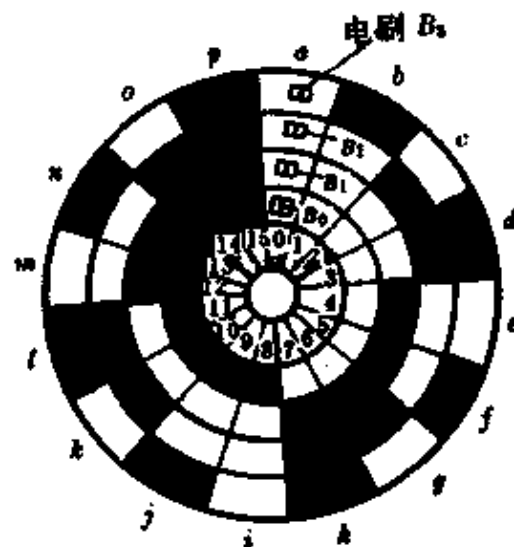


图 5-17

从编码技术上分析,造成错码的原因是从一个码变为另一个码时存在着几位码需要同时改变。若每次只有一位码改变,就不会产生错码,例如格雷码(循环码)。格雷码的两个相邻数的码变化只有一位码是不同的。从格雷码到二进制码的转换可用硬件实现,也可用软件来完成。

二、测量电路

实际中,目前都将光敏元件输出信号的放大整形等电路与检测元件组装在一起,所以只要加上计数与细分电路(统称测量电路)就可组成一个位移测量系统。从这点看,这也是编码器的一个突出优点。

1. 计数电路

光电增量编码器的典型输出是二个相位差为 $\pi/2$ 的方波信号(S_1 和 S_2)和一个零位脉冲信号 S_+ ,如图 5-18(a)、(b)所示。

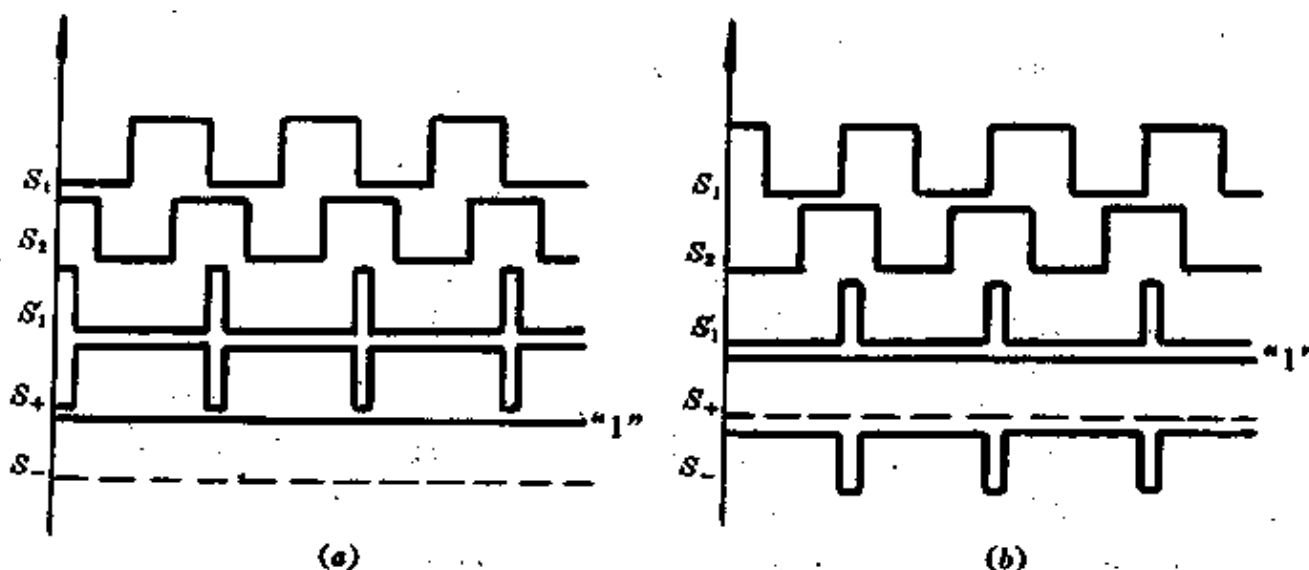


图 5-18

图中(a)为正转时波形,(b)为反转时波形。为了能直接进行数字显示,一般都用双时钟信号输入的十进制可逆计数集成电路来构成计数电路。当增量编码器正转时, S_1 信号送至一单稳电路(如 74LS211)的负沿触发端,得单稳的输出脉冲 S'_1 ,此时正值 S_2 为高电平, S'_1 与 S_2 相“与”并反相,得到加计数脉冲 S_+ ,如图 5-18(a)所示, S_+ 信号作为计数电路最低位的加法计数输入信号;而减法计数输入端为高电平。这是因为 S_1 信号加在另一单稳电路的正沿触发端, S_2 处于低电平封锁了 S'_1 信号。同理,反转时 S'_1 信号被 S_2 封锁,进行减法计数,波形如图 5-18(b)所示。单稳电路的脉冲宽度影响计数电路的响应频率,增量编码器零位基准的输出信号可直接加在所有计数器的清零端。

2. 细分电路

四倍频细分电路原理图如图 5-19(a)所示。输出 x_1 和 x_2 信号作为计数器双时钟输入

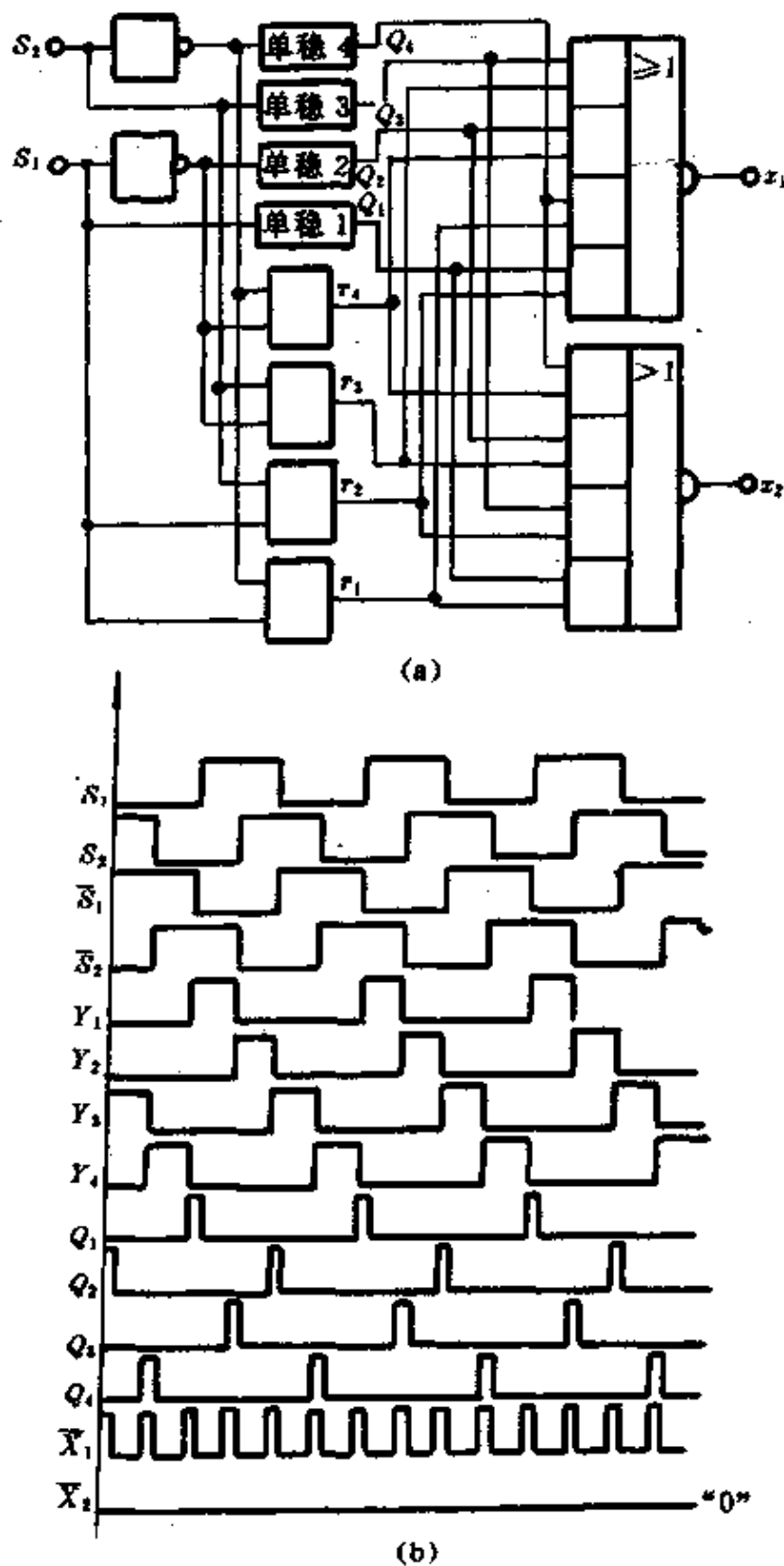


图 5-19

信号。按电路图可得如下逻辑表达式：

$$z_1 = \overline{Y_1}Q_1 + Y_2Q_2 + \overline{Y_3}Q_3 + Y_4Q_4$$

$$z_2 = \overline{Y_1}Q_1 + Y_2Q_1 + Y_3Q_3 + Y_4Q_4$$

$$Y_1 = S_1 \overline{S_2}, \quad Y_2 = S_1 S_2$$

$$Y_3 = \overline{S_1} S_2, \quad Y_4 = \overline{S_1} \overline{S_2}$$

Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 分别与 S_1 、 $\overline{S_1}$ 、 S_2 和 $\overline{S_2}$ 相对应。当正向转动时， S_1 信号超前 S_2 相位 $\pi/2$ 。电路各点的波形如图 5-19(b) 所示，与门输出 Y_1 、 Y_2 、 Y_3 和 Y_4 的脉冲宽度仅为 S_1 或 S_2 信号脉冲宽度的一半，相位并为 $\pi/2$ 。单稳电路输出 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 的脉冲宽度应尽可能窄，至少小于 S_1 信号最小脉冲宽度的 $1/2$ ，但同时要满足和 Y_1 、 Y_2 、 Y_3 、 Y_4 相与关系。

第六章 非电量数据采集技术

§ 6-1 概述

数据采集技术是将非电量如温度、力(压力)、湿度、气体、位移等模拟量转换为数字信号,再收集到计算机并进一步处理,传送显示与记录的过程,称为“数据采集”,相应的系统即为数据采集系统(简称 DAS)。

数据采集技术已在非电量检测、通讯、雷达、遥测、勘探、智能仪器、工业自动控制等领域有着广泛的应用。例如工业上用计算机控制生产过程时,首先由传感器对生产过程中有关参数,如温度、压力、位移等参数进行检测,然后这些参数经转换电路变换为工业计算机所要求的电流或电压等标准模拟信号。这些模拟信号由采样-保持电路将模拟信号按一定周期,依一定次序逐个采入,并经放大器、A/D 转换器变换成相应的数字量信号,再将这些数字量信号输入计算机,然后计算机按原先已经编制过程控制的程序进行计算、控制、输入、输出等,这样就可控制生产过程了。

图 6-1 所示为数据采集系统方框图,主要电路由四部分组成。

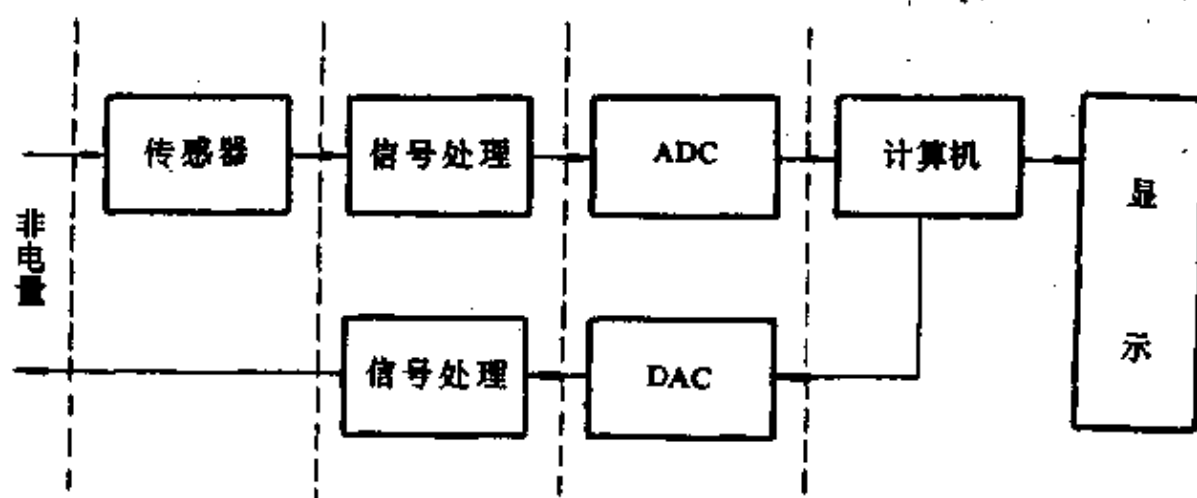


图 6-1

传感器电路:主要功能是将非电量转换为电量,目前大部分传感器为模拟量的转换,将非电量转变为电流、电压、电阻等标准电量,即是一个连续量,传感器输出为在规定时间内,输出一定幅度的电量。也有少数传感器可以将待测非电量直接转换为数字信号,如第五章所述位移传感器以及继电器的吸合与释放,非电量转换为频率输出型传感器等等。

信号处理电路:主要包括模拟开关、放大器、采样-保持器等电路,其功能是将传感器输出信号转换为 A/D 转换器所需要的信号,使 A/D 转换器的变换精度得到充分发挥。

模-数(或数-模)转换电路:主要功能在于将某种形式的模拟量(或数字量)转换为一定位数的数字量(或一定形式的模拟量)。

微机系统：主要包括接口电路和应用软件，接口电路主要完成输入、输出数据，状态和控制信息。应用软件主要由用户编写应用程序并预先存于存储器中，工作时，整个系统按预先编制的程序完成非电量的采集与管理。

数据采集系统典型电路结构如图 6-2 所示整个系统由三个部分组成：

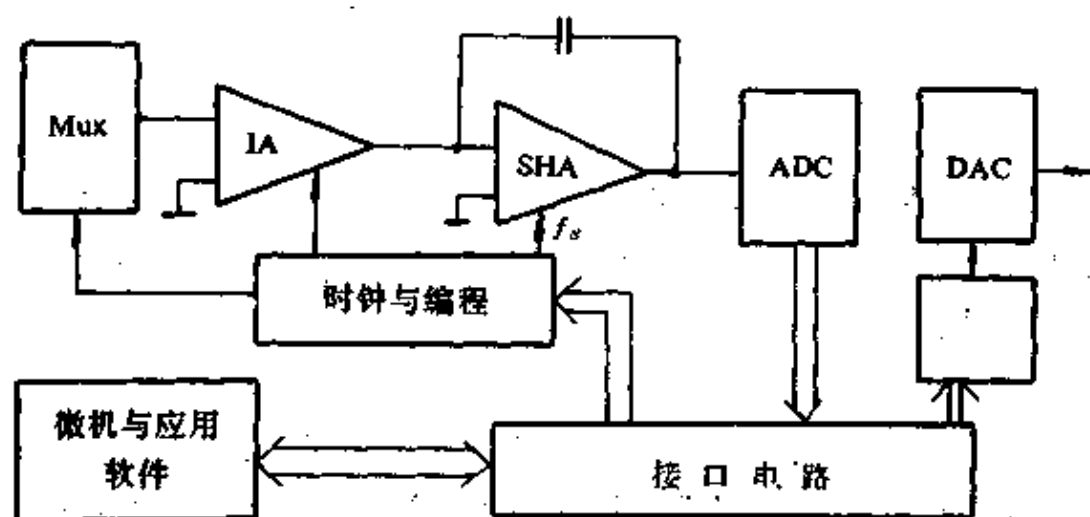


图 6-2

1. 数据采集电路系统

包括多路开关 MUX、测量放大器 IA、采样保持放大器 SHA、模数转换器 ADC、时钟与编程电路等。

2. 数据转换及接口电路

主要任务在于将一个某种形式的数字量转换为一个模拟电压、电流等电量，从微机系统来看，数模转换是数字信号和模拟信号之间的一个接口。

3. 微机及接口电路

微机可以是单片机或 PC 机，以及相应的应用软件。为了传送采集系统运行所需要的数据、状态信息及控制信号，要应用各种不同类型接口电路。

§ 6-2 模拟信号的数字化

模拟信号在时间上与幅值上均为连续变化的信号，在数字化时，要由采样-保持器按一定周期，依一定次序逐个采入，并经模-数转换器变换成相应的数字量信号，再把这些数字量信号送入计算机进行运算、控制，并输出。所以数据的采样与保持是计算机获取信息的关键步骤。

一、模拟信号的量化与编码

数据采集系统应具有把模拟信号转变为数字信号的功能。所谓数字信号，是指在时间上和幅值上经过采样和量化的信号。数字信号可用一序列的二进制数来表示。如图 6-3 所示，数据采集器输入模拟信号 $X(t)$ ，产生的数字信号 $Y(t)$ 。 $Y(t)$ 一般为 N 位二进制数，可

以由并行或串行组成。

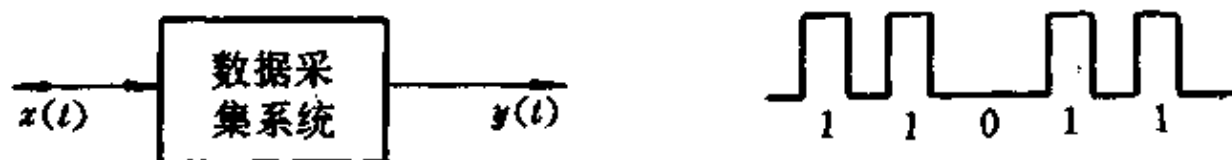


图 6-3

模拟信号数字化时,用一基本量(幅值设为 Q)对与基本量具有同一量纲的一个模拟量进行比较,这一过程称为量化,显然比较的结果分为两部分:

1. 整数部分:量化电平 Q 的整数;
2. 余下部分:不是一个基本单位 Q ,此即为量化误差。

设模拟量满量程信号值为 U_r ,量化后数字量为 N 位,则量化基本量 Q 为

$$Q = \frac{U_r}{2^N} \quad (6-1)$$

例如,当 $U_r = 10V$, N 为8位,则 $Q = 39.2mV$,当 $U_r = 10V$, $N = 16$ 位时, $Q = 0.15mV$ 。

图6-4所示为模拟信号 X 的量化过程,其量化电平为 Q ,设 $N=8$,则 $0 < X < Q$ 时, Y 为00000000;当 $Q < X < 2Q$ 时, Y 为00000001;当 $2Q < X < 3Q$ 时, Y 为00000010等等,显然量化误差 $e = Y - X$,在 $0 \sim Q$ 之间,即 $-Q < e < 0$ 。模拟量的量化也可取在 $Q/2 \sim 3Q/2$ 之间,这时量化电平仍为 Q ,即当 $-Q/2 < X < Q/2$ 时, Y 为00000000;当 $Q/2 < X < 3Q/2$ 时, Y 为00000001等,以此类推。则量化误差为 $-Q/2 < e < Q/2$,误差交替取正、负值。

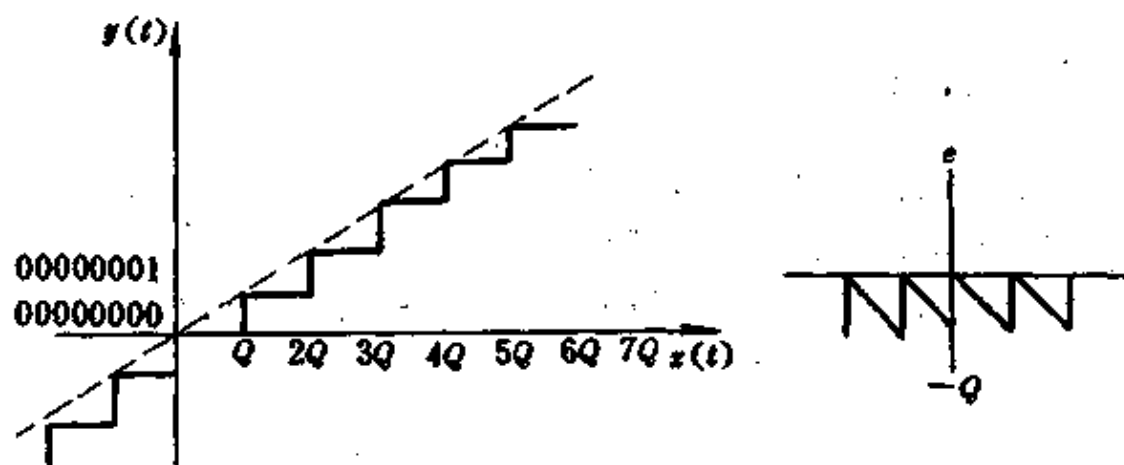


图 6-4

一般可以认为量化误差是随机量,且在图6-4区域为 $-Q < e < 0$ 。在区域中是均匀分布,如果码位选得足够多,则量化误差可做得很小。而实际量化时,码位扩展有一最大限度。因此,量化过程必然要引入一定的误差。值得注意的是,大信号时量化误差小,小信号时量化误差大。

把量化的结果用代码(可以是二进制,也可以是二十进制)表示出来,称为编码,这样代码就是A/D转换器的输出结果。

将模拟电压信号划分为不同的量化等级时通常有图 6-5 所示两种方法。

例如要求把 $0 \sim 1\text{V}$ 模拟电压信号转换成三位二进制代码。则最简单方法是取 $Q = \frac{1}{8}\text{V}$ ，并规定数值在 $0 \sim \frac{1}{8}\text{V}$ 之间模拟电压当作 $0 \cdot Q$ ，用二进制 000 表示，凡数值在 $\frac{1}{8}\text{V} \sim \frac{2}{8}\text{V}$ 模拟电压当作 $1 \cdot Q$ ，二进制为 001，表示……等等，不难看出，出现最大量化误差可达 Q 为 $\frac{1}{8}\text{V}$ 。

1V	输入信号	二进制
7/8V	13/15V	111
6/8V	11/15V	110
5/8V	9/15V	101
4/8V	7/15V	100
3/8V	5/15V	011
2/8V	3/15V	010
1/8V	1/15V	001
0V	0V	000

图 6-5

改进方法也可取量化单位等于 $\frac{1}{15}\text{V}$ ，并将 000 代码对应模拟电压范围为 $0 \sim \frac{1}{15}\text{V}$ ，……等等，其量化误差不会超过 $\frac{1}{15}\text{V}$ 。

二、采样过程与采样定理

采样就是对连续变化的信号的瞬时值进行取值的过程，采样过程可用固定频率进行取样，也可用变化的频率进行。图 6-6 所示为以周期为 T 的固定频率连续地进行采样。采样电路中有一个采样开关，其开通时间为 τ ，则输出 $y(t)$ 是一系列非常窄的脉冲序列。该脉冲的包络线与输入信号 $x(t)$ 一致。

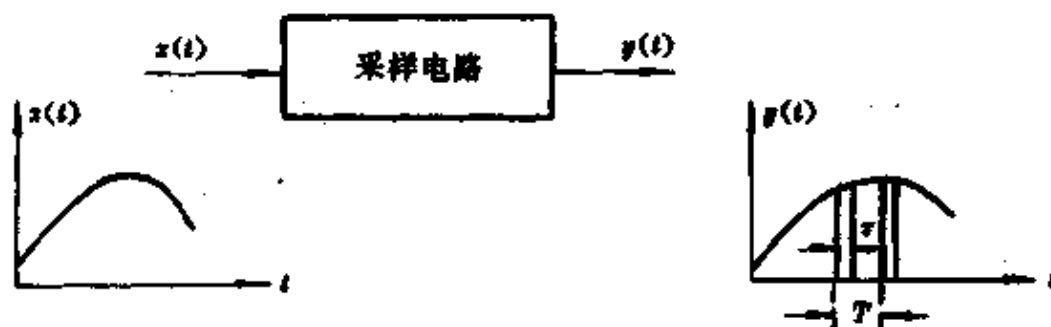


图 6-6

所以,采样过程可以看作是一个脉冲调制过程,该过程是将一个连续信号波形转换成宽度非常窄而幅度由输入信号确定的脉冲序列,如图 6-7 所示, $x(t)$ 是采样开关输入的连续函数, $\delta(t)$ 是周期为 T 、采样时间为 τ 的采样函数,则采样开关输出函数 $Y(t)$ 可表示为

$$Y(t) = x(t)\delta_T(t) \quad (6-2)$$

假设采样脉冲为理想脉冲,脉冲出现瞬时为 nT 值,则上式可以写成

$$Y(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT)$$

考虑到时间为负值没有物理意义,上式可以改写为

$$Y(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} x(nT)\delta(t - nT) \quad (6-3)$$

由上式可以看出,采样输出函数为两个函数乘积的和,其波形为一脉冲序列,其包络线形状与输入函数形状相同。

由图 6-7 可以看出,采样开关的输出信号 $Y(t)$ 与输入信号 $x(t)$ 进行比较时,当 $x(t)$ 随时间变化很快,而采样周期 T 较长时,在采样过程中某些信息可能被丢失。采样定理就是要说明,至少在理论上能够恢复原来信号的全部信息所应满足的条件。

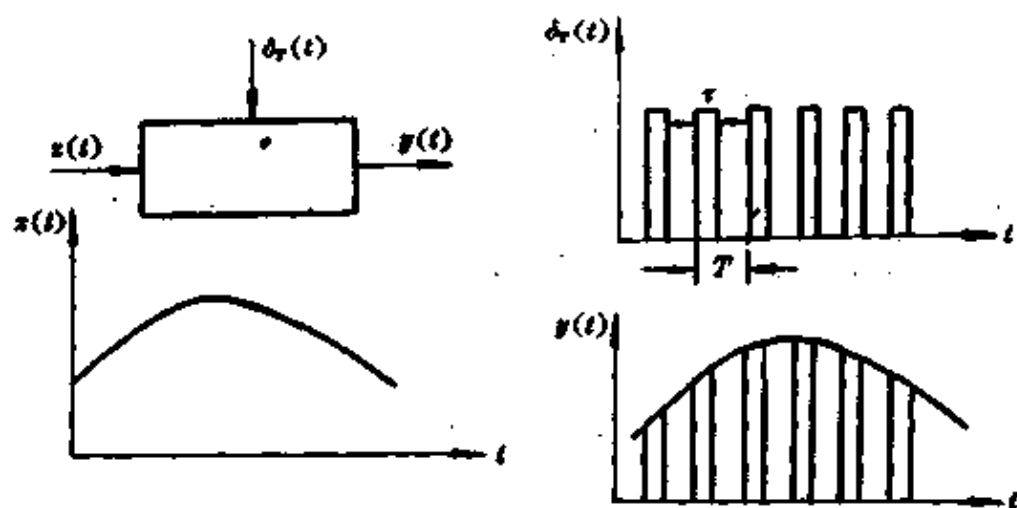


图 6-7

采样定理指出,对一个具有有限频谱($0 \sim f_s$)的连续信息进行采样,当采样频率 $f_s \geq 2f_s$ 时,由采样后得到的输出函数能无失真地恢复原来的信号。

下面来说明这条定理,因为采样函数 $\delta_T(t)$ 是周期函数,故可展开为富氏级数形式

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n e^{jn\omega_s t} \quad (6-4)$$

式中 $\omega_s = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f_s$;

T 为采样周期;

f_s 为采样频率;

C_n 为富氏级数。

其表达式为

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \delta_T(t) e^{-jn\omega_s t} dt \quad (6-5)$$

因为 $\delta_T(t)$ 为理想脉冲, 在原点处面积为 1, 在上式积分区间中其余时刻均为 0, 故积分所得值为 1, 因此无论 n 为何值, $C_n = \frac{1}{T}$, 代入式(6-4)得

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

因此可得

$$Y(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(t) e^{jn\omega_s t} \quad (6-6)$$

对上式进行拉氏变换, 则有

$$F_s(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} L[x(t) e^{jn\omega_s t}]$$

令 $F(s)$ 为采样开关输入函数 $x(t)$ 的拉氏变换, 根据位移定理可得出:

$$F_s(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F(s + jn\omega_s) \quad (6-7)$$

用 $j\omega$ 代替上式中的 s , 可得到采样输出函数 $Y(t)$ 的富氏变换

$$F_s(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} F[j\omega + jn\omega_s] \quad (6-8)$$

式中 $F(s)$ 为原函数 $x(t)$ 的频谱;

$F_s(j\omega)$ 为采样输出函数 $Y(t)$ 的频谱。

由上式可以看出, 若连续函数 $x(t)$ 的频带宽度为有限值, 而且为一孤立的连续频谱 $F(j\omega)$ 所含最高频率为 ω_s , 则采样输出函数 $Y(t)$ 的频谱 $F_s(j\omega)$ 是以频率 ω_s 为周期的无限多个频谱, 而且为离散型频谱, 如图 6-8 所示。

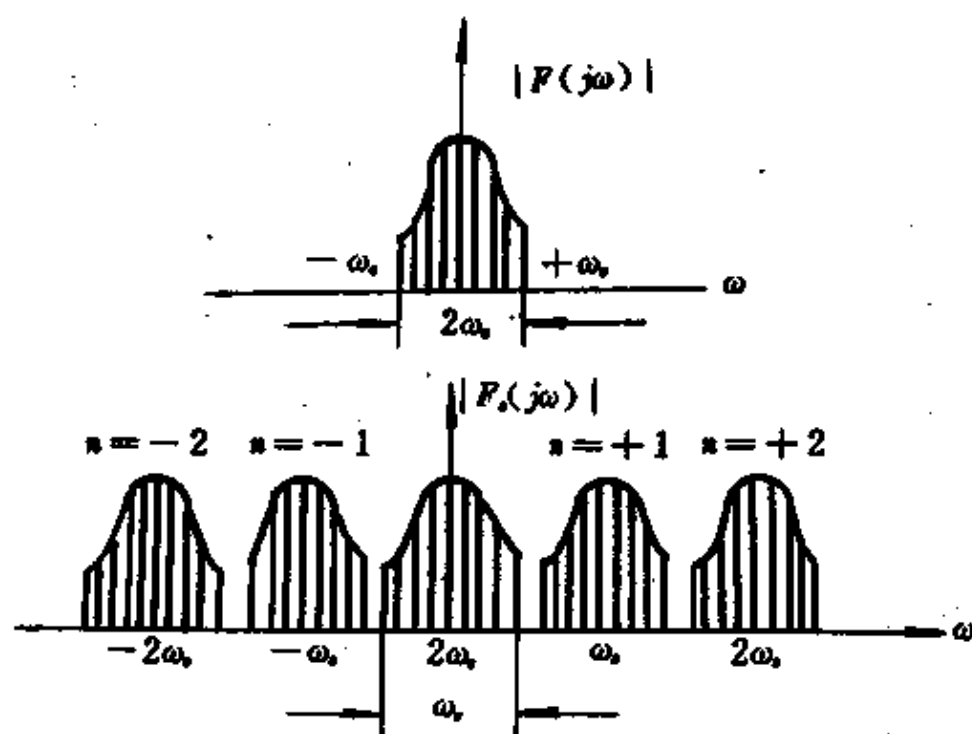


图 6-8

在式(6-8)中, 当 $n=0$ 时, $F_s(j\omega)$ 为采样前原始信号的频谱, 只是幅度为原来的 $\frac{1}{T}$ 倍,

除此以外的各项频谱(即 $|n| \geq 1$)都是相同形状的重复。显然为了使 $n=0$ 的原始信号频谱不发生畸变,必须使采样频率 ω_s 足够高,以拉开各项频谱之间的距离,使彼此间不相互重迭。

显然,相邻两频谱不重迭的条件是

$$\omega_s \geq 2\omega_c \quad (6-9)$$

这个式子表明,如欲使原始信号不发生畸变,采样频率应大于或等于信号所含最高频率的两倍,这就是所谓采样定理。对于图 6-8 所示的频谱,如果通过理想低通滤波器,将重复的高频信号部分滤掉,则原始信息可以完整地恢复出来。

以上讨论的是理想情况,实际上不可能得到理想滤波器,因此实际所用采样频率比采样定理所规定的采样频率大许多倍。工程上有时取到 10 倍。例如当模拟信号的最高频率为 5KHz 时,理论上最小采样频率应为每秒内取 1 万个采样值,实际上还要选得更高一些。

§ 6-3 采样-保持电路

采样-保持电路是数据采集系统的基本部件之一,模数转换器 A/D 对模拟量进行采样与量化的过程需要有一定的时间,也即在转换时间内,只有保持采样点的数值不变,才能保证转换的精度。

一、采样-保持电路的工作原理

采样-保持电路是一个具有信号输入、信号输出以及由外部信号控制模拟门电路。它可用图 6-9 所示符号表示,在控制信号作用下,采样-保持电路跟踪采样,并保持输入信号,整个电路有两个稳定的工作状态:采样与保持。两个转换状态,即由采样转换为保持状态,由保持转换为采样状态。典型采样-保持电路如图 6-10 所示,电子开关 S 在采样时闭合,输入信号 U_i 通过电压跟随器 A , 被及时地存储在电容 C 上。一旦接到保持指令,开关 S 断开,保持电容 C 上所存电压经电压跟随器 A , 缓冲后输出。一般采样-保持电路均由模拟门电路及集成运放所组成。

采样-保持电路工作过程可分为四步:

1. 采样跟踪状态

在此期间它尽可能地接收输入信号,并精确地跟踪输入信号变化,一直到接到保持指

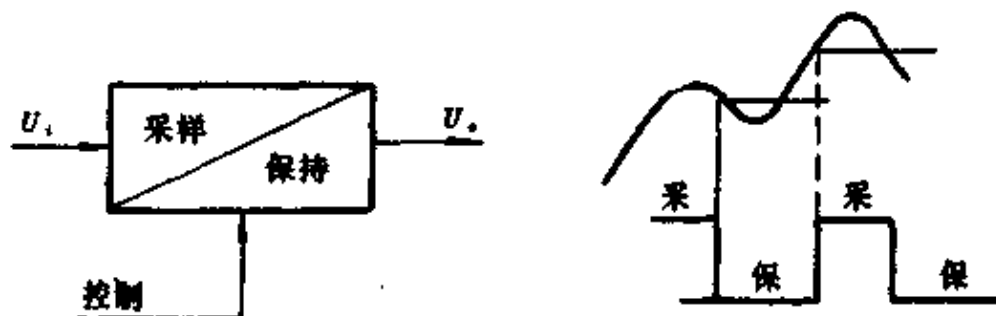


图 6-9

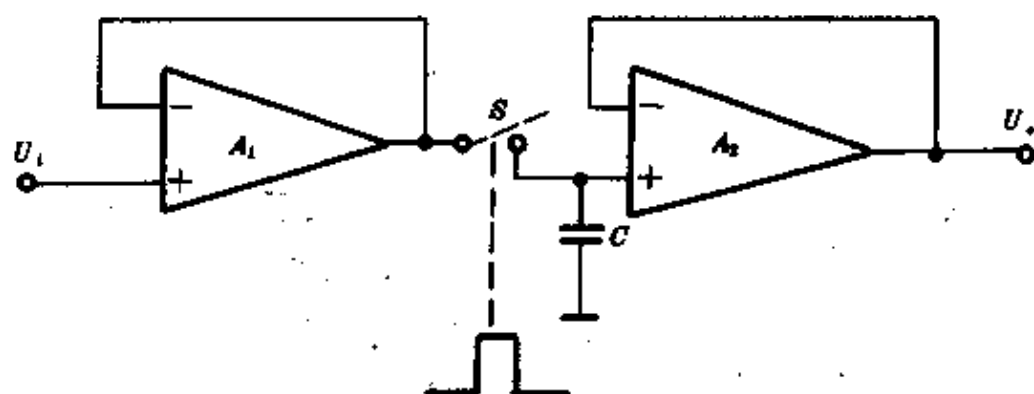


图 6-10

令为止,由于采样脉冲很窄,采样频率至少高于输入信号最高频率的两倍,所以由图 6-10 可以看出,在采样期, S 闭合,输入 U_i 通过开关 S 给电容 C 快速充电,电容器 C 将保持充电时的最终数值。由图 6-10 又可看出,采样与保持能同时实现,保持时间可延续到无穷,所以当采样-保持电路原处于保持状态,当发出采样命令时,采样电路的输出从保持的数值到达当前输入信号数值所需要的时间,称为采样时间。它包括控制开关 S 的延时时间,达到稳定值时间,以及保持值到终值的跟踪时间等,采样时间将影响采样频率的提高,而对转换精度无影响。图 6-11 为采样时间示意图。

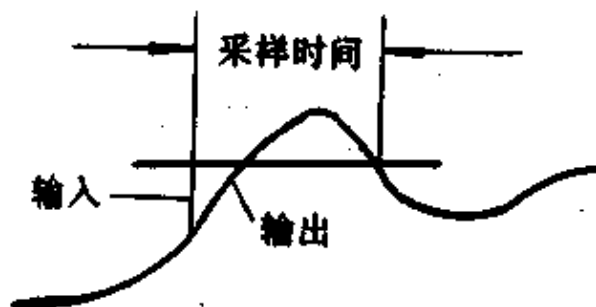


图 6-11

2. 采样到保持的过渡

在采样电路中,开关 S 总有一定的动作时间,所以在实际的采样-保持电路中,从接受“保持”指令到实际打开保持开关,这中间有一段时间延迟,通常称此时间为孔径时间,如图 6-12 所示。由于这个时间的存在,采样时间被延迟了,如果保持命令与 A/D 转换命令同时发出时,由于孔径时间的存在,所转换的值将不是保持值,而是在 Δt 时间内的一个输入信号的变化值,这将明显影响转换精度。

开关 S 通常用结型场效应管组成。当控制信号将开关断开时,开关的极间电容(栅源与栅漏)将引起控制电压微分而形成开关尖峰电压,它对保持电容 C 进行充电而形成幅度为 U_s 的误差电压。

$$U_s = dU_c \frac{C_s}{C} \quad (6-10)$$

式中 C_s 为开关的极间电容;

C 为保持电容;

U_c 为控制电压;

d 为比例系数。

它是通过尖峰补偿措施后所得到的衰减系数。这个误差电压将与采样期间寄存于 C 上电压相加或相减,从而造成一定的误差。

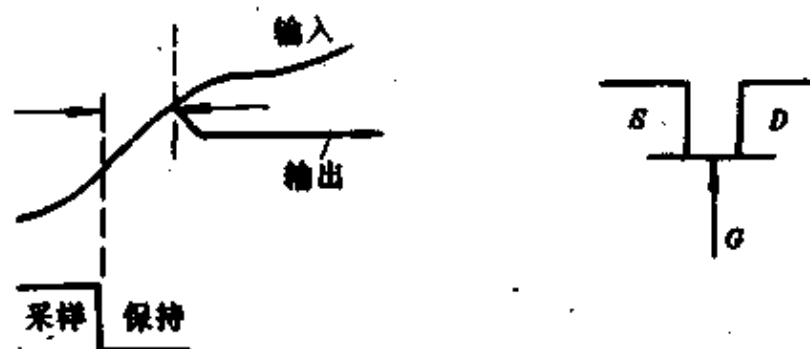


图 6-12

3. 保持期间

当采样-保持电路处于保持状态时, S 断开, 保持电容上采样电压应为恒定值, 由于电路存在寄生电容, 使输入电容影响保持电容, 另一方面保持电容的漏电也使保持电容上的保持电压值不是恒定值, 以下降率来表示:

$$\frac{dU_c}{dt} = \frac{I}{C} \quad (6-11)$$

式中, I 为 C 的漏电流、开关 S 的漏电流、介质吸收等漏电流的总和。上式说明, 造成 $\frac{dU_c}{dt} \neq 0$ 的主要原因是在 C 中有漏电流流动。

4. 保持到采样的过渡(探测时间)

在保持周期之末, 当接收采样指令后到过程最终建起之间会出现瞬态尖峰电压, 这种尖峰电压如与实际信号变化可相比较时, 将造成严重干扰, 这种“闪烁”似的尖峰电压主要是来自电路寄生电容的影响, 称为馈送抑制。

综上所述, 正常工作的采样-保持电路工作性能, 决定于保持电容 C 的选择, 它往往是一个外接元件, C 的选择要考虑采样时间、孔径时间、保持期下降率、馈送抑制等多个因素。实际工作时, 保持电容往往挑选低泄漏, 高绝缘的电容, 例如常选用聚苯乙烯、聚四氟乙烯电容。

为了提高采样频率, 保持电容可小到 100pf, 但这限制了精度, 对于分辨率为 12bit 的高精度输入信号应选择较大的电容值, 值得注意的是在印制电路板布线时, 应减小保持电容与输入信号间的耦合电容, 同时也要努力减小数字控制信号与输入信号间的分布耦合。

大多数实际采样-保持电路较为复杂, 往往内部使用了高阻抗的 FET 管作输入的运算放大器。控制开关则使用二极管桥式开关或场效应晶体管开关。

二、几种典型采样-保持电路

通常, 采样-保持电路一般均采用模拟电路, 称为模拟式采样-保持电路, 近来也出现数字式采样-保持电路。下面主要讨论两种模拟式采样-保持电路。

1. 模拟式开环采样-保持电路

模拟式开环采样保持电路如图 6-13 所示, A_1 、 A_2 均为有高上升速率的运放, 其内部

输入电路大多数采用场效应管。 T_1 、 T_2 、 T_3 为控制开关,在采样周期中,控制电路的 T_1 基极为高电平,则 T_1 、 T_2 截止, T_3 导通,这时 T_3 的栅极与 A_1 输出同电位,从而对任何输入信号 U_i 、 T_3 均为零偏置。所以 T_3 在采样时间中传送 A_1 的输出信号,使保持电容充电至最大值。

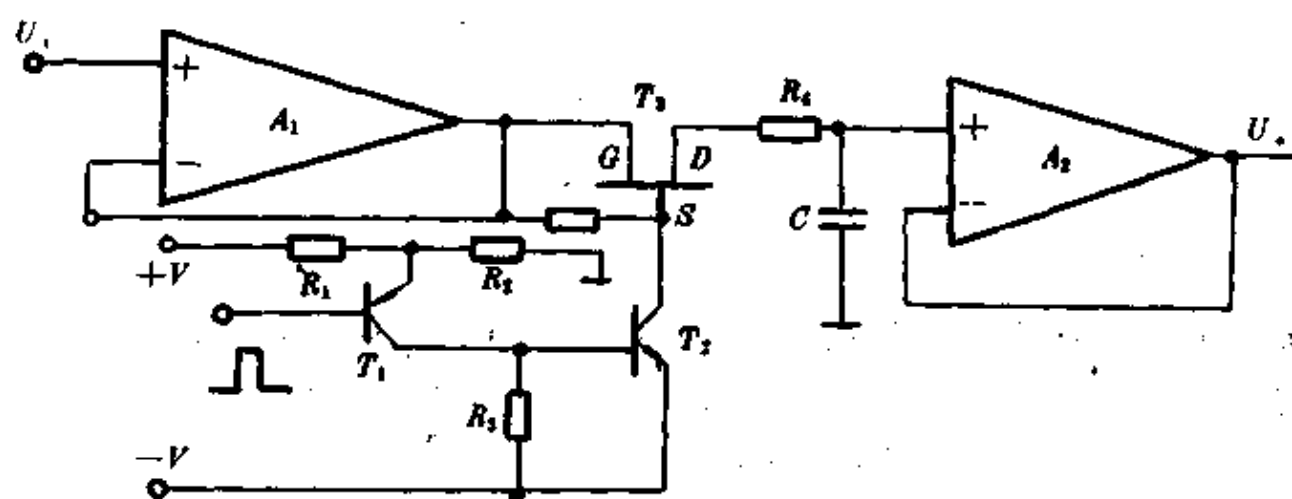


图 6-13

当控制信号为零状态时, T_1 、 T_2 导通, T_3 截止, 电路转入保持状态, 输出跟随器 A_1 输出保持电容 C 上的电压。时输出会引入误差。主要是 T_3 输出漏电流所引起的, 例如 T_3 截止漏电流为 100mA 时, 对 $C=0.01\mu\text{F}$, 输出电压漂移率约为 10mV/秒 , 并随温度增加而增加。

对于 T_3 除要有较小的截止漏电流外, 还要求有较低的夹断电压, 使电路处理信号电压范围较宽。

开环式采样-保持电路主要优点是可对快速变化的信号采样与保持, 其缺点是由于 A_1 是独立工作的, 会引入一定的误差。

图 6-14 是另一种模拟开环式采样-保持电路, 由控制电路 LF11331 和运算放大器组成, 该电路有三个控制信号: 采样、保持和复零。当采样端(1 端)和保持端(2 端)为高电平时(这时复位端 3 为低电压), 采样信号 U_i 向 C 充电, 一旦开关断开(1、2 为低电平) C 上电压保持不变, 并经过电压跟随器隔离输出, C 经 LM301 输出电阻放电到零, 以准备下次

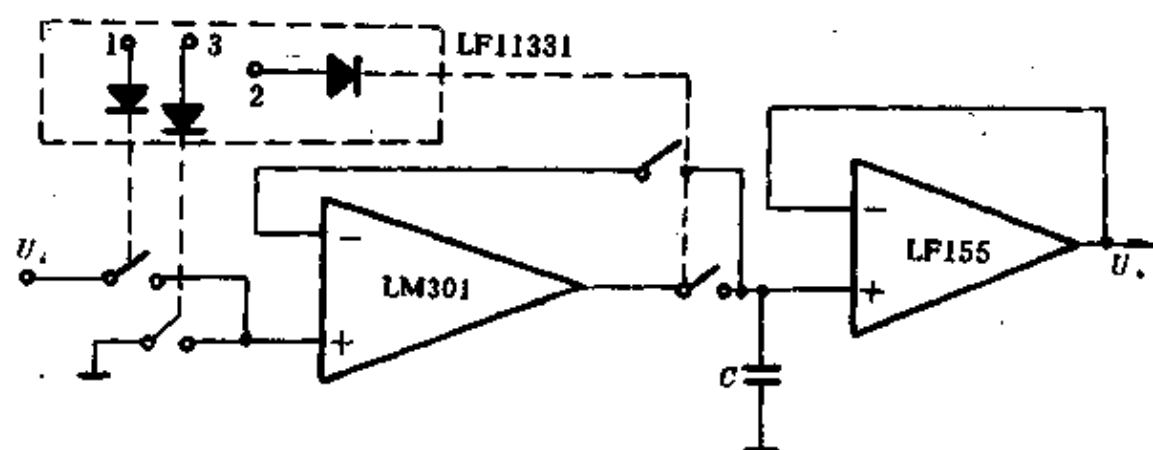


图 6-14

采样和保持。

2. 模拟式闭环采样-保持电路

所谓闭环即是将两个运放全置于一个反馈环路之中,形成闭环,其优点是可以提高输入阻抗,其保持电容可置于同相端,也可置于第二运放的反馈支路中,其控制电路有各种形式,下面主要讨论两种具体实用电路。

(1) 具有补偿电容的采样-保持电路

如图 6-15 是用补偿电容改善其性能的具体电路,在采样期间,控制输入 S 端为高电平,这时有 D_1 导通, D_2 截止,使得 T_1 管截止, T_2 、 T_3 导通,这时采样 U_i 并对保持电容 C_1 充电。

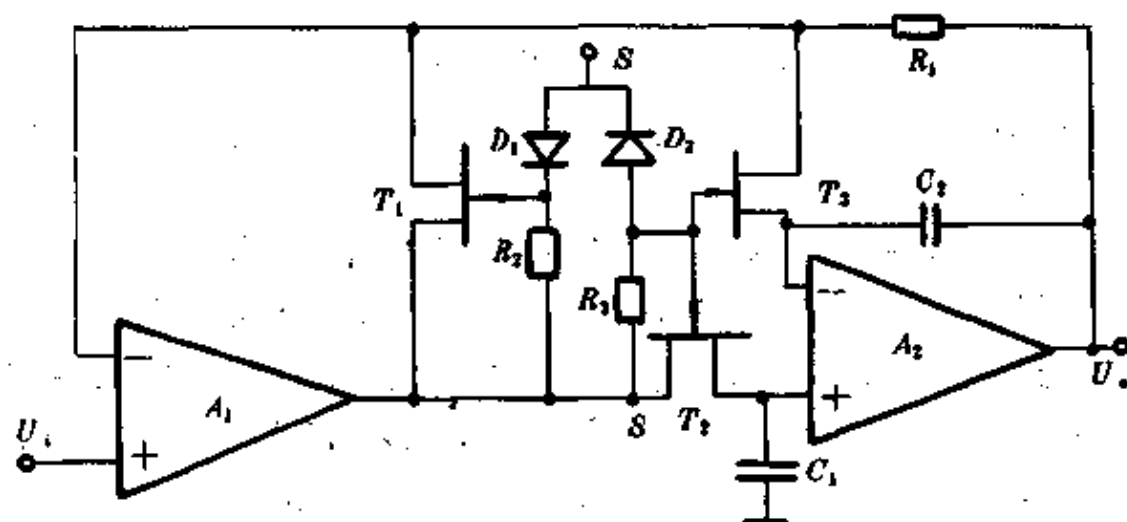


图 6-15

当 S 端为负脉冲时, D_1 截止, D_2 导通,使得 T_1 、 T_2 栅源电压为负, T_1 、 T_2 截止,这时 C_1 上电压由射随器 A_2 输出,这即为保持状态。在 A_2 接有与 C_1 相匹配的反馈电容 C_2 ,主要用于补偿由于运放基极电流 I_b 及 T_3 漏极漏电流对 C_1 的影响。一般有 $\left| \frac{\Delta U_{o1}}{\Delta t} \right| \approx \left| \frac{\Delta U_{o2}}{\Delta t} \right|$,则可使输出电压保持不变。

在采样期间,补偿电容 C_2 上的电压将通过 T_3 和 R_1 被清除到零。为加快电容 C_2 的放电速度,可接一较小电阻 R_2 。

(2) 采用跨导型运算放大器的采样保持电路

跨导型运算放大器 F3080 的跨导近似与其注入电流 I_{Asc} 成正比,因此我们可以利用送到 I_{Asc} 输入端的脉冲信号来控制运算放大器输出通道的“通”与“断”,再配合一个保持电容,即可实现对输入信号的采样与保持。

图 6-16 所示的电路就是利用 F3080 组成的基本采样保持电路,运算放大器输出端接有 N 沟道 MOS 场效应管 3D06,并反馈连接组成电压跟随器的形式,使运算放大器输出端的电容与电路输出端隔离。3000pF 电容既作保持电容,又与 220Ω 电阻串联起相位补偿作用,以保证工作稳定。输入信号加到同相端,负脉冲作采样脉冲通过 30KΩ 电阻,送入 I_{Asc} 输入端,当其是高电平时,约有 480μA 的电流注入 I_{Asc} ,使运放 F3080 工作,并使保持

电量输出,在一般情况下,由于传感器不具有零输出阻抗,并经常产生较大干扰噪声,对于某些传感器输出的微弱信号还要进行放大。所以在模拟多路开关后要接检测放大器。但是有些 ADC 本身就带有多路开关,这样,对于多路传感器就要有多个检测放大器,即每个传感器后接一个检测放大器。

一、模拟多路开关的工作原理与主要技术指标

模拟多路开关可用机械式开关,电磁式开关,干簧继电器等作开关,近代由于微电子学的进步,发展了许多微电子开关,有双极型晶体管开关,结型 FET 开关, MOSFET 开关等几类。双极型晶体管开关,导通电阻小,但有一定固定导通电压,且只能沿一个方式传递信号电流。结型 FET 开关,可以两个方向对信号进行开关控制,接通时间 t_{on} 可做到 10~100ns 以内,导通电阻为 5~100 Ω ,但要有专门的电平转换电路来进行驱动,使用时不方便。MOSFET 开关很适合作模拟多路开关,而且可以把驱动电路与开关集成在一起。最常用的是 CMOSFET 开关,其导通电阻小,且不随信号变化,CMOS 开关还具有功耗小,速度快,导通电阻小(一般可做到小于 100 Ω)等优点。

图 6-17 为 CMOS 模拟多路开关电路图,图中 T_1 是 P 沟道增强型 MOS 管, T_2 是 N

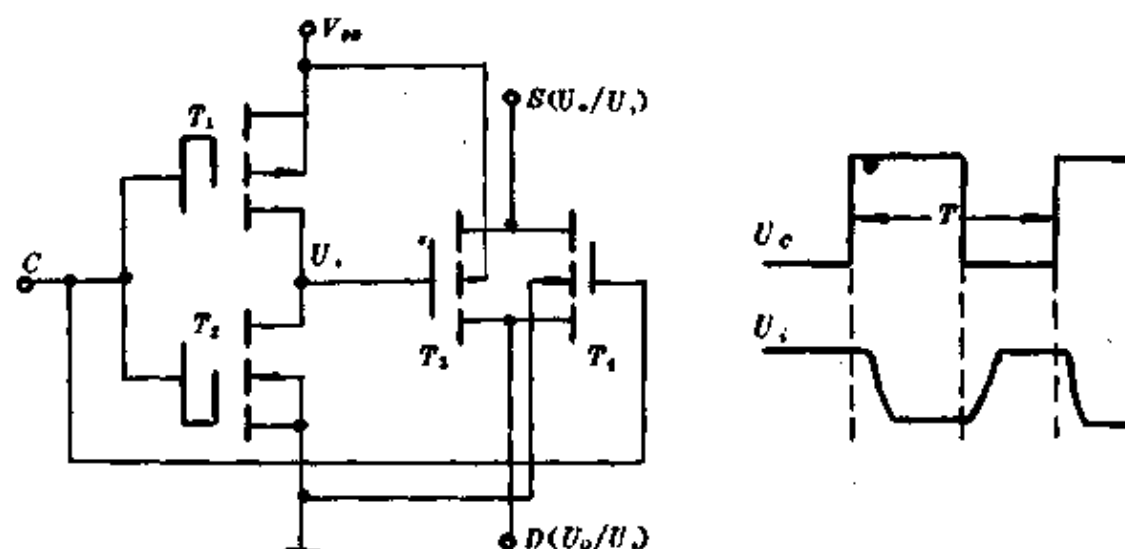


图 6-17

沟道增强型 MOS 管,无论 C 端是高电平还是低电平, T_1 和 T_2 总是工作在一个导通而另一个截止的状态,即所谓互补状态,所以把这种结构形式称为互补对称式场效应电路,简称 CMOS 电路,现在 T_1 、 T_2 所示电路为一反相器电路,其波形如图 6-17 右部分所示。

T_3 、 T_4 也是 P 沟道 MOS 管和 N 沟道 MOS 管利用在互补特性,现在接成 CMOS 传输门电路,如图 6-18 所示。CMOS 传输门如同 CMOS 反相器一样,也是构成各种 CMOS 逻辑电路的一种基本单元电路。

图中 T_3 是 P 沟道增强型 MOS 管, T_4 是 N 沟道增强型 MOS 管,它们的源极相连作为输入端,漏极相连作为输出端,两个栅极是一对控制端,分别接入控制信号 C 和 \bar{C} 。

如果控制信号的高、低电平分别为 V_{cc} 和 0,则当 $C=0$, $\bar{C}=1$ 时,只要输入信号的变化范围不超过 0~ V_{cc} ,则 T_3 、 T_4 同时截止,输入与输出之间呈高阻态($>10^9\Omega$),传输门截止。

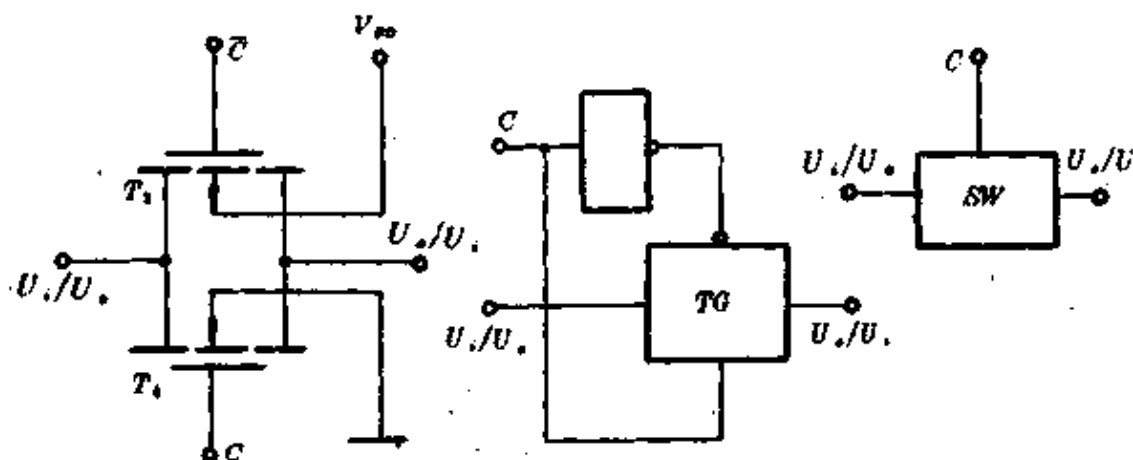


图 6-18

相反,若 $C=1, \bar{C}=0$, 当 U_i 在 $0 \sim V_{cc}$ 之间变化时, T_1 和 T_2 至少有一个是导通的, 使 U_i 与 U_o 间呈低阻态 ($< 1K\Omega$), 传输门导通, 如图 6-18 右部分所示。

由图 6-17 可以看到, 普通模拟开关是由传输门和反相器组合而成的。

当控制端 C 为高电平时, 开关接通, 输入电压 U_i 可以几乎无衰减地传送到输出端, 使得 $U_o = U_i$, 当 C 为低电平时, 开关截止, 输出与输入之间的联系被切断。

模拟多路开关的主要技术指标可综述如下:

(1) 导通电阻 R_{on} 模拟开关导通时, 漏源之间的电阻, 此电阻越小性能越好。

(2) 导通电阻的温度漂移 R_{onT} , 导通电阻随温度变化而变化, 其主要原因是两个管子 R_{on1} 与 R_{on2} 特性不匹配引起的。因为两管内阻的有衬底偏压效应。

(3) 传输精度定义为

$$\frac{U_i - U_o}{U_i} \cdot 100\%$$

其中, U_i, U_o 为模拟多路开关为输入和输出信号电压, 与负载电阻及 R_{on} 等参数有关。

(4) 开关断开时的泄漏电流 I_L , 当模拟开关处于“断”状态时, 要求 I_L 尽量小。

(5) 模拟开关的高频特性。模拟开关在高频应用时, 影响信号传送主要是分布电容, 当开关断开时, 每一个开关有一个对地电容, 当接通开关时, 整个多路开关的输出端有一个对地电容。这两个电容都属于分布性参数, 对信号的建立(建立时间)与信号的断开(关断时间)有较大影响。

二、两类实用模拟多路开关电路

在数据采集系统中常使用两种实用的多路开关, 即不带译码器的多路开关和带有译码器的多路开关。

1. 没有译码器的多路开关

如图 6-19 所示, A_1, A_2, A_3, A_4 分别为传感器输出, 其输出分别对应 D_1, D_2, D_3, D_4 , S_1, S_2, S_3, S_4 为控制信号, 控制信

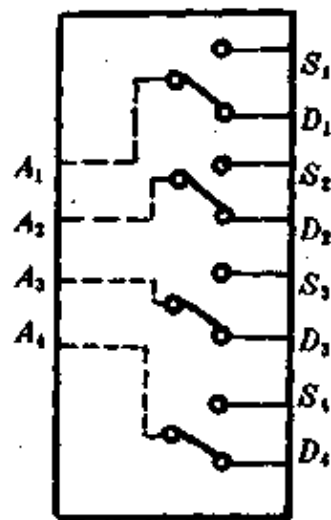


图 6-19

号由逻辑“1”或“0”来激励每个开关。

这种类型开关一般使用在同时需激励多个开关或仅需单独控制某一开关的场合。

2. 带有译码器的多路开关

在很多数据采集应用中,内含译码器的多路开关使用更为方便,另一方面,由于采用了译码电路,多路开关便于与计算机接口,可以省去开关选择附加逻辑电路,而来自计算机地址信号要经过锁存,再送入译码电路对多路开关的通道进行选择,所以锁存器输出直接连到多路开关的地址输入端。

图 6-20 所示,锁存器为 74193,其输出直接连到多路开关的地址输入端 A、B、C、D。锁存器数据输入端则接至计算机数据总线 $A_3 \sim A_0$,微处理器送出的二进制数据将锁存在此输出端口,并控制通道的选择。

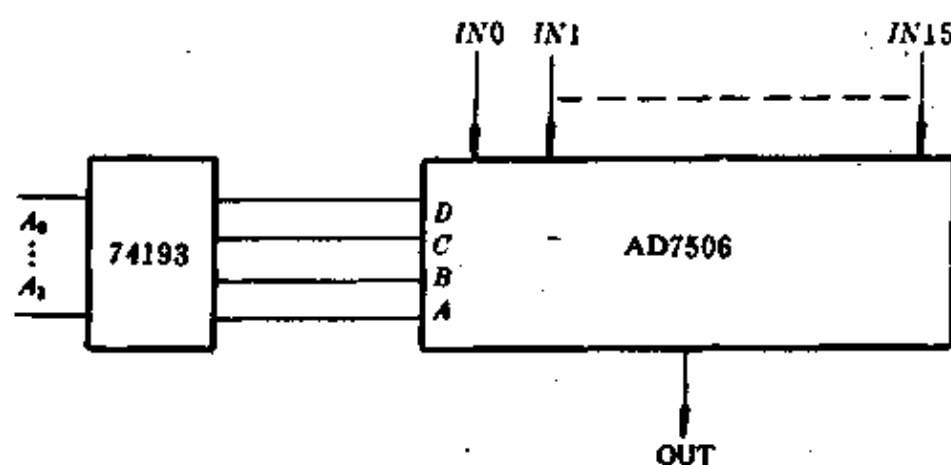


图 6-20

锁存器 74193 起地址译码作用,输出为 A、B、C、D 四位,当四位为某一状态时选中一路通道输入,可以控制 16 个通道的顺序输入传感器信号。

三、检测放大电路

对于非电量传感器,如温度传感器、应变片、压力传感器等往往要求提供较宽的信号放大,要求有较高输入阻抗,有较好的抗干扰能力等。所以可以选择适合各类传感器的检测放大电路。

1. 程控增益检测放大器

对于数据采集系统,往往要求增益可控的放大电路,对于这种电路计算机能很好地用软件及硬件进行增益控制。

图 6-21 是一种反馈式程控增益放大器,是利用自动改变反馈电阻的阻值实现放大器增益控制的,图左是它的基本原理图,图中 A 是通用型运算放大器, K 是电子模拟开关,此电路增益为 $A_{..} = \frac{-R_f}{R_i}$, R_f 为反馈支路中总的反馈电阻, $R_f = R_{f1} // (R_{f2} + R_s)$, R_s 是电子模拟开关 K 的电阻,当 K 断开时, R_s 的阻值约为 $10^9 \Omega$,当 K 闭合时, R_s 的电阻约为几十 Ω ,由计算机发出控制信号 U,来切断或闭合 K,可以改变总的反馈电阻 R_f 的阻值,从而实现改变增益的目的。这就是反馈式程控增益放大器如图右所示。该电路由运算放大

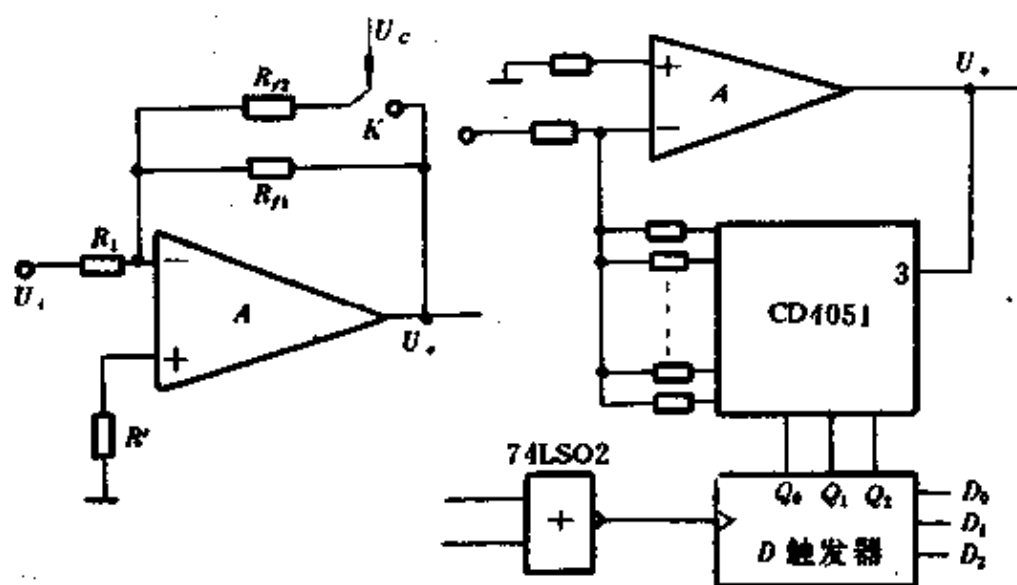


图 6-21

器 A , 单路八通道多路开关 $CD4051$, D 触发器以及门 $74LS02$ 等组成, 此放大器能放大信号, 也能够衰减信号, 增益的改变是通过多路开关选通不同的反馈电阻实现的。多路开关受 D 触发器的控制。当计算机向端口送指令输出(地址)时, 门控制信号同时处于低电平有效, 经门加至 D 触发器时钟端, 在此信号的前沿触发下, 数据线低三位 D_0 、 D_1 和 D_2 上的电平信号通过 D 触发器锁存并加至多路开关 $CD4051$ 的控制端, $CD4051$ 本身有译码电路, 可以自动选通八个通道中某一路, 其控制逻辑如表 6-1 所示。

表 6-1

D_2	D_1	D_0	16 进制	增 益	
				放大倍数	分贝(dB)
0	0	0	0H	0.0316	-30
0	0	1	1H	0.1	-20
0	1	0	2H	0.316	-10
0	1	1	3H	1	0
1	0	0	4H	3.16	10
1	0	1	5H	10	20
1	1	0	6H	31.6	30
1	1	1	7H	100	40

从表 6-1 可以看到, D_0 、 D_1 、 D_2 取不同的值, 就可得到不同的放大倍数。

以上是增益可编程的检测放大电路, 控制增益还可用软件编程的检测放大器, 其增益调节具有更细的分辨率。

2. 高输入阻抗的差动放大电路

有些传感器, 如电阻传感器的单电桥, 后面所接检测放大器, 往往采用差动放大电路, 但由于电桥电路等效电阻是变化的, 即对于差动放大器电路来说, 信号源内阻是变化的。

如果差动放大电路的输入电阻比信号源内阻大很多,在信号源内阻变化的情况下,则输出信号的误差就越小,因此差放电路的输出电阻应当足够大。另外,差放电路与电桥电路连接时,差放电路的输入信号既含有差模信号,也含有共模信号,由于电桥电路输出与激励电源电压成正比,桥路与放大器接地距离长,因此差放电路输入端有较大的共模信号。

采用三运放差放电路,如图 6-22 所示,输入阻抗高,又可将共模信号抑制到最小。

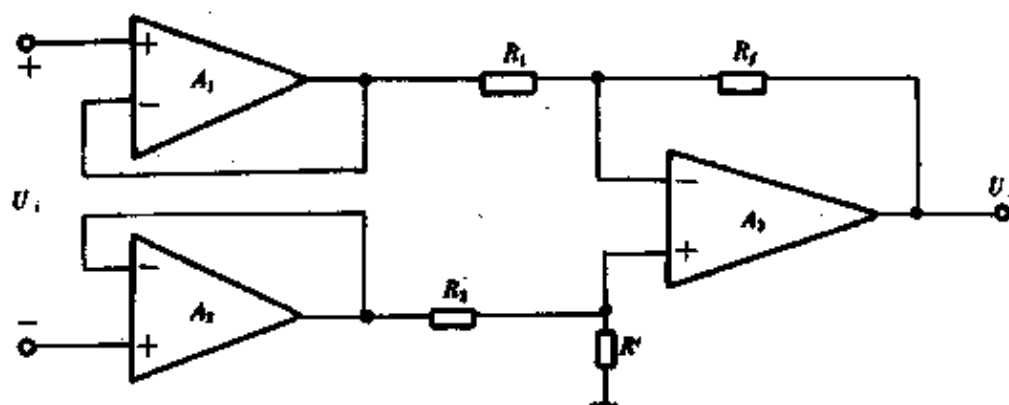


图 6-22

图中 A_1 、 A_2 为高阻型运放跟随器(缓冲放大器)可以提高输入阻抗,对信号提供为 1 的固定增益,但对共模信号也提供了单位增益,所以电路要进行改进,将电压跟随电路改为对差模信号进行大于 1 的放大,而对共模信号只提供单位增益,这样就可提高共模抑制比。其改进电路如图 6-23 所示。

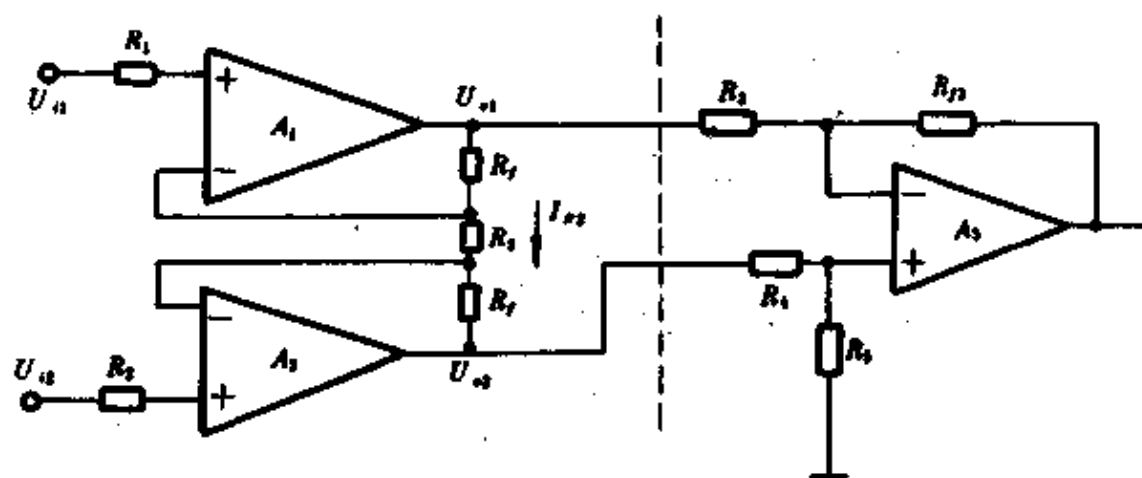


图 6-23

由上图可以看出,电阻 R_2 中的电流是

$$I_{R2} = \frac{U_{i1} - U_{i2}}{R_2} \quad (6-12)$$

运放 A_1 、 A_2 输出电压之差为

$$U_{i2} = U_{i1} - U_{i2} = (R_2 + 2R_f)I_{R2} \quad (6-13)$$

将式(6-12)和 $U_{i2} = U_{i1} - U_{i2}$ 代入式(6-13)可得

$$U_{i2} = \left(1 + \frac{2R_f}{R_2}\right)U_{i1} \quad (6-14)$$

由式(6-14)可以看到, A_1 、 A_2 可放大差模信号并放大 $\left(1 + \frac{2R_f}{R_2}\right)$ 倍。

对于共模信号,即当 $U_{u1}=0, U_{u1}=U_{u2}=U_c$ 时,电阻 R_2 中电流等于零(设 A_1, A_2 特性一致),因此 $U_{o1}=U_{o2}=U_c$,即对共模信号 A_1, A_2 起电压跟随作用。

由上所述,电路 6-23 将共模抑制比提高了 $2R_1/R_2$ 倍。

四、锁定检测放大电路

锁定放大器是对微弱信号进行检测放大的装置。所谓微弱信号是指深埋在背景噪声中极其微弱的信号。如生化、医学、天文等领域经常要用传感器检测微弱信号。随着科学技术和生产的发展,被噪声所淹没的各种微弱信号的检测越来越受到人们的重视。

通常,恢复或增强一个信号,即改善信噪比,是采取降低与信号所伴随的噪声。对于存在噪声的非周期信号,通常是用滤波器来减小系统的噪声带宽。这样可以使有用信号顺利通过,而噪声则受到抑制,从而使信噪比得到改善。对于深埋在噪声中的周期性信号,通常是用锁定放大法和取样积分法来改善信噪比。

1. 锁定放大器的构成原理

锁定放大器的构成原理可用图 6-24 所示方框图表示。原则上,锁定放大器可分为三个主要部分,即信号通道、参考通道、相敏检波及低通滤波器。

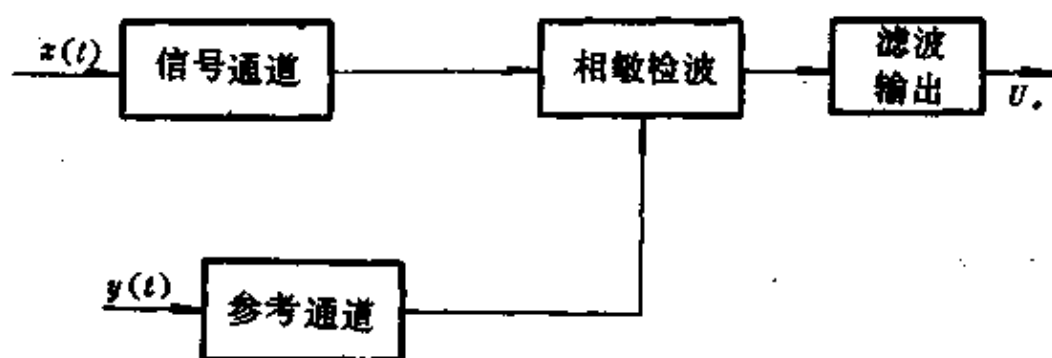


图 6-24

信号通道,其作用是将伴有噪声的输入信号放大,并经选频放大,对噪声作初步处理。

参考通道,其作用是提供一个与输入信号同相的方波或正弦波。

相敏检波,对输入信号和参考信号完成相乘运算,从而得到输入信号与参考信号的和频和差频信号。

滤波与输出,低通滤波器的作用是滤除和频信号成分,这时等效噪声带宽很窄,从而可以提取深埋在噪声中的微弱信号。

由于该放大器将被测信号和参考信号的相位相锁定,故称之为锁定放大器。锁定放大器只检出输入信号及与输入信号同频且同相的噪声,其结果是使噪声成分大幅度降低。

2. 锁定放大器中的信号相关原理

设 $x(t)$ 是伴有噪声的信号,即

$$x(t) = s(t) + n(t) = A \sin(\omega_c t + \varphi) + n(t)$$

式中 $s(t)$ 为有用信号;

A 为幅值;

ω_c 为角频率;

φ 为初相角;

$n(t)$ 为噪声信号。

参考信号为 $y(t) = B\sin\omega_c(t + \tau)$, 则二者的相关函数为

$$\begin{aligned} R_{xy}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \sin\omega_c(t + \tau) [A\sin(\omega_c t + \varphi) + n(t)] dt \\ &= \frac{AB}{2} \cos(\omega_c \tau - \varphi) + R_{nn}(\tau) \end{aligned} \quad (6-15)$$

由于参考信号 $y(t)$ 与随机噪声 $n(t)$ 互不相关, 所以下式成立:

$$R_{nn}(\tau) = 0$$

因此式(6-15)可表示为

$$R_{xy}(\tau) = \frac{AB}{2} \cos(\omega_c \tau - \varphi) \quad (6-16)$$

上式说明, $R_{xy}(\tau)$ 正比于有用信号的幅值, 若取 $\omega_c \tau - \varphi = 0$, 即 $y(t)$ 与 $s(t)$ 同相, 则 $R_{xy}(\tau)$ 取最大值。

由上面分析可知, 参考信号与有用信号具有相关性, 而参考信号与噪声信号相互独立, 互不相关, 可以通过相互关系削弱噪声的影响。

根据上述分析, 可以得出完成相关运算的原理框图。如图 6-25 所示。完成互相关运算需要三个基本环节, 即可变时间延迟环节、乘法器和积分器。

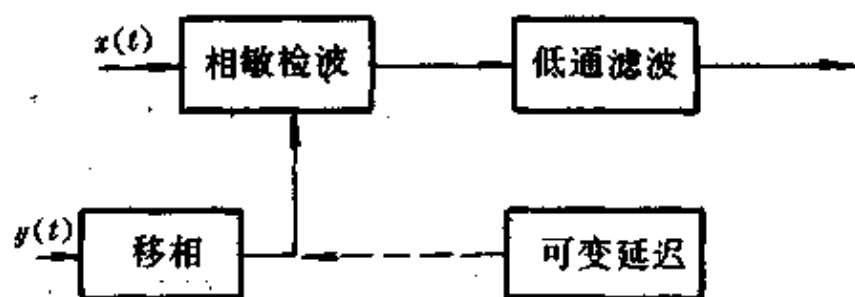


图 6-25

考虑到被测有用信号为重复性周期信号, 可以用图 6-25 所示电路框图来实现重复性周期信号的互相关运算。

综上所述, 在锁定放大器中检测微弱信号采用了相关原理, 即利用参考信号与有用信号具有相关性, 而参考信号与噪声互不相关, 通过相敏检波和低通滤波完成相关运算, 从而达到抑制噪声的目的。

§ 6-5 模数与数模转换器

在数据采集系统中, 不仅需要将被采集的模拟量转变为数字量送入计算机进行处理, 而且也需要将计算机处理后的数字量转变为模拟量以再控制模拟系统的执行机构, 或者送入模拟显示, 记录等等。因此, 需要解决模拟量与数字量之间相互转换的问题。

把模拟量转换为数字量的装置,称为模-数转换器,简称 A/D 转换器;把数字量转换为模拟量的装置,称为数-模转换器,简称 D/A 转换器。本节将对基本 A/D 和 D/A 转换器的工作原理作简要的介绍。

一、数-模转换器(D/A 转换器)

常用的转换器是把数字量转换为模拟电压或电流量,转换方式有并行和串行两种,下面只介绍并行 D/A 转换器。

并行 D/A 转换器是将数字量的各位同时进行转换,转换时间只取决于电压或电流的建立时间以及求和时间,转换速度比较快。

并行 D/A 转换器的基本形式如图 6-26 所示,它由基准电压(电流)、模拟开关、电阻网络和运算放大器四个单元电路组成。

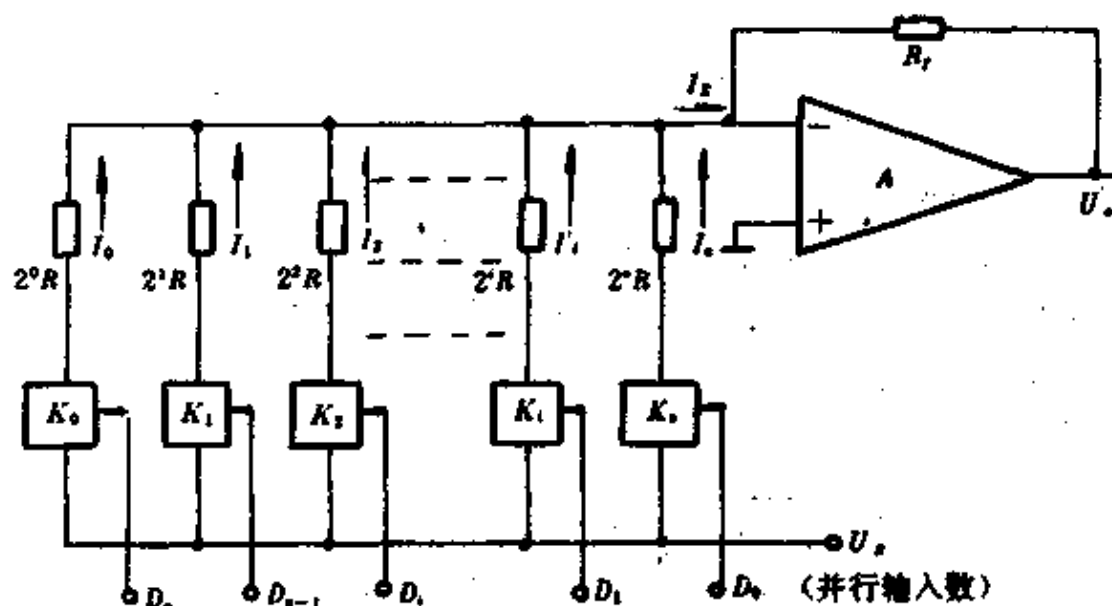


图 6-26

D/A 转换器可以看成一种译码电路,其输入量是数字信号 D ,输出量是模拟信号 U_o 。 D 为二进制码,按权展开式为

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

K_0, K_1, \dots, K_n 为模拟开关,它受二进制各位状态的控制,上式中各位可以是 0 或 1, n 是正整数。与 D 位数相对应的模拟开关 K_i ,将基准电压(电流) U_R 接入电阻网络,电阻网络值从高位到低位也按二进制规律配置,低位电阻最大,高位电阻最小。

从图中可能看出,在输入的二进制数中,若第 i 位的 D_i 为 1 时,对应的模拟开关 K_i 接通电路,则该支路产生电流 I_i 为

$$I_i = \frac{U_R}{2^i R} D_i \quad (6-17)$$

当 $D_i = 0$ 时,对应模拟开关断开,该支路不接通基准电压,支路电流 $I_i = 0$ 。这样可得流入运算放大器相加点的总电流 I_x 在各支路电流的总和,即

$$\begin{aligned} I_x &= I_0 + I_1 + \cdots + I_i + I_n \\ &= \frac{U_R}{R} (a_{n-1} + \cdots 2^1 a_1 + \cdots + 2^1 a_1 + 2^0 a_0) \end{aligned}$$

$$= \frac{U_s}{R} D \quad (6-18)$$

式中, R 为电阻网络当 a_i 均为 1 时的等效电阻, 则式(6-18)可写成

$$U_s = \frac{-U_s}{R} R_f D$$

由上式可知, D/A 转换器的输出电压 U_s 与二进制输入信号 D 成线性的对应关系。并行 D/A 电阻网络转换电路有多种, 下面只介绍常用的两种。

1. 权电阻 D/A 转换电路

权电阻转换电路是一种译码电路, 如图 6-27 所示, 这是一个将十位二进制数码转换成电压的网络。数码的每一位对应一个权电阻并相应控制一个双向开关, 数字量的位数增加或减少时, 权电阻及开关也相应地增加或减少。图中 U_s 是基准电压源。

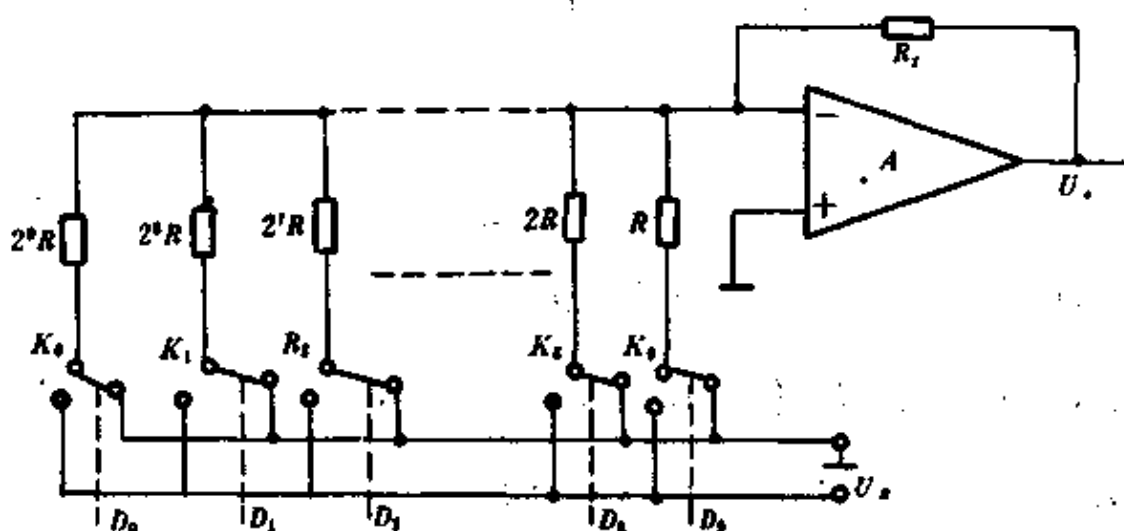


图 6-27

图中代码为 1 时开关将电阻接到 U_s 上, 代码为 0 时开关将电阻接地, 这样流过每个电阻的电流就和对应该位的权成正比了。将这些电流相加, 其结构必然与输入的数字量成正比。由于阻值和每一位的权相对应, 所以称为权电阻译码网络。

权电阻网络是一个线性电阻网络, 可以应用迭加原理来分析网络的输出电压, 即先逐个求出一个开关单独接通基准电压而其余开关均接地时网络的输出电压分量, 然后将所有接基准电压的各开关的输出分量相加, 就可得到总的输出电压。

权电阻译码网络从原理上讲, 只要位数足够多, 转换可以达到很高的精度。但实际上电阻值总有一定的误差, 而且受温度变化的影响比较大, 开关也不可能是理想开关, 这些实际条件则成为影响精度的主要因素。

权电阻译码网络的缺点是电阻规格多, 阻值分散性大, 且位数越多, 差别越大, 如 10 位的权电阻译码网络中, 最大最小电阻之比为 512:1, 这不仅给制造带来困难, 而且在低位(高电阻值)支路中产生的电流很小, 给放大电路选择带来一定困难。为了克服以上缺点, 可采用 T 型译码网络。

2. T 型译码网络

如图 6-28 所示为 T 型电阻网络, 图中仅有 R 和 $2R$ 两种阻值的电阻, 这就为集成电

路的设计和制作带来了很大方便。

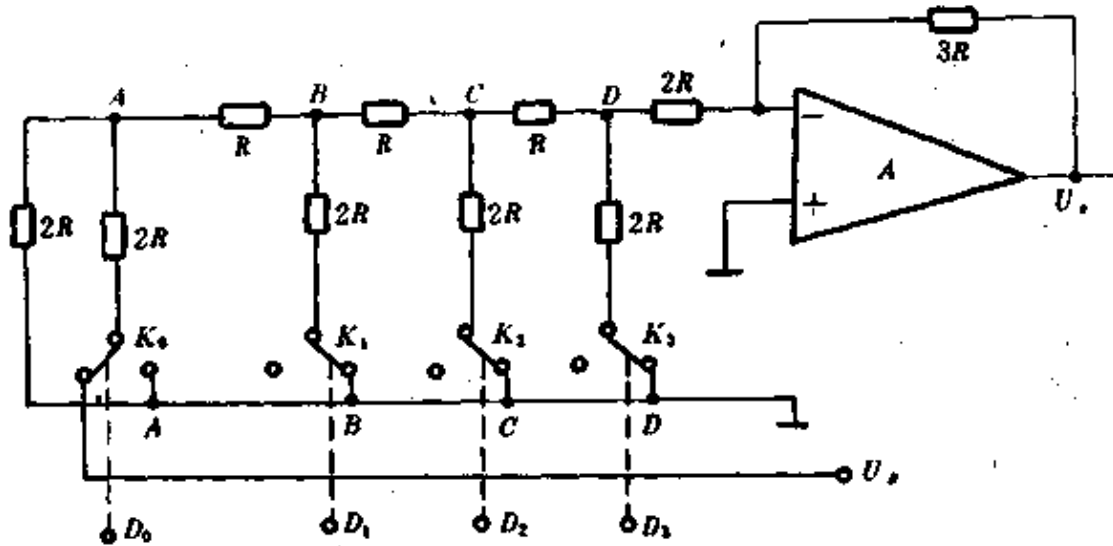


图 6-28

例如图 6-28 是一个四位 D/A 转换器, 设输入数字信号 D_3, D_2, D_1, D_0 为 0001, 这时 K_0 接 U_x , K_1, K_2, K_3 全部接地, 则 T 型电阻网络处于图 6-29 左图状态, 用戴维南定理自 AA 端向右逐级化简, 则不难看出, 经过每一级节点以后输出电压都要衰减 $\frac{1}{2}$, 因此加到 K_0 、 U_x 在 DD 端所提供的电压只有 $\frac{U_x}{2^4}$ 。同理, 当 U_x 分别加到 K_1, K_2, K_3 上时, 在 DD 端所提供的电压分别为 $\frac{U_x}{2^3}, \frac{U_x}{2^2}$ 和 $\frac{U_x}{2}$, 而 DD 端等效输出电阻等于 R 。

根据叠加原理将 U_x 加在每个开关上所产生的输出电压分量相加, 即得 T 型电阻网络等效输出电压

$$U_x = -\frac{U_x}{2^4}(2^3D_3 + 2^2D_2 + 2^1D_1 + 2^0D_0)$$

因此, T 型电阻网络 D/A 转换器等效电路如图 6-29 右端所示。

由图 6-29 可以得到 $U_o = -U_x$,

$$U_o = \frac{U_x}{2^4}(2^3D_3 + 2^2D_2 + 2^1D_1 + 2^0D_0)$$

上式表明, 输出电压 U_o 与输入数字量成正比, 对于 n 位的 T 型电阻网络 D/A 转换器则有

$$U_o = \frac{U_x}{2^n}(2^{n-1}D_{n-1} + 2^{n-2}D_{n-2} + \dots + 2^1D_1 + 2^0D_0) \quad (6-19)$$

T 型电阻网络作 D/A 转换器的缺点是使用的电阻数目多, 此时在信号传送过程中, T 型网络相当于一根传输线, 从 U_x 加到各级电阻上开始到运放输入电压建立起来为止, 需要一定的传输时间, 因而在位数较多时将影响 D/A 转换器的工作速度, 而且, 由于各级电压信号到达运放输入端时间有先有后, 还可能在输出端产生尖峰脉冲。

为了提高转换速度和减小输出尖峰脉冲的有效方法, 可以将图 6-29 电路改成倒 T 型电阻网络, 使得 D/A 转换器各路电流直流流入运算放大器的输入端, 它们之间不存在传输时间差, 因而提高了转换速度并减小了输出端可能出现的尖峰脉冲。

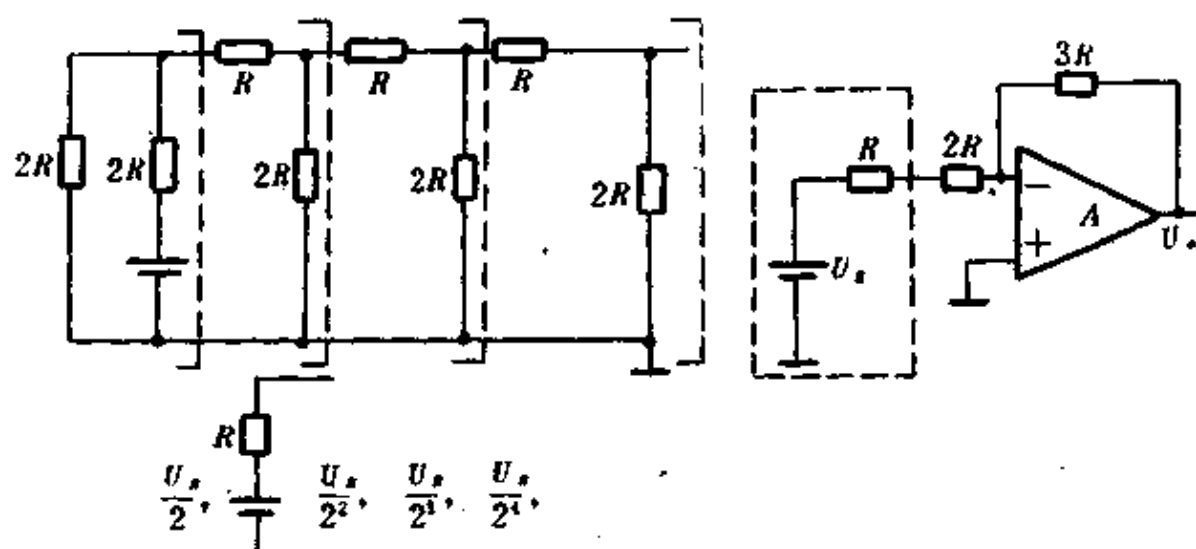


图 6-29

所以,倒T型电阻网络D/A转换器是目前使用的D/A转换器中速度较快的一种,也是用得最多的一种。

二、模-数转换器(A/D转换器)

模-数转换器的分类方法很多,若按比较原理看,可分为直接比较型和间接比较型。

直接比较型是将输入模拟信号直接与作为标准的参考电压相比较而得到数字编码的数字量,这种类型有连续比较、逐次比较、斜坡电压比较等电路。间接比较型其输入模拟信号不是直接与标准的参考电压进行比较,而是将两者都变化为中间量再进行比较,然后由比较而得到中间物理量进行数字编码。这种类型有电压-时间转换式(V-T型)、电压-频率转换式(V-F型)等等。一般A/D转换过程是经过采样、保持、量化、编码四个步骤完成的。不过,这些步骤有时也可能合并进行,如采样和保持就是利用同一个电路连续完成的,量化和编码通常也是在转换过程中同时实现的,而且所用的时间又是保持时间的一部分。

下面仅就逐次渐近型A/D转换器与积分型A/D转换器工作原理作一简单介绍。

1. 逐次渐近型A/D转换器

逐次渐近型转换器属于直接比较型一类,它们是一组基准电压与被测电压进行逐次比较,不断逼近,最后达到一致,基准电压的大小就表示了被测电压的大小。和被测电压相平衡的基准电压以一定二进制数码输出,就实现了A/D转换过程。

逐次渐近型A/D转换器的工作原理可以用图6-30的框图表示,这种转换器包含比较器、D/A转换器、寄存器、时钟信号源和控制逻辑等五个组成部分。

如图6-30,转换开始前先将寄存器清零,所以加给D/A转换器的数字量也全是0,转换控制信号变成高电平以后开始转换,时钟信号首先将寄存器最高位置1,则寄存器输出为100...00。这个数字量被D/A转换器转换成相应的模拟电压 U_o ,送到比较器与输入信号 U_i 比较,如果 $U_o > U_i$,说明数字过大了,则将这个1清除;如果 $U_o < U_i$,说明数字还不够大,这个1应予保留,然后再按同样方法将次高位置1,并比较 U_o 与 U_i 大小以确定这一位的1是否应当保留。这样逐位比较下去,直到最低位为止。比较完毕以后,寄存器的

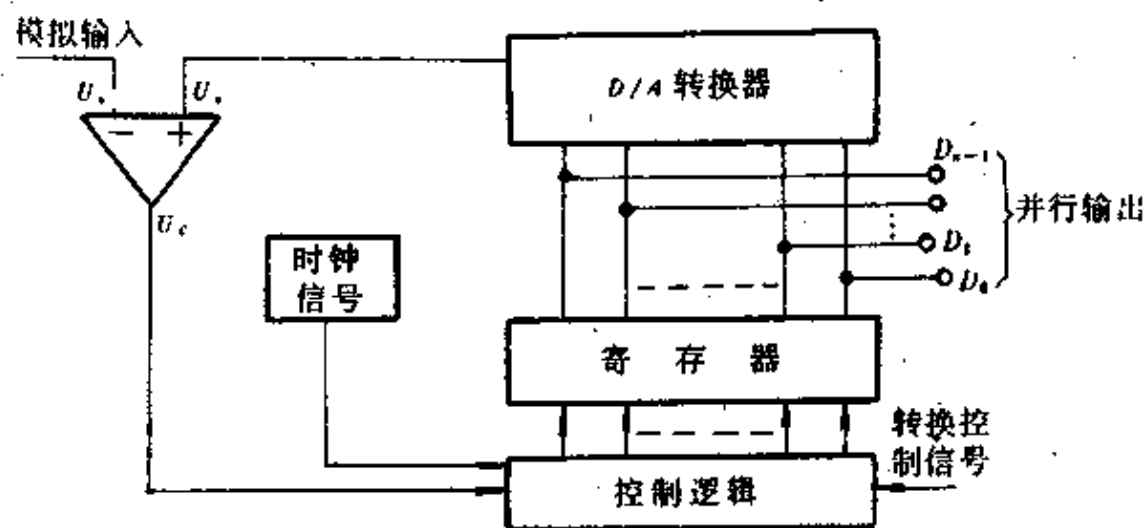


图 6-30

数码就是所求的输出数字量。上述逐次比较过程现以具体实例说明。

设图 6-30, A/D 转换器为 8 位, 模拟量输入范围为 $0 \sim 10\text{V}$, 现假定输入电压 $U_i = 6.6\text{V}$, 求所转换的数码是多少?

当转换控制信号到来之后, 通过控制逻辑使移位寄存器清零, 给时钟脉冲开门, 于是开始在时钟脉冲控制下工作。

第一个脉冲使最高位 D_7 置“1”, 其余各位置“0”, 则二进制数 10000000 加到 D/A 转换器, 其输出 U_o 为满标度值的一半, 即为 $+5\text{V}$, 此时 $U_i > U_o$, 比较后, U_i 通过控制逻辑电路使 D_7 保持 1。

当第二个时钟脉冲到来, 使 D_6 置 1, 则加在 D/A 转换器上的数字为 11000000, 其输出为 7.5V , 此时 $U_i > U_o$, 则通过控制逻辑使 D_6 复位到“0”, 数字量输出线上又回到 10000000。

同理, 第三个时钟脉冲使 D_5 置 1, 对应并行输出 10100000, $U_o = 6.25\text{V}$, $U_i > U_o$, D_5 保持为 1, 数字输出 10100000。

第四个时钟脉冲使 D_4 置 1, 对应 10110000, $U_o = 6.875\text{V}$, $U_i > U_o$, D_4 保持 1, 数字输出为 10101000。

第六个时钟脉冲使 D_1 置 1, 对应 10101100, $U_o = 6.72\text{V}$, $U_i < U_o$, D_1 复位到 0, 数字输出回到 10101000。

第七个时钟脉冲使 D_1 置 1, 对应 10101010, $U_o = 6.4\text{V}$, $U_i < U_o$, D_1 又复位到 0, 数字输出仍是 10101000。

第八个脉冲是使 D_0 置 1, 对应 101010001, $U_o = 6.6\text{V}$, $U_i = U_o$, D_0 保持为 1, 数字输出为 10101001。

第九个脉冲使移位寄存器溢出, 表示转换结束。

这种逐次渐近型 A/D 转换器只需要 $n+1$ 个时钟脉冲周期, 所以转换速度快, 另外精度也高, 因为它的精度主要取决于 D/A 的精度, 而 D/A 的精度容易达到很高。(如提高 U_o 精度和增加位数)。所以, 这种 A/D 转换器广泛地应用于各个领域。

2. 双积分型 A/D 转换器

双积分型 A/D 转换器又称双斜式 A/D 转换器,属于间接比较型 $V-T$ 转换方式,其原理框图如图 6-31 所示,它包含积分器、比较器、计数器、控制逻辑和时钟信号源几个部分。

转换开始前先将计数器清零,并接通开关 K_0 ,使电容 C 完全放电。

转换操作分两步进行:

第一步,令开关 K_1 合到输入信号 U_i 一侧,电路对 U_i 进行固定时间 T_1 积分,积分电路输出电压为 U_{01} :

$$U_{01} = \frac{1}{C} \int_0^{T_1} \frac{-U_i}{R} dt = -\frac{T_1}{RC} U_i \quad (6-20)$$

积分器的输出电压与 U_i 成正比。

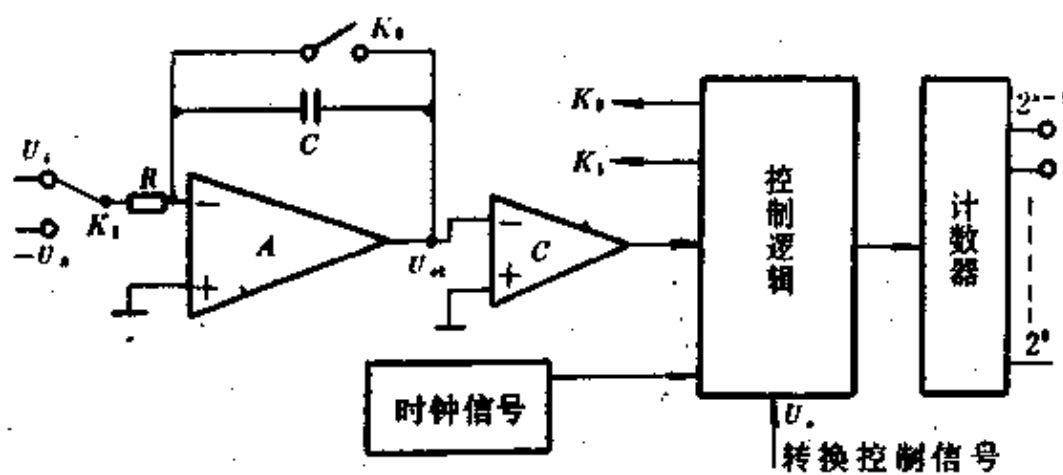


图 6-31

第二步,令开关 K_1 转至参考电压 $-U_r$ 一侧,积分器则向相反方向积分,经过 T_2 时间后,积分器的输出电压上升为零。因此得到

$$\frac{T_2}{RC} U_r = \frac{T_1}{RC} U_i$$

即

$$T_2 = \frac{T_1}{U_r} U_i \quad (6-21)$$

上式表明,反向积分时间 T_2 与输入信号 U_i 成正比,(设 T_1 、 U_r 为常数情况下)令计数器在 T_2 时间里对固定频率 $f_c = \frac{1}{T_c}$ 的时钟信号计数,则计数结果为

$$D = \frac{T_1}{T_c U_r} U_i \quad (6-22)$$

这个数字 D 就是转换结果。如果取 T_1 为 T_c 的整数倍,即 $T_1 = NT_c$,则上式为

$$D = \frac{N}{U_r} U_i \quad (6-23)$$

§ 6-6 非电量数据采集系统举例

当用计算机作数据采集系统时,系统总要有被测信号输入通道,向计算机提供必要的输入信息,把这种反映外界状态的信号输入通道称为前向通道。前向通道包括检测放大、多路开关、采样保持、A/D 转换等电路。

在有些数据采集系统中,计算机要对某些非电量实现控制操作,完成这样功能的通道称为后向通道,后向通道是一个输出通道。输出伺服控制信号,而伺服驱动系统中的状态反馈信号通常是作为检测信号输入前向信号。后向通道包括 D/A 转换电路,功率驱动等电路。

本节将根据所用计算机不同,讨论两种不同类型的数据采集系统。

一、采用 PC 机的数据采集系统

如图 6-32 为一个采用 PC 机的数据采集系统,图中 I 为多路开关,每路传感器接有检测放大器, I 为采样保持电路采用 LF398,模数转换器 ADC 采用 12 位 AD574,整个系统直接接口到 PC 机上。

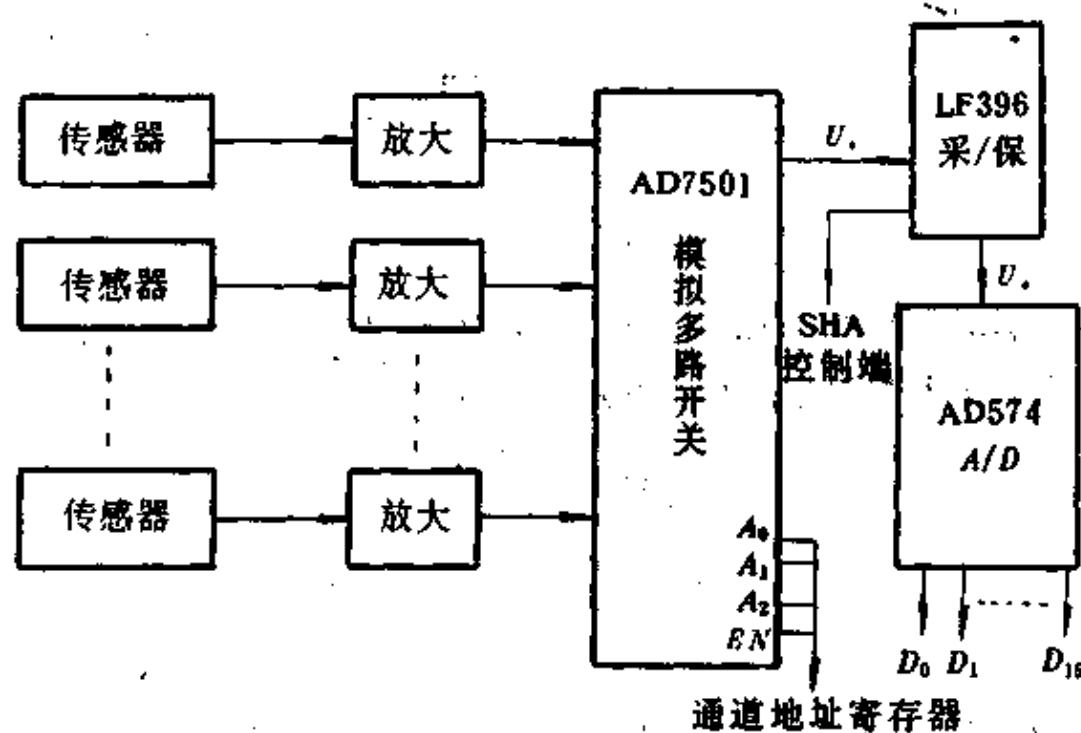


图 6-32

AD7501 是 8 选 1 的单片 CMOS 多路模拟开关,寻址输入端为 A_0 、 A_1 、 A_2 ,输出由允许端 EN 控制,系统共采用两片 AD7501,可以提供 16 路单端输入或 8 路双端输入,如是双端输入,可采用差放电路作检测放大器。

LF398 是单片集成采样保持电路,当控制端 SHA (8 脚) 为高电平,输出端跟随输入端的信号为低电平,LF398 保持输出 SHA 变为低电平前一时刻的电平,直到 SHA 端再次变为高电平为止。

AD574 是一个逐次渐近型 12 位的 Δ/Σ 转换器, 它的三态数据总线 $D_0 \sim D_{11}$ 可以直接与 PC 机的数据总线接口, 通过改变引脚 A_0 的输入电平可以使 AD574 工作于 8bit 转换(转换时间为 $16\mu s$), 或是 12bit 转换(转换时间为 $25\mu s$)。AD574 由内部产生时钟信号与参考电压, 它可以在单端输入方式下工作, 也可以在双端输入方式下工作。当 AD574 使能端 $CE=1$, 片选信号 $\overline{CS}=0$, R/\overline{C} 端出现负跳变时, A/D 开始模数转换, 此时数据线 $D_0 \sim D_{11}$ 呈高阻态, 状态端 STS 输出为高电平, 转换结束后 STS 输出变为低电平。当 $CE=1$, $\overline{CS}=0$, R/\overline{C} 端出现正跳变即 $R/\overline{C}=1$ 时, 数据线 $D_0 \sim D_{11}$ 上将出现此次转换结果。

数据采集时, 首先应进行通道选择工作, 微处理器进行写操作将所要选择的通道地址送入通道地址寄存器, 模拟开关 $A_0 \sim A_2$ 作为每一片 AD5701 的通道地址, EN 作为两片 (EN 与 \overline{EN}) AD7501 的允许信号。

通道输入完成后, 采集的模拟信号送到采样保持电路的输入端, 平时 A/D574 的 R/\overline{C} 端为高电平, STS 为低电平, LF398 的 SHA 端(8 脚)为高电平, 采样保持电路处于采样方式, 输出端跟踪输入变化; 当启动 A/D 进行模数转换时, R/\overline{C} 变为低电平, LF398 的 $SHA=0$ 进入保持方式。在 R/\overline{C} 由低变高之前, STS 变为高电平, 使得 LF398 的保持状态维持到模数转换结束。模数转换是通过正常 I/O 与操作来完成的。

AD574 转换结果为 12bit 二进制代码。在实际的数据读取时, 将对应于该数据的模拟通道的地址加进去, 从而构成低 4 位为通道地址, 高十二位为转换数据完整的十六位数据。

A/D 转换共有两种启动方式: 定时启动与程序启动(又分为中断启动与编程启动)。定时启动应将定时器(如 inter8253)产生定时输出信号与 A/D 的启动信号输入端相连。这样 A/D 可由 PC 机 CPU 发出的 I/O 写操作来启动, 也可以由定时器的定时输出脉冲来完成启动。

ADC 转换有两种管理方式, 一种是将 AD574 的状态线 STS 信号用作中断管理; 另一种是将 STS 接到数据总线 D_1 上, 以便查询时由 D_1 来读取 STS 状态, 以确定 ADC 转换是否完成。

数据采集可归纳出以下六种工作方式:

1. 编程启动、中断管理。PC 机 CPU 发出指令启动 A/D 转换, 当转换结束时, 由中断控制器发出中断申请, 进入中断服务程序, 完成数据的读取、处理等, 这种方法便于软件管理。

2. 定时启动、中断管理。定时器的定时输出脉冲启动 A/D 转换, 当转换结束时, 由中断控制器发出中断申请, 进入中断服务程序, 完成转换数据的读取。这种工作方式便于由定时器控制进行等间隔的采样。

3. 中断启动、中断管理。外部设备发出中断申请, 进入中断服务后, 由 CPU 发出指令启动 ADC 转换, 当转换结束时, 由中断控制器再次发出中断申请, 中断服务程序完成读数, 下一次 ADC 转换的启动要等待外部设备再次发出中断申请, 这种方式适合于外部条件决定工作流程的场合。

4. 编程启动、查询管理。微处理器发出的指令启动 ADC 转换, 转换结束信息由微处理器通过查询口查询, 这种工作方式无需中断申请及响应, 可用软件管理数据采集。

5. 定时启动、查询管理。此时启动方式同 2, 管理与 4 同。

6. 中断启动、查询管理。此时启动方式同 3, 管理同 4。

图 6-33 所示为在定时启动、中断管理方式下的程序框图, 图左适用于需要对采集数据实时处理的场合, 图右适用于需要对某一采集通道进行连续快速采集的场合。

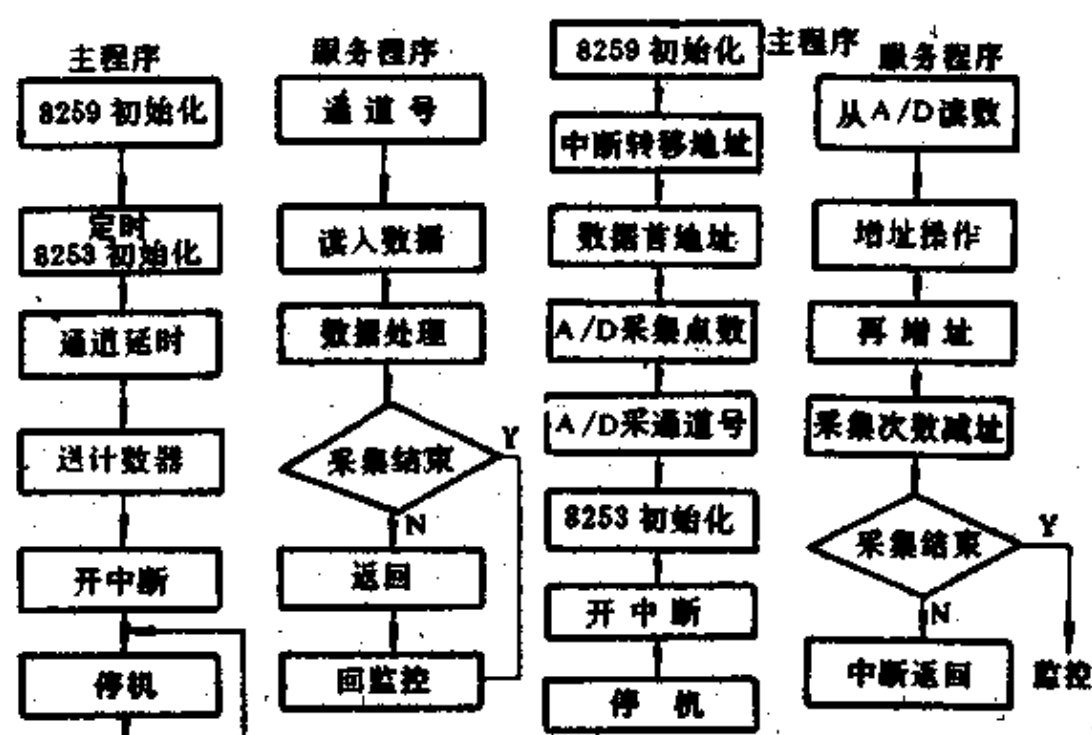


图 6-33

在程序设计中, 要对相应地址进行分配, 主要地址有:

(1) ADC 转换启动与读数地址。由于 ADC 转换的启动与读数只用一个片选信号 \overline{CS} (启动时写信号) \overline{WR} 同时生效, 转换结果又为 12bit, 故 ADC 启动与读数可分配同一地址, 由于均为字操作, 分配地址为四位十六进制, 例如为 F800H。

(2) 通道地址寄存器。通道地址是由数据总线低四位送去的, 故寻址通道地址寄存器时应使用偶地址, 且为字节写操作, 如 F802H。

(3) 查询口地址。查询工作是通过数据总线的低四位完成, $D_7 \sim D_4$ 为正在工作的通道地址, D_3 反映 STS 状态, 此地址字节读操作, 寻址查询口地址为 F804H。不论中断启动或编程启动均是由微处理器发出一条指令来启动 ADC 转换, 一般是通过执行一条 I/O 口的指令来完成的。

MOV DX, F800H 为输入端口地址;

OUT DX, AX 将数据字送输出端口。

二、8031 单片机数据采集系统

1. 系统硬件电路

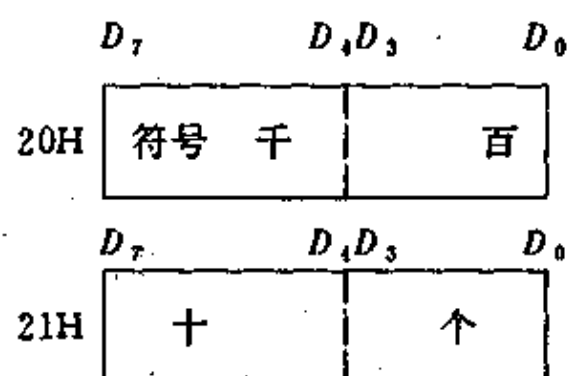
如图 6-34 所示, 本系统由温度检测部分, 数据处理(采集与转换)数据显示和打印部分组成。

温度检测部分由热电阻(WZP-120)作温度传感器, 经测温电桥, 放大后送入 5G14433

本系统的采集与转换部分由 A/D 5G14433 完成, 5G14433 为 CMOS 三位半双积分集成电路, 由于其输入阻抗理论上为无穷大, 所以加到 5G14433 的电压 V_x 基本上就是热电阻的输出电压。

从图 6-34 中看到, 5G14433 输出端直接与 8031 的 P_1 口相连, EOC 和 DU 端连在一起后经反相器与 8031 的 $\overline{INT1}$ 相连, 这样, 5G14433 每次转换结束后便产生一个正脉冲, 经反相后作为 $\overline{INT1}$ 的中断请求信号。 $\overline{INT1}$ 采用边沿触发方式, 因此要求输入负脉冲的宽度至少保持 12 个时钟周期 (当时钟频率为 6MHz 时, 脉宽应为 $2\mu s$) 才能被 CPU 正确采集到, 而 5G14433 的 EOC 端输出脉冲在频率 50KHz 时脉宽为 $10\mu s$, 所以完全能满足 8031 采集的要求。

• 211 •



数据显示部分由 8031, 地址锁存器 74LS373 和存储器 2732 及可编程 8255 来进行对七段显示器的控制, 由于七段显示系统只用简单的输出, 因此 8255 采用工作方式 0, 即基本输出方式。本系统选用 8031 P_2 口的 $P_{2,1}$ 作为 8255 的选通信号, 以 PO 口的低位 A_0 和 A_1 作为选择 8255 的端口信号。由 8255 的 PB 口选择显示器, PA 口控制显示器的输出信息。8255 的端口地址及工作方式为:

PA 口: 端口地址为 0F000H, 方式 0, 输出;

PB 口: 端口地址为 0F001H, 方式 0, 输出;

方式控制字: 端口地址为 0F003H, 控制字为 80H。

打印部分如图 6-35 所示, 打印机用 GP16, GP16 共有 13 根信息线, 其中 I/O_0 ~ I/O_7 直接与主机 8031 的数据总线 $P_{0,0}$ ~ $P_{0,7}$ 相连接, \overline{WR} 、 \overline{RD} 分别与 8031 的写信号 \overline{WR} 和读信号 \overline{RD} 相连, \overline{CS} 与 $P_{2,1}$ 连接。由于主机和 GP16 的信息传送采用查询方式, 所以信号 $BUSY$ 可不与主机连接。

GP16 打印机作为 8031 的外部一个扩展口, 采用线性选址的方法, 口地址为 7FFFH。当 8031 执行下面两条指令时, 8031 读取 GP16 的状态字。

MOV DPTR, #7FFFH

MOVX A, @DPTR

当执行下面三条指令时, 8031 把一个 8 位信息送入到 GP16 打印机的数据缓冲器之中。

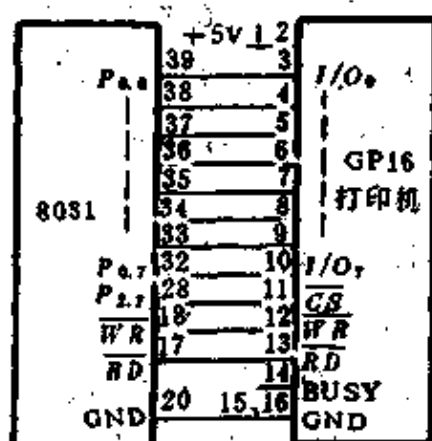


图 6-35

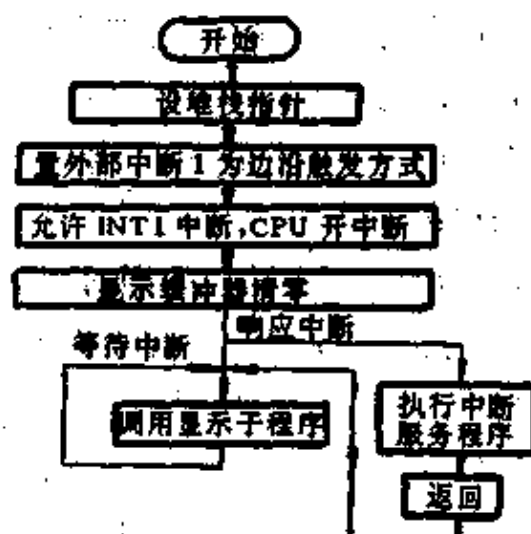


图 6-36

MOV DPTR, #7FFFH

MOV A, #XXH

2. 数据处理和控制程序

A/D 转换器 5G14433 从热电阻所采集到的是反映温度的电压值, 这个电压值是以压缩的 BCD 码存放在 20H 和 21H 单元中, 它还不是真正的温度值, 不能直接送去显示, 还需要经过一些处理。处理的过程是将反映热电阻输出电压的压缩 BCD 码转换成二进制数, 这个二进制数将作为地址(根据需要还可将这个二进制数扩大), 在这个地址中就存放着所对应的温度值(BCD 码的形式)。这样, 可根据这个地址通过查表得到相应的温度值。将这个温度值送去显示时, 还必须转换成对应的七段显示的编码, 同时, 由查表得到的温度值还要送到打印机进行打印。

系统的控制主程序框图如图 6-36 所示。系统对数据的采集是在中断中进行的, 中断服务程序框图如图 6-37 所示。系统的控制主程序如下:

```

控制主程序
LJMP MAIN;
LJMP ITP; 转中断服务程序
MAIN:  MOV SP, #60;
      SETB IT1; 置外部中断 1 为边沿
      触发方式
      MOV IE, #84H; 允许外部中断 1
      中断, CPU 开中断
      MOV 2CH, A;
      MOV 2DH, A;
      MOV 2EH, A;
      MOV 2FH, A;
      } 显示缓冲区清零
      LOOP:  LCALL DISPLAY; 调用显示子程序
      LJMP LOOP; 等待中断
  
```

3. 系统的调试

电桥检测电路的调试, 在常温下反复调零, 即运放输出电压为零。

A/D 转换器的调试, 首先将样机中的 8031 和 EPROM2732 拔下, 然后用启东计算机厂生产的 DVCC-51 型仿真开发机的仿真插头与 8031 的插座连接, 并在 5G14433 的输入端 V_i 加一直流电压(电压值不要超过 2V)。运行 A/D 转换程序, 然后检 20H 和 21H 单元中的内容(压缩的 BCD 码)是

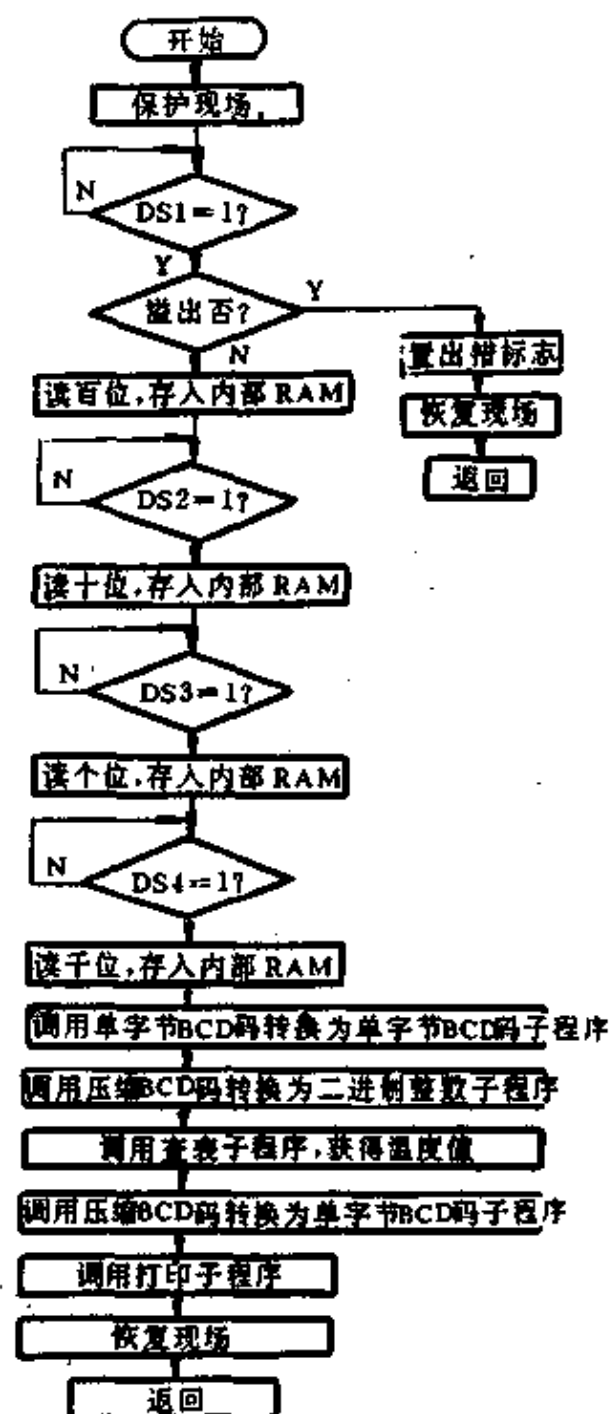


图 6-37

否与输入电压相同,如果不同,可调节基准精密电源 5G1403 的输出电压,使之相同。

显示部分的调试可先在某 RAM 区,如 25H~28H 设置代表千、百、十、个的字节 BCD 数,运行显示程序,如果显示的数与设置的数相符合,说明显示部分工作正常。

实际联机调试时,将仿真器与样机正确连接,把热电阻放入装有水的电热器中(如电热杯),将水慢慢加热,运行系统控制程序。这时显示器将显示水的温度,打印机定时打印水的温度值。当水沸腾时,显示的温度应为 100℃,如果大于或小于 100℃,应进一步调试 A/D 转换器,即可调节 V_r 的输出电压。整个系统调整完毕后,将系统控制程序写入 EPROM,这样,样机就做好了。

参考文献

- [1] 袁希光主编. 传感器技术手册. 国防工业出版社, 1989.
- [2] 康昌鹤等. 气、湿敏传感器件及其应用. 科学出版社, 1988.
- [3] 贾伯年等. 传感器技术. 东南大学出版社, 1992.
- [4] 严钟豪等. 非电量电测技术. 机械工业出版社, 1988.
- [5] 王之芳. 传感器应用技术, 西北工业大学出版社, 1991.
- [6] 任致程. 半导体敏感元件及其典型应用实例. 机械工业出版社, 1989.
- [7] 林友德等. 传感器及其应用技术. 上海科技出版社, 1991.
- [8] 常健生. 检测与转换技术. 机械工业出版社, 1990.
- [9] 张正伟. 传感器原理与应用. 中央广播电视大学出版社, 1991.
- [10] 李标荣等. 电子传感器. 国防工业出版社, 1993.
- [11] 王绍纯等. 自动检测技术. 冶金工业出版社, 1985.
- [12] 陈明等译. 电测技术. 华中工学院出版社, 1985.
- [13] 陈守仁. 工程检测技术(下册). 中央广播电视大学出版社, 1984.
- [14] 杨荫彪等. 特种半导体器件及应用. 电子工业出版社, 1991.
- [15] 刘刚等. 半导体器件——电力, 敏感, 光子, 微波器件. 电子工业出版社, 1990.
- [16] 唐统一等. 近代电磁测量. 中国计量出版社, 1992.
- [17] 程道喜等. 传感器的信号处理及接口, 科学出版社, 1991.
- [18] 北京 927 信箱. 电子技术应用, 1992, 1993.
- [19] 李清泉等. 集成运算放大器原理与应用. 科学出版社, 1984.
- [20] 沈兰荪. 数据采集技术. 中国科技大学出版社, 1990.
- [21] 童诗白主编. 模拟电子技术基础. 高等教育出版社, 1991.
- [22] 阎石主编. 数字电子技术基础. 高等教育出版社, 1991.