

目 录

第一篇 传感检测技术基础

第一章 绪论	(1)
第一节 传感检测技术概述	(1)
第二节 机电一体化系统的基本构成及关键技术	(2)
第三节 传感检测技术与机电一体化化的关系	(3)
第二章 非电量检测技术基础	(4)
第一节 非电量检测技术及特点	(4)
第二节 非电量检测系统的基本构成及功能	(6)
第三节 非电量检测系统的分类及特性分析	(9)
第四节 测量方法及分类	(12)
第五节 测量误差及分析处理技术	(15)
第三章 传感器应用技术基础	(22)
第一节 传感器工作机理及应用概述	(22)
第二节 传感器的组成及分类	(23)
第三节 传感器的描述方法	(27)
第四节 传感器的特性分析	(29)
第五节 传感器的主要性能指标及要求	(39)
第六节 传感器的标定与校准	(40)
第七节 改善传感器性能的主要技术途径	(41)
第八节 传感器应用及开发趋势	(43)

第二篇 典型传感器的原理及应用技术

第四章 电阻式传感器及应用	(46)
第一节 电阻应变计	(46)
第二节 应变计测量电路	(55)
第三节 电阻应变计式传感器的应用	(65)
第四节 压阻式传感器及应用	(69)
第五章 电感式传感器及应用	(80)
第一节 电感式传感器(自感式传感器)	(80)
第二节 互感式传感器	(89)

第三节	电涡流式传感器	(95)
第四节	电感式传感器应用	(100)
第六章	电容式传感器及应用	(106)
第一节	电容式传感器工作原理	(106)
第二节	电容式传感器的类型和特性	(106)
第三节	电容式传感器的测量电路	(112)
第四节	电容式传感器特点及应用	(118)
第七章	压电式传感器及应用	(124)
第一节	压电效应及压电材料	(124)
第二节	压电式传感器的测量电路	(130)
第三节	压电式传感器的典型结构	(133)
第四节	压电式传感器应用	(136)
第八章	热电式传感器及应用	(139)
第一节	热电阻传感器及应用	(139)
第二节	热敏电阻传感器及应用	(151)
第三节	热电偶传感器及应用	(155)
第四节	其它温度传感器	(171)
第九章	磁电式传感器及应用	(172)
第一节	霍尔效应及霍尔元件	(172)
第二节	霍尔传感器	(178)
第三节	霍尔元件及霍尔传感器的应用	(182)
第十章	其它传感器及应用	(186)
第一节	气敏、湿敏传感器及应用	(186)
第二节	光电传感器及应用	(195)
第三节	红外线传感器及应用	(198)
第四节	光纤传感器及应用	(208)
第五节	生物传感器应用概述	(216)
第六节	数字传感器应用概述	(216)
第十一章	计算机辅助检测及综合应用	(218)
第一节	计算机辅助检测	(218)
第二节	计算机数据采集系统	(218)
第三节	计算机辅助检测综合应用实例分析	(222)
参考文献		(228)

第一篇

传感检测技术基础

第一章 绪 论

传感与检测是实现自动控制、自动调节的关键环节,它与信息系统的输入端相连,并将检测到的信号输送到信息处理部分,是机电一体化系统的感受器官。随着信息时代的发展,国内外已将传感检测技术列为优先发展的科技领域之一。

作为机械电子工程(机电一体化)专业的学生和从事这方面工作的工程技术人员,传感检测技术知识是必备的。掌握这门知识,首先应该了解传感检测技术与机电一体化技术之间的关系,明确机电一体化系统的构成及传感检测在其中的作用及意义。

第一节 传感检测技术概述

自然界的现象是多种多样的,如风、雨、雷电、气温的高低、空气的潮湿与干燥等。人作为社会的主体,具有“五官”——耳、眼、鼻、舌、皮肤,分别具有听、视、嗅、味、触觉功能。人通过五官就能感知外界的信息,通过大脑对这些信息进行处理,作出判断,从而指导人们的行动。

在科学实验和生产实际中,很多物体和现象,具有明显和稳定的数量特征,我们可以通过测量和计算,确定该量的大小,并用数字给出结果,如机械零件尺寸的大小。但是,还有一些物体数量特征较少,或某种现象不十分明显,常常被很多其它量或现象所掩盖,因此,能否检出这些被淹没量的存在,进而得出这些量的大小数值,就需要传感器及检测技术。

在现代工程科学与技术领域里,可以认为:传感器是人体“五官”的工程模拟物。那么何谓传感器?它是一种以一定的精确度将被测量(如位移、力、加速度等)转换为与之有确定对应关系的、易于精确处理和测量的某种物理量的测量部件或装置。

随着现代电子技术、微电子技术及通信技术的发展,在各种“可用信号”中,电信号最便于处理、传输、显示和记录。因此,可把传感器狭义地定义为:能把外界非电信号转换成电信号输出的器件或装置。

检测是检出和测量的总称。检出被定义为指示某些特殊量的存在,但无需提供量值的过程;测量则被定义为以确定被测对象量值为目的的全部操作。

因此说,传感检测技术就是应用传感器将被测量信息转换成便于传输和处理的物理量,进而进行变换、传输、显示、记录和分析数据处理的技术。

随着科学技术和生产发展的需要,传感检测技术已经发展成为一门完整的交叉性技术学科。它综合应用了现代电子技术、微电子技术、生物技术、材料科学、化学科学、光电技术、精密机械技术、微细加工技术等。

第二节 机电一体化系统的基本构成及关键技术

一、机电一体化系统的基本结构要素及功能

机电一体化系统是在机械的主功能、动力功能、信息功能和控制功能上引进微电子技术,并将机械装置与电子装置用相关软件有机结合而构成系统的总称。

机电一体化的目的是使系统(产品)多功能化、高效化、高可靠化、省材料化、省能源化,并使产品结构向轻、薄、短、小巧化方向发展,不断满足人们生活的多样化需求和生产的省力化、自动化需要。那么机电一体化系统是如何构成的呢?

我们知道人体可以视为由内脏、五官、骨骼、手足和头脑五个主要部分组成。人们的五官可以接受、感知外界的信息,起到检测的作用;人的内脏通过消化食物,向人体提供各种活动所需要的能量,起到动力源的作用;头脑集中各种信息,进行处理判断,并与其它要素进行联系,实行控制;手足(肌肉)按照头脑的控制做出各种动作,以执行头脑发出的命令;而骨骼则将各个部分联系为一体,起到构造的作用。

人体的五个主要部分有机地结合在一起,互相作用、互相联系,使人成为一个有机的整体。机电一体化产品是模仿人的结构,替代人工作的一种机器。因此,一个机电一体化产品结构应与人体的情况相仿。它主要由传感检测装置、控制装置、动力装置、机械本体、执行装置五大要素组成。

不同的机电一体化系统,要求能对不同的输入物质、能量和信息进行某种处理,输出所需要的物质、能量和信息。因此,系统必须具有三大“目的功能”,即变换(加工、处理、放大)功能、传递功能、储存(保持、积蓄、记录等)功能。系统除了必须具有三大“目的功能”外,系统内部还必须具有与五大要素相应的主功能、动力功能、传感检测功能、控制功能及构造功能。同时,作为机电一体化系统,仅有五大独立的要素是不够的,必须由接口把它们联系起来成为一个统一的整体,才能完成它的功能。

二、机电一体化关键技术

机电一体化具有多种重要的意义,其中最重要的一点在于它是古老而又庞大的机械工业发展的方向。那么应该如何去发展机电一体化技术及其产品呢?机电一体化产品的发展必须有优先发展的领域,以防不必要的人力、物力、财力的浪费,同时又必须着眼未来,从战略的高度去发展机电一体化,使短期效益和长远利益相互统一。所以,在《我国机电一体化发展途径与对策》的软科学的研究中,提出了机电一体化产品优先发展的领域及机电一体化发展战略。

发展战略共有九条,其中重要的是第一条:要以机电一体化的共性关键技术,即传感检测技术、信息处理技术、自动控制技术、伺服传动技术、系统整体技术、精密机械技术为先导,分批重点突破;第二条:利用多种途径培养机电一体化的复合型专门人材。因此,机电一体化发展的关键,一是以其共性关键技术为先导,选好突破点;二是大力培养能灵活掌握运用其共性关键技术的复合型专门技术人才。

机电一体化是机械技术、系统技术、信息处理技术、自动控制技术、传感检测技术和伺服传动技术等多学科领域综合交叉的技术密集型系统工程。机电一体化关键技术及主要内容有:

(1)机械技术:是机电一体化的基础。在机电一体化产品中,它不再是单一地完成系统间的连接,在系统结构、重量、体积、刚性与耐用性方面对机电一体化系统有着重要的影响。同时,经典的机械技术与计算机技术结合,形成新一代的机械制造技术(CAD/CAPP/CAM/CIMS等)。

(2)系统技术:是以整体的概念组织应用各相关技术,并从全局角度和系统目标出发,将总体分解为若干功能单元。

(3)信息处理技术:信息处理技术包括信息的交换、存取、运算、判断和决策等。信息处理是否正确、及时,直接影响着系统的工作质量和效率。计算机是信息处理的工具。

(4)自动控制技术:是机电一体化系统的“指挥”,它控制着整个系统的运行。

(5)伺服传动技术:是机电一体化系统中直接执行操作的技术。伺服系统是实现电信号到机械功能转换的装置与部件,对系统的动态性能、控制质量和功能具有决定性的影响。

(6)传感检测技术:是机电一体化系统的感受器官。它与信息的输入端相连,并将检测到的信号输送到信息处理部分,经过处理,从而对系统进行控制。因此传感检测技术是实现自动控制、自动调节的关键环节。其功能的强弱,直接决定着系统自动化程度的高低。传感检测环节的关键元件是传感器。

第三节 传感检测技术与机电一体化的关系

综上所述,传感检测技术是机电一体化共性关键技术之一,传感检测环节是机电一体化系统的感受环节,是控制系统的信息入口。其主要任务是对系统运行中所需要的本身和外界环境的各种参数及状态(非电量)进行检测,转换成可识别的、与被测量有确定对应关系的有用电信号,传输到信息处理单元,经过必要的分析处理后,产生相应的控制信息。亦即,传感检测环节的处理结果是系统控制指令的主要依据。

传感器是检测和控制系统的首要环节。系统的自动化程度愈高,系统对传感器的依赖性就愈大,传感器的优劣对系统的功能起着决定性作用。现代工程技术要求传感器能快速、精确地获取信息,并能经受各种恶劣环境的考验。不少机电一体化系统或装置不能达到满意的效果或无法实现设计要求的关键问题是没有合适的传感器。

机电一体化系统(或产品)要不断满足人们生活的多样化需求和生产的省力化、自动化需要,就要不断提高其自动化程度、提高其性能,就必然会对机电一体化相关技术的发展,包括传感检测技术的发展提出更高的要求。因此,大力开展传感检测技术的应用研究对机电一体化技术的发展具有十分重要的意义。

第二章 非电量检测技术基础

无论是在科学技术的发展中,还是在工业生产的过程中,都存在着各种各样需要进行测控的参量。这些参量绝大多数是非电量,而且在种类和数量上远比电量数量多。这些量有大有小,有强有弱;有些不随时间而变化,有些随时间而变化;有些是标量,有些是矢量;有些是离散的,有些是连续的;这些量涉及到机械、热工、化学、光学和声学等不同领域。在科学技术的研究、工业生产应用的过程中,对这些量往往不仅要进行测量,而且要对其进行控制、变换、传输、显示、记录、存储等。在实践的过程中,人们逐步认识到电量具有易测等许多优点,而且大多非电量可以精确地转化为相应的电量,于是非电量就可用电量的测量技术对其测量,这就是所谓的非电量检测技术,或称非电量电测技术。

第一节 非电量检测技术及特点

一、非电量的分类

众多的非电量,主要可归纳为以下四类:

1. 热工量:温度、热量、比热、热流、热分布;
压力、压强、压差、真空度;
流量、流速、风速;
物位、液位、界面等。
2. 机械量:位移、尺寸、形状、形变;
力、应力、力矩、扭矩;
重量、质量;
转速、线速度;
振动、加速度、噪声。
3. 物性和成分量:气、液体化学成分、酸碱度、盐度、浓度、粘度、硬度;
密度、比重。
4. 状态量:颜色、透明度、磨损量、裂纹、缺陷、泄漏等。

二、非电量检测技术及应用

用电测技术的方法对非电量进行测量,称为非电量的检测技术,即非电量电测或称非电量电测量。它首先把非电参量转换成电信号,然后对其进行测量。

1. 非电量检测分类

非电量检测的方法依据传感器转换原理的不同而有不同的分类,归纳起来,主要可分为以下几类:

(1) 电磁检测

电阻式——电位计式、应变片式、压阻式；

电感式——自感式、互感式(差动变压器)、电涡流式、压磁式、感应同步器；

电容式——电容式、容栅式；

磁电式——磁电感应式、磁栅式、磁敏式(霍尔式)；

热电式——热电偶、热电阻、热敏电阻；

压电式——正压电式、声表面波式；

振频式——振弦式、振筒式、振片式。

(2) 光学检测

光电式；激光式；红外式；光栅式；光导纤维式；光学编码器式等。

(3) 超声波检测。

(4) 同位素检测。

(5) 微波检测。

(6) 电化学检测。

2. 非电量电测技术的主要优点

(1) 便于实现连续测量

由于电子技术及微电子技术的发展,使得对电量的测量准确度高、灵敏度高、反应速度快。因此,能够实现非电量的连续测量。

(2) 便于实现远距离测量和集中控制

现代无线电技术及通信技术的发展,使得远距离测量和控制得以实现。

(3) 便于实现静动测量

随着传感器、测量电路响应速度的不断提高,信号数值分析和数据处理速度提高,不但能实现对静态或稳态下的性能参数进行很好地测量,而且对于动态特性参数的实时测量也能容易地实现。

(4) 便于实现大范围测量

由于电子技术的发展,测量装置的量程很容易实现多量程,测量装置的频带可达到很宽,因此,很容易实现大范围的测量。

(5) 便于实现计算机辅助检测

计算机技术的发展及其在检测中的应用,使得检测系统的校正功能、信息变换功能、分析处理的功能、人机交互功能大大提高,从而使检测系统的性能得以极大地改善。

3. 非电量检测技术的应用概述

非电量的检测技术被广泛地应用于工农业生产、科学研究等部门。

例如,为使生产过程正常运行,必须对与运行状态和控制要求有关的非电量进行测量和监控。这在自动生产线上尤其重要。在冶金工业中轧制钢材时,轧钢机轧辊的压轧力需要进行测定;发电厂锅炉的进水量、压力、温度、蒸汽消耗量等都必须进行自动检测以及实时监控;工厂自动化中的柔性制造系统(FMS)或计算机集成制造系统(CIMS)、不同用途的机器人等均需配置高精度传感检测系统,用以检测各种工况参数,以达到运行监控的目的。

为使材料产品达到应有的技术标准,必须严格地进行检定。一架飞机从设计到样机试飞所需要检测的非电量是相当繁多的。为研究飞机的静强度,要贴上数百只电阻应变计。机上

有关点的压力、振动、温度和机内管路中的压力、流量、温度以及油箱的液位和液温等这些非电量的检测均需自动地进行。又如,工业锅炉在出厂前必须对焊缝的缺陷(如裂缝、灰渣、气泡、未焊透和表面缺陷等)进行严格检查,其检测结果将作为技术档案随锅炉出厂。总之,工业生产中,各种材料、器材的质量鉴定和监督都离不开非电量的检测。

在工程结构和机械设计过程中,若仅凭已有的理论公式或经验公式计算,往往还不够准确,特别是对许多复杂的结构和特殊条件还没有理论或经验公式可依据时,就更需要进行实地的测试。同时,在现代化的设计工作中,通常都要先作模拟实验,通过模拟实验来寻找或判断最佳条件,而这些模拟实验是离不开非电量检测的。

在许多科学研究过程中,非电量检测也占有很重要的位置。例如,航空和宇航技术中的风洞实验要涉及大量的机械量的检测;新型建筑材料、机械构件的研制以及桥梁的架设等,均需要进行种类繁多的非电量检测后,才能得到可靠的研究数据,取得应有的成果。

第二节 非电量检测系统的基本构成及功能

为实现非电量的电测量,首先需要解决的是从非电量到电量的变换,这一变换主要靠传感器来完成。传感器输出的电信号需要经过测量电路进行加工和处理,如衰减、放大、调制和解调、滤波、运算和数字化等。测量结果由输出电路显示或记录,为了显示被测量的变化过程,可以采用光线示波器、记录仪、屏幕显示器、打字机和磁带等输出设备。

因此,一个非电量检测系统,不论多么复杂,主要是由三个基本部分——传感器、测量电路

和输出电路所组成。一般也称传感器部分为一次仪表,而称测量电路和输出电路为二次仪表。当然,根据传感器输出的测量信号的形式不同以及测量系统的功能不同,非电量检测系统的具体构成也相应地有所不同,也会在相应三个基本部分的基础上有所增加。如图 2—1 所示的非电量计算机辅助检测系统主要由传感器、基本转换电路、信号预处理电路、微机辅助处理、输出等环节组成。其中基本转换电路和信号预处理电路可统称为测量电路。现以该系统为例,简述各部分功能及特点。

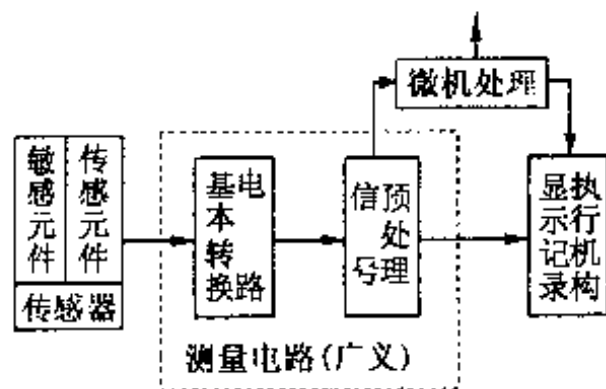


图 2—1 非电量检测系统构成

一、传感器

非电量检测系统中的关键元件是传感器。传感器是一种能敏锐感知被测参量功能转换的元件(或装置)。它能把光、磁、热、力、超声、气氛、射线和酶等物理学、化学、生物学等的非电参量转换成与之有对应关系和易于精确处理的电的或其它形式的信号。

二、测量电路

测量电路的功能是将传感器输出的电信号经过必要的转换或(和)信号处理,使之便于驱动显示、记录执行机构或进行微机数据处理。测量电路的组成与传感器输出测量信号的形式有关,与测量系统(或仪器)的功能要求有关,因此,可根据输出信号的形式和系统的功能要求决定测量电路的类型。

1. 开关量测量电路

传感器的输出信号为开关信号,如电触点或光线的通断信号,测量电路的实质为功率放大器。图 2—2 所示为触点 S 接通使继电器 K 吸合的电路。

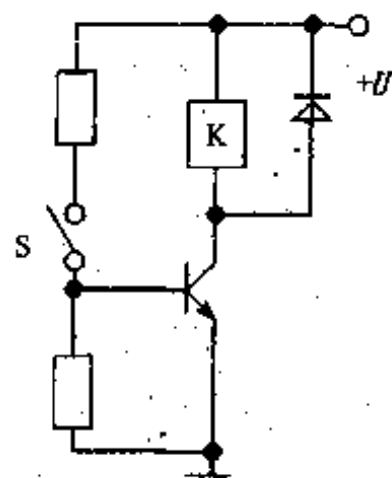


图 2—2 开关量测量电路

2. 模拟量测量电路

传感器输出模拟信号。电阻式、电感式、电容式、压电式、磁电式、热电式及某些光电传感器均输出这类信号。

模拟量测量电路的基本构成如图 2—3 所示。

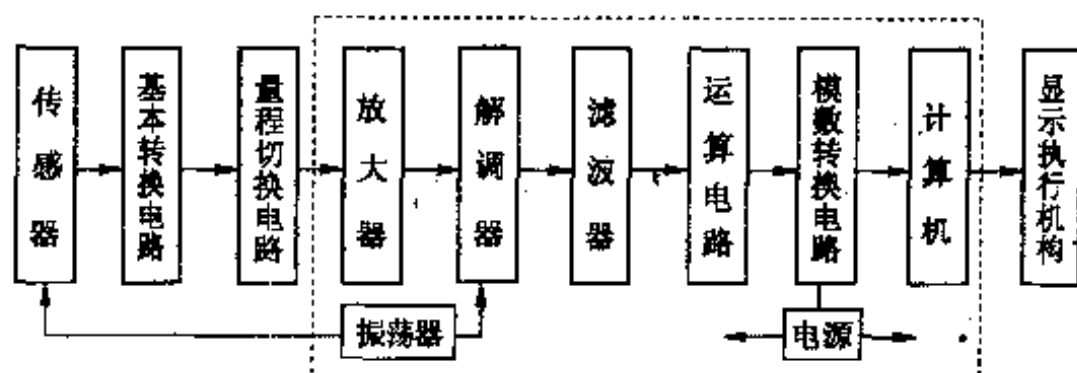


图 2—3 模拟量测量电路

(1) 基本转换电路

基本转换电路的功能是将传感器的参数变化转换为电量输出。比如传感器为电参量式的,即被测信号的变化引起传感器的电阻、电感或电容等参数的变化,传感器输出为电路参数 R 、 L 、 C ,则需通过基本转换电路将其转换为易测电量(电压、电流或电荷等)。若传感器的输出已是电量,则不需要基本转换电路。

除此之外,为了使测量信号具有区别于杂散信号的特征,以提高其抗干扰能力,常采用对信号进行“调制”的方法。信号的调制常在传感器基本转换电路中进行;也可在转换成电量后再调制。

(2) 量程切换电路

对于某一传感器,其有一量程。在测量不同范围的参数时,为了提高测量精度,可以使用传感器线性度最好的范围,因此,为适应不同测量范围的参数需要,常引入量程切换电路。

(3) 放大器

由传感器或基本转换电路送来的测量信号往往很微弱,通常最大为毫伏级,为了后续处理的需要,需要进行放大。因信号微弱,因而对放大器的精度要求很高,要求它能鉴别被测量的微小变化。为此常要求放大器低噪声、高稳定性、低漂移、高抗干扰性能、高输入阻抗、高共模抑制比、高线性度和适宜的频率特性。

(4) 调制与解调

一些被测量(如力、位移等),经过传感器变换以后,常常是一些缓变的电信号。由于利用直流放大会有零漂和级间耦合等问题,因此,往往需要把缓变信号先变为频率适当的交流信号,然后利用交流放大器放大,最后再恢复为原来的直流缓变信号。这样一种变换过程称之为调

制与解调。

调制是指利用信号来控制和改变高频振荡的某个参数(幅值、频率或相位),使它随着被测信号作有规律的变化,以利于实现信号的放大与传输。根据被控制量(幅值、频率或相位)的不同,调制分调幅、调频、调相。一般将控制高频振荡的缓变信号称为调制波;载送缓变信号的高频振荡波称为载波;经过调制的高频振荡波称为已调波。

解调或检波是对已调波进行鉴别以恢复缓变的被测信号。

(5) 滤波器

滤波器是一种具有选择频率功能的装置。它使信号中特定的频率成分通过而极大地衰减其它频率成分。在测量系统中,利用滤波器的这种筛选作用,可以滤除干扰噪声或进行频谱分析。

根据滤波器的选频作用,一般将滤波器分为低通、高通、带通和带阻滤波器四类;根据构成滤波器的元件类型,可将其分为 RC、LC 或晶体谐振滤波器三类;根据相同滤波器的电路性质,可将其分为有源和无源滤波器两类;根据滤波器处理的信号性质,又可将其分为模拟滤波和数字滤波两类。尽管在模拟测量电路中讨论的均属模拟滤波器范畴,但随着计算机技术在测量系统中的应用,数字滤波技术得到越来越广泛的应用。

所谓数字滤波是指通过一定的计算程序对采样信号进行平滑加工、提高其有用信号的比重,消除或减少干扰噪声。数字滤波法与模拟 RC 滤波法相比较,具有如下优点:

①数字滤波无需硬件设备,只是增加一个滤波程序,不存在阻抗匹配问题,尤其是可以对很高的频率和很低的频率进行滤波,这是 RC 模拟滤波方法难于实现的。

②便于根据不同传感器的输出特点及环境状况改变滤波参数,选择不同的滤波方法。

常用的数字滤波方法有:限幅滤波法、中位值滤波法、递推平均滤波法、加权递推平均滤波法、算术平均滤波法、一阶滞后滤波法等。

(6) 运算电路

运算电路在测量电路中的作用主要有两个方面:其一,有些量是间接测量的,必须经过计算才能得到被测量;其二,有些被测量的变化是非线性的,如按指数规律变化,后续处理不方便,如果通过对数运算,使之线性化后,会给后续处理带来方便。

(7) 模数、数模转换电路

模拟测量电路,从传感器到运算电路处理的都是模拟信号,而计算机处理的都是数字量。如果被测模拟量要通过计算机处理,则必须把模拟量转化为相应的数字量,工作由模数(A/D)转换电路来完成。若需推动控制系统的执行元件或模拟显示、记录仪器,则要将计算机处理输出的数字信号转换成模拟信号,即进行必要的数模(D/A)转换,此工作由数模(D/A)转换电路来完成。

3. 编码测量电路

编码测量电路主要包括绝对码测量电路和增量码测量电路,其中常用的为增量码测量电路。光栅、磁栅、容栅、感应同步器、编码器、激光干涉等传感器输出增量码信号。传感器的输出经放大、整形后形成数字脉冲信号。数字脉冲信号就可以根据测量的需要进行灵活处理。

三、信号预处理

通常,经传感器、基本转换电路转换输出的信号,往往不是我们所需要的信号,比如存在低

电平、非线性、干扰噪声大等问题。因此,需要经过一些必要的预处理才能交付后面的应用程序使用。信号的预处理通常包括前述的放大、调制解调、滤波、线性化及 A/D、D/A 转换等。

四、微机数据处理

微机在测量系统中的应用,使测量系统可以说产生了质的飞跃。如计算机数据采集系统、智能数据采集系统及虚拟设备技术等都是计算机技术在测量系统中应用的结果。

测量数据的微机处理,不仅可以对信号进行分析、判断、推理,产生控制量,还可以用数字、图表显示测量结果。如果在微机中采用多媒体技术,可以使测量结果的显示更宜人。

第三节 非电量检测系统的分类及特性分析

如前述,非电量检测系统的基本构成如图 2—4 所示。其中传感器作为检测系统的感受环节、信息入口,可将被测非电量转换成电量或电路参数输出;基本转换电路可将传感器输出的电路参数进一步转换成易测电量;测量电路是检测系统中环节最多的部分,其构成视被测量及检测要求的不同而异,其主要功能是把电量进行必要的处理、变换、传输,从而便于显示、记录、控制。

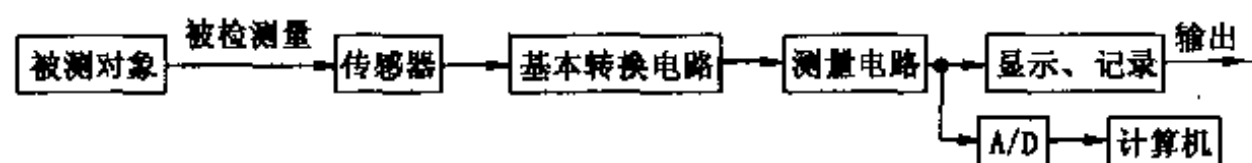


图 2—4 检测系统构成

随着生产和检测技术的发展,检测系统所涉及的内容也在不断地得到充实、完善和发展。为满足不同检测任务及目标的要求,需要检测系统具有不同的结构形式和特性。检测系统的主要分类、结构特点及应用分析如下:

一、主动式和被动式检测系统

根据检测过程中是否向被测对象施加能量,可以将检测系统分为主动式和被动式两种类型。

1. 主动式检测系统

它的构成原理如图 2—5 所示。这种检测系统的特点是在检测过程中需要从外部向被检测对象施加能量。例如,在测量阻抗元件的阻抗值时,必须向阻抗元件施加以电压,供给一定的电能。

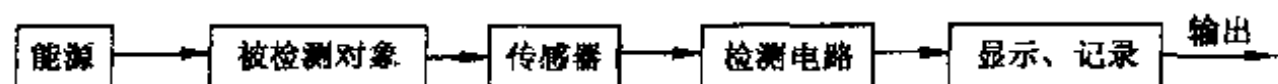


图 2—5 主动式检测系统图

2. 被动式检测系统

它的构成原理如图 2—6 所示。被动式检测系统的特点是在检测过程中不需要从外部向



图 2—6 被动式检测系统图

被检测对象施加能量。例如电压、电流测量。

二、开环式和闭环式检测系统

根据信号传输的方向可以将检测系统分为开环式和闭环式两种类型。

1. 开环式检测系统

(1) 系统框图和信号流图

开环式检测系统的框图和信号流图如图 2—7 所示。

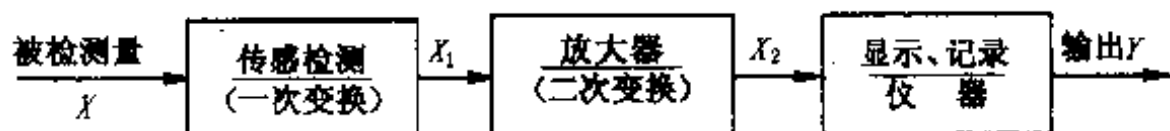


图 2—7 开环检测系统框图

传感检测(一次变换)部分通常由不同传感器及基本转换电路组成,把非电量的变化转化为电量;放大器(二次变换)通常由放大电路或测量电路来担任,对电量进行放大;显示、记录器为各种显示仪表、记录仪器,更加直观表示被检测量的大小及变化。

(2) 系统结构图

检测系统的结构图是由许多对信号进行单向运算的方框和一些信号流向线组成,方框表示对信号进行的数学变换。方框中写入各环节或系统的传递函数 $G_i(S)$ 。传递函数是各环节或系统输出与输入拉氏变换之比,是以代数式的形式表征各环节或系统的传输、转换特性。

系统结构图实质上是系统原理图与数学方程两者的结合,即补充了原理图所缺少的定量

描述,又避免了纯数学的抽象运算,从结构图上可以用方框进行数学运算,也可直观了解各环节的相互关系及其在系统中所起的作用,更重要的是根据系统结构图可以方便地求得系统的传递函数。所以,系统结构图也是检测系统的一种数学模型。开环检测系统的结构图如图 2—8 所示。

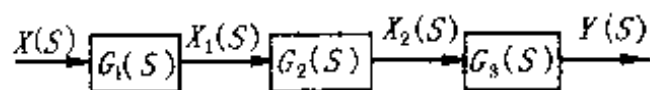


图 2—8 开环检测系统结构图

$G_1(S)$ 、 $G_2(S)$ 、 $G_3(S)$ 为各环节的传递函数。

需要指出的是,虽然系统结构图是从系统各环节的数学模型得到的,但结构图中的方框与实际系统的各环节并非是一一对应的。一个实际环节可以用一个方框或几个方框表示,而一个方框也可以代表几个环节或一个子系统,或一个大的复杂系统。

对于开环检测系统,其输出 $Y(S) = G_3(S)G_2(S)G_1(S)X(S)$ 。

2. 闭环式检测系统

(1) 系统框图和信号流图

闭环式检测系统的框图和信号流图如图 2—9 所示。

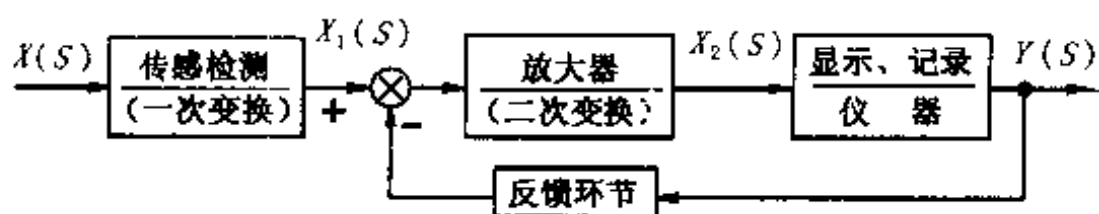


图 2—9 闭环检测系统框图

(2) 系统结构图

闭环检测系统结构图如图 2—10 所示。

(3) 闭环检测系统的传递函数

根据自动控制理论知识，串联方框的等效传递函数等于各串联方框传递函数之乘积，则 $G(S) = G_2(S)G_3(S)$ 。图 2—10 可简化为图 2—11。

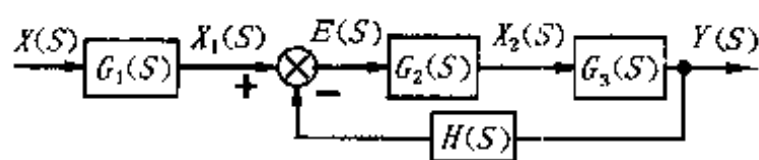


图 2—10 闭环检测系统结构图

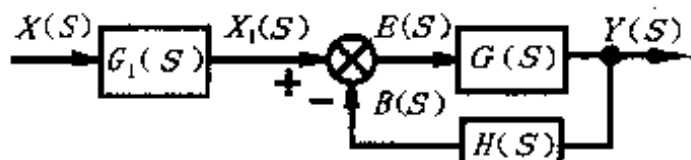


图 2—11 闭环检测系统结构图(简化)

由图 2—11 有

$$\begin{aligned} Y(S) &= G(S)E(S) \\ B(S) &= H(S)Y(S) \\ E(S) &= X_1(S) - B(S) \end{aligned}$$

消去中间变量 $E(S)$ 和 $B(S)$ ，得

$$Y(S) = G(S)[X_1(S) - H(S)Y(S)]$$

于是有

$$Y(S) = \frac{G(S)}{1 + G(S)H(S)} X_1(S) = \Phi(S)X_1(S)$$

式中

$$\Phi(S) = \frac{G(S)}{1 + G(S)H(S)} = \frac{G_2(S)G_3(S)}{1 + G_2(S)G_3(S)H(S)} \quad (2-1)$$

称为输入信号下的闭环传递函数，由 Φ 可进一步求得在输入信号下系统的输出量 $Y(S)$ 为

$$\begin{aligned} Y(S) &= \Phi(S)X_1(S) = \frac{G_2(S)G_3(S)}{1 + G_2(S)G_3(S)H(S)} X_1(S) \\ &= \frac{G_2(S)G_3(S)}{1 + G_2(S)G_3(S)H(S)} G_1(S)X(S) \end{aligned} \quad (2-2)$$

式(2—2)表明，系统在输入信号作用下，输出响应 $Y(S)$ 取决于闭环传递函数 $Y(S)/X_1(S)$ 及输入信号 $X_1(S)$ 的形式。当 $G_2(S)G_3(S)H(S) \gg 1$ 时，上式变成

$$Y(S) = \frac{1}{H(S)} G_1(S)X(S) \quad (2-3)$$

容易看出，这时整个系统的输入、输出关系将由反馈系统的特性决定，二次变换器特性的变化不会造成检测误差或者说造成的误差很小。

由图 2—11 有

$$\begin{aligned}Y(S) &= G(S)E(S) \\ B(S) &= H(S)Y(S) \\ E(S) &= X_1(S) - B(S)\end{aligned}$$

消去变量 $Y(S)$ 和 $B(S)$, 得

$$X_1(S) = [1 + G(S)H(S)]E(S)$$

于是有

$$\Phi_e(S) = \frac{E(S)}{X_1(S)} = \frac{1}{1 + G(S)H(S)} = \frac{1}{1 + G_2(S)G_3(S)H(S)} \quad (2-4)$$

式(2—4)称为闭环系统的误差传递函数,它是以误差信号 $E(S)$ 作为输出量时的传递函数。

图 2—10 是典型的反馈系统,其各种闭环系统传递函数的分母形式均相同,即

$$\Delta = 1 + G(S)H(S) = 1 + G_2(S)G_3(S)H(S)$$

式中 $G_2(S)G_3(S)H(S)$ 是回路增益,并称为图 2—10 系统的开环传递函数,它等效为主反馈断开时,从输入信号 $X_1(S)$ 到反馈信号 $B(S)$ 之间的传递函数。

三、开、闭环系统特点及应用

开环式检测系统,其输出直接由系统的输入量产生,给定一个输入量,就有一个输出量与之相对应,检测精度完全取决于所用变换器及校准的精度,所有变换器特性的变化都会造成检测误差,即各环节的特性均影响系统输出结果。其特点是系统的输出量不会对系统的检测产生影响,但结构上比较简单。

闭环检测系统是按偏差进行控制的,其特点是不论什么原因,使输出量偏离期望值而出现偏差时,必定会产生一个相应的控制作用去减小或消除这个偏差,使被测量与真值趋于一致,具有抑制任何内、外扰动对输出量产生影响的能力,有较高的检测精度。但这种系统使用的元件多,线路复杂,特别是系统的性能分析和设计也较麻烦,尽管如此,它仍是一种重要的并被广泛应用的检测方式。

对于闭环式检测系统,由于反馈回路内的各环节特性不会或很少造成测量误差,因此采用大回路闭环,使更多的变换器置于闭环中会更有利。对于开环式检测系统,容易造成误差的部分应考虑采用闭环方法。因此,在构成检测系统时,应将开环系统与闭环系统巧妙地组合在一起加以应用,才能达到所期望的目的。

第四节 测量方法及分类

一、测量方法及分类

测量具体说是将被测量与同性质的标准量进行比较,确定被测量对标准量的倍数,并用数字表示这个倍数。

对于测量方法,从不同的角度出发,有不同的分类方法。

按测量手续分类	直接测量 间接测量 联立测量
按测量方式分类	偏差式测量 零位式测量 微差式测量
按测量敏感元件是否与被测介质接触分类	接触式测量 非接触式测量
按被测量变化快慢分类	静态测量 动态测量
按测量系统是否向被测对象施加能量分类	主动式测量 被动式测量
按被测物理量是否在变化过程中被测分类	在线测量 离线测量

二、直接测量、间接测量与联立测量

1. 直接测量

在使用仪表进行测量时,对仪表读数不需要经过任何运算,就能直接表示测量所需的结果,称为直接测量。例如,用磁电式电流表测量电路的支路电流就为直接测量。这种测量方法是工程上大量采用的方法。

2. 间接测量

在使用仪表进行测量时,首先对与被测物理量有确定函数关系的几个量进行测量,将测量值代入函数关系式,经过计算得到所需要的结果,称为间接测量。例如,欲测量导线的电阻率,由 $\rho = \frac{\pi d^2 R}{4l}$ 知,只有先经过直接测量,得到导线的 R 、 l 、 d 以后,再代入 ρ 的表达式,经计算得到最后所需要的结果 ρ 值。这种测量方法,手续较多,花费时间较长,但可以得到较高的测量精度,主要用于科学实验中的实验室测量。

3. 联立测量

在应用仪表进行测量时,若被测物理量必须经过求解联立方程组,才能得到最后结果,则称这样的测量为联立测量。在进行联立测量时,一般要改变测试条件,才能获得一组联立方程所需要的数据。

例如,对于标准线绕电阻温度系数的测量,它的电阻值 R_t 与温度 t 之间的关系,由下式给出

$$R_t = R_{20} [1 + \alpha(t - 20) + \beta(t - 20)^2]$$

式中, α 、 β 是电阻线圈的电阻温度系数, R_{20} 是电阻线圈在 20°C 时的电阻值。

为了测出 α 和 β 值,只须在三种温度 t_1 、 t_2 、 t_3 下,分别测出对应的电阻值 R_{t_1} 、 R_{t_2} 、 R_{t_3} ,然后代入上述公式,得一组联立方程。

$$\begin{cases} R_{t_1} = R_{20}[1 + \alpha(t_1 - 20) + \beta(t_1 - 20)^2] \\ R_{t_2} = R_{20}[1 + \alpha(t_2 - 20) + \beta(t_2 - 20)^2] \\ R_{t_3} = R_{20}[1 + \alpha(t_3 - 20) + \beta(t_3 - 20)^2] \end{cases}$$

解联立方程组后,可求得 α 、 β 和 R_{20} 。

联立测量,操作复杂,花费时间很长,是一种特殊的精密测量方法。它只适用于科学实验或特殊场合。

三、偏差式测量、零位式测量和微差式测量

1. 偏差式测量

在测量过程中,用测量仪表指针的位移(即偏差)决定被测量的测量方法,称为偏差式测量法。应用这种方法进行测量时,标准量具不装在仪表内,而是事先用标准量具,对仪表刻度进行校准;在测量时,输入被测量,按照仪表指针在标尺上的示值,决定被测量的数值。它是以间接方式实现被测量与标准量的比较。例如,用磁电式电流表测量电路中某支路的电流。采用这种方法进行测量,测量过程比较简单、迅速,但是测量结果的精度较低,这种测量方法广泛用于工程测量中。

2. 零位式测量(又称补偿式或平衡式测量)

在测量过程中,用指零仪表的零位指示,检测测量系统的平衡状态;在测量系统达到平衡时,用已知的基准量决定被测未知量的测量方法,称为零位式测量法。应用这种方法进行测量时,标准量具装在仪表内,在测量过程中标准量直接与被测量相比较;测量时,要调整标准量,即进行平衡操作,一直到被测量与标准量相等,即使指零仪表回零。例如,用天平称量的测量即为零位式测量。

采用零位式测量法进行测量时,优点是可以获得比较高的测量精度。但是,测量过程上比较复杂,在测量时,要进行平衡操作,比较费时。采用自动平衡操作,可以加快测量过程,但它的反应速度由于受工作原理所限,也不会很高。因此,这种测量方法不适用测量变化迅速的信号,只适用于测量变化较缓慢的信号。

3. 微差式测量

微差式测量法是综合了偏差式测量法与零位式测量法的优点,而提出的测量方法。这种方法是将被测的未知量与已知的标准量进行比较,并取得差值,然后用偏差法测得此差值。应用这种方法进行测量时,标准量具装在仪表内,并且在测量过程中,标准量直接与被测量进行比较。由于二者的值很接近,因此,测量过程中不需要调整标准量,而只需要测量二者的差值。

微差式测量法的优点是反应快,而且测量精度高,它特别适用于在线控制参数的检测。

四、其它测量方法

前面两种测量分类方法,也可以说是传统的检测方法,随着科学试验及工业应用的不断发展,这些测量方法远不能满足要求。因此,非接触检测及在线检测在科学试验、工业过程检测及工业控制过程中显得越来越重要,显示出巨大的优越性。

非接触检测是利用物理、化学及声光学的原理,使被测对象与检测元器件之间不发生物理

上的直接接触而对被测量进行检测的方法。

在线检测与离线检测的区别是:检测工作是在被测量变化过程中进行,还是在过程之外或过程结束后进行。

在线检测,狭义上讲,是在被测量变化过程中进行的检测。广义地说,是应用各种传感检测器对被测量进行实时监测,并实时地进行分析处理而获得信息,与预先设定的量进行比较,然后根据误差信号进行处理,保证检测精度或使生产过程处于最佳运行状态。

在线检测技术的发展,对检测系统各个环节的实时性提出了很高的要求,即要求各个环节响应要快,满足实时监测的需要,对检测技术的发展起到推动作用。事实上,有些量的检测必须是在线实时检测。如地震时各种量的检测。

第五节 测量误差及分析处理技术

测量可分为静态测量和动态测量。因此,测量误差也分为静态测量误差和动态测量误差,相应测量数据处理也分为静态测量数据处理和动态测量数据处理。

一、测量误差及其分类

测量过程中,首先因为测量设备、仪表、测量对象、测量方法、测量者本身都不同程度受到本身和周围各种因素的影响,而且这些影响因素也在经常不断的变化着。其次,被测量对测量系统施加作用之后,才能使测量系统给出测量结果,也就是说,测量过程一般都会改变被测对象原有的状态。因此,测量结果所反映的并不是被测对象的本来面貌,而只是一种近似。故测量不可避免地总存在测量误差。测量误差就是测量值与真值之间的差值。所谓真值,是指一定的时间及空间条件下,某物理量所体现的真实数值。测量的目的是为了求得被测量的真值的逼近值。误差的分类如下:

1. 按误差的表示方法分为

(1)绝对误差 某一被测量的测量值 X 与真值 A_0 的差值为绝对误差 ΔX 。

$$\Delta X = X - A_0$$

由于真值是无法求得的,在实际测量中,常用某一被测量多次测量的平均值,或上一级标准仪器测量所得的示值 A 代替真值 A_0 。 A 称为约定真值。

(2)相对误差 相对误差常用来表示测量精度的高低,相对误差有:

①实际相对误差 实际相对误差是用绝对误差 ΔX 与被测量的约定值 A 的百分比来表示的相对误差,即

$$\delta_A = \frac{\Delta X}{A} \times 100\%$$

②示值相对误差 示值相对误差是用绝对误差 ΔX 与仪器示值 X 的百分比值来表示的相对误差,即

$$\delta_X = \frac{\Delta X}{X} \times 100\%$$

③满度(或引用)相对误差 满度相对误差是用绝对误差 ΔX 与仪器满度值 X_m 的百分比来表示的相对误差,即

$$\delta_m = \frac{\Delta X}{X_m} \times 100\%$$

当 ΔX 取最大值时的满度相对误差常用来确定仪表的精度等级。国家规定电工仪表精确度等级分为 0.1, 0.2, 0.5, 1.0, 1.5, 2.5, 5.0 七级。例如 0.2 级表的引用误差的最大值不超过 $\pm 0.2\%$ 。

2. 按误差的性质分为

(1) 系统误差 在相同条件下多次测量同一物理量时,其误差的绝对值和符号保持恒定;或者在条件改变时,按某一确定的规律变化的误差,称为系统误差。其误差值不变的又称为定值系统误差,其变化的则称为变值系统误差。

系统误差产生的原因主要有:测量工具本身性能不完善而产生的误差;测量设备和电路等安装、布置、调整不当而产生的误差;测量过程中因温度、气压等环境条件发生变化所产生的误差;测量方法不完善或者测量所依据的理论本身不完善等原因所产生的误差等。总之系统误差的特征是:系统误差出现的规律性和产生原因的可知性。

(2) 随机误差 在相同条件下多次测量同一物理量时,在已经消除引起系统误差的因素之后,测量结果仍有误差,而其变化是无规律的随机变化,这类误差称为随机误差。随机误差服从统计规律,如正态分布、均匀分布等。

引起随机误差的原因都是一些微小因素,且无法控制。只能用概率论和数理统计的方法去计算它出现的可能大小。

随机误差具有下列特性:

- ① 绝对值相等、符号相反的误差在多次重复测量中出现的可能性相等;
- ② 在一定测量条件下,随机误差的绝对值不会超出某一限度;
- ③ 绝对值小的随机误差比绝对值大的随机误差在多次重复测量中出现的机会多。

(3) 粗大误差 粗大误差的产生是由于测量者在测量时疏忽大意或环境条件的突变而造成的。粗大误差一般都比较大大,没有规律性。

在测量中,系统误差、随机误差、粗大误差三者同时存在,但是它们对测量过程及结果的影响不同根据其影响程度的不同,测量精度也有不同的划分。在测量中,若系统误差小,称测量的准确度高;若随机误差小,称测量的精密度高;若二者综合影响小,称测量的精确度高。

在测量中,定值系统误差一般可用实验对比法发现并用修正法等予以消除;变值系统误差一般可用残余误差观察法发现,并从硬件和软件不同方面采取措施消除它,比如从软件上采用“对称法”,可消除线性变值系统误差;采用“半周期法”,可消除周期性变值系统误差等。

在测量中,随机误差对测量过程及结果的影响是必然的,但规律是有明显的不确定性,借助概率与数理统计以及必要的数据处理,只能描述出随机误差的影响极限范围,并进而给出最接近真值的测量结果,但随机误差无法消除。

在测量中,有粗大误差的测量结果是不可取的,即有粗大误差影响的测值必须根据一定的规则(如拉依达准则、肖维纳准则等)判断出来,并予剔除。

3. 按被测量与时间的关系可分为

(1) 静态误差 在被测量不随时间变化时所测得的测量误差称为静态误差。

(2) 动态误差 在被测量随时间变化过程中进行测量时所产生的附加误差称为动态误差。动态误差是由于测量系统对输入信号变化响应上的滞后,或输入信号中不同频率成分通过测

量系统时受到不同的衰减和延迟而造成的误差。动态误差的大小为动态中测量和静态中测量所得误差值的差值。

4. 基本误差和附加误差

误差从使用角度出发可分为基本误差和附加误差。

(1)基本误差 基本误差是指测量系统(仪表)在规定的标准条件下所具有的误差。例如,仪表是在电源电压 $220\text{V} \pm 5\text{V}$ 、电网频率 $50\text{Hz} \pm 2\text{Hz}$ 、环境温度 $20^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$ 、大气压力 $1.013 \times 10^5\text{Pa} \pm 1.0 \times 10^3\text{Pa}$ 、湿度 $65\% \pm 5\%$ 的条件下标定的,如果这台仪表今后也在这个条件下工作,则仪表所具有的误差为基本误差。

(2)附加误差 当测量系统(仪表)的使用条件偏离额定条件时,就会出现附加误差。

二、测量系统的静态误差

如前所述,一个测量系统一般由若干个元件或单元组成,这些元件或单元在系统中通常被称为环节。由各个环节组成的系统可以是开环系统,也可以是闭环系统。

测量系统或传感器在稳态下输出变化与输入变化的比值,称为测量系统或传感器的灵敏度,用 K 来表示,即

$$K = \frac{\text{输出量的变化量}}{\text{输入量的变化量}} = \frac{dy}{dx}$$

对于线性系统或传感器,它的灵敏度就是它的传递系数,或称传递函数,亦即 $K = \frac{y}{x}$ 。

系统在工作过程中,由于各种条件的改变,而引起静态误差,例如环境温度的变化、电源电压的变化、元件参数的变化等,都会造成静态误差。

1. 开环系统的静态误差

要分析整个系统的误差,先要分析每一个环节的误差,图 2—12 所示为由几个串联环节组成的开环系统。该系统的输入量为 x_i ,输出量为 y_0 。由第一个环节加到第二个环节的

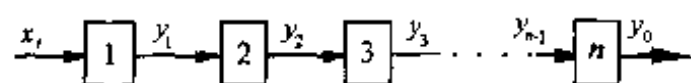


图 2—12 串联环节组成的开环系统方框图

信号量为 y_1 ,由第二个环节加到第三个环节的信号量为 y_2 ,依次类推,由第 $n-1$ 个环节加到第 n 个环节的信号量为 y_{n-1} ,由此即可得到系统的静态特性为

$$y_0 = f(x_i)$$

而系统的灵敏度 K_c 为

$$K_c = \frac{dy_0}{dx_i} = \frac{dy_1}{dx_i} \cdot \frac{dy_2}{dy_1} \cdots \frac{dy_0}{dy_{n-1}} \quad (2-5)$$

根据灵敏度的定义,系统第一个环节的灵敏度 K_1 为 $\frac{dy_1}{dx_i}$ 。

$\frac{dy_2}{dy_1}, \frac{dy_3}{dy_2}, \dots, \frac{dy_0}{dy_{n-1}}$ 分别为系统第二个,第三个, ..., 第 n 个环节的灵敏度,用 $K_2, K_3, \dots, K_n$

表示,则式(2—5)可写成

$$K_c = K_1 K_2 K_3 \cdots K_n \quad (2-6)$$

式(2—6)说明具有串联环节的系统的灵敏度为各个环节的灵敏度的乘积。

如果用传递系数来表示,则也可写成

$$K_c = \frac{y_0}{x_i} = \frac{y_1 y_2 \dots y_n}{x_i y_1 y_2 \dots y_{n-1} x_i} = K_1 K_2 K_3 \dots K_n \quad (2-7)$$

此时式中的 $K_c, K_1, K_2, \dots, K_n$ 分别为系统及各环节的传递系数。

由上面两式可以看出,每一个环节的误差都将影响系统的总误差。由于第一个环节的误差 Δy_1 的影响而使系统输出端产生的误差为

$$\Delta y_{01} = \Delta y_1 \cdot \frac{y_0}{y_1}$$

因为

$$\frac{y_0}{y_1} = K_2 K_3 \dots K_n$$

所以

$$\Delta y_{01} = \Delta y_1 \cdot K_2 K_3 \dots K_n \quad (2-8)$$

同理,可以得到第二个环节的误差 Δy_2 ,直到第 n 个环节的误差 Δy_n ,影响到系统输出端产生的误差分别为

$$\Delta y_{02} = \Delta y_2 \cdot K_3 K_4 \dots K_n$$

.....

$$\Delta y_{0n} = \Delta y_n$$

这样,各个环节的误差在系统的输出端积累的总误差 Δy_c 为

$$\Delta y_c = \sum_{i=1}^n \left(\prod_{j=i+1}^n K_j \right) \Delta y_i \quad (2-9)$$

式中 Δy_i ——第 i 个环节的误差;

K_{i+1} ——第 $i+1$ 个环节的灵敏度。

系统总的相对误差为

$$\delta_0 = \frac{\Delta y_c}{y_0} \quad (2-10)$$

而第一,第二,……第 n 个环节的相对误差分别为

$$\delta_1 = \frac{\Delta y_1}{y_1}, \delta_2 = \frac{\Delta y_2}{y_2}, \dots, \delta_n = \frac{\Delta y_n}{y_n}$$

在式(2-8)两边各除以 y_0 ,则得

$$\frac{\Delta y_{01}}{y_0} = \frac{\Delta y_1}{y_1} \cdot K_2 K_3 \dots K_n$$

因为 $y_0 = y_1 K_2 K_3 \dots K_n$,代入可得

$$\frac{\Delta y_{01}}{y_0} = \frac{\Delta y_1}{y_1} = \delta_1$$

也就是说,第一个环节的误差对系统输出端的相对误差的影响等于第一个环节本身的相对误差。同理可得第二个环节的误差直至第 n 个环节的误差对系统输出的相对误差的影响分别为

$$\frac{\Delta y_{02}}{y_0} = \frac{\Delta y_2}{y_2} = \delta_2$$

.....

$$\frac{\Delta y_{0n}}{y_0} = \frac{\Delta y_n}{y_n} = \delta_n$$

所以整个系统的相对误差 δ_c 为

$$\delta_c = \delta_1 + \delta_2 + \cdots + \delta_n \quad (2-11)$$

或可写成

$$\delta_c = \sum_{i=1}^n \delta_i$$

上式表明了系统输出端的相对误差为各环节相对误差之和。因此,为了减小开环测量系统的误差,必须减小各个环节的误差。

2. 闭环系统的静态误差

闭环系统如图 2—13 所示。图中 x_i 、 y_0 和 x_f 分别表示该反馈系统的输入量、输出量和反馈量。前向通道的传递系数 K_0 、反馈通道的传递系数 F 分别为

$$K_0 = \frac{y_0}{x_i}$$

$$F = \frac{x_f}{y_0}$$

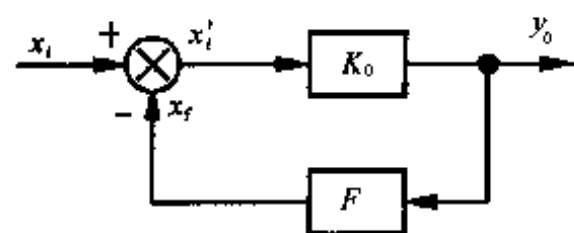


图 2—13 闭环系统方框图

从图 2—13 可得

$$K_0(x_i - y_0 F) = y_0$$

从而可求得反馈系统的传递系数 K_F 为

$$K_F = \frac{y_0}{x_i} = \frac{K_0}{1 + K_0 F} \quad (2-12)$$

图 2—14(a)的前向通道有 m 个环节,反馈通道有 n 个环节,经简化后可等效成图 2—14(b)那样的闭环系统。

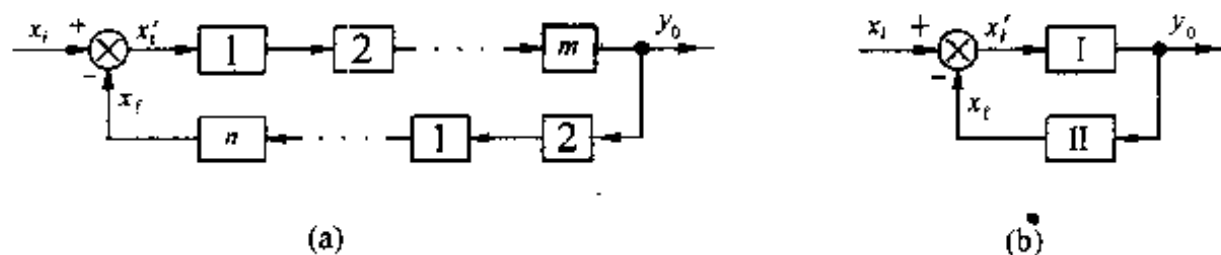


图 2—14 并联闭环系统

设 I 相当于前向通道各个环节的等效环节, II 相当于反馈通道各个环节的等效环节,比较环节不变。利用式(2—12)

可得到

$$K_F = \frac{K_I}{1 + K_I K_{II}} \quad (2-13)$$

而输入量的增量与输出量的增量的关系为

$$dy_0 = \frac{K_I}{1 + K_I K_{II}} dx_i$$

根据开环系统的静态误差的讨论和反馈系统的初步知识,就可进而讨论闭环系统的静态

误差。

从式(2—9)可知,前向通道中各个环节的误差在输出端引起的误差 Δy_I 为

$$\Delta y_I = \sum_{i=1}^n \left(\prod_{j=1}^n K_{j+1} \right) \Delta y_i$$

式中 Δy_i ——前向通道中第 i 个环节的误差;

K_{i+1} ——前向通道中第 $i+1$ 个环节的传递系数。

反馈通道中各个环节的误差在反馈通道输出端积累的误差 Δx_{II} 为

$$\Delta x_{II} = \sum_{i=1}^n \left(\prod_{j=1}^n K'_{j+1} \right) \Delta x_{fi}$$

式中 Δx_{fi} ——第 i 个反馈环节的误差;

K'_{i+1} ——第 $i+1$ 个反馈环节的传递系数。

假设在系统的输入端没有引入输入信号,此时前向通道中各个环节与反馈通道中各个环节之间的关系可以分析如下:

当在反馈通道输入端加入信号 Δy_0 时,它在反馈两道输出端产生的信号是 $\Delta y_c K_{II}$,考虑到反馈通道引入的误差为 Δx_{II} ,于是,反馈通道输出端的信号 Δx_f 是

$$\Delta x_f = \Delta y_c K_{II} + \Delta x_{II}$$

这个信号加到比较环节上,在负反馈时,与输出信号符号相反,则有

$$\Delta x_0 = -\Delta y_c K_{II} - \Delta x_{II}$$

在系统输出端,前向通道整个环节产生的误差

$$\Delta y_c = \Delta x_0 K_I + \Delta y_I = -\Delta y_c K_I K_{II} - \Delta x_{II} K_I + \Delta y_I$$

即

$$\Delta y_c = \frac{\Delta y_I - K_I \Delta x_{II}}{1 + K_I K_{II}} \quad (2-14)$$

误差 Δy_c 、 Δy_I 、 Δx_{II} 用相对误差表示时,有

$$\delta_c = \frac{\Delta y_c}{y_0} \quad \text{整个系统的相对误差}$$

$$\delta_I = \frac{\Delta y_I}{y_0} \quad \text{前向通道环节的总相对误差}$$

$$\delta_{II} = \frac{\Delta x_{II}}{x_f} \quad \text{反馈环节的总相对误差}$$

如果反馈环节是线性的,则

$$x_f = K_{II} y_0$$

式(2—14)两端各除以 y_0 ,则得

$$\frac{\Delta y_c}{y_0} = \frac{\Delta y_I}{y_0} \frac{1}{1 + K_I K_{II}} - \frac{K_I \Delta x_{II}}{y_0 (1 + K_I K_{II})}$$

$$= \frac{\Delta y_I}{y_0} \frac{1}{1 + K_I K_{II}} - \frac{\Delta x_{II}}{x_f} \frac{K_I K_{II}}{1 + K_I K_{II}}$$

因而得到

$$\delta_c = \delta_I \frac{1}{1 + K_I K_{II}} - \delta_{II} \frac{1}{1 + \frac{1}{K_I K_{II}}} \quad (2-15)$$

由式(2—15)可知,如果一个系统引入了负反馈,就能减小以至消除前向通道环节的误差影响,这可用增大 $K_I K_{II}$ 乘积中的一个因子来达到。由于增大 K_{II} 会减小闭环系统传递系数 K_F , 这种办法通常是不采用的。因此,常用增大前向通道的传递系数 K_I 的方法来减小误差 δ_I 的影响。

当 $K_I K_{II} \gg 1$ 时, $\delta_c \approx -\delta_{II}$, 在这种情况下,系统输出端的误差由反馈通道的基本误差 δ_{II} 所决定,具有较小误差的反馈技术是比较容易达到的。此外,在系统中引入了负反馈,开辟了补偿前向通道各环节误差的可能性。因为在系统的误差公式中,前向通道的误差与反馈通道的误差在符号上是相反的,因此可以达到减小或补偿系统误差的目的。

假如系统的传递系数 K_c 已给定,且规定系统的输出端允许误差为 δ_c , 那末系统由于存在某种有规律可循的误差,可以选择适当的传递系数 K_I 、 K_{II} , 从而适当的确定 δ_I 和 δ_{II} , 以保证误差 δ_c 在允许范围之内。

有关测量系统的动态误差,在以后的章节中结合有关内容讲解。

第三章 传感器应用技术基础

传感器作为非电量检测系统的感受环节,希望它能按照一定的规律输出易于精确处理的有用信号。因此,需要对传感器组成、分类、转换机理、描述方法、基本特性、性能指标、工作要求、标定校准,以及性能改进措施及开发趋向等进行比较深入的探讨,以便更好地指导传感器应用实践。

第一节 传感器工作机理及应用概述

一、传感器的基本概念与工作机理

何谓传感器?生物体的感官就是天然的传感器。在工程科学和技术领域里,被定义为:一种以一定的精确度将被测量转换为与之有确定对应关系的、易于精确处理和测量的某种物理量的测量部件或装置。

随着通信技术的发展,电信号最易于传输和处理,因此,又可把传感器狭义地定义为:能把外界非电信息转换成电信号输出的器件。

科学家预料,当人类跨入光子时代,光信息成为更便于快速、高效传输与处理的可用信号时,传感器的概念将随之发展成为:能把外界信息转换成光信号输出的器件。

传感器之所以具有能量信息转换的机能,在于它的工作机理是基于各种物理的、化学的和生物的效应,并受相应的定律和法则所支配。了解这些定律和法则,有助于我们对传感器本质的理解和对新效应传感器的开发。作为传感器工作物理基础的基本定律主要有以下四种类型:

1. 守恒定律:包括能量、动量、电荷量等守恒定律。这些定律是我们研究、开发新型传感器时,或分析、综合现有传感器时,都必须严格遵守的基本法则。

2. 场的定律:包括动力场的运动定律、电磁场的感应定律等,其作用与物体在空间的位置及分布状态有关。这些场的定律一般可由物理方程给出,作为许多传感器工作的数学模型。例如:利用静电场定律研制的电容式传感器;利用电磁感应定律研制的电感式传感器;利用运动定律与电磁感应定律研制的电动式传感器等等。利用场的定律构成的传感器,可统称为“结构型传感器”。

3. 物质定律:它是表示各种物质本身内在性质的定律(如虎克定律、欧姆定律等),通常以这种物质所固有的物理常数加以描述。因此,这些常数的大小决定着传感器的主要性能。如:利用半导体物质法则——压阻、热阻、光阻、湿阻等效应,可分别做成压敏、热敏、光敏、湿敏等传感器件;利用压电晶体物质法则——压电效应,可制成压电传感器等等。这种基于物质定律的传感器,可统称为“物性型传感器”。这是当代传感器技术领域中具有广阔发展前景的传感器。

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

二、传感器的作用及地位

从生产技术的角度看,人类社会已经或正在经历着手工化→机械化→自动化→信息化→……的发展历程,在这发展历程中的每一历史时代,都有其代表性的生产方式作为标志,这就是:

历史时代:手工化	→	机械化	→	自动化	→	信息化	→	……
生产方式:人		动力机		自动测量		智能机械或装置		
		与简单工具	与机械	与控制		(智能机器人)		

而每一种生产方式,又要以相应的科学技术水平作支柱。很显然,科技进步的重要作用在于,不断用机(仪)器来代替和扩充人的体力劳动(第一次产业革命)和脑力劳动(第二次产业革命),以大大提高社会生产力。为此目的,人们在不懈地探索着机器与人之间的机能模拟——人工智能,并不断地创造出拟人的装置——自动化机械、以至智能机器人(第三次产业革命的象征)。

传感器的作用相当于人的五官,是获取外部信息的“窗口”。系统的自动化程度、智能化程度愈高,系统对传感器的依赖性愈大,传感器对系统的功能起决定性作用。因此,国内外都将传感器技术列为尖端技术。

在基础科学和尖端技术的研究中,大到上千光年的茫茫宇宙,小到 10^{-13}cm 的粒子世界;高达 $5 \times 10^4 \sim 5 \times 10^8^\circ\text{C}$ 的超高温,或 $3 \times 10^8\text{Pa}$ 的超高压,低到 0.01K 的超低温,或 10^{-13}Pa 的超真空,……。要测量如此极端区微的信息,单靠人的感官或一般电子设备远已无能为力,必须借助于配备有相应传感器的高精度测试仪器或大型测试系统才能奏效。因此,传感器技术的发展,是一些边缘科学研究和高新技术开发的先驱。

工业、国防与航空航天领域,是传感器应用的大集合地。例如:工业自动化中的柔性制造系统(FMS)或计算机集成制造系统(CIMS);无人驾驶汽车;现代作战指挥系统;现代雷达、制导系统;宇宙飞船、宇宙探测器;现代通信、气象卫星等等,都配有先进的高精度的传感检测系统。同时传感器在家电及其它方面的应用也日新月异。

现代信息技术的三大基础是信息的采集、传输和处理技术,即传感器技术、通讯技术和计算机技术,它们分别构成了信息技术系统的“感官”、“神经”和“大脑”。信息采集系统的首要部件是传感器,且置于系统的最前端。

因此,可以不夸张地说,未来的社会将是充满传感器的世界!从各种复杂的尖端科学与工程系统,到日常生活的衣食住行,都离不开各种各样的传感器。

第二节 传感器的组成及分类

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

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

一、传感器的组成

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

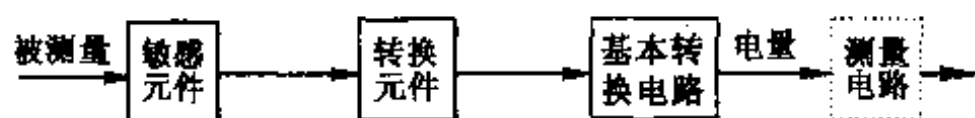


图 3—1 传感器组成框图

(1)敏感元件 直接感受被测量,并以确定关系输出某一物理量。如弹性敏感元件将力转换为位移或应变输出。

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

(3)基本转换电路 将电路参数转换成便于测量的电量,如电压、电流、频率等。

实际的传感器,有的很简单,有的则较复杂。有些传感器(如热电偶)只有敏感元件,感受被测温差时直接输出电动势。有些传感器由敏感元件和传感元件组成,无需基本转换电路,如压电式加速度传感器,还有些传感器由敏感元件和基本转换电路组成,如电容式位移传感器。有些传感器,传感元件不只一个,要经过若干次转换才能输出电量。大多数传感器是开环系统,但也有个别的是带反馈的闭环系统。

当前由于空间的限制或技术等原因,基本转换电路一般不和敏感元件、转换元件装在一个壳体内,而是装入电箱中。但不少传感器需要通过基本转换电路才能输出便于测量的电量,而基本转换电路的类型又与不同的工作原理的传感器有关。因此常把基本转换电路作为传感器的组成环节之一。

综上所述,通过传感器的敏感元件、传感元件后,被测非电量往往被转换为电路参数(如电阻、电感、电容等),而后再通过基本转换电路(如电桥等)将其电路参数转换为相应量的电量(如电压、电流或频率等)。作为一个非电量检测系统或装置,为了最后被驱动显示仪表、记录器、控制器或输入微机进行处理,即相对于输入有一个具有一定精确程度的输出,还需借助于信号预处理电路对电量信号进行必要的放大、运算、分析及特殊处理。通常将这部分电路及基本转换电路统称为传感器的测量电路。

二、传感器的分类

目前较多采用的传感器的分类方法见表 3—1,主要有:

1. 按被测物理量分类

这种分类方法明确地表明了传感器的用途,便于使用者选择,如位移传感器用于测量位移,温度传感器用于测量温度等。

表 3—1 传感器的分类

分类法	型 式	说 明
按基本效应分	物理型、化学型、生物型	分别以转换中的物理效应、化学效应等命名
按构成原理分	结构型	以其传感转换元件结构参数变化实现信号转换
	物性型	以其传感转换元件物理特性变化实现信号转换

续表

分类法	型 式	说 明
按能量关系分	能量转换型(自源型) 能量控制型(外源型)	传感器输出量直接由被测量能量转换而得 传感器输出量能量由外源供给,但受被测输入量控制
按作用原理分	应变式、电容式、压电式、热电式等	以传感器对信号转换的作用原理命名
按输入量分	位移、压力、温度、流量、气体式等	以被测量命名(即按用途分类法)
按输出量分	模拟式 数字式	输出量为模拟信号 输出量为数字信号

2. 按传感器工作原理分类

这种分类方法清楚地表明了传感器的工作原理,有利于传感器设计和应用,见表 3—2。

表 3—2 传感器按工作原理分类

类 型	工 作 原 理	典 型 应 用
电阻式	电阻应变片式	应变使应变片的电阻值发生变化
	固态压阻式	利用半导体材料的压阻效应
	电位器式	移动电位器触点改变电阻值
电感式	自感式	改变磁路磁阻使线圈自感变化
	互感式(变压器式)	改变互感
	电涡流式	利用电涡流现象改变线圈自感、阻抗
	压磁式	利用导磁体的压磁效应
	感应同步器	两个平面绕组的互感随位置不同而变化
磁电式	磁电感应式	利用导体和磁场相对运动产生感应电势
	霍尔式	利用半导体霍尔元件的霍尔效应
	磁栅式	利用磁头相对磁栅位置或位移将磁栅上的磁信号读出
压电式	正压电式	利用压电元件的正压电效应
	声表面波式	利用压电元件的正、逆压电效应
电容式	电容式	改变电容量
	容栅式	改变电容量或加以激励电压产生感应电势

续表

类 型		工 作 原 理		典 型 应 用
光 电 式	一般形式	改变光路的光通量	再用各种光电器件将光信号转换成电信号	位移、温度、转速、混浊度
	光栅式	利用光栅副形成的莫尔条纹和位移的关系		长度、角度、线位移、角位移
	光纤式	利用光导纤维的传输特性或材料的效应或传光		位移、加速度、速度、水声、温度、压力
	光学编码器式	利用编码器转换成亮暗光信号		线位移、角位移、转速
	固体图像式	利用半导体集成感光像素光电转换、贮存、扫描		图像、字符识别、尺寸自动检测
	激光式	利用激光干涉、多普勒效应、衍射及光电器件		长度、位移、速度、尺寸
	红外式	利用红外辐射的热效应或光电效应		温度、遥感、探伤、气体分析
热 电 式	热电偶	利用温差电效应(塞贝克效应)		温度、热流
	热电阻	利用金属的热电阻效应		温度
	热敏电阻	利用半导体的热电阻效应		温度、红外辐射
气电式		利用气动测量原理,改变气室中压力或管路中流量,再由电感式、光电式等传感器转换成电信号		尺寸(主动测量和自动分选)
陀螺式		利用陀螺原理或相对原理		角速度、角位移
谐 振 式	振弦式	改变振弦、振筒、振膜、振梁、石英晶体的固有参数来改变谐振频率,输出频率电信号		大压力、扭矩、加速度、力
	振筒式			气体压力、密度
	振膜式			压力
	振梁式			角位移、静态力和缓变力
	压电式			压力、温度
波 式	超声波	改变超声波声学参数,接收并转换成电信号		厚度、流速、无损探伤
	微波	利用微波在被测物的反射、吸收等特性,由接收天线接收并转换成电信号		物位、液位、厚度、距离
射线式		利用被测物对放射线的吸收,反散射或射线对被测物的电离作用,并由探测器输出电信号		厚度、物位、液位、气体成分、密度、缺陷
力平衡式		应用反馈技术构成闭环系统,将反馈力与输入力相平衡,其差由位移传感器转换成电信号		力、压力、加速度、振动

3. 按传感器转换能量的情况分类

(1)能量转换型 又称发电型,不需要外加电源而将被测能量转换成电能量输出。这类传感器有压电式、磁电感应式、热电偶、光电池式等。

(2)能量控制型 又称参量型,需要外加电源才能输出电能量。这类传感器有电阻式、电容式、电感式、霍尔式等传感器,还有热敏电阻、光敏电阻、湿敏电阻等。

4. 按传感器的工作机理分类

(1)结构型 被测参数变化引起传感器的结构变化,使输出电量变化,利用物理学中场的定律和运动定律等构成。定律方程式就是传感器工作的数学模型。如电感式、电容式、光栅式等传感器就是属于结构型传感器。

(2)物性型 利用某些物质的某种性质随被测参数而变化的原理构成。传感器的性能与材料密切有关。如光电管、各种半导体传感器、压电式传感器等都属于物性型传感器。

5. 按传感器转换过程可逆与否分类

(1)单向 只能将被测量转换为电量,不能反之的传感器称为单向传感器。绝大多数传感器属于这一类。

(2)双向 能在传感器的输入、输出端作双向传输,即具有可逆特性的传感器称为双向传感器。包括有压电式和磁电感应式传感器。

6. 按传感器输出信号的形式分类

(1)模拟式 传感器输出模拟信号。

(2)数字式 传感器输出数字信号,如编码器式传感器。

习惯上常把工作原理和用途结合起来命名传感器。如电感式位移传感器、压电式加速度传感器等。

第三节 传感器的描述方法

传感器作为感受被测量信息的器件,希望它能按照一定的规律输出有用信号。因此,需要研究描述传感器的方法,来表示其输出——输入关系及特性,以使用理论指导其设计、制造、校准与使用。最有效的描述方法是传感器的数学模型。

由于传感器可能用来检测不随时间变化的静态量,也可能用来检测随时间变化的动态量,所以应该以带随机变量的非线性微分方程作为数学模型。但这样将在数学上造成困难。实际上,常把传感器的静态特性和动态特性分开考虑。因此,根据输入信号的性质,传感器常有静态模型和动态模型之分。

一、静态模型

静态模型是指在静态条件下(即输入量对时间 t 的各阶导数为零)得到的传感器数学模型。若不考虑滞后及蠕变,传感器的静态模型可用下列方程表示:

$$y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 \cdots + a_n x^n \quad (3-1)$$

式中 x ——输入量;

y ——输出量;

a_0 ——传感器的零位输出。

a_1 ——传感器的灵敏度,常用 K 或 S 表示;

$a_2, a_3, \cdots, a_n$ ——非线性项待定常数。

从式(3-1)可见,一般的静态特性由线性项($a_0 + a_1 x$)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(零偏)。

这种多项式代数方程可能有四种情况,如图 3-2 所示。

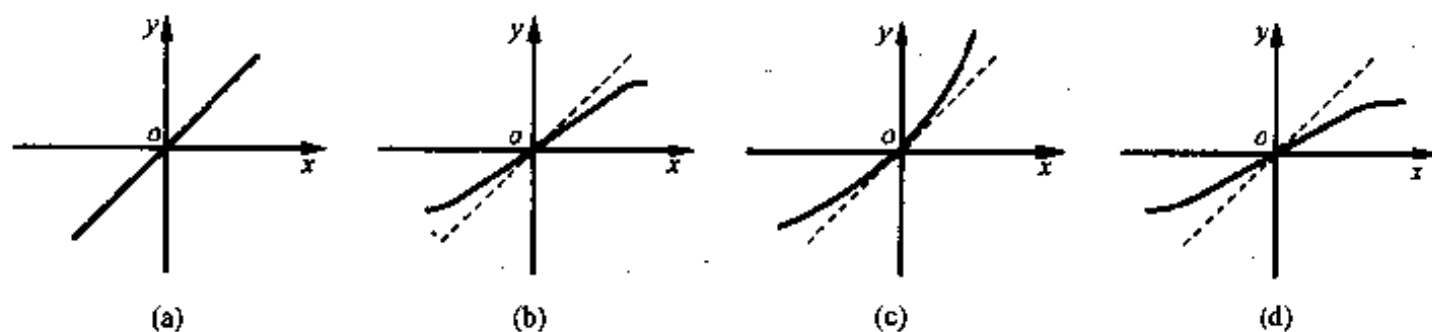


图 3—2 传感器的静态特性

$$(a) y = a_1 x;$$

$$(b) y = a_1 x + a_3 x^3 + a_5 x^5 + \cdots;$$

$$(c) y = a_1 x + a_2 x^2 + a_4 x^4 + \cdots;$$

$$(d) y = a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \cdots;$$

这种表示输出量与输入量之间的关系曲线称为特性曲线。通常希望传感器的输出——输入关系呈线性。这时传感器的数学模型为

$$y = a_1 x \quad (3-2)$$

当传感器特性出现如图 3—2 中(b)、(c)、(d)所示非线性时,就必须采取线性化补偿措施。

二、动态模型

有的传感器即使静态特性非常好,但动态测量时的动态误差却很大,说明其动态特性不好,这就要求认真研究传感器的动态响应特性。为此建立的数学模型称为动态模型。

1. 微分方程

如前所述,由于数学的原因,在研究传感器的动态响应特性时,一般都忽略传感器的非线性和随机变化等复杂的因素,将传感器作为线性定常系统考虑。因而其动态模型可以用线性常系数微分方程来表示:

$$a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \cdots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \cdots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x \quad (3-3)$$

式中, $a_0, a_1, \cdots, a_n; b_0, b_1, \cdots, b_m$ 为取决于传感器参数的常数。对于传感器,除 $b_0 \neq 0$ 外,一般 $b_1 = b_2 = \cdots = b_m = 0$ 。

用微分方程作为传感器数学模型的优点是,通过求解微分方程容易分清暂态响应与稳态响应。因为其通解仅与传感器本身的特性及起始条件有关;而特解则不仅与传感器的特性有关,而且与输入量 x 有关。但缺点是求解微分方程很麻烦,尤其是当传感器的结构改变或某个参数变化时,就要重新列写微分方程,不便于对系统的分析和设计。

2. 传递函数

用拉氏变换法求解线性定常微分方程时,可以得到传感器在复数域的数学模型——传递函数,即初始条件为零时,输出 $y(t)$ 的拉氏变换 $Y(S)$ 和输入 $x(t)$ 的拉氏变换 $X(S)$ 之比。传递函数不仅可以表征传感器的动态特性,而且可以用来研究结构或参数变化对系统性能的影响。由控制理论,对于式(3—3)表示的传感器,其传递函数为

$$G(S) = \frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + \cdots + b_1 S + b_0}{a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \cdots + a_1 S + a_0} \quad (3-4)$$

式中 $S = \sigma + j\omega$, 是个复数, 称为拉氏变换的自变量。

传递函数是传感器的另一种以传感器参数来表示输出量与输入量之间关系的数学模型, 它表示了传感器本身的特性, 而与输入量无关。

对于多个环节串、并联组成的传感器或测量系统, 如果各环节阻抗匹配适当, 可忽略相互间的影响, 总的传递函数可按下列代数式求得:

对于 n 个环节串联系统, 如图 3—3 所示。

$$G(S) = \prod_{i=1}^n G_i(S)$$

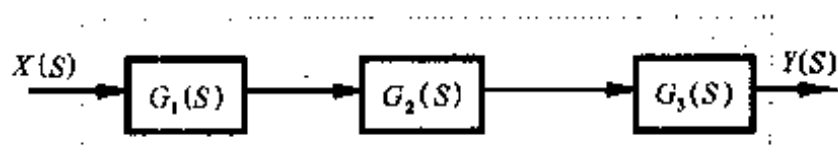


图 3—3 串联系统

对于 n 个环节并联系统, 如图 3—4 所示。

$$G(S) = \sum_{i=1}^n G_i(S)$$

这样就容易看清各个环节对系统的影响, 因而便于对传感器或测量系统进行改进。

3. 频率响应函数

由控制理论可知, 对于传感器或系统, 其频率响应函数为: 初始条件为零时, 输出的付里叶变换和输入的付里叶变换之比, 即

$$G(j\omega) = G(S) \Big|_{S=j\omega} = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \cdots + b_1(j\omega) + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \cdots + a_1(j\omega) + a_0} \quad (3-5)$$

根据频率响应函数能够从频率特性出发研究传感器或系统。

微分方程、传递函数及频率响应函数都是表征系统动态特性的数学模型, 表征了系统的运动规律, 只不过分别从时域、复数域和频域内对系统的动态特性及运动规律进行研究。

上述三种描述法的关系可用图 3—5 表示。

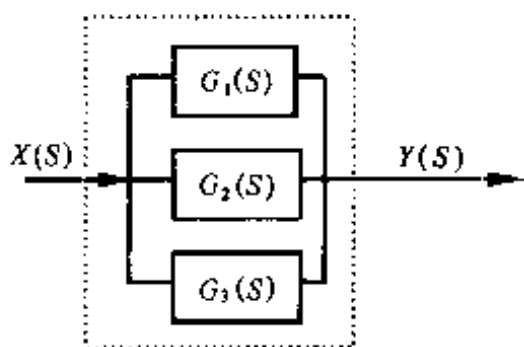


图 3—4 并联系统

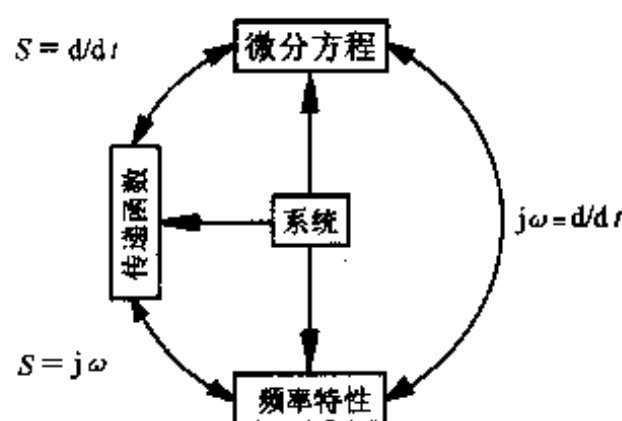


图 3—5 频率特性、传递函数和微分方程的关系

第四节 传感器的特性分析

传感器的特性主要是指输出与输入之间的关系, 有静态特性和动态特性之分。

一、传感器的静态特性

当传感器的输入量为常量,或随时间作缓慢变化时,传感器的输出与输入之间的关系称为静态特性,简称静特性。研究静特性主要应考虑非线性与随机变化等影响因素。

1. 线性度

线性度又称非线性误差,是被测值处于稳定状态时,表征传感器输出和输入之间的关系曲线(称校准或标定曲线)对拟合直线的接近程度,即

$$\gamma_L = \pm \frac{\Delta L_m}{y_{FS}} \times 100\% \quad (3-6)$$

式中 γ_L ——引用非线性误差;

ΔL_m ——标定曲线对拟合直线的最大偏差;

y_{FS} ——满量程输出值。

显然,选取的拟合直线不同,所得的线性度值也不同。选择拟合直线应保证获得尽量小的非线性误差,并考虑使用与计算方便。常用的拟合直线方法有:

(1)理论直线法 如图 3—6(a)所示,以传感器的理论特性线作为拟合直线,它与实际测试值无关。优点是简单、方便,但通常 ΔL_m 很大。

(2)端点线法 如图 3—6(b)所示,以传感器校准曲线两端点间的连线作为拟合直线。其方程式为

$$y = b + kx \quad (3-7)$$

式中, b 和 k 分别为截距和斜率。

这种方法也很简便,但 ΔL_m 也很大。

(3)端点平移法 以传感器校准曲线两端点间的连线平移所得的直线作拟合直线,该直线能保证传感器正反行程校准曲线对它的正、负偏差相等并且最小,如图 3—6(c)所示。

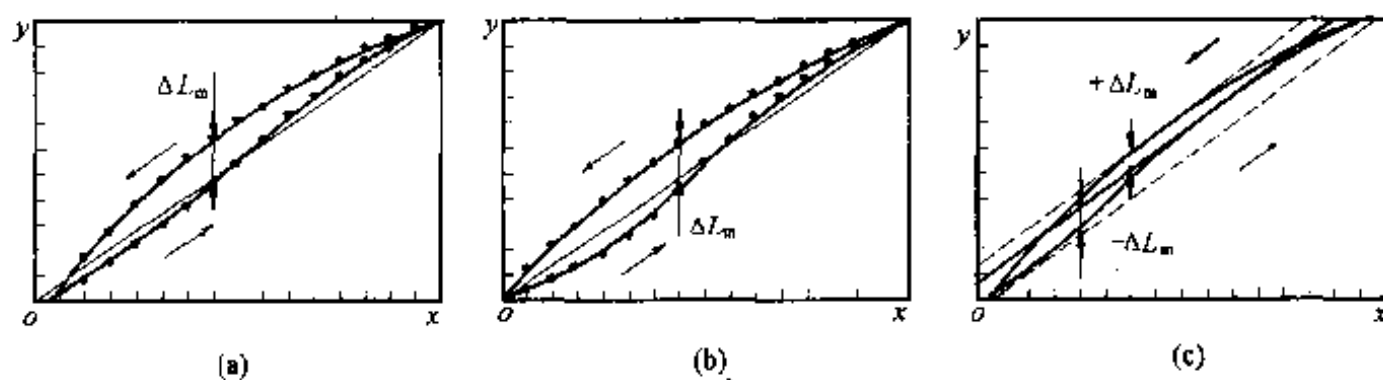


图 3—6 不同的拟合方法

(4)最小二乘法 这种方法按最小二乘原理求取拟合直线,该直线能保证传感器校准数的残差平方和最小。

2. 迟滞

传感器在正(输入量增大)反(输入量减小)行程中输出输入特性曲线的不重合程度。如图 3—7 所示。迟滞误差一般以满量程输出 y_{FS} 的百分数表示:

$$\gamma_H = \frac{\Delta H_m}{y_{FS}} \times 100\% \quad \text{或} \quad \gamma_H = \pm \frac{1}{2} \frac{\Delta H_m}{y_{FS}} \times 100\% \quad (3-8)$$

式中 γ_H ——迟滞误差;
 ΔH_m ——正反行程输出的最大差值。
 迟滞特性一般由实验方法确定。

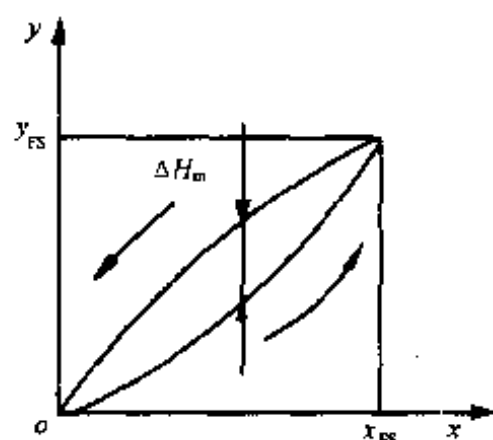


图 3—7 迟滞特性

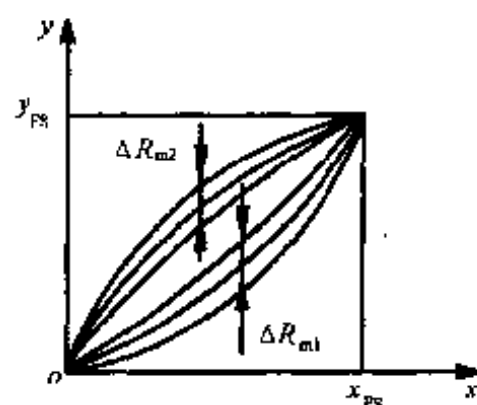


图 3—8 重复性特性

3. 重复性

传感器在输入量按同一方向作全量程连续多次变动时所得特性曲线不一致的程度,如图 3—8 所示。

重复性误差(用满量程输出的百分数表示):

(1)近似计算

$$\gamma_R = \pm \frac{\Delta R_m}{y_{FS}} \times 100\% \quad (3-9)$$

(2)精确计算

$$\gamma_R = \pm \frac{2 \sim 3}{y_{FS}} \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}{(n-1)}} \times 100\% \quad (3-10)$$

式中 ΔR_m ——输出最大重复性偏差;

y_i ——第 i 次测量值;

$\bar{y}$ ——测量值的算术平均值;

n ——测量次数。

重复性特性用实验方法确定。

4. 灵敏度

传感器输出变化量与引起此变化的输入变化量之比。表示传感器对被测量变化的反应能力。线性传感器的灵敏度就是拟合直线的斜率,即

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta x} \text{ 或 } S = \frac{\Delta y}{\Delta x} \quad (3-11)$$

非线性传感器的灵敏度不是常数,应以 dy/dx 表示。

灵敏度误差:

$$\gamma_k = \frac{\Delta k}{k} \times 100\%$$

5. 分辨力

分辨力是传感器在规定测量范围内所能检测出被测输入量的最小变化量。

6. 阈值

阈值是能使传感器输出端产生可测变化量的最小被测输入量值,即零位附近的分辨力。

有的传感器在零位附近有严重的非线性,形成所谓“死区”,则将死区的大小作为阈值,更多情况下阈值主要取决于传感器的噪声大小,因而有的传感器只给出噪声电平。

7. 稳定性

传感器在相当长时间内仍保持其性能的能力。稳定性一般以室温条件下经过一规定时间间隔后,传感器的输出与起始标定时输出之间的差异来表示,有时也有用标定的有效期来表示。可用相对误差表示,也可用绝对误差表示。

8. 漂移

漂移指一定时间间隔内,传感器输出量存在着有与被测输入量无关的、不需要的变化。漂移包括零点漂移与灵敏度漂移。

零点漂移或灵敏度漂移又可分为时间漂移(时漂)和温度漂移(温漂)。时漂是指在规定的条件下,零点或灵敏度随时间的缓慢变化;温漂为周围温度变化引起的零点或灵敏度漂移。

9. 精确度(静态误差)

是反映传感器系统误差与随机误差综合影响程度的评价指标,表示测量结果与其理论值(真值)的靠近程度。

一般用极限误差或极限误差与满量程输出之比的百分数表示。

二、传感器的动态特性

传感器的输出量对于随时间变化的输入量的响应特性称为传感器的动态特性。简称动特性。传感器的动态特性取决于传感器的本身及输入信号的形式。因此,工程上常用正弦函数和单位阶跃函数作为“标准”信号函数,对传感器的动特性进行分析,据此确立评定传感器动态特性的指标。

1. 传感器的频率响应特性

由前面内容可知,传感器的频率响应函数为

$$G(j\omega) = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \cdots + b_1(j\omega) + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \cdots + a_1(j\omega) + a_0}$$

它表示将各种频率不同而幅值相等的正弦信号输入传感器,其输出正弦信号的幅值、相位与频率之间的关系,简称频率特性。

幅频特性:频率特性 $G(j\omega)$ 的模,亦即输出与输入的幅值比。 $A(\omega) = |G(j\omega)|$,以 ω 为自变量,以 $A(\omega)$ 为因变量的曲线称为幅频特性曲线。

相频特性:频率特性 $G(j\omega)$ 的相角 $\varphi(\omega)$,亦即输出与输入的相角差。 $\varphi(\omega) = -\arctg G(j\omega)$,以 ω 为自变量,以 $\varphi(\omega)$ 为因变量的曲线称为相频特性曲线。

由于相频特性与幅频特性之间有一定的内在关系,因此表示传感器的频响特性及频域性能指标时主要用幅频特性。图 3—9 是典型的对数幅频特性曲线。工程上通常将 $\pm 3\text{dB}$ 所对应的频率范围称为频响范围,又称通频带。对于传感器,则常根据所需测量精度来确定正负分贝数,所对应的频率范围,称为工作频带。

2. 传感器的阶跃响应特性

当给静止的传感器输入一个单位阶跃信号

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

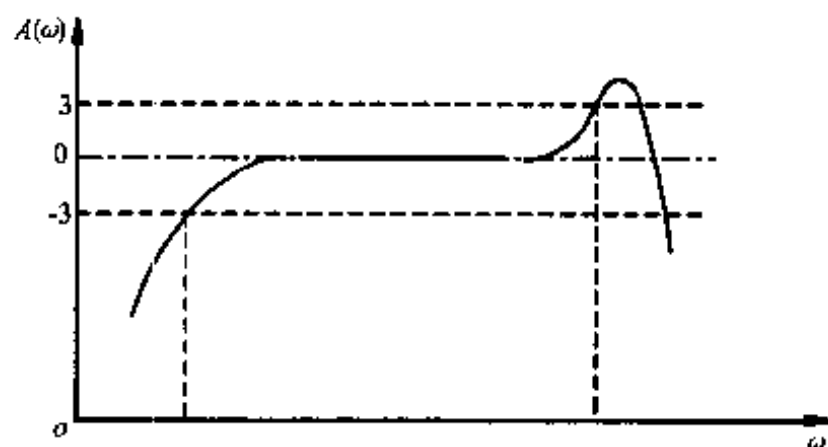


图 3—9 典型的对数幅频特性

时,其输出信号称为阶跃响应。衡量阶跃响应的指标如图 3—10 所示,有:

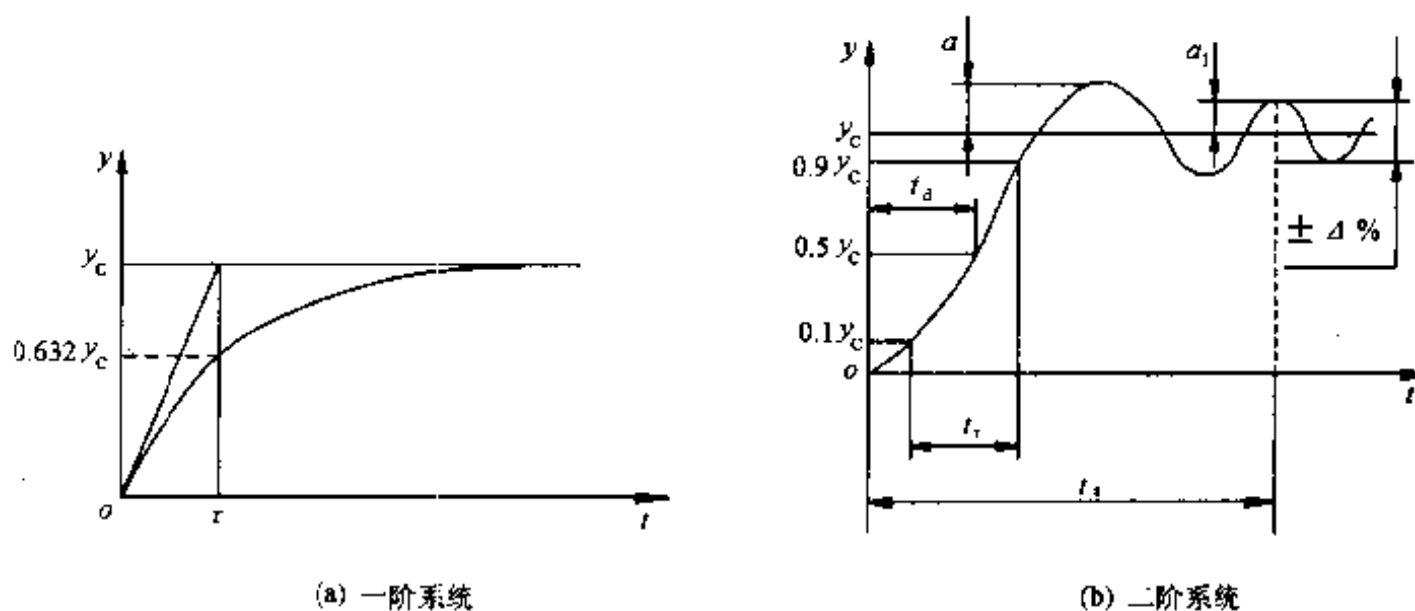


图 3—10 一阶、二阶系统的阶跃响应曲线

- (1)时间常数 τ :传感器输出值上升到稳态值 y_c 的 63.2% 所需的时间。
- (2)上升时间 t_r :传感器输出值由稳态值的 10% 上升到 90% 所需的时间。
- (3)响应时间 t_s :输出值达到允许误差范围 $\pm \Delta\%$ 所经历的时间。
- (4)超调量 a :输出第一次超过稳值之峰高,即 $a = y_{\max} - y_c$,常用 $a/y_c \times 100\%$ 表示。
- (5)衰减度 ψ :指相邻两个波峰(或波谷)高度下降的百分数 $(a - a_1)/a \times 100\%$ 。
- (6)延迟时间 t_d :响应曲线第一次达到稳定值的一半所需的时间。

其中,时间常数 τ 、上升时间 t_r 、响应时间 t_s 表征系统的响应速度性能;超调量 a 、衰减度 ψ 则表征系统的稳定性能。通过这两个方面就完整地描述了系统的动态特性。

3. 典型环节传感器的动态特性

常见的传感器通常可以看成是零阶、一阶或二阶环节,或者是上述环节组合而成的系统。

(1)零阶传感器的动态特性

微分方程:

$$a_0 y(t) = b_0 x$$

传递函数:

$$G(S) = \frac{b_0}{a_0} = K \quad (3-12)$$

式中, K 为静态灵敏度。

可见零阶传感器的输入量无论随时间怎么变化,输出量的幅值总是与输入量成确定的比例关系,在时间上也无滞后。故又称比例环节或无惯性环节。

实际应用中,许多高阶系统在变化缓慢、频率不高的情况下,都可近似看作零阶环节。

[例1] 图3—11为电位器式传感器,忽略寄生电感和电容,即 θ 变化缓慢时,为零阶传感器,无动态误差,其输出 $U_0 = \frac{E}{\theta_m} \cdot \theta$ 。

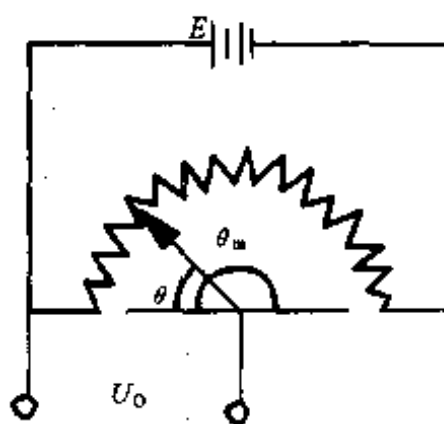


图 3—11 电位器式传感器

(2) 一阶传感器的动态特性

一阶传感器的微分方程为

$$a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = b_0 x(t)$$

或

$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Kx(t) \quad (3-13)$$

式中 $\tau = a_1/a_0$ ——传感器时间常数;

$K = b_0/a_0$ ——静态灵敏度。

则式(3—13)变成

$$(\tau S + 1)y(t) = Kx(t)$$

则传递函数为

$$G(S) = \frac{K}{1 + \tau S} \quad (3-14)$$

频率特性为

$$G(j\omega) = \frac{K}{1 + j\omega\tau} \quad (3-15)$$

幅频特性如下式及图3—12所示。

$$A(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (3-16)$$

相频特性如下式及图3—13所示。

$$\varphi(\omega) = \arctg(-\omega\tau) \quad (3-17)$$

单位阶跃响应函数如下式及图3—14所示。

$$y_u(t) = K(1 - e^{-t/\tau}) \quad (3-18)$$

由式(3—18)可知,当响应时间为 t_s 时,

动态误差为

$$e_d = \frac{K - K(1 - e^{-t_s/\tau})}{K} = e^{-t_s/\tau} \quad (3-19)$$

当 $t_s = 3\tau$ 时, $e_d = 0.05$; $t_s = 5\tau$ 时, $e_d = 0.007$ 。可见,一阶环节输入阶跃信号后在 $t > 5\tau$ 之后采样,可认为输出已接近稳态,其动态误差可以忽略。

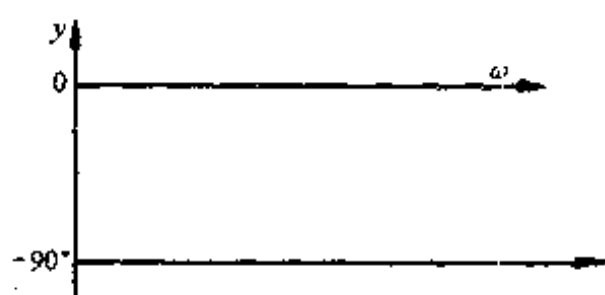


图 3—13 一阶传感器相频特性

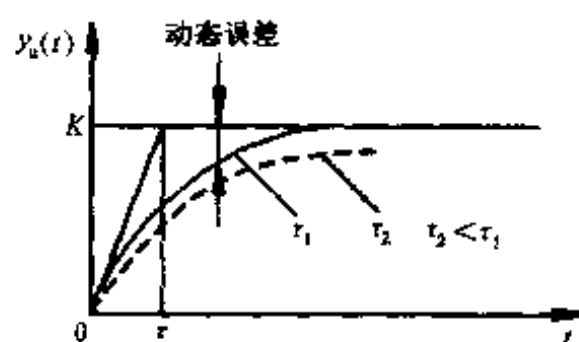


图 3—14 单位阶跃响应

反过来,若已知允许的稳态误差值,也可由式(3—19)计算出所需的响应时间。

综上所述,一阶传感器的动态响应特性主要取决于动态特性指标 τ 。 τ 小,响应快,时间滞后小,稳态误差小;正弦输入时, τ 小,幅值比大,频率响应上限频率高,应尽可能地工作在 $\omega\tau \leq 0.2$ 区域内,失真小,当 $t \rightarrow \infty$,动态误差 $\rightarrow 0$,瞬态响应无振动, τ 的大小表示惯性的大小,故一阶环节又称为惯性环节。输出幅值随频率 ω 提高而下降,输出相位滞后,并随 ω 提高而加大,最后趋于 $\pi/2$ 。

[例 2] 图 3—15 为由弹簧 k 和阻尼 c 组成的弹簧阻尼系统,是一阶环节在传感器中的应用实例。

其微分方程为

$$c \frac{dy}{dt} + ky = x(t)$$

式中 c ——阻尼系数;

k ——弹簧刚度。

则时间常数

$$\tau = \frac{c}{k}$$

静态灵敏度

$$K = \frac{1}{k}$$

传递函数为

$$G(S) = \frac{1}{k(1 + cS)}$$

幅频特性和相频特性为

$$A(\omega) = \frac{1}{k \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}; \varphi = -\arctg(\omega\tau)$$

单位阶跃响应函数为

$$y_u(t) = \frac{1}{k}(1 - e^{-t/\tau})$$

(3) 二阶传感器的动态特性

二阶传感器的微分方程为

$$a_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = b_0 x(t)$$

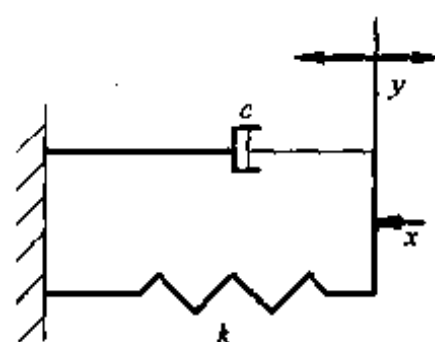


图 3—15 一阶环节实例

$$\text{或} \quad \frac{1}{\omega_n^2} \cdot \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} \cdot \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = Kx(t) \quad (3-20)$$

式中 $\omega_n = \sqrt{a_0/a_2}$ ——固有频率, ω_n 越高, 正弦输入工作频率范围越宽;

$$\xi = \frac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}} \text{——传感器阻尼比;}$$

$$K = b_0/a_0 \text{——传感器静态灵敏度。}$$

式(3-20)可写成传递函数为

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2} \cdot S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1 \right) y(t) = Kx(t) \quad (3-21)$$

$$G(S) = \frac{\omega_n^2 K}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (3-22)$$

频率特性为

$$G(j\omega) = \frac{K}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right] + 2j\left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)} \quad (3-23)$$

幅频特性为

$$A(\omega) = \frac{K}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2 \right]^2 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2}} \quad (3-24)$$

相频特性为

$$\varphi = -\arctg \left[\frac{2\xi \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2} \right] \quad (3-25)$$

二阶传感器的幅频特性与相频特性如图 3—16 所示。

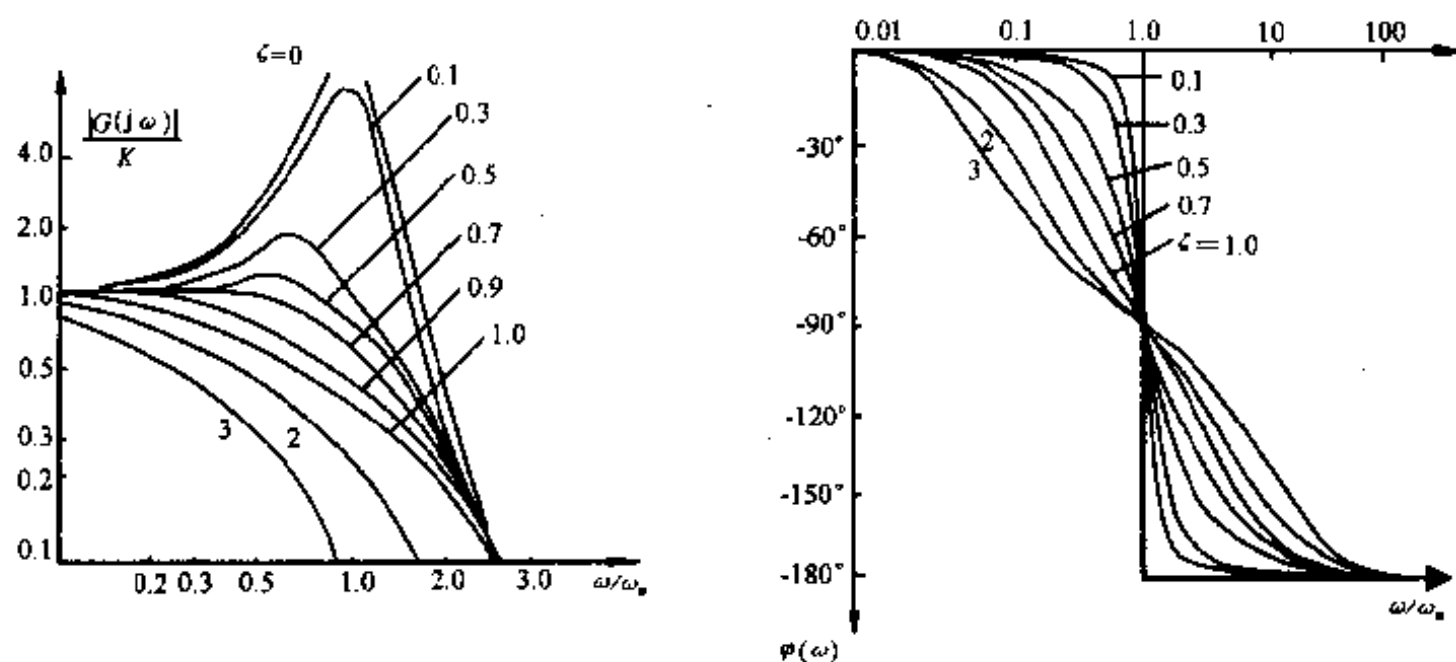


图 3—16 二阶传感器幅、相频特性

由图可见, 当 $\omega/\omega_n \ll 1$ 时, $A(\omega) \approx K$, $\varphi(\omega) \approx 0$, 近似于零阶环节。要使频带加宽, 关键是提高无阻尼固有频率 ω_n 。当阻尼比 ξ 趋于 0 时, 幅值比在固有频率附近 ($\omega/\omega_n = 1$) 变化很

大,发生谐振。为避免这种情况,可增大 ξ 值,当 $\xi \geq 0.707$ 时,谐振就不发生了。当 $\xi \approx 0.7$ 时,幅频特性接近一条斜直线,有较宽的频响范围且幅值失真与相位失真均较小。 $\xi \approx 0.7$ 称为最佳阻尼。

二阶传感器的微分方程式(3—21)输入单位阶跃函数,则可得

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2} S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1 \right) y(t) = K$$

特征方程及其两根分别为

$$\frac{1}{\omega_n^2} S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1 = 0; \quad \begin{cases} r_1 = (-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_n \\ r_2 = (-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_n \end{cases}$$

当 $0 < \xi < 1$ (欠阻尼)时:

$$y_u(t) = \left[1 - \frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\left(\sqrt{1-\xi^2}\omega_n t + \arctg \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right) \right] K \quad (3-26)$$

传感器输出角频率为 $\omega_n \sqrt{1-\xi^2}$ 的衰减振荡,幅值按指数衰减, ξ 可表征衰减程度。 ξ 越大,衰减越快,反应迅速,即达到稳态所需的时间短。

当 $\xi = 1$ 与 $\xi > 1$ 时,传感器反应均迟钝。因此,为使接近稳态值的时间缩短,一般设计 ξ 在 0.6~0.8 范围内。

当 $\xi = 0$ 时,式(3—26)变成

$$y_u(t) = K \left[1 - \sin\left(\omega_n t + \arctg \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi}\right) \right]$$

形成等幅振荡,这时振荡频率就是二阶传感器的振荡角频率 ω_n ,如图 3—17 所示。

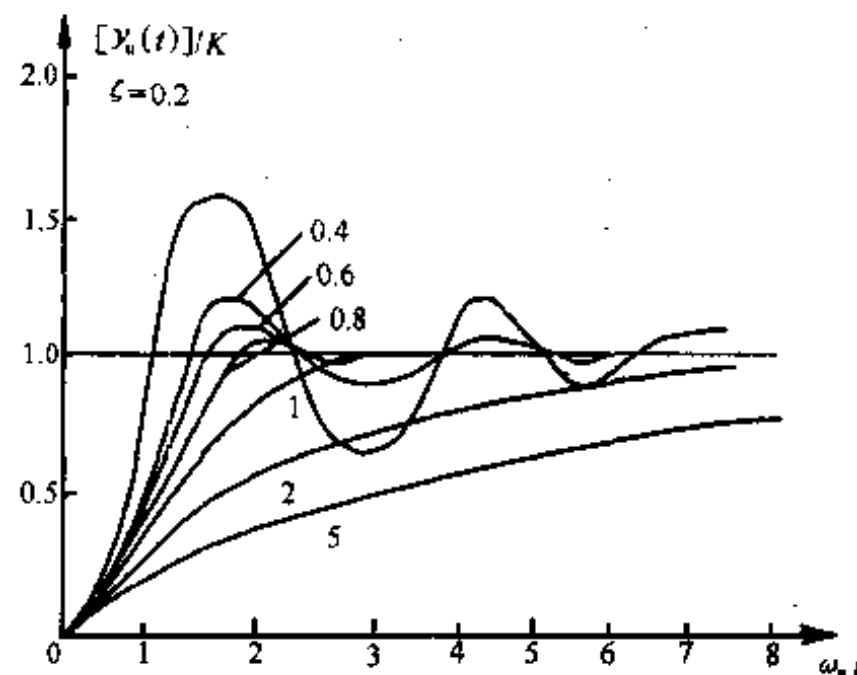


图 3—17 二阶传感器阶跃响应

[例 3] 质量弹簧阻尼系统是二阶环节在传感器中的应用实例,如图 3—18 所示。

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} + c \frac{dy}{dt} + ky = F(t)$$

式中 m ——质量块质量;

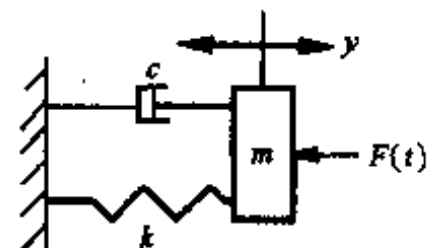


图 3—18 二阶系统

c ——阻尼系数;

k ——弹簧刚度;

$$\omega_n = \sqrt{k/m};$$

$$\xi = \frac{c}{2\sqrt{k/m}}.$$

前述的分析方法对该二阶系统完全适用。

通常,实际传感器往往比上述简化的数学模型要复杂得多。在这种情况下,直接给出其微分方程是困难的,但可以通过实验方法获得响应曲线上的特征值来表示其动态响应。

4. 传感器不失真条件

由以上分析可知,传感器不产生失真,应满足:

$$\begin{cases} A(\omega) = A_0, A_0 \text{ 为常数} \\ \varphi(\omega) = -\varphi_0\omega, \varphi_0 \text{ 为常数} \end{cases}$$

当 $A(\omega) \neq A_0$, 称幅值失真; $\varphi(\omega) \neq -\varphi_0\omega$, 称相位失真。

5. 模拟传感器的动特性指标, 如表 3—3。

表 3—3 模拟传感器的动特性指标

基本特性	性能指标	定 义	说 明
稳态响应	频率响应范围	是指传感器具有的足够精度响应的频率范围或称频响范围, 简称频带或通频带	工程上是指输出与输入幅值比保持 $\geq \sqrt{2}$ (衰减 3dB) 范围内的频率范围
	幅值误差	在频响范围内与理想传感器相比产生的幅值误差	是指正弦输入信号时传感器的响应, 它只与物理参数有关, 而与时间无关
	相位误差	在频响范围内与理想传感器相比产生的相位误差	
瞬态响应	上升时间 t_r	输出从稳态值的 10% 上升到 90% 所需的时间	输入单位阶跃信号
	响应时间 t_s	从输入量开始起作用到输出进入稳定值的允许误差范围 (如 $\pm 5\%$ 或 $\pm 2\%$) 内所需的时间	
	超调量 a	输出超过最终稳定值 y_c 的最大量 a , 常用对 $a/y_c \times 100\%$ 表示	

续表

基本特性	性能指标	定 义	说 明
瞬态响应	衰减度 ϕ	瞬态过程中振荡幅值衰减的速度 $\frac{a - a_1}{a} \times 100\%$	τ, t_b, t_r 表征传感器响应快慢 a_1, ϕ 表征传感器稳定性能
	延迟时间 t_d	响应曲线第一次达到稳定值的一半所需的时间	
基本要求		较好的频率响应特性、较高的灵敏度、快速的响应和较小的时间滞后	

6. 其它

实际上,传感器按其传递、转换信息的形式可分为接触式环节(即以刚性接触形式传递信息)、模拟式环节(多数是非刚性接触环节传递信息)和数字式环节三类。若兼有几种环节,则应综合分析,常以其最薄弱环节的动特性作为该传感器的动特性。前面所述都是针对模拟式环节的动特性分析,对于接触式传感器的动特性描述,主要有临界频率、稳定时间和临界速度;而对数字式传感器的要求主要是工作过程中不丢数,因此,其动特性为输入量变化的临界速度。

第五节 传感器的主要性能指标及要求

一、传感器的主要性能指标

传感器是非电量检测的首要环节和关键部件,传感器质量的好坏,一般通过若干个主要性能指标来表示,如表 3—4。

表 3—4 传感器主要性能指标

项目		相 应 指 标	
基 本	量 程	测量范围	在允许误差限内传感器的被测量值的范围
		量程	测量范围的上限(最高)值和下限(最低)值之差
		过载能力	传感器在不致引起规定性能指标永久改变的条件下,允许超过测量范围的能力 一般用允许超过测量上限(或下限)的被测量值与量程的百分比表示
参 数	灵敏度		灵敏度、分辨力、阈值、满量程输出
	静态精度		精确度、线性度、重复性、迟滞、灵敏度误差、稳定性、漂移
	动态性能	频率特性	频率响应范围、幅相频特性、临界频率
		阶跃特性	上升时间、响应时间、过冲量、衰减率、临界速度、稳态误差
			时间常数、固有频率、阻尼比、动态误差

续表

	项目	相 应 指 标
环境参数	温度	工作温度范围、温度误差、温度漂移、温度系数、热滞后
	振动、冲击	允许各向抗冲击振动的频率、振幅及加速度,冲击振动所允许引入的误差
	其它	抗潮湿、抗介质腐蚀能力、抗电磁场干扰能力等
可靠性		工作寿命、平均无故障时间、保险期、疲劳性能、绝缘电阻、耐压
使用条件		电源(直流、交流、电压范围、频率、功率、稳定度) 外形尺寸、重量、备件、壳体材料、结构特点、安装方式、馈线电缆、出厂日期、保修期、校准周期
经济性		价格、性能价格比

对于不同的传感器,应根据实际需要,确定其主要指标参数。有些指标可以要求低些或可以不予考虑。应注意稳定性指标,这样才有可能利用电路或计算机对传感器误差进行补偿或修正,使传感器成本低又能达到较高精度。

二、传感器工作要求

各种传感器的变换原理、结构、使用目的、环境条件虽各不相同,但对它们的主要性能要求都是一致的。这些主要性能要求是:

- (1)高精度、低成本。应根据实际要求合理确定静态精度与成本的关系,尽量提高精度、降低成本。
- (2)高灵敏度。应根据需要合理确定灵敏度与稳定性的关系。
- (3)工作可靠。
- (4)稳定性好。
- (5)抗干扰能力强,抗腐蚀性好。
- (6)动态特性良好。即动态测量应具有良好的动态响应及稳定性。
- (7)结构简单、小巧,使用维护方便,通用性强,功耗低等。

第六节 传感器的标定与校准

一、传感器的标定

利用标准设备产生已知的非电量(标准量),或用基准量来确定传感器电输出量与非电输入量之间关系的过程,称为标定。

工程测试中传感器的标定,应在与其使用条件相似的环境状态下进行,并将传感器所配用的滤波器、放大器及电缆等和传感器联接后一起标定。标定时应按照传感器规定的安装条件进行安装。

1. 传感器标定系统的组成

传感器标定系统一般由被测非电量的标准发生器;被测非电量的标准测试系统;待标定传感器所配接的信号调节器和显示、记录器等组成。

2. 静态标定

输入已知标准非电量,测出传感器的输出,给出标定曲线、标定方程和标定常数,计算灵敏度、线性度、滞差、重复性等传感器的静态特性指标。

传感器的静态标定设备有力标定设备(如测力砝码、拉压式测力计)、压力标定设备(如活塞式压力计、水银压力计、麦氏真空计)、位移标定设备(如量块、直尺等)、温度标定设备(如铂电阻温度计、铂铑——铂热电偶、基准光电高温比较仪)等。

对标定设备的要求是:具有足够的精度,至少应比被标定的传感器及其系统高一个精度等级,并且符合国家计量量值传递的规定,或经计量部门检定合格;量程范围应与被标定的传感器的量程相适应;性能稳定可靠;使用方便,能适用多种环境。

静态标定主要用于检验、测试传感器(或系统)的静态特性指标。

3. 动态标定

用于确定传感器的动态性能指标。通过确定其线性工作范围(用同一频率不同幅值的正弦信号输入传感器,测量其输出)、频率响应函数、幅频特性和相频特性曲线、阶跃响应曲线来确定传感器的频率响应范围、幅值误差和相位误差、时间常数、阻尼比、固有频率等。

传感器种类繁多,动态标定方法各异。几种标定中常用的动态激励设备有激振器(如电磁振动台、低频回转台、机械振动台等)、激波管、周期与非周期函数压力发生器等。其中激振器可用于加速度、速度、位移、力、压力传感器的动态标定。

二、传感器的校准

传感器需定期检测其基本性能参数,判定是否可继续使用,如能继续使用,则应对其有变化的主要指标(如灵敏度)进行数据修正,确保传感器的测量精确度的过程,称之为传感器的校准。

校准与标定的内容是基本相同的,不再重复。

第七节 改善传感器性能的主要技术途径

传感器的性能指标包括很多方面,企图使某一传感器各个指标都优良,不仅设计制造困难,而且在实用上也没有必要。因此应该根据实际的需要与可能,确保主要性能指标,放宽对次要性能指标的要求,以提高传感器的性能价格比。在选择使用传感器时,应根据实际需要,恰如其分地选用能满足使用要求的产品,切忌盲目追求高指标。同时,在设计、使用传感器时,还有一些技术措施可以改善传感器的性能,主要有:

一、差动技术

通常要求传感器输出——输入关系成线性,但实际上难以做到。如果输入量变化范围不大,而且非线性项的方次不高时,可以用切线或割线来代替实际曲线的某一段,这种方法为静

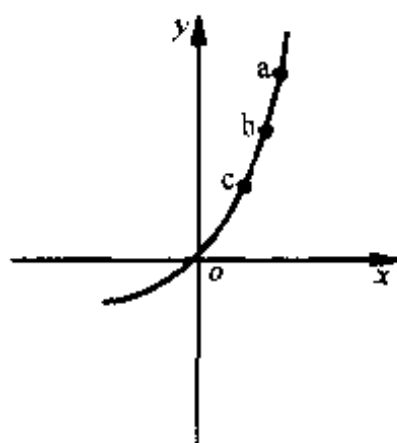


图 3—19 静态特性
线性化

态特性的线性化。如图 3—19 所示,取 ab 段为测量范围,但这时原点不在 o 点,而在 c 点,故局限性很大。

在图 3—2 所示四种情况中,图(b)所示曲线由于非线性项只存在奇次项,对称于坐标原点,且原点附近的一定范围内存在近似线性段。在对多项式进行分析后,找到了一种切实可行的减少非线性的方法——差动技术。目前该技术已广泛用于消除或减小由于结构原理引起的共模误差上。其原理如下:

设有一传感器,其输出为

$$y_1 = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + a_4 x^4 + \dots$$

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

$$y_2 = a_0 - a_1 x + a_2 x^2 - a_3 x^3 + a_4 x^4 - \dots$$

使二者输出相减,即

$$\Delta y = y_1 - y_2 = 2(a_1 x + a_3 x^3 + \dots)$$

于是,总输出消除了零位输出和偶次非线性项,得到了对称于原点的相当宽的近似线性范围,减小了非线性,而且使灵敏度提高了一倍。抵消了共模误差。

差动技术已在电阻应变式、电感式、电容式等传感器中得到广泛的应用。

二、平均技术

常用的平均技术有误差平均效应和数据平均处理。

误差平均效应的原理是,利用 n 个传感器单元同时感受被测量,因而其输出将是这些单元输出的总和。假如将每一个单元可能带来的误差 δ_0 均看作随机误差,根据误差理论,总的误差将减小为

$$\Delta = \pm \delta_0 / \sqrt{n} \quad (3-27)$$

例如 $n = 10$ 时,误差减小为 31.6%; $n = 500$ 时,误差减小为 4.5%。

误差平均效应在光栅、感应同步器、磁栅、容栅等栅状传感器中都取得明显效果。

同理,如在同样条件下进行 n 次重复测量或 n 次采样,然后进行数据平均处理,随机误差也将减小 $1/\sqrt{n}$ 倍。

上述误差平均效应与数据平均处理的原理在传感器设计、应用中均可采用。

三、稳定性技术

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

造成传感器性能不稳定的原因是:随时间推移或环境条件的变化,构成传感器的各种材料与元器件性能将发生变化。为提高传感器性能的稳定性,应该对材料、元器件或传感器整体进行必要的稳定性处理。如结构材料的时效处理,永磁材料的时间老化、温度老化、电气元件的老化与筛选等。

在使用传感器时,如果测量要求较高,必要时也应对附加的调整元件、电路上的关键元器件进行老化处理与筛选。

四、屏散、隔离与干扰抑制技术

传感器可以看作是一个复杂的输入系统。输入信号除有被测量外,还有外界干扰因素。为了减小测量误差,就应设法削弱或消除外界干扰因素对传感器的作用。方法有二:一是减少影响传感器灵敏度的因素;二是降低干扰因素对传感器实际作用的功率。

对电磁干扰,可以采用屏蔽、隔离措施;也可用滤波方法抑制。但由于传感器是感受非电量的器件,还应考虑与被测量有关的其它影响因素,如温度、湿度、机械振动、辐射等。为此,需采用相应的隔离措施(如隔热、密封、隔振等)。或者在变为电量后对干扰信号分离或抑制。

五、补偿校正技术

当传感器或测试系统的系统误差的变化规律过于复杂,采取一定的技术措施后仍难满足要求,或虽可满足要求,但经济上不合算或技术过于复杂而无现实意义时,可以找出误差的方向和数值,采用修正的方法加以补偿或校正。

六、集成化与智能化技术

集成化与智能化的结果,将扩大传感器的功能,改善其性能、提高其性能价格比。

七、合理选择传感器材料、结构与参数

在选用传感器时,应根据要求,合理选择传感器的基本参数、环境参数等,并根据使用条件选择合适的种类及结构和材质等。

第八节 传感器应用及开发趋势

随着现代化科学技术,特别是大规模集成电路技术的发展及计算机应用技术的普及,“电五官”与“电脑”发展不相适应的现状急待改观。传感器的应用领域及社会需求在迅速扩大和增长,竞相开发和应用传感器的热潮已在世界范围内掀起。传感器的应用需求推动着传感器技术的飞速发展,促进着新型传感器的开发不断深入。

一、传感器应用及需求动向

近年来,国内外传感器产业发展十分迅速,原因是:(1)电子工业和信息技术促进了传感器产业的相应发展;(2)政府对传感器产业发展提供资助并大力扶植;(3)国防、空间技术和民用产品有较大的传感器市场;(4)在许多高技术领域可获得用于开发传感器的理论和工艺。

1986年,传感器品种达2万种以上。研制和生产传感器单位,我国、美国、日本、欧洲和苏联分别约为1300、1000、800、700和1000家,全世界传感器市场总销售额为46.71亿美元。预计到2000年,市场规模可达343亿美元。

市场结构以投资类产品为主,约占整个传感器市场的85%,家用电器等消费类产品占13%~15%。投资类产品中机器制造业和仪器仪表的比重较大,分别为18%和12%。表3—

5 给出日本传感器市场的结构。

表 3—5 日本传感器市场结构

应用领域	信息处理与通讯	科学仪器仪表	电力与能源	机械制造设备	家用电器	汽车	运输	空间开发	环保气象安全	资源与海洋开发	医疗卫生	农业渔业	土木建筑与工程	商业金融	其它
百分比(%)	8	11.7	5.3	18.1	13.9	7.3	1.6	2.7	10	1.4	11	0.7	0.7	0.7	7.3

二、传感器技术的发展趋势

随着人们要求获得的信息量不断增加,必然对传感器提出越来越高的要求。当前,除了不断提高性能和可靠性外,传感器技术总的发展趋势:一是开展基础研究,重点研究传感器的新材料和新工艺;二是与现代电子、微电子技术有机结合,发展传感器的多功能化和智能化。在最大限度地提高现有传感器的性能价格比的同时,寻求传感器技术发展的新途径。

1. 开发新型传感器

由于传感器的工作机理是基于各种效应和定律,因此启发人们进一步探索具有新效应的敏感功能材料,并以此研制出具有新原理的新型物性型传感器件,这是发展高性能、多功能、低成本和小型化传感器的重要途径。其中利用量子力学诸效应研制的高灵敏阈传感器,用来检测极微弱信号,是传感器技术发展的新趋势之一。例如:利用核磁共振吸收效应的磁敏传感器,可将检测限扩展到地磁强度的 10^{-7} 。

此外,利用化学效应和生物效应开发的、可供实用的化学传感器和生物传感器,更是有待开拓的新领域。

2. 传感器的集成化

固态功能材料——半导体、电介质、强磁体的进一步开发和集成技术的不断发展,为传感器集成化开辟了广阔前景。

所谓集成化,就是在同一芯片上,或将众多同一类型的单个传感器件集成为一维线型、二维陈列(面)型传感器;或将传感器件与调整、补偿等电路集成一体化。

3. 传感器的功能化

顾名思义,多功能传感器就是传感器同时具有多种功能。如日本研制的多离子浓度传感器,能同时检测 Na^+ 、 K^+ 和 H^+ 的浓度。

4. 传感器的智能化

智能化传感器是一种带有微处理器的兼有检测、信息处理、自诊断、人机交互、接口、显示报警及掉电保护等功能的传感器。

5. 开发仿生传感器

大自然是生物传感器的优异设计师。它通过漫长的岁月,不仅造就了集多种感官于一身

的人类本身,而且还设计了许多多功能奇特、性能高超的生物传感器。例如狗的嗅觉(灵敏阈为人的 10^6 倍);鸟的视觉(视力为人的 8 ~ 50 倍);蝙蝠、海豚的听觉等等。这些动物、鸟类的感官性能,是当今传感器技术所望尘莫及的。因此,研究它们的机理,开发仿生传感器,将引起人们的极大关注,也是传感器应用开发的重要方向之一。

第二篇

典型传感器的原理 及应用技术

第四章 电阻式传感器及应用

电阻式传感器是一种能把非电物理量(如位移、力、压力、加速度、扭矩等)转换成与之有确定对应关系的电阻阻值,再经过测量电桥转换成便于传送和记录的电压(电流)信号的一种装置。它在非电量检测中应用十分广泛。

电阻式传感器具有一系列的特点,如结构简单、输出精度较高、线性和稳定性好等;但它受环境条件(如温度)影响较大,且有分辨力不高等不足之处。

电阻式传感器种类较多,主要有变阻器式、电阻应变式和固态压阻式传感器等三种类型。前两种传感器一般采用的敏感元件是弹性敏感元件,传感元件分别是电位器和电阻应变片;而压阻式传感器的敏感元件和传感元件均为半导体(如硅)。变阻器式传感器结构简单、价格便宜、输出信号功率大、被测量与转换量间容易实现线性或其它所需要的函数关系。但由于电位器可靠性差、干扰(噪声)大、使用寿命短,比其它类型的电阻式传感器性能要差一些,故其应用范围在逐渐缩小(在此不再作详细介绍)。本章重点介绍电阻应变式传感器、压阻式传感器原理及应用。

第一节 电阻应变计

电阻应变式传感器的核心元件是电阻应变计(片),其工作原理是基于电阻—应变效应(即当电阻敏感栅感受应变时,其电阻值发生相应变化的物理现象)。

一、应变计(片)的结构和类型

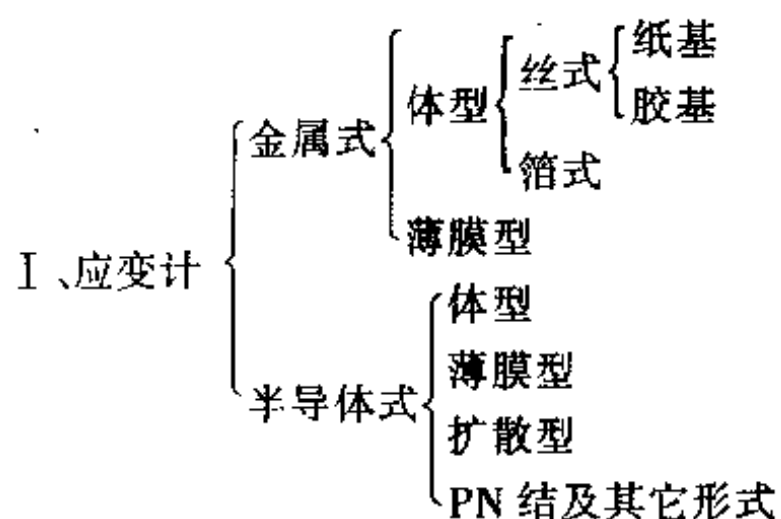
应变计(片)的结构和型式是多种多样的,如图 4—1 可见,其结构主要由四部分组成:①电阻丝(敏感栅),它是应变计的转换元件;②基底和面胶(覆盖层),基底是将传感器弹性体的应变传递到敏感栅上的中间介质,并起到电阻丝和弹性体间的绝缘作用,面胶起着保护电阻丝的作用;③粘合剂,它将电阻丝与基底粘贴在一起;④引出线,作为连接测量导线之用。

1. 电阻应变计(片)的分类

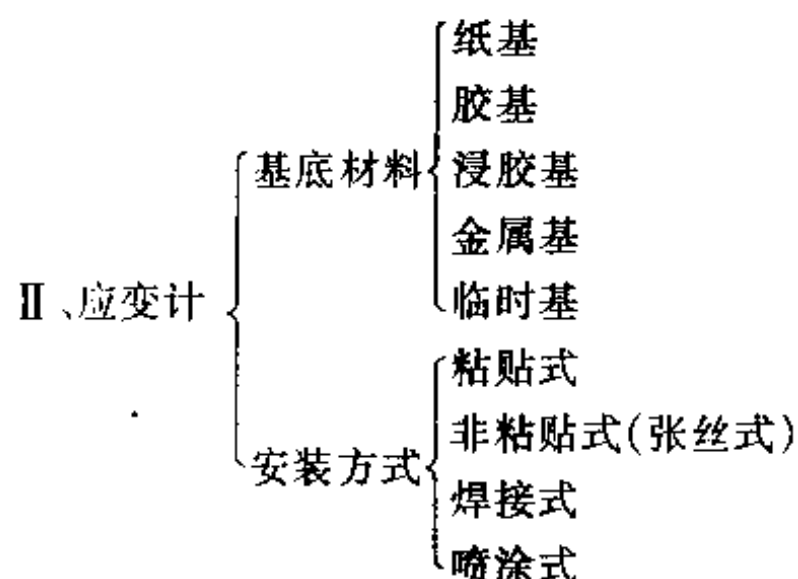
电阻应变计(片)的分类方法很多;常用的方法是按照制造应变计时所用的材料、工作温度范围以及用途不同来进行分类。

(1)按应变计敏感栅的材料分类

可将应变计分成金属应变计和半导体应变计两大类。具体分类如 I:



(2)按应变计基底材料和安装方法分类(具体分类如 II)



(3)按应变计的工作温度分类

可分常温应变计($-30 \sim +60^{\circ}\text{C}$)、中温应变计($60 \sim 300^{\circ}\text{C}$)、高温应变计(300°C 以上)和低温应变计(低于 -30°C)等。

(4)按用途分类

可分一般用途应变计和特殊用途应变计(水下、疲劳寿命、抗磁感应、裂缝扩展等)。

2. 几种常用应变计

(1)金属丝式应变计(片)

丝式应变计,根据基底材料不同可分为纸基、胶基、纸浸胶基和金属基等。其敏感栅由金属丝绕制而成。

丝式应变计(片)的电阻丝直径为 $0.02 \sim 0.05\text{mm}$,常用的为 0.025mm 。电流安全允许值为 $10 \sim 12\text{mA}$ 至 $40 \sim 50\text{mA}$ 之间。电阻值一般应在 $50 \sim 1000\Omega$ 范围内,常用的为 120Ω 。引出线使用直径为 $0.15 \sim 0.30\text{mm}$ 的镀银或镀锡铜带或铜丝。

(2)箔式应变计(片)

箔式应变计的敏感栅是通过光刻、腐蚀等工艺制成的;其箔栅厚度一般在 $0.003 \sim$

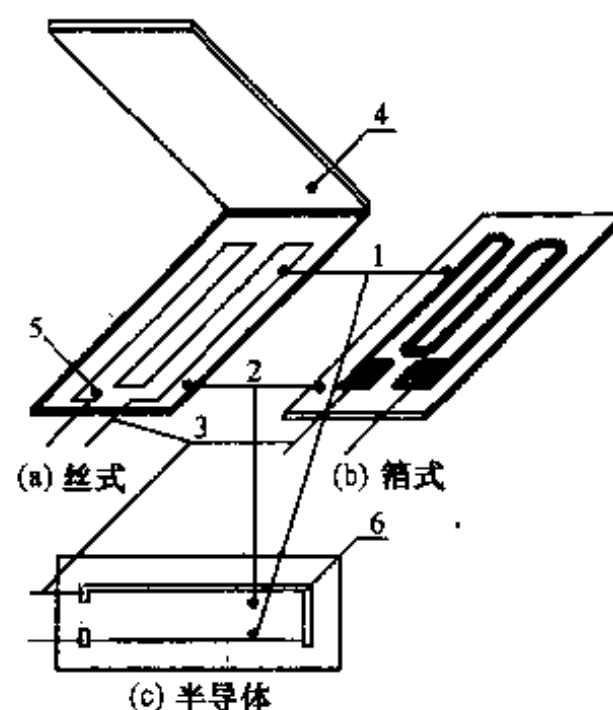


图 4—1 应变计的结构及组成

1—敏感栅;2—基底;3—引线;
4—盖层;5—粘结剂;6—电极

0.01mm之间;箔金属材料为康铜或合金(卡玛合金、镍铬锰硅合金等);基底可用环氧树脂、缩醛或酚醛树脂等制成。

箔式应变计有较多的优点,如可根据需要制成任意形状敏感栅;表面积大,散热性能好,可以允许通过比较大的电流,蠕变小,疲劳寿命高;便于成批生产和生产效率比较高等。因此,目前在国内外应用很广泛。

(3) 半导体应变计(片)

半导体应变计是利用半导体的压阻效应制成的一种转换元件。它与金属丝式应变计和箔式应变计比较,具有灵敏系数高(比金属应变计的灵敏度系数大 50~100 倍)、机械滞后小、体积小以及耗电量少等优点。这些优点使它具有独特的应用价值。

但是,半导体应变计的电阻温度系数大,非线性也大。这些缺点不同程度地制约了它的应用发展。不过,随着近年来半导体集成电路工艺的飞速发展,相继出现了扩散型、外延型和薄膜型半导体应变计,使其缺陷得到了一些改善。

(4) 金属薄膜应变计(片)

所谓金属薄膜是指厚度在 $0.1\mu\text{m}$ 以下的金属膜。厚度在 $25\mu\text{m}$ 左右的膜称厚膜,箔式应变计即属厚膜类型。

金属薄膜应变计(片)是采用真空溅射或真空沉积的方法制成的。它可以将产生应变的金属或合金直接沉积在弹性元件上而不用粘合剂,这样应变计的滞后和蠕变均很小,灵敏度也高。

(5) 高温及低温应变计(片)

按工作温度来分类的高、低温应变计,其性能取决于应变计的应变电阻合金、基底、粘合剂的耐热性能及引出线的性能等。

二、电阻应变计(片)的工作原理

1. 电阻—应变效应

电阻应变计(片)的转换原理是基于金属电阻丝的电阻—应变效应。早在 1856 年美国物理学家汤姆逊就提出了“金属丝在机械应变作用下会发生电阻变化”的原理,但直到本世纪 40 年代才制成了粘贴式电阻应变计。

电阻—应变效应是指金属电阻丝的电阻随着它所承受机械变形(伸长或缩短)的大小而发生改变的一种物理现象。

2. 应变灵敏系数

设有一根圆截面的金属电阻丝如图 4—2 所示,其原始电阻为:

$$R = \frac{\rho l}{A} \quad (4-1)$$

式中 ρ ——金属电阻丝的电阻率($\Omega \cdot \text{m}$);

l ——金属电阻丝长度(m);

A ——金属电阻丝的横截面积(m^2), $A = \pi d^2/4$;

d ——金属电阻丝直径(m)。

当电阻丝受轴向力 F 作用被拉伸时,由于应变效应,其电阻值也将产生变化。此时,金属

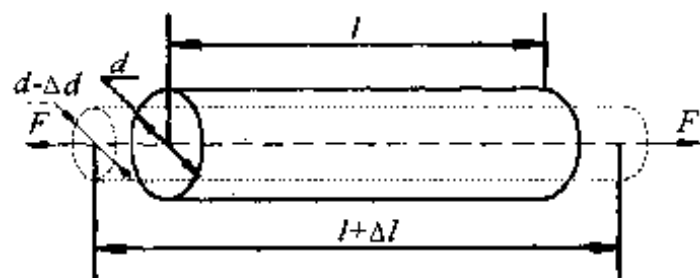


图 4—2 金属电阻丝受拉变形

电阻丝的长度伸长了 Δl , 截面积缩小了 ΔA , 电阻率的变化为 $\Delta \rho$, R 为 l 、 ρ 、 A 的函数, 即 $R = f(l, \rho, A)$, 两边求微分, 有 $\Delta R = \frac{\rho}{A} \Delta l + \frac{l}{A} \Delta \rho - \frac{\rho l}{A^2} \Delta A$, 两边同除以 $R = \frac{\rho l}{A}$, 得

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} \quad (4-2)$$

式中 $\frac{\Delta A}{A} = \frac{2\Delta d}{d}$, 而 $\frac{\Delta d}{d}$ —— 金属电阻丝的径向应变;
 $\frac{\Delta l}{l}$ —— 电阻丝的轴向应变。

由材料力学可知

$$\frac{\frac{\Delta d}{d}}{\frac{\Delta l}{l}} = -\mu \quad (4-3)$$

式中, μ 为材料的泊松系数, 若令 $\epsilon = \frac{\Delta l}{l}$ (轴向应变), 则式(4-2)可写为

$$\begin{aligned} \frac{\Delta R}{R} &= \epsilon + 2\mu\epsilon + \frac{\Delta \rho}{\rho} \\ &= \epsilon(1 + 2\mu) + \frac{\Delta \rho}{\rho} \end{aligned} \quad (4-4)$$

或

$$\frac{\frac{\Delta R}{R}}{\epsilon} = (1 + 2\mu) + \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\epsilon} \quad (4-5)$$

若令电阻丝的灵敏系数为 k_0 , 即

$$k_0 = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\epsilon} = (1 + 2\mu) + \frac{\frac{\Delta \rho}{\rho}}{\epsilon} \quad (4-6)$$

或

$$\frac{\Delta R}{R} = k_0 \cdot \epsilon \quad (4-7)$$

式(4-7)为电阻—应变效应表达式, 其中 k_0 为单根金属丝电阻应变灵敏系数。其物理意义为: 当金属电阻丝发生轴向应变时, 其电阻相对变化与其应变的比值。也可以说是: 单位应变下的电阻变化率。式(4-6)说明 k_0 主要取决于两个因素, 一是金属丝的几何尺寸变化 $(1 + 2\mu)$; 二是导体受力后, 材料的电阻率 ρ 发生变化 $(\Delta \rho / \rho) / \epsilon$ 。对于金属电阻丝材料来讲, 一般是以几何尺寸变化因素为主; 而对于半导体材料而言, 则是以电阻率变化因素为主。对于大多数金属电阻材料, 在其弹性范围内, $k_0 = 1.9 \sim 2.1$, 是一个常数。

应该注意的是, 单根金属丝的灵敏系数 k_0 与相同材料制成的应变计的灵敏系数 k 是不同的。这是由于影响应变计灵敏系数的因素比较复杂, 因此对应变计来说, 当它随试件变形时, 其电阻变化率 $\Delta R / R$ 与应变 ϵ 的关系式为:

$$\frac{\Delta R}{R} = k \cdot \epsilon \quad (4-8)$$

式中, k 为应变计的灵敏系数。其定义为: 安装在处于单向应力状态的试件表面的应变计, 使其轴线(敏感栅纵向中心线)与应力方向平行时, 应变计电阻值的相对变化与其轴向应变之比值称为应变计的灵敏系数。应变计 k 值一般由实验来标定。

三、电阻应变计(片)的主要特性及参数

电阻应变计(片)的工作特性是指用数据或曲线表达的应变计的性能和特点; 而应变计(片)的主要参数是指能反映应变计性能优劣的指标。实际上, 通过应变计的主要参数就能得知其工作特性。

(1) 应变计电阻值(R)

应变计在没有粘贴及未参与变形前, 在室温下测定的电阻值称初始电阻值, 单位为欧姆(Ω)。应变计阻值有一定的系列, 如 60, 120, 250, 350 Ω 和 1000 Ω , 其中以 120 Ω 为最常用。阻值的大小应与测量电路相配合。

(2) 灵敏系数(k)

灵敏系数 k 是应变计的重要参数。 k 值误差的大小也是衡量应变计质量的重要标志。

电阻应变计的灵敏系数 k 值及其误差一般以平均灵敏系数值及相对均方根差表示:

$$k = \bar{k} \pm \sigma$$

例如, 应变计的包装盒上注明灵敏系数为 $2.28 \pm 0.5\%$ 时, 即说明此应变计灵敏系数的平均值为 2.28, 相对均方根差为 $\pm 0.5\%$, 一般应变计产品均能保证 $\sigma \leq 1\%$ 。

(3) 机械滞后(Z_j)

对于已安装在试件表面的应变计, 在温度恒定时, 增加或减少机械应变过程中, 在同一机械应变量的作用下指示应变的差数, 称为应变计的机械滞后。

造成机械滞后的原因很多, 主要是敏感栅、基底和粘合剂在承受机械应变以后所留下的残余变形。

(4) 横向效应及横向效应系数(H)

应变计在感受被测试件的应变时, 横向应变将使电阻变化率减小, 从而降低灵敏度系数的现象称为应变计的横向效应。

应变计横向效应的大小用横向效应系数 H 表示。它的定义为: 在同一单向应变作用下, 垂直于单向应变方向安装的应变计的指示应变与平行于单向应变方向安装的同批应变计的指示应变之比, 以百分数表示。在一般情况下, H 值都小于 2%。而高精度应变计的 H 值可做到 0.2% 左右。

(5) 零点漂移(P)

对于已安装的应变计, 在温度恒定和试件不受应力作用的条件下, 指示应变随时间的变化数值, 通常简称为零漂。用 $\mu\epsilon/h$ (每小时微应变) 表示。应变计的零漂主要是由于绝缘电阻过低, 以及通过电流而产生的热电势等原因所造成。

(6) 蠕变(θ)

对于已安装的应变计, 在承受恒定的真实应变情况下, 温度恒定时指示应变随时间的变化数值称为蠕变。一般在室温下, 加一恒定的机械应变(1000 $\mu\epsilon$), 在一小时后的指示应变差值即为蠕变值。

零漂和蠕变都是衡量应变计时间稳定性的指标。

(7) 应变极限(ϵ_{lim})

应变计所能测量的应变范围是有一定限度的,能够测量的最大应变值称为应变极限。其定义为:对于已安装的应变计,在温度恒定时,指示应变和真实应变的相对误差不超过规定数值时的真实应变值叫做应变极限。

一般认为,在室温条件下,指示应变降低到试件的真实应变的 90% 时,应变计就已经开始失去工作能力,此时应变计能测试应变的最大值即为应变极限。

(8) 疲劳寿命(N)

对于已安装的应变计,在恒定幅值的交变应力作用下,连续工作到产生疲劳损坏时的循环次数,称为应变计的疲劳寿命。它反映了应变计对于动态应变的适应能力。

(9) 温度效应及热输出(ϵ_t)

应变计粘贴到试件上,由于环境温度变化的影响,将使电阻产生相对变化,这种现象称为应变计的温度效应。而由于温度变化引起的应变输出称为热输出。热输出(ϵ_t)又定义为:当应变计安装在某一线膨胀系数的试件上,试件可以自由膨胀并不受外力作用,在缓慢升(或降)温的均匀温度场内,由温度变化引起的指示应变。其表达式为

$$\epsilon_t = \left(\frac{\Delta R}{R} \right)_t / k = \left[\frac{\alpha_t}{k} + (\beta_s - \beta_f) \right] \Delta t \quad (4-9)$$

式中 $(\Delta R/R)_t$ ——应变计由温度所引起的总的电阻相对变化;

ϵ_t ——应变计的热输出(又称虚假应变或视应变);

k ——应变计的灵敏系数;

α_t ——应变计敏感栅材料的电阻温度系数(即每 1Ω 的电阻值,当温度变化 1°C 时的改变量);

β_s ——试件材料的线膨胀系数($1/^\circ\text{C}$);

β_f ——敏感栅材料的线膨胀系数($1/^\circ\text{C}$);

Δt ——环境温度的变化量。

式(4-9)中,与温度有关的参数有 $\alpha_t, \beta_s, \beta_f$ 以及 Δt 。可见,应变计的热输出与它们密切相关,欲使 ϵ_t 减小,则应使 α_t 值小, k 值大, β_s 和 β_f 接近或相等。

实际工作中,温度变化所引起的热输出是比较大的,有时甚至会超过被测量值,给测量结果带来较大误差。例如,粘贴在钢质试件上的康铜电阻丝式应变计,其灵敏系数 $k = 2.0$, 电阻温度系数 $\alpha_t = 20 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$, 试件线膨胀系数 $\beta_s = 11 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$, 电阻丝线膨胀系数 $\beta_f = 15 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 。当环境温度变化 $\Delta t = 10^\circ\text{C}$ 时,应变计的热输出 ϵ_t 为

$$\epsilon_t = \left[\frac{20 \times 10^{-6}}{2.0} + (11 - 15) \times 10^{-6} \right] \times 10 = 60 \times 10^{-6} = 60(\mu\epsilon)$$

由于已知钢质试件的弹性模量 $E = 2 \times 10^9 \text{Pa}$, 则上述热输出相当于在试件上加了 $\sigma = E \times \epsilon_t = 1.2 \times 10^5 \text{Pa}$ 的应力。这显然是一个不小的数值,将给测量带来误差。所以必须采取措施以减少或消除温度变化的影响,即必须进行温度补偿。

实际工作测量中常用的温度补偿方法有两种:一种是桥路补偿法(后面将阐述),用于常温下测量;另一种是用温度自补偿应变计,用于高温下测量。

这里还需指出,当温度变化时,粘合剂与基底等材料的性能变化也将影响其传递变形的能力;同时应变计的灵敏系数 k 值随温度变化的大小,也是工作特性的一项指标。

(10) 应变计的最大工作电流($I_{\max}$)

当应变计接入电路,通以电流时,若电流超过某一规定值后,由于产生的热效应将使应变计温度不断升高,严重地影响其工作特性,甚至烧坏应变计敏感栅,因此需要规定允许通过应变计敏感栅而不影响其工作特性的最大电流值。这个电流值称为应变计的最大工作电流($I_{\max}$)。

确定应变计的 $I_{\max}$ 值是由多种因素综合考虑的结果,一般由生产厂家提供。丝式应变计通常规定为 25mA。但在动态测量或使用箔式应变计时可取得大一些,约为 75~100mA。应变计的最大工作电流 $I_{\max}$ 的选取也可以取应变计的零漂不超过允许值时作为依据。

(11) 绝缘电阻(R_M)

已安装的应变计的敏感栅及引线与被测试件之间的电阻值,称为应变计的绝缘电阻 R_M 。它是检查应变计的粘贴质量与粘合剂是否干燥或固化的重要指标。应用直流电压不超过 100V 的兆欧表测量。当然,绝缘电阻越高越好,在室温下,应变计的绝缘电阻在 500~5000M Ω 之间。

表 4—1 中列出了有关标准(中华人民共和国专业标准 ZBY117—82 电阻应变计)中评定电阻丝式和箔式应变计质量等级的各项指标、应该检定的项目以及应变计单项工作特性的精度等级(等级分为 A、B、C、D)。

表 4—1 评定电阻丝式和箔式应变计质量等级的各项指标及应该检定的项目

工作特性	说 明	级 别				常温 应变计	中温、高温应变计	
		A	B	C	D		静态	动态
应变计电阻	对标称值的偏差($\pm\%$)	1	2	5	10	V Δ	V Δ	V Δ
	对平均值的公差($\pm\%$)	0.1	0.2	0.4	0.8	V Δ	V Δ	V Δ
灵敏系数	对平均值的分散($\%$)	1	2	3	6	V Δ	V	V
机械滞后	室温下($\mu\epsilon$)	3	5	10	20	V Δ		
	极限工作温度下($\mu\epsilon$)	10	20	30	40		V Δ	V Δ
横向效应系数	室温下($\%$)	0.5	1	2	4	V	V	V
蠕 变	室温下一小时($\mu\epsilon$)	3	5	15	25	V Δ		
	极限工作温度下一小时($\mu\epsilon$)	20	30	50	100		V Δ	
零点漂移	极限工作温度下一小时($\mu\epsilon$)	10	25	50	150		V	
应变极限	室温下($\mu\epsilon$)	20000	10000	8000	6000	V		
	极限工作温度($\mu\epsilon$)	8000	5000	3000	2000		V	V
绝缘电阻	室温下(M Ω)	5000	2000	1000	500	V		
	极限工作温度下(M Ω)	5	2	1	0.5		V	V
热 输 出	平均热输出系数($\mu\epsilon/^\circ\text{C}$)	0.5	1	2	3	V*	V Δ	
	对平均热输出的分散($\mu\epsilon$)	80	150	300	500			
灵敏系数随 温度变化	工作温度范围内的平均变化($\%/100^\circ\text{C}$)	1	2	3	5		V Δ	V Δ
	每一温度下对平均值的分散($\%$)	2	3	5	10			
疲劳寿命	室温或极限工作温度下循环次数	10^7	10^6	10^5	10^4	V		V Δ
热滞后	每一工作温度下($\mu\epsilon$)	15	30	50	100		V	

注: V——应检定的工作特性(带*号的仅限于常温自补偿应变计和 A 级常温应变计检定);

Δ ——评定应变计精度等级的工作特点。

应变计在测量变化频率较高的动态应变时,还应该考虑其频率响应,即动态特性问题。应变计的动态特性最终可归结到应变计的基长与输入应变波的波长的关系,通常用应变计的极限工作频率这个参量来表征。

对于应变波为正弦波的情况下,极限工作频率(f)与基长(L)的关系为

$$f = \left(\frac{1}{10} \sim \frac{1}{20} \right) \frac{v}{L} \quad (4-10)$$

对于应变波为阶跃波时

$$f = 0.4 \frac{v}{L} \quad (4-11)$$

上两式中, v 为应变波在试件中的传播速度,一般情况下,应变波在试件材料中的传播速度接近于声波的传播速度。

四、电阻应变计(片)的选用及粘贴

1. 应变计(片)的选用要点

首先要确切了解各种应变计的应用特点及型号代号的含义,如图4—3所示,然后按下列方法选用:

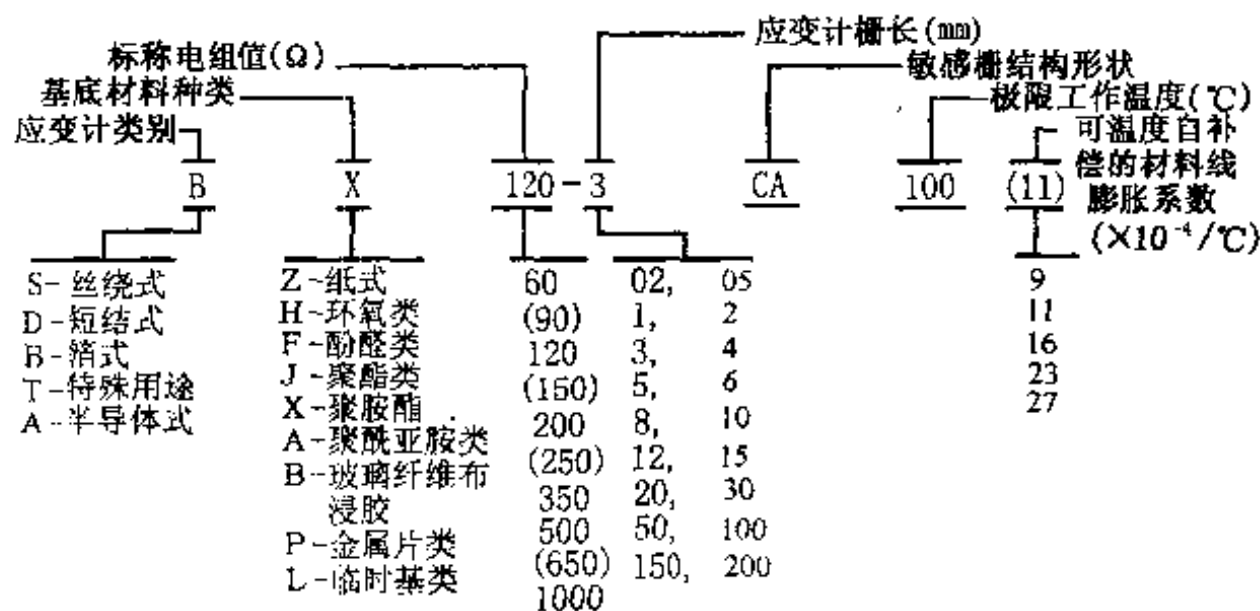


图 4—3 应变计的型号代号图解

①选择类型——按使用的目的、要求、对象及环境条件等,参照表4—2选择应变计的类别和结构形式。例如用作常温测力传感器敏感元件的应变计,常选用箔式或半导体应变计。

②材料考虑——根据使用温度和时间、最大应变及精度要求等,选用合适的敏感栅和基底材料的应变计。

③阻值选择——依据测量线路或仪器选定应变计的标称阻值。如配用电阻应变仪,常选用120Ω阻值;为提高灵敏度,常采用较高的供桥电压和较小的工作电流,则选用350,500Ω或1000Ω阻值。

④尺寸选择——按照试件表面粗糙度、应力分布状态和粘贴面积大小等选择尺寸。

⑤其它考虑——指特殊用途、恶劣环境、高精度要求等情况。请参见表4—2。

表 4—2 电阻应变计的应用特点

名 称	说 明	应 用 特 点
单轴应变计	一栅或多栅同方向共基应变计	适用于试件表面主应力方向已知
多轴应变计 (应变花)	一基底上具有几个方向敏感栅的应变计	适用于平面应变场中,需准确地检测试件表面某点的主应力大小和方向
丝绕式应变计	用耐热性不同合金丝材绕制而成	可适应不同温度,尤适于高温,寿命较长,但横向效应大,散热性差
短接式应变计	敏感栅轴向部分用高 ρ 丝材,横向部分用低 ρ 丝材组合而成	横向效应小,可做成双丝温度自补偿,适于中、高温,但 N 、 ϵ_{lim} 低
箔式应变计	敏感栅用厚 $3 \sim 10\mu\text{m}$ 的铜镍合金箔光刻而成的应变计	尺寸小、品种多、静态、动态特性及热散性好;工艺复杂,广泛用于常温
半导体应变计	由单晶半导体经切型、切条、光刻腐蚀成形,然后粘贴而成	灵敏系数比金属材料大 $50 \sim 80$ 倍, Z 、 θ 、 H 小,动态特性好;但重复性及温度、时间稳定性较差
高温应变计	工作温度大于 350°C ,用耐高温基底,粘结剂经高温固化而成	常用金属基底,使用时用点焊将应变计焊接在试件上
特殊用途应变计	大应变应变计	用于测量 $\epsilon = (2 \sim 5) \times 10^5 \mu\epsilon$
	防水应变计	用于水下应变测量
	防磁应变计	用于强磁场环境中测应变
	裂缝扩展应变计	用于测量裂缝扩展速度

2. 应变计(片)的粘贴

应变计的使用性能,不仅取决于应变计本身的质量,而且取决于应变计的正确使用。

对常用的粘贴式应变计,粘贴质量是关键。

(1) 粘结剂的选择

粘结剂的主要功能是要在切向准确地传递试件的应变。因此,它应具备:

- ①与试件表面有很高的粘结强度,一般抗剪强度应大于 $9.8 \times 10^6 \text{Pa}$;
- ②弹性模量大,蠕变、滞后小,温度和力学性能参数要尽量与试件相匹配;
- ③抗腐蚀,涂刷性好,固化工艺简单,变形小,使用简便,可长期贮存;
- ④电绝缘性能、耐老化与耐湿、耐温性能均良好。

一般情况下,粘贴与制作应变计的粘结剂是可以通用的。但是,粘贴应变计时受到现场加温、加压条件的限制。通常在室温工作的应变计多采用常温、指压固化条件的粘结剂;非金属基应变计若用在高温工作时,可将其先粘贴在金属基底上,然后再焊接在试件上。

(2) 应变计(片)的粘贴步骤

①准备:试件——在粘贴部位的表面,用砂布在与轴向成 45° 的方向交叉打磨至 R_a 为 $6.3\mu\text{m}$ →清洗净打磨面→划线,确定贴片坐标线→均匀涂一薄层粘结剂作底。

应变计——外表和阻值检查→刻划轴向标记→清洗。

②涂胶:在准备好的试件表面和应变计基底上均匀涂一薄层粘结剂。

③贴片:将涂好胶的应变计与试件,按坐标线对准贴上→用手指顺轴向滚压,去除气泡和多余胶液→按固化条件固化处理。

④复查:贴片偏差应在许可范围内;阻值变化应在测量仪器预调平范围内;引线和试件间的绝缘电阻应大于 $200\text{M}\Omega$ 。

⑤接线:根据工作条件选择好导线,然后通过中介接线片(柱)把应变计引线和导线焊接,并加以固定。

⑥防护:在安装好的应变计和引线上涂以中性凡士林油、石蜡(短期防潮);或石蜡—松香—黄油的混合剂(长期防潮);或环氧树脂、氯丁橡胶、清漆等(防机械划伤)作防护用,以保证应变计工作性能稳定可靠。

第二节 应变计测量电路

电阻应变计把机械应变信号转换成 $\Delta R/R$ 后,由于应变值及其应变电阻变化一般都很微小,既难以直接精确测量,且不便直接处理。因此,必须采用转换电路或仪器,把应变计的 $\Delta R/R$ 变化转换成电压或电流变化。常由测量电桥完成。

一、测量电桥

应变计的测量电桥,结构简单,具有灵敏度高、测量范围宽、线性度好、精度高和容易实现温度补偿等优点,因此能很好地满足应变测量的要求,是目前采用最多最广泛的一种测量电路。电桥的一般形式如图 4—4 所示。

电桥的种类较多,按其供桥电源的性质可分为直流和交流电桥两大类。直流电桥的优点是信号不会受各元件和导线的分布电感及电容的影响,抗干扰能力强,但由于机械应变所引起电桥的输出太小,要求有很大的放大倍数和具有高稳定性能的放大器进行放大。故在一些场合(如电阻应变仪中)采用交流电桥为多。

1. 直流电桥

如图 4—4 所示为一直流供电的平衡电阻电桥。A、B、C、D 为电桥顶点,它的四个桥臂由 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 组成。E 为直流电源,接于桥的 A、C 点,电桥从 B、D 接线输出。由电桥四个桥臂的电阻间关系的不同可给以不同的命名:若 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ 时,称为等臂电桥;当 $R_1 = R_2 = R$, $R_3 = R_4 = R'$, 且 $R \neq R'$ 时,称为对输出对称电桥(或称卧式桥);当 $R_1 = R_3 = R$, $R_2 = R_4 = R'$, 且 $R \neq R'$ 时,称为对电源对称电桥(或称立式桥)。

当电桥输出端(B、D)接到一个无穷大负载电阻(实际上只要大到一定数值即可)上时,可认为输出端开路,这时直流电桥称为电压桥,即只有电压输出。

当忽略供桥电源 E 的内阻时,根据分压原理,从 ABC 半个电桥来看, $U_{AB} = \frac{R_1 E}{R_1 + R_2}$; 从

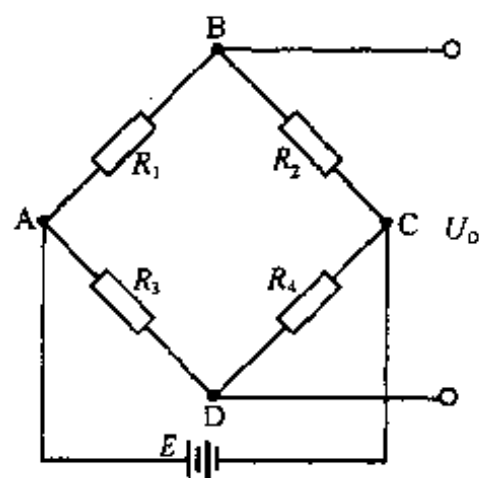


图 4—4 直流电桥的一般形式

ADC 半个电桥来看, $U_{AD} = \frac{R_3 E}{R_3 + R_4}$; 而输出端电压 U_{BD} 为

$$\begin{aligned} U_0 &= U_{BD} = U_{AB} - U_{AD} \\ &= E \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \\ &= \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} E \end{aligned} \quad (4-12)$$

由式(4—12)可知, 当电桥各桥臂电阻满足如下条件时

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad \text{或} \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad (4-13)$$

电桥的输出电压 U_0 (即 U_{BD}) 为零, 即电桥处于平衡状态, 式(4—13)即称为电桥的平衡条件。

应变计测量电桥在工作前应使电桥平衡(称为预调平衡), 以使在工作时(测量)电桥输出电压只与应变计感受应变所引起的电阻变化有关。

应变计接入电桥通常有三种情况:

(1) 单臂工作, 只有一支应变计接入电桥, 设 R_1 为接入的应变计, 测量时的变化为 ΔR , 有三种组桥形式。

①立式桥 起始条件为 $R_1 = R_3 = R$, $R_2 = R_4 = R'$ 。根据式(4—12), 其输出端电压为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} E \\ &= \frac{R'(R + \Delta R - R)}{(R + \Delta R + R')(R + R')} E \end{aligned}$$

通常情况下, $\Delta R \ll R$ 或 R' , 所以

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{R' \cdot \Delta R}{(R + R')^2} E \\ &= \frac{RR'}{(R + R')^2} E \frac{\Delta R}{R} \end{aligned} \quad (4-14)$$

由电阻—应变效应 $\Delta R/R = k\varepsilon$, 则上式可写成

$$U_0 = \frac{RR'}{(R + R')^2} E k\varepsilon \quad (4-15)$$

②卧式桥 起始条件为 $R_1 = R_2 = R$, $R_3 = R_4 = R'$ 。根据式(4—12), 其输出端电压为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{R'(R + \Delta R - R)}{2(2R + \Delta R)R'} E \\ &= \frac{\Delta R}{2(2R + \Delta R)} E \\ &= \frac{E}{4} \times \frac{\Delta R}{R} = \frac{E}{4} k\varepsilon \end{aligned} \quad (4-16)$$

③等臂电桥 起始条件为 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, 根据式(4—12), 其输出端电压为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{R \cdot \Delta R}{2R(2R + \Delta R)} E \\ &= \frac{E}{4} k\varepsilon \end{aligned} \quad (4-17)$$

从以上分析可知,单臂工作时,组成卧式和等臂桥的形式较好,而且其输出只与应变 ϵ 有关(因为 E, k 均为常数)。

(2)半桥工作,有两只应变计接入电桥。此时有两种接法:把 R_1, R_2 (或 R_3, R_4)的桥臂接入应变计;或把 R_1, R_3 (或 R_2, R_4)的桥臂接入应变计。并且两支桥臂的应变计的电阻变化大小相同而方向相反(差动工作)。

设将 R_1, R_2 作为应变计,而且 $R_1 = R + \Delta R_1, R_2 = R - \Delta R_2, \Delta R_1 = \Delta R_2 = \Delta R$, 因此可组成卧式电桥和等臂电桥。

①卧式电桥 起始条件为 $R_1 = R_2 = R, R_3 = R_4 = R'$ 。根据式(4—12),输出端电压为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{R'[(R + \Delta R_1) - (R - \Delta R_2)]}{2R'[(R + \Delta R_1) + (R - \Delta R_2)]} E \\ &= \frac{E}{2} \times \frac{\Delta R}{R} = \frac{E}{2} k \epsilon \end{aligned} \quad (4-18)$$

②等臂电桥 起始时 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, 则电桥输出端电压和(4—18)式相同,即

$$U_0 = \frac{E}{2} k \epsilon$$

(3)全桥工作 由四支应变计接入电桥,并为差动工作,即 $R_1 = R + \Delta R, R_2 = R - \Delta R, R_3 = R - \Delta R, R_4 = R + \Delta R$ 。起始条件为 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ 。根据式(4—12),电桥输出端电压为

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{[(R + \Delta R)^2 - (R - \Delta R)^2] E}{[(R + \Delta R) + (R - \Delta R)][(R + \Delta R) + (R - \Delta R)]} \\ &= \frac{\Delta R}{R} E = k \epsilon E \end{aligned} \quad (4-19)$$

设电桥初始平衡,四臂工作,各臂应变计电阻变化分别为 $\Delta R_1, \Delta R_2, \Delta R_3, \Delta R_4$, 代入式(4—12),可得输出电压

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

当 $\Delta R_i \ll R_i, i = 1, 2, 3, 4$, 而略去二阶微量后,对于全等臂电桥($R_1 = R_2 = R_3 = R_4$)和半等臂电桥($R_1 = R_2, R_3 = R_4$),经过复杂的运算,可得到

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{E}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \\ &= \frac{E}{4} k (\epsilon_1 - \epsilon_2 - \epsilon_3 + \epsilon_4) \end{aligned} \quad (4-20)$$

非线性误差

$$\begin{aligned} e_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \\ &= \frac{k}{2} (\epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3 + \epsilon_4) \end{aligned} \quad (4-21)$$

可见,非线性误差随 $\frac{\Delta R_i}{R_i}$ 和 k 的增大而增大。当 $\frac{\Delta R_i}{R_i}$ 很小时,应变电桥输出的电压 U_0 均与 $\frac{\Delta R_i}{R_i}(\epsilon_i)$ 的代数和成正比。

[例1] 已知金属应变计 $k=2.5$, 允许测试的最大应变 $\epsilon=5000\mu\epsilon$, 接成全等臂单臂工作电桥 ($\Delta R_1 \neq 0; \Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R_4 = 0$), 求非线性误差。

解: 代入式(4—21)得最大非线性误差

$$e_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{k}{2} \cdot \epsilon_1 = \frac{1}{2} \times 2.5 \times 0.005 = 0.6\%$$

一般金属应变计的 k 为 $1.8 \sim 4.8$ 之间, 因此 e_1 在 $0.45\% \sim 1.2\%$ 范围内。

若采用半导体应变计, 设 $k=120$, 其它条件相同时, 则

$$e_1 = \frac{1}{2} k \epsilon_1 = \frac{1}{2} \times 120 \times 0.005 = 30\%$$

由此可见, 采用金属应变计, 在一般应变范围内, 非线性误差 $e_1 < 1\%$; 采用半导体应变计时, 由于非线性误差随 k 增大而增大, 故必须采取补偿措施。

从上述分析可知, 用直流电桥作应变计的测量电路, 应变计的电阻发生变化时电桥的输出电压也随着发生变化, 当应变计的电阻变化量 $\Delta R \ll R$ 时, 电桥输出电压与其电阻的相对变化 $\Delta R/R$ 有线性关系, 亦即电桥输出电压与被测应变 ϵ 成线性关系; 而在相同条件下 (供电电源和应变计的型号不变), 等臂电桥与卧式电桥相同, 差动工作比单臂工作输出信号大, 半桥差动输出是单臂输出的二倍, 而全桥差动输出又是单臂输出的四倍。但是在应变计的接入方法上应该有所注意, 例如, 全桥差动工作形式, 若将 $R_1 = R + \Delta R, R_2 = R + \Delta R, R_3 = R - \Delta R, R_4 = R - \Delta R$ 组成全桥, 则始终不会有输出。

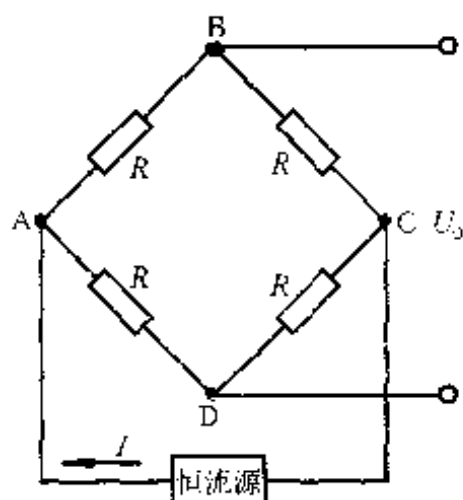


图 4—5 恒流源供电

上面所讲实际上为恒压源供电的电桥。在全桥差动工作时, 在不考虑温度变化时, 电桥的输出 $U_0 = E \cdot \Delta R/R$ 。而实际上温度变化时, 每个电阻随温度的变化量为 ΔR_t , 因此, 电桥的输出 $U_0 = E \cdot \Delta R/(R + \Delta R_t)$, 则 U_0 与 ΔR_t 有关, 说明它有温度误差, 而且是非线性的。

因此, 在实际应用时, 电桥常由恒流源供电, 如图 4—5 所示。设 4 个桥臂初始电阻相等都为 R , 则 $I_{ABC} = I_{ADC} = \frac{I}{2}$ 。有压力作用时, 仍有 $I_{ABC} = I_{ADC} = \frac{I}{2}$, 因此电桥的输出 U_0 为

$$\begin{aligned} U_0 = U_{BD} = U_{AB} - U_{AD} &= \frac{I}{2}(R + \Delta R + \Delta R_t) - \frac{I}{2}(R - \Delta R + \Delta R_t) \\ &= I \cdot \Delta R \end{aligned} \quad (4-22)$$

从式(4—22)可看出, 电桥的输出与温度无关。所以一般都采用恒流源给传感器电桥供电。

但是, 由于工艺上的原因, 电桥的每一个桥臂电阻实际上也不是完全相等的, 因此在零压时, 有零位电压输出, 所以用恒流源供电仍会有一定的误差。

2. 交流电桥

交流电桥一般用正弦交流电压作为供桥电压。因为需要考虑电抗元件(电感、电容)的影响, 交流电桥比直流电桥复杂, 特别是在高频情况下。图 4—6 为交流电桥的一般形式, 与直流电桥不同之处在于供桥电源为交流, 四个桥臂均要考虑为阻抗而不是纯电阻。

设供桥电压为正弦交流电压, 即

$$U_{sr} = U_m \sin \omega t$$

式中 U_m ——供桥电压的幅值；

ω ——供桥电压的角频率， $\omega = 2\pi f$ ， f 为供桥电压的变化频率。

可以根据直流电桥的分析方法得出交流电桥的输出电压表达式为

$$U_0 = \frac{z_1 z_4 - z_2 z_3}{(z_1 + z_2)(z_3 + z_4)} U_{sr} \quad (4-23)$$

其平衡条件为

$$z_1 z_4 = z_2 z_3 \quad \text{或} \quad \frac{z_1}{z_2} = \frac{z_3}{z_4} \quad (4-24)$$

若应变计的测量电路使用交流电桥，则电桥的桥臂都是由应变计或固定无感精密电阻所组成，考虑应变计的分布电容，则图 4—6 的电桥形式变为图 4—7 的电桥形式，当四个桥臂均为应变计时，则有

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + j\omega C_1}; \quad Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + j\omega C_2}; \quad Z_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + j\omega C_3}; \quad Z_4 = \frac{1}{\frac{1}{R_4} + j\omega C_4}$$

式中 R_1, R_2, R_3, R_4 ——各桥臂应变计电阻；

C_1, C_2, C_3, C_4 ——各应变计的分布电容；

j ——虚数单位， $j = \sqrt{-1}$ 。

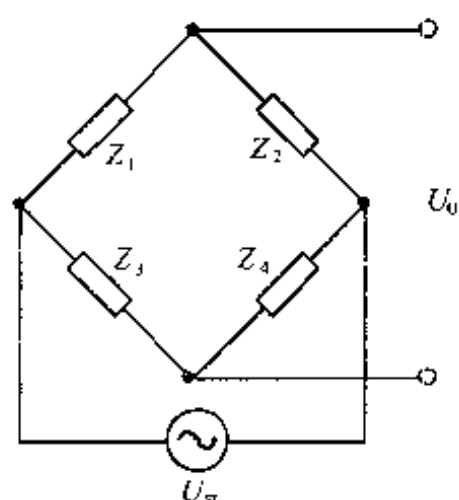


图 4—6 交流电桥的一般形式

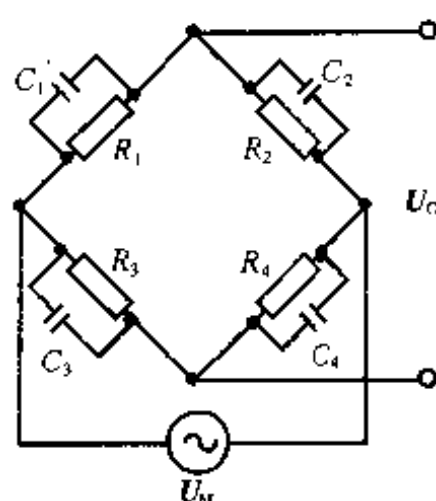


图 4—7 应变计为桥臂的交流电桥

在实际测量中，若当供桥电源频率不很高时，应变计仍然作为纯电阻看待。

二、电阻应变计的补偿

电阻应变计在实际工作中，由于温度变化所引起的热输出是比较大的，所以必须采取措施以减少或消除温度变化的影响，即必须进行温度补偿；同时，温度的变化也将影响零点和灵敏度；电桥在平衡时，因各桥臂应变计的电阻总会有一定的偏差，电桥总有一定的输出，也需要进行补偿；非线性也需要补偿等。

1. 热输出补偿

对于热输出的补偿，通常采用两种方法：一种是温度自补偿应变计，用于高温下测量；另一种是桥路补偿法，用于常温下测量。

(1) 温度自补偿法

这种方法是通过精心选配敏感栅材料与结构参数来实现热输出补偿的。

① 单丝自补偿应变计

由式 $\epsilon_t = \left(\frac{\Delta R}{R} \right)_t / k = \left[\frac{\alpha_t}{k} + (\beta_s - \beta_t) \right] \Delta t$ 可知, 欲使热输出 $\epsilon_t = 0$, 只要满足条件 $\alpha_t = -k(\beta_s - \beta_t)$ 即可。

在研制和选用应变计时, 若所选择敏感栅的合金材料, 其 α_t 、 β_t 能与试件材料的 β_s 相匹配, 即满足上式, 就能达到温度自补偿的目的。为使这种自补偿应变计能适用于不同 β_s 材料的试件, 实际常选用康铜、铁铬铝等合金作栅材; 并通过改变合金成份及热处理规范来调整 α_t , 以满足对不同材料试件的热输出补偿。

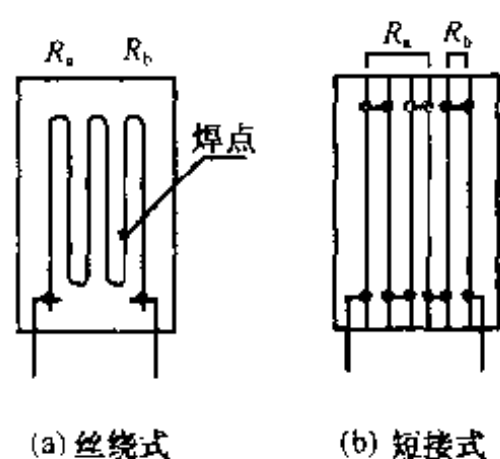


图 4—8 双丝自补偿应变计

② 双丝自补偿应变计

这种应变计的敏感栅是由电阻温度系数为一正一负的两种合金丝串接而成, 如图 4—8 所示。应变计电阻 R 由两部分电阻 R_a 和 R_b 组成, 即 $R = R_a + R_b$ 。当工作温度变化时, 若 R_a 栅产生正的热输出 ϵ_{at} 与 R_b 栅产生负的热输出 ϵ_{bt} , 大小相等或相近, 就可达到自补偿的目的, 即

$$\frac{-\epsilon_{bt}}{\epsilon_{at}} = - \left(\frac{\Delta R_{bt}}{R_b} / \frac{\Delta R_{at}}{R_a} \right) \approx \frac{R_a}{R_b}$$

满足上式的参数, 可在同种试件上通过试验确定, 这种应变计的特点与单丝自补偿应变计相似, 但只能在选定的试件上使用。

(2) 桥路补偿法

桥路补偿法是利用电桥的和、差原理来达到补偿的目的。

① 双丝半桥式

这种应变计的结构与双丝自补偿应变计相似。不同的是, 敏感栅是由同符号电阻温度系数的两种合金丝串接而成; 而且栅的两部分电阻 R_1 和 R_2 分别接入电桥的相邻两臂上: 工作栅 R_1 接入电桥工作臂, 补偿栅 R_2 串接电阻 R_B (不敏感温度影响) 后接入电桥补偿臂; 另两臂照例接入平衡电阻 R_3 和 R_4 , 如图 4—9 所示。当温度变化时, 只要电桥工作臂和补偿臂的热输出相等或相近, 就能达到热补偿目的, 即

$$\epsilon_{1t} = \frac{\Delta R_{1t}}{R_1} \approx \frac{\Delta R_{2t}}{R_2 + R_B} = \epsilon_{2t} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_B}$$

而外接补偿电阻为

$$R_B \approx R_2 \left(\frac{\epsilon_{2t}}{\epsilon_{1t}} - 1 \right)$$

式中, ϵ_{1t} 、 ϵ_{2t} 分别为工作栅和补偿栅的热输出。

这种热补偿法的最大优点是调整 R_B 值, 不仅可使热补偿达到最佳状态, 而且还适用于不同线膨胀系数的试件。缺点是对 R_B 的精度要求高, 而且当有应变时, 补偿栅同样起着抵消工作栅有效应变的作用, 使应变计输出灵敏度降低。为此应变计必须使用 ρ 大、 α_t 小的材料作工作栅; 选 ρ 小、 α_t 大的材料作补偿栅。

②补偿计法

选取型号和特性完全相同(灵敏系数、电阻温度系数、线膨胀系数均相同)的两只应变计,一只粘贴在被测试件上作为工作片,另一只粘贴在与被测试件的结构材料相同而不受应力的补偿块上,作为补偿片。并使补偿块与被测试件处于相同温度环境下。设工作片为 R_1 , 补偿片为 R_2 , 把它们分别接入电桥的相邻桥臂, 组成卧式电桥。如图 4—10 所示。

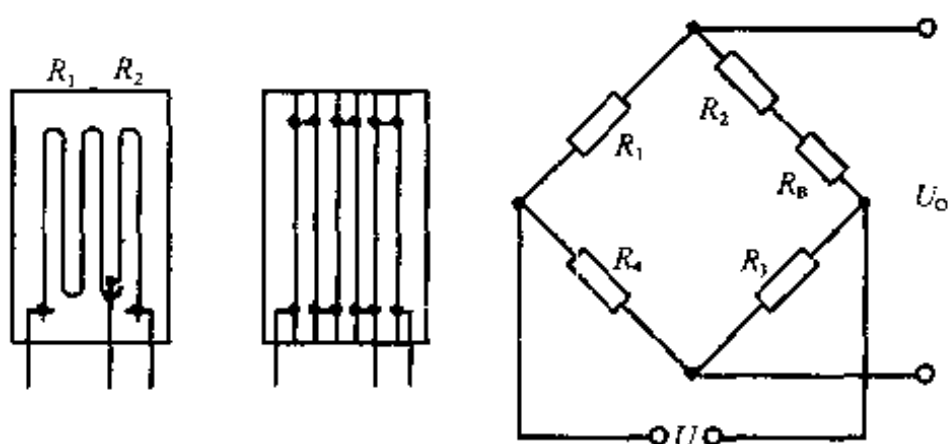


图 4—9 双丝半桥式热补偿应变计

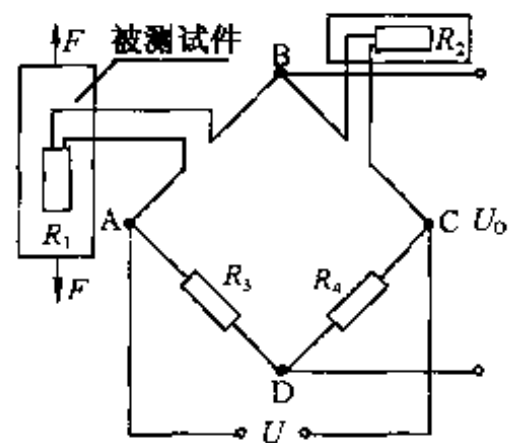


图 4—10 利用补偿应变计进行温度补偿

由于两只应变计所受环境温度相同,则工作片和补偿片产生的热输出(热应变)相等。当被测试件受力为 F , 并有温度变化 Δt 时,工作片电阻由原来的 R_1 变为 R'_1 , 即

$$R'_1 = R_1 + \Delta R_{1F} + \Delta R_{1t}$$

而补偿片的电阻值由原来的 R_2 变为 R'_2 , 即

$$R'_2 = R_2 + \Delta R_{2t}$$

以上二式中, ΔR_{1F} 是由于受力引起的电阻变化; ΔR_{1t} 与 ΔR_{2t} 分别是 R_1 与 R_2 受温度影响引起的电阻变化。代入电桥的电压输出表达式, 可得电桥输出端电压为

$$U_0 = \frac{(R'_1 R_4 - R'_2 R_3) U}{(R'_1 + R'_2)(R_3 + R_4)} \quad (4-25)$$

式中, R_3 和 R_4 为平衡电阻, 为固定值, 而 $R_3 = R_4 = R_0$, 所以

$$U_0 = \frac{(R'_1 - R'_2) U}{2(R'_1 + R'_2)} \quad (4-26)$$

代入 R'_1 和 R'_2 , 得:

$$U_0 = \frac{(\Delta R_{1F} + \Delta R_{1t} - \Delta R_{2t}) U}{2(R_1 + R_2 + \Delta R_{1F} + \Delta R_{1t} + \Delta R_{2t})} \quad (4-27)$$

由于 R_1 与 R_2 型号特性均相同, 而且又同时感受相同温度变化, 则 $R_1 = R_2 = R$, $\Delta R_{1t} = \Delta R_{2t} = \Delta R_t$ 。故上式变为

$$U_0 = \frac{\Delta R_{1F}}{2(2R + \Delta R_{1F} + 2\Delta R_t)} U \quad (4-28)$$

因为 $(\Delta R_{1F} + 2\Delta R_t) \ll 2R$, 故又可得:

$$U_0 = \frac{U}{4} \times \frac{\Delta R_{1F}}{R} = \frac{U}{4} k \epsilon \quad (4-29)$$

从以上分析可知, 此时的指示应变值只是由于工作片受力引起的应变值, 而由于温度变化

所产生的热输出已经消除。

如果将补偿片 R_2 也作为工作片,使 R_2 粘贴于被测试件的相反应变处来感受应力作用(例如被测试件为一悬臂梁, R_1 和 R_2 分别粘贴于梁的同一截面的正反两面处),则 R_1 和 R_2 在应力作用和温度变化影响下,有

$$\begin{cases} R'_1 = R_1 + \Delta R_{1F} + \Delta R_{1t} \\ R'_2 = R_2 - \Delta R_{2F} + \Delta R_{2t} \end{cases} \quad (4-30)$$

代入电压桥输出表达式,得:

$$\begin{aligned} U_0 &= \frac{R'_1 - R'_2}{2(R'_1 + R'_2)} U \\ &= \frac{(\Delta R_{1F} + \Delta R_{2F} + \Delta R_{1t} - \Delta R_{2t}) U}{2(R_1 + R_2 + \Delta R_{1F} - \Delta R_{2F} + \Delta R_{1t} + \Delta R_{2t})} \end{aligned}$$

同样,由于 R_1 和 R_2 型号特性相同,感受应力大小相同,温度影响也相同,则有 $R_1 = R_2 = R$, $\Delta R_{1F} = \Delta R_{2F} = \Delta R_F$, $\Delta R_{1t} = \Delta R_{2t} = \Delta R_t$, 故

$$U_0 = \frac{2\Delta R_F U}{4(R + \Delta R_t)} = \frac{U}{2} \times \frac{\Delta R_F}{R}$$

即得

$$U_0 = \frac{U}{2} k \epsilon \quad (4-31)$$

式(4-31)同样表明,指示应变值已消除了温度影响的热输出,比较式(4-29)和(4-31)可知,在相同条件下(R_1 和 R_2 不变,受力大小相同,同一被测试件),后一种方法的输出比前一种方法的输出大一倍。

2. 传感器电路补偿

要保持传感器长期稳定、精确地工作,需要进行电路补偿。

(1) 初始不平衡补偿

在应变计测量电桥中,满足 $R_1 R_4 = R_2 R_3$ 时,电桥才会平衡。但因 $R_1 - R_4$ 阻值的分散性不可避免,故在初始平衡状态下就有输出电压存在,通常这个数值有 $\pm 0.3 \text{ mV/V}$ 左右。为使电桥在初始平衡时输出为零或尽可能小,可在桥路中串联电阻进行补偿,如图 4-11 所示。对串联电阻材料的要求是电阻率、电阻温度系数和应变灵敏系数都要低,一般用锰铜或康铜丝。串联电阻为

$$R_z = \frac{4\Delta U R}{1000 U}$$

式中 ΔU ——电桥初始不平衡输出(mV);

U ——供桥电压(V);

$R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ ——桥臂名义电阻(Ω)。

(2) 零点漂移补偿

零点漂移是指不受载荷时,当温度变化时,电桥就有输出。影响零漂的因素很多,主要是温度发生变化、应变计的电阻温度系数变化、应变计和弹性元件的线膨胀系数不同以及应变计性能的不均匀等原因造成的。可在电阻温度系数小的桥臂上串联对温度敏感的电阻 R_t 进行补偿,如图 4-12 所示,通过切断箔栅调整补偿值。

$$R_t = \frac{4\Delta U R}{1000 U (\alpha_m - \alpha_g) \Delta t}$$

式中 ΔU ——温度变化 Δt 时产生的零漂(mV);

U ——桥压(V);

α_m, α_g ——电阻应变计和补偿电阻材料的电阻温度系数。

(3) 输出灵敏度漂移的补偿

当电桥有负载时,电桥的输出灵敏度随温度变化而变化,称为输出灵敏度漂移(简称动漂)。主要是由于弹性元件材料的弹性模量 E 及应变计灵敏系数 k 随温度改变所致。通常是温度升高,弹性模量降低,如外力不变,则应变要增加,传感器灵敏度变大。可在电桥的电源电路中接入一可调补偿电阻 R_E 进行补偿。如图 4—13 所示。由于 R_E 随温度升高而变大,这就降低了桥压,因此起到了对灵敏度补偿的作用, R_E 的大小可通过切断丝栅方法来加以调整,为使电桥对称,一般用两个 $\frac{R_E}{2}$ 加在电源的两端。表 4—3 中给出了几种弹性元件材料采用铜、镍、巴氏合金等三种补偿电阻材料时的 R_E 的大致数据。

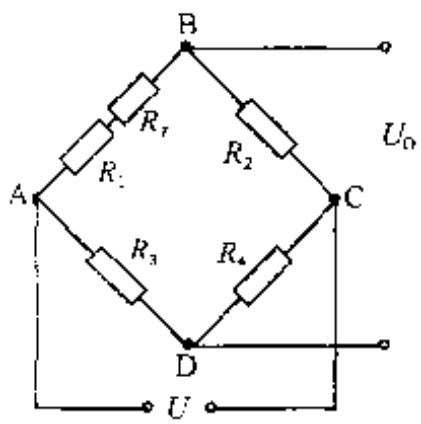


图 4—11 零点平衡补偿

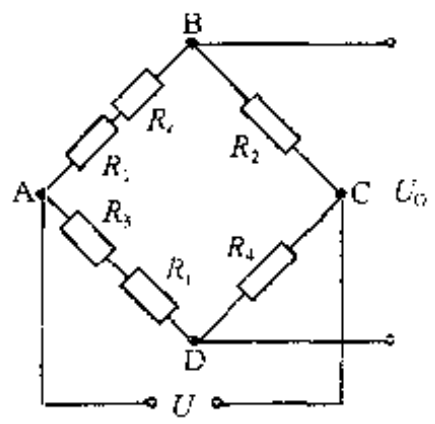


图 4—12 零漂补偿(串联 R_E)

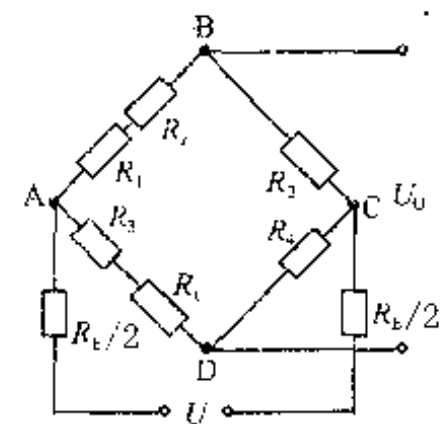


图 4—13 输出灵敏度漂移补偿

表 4—3 R_E 的参考数值

补偿电阻材料	弹性元件材料		
	结构合金钢	不锈钢	铍青铜
铜	9.3	8.3	8
镍	13.3	12	11.8
巴氏合金	10.5	9.5	9

(4) 输出灵敏度调整

对于成批生产的传感器,总是希望输出灵敏度相同并为一特定值。这时在电桥的电源电路中串入调整电阻 R_s ,采用电阻温度系数小的材料制成。通常做成可剔式箔栅电阻,切断箔栅达到输出灵敏度相同的要求。

$$R_s = \frac{RS_1}{S_0} - (R + R_E)$$

式中 R ——应变计电阻(四臂相同);

S_1 ——电桥输出灵敏度, $S_1 = \frac{U_0}{U} = \frac{\Delta R}{R}$;

U_0 ——开路电桥输出电压;

U ——桥压;

R_E ——灵敏度温度补偿电阻;

ΔR ——桥臂上应变计的电阻变化。

(5)非线性补偿

通常希望传感器输出与待测物理量之间呈线性关系,而实践证明是略有畸变,如图 4—14 所示为柱式传感器在拉、压时的非线性曲线。补偿的方法之一是将半导体应变计 R_L 粘贴在柱式弹性元件的径向,并串入电桥的电源电路中,当弹性元件变形时,应变计电阻减小,提高了电桥电压 U_{AC} ,使输出信号增大,补偿了递减的非线性。半导体应变计电阻可用下式计算。

$$R_L = \frac{\gamma_L(R + R_S + R_E)}{k_L \epsilon_L}$$

式中 γ_L ——传感器的非线性误差,即传感器额定载荷时,图 4—14 中 $P-\epsilon_i$ 曲线与 TT 直线的偏差;

k_L, ϵ_L ——半导体应变计灵敏系数与承载时的应变值;

R ——电桥的组合电阻;

R_S ——灵敏度调整电阻。

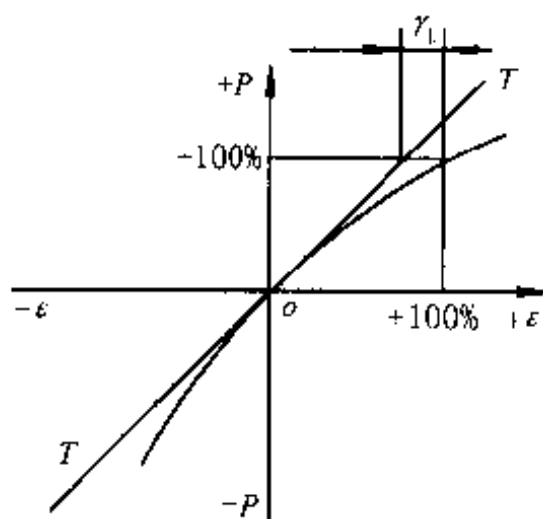


图 4—14 柱式传感器拉、压时的非线性

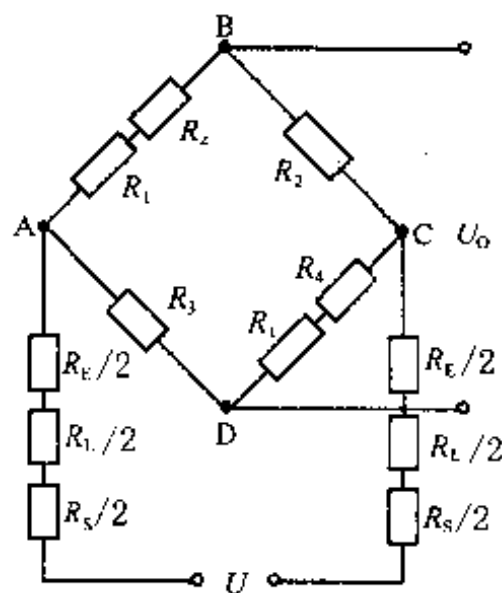


图 4—15 典型传感器电路

图 4—15 是典型的传感器电路。通常 R_Z 为 1Ω 左右, R_L 也是 1Ω 左右, R_E 可按表 4—3 的参考值, R_S, R_L 为几 $k\Omega$ 。

三、测量电路

对于由应变计组成的测量电桥,通常其输出电压信号还是比较弱,不便于直接测量、处理,因此,还必须进一步放大。

直流电桥构成的测量电路如图 4—16 所示。

由应变计构成的交流电桥测量电路如图 4—17 所示。主要包括电桥电路、放大器、相敏检波器、功率放大器、低通滤波器、振荡器和稳压电源等电路。

工作原理是这样的:贴在被测试件上的应变计接入测量电桥的桥臂上(接法如前所述),电桥由产生一定频率的正弦交流信号(通常称为载波信号)的振荡器供电。当试件受力变形时,应变计即产生电阻变化,改变来自振荡器的载波的振幅大小(称为调幅),此时电桥输出一个幅值与应变成比例,其频率与载波频率相同的调幅波。将该调幅波输入至放大器进行放大,再经过相敏检波器将此调幅波的幅值变化波形取出来(称为解调),得到一个变化与应变相同的信号。经过低通滤波器将高频部分去除后,输送到指示电表或记录仪器中,电表偏转的大小和方

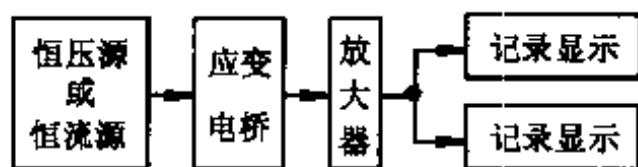


图 4—16 直流电桥测量电路

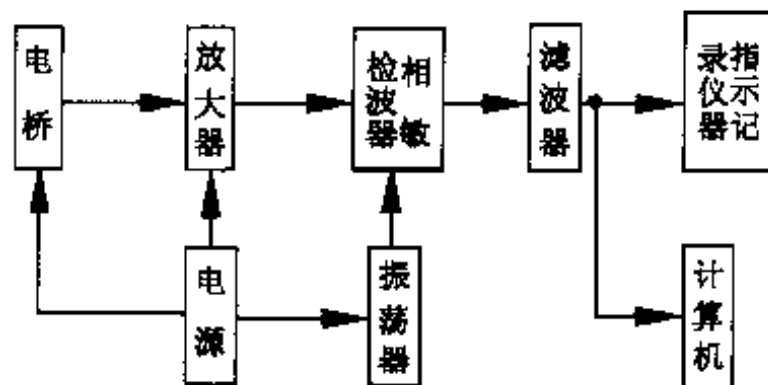


图 4—17 交流电桥测量电路

向即反映了被测应变的大小和方向(符号)。若用数字显示就可直接进行读数,若用记录仪器则可得变化曲线或数据纸带。还可通过计算机采集数据并进行处理。

不同种类的应变仪其电路组成略有差别,在一些功能电路上稍有变化。

第三节 电阻应变计式传感器的应用

一、电阻应变计式传感器应用特点

电阻应变计有两方面的应用:一是作为敏感元件,直接用于被测试件的应变测量;另一是作为转换元件,通过弹性元件构成传感器,用以对任何能转变成弹性元件应变的其它物理量作间接测量。

应变计式传感器有如下应用特点:

(1)应用和测量范围广。应变计可制成各种机械量传感器,如测力传感器可测范围为 $10^{-2} \sim 10^7 \text{ N}$, 压力传感器可测 $10^3 \sim 10^8 \text{ Pa}$, 加速度传感器可测到 10^3 级 m/s^2 。

(2)分辨力($1\mu\epsilon$:材料的轴向线应变, $1\mu\epsilon = 1 \times 10^{-6} \text{ mm/mm}$)和灵敏度高,尤其是半导体应变计,灵敏度可达几十毫伏每伏;精度较高(一般达 $1 \sim 3\% \text{ F.S.}$, 高精度达 $0.1 \sim 0.01\% \text{ F.S.}$)。

(3)结构轻小,对试件影响小;对复杂环境的适应性强,易于实施对环境干扰的隔离或补偿,从而可以在高低温、高压、高速、强磁场等特殊环境中使用;频率响应好。

(4)商品化,选用和使用都方便,也便于实现远距离、自动化测量。

因此,目前传感器的种类虽然已繁多,但高精度的传感器仍以应变计式应用最普遍。

二、测力传感器

应变计式传感器的最大用武之地是称重和测力领域。这种测力传感器的结构由应变计、弹性元件和一些附件所组成。视弹性元件结构形式(如柱形、筒形、环形、梁式、轮辐式等)和受载性质(如拉、压、弯曲和剪切等)的不同,有许多种类。

(1)柱筒形弹性元件式测力传感器

应变片布片和电桥联接如图 4—18 所示。有关参数如表 4—4 所示。

(2)环形弹性元件式测力传感器

应变片布片和电桥联接如图 4—19 所示,有关参数如表 4—5 所示。

(3)悬臂梁式测力传感器

应变片布片和电桥联接如图 4—20 所示,有关参数如表 4—6 所示。

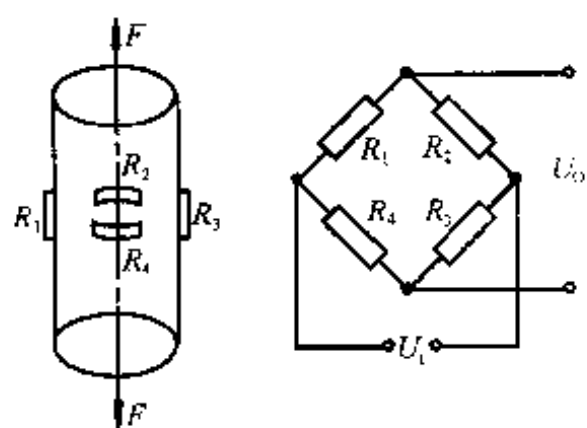


图 4—18 柱形弹性元件测力传感器

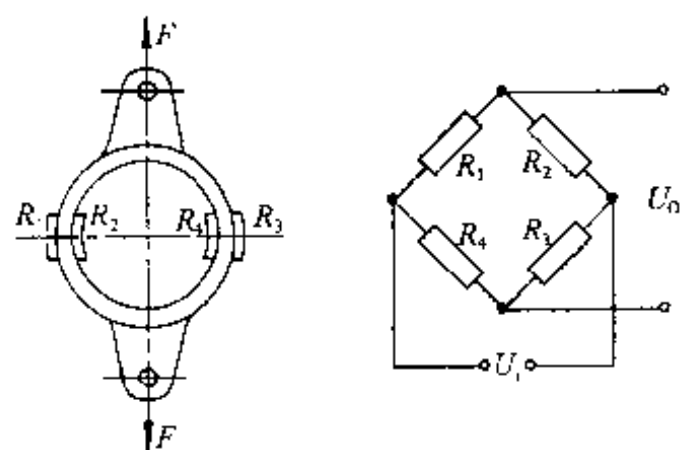


图 4—19 环形弹性元件测力传感器

表 4—4

弹性元件应变值	$\epsilon = \frac{F}{AE}$
工作应变片	R_1, R_3
补偿变片	R_2, R_4
输出电压(V)	$U_0 = \frac{k(1+\mu) U_1}{2AE} F$
符号说明	A —柱形截面积(m^2) E —弹性模量(N/m^2) F —被测力(N)
适用场合	适用于较大载荷的拉(压)力和称重测量

表 4—5

弹性元件应变值	$\epsilon = \frac{1.092FR}{bt^2E} (R > 20t)$
工作应变片	R_1, R_2, R_3, R_4
补偿应变片	R_1, R_2, R_3, R_4 互为补偿
输出电压(V)	$U_0 = \frac{1.092kRU_1}{bt^2E} F$
应用	应用于测量中等大小的力
符号说明	R —圆环半径(m) t —圆环厚度(m) b —圆环宽度(m)

表 4—6

弹性元件应变值	$\epsilon = \frac{6Fl}{Ebh^2}$
工作应变片	R_1, R_2, R_3, R_4
补偿应变片	R_1, R_2, R_3, R_4
输出电压(V)	$U_0 = \frac{6klU_1}{Ebh^2} F$
应用	小载荷测量($1 \sim 10^3 N$)
符号说明	l —受力点至应变片中心距离(m) b —梁的宽度(m) h —梁的厚度(m)

(4)轴弹性元件式测力传感器

应变片布片和电桥联接如图 4—21 所示。有关参数如表 4—7 所示。

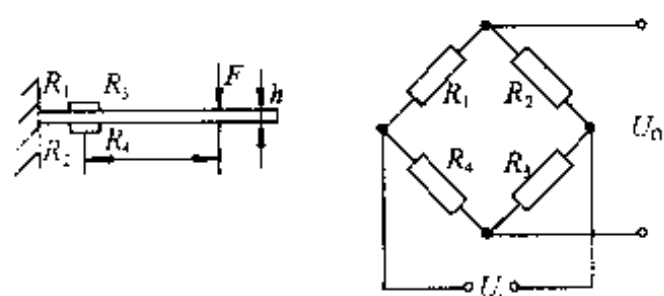


图 4—20 悬臂梁式测力传感器

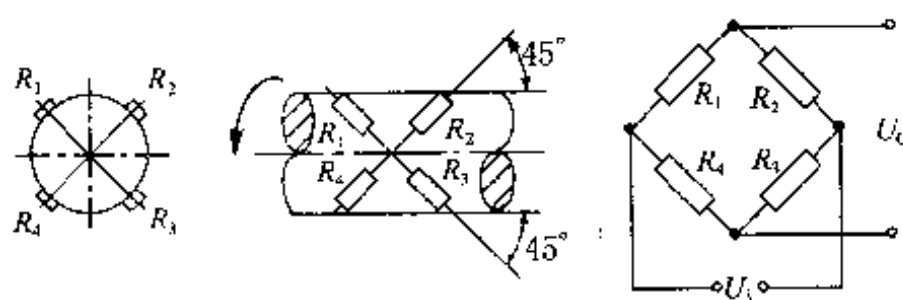


图 4—21 轴弹性元件式测力传感器

表 4—7

弹性元件应变值	$\epsilon = \frac{5(1+\mu)}{ED^3} M$ (实心), $\epsilon = \frac{16(1+\mu)DM}{\pi E(D^4 - d^4)}$ (空心)
工作应变片	R_1, R_2, R_3, R_4
补偿应变片	R_1, R_2, R_3, R_4 互为补偿
输出电压(V)	$U_0 = U_i k \epsilon$
应用	应用于测量扭矩
符号说明	D —轴外径(m) d —轴内径(m) M —扭矩(N·m)

三、位移传感器

应变式线位移传感器典型结构原理与图 4—20 相同。当被测物体产生位移时,悬臂梁随之产生与位移相等的挠度,因而应变片产生相应的应变。在小挠度情况下,挠度与应变成正比。将应变片接入桥路,输出与位移成正比的电压信号。

应变式位移传感器可用来近测或远测静态与动态的位移量。因此,既要求弹性元件刚度小,对被测对象的影响反力小,又要求系统的固有频率高,动态频响特性好。

四、其它应变式传感器

利用应变计除可构成上述主要应变传感器外,还可构成其它应变式传感器,如通过质量块与弹性元件的作用,可将被测加速度转换成弹性应变,从而构成应变式加速度传感器。又如通过弹性元件和扭矩应变计,可构成应变式扭矩传感器,等等。

五、应用示例

1. 基本应用

平面膜片式压力传感器,应变计连接成全桥,且 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, $R_1 = R_3 = R + \Delta R$, $R_2 = R_4 = R - \Delta R$,如图 4—22 所示,应变计的 $k = 2.0$,膜片允许测试的最大应变 $\epsilon = 800 \mu\epsilon$,对应的压力为 100kPa,电桥电压 U 为 5V,试求最大应变时,测量电路输出端电压为多少?当输出端电压为 3.2V 时,所测压力为多少? A_4 的作用是什么?

该例为恒压源供电,且为全桥等臂,则电桥输出电压

$$U'_0 = \frac{\Delta R}{R} U = k \epsilon U$$

则电桥输出电压灵敏度 $\frac{U'_0}{U} = k \epsilon = 2.0 \times 800 \times 10^{-6} = 1.6 \text{mV/V}$,该输出电压灵敏度意味着加标准压力(100kPa)时的输出电压 U'_0 ,每 1V 电桥电压 U 其值为 1.6mV。
故,电桥输出电压

$$U'_0 = 1.6 \text{ mV/V} \times 5 \text{ V} = 8 \text{ mV}$$

电路中 A_1, A_2, A_3 运放组成同相输入并串联差动放大器, 放大倍数

$$K_F = \left(1 + \frac{R_{f1} + R_{f2}}{R_h} \right) \frac{R_f}{R_5} = \left[1 + \frac{(20 + 20) \times 1000}{128.41} \right] \times \frac{20}{10} = 625$$

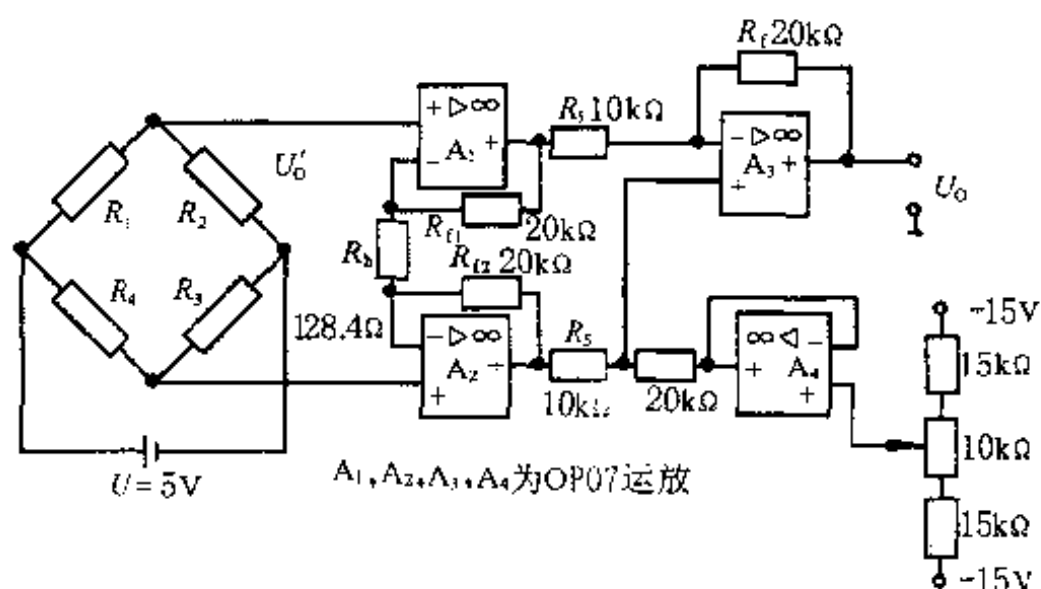


图 4—22 应变计传感器应用

则最大应变时电路输出端输出电压

$$U_0 = 8 \text{ mV} \times 625 = 5000 \text{ mV} = 5 \text{ V}$$

又因 $0 \sim 100 \text{ kPa}$ 压力对应输出电压 $0 \sim 5 \text{ V}$, 则当输出端电压为 3.2 V 时, 所以有

$$100 : 5 = P : 3.2$$

则

$$P = \frac{3.2}{5} \times 100 = 64 \text{ kPa}$$

从电路图中可知, A_4 构成为电压跟随器, 通过调整正输入端电位器, 从而调整 A_4 输出端电压, 与 A_2 的输出相加, 使压力传感器压力为零时, 电路输出端电压也为零, 即对电路进行调零。

2. 手提电子秤

手提式电子秤, 成本低, 称重精度高, 携带方便, 适于购物时用。称重传感器采用准 S 型,

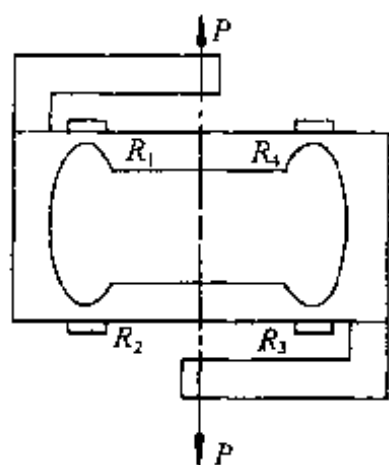


图 4—23 准 S 型称重传感器

双孔弹性体, 如图 4—23 所示, 重力 P 作用在中心线上。弹性体双孔位置贴四片箔式电阻应变片。双孔弹性体可简化为在一端受一力偶 M , 其大小与 P 及双孔弹性体长度有关。

测量电路如图 4—24 所示。主要由测量电桥、差动放大电路、A/D 转换及显示等组成。

测量电桥: 电阻应变片组成全桥测量电路。当传感器的弹性元件受到被称重物的重力作用时引起弹性体的变形, 使得粘贴在弹性体上的电阻应变片 $R_1 \sim R_4$ 的阻值发生变化。不加载荷时电桥处于平衡, 加载时, 电桥将产生输出。

选择 $R_1 \sim R_4$ 为特性相同的应变片, 其输出为

$$U_0 = \frac{E}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right)$$

由于 R_1 、 R_3 受拉, R_2 、 R_4 受压, 故 ΔR_1 、 ΔR_3 为正值, ΔR_2 、 ΔR_4 为负值, 又由于四个应变片的特性相同, 故电桥的输出为

$$U_0 = 4 \times \frac{E}{4} \times \frac{\Delta R}{R} = Ek\epsilon$$

差动电压放大电路: 由 A_1 和 A_2 组成一个电桥差动放大电路, 其放大倍数为

$$A_V = 1 + \frac{R_8 + R_9}{R_7} = 1 + \frac{30k + 30k}{5.1k} \approx 13。$$

A/D 转换器及显示: A/D 转换器选用 $3\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器 ICL7106, 其接线如图 4—24(a) 所示。本手提电子秤的称重量程为 5kg, 测量电桥的输出电压为 4.6mV, 输入到 A/D 转换器的电压约为 60mV。因此, 用量程为 200mV 的数字电压表电路测量显示重量较为合适。小数点选择百分位, 即用 DP_2 , 小数点的显示电路如图 4—24(b) 所示。

液晶显示器的驱动电源不能使用直流, 若用直流驱动显示, 液晶介质易被极化, 使寿命大大缩短, 因此, 驱动液晶的电源均用交流电。本电路使用交流方波电源。7106 的 BP 端(21脚)输出一系列方波。液晶显示的笔段电极和背电极(公共电极)间加上两个反相的方波电压时, 该笔段显示。如图 4—24(b) 所示, 4069 的一个反相器将 BP 方波反相加到小数点 DP_2 , 这样 DP_2 即显示。4069B 的 V_{SS} 端接 7106 的数字地为 TEST(37脚)。

电路中 R_{P1} 调零用, R_{P2} 调节运放的输出幅度。A/D 转换器电路中的 1k Ω 电位器可调节电子秤的满度, 当电子秤称准确的 5kg 重物时, 调节 1k Ω 电位器, 使液晶显示为 5.00(kg) 即可。

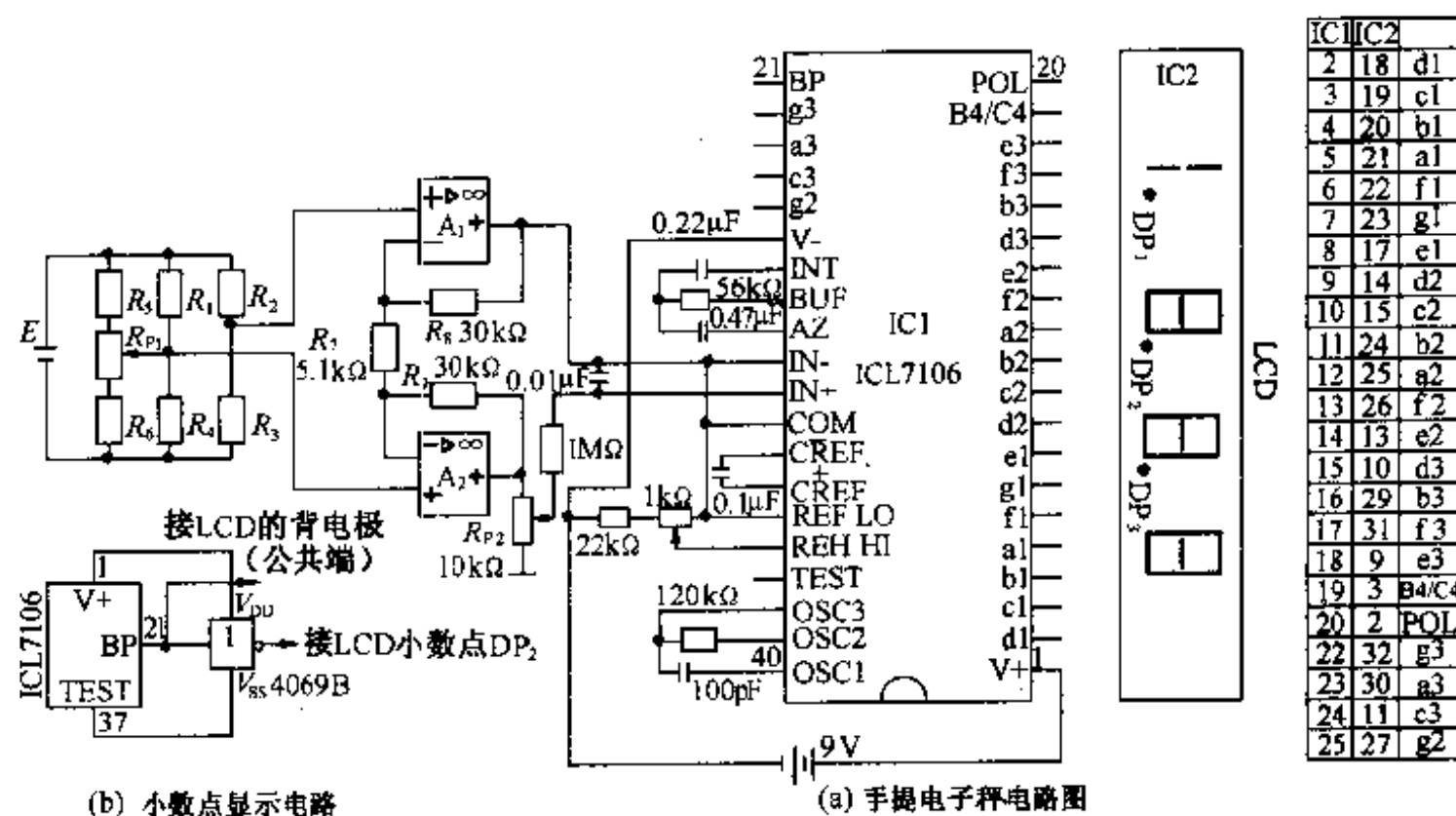


图 4—24 测量电路

第四节 压阻式传感器及应用

压阻式传感器是利用半导体材料的压阻效应和集成电路技术制成的传感器。它具有灵敏度高、动态响应快、测量精度高、稳定性好、工作温度范围宽、易于小型化、能够进行批量生产和

使用方便等一系列特点。因而获得了日益广泛和重要的应用。

70年代微电子集成技术的出现,解决了制造半导体硅的压阻式压力传感器技术,可以制成周边固支的电阻与硅膜片(硅弹性元件)一体化的硅杯式扩散型压力传感器,克服了半导体应变计式压力传感器存在的问题,使压阻式压力传感器成为人们普遍重视的一种新型传感器。80年代微电子高技术的发展,能在一块半导体硅上将传感器和计算处理电路集成在一起,制成“智能型传感器”,使压阻式压力传感器更为引人注目。

一、压阻效应及压阻系数

当在半导体材料上施加一作用力时,其电阻率将发生显著的变化,这种现象称为压阻效应。能产生明显的压阻效应的半导体材料很多,其中以半导体单晶硅的性能为最优良。

从前面所得的电阻—应变效应关系中已知:

$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2\mu) \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta \rho}{\rho}$$

对于金属导体来讲,由于 $\Delta \rho / \rho$ 很小,故 $\Delta R / R \approx (1 + 2\mu) \Delta l / l$, 所以金属导体的灵敏系数 $k_0 \approx 1.5 \sim 2.5$ (用于应变计的金属电阻丝的灵敏系数 $k = 1.9 \sim 2.3$) 之间。

而对于半导体材料来讲,电阻应变效应中由于 $\Delta \rho / \rho$ 较大,一般 $\Delta \rho / \rho \gg (1 + 2\mu) \Delta l / l$, 故半导体材料的电阻应变效应为

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} \quad (4-32)$$

依据半导体的压阻效应,即

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \pi \sigma \quad \text{或} \quad \frac{\Delta \rho}{\rho} = \pi E \epsilon$$

则半导体的电阻应变效应为

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi \sigma \quad \text{或} \quad \frac{\Delta R}{R} = \pi E \epsilon \quad (4-33)$$

式中 π ——半导体材料的压阻系数;

σ ——半导体所受的应力;

E ——半导体材料的弹性模量, $E = 1.67 \times 10^{11} \text{ Pa}$;

ϵ ——半导体的应变。

在材料的弹性变形限度内,由于硅在应力作用下其电阻率将发生变化,而当应力除去后硅的电阻率又能恢复到原来的数值。所以半导体硅材料也可作为弹性敏感元件,可在其上面做成周边固定的电阻而制成压力传感器。

半导体硅的压阻系数由于硅晶体的取向不同而不同,因此硅的压阻效应也与晶体的取向有关。一般情况下,半导体材料在应力作用下的电阻相对变化为

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_{//} \sigma_{//} + \pi_{\perp} \sigma_{\perp} \quad (4-34)$$

式中 $\pi_{//}$ ——材料的纵向压阻系数;

$\pi_{\perp}$ ——材料的横向压阻系数;

$\sigma_{//}$ ——纵向应力;

$\sigma_{\perp}$ ——横向应力。

对于 P 型硅,应力方向在 $[111]$ 晶向时灵敏系数(πE)最大。对于 N 型硅,则在 $[100]$ 晶向时灵敏系数最大。因此,加工时,要严格控制切割晶向的一致性。

二、半导体应变片

根据其制造工艺及安装方法不同,可分为体型、薄膜型、扩散型。

(1) 体型半导体应变片(粘贴式)

它是一种粘贴式应变片,如图 4—25(a),因此所使用的粘合剂及粘贴技术与金属应变计相同。但由于半导体应变片较脆,易损坏,所以操作时要特别小心。而且粘贴时所加压力要比金属应变片为低。体型半导体应变片又有一般型、温度自补偿型(N 型硅制成)、灵敏度补偿型、高电阻值型($2 \sim 10\text{k}\Omega$,可加较高电压)、超线性型(适用于大应变范围)和 P—N 组合型(具有较好的温度特性和线性度,适合于用普通钢作弹性元件的场合)。

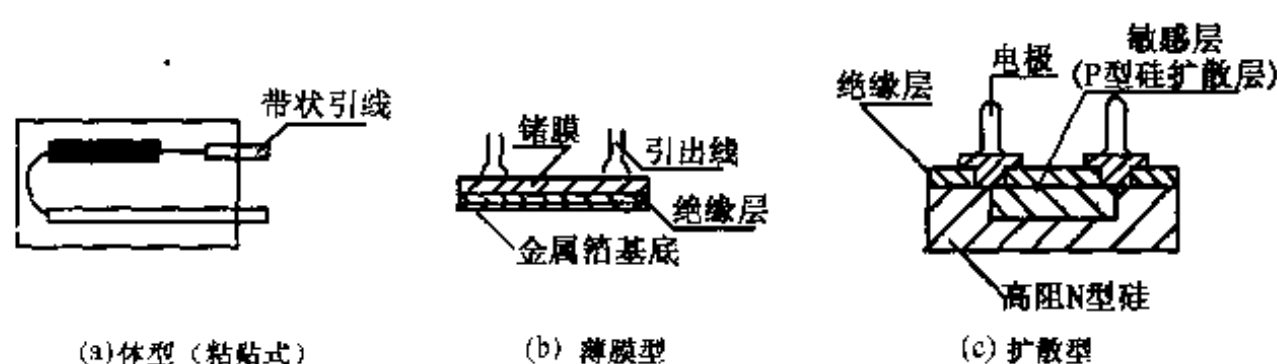


图 4—25 半导体应变片

(2) 薄膜型半导体应变片

它是利用真空沉积技术将半导体材料沉积在带有绝缘层的基底上制成的,结构示意图如图 4—25(b)所示。灵敏系数较高(约 30),电阻值 $120 \sim 10^6\Omega$,非线性误差约 0.2%,灵敏系数、温度系数与电阻温度系数较其它类型半导体应变片的低,使用温度范围为 $-150 \sim 200^\circ\text{C}$ 。它也是一种粘贴式应变片。

(3) 扩散型半导体应变片

它是在半导体材料硅的基片上用集成电路工艺制成扩散电阻(P 型或 N 型)构成的,结构示意图如图 4—25(c)所示。这种应变片的特点是稳定性好,机械滞后和蠕变小,但其线性度较金属与体型的差,灵敏系数、温度系数与体型的相同,都较金属和薄膜型大。

(4) 半导体应变片的特性

①线性度:半导体应变片在几百微应变范围内输出输入特性呈线性关系,但超出此范围则为非线性关系。其中 P 型硅的线性范围比 N 型硅的大,而它在拉伸时比压缩时线性度好。N 型硅的压应变线性度较其拉应变好。当采用 P 型、N 型并联的双元件应变片,可改善其非线性误差,也可采用其他非线性补偿方法。

②电阻温度特性:半导体应变片的电阻温度系数较金属应变片大 $1 \sim 2$ 个数量级,必须采用温度补偿。

③灵敏度温度特性:半导体应变片的灵敏系数在温度变化时会发生变化,因此工作在较大温度变化范围内,必须给予补偿。

④光特性:半导体受光照射时,其电阻值会减小,因此测量微力和低压力时要注意。

(5) 温度补偿和非线性补偿

① 温度补偿

采用电桥电路补偿:用同型号、电阻温度系数基本相同的两片(一片受拉,另一片受压)或四片(两片受拉、另两片受压)接成电桥,则可提高灵敏度,减小或消除温度误差。

使用温度自补偿应变片:N型半导体应变片的灵敏系数为负值,因此又称为温度自补偿型应变片。当它与被粘贴的试件的温度电阻变化之和为零或很小时,则达到了温度补偿的目的。

使用P—N组合型半导体应变片:将P型和N型应变片粘贴在弹性敏感元件上,组成同一力方向上电桥相邻的两臂,当温度变化时,它们的电阻变化率符号相反,大小相等,则可实现温度补偿。

采用热敏电阻补偿:在转换电桥的电源输入回路中串入负温度系数的热敏电阻,可实现灵敏系数温度补偿。

② 非线性补偿

利用预应力补偿:高于工作温度下粘贴N型应变片于较高膨胀系数的弹性元件上,冷却后相当于受预压力,使应变片线性范围增加。

利用P—N组合型补偿:P型和N型应变片的灵敏系数非线性方向相反,组合后则可减小非线性误差。

三、固态压阻式压力传感器

(1) 结构

它是以半导体材料(通常选用N型硅片)作为弹性敏感元件,在其上扩散制成P型电阻(其压阻系数大,灵敏度高,温度系数小),成为硅杯(有圆形、方形和矩形),其结构如图4—26(a)所示,图中硅杯是沿[110]切割的N型硅片上扩散四只沿[110]晶向的电阻。其他形式的电阻排列和方形硅杯电阻排列如图4—26(b)所示。从制造工艺考虑,一般选取[100]或[110]晶向的硅膜片,将硅杯周边固定,四只电阻接电桥,并加以引线,则构成压阻式压力传感器,如图4—26(d)、(e)。

(2) 特点

体积小,重量轻,可微型化,已有直径为0.8mm的微型压力传感器;频率响应范围宽,目前固有频率达1.5MHz以上,适合动态测量;精度高,可达0.5%~0.05%;灵敏度高;抗干扰能力强,可在恶劣环境下工作。

(3) 电桥电源及其特点

固态压阻式传感器的四个扩散电阻接成电桥,如表4—8所示。

(4) 固态压阻式传感器的补偿

对扩散型半导体传感器,可利用激光调阻进行补偿,在很宽的温度范围内保持零点、灵敏度、线性和稳定性等技术指标。传感器生产厂商在制造时已作好补偿,只要选择合适的传感器使用就可以了。

四、压阻式传感器的应用

压阻式传感器应用最多的是扩散型半导体应变片,尤其是扩散型硅压力敏感芯片,利用其

现已生产出多种压力传感器,加速度传感器。广泛应用于石油、化工、矿山冶金、航空航天、机械制造、水文地质、船舶、医疗等科研及工程领域。

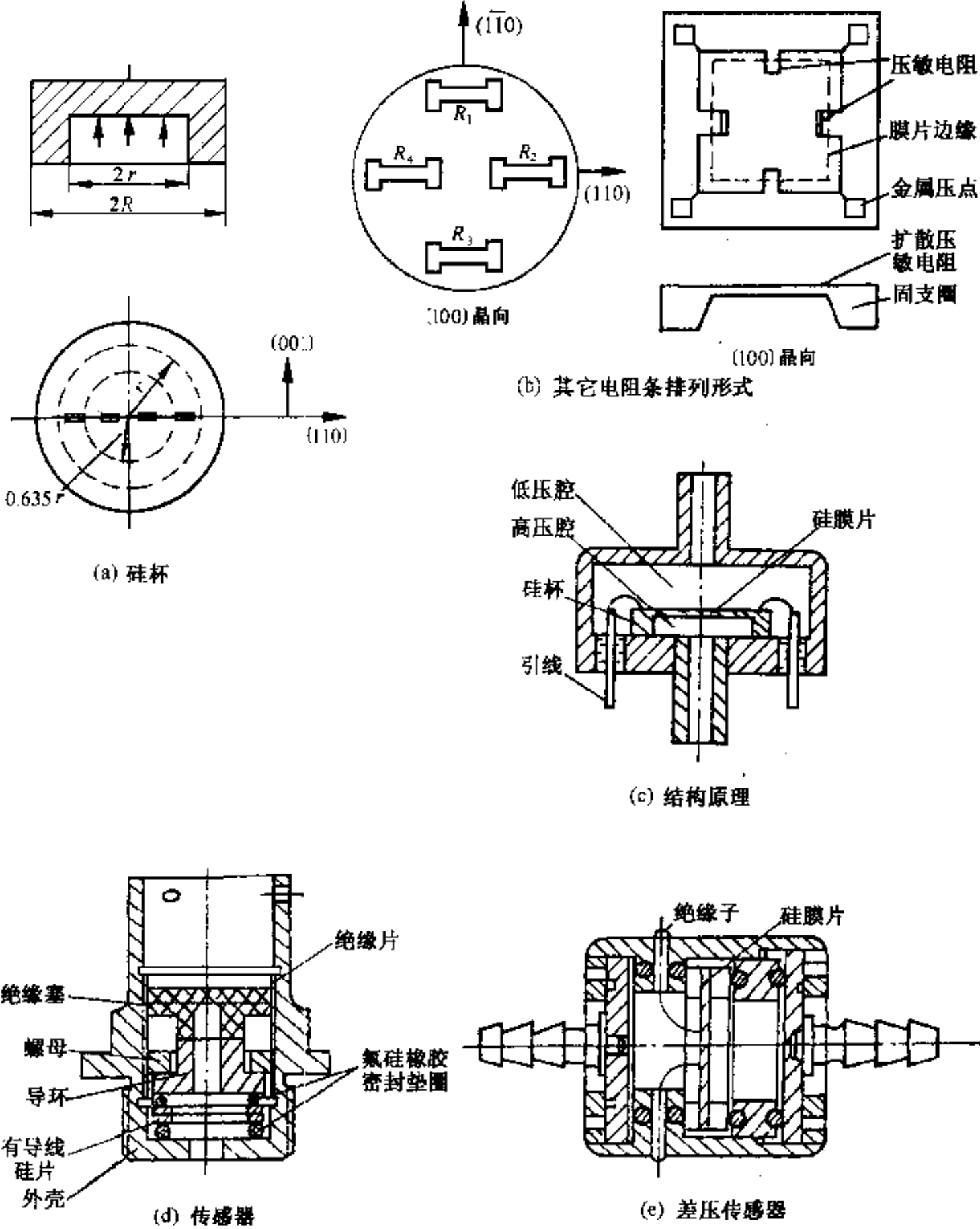


图 4—26 固态压阻式传感器

1. 压阻式压力传感器的三种测量方式

压阻式压力传感器可以测量绝对压力、表压力及差动压力。

绝对压力传感器有一个密封的近似真空的参考真空室,也就是说在未测量时,膜片上已作用一个大气压的压力了。若施加的压力大于大气压,则是正压;若施加的压力小于大气压,则为负压。

表压式压力传感器的一端是被测介质压力端,另一端有小孔与大气相通。

差压式压力传感器有两个压力腔,一个为高压腔,另一个为低压腔。应用时两个腔不能倒置。

表 4—8 电桥电源及其特点

电 源	示 意 图	电桥输出电压	特 点
恒压源		$U_0 = \frac{\Delta R}{R_0 + \Delta R_T} U$ $\Delta R_T \text{—温度升高时每个扩散电阻的变化值}$	与恒压源 U 大小和精度有关,不能消除温度的影响
恒流源		$U_0 = \Delta R I_0$	输出与温度无关,不受温度的影响,与恒流 I_0 的大小及精度有关
表中符号	R_0 —四个扩散电阻的原始阻值(Ω) ΔR —受压力作用的电阻变化量(Ω) U —电桥电源电压(V) I_0 —电桥电源电流(A)		

2. 压力传感器的分类

(1)压力传感器可根据输出信号及体内是否装入放大电路分为:压力传感器和压力变送器。

压力传感器体内没有装入放大电路,满量程输出为毫伏级,带负载能力低,不能直接与计算机接口。

压力变送器体内装入放大电路,输出通常为 4~20mA DC 或(0)1~5V DC,可以直接与计算机接口。

(2)压力传感器根据其是否能测量腐蚀性介质及适应恶劣环境可分为:通用式和隔离式。

通用式压力传感器采用扩散硅压力敏感芯片,并对其进行温度补偿,通常装配在不锈钢壳体中,输出的电压信号与作用压力有良好的线性关系,实现了对压力的准确测量,要求被测介质为非腐蚀性或弱腐蚀性的气体、液体。

隔离式压力传感器采用隔离膜式传感器芯体装配在不锈钢壳体中,具有极好的抗腐蚀性和长期稳定性。传感器在全温度范围内用激光调阻进行补偿,在很宽的温度范围内保持零点、灵敏度、线性和稳定性等技术指标,具有很高的性能价格比。

(3)液位传感器

液位传感器是扩散型压阻式压力应变片的应用。其工作原理与压力传感器相同,只不过它的输出与被测液体的深度对应,而且外壳与防水导气电缆密封连接,可连续投入液体中长期

使用,用于对水位或液位的测量与控制。分为液位传感器、隔离式液位传感器及液位变送器。

3. 压阻式压力传感器型号

通常国产压阻式压力传感器型号如图 4-27。

如 ZHP100G-0.1-B-I 为 100 系列普通压力传感器,测量为表压,量程为 0~0.1MPa,精度等级为 B 级,外壳为 I 型。

4. 压阻式压力传感器选用

在选用压阻式压力传感器时应注意下列事项:

- ①根据被测量的压力性质选择表压、差压或绝压测量方式。
- ②根据测量介质的种类、腐蚀性和温度,选择普通或防腐,耐高温等传感器产品。
- ③根据工作压力值选择传感器或变送器的量程,使工作压力值为传感器的标准量程的 60%~80%为宜。
- ④传感器精度等级的确定应根据测量系统分配给传感器的最大误差来选取。
- ⑤差压类传感器、变送器,若非特殊说明,一般使用在正差压情况即高压端压力高于低压端。
- ⑥一般情况下,系统中最大可能出现的压力应低于产品的允许最大过载,禁止超极限运行。
- ⑦差压产品应注意选择其工作压力应小于最大耐静压值。
- ⑧根据工作环境的温度、湿度、振动及系统的联接形式选择合理的传感器、变送器接口。

5. 典型压阻式压力传感器

(1)ZHP110 系列隔离式高精度通用压力传感器

该系列传感器采用隔离膜式传感器芯体装配在不锈钢壳体中,具有极好的抗腐蚀性和长期稳定。传感器在全范围内用激光调阻进行补偿,在很宽的温度范围内保持零点、灵敏度、线性和稳定性等技术指标。

①主要技术指标

主要技术指标如表 4-9 所示。

表 4-9

标准量程	0~20kPa,0~35MPa	补偿温度	0~+60℃
过 载	标准量程的 200%	工作温度	-40~80℃
供电电源	恒流 1~1.5mA DC	壳体	1Cr18Ni9Ti
零位输出	$V_0 \leq \pm 2\text{mV DC}$	测量介质	腐蚀气体、液体
满量程输出	$100\text{mV} \pm 25\%$	测量类型	表压、绝压

②外型与接口

如图 4-28 所示。

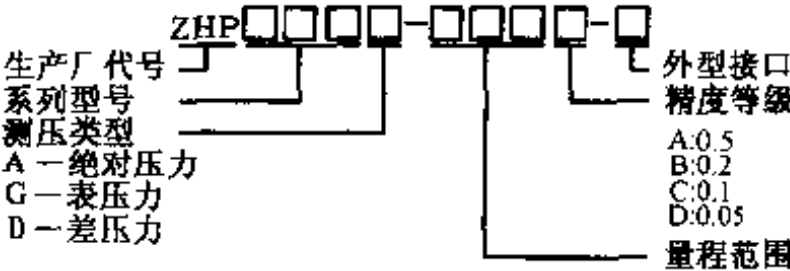


图 4-27 压阻式压力传感器型号

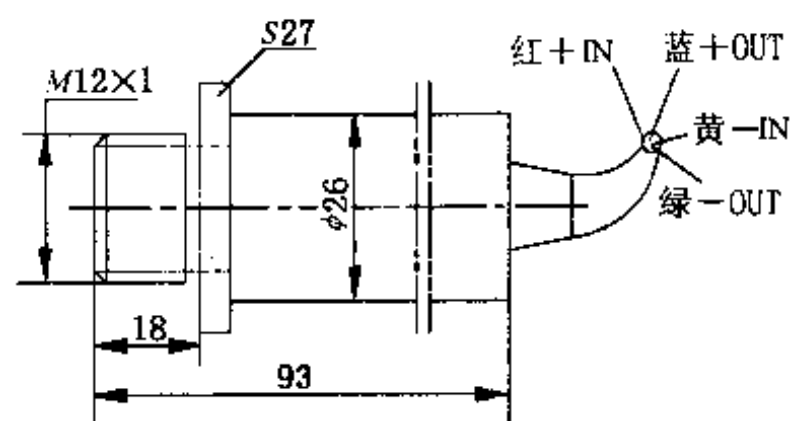


图 4—28 ZHP110 隔离式高精度通用压力传感器

③性能参数

如表 4—10 所示。

表 4—10

指标 等级	零点时漂 mV/8h	零点温度系数 $\times 10^{-4}/^{\circ}\text{C F.S.}$	灵敏度温度系数 $\times 10^{-4}/^{\circ}\text{C F.S.}$	非线性 $\pm \% \text{F.S.}$	迟滞、重复性 $\% \text{F.S.}$
B	0.1	3	2	0.15	0.1
C	0.1	1.5	1.5	0.1	0.05
D	0.15	0.5	0.5	0.05	0.05

(2)ZHP118 系列隔离式高精度压力变送器

该系列隔离式高精度压力变送器,采用高精度、高稳定性的带不锈钢隔离膜片的压阻式传感器和高性能专用放大电路板装入不锈钢壳体内而成。传感器经计算机自动测试并用激光调阻工艺进行全温度范围的零点和满量程补偿,具有优良的温度特性和灵敏度线性。可适用各种恶劣环境和腐蚀性介质。输出信号为标准 4 ~ 20mA DC 或 1 ~ 5V DC,可直接与计算机连机。

①主要技术指标

测量范围:0 ~ 1000kPa,0 ~ 35MPa

过载:150%标准量程

精度:0.1%,0.25%,0.5%

零点温度系数: $3 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C F.S.}$ ($\leq 100\text{kPa}$), $2 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C F.S.}$ ($> 100\text{kPa}$)

灵敏度温度系数: $3 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C F.S.}$ ($\leq 100\text{kPa}$), $2 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C F.S.}$ ($> 100\text{kPa}$)

长期稳定性: $\pm 2\% \text{F.S.}/\text{年}$

供电电源:24V DC $\pm 5\%$

输出信号:二线制:4 ~ 20mA DC

三线制:0 ~ 5V DC(可选)

工作温度:-20 ~ +80 $^{\circ}\text{C}$

壳体:1Cr18Ni9Ti

电缆:聚乙烯专用电缆

压力接口: M20×1.5 或 M12×1

②变送器安装使用

a 变送器可直接安装在被测压力管道的法兰接口上,为安装和调试方便,应在法兰与变送器之间加装截止阀。

b 调校零点和满度输出,只需拧开壳体螺帽,用螺丝刀轻轻调节零位及满度电位器即可。

c 变送器外形及电气连接

ZHP118 隔离式高精度压力变送器外形如图 4—29 所示。

对于两线制成压力变送器,电气连接如图 4—30 所示。

对于三线制式压力变送器,电气连接如图 4—31 所示。

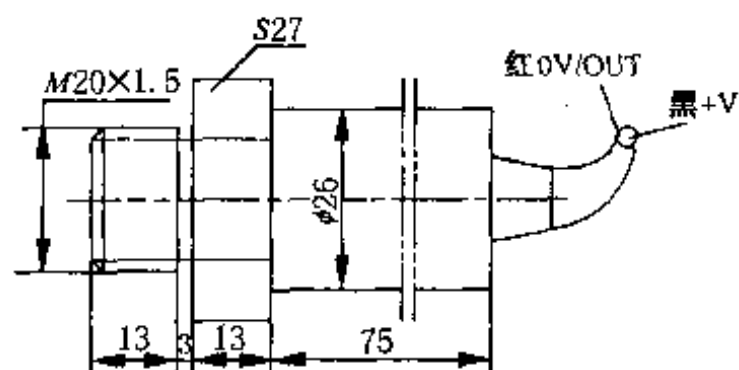


图 4—29 ZHP118 隔离式高精度压力变送器

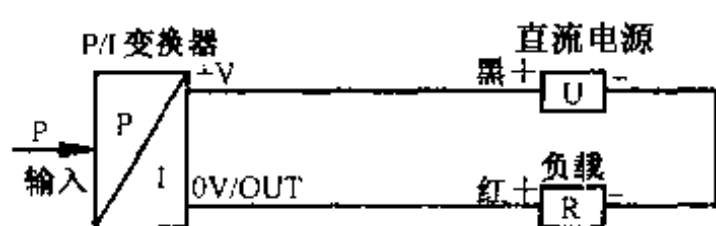


图 4—30 4—20mA DC 输出的变送器
电气连接图

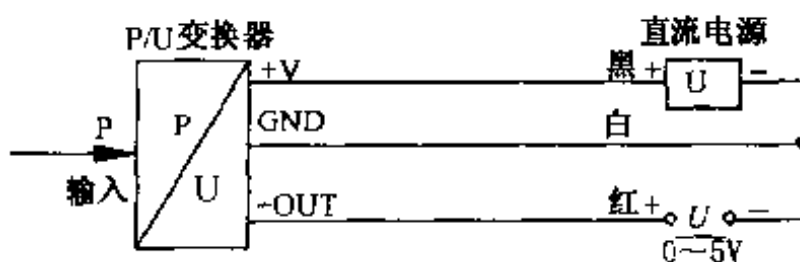


图 4—31 0~5V DC 输出的变送器
电气连接图

6. 应用示例

(1) 恒流工作测压电路

图 4—32 是压力传感器实用电路。传感器采用绝对压力传感器,恒流驱动,电流为 1.5mA,灵敏度为 6~18(mV/N/cm²),额定压力范围为 0~9.8N/cm²。

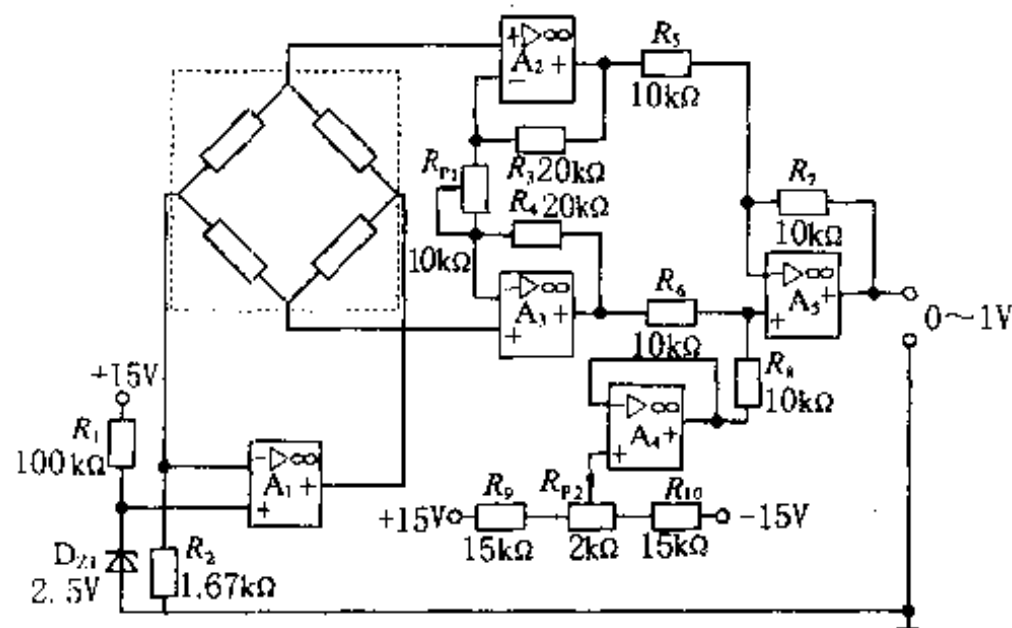


图 4—32 恒流工作电路

电路中 D_{Z1} 采用 LM385, 其稳定电压为 2.5V, 作为传感器提供 1.5mA 恒流源的基准电压。因为电源电压为 +15V, 所以电阻 R_1 压降为 12.5V。则流过 R_1 及 D_{Z1} 的电流为 125 μ A。

电阻 R_2 上的电压与 D_{Z1} 电压相同, 也为 2.5V, 所以恒流源传感器的运放 A_1 的输出电流为 $(2.5V/1.67k\Omega)1.5mA$ 。

压力传感器的应变电阻为桥式连接, 从传感器输出端取出的电流要变换为差动电压输出。因此, 要采用输入阻抗高, 放大倍数大的差动电压放大电路(A_2 和 A_3)。但传感器输出电压很低, 为 60~180mV, 因此, 如果要求测量精度很高时, 必须选用失调电压极小的运放。

因为压力传感器输出为 60~180mV, 如果要求放大电路输出电压为 1V, 则要求放大电路增益为 5.5~17 倍可调, 此电路增益 A_V 可表示为

$$A_V = \left(1 + \frac{R_3 + R_4}{R_{P1}} \right) \frac{R_7}{R_5}$$

可以算出 A_V 满足要求。 A_5 为差动输入, 单端输出的放大电路, 把电压差信号变换成对地输出信号, 此处 A_5 的放大倍数为 1。

当压力为 0 时, 传感器输出应为 0。但实际上, 压力为 0 时, 传感器桥路不平衡, 有约 $\pm 5mV$ 电压, 如果 A_2 和 A_3 差动放大器的增益为 5 倍, 则输出就有 $\pm 25mV$ 的电压, 因此, 要进行补偿。

为补偿传感器桥路不平衡所产生的电压, 将电位器 R_{P2} 所形成的电压经 A_4 进行阻抗变换, 再通过 R_8 加到 A_5 的同相输入端, 就可起到补偿作用。 A_4 接成电压跟随器, 用流经 R_8 的电流转换成电压对桥路不平衡的电压进行补偿。

(2) 恒压工作测压电路

图4—33所示为恒压源压力传感器应用电路, 所用压力传感器的量程为 0~20kPa, 满量

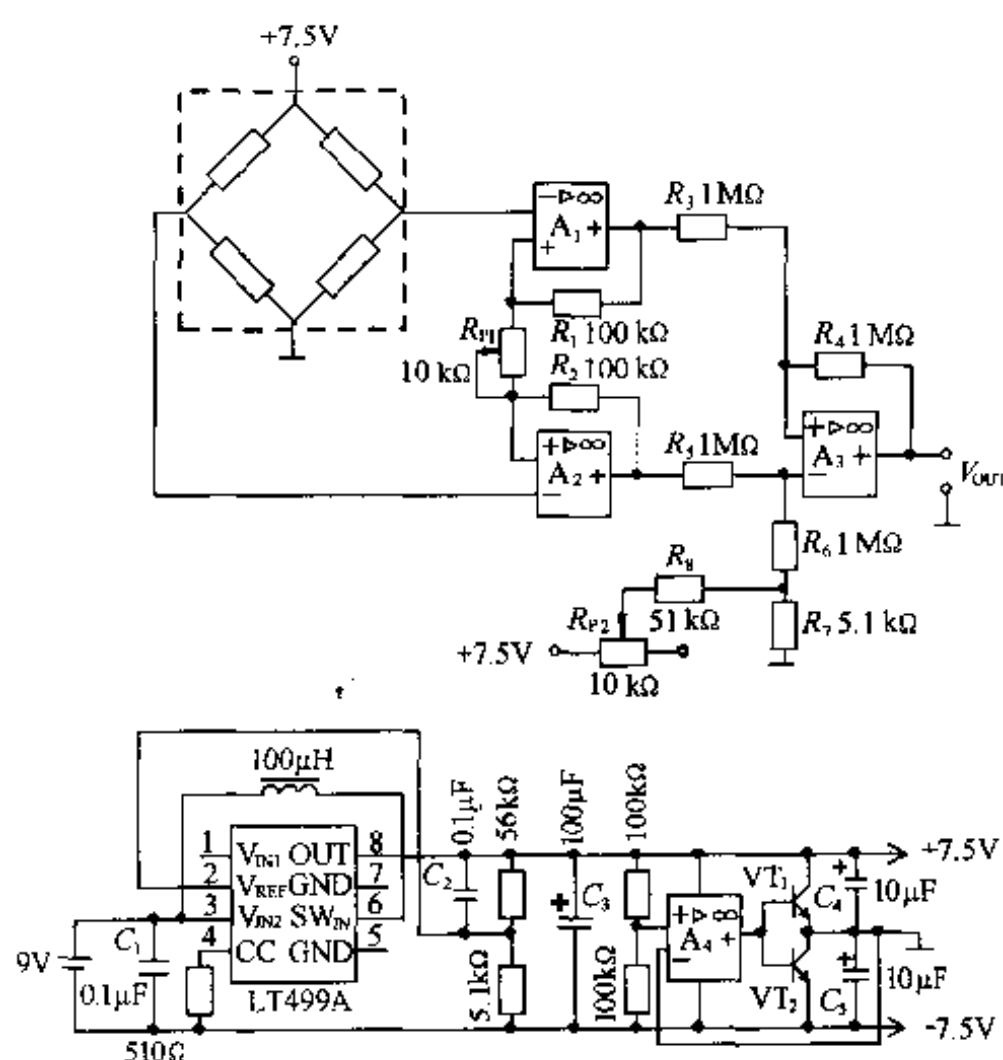


图 4—33 恒压工作电路

程输出为 100mV , 电源电压为 7.5V , 要求输出为 $0\sim 5\text{V}$ 。

电源采用 9V 电池, 用 TL499A 将 9V 电压升到 15V , 再经运放 A_4 变为 $\pm 7.5\text{V}$, $+7.5\text{V}$ 作为电桥恒压源; $\pm 7.5\text{V}$ 并为 R_{P2} 供电。

若满量程输出为 5V , 则放大倍数应为 $5\text{V}/0.100\text{V} = 50$, 可以看出 $A_v = \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_{P2}}\right) \cdot \frac{R_4}{R_3}$, 最小为 $\left(1 + \frac{100 + 100}{10}\right) \times \frac{1}{1} = 21$ 。

若 $R_{P1} = 1\text{k}\Omega$, 则为 $\left(1 + \frac{200}{1}\right) \times \frac{1}{1} = 201$ 倍。

故, 只要适当调整 R_{P1} , 可使 $0\sim 20\text{kPa}$ 压力时, 输出为 $0\sim 5\text{V}$ 。

失调电压可用 R_{P2} 调整。

(3) 压力控制电路

有一数控铣床, 其主轴箱的重力由液压柱塞缸平衡。柱塞缸由液压站供油, 要求供给柱塞缸的液压油压力在 $4.0\sim 5.0\text{MPa}$ 范围内, 当超出此范围时, 给出报警信号从而使进给运动停止, 并停止液压站工作, 其原理如图 4—34 所示。

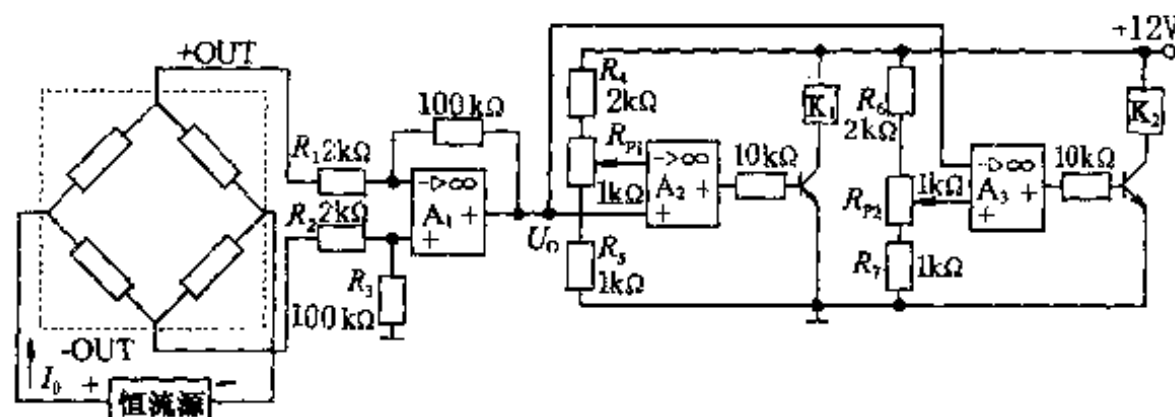


图 4—34 压力控制原理图

图中的压力传感器可选择量程为 $0\sim 6\text{MPa}$ 的压力传感器, 满量程输出为 100mV , 装在液压站主回路中。 A_1 为差动放大器, 放大倍数为 50 , 把 $0\sim 100\text{mV}$ 放大到 $0\sim 5\text{V}$ 输出。

可以算出, 当压力为 4.0MPa 时, A_1 的输出为 3.33V , 当压力为 5.0MPa 时, A_1 的输出为 4.17V , 这样 $4.0\sim 5.0\text{MPa}$, 对应的输出电压为 $3.33\sim 4.17\text{V}$ 。

A_2, A_3 为电平比较器, 对 A_2 来说, 当 $U_0 > 3.33\text{V}$ 时, A_2 输出为高电平, 当 $U_0 < 3.33\text{V}$ 时, A_2 的输出为低电平。对 A_3 来说, 当 $U_0 < 4.17\text{V}$ 时, A_3 的输出为高电平, 当 $U_0 > 4.17\text{V}$ 时, A_3 输出为低电平。

故只有 A_2, A_3 输出都为高电平, 油压才正常; A_2, A_3 有一个输出为低电平, 油压均不正常, 从而驱动继电器 K_1, K_2 动作, 从而去完成控制。

第五章 电感式传感器及应用

电感式传感器是以电和磁为媒介,利用磁场的变化引起线圈的电感量或互感量的变化,把非电量转换为电量的装置。它们能把输入的物理量,如位移、振动、加速度、力、压力、扭矩以及流量等转换成电量。它也是非电量检测中应用比较广泛的一类传感器。

电感式传感器种类较多,本章介绍电感式传感器、差动变压器式传感器、电涡流式传感器的原理及其应用。

电感式传感器与其它类型的传感器相比,有如下显著的优点:灵敏度高、分辨力高(能测 $0.1\mu\text{m}$ 的机械位移,能感受 $0.1''$ 的微小角度变化)、线性较好(非线性误差可达 0.1%)、输出功率大等。其主要缺点是频率响应较低。

第一节 电感式传感器(自感式传感器)

电感式传感器是利用线圈自身电感的改变来实现非电量与电量的转换。目前常用的电感传感器有三种类型:变气隙型、变面积型和螺管插铁型。它们的基本结构包括线圈、铁芯和活动衔铁等三个部分。

一、变磁路气隙式电感传感器

图5—1所示为变气隙式电感传感器的结构型式。活动衔铁3和铁芯2都由截面积相等的高导磁材料做成,线圈1绕在铁芯上,衔铁和铁芯间有一气隙 δ 。当活动衔铁作纵向位移时,气隙 δ 发生变化,从而使铁芯磁路中的磁阻发生变化,磁阻的变化将使线圈的电感量发生变化。这样,活动衔铁的位移量与线圈的电感量之间存在一定的对应关系,只要测出线圈的电感量变化就可以得知位移量的大小。这就是变气隙型电感传感器的工作原理。

从电工学中可知线圈的电感量 L 为

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{W\Phi}{I} \quad (5-1)$$

式中 Ψ ——与线圈交链的磁链;

Φ ——由激励电流产生的磁通量;

I ——流过线圈的电流;

W ——线圈匝数。

从磁路理论得知,线圈通以电流 I 后激励的磁通量 Φ 为

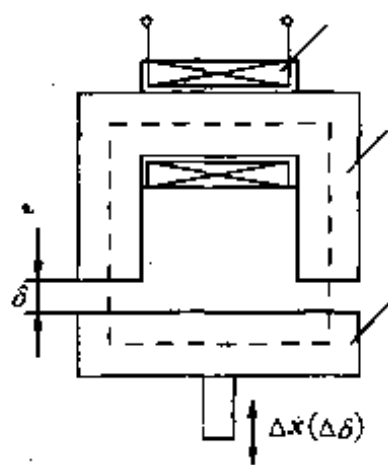


图5—1 变气隙式电感传感器的结构示意图
1—线圈;2—铁芯;3—衔铁

$$\Phi = \frac{WI}{R_m} \quad (5-2)$$

式中, R_m 为磁通通过路径的磁阻。

式(5-2)是磁路的欧姆定律表示式,代入式(5-1)后得: $L = W^2/R_m$ 。从结构中可知,磁路磁阻由三个部分组成:①线圈外部空间漏磁磁路的磁阻 R_0 ;②导磁体(铁芯和衔铁)的磁阻 R_F ;③磁通路径上气隙的磁阻 R_δ 。即总的磁阻 R_m 为 R_F 、 R_δ 串联后与 R_0 并联的结果。但由于漏磁很少,即 R_0 很大很大,故

$$R_m \approx R_F + R_\delta \quad (5-3)$$

而导磁体磁阻 R_F 由于铁芯和衔铁都是高导磁材料做成的,它与 R_δ 相比显得很小,故对于变气隙电感传感器,其磁路的磁阻由气隙磁阻所决定,即磁阻的求计公式可近似为

$$R_m = R_\delta = \frac{2\delta}{\mu_0 A} \quad (5-4)$$

联立式(5-1)、(5-2)、(5-4)线圈的电感量 L 为

$$L = \frac{W^2}{R_m} = \frac{W^2 \mu_0 A}{2\delta} = \frac{W^2 \mu_0 A}{l_\delta} \quad (5-5)$$

式中 A ——气隙磁路的横截面积,也就是导磁体的横截面积;

l_δ ——气隙总长度(图 5-1 中气隙为两个,故 $l_\delta = 2\delta$);

μ_0 ——空气的导磁系数。

式(5-5)表明,线圈电感量与线圈总匝数 W 、导磁体横截面积 A 、空气导磁系数 μ_0 以及气隙总长度 l_δ 有关。当传感器结构一定后, W 、 μ_0 与 A 均为定值,气隙总长度 l_δ 的变化将使线圈电感量 L 发生变化,它们之间的关系如图 5-2 示。图中可见, $L-l_\delta$ 的关系是非线性的关系。由于实际上 $l_\delta = 0$ (即 $\delta = 0$) 时, $R_m = R_F$, 故 $L \neq \infty$, 而为一个定值。若衔铁位移 Δx , 单个气隙变化量 $\Delta\delta$ 很小时,可以认为 $L-l_\delta$ 的关系为近似线性。

当衔铁位移使气隙减少 $\Delta\delta$ 时(即衔铁向上位移 Δx), 线圈电感变化量为

$$\begin{aligned} \Delta L &= L_1 - L_0 = \frac{W^2 \mu_0 A}{2(\delta - \Delta\delta)} - \frac{W^2 \mu_0 A}{2\delta} \\ &= L_0 \frac{\Delta\delta}{\delta} \left(\frac{1}{1 - \frac{\Delta\delta}{\delta}} \right) \end{aligned}$$

若 $\Delta\delta/\delta \ll 1$,

$$\Delta L \approx L_0 \frac{\Delta\delta}{\delta} \quad \text{或} \quad \frac{\Delta L}{L_0} = \frac{\Delta\delta}{\delta} \quad (5-6)$$

式(5-6)告诉我们,当活动衔铁的位移量很小时,线圈的电感变化量(或相对变化量)与位移量有线性关系。

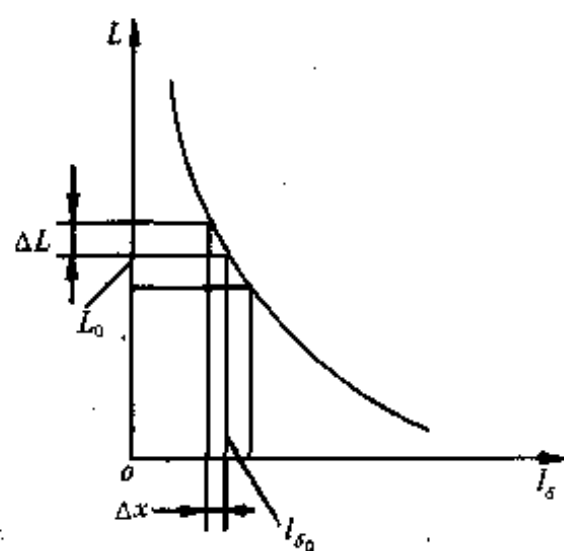


图 5-2 变气隙电感传感器的基本关系

变气隙式电感传感器的电感灵敏度为

$$k_L = \frac{\Delta L}{\Delta x} = \frac{\Delta L}{\Delta \delta} = \frac{L_0}{\delta} \quad (5-7)$$

实际上 $L - l_\delta$ 为非线性关系, 它的非线性误差为

$$e_f = \left(\frac{\Delta x}{\delta} \right)^2 \times 100\% \quad (5-8)$$

从式(5-7)可知, 为使电感传感器的电感灵敏度提高, 可减小气隙 δ , 但 δ 减小则 Δx 受限制, 那么位移测量范围将减小。而且从式(5-8)中可知, 气隙 δ 减小时, 非线性误差将增大。故一般取 $\Delta x = (0.1 \sim 0.2)\delta$, $\delta = (l_\delta/2) = 0.1 \sim 0.5\text{mm}$ 。

二、变气隙磁路截面积式电感传感器

气隙长度 δ 保持不变, 而改变铁芯与衔铁之间的相对遮盖面积(即气隙磁路截面积)的电感传感器叫变面积型电感传感器。其结构示意图如图 5-3 所示。

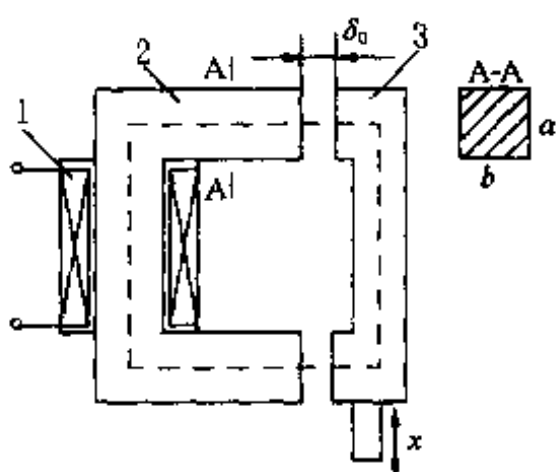


图 5-3 变气隙磁路截面积
电感传感器结构示意图
1—线圈; 2—铁芯; 3—衔铁

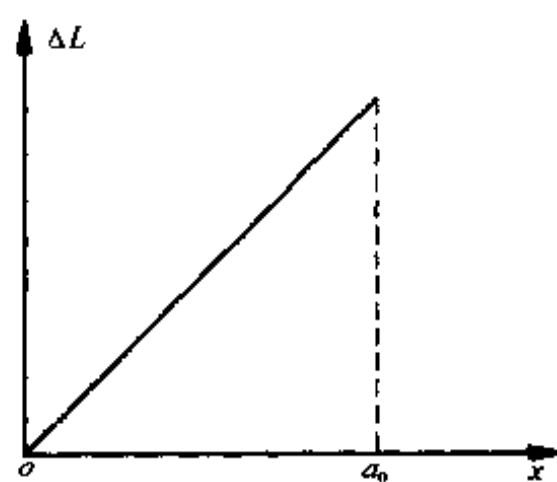


图 5-4 变气隙磁路截面积
电感传感器 $\Delta L-x$ 关系

变面积式电感传感器线圈电感量的求计也如变气隙间距式电感传感器一样(用式(5-5)求计)。只是这里的输入位移量 x 使气隙磁路截面积发生变化, 从而使线圈电感量有了变化。

设初始时铁芯与衔铁之间的相对遮盖面积(即铁芯横截面积) $A = ab$, a 为截面长度, b 为截面宽度。衔铁的位移量为 x 。则由于衔铁位移而产生的线圈电感变化量为

$$\begin{aligned} \Delta L = L_0 - L &= \frac{W^2 \mu_0 A}{2\delta} - \frac{W^2 \mu_0 b(a-x)}{2\delta} \\ &= \frac{W^2 \mu_0 bx}{2\delta} = L_0 \frac{x}{a} \end{aligned} \quad (5-9)$$

其电感的相对变化量为

$$\frac{\Delta L}{L_0} = \frac{x}{a} \quad (5-10)$$

式(5-9)和(5-10)表明, 变面积式电感传感器的电感变化量(或相对变化量)与输入位移量有线性关系。图 5-4 所示为变面积式电感传感器 $\Delta L - x$ 的关系, 是一条直线。实际上, 这条直线是有范围的, 一但当 $x > a$ 时就不再存在直线关系了, 同时, 由于漏磁阻的影响, 其线性范围也是有限的。

这种传感器的电感灵敏度为

$$k_L = \frac{\Delta L}{x} = \frac{L_0}{a} \quad (5-11)$$

三、螺管插铁型电感传感器

如图 5—5 所示,一个螺管线圈内套入一个活动的柱型衔铁,就构成了螺管型电感传感器。

螺管型电感传感器的工作原理是基于线圈激励的磁通路径因活动的柱型衔铁的插入深度不同,其磁阻发生变化,从而使线圈电感量产生了改变。在一定范围内,线圈电感量与衔铁位移量(衔铁插入深度)有对应关系。

假定螺管内磁场强度是均匀的,而且衔铁插入深度 l_c 小于螺管长度 l ,则单个线圈的电感量和衔铁进入长度的关系为

$$L = \frac{4\pi^2 W^2}{l^2} [lr^2 + (\mu_m - 1)l_c r_c^2] \quad (5-12)$$

或

$$L = L_0 \left[1 + (\mu_m - 1) \frac{l_c}{l} \cdot \left(\frac{r_c}{r} \right)^2 \right] \quad (5-13)$$

式中 L ——单个线圈的电感量;

L_0 ——空心螺管线圈的电感量, $L_0 = \frac{4\pi^2 r^2 W^2}{l}$;

W ——单个线圈的匝数;

r ——线圈的平均半径;

r_c ——柱形衔铁的半径;

l ——单个螺管线圈长度;

l_c ——柱形衔铁插入到单个螺管内的长度;

μ_m ——铁芯的有效磁导率。

在式(5-13)中,当螺管结构确定后, r, W, l, r_c 及 μ_m 均为定值,而且 l_c 实际上为衔铁的位移输入量。可见,螺管插铁型电感传感器的电感量 L 与位移量 $x(l_c)$ 有线性关系。图 5—6 所示即为 $L-x$ 的关系。

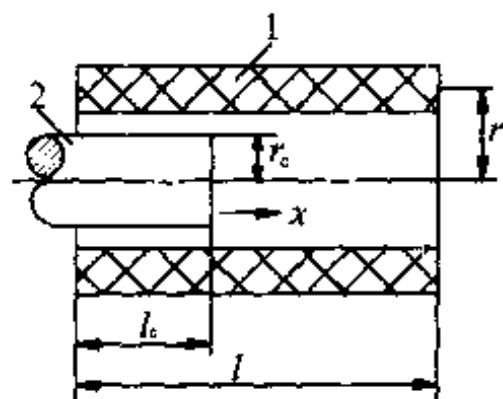


图 5—5 螺管插铁型
电感传感器结构示意图

1—螺管线圈;2—衔铁

若衔铁上输入一个位移 x ,则螺管线圈电感的变化量为

$$\Delta L = L - L_0$$

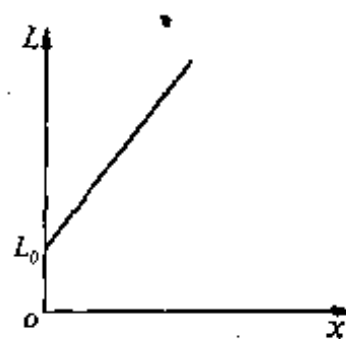


图 5—6 螺管插铁型
电感传感器 $L-x$ 关系

$$= L_0(\mu_m - 1) \frac{x}{l} \left(\frac{r_c}{r} \right)^2 \quad (5-14)$$

或

$$\frac{\Delta L}{L_0} = (\mu_m - 1) \frac{x}{l} \times \left(\frac{r_c}{r} \right)^2 \quad (5-15)$$

式(5—14)和(5—15)表明,螺管插铁式电感传感器的电感量(或电感相对变化量)与输入位移量成正比,但由于螺管内磁场强度沿轴向并非均匀,因而实际上螺管插铁型传感器的 $L-x$ 关系(也可称为输出特性)并非线性。

这种电感传感器的电感灵敏度为

$$k_L = \frac{\Delta L}{x} = \frac{L_0}{l} (\mu_m - 1) \left(\frac{r_c}{r} \right)^2 \quad (5-16)$$

以上分析了三种结构型的电感传感器,下面做一下简单的比较:

变气隙型结构的电感传感器的灵敏度高,但其灵敏度随气隙的增大而减小;非线性误差大,在使用中,为减小非线性误差,量程必须限制在较小的范围内,一般为气隙的 $1/5$ 以下。同时,这种传感器在制作上难度比较大。

变面积型结构的电感传感器的灵敏度要比变气隙型结构小,但其灵敏度为一常数,因而线性度好,其量程较大,使用比较广泛。

螺管插铁型结构的电感传感器量程大,灵敏度低,而且结构简单便于制作,故应用也比较广泛。

四、差动电感传感器

上面所述的三种类型的传感器都是单个线圈工作,在起始时均通以激励电流,电流将流过外接负载,因此在没有输入信号(如衔铁的位移)时,仍然有输出,因而不适宜于精密测量,对于单个线圈工作,如变气隙式传感器的非线性误差就比较大。另外,外界的干扰如电源电压频率的变化与温度的变化,都会使输出产生误差。这些问题的存在限制了它们的应用,为此发展了差动电感传感器,差动电感传感器不仅可以克服零位输出信号的问题,同时还可以提高电感传感器的灵敏度,以及减小了测试误差等优点。

图 5—7 所示为变气隙型、变面积型、螺管插铁型这三种类型的差动形式。

1. 结构特点

如图 5—7 所示,两个完全相同的单个线圈的电感传感器共用一个活动衔铁就构成了差动电感传感器。

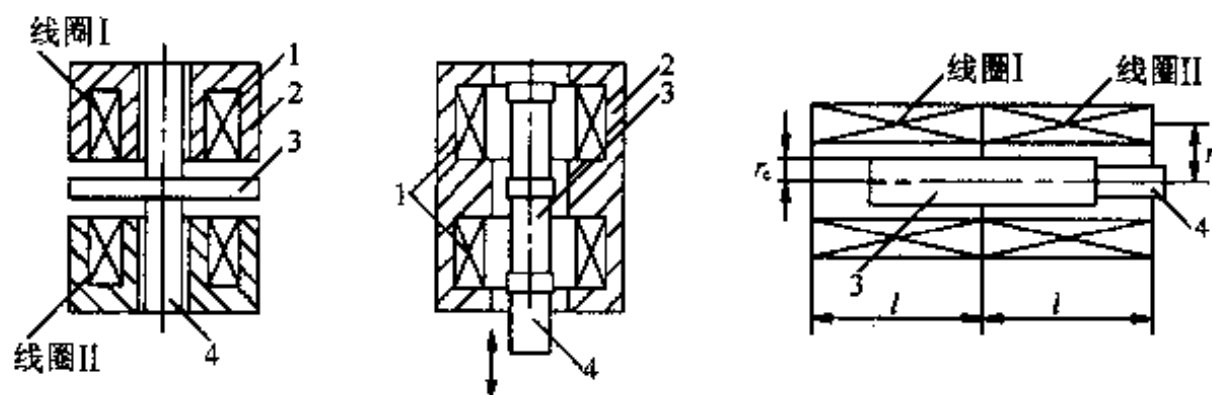


图 5—7 差动电感传感器结构示意图

1—线圈;2—铁芯;3—衔铁;4—导杆

差动电感传感器的结构,要求两个导磁体的几何尺寸和材料性能都要完全相同,同时两个线圈的电气参数(如电感、匝数、铜电阻等)和几何尺寸也要完全相同。

现以变气隙式差动电感传感器为例,来研究差动电感传感器的工作原理和输出特性。

如图 5—8 所示,差动电感传感器在工作时将两个电感线圈接入交流电桥的相邻两个桥臂中,并加交流激励电源 u_{sr} ,一般 u_{sr} 以复数形式 U_{sr} 表示。

2. 工作原理和输出特性

在初始位置(传感器没有输入信号)时,衔铁处于中间位置, $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$, $L_1 = L_2 = L_0$, 即 $Z_1 = Z_2$ 。而 $Z_3 = Z_4$ 是电桥的固定臂。于是电桥处于平衡,输出电压 $U_{sc} = 0$ 。

当传感器工作(衔铁输入一个位移)时,活动衔铁偏离中间位置 $\Delta\delta$,两个线圈的电感量(或阻抗)一个增加而另一个减少。根据结构对称的关系,其增加量与减少量相等(即 $\Delta L_1 = \Delta L_2$)。此时电桥失去平衡,即有电压信号输出。根据前面所述交流电桥的工作原理,输出电压为

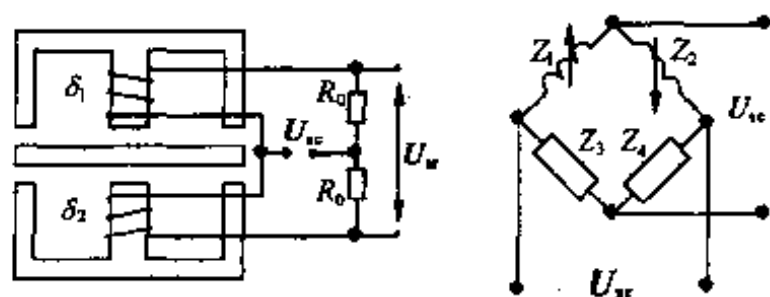


图 5—8 差动电感传感器的工作原理

设初始时 $Z_1 = Z_2 = Z_0 = R_0 + j\omega L_0$, 并且已知 $Z_3 = Z_4 = R$; 当传感器工作时, $Z_1 = Z_0 + \Delta Z_1 = R_0 + j\omega(L_0 + \Delta L_1)$, $Z_2 = Z_0 - \Delta Z_2 = R_0 + j\omega(L_0 - \Delta L_2)$ 。将以上参数代入上式后,可得:

$$U_{sc} = \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} U_{sr}$$

因 $\Delta Z_1 = j\omega \Delta L_1$, $\Delta Z_2 = j\omega \Delta L_2$, 所以 $\Delta L_1 = \Delta L_2 = \Delta L$, 故上式可变换为

$$U_{sc} = \frac{\Delta Z_1 + \Delta Z_2}{2(2Z_0 + \Delta Z_1 - \Delta Z_2)} U_{sr}$$

由于传感器的线圈电感 $\omega L_0 \gg R_0$, 即线圈品质因素 $Q(\omega L_0 / R_0)$ 很高, 故又可得:

$$U_{sc} = \frac{U_{sr}}{2} \times \frac{j\omega \Delta L}{R_0 + j\omega L_0}$$

由于传感器的线圈电感 $\omega L_0 \gg R_0$, 即线圈品质因素 $Q(\omega L_0 / R_0)$ 很高, 故又可得:

$$U_{sc} = \frac{U_{sr}}{2} \times \frac{\Delta L}{L_0} \quad (5-17)$$

将 $\frac{\Delta L}{L_0} = \frac{\Delta \delta}{\delta_0}$ 代入后, 得:

$$U_{sc} = \frac{U_{sr}}{2\delta_0} \Delta \delta \quad (5-18)$$

式中 Z_0 ——单个线圈初始时的阻抗;

R_0 ——单个线圈的铜电阻;

$\Delta L_1, \Delta L_2$ ——两个线圈电感的变化量;

δ_0 ——衔铁在中间位置(起始位置)时的初始间隙;

$\Delta \delta$ ——衔铁位移量(也就是输入的位移量)。

由式(5—18)可知,输出电压 U_{sc} (即差动电感传感器输出信号)的大小与衔铁的位移量 $\Delta \delta$ 成正比;其相位与衔铁运动方向有关,若设衔铁向上运动 $\Delta \delta$ 为正,而且输出电压 U_{sc} 为正,则衔铁向下运动的 U_{sc} 反相 180° , 为负值。理想的输出特性曲线如图 5—9 所示。

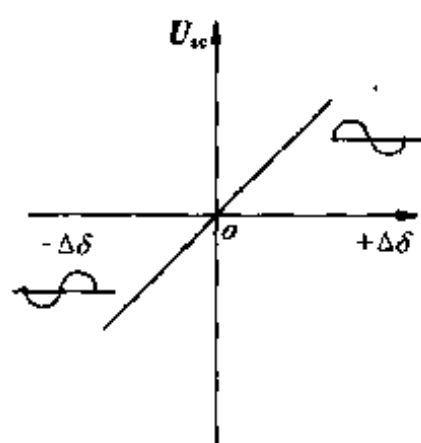


图 5—9 差动电感传感器的理想输出特性

从上述分析和图 5—9 所示可知,差动电感传感器由于采用了对称的两个线圈,衔铁共用,而且用交流电桥作为测量转换电路,因此它与单个线圈的电感传感器相比较具有如下优点:

- ①从理论上讲消除了起始时的零位输出信号;
- ②灵敏度较高,在相同的位移情况下,电感的变化($\Delta L_1 + \Delta L_2 = 2\Delta L$)成倍增加,输出增大;
- ③由于两个线圈电感变化量中高次项(非线性项)能够部分相互抵消,所以线性度得到改善;
- ④差动形式的结构还可以进行温度补偿,从而得以减弱或消除温度变化、电源频率变化以及外界干扰的影响。

五、电感传感器的测量电路

电感传感器所采用的测量电路一般为交流电桥,常用的交流电桥的形式有电阻平衡交流电桥、相敏整流交流电桥和变压器电桥。

1. 电阻平衡交流电桥

电阻平衡交流电桥,它的特点是平衡臂(Z_3 和 Z_4)均为纯电阻,故得其名。其工作原理已作过介绍,不再赘述。

2. 变压器交流电桥

变压器式交流电桥的电路原理如图 5—10 所示。

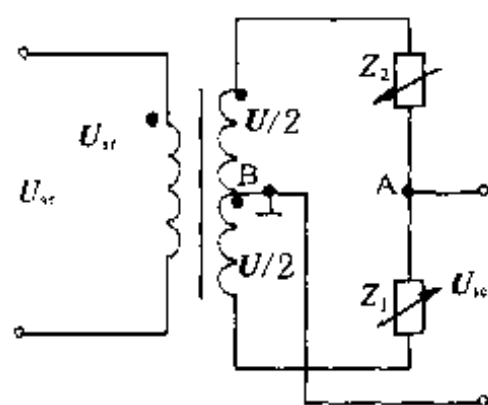


图 5—10 变压器交流电桥原理电路

电桥的工作臂为相邻的 Z_1 与 Z_2 , 它们是差动电感传感器的两个线圈的阻抗;另两个臂为变压器的次级线圈的两半部分(每半电压为 $U/2$),输出电压取自 A 和 B 两点, B 点为变压器的次级线圈中心抽头。假定 B 点为零电位,而且传感器线圈为高 Q 值(Q 为线圈的品质因素, $Q = \frac{\omega L}{r}$), 这时线圈电阻远远小于其感抗,即 $r \ll \omega L$, 那么 Z_1 与 Z_2 为纯电抗,由电桥电路可得:

$$U_{sc} = U_A - U_B = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} U - \frac{1}{2} U \quad (5-19)$$

在初始时(即衔铁位于中间位置)由于线圈完全对称, $Z_1 = Z_2 = Z_0 = j\omega L_0$, 电桥处于平衡状态, $U_{sc} = 0$ 。

当传感器工作(衔铁偏离中间位置有一位置 $\Delta\delta$)时,两个线圈的电感量发生变化,设 $Z_1 = Z_0 + \Delta Z_1 = j\omega(L_0 + \Delta L_1)$, $Z_2 = Z_0 - \Delta Z_2 = j\omega(L_0 - \Delta L_2)$, 且 $\Delta L_1 = \Delta L_2 = \Delta L$, 那么可得:

$$U_{sc} = \frac{U}{2L_0} \Delta L \quad (5-20)$$

若假定衔铁向上移为正,此时输出电压如式(5—20)表示时, U_{sc} 为正;衔铁下移为负,则此时 $Z_1 = j\omega(L_0 - \Delta L_1)$, $Z_2 = j\omega(L_0 + \Delta L_2)$, 输出电压表示式为

$$U_{sc} = -\frac{U}{2L_0} \Delta L \quad (5-21)$$

综合式(5—20)和(5—21)可得:

$$U_{sc} = \pm \frac{U}{2L_0} \Delta L \quad (5-22)$$

通常变压器的输入信号 $U_{sr} = U$, 故可得:

$$U_{sc} = \pm \frac{U_{sr}}{2L_0} \Delta L \quad (5-23)$$

由式(5—23)可知, 变压器式交流电桥同样可以达到上面介绍的电阻平衡交流电桥所具有的特点; 也可以反映出输入量的变化大小和极性(方向); 并且此种电桥结构简单, 还可以减弱电源的影响等。

3. 带相敏整流器的电桥

电阻平衡式和变压器式交流电桥虽然输出电压 U_{sc} 可以反映位移量的正负, 但是在输出端接上电压表时, 不论是直流还是交流的电压表都无法判别输入位移量的极性(方向)。在使用交流电压表时, 输出特性曲线如图 5—11 所示。

为了正确判别衔铁的位移大小和方向, 可以采用带相敏整流器的交流电桥, 图 5—12 为这种电桥的输出特性图示。此特性正确地反映了衔铁位移的大小和极性。

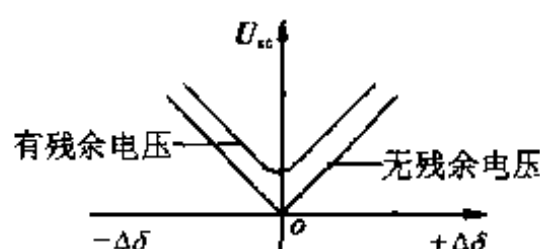


图 5—11 一般交流电桥的输出特性

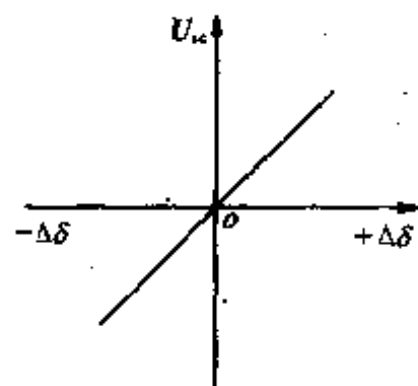


图 5—12 带相敏整流器交流电桥的输出特性

图 5—13 所示为带相敏整流器的交流电桥的原理电路和实际电路。在电路中, 差动电感传感器的两个线圈 L_1 和 L_2 阻抗分别为 Z_1 与 Z_2 , 它们作为交流电桥相邻的两个工作臂; 两个阻抗相同的 Z_3 与 Z_4 (也可为纯电阻) 作为交流电桥的另外两个桥臂; D_1, D_2, D_3, D_4 四只型号特性相同的二极管构成相敏整流器, 插入电桥中间; 输入电压加在 A, B 两点; 输出电压从 C, D 两点输出; 指示仪表为零刻度居中的直流电压表或直流数字电压表, 在实际电路中, L_1 与 L_2 间串接电位器 R_{p1} 以作调节零位用; 二极管中串联四个线绕电阻 R_1, R_2, R_3, R_4 , 以减少温度变化引起相敏整流器特性变化而造成的误差; C_3 为滤波电容; R_{p2} 是平衡电位器; SD 为电源指示灯; 电桥输入电压由变压器次级供给; 初级采用磁饱和稳压器 R_5 和 C_4 。

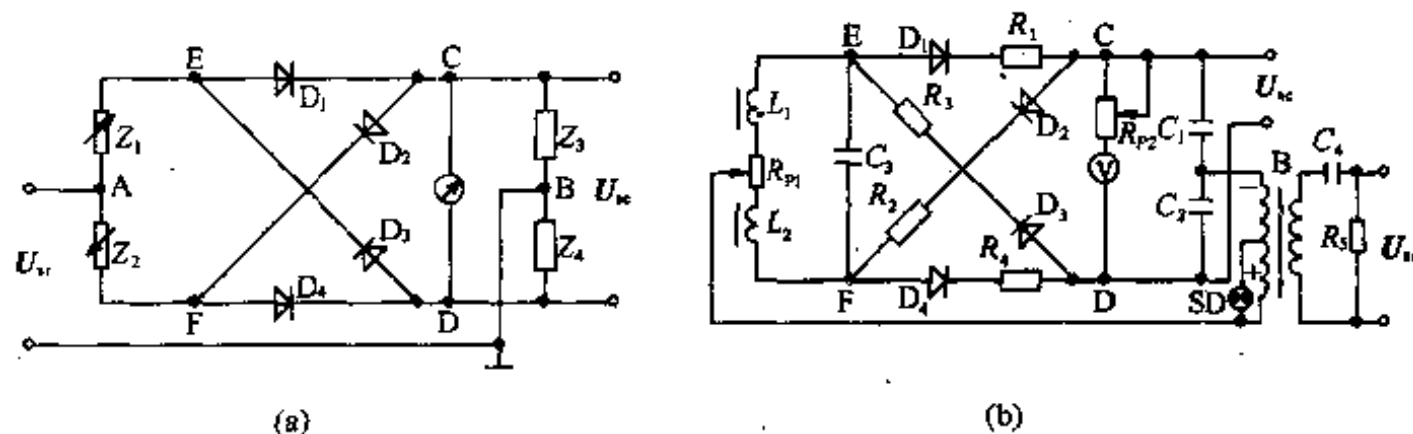


图 5—13 带相敏整流器交流电桥的原理电路和实际电路

现以原理电路来说明此种电桥的工作原理,设传感器为差动电感传感器。开始时,当衔铁处于中间位置,即传感器未作测量前, $Z_1 = Z_2 = Z$,电桥理论上处于平衡,C点电位等于D点电位,即 $U_{\infty} = 0$;然后,当传感器作测量时,设衔铁向上位移,使两个线圈的阻抗发生变化, $Z_1 = Z + \Delta Z$, $Z_2 = Z - \Delta Z$ 。

如果输入交流电压为正半周,即A点电压为正,B点电压为负时,二极管 D_1, D_4 导通, D_2, D_3 截止。则在 $A \rightarrow E \rightarrow C \rightarrow B$ 支路中,C点电位由于 Z_1 的增大而比平衡时降低;而在 $A \rightarrow F \rightarrow D \rightarrow B$ 支路中,D点的电位由于 Z_2 的减小而比平衡时增高,所以得到D点的电位高于C点的电位。设这时直流电压表指针向左(正向)偏转。

如果输入交流电压为负半周,即A点电压为负,B点电压为正时,二极管 D_2, D_3 导通, D_1, D_4 截止。则在 $B \rightarrow C \rightarrow F \rightarrow A$ 支路中,C点的电位由于 Z_2 的减小而比平衡时降低(因为平衡时,输入电压若为负半周,即B点为正,A点为负,则C点相对于B点为负电位, Z_2 的减少,使C点电位减小);而 $B \rightarrow D \rightarrow E \rightarrow A$ 支路中,D点的电位由于 Z_1 的增加而比平衡时增高。所以仍然是D点的电位高于C点的电位,直流电压表指针仍然向左(正向)偏转。

这就是说,只要是衔铁向上位移,不论输入电压是正半周还是负半周,直流电压表总是正向偏转,设此时输出电压为正。

同理可以分析得出:当衔铁向下位移时,不论输入电压是正半周还是负半周,直流电压表总是反向(向右)偏转,输出电压总是负的。

从上述分析可知,这种的桥式电路中二极管 D_1, D_4 和 D_2, D_3 的导通和截止是由输入电压(即A,B间的电压)所决定的。此种接法是,输入电压正半周时 D_1, D_4 导通, D_2, D_3 截止;输入电压负半周时 D_1, D_4 截止, D_2, D_3 导通。这就是相敏整流,即四只整流二极管的导通和截止是受输入电压的极性(相位)来控制的。由 D_1, D_2, D_3, D_4 四只二极管组成的全波整流电路即为相敏整流器。

由此可见,采用带相敏整流器的交流电桥,所得到的输出信号既能反映位移大小(电压数值),也能反映位移的方向(电压的极性)。因此可得如图5—12所示的输出特性;并且还可以看到,带相敏整流器的交流电桥能更好地消除零位输出信号(因为,输出信号从负到正总要通过零点)。

六、电感传感器的主要误差

由于电感传感器的实际特性曲线与理想特性直线之间存在偏差,由此引起的主要误差有:

(1) 输出特性的非线性误差

因为电感式传感器的输出特性并不是线性的,这是由于传感器输入位移与输出电感之间的非线性和测量电路中交流电桥的非线性所造成的。

(2) 零位误差

当没有位移输入时,电感传感器衔铁处于中间位置,从理论上讲,输出信号应该为零,但实际上,输出电压并不为零,这就带来了零位误差。产生零位误差的原因很多,对于差动电感传感器来讲,主要是两个线圈不完全对称(尺寸形状、特性参数等不完全相同)和衔铁材料、尺寸不均匀而导致的。减少零位误差的有效办法是采用带相敏整流的交流电桥作测量电路。

(3) 温度影响造成的误差

温度变化对电感传感器中线圈电阻和导磁材料的导磁率,以及衔铁与导磁体(铁芯)端面

气隙长度均要产生影响,即使还未测量(即输入为零)或测量不发生变化时,仍然使输出有变化,这就造成了误差。这种温度误差可用温度补偿的方法使之减弱或消除。从电桥原理中可知,只要有两线圈及导磁体是完全对称均匀的,那么电桥本身就可以补偿温度误差。

(4) 电源影响造成的误差

电源的幅值波动和频率波动,以及其它干扰因素都要影响电压的输出,使测量产生误差。对电源采取稳压、屏蔽和加滤波等措施就可减弱或消除其影响。

第二节 互感式传感器

互感式传感器又称变压器式传感器,它与电感式传感器不同之处,在于互感式传感器是先把被测非电量的变化转换成线圈相互的互感量的变化,然后再经过变换,成为电压信号而输出。

变压器式传感器以差动形式为最常用。差动变压器式传感器又简称为差动变压器。差动变压器的结构形式主要有三种:螺管型差动变压器、 Π 型差动变压器以及旋转变压器(又称同步器或同步机)。

一、螺管型差动变压器

1. 基本结构

螺管型差动变压器按绕组排列形式有二节式(节又称段,如二节式又称二段式)、三节式、四节式和五节式。

不管绕组排列方式如何,其主要结构都是由线圈绕组(分初级绕组和次级绕组)、可移动衔铁和导磁外壳三大部分组成。

线圈绕组由初、次级线圈和骨架组成,初级线圈加激励电压,次级线圈输出电压信号。

可移动衔铁采用高导磁材料做成,输入位移量加于衔铁导杆上,用以改变初、次级线圈之间的互感量。

导磁外壳的作用是提供磁回路,磁屏蔽和机械保护,一般与可移动衔铁的所用材料相同。

2. 工作原理

差动变压器的工作原理可以用一般变压器的原理来解释,所不同的是:一般变压器的磁路是闭合的,而差动变压器是开路的;一般变压器当结构确定后,初、次级线圈之间的互感量为常数,而差动变压器初、次级线圈间的互感量则随活动衔铁的移动而相应变化,差动变压器的工作也正是建立在互感变化的基础上。

现以三段式螺管型差动变压器为例分析其工作原理,如图 5—14 所示。

差动变压器初级线圈加激励电压 E_1 ,次级两线圈反向串接。在理想情况下(忽略差动变压器的涡流损耗、磁滞损耗和分布电容等影响),差动变压器的等效电路如图 5—15 所示。 E_1 为初级线圈激励电压(其角频率为 ω); R_1 为初级线圈有效电阻; L_1 为初级线圈电感; M_1 为初级线圈与次级线圈 I 之间的互感; M_2 为初级线圈与次级线圈 II 之间的互感; E_{21} 为次级线圈 I 中的感应电势; E_{22} 为次级线圈 II 中的感应电势; I_1 为初级激励电流; L_{21} 为次级线圈 I 的电感; R_{21} 为次级线圈 I 的有效电阻; L_{22} 为次级线圈 II 的电感; R_{22} 为次级线圈 II 的有效电阻; E_2 为空载时差动变压器输出电压。

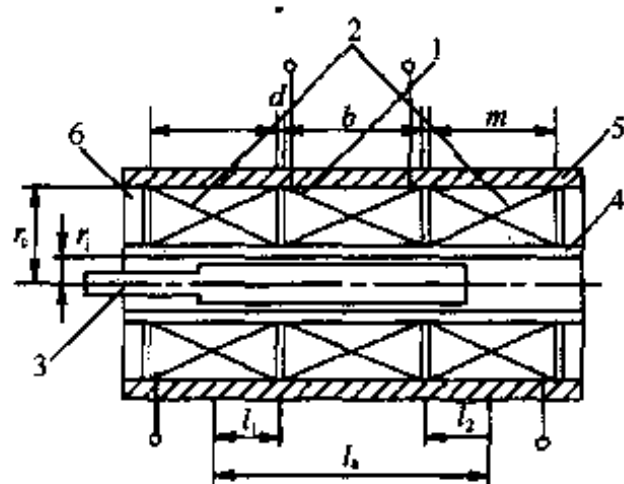


图 5—14 三段螺管型差动变压器
1—初级线圈;2—次级线圈;3—可移动衔铁;
4—线圈骨架;5—导磁外壳;6—端盖

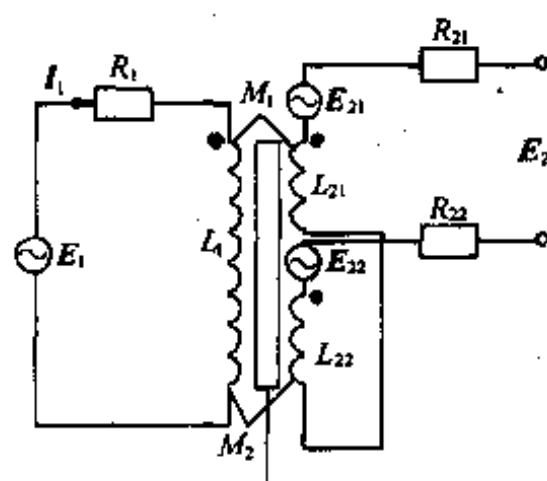


图 5—15 差动变压器的等效电路

由等效电路不难得出:

$$\begin{cases} E_{21} = -j\omega M_1 I_1 \\ E_{22} = -j\omega M_2 I_1 \end{cases} \quad (5-24)$$

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1 + j\omega L_1} \quad (5-25)$$

$$\text{而} \quad E_2 = E_{21} - E_{22} = -j\omega (M_1 - M_2) I_1 \quad (5-26)$$

代入式(5—25)和式(5—26)得:

$$E_2 = -j\omega (M_1 - M_2) \frac{E_1}{R_1 + j\omega L_1} \quad (5-27)$$

当差动变压器不作测量时,可移动衔铁处于中间位置,由于两次级线圈的参数及磁路尺寸相同,则 $M_1 = M_2$,此时 $E_2 = 0$,变压器无输出。

而当差动变压器作测量时,可移动衔铁使其偏离中心位置,则两线圈互感量将发生变化,设 $M_1 = M + \Delta M_1$, $M_2 = M - \Delta M_2$,由于变压器是差动形式,衔铁在一定范围内存在 $\Delta M_1 = \Delta M_2 = \Delta M$,故在输出端为开路情况下,输出电压为

$$E_2 = -2j\omega \Delta M \frac{E_1}{R_1 + j\omega L_1} \quad (5-28)$$

式(5—28)表明,当初级线圈参数和激励电压 E_1 已定后,变压器的输出电压由 ΔM 所决定, ΔM 系两次级线圈与初级线圈互感量的差值,它与螺管内磁场变化有关,而磁场的变化取决于可移动衔铁的位移量,所以,在衔铁位移的一定范围内, ΔM 与衔铁位移 x 有近似线性关系。

3. 主要特性

(1) 输出特性

差动变压器的输出特性是指输出电压与衔铁位移的关系。差动变压器输出电压可用下式求计:

$$E_2 = k_1 x (1 - k_2 x^2) \quad (5-29)$$

式中 E_2 ——差动变压器输出电压有效值;

x ——衔铁的位移量;

k_1 ——与差动变压器结构尺寸和电参数有关的系数;

k_2 ——与差动变压器结构尺寸有关的系数。

式(5—29)中表明的差动变压器输出电压(有效值)与衔铁位移的关系,也可用图 5—16 表示。图中虚线为理想特性,实线为实际特性。

(2)线性度

式(5—29)中,当 $k_2 x^2 \ll 1$ 时,得理想输出特性,即

$$E'_2 = k_1 x \quad (5-30)$$

对于差动变压器,其非线性误差就是实际输出特性与理想输出特性之间的最大偏差,以满量程输出的百分率表示。从式(5—29)和(5—30)可知,最大偏差发生在满量程处,即

$$\Delta_{\max} = [k_1 x_{\max}(1 - k_2 x_{\max}^2)] - k_1 x_{\max}$$

则

$$\begin{aligned} e_f &= \frac{k_1 k_2 x_{\max}^3}{k_1 x_{\max}} \times 100\% \\ &= k_2 x_{\max}^2 \times 100\% \end{aligned} \quad (5-31)$$

式中,系数 k_2 是一个很小的数;差动变压器的线性范围一般为 $\pm 2.5 \sim \pm 500\text{mm}$ 之间,线性度可达 $0.1\% \sim 0.5\%$ 。

(3)灵敏度

灵敏度用单位位移时的输出电压表示,在式(5—29)中若忽略 $k_2 x^2$ 项,则差动变压器的灵敏度 $k = k_1$ 。

影响差动变压器灵敏度的因素较多,诸如激励电源的频率、电流强度、初级与次级线圈匝数、线圈几何尺寸、衔铁的几何尺寸以及骨架的参数等。一般当差动变压器的结构确定之后,电源频率的大小对灵敏度的影响较大。

一般差动变压器的灵敏度可达 $(0.1 \sim 5)\text{V/mm}$,或 100mA/mm 。

(4)激励频率

由于差动变压器激励电源的工作频率对其灵敏度和线性均有较大影响,因而恰当地选择激励频率是很重要的;另一方面,差动变压器在使用中应保证激励频率至少大于衔铁运动频率的十倍。

差动变压器的可用激励频率为 $50\text{Hz} \sim 1\text{MHz}$,但实际最常用的是在 $400\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ 。

(5)温度影响

由于温度的变化将引起线圈电阻、导磁材料的导磁率等的变化,从而使输出电压、灵敏度、线性度等发生变化,给测量带来了误差。为了减少温度影响所造成的误差,可采取提高线圈品质因素以及稳定激励电源的方法。

差动变压器一般使用温度可达 80°C 。

(6)零位输出电压

零位输出电压通常又称为零位电压。它是指差动变压器衔铁处于中间位置时,按理论分析并无输出电压,而实际上有一残余电压输出,其数值从几毫伏到几十毫伏。如果差动变压器不采取相应措施,无论如何进行调节,该零位残余电压总是存在。

零位残余电压的存在使传感器的输出特性曲线不通过零点,并使实际特性不同于理想特

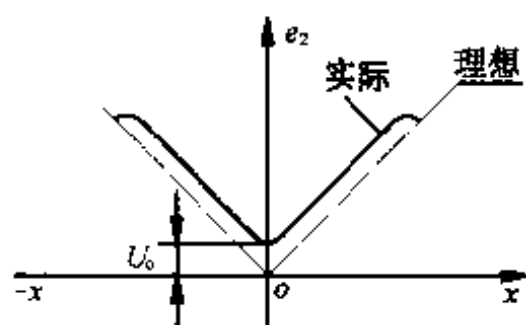


图 5—16 差动变压器的输出特性

性(如图 5—16 实线所示),带来很多危害:它使得传感器在零点附近的范围内不灵敏(曲线斜率小),限制分辨力的提高;零位时若传感器后接高增益放大器,易使放大器出现饱和而堵塞有用信号通过,致使传感器不再反映被测量的变化;如果传感器用来控制一个执行元件(如伺服电机)时,零位电压将使其产生误动作。总之,零位电压对差动变压器的使用带来不利,因此,它的大小是评定差动变压器性能优劣的重要指标。

零位电压产生的原因,概括地讲是由于两个次级线圈的感应电势的幅值不完全相等,相位也不完全相反所造成。也就是由于两只线圈的几何、电磁参数不对称(即不完全相同)使得在两次级线圈中的磁场分布不均匀的缘故,使其产生了谐波分量。

零位电压是应该设法消除的。最根本的消除方法是使传感器的几何尺寸和电磁参数严格地均匀对称,并使导磁体避开磁饱和区,这就要求传感器的制造工艺必须非常精密,材料要非常均匀才行。但这些要求往往很难达到,一般是采用合适的测量电路来减小零位电压,使其达到实用的要求和精度。

二、II 型差动变压器

图 5—17 所示为 II 型差动变压器结构示意图。它是在对称的 II 型铁芯上绕制初、次级线圈以及中间有一平板型共用衔铁所组成。两只次级线圈要求反向串接。

这种差动变压器灵敏度高,但测量范围较小,测量位移量的范围一般为几个微米到几百微米。

II 型差动变压器的原理与螺管型差动变压器相同。衔铁的位移改变了两次级线圈与初级线圈的互感量,使两次级线圈的感应电势有了变化,从而使输出电压发生了变化。起始时,衔铁处于中心位置, $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0$, 则 $E_{21} = E_{22}$, 即 $U_{sc} = 0$; 当衔铁偏离中心位置时(位移 $\Delta\delta$), $U_{sc} = E_{21} - E_{22} \neq 0$ 。

若线圈品质因素很高,可以忽略非线性项影响时,差动变压器输出电压为

$$U_{sc} = -U_{sr} \frac{N_2}{N_1} \times \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \quad (5-32)$$

式中 U_{sc} ——差动变压器输出电压;

U_{sr} ——激励电压;

N_1 ——初级线圈总匝数;

N_2 ——次级线圈匝数;

δ_0 ——衔铁与铁芯间初始气隙长度;

$\Delta\delta$ ——气隙长度变化量,即输入位移量。

式(5—32)说明:若激励电压和差动变压器的有关参数(N_1, N_2, δ_0)确定后,变压器的输

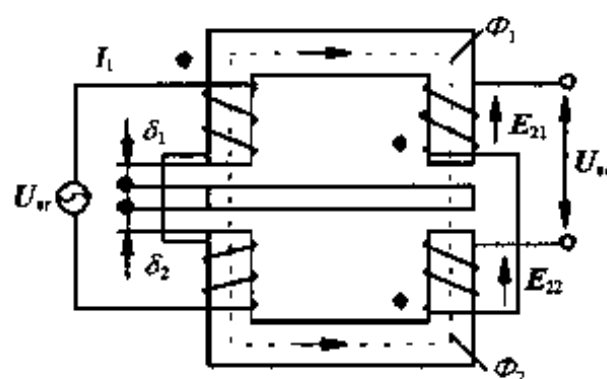


图 5—17 II 型差动变压器结构示意图

出电压与输入位移有线性关系;Ⅱ型差动变压器的灵敏度为

$$k = \frac{U_{sc}}{\Delta\delta} = \frac{N_2}{N_1} \times \frac{U_{sr}}{\delta_0} \quad (5-33)$$

可见,灵敏度与初始气隙成反比,而与激励电压、次级和初级线圈的匝数比成正比。

Ⅱ型差动变压器的特性分析也与螺管型差动变压器基本类似,同样有线性、温度、零位电压等问题。

三、差动变压器的测量电路

差动变压器的输出电压是幅值受衔铁位移调制的交流信号,若直接用普通电压表来测量和指示,则总有零位电压输出,因而零位附近的小位移测量起来很困难,并且交流电压表无法判别衔铁移动方向,因而需用专门的测量电路。

差动变压器配用的测量电路有相敏检波电路和差动整流电路,常用的而且性能较好者为相敏检波电路,这里作以详细介绍。

1. 相敏检波器

(1) 相敏检波器的组成

相敏检波器也叫振幅检波器,检波器的输出大小对被检信号载波与本机振荡之间相位敏感,故这种检波器叫相敏检波器。其组成如图5—18所示,其中 A_1 为比较器, A_2 为反相放大

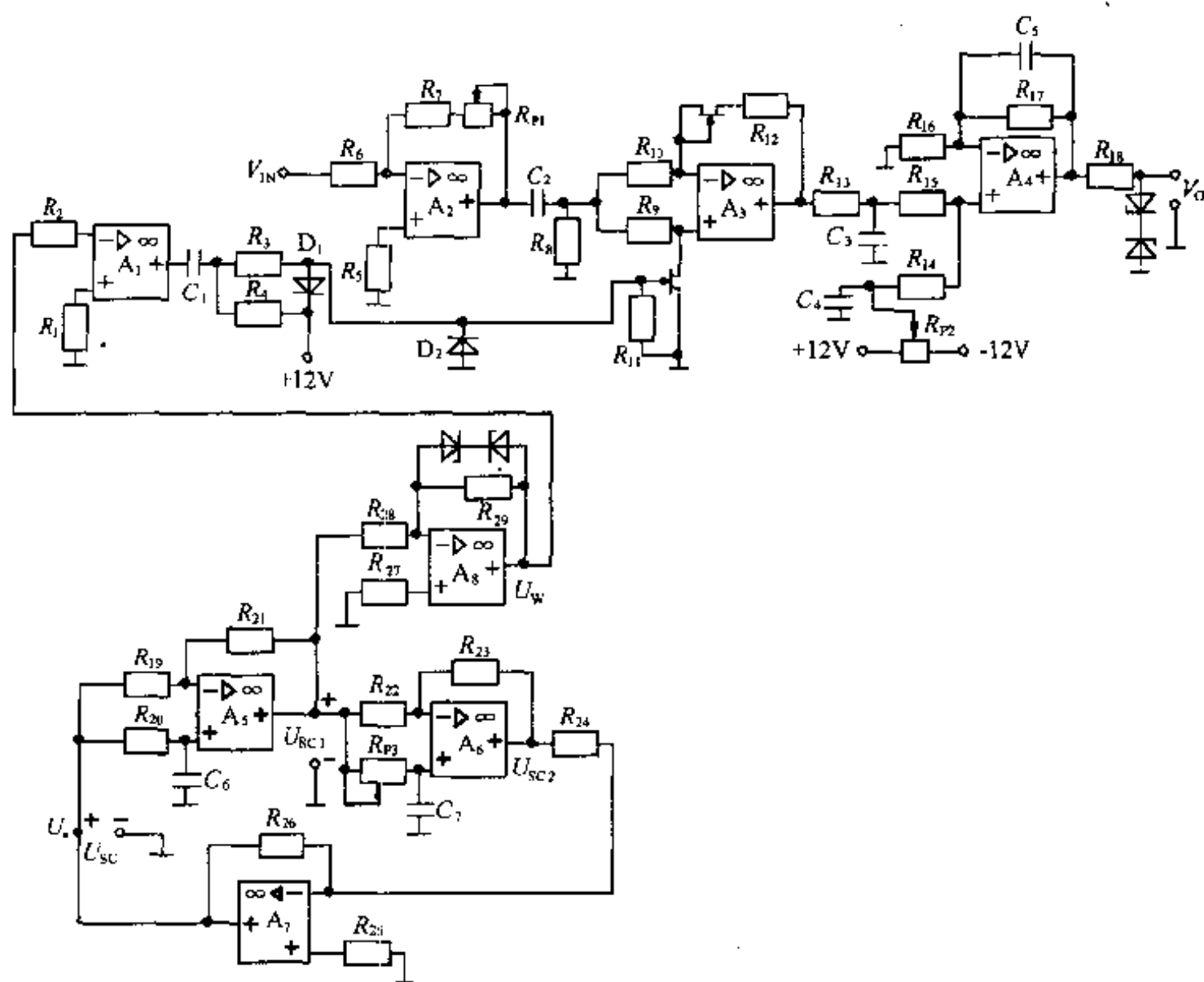


图 5—18 相敏检波器的组成

器, A_3 为相位鉴别电路, A_4 为一阶低通滤波器, A_5 、 A_6 、 A_7 组成频率可调的移相式正弦波发生器, A_8 稳幅、限幅电路。

(2) 工作原理

来自传感器的正弦电压 V_{IN} 送到反相放大器 A_2 的输入端上, 正弦电压的幅值反映传感器变化量。从放大器输出端经隔直耦合把交流电压送到 A_3 。与传感器的电源相差 90° 的基准电压 $V_{STANDARD}$ 送到比较器 A_1 , 再通过 C_1 、 R_3 组成的微分电路进行微分。微分电路的输出受二极管 D_1 、 D_2 的限制并以幅值为 12V 的负脉冲形式送到相位鉴别电路的控制输入端, A_3 将输入的正弦波在基准负脉冲处的值取样并保持下来, 得到对应传感器直流量。利用电容器 C_3 填充信号电平直到出现图 5—19 的控制脉冲。最后低通滤波器滤掉每一周期解调初期振荡信号, 然后输出反映衔铁位移量的直流量。

因此, 差动变压器的输出电压经相敏检波电路后, 正位移输出正电压, 而负位移输出负电压, 电压值的大小表明了位移的大小, 电压的正负表明位移的方向。因而原来不加相敏检波电路的“V”字形输出特性曲线变成了过零点的一条特性曲线, 从而消除了零位残余电压, 如图 5—20 所示。

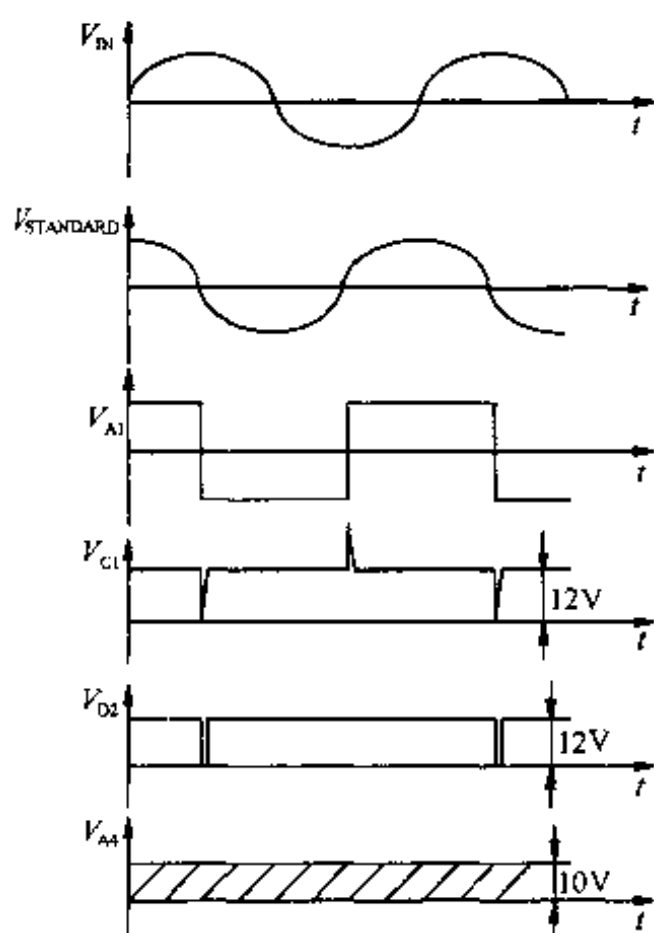


图 5—19 相敏检波器各级电压波形图

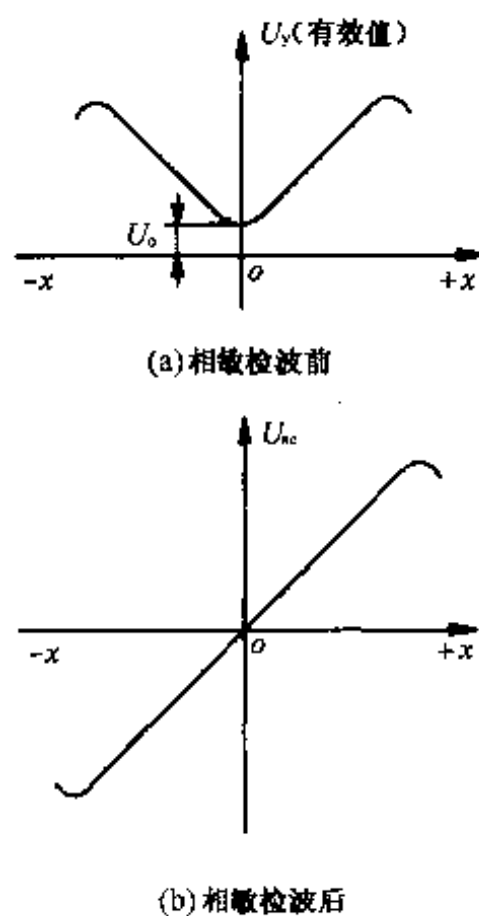


图 5—20 差动变压器相敏检波前后的输出特性

2. 差动整流电路

差动整流电路也是差动变压器常用的测量电路。它把两次级线圈的感应电动势分别进行整流, 然后将两个整流后的电流或电压串接成通路, 合成后输出。几种典型电路如图 5—21 所示。其中 (d) 和 (b) 图用在连接低阻抗负载的场合, 属于电流输出型; (c) 和 (a) 图

用在连接高阻抗负载的场合,是属于电压输出型。图中的可调电阻是进行调整零点输出电压用的。

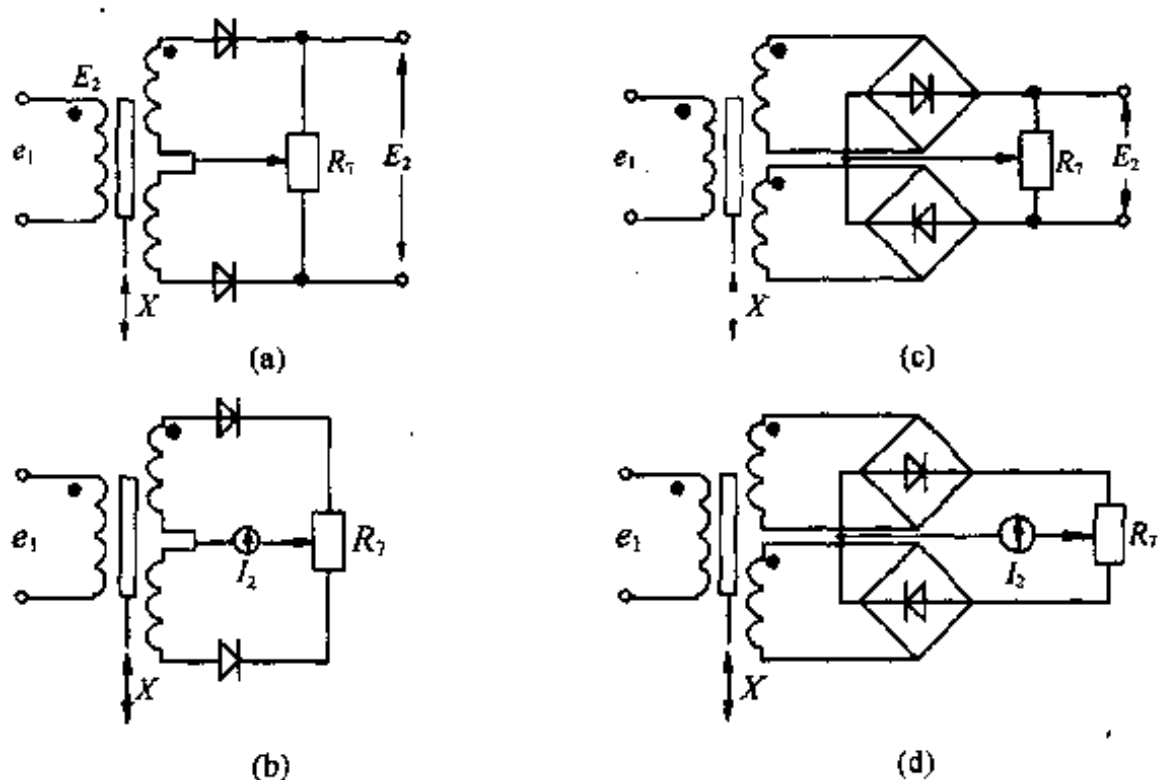


图 5—21 差动整流电路

第三节 电涡流式传感器

电涡流式传感器是一种建立在电涡流效应原理上的传感器。它具有结构简单、频率响应宽、灵敏度高、测量线性范围大、抗干扰能力强以及体积较小等一系列优点。电涡流式传感器最大的特点,是可以对物体表面为金属导体的多种物理量实现非接触测量。可以测量振动、位移、厚度、转速、温度和硬度等参数,并且还可以进行无损探伤。

电涡流式传感器所具有的特点和广泛的应用范围,已使它在传感检测技术中成为一种日益得到重视和有发展前途的传感器。

一、基本结构形式

电涡流式传感器的基本结构包括探头和变换器两个部分。变换器由测量电路组成;探头主要是由一个固定在框架上的扁平线圈组成,线圈用多股漆包线或银线绕制而成,一般放在端部(线圈可绕制在框架的槽内,也可用粘合剂粘结在端部)。图 5—22 所示为国产 CZF1 型电涡流传感器探头的结构示意图。

CZF1 型电涡流传感器的框架用聚四氟乙烯制成。线圈绕在框架的槽内。CZF1 系列传感器的性能见表 5—1。

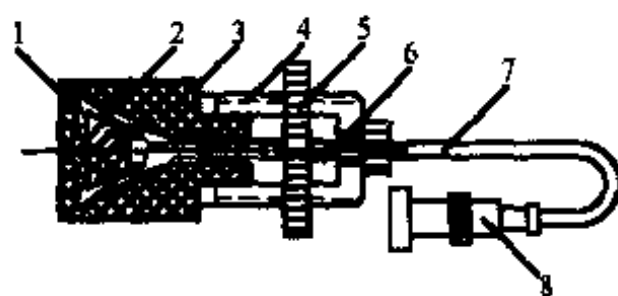


图 5—22 电涡流式传感器探头的结构示意图

1—电感线圈;2—引线;3—骨架;4—支撑杆;
5—固定螺钉;6—振荡电容 C_0 ;7—电缆;8—插头

表 5—1 CZF1 系列电涡流传感器性能

型 号	线性范围 (μm)	线圈外径 (mm)	分 辨 率 (μm)	线性误差 (%)	使用温度 ($^{\circ}\text{C}$)
CZF1-1000	1000	$\phi 7$	1	< 3	-15 ~ +80
CZF1-3000	3000	$\phi 15$	3	< 3	-15 ~ +80
CZF1-5000	5000	$\phi 28$	5	< 3	-15 ~ +80

电涡流传感器还有其它结构形式,如螺管型电涡流传感器,它是由螺管线圈外加一只短路套筒组成。短路套筒能够沿螺管线圈轴向移动。这里不作详细介绍。

二、基本工作原理

1. 电涡流效应

置于交变磁场中的金属导体,当交变磁场穿过该导体时,将在导体内产生感生电流,这种感生电流的流线在导体内自行闭合,象流水中的旋涡一样,故称为电涡流。

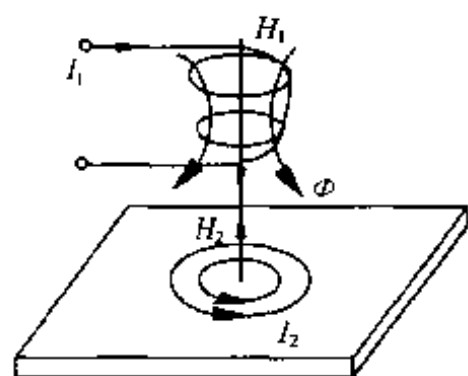


图 5—23 电涡流效应

如图 5—23 所示,一个通有交变电流 I_1 的线圈,由于电流的变化,在线圈周围就产生一个交变的磁场 H_1 。当金属导体置于该磁场范围内时,导体内即感生电涡流 I_2 。此电涡流也将产生一个磁场 H_2 ,由于 H_2 与 H_1 方向相反,因而减弱原磁场,从而导致线圈的电感量、阻抗和品质因数发生改变,这种现象称为电涡流效应。

一般地说,传感器线圈的阻抗、电感和品质因数的变化与导体的几何形状、导电率以及导磁率有关,也与线圈的几何参数、电流的频率以及线圈到导体间的距离有关,可以用一个函数表达式来表示:

$$Z = F(\mu, \sigma, r, I, \omega, x) \quad (5-34)$$

式中 Z ——线圈的阻抗;
 μ ——导体材料的导磁率;
 σ ——导体材料的导电率;
 r ——线圈和导体的尺寸因子;
 ω ——线圈激励电源的角频率;
 I ——线圈中电流的强度;
 x ——线圈与导体间的距离。

由金属导体和通电线圈组成的电涡流系统又称为线圈—导体系统。系统中,线圈的阻抗是一个多元函数。若线圈和导体材料确定后,可使 μ, σ, r, I 以及 ω 等参数不变,则此时线圈阻抗就成为距离的单值函数,即

$$Z = f(x) \quad (5-35)$$

2. 等效电路

线圈—导体系统的电涡流效应可以用等效电路的形式进行分析。线圈是一个回路, R_1 为

线圈电阻, L_1 为线圈电感, I_1 为激励电流, U_1 为激励电压; 导体中的电涡流构成另一回路, 相当于一个短路环, R_2 为环路的电阻, L_2 为环路的电感, I_2 就是感生的电涡流。图 5—24(a) 中 M 为 L_1 和 L_2 相互的互感量, M 可以看成只受到线圈和导体间距离的影响。

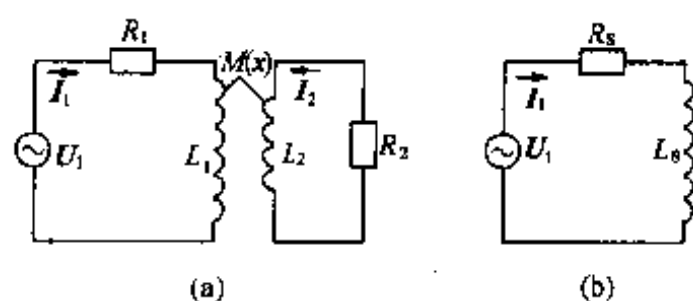


图 5—24 电涡流效应等效电路

由图 5—24(a) 所示的等效电路, 根据基尔霍夫定律, 可列出电路方程组为

$$\begin{cases} R_1 I_1 + j\omega L_1 I_1 - j\omega M I_2 = U_1 \\ -j\omega M I_1 + R_2 I_2 + j\omega L_2 I_2 = 0 \end{cases}$$

解方程可得传感器由于受电涡流效应影响的复阻抗为

$$Z = \frac{U_1}{I_1} = R_s + j\omega L_s \quad (5-36)$$

式(5—36)可用图 5—24(b) 的等效电路表示, 即

$$\begin{cases} R_s = R_1 + R'_2 \\ L_s = L_1 - L'_2 \end{cases} \quad (5-37)$$

式中 R_s ——考虑了电涡流效应后, 传感器线圈的等效电阻;

L_s ——考虑了电涡流效应后, 传感器线圈的等效电感;

R'_2 ——电涡流环路反射到线圈内的等效电阻;

L'_2 ——电涡流环路反射到线圈内的等效电感。

由等效电路可作如下分析:

①线圈等效电阻 $R_s = R_1 + R'_2$ 。无论金属导体为何种材料, 只要有电涡流产生就有 R'_2 。同时随着导体与线圈间的距离减小, R'_2 会越大, 因此, $R_s > R_1$;

②线圈等效电感 $L_s = L_1 - L'_2$ 。由于线圈自身电感 L_1 要受磁性材料的影响, 若金属导体为磁性材料时, L_1 略有增加, 若为非磁性材料, L_1 不变。但 L'_2 却是由金属导体的电涡流强弱来决定的。线圈和导体间距离越小, L'_2 则越大, 故从总的结果来看 $L_s < L_1$;

③线圈原有的品质因数 $Q_0 = \frac{\omega L_1}{R_1}$ 。当产生电涡流影响后, 线圈的品质因数 $Q_s = \omega L_s / R_s$, 显然 $Q_s < Q_0$ 。

三、特性分析

由式(5—34)可知, 电涡流传感器线圈的阻抗受到多种参数的影响。因此用固定几个参数不变, 而控制一个参数的改变来决定其阻抗, 就可用来测量位移、温度和硬度等。电涡流传感器的基本测量参数是位移, 因此重点分析位移型电涡流传感器的特性。

(1) 输出特性

电涡流传感器的输出特性是指传感器的输出与被测导体同线圈(探头)之间距离的关系。若传感器输出信号为电压, 则输出特性为 $U_{sc} = f(x)$ 。即输出电压是间距的函数。经实验测得的位移型电涡流传感器的输出特性如图 5—25 所示。这是一条非线性的曲线, 当间距 x 很

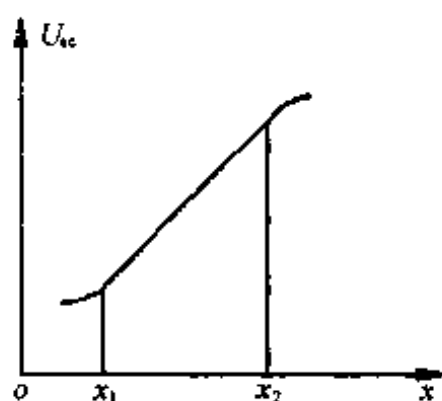


图 5—25 电涡流
传感器输出特性

小时,由于电涡流效应显著,使线圈阻抗减小,输出电压值小;当间距很大时,由于电涡流效应减弱,传感器输出电压升高;而当间距超过一定数值后,电涡流效应很弱,故输出电压趋向一稳定值。因此,只有当间距在一定范围内(如图 5—25 中 $x_1 \sim x_2$ 之间),传感器的输出才近似为线性变化。

电涡流传感器输出的线性范围大约为 $1/3 \sim 1/5$ 线圈的外径,其线性度也较低(参见表 5—1)。

(2)灵敏度

电涡流传感器的灵敏度根据被测参量不同有不同的定义。对于位移型电涡流传感器,其灵敏度是指单位位移时,传感器输出电压的大小。

电涡流传感器的灵敏度受下列因素的影响:

①受探头线圈尺寸的影响。可从实验中得知,当线圈外径与内径之比增大时,传感器的灵敏度会升高,而且输出特性的线性度好。另外线圈的厚度减小也能使灵敏度提高,故探头线圈做成扁平的为好。

②受被测物体(导体)的形状和大小的影响。一般被测物体的半径应大于线圈外径的 1.8 倍时,才不影响传感器的灵敏度。若被测物体半径只有线圈外径的一半时,传感器的灵敏度将要降低一倍。被测物体的厚度对传感器的灵敏度也有影响,一般磁性材料的厚度要在 0.2mm 以上,非磁性材料厚度要在 0.1mm 以上,才能不影响到传感器的灵敏度。

③受被测物体材料特性的影响。一般说来被测物体的电导率 σ 越高则传感器越灵敏,而被测物体的磁导率大,反而使传感器的灵敏度有所降低。

④受工作频率的影响。当工作频率升高时,传感器的灵敏度将提高,但输出电压的幅值不一定增大。

四、测量电路

根据电涡流传感器的原理,被测参量可以由传感器转换为传感器线圈的 Q 值、等效阻抗 Z_s 和等效电感 L_s 等三个电参数。究竟利用哪个参数并将其最后变换为电压或电流信号输出,这要由测量电路来决定。电涡流传感器作测量时,线圈与并接电容(一般在传感器内)组成 LC 并联谐振回路。线圈等效电感的变化使并联谐振回路的谐振频率发生改变,将其被测量变换为电压或电流信号输出。并联谐振回路的谐振频率为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5-38)$$

目前电涡流传感器所配用的谐振电路有调幅式、调频式和电桥式等三种类型。

1. 调幅式测量电路

所谓调幅简单地说就是将输入量的变化通过谐振电路变成一个高频率振荡波的幅值的变化,然后再经检波得出与输入量变化相对应的电压波形而输出。

图 5—26 所示为调幅谐振电路的原理框图。此电路的工作原理是这样的:晶体振荡器产生一等幅的高频振荡波被送入电涡流传感器中由线圈 L 与 C 组成的并联谐振回路内。当传

感器作测量时,线圈与被测物体的距离变化使 LC 回路失谐、阻抗减小、线圈两端输出电压的幅值改变,即使原高频振荡波形的幅值发生改变(称为调幅)。电路中的源极输出器为一个阻抗变换器,它控制后边的电路不影响 LC 回路的工作,由高频放大器将调幅波进行放大,再用检波器将调幅波解调后,得到其波形与输入量变化相同的电信号。但由于有高次谐波及干扰信号的存在,还需要经过滤波器滤去高次谐波和干扰信号后,输出波形才是与输入被测参量变化相同的电压信号。

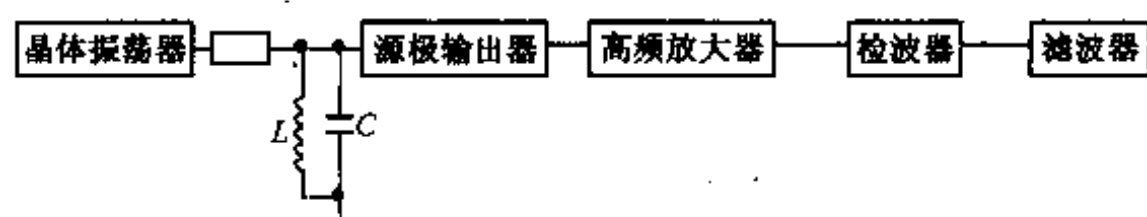


图 5-26 调幅谐振电路原理框图

2. 调频式测量电路

所谓调频就是指用被测量的变化去改变(调制)激励信号的工作频率,使激励信号的工作频率随被测量的变化而变化。调频谐振电路的特点,即电涡流传感器的电感线圈就是激励振荡器的一个振荡元件。所以线圈电感量的变化可以直接使振荡器的振荡频率发生变化,从而实现频率调制。

图 5-27 所示为调频式谐振电路的原理框图。此电路的工作原理是这样的:由电涡流传感器线圈组成振荡器的振荡元件。测量时线圈电感与被测物体间的距离发生改变而使线圈的电感也发生改变,故而使振荡器的振荡频率随之改变。这样,振荡器就输出一个幅值不变而频率变化的高频振荡波信号;此信号经高频放大器进行放大后,再经过限幅器限定幅值以适合鉴频器的输入要求;鉴频器将频率变化的调频波用幅值变化的形式反映出频率的变化,即解调;低频和功率放大器将信号放大使其能驱动显示装置,显示器可以是一般的模拟电表,也可以是数字仪表,还可以用记录仪器等。

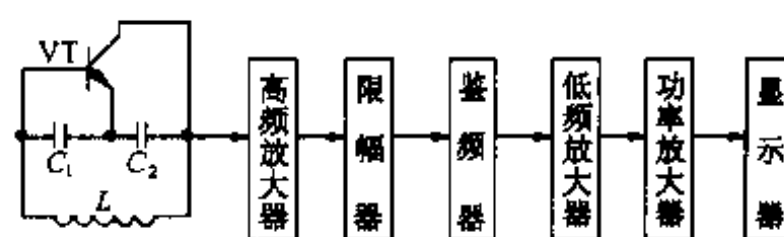


图 5-27 调频式谐振电路的原理框图

图 5-28 所示为一简单的调频电路。它由两部分组成:晶体管 VT_1 与电容 C_2, C_3 同传感

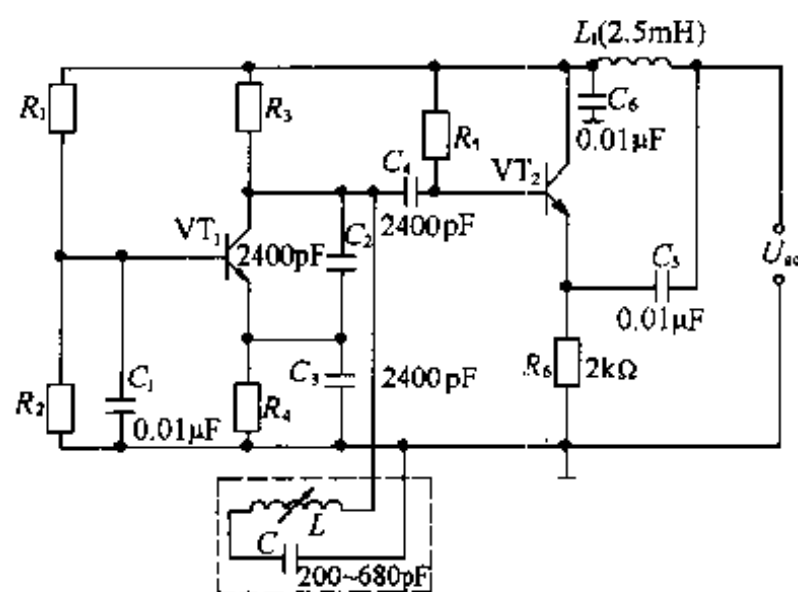


图 5-28 调频式测量电路

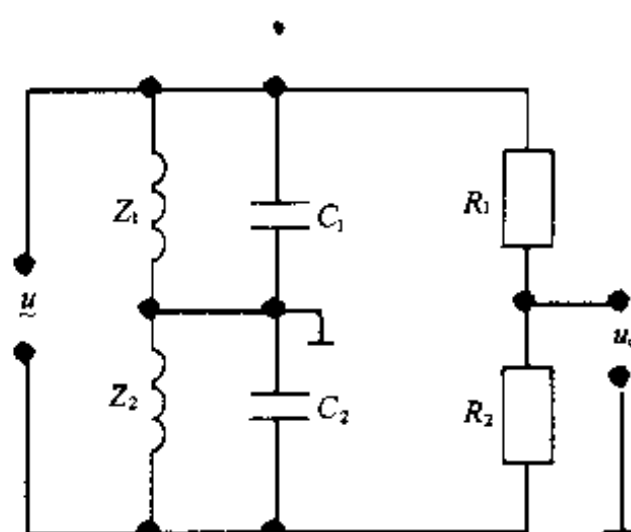


图 5-29 涡流式传感器电桥

器线圈 L 及电容 C 构成一个电容三点式振荡器,其振荡频率 f 随传感器电感 $L(x)$ 的变化而变化;晶体管 VT_2 与射极电阻 R_6 等元件构成一个射极输出器,起阻抗匹配作用。

3. 电桥测量电路

如图 5—29 所示,图中 Z_1 、 Z_2 为差动式传感器的两个线圈,或者一是传感器线圈,另一是固定平衡线圈。桥路输出的电压幅值随传感器线圈阻抗变化而变化。

第四节 电感式传感器应用

电感式传感器的应用可分为直接应用和间接应用。直接应用就是根据衔铁的移动量(或传感器与被测件之间距离)直接对位移进行测量;间接应用就是用电感式传感器构成测量装置或设备。

一、电感式传感器的应用

1. 电感式位移传感器

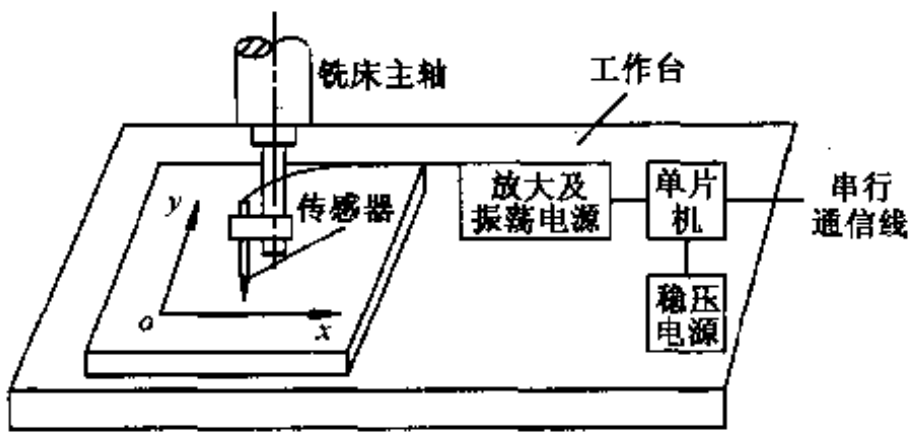


图 5—30 直线度及平面度测量

电感式传感器的主要应用是作为位移传感器,对位移进行测量。如图 5—30 所示,为利用电感式传感器构成的直线度及平面度测量系统。传感器固定在数据铣床的主轴上,测量直线度时,使数控机床沿被测直线运动,定距离地对直线上的点进行采样,从而计算出直线的直线度;测量平面度时,使数控机床沿一定的网格进行运动,并在网格点上采样,通过计算可得被测平面的平面度。测量电路如图 5—31 所示,具体的测量电路及原理如前面所讲。

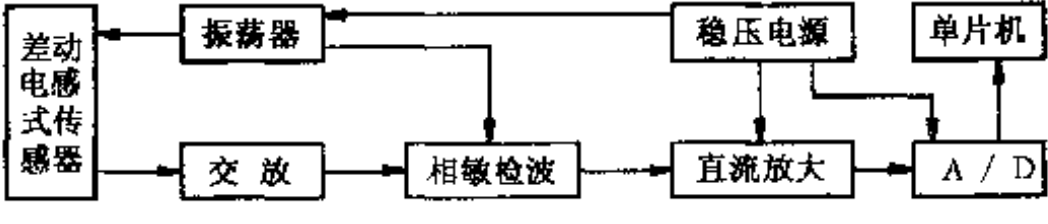


图 5—31 直线度及平面度测量电路方框图

电感式位移传感器第二个重要应用是测量圆度,如图 5—32 所示。传感器 3 与精密主轴 2 一起回转,主轴 2 精度很高,在理想情况下可认为它回转运动的轨迹是“真圆”。当被测件有圆度误差时,必定相对“真圆”产生径向偏差,该偏差值被传感器感受并转换成电信号。载有被测件半径偏差信息的电信号,经放大、相敏检波、滤波、A/D 送入计算机处理,最后用数字显示出圆度误差,或用记录器记录下被测件的轮廓图形(径向偏差)。

电感式传感器还可以构成表面粗糙度测量仪,在公差与技术测量中得到广泛应用。

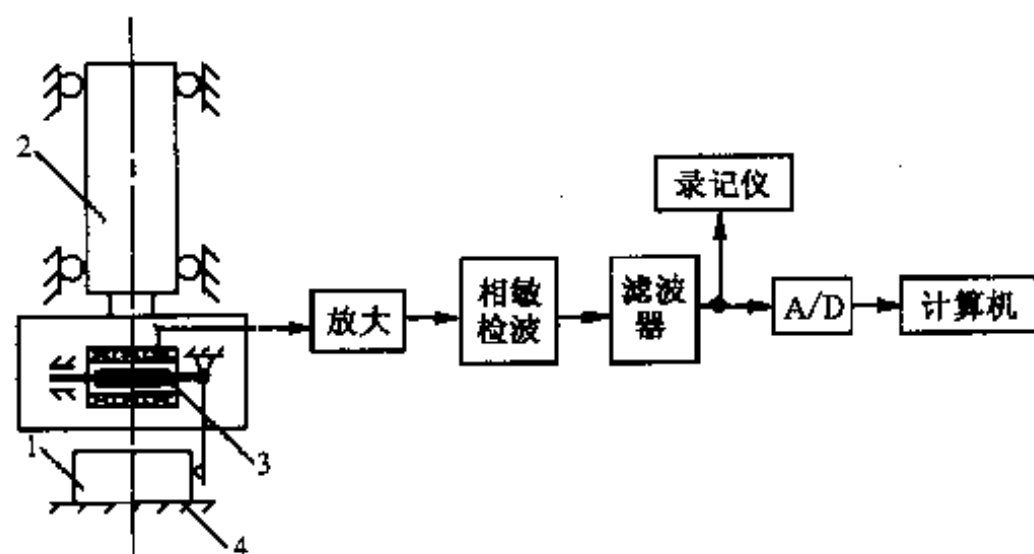


图 5—32 圆度仪原理图

1—被测工件;2—精密主轴;3—传感器;4—工作台

2. 差动变压器测速

差动变压器测速的工作原理如图 5—33 所示。差动变压器的原边励磁电流由交、直流同时供给,故励磁电流

$$i(t) = I_0 + I_A \sin \omega t$$

式中 I_0 ——直流电流;
 I_A ——交流电流幅值。

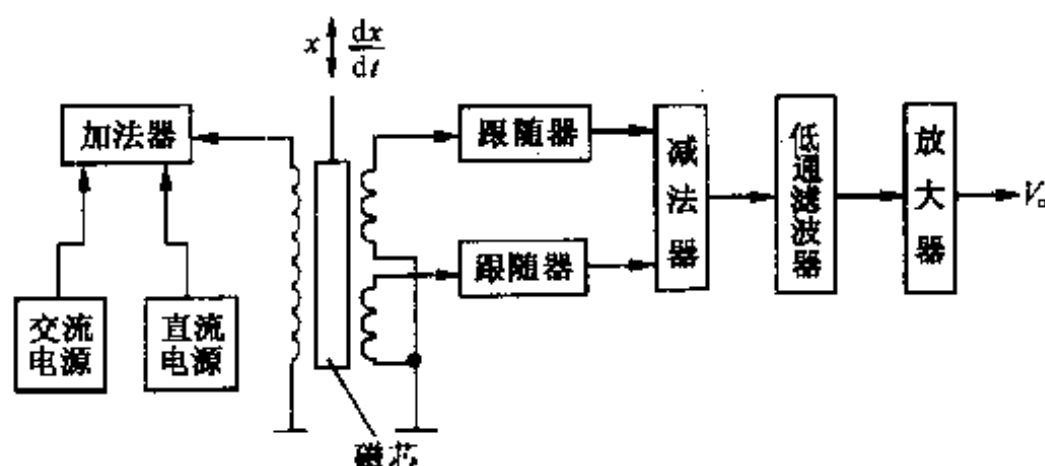


图 5—33 差动变压器测速装置的原理

若差动变压器磁芯以一定速度 dx/dt 移动,则差动变压器副边感应电势

$$E = - \frac{d[M(x)i(t)]}{dt} \quad (5-39)$$

式中 $M(x)$ 是原、副边互感系数。两个次级线圈和原边的互感系数分别为

$$\begin{cases} M_1(x) = M_0 - \Delta M(x) \\ M_2(x) = M_0 + \Delta M(x) \end{cases} \quad (5-40)$$

式中 M_0 —— $x = 0$ (磁芯处于差动变压器中间位置)时的互感系数;

$\Delta M(x)$ ——互感系数的增量,其随磁芯位移量 x 的增减而变化。

$$\text{因此} \quad \Delta M(x) = kx \quad (5-41)$$

式中, k 是比例系数。

将式(5—41)代入式(5—40),则

$$\begin{cases} M_1(x) = M_0 - kx \\ M_2(x) = M_0 + kx \end{cases} \quad (5-42)$$

若将式(5—42)中 $M_1(x)$ 、 $M_2(x)$ 分别代入式(5—39), 则可分别得到副边两个线圈感应出的电势

$$E_1 = kI_0 \frac{dx}{dt} + kI_A \frac{dx}{dt} \sin \omega t - (M_0 - kx) I_A \omega \cos \omega t \quad (5-43)$$

$$E_2 = -kI_0 \frac{dx}{dt} - kI_A \frac{dx}{dt} \sin \omega t - (M_0 + kx) I_A \omega \cos \omega t \quad (5-44)$$

将式(5—43)减式(5—44)可得

$$\Delta E = 2kI_0 \frac{dx}{dt} + 2kI_A \frac{dx}{dt} \sin \omega t + 2\omega kI_A x \cos \omega t \quad (5-45)$$

式中, ω 是励磁的高频角频率。若用低通滤波器滤除 ω , 则可得相应于速度的电压幅值。

$$E_V = 2kI_0 \frac{dx}{dt}$$

上式说明, E_V 与速度 $\frac{dx}{dt}$ 成正比, 检出 E_V 即可确定速度。

图 5—33 中, 差动变压器的副边由电压跟随器获得电流增益后, 用减法器获得 ΔE , 然后用低通滤波器滤掉 ω , 即得到 E_V , 将 E_V 放大, 最后得到 V_0 。

在原边, 励磁交流频率为 5 ~ 10kHz。为了有好的线性度, 交流电源应稳频稳幅。

3. 差动变压器测惯性加速度

差动变压器测惯性加速度的原理如图 5—34 所示。2 为固定板, 3 为螺管式差动变压器, 4 为衔铁, 1 为片式弹性体, 4 的质量比 1 的质量大得多。当沿衔铁轴向无加速度时, 衔铁无位移; 当有加速度时, 衔铁因惯性而移动, 移动的距离

$$x = \frac{m}{k} a$$

式中 m ——衔铁质量;

k ——片弹性体弹性系数;

a ——惯性加速度。

可见, 移动的距离与加速度成正比。因此, 在变压器的原边加以励磁电源 U_i , 在副边就有 U_o 输出, 对 U_o 进行放大, 相敏检波, 低通滤波, 就可得到与加速度大小、方向相对应的直流电压信号。

4. 磨加工连续表面主动测量仪

磨加工连续表面主动测量仪的原理如图 5—35 所示。上、下测量杠杆 3 和 8 上的两个量

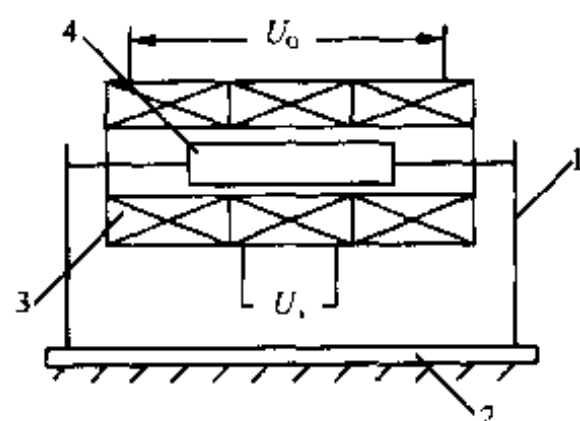


图 5—34 差动变压器测惯性加速度

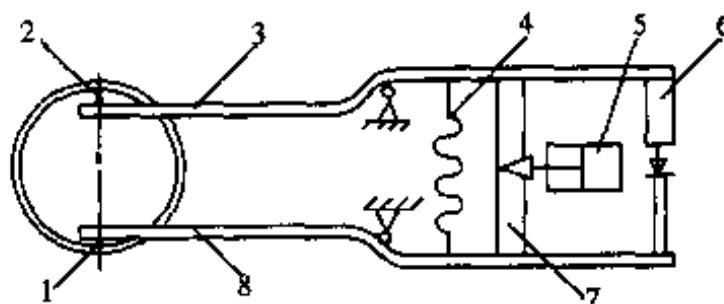


图 5—35 测量原理

1、2—量端; 3、8—测量杠杆; 4—弹簧;

5—油缸; 6—传感器; 7—支架

端 2 和 1 在弹簧 4 作用下同时在工件孔的直径方向上进行测量,将测得的尺寸变化传递给传感器 6,油缸 5 通过活塞顶动支块 7 使两量端 2 和 1 产生收拢和张开动作,防止测量装置在进出测位时量端与工件相碰。

在实际的测量仪中,测量杠杆 3、8 之间的距离是可调的,从而适应不同尺寸的测量。

配以前面所讲的测量电路,就可以得到相应位移所对应的电压,从而驱动显示仪表。再配以后处理电路,可以发出粗磨、精磨、光磨和尺寸到四个控制信号,从而对内圆或外圆连续表面磨加工进行主动测量和自动控制,适应于大批量生产。

5. 三维电感式测头

如图 5—36 所示为双片簧式三向电感测头,可作扫描测量,也可作为数控仿形铣床的仿形仪。它采用三层片簧支承,片簧 1 是 X 向支承,片簧 2 是 Y 向支承,片簧 3 是 Z 向支承,为了增加片簧的刚度和稳定性,其中间加有金属压板。由于 Z 向片簧水平放置,并承受触头和 X 层、 Y 层的重量,为此采用弹簧 4 平衡 Z 向。

在每层中间设置有电感式传感器,测量三个方向的位移,如图 5—37 所示。

每一个方向配有相应的测量电路,把相应的测头位移转换成电压输出,从而去控制机床三个坐标方向的电机运动。测量电路同前。

当然电感式传感器还有很多用途,这里就不一一介绍。

二、电涡流传感器的应用

1. 涡流式传感器测量位移

图 5—38 所示,为用电涡流式传感器测量主轴的轴向位移。

2. 涡流膜厚检测

如图 5—39 所示,为电涡流膜厚检测法,在某金属材料表面形成腐蚀膜,传感器和金属材料表面的距离为 D ,设在同一金属材料表面没有膜时传感器与金属表面的距离为 L , L 和 D 之差即为膜厚 d 。

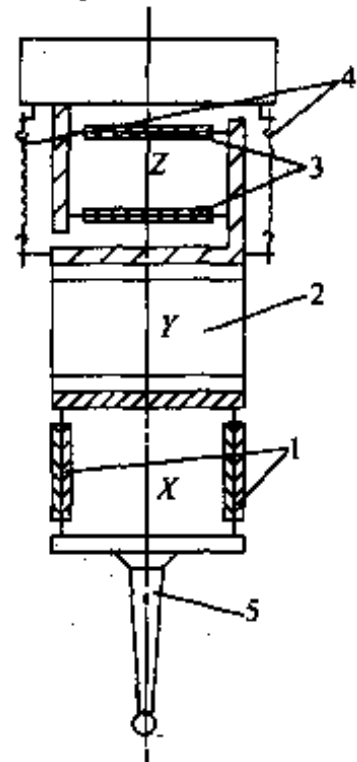


图 5—36 双片簧三向电感测头
1、2、3—片簧;
4—弹簧;5—触头

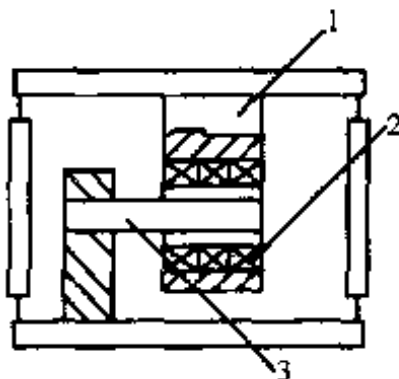


图 5—37 三维测头中的传感器
1—支架;2—线圈;3—磁芯

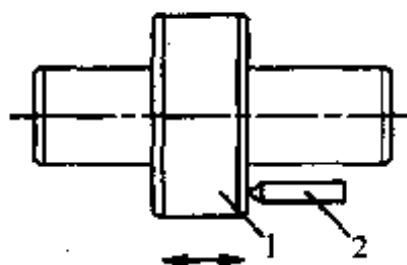


图 5—38 主轴的轴向位移
1—被测件;2—传感器

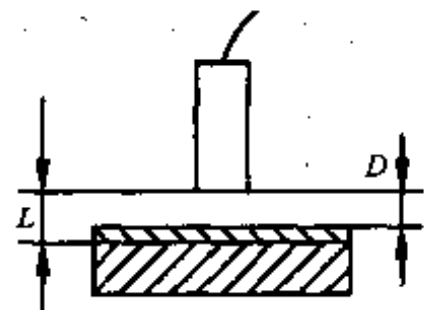


图 5—39 膜厚检测法

电涡流法能够检测金属表面的氧化膜、漆膜和电镀膜等各种膜厚,其膜厚检测电路如图 5-40 所示。

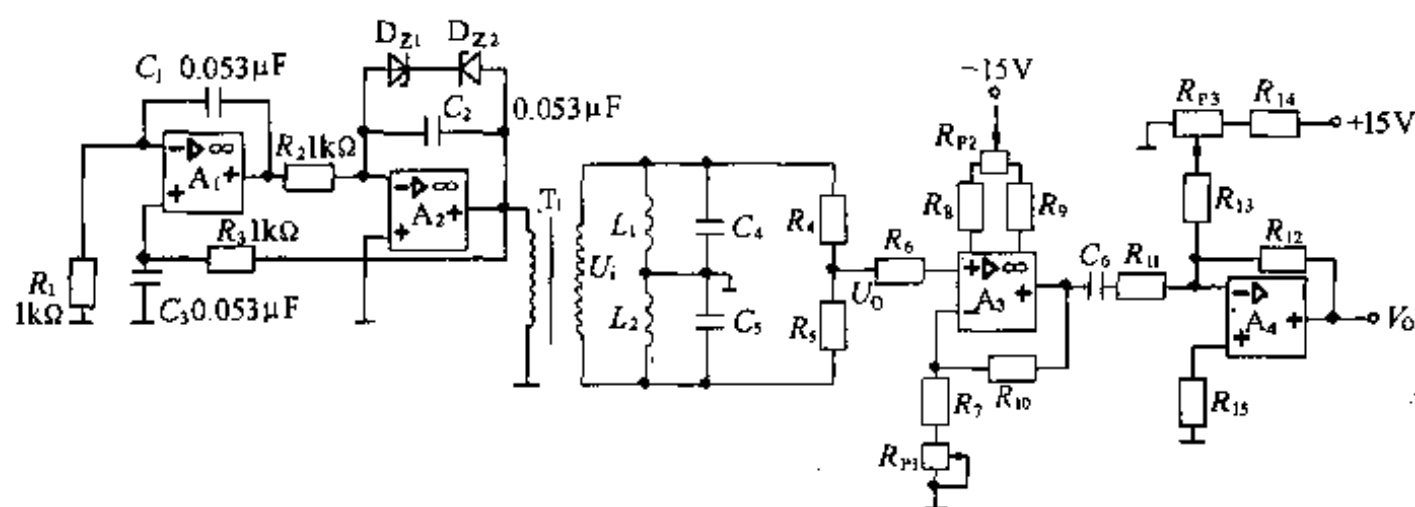


图 5-40 电涡流膜厚检测

运算 A_1 、 A_2 构成正弦波振荡器,由于 $R_1 = R_2 = R_3 = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = C_2 = C_3 = 0.053\mu\text{F}$,则振荡器产生的正弦波频率为

$$f = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 1 \times 10^3 \times 0.053 \times 10^{-6}} = 3\text{kHz}$$

该正弦波加到变压器 T_1 上,输出正弦波加到桥路上,并由该桥路获得涡流变化。

D_{Z1} 、 D_{Z2} 为稳压二极管,起稳压限幅作用。 L_1 为电涡流传感器线圈, L_2 为平衡线圈,且 $L_1 = L_2 = 50\text{mH}$, $C_4 = C_5 = 0.1\mu\text{F}$, $R_4 = R_5 = 360\Omega$,设 L_1 、 L_2 的感抗为 X_{L1} 、 X_{L2} , C_4 、 C_5 的感抗 X_{C4} 、 X_{C5} ,令 $Z_1 = X_{L1} // X_{C4}$, $Z_2 = X_{L2} // X_{C5}$,则 Z_1 、 Z_2 、 R_4 、 R_5 组成电桥,非平衡状态下电桥输出为

$$U_0 = \frac{Z_1 R_5 - Z_2 R_4}{(Z_1 + Z_2)(R_4 + R_5)} U_i$$

电桥输出由 A_3 进行适当放大, C_6 进行隔直耦合到 A_4 的输入端,再进行交流放大几十倍。 R_{P2} 调整灵敏度, R_{P2} 调整零点, R_{P3} 调整电平。

A_4 的输出 V_0 为正弦信号,后接前面所讲相敏检波器及低通滤波器,则可得到对应于传感器与金属材料之间距离的位移电压,该位移电压与传感器、金属材料之间距离(在一定范围内)成线性关系,测量精度在 5% 左右。

3. 电涡流式转速表

电涡流式转速表的工作原理如图 5-41 所示,在轴 1 上开一键槽,靠近轴表面安装电涡流传感器 2,轴转动时便能检出传感器与轴表面的间隙变化,从而得到跟转速成正比的脉冲信号,经放大和整形后,即可由频率计指示频率值即转速。

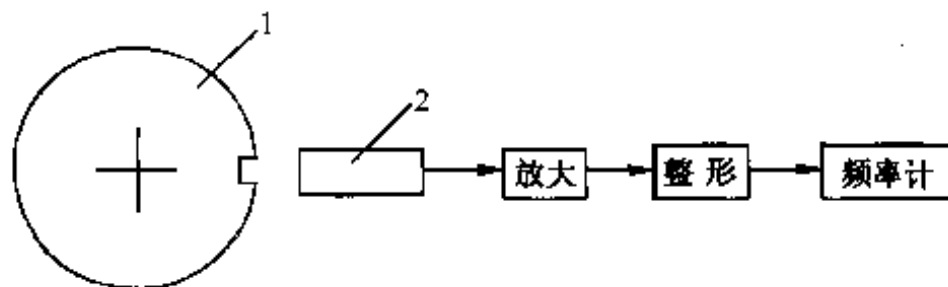


图 5-41 电涡流式转速表的工作原理

放大器的输出如图 5—42(a)所示。整形电路可由施密特触发器来完成,整形后的波形如图 5—42(b)所示。

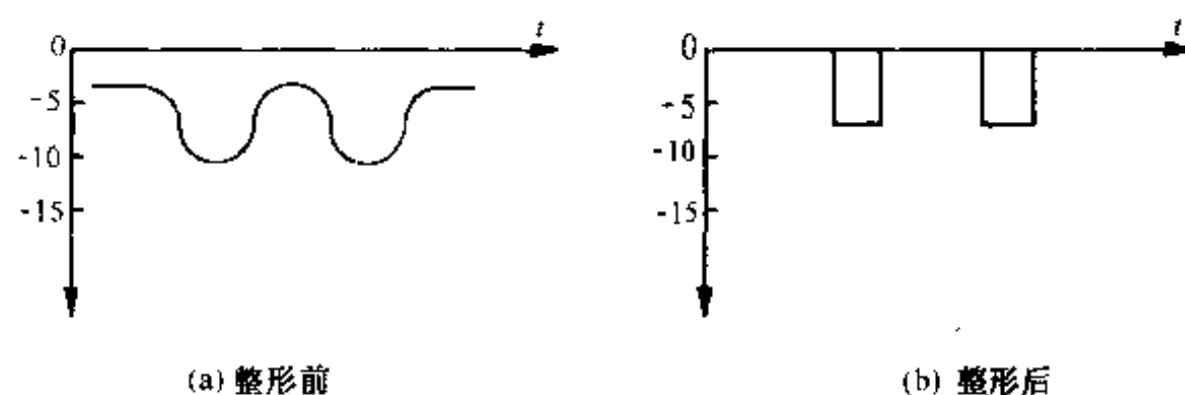


图 5—42 整形前后波形

用同样的方法可将涡流传感器安装在产品输送线上,对产品进行计数。

总之,涡流式传感器结构简单,易于进行非接触连续测量,灵敏度较高,适用性较强。其变换量可以是位移 x (如前述应用实例),也可以是被测材料的性质(如电阻率 ρ 、导磁率 μ 等)。因而被广泛地用于测量位移、厚度、振动、转速、计数、温度、材质、应力及探伤等方面。

第六章 电容式传感器及应用

电容式传感器具有结构简单、灵敏度高、动态响应好、价格便宜等优点,可以实现非接触测量,具有平均效应。电容传感器可以用来检测压力、力、位移以及振动等非电参量,是一种应用广泛和有发展前途的传感器。

第一节 电容式传感器工作原理

电容式传感器是把被测的非电量转换为自身电容量变化的一种传感器。这些被测量是用于改变组成电容器的可变参数而实现其转换的。电容传感器的基本工作原理可以用最普通的平行极板电容器来说明。两块相互平行的金属极板,当不考虑其边缘效应(两个极板边缘处的电力线分布不均匀引起电容量的变化)时,其电容量为

$$C = \frac{\epsilon A}{d} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{d} \quad (6-1)$$

式中 d ——两平行极板之间的距离(m);

A ——两平行极板相互覆盖的有效面积(m²);

ϵ ——极板间介质的介电常数(Fm⁻¹);

ϵ_r ——介质的相对介电常数;

ϵ_0 ——真空中介电常数(一般空气中的介电常数也用 ϵ_0), $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ (Fm⁻¹)。

由式(6-1)可见,影响平行极板电容器的电容量的参数有 ϵ , A , d 三个,只要其中一个参数发生改变,电容 C 就要改变。电容式传感器在检测非电量时,就是使被测非电量改变其中一个或两个参数,从而得到被测非电量与传感器电容量之间有一对应函数关系。

第二节 电容式传感器的类型和特性

根据影响电容器电容的三个变化参数,我们把电容式传感器分为变极间距离(d)、变相互覆盖面积(A)和变极间介质(ϵ)等三大类型,并对它们的工作原理和特性进行分析。

一、极距变化型电容传感器

极距变化型电容传感器还可以分成两种:

1. 空气介质极距变化型

图 6-1 为这种类型的电容传感器原理图。图中是一个平行极板组成的电容器,2 为动极板,1 为固定极板。其电容量可用式(6-1)求得。若极板有效面积 A 和极间介质 ϵ 不变,那么,该电容量 C 与极板间距 d 的关系为一双曲函数,如图 6-2 所示。

设起始时 $d = d_0$,极间介质为空气, $\epsilon \approx \epsilon_0$,此时电容器的电容为

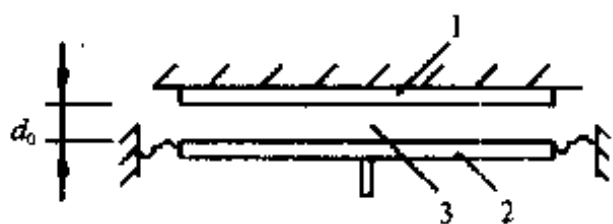


图 6—1 变 d 式电容传感器

1—定极板；2—动极板；3—介质

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 A}{d_0} \quad (6-2)$$

若极距减小了 $\Delta d = \Delta x$ (在动极板上输入位移量), 此时电容量为

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{d} = \frac{\epsilon_0 A}{d_0 - \Delta d} = C_0 \frac{1}{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \quad (6-3)$$

那么, 电容的变化量为

$$\Delta C = C - C_0 = C_0 \left(\frac{1}{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} - 1 \right) = C_0 \frac{\frac{\Delta d}{d_0}}{1 - \frac{\Delta d}{d_0}}$$

电容相对变化量为

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta d}{d_0} \left(1 - \frac{\Delta d}{d_0} \right)^{-1} \quad (6-4)$$

同理, 可得当极距增加 Δd 时, 电容器的电容相对变化量为

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta d}{d_0} \left(1 + \frac{\Delta d}{d_0} \right)^{-1} \quad (6-5)$$

考虑到 $\Delta d \ll d_0$ 的条件, 则 $\left(1 - \frac{\Delta d}{d_0} \right)^{-1}$ 和 $\left(1 + \frac{\Delta d}{d_0} \right)^{-1}$ 都接近于 1, 那么, 式(6—4)和式(6—5)变为

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta d}{d_0} = \frac{\Delta x}{d_0} \quad (6-6)$$

将式(6—6), (6—5)和(6—4)绘成曲线, 如图 6—3 所示, 只有在 $\Delta d \ll d_0$ 的条件下, $\frac{\Delta C}{C_0}$ 和 $\frac{\Delta x}{d_0}$ 之间才有线性关系。

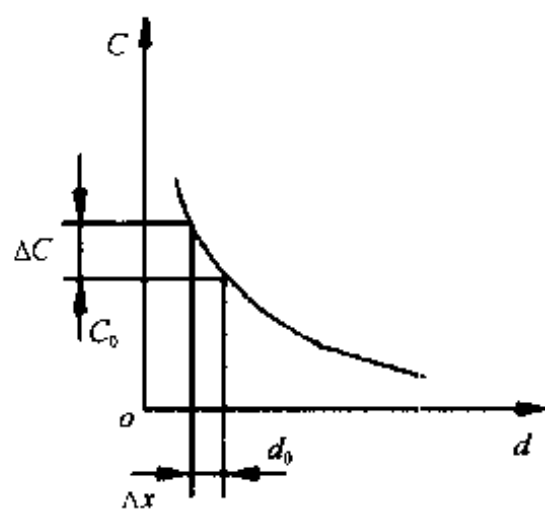


图 6—2 平行极板电容器 C 和 d 的关系

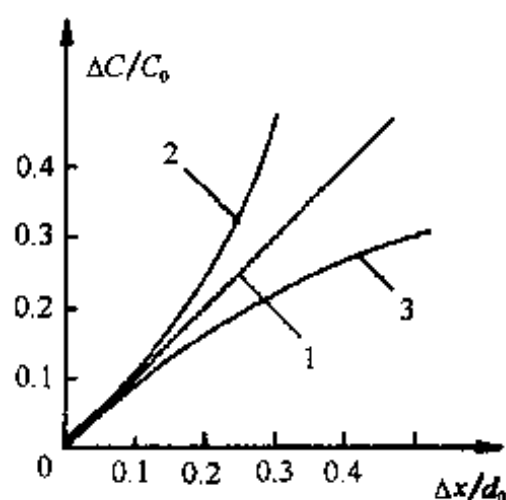


图 6—3 变 d 型电容传感器

$\frac{\Delta C}{C_0}$ 和 $\frac{\Delta x}{d_0}$ 之间关系

变化极距型的电容传感器的灵敏度为

$$k = \frac{\Delta C}{\Delta d} = \frac{C_0}{d_0} = \frac{\epsilon_0 A}{d_0^2} \quad (6-7)$$

从图 6—3 可知,若考虑了 $(1 \pm \Delta d/d)^{-1}$, 则 $\Delta C/C_0$ 和 $\Delta x/d_0$ 的关系是非线性的。其非线性影响较大的是 $(\Delta d/d_0)^2$ 项。故变极距型电容传感器相对非线性误差为

$$e_f = \left| \frac{(\frac{\Delta d}{d_0})^2}{(\frac{\Delta d}{d_0})} \right| \times 100\% = \left| \frac{\Delta d}{d_0} \right| \times 100\% \quad (6-8)$$

从上述分析可知,变极距型电容传感器的电容相对变化量以及非线性误差均与极距相对变化量有关,而其电容灵敏度仅与起始时的电容量和极距有关。式(6—7)告诉我们,欲得较大的 k 值,则应使 d_0 小一些。但若 d_0 太小时,从式(6—6)和(6—8)得知, $\Delta C/C_0$ 增大,因而 e_f 也增大,且 d_0 太小电容器容易引起击穿或短路,故 k 与 e_f 间在取 d_0 值时是有矛盾的。

实际应用中,为提高灵敏度和减小非线性,以及便于连接测量电桥,一般采用差动式结构,如图 6—4 所示。这种结构共用一个动极板,起始时两个定极板分别组成的电容量为 $C_1 = C_2 = C_0$, 因 $d_1 = d_2 = d_0$, $A_1 = A_2 = A_0$, $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon_0$, 所以当动极板上输入一个位移量 Δx 后(若向上位移),则

$$C_1 = C_0 + \Delta C_1$$

$$C_2 = C_0 - \Delta C_2$$

由于 $\Delta C_1 \approx \Delta C_2 = \Delta C$, 构成差动形式。差动电容器组成的交流电桥还能有效地对温度变化所造成的误差进行补偿。

2. 加固定介质的极距变化型电容传感器

为解决由于 d_0 太小将出现电容器被击穿的问题,可在固定极板上(或极板间)放置一层介电常数 ϵ 值高一些的介电物质,如云母、塑料膜等。如图 6—5 所示。

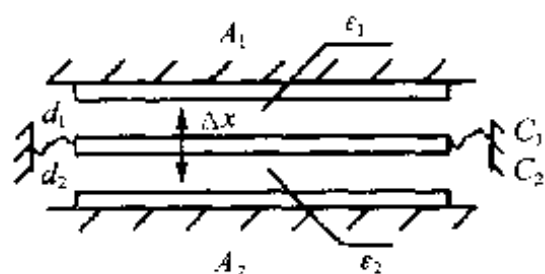


图 6—4 变 d 型差动电容器结构示意图

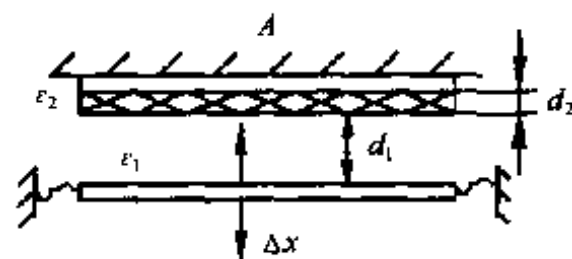


图 6—5 加固定介质的变 d 型电容传感器

设所加介质紧贴于定极板上,其厚度为 d_2 , 介质介电常数为 ϵ_2 , 介质与动极板间的间距为 d_1 , 介质为空气, $\epsilon_1 = \epsilon_0$, 此时两极板间的电容可由下式求计:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{d_1 + \frac{d_2}{\epsilon_2}} \quad (6-9)$$

若动极板上输入一位移量 $\Delta x = \Delta d_1$, 则电容量为

$$C' = \frac{\epsilon_0 A}{(d_1 - \Delta d_1) + \frac{d_2}{\epsilon_2}} \quad (6-10)$$

用其电容变化量 $\Delta C = C' - C$, 代入化简整理后, 可得其电容相对变化量为

$$\frac{\Delta C}{C} \approx N \frac{\Delta d_1}{d_1 + d_2} \quad (6-11)$$

式中

$$N = \frac{1 + \frac{d_2}{d_1}}{1 + \frac{d_2}{d_1} \times \frac{1}{\epsilon_2}} \quad (6-12)$$

其电容灵敏度为

$$k = \frac{\Delta C}{\Delta d_1} = \frac{NC}{d_1 + d_2} \quad (6-13)$$

可见 N 是一个影响电容灵敏度的参量。从式(6—12)可知, N 由 d_2/d_1 和 ϵ_2 所决定。当 d_2/d_1 不变时, ϵ_2 增大则 N 也增大。当 ϵ_2 不变时, d_2/d_1 增大时, N 也增大。一般选取 ϵ_2 值大的介质。

以上两种平行极板组成的电容器其电容量的求计公式, 均没有考虑到极板的边缘效应。实际上从电场的电力线分布情况来看, 由于极板厚度 h 与极间距离 d 之比值较大时, 就会使边缘电场分布不均匀, 而出现电容器的电容量有一增量, 即 $C' = C + \Delta C$ (C 是按以上公式求计的电容量, ΔC 为增量)。这种现象称为边缘效应。

为了消除电容器的边缘效应的影响, 采用带有保护环结构的极板如图 6—6 所示。它将边缘效应移到保护环 2 和动极板的边缘, 在中间工作区(极板 1 的有效面积区)无边缘效应, 故不影响电容量的计算。图 6—7 所示是带有保护环的电容传感器结构示意图。

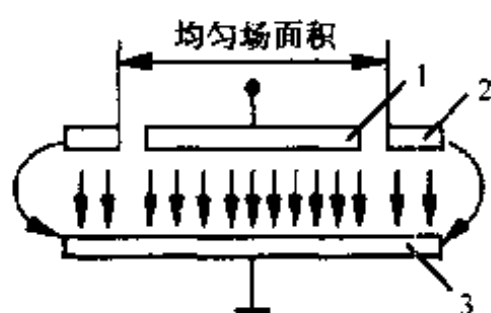


图 6—6 带有保护环的平板电容式传感器原理
1—极板; 2—保护环; 3—极板

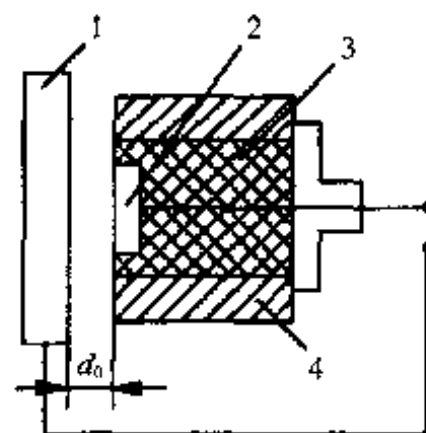


图 6—7 带有保护环的电容式传感器结构图
1—动极板; 2—固定极板;
3—绝缘材料; 4—金属保护环

二、面积变化型电容传感器

变化极板间相互覆盖面积类型的电容传感器, 其结构形式有许多种, 常见的有四种形式:

1. 平面直线位移型

图 6—8 所示是平面直线位移型电容传感器原理图。设起始时电容器的电容为 $C_0 = \epsilon A_0 / d$ 。若当动极板沿 x 方向移动 Δx 时, 由于极板相互遮盖面积发生变化, 电容量变为

$$C_x = \frac{\epsilon A_x}{d} = \frac{(a - \Delta x) b \epsilon}{d} = C_0 \left(1 - \frac{\Delta x}{a}\right) \quad (6-14)$$

其电容变化量为

$$\Delta C = C_0 - C_x = C_0 \frac{\Delta x}{a} \quad (6-15)$$

故电容相对变化量为

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta x}{a} \quad (6-16)$$

电容灵敏度为

$$k = \frac{\Delta C}{\Delta x} = \frac{C_0}{a} = \frac{\epsilon b}{d} \quad (6-17)$$

式中 a ——极板宽度;

b ——极板长度;

A_0 ——初始相互遮盖面积($A_0 = ab$)。

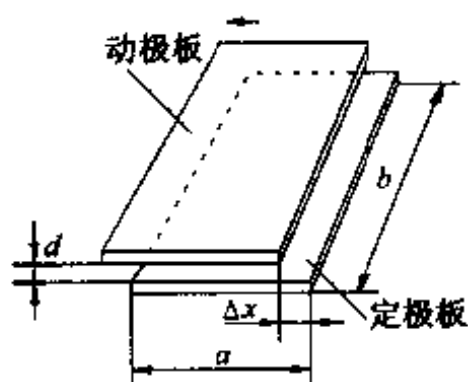


图 6—8 平面位移型电容传感器原理图

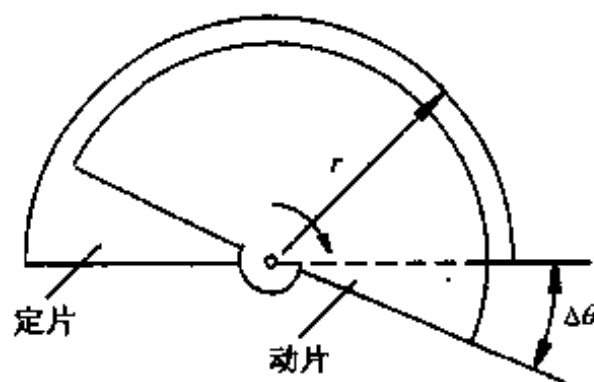


图 6—9 角位移型电容传感器原理图

从上述分析可知,平面位移型电容传感器的电容量与输入位移量有线性关系,其灵敏度为一常数。

2. 角位移型

现以图 6—9 的结构为例,分析角位移型电容传感器。由于是半圆形平行极板电容器,所以起始时的遮盖面积 $A_0 = \pi r^2/2$,其电容量为

$$C_0 = \frac{\pi \epsilon r^2}{2d} \quad (6-18)$$

当动极板有一角位移 $\Delta\theta$ 时产生一电容变化量为

$$\Delta C = C_0 \frac{-\Delta\theta}{\pi} \quad (6-19)$$

其电容相对变化量为

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{-\Delta\theta}{\pi} \quad (6-20)$$

其灵敏度为

$$k = \frac{\Delta C}{\Delta\theta} = \frac{C_0}{\pi} = \frac{\epsilon r^2}{2d} \quad (6-21)$$

3. 圆柱(或圆筒)形线位移型

图 6—10 所示为一圆筒形线位移型电容传感器结构示意图。这是由套在一起并具有一定高度的两个同心金属圆筒的内、外表面所形成的电容传感器,其中一个圆筒固定,另一个同心圆筒沿着轴线方向移动,构成相互覆盖面积可变化的电容传感器。起始时电容器的电容为

$$C_0 = 0.55 \frac{\epsilon l}{\ln \frac{D}{d}} \quad (6-22)$$

式中 l ——圆筒的高度；

D ——外圆筒的内壁直径；

d ——内圆筒的外壁直径；

ϵ ——内、外圆筒间介质的介电常数。

当内圆筒沿轴线方向有一位移为 Δx 时，则电容器的电容变为

$$C_x = 0.55 \frac{\epsilon(l - \Delta x)}{\ln \frac{D}{d}} \quad (6-23)$$

其电容变化量为

$$\Delta C = C_x - C_0 = -C_0 \frac{\Delta x}{l} \quad (6-24)$$

电容相对变化量为

$$\frac{\Delta C}{C_0} = -\frac{\Delta x}{l} \quad (6-25)$$

其灵敏度为

$$k = \frac{\Delta C}{\Delta x} = -\frac{C_0}{l} = -0.55 \frac{\epsilon}{\ln \frac{D}{d}} \quad (6-26)$$

当构成差动圆筒线位移电容传感器时， $\frac{\Delta C}{C_0} = -2 \frac{\Delta x}{l}$ ， $k = \frac{\Delta C}{\Delta x} = -2 \frac{C_0}{l}$ 。

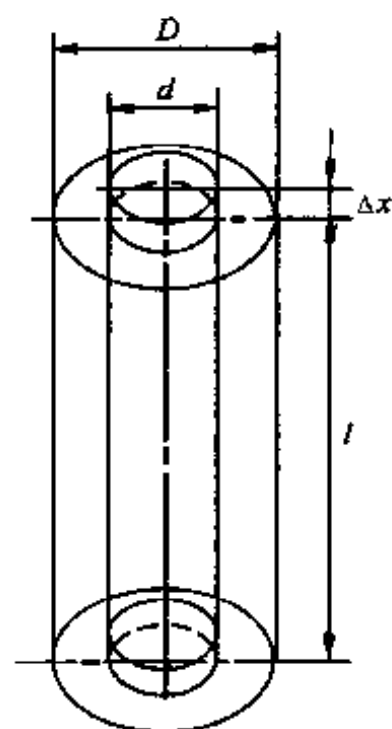


图 6-10 圆筒极板线位移型电容传感器

4. 容栅传感器

容栅传感器是在变面积型电容传感器基础上发展而成的一种新型传感器。可分为长容栅和圆容栅两种，如图 6-11 所示。图(a)、(b)中 1 是固定容栅，2 是可动容栅，在 A、B 面上分别印制(或刻制)一系列均匀分布并互相绝缘的金属(如铜箔)栅极。固定容栅与可动容栅栅极面相对，中间留有间隙 δ ，形成一对对电容。当可动容栅相对固定容栅位移时，每对电容面积发生变化，因而电容值随之变化，即测出线位移或角位移。

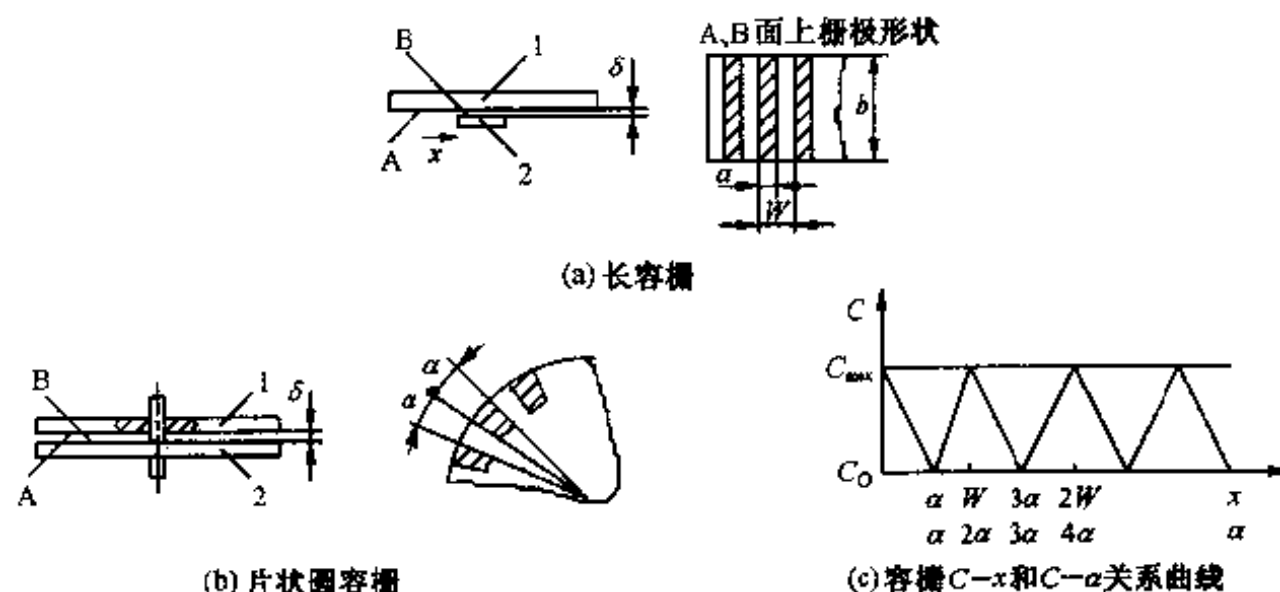


图 6-11 容栅传感器结构与特性

忽略电容边缘效应,长容栅最大电容量为

$$C_{\max} = n \frac{\epsilon ab}{\delta}$$

式中 n ——可动容栅的栅极数;

a, b ——分别为栅极的宽度和长度(m)。

若相对位移 Δx 后,电容变化量为

$$\Delta C = -\frac{n\epsilon b}{\delta} \Delta x \quad (6-27)$$

其灵敏度

$$k = -\frac{\Delta C}{\Delta x} = \frac{n\epsilon b}{\delta} \quad (6-28)$$

在测量位移时,电容量是周期变化的,电容量 C 与位移 x 的关系曲线如图(c)所示。

片状圆容栅的两圆盘 1、2 同轴安装,栅极成辐射状,可动容栅随被测量转动,忽略电容边缘效应,最大电容量为

$$C_{\max} = n \frac{\epsilon \alpha (R^2 - r^2)}{2\delta}$$

式中 R, r ——栅极外半径和内半径(m);

α ——每条栅极对应圆心角(rad)。

其电容量 C 与转角 α 的关系曲线如图(c)。

容栅传感器因多极电容及平均效应而分辨力高、精度高、量程大,对刻制精度和安装要求不高,是一种很有发展前途的传感器。

三、介质变化型电容传感器

图 6—12 所示为改变极间介质型电容传感器的原理示意图。其中图(a)是介质面积变化型,常用来测量固体和液体物的物位或液位;图(b)是介质介电常数变化型,用来测量非导电物质的厚度或温度对物质特性的影响,由于分析较为复杂,这里从略了。

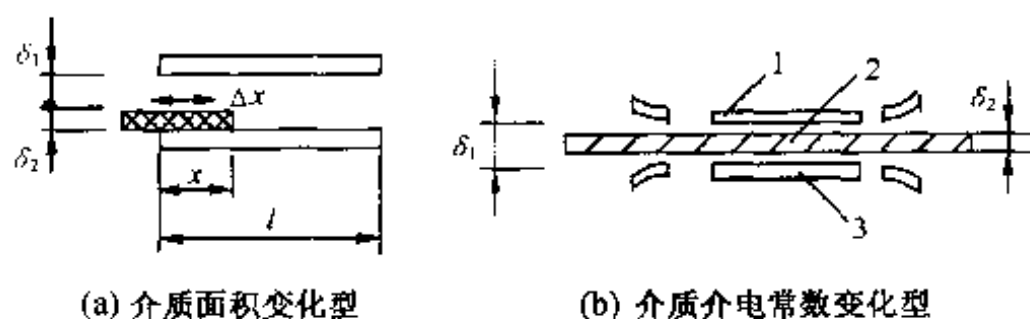


图 6—12 介质变化型电容传感器

1—极板 1; 2—面积 A ; 3—极板 2

第三节 电容式传感器的测量电路

用于电容式传感器的测量电路较多,常把它们归纳为三种类型,即电桥电路、调频(谐振)电路和脉冲宽度调制电路,现分别予以介绍。

一、电桥电路

1. 普通交流电桥

图 6—13 所示为电容传感器的一个交流电桥测量系统,其工作原理同前面分析相同。

2. 变压器电桥

图 6—14 所示为电容式传感器所用的变压器电桥的电路原理图。当电桥输出端开路(或后接负载阻抗为无穷大时),电桥的输出电压为

$$U_{sc} = \frac{U_i}{2} \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} \quad (6-29)$$

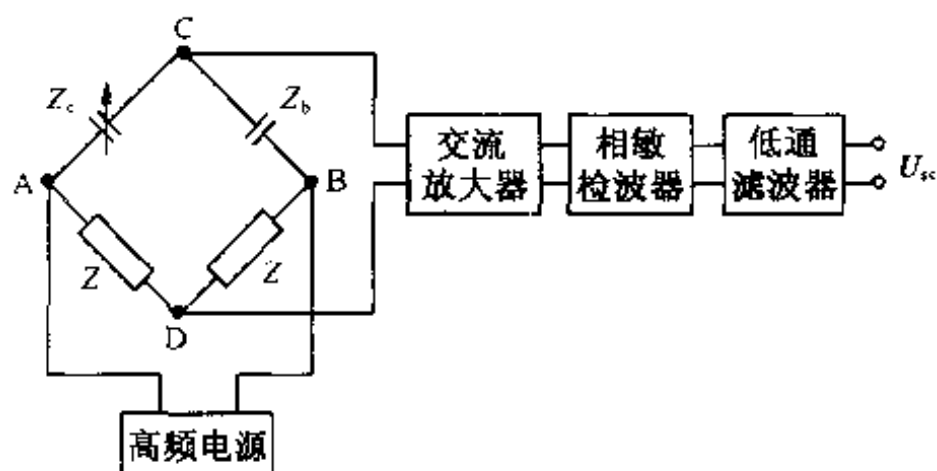


图 6—13 普通交流电桥测量系统

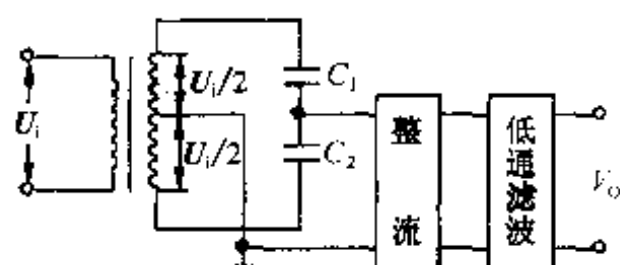


图 6—14 电容传感器变压器电桥原理图

若 C_1, C_2 为差动电容传感器的电容,测量时 $C_1 = C_0 + \Delta C, C_2 = C_0 - \Delta C$,则可得:

$$U_{sc} = \frac{U_i \Delta C}{2 C_0} \quad (6-30)$$

代入不同结构形式的电容传感器的电容相对变化表示式后,即可得输出电压信号与输入非电量的关系,例如变极距式平板电容传感器的 $\Delta C/C_0 = \Delta d/d_0$,则有

$$U_{sc} = \frac{U_i}{2} \times \frac{\Delta d}{d_0} = \frac{U_i}{2} \times \frac{\Delta x}{d_0} \quad (6-31)$$

式(6—31)说明,电桥的输出电压与加在电容传感器动极板上的位移 Δx 有线性关系。

其电桥灵敏度为

$$k = \frac{U_{sc}}{\Delta x} = \frac{U_i}{2 d_0} \quad (6-32)$$

3. 双 T 二极管交流电桥

图 6—15 所示为双 T 二极管交流电桥的原理图。它是利用电容充放电原理组成的电路,其中 U_i 为一对称方波的高频电源电压, C_1 和 C_2 为差动电容传感器的电容, D_1 和 D_2 为两只理想二极管(即正向导通时电阻为零,反向截止时电阻为无穷大), R_1 和 R_2 为固定电阻,而且 $R_1 = R_2 = R$, R_f 为负载电阻(或后接仪器仪表的输入电阻)。

该电路的工作原理简述如下:当电源 U_i 为正半周时,二极管 D_1 导通而 D_2 截止,等效电路如图 6—16(a)所示。此时电容 C_1 很快充电至 U_i , U_i 供给 R_1 和 R_f 电流 I_1 ,同时电容 C_2 经 R_f 与 R_2 放电,其电流为 I_2 ,方向如图所示。这时流过负载的电流 $I_f = I_1 - I_2$;当电源 U_i 为负半周时,二极管 D_1 截止而 D_2 导通,等效电路如图 6—16(b)所示。此时电容 C_2 很快充电至 U_i ,且 U_i 供给 R_f 和 R_2 电流 I'_2 。同时电容 C_1 经 R_1 与 R_f 放电,其电流为 I'_1 ,方向如图

中所示。这时流过负载的电流 $I'_f = I'_2 - I'_1$ ，当传感器未作测量时，由于电源方波正、负大小相等，电路中 D_1 和 D_2 均为理想二极管，而且 $R_1 = R_2 = R$ 。因此，流过 R_f 的电流 I_f 和 I'_f 的平均值大小相等，方向相反，故流过 R_f 的电流平均值为零。因此 R_f 上无电压输出，电桥处于平衡状态。

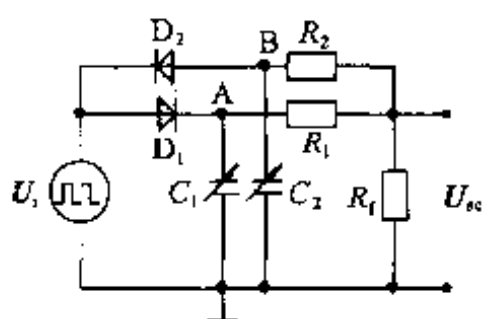


图 6-15 双 T 二极管交流电桥

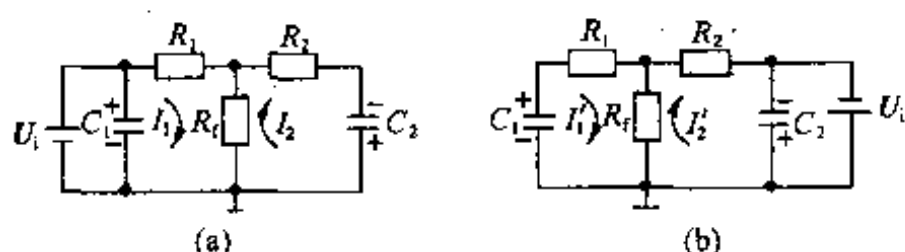


图 6-16 双 T 二极管电桥等效电路

若电容传感器作测量时， C_1 和 C_2 均发生变化，当 C_1 和 C_2 是差动变化时（即 $C_1 = C_0 + \Delta C$ ， $C_2 = C_0 - \Delta C$ ）， R_f 上的输出电压为

$$U_{\infty} = k U_i f (C_1 - C_2) = 2k U_i f \Delta C \quad (6-33)$$

式中 U_{∞} ——负载两端输出电压的平均值；

U_i ——电源电压的幅值；

f ——电源的频率；

ΔC ——电容传感器作测量时的电容变化量；

k ——常数， $k = \frac{R(R + 2R_f)}{(R + R_f)^2} R_f$ 。

从式(6-33)可见，双 T 二极管交流电桥的输出电压受电源电压及频率、固定电阻 R_1 与 R_2 、负载电阻 R_f 和电容变化量的影响。当电桥结构一定（ R_1, R_2, R_f, f 以及 U_i 一定，则 k 为常数）时，电桥输出电压 U_{∞} 与 ΔC 是线性关系。同时当电容传感器又为差动形式时， $U_{\infty} \propto 2\Delta C$ 。

双 T 二极管电路具有如下特点和要求：

- ① 电源，传感器电容以及输出电路负载电阻其一端需要共地；
- ② 二极管 D_1 和 D_2 尽量为理想二极管，要求特性完全相同，均工作在伏—安特性的线性段；
- ③ 该电路的灵敏度与电源的幅值与频率有关，因此电源需要采取稳压稳频措施；
- ④ 输出阻抗与 R_1 和 R_2 同一数量级，而与电容 C_1 和 C_2 无关；
- ⑤ 负载电阻 R_f 将影响电容放电速度，作动态测量时应取值小一些，如 $R_f = 1k\Omega$ 就可作动态测量；
- ⑥ 传感器的频率响应取决于电源的频率。

二、调频电路

这种电路是将传感器电容与由一电感元件相配合的放大器组成一个调频振荡器。图 6-17 所示为调频—鉴频电路原理图，由 L, C_x, C_0 组成一并联谐振回路，其中 C_x 为传感器电容， C_0 为固定电容（也可看成是固定电容与分布电容的集中参数）。调频振荡器的振荡频率由下

式决定:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_x + C_0)}} \quad (6-34)$$



图 6-17 调频—鉴频电路框图

电容传感器在进行工作时,电容 C_x 将发生变化,设 $C_x = C \pm \Delta C_x$,则振荡器的振荡频率为

$$f \pm \Delta f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L[(C \pm \Delta C_x) + C_0]}} \quad (6-35)$$

由于 ΔC_x 是受被测输入量所影响的,因此振荡器的振荡频率就受到被测输入信号的调制,所以从调频振荡器输出的是一个频率受输入信号调制的高频调频波。此调频波经鉴频器鉴频(解调)后送入放大器的电信号与输入信号相对应,变化规律也相同,然后经过放大器放大输出,这就是调频电路的原理。

三、脉冲宽度调制电路

图 6-18 所示为一差动脉冲宽度调制电路。它由比较器 BJ_1, BJ_2 , 双稳态触发器 T 以及电容 C_1 和 C_2 , 电阻 R_1 和 R_2 , 二极管 D_1 和 D_2 组成的充放电回路所构成。 C_1 和 C_2 为电容传感器的差动电容, E_f 为比较器的参考电压。电路应满足如下条件: $R_1 = R_2 = R$; D_1 和 D_2 为特性相同的二极管,且工作在线性范围;起始时 $C_1 = C_2 = C_0$,当电源一接通(电源未画出),双稳态触发器的工作状态中 Q 输出端为高电位, $\bar{Q}$ 输出端为低电位,即 $Q = 1, \bar{Q} = 0$;如是在充放电回路中, A 点处于高电位, B 点处于低电位时,触发器 Q 端通过 R_1 对 C_1 充电,当 C_1 上的电位,即 M 点的电位 U_M 上升到与参考电压 E_f 相等时,比较器 BJ_1 发出一个脉冲信号送触发器的 R 触发端(置零端),使触发器翻转,则输出端变为 $Q = 0, \bar{Q} = 1$,即 A 点为低电位, B 点为高电位;接着,电容 C_1 通过导通的二极管 D_1 迅速放电,电容 C_2 由触发器 $\bar{Q}$ 端经 R_2 充电。当 C_2 上的电位(即 N 点的电位)上升到 E_f 的数值时,比较器 BJ_2 发出一脉冲信号于触发器的 S 端(置 1 端),使触发器又发生翻转, $Q = 1, \bar{Q} = 0$,又回到了原来的状态。

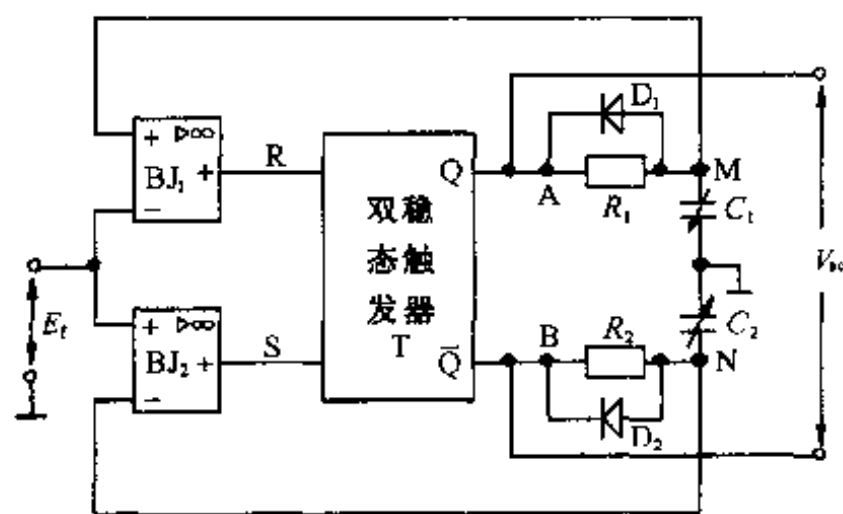


图 6-18 差动脉冲宽度调制电路

从上面电路信号的转变过程来看,比较器发出触发脉冲使触发器翻转,其时间与 C_1 和 C_2 的充电时间有关,若 C_1 和 C_2 不相等,显然充电时间不等,则 V_A 和 V_B 也不相等。输出电压 $V_{sc} = V_A - V_B \neq 0$ 。所以,只要调节 C_1 和 C_2 的大小就可以改变 V_A 和 V_B ,进而改变 V_{sc} ,这就是电容调制输出脉冲宽度的原理。其工作原理可以用图 6-19 所示的脉冲宽度调制波形图

来说明。

该电路经分析得出输出端电压的平均值为

$$V_{scp} \approx V_{ABP} = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} E = \frac{\Delta C}{C_0} E \quad (6-36)$$

式中 V_{ABP} ——A, B 两点电压的平均值;

E ——触发器输出高电平;

ΔC ——差动电容器的单个电容变化量。

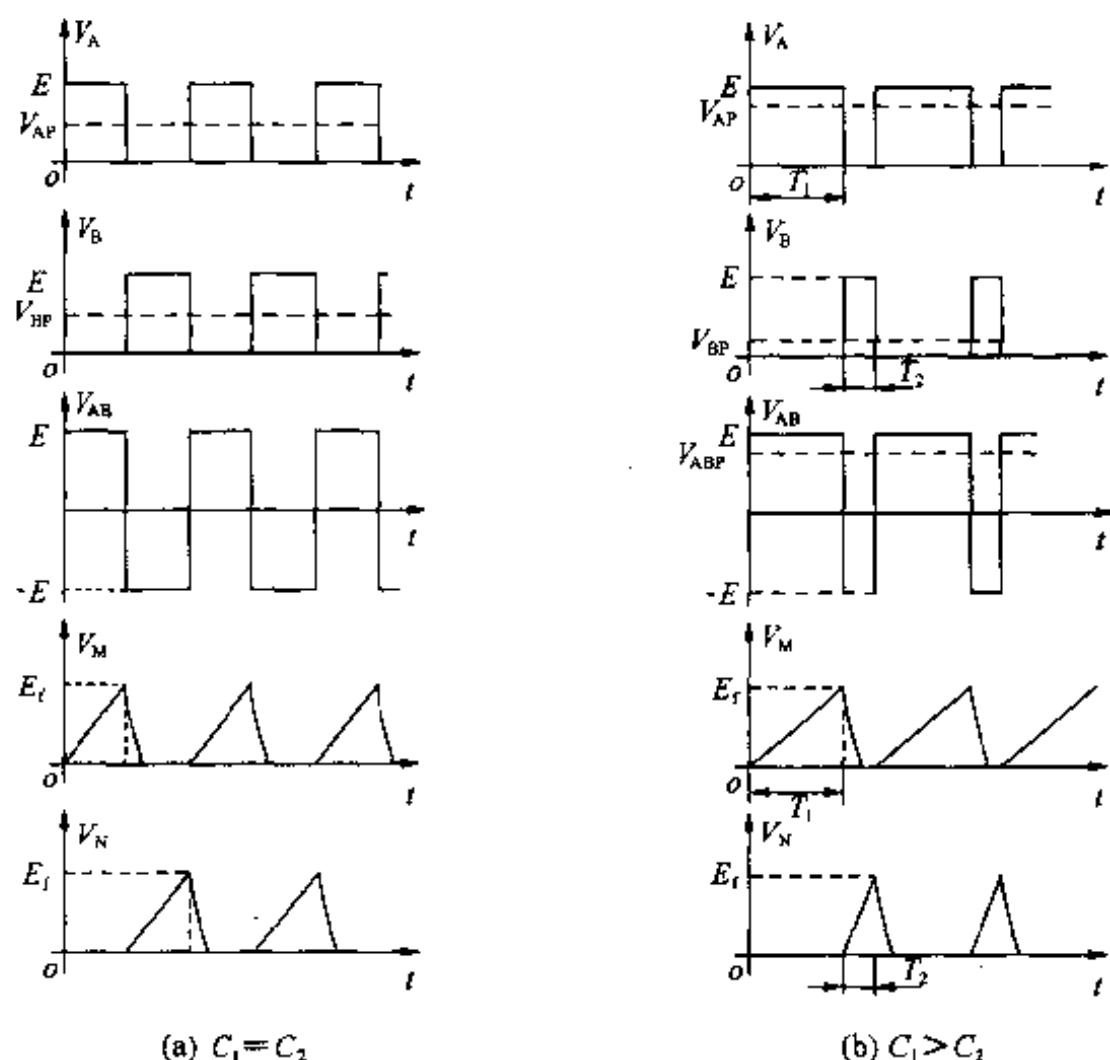


图 6—19 脉冲宽度调制波形图

不同结构形式代入不同的 $\Delta C/C_0$ 的表示式,即可得输出电压与输入量间的关系。如极距变化类型的电容传感器,其 $\Delta C/C_0 = \Delta d/d_0$,则有

$$V_{scp} = \frac{\Delta d}{d_0} E \quad (6-37)$$

[例 1] 有一变极间距离的差动电容传感器,其结构如图 6—20 所示。选用变压器交流电桥作测量电路。差动电容器参数: $r = 12\text{mm}$, $d_1 = d_2 = d_0 = 0.6\text{mm}$, 空气介质,即 $\epsilon = \epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}\text{F/m}$; 测量电路参数: $u_{sr} = u = U_{sr} = 3\sin\omega t(\text{V})$ 。试求当动极板上输入位移(设向上位移) $\Delta x = 0.05\text{mm}$ 时,电桥输出端电压 u_{sc} ?

解:按给定条件,起始时 $C_1 = C_2 = C_0$, 已知

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{\epsilon A}{d} = \frac{\epsilon_0 \pi r^2}{d_0} \\ &= \frac{8.85 \times 10^{-12}\text{F}/10^3\text{mm} \times \pi \times 12^2\text{mm}^2}{0.6\text{mm}} \\ &= \frac{8.85\pi \times 10^{-14} \times 4 \times 6^2}{6} (\text{F}) = 6.67(\text{pF}) \end{aligned}$$

由于 $\Delta x \ll d_0$, 则

$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx \frac{\Delta x}{d_0} = \frac{0.05}{0.6} = \frac{1}{12}$$

由变压器交流电桥, 可得:

$$u_{sc} = \frac{Z_{C_2}}{Z_{C_1} + Z_{C_2}} 2u - u = \frac{Z_{C_2} - Z_{C_1}}{Z_{C_1} + Z_{C_2}} u$$

式中 Z_{C_1} ——电容 C_1 的阻抗, $Z_{C_1} = \frac{1}{j\omega(C_0 + \Delta C_1)}$;

Z_{C_2} ——电容 C_2 的阻抗, $Z_{C_2} = \frac{1}{j\omega(C_0 - \Delta C_2)}$ 。

代入输出电压表示式后可得:

$$u_{sc} = \frac{\frac{1}{j\omega(C_0 - \Delta C_2)} - \frac{1}{j\omega(C_0 + \Delta C_1)}}{\frac{1}{j\omega(C_0 + \Delta C_1)} + \frac{1}{j\omega(C_0 - \Delta C_2)}} u$$

因 $\Delta x \ll d_0$, 则可认为 $\Delta C_1 = \Delta C_2 = \Delta C$, 通过化简后得

$$\begin{aligned} u_{sc} &= \frac{\Delta C}{C_0} u \approx \frac{\Delta x}{d_0} u \\ &= \frac{3}{12} \sin \omega t (\text{V}) = 250 \sin \omega t (\text{mV}) \end{aligned}$$

该电容传感器当动极板输入位移 $\Delta x = 0.05 \text{mm}$ 时, 可得输出电压为 $u_{sc} = U_{sc} = 250 \sin \omega t (\text{mV})$ 。

从解题过程可得出, 变极距类电容传感器的一些特性:

①当满足 $\Delta x \ll d_0$ 时, 可以直接应用电桥输出公式: $u_{sc} = \frac{\Delta x}{d_0} u_{sr}$;

②可以不必求出 C_0 和 ΔC , 因此题中参数 r 是多余的;

③此题中变压器电桥输出式 $u_{sc} = \Delta x / d_0 u_{sr}$ 与前面所讲公式 $u_{sc} = (\Delta x / 2d_0) u_{sr}$ 不同。原因是变压器次级电压与初级电压关系不同。此题 $u = u_{sr}$, 而前述之 $u = \frac{1}{2} u_{sr}$ 。

[例 2] 如图 6—21 所示的一变面积式差动电容传感器, 选用双 T 二极管交流电桥为测量电路。差动电容器参数为: $a = 40 \text{mm}$, $b = 20 \text{mm}$, $d_1 = d_2 = d_0 = 1 \text{mm}$, 起始时动极板处于中间位置, $C_1 = C_2 = C_0$, 介质为空气, $\epsilon = \epsilon_0$; 电路参数: 两个二极管 D_1 和 D_2 为理想二极管, $R_1 = R_2 = R = 10 \text{k}\Omega$; $R_f = 1 \text{M}\Omega$, 激励电压 $U_i = 36 \text{V}$, 变化频率 $f = 1 \text{MHz}$ 。试求当动极板向右位移 $\Delta x = 10 \text{mm}$ 时, 电桥输出端电压 U_{sc} ?

解: 起始时电容传感器的电容为

$$\begin{aligned} C_0 &= \frac{\epsilon A}{d} = \frac{\epsilon_0 \times \frac{a}{2} \times b}{d_0} \\ &= \frac{8.85 \times 10^{-12} \text{F}}{10^3 \text{mm}} \times (20)^2 \text{mm}^2 \\ &= \frac{1 \text{mm}}{1 \text{mm}} = 3.54 (\text{pF}) \end{aligned}$$

当动极板向右位移 $\Delta x = 10 \text{mm}$ 时, 单个电容变化量为

$$\Delta C = \frac{\Delta x}{\frac{a}{2}} C_0 = \frac{1}{2} C_0 = 1.77(\text{pF})$$

则 $C_1 = C_0 + \Delta C$, $C_2 = C_0 - \Delta C$ 。根据双 T 二极管交流电桥的输出电压表示式(6—33), 即 $U_{sc} \approx k U_i f (C_1 - C_2)$

$$\begin{aligned} \text{式中, } k &= \frac{R(R + 2R_f)}{(R + R_f)^2} R_f \\ &= \frac{10^4 \times (10^4 + 2 \times 10^6)}{(10^4 + 10^6)^2} \times 10^6 \approx 2 \times 10^4 \end{aligned}$$

故可得: $U_{sc} = 2 \times 10^4 \times 36 \times 10^6 \times 3.54 \times 10^{-12}(\text{V}) \approx 2.55(\text{V})$

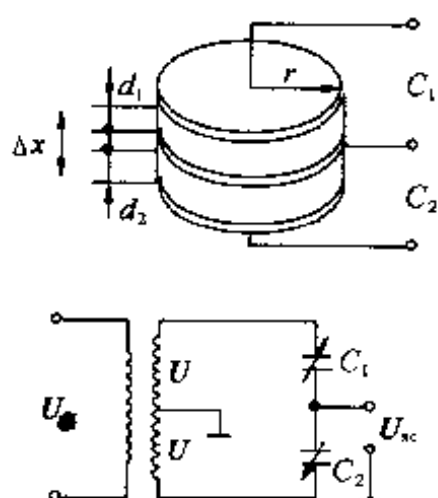


图 6—20

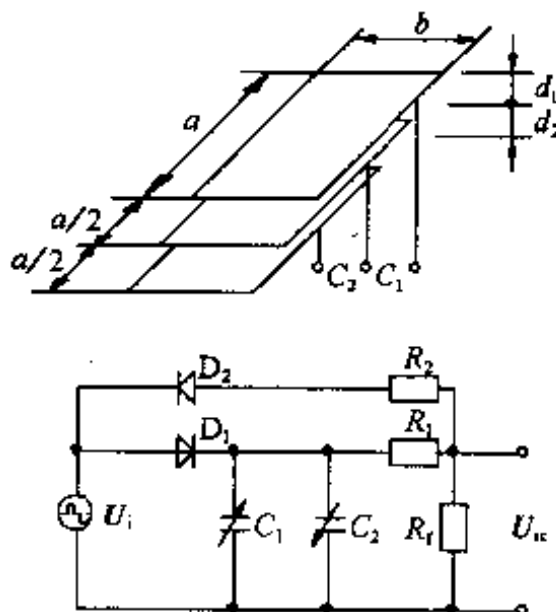


图 6—21

该差动电容传感器当在动极板上输入位移 $\Delta x = 10\text{mm}$ 时,电桥输出的直流电压为 2.55V 。

从上例分析可知,差动电容传感器选用双 T 二极管交流电桥作测量电路时,电桥的输出大小与电容变化量成正比。但欲得较大输出,还需合理选择 R , R_f , U_i 和 f 的数值,若 R_f , f 和 U_i 数值太低(如 $R_f = 10\text{k}\Omega$, $f = 10\text{kHz}$, $U_i = 5\text{V}$)时,输出电压是比较小的。

第四节 电容式传感器特点及应用

一、电容式传感器的特点

1. 小功率、高阻抗

电容式传感器由于受几何尺寸的限制,其电容量都是很小的,一般仅几皮法到几十皮法之间。因 C 太小,故容抗 $X_C = \frac{1}{\omega C}$ 很大。为高阻抗元件,负载能力差;又因为电容式传感器的视在功率 $P = U_0^2 \omega C$, C 很小,则 P 也很小。由于这一特点,使它容易受到外界的干扰,故信号需要经过放大。

2. 小的静电引力、良好的动态特性

电容传感器进行工作时,两极板间存在着静电场,也就是极板上作用着静电力或静电力矩。但这种静电引力是很小的,故对输出影响不大。

由于电容式传感器的电容小,需要作用的能量也小,可动的质量也小,因而它的固有频率很高。因此它可以保证有良好的动态特性。

3. 本身发热影响很小

电容传感器由于功率小,介质损耗也小,故本身几乎不发热,所以不存在因自身发热所产生的零漂和热变化。

4. 结构简单

电容式传感器由两个极板就可组成,结构简单紧凑小巧。极板还可以用玻璃、石英或陶瓷上面镀以金属做成。

5. 初始电容小,电缆电容,电子线路的杂散电路构成的寄生电容影响大

二、电容式传感器的应用

1. 电容式压力传感器

(1) 单电容式压力传感器

图 6—22 所示为一种生物医学上应用的电容式听诊器结构。它是单电容式压力传感器,绷紧的膜片受声压的作用使间隙发生变化,从而改变了极板间的电容。电容的变化与声压的大小在一定的范围内有线性关系。

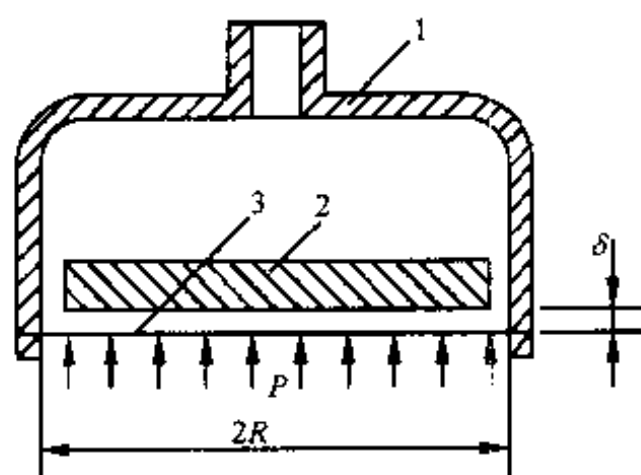


图 6—22 电容式听诊器结构

1—外壳;2—固定电极板;3—绷紧的膜片

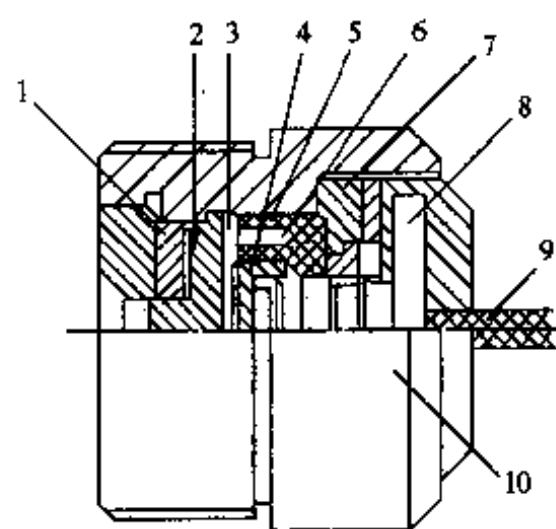


图 6—23 一种单电容式高压力传感器

1—导向环;2—动极片;3—钛酸钡片;
4—定极片;5—保护环;6—绝缘套;
7—调整螺母;8—放大电路;9—引出线;10—壳体

图 6—23 所示为一种单电容式高压力传感器。它可测 $4 \times 10^8 \text{ Pa}$ 的极高压力。传感器的动极片采用带活塞的垂链式膜片结构,采用活塞是为了减小膜片的直接受压面积,从而可使膜片减薄,以提高灵敏度。同时,利用垂链式膜片结构还可以改善线性度。传感器的固定极板表面系用环氧树脂粘贴的钛酸钡片。传感器附有边缘效应保护环,保护环与固定电极等电位,用聚四氟乙烯绝缘。测量电路采用运算放大器式电路与传感器封装。图 6—24 所示为运算放大器式电路原理图。

运算放大器式电路的最大优点是能克服变间隙式电容传感器的非线性。图中 C_x 为电容传感器的等效电容,它跨接在一个高增益的运算放大器的输入端和输出端之间。放大器的输入阻抗很高($Z_i \rightarrow \infty$),因此当电容传感器进入工作状态后,电容量 C_x 发生变化,相应产生了

不平衡电流 I_x 。由于运算放大器为理想运算放大器, $Z_i \rightarrow \infty$, $K \rightarrow \infty$, 故输入运算放大器的电流 $i \approx 0$, $I_i = -I_x$ 。此时, 运算放大器输出端电压为

$$U_{sc} = -U_i \frac{C_0}{C_x} \quad (6-38)$$

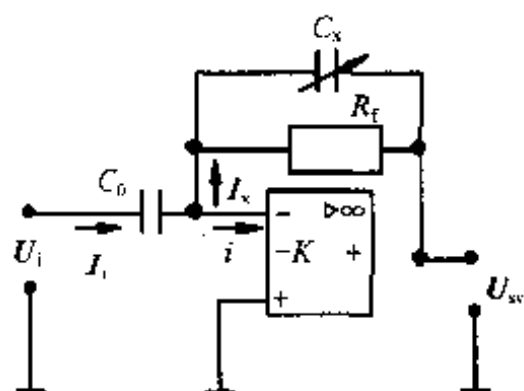


图 6-24 运算放大器式测量电路

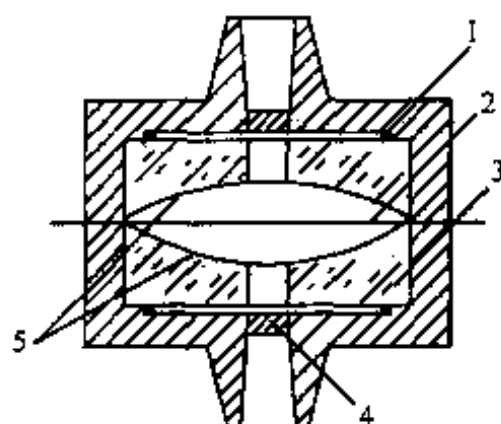


图 6-25 差动电容压力传感器

1—O型密封圈;2—金属膜片;3—玻璃;

4—多孔金属过滤器;5—电镀金属表面

此电容式高压传感器的等效电容为 $C_x = \frac{\epsilon_0 A}{\delta}$, 代入上式后, 可得:

$$U_{sc} \approx -U_i \frac{C_0}{\epsilon_0 A} \delta \quad (6-39)$$

式中 U_i ——信号源电压;

C_x ——传感器等效电容;

C_0 ——固定电容器电容;

ϵ_0 ——空气介电常数;

A ——极板相互覆盖面积;

δ ——动、定极板间距离。

由式(6-39)可知, 输出电压 U_{sc} 与极间距离 δ 呈线性关系时, 必须采取措施使 U_i, ϵ_0, A, C_0 保持恒定。

这种电容式高压传感器具有可以测量压力高、固有频率高、线性好、灵敏度较高的特点。同时, 传感器还采取了加速度及温度补偿措施, 故可用于动态高压及具有高加速度的飞行体的高压力遥测。

(2) 差动式电容压力传感器

图 6-25 所示为一种典型的差动式电容压力传感器。该传感器由两个相同的可变电容组成。在被测压力的作用下, 一个电容增大而另一个则相应减小。差动式的电容传感器比单电容式的电容传感器灵敏度高、线性好。但差动式测压传感器也有加工较困难(特别是对称性)及不能实现对被测气体或液体的密封等缺点。因此, 这种结构的传感器不宜于工作在含有腐蚀性或有杂质的流体中。

差动式电容压力传感器的金属膜片(动极板)与电镀金属表面层的固定极板形成电容。在差压的作用下, 膜片凹向压力小的一面, 从而使电容量发生差动变化。当过载时, 膜片受到凹

曲的玻璃表面的保护,使其不致发生破裂。它采用的测量电路可以是电桥电路,也可以用脉冲宽度调制电路。

2. 电容式位移传感器

图 6—26 所示为电容式位移传感器的结构示意图。它是一种变面积型的差动结构形式。测杆受被测位移带动活动电极运动,从而改变活动电极与两个固定电极的相互遮盖面积,使电容发生变化。由于变面积型电容式传感器的输入—输出特性是线性的,因此这种传感器具有良好的线性度。

3. 电容式加速度传感器

图 6—27 所示为一种空气阻尼的电容式加速度传感器。该传感器采用差动式结构,有两个固定极板,在两极板之间有一用弹簧支撑的质量块;质量块的两个端面经过磨平抛光后成为可动极板。当传感器测量垂直方向的振动时,由于质量块的惯性作用,使两固定极板相对于质量块产生移位,使 C_1 和 C_2 中一个增大时,另一个则减小。

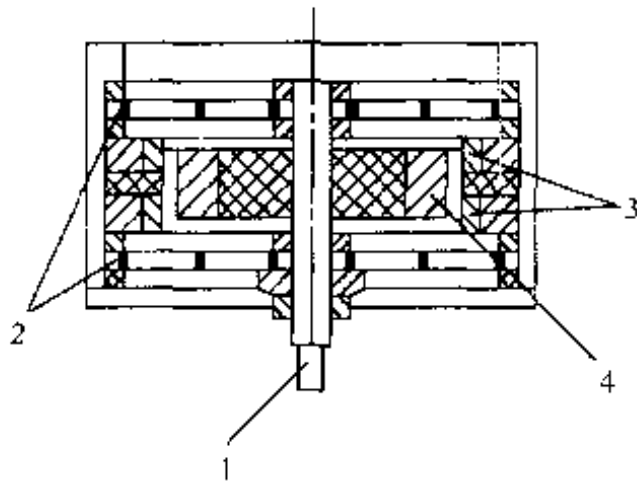


图 6—26 差动电容式位移传感器

1—测杆;2—开槽片簧;
3—固定电极;4—活动电极

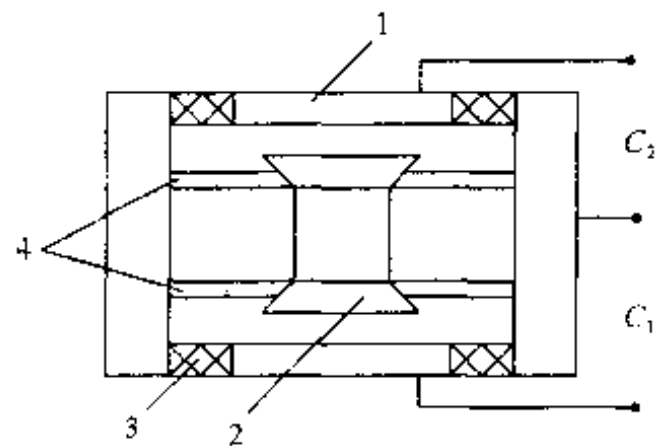


图 6—27 电容式加速度传感器

1—固定电极;2—质量块(动电极);
3—绝缘体;4—弹簧片

4. 其它电容传感器

除上面三种形式电容传感器外,在应用中还有电容式液位传感器及电容式形变传感器,这里不再介绍。

三、应用示例

1. 电容式汽车油箱油位计

汽车油箱油位指示,能及时告诉驾驶员根据行程去加油。本应用介绍电容式油位传感器及测量电路构成的油位计。

(1) 油位传感器结构

电容式汽车油箱油位传感器结构如图 6—28 所示。其电极材料为氧化铝陶瓷管,管外面镀有两个半圆柱形电极,构成电容传感器。由于氧化铝陶瓷具有机械强度高、电极涂敷性好、热膨胀系数小、抗振性优良等优点,所以用于汽车油箱油位测量比较适宜。

设陶瓷管的外径为 R ,内径为 r ,两电极端面的初始角为 $2\alpha_0$,并设电极长为 H ,陶瓷管和空气的复合介电常数为 ϵ_s ,则有:

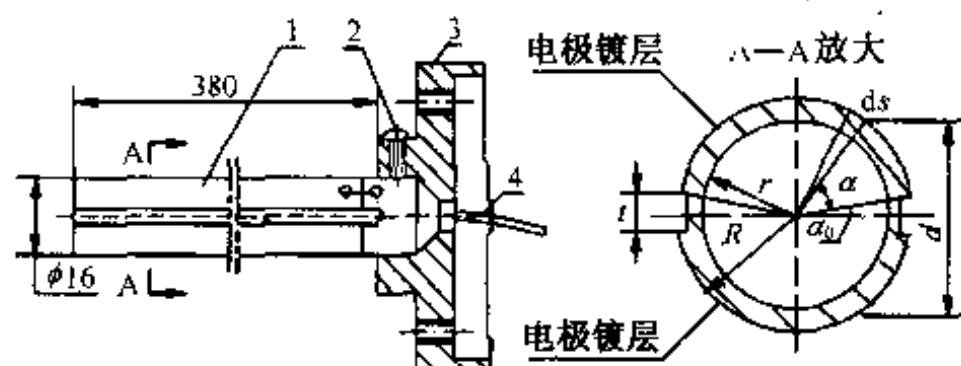


图 6—28 油位传感器结构

1—电极;2—紧固螺钉;3—法兰线盒;4—引线

$$dc = \frac{\epsilon_0 \epsilon_\Sigma ds}{d}$$

油位传感器中无油的初始电容 C_0 为:

$$C_0 = \int_{\alpha_0}^{\pi-\alpha_0} dc = \int_{\alpha_0}^{\pi-\alpha_0} \frac{\epsilon_0 \epsilon_\Sigma R d\alpha \cdot H}{2R \cdot \sin\alpha} = \epsilon_0 \epsilon_\Sigma H \ln \operatorname{ctg} \frac{\alpha_0}{2}$$

式中 $\alpha_0 = \arcsin \frac{t}{2R}$

由 C_0 式可知,当传感器结构尺寸确定后,其电容量与复合介电常数 ϵ_Σ 成正比。

复合介电常数通常可用下式计算:

$$\epsilon_\Sigma = \frac{V_1}{V_0} \epsilon_1 + \frac{V_2}{V_0} \epsilon_2$$

式中 V_0 ——陶瓷管电极间的总体积;

V_1 ——陶瓷管体积;

V_2 ——电极间空气柱体积;

ϵ_1 ——陶瓷的相对介电常数;

ϵ_2 ——空气的相对介电常数。

当传感器插入油箱时,传感器浸入油面的高度为 h ,则传感器电容量 C_S 为:

$$\begin{aligned} C_S &= \left[\left(1 - \frac{r^2}{R^2}\right) \epsilon_1 H + \frac{r^2}{R^2} \epsilon_2 H + \frac{r^2}{R^2} (\epsilon_3 - \epsilon_2) h \right] \epsilon_0 \ln \operatorname{ctg} \frac{\alpha_0}{2} \\ &= A + Bh \end{aligned}$$

式中 ϵ_3 ——汽油的相对介电常数;

$$A = \left[\left(1 - \frac{r^2}{R^2}\right) \epsilon_1 H + \frac{r^2}{R^2} \epsilon_2 H \right] \epsilon_0 \ln \operatorname{ctg} \frac{\alpha_0}{2};$$

$$B = \frac{r^2}{R^2} (\epsilon_3 - \epsilon_2) \epsilon_0 \ln \operatorname{ctg} \frac{\alpha_0}{2}。$$

因此,传感器结构确定后,其电容 C_S 与浸入油面的高度 h 成线性关系。

(2) 测量电路

图 6—29 为单电容脉冲宽度调制测量电路,该电路具有许多特点:结构简单、使用灵活、调整方便,对单电容变化具有线性输出等。在图 6—29 中, C_S 为传感器电容, C_r 为参考电容。它们分别与 R_1 、 R_2 、 VT_1 、 VT_2 构成充放电电路。 C_r 、 R_2 和比较器基准电平 V_{ref} 决定电路的振荡频率。当接通电源时, C_S 、 C_r 通过 R_1 、 R_2 充电,电平 V_1 、 V_2 按指数减小。因为线路中所选

参比电容 C_r 比传感器的电容 C_s 的满量程值略大,并且 R_1 与 R_2 相等,所以 V_1 首先达到比较电平 V_{ref} ,于是,比较器 CP_1 翻转,输出电平由高变低,经 VT_3 反相后输出高电平;当 V_2 达到 V_{ref} 时,比较器 CP_2 翻转,开关管 VT_1 、 VT_2 导通, C_s 、 C_r 迅速放电。因此, V_1 、 V_2 又上升为高电平,比较器 CP_1 输出高电平, VT_3 输出低电平,完成了一次充放电周期。波形如图 6—30 所示。

设电容的初始电荷为零,接通电源的瞬间($t=0$), V_1 为高电平(等于电源电压 V_{CC}),随后, V_1 逐渐下降,即

$$V_1(t) = V_{CC} \cdot e^{-\frac{t}{R_1 C_s}}$$

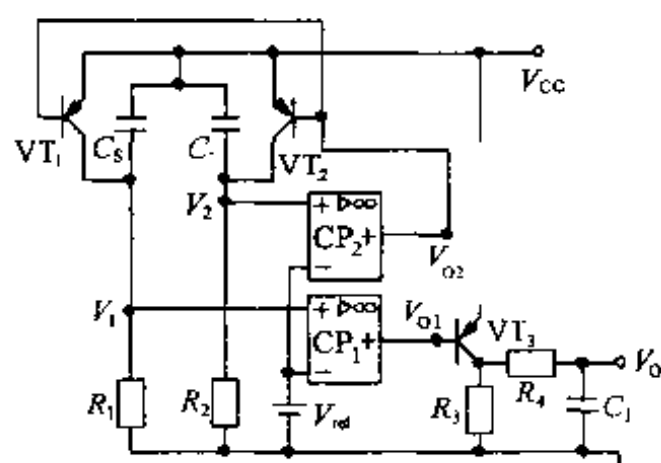


图 6—29 单电容脉冲宽度调制

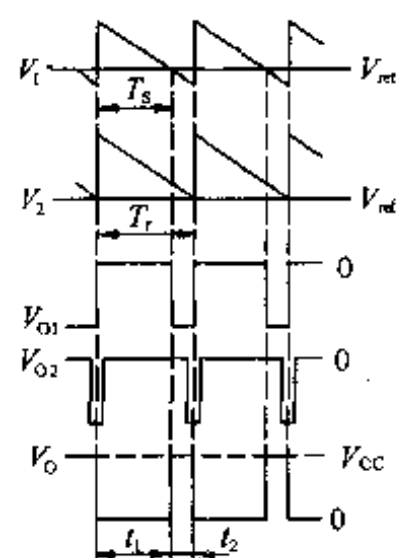


图 6—30 波形

当 $V_1(t)$ 达到参比电平 V_{ref} 时, $t = t_1 = T_s$, 比较器 CP_1 状态翻转, 这时:

$$V_{CC} e^{-\frac{t_1}{R_1 C_s}} = V_{ref}, \text{ 则有}$$

$$t_1 = T_s = R_1 C_s \ln k$$

同理, $t_1 + t_2 = T_r = R_2 C_r \ln k$

$$\text{式中 } k = \frac{V_{CC}}{V_{ref}}$$

于是, VT_3 输出的平均直流电压 $\bar{V}_0$ 为:

$$\bar{V}_0 = \frac{t_2}{t_1 + t_2} V_{CC} = \left(1 - \frac{C_s}{C_r}\right) V_{CC}$$

将 $C_s = A + Bh$ 代入上式, 得

$$\bar{V}_0 = \left(1 - \frac{A + Bh}{C_r}\right) V_{CC}$$

由此可见, 该电路实现了油位的线性变换。不仅如此, 该电路由于选用匹配性能良好的对件 VT_1/VT_2 、 R_1/R_2 、比较器 CP_1 /比较器 CP_2 等, 所以具有较好的温度补偿作用。

第七章 压电式传感器及应用

压电式传感器是一种典型的有源传感器,压电式传感器具有良好的静态特性和动态特性。静态刚性好,如石英的弹性系数为 78400N/mm^2 ,通常晶片厚只有 1mm 左右;灵敏度及分辨率高;具有良好的静态与动态性能;固有频率高,工作频带宽;体积小,重量轻,结构简单,工作可靠。近年来随着电子技术的飞速发展,与之配套的二次仪表及低噪声、小电容、高绝缘电阻电缆的出现,使压电式传感器获得广泛的应用。如利用正压电效应研制成压电电源,煤气炉和汽车发动机的自动点火装置等多种压电发生器;同时,压电转换元件是一种典型的力敏元件,能测量最终可变换为力的有关物理量,如压力、加速度、振动冲击等,利用逆压电效应可制成多种超声波发生器和压电扬声器等。

压电转换元件的主要缺点是无静态输出,要求有很高的电输出阻抗,需用低电容的低噪声电缆,很多压电材料的工作温度在 250°C 左右。

第一节 压电效应及压电材料

一、压电效应

有一些电介质,由于其晶体结构的特殊性,当沿着一定方向受到作用力时,内部产生极化现象(电介质内部晶格结构在外部力场的作用下,使晶格的正、负电荷中心不重合,出现电偶极矩,从而产生了电极化),同时,在电介质的某两个表面上产生符号相反的电荷,当外力去掉后,电荷也随之消失,又恢复到不带电状态,这种现象称为正压电效应。反之,当在电介质的极化方向施加电场时,这些电介质就在一定方向上产生机械变形或机械应力,当外加电场撤去后,这些变形或应力也随之消失,这种现象称为逆压电效应,逆压电效应亦称为电致伸缩效应。

能产生压电效应的物质称为压电材料或压电晶体。压电式传感器大都是利用压电材料的正压电效应制成的,在电声和超声的领域中也利用逆压电效应制成的传感器。

压电晶体的正压电效应(称为压电效应)可用下式来表示:

$$Q = dF \quad (7-1)$$

式中 Q ——压电晶体某个表面上的电荷量(库仑 C);

d ——压电系数(与压电材料特性有关)(库仑/牛顿 C/N);

F ——外加作用力(牛顿 N)。

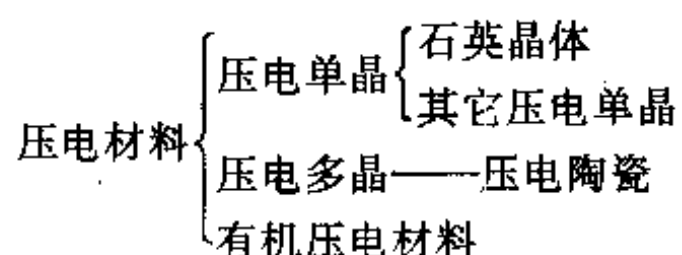
由于压电晶体是各向异性(各个方向产生的压电效应不尽相同),所以当受力方向和受力方式不同时,压电系数也不同。为表示这个特征,一般用数字下脚标来表示受力方向和产生压电效应的晶面,如 d_{ij} 。 j 表示受力的方向($j=1,2,3,4,5,6$), i 表示产生压电效应出现电荷的晶面($i=1,2,3,4,5,6$)。例如, d_{11} 表示在 X 方向施加拉压力时,在垂直 X 轴的晶面上产生

压电效应的压电系数; d_{12} 表示在 Y 方向上施加拉压力时,在垂直于 X 轴晶面上产生压电效应的压电系数;……

二、压电材料

具有压电效应的敏感功能材料叫压电材料。作为敏感功能材料对压电材料的要求是:具有大的压电系数 d ;机械强度高、刚度大,以便获得高的固有振荡频率;高电阻率和大介电系数;高的居里点;温度、湿度和时间稳定性好。

压电材料分类如下:



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体中的石英晶体。有机压电材料是近年来新发现的很有发展前途的新型压电材料,如压电橡胶和压电塑料等。

1. 石英晶体

石英晶体,其分子式为 SiO_2 ,密度为 $2.65 \times 10^3 \text{ kg/m}^3$,莫氏硬度为 7,有高达 1750°C 的熔点,长期稳定性极好。作为力电转换元件的石英晶体,主要是低温型的石英(即所谓水晶),当温度达到 573°C (居里点)时,即转化为高温型 β 石英,即失去压电性能。

无论是天然水晶或是人工水晶,都呈现规则的外形。规则的几何外形是晶体内部结构对称性的反映,如图 7—1 所示为右旋石英晶体的外形结构,通常为六角柱形。一个完整理想的石英晶体,外形可见面共 30 个晶面:6 个 m 面(柱面);6 个 R 面(大菱面);6 个 r 面(小菱面);6 个 S 面(三方双锥面);6 个 X 面(三方偏方面)。

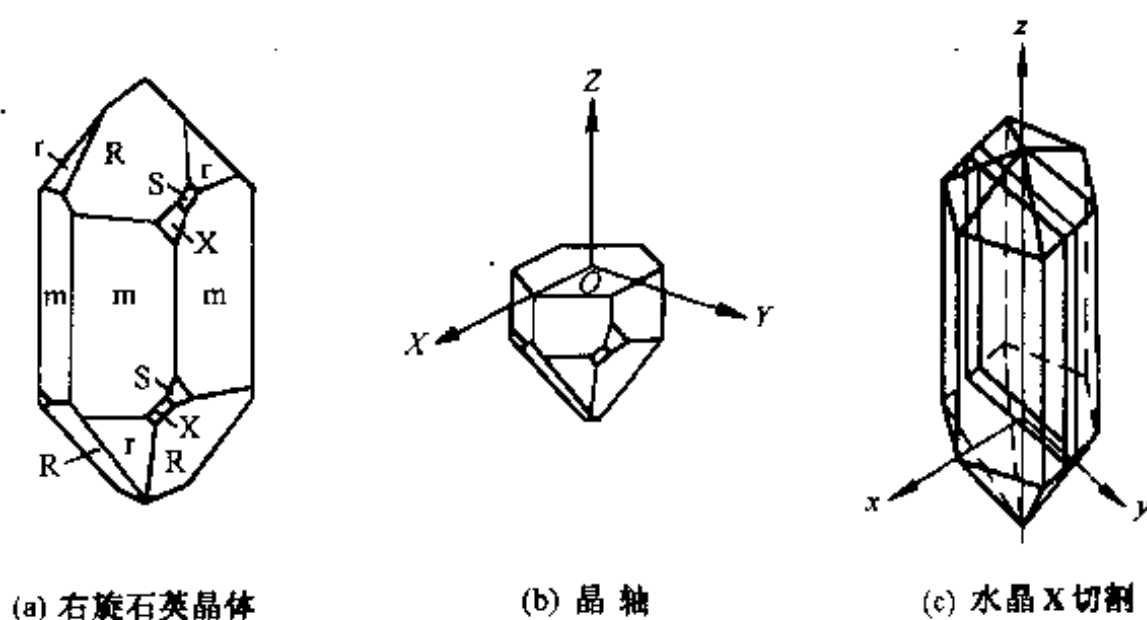


图 7—1 石英晶体

X 面、 S 面在 R 面右下方或 m 面右上方的为右旋石英晶体; X 面、 S 面在 R 面左下方或 m 面左上方的为左旋石英晶体。

由于晶体的物理性能与方向有关,因此就需要在晶体内选定参考方向,这种方向叫晶体轴。晶体轴并非一条直线,而是晶体中的一个方向。人们规定,不论右旋或左旋石英晶体都采

用右手直角坐标系表示晶轴的方向。如图 7—1(b)所示,其中 X 轴是平行于相邻棱柱面内夹角的等分线,垂直于此轴的棱柱面上压电效应最强,故称为电轴;垂直于六边形对边的轴线 Y 轴称为机械轴,在电场作用下,沿该轴方向的机械变形最明显;在垂直于 X 、 Y 轴的纵轴 Z 方向没有压电效应,此轴可用光学方法确定,故称为光轴或中性轴。

(1) 石英晶体的压电效应机理

石英晶体的压电特性与其内部分子的结构有关。其化学式为 SiO_2 , 在一个晶体单元中有三个硅离子 Si^{4+} 和六个氧离子 O^{2-} , 后者是成对的, 所以一个硅离子和两个氧离子交替排列。当没有外力作用时, Si^{4+} 和 O^{2-} 在垂直于晶轴 Z 的 XY 平面上的投影恰好等效为正六边形排列。如图 7—2(a)所示, 正、负离子正好分布在正六边形的顶角上, 它们所形成的电偶极矩 p_1 、 p_2 和 p_3 的大小相等, 相互的夹角为 120° 。因为电偶极矩定义为电荷 q 与间距 l 的乘积, 即 $P = ql$, 其方向是从负电荷指向正电荷, 是一矢量, 所以正负电荷中心重合, 电偶极矩的矢量和为零, 即

$$p_1 + p_2 + p_3 = 0$$

此时晶体表面没有带电现象。

但当晶体受到 X 方向的压应力 σ_1 作用时, 如图 7—2(b)所示, 晶体受到压缩而产生形变, 正、负离子的相对位置也随之发生变化, 此时正、负电荷中心不再重合, 电偶极矩在 X 方向的分量为

$$(p_1 + p_2 + p_3)_X > 0$$

在 Y 、 Z 方向的分量为

$$(p_1 + p_2 + p_3)_Y = 0$$

$$(p_1 + p_2 + p_3)_Z = 0$$

由上式看出, 在 X 轴正向出现正电荷; 在 Y 、 Z 轴方向则不出现电荷。

当晶体受到沿 X 方向的拉应力作用时, 则在 X 轴方向上电荷与上述相反; 在 Y 、 Z 方向则不出现电荷。

当在 Y 方向受到压应力 σ_2 作用时, 如图 7—2(c)所示, p_1 增大, p_2 和 p_3 减小, 在 X 方向产生压力电效应, 其极性正好与 σ_1 引起的相反, 而 Y 、 Z 方向上仍无压电效应。受到拉应力作用时, 与 σ_2 作用相反。

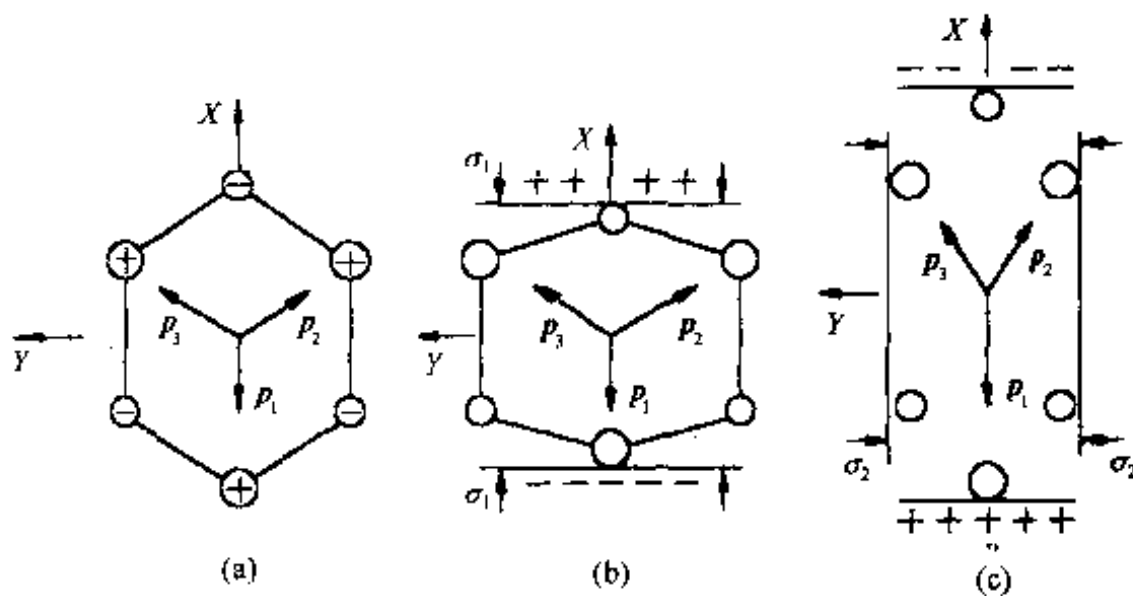


图 7—2 石英晶体的压电效应示意图

极性相反但电量相等的电荷。此时,可把它视为两极板上聚集异性电荷、中间为绝缘体的一个电容器,其电容量 C_a 为

$$C_a = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 A}{h}$$

式中 ϵ ——压电材料的相对介电常数;

ϵ_0 ——真空中的介电常数;

A ——压电元件电极面的面积;

h ——压电元件厚度(两集电面间距离)。

电压源 U_a 为

$$U_a = \frac{Q}{C_a}$$

2. 压电元件与测量仪器(电路)连接的等效电路

压电元件在与后续测量仪器或测量电路(二次仪表)配套使用时,还应考虑接线电缆和仪表的输入端影响。

对于接线电缆可以等效为一电缆电容 C_c 和一泄漏电阻 R_c 。测量仪表或电路(一般为前置放大器)的影响,可以等效为输入电容 C_i 和一输入电阻 R_i ,它们均与压电元件并联。故可以得到两个等效电路,如图 7—8 所示。其中图 7—8(a)为电荷源等效电路,图 7—8(b)为电压源等效电路。

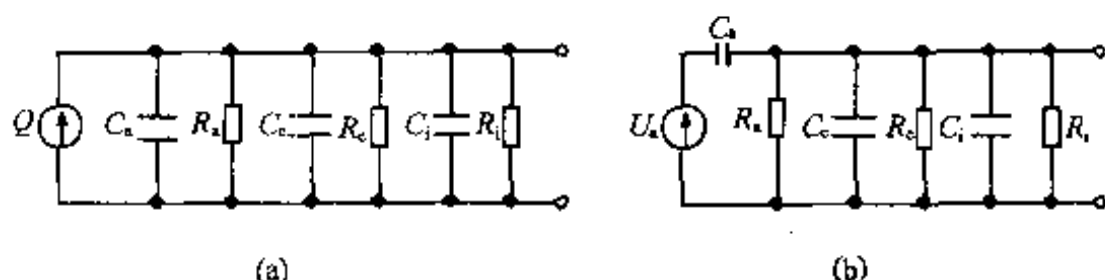


图 7—8 压电元件与二次仪表配套使用时的等效电路

二、放大器

1. 电压放大器

电压放大器是接在引线电缆后的压电元件的放大电路。它的功用是将压电元件的高输出阻抗变为低阻抗,并将压电效应产生的微弱电压信号进行放大。图 7—9 所示为一电压放大器的等效电路。

在压电元件的等效电路中,因 C_a 值与 C_c , C_i 相比较是很小的,故可以忽略。而 R_c 值与 R_a , R_i 相比却很大,在并联电路中可以忽略,故在此等效电路中,等效电阻 R 为

$$R \approx \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$$

等效电容 C 为

$$C \approx C_c + C_i$$

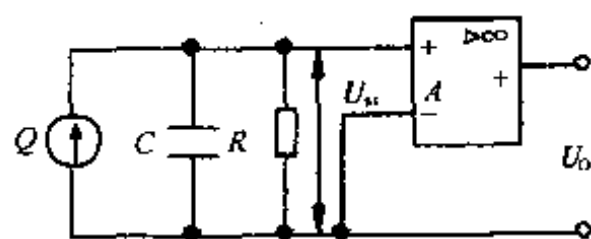


图 7—9 电压放大器等效电路

如果压电元件受到交变力 $F = F_m \sin \omega t$ 的作用, 压电元件所用压电材料的压电系数为 d_{33} , 则在力 F 作用下产生的电荷和电压均按正弦规律变化。

当选用压电陶瓷为压电元件材料时, 压电效应产生的电荷又为 $Q = d_{33} F = d_{33} F_m \sin \omega t$
式中 F_m ——作用力的幅值;

ω ——作用力的变化角频率。

经电路分析, 可得出放大器 A 的输入电压 U_{sr} 的振幅为

$$U_{sr} = \frac{\omega R F_m d_{33}}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

由于一般情况下 $(\omega RC)^2 \gg 1$, 则

$$U_{sr} = \frac{d_{33} F_m}{C} \quad (7-2)$$

压电传感器的电压灵敏度为

$$k_u = \frac{U_{sr}}{F_m} = \frac{d_{33}}{C} \quad (7-3)$$

式(7-2)和(7-3)表明, 对于压电元件材料已定和作用力恒定的情况下, 压电元件的输出电压和电压灵敏度均受等效电容 C 的影响。而等效电容 $C = C_i + C_c + C_a$, C_c 是受电缆长度所影响的, 所以 U_{sr} 和 k_u 均受 C_c 的影响。

电压放大器的输出电压幅值为

$$U_{om} = A U_{sr} = A d_{33} F_m / C$$

式中, A 为放大器的电压放大倍数。

可见, 用电压放大器作压电式传感器的测量电路时, 压电元件与放大器间的接线电缆将影响传感器的输出电压和电压灵敏度。由于产品出厂时, 配备的接线电缆长度是一定的, 即 C_c 是固定值, 所以如果实际测量需要增长电缆时, 必须重新校正灵敏度值, 否则将引入测量误差。故电压放大器在压电传感器中应用较少。

2. 电荷放大器

由于电压放大器所配接的引线电缆将影响传感器的输出和电压灵敏度, 所以对测量带来不方便, 而电荷前置放大器则可克服这一缺点。

如图 7-10 所示为电荷放大器等效电路, 电路的输出电压正比于输入电荷量。

从前面的分析得知 $U_{sr} = \frac{d_{33} F_m}{C}$, 电荷放大器由 C_f 、 R_f 构成负反馈, 其反馈电容 C_f 等效到放大器输入端后

$$C'_f = (1 + A) C_f$$

此时, 放大器输入端的等效电容 C' 为

$$C' = C + C'_f = C_c + C_i + C_a + (1 + A) C_f$$

由于 A 为运算放大器的开环放大倍数, A 约为 $10^4 \sim 10^8$, 故上式中

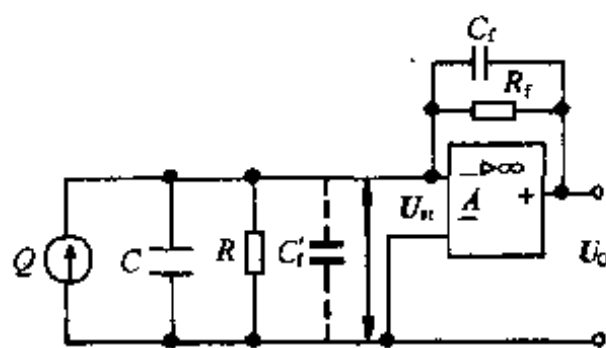


图 7-10 电荷放大器等效电路

$$(1 + A) C_f \gg C_c + C_i + C_a, \text{ 则}$$

$$C' \approx C'_f = (1 + A) C_f$$

因此,在运算放大器输入端电压的幅值为

$$U_{\text{srn}} = \frac{d_{33} F_m}{C'} \approx \frac{d_{33} F_m}{(1 + A) C_f} \quad (7-4)$$

放大器的输出电压幅值为

$$U_{\text{om}} = -U_{\text{srn}} A \approx -\frac{d_{33} F_m}{C_f} \quad (7-5)$$

式中,负号表示放大器的输出信号与输入信号反相。式(7-4)和(7-5)清楚地表明:电荷放大器的输出电压仅与压电元件的电荷量和反馈电容有关,不受电缆电容等其它因素的影响。反馈电容 C_f 两端并联反馈电阻 R_f ($10^8 \sim 10^{10} \Omega$),形成直流负反馈,以稳定放大器的直流工作点。

在应用中,压电传感器测量电路的组成如图 7-11 所示。

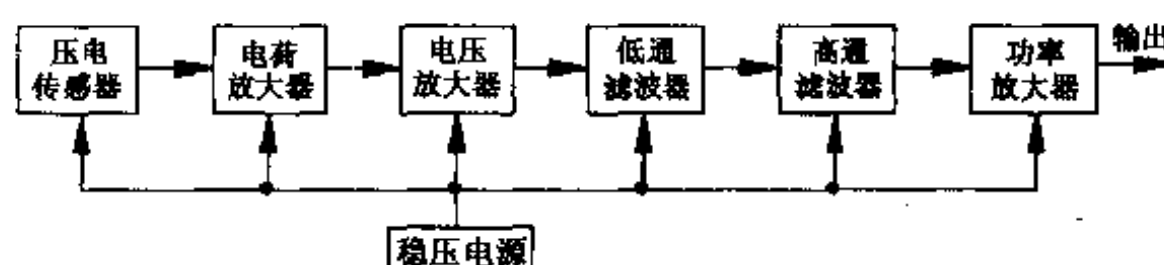


图 7-11 压电传感器测量电路组成

第三节 压电式传感器的典型结构

根据压电传感器所检测的非电量种类,压电式传感器的典型结构有压电式力传感器、压电式压力传感器、压电式加速度传感器以及压电式声发射传感器等。

一、压电式力传感器

压电式力传感器有单向力和多向力传感器之分。图 7-12 所示为单向压电式力传感器结构示意图。该种传感器由基座、电极、石英晶片、绝缘体、盖板以及信号引出插座等部分组成。石英晶片采用双晶片结构, $x0^\circ$ 切型,具有纵向压电效应,适于作力—电转换元件,石英晶片厚度一般取 $0.5 \sim 1 \text{ mm}$ 。主要用于测量轴向力,动态、短时间的准静态力测试。

表 7-2 为国际著名厂家瑞士 Kistler 公司

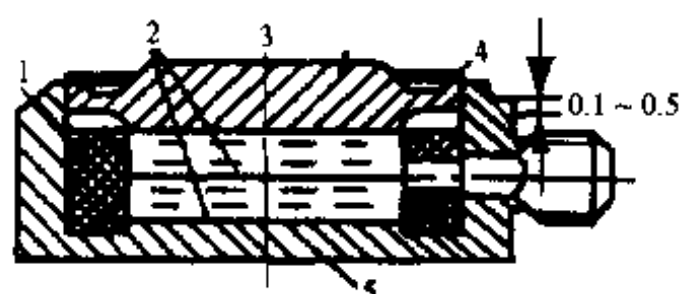


图 7-12 单向压力传感器结构

1—聚四氟套;2—晶片;3—盖;
4—电子束焊缝;5—基座

表 7—2 Kistler 9000 系列单向传感器主要技术规格

	最大可 测载荷	过载	灵敏度	静刚度	固有 频率	重量	内径	外径	厚度
型号	F_z (kN)	kN	pC/N	kN/ μ m	kHz	g	d (mm)	D (mm)	H (mm)
9001	7.5	9	-4.2	1	200	3	4.1	10	6.5
9011	15	18	-4.2	1.8	150	7	6.5	14	8
9021	35	4.2	-4.2	3.5	100	20	10	22	10
9031	60	72	-4.2	6	80	36	13	28	11
9041	90	108	-4.2	7.5	65	55	17	34	12
9051	120	144	-4.2	9	55	78	21	40	13
9061	200	240	-4.2	14	45	154	26.5	52	15
9071	400	480	-4.2	26	30	365	40.5	75	17
9081	650	780	-2.1	43	—	865	53	98	22
9091	1000	1200	-2.1	65	—	1450	66	120	25

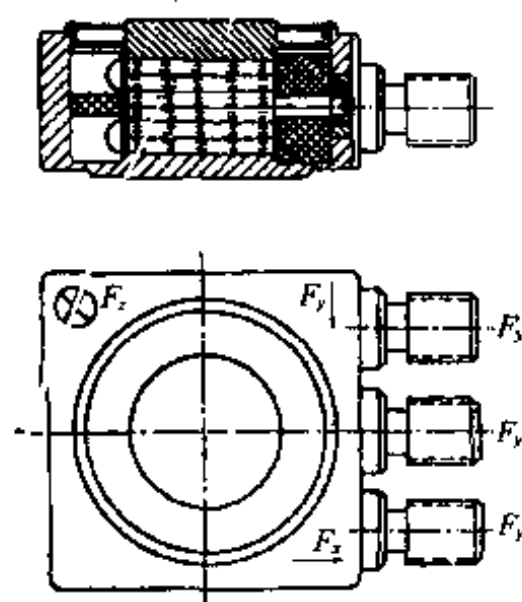


图 7—13 三向力传感器结构图

9000 系列单向传感器主要技术规格。

如图 7—13 所示为三向力传感器结构示意图,可同时测量 F_x , F_y , F_z 三个互相垂直的力分量,应用也很普遍。

表 7—3 为 Kistler 公司生产的 YDS—III 79 压电石英三维力传感器性能指标。传感器的晶片尺寸为 $\phi 18 \times \phi 11 \times 1$ (带孔)和 $\phi 18 \times 1$ (不带孔)。传感器的轮廓尺寸为 $25 \times 25 \times 11$ 。

表 7—3 YDS—Ⅱ型压电石英三维力传感器性能指标

序号	传感器型号及指标 指标名称	YDS—Ⅲ79B		YDS—Ⅲ79K	
1	Z向可测压(+)力与拉(-)力	±4900	N	±4900	N
2	X、Y向可测之切向力	±1960	N	±1470	N
3	分辨率	0.0098	N	0.0098	N
4	过载能力	20%		20%	
5	Z向灵敏度	4.18	pC/N	4.18	pC/N
6	X、Y向灵敏度	7.7	pC/N	7.7	pC/N
7	静刚度:Z向	1078	N/μm	110	pC/μm
8	固有频率	14~28	kHz	14~28	kHz
9	线性误差(FS)	< ±1%		< ±1%	
10	重复性误差(FS)	< ±1%		< ±1%	
11	滞后(FS)	< ±1%		< ±1%	
12	向间干扰	< ±5%		< ±5%	
13	绝缘阻值	> 10 ¹³	Ω	> 10 ¹³	Ω
14	灵敏度温度系数	< -0.02	%/℃	< -0.02	%/℃
15	使用温度范围	-60~+150℃		-60~+150℃	
16	预载	19600	N	14700	N
17	重量	32g		30g	

二、压电式压力传感器

压电式压力传感器由压力传感器主体、弹性敏感元件和压电转换元件组成。如图 7—14 所示,为中等压力膜片式压电传感器结构。

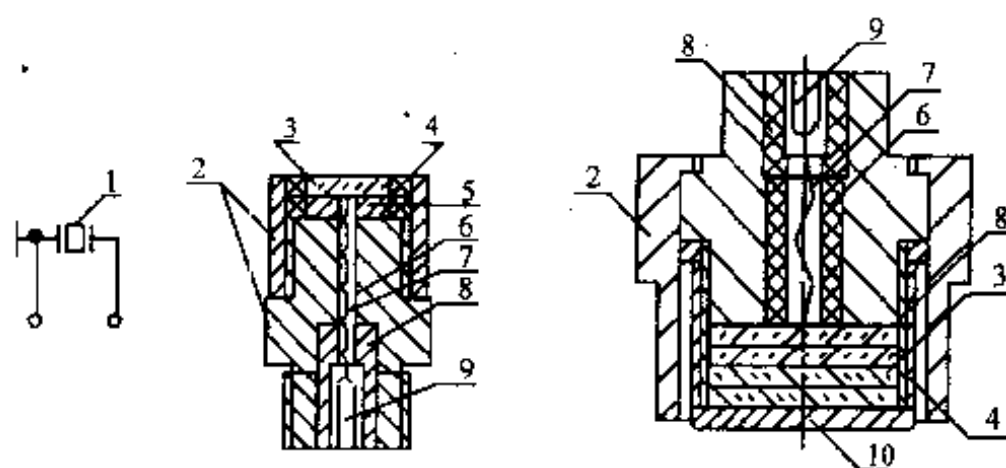


图 7—14 中等压力膜片式压电传感器结构

1—压电元件;2—壳体;3—压电元件;4—膜片;5—绝缘圈;6—空管;
7—引线;8—绝缘材料;9—电极;10—顶压圆筒

膜片式压力传感器比活塞式压电传感器具有如下优点:结构紧凑、小巧轻便、静动态特性好以及具有较高的稳定性。

压电压力传感器以量程分类,有低、中压压力传感器(其量程为 50MPa)和高压、超高压压力传感器(其量程为 400 ~ 10000MPa)。

三、压电式加速度传感

早期的石英压电加速度传感器的典型结构如图 7—15(a)所示,石英晶片是由两块 $x0^\circ$ 切型石英晶片构成。若对此晶体施加压力,则在中心电极上产生的电荷是叠加的,晶体的外表面上与壳罩相连而处于地电位。

70 年代初,国外开始研究集成压电加速度传感器,其结构如图 7—15(b)所示。传感器内部装有微型电荷变换器,可由恒流源供电,其输出为低阻信号。输出线与供电线共用一条电缆。

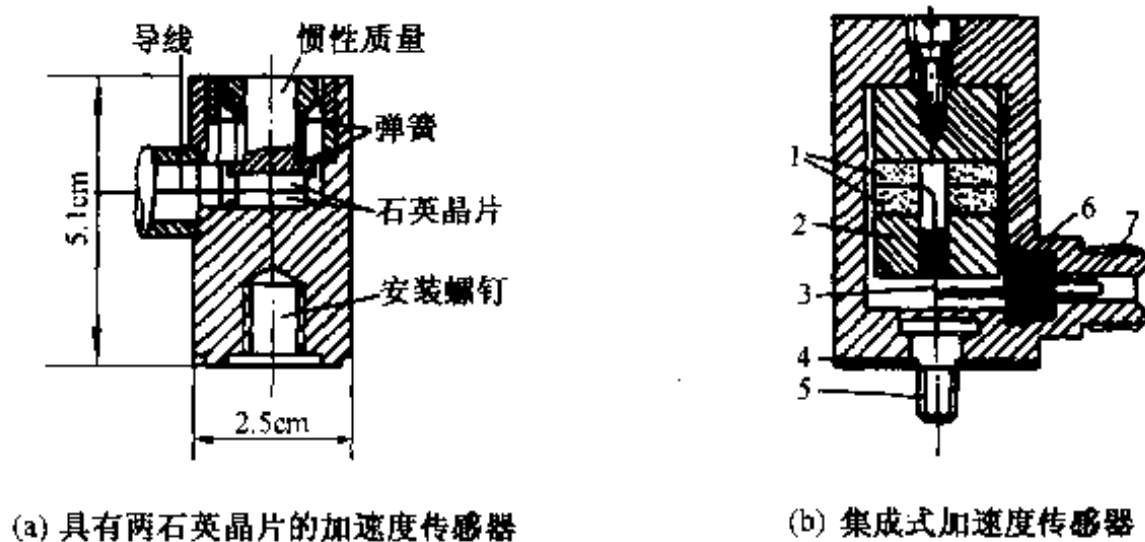


图 7—15 压电加速度传感器结构

1—石英压电片;2—惯性质量;3—引线;4—绝缘垫圈;
5—绝缘螺钉;6—超小型阻抗;7—电镜插座

第四节 压电式传感器应用

微振动测试仪用于各种大型构件、桥梁、水坝、高层建筑、船舶、海流等的晃动测量;精密机械制造和超大规模集成电路的生产,为了保证成品的精度,要求生产环境的振动位移限制在几微米到几百微米之间(振动频率在 1 ~ 10Hz),也就是说它的加速度 a 值在几微米每二次方秒 ~ 几百微米每二次方秒之间,相当于 $10^{-6}g$ 级的振动,对这种环境也需要微振测试仪进行监测。本节介绍这种微振动的检测。

一、传感器

使用 PV-96 型压电加速度传感器进行测量,它的灵敏度为 $10000\text{pC}/g$,也就是说在 $1g$ ($g = 9.8\text{m/s}^2$) 加速度的作用下,传感器能产生一万微库的电荷。PV-96 型压电传感器的性能如表 7—4。

表 7—4 PV-96 型压电传感器特性

电荷灵敏度	10000pC/g
静电容	6000pF
振动频率	0.1 ~ 100Hz
最高工作温度	200℃
绝缘电阻	> 10GΩ
外壳材料	不锈钢

压电传感器的构造有压缩型、剪切型和弯曲型等。PV-96 型采取剪切型结构,它不受周围环境温度的影响,外型为圆柱,重量较大。它的等效电路是一个电荷源 Q_0 和一个电容 C_0 相并联。

二、测量电路

测量电路如图 7—16 所示。图中的模拟测量电路由两级放大器组成。

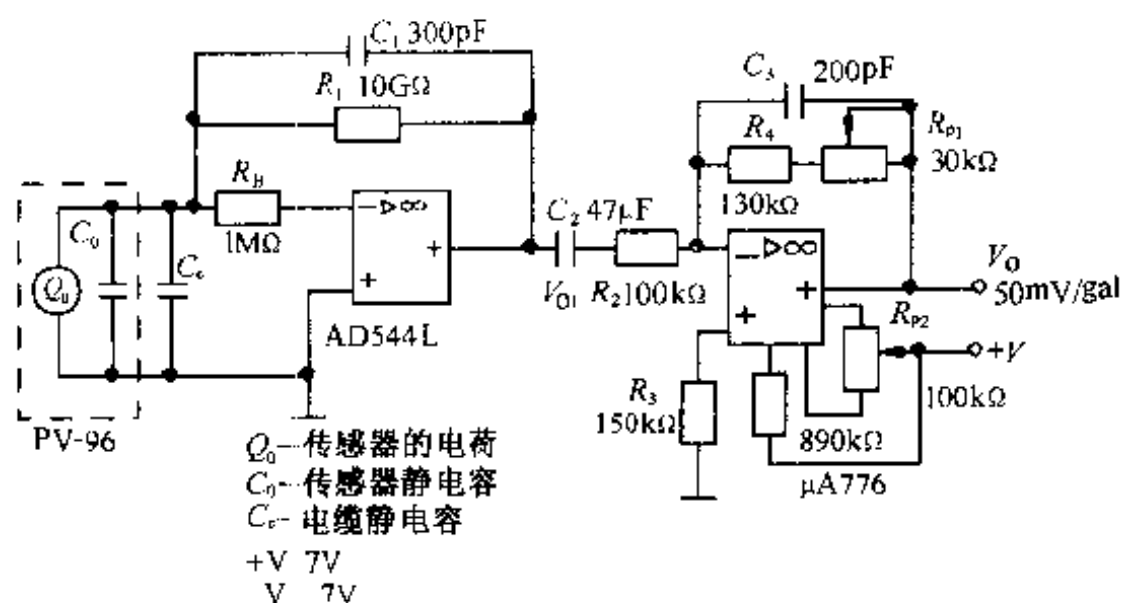


图 7—16 微振动测试仪电路图

AD544L 组成一个电荷放大器,它的输入为电荷,输出为电压,也是一个 Q/V 转换器,它的输出为 $V_{01} = \frac{Q_0}{C_1}$,传感器受到 $1g$ 加速度的作用,它产生的电压,理论值为 $V_{01} = -10000 \times 10^{-12}C / 300 \times 10^{-12}F = -33V$ (实际上, $1g$ 的加速度使运放的输出为饱和值 V_S),即放大器 AD544L 的灵敏度为

$$-33V/g = -33.7mV/gal (1gal = 1/980g = 1cm/s^2)$$

电荷放大器的频率响应由反馈电容 C_1 和反馈电阻 R_1 确定。其截止频率为

$$f_0 = 1/2\pi R_1 C_1 = 0.053Hz$$

在 0.1Hz 时,输出约下降 1dB。 R_B 为运放 AD544L 的输入保护电阻,避免 AD544L 的输入过高而损坏。

$\mu A776$ 是一个反相放大器,其闭环增益为

$$A_{F2} = - \frac{R_4 + R_{P1}}{R_2}$$

调整电位器 R_{P1} 可使 $A_{F2} = 1.48$, 因此, $\mu A776$ 的输出灵敏度为

$$(-1.48) \times (-33.7 \text{ mV/gal}) = 50 \text{ mV/gal}$$

近似为 48.8 V/g 。也就是说, 当振动加速度为 $1/980g$ 时, 电路能输出 50 mV 的电压。本电路输出电压最大约 6 V , 因此其最大测量值约为 $48.8/6 = 0.1g$ 。

$\mu A776$ 是低功耗可编程运算放大器, 为了降低噪声, 可在 8 脚输入适当的电流 $I_{\text{set}} \approx 15 \mu\text{A}$ 。在低频测量时, 随着频率的降低会增大闪烁噪声, 由于采用的运放 $\mu A776$ 的电压噪声在 $1 \mu\text{A}$ 以下, 噪声主要由电荷放大器产生。所以在降低噪声设计中不仅要选择电压噪声小的集成电路而且应有低的输入电压、低的偏压及失调漂移等特性。在电路设计中, 反馈电容应尽可能小, 因为即使很小的漏电流进入放大器也会产生误差, 故输入部分要用聚四氟乙烯绝缘纸进行绝缘。

若要求测量电路的输出灵敏度更高, 应提高 $\mu A776$ 的反馈电阻。例如, 输出灵敏度为 100 mV/gal 时, $\mu A776$ 的闭环增益约为 3, 可适当增大 $(R_4 + R_{P1})$ 的值。

第八章 热电式传感器及应用

热电式传感器是利用转换元件电磁参量随温度变化的特性,对温度和与温度有关的参量进行检测的装置。其中将温度变化转化为电阻变化的称为热电阻传感器;金属热电阻式传感器简称为热电阻,半导体热电阻式传感器简称为热敏电阻;将温度变化转换为热电势变化的称为热电偶传感器。热电式传感器在工业生产、科学研究等许多领域得到广泛应用。

第一节 热电阻传感器及应用

一、热电阻材料的特点及性能

作为测量温度用的热电阻材料,必须具有以下特点:①高温系数、高电阻率。这样在同样条件下可加快反应速度,提高灵敏度,减小体积和重量。②化学、物理性能稳定。以保证在使用温度范围内热电阻的测量准确性。③良好的输出特性。即必须有线性的或者接近线性的输出。④良好的工艺性。以便批量生产、降低成本。

适宜制作热电阻的材料有铂、铜、镍等金属。镍不易提纯和非线性度大的缺点,因而用得不多。铂容易提纯,在高温和氧化性介质中化学、物理性能稳定,制成的铂电阻输出—输入特性接近线性,测量精度高。用铂制成的温度传感器目前使用最为广泛。在测量精度不高和温度范围小时,可用铜作成的温度传感器。

铂电阻阻值与温度变化之间的关系可以近似用下式表示:

在 $0 \sim 640^{\circ}\text{C}$ 温度范围内

$$R_t = R_0(1 + At + Bt^2)$$

在 $-240 \sim 0^{\circ}\text{C}$ 温度范围内

$$R_t = R_0[1 + At + Bt^2 + C(t - 100)t^3]$$

式中 R_0 、 R_t ——分别为 0°C 和 $t^{\circ}\text{C}$ 时的电阻值;

A ——常数($3.96847 \times 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$);

B ——常数($-5.847 \times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$);

C ——常数($-4.22 \times 10^{-12}/^{\circ}\text{C}$)。

铜电阻阻值与温度变化之间的关系可以近似用下式表示:

$$R_t = R_0(1 + At + Bt^2 + Ct^3)$$

式中 A ——常量($4.28899 \times 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$);

B ——常量($-2.133 \times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$);

C ——常量($1.233 \times 10^{-9}/^{\circ}\text{C}$)。

由于铜电阻的电阻率仅为铂电阻的 $1/6$ 左右,当温度高于 100°C 时易被氧化,因此适用于温度较低和没有腐蚀性的介质中工作。

铂、铜热电阻不适宜作低温和超低温的测量。近年来一些新颖的热电阻材料相继被采用。

铜电阻适宜在 $-269 \sim -258^{\circ}\text{C}$ 温度范围内使用,测量精度高,灵敏度是铂电阻的 10 倍,但复现性差。

锰电阻适宜在 $-271 \sim -210^{\circ}\text{C}$ 温度范围内使用,灵敏度高,但是质脆易损坏。

常用材料热电阻性能如表 8—1 所示。

表 8—1 常用材料热电阻性能

性 能 \ 材 料	铂	镍	铜
使用温度范围 $^{\circ}\text{C}$	$-200 \sim +600$	$-100 \sim +300$	$-50 \sim +150$
电阻丝直径	0.03 ~ 0.07	0.05 左右	0.1 左右
电阻率 $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$	0.0981 ~ 0.106	0.118 ~ 0.138	0.0170
0 ~ 100°C 之间电阻温度系数平均值 $\times 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$	3.92 ~ 3.98	6.21 ~ 6.34	4.25 ~ 4.29
化学稳定性	在氧化介质中稳定	超过 180°C 易氧化	超过 100°C 易氧化
特 性	近似线性、稳定、精度高	近似线性灵敏度高	近似线性
应 用	标准测量装置、精密测量	一般测量用	低温、无水份、无浸蚀性介质

二、热电阻的种类及接线方式

热电阻可做成丝式,加上绝缘套管、保护套管和接线盒等组成温度传感器。

铂热电阻除铂丝外,还有薄膜及厚膜等构成的电阻体的测量电阻。由于其产量大,成本低,是一种廉价的温度传感器,目前使用的几乎都是这种传感器。厚膜铂电阻一般用陶瓷材料作基底,采用精密丝网印刷工艺将特制的铂浆在基底上印出图案,经加温烧去铂浆中填料而形成铂热电阻,再经焊引线、胶封、校正电阻值等工艺,最后在电阻表面涂保护层而成。薄膜铂热电阻采用溅射工艺来成膜,再经过光刻、腐蚀工艺形成图案,其它工序与厚膜铂电阻相同。表 8—2 和表 8—3 分别为几种薄膜铂电阻和厚膜铂电阻的技术参数。

表 8—2 几种薄膜铂电阻的技术参数

型号	MWFT-1	MWFT-2	MWFT-3
外形尺寸(长 $\times$ 宽 $\times$ 厚)	$4 \times 2 \times 0.5(\text{mm})$	$10 \times 3 \times 0.5(\text{mm})$	$15 \times 3 \times 0.5(\text{mm})$
0°C 时电阻值	100 Ω	100 Ω	100 Ω
温度系数	$3850 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	$3850 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	$3850 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$
测温范围	$-70 \sim 500^{\circ}\text{C}$	$-70 \sim 500^{\circ}\text{C}$	$-70 \sim 600^{\circ}\text{C}$
响应时间	< 3s	< 3s	< 3s
绝缘电阻	25 $^{\circ}\text{C}$ 时 $> 10^8 \Omega$, 600 $^{\circ}\text{C}$ 时 $> 10^6 \Omega$		
工作电流	不大于 3mA		

表 8—3 几种厚膜铂电阻的技术参数

技术参数		100W30	100S25	100P30
外形及尺寸(mm)		矩形 $3.2 \times 25.4 \times 0.8$	方形 $25.4 \times 25.4 \times 0.8$	杆形 $\phi 3.1 \times 29$
0℃时 R_0 的允差	I 级	$100\Omega \pm 0.06\Omega$	$100\Omega \pm 0.075\Omega$	—
	II 级	$100\Omega \pm 0.12\Omega$	$100\Omega \pm 0.1\Omega$	$100\Omega \pm 0.1\Omega$
	III 级	$100\Omega \pm 0.25\Omega$	$100\Omega \pm 0.25\Omega$	$100\Omega \pm 0.55\Omega$
表面绝缘		室温, 250V 时 $10^3 M\Omega$; 600℃, 50V 时 $50 M\Omega$		
热响应时间		$< 0.1s$	$< 0.25s$	$< 0.3s$
自热		$< 0.006^\circ C/mV$	$< 0.005^\circ C/mV$	$< 0.01^\circ C/mV$
稳定性		$< \pm 0.05\% \times R_0$	$< \pm 0.05\% \times R_0$	$< \pm 0.05\% \times R_0$
1kHz 时的电容值		—	$< 25pF$	$< 10pF$
电感		—	—	$< 1\mu H$
温度范围		$-70 \sim +500^\circ C$	$-70 \sim +600^\circ C$	$-70 \sim +600^\circ C$

热电阻与仪表或放大器接线有三种方式:两线制、三线制和四线制。

两线制接线简单,但对引线电阻有一定要求,否则会引起较大的测量误差。铜电阻的引线不超过 R_0 的 0.2%,铂电阻的引线不超过 R_0 的 0.1%。

采用三线制接线方式延长传感的连线,可以降低延长线引起的误差,其接线方法如图 8—1 所示。

r_1 、 r_2 、 r_3 为延长线电阻, V_B 为电压源,电容用来清除噪声。

$$V_S = e_1 - e_2$$

设 $i_1 = i_2 = i$

则 $e_1 = i_1(r_1 + R_T + r_3) = i(r_1 + R_T + r_3)$

$e_2 = i_2(r_2 + R_D + r_3) = i(r_2 + R_D + r_3)$

若导线采用相同材料,即 $r_1 = r_2 = r_3$, $V_S = i(R_T - R_D)$ 。

很明显,由上式可知,没有导线电阻产生的误差电压,即导线电阻相同时误差为 0。但由于 i_1 随 R_T 的温度而变化,则 $i_1 = i_2$ 的条件随温度上升而产生偏差。因此,采用三线接线方法在满度范围内误差也不会为 0。若进行更高精度测量时,可采用图 8—2 所示的四线接线方式,虽然增加接线数目,但导线电阻的影响可大为减小。

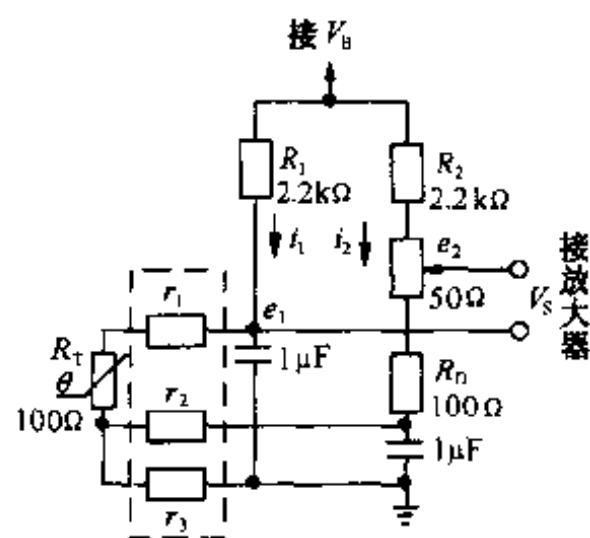


图 8—1 三线制接线方法

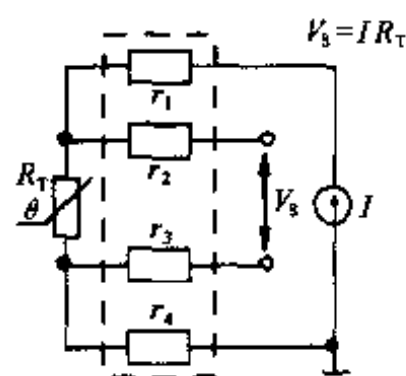


图 8—2 四线制接线方法

三、铂热电阻应用的基本电路

1. 恒流工作电路

恒流工作电路如图 8—3 所示。铂热电阻采用标称值为 $1\text{k}\Omega$ 的 TRRA102B 作为温度传感器。因其阻值大,所以受接线电阻的影响小。流经测温电阻的电流值规定为 1mA 。设基准电压 $V_R = 2\text{V}$,运放 A_1 的反相输入端电压为 e_1 ,则流过测温电阻传感器的电流

$$I_{IN} = (V_R - e_1) / R_1 \quad (8-1)$$

运放正常工作时,反相输入端与同相输入端近似同电位,即 $e_2 = e_1$, e_2 是基准电压 V_R 通过 R_2 、 R_{P1} 和 R_3 的分压电路而获得的电压,假设为 1V ,把这些参数代入式(8—1),则有

$$I_{IN} = (2\text{V} - 1\text{V}) / 1\text{k}\Omega = 1\text{mA}$$

这样,流经传感器的电流为 1mA 。当温度为 0°C 时,传感器的电

压降为 $1\text{mA} \times 1\text{k}\Omega = 1\text{V}$,这电压为传感器的偏置电压,它是输出电压 e_{OUT} 的一部分,使传感器的输出实际不为 0。为此,要消除这 1V 的偏置电压,可在 A_1 的同相输入端加 1V 的 e_2 电压来实现。这时

$$\begin{aligned} e_{OUT} &= e_2 - (V_R - e_1) \times R_T / R_1 \\ &= 1\text{V} - (2\text{V} - 1\text{V}) \times R_T / 1\text{k}\Omega \end{aligned}$$

式中, R_T 为铂热电阻的电阻。

$$R_T = 1000(1 + 3.96847 \times 10^{-3} \times T - 5.847 \times 10^{-7} \times T^2)(\Omega)$$

$$\text{则 } e_{OUT} = -(3.96847 \times 10^{-3} \times T - 0.5847 \times 10^{-6} \times T^2) \quad (8-2)$$

因为输出电压较小,并为负电压,电路中用运放 A_2 改变电压极性,并放大到所必需的电压值。

由式(8—2)可得,在 $0 \sim 100^\circ\text{C}$ 温度变化范围内, e_{OUT} 有 $3.910\text{mV}/^\circ\text{C}$ 的温度灵敏度;在 $0 \sim 500^\circ\text{C}$ 温度变化范围内有 $3.676\text{mV}/^\circ\text{C}$ 的温度灵敏度,其值为热电偶的 50 倍以上。为此,采

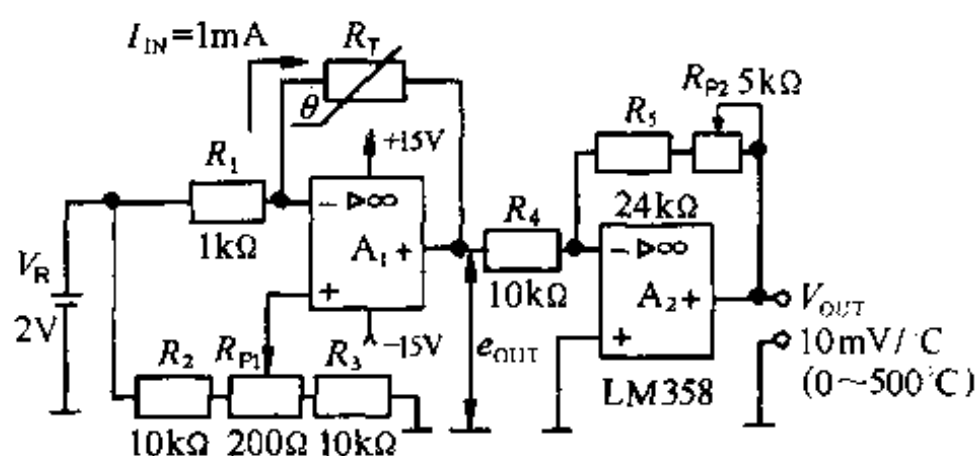


图 8—3 铂热电阻的恒流工作电路

用通用运放可以达到要求,图 8—3 所示电路采用两个 LM358 通用运放。

图 8—3 所示电路要求运放 A_2 输出 V_{OUT} 具有 $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ 的灵敏度,则在 $0 \sim 100^\circ\text{C}$ 变化范围内, A_2 的增益要求为 $10/3.910 = 2.558$ 倍;在 $0 \sim 500^\circ\text{C}$ 变化范围内, A_2 的增益要求为 $10/3.676 = 2.720$ 倍。电路中用 $24\text{k}\Omega$ 电阻 R_5 和 $5\text{k}\Omega$ 电位器 R_{P2} 调整 A_2 的增益为 2.720 倍。

铂热电阻特性为非线性。计算出铂热电阻在 100°C 变化范围内非线性误差为 0.4% (0.4°C), 200°C 变化范围内为 0.7% (1.4°C), 500°C 变化范围内为 2% (10°C)。

这样, 500°C 变化范围内就有 10°C 的温度误差,因此,要用铂热电阻进行高精度测量,需要进行非线性校正,即线性化。

线性化电路很多,这里采用正反馈来实现线性化,如图 8—4 所示。该电路是把传感器输出电压 e_{OUT} 馈送到输入端。因通过运放 A_3 改变电压极性,所以为正反馈电路。

此电路可提高 500°C 附近的饱和输出电压。因是正反馈电路,所以在温度范围内输出电压也抬高得很多,这样,就变成了线性度好的直线关系。线性化电路输出为:

$$e_{OUT} = -1\text{mA} \times R_T + K \times R_T \times e_{OUT}$$

$$\text{即 } e_{OUT} = -1\text{mA} \times R_T / (1 - K \times R_T)$$

(8—3)

铂热电阻采用 TRRA102B 时,设 $K = 0.041/\text{k}\Omega$,可以把 2% 的误差降到 0.1% 。

电路调整方法如下(用普通电阻替代 TRRA102B 测温电阻进行调整):

①接入相当于 0°C 的 $1\text{k}\Omega$ 电阻,用 R_{P1} 调零。

②接入相当于 100°C 的 $1.391\text{k}\Omega$ 电阻,用 R_{P3} 调整增益。

③接入相当于 500°C 的 $2.838\text{k}\Omega$ 电阻,用 R_{P2} 调整线性。

④反复调整多次,在 $0 \sim 500^\circ\text{C}$ 温度范围内适宜为止。

2. 恒压工作电路

铂热电阻的恒压工作电路如图 8—5 所示。该电路的输出电压为:

$$e_{OUT} = \frac{R_1 \Delta R V_{IN}}{(R_1 + R_0 + \Delta R)(R_1 + R_0)} \quad (8—4)$$

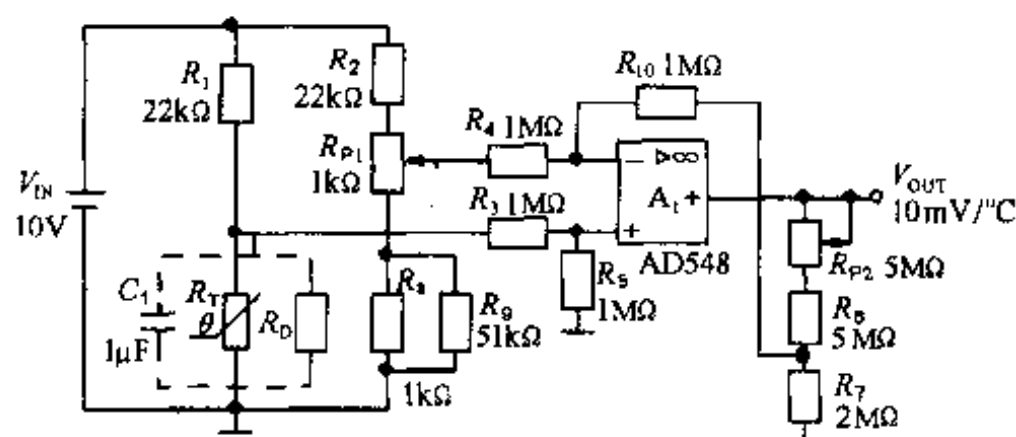


图 8—5 恒压工作电路

因分母中有 ΔR 项,恒压工作时除传感器自身非线性特性所引起的误差以外,还有恒压电路产生较大的误差。为此,与恒流工作电路一样,需要加非线性校正电路。

由式(8—4)可知,输出电压 e_{OUT} 与 R_1 和 V_{IN} 有关,当 $R_1 = 22k\Omega$,在 $V_{IN} = 10V$ 时, $0 \sim 100^\circ C$ 温度范围内输出灵敏度为 $1.575mV/^\circ C$; $0 \sim 500^\circ C$ 温度范围内输出灵敏度为 $1.395mV/^\circ C$ 。

因此,要获得 $10mV/^\circ C$ 的输出电压灵敏度,要求运放 A_1 的增益为 6.349 倍($0 \sim 100^\circ C$)以及 7.168 倍($0 \sim 500^\circ C$)。

恒压工作时非线性误差比恒流工作时大。因为恒压工作时除传感器自身非线性所引起的误差外,还要加上恒压工作电路产生的误差。因此,要求高精度测量时需要线性化。

线性化的恒压工作电路如图 8—6 所示,它是采用正反馈电路。该电路中运放 A_2 的输出电压 V_{OUT} 反馈到输入端(输入电压为 V_{IN}),反馈量由 R_3 、 R_{P3} 和 R_4 决定;输出反馈电压与输入电压 V_{IN} 相加,为正反馈。这就是说, V_{OUT} 增加,加到传感器的电压 V_B 也增加,由此达到线性化的目的。

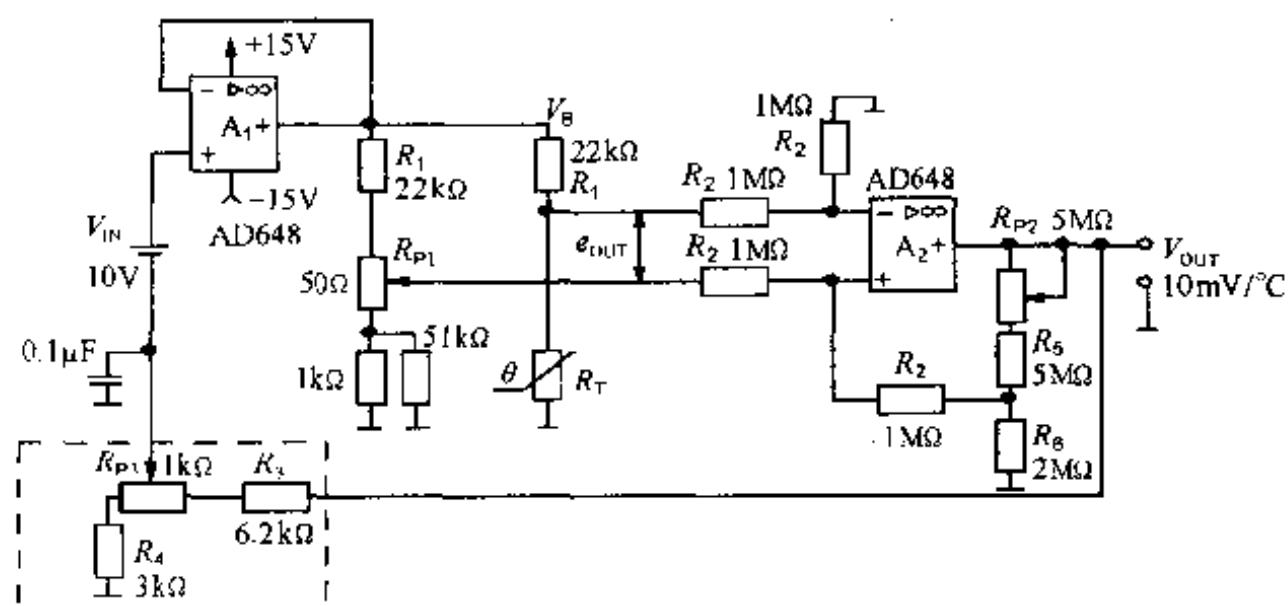


图 8—6 线性化的恒压工作电路

设 A 为 A_2 的放大倍数,则输出电压为

$$V_{OUT} = \frac{AR_1\Delta R(V_{IN} + KV_{OUT})}{(R_1 + \Delta R + R_0)(R_1 + \Delta R)} \quad (8-5)$$

这里,设

$$V'_{OUT} = \frac{AR_1\Delta RV_{IN}}{(R_1 + \Delta R + R_0)(R_1 + \Delta R)}$$

则式(8—5)可改写为

$$V_{OUT} = \frac{V'_{OUT}}{1 - \frac{K \cdot V'_{OUT}}{V_{IN}}} \quad (8-6)$$

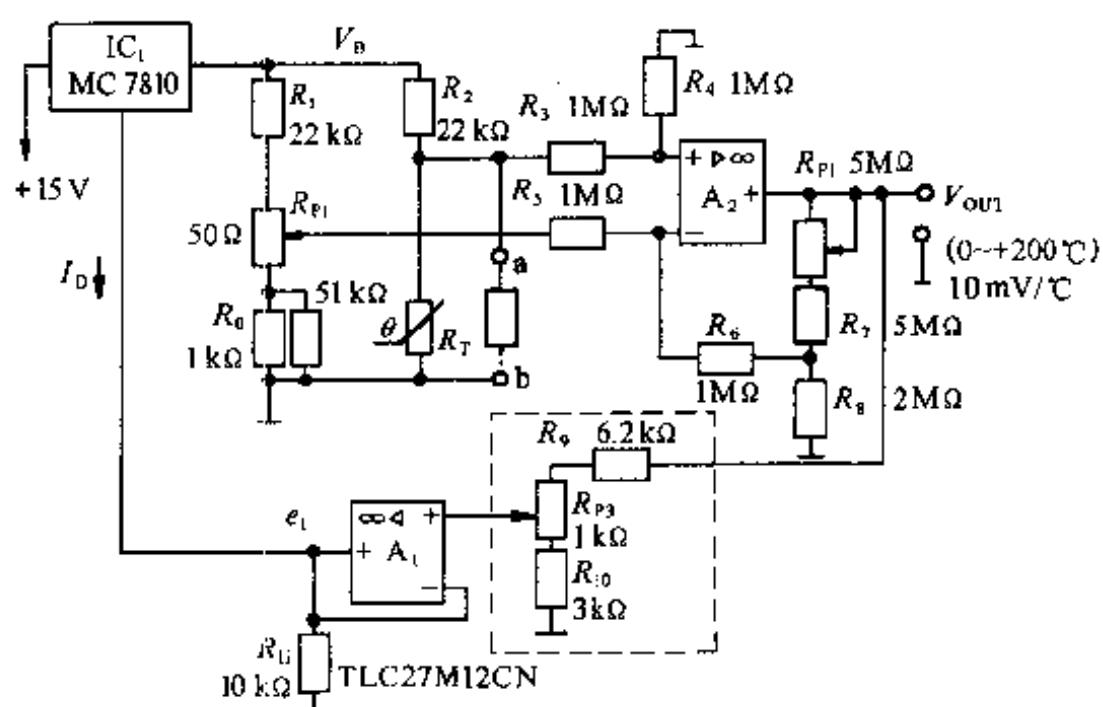
式(8—6)与式(8—3)的形式完全相同。经实验可知线性化后,误差由原来的 4% 降为 0.1%。

四、热电阻的应用

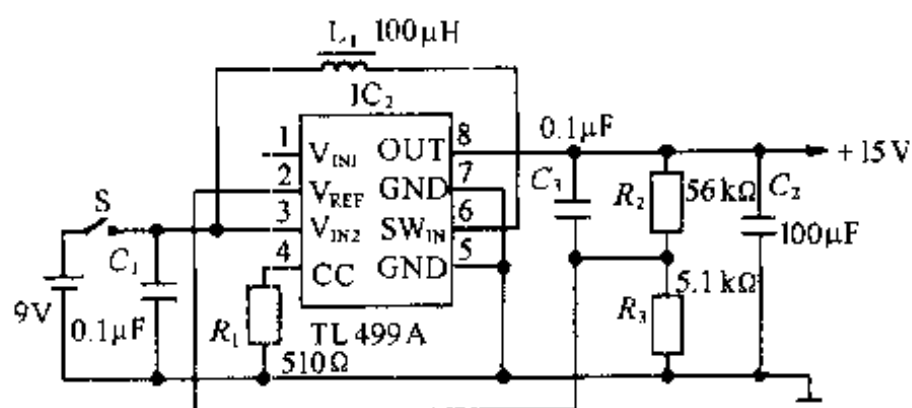
1. 铂热电阻测温

铂热电阻测温电路如图 8—7(a)所示。测温范围为 $0 \sim 200^\circ C$,温度传感器采用

TRRA102B,其标准阻值为 $1\text{k}\Omega$ 。



(a) 测温电路



(b) 直流/直流变换器电路

图 8—7 铂热电阻测温

电路中,三端集成稳压器采用 MC7810,它的输出电压为 10V ,温度系数为 $0.01\% ^\circ\text{C}^{-1}$ (典型值)。如果采用 9V 电池供电,则采用图 8—7(b)所示的直流/直流交换器提供 $+15\text{V}$ 电压。在 100°C 温度变化范围内温度系数只变化 0.1% 。温度系数最大值没有规定,但在常温下工作已满足要求。MC7810 的公共端与运放 A_1 输出端相连。 A_1 的输入端加非线性校正电路的电压。传感器电压 V_B 为 $(10\text{V} + e_1)$,而且加的是正反馈。另外,运放 A_1 只要 MC7810 提供数毫安的电流。

在 $0 \sim 200^\circ\text{C}$ 范围内,运放 A_2 输出为 $0 \sim 2\text{V}$,不输出负电压,因此,可采用单电源工作的 TLC27M2CN 运放,采用 $+15\text{V}$ 电源即可。

TLC27M2CN 的输入失调电压温漂为 $2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (典型值),此值与传感器 $1\text{mV}/^\circ\text{C}$ 的灵敏度相比是足够小的。 10°C 温度变化范围只产生 $2\mu\text{V} \times 10/1\text{mV} \approx 0.02^\circ\text{C}$ 的误差。

低温漂的运放 TLC27L2CN 的输入失调电压温漂只有 $0.7\mu\text{V}/^\circ\text{C}$,输出电流小,因此,在不需 MC7810 提供电流的情况下采用。所以,电路中还是采用 TLC27M2CN 运放。

先不接传感器该电路的调整方法如下:

①零点调整 在图 8—7 所示电路的 a~b 间接入相当于 0°C 的 $1\text{k}\Omega$ 电阻。调节 R_{P1} ,使 V_{OUT} 为 0 即可。

恒流工作的 $0 \sim 500^{\circ}\text{C}$ 温度测量范围的测温电路如图 8—8 所示。传感器采用测温电阻 TRRA102B。

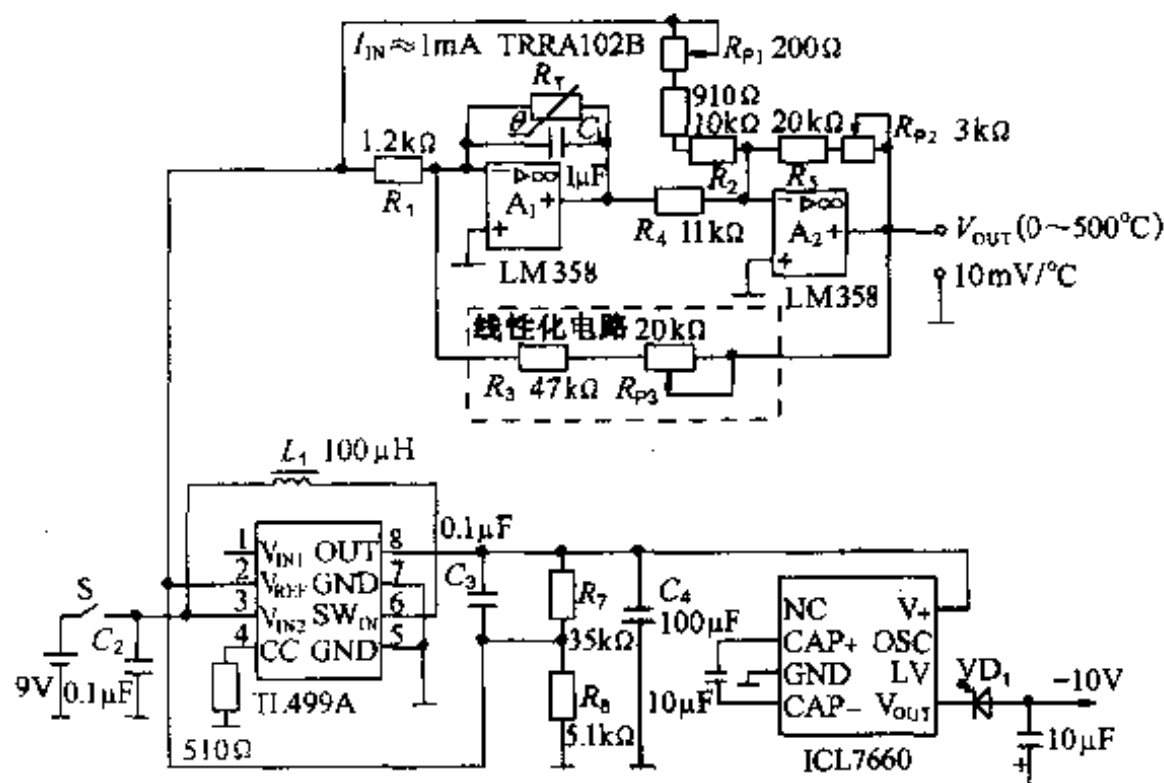


图 8—8 测温电路

2. 热电阻数字温度计

采用热电阻及 A/D 转换器可构成数字温度计。如采用三位半 A/D 转换器 MAX138, 即

可完成 A/D 转换,又可直接驱动 LCD 显示器。

MAX138 与 ICL7106 等相比,增加了如下功能:

- ①片内设有负电源转换器,因此,可以单电源供电;
- ②工作电源电压范围宽,为 2.5~7V;
- ③片内设有振荡电路。

MAX138 的管脚配置如图 8—9 所示,为 40 脚 DIP 塑料封装。PIN2~19, PIN22~25 为三位半 LCD 驱动管脚, PIN20 为负号显示管脚; V^+ 、 V^- 为正负电源端, V^- 一般接地; INHI、INLO 为差动输入端; REFHI、REFLO 为参考电压输入端; C_{REF}^+ 、 C_{REF}^- 参考电容接入引脚,减小高温增益误差; CAP^+ 、 CAP^- 电荷泵电容引脚; INT、A/Z、BUFF 分别为积分电容,自动调零、积分电阻接入引脚; TEST 为内部电压检测引脚,内部电压通过一个 500Ω 的电阻耦合到 TEST 引脚,当输入电压超限时,该引脚拉为高电平。BP 脚输出占空比为 50% 的 LCD 驱动波。

MAX138 转换的结果为 $1000 \times (INHI - INLO) / (REFHI - REFLO)$, 并且最大转换结果为 ± 1999 。REFHI、REFLO 的共模电压范围为 V^+ 至 V^- 之间,任何在 V^+ 和 V^- 之间的电压都可以作为 REFHI、REFLO 的输入。REFHI 和 REFLO 的差模参考电压设置满量程电压。当输入差模电压 (INHI - INLO) 为 (REFHI - REFLO) 的 ± 1.999 倍时,满量程输出为 ± 1999 。如果差模参考电压为 1V,满量程输入电压为 1.999V;如果差模参考电压为 100mV,则满量程输入电压为 199.9mV;

如果输入正电压超过了输入量程,千位上的“1”被显示;如果输入负电压超过了输入量程,千位上显示“-1”,并且最后三位有效数闪烁。因此要保证 (INHI - INLO) 不大于 (REFHI - REFLO) 的两倍,而且 REFHI 为正,REFLO 为负。

热电阻、霍尔传感器、磁阻元件、压力传感器等大都采用差动输出方式。因此,这些传感器最适宜与 MAX138 等 A/D 转换器连接。

热电阻数字温度计总电路如图 8—10 所示。其中传感器部分电路如图 8—11 所示。在图 8—11 中, V_{REF} 为 A/D 转换器的基准电压(参考电压), V_{IN} 为 A/D 转换器的输入电压。由图 8—11 可得:

$$\begin{aligned} V_{REF} &= V^+ R_1 / (R_1 + R_2 + R_T) = V^+ R_1 / (R_3 + R_T) \\ V_{IN} &= V^+ [R_T / (R_1 + R_2 + R_T) - R_0 / (R_1 + R_2 + R_0)] \\ &= V^+ \{ R_3 (R_T - R_0) / [(R_3 + R_T)(R_3 + R_0)] \} \end{aligned} \quad (8-7)$$

A/D 转换器显示输出 DIS 为

$$DIS = 1000 \times (V_{IN} / V_{REF}) \quad (8-8)$$

把式(8—7)中 V_{IN} 和 V_{REF} 代入式(8—8)得

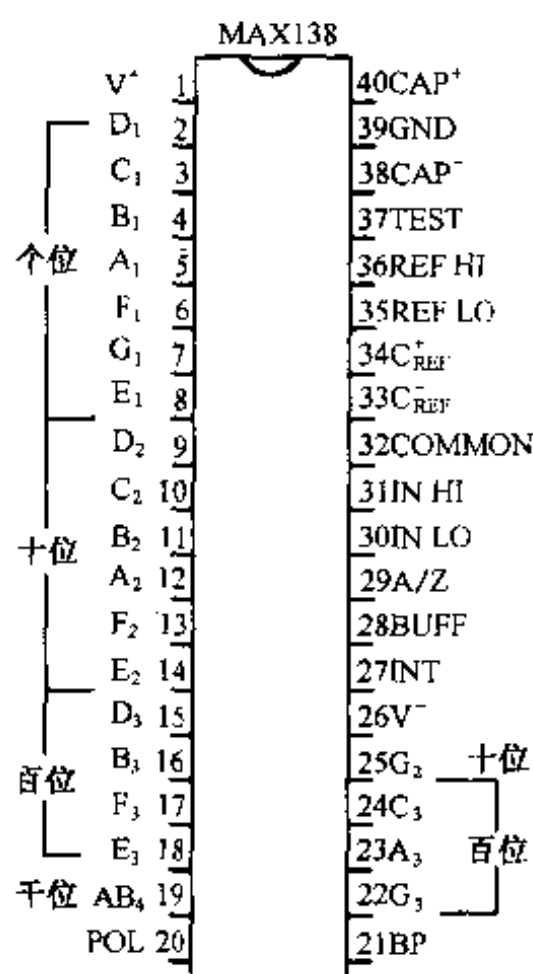


图 8—9 MAX138 的管脚配置图

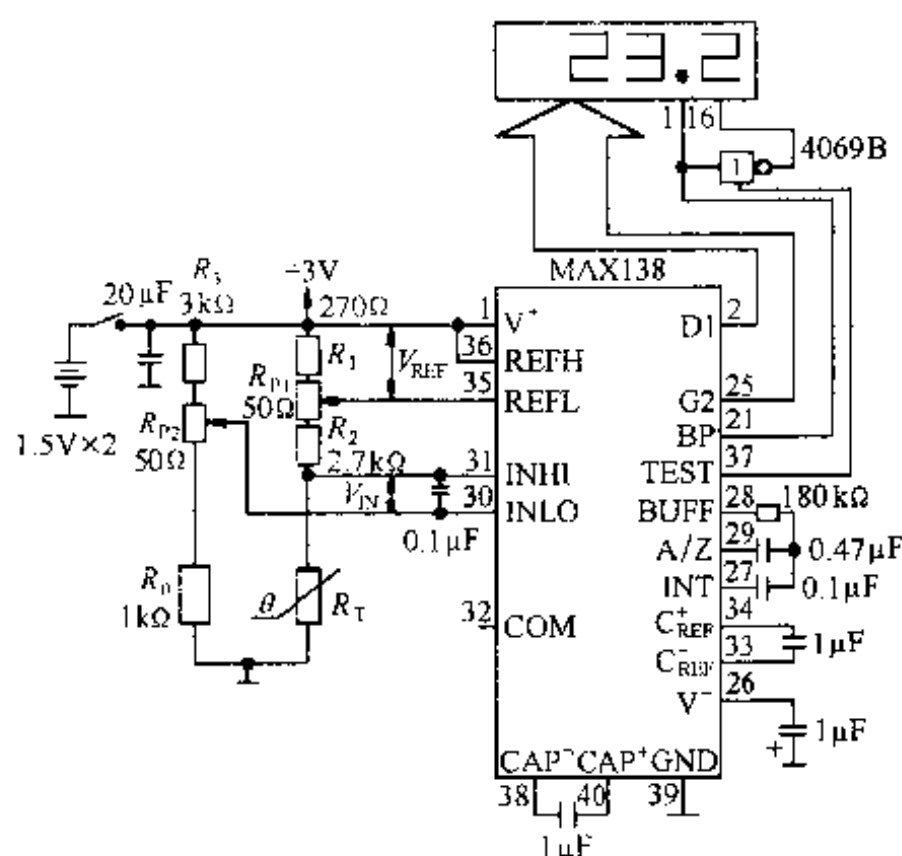


图 8—10 温度计电路(0~100℃)

$$DIS = 1000 \times [R_3(R_T - R_0)/R_1(R_3 + R_0)] \quad (8-9)$$

注意到式(8—9)中无 V^+ 项,因此,显示精度仅由电阻决定。

在图 8—10 中, PIN20 接在千位 LCD 的 g 段, 当为负值时, g 段点亮, 显示负号, PIN19 接在千位 LCD 的 e、f 段, 可显示“1”, 百位、十位、个位 LCD 分别接对应管脚, 同时十位 LCD 的小数点段应保证始终亮。PIN21 脚接公共端 COM; PIN37 脚控制反相触发器的控制端, 当输入电压超限时, TEST 为高电平, 触发器开通, BP 信号反相与个位、十位、百位 LCD 的各段输入端接通, 由于 COM 端, 输入端信号频率相同, 相位相差 180°, 使个位、十位、百位闪烁; 当输入信号没有超限时, TEST 为低电平, 反相触发器呈高阻态, 不影响各位。

上述电路调整方法如下:

- ①接入 1kΩ 电阻(相当于 0℃时传感器电阻)替代传感器, 调节 R_{P2} 使显示为 0;
- ②接入 1.391kΩ 电阻(相当于 100℃时传感器电阻), 调节 R_{P1} 使显示为 100;
- ③调整好后, 接入传感器即可。

显示分辨率为 0.1℃, 然而, 由式(8—9)可知, A/D 转换器显示 DIS 与 $(R_T - R_0)$ 成比例, 因此这种电路仍有非线性误差。

显示温度为 -199.9 ~ +199.9℃, 但不进行非线性校正, 则 100℃测温范围有 0.3 ~ 0.4℃ 的非线性差, 200℃测温范围约为 2℃ 误差。因此, 必须加非线性校正电路, 使其线性化。图 8—12 为传感器线性化部分电路, 若计算 V_{REF} 与 V_{IN} , 则有

$$\begin{aligned} V_{REF} &= V^+ [R_1/(R_1 + R_2 + R_T) - R_3/(R_3 + R_4 + R_0)] \\ V_{IN} &= V^+ [R_T/(R_1 + R_2 + R_T) - R_0/(R_3 + R_4 + R_0)] \end{aligned} \quad (8-10)$$

由式(8—8), A/D 转换器显示的 DIS 值为

$$DIS = 1000 \times \{R_R(R_T - R_0)/[R_1(R_R + R_0) - R_3(R_R + R_T)]\} \quad (8-11)$$

式(8—11)与式(8—9)相比, 在式(8—11)中分母有 $[R_3(R_R + R_T)]$ 项, 它可在满度附近补偿传感器灵敏度的下降。

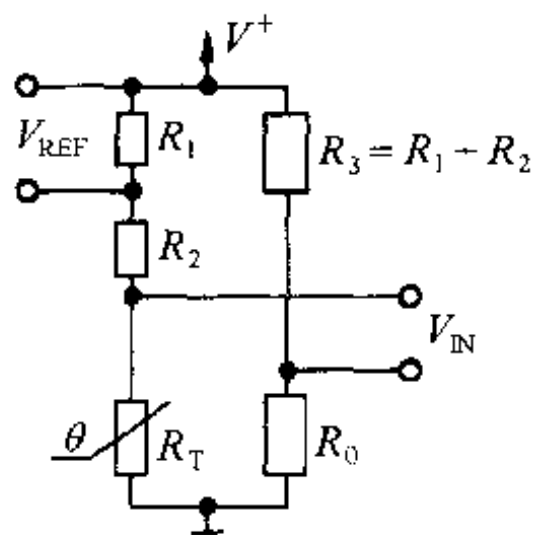


图 8—11 传感器部分电路

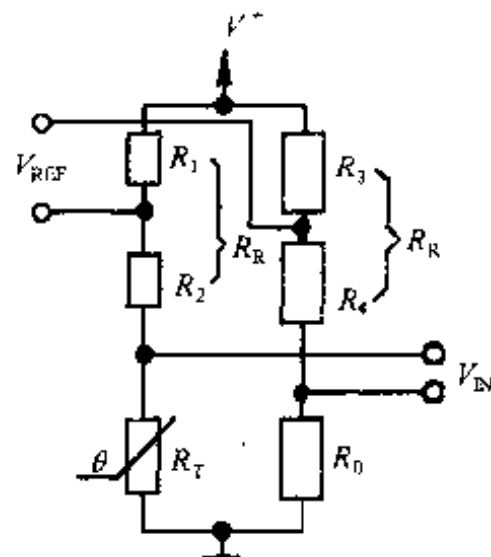


图 8—12 传感器线性化部分电路

线性化测温电路如图 8—13 所示。非线性校正后, $0 \sim 200^{\circ}\text{C}$ 时, 测量精度为 0.2°C , 一般用途已足够。

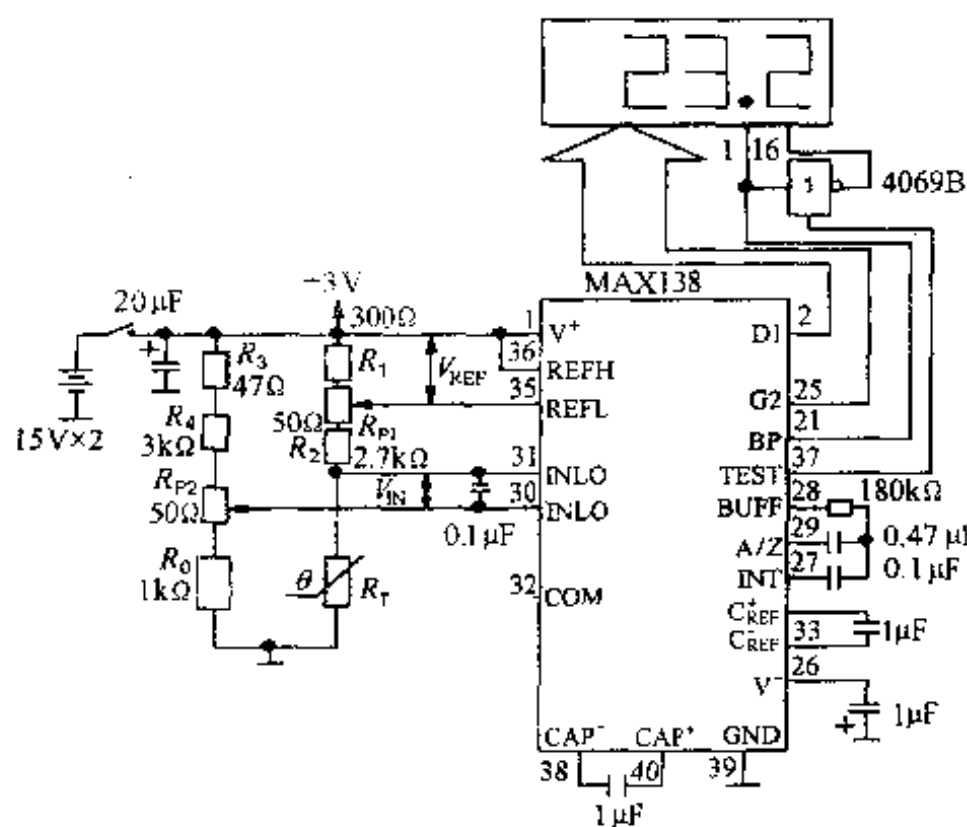


图 8—13 线性化测温电路

3. A/D 转换器比例工作的温度测量电路

A/D 转换器输出的数字量与输入的模拟量成比例, 因此, 可以用于测温电路, 同时也实现了模拟/数字转换, 便于与数字式仪器、仪表连接及与计算机接口。

A/D 转换器比例工作电路如图 8—14 所示。A/D 转换器 ADC0808 的输入端电压是由 $+5\text{V}$ 电源电压通过电位器 R_{P1} 和 R_{P2} 分压后加入的, 这样, 当电源电压增减时, 其输入差值不变, 因此, 电源电压(参考电压)变动不影响其输入。

采用铂热电阻的 A/D 转换电路如图 8—15 所示。 A_1 构成电压跟随器, 用于测热电阻上端电压。 A_2 构成差动放大电路, 用于放大电流检测电阻两端的电压, 同时又作为热电阻下端电压。 A_3 构成同相放大器, 对 A_1 的输出进行放大。如果 A/D 转换器是单端输入, A_1 、 A_2 的输出作为 A_3 的两个差动输入端, A_3 的输出接 A/D 的输入。如果 A/D 转换器为差动输入, A_2 的输出应接差动输入的低端, A_3 输出应接差动输入的高端, 并且 A_2 中 R_6 接地。

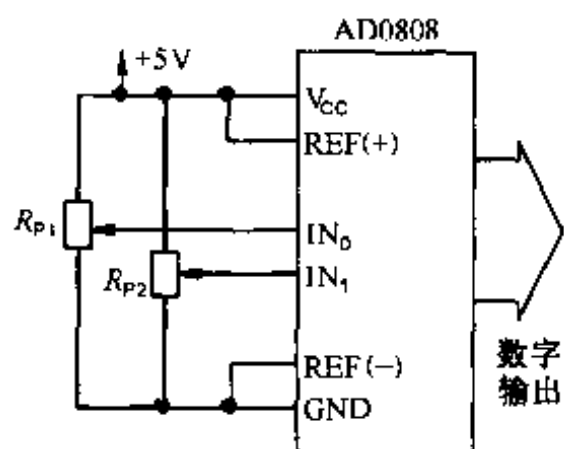


图 8—14 A/D 转换器比例工作电路

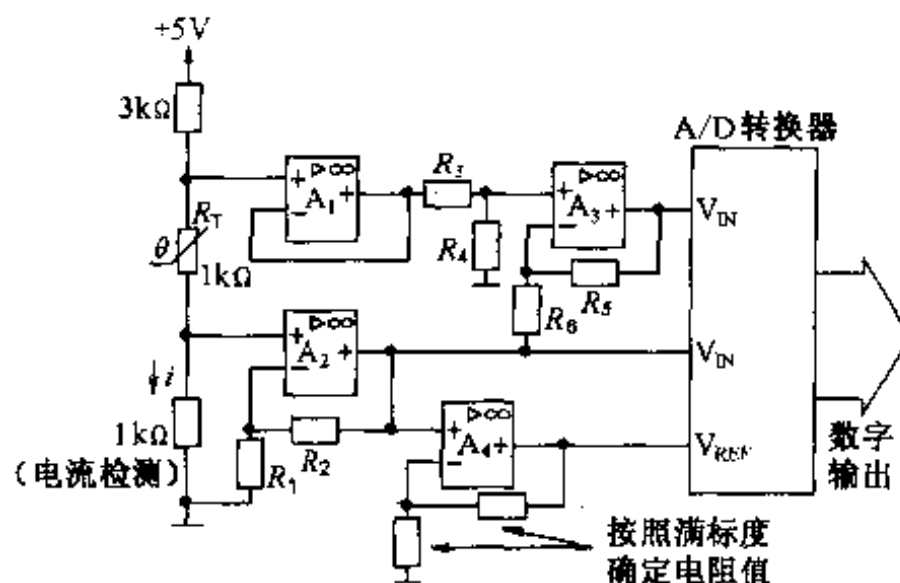


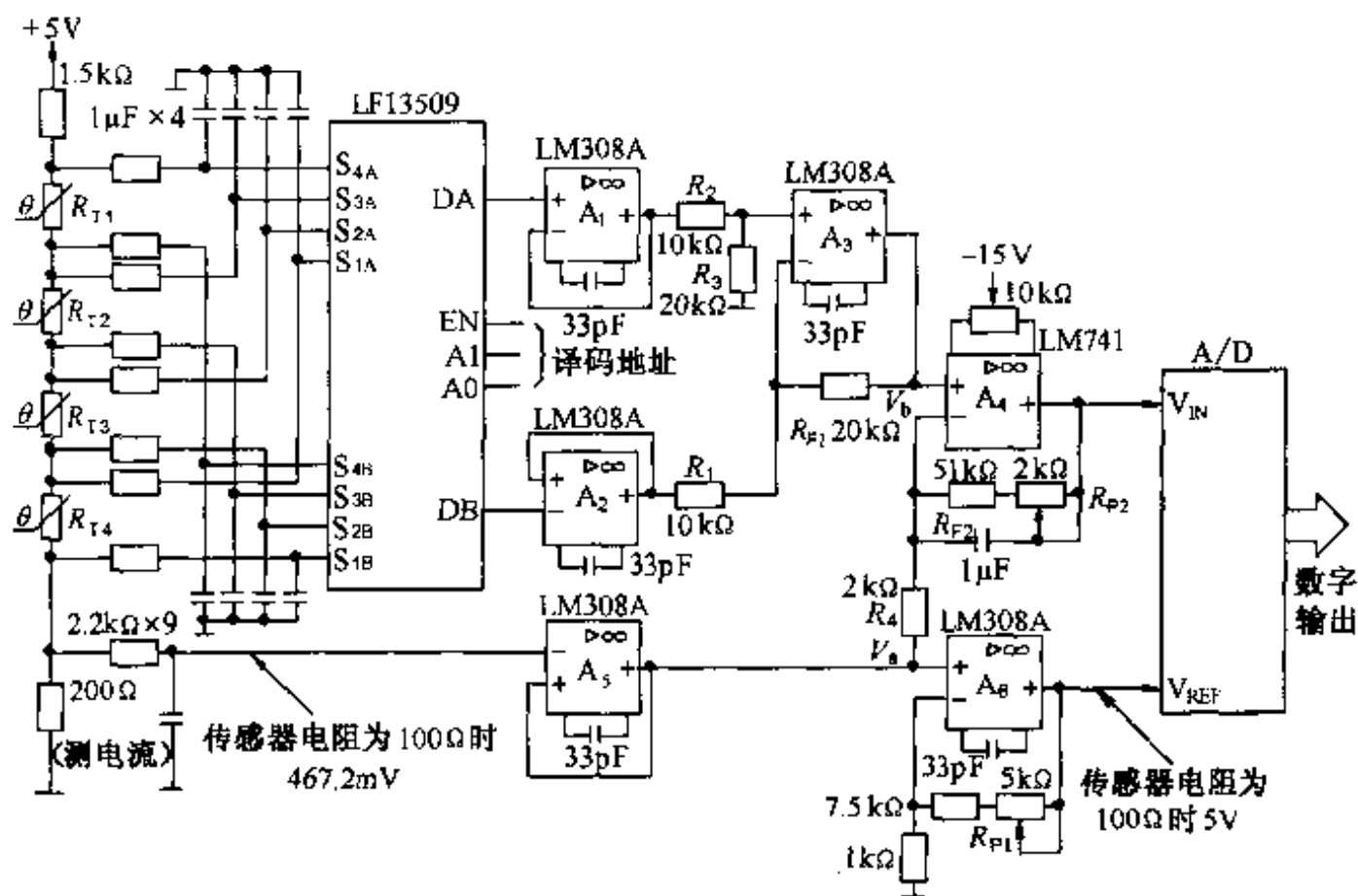
图 8—15 采用铂热电阻的 A/D 转换电路

同时 A_2 的输出接放大器 A_4 , A_4 的输出接 A/D 的参考电压端, 并根据满标度确定其放大倍数。

当流过铂测温热电阻的电流变化时, 也不会影响测量精度。如果电流增加, 参考电压增加, 测温电阻上的压降增加, 从而抵消了电流值的增加, 因而不需要 $R_T(1k\Omega)$ 的恒流源与 A/D 转换器的基准电压源。测量精度主要由放大电路的电阻分压比决定, 这样, 一次调整好电阻分压比, 就可保持长期稳定测量。通过调整 A_2 、 A_3 的放大倍数, 可使 0°C 时 A_3 的输出为零, 即 A/D 的输出为零。

采用多个铂热电阻的测温电路如图 8—16 所示, 电流环路中接 4 个铂热电阻, 用 4 通道 $\times 2$ 模拟开关进行切换, 从而取出各铂热电阻两端电压。理想条件下, 流经各测温电阻的电流相等, 即使有较小的温度差, 也可进行高精度测量。

A/D 输出可以很方便地与单片机或计算机接口, 通过地址译码器可选择四个通道中的一个通道。



若热电阻标称阻值为 100Ω , 可以算出 0°C 时, 电路环电流为 2.381mA , 则 V_a 点电压 V_a 为 476.2mV , 调整 R_{P1} 可使 A_6 输出为 5V 的参考电压。 A_1 、 A_2 为电压跟随器, 且设其输出为 u_{A1} 、 u_{A2} 。 A_3 为差动输入放大电路, A_3 的输出 $V_b = (1 + \frac{R_{F1}}{R_1}) \frac{R_3}{R_2 + R_3} u_{A1} - \frac{R_{F1}}{R_1} u_{A2} = 2(u_{A1} - u_{A2})$, 0°C 时, $V_b = 2 \times 238.1 = 476.2\text{mV}$ 。

同样可知, A_4 的输出 $u_{A4} = V_b + \frac{R_{F2} + R_{P2}}{R_4} (V_b - V_a)$, 0°C 时, $u_{A4} = 476.2\text{mV}$ 。因此, A/D 输出的数字量需要变换。

第二节 热敏电阻传感器及应用

热敏电阻一般是由金属氧化物陶瓷半导体材料经成形、烧结等工艺制成。一般说来, 半导体比金属具有更大的电阻温度系数。

一、热敏电阻分类及结构

热敏电阻 (Thermistor) 是一种对温度敏感的元件。从特性上它可分为三类: 一类是负温度系数的热敏电阻 (NTC - Negative Temperature Coefficient Thermistor), 它的阻值随温度上升而减小, 使用温度范围为 $-50 \sim +300^\circ\text{C}$, 主要应用于温度测量; 另一类是正温度系数的热敏电阻 (PTC - Positive Temperature Coefficient Thermistor), 它的阻值随温度上升而增大, 具有开关特性, 使用温度范围为 $-50 \sim +150^\circ\text{C}$, 主要应用于彩电消磁、电器设备的过热保护及用作温度开关; 还有一类是临界温度热敏电阻 (CTR - Critical Temperature Resistor), 也具有开关特性, 使用温度范围为 $0 \sim +150^\circ\text{C}$, 主要应用于温度报警。

热敏电阻有珠粒状、圆柱状及圆片状。一般珠粒状由玻璃封装, 圆柱装由树脂或玻璃封装, 而圆片状一般由树脂封装。

圆柱状热敏电阻, 其外形与一般玻璃封装二极管一样。这种结构生产工艺成熟, 生产效率高, 产量大而价格低, 成为热敏电阻的主流。珠粒状热敏电阻, 由于体积小, 热时间常数小, 适合制造点温度计、表面温度计。

二、热敏电阻的特性及特点

典型的 NTC 热敏电阻的特性曲线及典型的 PTC 热敏电阻的特性曲线如图 8—17 所示。

NTC 热敏电阻的电阻 - 温度特性曲线, 可以用如下经验公式描述

$$R = Ae^{\frac{B}{T}(T-1)}$$

式中 R ——温度为 T 时的电阻值;

A ——与热敏电阻材料和几何尺寸有关的常数;

B ——热敏电阻常数。

若已知 T_1 和 T_2 时电阻为 R_{T1} 和 R_{T2} , 则可通过公式求取 A 、 B 值, 即

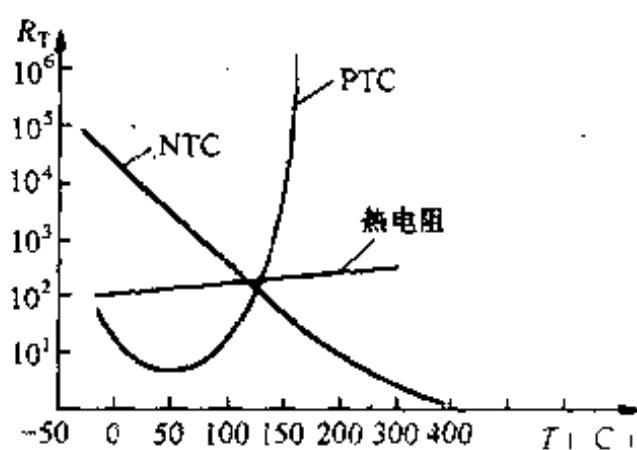


图 8—17 热敏电阻特性曲线

$$A = R_{T1} e^{\frac{B}{T}}$$

$$B = \frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \ln \frac{R_{T1}}{R_{T2}}$$

热敏电阻与热电阻相比,其特点是:①电阻温度系数绝对值大,因而灵敏度高,约为热电阻的 10 倍,测量线路简单,甚至不用放大器便可输出几伏的电压。②体积小,重量轻,热惯量小,可以测量点温度,适宜动态测量。③本身电阻值大,不需要考虑引线长度带来的误差,因此适于远距离测量。④热敏电阻产品已系列化,便于设计选用。⑤工作寿命长,而且价格便宜。⑥非线性大,在电路上要进行线性化补偿。⑦稳定性稍差,并有老化现象。⑧同一型号有 3% ~ 5% 的阻值误差。

三、新材料热敏电阻

1. 氧化物热敏电阻的灵敏度都比较高,但只能在低于 300℃ 时工作。近期用硼卤化物与氢还原研制的硼热敏电阻,在 700℃ 高温时仍能满足灵敏度、互换性、稳定性的要求。可用于测量流体流速、压力、成分等。

2. 负温度系数热敏电阻的特性曲线非线性严重。近期研制的 $\text{CdO} - \text{Sb}_2\text{O}_3 - \text{WO}_3$ 和 $\text{CdO} - \text{SnO}_2 - \text{WO}_3$ 两种热敏电阻,在 $-100 \sim +300^\circ\text{C}$ 温度范围内,特性曲线呈线性关系,解决了负温度系数热敏电阻存在的非线性问题。

3. 近年来发现四氰醌二甲烷新型有机半导体材料,具有电阻率随温度迅速变化的特性,如图 8—18 所示。

这种有机热敏材料不仅可以制成厚膜,还可以制成薄膜或压成杆形。用它可以制成电子定时元件,具有定时时间宽、体积小、造价低的优点。

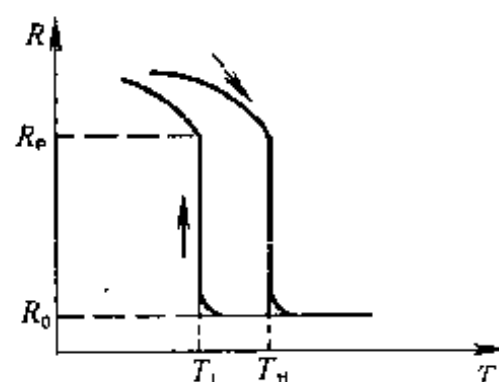


图 8—18 有机热敏电阻特性曲线

四、热敏电阻的线性化

由于热敏电阻具有较大的非线性特性,一般需要经过线性化处理,使输出电压与温度关系基本上成线性关系,扩大测温范围和提高精度。

1. 串联电阻法

利用温度系数很小的金属电阻与热敏电阻串联,只要金属电阻 R_x 选得合适,在一定温度范围内可得近似双曲线特性,即温度与电阻的倒数成线性关系,从而使温度与电流成线性关系。如图 8—19 所示。

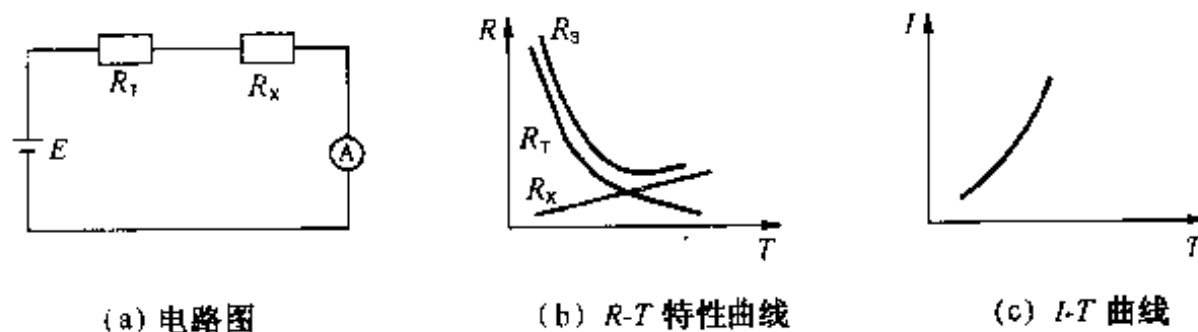


图 8—19 热敏电阻线性化

2. 桥路法

图 8—20 是一种桥路法线性化电路,在测量温度范围不大时,可获得较满意的结果。例如,测温范围为 100℃ 时,其非线性误差为 3℃ 左右;若在 50℃ 范围内,误差为 0.6℃;若在 30℃ 范围内,则可降到 0.05℃。

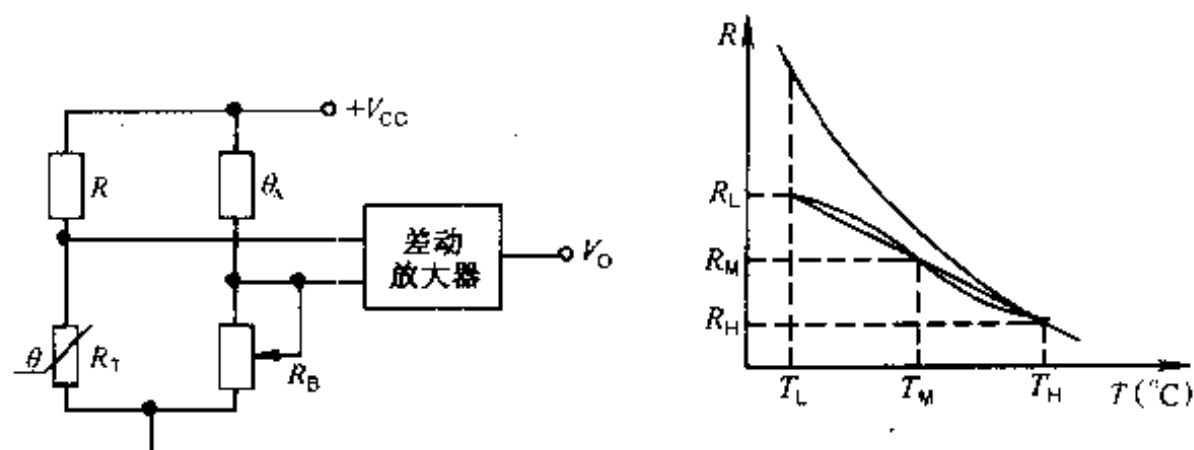


图 8—20 线性化电路

设 T_L 为测温下限, T_H 为测温上限, T_M 为测温范围的中点,其相应的电阻值为 R_L 、 R_H 及 R_M 。 R_H 、 R_L 及 R_M 可由特性曲线中获得或实测获得。串联在热敏电阻中的 R 的最佳值为:

$$R = \frac{R_M(R_L + R_H) - 2R_LR_H}{R_L + R_H - 2R_M}$$

电压源必须采用稳压电源。在确定 T_L 、 T_H 后, R_L 、 R_M 、 R_H 要实测较为精确。

五、热敏电阻在电路中连接方式

1. 串联方式

如图 8—21 所示为热敏电阻串联方式温度检测基本电路。温度传感器采用热敏电阻 R_T 与普通电阻 R_A 串联连接,这种方式能发挥热敏电阻自身特性。因此,输出电压 V_{OUT} 为

$$V_{OUT} = \frac{R_A}{R_T + R_A} \cdot V_C$$

式中, R_T 为热敏电阻的电阻值。

这种电路虽然简单,但特性不稳定,不实用。特别是外加电压变动时,会直接影响输出。

2. 桥接方式

图 8—22(a) 是典型的桥接方式,热敏电阻作为桥路一臂。输出电压为 a 与 b 之间的差动电压,即

$$V_{OUT} = \left[\frac{R_A}{(R_A + R_T)} - \frac{R_C}{(R_B + R_C)} \right] V_C$$

当 $R_T/R_C = R_A/R_B$ 时,电桥平衡, $V_a = V_b$, $V_{OUT} = 0$ 。

当被测量的温度降低时,热敏电阻值显著增加,桥臂 R_T 和 R_A 侧阻抗增大,对输出电路影响很大。为此,在热敏电阻两端并联普通电阻 R_P ,抑制热敏电阻增加太大,同时也可以改善热敏电阻的温度线性特性。

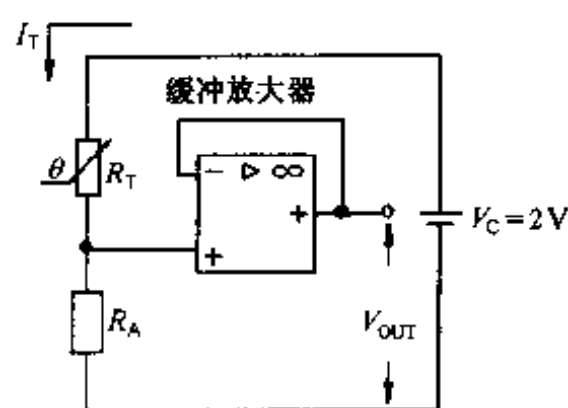


图 8—21 串联连接方式

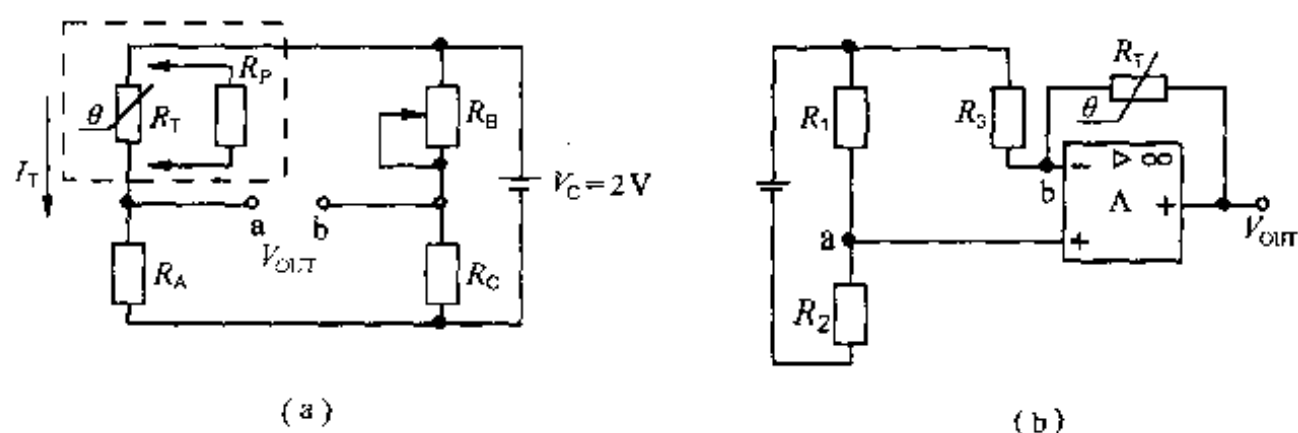


图 8—22 桥接方式

于是：

$$V_{OUT} = \left[\frac{R_A}{(R_A + R_T // R_P)} - \frac{R_C}{(R_C + R_B)} \right] V_C$$

图 8—22(b)是有源桥接方式,为获得较大的输出电压,要减小 R_3 ,增加流向 R_T 中的恒流值。图中 a、b 两点同电位,恒定电流通过 R_3 流经 R_T 。若 $R_1 = R_2 = KR_0$ (K 为常数, R_0 为 0°C 时热敏电阻的电阻值),输出 V_{OUT} 与 R_T 变化量成比例。

六、热敏电阻应用

1. 温度控制

图 8—23 是采用 NTC 热敏电阻温度控制电路实例。它是通断控制加热装置,使温度保持恒定。工作原理是:把现场温度 a 点对应的电压与预先设定温度 b 点对应的电压进行比较。

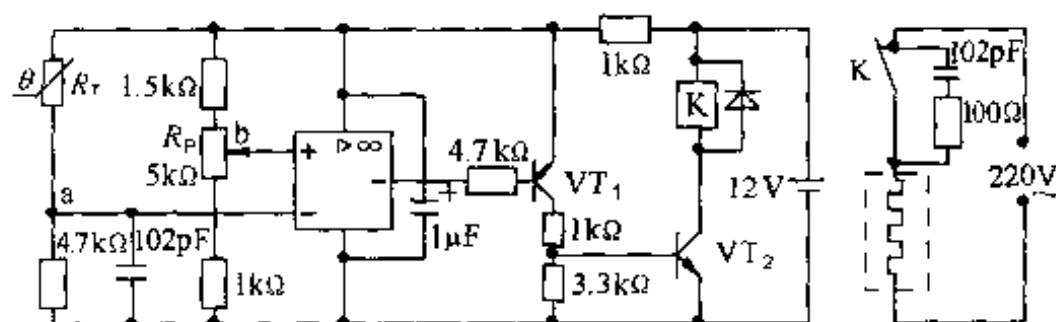


图 8—23 温度控制电路实例

较,如果 $V_a > V_b$,即 $T_a > T_b$,晶体管 VT_1 加反偏电压 V_{BE1} 导通, VT_2 加正偏电压 V_{BE2} 也导通,使继电器 K 接通,继电器的常闭触点 K 断开,加热器断电;如果 $V_a < V_b$,即 $T_a < T_b$,过程与上述相反,继电器触点闭合,加热装置通电加热。这样,根据现场温度的高低,反复通断加热装置,使现场温度保持恒定。

2. 温度上下限报警

温度上下限报警电路如图 8—24 所示。此电路中采用运放构成迟滞电压比较器,晶体管 VT_1 和 VT_2 根据运放输入状态导通或截止。如果 $V_a > V_b$, VT_1 导通, LED_1 发光报警。 $V_a < V_b$ 时, VT_2 导通, LED_2 发光报警。 $V_a = V_b$ 时, VT_1 和 VT_2 都截止, LED_1 和 LED_2 都不发光。

3. 温度测量

图 8—25 所示是一种 $0 \sim 100^\circ\text{C}$ 的测温电路,相应输出电压为 $0 \sim 5\text{V}$,其输出灵敏度为 $50\text{mV}/^\circ\text{C}$,它可以直接与计算机 A/D 板接口。

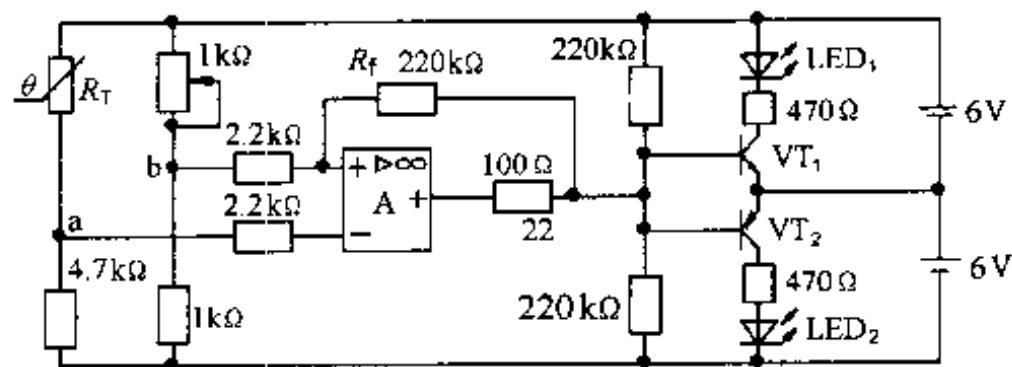


图 8—24 温度上下限报警电路

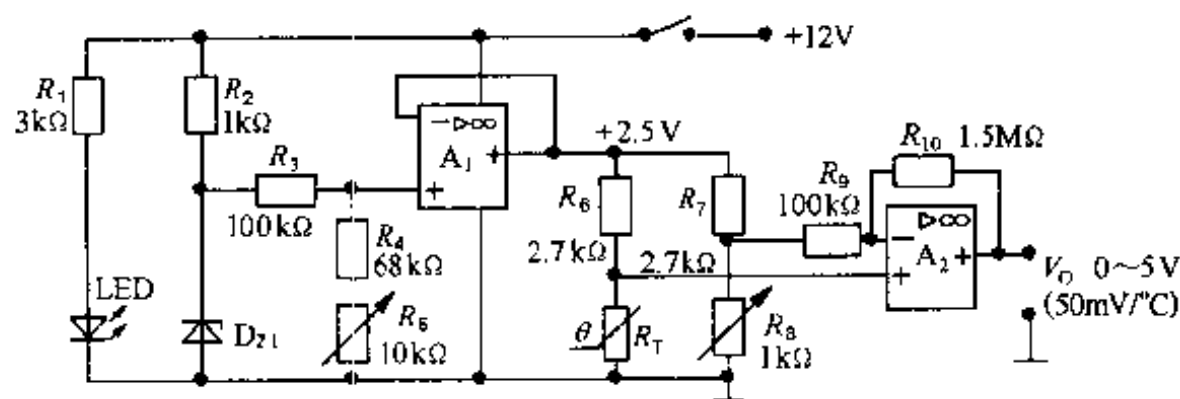


图 8—25 温度测量电路

LED 为电源指示, A_1 、 A_2 为 LM358 运放, D_{Z1} 为 IN154, R_T 为 PTC 热敏电阻, 25°C 时阻值为 1kΩ。

传感器的工作电流一般选择 1mA 以下, 这样可避免电流产生的热影响测量精度, 并要求电源电压稳定。 D_{Z1} 为稳压管, 并经 R_3 、 R_4 、 R_5 分压, 调节 R_5 使电压跟随器 A_1 输出 2.5V 的工作电压。

由 R_6 、 R_7 、 R_T 及 R_8 组成测量电桥, 其输出接 A_2 差动放大器, 经放大后输出, 其非线性误差并不大于 $\pm 2.5^\circ\text{C}$ 。

4. 热敏电阻的其它应用

热敏电阻除了用于温度控制和测量电路, 还有很多其它应用。如在电阻应变计电桥臂中串联热敏电阻, 补偿温度对测量电桥的影响。普通热敏电阻的功率较小, 一般只几分之一瓦。新开发出特殊用途的大功率热敏电阻, 它的电流容量与体积比普通热敏电阻大得多。

功率热敏电阻主要用于限制电流, 因此, 多用于各种电子装置的过电流保护。

如图 8—26 所示, 功率热敏电阻串联在灯泡与开关之间。电源接通时, 热敏电阻阻值很大, 可抑制负载中的冲击电流, 但随着通电时间增长, 热敏电阻自然发热, 阻值显著减小, 使负载电流达到额定值。这样, 就抑制了电源接通时的冲击电流, 达到保护灯泡的目的。

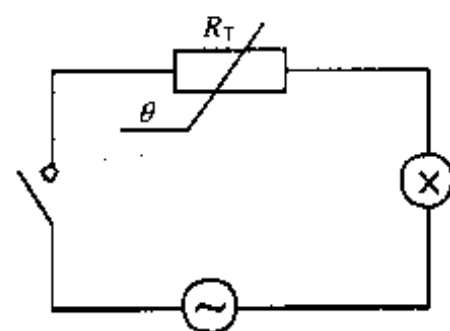


图 8—26 功率热敏电阻位置示意图

第三节 热电偶传感器及应用

热电偶传感器是目前接触式测温中应用最广的热电式传感器, 在工业用温度传感器中占有极其重要的地位, 具有结构简单、制造方便、测温范围宽、热惯性小、准确度高、输出信号便于远

传等特点,而且自身能产生电压,不需要外加驱动电源。

一、热电效应及其工作定律

1. 热电效应

将两种不同性质的导体 A、B 组成闭合回路,如图 8—27 所示。若结点(1)、(2)处于不同的温度($T \neq T_0$)时,两者之间将产生一热电势,在回路中形成一定大小的电流,这种现象称为热电效应。分析表明,热电效应产生的热电势由接触电势和温差电势两部分组成。

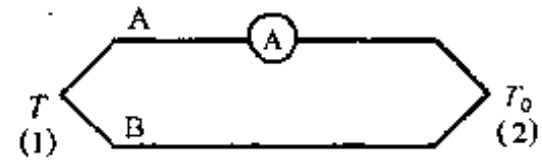


图 8—27 热电效应示意图

当两种金属接触在一起时,由于不同导体的自由电子密度不同,在结点处就会发生电子迁移扩散。失去自由电子的金属呈正电位,得到自由电子的金属呈负电位。当扩散达到平衡时,在两种金属的接触处形成电势,称为接触电势。其大小除与两种金属的性质有关外,还与结点温度有关,可表示为

$$E_{AB}(T) = \frac{kT}{e} \ln \frac{N_A}{N_B} \quad (8-12)$$

式中 $E_{AB}(T)$ ——A、B 两种金属在温度 T 时的接触电势;

k ——玻尔兹曼常数;

e ——电子电荷;

N_A, N_B ——金属 A、B 的自由电子密度;

T ——结点处的绝对温度。

对于单一金属,如果两端的温度不同,则温度高端的自由电子向低端迁移,使单一金属两端产生不同的电位,形成电势,称为温差电势。其大小与金属材料性质和两端温差有关,可表示为

$$E_A(T, T_0) = \int_{T_0}^T \sigma_A dT \quad (8-13)$$

式中 $E_A(T, T_0)$ ——金属 A 两端温度分别为 T 与 T_0 时温差电势;

σ_A ——温差系数;

T, T_0 ——高、低温端的绝对温度。

对于图 8—27 所示 A、B 两种导体构成的闭合回路,总的温差电势为

$$E_A(T, T_0) - E_B(T, T_0) = \int_{T_0}^T (\sigma_A - \sigma_B) dT \quad (8-14)$$

于是,回路总热电势为

$$E_{AB}(T, T_0) = E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) + \int_{T_0}^T (\sigma_A - \sigma_B) dT \quad (8-15)$$

由此可以得出如下结论:

①如果热电偶两电极的材料相同,即 $N_A = N_B, \sigma_A = \sigma_B$,虽然两端温度不同,但闭合回路的总热电势仍为零。因此,热电偶必须用两种不同材料作热电极。

②如果热电偶两电极材料不同,而热电偶两端的温度相同,即 $T = T_0$,闭合回路中也不产生热电势。

2. 工作定律

(1) 中间导体定律

设在图 8—27 的 T_0 处断开, 接入第三种导体 C, 如图 8—28 所示。

若三个结点温度均为 T_0 , 则回路中总热电势为

$$E_{ABC}(T_0) = E_{AB}(T_0) + E_{BC}(T_0) + E_{CA}(T_0) = 0 \quad (8-16)$$

若 A、B 结点温度为 T , 其余结点温度为 T_0 , 而且 $T > T_0$, 则回路中总热电势为

$$E_{ABC}(T, T_0) = E_{AB}(T) + E_{BC}(T_0) + E_{CA}(T_0) \quad (8-17)$$

由式(8—16)可得

$$E_{AB}(T_0) = -[E_{BC}(T_0) + E_{CA}(T_0)] \quad (8-18)$$

将式(8—18)代入式(8—17)可得

$$E_{ABC}(T, T_0) = E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) = E_{AB}(T, T_0) \quad (8-19)$$

由此可得出结论: 导体 A、B 组成的热电偶, 当引入第三导体时, 只要保持其两端温度相同, 则对回路总热电势无影响, 这就是中间导体定律, 利用这个定律可以将第三导体换成毫伏表, 只要保证两个接点温度一致, 就可以完成热电势测量而不影响热电偶输出。

(2) 连接导体定律与中间温度定律

在热电偶回路中, 若导体 A、B 分别与连接导线 A'、B' 相接, 接点温度分别为 T 、 T_n 、 T_0 , 如图 8—29 所示, 则回路的总热电势为

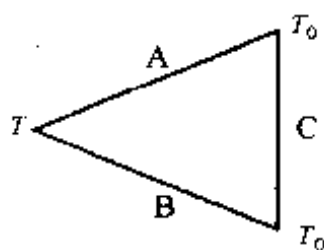


图 8—28 三导体热电回路

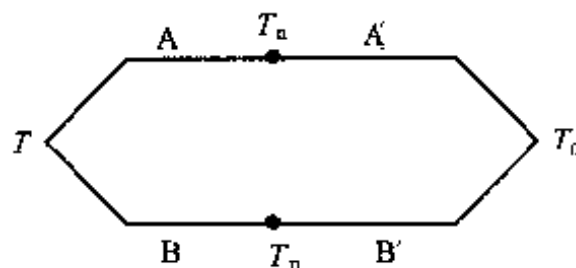


图 8—29 热电偶连接导线示意图

$$\begin{aligned} E_{ABB'A'}(T, T_n, T_0) &= E_{AB}(T) + E_{BB'}(T_n) + E_{B'A'}(T_0) + E_{A'A}(T_n) \\ &+ \int_{T_n}^T \sigma_A dT + \int_{T_0}^{T_n} \sigma_{A'} dT - \int_{T_0}^{T_n} \sigma_{B'} dT - \int_{T_n}^T \sigma_B dT \end{aligned} \quad (8-20)$$

$$\begin{aligned} \text{因为 } E_{BB'}(T_n) + E_{A'A}(T_n) &= \frac{kT_n}{e} \ln \left(\frac{N_B}{N_{B'}} \cdot \frac{N_{A'}}{N_A} \right) \\ &= \frac{kT_n}{e} \left(\ln \frac{N_{A'}}{N_{B'}} - \ln \frac{N_A}{N_B} \right) \\ &= E_{A'B'}(T_n) - E_{AB}(T_n) \end{aligned} \quad (8-21)$$

$$E_{B'A'}(T_0) = -E_{A'B'}(T_0) \quad (8-22)$$

将式(8—21)和式(8—22)代入式(8—20)可得

$$E_{ABB'A'}(T, T_n, T_0) = E_{AB}(T, T_n) + E_{A'B'}(T_n, T_0) \quad (8-23)$$

式(8—23)为连接导体定律数学表达式, 即回路总热电势等于热电偶电势 $E_{AB}(T, T_n)$ 与连接导线电势 $E_{A'B'}(T_n, T_0)$ 的代数和。连接导体定律是工业上运用补偿导线进行温度测量的理论基础。

当导体 A 与 A'、B 与 B' 材料分别相同时, 则式(8—23)可写为

$$E_{AB}(T, T_n, T_0) = E_{AB}(T, T_n) + E_{AB}(T_n, T_0) \quad (8-24)$$

式(8—24)为中间温度定律的数学表达式,即回路总热电势等于 $E_{AB}(T, T_n)$ 与 $E_{AB}(T_n, T_0)$ 的代数和。 T_n 称为中间温度。中间温度定律为制定分度表奠定了理论基础,只要求得参考端温度 0°C 时的“热电势—温度”关系,就可以根据式(8—24)求出参考温度不等于 0°C 时的热电势。

(3) 参考电极定律

图 8—30 为参考电极定律示意图。图中 C 为参考电极,接在热电偶 A、B 之间,形成三个热电偶组成的回路。因为

$$E_{AC}(T, T_0) = E_{AC}(T) - E_{AC}(T_0) + \int_{T_0}^T (\sigma_A - \sigma_C) dT \quad (8-25)$$

$$E_{BC}(T, T_0) = E_{BC}(T) - E_{BC}(T_0) + \int_{T_0}^T (\sigma_B - \sigma_C) dT \quad (8-26)$$

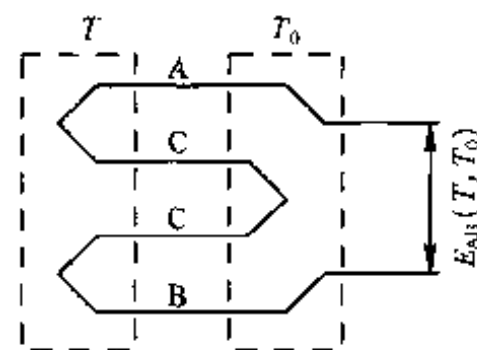


图 8—30 参考电极定律示意图

$$\begin{aligned} \text{于是 } E_{AC}(T, T_0) - E_{BC}(T, T_0) &= E_{AC}(T) - E_{AC}(T_0) - E_{BC}(T) + E_{BC}(T_0) \\ &\quad + \int_{T_0}^T (\sigma_A - \sigma_C) dT - \int_{T_0}^T (\sigma_B - \sigma_C) dT \end{aligned} \quad (8-27)$$

$$\begin{aligned} \text{式中 } E_{AC}(T) - E_{BC}(T) &= \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{N_A}{N_C} \cdot \frac{N_C}{N_B} \right) = E_{AB}(T) - E_{AC}(T_0) + E_{BC}(T_0) \\ &= -\frac{kT}{e} \ln \left(\frac{N_A}{N_C} \cdot \frac{N_C}{N_B} \right) = -E_{AB}(T_0) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{因此 } E_{AC}(T, T_0) - E_{BC}(T, T_0) &= E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) + \int_{T_0}^T (\sigma_A - \sigma_B) dT \\ &= E_{AB}(T, T_0) \end{aligned} \quad (8-28)$$

式(8—28)为参考电极定律数学表达式。表明参考电极 C 与各种电极配对时总热电势为两电极 A、B 配对后电势之差。利用该定律可大大简化热电偶选配工作:只要已知有关电极与标准电极配对的热电势,即可求出任何两种热电极配对的热电势而不需要测定。

例如,已知 $E_{AC}(1084.5, 0) = 13.967(\text{mV})$

$$E_{BC}(1084.5, 0) = 8.354(\text{mV})$$

$$\begin{aligned} \text{则 } E_{AB}(1084.5, 0) &= E_{AC}(1084.5, 0) - E_{BC}(1084.5, 0) \\ &= 13.967 - 8.354 = 5.613(\text{mV}) \end{aligned}$$

二、热电偶材料、分类及结构

1. 热电偶材料

标准化热电偶常用材料及特性如表 8—4 所示。

表 8—4 常用热电偶材料特性

名 称	化学成分	测温范围	特点及用途	标准编号
工业用铂铑 ₁₀ -铂热电偶丝	(+)铂铑 ₁₀ (-)纯铂丝	0~1600℃	工业用各种热电偶	IEC 标准及 JB116-72
工业用铂铑 ₃₀ -铂铑 ₆ 热电偶丝	(+)铂铑 ₃₀ (-)铂铑 ₆	600~1700℃	工业用各种热电偶	IEC 标准及 GB2902-82

续表

名 称	化学成分	测温范围	特点及用途	标准编号
工业用铂铑 ₁₃ -铂热电偶丝	(+)铂铑 ₁₃ (-)纯铂丝	0~1600℃	工业用各种热电偶	IEC 标准
铱铂 ₁₀ -铱热电偶丝	(+)铱铂 ₁₀ (-)铱	0~2100℃	用于科研中测温	YCO/JB203-73
铱铂 ₄₀ -铂铑 ₄₀ 热电偶丝	(+)铱铂 ₄₀ (-)铂铑 ₄₀	0~1900℃	适用于氧化、中性气体测温	YCO/JB203-73
镍铁-镍铜热电偶丝	(+)镍铁 (-)镍铜	50~500℃	50℃热电势几乎为零,300℃以上迅速增加,适于作火警信号系统温度传感器	YCO/JB205-73
镍铬-康铜热电偶丝	(+)镍铬 (-)康铜	-200~900℃	适用于做各种热电偶	IEC 标准
镍铬-镍硅热电偶丝	(+)镍铬 (-)镍硅	-50~+1310℃	适用于做各种热电偶	IEC 标准
镍铬(铜)-金铁 ₃ 低温热电偶丝	(+)镍铬 (-)金铁 ₃	-270~10℃ 与铜配对 -270~+270℃	电势大、灵敏度较高,用于低温测量	YCO/JB206-73

2. 热电偶分类

热电偶根据测量温度范围不同,可化分为7种规格如表8—5所示。

表8—5 热电偶种类

		测量范围 (℃)	热电势 (mV)	优 点
高温	(K)	-200~+1200	-5.981/-200℃ +48.828/+1200℃	工业用最多,适应氧化性环境,线性度好
中温	(E)	-200~+800	-8.821/-200℃ +61.02/+800℃	热电势大
	(J)	-200~+750	-7.89/-200℃ +42.28/+750℃	热电势大 适用于还原性环境
低温	(T)	-200~+350	-5.603/-200℃ +17.816/+350℃	最适用于-200~+100℃ 适应弱氧化性环境℃
超高温	(B)	+500~+1700	+1.241/+500℃ +12.426/+1700℃	可用到高温适应氧化、还原性环境
	(R)	0~+1600	0/0℃ +18.842/+1600℃	
	(S)	0~+1600	0/0℃ +16.771/+1600℃	

热电偶使用时有两种温度：一种是常用使用温度，另一种是过热使用温度。常用使用温度是在空气中连续使用时的温度，过热使用温度是短时间使用的温度。

热电偶使用温度与线径有关，线径越粗使用温度越高。

表 8—6 示出热电偶使用温度与线径之间的关系。

表 8—6 热电偶使用温度与线径之间的关系

热电偶种类	线 径(mm)	常用温度(℃)	过热温度(℃)
K	0.65	650	850
	1.00	750	950
	1.60	850	1050
	2.30	900	1100
	3.20	1000	1200
E	0.65	450	500
	1.00	500	550
	1.60	550	650
	2.30	600	750
	3.20	700	800
J	0.65	400	500
	1.00	450	550
	1.60	500	650
	2.30	550	750
	3.20	600	750
T	0.32	200	250
	0.65	200	250
	1.00	250	300
	1.60	300	350
B	0.5	1500	1700
R S	0.5	1400	1600

3. 热电偶的结构

(1) 普通热电偶(装配型热电偶)

工业上常用的普通热电偶的结构由 1 热电极、2 绝缘套管、3 保护套管、4 接线盒及 5 接线盒盖组成，如图 8—31 所示。

普通热电偶主要用于测量气体、蒸气和液体等介质的温度。这类热电偶已做成标准型式，可根据测温范围和环境条件来选择合适的热电极材料及保护套管。

(2) 铠装热电偶(缆式热电偶)

图 8—32 为铠装热电偶的结构示意图，根据测量端形式，可分为碰底型(a)、不碰底型(b)、

裸露型(c)、帽型(d)等。

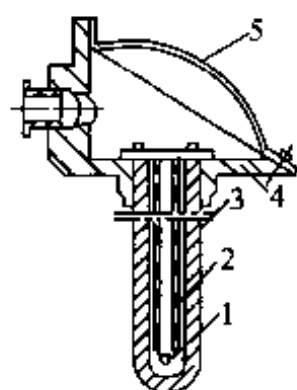


图 8—31 普通热电偶结构图

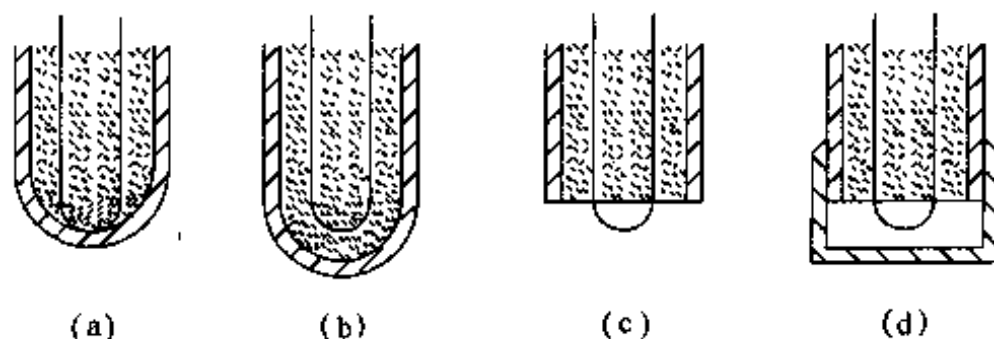


图 8—32 铠装热电偶结构示意图

铠装热电偶是由热电偶丝、绝缘材料(氧化铁)及不锈钢保护管经拉制工艺制成。其主要优点是:外径细、响应速度快;柔软性强、可进行一定程度的弯曲;耐热、耐压、耐冲击性强;种类多(可制成单芯、双芯和四芯等)。

(3) 薄膜热电偶

薄膜热电偶的结构可分为片状、针状等,图 8—33 为片状薄膜热电偶结构示意图。薄膜热电偶的主要特点是:热容量小,动态响应快,适宜测量微小面积和瞬时变化的温度。

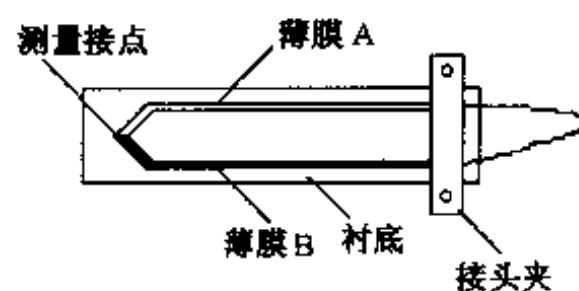


图 8—33 片状薄膜热电偶结构图

(4) 表面热电偶

表面热电偶有永久性安装和非永久性安装两种。这种热电偶主要用来测量金属块、炉壁、橡胶筒、涡轮叶片、轧辊等固体的表面温度。

(5) 浸入式热电偶

浸入式热电偶主要用来测量钢水、铜水、铝水以及熔融合金的温度。浸入式热电偶的主要特点是可以直接插入液态金属中进行测量。

三、补偿导线与冷端补偿

1. 补偿导线

热电偶远离温度测量时,全部采用热电偶丝是非常理想的,但是这种热电偶价格高。如果采用适当长度的热电偶丝,用导线把热电偶与测量仪表仪器连接起来比较经济,连接导线称为补偿导线。补偿导线有两类:一类是采用与热电偶相同材料的伸长型,另一类是利用与热电偶热电势类似特性合金材料的补偿型。补偿导线连接如图 8—34 所示。

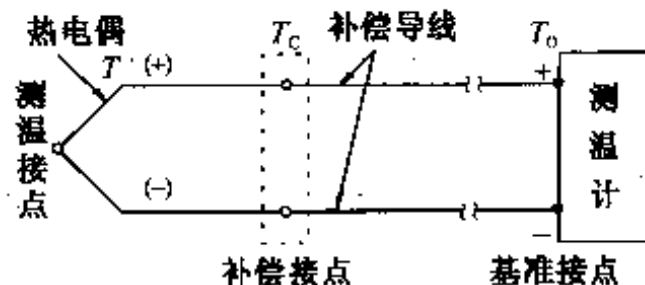


图 8—34 补偿导线连接方式

采用补偿导线要注意以下几点:

①热电偶的长度由补偿接点的温度决定。测温接点温度高,热电偶可长,测温接点温度低,热电偶可短。热电偶长度与补偿导线长度要最佳配合。补偿导线使用温度为 $90 \sim 150^{\circ}\text{C}$, 因此,热电偶与补偿导线接点(这点称为补偿接点)的温度不能超过补偿导线的使用温度。

②补偿接点要紧靠,做到两补偿接点没有温差。

③在一定温度范围内,补偿导线的热电势必须与所延长的热电偶所产生的电势相同。

补偿导线采用多股廉价金属制造,不同热电偶采用不同的补偿导线(已标准化),几种常用的热电偶及其所用的补偿导线如表 8—7 所示。

表 8—7 常用热电偶补偿导线

热电偶	补偿导线	线芯材料		颜色标志		$T = 100^{\circ}\text{C}, T_0 = 0^{\circ}\text{C}$ 时热电势(mV)	$T = 105^{\circ}\text{C}, T_0 = 0^{\circ}\text{C}$ 时热电势(mV)
		正极	负极	正极	负极		
镍铬—镍硅	铜—康铜	铜	康铜	红	黄	4.10 ± 0.15	6.13 ± 0.20
镍铬—康铜	镍铬—康铜	镍铬	康铜	红	蓝	6.95 ± 0.3	10.69 ± 0.38
铂铑 ₁₀ —铂	铜—铜镍	铜	铜镍	红	绿	0.643 ± 0.023	$1.025^{+0.024}_{-0.055}$

2. 冷端补偿(基准接点补偿)

热电偶的热电势与测温接点和基准接点(冷接点)的温度必须保持恒定。标准中规定基准接点的热电势为 0°C 时的热电势。而基准接点保持为 0°C 可以采用碎冰和水,但这样使用极其不方便。当基准接点温度不为 0°C 时,会产生测量误差,需要等效地加上相当于 0°C 时的基准接点的热电势进行补偿。

常采用下列方法进行补偿:

(1)冷端温度补偿器

在工业上常采用冷端温度补偿器(补偿电桥),如图 8—35 所示。补偿电桥桥臂 R_1 、 R_2 、

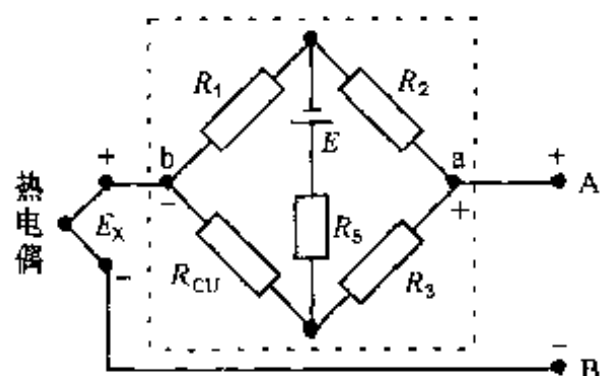


图 8—35 热电偶
冷端补偿电桥

R_3 及 R_{cu} 与热电偶冷端处于相同的环境温度下。其中 $R_1 = R_2 = R_3 = 1\Omega$, 且都是锰铜线绕成, 而 R_{cu} 是铜线绕制的补偿电阻。 E (直流 4 伏) 是电桥的电源, R_5 是限流电阻, 其阻值随热电偶不同而有差异。在 20°C 时, 电桥平衡 $u_{ab} = 0$, 当冷端温度升高时, R_{cu} 随着增大, u_{ab} 也增大; 而热电势 E_x 却随冷端温度升高而减小。若 u_{ab} 的增加量等于 E_x 的减小量, 则热电偶输出 u_{AB} 的大小将不随冷端温度变化而变化, 即

$$u_{AB} = E_x + u_{ab} \quad (8-29)$$

国产冷端温度补偿器(补偿电桥)已有成品出售,其性能如表 8—8 所示。

表 8—8 几种常用的冷端温度补偿器

型号	配用 热电偶	电桥平衡 温度(℃)	补偿范围 (℃)	电源 (V)	功耗	内阻	外形尺寸	补偿误差 (mV)
WBC-01	铂铑-铂	20	0-50	220	小于 18W	1	220×113 ×72	±0.045
WBC-02	镍铬-镍硅							±0.16
	镍铬-镍铝							±0.18
WBC-03	铂铑-铂							
WBC-57-LB	铂铑-康铜	20	0-40	4	4~ 60mA	1	160×115 ×50	$\pm(0.015+0.0015t)$
WBC-57-EU	镍铬-镍硅							$\pm(0.04+0.004t)$
	镍铬-镍铝							$\pm(0.065+0.0065t)$
WBC-57-EA	镍铬-康铜							

(2) 采用 PN 结温度传感器作冷端补偿

这种补偿如图 8—36 所示。其原理是热电偶产生的电势经放大器 A_1 放大后有一定的灵敏度($\text{mV}/^\circ\text{C}$)，采用 PN 结传感器组成的测量电桥(置于热电偶冷端处)的输出经放大器 A_2 的放大后也有相同的灵敏度。将这两个放大后的信号再通过增益为 1 的电压跟随器 A_3 相加，则可以自动补偿冷端温度变化引起的误差。一般在 $0\sim 50^\circ\text{C}$ 范围内，其精度优于 0.5°C 。

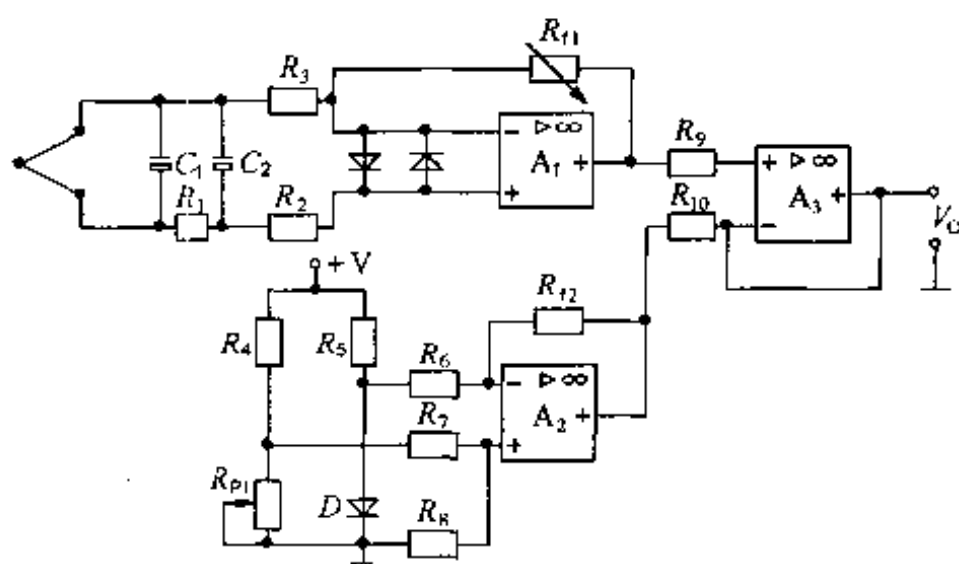


图 8—36 PN 结温度传感器作热电偶冷端补偿的工作原理

(3) 二端集成温度传感器补偿

K 型热电偶在常温时的输出特性如图 8—37 所示，以 25°C 为中心，温度系数为 $40.44\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。因此，要采用另外一个温度传感器产生相当于该温度系数的电压，此电压与 K 型热电偶的热电势相加。图 8—37 所示特性不是良好的直线特性，但在常温 $\pm 10\sim \pm 20^\circ\text{C}$ 范围内可看作线性关系。

图 8—38 是基准接点补偿电路，它采用 AD592 温度传感器测量基准接点温度。只要对 AD592 提供 $4\sim 30\text{V}$ 电压，就可获得与绝对温度成比例的输出电压。

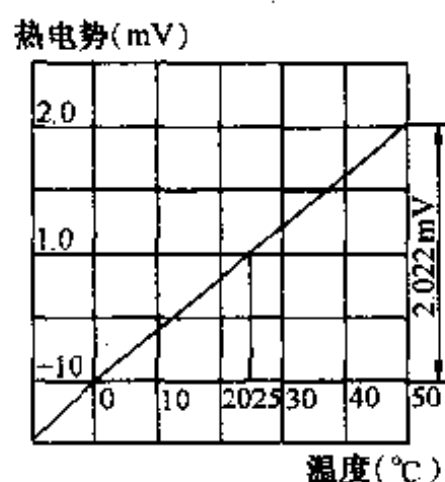


图 8—37 K 型热电偶在常温时输出特性

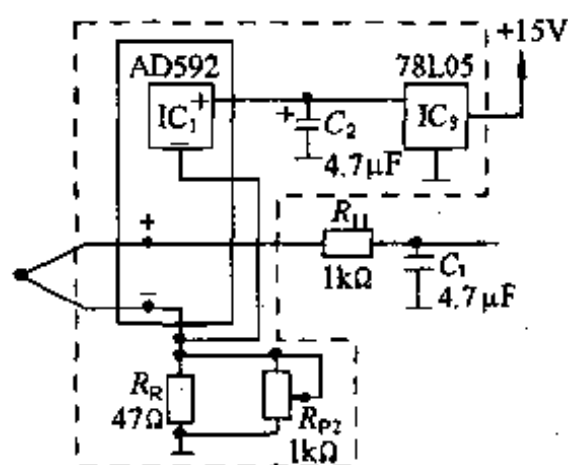


图 8—38 K 型热电偶基准接点补偿电路

AD592 的正端可直接接到 +15V。但为了降低 AD592 功耗,从而降低温度误差,本电路是把 +15V 通过 78L05 降为 +5V 后供给 AD592 的。

R_R 基准电阻是把 AD592 的输出电流转换成电压。AD592 在 0℃ 时输出电流为 273.2μA,灵敏度为 1μA/℃。因此,环境温度为 T 时,用 R_{P2} 调节 R_R 上的压降,使其为 $(273.2\mu A + 1\mu A/^\circ C \times T^\circ C) \times 40.44mV$ 即可。

AD592 的灵敏度为 1μA/℃,因此,可对温度系数为 40.44μV/℃ 的基准接点进行补偿。但有 $273.2\mu A \times 40.44\Omega = 11.05mV$ 的误差电压,这可在后续放大电路中消除。

四、热电偶的放大电路

热电偶的输出电压极小,其值为几十微伏每摄氏度,因此要采用低失调电压运放进行放大。图 8—39 是 K 型热电偶的放大电路。 R_3 、 C_1 组成 RC 滤波,要求 C_1 为漏电流小的电容,因为热电偶的电势很小,如果电容漏电大,就会产生漂移电压。例如, C_1 漏电流为 0.1μA,在电阻 R_3 上会产生 $0.1\mu A \times 1k\Omega = 100\mu V$ 的漂移电压。

热电偶的热电势与温度的关系如表 8—9 所示。由表可知,K 型热电偶在 0℃ 时产生热电势 0mV,600℃ 时产生热电势为 24.902mV。如果用 R_{P1} 设置运放的增益为 240.9445,则 0℃ 时运放输出电压为 0V,600℃ 时运放输出电压为 6.000V。

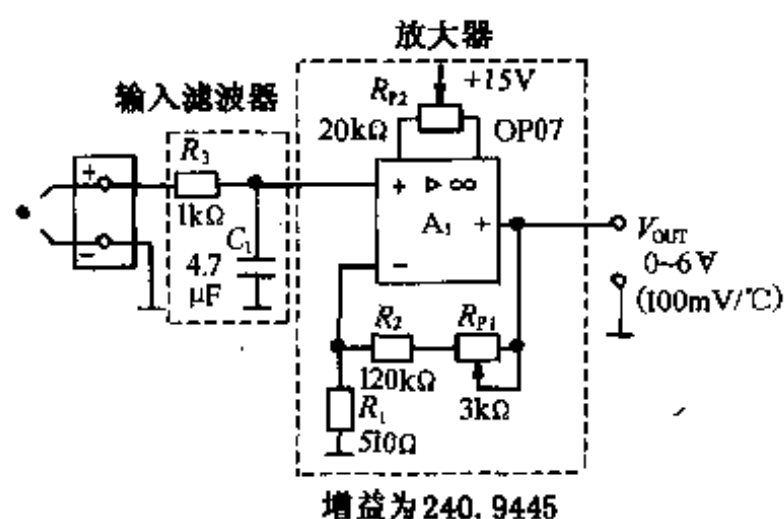


图 8—39 K 型热电偶的放大电路

表 8—9 热电势与温度的关系

温度 (°C)	K 型热电偶 (mV)	J 型热电偶 (mV)	E 型热电偶 (mV)	T 型热电偶 (mV)
-200	-5.891	-7.890	-8.824	-5.603
-100	3.553	-4.632	-5.237	-3.378

续表

温度 (℃)	K 型热电偶 (mV)	J 型热电偶 (mV)	E 型热电偶 (mV)	T 型热电偶 (mV)
0	0	0	0	0
100	4.095	5.268	6.327	4.277
200	8.137	10.777	13.419	9.286
300	12.207	16.325	21.033	14.860
400	16.395	21.846	28.943	20.869
500	20.640	27.388	36.999	—
600	24.902	33.096	45.085	—
700	29.128	39.130	53.110	—
800	33.277	45.498	61.022	—
900	37.325	51.875	68.783	—
1000	41.269	57.942	76.358	—
1100	45.108	63.777	—	—
1200	48.828	69.536	—	—
1300	52.398	—	—	—

从表 8—9 可知,热电偶的热电势与温度的关系为非线性关系。因此,应用时都要进行非线性校正。

五、非线性校正电路

非线性校正也称线性化,其方法很多。这里根据多项式线性化的方法,设温度为 T ,各项系数为 $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$,则热电偶的热电势 E 可表示为

$$E = \alpha_0 + \alpha_1 T + \alpha_2 T^2 + \dots + \alpha_n T^n$$

如果获得高次幂级数的函数,就可构成线性电路。幂次越高,精度越高,但电路复杂。实际上 2 次幂就可以获得足够的精度。

热电偶的近似表达式如表 8—10 所示。

表 8—10 热电偶的近似表达式

热电偶类型	温度范围 ($^{\circ}\text{C}$)	V_{OUT} 的近似式 ($V_{\text{IN}} \rightarrow \text{mV}; V_{\text{OUT}} \rightarrow ^{\circ}\text{C}$)
K	0 ~ 600	$-0.77633 + 24.995196 V_{\text{IN}} - 0.0347332 V_{\text{IN}}^2$
	600 ~ 1200	$74.59714 + 19.119498 V_{\text{IN}} + 0.0802607 V_{\text{IN}}^2$
T	0 ~ 300	$1.43573 + 23.895704 V_{\text{IN}} - 0.2604214 V_{\text{IN}}^2$
J	0 ~ 300	$0.66545 + 18.989782 V_{\text{IN}} - 0.0417416 V_{\text{IN}}^2$
	300 ~ 600	$-7.404594 + 19.244782 V_{\text{IN}} - 0.0266208 V_{\text{IN}}^2$
E	0 ~ 400	$1.933234 + 15.668695 V_{\text{IN}} - 0.0678589 V_{\text{IN}}^2$
	400 ~ 800	$48.674217 + 12.007865 V_{\text{IN}} + 0.0049158 V_{\text{IN}}^2$

K 型热电偶的热电势近似表达式为

$$V_{\text{OUT}} = -0.776 + 24.9952 V_{\text{IN}} - 0.0347332 V_{\text{IN}}^2 \quad (8-30)$$

当温度为 600°C , 热电势为 24.902mV 时, 根据式 (8—30) 可得 $V_{\text{OUT}} = 600\text{mV}$ 。若要获得 6000mV 输出电压, 把式 (8—30) 乘以 10 即可, 那么

$$V_{\text{OUT}} = -7.776 + 249.952 V_{\text{IN}} - 0.347332 V_{\text{IN}}^2 \quad (8-31)$$

由式 (8—31), 可知温度为 300°C , 热电势为 12.207mV 时, 可得:

$$V_{\text{OUT}} = 2991.6\text{mV} (\text{相当于 } 299.2^{\circ}\text{C})$$

而温度为 600°C , 热电势为 24.902mV 时,

$$V_{\text{OUT}} = 6001.2\text{mV} (\text{相当于 } 600.1^{\circ}\text{C})$$

由上述可知: 温度与输出电压为良好的线性关系。

线性化电路的关键是求平方的运算, 而集成电路 AD538 是最适宜进行平方运算的芯片。

AD538 的内部电路如图 8—40 所示, 精度为 0.5% , 动态范围宽, 片内设有高精度的基准电压源。有三个输入 V_X, V_Y, V_Z 可组成 $V_{\text{OUT}} = V_Y (V_Z / V_X)^m$ 的函数关系。不同外接元件, 即可构成平方运算电路。

应用电路如图 8—41 所示。运放 A_2 的 $R_1 \sim R_4$ 决定多样式中一次幂系数与二次幂系数的增益。

现将式 (8—31) 改写为

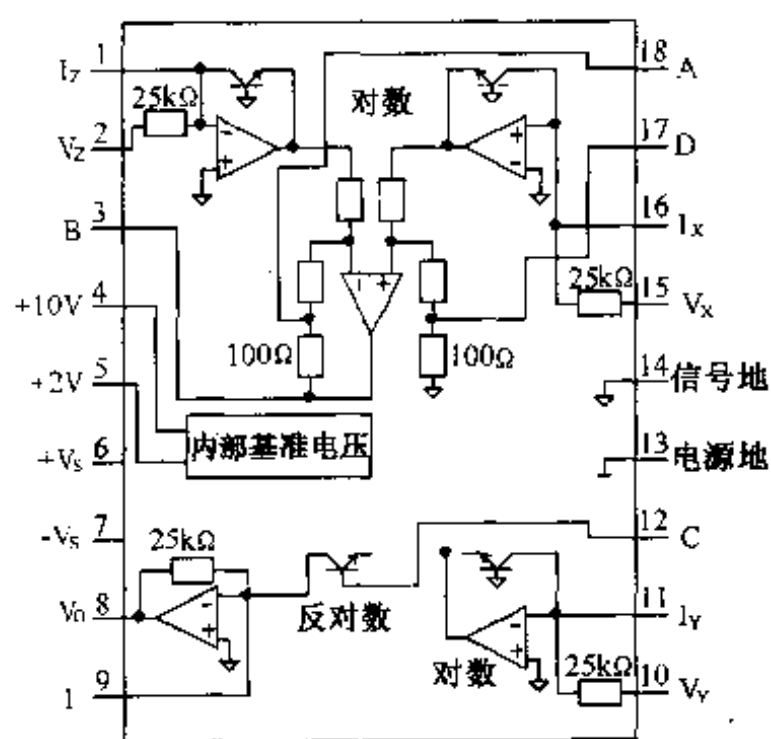


图 8—40 AD538 的内部电路

R_{P2} 组成基准接点(冷接点)补偿电路, R_{11} 及 C_1 组成输入滤波电路, A_1 构成放大电路, 参考放大电路部分。AD592 的灵敏度为 $1\mu A/^{\circ}C$, 因此, 可对温度系数为 $40.44\mu V/^{\circ}C$ 的 K 型热电偶基准接点进行补偿, 但有 $273.2\mu A \times 40.44\Omega = 11.05mV$ 的误差电压。电路中用 R_1 、 R_2 对 AD538AD 的 V_X 输出 10V 的电压分压, 来消除 11.05mV 的误差电压。

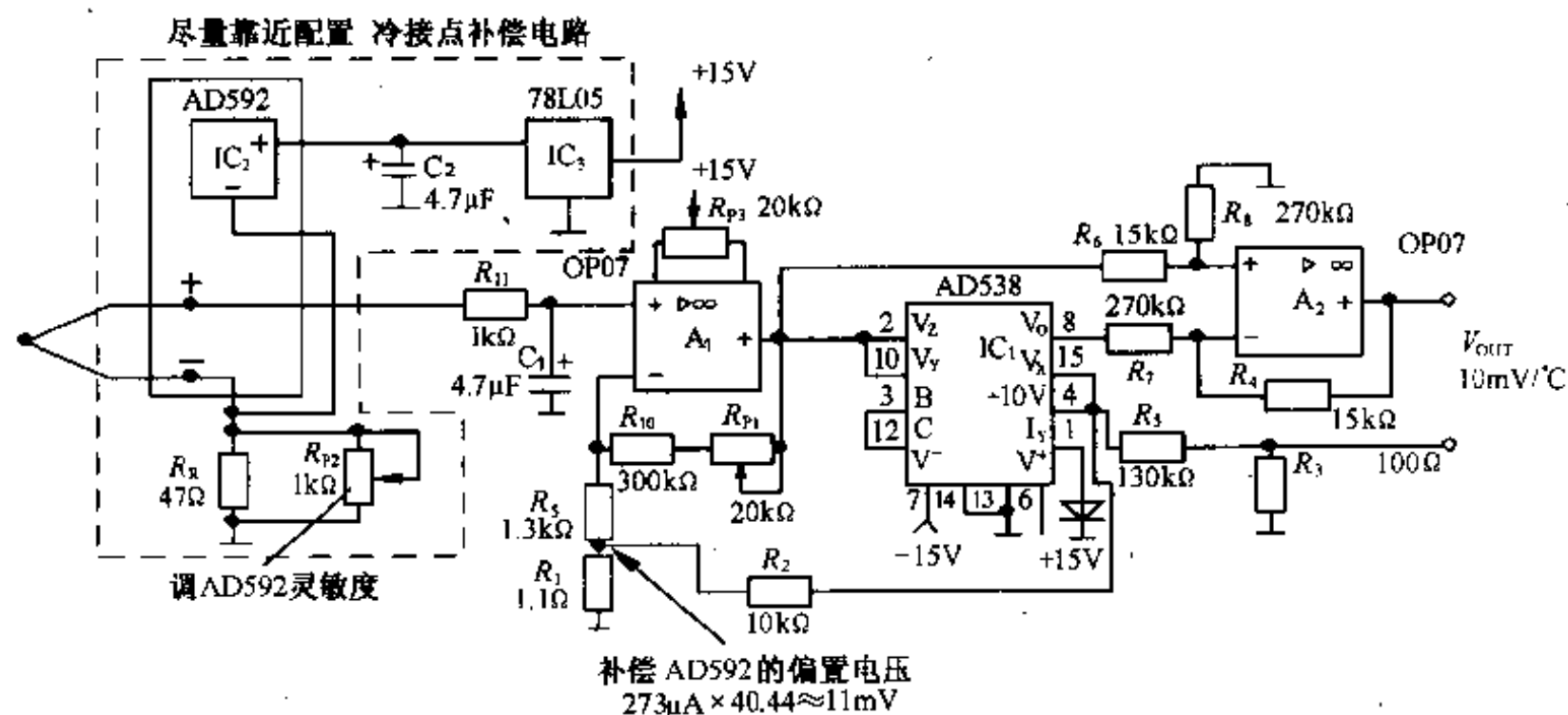


图 8—42 K 型热电偶测温电路(0~600℃)

AD538AD 及 R_4 、 R_7 、 R_6 、 R_8 构成线性化电路, 可参看线性化电路部分。 R_5 、 R_3 用来获得 $-7.76mV$ 的偏置电压。

这样就构成了 0~600℃ 范围内 K 型热电偶实用的测温电路。

3. J 型热电偶测温应用(0~300℃)

从表 8—10 可知, J 型热电偶的近似表达式分为 0~300℃ 和 300~600℃ 两个范围, 目的是减小非线性误差。在 0~600℃ 范围内, 非线性误差只有 1~2℃。

(1) 热电偶专用集成电路

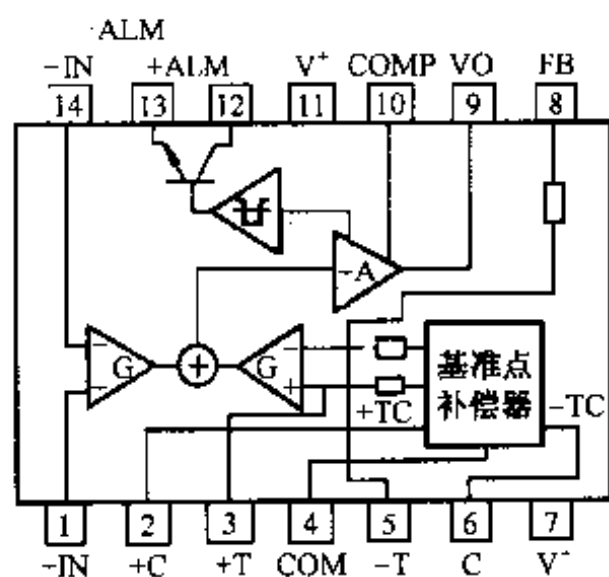


图 8—43 AD594(AD595)的管脚图

热电偶专用集成电路 AD594 只限于 J 型热电偶, 管脚如图 8—43 所示。片内设有热电势放大与基准接点温度补偿电路及断线检测电路, 但无线性化电路, 因此, 必须外加线性化电路。+IN、-IN 分别为热电偶正、负输入接线端; V⁺、V⁻ 分别为电源正、负端, 电压分别为 $\pm 15V$; +ALM、-ALM 为断线检测端, 当热电偶断线时, 三极管截止, 当不断线时, 三极管导通; VO 为热电偶输出端; FB 为反馈端; COM 为基准点补偿器的公共端, +C、-C 为基准点补偿器补偿端; +T、-T 为外基准点补偿接入端。

AD594 的输出电压为

$$V_a = (J \text{ 型热电偶热电势} + 16\mu V) \times 193.4 \quad (8-34)$$

这样可使 AD594 在 25℃ 时,误差最小。AD594A 的校准误差为 $\pm 3^\circ\text{C}$, 高精度的 AD594C 的校准误差为 $\pm 1^\circ\text{C}$ 。

(2) 非线性校正电路

AD594 的温度与电压特性为非线性,必须加非线性校正电路,即线性化电路。

由表 8—10 可知近似表达式为

$$V_{\text{OUT}} = 0.66545 + 18.989782 V_{\text{IN}} - 0.0417416 V_{\text{IN}}^2$$

若要使 0~300℃ 范围输出电压对应为 0~3V,则上式乘 10 得出

$$V_{\text{OUT}} = 6.6545 + 189.89782 V_{\text{IN}} - 0.41716 V_{\text{IN}}^2 \quad (8-35)$$

根据 $V_a = (\text{J 型热电势} + 16\mu\text{V}) \times 193.4$ 关系,上式可写成

$$\begin{aligned} V_{\text{OUT}} &= 6.6545 + 189.89782 V_{\text{IN}} + 0.013357312 V_{\text{IN}} + 1.0685846 \times 10^{-4} \\ &\quad - 1.115979 \times 10^{-5} [(V_{\text{IN}} + 0.016) \times 193.4]^2 \\ &= 6.6545 + 0.98196 (V_{\text{IN}} + 0.016) \times 193.4 - 3.038577 + 1.0685846 \times 10^{-4} \\ &\quad - 1.115979 \times 10^{-5} [(V_{\text{IN}} + 0.016) \times 193.4]^2 \\ &= 3.616 + 0.98196 (V_{\text{IN}} + 0.016) \times 193.4 - 11.15979 \times 10^{-6} [(V_{\text{IN}} + 0.016) \\ &\quad \times 193.4]^2 \end{aligned}$$

令 $V_a = (V_{\text{IN}} + 0.016) \times 193.4$

则 $V_{\text{OUT}} = 3.616 + 0.98196 V_a - 11.15979 \times 10^{-6} V_a^2$

AD538 若按图 8—44 所示那样连接,则 8 脚输出电压 $V_o = V_a^2/10000$

代入上式得

$$V_{\text{OUT}} = 3.616 + 0.98196 V_a - 0.1115979 V_o$$

二次幂系数由 R_4/R_2 决定,一次幂系数由 $[(1 + R_4/R_2)(R_3 + R_{P1})]/(R_1 + R_3 + R_{P1})$ 决定,调整 R_{P1} 使其为 0.98196。

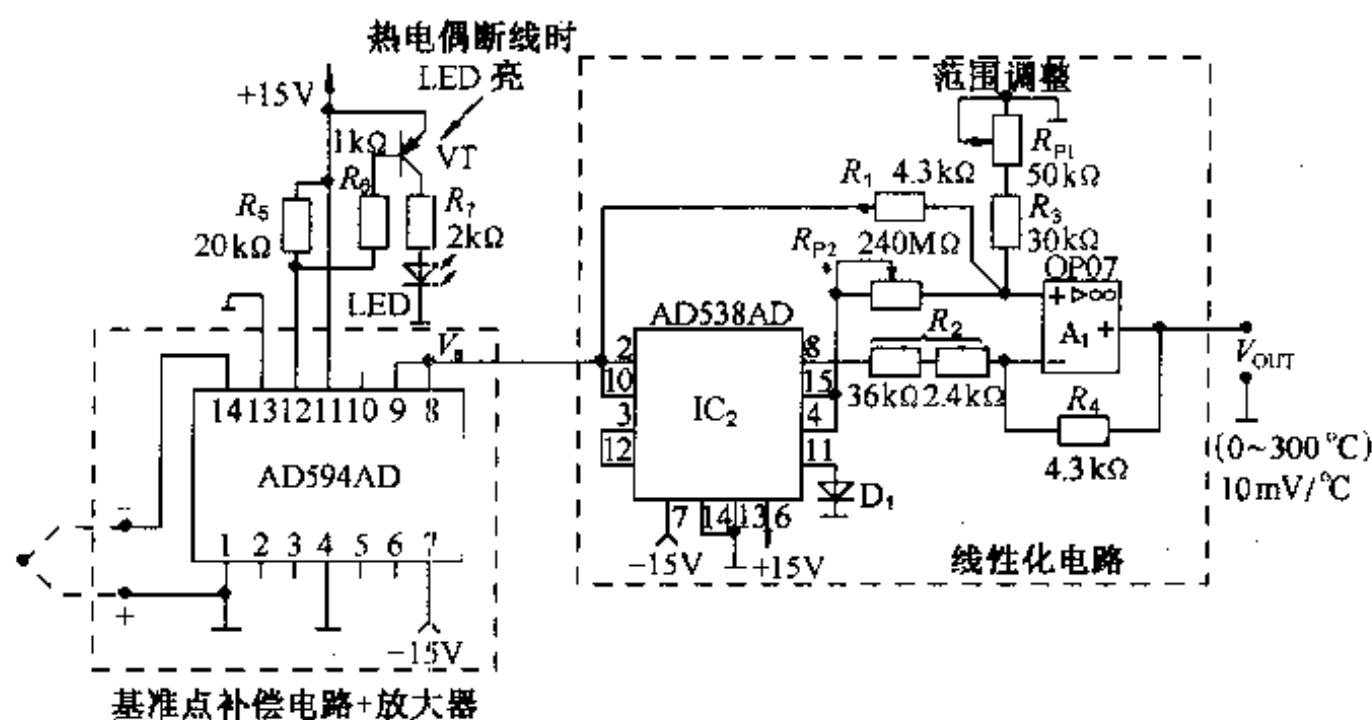


图 8—44 J 型热电偶 0~300℃ 测温电路

3.616mV 的偏差电压在调整好一次幂、二次幂系数后,由 R_{P2} 调整,使 $10(R_3 + R_{P1})/R_{P2}$ (V)在 A_1 正端的分压为 3.616mV。

(3) 热电偶断线检测电路

当热电偶断线时, + ALM、- ALM 之间三极管截止,于是 VT 三极管基极为高电平,VT 导通,二极管 LED 亮;没有断线时,LED 不亮。

4. J 型热电偶测温应用(300 ~ 600℃)

对于 J 型热电偶 300 ~ 600℃ 范围内的近似表达式

$$V_{OUT} = -7.404594 + 19.244782 V_{IN} - 0.0266208 V_{IN}^2$$

进行上述相同的变换,可得到

$$V_{OUT} = -77.12517 + 0.99512 (V_{IN} + 0.016) \times 193.4 - 7.11718 \times 10^{-6} [(V_{IN} + 0.016) \times 193.4]^2$$

令 $V_a = (V_{IN} + 0.016) \times 193.4$

则 $V_{OUT} = -77.12517 + 0.99512 V_a - 7.11718 \times 10^{-6} V_a^2$

若 AD538 按图 8—45 所示那样连接,则 8 脚输出电压 $V_0 = V_a^2/10000$ 代入上式

$$V_{OUT} = -77.12517 + 0.99512 V_a - 0.071172 V_0$$

-77.1252mV 偏置电压由 R_4/R_{P2} 对 10V 分压获得。

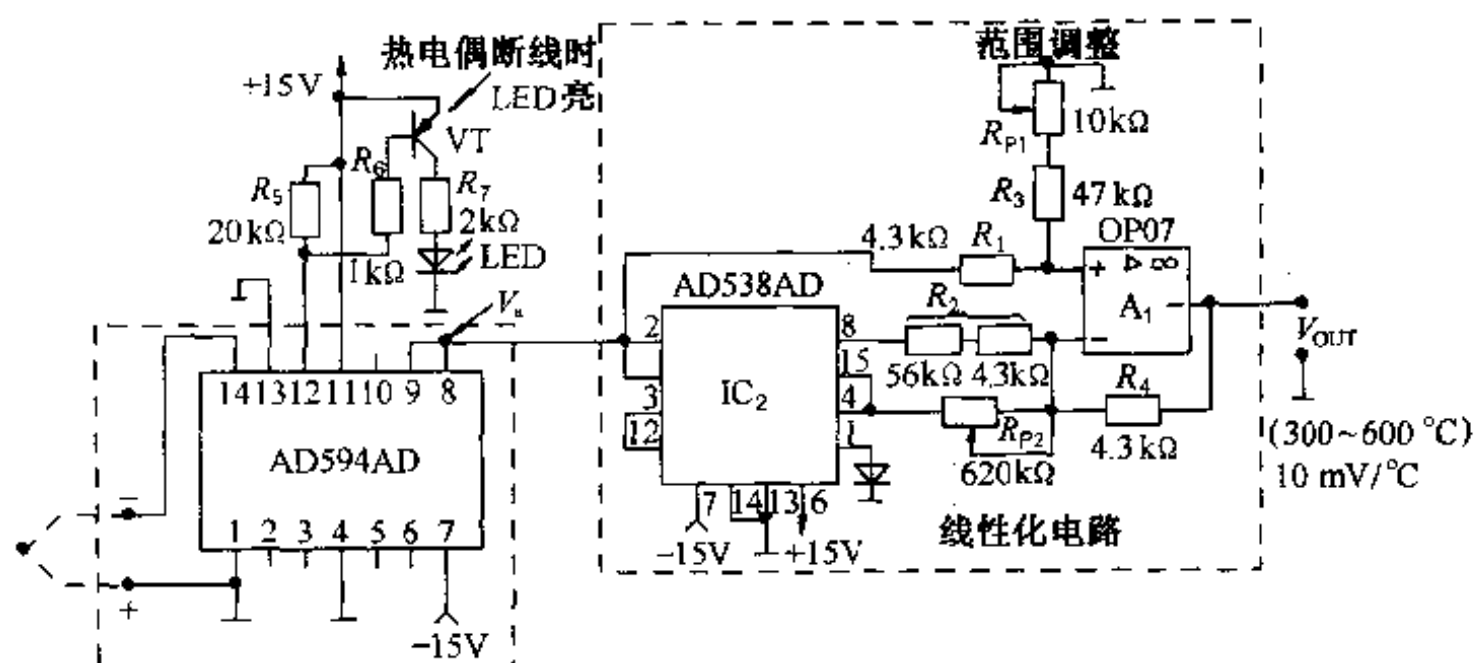


图 8—45 J 型热电偶测温电路(300 ~ 600℃)

5. K 型热电偶测温电路(0 ~ 1200℃)

K 型热电偶在 0 ~ 600℃ 范围内近似表达式为

$$V_{OUT} = -0.77633 + 24.995196 V_{IN} - 0.0347332 V_{IN}^2$$

在 600 ~ 1200℃ 范围内近似表达式为

$$V_{OUT} = 74.59714 + 19.119498 V_{IN} + 0.08026 V_{IN}^2$$

经过和上面相同的变换,利用 AD595 的测温电路如图 8—46 所示。

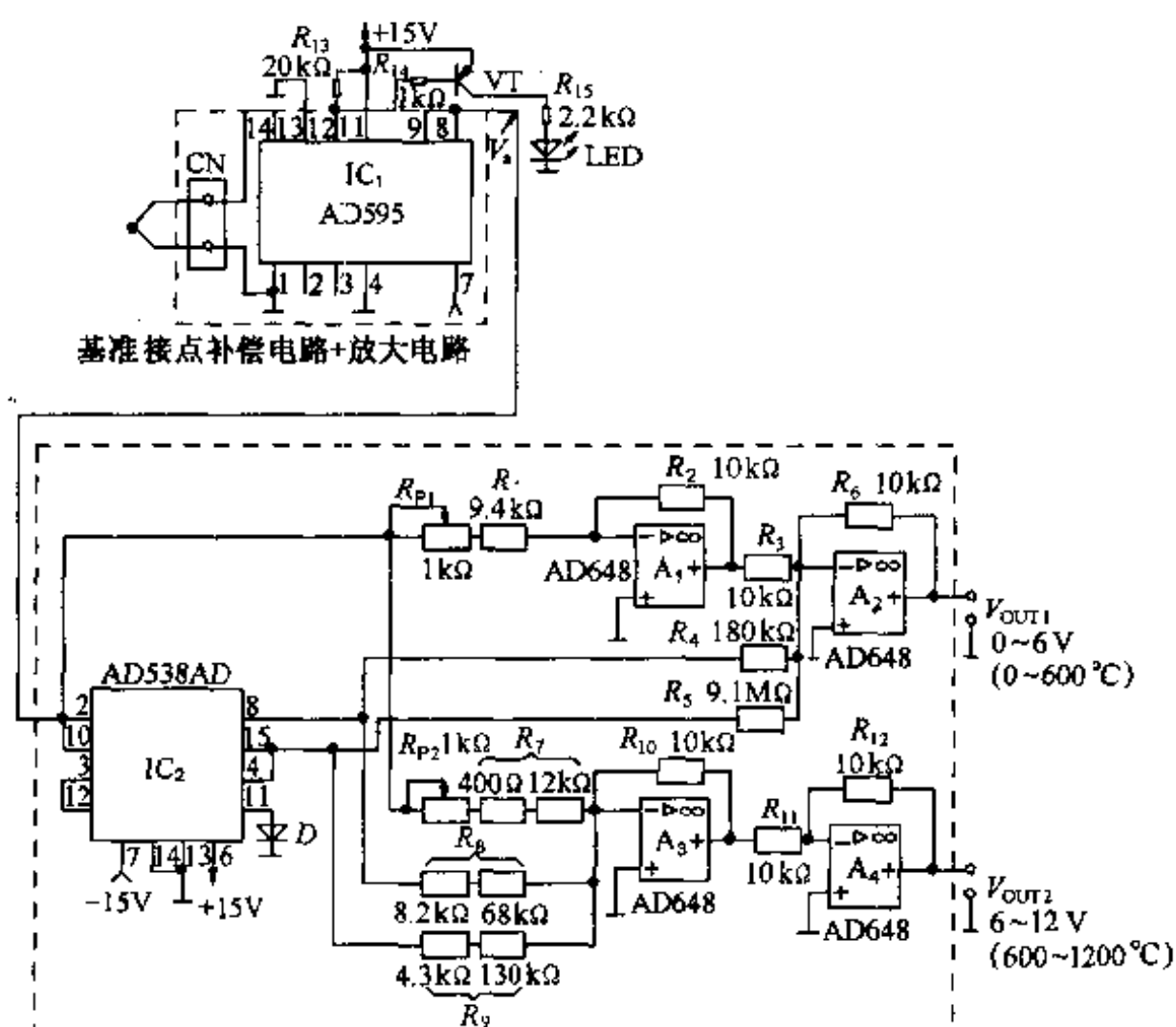


图 8—46 K 型热电偶测温电路(0~1200℃)

第四节 其它温度传感器

晶体二极管或三极管的 PN 结的结电压是随温度变化的。温度每升高 1℃时,下降约为 -2mV,利用这一特性可作温度传感器。集成温度传感器具有线性好、精度适中、灵敏度高、体积小、使用简便等优点,得到广泛应用,一般测温为 -50~120℃左右。这里不作更多介绍。

第九章 磁电式传感器及应用

磁电式传感器是通过磁电作用将被测量(如振动、位移、转速等)转换成电信号的一种传感器。主要有磁电感应式传感器,磁栅式传感器和磁敏式传感器。磁电感应式传感器主要是利用导体和磁场发生相对运动产生感应电势,该类传感器只适用于动态测量,可直接测量振动物体的速度或旋转体的角速度。磁栅式传感器则是利用磁头和磁栅相对移动,从而在磁头上感应出电信号,此类传感器属于数字式传感器的一种,与另外一种数字式传感器——感应同步器的特点及使用范围相似,其精度略低于感应同步器。磁敏式传感器是利用固体中的磁电转换效应为基础,为载流半导体在磁场中有磁电效应(霍尔效应)而输出电势,该类传感器主要有霍尔传感器、磁阻传感器、磁敏二极管和磁敏三极管等。

霍尔元件及霍尔传感器是磁电传感器中生产量最大的一种,它除用于无刷直流电机中外,还用于测量转速、流量、流速,及利用它制成高斯计、电流计、功率计等仪器。本章重点介绍霍尔传感器及应用。

第一节 霍尔效应及霍尔元件

一、霍尔效应

霍尔效应的实质是磁电转换效应。如图 9—1 所示的有限尺寸的半导体中,在 X 方向加一电场 E_x (一般是加一电流 I_x),在 Z 方向加一磁场 B ,此时,半导体中的载流子(设为电子)将受电场力作用而向 $-X$ 方向运动。当电子有一速度运动时,由于磁场 B 的作用产生洛伦兹力 F_L ,运动的电子在电场力和洛伦兹力的作用下会改变运动轨迹而向 $-Y$ 方向运动。结果在 $-Y$ 平面上堆积了负电荷,而 $+Y$ 平面上就有多余的正电荷,两种电荷使半导体内又产生了一横向电场 E_y 。只有当作用在电子上的洛伦兹力和 E_y 电场力相平衡时,电子的运动才会停止。在稳定状态下,半导体片两侧面(Y 方向)的负电荷和正电荷相对积累,形成电动势,这种现象称为霍尔效应。由此而产生的电动势称为霍尔电势。霍尔元件的符号和基本电路如图 9—2 所示。

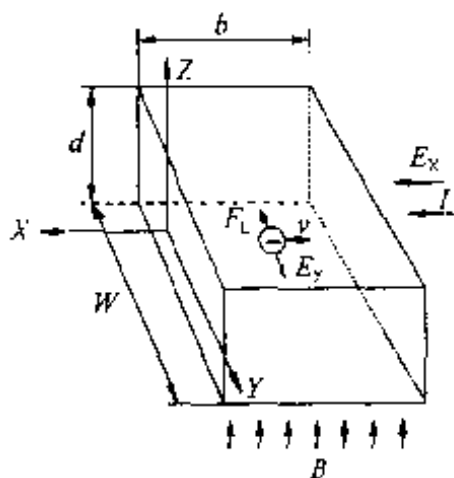


图 9—1 霍尔效应

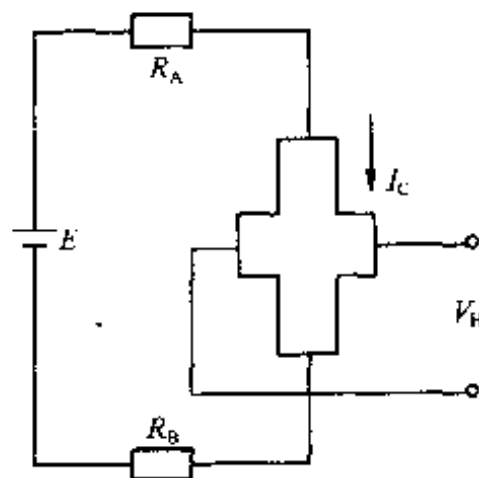


图 9—2 霍尔元件符号和基本电路

霍尔电势 V_H 可用下式表示:

$$V_H = k_H I_C B \quad (9-1)$$

式中 k_H ——霍尔元件灵敏度;

I_C ——控制电流(A);

B ——磁感应强度(T)。

式(9—1)是表示传感器受磁面与所加磁场成直角的情况。如果受磁面与所加磁场夹角为 θ , 则式(9—1)为

$$V_H = k_H I_C B \sin \theta \quad (9-2)$$

在工程应用中, 控制电流 I_C 通常为几毫安到几十毫安; B 的单位可为高斯(G)或特斯拉(T), 1 特斯拉(T) = 10^4 高斯(G); k_H 通常表示电流为 1mA, 磁场为 1kG 时的输出电压, 单位为 mV/(mA·kG), 它与元件材料的性质和几何尺寸有关。

二、霍尔元件材料及特性

霍尔元件常用材料有 N 型锗(Ge)、铟化铟(InSb)、砷化铟(InAs)、砷化镓(GaAs)等。

图 9—3 所示为霍尔元件的典型特性。A 表示线性特性, 此特性一般在计算磁通时用; B 表示较低磁场时的饱和特性, 此特性多用于无刷电动机的控制中。

以前 InSb 材料霍尔元件用得较多, 目前使用的霍尔元件材料主要是 GaAs。两种材料的霍尔元件特性如图 9—4 所示。从图可见, 两者都具有良好的线性特性。

1. InSb 材料霍尔元件有如下特点

(1) 稳定性好, 受漂移电压的影响较小

稳压工作时, 受漂移电压影响小, 稳定性好(这是此种材料传感器最大优点), 噪声小。因此, 当磁场较低时, 也有较高的 S/N(信噪)比。

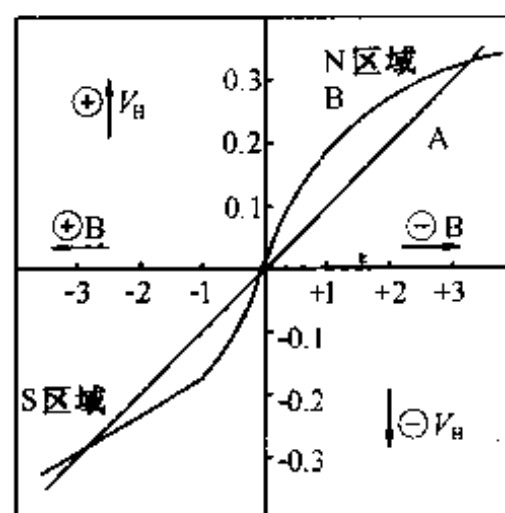
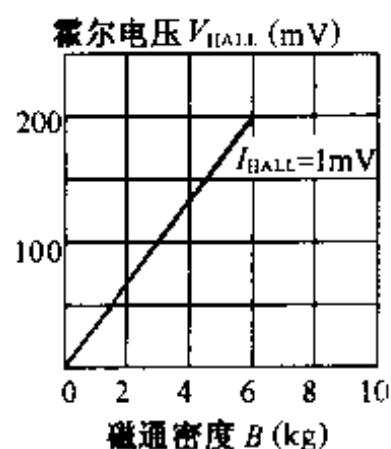
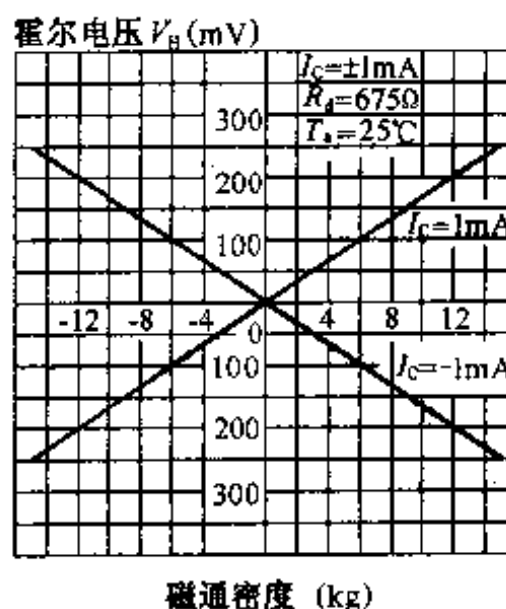


图 9—3 霍尔元件的典型特性



(a) InSb



(b) GaAs

图 9—4 霍尔元件的实际特性

(2) 霍尔电压受温度变化影响较大

这是此种材料霍尔元件的不足之处。输出电压的温度特性较差。恒流工作时其温度系数为 $0.2\%/^{\circ}\text{C}$, 它是 GaAs 霍尔元件温度系数的 $3 \sim 4$ 倍。为了改善霍尔电压温度特性, 采用稳压工作方式, 可使温度系数降到 $1/10$ 。

(3) 频率特性较差

这种材料霍尔元件的频率特性较差, 带宽为几千赫兹到几十千赫兹, 而 GaAs 材料霍尔元件, 理论上带宽为兆赫兹以上。但是, 频率较高时有 di/dt 效应的影响, 不能进行精确测量。

2. GaAs 材料霍尔元件有如下特点

(1) 霍尔电压的温度系数较小

霍尔电压温度系数的最大值为 $0.06\%/^{\circ}\text{C}$, 当温度变化 10°C 时, 霍尔电压仅变化 -0.6% (max)。温度系数的典型值为 $(0.003\% \sim 0.04\%)/^{\circ}\text{C}$ 。

(2) 线性好

1kG 时霍尔电压相对于 5kG 霍尔电压的最大误差只有 2%, 即线性好, 已满足一般用途的要求。

(3) 灵敏度低

这是 GaAs 霍尔元件不足之处, 使用时要注意。

三、霍尔元件主要技术参数

1. 输入电阻 R_{IN} 和输出电阻 R_{OUT}

霍尔元件控制电流极间的电阻为 R_{IN} ; 霍尔电压极间的电阻为 R_{OUT} 。输入电阻与输出电阻一般为 $100 \sim 2000\Omega$, 而且输入电阻大于输出电阻, 但相差不太多, 使用时不能搞错。

2. 额定控制电流 I_C

额定控制电流 I_C 为使霍尔元件在空气中产生 10°C 温升的控制电流。 I_C 大小与霍尔元件的尺寸有关, 尺寸愈小, I_C 愈小。一般为几毫安 $\sim$ 几十毫安。

3. 不等位电势 V_0 和不等位电阻 R_0

霍尔元件在额定控制电流作用下, 不加外磁场时, 其霍尔电压电极间的电势为不等位电势。它主要与两个电极不在同一等位面上及其材料电阻率不均等因素有关。可以用输出的电压表示, 或空载霍尔电压 V_H 的百分数表示, 一般 V_0 不大于 10mV 。

不等位电势与额定控制电流之比称为不等位电阻 R_0 , V_0 及 R_0 越小越好。

4. 灵敏度 k_H

灵敏度是在单位磁感应强度下, 通以单位控制电流所产生的霍尔电压。

5. 寄生直流电势 V_{0D}

在不加外磁场时, 交流控制电流通过霍尔元件而在霍尔电压极间产生的直流电势。它主要是由电极与基片之间的非完全欧姆接触所产生的整流效应造成的。

6. 霍尔电压温度系数 α

表 9—1 为几种霍尔元件的主要参数

表 9—1 几种霍尔元件主要参数

项目 符号 单位 型号	控制 电流	输入 电阻	输出 电阻	不等位 电 势	灵敏度	V_H 温度 系 数	电阻温 度系数	材料
	I_C	R_{IN}	R_{OUT}	V_0	k_H	α	β	
	mA	Ω	Ω	mV	mV/(mA·kG)	%/°C	%/°C	
HZ-1	20	$110 \pm 20\%$	$100 \pm 20\%$	0.1	$1.5 \pm 20\%$	0.03	0.5	Ge
6SH	1~5	200~1000	200~1000	1	2~15	0.04	0.3	GaAs
	5~10	170~350	小于输入	0.8	1~2	0.04		Si
KH400A	5	240~550	50~110	10	5~110	-0.1~1.3	-0.1~-1.3	InSb

α 为温度每变化 1°C 霍尔电压变化的百分率。这一参数对测量仪器十分重要。若仪器要求精度高时,要选择 α 值小的元件,必要时还要加温度补偿电路。

7. 电阻温度系数 β

β 为温度每变化 1°C 霍尔元件材料的电阻变化的百分率。

8. 灵敏度温度系数 γ

γ 为温度每变化 1°C 霍尔元件灵敏度变化率。

9. 线性度

霍尔元件的线性度常用 1kG 时霍尔电压相对于 5kG 时霍尔电压的最大差值的百分比表示。

四、温度及不等位电势补偿

1. 温度补偿

霍尔元件是由半导体材料制成,与其它半导体材料一样对温度的变化是很敏感的。因为半导体材料的电阻率、迁移率和载流子浓度随温度变化而变化。因此,使霍尔元件的霍尔电压及内阻也随温度变化。

在电路上可以采用恒流供电方法来使控制电流不变,也可按图 9—5 所示外接一电阻方法进行温度补偿,并联电阻 R 的计算公式为

$$R = \beta R_{IN} / \alpha$$

式中 α ——霍尔电压温度系数;

β ——电阻温度系数;

R_{IN} ——霍尔元件输入电阻。

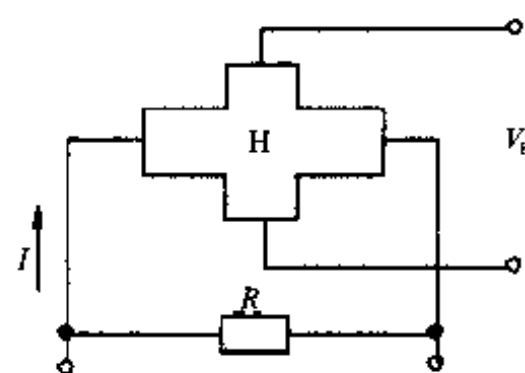


图 9—5 霍尔电压温度补偿

2. 不等位电势 V_0 的补偿

不等位电势 V_0 是一个主要的零位误差。可以把霍尔元件等效成一电桥,如图 9—6 所示。电桥的四个电阻分别为 r_1, r_2, r_3, r_4 。当两个霍尔电压电极在同一等位面上时, $r_1 = r_2 = r_3 = r_4$, 则电桥完全平衡, $V_0 = 0$; 当两个电极不在同一等位面上时(如 $r_3 > r_4$), 则有 V_0 输出。可以采用图 9—7 所示的方法进行补偿, 外接电阻 R 值应大于霍尔元件的内阻, 调整 R_p 可使 $V_0 = 0$ 。

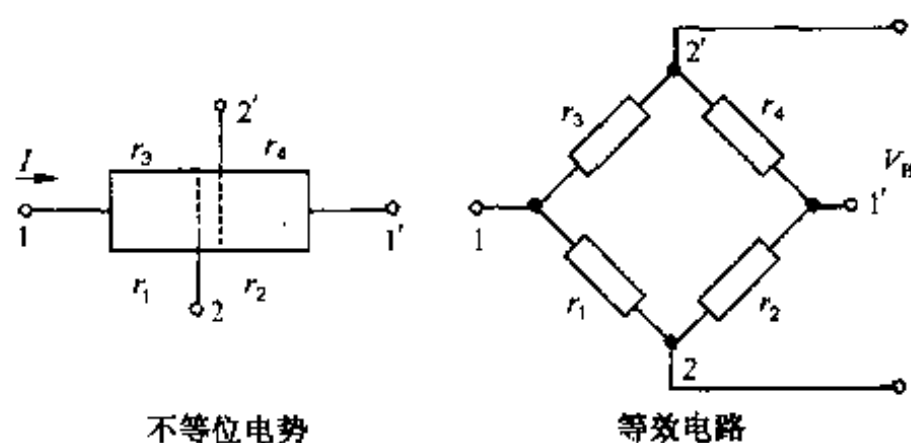


图 9—6 霍尔元件等效电路

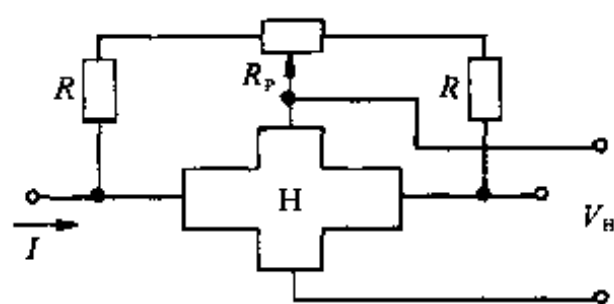


图 9—7 V_0 的补偿电路

五、霍尔元件的基本应用电路

1. 基本应用电路

图 9—8 所示是霍尔元件的基本应用电路。通过霍尔元件的电流 I_C 为

$$I_C = E_b / (R_A + R_B + R_H)$$

此式也可以写成

$$R_A + R_B = (E_b - I_C R_H) / I_C$$

现假设 $I_C = 5\text{mA}$, $R_H = 200\Omega$, $E_b = 12\text{V}$, 则可求得:

$$R_A + R_B = \frac{12 - 5 \times 10^{-3} \text{A} \times 200\Omega}{5 \times 10^{-3} \text{A}} = 2200\Omega$$

由于霍尔元件的电阻 R_H 是变化的, 由此要引起电流变化, 可能使霍尔电压失真。为此, 外接电阻 ($R_A + R_B$) 要大于 R_H , 这样可以抑制 I_C 电流的变化。

图 9—8 霍尔元件
基本应用电路

(1) 图 9—9 所示为霍尔元件的几种偏置电路。图 9—9(a) 是没外接偏置电阻的电路, 这种电路有如下特点:

- ① 适用于 R_H 较大的霍尔元件;
- ② 霍尔电流 $I_C = E_b / R_H$;
- ③ 磁阻效应影响较大;
- ④ 用于 InSb 材料传感器时, 温度特性好。

(2) 图 9—9(b) 是在电源正端与传感器之间外接偏置电阻 R 的电路。这种电路有如下特点:

- ① R_H 较小时使用;
- ② 如果 $R \gg R_H$ 时, 磁阻效应影响小;

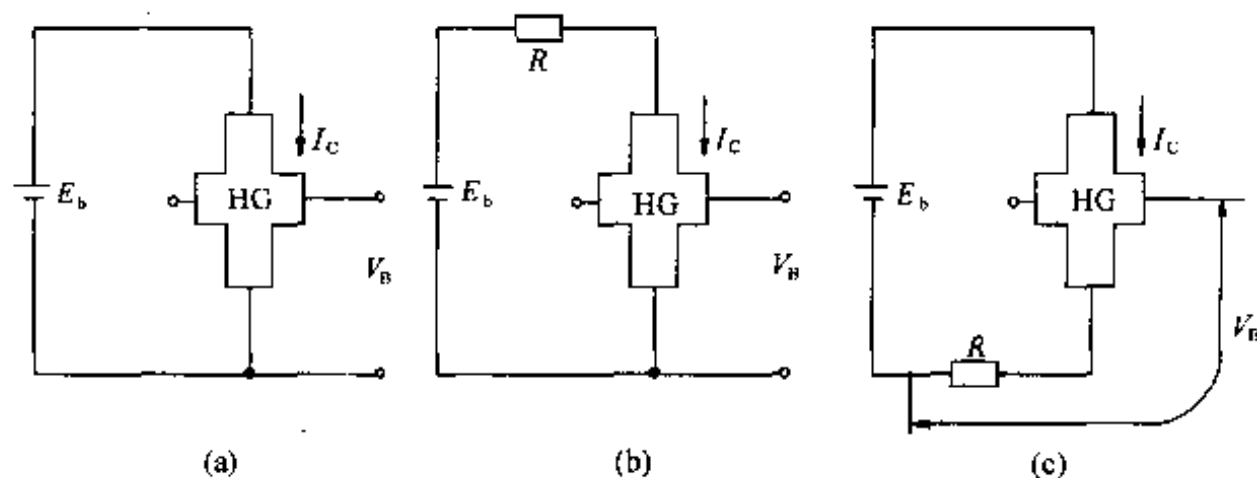


图 9—9 霍尔传感器偏置电路

③ $R \gg R_H$ 时, 恒流驱动;

④ 霍尔电流 $I_C = E_b / (R + R_H)$;

⑤ V_B 较小, $V_B = \frac{1}{2} R_H I_C$ 。

(3) 图 9—9(c) 是在电源负端与传感器之间外接电阻 R 的电路。这种电路有如下特点:

① R_H 较小时使用;

② 如图 $R \gg R_H$, 磁阻效应影响小;

③ $R \gg R_H$ 时, 恒流驱动;

④ 霍尔电流 $I_C = E_b / (R + R_H)$;

⑤ V_B 较大, $V_B = (\frac{1}{2} R_H + R) I_C$;

⑥ 用于 InSb 材料传感器时, 温度特性变坏。

2. 恒压工作电路

如图 9—10 所示, 为霍尔元件恒压工作电路。恒压工作时影响工作特性的主要因素是霍尔元件的输入电阻的温度系数及磁阻效应。适用于测量精度要求不高的场合。

GaAs 霍尔元件的输入电阻的温度系数为 $+0.3\%/^{\circ}\text{C}(\text{max})$, InSb 霍尔元件的输入电阻温度系数为 $-2\%/^{\circ}\text{C}(\text{max})$ 。

设霍尔元件的电阻为 R_H , 则恒压工作时电流 $I_C = V_C / R_H$ 。对于 GaAs 霍尔元件来说, 温度上升, 电阻值 R_H 增大, 电流 I_C 降低, 其温度系数约为 $+0.3\%/^{\circ}\text{C}$ 。恒流工作时的温度系数为 $+0.06\%/^{\circ}\text{C}$, 加上电阻变化的 $+0.3\%/^{\circ}\text{C}$, 总的温度特性较差。

对于 InSb 霍尔元件, 恒流工作时温度系数为 $-2\%/^{\circ}\text{C}$, 与电阻变化的 $+2\%/^{\circ}\text{C}$ 相互抵消, 温度特性较好。恒压工作时, 温度系数很小, 为 $-0.2\%/^{\circ}\text{C}$ 。

3. 恒流工作电路

如图 9—11 所示为霍尔元件恒流工作电路, 它适用于高精度测量。流过霍尔元件的控制电流为 $1000\text{mV}/200\Omega = 5\text{mA}$ 。

4. 霍尔元件放大电路

霍尔元件的输出电压一般为几毫安到几百毫安, 应用时必须接入放大器进行放大。放大电路的基本形式是差动放大电路, 可以是单运放, 也可以是三个运放组成的放大电路。

直流电压信号的差动放大电路, 在电阻式传感器中已详细讲过, 不再重复。如果仅为交流输出时, 可采用如图 9—12 所示的差动放大电路, 用电容隔掉直流成分即可。

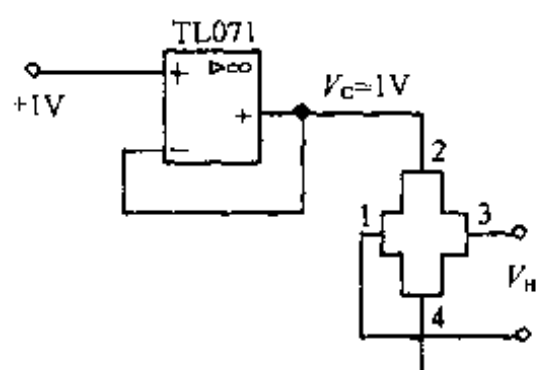


图 9—10 恒压工作电路

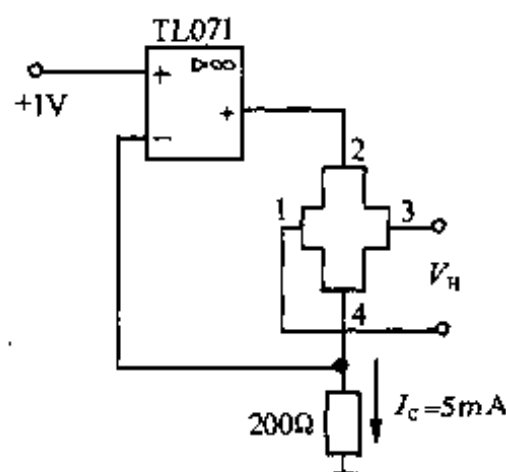


图 9—11 恒流工作电路

图 9—12(a)所示电路中电阻 R_2 值较大,必须选择漏电流小的电容器。如果 C_2 的漏电流较大,通过 R_2 形成回路,而 C_1 上几乎没有漏电流,这样两者漏电流之差就作为漂移电压形式表现出来。

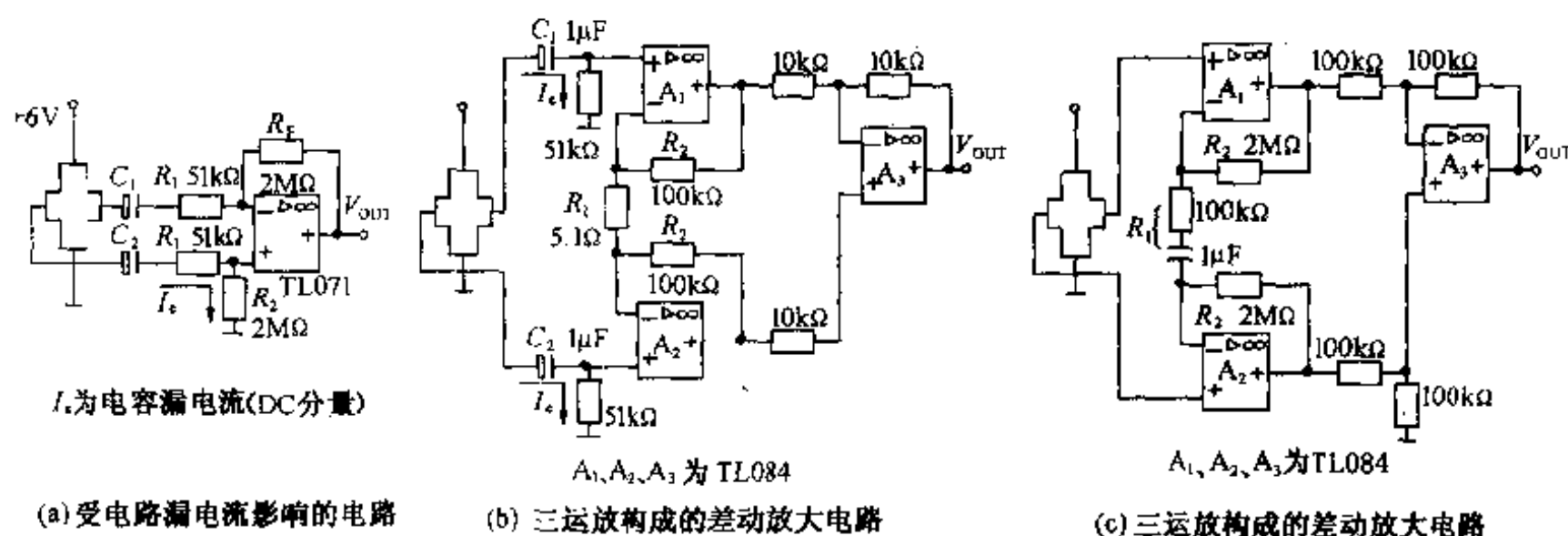


图 9—12 霍尔元件输出为交流时的放大电路

图 9—12(b)所示的电路中, C_1 和 C_2 漏电流相同,则漏电流对电路影响极小。图 9—12(c)所示电路的电容上几乎没有加直流电压,因此,漏电流极小。另外,放大器的输入阻抗也很高,漏电流对电路工作影响小。

第二节 霍尔传感器

将霍尔敏感元件、放大器、温度补偿电路及稳压电源等集成于一个芯片上构成霍尔传感器。有些霍尔传感器的外形与 DIP 封装的集成电路相同,故也称霍尔集成传感器。分为线性型霍尔传感器和开关型霍尔传感器。

一、线性型霍尔传感器

线性型霍尔传感器的输出电压与外加磁场强度在一定范围内呈线性关系。它有单端输出和双端输出(差动输出)两种电路。如图 9—13 所示。

美国 SPRAGUE 公司生产的 UGN 系列线性霍尔传感器中, UGN3501T、UGN3501U、

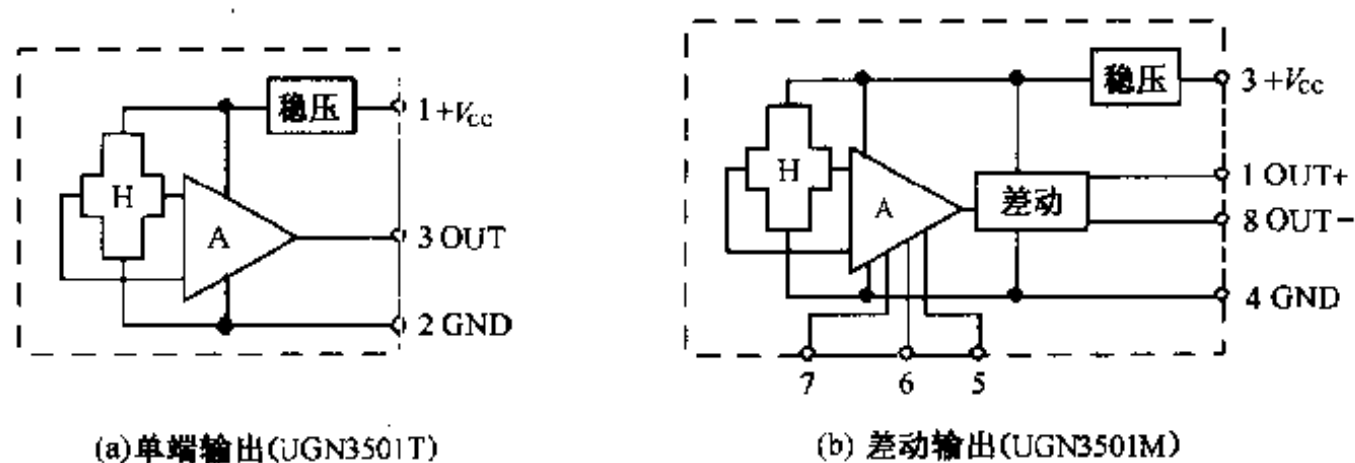


图 9—13 线性霍尔传感器结构

UGN3501M 具有代表性。其中 T、U 两种型号为单端输出,区别仅是厚度不同,T 型厚度为 2.03mm,U 型为 1.54mm,为塑料扁平封装三端元件。1 脚为电源端,2 脚为地,3 脚为输出端。UGN3501M 为双端输出 8 脚 DIP 封装。1、8 脚为输出,3 脚为电源,4 脚为地,5、6、7 脚外接补偿电位器,2 脚空。其参数如表 9—2 所示。

表 9—2 UGN3501 系列线性霍尔传感器参数

项 目	电源电压	电源电流	静态输出	灵敏度	带宽	工作温度	线性范围	外形尺寸
符 号	V_{CC}	I_C	V_0	k_H	B_w	—	B_L	—
单 位	V	mA	V	mV/mT	kHz	℃	T	mm
型 号								
UGN3501T HP503	8~16	10~20	2.5~5	3.5~7.0	25 (-3dB)	-10~70	±0.15	4.6×4.5 ×2.05
UGN3501M	8~16	10~18	100~ 400mV	0.7~ 1.4	25	-10~70	0~0.3	8 脚 DIP

国产 CS3500 系列线性霍尔传感器与 UGN 系列相当,可作为使用时选用。

UGN3501T 的电源电压与相对灵敏度的特性如图 9—14 所示,由图可知 V_{CC} 高时,输出灵敏度高。UGN3501T 的温度与相对灵敏度的特性如图 9—15 所示,随着温度的增加,其灵敏度下降。因此,若要提高精度需要在电路中加入温度补偿环节。

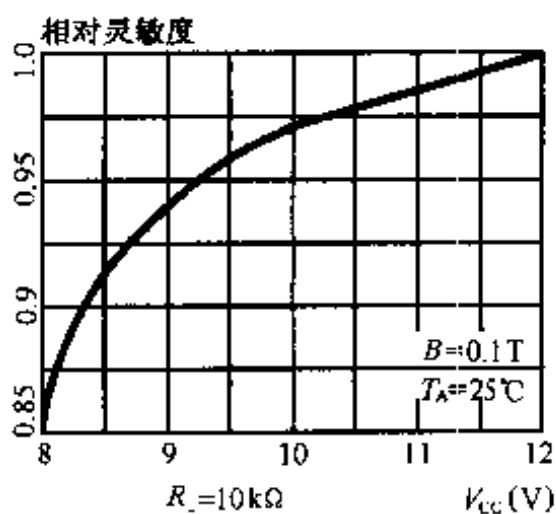


图 9—14 V_{CC} 与相对灵敏度关系

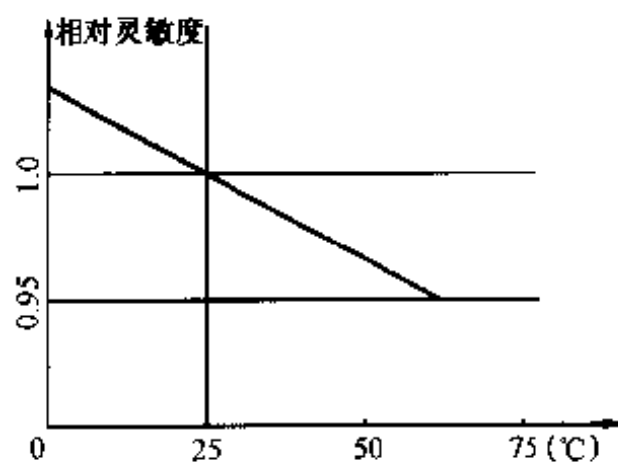


图 9—15 温度与相对灵敏度关系

UGN3501T 的磁场强度与输出电压特性如图 9—16 所示,由图可以看出在 $\pm 0.15\text{T}$ 磁场强度范围内,有较好的线性度,超出此范围时呈饱和状态。UGN3501T 的空气间隙与输出电压特性如图 9—17 所示,由图可以看出输出电压与空气间隙并不是线性关系。

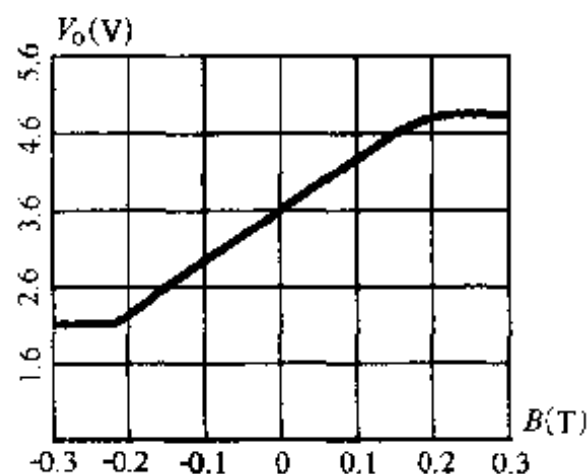


图 9—16 磁场强度与输出电压关系

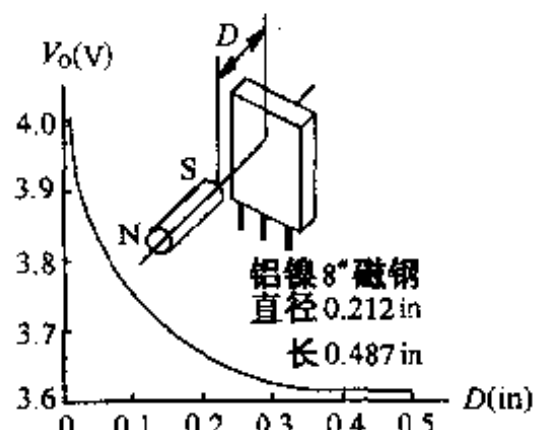


图 9—17 空气间隙与输出电压关系

UGN3501M 为差动输出,输出与磁场强度成线性。UGN3501M 的 1、8 两脚输出与磁场的方向有关,如图 9—18 所示。当磁场的方向相反时,其输出的极性也相反。

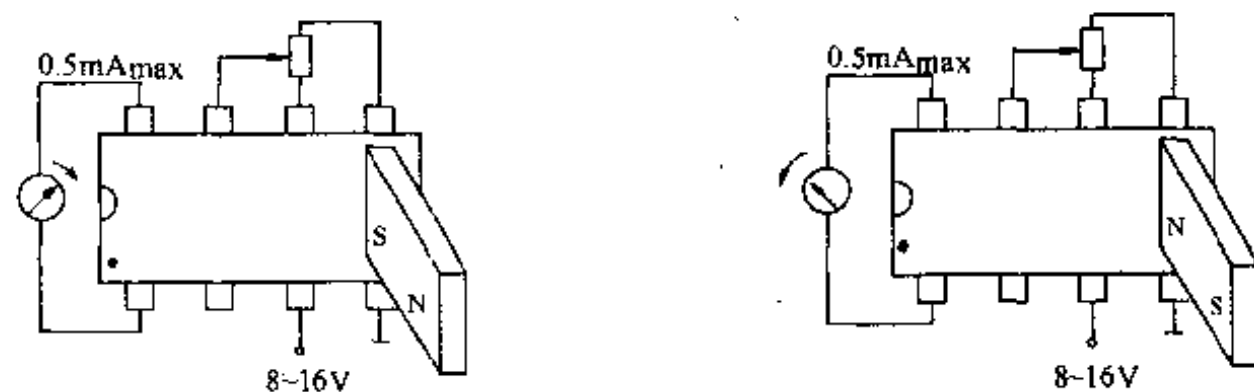


图 9—18 UGN3501M 的输出与磁场方向关系

当 UGN3501M 的 5、6、7 脚接一调整电位器时,可以补偿不等位电势,并且可改善线性,但灵敏度有所降低。若允许不等位电势输出,则可不接电位器。输出特性如图 9—19 所示。

若以 UGN3501M 的中心为原始点,磁钢与 UGN3501M 的顶面之间距离为 D ,则其移动的距离与输出的差动电压如图 9—20 所示。由图可以看出,在空气间隙为零时,每移动 0.0254mm 输出为 3mV ,即相当 $1.18\text{mV}/0.1\text{mm}$,当采用高能磁钢(如钐钴磁钢或铁硼磁钢),每移动 0.254mm 时,输出为 30mV ,并且在一段距离内呈线性。

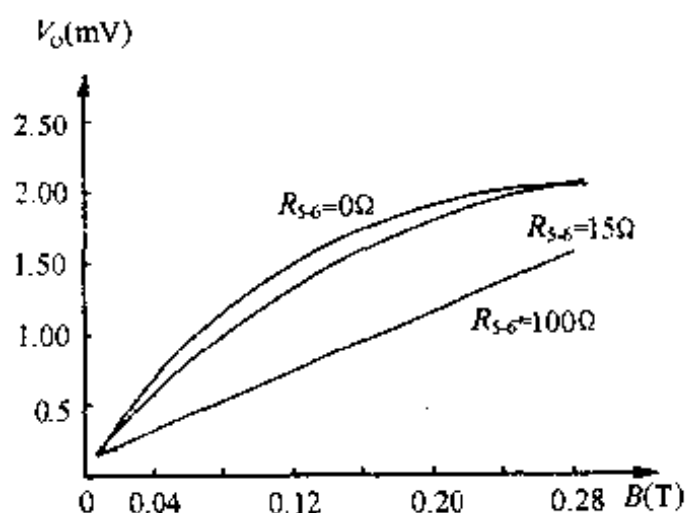


图 9—19 UGN3501M 输出与磁场强度关系

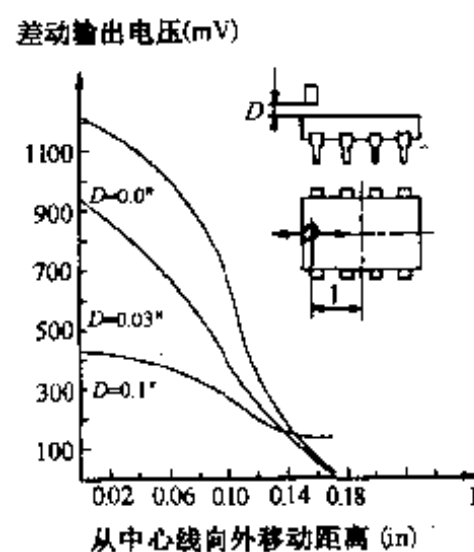


图 9—20 移动距离与输出关系

二、开关型霍尔传感器

常用的霍尔开关传感器有 UGN3000 系列,其外形与 UGN3501T 相同,内部框图如图 9—21(a)所示。它由霍尔元件、放大器、施密特整形电路和集电极开路输出等部分组成。工作特性如图 9—21(b)所示。工作电路如图 9—21(c)所示,对于霍尔开关传感器,不论是集电极开路输出还是发射极输出,霍尔传感器输出端均应接负载电阻,取值一般以负载电流适合参数规范为佳。工作特性有一定磁滞,可以防止噪声干扰,使开关动作更可靠。 B_{OP} 为工作点“开”的磁场强度, B_{RP} 为释放点“关”的磁场强度。另外还有一种“锁定型”传感器,如 UGN3075/76。当磁场强度超过工作点时,其输出导通。而在磁场撤消后,其输出状态保持不变,必须施加反向磁场并使之超过释放点,才能使其关断,其工作特性如图 9—21(d)所示。

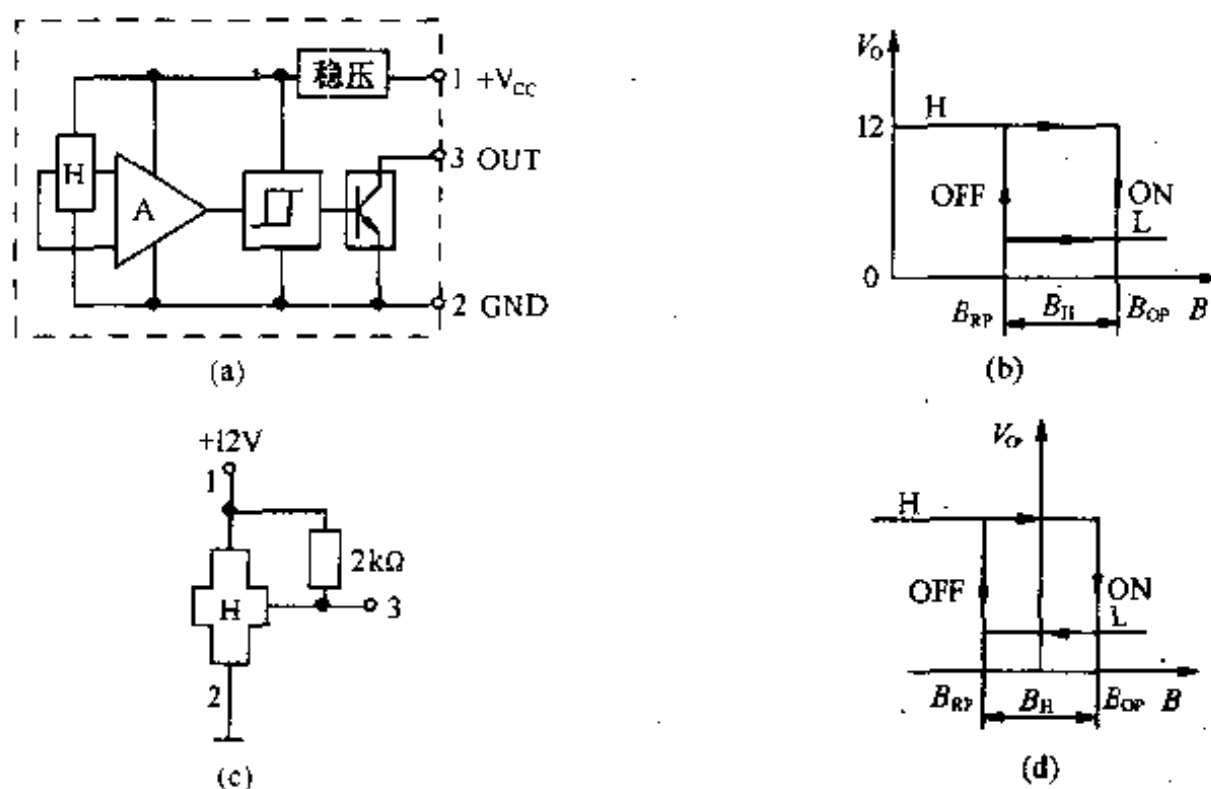


图 9—21 开关型霍尔传感器及特性

UGN3000 系列开关型霍尔传感器的极限参数及电参数如表 9—3 及 9—4 所示。
国产 CS3000 系列开关霍尔传感器与 UGN3000 性能相同,可以选用。

表 9—3 UGN3000 极限参数 ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

项 目 符 号 单 位 型 号	电源电压	磁场强度	输出截止电压	输出导通电流	工作温度	贮存温度
	V_{CC}	B	$V_O(\text{OFF})$	I_{OUT}	T_A	T_S
	V	T	V	mA	$^\circ\text{C}$	$^\circ\text{C}$
UGN3020	4.5 ~ 25	不限	≤ 25	≤ 25	0 ~ +70	-65 ~ +150
UGN3030	4.5 ~ 25	不限	≤ 25	≤ 25	-20 ~ +85	-65 ~ +150
UGN3075	4.5 ~ 25	不限	≤ 25	≤ 25	-20 ~ +85	-65 ~ +150

表 9—4 UGN3000 电参数 ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 4.5 \sim 24\text{V}$)

项 目	工作点	释放点	磁滞	输出低电平	输出漏电流	电源电流	输出上升时间	输出下降时间
符 号	B_{OP}	B_{RP}	B_H	V_{OL}	I_{OH}	I_{OC}	t_r	t_f
单 位	T	T	T	mV	μA	mA	ns	ns
型 号								
UGN3020	0.022 ~ 0.035	0.005 ~ 0.0165	0.002 ~ 0.0055	0.0085 ~ 0.04	0.1 ~ 0.2	5 ~ 9	15	100
UGN3030	0.016 ~ 0.025	-0.025 ~ -0.011	0.002 ~ 0.005	0.01 ~ 0.04	0.1 ~ 1.0	2.5 ~ 5	100	500
UGN3075	0.005 ~ 0.025	-0.025 ~ -0.005	0.01 ~ 0.02	0.0085 ~ 0.04	0.2 ~ 1.0	3 ~ 7	100	200

三、霍尔电流传感器和霍尔功率传感器

霍尔电流传感器及霍尔功率传感器是利用霍尔效应制成的检测电流及功率的装置。它的突出特点是能测量各种波形的交直流的电流及功率,且输出电位是隔离的。

霍尔电流传感器是依据测量通电导体周围的磁场强弱可知待测电流的大小这一原理,利用磁环将电流线性转换为磁场信号,再由霍尔元件将磁场信号线性转换为弱电信号,再经放大输出。因此,传感器输出与被测电流成线性关系。

电功率的检测是电压和电流乘积的检测。霍尔功率传感器是利用电压及电流转换后的霍尔效应制成的检测装置。根据 $V_H \propto B \cdot I$,若控制电流 I 与被测电压成比例,磁感应强度 B 与被测电流成比例,则霍尔元件输出的霍尔电压与电压乘电流成比例,这就是霍尔功率传感器的基本原理,可用图 9—22 表示之。

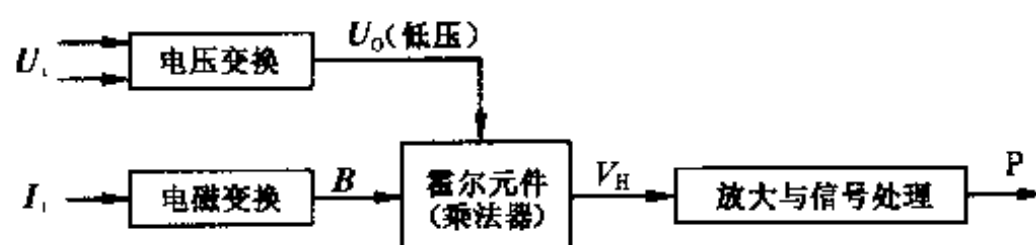


图 9—22 霍尔功率传感器的原理图

霍尔电流传感器及功率传感器种类很多,在各种传感器手册中都能查到。

第三节 霍尔元件及霍尔传感器的应用

、霍尔元件及霍尔传感器的尺寸小、外围电路简单、频响宽、动态特性好、使用寿命长,因此被广泛地应用于测量、自动控制及信息处理等领域。

一、霍尔传感器测电流

霍尔传感器广泛用于测量电流,从而可以制成电流过载检测器或过载保护装置;在电机控制驱动中,作为电流反馈元件,构成电流反馈回路;构成电流表。下面以 UGN3501M 霍尔传感器为例,阐明其测量电流的原理。如图 9—23 所示,软磁材料圆环中心直径为 40mm,截面积为 $4 \times 4\text{mm}^2$ (方形),圆环上有一开口,放入 UGN3501M,圆环上绕有 11 匝线,并通过检测电流。根据磁路理论,可以算出电流为 50A 时,可产生 0.3T 磁场强度。由于 UGN3501M 的灵敏度为 1.4mV/mT ,则在 $0 \sim 50\text{A}$ 电流范围内,其输出电压变化为 420mV。由 UGN3501M 及液晶显示器组成的数显电流表如图 9—24 所示。

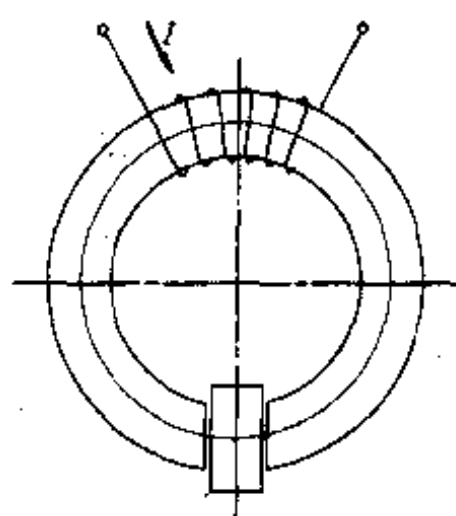


图 9—23 霍尔传感器测电流

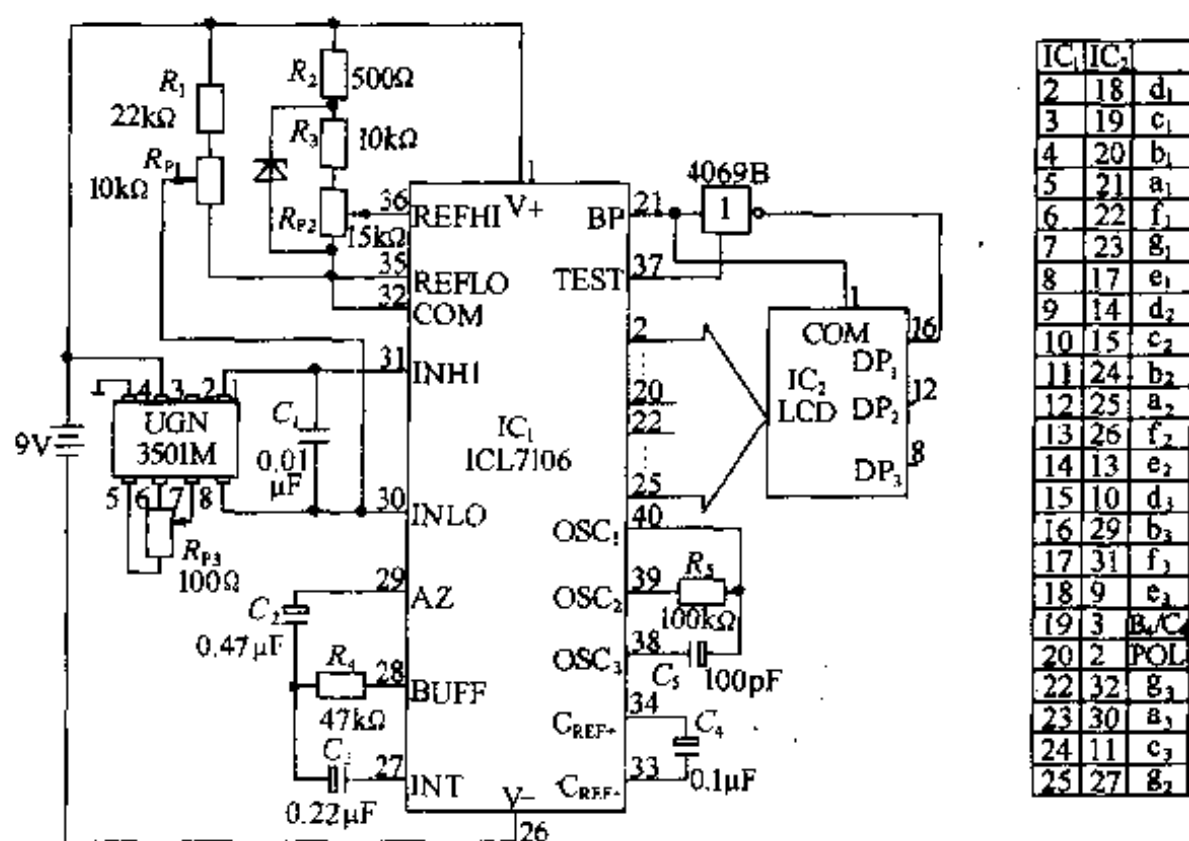


图 9—24 数显霍尔电流表

A/D 转换器为 ICL7106,它是 $3\frac{1}{2}$ 位 A/D 转换器,和 MAX138 相比,电源电压要高些,还要提供振荡电路,其它和 MAX138 相同。

IC₁ 的 20 脚和 IC₂ 的 2 脚相接,当被测电流反向时,液晶显示器将显示负号“-”。被驱动的笔划电极和背电极 BP(公共电极)之间加上相位相反的对称方波电压。BP 通过反相器后加到十位小数位上,被点亮。

UGN3501M 的输出端 1、8 分别接 ICL7106 的 INHI 和 INLO,静态时(线圈中无电流流过)仍有输出,调整 R_{P1}使 LCD 上显示为“0.0”;再将线圈中通以标准电流 50A,调节 R_{P2},使 LCD 上显示为“50.0”。调节 R_{P1}和 R_{P2}可能会互相影响 0A 和 50A,需要反复调整多次,才能调整得比较好。

二、霍尔转速测量装置

利用霍尔开关传感器,测量转速的原理很简单,只要在被测转速的主轴上安装一个非金属圆形薄片,将磁钢嵌在圆片圆周上。主轴转动一圈,霍尔传感器发出一次检测信号。当磁钢与霍尔传感器重合时,霍尔传感器输出低电平;当磁钢离开霍尔元件时,输出高电平。信号可经非门(或施密特触发器)整形后,形成脉冲,只要对此脉冲信号计数,就可测得转速。

如图 9—25 所示,为转速测量装置电路图。当磁钢与霍尔传感器重合时,霍尔传感器输出低电平,信号经非门整形后,形成脉冲,然后经 ADVFC32 把频率转换成模拟电压输出,再送入 ICL7106 进行转换和驱动 LCD。

ICL7106 由 ICL7663 稳压提供 +5V 电压,ICL7664 稳压提供 -5V 电压。

由 R_5 调整,使霍尔传感器无脉冲输出时显示为零。由 R_{PI} 进行校准。

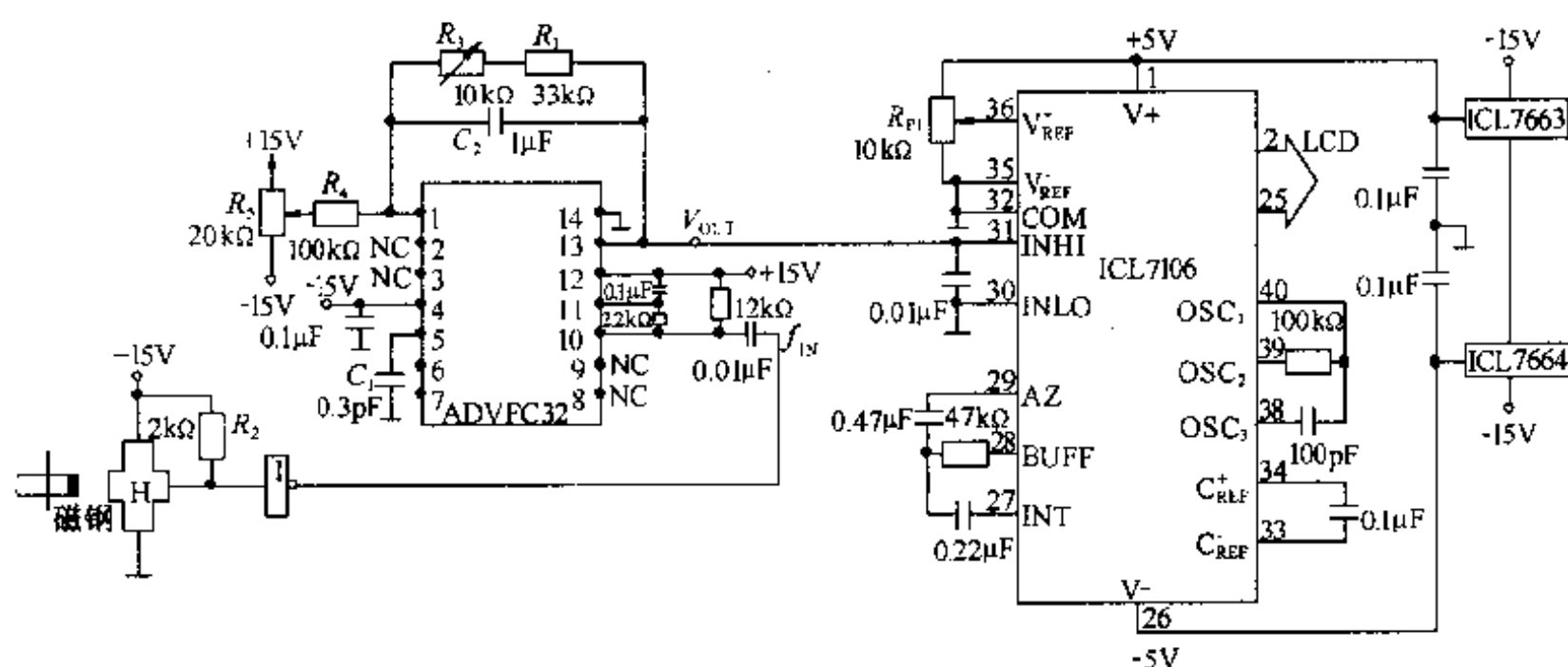


图 9—25 霍尔转速测量装置

三、霍尔开关电子点火器

如图 9—26 所示,为霍尔开关电子点火器分电盘及电路原理图。在分电盘上装几个磁钢(磁钢数与汽缸数相对应),在盘上装一霍尔开关传感器,每当磁钢转动到霍尔开关传感器时,输出一个脉冲,经放大升压后送入点火线圈。

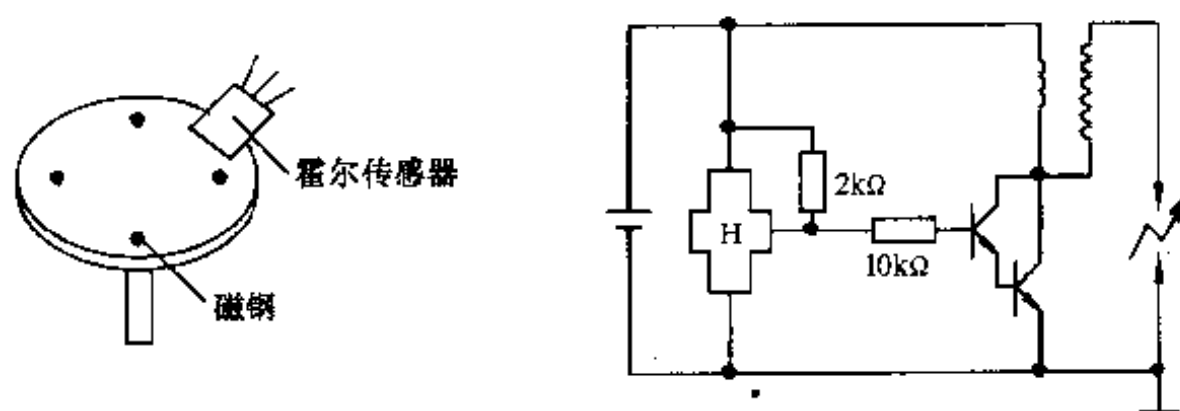


图 9—26 霍尔开关电子点火器

四、霍尔元件在直流无刷电机中的应用

直流无刷电动机是电子换向的直流电动机,需要用位置传感器来检测转子位置,以实现电子换向。采用霍尔元件作为其位置传感器实现电子换向的直流无刷电动机,具有简单、经济、可靠等特点,同时体积小、重量轻,给电机的小型化、轻量化带来极大好处。因此,直流无刷电动机成为霍尔元件的主要应用场合。应用的霍尔元件有线性、开关型和锁定开关型等三种。目前,采用开关型霍尔元件的直流无刷电动机的电路较简单,且因功率驱动电路工作在开关状态下,功率驱动电路损耗小、效率高、体积小。

如图 9—27 所示为两相直流无刷电动机采用四个开关型霍尔元件实现双极性、四状态的电子换向电路图。

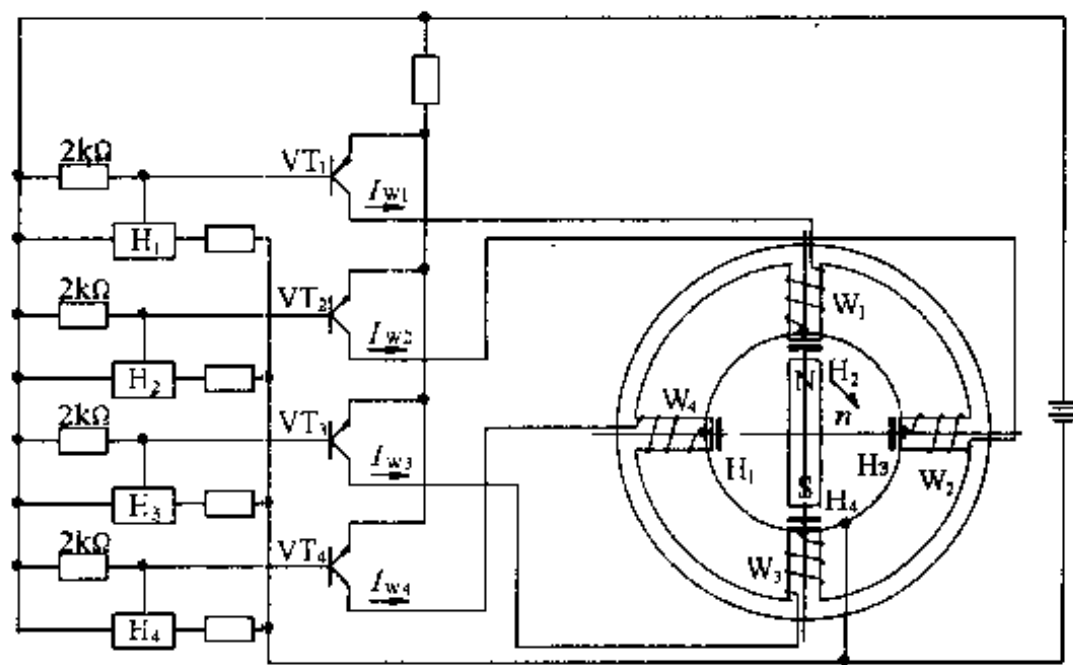


图 9—27 直流无刷电动机霍尔开关电子换向

当霍尔元件 H_2 面向转子 N 极方向,霍尔元件 H_2 导通,为低电平,功率晶体管 VT_2 导通,绕组 W_2 通过电流 I_{W2} ,使定子绕组 W_2 下极性呈 S 极,转子顺时针旋转,直到霍尔元件 H_3 对准转子 N 极;此时, H_2 处于零磁场, H_3 导通,从而使功率晶体管 VT_3 导通,通过电流 I_{W3} ,使定子绕组 W_3 呈 S 极性,使转子继续顺时针旋转;当转子的 N 极对准 H_4 时,使之导通,进而使 VT_4 导通, I_{W4} 通过定子绕组 W_4 ,使之呈 S 极性,继续使转子顺时针旋转,直至转子 N 极对准 W_4 ;而后 H_4 导通,使 VT_1 导通,电流 I_{W1} 通过定子绕组 W_1 ,使 W_1 呈 S 极性,继续使转子顺时针旋转,直至转子 N 极对准绕组 W_1 ,此时,转子已转一周。如此下去,继续旋转。如果改变电源极性,则电机转子反转。

五、其它应用

霍尔元件及霍尔传感器除上面介绍的应用外,还有很多应用。如做成高斯计,测量磁场强度;测量位移、力、角度;计数装置、液位控制等等。此外,霍尔元件还可制成霍尔接近开关,已得到广泛应用。

第十章 其它传感器及应用

本章主要介绍气敏传感器、湿敏传感器、红外传感器、光纤传感器、光电传感器、生物传感器及数字式传感器的基本原理及应用。

第一节 气敏、湿敏传感器及应用

气敏传感器是一种把气体中的特定成份检测出来,并将它转换成电信号的器件,以便提供有关待测气体的存在及其浓度大小的信息。湿敏传感器对湿度敏感,可以检测大气中水蒸汽含量。气、湿敏传感器都属于气体成分分析方面的传感器,机理相似,本节主要介绍气敏传感器及应用。

目前常用的气敏传感器主要是半导体式和接触燃烧式。

一、半导体气敏传感器

1. 基本工作原理

半导体气敏传感器气敏元件的工作原理十分复杂,涉及到材料的结构、化学吸附及化学反应,又分表面电导变化及体电导变化等,而且有不同的解释模式,这里仅介绍其基本工作原理。

半导体式气敏传感器的品种很多,但金属氧化物半导体材料制成的数量最多,其特性及用途也各异。金属氧化物半导体材料主要有 SnO_2 系列、 ZnO 系列及 Fe_2O_3 系列,由于它们的添加物质不同,所以能够检测不同成份的气体。主要用于检测低浓度的可燃性气体及毒性气体,如 CO 、 H_2S 、 NO_x 、 Cl_2 及 $\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$ (乙醇)、 CH_4 (甲烷)、 C_3H_8 (丙烷)、 C_4H_{10} (丁烷)等碳氢系气体,其测量范围为 $10^{-3} \sim 10^{-6}$ 量级。

气敏元件工作时必须加热,其目的是:加速被测气体的吸附、脱出过程;烧去气敏元件的油垢或污物,起清洗作用;控制不同的加热温度,能对不同的被测气体具有选择作用。加热温度与元件输出灵敏度有关,如图 10-1 所示,一般为 $200 \sim 400^\circ\text{C}$ 。

气敏元件被加热到稳定状态后,被测气体接触元件的表面而被吸附后,元件的电阻会产生较大变化。

N 型半导体气敏件(SnO_2 、 ZnO 等)吸附上还原性气体(如氢、一氧化碳、碳氢化合物和酒精等),气敏元件电阻将减小;若吸附氧化性气体(如氧或 NO_x 等),气敏元件的电阻将增加。

P 型半导体气敏元件情况相反,氧化性气体使其电阻减小,还原性气体使其电阻增加。

在洁净空气中,无待测气体时,气敏传感器通电后,其阻值会急剧下降,过一段时间后又逐步上升到一稳定值。这一段时间约 $2 \sim 10\text{min}$,这一段状态称为“初始稳定状态”。达到初始稳定状态的时间及输出稳定的电阻值,除与气敏元件本身有关,还与其所处的环境条件(温度与湿度)有关。达到初始稳定状态以后才能用于气体检测。检测开始到电阻值稳定的时间(响应时间)与气敏元件的功能材料有关,一般 $10 \sim 30\text{s}$ 左右。测试完毕,把气敏传感器置于普通大

气环境中,其阻值复原到待测状态的阻值时间要 1~3min 左右。由于半导体气敏传感器是以被测气体和半导体表面或其体间的可逆反应为基础的,所以能够反复使用。N 型半导体气敏元件在检测中其阻值变化如图 10—2 所示。

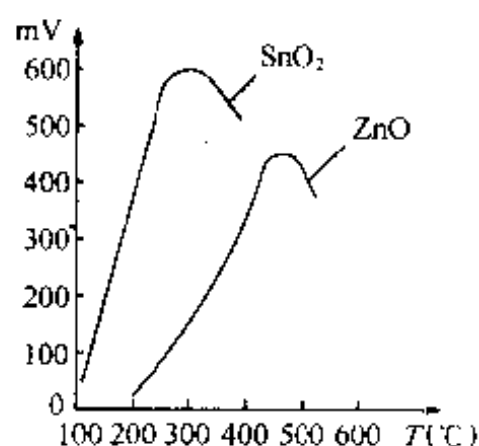


图 10—1 加热温度与输出特性

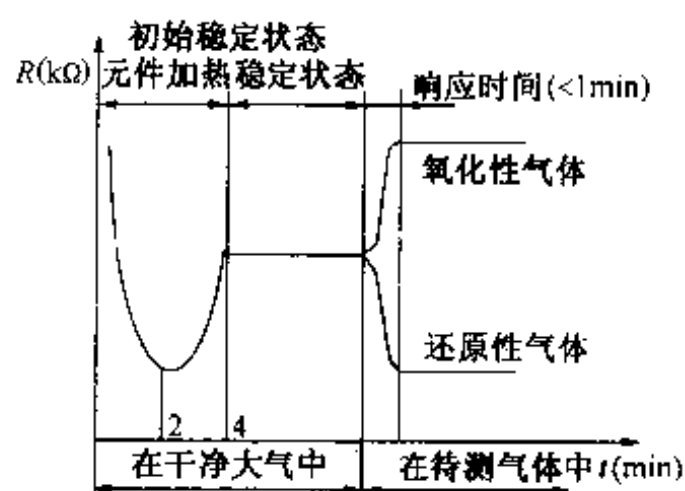


图 10—2 阻值变化曲线

气敏传感器的气体选择性对其是至关重要的,若其气体选择性不佳或使用过程中逐渐变劣,都会给气体测试、控制或报警带来很大困难,甚至造成重大事故。提高半导体气敏元件气体选择性的方法有:

- ①向气敏功能材料掺加其它金属氧化物及不同的添加物;
- ②控制元件的烧结温度;
- ③改变气敏元件工作时的加热温度。

例如,SnO₂ 气敏功能材料中掺加 3~5% (重量)的 TnO₂ 和 5% Si (重量)制成的气敏元件,在 600℃烧结时,可制成测 H₂ 元件;而在 400℃烧结时,则可制成测 CO 的气敏元件。又例如,ZnO 类气敏功能材料添加铂(Pt)及钯(Pd),它不仅能提高其灵敏度,并且提高它的气体选择性。在元件中添加 Pd,则对 H₂ 和 CO 呈现出高的灵敏度,相反对丁烷、丙烷、乙烷等烃类气体则灵敏度很低,如图 10—3 所示。如果添加 Pt,则对烷烃类气体呈现高的灵敏度,而且含碳量愈高,其灵敏度愈高,而对 H₂、CO 等气体则灵敏度很低,如图 10—4 所示。

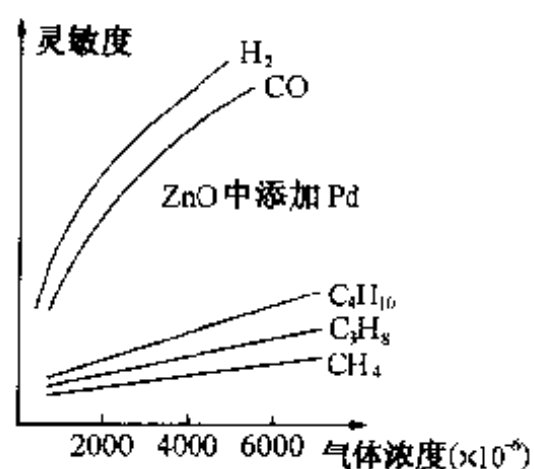


图 10—3 气体浓度与灵敏度关系(ZnO 中添加 Pd)

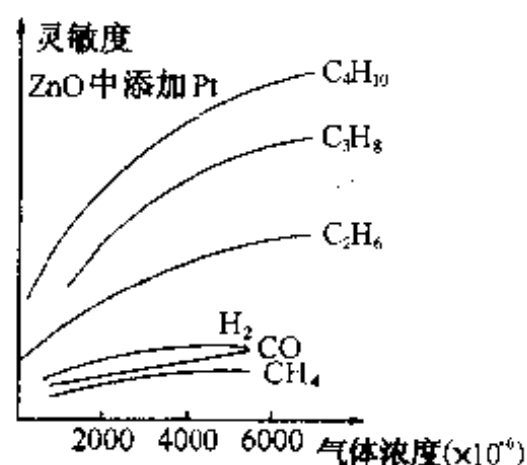


图 10—4 气体浓度与灵敏度关系(ZnO 中添加 Pt)

2. 半导体气敏传感器的结构及符号

半导体气敏传感器的结构如图 10—5 所示。它由塑料底座、电极引线、气敏元件(烧结

体)、加热器、双层不锈钢网(防爆用)组成。一般它的引线有 6 根,其中两个 A 和两个 B 各自相连后成为气敏元件的引线,f-f 为加热器引线,其符号如图 10—6 所示。

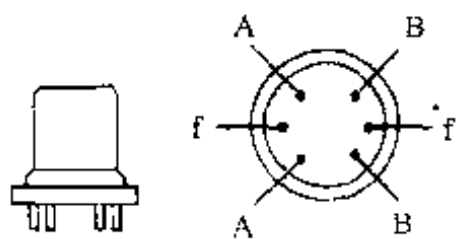


图 10—5 半导体气敏传感器结构图

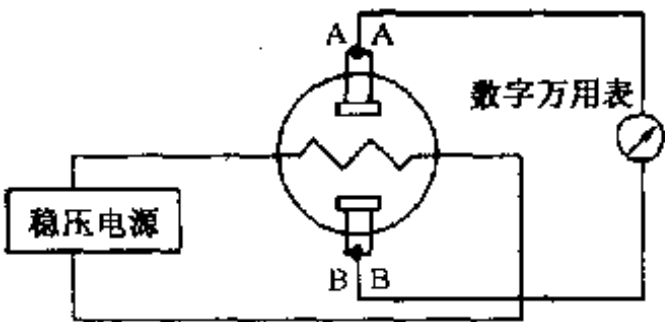


图 10—6 半导体气敏传感器符号表示

3. 几种常用的半导体气敏传感器

几种常用的半导体气敏传感器的基本参数如表 10—1 所示。

表 10—1 几种常用的半导体气敏传感器

参 数	型 号	UL-206	UL-282	UL-281	QM-N10
检 测 气 体		烟雾	酒精	一氧化碳	可燃气体
灵敏度 R_0/R_x R_0 在空气中的电阻值 R_x 在待测气体中的电阻值		$R_0/R_x > 3$ R_x 在 700×10^{-6} 烟雾中的电阻值	$R_0/R_x > 5$ R_x 在 200×10^{-6} 酒精气体中的阻值	一氧化碳 50×10^{-6} 时灵敏度大于 1000×10^{-6} 酒精灵敏度, 对 1000×10^{-6} 氢气不敏感	$R_0/R_x > 8$ R_x 为丁烷浓度为 0.3% 时电阻值
工作电压(V) AC 或 DC		15 ± 1.5	15 ± 1.5	10 ± 1	—
加热电压(V)		5 ± 0.5	5 ± 0.5	清洗 5.5 ± 0.55 工作 0.8 ± 0.08	5 ± 0.5
加热电流(mA)		160~180	160~180	清洗 170~190 工作 25~35	—
环境温度($^{\circ}\text{C}$)		-10~+50	-10~+50	-10~+50	-20~+50
环境湿度(%RH)		小于 95	小于 95	小于 95	小于 95

灵敏度 $k = R_0/R_x$ 指的是该传感器在洁净空气中的电阻值与在某种浓度待测气体中的电阻之比。此值越大,则灵敏度越高。但气体的选择性和长期工作稳定性比灵敏度更重要。如果气体的选择性不好,极易造成误报警,而长期工作稳定性差,则根本无法工作。图 10—7 所示是 UL-282 酒精传感器气体选择性曲线(与一氧化碳及烟雾比较),图 10—8 所示是 UL-281 的选择性曲线。

有些气敏传感器的加热电压有两种,分为清洗加热和工作加热,采用清洗加热可消除元件表面污染,并可缩短初始稳定性。UL-281 规定每 1~2 小时加热清洗 1min。

4. 应用

(1) 检测对象及应用场所

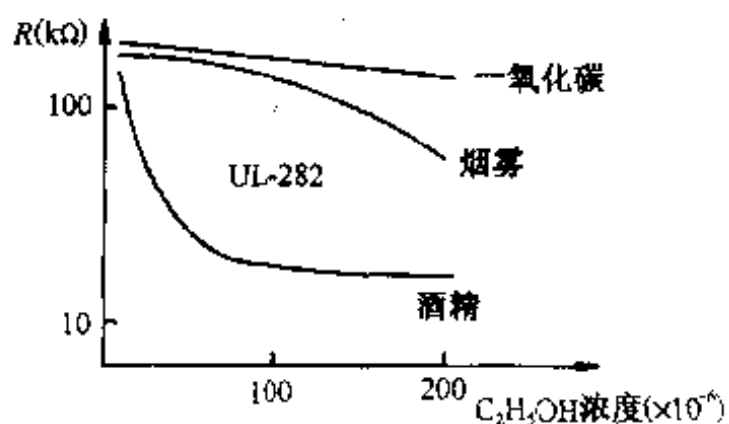


图 10—7 气体选择性曲线(UL-282)

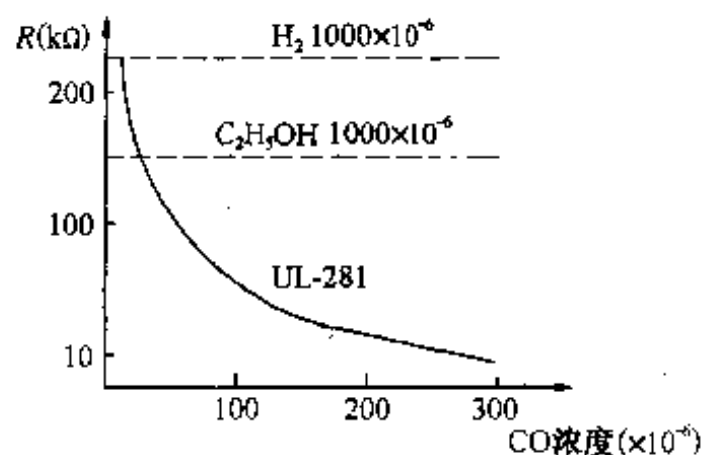


图 10—8 气体选择性曲线(UL-281)

表 10—2 所示为气敏传感器主要检测对象及其应用场所。

表 10—2 气敏半导体的应用

分 类	检测对象气体	应用场所
易燃易爆气体	液化石油气、焦炉煤气、天然气 甲烷 氢气	家庭 煤矿 冶金、试验室
有毒气体	一氧化碳 硫化氢、含硫的有机化合物 卤素、卤化物、氨气等	煤气灶等 石油工业、制药厂 冶炼厂、化肥厂
环境气体	氧气(缺氧) 水蒸汽(调节温度) 大气污染(SO _x 、NO _x 、Cl ₂ 等)	地下工程、家庭 电子设备、汽车、温室 工业区
工业气体	燃烧过程气体控制、调节空/燃比 一氧化碳(防止不完全燃烧) 水蒸汽(食品加工)	内燃机、锅炉 冶炼厂 电子灶
其它灾害	烟雾,司机呼出酒精	火灾预报,事故预报

(2)基本工作电路

半导体气敏传感器的基本工作电路如图 10—9 所示。负载电阻 R_L 串联在传感器中,其两端加工作电压,在加热丝 f 两端加热电压 V_f 。在洁净空气中,传感器的电阻较大,在负载电阻 R_L 上输出电压较小;当在待测气体中时,传感器的电阻变得较小(N 型半导体气敏传感器检测还原性气体),则 R_L 上的输出电压较大。

气敏传感器主要用于报警器及控制器。其框图如图 10—10 所示。图 10—10(a)为报警器,超过报警浓度时,发出声光报警;图 10—10(b)为控制器,由 R_p 调节设定浓度,超过设定

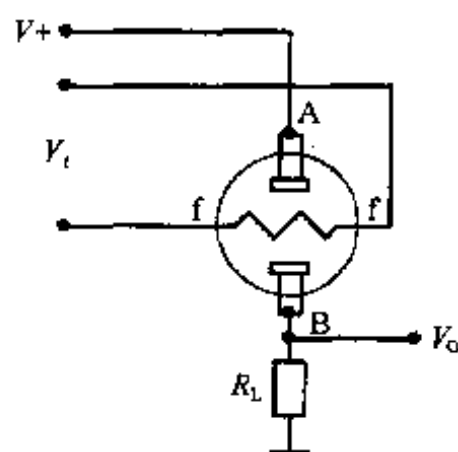


图 10—9 基本工作电路

浓度时,比较器翻转,输出控制信号,由驱动电路带动继电器或其它元件。

(3)厨房自动排风扇控制器

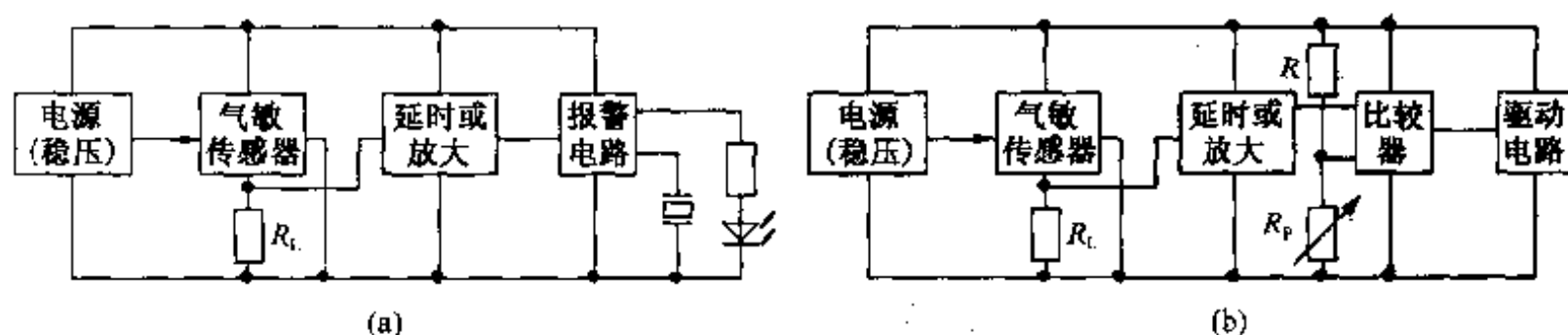


图 10—10 报警器及控制器的方框图

如图 10—11 所示,为自动排风扇控制器。

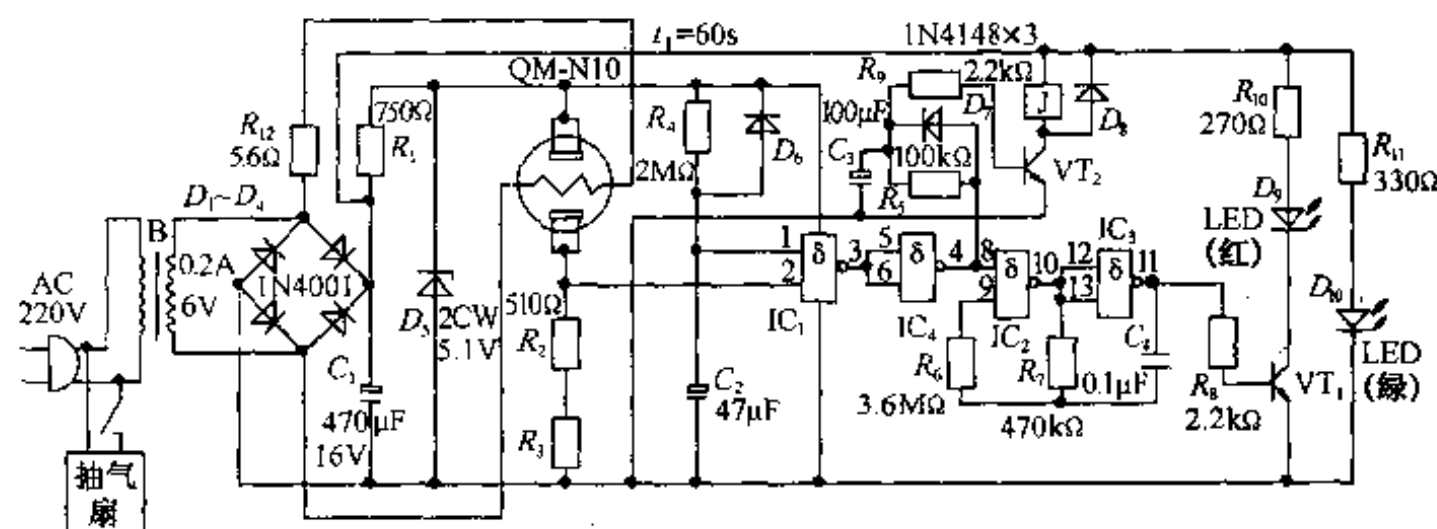


图 10—11 自动排风扇控制器

当厨房由于油烟污染或由于液化石油气泄漏(或其它燃气)达到一定浓度时,它能自动开启排风扇,净化空气,防止事故。

本电路采用 QM—N10 型气敏传感器,它对天然气、煤气、液化石油气有较高的灵敏度,并且对油烟也敏感。传感器的加热电压直接由变压器次级(6V)经 R_{12} 降压提供;工作电压由全波整流后,经 C_1 滤波及 R_1 、 D_5 稳压后提供。传感器负载电阻由 R_2 及 R_3 组成(更换 R_3 大小,可调节控制信号与待测气体的浓度的关系)。 R_4 、 D_6 、 C_2 及 IC_1 组成开机延时电路,调整 R_4 ,使延时为 60s 左右(防止初始稳定状态误动作)。

当到达报警浓度时, IC_1 的 2 脚为高电平,使 IC_4 输出为高电平,此信号使 VT_2 导通,继电器吸合(启动排气扇); R_5 、 C_3 组成排气扇延迟停电电路,使 IC_4 出现低电平后 10s 才使 J 释放;另外, IC_4 输出高电平使 IC_2 、 IC_3 组成的压控振荡器起振,其输出使 VT_1 时导通时截止,则 LED(红色)产生闪光报警信号。LED(绿色)为工作指示灯。

(4)家用燃气报警器

如图 10—12 所示为家用燃气报警器。

此报警器工作原理与图 10—11 相同。它具有声光报警功能。

(5)简易酒精测试器

如图 10—13 所示为简易酒精测试器。

此电路采用 TGS812 型酒精传感器,对酒精有较高的灵敏度(对一氧化碳也敏感)。其加热及工作电压都是 5V,加热电流约 125mA。

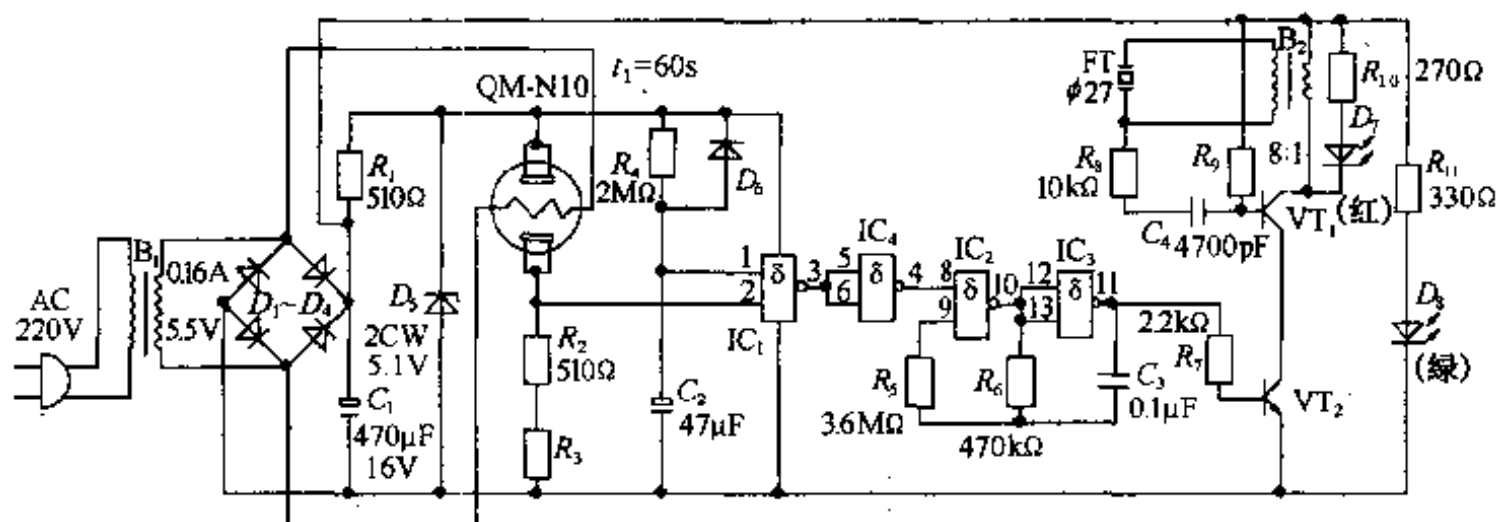


图 10—12 家用燃气报警器

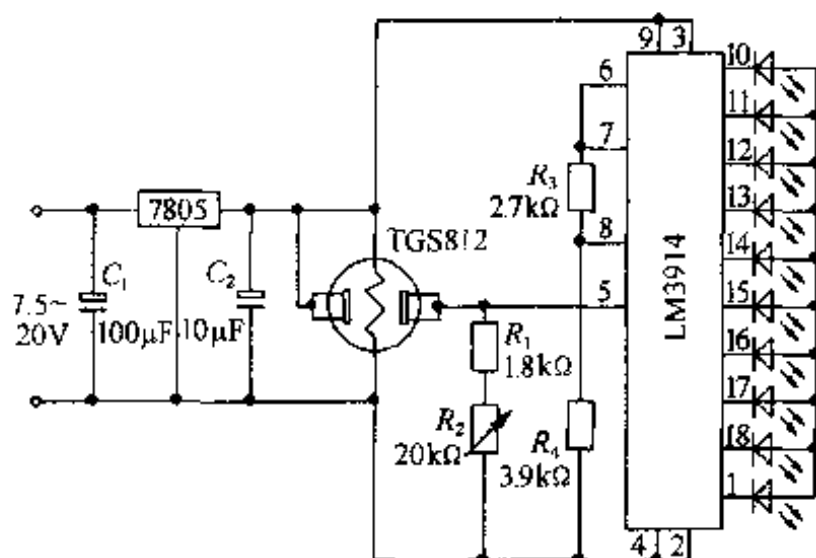


图 10—13 简易酒精测试器

传感器的负载电阻为 R_1 及 R_2 , 其输出直接接 LED 显示驱动器 LM3914。当无酒精蒸汽时, R_1 及 R_2 上的输出电压很低, 随着酒精蒸汽的浓度增加, 输出电压也上升, 则 LM3914 的 LED (共 10 个) 亮的数目也增加。

此测试器只要向传感器呼一口气, 根据 LED 亮的数可知是否喝酒, 并可大致了解饮酒多少。

调试方法是让在 24 小时内不饮酒的人呼气, 使 LED 中仅 1 个发光, 然后调 R_2 (稍小一点) 即可。

若更换其它型号传感器时, 参数要改变。

(6) 一氧化碳浓度测控

如图 10—14 所示为一氧化碳传感器的应用电路, 电路中采用 UL-281 一氧化碳传感器, 它对一氧化碳气体有较高的灵敏度, 而对其它气体则不敏感, 对环境温度及湿度的变化具有良好的稳定性。

该电路是多功能的, 它可以提供测量及控制 (或报警) 信号, 并且具有开机自动热清洗 (手动热清洗) 及传感器加热器损坏报警电路。其具体性能如下: 电路可连续工作 48 小时不用热清洗; 工作电压为 12V (直流), 功耗不大于 2.5W (热清洗)、1.5W (正常工作); 测量范围为一氧化碳浓度 $30 \times 10^{-6} \sim 300 \times 10^{-6}$ (在 300×10^{-6} 时输出为 3.0V); 响应时间为 1min。

本电路由下述几部分组成:

①电源指示由 R_{20} 、LED₃(绿色)组成,当接通电源时 LED₃ 亮。

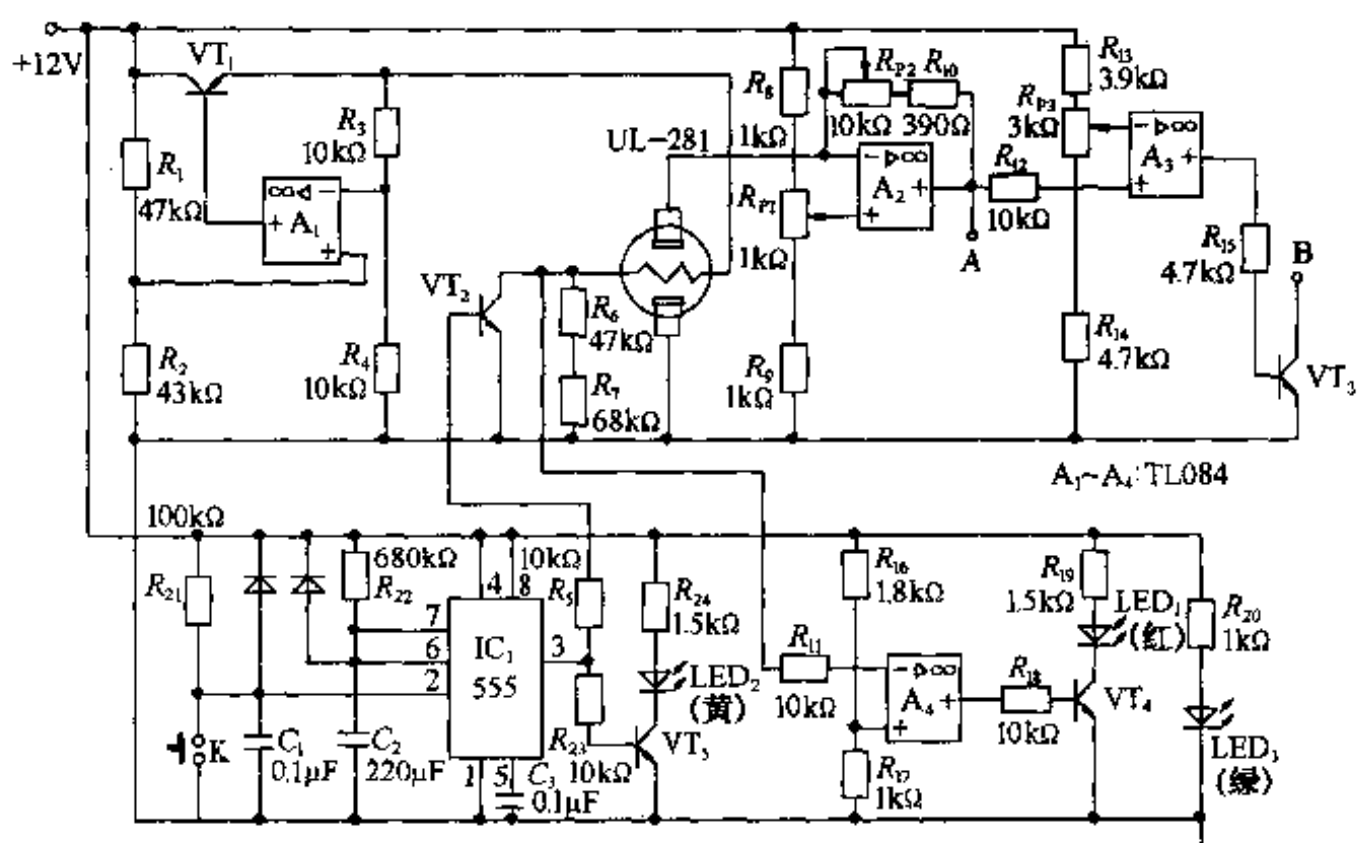


图 10—14 一氧化碳传感器应用电路

② 加热电路由 VT_1 、 A_1 、 $R_1 \sim R_4$ 组成稳压电源,输出约 6V。 IC_1 及外围元件组成单稳态延时电路,并与 VT_2 组成初始热清洗电路。刚接通电源时,时基电路 2 脚为低电平,3 脚输出高电平,此高电平一方面使 VT_2 导通,将 R_6 、 R_7 短路,加大电流热清洗;另一方面使 VT_5 导通,使黄色 LED₂ 亮,表示在加热清洗。本电路可采用手动加热清洗,只要按一下 K 即可。热清洗时间取决于 R_{22} 、 C_2 。

③ 信号电压输出电路信号电压由 A_2 放大后输出(A 点)。在洁净空气中,传感器的电阻很大,可调整 R_{P1} 使输出为零。一氧化碳浓度增加时,传感器的电阻迅速下降, A_2 的放大倍数增加,输出电压随之增加。调整 R_{P2} 使在一氧化碳浓度为 300×10^{-6} 时,信号电压输出为 3.0V。

④ 控制信号(或报警信号)输出电路由 A_3 、 VT_3 等组成。 A_3 接成比较器,调整 R_{P3} 可调节报警浓度设置值。当一氧化碳的浓度超过设置值时, A_3 输出高电平, VT_3 导通(VT_3 为集电极开路接法),在 B 点可接继电器或蜂鸣器及发光二极管,即可进行控制或报警。

⑤ 传感器损坏指示电路由 A_4 和 VT_4 等组成。 A_4 接成比较器,在气敏传感器正常工作时, R_6 上端的电压大于 R_{16} 、 R_{17} 的分压,使 A_4 输出为低电平, VT_4 截止,LED₁(红色)不亮。当传感器加热器被烧断, R_6 上端的电压为低电平,使 A_4 翻转,输出为高电平, VT_4 导通,LED₁ 亮,这时表示气敏传感器已损坏。

二、接触燃烧气敏传感器及应用

接触燃烧气敏传感器普遍用于石油化工工厂、造船厂、矿井及隧道等场合,以检测碳氢化合物(烷类或醇类等气体)及石油类可燃性气体的危险存在量。一些大型船舶内的某些舱房也常常装设这类传感器,以防止可燃性气体泄漏造成的爆炸事故。

一般将与空气以某种比率混合,触及火种可引起燃烧的气体称为可燃性气体。当室内可

燃性气体达到爆炸浓度时,触及火种会引起爆炸。一些主要可燃性气体及其爆炸浓度范围如表 10—3 所示。引起爆炸浓度范围最小值称为爆炸下限(LEL)。

表 10—3 典型可燃气体的主要特性

气 体 名 称	化学式	空气中的爆炸界限 (% Vol)	容许浓度 ($\times 10^{-6}$)
碳化氢及其派生物	甲烷	CH_4	5.0 ~ 15.0
	丙烷	C_3H_8	2.1 ~ 9.5
	丁烷	C_4H_{10}	1.8 ~ 8.4
	汽油气	—	1.3 ~ 7.6
	乙炔	C_2H_2	2.5 ~ 81.0
醇	甲醇	CH_2OH	5.5 ~ 37.0
	乙醇	$\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$	3.8 ~ 19.0
醚	乙醚	$\text{C}_2\text{H}_5\text{OC}_2\text{H}_5$	1.7 ~ 48.0
无机气体	一氧化碳	CO	12.5 ~ 74.0
	氢	H_2	4.0 ~ 75.0

1. 接触燃烧气敏传感器构造及工作原理

接触燃烧气敏传感器(也称热线式气敏传感器)的检测元件是在铂丝线圈($\phi 0.05$)上包以氧化铝和粘合剂形成球状,经烧结而成,其外表面敷有铂、钯等稀有金属的催化层,其结构如图 10—15 所示。

对铂丝线圈通以电流,使检测元件保持高温($300 \sim 400^\circ\text{C}$),此时若与可燃性气体接触,可燃性气体就会在稀有金属催化层上燃烧,因此铂丝线圈的温度就会上升,铂丝线圈的电阻值也上升。测量铂丝电阻变化的大小就可以知道可燃性气体的浓度。

在实际应用中,常采用电桥测量电路,如图 10—16 所示。在电桥中接一个补偿器,起到平衡电桥作用(补偿器的结构与检测元件基本相同,只是没有敷设催化层)。当空气中有一定浓度可燃气体时,传感器由于燃烧而阻值上升,电桥失去平衡,有电压输出,起到检测作用。

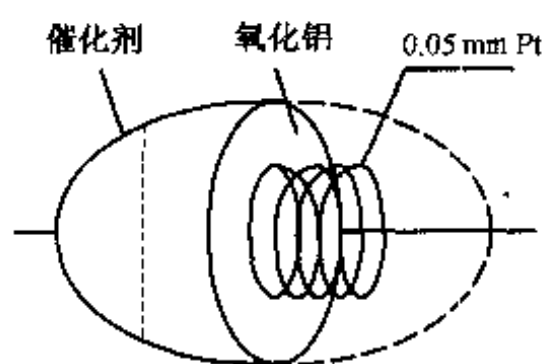


图 10—15 接触燃烧气敏传感器的结构图

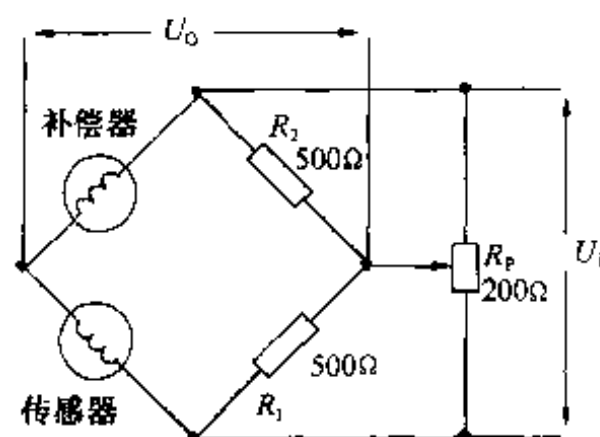


图 10—16 电桥测量电路

这种传感器有两种封装形式。一种是将检测元件与补偿器封装在一个双层不锈钢防爆网内;另一种是检测元件与补偿器分别封装。

2. 接触燃烧气敏传感器的主要参数

几种典型的接触燃烧气敏传感器的主要参数,列于表 10—4。它对几种可燃性气体的相对灵敏度曲线,如图 10—17 所示。

表 10—4 接触燃烧气敏传感器的主要参数

参 数 \ 型 号	UL - 267 UL - 284	UL - 207
电桥电压(V)	1.75 ± 10%	2.2 ± 10%
电桥电流(mA)	310 ~ 330	—
灵敏度(待测气体的浓度为 1400×10^{-6})	异丁烷 12 ~ 17mV	甲烷 6 ~ 9mV, 异丁烷 14 ~ 19mV 氢 7 ~ 12mV, 酒精 10mV
响应时间(s)	≤ 20	≤ 10
初始稳定时间(s)	≤ 10	≤ 10
环境温度(℃)	- 10 ~ + 50	- 10 ~ + 50

注:UL-267 及 UL-207 是传感器及补偿器分开封装的,而 UL-284 将它们一起封装。

这种传感器与半导体气敏传感器相比,其优点是检测精度高、线性度好、工作寿命长、响应快;其缺点是灵敏度低,催化层活性高,易与硫、氯等元素化合而失去催化作用(称之为中毒),价格高。这种传感器主要用于工矿企业。

3. 接触燃烧气敏传感器的应用

接触燃烧气敏传感器主要用于可燃气体报警器及可燃气体浓度检测仪。由于这种传感器的灵敏度较低,所以电桥输出要接放大器。作为报警器时,一般报警浓度如表 10—5 所示。

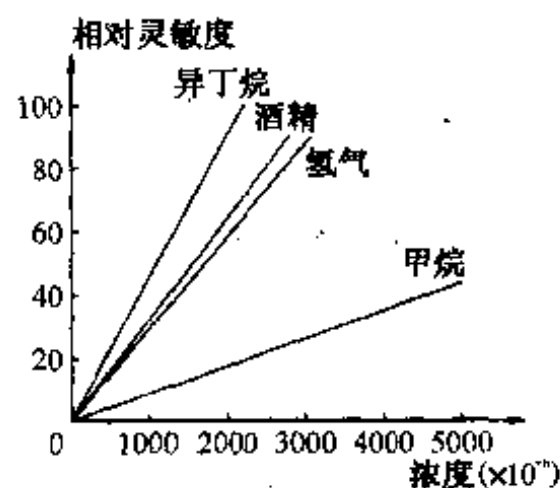


表 10—5 气体的报警浓度

气 体 名 称	报 警 浓 度 ($\times 10^{-6}$)
异丁烷	2000 ± 120
甲烷	4080 ± 210
氢	3300 ± 200
酒精	4800 ± 530

(1)可燃性气体泄漏报警器

如图 10—18 所示,电路 A_1 及 VT_1 组成稳压电源,调整 R_{P1} 可输出 1.75V 电压,供传感器电桥工作电压。传感器采用 UL-267 或 UL284,调整 R_{P2} 使在洁净空气中电桥输出为零。 A_2 接成增益为 1 的差动放大器(主要与电桥相接); A_3 接成同相放大器,调节 R_{P3} 可获得不同放大倍数; A_4 接成比较器,调节 R_{P4} 可设置不同浓度的报警阈值,比较器输出接 VT_2 、 VT_2 为集电极开路,可接入蜂鸣器或 LED 指示器等。

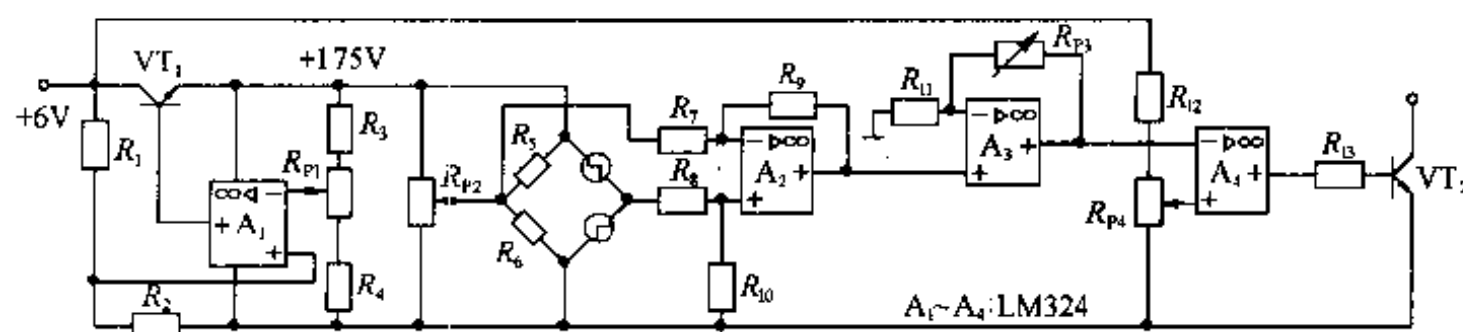


图 10—18 可燃性气体泄漏报警器电路

(2)氢气浓度计

如图 10—19 所示,本电路的电源与图 10—18 的相似,提供 $1.2V \pm 0.1\%$ 电压,电流为 80mA,由于精度较高,采用 LM385 作为基准电压,如图 10—20 所示。

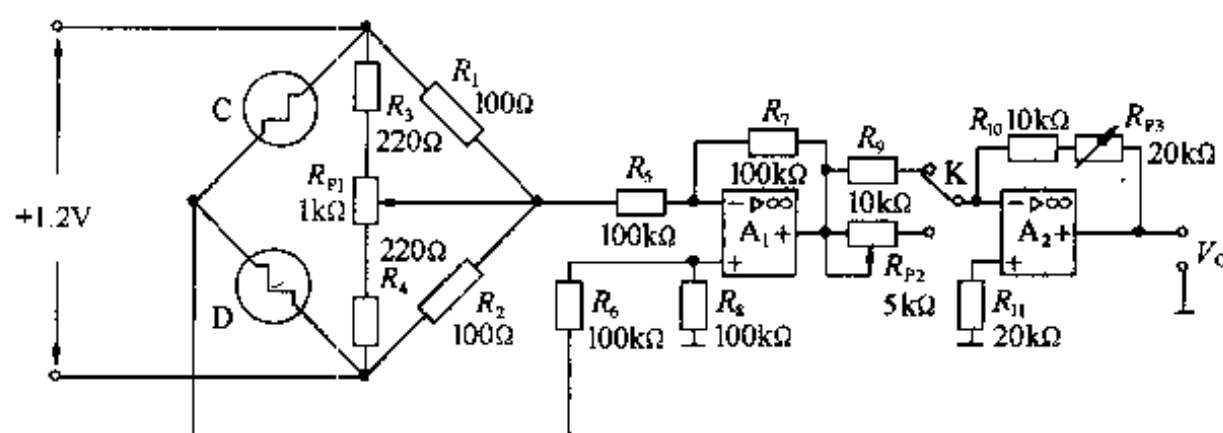


图 10—19 氢气浓度计电路

传感器输出的信号经增益为 1 的差动放大器 A_1 后,由放大器 A_2 进行放大输出。该氢气浓度计有 0~20% 和 0~100% 两种量程,采用开关 K 来选择。

调整 0~100% 量程时,调 R_{P3} ;调整 0~20% 量程时,调 R_{P2} 。

由于氢气在空气中爆炸的浓度是 4%~75%,所以对氢气浓度计来说,不论在电路上,还是在结构上,都应设计成防爆型的。

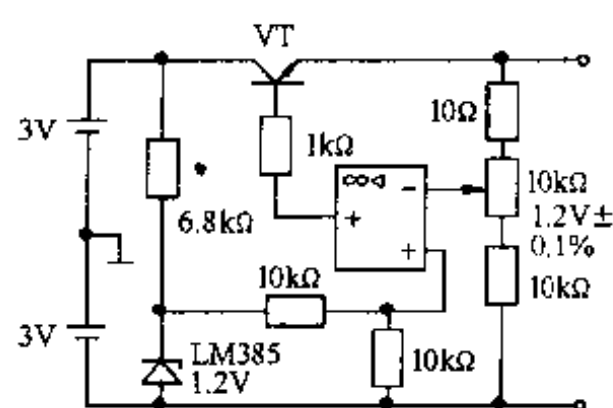


图 10—20 1.2V 电源电路

第二节 光电传感器及应用

本节简单介绍光电传感器的基本内容,并为后续光纤传感器、红外传感器的应用打下基

础。

光电式传感器是以光电器件作为转换元件,并把光信号转换为电信号输出的装置。光电式传感器从原理上讲可以用来把一切影响光学量的非电量转换成电信号。实现这种转换的物理基础是光电效应。

光电式传感器的显著特点是响应快,易于实现非接触测量,性能可靠等,因此在工业自动化装置和机器人中获得广泛应用。

一、光电效应

光电效应是指物体吸收了光能后,转换为该物体中某些电子的能量而产生的电效应。光电效应可分成外光电效应和内光电效应两类。

1. 外光电效应

在光的照射下,使物体内的电子逸出物体表面而产生光电子发射的现象,称为外光电效应。基于外光电效应原理工作的光电器件有光电管和光电倍增管。

光电管的种类很多,它是个装有光阴极和光阳极的真空玻璃管。当阴极受到适当的照射后便发射电子,被阳极吸收,在光电管内形成空间电子流。如果在外电路中串入一适当阻值的电阻,则该电阻上将产生正比空间电流的电压降。

光电倍增管中除有阴极、阳极外,还有倍增极,增大光电流。

2. 内光电效应

光照射在光敏材料上,材料中处于价带的电子吸收光子能量,通过禁带跃入导带,使导带内电子浓度和价带内空穴增多,即激发出电子—空穴对,从而使半导体材料产生光电效应。内光电效应按其工作原理可分为光电导效应和光生伏特效应。

半导体受到光照射时会产生电子—空穴对,使导电性能增强;光线越强,阻值愈低。这种光照射后电导率($\sigma = 1/\rho$, ρ 为材料的电阻率)发生变化的现象,称为光电导效应。基于这种效应的光电器件有光敏电阻和反向偏置工作的光敏二极管与三极管。

光生伏特效应是光照射引起 PN 结两端产生电动势的效应。由于它可以象电池那样为外电路提供能量,因此常称为光电池。硅光电池是用单晶硅制成的。在一块 N 型硅片上用扩散方法掺入一些 P 型杂质,从而形成一个大面积 PN 结, P 层极薄能使光线穿透到 PN 结上。硅光电池也称硅太阳能电池,有着广泛的应用。

二、光电器件的基本特性

1. 光谱灵敏度 $S(\lambda)$

光电器件对单色辐射通量的反应与入射的单色辐射通量之比称为光谱灵敏度,即

$$S(\lambda) = \frac{dU(\lambda)}{d\phi(\lambda)}$$

式中 $dU(\lambda)$ ——光电器件对单色辐射光通量的反应;

$d\phi(\lambda)$ ——入射的单色辐射通量。

2. 相对光谱灵敏度 $S_r(\lambda)$

光谱灵敏度与最大光谱灵敏度之比称为相对光谱灵敏度,即

$$S_r(\lambda) = \frac{S(\lambda)}{S_{\max}(\lambda)}$$

3. 光照特性

光电器件的光谱灵敏度与其入射光通量的关系称为光照特性。有时将光电组件输出的电压(或电流)与入射光通量的关系也称为光照特性。

4. 光谱特性

光谱特性是指入射光波长与相对光谱灵敏度之间的关系,它可以用来判定光电器件对哪种辐射光源最为灵敏。

5. 伏安特性

在保持入射光谱不变的条件下,光电器件的电流和所加电压之间的关系称为光电器件的伏安特性。

6. 温度特性

光电器件在工作温度范围内的灵敏度、暗电流或光电流与温度变化的关系为光电器件的温度特性。随着温度的升高,光谱响应峰值向短波方向移动。

三、半导体光电器件

半导体光电器件主要包括光敏电阻、光电晶体管、红外光电器件和光电耦合器件。

1. 光敏电阻

光敏电阻属于光电导效应器件。常用的材料有硫化镉(CdS)、硒化镉(CdSe)、硫化铅(PbS)等。硫化铅对红外光有较高的灵敏度。

光敏电阻常用光电半导体在绝缘基底上形成薄膜,用电极引出。为防止光电导体受潮而使灵敏度降低,要对电阻体用玻璃严密封装,仅留下一个光照射的光窗。已标准化生产。

光敏电阻的光照特性是随着光照强度增加,光敏电阻值迅速下降,呈现为非线性。

光敏电阻的光谱特性是不同材料的光敏电阻对不同波长的单色光的响应不同。

光敏电阻的伏安特性是在一定光照范围内呈线性;若光照强度不同,则光敏电阻的斜率也不同。

2. 光敏二极管

光敏二极管是一种既具有半导体PN结构造又具备光电转换功能的半导体器件。其工作原理是基于光生伏特效应。

光敏二极管的伏安特性与二极管相似。其光谱特性与光敏电阻一样。其光照特性在一定范围呈线性。

3. 光敏三极管

光敏三极管相当于在基极和集电极之间接有光敏二极管的普通三极管。光敏三极管的原理完全与反偏下的光敏二极管相同,并且比光敏二极管多了电流放大的晶体三极管。

光敏三极管的光谱特性与光敏二极管相似。伏安特性与普通三极管形状相同。其光电流随温度升高而增大,上升趋势比光敏二极管快。

四、光电式传感器

光电式传感器可分为模拟式和开关式光电传感器。

1. 模拟式光电传感器

这类传感器将被测量转换成连续变化的光电流。常用于防火报警、光照度计、测量液体气

体的透明度和混浊度、对气体进行成分分析、测量液体中某物质的含量、测量零件表面质量、测量几何量等。

2. 开关式光电传感器

开关式光电传感器是利用光电元件受光照或无光照时,将被测量转换成断续变化的开关信号。其用途与其它开关传感器相似。

五、新型光电检测器

随着集成电路技术的发展,出现了一批新型的光电器件,在工业及家电中得到广泛应用。这里简单提一下,用到时可深入学习。

主要有光位置传感器 (SPD)、集成光敏器件、固态图像传感器 (其核心是电荷转移器 CTD)。固态图像传感器中最常用的是电荷耦合器件 CCD,目前在工业电视、摄像机、数码照相机中得到广泛应用。

第三节 红外线传感器及应用

一、红外线检测的物理基础

从紫外线到红外线热效应逐渐增大,而热效应最大的为红外线。在自然界中只要物体本身具有一定温度(高于绝对零度),都能辐射红外线。红外线和所有电磁波一样,具有反射、折射、散射、干涉、吸收等特性。

1. 基尔霍夫定律

物体向周围发射红外辐射能时,同时也吸收周围物体发射的红外辐射能,即

$$E_R = \alpha E_0 \quad (10-1)$$

式中 E_R ——物体在单位面积和单位时间内辐射出的辐射能;

α ——物体的吸收系数;

E_0 ——常数,其值等于黑体在相同条件下发射出的辐射能。

2. 斯忒藩——玻尔兹曼定律

物体温度越高,向外辐射能量越多,在单位时间内其单位面积辐射的总能量 E 为

$$E = \sigma \epsilon T^4 \quad (10-2)$$

式中 T ——物体的绝对温度(K);

σ ——斯忒藩—玻尔兹曼常数, $\sigma = 5.67 \times 10^{-8} \text{ W}/(\text{m}^2 \cdot \text{K}^4)$;

ϵ ——比辐射率,黑体物质的 $\epsilon = 1$ 。一般材料的 $\epsilon < 1$ 。

3. 维恩位移定律

红外辐射的电磁波中,包含着各种波长,其峰值辐射波长 λ_m 与物体自身的绝对温度 T 成反比,而

$$\lambda_m = 2898 / T (\mu\text{m}) \quad (10-3)$$

从上式可知,随着温度的升高其峰值波长向短波方向移动;在温度不很高(如 2000K)的情况下,峰值辐射波长在红外区域。

二、红外检测技术

红外检测技术最早是为科学和军事用途而研制、开发的,随着半导体技术及新型材料的发展,生产成本不断下降,各种廉价的红外线传感器相继问世,逐步被应用于各行业中。

凡是存在于自然界中的物体,都会辐射出红外线,只是其红外线的波长不同而已。如人体温度为 $36 \sim 37^{\circ}\text{C}$,所辐射的红外线波长为 $9 \sim 10\mu\text{m}$ (属于远红外线区),物体被加热到 $400 \sim 700^{\circ}\text{C}$ 时,其所辐射的红外线波长为 $3 \sim 5\mu\text{m}$ (属于中红外线区)。红外线传感器可以检测物体辐射的红外线。

用红外线作为媒介,来实现某些非电量的测量方法,比可见光作媒介的检测方法有优点,主要是:

- (1)红外线(指中、远红外线)不受周围可见光的影响,可在昼夜进行测量;
- (2)由于待测对象自辐射红外线,故不必设光源;
- (3)大气对某些特定波长范围内的红外线吸收甚少($2 \sim 2.6\mu\text{m}$, $3 \sim 5\mu\text{m}$, $8 \sim 14\mu\text{m}$ 3 个波段称为“大气窗口”),适用于遥感技术。

红外线传感器及检测技术广泛应用于各个领域。如工业中自动化仓库、生产线或输送带上对所传送物体探测;热处理和加工过程中的检查;铸件、焊件的非破坏性检验;各种加工过程中的发热和热分布的监测等。航空航天红外系统搜索、跟踪制导、非接触引信等。安全保卫中红外探测和报警。医学上红外线图像诊断。红外气体分析。

三、红外线传感器分类及主要参数

1. 红外线传感器分类

红外线传感器根据其工作原理可分为两类:量子型及热型,如表 10—6 所示。

表 10—6 红外线光敏元件分类

量子型	光电导式、光生伏特式、光电磁式、肖特基势垒式
热型	热电偶式、电阻式、电容式、热释电式

热型红外线光敏元件的特点是:灵敏度较低、响应速度较慢、响应的红外线波长范围较宽、价格比较便宜、能在室温下工作。量子型红外线光敏元件的特性与热型正相反,一般必须在冷却(77K)条件下使用。

2. 主要参数

(1)灵敏度 R_V (电压响应率)

当经过调制的红外线光源照射到元件表面时,元件输出的电压与输入的红外辐射功率的比值,称为灵敏度

$$R_V = V_S / P \cdot A_d \quad (\text{V/W})$$

式中 V_S ——红外线检测元件输出电压(V);

P ——辐射到红外线检测元件单位面积上的功率(W/cm^2);

A_d ——红外线检测元件的光敏面积(cm^2)。

(2) 噪声等效功率 NEP

红外线检测元件输出的电压较低,因此在评定它的性能指标时应特别注意到噪声的影响。噪声等效功率是输出信号信噪比(S/N)为 1 时所对应的红外线入射功率值。其值越小,则元件越灵敏。

$$NEP = V_N / R_V \quad (W)$$

式中 V_N ——元件输出噪声电平(V);

R_V ——灵敏度(V/W)。

(3) 检测度(探测率) D

检测度 D 是灵敏度与输出噪声之比,即

$$D = R_V / V_N \quad (W^{-1})$$

它是 NEP 的倒数。 D 值越高,说明该元件检测信号的能力越强,而受噪声影响越小。

(4) 特定检测度 D^* (探测率)

这是将元件受光面积 A_d 及测量放大器频带宽度 Δf 特定和规格化的 D 值,能较准确地反应元件的品质,因而此参数使用更为广泛。

$$D^* = D(A_d \cdot \Delta f)^{1/2} \quad (cm \cdot Hz^{1/2} W^{-1})$$

四、热释电型红外传感器

1. 热释电效应

若使某些强电介质物质的表面温度发生变化,在这些物质表面上就会产生电荷的变化,这种现象称为热释电效应,是热电效应的一种。

在钛酸钡一类的晶体上,上下表面设置电极,在上表面加以黑色膜,若有红外线间歇地照射,其表面温度升高 ΔT ,其晶体内部的原子排列将产生变化,引起自发极化电荷 ΔP ,设元件的电容为 C ,则元件两极的电压为 $\Delta P/C$ 。

需注意的是,热释电效应产生的表面电荷不是永存的,只要一出现,很快便会被空气中的各离子所结合。因此,用热释电效应制成红外传感器,往往在它的元件前面加机械式的周期遮光装置,以使此电荷周期地出现。只有对移动物体或人时才可不用。

2. 热释电效应红外线光敏元件的材料

热释电型红外线光敏元件的材料较多,其中以压电陶瓷和陶瓷氧化物最多。

钽酸锂($LiTaO_3$)、硫酸三甘肽(LATGS)及钛锆酸铅(PZT)制成的热释电型红外传感器目前用得极广。

近年来开发的具有热释性能的高分子薄膜聚偏二氟乙烯(PVDF),已用于红外成像器件、火灾报警传感器等。

3. 热释电红外传感器构成及特性

(1) 结构

热释电红外传感器的结构如图 10—21 所示为其外形图,如图 10—22 所示为其内部结构。传感器由敏感元件、场效应管、高阻电阻、滤光片等组成,并向壳内充入氮气封装起来。

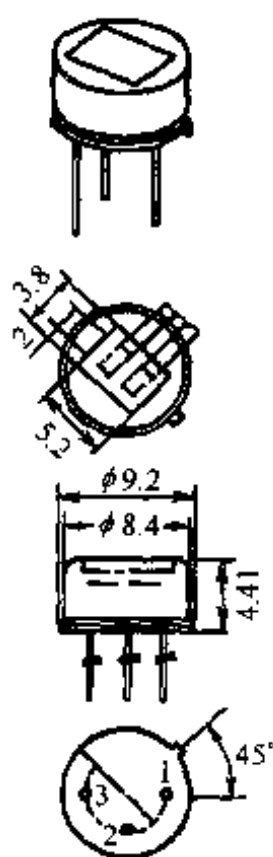


图 10—21 热释电传感器外形

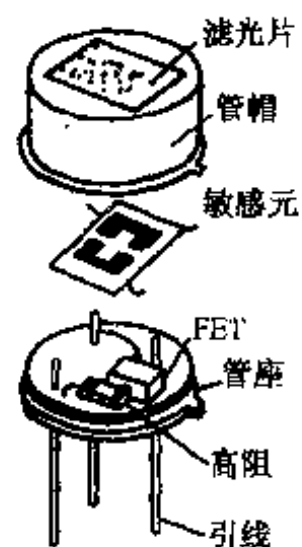


图 10—22 热释电传感器内部结构

(2)敏感元件

敏感元件用红外线热释电材料 PZT(或其它材料)制成很小的薄片,再在薄片两面镀上电极,构成两个反向串联的有极性的小电容。这样,当入射的能量顺序地射到两个元件时,由于是两个元件反相串联,故其输出是单元件的两倍;由于两个元件反相串联,对于同时输入的能量会相互抵消。由于双元件红外敏感元件具有上面的特性,可以防止因太阳光等红外线所引起的误差或误动作;由于周围环境温度的变化影响整个敏感元件产生温度变化,两个元件产生的热释电信号互相抵消,起到补偿作用。

(3)场效应管及高阻值电阻 R_g

热释电红外敏感元件的输出阻抗很高,可达 $10^{13}\Omega$,同时其输出电压信号又极微弱,因此,需要进行阻抗变换和信号放大才能应用。热释电红外传感器电路如图 10—23 所示。场效应管用来构成源极跟随器。高阻值电阻 R_g 的作用是释放栅极电荷,使场效应管安全正常工作。 R_s 为负载电阻,有的传感器内无 R_s ,需外接。源极输出接法时,源极电压约为 $0.4 \sim 1.0V$ 。

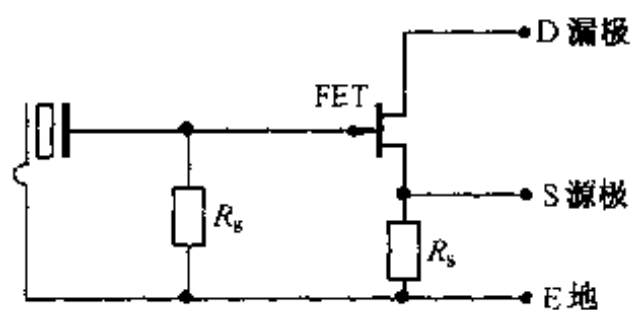


图 10—23 热释电红外传感器电路图

(4)滤光片(FT)

一般热释电红外传感器在 $0.2 \sim 20\mu m$ 光谱范围内的灵敏度是相当平坦的。由于不同检测需要,要求光谱响应范围向狭窄方向发展,因此采用不同材料的滤光片作为窗口,使其有不同用途。如用于人体探测和防盗报警的热释电红外传感器。为了使其对人体最敏感,要求滤光片能有效地选取人体的红外辐射。

根据维恩位移定律,对于人体体温(约 $36^\circ C$),其辐射的最长波长为 $\lambda_m = 2898/309 = 9.4\mu m$,

也就是说,人体辐射在 $9.4\mu\text{m}$ 处最强,红外滤波片选取了 $7.5 \sim 14\mu\text{m}$ 波段。

(5) 红外线传感器特性

常用的几种热释电的红外传感器及特性如表 10—7 所示。

表 10—7 常用热释电红外传感器

项目	符号	单 位	LN206P	P228	SD02
灵敏度(响应率)	R_V	V/W	1100 (500kHz、1Hz、1Hz)	6500(1Hz) 1000(10Hz)	650 ~ 1300
噪声	V_N	$\mu\text{V}/\text{Hz}$	—	15	2.7 ~ 4.5
特定检测度	D^*	$\text{cm}\cdot\text{Hz}^{1/2}\cdot\text{W}^{-1}$	-1×10^8 (500kHz、1Hz、1Hz)	1.5×10^8	$2.0 \times 10^7 \sim 5.1 \times 10^7$
噪声等效功率	NEP	W		1×10^9	$(2.8 \sim 7.0) \times 10^9$
窗口通带	—	μm	1 ~ 20	6 ~ 14	7.5 ~ 14
平衡度 (双元件)	B	$\frac{E_A - E_B}{E_A + E_B}$	—	—	10% max
工作电压	V_0	V	3 ~ 15(DC)	3 ~ 15	2 ~ 10
工作温度	T_0	℃	-20 ~ +70	-40 ~ +60	-10 ~ +50
保存温度	T	℃	-20 ~ +80	-55 ~ +125	-30 ~ +70

4. 菲涅尔透镜(FRESNEL LENS)

使用热释电红外传感器时,前面要安装菲涅尔透镜,外来红外辐射通过透镜仅会瞬时聚光于一个传感元件上,它产生的信号不会被抵消。同时透镜能增加探测距离。

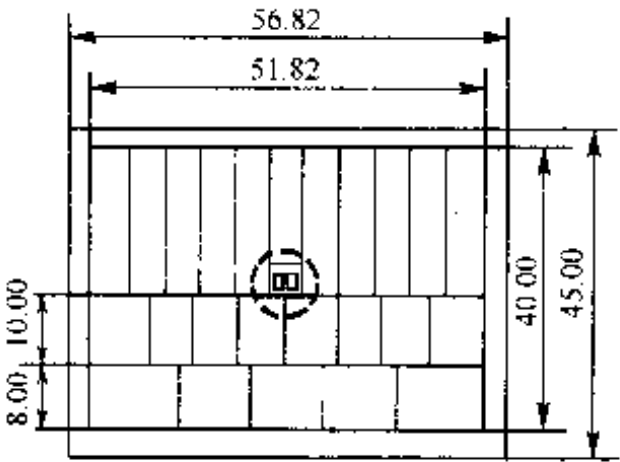


图 10—24 菲涅尔透镜的外型

菲涅尔透镜是一种由塑料制成的特殊设计的透镜组,它上面的每一个透镜一般都只有一个不大的视场,而相邻的两个单元透镜的视场既不连续,也不重叠,都相隔一个盲区。它的外型如图 10—24 所示。

CE-024 型菲涅尔透镜的视场的侧视图和俯视图如图 10—25 所示。

当人体在这一监视范围内运动时,顺次地进入某一单元透镜的视场,又走出这一视场,热释电红外传感器对运动的人体一会儿看到,一会儿看

不到,再过一会儿又看到,之后又看不到,于是人体的红外辐射不断地改变热释电的温度,使它输出一个又一个相应的信号。

从图 10—25 的视场图可以看出,菲涅尔透镜是有防盗盲区的,安装在 2m 高处的菲涅尔透镜存在着小于 1m 的盲区(在图 10—25(a)的暗影之下)。

不加菲涅尔透镜,探测距离仅为 2m 左右,加上菲涅尔透镜后,其探测距离可达 10m。

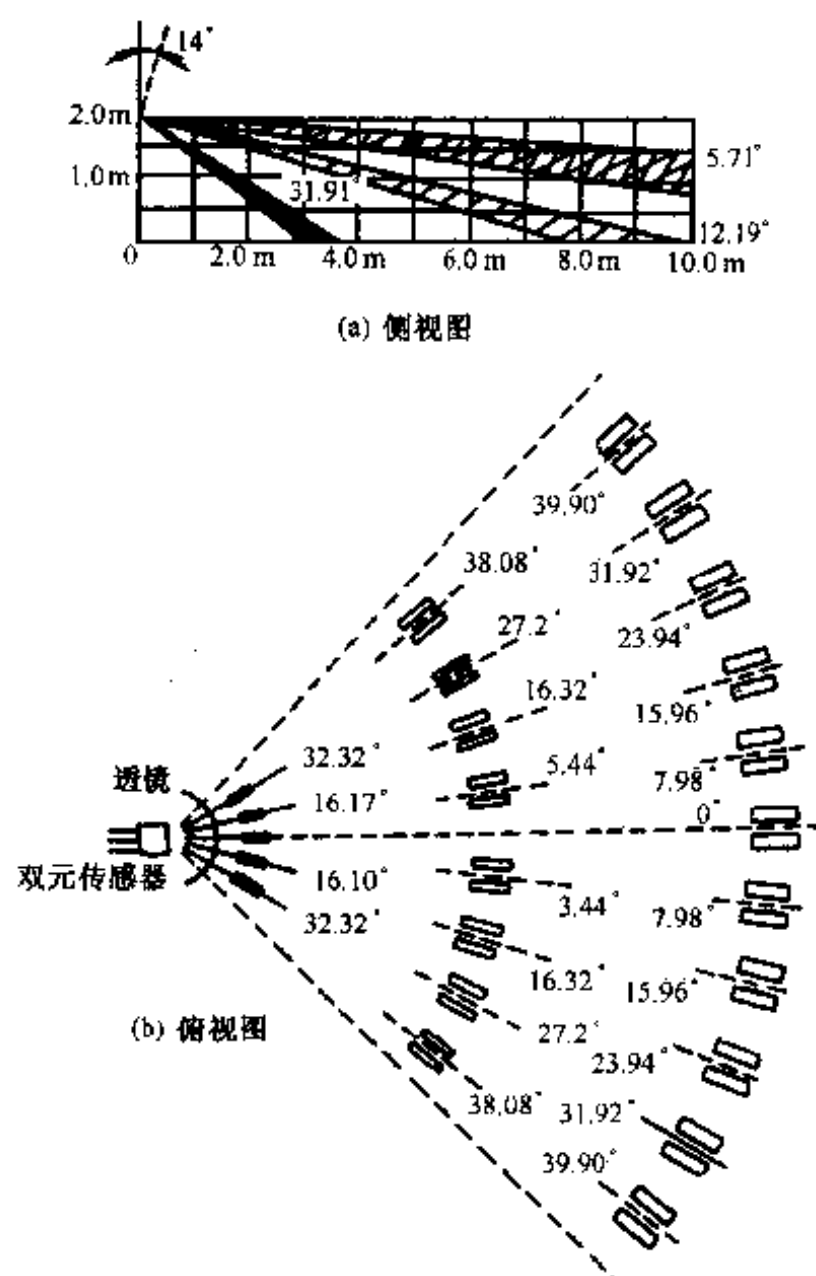


图 10—25 CE—024 菲涅尔透镜的视场

五、热释电红外线传感器应用

热释电红外线传感器用途广泛,主要用于防盗报警装置或安全报警装置(防止人误入危险区)、自动门、自动照明装置、非接触测温、火灾报警装置及一些自动控制系统中。

1. 人体探测报警器

传感器采用热释电红外线传感器 SD02,其探测电路的框图如图 10—26 所示。探测电路如图 10—27 所示。

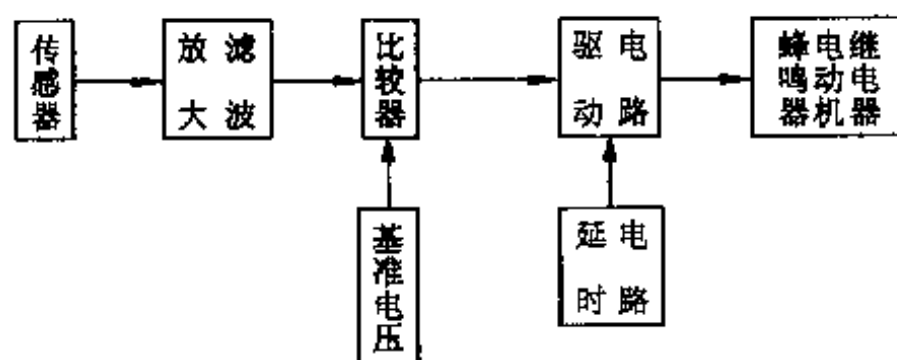


图 10—26 人体探测电路框图

检测放大电路:检测放大电路由热释电传感器 SDO 2 及滤波放大器 A_1 、 A_2 等组成。 R_2 作为 SDO 2 的负载,传感器的信号经 C_2 耦合到 A_1 上。运放 A_1 组成第一级滤波放大电路,它是一个具有低频放大倍数约为 $A_{F1} = R_6/R_4 = 27$ 的低通滤波器,其截止频率为

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi R_6 C_4} = 1.25\text{Hz}$$

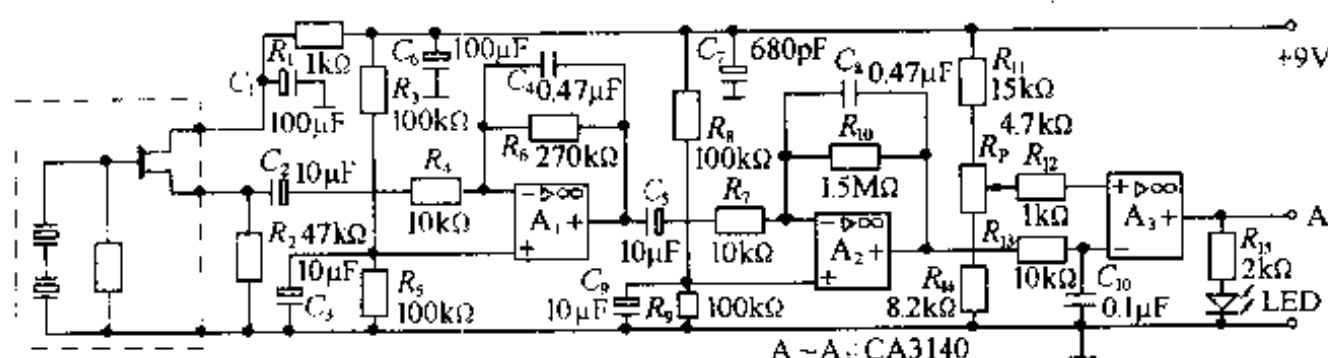
A_2 也是一个低通放大器,其低频放大倍数约为

$$A_{F2} = \frac{R_{10}}{R_7} = 150$$

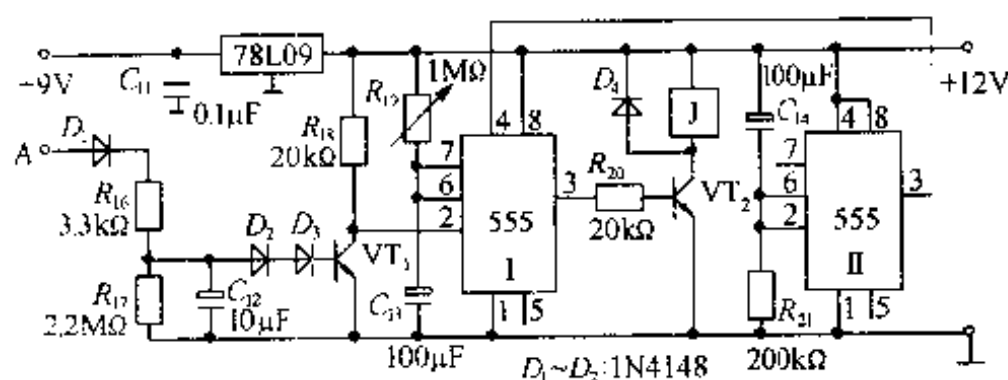
截止频率为

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi R_{10} C_8} = 0.23\text{Hz}$$

经过两级放大后,0.2Hz 左右的信号被放大到 4050 倍左右。



(a) 检测、放大及比较电路



(b) 延时及驱动电路

图 10—27 热释电传感器人体探测电路

R_1 、 C_1 为退耦电路; R_3 、 R_5 为偏置电路,将电源的一半作为静态值,使交流信号在静态值上下变化。经 A_1 放大的信号经过电容 C_5 耦合后输入放大器 A_2 , A_2 在静态时输出约为 4.5V(DC); C_3 、 C_9 为退耦电容。

比较器电路:调节 R_P ,使比较器同相端电压在 2.5 ~ 4V 左右变化。在无报警信号输入时,比较器反相端电压大于同相端,比较器输出为低电平。当有人入侵时,比较器翻转,输出为高电平,LED 亮,当人体运动时,则输出一串脉冲。

驱动电路: VT_1 、555 I 和 VT_2 组成驱动电路。当 A 端输入一个脉冲时, C_{12} 将少量充电,若没有再来脉冲,则 C_{12} 将通过 R_{17} 放电;若有人在报警区内移动,则会产生一串脉冲,使 C_{12} 不断充电,当达到一定电压时,使 VT_1 导通,输出一个低电平。这个低电平输入由 555 I 组成的单稳态电路的 2 脚,使 555 I 触发,3 脚输出高电平,从而使 VT_2 导通,使继电器吸合,从而

控制报警器。单稳态的暂态时间由 R_{19} 及 C_{13} 决定,调节 R_{19} 可改变暂态时间,即报警时间。

延时电路: 555 II 组成延时电路。当接通电源的瞬间, 555 II 的 2、6 脚处于高电平 (C_{14} 来不及充电), 其 3 脚输出为低电平, 3 脚与 555 I 的 4 脚相连, 所以刚通电瞬间, 555 I 的 4 脚为低电平, 单稳态电路不能工作。延时的时间取决于 C_{14} 及 R_{21} 。在这一段延时时间内, 若有人在报警区内移动而不能报警。延时结束后, 555 II 的 3 脚为高电平, 555 I 即能正常工作。

电路调整: 调整电位器 R_p , 可调节报警器的灵敏度; 调节 R_{19} , 可调节报警时间的长短。

2. 自动门控制电路

在一些高级饭店、宾馆和公共场所的自动门, 当人走到门前时, 门会自动打开, 人过后会自动关闭, 其控制电路如 10—28 所示。

电路中的 I、II 部分与图 10—27 (a) 相同, 当有人走近门时, 比较器 A_3 输出一串脉冲。I、II 部分的传感器分别安装在门的里、外两边, 使人无论进门或出门, 门都能自动开关。

D_1 、 D_2 组成一个或门, 无论 I、II 哪一个有信号输出或两者都有信号, 都会使 VT 导通, VT 输出低电平, 此低电平触发单稳态电路, 使其 3 脚输出为高电平, 使继电器吸合, 驱动门电机旋转, 使门打开。暂态时间由 R_3 、 C_3 决定, 暂态结束后 3 脚为低电平, 继电器释放, 使驱动电机反转, 门自动关上。

3. 集成红外探测报警器

在“人体探测报警器”应用示例中, 报警控制电路较为复杂, 调试比较费时, 而且电路的可靠性相对差些。

本例使用传感器 SD02 和集成红外探测控制电路 TWH9511 组成探测报警器, 电路简单、成本较低, 实用性、可靠性更强。

TWH 系列 PIR(热释电传感器)控制电路采用大规模 CMOS 数字电路及微型元件固化封装, 具有性能指标高、一致性好、外围电路简单、安装方便、无需调试等特点。

该电路按信号输出方式可分为三种: 交流供电继电器输出型 TWH9511; 交流供电可控硅输出型 TWH9512; 直流供电集电极输出型 TWH9513。

它们引脚排列如图 10—29(a), (b), (c) 所示。

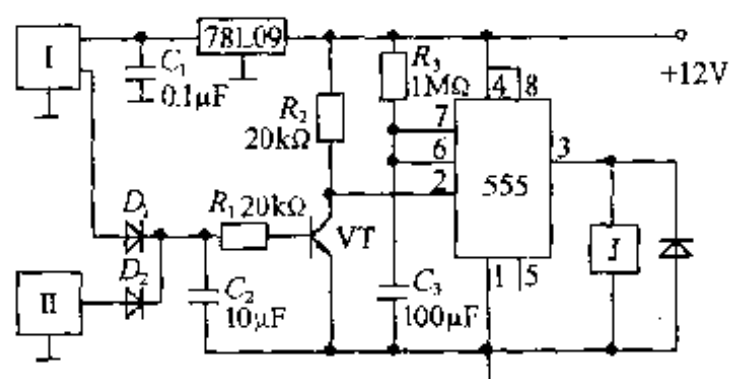


图 10—28 自动门控制电路

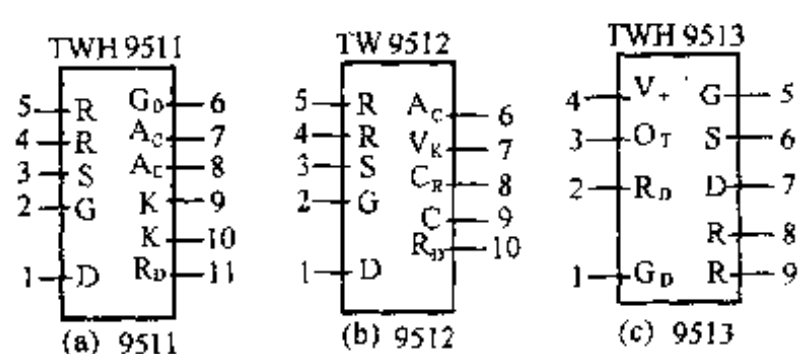


图 10—29 TWH 9511/9512/9513 引脚排列图

各引脚功能如表 10—8 所示。

表 10—8 TWH9511/9512/9513 引脚功能

引脚名	说 明
D	内部 9V 稳压输出, 供 PIR 传感器用
G	传感器探头负电源, 内部放大级公共端
S	传感器信号输入端
R	灵敏度调节, 外接 $300\text{k}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$ 电阻
K	输出端, 接 $\geq 400\Omega$ 负载(如继电器线圈)
V _K	触发输出端, 直接驱动 1 ~ 20A 双向可控硅
O _T	电平输出端, 可输出 $\leq 100\text{mA}$ 电流
A _C	220V 交流输入端
C	220V 交流降压输入端
V ₊	9V 直流供电端
R _D	使能端, 可外接电平控制或光控接口
C _R	交流过零信号检测输入端
G _D	电路公共端

内部原理图如图 10—30、图 10—31 所示。

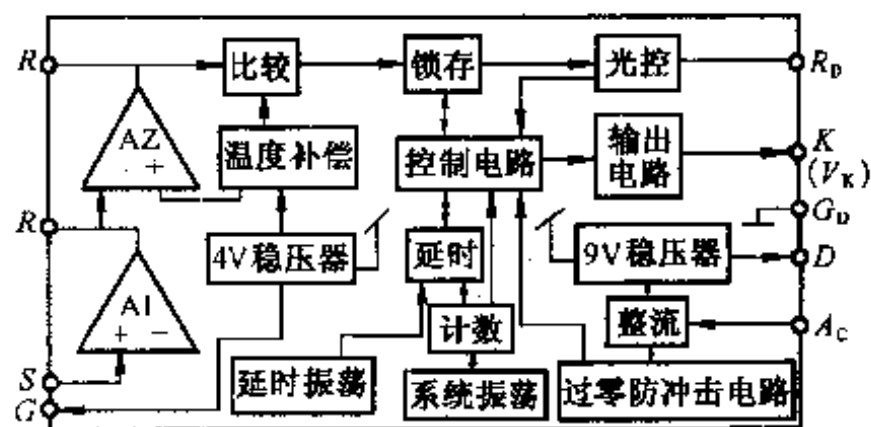


图 10—30 TWH 9511/9512 内部框图

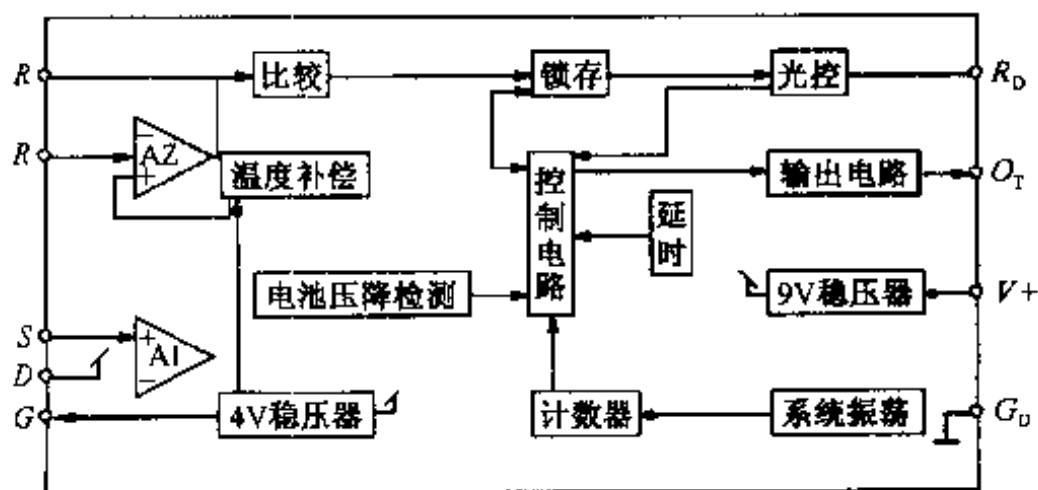


图 10—31 TWH 9513 内部框图

TWH95 系列控制电路内部设计有两个高阻抗输入低噪声运算放大器,其总增益限制在 67dB 之内,灵敏度可通过外接电阻进行调整。比较器为一个典型窗口比较电路,其上下阈值经若干次选择后,确定出最佳门限值。其比较放大电路由内部 4V 稳压电路供电,设有温度补偿电路,因此增益不会随外界温度的变化而改变。这种电路能抑制热气团流动所产生的红外干扰,误报率低,其探测距离达 12m 以上。

TWH95 系列电路,均有使能控制端 R_D ,该脚悬空时为自动状态,接入光控元件可使电路白天待机,晚上恢复自动工作。

电路内部均有为 PIR 预热的开机自动延时电路,延迟时间为 45s,使 PIR 预热后建立稳定的工作状态。另外,内部还设置了输出延时系统电路,延时时间如表 10—9 所示。

表 10—9 TWH 95 系列探测距及延迟时间

模块型号	探测距离*	开机 延时	驱动器件	使用电源	静态功耗	工作温度	输出 延时
TWH9511	> 12m	45s	< 40mA/12V 继电器线圈	220V AC	$\leq 350 \text{ mW}$	- 25 ~ + 55℃	10s
TWH9512	> 12m	45s	1~20A/600V 双向可控硅	220V AC	静: $\leq 240 \text{ mW}$ 动: $\leq 50 \text{ mW}$	- 25 ~ + 55℃	10s
TWH9513	> 12m	45s	< 100mA/12V 直流负载	12V DC	$\leq 70\mu\text{A DC}$	- 25 ~ 55℃	4s

* S 端输入信噪比不劣于 15dB 时的有效作用距离。

如图 10—32 所示,为采用 TWH9511 组成的人体探测/防盗电路。

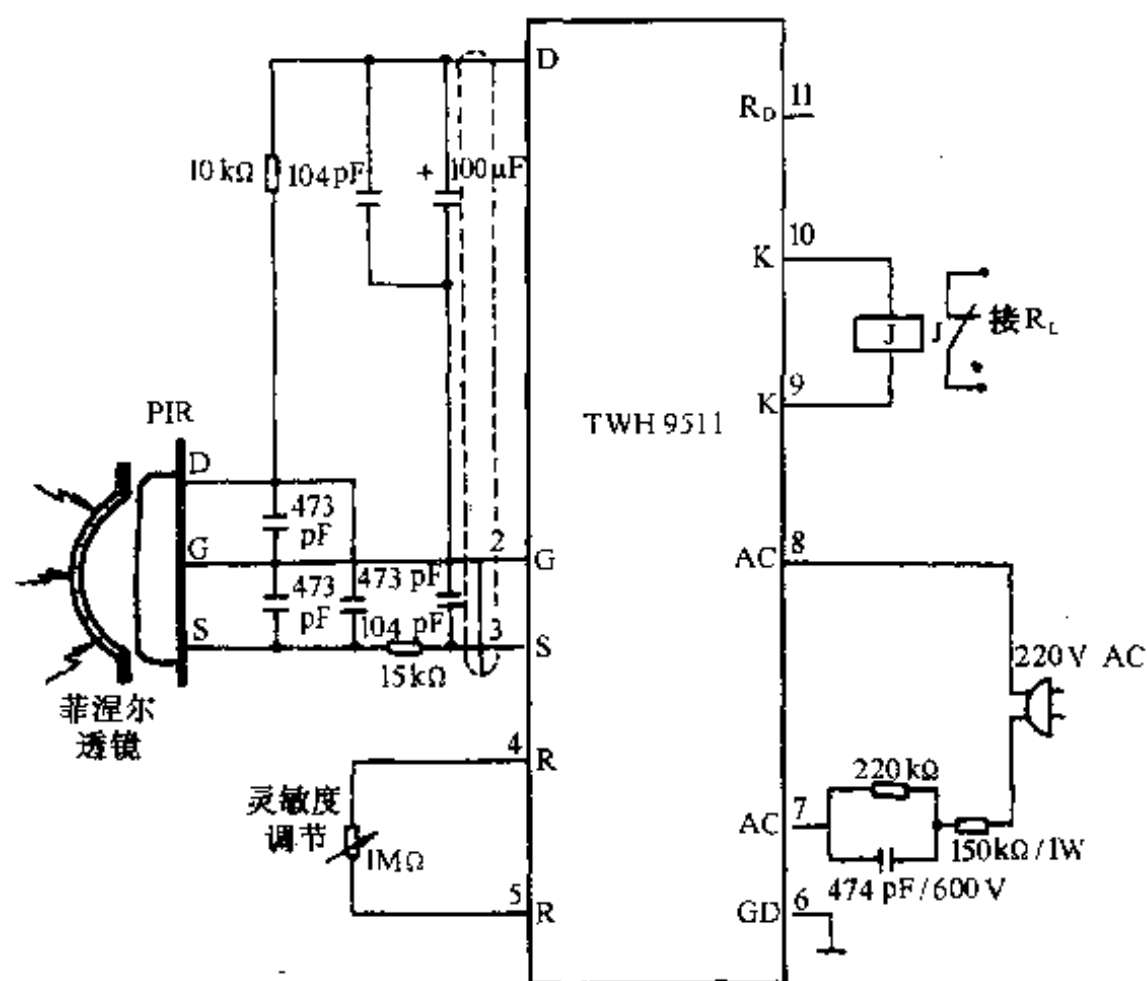


图 10—32 集成红外探测/报警电路

图中 SD5600 是光电模块传感器,相当于集成电路。它把光电二极管、放大器、施密特电路及稳压源组合成一个模块,其内部结构如图 10—33 所示。如果有光能量照射到 SD5600 型光电传感器上,输出端 OUT 输出低电平,即模块内晶体管导通。当光能量低于一定量时,输出高电平。

图 10—32 电路的工作原理为:接通电源后,电路处于开机延时状态,PIR 传感器加电预热 45s 延时结束,电路进入自动检测状态。如果有人进入探测区,人体辐射的红外线被 PIR 传感器探测到,输出幅度约 1mV,频率在 0.3~7Hz (与人体移动速度及透镜型号有关)的微弱信号,此信号经一组高频滤波和阻抗匹配网络,馈入控制电路输入端 S,微弱信号由内部两级带通选频放大后送至窗口比较器进行电压比较,输出触发电平,

此触发信号通过一系列内部系统计数、延时、控制处理及驱动电路,最后推动继电器线圈,继电器的常开触头去控制发声或发光报警装置。

光电模块使电路白天待机,晚上恢复自动工作。探测灵敏度由 4, 5 脚的可变电阻调节。9 与 10 脚接继电器线圈,线圈的直流电阻应大于或等于 400 Ω ,或串联电阻达到使电流限制在 40mA 以下。TWH9511 的三根引线应采用屏蔽电缆,以防止电噪声杂波的影响。传感器探头与控制电路的距离应不要超过 5m,控制电路与报警器的距离可长些。

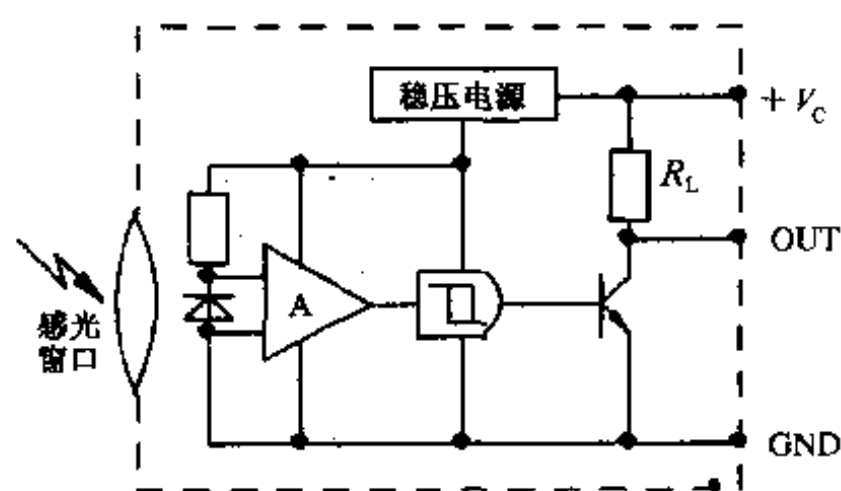


图 10—33 光电模块传感器内部结构

第四节 光纤传感器及应用

光导纤维（简称光纤）与激光、半导体光检测器一样是近年来迅速发展起来的一门新兴的光学技术。光导纤维与金属导体不同,它是一种电绝缘性能很好的理想的信息传输媒介。输电线输电时,会受周围各种电磁场的干扰,用光导纤维传送时,则没有这种影响。因而,光导纤维具有良好的传输特性。光导纤维除用作传输光信息媒介外,还可以利用电、磁与光的相互作用的各种效应,直接传送电、磁信息。此时,变换部分不含有源元件和电源。因此,在绝缘和接地有困难的高压下应用,不仅方法简便,响应特性也好,从而可以组成可靠的、绝缘良好的非接触测量系统。

光导纤维是石英玻璃制成的,20cm 长就可耐压 80kV 以上。因此,以前无法测量的高压下的电磁场强度、温度等量,可用光导纤维迅速地测量。

光导纤维耐腐蚀,在水中、溶液中、化学气体中也能使用。特别是由于它不受电磁感应的影响,不用担心出现火花,因此,在煤矿、石油和气体贮藏所等易燃易爆环境下,也可正常进行测量。

光导纤维的特点总结如表 10—10 所示。

由于光导纤维有这些特点,现已研制出测量位移、速度、加速度、压力、液面、流量、温度等各种物理量的光纤维传感器。

表 10—10 光导纤维的特点

特 点	技 术 数 据
传输频带宽	30MHz·km ~ 10GHz·km 以上
低损耗	3 ~ 10dB(最低已达 0.2dB)/km
可挠曲	可以承受半径 20cm, $\pm 90^\circ$, 53 次以上折曲而不折断。
直径细	心线(芯子、包层、保护层在内)直径也只有 1mm 左右
重量轻	数百克/km(不含保护层重量)
不受电磁干扰	承受 19kA·T/m, 1500kV/m 的冲击性电磁波干扰仍不呈现影响
绝缘好	沿光纤表面能耐受 80kV/20cm
耐水性强	尤以石英系玻璃光导纤维为佳
耐火	石英玻璃光导纤维熔点高达 1700℃ 以上

一、光导纤维传光原理及主要参数

1. 光导纤维传光原理

首先来看一下光导纤维的结构,主要有芯型结构和芯皮结构两种。

取一根芯型结构的光纤,把它切断后放在显微镜下观察,可以发现它的断面很象胡萝卜,中央有一个芯子,芯子的直径只有几十微米,芯的四周是一层包皮。整个纤维的外径约为 100 ~ 200 μm ,如图 10—34 所示。芯子是用高折射率的石英玻璃做成,包层是用低折射率的玻璃或塑料制成;芯皮结构的光导纤维是先用包层材料做成空心毛细管,中间孔径很小,然后再用高压将折射率高的液体压入管中而制成。

根据物理光学,当光线从光密介质进入光疏介质时,它的传播方向将发生改变。一般情况下,光线就在该处一部分折射到光疏介质中,一部分反射回光密介质。但是,如果光线的入射角增加到一定角度时,光线就会从两种介质的分界面上全部反射回光密介质中,而没有光线透射到光疏介质,这就是全反射现象。产生全反射的光的入射角叫做临界角。这时,对光来说,两种介质的界面就起到了壁垒的作用,如图 10—35 所示。

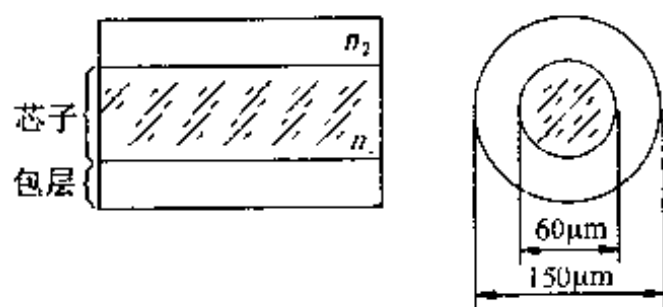


图 10—34 光导纤维的结构

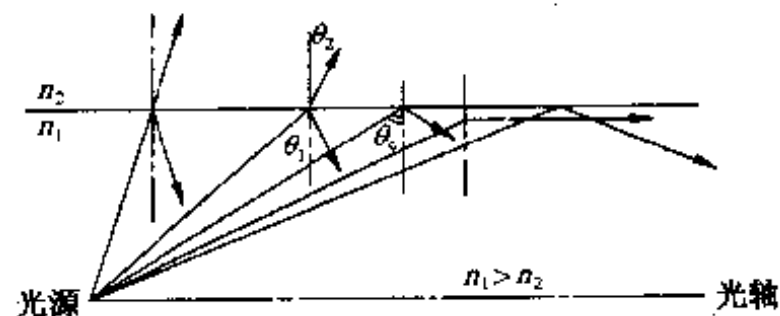


图 10—35 光的折射和反射

光导纤维芯子的折射率 n_1 要略大于包层介质的折射率 n_2 ,当光线从芯子入射,其入射角大于或等于临界角时,光线在芯子内就会产生全反射。在界面上经过无数次全反射,在芯子内向前传播,最后传播到光纤的另一端。

这种沿芯子传输的光,可以分解为沿轴向与沿截面传输的两种平面波成分。沿截面传输的平面波在芯子与包层的界面处全反射。所以,每当一往复传输的相位变化是 2π 的整数倍时,就可以在截面内形成驻波。像这样的驻波光线组又称为“模”。光导纤维内只能存在特定数目的“模”的传输光波。如果用归一化频率 γ 表达这些传输模的总数,其值一般在 $\frac{\gamma^2}{2} \sim \frac{\gamma^2}{4}$ 之间。归一化频率 γ 由下式给出

$$\gamma = \frac{2\pi r NA}{\lambda}$$

式中 λ ——为传输光波长;

r ——光导纤维芯子半径;

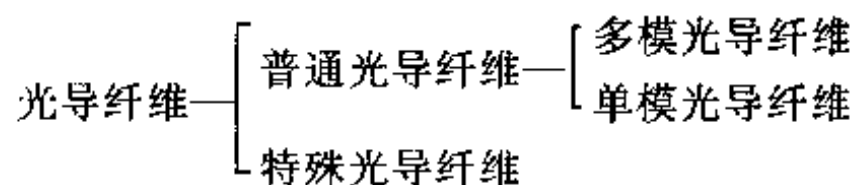
NA ——数值孔径。

能够传输较大 γ 值的光导纤维(即能够传输较多的模)称为多模光导纤维。此种光导纤维的芯子直径($40 \sim 100\mu\text{m}$)比入射光波长大。若芯子直径细到波长左右(数微米),仅能传输 γ 小于 2.41 的光导纤维,则称为单模光导纤维。

单模和多模光导纤维,两者都是当前光纤通信技术上最常用的。因此,它们通称为普通光导纤维。

对用于检测技术的光导纤维,往往有些特殊要求,所以又称其为特殊光导纤维。

因此,光导纤维一般可分类为



2. 光导纤维的主要参数

(1) 数值孔径

光线在光纤中产生全反射的入射角大小,称为光导纤维的孔径角。孔径角的正弦与入射光线所在媒质的折射率乘积称之为数值孔径(numerical aperture)。

$$NA = n_1 \sin \theta_c$$

式中 n_1 ——芯子折射率;

θ_c ——孔径角。

数值孔径是表示光导纤维集光能力的一个参量,它越大就表示光导纤维接收的光通量越多。

(2) 透过率

透过率是表示光导纤维传光性能好坏的一个重要参量。透过率为输出光通量和输入光通量之比。

对光导纤维来说,影响透过性能的主要因素有:光导纤维芯料的吸收、界面的全反射损失、光导纤维端面的反射损失等。

二、光纤传感器转换方式

光纤传感器大致可分为传输型和功能型。就前者而言,光纤仅起传输光信号的作用,必须在纤维端面加装其它敏感元件才能构成新型传感器,故又称为非功能型(NFF: Non Functional

Fiber)。由于它仅起传输作用,所以主要使用传输光量大的多模光纤。对于后者,是利用光导纤维本身具有的某种敏感特性或功能,将来自测量对象的输入量转换为光的一次传感器的作用包容为光纤本身的一个部分。此部分的物理量随输入而发生相应的变化。故称为功能型(FF:Functional Fiber)。FF型传感器主要靠被测对象调制或影响光导纤维传输特性,所以,只能用单模光导纤维。

三、光纤传感器

1. 光纤位移传感器

把传输和接收的两路光导纤维束扎在一起,从传输纤维射出的光经被测对象表面反射后,再经接收纤维传输回原端的光量会随被测对象表面与传感器端面的相对位置而异。这是一种结构简单、性能比较可靠的位移传感器。

由图 10—36 可知,传输纤维射出的光,在距离传感器端面 d 处反射回接受光导纤维。当 d 很小时,接收到的光量也较小,随着 d 的增加接收到的光量也增加。其中,某一 d 值时,接收光量达到最大。

图中曲线之 a 段所测位移范围较小,但灵敏度较高。这时,传感器适于测小位移或振动及材料表面状态等。曲线 b 段所测位移范围较大,但灵敏度较低,适于测物位。

这种传感器已批量生产,光源用 900nm 红外 LED,光敏元件用 Si-PD。被测对象表面为金属时,这种传感器测量位移的分辨率可达 $0.25\mu\text{m}$ 左右。

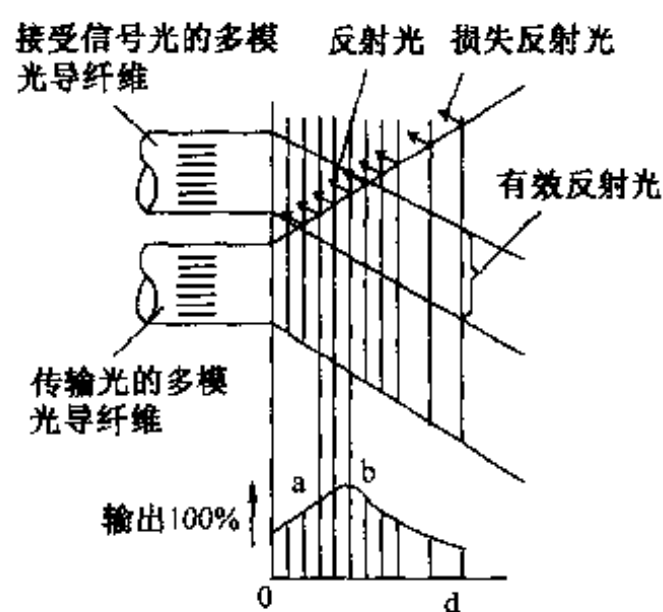


图 10—36 光导纤维位移传感器原理

2. 光纤压力、振动传感器

光纤压力、振动传感器,可分为传输型光导纤维压力、振动传感器和功能型光纤压力、振动传感器。

多模光导纤维受到压力等非电量调制后,产生弯曲变形,这一变形导致其散射损失增加,从而减少所传输的光量,检测出光量的变化则可测知压力、振动等非电量。

图 10—37 所示为多重曲线折压力传感器。它将光导纤维插入两块承压板之间,承压板受压,其间的光导纤维产生弯曲变形,因而影响光纤的传输特性,从而使其传输损失明显增加。这种传感器对于低频的压力变化具有较高的灵敏度,可检测的最小压力为 $100\mu\text{Pa}$ 。

图 10—38 所示为光纤振动传感器。把光纤弯曲成 U 形结构(曲率为 3cm),在 U 字形光纤顶部加上振幅为 $50\mu\text{m}$ 的振动力,则可在输出端观察到光强有百分之几的振幅调制输出光,因而可利用这一原理测量振动。

传输型光纤压力、振动传感器是在光纤的一个端面上配置一个一般的压力敏感元件和振动敏感元件构成的,光纤本身在传感器中只起着光的传导作用。

虽然传输型光纤压力、振动传感器要附加上压力-光,或振动-光转换器件(压力、振动引起光的反射率和透射率的变换方式),但这种类型的传感器不存在电信号,所以对于医用来说

比较安全。因为把传感器置入人体内,即使有微小的漏电也会带来危险,故使用光纤传感器是非常有效而安全的。

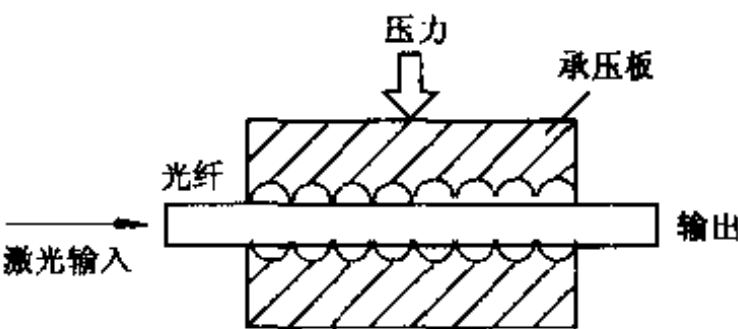


图 10—37 多重曲折式压力传感器

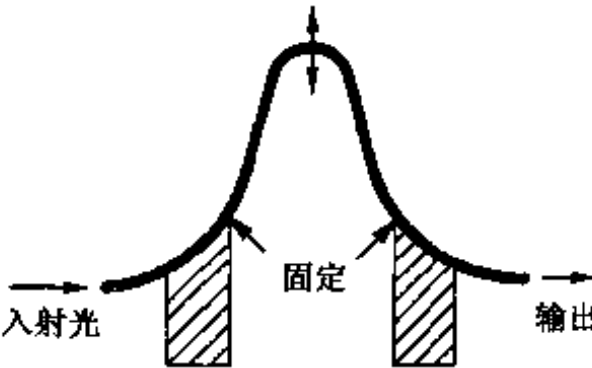


图 10—38 光纤振动传感器

图 10—39 所示是一种液晶光纤压力的传感器。它是在光纤的前端配置上一个盛液晶的容器,液晶受压时,通过光纤的入射光照射到液晶面,使液晶的散射光的强度随所受压力的大小而发生变化,因此,可通过检测散射光的强度大小来反映出作用压力的大小。这种传感器可以用来测量血压等,但这种液晶光纤压力传感器的温度稳定性欠佳。

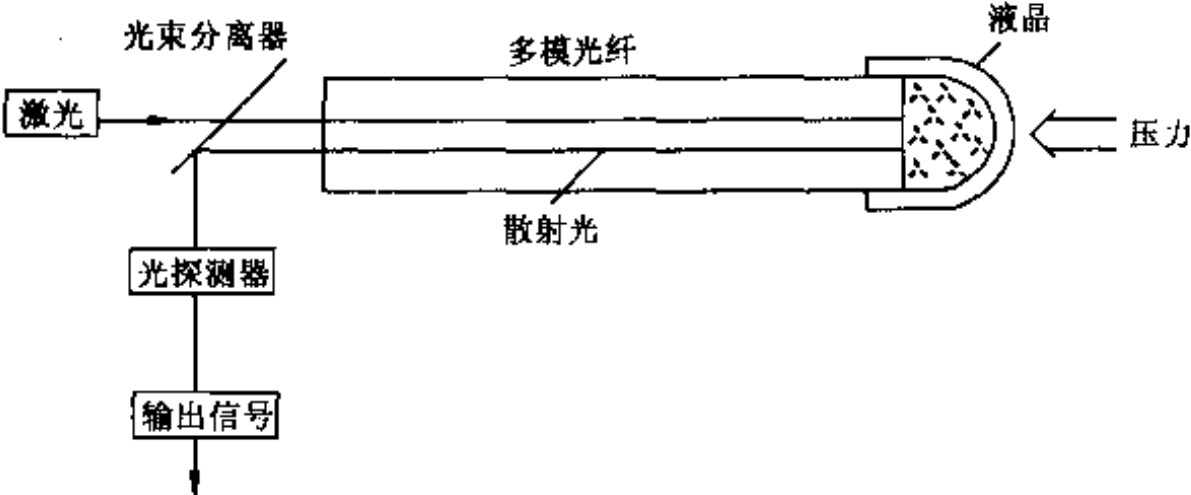


图 10—39 液晶光纤传感器

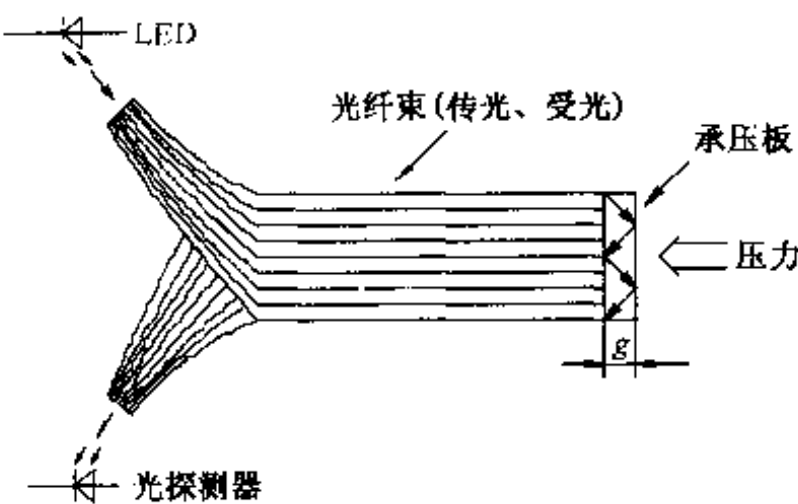


图 10—40 承压板位移型光纤压力传感器

器的温度稳定性也较差。为了提高测量精度,通过附加上一个自动温度校正装置,可将测量误差控制在一个较小的数值范围内。

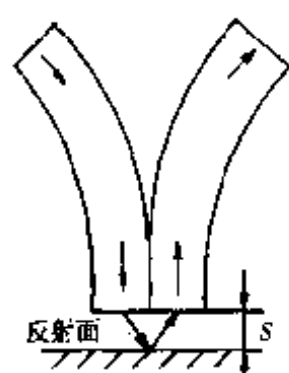
四、光纤传感器应用

光导纤维传感器虽然不如电阻式传感器、电感式传感器、热电式传感器等开发应用时间

长,规格品种多,但它毕竟具有很多优点,具有很好的发展前景和应用潜力。各种光纤高隔离传感器,单、多模光纤耦合器,Y型光纤耦合器,光接收器件,光发射器件品种很多,性能也较高。进入九十年代,光纤技术获得飞速发展和应用,尤其是通讯领域。

1. 光纤微位移测量仪

利用Y型光纤传感器测微位移的原理如图10—41所示。其测量端面要平齐且垂直于光纤的轴线,测量时光纤轴线与被测面垂直。一根光纤作为入射线,输出光强稳定的光线;另一根光纤作为反射光线,输出反射光,传感器与被测物的反射面在4.0mm之间调节。其数据如表10—11所示。



10—41 Y型光纤传感器测量位移

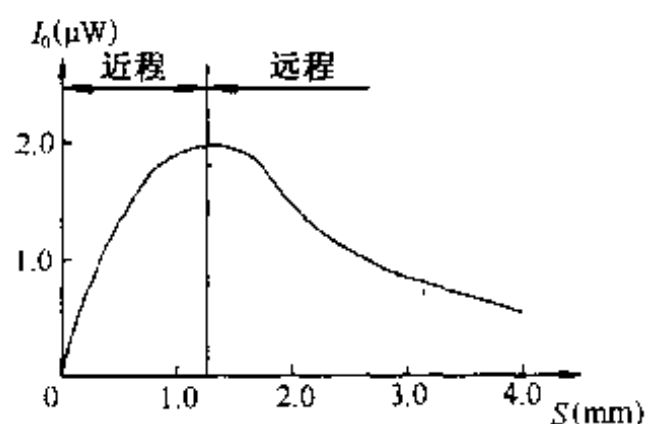


图 10—42 反射光强与位移的关系曲线

反射光强 I_0 和位移 S 的关系曲线如图10—42所示。它可用下式来描述:

$$I_0 = ax^b e^{cx}$$

式中, x 为位移;

现在用 y 来表示反射光强 I_0 , 则

$$y = ax^b e^{cx}$$

x 值构成以 $h = 0.2\text{mm}$ 为公差的等差级数, 则可以设

$$X = \Delta \lg x = \lg x_{i+1} - \lg x_i$$

$$Y = \Delta \lg y = \lg y_{i+1} - \lg y_i$$

故

$$\begin{aligned} Y &= \lg ax_{i+1}^b e^{cx_{i+1}} - \lg ax_i^b e^{cx_i} \\ &= b(\lg x_{i+1} - \lg x_i) + c(x_{i+1} - x_i) \lg e \\ &= ch \lg e + bX \end{aligned}$$

式中 b, c 可用回归法求得。

表 10—11 位移与光强的关系

$S(\text{mm})$	0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4
$I_0(\mu\text{W})$	0	1.18	1.50	1.85	2.09	2.09	2.11	2.17	2.00	1.90	1.81	1.70	1.61
$S(\text{mm})$	2.6	2.8	3.0	3.2	3.4	3.6	3.8	4.0	—	—	—	—	—
$I_0(\mu\text{W})$	1.41	1.32	1.22	1.10	0.99	0.93	0.85	0.7	—	—	—	—	—

上式呈直线,但用电路实行线性化是很困难的或是很复杂的,但曲线可用二折线来近似。

$$I_0 = kx \quad (0 < x \leq 1.2\text{mm}) \quad (10-4)$$

$$I_0 = k'x + b \quad (1.2 \leq x \leq 4.0\text{mm}) \quad (10-5)$$

式中, k 和 k' 为斜率, b 为截距, 可由数据求出。

由图 10—42 可以看出, 输出 I_0 不是单值函数, 多数情况下, 一个 I_0 值对应两个不同的位移 S , 因此应由式(10—4)或式(10—5)来设计电路。本文由式(10—4)设计电路。

给入射光纤输入一个稳定的光强, 这就需要给发光器一个稳定的电流或电压, 发光器可为激光器或发光二极管。

将光强的变化转换成电信号的变化, 即光电转换。将反射光转换成电信号可用光电二极管。受光照时, 光电管根据光强的变化按比例地变换成电流的变化。

整个测量电路如图 10—43 所示。整个电路由三大部分组成: 光电变换及放大部分, 峰值保持及报警部分, A/D 变换及显示部分。

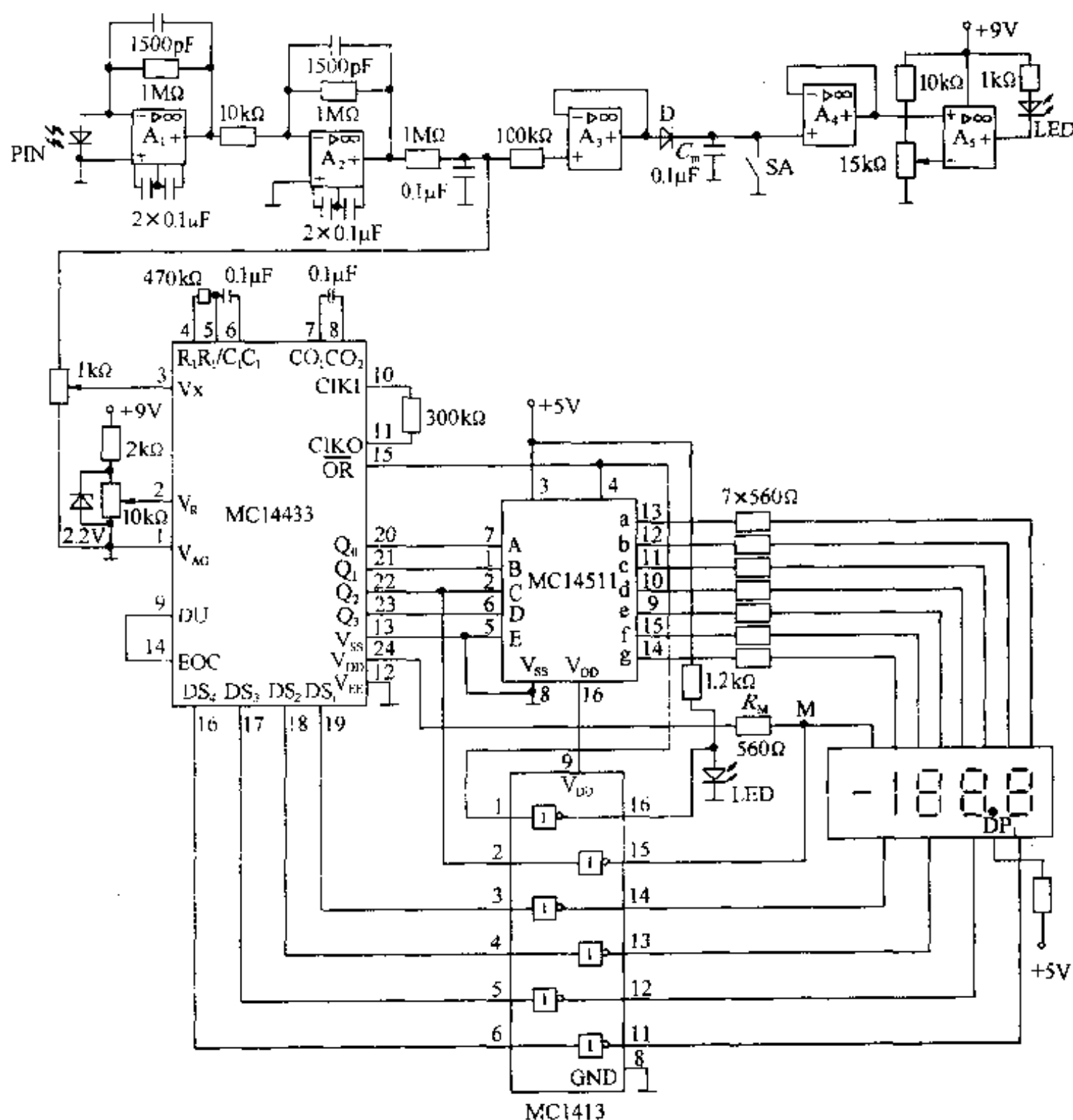


图 10—43 光纤微位移测量电路

A_1 和 A_2 组成光电变换及放大部分: A_1 组成 I/V 变换器, 将光电二极管 PIN 微弱的光电流变换成电压。由于光电二极管的光电流通常为 $1\mu\text{A}$ 左右, A_1 应选择输入阻抗高、输入偏

流小的运放,如 CA3140,7650 等。 A_2 对 A_1 变换后的电压进行放大,使之在 $0 \sim 5V$ 之间。之后经 RC 低通滤波器滤波,送入 A/D 转换器显示被测位移或距离的数值。

峰值保持及报警部分:由于位移与光强 I_0 之间不是单值函数,因此,当 I_0 达到最大值时应予以告示,故用峰值保持电路 A_3 、D、 C_m 和电压比较器 A_5 来报警,当反射光强 I_0 达到最大值时应予以报警。若二极管 D 之后电压为 U_D , A_3 的输入电压为 U_i , A_3 的输出端电压为 U_o 。当 $U_i > U_D$ 时, $U_+ > U_-$, 所以 $U_o > 0$ 为正值,二极管 D 导通,此时电路为一电压跟随器, $U_i = U_o = U_D$, 输出跟随输入而变化;当 $U_i < U_D$ 时, $U_+ < U_-$, 所以 $U_o < 0$ 为负值,二极管 D 截止,此时电容 C_m 无放电回路,输出电压 U_D 保持原有值。当 U_i 再次大于 U_D 时, D 再次导通, U_D 再次跟随 U_i 变化。 A_4 为电压跟随器, A_5 为电压比较器,当 A_4 的输出电压 $V_{04} < V_5^-$ (A_5 反相端电位)时,发光二极管 LED 亮,测试处于近程;当 $V_{04} \geq V_5^-$ 时, LED 不亮,测试处于远程, SA 是放电用的。

A/D 变换及显示部分: A/D 转换器为 MC14433, 芯片的电压量程为 $2.000V$ 或 $200.0mV$, 当芯片的电源电压为 $\pm 5V$ 时,其量程的大小由积分电阻和积分电容确定。本电路的芯片量程为 $2.000V$, 积分电阻(接 4,5 脚)和积分电容(接 5,6 脚)分别为 $470k\Omega$ 和 $0.1\mu F$ 。和 7,8 脚相联的内部电路为自动复零电路,外接 $0.1\mu F$ 电容。与 10,11 脚相联的内部电路为 RC 自激多谐振荡器,它产生一定频率的对称方波以统一芯片内部各电路的动作,其振荡频率由外接电阻确定。3 脚 V_X 为模拟电压输入端,1 脚 V_{AG} 为模拟地,被测量的输入电压加至这两端。对一般非智能仪表,将 9 脚与 14 脚短接。MC14433 内部没有参考电压,参考电压由 2 脚引入,当量程为 $2.000V$ 时,需要准确的 $2.000V$ 。

MC14433 为动态扫描电路,其位选端 $DS_1 \sim DS_4$ (19 脚 ~ 16 脚)所产生的方波在任一时刻,只允许一个为高电平。当 $DS_1 = 1$ 时,数据输出端 $Q_3 \sim Q_0$ (23 ~ 20 脚)输出对应于千位的 BCD 码;当 $DS_2 = 1$ 时,输出端 $Q_3 \sim Q_0$ 输出对应于百位的 BCD 码,依次类推。这种动态扫描的特点对于多位的十进制输出只需要一个计数器和一个译码、锁存、驱动器,它是依靠 $DS_1 \sim DS_4$ 中的高电平输出对应 BCD 码的。

$\overline{OR}$ (15 脚)为溢出标志输出端,当输入电压 $|V_i| > V_R$ 时, $\overline{OR} = 0$;平时 $\overline{OR} = 1$ 。本电路用发光二极管 LED 指示超量程,平时 LED 不亮,当 $|V_i| > V_R$ 时, LED 发光。

V_{DD} (24 脚)为芯片的正电源端; V_{EE} (12 脚)为芯片的负电源端。 V_{SS} (13 脚)在这里接地。

MC14511 为一只集译码、锁存、驱动功能于一体的集成电路,它输入为 BCD 码,输出为七段译码。本电路经 $7 \times 560\Omega$ 的限流电阻和显示器的各段阳极相联。

数码显示由达林顿阵列 MC1413 驱动,图中为等效画法,各列只用一个反相器等效表示,数码管显示受 $DS_1 \sim DS_3$ 控制。如当 $DS_3 = 1$ 时,十分位的数码管应显示。

在位选信号 $DS_1 = 1$ 时, Q_2 表示极性, $Q_2 = 1$ 时,显示为正,即输入 $V_i > 0$; $Q_2 = 0$ 时,显示为“-”,即 $V_i < 0$ 。因此, $DS_1 = 1, Q_2 = 1$ 时,达林顿反相器 2 输出为 0,使 M 点为低电平,“-”号不被点亮。当 $DS_1 = 1, Q_2 = 0$ 时,反相器 2 输出为 1,使 M 点为高电平,使“-”号点亮。

电路调试:如果反射光强为 0, A_2 的输出不为零,则应在 A_2 的同相端加一适当电压进行调整。 A_2 的输出电压在 $0 \sim 5V$ 之间,但 MC14433 的输入电压 V_X 不能超过 $2V$,故用 $1k\Omega$ 的电位器调节 V_X 的大小,使 $V_X \leq 1.999V$ 。MC14433 的基准电压 V_R 不是 $2.000V$,它是定标用的,将传感器与被测物取一标准位移,调节 V_R ,使数字显示为同一数字。

第五节 生物传感器应用概述

以生物活性物质制作的敏感元件通称为生物传感器。生物活性物质包括酶、受体、抗原、抗体、细菌、外源性凝集素、细胞、组织切片等。由这些活性物质制作的生物传感器有酶传感器、受体传感器、免疫传感器、酶—免疫传感器、细菌传感器、细胞传感器与组织切片传感器等。

生物传感器有如下特点:

①选择性好(或噪声低),由于生物体的分子识别功能,可从众多的化学物质中单独识别特定的分子。因此以生物敏感材料为基础做成的生物传感器选择性能好、噪声低;

②灵敏度高,检测下限可达 10^{-9} g/L;

③体积小,可植入人或动物体内,乃至细胞内进行监测;

④需用样品量少(可达微升级);

⑤应用面广,可用于人体各种生理生化指标的监测、临床化验、生物工业生产中的过程监测与质量控制以及机器人感官等。

但是,生物传感器的主要弱点是使用寿命较短。

随着生命科学与生物技术的飞速发展,在生物工业的生产、医学的诊断和治疗等方面需要多种生物敏感元件;在生物医学测量、生物反应器的自动监测与控制方面,也需要大量的多种生物传感器用来采集生物信息。生物传感器不仅为生命科学的定量化、生物工业过程监控等所必需,而且又是新型电子元器件——分子电子器件与生物电子器件研制的重要元件,用生物硅片做成的新一代计算机,其体积还可以缩小,其记忆容量与计算速度比现代计算机大三个数量级以上。

第六节 数字传感器应用概述

近年来,随着计算机技术,尤其是微型计算机和微处理器的迅猛发展和广泛应用,各种各样具有微机或微处理器的智能检测仪器及检测控制系统大量涌现。

在数字化检测和控制系统中,一个模拟式传感器的输出必须经过 A/D 转换。但模拟式传感器自身的检测精度和分辨率都受到一定的限制,通常只有 1% 左右。例如,对于一个普通的以电压量输出的模拟式传感器,要获得高精度,不仅对传感器本身的性能有要求,而且对传感器的基准电压有更高的要求。如果为了达到 0.01% 的测量精度,基准电压的精度要达到 0.001%,这就是说,对于一个 10V 的基准电压要求有 0.1mV 的精度,要经济地获得这样高精度的电压是很困难的。另一方面模数转换系统的精度也不可能很高。采用具有直接数字量输出的传感器就能避免上述问题。因此,人们越来越重视数字式传感器技术的发展。所谓数字式传感器,是指能把被测(模拟)量直接转换成数字量输出的传感器。

数字式传感器具有下列特点:

①具有高的测量精度和分辨率,测量范围大;

②抗干扰能力强,稳定性好;

③信号易于处理、传送和自动控制;

④便于动态及多路测量,读数直观;

⑤安装方便,维护简单,工作可靠性高。

在检测和控制系统中广泛应用的有三类数字式传感器:一是直接以数字量形式输出的传感器,如绝对编码器;二是以脉冲形式输出的传感器,如增量编码器、感应同步器、光栅和磁栅;三是以频率形式输出的传感器。

第十一章 计算机辅助检测及综合应用

本章在概要介绍计算机辅助检测技术的基础上,结合应用实例,较为详细地分析了计算机检测及控制系统中广泛应用的数据采集系统构成、功能及应用要点。

第一节 计算机辅助检测

随着计算机技术的飞速发展,其性能/价格比不断提高,计算机检测和控制技术在各领域中得到广泛、重要、不可取代的应用。比如在数据采集、波形存储、非线性校正、系统误差的消除、数字滤波和信号处理、参数估计和系统识别、自动检测和控制等,计算机辅助检测拓宽了检测的内涵和外延。同时,计算机辅助检测既需要将模拟信号转换成数字信号,便于计算机进行数值处理,也需要将数字信号转换成模拟信号以推动控制系统的执行元件或模拟显示、记录仪器等。

通常把实现模拟量转换成数字量的电路系统称为数据采集系统,其关键器件是 A/D 转换器;把实现数字量转换成模拟量的电路系统称为数据分配系统,其关键器件是 D/A 转换器。在实际应用中,首先是以实现 A/D 转换为基础的计算机检测系统——亦称计算机数据采集系统,既可作为独立的检测系统,又可以作为计算机控制系统的前向通道,为控制系统提供信息。这种计算机数据采集系统应用极为广泛。其次是计算机数据分配系统以及计算机辅插卡式硬件、软件构成的各种虚拟设备,这些虚拟设备可用以完成以前靠复杂硬件构成的专用设备的功能。如以 DSP 芯片构成的数字信号处理插卡插入计算机总线,配以相应软件可以构成快速傅立叶变换仪。本章将着重介绍其中应用广泛的计算机数据采集系统。

第二节 计算机数据采集系统

一、计算机数据采集系统的组成

根据被采集信号的个数及频率变化等,采集系统有单通道和多通道、高速和低速之分。

1. 不带采样保持器的单通道数据采集系统

对于直流或者低频信号,通常可以不用采样保持器,这时模拟输入信号的最大变化率与 A/D 转换器的转换率有如下关系:

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{\max} = 2^{-n} V_{FS} / T_{\text{conv}}$$

式中 T_{conv} ——转换时间;

V_{FS} ——转换器的满刻度值;

n ——分辨力。

例如: $V_{FS} = 10V$, $n = 11$, $T_{conv} = 0.1s$, 则输入电压最大变化率约为 $\frac{1}{20} V/s$ 。

2. 带采样保持器的单通道数据采集系统

在模拟输入信号变化率较大时, 需要采样保持器, 这时模拟输入信号的最大变化率取决于采样保持器的孔径时间, 其模拟输入信号的最大变化率:

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{\max} = 2^{-n} V_{FS} / T_{AP}$$

式中, T_{AP} 为孔径时间。

如果将保持命令提前发出, 提前的时间与孔径时间相等时, 则输入模拟信号最大变化率仅取决于孔径时间的不定性 t_{ap} , 并可由下式决定:

$$\left. \frac{du}{dt} \right|_{\max} = 2^{-n} V_{FS} / t_{ap}$$

式中, t_{ap} 为孔径时间不定性。

例如: 采样频率 $f_s = 100kHz$, $V_{FS} = 10V$, $t_{ap} = 3ns$, $n = 11$

则 $\left. \frac{du}{dt} \right|_{\max} = 5mV/3ns = 1.67V/\mu s$

3. 多路数据采集系统

每路都有独自の采样保持器和 A/D 转换器, 如图 11—1 所示。这种形式通常用于高速系统, 允许各通道同时进行转换, 常用于多信号且转换速率高的系统。但系统硬件成本高。

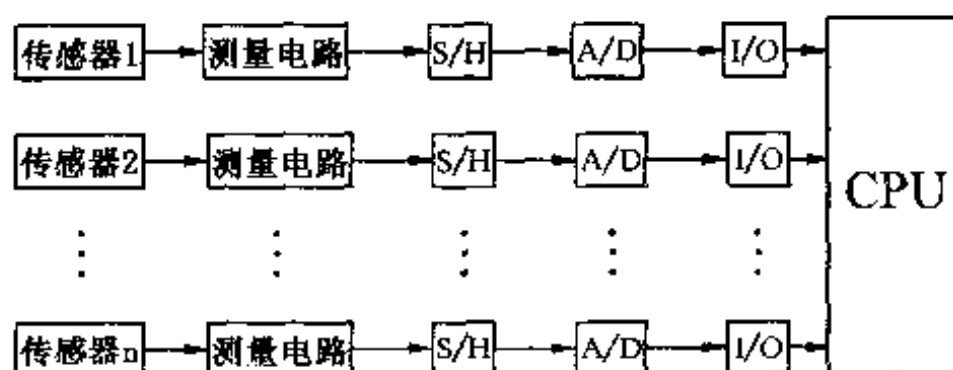


图 11—1 多路数据采集系统

4. 多路共享 A/D 数据采集系统

如图 11—2 所示为其框图, 各路都带有采样保持器 (S/H), 但共享 A/D 通道。因为这种通道形式中, 每个通道的 A/D 转换是经多路开关分时串行进行的, 故速度较慢。但由于采用多个 S/H, 故捕捉时间可以忽略。

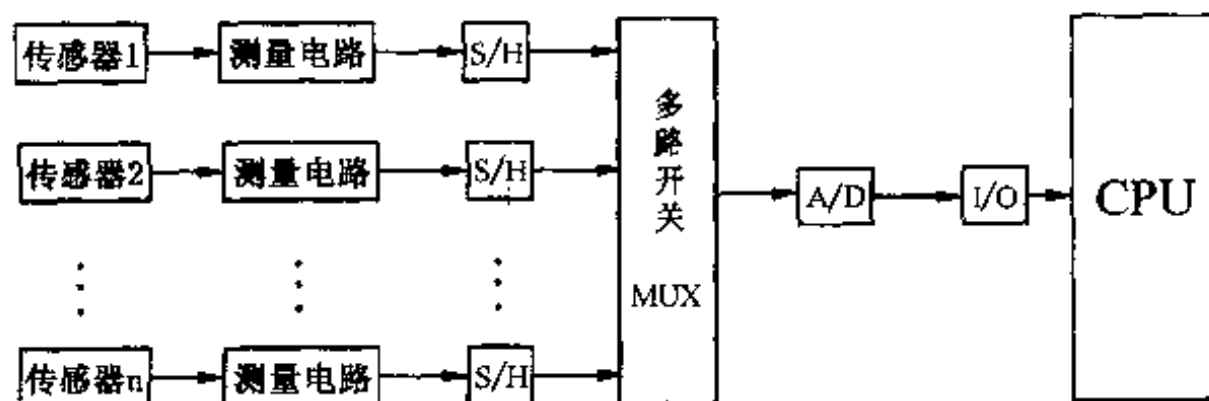


图 11—2 多路共享 A/D 数据采集系统

5. 多路共享采样保持器与 A/D 数据采集系统

如图 11—3 为其框图。这种采集系统较之以上两种通道形式速度慢,但更节省硬件。由于采用公用的 S/H,因此在启动 A/D 转换电路之前,必须考虑 S/H 的捕捉时间,只有当保持器电容充放电的过渡过程结束后才允许启动 A/D 转换器。

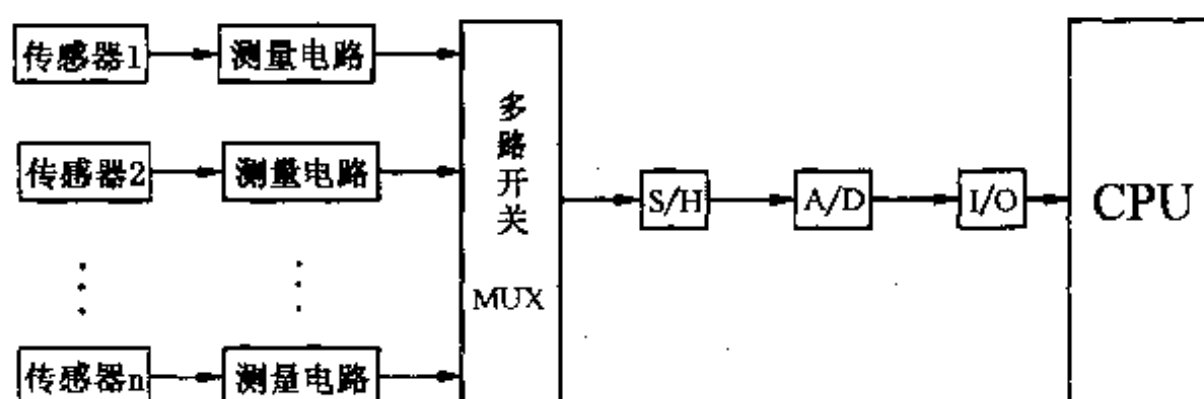


图 11—3 多路共享采样保持器与 A/D 数据采集系统

以上是模拟信号计算机数据采集系统的组成。如果通过 V/F 转换,可直接通过 I/O 口或中断入口送入计算机;对于频率信号,能满足 TTL 电平要求时可直接通过 I/O 口或中断入口送入计算机,对于小频率信号则应通过放大、整形变成 TTL 电平频率信号送入;对于开关信号,能满足 TTL 电平要求时,可直接输入 I/O 口或中断入口。

对于共享 A/D 的多路或多数据采集系统,为了使用一个放大器来满足不同的模拟量输入通道的不同增益数值,节省硬件,必须选用可编程增益放大器,在用软件控制通道切换的同时,改变放大器增益数值。

二、计算机数据采集系统的应用问题

计算机数据采集系统如上所述由多个环节组成,应用中要注意一些问题。

1. 放大器

在测量电路中,常有对传感器输出小信号放大的运算放大器。传感器的工作环境往往比较恶劣,在传感器的两个输出端上经常有较大的干扰信号,有时是完全相同的干扰信号,称为共模干扰。虽然运算放大器对直接输入到输入端的共模信号有较高的抑制能力(通常 $\text{CMRR} > 100\text{dB}$)。如果共模干扰信号不是直接加到运算放大器的差动输入端 $+ \text{IN}$ 和 $- \text{IN}$ (如一路直接加到 $+ \text{IN}$,而另一路却经过电阻再加到 $- \text{IN}$ 端),并不能起到很好的抑制作用。因此,传感器的输出信号应直接加到放大器的 $+ \text{IN}$ 和 $- \text{IN}$ 端上。

2. 采样/保持器

采样/保持器是在输入逻辑电平控制下,处于“采样”或“保持”两种状态的电路。在采样状态下,电路的输出跟踪输入模拟电压;转为保持状态时,电路输出保持前一次采样结束瞬时的模拟信号电平,直至进入下一次采样状态为止。

最基本的采样/保持器由模拟开关 S、保持电容 C_H 和缓冲放大器组成,如图 11—4(a)所示。当控制信号 V_C 为采样电平时, S 导通,保持电容充电,这时输出电压 V_O 跟踪输入电压变化,当控制信号 V_C 为保持电平时, S 断开,输出电压保持在模拟开关断开瞬间的输入信号值,如图 11—4(b)所示。

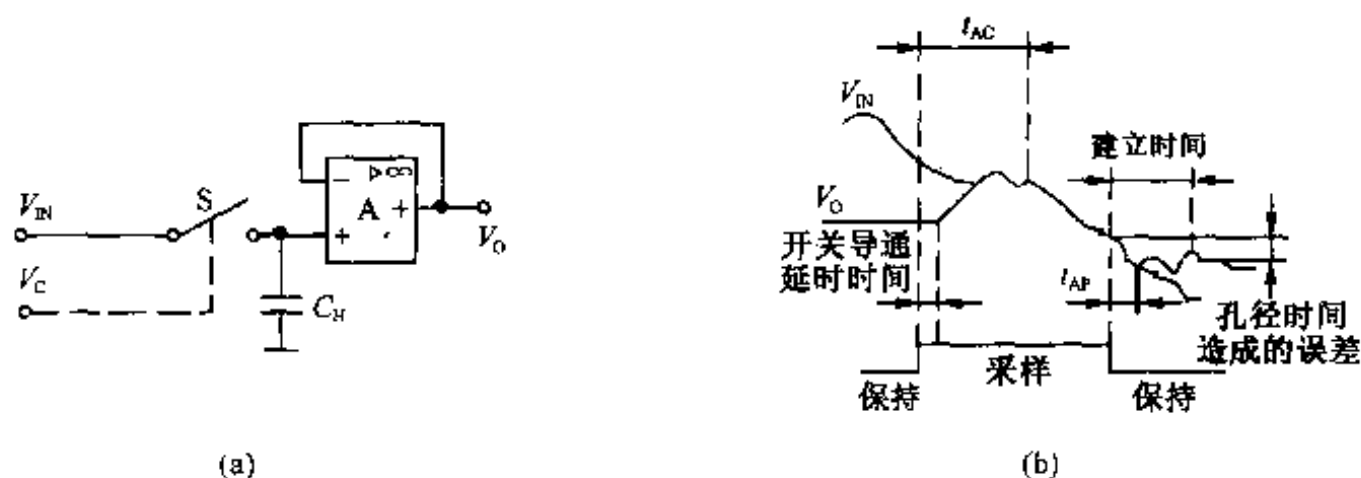


图 11—4 采样保持器原理图

在采样/保持器中,由于模拟开关有一定的动作滞后,在保持命令发出后直到模拟开关完全断开所需的时间称为孔径时间 t_{AP} 。由于采样/保持器仍然具有一定的孔径时间,A/D 采样时间被额外地延迟了。

采样/保持器的状态逻辑控制信号 V_C 由“保持”电平转为“采样”电平之后,其输出电压 V_O 将从原保持值过渡到跟踪信号 V_{IN} 值,这段时间称为捕捉时间 t_{AC} 。它包括模拟开关的导通延迟时间和建立跟踪的稳定过程时间。显然,A/D 转换的采样周期必须大于捕捉时间,才能保持采样阶段充分地采集到输入模拟信号 V_{IN} 。

对于快速变化的输入信号,A/D 转换器是对信号的某一瞬间状态实现转换的。A/D 转换有一定的孔径时间 t_A (与采样/保持孔径时间不是一个概念)。由于 t_A 的存在,必然会造成过大的转换误差。要减少此误差,只能减小孔径时间。采用采样/保持器使 A/D 采样瞬间将输入信号的瞬间状态“冻结”,这样能大大地减少由于 A/D 转换孔径的时间造成的误差。

因此,在数据采集系统的 A/D 转换电路中,是否使用采样/保持器完全取决于输入信号的频率。对于快速过程信号,当最大孔径误差超过允许值时,必须在 A/D 转换之间加采样/保持器。常用的采样/保持器有 LF198、LF298、LF398 及 AD582,其结构、性能参数及使用,可参考有关资料。

3. A/D 转换器选择

当计算机数据采集系统中使用 A/D 转换器,应按下列几个方面选 A/D 转换器芯片。

①根据采集系统的总误差,选择 A/D 转换器精度及分辨力。数据采集系统精度是综合精度要求,它包括了传感器的精度、信号调节电路精度和 A/D 转换精度。应将综合精度在各个环节上进行分配,以确定对 A/D 转换器的精度要求,据此确定 A/D 转换器的位数。

②根据被采集信号对象的变化率及转换精度要求,确定 A/D 转换速度,以保证系统的实时性要求。对于快速信号要估计孔径误差以确定是否需要加采样/保持电路。

③根据环境条件选择 A/D 转换器芯片的一些环境参数要求,如工作温度、功耗、可靠性等级性能。

④根据计算机接口特征,考虑如何选择 A/D 转换器的输出状态,例如,A/D 转换器是并行输出还是串行输出;是二进制码还是 BCD 码输出等。

4. 系统的采样速度

在一个数据采集系统中,采样速度表示了采集系统的实时性能。采样速度由模拟信号带宽、数据通道数和每个周期的采样数决定。

由奈奎斯特采样定理,在理想的数据采集系统中,为了使采样输出信号能无失真地复现原输入信号,必须使采样频率至少为输入信号最高有效频率的两倍,否则会出现频率混迭误差。

奈奎斯特采样定理是实现无信息损失重现采样数据的必要条件,要求原始数据的采样以及数据重构都是理想状态。实际使用上,不可能具有这样的理想情况,为了保证数据采集精度,在采集系统中采取:

①增加每个周期的采样数,通常根据数据带宽,在最高频率端每周期采样7~10次。即

$$f_s = (7 \sim 10) f_{\max}$$

式中 f_s ——采样频率;

$f_{\max}$ ——信号最高频率。

②在 A/D 转换前设置低通滤波,消除信号中无用的高频分量。对于多路采集系统,由于是分时控制采样,考虑到每路的分时、模拟信号的带宽等因素,多路数据采集系统的最小采样频率 f_s 应为

$$f_s = (7 \sim 10) f_{\max} \cdot N$$

式中, N 为通道数。

最大采样周期 $T_s = \frac{1}{f_s}$ 。

第三节 计算机辅助检测综合应用实例分析

计算机辅助检测的应用很广泛,在此仅举一例说明其组成及软硬件结构。

随着经济的发展,汽车和摩托车越来越多,其排气中含有没完全燃烧的 CO 和碳氢化合物,造成对大气的污染。因此,汽车、摩托车在出厂及年检时,都要对其所排气体中 CO 及碳氢化合物的含量进行检测,是否符合国家环保方面的有关规定。

根据第十章有关气敏传感器内容,可以构成图 11—5 所示的 CO 及碳氢化合物含量的计算机检测系统框图。



图 11—5 计算机检测系统框图

一、气敏传感器及测量电路

测 CO 气体含量可用 UL-281 传感器,对 CO 气体有较高的灵敏度。测量电路可用图 10—14 所示电路。测碳氢化合物气体的含量可用接触燃烧气敏传感器 UL—207,其测量电路如图 11—6 所示。图 11—6(a)为 2.2V 串联负反馈型稳压电源,调整 R_{p1} ,使其稳压输出为 2.2V。图 11—6(b)为传感器构成的电桥及放大电路(即测量电路),传感器的输出信号经增益为 1 的差动放大器 A_1 后,由放大器 A_2 进行放大输出。调整 R_{p3} 可调整输出。 R_{p2} 为调零电位器。

二、A/D 模板

传感器输出信号经放大后,输入 A/D 模板,转换成数字量后输入 PC 进行处理。该 A/D

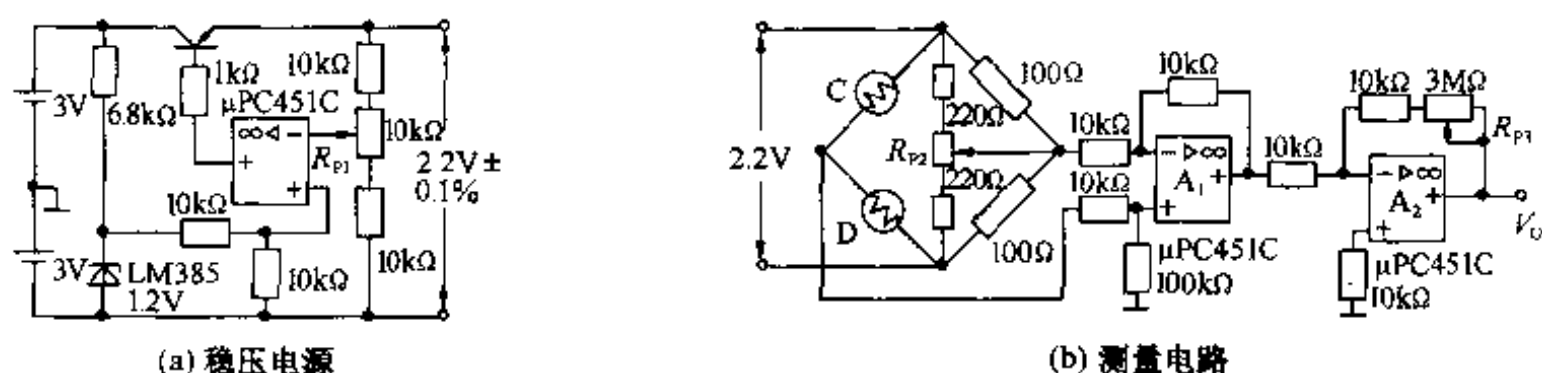


图 11—6 碳氮化合物测量电路

模板采用 12 位 AD574 模/数转换芯片构成具有 8 通道的基于 PC 总线的模/数转换板,直接插入 PC 机中的 PC 总线插槽中,使用方便可靠,如图 11—7 所示。

1. 模拟开关及采样保持器

图中 AD7503 是八选一模拟开关,根据数据总线 D0、D1、D2 的编码,当 EN = 1 时,选择八个开关中的一个接通;当 EN = 0 时,禁止所有开关接通。上面两种传感器的输出信号可接其中任两通道,如 CH1、CH2。

考虑到 A/D 模板的通用性,设有放大器 CA741,调整其中 10kΩ 可变电阻,可调整其增益。当进入 A/D 板的信号量程已调整好,可使其增益调为 1。

LF398 为采样保持器,脚 6 上接保持电容,脚 8 为采样/保持控制端,低电平时为保持状态,高电平时为采样状态。

2. A/D 转换器

AD574 是美国 AD 公司生产的可直接与 8 位或 16 位数据总线的微处理器接口的 12 位 A/D 转换器。芯片内部带基准电源和时钟,转换时间为 25μs,供电电源 +5V, ±12V/±15V,功耗为 390mW,28 脚双列直插式封装。芯片管脚及原理如图 11—8 所示。它由模拟与数字两部分组成。模拟部分包括高性能的 12 位 D/A 转换器 AD565 和参考电源,数字部分包括控制逻辑、时钟、逐位逼近寄存器 SAR、比较器和三态输出缓冲器。

控制逻辑电路接收 $\overline{CS}$ (片选)、CE (使能)、 $R/\overline{C}$ (读/转换)、12/8 (12 位/8 位输出)、A0 五个信号,发出启停时钟、复位信号,控制转换过程。状态标志 STS 高电平表示正在转换“忙”,低电平表示转换结束 (EOC),允许输出。CPU 可以通过查询状态标志 STS 或接收 STS 的中断请求去读取转换数据。

AD574 控制信号的使用及真值表如表 11—1。

表 11—1 控制真值表

CE	$\overline{CS}$	$R/\overline{C}$	12/8	A0	作 用
1	0	0	—	0	启动 12 位转换
1	0	0	—	1	启动 8 位转换
1	0	1	接 +5V	—	使能 12 位并行输出
1	0	1	接数字地	0	使能高 8 位输出
1	0	1	接数字地	1	使能低 4 位,加上 4 位“0”输出

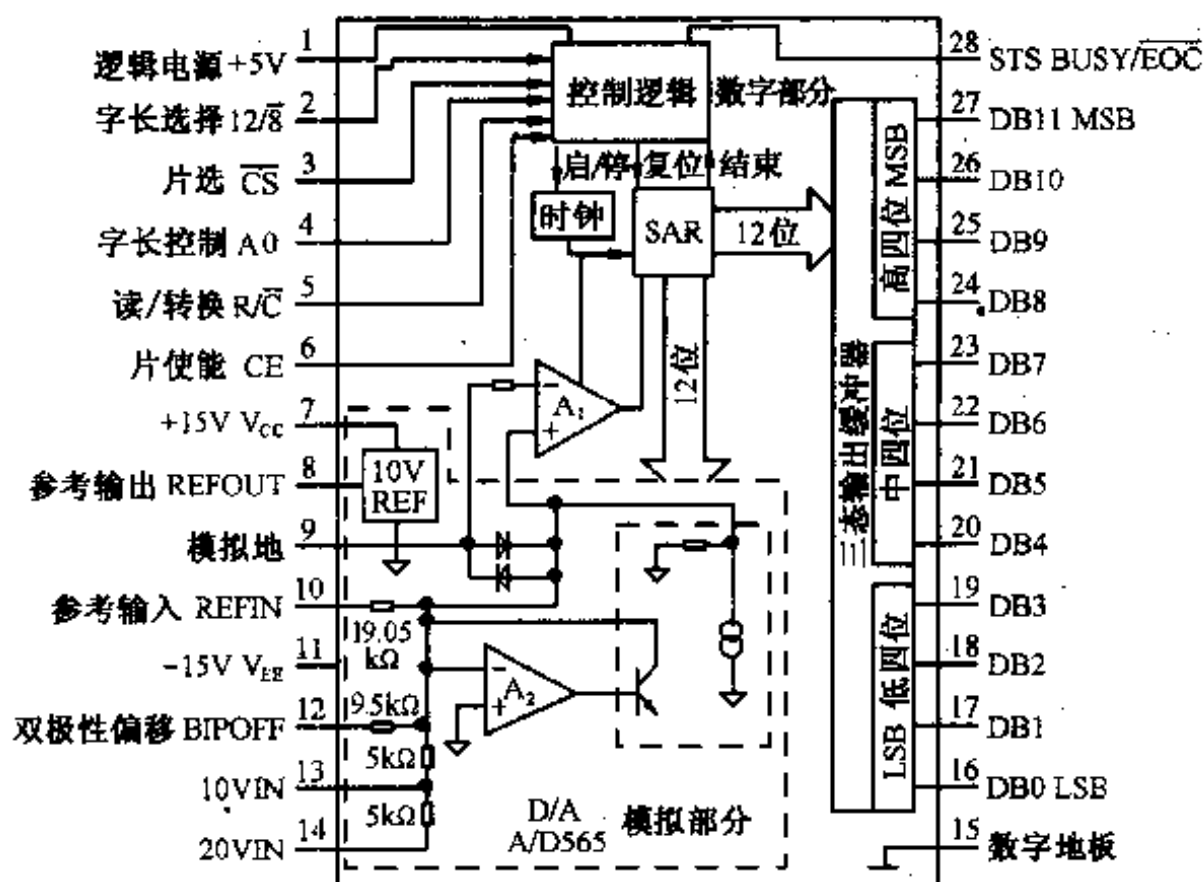


图 11—8 AD574

AD574 有两种模拟量输入方式,每一种方式又有两种电压等级。

一种是单极性输入。当芯片双极性偏移端 BIPOFF 接地时,AD574 为单极性输入方式。若将 REFOUT 10V 基准电压接到 REFIN,单极性输入信号范围,则 10VIN 端为 0 ~ 10V;20VIN 端为 0 ~ 20V。

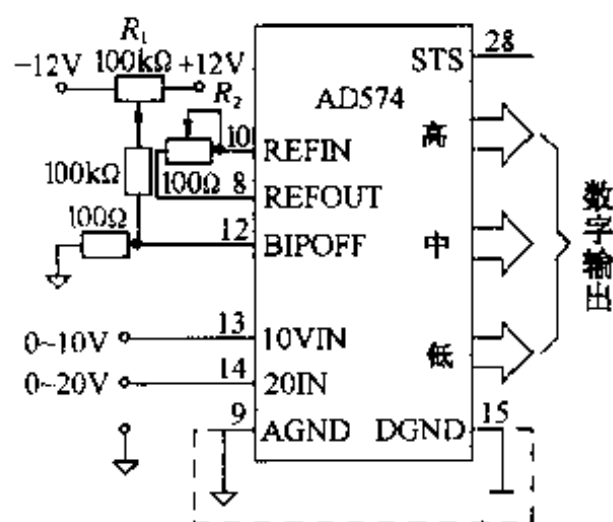


图 11—9 单极性输入方式

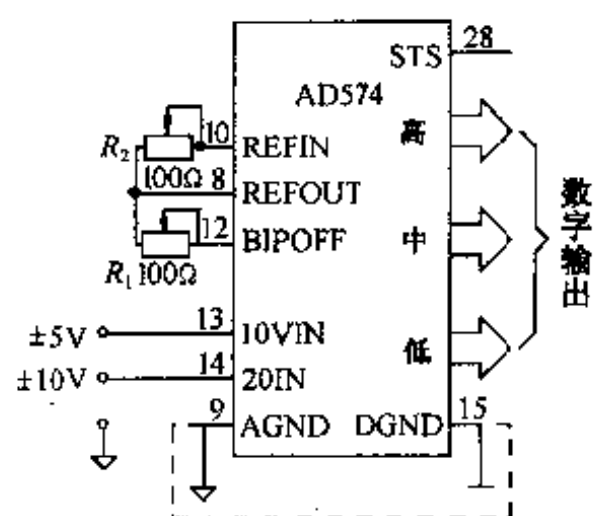


图 11—10 双极性输入方式

图 11—9 为单极性输入方式的典型应用电路。图中 R_1 、 R_2 电位计的引入是为调整输出特性。其中 R_1 用于零点调节,假设信号从 10VIN 输入, $1\text{LSB} = 10/2^{12} = 2.44\text{mV}$, R_1 的调节要满足使输入信号 $IN = 1.22\text{mV}$ (即 $1/2\text{LSB}$) 时,数字输出由 000H 变到 001H。 R_2 用于满刻度调节,通过调节 R_2 使输入电压为 $4095/4096 \times 10 - \frac{1}{2}\text{LSB} = 9.9963\text{V}$ 时,数字输出由 FFEH 变到 FFFH。

另一种是双极性输入。双极性偏移端 BIPOFF 接到基准电压 REFOUT,将使输入电压发

生偏移,10VIN 端输入范围变成 $-5 \sim +5\text{V}$;20VIN 端输入范围变成 $-10 \sim +10\text{V}$ 。对信号 10VIN 输入来说, -5V 输入将转换成 000H, $+5\text{V}$ 输入将转换成 FFFH,因此双极性输入方式属偏移二进制编码方式。典型应用如图 11—10 所示。同样地, R_1 、 R_2 电位计也是为调节输出特性。

对于 $\pm 5\text{V}$ 输入,通过 R_1 调节,使 $IN = -4.9988\text{V}$ (即 $-5\text{V} + \frac{1}{2}\text{LSB}$)时,输出数字量从 000H 变到 001H;通过调节 R_2 ,使输入电压 $IN = 4.9963\text{V}$ 时,数字量从 FFEH,变到 FFFH。

现在 AD574 有改进型产品 AD1674。AD1674 与 AD574 引脚兼容,片内增加了一个采样保持器,转换速度为 $10\mu\text{s}$ 。芯片的控制逻辑不变,因此可与 AD574 互换。

图 11—7 中可通过 K_1 、 K_2 选择输入方式及极性。本应用中设定为单极性 10V 输入。

3. A/D 板端口及操作

A/D 模板使用了 PC 总线的 A0 ~ A11 地址总线, D0 ~ D7 数据总线,以及 AEN、IOW、IOR 控制信号。总线缓冲与地址译码由三片集电极开路异或门 74LS136 完成板选(即高位地址译码),由一片 74ALS138 实现板内端口(即低位地址译码),由 74ALS245 实现双向数据缓冲,此外还有一些与非门配合工作。

图 11—11 为模板地址译码电路,它采用集电极开路异或门和微型开关构成由用户预置地址的译码电路。P 点为输出,其为高电平表示选通本模板。从图中可见, K_3 开关对应地址 $A_3 \sim A_9$,在 PC 总线的地址允许端 AEN 为 0, A10 为 1, A11 为 0,来了 IOW 或 IOR 的前提下,模板的选通受微型开关 K_3 的七个开关状态决定。假设开关状态拨成: K_{37} 、 K_{36} 、 K_{32} 为 ON, K_{35} 、 K_{34} 、 K_{33} 、 K_{31} 为 OFF,则模板选通地址如表 11—2 所示,地址为 710H ~ 717H。由于 PC 机的 I/O 通道只使用 A0 ~ A9 地址线,因此当模板插入 PC 机扩展槽中后,在上述 K_3 开关状态时,有效地址为 310H ~ 317H,即模板内有 8 个端口。

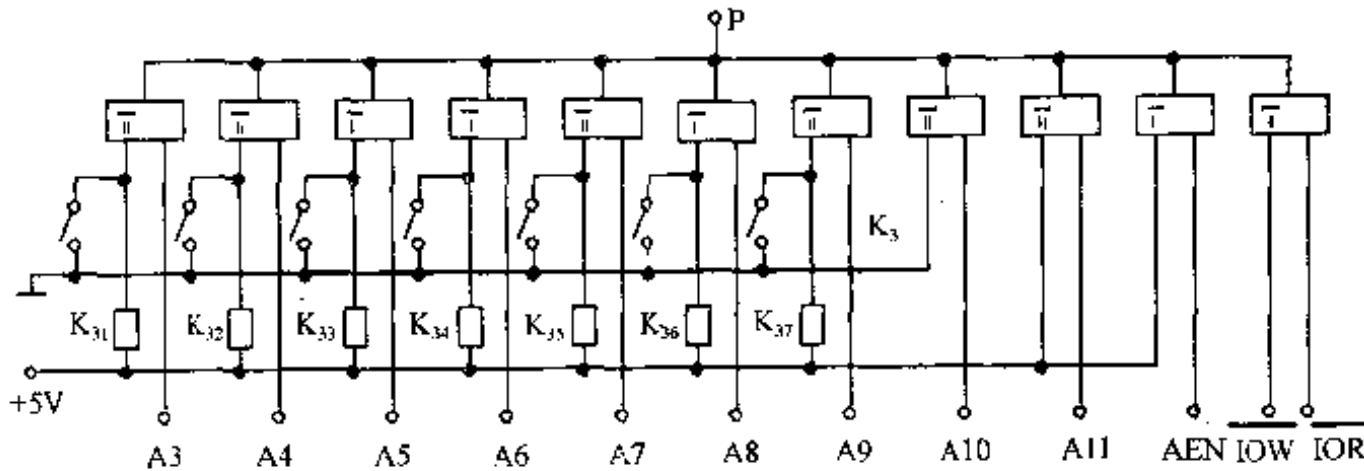


图 11—11 模板地址译码

表 11—2 模板选通地址

地址线	A 11	A 10	A 9	A 8	A 7	A 6	A 5	A 4	A 3
状态	0	1	1	1	0	0	0	1	0

板内端口地址译码由 74LS138 芯片完成。芯片的 E3 端接模板选通信号 P、 $\overline{E1}$ 、 $\overline{E2}$ 均接地,译码输入端 C、B、A 分别接地址线 A2、A1、A0。这样译码输出端 Y0 ~ Y7 将对应 310H ~ 317H 的 8 个端口地址,其中本板内用 Y0 ~ Y3,对应的地址为 310H ~ 313H。310H 用来控制

多路模拟量输入,311H 用来启动 A/D 转换,312H、313H 用来控制 A/D 转换结果的输出。

8 路的模拟量输入由一片 8 选 1 多路开关 AD7503 来选择。AD7503 的多路地址由 4D 锁存器 74LS175 接收从数据总线送来的低 3 位数据确定,端口地址为 310H。假设拟接通第 2 路 (CH2) 模拟量输入,则 D2 ~ D0 位二进制应为 001, D3 ~ D7 都为 0, 74LS175 的 $\overline{Q}_4$ 为 1, 允许通道 2 接通。用如下 C 语言程序可以完成多路开关的选通。

```
outport(0x310,0x001);
```

通道 2 接通后,模拟量送到可调放大倍数的同相放大器 CA741,经放大后进入采样保持器 LF398 采样。

A/D 转换器 AD574 被接成启动 12 位转换和按 12 位并行输出方式。通过开关 K_1 、 K_2 实现单极性 0 ~ 10V 输入。端口地址 311H 是启动 AD574 进行 A/D 转换的端口,由于 AD574 的 $\overline{CS} \equiv 0$, $CE \equiv 1$, 所以全由 $R/\overline{C}$ 端的状态决定 AD574 是进行数据读出还是进行 A/D 转换。执行下面的 C 语句即可启动 A/D 转换,

```
outport(0x310,0x00);
```

该语句中的具体内容无关,只要对 311H 端口进行一次输出操作,就能使 AD574 进行一次转换。

启动 A/D 转换之后,如何判断 A/D 转换结束,模板采用查询方式,利用 AD574 的状态输出端 $STS = 1$ 表示正在转换, $STS = 0$ 表示转换结束。电路中利用此信号的变化经 RC 微分之后,实现将转换结果 12 位数据锁入两片 8D 触发器 74LS373 中,同时 STS 信号经反向后使采样保持器 LF398 脱离保持状态,进入采样状态,准备采样另一路模拟信号。STS 信号还通过三态缓冲器 74LS125 挂到数据总线 D7, 查询端和 A/D 转换结果的高 4 位数据的输入共用一个端口地址。因此,查询 A/D 转换的状态的同时可以读出 A/D 转换的高 4 位,其端口地址为 312H。端口地址 313H 是读 A/D 转换低 8 位的地址。这样可用下面的 C 语句实现查询 A/D 转换是否结束,同时,读出高 4 位数据。

```
B: V1 = inport(0x312); 读 A/D 状态及高 4 位数据
```

```
if((V1 & 0x0080) != 1) goto B;
```

用下面的 C 语句可以读 A/D 低 8 位数据

```
V2 = inport(0x313);
```

四、系统标定及数据处理

上述系统设计好后,尚不能用来检测,还需要对系统进行标定,确定被测气体浓度与输出之间的关系;同时还要进行零偏调整,当被测气体浓度为零时,输出量应尽可能小,当然为零最好。

PC 机从 A/D 转换器读出的为数字量,需要进行标度变换,转化成数字量所对应的气体浓度,同时还有必要进行数字滤波处理等。总之,根据需要,利用高级语言,这些都很容易做到,而且可以具有良好的人——机交互界面。

参 考 文 献

- 1 王绍纯主编. 自动检测技术. 冶金工业出版社, 1985
- 2 机电一体化技术手册编委会. 机电一体化技术手册. 机械工业出版社, 1994
- 3 强锡富主编. 传感器. 机械工业出版社, 1994
- 4 吴兴惠, 全彩君编著. 传感器与信号处理. 电子工业出版社, 1998
- 5 丁镇生编著. 传感器及传感技术应用. 电子工业出版社, 1998
- 6 方佩敏编著. 新编传感器原理、应用、电路详解. 电子工业出版社, 1994
- 7 张宇珂, 金钰编著. 计算机控制技术. 北京理工大学出版社, 1996
- 8 何希才, 刘洪敏编著. 传感器应用接口电路. 机械工业出版社, 1997
- 9 孙宝元, 张贻恭编著. 压电石英力传感器及动态切削测力仪. 中国计量出版社, 1995
- 10 黄应川编著. 非电量检测. 中国计量出版社, 1991
- 11 贾伯年、愈朴主编. 传感器技术. 东南大学出版社, 1994
- 12 计量测试技术编委会. 计量测试技术手册. 中国计量出版社, 1997
- 13 张琳娜主编. 精度设计与质量控制基础. 中国计量出版社, 1996
- 14 严忠豪, 谭祖振主编. 非电量电测技术. 机械工业出版社, 1983
- 15 张福学. 传感器应用及其电路精选. 电子工业出版社, 1992
- 16 (日)吉野新治等著. 传感器电路设计. 中国计量出版社, 1989
- 17 赵负图主编. 国内外最新常用传感器和敏感元器件性能数据手册. 辽宁科学技术出版社, 1994
- 18 刘武发等. 数控机床加工工件非离线单片机测量系统研制. 计量技术, 1997(9)
- 19 张琳娜等. 具有误差激励齿轮副的动态响应研究. 计量学报, 1997(3)
- 20 张琳娜等. 切削过程失稳及预兆特征检测的研究. 计量技术, 1998(6)
- 21 徐学峰主编. 传感器变送器测控仪表. 机械工业出版社, 1998
- 22 陈羿等. 热电偶热电势——温度特性的线性化处理. 仪表技术与传感器, 1998(4)
- 23 D.H.施因果德著. 传感器的接口及信号调整电路. 徐德炳译. 国防工业出版社, 1984
- 24 (英)B.卡尔肖著. 光纤传感器与信号处理. 高希才等译. 成都电讯工程学院出版社, 1986
- 25 何克农, 李伟. 计算机控制系统. 清华大学出版社, 1998
- 26 (日)森树正直等主编. 传感器技术. 黄香泉译. 科学出版社, 1988
- 27 张福学编著. 传感器实用电路 150 例. 中国科学技术出版社, 1993
- 28 张福学编著. 实用传感器手册. 电子工业出版社, 1991

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名=传感检测技术及应用

作者= B E X P

页数= 2 2 8

下载位置= h t t p : / / b o o k 2 . s s r e a d e r . c o m . c n / d i s k d g / d g 4 4 / 1 1 / ! 0
0 0 0 1 . p d g