

高等院校理工科教材

# 传感器原理及技术

孟立凡 郑宾 主编

国防工业出版社

· 北京 ·

## 内 容 简 介

本书共分 17 章。第 1 章 ~ 第 4 章介绍传感器的一般特性、分析方法及常用的新型敏感材料 ;第 5 章 ~ 第 9 章介绍常见的、应用广泛的传感器 ,如电阻应变式、电容式、电感式、压电式、压阻式传感器等 ,分析它们的基本原理、静态特性和测量电路 ,并介绍有关的设计知识及应用 ;第 10 章 ~ 第 16 章介绍热电式、光电式、固态图像、固态磁敏、湿敏、气敏、射线、微波、光导纤维等新型传感器的原理和应用 ;第 17 章介绍传感器接口技术基础知识。

本书可作为检测技术、仪器仪表、自动控制及各机电类专业的专科生、本科生和研究生的教材 ,也可供其它专业学生或有关工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

传感器原理及技术/孟立凡,郑宾主编. —北京:国防工业出版社,2005(2005.6重印)  
高等院校理工科教材  
ISBN 7-118-03762-1

I. 传... II. ①孟... ②郑... III. 传感器 - 高等学校 - 教材 IV. TP212

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2004)第 129792 号

国防工业出版社出版发行

(北京市海淀区紫竹院南路 23 号)

(邮政编码 100044)

北京奥鑫印刷厂印刷

新华书店经售

\*

开本 787 × 1092 1/16 印张 17 $\frac{1}{4}$  397 千字

2005 年 1 月第 1 版 2005 年 6 月北京第 2 次印刷

印数 4001 - 7000 册 定价 24.00 元

(本书如有印装错误,我社负责调换)

国防书店:(010)68428422

发行传真:(010)68411535

发行邮购:(010)68414474

发行业务:(010)68472764

# 前 言

传感器技术作为一门课程,具有原理多样、应用广泛、发展更新快、与计算机等相关技术结合日益紧密等特点。这些特点正是本书编写中着重注意处理的地方。

本书首先介绍传感器的一般性原理,然后根据传感器的不同种类分别论述。一般性原理作为贯穿后续各部分的基础内容,叙述力求系统、详备。传感器分论则按照工作原理、设计计算、应用介绍的次序编写。工作原理部分叙述清晰、充分。设计计算部分给出方法和过程,培养学生独立思考和解决问题的能力。传感器应用介绍注意其选择的多样性,以开阔眼界,为将来的应用做准备。

本书内容丰富、系统性强,具有一定的深度和广度。通过精选内容,以有限的篇幅取得较大的覆盖面。在不削弱传统的较为成熟的传感器基本内容的同时,新型传感器技术的内容占到35%以上,较全面地反映了近年来传感器技术的新成就。

全书共分17章。第1章至第4章介绍传感器的一般特性、分析方法及常用的新型敏感材料。第5章至第9章论述常见的、应用广泛的传感器,如电阻应变式、电容式、电感式、压电式、压阻式传感器等,分析了它们的基本原理、静/动态特性、测量电路和有关设计知识及应用。第10章至第16章介绍热电式、光电式、固态图像、固态磁敏、湿敏、气敏、射线、微波、光导纤维等新型传感器的原理及应用。第17章介绍传感器接口技术基础知识。

本书第1、2、6、7、9、13、14、15章由孟立凡教授编写,第5、8、10、11、12、17章由郑宾教授编写,第3、4章由侯文副教授编写,第15章的红外辐射传感器部分和第16章由姚爱琴副教授编写。北京航空航天大学路宏年教授和太原理工大学熊诗波教授审阅了文稿,对本书的编写提出了十分宝贵的意见,编者在此致以衷心的感谢。

限于编者水平,书中难免有错误和疏漏之处,诚恳地盼望读者批评指正。

编 者

2004年3月

# 第 1 章 传感器概述

## 1.1 传感器的定义及分类

### 1.1.1 传感器的定义

为了研究自然现象和制造劳动工具,人类必须了解外界的各类信息。了解外界信息的最初通道是大自然赋予人体的生物体感官,如五官、皮肤等。随着人类实践的发展,仅靠感官获取外界信息是远远不够了,人们必须利用已掌握的知识和技术制造一些器件或装置,以补充或替代人体感官的功能,于是出现了传感器。

能够把特定的被测量信息(如物理量、化学量、生物量等)按一定规律转换成某种可用信号的器件或装置,称为传感器。传感器是生物体感官的工程模拟物;反过来,生物体的感官则可以看作是天然的传感器。

所谓“可用信号”,是指便于传输、便于处理的信号。就目前而言,电信号最能满足便于传输、便于处理的要求。因此,也可以把传感器狭义地定义为:能把外界非电量信息转换成电信号输出的器件或装置。目前只要谈到传感器,指的几乎都是以电信号为输出的传感器。除电信号以外,人们在不断探索和利用新的信号媒介。可以预料,当人类跨入光子时代,光信号能够更为快速、高效地传输与处理时,一大批以光信号为输出的器件和装置将加入到传感器的家族里来。

### 1.1.2 传感器的分类

现已发展起来的传感器用途纷繁、原理各异、形式多样,其分类方法也有多种,其中有两种分类法最为常用。一是按外界输入信号转换至电信号过程中所利用的效应来分类。如利用物理效应进行转换的为物理传感器,利用化学反应进行转换的为化学传感器,利用生物效应进行转换的为生物传感器等。表 1-1 列出了与五官对应的几种传感器及其效应。二是按输入量分类。比如,输入信号是用来表征压力大小的,就称为压力传感器。这种分类法可将传感器分为位移(线位移和角位移)、速度、角速度、力、力矩、压力、流速、液面、温度、湿度、光、热、电压、电流、气体成分、浓度和粘度传感器等。用户和生产厂家所关心的各种待测信息的种类,正好与这种分类方法相对应。

表 1-1 传感器按效应分类

感 觉	传 感 器	效 应
视觉(眼)	光敏传感器	物理效应
听觉(耳)	压力传感器、磁敏传感器	物理效应
触觉(皮肤)	压力传感器、热敏传感器	物理效应
嗅觉(鼻)	气敏传感器、热敏传感器	化学效应、生物效应
味觉(舌)	味敏传感器	化学效应、生物效应

## 1.2 传感器的作用与地位

今天,信息技术对社会发展、科学进步起到了决定性的作用。现代信息技术的基础包括信息采集、信息传输与信息处理。信息采集离不开传感器技术。传感器位于信息采集系统之首、检测与控制之前,是感知、获取与检测的最前端。科学研究与自动化生产过程中所要获取的各类信息,都需通过传感器获取并转换成为电信号。没有传感器技术的发展,整个信息技术的发展就成为一句空话。若将计算机比喻为大脑,那么传感器则可比喻为感觉器官。可以设想,没有功能正常而完善的感觉器官来迅速、准确地采集与转换外界信息,纵有再好的大脑也无法发挥其应有的效能。科学技术越发达,自动化程度越高,工业生产和科学研究对传感器的依赖性越大。20世纪80年代以来,世界各国相继将传感器技术列为重点发展的技术领域。

传感器广泛应用于各个学科领域。在基础学科和尖端技术的研究中,大到上千光年的茫茫宇宙,小到 $10^{-13}\text{cm}$ 的粒子世界;长到数十亿年的天体演化,短到 $10^{-24}\text{s}$ 的瞬间反应;高达 $5 \times 10^4 \sim 1 \times 10^8$ 的超高温,低到 $10^{-6}\text{K}$ 以下的超低温;从 $25\text{T}$ 超强磁场,到 $10^{-11}\text{T}$ 的超弱磁场……,要完成如此极巨和极微信息的测量,单靠人的感官和一般电子设备早已无能为力,必须凭借配备有专门传感器的高精度测试仪器或大型测试系统的帮助。传感器技术的发展,正在把人类感知、认识物质世界的能力推向一个新的高度。

在工业与国防领域,高度自动化的装置、系统、工厂和设备是传感器的大集合地。从工业自动化中的柔性制造系统(FMS)、计算机集成制造系统(CIMS)、几十万千瓦的大型发电机组、连续生产的轧钢生产线、无人驾驶汽车、多功能武器指挥系统,直至宇宙飞船或星际、海洋探测器等等,无不装置数以千计的传感器,昼夜发送各种各样的工况参数,以达到监控运行的目的,成为运行精度、生产速度、产品质量和设备安全的重要保障。

在生物工程、医疗卫生、环境保护、安全防范、家用电器等与人们生活密切相关的方面,传感器的应用也已层出不穷。可以肯定地说,未来的社会将是充满传感器的世界。

## 1.3 传感器技术的发展动向

传感器技术所涉及的知识非常广泛,涵盖各个学科领域。但是它们的共性是利用物质的物理、化学和生物等特性,将非电量转换成电量。所以,采用新技术、新工艺、新材料以及探索新理论,以达到高质量的转换效能,是总的发展途径。当前,传感器技术的主要发展动向,一是传感器本身的基础研究,二是与微处理器组合在一起的传感器系统的研究。前者是研究新的传感器材料和工艺,发现新现象;后者是研究如何将检测功能与信号处理技术相结合,向传感器的智能化、集成化发展。

### 1.3.1 发现新现象

传感器的工作机理是基于各种效应、反应和物理现象的。重新认识如压电效应、热释电现象、磁阻效应等已发现的物理现象以及各种化学反应和生物效应,并充分利用这些现

象与效应设计制造各种用途的传感器,是传感器技术领域的重要工作。同时还要开展基础研究,以求发现新的物理现象、化学反应和生物效应。各种新现象、反应和效应的发现可极大地扩大传感器的检测极限和应用领域。例如,利用核磁共振吸收的磁传感器能检测  $10^{-7}$  T 的地球磁场强度,利用约瑟夫逊效应的磁传感器(SQUID)能检测  $10^{-11}$  T 的极弱磁场强度;又如利用约瑟夫逊效应热噪声温度计,能检测  $10^{-6}$  K 的超低温。值得一提的是,检测极微弱信号传感器技术的开发,不仅能促进传感器技术本身的发展,甚至能导致一些新的学科的诞生,意义十分重大。

### 1.3.2 开发新材料

随着物理学和材料科学的发展,人们已经在很大程度上能够根据对材料功能的要求来设计材料的组分,并通过对生产过程的控制,制造出各种所需材料。目前最为成熟、先进的材料技术是以硅加工为主的半导体制造技术。例如,人们利用该项技术设计制造的多功能精密陶瓷气敏传感器有很高的工作温度,弥补了硅(或锗)半导体传感器温度上限低的缺点,可用于汽车发动机空燃比控制系统,大大地扩展了传统陶瓷传感器的使用范围。有机材料、光导纤维等材料在传感器上的应用,也已成为传感器材料领域的重大突破,引起国内外学者的极大关注。

### 1.3.3 采用微细加工技术

将硅集成电路技术加以移植并发展,形成了传感器的微细加工技术。这种技术能将电路尺寸加工到光波长数量级,并能形成低成本超小型传感器的批量生产。

微细加工技术除全面继承氧化、光刻、扩散、淀积等微电子技术外,还发展了平面电子工艺技术、各向异性腐蚀、固相键合工艺和机械切断技术。利用这些技术对硅材料进行三维形状的加工,能制造出各式各样的新型传感器。例如,利用光刻、扩散工艺已制造出压阻式传感器,利用薄膜工艺已制造出快速响应的气敏传感器和湿敏传感器等。日本横河公司综合利用微细加工技术,在硅片上构成孔、沟、棱锥、半球等各种形状的微型机械元件,并制作出了全硅谐振式压力传感器。

### 1.3.4 传感器的智能化

“电五官”与“电脑”的结合,就是传感器的智能化。智能化传感器不仅具有信号检测、转换功能,同时还具有记忆、存储、解析、统计处理及自诊断、自校准、自适应等功能。

### 1.3.5 仿生传感器

传感器相当于人的五官,且在许多方面超过人体,但在检测多维复合量方面,传感器的水平则远不如人体。尤其是那些与人体生物酶反应相当的嗅觉、味觉等化学传感器,还远未达到人体感觉器官那样高的选择性。实际上,人体感觉器官由非常复杂的细胞组成并与人脑联接紧密,配合协调。工程传感器要完全替代人的五官,则须具备相应复杂细密的结构和相应高度的智能化,这一点目前看来还是不可能的事。但是,研究人体感觉器官,开发能够模仿人体嗅觉、味觉、触觉等感觉的仿生传感器,使其功能尽量向人自身的功能逼近,已成为传感器发展的重要课题。

## 第2章 传感器的特性及标定

传感器所测量的物理量基本上有两种形式:一种是稳态(静态或准静态)的形式,这种形式的信号不随时间变化(或变化很缓慢);另一种是动态(周期变化或瞬态)的形式,这种形式的信号是随时间而变化的。由于输入物理量形式不同,传感器所表现出来的输出—输入特性也不同,因此存在所谓静态特性和动态特性。不同传感器有着不同的内部参数,它们的静态特性和动态特性也表现出不同的特点,对测量结果的影响也就各不相同。一个高精度传感器,必须同时具有良好的静态特性和动态特性,这样它才能完成对信号(或能量)的无失真的转换。

以一定等级的仪器设备为依据,对传感器的动态、静态特性进行试验检测,这个过程称为传感器的动态、静态标定。本章讨论传感器的特性及标定。

### 2.1 传感器的静态特性

#### 2.1.1 线性度

如果理想的输出( $y$ )—输入( $x$ )关系是一条直线,即  $y = a_0x$ ,那么称这种关系为线性输出—输入特性。显然,在理想的线性关系之下,只要知道输出—输入直线上的两个点,即可确定其余各点,故输出量的计算和处理十分简便。

##### 1. 非线性输出—输入特性

实际上,许多传感器的输出—输入特性是非线性的,在静态情况下,如果不考虑滞后和蠕变效应,输出—输入特性总可以用如下多项式来逼近:

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

式中  $x$  ——输入信号;

$y$  ——输出信号;

$a_0$  ——零位输出;

$a_1$  ——传感器线性灵敏度;

$a_2, a_3, \dots, a_n$  ——非线性系数。对于已知的输出—输入特性曲线,非线性系数可由待定系数法求得。

该多项式代数方程有图 2-1 所示的 4 种情况。

(1) 理想线性特性(见图 2-1(a))。当式(2-1)中  $a_0 = a_2 = a_3 = \dots = a_n = \dots = 0$  时,

$$y = a_1x \quad (2-2)$$

因为直线上所有点的斜率相等,故传感器的灵敏度为

$$a = \frac{y}{x} = k = \text{常数} \quad (2-3)$$

(2) 输出一输入特性方程仅有奇次非线性项(如图 2-1(c)所示),即

$$y = a_1 x + a_3 x^3 + a_5 x^5 + \dots \quad (2-4)$$

具有这种特性的传感器,在靠近原点的相当大范围内,输出一输入特性基本上呈线性关系。并且,当大小相等而符号相反时,  $y$  也大小相等而符号相反,相对坐标原点对称,即

$$f(x) = -f(-x)$$

(3) 输出一输入特性非线性项仅有偶次项(见图 2-1(b)),即

$$y = a_1 x + a_2 x^2 + a_4 x^4 + \dots \quad (2-5)$$

具有这种特性的传感器,其线性范围窄,且对称性差,即  $f(x) \neq -f(-x)$ 。但用两个特性相同的传感器差动工作,即能有效地消除非线性误差。

(4) 输出一输入特性有奇次项,也有偶次项(见图 2-1(d))。

具有这种特性的传感器,其输出一输入特性的表示式即式(2-1)。

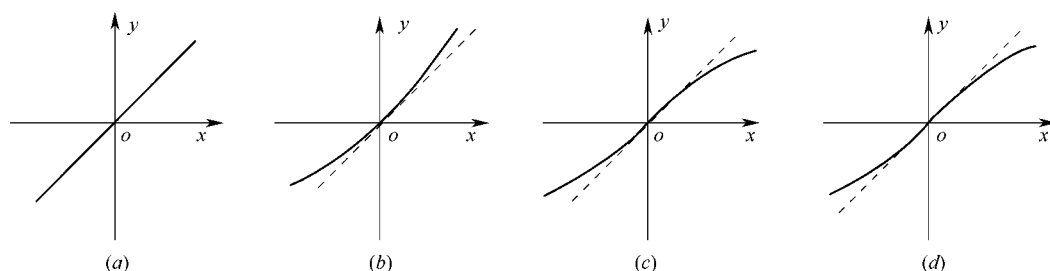


图 2-1 传感器的静态特性

## 2. 非线性特性的“线性化”

在实际使用非线性特性传感器时,如果非线性项次不高,在输入量不大的条件下,可以用实际特性曲线的切线或割线等直线来近似地代表实际特性曲线的一段,如图 2-2 所示,这种方法称为传感器的非线性特性的线性化。所采用的直线称为拟合直线。传感器的实际特性曲线与拟合直线不吻合的程度,在线性传感器中称“非线性误差”或“线性度”。常用相对误差的概念表示“线性度”的大小,即传感器的实际特性曲线与拟合直线之间的最大偏差的绝对值对满量程输出之比

$$e_l = \pm \frac{\Delta_{\max}}{y_{FS}} \times 100\% \quad (2-6)$$

式中  $e_l$ ——非线性误差(线性度);

$\Delta_{\max}$ ——实际特性曲线与拟合直线之间的最大偏差值;

$y_{FS}$ ——满量程输出。

传感器的输出一输入特性曲线的静态特性实验是在静态标准条件下进行的。静态标准条件是指没有加速度、振动、冲击(除非这些本身就是被测物理量),环境温度( $20 \pm 5$ ) 相对湿度小于 85%,气压为( $101 \pm 8$ )kPa 的情况。在这种标准状态下,利用一定等级的标准设备,对传感器进行往复循环测试,得到的输出一输入数据一般用表列出或绘成曲线,这个曲线称为实际特性曲线。

显然,非线性误差是以拟合直线作基准直线计算出来的,基准线不同,计算出来的线性度也不相同。因此,在提到线性度或非线性误差时,必须说明其依据了怎样的基本



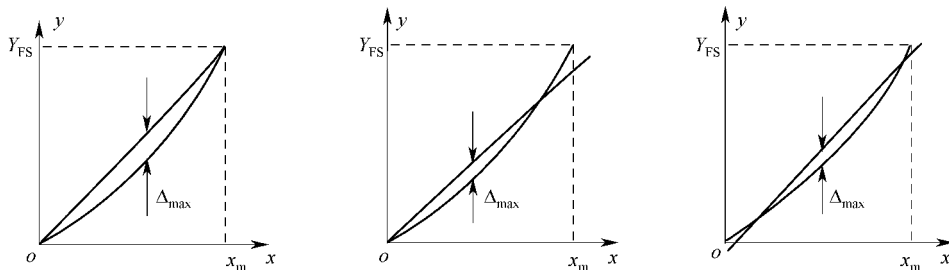


图 2-2 输入—输出特性的非线性

直线。

### 1) 最佳平均直线与独立线性度

找出一条直线,使该直线与实际输出特性的最大正偏差等于最大负偏差。然而这样的直线不止一条,其中最大偏差为最小的直线,称为最佳平均直线。根据该直线确定的线性度称为独立线性度,如图 2-3 所示。在考虑独立线性度的情况下,式(2-6)应改为

$$e_1 = \pm \frac{|\Delta_{\max}|}{2y_{FS}} \times 100\% \quad (2-7)$$

### 2) 端点直线和端点线性度

取零点为直线的起始点,满量程输出的 100% 作为终止点,通过这两个端点作一直线为基准直线(端点直线)。根据该拟合直线确定的线性度称为端点线性度。用端点直线作拟合直线,优点是简单便于应用,缺点是没有考虑所有校准数据的分布,故其拟合精度低。端点直线如图 2-4 所示,其方程为

$$y = b + kx \quad (2-8)$$

$$k = \frac{y_m - y_1}{x_m - x_1} \quad (2-9)$$

式中  $x_1$ ——传感器检测下限;  
 $x_m$ ——传感器检测上限;  
 $y_1$ ——对应检测下限的输出算术平均值;  
 $y_m$ ——对应检测上限的输出算术平均值。

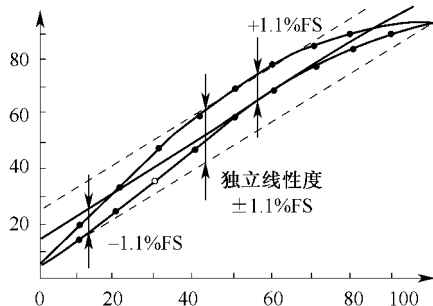


图 2-3 独立线性度的理论曲线

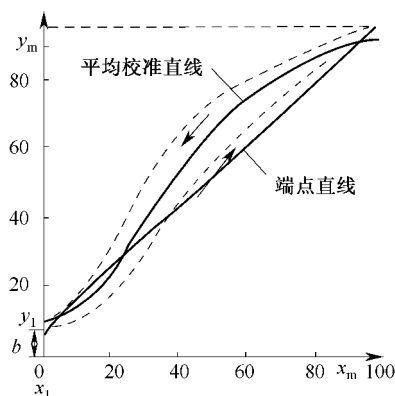


图 2-4 端点直线

端点直线的截距为

$$b = \frac{y_1 x_m - y_m x_1}{x_m - x_1} \quad (2-10)$$

当检测下限  $x = x_1 = 0$  时 端点直线方程为

$$y = y_1 + \frac{y_m - y_1}{x_m - x_1} x \quad (2-11)$$

### 3) 端点直线平移线

端点直线平移线如图 2-5 所示,它是与端点直线 AB 平行、并使在整个检测范围内最大正误差与最大负误差的绝对值相等的那根直线,即 CD 直线。若在各校准点中相对端点直线的最大正、负误差为  $+\Delta_{\max}$  和  $-\Delta_{\max}$ , 则端点直线平移线的截距为

$$b = \frac{y_1 x_m - y_m x_1}{x_m - x_1} + \frac{|\Delta_{\max}| - |\Delta_{\max}|}{2} \quad (2-12)$$

其斜率与式(2-9)相同。显然 端点直线平移线的方程为

$$y = \frac{y_1 x_m - y_m x_1}{x_m - x_1} + \frac{|\Delta_{\max}| - |\Delta_{\max}|}{2} + \frac{y_m - y_1}{x_m - x_1} x \quad (2-13)$$

当检测下限  $x = x_1 = 0$  时

$$y = y_1 + \frac{|\Delta_{\max}| - |\Delta_{\max}|}{2} + \frac{y_m - y_1}{x_m} x \quad (2-14)$$

因此,以端点直线平移线作为理论特性时的最大误差为

$$\Delta_{\max} = \frac{|\Delta_{\max}| + |\Delta_{\max}|}{2} \quad (2-15)$$

端点直线平移线可看作是最佳平均直线的一种近似。

### 4) 最小二乘法直线和最小二乘法线性度

找出一条直线,使该直线各点与相应的实际输出的偏差的平方和最小,这条直线称为最小二乘法直线。如有  $n$  个检测点,其中第  $i$  个检测点与该直线上相应值之间的偏差为

$$\Delta_i = y_i - (b + kx_i) \quad (2-16)$$

最小二乘法理论直线的拟合原则是使  $\sum_{i=1}^n \Delta_i^2$  最小,即使其对  $k$  和  $b$  的一阶偏导数等于零,故可得到  $b$  和  $k$  的表达式为

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial k} \sum \Delta_i^2 &= 2 \sum (y_i - kx_i - b)(-x_i) = 0 \\ \frac{\partial}{\partial b} \sum \Delta_i^2 &= 2 \sum (y_i - kx_i - b)(-1) = 0 \end{aligned}$$

从而得到

$$k = \frac{n \sum x_i y_i - \sum x_i \cdot \sum y_i}{n \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (2-17)$$

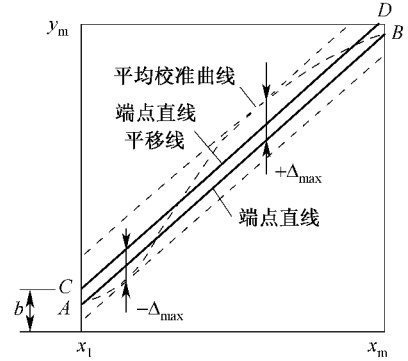


图 2-5 端点直线平移线

$$b = \frac{\sum x_i^2 \cdot \sum y_i - \sum x_i \cdot \sum x_i y_i}{n \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2} \quad (2-18)$$

式中  $\sum x_i = x_1 + x_2 + \dots + x_n$  ;  
 $\sum y_i = y_1 + y_2 + \dots + y_n$  ;  
 $\sum x_i y_i = x_1 y_1 + x_2 y_2 + \dots + x_n y_n$  ;  
 $\sum x_i^2 = x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2$  ;  
 $n$  —— 校准点数。

将求得的  $k$  和  $b$  代入  $y = b + kx$  中,即可得到最小二乘法拟合直线方程。这种拟合方法的缺点是计算繁琐,但线性的拟合精度高。

### 2.1.2 灵敏度

线性传感器的校准线的斜率就是静态灵敏度,它是传感器的输出量变化和输入量变化之比,即

$$k_n = \frac{\Delta y}{\Delta x} \quad (2-19)$$

式中  $k_n$  —— 静态灵敏度。

如位移传感器,当位移量  $\Delta x$  为  $1 \mu\text{m}$ ,输出量  $\Delta y$  为  $0.2 \text{ mV}$  时,灵敏度  $k_n$  为  $0.2 \text{ mV}/\mu\text{m}$ 。非线性传感器的灵敏度通常用拟合直线的斜率表示。非线性特别明显的传感器,其灵敏度可用  $dy/dx$  表示,也可用某一小区内拟合直线的斜率表示。

### 2.1.3 迟滞

迟滞表示传感器在输入值增长的过程中(正行程)和减少的过程中(反行程),同一输入量输入时,输出值的差别,如图 2-6 所示,它是传感器的一个性能指标。该指标反映了传感器的机械部件和结构材料等存在的问题,如轴承摩擦、灰尘积塞、间隙不适当、螺钉松动、元件磨损(或碎裂)以及材料的内部摩擦等。迟滞的大小通常由整个检测范围内的最大迟滞值  $\Delta_{\max}$  与理论满量程输出之比的百分数表示,即

$$e_l = \frac{\Delta_{\max}}{y_{FS}} \times 100\% \quad (2-20)$$

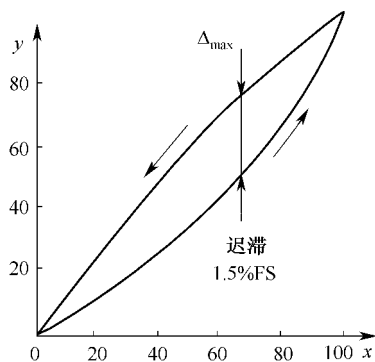


图 2-6 迟滞特性

### 2.1.4 重复性

传感器的输入量按同一方向作多次变化时,我们发现,各次检测所得的输出—输入特性曲线往往不重复,如图 2-7 所示。产生不重复的原因和产生迟滞的原因相同。重复性误差  $e_R$  通常用输出最大不重复误差  $\Delta_{\max}$  与满量程输出  $y_{FS}$  之比的百分数表示,即

$$e_R = \frac{\Delta_{\max}}{y_{FS}} \times 100\% \quad (2-21)$$

式中  $\Delta_{\max}$  —— $\Delta_{1\max}$  与  $\Delta_{2\max}$  两数值之中的最大者；

$\Delta_{1\max}$  ——正行程多次测量的各个测试点输出值之间的最大偏差；

$\Delta_{2\max}$  ——反行程多次测量的各个测试点输出值之间的最大偏差。

不重复误差是属于随机误差性质的。校准数据的离散程度是与随机误差的精度相关的，应根据标准偏差来计算重复性指标。重复性误差  $e_R$  又可按下式来表示：

$$e_R = \pm \frac{(2 \sim 3)\sigma}{y_{FS}} \times 100\%$$

式中  $\sigma$  ——标准偏差。

服从正态分布误差，其  $\sigma$  可以根据贝塞尔公式来计算：

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

式中  $y_i$  ——测量值；

$\bar{y}$  ——测量值的算术平均值；

$n$  ——测量次数。

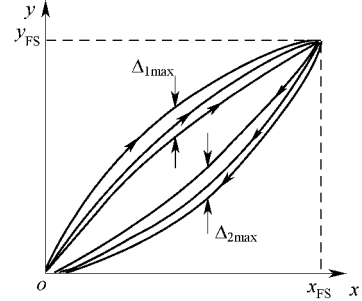


图 2-7 重复性

## 2.2 传感器的动态特性

即使静态性能很好的传感器，当被检测物理量随时间变化时，如果传感器的输出量不能很好地追随输入量的变化而变化，也有可能产生高达百分之几十甚至百分之百的误差。因此，在研究、生产和应用传感器时，要特别注意其动态特性的研究。动态特性是指传感器对于随时间变化的输入量的响应特性。动态特性好的传感器，其输出量随时间变化的曲线与被测量随同一时间变化的曲线一致或者相近。实际被测量随时间变化的形式可能是各种各样的，根据哪种变化的形式来判断一个传感器动态特性的好坏呢？实际研究中，通常根据“标准”输入特性来考虑传感器的响应特性。标准输入有两种：正弦变化和阶跃变化。传感器的动态特性分析和动态标定都以这两种标准状态输入为依据。对任一传感器，只要输入量是时间的函数，则其输出量也应是时间的函数。

### 2.2.1 传感器动态特性的数学模型

传感器的动态特性比静态特性要复杂得多，我们必须根据传感器结构与特性，建立与之相应的数学模型，从而利用逻辑推理和运算方法等已有的数学成果，对传感器的动态响应进行分析和研究。最广泛使用的数学模型是线性常系数微分方程。只要对微分方程求解，即可得到动态性能指标。线性常系数微分方程的一般形式如下：

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n y}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = \\ b_m \frac{d^m x}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x \end{aligned} \quad (2-22)$$

式中  $x = x(t)$  ——输入信号；

$y = y(t)$  ——输出信号；

$a_i, b_i$  ——决定于传感器的某些物理参数(除  $b_0 \neq 0$  外 通常  $b_1 = b_2 = \dots = b_m = 0$ )。

常见的传感器 其物理模型通常可分别用零阶、一阶和二阶的常微分方程描述其输出一输入动态特性 分别称为零阶环节、一阶环节和二阶环节 或称零阶传感器、一阶传感器和二阶传感器 即

$$a_0 y = b_0 x \quad (\text{零阶环节})$$

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

$$a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + a_1 \frac{dy}{dt} + a_0 y = b_0 x \quad (\text{二阶环节})$$

显然 阶数越高 传感器的动态特性越复杂。零阶环节在测量上是理想环节 因为不管  $x = x(t)$  如何变化 其输出总是与输入成简单的正比关系。严格地说 零阶传感器不存在 只能说有近似的零阶传感器。最常见的是一阶传感器和二阶传感器。

理论上讲 由式(2-22)可以计算出传感器的输入与输出的关系 但是对于一个复杂的系统和复杂的输入信号 采用式(2-22)求解很困难。因此 在信息论和控制论中 通常采用一些足以反映系统动态特性的函数 将系统的输出与输入联系起来。这些函数有传递函数、频率响应函数和脉冲响应函数等。

## 2.2.2 算子符号法与传递函数

算子符号法和传递函数的概念在传感器的分析、设计和应用中十分有用。利用这些概念 可以用代数式的形式表征系统本身的传输、转换特性 它与激励和系统的初始状态无关。因此 如两个完全不同的物理系统由同一个传递函数来表征 那么说明这两个系统的传递特性是相似的。

用算子  $D$  代表  $d/dt$  则式(2-22)可改写成

$$\begin{aligned} (a_n D^n + a_{n-1} D^{n-1} + \dots + a_1 D + a_0) y = \\ (b_m D^m + b_{m-1} D^{m-1} + \dots + b_1 D + b_0) x \end{aligned} \quad (2-23)$$

这样 用算子形式表示的传感器的数学模型为

$$\frac{y}{x}(D) = \frac{b_m D^m + b_{m-1} D^{m-1} + \dots + b_1 D + b_0}{a_n D^n + a_{n-1} D^{n-1} + \dots + a_1 D + a_0} \quad (2-24)$$

采用算子符号法可使方程的分析得到适当的简化。

对式(2-22)取拉普拉斯变换 得

$$Y(s)(a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0) = X(s)(b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0) \quad (2-25)$$

或

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (2-26)$$

输出  $y(t)$  的拉普拉斯变换  $Y(s)$  和输入  $x(t)$  的拉普拉斯变换  $X(s)$  之比称为传递函数 并记为  $H(s)$  :

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (2-27)$$

引入传递函数概念之后,在  $Y(s)$ 、 $X(s)$  和  $H(s)$  三者之中,知道任意两个,第 3 个便可以容易求得。这样就为我们了解一个复杂的系统传递信息特性创造了方便条件,这时不需要了解复杂系统的具体内容,只要给系统一个激励信号  $x(t)$ ,得到系统对  $x(t)$  的响应  $y(t)$ ,系统特性就可以确定了。

### 2.2.3 频率响应函数

对于稳定的常系数线性系统,可用傅里叶变换代替拉普拉斯变换,此时式(2-26)变为

$$H(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + b_1(j\omega) + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_1(j\omega) + a_0} \quad (2-28)$$

$H(j\omega)$  称为传感器的频率响应函数,简称为频率响应或频率特性。很明显,频率响应是传递函数的一个特例。

不难看出,传感器的频率响应  $H(j\omega)$  就是在初始条件为零时,输出的傅里叶变换与输入的傅里叶变换之比,是在“频域”对系统传递信息特性的描述。输出量的幅值与输入量幅值之比称为传感器幅频特性。输出量与输入量的相位差称为传感器的相频特性。

### 2.2.4 动态响应特性

#### 1. 正弦输入时的频率响应

##### 1) 一阶系统

一阶系统方程式的一般形式为

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

上式两边都除以  $a_0$ , 得

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

或者写成

$$\tau \frac{dy}{dt} + y = kx$$

式中  $\tau$ ——时间常数 ( $\tau = a_1/a_0$ );

$k$ ——静态灵敏度 ( $k = b_0/a_0$ )。

在动态特性分析中,  $k$  只起着输出量增加  $k$  倍的作用。因此为了方便起见,在讨论任意阶传感器时可采用  $k = 1$ , 这种处理方法称为灵敏度归一化。

由式(2-27), 一阶系统的传递函数如下:

$$H(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (2-29)$$

频率特性为

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + \tau j\omega} \quad (2-30)$$

幅频特性为

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (2-31)$$

相频特性为

$$\phi(\omega) = \arctan(-\omega\tau) \quad (2-32)$$

由弹簧(刚度  $k$ )和阻尼器(速度阻尼  $c$ )组成的机械系统为单自由度一阶系统,如图 2-8 所示。它的运动方程式为

$$c \frac{dy}{dt} + ky = b_0 x$$

式中  $c$  ——阻尼系数;

$k$  ——刚度。

上式可改写成下列形式:

$$\tau \frac{dy}{dt} + y = kx(t)$$

式中  $\tau$  ——时间常数  $\tau = c / k$ ;

$k$  ——静态灵敏度  $k = b_0 / k_0$ 。

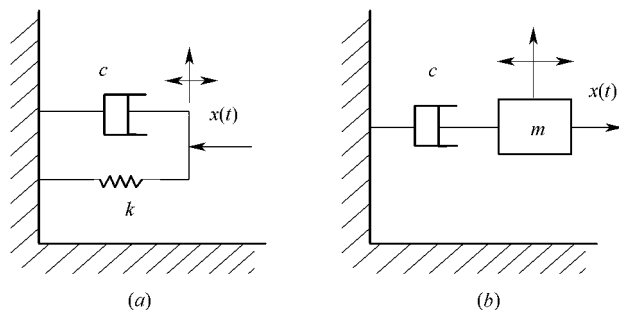


图 2-8 单自由度一阶系统

利用式(2-30)、式(2-31)和式(2-32)即可写出它的频率特性、幅频特性和相频特性的表达式。一阶系统除了弹簧—阻尼、质量—阻尼系统之外,还有 R - C、L - R 电路、液体温度计等。图 2-9 为一阶传感器的频率响应特性曲线。

从式(2-31)、式(2-32)和图 2-9 看出,时间常数  $\tau$  越小,频率响应特性越好。当  $\omega\tau = 1$  时  $A(\omega) \approx 1$ ,它表明传感器输出与输入为线性关系; $\phi(\omega)$  很小,  $\tan\phi \approx \phi$ ,相位差与频率  $\omega$  成线性关系。这时保证了测试是无失真的,输出  $y(t)$  真实地反映输入  $x(t)$  的变化规律。

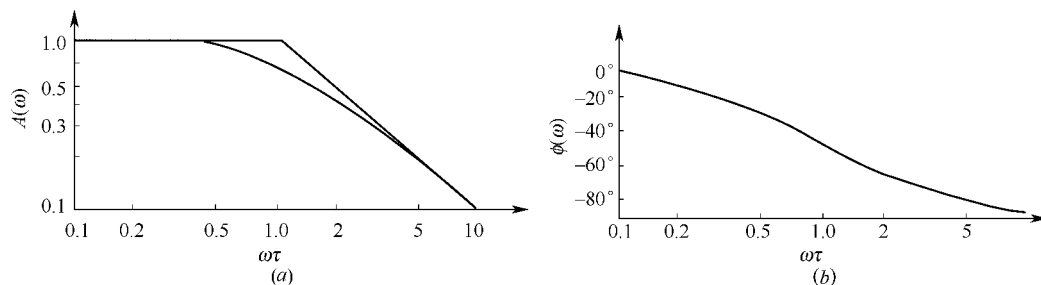


图 2-9 一阶传感器的频率特性

## 2) 二阶系统

很多传感器如振动传感器、压力传感器、加速度传感器等都包含有运动质量  $m$ 、弹性元件和阻尼器，这三者就组成了一个单自由度二阶系统，如图 2-10 所示。

根据牛顿第二定律，可以写出单自由度二阶系统的力平衡方程式

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

式中  $F(t)$ ——作用力；

$y$ ——位移；

$m$ ——运动质量；

$c$ ——阻尼系数；

$k$ ——弹簧刚度。

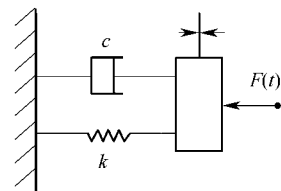


图 2-10 单自由度二阶系统

上式中  $m \frac{d^2 y}{dt^2}$  表示惯性力； $c \frac{dy}{dt}$  表示阻尼力； $ky$  表示弹性力。上式又可写成

$$\frac{d^2 y}{dt^2} + 2\xi\omega_0 \frac{dy}{dt} + \omega_0^2 y = K_1 F(t)$$

式中  $\omega_0$ ——系统无阻尼时的固有振动角频率， $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ ；

$\xi$ ——比阻尼系数， $\xi = \frac{c}{2\sqrt{km}}$ ；

$K_1$ ——常数， $K_1 = 1/m$ 。

将上式写成一般通用形式，成为

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 y}{dt^2} + \frac{2\xi}{\omega_0} \frac{dy}{dt} + y = \frac{K_1}{\omega_0^2} F(t) = KF(t) \quad (2-33)$$

式中  $K$ ——静态灵敏度， $K = 1/m\omega_0^2$ 。

它的拉普拉斯变换式为

$$\left( \frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + 1 \right) y(s) = KF(s)$$

传递函数为



$$H(s) = \frac{K}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2\xi s}{\omega_0} + 1} \quad (2-34)$$

频率特性响应函数为

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2\xi j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)} \quad (2-35)$$

任何一个二阶系统,它都具有如式(2-35)那样的频率特性。由式(2-35)可得它的幅频特性为

$$|H(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{[1 - (\omega/\omega_0)^2]^2 + 4\xi^2(\omega/\omega_0)^2}} \quad (2-36)$$

相频特性为

$$\phi(\omega) = \arctan\left[\frac{2\xi}{(\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)}\right] \quad (2-37)$$

图 2-11 为二阶传感器的频率响应特性曲线。由图可见,传感器的频率响应特性好坏,主要取决于传感器的固有频率  $\omega_0$  和阻尼比  $\xi$ 。当  $\xi < 1$  时,  $\omega_0 = \omega$  时,有  $A(\omega) \approx 1$ , 幅频特性平直,输出与输入为线性关系;  $\phi(\omega)$  很小,  $\phi(\omega)$  与  $\omega$  为线性关系。此时,系统的输出  $y(t)$  真实准确地再现输入  $x(t)$  的波形,这是测试设备应有的性能。通过上面的分析,可以得到这样一个结论:为了使测试结果能精确地再现被测信号的波形,在传感器设计时,必须使其阻尼比  $\xi < 1$ , 固有频率  $\omega_0$  至少应大于被测信号频率  $\omega$  的 3 倍~5 倍,即  $\omega_0 \geq (3 \sim 5)\omega$ 。

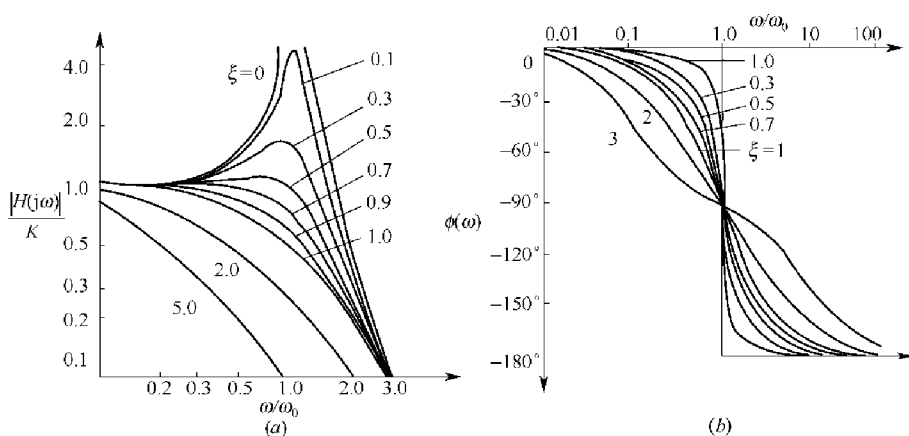


图 2-11 二阶传感器的频率特性

在实际测试中  $\xi < 1$  时,  $H(\omega)$  在  $\omega/\omega_0 \approx 1$  (即  $\omega \rightarrow \omega_0$ ) 时, 出现极大值, 即出现共振现象。当  $\xi = 0$  时, 共振频率就等于无阻尼固有频率  $\omega_0$ ; 当  $\xi > 0$  时, 有阻尼的共振频率为  $\omega_d = \sqrt{1 - \xi^2} \omega_0$ 。另外, 在  $\omega \rightarrow \omega_0$  时,  $\theta(\omega)$  趋近于  $-90^\circ$ 。通常, 当  $\xi$  很小时, 取  $\omega = \omega_0/10$  的区域作为传感器的通频带。当  $\xi = 0.7$  (最佳阻尼) 时, 幅频特性  $H(\omega)$  的曲线平坦段最宽, 且相频特性  $\theta(\omega)$  接近一条直线。在这种情况下, 若取  $\omega = \omega_0/(2 \sim 3)$  为通频带, 其幅度失真不超过 2.5%, 而输出曲线比输入曲线延迟  $\Delta t = \pi/2\omega_0$ 。当  $\xi = 1$  (临界阻尼) 时, 幅频特性曲线永远小于 1, 其共振频率  $\omega_d = 0$ 。但因幅频特性曲线下降得太快, 平坦段反而

变短了。当  $\omega/\omega_0 = 1$  (即  $\omega = \omega_0$ ) 时,幅频特性曲线趋于零,几乎无响应。

如果传感器的固有频率  $\omega_0$  不低于输入信号谐波中最高频率的  $\omega_{\max}$  的 3 倍 ~ 5 倍,这样可以保证动态测试精度。但保证  $\omega_0 = (3 \sim 5)\omega_{\max}$ ,制造上很困难,且  $\omega_0$  太高又会影响其灵敏度。实践表明,如果被测信号的波形与正弦波相差不大,则被测信号谐波中最高频率  $\omega_{\max}$  可以用其基频  $\omega$  的 (3 ~ 5) 倍代替。这样,选用和设计传感器时,保证传感器固有频率  $\omega_0$  不低于被测信号基频的 10 倍即可。从上面分析可知:为了减小动态误差和扩大频响范围,一般提高传感器的固有频率  $\omega_0$ ,是通过减小传感器运动部分质量和增加弹性敏感元件的刚度来达到。但刚度增加,必然使灵敏度按相应比例减小。所以在实际中,要综合各种因素来确定传感器的各个特征参数。

## 2. 阶跃信号输入时的阶跃响应

### 1) 一阶系统的阶跃响应

传感器的动态特性除了用频域中的频率特性来评价外,也可以从时域中的瞬态响应和过渡过程进行分析。阶跃函数、冲激函数和斜坡函数等是常用激励信号。起始静止的传感器,若输入的是一个单位阶跃信号,即  $t=0$  时,  $x$  和  $y$  均为零(在没有输入时也没有输出);当  $t>0$  时,有一个阶跃信号  $x(t)=1(t)$  (幅值为 1) 输入,如图 2-12(a) 所示。一阶系统的传递函数为

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1 + \tau s}$$

$$Y(s) = H(s)X(s)$$

因为单位阶跃函数的拉普拉斯变换式等于  $1/s$ ,将  $X(s)=1/s$  代入,并将  $Y(s)$  展开成部分分式,则得

$$Y(s) = \frac{1}{s} - \frac{\tau}{1 + \tau s}$$

上式进行拉普拉斯反变换可得

$$y(t) = 1 - e^{-t/\tau} \quad (t > 0) \quad (2-38)$$

将式(2-38)画成曲线如图 2-12(b) 所示,可以看出,输出的初始值为零,随着时间推移,  $y$  接近于 1,当  $t=\tau$  时,  $y=0.63$ 。 $\tau$  是系统的时间常数,系统的时间常数越小,响应就越快,故时间常数  $\tau$  值是决定响应速度的重要参数。

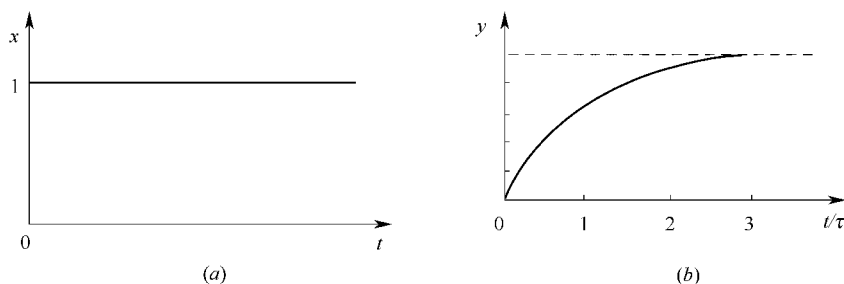


图 2-12 一阶系统的阶跃响应  
(a) 阶跃信号; (b) 对阶跃信号的响应。

### 2) 二阶系统的阶跃响应

如图 2-10 所示,具有惯性质量、弹簧和阻尼器的振动系统是典型的二阶系统。它的传递函数为

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}$$

当输入信号  $X(s)$  为单位阶跃信号时,  $X(s) = 1/s$ , 则输出为

$$Y(s) = X(s)H(s) = \frac{K\omega_0^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2)} \quad (2-39)$$

(1)  $0 < \xi < 1$  衰减振荡情形

式(2-39)可展开成部分分式:

$$Y(s) = K \left[ \frac{1}{s} - \frac{s + 2\xi\omega_0}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \right] \quad (2-40)$$

其第 2 项分母特征方程在  $0 < \xi < 1$  时为复数,且令  $\omega_d = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}$  称为阻尼振荡频率,式(2-40)可写为如下形式:

$$Y(s) = K \left[ \frac{1}{s} - \frac{s + 2\xi\omega_0}{(s + \xi\omega_0 + j\omega_d)(s + \xi\omega_0 - j\omega_d)} \right]$$

$$Y(s) = K \left[ \frac{1}{s} - \frac{s + 2\xi\omega_0}{(s + \omega_0\xi)^2 + \omega_d^2} \right] = K \left[ \frac{1}{s} - \frac{s + \xi\omega_0}{(s + \xi\omega_0)^2 + \omega_d^2} - \frac{\xi\omega_0}{(s + \xi\omega_0)^2 + \omega_d^2} \right]$$

从上式的拉普拉斯反变换可得

$$y(t) = K \left[ 1 - \frac{e^{-\xi\omega_0 t}}{\sqrt{1 - \xi^2}} \sin \left( \omega_d t + \arctan \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi} \right) \right] \quad (t \geq 0) \quad (2-41)$$

由上式可知,在  $0 < \xi < 1$  的情形下,阶跃信号输入时的输出信号为衰减振荡,其振荡角频率(阻尼振荡角频率)为  $\omega_d$ ,幅值按指数衰减, $\xi$  越大,即阻尼越大,衰减越快。

(2)  $\xi = 0$  无阻尼,即临界振荡情形

将  $\xi = 0$  代入式(2-41)得

$$y(t) = k[1 - \cos\omega_0 t] \quad (t \geq 0) \quad (2-42)$$

它为一等幅振荡过程,其振荡频率就是系统的固有振动角频率  $\omega_0$ 。实际上系统总有一定的阻尼,所以  $\omega_d$  总小于  $\omega_0$ 。

(3)  $\xi = 1$  临界阻尼情形

此时式(2-39)成为

$$Y(s) = \frac{K\omega_0^2}{s(s + \omega_0)^2}$$

此式分母的特征方程的解为两个相同实数,由拉普拉斯变换式的反变换可得

$$y(t) = K[1 - e^{-\omega_0 t}(1 + \omega_0 t)] \quad (2-43)$$

上式表明系统既无超调也无振荡。

(4)  $\xi > 1$  过阻尼情形

此时式(2-39)可写成

$$Y(s) = \frac{k\omega_0^2}{s(s + \xi\omega_0 + \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})(s + \xi\omega_0 - \omega_0\sqrt{\xi^2 - 1})}$$

拉普拉斯反变换为

$$y(t)=K\left\{1+\frac{1}{2(\xi^2-\xi\sqrt{\xi^2-1}-1)}e^{[-(\xi-\sqrt{\xi^2-1})\omega_0 t]}+\frac{1}{2(\xi^2+\xi\sqrt{\xi^2-1}-1)}e^{[-(\xi+\sqrt{\xi^2-1})\omega_0 t]}\right\} \quad (t>0) \quad (2-44)$$

式(2-44)表明  $\xi > 1$  ,则传感器蜕化到等同于两个一阶系统串联。此时虽然不产生振荡(即不发生超调) ,但也需经过较长时间才能达到稳态。

对应于不同  $\xi$  值的二阶系统单位阶跃响应曲线族如图 2-13 所示 ,由于横坐标是无量纲变量  $\omega_0 t$  ,所以曲线族只与  $\xi$  有关。由图 2-13 可见 ,在一定的  $\xi$  值下 ,欠阻尼系统比临界阻尼系统更快地达到稳态值 ,过阻尼系统反应迟钝 ,动作缓慢 ,所以系统通常设计成欠阻尼系统  $\xi$  取值为 0.6 ~ 0.8。

测量系统的动态特性常用单位阶跃信号(其初始条件为零)为输入信号时输出  $y(t)$  的变化曲线来表示 ,如图 2-14 所示。表征动态特性的主要参数有上升时间  $t_r$  ,响应时间  $t_s$  (过程时间) ,超调量  $\sigma_p$  ,衰减度  $\phi$  等。

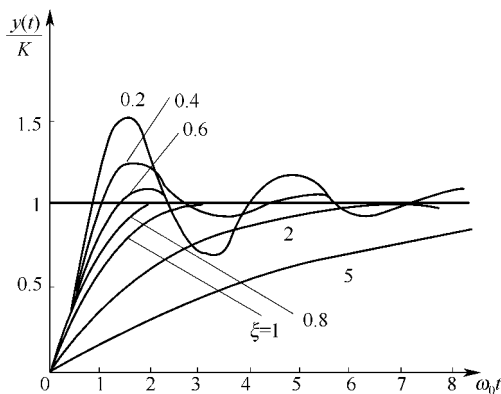


图 2-13 二阶系统的阶跃响应

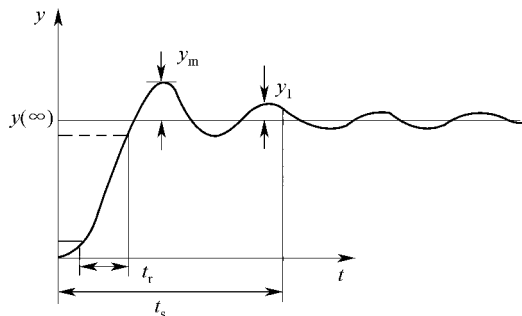


图 2-14 阶跃输入时的动态响应

上升时间  $t_r$  定义为仪表示值从最终值的  $a\%$  变化到最终值的  $b\%$  所需时间。 $a\%$  常采用  $5\%$  或  $10\%$  ,而  $b\%$  常采用  $90\%$  或  $95\%$  。响应时间是指输出量  $y$  从开始变化到示值进入最终值的规定范围内的所需时间。最终值的规定范围常取仪表的允许误差值。它应与响应时间一起写出,例如  $t_s = 0.5 \text{ s} (\pm 5\%)$  。超调量  $\sigma_p$  是指输出最大值与最终值之间的差值对最终值之比,用百分数来表示,即

$$\sigma_p = \frac{y_m - y(\infty)}{y(\infty)} \times 100\% \quad (2-45)$$

衰减度  $\phi$  用来描述瞬态过程中振荡幅值衰减的速度,定义为

$$\phi = \frac{y_m - y_1}{y_m} \quad (2-46)$$

式中  $y_1$  为出现一个周期后的  $y(t)$  值。如果  $y_1 = y_m$  ,则  $\phi \approx 1$  表示衰减很快,该系统很稳定,振荡很快停止。

总之,上升时间  $t_r$  ,响应时间  $t_s$  ,是表征仪表(或系统)的响应速度性能参数;超调量  $\sigma_p$  ,衰减度  $\phi$  是表征仪表(或系统)的稳定性能参数。通过这两个方面就完整地描述了仪表(或系统)的动态特性。

## 2.3 传感器的标定

传感器的动静态标定是利用一定等级的仪器及设备产生已知的非电量(如标准压力、加速度、位移等)作为输入量,输入至待标定的传感器中,得到传感器的输出量。然后将传感器的输出量与输入量作比较,从而得到一系列曲线(称为标定曲线)。通过对曲线的分析处理,得到其动静态特性的过程。

### 2.3.1 传感器的静态特性标定

传感器的静态标定主要是检验、测试传感器的静态特性指标,如静态灵敏度、非线性、迟滞、重复性等。静态特性标定的标准是在静态标准条件下进行的。静态标准条件是指没有加速度、振动、冲击(除非这些量本身就是被测物理量);环境温度一般为  $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$  ;相对湿度不大于  $85\%$  ;大气压力为  $(101.3 \pm 8) \text{ kPa}$  时的情况。

## 1. 压力传感器的静态标定

下面以压电式压力传感器为例,讨论传感器的静态特性的标定。

压电式压力传感器安装在图 2-15 所示的静重式标准活塞式压力计的接头上,传感器配接静态标准电荷放大器及显示仪。标定过程可采用加载法和卸载法。以加载法为例说明,标定过程步骤如下:

(1) 将传感器、仪器连接好;

(2) 将传感器量程(测量范围)分成为若干等分点,用砝码加载,施加载荷时要注意尽量做到均匀加载,不要引起冲击。记录仪显示传感器在某一点的输出最大值并保持一定的时间,然后记录下来。依次一点一点加载至满量程,依次一点一点记录标定传感器的输出值;

(3) 按上述过程,对传感器进行多次往复循环测试,将得到输出—输入测试数据组,用表格列出或画成曲线;

(4) 对数据进行必要的处理,根据处理结果就可以得到传感器的灵敏度、线性度、重复性、迟滞等静态特性指标。

对于不同原理的压力传感器静态标定的方法与压电式压力传感器的方法基本相同,只是不同原理的传感器,配用不同的二次仪表。

## 2. 加速度传感器的静态标定

加速度传感器的静态标定可采用离心校准技术,其原理如图 2-16 所示。设被校传感器敏感质量距离离心机回转中心距离为  $r$ ,当离心机旋转时,传感器惯性质量承受的离心加速度为

$$a = r\omega^2 \quad (2-47)$$

用遥测方式引出信号,这就是离心静态校准的基本原理。

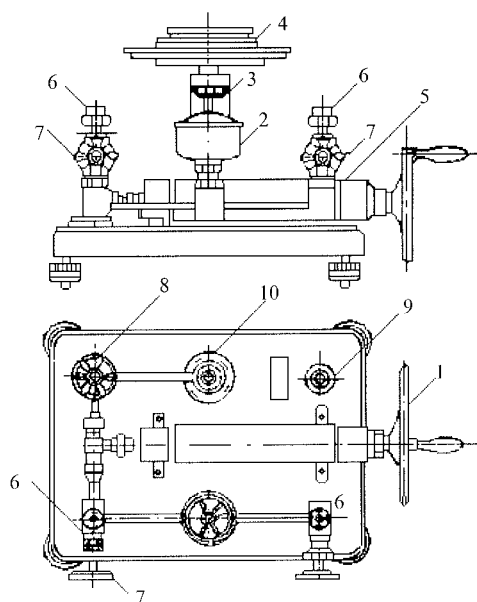


图 2-15 静重式标准活塞压力计

1—手轮;2—油杯;3、7、8—针阀;4—砝码;5—压力泵;  
6—压力传感器接头;9—水准泡;10—精密活塞。

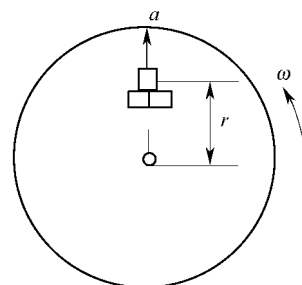


图 2-16 静态离心校准

### 2.3.2 传感器的动态标定

传感器的动态标定主要是研究传感器的动态响应特性即频率响应、时间常数、固有频率和阻尼比等。

#### 1. 压力传感器的动态标定

压力传感器的动态标定方法有正弦激励法、半正弦激励(落球、落锤冲击)法和阶跃压力激励法。上述3种方法是目前标定压力传感器的主要方法。本节仅介绍用激波管产生阶跃压力信号的方法。它具有压力幅值范围宽、频率范围广、便于分析研究和数据处理的特点。

##### 1) 激波管标定装置工作原理

装置系统如图2-17所示。整个装置由气源、激波管、测速和被测压力传感器及记录仪器4个部分组成。

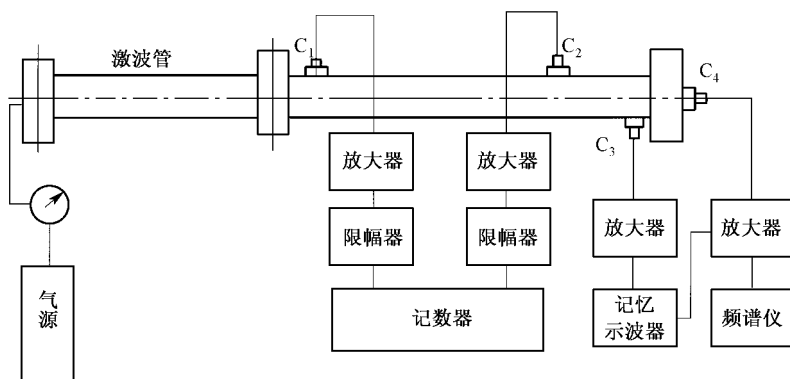


图 2-17 激波管标定系统示意图

$C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$ —传感器。

激波管由高压室和低压室组成,高压室和低压室之间由铝或塑料膜片隔开。低压室的压力一般为 101.325 kPa,仅给高压室充以高压气体。压缩气体经减压器、控制阀进入激波管的高压室,在一定的压力下膜片爆破后高压气体迅速膨胀冲入低压室,从而形成激波。这个激波的波阵面压力保持恒定,接近理想的阶跃波,并以超音速冲向被标定的传感器。传感器在激波的激励下按固有频率产生一个衰减振荡,如图2-18所示。其波形由显示系统记录下来,用于分析确定传感器的动态特性。

激波管中压力波动情况如图2-19所示。图2-19(a)为膜片爆破前的情况。 $p_4$ 为高压室的压力, $p_1$ 为低压室的压力。图2-19(b)为膜片爆破后稀疏波反射前的情况。 $p_2$ 为膜片爆破后产生的激波压力, $p_3$ 为高压室爆破后形成的压力, $p_2$ 与 $p_3$ 的接触面称为温度分界面。因为 $p_3$ 与 $p_2$ 所在区域的温度不同,但其压力值相等即 $p_3 = p_2$ 。稀疏波就是在高压室内膜片破碎时形成的波。图2-19(c)为稀疏波反射后的情况。当稀疏波波头达到高压室端面时,便产生稀疏波的反射,叫作反射稀疏波,其压力减小如 $p_6$ 所示。图2-19(d)为反射激波的波动情况。当 $p_2$ 达到低压室端面时也产生反射,压力增大如 $p_5$ 所示,称为反射激波。 $p_2$ 和 $p_5$ 都是在标定传感器时要用到的激波,视传感器安装的位置而定,当被标定

的传感器安装在侧面时要用  $p_2$  ,当装在端面时要用  $p_5$  ,二者不同之处在于

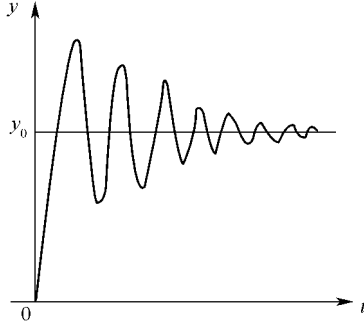


图 2-18 被标定传感器输出波形

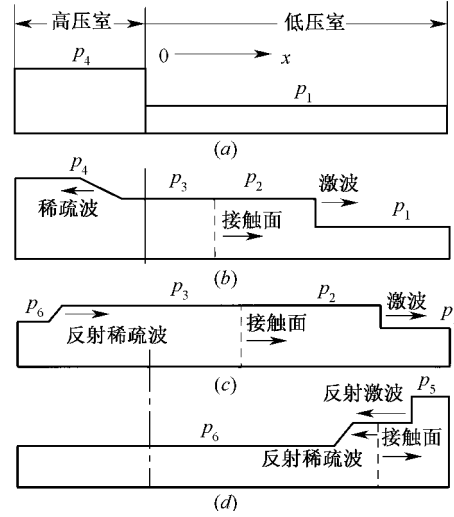


图 2-19 激波管中压力与波动情况

(a) 膜片爆破前情况 ; (b) 膜片爆破后稀疏波反射前情况 ;  
(c) 稀疏波反射后情况 ; (d) 反射激波波动情况。

$p_5 > p_2$  ,但维持恒压时间  $\tau_5$  略小于  $\tau_2$ 。

侧装传感器感受入射激波的阶跃压力为

$$\Delta p_2 = p_2 - p_1 = \frac{7}{6} (M_a^2 - 1) p_1 \quad (2-48)$$

安装在低压端面的传感器感受反射激波的阶跃压力为

$$\Delta p_5 = p_5 - p_1 = \frac{7}{3} p_1 (M_a^2 - 1) \frac{2 + 4M_a^2}{5 + M_a^2} \quad (2-49)$$

式中  $M_a$ ——激波的马赫数 ,由测速系统决定。

其基本关系式可参考有关资料 ,这里不作详细推导。  $p_1$  一般采用当地的大气压 ,因此 ,上列各式只要  $p_1$  及  $M_a$  给定 ,各压力值易于计算出来。

## 2) 入射激波的波速

测速用的压力传感器  $C_1$  和  $C_2$  应有良好的一致性。如图 2-17 所示 ,入射激波经过压电式压力传感器  $C_1$  时 ,  $C_1$  输出信号经过前置放大器、限幅器加至计数器 ,计数器开始计数 ;入射波经过传感器  $C_2$  时 ,  $C_2$  输出信号使计数器停止计数 ,从而求得入射波波速为

$$v = \frac{l}{t} \quad (\text{m/s}) \quad (2-50)$$

式中  $l$ ——两个测速传感器之间的距离 ;

$t$  ——激波通过两个传感器之间所需的时间 ( $t = \Delta t / n$  ,  $\Delta t$  为计数器的时标 ,  $n$  为频率计显示的脉冲数)。

激波通常以马赫数表示 ,其定义为

$$M_a = \frac{v}{a_T} \quad (2-51)$$



$$a_T = a_0 \sqrt{1 + \beta T} \quad (2-52)$$

式中  $v$  ——激波波速；

$a_T$  ——低压室的  $T$  时声速；

$a_0$  ——0 时的声速；

$\beta$  ——常数  $\beta = 0.00366$  或  $\beta = 1/273$ ；

$T$  ——试验时低压室的温度(室温一般为 25 )。

### 3) 标定测量信号获取

触发传感器  $C_3$  感受激波信号后,经放大器输入记忆示波器输入端,启动记忆示波器扫描,接着被测传感器  $C_4$  被激励,其输出信号被示波器记录,频谱分析仪测出传感器的固有频率。模拟量由 A/D 转换器输入微处理机进行处理,从而求得传感器的幅频特性、相频特性、固有频率及阻尼比等参数。

### 4) 传感器的动态参数确定方法

图 2-20 为传感器对阶跃压力的响应曲线。由于它输出的是压力与时间关系曲线,所以又称为时域曲线。若传感器振荡周期  $T_d$  是稳定的,而且振荡幅度有规律地单调减小,则传感器(或测压系统)可以近似地看成是单自由度的二阶系统。由第 2 章分析可知,只要能得到传感器的无阻尼固有频率  $\omega_0$  和阻尼比  $\xi$ ,那么传感器的幅频特性和相频特性可分别表示为

$$\left. \begin{aligned} |H(j\omega)| &= \frac{K}{\sqrt{[1 - (\omega/\omega_0)^2]^2 + 4\xi^2(\omega/\omega_0)^2}} \\ \phi(\omega) &= \arctan\left[\frac{2\xi}{(\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)}\right] \end{aligned} \right\} \quad (2-53)$$

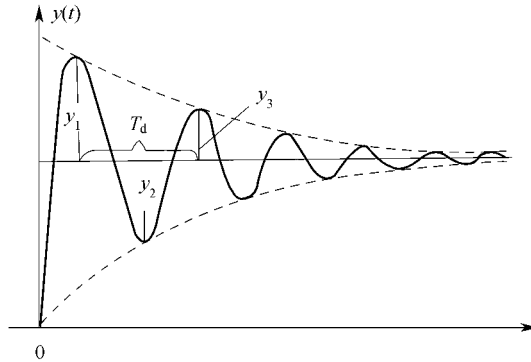


图 2-20 传感器系统对阶跃压力的响应曲线

根据响应曲线不难测出振动周期  $T_d$ , 于是其有阻尼的固有频率为

$$\omega_d = 2\pi \frac{1}{T_d} \quad (2-54)$$

并且,定义其对数衰减比为

$$\delta = \ln\left(\frac{y_i}{y_{i+1}}\right) \quad (2-55)$$

不难证明,阻尼系数  $\xi$  与对数衰减比  $\delta$  之间有如下的关系:

$$\xi = \frac{\delta}{\sqrt{\delta^2 + 4\pi^2}} \quad (2-56)$$

无阻尼固有频率为

$$\omega_0 = \frac{\omega_d}{\sqrt{1 - \xi^2}} \quad (2-57)$$

将求得的  $\xi$  和  $\omega_0$  代入幅频特性公式和相频特性公式,即可求得压力传感器的幅频特性和相频特性。

## 2. 加速度传感器灵敏度的标定

校准方法通常有绝对校准法和比较校准法。绝对法常用于标定高精度传感器或标准传感器,而工程中最常用的是比较校准方法。

加速度传感器的灵敏度是指它所承受的加速度与所产生电量的比值。对压电加速度传感器,通常以  $\text{pC} \cdot \text{s}^2/\text{m}$  (或  $\text{pC/g}$ ) 和  $\text{mV} \cdot \text{s}^2/\text{m}$  (或  $\text{mV/g}$ ) 表示,前者称为电荷灵敏度,后者为电压灵敏度。

### 1) 加速度传感器灵敏度的绝对法标定

振幅测量法是各国进行绝对校准的主要方法。它是通过一套标准装置激励被标定的加速度传感器,测出被标定传感器的输出电量和激励设备的振动频率与振幅,再计算出被标定传感器的灵敏度,即

$$K = \frac{U}{a} = \frac{U}{(2\pi f)^2 x_0} \quad (2-58)$$

式中  $U$ ——被校传感器输出电压(峰值);

$f$ ——激励设备振动频率;

$x_0$ ——激励设备振幅;

$a$ ——激励设备振动加速度,  $a = (2\pi f)^2 x_0$ 。

下面以激光干涉校准法为例说明其原理,如图 2-21 所示。激光由分光镜分成两路,一路至测量镜,一路到参考镜。这两路光由原路返回,通过分光镜再次回聚。由测量镜回聚的一路称为测量光束,由参考镜回聚的一路称为参考光束。这两束光频率相同但相位不同,因此发生干涉。

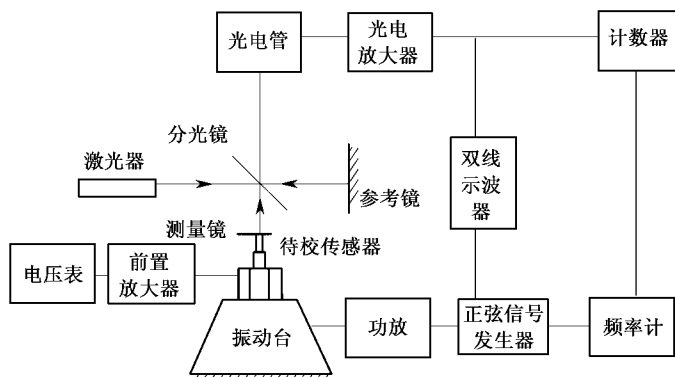


图 2-21 激光干涉法校准系统原理图

根据光的干涉原理,振动台每移动  $\lambda/2$  ( $\lambda$  为激光波长)的距离,光程差即变化  $\lambda$ ,则干涉条纹移动一条。这样就把振动台的振幅转化为一个振动周期内的干涉条纹数。由光电倍增管接受光线明暗变化的信号,经过光电放大器,送入计数器,记下干涉条纹数。假设  $N$  为一个周期内的干涉条纹数,  $x_0$  为振幅,因为

$$N = \frac{4x_0}{\lambda/2} \quad (2-59)$$

则振动台振幅

$$x_0 = \frac{\lambda}{8} N \quad (2-60)$$

再由频率计测出振动频率  $f$ ,由传感器系统测试、显示、记录传感器的输出,可求得传感器的灵敏度。

由于激光器波长非常稳定,一般常用 He-Ne 激光器为激光光源,其波长  $\lambda = 632.8 \text{ nm}$ ,光谱成分纯度亦很高,所以激光测振幅的精度很高,在中频范围内可达  $0.32 \mu\text{m}$ 。

为进一步提高校准精度,可对干涉条纹进行细分。目前多采用相位细分、幅值细分、多周期平均及贝塞尔函数等法,本文在此不做一一介绍。

## 2) 加速度传感器灵敏度的比较法标定

比较法是最常用的传感器校准方法。它具有原理简单、操作方便、对设备要求不高等一系列优点,所以应用十分广泛。

其工作原理:两只加速度传感器背靠背地安装在一起(或安装在一刚性支架上),如图 2-22 所示,其中,一只为参考标准加速度传感器,它的灵敏度和全部技术性能是已知的;另一只为被校传感器,用同样的加速度  $a$  激励它们,则它们的输出分别是

$$\begin{cases} u_s = K_s a \\ u_t = K_t a \end{cases} \quad (2-61)$$

式中  $u_s$ 、 $K_s$ ——标准传感器的输出和灵敏度;

$u_t$ 、 $K_t$ ——被校传感器的输出和灵敏度。

于是有

$$K_t = \frac{u_t}{a} = u_t \frac{u_s}{K_s a} = \frac{u_t K_s}{u_s} \quad (2-62)$$

以上原理同样适用于校准速度传感器和位移传感器。

比较法校准原理简单,但试验方法却很多,下面以电压比测量法为例说明。

电压比测量法校准系统如图 2-22 所示。这是一种简单而常用的方法。图 2-22 中,两

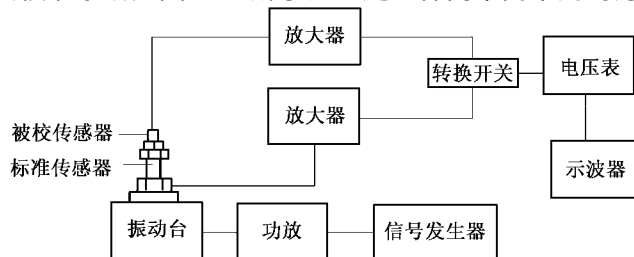


图 2-22 测量输出电压比较法标定传感器

只被激励的传感器背靠背安装在一起,下面的为参考标准加速度传感器,上面的是被校传感器,用振动台激励传感器,信号经电荷放大器进行阻抗变换、适调、放大后接入转换开关,分别通入一只电压表。具体标定方法是:首先将转换开关置于  $K_1$ ,电荷放大器灵敏度适调开关置于标准传感器灵敏度位置,增益为  $1 \text{ V/g}$  挡。在一定频率下(通常为  $160 \text{ Hz}$ )激励振动台,观察电压表输出并调整信号源激励信号幅度,使电压表指示为一整数值(如峰值  $1 \text{ V}$ )。此时,电压表指示的值即为台面振动加速度。将开关由  $K_1$  置于  $K_2$ ,此时,被校传感器与电压表接通,通过调整电荷放大器增益与适调电位器旋钮,使电压表指示与标准传感器相一致(注意增益挡位置)。此时如电压表输出为  $1 \text{ V}$ (峰值),电荷放大器增益为  $1 \text{ V/g}$  挡,电荷放大器灵敏度适调旋钮指示为  $12.2 \text{ pC}$ ,那么该被标定传感器的灵敏度即是  $12.2 \text{ pC/g}$ 。

用此方法可标定其它类型传感器。标定中,标准通道的作用是控制振动台激励加速度,使之成为定值。那么,只要测出被测通道的输出,则可求出被校传感器的灵敏度。工程上,常将传感器连同信号适调器一道标定。

## 第3章 传感器中的弹性敏感元件设计

物体在外力作用下改变原来的尺寸或形状的现象称为变形,如果外力去掉后物体能够完全恢复原来的尺寸和形状,那么这种变形称为弹性变形。

弹性敏感元件是通过物体弹性变形这一特性,把力、力矩或压力转换成为相应的应变或位移,然后配合其它各种形式的传感元件,将被测力、力矩或压力转换成电量的一种元件。弹性敏感元件使用广泛,在测试技术中占有重要的地位。

### 3.1 弹性敏感元件的基本特性

#### 3.1.1 弹性特性

作用在弹性敏感元件上的外力与该外力引起的相应变形(应变、位移或转角)之间的关系称为弹性元件的特性。图3-1显示了3个不同弹性敏感元件的特性曲线。元件的特性可能是线性的(图3-1中的直线1),也可能是非线性的(图3-1中的曲线2或曲线3)。弹性特性可由刚度或灵敏度来表示。

##### 1. 刚度

刚度一般用  $k$  表示,定义为

$$k = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \left( \frac{\Delta F}{\Delta x} \right) = \frac{dF}{dx} \quad (3-1)$$

式中  $F$  ——作用在弹性元件上的外力;

$x$  ——弹性元件产生的变形。

显然,这样定义的刚度可以反映元件抵抗弹性变形能力的强弱。

观察图3-1中A点,通过A点作曲线3的切线,显然,此切线与水平线夹角  $\theta_3$  的正切就是A点处的刚度。如果弹性元件的特性图线是一条直线,那么它的刚度是一个常数。

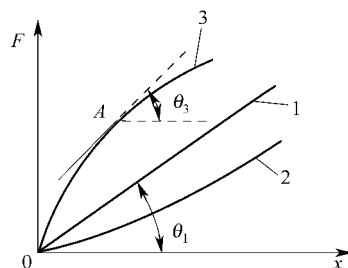


图3-1 弹性特性

##### 2. 灵敏度

灵敏度是反映弹性特性的另一个指标,它定义为刚度的倒数,一般用  $S_n$  表示:

$$S_n = \frac{dx}{dF} \quad (3-2)$$

从式(3-2)可以看出,灵敏度就是单位力作用下产生变形的大小。与刚度相似,只有当弹性特性图线是一条直线时,灵敏度为一常数。

在传感器当中,有时会遇到多个弹性元件串联或并联使用的情形。当弹性敏感元件并联使用时,系统的灵敏度为

$$S_n = \frac{1}{\sum_{i=1}^m \frac{1}{S_{n_i}}} \quad (3-3)$$

在串联使用时,系统的灵敏度为

$$S_n = \sum_{i=1}^m S_{n_i} \quad (3-4)$$

式中  $m$ ——并联或串联弹性敏感元件的数目;

$S_{n_i}$ ——第  $i$  个弹性敏感元件的灵敏度。

### 3.1.2 弹性滞后

对弹性元件进行加载,可绘制一条弹性特性曲线,然后卸载,可绘制另一条弹性特性曲线。我们发现,两条曲线往往并不重合,这种现象称为弹性滞后,如图 3-2 所示。

图 3-2 中,当作用在弹性元件上的力由 0 增加至  $F'$  时,弹性元件的弹性特性如曲线 1 所示,当作用力由  $F'$  减小到 0 时,弹性特性曲线如曲线 2 所示。作用力通过加载达到  $F$  时的弹性变形与通过卸载达到  $F$  时的弹性变形之差  $\Delta x$ ,叫做弹性敏感元件的滞后误差。滞后误差的存在对整个测量的精度产生不利影响。曲线 1、曲线 2 所包围的范围称为滞环。弹性敏感元件内部微观或细观结构(如分子、离子、晶粒)间存在着的内摩擦是引起弹性滞后的主要原因。

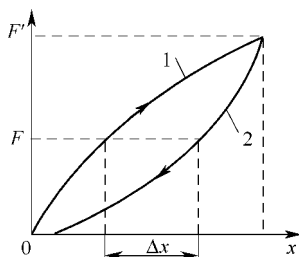


图 3-2 弹性滞后现象

### 3.1.3 弹性后效

弹性元件上载荷发生改变时,相应的变形往往不能立即完成,而是在一个时间间隔内逐渐完成,这种现象称为弹性后效。如图 3-3 所示,当作用到弹性元件上的力由 0 突然增加到  $F_0$  时,其变形首先由 0 迅速增加至  $x_1$ ,然后在载荷不变情况下,元件继续变形,直到变形增大到  $x_0$  为止。反之,当作用力由  $F_0$  突然减至 0 时,其变形先由  $x_0$  迅速减至  $x_1$ ,然后继续减小,直到变形为 0。弹性后效现象使弹性元件的变形不能迅速地随着作用力的改变而改变,从而造成测量误差。在动态测量中,这种误差愈显得严重。

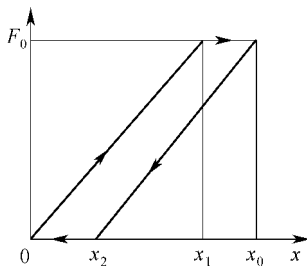


图 3-3 弹性后效现象

### 3.1.4 固有振动频率

弹性敏感元件的动态特性和被测载荷变化时的滞后现象等,都与元件的固有振动频率有关。固有振动频率有多阶,通常只关心其中的最低阶,且一般地总希望弹性敏感元件具有较高的固有振动频率。固有频率的计算比较复杂,只有少数规则形状的弹性元件具有理论解,所以实际中常常通过实验来确定。

以上各种基本特性之间是相互影响、相互制约的。灵敏度的提高,会使线性变差、固有频率降低,从而不能满足测量动态量的要求;相反,固有频率提高了,灵敏度就会降低。因此,在完成弹性敏感元件设计时,必须根据测试对象和实际要求,对各种基本特性加以综合、具体的考虑。

## 3.2 弹性敏感元件的材料

弹性敏感元件在传感器中直接参与变换和测量,因此材料的选用十分重要。在任何情况下,材料应保证具有良好的弹性,足够的精度和稳定性,如长时间使用和温度变化时都应保持稳定的特性。对弹性敏感元件材料的基本要求归纳如下:

- (1) 弹性滞后和弹性后效要小;
- (2) 弹性模量的温度系数要小;
- (3) 线膨胀系数要小且稳定;
- (4) 弹性极限和强度极限要高;
- (5) 具有良好的稳定性和耐腐蚀性;
- (6) 具有良好的机械加工和热处理性能。

通常使用的材料为合金结构钢、铜合金、铝合金等,其中 35CrMnSiA、40Cr 是常用的材料,尤其 35CrMnSiA 合金钢适合制作高精度的弹性敏感元件。50CrMnA 铬锰弹簧钢和 50CrVA 铬钒弹簧钢具有优良的机械性能,可用于制作承受交变载荷的重要弹性敏感元件。黄铜(H62、H80)可用于制造受力不大的弹簧及膜片。德银(Zn18% ~ 22%, (Ni + Co)13.5% ~ 16.5%, 其余为 Cu)用于制造抗腐蚀的弹性元件。锡磷青铜(QSn6.1% ~ 0.1%, QSn6.5% ~ 0.4%)用于制造一般的弹性元件或抗腐蚀性能好的弹性元件。铍青铜(QBe2、QBe2.5)用于制造精度高、强度好的弹性敏感元件。不锈钢(1Cr18Ni9Ti)用于制造强度高、耐腐蚀性好的弹性敏感元件。

## 3.3 弹性敏感元件的特性参数计算

这一节里,我们给出一些常用弹性敏感元件的特性参数计算。

### 3.3.1 弹性圆柱

弹性圆柱结构如图 3-4 所示,根据截面形状可分为实心圆截面(图 3-4(a))和空心圆截面(图 3-4(b))。弹性圆柱结构简单,可承受很大的载荷。

被测力  $F$  (拉力或压力)沿圆柱的轴线作用于元件两端,元件被拉伸(或压缩),圆柱体内各点产生应力、应变。

受力状态下的一点,其应力、应变的值与分析时选取的截面方向有关,选取不同的截面方向进行分析,会得到不同的数值。垂直于选取截面方向的应力和应变称为正应力和正应变,下文中的应力、应变均指的是正应力、正应变。

弹性圆柱上任一点处在与轴线成  $\alpha$  角的截面上的应力、应变为

$$\sigma_{\alpha} = \frac{F}{A} (\sin^2 \alpha - \mu \cos^2 \alpha) \quad (3-5)$$

$$\varepsilon_{\alpha} = \frac{F}{AE} (\sin^2 \alpha - \mu \cos^2 \alpha) \quad (3-6)$$

式中  $F$  ——沿轴线方向上的作用力；

$E$  ——材料的弹性模量；

$\mu$  ——材料的泊松比；

$A$  ——圆柱的横截面积；

$\alpha$  ——截面与轴线的夹角。

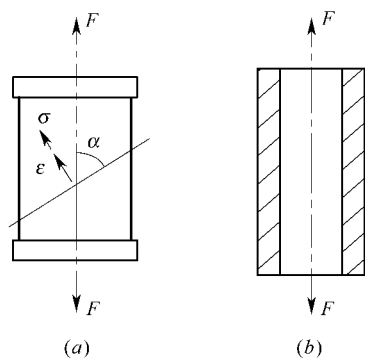


图 3-4 弹性圆柱

弹性圆柱上各点在垂直于轴线的截面上( $\alpha = 90^\circ$ )的应力、应变为

$$\sigma = \frac{F}{A}$$

$$\varepsilon = \frac{F}{AE}$$

而在平行轴线的截面上( $\alpha = 0^\circ$ )应力、应变为

$$\sigma = -\mu \frac{F}{A}$$

$$\varepsilon = -\mu \frac{F}{AE}$$

显然 在垂直于轴线的截面上出现最大的应力和应变。为了比较不同方向上的应变大小,引入灵敏度结构系数  $\beta$  的概念:

$$\beta = \sin^2 \alpha - \mu \cos^2 \alpha \quad (3-7)$$

于是圆柱应变的一般表达式为

$$\varepsilon = \frac{F}{AE} \beta \quad (3-8)$$

由式(3-8)可以看出,圆柱内各点的应变大小决定于圆柱的灵敏度结构系数、横截面积、材料性质和圆柱所承受的力,而与圆柱的长度无关。

上述所有结论同时适用于空心截面和实心截面的圆柱弹性敏感元件。空心截面的弹性元件在某些方面优于实心元件:在同样的截面积情况下,空心截面圆柱的外直径可以较



大,因此圆柱的抗弯能力大大提高;另外,较大直径圆柱对于由温度变化而引起的曲率半径相对变化敏感程度较小,从而使温度变化对测量的影响减小。但应注意的是,如果空心圆柱的壁太薄,受压力作用后将产生较明显的屈曲变形(桶形变形),影响测量精度。

柱形弹性敏感元件的固有频率为

$$f_0 = \frac{0.249}{l} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (3-9)$$

式中  $l$  ——柱形元件的长度;

$\rho$  ——柱形材料的密度。

分析柱形弹性敏感元件的基本公式(3-8)和式(3-9)可知:为了提高灵敏度,应当选择弹性模量小的材料,此时虽然相应的固有频率降低了,但固有频率降低的程度比应变量的提高来得小,总的衡量还是有利的。不降低应变值来提高固有频率必须减短圆柱的长度或选择密度低的材料。柱形弹性敏感元件主要用于电阻应变式拉力(压力)传感器中。

### 3.3.2 悬臂梁

悬臂梁是一端固定一端自由的金属梁。作为弹性敏感元件,它的特点是结构简单,加工方便,适用于较小力的测量。根据梁的截面形状不同,又可分为等截面悬臂梁和等强度悬臂梁。

#### 1. 等截面悬臂梁

被测力  $F$  作用于梁的自由端(见图 3-5),等截面梁表面某一位置处的应变可按下式计算:

$$\varepsilon_x = \frac{6(1-x)F}{EAh} \quad (3-10)$$

式中  $\varepsilon_x$  ——距固定端为  $x$  处的应变值;

$l$  ——梁的长度;

$x$  ——某一位置到固定端的距离;

$E$  ——梁的材料的弹性模量;

$A$  ——梁的截面积;

$h$  ——梁的厚度。

由式(3-10)可知,随着位置  $x$  的不同,在梁上各个位置所产生的应变也是不同的。在  $x=0$  处应变最大,在  $x=l$  处应变为零。不妨定义它的应变灵敏度结构系数  $\beta$ :

$$\beta = 6 \left( 1 - \frac{x}{l} \right) \quad (3-11)$$

在实际应用中,还常把悬臂梁自由端的挠度(位移)作为输出。挠度  $y$  与作用力  $F$  的关系为

$$y = \frac{4l^3}{Eb^3} F \quad (3-12)$$

等截面悬臂梁的固有振动频率为

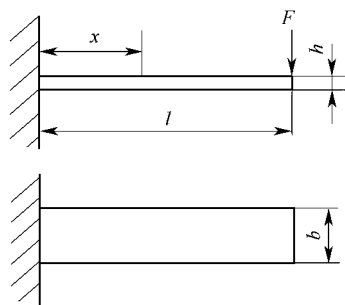


图 3-5 等截面悬臂梁

$$f_0 = \frac{0.162h}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (3-13)$$

通过分析式(3-10)、式(3-12)和式(3-13)可以看出,材料的特性参数( $E$ 、 $\rho$ )及结构尺寸( $l$ 、 $h$ )对灵敏度和固有频率都有影响。如减小等截面悬臂梁的厚度可以使灵敏度提高,但使固有振动频率降低。

## 2. 等强度悬臂梁

等截面悬臂梁的不同部位所产生的应变是不相等的,这对电阻应变式传感器中应变片的粘贴位置的准确性提出了较高的要求。注意等强度悬臂梁(见图 3-6),它的特点是距固定端不同距离处的截面积不同,即

$$A_x = hb_x = hb_0 \frac{l_x}{l} = hb_0 \frac{l-x}{l}$$

将上式代入式(3-10)得到

$$\varepsilon = \frac{6l}{Eb_0 h^2} F \quad (3-14)$$

则等强度悬臂梁在自由端加上作用力时,在梁上各处

的应变大小相等,它的灵敏度结构系数与长度方向的坐标无关,避免了对应变片粘贴位置准确性的较高要求。

必须说明,作用力  $F$  必须加在梁的两斜边的交汇点  $T$  处,否则无法保证各处的应变大小相等。等强度悬臂梁自由端挠度为

$$y = \frac{6l^3}{Eb_0 h^3} F \quad (3-15)$$

固有振动频率表达式为

$$f_0 = \frac{0.316h}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (3-16)$$

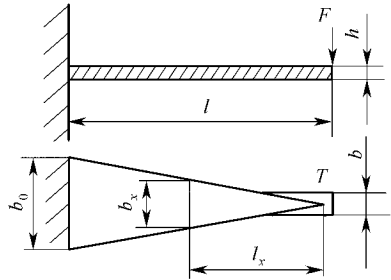


图 3-6 等强度悬臂梁

### 3.3.3 扭转棒

在力矩测量中常常用到扭转棒,图 3-7 所示为圆截面的扭转棒,一端固定,一端自由。当棒自由端承受力矩  $M_t$  时,在棒表面产生的沿圆周方向的剪切应力为

$$\tau = \frac{r}{J} M_t \quad (3-17)$$

式中  $M_t$ ——力矩;

$r$ ——扭转棒圆半径;

$J$ ——横截面对圆心的极惯性矩,  $J = \pi d^4 / 32$ ;

$d$ ——扭转棒直径。

根据材料力学知识,棒表面上任一点在沿与轴线成  $45^\circ$  角的方向上出现最大正应力  $\sigma_{\max}$ ,其数值与该点沿圆周方向的剪切应力  $\tau$  相等。此方向上的应变为

$$\varepsilon_{\max} = \frac{\sigma_{\max}}{E} = \frac{r}{EJ} M_t \quad (3-18)$$

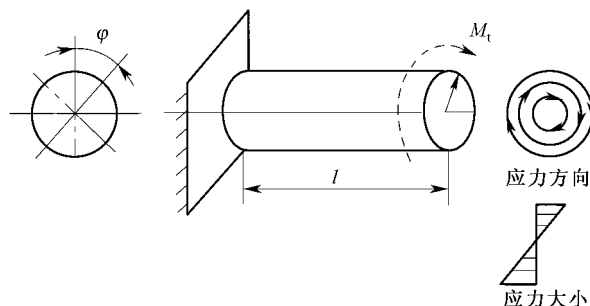


图 3-7 圆截面扭转棒

单位长度上的扭转角

$$\phi_i = \frac{1}{GJ} M_t \quad (3-19)$$

式中  $G$  ——扭转棒材料的剪切模量。

式(3-19)表明单位长度上的扭转角  $\phi_i$  与扭矩  $M_t$  成正比, 与乘积  $GJ$  成反比,  $GJ$  称为抗扭刚度。

扭转棒长度为  $l$  时的扭转角为

$$\phi = \phi_i l = \frac{1}{GJ} M_t \quad (3-20)$$

### 3.3.4 平膜片

圆形膜片分为平面膜片和波纹膜片两种, 用来测量气体的压力。在相同压力情况下, 波纹膜片可产生较大的挠度。膜盒是两个波纹膜片对焊在一起具有腔体的盒状元件, 也用来测量气体的压力。本节主要介绍圆形平膜片。

在工作时, 圆形平膜片承受均布载荷如图 3-8 所示。在压力  $p$  作用下, 中心处出现最大挠度  $y_{\max}$ , 圆形平膜片在设计计算中所采用的假设归纳如下:

- (1) 圆形平膜片, 其周边是固支的;
- (2) 圆形平膜片的最大挠度不大于  $1/3$  膜厚, 因而属小挠度理论范围;

(3) 被测压力均匀作用于平膜片表面。

以上假设下, 圆形平膜片的计算由下式给出, 曲线情况见图 3-9:

径向应力

$$\sigma_r = \frac{3p}{8h^2} [a^2(1+\mu) - r^2(3+\mu)] \quad (3-21)$$

切向应力

$$\sigma_t = \frac{3p}{8h^2} [a^2(1+\mu) - r^2(1+3\mu)] \quad (3-22)$$

径向应变

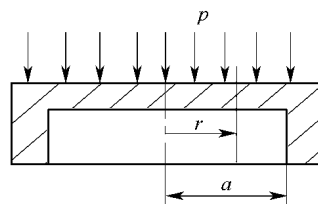


图 3-8 周边固支圆形平膜片

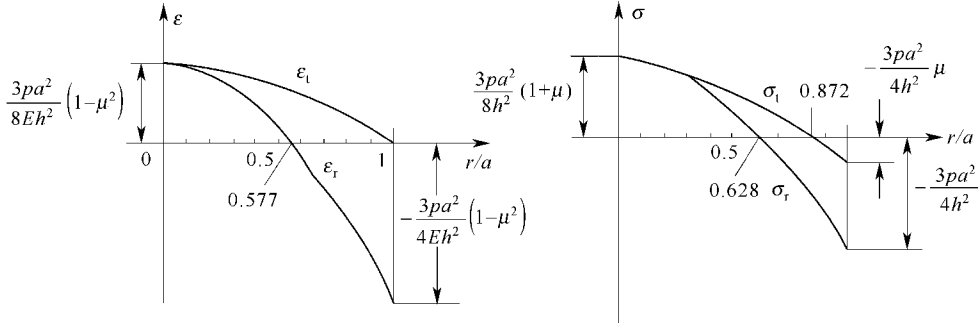


图 3-9 周边固支圆形平膜片的应力、应变曲线

$$\epsilon_r = \frac{1}{E}(\sigma_r - \mu\sigma_t) = \frac{3p(1-\mu^2)}{8Eh^2}(a^2 - 3r^2) \quad (3-23)$$

切向应变

$$\epsilon_t = \frac{1}{E}(\sigma_t - \mu\sigma_r) = \frac{3p(1-\mu^2)}{8Eh^2}(a^2 - r^2) \quad (3-24)$$

在圆形平膜片中心( $r = 0$ )处,切向应力与径向应力相等,切向应变与径向应变相等,而且具有正的最大值:

$$\sigma_{r0} = \sigma_{t0} = \frac{3pa^2}{8h^2}(1 + \mu) \quad (3-25)$$

$$\epsilon_{r0} = \epsilon_{t0} = \frac{3pa^2}{8Eh^2}(1 - \mu^2) \quad (3-26)$$

在圆形平膜片的边缘( $r = a$ )处,切向应力、径向应力和径向应变都达到负的最大值,而径向应变为零:

$$\sigma_{ra} = -\frac{3pa^2}{4h^2} \quad (3-27)$$

$$\sigma_{ta} = -\frac{3pa^2}{4h^2}\mu \quad (3-28)$$

$$\epsilon_{ra} = -\frac{3pa^2}{4Eh^2}(1 - \mu^2) \quad (3-29)$$

$$\epsilon_{ta} = 0 \quad (3-30)$$

圆形平膜片的挠度

$$y = \frac{3p(1-\mu^2)}{16Eh^3}(a^2 - r^2)^2 \quad (3-31)$$

中心( $r=0$ )处的挠度得最大值

$$y_0 = y_{\max} = \frac{3p(1-\mu^2)a^4}{16Eh^3} \quad (3-32)$$

圆形平膜片的固有频率

$$f = \frac{10.17h}{2\pi a^2} \sqrt{\frac{E}{12(1-\mu^2)\rho}} \quad (3-33)$$

上述各式中

- $p$  ——压力(Pa) ;  
 $h$  ——膜片厚度(cm) ;  
 $a$  ——膜片工作部分的半径(cm) ;  
 $r$  ——膜片任意部位的半径(cm) ;  
 $\mu$  ——膜片材料的泊松比 ;  
 $E$  ——膜片材料的弹性模量(MPa) ;  
 $\rho$  ——膜片材料的密度( $\text{kg}/\text{cm}^3$ )。

需要指出的是,以上这些公式均不考虑平膜周围的流体的影响,因此圆形平膜片在流体中(特别是在液体中)工作时固有频率比式(3-33)的计算值要低一些。

### 3.3.5 波纹管

波纹管是一种表面上有许多同心环状波形皱纹的薄壁圆管(见图 3-10)。在轴向力或流体压力的作用下,波纹管产生伸长或缩短,从而把轴向力(或压力)变换为位移。金属波纹管沿轴向容易变形,也就是说灵敏度非常好。在变形量允许范围内,压力(或轴向力)的大小与伸缩量呈线性关系。

波纹管的轴向位移与轴向作用力之间的关系可用下式表示:

$$y = \frac{n}{A_0 - \alpha A_1 + \alpha^2 A_2 + B_0} \frac{1 - \mu^2}{\frac{h_0^2}{R_H^2} E h_0} F \quad (3-34)$$

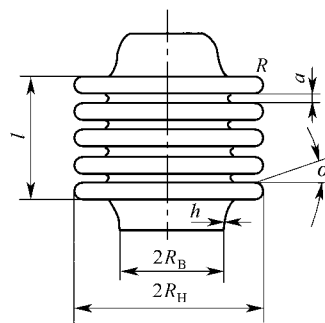


图 3-10 波纹管

式中  $F$  ——轴向力;

$n$  ——工作的波纹数;

$h_0$  ——波纹管半径处的壁厚,即毛坯的厚度。波纹处的材料厚度随着它与波纹管轴线的距离增大而减薄;

$A_0, A_1, A_2, B_0$  ——取决于参数  $K$  和  $m$  的系数(参阅《仪器零件》等有关书籍),其中,  $K = R_H/R_B$ ,  $m = R/R_H$ ;

$R_H$  ——波纹管的外半径;

$R_B$  ——波纹管的内半径;

$R$  ——波纹管的圆弧半径;

$\alpha$  ——波纹平面部分的斜角(又叫紧密角),  $\alpha = 0.5(2R - a)/(R_H - R_B - 2R)$ ;

$a$  ——相邻波纹的间隙。

当作用于波纹管的压力为  $p$  时,波纹管的自由端位移  $y$  可由下式求得:

$$y = \frac{n}{A_0 - \alpha A_1 + \alpha^2 A_2 + B_0} \frac{h_0^2}{R_H^2} a \frac{1 - \mu^2}{E h_0} S_a p \quad (3-35)$$

式中  $p$  ——作用压力;

$S_a$  ——有效面积。

波纹管的有效面积可以用下式确定:

$$S_a = \pi r^2$$

式中  $r$  ——波纹管的平均半径,  $r = (R_H + R_B)/2$ 。

由式(3-34)和式(3-35)可以看出,波纹管自由端位移  $y$  与轴向力  $F$  或压力  $p$  成正比,即弹性特性是线性的。但是,当压力很大超过一定范围时,波纹相互接触,从而会破坏了线性特性。如果拉力过大,会使波纹形状发生变化,同样会破坏线性特性。另外,在允许行程内波纹管受压缩时的基本特性的线性度较好,因此通常使其在压缩状态工作。

理论分析和试验表明,当其它条件不变时,波纹管的灵敏度与工作波纹数目成正比,与壁厚三次方成反比,与内径、外径比  $R_H/R_B$  的平方成正比。为了提高波纹管的强度和耐久性,特别是波纹管在大的高变作用力下工作时,常将它做成多层的。

### 3.3.6 薄壁圆筒

薄壁圆筒壁厚一般都小于圆筒直径的  $1/20$ ,内腔与被测压力相通,内壁均匀受压,薄壁不受弯曲变形,只是均匀地向外扩张(如图 3-11 所示)。筒壁的每一单元将在轴线方向和圆周方向的拉伸应力分别为

$$\sigma_x = \frac{r_0}{2h} p$$

$$\sigma_r = \frac{r_0}{h} p$$

式中  $\sigma_x$  ——轴向的拉伸应力;  
 $\sigma_r$  ——圆周方向的拉伸应力;  
 $r_0$  ——圆筒的内半径;  
 $h$  ——圆筒的壁厚。

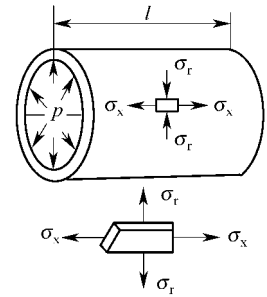


图 3-11 薄壁圆筒

轴向应力  $\sigma_x$  和圆周方向应力  $\sigma_r$  相互垂直,应用广义虎克定律可求得这种弹性敏感元件的压力—应变关系式:

$$\varepsilon_x = \frac{r_0}{2Eh} (1 - 2\mu) p \quad (3-36)$$

$$\varepsilon_r = \frac{r_0}{2Eh} (2 - \mu) p \quad (3-37)$$

从式(3-36)和式(3-37)看到,薄壁圆筒的灵敏度仅决定于圆筒的半径、厚度和弹性模量而与圆筒的长度无关,并且轴线方向应变和圆周方向的应变不相等。我们可以定义沿不同方向的不同灵敏度结构系数:

$$\beta_x = \frac{1}{2} (1 - 2\mu) \quad (3-38)$$

$$\beta_r = \frac{1}{2} (2 - \mu) \quad (3-39)$$

应该指出:在传感器的实际应用中,电阻应变片既不沿轴向粘贴,又不沿周向粘贴,而是在与轴向(或周向)成某一角度的方向上粘贴,测得的应变与粘贴方向的应力有关,灵敏度结构系数应该在  $0.2 \sim 0.87$  范围内。可以证明,当电阻应变片粘贴方向与圆周应力方向的夹角为  $13.3^\circ$  时,具有最

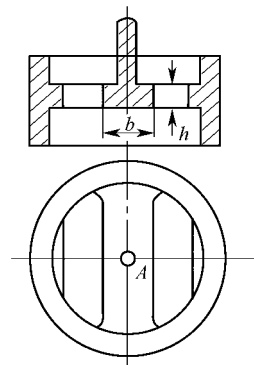


图 3-12 双端固定梁应变式力传感器

大的灵敏度结构系数 0.87。

薄壁圆筒的固有振动频率为

$$f_0 = \frac{0.32}{\sqrt{2r_0 l + l^2}} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (3-40)$$

### 3.3.7 双端固定梁

如图 3-12 所示 A 点处沿梁长度方向的应变为

$$\varepsilon = \frac{3l}{4bh^2 E} F \quad (3-41)$$

一般都是将梁和壳体做成一体。双端固定梁比悬臂梁的刚度大,但受到过载后容易产生非线性误差。

## 3.4 有限单元法简介

### 3.4.1 弹性力学

材料力学的知识可以用来分析等截面梁、等强度梁、扭转棒等杆类形状元件的载荷 - 应变关系。对于圆形膜片、波纹管、弹簧管等非杆类形状的元件,我们则必须使用弹性力学的知识。

弹性材料在载荷作用下,材料上每一点会有 3 个位移  $u_x$ 、 $u_y$ 、 $u_z$  6 个应变  $\varepsilon_x$ 、 $\varepsilon_y$ 、 $\varepsilon_z$ 、 $\gamma_{xy}$ 、 $\gamma_{yz}$ 、 $\gamma_{zx}$  和 6 个应力  $\sigma_x$ 、 $\sigma_y$ 、 $\sigma_z$ 、 $\tau_{xy}$ 、 $\tau_{yz}$ 、 $\tau_{zx}$ 。位移、应变和应力是材料点位置坐标  $(x, y, z)$  的函数。

外载荷是已知的,3 个位移、6 个应变和 6 个应力是未知的,总共有 15 个未知函数。另外,根据对材料内部的力学关系的研究,共建立起 15 个弹性力学基本方程,它们是:

几何方程 6 个 描述 6 个应变与 3 个位移之间的关系;

物理方程 6 个 描述 6 个应变与 6 个应力之间的关系;

平衡方程 3 个 描述材料微小单元上力的平衡关系。

### 3.4.2 边界条件

解决弹性力学问题,就是利用 15 个方程和全部边界条件求解 15 个未知函数。如果边界情况不确定,那么材料内部的情况也就不能确定。因此,问题的求解过程中,确定边界条件有着十分重要的意义。

例:两边固支的矩形板如图 3-13 所示,板上方受均匀压力。写出问题的边界条件。

解:板的边界分为 6 个面,逐个写出如下。

上表面:  $\sigma_{zz} = -p$   $\tau_{zx} = 0$   $\tau_{zy} = 0$   $x \in [0, a]$   $y \in [0, b]$   $z = 0$

下表面:  $\sigma_{zz} = 0$   $\tau_{zx} = 0$   $\tau_{zy} = 0$   $x \in [0, a]$   $y \in [0, b]$   $z = -s$

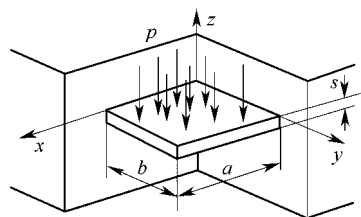


图 3-13 两边固支的矩形板

$$\begin{aligned}
\text{左前表面: } \sigma_{xx} &= 0 \quad \sigma_{xy} = 0 \quad \sigma_{xz} = 0 & x = a \quad y \in [0, b] \quad z \in [0, s] \\
\text{右前表面: } \sigma_{yy} &= 0 \quad \sigma_{yx} = 0 \quad \sigma_{yz} = 0 & x \in [0, a] \quad y = b \quad z \in [0, s] \\
\text{左后表面: } u_x &= 0 \quad u_y = 0 \quad u_z = 0 & x \in [0, a] \quad y = 0 \quad z \in [0, s] \\
\text{右后表面: } u_x &= 0 \quad u_y = 0 \quad u_z = 0 & x = 0 \quad y \in [0, b] \quad z \in [0, s]
\end{aligned}$$

### 3.4.3 最小势能原理

受外载荷变形后,材料上任一点的应力乘以应变的  $1/2$  形成该点处的“应变能密度”(即单位体积内由于变形而储存的能量),所有各点应变能密度的积分称为“应变能”;表面上外力经历位移而作的功称为“外力功”;应变能 + 外力功 = 总势能。

材料受外载荷作用后的变形会是怎样的呢?最小势能原理指出:在众多的可能当中,总势能最小的变形将是真实的变形。换句话说,所有物体受到外载荷并达到平衡时,总是自动地使自身处于最低势能状态。

### 3.4.4 有限单元法

弹性力学基本方程当中含有偏微分方程,对大多数问题来说很难得到精确解,于是只好求助于数值计算的方法。“有限单元法”就是这样一种数值计算方法。

想像将弹性元件分割成为许多细小单元。以单元节点坐标为插值点,构造一个插值函数(构造方法略)来替代单元内各点的位移值。有了插值函数这一近似手段,原先求解单元内无穷多个点的位移问题,转化为只需求解为数有限的单元节点位移的问题。单元越小,这种近似给最终结果带来的误差越小。下面,我们来利用最小势能原理求解单元节点位移。

研究一个单元的“总势能”,对它的表达式作一系列推演:

(1) 由定义知道,总势能是一个积分式,被积函数中含有应力、应变、位移、外力(此时是指一个单元的外力)等未知函数。

(2) 利用几何方程和物理方程,将“总势能”表达式中的应力和应变全部替换成位移函数,并暂时假设单元的外力为已知。这时,单元总势能表达式中就只出现“位移”这一个未知函数了。

(3) 将总势能表达式中的位移替换为相应的插值函数,通过偏微分、积分等运算,总势能终于写成了以节点位移为自变量的函数式。式中偏微分符号、积分符号均消失了。

由最小势能原理,总势能应取极小值,根据“多元函数极值存在的必要条件”,可得到下面方程:

$$\frac{\partial \Pi_p^e}{\partial a_{ij}} = 0 \quad (3-42)$$

式中  $\Pi_p^e$ ——单元的总势能;

$a_{ij}$ ——单元上第  $i$  个节点第  $j$  个方向的位移。

随着  $i, j$  取不同的数,式(3-42)代表了不是一个,而是一组方程。如果单元外力真的是已知的,到这一步,解方程组(3-42)就可以得到单元节点位移的具体数值了。可惜,单元外力只是暂时假设为已知。不过不要紧,注意到:



- (1) 每一个单元都有各自的一组类似(3-42)的方程；
- (2) 每一单元与相邻单元间的外力互为作用力和反作用力；
- (3) 材料边缘部分单元的外力就是边界条件。

综合考虑上面三组关系,我们能够归纳合并出一个总的线性方程,其未知数是所有各结点的位移。解此线性方程,就得到了所有单元的节点位移的具体数值。通过已算出的节点位移和插值函数,能够得到所有非节点处的位移,再通过几何方程、物理方程等已知的关系,可进一步得到各点的应力、应变。于是弹性力学问题得到了解决。

有限单元法的研究和应用已经相当地深入和广泛,并出现了多种成熟的应用软件,成为传感器设计和解决其它各类工程问题的有力工具。

## 第4章 敏感元件材料

利用物理学的最新进展,发现新现象、新效应,开发新型的敏感材料是发展测试与传感技术的关键途径之一。相对于传统的金属材料而言,半导体材料、陶瓷材料、有机材料和形状记忆合金等称为新型敏感材料。灵敏特性是传感器敏感材料最基本的特性,之所以采用各种新型敏感材料,正是由于它们有着对外界条件变化特别敏感的特性。

敏感材料的选用是传感器设计的关键之一。选用传感器敏感材料时,除首先注意其敏感特性外,还应对它的工作可靠性、加工性和经济性等方面进行综合的考虑。敏感性包括灵敏系数高、响应速度快、检测范围宽、检测精度高等要求;工作可靠性包括耐热、耐磨损、耐腐蚀、耐振动、耐过载等要求。

### 4.1 敏感材料的转换功能

敏感元件是将被测物理量转换为电学量的器件,是传感器的重要组成部分。各种物理量与电学量之间的转换是通过敏感材料的固有特性及各种物理效应实现的。本节简要介绍以下几种转换功能:压—电转换、磁—电转换、光—电转换和热—电转换等。

#### 4.1.1 压—电转换功能

当外力(压力或拉力)作用于压电晶体时,晶体表面产生正比于外力大小的电势差;反过来,当外电场作用于压电晶体时,晶体上产生正比于电场强度的机械变形,这两种现象分别称做压电效应和逆压电效应。压电效应是机械能转换成电能,逆压电效应是电能转换成机械能。压电效应具有方向性,当外力方向与生成的电势差方向一致时称做纵向压电效应;当外力方向与生成的电势差方向垂直时称做横向压电效应。

#### 4.1.2 磁—电转换功能

##### 1. 霍耳效应

金属或半导体薄片置于磁场中,当有电流流过时,在垂直于电流和磁场的方向将产生电动势,这种现象叫霍耳效应。具有霍耳效应的器件称为霍耳器件。由于金属材料的自由电子浓度  $n$  很高,霍耳系数  $R_H$  (表征霍耳效应强弱的量,  $R_H = -1/nq$ ,  $q$  为电子电量) 很小,产生电动势极小,固不宜选作霍耳器件。半导体材料适合作霍耳器件,又由于半导体在一般情况下电子迁移率大于空穴迁移率,故多选用 N 型半导体材料为霍耳器件。霍耳器件的灵敏系数与霍耳器件厚度有关。厚度越小,灵敏系数越高。薄膜霍耳器件,厚度只有  $1\ \mu\text{m}$ 。

##### 2. 磁阻效应

霍耳器件受到与电流方向垂直的磁场作用时,不仅出现霍耳效应,还会出现半导体电

阻率增大的物理现象,这种现象叫磁阻效应。磁阻效应的产生是由于在磁场作用下,磁场力使载流子移动方向发生偏转,电流沿原电场方向的分量减小,对外显示为电阻增大。电阻随磁场强度增加而增加,同时,磁阻效应相应地降低了器件的霍尔电势。当半导体中仅存在一种载流子(电子或空穴)时,磁阻效应几乎可以忽略。若两种载流子都存在,磁阻效应则明显增强,通常选两种载流子都存在的半导体作磁阻器件用。

#### 4.1.3 光—电转换功能

物质内的传导电子吸收足够的入射光能后,由物质表面向外发射,这种现象称做外光电效应;载流子(电子或空穴)也能吸收入射光能,但向内部发射,称做内光电效应。这两种使光能转换成电能的物理现象统称为光电效应。内光电效应又分成光导效应和光伏效应。应该指出:由于光与半导体材料间的作用比光与导体及绝缘体材料间的作用强,通常选用半导体材料作为光敏感器件。

##### 1. 外光电效应

入射光子能使吸收光能的物质表面发射电子,即电子逸出物质表面。如果要使电子从表面逸出,照射光子所具有的能量  $E$  必须大于电子逸出表面所需的逸出功  $A_0$ 。外光电效应又叫做光电发射效应。

##### 2. 光导效应

如入射半导体的光子有大于半导体禁带宽度的能量,可将半导体中的电子从价带激发到导带,引起载流子增加,从而使半导体的电导率增加。这种现象称做光导效应或光电导效应。

##### 3. 光伏效应

光照射在 PN 结附近,同光导效应相同,会产生电子—空穴对,其中电子向 N 区扩散,空穴向 P 区扩散,于是在 PN 结两端产生电动势,这种现象称做光伏效应。

光导效应与光伏效应的区别在于:前者是电导率发生变化,这种形式的敏感器件为光敏电阻。而后者是由于电子—空穴对生成后电子与空穴分离产生电动势,不必外加电源,这种形式的敏感器件有光电二极管、光电三极管。

#### 4.1.4 热—电转换

具有热—电转换功能的器件被人们广泛用于测试和传感技术当中。例如,利用金属的热膨胀现象,可用来制成热膨胀系数不同的双金属敏感器件;利用温度变化对半导体电率的影响,可制成热敏电阻器件。相对于金属材料,半导体的热敏特性更显著,灵敏系数更高,因而更为广泛地用于温度传感器中。同时必须注意到,对于应用其它物理特性完成转换功能的传感器,由于器件内往往同时存在有热—电效应(如热膨胀系数和电阻温度系数的影响),热—电效应又成为引入误差的一个原因。

作为热—电转换功能的主要物理现象有热释电效应和热电效应。

##### 1. 热释电效应

由于温度变化使晶体物质产生自发极化的现象,叫热释电效应。当温度不变化时,物质表面也有一些极化电荷,但它们与附着在表面的离子中和,如两极间接电流计,没有电

流通过。当温度变化时,材料一侧表面感应出极化正电荷,对应表面感应出极化负电荷,如两极间接电流计,有电流通过,电流为

$$I = P \frac{dT}{dt} \quad (4-1)$$

式中  $P$ ——热释电系数( $C/m^2 \cdot K$ );

$dT/dt$ ——温度对时间的变化率。

显然,要保证电荷连续出现,必须要有周期性变化的温度源。否则,热释电效应产生的电荷又会很快被空气中的各种离子中和了。

## 2. 热电效应

当导体或半导体材料两端温度不相等时,高温端因受热而具有较大动能的自由电子向低温端扩散形成电子流。高温端失去电子带正电,低端获得电子带负电。这种物理现象叫热电效应,由温差引起的电热差称做热电势。

随着电路形式不同,热电效应又分为塞贝克效应、珀尔帖效应和汤姆逊效应。

### 1) 塞贝克效应

两种不同导体或半导体  $a$  和  $b$  在热端(温度  $T_1$ )连接在一起,冷端(温度  $T_2$ )之间存在温差( $\Delta T = T_1 - T_2$ )。因冷端开路,在冷端会产生开路电压  $\Delta U$ ,此现象称为塞贝克效应,可用下式表示

$$\Delta U = a_s \Delta T \quad (4-2)$$

式中  $a_s$ ——称塞贝克系数,单位为  $\mu V/K$ 。

### 2) 珀尔帖效应

两种不同导体或半导体连接成一闭合回路,闭合电路中流过电流  $I$ ,则在一个接点处产生热量  $W$ ,而另一接点处吸收热量  $W$ ,此现象为珀尔帖效应,有  $W = W$ 。产生的热量与回路电流的关系表示为

$$W = \Pi_{ab} I \quad (4-3)$$

式中  $\Pi_{ab}$ ——珀尔帖系数,单位为  $\mu V$ 。 $\Pi_{ab}$ 大小取决于材料组合和环境温度,它与塞贝克系数  $a_s$  之间有如下关系:

$$\Pi_{ab} = a_s T \quad (4-4)$$

式中  $T$ ——环境温度。

### 3) 汤姆逊效应

对于同一种导体或半导体,不同位置具有不同温度时,有电流  $I$  流过,此现象称为汤姆逊效应。其单位长度、单位时间产生的热量  $dQ/dx$  与电流  $I$  的大小和该处的温度变化率  $dT/dx$  成正比,形式为

$$\frac{dQ}{dx} = \tau_T I \frac{dT}{dx} \quad (4-5)$$

式中  $\tau_T$ ——汤姆逊系数,单位为  $\mu V/K$ 。

上述3种热电效应相近或相逆,较易混淆。归纳起来,塞贝克效应是热能转换成电能,珀尔帖效应是电能转换成热能,它是塞贝克效应的逆效应,汤姆逊效应与珀尔帖效应相近,前者是同一种导体或半导体的组合,后者是不同导体或半导体的组合。为了清楚起见,表4-1给出了3种效应的比较。

表 4-1 3 种电热效应的比较

效 应		材 料	加 温 情 况	所呈现的效应现象
塞贝 克	金属的	两种金属	两端保持不同温度	冷端产生热电势
	半导体的	两种半导体	两端保持不同温度	冷端产生热电势
珀尔 帖	金属的	两种金属	整体为某温度	接触处产生焦耳热以外的吸热、发热
	半导体的	两种半导体	整体为某温度	接触处产生焦耳热以外的吸热、发热
汤姆 逊	金属的	两条相同金属丝	两条金属丝各保持不同温度	温度转折处吸热或发热
	半导体的	同种半导体	两连接端保持不同温度	整体升温或降温

## 4.2 半导体敏感材料

### 4.2.1 影响半导体物理性能的外场效应

电场、磁场、温度场、机械外力以及光照和放射线照射都会影响半导体的电子特性。

#### 1. 电场

电子迁移率一定时,电场增强,电子漂移速度加快。但电子漂移加速的同时,电子本身的无规则热运动(扩散运动)也在加速,所以加速到一定程度,会出现速度饱和。这种现象称为热电子效应。若进一步增加电场强度,则电子的动能继续增大,超过一定能量时,会引起材料内部电子与原子的碰撞,从而产生新的电子—空穴对,内阻急剧下降,出现类似于气体绝缘被破坏时的放电或“击穿”的现象,称为“雪崩倍增”现象。

#### 2. 磁场

上节已叙述过,半导体在磁场中可以产生霍耳效应和磁阻效应,可作霍耳器件和磁阻器件。

#### 3. 温度

半导体的电子特性对温度的依赖性很大,也就是说,温度变化是影响半导体电子特性的主要因素。从热—电转换功能可知,不论是热释电效应还是热电效应,对半导体材料而言,温度对其有着直接的影响。不同的半导体材料电阻随温度变化有着复杂的关系,还有的半导体材料在某一温度附近,阻值急剧增加或急剧减少,甚至骤变。据此,温敏半导体材料可分为正温度系数热敏电阻、负温度系数热敏电阻和临界温度系数热敏电阻,分别简称为 NTC 热敏电阻、PTC 热敏电阻和 CTR 热敏电阻。

#### 4. 机械外力

机械外力引起的应变使原子间相对位置发生变化,引起能带结构的变化,从而改变载流子的浓度和迁移率,最终表现为应变区域电阻值随半导体内应力而变化,这就是压阻效应。据此效应,可制成半导体压力敏感器件。

#### 5. 光和放射线照射

光和放射线照射半导体使电子获得能量,引起电子从价带到导带的跃迁,使电子—空穴对增加。这就是光—电转换各种效应的产生原因。据此可制成输出特性受外场影响的光敏器件。

### 4.2.2 常用半导体敏感材料

以硅为代表的半导体材料是最为广泛应用的一类传感器敏感材料。这与半导体器件理论的完善、集成电路技术的发展和半导体敏感器件微细加工技术的应用密不可分。各种敏感器件使用的半导体材料如表 4-2 所列。

表 4-2 各种敏感器件使用的半导体材料

敏 感 器 件	半 导 体 材 料
压力和位移敏感器件	Si ,CdS ,ZnO ,Ge ,InSb
磁敏器件	Si ,InSb ,InAs ,Ge ,GaAs
热敏器件	Si ,Ge ,GaAs ,CdTe
光敏器件	Si ,CdS ,Se ,GaAs ,Ge ,InSb ,CdHgTe ,PbS ,PbSnTe
射线敏器件	Si ,CdTe ,HgI <sub>2</sub> ,GaAs ,Ge

## 4.3 陶瓷敏感材料

作为敏感材料的陶瓷与瓷器、玻璃、砖瓦水泥等传统陶瓷不同 ,它是一类由高纯度原料微粒掺合并经精密烧结而成 ,对外界条件变化特别敏感的材料。陶瓷敏感材料又称做电子陶瓷 ,不仅具有对磁性、温度压力和光强变化敏感的特性 ,还具有经济、耐腐蚀、硬度高、易成型以及高温性能稳定等优点。电子陶瓷包括压电陶瓷、热释电陶瓷、半导体陶瓷等。

### 4.3.1 压电陶瓷

陶瓷是多晶体。有些晶粒有自发极化能力 ,其自发电偶极距定义为

$$P = qL \quad (4-6)$$

式中  $q$ ——正负电荷的电荷量 ;

$L$ ——负电荷到正电荷的间距矢量。

晶粒形成的微小极化区域 ,称为“电畴”。刚烧结成的压电陶瓷材料各晶粒的晶轴方向不一致 ,呈无序排列 ,极化能力相互抵消 ,对外无压电性。若在适当温度下施加外电场作用 ,可使微小电畴的自发极化方向发生转移 ,转到与强化电场方向大体一致的方向。这一过程称人工极化。经极化处理的压电陶瓷可产生压电效应。强化电场去除后 ,自发极化几乎保持不变。例如 ,以  $\text{BaTiO}_3$  ,  $\text{PbTiO}_3$  ,  $\text{Pb}(\text{Zr} \cdot \text{Ti})\text{O}_3$  等为基本成分 ,将高纯度原料粉碎成粒径  $1 \mu\text{m}$  以下的微粉 ,均匀掺合成型 ,在  $1000^\circ\text{C}$  以上高温烧结形成的压电陶瓷烧结体 ,经过  $20 \text{ kV/cm} \sim 30 \text{ kV/cm}$  强电场中放置  $2 \text{ h} \sim 3 \text{ h}$  ,使晶粒自发极化方向转到与电场相近的方向 ,完成人工极化过程。图 4-1(a) 为未极化的压电陶瓷烧结体中电畴示意图 ,图 4-1(b) 为极化后的电畴示意图。 $\text{BaTiO}_3$  是最早发现的压电陶瓷 ,它是由  $\text{BaCO}_3$  和  $\text{TiO}_2$  按 1: 1 摩尔分子比例混合烧结而成。其压电性、介电常数及电阻率都很高 ,价格便宜。但当温度高于  $393 \text{ K}$  时 ,突然失去压电特性 ,此温度叫做倒转温度或居里温度。故  $\text{BaTiO}_3$  的温度稳定性差。 $\text{BaTiO}_3$  是“一元系”压电陶瓷代表。由  $\text{PbTiO}_3$  和  $\text{PbZrO}_3$  按

Ti: Zr =47: 53 的摩尔分子比组成的双成分系固溶体为二元系压电陶瓷代表 ,简称 PZT。它的居里温度为 573 K ,性能稳定 ,具有很好的压电性和很高的介电常数。在 PZT 中加入一定量的  $\text{Pb}(\text{Mg}/3 \text{ } 2\text{Nb}/3 )\text{O}_3$  构成三成分陶瓷 ,简称 PMN。PMN 属三元系陶瓷 ,居里点为 533 K ,压电性很强 ,能承受  $7 \times 10^7 \text{ Pa}$  的压力。

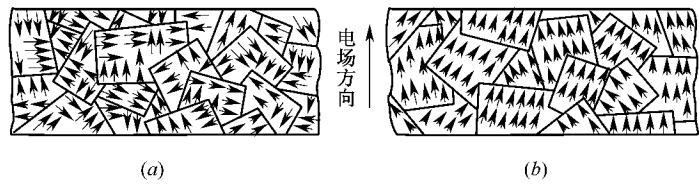


图 4-1 压电陶瓷中的电畴  
(a) 极化前 ;(b) 极化后。

4. 3. 2 热释电陶瓷

一些陶瓷材料在红外线照射下具有明显的热释电效应。用这类材料可以制成红外线敏感器件 ,以物体辐射的红外线作为热源 ,对物体进行非接触测量。作为红外线敏感器件的热释电材料 ,应满足以下要求 :

- (1) 能充分吸收入射红外线 ;
- (2) 体积比热容小、体积小 ,以保证吸收单位热能后有大的温升 ;
- (3) 热释电系数大 ;
- (4) 随表面电荷变化相应的电容要小 ,以使之有大的电压输出。

热释电陶瓷  $\text{PbTiO}_3$  和 PZP 是已实用化的材料。纯  $\text{PbTiO}_3$  难烧结 ,烧结时必须掺入  $\text{Bi}_{2/3} \text{TiO}_3$  , $\text{PbZn}_{1/3}\text{Nb}_{2/3} \text{O}_3$  ,或添加  $\text{La}_2\text{O}_3$  和  $\text{MnO}_2$  组合物。热释电陶瓷红外线敏感器件的特点有 :

- (1) 非接触检测、灵敏度高、检测温度范围宽( - 80 ~1500 ) ;
- (2) 能在常温下工作 ;
- (3) 响应快。

4. 3. 3 半导体陶瓷

半导体一节提到的 NTC 热敏电阻、PTC 热敏电阻和 CTR 热敏电阻均是陶瓷热敏器件。由于它们具有半导体材料电阻率随温度变化的热敏特性 ,又称做半导体陶瓷。表4-3 列出半导体陶瓷热敏器件的工作温度、材料及用途。

表 4-3 半导体陶瓷系热敏器件的工作温度、材料和用途

工作温度/	材 料	用 途
半导体(NTC)		
低温用 : - 130 ~ 0	Mn ,Ni ,Co ,Fe 等过渡金属氧化物	冷冻器
常温用 : - 20 ~ 300	Mn ,Ni ,Co ,Fe 等过渡金属氧化物	家用电器
中温用 250 ~ 550	尖晶石 ,钙钛矿 ,氧化锆 ,SiC	工程管理

高温用 500 ~ 1000	尖晶石 ,钙钛矿 ,氧化锆 ,SiC	汽车排气气体净化
----------------	--------------------	----------



(续)

工作温度/	材 料	用 途
相变(PTC) 常温用 0 ~ 100 中温用 100 ~ 300	半导体(Ba ,Sr )TiO <sub>3</sub> 固溶体 半导体(Ba ,Pb )TiO <sub>3</sub> 固溶体	电子恒温器 吹风机
相变(CTR) 常温用 0 ~ 100	钒氧化物	火灾报警器

4.4 有机敏感材料

有机材料是指含有碳、硅与氢共价结合的化合物材料。实践中发现 ,有机材料作敏感器件用具有下述优点：

- (1) 高分子材料加工容易 ,容易制成均匀的大面积器件；
- (2) 设计、合成高分子的自由度大 ,从而带来了敏感材料及敏感特性的多样化。应该指出 ,有机敏感材料中有高分子材料 ,也有低分子结构的有机材料 ,比如液晶就是低分子材料。液晶材料的研究成功 ,使人们认识到有机低分子材料的重要性。表 4-4 为用于热敏器件和力学量敏感器件的有机材料。

表 4-4 利用有机材料的敏感器件

敏 感 器 件		所利用效应	敏 感 材 料
热敏器件	NTC 热敏电阻	离子传导型 电子传导型 介电型	PVC/NMQB 等 PVC/NaTCNQ 等 尼龙系等
	PTC 热敏电阻	居里点	导电性微粒分散聚合物
	热释电型红外线传感器	热释电效应	PVDF PZT 微粒分散聚合物
	液晶温度敏感器件	透过率的温度变化	液晶
		反射/透射光波长变化	胆甾醇液晶
力学量敏感器件	压力敏感器件	压电效应	PVDF ,P( VDF/TrEE ) PZT 微粒分散聚合物
		加压导电性	导电性微粒分散橡胶
		显微调色剂薄膜破坏	含有显微调色剂薄膜的发色剂分散聚合物
	超声波敏感器件	压电效应	PVDF ,P( VDCN/ VAC )
		分子排列变化	向列液晶
	加速度敏感器件	分子排列变化	向列液晶

4.4.1 有机热敏器件

1. 塑料 NTC 热敏电阻

热塑性塑料中掺入导电载流子 ,可制成形状任意并且可挠性好的半导体塑料。这种半导体塑料具有与半导体陶瓷相仿的电阻—温度特性 ,可作 NTC 热敏电阻用。根据工作

机理,塑料 NTC 热敏电阻分为 3 类。

(1) 离子传导型热敏电阻。将 NMQB(N 甲基铅溴化物)离子性载流子物质掺入 PVC(聚氯乙烯树脂)等材料中,可制成离子传导型热敏电阻。在外电场作用下,离子载流子移动,形成离子导电。

(2) 电子传导型热敏电阻。将 NaTCNQ(Na - 四氯醌二甲烷化合物)等电子和空穴载流子物质掺入 PVC 或聚氯基甲酸酯中,可制成电子传导型热敏电阻。与离子传导型必须加交流电不同,这种材料可外加直流电使用。

(3) 电介质型热敏电容。尼龙系塑料的介电常随温度灵敏变化,故能构成电介质型热敏电容。除了成型性和可挠性外,塑料 NTC 热敏电阻还具有电阻率高(约  $10^9 \Omega/\text{cm}$ ),电阻温度系数大于(7% ~ 9%),自身发热小等优点,有助于得到较高的温度控制精度。

## 2. 塑料 PTC 热敏电阻

晶态高分子材料中掺入导电微粒,可构成 PTC 热敏电阻。将碳黑粒子掺入聚乙烯、聚丙烯、乙烯—乙基基醋酸酯聚合物等晶体性高分子材料中,这些材料的电阻会在其熔点温度附近发生显著的变化。这是因为这些高分子晶体材料在熔点附近体积急剧增加,碳黑微粒间距离迅速加大,从而使电阻增加。

## 4. 4. 2 压电性和热释电性高分子材料

有机材料 PVDF(聚偏二氟烯)是具有极性的氟系高分子聚合物,可显示压电效应和热释电效应,产生由形变引起自发极化变化的压电性和由温度引起自发极化变化的热释电性。由有机材料的优点可知,PVDF 适合构成大面积阵列器件;可挠性能防止脆断;同时压电性和热释电性可作多功能器件用;与压电陶瓷结合又成为复合敏感材料。

PVDF 高分子固体是结晶性高分子,它有  $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$  和  $\delta$  4 种晶相。当 PVDF 高分子聚合物由 150 熔融状态冷却时,主要生成  $\alpha$  相,见图 4-2(a)。 $\alpha$  相的分子不存在极化方向的反转。将  $\alpha$  相原材料(如薄膜)在 60 ~ 65 拉伸 3 倍 ~ 5 倍长,然后在极化温度  $T_p = 100$  极化电场强度  $E_p = 600 \text{ kV/cm}$  和极化时间  $t_p = 30 \text{ min}$  下进行极化处理,得到  $\beta$  相 PVDF 高分子晶体,如图 4-2(b)所示。经极化后,形变与温度的作用都会产生自发极化方向反转。 $\gamma$  晶体是  $\alpha$  相的高温退火状态, $\delta$  相晶体是  $\alpha$  相高压极化时转动其滑移型分子链的一种结构。这两种晶体均有压电性,但都没有  $\beta$  相强。

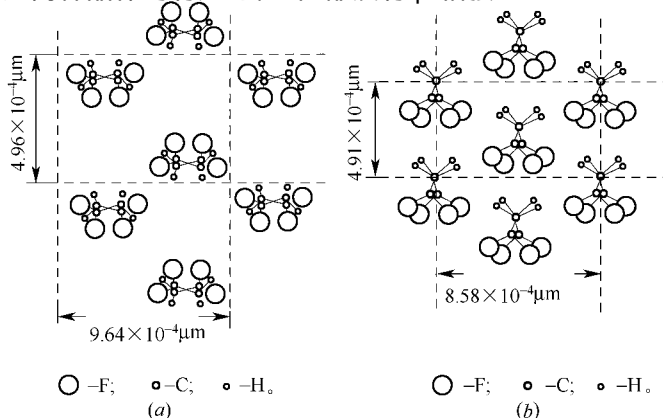


图 4-2 PVDF  $\alpha$  相与  $\beta$  相结构

除 PVDF 外 ,还有同类具有极性的氟系高分子共聚合体。P( VDF-TrFE )是氟化聚乙烯叉和三氟化聚乙烯(—CHF—CF<sub>2</sub>—)的共聚合体。P( VDF-TeFE )是氟化聚乙烯叉和四氟化聚乙烯(—CF<sub>2</sub>—CF<sub>2</sub>—)的共聚合体。P( VDCN-VAC )是氟化乙烯叉[ —CH<sub>2</sub>—C( CN)<sub>2</sub>— ]和醋酸乙烯酯的共聚合体。表 4-5 列出了上述材料的压电常数、热释电系数及有关系数。

表 4-5 中  $d_{zx}$ 是指在材料延伸方向的应力作用下 ,沿厚度方向的压电常数。

表 4-5 中 PZT 是热释电陶瓷。如把 PZT 等压电陶瓷微粒掺入高分子材料中 ,得到的压电复合材料 ,它既有陶瓷的压电性 ,又有高分子材料的易成型加工性。与 PVDF 相比 ,这类复合材料不经冷延伸成薄膜也有压电性。

表 4-5 压电性、热释电性高分子薄膜的性质

	相对介电常数	$d_{zx}/\text{pC} \cdot \text{N}^{-1}$	热释电系数/ $\text{C} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-1}$	耐热温度/
PVDF	6.2	28	35	90
P( VDF-TeFE )	5.3	12	50	120
P( VDCN-VAC )	6.0	6	30	150
PZT	640	- 120	250	250

4.5 形状记忆合金

20 世纪 50 年代人们发现 ,有些合金经加载并发生塑性变形后 ,在轻微的加热下能够恢复到塑性变形前的形状。这些合金称为形状记忆合金。典型的形状记忆合金如表 4-6 所列。普通金属发生塑性变形的机理是位错的变化 ,而形状记忆合金塑性变形的机理源自马氏体相变。马氏体相变是一种没有原子扩散的晶格转变 ,相变前的晶体结构因晶面剪切位移而转变为相变后的晶体结构(见图 4-3)。由马氏体相变生成的产物叫马氏体。这种晶体结构的转变在宏观上表现为材料的塑性变形。

表 4-6 典型的形状记忆合金

合 金	母 相	马 氏 体
Ni-Ti	B2 型立方晶格	B19 型的畸变结构
Ag-Cd ,Au-Cd	B2 型立方晶格	2H 型叠层结构
Cu-Al-Ni	DO3 型立方晶格	2H 型叠层结构
Cu-Zn-Al	B2 型立方晶格	MOR 型

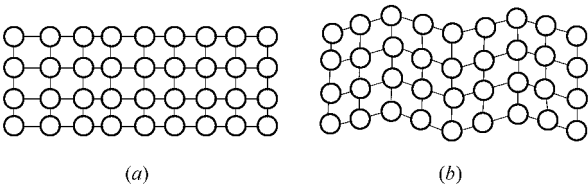


图 4-3 相变前后的马氏体

应力作用和温度作用均可诱形状记忆合金的马氏体相变。根据应力和温度条件的

不同,母相(即未发生马氏体相变前的晶体结构)可能转变为不同种类的马氏体相;同样,马氏体相也可能转变为母相,称为逆相变。另外,不同种类的马氏体相在一定的应力和温度条件下可以互相转换。

图 4-4 为形状记忆合金在一定温度下的剪切实验曲线。图 4-4 中(a)试件为母相;(b)母相经加载后部分发生相变,相变部分成为某种马氏体;(c)继续加载,试件全部相变成为马氏体;(d)卸载,由于相变而产生了塑性变形;(e)加热,马氏体相经逆相变转变为母相,变形消失,材料仿佛“回忆”起了变形前的形状,但材料中已留有内应力。

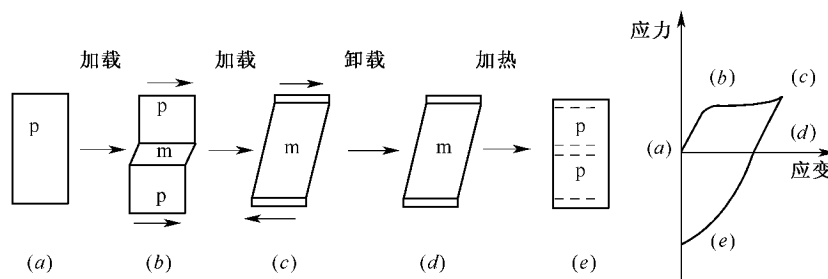


图 4-4 形状记忆合金的变形过程

另外,伴随晶体结构的变化,合金的电阻也发生显著的变化。这是因为在不同的晶体结构内部,原子的热振动、传导电子因阳离子而产生的散射等现象均对材料的电阻大小产生影响。

形状记忆合金可以制成热敏感性或热响应性元件。形状记忆合金的形状变化量比双金属的大几个数量级,而且被限定的温度范围集中,因此,它是极具敏锐开关特性的温度敏感元件。由于在形状变化的同时电阻急剧变化,可通过电阻测定形状变化量。

## 4.6 微细加工技术

微细加工技术是指在材料的细观、微观层面上,直接利用材料的物理特性和相关工艺进行敏感器件加工。

微细加工技术是在硅半导体集成电路加工技术基础上发展起来的,它利用晶体生长、杂质扩散、腐蚀、薄膜制作等多种手段在半导体硅片上完成敏感器件的加工。如图 4-5 所示就是应用微细加工技术,将敏感器件、信号处理电路等制作在一块芯片上的。下面就微细加工技术的各种工艺方法予以说明。

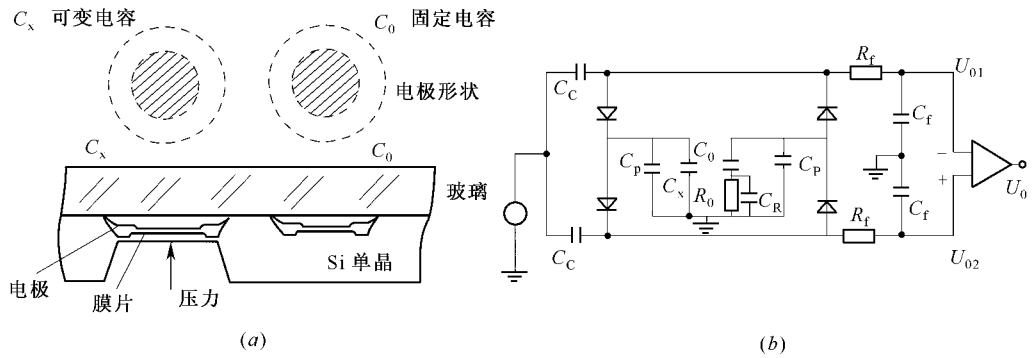


图 4-5 集成化硅压力传感器

### 4.6.1 各向异性腐蚀

某些腐蚀剂对硅片内不同晶向、不同的杂质参杂浓度具有选择性。在不同晶向上、不同的参杂层内,腐蚀速度相差很大。各向异性腐蚀就是利用这一特点,对硅片进行定向、定层的腐蚀,以完成对敏感器件的微细加工。

图 4-6 是各向同性腐蚀和各向异性腐蚀的对比。对氧化膜下面的硅片腐蚀,图 4-6(a)是采用  $\text{HF-HNO}_3$  系水溶液的各向同性腐蚀,腐蚀速度与晶向无关,图 4-6(b)是用水合乙二胺系(EPW)水溶液腐蚀,在晶向  $\langle 111 \rangle$  和晶向  $\langle 100 \rangle$  上腐蚀速度不同。在晶向  $\langle 111 \rangle$  方向上腐蚀速度慢,两者腐蚀速度比为 1:35。另外,利用腐蚀速度对杂质浓度的依赖性可对特定层腐蚀。图 4-7 所示为利用晶向不同和杂质浓度不同得到的悬臂敏感元件。图 4-7(a)是为图 4-7(b)形状腐蚀出的 V 型沟;图 4-7(b)则是对掺杂层的定向腐蚀;图 4-7(c)表示完成悬臂的加工。

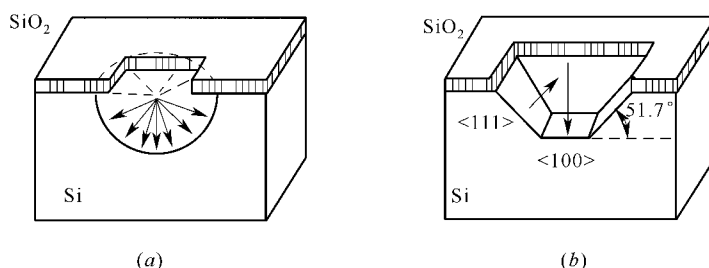


图 4-6 腐蚀液对硅片的腐蚀  
(a) 各向同性腐蚀;(b) 各向异性腐蚀。

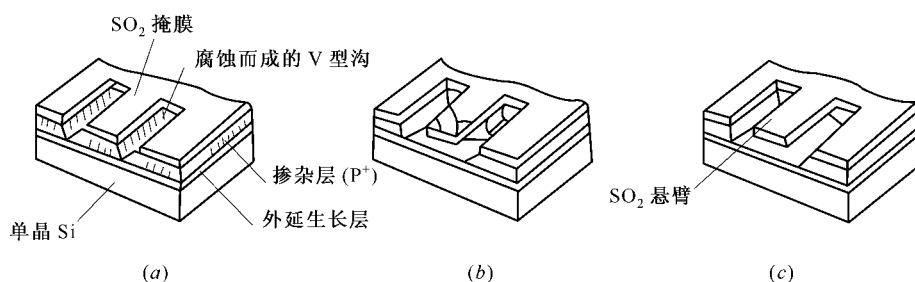


图 4-7 各向异性腐蚀悬臂加工过程  
(a) V 型沟腐蚀;(b) 腐蚀切削;(c) 完成悬臂。

### 4.6.2 氧化与掺杂

在对硅片加工之前,必须在硅片表面上制作  $\text{SiO}_2$  氧化膜。制作氧化膜的方法有热氧化法、溅射法、化学蒸发沉积法(CVD)等。氧化膜的厚度不仅由氧化条件、氧化时间决定,还受晶向、杂质表面浓度的影响。硅片加工中还有其它各类膜的制作,如绝缘膜、金属膜(电极)、半导体膜等,其制作方法同氧化膜的制作类似。

另一必需的技术是掺杂,即在硅片表面掺入杂质原子制成 PN 结。掺杂技术有:气相

扩散、固相间扩散、离子注入等方法。

气相扩散法是以  $\text{POCl}_3$  (三氯氧磷) 为扩散源 ,氧气作载体向硅片表面扩散杂质。固相间扩散法 BN(氮化硼)圆片与硅片对置 ,加热使之扩散。BN 在高温下表面氧化 ,形成  $\text{B}_2\text{O}_3$ 。离子注入法则是加电压使杂质离子获得能量 ,向硅片扩散 ,这种方法能准确控制杂质注入量及杂质分布。

4. 6. 3 键合技术

一定条件下 ,不同性质的固相将在接触面形成化学键 ,化学键使两固相结合在一起叫做键合。如图 4-8 所示 ,利用键合技术把压力敏感硅膜片与低熔点的晶化玻璃接合在了一起。

上述各种方法的综合利用称做平面电子工艺技术。图 4-9 是 MOS 型霍耳集成电路的硅平面工艺原理图。在此将 MOS 型霍耳器件与差分放大器制作在同一硅片上。左边是 MOS 场效应管霍耳器件 ,右边是差分放大器。进一步发展 ,平面工艺的组合还可形成立体加工。

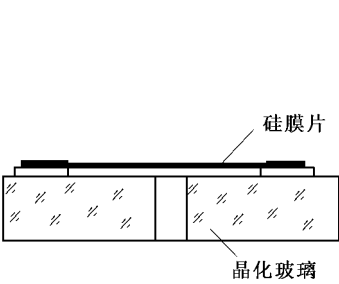


图 4-8 键合形成的压力敏感元件

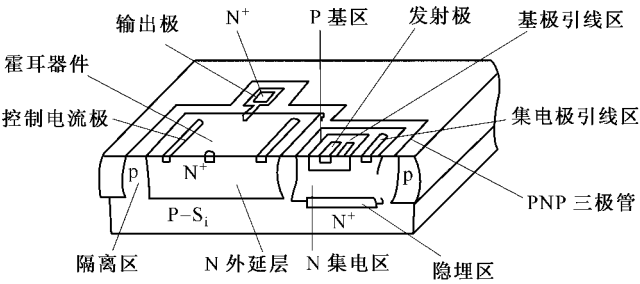


图 4-9 霍耳集成电路结构原理图

## 第5章 电阻应变式传感器

将电阻应变片粘贴在弹性元件特定表面上,当力、扭矩、速度、加速度及流量等物理量作用于弹性元件时,会导致元件应力和应变的变化,进而引起电阻应变片电阻的变化。电阻的变化经电路处理后以电信号的方式输出,这就是电阻应变式传感器的工作原理。

电阻应变式传感器由两大部分组成,弹性元件和的转换元件——电阻应变片。弹性元件在第3章已有讨论,本章重点讨论电阻应变片的工作原理及电阻应变传感器的结构。

### 5.1 电阻应变片的工作原理(应变效应)

电阻应变片简称应变片,是一种能将试件上的应变变化转换成电阻变化的传感元件,其转换原理是基于金属电阻丝的电阻应变效应。所谓电阻应变效应是指金属导体(电阻丝)的电阻值随变形(伸长或缩短)而发生改变的一种物理现象。设有一根圆截面的金属丝(如图5-1所示),其原始电阻值为

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (5-1)$$

式中  $R$ ——金属丝的原始电阻( $\Omega$ );  
 $\rho$ ——金属丝的电阻率( $\Omega \cdot \text{m}$ );  
 $L$ ——金属丝的长度( $\text{m}$ );  
 $A$ ——金属丝的横截面积( $\text{m}^2$ ),  $A = \pi r^2$ ;  
 $r$ ——金属丝的半径。

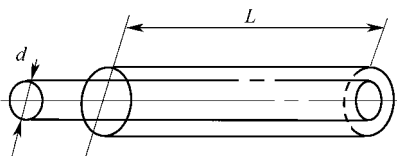


图 5-1 圆截面金属丝

当金属丝受轴向力  $F$  作用被拉伸时,式(5-1)中  $\rho$ 、 $L$ 、 $A$  都发生变化,从而引起电阻值  $R$  发生变化。设受力作用后,金属丝长度伸长  $dL$ ,截面积减小  $dA$ ,电阻率变化为  $d\rho$ ,引起电阻  $R$  变化为  $dR$ 。对式(5-1)全微分,得

$$dR = \frac{L}{A} d\rho + \frac{\rho}{A} dL - \frac{\rho L}{A^2} dA \quad (5-2)$$

$$\frac{dR}{R} = \frac{dL}{L} - \frac{dA}{A} + \frac{d\rho}{\rho} \quad (5-3)$$



根据材料力学的知识,杆件在轴向受拉或受压时,其纵向应变与横向应变的关系为

$$\frac{dL}{L} = \varepsilon$$

$$\frac{dr}{r} = \varepsilon \mu \quad (5-4a)$$

金属丝电阻率的相对变化与其轴向所受应力  $\sigma$  有关,即

$$\frac{d\rho}{\rho} = \lambda \sigma = \lambda E \varepsilon \quad (5-4b)$$

式中  $\varepsilon$ ——金属丝材料的应变;

$E$ ——金属丝材料的弹性模量;

$\lambda$ ——压阻系数,与材料有关。

将式(5-4a)、(5-4b)代入式(5-3)整理后得

$$\frac{dR}{R} = (1 + 2\mu + \lambda E) \varepsilon \quad (5-5)$$

式中  $dR/R$ ——电阻相对变化量;

$\mu$ ——为金属材料的泊松比;

$d\rho/\rho$ ——金属丝电阻率的相对变化量。

由式(5-5)可知,电阻相对变化量是由两方面的因素决定的。一是由金属丝几何尺寸的改变而引起,即  $(1 + 2\mu)$  项;另一是材料受力后,材料的电阻率  $\rho$  发生变化而引起,即  $\lambda E$  项。对于特定的材料,  $(1 + 2\mu + \lambda E)$  是一常数,因此,式(5-5)所表达的电阻丝电阻变化率与应变呈线性关系,这就是电阻应变计测量应变的理论基础。

对式(5-5),令  $K_0 = (1 + 2\mu + \lambda E)$ , 则有

$$\frac{dR}{R} = K_0 \varepsilon \quad (5-6)$$

式中  $K_0$  为单根金属丝的灵敏系数,其物理意义为:当金属丝发生单位长度变化(应变)时,其大小为电阻变化率与其应变的比值,亦即单位应变的电阻变化率。

对于大多数金属丝而言,  $(1 + 2\mu)$  是金属丝式应变片的灵敏度系数  $K_0$ , 为常数。由实验得知,大多数金属材料的  $K_0$  在  $-12 \sim +4$  之间。用于制造电阻应变片的金属丝材料的  $K_0$  多在  $1.7 \sim 3.6$  之间,但在弹性变形范围内,  $K_0 \approx 2$ 。

对于由半导体材料制成的应变片,其由电阻率变化  $d\rho/\rho$  引起的形变远远大于由几何尺寸变化引起的形变(这一数值是金属丝式电阻应变片的 50 倍 ~ 70 倍),并产生压阻效应(详见第 9 章)。

金属丝式电阻应变片与半导体式应变片的主要区别在于:前者是利用金属导体形变引起电阻的变化,后者则是利用半导体电阻率变化引起电阻的变化。

## 5.2 电阻应变片的结构、类型及参数

### 5.2.1 应变片的基本结构

电阻应变片主要由 4 部分组成:如图 5-2 所示,电阻丝是电阻应变片的敏感元件;基

片、覆盖层起定位和保护电阻丝的作用,并使电阻丝和被测试件之间绝缘;引出线用以连接测量导线。

### 5.2.2 电阻应变片的种类及特点

电阻应变片种类繁多,现将几种常见的电阻应变片及其特点介绍如下。

#### 1. 电阻丝式应变片

电阻丝式应变片的敏感元件是丝栅状的金属丝,它可以制成 U 型、V 型和 H 型等多种形状,如图 5-3 所示。

电阻丝式应变片因使用的基片材质又可以分为纸基、纸浸胶基和胶基等种类。

纸基应变片制造简单、价格便宜、易于粘贴,但耐热性和耐潮湿性不好,一般多在短期的室内试验中使用。如在其它恶劣环境中使用,应采取有效的防护措施。使用温度一般在 70℃ 以下。如用酚醛树脂、聚酯树脂等胶液将纸进行渗透、硬化等处理后,可使纸基应变片的特性得到改善,使用温度可提高到 180℃,抗潮湿性也得到了提高,可以长期使用。但粘贴时应注意将应变片粘贴牢固,防止翘曲。

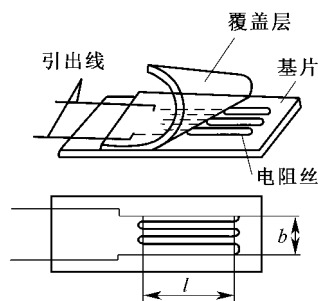


图 5-2 电阻应变片结构示意图

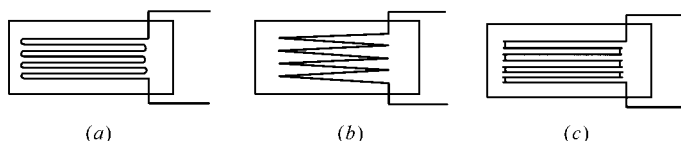


图 5-3 几种常见的电阻丝式应变片

(a) U 型; (b) V 型; (c) H 型。

胶基应变片是用环氧树脂、酚醛树脂和聚酯树脂等有机聚合物的薄片直接制成,其耐湿性和绝缘性能均好,弹性系数高,使用温度范围为  $-50 \sim +170$ ℃。长时间使用的测量仪表多用此种基底的应变片。

电阻丝是应变片受力后引起电阻值变化的关键部件,它是一根具有很高电阻率的金属细丝,直径约为  $0.01 \text{ mm} \sim 0.05 \text{ mm}$ 。由于电阻丝很细,故要求电阻丝材料具有电阻温度系数小、温度稳定性良好、电阻率大等特性,同时,金属电阻丝的相对灵敏系数要大,且能在相当大的应变范围内保持常数。常用的电阻丝材料有铜镍(康铜)合金、镍铬合金、铂、铂铬合金、铂钨合金、卡玛丝等。

#### 2. 箔式应变片

箔式应变片的工作原理和结构与丝式应变片基本相同,但制造方法不同。它采用光刻法代替丝式应变片的绕线工艺。在厚度为  $3 \mu\text{m} \sim 10 \mu\text{m}$  的金属箔底面上涂绝缘胶层作为应变片的基底。箔片的上表面涂一层感光胶剂。将敏感栅绘成放大图,经照相制版后,印晒到箔片表面的感光胶剂上,再经腐蚀等工序,制成条纹清晰的敏感栅,其结构如图 5-4 所示。

箔式应变片与丝式应变片相比具有下列优点:

(1) 制造工艺能保证线栅的尺寸正确,线条均匀,大批生产时电阻值离散度小,能制成任意形状以适应不同的测量要求。电阻线栅的基长可做得很小(最小的目前已达

0.2 mm) 小基长应变片适用于应变梯度大的场合。

(2) 横向效应很小。

(3) 允许电流大。由于电阻箔厚度为  $3\ \mu\text{m} \sim 10\ \mu\text{m}$  , 表面积大 , 散热条件好 , 可以通过较大的电流 ( $I = 100\ \text{mA} \sim 300\ \text{mA}$ ) , 能承受较高的电压。输出功率大 , 为丝式应变片的 100 倍  $\sim 400$  倍 , 灵敏度有很大的提高。

(4) 柔性好、蠕变小、疲劳寿命长 , 可贴在形状复杂的试件上。与试件的接触面积大 , 粘接牢固 , 能很好地随同试件变形 , 在受交变载荷时疲劳寿命长 , 蠕变也小。

(5) 生产效率高。便于实现生产工艺自动化 , 从而提高生产率 , 减轻工人的劳动。价格便宜。

### 3. 半导体式应变片

半导体式应变片是以半导体单晶硅条做敏感元件的 , 其最简单的典型结构如图 5-5 所示。半导体式应变片的使用方法与金属电阻应变片相同 , 即粘贴在弹性元件或被测体上 , 随被测试件的应变其电阻值发生相应变化。

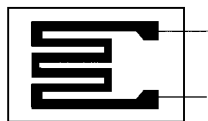


图 5-4 箔式应变片

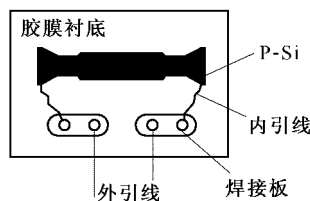


图 5-5 半导体式应变片结构示意图

半导体式应变片的工作原理是基于半导体材料的压阻效应。

半导体式应变片具有灵敏度高、频率响应范围宽、体积小、横向效应小等特点 , 这使其拥有很宽的应用范围。但同时它 also 具有温度系数大、灵敏度离散大以及在较大变形下非线性比较严重等缺点。

### 5.2.3 金属应变片的参数

由于应变片各部分的材质、性能以及线栅形式和工艺等方面的因素 , 应变片在工作中所表现的性质和特点也有差别 , 因此我们需要对应变片的主要规格、特性和影响因素进行研究 , 以便合理选择、正确使用和研制新的应变片。

#### 1) 几何尺寸

它表明应变片敏感栅的有效工作面积  $b \times L$  , 如图 5-2 所示。应变片的工作宽度 (基宽)  $b$  是在应变片轴线相垂直的方向上 , 敏感栅最外侧之间的距离 ; 应变片的工作基长 (标距)  $L$  是应变片敏感栅在其轴线方向的长度 , 对于带有圆弧端的敏感栅 , 就是指两端圆弧之间的距离。

应变片所测得的应变 , 是被测构件在基长内的平均应变值。目前应变片最小基长为 0.2 mm , 最长达 300 mm。一般生产厂家都有一个应变片基长系列供选用。

#### 2) 电阻值 $R$

指应变片没有粘贴也不受力时 , 在室温下测定的电阻值。应变片阻值也有一个系列 ,

如 60  $\Omega$ 、120  $\Omega$ 、350  $\Omega$ 、600  $\Omega$  和 1000  $\Omega$  ,其中以 120  $\Omega$  最为常用。阻值大 ,承受电压大 ,输出信号大 ,但同时敏感栅尺寸也大。

### 3) 绝缘电阻

指应变片引线与被测试件之间的电阻值 ,它取决于粘合剂及基底材料的种类。绝缘电阻过低 ,会造成应变片与试件之间漏电 ,产生测量误差。应变片的绝缘电阻一般不低于 100 M $\Omega$ 。

### 4) 最大工作电流

指允许通过应变片而不影响其工作特性的最大电流值。工作电流大 ,应变片输出信号就大 ,因而灵敏系数高。但过大的工作电流会使应变片本身过热 ,使灵敏系数变化 ,零漂、蠕变增加 ,甚至把应变片烧毁。通常允许电流值在静态测量时取 25 mA 左右 ,动态测量可达 75 mA ~ 100 mA ,箔式应变片则可更大些。

### 5) 相对灵敏系数 k

将金属线材制成电阻应变片后 ,其电阻应变特性与单根金属丝时的特性有所不同 ,必须重新用实验来测定。实验要按统一的规定来进行。将电阻应变片贴在一维应力作用下的试件上 ,如钢制纯弯曲梁或等强度悬臂梁。试件材料规定为泊松比  $\mu = 0.285$  的钢。应变片敏感栅的纵向轴线必须沿装置的应力方向粘贴。当装置受力后梁发生变形 ,电阻应变片的阻值亦发生相应的变化 ,即可得到应变片的电阻应变特性曲线。

应变片粘贴到试件上后一般不能取下再用 ,所以只能在每批产品中提取一定百分比的产品抽样检定 ,取其平均值作为该批产品的相对灵敏系数。这就是产品包装盒上注明的相对灵敏系数或称“标称灵敏系数”。

试验说明 ,应变片的相对灵敏系数恒小于线材的相对灵敏系数。究其原因 ,除了胶体传递变形失真以外 ,一个重要原因是存在着横向效应的缘故。这样 ,应变片电阻相对变化应写成

$$\frac{dR}{R} = K\varepsilon \quad (5-7)$$

### 6) 横向效应

应变片粘贴在单向拉伸试件上 ,这时各直线段上的电阻丝感受沿其轴向拉应变  $\varepsilon_x$  ,其各微段电阻都是增加的。但是在圆弧段上的应变 ,按泊松比关系 ,在垂直轴方向产生应变  $\varepsilon_y$  ,因此该段的电阻不是增加 ,而是减小。所以说将直的线材绕成敏感栅后 ,虽然长度相同 ,同受单向拉伸时 ,应变片敏感栅的电阻变化却减小 ,灵敏系数有所降低。这种现象称为应变片的横向效应。事实上 ,在标定 K 值时 ,规定试件的材料为泊松比  $\mu = 0.285$  的钢材 ,已把横向效应的影响包括在内。但在实际使用中 ,应变片往往粘贴在平面应变场中 ,沿纵向的应变  $\varepsilon_x$  和沿横向应变  $\varepsilon_y$  并不呈标定状态 ( $\varepsilon_y = -0.285\varepsilon_x$ ) 的关系 ,这时横向效应就要引起一定的误差 ,需要加以考虑。

当应变片处于平面应变场中时 ,如图5-6所示 ,由于横向效应 ,横向应变  $\varepsilon_y$  也能引起电阻的变化 ,此时实际电阻的变化为

$$\frac{\Delta R}{R} = K_x \varepsilon_x + K_y \varepsilon_y \quad (5-8)$$

式中  $K_x = \left( \frac{\Delta R/R}{\varepsilon_x} \right)_{\varepsilon_y=0}$  ,  $K_y = \left( \frac{\Delta R/R}{\varepsilon_y} \right)_{\varepsilon_x=0}$

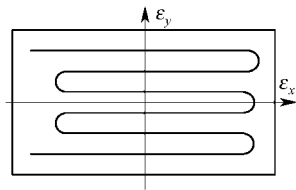


图 5-6 横向效应

$K_x$  为应变片对轴向应变的相对灵敏度系数,它是当  $\varepsilon_y = 0$  时,敏感栅阻值相对变化与  $\varepsilon_x$  之比。 $K_y$  为应变片对横向应变的相对灵敏度系数,它是当  $\varepsilon_x = 0$  时,敏感栅阻值相对变化与  $\varepsilon_y$  之比。通常可用试验方法来测定  $K_x$  和  $K_y$ 。

令横向效应系数  $K_H = K_y / K_x$ , 则式(5-8)可写为

$$\frac{\Delta R}{R} = K_x (\varepsilon_x + K_H \varepsilon_y) \quad (5-9)$$

根据应变片灵敏度系数  $K$  的定义知

$$K = \frac{\Delta R / R}{\varepsilon_x} = \frac{K_x (\varepsilon_x - \mu \varepsilon_x K_H)}{\varepsilon_x} = (1 - \mu K_H) K_x \quad (5-10)$$

显然,在任意平面应变场的情况下,应变片的实际灵敏度系数比纵向灵敏度系数  $K_x$  减小了。因此,在这种情况下,仍用应变片出厂给定的  $K$  值,就会造成测量结果的误差。对于精度要求较高的应变测量,当误差较大时,需进行修正。

#### 7) 应变极限 $\varepsilon_j$

应变片所能测量的应变范围是有一定限度的,误差超过一定限度则认为应变片已经开始失去了工作能力。这个限度称为应变极限,用  $\varepsilon_j$  表示。

#### 8) 机械滞后、零漂和蠕变

机械滞后就是循环加载时,加载特性与卸载特性不重合的现象,称为机械滞后。产生的原因主要是敏感栅、基底和粘合剂在承受机械应变以后所留下的残余变形。敏感栅材料经过适当的热处理,可以减少应变片的机械滞后。为了减少新安装应变片的滞后,最好在正式测量前对试件或结构进行 3 次以上的加载、卸载循环。

对于已安装好的应变片,在一定温度下,不承受机械应变时,其指示应变随时间的变化而变化的现象,称为应变片的零漂。在一定温度下,使其承受一恒定的机械应变时,指示应变随时间的变化而变化的现象,称为应变片的蠕变。其实蠕变值中已包含了零漂。

### 5.2.4 应变片的粘贴技术

应变片的粘合剂是具有特殊力学性能的一类胶粘剂,常用的有酚醛类、环氧类、有机硅类、聚酰亚胺和合成橡胶类等粘合剂。测试时,应变片通过粘合剂贴到试件上,粘合剂所形成的胶层要将试件的应变正确无误地传递到敏感栅上去。应变片在测量系统中是关键性的元件,而试验的成败往往取决于粘合剂的选用、粘贴方法是否正确。粘合剂在很大程度上影响着应变片的工作特性,如蠕变、滞后、零漂、灵敏度、线性以及影响这些特性随时间、温度变化的程度。所以粘合剂的选用和粘贴工艺是很重要的问题。

应变片与试件之间的粘接不但要求粘接力强,而且要求粘合层的剪切弹性模量大、固化内应力小、耐老化、耐疲劳、稳定性好、蠕变和滞后现象小,要有较高的电绝缘和良好的耐潮湿耐油性能以及使用简便等特点。

应变片的粘贴通常包括下列工艺流程:表面处理(研磨及清洗)→弹性体上底胶(涂覆或浸渍)→底胶固化→粘贴应变片→粘贴固化→上防潮层→粘贴质量检查。其中比较关键的是表面处理、固化工艺和质量检查。

经固化处理后的应变片电阻应重新测量,以确定贴片过程中敏感栅和引线是否损坏。另外还要测量引出线和试件之间的绝缘电阻。一般情况下,绝缘电阻为 50 MΩ 即可,有

些高精度测量,则需在 200 MΩ 以上。

应变片引出线最好采用中间连接片引出。为了保证应变片工作的长期稳定性,应采取防潮、防水等措施,如在应变片及其引出线上涂以石蜡、石蜡松香混合剂、环氧树脂、有机硅、清漆等保护层。

## 5.3 应变片的动态响应特性

### 5.3.1 应变波的传播过程

被测试件的应变是以应变波的形式进行传递的。应变波首先经过试件或弹性元件,然后经过粘合层和应变片基片,最后传播到应变片上,并由应变片将试件变形的应变波全部反映出来。

#### 1. 应变波在试件材料中的传播

应变波在试件材料中的传播速度与声波传播速度相同。其速度可按下式计算:

$$v = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (5-11)$$

式中  $v$ ——应变波在试件中的传播速度;

$E$ ——试件材料的纵向弹性模量;

$\rho$ ——试件材料的密度。

表 5-1 列出了应变波在各种材料中的传播速度。

表 5-1 应变波在几种材料中的传播

材料名称	传播速度/ $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$	材料名称	传播速度/ $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$
混凝土	2800 ~ 4100	有机玻璃	1500 ~ 1900
水泥砂浆	3000 ~ 3500	赛璐珞	850 ~ 1400
石膏	3200 ~ 5000	环氧树脂	700 ~ 1450
钢	4500 ~ 5100	环氧树脂合成物	500 ~ 1500
铝合金	5100	橡胶	30
镁合金	5100	电木	1500 ~ 1700
铜合金	3400 ~ 3800	型钢结构物	5000 ~ 5100
钛合金	4700 ~ 4900		

#### 2. 应变波在粘接层和应变片基片中的传播

由于粘接层和基片的总厚度非常小,所以它的传播时间是极短的,可以忽略不计。

#### 3. 应变波在应变片线栅长度(基长)内的传播

由于应变片所测得的应变是被测构件在基长内的平均应变值,因此,只有在应变波通过应变片敏感栅的全长度后,应变片所反映的波形幅值才能达到最大值。

### 5.3.2 应变片的极限工作频率估算

从应变波的传播过程可以看出,影响应变片频率响应特性的主要因素是应变片的基长

和应变波在试件材料中的传播速度。应变片的极限工作频率可以根据下面 3 种情况估算。

### 1. 应变波为正弦波

当应变波按正弦规律变化时,由于应变片具有一定的长度,在同一瞬间沿基长方向的各点上所感受的应变是不同的。当应变片所反应的平均应变值与应变片中心点处的真实应变相差太大时,就会使测量失真,产生测量误差。

下面讨论应变片的基长与测量时所能允许的极限工作频率的关系。假设应变波为正弦形,其波长为  $\lambda$ ,固有频率为  $f$ ,如图 5-7 所示。

为了计算方便,令应变波方程为

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \sin \omega t \quad (5-12)$$

式中  $\omega = 2\pi f$ 。

现将波长  $\lambda$  和应变片基长  $L$  都用角度表示,设  $\lambda = 2\pi$ ,则应变片的基长  $L$  用角度表示时有  $\varphi = \pi L / \lambda$ ,此时应变片反应的平均应变值为

$$\bar{\varepsilon} = \frac{1}{L} \int_{\omega t - \varphi}^{\omega t + \varphi} \varepsilon_0 \sin \omega t dt = \varepsilon_0 \sin \omega t \frac{\sin \varphi}{\varphi} \quad (5-13)$$

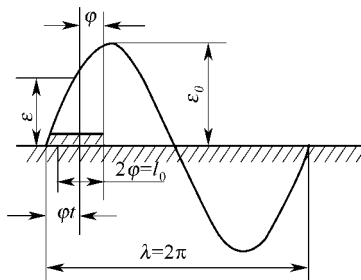


图 5-7 应变片对正弦波的响应

当角度  $\varphi$  较小时,函数  $\frac{\sin \varphi}{\varphi}$  可用展开级数的头两项来代替,即

$$\frac{\sin \varphi}{\varphi} \approx 1 - \frac{\varphi^2}{6} \quad (5-14)$$

所以,应变片中点处的真实应变值与整个应变片所反应的平均应变值的相对误差为

$$\delta = \frac{\varepsilon - \bar{\varepsilon}}{\varepsilon} = 1 - \frac{\bar{\varepsilon}}{\varepsilon} = 1 - \frac{\sin \varphi}{\varphi} \approx \frac{\varphi^2}{6} \quad (5-15)$$

再用长度替换角度,得

$$\delta = \frac{1}{6} \left( \frac{\pi L}{\lambda} \right)^2 = \frac{1}{6} \left( \frac{\pi L f}{v} \right)^2 \quad (5-16)$$

其中  $v = \lambda f$  为应变波传递速度。因此

$$f = \frac{v}{\pi L} \sqrt{6\delta} \quad (5-17)$$

或

$$L = \frac{v}{\pi f} \sqrt{6\delta} \quad (5-18)$$

由此可知,当允许误差  $\delta$  及应变波的传播速度  $v$  为一定时,所测应变的极限频率(最高工作频率)是由基长来决定的。一般取基长为应变波波长的  $1/10 \sim 1/20$ ,即

$$f = \left( \frac{1}{10} \sim \frac{1}{20} \right) \frac{v}{L} \quad (5-19)$$

表 5-2 为利用式(5-19)求出的不同基长所对应的极限频率。

表 5-2 不同基长应变片的最高工作频率

应变片基长/mm	1	2	3	5	10	15	20
----------	---	---	---	---	----	----	----

最高工作频率/kHz	250	125	83.3	50	25	16.6	12.5
------------	-----	-----	------	----	----	------	------

## 2. 应变波为阶跃波

应变波为阶跃波时,由于应变波通过敏感栅全部长度需要一定的时间,所以应变片所反应的波形要经过一定的时间延迟,才能达到最大值,如图 5-8 所示。如以输出最大值的 10% 上升到 90% 这段时间作为上升时间  $t_r$ , 则

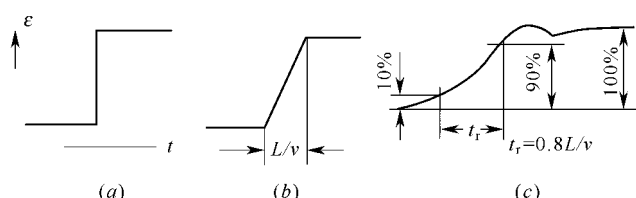


图 5-8 应变片对阶跃应变响应特性

(a) 阶跃波形 ; (b) 上升时间的滞后 ; (c) 应变记录波形。

$$t_r = 0.8 \frac{L}{v} \quad (5-20)$$

可测频率  $f = 0.35 / t_r$ , 此时应变计的极限工作频率可近似为

$$f = \frac{0.35v}{0.8L} = 0.44 \frac{v}{L} \quad (5-21)$$

## 5.4 测量电路

应变片可以将应变的变化转换为电阻的变化,这个电阻的变化量通常采用电桥作为测量电路来测量。根据电桥电源的不同,可分为直流电桥和交流电桥。

### 5.4.1 直流电桥

#### 1. 直流电桥工作原理及平衡条件

典型的直流电桥结构如图 5-9 所示。它有 4 个为纯电阻的桥臂,传感器电阻可以充任其中任意一个桥臂。 $U_E$  为电源电压, $U_L$  为输出电压, $R_L$  为负载电阻,由此可得桥路输出电压的一般形式为

$$U_L = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_E - \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_E = U_E \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \quad (5-22)$$

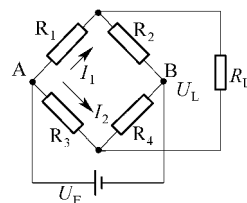


图 5-9 直流电桥电路

显然,当  $R_1 R_4 = R_2 R_3$  时,电桥平衡,桥路输出电压  $U_L$  为零。

#### 2. 直流电桥输出电压灵敏度

如电桥中  $R_1$  为应变片,它随被测参数变化而变化, $R_2$ 、 $R_3$  与  $R_4$  为固定电阻。当被测参数的变化引起电阻变化  $\Delta R_1$  时,即  $R_1 = R_1 + \Delta R_1$ ,则桥路平衡被破坏,产生电桥输出不平衡电压



$$U_L = \frac{(R_1 + \Delta R_1)R_4 - R_2R_3}{(R_1 + \Delta R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} U_E = \frac{R_1R_4 - R_2R_3 + R_4\Delta R_1}{(R_1 + \Delta R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} U_E \quad (5-23)$$

因为  $R_1R_4 - R_2R_3 = 0$  ,所以上式将变为

$$U_L = \frac{R_4\Delta R_1}{(R_1 + \Delta R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} U_E = \frac{\frac{R_4\Delta R}{R_3R_1}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{\Delta R_1}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)} \quad (5-24)$$

设桥臂比  $R_1/R_2 = R_3/R_4 = 1/n$  ,略去分母中  $\Delta R_1/R_1$  ,有

$$U_L \approx U_E \frac{n}{(1+n)^2} \frac{\Delta R_1}{R_1} \quad (5-25)$$

定义  $K_V = \frac{U_L}{\Delta R_1/R_1}$  为单臂工作应变片电桥输出电压灵敏度 ,其物理意义是 ,单位电阻相对变化量引起电桥输出电压的大小。

$$K_V = \frac{n}{(1+n)^2} U_E \quad (5-26)$$

$K_V$  值的大小由电桥电源电压  $U_E$  和桥臂比  $n$  决定。

(1) 电桥电源电压越高 ,输出电压的灵敏度越高。但提高电源电压使应变片和桥臂电阻功耗增加 ,温度误差增大。一般电源电压取  $3\text{ V} \sim 6\text{ V}$  为宜。

(2) 桥臂比  $n$  取何值使  $K_V$  最大 ?  $K_V$  是  $n$  的函数 ,取  $dK_V/dn = 0$  时有  $K_V$  最大值。

$$\frac{dK_V}{dn} = \frac{1-n^2}{(1+n)^4} = 0$$

显然  $n=1$  时 , $K_V$  有最大值。即有  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$  ,由式(5-25)和式(5-26)得

$$U_L \approx \frac{U_E \Delta R}{4R} = \frac{U_E}{4} K_{\mathcal{E}} \quad (5-27)$$

### 3. 输出电压非线性误差

上面在讨论电桥的输出特性时 ,应用了  $R_1 \gg \Delta R_1$  的近似条件 ,才得出  $U_L$  对  $\Delta R_1$  的线性关系。当  $\Delta R_1$  过大而不能忽略时 ,桥路输出电压将存在较大的非线性误差。下面以全等臂四分之一电桥( $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$  ,)电压输出为例 ,看看桥路输出非线性误差的大小。从前面的分析可知 ,全等臂四分之一电桥输出电压的精确值为

$$U'_L = \frac{U_E}{2} \frac{\frac{\Delta R}{R}}{2 + \frac{\Delta R}{R}}$$

与理想化的线性关系的相对非线性误差为

$$\delta = \frac{U_L - U'_L}{U_L} = 1 - \frac{2}{2 + \frac{\Delta R}{R}} = \frac{\Delta R}{2R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{2R}} \quad (5-28)$$

按幂级数展开 $\left(\frac{1}{1 + \Delta R/2R}\right)$  ,有

$$\delta = \frac{\Delta R}{2R} \left[ 1 - \frac{\Delta R}{2R} + \frac{1}{4} \left( \frac{\Delta R}{R} \right)^2 - \frac{1}{8} \left( \frac{\Delta R}{R} \right)^3 + \dots \right] \quad (5-29)$$

略去高次项,有

$$\delta \approx \frac{\Delta R}{2R} \quad (5-30)$$

对电阻式应变片电桥

$$\delta_u = \frac{1}{2} K \varepsilon \quad (5-31)$$

利用非线性误差的表达式,可以按照测量要求所允许的最大非线性误差来选择应变片或确定应变片的最大测量范围。

对于一般应变片,其灵敏度系数  $K=2$ ,当承受的应变  $\varepsilon < 5000$  微应变时  $\delta_u = 0.5\%$ ,这还不算太大,但当要求测量精度较高时,或应变量再大时,非线性误差就不能忽略了。对半导体应变片的应用更是如此。例如半导体应变片的应变灵敏度系数  $K=100$ ,当应变片承受 1000 微应变时,其非线性误差将达到 5%。所以,对半导体应变片的测量电路要做特殊处理,以减小非线性误差。

一般消除非线性误差的方法有以下几种。

#### 1) 采用差动电桥

上面在讨论电桥输出特性时,都是按一个桥臂电阻有增量来分析的,这种测量方法称为四分之一电桥,它只有一个测量臂。在一些测量应变的专用电子仪器——电阻应变仪里,一般把两个桥臂作为标准电阻置于放大器中,而另两个桥臂由应变片组成。如果两个应变片同时参与测量,则称为半桥测量。自然,让 4 个桥臂都由应变片组成,且都产生适当的电阻变化,即为全桥测量。利用桥路中电阻变化的特点,可使桥路形成差动电桥(半桥或全桥)。

采用差动电桥是消除非线性误差影响的有效措施。利用桥路中相邻臂电阻变化相反,对邻臂电阻变化相同的特点,将两个工作应变片接入电桥的相邻臂,并使它们一个受拉,另一个受压,如图 5-10(a)所示,称为半桥差动电桥,半桥差动电桥电路的输出电压为

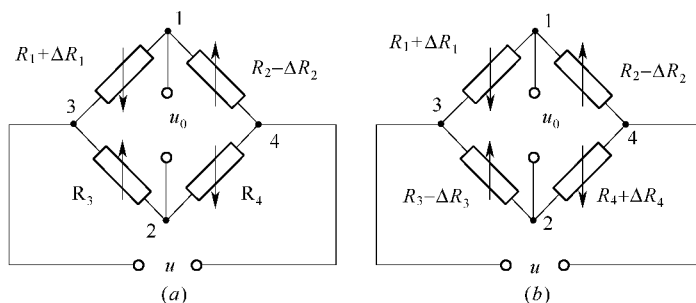


图 5-10 差动电桥电路

(a) 半桥差动; (b) 全桥差动。

$$U_L = \left( \frac{R_1 + \Delta R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2 - \Delta R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) U_E \quad (5-32)$$

设平衡时  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ , 又  $\Delta R_1 = \Delta R_2 = \Delta R$ , 则

$$U_L = \frac{U_E \Delta R}{2R} \quad (5-33)$$

比较式(5-27)和式(5-33),可知半桥差动电路不仅没有非线性误差,而且电压灵敏度也比单一应变片工作时提高了一倍。

同理,全桥差动电桥的输出电压灵敏度是单一应变片工作时的4倍。一个桥臂电阻有增量的测量方法称为四分之一电桥。而两个桥臂由应变片组成,两个应变片的电阻变量一增一减同时参与测量,则称为差动半桥。自然,让4个桥臂都由应变片组成,都产生适当的电阻变化,即为全桥测量。

一个等臂全桥的输出电压很容易导出。令  $R_1 = R + \Delta R_1$ ,  $R_2 = R + \Delta R_2$ ,  $R_3 = R + \Delta R_3$ ,  $R_4 = R + \Delta R_4$ ,代入式(5-22),则可得到

$$U_L = \frac{U}{4} \left( \frac{\Delta R_1}{R} - \frac{\Delta R_2}{R} - \frac{\Delta R_3}{R} + \frac{\Delta R_4}{R} \right) \quad (5-34)$$

根据式(5-6)则有

$$U_L = \frac{U}{4} K(\varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4) \quad (5-35)$$

式(5-34)及式(5-35)中的正负号表明,欲使电桥4个电阻臂的电阻变化不致相互抵消,必须使桥路2、3臂的电阻变化和1、4臂的电阻变化相反,或2、3臂应变片所感受的应变与1、4臂相反,亦即相邻臂变化相反,对邻臂变化相同。在实际工作中,可以根据结构受力应变情况,适当地选择测量臂应变片的位置。如对受对称弯曲作用的构件,一面产生拉应变,另一面产生压应变,两者方向相反,大小相等,就可以在两面各贴一片(或两片)应变片接在电桥的两相邻臂。而沿某方向均匀的应变,则可用两个应变片感受同相信号放在电桥的两对邻臂。

## 2) 采用高内阻的恒流源电桥

产生非线性的原因之一是在工作过程中通过桥臂的电流不恒定,因此,有时用恒流源给桥路供电。采用恒流源比采用恒压源的非线性误差减小一倍。一般半导体应变片的桥路都采用恒流源供电。

## 5.4.2 交流电桥

交流电桥的供桥电源为正弦交流电,且4个桥臂不是纯电阻,即  $Z_1 = R_1 + jX_1$ ,  $Z_2 = R_2 + jX_2$ ,  $Z_3 = R_3 + jX_3$ ,  $Z_4 = R_4 + jX_4$ ,其等效电路如图5-11所示。输出负载电压为

$$U_L = \dot{U} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} - \dot{U} \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} = \dot{U} \frac{Z_1 Z_4 - Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_4)} \quad (5-36)$$

电桥平衡时的条件为

$$Z_1 Z_4 = Z_3 Z_2 \quad (5-37)$$

设  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$ ,  $Z_4$  分别为

$$Z_1 = Z_{1m} e^{j\varphi_1}$$

$$Z_2 = Z_{2m} e^{j\varphi_2}$$

$$Z_3 = Z_{3m} e^{j\varphi_3}$$

$$Z_4 = Z_{4m} e^{j\varphi_4}$$

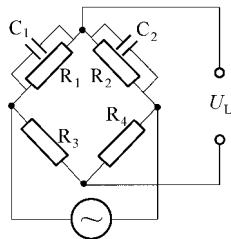


图5-11 分布电容的等效电路

$Z_{1m}$   $Z_{2m}$   $Z_{3m}$   $Z_{4m}$ 为阻抗模  $\varphi_1$   $\varphi_2$   $\varphi_3$   $\varphi_4$  为阻抗的幅角。代入  $Z_1 Z_4 = Z_3 Z_2$  有

$$\begin{cases} Z_{1m} Z_{4m} = Z_{2m} Z_{3m} \\ \varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 \end{cases} \quad (5-38)$$

得到交流电桥平衡条件为 相对桥臂阻抗模之积相等 相对桥臂阻抗幅角之和相等。当工作应变片  $R_1$  改变  $\Delta R$  后引起阻抗  $Z_1$  变化  $\Delta Z_1$ 。代入式(5-36),有

$$\dot{U}_L = \dot{U}_E \frac{\frac{Z_4 \Delta Z_1}{Z_3 Z_1}}{\left(1 + \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{\Delta Z_1}{Z_1}\right) \left(1 + \frac{Z_4}{Z_3}\right)} \quad (5-39)$$

设  $Z_1 = Z_2$   $Z_3 = Z_4$  并略去式中分母的  $Z_1 / \Delta Z_1$  项 得

$$\dot{U}_L = \frac{\dot{U}_E \Delta Z}{4 Z} \quad (5-40)$$

上述结论 与直流电桥的情况相似。

## 5.5 电阻应变式传感器的温度误差及其补偿

### 5.5.1 温度误差及其产生原因

由于温度变化所引起的应变片电阻变化与试件(弹性敏感元件)应变所造成的电阻变化几乎有相同的数量级,如果不采取必要的措施克服温度变化的影响,测量精度将无法保证。下面分析一下温度误差产生的原因。

#### 1. 温度变化引起应变片敏感栅电阻变化而产生附加应变

电阻与温度关系可用下式表达:

$$\begin{cases} R_t = R_0 (1 + \alpha \Delta t) = R_0 + R_0 \alpha \Delta t \\ \Delta R_{ta} = R_t - R_0 = R_0 \alpha \Delta t \end{cases} \quad (5-41)$$

式中  $R_t$ ——温度  $t$  时的电阻值;

$R_0$ ——温度  $t_0$  时的电阻值;

$\Delta t$ ——温度的变化值;

$\Delta R_{ta}$ ——温度变化  $\Delta t$  时的电阻变化;

$\alpha$ ——敏感栅材料的电阻温度系数。

将温度变化  $\Delta t$  时的电阻变化折合成应变  $\varepsilon_{ta}$  则

$$\varepsilon_{ta} = \frac{\Delta R_{ta} / R_0}{K} = \frac{\alpha \Delta t}{K} \quad (5-42)$$

式中  $K$ ——应变片的灵敏度系数。

#### 2. 试件材料与敏感栅材料的线膨胀系数不同,使应变片产生附加应变

如果粘贴在试件上一段长度为  $l_0$  的应变丝,当温度变化  $\Delta t$  时,应变丝受热膨胀至  $l_{t1}$ ,而应变丝  $l_0$  下的试件伸长为  $l_{t2}$ :

$$l_{t1} = l_0 (1 + \beta_{丝} \Delta t) = l_0 + l_0 \beta_{丝} \Delta t \quad (5-43)$$

$$\Delta l_{t1} = l_{t1} - l_0 = l_0 \beta_{丝} \Delta t \quad (5-44)$$

$$l_{t_2} = l_0 (1 + \beta_{\text{试}} \Delta t) = l_0 + l_0 \beta_{\text{试}} \Delta t \quad (5-45)$$

$$\Delta l_{t_2} = l_{t_2} - l_0 = l_0 \beta_{\text{试}} \Delta t \quad (5-46)$$

式中  $l_0$ ——温度  $t_0$  时的应变丝长度；

$l_{t_1}$ ——温度  $t$  时的应变丝长度；

$l_{t_2}$ ——温度  $t$  时应变丝下试件的长度；

$\beta_{\text{丝}}、\beta_{\text{试}}$ ——分别为应变丝和试件材料的线膨胀系数；

$\Delta l_{t_1}、\Delta l_{t_2}$ ——分别为温度变化时应变丝和试件膨胀量。

由式(5-44)和式(5-46)可知,如果  $\beta_{\text{丝}}$  和  $\beta_{\text{试}}$  不相等,则  $\Delta l_{t_1}$  和  $\Delta l_{t_2}$  也就不等,但是应变丝和试件是粘结在一起的,若  $\beta_{\text{丝}} < \beta_{\text{试}}$ ,则应变丝被迫从  $\Delta l_{t_1}$  拉长至  $\Delta l_{t_2}$ ,这就使应变丝产生附加变形  $\Delta l_{t\beta}$ ,即

$$\Delta l_{t\beta} = \Delta l_{t_2} - \Delta l_{t_1} = l_0 (\beta_{\text{丝}} - \beta_{\text{试}}) \Delta t \quad (5-47)$$

折算为应变

$$\varepsilon_{t\beta} = \frac{\Delta l_{t\beta}}{l_0} = (\beta_{\text{丝}} - \beta_{\text{试}}) \Delta t \quad (5-48)$$

引起的电阻变化为

$$\Delta l_{t\beta} = R_0 K \varepsilon_{t\beta} = R_0 K (\beta_{\text{丝}} - \beta_{\text{试}}) \Delta t \quad (5-49)$$

因此,由于温度变化  $\Delta t$  而引起的总电阻变化为

$$\Delta R_t = \Delta R_{t\alpha} + \Delta R_{t\beta} = R_0 \alpha \Delta t + R_0 K (\beta_{\text{丝}} - \beta_{\text{试}}) \Delta t \quad (5-50)$$

总附加虚假应变量为

$$\varepsilon_1 = \frac{\Delta R_t / R_0}{K} = \frac{\alpha \Delta t}{K} + (\beta_{\text{丝}} - \beta_{\text{试}}) \Delta t \quad (5-51)$$

由此式可知,由于温度变化而引起了附加电阻变化或造成了虚假应变,从而给测量带来误差。这个误差除与环境温度变化有关外,还与应变片本身的性能参数( $K$ 、 $\alpha$ 、 $\beta_{\text{丝}}$ )以及试件的线膨胀系数  $\beta_{\text{试}}$  有关。

然而,温度对应变片特性的影响,不只上述两个因素,例如将会影响粘合剂传递变形的能力等。但在一般常温下,上述两个因素是造成应变片温度误差的主要原因。

### 5.5.2 温度补偿方法

温度补偿方法,基本上分为桥路补偿和应变片自补偿两大类。

#### 1. 桥路补偿法

桥路补偿法也称补偿片法。应变片通常是作为平衡电桥的一个臂测量应变的,图 5-12(a)中  $R_1$  为工作片,  $R_2$  为补偿片,  $R_3、R_4$  为固定电阻。工作片  $R_1$  粘贴在试件上需要测量应变的地方,补偿片  $R_2$  粘贴在一块不受力的与试件相同的材料上,这块材料自由地放在试件上或附近,如图 5-12(b)所示。当温度发生变化时,工作片  $R_1$  和补偿片  $R_2$  的电阻都发生变化,而它们的温度变化相同,  $R_1$  与  $R_2$  为同类应变片,又贴在相同的材料上,因此  $R_1$  和  $R_2$  的变化也相同,即  $\Delta R_1 = \Delta R_2$ 。有时,在结构允许的情况下,可以不另设补偿块,而将应变片直接贴在被测试件上,如图 5-12(c)所示。当  $R_1$  和  $R_2$  分别接入电桥的相邻两桥臂,因温度变化引起的电阻变化使  $\Delta R_1$  和  $\Delta R_2$  的作用相互抵消,这样就起到了温度补偿的作用。

## 2. 应变片自补偿法

粘贴在被测部位上的是一种特殊应变片,当温度变化时,产生的附加应变为零或相互抵消,这种特殊应变片称为温度自补偿应变片。利用温度自补偿应变片来实现温度补偿的方法称为应变片自补偿法。

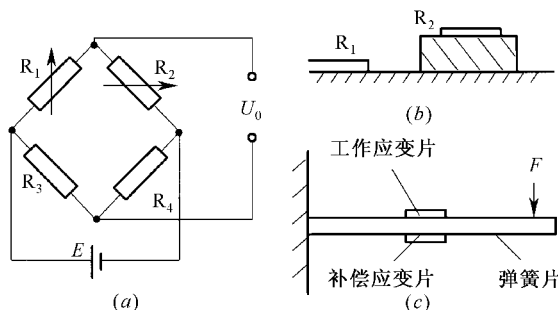


图 5-12 桥路补偿法

(a) 补偿桥路;(b) 补偿块;(c) 构件自补偿。

制造温度自补偿应变片的基本思想可由式(5-51)看出,要实现温度自补偿的条件是

$$\varepsilon_t = \frac{\Delta R_t / R_0}{K} = \frac{\alpha \Delta t}{K} + (\beta_{\text{丝}} - \beta_{\text{试}}) \Delta t = 0$$

即

$$\alpha = -K(\beta_{\text{试}} - \beta_{\text{丝}}) \quad (5-52)$$

即如果选择敏感栅材料的电阻温度系数和线膨胀系数,使之在某一线膨胀系数的试件上使用时,能满足式(5-52),则应变片的温度误差为零,从而达到了温度自补偿效果。这种方法的缺点是该类应变片只能在一种材料上使用,因此,局限性很大。

另外一种方法是双金属丝栅法。应变片丝栅用两种温度系数不同的电阻丝串联制成,如图 5-13 所示,若两段敏感栅  $R_1$  和  $R_2$  由于温度变化而产生的电阻变化  $\Delta R_{1t}$  和  $\Delta R_{2t}$ , 大小相等而符号相反,就可以实现温度补偿。电阻  $R_1$  与  $R_2$  的比值关系可以由下式决定:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{-\Delta R_{2t} / R_2}{\Delta R_{1t} / R_1} \quad (5-53)$$

### 3. 热敏电阻补偿法

如图 5-14 所示, 图中的热敏电阻  $R_t$  处在与应变片相同的温度条件下, 当应变片的灵敏度随温度升高而下降时, 热敏电阻  $R_t$  的阻值下降, 使电桥的输入电压随温度升高而增加, 从而提高电桥的输出电压值, 补偿由于应变片变化引起的输出下降。选择分流电阻  $R_s$  的值, 可以得到良好的补偿。

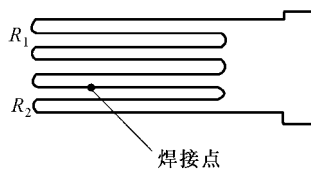


图 5-13 双金属丝栅法

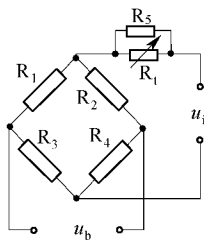


图 5-14 热敏电阻补偿法

## 5.6 应变式传感器的结构设计及应用

应变片作为一种变换元件,除了直接测量试件的应变和应力外,还可与不同结构的弹性元件相结合制成各种型式的应变式传感器。其结构组成框图如图 5-15 所示。这里,弹性元件是整个系统的一个传递环节。

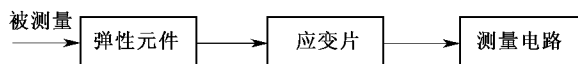


图 5-15 应变式传感器的结构组成

弹性元件的结构形式很多,可以根据不同弹性元件的结构特性,构成用于测量力、力矩、压力、加速度等参量的应变式传感器。许多弹性元件的结构特性在本书的第 3 章已做了详细的论述,这里不再重复。下面就几种最常用的应变式传感器结构特性进行讨论。

### 5.6.1 应变式压力传感器

#### 1. 平膜片式应变测压传感器

图 5-16 是平膜片传感器的 4 种(a、b、c、d)基本结构。平膜片可看作是周边固支的圆形平板,被测压力作用于平膜片的一面,而应变片粘贴在平膜片的另一面。图 5-17 是一典型测量气体或液体压力的简易平膜片传感器。第 3 章图 3-9 给出了周边固支的圆形平膜片的应力分布曲线,其中特别值得注意的是,径向应变  $\varepsilon_r$  的曲线,在中心附近是正值,在板的边缘则为负值,设计平膜片应变测压传感器时,可以利用这个特点,适当地布置应变片使应变电桥工作在推挽(差动)状态。

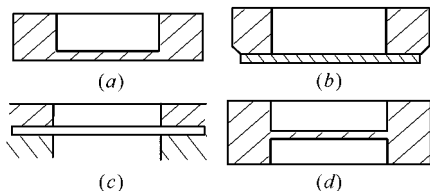


图 5-16 平膜片传感器基本结构简图

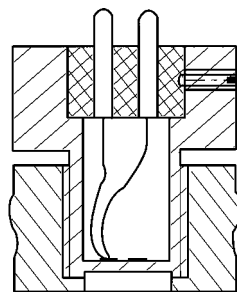


图 5-17 简易平膜片传感器

图 5-18 是应变片在平膜上的几种典型布置方式。其中图 5-18(a) 是一种半桥布置方式,  $R_1$  承受正的径向应变,  $R_2$  则承受负的径向应变。 $R_1$ 、 $R_2$  分别接入电桥的相邻二臂,半桥工作状态。为了保证电桥工作在对称的推挽状态,应保证  $R_1 = R_2$ ,  $K_1 = K_2$ ,  $\Delta R_1 = \Delta R_2$ 。前二条要求主要依靠应变片本身保证,第 3 条要求则靠正确地布置应变片的位置来保证。假设应变片的基长为  $L$ ,  $R_1$  粘贴在中心对称位置,  $R_2$  则粘贴在半径  $r$  处。则两个应变片的电阻相对变化分别为

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{1}{L} \int_{-L/2}^{+L/2} K \varepsilon_r dr \quad (5-54)$$



$$\frac{\Delta R_2}{R_2} = \frac{1}{L} \int_r^{r+L} K \varepsilon_r dr \quad (5-55)$$

将式(3-23)代入式(5-54)、(5-55),且考虑到为了保证推挽工作状态,应使 $\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{\Delta R_2}{R_2}$ ,可以得到

$$r = -\frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{6}(4a^2 - L^2)} \quad (5-56)$$

式(5-56)中的负号并没有实际意义,因为 $R_2$ 只要沿径向粘贴在半径为 $r$ 的地方就行了,至于 $R_2$ 在 $R_1$ 的左边还是右边以及在任意其它方向都无关紧要。如平膜片半径为2 cm,应变片基长为0.5 cm,则按式(5-56)可求得 $r = +1.37$ 或 $r = -1.87$ 。就是说 $R_2$ 的电阻栅内端应在半径1.37 cm处,外端应在半径1.87 cm处。图5-18(b)是一种全桥布置方式。

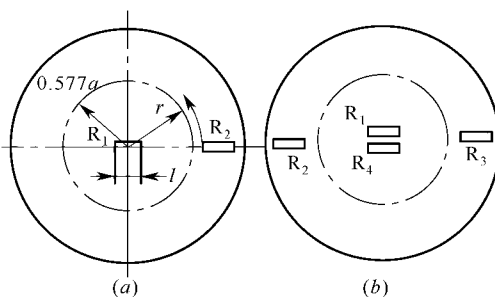


图 5-18 平膜片传感器的应变片布置方式

(a) 半桥布置;(b) 全桥布置。

传感器工作在冲击或振动加速度很大的地方时,可以采用双平膜片结构来消除加速度的干扰。图5-19(a)是双平膜片结构的示意图。两个结构尺寸和材料性质严格相同的平膜片同心地安装在一起,并按半桥工作的方式各粘贴两片应变片,按图5-19(b)组成全桥。两个平膜片在测压时只有一个受到压力,受压膜片的两个应变片就按半桥方式工作,而补偿膜片的应变片并没有什么变化,当传感器本体受到加速度作用时,两个膜片将产生相同的反应,因此有 $\Delta R_1 = \Delta R'_1$ , $\Delta R_2 = \Delta R'_2$ ,也就是说,电桥相邻的桥臂有相同变化,电桥不会有输出,这样就可以将加速度的干扰信号除掉。

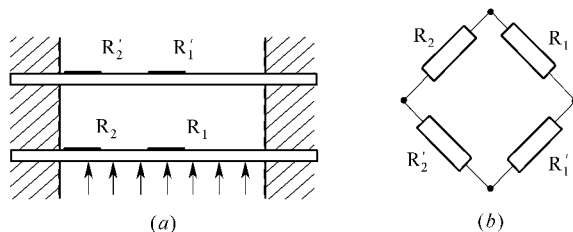


图 5-19 双平膜片结构示意图

平膜片应变传感器突出的优点是结构简单且工作端面平整。但这种传感器的灵敏度

与频率响应之间存在着比较突出的矛盾,且温度对平膜片传感器的性能影响也比较大。

## 2. 薄壁圆筒式应变压力传感器

薄壁圆筒式应变压力传感器也是较为常用的测压传感器,主要用来测量液体的压力。图 5-20(a)所示为该应变压力传感器的敏感元件——薄壁圆筒(应变管)的结构示意图。所谓薄壁圆筒就是指圆筒的壁厚( $t = R - r$ )远小于它的外径( $t < D/20$ )。其一端与被测体连接,当被测压力  $p$  进入应变管的腔内时,使筒发生变形。由材料力学可知,圆筒外表面上 A 点处将产生二向应力状态,即轴向应力  $\sigma_x$ 、切向应力(环向应力)  $\sigma_t$ 。

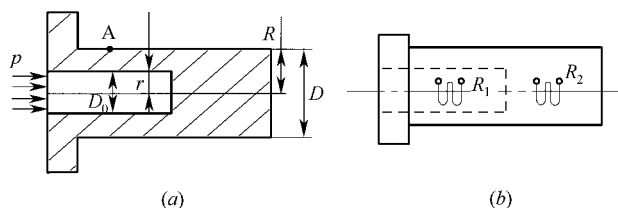


图 5-20 筒式压力传感器

### 1) 轴向应力 $\sigma_x$

沿圆筒轴线作用于筒顶的力为  $F = p\pi r^2$ , 在  $F$  作用下,圆筒横截面上的应力计算属轴向拉伸问题,圆筒的横截面面积为  $S = \pi(R^2 - r^2)$ , 因此,轴向应力为

$$\sigma_x = \frac{F}{S} = \frac{r^2}{R^2 - r^2} p \quad (5-57)$$

### 2) 切向应力(环向应力) $\sigma_t$

取相距为  $l$  的两个横截面和包括直径的纵向平面,假想从圆筒中取出一部分作为研究对象,如图 5-21(a)所示,在筒壁的纵向截面上内力是  $N = \sigma_t(R - r)l$ 。在这一部分筒内的微分面积  $lr d\varphi$  上,力为  $plr d\varphi$ ,它在  $y$  方向上的投影为  $plr \sin\varphi d\varphi$ ,如图 5-21(b)所示,所以投影总面积为  $\int_0^\pi plr \sin\varphi d\varphi = 2plr$ ,由平衡条件在  $y$  轴方向合应力为零,得

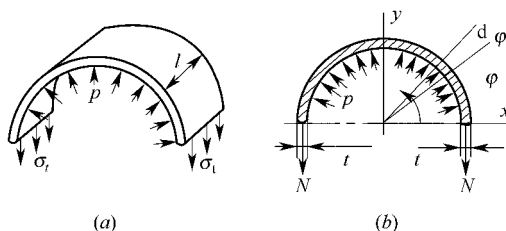


图 5-21 应变管单元截面受力图

$$2\sigma_t(R - r)l - 2plr = 0$$

即

$$\sigma_t = \frac{r}{R - r} p \quad (5-58)$$

当筒壁很薄时,有  $R \approx r$ , 式(5-58)可近似为

$$\sigma_t = \frac{2r^2}{R^2 - r^2}P \quad (5-59)$$

由广义虎克定律,可得应变管的轴向应变  $\varepsilon_x$  和切向应变  $\varepsilon_t$  分别为

$$\begin{aligned} \varepsilon_x &= \frac{1 - 2\mu}{E} \frac{r^2}{R^2 - r^2} P \\ \varepsilon_t &= \frac{2 - \mu}{E} \frac{r^2}{R^2 - r^2} P \end{aligned} \quad (5-60)$$

从式(5-60)可以看出,应变管的轴向应变要比切向应变小得多。因此,环向粘贴应变片可提高传感器的灵敏度。图 5-20(b)就是采用这种方式粘贴的应变片。图中在盲孔的外端部有一个实心部分,制作传感器时,在筒壁和端部沿环向各贴一片应变片,端部在筒内有压力时不产生变形,只作温度补偿用。为提高传感器的灵敏度,还可利用两片应变片工作,另选两片应变片在端部作温度补偿。

当在环向粘贴应变片时,传感器应变管的固有振荡频率可按以下经验公式计算:

$$f = \frac{0.13}{L} \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad (5-61)$$

式中  $L$ ——应变管的有效长度;

$E$ ——材料弹性模量;

$\rho$ ——应变管材料的密度。

通常,薄壁圆筒式应变压力传感器的固有频率相当高。但在使用时,由于应变管内需注入油液,因此,注入的液柱限制了传感器固有频率。当液柱的柱长  $L_0$  大于柱半径的 1.7 倍时,应变管的固有频率可由下式替代:

$$f = \frac{C}{4L_0} \quad (5-62)$$

式中  $C$ ——油液的传声速度。

### 5.6.2 应变式加速度传感器

上面两类都是力(集中力和均匀分布力)直接作用在弹性元件上,将力变为应变。然而加速度是运动参数,所以首先要经过质量弹簧的惯性系统将加速度转换为力  $F$ ,再作用在弹性元件上。

应变式加速度传感器的结构如图 5-22 所示,在等强度梁 2 的一端固定惯性质量块 1,梁的另一端用螺钉固定在壳体 6 上,在梁的上下两面粘贴应变片 5,梁和惯性块的周围充满阻尼液(硅油),用以产生必要的阻尼。测量加速度时,将传感器壳体和被测对象刚性连接。当有加速度作用在壳体上时,由于梁的刚度很大,惯性质量也以同样的加速度运动,其产生的惯性力正比于加速度  $a$  的大小,惯性力作用在梁的端部使梁产生变形,限位块 4 的作用是保护传感器在过载时不被破坏。这种传

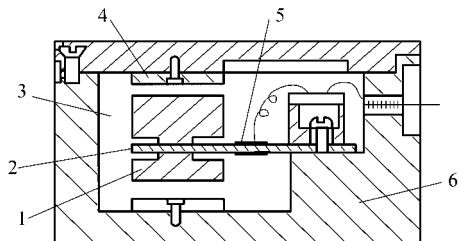


图 5-22 应变式加速度传感器

1—惯性质量块;2—等强度梁;3—腔体;  
4—限位块;5—应变片;6—壳体。

传感器在低频振动测量中得到了广泛的应用。

## 第 6 章 电容式传感器

电容式传感器是能把某些非电量物理量的变化通过一个可变电容器转换成电容量的变化的装置。电容测量技术不但广泛用于位移、振动、角度、加速度等机械量的精密测量,还应用于压力、差压、液面、料面、成分含量等方面的测量。电容式传感器结构简单、体积小、分辨力高、本身发热小,十分适合于非接触测量。这些优点,随着电子技术,特别是集成电路技术的迅速发展,得到了进一步地体现,而它的分布电容、非线性等缺点又将不断地得到克服。因此,电容式传感器在非电测量和自动检测中有着良好的应用前景。

### 6.1 电容式传感器

#### 6.1.1 基本工作原理

电容式传感器是一个具有可变参数的电容器。多数场合下,电容是由两个金属平行极板组成,并且以空气为介质,如图 6-1 所示。两个平行板组成的电容器的电容量为

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \quad (6-1)$$

式中  $\varepsilon$ ——电容极板间介质的介电常数  $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$ ;

$\varepsilon_0$ ——真空介电常数;

$\varepsilon_r$ ——介质材料的相对介电常数;

$A$ ——两平行极板覆盖的面积;

$d$ ——两平行极板之间的距离;

$C$ ——电容值。

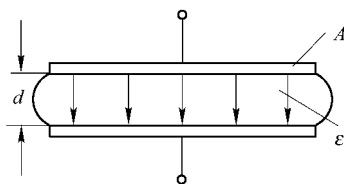


图 6-1 平板电容器

当被测参数使得式(6-1)中的  $A$ 、 $d$  或  $\varepsilon$  发生变化时,电容值  $C$  也随之变化。如果保持其中两个参数不变,而仅改变另一个参数,就可把该参数的变化转换为电容量的变化。因此,电容值变化的大小随着被测参数的大小而变化。在实际的使用中,电容式传感器分为 3 类:变间距式、变面积式和变介电常数式。改变平行极板间距  $d$  的传感器可以测量微

米数量级的位移,而变化面积  $A$  的传感器则适用于测量厘米数量级的位移,变介电常数式电容式传感器适用于液面、厚度的测量。

### 6.1.2 电容式传感器的线性及灵敏度

#### 1. 变极距型电容式传感器

图 6-2 为这种类型的电容式传感器的原理图。图 6-2(a) 中 1 为静止极板(一般称为定极板),而极板 2 为与被测体相连的动极板。当动极板 2 因被测参数改变而引起移动时,就改变两极板的距离  $d$ ,从而改变了两极板间的电容  $C$ 。由式(6-1)可知,电容量  $C$  与极间距  $d$  不是线性关系,而是如图 6-3 所示的双曲线关系。图 6-2(b)是直接利用被测物作为动极板的情形。设极板面积为  $A$ ,初始距离为  $d_0$ ,以空气为介质( $\varepsilon_r = 1$ ),则电容器的电容为

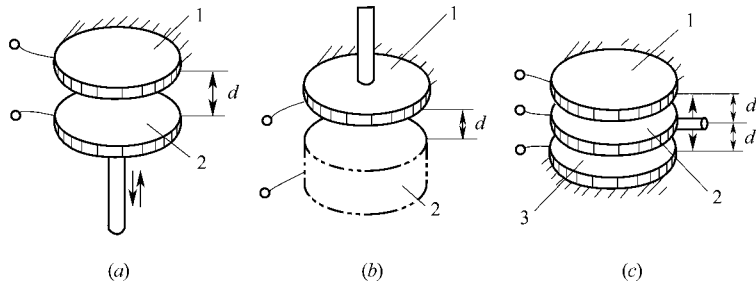


图 6-2 变极距型电容式传感器结构原理图

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 A}{d_0} \quad (6-2)$$

若电容器极板距离初始值  $d_0$  减小  $\Delta d$ ,其电容量增加  $\Delta C$ ,即

$$C_0 + \Delta C = \frac{\varepsilon_0 A}{d_0 - \Delta d} = C_0 \frac{1}{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \quad (6-3)$$

由此可得电容的相对变化量为

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta d}{d_0} \left( 1 - \frac{\Delta d}{d_0} \right)^{-1} \quad (6-4)$$

因为  $\Delta d/d_0 \ll 1$ ,按幂级数展开得

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta d}{d_0} \left[ 1 + \frac{\Delta d}{d_0} + \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right] \quad (6-5)$$

由式(6-5)可见,输出电容的相对变化  $\Delta C/C$  与输入位移  $\Delta d$  之间的关系是非线性的,当  $\Delta d/d_0 \ll 1$  时可略去非线性项(高次项),则得近似的线性关系式

$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx \frac{\Delta d}{d_0} \quad (6-6)$$

而电容传感器的灵敏度为

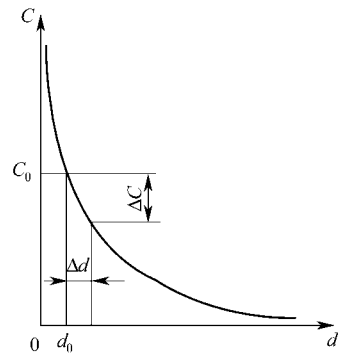


图 6-3  $C$ - $d$  特性曲线

$$K = \frac{\Delta C}{C_0} / \Delta d = \frac{1}{d_0} \quad (6-7)$$

电容式传感器灵敏度系数  $K$  的物理意义是:单位位移引起的电容量的相对变化量的大小。略去高次项(非线性项)引起的相对非线性误差为

$$\delta = \left| \frac{\Delta C - \Delta C'}{\Delta C} \right| = \left| \frac{\frac{\Delta d}{d_0} - \frac{\Delta d}{d_0} \left( 1 + \frac{\Delta d}{d_0} \right)}{\frac{\Delta d}{d_0}} \right| = \left| \frac{\Delta d}{d_0} \right| \times 100\% \quad (6-8)$$

可见极间距越小,既有利于提高灵敏度,又有利于减小非线性。但  $d_0$  过小时,容易引起电容器击穿。在实际应用中,为提高灵敏度,减小非线性,大都采用差动结构。改善击穿条件的办法是在极板间放置云母片等介电材料。

### 1) 差动变间隙式电容传感器

差动变间隙式电容传感器如图 6-2(c)所示。其中电容器  $C_1$  的电容随位移  $\Delta d$  的减小而增大时,另一个电容器  $C_2$  的电容则随着  $\Delta d$  的增大而减小。它们的特性方程分别为

$$C_1 = C_0 \left[ 1 + \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right) + \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right]$$

和

$$C_2 = C_0 \left[ 1 + \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right) + \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 - \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right]$$

总的电容变化量

$$\Delta C = C_1 - C_2 = C_0 \left[ 2 \frac{\Delta d}{d_0} + 2 \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right]$$

电容的相对变化量为

$$\frac{\Delta C'}{C_0} = 2 \frac{\Delta d}{d_0} \left[ 1 + \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right)^4 + \dots \right] \quad (6-9)$$

略去高次项,则  $\Delta C/C_0$  与  $\Delta d/d_0$  近似呈线性关系:

$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx \frac{2\Delta d}{d_0} \quad (6-10)$$

差动变间隙式电容传感器的灵敏度系数为

$$K' = \frac{\Delta C}{C_0} / \Delta d = 2/d_0 \quad (6-11)$$

差动变间隙式电容传感器的相对非线性误差  $\delta'$  近似为

$$\delta' = \frac{|2(\Delta d/d_0)^3|}{|2(\Delta d/d_0)|} = \left( \frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 \times 100\% \quad (6-12)$$

比较式(6-7)与式(6-11),式(6-8)与式(6-12),可见差动式可使灵敏度提高 1 倍,非线性误差也大为减小。由于温度等环境影响所造成的误差也得到有效的改善。

### 2) 固定介质与可变间隙式电容传感器

减小极间隙可提高灵敏度,但易击穿。为此,经常在两极板间加一层云母或塑料等介质,以改变电容的耐压性能。由此构成如图 6-4 所示的固定介质与可变间隙式电容传感器。

由关系  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ ,  $C_1 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1 A}{d_1}$ ,  $C_2 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_2 A}{d_2}$  有

$$C = \frac{\varepsilon_0 A}{d_1 + \frac{d_2}{\varepsilon_2}} \quad (6-13)$$

当空气隙减小  $\Delta d_1$  ,使电容增加  $\Delta C$  有

$$C + \Delta C = \frac{\varepsilon_0 A}{d_1 - \Delta d_1 + d_2/\varepsilon_2} \quad (6-14)$$

$$\Delta C = C \left( \frac{d_1 + d_2/\varepsilon_2}{d_1 - \Delta d_1 + d_2/\varepsilon_2} - 1 \right)$$

电容的相对变化量为

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta d_1}{d_1 + d_2} N_1 \frac{1}{1 - N_1 \Delta d_1 / (d_1 + d_2)} \quad (6-15)$$

式中

$$N_1 = \frac{d_1 + d_2}{d_1 + d_2/\varepsilon_2} \quad (6-16)$$

当  $N_1 \Delta d_1 / (d_1 + d_2) < 1$  ,即位移很小时 ,上式按幂级数展开可写成

$$\frac{\Delta C}{C} = N_1 \frac{\Delta d_1}{d} \left[ 1 + N_1 \frac{\Delta d_1}{d} + \left( N_1 \frac{\Delta d_1}{d} \right)^2 + \dots \right] \quad (6-17)$$

式中  $d_1 + d_2 = d$  。

略去高次项可近似得到

$$\frac{\Delta C}{C} \approx N_1 \frac{\Delta d_1}{d} \quad (6-18)$$

可见  $N_1$  为非线性因子 ,若增大  $N_1$  ,非线性增加。设固定介质与可变间隙式电容传感器的灵敏度系数为

$$K = \frac{\Delta C/C}{\Delta d_1} = \frac{N_1}{d} \quad (6-19)$$

同时 , $N_1$  又是灵敏度因子 ,并且作为灵敏度因子与非线性因子是相互制约的。由式 (6-16) 所画出的曲线 (如图 6-5 所示) ,厚度比  $(d_1/d_2)$  为自变量 ,固定介质的介电常数  $\varepsilon_2$  作参变量 ,看影响灵敏度和线性度的因子  $N_1$  的变化。因为  $\varepsilon_2$  总是大于 1 的 ,所以  $N_1$  总是大于 1 的。又因为  $\varepsilon_2 > 1$  ,随厚度比  $d_2/d_1$  增加 , $N_1$  增加。在  $d_2/d_1$  很大时 , $N_1$  的极限为  $\varepsilon_2$  ,在  $d_2/d_1$  不变时 ,随  $\varepsilon_2$  增加 , $N_1$  增加。

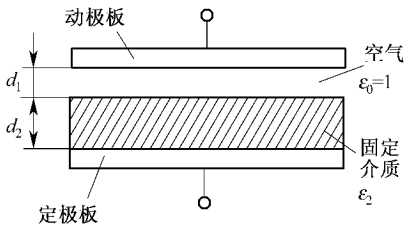


图 6-4 固定介质与可变间隙式电容传感器

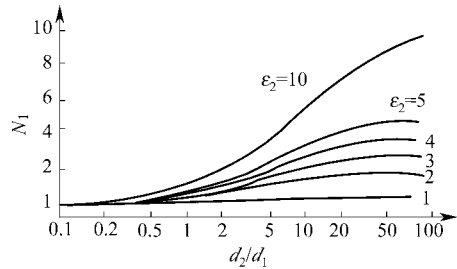


图 6-5 不同  $\varepsilon_2$  下  $N_1$  与  $d_2/d_1$  的关系



## 2. 变面积式电容传感器

图 6-6 所示是常见的变面积式电容传感器的结构示意图。与变间隙式相比,测量范围大,可测量较大范围的线位移和角位移。图中 1、3 为固定电极板,2 为可动电极板。

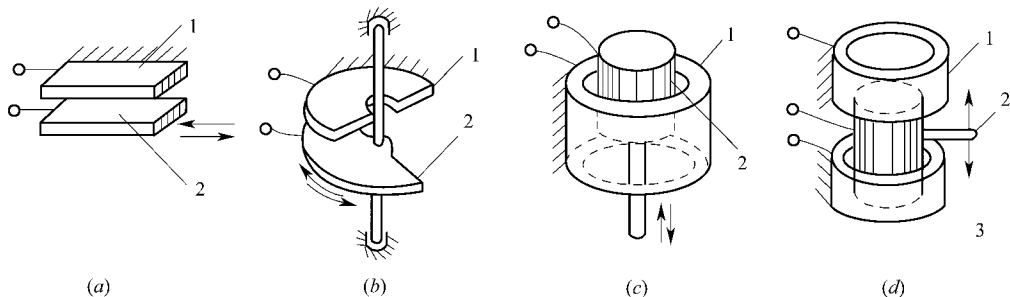


图 6-6 变面积式电容传感器结构原理图

### 1) 线位移式电容传感器

线位移式传感器如图 6-6(a)所示。极板起始覆盖面积为  $A = a \times b$ ,沿活动极板宽度方向移动  $\Delta a$ ,则改变了两极板间覆盖的面积,忽略边缘效应,改变后的电容量为

$$C' = \frac{\varepsilon b(a - \Delta a)}{d} = C - \frac{\varepsilon b}{d} \Delta a \quad (6-20)$$

式中  $a$ ——极板的长度;

$b$ ——极板的宽度。

电容的变化量为

$$\Delta C = C - C' = \frac{\varepsilon a}{d} \Delta b = C \frac{\Delta b}{b} \quad (6-21)$$

灵敏度系数为

$$K_C = \frac{\Delta C/C}{\Delta b} = \frac{1}{b} \quad (6-22)$$

式(6-22)说明其灵敏度系数  $K_C$  为常数,可见减小极板宽度  $b$  可提高灵敏度,而极板的起始覆盖长度  $a$  与灵敏度系数  $K_C$  无关。但  $b$  不能太小,必须保证  $b \gg d$ ,否则边缘处不均匀电场的影响将增大。

平板式极板作线位移最大不足之处是对移动极板的平行度要求高,稍有倾斜会导致极距  $d$  变化,影响测量精度。因此在一般的情况下,变面积式的电容传感器常做成圆柱式的。

### 2) 圆柱式线位移电容传感器

图 6-6(c)是圆柱式的,图 6-6(d)是其差动式结构。由物理学可知,在不计边缘效应影响时,圆柱式的电容器的电容量为

$$C = \frac{2\pi\varepsilon l}{\ln(r_2/r_1)} \quad (6-23)$$

式中  $l$ ——外圆柱筒与内圆柱重叠部分长度;

$r_2$ ——外圆柱内径;

$r_1$ ——内圆柱外径。

动极 2(圆柱)沿轴线移动  $\Delta l$  时,电容的变化量为

$$\Delta C = \frac{2\pi\epsilon\Delta l}{\ln(r_2/r_1)} = C \frac{\Delta l}{l} \quad (6-24)$$

若采用图 6-6(d)差动结构,动极向上移动  $\Delta l$ ,则上面部分的电容量  $C_a$  增加,下面部分的电容量  $C_b$  减少,使输出为差动形式,有

$$\Delta C = C_a - C_b = \frac{2\pi\epsilon(1+\Delta l)}{\ln(r_2/r_1)} - \frac{2\pi\epsilon(1-\Delta l)}{\ln(r_2/r_1)} = 2C \frac{\Delta l}{l} \quad (6-25)$$

比较式(6-25)和式(6-24),可以看出,采用差动式结构,可使电容变化量增加 1 倍,灵敏度也提高 1 倍。

### 3) 角位移式电容传感器

如图 6-6(b)所示为角位移式电容传感器。设两半圆极板重合时,电容量为

$$C = \frac{\epsilon S}{d} = \frac{\epsilon \pi r^2}{2d}$$

动极 2 转过  $\Delta\theta$  角,电容量变为

$$C' = \frac{\epsilon r^2(\pi - \Delta\theta)}{2d} = \frac{\epsilon S(1 - \Delta\theta/\pi)}{d} = C - C \frac{\Delta\theta}{\pi}$$

则电容变化量为

$$\Delta C = C' - C = C \frac{\Delta\theta}{\pi} \quad (6-26)$$

灵敏度系数为

$$K_C = \frac{\Delta C/C}{\Delta\theta} = \frac{1}{\pi} \quad (6-27)$$

综合上述分析,变面积式电容传感器不论被测量是线位移还是角位移,位移与输出电容都为线性关系(忽略边缘效应),传感器灵敏系数为常数。

### 3. 变介电常数式电容传感器

图 6-7 为各种变介电常数式电容传感器的结构原理图。图 6-7(a)为测介电质的厚度  $\delta_x$ ;图 6-7(b)为测量位移量  $x$ ;图 6-7(c)为测量液面位置和液量;图 6-7(d)为根据介质的介电常数随温度、湿度、容量改变来测量温度、湿度、容量等。

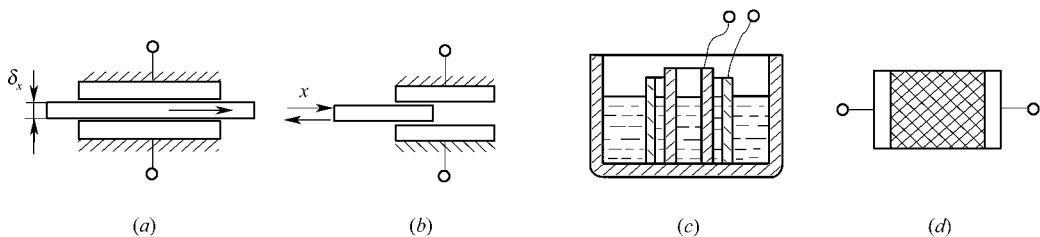


图 6-7 变介电常数式电容传感器结构示意图

如图 6-8 所示,厚度为  $d_2$  的介质(介电常数为  $\epsilon_2$ )在电容器中移动时,电容器中介质的介电常数(总值)改变使电容量改变,于是可用来测量位移  $x$ 。由  $C = C_A + C_B$ ,  $d = d_1 + d_2$ , 无介质  $\epsilon_2$  时,有

$$C_0 = \varepsilon_1 bl/d \quad (6-28)$$

式中  $\varepsilon_1$ ——空气的介电常数；  
 $b$ ——极板宽度；  
 $l$ ——极板长度；  
 $d$ ——极板间隙。

当介质  $\varepsilon_2$  移进电容器中  $x$  长度时,有

$$C_A = \frac{bx}{\frac{d_1}{\varepsilon_1} + \frac{d_2}{\varepsilon_2}} \quad (6-29)$$

$$C_B = b(1-x) \frac{1}{d/\varepsilon_1} \quad (6-30)$$

$$C = bl \frac{\varepsilon_1}{d} + bx \left( \frac{1}{\frac{d_1}{\varepsilon_1} + \frac{d_2}{\varepsilon_2}} - \frac{\varepsilon_1}{d} \right) = C_0 + C_0 \frac{xd}{l} \left( \frac{\varepsilon_2}{d_1 \varepsilon_2 + d_2 \varepsilon_1} - \frac{1}{d} \right) = C_0 + C_0 \frac{1}{l} \left( \frac{d}{d_1 + \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} d_2} - 1 \right) \quad \text{令}$$

$$A = \frac{1}{l} \left( \frac{d}{d_1 + \varepsilon_1/\varepsilon_2} - 1 \right) \quad \text{则有}$$

$$C = C_0 (1 + Ax) \quad (6-31)$$

因式中  $A$  是常数,故电容容量  $C$  与位移量  $x$  呈线性关系。上述结论均忽略了边缘效应。实际上,由于边缘效应,将有非线性,为此,并使灵敏度下降。

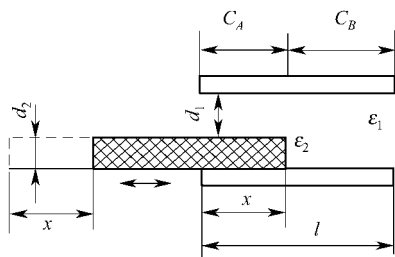


图 6-8 变介电常数式电容传感器

变介电常数式电容传感器中的极板间存在导电物质,极板表面应涂绝缘层,防止极板短路,如涂厚度为 0.1 mm 的聚四氟乙烯薄膜。

## 6.2 电容式传感器的输出电路及等效电路

### 6.2.1 电容式传感器的等效电路

电容式传感器的等效电路如图 6-9 所示。通常电容式传感器的电容  $C$  (包括寄生电容)只有在环境温度不高,湿度不大,电源频率适中条件下,才能看作是纯电容。如果电源频率较低或在高温高湿的条件下工作,极板间等效损耗电阻  $R_p$  就必须考虑。它包括极板间的泄露电阻和极板间介质损耗。随着电源频率提高传感器容抗减小,等效损耗电阻  $R_p$  的影响减小。当电源频率高至兆赫时,  $R_p$  可以忽略,但电流集肤效应使导体电阻增

加。此时必须考虑引线(传输电缆)的电感和电阻,图 6-9 中  $L$  为引线电感和电容电感之和,电阻  $R$  包括引线电阻、极板电阻和金属支架电阻,这个值通常很小,它随频率的增高而增大。供电电源频率一般为谐振频率的  $1/3 \sim 1/2$ ,传感器才能保证正常工作。当不考虑  $R_p$  时,有

$$\frac{1}{j\omega C_e} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R \quad (6-32)$$

式中  $C_e$ ——传感器的等效电容;

$\omega$ ——电源角频率( $\omega = 2\pi f$ )。

由于传感器自身的电容量(包括寄生电容)很小,电源频率又很高(几兆赫),故容抗( $1/j\omega C$ )很大,相比之下,电阻  $R$  的影响可忽略,则有

$$C_e = \frac{C}{1 + j^2\omega^2 LC} = \frac{C}{1 - \omega^2 LC} \quad (6-33)$$

等效电容的增量为对式(6-33)的微分

$$\Delta C_e = \frac{\Delta C}{(1 - \omega^2 LC)^2} \quad (6-34)$$

等效电容的相对变化量为

$$\frac{\Delta C_e}{C_e} = \frac{\Delta C}{C} \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \quad (6-35)$$

电容传感器的有效灵敏度系数为

$$K_e = \frac{\Delta C_e / C_e}{\Delta d} = \frac{K_c}{1 - \omega^2 LC} \quad (6-36)$$

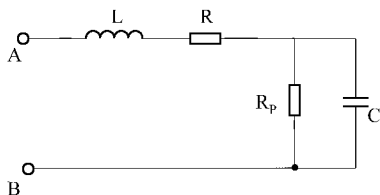


图 6-9 电容式传感器的等效电路

从式(3-35)和式(3-36)均可以得出如下结论:电容传感器的有效灵敏度系数与  $\omega^2 LC$  项有关,随  $\omega$  和  $L$  变化。电容传感器工作与标定的条件应相同:电源频率不变,引线长度不能改变。引线长度改变需对电容式传感器的有效灵敏度重新标定。上面各式的成立条件为电源频率在兆赫左右,此时有效灵敏度系数高于电容器本身的灵敏度系数。

## 6.2.2 电容式传感器的输出电路

电容式传感器有多种转换输出电路。借助于各种信号调节电路,传感器把微小的电容增量转换成与之成正比的电压、电流或频率输出。

### 1. 交流电桥(调幅电路)

如图 6-10 所示,  $C_1$  与  $C_2$  以差动形式接入相邻两个桥臂,另两个桥臂可以是电阻、电容或电感,也可以是变压器的两个次极线圈。图 6-10(a)中所示  $Z_1$  与  $Z_2$  是耦合电感,这

种电桥的灵敏度和稳定性较高,且寄生电容影响小,简化了电路屏蔽和接地,适合于高频工作,已广泛应用。图 6-10(b)中所示另外两桥臂为次极线圈,使用元件少,桥路内阻少,应用较多。现以图 6-10(b)为例说明被测量与输出电压  $U_{sc}$  的关系。本交流电桥输出电压  $U_{sc}$  的频率按频率不变的原则,与电源电压  $E$  的频率相同。输出电压  $U_{sc}$  的幅值与被测量成正比,这种电路又称做调幅电路。

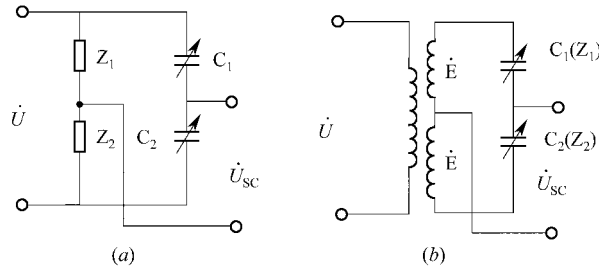


图 6-10 交流电路

当交流电桥处于平衡位置时,电容传感器起始电容量  $C_1$  与  $C_2$  相等,两者容抗相等(忽略电容器内阻):

$$Z_1 = Z_2 \quad \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1}{j\omega C_2}$$

电容传感器工作在平衡位置附近,有电容变化量输出时  $C_1 \neq C_2$ ,则  $Z_1 \neq Z_2$  根据式

$$C'_1 = \frac{\varepsilon A}{d + \Delta d} \quad C'_2 = \frac{\varepsilon A}{d - \Delta d}$$

由图 6-10(b),次极线圈感应电动势为  $E$ ,则传感器没工作时空载输出电压为

$$\dot{U}_{sc} = \frac{\dot{E}_1 + \dot{E}_2}{Z_1 + Z_2} Z_1 - \dot{E} = \dot{E} \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (6-37)$$

又有工作时

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{d + \Delta d}{j\omega \varepsilon A} \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C_2} = \frac{d - \Delta d}{j\omega \varepsilon A}$$

则

$$\dot{U}_{sc} = \dot{E} \frac{\Delta d}{d} \quad (6-38)$$

可见电桥输出电压除与被测量变化  $\Delta d$  有关外,还与电桥电源电压有关,要求电源电压采取稳幅和稳频措施。因电桥输出电压幅值小,输出阻抗高( $M\Omega$  级),其后必须接高输入阻抗放大器才能工作。

## 2. 运算放大器式电路

将电容式传感器作为电路的反馈元件接入运算放大器。图6-11所示为运算放大器式电路原理图。图中  $u$  为交流电源电压,  $C$  为固定电容,  $C_x$  为传感器电容,  $u_{sc}$  为输出电压。

由运算放大器工作原理可知,在开环放大倍数为  $-A$  和输入阻抗较大的情况下,有

$$u_{sc} = \frac{1/j\omega C_x}{1/j\omega C} u = -\frac{C}{C_x} u \quad (6-39)$$

若把  $C_x = \varepsilon A/d$  代入,则

$$u_{sc} = -\frac{Cd}{\varepsilon A} u \quad (6-40)$$

式中,负号表示输出电压  $u_{sc}$  与电源电压  $u$  相位相反。上述电路要求电源电压稳定,固定电容量稳定,并要放大倍数与输入阻抗足够大。

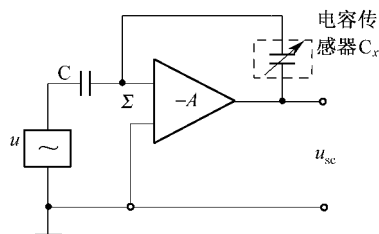


图 6-11 运算放大器式电路原理图

## 3. 调频电路

图 6-12 左边所示为高频振荡器 LC 谐振回路。谐振回路的电容为

$$C = C_1 + C_i + C_0 \pm \Delta C \quad (6-41)$$

式中  $C_0$ ——传感器起始电容；

$C_i$ ——传感器的寄生电容；

$\pm \Delta C$ ——电容变化量(由被测量引起的)；

$C_1$ ——固定电容,外接电容  $C_2 = C_3 \gg C_1$ 。

当被测量变化使传感器电容变化  $\pm \Delta C$  时,高频振荡器的振荡频率  $f = 1/(2\pi \sqrt{LC})$  也随之变化,则

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C_1 + C_i + C_0 \pm \Delta C)}} \quad (6-42)$$

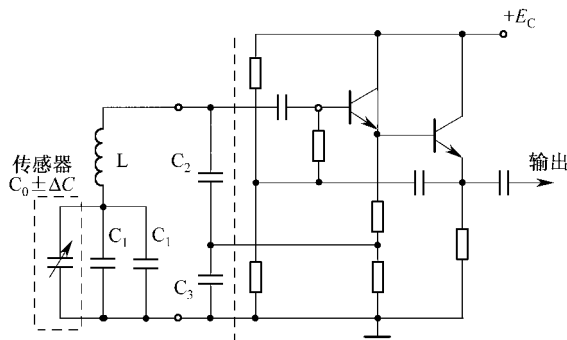


图 6-12 调频电路原理图

调频电路的优点在于:频率输出易得到数字量输出,不需 A/D 转换;灵敏度较高,可测量  $0.01 \mu\text{m}$  级位移变化;能获得伏特级直流电压信号,直接与微机匹配;抗干扰能力强,可长距离发送与接收。但调频电路也有不足之处,主要是稳定性差。因此在使用中,要求

元件参数稳定,直流电源电压稳定,并要消除温度和电缆电容的影响。频率误差约为 0.1% ~ 1%。此外,调频电路输出非线性较大,需误差补偿。

#### 4. 差动脉宽调制电路

差动脉宽调制电路及各点电压波形如图 6-13 所示。图 6-13(a)为差动脉冲调制电路。它的工作原理是传感器的电容器充放电时,电容量的变化使电路输出的脉冲宽度随之变化,经低通滤波器得到与被测量变化相应的直流信号。图中电容器  $C_1$  与  $C_2$  (起始值相等)构成差动式。 $A_1$  与  $A_2$  是比较器,参考电压为  $U_r$ 。接通直流电源时,双稳态触发器 Q 端(即 A 点)为高电位, $\bar{Q}$  端(即 B 点)为低电位。由 Q 端经  $R_1$  对  $C_1$  充电,直至 F 点的电位等于参考电压  $U_r$ ,比较器  $A_1$  输出脉冲使双稳态触发器翻转,Q 端变为低电位, $\bar{Q}$  端变为高电位。翻转后, $C_1$  经二极管  $VD_1$  迅速放电至零;同时高电位  $\bar{Q}$  端经  $R_2$  对  $C_2$  充电,直至 G 点电位等于参考电压  $U_r$ ,比较器  $A_2$  输出脉冲使双稳态触发器再次翻转,Q 又变为高电位, $\bar{Q}$  再次变为低电位。周而复始,A 与 B 两点(即 Q 与  $\bar{Q}$ )电位高低的变化分别受电容器  $C_1$  与  $C_2$  的调制。当  $C_1 = C_2$  时,A 与 B 两点输出的矩形脉冲宽度相等,输出电压  $U_{AB}$  的平均值为零,如图 6-13(b)中各点电压波形。当  $C_1 > C_2$  时,A 点输出的脉冲宽度大于 B 点,输出电压  $U_{AB}$  的平均值不为零,如图 6-13(c)中各点电压波形。

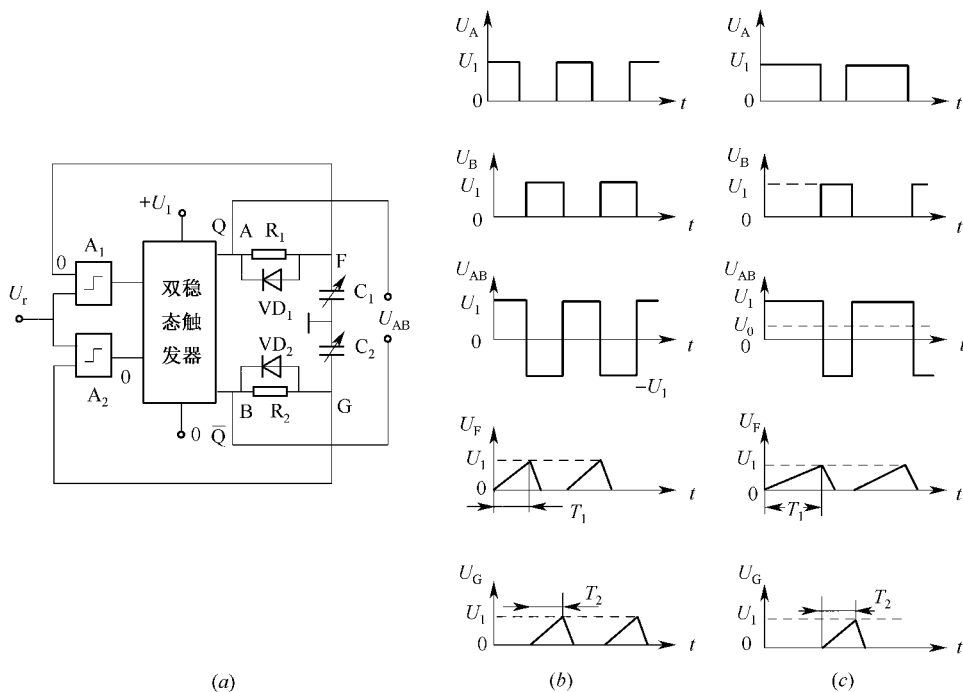


图 6-13 差动脉宽调制电路及各点电压波形

$C_1$  与  $C_2$  的变化由被测量变化引起。经 A 与 B 两端输出电压  $U_{AB}$ , 再经低通滤波器得到一个由被测量变化决定的直流电压  $U_{sc}$ , 表示为

$$U_{sc} = U_A - U_B = \frac{T_1}{T_1 + T_2} U_1 - \frac{T_2}{T_1 + T_2} U_1 = \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} U_1 \quad (6-43)$$

式中  $U_A, U_B$ ——A点与B点的直流分量(平均值);

$T_1, T_2$ —— $C_1$ 与 $C_2$ 的充电时间;

$U_1$ ——双稳态触发器输出的高电位,表示为

$$T_1 = R_1 C_1 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_r} \quad T_2 = R_2 C_2 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_r}$$

设  $R_1 = R_2 = R$ , 则有

$$U_{sc} = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} U_1 \quad (6-44)$$

可见,输出电压与传感器电容变化的变化量代数和成正比( $C_1$ 与 $C_2$ 为差动式)。此电路要求直流电源电压稳定性要高,输出电压信号一般为(0.1~1) MHz的矩形波,再配一低通滤波器就可以得到直流信号。

### 5. 阻抗电桥电路

阻抗电桥电路如图6-14所示。 $\dot{U}$ 为方波信号发生器,工作频率为 $f$ , $D_1$ 与 $D_2$ 为两个特性相同的二极管, $R_1$ 与 $R_2$ 为固定电阻, $C_1$ 为压力敏感电容, $C_2$ 为固定电容。 $C_1, C_2$ 与 $R_1, R_2$ 构成阻抗电桥, $R_L$ 为负载电阻。其等效电路如图6-15所示。图6-15(a)中电源电压工作在正半周, $D_1$ 导通, $D_2$ 截止。此时电容器 $C_1$ 经 $D_1$ 迅速充电到电压 $U$ ,并经 $R_1$ 以电流 $I_1$ 向 $R_L$ 供电。与此同时,电容器 $C_2$ 经 $R_L, R_1, R_2$ 放电,流经 $R_L$ 的电流为 $I_2$ ,放电时间常数为

$$\tau_2 = C_2 \left( R_2 + \frac{R_1 R_L}{R_1 + R_L} \right) \quad (6-45)$$

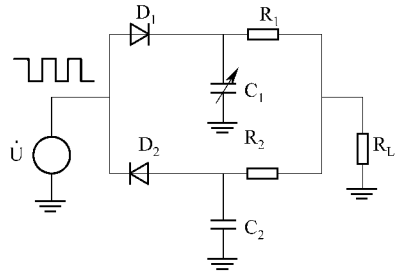


图6-14 阻抗电桥电路

图6-15(b)中,电源电压工作在负半周,与上述情况相反。 $C_1$ 经 $R_1, R_L$ 和 $R_1, R_2, D_2$ 放电,放电时间常数为

$$\tau_1 = C_1 \left( R_1 + \frac{R_2 R_L}{R_2 + R_L} \right) \quad (6-46)$$

电容 $C_1$ 与 $C_2$ 在一个周期 $T$ 内的电压平均值 $\bar{U}_{C1}$ 与 $\bar{U}_{C2}$ 分别为

$$\bar{U}_{C1} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U e^{-\frac{t}{\tau_1}} dt + \frac{U}{2} \quad (6-47)$$

$$\bar{U}_{C2} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U e^{-\frac{t}{\tau_2}} dt + \frac{U}{2} \quad (6-48)$$

式中, $U$ 为方波电源 $\dot{U}$ 的幅值。在一个周期内负载 $R_L$ 两端的平均电压降为

$$\bar{U}_L = \frac{\bar{U}_{C1} \frac{1}{R_1} + \bar{U}_{C2} \frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_L}} \quad (6-49)$$

设固定电阻 $R_1 = R_2 = R$ , 则

$$\bar{U}_L = (\bar{U}_{C1} + \bar{U}_{C2}) \frac{R_L}{2R_L + R} \quad (6-50)$$



把式(6-46)和式(6-47)代入上式,有

$$\begin{aligned}\bar{U}_L &= \frac{R_L}{2R_L + R} \left\{ \frac{1}{T_0} \int_0^{\frac{T}{2}} U e^{-\frac{1}{\tau} t} dt - \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U e^{\frac{t}{\tau}} dt \right\} = \\ &= \frac{R_L}{2R_L + R} \frac{U}{T} \left( R + \frac{RR_L}{R + R_L} \right) (C_1 - C_2) = \\ &= \frac{RR_L}{R + R_L} U f (C_1 - C_2)\end{aligned}\quad (6-51)$$

从式(6-51)可以看出,在  $D_1$  与  $D_2$  特性相同,无外加压力作用时,  $C_1 = C_2$  ;在一个周期内流过  $R_L$  的平均电流值为零,即负载无电压输出。在外加压力作用下,  $C_1$  值发生变化,  $C_1 \neq C_2$  ,负载  $R_L$  的平均电流不为零。输出电压大小除与电源电压幅值有关,还与频率有关,如果固定电阻  $R_1$  与  $R_2$  用二极管代替,并加入两个驱动源,如图 6-16 所示,即可增加灵活性,又能降低在电阻上的损耗。

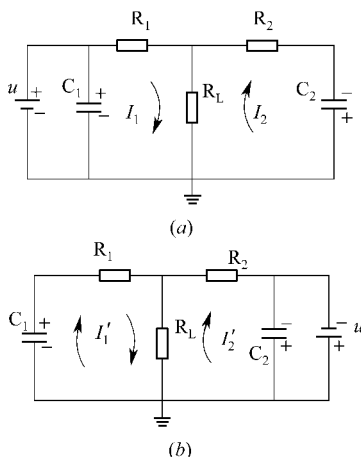


图 6-15 阻抗电桥的等效电路

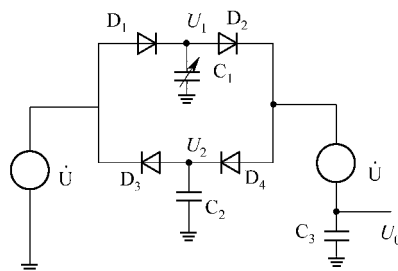


图 6-16 双 T 型电桥电路

### 6.3 影响电容传感器精度的因素及提高精度的措施

在电容式传感器应用时要注意到影响其精度的各种因素。

#### 6.3.1 边缘效应的影响

边缘效应不仅使电容传感器的灵敏度降低,而且产生非线性。为了消除边缘效应的影响,可以采用带有保护环的结构,如图 6-17 所示。保护环与定极板同心、电气上绝缘且间隙越小越好,同时始终保持等电位,以保证中间各种区得到均匀的场强分布,从而克服边缘效应影响。为减小极板厚度,往往不用整块金属板做极板,而用石英或陶瓷等非金属材料,蒸涂一层金属膜作为极板。

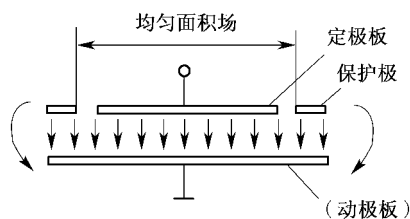


图 6-17 带有保护环的电容传感器

#### 6.3.2 寄生电容的影响

电容式传感器测量系统寄生参数的影响,主要是指传感器电容极板并联的寄生电容的影响。由于电容传感器电容量很小,寄生电容就要相对大得多,往往使传感器不能正常使用。消除和减小寄生电容影响的方法可归纳为以下几种:

##### 1) 缩小传感器至测量线路前置极的距离

将集成电路的发展、超小型电容器应用于测量电路,可使得部分部件与传感器做成一体,这既减小了寄生电容值,又使寄生电容值也固定不变了。

##### 2) 驱动电缆法

这实际上是一种等电位屏蔽法。其原理电路图如图 6-18 所示。这种接线法使传输电缆的芯线与内层屏蔽等电位,消除了芯线对内层屏蔽的容性

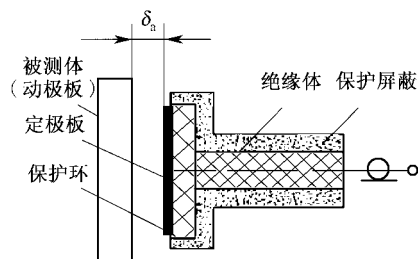


图 6-18 驱动电缆法

漏电,从而消除了寄生电容的影响,而内外屏蔽之间的电容变成了电缆驱动放大器的负载。因此驱动放大器是一种输入很高、具有容性负载、放大倍数为1的同相放大器。

### 3) 整体屏蔽法

所谓整体屏蔽法,是将整个桥体(包括供电电源及传输电缆在内)用一个统一屏蔽保护起来,公用极板与屏蔽之间(也就是公用极板对地)的寄生电容 $C_1$ 只影响灵敏度,另外两个寄生电容 $C_3$ 、 $C_4$ 在一定程度上影响电桥的初始平衡及总体灵敏度,但不妨碍电桥的正确工作。因此寄生电容对传感器的电容的影响基本上得到了排除。

## 6.3.3 温度的影响

### 1. 对结构尺寸的影响

由于电容式传感器极间隙很小而对结构尺寸的变化特别敏感,在传感器各零件材料线性膨胀系数不匹配的情况下,温度变化将导致极间隙较大的相对变化,从而产生很大的温度误差。为减小这种误差,应尽量选取温度系数小和温度系数稳定的材料,如电极的支架选用陶瓷材料,电极材料选用铁镍合金。近年来又采用在陶瓷或石英上进行喷镀金或银的工艺。

### 2. 对介质介电常数的影响

温度对介电常数的影响随介质不同而异。空气及云母的介电常数温度系数近似为零,而某些液体介质,如硅油、蓖麻油、煤油等,其介电常数的温度系数较大。例如煤油的介电常数的温度系数可达0.07%,若环境温度变化 $\pm 50$ ,则将带来7%的温度误差,故采用此类介质时必须注意温度变化造成的误差。

## 6.4 电容式传感器的应用

电容式传感器不但应用于位移、振动、角度、加速度、荷载等机械量的测量,也广泛应用于压力、差压力、液压、料位、成分含量等热工参数测量。

### 6.4.1 电容式压力传感器

这类传感器实质上是位移传感器,它利用弹性膜片在压力下变形所产生的位移来改变传感器的电容(此时膜片作为电容器的一个电极)。图6-19所示是用膜片和两个凹玻璃圆片组成的差动式电容传感器。薄金属膜片夹在两片镀金属的中凹玻璃之间,当两个腔的压差增加时,膜片弯向低压的一边,这一微小的位移改变了每个玻璃圆片之间的电容,所以分辨力很高。采用LC振荡线路或双T电桥,可以测量压力为0~0.75 Pa的小压力,影响速度为100 ms。

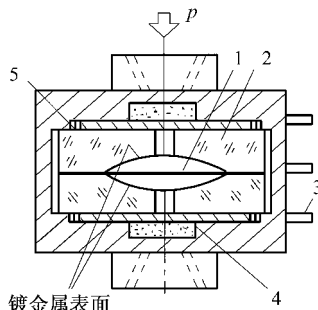


图 6-19 差动式电容压力传感器

1—膜片(动电极);2—凹玻璃圆片(定电极);  
3—接线柱;4—过滤器;5—保护环。

### 6.4.2 电容式加速度传感器

电容式加速度传感器的优点是频率响应范围大,量程范围大,仅受弹性系统设计限制。其设计的一个困难是如何获得对温度不敏感的阻尼。由于气体的粘度的温度系数比液体要小得多,因此采用空气或其它气体作阻尼是合适的。图 6-20 是空气阻尼的电容式加速度传感器。

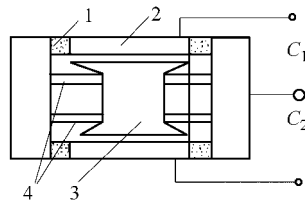


图 6-20 电容式加速传感器

1—绝缘体；2—固定电极；  
3—振动质量（动电极）；4—弹簧片。

### 6.4.3 电容式荷重传感器

电容式荷重传感器结构原理如图 6-21 所示。选用一块浇铸性好、弹性极限高的特种钢（镍铬钼），在同一高度上并排平行打圆孔，用特殊的粘接剂将两个截面为 T 型的绝缘体固定于孔的内壁，保持其平行并留有一定的间隙，在相对面上粘贴铜箔，从而形成一排平板电容。当圆孔受荷重变形时，电容值将改变，在电路上各电容并联，因此总电容增量将正比于被测平均荷重  $F$ 。此种传感器的特点是测量误差小、受接触面影响小。采用高频振荡电路为测量电路，把检测、放大等电路置于孔内，利用直流供电，输出也是直流信号，无感应现象，工作可靠，温度漂移可补偿到很小。

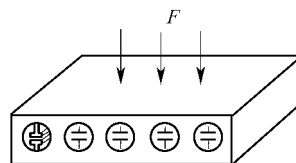


图 6-21 电容式荷重传感器结构示意图

### 6.4.4 振动、位移测量仪

DWY-3 振动、位移测量仪是一种电容调频原理的非接触式测量仪器，它既是测振仪，又是电子测微仪，主要用来测量旋转轴的回转精度和振摆、往复结构的运动特性和定位精度，机械构件的相对振动和相对变形，工件尺寸和平直度等，以及用于某些特殊测量，是一种广泛应用的通用性精密机械测试仪器。它的传感器是一片金属板，做为固定极板，而以被测构件为动极组成电容器，测量原理如图 6-22 所示。

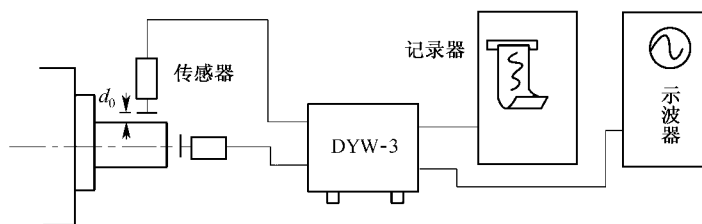


图 6-22 DWY-3 型振动、位移测量仪

在测量时，首先调整好传感器与被测试工件间的原始间隙  $d_0$ ，当轴旋转时因轴承间隙等原因使旋转轴产生径向位移和振动  $\pm \Delta d$ ，相应的产生一个电容变化  $\Delta C$ ，DWY-3 振动、位移测量仪可以直接指示出  $\Delta d$  的大小，配有记录和图形显示仪器时，可将  $\Delta d$  的大小

记录下来并在图像上显示出其变化的情况。

#### 6.4.5 电容测厚传感器

电容测厚仪是用来测量在轧制工艺过程中金属带材厚度变化的。其变换器就是电容式厚度传感器,工作原理如图 6-23 所示。在被测带材的上下两边各置一块面积相等与带材距离相同的极板,这样极板与带材就形成了两个电容器(带材也作为一个极板)。把两块极板用导线连接起来,就成为一个极板,而带材则是电容传感器的另一个极板,其总电容  $C = C_1 + C_2$ 。金属带材在轧制过程中不断向前送进,如果带材带厚度发生变化,将引起它上下两个极板间距变化,即引起电容量的变化,如果总电容量  $C$  作为交流电桥的一个臂,电容的变化  $\Delta C$  引起电桥不平衡输出,经过放大、检波、滤波,最后在仪表上显示出带材的厚度。这种测厚仪的优点是带材的振动不影响测量精度。

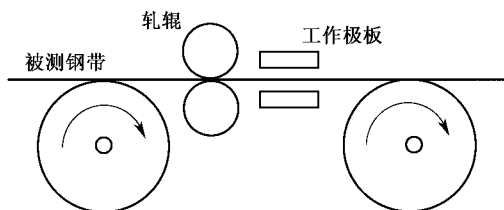


图 6-23 电容式测厚仪

## 第 7 章 压电式传感器

压电式传感器是利用某些物质的压电效应制作的传感器。

压电效应是可逆的,即有两种压电效应:其一为正压电效应,当沿着一定方向对某些电介质施加力而使其变形时,在一定表面上产生电荷,当外力去掉后,又重新回到不带电的状态;其二是逆压电效应,当在介质的极化方向施加电场时,这些电介质就在一定的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。可见压电式传感器是一种典型的“双向传感器”。

压电元件是一种典型的力敏元件,能测量最终可变换为力的各种物理量,例如压力、加速度、机械冲击和振动等。因此,在声学、力学、医学和宇航等许多部门都可见到压电式传感器的应用。

由于压电元件具有体积小、质量轻、结构简单、工作可靠、固有频率高、灵敏度和信噪比高等优点,压电式传感器得到了飞速发展。压电式传感器的缺点是无静态输出,要求有很高的电输出阻抗,需用低电容的低噪声电缆等。本章重点讨论正压电效应。

### 7.1 压电式传感器的工作原理

#### 7.1.1 压电效应

当沿着一定方向对某些电介质施力而使它变形时,其内部就产生极化现象,同时在这它的两个表面上便产生符号相反的电荷;当外力去掉后,又重新恢复不带电状态,这种现象称为压电效应。当作用力的方向改变时,电荷的极性也随着改变。相反,当在电介质的极化方向上施加电场,这些电介质也会产生变形,这种现象称为逆压电效应(电致伸缩效应)。具有压电效应的物质很多,如天然形成的石英晶体(外形如图 7-1 所示),人工制造的压电陶瓷、锆钛酸铅等。现以石英晶体和一般陶瓷材料为例来说明压电现象。

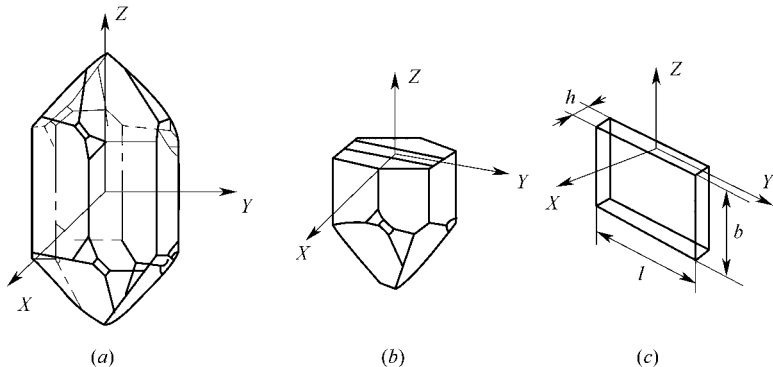


图 7-1 石英晶体

(a) 左旋石英晶体外形;(b) 坐标系;(c) 切片。

## 1. 石英晶体

天然结构的石英晶体理想外形是一个正六面体,在晶体学中可以把它用3根互相垂直的轴来表示,其中Z轴(纵向轴)称为光轴,经过正六面体棱线,并垂直于光轴的X轴称为电轴;与X轴和Z轴同时垂直的Y轴(垂直于正六面体的棱面)称为机械轴。通常把沿电轴方向作用力产生电荷的压电效应称为“纵向压电效应”,而把沿机械轴方向的力作用下产生电荷的压电效应称为“横向压电效应”,而沿光轴方向受力时不产生压电效应。从晶体上沿轴线切下的一片平行六面体称为压电晶体切片,如图7-1(c)所示。当晶片在沿X轴的方向上受到压缩应力 $\sigma_{xx}$ 的作用时,晶片将产生厚度变形,并发生极化现象。在晶体的线性弹性范围内,极化强度 $P_{xx}$ 与应力 $\sigma_{xx}$ 成正比,即

$$P_{xx} = d_{11} \sigma_{xx} = d_{11} \frac{F_x}{lb} \quad (7-1)$$

式中  $P_{xx}$ ——单位面积电荷;

$F_x$ ——沿晶轴X方向施加的压缩力;

$d_{11}$ ——压电系数,当受力方向和变形不同时,压电系数也不同,石英晶体 $d_{11} = 2.3 \times 10^{-12} \text{CN}^{-1}$ ;

$l, b$ ——石英晶片的长度和宽度。

下标 $mn$ 的意义是 $m$ 表示产生电荷的面的轴向, $n$ 表示施加作用力的轴向。在石英晶体中,下标1对应X轴,2对应Y轴,3对应Z轴。而极化强度 $P_{xx}$ 等于晶片表面的电荷密度,即

$$P_{xx} = \frac{q_{xx}}{lb} \quad (7-2)$$

式中  $q_{xx}$ ——垂直于X轴平面上的电荷。

把 $P_{xx}$ 值代入式(7-1)得

$$q_{xx} = d_{11} F_x \quad (7-3)$$

由式(7-3)看出,当晶片受到X向的压力作用时, $q_{xx}$ 与作用力 $F_x$ 成正比,而与晶片的几何尺寸无关。电荷的极性如图7-2所示。

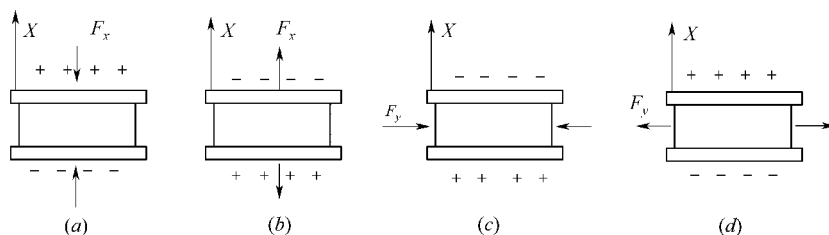


图7-2 晶片上电荷极性与受力方向关系

在X轴方向施加压力时,左旋石英晶体的X轴正向带正电,如果作用力 $F_x$ 改为拉力时,则电荷仍出现在垂直于X轴的平面上,但极性相反,如图7-2(a)、(b)所示。

如果在同一晶片上作用力是沿着机械轴的方向,其电荷仍在与X轴垂直平面上出现,其极性见图7-2(c)、(d),此时电荷的大小为

$$q_{xy} = d_{12} \frac{lb}{bh} F_y \quad (7-4)$$

式中  $d_{12}$ ——石英晶体在 Y 轴方向上受力时的压电系数。

根据石英晶体轴的对称条件

$$d_{12} = -d_{11}$$

则式(7-4)为

$$q_{xy} = -d_{11} \frac{1}{h} F_y \quad (7-5)$$

式中  $h$ ——晶片厚度。

负号表示沿 Y 轴的压缩力产生的电荷与沿 X 轴施加的压缩力所产生的电荷极性相反。

由式(7-5)可见,沿机械轴方向对晶片施加作用力时,产生的电荷量是与晶片的几何尺寸有关的。

## 2. 压电陶瓷

压电陶瓷是一种常用的压电材料,与单晶体的石英晶体不同。压电陶瓷是人工制造的多晶体材料。压电陶瓷在没有极化之前不具有压电现象,如图 4-1 所示,各个电畴在晶体中杂乱分布,它们的极化效应被相互抵消了,因此原始的压电陶瓷呈中性,不具有压电性质,是非压电体。在外电场的作用下,电畴的极化方向发生转动,趋向于按外电场的方向排列,从而使材料得到极化。压电陶瓷经过极化处理后具有非常高的压电常数,为石英晶体的几百倍。如图 7-3 所示,压电陶瓷在极化面上受到垂直于它的均匀分布的作用力时(即作用力沿极化方向)则在这两个镀银极化面上分别出现正、负电荷。其电荷量  $q$  与力  $F$  成正比,比例系数为  $d_{33}$ ,即

$$q = d_{33} F \quad (7-6)$$

式中  $d_{33}$ ——压电陶瓷的纵向压电系数。

下标的意义与石英晶体相同,但在压电陶瓷中,通常把它的极化方向定为 Z 轴(下标 3),这是它的对称轴,在垂直于 Z 轴的平面上,任意选择的正交轴为 X 轴和 Y 轴,下标为 1 和 2,所以下标 1 和 2 是可以互易的,如图 7-3(a)所示。

极化压电陶瓷的平面是各向同性的,对于压电常数,可用等式  $d_{32} = d_{31}$  表示,它表明平行于极化轴(Z 轴)的电场,与沿着 Y 轴(下标 2)或 X 轴(下标 1)的轴向应力的作用关系是相同的。极化压电陶瓷受到均匀分布的作用力  $F$  时,在镀银的极化面上,分别出现正、负电荷  $q$ ,如图 7-3(b)所示。

$$q = -d_{32} \frac{FA_z}{A_y} = -d_{31} \frac{FA_z}{A_x} \quad (7-7)$$

式中  $A_x$ ——极化面的面积;

$A_y$ ——受力面的面积。

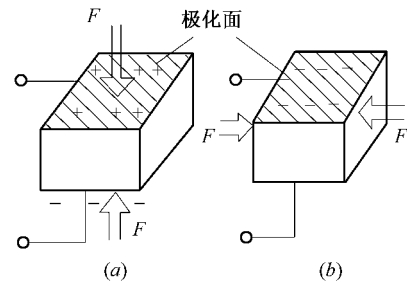


图 7-3 压电陶瓷压电原理图



### 7.1.2 压电效应的物理解释

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  $\text{SiO}_2$ 。在一个晶体单元中有 3 个硅离子  $\text{Si}^{4+}$  和 6 个氧离子  $\text{O}^{2-}$ ，后者是成对的。所以一个硅离子和两个氧离子交替排列。当没有力作用时， $\text{Si}^{4+}$  与  $\text{O}^{2-}$  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 7-4(a) 所示。这时正、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  $120^\circ$ 。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，是一种矢量，所以正负电荷中心重合，电偶极矩的矢量和为零，即  $P_1 + P_2 + P_3 = 0$ 。当晶体受到沿 X 轴方向的压力作用时，晶体沿 X 轴方向产生压缩，正、负离子的相对位置也随之发生变化，如图 7-4(b) 中虚线所示。此时正负电荷中心不重合，电偶极矩在 X 方向上的分量由于  $P_1$  减小和  $P_2$ 、 $P_3$  的增大而不等于零，在 X 轴的正向出现正电荷。电偶极矩在 Y 方向上的分量仍为零（因为  $P_2$ 、 $P_3$  在 Y 方向上的分量大小相等方向相反），不出现电荷。由于  $P_1$ 、 $P_2$  和  $P_3$  在 Z 轴方向上的分量都为零，不受外作用力的影响，所以在 Z 轴方向上也不出现电荷。

当晶体受到沿 Y 轴方向的作用力时，晶体的变形如图 7-4(c) 中虚线所示。与图 7-4(b) 的情况相似， $P_1$  增大， $P_2$  和  $P_3$  减小，在 X 轴方向上出现电荷，它的极性与图 7-4(b) 的相反。而在 Y 和 Z 轴方向上则不出现电荷。

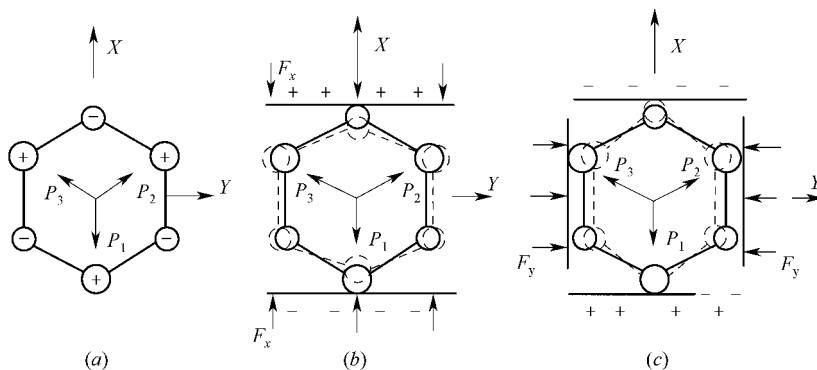


图 7-4 石英晶体压电效应示意图

如果沿 Z 轴方向（即与纸面垂直的方向）上施加作用力，因为晶体在 X 轴方向和 Y 轴方向的变形完全相同，所以，正负电荷中心保持重合，电偶极矩矢量和等于零。这就表明沿 Z 轴（即光轴）方向加作用力，晶体不会产生压电效应。

如果对石英晶体的各个方向同时施加相等的作用力时（如液体的压力、热应力等），石英晶体也就保持中性不变，所以石英晶体没有由于体积变形导致的压电效应。

## 7.2 压电元件常用结构形式

由于要使单压电晶片表面产生足够的电荷需要很大的作用力，所以在实际使用中常把两片或两片以上的压电片组合在一起。图 7-5 示出了几种“双压电晶片”结构原理图。

图 7-5(a)、(b)为双片悬臂元件工作情况。当自由端受力  $F$  时,晶片弯曲,上片受拉,下片受压,但中性面  $00$  的长度不变,如图 7-6(a)所示。

由于压电材料是有极性的,因此存在并联和串联两种方法。如图 7-6(b)所示,设单个晶片受拉力时  $a$  面出现正电荷,  $b$  面为负电荷,分别称  $a$  面和  $b$  面为正(+)面和负(-)面,受压力时则相反。双晶片正负负正连接法如图 7-6(c)所示,当受力弯曲时,出现电荷为正负负正(+ - - +),负电荷集中在中间电极,正电荷出现在两边电极。相当于两压电片并联,总电容量  $C'$ ,总电压  $U'$ ,总电荷  $q'$  与单片的  $C$ 、 $U$ 、 $q$  的关系为

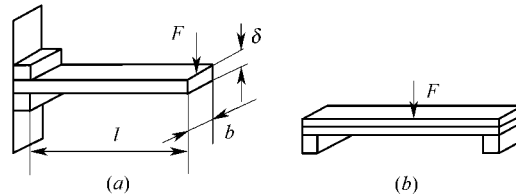


图 7-5 叠层式压电组件结构形式

(a) 悬臂梁;(b) 简支梁。

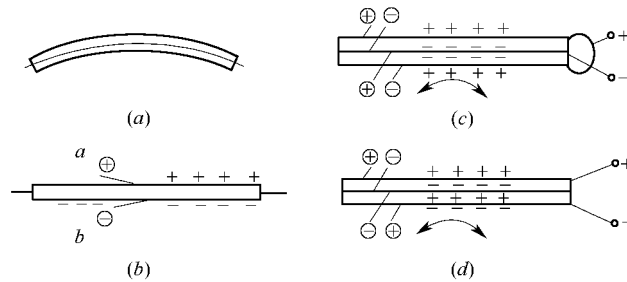


图 7-6 双晶片弯曲式压电元件工作原理

$$C' = 2C ; U' = U ; q' = 2q \quad (7-8)$$

图 7-6(d)所示为晶片按正负正负(+ - + -)连接的方法,当受力弯曲时,正、负电荷分别分布在上、下电极。在中性面上,上片的负电荷和下片的正电荷相消,这就是串联,其关系为

$$C' = C/2 ; U' = 2U ; q' = q \quad (7-9)$$

上述两种方法的  $C'$ 、 $U'$  和  $q'$  是不同的,可根据测试要求合理选用。多晶片是双晶片的一种特殊类型,已广泛应用于测力和加速度传感器中。

为了保证双片悬臂元件粘结后两电极相通,一般用导电胶粘结。并联接法时中间应加入一铜片或银片作为引出电极。

## 7.3 压电元件的等效电路及测量电路

### 7.3.1 等效电路

压电传感器中的压电晶体承受被测机械力的作用时,在它的两个极板面上出现极性

相反但电量相等的电荷。显然可以把压电传感器看成是一个静电发生器,如图 7-7 所示,同样,也可以把它视为一个极板上聚集正电荷,一个极板上聚集负电荷,中间为绝缘体的电容,其电容量为

$$C_a = \frac{\varepsilon A}{h} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{h} \quad (7-10)$$

式中  $A$ ——极板的面积( $A=l \cdot b$ );

$h$ ——极板的厚度;

$\varepsilon$ ——压电晶体的介电常数;

$\varepsilon_r$ ——压电晶体的相对介电常数;

$\varepsilon_0$ ——真空介电常数。

当两极板聚集异性电荷时,则两极板就呈现出一定的电压,其大小为

$$U_a = \frac{q}{C_a} \quad (7-11)$$

式中  $q$ ——极板上聚集的电荷电量;

$C_a$ ——两极板间的等效电容;

$U_a$ ——两极板间电压。

因此,压电传感器可以等效地看作一个电压源  $U_a$  和一个电容器  $C_a$  的串联电路,如图 7-8(a)所示。也可以等效成一个电荷源  $Q$  和一个电容器  $C_a$  的并联电路,如图 7-8(b)所示。由等效电路可知,只有传感器内部信号电荷无“漏损”,外电路负载无穷大时,压电传感器受力后的电压或电荷才能长期保存下来,否则电路将以某时间常数按指数规律放电,这对于静态标定以及低频准静态测量极为不利,必然带来误差。事实上,传感器内部不可能没有泄漏,外电路负载也不可能无穷大,只有外力以较高频率不断地作用,传感器的电荷才能得以补充,从这个意义上讲,压电晶体不适合于静态测量。

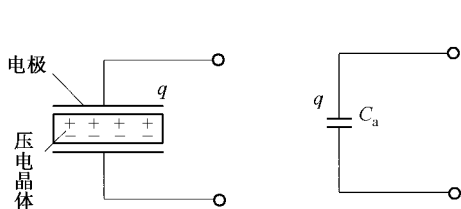


图 7-7 压电传感器的等效原理图

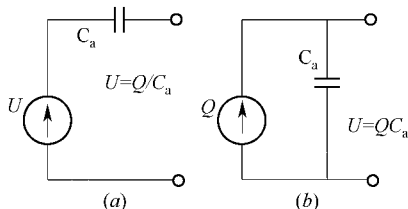


图 7-8 压电传感器等效电路

(a) 等效电压源电路 (b) 等效电荷源电路。

压电式传感器的灵敏度有两种表示方式,它可以表示为单位力的电压或单位力的电荷。前者称为电压灵敏度  $K_u$ ,后者称为电荷灵敏度  $K_q$ ,它们之间可以通过压电元件(或传感器)的电容  $C_a$  联系起来,即

$$K_u = \frac{K_q}{C_a}; K_q = K_u C_a \quad (7-12)$$

### 7.3.2 测量电路

为了使压电元件能正常工作,它的负载电阻(即前置放大器的输入电阻  $R$ )应有极高

的值。因此与压电元件配套的测量电路的前置放大器有两个作用：一是放大压电元件的微弱电信号；二是把高阻抗输入变为低阻抗输出。根据压电元件的工作原理，前置放大器有两种形式：一种是电压放大器，其输出电压与输入电压（压电元件的输出电压）成正比，另一种是电荷放大器，其输出电压与输入电荷成正比。

### 1. 电压放大器

电压放大器的等效电路如图 7-9 所示，其中等效电阻为

$$R = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i} \quad (7-13)$$

等效电容为

$$C = C_c + C_i + C_a$$

而

$$u_a = \frac{q}{C_a}$$

式中  $R_a$ ——传感器绝缘电阻；  
 $R_i$ ——前置放大器输入电阻；  
 $C_a$ ——传感器内部电容；  
 $C_c$ ——电缆电容；  
 $C_i$ ——前置放大器输入电路。

如果压电元件受到交变力的作用，即

$$f = F_m \sin \omega t \quad (7-14)$$

式中  $F_m$ ——作用力的幅值。

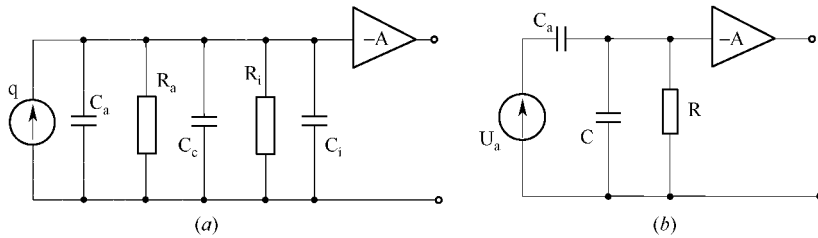


图 7-9 传感器与电压放大器连接的等效电路

(a) 等效电路；(b) 等效电路的简化电路。

若压电元件所用压电材料为压电陶瓷，其压电系数为  $d_{33}$ ，则在外力作用下，压电元件产生的电压均按正弦规律变化，即

$$u_a = \frac{d_{33} F_m}{C_a} \sin \omega t \quad (7-15)$$

或

$$u_a = U_m \sin \omega t \quad (7-16)$$

式中  $U_m$ ——电压幅值  $U_m = d_{33} F_m / C_a$ 。

若将放大器输入端的电压  $u_i$  写成复数形式，则可得

$$\dot{U}_i = d_{33} f \frac{j\omega R}{1 + j\omega R(C_i + C_a + C_c)} \quad (7-17)$$

$\dot{U}_i$  的幅值为

$$\dot{U}_{im} = \frac{d_{33} F_m \omega R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C_a + C_c + C_i)^2}} \quad (7-18)$$

由此可得输入电压与作用力之间的相位为

$$\phi = \frac{\pi}{2} - \arctan[\omega(C_a + C_c + C_i)R] \quad (7-19)$$

令  $\tau = (C_a + C_c + C_i)R$   $\tau$  为测量回路时间常数, 令  $\omega_0 = 1/\tau$ , 则式(7-18)和式(7-19)分别变为

$$\dot{U}_{im} = \frac{d_{33} F_m \omega R}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}} \quad (7-20)$$

$$\phi = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (7-21)$$

若作用在压电元件上的力为静态力, 即  $\omega \rightarrow 0$ , 则前置放大器的输出  $U_{im}$  为零, 因为电荷就会通过电荷放大器的输入电阻和传感器本身的泄漏电阻漏掉。这就从原理上决定了压电式传感器不能测量静态物理量。

当  $\omega \rightarrow$  时, 则放大器输入端的电压幅值为

$$\dot{U}_{im} \approx \frac{d_{33} F_m}{C_a + C_c + C_i} \quad (7-22)$$

在实际应用中认为  $\omega/\omega_0 \gg 1$  (即  $\omega\tau \gg 1$ ), 也就是作用力的变化频率与测量回路时间常数的乘积远大于 1 时, 前置放大器的输入电压  $U_{im}$  与频率无关。一般认为  $\omega/\omega_0 \geq 3$ , 可以近似地看作输入电压与作用力频率无关。这说明在测量回路时间常数一定的条件下, 压电式传感器的高频率响应是很好的, 这是压电传感器的优点之一。

根据电压灵敏度的定义, 当  $\omega/\omega_0 \gg 1$  (即  $\omega\tau \gg 1$ ) 时压电传感器的电压灵敏度为

$$K_u = \frac{\dot{U}_{im}}{F_m} = \frac{d_{33} F_m \omega_0 R}{F_m \sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}} = \frac{d_{33}}{C_a + C_c + C_i} \quad (7-23)$$

此式表明, 要提高时间常数  $\tau$ , 不能增加回路电容。增加回路电容使得压电传感器的灵敏度降低。电缆电容  $C_c$  及放大器输入电容  $C_i$  的存在使电压灵敏度减小。如果更换电缆, 电缆电容  $C_c$  发生变化, 灵敏度也随之变化。因此, 更换或改变电缆时, 务必对灵敏度进行校正。否则由于电缆电容  $C_c$  改变, 将会引入测量误差。为此, 通常要提高时间常数  $\tau$ , 不能增大回路电容, 常常是靠增大输入阻抗  $R_i$  来提高时间常数。

但是, 当被测动态量变化缓慢, 即  $\omega = 0$  时, 而测量回路的时间常数也不大, 这就会造成传感器灵敏度下降。由式(7-20)和(7-23)可知  $U_{im}$  和  $K_u$  均为零。说明从原理上压电传感器不能测静态量, 因为压电器件上产生的微弱电量会通过  $R_a$  和  $R_i$  泄漏掉, 只有动态力作用使电荷不断地补充, 加上高输出阻抗, 电荷才得以保存下来送入前置放大器。因此为了扩大工作频带的低频端, 就必须提高测量回路的时间常数  $\tau$ 。但是如果要靠增大测量回路的电容来达到提高  $\tau$  的话, 就会影响传感器的灵敏度。一般前置放大器的输入阻抗为  $10^{11} \Omega$  以上。这样才能减小由于漏电造成的电压(或电荷)的损失。通常是前置放大

器的输入阻抗越大,测量回路时间常数越大,压电式传感器的低频响应也越好。因为压电元件的绝缘电阻  $R_a$  取决于压电材料,所以很难将放大器的输入电阻  $R_i$  提高到  $10^9 \Omega$  以上。此外,由于输入阻抗很高,容易通过杂散电容拾取外界的干扰,因此要对引线进行认真的屏蔽。

## 2. 电荷放大器

电荷放大器是压电传感器的另一种专用的前置放大器,实际上是一个具有深度负反馈的高增益运算放大器。它可将高内阻的电荷源转换为低内阻的电压源,而且输出电压正比与输入电荷,因此电荷放大器同样也起着阻抗变换的作用,其输入阻抗高达  $10^{10} \Omega \sim 10^{12} \Omega$ ,而输出阻抗小于  $100 \Omega$ 。

电荷放大器等效电路如图 7-10 所示,图中  $A$  是放大器的开环增益,  $-A$  表示放大器的输出与输入相反。

若放大器的开环增益足够高,则运算放大器的输入端的电位接近“地”电位。由于放大器的输入级采用场效应晶体管,保证其输入阻抗极高,放大器输入端几乎没有分流,电荷  $q$  只对反馈电容  $C_f$  充电,充电电压接近于放大器的输出电压,即

$$U_{sc} = u_{C_f} = -\frac{q}{C_f} \quad (7-24)$$

式中  $U_{sc}$ ——放大器的输出电压;

$u_{C_f}$ ——反馈电容两端的电压。

为了便于分析,用图 7-10(b)的电压源代替 7-10(a)的电荷源,由此可得(用节点电压法)

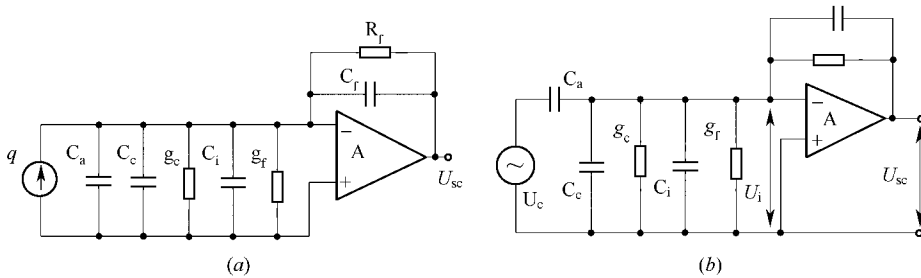


图 7-10 压电传感器与电荷放大器连接的等效电路

(a) 压电元件等效为电荷源; (b) 压电元件等效为电压源。

$q$ —传感器的电荷;  $C_a$ —传感器的固有电容;  $C_c$ —输入电缆等效电容;  $C_i$ —放大器的输入电容;

$C_f$ —放大器的反馈电容;  $g_c$ —输入电缆漏导;  $g_i$ —放大器的输入电导;  $g_f$ —放大器的反馈电导。

$$(\dot{U}_a - \dot{U}_i)j\omega C_a = \dot{U}_i[(g_c + g_i) + j\omega(C_c + C_i)] + (\dot{U}_i - \dot{U}_{sc})(g_f + j\omega C_f) \quad (7-25)$$

而  $\dot{U}_i = -\dot{U}_{sc}/A$ , 代入可得

$$\dot{U}_{sc} = \frac{-j\omega C_a \dot{U}_a A}{(g_f + j\omega C_f)(1 + A) + g_i + g_c + j\omega(C_a + C_i + C_c)} \quad (7-26)$$

理想条件下,工作频率足够高,各导纳大于各电导时,即  $g_i \rightarrow 0$ 、 $g_c \rightarrow 0$ 、 $g_f \rightarrow 0$ ,式(7-26)变为

$$U_{sc} = \frac{-Aq}{C_f(1+A) + C_a + C_i + C_c} \quad (7-27)$$

且放大器的增益  $A$  足够大时,  $(1+A)C_f \gg (C_a + C_i + C_c)$ , 式(7-27)变为

$$U_{sc} \approx -\frac{Aq}{(1+A)C_f} \approx -\frac{q}{C_f} \quad (7-28)$$

上式表明, 输出电压  $U_{sc}$  正比于输入电荷  $q$ , 它的比例系数为  $1/C_f$ , 与工作频率无关。这就是电荷放大器的理想情况。

压电元件本身的电容大小和电缆长短不影响或极少影响电荷放大器的输出, 这是电荷放大器的优点。输出电压只取决于输入电荷  $q$  以及反馈电路的参数  $C_f$  及  $R_f$ 。一般反馈电容  $C_f$  可选择范围为  $100 \text{ pF} \sim 10^4 \text{ pF}$ 。

当工作频率很低时, 式(7-26)中的  $g_f$  与  $j\omega C_f$  值相当,  $g_f(1+A)$  不能忽略,  $A$  仍足够大, 则式(7-26)变为

$$\dot{U}_{sc} = -\frac{j\omega q A}{(g_f + j\omega C_f)(1+A)} \approx \frac{j\omega q}{g_f + j\omega C_f} \quad (7-29)$$

其幅值为

$$U_{scm} = \frac{\omega q}{\sqrt{g_f^2 + \omega^2 C_f^2}} \quad (7-30)$$

该式说明, 工作频率很低时, 输出电压  $U_{scm}$  不仅与表面电荷  $q$  有关, 而且与参数  $C_f$ 、 $g_f$  和  $\omega$  有关, 但与开环增益  $A$  无关。信号频率越小,  $C_f$  项越重要, 当  $C_f \omega = g_f$  时

$$U_{scm} = \frac{q}{\sqrt{2}C_f} \quad (7-31)$$

可见这是截止频率点的输出电压, 增益下降 3dB 时对应的下限截止频率为

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_f / g_f} = \frac{1}{2\pi C_f R_f} \quad (7-32)$$

低频时, 输出电压  $U_{scm}$  与电荷  $q$  之间的相位差为

$$\phi = \arctan(g_f / \omega C_f) = \arctan\left(\frac{1}{\omega R_f C_f}\right) \quad (7-33)$$

由此可见, 低频时电荷放大器的频率响应仅决定于反馈电路参数  $R_f$  和  $C_f$ , 其中  $C_f$  的大小由所需的电压幅值根据式(7-28)确定, 当给定工作频带的下限截止频率  $f_L$  时, 反馈电阻  $R_f$  由式(7-32)确定。反馈电阻  $R_f$  还有直流反馈功能。因为在电荷放大器中采用电容负反馈, 对直流工作点相当于开路, 故零漂较大而产生误差。为了减小零漂, 使放大器工作稳定, 应并联电阻  $R_f$ 。

目前, 压电式传感器应用最多的仍是力、压力、加速度尤其是冲击振动加速度的测量。在众多型式的测振传感器中, 压电式加速度传感器占 80% 以上。因此, 下面主要介绍压电式加速度传感器和压力传感器。

## 7.4 压电式加速度传感器

### 7.4.1 工作原理及特性

### 1. 工作原理

图 7-11(a)所示是压缩型压电式加速度传感器的原理图。传感器的结构由压电晶体、大体积密度的金属质量块、弹簧、壳体、基座等组成。利用弹簧对压电元件及质量块施加预紧力。静态预载荷应力远大于传感器在振动或冲击测试中可能承受的最大动态应力。整个组件装在一个加厚的刚度较大的底座上,材料应选不锈钢、钛合金等,用金属壳体加封罩。

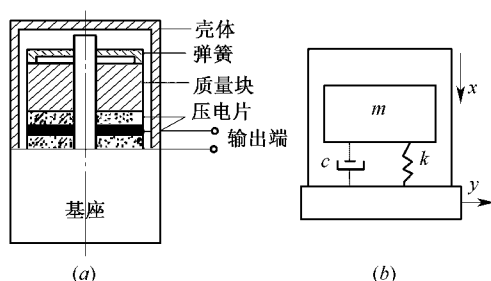


图 7-11 压缩型压电式加速度传感器的结构原理图

(a) 结构图; (b) 单自由度二阶力学系统。

测量时,将传感器基座与试件刚性固定在一起,使传感器的质量块与试件有相同的运动并受到与加速度方向相同的惯性力的作用。这样,质量块就有一个正比于加速度的交变力作用在压电元件上。压电元件两个表面上产生交变电荷(或电压)。当试件的振动频率远低于传感器的固有频率时,传感器输出电荷(或电压)正比于作用力,即  $q = d_{ij}F$ ,由于  $F = ma$ ,于是

$$q = d_{11}ma \quad (7-34)$$

式中  $d_{11}$ ——压电常数;

$m$ ——质量块质量;

$a$ ——试件振动加速度。

### 2. 灵敏系数

由于传感器输出电荷量与试件的加速度成正比,所以压电式加速度传感器的电荷灵敏系数  $K_Q$  与电压灵敏系数  $K_U$  分别为

$$K_Q = \frac{q}{a} = \frac{d_{11}F}{a} = d_{11}m \quad (7-35)$$

$$K_U = \frac{K_Q}{C_a} = \frac{d_{11}m}{C_a} \quad (7-36)$$

若加速度  $a$  以重力加速度  $g$  计 ( $g = 9.81 \text{ m/s}^2$ ),经单位换算,传感器的电荷灵敏系数和电压灵敏系数可以分别用目前惯用的单位  $\text{pC/g}$  和  $\text{mV/g}$  表示,其中  $\text{pC}$  表示皮库仑 ( $10^{-12} \text{ C}$ )。

### 3. 频率响应

如图 7-11(b)所示的压电式加速度传感器,可以简化成由集中质量  $m$ 、集中弹簧刚度  $k$ 、和集中阻尼  $c$  的一个单自由度二阶力学系统。其数学模型为



$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = -ma$$

式中  $m$ ——压电元件质量；

$c$ ——等效阻尼系数；

$k$ ——等效刚度系数；

$x$ ——质量块相对于基座位移的振幅；

$a$ ——惯性力引起的加速度振幅(即振动体加速度的振幅)。负号表示惯性力与加速度方向相反。

二阶质量弹簧系统的幅频特性和相频特性表达式 振动加速度引起质量块位移的幅值为

$$\left| \frac{x}{a} \right| = \frac{1}{\omega_0^2 \sqrt{\left[ 1 - \left( \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 + \left( 2\xi \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2}} \quad (7-37)$$

质量块的位移滞后于加速度的相位角为

$$\varphi = -\arctan \frac{2\xi\omega/\omega_0}{1 - (\omega/\omega_0)^2} \quad (7-38)$$

式中  $\omega$ ——振动角频率；

$\omega_0$ ——传感器固有角频率；

$\xi$ ——相对阻尼系数。

由于相对位移  $x$  就是压电元件的变形量,在弹性范围内,如果作用在压电元件上的惯性力为  $F$ ,压电元件本身的刚度系数为  $K_Y$ ,则有  $F = K_Y x$ 。因此而产生力—电转换,压电元件表面产生的电荷  $q = d_{mn} F = d_{mn} K_Y x$ ,于是有

$$\frac{x}{a} = \frac{q}{a} \cdot \frac{1}{d_{mn} K_Y}$$

则式(7-37)成为

$$\frac{q}{a} = \frac{d_{mn} K_Y / \omega_0^2}{\sqrt{\left[ 1 - (\omega/\omega_0)^2 \right]^2 + (2\xi\omega/\omega_0)^2}} \quad (7-39)$$

由式(7-35)可知  $q/a$  为压电式加速度传感器的电荷灵敏系数  $K_Q$ 。式(7-39)表示  $K_Q$  与  $\omega/\omega_0$  (频率比)的关系称为加速度传感器的频率响应特性的数学表达式,其频率响应特性曲线如图 7-12 所示。可见当  $\omega/\omega_0$  相当小时,式(7-39)可写成如下形式：

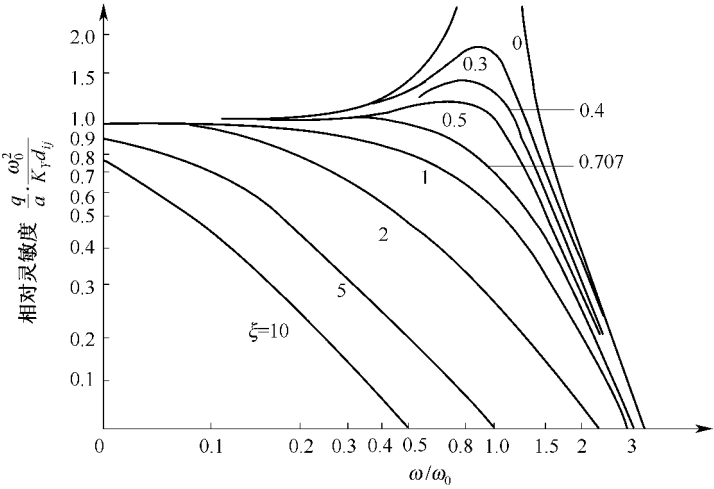


图 7-12 压电式加速度传感器的频率响应特性

$$\frac{q}{a} \approx \frac{K_Y d_{mn}}{\omega_0^2}$$

可见,当传感器的固有频率远大于振动体的工作频率时,传感器的电荷灵敏系数近似为一常数,基本不随工作频率变化,此为传感器的理想工作频率。由于压电式传感器具有很高的固有频率,只要放大器高频截止频率远大于传感器的固有频率,其高频上限由传感器的固有频率决定。所以压电式传感器的高频响应特性特别好,频响范围宽。其低频响应取决于输出回路的时间常数(见电压放大器),时间常数越大,低频响应性能越好。尤其是配用电荷放大器,时间常数 $\tau$ 长达 $10^5$  s,可用来测准静态力学量。

#### 7.4.2 压电加速度传感器的典型结构

压电式加速度传感器应用非常广泛,针对不同领域对传感器的不同要求,产生了型式繁多的压电加速度传感器。如图 7-13 所示。以下就 6 种结构简图作一简要介绍。

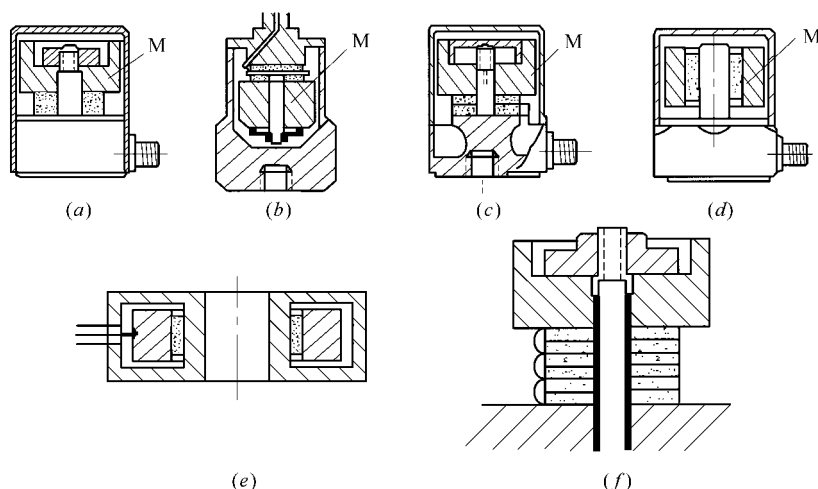


图 7-13 压电式加速度传感器的各种结构示意图

##### 1) 单端中心压缩型(图 7-13(a))

主要由基座、中心螺杆、压电转换元件、惯性质量和预紧螺母组成。它的外壳与质量弹簧系统不直接接触,故抗非振动干扰能力强。

##### 2) 倒置中心压缩型(图 7-13(b))

特点是将单端压缩型结构中的惯性质量—压电转换元件系统倒挂在传感器的基座中。这种结构型式除保持单端中心压缩型的基本特点外,还可以有效地隔离来自安装面的大基座的干扰信号。国外某些标准加速度传感器即为此类结构(丹麦 B&K 公司的 8305 型标准加速度传感器)。

##### 3) 隔离基座压缩型(图 7-13(c))

这种结构在单端中心基座压缩型的基座上开了一个隔热、隔应力的槽即构成这种型式。特点是增加了加速度传感器的基座抗应变干扰能力,降低了传感器的自重。

##### 4) 环形剪切型(图 7-13(d))

压电转换元件和惯性质量均为圆柱环。压电转换元件是经轴向极化的压电陶瓷,在其内外圆柱上面取电荷,其机电转换利用了压电陶瓷的切应力产生压电效应。特点是壳体起屏蔽作用,具有较高的抗声、磁干扰能力。并且结构简单、装配工艺好、成本低、横向灵敏度低。缺点是晶片及敏感质量全靠圆环接触面间的摩擦力和胶粘接固定,受冲击大后,易失效,抗干扰能力差。

#### 5) “中空”环形剪切型(图 7-13(e))

这种结构的压电加速度传感器呈“中空”环状结构,安装时,可以用简单的标准螺栓穿过其中心孔,将加速度传感器像垫圈一样安装在空间有限的被测体上。其电缆线可按任意方向引出。

#### 6) 剪切—压缩复合型(图 7-13(f))

在同时测量一点 X、Y、Z 3 个方向振动或冲击加速度时,可采用三轴向压电加速度传感器。其结构是由在一金属壳体中装入 3 只具有独立输出的单轴向加速度传感器组合而成。这类压电加速度传感器大都具有三组压电元件和 3 个质量块。剪切—压缩复合型三向压电加速度传感器与上述普通三向压电加速度计不同,它仅有一个惯性质量块压电转换元件分别测量 X、Y、Z 3 个方向的加速度分量,并独立输出。

设计这种三向加速度计的理论依据是:在压电加速度传感器中,惯性质量块的运动是微位移运动,不论是纵向 Z,还是横向 X、Y,运动位移都处在相同的量级,也就是说惯性质量块的运动是全向的。可建立惯性质量块运动状态的三自由度的力学模型。

在剪切—压缩复合型三向压电加速度计中,装有 3 组压电转换元件。

X 组压电转换元件仅对 X 向的振动敏感,这是一组敏感轴方向与 X 轴方向一致的剪切型压电转换元件。当加速度计感受 X 向加速度分量时,惯性质量与基座对压电元件施加 X 方向的剪切力,则 X 组压电转换元件产生正比于该方向上振动加速度分量的电荷输出。

Y 组压电转换元件仅对 Y 向的加速度敏感,这是一组敏感轴向与 Y 轴一致的剪切型压电转换元件。当传感器受到具有 Y 方向分量的加速度时,Y 向压电转换元件产生与 Y 向加速度成正比的电荷输出。

上述二组压电转换元件分别对平行于传感器安装的 X 向和 Y 向水平加速度敏感。

Z 组压电转换元件为典型的压缩型晶片,利用其压电系数  $d_{33}$  检测垂直(Z 方向)方向的加速度分量,它与惯性质量(包括惯性质量块的质量和叠加在 Z 组晶片上的 X、Y 两组压电转换元件的质量)组成典型的中心压缩型压电加速度传感器。用它可检测 Z 向加速度。

### 7.4.3 压电式加速度传感器的应用

压电式加速度传感器具有结构简单、体积小、质量轻、测量的频率范围宽、动态范围大、性能稳定、输出线性好等优点。它是测量振动和冲击的一种理想传感器。

#### 1. 用于小试件测试

例如,在测量飞机构件(特别是薄板型小构件)的振动时,为了不使构件的振动失真,传感器的质量应尽可能地轻。早期采用的电动式加速度传感器,因其自身较重,给测量带来较大的误差。现在则采用压电式加速度传感器,能较为准确地测量出构件的振动。

## 2. 中高温环境下的振动测试

随着耐高温的压电材料的研制成功,现在已研制出在 400 ,甚至高达 700 的中高温环境下应用的压电式传感器。如航空发动机最大的振动一般发生在涡轮轴附近,这里的温度高达 650 以上,且留给传感器安装的空间又很小。采用压电式加速度传感器测量,它不仅耐高温而且体积小,能安装在涡轮发动机轴承机匣上,能相当准确的测量出发动机的最大振动。现在许多机种的发动机振动检测系统中都采用了压电式加速度传感器。

## 3. 冲击和振动测试

冲击和振动是自然界和生产过程中普遍存在的现象,几乎每一种机械设备和建筑都存在振动问题。由于振动现象和形成机理复杂,所以在观察、分析、研究机械动力系统产生振动的原因及规律时,除理论分析外,直接测量始终是一个重要的必不可少的手段。例如,机床工作时产生振动,不仅会影响机床的动态精度和被加工零件的质量,而且还要降低生产效率和刀具的耐用度,振动剧烈时还会降低机床的使用性能。通过动态实验,采用压电式加速度传感器进行检测,可充分了解各种机床的动态特性,找出机床产生受迫振动、爬行以及自激振动(颤振)的原因,从中寻找出防止和消除机床振动的方法和提高机床抗振性能的途径。还有如车辆道路模拟实验,火车环境振动测量分析,人体的动态特性研究等很多方面,压电式加速度传感器都有着广泛的应用。

# 7.5 压电式压力传感器

## 7.5.1 压电式压力传感器的原理及结构

### 1. 工作原理

图 7-14 为压电式压力传感器结构原理示意图。当压力  $p$  作用在膜片上时,将在压电元件上下表面上产生电荷,电荷量与作用力成正比 ( $q = Fd_{ij}$ )。

由于作用在压电元件上的力和压力之间有如下的关系:

$$F = pS \quad (7-40)$$

式中  $S$ ——压电元件受力面积。

因此式(7-40)可写成

$$q = pSd_{mn} \quad (7-41)$$

由上式可知,输出电荷量与输入压力成正比关系,一般压电式压力传感器的线性较好。

### 2. 灵敏系数

压电式压力传感器的灵敏系数是指其输出电荷量(电荷或电压)与输入量(压力)的比值,也可以分别用电荷灵敏系数和电压灵敏系数来表示。

电荷灵敏系数

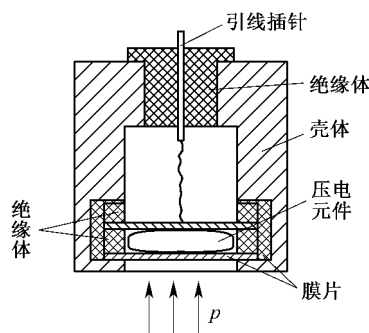


图 7-14 压电式压力传感器结构示意图

$$K_q = q/p(C \cdot m^2/N) \quad (7-42)$$

电压灵敏系数

$$K_U = U_a/p(V \cdot m^2/N) \quad (7-43)$$

由式(7-41)知,电荷灵敏系数也可表示为

$$K_q = d_{mn}S(C \cdot m^2/N) \quad (7-44)$$

由于  $U_a = q/C_a$ , 所以电压灵敏系数也可用下式表示:

$$K_U = d_{mn}S/C_a(V \cdot m^2/N) \quad (7-45)$$

由以上分析可知,为了提高压电式压力传感器的灵敏度,应选用压电系数大的压电材料做压电元件。此外也可以加大压电元件的受力面积,增加电荷量的办法来提高灵敏度。但是,增大受力面积不利于传感器的小型化。因此,一般采用多片压电元件叠加在一起,按电容的串联和并联连接方式来提高传感器的灵敏度。

### 7.5.2 压电式压力传感器的结构及应用

压电式压力传感器可测工作频率为  $10\text{ Hz} \sim 10^5\text{ Hz}$  的动态压力,幅值可达  $10^4\text{ Pa} \sim 10^9\text{ Pa}$ 。

#### 1. 压电式压力传感器的结构

常用的压电式压力传感器是膜片型结构。膜片可采用图 7-15 所示结构,图 7-15(a)、(b)为平膜片,图 7-15(c)为垂链式膜片。常用材料有石英晶体和压电陶瓷,尤其石英晶体稳定性好。图 7-16(a)所示为膜片型的压电式压力传感器。这种传感器结构紧凑,轻便全密封,端(膜片及传力块)动态质量小,具有较高的谐振频率。主要组成部分是弹性敏感器件(膜片)、压电转换器件(晶片)和本体(外壳及芯体)组成。

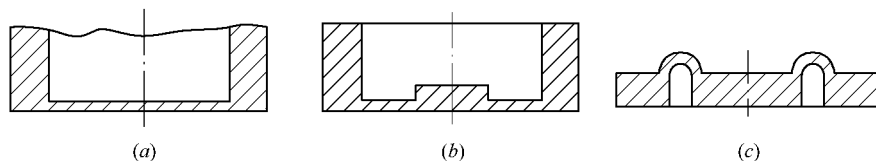


图 7-15 弹性膜片结构图

(a) 平膜片;(b) 凸台平膜片;(c) 垂链式膜片。

压力  $p$  作用在膜片上,通过传力块加到石英晶片上,石英双晶片利用 X 切割厚度形变的纵向压电效应,双晶片并联(输出总电荷量为单片的两倍)。为保证石英晶片达微米级变形量不被损坏,传感器本体刚度要大。为使通过传力块和导电片的作用力无损耗地快速传到压电晶片上,要采用不锈钢等高速材料制作传力块和导电片。同力敏传感器一样,为保证在交变力作用下正常工作,消除因接触不良产生的非线性误差,装配时应通过拧紧芯体施加预压紧力。

这种结构的压力传感器,具有较高的灵敏度和分辨力,利于小型化。缺点是压电晶片的预压紧力是通过外壳与芯体间螺纹连接拧紧芯体施加的,将使膜片产生弯曲,造成线性与动态特性变差,还直接影响各组件间接触刚度,改变传感器固有频率。温度变化时,膜片变形量变化,压紧力也变化。

为消除预加载时引起膜片变形,采用了预紧筒加载结构,如图 7-16(b)所示。预紧筒是一个薄壁厚底的金属圆筒,通过拉紧预紧筒对石英晶片组施加预压紧力,并在加载状态下用电子束将预紧筒与芯体焊成一体。膜片是后焊接到壳体上去的。

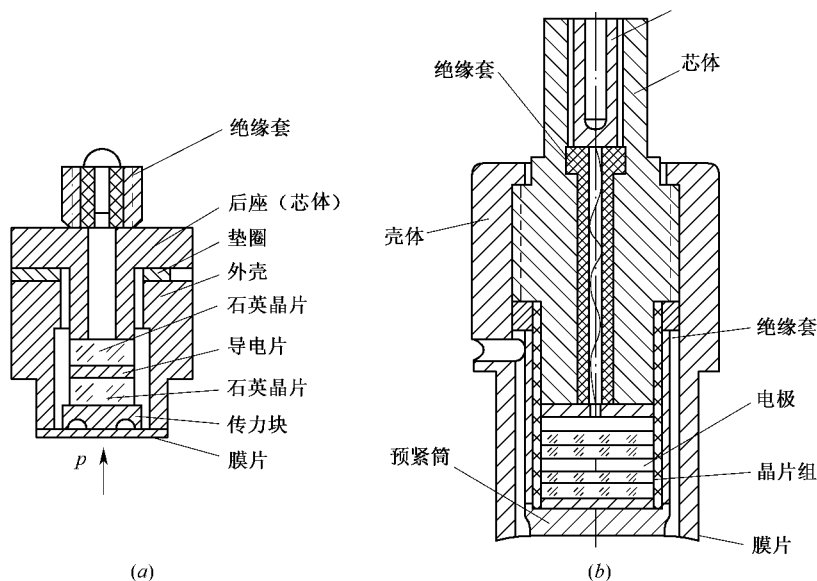


图 7-16 压电式压力传感器结构图

(a) 膜片式压电式压力传感器 ; (b) 预紧筒加载压电式压力传感器。

## 2. 压电式压力传感器的应用

压电式压力传感器的动态测量范围很宽,频响特性好,能测量准静态的压力和高频变化的动态压力。除此之外,还具有结构坚实、强度高、体积小、质量轻、耐高温、使用寿命长等优点,因此广泛应用于内燃机的汽缸、油管、进排气管的压力测量。在航空上的应用更有它特殊的作用,例如在高超音速脉冲风洞中,用它来测量风洞的冲激波压力;在飞机上,用它来测量发动机燃烧室的压力。

压电式压力传感器在军事工业上的应用范围也很广。例如,用它来测量枪(炮)弹在膛中击发一瞬间的膛压变化,以及炮口的冲击波压力等。目前普遍采用的美国陆军测试标准中的火炮膛压测量,使用的就是压电式压力传感器。

## 第 8 章 电感式传感器

电感式传感器是利用电磁感应原理 将被测的物理量如位移、压力、流量、振动等转换成线圈的自感系数  $L$  或互感系数  $M$  的变化 再由测量电路转换为电压或电流的变化量输出 实现由非电量到电量转换的装置。将非电量转换成自感系数变化的传感器通常称为自感式传感器(又称电感式传感器) 而将非电量转换成互感系数变化的传感器通常称为互感式传感器(又称差动变压器式传感器)。

电感式传感器具有结构简单、工作可靠、测量力小、分辨力高、输出功率大以及测试精度好等优点。但同时它也具有频率响应较低 不宜用于快速动态测量等缺点。

电感式传感器种类很多 本章主要介绍自感式、互感式和涡流式 3 种传感器。

### 8.1 电感式传感器

#### 8.1.1 电感式传感器的工作原理和等效电路

##### 1. 工作原理

图 8-1 为一简单的电感式传感器。它有衔铁、铁心和匝数为  $W$  的线圈三部分构成。传感器测量物理量时衔铁的运动部分产生位移 导致线圈的电感值发生变化 根据定义 线圈的电感为

$$L = \frac{W^2}{R_M} \quad (8-1)$$

式中  $R_M$ ——磁阻 它包括铁心磁阻和空气隙的磁阻 即

$$R_M = \sum \frac{l_i}{\mu_i S_i} + R_\delta \quad (8-2)$$

式中  $\sum \frac{l_i}{\mu_i S_i}$ ——铁磁材料各段的磁阻之和 当铁心

一定时 其值为一定；

$l_i$ ——各段铁心长度；

$\mu_i$ ——各段铁心的磁导率；

$S_i$ ——各段铁心的截面积；

$R_\delta$ ——空气隙的磁阻  $R_\delta = 2\delta/\mu_0 S$ 。  $S$  为空气隙截面积  $\delta$  为空气隙长度  $\mu_0$  为空气的磁导率。

将式(8-2)代入式(8-1)中 即可得电感为

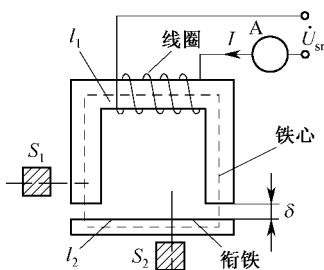


图 8-1 电感式传感器原理图



$$L = \frac{W^2}{\sum \frac{l_i}{\mu_i S_i} + \frac{2\delta}{\mu_0 S}} \quad (8-3)$$

因为铁磁材料其磁阻与空气隙磁阻相比较小,计算时可忽略不计,这时有

$$L = \frac{W^2 \mu_0 S}{2\delta} \quad (8-4)$$

由上式可知,当线圈及铁心一定时,  $W$  为常数,如果改变  $\delta$  或  $S$  时,  $L$  值就会引起相应的变化。电感传感器就是利用这一原理做成的。最常用的是变气隙长度  $\delta$  的电感传感器。由于改变  $\delta$  和  $S$  都是使气隙磁阻变化,从而使电感发生变化,所以这种传感器也叫变磁阻式传感器。

## 2. 等效电路

电感传感器是一个带铁心的可变电感,由于线圈的铜耗、铁心的涡流损耗、磁滞损耗以及分布电容的影响,它并非呈现纯电感。等效电路如图 8-2 所示,其中  $L$  为电感,  $R_c$  为铜损电阻,  $R_e$  为涡流损耗电阻,磁滞损耗电阻  $R_h$ ,  $C$  为传感器等效电路的等效电容。当电感传感器确定后,这些参数即为已知量。

这里需要注意的是传感器等效电路的等效电容  $C$ ,它主要是由线圈绕组的分布电容和电缆电容引起。电缆长度的变化,将引起  $C$  的变化。

显然,忽略分布电容且不考虑各种损耗时,电感传感器阻抗为

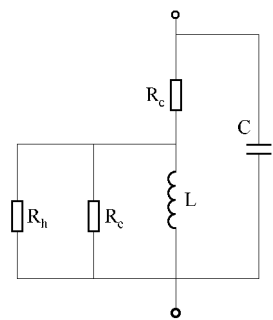


图 8-2 电感传感器等效电路

$$Z = R + j\omega L \quad (8-5)$$

式中  $R$ ——线圈的直流电阻；

$L$ ——传感器线圈的电感。

当考虑并联分布电容时,阻抗为

$$Z_s = \frac{(R + j\omega L) \cdot \frac{1}{j\omega C}}{(R + j\omega L) + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega^2 LC/Q)^2} + \frac{j\omega L \frac{(1 - \omega^2 LC) - (\omega^2 LC/Q^2)}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega^2 LC/Q)^2}} \quad (8-6)$$

式中  $Q$ ——品质因数,  $Q = \omega L/R$ 。

当电感传感器  $Q$  值高时,即  $1/Q^2 \ll 1$ ,则上式可变为

$$Z_s \approx \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2} + \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} = R_s + j\omega L_s \quad (8-7)$$

考虑分布电容时,电感传感器的有效串联电阻和有效电感都增加了,而线圈的有效品质因数却减小,此时,电感传感器有效灵敏度为

$$\frac{dL_s}{L_s} = \frac{1}{(1 - \omega^2 LC)^2} \frac{dL}{L} \quad (8-8)$$

即考虑分布电容后,电感传感器的灵敏度增加了。因此,必须根据测试时所用电缆长度对

传感器进行标定,或者相应调整并联电容。

### 8.1.2 电感式传感器的结构类型及特性

常见的电感式传感器有变间隙式、变面积式和螺管式三类。

#### 1. 变间隙式电感传感器

变间隙式电感传感器如图 8-3 所示。当图 8-3(a)中衔铁移动时,空气隙将从原始的  $\delta_0$  发生  $\pm \Delta\delta$  的变化。若使得衔铁向上移动取为  $-\Delta\delta$ ,则由式(8-4)可得此时电感为

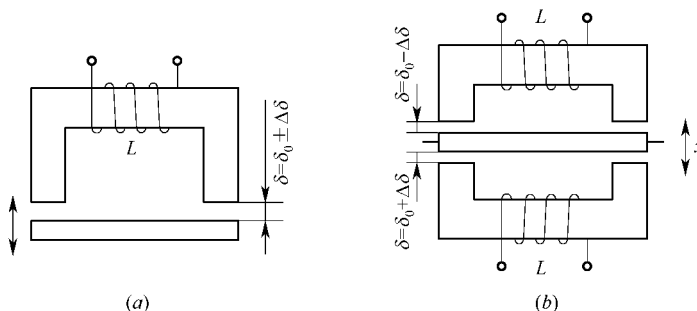


图 8-3 变间隙式电感传感器

(a) 单边式; (b) 差动式。

$$L' = \frac{W^2 \mu_0 S}{2(\delta_0 - \Delta\delta)} \quad (8-9)$$

则电感增量为

$$\Delta L = L' - L_0 = L_0 \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \left( \frac{1}{1 - \frac{\Delta\delta}{\delta_0}} \right) \quad (8-10)$$

线圈电感的相对变化量为

$$\frac{\Delta L}{L_0} = \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \left( \frac{1}{1 - \frac{\Delta\delta}{\delta_0}} \right) \quad (8-11)$$

若  $\Delta\delta/\delta_0 \ll 1$  则可得

$$\frac{\Delta L}{L_0} = \frac{\Delta\delta}{\delta_0} + \left( \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^2 + \left( \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^3 + \left( \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^4 + \dots \quad (8-12)$$

同理可得当衔铁向下移动时

$$\frac{\Delta L}{L_0} = -\frac{\Delta\delta}{\delta_0} + \left( \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^2 - \left( \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^3 + \left( \frac{\Delta\delta}{\delta_0} \right)^4 - \dots \quad (8-13)$$

由上式可见,线圈电感与气隙长度的关系为非线性关系,非线性度随气隙变化量的增大而增大,只有当  $\Delta\delta$  很小时,忽略高次项的存在,可得近似的线性关系(这里未考虑漏磁的影响)。所以,单边变间隙式电感传感器存在线性度要求与测量范围要求的矛盾。

电感  $L$  与气隙长度  $\delta$  的关系如图 8-4 所示。它是一条双曲线,所以非线性是较严重的。为了得到一定的线性度,一般取  $\Delta\delta/\delta_0 = 0.1 \sim 0.2$ 。

图 8-3(b)为差动式变间隙电感传感器,要求上、下两铁心和线圈的几何尺寸与电气

参数完全对称,当衔铁偏离对称位置移动时,使一边间隙增大,而另一边减小,两个线圈电感的总变化量为

$$\frac{\Delta L}{L} = 2 \left[ \frac{\Delta \delta}{\delta_0} + \left( \frac{\Delta \delta}{\delta_0} \right)^3 + \left( \frac{\Delta \delta}{\delta_0} \right)^5 + \dots \right] \quad (8-14)$$

忽略高次项,其电感的变化量为

$$\frac{\Delta L}{L} \approx 2 \frac{\Delta \delta}{\delta_0} \quad (8-15)$$

可见,差动式的灵敏度比单边式的增加了近一倍,而且差动式的 $(\Delta L_1 + \Delta L_2)/L_0$ 式中不包含 $(\Delta \delta/\delta_0)$ 的偶次项,所以在相同的 $(\Delta \delta/\delta_0)$ 下,其非线性误差比单边的要小得多。所以,实用中经常采用差动式结构。差动变间隙电感传感器的线性工作范围一般取 $\Delta \delta/\delta_0 = 0.3 \sim 0.4$ 。

## 2. 变面积式电感传感器

变面积式电感传感器如图 8-5 所示,对单边式结构(图 8-5(a)),在起始状态时,铁心与衔铁在气隙处正对着,其截面积为 $S_{\delta_0} = ab$ 。当衔铁随被测量上、下移动时, $S = (a - x)b$ ,则线圈电感为

$$L = \frac{\mu_0 W^2 b}{2 \delta_0} (a - x) \quad (8-16)$$

可见,线圈电感 $L$ 与面积 $S$ (或 $x$ )呈线性关系,其灵敏度系数 $K$ 为一常数,即

$$K = \frac{\mu_0 W^2 b}{2 \delta_0} \quad (8-17)$$

正确选择线圈匝数、铁心尺寸,可提高灵敏度,但是采用图 8-5(b)差动式结构更好。

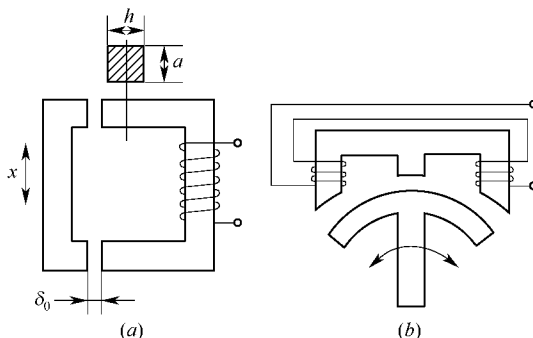


图 8-5 变面积式电感传感器结构示意图

(a) 单边式; (b) 差动式。

## 3. 螺线管式电感传感器

螺线管式电感传感器如图 8-6 所示。它由螺线管形线圈、磁性材料制成的柱形铁心和外套组成。对图 8-6(a),设线圈长度和平均半径分别为 $l$ 和 $r$ ,铁心进入线圈的长度和铁心半径分别为 $x$ 和 $r_a$ ,铁心有效磁导率为 $\mu_0$ 。当 $l/r \gg 1$ 时,可认为管内磁感应强度为均匀分布,当 $x \ll l$ 时,可推得线圈的电感量为

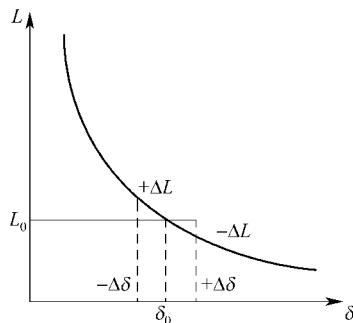


图 8-4 简单电感传感器的特性

$$L = \frac{\mu_0 W^2}{l} (lr^2 + \mu_a x r_a^2) \quad (8-18)$$

可见  $L$  与  $x$  呈线性关系, 其灵敏度系数为

$$K = \frac{\mu_0 W^2}{l} \mu_a r_a^2 \quad (8-19)$$

实际上, 由于漏磁因素等的影响, 管内磁场强度  $B$  的分布并非完全均匀, 故特性具有非线性。但是, 在铁心移动范围内, 能够寻找一段非线性误差较小的区域或者采用差动式结构, 如图 8-6(b) 所示则可得较理想的改善。

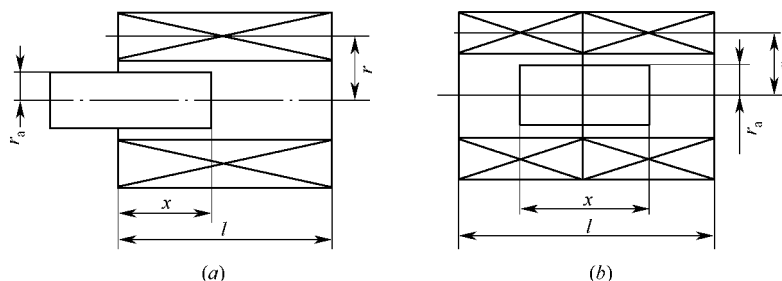


图 8-6 螺线管式电感传感器结构示意图  
(a) 单边式; (b) 差动式。

在差动式结构中, 由于两线圈部分完全对称, 故当铁心处于中央对称位置时, 两线圈电感相等, 即

$$L_{10} = L_{20} = \frac{\mu_0 W^2}{l} \left( lr^2 + \mu_a \frac{r_a l_a}{2} \right) \quad (8-20)$$

若铁心向左移动  $\Delta x$  时, 则  $L_{10}$  增大  $\Delta L_1$ ,  $L_{20}$  减小  $\Delta L_2$ , 其值为

$$\begin{aligned} \Delta L_1 &= \frac{\mu_0 W^2}{l} \mu_a r_a \Delta x \\ \Delta L_2 &= - \frac{\mu_0 W^2}{l} \mu_a r_a \Delta x \end{aligned} \quad (8-21)$$

这样, 既提高了灵敏度, 又对改善特性的线性度也有明显的效果。

### 8.1.3 电感传感器的测量电路

电感传感器最常用的测量电路是交流电桥式测量电路, 它有 3 种基本形式, 即电阻平衡臂电桥、变压器电桥、紧耦合电感比例臂电桥, 如图 8-7 所示。下面就这 3 种测量电路作一简要介绍。

#### 1. 电阻平衡臂电桥

图 8-7(a) 所示是差动电感传感器所用的电阻平衡臂电桥, 它把传感器的两个线圈作为电桥的两个桥臂  $Z_1$  和  $Z_2$ , 另两个相邻的桥臂用纯电阻  $R$  代替, 对于高  $Q$  值的差动电感传感器, 其输出为

$$\dot{U}_{sc} = \frac{\dot{U}_{sr}}{2\delta_0} \Delta\delta \quad (8-22)$$

电桥输出电压与  $\Delta\delta$  有关, 相位与衔铁的移动方向有关。

## 2. 变压器式电桥电路

变压器式电桥电路原理如图 8-7(b)所示。相邻两工作臂为  $Z_1$ 、 $Z_2$ , 是差动电感传感器的两个线圈的阻抗。另两臂为变压器次级线圈的两半(每半电压为  $\dot{U}/2$ ) , 输出电压取自 A、B 两点。假定 O 点为零电位, 且传感器线圈为高 Q 值, 即线圈电阻远远小于其感抗, 即  $r \ll \omega L$ , 那么我们就可以推导其输出特性公式为

$$\dot{U}_{sc} = \dot{U}_A - \dot{U}_B = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \dot{U} - \frac{1}{2} \dot{U} \quad (8-23)$$

在初始位置(即衔铁位于差动电感传感器中间)时, 由于两线圈完全对称, 因此  $Z_1 = Z_2 = Z$ 。此时桥路平衡,  $\dot{U}_{sc} = 0$ 。

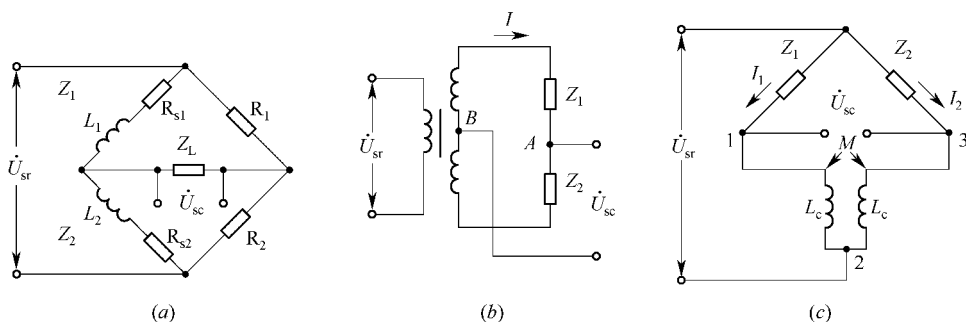


图 8-7 交流电桥的几种形式

(a) 电阻平衡臂电桥; (b) 变压器电桥; (c) 紧耦合电感臂电桥。

当衔铁下移时, 下线圈阻抗增高, 即  $Z_1 = Z + \Delta Z$ , 而上线圈阻抗减少为  $Z_2 = Z - \Delta Z$ , 此时输出电压为

$$\dot{U}_{sc} = \frac{Z_1 + \Delta Z}{Z_1 + Z_2} \dot{U} - \frac{1}{2} \dot{U} = \frac{\Delta Z}{2Z} \dot{U} \quad (8-24)$$

因为在 Q 值很高时, 线圈内阻可以忽略, 所以

$$\dot{U}_{sc} = \frac{j\omega\Delta L}{2j\omega L} \dot{U} = \frac{\Delta L}{2L} \dot{U} \quad (8-25)$$

同理衔铁下移时, 可推出

$$\dot{U}_{sc} = - \frac{\Delta L}{2L} \dot{U} \quad (8-26)$$

即

$$\dot{U}_{sc} = \pm \frac{\Delta L}{2L} \dot{U} \quad (8-27)$$

由式(8-27)可见, 衔铁上移和下移时, 输出电压相位相反, 且随  $\Delta\delta$  的变化输出电压也相应地改变。

## 3. 紧耦合电感比例臂电桥

紧耦合电感比例臂电桥常用于差动式电感或电容传感器, 它由以差动形式工作的传感器的两个阻抗作为电桥的工作臂, 而紧耦合的两个电感作为固定臂, 组成电桥电路, 如

图 8-7(c)所示。紧耦合电感及其 T 型等效变换如图 8-8 所示。

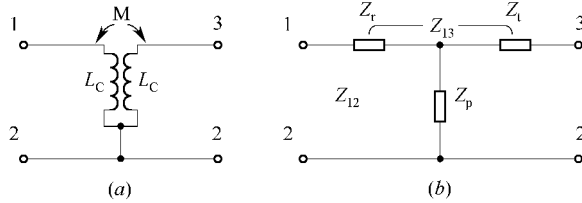


图 8-8 耦合电感臂的等效电路

(a) 耦合电感臂; (b) 等效 T 型网络。

由 T 型变换可得

$$Z_{12} = Z_s + Z_p = j\omega(L_c - M) + j\omega M = j\omega L_c \quad (8-28)$$

$$Z_{13} = 2Z_s = 2j\omega(L_c - M) \quad (8-29)$$

耦合系数

$$k = \pm \frac{M}{L_c} \quad (8-30)$$

式中  $L_c$ ——线圈的自感;

$M$ ——两个线圈的互感。

当两电感内的电流同时流向节点或流出节点 2 时  $k$  取正值, 反之取负值。

$$Z_s = Z_{12} - Z_p = j\omega L_c - j\omega M = j\omega L_c \left(1 - \frac{M}{L_c}\right) = j\omega L_c (1 - k) \quad (8-31)$$

在电桥平衡时  $Z_1 = Z_2 = Z$ , 因此两个耦合电感臂的支路电流  $i_1 = i_2$ , 大小相等, 方向相同, 在全耦合时  $k = 1$ ,  $Z_s = 0$ 。所以有

$$Z_{13} = 2Z_s = 2Z_{12}(1 - k) = 0 \quad (8-32)$$

这就可以看作 1、3 端短路, 所以任何并联在 1、3 端的分布电容都被短路了, 由此可见, 与电感臂并联的任何分布电容对平衡时的输出毫无影响。这就使桥路平衡稳定, 简化了桥路的接地和屏蔽问题, 改善了电路的零稳定性。

图 8-9 是 T 型变换后的等效桥路, 下面结合图 8-9 分析研究一下桥路负载为无穷大时, 桥路输出电压的一般表达式。

当工作时  $Z_1 = Z + \Delta Z$ ,  $Z_2 = Z - \Delta Z$ 。这时

$$\dot{U}_{sc} = \dot{U}_{34} - \dot{U}_{14} = \frac{Z_s}{Z - \Delta Z + Z_s} \dot{E}_{54} - \frac{Z_s}{Z + \Delta Z + Z_s} \dot{E}_{54} \quad (8-33)$$

式中

$$\dot{E}_{54} = \frac{\dot{E} Z_{54}}{Z_{54} + Z_p}, \quad Z_{54} = \frac{(Z + \Delta Z + Z_s)(Z - \Delta Z + Z_s)}{Z + \Delta Z + Z_s + Z - \Delta Z + Z_s}$$

忽略  $(\Delta Z)^2$  项, 则  $Z_{54} = \frac{Z + Z_s}{2}$ , 因此

$$\dot{E}_{54} = \frac{Z + Z_s}{Z + Z_s + 2Z_p} \dot{E} \quad (8-34)$$

$$\dot{U}_{sc} \approx \frac{2Z_s \Delta Z}{(Z + Z_s + 2Z_p)(Z + Z_s)} \dot{E} \quad (8-35)$$

如工作臂为差动电感式传感器(如图 8-10 所示), 设  $Z = j\omega L$ , 则工作时, 差动电感传感器变化为

$$L_1 = L + \Delta L; \quad L_2 = L - \Delta L$$

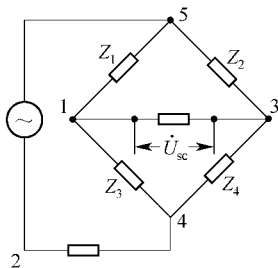


图 8-9 T 型变换后的等效电路

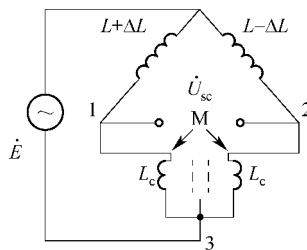


图 8-10 差动等效电路

此时桥臂上的电流发生变化,  $L_1$  所在支路电流减少,  $L_2$  所在支路电流增加, 这样就可以看成一个环流  $\Delta I$  由 3 端流向 1 端, 由于耦合臂电流不是同时流向或离开节点 2, 所以耦合系数  $k = -1$ , 故  $Z_{13} = 2Z_2 = 2Z_{12}(1 - k) = 4j\omega L_c$ ,  $Z_5 = 2j\omega L_c$ ,  $Z_p = j\omega L_c$ 。将  $Z$ 、 $\Delta Z$ 、 $Z_s$  和  $Z_p$  代入式 (8-35) 得

$$\dot{U}_{sc} \approx \frac{\Delta L}{L} \frac{4 \frac{L_c}{L}}{1 + 2 \frac{L_c}{L}} \dot{E} \quad (8-36)$$

由式 (8-36) 可作出图 8-11 所示的紧耦合电感比例臂电桥的灵敏度曲线。为了比较, 图上也画出了不紧耦合电感臂电桥的特性曲线。不紧耦合电感臂输出电压为

$$\dot{U}_{sc} = \frac{\Delta L}{L} \frac{\frac{2L_c}{L}}{\left(\frac{L_c}{L} + 1\right)^2} \dot{E} \quad (8-37)$$

从图 8-11 曲线可以看出:

- (1) 紧耦合电感比例臂电桥灵敏度高;
- (2) 当  $L_c/L$  超过一定值时, 灵敏度与桥臂电感的变化无关, 从而增加了电桥的稳定性。

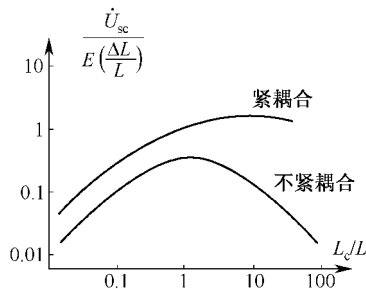


图 8-11 紧耦合和不紧耦合电桥灵敏度曲线

## 8.2 差动变压器式电感传感器

上节讨论的是把被测量转换成线圈的自感变化来实现检测。而本节讨论的差动变压器则是把被测量变化转换成线圈的互感变化来进行检测。差动变压器本身是一个变压器, 初级线圈输入交流电压, 次级线圈感应出电信号, 当互感受外界影响变化时, 其感应电压也随之起相应的变化, 由于它的次级线圈接成差动的形式, 故称为差动变压器。



### 8.2.1 工作原理

差动变压器式电感传感器的结构形式很多,图 8-12(a)、(b)分别为 E 型变隙式和螺管式结构。结构上与前述电感传感器不同之处在于差动变压器上下两只铁心上均有一个初级线圈  $W_1$  (也称励磁线圈) 和一个次级线圈  $W_2$  (也叫输出线圈)。上下两个初级线圈串联后接交流励磁电源电压  $U_{sf}$ , 两个次级线圈则按电势反相串联。

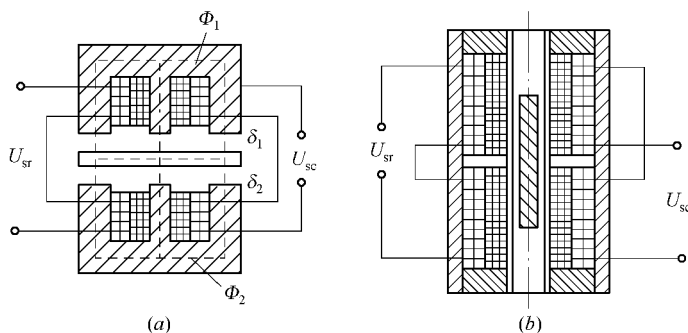


图 8-12 差动变压器式电感传感器

(a) E 型变隙式; (b) 螺管式。

当衔铁处于中间位置时  $\delta_1 = \delta_2$ , 初级线圈中产生交变磁通  $\Phi_1$  和  $\Phi_2$ , 在次级线圈中便产生交流感应电势。由于两边气隙相等, 磁阻相等, 所以  $\Phi_1 = \Phi_2$ , 次级线圈中感应出的电势  $e_{21} = e_{22}$ , 由于次级是按电势反相连接的, 结果输出电压  $U_{sc} = 0$ 。当衔铁偏离中间位置时, 两边气隙不等 (即  $\delta_1 \neq \delta_2$ ), 次级线圈中感应的电势不再相等 (即  $e_{21} \neq e_{22}$ ), 便有电压  $U_{sc}$  输出。  $U_{sc}$  的大小及相位取决于衔铁的位移大小和方向。这就是差动变压器式传感器的基本工作原理。

### 8.2.2 差动变压器式传感器的特性

在理想情况下 (忽略线圈寄生电容及衔铁损耗), 差动变压器的等效电路如图 8-13 所示。

图中  $U_{sf}$  ——初级线圈激励电压;  
 $L_1$ 、 $R_1$  ——初级线圈电感和电阻;  
 $M_1$ 、 $M_2$  ——初级与次级线圈 1、2 间的互感;  
 $L_{21}$ 、 $L_{22}$  ——两个次级线圈的电感;  
 $R_{21}$ 、 $R_{22}$  ——两个次级线圈的电阻。

以图 8-12(a) 结构的电感传感器为例, 分析差动变压器式传感器的输出特性。设初级、次级线圈的匝数分别为  $W_1$ 、 $W_2$ , 当有气隙时, 传感器的磁回路中的总磁阻近似值为  $R_\delta$ 。在初始状态时, 初级线圈电感为

$$L_{11} = L_{12} = \frac{W_1^2}{R_\delta} \quad (8-38)$$

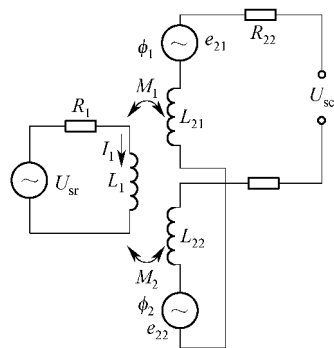


图 8-13 差动变压器的等效电路

初始时 ,初级线圈的阻抗分别为

$$Z_{11} = R_1 + j\omega L_{11} \quad (8-39)$$

$$Z_{12} = R_1 + j\omega L_{12} \quad (8-40)$$

此时初级线圈的电流为

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_{sr}}{2(R + j\omega L_{11})} \quad (8-41)$$

当有气隙变化  $\Delta\delta$  时 ,两个初级线圈的电感值分别为

$$L_{11} = \frac{W_1^2 \mu_0 S}{\delta - \Delta\delta} \quad (8-42)$$

$$L_{12} = \frac{W_2^2 \mu_0 S}{\delta + \Delta\delta} \quad (8-43)$$

次级线圈的输出电压  $U_{sc}$  为两个线圈感应电势之差 :

$$\dot{U}_{sc} = \dot{E}_{21} - \dot{E}_{22} \quad (8-44)$$

而感应电势分别为

$$\begin{cases} \dot{E}_{21} = -j\omega M_1 \dot{I}_1 \\ \dot{E}_{22} = -j\omega M_2 \dot{I}_1 \end{cases} \quad (8-45)$$

式中  $M_1$  及  $M_2$  为初级与次级之间的互感系数 ,其值分别为

$$\begin{cases} M_1 = \frac{W_2 \Phi_1}{\dot{I}_1} = \frac{W_1 W_2 \mu_0 S}{\delta - \Delta\delta} \\ M_2 = \frac{W_2 \Phi_2}{\dot{I}_1} = \frac{W_1 W_2 \mu_0 S}{\delta + \Delta\delta} \end{cases} \quad (8-46)$$

式中  $\Phi_1$  及  $\Phi_2$  分别为上下两个磁系统中的磁通 , $\Phi_1 = I_1 W_1 / R_{\delta 1}$  , $\Phi_2 = I_1 W_1 / R_{\delta 2}$  。 将式(8-46)代入式(8-45) ,然后代入式(8-44)得

$$\dot{U}_{sc} = -j\omega(M_1 - M_2) \dot{I}_1 = -j\omega \dot{I}_1 W_1 W_2 \mu_0 S \left( \frac{2\Delta\delta}{\delta^2 - \Delta\delta^2} \right) \quad (8-47)$$

忽略  $\Delta\delta^2$  ,整理上式 :

$$\dot{U}_{sc} = -j\omega \dot{I}_1 \frac{W_2 2\Delta\delta}{W_1 \delta} \left( \frac{W_1^2 \mu_0 S}{\delta} \right) = -j\omega L_{11} \dot{I}_1 \frac{W_2 2\Delta\delta}{W_1 \delta} \quad (8-48)$$

把式(8-41)代入式(8-48)得到

$$\dot{U}_{sc} = -j\omega L_{11} \frac{W_2 2\Delta\delta}{W_1 \delta} \frac{\dot{U}_{sr}}{2(R + j\omega L_{11})}$$

当  $\omega \gg R$  时

$$\dot{U}_{sc} = - \frac{W_2 \Delta\delta}{W_1 \delta_0} \dot{U}_{sr} \quad (8-49)$$

传感器的灵敏度

$$S = \frac{\dot{U}_{sc}}{\Delta\delta} = \frac{W_2 \dot{U}_{sr}}{W_1 \delta_0}$$

可见 ,差动变压器式传感器的特性几乎完全是线性的 ,其灵敏度不仅取决于磁系统的

结构参数,同时取决于初级、次级线圈的匝数比及激励电源电压的大小。可以通过改变匝数比及提高电源电压的办法来提高灵敏度。

### 8.3 电涡流式传感器

电涡流式传感器是利用金属导体中的涡流与激励磁场之间进行电磁能量传递的,因此也必须有一个交变磁场的激励源(传感器线圈)。被测对象则以某种方式调制磁场,从而改变激励线圈的电感。从这个意义来看,电涡流式传感器也是一种电感传感器,是一种特别的电感传感器。这种传感技术属主动测量技术,即在测试中测量仪器主动发射能量,观察被测对象吸收(透射式)或反射能量,不需要被测对象主动做功。像大多数主动测量装置一样,电涡流式传感器的测量属于非接触测量,这给使用和安装带来很大的方便,特别是用于测量运动的物体。电涡流传感器的应用没有特定的目标,不像电感、电容、电阻等传感器有相对固定的输入量,因此一切与涡流有关的因素,在原则上都可用于测量目的。

#### 8.3.1 电涡流式传感器的工作原理及特性

电感线圈产生的磁力线经过金属导体时,金属导体就会产生感应电流,该电流的流线呈闭合回线,类似水涡形状,故称之为电涡流。电涡流式传感器是以电涡流效应为基础,由一个线圈和与线圈邻近的金属体组成。图 8-14 给出了电涡流式传感器工作原理和等效电路。

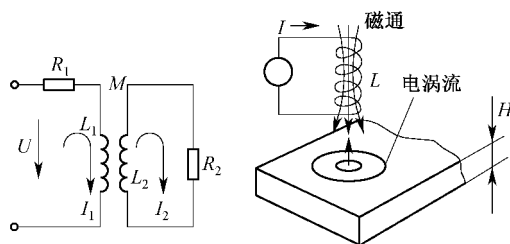


图 8-14 电涡流式传感器工作原理图

当线圈通入交变电流  $I$  时,在线圈的周围产生一交变磁场  $H_1$ ,处于该磁场中的金属体上产生感应电动势,并形成涡流。金属体上流动的电涡流也将产生相应的磁场  $H_2$ ,  $H_2$  与  $H_1$  方向相反,对线圈磁场  $H_1$  起抵消作用,从而引起线圈等效阻抗  $Z$  或等效电感  $L$  或品质因数相应变化。金属体上的电涡流越大,这些参数的变化亦越大。根据其等效电路,列出电路方程:

$$\begin{cases} R_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2 = \dot{U} \\ -j\omega M \dot{I}_1 + R_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 = 0 \end{cases} \quad (8-50)$$

解方程组,其结果为

$$\begin{cases} Z = \frac{\dot{U}}{I} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} R_2 + j \left( \omega L_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \omega L_2 \right) \\ L = L_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} L_2 \\ Q = \frac{\omega L_1}{R_1} \cdot \frac{1 - \frac{L_2}{L_1} \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2}}{1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2}} \end{cases} \quad (8-51)$$

式中  $R_1$ 、 $L_1$ ——线圈原有的电阻、电感(周围无金属体)；

$R_2$ 、 $L_2$ ——电涡流等效短路环的电阻和电感；

$\omega$ ——励磁电流的角频率；

$M$ ——线圈与金属体之间的互感系数；

$\dot{U}$ ——电源电压。

由上式可见  $Z$ 、 $L$  和  $Q$  均为互感的函数, 对于已定的线圈  $Z$ 、 $L$  和  $Q$  取决于金属体与线圈的相对位置、金属体的材料、尺寸、形状等。当只令其中的一个参数随被测量而变化, 其它参数不变时, 采用电涡流式传感器并配用相应的测量线路, 可得到与该被测量相对应的电信号(电压、电流或频率)输出。这种方法常用来测量位移、金属体厚度、温度等参数, 并可作探伤用。

由于电涡流式传感器具有结构简单、体积小、频率响应宽、灵敏度高特点, 在测试技术中日益得到重视和推广应用。

### 8.3.2 电涡流式传感器结构型式及特点

#### 1. 变间隙式

这种传感器最常用的结构型式是采用扁平线圈, 金属体与线圈平面平行放置, 如图 8-15(a)所示。

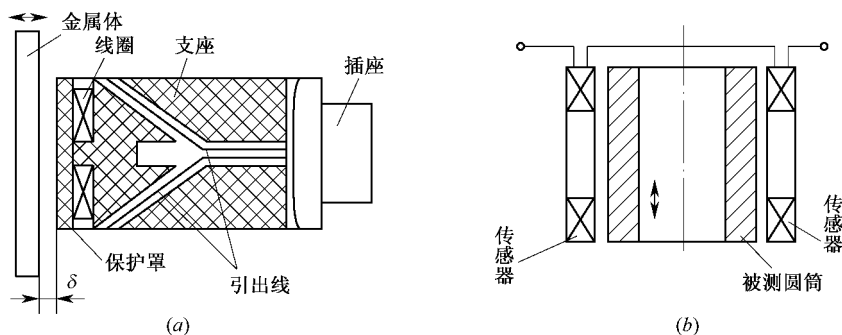


图 8-15 电涡流式传感器

(a) 变间隙式; (b) 变面积式。

分析表明, 扁平线圈的内径与厚度对特性影响不大, 但线圈外径对特性的线性范围和灵敏度影响较大。线圈外径较大时, 线圈磁场的轴向分布范围大, 而磁感应强度  $B$  的变

化梯度小,故线性范围大,而灵敏度则较低;外径较小时,则相反。如在线圈中加一磁心,可使传感器小型化,即在相同电感量下,减小匝数,并扩大测量范围。

金属体是传感器的另一组成部分,它的物理性质、尺寸与形状也与传感器特性密切相关。金属体的电导率高、磁导率低者其灵敏度高。同时,金属体不应过小、过薄,否则对测量结果均有影响。

## 2. 变面积式

基本组成同变间隙式,但它是利用金属体与传感器线圈之间相对覆盖面积的变化而引起涡流效应变化的原理工作的。其灵敏度和线性范围比变间隙式好。为了减小轴向间隙的影响,常采用图 8-15(b)所示的差动形式,将两线圈串联,以补偿轴向间隙变化的影响。

## 3. 螺线管式

图 8-16 所示为差动螺线管式电涡流传感器结构示意图。它由绕在同一骨架上的两个线圈 1、2 和套在线圈外的金属短路套筒所组成,筒长约为线圈的 60%。它的线性特性较好,但灵敏度不太高。

## 4. 低频透射式

它由两个分别处在金属体两边的线圈组成。传感器采用低频励磁,以提高贯穿深度,适用于测量金属体的厚度。其结构如图 8-17 所示。

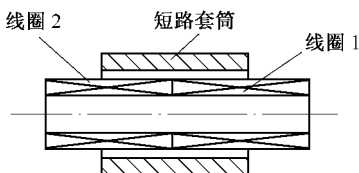


图 8-16 差动螺线管式电涡流传感器

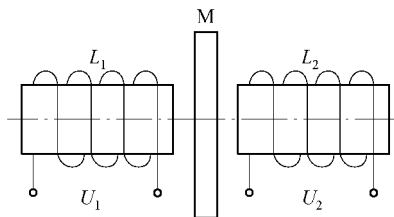


图 8-17 低频透射式电涡流传感器

励磁电压  $U_1$  施加于线圈  $L_1$  的两端,在  $L_2$  两端产生感应电动势  $U_2$ 。当  $L_1$  与  $L_2$  之间无金属体时,  $L_1$  产生的磁场全部贯穿  $L_2$ ,  $U_2$  最大;当有金属体时,因涡流形成的反磁场作用,  $U_2$  将降低。涡流越大,即金属导电性越好或金属板越厚,  $U_2$  将越小。当金属体材料一定时,  $U_2$  将与金属板厚度相对应。

为了提高灵敏度,上述除低频透射式以外的 3 种结构一般都采用高频励磁电源,并采用调频式或调频调幅式或调幅式测量电路,将等效电感或等效感抗变换成相应的电压或频率信号。

需要指出的是,电涡流式传感器的线圈与被测金属体之间是磁性耦合的,并利用这耦合程度的变化作为参数测试值,因此,传感器的线圈装置仅为“实际测试传感器的一半”,另一半是被测体。被测体的物理性质、尺寸和形状都与测量装置总的特性密切相关。在电涡流式传感器的设计或使用中,必须同时考虑被测体的物理性能、几何形状和尺寸等因素。

## 8.3.3 影响电涡流式传感器灵敏度的因素

### 1. 被测体材料对测量影响

线圈的阻抗  $Z$  的变化与材料电阻率  $\rho$ 、磁导率  $\mu$  有关,它们将影响电涡流的贯穿深度,影响损耗功率,也就引起传感器灵敏度的变化。一般来说,被测体的电导率越高,灵敏度也越高。如果是磁性材料,它的磁导率效果是与涡流损耗效果呈相反作用的,因此与非磁性材料的被测体相比,传感器灵敏度较低。

### 2. 被测体大小和形状对测量的影响

被测物体的面积比传感器相对应的面积大很多时,灵敏度不发生变化;当被测物体面积为传感器线圈面积的一半时,其灵敏度减少一半;面积更小时,灵敏度显著下降。

被测体为圆柱体时,它的直径  $D$  必须为线圈直径  $d$  的 3.5 倍以上,才不影响被测结果,在  $D/d = 1$  时,灵敏度将降低为 70% 左右。

被测体的厚度也不能太薄。但一般来说,只要有 0.2 mm 以上的厚度,测量不会受到影响(铜、铝箔等为 0.07 mm 以上)。

### 3. 传感器形状和大小对传感器灵敏度的影响

传感器的主要构成是线圈,它的形状和尺寸关系到传感器的灵敏度和测量范围,而灵敏度和线性范围是与线圈产生的磁场分布有关。

单匝载流圆导线在轴上的磁感应强度根据毕奥—沙伐—拉普拉斯定律计算可得:

$$B_p = \frac{\mu_0 I r^2}{2(r^2 + x^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (8-52)$$

式中  $\mu_0$ ——真空磁导率;

$I$ ——激励电流强度;

$r$ ——圆导线半径;

$x$ ——轴上点离单匝载流圆导线的距离。

在激励电流不变的情况下,作出 3 种半径情况下的  $B_p - x$  的曲线(如图 8-18 所示)。由图可见,半径小的载流圆导线,在靠近圆导线处产生的磁感应强度大,而在远离圆导线处,则是半径大的磁感应强度大。这说明,线圈外径大的,线圈的磁场轴向分布大,测量范围大,线性范围相应就大,但磁感应强度的变化梯度小,因此灵敏度就低;线圈外径小时,磁感应强度轴向分布的范围小,测量范围小,但磁感应强度的变化梯度大,传感器灵敏度高。因此应根据需要选用。

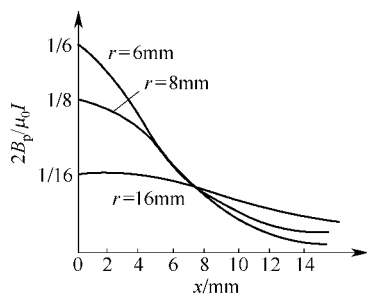


图 8-18 电涡流线圈  $B_p - x$  的曲线

## 8.3.4 测量电路

用于电涡流式传感器的测量电路主要有调频式、调幅式电路两种。

### 1. 调频式电路

调频式测量电路原理如图 8-19 表示。传感器线圈接入 LC 振荡回路,当传感器与被测导体距离  $x$  改变时,在涡流影响下,传感器的电感变化,导致振荡频率的变化,该变化的频率是距离  $x$  的函数  $f = L(x)$ 。该频率可由数字频

率计直接测量,或者通过  $f-V$  变换,用数字电压表测量对应的电压。

## 2. 调幅式电路

传感器线圈  $L$  和电容器  $C$  并联组成谐振回路,石英晶体组成石英晶体振荡电路,如图 8-20 所示。石英晶体振荡器起一个恒流源的作用,给谐振回路提供一个稳定频率( $f_0$ )激励电流  $I_0$ ,  $LC$  回路输出电压为

$$U_0 = I_0 f(Z) \quad (8-53)$$

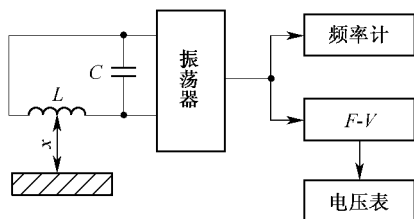


图 8-19 调频测量电路

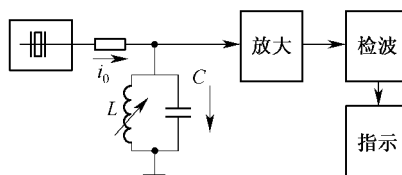


图 8-20 调幅式测量电路

式中  $Z$ —— $LC$  回路的阻抗。

当金属导体远离或被去掉时,  $LC$  并联谐振回路频率即为石英振荡频率  $f_0$ , 回路呈现的阻抗最大, 谐振回路上的输出电压也最大; 当金属导体靠近传感器线圈时, 线圈的等效电感  $L$  发生变化, 导致回路失谐, 从而使输出电压降低,  $L$  的数值随距离  $x$  的变化而变化, 因此, 输出电压也随  $x$  而变化。输出电压经过放大、检波后, 由指示仪表直接显示出  $x$  的大小。

除此之外, 交流电桥也是常用测量电路。

## 8.4 电感式传感器的应用

### 1. 电感式传感器的应用

自感式、互感式传感器两者的工作原理虽不相同, 但在应用领域方面具有共同性, 除了用于测量位移、构件变形、液位等外, 还可用于测量压力、力、振动、加速度等物理量。图 8-21 为测量加速度的原理框图, 在该结构中, 衔铁即为惯性质量, 它由两个弹簧片支撑。传感器的固有频率由惯性质量的大小及弹簧刚度决定, 这种结构的传感器只适于低频信号( $100 \text{ Hz} \sim 200 \text{ Hz}$ )的测量。图 8-22 为测量液位的原理图, 图中衔铁随浮子运动反应出液位的变化, 从而使差动变压器有一相应的电压输出。

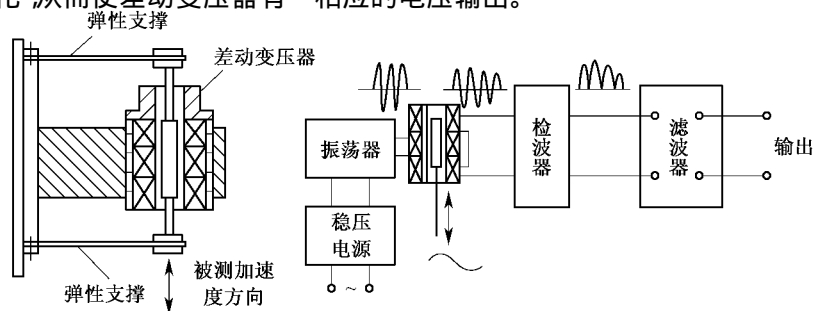


图 8-21 加速度传感器及其测量电路原理

## 2. 电涡流式传感器的应用

电涡流式传感器的应用领域很广,可进行位移、厚度、转速、振动、温度等多参数的测量。

### 1) 位移测量

它可测量各种形状试件的位移值,测量范围为  $0 \sim 15 \mu\text{m}$  (分辨力为  $0.05 \mu\text{m}$ ) 或  $0 \sim 80 \text{ mm}$  (分辨力为  $0.1\%$ )。凡是可变换成位移量的参数,都可用电涡流式传感器来测量,如汽轮机的轴向窜动(如图 8-23 所示)、金属材料的热膨胀系数、钢水液位、纱线张力、流体压力等。

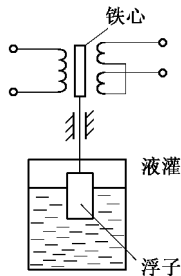


图 8-22 液位测量原理图

### 2) 振幅测量

电涡流式传感器可测量各种振动幅值,为非接触式测量。如可测主轴的径向振动,如图 8-24 所示。

### 3) 转速测量

在一个旋转金属体上加一个有  $N$  个齿的齿轮,旁边安装电涡流传感器(如图 8-25 所示),当旋转体转动时,电涡流传感器将周期地改变输出信号,该输出信号频率可由频率计测出,由此可算出转速。

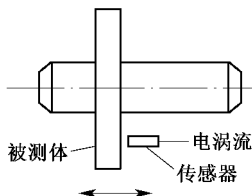


图 8-23 位移测量

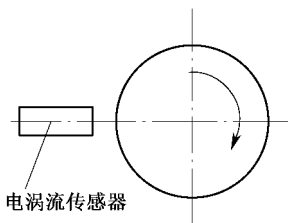


图 8-24 振幅测量

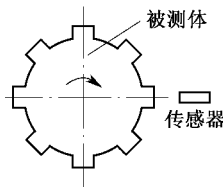


图 8-25 转速测量

### 4) 电涡流探伤

在非破坏性检测领域里,电涡流式传感器已被用作有效的探伤技术。例如,用来测试金属材料的表面裂纹、热处理裂痕以及焊接部位的探伤等。探伤时,使传感器与被测物体间距保持不变。当有裂纹出现时,金属导电率、导磁率将发生变化,即涡流损耗改变,从而使传感器阻抗发生变化,导致测量电路的输出电压改变,达到探伤目的。裂纹信号如图 8-26 所示。

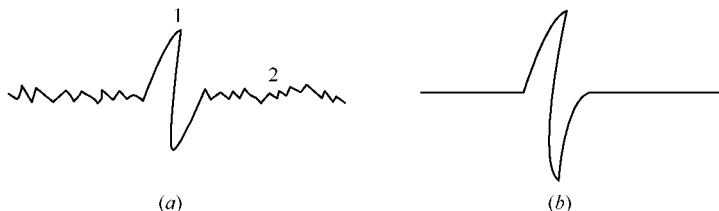


图 8-26 涡流探伤时的测试信号

(a) 未通过幅值甄别前的信号;(b) 通过幅值甄别的信号。

1—裂缝信号;2—干扰信号。



## 第9章 压阻式传感器

固体受到力的作用后,其电阻率(或电阻)就要发生变化,这种现象称为压阻效应。压阻式传感器是利用固体的压阻效应制成的一种测量装置。压阻式传感器主要用于压力、加速度和载荷等参数的测量,因此分别有压阻式压力传感器、压阻式加速度传感器和压阻式载荷传感器等。

压阻式传感器又分为两种类型:一类为粘贴型压阻式传感器,它的传感元件是用半导体材料体电阻制成的粘贴式应变片;另一类为扩散型压阻式传感器,它的传感元件是利用集成电路工艺,在半导体材料的基片上制成的扩散电阻。

压阻式传感器具有高灵敏度、高分辨力、体积小、工作频带宽、测量电路及传感器一体化等优点。测量压力时,一二毫米水柱的微压,压阻式传感器也能反应,可见其分辨力之高。由于扩散型压阻式传感器是用集成电路工艺制成的,测量电路可与传感器集成在一起,测量压力时,有效面积可做得很小,有时可做到有效面积的直径仅有零点几毫米,这种传感器可用来测量几十千赫的脉动压力,所以频率响应高这也是压阻式传感器的一个突出优点。

### 9.1 压阻式传感器的工作原理

压阻式传感器的基本原理可从材料电阻的变化率看出。任何材料电阻的变化率都由下式决定:

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta s}{s}$$

对金属而言,式中的  $\Delta \rho / \rho$  一项较小,即电阻率的变化率较小,有时可忽略不计,而  $\Delta l / l$  与  $\Delta s / s$  两项较大,即尺寸的变化率较大,故金属电阻的变化率主要是由  $\Delta l / l$  与  $\Delta s / s$  两项引起的,这就是金属应变片的基本工作原理。对半导体而言,上式中的  $\Delta l / l$  与  $\Delta s / s$  两项很小,即尺寸的变化率很小,可忽略不计,而  $\Delta \rho / \rho$  一项较大,也就是电阻率变化率较大,故半导体电阻的变化率主要是由  $\Delta \rho / \rho$  一项引起的,这就是压阻式传感器的基本工作原理。

如果引用

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \pi \sigma \quad (9-1)$$

式中  $\pi$  为压阻系数  $\sigma$  为应力,再引进横向变形的关系,则电阻的相对变化率可写成

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi \sigma + \frac{\Delta l}{l} + 2\mu \frac{\Delta l}{l} = \pi E \varepsilon + (1 + 2\mu) \varepsilon = (\pi E + 1 + 2\mu) \varepsilon = k \varepsilon \quad (9-2)$$

式中  $k$ ——灵敏系数  $k = \pi E + 1 + 2\mu$ ,对金属来讲, $\pi E$  有时可忽略不计,而泊松  $\mu =$

0.25~0.5, 故近似地, 有  $k = 1 + 2\mu \approx 1 \sim 2$ 。对半导体来讲,  $1 + 2\mu$  可忽略不计, 而压阻系数  $\pi = (40 \sim 80) \times 10^{-11} \text{ Pa}$ , 弹性模量  $E = 1.67 \times 10^{11} \text{ Pa}$ , 故

$$k_y = \pi E \approx (50 \sim 100)k \quad (9-3)$$

式中  $k_y$ ——半导体材料的灵敏系数。

此式表示, 压阻式传感器的灵敏系数是金属应变片的灵敏系数的 50 倍~100 倍。综上所述, 半导体材料电阻变化率  $\Delta R/R$  主要是由  $\Delta \rho/\rho$  引起的, 这就是半导体的压阻效应。当力作用于硅晶体时, 晶体的晶格产生变形, 它使载流子产生从一个能谷到另一个能谷的散射, 载流子的迁移率发生变化, 扰动了纵向和横向的平均有效质量, 使硅的电阻率发生变化。这个变化率随硅晶体的取向不同而不同, 即硅的压阻效应与晶体的取向有关。

## 9.2 晶向的表示方法

扩散型压阻式传感器的基片是半导体单晶硅。单晶硅是各向异性材料, 取向不同时特性不一样。而取向是用晶向表示的, 所谓晶向就是晶面的法线方向。

设 X、Y、Z 分别为单晶硅的晶轴。晶向在一平面内有两种表示方法:

1) 截距式(见图 9-1)

$$\frac{X}{r} + \frac{Y}{s} + \frac{Z}{t} = 1 \quad (9-4)$$

式中  $r, s, t$  分别为 X、Y、Z 轴的截距。

2) 法线式

$$X \cos \alpha + Y \cos \beta + Z \cos \gamma = p \quad (9-5)$$

式中  $p$ ——法线长度;

$\cos \alpha, \cos \beta, \cos \gamma$ ——法线的方向余弦, 也可以用  $l, m, n$  表示。

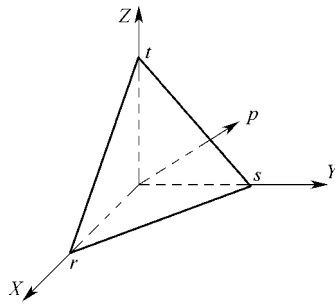


图 9-1 平面的截距表示法

如果法线  $p$  的大小与方向(即方向余弦)均为已知, 该平面就是确定的了。如果只知道法线  $p$  的方向而不知道大小, 则该平面的方位是确定的。

若式(9-4)与式(9-5)所表示的是同一平面, 则由式(9-5)得

$$\frac{X}{p} \cos \alpha + \frac{Y}{p} \cos \beta + \frac{Z}{p} \cos \gamma = 1 \quad (9-6)$$

比较式(9-4)和式(9-6), 则有

$$\cos \alpha : \cos \beta : \cos \gamma = \frac{1}{r} : \frac{1}{s} : \frac{1}{t} \quad (9-7)$$

从上式可以看出, 如果知道晶面在立体坐标上的截距  $r, s, t$ , 就可求出法线的方向余弦。因而法线的方向就可以确定。把式(9-7)3 个截距的倒数化成 3 个没有公约数的整数  $h, k, l$  称为密勒指数, 则有

$$\cos \alpha : \cos \beta : \cos \gamma = h : k : l \quad (9-8)$$

由式(9-8)就可以确定法线方向。晶向是晶面的法线方向, 晶向知道后, 晶面就是确定的。我国规定用  $\langle hkl \rangle$  表示晶向, 用  $(hkl)$  表示晶面, 用  $\{hkl\}$  表示晶面族。

图 9-2(a)中的平面与 X、Y、Z 轴的截距为 -2、-2、4, 截距的倒数为 -1/2、-1/2、1/4,

密勒指数为 $\overline{221}$ , 故晶向、晶面、晶面族分别为 $\langle \overline{221} \rangle$ 、 $(\overline{221})$ 、 $\{\overline{221}\}$ 。图 9-2(b)中的平面与 X、Y、Z 轴的截距为 1、1、1, 截距的倒数仍为 1、1、1, 密勒指数就是 111, 故晶向、晶面、晶面族分别为 $\langle 111 \rangle$ 、 $(111)$ 、 $\{111\}$ 。图 9-2(c)中 ABCD 平面的截距为 1、 $\infty$ 、 $\infty$ , 截距的倒数为 1/1、1/ $\infty$ 、1/ $\infty$ , 密勒指数为 100, 所以 ABCD 面的晶向、晶面、晶面族分别为 $\langle 100 \rangle$ 、 $(100)$ 、 $\{100\}$ 。同样 BEFC 面的晶向、晶面、晶面族分别为 $\langle 010 \rangle$ 、 $(010)$ 、 $\{010\}$ 。CFGD 面的晶向、晶面、晶面族分别为 $\langle 001 \rangle$ 、 $(001)$ 、 $\{001\}$ 。

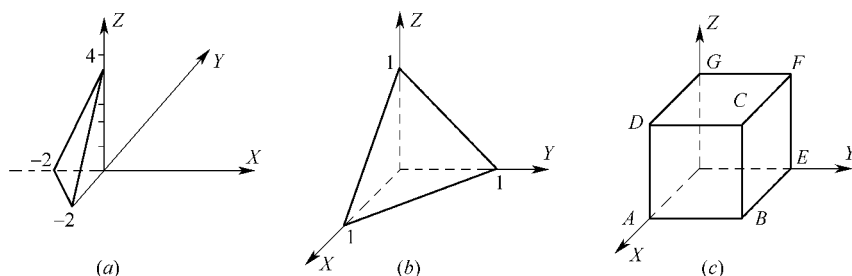


图 9-2 晶向与晶面图

由于是立方晶体, ABCD、BEFC、CFGD 3 个面的特性是一样的, 因此 $\langle 100 \rangle$ 、 $\langle 010 \rangle$ 、 $\langle 001 \rangle$ 有时可通用, 均可用 $\langle 100 \rangle$ 表示。这是泛指, 如指某一固定的晶向时, 则不能通用。

对于同一个单晶硅晶体, 不同的晶面上原子分布不同, 各个晶面所表现的物理性质也不同, 压阻效应也不同。硅压阻传感器的硅芯片, 就是选择压阻效应最大的晶向来布置电阻条的。常用的晶向为 $\langle 001 \rangle$ 、 $\langle 011 \rangle$ 、 $\langle 111 \rangle$  3 个晶向, 通常在这 3 个晶向上扩散电阻有最大压阻系数。

### 9.3 压阻系数

应力作用在单晶硅上, 由于压阻效应, 硅晶体的电阻发生变化。电阻的相对变化 $\Delta R/R$ 与应力的关系如式(9-9)所示。在正交坐标系统, 坐标轴与晶轴一致时, 有

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_l \sigma_l + \pi_t \sigma_t + \pi_s \sigma_s \quad (9-9)$$

式中  $\sigma_l$ ——纵向应力;  
 $\sigma_t$ ——横向应力;  
 $\sigma_s$ ——与纵向应力和横向应力垂直的应力;  
 $\pi_l$ ——纵向压阻系数;  
 $\pi_t$ ——横向压阻系数;  
 $\pi_s$ ——与纵向和横向垂直的压阻系数。

由于 $\sigma_s$ 一项比 $\sigma_t$ 和 $\sigma_l$ 小很多, 一般略去。 $\pi_l$ 表示应力作用方向与通过压阻元件的电流方向一致,  $\pi_t$ 表示应力作用的方向与通过压阻元件的电流方向垂直。

当硅晶体的晶轴与立方晶体晶轴有偏离时, 电阻的变化率表示为

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_l \sigma_l + \pi_t \sigma_t \quad (9-10)$$

在此情况下,式中的  $\pi_l$ 、 $\pi_t$  值可用  $\pi_{11}$ 、 $\pi_{12}$ 、 $\pi_{44}$  表示为

$$\begin{aligned}\pi_l &= \pi_{11} - 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^2 m_1^2 + n_1^2 l_1^2 + m_1^2 n_1^2) \\ \pi_t &= \pi_{12} + (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^2 l_2^2 + m_1^2 m_2^2 + n_1^2 n_2^2)\end{aligned}\quad (9-11)$$

式中  $\pi_{11}$ 、 $\pi_{12}$ 、 $\pi_{44}$ ——压阻元件的纵向、横向及剪切向压阻系数；

$l_1$ 、 $m_1$ 、 $n_1$ ——压阻元件纵向应力相对于立方晶轴的方向余弦；

$l_2$ 、 $m_2$ 、 $n_2$ ——压阻元件横向应力相对于立方晶轴的方向余弦；

$\pi_{11}$ 、 $\pi_{12}$ 、 $\pi_{44}$ ——硅、锗之类半导体材料独立的 3 个压阻系数。

以上各系数由实测的结果获得。室温下单晶硅  $\pi_{11}$ 、 $\pi_{12}$  和  $\pi_{44}$  的数值见表 9-1。从表可以看出,对于 P 型硅  $\pi_{44}$  远大于  $\pi_{11}$ 、 $\pi_{12}$  因而在计算时,只取  $\pi_{44}$ 。对于 N 型硅  $\pi_{44}$  较小,  $\pi_{11}$  最大  $\pi_{12} \approx 1/2\pi_{11}$  因而在计算时只取  $\pi_{11}$  和  $\pi_{12}$ 。

表 9-1  $\pi_{11}$ 、 $\pi_{12}$ 、 $\pi_{44}$  的数值 /  $10^{-11} \text{ m}^2 \text{ N}^{-1}$

晶 体	导 电 类 型	电阻率 / $\Omega \cdot \text{cm}$	$\pi_{11}$	$\pi_{12}$	$\pi_{44}$
Si	P	7.8	+6.6	-7.1	+138.1
Si	N	11.7	-102.2	+53.4	-13.6

前面已经讲过,单晶硅的晶面虽然很多,但是(100)、(110)、(111)是3个主要晶面。制作压力传感器,总是在某一晶面上选择两个互相垂直的晶向  $\langle h \ k \ l \rangle$  和  $\langle r \ s \ t \rangle$  作为坐标轴,也就是说,扩散电阻要么垂直于 X 轴,要么垂直于 Y 轴,如图 9-3 所示。

实验证明,在(100)晶面上有最大的压阻系数,其晶向为  $\langle 011 \rangle \perp \langle 0\bar{1}1 \rangle$  或  $\langle 011 \rangle \perp \langle 01\bar{1} \rangle$ 。对于 P 型硅来讲,其最大压阻系数为

$$\pi_l = |\pi_t| \leq \pi_{44}/2$$

P 型硅纵横向压阻系数其绝对值相等。

对于 N 型硅来讲,其最大压阻系数为

$$\pi_l = \pi_t = \frac{1}{4}\pi_{11}$$

N 型硅纵横向压阻系数大小相等。

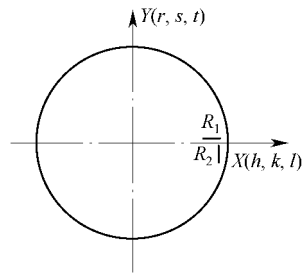


图 9-3 电阻条在晶面上相互垂直的晶向

## 9.4 影响压阻系数的因素

影响压阻系数大小的主要因素是扩散杂质的表面浓度和环境温度。压阻系数与扩散杂质表面浓度  $N_s$  的关系如图 9-4 所示。上面曲线为室温条件下(27℃)P 型硅扩散层的压阻系数  $\pi_{44}$  与表面杂质浓度比的关系曲线;下面曲线为室温条件下 N 型硅扩散层的压阻系数  $\pi_{11}$  与表面杂质浓度  $N_s$  的关系曲线。压阻系数随扩散杂质浓度的增加而减小;表

面杂质浓度相同时, P 型硅的压阻系数值比 N 型硅的(绝对)值高, 因此选 P 型硅有利于提高敏感元件的灵敏度。

压阻系数与环境温度的关系如图 9-5 所示, 图 9-5(a)为 P 型硅压阻系数  $\pi_{44}$  与温度的关系; 图 9-5(b)为 N 型硅压阻系数  $\pi_{11}$  与温度的关系。表面杂质浓度低时, 随温度升高, 压阻系数下降快; 提高表面杂质浓度, 随温度升高, 压阻系数下降趋缓。从温度影响看, 扩散杂质的表面浓度高些好。但从图 9-4 看出, 提高扩散浓度也要降低压阻系数; 而且高浓度扩散时, 扩散层 P 型硅与衬底(膜片)N 型硅间 PN 结耐击穿电压也下降, 从而使绝缘电阻下降。总之, 对压阻系数、绝缘电阻以及温度的影响诸因素要综合考虑。

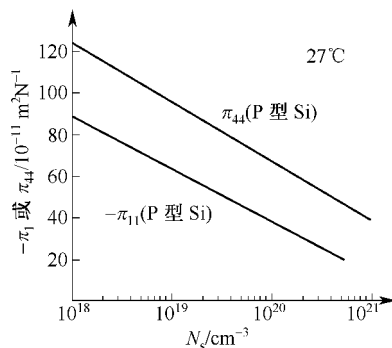


图 9-4 压阻系数与表面杂质浓度的关系

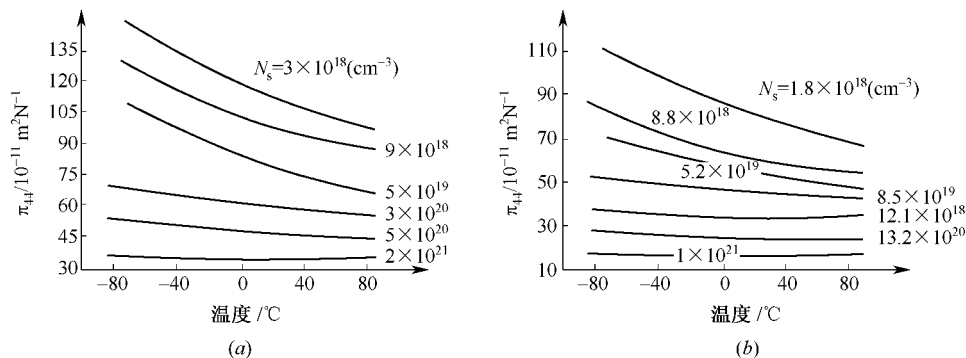


图 9-5 压阻系数与温度的关系

(a) P 型硅; (b) N 型硅。

## 9.5 压阻式传感器的结构与与设计

### 9.5.1 压阻式压力传感器

压阻式压力传感器常采用一种周边固支圆形杯膜片结构的扩散型压阻芯片, 图 9-6 (a)为扩散型硅压阻式传感器结构; (b)为硅膜片尺寸; (c)为应变电阻条排列方式。对于圆形硅杯膜片, 纵向压阻系数  $\pi_l$  和横向压阻系数  $\pi_t$  应该根据压力作用在膜片上面产生的径向应力  $\sigma_r$  与切向应力  $\sigma_t$  来决定(见第 5 章应变式压力传感器平膜片传感器)。

#### 1. 扩散电阻条值及位置的确定

如图 9-7 所示, 在  $\langle 001 \rangle$  晶向的 N 型圆形硅膜片上, 沿  $\langle 011 \rangle$  与  $\langle 0\bar{1}1 \rangle$  二晶向利用扩散的方法扩散出 4 个 P 型电阻, 则  $\langle 011 \rangle$  晶向的两个径向电阻与  $\langle 0\bar{1}1 \rangle$  晶向的两个切向电阻阻值的变化率分别为

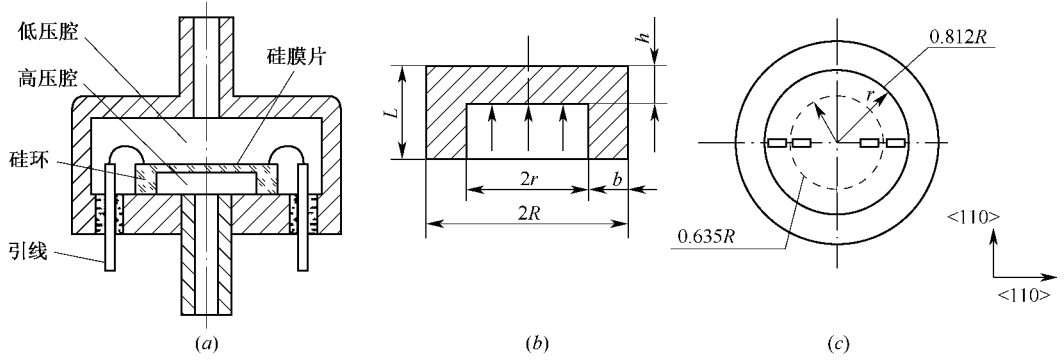


图 9-6 压阻式压力传感器

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r = \sigma_1 \pi_1 + \sigma_t \pi_t = \sigma_r \pi_1 + \sigma_t \pi_t \quad (9-12)$$

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t = \sigma_1 \pi_1 + \sigma_t \pi_t = \sigma_r \pi_1 + \sigma_r \pi_t \quad (9-13)$$

而在  $\langle 011 \rangle$  晶向 纵向和横向压阻系数分别为( $R_1$ 所在晶向)

$$\pi_1 = \frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44}) \approx \frac{1}{2}\pi_{44} \quad (9-14)$$

$$\pi_t = \frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} - \pi_{44}) \approx -\frac{1}{2}\pi_{44} \quad (9-15)$$

在  $\langle 011 \rangle$  晶向 纵向和横向压阻系数为( $R_2$ 所在晶向)

$$\pi_1 = \frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44}) \approx \frac{1}{2}\pi_{44} \quad (9-16)$$

$$\pi_t = \frac{1}{2}(\pi_{11} + \pi_{12} - \pi_{44}) \approx -\frac{1}{2}\pi_{44} \quad (9-17)$$

将在  $\langle 011 \rangle$  晶向 纵向和横向压阻系数表达式(9-14)与式(9-15)代入式(9-12) 并将式(9-16)与式(9-17)代入式(9-13) 并将圆形平膜片上径向应力  $\sigma_r$  与切向应力  $\sigma_t$  的表达式(3-21)与式(3-22)也代入上述二式 则得

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r = -\pi_{44} \frac{3pr^2}{8h^2}(1-\mu) \quad (9-18)$$

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t = \pi_{44} \frac{3pr^2}{8h^2}(1-\mu) \quad (9-19)$$

可见

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r = -\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t$$

作出  $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r$  和  $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t$  与  $r$  的关系曲线(见图 9-7)  $r$  愈大时,  $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r$  与  $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t$  的数值愈大 所以最好将 4 个扩散电阻放在膜片有效面积边缘处(见图 9-8) 可获得较高的灵敏度。

## 2. 两种常用的压阻式压力传感器的设计方法

设计方案 1 这种设计方法是将 4 个电阻沿二晶向扩散在  $r_1 = 0.812r$  处。这时因  $\sigma_t = 0$  只有  $\sigma_r$  存在(见图 3-9) 故式(9-12)与式(9-13)分别为

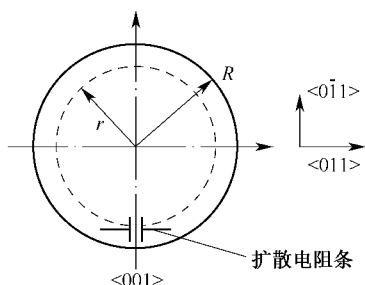
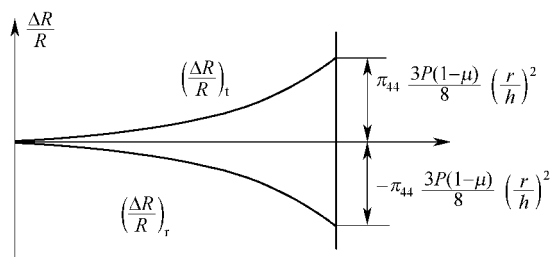


图 9-7 &lt;011&gt; 晶向硅膜片传感器元件

图 9-8  $(\frac{\Delta R}{R})_r$  与  $(\frac{\Delta R}{R})_t$  的曲线

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r = \sigma_r \pi_l ; \quad \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t = \sigma_t \pi_t$$

将式(9-15)和式(9-16)代入上两式,得到

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r = \frac{1}{2} \pi_{44} \sigma_r ; \quad \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t = -\frac{1}{2} \pi_{44} \sigma_t$$

这种方法设计的电阻相对变化率的数值显然要小于第 1 种,大约为 1/3 左右。

设计方案 2,同理在  $r=0.635R$  处  $\sigma_r=0$ ,只有  $\sigma_t$  存在,其电阻的相对变化率的计算表达式与  $r=0.812R$  时相同,只不过表达式中的  $\sigma_r$  换为  $\sigma_t$  ( $r=0.635R$  的切向应力,因为在这点径向应力为零)。

在压阻式压力传感器设计中,为了得到较好的输出线性度,扩散电阻上所受的应变不应过大,这可用限制硅膜片上最大应变不超过  $(400 \sim 500) \times 10^{-6}$  来保证。圆形平膜片上各点的应变可用下列二式来计算:

$$\varepsilon_r = \frac{3p}{8h^2 E} (1 - \mu^2) (a^2 - 3r^2)$$

$$\varepsilon_t = \frac{3p}{8h^2 E} (1 - \mu^2) (a^2 - r^2)$$

式中  $\varepsilon_r$ 、 $\varepsilon_t$ ——径向与切向应变;

$E$ ——弹性模量。单晶硅的弹性模量为:晶向为  $\langle 100 \rangle$  时,  $E = 1.30 \times 10^{11}$  Pa;晶向为  $\langle 110 \rangle$  时,  $E = 1.67 \times 10^{11}$  Pa;晶向为  $\langle 111 \rangle$  时,  $E = 1.87 \times 10^{11}$  Pa。

从图 3-9(a)中可见,膜片边缘处切向应变等于零,径向应变为最大,也就是说膜片上最大应变发生在边缘处。所以设计中,膜片边缘处  $\varepsilon_r$  不应超过  $(400 \sim 500) \times 10^{-6} \mu\varepsilon$ 。也因为边缘应变值最大,所以设计扩散电阻条时,为获得较高灵敏度,要尽量靠近边缘。事实上根据这一要求,令膜片边缘处的径向应变  $\varepsilon_r = (400 \sim 500) \times 10^{-6} \mu\varepsilon$ ,满量程应力  $p$  已知时,利用式径向应变公式就可求出硅膜片的厚度  $h$ 。

利用集成电路工艺制造成的压阻式压力传感器的突出优点之一是尺寸可以做得很小,固有频率很高,因而可以用于测量频率很高的气体或液体的脉动压力。圆形平膜片的固有频率可根据下式计算:

$$f_0 = \frac{2.56h}{\pi a^2} \sqrt{\frac{E}{3(1 - \mu^2)\rho}}$$

式中  $\rho$ ——单晶硅的密度。

### 9.5.2 压阻式加速度传感器

压阻式加速度传感器利用单晶硅作为悬臂梁,如图9-9所示。在其根部扩散出4个电阻,当悬臂梁自由端的质量块受有加速度作用时,悬臂梁受到弯矩作用,产生应力,使4个电阻阻值发生变化。

#### 1. 悬臂梁的应力分析

如果作为悬臂梁的单晶硅衬底采用(001)晶面,沿 $\langle 110 \rangle$ 与 $\langle 1\bar{1}0 \rangle$ 晶向各扩散两个电阻,设在 $\langle 110 \rangle$ 晶向上的扩散电阻相对变化率为 $(\Delta R/R)_1$ ,在 $\langle 1\bar{1}0 \rangle$ 晶向各扩散电阻的相对变化率为 $(\Delta R/R)_2$ ,由材料力学知悬臂梁根部所受的应力为

$$\sigma_1 = \frac{6ml}{bh^2}a$$

式中  $m$ ——质量块的质量;

$b, h$ ——悬臂梁的宽度与厚度;

$l$ ——质量块中心至悬臂梁根部的距离;

$a$ ——加速度。

因为悬臂梁是单向应力元件,所以沿 $\langle 110 \rangle$ 方向的应力为零,即横向应力为零( $\sigma_t = 0$ )。

在 $\langle 1\bar{1}0 \rangle$ 晶向扩散电阻的相对变化率为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_1 = \sigma_1 \pi_1 + \sigma_t \pi_t = \sigma_1 \pi_1 = \frac{1}{2} \pi_{44} \sigma_1 = \pi_{44} \frac{3ml}{bh^2} a \quad (9-20)$$

在 $\langle 110 \rangle$ 晶向上的电阻相对变化率为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_2 = \sigma_1 \pi_1 + \sigma_t \pi_t = \sigma_t \pi_t = -\frac{1}{2} \pi_{44} \sigma_1 = -\pi_{44} \frac{3ml}{bh^2} a \quad (9-21)$$

因为在 $\langle 110 \rangle$ 晶向上,电阻 $R_2$ 纵向应力为零,仅有横向应力 $\sigma_t$ ,与 $\langle 1\bar{1}0 \rangle$ 晶向的纵向应力相等(即与 $R_1$ 的纵向应力相等)。所以 $R_1$ 、 $R_2$ 的电阻相对变化率表示为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_1 = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_2 = \left| -\pi_{44} \frac{3ml}{bh^2} a \right|$$

为保证传感器的输出具有较好的线性度,悬臂梁根部应变不应超过 $(400 \sim 500) \times 10^{-6}$ ,悬臂梁根部应变可用下式计算:

$$\varepsilon = \frac{6ml}{Eb h^2} a$$

#### 2. 悬臂梁的固有频率的计算

压阻式传感器测量振动加速度时,固有频率应按下式来计算:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{Eb h^3}{4ml^3}}$$

如能正确地选择这种加速度传感器的尺寸与阻尼系数,则可用于测量低频加速度与直线加速度。

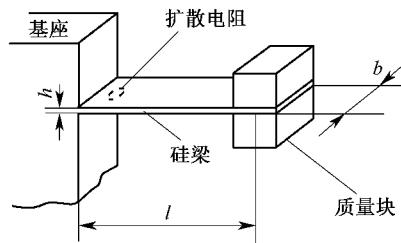


图9-9 压阻式加速度传感器



## 9.6 压阻式传感器的测量电路及补偿

上面已经讨论过压阻式传感器基片上扩散出的 4 个电阻阻值的变化率,这 4 个电阻如何连接才能输出与被测量成比例的信号呢?通常是将 4 个电阻接成惠斯登电桥,并且将阻值增加的两个电阻对接,阻值减小的两个电阻对接,使电桥的灵敏度最大。电桥的电源既可采用恒压源供电也可采用恒流源供电,下面分别讨论。

### 9.6.1 恒压源供电

假设 4 个扩散电阻的起始阻值都相等且为  $R$ ,当有应力作用时,两个电阻的阻值增加,增加量为  $\Delta R$ ,两个电阻的阻值减小,减小量为  $-\Delta R$ ;另外由于温度影响,使每个电阻都有  $\Delta R_T$  的变化量。根据图 9-10,电桥的输出为

$$U_{sc} = U_{BD} = \frac{U(R + \Delta R + \Delta R_T)}{R - \Delta R + \Delta R_T + R + \Delta R + \Delta R_T} - \frac{U(R - \Delta R + \Delta R_T)}{R + \Delta R + \Delta R_T + R - \Delta R + \Delta R_T} \quad (9-22)$$

整理后得

$$U_{sc} = U \frac{\Delta R}{R + \Delta R_T} \quad (9-23)$$

如  $\Delta R_T = 0$ ,即没有温度影响,则

$$U_{sc} = U \frac{\Delta R}{R} \quad (9-24)$$

此式说明电桥输出与  $\Delta R/R$  成正比,也就是与被测量成正比;同时又与  $U$  成正比,这就是说电桥的输出与电源电压的大小与精度都有关。

如  $\Delta R_T \neq 0$  时,则  $U_{sc}$  与  $\Delta R_T$  有关,也就是说与温度有关,而且与温度的关系是非线性的,所以用恒压源供电时,不能消除温度的影响。

### 9.6.2 恒流源供电

恒流源供电时如图 9-11 所示,假设电桥两个支路的电阻相等,即

$$R_{ABC} = R_{ADC} = 2(R + \Delta R_T)$$

故有  $I_{ABC} = I_{ADC} = \frac{1}{2}I$ ,因此电桥的输出为

$$U_{sc} = U_{BD} = \frac{1}{2}I(R + \Delta R + \Delta R_T) - \frac{1}{2}I(R - \Delta R + \Delta R_T)$$

整理后得

$$U_{sc} = I\Delta R \quad (9-25)$$

电桥的输出与电阻的变化量成正比,即与被测量成正比,当然也与电源电流成正比,即输出与恒流源的供给电流大小与精度有关,不受温度影响,这是恒流源供电的优点。使用恒流源供电时,最好一个传感器配备一个恒流源,这在使用中有时是不方便的。压阻式

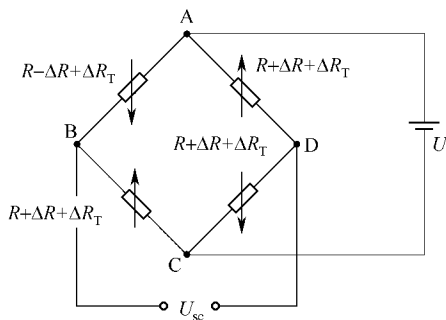


图 9-10 恒压源供电

传感器的常用放大电路如图 9-12 所示,三极管  $V_1$ 、 $V_2$  组成复合管,再与二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  以及电阻  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  构成恒流源电路,供给传感器不随温度变化的恒定电流。结型场效应管  $V_3$ 、 $V_4$  与电阻  $R_4$ 、 $R_5$  构成极源跟随器,将传感器与运算放大器 A 隔离开,使放大器的闭环放大倍数不受传感器输出阻抗的影响。 $R_6$ 、 $R_7$  在线路中可用也可不用。

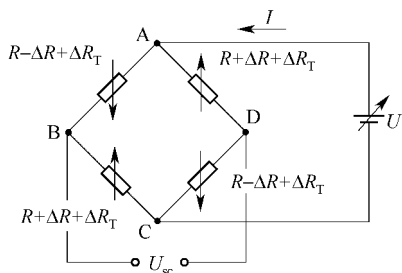


图 9-11 恒流源供电

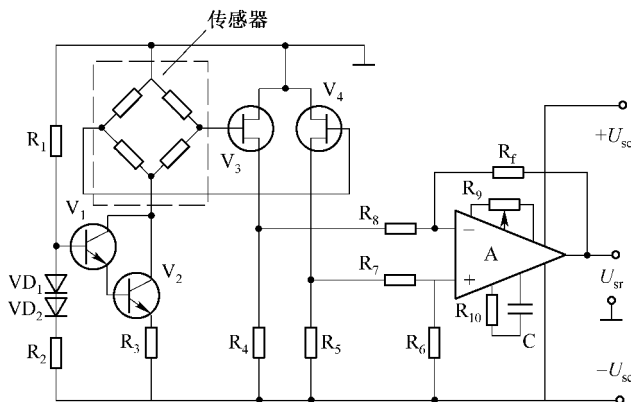


图 9-12 压阻式传感器的常用放大电路

### 9.6.3 减小在扩散工艺中的温度影响

(1) 将 4 个电桥电阻尽量集中于一个小的范围。在扩散电阻形成的工艺过程中,光刻、扩散等工艺会引起电阻条宽度或杂质浓度发生偏差。这就导致各电阻值和温度系数互不相等,造成电桥的不平衡,电桥的输出特性就会受到温度的影响。为使各电阻条阻值做到尽可能一致,除采用精密光刻等保证各电阻条宽度一致外,还应使各电阻的扩散浓度均匀相等,以使电阻温度系数也相等。为此,把电桥的 4 个电阻配置得越近越好。如图 9-7 所示 4 个电阻的配置很集中,因而 4 片电阻的扩散浓度偏差很小。各电阻值和电阻温度系数偏差也减小,所以电桥零点和输出特性受温度影响较小。

(2) 采用复合电阻条减少温度影响。由于扩散工艺过程中硅膜片上的温度分布不均匀,使得硅膜片上不同位置的杂质浓度也不同。这种分布有一定的规律性,它对任意中心点的最大偏差为  $\pm 5\%$ 。

如图 9-13 所示,在(100)面上配置了 8 个电阻条,相互对它们自己中心对称,按图中方式连成电阻桥。这样,电桥的每一臂都由对中心点对称的两个电阻构成复合电阻,即 1 和 2、3 和 4、5 和 6、7 和 8,使得电桥每一臂电阻值和温度系数都可做得很接近,所以电桥零点不随温度变化,也没有零点漂移,表现出良好的温度特性。

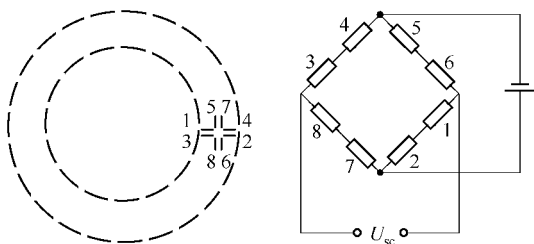


图 9-13 采用复合电阻条减少温度影响

## 9.7 压阻式传感器的应用

由于具有频响高、体积小、精度高、测量电路与传感器一体化等特点,压阻式传感器相当广泛地应用在航天、航空、航海、石油、化工、动力机械、生物医学、气象、地质地震测量等各个领域。

### 1) 生物医学上的应用

小尺寸、高输出和稳定可靠的性能,使得压阻式传感器成为生物医学上理想的测试手段。图 9-14 为一种可直接插入生物体内作长期观测的传感器。这种扩散硅膜片的厚度可仅  $10\text{ }\mu\text{m}$ ,外径可小到  $0.5\text{ mm}$ 。

图 9-15 为一种可以插入心内导管中的压阻式压力传感器。这种传感器的主要技术指标是悬臂梁的固有频率和电桥的输出电压。图中的金属插片是为了对上下两个硅片进行加固用的,硅片与金属插片用绝缘胶粘合。在计算固有频率时应将金属插头、胶合剂的影响考虑进去。为了导入方便,在传感器端部加一塑料囊。这种传感器可以测量心血管、颅内、尿道、子宫和眼球内等的压力。类似的还有脑压传感器、脉搏传感器、食道、尿道压力传感器、小型血液压力传感器、检查青光眼和肾脏中血液压力传感器等。图 9-16 是一种脑压传感器结构图。

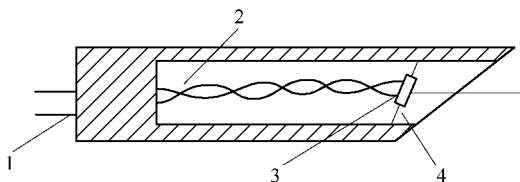


图 9-14 注射针型压阻式压力传感器

1—引出线；2—25号注射针；  
3—硅膜片；4—绝缘材料。

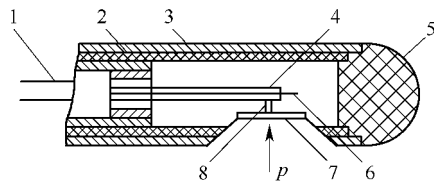


图 9-15 心内导管中的压阻式压力传感器

1—引出线；2—硅橡胶导管；3—圆形金属外壳；  
4—硅梁；5—塑料壳；6—金属插片；  
7—金属波纹膜片；8—推杆。

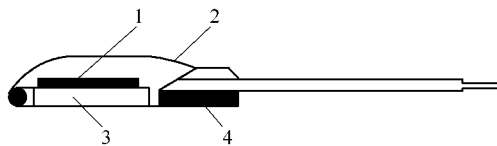


图 9-16 脑压传感器结构图

1—压阻芯；2—硅橡胶；3—玻璃底座；  
4—不锈钢加固板。

### 2) 爆炸压力和冲击波的测量

在爆炸压力和冲击波的测试中,广泛应用压阻式压力传感器。

### 3) 汽车上的应用

用硅压阻式传感器与电子计算机配合可监测和控制汽车发动机的性能,以达到节能

目的。此外还可用来测量汽车启动和刹车时的加速度。

#### 4) 兵器上的应用

由于固有频率高,动态响应快,体积小等特点,压阻式压力传感器适合测量枪炮膛内的压力。测量时,传感器安装在枪炮的身管上或装在药筒底部。另外,压阻式传感器也用来测试武器发射时产生的冲击波。

此外,在石油工业中,硅压阻式压力传感器用来测量油井压力,以便分析油层情况。压阻式加速度计作为随钻测向测位系统的敏感元件,用于石油勘探和开发。在机械工业中,可用来测量冷冻机、空调机、空气压缩机、燃气涡轮发动机等气流流速,监测机器的工作状态。在邮电系统中,用作地面和地下密封电缆故障点的检测和确定,比机械式传感器精确和节省费用。在航运上,测量水的流速,以及测量输水管道、天然气管道内的流速等。

## 第 10 章 热电式传感器

热电式传感器是利用其敏感元件的特征参数随温度变化的特性,对温度及与温度有关的参量进行测量的装置。其中,将温度量转换为电阻和电势是目前工业生产和控制中应用最为普遍的方法。将温度变化转换为电阻变化的称为热电阻传感器;将温度变化转换为热电势变化的称为热电偶传感器。另外,半导体集成温度传感器及利用热释电效应制成的感温元件在测温领域中也得到越来越多的重视。

### 10.1 热 电 偶

#### 10.1.1 热电偶的工作原理

热电偶是利用导体或半导体材料的热电效应将温度的变化转换为电势变化的元件。

所谓热电效应是指两种不同导体 A、B 的两端连接成如图 10-1 所示的闭合回路。若使连接点分别处于不同温度场  $T_0$  和  $T$  (设  $T > T_0$ ) ,则在回路中产生由于接点温度差  $(T - T_0)$  引起的电势差。通常把两种不同金属的这种组合称为热电偶, A 和 B 称为热电极,温度高的接点称为热端(或工作端),温度低的接点称为冷端(或自由端)。

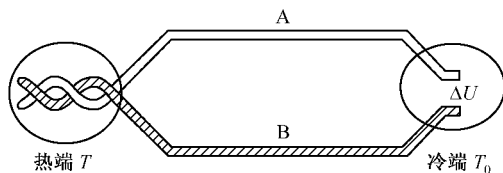


图 10-1 热电效应

热电效应也称塞贝克效应,这一现象在物理学中已做了深入的研究,得到热电偶回路中产生的电势差为

$$E_{AB}(T, T_0) = \frac{\kappa}{e}(T - T_0) \ln \frac{N_A}{N_B} + \int_{T_0}^T (\sigma_A - \sigma_B) dT \quad (10-1)$$

式中  $N_A$ ——材料 A 的电子密度;

$N_B$ ——材料 B 的电子密度;

$\sigma_A$ ——导体 A 的汤姆逊系数;

$\sigma_B$ ——导体 B 的汤姆逊系数;

$e$ ——电子电荷;

$\kappa$ ——玻耳兹曼常数。

从式(10-1)可知,前一项是由于两种不同材料金属连接时产生的接触电势差,取决于材料的电子密度;而后一项是由于同一种材料的均质导体,当两端温度不同时产生的温差电势,即所谓汤姆逊效应。但由于导体汤姆逊效应引起的电势差相比甚小,常可忽略。于是当材料 A、B 的特性( $N_A$ 、 $N_B$ )为已知时,并使一端温度  $T_0$  固定,则待测温度  $T$  是电动势

$E(T, T_0)$  的单值函数。这给工程中用热电偶测量温度带来极大的方便。

为了使热电偶冷端温度  $T_0$  固定, 通常采用一些措施对冷端进行补偿。常用的方法是将冷端置于冰内或恒温槽中, 或采用补偿导线法将热电极冷端延伸, 或通过补偿电桥法补偿冷端的温度变化。

### 10.1.2 热电偶基本定律

从式(10-1)中可以得出热电偶的一些基本定律, 即:

(1) 组成热电偶回路的两种导体材料相同时, 无论两接点的温度如何, 回路总热电势为零;

(2) 若热电偶两接点温度相等, 即  $T = T_0$ , 回路总热电势仍为零;

(3) 热电偶的热电势输出只与两接点温度及材料的性质有关, 与材料 A、B 的中间各点的温度、形状及大小无关;

(4) 在热电偶中插入第 3 种材料, 只要插入材料两端的温度相同, 对热电偶的总热电势没有影响, 这一定律称之为中间导体定律。

中间导体定律对热电偶测温具有特别重要的实际意义。因为利用热电偶来测量温度时, 必须在热电偶回路中接入测量导线或测量仪表, 也就是相当于接入第 3 种材料, 如图 10-2 所示。将热电偶的一个接点分开, 接入第 3 种材料 C。当 3 个接点的温度相同( $T_0$ ) 时, 则不难证明

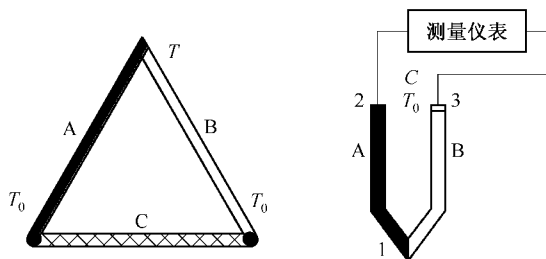


图 10-2 3 种导体形成的回路

$$E_{ABC} = E_{AB}(T_0) + E_{BC}(T_0) + E_{CA}(T_0) = 0 \quad (10-2)$$

如果 A、B 接点的温度为  $T$ , 其余接点的温度为  $T_0$ , 且  $T > T_0$ , 则回路中的总热电势为各接点电势之和, 即

$$E_{ABC} = E_{AB}(T) + E_{BC}(T_0) + E_{CA}(T_0) \quad (10-3)$$

由式(10-2)得

$$E_{AB}(T_0) = -E_{BC}(T_0) - E_{CA}(T_0)$$

因此

$$E_{ABC}(T, T_0) = E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) = E_{AB}(T, T_0) \quad (10-4)$$

由式(10-4)可以看出, 由导体 A、B 组成的热电偶, 当插入第 3 种导体时, 只要该导体两端的温度相同, 插入导体 C 后对回路总的热电势无影响。将第 3 种导体 C 用测量仪表或连接导线代替, 并保持两个接点的温度一致, 这样就可以对热电势进行测量而不影响热电偶的热电势输出。

### 10.1.3 常用热电偶

#### 1. 热电偶的材料

根据热电偶的原理,只要是两种不同金属材料都可以形成热电偶。但是为了保证工程技术中的可靠性以及足够的测量精度,一般说来,要求热电偶电极材料具有热电性质稳定、不易氧化或腐蚀、电阻温度系数小、电导率高、测温时能产生的较大热电势等要求,并且希望这个热电势随温度单值地线性或接近线性变化,同时还要求材料的复制性好、机械强度高、制造工艺简单、价格便宜、能制成标准分度。

应该指出,实际上没有一种材料能满足上述全部要求,因此在设计选用热电偶的电极材料时,要根据测温的具体条件来加以选择。

目前,常用热电极材料分贵金属和普通金属两大类:贵金属热电极材料有铂铑合金和铂;普通金属热电极材料有铁、铜、康铜、考铜、镍铬合金、镍硅合金等,还有铱、钨、钽等耐高温材料。这些材料在国内外都已经标准化。不同的热电极材料的测量温度范围不同,一般可将热电偶用于  $0 \sim 1800$  范围的温度测量。

贵金属热电偶电极直径大多在  $0.13 \text{ mm} \sim 0.65 \text{ mm}$  范围内,普通金属热电偶电极直径为  $0.5 \text{ mm} \sim 3.2 \text{ mm}$ 。热电极有正、负之分,在其技术指标中会有说明,使用时应注意到这一点。

#### 2. 热电偶的结构

热电偶的测量端又称为热接点,可以有不同的结构形式,以适应于不同的温度测量环境。热接点从本质上说,都是将两种或两种以上的热电偶材料用各种方法可靠地连接在一起,通常可以采用铰接、焊接、镀层等方法实现。常用的结构形式如图 10-3 所示。

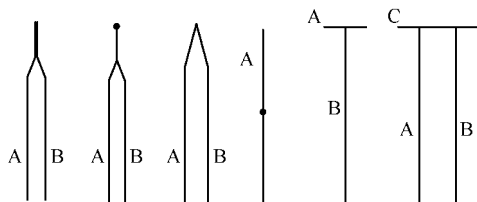


图 10-3 热接点的几种结构

热电偶两热电极之间通常用耐高温材料绝缘。根据被测对象的不同,热电偶的结构形式是多种多样的。常见的结构形式有普通型热电偶、铠装热电偶、薄膜热电偶(片状、针状)等,如图 10-4 所示。

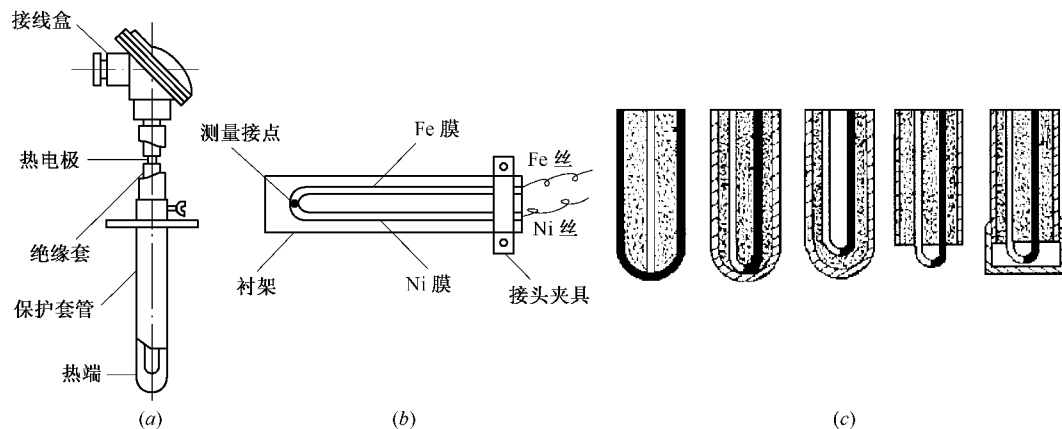


图 10-4 几种热电偶的结构

(a) 普通热电偶结构;(b) 铁—镍薄膜热电偶;(c) 铠装热电偶工作端结构。

## 10.2 热 电 阻

导体(或半导体)的电阻值随温度变化而改变,通过测量其电阻值推算出被测物体的温度,这就是电阻温度传感器的工作原理。电阻温度传感器主要用于测量  $-200 \sim 500$  范围内的温度。

纯金属是热电阻的主要制造材料,热电阻的材料应具有以下特性:

- (1) 电阻温度系数要大而且稳定,电阻值与温度之间应具有良好的线性关系;
- (2) 电阻率高,热容量小,反应速度快;
- (3) 材料的复现性和工艺性好,价格低;
- (4) 在测温范围内化学物理性能稳定。

目前在工业中应用最广的是铂和铜,并已做成标准测温热电阻。

### 10.2.1 铂电阻

铂电阻与温度之间的关系接近于线性,在  $0 \sim 630.74$  范围内可用下式表示:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t + \beta t^2) \quad (10-5)$$

在  $-190 \sim 0$  范围内为

$$R_t = R_0(1 + \alpha t + \beta t^2 + \gamma(t - 100)t^3) \quad (10-6)$$

式中  $R_0$ 、 $R_t$ ——温度为  $0$  及  $t$  时铂电阻的电阻值;

$t$ ——任意温度;

$\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$ ——温度系数,由实验得到: $\alpha = 3.96847 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ ,  $\beta = -5.847 \times 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$ ,  $\gamma = -4.22 \times 10^{-12} \text{ } ^\circ\text{C}^{-4}$ 。

由以上两式看出,当  $R_0$  值不同时,在同样温度下其  $R_t$  值也不同。目前国内统一设计的一般工业用标准铂电阻  $R_0$  值有  $100 \Omega$  和  $500 \Omega$  两种,并将电阻值  $R_t$  与温度  $t$  的相应关系统一列成表格,称其为铂电阻的分度表,分度号分别用 Pt100 和 Pt500 表示,但应注意与我国过去用的老产品的分度号相区分。

铂易于提纯,在氧化性介质中,甚至在高温下其物理、化学性质都很稳定。但它在还原气氛中容易被侵蚀变脆,因此一定要加保护套管。

### 10.2.2 铜电阻

在测量精度要求不高,且测温范围比较小的情况下,可采用铜做热电阻材料代替铂电阻。在  $-50 \sim 150$  的温度范围内,铜电阻与温度呈线性关系,其电阻与温度的函数表达式为

$$R_t = R_0(1 + \alpha t) \quad (10-7)$$

式中  $\alpha = (4.25 \sim 4.28) \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ , 为铜电阻温度系数;

$R_0$ 、 $R_t$ ——温度为  $0$  和  $t$  时铜的电阻值。

铜电阻的缺点是电阻率较低,电阻的体积较大,热惯性也大,在  $100$  以上易氧化,因此,只能用在低温及无浸蚀性的介质中。

我国以  $R_0$  值在  $50 \Omega$  和  $100 \Omega$  条件下,制成相应分度表作为标准,供使用者查阅。



## 10.3 热敏电阻

热敏电阻是利用半导体的电阻值随温度变化这一特性制成的一种热敏元件。其主要特点如下。

(1) 灵敏度高。一般金属当温度变化 1℃ 时,其阻值变化 0.4% 左右,而半导体热敏电阻变化可达 3% ~ 6%。

(2) 体积小。珠形热敏电阻的探头的最小尺寸达 0.2 mm,能测热电偶和其它温度计无法测量的空隙、腔体、内孔等处的温度,如人体血管内的温度等。

(3) 使用方便。热敏电阻阻值范围在  $10^2 \Omega \sim 10^5 \Omega$  之间可任意挑选,热惯性小,而且不像热电偶需要冷端补偿,不必考虑线路引线电阻和接线方式,容易实现远距离测量,功耗小。

热敏电阻一般可分为负温度系数(NTC)热敏电阻器、正温度系数(PTC)热敏电阻器和临界温度电阻器(CTR)3 类。通常,我们说的热敏电阻一般是指 NTC 热敏电阻器。它是由某些金属氧化物的混合物制成。如氧化铜、氧化铝、氧化镍、氧化铈等按一定比例混合研磨、成型、锻烧成块,然后采用不同封装形式制成珠状、片状、杆状、垫圈状等各种形状。改变这些混合物的配比成分就可以改变热敏电阻的温度范围、阻值及温度系数。

### 10.3.1 导电机理

热敏电阻的导电性能主要是由内部的载流子(电子和空穴)密度和迁移率所决定的,当温度升高时外层电子在热激发下,大量成为载流子,使载流子的密度大大增加,活动能力加强,从而导致其阻值的急剧下降。

### 10.3.2 电阻与温度的关系

图 10-5 为热敏电阻的电阻—温度特性曲线。显然,热敏电阻的阻值和温度的关系不是线性的,可由下面经验公式表示:

$$R_T = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \quad (10-8)$$

式中  $R_T$ 、 $R_0$ ——温度  $T$ 、 $T_0$  时的阻值;

$B$ ——热敏电阻的材料常数;常取 2000 K ~ 6000 K;

$T$ ——热力学温度;

$T_0$ ——通常指 0℃ 或室温。

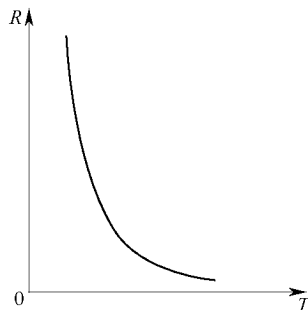


图 10-5 热敏电阻特性曲线  
(10-9)

$$B = \frac{\ln\left(\frac{R_T}{R_0}\right)}{\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)}$$

若定义  $\frac{1}{R_T} \frac{dR_T}{dT}$  为热敏电阻的电阻温度系数  $\alpha_T$ ,则由式(10-8)得

$$\alpha_T = \frac{1}{R_T} \frac{dR_T}{dT} = - \frac{B}{T^2} \quad (10-10)$$

可见  $\alpha_T$  是随温度降低而迅速增大,它是决定热敏电阻在全部工作范围内的温度灵敏度。热敏电阻的测温灵敏度比金属丝的高很多。

### 10.3.3 耗散常数

当热敏电阻器中有电流通过时,温度随焦耳热而上升,这时热敏电阻器的发热温  $T(K)$  和环境温度  $T_0(K)$  以及功率  $P(W)$  三者之间的关系为

$$P = UI = K(T - T_0) \quad (10-11)$$

式中  $K$ ——耗散常数,表示使热敏电阻的温度上升  $1^\circ C$  所需要的功率( $mW/^\circ C$ )。它取决于热敏电阻的形状、封装形式以及周围介质的种类。

### 10.3.4 热敏电阻的电流—电压特性

伏安特性是热敏电阻的重要特性之一。它表示加在热敏电阻上的端电压和通过电阻体的电流在电阻本身与周围介质热平衡时的相互关系,如图 10-6 所示。从图中可以看出:当流过热敏电阻的电流很小时,曲线呈直线状,热敏电阻的伏安特性符合欧姆定律;随着电流的增加,热敏电阻的温度明显增加(耗散功率增加),由于负温度系数的关系,其电阻的阻值减少,于是端电压的增加速度减慢,出现非线性;当电流继续增加时,热敏电阻自身温度上升更快,使其阻值大幅度下降,其减小速度超过电流增加速度,因此,出现电压随电流增加而降低的现象。

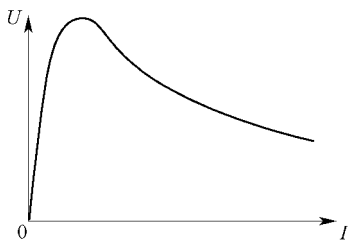


图 10-6 热敏电阻的伏安特性

热敏电阻的伏安特性是表征其工作状态的一个重要特性。它有助于我们正确选择热敏电阻的正常工作范围,例如用于测温和控温以及补偿用的热敏电阻,就应当工作在曲线的线性区,也就是说,测量电流要小。这样就可以忽略电流加热所引起的热敏电阻阻值发生的变化,而使热敏电阻的阻值发生变化仅仅与环境温度(被测温度)有关。如果是利用热敏电阻的耗散原理工作的,如测量流量、真空、风速等,就应当工作在曲线的负阻区(非线性段)热敏电阻使用范围一般是在  $-100 \sim 350^\circ C$  之间,如果要求特别稳定,最高温度最好是  $150^\circ C$  左右。热敏电阻虽然具有非线性特点,但利用温度系数很小的金属电阻与其串联或并联,也可能得到具有一定线性的温度特性。

### 10.3.5 热敏电阻的应用

热敏电阻可以测温。如果把它用于测量辐射,则成为热敏电阻红外探测器。热敏电阻红外探测器由铁、镁、钴、镍的氧化物混合压制成热敏电阻薄片构成,它具有  $-4\%$  的电阻温度系数,辐射引起温度上升,电阻下降,为了使入射辐射功率尽可能被薄片吸收,通常总是在它的表面加一层能百分之百地吸收入射辐射的黑色涂层。这个黑色涂层对于各种波长的入射辐射都能全部吸收,对各种波长都有相同的响应率,因而这种红外探测器是一种“无选择性探测器”。

水箱温度是汽车等车辆正常行使所必测的参数,我们可以用 PTC 热敏元件固定在铜质感温塞内,感温塞插入冷却水箱内。汽车运行时,冷却水的水温发生变化引起 PTC 阻值变化,导致仪表中的加热线圈的电流发生变化,指针就可指示出不同的水温(电流刻度

已换算为温度刻度)。还可以自动控制水箱温度,以防止水温超高。PTC 热敏元件受电源波动影响极小,所以线路中不必加电压调整器。

## 10.4 热释电型温度传感器

压电晶体类中的极性晶体本身具有自发极化特性,其自发极化强度  $P_s$  是温度的函数,当温度高于居里温度  $T_c$  时  $P_s = 0$  (不同材料的  $T_c$  不同)。在居里温度以下,  $P_s$  随温度升高而减小。这类极性晶体中,有些能通过外场改变其自发极化的矢量方向,即:有外场时  $P_s$  方向与外场趋于一致,形成单畴极化,而去掉外场时,仍能保持单畴极化的极性晶体称单畴晶体(热释电体)。有些材料如硫酸三甘酐(TGS)、铌酸锶钡(SBN)、钛酸钡等就属极性晶体类,它们经过单畴极化处理,变成单畴晶体。在稳定状态下,由于热释电体内部具有自发极化,因此,在与自发极化强度方向垂直的晶体的两个表面上产生面束缚电荷,一面为正的束缚电荷,另一面为负的束缚电荷。面束缚电荷密度等于自发极化强度  $P_s$ 。但在稳定状态下,这些面束缚电荷被晶体内部的自由电荷和外部的自由电荷(大气中的浮游电荷)中和而保持电中性。当环境温度变化时,单畴晶体通过晶格吸收红外线而使温度升高,在其居里温度以下,自发极化强度随温度升高而下降,这种变化导致在垂直于自发极化强度方向的晶体外表面上极化电荷的变化,即晶体两端出现随温度变化的开路电压,这种现象称为热释电效应,如图 10-7 所示。在热释电体相对的两个面上制作电极,并在电极间用线连接,则可取出电流或电压。通过检测由此而产生的热释电电流或电压而测量温度的传感器称为热释电型温度传感器。

热释电型传感器多用于红外(热辐射)探测,应注意它是一种交流或瞬时响应的器件,若热释电体的温度处于恒定状态,则检测不到输出,即热释电型传感器对稳定或不变的辐射不做响应。

热释电型传感器常采用如图 10-8 所示的边电极和面电极两种结构。热释电体受到调制频率为  $f$  的辐射照射并吸收其能量,使晶体温度上升,自发极化强度及由此引起面束缚电荷密度均以频率  $f$  周期地变化。如果  $f > 1/\tau$  ( $\tau$  是指晶体内部和外部的自由电荷与面束缚电荷发生中和过程的平均时间。一般  $\tau$  为数秒到数小时,而晶体的自发极化的弛豫时间很短,约为  $10^{-12}$  s) 则晶体内部自由电荷来不及中和面电荷,结果使晶体在垂直自发极化强度方向的两侧出现开路交流电压,如果接上电阻,就会有电流通过,输出电压信号为

$$U_L = AR_L \left( \frac{dP_s}{dT} \right) \left( \frac{dT}{dt} \right) \quad (10-12)$$

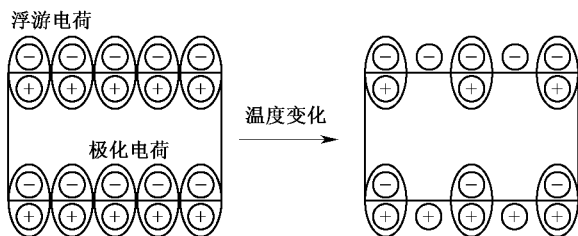


图 10-7 热释电体产生表面电荷示意图

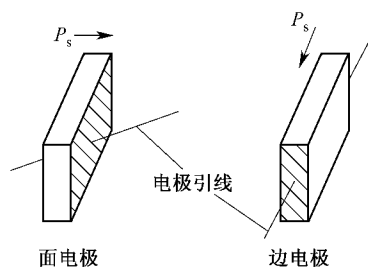


图 10-8 热释电传感器结构

式中  $A$ ——灵敏面(受光面)面积( $\text{cm}^2$ ) ;

$R_L$ ——负载电阻( $\Omega$ ) ;

$\frac{dP_s}{dT}$ ——材料的热释电系数( $\times 10^{-8} \text{c}/\text{cm}^2 \cdot \text{K}$   $\rho$  为比热容)。

式(10-12)表明,热释电传感器的响应正比于温度变化率  $dT/dt$ ,而与入射辐射达到热平衡的时间无关。显然,热释电型传感器比其它热电式传感器响应速度快。

热释电型传感器为一电容性元件,其阻抗大于  $10^{10} \Omega$ ,因此传感器输出必须与高输入阻抗、低噪声的前置放大器相连。实际使用中,通常第1级用场效应管,为了减小外界振动的影响,场效应管常与传感器组装在一起,其原理电路及等效电路如图10-9所示。

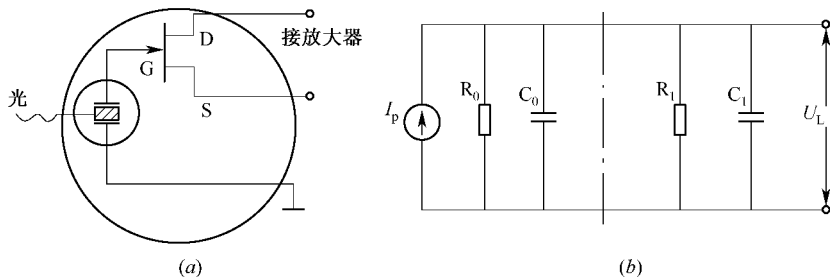


图 10-9 热释电传感器原理电路和等效电路

(a) 原理电路 ; (b) 等效电路。

$I_p$ —热释电流 ;  $R_0$ —传感器内阻 ;  $C_0$ —极间电阻 ;

$C_1$ —输入电容 ;  $R_i$ —前置放大器的输入电阻。

热释电型传感器材料的选择标准是要求材料的热释电系数大,电阻率及其随温度的变化和热容量特别小,元件静电容大。几种常用的热释电传感器有 TGS、SBN、PZT 和  $\text{LiTaO}_3$  等。TGS 发展最早且较成熟,但其居里温度低 ( $T_C = 49^\circ\text{C}$ ),为水溶液晶体,稳定性差。SBN 在大气中稳定,有较高的热释电系数,响应快 ( $\tau < 1 \text{ms}$ ),在光通信、雷达中得到应用。 $\text{LiTaO}_3$  居里温度高,在  $-20 \sim 100^\circ\text{C}$  的环境温度区域内,可获得一定的灵敏度,其响应时间可达  $500 \text{ps}$ ,响应比光电三极管还好。对于采用居里温度更高的热释电体,不存在热释电系数随温度变化的问题,但有可能受组合的场效应管的温度特性变化的限制。

## 10.5 半导体集成温度传感器

半导体集成温度传感器是利用半导体 PN 结的正向压降随温度升高而近乎线性下降的特性制成的。其温度灵敏度高、线性度好。但测温范围仅为  $-80 \sim +150^\circ\text{C}$ 。

利用集成电路工艺已制成的半导体集成温度传感器有 :

(1) 脉冲信号型,如 SWC,其灵敏度为 10 个脉冲/  $^\circ\text{C}$  ;

(2) 电压型,如 ICL8073,其灵敏度为  $1 \text{mV}/^\circ\text{C}$  ;

(3) 电流型,如 AD590,其灵敏度为  $1 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$  。

当保持 PN 结电流或晶体管的基极—射极电流不变时,采用二极管或晶体管也能得到比较理想的测温效果。

## 第 11 章 光电式传感器

光电式传感器是利用光电器件把光信号转换成电信号的装置。光电式传感器工作时,先将被测量转换为光量的变化,然后通过光电器件再把光量的变化转换为相应的电量变化,从而实现非电量的测量。光电式传感器的核心(敏感元件)是光电器件,光电器件的基础是光电效应。

光电式传感器结构简单、响应速度快、可靠性较高,能实现参数的非接触测量,广泛应用于各种工业自动化仪表中。

### 11.1 光电式传感器的工作原理及基本组成

光电式传感器可用来测量光学量或测量已先行转换为光学量的其它被测量,然后输出电信号。测量光学量时,光电器件是作为敏感元件使用;而测量其它物理量时,它作为变换元件使用。光电式传感器由光路及电路两大部分组成,光路部分实现被测信号对光量的控制和调制,电路部分完成从光信号到电信号的转换。图 11-1(a)为测量光量时的组成框图,图 11-1(b)是测量其它物理量时的组成框图。

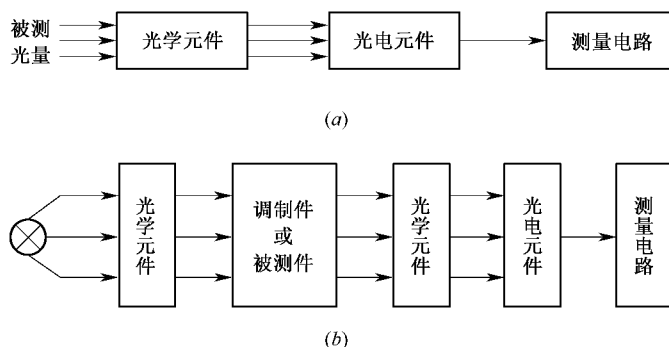


图 11-1 光电式传感器的基本组成

(a) 测量光信号;(b) 测量非光信号。

完成光电测试需要制定一定形式的光路图,光路由光学元件组成。光学元件有透镜、滤光片、光阑、光楔、棱镜、反射镜、光通量调制器、光栅及光导纤维等。通过它们实现光参数的选择、调制和处理。在测量其它物理量时,还需配以光源和调制件。常用的光源有白炽灯、发光二极管和半导体激光器等,用以提供恒定的光照条件;调制件是用来将光源提供的光量转换成能与被测量相对应变化的光量的器件,调制件的结构依被测量及测量原理而定。

常用的光电转换元件有真空光电管、充气光电管、光电倍增管、光敏电阻、光电池、光电二极管及光电三极管等,它们的作用是检测照射其上的光通量。选用何种形式的光电转换元件取决于被测参数所需的灵敏度、响应的速度、光源的特性及测量环境和条件等。

## 11.2 光电式传感器中的敏感元件

光电式传感器是以光为媒介,以光电效应为基础的传感器。我们知道,当光照射在某些物体上时,光能量作用于被测物而释放出电子,这种现象称为光电效应。所放出的电子叫光电子,能产生光电效应的敏感材料称作光电材料。光电效应一般分为外光电效应和内光电效应两大类。根据这些效应可以做出相应的光电转换元件,简称光电元件或光敏器件。

### 11.2.1 外光电效应型光电器件

当光照射到金属或金属氧化物的光电材料上时,光子的能量传给光电材料表面的电子,如果入射到表面的光能使电子获得足够的能量,电子会克服正离子对它的吸引力,脱离金属表面而进入外界空间,这种现象称为外光电效应。

根据爱因斯坦的光子假设,光是一粒一粒运动着的粒子流,这些光粒子称为光子。每一光子的能量为  $h\nu$ ,  $\nu$  是光的频率,  $h$  为普朗克常数,  $h = 6.63 \times 10^{-34}$ 。所以,不同频率的光子,具有不同的能量。

在光电效应中,光子打在光电材料上,单个光子把它的全都能量交给光电材料中的自由电子,自由电子的能量增加了  $h\nu$ ,它一部分用来克服金属中正离子对它的引力而做功,即逸出功  $A$ ,另一部分转换为电子的初动能  $mv^2/2$ ,按照能量守恒与转换定律有

$$h\nu = \frac{1}{2}mv^2 + A \quad (11-1)$$

式中  $v$ ——电子逸出时的速度;

$m$ ——电子的质量。

式(11-1)就是爱因斯坦的光电效应方程。从光子假设中可看到:

(1) 当光子能量大于逸出功时,才有光电子发射出来,才能产生光电效应。当光子能量小于逸出功时,不能产生光电效应。当光子的能量恰好等于逸出功时,则光子在此能量下的频率为  $\nu_0$ ,根据式(11-1)则有

$$h\nu_0 = A \quad (11-2)$$

式中  $\nu_0$ ——光电材料产生光电效应的红限频率或波长限。

不同的物质具有不同的红限频率,能引起光电效应的光的频率  $\nu$  必须大于红限频率  $\nu_0$ 。如果入射光的频率低于  $\nu_0$ ,不论光的强度多大,照射时间多长,都不会引起光电效应。所以说某一金属(或某一物质)产生光电效应时,有一定的光频阈值存在。

(2) 光电子初动能决定于光的频率。从光电效应方程可以看出,对于一定的物体来说,电子的逸出功是一定的,因此,光的能量  $h\nu$  越大,光电子的初动能  $mv^2/2$  就越大。光电子的初动能和频率呈线性关系,而和入射光的强度无关。

(3) 光的强度越大,单位时间里入射到金属上的光子数就越多,吸收光子后,从金属

表面逸出的光电子数也越多,因此,光电流也就越大,即饱和光电流或光电子数与光的强度之间成正比关系。

(4) 一个光子的全部能量是一次被一个电子所吸收,无需积累能量的时间,所以光照后,立刻有光电子发射,其时间响应不超过  $10^{-9}$  s,即使入射光照度非常微弱,开始照射后,也几乎立即有光电子发出。

根据此效应做出的光电器件有真空光电管和光电倍增管。

### 1. 光电管及其基本特性

#### 1) 结构与工作原理

光电管有真空光电管和充气光电管两类。两者结构相似,如图 11-2 所示。它们由一个阴极和一个阳极构成,并且密封在一只真空玻璃管内。阴极装在玻璃管内壁上,其上涂有光电发射材料。阳极通常用金属丝弯曲成矩形或圆形,置于玻璃管的中央。当光照在阴极上时,中央阳极可收集从阴极上逸出的电子,在外电场作用下形成电流  $I$ 。

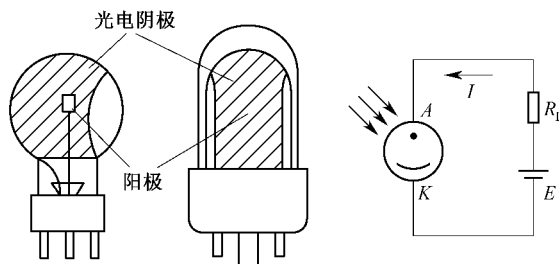


图 11-2 光电管的结构

充气光电管内充有少量的惰性气体如氩或氖,当充气光电管的阴极被光照射后,光电子在飞向阳极的途中,和气体的原子发生碰撞,使气体电离,因此增大了光电流,从而使光电管的灵敏度增加。但导致充气光电管的光电流与入射光强度不成比例关系,因而使其具有稳定性较差、惰性大、温度影响大、容易衰老等一系列缺点。目前由于放大技术的提高,对于光电管的灵敏度不再要求那样严格,况且真空式光电管的灵敏度也正在不断提高。在自动检测仪表中,由于要求温度影响小和灵敏度稳定,所以一般都采用真空式光电管。

#### 2) 主要性能

光电器件的性能主要由伏安特性、光照特性、光谱特性、响应时间、峰值探测率和温度特性来描述。由于篇幅限制,本书仅对最主要的特性做简单叙述。

##### (1) 光电管的伏安特性

在一定的光照下,对光电器件的阴极所加电压与阳极所产生的电流之间的关系称为光电管的伏安特性。真空光电管和充气光电管的伏安特性分别如图 11-3(a)、(b)所示,它是应用光电式传感器参数的主要依据。

##### (2) 光电管的光照特性

当光电管的阳极和阴极之间所加电压一定时,光通量与光电流之间的关系为光电管的光照特性。其特性曲线如图 11-4 所示。曲线 1 表示氧铯阴极光电管的光照特性,光电流  $I$  与光通量呈线性关系。曲线 2 为铯铯阴极的光电管光照特性,它呈非线性关系。光照特性曲线的斜率(光电流与入射光光通量之比)称为光电管的灵敏度。

### (3) 光电管的光谱特性

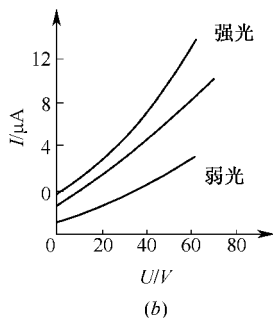
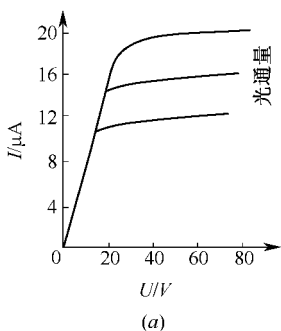


图 11-3 真空光电管和充气光电管的伏安特性  
(a) 真空光电管 (b) 充气光电管。

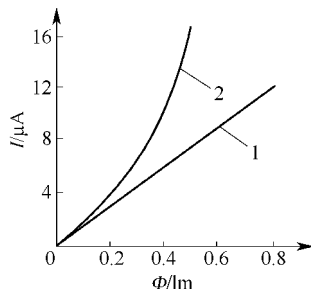


图 11-4 光电管的光照特性

一般对于光阴极材料不同的光电管,它们有不同的红限频率  $\nu_0$ ,因此它们可用于不同的光谱范围。除此之外,即使照射在阴极上的入射光的频率高于红限频率  $\nu_0$ ,并且强度相同,随着入射光频率的不同,阴极发射的光电子的数量也会不同,即同一光电管对于不同频率的光的灵敏度不同,这就是光电管的光谱特性。所以,对各种不同波长区域的光,应选用不同材料的光阴极。

## 2. 光电倍增管及其基本特性

### 1) 结构与工作原理

当入射光很微弱时,普通光电管产生的光电流很小,只有零点几微安,很不容易探测,这时光电倍增管对电流进行放大,图 11-5 是光电倍增管的外形和工作原理图。

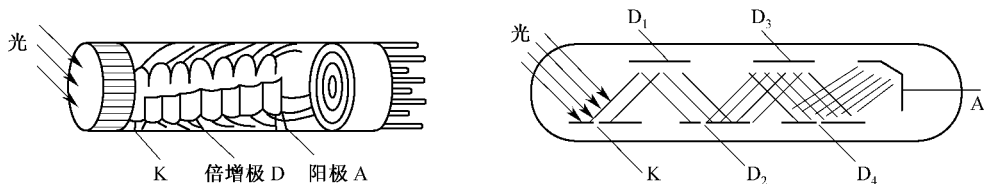


图 11-5 光电倍增管的外形和工作原理

光电倍增管由光阴极、次阴极(倍增电极)以及阳极三部分组成。光阴极是由半导体光电材料铯铷做成。次阴极是在镍或钢一铍的衬底上涂上铯铷材料而形成的。次阴极多的可达 30 级,通常为 12 级~14 级。阳极是最后用来收集电子的。它输出的是电压脉冲。

光电倍增管除光阴极外,还有若干个倍增电极。使用时在各个倍增电极上均加上电压。阴极电位最低,从阴极开始,各个倍增电极的电位依次升高,阳极电位最高。同时这些倍增电极用次级发射材料制成,这种材料在具有一定能量的电子轰击下,能够产生更多的“次级电子”。由于相邻两个倍增电极之间有电位差,因此,存在加速电场,对电子加速。从阴极发出的光电子,在电场的加速下,打到第 1 个倍增电极上,引起二次电子发射。每个电子能从这个倍增电极上打出 3 倍~6 倍个次级电子,被打出来的次级电子再经过电场的加速后,打在第 2 个倍增电极上,电子数又增加 3 倍~6 倍,如此不断倍增,阳极最



后收集到的电子数将达到阴极发射电子数的  $10^5$  倍  $\sim 10^6$  倍,即光电倍增管的放大倍数可达到几万倍到几百万倍。因此光电倍增管的灵敏度就比普通光电管高几万倍到几百万倍,在很微弱的光照时,它就能产生很大的光电流。

## 2) 主要参数

### (1) 倍增系数 $M$

倍增系数  $M$  等于各倍增电极的二次电子发射系数  $\delta_i$  的乘积。如果  $n$  个倍增电极的  $\delta_i$  都一样,则阳极电流  $I$  为

$$I = iM = i\delta_i^n \quad (11-3)$$

式中  $I$  为光电阴极的光电流;  $i$  为初始光电流。光电倍增管的电流放大倍数为

$$\beta = I/i = \delta_i^n \quad (11-4)$$

$M$  与所加电压有关,一般  $M$  在  $10^5 \sim 10^8$  之间。如果电压有波动,倍增系数也要波动,因此  $M$  具有一定的统计涨落。一般阳极和阴极之间的电压为 1000 V  $\sim$  2500 V 之间。两个相邻的倍增电极的电位差为 50 V  $\sim$  100 V 之间。对所加的电压越稳越好,这样可以减少  $M$  的统计涨落,从而减小测量误差。

### (2) 光电阴极灵敏度和光电倍增管总灵敏度

一个光子在阴极上能够打出的平均电子数叫做光电阴极的灵敏度。入射一个光子在阴极上,最后在阳极上能收集到的平均电子数叫做光电倍增管的总灵敏度。

光电倍增管的实际放大倍数或灵敏度如图 11-6 所示。它的最大灵敏度可达  $10^6$  A/lm,极间电压越高,灵敏度越高。但极间电压也不能太高,太高反而会使阳极电流不稳。另外,由于光电倍增管的灵敏度很高,所以不能受强光照射,否则易于损坏。

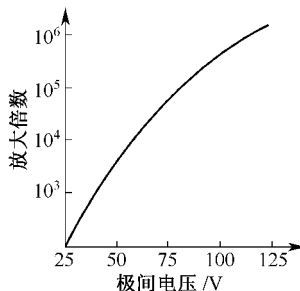


图 11-6 光电倍增管的特性曲线

### (3) 暗电流

一般在使用光电倍增管时,必须把管放在暗室里避光使用,使其只对入射光起作用。但是,由于环境温度、热辐射和其它因素的影响,即使没有光信号输入,加上电压后阳极仍有电流,这种电流称为暗电流。暗电流主要是热电子发射引起,它随温度增加而增加。不过暗电流通常可以用补偿电路加以消除。

### (4) 光电倍增管的光谱特性

光电倍增管的光谱特性与相同材料的光电管的光谱特性很相似。

## 11.2.2 内光电效应型光电器件

内光电效应是指某些半导体材料在入射光能量的激发下产生电子—空穴对,致使材料电性能改变的现象。这种效应可分为因光照引起半导体电阻值变化的光导效应和因光照产生电动势的光生伏特效应两种。基于光导效应的光电器件有光敏电阻;基于光生伏特效应的电光器件有光电池、光敏二极管、光敏三极管、光电位置敏感器件(PSD)。

### 1. 光敏电阻

#### 1) 结构和原理

光敏电阻又称光导管,是利用光电导效应制成的。一般选用禁带宽度较宽的半导体

材料作光敏电阻。常用的材料有硫化镉、硫化铅、硫化铊、硫化铋、硒化镉、硒化铅、碲化铅等。它是在绝缘基底上沉积一层半导体薄膜,然后在薄膜面上蒸镀金或钨等金属,形成梳状电极而成。图 11-7(a)是它的结构及代表符号。其工作原理是:当入射光照到半导体上时,光子的能量如果大于禁带宽度,则电子受光子的激发由价带越过禁带跃迁到导带,在价带中就留有空穴,在外加电压下,导带中的电子和价带中的空穴同时参与导电,即载流子数增多,因此使电阻率下降。当入射光的波长很长时,被吸收的光子还会改变导带中的电子迁移率,使电阻率改变。由于光的照射,使半导体的电阻变化,所以称为光敏电阻。

如果把光敏电阻连接到外电路中,在外加电压的作用下,用光照射就能改变电路中电流的大小,图 11-7(b)为光敏电阻的接线电路。光敏电阻在受到光的照射时,由于内光电效应使其导电性能增强,电阻  $R_0$  值下降,所以流过负载电阻  $R_L$  的电流及其两端电压也随之变化。光线越强,电流越大。当光照停止时,光电效应消失,电阻恢复原值,因而可将光信号转换为电信号。

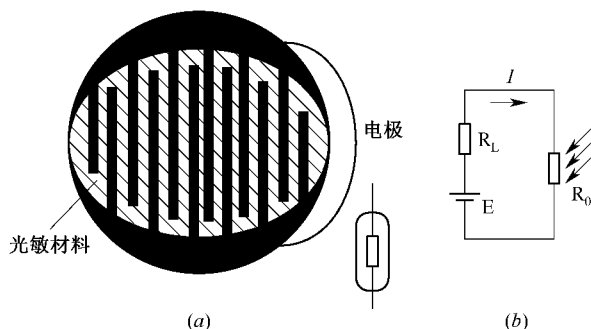


图 11-7 光敏电阻的结构  
(a) 结构及代号;(b) 接线电路。

并非一切纯半导体都能显示出光电特性。对于不具备这一特性的物质可以加入杂质使之产生光电效应。用来产生这种效应的物质由金属的硫化物、硒化物、碲化物等组成。

光敏电阻具有很高的灵敏度、很好的光谱特性、很长的使用寿命、高度的稳定性能、很小的体积,以及简单的制造工艺,所以被广泛地用于自动化技术中。光敏电阻的选用取决于它的一系列特性,如暗电流、光电流、光敏电阻的伏安特性、光照特性、光谱特性、频率特性、温度特性以及光敏电阻的灵敏度、时间常数和最佳工作电压等。

## 2) 光敏电阻的特性

### (1) 暗电阻、亮电阻与光电流

光敏电阻在未受到光照时的阻值称为暗电阻,此时流过的电流称为暗电流。在受到光照时的电阻称为亮电阻,此时的电流称为亮电流。亮电流与暗电流之差称为光电流。

一般暗电阻越大,亮电阻越小,光敏电阻的灵敏度越高。光敏电阻的暗电阻的阻值一般在兆欧数量级,亮电阻在几千欧以下。暗电阻与亮电阻之比一般在  $10^2 \sim 10^6$  之间,这个数值是相当可观的。

### (2) 光敏电阻的伏安特性

一般光敏电阻如硫化铅、硫化铊的伏安特性曲线如图 11-8 所示。由曲线可知,所加

的电压越高,光电流越大,而且没有饱和现象。在给定的电压下,光电流的数值将随光照增强而增大。

### (3) 光敏电阻的光照特性

光敏电阻的光照特性用于描述光电流  $I$  和光照强度之间的关系,绝大多数光敏电阻光照特性曲线是非线性的,如图 11-9 所示。不同光敏电阻的光照特性是不相同的。光敏电阻一般用做开关式的光电转换器而不宜用做线性测量元件。

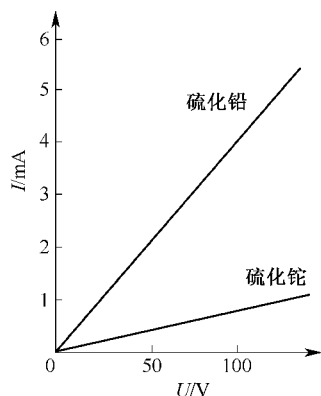


图 11-8 光敏电阻的伏安特性

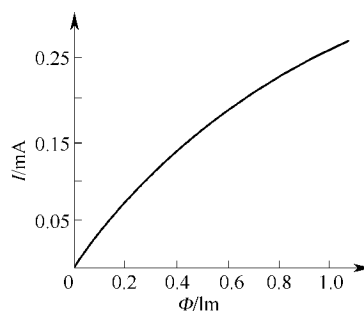


图 11-9 光敏电阻的光照特性

### (4) 光敏电阻的光谱特性

几种常用光敏电阻材料的光谱特性,如图 11-10 所示。对于不同波长的光,不同的光敏电阻的灵敏度是不同的。从图中看出,硫化镉的峰值在可见光区域,而硫化铊的峰值在红外区域。因此在选用光敏电阻时应当把元件和光源的种类结合起来考虑,才能获得满意的结果。

### (5) 光敏电阻的响应时间和频率特性

实验证明,光敏电阻的光电流不能随着光照量的改变而立即改变,即光敏电阻产生的光电流有一定的惰性,这个惰性通常用时间常数  $\tau$  来描述。时间常数为光敏电阻自停止光照起到电流下降为原来的 63% 所需要的时间,因此,时间常数越小,响应越迅速。但大多数光敏电阻的时间常数都较大,这是它的缺点之一。

图 11-11 所示为硫化镉和硫化铅的光敏电阻的频率特性。硫化铅的使用频率范围最大,其它都较差。目前正在通过改进生产工艺来改善各种材料光敏电阻的频率特性。

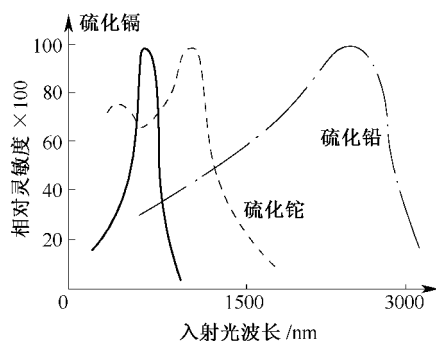


图 11-10 光敏电阻的光谱特性

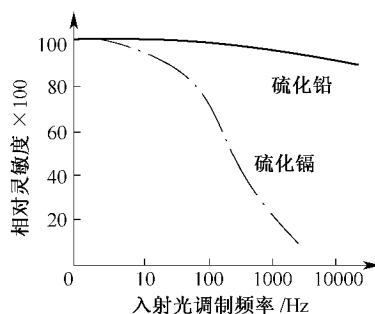


图 11-11 光敏电阻的频率特性

## 2. 光敏二极管和光敏三极管

### 1) 结构和原理

光敏二极管、光敏三极管几乎全用锗或硅材料做成。由于硅管比锗管无论在性能上还是制造工艺上都更为优越,所以目前硅管的发展与应用更为广泛。

光敏二极管是一种 PN 结型半导体元件,其结构和基本使用电路如图 11-12 所示。我们知道,光敏二极管在没有光照射时,反向电阻很大,反向电流很小,反向电流也叫暗电流。当光照射之后,光子在半导体内被吸收,使 P 型中的电子数增多,也使 N 型中的空穴增多,即产生新的自由载流子。这些载流子在结电场的作用下,空穴向 P 型区移动,电子向 N 型区移动,这个过程对外电路来说,就是形成电流的过程。如果入射光的照度变动,则电子和空穴的浓度也跟着相应地变动,因此通过外电路的电流也随之变化,这样就把光信号变成了电信号。

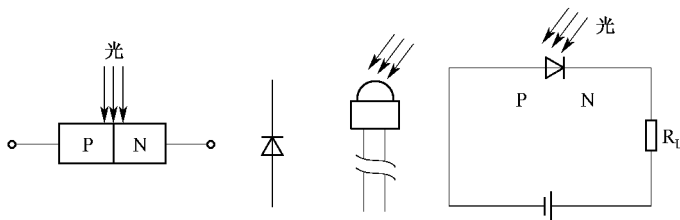


图 11-12 光敏二极管的结构和基本使用电路

光敏三极管的结构与普通三极管很相似,只是它的发射极一边做得很大,以扩大光的照射面积,且其基极往往不接引线。光敏三极管是兼有光敏二极管特性的器件,它在把光信号变为电信号的同时又将信号电流放大。图 11-13 给出了它的结构和基本使用电路。

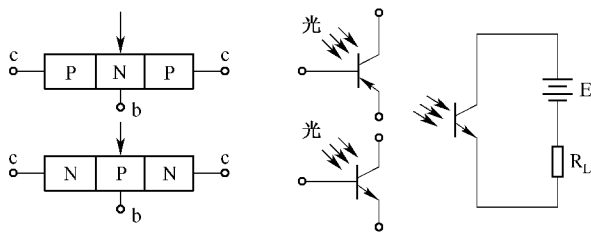


图 11-13 光敏三极管的结构和基本使用电路

采用 N 型单晶和硼扩散工艺的光敏二极管称为  $P^+N$  结构。采用 P 型单晶和磷扩散工艺的称为  $N^+P$  结构。按国内半导体器件命名规定,硅  $P^+N$  结构为 2CU 型,硅  $N^+P$  结构为 2DU 型,硅 NPN 结构为 3DU 型。

### 2) 光敏晶体管的特性

#### (1) 光谱特性

光敏晶体管的光谱特性是光电流随入射光的波长而变化的关系,其光谱特性曲线如图 11-14 所示。从图中可以看出,硅光敏晶体管适用于  $0.4\ \mu\text{m} \sim 1.1\ \mu\text{m}$  波长,最灵敏的

响应波长为  $0.8\ \mu\text{m} \sim 0.9\ \mu\text{m}$  ,而锗光敏晶体管适用于  $0.6\ \mu\text{m} \sim 1.8\ \mu\text{m}$  的波长 ,其最灵敏的响应波长为  $1.4\ \mu\text{m} \sim 1.5\ \mu\text{m}$ 。

由于锗光敏晶体管的暗电流比硅光敏晶体管大 ,故在可见光作光源时 ,都采用硅管 ;但是 ,对红外光源探测时 ,则锗管较为合适。

## (2) 伏安特性

伏安特性是光敏晶体管在光强一定的条件下 ,光电流与外加电压之间的关系。光敏三极管的伏安特性曲线如图 11-15 所示。

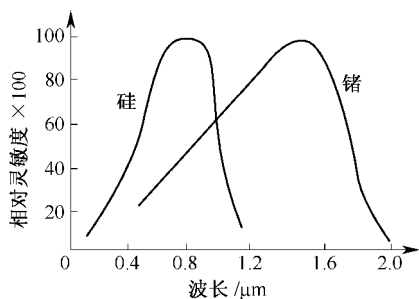


图 11-14 光敏晶体管的光谱特性

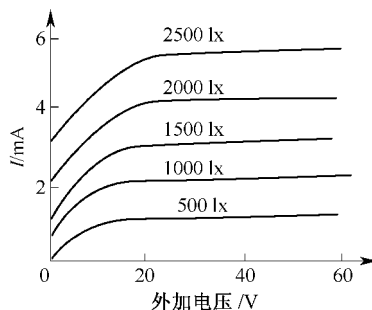


图 11-15 光敏晶体管的伏安特性

## (3) 光照特性

光敏晶体管的光照特性如图 11-16 所示 ,它给出了光敏晶体管的输出电流  $I_o$  和照度  $E$  之间的关系。从图中可以看出它们的关系曲线可近似看做是线性关系。

## (4) 频率特性

光敏晶体管的频率特性是光电流与光强变化频率的关系。光敏二极管的频率特性是很好的 ,其响应时间可以达到  $10^{-7}\text{ s} \sim 10^{-8}\text{ s}$  ,因此它适用于测量快速变化的光信号。光敏三极管由于存在发射结电容和基区渡越时间(发射极的载流子通过基区所需要的时间) ,所以 ,光敏三极管的频率响应比光敏二极管差 ,而且和光敏二极管一样 ,负载电阻越大 ,高频响应越差。图 11-17 给出了硅光敏三极管的频率特性曲线。

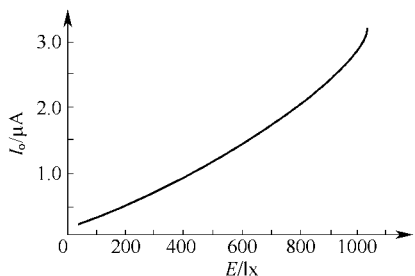


图 11-16 光敏晶体管的光照特性

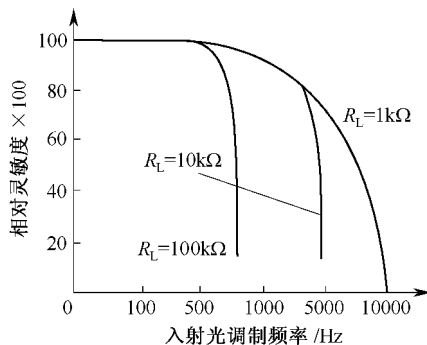


图 11-17 硅光敏晶体管的频率特性

综上所述 ,可以把光敏二极管和三极管的主要差别归纳为 :

## (1) 光电流

光敏二极管一般只有几微安到几百微安,而光敏三极管一般都在几毫安以上,至少也有几百微安,两者相差十倍至百倍。光敏二极管与光敏三极管的暗电流则相差不大,一般都不超过  $1\ \mu\text{A}$ 。

### (2) 响应时间

光敏二极管的响应时间在  $100\ \text{ns}$  以下,而光敏三极管为  $5\ \mu\text{s} \sim 10\ \mu\text{s}$ 。因此,当工作频率较高时,应选用光敏二极管;只有在工作频率较低时,才选用光敏三极管。

### (3) 输出特性

光敏二极管有很好的线性特性,而光敏三极管的线性较差。

## 3. 光电池

光电池实质上就是电压源,它是一种直接将光能转换成电能的光电元件。

光电池的种类很多,但最被人们重视的是硅光电池。这是因为它的性能稳定,光谱范围宽,频率特性好,转换效率高,能耐高温辐射等。它不仅广泛应用于人造卫星和宇宙飞船作为太阳电池,而且也广泛应用于自动检测和其它测试系统中。硒光电池由于其光谱峰值位置在人眼的视觉范围,所以在很多分析仪器、测量仪表中也常常用到。

硅光电池是在一块 N 型硅片上,用扩散的方法掺入一些 P 型杂质形成 PN 结,如图 11-18 所示。

入射光照射在 PN 结上时,若光子能量  $h\nu$  大于半导体材料的禁带宽度  $E$ ,则在 PN 结内产生电子—空穴对,在内电场的作用下,空穴移向 P 型区,电子移向 N 型区,使 P 型区带正电, N 型区带负电,因而 PN 结产生电势。

硒光电池是在铝片上涂硒,再用溅射的工艺,在硒层上形成一层半透明的氧化镉。在正、反两面喷上低融合金作为电极,如图 11-19 所示。在光线照射下,镉材料带负电,硒材料上带正电,形成光电流或电动势。

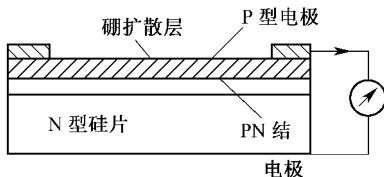


图 11-18 硅光电池结构示意图

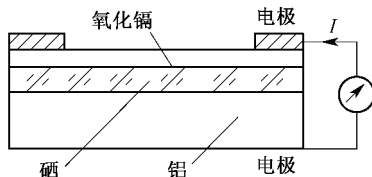


图 11-19 硒光电池结构示意图

对于硅光电池和硒光电池的各种特性,这里就不一一介绍了。图 11-20 至图 11-23 分别给出了它们的光谱特性、光照特性、频率特性及温度特性曲线。从这些特性曲线中,就可以清楚地了解硅光电池和硒光电池的各种性能。

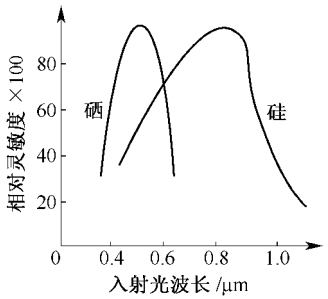


图 11-20 光电池的光谱特性

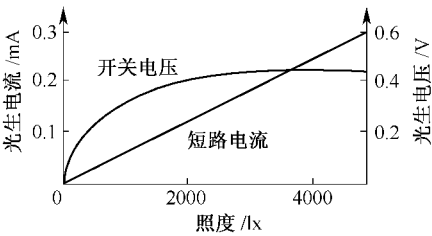


图 11-21 硅光电池的光照特性

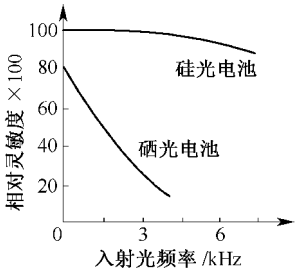


图 11-22 光电池的频率特性

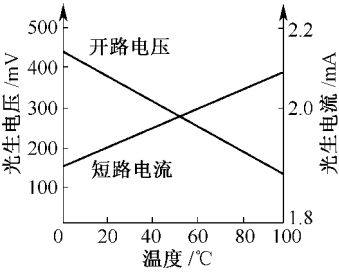


图 11-23 光电池的温度特性

这里需要说明的是所谓光电池的短路电流 ,是指外接负载电阻相对于光电池内阻很小时的光电流。而光电池的内阻是随着光照度的增加而减小的 ,所以在不同光照度下可用大小不同的负载电阻来近似满足“ 短路 ”条件。

4. 光电位置敏感器件(PSD)

半导体位置探测器 (Position Sensitive Detector) 简称为 PSD ,它能连续准确地给出入射光点在光敏面上的位置。PSD 分为一维 PSD 和二维 PSD ,分别可确定光点的一维位置坐标和二维位置坐标。

### 1) PSD 的工作原理

如图 11-24 所示,其 PN 结是由重掺杂的  $P^+$  型半导体和轻掺杂的 N 型半导体构成,和一般的 PN 结一样,由于载流子扩散,在结区建立一个与结面垂直的由 N 指向  $P^+$  的自建内电场。但由于  $P^+$  为重掺杂,载流子密度大,故电导率比 N 区高。因此当入射光照射 A 点时,光生载流电子和空穴集中在 A 点附近的结区,在自建场作用下,空穴进入  $P^+$  区,由于电导率高而很快扩散到整个  $P^+$  区,成为  $P^+$  区近位等电区位,而在 A 点附近 N 区的电子,由于其电导率低而不易扩散,仍集中在 A 点附近,具有高的负电位,因此形成一个平行于结面的横向电场,常称为横向光电效应。

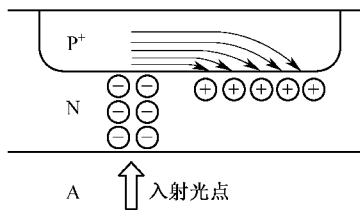


图 11-24 PSD 横向光电效应

实用的 PSD 不是简单的  $P^+N$  结,而是做成  $P^+IN$  结构,具有一般 PIN 光电二极管类似的优点,即由于 I 区较厚而具有更高的光电转换效率、更高的灵敏度和响应速度。其工作原理仍是基于横向光电效应。如图 11-25 所示,表面  $P^+$  层为感光面,两边各有一信号输出电极,中间为 I 层,底层的公共电极是用来加反偏电压的。当入射光照射到光敏面上某点,由于存在平行于结面的横向电场作用,便光生载流子形成向两端电极流动的电流

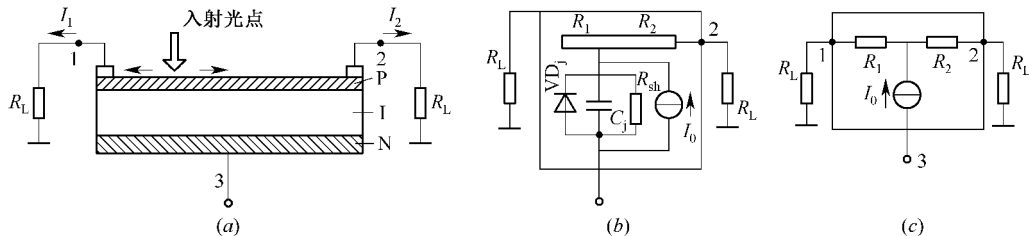


图 11-25 PSD 的结构及工作原理

(a) 截面结构; (b) 等效电路; (c) 简化的等效电路。



$I_1$  和  $I_2$  它们之和等于总电流  $I_0$ 。如果 PSD 面电阻是均匀的, 且其阻值  $R_1$  和  $R_2$  远大于负载电阻  $R_L$ , 则  $R_1$  和  $R_2$  的值仅取决于光点的位置, 即

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{L-x}{L+x} \quad (11-5)$$

式中  $L$ ——PSD 中点到信号电极间的距离;

$x$ ——入射光点距 PSD 中点距离。

将  $I_0 = I_1 + I_2$  与式(11-5)联立得

$$I_1 = I_0 \frac{L-x}{2L} \quad (11-6)$$

$$I_2 = I_0 \frac{L+x}{2L} \quad (11-7)$$

由式(11-6)和式(11-7)可以看出, 当入射光点位置一定时, PSD 单个电极输出电流与入射光强成正比, 而当入射光强不变时, 单个电极的输出电流与入射光点距 PSD 中心的距离  $x$  呈线性关系。若将两个信号电极的输出电流检出后做如下处理, 即

$$P_x = \frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1} = \frac{x}{L} \quad (11-8)$$

则得到一个很有用的结果, 即  $P_x$  只和光点位置有关, 而和入射光强  $I_0$  无关。

## 2) PSD 的结构与特性

### (1) 一维 PSD 的结构

一维 PSD 的结构及等效电路如图 11-26 所示, 其中  $VD_j$  为理想的二极管,  $C_j$  为结电容,  $R_{sh}$  为并联电阻,  $R_p$  为感光层(P 层)的等效电阻。一维 PSD 的输出与入射光点位置之间的关系如图 11-27 所示, 其中  $X_1$ 、 $X_2$  分别表示信号电极的输出信号(光电流)。

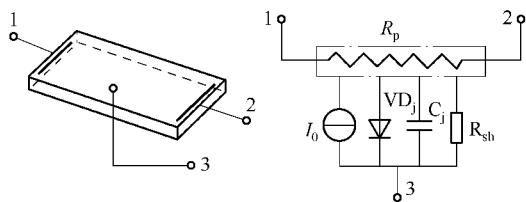


图 11-26 一维 PSD 的结构及等效电路

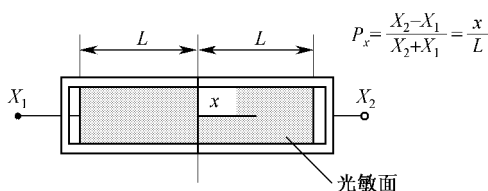


图 11-27 一维 PSD 输出与入射光点位置之间的关系

### (2) 二维 PSD 的结构

二维 PSD 用于测定入射光点的二维坐标, 即在一方形结构 PSD 上有两对互相垂直的输出电极。由于电极的引出方法不同, 二维 PSD 可分为由同一面引出两对电极的表面分流型二维 PSD 和由上、下两面分别引出一对电极的两面分流型二维 PSD。它们的结构及等效电路如图 11-28 和图 11-29 所示。

图中  $X_1$ 、 $X_2$ 、 $Y_1$ 、 $Y_2$  分别为各电极的输出信号光电流,  $x$ 、 $y$  为入射光点的位置坐标, 表面分流型 PSD 暗电流小, 但位置输出非线性误差大; 两面分流型 PSD 线性好, 但暗电流大, 且由于无法引出公共电极而较难加上反偏电压。

对于表面分流型和两面分流型 PSD, 其输出与入射光点位置的关系如图 11-30 所示, 其关系式为

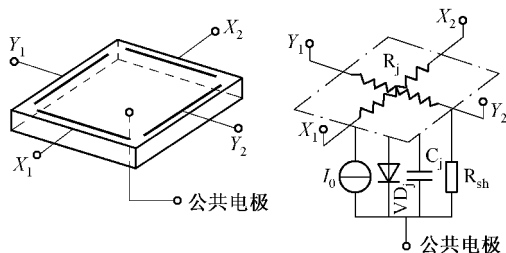


图 11-28 表面分流型二维 PSD 的结构及等效电路

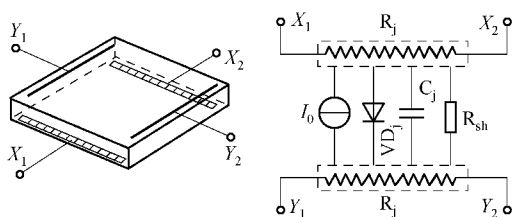


图 11-29 两面分流型二维 PSD 的结构及等效电路

$$P_x = \frac{X_2 - X_1}{X_1 + X_2} = \frac{x}{L}$$

$$P_y = \frac{Y_2 - Y_1}{Y_1 + Y_2} = \frac{y}{L}$$
(11-9)

### (3) PSD 的特性

PSD 与 CCD 都可以作为光点位置的探测,但 PSD 有自身的特点,在许多情况下,更适合于作专用的位置探测器,其突出的特点有:

① 入射光强度和光斑大小对位置探测影响小。如前所述,PSD 的位置探测输出信号和入射光点强度、光斑尺寸大小都无关。入射光强增大,有利于提高信噪比,从而有利于提高位置分辨力。但入射光强不能太大,否则会引起器件的饱和。PSD 的位置输出只与入射光点的“重心”位置有关,而与光点尺寸大小无关,这一显著优点给使用带来很大的方便,但应注意当光点接近光敏面边缘时,部分落在光敏面外,就会产生误差,光点越靠近边缘,误差就越大。为了减小边缘效应,应尽量将光斑缩小,且最好使用敏感面中央部分。

#### ② 反偏压对 PSD 的影响

反偏压有利于提高感光灵敏度和动态响应,但会使暗电流有所增加。

#### ③ 背景光强影响

背景光强度变化会影响位置输出误差。消除背景光影响的方法有两种,即光学法和电学法。光学方法是在 PSD 感光面上加上一透过波长与信号光源匹配的干涉滤光片,滤去大部分的背景光。电学法可以先检测出信号光源熄灭时的光强大小,然后点光源,将检测出的输出信号减去背景光的成分,或采用调制脉冲光作光源,对输出信号进行锁相放大,用同步检波的办法滤去背景光的成分。

#### ④ 环境温度的影响

使用环境温度上升时,暗电流将增大。实验表明,温度上升 1℃,暗电流增大 1.15 倍。这除采用温度补偿方法外,还可采用光源调制、锁相放大解调的方式滤去暗电流的影响。

## 11.3 光电式传感器的类型及设计

### 1. 光电式传感器的类型

光电式传感器的结构包括光路和电路,按测量光路分类,它有 4 种基本型式。

#### 1) 透射式光电传感器

透射式光电传感器是利用光源发出一恒定光通量的光,并使之穿过被测对象,其中部分光被吸收,而其余的光则到达光敏元件上,转变为电信号输出。如图 11-31(a)所示,根据被测对象吸收光通量的多少就可确定出被测对象的特性,此时,光敏器件上输出的光电流是被测对象所吸收光通量的函数。这类传感器可用来测量液体、气体和固体的透明度和混浊度等参数。

## 2) 反射式光电传感器

反射式光电传感器是将恒定光源发出的光投射到被测对象上,由光电器件接收其反射光通量。如图 11-31(b)所示。反射光通量的变化反应出被测对象的特性。如:通过光通量变化的大小,可以反应出被测量物体的表面光洁度;通过光通量的变化频率,可以反应出被测量物体的转速。

## 3) 辐射式光电传感器

这种形式的传感器其光源本身就是被测对象,即被测对象本身是一辐射源。光电器件接收辐射能的强弱变化,如图 11-31(c)所示,光通量的强弱与被测参量例如温度的高低有关。

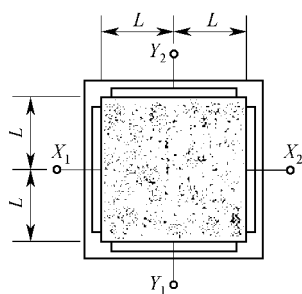


图 11-30 表面分流型和两面分流型二维 PSD 输出与入射光点位置的关系

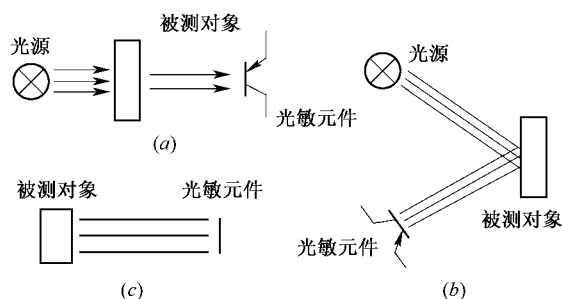


图 11-31 光电式传感器的类型  
(a) 透射式;(b) 反射式;(c) 辐射式。

## 4) 开关式光电传感器

在开关式光电传感器的光源与光敏器件间的光路上,有物体时,光路被切断,没有物体时,光路畅通。光敏元件上表现出有光就有电信号,无光则无电信号,即仅为“0”或“1”的 2 种开关状态。它的用途形式有开关、计数和编码 3 种。

## 2. 光电式传感器的计算

光电式传感器设计计算应考虑光和电两方面的问题。

### 1) 光通量的计算

设光源为一点光源,则光通量是均匀地向所有方向辐射。对于单色光源波长为  $\lambda$  的辐射光通量  $\Phi_\lambda$  可由下式决定:

$$\Phi_\lambda = 4\pi I_\lambda \quad (11-10)$$

式中  $I_\lambda$ ——波长是  $\lambda$  的光源的发光强度。

光电式传感器除了光源和光电器件外,在光路中为了使光线聚焦、平行、改变方向或调制光通量等,还采用透镜、棱镜及其它光学元件,因此应考虑投射于它们的光通量及由此引起的损耗。光学元件(例如透镜)表面所接收的光通量  $\Phi'_\lambda$  仅是  $\Phi_\lambda$  的一部分,大小为

$$\Phi'_{\lambda} = \Omega I_{\lambda} \quad (11-11)$$

式中  $\Omega$ ——光学元件对点光源所张的立体角。

在点光源向各方向均匀辐射时,光通量与穿过的面积成正比:

$$\frac{\Phi'_{\lambda}}{\Phi_{\lambda}} = \frac{A}{4\pi R^2} \quad (11-12)$$

式中  $A$ ——光学元件的面积;

$R$ ——光源与光学元件间的距离,即对应球面( $4\pi R^2$ )的半径。

由光学元件表面的反射而引起的光通量损耗为

$$\Delta\Phi'_{\lambda} = \Phi'_{\lambda}\rho \quad (11-13)$$

式中  $\rho$ ——光谱反射系数。

若考虑光学元件的吸收,则透过光学元件后的光通量为

$$\Phi''_{\lambda} = \Phi'_{\lambda}(1 - \rho)e^{-kl} = \Phi'_{\lambda}(1 - \rho)\tau^l \quad (11-14)$$

式中  $\tau$ ——光谱透射比(透明系数),它为单位光通量在光学元件中经过单位长度后所透过的光通量;

$l$ ——光学元件内光路径的长度;

$k$ ——比例系数。

总之,要按上述原则将光路中各元件的各种损耗逐一算出,以求出能投射到光电元件上的光通量。

## 2) 光电流的计算

设光电元件上能接受到的单色光源的光通量为  $\Phi'''_{\lambda}$ ,光谱灵敏度为  $S_{\lambda}$ ,则光电流为

$$i_{\lambda} = S_{\lambda} \Phi'''_{\lambda} \quad (11-15)$$

若光源能发出各种波长的辐射线,则各种波长的辐射线都要产生光电流,其光电流或积分电流为

$$i = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S_{\lambda} \Phi'''_{\lambda} d\lambda \quad (11-16)$$

式中  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 为光的波长,一般由光电器件的光谱灵敏度范围所决定。

若以  $S$  表示积分灵敏度,  $\Phi$  表示各种波长的总光通量,则光电流  $i$  亦可表示为

$$i = S\Phi \quad (11-17)$$

## 3) 电路的分析和计算

图 11-32 为光电器件与晶体管伏安特性的比较。从图中不难发现,两者的伏安特性

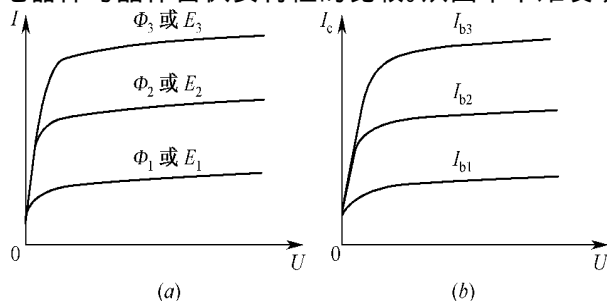


图 11-32 光电器件与晶体管伏安特性的比较

(a) 光电器件; (b) 晶体管。

很相似,其差别仅在于:光电器件的光电流由光通量 $\Phi$ 或照度 $E_v$ 控制,而晶体管的集电极电流 $I_c$ 由基极电流 $I_b$ 控制,因此,光电器件可仿效晶体管放大器的理论进行分析和计算。即如果以输入光通量 $\Phi$ 或照度 $E_v$ 代替晶体管的输入电流 $I_b$ ,以光电器件的灵敏度 $S$ 代替晶体管的电流放大系数 $\beta$ ,就可完全按晶体管放大器的理论分析和计算方法对光电器件进行分析和计算。

## 11.4 光电式传感器的应用

光电式传感器在检测与控制中应用较广,以下是几种光电式传感器的典型应用实例。

### 1. 光电式转速传感器

光电式转速传感器的工作原理如图 11-33 所示。图 11-33(a)是在待测转速轴上固定一带孔的调制盘,在调制盘一边由发光管产生恒定光,透过调制盘上的小孔到达由光敏晶体管组成的光电转换器件上,转换成相应的电脉冲信号,经放大整形电路输出整齐的脉冲信号,转速由该脉冲频率决定。图 11-33(b)是在待测转速轴上固定一个涂有黑白相间条纹的圆盘,它们具有不同的反射率。当转轴转动时,反光与不反光交替出现,光电敏感器件间断地接收光的反射信号,并转换成电脉冲信号。

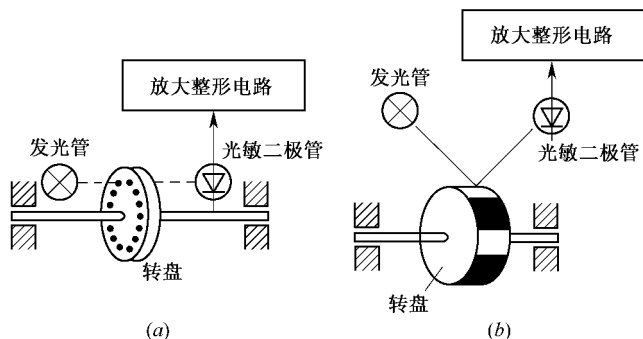


图 11-33 光电式转速传感器工作原理图

### 2. PSD 的应用

PSD 可用于检测入射光点的位置,因此,能用来测量距离(位移)、角度等参数。图 11-34 是 PSD 用于测量距离(位移)的原理图。用 PSD 进行距离的测量是利用光学三角测距的原理,由光源发出的光经透镜 $L_1$ 聚焦后投射向被测体,反射光由透镜 $L_2$ 聚焦到一维 PSD 上。若透镜 $L_1$ 和 $L_2$ 的中心距离为 $b$ ,则根据相似三角形的性质,待测距离为

$$D = \frac{bf}{x} \quad (11-18)$$

因此,只要由 PSD 测出光点位置 $x$ 的坐标值,即可测出被测体的距离。

如果被测体在一维方向移动,即从 A 点移至 B 点,则位移距离为

$$\Delta D = D - D' = \frac{bf}{x} - \frac{bf}{x'} \quad (11-19)$$

对于二维方向移动的被测体,可以利用一个二维 PSD 进行测量,而对于三维空间运动的物体,则需要用两个二维 PSD 进行测量。

### 3. 无触点式路灯控制电路

图 11-35 是无触点式路灯控制电路。在白天,电路中的光敏电阻  $R_p$  因受光照而呈现小电阻,从而使三极管  $V$  饱和导通,可控硅 SCR 截止,双向可控硅 TRIAC 也截止,使路灯熄灭。天黑以后,  $R_p$  的阻值变大,从而使  $V$  截止,可控硅 SCR 被触发导通,进而使双向可控硅 TRIAC 也导通,路灯被点亮。

### 4. 光电式液位传感器

光电式液位传感器是利用光的全反射原理实现液位控制。如图 11-36 所示,发光二极管作为发射光源,当液位传感器的直角三棱镜与空气接触时,由于入射角大于临界角,光在棱镜内发生全反射,大部分光被光敏二极管接收,此时液位传感器的输出便保持在高电平状态;而当液体的液位到达传感器的敏感面时,光线则发生折射,光敏二极管接收的光强明显减弱,传感器输出从高电平状态变为低电平,由此实现液位的检测。

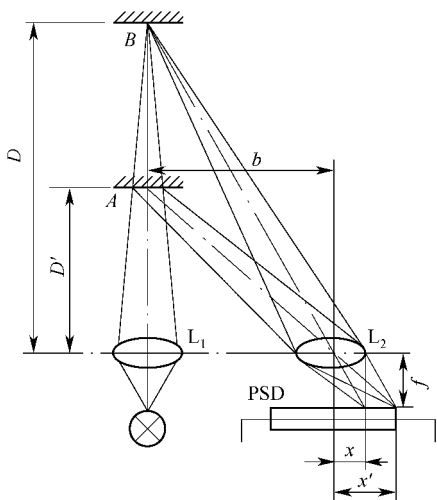


图 11-34 PSD 测距原理

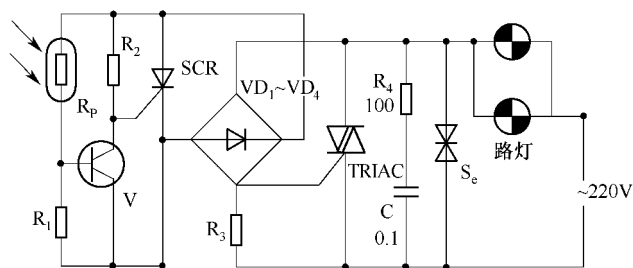


图 11-35 无触点式路灯控制电路

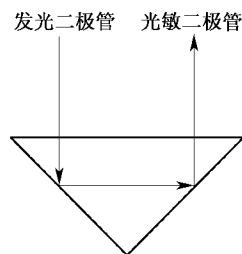


图 11-36 光电式液位传感器

## 第 12 章 固态图像传感器

图像传感器又称为成像器件或摄像器件,可实现可见光、紫外光、X 射线、近红外光等的探测,是现代获取视觉信息的一种基础器件。因其能实现信息的获取、转换和视觉功能的扩展(光谱拓宽、灵敏度范围扩大),能给出直观、真实、多层次、多内容的可视图像信息,图像传感器在现代科学技术中得到越来越广泛的应用。

固态图像传感器是在同一块半导体衬底上布设若干光敏单元与移位寄存器而构成的器件,是一种集成化、功能化的光电器件。光敏单元又称为“像素”或“像点”,不同的光敏单元在空间上、电气上彼此独立。每个光敏单元将自身感受到的光强信息转换为电信号,众多的光敏单元一起工作,即把入射到传感器整个光敏面上按空间分布的光学图像转换为按时序输出的电信号“图像”,这些电信号经适当的处理,能再入射的光辐射图像。

固态图像传感器主要有 5 种类型:电荷耦合器件(CCD, Charge Coupled Device)、荷注入器件(CID, Charge Injection Device)、金属—氧化物—半导体(MOS)、电荷引发器件(CPD, Charge Priming Device)和叠层型摄像器件。其中 CCD 应用最为普遍,本章将着重介绍这类固态传感器。

### 12.1 电荷耦合图像传感器

电荷耦合器件简称 CCD,它是在 MOS 集成电路技术基础上发展起来的,是半导体技术的一次重大突破。CCD 的概念最初于 1970 年由美国贝尔实验室的 W. S. Boyle 和 G. E. Smith 提出,很快有各种实用的 CCD 器件研制出来。由于它具有光电转换、信息存储和延时等功能,而且集成度高、功耗小,所以在固体图像传感、信息存储和处理等方面得到了广泛的应用。

#### 12.1.1 CCD 的基本工作原理

电荷耦合器件的突出特点是以电荷作为信号,而不同于其它大多数器件是以电流或者电压为信号。CCD 的基本功能是电荷的存储和电荷的转移。因此,CCD 工作过程的主要问题是信号电荷的产生、存储、传输和检测。

CCD 按电荷转移信道划分有两种基本类型,一是电荷包存储在半导体与绝缘体之间的界面,并沿界面传输,这类器件称为表面沟道 CCD(简称 SCCD);二是电荷包存储在离半导体表面一定深度的体内,并在半导体体内沿一定方向传输,这类器件称为体沟道或埋沟道器件(简称 BCCD)。下面以 SCCD 为主来讨论 CCD 的基本工作原理。

##### 1. CCD 的 MOS 结构及电荷存储原理

###### 1) 结构

所谓 MOS 是 Metal-Oxide-Semiconductor(金属—氧化物—半导体)的缩写。CCD 可以说是 MOS 电容的一种应用,它是按照一定规律排列的 MOS 电容器阵列组成的移位寄存器,其基本单元的 MOS 电容结构如图 12-1 所示,其中金属为 MOS 结构的电极,称为“栅极”(此栅极材料通常不是用金属而是用能够透过一定波长范围光的多晶硅薄膜)。半导体作为衬底电极,在两电极之间有一层  $\text{SiO}_2$  绝缘体,构成电容,但它具有一般电容所不具有的耦合电荷的能力。MOS 电容上没加电压时,半导体的能带结构如图 12-2(a)所示,从界面层到内部能带都是一样的,即所谓平带条件。对 P 型半导体来说,若在金属—半导体间加正电压  $U_C$ (N 型半导体则加负偏压),空穴受排斥离开表面而留下受主杂质离子,使半导体表面层形成带负电荷的耗尽层(无载流子的本征层),与此同时,氧化层与半导体界面处的电势(称为表面势)发生变化,在耗尽层中电子能量从体内到界面由高向低弯曲,如图 12-2(b)所示。当栅压  $U_C$  增大超过某特征值  $U_{th}$ (阈值)时,能带进一步向下弯曲,以至使半导体表面处的费米能级高于禁带中央能级,半导体表面聚集电子浓度大大增加,形成反型层,如图 12-2(c)所示。把  $U_{th}$  称为 MOS 管的开启电压(或阈值电压)。由于电子大量集聚在电极下的半导体处,并具有较高的势能,可形象地说半导体表面形成对电子的势阱,能容纳聚集电荷。其示意图如图 12-3 所示。

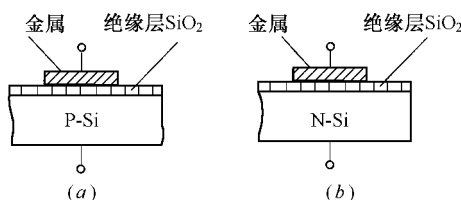


图 12-1 MOS 电容结构

(a) N 沟 ; (b) P 沟。

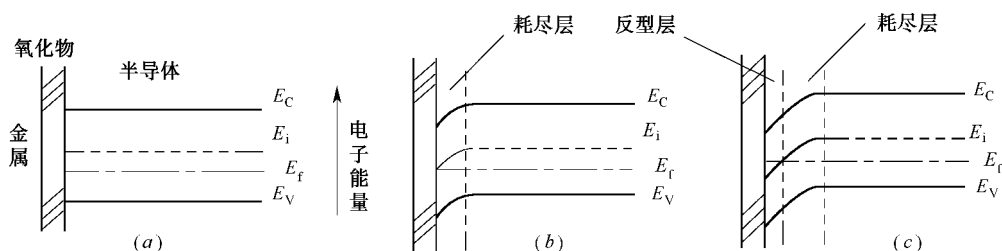


图 12-2 MOS 电容能带图

(a) 平带条件 ; (b) 出现耗尽层  $0 < U_C < U_{th}$  ; (c) 出现反型层  $U_C > U_{th}$ 。 $E_C$ —导带底能量 ;  $E_i$ —禁带中央能级 ;  $E_f$ —费米能级 ;  $E_v$ —价带顶能量。

## 2) 电荷存储原理

当一束光照射到 MOS 电容上时,光子穿过透明电极及氧化层,进入衬底,衬底中处于价带的电子将吸收光子的能量产生电子跃迁,形成电子—空穴对,电子—空穴对在外加电场的作用下,分别向电极两端移动,这就是光生电荷。这些光生电荷将储存在电极形成的势阱中,并加深势阱,此势阱又被称为电荷包。势阱中能容纳多少电子,取决于势阱的



“深浅”,即表面势的大小。势阱能够储存的最大电荷量又称之为势阱容量,它与所加栅压近似成正比。

显然,势阱容纳的电荷多少和该处照射光的强弱成正比,于是,图像景物的不同明暗程度,便转变成 CCD 中积累电荷的多少,也就是说,一幅光图像便转变成一幅电图像。

如果没有光照射时,势阱则聚集热效应电子。这种由于热运动而产生的载流子便是暗电流。不过热电子聚集是非常缓慢的。

## 2. 电荷转移工作原理

从上面的讨论可知,外加在 MOS 电容器上的电压愈高,产生势阱愈深;外加电压一定,势阱深度随势阱中电荷量的增加而线性下降。利用这一特性,通过控制相邻 MOS 电容栅极电压高低来调节势阱深浅,让 MOS 电容间的排列足够紧密,使相邻 MOS 电容的势阱相互沟通,即相互耦合(通常相邻 MOS 电容电极间隙小于  $3\text{ }\mu\text{m}$ ,目前工艺上可做到小于  $0.2\text{ }\mu\text{m}$ ),就可使信号电荷由势阱浅处流向势阱深处,实现信号电荷的转移。

为了让信号电荷按规定的方向转移,在 MOS 电容阵列上加满足一定相位要求的驱动时钟脉冲电压,这样在任何时刻,势阱的变化总朝着一个方向。为了实现这种定向的转移,在 CCD 的 MOS 阵列上划分成以几个相邻 MOS 电荷为一单元的无限循环结构。每一单元称为一位,将每一位中对应位置上的电容栅极分别连到各自共同的电极上,此共同电极称为相线。如 3 个一单元的 MOS 线列,第 1、4、7...电容的栅极连接到同一根相线上,第 2、5、8...连接到第 2 个共同相线,第 3、6、9...则连接到第 3 个共同相线。通常 CCD 有二相、三相、四相等几种结构,它们所施加的时钟脉冲也分别为二相、三相、四相。二相脉冲的两路脉冲相位相差  $180^\circ$ ,三相脉冲及四相脉冲的相位差分别为  $120^\circ$  及  $90^\circ$ 。当这种时序脉冲加到 CCD 的无限循环结构上时,将实现信号电荷的定向转移。

以三相 CCD 为例,每位 3 个电极所加的时钟电压及工作过程如图 12-4 所示,图中表面电势增加方向向下,虚线代表表面电势大小。在  $t=t_1$  时,  $\phi_1$  处于高电平,而  $\phi_2$ 、 $\phi_3$  处于低电平。 $\phi_1$  电极上的栅压大于开启电压,故在  $\phi_1$  电极下形成势阱。如果有光照形成外来信号电荷注入,则电荷将聚集在  $\phi_1$  电极下。当  $t=t_2$  时,  $\phi_1$ 、 $\phi_2$  同时为高电平,  $\phi_3$  为低电平,故  $\phi_1$ 、 $\phi_2$  电极下都形成势阱。由于

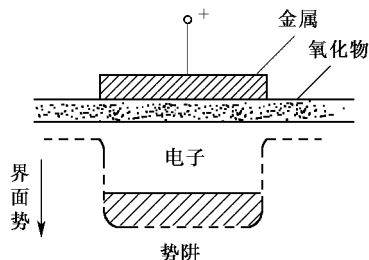


图 12-3 信号电荷势阱

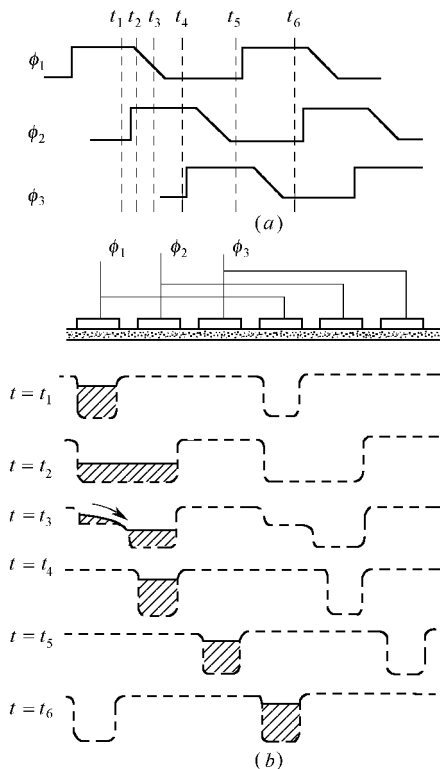


图 12-4 CCD 电荷转移工作原理

两个电极靠得很近,势阱连通,使电荷从 $\phi_1$ 电极下势阱耦合到 $\phi_2$ 电极下。当 $t=t_3$ 时, $\phi_1$ 上的栅压小于 $\phi_2$ 上的栅压,故 $\phi_1$ 电极下的势阱变“浅”,电荷更多地通向 $\phi_2$ 电极下。当 $t=t_4$ 时, $\phi_1$ 、 $\phi_3$ 都为低电平,只有 $\phi_2$ 处于高电平,故电极全部聚集到 $\phi_2$ 电极下,于是实现了电荷从电极 $\phi_1$ 下到 $\phi_2$ 下的转移。经过这样的过程,当 $t=t_5$ 时,电荷包又耦合到 $\phi_3$ 电极下。当 $t=t_6$ 时,电荷包就转移到下一位的 $\phi_1$ 电极下。如此下去,在 CCD 时钟脉冲控制下,信号电荷就如此从一个势阱转向下一个势阱,直到输出。

CCD 电转转移的沟道有 N 沟道和 P 沟道, N 沟道的信号电荷为电子, P 沟道的信号电荷为空穴。前者的时钟脉冲为正极性,后者为负极性,由于空穴的迁移率低,所以 P 沟道 CCD 不太被采用。

### 3. 电荷的注入

CCD 中的信号电荷可以通过光注入和电注入两种方式得到。CCD 用作光学图像传感器时,信号电荷由光生载流子得到,即光注入。光注入方式又可分为正面照射式和背面照射式。图 12-5 为背面照射光注入示意图,如果用透明电极,也可用正面光注入方法。当光照射半导体时,如果光子的能量大于半导体禁带宽度时,光子被吸收产生电子—空穴对,当 CCD 的电极加有栅压时,光照产生的电子被收集在电极下的势阱中,而空穴则迁往衬底。收集在势阱中的电荷包大小与入射光信号大小成正比,使光信号转换为电信号。

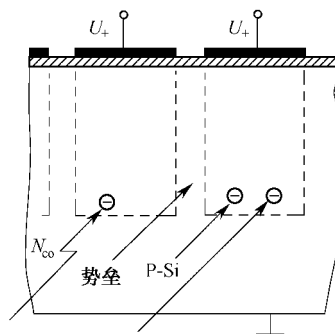


图 12-5 背面照射式注入

当 CCD 用作信号处理或存储器件时,电荷采用电注入方式,即 CCD 通过输入结构对信号电压或电流采样,并转换为信号电荷。常用的输入结构为二极管或几个控制输入栅来实现电输入。

### 4. 电荷的检测(输出方式)

CCD 的输出结构的作用是将信号电荷转换为电流或电压的输出。目前,CCD 的输出方式主要有电流输出、浮置扩散放大器输出和浮置栅放大器输出,通常采用的是浮置栅放大器输出法。

浮置栅放大器输出结构如图 12-6 所示,它通常由输出栅 $\phi_{OG}$ 、输出反偏二极管、复位管 $T_1$ 和输出放大器 $T_2$ 组成,这些元件均集成在 CCD 芯片上。

下面我们以三相 CCD 为例,分析电荷输出原理,其工作过程是(参见图 12-6(a)):信号电荷包在外加驱动脉冲的作用下,在 CCD 移位寄存器中按顺序传送到输出级。当电荷包进入最后一个势阱( $\phi_3$ 下面)中时,复位脉冲 $\phi_R$ 为正,场效应管 $T_1$ 导通,输出二极管 VD 处于很强的反向偏置之下,其结电容 $C_s$ 被充电到一个固定的直流电平 $U_{CC}$ 上,于是输出放大器 $T_2$ 的输出电平 $U_{OG}$ 被复位到一个固定的且略低于 $U_{CC}$ 的正电平上,此电平称为复位电平。当 $\phi_R$ 正脉冲结束后, $T_1$ 截止,由于 $T_1$ 存在一定的漏电流,这漏电流在 $T_1$ 上产生一个小的管压降,使输出电压有一个下跳,其下跳值称为馈通电压。当 $\phi_R$ 为正时, $\phi_3$ 也处于高电位,信号电荷被转移到 $\phi_3$ 势阱中。由于输出栅压 $\phi_{OG}$ 是一个比 $\phi_3$ 低的正电压,因此,信号电荷仍然被保存在 $\phi_3$ 势阱中。但随着 $\phi_R$ 正脉冲的结束,并变得低于

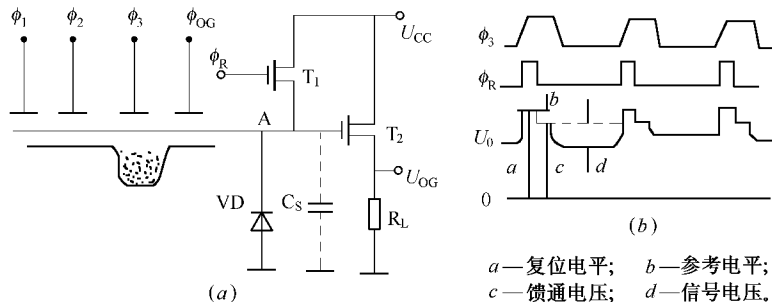


图 12-6 CCD 输出电路结构与输出信号波形

$\phi_{OG}$  电平时, 这时信号电荷进入结电容  $C_s$  后, 信号电荷被送到 A 点的电容上, 即使 A 点电位下降到一个与信号电荷量成正比的电位上, 即信号电荷越多, A 点电位下降越多。与此相应,  $T_2$  输出电平  $U_{OG}$  也跟随下降, 其下降幅度才是真正的信号电压, CCD 输出信号波形如图 12-6(b) 所示。每检测一个电荷包, 在输出端就得到一个负脉冲, 其幅度正比于信号电荷包的大小。不同信号电荷包的大小转换为信号对脉冲幅度的调制, 即 CCD 输出调幅信号脉冲列。

以上分析说明, CCD 输出信号具有以下几个特点:

(1) 每个像元输出的信号浮置在一个正的直流电平(约 7 V ~ 8 V)上, 信号电平在几十毫伏至几百毫伏范围内变化, 呈单极性负向变化。

(2) 输出信号随时间轴按离散形式出现, 每个电荷包对应着一个像元, 中间由复位电平隔离, 要准确检测出像元信号, 必须清除复位脉冲干扰。

(3) 输出信号  $U_s$  与 CCD 输出的电荷量  $Q$  成正比, 与输出结电容  $C_s$  成反比, 即

$$U_s = \frac{Q}{C_s} \quad (12-1)$$

故放大器输出信号电压为

$$U_{OS} = GU_s \quad (12-2)$$

式中  $G$ ——输出放大器的增益。

(4) 禁止 CCD 输出端对地短路。

综上所述, CCD 图像传感器既具有光电转换功能, 又具有信号电荷的存储、转移和检测功能, 它能在一幅空间域分布的光学图像变换成为一系列按时间域分布的离散电信号“图像”。

### 12.1.2 线阵与面阵 CCD 图像传感器

电荷耦合图像传感器从结构上讲可以分为两类: 一类是用于获取线图像的, 称为线阵 CCD; 另一类用于获取面图像, 称为面阵 CCD。线阵 CCD 目前主要用于产品外部尺寸非接触检测、产品表面质量评定、传真和光学文字识别技术等方面, 面阵 CCD 主要应用于摄像领域。目前, 在绝大多数领域里, 面阵 CCD 已取代了普通的光导摄像管。

#### 1. 线阵 CCD 图像传感器

对于线阵 CCD, 它可以直接接收一维光信息, 而不能直接将二维图像转换为一维的

电信号输出,为了得到整个二维图像的输出,就必须用扫描的方法来实现。

线阵 CCD 传感器由光敏区、转移栅、模拟移位寄存器、偏置电荷电路、输出栅和信号读出(检测)电路等几部分组成。线阵 CCD 图像传感器有两种基本形式,即单沟道线阵 CCD 图像传感器和双沟道线阵图像传感器。图 12-7 所示为有  $N$  个光敏单元的线阵 CCD 图像传感器结构。

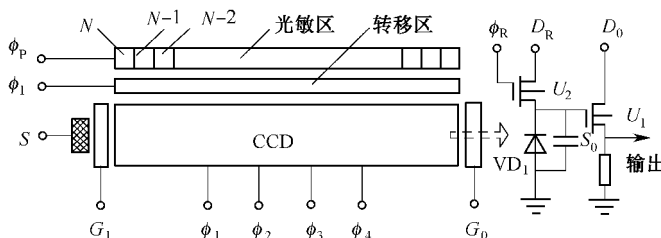


图 12-7 线阵 CCD 图像传感器结构

光敏区由  $N$  个光敏单元排成一列,每个单元为 MOS 电容结构,用透明的低阻多晶硅薄条作为  $N$  个 MOS 电容的共同电极,称为光栅  $\phi_P$ 。MOS 电容的衬底电极半导体 P 型单晶硅,在硅表面相邻敏感单元用沟道隔开,以保证  $N$  个 MOS 电容互相独立。转移栅  $\phi_t$  与光栅  $\phi_P$  一样做成长条结构,位于敏感光栅和 CCD 之间,它用来控制光敏单元势阱中的信号电荷向 CCD 中转移。

CCD 移位寄存器在排列上, $N$  位 CCD 与  $N$  个光敏单元一一对齐,各光敏单元通向 CCD 的各转移沟道之间有沟道隔开,使之只能通向每位 CCD 中某一相。由移位寄存器将信号按序输出。

一般使信号转移时间远小于摄像时间(光积分时间)。转移栅关闭时,光敏单元势阱收集光信号电荷,经过一定的积分时间,形成与空间分布的光强信号对应的信号电荷图像。积分周期结束时,转移栅打开,各光敏单元收集的信号电荷并行地转移到 CCD 移位寄存器的相应单元中。转移栅关闭后,光敏单元开始对下一行图像信号进行积分。而已转移到移位寄存器内的上一行信号电荷,通过移位寄存器串行输出,如此重复上述过程。

## 2. 面阵 CCD 图像传感器

面阵 CCD 图像传感器的感光单元呈二维矩阵排列,能检测二维平面图像。由于传输与读出方式不同,面阵图像传感器有许多类型,常见的传输方式有行传输、帧传输和行间传输 3 种。

行传输(LT)面阵 CCD 的结构如图 12-8(a)所示,它由选址电路、感光区、输出寄存器(即普通结构的 CCD)组成。当感光区光积分结束后,由行选址电路分别一行行地将信号电荷通过输出寄存器转移到输出端。行传输的缺点是需要选址电路,结构较复杂,且在电荷转移过程中,光积分还在进行,会产生“拖影”,故采用较少。

帧传输(FT)面阵 CCD 的结构如图 12-8(b)所示,它由感光区、暂存区、输出寄存器组成。在感光区完成光积分后,先将信号电荷迅速转移到暂存区,然后再从暂存区一行一行地将信号电荷通过输出寄存器转移到输出端。由于这种结构时钟电路简单,拖影问题比 LT 小。

行间传输图像传感器结构如图 12-8(c)所示,其特点是感光区和暂存区行与行相间排列。在感光区结束光积分后,同时将每列信号电荷转移入相邻的暂存区中,然后再进行下一帧图像的光积分,并将暂存区中的信号电荷逐行通过输出寄存器转移到输出端。其优点是不存在拖影问题,但这种结构不适宜光从背面照射。

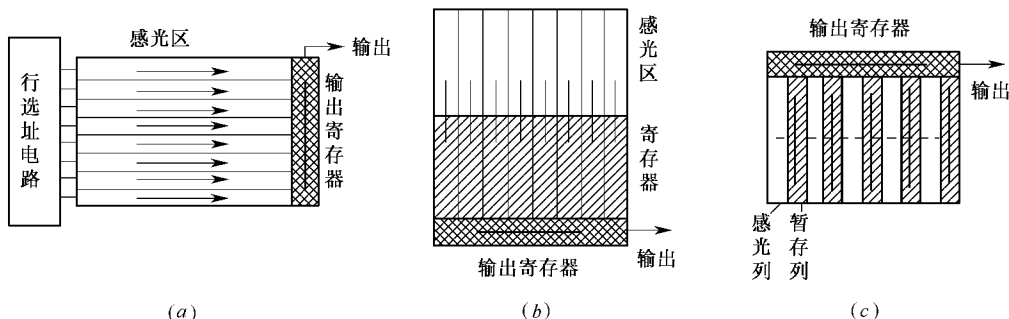


图 12-8 面阵 CCD 图像传感器的结构  
(a) 行传输(LT); (b) 帧传输(FT); (c) 行间传输(ILT)。

### 12.1.3 CCD 图像传感器的特性参数

CCD 器件的性能参数包括灵敏度、分辨力、信噪比、光谱响应、动态范围、暗电流等, CCD 器件性能的优劣可由上述参数来衡量。

#### 1. 光电转换特性

CCD 图像传感器的光电转换特性如图 12-9 所示。图中 x 轴表示曝光量, y 轴表示输出信号幅值,  $Q_{SAT}$  表示饱和输出电荷,  $Q_{DARK}$  表示暗电荷输出,  $E_S$  表示饱和曝光量。

由图可以看出, 输出电荷与曝光量之间有一线性工作区域, 在曝光量不饱和时, 输出电荷正比于曝光量  $E$ , 当曝光量达到饱和曝光量  $E_S$  后, 输出电荷达到饱和值  $Q_{SAT}$ , 并不随曝光量增加而增加。曝光量等于光强乘以积分时间, 即

$$E = HT_{int} \quad (12-3)$$

式中  $H$ ——光强;

$T_{int}$ ——积分时间, 即起始脉冲的周期。

暗电荷输出为无光照射时 CCD 的输出电荷。一只良好的 CCD 传感器, 应具有低的暗电荷输出。

#### 2. 灵敏度和灵敏度不均匀性

CCD 传感器的灵敏度或称量子效率标志着器件光敏区的光电转换效率, 用在一定光谱范围内, 单位曝光量下器件输出的电流或电压表示。实际上, 图 12-9 中 CCD 光电转换特性曲线的斜率就是器件的灵敏度  $S$ :

$$S = Q_{SAT}/E_S \quad (12-4)$$

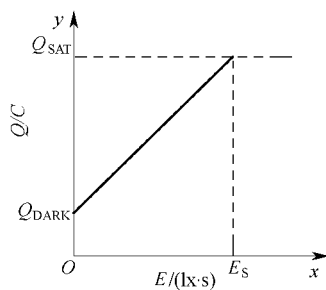


图 12-9 CCD 光电转换特性

理想情况下, CCD 器件受均匀光照时, 输出信号幅度完全一样。实际上, 由于半导体材料不均匀和工艺条件因素影响, 在均匀光照下, CCD 器件的输出幅度出现不均匀现象, 通常用 NU 值表示其不均匀性, 定义如下:

$$NU = \pm \frac{\text{输出最大值} - \text{输出最小值}}{\text{输出最大值} + \text{输出最小值}} \times 100\% \quad (12-5)$$

显然, 器件工作时, 应把工作点选择在光电转换特性曲线的线性区域内(可通过调整光强或积分时间来控制)且工作点接近饱和点, 但最大光强又不进入饱和区, 这样 NU 值减小, 均匀性增加, 提高了光电转换精度。

### 3. 光谱响应特性

CCD 对于不同波长的光的响应度是不相同的。光谱响应特性表示 CCD 对于各种单色光的相对响应能力, 其中响应度最大的波长称为峰值响应波长。通常把响应度等于峰值响应 50% 所对应的波长范围称为波长响应范围。图 12-10 给出了使用硅衬底的不同像元结构的光谱响应曲线。CCD 器件的光谱响应范围基本上是由使用的材料性质决定的, 但是也与器件的光敏元结构和所选用的电极材料有密切关系。目前, 大多数 CCD 器件的光谱响应范围在 400 nm ~ 1100 nm。

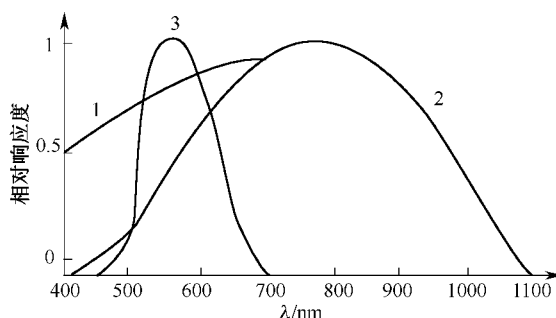


图 12-10 CCD 光谱响应曲线

1—光电二极管像源; 2—光电 MOS 管像源; 3—人眼。

### 4. 暗电流特性和动态范围

CCD 器件在既无光注入又无电注入的情况下的输出信号称为暗信号, 它是由暗电流引起的。

产生暗电流的原因在于半导体的热激发, 主要包括 3 部分:

- (1) 耗尽层产生复合中心的热激发;
- (2) 耗尽层边缘的少数载流子的热扩散;
- (3) 界面上产生中心的热激发。

其中第 1 项的影响是主要的, 所以暗电流受温度的强烈影响且与积分时间成正比。

暗电流的存在, 每时每刻地加入到信号电荷包中, 与图像信号电荷一起积分, 形成一个暗信号图像, 称为固定图像噪声, 叠加到光信号图像上, 降低了图像的分辨力。

另外, 暗电流的存在会占据 CCD 势阱的容量, 降低器件的动态范围。为了减少暗电流的影响, 应当尽量缩短信号电荷的积分时间和转移时间。

CCD 传感器的动态范围 DR 是指饱和输出信号与暗信号之比值。

## 5. 分辨力

分辨力是用来表示能够分辨图像中明暗细节的能力。分辨力通常有两种不同的表示方式：一种是极限分辨力；另一种是调制传递函数。

极限分辨力是指人眼能够分辨的最细线条数，通常用每毫米线对数来表示(LP/mm)。

用人眼分辨的方法带有很大的主观性，为了客观地表示 CCD 传感器的分辨力，一般采用调制传递函数 MTF (Modulation Transfer Function) 来表示。

一黑一白线条为一“线对”，透过对应光的亮度为一明一暗，构成调制信号的一个周期。每毫米长度上所包含的线对数称为空间频率，单位是线对/mm。

设调幅波信号的最大值为  $A_{\max}$ ，最小值为  $A_{\min}$ ，平均值为  $A_0$ ，振幅为  $A_m$ ，如图 12-11 所示，调制度定义为调幅波信号通过器件传递输出后，通常调制度要受到损失而减小。一般来说，调制度随空间频率增加而减小。

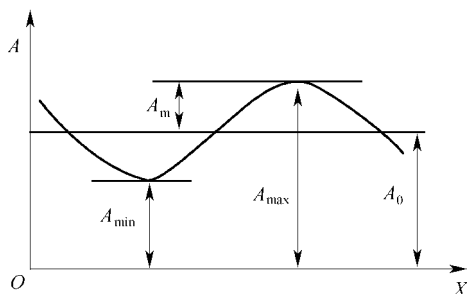


图 12-11 调制度的定义

$$M = (A_{\max} - A_{\min}) / (A_{\max} + A_{\min}) \quad (12-6)$$

MTF 定义为：在各个空间频率下，CCD 器件的输出信号的调制度  $M_{\text{out}}(\nu)$  与输入信号的调制度  $M_{\text{in}}(\nu)$  的比值：

$$\text{MTF}(\nu) = M_{\text{out}}(\nu) / M_{\text{in}}(\nu) \quad (12-7)$$

式中  $\nu$ ——空间频率。

MTF 能够客观地反映 CCD 器件对于不同频率的目标成像的清晰程度。随着空间频率的增加，MTF 值减小。当 MTF 减小到某一值时，图像就不能够清晰分辨，该值对应的空间频率为图像传感器能分辨的最高空间频率。

实际上，调制传递函数不仅与空间频率有关，还受入射光波长的影响。空间频率一定时，波长增加，MTF 值下降。

## 6. 转移效率和工作频率

### 1) 转移效率

CCD 中电荷包从一个势阱转移到另一个势阱时转移效率定义为

$$\eta = \frac{Q_1}{Q_0} \quad (12-8)$$

式中  $Q_1$ ——转移一次后的电荷量；

$Q_0$ ——原始电荷量。

同样可定义转移损耗为

$$\varepsilon = 1 - \eta \quad (12-9)$$

当信号电荷进行  $N$  次转移时,总效率为

$$\frac{Q_N}{Q_0} = \eta^N = (1 - \varepsilon)^N \quad (12-10)$$

由于 CCD 中的电荷要进行成百上千次转移,因此,要求转移效率必须达到 99.99% ~ 99.999%。

## 2) 工作频率

CCD 器件的下限工作频率主要受暗电流限制。为了避免热生少数载流子对注入电荷或光生电荷的影响,电荷从一个电极转移到另一个电极所用的时间必须小于载流子的寿命  $\tau$ 。对于三相 CCD,转移时间

$$t = \frac{T}{3} = \frac{1}{3f} < \tau \quad \text{即} \quad f > \frac{1}{3\tau} \quad (12-11)$$

CCD 器件的上限工作频率主要受电荷转移快慢限制。电荷在 CCD 相邻像元之间移动所需要的平均时间,称为转移时间。为了使电荷有效转移,对于三相 CCD,其转移时应为

$$t \leq \frac{T}{3} = \frac{1}{3f} \quad \text{即} \quad f \leq \frac{1}{3t} \quad (12-12)$$

## 7. CCD 的噪声

CCD 的噪声源可归纳为 3 类:散粒噪声、暗电流噪声和转移噪声。

### 1) 散粒噪声

光注入光敏区产生信号电荷的过程可以看作是独立、均匀连续发生的随机过程。单位时间内光产生的信号电荷数并非绝对不变,而是在一个平均值上作微小波动,这一微小的起伏便形成散粒噪声,又称白噪声。散粒噪声的一个重要性质是与频率无关,在很宽的范围内都有均匀的功率分布。散粒噪声功率等于信号幅度,故散粒噪声不会限制器件的动态范围,但是它决定了 CCD 器件的噪声极限值。特别是当器件在低照度、低反差下应用时,如果采用了一切可能的措施降低各种噪声,光子噪声便成为主要的噪声源。

### 2) 暗电流噪声

暗电流噪声可以分为两部分。其一是耗尽层热激发产生,可用泊松分布描述。其二是复合产生中心非均匀分布,特别是在某些单元位置上形成暗电流尖峰。由于器件工作时各个信号电荷包的积分地点不同,读出路径也不同,这些尖峰对各个电荷包贡献的电荷量不等,于是形成很大的背景起伏,这就是常称的固定图像噪声的起因。

### 3) 转移噪声

转移噪声产生的主要原因有:转移损失引起的噪声、界面态俘获引起的噪声和体态俘获引起的噪声。输出结构采用浮置栅放大器,噪声最小。

## 12.2 其它类型的图像传感器

### 12.2.1 电荷注入器件(CID)

CID 也和 CCD 一样用势阱存储少数载流子,但电荷转移只在两个单元之间进行。这



对单元间电荷转移是双向的,但各对单元之间是互相隔绝的。图 12-12 说明任一对单元间电荷存储的 4 种可能情况。每对单元左面对应的是列电极,右面对应的是行电极, $U_C$ 、 $U_R$  分别表示列电极和行电极上作用的电压。第 1 种情况是未选中这一单元对时,行与列存储电极上均作用有电压  $U_C$  和  $U_R$ ,设  $U_R > U_C$ ,因此,电荷存储在  $U_R$  的电极下,这种状态称为“非选址状态”。在第 2 种情况下, $U_C = 0$ , $U_R \neq 0$ ,电荷存储在  $U_R$  电极下,这种状态称为“积蓄状态”。第 3 种情况对应于选通了行,此时  $U_R = 0$ , $U_C \neq 0$ ,电荷流向  $U_C$  电极,与此同时读出信号,这种状态称为“行读出的准备状态”。最后一种情况  $U_C$  和  $U_R$  都为零,此时耗尽区消逝,存储的少数载流子与多数载流子复合,这就是电荷注入过程,即“注入状态”。

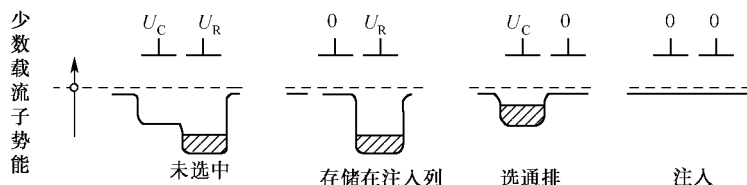
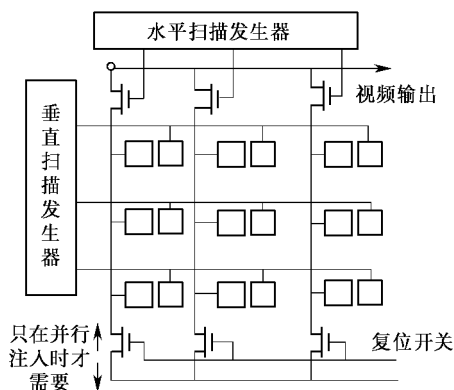


图 12-12 CID 中的势阱

一个  $3 \times 3$  的 CID 图像传感器如图 12-13 所示。开始扫描时,全部行单元(即右面单元)均加上电压  $U_R$ ,各列单元通过复位开关加入电压  $U_C$ 。此时,由于入射景物光强分布不同,在各对单元的  $U_R$  电极下,将积累浓度不同的电荷,或者形成深度不同的势阱。这个阶段相当于电图像形成阶段。为了读出图像,垂直扫描发生器逐行将各行的单元电压  $U_R$  置成零,例如,当第 1 行上的行单元电压全部置零后,该行上全部行电极下的电荷便转到与之对应的列单元电极下,此时,水平扫描发生器依次接通各水平扫描开关  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ ,便可把该行电图像信号读出来。每行扫描结束时,通过复位开关,使  $U_C = 0$ ,此时,刚才扫描过行上的全部信号电荷同时注入衬底。

图 12-13  $3 \times 3$  的 CID 图像传感器

由于 CID 中存储电荷只在两电极下往返转移,因此不存在 CCD 在多次转移后的电荷包退化现象,同样,由于 CID 没有要迈过的势垒,所以也不会引起 CCD 阵列中可能产生的图像混淆。因 CID 是属于  $x$ - $y$  选址方式的图像传感器,所以它还允许随机选址。另外它的暗电流和噪声也较小,有良好的抗晕性能。所有这些特性,使它有可能成为 CCD 的有力竞争对手。此外,它的这些特性对于制造红外图像传感器也十分有意义。

### 12.2.2 MOS 型固体图像传感器

MOS 型固体图像器件是早期开发的一类器件,近年来由于制造工艺技术的进步和固

定图像噪声消除技术的改进,使它焕发了青春,业已成为 CCD 的又一有力的竞争者。

MOS 型固体图像器件的电路原理如图 12-14 所示。它由水平移位寄存器、垂直移位寄存器和 MOS 及光敏三极管像素阵列组成。各 MOS 晶体管在水平和垂直扫描电路中起着开关的作用。水平和垂直移位寄存器的作用是对像素矩阵进行 x-y 选址。光入射到光敏三极管上,产生电子—空穴对。当移位寄存器按行和列扫描时,相当于逐一对每个选通的像素之光敏三极管加上偏压,于是和入射光强成比例的电流便经信号线输送出来了。

### 12.2.3 电荷引发器件(CPD)

CCD 的优点是在同片内带有输出电容小、灵敏度高的放大器,因此容易实现低噪声。虽然有效受光面积占芯片面积的比例(简称开口率)较小,也能在低照度下获得较高的灵敏度。它的缺点是由于垂直扫描部分采用了埋沟 CCD(即 BCCD),尽管传输效率较高,但最大转移电荷量较小。由于 BCCD 常处于耗尽状态,结构上容易产生垂直拖影。光敏二极管的过剩电荷流入 BCCD,易造成纵向光晕。此外,由于暗电流的不均匀性,还使固定图像噪声较大,影响其动态范围不能很大。由于光电部分的耗尽区较大,因此,难以得到无缺陷的器件等。总之,垂直转移和光电转换部分不够理想。

MOS 型的优缺点刚好和 CCD 器件相反。MOS 型开口率较大,能得到很大的信号电荷量。由于光电转换部分的耗尽区小,容易得到无缺陷的器件。此外,从结构上讲,不易产生光晕效应(光敏元件发生饱和时,景物发生弥散现象呈现出亮斑,称为光晕或晕像)。其缺点是,由于水平扫描部分 MOS 开关的不一致性引起的固定图像噪声和视频传输线电容造成的噪声,将使信噪比及动态范围受到明显限制。总之,其水平扫描部分不佳,但垂直转移和光电变换部分是比较好的。

MOS 型的优缺点刚好和 CCD 器件相反。MOS 型开口率较大,能得到很大的信号电荷量。由于光电转换部分的耗尽区小,容易得到无缺陷的器件。此外,从结构上讲,不易产生光晕效应(光敏元件发生饱和时,景物发生弥散现象呈现出亮斑,称为光晕或晕像)。其缺点是,由于水平扫描部分 MOS 开关的不一致性引起的固定图像噪声和视频传输线电容造成的噪声,将使信噪比及动态范围受到明显限制。总之,其水平扫描部分不佳,但垂直转移和光电变换部分是比较好的。

CPD 又称诱出传送方式固体图像传感器件,取 MOS 型与 CCD 两者的优点,克服它们的缺点,即图像光电转换部分采用 MOS 型方案,而水平信号转移读出部分采用 CCD 方案,从而得到更好的性能。图 12-14 给出了 CPD 图像传感器件的基本结构。光电变换部分由光电二极管、垂直 MOS 开关的垂直转移线组成;水平扫描时信号的读出由水平移位寄存器 BCCD 与浮置扩散放大器 FDA 完成。虚线所围的部分为器件体内信道 CPD,它由两个输送栅  $T_{G1}$  和  $T_{G2}$ 、积累电荷用的电容  $C_N$  及给  $C_N$  以一定电压的栅  $T_G$  组成。

CPD 的工作过程简述如下:光电二极管先积累信号电荷  $Q_s$ ,然后垂直 MOS 开关 3 开启,电荷  $Q_s$  转移到垂直移位线 1 上,此后 MOS 开关关闭,光电二极管重新积累电荷  $Q_p$ ,接着  $T_{G1}$  栅加上偏压,偏置电荷进入垂直移位线 1 和  $Q_s$  混合。 $T_G$  加上偏压,线 1 上的混合电荷( $Q_s + Q_p$ )转移到电荷积累部分电容  $C_N$  上。 $T_{G2}$  加上偏压, ( $Q_s + Q_p$ ) 全部转移到电荷积累部分  $C_N$  中,然后  $T_{G1}$  偏压消失,  $T_{G1}$  下的势阱恢复。 $T_G$  电压消失,  $C_N$  电位下降,信号电荷被“溢出”到 BCCD 中。最后  $T_{G2}$  偏压消失,恢复到起始状态,完成一个周期的转移。

由于 CPD 吸收了 MOS 型和 CCD 的优点,并在结构中采用了若干抑制噪声的措施,使

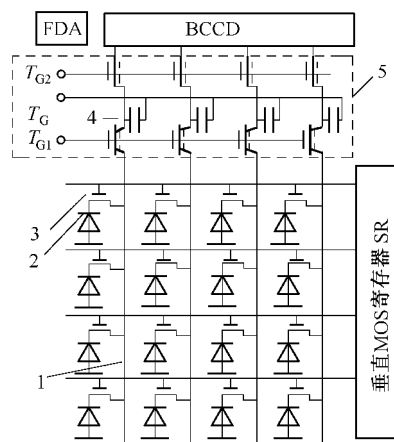


图 12-14 CPD 图像传感器阵列

它具有杂波抑制好、最大饱和电量、信噪比高、动态范围大以及输出电容小等优良特性。缺点是结构比较复杂。

#### 12.2.4 叠层型固体传感器件

上述3种固体传感器件的光电转换、电荷存储、扫描读出等功能都是由硅材料完成的,但是这些功能都有其自身的要求,一种材料往往不能兼顾,因此,便提出了用叠层结构以满足不同的要求。叠层固体传感器件设计的基本思想是,光电转换和扫描分别用不同的材料制成。一般,光电转换部分采用灵敏度高的光导膜制作,扫描部分仍采用 CCD 或 MOS 型制作,即通常被称为硅扫描器上光电导层结构(PLOSS)。这种结构不仅仍然利用了横向结构,也利用了纵向结构,可以称之为立体化的集成电路。这种叠层结构的优点有:

(1) 灵敏度高。这一方面是因为选择了高灵敏度材料的光导膜,另一方面还因为开口率由单层结构的 30% ~ 40% 提高到 50% ~ 70%。

(2) 可自由地选择光敏面的光谱特性,以适应不同应用的要求。

(3) 可以防止各种不需要的信号混入扫描电路,因此提高了倍噪比。

(4) 像元位置与形状设计自由度较大,这有利于制作单片彩色图像传感器件。

### 12.3 固态图像传感器的应用

固体图像传感器的应用主要在以下几方面。

(1) 计量检测仪器:工业生产产品的尺寸、位置、表面缺陷的非接触在线检测、距离测定等。

(2) 光学信息处理:光学文字识别、标记识别、图形识别、传真、摄像等。

(3) 生产过程自动化:自动工作机械、自动售货机、自动搬运机、监视装置等。

(4) 军事应用:导航、跟踪、侦查(带摄像机的无人驾驶飞机、卫星侦查)。

以下介绍一些典型应用实例。

#### 1. 尺寸自动检测

对于尺寸为较小的物体目标(2 mm ~ 30 mm),可以采用平行光成像法,系统示意图如图 12-15 所示。

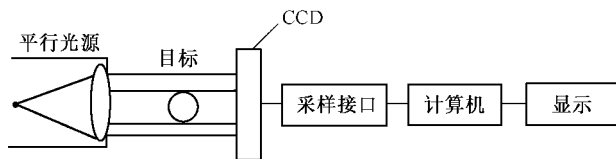


图 12-15 平行光成像系统

当一束平行光透过待测目标投射到 CCD 传感器上时,由于目标的存在,目标所形成的阴影将同时投射到 CCD 传感器上,倘若平行光准直度很理想,阴影的尺寸就代表了待测目标的尺寸,因此只要采集计数系统计算出阴影部分像元个数(即输出脉冲个数),其脉冲(像元)的个数与像元尺寸的乘积就代表了目标的尺寸。

不难看出,此种测试方法的精度取决于平行光的准直程度和 CCD 像元尺寸的大小。当然,平行光源要做得十分理想是有一定困难的,且随准直度的提高成本增加,光源的体积也要加大。在实际应用中常常通过计算机处理,对测量值进行修正,以使测量结果更接近于实际,这在一定程度上降低了对光源的苛求。

对于较大的尺寸测量,可采用光学成像方法。在前面或背面光照射下,被测物经透镜在 CCD 上成像,像尺寸与被测尺寸成正比。设  $T$  为像尺寸, $K$  为比例系数,则被测尺寸  $S$  可用下式表示:

$$S = KT \quad (12-13)$$

式中  $K$ ——每个像元所代表的物方尺寸,它与光学系统的放大倍率、CCD 工作频率和像元尺寸等因素有关;

$T$ ——对应于像尺寸的脉宽。

当以像元时钟对  $T$  的宽度进行计数时,其计数值表示像尺寸所占的像元数,因而可得

$$T = NT_0 \quad (12-14)$$

式中  $N$ ——计数脉冲即像元数;

$T_0$ ——像元时钟周期。

当知道  $N$  和  $T_0$  值时,则可求得  $T$ ,代入式(12-13)即可得到被测物尺寸, $K$  值的大小可通过系统标定测得。

成像法适用于冶金线材直径或机械产品在线尺寸检测。为了保证测量精度,通常采用背面光照射方式。对于自发光被测物,如热轧钢管,常用窄带滤光片滤除钢管的可见光和红外光辐射,再选用较短波长的光源作照明,以适应 CCD 光谱响应特性的要求。这种照明消除了因被测目标辐射变化对测量精度的影响。由于 CCD 输出信号是以脉冲计数表示,其测量精度与边缘信号检测精度有关,而对光源的稳定性要求不高,当光源的光强在 20% 范围内变化时,对其测量结果没有明显影响。图 12-16 示出了光学成像法测量系统的组成原理框图。

为了对目标像的宽度进行计数,必须先检测出两个边缘信号,这可采用二值化或微分法得到,计数脉冲通过输入接口送入计算机处理。计算机主要完成以下功能:

- (1) 完成高速数据采集与控制;
- (2) 完成数据处理与判别,包括被测尺寸计算与校正、温度校正、偏差运算、极限判定与报警、时间计数等;
- (3) 数据存储显示、打印与信号提取及反馈。

## 2. 文字和图像识别

利用线阵 CCD 的自扫描特性,可以实现文字和图像识别,从而组成一个功能很强的扫描/识别系统。图 12-17 示出了用于邮政编码的识别系统。

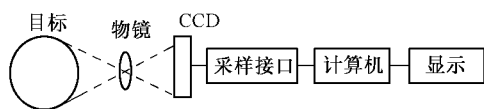


图 12-16 光学成像法测量系统

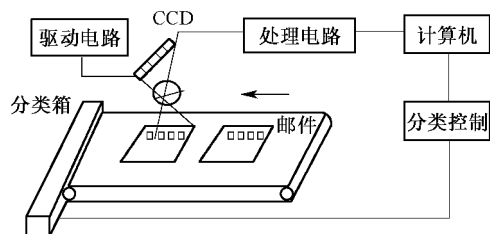


图 12-17 邮政编码的识别系统

写有邮政编码的信封放在传送带上,CCD 像元排列方向与信封运动方向垂直;一个光学镜头把编码数字聚焦在 CCD 上,当信封移动时,CCD 即以逐行扫描方式依次读出数字,经细化处理后与计算机中存储的各数字特征点进行比较,最后识别出数字;根据识别出的数字,计算机去控制一个分类机构,把信件送入相应的分类箱中。类似的系统可用于货币识别和分类、商品条码识别等。此外还可用于汉字输入系统,把印刷汉字或手写字直接输入给计算机进行处理,从而省去人工编码和人工输入所需的大量工作。

### 3. 射线成像检测

图 12-18 示出了 X 射线成像检测系统。射线经过构件后直接由射线—可见光转换屏转换,而后由 CCD 相机获取转换后的图像,经数字图像处理系统处理后,转换为数字图像进行分析处理和识别,从而完成构件缺陷的射线实时检测。

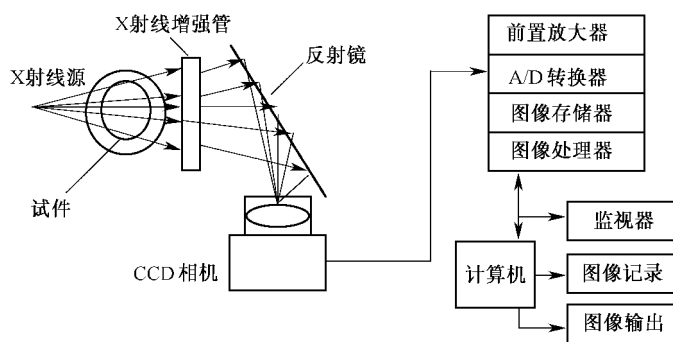


图 12-18 X 射线成像检测系统

## 第 13 章 固态磁敏传感器

随着电子技术的飞速发展,以半导体传感器为代表的各类固态传感器相继问世。

我们知道,半导体、电介质、铁电体等材料在力、磁、热、光、射线、气体、湿度等因素作用下,其物理特性会发生变化,通过检测物理特性的变化,可以知道导致物性变化的那些因素的量值,这就是固态传感器的工作原理。与电阻、电感、电容等传统的传感器相比,固态传感器具有如下优点:

(1) 传感器原理是基于物性变化,不依赖部件的相对运动,因而不存在磨损问题,可以做到结构简单、小型轻量;

(2) 感受外界信息灵敏,动态响应好;

(3) 以半导体为敏感材料制成传感器容易实现集成化、一体化、多功能化、图像化和智能化;

(4) 功耗低,安全可靠。

同时,固态传感器也存在一些问题:

(1) 因为固态传感器输出特性一般为非线性,所以线性范围较窄,在线性度要求高的场合需采用线性化电路;

(2) 输出特性易受温度影响而产生漂移,所以往往要采取温度补偿措施;

(3) 过载能力差,性能参数离散性大。

尽管存在着上述问题,固态传感器仍代表着当前传感器发展的方向。尤其是随着大规模集成电路技术不断发展,固态传感器技术在日臻完善,可以断定,固态传感器的出现和发展将使检测技术进入一个崭新阶段。

固态磁敏传感器是固态传感器的一种,它包括霍尔元件、磁敏二极管和磁敏三极管。

### 13.1 固态磁敏传感器

固态磁敏传感器是基于磁电转换原理的传感器(以下称磁敏传感器)。虽然早在 1879 年和 1856 年就发现了霍尔效应和磁阻效应,但是作为实用的磁敏传感器则产生于半导体材料发现之后。在 20 世纪 60 年代初,西德西门子公司研制成功第 1 个实用的磁敏元件,1966 年又出现了铁磁性薄膜磁阻元件,1968 年和 1971 年日本索尼公司相继研制成性能优良、灵敏度高的锗、硅磁敏二极管,1974 年美国韦冈德发明双稳态磁性元件。目前上述磁敏元件均已商品化。

### 13.1.1 霍耳元件

#### 1. 霍耳效应

图 13-1 为霍耳效应原理图。在与磁场垂直的半导体薄片上通以电流  $I$ , 假设载流子为电子(N 型半导体材料), 它沿与电流  $I$  相反的方向运动, 由于洛伦兹力  $f_L$  的作用, 电子将向一侧偏转(如图中虚线方向), 并使该侧形成电子的积累, 而另一侧形成正电荷积累, 于是元件的横向便形成了电场。该电场阻止电子继续向侧面偏移, 当电子所受到的电场力  $f_E$  与洛伦兹力  $f_L$  相等时, 电子的积累达到动态平衡。这时在两横端面之间建立的电场称为霍耳电场  $E_H$ , 相应的电势称为霍耳电势  $U_H$ 。

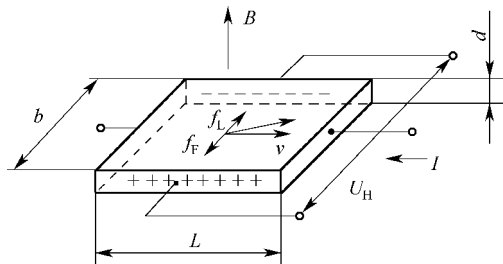


图 13-1 霍耳效应原理图

设电子以相同的速度  $v$  按图示方向运动, 在磁感应强度  $B$  的磁场作用下, 并设其正电荷所受洛伦兹力方向为正, 则电子受到的洛伦兹力可用下式表示:

$$f_L = -evB \quad (13-1)$$

式中  $v$ ——半导体中电子速度;

$B$ ——磁场的磁感应强度;

$e$ ——电子电量。

与此同时, 霍耳电场作用于电子的电场力  $f_E$  可表示为

$$f_E = (-e)(-E_H) = e \frac{U_H}{b} \quad (13-2)$$

式中  $-E_H$ ——指电场方向与所规定的正方向相反;

$b$ ——霍耳元件的宽度。

当达到动态平衡时, 二力代数和为零, 即  $f_L + f_E = 0$ , 于是得

$$vB = \frac{U_H}{b} \quad (13-3)$$

又因为

$$j = -nev$$

式中  $j$ ——电流密度;

$n$ ——单位体积中的电子数, 负号表示电子运动方向与电流方向相反。

于是电流强度  $I$  可表示为

$$\begin{aligned} I &= -nevbd \\ v &= -I/nebd \end{aligned} \quad (13-4)$$

式中  $d$ ——霍耳元件的厚度。

将式(13-3)代入式(13-4)得

$$U_H = -IB/ned \quad (13-5)$$

若霍耳元件采用 P 型半导体材料, 则可推导出

$$U_H = IB/ped \quad (13-6)$$



式中  $p$ ——单位体积中空穴数。

由式(13-5)和式(13-6)可知,供给霍尔电势的正负电荷可以判断霍尔元件材料的类型。

## 2. 霍尔系数和灵敏度

设  $k_H = 1/ne$ , 式(13-5)可写成

$$U_H = -k_H IB/d \quad (13-7)$$

式中  $k_H$ ——霍尔系数,其大小反映出霍尔效应的强弱。

由电阻率公式  $\rho = 1/ne\mu$ , 得

$$k_H = \rho\mu \quad (13-8)$$

式中  $\rho$ ——材料的电阻率;

$\mu$ ——载流子的迁移率,即单位电场作用下载流子的运动速度。

一般电子的迁移率大于空穴的迁移率,因此制作霍尔元件时多采用 N 型半导体材料。若设

$$K_H = k_H/d = -1/ned \quad (13-9)$$

将式(13-9)代入式(13-7),则有

$$U_H = K_H IB \quad (13-10)$$

$K_H$  称为霍尔元件灵敏度,它表示霍尔元件在单位磁感应强度和单位控制电流作用下霍尔电势的大小,其单位是  $mV/(mA \cdot T)$ 。式(13-9)说明:

(1) 由于金属的电子浓度高,所以它的霍尔系数或灵敏度都很小,因此不适宜制作霍尔元件;

(2) 元件的厚度  $d$  愈小,灵敏度愈高,因而制作霍尔片时可采取减小  $d$  的方法来增加灵敏度。但是不能认为  $d$  愈小愈好,因为这会导致元件的输入和输出电阻增加,锗元件更是不希望如此。

## 3. 霍尔元件材料及结构

用于制造霍尔元件的材料一般采用 N 型锗(Ge)、锑化铟(InSb)、砷化铟(InAs)等半导体材料制成。锑化铟元件的霍尔输出电势较大,但受温度影响也大;锗元件的输出虽小,但它的温度性能和线性性能却比较好。因此,采用砷化铟材料做霍尔元件受到普遍的重视。

霍尔元件的结构比较简单,它由霍尔片、引线和壳体组成,如图 13-2 所示。霍尔片是一块矩形半导体薄片。在短边的两个端面上焊出两根控制电流端引线 AB,在长边中点以点焊形式焊出两根霍尔电势输出引线 CD,焊点要求接触电阻小。霍尔片一般用非磁性金属、陶瓷或环氧树脂封装。

## 4. 霍尔元件的基本电路

霍尔元件的基本测量电路如图 13-3 所示。控制电流由电源 E 供给, R 为调整电阻,以保证元件中得到所需要的控制电流。霍尔输出端接负载  $R_L$  可以是一般电阻,也可以是放大器输入电阻或表头内阻等。

## 5. 误差分析及其补偿方法

### 1) 元件几何尺寸及电极焊点的大小对性能的影响

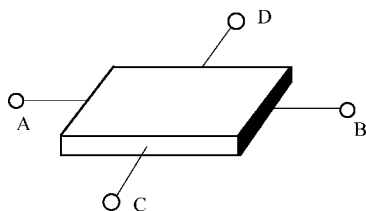


图 13-2 霍耳元件示意图

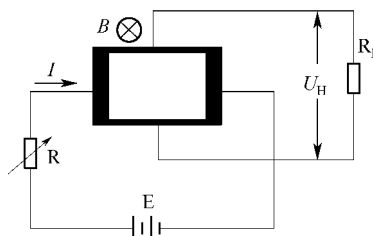


图 13-3 霍耳元件的基本电路

在霍耳电势的表达式中,是将霍耳片的长度  $L$  看作无限大来考虑的。实际上,霍耳片具有一定的长宽比  $L/b$ ,存在着霍耳电场被控制电流极短路的影响,因此应在霍耳电势的表达式中增加一项与元件几何尺寸有关的系数。这样式(13-10)可改写成如下形式:

$$U_H = K_H I B f_H \quad (13-11)$$

式中  $f_H$ ——元件的形状系数。

元件的形状系数与长宽比之间的关系如图 13-4 所示,由图可知当  $L/b > 2$  时,形状系数  $f_H$  接近 1。因此为了提高元件的灵敏度,可适当的增大  $L/b$  的值,但是实际设计时取 2 已经足够了,因为  $L/b$  过大反而使输入功耗增加了,以致降低已有的效率。

霍耳电极的大小对霍耳电势的输出也存在一定的影响,如图 13-5 所示,按理想条件的要求,控制电流端的电极应与霍耳元件有良好的面接触,而霍耳电极与霍耳元件为点接触。实际上霍耳电极有一定的宽度  $l$ ,它对元件的灵敏度和线性度有较大的影响。研究表明,当  $l/L < 0.1$  时,电极宽度的影响可忽略不计。

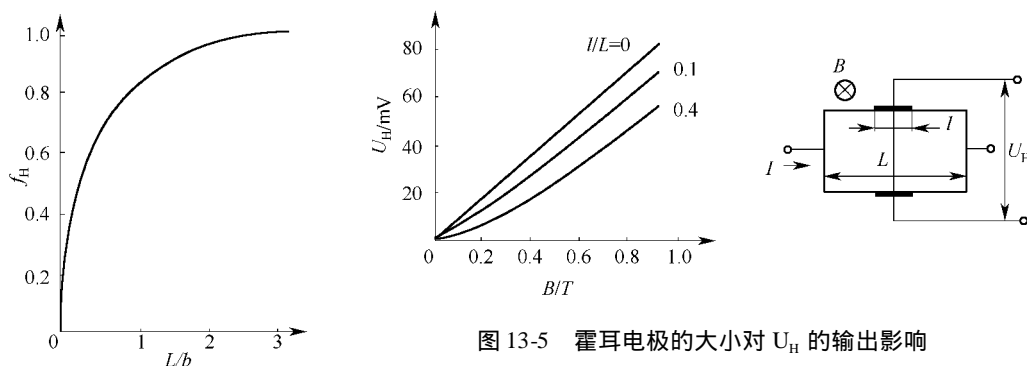
图 13-5 霍耳电极的大小对  $U_H$  的输出影响

图 13-4 霍耳元件形状系数曲线

## 2) 不等位电势 $U_0$ 及其补偿

不等位电势是产生零位误差的主要因素。由于制做霍耳元件时,不可能保证将霍耳电极焊在同一等位面上,如图 13-6 所示。因此当控制电流  $I$  流过元件时,即使磁感应强度等于零,在霍耳电势极上仍有电势存在,该电势称为不等位电势  $U_0$ 。在分析不等位电势时,可以把霍耳元件等效为一个电桥,如图 13-7 所示。电桥的 4 个桥臂电阻分别为  $r_1$ 、 $r_2$ 、 $r_3$  和  $r_4$ 。若两个霍耳电势极在同一等位面上,此时  $r_1 = r_2 = r_3 = r_4$ ,则电桥平衡,输出电压  $U_0$  等于零。当霍耳电极不在同一等位面上时(如图 13-6),因  $r_3$  增大而  $r_4$  减小,则电桥的平衡被破坏,使输出电压  $U_0$  不等于零,恢复电桥平衡的办法是减小  $r_2$  或  $r_3$ 。如果经

测试确知霍尔电极偏离等位面的方向,则可以采用机械修磨或用化学腐蚀的方法来减小不等位电势以达到补偿的目的。

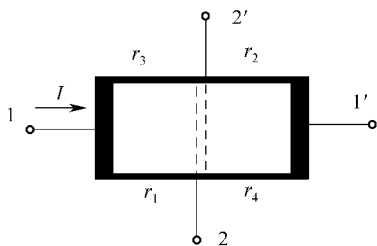


图 13-6 不等位电势示意图

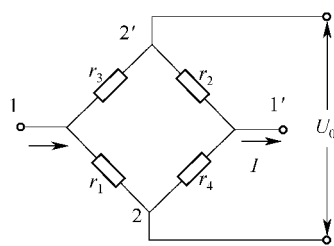


图 13-7 霍尔元件等效电路

一般情况下,采用补偿网络进行补偿是一种行之有效的方法。常见的几种补偿网络如图 13-8 所示。

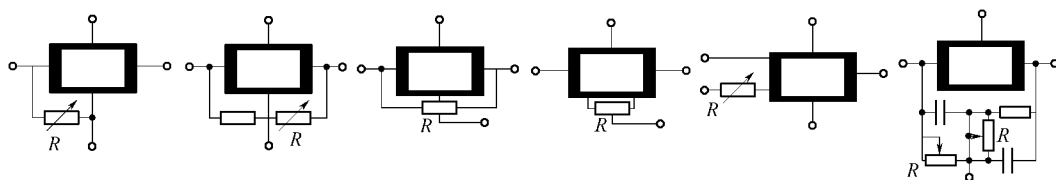


图 13-8 不等位电势的几种补偿线路

### 3) 寄生直流电势

产生寄生直流电势的原因,除控制电流极和霍尔电势极的欧姆接触不良造成整流效应外,霍尔电势极的焊点大小不同,导致两焊点的热容量不同而产生温差效应,也是形成直流附加电势的一个原因。

寄生直流电势很容易导致输出产生漂移,为了减少其影响,在元件的制作和安装时应尽量改善电极的欧姆接触性能和元件的散热条件。

### 4) 感应电势

霍尔元件在交变磁场中工作时,即使不加控制电流,由于霍尔电势极的引线布局不合理,在输出回路中也会产生附加感应电势,其大小不仅正比于磁场的变化频率和磁感应强度的幅值,并且与霍尔电势极引线所构成的感应面积成正比,如图 13-9(a)所示。为了减小感应电势,除合理布线外,如图 13-9(b)所示,还可以在磁路气隙中安置另一辅助霍尔元件,如果两个元件的特性相同,可以起到显著的补偿效果。

### 5) 温度误差及其补偿

霍尔元件与一般半导体器件一样,对温度变化十分敏感。这是由于半导体材料的电阻率、迁移率和载流子浓度等随温度变化的缘故。因此,霍尔元件的性能参数,如内阻、霍尔电势等都将随温度变化。为了减小霍尔元件的温度误差,除选用温度系数小的元件(如砷化镓)或采用恒温措施外,还可采用恒流源供电,这样可以减小元件内阻随温度变化而引起的控制电流的变化。但是采用恒流源供电不能完全解决霍尔电势的稳定问题,因此还应采用其它补偿方法。图 13-10 是一种行之有效的补偿线路,在控制电流极并联

一个适当的补偿电阻  $r_0$  ,当温度升高时 ,霍耳元件的内阻迅速增加 ,使通过元件的电流减小 ,而通过  $r_0$  的电流增加 ,利用元件内阻的温度特性和补偿电阻 ,可自动调节霍耳元件的电流大小 ,从而起到补偿作用。

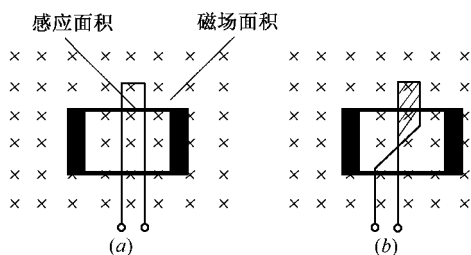


图 13-9 感应电及其补偿

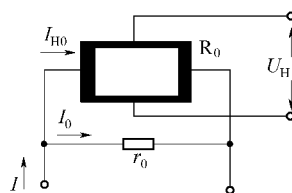


图 13-10 温度补偿线路

补偿电阻  $r_0$  的数值选择 :设在某一基准温度  $T_0$  时 ,有

$$I = I_{H0} + I_0 \quad (13-12)$$

$$I_{H0} R_0 = I_0 r_0 \quad (13-13)$$

式中  $I$ ——恒流源输出电流 ;

$I_{H0}$ ——温度为  $T_0$  时 ,霍耳元件的控制电流 ;

$I_0$ ——温度为  $T_0$  时  $r_0$  上通过的电流 ;

$R_0$ ——温度为  $T_0$  时 ,霍耳元件的内阻 ;

$r_0$ ——温度为  $T_0$  时 ,补偿电阻值。

将式(13-12)代入式(13-13)经整理后得

$$I_{H0} = \frac{r_0}{R_0 + r_0} I \quad (13-14)$$

当温度上升为  $T$  时 ,同理可得

$$I_H = \frac{r}{R + r} I \quad (13-15)$$

式中  $R$ ——温度为  $T$  时 ,霍耳元件的内阻  $R = R_0(1 + \beta t)$   $\beta$  是霍耳元件的内阻温度系数 ;

$t = T - T_0$ ——相对基准温度的温差 ;

$r$ ——温度为  $T$  时 ,补偿电阻的值  $r = r_0(1 + \delta t)$   $\delta$  是补偿电阻的温度系数。

当温度为  $T_0$  时 ,霍耳电势为

$$U_{H0} = K_{H0} I_{H0} B \quad (13-16)$$

式中  $K_{H0}$ ——温度为  $T_0$  时 ,霍耳元件的灵敏度系数 ,当温度为  $T$  时 ,霍耳电势为

$$U_H = K_H I_H B = K_{H0} (1 + \alpha t) I_H B \quad (13-17)$$

式中  $K_H$ ——温度为  $T_0$  时 ,霍耳元件的灵敏度系数 ;

$\alpha$ ——霍耳元件灵敏度的温度系数。

设补偿后输出霍耳电势不随温度变化 ,则应满足条件

$$U_H = U_{H0} \quad (13-18)$$

即

$$K_{H0} = (1 + \alpha t) I_H B = K_{H0} I_{H0} B \quad (13-19)$$

将式(13-14)和式(13-15)代入上式,并整理后得到

$$(1 + \alpha t)(1 + \delta t) = 1 + \frac{R_0 \beta + r_0 \delta}{R_0 + r_0} t \quad (13-20)$$

将此式展开,略去  $\alpha \delta t^2$  项(温度  $t < 100$  此项可以忽略),则有

$$r_0 \alpha = R_0 (\beta - \alpha - \delta) \quad (13-21)$$

即

$$r_0 = \frac{\beta - \alpha - \delta}{\alpha} R_0 \quad (13-22)$$

由于霍耳元件灵敏度温度系数  $\alpha$  和补偿电阻的温度系数  $\delta$  比霍耳元件内阻温度系数  $\beta$  小得多,即  $\alpha \ll \beta$   $\delta \ll \beta$ ,于是式(13-22)可以简化为

$$r_0 = \frac{\beta}{\alpha} R_0 \quad (13-23)$$

此式说明,当元件的  $\alpha$ 、 $\beta$  及内阻  $R_0$  确定后,补偿电阻  $r_0$  便可求出。当霍耳元件选定后,其  $\alpha$  和  $\beta$  值可以从元件参数表中查出,而元件内阻  $R_0$  则可由测量得到。

实验表明,补偿后霍耳电势受温度的影响极小,而且对霍耳元件的其它性能也无影响,只是输出电压稍有下降。这是由于通过元件的控制电流被补偿电阻  $r_0$  分流的缘故。只要适当增大恒流源输出电流,使通过霍耳元件的电流达到额定值,输出电压可保持原来的数值。

此外,还可以采用热敏电阻进行温度补偿,图 13-11 为锑化铟霍耳元件采用热敏电阻  $R_t$  补偿的原理图,读者可自行分析。

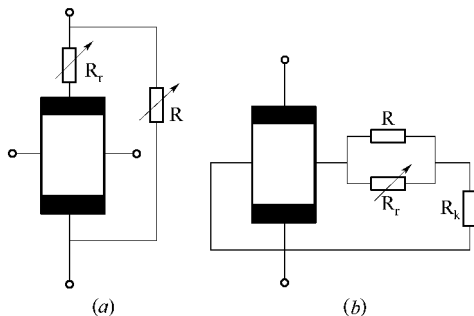


图 13-11 热敏电阻进行温度补偿原理图

### 13.1.2 霍耳式传感器的应用

霍耳元件结构简单,形小体轻,无接触点,频带宽,动态特性好,寿命长,因而得到了广泛的应用。根据霍耳电势的表达式,霍耳式传感器可以用于以下几个方面:

当控制电流不变时,使传感器处于非均匀磁场中,传感器的输出正比于磁感应强度。因此,对能转换为磁感应强度的量都能进行测量,例如可以进行磁场、位移、角度、转速、加速度等测量。

磁场不变时,传感器的输出值正比于控制电流值。因此凡能转换成电流变化的各量,均能进行测量。

传感器输出值正比于磁感应强度和控制电流之积。因此它可以用于乘法、功率等方面的计算。

### 1. 转速测量

当磁感应强度  $B$  与基片的法线方向之间的夹角为  $\theta$  时 ( $\theta \neq \pi/2$ ) ,此时式(13-7)和式(13-10)可改写为

$$U_H = \frac{k_H}{d} B I \cos \theta$$

或

$$U_H = K_H B I \cos \theta \quad (13-24)$$

由上式可知,当  $\theta$  角变化时,也将引起霍耳电势  $U_H$  的改变。利用这一原理可以制成方位传感器、转速传感器。霍耳元件在恒定电流作用下,它感受的磁场强度变化时,输出的霍耳电势  $U_H$  的值也要发生变化。霍耳式转速传感器就是根据这个原理工作的。

图 13-12 是将一个非磁性圆盘固定在被测轴上,圆盘的边上等距离嵌装着一些永磁铁氧体,相邻两铁氧体的极性相反。由磁导体和置于磁导体间隙中的霍耳元件组成测量头,见图 13-12(a) 右上角,测量头两端的距离与圆盘上两相邻铁氧体之间的距离相等。磁导体尽可能安装在铁氧体边上,当圆盘转动时,霍耳元件输出正负交变的周期电势。

图 13-12(b) 是在被测转速轴上安装一个齿轮状的磁导体,对着齿轮,固定着一个马蹄形的永久磁铁,霍耳元件粘贴在磁极的端面上。当被测轴旋转时,带动齿轮状磁导体转动,于是霍耳元件磁路中的磁阻发生周期性变化,它的变化周期是被测轴转速的函数。磁阻的变化使霍耳元件感受的磁场强度发生变化,从而输出一列频率与转速成比例的单向电压脉冲。

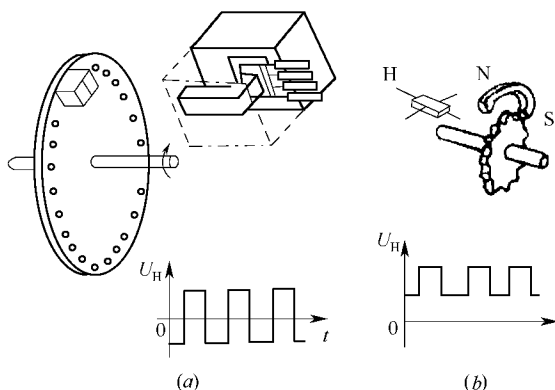


图 13-12 转速传感器原理图

以上两种霍耳转速传感器,配以适当电路即可构成数字式或模拟式非接触式转速表。这种转速表对被测轴影响小,输出信号的幅值又与转速无关,因此测量精度高。

### 2. 微位移测量

此外,在非电量测量技术领域利用霍耳元件可制成位移、压力、流量等传感器。图 13-13 是霍耳式位移传感器的磁路结构示意图。在极性相反、磁场强度相同的两个磁钢气隙中放置一块霍耳片,当控制电流恒定不变时,磁场在一定范围内沿  $x$  方向的变化率  $dB/dx$

为一常数,如图 13-13(b)所示。当霍耳元件沿  $x$  方向移动时,霍耳电势的变化为

$$\frac{dU_H}{dx} = K_H I \frac{dB}{dx} = K \quad (13-25)$$

式中  $K$ ——霍耳式位移传感器输出灵敏度。

将式(13-25)积分,可得

$$U_H = Kx \quad (13-26)$$

由式(13-26)可知,霍耳电势与位移量  $x$  呈线性关系,即  $x=0$  时,  $U_H=0$ ,这是由于在此位置元件同时受到方向相反、大小相等的磁通作用的结果。并且霍耳电势的极性反映了元件位移的方向。实践证明,磁场变化率越大,灵敏度越高;磁场变化率越小,则线性度越好。基于霍耳效应制成的位移传感器一般可用来测量  $1\text{ mm} \sim 2\text{ mm}$  的小位移,其特点是惯性小、响应速度快。

### 3. 压力测量

图 13-14 是霍耳式压力传感器的结构示意图。作为压力敏感元件的弹簧管,其一端固定,另一端安装霍耳元件。当输入压力增加时,弹簧管伸长,使处于恒定磁场中的霍耳元件产生相应位移,霍耳元件的输出即可反映被测压力的大小。

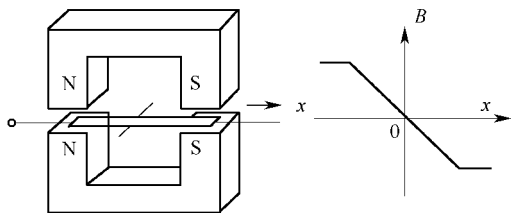


图 13-13 霍耳式位移传感器的磁路结构示意图

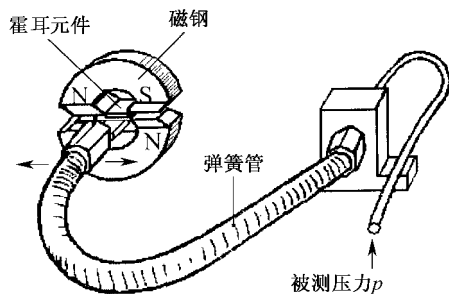


图 13-14 霍耳式压力传感器结构示意图

随着硅集成电路工艺的日臻完善,目前已研制出霍耳线性集成电路及霍耳开关集成电路。这种新型霍耳器件具有许多优点:灵敏度高,霍耳输出大,在一般磁场作用下可得到几伏霍耳电势;对器件表面进行钝化处理后,其可靠性及温度稳定性大大提高;尺寸较小,开发应用更加灵活方便。

## 13.2 磁敏二极管和磁敏三极管

磁敏二极管、磁敏三极管是继霍耳元件和磁敏电阻之后发展起来的新型磁电转换元件,它们具有磁灵敏度高(磁灵敏度比霍耳元件高数百倍甚至数千倍)、能识别磁场的极性、体积小、电路简单等特点,因而正日益得到重视,并在检测、控制等方面得以应用。

### 13.2.1 磁敏二极管的工作原理和主要特性

#### 1. 磁敏二极管原理

现以我国研制的 2ACM-1A 为例,说明磁敏二极管的结构原理。结构如图 13-15 所

示。这种二极管的结是  $P^+ - i - N^+$  型。在本征导电高纯度锗的两端 ,用合金法制成  $P$  区和  $N$  区 ,并在本征区—— $i$  区的一个侧面上设置高复合区—— $r$  区 ,而  $r$  区相对的另一侧面保持为光滑无复合表面。这就构成了磁敏二极管的管心。

现在利用图 13-16 对磁敏二极管的工作原理做简要说明。当磁敏二极管外加正偏压时 ,即  $P$  区接电源正极 , $N$  区接电源负极 ,那么将会有大量的空穴从  $P$  区注入  $i$  区 ,同时也有大量的电子从  $N$  区注入到  $i$  区 ,如图 13-16(a)所示。如果将这样的磁敏二

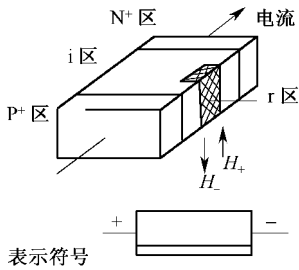


图 13-15 磁敏二极管的结构与电路符号

极管置于磁场中 ,这注入的电子和空穴都要受到洛伦兹力的作用而向一个方向偏转。如图 13-16(b)所示 ,当受到外界磁场  $H_+$  作用时 ,电子和空穴受洛伦兹力向  $r$  区偏移。由于在  $r$  区电子和空穴复合速度很快 ,因此进入  $r$  区的电子和空穴很快就被复合掉。因而  $i$  区的载流子密度减小 ,电流减小 ,即电阻增加。而  $i$  区电阻增加 ,外加正偏压分配在  $i$  区电压增加 ,那么加在  $P_i$  结、 $N_i$  结上的电压则相应减少 ,结电压减少又进而使载流子注入量减少 ,以致  $i$  区电阻进一步增加 ,一直到某一稳定状态。

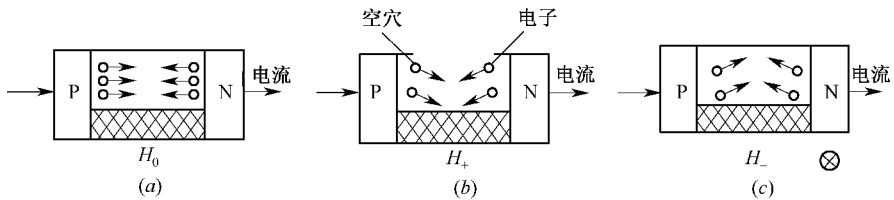


图 13-16 磁敏二极管的工作原理

当受到反向磁场  $H_-$  作用时 ,如图 13-16(c)所示 ,电子和空穴向  $r$  区的对面的光滑无复合表面移动 ,电子和空穴的复合率减小 ,同时载流子继续注入  $i$  区 ,所以  $i$  区载子密度增加 ,电流增大 ,即电阻减小。结果正向偏压分配在  $i$  区的压降减少 ,而加在  $P_i$  结和  $N_i$  结上的电压相应增加 ,进而促使更多的载流子向  $i$  区注入 ,而一直使得  $i$  区电阻减少 ,即磁敏二极管电阻减小 ,直到进入某一稳定状态为止。

由上述可知 ,随着磁场大小和方向的变化 ,产生正负输出电压的变化。特别是在较弱的磁场作用下 ,可获得较大输出电压的变化。 $r$  区和对面的光滑无复合表面复合能力之差越大 ,那么磁敏二极管的灵敏度就越高。

磁敏二极管反向偏置时 ,仅流过很微小的电流 ,几乎与磁场无关。二极管两端电压不会因受到磁场作用而有任何改变。

2. 磁敏二极管的技术性能

磁敏二极管的技术性能如表 13-1 所列。

表 13-1 磁敏二极管的技术性能

技术 参 数	磁敏二极管
零磁场阻值 $R_0 / \Omega$	200 ~ 400
磁阻比 $R_B / R_0 (B = 0.3T)$	1.5 ~ 3



额定工作电流 / mA	5
-------------	---

(续)

技术 参 数	磁敏二极管
最大工作电流 / mA	10
平均失效率 / h <sup>-1</sup>	$< 1 \times 10^{-5}$
电阻温度系数 / % <sup>-1</sup>	- 0.8%

3. 温度补偿及提高磁灵敏度的措施

由于磁敏二极管受温度影响较大,因而为避免测试及其应用中产生较大误差,应进行温度补偿。

常用温度补偿电路有下述 3 种,见图 13-17。

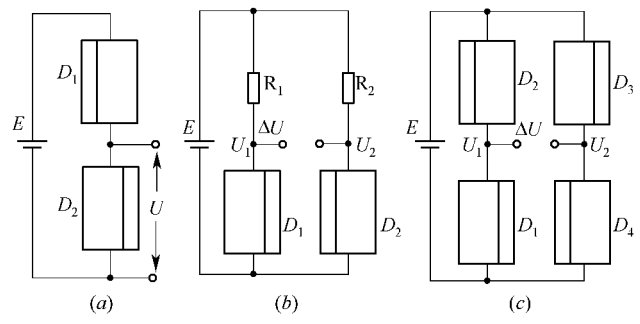


图 13-17 温度补偿电路

(a) 互补式电路; (b) 差分式电路; (c) 全桥式电路。

1) 互补式电路

采用互补电路可补偿磁敏二极管的温度漂移,如图 13-17(a)所示。选用特性相近的两只管子,按照磁极性相反的方向组合,即管子磁敏感面相对或相背重叠放置,或选用磁敏对管(即两只磁敏二极管管心制在一个基片上),将两只管串接在电路中就构成了互补电路。对于互补电路,无磁场作用时的输出电压  $U_M$  取决于两只管子的电阻的分压比关系。当温度变化时,两只管子的等效电阻都改变,若它们特性完全一样,则分压比关系不变,因而输出电压  $U_M$  不随温度变化,这就是温漂补偿原理。采用互补电路除了可以进行温度补偿外,还能够提高磁灵敏度。

2) 差分式电路

差分式电路如图 13-17(b)所示,同样可起到温度补偿提高灵敏度的作用。其输出电压为

$$\Delta U = \Delta U_{1+} + \Delta U_{2-}$$

如果输出电压不对称,可适当地调整电阻  $R_1$  和  $R_2$ ,输出特性即可改善。

3) 全桥式电路

全桥式电路如图 13-17(c)所示,由两个磁极性相反的互补电路组成。和互补电路一样,工作点只能选在小电流区,且不能使用有负在阻特性的管子。该电路有高的磁灵敏度。在给定的磁场中(比如  $B = 0.1\text{T}$ ) 输出电压为

$$\Delta U = 2(\Delta U_{1+} + \Delta U_{2-})$$

该电路对器件选择要求比较高,希望4个管子特性完全一致,这就给使用带来一定的困难。全桥式电路适用于对磁灵敏度要求比较高的场合。

### 13.2.2 磁敏三极管工作原理和主要特性

#### 1. 磁敏三极管的结构原理

NPN型磁敏三极管是在弱P型近本征半导体上用合金法或扩散法形成3个结,即发射结、基极结、集电结。在长基区的侧面制成一个复合速率很高的高复合区 $r$ 。长基区分分为输运基区和复合基区。结构示意图见图13-18。结合图13-19分析一下磁敏三极管的工作原理。

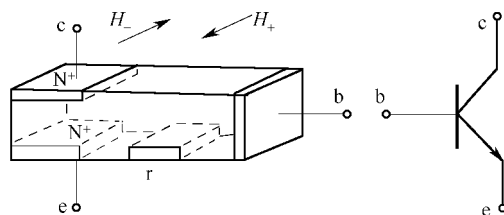


图 13-18 NPN 磁敏三极管的结构与电路符号

如图13-9(a)所示,当不受磁场作用时,由于磁敏三极管基区宽度大于载流子有效扩散长度,因而注入载流子除少部分输入到集电极 $c$ 外,大部分通过 $e-i-b$ 形成基极电流。显而易见,基极电流大于集电极电流,所以电流放大系数 $\beta = I_c / I_b < 1$ 。如图13-19(b)所示,当受到 $H_+$ 磁场作用时,由于洛伦兹力作用,载流子向发射结一侧偏转,从而使集电极电流明显下降。

如图13-19(c),当受 $H_-$ 磁场作用时,载流子在洛伦兹力作用下,向集电结一侧偏转,使集电极电流增大。

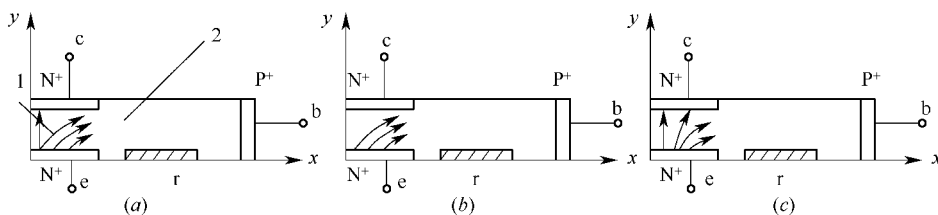


图 13-19 磁敏三极管工作原理示意图

(a)  $H=0$ ; (b)  $H=H_+$ ; (c)  $H=H_-$ 。

1—输运基区; 2—复合基区。

#### 2. 磁敏三极管的技术性能

磁敏三极管的技术性能如表13-2所示。

#### 3. 温度补偿及提高灵敏度的措施

用两只特性一致、磁极性相反的磁敏三极管可以组成差分式补偿电路,而且还可以提

高磁灵敏度。它的输出电压的磁灵敏度可以为磁敏管正负向磁灵敏度之和。电路如图 13-20 所示。

表 13-2 磁敏三极管的技术性能

技术 参 数	磁敏三极管
零磁场阻值 $R_0/\Omega$	$2 \times (20 \sim 50)$
磁阻比 $R_B/R_0 (B=0.3T)$	1.5 ~ 3
额定工作电流 /mA	5
最大工作电流 /mA	10
平均失效率 $\lambda/h^{-1}$	$< 1 \times 10^{-5}$
电阻温度系数 $\alpha/^\circ C^{-1}$	- 0.8%

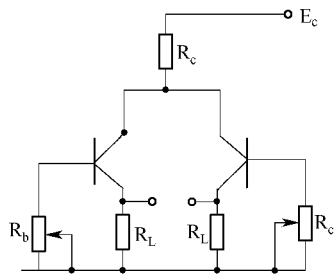


图 13-20 差分式补偿电路

### 13.2.3 磁敏二极管和磁敏三极管的应用

由于磁敏管有较高的磁灵敏度、体积和功耗都很小、能识别磁极性等优点，所以它们作为新型半导体敏感元件，有着广泛的应用前景。

#### 1. 测量较弱磁场

由于在较弱的磁场下 ( $-1 \text{ kGs} \sim +1 \text{ kGs}$ ) 磁敏管输出与磁场强度基本成正比，因而可以做成磁场探测仪，如高斯仪、漏磁测量仪、地磁测量仪等。用磁敏管做成的磁场探测仪，可测  $10^{-3} \text{ Gs}$  左右的弱磁场。

#### 2. 测量电流

利用磁敏管可以采用非接触式测量方法测量导线中的电流。由于通电导线周围有磁场，而磁场的强弱又取决于通电导线中的电流的大小，因此用磁敏管检测磁场即可确定电流大小。已有用磁敏管制成的既安全又省电的电流表。

#### 3. 测量转速

当旋转轴设置有径向磁场时（可将旋转轴径向充磁或径向装上磁铁），那么当旋转轴旋转时，在旋转轴附近有一个交变磁场。装有磁敏管的探头靠近旋转轴附近时便能将交变磁场转换成交变电压，经放大整形后输入到频率计或其它的记录仪，即能测量旋转轴的转速。一种应用的磁敏二极管转速传感器如图 13-21 所示，该转速传感器可测转速高达数万转/每秒。

利用磁敏管可制成无电刷直流电机，如图 13-22 所示。图为无电刷的直流电机的原理示意图。其转子是永久磁铁制成的。当接通电源，转子一转动，磁敏二极管就输出一个信号电压去控制开关电路，开关电路导通，定子线圈加入直流电流，在定子上产生一个磁场，在磁力作用下进一步促使旋转，这样电机就工作起来。无电刷直流电机具有寿命长、可靠性高、小量高、抗干扰强和转速高等特点。

#### 4. 磁敏二极管漏磁探伤

利用磁敏二极管可以检测弱磁场的变化这一特性，可制成漏磁探伤仪，原理如图 13-23 所示。被测件为一根钢棒，钢棒的被磁化部分与铁心构成闭合磁路，由激磁线圈感应的磁通  $\phi$  通过钢棒局部表面。若没有缺陷存在时，则探头附近没有泄漏磁通，探头没有信号输出，如果钢棒有局部缺陷，那么缺陷处的泄漏磁通将作用于探头上，探头产生输

出信号。探伤的过程中,钢棒作回转运动,探头和带铁心的激励线圈沿钢棒轴向运动,这样就可以快速地检测钢棒的全部表面。图 13-24 是探伤仪探头结构和原理框图。

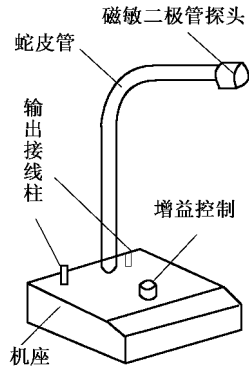


图 13-21 磁敏二极管转速传感器

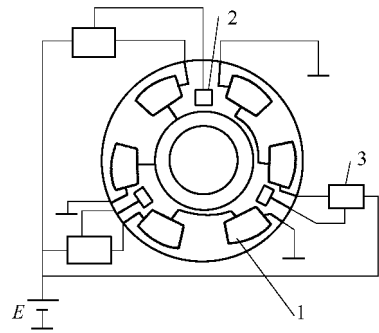


图 13-22 无电刷直流电机原理图  
1—定子线圈；2—磁敏二极管；3—开关电路。

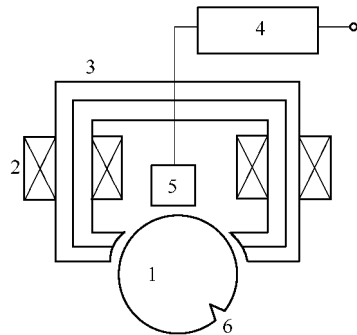


图 13-23 漏磁探伤原理  
1—被探棒针；2—激励线圈；3—铁心；4—放大器；5—探头；6—裂缝。

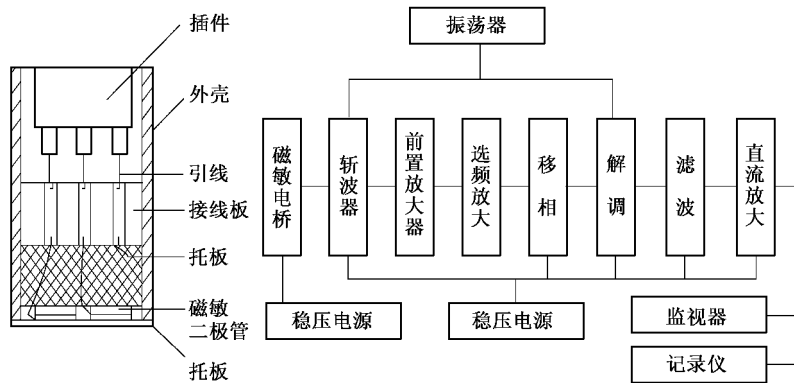


图 13-24 探伤仪的探头结构及原理框图

除了上述的应用外,还可利用磁敏管进行位移、物位、振动、压力、流量和风速等参数的测量。可见磁敏管有广泛的发展前途。

## 第 14 章 化学传感器

化学传感器是利用化学反应将被测量转换为电量的装置。化学传感器是各类传感器中可与人的鼻、舌相比拟的一类传感器,它至少须具备以下两个功能,一是对待测物质的形状或分子结构具有选择俘获功能(接收器功能),二是有效的电信号转换功能。

化学传感器在预防灾害、医疗保健和丰富人类生活等方面起着日益重要的作用。根据使用目的不同,化学传感器大致可分为计量用和控制用两类,它们单独或组合起来又可以细分为环境用、生产用、医疗用、生活用等。

本章仅讨论湿敏传感器和气敏传感器。

### 14.1 湿敏传感器

在对生活环境的空气调节当中,除了对温度调节外,对湿度的调节也逐渐地有了要求。在广阔的生产领域中也有许多场合对湿度调节提出了要求。例如工业领域中 IC(集成电路)和 LSI(大规模集成电路)、磁头等电子元件的生产要求低湿度环境;植物发芽、生长需要高湿度环境等。在如干燥器、高频灶等医疗或家电产品的应用等方面,也要求控制湿度。作为湿度控制系统的检测仪器,湿度传感器已是必不可少的设备。

传统的测量湿度的传感器有毛发湿度计、干湿球湿度计、氯化锂湿度计等,后来发展的有中子水分仪、微波水分仪等,但传统式湿度传感器不易与现代电子技术相结合。20 世纪 60 年代发展起来的半导体湿度传感器,特别是金属氧化物半导体湿敏元件,在满足上述要求方面有了很大的突破,成为一类富有生命力的新型湿敏元件。下面就金属氧化物半导体湿敏元件的制作、性能、基本原理和应用等方面作简单的介绍。

#### 14.1.1 湿度概念

湿度是指物质中所含水蒸气的量。目前湿度传感器多数是测量气氛中的水蒸气含量,通常用绝对湿度或相对湿度来表示。

绝对湿度是指单位体积的气氛中含水汽的质量,即

$$H_a = m_v / V \quad (14-1)$$

式中  $H_a$ ——绝对湿度;

$m_v$ ——待测气氛中的水汽的质量;

$V$ ——待测气氛的总体积。

相对湿度为待测气氛中的水汽分压与相同温度下的水的饱和水汽压的比值之百分数,即

$$H_r = \frac{p_v}{p_w} 100\% \text{ (相对湿度)} \quad (14-2)$$

式中  $H_r$ ——相对湿度；

$p_v$ ——待测气氛的水汽分压；

$p_w$ ——与待测气氛相同温度时的水的饱和水汽压。

湿度传感器是出现较早的传感器之一,其种类很多,这里不一一赘述,本节只论述新型湿度传感器。

### 14.1.2 陶瓷湿度传感器

金属氧化物半导体陶瓷材料是多孔状的多晶体,具有较好的热稳定性及抗玷污的特点。只要控制陶瓷材料的组分及微观结构,就能获得精度高、响应快、滞后小、稳定性好的湿度传感器。目前,在湿度传感器的生产和应用中,占有很重要的地位。

关于陶瓷湿度传感器的感湿机理,目前常用的有电子电导理论和离子电导理论。现分述如下。

#### 1. 湿敏半导体陶瓷的电子电导理论

半导体陶瓷材料是多孔结构的多晶体,在晶粒表面及晶粒间界面处,很容易吸附水分子。水是一种强极性电介质,其分子结构如图 14-1 所示。由图可见,在水分子的氢原子附近有很强的正电场,具有很大的电子亲合力。当水分子在半导体陶瓷表面附着时将形成能级很深的附加表面受主态,必然会从半导体陶瓷表面俘获电子,从而在半导体陶瓷表面形成束缚态的负空间电荷,在近表面层中将出现相应的空穴积累,导致半导体陶瓷电阻率降低。

P 型半导体陶瓷在水分子吸附前,由于表面施主态对表面层中载流子——空穴的俘获,形成表面正空间电荷,使表面层中的空穴耗尽,也使表面层的电阻明显增加,在近表面处能带向下弯曲。在表面晶粒界面处同样存在空穴缺乏的耗尽层和空穴势垒,如图 14-2 所示,所以 P 型半导体在水分子吸附前电阻是比较高的。

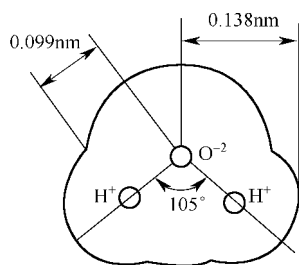


图 14-1 水分子结构示意图

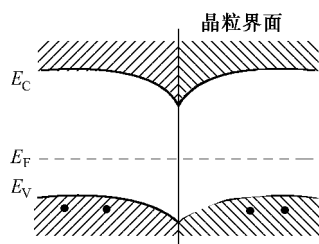


图 14-2 P 型金属氧化物半导体陶瓷的晶粒界面  
 $E_C$ —导带底能量;  $E_F$ —费米能级;  $E_V$ —价带顶能量。

随着水分子的吸附,半导体陶瓷表面氧离子与水分子中氢的吸引,使原来的本征表面带中靠近满带处的氧施主能级密度下降,原来所俘获的空穴局部被释放出来,使原先下弯的能带变平,耗尽层变薄,表面载流子密度增加;在表面晶粒间界面处亦将发生类似情况,界面带密度下降,表层晶粒间界面势垒降低,因而表层载流子密度增加,迁移率变大,即表层电阻降低。随着环境湿度的增加,水分子在半导体陶瓷表面的附着量增加,即增加了表面受主态密度,它远远地超过本征施主态密度,由于这一附加表面受主带对

电子的俘获,将使表面束缚负空间电荷进一步增加,为了平衡表面负空间电荷,在近表层处集积更多的空穴,这样在近表层处不仅耗尽层消失,反而形成一种载流子密度比体内更高的空穴积累层,使原来下弯的能带转为上弯。在表面晶粒间界面处同样有空穴的大量积累,原来的空穴势垒亦不存在,代之以很高的载流子浓度,空穴将在此处极易通过,如图 14-3 所示。

由此看出,随着环境湿度的增加,水分子在陶瓷体内的吸附量也随之增加,致使陶瓷体的总电阻逐渐降低。所以 P 型半导体陶瓷具有负感湿特性。在 N 型半导体陶瓷中,水分子的附着及表面负空穴电荷的积累,使原来已经上弯的表面能带进一步向上弯曲,当能带弯到价带顶比导带底更为靠近费米能级时,即表层空穴浓度将超过电子浓度时,出现表面反型层。如果表层晶粒界面处也有这种空穴积累,则此空穴容易在表面迁移,这说明由于水分子的附着同样会使 N 型半导体陶瓷电阻率降低。

由此看出, N 型或 P 型半导体陶瓷,只要表面易于与水分子附着,则其电阻率都将随着湿度的增加而显著下降,呈现负感湿特性。

## 2. 湿敏半导体陶瓷离子电导理论

离子电导理论认为,半导体陶瓷具有负感湿特性,是因为湿敏半导体陶瓷材料结构不致密,在晶粒之间有一定空隙,呈多孔毛细管状。因此,水分子可以通过这种细孔,在各晶粒表面和晶粒间界面处吸附,并在粒界颈部凝聚。细孔径越小,水分子越容易凝聚,即毛细管凝聚。由于所吸附的水分子可离解出大量导电的离子,这些离子在水吸附层中担负着电荷的输运任务。

在完全脱水的湿敏半导体陶瓷的表面上裸露有金属离子和氧离子。而水分子离解为  $H^+$  离子和  $OH^-$  离子,于是  $OH^-$  和金属离子、 $H^+$  和氧离子,在半导体陶瓷表面上进行化学吸附。所吸附的水分子和  $OH^-$  根解离出来的  $H^+$  离子,就以水合质子  $H_3O^+$  的形式构成导电的载流子。当水分子完成化学吸附之后,随之又形成第 1 层、第 2 层的物理吸附,同时使导电载流子  $H_3O^+$  的浓度增加,参看图 14-4。

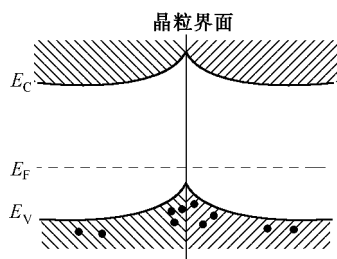


图 14-3 吸水后 P 型金属氧化物半导体陶瓷晶粒界面能态

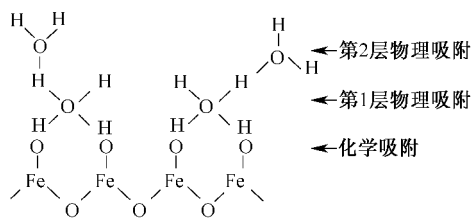


图 14-4  $\alpha - Fe_2O_3$  吸附水的状态模型图

随着环境湿度的增加,由于物理吸附,水分子在整个晶粒表面上将而形成多层水分子层,使导电的载流子  $H_3O^+$  的浓度进一步增大,因而导致半导体陶瓷总阻值降低。

由上看出,在湿敏半导体陶瓷中,电子电导和离子电导都有贡献。在低湿情况下以电子电导为主,高湿情况下以离子电导为主。

### 14.1.3 $\text{MgCr}_2\text{O}_4$ 系湿敏传感器

由  $\text{MgCr}_2\text{O}_4$ - $\text{TiO}_2$  固溶体组成的多孔性半导体陶瓷是一种较好的感湿材料。该材料的表面电阻率能在很宽的范围内随着湿度的变化而变化。而且,即使在高温条件下对其进行多次反复的热清洗,性能仍较稳定。

$\text{MgCr}_2\text{O}_4$  系湿度传感器结构如图 14-5 所示。该传感器采用  $4\text{ mm} \times 5\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$  的  $\text{MgCr}_2\text{O}_4$  陶瓷片,在其两面设置多孔的金电极,并用掺金玻璃粉将引出线与金电极烧结在一起。在半导体陶瓷片的外面,安放一个由镍铬丝绕制而成的加热清洗线圈,以便对器件进行加热清洗,排除有害气氛对器件的污染。器件安放在疏水性的陶瓷基片上,在电极 2、3 的四周设置金属短路环,是为消除它们之间由于吸湿和玷污而引起的漏电。图中 1、4 为加热器的引出线。

$\text{MgCr}_2\text{O}_4$ - $\text{TiO}_2$  是由 P 型半导体  $\text{MgCr}_2\text{O}_4$  和 N 型半导体  $\text{TiO}_2$  经过烧结而成的一种复合型半导体陶瓷。这种陶瓷材料的电阻率及湿度特性与原材料的配比和掺杂有密切关系。如在电阻率偏高的  $\text{Cr}_2\text{O}_3$  和  $\text{MgCr}_2\text{O}_4$  中添加  $\text{MgO}$  时,其材料电阻率会大幅度下降。当  $\text{MgCr}_2\text{O}_4$  与  $\text{TiO}_2$  混合时,其材料电阻率随二者配比成分的不同而变化的情况如图 14-6 所示。材料的电阻率与  $\text{TiO}_2$  含量的摩尔百分比之间,在半对数坐标中基本上呈线性关系。由此可知,适当改变原材料的成分配比及掺杂,可以调整材料的电阻率及湿度特性。

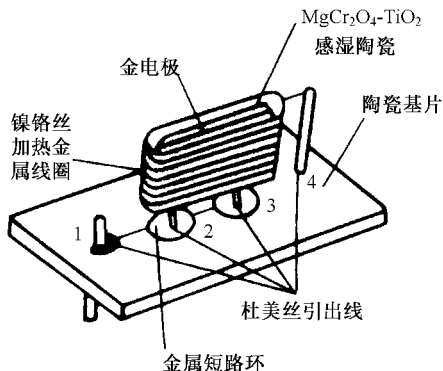


图 14-5  $\text{MgCr}_2\text{O}_4$  系湿度传感器结构

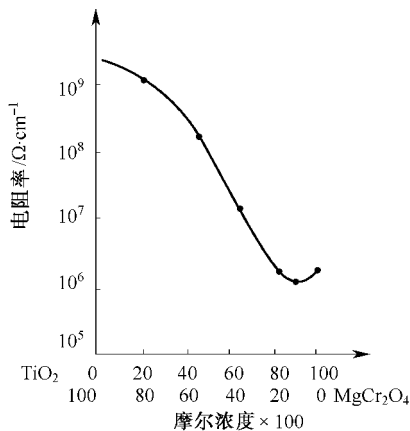


图 14-6  $\text{MgCr}_2\text{O}_4$ - $\text{TiO}_2$  电阻率与配比成分的关系

$\text{MgCr}_2\text{O}_4$ - $\text{TiO}_2$  半导体陶瓷具有多孔性结构,气孔量较大(其气孔率为 25% ~ 40%),气孔平均直径在  $(0.1 \sim 0.3)\text{ }\mu\text{m}$  范围内。因此,具有良好的吸湿特性和脱湿特性。

该传感器吸附油雾、灰尘及各种有害气体后,会缩小器件的感湿面积,因而器件感湿性能退化,精度下降。为此,需要进行加热清洗,恢复对水汽的吸附能力。一般加热清洗电压为 9 V,加热时间为 10 s,加热温度为  $400 \sim 500^\circ\text{C}$ 。加热后,器件的电阻值在 240 s 后恢复到初始值。



### 14.1.4 ZnO-Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 系湿度传感器

ZnO-Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 系湿度传感器是以 ZnO 为主要成分的化学稳定性好的陶瓷材料。该种传感器不需要加热清洗就能性能稳定地连续测量湿度。耗电少(0.5 mW 以下),成本低廉,适于大量生产。

#### 1. 结构

该种传感器采用直径为 8 mm、厚为 0.2 mm 的小圆片状的多孔陶瓷元件,在元件两表面烧结有多孔的材料电极,并将铂—铱线焊在电极上,将它们固定在密封支座上,焊上引线,装入具有过滤网眼的塑料外壳中,用树脂固定,其结构如图 14-7 所示。图 14-8 为元件断面结构。

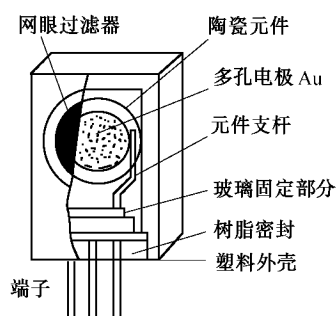


图 14-7 ZnO-Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 系湿度传感器结构

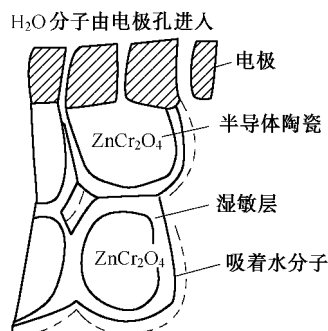


图 14-8 ZnO-Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 系湿敏元件的断面

#### 2. 感湿机理及特性

这种传感器的电极和感湿机体都是多孔性结构。感湿体是由  $2\ \mu\text{m} \sim 3\ \mu\text{m}$  ZnCr<sub>2</sub>O<sub>4</sub> 尖晶石结构的陶瓷晶粒构成,在晶粒表面被 LiZnVO<sub>4</sub> 组成的感湿玻璃所覆盖,成为感湿点的离子紧紧地固定在 V-O 基本结构中,并形成稳定的感湿层。当空气中的水汽通过电极气孔进入陶瓷内部,在感湿体表面上进行可逆的吸湿和脱湿作用时,引起感湿体的电阻变化,器件感湿过程等效电路如图 14-9 所示。图中  $C_B$  为感湿体电容, $C_w$  为吸湿电容。图中湿度传感器的总电阻为

$$R = R_D + \frac{R_w R_B}{(R_w + R_B)} \quad (14-3)$$

式中  $R_D$ ——电极的电阻值;

$R_B$ ——感湿体电阻值;

$R_w$ ——吸湿体电阻值。

在 30% 相对湿度以下的低湿范围,可以认为  $R_w \gg R_B$ ,则  $R \approx R_D + R_B$ ,传感器电阻主要由陶瓷感湿体电阻决定。在 90% 相对湿度以上的高湿范围,可认为  $R_w \ll R_B$ ,则  $R \approx R_D + R_w$ ,传感器电阻主要取决于吸湿电阻,这样,就可以得到传感器电阻与相对湿度呈指数的变化特性。只要控制材料的成分、晶粒直径及气孔的大小,就可以获得便于应用的感湿特性。

ZnO-Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 系湿度传感器的感湿特性曲线及响应特性曲线分别示于图 14-10 和图 14-

11. 由于腐蚀性气体、烟、灰尘、油的污染等影响小 ,传感器性能较好 ,可用来长时间连续检测湿度。

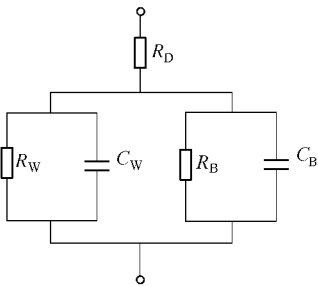


图 14-9 感湿过程等效电路

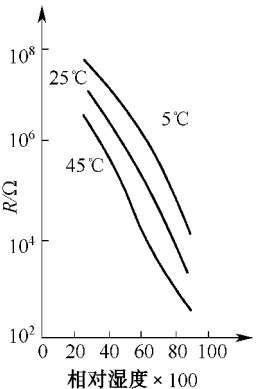


图 14-10 ZnO-Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 系  
湿度传感器的温度  
湿度特性(120 Hz)

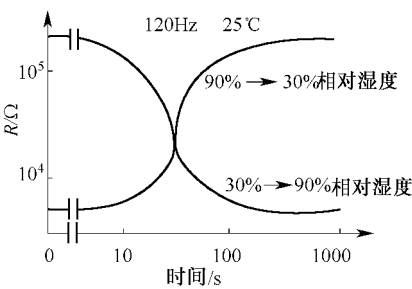


图 14-11 ZnO-Cr<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 系湿度传感器  
的响应特性

14. 1. 5 M 系列氧化铝湿度传感器

M 系列氧化铝湿度传感器属电容式结构 ,见图 14-12。在一块铝片的一面用阳极氧化的处理工艺形成一层多孔的氧化物 ,再在上面被覆一层极薄的金膜 ,这样 ,铝基片和金膜作为两个电极 ,氧化物作为介质 ,组成一个电容器结构。当它处于湿度环境时 ,氧化物层上会吸附一定量水分子 ,通过氧化物层的导电率变化可以直接测出水蒸气的压力。其中多孔的氧化铝感湿膜是湿敏器件的核心。通常采用阳极氧化法获得有孔的氧化铝和无孔氧化铝。实际上只有有孔的氧化铝膜具有感湿性。从理想化模型出发 ,当在显微镜下观察时 ,看到氧化铝膜中气孔是细长的圆管 ,而且气孔均匀地垂直膜表面穿通到底部铝基底上。同时这些气孔的直径和间隔变化不大 ,分布比较均匀 ,如图 14-13 所示。当环境湿度发生变化时 ,膜中气孔壁上所吸附的水分子的数量也随之发生变化 ,从而改变氧化铝膜的电特性。

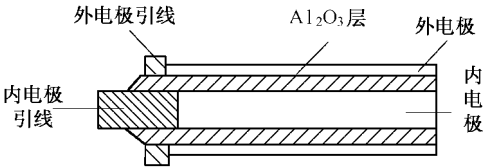


图 14-12 涂膜状 Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 湿度传感器

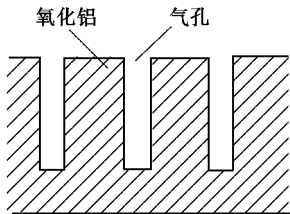


图 14-13 多孔 Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> 膜的结构

M 系列氧化铝湿度传感器可以在气相或液相中使用 ,它不但可以测出相对湿度 ,而且还可以测出绝对湿度 ,弥补了陶瓷湿度传感器大多只能测出相对湿度的不足。该系列产品具有灵敏度高、响应速度快、校准稳定性好以及动态范围宽等特点 ,它与湿度表、样准

仪、报警器等仪表相配套,已形成了一套完整的湿度分析系统,被广泛应用于化学和电化学工艺过程、天然气处理和输送、发电、半导体制造、金属生产和加工、塑料制品成型、瓶装气体生产和贮存、冷冻、空气和其它气体的干燥等工业。可以说,几乎所有的气相和液相中的湿度测量都可以用 M 系列氧化铝湿度传感器来完成。

## 14.2 气敏传感器

### 14.2.1 概述

气敏传感器通常是指用来检测如  $\text{CO}$ 、 $\text{CO}_2$ 、 $\text{O}_2$ 、 $\text{CH}_4$  等气态物质的化学传感器。一个气敏传感器可以是单功能的,也可以是多功能的;可以是单一的实体,也可以是许多传感器的组合阵列。但是,任何一个完美的气敏传感器都应满足下列条件:

- (1) 能有选择性地检测某种单一气体,而对其它共存的气体不响应;
- (2) 对被测气体应具有高的灵敏度,能检测规定允许范围以内的气体浓度;
- (3) 信号响应速度快,再现性高;
- (4) 长期工作稳定性好;
- (5) 制造成本和使用价格低廉;
- (6) 维护方便。

由于气体的种类繁多,性质差异较大,所以仅用一种类型的气敏传感器不可能检测所有的气体,而只能检测某一类特定性质的气体。例如,固态电解质气敏传感器的主要测量对象是无机气体,如  $\text{CO}_2$ 、 $\text{H}_2$ 、 $\text{Cl}_2$ 、 $\text{NO}_2$ 、 $\text{SO}_2$  等。声表面波气敏传感器虽然也可以测量某些无机气体,但主要的测量对象则是各种有机气体,如卤化物、苯乙烯、碳酰氯、有机磷化合物等,其气敏选择性取决于元件表面的气敏膜材料。一般用于同时检测多种化学性质相似的气体,而不适宜检测未知气体组分中的单一气体成分。氧化物半导体气敏传感器的主要测量对象是各种还原性气体,如  $\text{CO}$ 、 $\text{H}_2$ 、乙醇、甲醇等,它虽然可以通过添加各种催化剂在一定程度上改变其主要气敏对象,但却很难消除对其它还原性气体的共同响应,并且它的信号响应线性范围很窄,一般只能用于定性及半定量范围的气体检测。

### 14.2.2 固态电解质气敏传感器

固态电解质材料分为三大类,分述如下。

#### 1. 固态离子电导

材料中离子或电子的远距离迁移是产生电导的根本原因。金属的电导主要依靠自由电子的迁移来完成,电解质溶液的电导主要依靠游离的阴、阳离子。在一般固态无机材料中,离子和电子往往被束缚在晶格或组成晶格的原子内,离子和电子的远距离迁移很难实现,因此导电能力非常弱。只有当温度上升到使它们接近熔融状态时,或者当外加电场高于材料的分解电压时,高温游离出来的离子或高电压释放出来的电子才能使材料具有导电的可能性。然而,也有某些固态无机材料,由于其结构的特殊性,部分离子可以相对自由地在晶格结构内移动,表现出一定的导电性能。通常将这一类固态无机材料称为固态电解质,也叫快速离子导体或超离子导体。

描述固体材料导电能力的参数通常采用电导率  $\sigma$ , 即单位长度、单位面积固体切片的电导, 常用单位为  $(\Omega \cdot \text{cm})^{-1}$ 、 $(\Omega \cdot \text{m})^{-1}$  或  $\text{S/m}$ , 其中  $1 \text{ S} = 1/\Omega$ 。对任何材料及其载流子, 其总电导率为所有载流子的电导率之和, 并可由下式给出:

$$\sigma = \sum_j^m n_j q_j e \mu_j \quad (14-4)$$

式中  $n_j$ ——单位体积内载流子  $j$  的总数目;

$q_j$ ——载流子  $j$  的价电荷数;

$e$ ——电子电量 ( $1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$ );

$\mu$ ——载流子  $j$  的迁移率 ( $\text{m}^2/\text{V} \cdot \text{s}$ )。

在固态电解质的晶格中, 不仅离子要参与导电, 部分电子也有可能成为载流子。各载流子电导率与总电导率的比值称为载流子的迁移数  $t_j$ , 即

$$t_j = \sigma_j / \sigma$$

由固态电解质构成气敏元件时, 要求其电子迁移数  $t_e$  远小于离子迁移数  $t_i$ , 即  $t_e/t_i < 10^{-3}$ 。否则, 电子参与导电会导致传感器内部短路, 使传感器输出信号产生偏差。因此, 固态电解质在使用温度范围内的电子迁移数是决定其是否适合作气敏传感器的关键参数之一。离子电导率随温度的变化情况, 通常可用阿伦尼斯方程来描述:

$$\sigma = A e^{(-E_a/RT)} \quad (14-5)$$

式中  $A$ ——指前因子, 包含潜在流动离子的振动频率在内的多项常数;

$E_a$ ——流动离子的活化能 ( $\text{J/mol}$ );

$R$ ——气体常数 ( $8.314 \text{ J}/(\text{mol} \cdot \text{K})$ );

$T$ ——绝对温度 ( $\text{K}$ )。

做  $\lg \sigma - T^{-1}$  曲线, 可得斜率为  $-0.4343 E_a/R$  的直线, 这是电导率法测量流动离子活化能的理论基础。由式(14-5)可知, 离子的电导率通常随温度的升高而增大。如果多种离子同时对材料的总电导率有相近的贡献, 则可以从统计力学的角度去分析各离子的电导率与温度的单独关系。这种情况下的阿伦尼斯方程式应改写为

$$\sigma_j = (A_j/T) e^{(-E_a/RT)} \quad (14-6)$$

各离子的电导率  $\sigma_j$  可由交流阻抗仪测得。在各测量温度下做  $\lg(\sigma_j T) - T^{-1}$  曲线, 也可得斜率为  $-0.4343 E_a/R$  的直线, 图 14-14 为几种固态电解质的离子电导率随温度变化的特性曲线。其中处于右上方位置, 且在整个温度范围内呈直线的固态电解质, 在使用过程中不会发生相变, 并在常温下仍会有很高的离子电导率。

## 2. 通用固态电解质

通用固态电解质是指不受被测气体的限制, 可制成多种气敏传感器的固态电解质。这类材料包括有各种  $\beta$ -氧化铝、Nasicon 及沸石。根据气敏传感器参比电极材料的性质或参比气体的化学性质, 常选用  $\text{Na}^+$  或  $\text{Ag}^+$  离子为固体电解质材料的流动离子, 相应称  $\text{Na}^+ - \beta$ -氧化铝或  $\text{Ag}^+ - \beta$ -氧化铝等。

通用固态电解质不能单独制作气敏传感

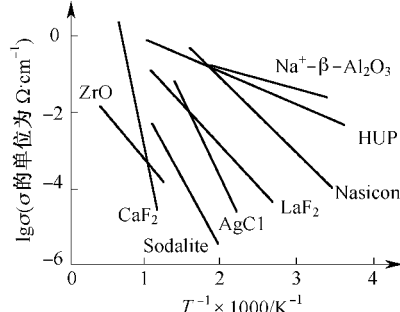


图 14-14 几种固体电解质离子电导率的温度特性

器。气敏膜材料通常是低离子电导率的气敏固体电解质,也可能是非固态电解质。它们可直接涂在通用固态电解质的表面,也可经化学反应来制备。

### 3. 气敏固态电解质

气敏固态电解质是指本身具有气敏功能,而且是只对某一种气体具有气敏作用的固态电解质材料。其种类较多,包括氧离子固态电解质、质子固态电解质、卤素离子固态电解质及各类无机含氧盐固态电解质。可制成氧气、氢气、卤素气体及各种无机氧化物气体的气敏传感器。

最常用的氧离子固态电解质是氧化锆,其次还有氧化铯( $\text{CeO}_2$ )、氧化铋( $\text{Bi}_2\text{O}_3$ )、氧化钍( $\text{ThO}_2$ )等。

最常用的质子固态电解质包括磷酸铈氢(HUP)和水合锑酸酐( $\text{Sb}_2\text{O}_3 \cdot 4\text{H}_2\text{O}$ ),在常温下最高使用温度在 50 左右。由质子取代原传导离子的通用固态电解,如  $\text{H}^+$ - $\beta$ -氧化铝、 $\text{H}^+$ -Nasicon 及  $\text{H}^+$ -沸石等,也是很好的质子导体,但它们只有在加热时才具有高的离子电导率,其上限使用温度可高达 300。钙钛矿类氧化物是目前可使用温度最高的质子固态电解质,在 900 时的离子电导率约为  $10^{-2} \text{ S/cm}$ ,使用温度可高达 1000。

卤素离子固态电解质的种类不多,主要有氯化铅( $\text{PbCl}_2$ )、氯化锶( $\text{SrCl}_2$ )及氟化镧( $\text{LaF}_3$ )。其中  $\text{LaF}_3$  既是  $\text{F}^-$  离子导体,也是  $\text{O}^{2-}$  离子导体,可用于制作各类氧气传感器。

此外,以金属离子为传导离子的气敏固态电解质包括  $\text{Na}_2\text{SO}_4$ 、 $\text{AgCl}$ 、 $\text{K}_2\text{CO}_3$  等。与前述的其它各类气敏固态电解质相比,这类气敏固态电解质由于其传导离子往往可以与多种气敏基团组成化合物,如以  $\text{Na}^+$  离子为传导离子的固态电解质可以有  $\text{Na}_2\text{SO}_4$ 、 $\text{Na}_2\text{CO}_3$ 、 $\text{NaNO}_3$  等,因此所构成气敏传感器的气敏材料选择性往往取决于固态电解质的热稳定性及传感器的工作温度。

## 14.2.3 电位式气敏传感器

电位式气敏传感器是指输出信号为电位差形式的一类传感器。一般情况下其测量电路极其简单。但由于多数固体电解质本身在传感器工作温度范围内都存在一定的内阻,理想的电位差测量手段应避免电流在传感器内阻上的消耗所引起的误差,因此,实际应用中常采用高输入阻抗的直接测量法。只要测量电路的输入阻抗远高于传感器内阻(约大于  $10^6$  倍),测量结果还是相当接近理论值的。

电位式气敏传感器分为浓差式和化学反应式两种。下面分别介绍它们的原理和结构。

### 1. 浓差式气敏传感器

输出的信号取决于传感器参比电极和参比电极之间的气体分压比。包括所有的共有元素型、采用参比气体的内含型和加膜型气敏传感器。浓差式气敏传感器的基本结构如图 14-15 所示。通常由圆片状固态电解质气敏材料、金属工作电极、金属参比电极及气体样品室组成。工作一端的气体分压为  $p^s$  大气压,参比电极一端的气体分压为  $p^r$  大气压,两端的气体都为  $\text{A}_2$ 。由于电位式气敏传感器的工作原理与原电池相似,因此可用相同的表示方法,则图 14-15 所示的结构可表示为



其中 Me 代表金属电极,通常采用铂(Pt)、金(Au)等贵金属,且参比电极和工作电极使用

同一种金属材料 ;SSE 是该传感器所用固体电解质的总称 ,一般要写出全称 ,如钙稳定氧化锆(CSZ)、磷酸铈氢(HUP)等 ,对采用通用固体电解质组成的气敏传感器还需标出气敏膜的化学组成 ;Me 与 SSE 之间的竖线是代表固 - 固、固 - 气两相之间的相界面。

利用能斯脱公式可将输出信号与两气体分压比值之间的关系表示为

$$E = (RT/2nF) \ln(p^s/p^r) \quad (14-7)$$

式中  $E$ ——传感器信号响应值 ,即传感器工作电极与参比电极之间的电位差(V) ;

$R$ ——气体常数( $8.314 \text{ J}/(\text{mol} \cdot \text{K})$ ) ;

$T$ ——工作温度 ;

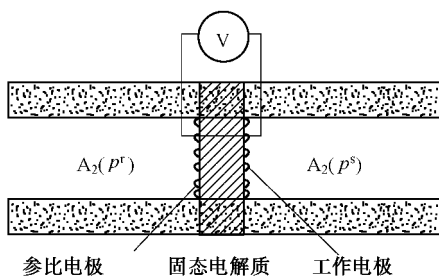
$n$ ——电极反应的电子交换数目 ;

$F$ ——法拉第常数( $9.648 \times 10^4 \text{ C}/\text{mol}$ ) ;

$p^s$ ——被测气体分压值( $10^5 \text{ Pa}$ ) ;

$p^r$ ——参比气体分压值( $10^5 \text{ Pa}$ )。

因此 ,已知传感器的工作环境温度  $T$  及参比气体的分压值  $p^r$  ,并测得传感器的信号响应值  $E$  后就可求得被测气体的分压  $p^s$ 。通常情况下  $p^r$  为已知常数 ,因此当传感器工作环境温度  $T$  恒定时 , $E$  与  $\ln(p^s)$  具有线性关系 ,直线的截矩为  $(RT/nF) \lg(p^r)$  ,斜率为  $RT/nF$ 。图 14-16 为以 Nasicon 为通用固态电解质的二氧化硫气敏传感器在  $776^\circ\text{C}$  工作温度下的曲线 ,即  $E-\ln(p^s)$  曲线 ,其参比  $\text{SO}_2$  气体的分压分别为  $0.17 \text{ Pa}$  和  $3.2 \text{ Pa}$  ,氧气为平衡气体。



14-15 浓差式气敏传感器基本结构示意图

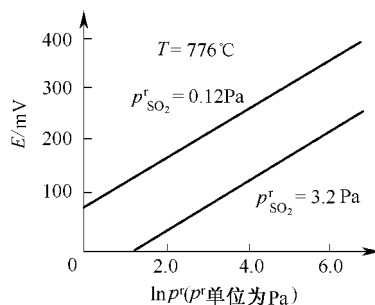


图 14-16 不同  $p^s$  下二氧化硫气敏传感器的响应曲线

传感器输出信号与被测气体分压的对数成线性关系是浓差式气敏传感器的共同特点。因此,在一般的情况下,它们都具有很宽的动态线性范围。浓差式气敏传感器理论上可以测定任意浓度范围的被测气体的分压,但实际中由于受固态电解质材料性能的限制,通常只能测量几个  $10^{-6}$  浓度以上的气体分压。

## 2. 化学反应气体传感器

图 14-17 所示为采用 AgCl 为气敏固态电解质,以金属 Ag 为参比电极的化学反应式气敏传感器结构示意图。它可表示为



在气敏铂电极一端,AgCl 中的  $\text{Ag}^+$  与  $\text{Cl}_2$  气体存在如下的化学反应趋势:



在化学反应势的作用下,AgCl 中的  $\text{Ag}^+$  离子不断向铂电极附近迁移,造成 Ag 电极附近  $\text{Ag}^+$  离子浓度的相对减少,为了维持参比银电极的电位,参比电极的一端的 Ag 与 AgCl 中的  $\text{Ag}^+$  离子存在如下的平衡趋势:



其总结果是参比电极 Ag 与气敏铂电极一端的  $\text{Cl}_2$  气体存在如下的化学反应式:



根据热力学定律,这一反应的自由能变化可由范特霍夫(Vant Hoff)反应方程式表示为

$$\Delta G = \Delta G^0 + RT \ln(a_{\text{AgCl}} / (a_{\text{Ag}} p_{\text{Cl}_2}^{1/2})) \quad (14-11)$$

式中  $\Delta G$ ——反应自由能变化(J/mol);

$a_{\text{AgCl}}$ ——AgCl 的活度,纯固态 AgCl 的活度为 1;

$a_{\text{Ag}}$ ——参比电极 Ag 的活度,纯固态 Ag 的活度为 1;

$p_{\text{Cl}_2}$ —— $\text{Cl}_2$  气体分压( $10^5 \text{ Pa}$ );

$\Delta G^0$ ——标准状态下的反应自由能变化,这里等于 AgCl 的标准生成自由能  $\Delta G_{\text{AgCl}}^0$ 。

根据化学原理,电极反应的电动势 E 与反应自由能变化  $\Delta G$  之间有如下转换关系:

$$E = \Delta G / nf \quad (14-12)$$

或在标准状态下

$$E^0 = \frac{-\Delta G^0}{nF} \quad (14-13)$$

式中 E——电极反应的电动势,即传感器工作电极与参比电极之间的电位差;

$E^0$ ——标准状态下的电极反应电动势。

根据式(14-10)~式(14-12)分析,并考虑到 Ag 及 AgCl 的活度均为 1,可得到传感器工作电极与参比电极之间的电位差 E 与被测气体分压  $p_{\text{Cl}_2}$  之间的关系为

$$E = \frac{\Delta G_{\text{AgCl}}^0}{F} + (RT/F) \ln(p_{\text{Cl}_2}) \quad (14-14)$$

此式即为该传感器电极总反应式(14-9)的能斯特公

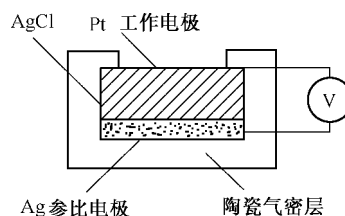


图 14-17 化学反应式气敏传感器结构示意图

式表示式。以  $\text{Ag}_2\text{SO}_4\text{-LiSO}_4$  为气敏固态电解质的  $\text{SO}_2$  的气敏传感器的工作原理相同。固态电解质的品种繁多,由它们组成的电位式气敏传感器的形式也多种多样,在此不一一叙述。

#### 14.2.4 氧化物半导体气敏传感器

氧化物半导体气敏传感器是利用氧化物半导体材料为敏感材料制成的一种传感器元件或装置。其原理是基于气体在半导体气敏材料颗粒表面的吸附可导致材料载流子浓度发生相应的变化,从而改变半导体元件的电导率。由氧化物半导体粉末制成的气敏元件,具有很好的疏松性,有利于气体吸附,因此其响应速度和灵敏度都较好。且其种类繁多,比单晶体制造简单,成本低廉,因此半导体陶瓷式气体传感器得到了迅速的发展。

半导体气体传感器主要应用在工业上解决天然气、煤气、石油、化工等部门易燃易爆有毒有害气体的监测预报和自动控制;在防治公害方面能监测污染气体;在家电方面可作为煤气报警器、火灾报警器等。

##### 1. 半导体陶瓷气体传感器

半导体陶瓷气体传感器的导电机理是比较复杂的,但是这种现象是比较清楚的,就是元件表面吸附气体时,它的电导率发生变化。

半导体对气体吸附的问题一般分为物理吸附和化学吸附两种情况。物理吸附是气体与气敏材料表面之间为分子吸附状态,它们之间没有电子交换,不形成化学键,这种表面之间的结合力为范德瓦尔斯力。而化学吸附是气体与气敏材料表面为离子吸附状态,它们之间有电子交换,并存在化学键力。这两种吸附在一般情况下都同时存在,只是在常温下主要是物理吸附,当温度升高时化学吸附增加并在某一温度将达到最大值。随后气体解吸概率增加,两种吸附同时减小。下面以  $\text{SnO}_2$  气敏元件为例说明,由实验曲线可知(如图 14-18 所示), $\text{SnO}_2$  在常温下吸附大量的气体,但其电导率变化不大,这说明室温下吸附气体为分子吸附,属物理吸附。如果保持被测气体浓度不变,继续提高温度就可以看出: $\text{SnO}_2$  电导率将随温度增加而增加,在 100 ~ 300 范围内变化尤其很快,这说明  $\text{SnO}_2$  在该温度下化学吸附作用增大,此时属离子吸附。当 300 以后,由于高温解吸作用,吸附气体逐渐减少, $\text{SnO}_2$  电导率下降。图中  $\text{ZnO}$  气敏元件实验曲线也存在类似情况。因此半导体气敏元件要实现电导作用,需要在高温条件下工作,这就要求有加热功率,从而增加元件成本。为了使气敏元件能在常温或较低的温度下工作,可采用催化剂。下面以  $\text{SnO}_2$  掺杂 Pd 为例说明催化剂的作用。

$\text{SnO}_2$  是 N 型半导体,能敏感甲烷( $\text{CH}_4$ )气体。当  $\text{CH}_4$  被吸附后,便失去电子成为正离子,而  $\text{SnO}_2$  得到电子后增加了  $\text{SnO}_2$  表面载流子的浓度,使电导率增加。 $\text{CH}_4$  的电离过程为

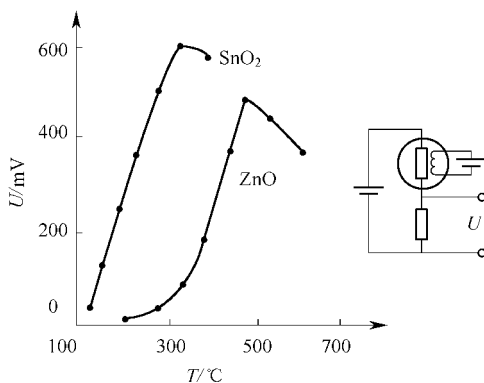
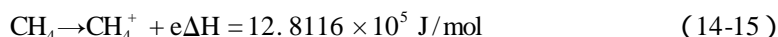
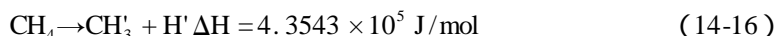


图 14-18 气敏元件输出电压与温度的关系(被测气体为丙烷)



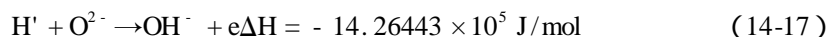


此式表明:为了使  $\text{CH}_4$  电离需要  $12.8116 \times 10^5 \text{ J/mol}$  能量,因此要实现这一反应是不容易的。如果把  $\text{CH}_4$  分解为  $\text{CH}_3$  原子团和  $\text{H}$  原子,其过程为



式中  $\text{CH}_3'$  为原子团,  $\text{H}'$  为原子。

上式需要热量为  $4.3543 \times 10^5 \text{ J/mol}$ ,此能量可以从  $\text{CH}_4$  分解  $\text{CH}_3'$  和  $\text{H}'$  与  $\text{SnO}_2$  晶格中  $\text{O}^{2-}$  离子结合放出能量得到补偿,即



采用  $\text{Pd}$  作为催化剂能在低温下具有一定的灵敏度,其主要原因是半导体陶瓷烧结后  $\text{Pd}$  在  $\text{SnO}_2$  中存在  $\text{PdO}$ ,它促进式(14-17)的反应,并使式(14-17)~式(14-19)的过程容易产生。实验表明:掺  $\text{Pd}$  的  $\text{SnO}_2$  元件在 160 左右产生接触氧化,而未掺杂的,则在 250 才开始氧化。此外  $\text{PdO}$  本身还原为金属  $\text{Pd}$  并放出  $\text{O}^{2-}$  离子,从而增加还原性气体化学吸附作用,提高了气敏元件的灵敏度。

## 2. 烧结型气敏元件

目前最常用的是  $\text{SnO}_2$  烧结型气敏元件,它加热温度较低,一般在 200 ~ 300 ,因此加热功率小,可简化结构。若在  $\text{SnO}_2$  中添加催化剂便提高了灵敏度,例如添加微量  $\text{PdCl}_2$  可以促使气体吸附和解吸,减小响应时间。 $\text{SnO}_2$  气敏元件制造工艺比较简单,首先在  $\text{SnO}_2$  粉末中加入 0.5% ~ 2% (质量)的  $\text{PdCl}_2$  及少量的粘合剂,在玛瑙研钵中研磨成泥状,然后接上工作电极和加热丝,在 500 ~ 800 烧结而成。市场上商品化的  $\text{SnO}_2$  气敏元件主要用于气体检漏报警。图 14-19 是报警电路图,由变压器、蜂鸣器、印刷线路板组成。报警值应在气体爆炸下限的 1/5 ~ 1/40。

最近出现一种新式烧结型气敏元件,采用  $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$  或  $\alpha\text{-Fe}_2\text{O}_3$  敏感材料,它们均属 N 型半导体。这种多孔的  $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$  和  $\alpha\text{-Fe}_2\text{O}_3$  陶瓷与还原性气体相接触时,由于表面受到还原作用,转变为  $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ,于是使元件电阻值迅速下降,呈现出气敏特性。这种元件的最大特点就是不要催化剂就能够得到较高的灵敏度,而且在高温下热稳定性好,其中  $\alpha\text{-Fe}_2\text{O}_3$  比  $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$  更好,但灵敏度不高,当  $\alpha\text{-Fe}_2\text{O}_3$  按原材料配制时,对气体的敏感作用非常弱。如果采用特殊工艺将原材料粉末化,并且控制陶瓷微粒结构使晶粒尺寸达  $0.05 \mu\text{m} \sim 0.2 \mu\text{m}$ ,气孔率达 62%,比表面积达  $135 \text{ m}^2/\text{g}$ ,这样制成的  $\alpha\text{-Fe}_2\text{O}_3$  微粒体具有很高的灵敏度和快速响应特性(小于 10 s)。由于不要催化剂,消除了催化剂造成灵敏度降低的问题,从而延长了元件的寿命。因此这是一种很有发展前途的气敏元件。图 14-20 为  $\alpha\text{-Fe}_2\text{O}_3$  型气敏元件的结构示意图。敏感元件是  $\alpha\text{-Fe}_2\text{O}_3$  烧结体,用一个螺旋线圈加热,工作温度在 430 ,基座采用塑料,外壳采用不锈钢网罩。

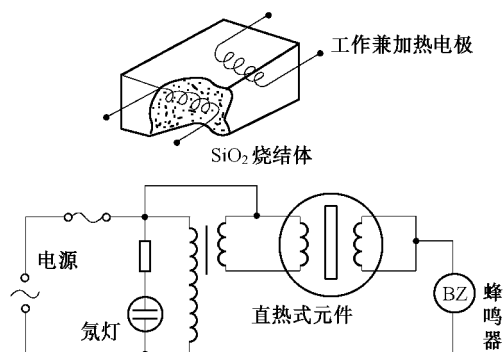
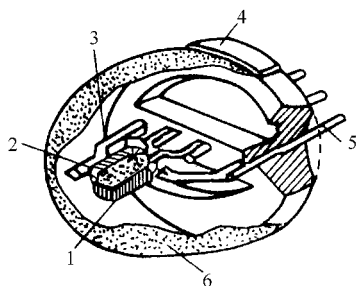


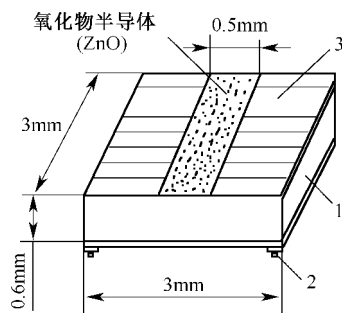
图 14-19 报警电路图

图 14-20  $\alpha\text{-Fe}_2\text{O}_3$  气敏元件结构示意图

1—加热器；2—敏感元件；3—构架；  
4—基座；5—插头；6—不锈钢网罩。

### 3. 薄膜型气敏元件

上述烧结型气敏元件在制备过程中,重复性较差,机械强度也不好,若采用真空镀膜或溅射的方法可实现元件的薄膜化,从而保证元件的一致性,并便于成批生产,而且机械强度也比较好。最早出现的是  $\text{ZnO}$  薄膜型气敏元件,其结构如图 14-21 所示。图中绝缘片 1 用石英玻璃或陶瓷,然后用真空镀膜机蒸镀  $\text{Zn}$  金属,电极用  $\text{Pt}$  或  $\text{Pd}$  膜。图中 2 和 3 是引线。最后把已蒸镀好的  $\text{Zn}$  金属衬底基片氧化,对  $\text{Zn}$  膜在  $500^\circ\text{C}$  以下氧化形成  $\text{ZnO}$  膜。由于  $\text{ZnO}$  气敏特性需要加热,故在衬底背面有一电极作为加热元件。



$\text{ZnO}$  敏感材料是 N 型半导体,当添加  $\text{Pt}$  作催化剂时,图 14-21  $\text{ZnO}$  薄膜型气敏元件结构,元件对丁烷、丙烷、乙烷等烷烃气体有很高的灵敏度,而对  $\text{H}_2$ 、 $\text{CO}$  等气体灵敏度很低。若用  $\text{Pd}$  作催化剂情况相反,对  $\text{H}_2$ 、 $\text{CO}$  有很高的灵敏度而对烷烃类气体灵敏度低。因此这种元件具有良好的选择性,但加热元件温度高( $400 \sim 450^\circ\text{C}$ )。

此外在陶瓷基片上用平面型射频等离子气相淀积法制成  $\text{SnO}_2$  气敏元件,基片背面涂上一层  $\text{RuO}_2$  作为加热元件,加热温度在  $260 \sim 340^\circ\text{C}$ ,用银钯电极引线,此元件的特点是不用掺杂钨、铂等贵金属作为催化剂,对氢气、 $\text{CO}_2$ 、管道煤气、液化石油气都有气敏作用。

#### 4. 厚膜型气敏元件

这是 1977 年发展起来的新型气敏元件(见图 14-22 图 14-23 为管状厚膜元件),它克服了烧结型气敏元件一致性和机械强度差的问题,制造方法又比薄膜型的简单,更便于成批生产。这种元件把气敏材料(如  $\text{SnO}_2$ 、 $\text{ZnO}$ )与一定比例硅凝胶混合成能印刷的厚膜胶,再把这厚膜胶用丝网印刷到预先安装有 Pt 电极 3 的  $\text{Al}_2\text{O}_3$  基片 1 上。2 是氧化物半导体( $\text{ZnO}$ )。经自然干燥后烧结制成厚膜型元件。典型结构如图 14-23 所示。这种气敏元件半导体层 1 采用  $\text{ZnO}$  外层用 Pt 作为催化剂层,它不仅与还原性气体起反应,而且增加  $\text{ZnO}$  表面上的吸附,增大  $\text{ZnO}$  在空气中的电阻值,从而提高了元件的灵敏度。图中 2 是绝缘管,3 是加热线圈,4 是导线,5 是电极。此外管状型厚膜元件采用  $\text{V-Mo-Al}_2\text{O}_3$  作催化剂,可检测浓度很低的卤化碳氢化合物气体,譬如  $\text{CCl}_2\text{F}_2$ 、 $\text{CHClF}_2$  等。用这种方法制成的气敏元件能检测液化石油气,环境温度、湿度变化影响小,并能连续使用 5000 小时。如在  $\text{SnO}_2$  膜上附加只允许氢气通过的  $\text{SiO}_2$  涂层,可用于检测氢气。图 14-24 为元件结构示意图。

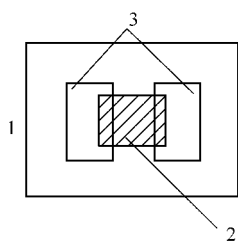


图 14-22 典型厚膜气敏元件

1— $\text{Al}_2\text{O}_3$  基片;  
2—氧化物半导体( $\text{ZnO}$ );  
3—Pt 电极。

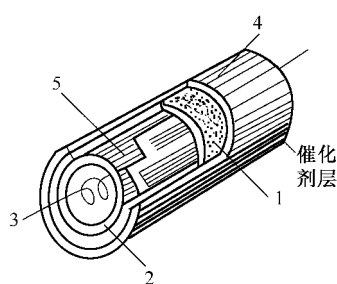


图 14-23 管状厚膜气敏元件

1— $\text{ZnO}$  半导体层;2—绝缘管;  
3—加热线圈;4—导线;5—电极。

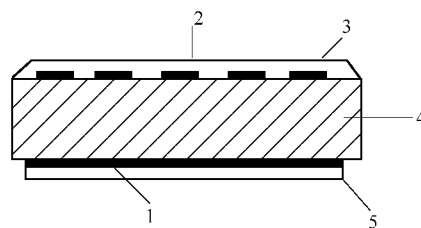


图 14-24 元件结构示意图

1—Pt 加热器;2— $\text{SiO}_2$  膜;3—Pt 电极;  
4— $\text{Al}_2\text{O}_3$  基板;5— $\text{Al}_2\text{O}_3$  膜。

## 第 15 章 射线及微波检测传感器

核辐射、红外、超声波、微波等新兴检测技术在近年来获得飞速的发展,并在工农业生产、科学研究、国防、生物医学、空间技术等领域得到越来越多的应用。本章介绍它们在检测技术中实现非电量测量的基本原理和应用实例。

### 15.1 核辐射传感器

#### 15.1.1 核辐射检测的物理基础

##### 1. 同位素

原子序数相同,原子质量数不同的元素称作同位素。不需外因的作用,某些同位素的原子核会发生自动衰变,并在衰变中放出射线,这类同位素称作“放射性同位素”。其衰减规律为

$$a = a_0 e^{-\lambda t} \quad (15-1)$$

式中  $a_0$ ——初始时原子核数;

$a$ ——经过时间  $t$  秒后的原子核数;

$\lambda$ ——衰变常数(不同放射性同位素有不同的  $\lambda$  值)。

式(15-1)表明放射性同位素的原子核数按指数规律随时间减少,其衰变速度通常用半衰期来表示。半衰期是指放射性同位素的原子核数衰变到其一半所需的时间,一般将它作为该放射性同位素的寿命。

##### 2. 核辐射

放射性同位素在衰变过程中放出带有一定能量的粒子或射线,这种现象称为“核辐射”。核辐射包括  $\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$  3 种射线。其中  $\alpha$  射线由带正电的  $\alpha$  粒子(即氦原子核)组成; $\beta$  射线由带有一定能量电子组成; $\gamma$  射线由光子组成。

放射性的强弱称为放射性强度,由单位时间内发生衰变的次数来表示。放射性强度也是按指数规律随时间而减小,即

$$I = I_0 e^{-\lambda t} \quad (15-2)$$

式中  $I_0$ ——为初始时放射性强度;

$I$ ——为经过时间  $t$  秒后的放射性强度。

放射性强度的单位是居里(Ci)。1Ci 等于放射源每秒钟发生  $3.7 \times 10^{10}$  次核衰变。在检测仪表中,居里单位太大,所以经常使用的单位是毫居里(mCi)。

##### 3. 核辐射与物质间的相互作用

###### 1) 电离作用

具有一定能量的带电粒子在穿过物质时在它们经过的路程上形成许多离子对,称为电离作用。电离作用是带电粒子与物质相互作用的主要形式。 $\alpha$  粒子由于能量大,电离

作用最强,但射程较短(所谓射程是指带电粒子在物质中穿行时,在能量耗尽停止运动前所经过的直线距离)。 $\beta$  粒子质量小,电离能力比同样能量的  $\alpha$  粒子要弱。 $\gamma$  粒子没有直接电离的作用。

## 2) 核辐射的散射与吸收

$\alpha$ 、 $\beta$ 、 $\gamma$  射线穿过物质时,由于电磁场作用,原子中的电子会产生共振。振动的电子形成向四面八方的电磁波源,使粒子和射线的能量被吸收而衰减。 $\alpha$  射线的穿透能量最弱, $\beta$  射线穿透能量次之, $\gamma$  射线的穿透能量最强。但  $\beta$  射线在穿行时容易改变运动方向而产生散射现象,当产生反向散射时即形成反射。核辐射与物质间的相互作用是进行核辐射检测的物理基础。利用电离、吸收和反射作用并结合  $\alpha$ 、 $\beta$  和  $\gamma$  射线的特点可以完成多种基础工作。例如利用  $\alpha$  射线实现气体分析、气体压力和流量的测量,利用  $\beta$  射线进行带材厚度、密度、覆盖层厚度等的检测,利用  $\gamma$  射线完成材料缺陷、物位、密度等检测与大厚度的测量等。

## 15.1.2 核辐射传感器

### 1. 电离室放射线传感器

电离室放射线传感器如图 15-1 所示。电离室两侧设有两块平行极板,对其加上极化电压使二极板间形成电场。当有粒子或射线射向二极板间空气时,空气分子被电离成正、负离子。带电离子在电场作用下形成电离电流,并在外接电阻  $R$  上形成压降。测量此压降值可得核辐射的强度。电离室主要用于探测  $\alpha$ 、 $\beta$  粒子,它具有坚固、稳定、成本低、寿命长等优点,但输出电流很小。

### 2. 气体放电计数管

气体放电计数管如图 15-2 所示。计数管的阴极为金属筒或涂有导电层的玻璃圆筒。阳极为圆筒中心的钨丝或铂丝。圆筒与金属丝之间用绝缘体隔开,并在它们之间加上电压。核辐射进入计数管后,管内气体产生电离。当负离子在电场作用下加速向阳极运动时,由于碰撞气体分子产生次级电子,次级电子又碰撞气体分子,产生新的次级电子。这样,次级电子急剧倍增,发生“雪崩”现象,使阳极放电。放电后由于雪崩产生的电子都被中和,阳极被许多正离子包围着。这些正离子被称为“正离子鞘”(空间电荷层)。正离子鞘的形成,使阳极附近的电场下降,直到不再产生离子增殖,原始的放大过程停止。由于电场的作用,正离子鞘向阴极移动,在串联负载电阻上产生电压脉冲,其大小决定于正离子鞘的总电荷,与初始电离无关。正离子鞘到达阴极时得到一定的动能,能从阴极打出次级电子。由于此时阳极附近的电场已恢复,次级电子又能再一次产生正离子鞘和电压脉冲,从而形成连续放电。若在计数管内加入少量有机分子蒸气或卤族气体,可以避免正离子鞘在阴极产生次级电子,使放电自动停止。

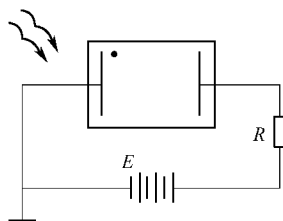


图 15-1 电离室示意图

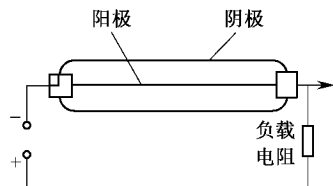


图 15-2 气体放电计数管示意图

气体放电计数管常用于探测  $\beta$  粒子和  $\gamma$  射线。

### 3. 闪烁计数器

物质受放射线的作用而被激发,在由激发态跃迁到基态过程中,发射出脉冲状的光的现象,称为闪烁现象。能产生这样现象的物质称为闪烁体。闪烁体分为有机和无机两大类,同时又有固体、液体和气体等形态。有机闪烁晶体的特点是发光时间常数小,只有与分辨力高的光电倍增管配合才能获得  $10^{-10}$  s 的分辨时间,并且容易制成较大的体积,常用于探测  $\beta$  粒子。无机闪烁晶体的特点是对入射粒子的阻止本领大,发光效率高,有很高的探测效率,常用于探测  $\gamma$  射线。闪烁计数器的组成如图 15-3 所示。当核辐射进入闪烁晶体时,晶体原子受激发光,透过晶体射到光电倍增管的光阴极上,根据光电效应在光阴极上形成电流脉冲,即可用仪器指示或记录。

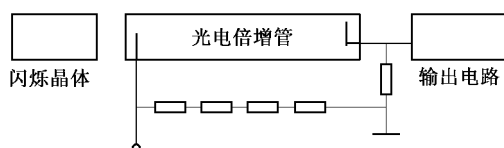


图 15-3 闪烁计数器示意图

## 15.1.3 核辐射检测技术的应用

### 1. 核辐射在线测厚仪

核辐射在线测厚仪是利用物质对射线的吸收程度或核辐射散射与物质厚度有关的原理进行工作的。利用散射原理工作的镀层测厚仪的原理如图 15-4 所示。图中 3、4 为两个电离室,电离室外壳加上极性相反的电压,形成相反的栅极电流,使电阻 R 的压降正比于两电离室核辐射强度的差值。电离室 3 的核辐射强度取决于放射源 2,放射线经镀锡钢带镀层后的反向散射;电离室 4 的辐射强度取决于 8 的放射线经挡板 5 的位置调制。利用 R 上的电压,经过放大后,控制电机转动,以此带动挡板 5 位移,使两电离电流相等。如用检测仪表测量出挡板 5 的移动位置,即可获得镀层的厚度。

### 2. 核辐射物位计

不同介质对  $\gamma$  射线的吸收能力是不同的,固体吸收能力最强,液体次之,气体最弱。核辐射物位计如图 15-5 所示。若核辐射源和被测介质一定,则被测介质高度 H 与穿过被测介质后的射线强度 I 的关系为

$$H = \frac{1}{\mu} \ln I_0 + \frac{1}{\mu} \ln I \quad (15-3)$$

式中  $I_0$ 、I——穿过被测介质前、后的射线强度;  
 $\mu$ ——被测介质的吸收系数。

探测器将穿过被测介质的 I 值检测出来,并通过仪表显示 H 值。目前用于测量物位的核辐射同位素有  $\text{Co}^{60}$  及  $\text{Cs}^{137}$ ,因为它们能发射出很强的  $\gamma$  射线,半衰期较长。 $\gamma$  射线物位计一般用于冶金、化工和玻璃工业中的物位测量,有定点监视型、跟踪型、透过型、照射

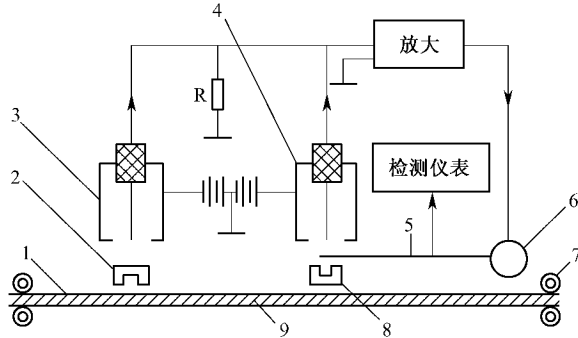


图 15-4 镀层在线测厚仪

1—镀层；2—放射源；3、4—电离室；5—挡板；  
6—电机；7—辊子；8—辅助放射源；9—钢带。

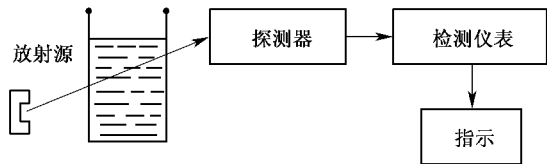


图 15-5 核辐射物位计

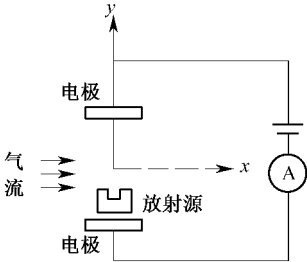
型和多线源型。

$\gamma$  射线物位计的特点是：

- (1) 可以实现非接触测量；
- (2) 不受被测介质温度、压力、流速等状态的限制；
- (3) 能测量比重差很小的两层介质的界面位置；
- (4) 适宜测量液体、粉粒体和块状介质的位置。

3. 核辐射流量计

测量气体流量时，一般需将敏感元件插在被测气流中，这样会引起压差损失，若气体具有腐蚀性又会损坏敏感元件。应用核辐射测量流量即可避免上述问题。核辐射气体流量计原理如图 15-6 所示。气流管壁中装有两个电位差不同的电极。其中一个涂有放射性物质，它放出的粒子可以使气体电离。当被测气体流过电离室时，部分离子被带出电离室，因而室内的电离电流减小。当气体流动速度加大时，从电离室带出的离子数增多，电离电流减小也越多。由于辐射强度、离子迁移率等因素也会影响电离电流，为了提高测量准确度，应采用差动测量线路。



15-6 核辐射气体流量计工作原理

上述方法同样适合于其它流体流量的测量。若在流动的液体中加入少量放射性同位素，还可运用放射性同位素跟踪法求取流体的流量。

#### 4. 核辐射探伤

$\gamma$  射线探伤原理如图 15-7(a)所示。放射源放在被测管道内,沿着平行管道焊缝与探测器同步移动。当管道焊缝质量存在问题时,穿过管道的  $\gamma$  射线会产生突变,探测器将收到的信号经过放大,然后送入记录仪记录下来。图 15-7(b)为其特性曲线,横坐标表示放射源移动的距离,纵坐标表示与放射性强度成正比的电压信号。图中两突变波形表示管道焊缝在该两部位存在大小不同的缺陷。上述方法也可用于探测块状铸件内部的缺陷。为了提高探测效率,用上述方法探伤时,常选用闪烁计数器作为探测器,并在其前面加设  $\gamma$  射线准直器。准直器用铅制成,通过上面的细长直孔使探测器检测的信号更为清晰。除上述用途外,核辐射技术还可以用于制作核辐射式称重仪、温度计、检漏仪及继电器等检测仪表与器件。

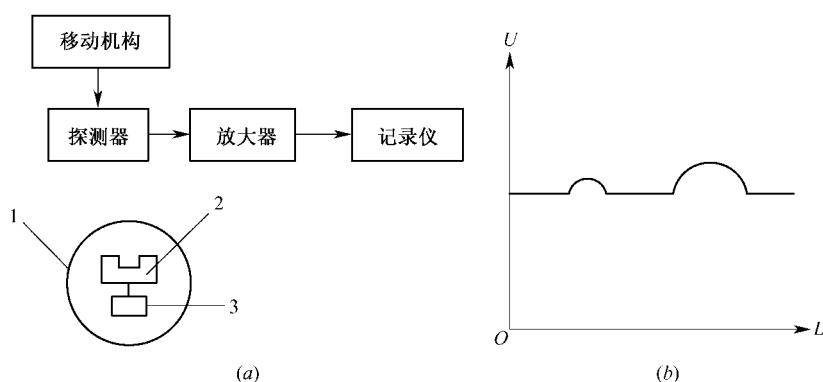


图 15-7  $\gamma$  射线探伤

(a) 工作框图; (b) 特性曲线。

1—被测管道; 2—放射源; 3—移动机构。

## 15.2 超声检测

### 15.2.1 超声检测原理

振动在弹性介质内的传播称为波动,简称波。频率在  $16\text{ Hz} \sim 2 \times 10^4\text{ Hz}$  之间,人耳所闻的机械波称为声波;低于  $16\text{ Hz}$  的机械波称为次声波;高于  $20\text{ kHz}$  的机械波称为超声波,这时人耳听不见,见图 15-8。超声波的波长较短,近似作直线传播,在固体和液体介质内衰减比电磁波小,能量容易集中,可形成较大强度,产生激烈振动,并能引起很多的特殊作用。

当声源在介质中的施力方向与波在介质中的传播方向不同时,声波的波型也有所不同。质点振动方向与传播方向一致的波称为纵波,它能在固体、液体和气体中传播。

质点振动方向垂直于传播方向的波称为横波,它只能在固体中传播。

质点振动介于纵波和横波之间,沿着表面传播,振幅随着深度的增加而迅速衰减的波称为表面波,它只能在固体表面传播。



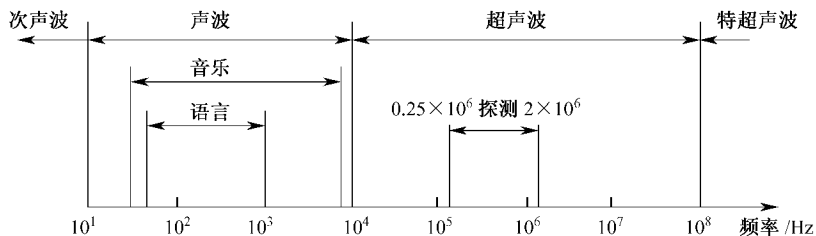


图 15-8 声波的频率界限图

当声波以某一角度入射到第 2 介质(固体)界面上时,除有纵波的反射、折射以外,还会发生横波的反射和折射,在一定条件下,还能产生表面波。各种波型均符合几何光学中的折射、反射定律。如图 15-9 所示。

超声波具有与称为电波和光波的电磁波相似的一面,同时又有很大不同。利用超声波的敏感技术有如下特点:

(1) 能以各式各样的传播模(纵波、横波、表面波、薄板波)在气体、液体、固体或它们的混合物等各种媒质中传播,也可在光不能通过的金属、生物体中传播,是探测物质内部的有效手段;

(2) 由于超声波与电磁波相比速度慢,对于相同的频率波长短,容易提高测量的分辨力;

(3) 由于传播时受介质音响特性(由弹性常数或密度决定的声速、音响阻抗和由吸收、散射决定的衰减常数)的影响大,所以,反过来可由超声波传播的情况测量物质的状态。

超声检测技术的基本原理通常是利用某种待测的非声量(如密度、浓度、强度、弹性、硬度、粘度、温度、流量、液面、厚度、缺陷等)与某些描述媒质声学特性的超声量(如声速、声衰减、声阻抗)之间存在着直接或间接关系,在探索到这些关系的规律之后就可以通过超声量的测定来测出那些待测的非声量。

在超声检测中,非声量的测量是通过声速、声衰减和声阻抗等的测量来进行的。

超声波传感器是检测伴随超声波传播的声压或介质变形的装置。利用压电效应、电应变效应、磁应变效应、光弹性效应等应变与其它物理性能的相互作用的方法,或用电磁的或光学的手段等可检测由声压作用产生的振动。多数可兼有超声波发生和检测作用的可逆性。

超声波传感器因完成超声波信号和电信号间的变换又被称为超声波换能器。由于它常用于探测物质内部情况,故又称超声波探头。另外,由于能完成超声波振动的发生、检测,故也叫超声波振子。不管称为什么,不管哪一种超声波仪器,都必须把超声波发射出去,然后把超声波接收回来,变换成电信号,完成这一部分工作的装置,就是超声波传感器。

超声波传感器根据其作用原理,有压电式、磁致伸缩式、电磁式等数种,在测试技术中

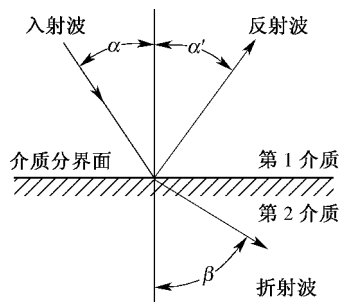


图 15-9 波的反射与折射

主要是采用压电式。

### 15.2.2 压电式超声波换能器

压电式超声波换能器的原理是以压电效应为基础的,关于压电效应已在第7章中讲过。作为发射超声波的换能器是利用压电材料的逆压电效应(电致伸缩效应),而接收用的换能器作为“发射”与“接收”兼用,亦即将脉冲交流电压加在压电元件上,使其向介质发射超声波,同时又利用它作为接收从介质中反射回来的超声波,并将反射波转换为电信号送到后面的放大器。因此压电式超声波换能器实际上是压电式传感器。

#### 1. 直探头式换能器

在压电式超声波换能器中,常用的压电材料有石英( $\text{SiO}_2$ )、钛酸钡( $\text{BaTiO}_2$ )、锆钛酸铅(PZT)、偏铌酸铅( $\text{PbNb}_2\text{O}_6$ )等。换能器由于其结构不同,可分为直探头式、斜探头式、双探头式等多种。直探头式换能器也称为直探头或平探头,它可以发射和接收纵波。直探头主要由压电元件、阻尼块(吸收块)及保护膜组成,其基本结构原理图如图15-10所示。

#### 2. 斜探头式换能器

如图15-11所示,可发射与接收横波。压电片产生纵波,经斜楔块倾斜入射到被测工件中,转换为横波。如斜楔块为有机玻璃,斜探头的角度(即入射角)在 $28^\circ \sim 61^\circ$ 之间,在钢中可产生横波。如果把直探头在液体中倾斜入射时,也能产生横波。

当入射角增大到某一角度时,使在工件中的横波的折射为 $90^\circ$ 时,在工件中可产生表面波,而形成表面波探头,因此表面波探头是斜探头的一个特例。

#### 3. 组合式换能器

组合式换能器又称为双探头或组合探头。它是把两块压电片装在一个探头架内,一块压电片发射时,另一块接收。双探头可发射与接收纵波,其结构原理图如图15-12所示。压电片下的延迟块(有机玻璃)的作用是使声波延迟一段时间后再射入工件,这样可探测探头近处的工件。

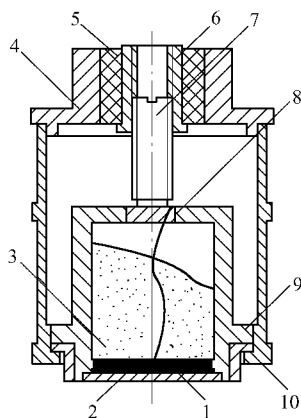


图 15-10 直探头式换能器结构  
1—压电片;2—保护膜;3—吸收块;  
4—盖;5—绝缘柱;6—接触座;  
7—导线螺杆;8—接线片;  
9—压电片座;10—外壳。

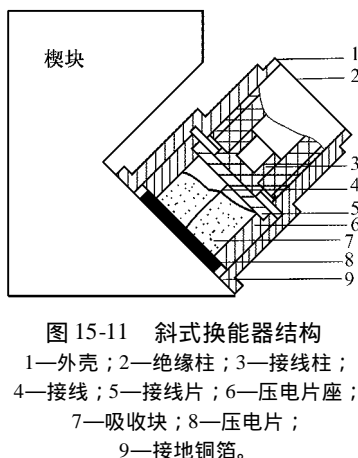


图 15-11 斜式换能器结构  
1—外壳;2—绝缘柱;3—接线柱;  
4—接线;5—接线片;6—压电片座;  
7—吸收块;8—压电片;  
9—接地铜箔。

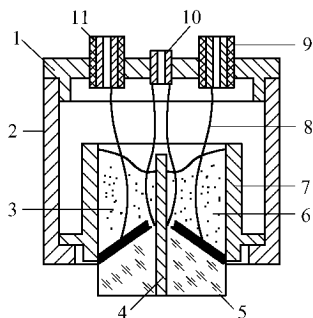


图 15-12 双探头结构  
1—上盖;2—金属壳;3—吸收块;  
4—隔声层;5—延迟块;6—压电片;  
7—压电片座;8—导线;9—接线座;  
10—接地点;11—绝缘座。

### 15.2.3 超声波在检测技术中的应用

#### 1. 超声波探伤

利用超声波可以探查金属内部的缺陷,这是一种非破坏性的检测,即无损检测。利用此方法可对高速运动的板料、棒料进行检测,也可制成自动检测系统,不但能发出报警信号,还可在有缺陷的区域上喷上有色涂料,并根据缺陷的数量或严重程度作出“通过”或“拒收”的决定。

当材料内部有缺陷时,材料内部的不连续性成为超声波传输的障碍,超声波通过这种障碍时只能透射一部分声能。在无损检测中,十分细小的微裂纹即可构成超声波不能透过的阻挡层。利用此原理即可构成缺陷的透射检测法。如图 15-13 所示,在检测时,把超声发射探头置于试件的一端,而把接收探头置于试件的另一端,并保证探头和试件之间有良好的耦合,以及两个探头在一条直线上,这样监测接收到的超声波强度就可获得材料内部缺陷的信息。在超声波束的通道中出现任何缺陷都会使接收信号下降甚至完全消失,这就表明试件中有缺陷存在。

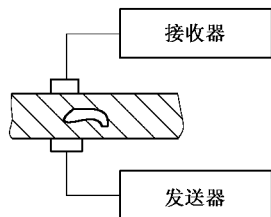


图 15-13 透射法检测缺陷

#### 2. 超声波测温

超声波测温多数是以气、液、固三态媒质中温度与声速关系为基础的。许多固体和液体的声速一般随温度增高而降低,而气体的声速与绝对温度的平方根成正比。气体的声速变化率在低温时最大,大多数液体的声速变化率基本上不随温度而变。固体则在高温时声速变化率最大。

声波在理想气体中传播过程可认为是绝热过程,声波传播速度为

$$v = \sqrt{\frac{r p}{\rho}} = \sqrt{\frac{r R T}{M}} \quad (15-4)$$

式中  $R$ ——气体常数;

$r$ ——定压比热和定容比热之比  $r = C_p / C_v$ ;

$M$ ——分子量;

$\rho$ ——密度;

$p$ ——压强;

$T$ ——绝对温度。

由上式可以看出,理想气体的声速与绝对温度  $T$  的平方根成正比。对空气来说,影响声速的主要原因是温度,可用下式计算声速的近似值:

$$v = 20.067 \sqrt{T} (\text{m/s})$$

最常用的声速测量声速的方法是脉冲传播时间法、回鸣法、相位比较法和共振法等。

#### 3. 超声波测厚度

超声波脉冲回波法检测厚度的原理如图 15-14 所示。超声波探头与被测物体表面接触,主控制器发射电路,使探头发出的超声波到达被测物体底面反射回来,该脉冲信号又被探头接收,经放大器放大后加到示波器垂直偏转板上。标记发生器输出时间标记脉冲信

号,同时加到该垂直偏转板上,而扫描电压则加在水平偏转板上。因此,在示波器上可直

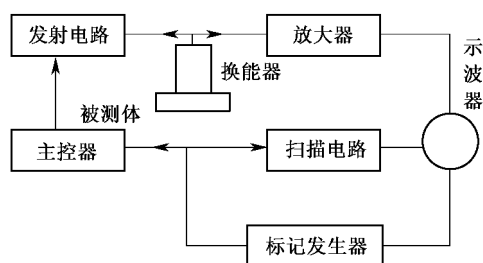


图 15-14 超声波检测厚度原理图

接读出发射与接收超声波之间的时间间隔  $t$ 。被测物体的厚度为

$$h = ct/2 \quad (15-5)$$

式中  $c$ ——超声波的传播速度。

#### 4. 超声波测液位

超声波脉冲回波式测量液位的工作原理如图 15-15 所示。探头发出的超声波脉冲通过介质到达液面,经液面反射后又被探头接收。测量发射与接收超声脉冲的时间间隔和介质中的传播速度,即可求出探头与液面之间的距离。根据传声的方式和使用探头数量的不同,可以分为单探头液介式(a)、单探头气介式(b)、单探头固介式(c)及双探头液介式(d)等数种。

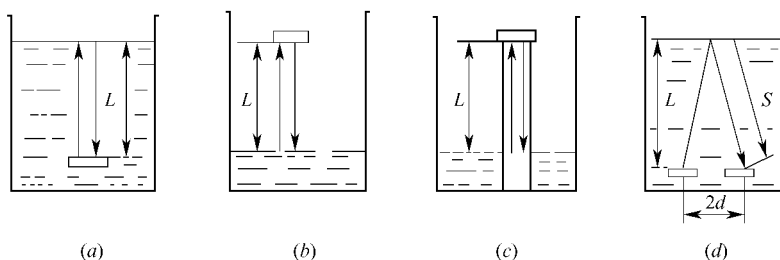


图 15-15 脉冲回波式超声波液位测量

在生产实践中有时只需要知道液面是否升到或降到某个或几个固定高度,则可采用图 15-16 所示的超声波定点式液位计,实现定点报警或液面控制。图 15-16(a)、(b)为连续波阻抗式液位计的示意图。由于气体和液体的声阻抗差别很大,当探头发射面分别与气体或液体接触时,发射电路中通过的电流也就明显不同。因此利用一个处于谐振状态的超声波探头,就能通过指示仪表判断出探头前是气体还是液体。图 15-16(c)、(d)为连续波透射式液位计示意图。图中相对安装的两个探头,一个发射,另一个接收。当发射探头发生频率较高的超声波时,只有在两个探头之间有液体时,接收探头才能接收到透射波。由此可以判断液面是否到达探头的高度。

#### 5. 超声波测流量

利用超声波测流量对被测流体并不产生附加的阻力,测量结果不受流体物理和化学性质的影响。超声波在静止和流动体中的传播速度是不同的,进而形成传播时间和相位

上的变化,由此可求得流体的流速和流量。图 15-17 为超声波测流体流量的工作原理图。图中  $v$  为流体的平均流速  $c$  为超声波在流体中的流速  $\theta$  为超声波传播方向与流动方向

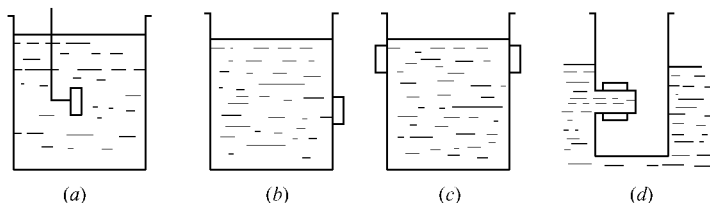


图 15-16 超声波定点液位计

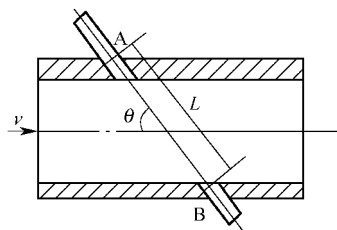


图 15-17 超声波测流量原理图

的夹角  $A$ 、 $B$  为两个探头  $L$  为其间距离。

超声波检测应用十分广泛,除上述应用外,还广泛用于医学上对人体的诊断治疗,海洋舰船、礁石、渔船、鱼群探测,石油、煤矿、矿石的勘探等。

### 15.3 红外辐射传感器

红外探测技术在工农业生产、医学、遥感、天文、气象、地质以及科学研究领域早已广泛应用。在军事方面,它的应用更为重要,特别在夜视、瞄准、预警、目标探测与武器制导方面,已成为现代战争中不可缺少的设备。

#### 15.3.1 红外辐射的基本知识

##### 1. 红外辐射

红外辐射俗称红外线,它是位于可见光中红光以外的光线,故称为红外线,任何物体,只要它的温度高于绝对零度,就有红外线向周围空间辐射。红外线的波长范围大致在  $0.75 \mu\text{m} \sim 1000 \mu\text{m}$  的频谱范围之内。相对应的频率大致在  $3 \times 10^{11} \text{ Hz} \sim 4 \times 10^{14} \text{ Hz}$  之间,红外线与可见光、紫外线、X 射线、 $\gamma$  射线和微波、无线电波一起构成了整个无限连续的电磁波谱。

红外辐射和所有电磁波一样,是以波的形式在空间直线传播的。它在真空中的传播速度等于波的频率与波长的乘积,即等于光在真空中的传播速度

$$c = \lambda f \quad (15-6)$$

式中  $\lambda$ ——红外辐射的波长( $\mu\text{m}$ );

$f$ ——红外辐射的频率(Hz);

$c$ ——光在真空中的传播速度  $c = 30 \times 10^{10} \text{ cm/s}$ 。

##### 2. 红外辐射的基本定律

##### 1) 普朗克定律

它叙述了绝对黑体辐射出射度的光谱密度的分布:

$$M_\lambda = c_1 \frac{\lambda^{-5}}{\exp(c_2/\lambda T) - 1} \quad (15-7)$$

式中  $M_\lambda$ ——单位波长辐射通量密度或称光谱辐射通量密度( $\text{W}/(\text{cm}^2 \cdot \mu\text{m})$ );

$\lambda$ ——波长( $\mu\text{m}$ );

$T$ ——绝对温度(K)；

$c_1$ ——第1辐射常量  $c_1 = 3.7415 \times 10^{-16} (\text{W} \cdot \text{m}^2)$ ；

$c_2$ ——第2辐射常量  $c_2 = 1.43879 \times 10^{-2} (\text{m} \cdot \text{K})$ 。

## 2) 希尔霍夫定律

希尔霍夫定律指出一个物体向周围辐射热能的同时也吸收周围物体的辐射能。如果几个物体处于同一温度场中,各物体的热发射本领正比于它的吸收本领。可用下面公式表示：

$$E_r = aE_0 \quad (15-8)$$

式中  $E_r$ ——物体在单位面积和单位时间内发射出来的辐射能；

$a$ ——该物体对辐射能的吸收系数；

$E_0$ ——等价于黑体在相同温度下发射的能量,它是常数。

黑体是在任何温度下全部吸收任何波长辐射的物体,黑体的吸收本领与波长和温度无关,即  $a = 1$  黑体吸收本领最大,但是加热后,它的发射热辐射也比任何物体都要大。

## 3) 斯忒藩—玻耳兹曼定律

它给出了波长从零到无穷大范围总的辐射通量密度,物体温度越高,它辐射出来的能量越大。可用下面公式表示：

$$W = \varepsilon \sigma T^4 \quad (15-9)$$

式中  $W$ ——某物体在温度  $T$  时单位面积和单位时间的红外辐射总能量；

$\sigma$ ——斯忒藩—玻耳兹曼常数( $\pm 5.6697 \times 10^{-12} \text{W}/(\text{cm}^2 \cdot \text{T}^4)$ )；

$\varepsilon$ ——比辐射率,即物体表面辐射本领与黑体辐射本领之比值,黑体的  $\varepsilon = 1$ ；

$T$ ——物体的绝对温度(K)。

式(15-9)就是斯忒藩—玻耳兹曼定律。即物体红外辐射的能量与它自身的绝对温度  $T$  的4次方成正比,并与  $\varepsilon$  成正比,一般物体的  $\varepsilon$  总是在  $0 \sim 1$  之间。物体温度越高,其表面所辐射的能量就越大。

## 4) 维恩位移定律

热辐射发射的电磁波中包含着各种波长。实验证明,物体峰值辐射波长  $\lambda$  与物体的自身的绝对温度  $T$  成反比：

$$\lambda T = a \quad (15-10)$$

式(15-10)称为维恩位移定律。分析上式可知,峰值辐射波长随温度升高向短波方向偏移。当温度不很高时,峰值辐射波长在红外区域。

## 15.3.2 红外传感器的分类

红外传感器又称红外探测器,按探测机理的不同,红外探测器可以分为热探测器和光子探测器两大类。

### 1. 热探测器

热探测器吸收红外辐射后,先引起温度升高。然后由于温度升高,伴随着发生某种物理性质的变化。测量这些物理性质的变化就可以确定被吸收的红外辐射的能量或者功率,从而得到被测非电量值。常用的物理变化有温差热电现象、金属或半导体电阻的变化现象、热释电现象、气体压强变化现象、金属热膨胀现象、液体薄膜蒸发现象等。

用这些物理现象制成的热电探测器,在理论上对一切波长的红外辐射具有相同的响应。但实际上仍存在差异。其响应速度取决于热探测器的热容量和热扩散率的大小。

## 2. 光子探测器

物质吸收光子后发生电子状态的改变,称为光子效应。常用的光子效应有光电效应、光生伏特效应、光电磁效应、光电导效应。从光子效应的大小可以测定被吸收的光子数。利用光子效应制成的红外探测器统称为光子探测器,其主要特点是灵敏度高,响应速度快,具有较高的响应频率。但其一般需在低温下工作,探测波段较窄。

热探测器与光子探测器相比,热探测器有下列优点:

(1) 热探测器对各种波长都有响应,光子探测器只对它的长波限以下的一段波长区间有响应;

(2) 热探测器(除低温测辐射热计外)工作时不需要冷却,光子探测器则多数需要冷却。

但热探测器有下列缺点:

(1) 热探测器的响应度一般低于光子探测器,响应时间一般比光子探测器长;

(2) 热探测器的性能与器件尺寸、形状,以及工艺细节等很有关系,因此,需要十分讲究工艺技巧,产品规格常不容易稳定,有点类似于薄膜型光子探测器。

而单晶型光子探测器,无论是单晶材料的生长还是器件的制造,在物理机制方面都比较清楚,工艺也比较先进和定型,因此产品比较能够规格化。

## 15.3.3 红外传感器的应用

### 1. 红外测温

温度测量的方法很多,红外测温是比较先进的测温方法。其特点如下:

(1) 是远距离和非接触测温,特别适合于高速运动物体、带电体、高温及高压物体的温度测量;

(2) 反应速度快,反映时间一般都在毫秒级甚至微秒级;

(3) 灵敏度高,能分辨微小的温度变化;

(4) 准确度较高,其测量准确度可达到0.1%以内,甚至更小;

(5) 测温范围广,可测零下几十摄氏度到零上几千摄氏度的温度范围。红外温度测量方法,可在几乎所有温度测量场合使用。

红外测温有几种方法,这里只介绍全辐射测温。全辐射测温的理论是根据普朗克黑体辐射定律,它定量地确定了不同温度的黑体在各个波长的电磁辐射能量的大小。

红外辐射测温仪原理如图15-18所示。它由光学系统、调制器、红外探测器、放大器和指示器等部分组成。

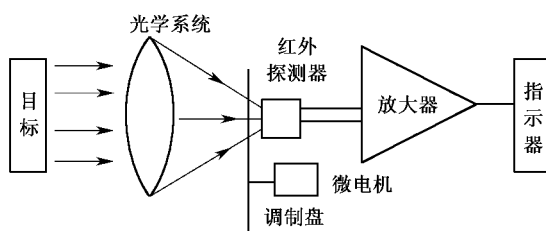


图 15-18 红外辐射测温仪原理图



光学系统可以是透射式的或是反射式的。透射式光学系统的部件是用红外光学材料制成的,根据红外波长选择光学材料。一般测量高温( $700^{\circ}\text{C}$ 以上)仪器,有用波段主要在 $0.76\mu\text{m}\sim 3\mu\text{m}$ 的近红外区,可选用一般光学玻璃或石英等材料。测量中温( $100^{\circ}\text{C}\sim 700^{\circ}\text{C}$ )仪器,有用波段主要在 $3\mu\text{m}\sim 5\mu\text{m}$ 的中红外区,多采用氟化镁、氧化镁等热压光学材料。测量低温( $100^{\circ}\text{C}$ 以下)仪器,有用波段主要在 $5\mu\text{m}\sim 14\mu\text{m}$ 的中远红外波段,多采用锗、硅、热压硫化锌等材料。一般还在镜片表面蒸镀红外增透层,一方面滤掉不需要的波段,另一方面增大有用波段的透射率。反射式光学系统多用凹面玻璃反射镜,表面镀金、铝或镍铬等在红外波段反射率很高的材料。

调制器就是把红外辐射调制成交变辐射的装置。一般是用微电机带动一个齿轮盘或等距离孔盘,通过齿轮盘或带孔盘旋转,切割入射辐射而使投射到红外探测器上的辐射信号呈交变的,因为系统对交变信号处理比较容易,并能取得较高的信噪比。

红外探测器是接收目标辐射并将其转换为电信号的器件。选用哪种探测器要根据目标辐射的波段与能量等实际情况确定。

## 2. 红外分析仪

红外分析仪是根据物质的吸收特性来进行工作的。许多化合物的分子在红外波段都有吸收带,而且物质的分子不同,吸收带所在的波长和吸收的强弱也不相同。根据吸收带分布的情况与吸收的强弱,可以识别物质分子的类型,从而得出物质的组成及百分比。

根据不同的目的与要求,红外分析仪可设计成多种不同的形式。如红外水分分析仪、红外气体分析仪、红外分光光度计、红外光谱仪等。下面以纸张水分红外分析分仪来说明。

### 1) 测试波长的确定

由图 15-19 可见,水在远红外光谱内有 3 个特征吸收波长,即  $1.45\mu\text{m}$ 、 $1.94\mu\text{m}$  及  $2.95\mu\text{m}$ ,它们的吸收强度是不同的,这 3 个波长分别适用于不同湿度的物体的测量。

再看纸张的近红外光谱曲线图 15-20,在  $1.45\mu\text{m}$  及  $1.94\mu\text{m}$  附近除水的吸收峰外,均无其它特征吸收存在,不会引入不必要的干扰。因此一般选用  $1.45\mu\text{m}$  及  $1.94\mu\text{m}$  作为纸张水分的测试波长,在纸张成品段宜用  $1.94\mu\text{m}$ ,而湿端宜用  $1.45\mu\text{m}$ 。

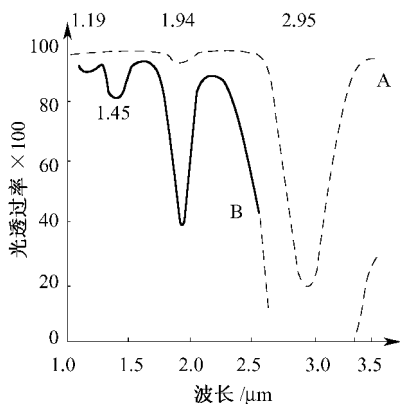


图 15-19 水的红外吸收谱

A—很薄的水膜;B—稍厚的水膜。

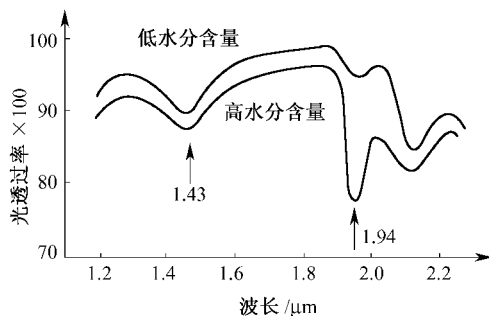


图 15-20 纸张近红外光谱曲线图

## 2) 双波长测试法

当一束光通过物体后,光强要衰减,其入射光强符合 Lambert-Beer 定律,即

$$I = I_0 \exp \left[ - \left( \sum_{i=1}^n a_{\lambda i} c_i + b \right) x \right] \quad (15-11)$$

式中  $I$ ——出射光强;

$I_0$ ——入射光强;

$x$ ——物体厚度;

$c_i$ ——成分  $i$  的厚度;

$b$ ——与波长无关的散射系数;

$a_{\lambda i}$ ——波长  $\lambda$  的光对成分  $i$  的吸收系数。

利用这一关系,我们就可以测得透射光强相对于入射光强的变化,从而推出各组分的浓度含量。

从上式还可以看出,如果仅用一个波长来测量物质中某一成分的含量,那么其它成分的吸收会影响测量精度。尤其是纸张水分的在线测量,除纸张内部其它成分的干扰外,还有光源起伏、探测器件老化、光学表面的污染、灰尘等外部因素的影响。为了解决这一问题,我们可以引入一路参考光束,使干扰因素对参考光束和测量光束的影响相同,这样通过两者的比率可以除去上述干扰。其缺点是无法消除因厚度变化而带来的误差。为了解决这一问题,人们又提出了三波长法、四波长法,原理与二波长法相同,这里不再详述。

## 3. 红外无损检测

红外无损检测是 20 世纪 60 年代以后发展起来的新技术。它是通过测量热流或热量来鉴定金属或非金属材料质量、探测内部缺陷的。对于某些采用 X 射线、超声波等无法探测的局部缺陷,用红外无损检测可取得较好的效果。

红外无损检测分主动式和被动式两类。主动式是人为地在被测物体上注入(或移出)固定热量,探测物体表面热量或热流变化规律,并以此分析判断物体的质量。被动式则是用物体自身的热辐射作为辐射源,探测其辐射的强弱或分布情况,判断物体内部有无缺陷。现以焊接缺陷的无损检测为例来说明红外无损检测。

焊口表面起伏不平,采用 X 射线、超声波、涡流等方法难于发现缺陷。而红外无损检测则不受表面形状限制,能方便和快速地发现焊接区域的各种缺陷。

图 15-21 为两块焊接的金属板,其中图 15-21(a)焊接区无缺陷,图 15-21(b)焊接区有一气孔。若将一交流电压加在焊接区的两端,在焊口上会有交流电流通过。由于电流的集肤效应,靠近表面的电流密度将比下层大。由于电流的作用,焊口将产生一定的热量,热量的大小正比于材料的电阻率和电流密度的平方。在没有缺陷的焊接区内,电流分布是均匀的,各处产生的热量大致相等,焊接区的表面温度分布是均匀的。而存在缺陷的焊接区,由于缺陷(气孔)的电阻很大,使这一区域损耗增加,温度升高。应用红外测温设备即可清楚地测量出热点,由此可断定热点下面存在着焊接缺陷。

采用交流电加热的好处是可通过改变电源频率来控制电流的透入深度。低频电流透入较深,对发现内部深处缺陷有利;高频电流集肤效应强,表面温度特性比较明显。但表面电流密度增加后,材料可能达到饱和状态,它可变更电流沿深度分布,使近表面产生的电流密度趋向均匀,给探测造成不利。

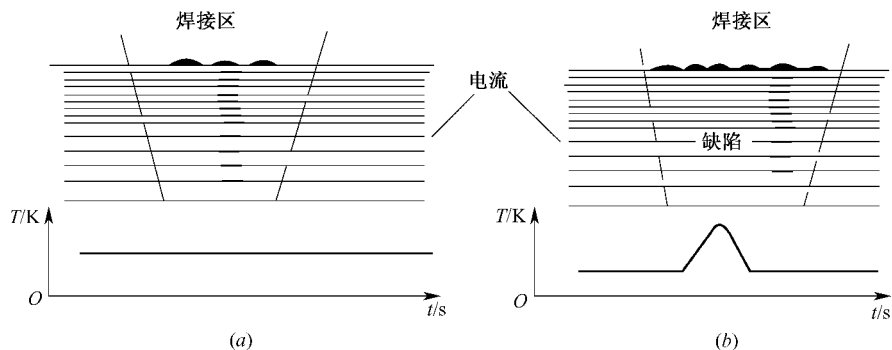


图 15-21 集肤效应和焊接缺陷引起的表面电流密集情况  
(a) 无焊接缺陷；(b) 有焊接缺陷。

## 15.4 微波传感器

### 15.4.1 微波的基础知识

#### 1. 微波的性质与特点

微波是波长为  $1\text{ mm} \sim 1000\text{ mm}$  的电磁波,它既具有电磁波的性质,又不同于普通无线电波和光波。微波相对于波长较长的电磁波具有下列特点:

- (1) 定向辐射装置容易制造;
- (2) 遇到工作障碍物易于反射;
- (3) 绕射能力较差;
- (4) 传输性能良好,传输过程中受烟、火焰、灰尘、强光等的影响很小;
- (5) 介质对微波的吸收与介质的介电常数成比例,水对微波的吸收能力最强。

正是这些特点构成了微波检测的基础。

#### 2. 微波振荡器与微波天线

微波振荡器是产生微波的装置。由于微波很短,频率很高( $300\text{ MHz} \sim 300\text{ GHz}$ ),要求振荡回路具有非常微小的电感与电容,故不能用普通的电子管与晶体管构成微波振荡器。构成微波振荡器的器件有速调管、磁控管或某些固体元件。小型微波振荡器也可采用体效应管。

由微波振荡器产生的振荡信号需要用波导管(波长在  $100\text{ cm}$  以上可用同轴线)传输,并通过天线发射出去。为了使发射的微波具有尖锐的方向性,天线具有特殊的结构。常用的天线如图 15-22 所示,有喇叭形天线、抛物面天线、介质天线与隙缝天线等。

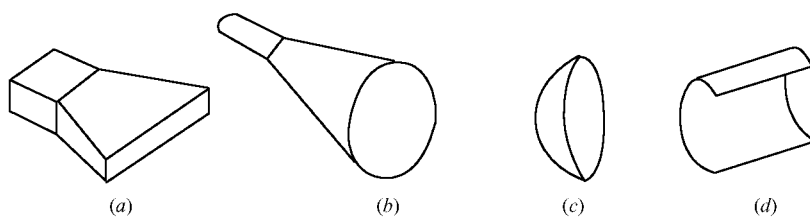


图 15-22 常用微波天线

(a) 扇形喇叭天线；(b) 圆锥形喇叭天线；(c) 旋转抛物面天线；(d) 抛物柱面天线。

喇叭形天线结构简单,制造方便,可看作波导管的延续。喇叭形天线在波导管与敞开的空间之间起匹配作用以获得最大的能量输出。抛物面天线犹如凹面镜产生平行光,这样使微波发射的方向性得到改善。

#### 15.4.2 微波传感器

由发射天线发出的微波,遇到被测物时将被吸收或反射,使功率发生变化。若利用接收天线,接收通过被测物或由被测物反射回来的微波,并将它转换成电信号,再由测量电路测量和指示,就实现了微波检测过程。根据上述原理,微波检测传感器可分为反射式与遮断式两种。

##### 1. 反射式传感器

这种反射式传感器通过检测被测物反射回来的微波功率或经过的时间间隔,来表达被测物的位置、厚度等参数。

##### 2. 遮断式传感器

这种遮断式传感器通过检测接收天线接收到的微波功率大小,来判断发射天线与接收天线间有无被测物的位置与含水量等参数。

#### 15.4.3 微波检测技术的应用

##### 1. 微波液位计

图 15-23 为微波液位计的示意图。相距为  $S$  的发射天线与接收天线,相互构成一定角度。波长为  $\lambda$  的微波从被测液面反射后进入接收天线。接收天线收到的功率将随被测液面的高低不同而异。接收天线收到的功率为

$$P_r = \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{P_t G_t G_r}{S^2 + 4d^2} \quad (15-12)$$

式中  $d$ ——两天线与被测液面间的垂直距离;

$P_t$ 、 $G_t$ ——分别为发射天线的发射功率和增益;

$G_r$ ——接收天线的增益。

当发射功率、波长、增益均恒定时,式(15-12)可改写为

$$P_r = \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \frac{P_t G_t G_n}{4} \cdot \frac{4}{(S/2)^2 + d^2} = \frac{K_1}{K_2 + d^2} \quad (15-13)$$

式中  $K_1$ ——取决于波长、发射功率和天线增益的常数;

$K_2$ ——取决于天线安装方法和安装距离的常数。

由式(15-13)可知,只要测得接收到的功率  $P_r$ ,就可获得被测液面的高度。

##### 2. 微波物位计

图 15-24 所示为微波开关式物位计示意图。当波长物位较低时,发射天线发出的微波束全部由天线接收,经检波、放大、与定电压比较器比较后,发出正常的工作信号。当被测物位升高到天线所在高度时,微波束部分被吸收,部分被反射,接收天线接收到的功率相应减弱,经检波、放大后,低于定电压信号,微波液位计发出被测物位高出设定物位的信号。

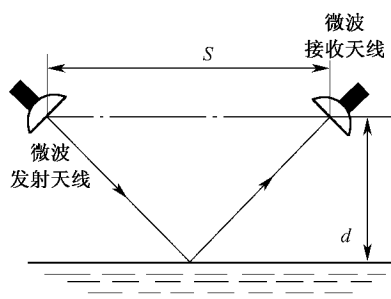


图 15-23 微波液位计

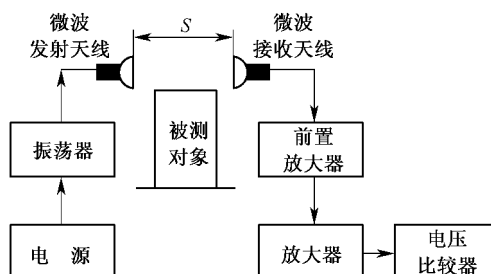


图 15-24 微波开关式物位计

波长物位低于设定物位时,接收天线接收的功率为

$$P_0 = \left( \frac{\lambda}{4\pi S} \right)^2 P_t G_t G_r$$

被测物位升高到天线所在高度时,接收天线接收的功率为

$$P_r = \eta P_0 \quad (15-14)$$

式中  $\eta$ ——由被测物的形状、材料的性质、电磁性能等因素决定的系数。

### 3. 微波测厚仪

图 15-25 为微波测厚仪原理图。该测厚仪利用微波在传播过程中遇到金属表面会被反射,且反射波的波长和速度都不变的特性进行测量。

如图 15-25 所示,在被测金属上、下两面各安装有一个终端器。微波信号源发出的微波,经环行器 A、上传输波导管传输到上终端器。由上终端器发射到被测金属上表面的微波,经全反射后又回到上终端器,再经传输波导管、环行器 A、下传输波导管送到下终端器。由下终端器发射到被测金属的下表面的微波,经全反射后又回到下终端器,再经传输波导管回到环行器 A。因此被测金属的厚度与微波传输过程中的电行程长度密切相关,即被测金属厚度增大时微波行程长度便减小。

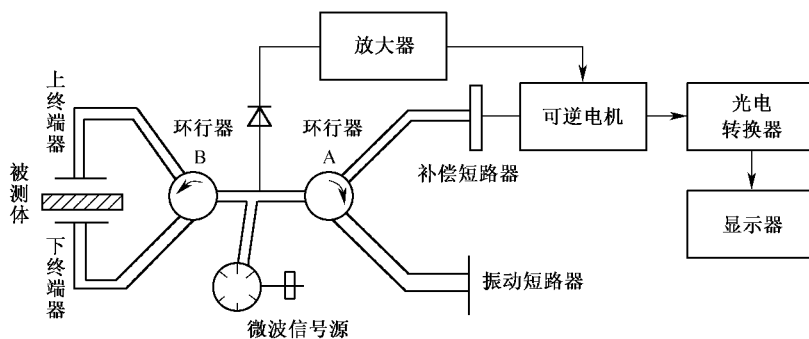


图 15-25 微波测厚仪原理图

显然,微波传输过程中的电行程变化是非常微小的。为了测量这一微小的变化,通常采用微波自动平衡电桥构成一个参考臂,完全模拟测量臂微波的传输过程(图 15-25 中的右边部分)。若测量臂和参考臂电行程完全相同,则反相迭加的微波经检波器检波后,输出为零;若两者电行程长度不同,则反射回来的微波其相位角不同,经反向迭加后不能抵

消,经检波器检波后便有不平衡信号输出。此差值信号经放大后控制可逆电机,使补偿短路器产生位移,改变补偿短路器的长度,直到测量臂电行程完全相同为止。

补偿短路器的位移  $\Delta S$  与被测金属厚度增加量  $\Delta h$  间的关系式为

$$\Delta S = L_B - (L_A - \Delta L) = L_B - (L_A - \Delta h) = \Delta h \quad (15-15)$$

式中  $L_A$ 、 $L_B$ ——分别为测量臂和参考臂在电桥平衡时的电行程长度；

$\Delta L$ ——测量臂由于被测金属厚度变化  $\Delta h$  后引起的电行程长度变化值；

$\Delta h$ ——被测金属厚度变化值。

由式(15-15)可知,被测短路器的  $\Delta S$  值即为被测金属的厚度变化值  $\Delta h$ 。利用光电转换器测出  $\Delta S$  值,即可由显示器显示  $\Delta h$  值后直接显示被测金属厚度。图中所示振动短路器用以对微波进行调制,使检波器输出交流信号,其相位随测量臂和补偿臂电行程长度的差值变化作反向变化,可控制可逆电机产生正反向转动,使电桥自动平衡。

微波应用十分广泛。除上述测量方面的应用和传统的通信、雷达(雷达本质上是测距与测方位)方面的应用外,目前又与许多相关学科融合,开辟了新的分支,例如量子电子学、射电天文学、微波化学、微波生物学、微波医学、微波气象学等。

## 第 16 章 光导纤维传感器

光导纤维最早用于光通信技术。在实际应用中发现,光纤受到外界环境因素的影响时,如温度、压力、电场、磁场等环境条件的变化,其传输的中光波量(如光强、相位、频率、偏振态等)将发生变化。这提示人们,如果能测量出光波量的变化,就可以知道导致这些光波量变化的温度、压力、电场、磁场等物理量的大小,于是出现了光纤传感技术。

近年来,利用光纤的传输特性,并发扬它的其它特长,已研究开发出不少光纤传感器。例如:光纤传感器具有良好的电绝缘性(具有 80 kV/20 cm 的耐高压特性),可用于高压送电设备高电压下的电场和电流测量;光纤可进行极低损失的光传播,不受来自天线和电器设备等电磁性噪声的干扰,可成为远距离传感系统的传输通路;光纤以光为媒介,无电火花,又具有优良的电绝缘性,可用于化学药品处理或煤矿、石油及天然气储存等危险易燃、易爆的场合。光纤材料的化学稳定性和热稳定性极好,即使在水中或溶液中也不变质,于是出现了光纤水声传感器和光纤 pH 值传感器。同理,光纤传感器用于医疗,能够确保人体的安全。

总之,光纤传感器与传统的传感器相比有很多特点,如灵敏度高、结构简单、体积小、耐腐蚀、电绝缘性好、光路可弯曲,以及便于实现遥测等。因此它一出现就受到重视,而且发展很快,我国一些厂家,如杭州新亚仪表器材厂已经生产出光纤传感器及其实验设备,一些研究单位与大专院校也正在进行光纤传感技术的深入研究与开发。

光导纤维传感器可以测量的非电量有 70 多种,如位移、压力、温度、流量、速度、加速度、振动、应变、磁场、电场、电压、电流、化学量、生物医学量等。

### 16.1 光导纤维

#### 16.1.1 光导纤维及其传光原理

光导纤维的结构如图 16-1。其中央有个细芯(半径  $a$ , 折射率为  $n_1$ ) 称为纤芯,直径

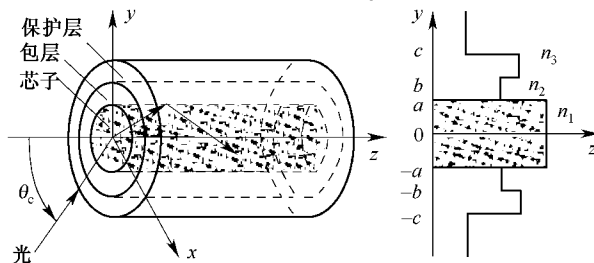


图 16-1 光导纤维的结构



只有几十微米,纤芯的外面有一圈包皮(半径  $b$ , 折射率  $n_2$ ,  $n_1$  略大于  $n_2$ ), 其外径约为  $100\ \mu\text{m} \sim 200\ \mu\text{m}$ 。光纤最外层为保护层(半径  $c$ , 折射率  $n_3$ ,  $n_3 \geq n_2$ )。这样的构造可以保证入射到光纤内的光波集中在纤芯内传输。光纤的纤芯是用高折射率的玻璃材料制成的。

### 16.1.2 光导纤维的主要参数

#### 1. 数值孔径 NA

当光线以各种不同角度入射到纤芯并射至纤芯与包皮的交界面时,光线在该处有一部分透射,一部分反射。但当光线在纤维端面中心的入射角  $\theta$  小于临界入射角  $\theta_c$  时,光线就不会透射出界面,而全部被反射。光在界面上经过无数次反射,呈锯齿形状路线在纤芯内向前传播,最后从光纤的另一端传出,这就是光纤的传光原理。即为保证全反射,要求  $\theta < \theta_c$ 。根据折射定理可以证明如下关系:

$$\sin\theta_c = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (16-1)$$

即:某种光纤的临界入射角的大小是由光纤本身的性质——折射率  $n_1$ 、 $n_2$  所决定的。

引入概念——光纤的数值孔径 NA:

$$\text{NA} = \sin\theta_c$$

NA 是表示向光导纤维射入信号光波难易程度的参数。一种光导纤维的 NA 越大,表明它可以在较大入射角范围内输入全反射光,并保证此光波沿纤芯向前传输。

#### 2. 光纤模式

这种沿纤芯传输的光,可以分解为沿轴向与沿截面传输两种平面波成分。因为沿截面传输的平面波是在纤芯与包层分界面处全反射的,所以,每一往复传输的相位变化是  $2\pi$  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”。“模”只能离散地存在。也就是说,光导纤维内只能存在特定数目的“模”传输光波。如果用归一化频率  $\gamma$  表达这些传输模的总数,其值一般在  $\gamma^2/2 \sim \gamma^2/4$  之间。归一化频率为

$$\gamma = \frac{\pi d \text{NA}}{\lambda} \quad (16-2)$$

式中  $\lambda$ ——光波波长;

$d$ ——光纤直径。

#### 3. 传播损耗

由于光纤纤芯材料的吸收、散射,光纤弯曲处的辐射损耗等的影响,光信号在光纤中的传播不可避免地要有损耗。以  $A$  来表示传播损耗(单位为 dB),则

$$A = al = 10 \lg \frac{I_0}{I} \quad (16-3)$$

式中  $l$ ——光纤长度;

$a$ ——单位长度的衰减;

$I_0$ ——光导纤维输入端光强;

$I$ ——光导纤维输出端光强。

### 16.1.3 光在普通光导纤维内的传输

就在纤芯和包层界面多次往复反射传播的高次模光波和经少数次数往复反射传播的

低次模光波而言,在光纤的受光末端产生光程差,此光程差称为模分散,从而限制了光信号的传输带域频率数。而单模光纤就没有此限制,可传输数百赫兹的宽带域光波。

正如前面所述,多模光导纤维纤芯直径比较大,纤芯与包层折射率之差也比较大(例如  $d = 50 \mu\text{m}$ ,  $n_g - n_c = 0.01$ )因而能传输的光量也较多。所以,多模光导纤维适于用作光量的传输线。由于它传输的模很多,所以,讨论它所传输光的相位的意义就不大了。然而,当把纤芯直径降至  $6 \mu\text{m}$  以下,折射率差缩至约  $0.5\%$  时,光导纤维所能传输的光量虽然大为减少,但是,由于这时只能传输基模光波,所以在测量上,或对于单模光导纤维传感器来说,讨论它所传输光波的相位问题就变得十分重要了。因为光的波长极短,虽然因被测对象使光导纤维的参数(例如,长度或纤芯、包层折射率)只受到少许调制改变,但往往引起所传光波相位的很大改变。

基模光波可看作是相互垂直的  $E_x$  模和  $E_y$  模合成的,见图 16-2。若采用  $(x, y, z)$  直角坐标系来描述光波传播的情形,则  $E_x$ 、 $E_y$  可表示为分别一边在  $xoz$ 、 $yozy$  平面内振动,一边向  $z$  方向传播的状态。

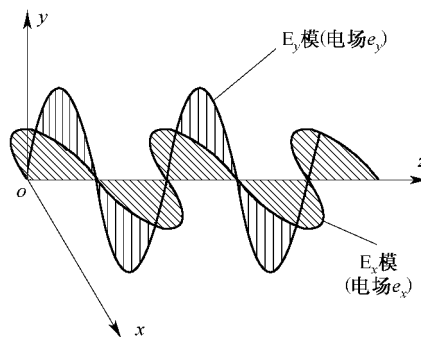


图 16-2 直线偏振光的  $E_x$ 、 $E_y$  模的传输

光波虽是电磁波,但为简化起见,只考察电场变化。此时可认为  $E_x$  ( $e_x \neq 0$ ,  $e_y = 0$ ) 只在  $x$  方向具有一定的电场强度,而  $E_y$  ( $e_x = 0$ ,  $e_y \neq 0$ ) 仅在  $y$  方向上具有一定的电场强度。这两个电场分量根据麦克斯韦方程,一般为

$E_x$  模

$$e_x = A_x(x, y)e^{j(\omega t - \beta_x z)} \quad (16-4)$$

$E_y$  模

$$e_y = A_y(x, y)e^{j(\omega t - \beta_y z)} \quad (16-5)$$

式中  $A_x$ 、 $A_y$ —— $E_x$  与  $E_y$  在截面方向上的电场分布;

$\omega t$ ——光的角频率与时间的乘积;

$\beta_x$ 、 $\beta_y$ —— $E_x$  与  $E_y$  模在轴向( $z$  方向)的传输系数,其物理意义可理解为  $E_x$ 、 $E_y$  模在轴向单位长度内相位角的变化量。

上述电场是在同一平面内(例如  $xoz$ 、 $yozy$  平面)振动的波,所以,它们是直线偏振(光)波,振动所在的面称为偏振(光)面。

之所以说单模光导纤维在测试技术中非常重要,还在于它所传输的是直线偏振光。这样,就可以把多模光导纤维被略去的“偏振光面”以及光波的传输“相位”变化等光学状态利用起来,进行多种非电量测量。

如果光导纤维的纤芯是无任何畸变的圆形“理想构造”,则传输系数  $\beta_x = \beta_y$ ,即两种模以同样的速度传输。在此意义上两种模毫无区别,甚至可完全看成一种模。但是,实际上光导纤维并非理想圆形,而且,由纤芯与包层材质差异引起的热膨胀系数的不同,也势必会造成纤芯的某些畸变。于是  $\beta_x \neq \beta_y$ ,也就是说,实际光导纤维中传输的两个模  $E_x$ 、 $E_y$  是以不同的速度向前传输的。

为分析单模光导纤维输出光波的偏振(光)特性,假定  $E_x$ 、 $E_y$  模同时以同一振幅  $A$  传

输, 即  $A_x = A_y = A$ , 利用式(16-4)、式(16-5)消去  $\omega t$  项, 则有

$$e_x^2 + e_y^2 - 2e_x e_y \cos(\Delta\beta z) = A^2 \sin^2(\Delta\beta z) \quad (16-6)$$

式中  $\Delta\beta = |\beta_x - \beta_y|$ , 为  $z$  方向上传输系数差。

式(16-6)为一椭圆型方程, 它表示电场的轨迹是一椭圆。图 16-3 给出了它的一般情况与几种特殊状态: 当  $\Delta\beta z = m\pi$  ( $m = 0, 1, 2, 3, \dots$ ) 时, 偏振光面不随时间变化; 而当  $\Delta\beta z = (2m+1)\pi/2$  时, 偏振光变化轨迹呈椭圆形。偏振光面不随时间变化, 即偏振光面固定的偏振光称为线偏振光, 如图 16-3(a)、(e) 所示。图 16-3(c) 表示圆偏振光。  $\Delta\beta z$  为一般情形时, 偏振光变化轨迹为椭圆, 故统称为椭圆偏振光, 如图 16-3(b)、(d) 所示。上述偏振光状态总称为偏振光特性。

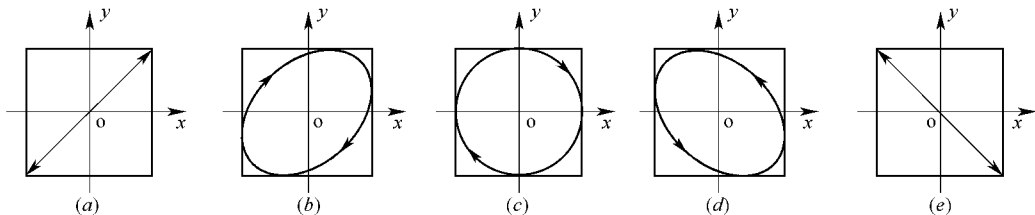


图 16-3 垂直方向上 ( $\Delta\beta_x$ - $z$  方向) 传输光波的振动

(a)  $\Delta\beta z = 0$ ; (b)  $0 < \Delta\beta z < \pi/2$ ; (c)  $\Delta\beta z = \pi/2$ ; (d)  $\pi/2 < \Delta\beta z < \pi$ ; (e)  $\Delta\beta z = \pi$

普通单模光导纤维, 当光波沿其轴线向前传输时, 如稍有外界干扰 (如图 16-4 的光轴振动、纤维弯曲或温度变化等),  $E_x$ 、 $E_y$  模之间将发生能量交换, 结果, 光导纤维中传输着的模将发生变化, 从而使偏振光面发生偏转, 偏振光特性发生变化。

外界干扰量, 一般是随机的。因此, 光导纤维输出的偏振光特性也往往随时间呈复杂的变化。单模光导纤维用于测量恰恰是利用了在其中传输的光的各种偏振特性, 如偏振光面偏转、传输系数、干涉、相位等。这说明用普通光导纤维制作的单模光导纤维难于满足所需的测量精度。

为解决这一问题, 不少国家都在努力研制用于测量技术的“特殊光导纤维”, 例如, 日本日立公司等企业研制成功的“保持偏振光面光导纤维”就是其典型例子。

## 16.2 光纤传感器

为构成光纤传感器, 除光导纤维之外, 还必须有光源和光探测器两个重要器件。

### 16.2.1 光纤传感器的光源

为了保证光纤传感器的性能, 对光源的结构与特性有一定要求。一般要求光源的体积尽量小, 以利于它与光纤耦合; 光源发出的光波长应合适, 以便减少光在光纤中传输的损失; 光源要有足够亮度, 以便提高传感器的输出信号。另外还要求光源稳定性好、噪声小、安装方便和寿命长等。

光纤传感器使用的光源种类很多, 按照光的相干性可分为相干光和非相干光。非相干光源有白炽光、发光二极管; 相干光源包括各种激光器, 如氦氖激光器、半导体激光二极管等。

光源与光纤耦合时, 总是希望在光纤的另一端得到尽可能大的光功率, 它与光源的光

强、波长及光源发光面积等有关 ,也与光纤的粗细、数值孔径有关。它们之间耦合的好坏 ,取决于它们之间的匹配程度 ,在光纤传感器设计与实际使用中 ,要对诸因素综合考虑。

16.2.2 光纤传感器的光探测器

在光纤传感器中 ,光探测器性能好坏既影响被测物理量的变换准确度 ,又关系到光探测接收系统的质量。它的线性度、灵敏度、带宽等参数直接关系到传感器的总体性能。

常用的光探测器有光敏二极管、光敏三极管、光电倍增管等 ,各种光探测器的工作原理、基本特性 ,在第 11 章光电传感器中已有全面介绍。

16.2.3 光纤传感器的分类

按光纤在传感器中功能的不同 ,可分为两大类 :

- (1) 光纤本身起敏感元件作用的传感器 称之为功能型光纤传感器 ;
- (2) 光纤只作为光的传输介质 ,与其它敏感元件组合而成的传感器 称之为传光型光纤传感器。

如图 16-4(a)所示 ,光纤不仅为传输光的介质光路 ,而且还起敏感机能元件的作用——光纤特性受待测物理量调制 ,用这种方式制成的传感器称作功能光纤(简称 FF)式传感器。FF 式传感器多用单模光纤 ,它有很多优点 ,但因可靠性方面还存在问题 ,目前尚很少使用。

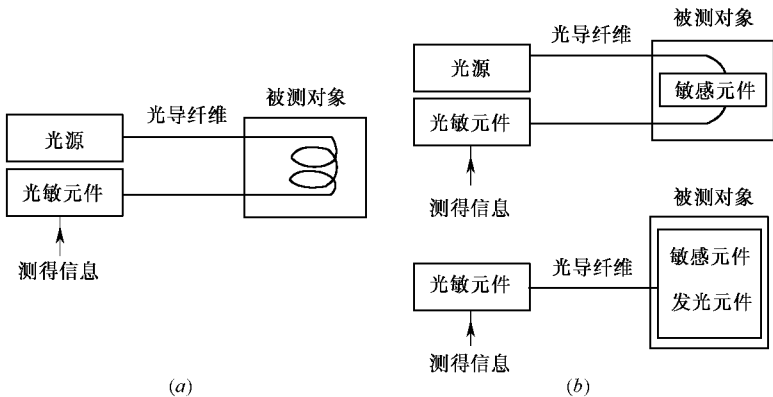


图 16-4 光导纤维传感器分类  
(a) 功能型 ;(b) 传光型。

光纤仅作为传输光的介质光路的传感器示意图如图 16-4(b)所示。此种称作非功能光纤(简称 NF)式传感器。NF 式又可分为两类 :

- (1) 在送、受光纤之间装置敏感元件 ,用机械或光学办法控制光纤通路 ,改变透光率 ;
- (2) 将敏感于待测对象而发光的敏感元件 ,或用敏感元件将待测物理量先变成电量 ,然后再作光电变换的发光二极管装配于光纤端面。

16.3 光纤传感器的应用

16.3.1 传光型光纤传感器

1. 光纤探针型

以辐射温度计为例说明。在以非接触方式通过检测来自物体的热辐射而测定物体温度的方法中,若采用光导纤维将热辐射引导到传感器中,则可得到如下特点的温度计:可远离物体进行测量;利用多束光纤可对物体上多点的温度及其分布进行测量;可在真空、放射线、爆炸性和有毒气体等特殊环境下进行测量。400 ~ 1600 的黑体辐射的光谱主要由近红外线构成。采用高纯石英玻璃的光导纤维在 1.1  $\mu\text{m}$  ~ 1.7  $\mu\text{m}$  的波长带域内显示出低于 1 dB/km 的低传输损失,所以最适合于上述温度范围的远距离测量。

图 16-5 给出了可测量高温的光纤温度传感器的例子。将直径为 0.25  $\mu\text{m}$  ~ 1.25  $\mu\text{m}$ 、长度为 0.05 m ~ 0.3 m 的蓝宝石纤维接于光纤的前端,蓝宝石纤维的前端用 Ir(铱)的溅射薄膜覆盖。这可看作黑体空洞,从而满足黑体辐射公式的热辐射传入光纤。用这种温度计可检测具有 0.1  $\mu\text{m}$  带宽的可见单色光( $\lambda = 0.5 \mu\text{m}$  ~ 0.7  $\mu\text{m}$ ),从而可测量 600 ~ 2000 范围的温度。

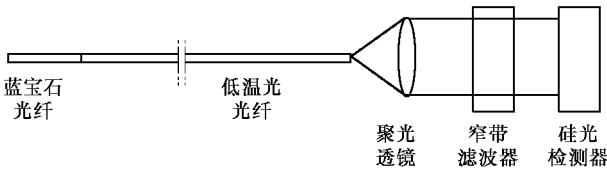


图 16-5 光纤温度传感器

2. 光强度变化型

图 16-6(a)所示为荧光发射型光纤温度传感器的结构。若将来自发光二极管的波长为 0.74  $\mu\text{m}$  的可见光从多模光纤的一端照射到用外延 GaAlAs 层保护的 GaAs 单晶上,则发出如图 16-6(b)所示光谱的荧光。波长为 0.83  $\mu\text{m}$  ~ 0.9  $\mu\text{m}$  范围内的荧光,其发射强

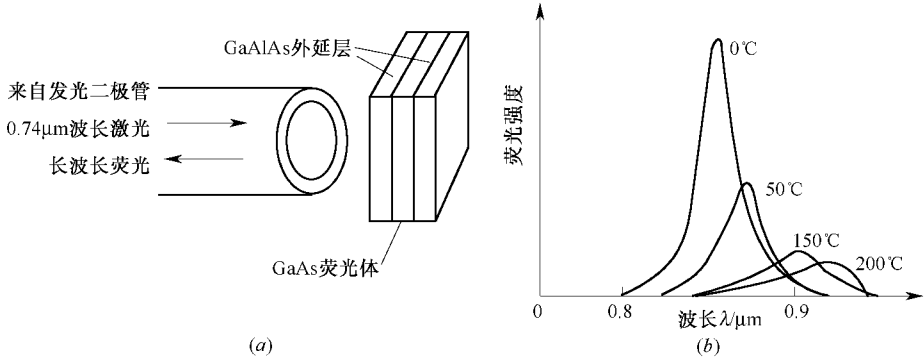


图 16-6 荧光发射型光纤温度传感器  
(a) 结构;(b) 荧光光谱。

度随温度的降低同时减小,但对于波长范围在  $0.9\ \mu\text{m}$  以上的几乎不变。利用两种光纤使发射荧光在上述两个波长范围内分离,利用两个光电二极管测定前者和后者的强度比。此强度比不依赖于激发光的强度,仅依赖于温度。所以,由测得的光强度比就可知道温度。此种方式的测量精度达  $0.1\%$ 。

### 3. 偏光面变化型

低损耗、高绝缘光导纤维的研制成功,使通过光测量高电压下的物理参数成为可能,且成为测量高压的有效手段。

光导纤维在干燥环境中其耐压强度为  $5\ \text{kV/cm}$ ,在较湿的环境中,约为  $1\ \text{kV/cm}$ 。但是,因为芯线(纤芯、包层)为玻璃材料,两者的绝缘电阻值不同,因而在长度方向加直流电压时,电位分布也不相同。于是可能在光纤内部引起放电。所以不要产生光导纤维具有无限大绝缘电阻的错误概念。

利用在压电晶体中,折射率随外加电压呈线性变化的鲍格鲁斯效应,可获得测量电场、电压的光纤传感器,如图 16-7 所示。

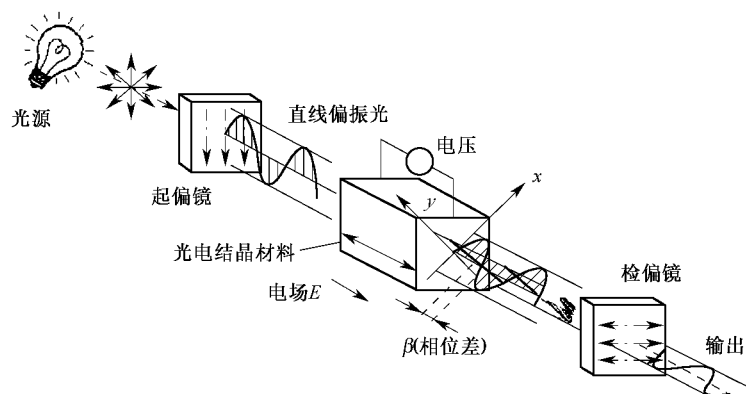


图 16-7 鲍格鲁斯效应电压传感器原理

若设晶体(例如压电晶体或水晶等)的主折射率为  $n_x$ 、 $n_y$ 、 $n_z$ ,则其折射率  $n$  可用折射率椭圆方程表达:

$$\frac{x^2}{n_x^2} + \frac{y^2}{n_y^2} + \frac{z^2}{n_z^2} = 1 \quad (16-7)$$

当晶体受外加电场作用时,主折射率将发生变化,因而折射率椭圆体也将发生改变。就是说,在这种情况下,即使入射光是直线偏振光,出射光也要变成椭圆偏振光,即偏振光特性发生变化。

现假设将属于立方晶系的晶体沿垂直于  $z$  轴的方向切割,厚度为  $L$ ,并在垂直于  $z$  轴的两晶面上制作透明电极。当在两电极间加上电压  $V$ ,且穿过晶体的光与外加电场  $E$ (与  $V$  相应的电场)的方向平行时,主折射率的变化规律为

$$\left. \begin{aligned} n'_x &= n_0 + \frac{1}{2}n_0^3\gamma_{41}E \\ n'_y &= n_0 - \frac{1}{2}n_0^3\gamma_{41}E \\ n'_z &= n_0 \end{aligned} \right\} \quad (16-8)$$

式中  $n_x = n_y = n_0$  ;

$E = V/L$  ;

$\gamma_{41}$ ——鲍格魯斯常数(或称电光常数) ;

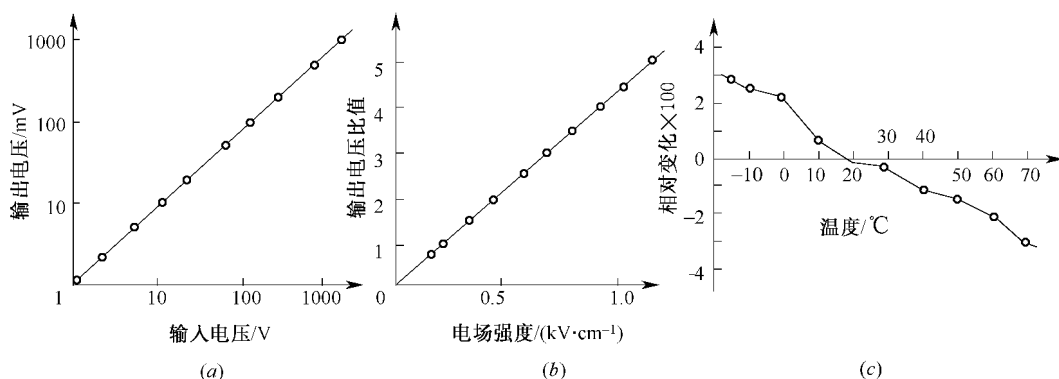
$n_0$ ——没有电场时的折射率。

使偏光镜产生偏光方向与两个主轴( $x, y$ 轴)互成  $45^\circ$  角那样的直线偏振光。此偏振光沿晶体  $z$  轴方向入射并透过晶体后就变为椭圆偏振光。在外加电场  $E$  的作用下, 波长为  $\lambda_0$  的入射光被双折射, 从而以  $xz$  面为偏振波面的光和以  $yz$  面为偏振波面的光以不同的速度传播。穿过厚度为  $L$  的晶体后, 在电场作用下两种光产生如下的相位差:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda_0}(n'_x - n'_y)L = \frac{2\pi}{\lambda_0}n_0^3\gamma_{41}EL = \frac{2\pi}{\lambda_0}n_0^3\gamma_{41}V \quad (16-9)$$

为使相位差为  $\pi$  所必须的电压  $V$  称为半波长电压。将鲍格魯斯元件置于互相正交的偏光镜和检偏镜之间。因为入射到鲍格魯斯元件上的直线偏振光在外加电压下变为椭圆偏振光, 因而通过元件出来的光, 其中一部分透过检偏镜。然而, 一关断电压, 就有  $n'_x = n'_y$ , 所以通过元件出来的光保持直线偏振光的原样而入射到检偏镜上, 从而变得没有输出光。这种传感器可以以  $\pm 0.5\%$  的精度测量  $1\text{ V} \sim 1000\text{ V}$  范围的电压和  $0.1\text{ kV/cm} \sim 1\text{ kV/cm}$  范围的电场。常用的电光晶体材料有  $\text{KH}_2\text{PO}_4$ 、 $\text{LiNbO}_3$ 、 $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$  和  $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$  等, 与  $\text{LiNbO}_3$ 、 $\text{LiTaO}_3$  相比,  $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$  材料不具有自然双折射的特点, 因而不必进行由于自然双折射受温度影响而造成测量误差的补偿, 这一点是很可贵的。 $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_2$  和  $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$  单晶的鲍格魯斯常数分别为  $4.5 \times 10^{-10}\text{ cm/V}$  和  $3.10 \times 10^{-10}\text{ V/cm}$ , 对于波长为  $0.87\text{ }\mu\text{m}$  和  $0.85\text{ }\mu\text{m}$  的单色光所显示的折射率分别为 2.45 和 2.41。

图 16-8(a) 是用  $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$  作为测量电场敏感元件材料的输出特性图, 图 16-8(b) 是将敏感元件置于直径为  $1\text{ m}$ , 间隔为  $20\text{ cm}$  的平行板电极间, 测量电场强度的结果; 图 16-8(c) 是该元件的温度特性。由图 16-8(a) 可知, 敏感元件具有很好的线性输出特性; 由图 16-8(b) 可知, 测量电场的输出线性关系也很理想; 由图 16-8(c) 可知, 敏感元件在  $-15 \sim +70$  的温度范围内, 具有  $\pm 3\%$  以下的较高精度。

图 16-8  $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$  电场敏感元件特性

(a) 电压输出特性 ; (b) 电场测量输出特性 ; (c) 温度特性。

鲍格魯斯效应制成的测量电场敏感元件还具有极好的频响特性。配合以光导纤维制成高、低电压变换器还可以测量从直流到脉冲电压的宽频带范围内的电压。所以 经不断完善后 这种传感器有希望发展成高电压验电器、绝缘子故障检查器以及静电电压计等新型器件。

高电压(电场)传感器除上述利用鲍格魯斯效应的元件外 , 还有利用逆压电效应的 , 即

在压电元件四周绕上光导纤维 , 当外部电压加于压电元件时 , 利用元件变形可以调制光导纤维的传输损失或传输光相位 , 从而测量电压的大小。

浪涌电压 , 一般可用分压器分压后 , 在接地端用示波器测定。可是 , 当待测的浪涌电压过高时 , 所用分压器势必过大。图 16-9 所示为利用发光二极管 , 光导纤维传光 , 并用示波器进行观测的方法。它可以测量 2000 kV 的浪涌电压 , 响应时间 10 ns 左右。此法的测试精度取决于发光二极管的发光前沿和后沿时间。

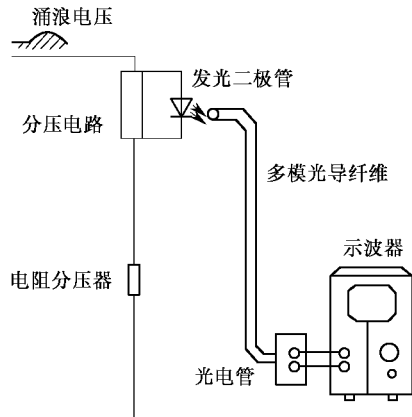


图 16-9 涌浪电压测量原理

#### 4. 其它类型

##### 1) 风速、风向传感器

一般而言 , 通常置于高处或铁塔上的风速、风向计易遭雷击。利用光导纤维具有抗电磁干扰和绝缘性能极好的特点 , 可制成 NFF 型光导纤维风速、风向传感器(图 16-10)。

风速传感器的上部有 3 个风标 , 它依风速大小而转速不同 , 经中间齿轮带动最终齿轮。例如 , 可设计成当风速为 60 m/s 时 , 终齿轮圆盘只转一周的传动比。如图 16-10(a) 所示 , 圆盘置于透镜组中间 , 圆盘边缘上的小凸起能把多模光导纤维传输来的光作脉冲性遮断 , 从而可测出平均风速。这样的风速计的测量范围为 2 m/s ~ 10 m/s 时 , 误差为 0.5 m/s , 而测量范围为 10 m/s ~ 60 m/s 时 , 则可获得  $\pm 3\%$  的精度。

在如图 16-10(b)所示的风向传感器的圆盘上设置反射二进制编码孔 , 其它与风速传



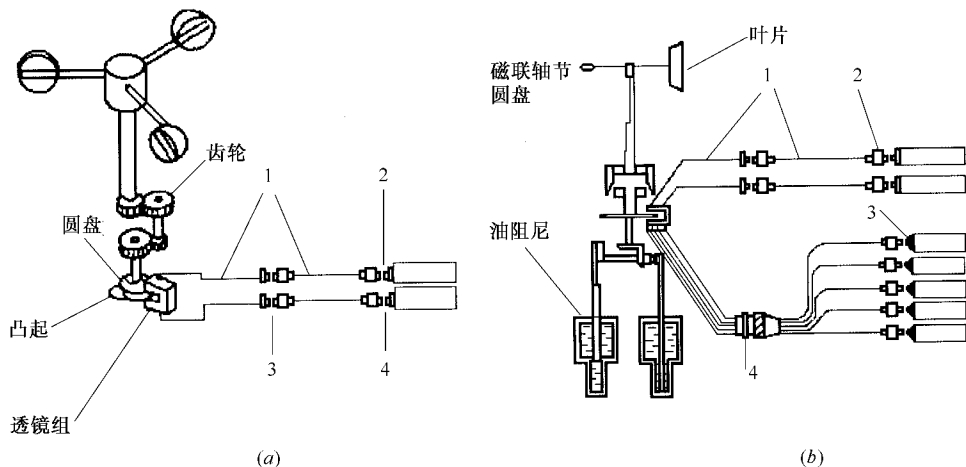


图 16-10 NFF 型光导纤维风速、风向传感器原理

(a) 风速传感器 ; (b) 风向传感器。

1—多模光导纤维 ; 2—光源插座 ; 3—光敏元件插座 ; 4—传感器插座。

感器相同。用透镜组接受光信号 ,再经多模光导纤维传输至光敏元件以检测风向。

NFF 型光导纤维风向、风速计除了不受电磁干扰以及可免受雷击的重要优点外 ,还有如下优点 :

- (1) 低风速时也有较高精度 ;
- (2) 因是非接触测量 ,所以启动特性良好 ;
- (3) 构造简单、可靠 ,寿命长。

## 2) 双波长振动传感器

如图 16-11 所示 ,两个发光二极管以很高的频率相互交替地把  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  两光波通过光导纤维传输到终端 ,并投射到振动敏感元件 M 上。M 是由透射率随波长而异的两枚滤光片  $F_1$ 、 $F_2$  构成的。 $F_1$  和  $F_2$  间的交界线位置依振动状态(振幅、频率)而变 ,于是 ,可由测定光敏元件接受到的信号光强而知振动状态。

采用  $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  两个波长的光投射到敏感元件的方法可增加灵敏度 ;采用信号光与参照光强度的对数比信号的交流检波 ,可以差动地消除光源及光导纤维特性变化对测量的影响 ,从而增加测量稳定性。因此 ,这个方法又称双波长差动方式测振法。

## 3) 反射式光纤位移传感器

反射式光纤位移传感器是利用光导纤维传输光信号的功能 ,根据探测到的反射光的强度来测量被测反射表面的距离。光纤位移传感器原理示意如图 16-12 所示。

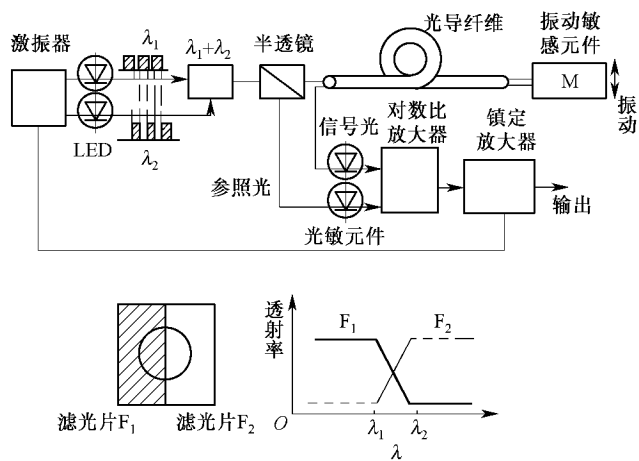


图 16-11 双波长差动式测振法

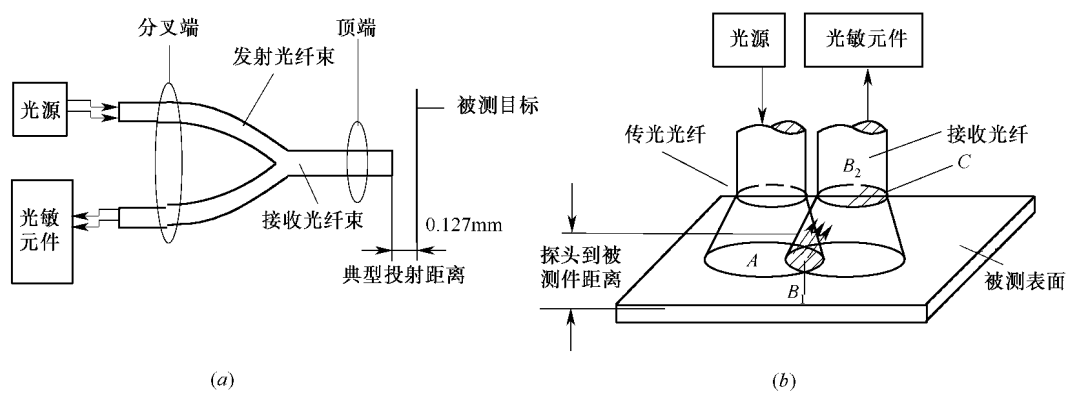


图 16-12 反射式光纤位移传感器原理示意图

标准的光纤位移传感器中,由 600 根光导纤维组成一个直径为 0.762 mm 的光缆,光纤内芯是折射率为 1.62 的火石玻璃,包层用折射率为 1.52 的玻璃。光缆的后部被分成两支,一支用于光发射,一支用于光接收。光源是 2.5 V 的白炽灯泡,而接收光信号的敏感元件是光电池。光敏检测器产生与接收到的光强成正比的电信号。对于每 0.25 mm 的位移产生 1 V 的电压输出,分辨力是 0.025 mm。它的工作原理是:当光纤探头端部紧贴被测件时,发射光纤中的光不能反射到接收光纤中去,因而就不能产生光电流信号;当被测表面逐渐远离光纤探头时,发射光纤照亮被测表面的面积  $A$  越来越大,因而相应的发射光锥和接收光锥重合面积  $B_1$  越来越大,因而接收光纤端面上被照亮的  $B_2$  区也越来越大,有一个线性增长的输出信号;当整个接收光纤端面被全部照亮时,输出信号就达到了位移—输出信号曲线上的“光峰点”,光峰点以前的这段曲线叫前坡区;当被测表面继续远离时,由于被反射光照亮的  $B_2$  面积大于  $C$ ,即有部分反射光没有反射进接收光纤,但由于接收光纤更加远离被测表面,接收到的光强逐渐减小,光敏检测器的输出信号逐渐减弱,便进入曲线的后坡区,见图 16-13。

在后坡区,信号的减弱与探头和被测表面之间的距离平方成反比。

在位移—输出曲线的“前坡”区中,输出信号的强度增加得非常快,所以这一区域可以用来进行微米级的位移测量。“后坡”区域可用于距离较远而灵敏度、线性度和精度要求不高的测量。而在所谓的光峰区域,输出信号对于光强度变化的灵敏度要比对于位移变化的灵敏度大得多,所以这个区域可用于对表面状态进行光学测量。

这种类型光纤传感器灵敏度与所使用的光纤束特性有关,这些特性包括光导纤维的数量、光导纤维的尺寸和分布,以及每一根纤维的数值孔径,其中在光纤探头端部,发射光纤和接收光纤的分布状况是决定探头的测量范围和灵敏度的主要因素。例如将接收光纤和发射光纤一个一个交错排列,可以获得最大位移灵敏度。但这样排列困难,花费也贵。若控制好光导纤维,随机排列也可近似地达到灵敏度的最佳值。

不同的光纤分布,以及改变光纤的一二个特性参数,也会影响到可测位移范围。例如半球状分布的探头,测量范围比随机分布时要大。每根纤维的直径加粗,也有同样的效果。但是位移范围的加大,又伴随着灵敏度下降。一般在光纤探头的端部,发射光纤与接收光纤有以下 4 种分布:(a)随机分布(R);(b)半球形对开分布(H);(c)共轴内发射分布(CTI);(d)共轴外发射分布(CTIO),如图 16-14 所示。

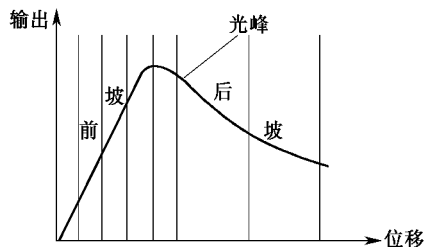


图 16-13 位移—输出特性曲线

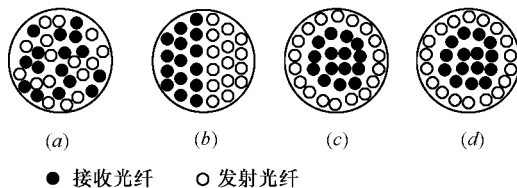


图 16-14 典型光纤传感器的光纤分布

反射式光纤传感器位移—输出曲线的形状取决于光纤探头的结构特性,但是输出信号的绝对值却是被测表面反射率的函数。为了使传感器的位移灵敏度与被测体表面反射率无关,可以采取“归一化”过程,即将光纤探头调整到位移—输出曲线的光峰位置上,因

为在这个位置上位移是独立于光强的,调整输入光,使输出信号达到满量程,这样就对被测表面的颜色、灰度进行了补偿。“归一化”后,就可将探头移到前坡区或后坡区进行位移测量了。这种归一化方法是人工的,实际上现在已经有专门的技术和线路用来对表面反射率进行自动补偿了。为使这种光纤传感器有高的分辨力和灵敏度,必须把敏感探头置于离被测件  $0.127\text{ mm} \sim 2.54\text{ mm}$  的地方,这是一个很小的投射距离。为了扩大传感器的应用范围,可在光纤探头的前端加一专门的透镜系统,可使投影距离增加到  $12.7\text{ mm}$  或更大,而保持原有位移灵敏度。

### 16.3.2 功能型光导纤维传感器

#### 1. 光导纤维干涉计

利用马赫—策德干涉仪制作的声传感器可考虑作为以高灵敏度检测水中声音的水中微音器。在水中,声压一加在光导纤维上,则由于其长度和基于光弹性效应的折射率的变化,输出端的光波的相位发生变化。随着光导纤维长度变长,灵敏度增大。当光强为  $1\text{ mW}$ ,长度为  $100\text{ m}$  时,可探测的最小声压为  $3.9\text{ dB RE}(\text{声灵敏度})1\text{ }\mu\text{Pa}$ 。

光导纤维水声传感器又称水听器,它与超声波水听器相比,除灵敏度高、频响范围宽等优点外,还充分利用了光导纤维耐水、抗腐蚀等优良特性。

图 16-15 是光导纤维水声传感器的基本原理图。激光器发射出来的激光束被半透镜分成两路:一路经单模光导纤维的参照匝环;另一路经单模光导纤维的敏感匝环。敏感匝环放于水中感知水中声音(压力、振动),参照匝环不应感受被测量,而只起传输参照光的作用。

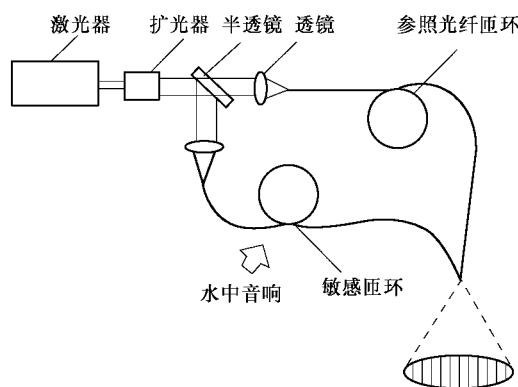


图 16-15 光纤水声传感器原理图

材料、形状、长度完全一样的两个单模光导纤维匝环组成水声传感器的主体。

作用于敏感匝环上的水中音响(包括振动、压力)使光导纤维的几何尺寸(尽管很小)发生变化,进而通过几何尺寸的改变来影响单模光导纤维的“等效折射率” $n_e$ ,最终体现为传输系数 $\beta$ 的变化。根据 $\beta$ 的定义,两路光之间变化后的相位差为

$$\phi = \beta z \quad (16-10)$$

式中  $z$ ——敏感匝环单模光导纤维长度。

由于相位差 $\phi$ 的存在,光敏元件接受到的功率为

$$P = a^2 + b^2 + 2ab\cos\phi \quad (16-11)$$

式中  $a$ 、 $b$ ——敏感光路与参照光路中光的振幅。

光敏元件将干涉光信号变为电信号,在测得 $P$ 值后,便可由式(16-11)求出 $\phi$ ,利用 $\phi$ 与被测音响之间的关系,就可构成水中声响传感器。

显然,环境温度也会影响光导纤维,结果也表现为传输系数 $\beta$ 的变化。由理论计算可知,将  $1\text{ m}$  长的石英单模光导纤维绕制成敏感匝环,作用  $1.5 \times 10^5\text{ Pa}$  的压力,可使 Mach

- Zehnder 干涉计移动一个明、暗相间的条纹 ;而在完全相同的条件下 ,当环境温度变化  $7.5 \times 10^{-2}$  则可产生同样干涉条纹的变化。由此可见 ,温度对其影响是很严重的 ,因此 ,克服温度造成的工作点漂移是这类传感器研究的重要内容。

下面介绍温度影响的消除。图 16-16 是消除温度影响(即稳定工作点)的一个例子。

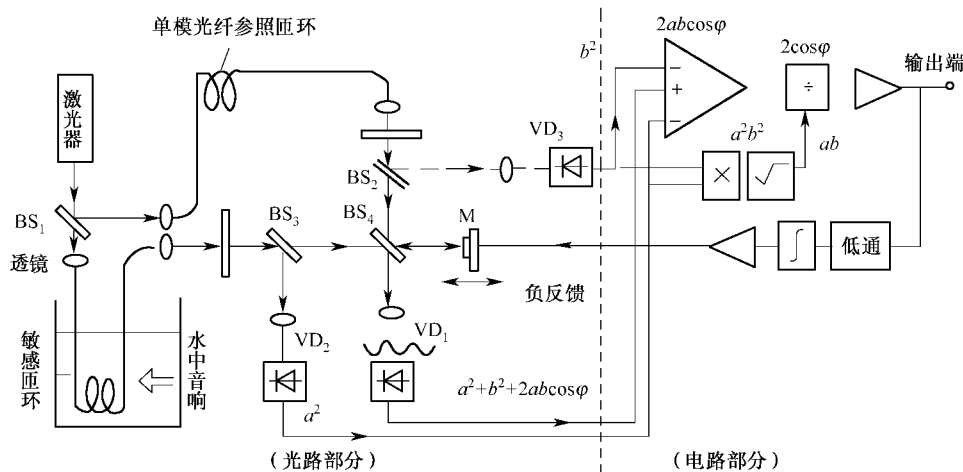


图 16-16 消除温度影响示例

由图中光路部分可知 ,光敏元件  $D_1$  所接受的功率正比于  $(a^2 + b^2 + 2ab\cos\phi)$  ,而  $D_2$ 、 $D_3$  所接受的功率则分别正比于  $a^2$  和  $b^2$ 。

由 16.1.3 节的讨论可知 ,这里的温度干扰会引起偏振光状态的变化(如偏振光面的偏转等) ,换言之 ,温度干扰量可引起两路光振幅  $a$ 、 $b$  的变化。图 16-16 中电子电路的主要作用就是用来消除  $a$ 、 $b$  的变化对测量结果的影响。起此作用的电子电路包括乘、除及开方等运算环节。但是 ,在输出端输出的信号  $2ab\cos\phi$  中 ,除包括水中声响作用引起的  $\phi$  值变化之外 ,还包括温度作用下所引起  $\phi$  值的变化 ,只是后者的作用是一个较缓慢的变化。

温度所引起的  $\phi$  值的缓慢变化 ,经低通滤波、积分、放大等环节反馈给控制平面小镜  $M$  位置的电磁线圈(图中未画出)。这个负反馈电流可以控制改变小镜  $M$  与半透镜  $BS_4$  的间距 ,从而使工作点稳定下来。

随着“保持偏振光面光导纤维”的产生和改进 ,水声传感器采用这种光导纤维后 ,其精度会有较大提高 ,且电子电路部分也相应会大大简化。当然 ,光导纤维水声传感器的最后成功以至推广应用 ,还需做一些工作 ,并依赖于光学元件集成化技术的发展。

## 2. 其它类型

### 1) 法拉第效应式传感器

反映磁与光之间相互关系的物理效应称为磁光效应。磁光效应中的法拉第效应是反映偏振光状态与磁场关系的物理效应 ,根据此效应可制成光导纤维磁场、电流传感器。光导纤维具有良好的绝缘性 ,这可使电流传感器的绝缘问题大为简化。

下面讨论法拉第效应式传感器的工作原理。将透明铅玻璃之类的磁光材料置于磁场中(见图 16-17) ,当平行于该磁场的直线偏振光穿过此材料时 ,偏振光面将发生偏转。根

据法拉第效应,其偏转角为

$$\theta = V_e H L \quad (16-12)$$

式中  $\theta$ ——法拉第偏转角;

$L$ ——带磁物体长度;

$H$ ——外磁场强度;

$V_e$ ——磁光材料的伯路丁常数。

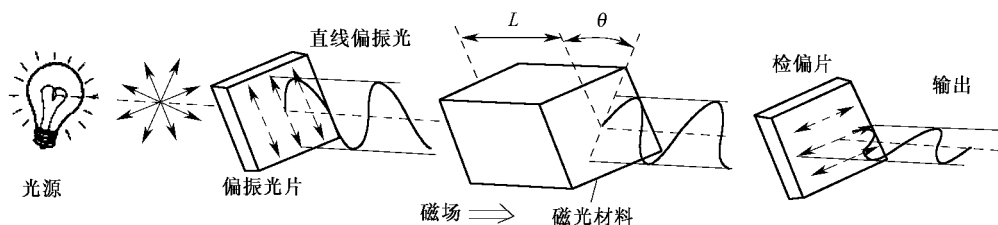


图 16-17 利用法拉第效应测量磁场

伯路丁常数  $V_e$  与磁光材料种类、入射光波长、环境温度有关。

光导纤维在保持偏振光面方面性能极差,这是发展和提高光 CT 的严重障碍。下面对此略作说明。磁场作用于单模光导纤维所产生的法拉第偏转时的输出为

$$S_b = A \left\{ \frac{\sin \left[ \theta \sqrt{1 + (\Delta\beta L / 2\theta)^2} \right]}{\sqrt{1 + (\Delta\beta L / 2\theta)^2}} \right\}^2 \quad (16-13)$$

式中  $A$ ——常数;

$L$ ——单模光导纤维长度;

$\theta$ ——法拉第偏转角;

$\Delta\beta$ ——传输系数差。

为便于分析,图 16-18 绘出了  $\Delta\beta = 0$  时的归一化输出  $S_b$  与  $\Delta\beta L$  值之间的关系。显然,随  $\Delta\beta L$  增加,输出  $S_b$  剧减。这说明,若要获得较大的法拉第偏转(即  $S_b$  大),必须尽量降低  $\Delta\beta L$ 。由分析可知,减少  $L$  适得其反,因而必须用传输系数  $\Delta\beta$  极小的光导纤维,并且加长  $L$  值。由式(16-13)可知加长  $L$  值的意义,而减小  $\Delta\beta$  的意义可由式(16-13)看出。所以,上述结论同前述分析的结论是一致的。

加长  $L$  值可以增大对磁场的灵敏度,但却增加了外部干扰对光导纤维的影响,例如,弯曲、振动和温度等。针对这种情况,可采用一些技术措施,设法固定住加长了的光导纤维。此外,还可采用扭转光导纤维法、加交流磁场法等。这些方法的出发点是尽量减小  $\Delta\beta$  造成的偏转光面的偏转对于法拉第偏转的影响。例如,将单模光导纤维制成“探测圈”,探测圈每匝周长是  $\pi/\Delta\beta$  的整数倍。这样,  $\Delta\beta$  造成的偏振光面的偏转方向与法拉第偏转便成同向,这样就可很大程度上避免如图 16-19 所示的由于  $\Delta\beta$  偏转对于法拉第偏转的抵消,从而提高检测灵敏度。图 16-19 是  $\Delta\beta = 60 \text{ rad/m}$  的单模光导纤维“探测圈”输出与磁场强度的关系曲线。由图可知,当磁场强度大于几个奥斯特<sup>①</sup>后,其线性度良好。

①  $1 \text{ Oe (奥斯特)} = 10^3 (4\pi)^{-1} \text{ A/m}$ 。

用这种方法,可以采用  $\Delta\beta$  更大的光导纤维。

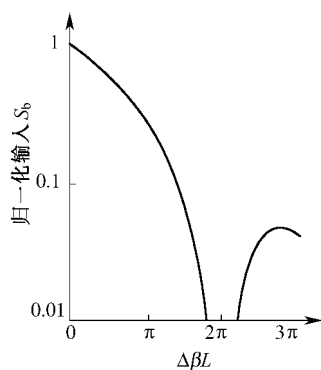


图 16-18 归一化输出与入射光线偏振光时的双折射  $\Delta\beta L$  之关系

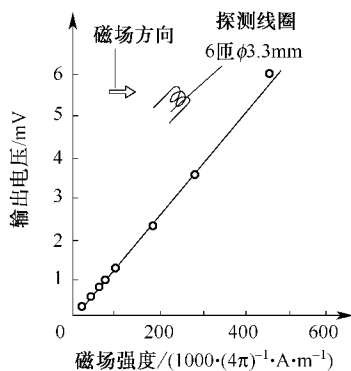


图 16-19 光导纤维探测圈特性

## 2) 共振式光导纤维振动传感器

把长度不同的多模光导纤维一端固定在振子上,另一端自由。其上方置以适当的光屏,则可构成共振式光导纤维振动传感器(见图 16-20)。当振子所接受的振动信号频率恰与某长度的光导纤维固有振动频率相等时,此光导纤维将产生共振。从光屏上所显示的位置便可知相应的被测频率。此传感器的构造简单,是光导纤维巧妙利用的一个例子。

## 3. 光导纤维与放射线

至今虽已有很多种类的光导纤维传感器,但可称之为光导纤维放射线传感器的还没有。不过,已发现用  $\text{Co}^{60}$  等  $\gamma$  射线或紫外线照射光导纤维时,其传输损耗增加。这预示着光导纤维有制成测试放射线及紫外线传感器的可能性。

放射线、紫外线的照射或使玻璃中原子的原子价

提高或本属于离子的位置因落入电子而形成缺陷(指本来应存在阳离子的位置而没有阳离子)。结果,或改变着色玻璃的颜色,或形成色心而使无色玻璃显色。这样一来必然引起光导纤维传输损失的变化。因此,可以利用这种变化来检测放射线或紫外线等。例如,由放射线照射的石英玻璃,因其变色中心的相异,对特定的波长有极明显的吸收峰值,从而使光强改变。另外,含卤化银或卤化铯等感光粒子的玻璃(光致变色玻璃),在紫外线照射下,能促进金属胶体的析出,从而改变光的透射率,于是可以调制或改变光强,从而测出放射线、紫外线的存在与否及其强度等。图 16-21 是几种不同材质光导纤维在  $\text{Co}^{60}$  照射时传输损失随辐射量增加而增加的情形。实验用波长为  $0.82 \mu\text{m}$ 。显然,用石英光导纤维制成的传感器可以检测  $1 \text{ rad}^{\text{①}}$ (拉德)以下的  $\gamma$  射线。用光导纤维制作放射线传感器的最大问题是照射后的传输损失恢复特性缓慢。 $\gamma$  射线照射后的超纯氧化硅 W-1 纤芯

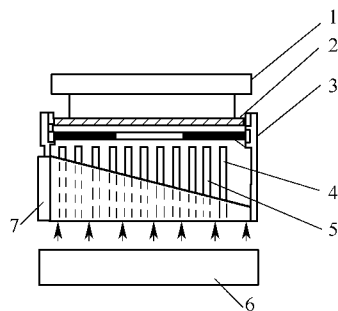


图 16-20 共振式光纤振动传感器

1—用于输出信号的装置;

2、3—光屏;4—自由端;

5—共振的光导纤维;6—光源;7—振子。

①  $1 \text{ rad} = 10^{-2} \text{ Gy}$ 。

光导纤维,一般需要  $10^2 \text{ s} \sim 10^3 \text{ s}$  的恢复时间,完全复原大约需  $3 \text{ s}$ 。这样,将它用作模拟式放射线传感器是很困难的,有待进一步改善。因传输损失恢复时间与光导纤维所传输光的功率有关,所以,现在进行改进的着眼点放在传输光的功率上,即功率增加,传输损失虽然有所减小,但是恢复时间也大为减小。

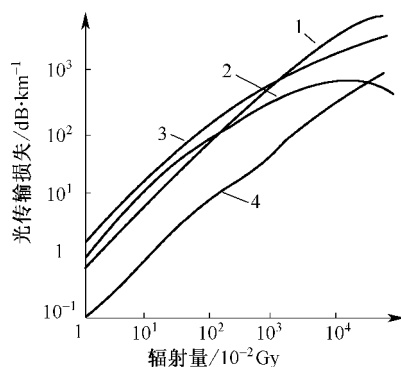


图 16-21 辐射量与传输损失的关系

1—超纯氧化硅芯子 W-1 ; 2—纯氧化硅芯子 ; 3—超纯氧化硅芯子 ; 4—掺杂 Ge 的芯子。



## 第 17 章 传感器接口技术基础知识

传感器的作用就是将被测物理量变化过程的信号按照一定的规律转化成为适于传输和记录的电量(电压或电流)信号。传感器输出的电量信号通常比较小,不能直接用来显示、记录及进行 A/D 转换。因此,我们需要有一个环节,把微弱的信号放大调整到能与 A/D 转换器输入电压相匹配的幅度,例如,把(0~40)mV 的信号放大到(0~5)V。这就是传感器接口技术要解决的问题。

传感器输出信号通常可以分为两类:一类为模拟量,例如压力、温度、加速度等的测量;另一类为数字量,例如用光电或电磁传感器测量转速等的测量。对模拟量信号进行调整匹配时,传感器接口环节相对复杂一些,通常需要经过放大电路、调制与解调电路、滤波电路、采样保持电路、A/D 及 D/A 转换电路等。而对数字量信号进行调整匹配时,通常只需使信号通过比较器电路及整形电路、控制计数器计数即可。图 17-1 和图 17-2 分别给出了传感器输出为模拟量和数字量的接口框图。

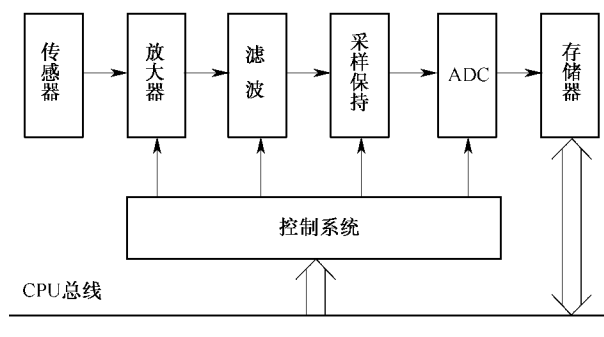


图 17-1 传感器输出模拟量接口示意图

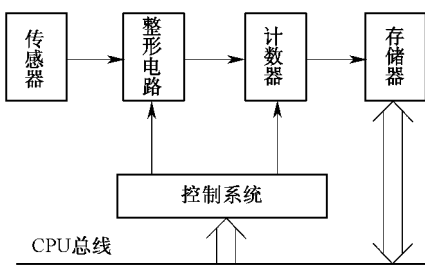


图 17-2 传感器输出数字量接口示意图

需要说明的是,并不是所有的信号都要经过上述的各个环节。根据测量方式及信号强弱的不同,有些接口环节可以省掉或是需要增加,例如,进行多路信号检测时,传感器接口中有可能需要添加多路模拟开关这个环节。

本章将对传感器接口中的各主要环节做一讨论。

### 17.1 检测信号的放大与变换

本节重点讨论仪表放大器、可编程放大器和信号变换器。实际应用当中,传感器的安装环境和输出特性形形色色、复杂多样,因此,选用哪种类型的放大器应取决于应用场合和测试系统的要求。

电桥变换电路及电荷放大电路可以承担检测信号的放大与变换的任务,其特性在本

书的第5章和第7章已经讨论过了,这里不再重复。

### 17.1.1 运算放大器

对各种非电量的测量,通常由传感器将它们转换为电压(或电流)信号,此电压信号一般情况下属于微弱信号,对微弱信号的放大,可以采用运算放大器。

在分析运算放大器时,一般可将它看成是一个理想运算放大器。理想化的主要条件是:

开环电压放大倍数  $A_o \rightarrow \infty$  ;

差模输入电阻  $R_i \rightarrow \infty$  ;

开环输出电阻  $R_o \rightarrow 0$  ;

共模抑制比  $K_{CMRR} \rightarrow \infty$  。

#### 1. 反向放大器

用运算放大器构成的反向放大器电路如图 17-3(a)所示。根据“虚地”原理,反向放大器的放大倍数为

$$A = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (17-1)$$

当  $R_1 = R_2$  则为反向跟随器,即  $U_{sc} = U_{sr}$ 。

#### 2. 同相放大器

反向放大器存在的问题是输入阻抗  $R_i$  较低  $R_i = R_1$  通常只有几千欧。采用图 17-3(b)电路,即同相放大器,可以得到较高的输入阻抗。

根据“虚地”原理,同相放大器的放大倍数为

$$A = \frac{U_{sc}}{U_{sr}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (17-2)$$

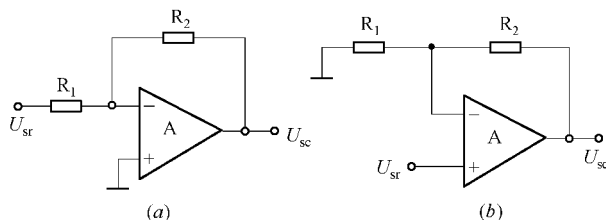


图 17-3 运算放大器

(a) 同相放大器;(b) 反向放大器。

### 17.1.2 仪表放大器

运算放大器对微弱信号的放大仅适用于信号回路不受干扰的情况。然而,传感器往往工作在较复杂而恶劣的环境里,在传感器的两条输出线上经常产生较大的干扰信号(噪声)。当两条输出线上的干扰完全相同时,称为共模干扰。虽然运算放大器对直接输入到差动端的共模信号也有较强的抑制能力,但从图 17-3 中可以看出,由于正负输入端表现为不平衡的输入电阻,因此,共模干扰信号不能起到很好的抑制,故不能在精密测量

场合下使用。为此,需要引入另一种形式的放大器,即所谓的仪表放大器(又称测量放大器或数据放大器)。仪表放大器广泛用于传感器的信号放大,特别是微弱信号及具有较大共模干扰的场合。

仪表放大器除了对微弱信号进行线性放大外,还担负着阻抗匹配和抗共模干扰的任务,因此,要求仪表放大器要具有高共模抑制比、高速度、宽频带、高精度、高稳定性、高输入阻抗、低输出阻抗、低噪声。

仪表放大器的基本电路如图 17-4 所示。放大器由两级串联,前级是两个同相放大器,为对称结构,输入信号加在  $A_1$ 、 $A_2$  的同相输入端,从而具有高抑制共模干扰的能力和高输入阻抗。后级是差动放大器,它不仅切断共模干扰的传输,还将双端输入方式转换成单端输出方式,适应对地负载的需要。

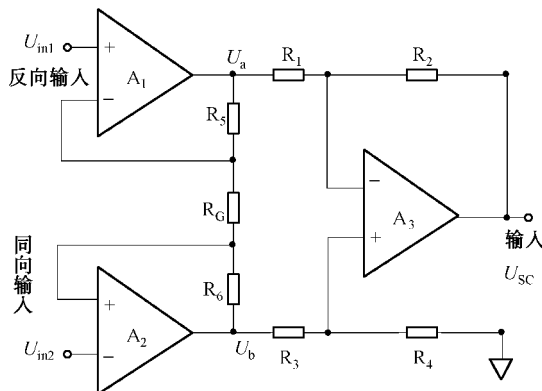


图 17-4 典型的三运放仪表放大电路

仪表放大器的放大倍数计算式推导如下。

对  $A_1$  和  $A_2$  应用叠加原理,求  $U_a$  和  $U_b$ 。

当  $U_{in2} = 0$  时

$$U_a = U_{in1} (1 + R_5/R_G), U_b = -U_{in1} (R_6/R_G)$$

当  $U_{in1} = 0$  时

$$U_a = -U_{in2} (R_5/R_G), U_b = U_{in2} (1 + R_6/R_G)$$

所以

$$U_a = U_{in1} (1 + R_5/R_G) - U_{in2} (R_5/R_G) \quad (17-3)$$

$$U_b = U_{in2} (1 + R_6/R_G) - U_{in1} (R_6/R_G) \quad (17-4)$$

再对  $A_3$  应用叠加原理得

$$U_{sc} = U_b \left( \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - U_a \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (17-5)$$

将式(17-3)、式(17-4)代入式(17-5) 并且当  $R_1 = R_3$ 、 $R_2 = R_4$  和  $R_5 = R_6 = R_F$  时,可以得到仪表放大器的放大倍数为

$$U_{sc} = (U_{in2} - U_{in1}) \left( 1 + \frac{2R_F}{R_G} \right) \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (17-6)$$

式中  $R_G$  是用于调节放大器放大倍数的外接电阻。由于  $R_G$  连接在两个放大器的求和点之

间,当一个差分电压被加到仪表放大器的输入端时,整个输入电压都呈现在  $R_G$  两端。由于  $R_G$  两端的电压等于  $U_{in}$ ,所以流过  $R_G$  的电流等于  $U_{in}/R_G$ ,因此输入信号将通过放大器  $A_1$  和  $A_2$  获得增益并得到放大。然而加到放大器输入端的共模电压在  $R_G$  两端具有相同的电位,从而不会在  $R_G$  上产生电流。由于没有电流流过  $R_G$  (也就无电流流过  $R_5$  和  $R_6$ ),放大器  $A_1$  和  $A_2$  将作为单位增益跟随器而工作。因此,共模信号将以单位增益通过输入缓冲器,而差分电压将按  $[1 + (2R_F/R_G)]$  的增益系数被放大。

以上讨论至少在理论上表明,用户在得到前端增益(由  $R_G$  来决定)的同时,并不增加共模增益和误差,即差分信号将按增益成比例增加,而共模误差则不然,故增益(差分输入电压/共模误差电压)的比率将增大。因此共模抑制比(CMRR)理论上直接与增益成比例增加,这是一个非常有用的特性。从结构上的对称性可知,输入放大器的共模误差在输出级的减法器中被最终消除了。

目前,国内外已有不少厂家生产仪表放大器单芯片集成块,如美国 AD 公司提供有 AD521、AD522、AD612 及 AD605 等。

### 17.1.3 程控测量放大器

由于传感器所提供的信号变化范围很宽(从微伏到伏),特别是在多路检测系统中,当各检测回路的参数信号不一样时,必须提供各种量程的放大器,才能保证充分利用 A/D 转换器的有效位,并保证测量精度。随着计算机的应用,现在已研制出一种可编程增益放大器 PGA(Programmable Gain Amplifier)。这种放大器通用性很强,其放大倍数可根据需要用程序进行控制。

图 17-5 所示为可编程增益放大器的原理电路图,它为图 17-4 电路的扩展,增加模拟开关和驱动电路。增益选择开关  $S_1-S'_1$ 、 $S_2-S'_2$ 、 $S_3-S'_3$  成对动作,每一时刻仅有一对开关闭合,当改变数字量输入编码,则可改变闭合的开关号,以便选择不同的反馈电阻,从而达到改变放大器增益的目的。

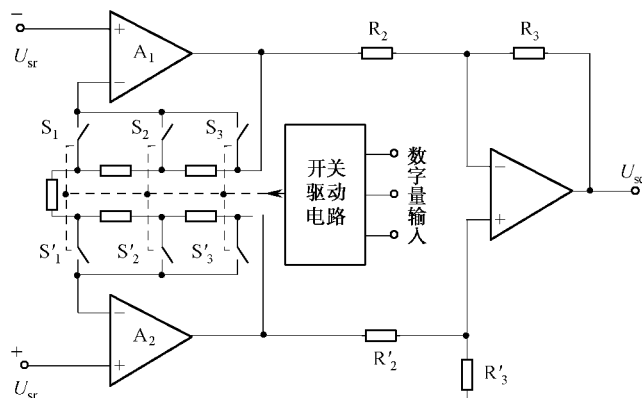


图 17-5 程控测量放大器原理图

为了实现图 17-5 所示的可编程增益放大器,可用运算放大器和多路模拟开关组合而成,一个实用可编程增益放大器如图 17-6 所示。

在图 17-6 中,放大器  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$  构成仪表放大器,模拟开关采用 CD4501,通过一个 4D 锁存器与 CPU 总线相连,改变 CD4501 的输入端的编码,则可使  $R_0 \sim R_7$  8 个电阻中的一个接通。这 8 个电阻的阻值可根据不同的增益要求,用式  $A = 1 + 2R_1/R_2$  来选取。当 CD4501 中所有的开关都断开时,相当于  $R_0 = \infty$ ,此时放大器的增益为 1。

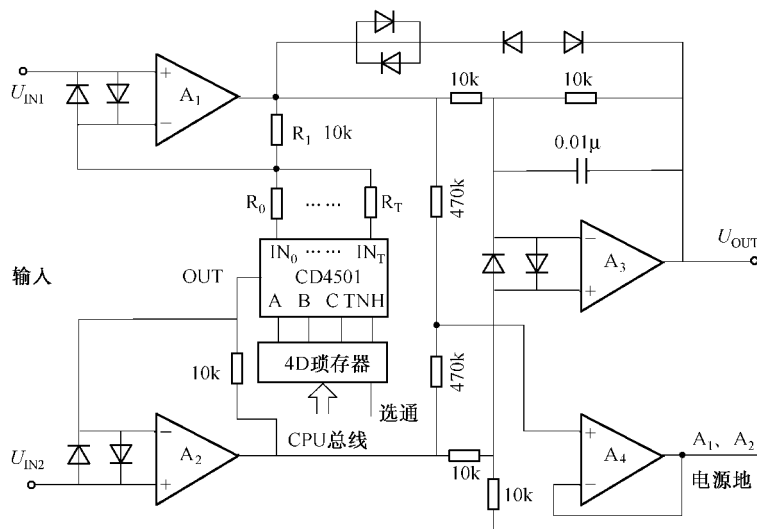


图 17-6 实用可编程放大器

图 17-6 中,  $A_4$  为电压跟随器,其输入端取自共模拟制端  $U_{CM}$ ,输出端接到  $A_1$ 、 $A_2$  的电源地端,这样  $A_1$ 、 $A_2$  的电源电压的浮动幅度将与  $U_{CM}$  相同,从而大大削弱了共模干扰的影响。

目前,市场上常见的集成 PGA 芯片有美国 Analog Device 公司生产的 LH0084,美国 AD 公司生产的 AD524 等。

#### 17.1.4 信号变换器(电压—电流变换电路)

成套仪表系统及自动检测系统中,传感器与仪表之间以及仪表与仪表之间的信号传送,我们总是希望采用统一标准的信号。将传感器信号转换为统一标准信号,不仅便于使用微型计算机进行巡回检测,同时可以使指示、记录仪表面单一化。目前,世界各国均以直流信号作为统一信号,并将直流电压(0~5)V 及直流电流(0~10)mA 或 4 mA~20 mA 作为统一标准信号。由于直流电流信号的“恒流性能”,在采用直流电流信号传送时,传送导线长度在一定范围内的变化不会影响信号的精度。因此,直流标准信号便于远距离传送。对于要求电压输入的仪表,可在电流回路中串入一个电阻,将电流信号转变成电压信号,故电流信号传送应用较灵活。

通常,传感器的输出信号多数为电压信号,为了将电压信号变成电流,需采用电压电流信号变送器。

##### 1. (0~10)mA 电压/电流变换(V/I 变换)

V/I 变换器的作用是将电压变换为标准的电流信号,它不仅要求具有恒流性能,而且

要求输出电流随负载电阻变换所引起的变换量不超过允许值。变换电路如图 17-7 所示。运算放大器 A 接成同相放大器,此变换电路属于电流串联负反馈电路,具有较好的恒流性能。 $R_3$  为电流反馈电阻, $R$  为负载电阻,它小于  $R_3$ 。三极管  $T_1$  和  $T_2$  组成电流输出级,用来扩展电流。若运算放大器的开环增益和输入阻抗足够大,则会有

$$U_{sr} \approx U_F = I_{sc} R_3 \quad (17-7)$$

可见,输出电流  $I_{sc}$  仅与输入电压  $U_{sr}$  和反馈电阻  $R_3$  有关,与负载电阻无关,这说明它有较好的恒流性能。选择合适的反馈电阻  $R_3$ ,便能得到所需的变换关系。

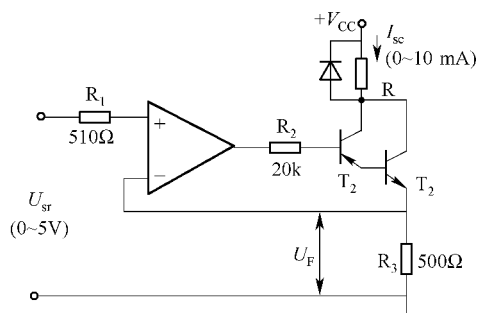


图 17-7 (0~10)mA 电压/电流变换电路

## 2. 4 mA ~ 20 mA 电压/电流变换器(V/I 变换器)

传感器在工业控制与检测中,为了使输出信号的远距离传送更为可靠,可以采用具有恒流输出的 V/I 变换器,产生 4 mA ~ 20 mA 的统一标准信号(规定传感器从零到满量程的统一输出信号为 4 mA ~ 20mA 的直流恒电流),其特性如图 17-8 所示。这种统一标准信号广泛用于高可靠性的过程仪表中。实现该特性的典型电路如图 17-9 所示。

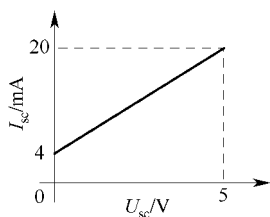


图 17-8 4 mA ~ 20 mA 电压/电流变换器特性图

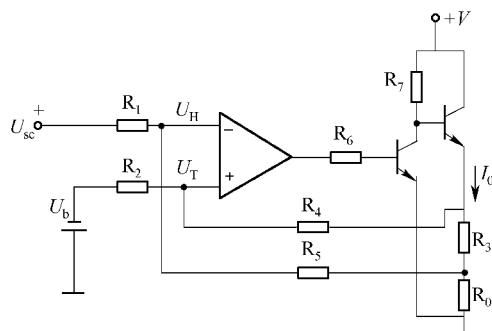


图 17-9 4 mA ~ 20 mA 电压/电流变换电路(负载电阻为  $R_0$  ; 反馈电阻  $R_3$  两端电压为  $U_F$ )

在图 17-9 中,V/I 变换电路由运算放大器 A 和三极管  $T_1$ 、 $T_2$  组成。运算放大器除了幅度作用外,还兼有比较作用,它将输入电压  $U_{sr}$  和反馈电压  $U_F$  进行比较。 $T_1$  为倒相放大级, $T_2$  为电流输出级。 $U_b$  为偏置电压,加在 A 的同相端,用以进行零点迁移。输出电流  $I_0$  流经  $R_3$  得到反馈电压  $U_F$ ,此电压经  $R_4$ 、 $R_5$  加到 A 的两个输入端,形成 A 的差动输入信号,由于具有深度电流串联负反馈,因此具有较好的恒流性能。

下面按理想运算放大器求出输出电流  $I_0$  与输入电压  $U_{sr}$  的变换关系。

假设  $R_4 \cdot R_5 \gg R_3 + R$  则可以认为  $I_0$  是流过  $R_3$  的全部电流。利用叠加原理,可求出在  $U_{sr}$ 、 $I_0$  和  $U_b$  作用下,运算放大器 A 的同相端及反向端电压为

同相端

$$U_H = \frac{U_{sr}}{R_1 + R_5} R_5 + \frac{I_0 R}{R_1 + R_5} R_1 \quad (17-8)$$

反向端

$$U_T = \frac{I_0 (R_3 + R)}{R_2 + R_4} R_2 - \frac{U_b}{R_2 + R_4} R_4 \quad (17-9)$$

根据运算放大器工作原理,当其开环作用足够大,则在差动输入时可认为  $U_H = U_T$ , 令  $R_1 = R_2$ ,  $R_4 = R_5$ , 则有  $R_2 R_3 I_0 = R_4 (U_{sr} + U_b)$ , 即

$$I_0 = \frac{R_4}{R_2 R_3} (U_{sr} + U_b) \quad (17-10)$$

由式(17-10)可以看出:

(1) 当运算放大器 A 的开环增益及输入阻抗足够大时,输出电流  $I_0$  与输入电压  $U_{sr}$  之间的关系为线性关系,并且与运算放大器的参数及负载电阻  $R$  无关,说明它具有恒流性能。

(2) 输出电流  $I_0$  与输入电压  $U_{sr}$  之间的变换系数决定于电路参数,可根据  $U_{sr}$  及  $I_0$  的范围来决定电路参数。

例如,输入  $U_{sr} = (0 \sim 5) \text{ V}$ , 要求  $I_0 = 4 \text{ mA} \sim 20 \text{ mA}$ 。若取  $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = R_5 = 20 \text{ k}\Omega$ , 则可求出  $U_b$  和  $R_3$  的值。

当  $U_{sr} = 0 \text{ V}$ ,  $I_0 = 4 \text{ mA}$ , 代入式(17-10)得  $20R_3 = U_b$ 。当  $U_{sr} = 5 \text{ V}$ ,  $I_0 = 20 \text{ mA}$ , 代入式(17-10)得  $100R_3 = 5 + U_b$ 。联解得  $R_3 = 62.5 \text{ k}\Omega$ ,  $U_b = 1.25 \text{ V}$ 。

(3) 令  $U_b = 0$ , 则式(17-10)变为

$$I_0 = \frac{R_4}{R_2 R_3} U_{sr} \quad (17-11)$$

式(17-11)表明,图 17-9 也能实现  $U_{sr} = 0 \sim 5 \text{ V}$  而输出  $I_0 = 0 \sim 10 \text{ mA}$  的变换关系。

图 17-10 是用  $4 \text{ mA} \sim 20 \text{ mA}$  统一信号传送的参数检测系统框图。图中信号变送器的作用是将传感器的输出从零到满量程的电压信号变换成  $4 \text{ mA} \sim 20 \text{ mA}$  的电流信号,用于远距离传送。在接收端先通过  $250 \Omega$  电阻变换成  $1 \text{ V} \sim 5 \text{ V}$  直流电压,然后再进行 A/D 转换。

采用直流  $4 \text{ mA} \sim 20 \text{ mA}$  的电流信号来传送传感器输出信号,具有以下优点:

(1) 传送导线的电阻不会造成误差。图 17-11 所示为电流信号传送的典型电路。该电路中转送线电流  $I$  为

$$I = \frac{R_0}{(r_1 + r_2 + R) + R_0} I_0 \quad (17-12)$$

式中  $I_0$ ——变送器输出电流;

$R_0$ ——变送器输出电阻;

$r_1$ 、 $r_2$ ——传输线电阻;

$R$ ——电流/电压变换电阻或显示仪表内阻。

当  $R_0 \geq r_1 + r_2$  及  $R_0$  比  $R$  足够大时 则有

$$I = I_0 \quad (17-13)$$

式(17-13)表明, 传送电流与传送线电阻无关。借助于  $R$  可进行  $I/V$  变换。若传感器的输出电路采用恒流电路 ( $R_0 =$  ), 使用  $250 \Omega$  (0.1% 级) 的  $I/V$  变换电阻, 可将  $4 \text{ mA} \sim 20 \text{ mA}$  的电流信号变换为  $1 \text{ V} \sim 5 \text{ V}$  的直流电压信号。

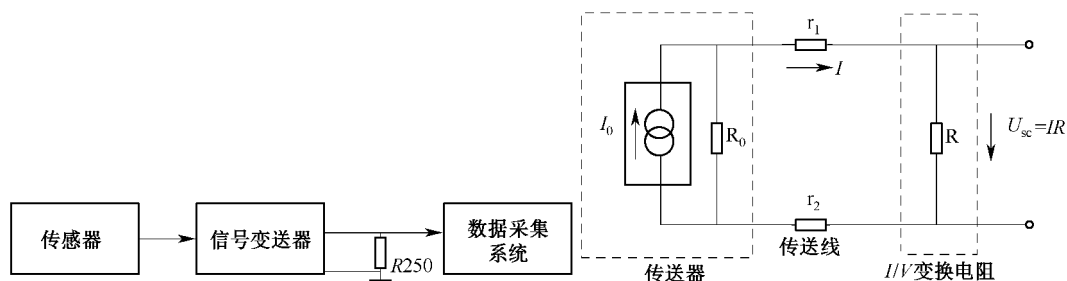


图 17-10 用  $4 \text{ mA} \sim 20 \text{ mA}$  传送参数

图 17-11 电流信号传送典型电路

(2) 能够实现传送线的断电自检。由于这种传送信号方式, 在正常工作时有  $4 \text{ mA}$  的基本电流, 故接收端信号电压为  $1 \text{ V} \sim 5 \text{ V}$ 。当传送线断线时, 经  $A/D$  转换器后的信号为零值, 据此即可以检出断线。

电压/电流变换电路除了用上述方法实现外, 也可采样集成电压/电流转换芯片来完成。这类芯片有 ZF2B20、AD694 等。

## 17.2 调制与解调

某些场合下, 传感器输出的是一些缓变的电信号。缓变的信号不利于放大处理, 直流放大有零漂和级间耦合等问题。为此, 往往把缓变的信号先变为频率适宜的交流信号, 然后利用交流放大器放大, 最后再恢复为原来的直流缓变的信号。这样的一种变换过程称为调制与解调。调制与解调广泛应用于传感器和测量电路中。

调制是指利用信号来控制或改变高频振荡的某个参数(幅值、相位或频率), 使它随被测信号作有规律的变化, 以利于实现信号的放大与传输。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制波(根据调制方式的不同, 已调制波又分为调幅波或调频波), 如图 17-12 所示。

调制的类型有很多种, 载波信号若用高频正(余)弦波, 可调制的特征参量是幅值、频率和相位, 从而形成幅值调制、频率调制和相位调制, 也称为调幅(AM)、调频(FM)和调相(PM)。载波信号若用高频周期方波脉冲, 则有脉幅调制、脉宽调制和脉位调制。

解调是从已调制波中不失真地恢复缓变的测量信号(调制信号)。

调制与解调是一一对信号做变换的过程。本节重点讨论工程测试中最常用的以正(余)弦波为载波的调制与解调。

### 17.2.1 调幅与其解调



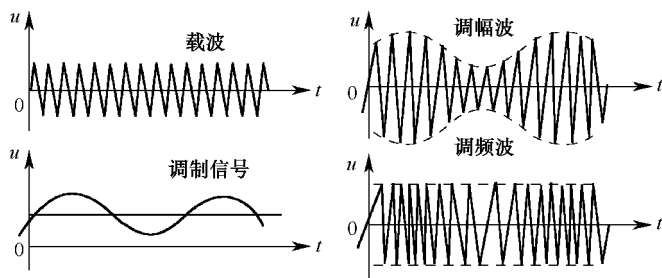


图 17-12 载波、调制信号及已调波

### 1. 调幅原理

调幅是将一个高频正(余)弦信号与测试信号相乘,使高频信号的幅值随测试信号的变化而变化。现以频率为  $f_0$  的余弦信号作为载波进行讨论。

由傅里叶变换的性质知:在时域中两个信号相乘,则对应于频域中这两个信号进行卷积,即

$$x(t)y(t) \leftrightarrow X(f) * Y(f)$$

余弦函数的频域图形是一对脉冲谱线,即

$$\cos 2\pi f_0 t \leftrightarrow \frac{1}{2}\delta(f - f_0) + \frac{1}{2}\delta(f + f_0)$$

一个函数与单位脉冲函数卷积的结果,就是将其图形由坐标原点平移至该脉冲函数处。因此,如果以高频余弦信号作载波,把信号  $x(t)$  和载波信号相乘,其结果就相当于把原信号频谱图形由原点平移至载波频率  $f_0$  处,其幅值减半,如图 17-13 所示,即

$$x(t)\cos 2\pi f_0 t \leftrightarrow \frac{1}{2}X(f) * \delta(f - f_0) + \frac{1}{2}X(f) * \delta(f + f_0) \quad (17-14)$$

这一过程就是调幅,所以调幅过程就是相当于频率“搬移”过程。

调幅的频率“搬移”功能在工程技术上具有重要意义。例如,所测信号的频率很低,而在低频段工作的电子放大器容易混入低频噪声信号(如工频干扰),使测试信号受到“污染”。这时,可以采用调幅的方法,将测试信号频率移至放大器增益保持常值和不易受到噪声干扰的频段上,待放大后,再设法移回原处,恢复已放大的原测试信号。在广播事业中,为了防止各电台的相互干扰和适于发射,也需将各台的声频信号移频至各自分配的高频、超高频频段上,在通信事业上也利用同样的特性实现频分复用。

从调幅原理来看,在幅值调制时,载波频率  $f_0$  必须高于原信号中的最高频率  $f_m$  才能使已调制波保持原信号的频谱图形,不致混叠。实际使用中,载波频率通常至少大于测试信号中最高频率的数倍甚至数十倍,不过载波频率的提高也受到放大器截止频率的限制。

幅值调制装置实质上是一个乘法器。

### 2. 幅值调制的解调

事实上,调幅的目的就是使缓变的信号便于放大和传输,而解调的目的则是将已调制波恢复为原信号。恢复原信号包括有幅值和正负符号两方面内容。实现这一过程有以下几种方法。

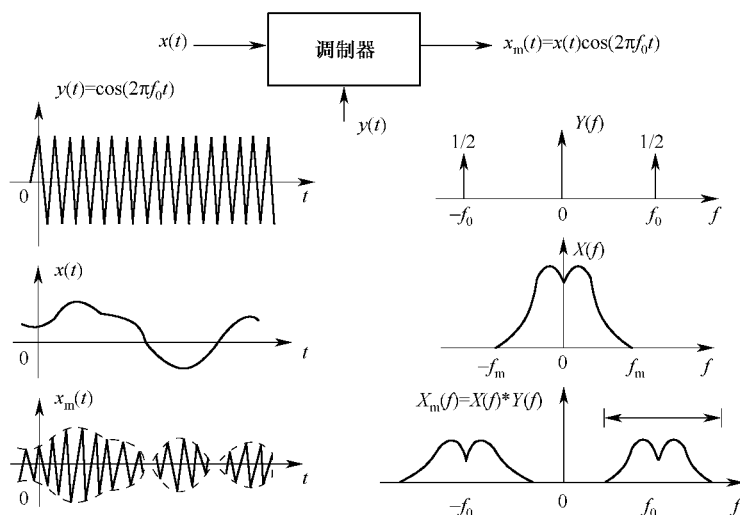


图 17-13 调幅过程

## 1) 同步解调

如果将已调制波再与原载波信号做一次乘法运算,则频域图形将再一次进行“搬移”,其结果如图 17-14 所示。若用一个低通滤波器滤去中心频率为  $2f_0$  的高频成分,那么将可以恢复原信号的频谱(只是其幅值减小一半,这可用放大处理来补偿),这一过程称为同步解调。“同步”是指解调时所乘的信号与调制时的载波信号具有相同的频率和相位。

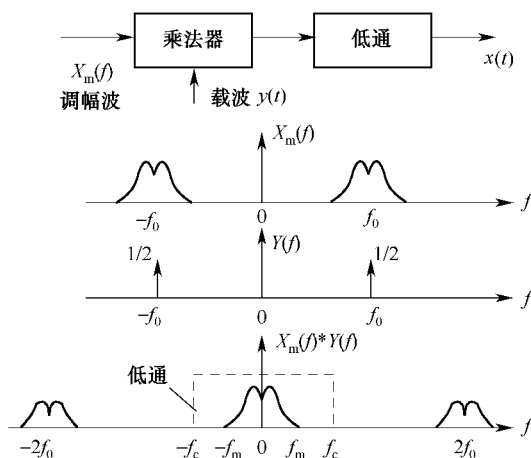


图 17-14 同步解调

这一结果在时域分析中也可以看到：

$$x(t)\cos 2\pi f_0 t \cos 2\pi f_0 t = \frac{x(t)}{2} + \frac{1}{2}x(t)\cos 4\pi f_0 t \quad (17-15)$$

低通滤波器将频率为  $2f_0$  的高频信号滤去,则得到  $\frac{1}{2}x(t)$  的输出。

## 2) 整流检波解调

整流检波解调方法在时域内的信号流程如图 17-15 所示。测试信号即调制信号图 (a) 在进行幅值调制前, 先预加一直流偏置, 使之成为不再具有双极性的信号图 (b), 然后再与高频载波相乘得已调制波图 (c), 此时已调制波的包络线将具有原信号的形状。在解调时, 只需对已调制波作整流和检波, 其输出分别为图 (d)、图 (e), 最后再将所加直流偏置去除, 即可恢复原信号图 (f) 了。

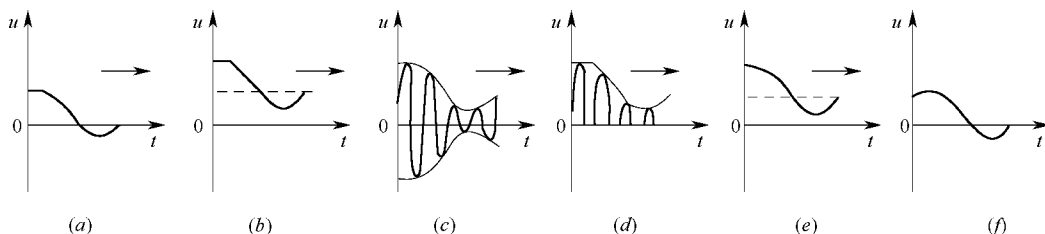


图 17-15 整流检波解调

这种方法虽然可以恢复原信号, 但在调制解调过程中有一加、减直流的过程, 而在实际使用中要使每一直流本身很稳定, 且使两个直流完全对称则是较难实现的, 这会使原信号与恢复后的信号虽然在幅值上可成比例, 但在分界正负极性的零点上可能有漂移, 从而使分辨原信号正负极性上可能有误。

## 3) 相敏解调

对已调幅的信号在幅值和极性上不失真地恢复成原调制信号是相敏解调方法所要解决的问题。采用相敏检波时, 对原信号不必再加偏置。注意到交变信号在其过零线时符号 (+、-) 发生突变, 调幅波的相位 (与载波比较) 也相应地发生  $180^\circ$  的相位变化。利用载波信号与之相比, 便既能反映出原信号的幅值又能反映其极性。图 17-16 为相敏检波的电路原理图。图中  $x(t)$  为原信号,  $y(t)$  为载波信号,  $x_m(t)$  为调幅波。在时间为 0-a 段原信号电压为正值, 调幅波和载波同相。当载波电压为正时,  $D_1$  导通, 电流的流向是  $d \rightarrow 1 \rightarrow D_1 \rightarrow 2 \rightarrow 5 \rightarrow C$ ; 当载波电压为负时,  $D_3$  导通, 电流的流向是  $d \rightarrow 3 \rightarrow D_3 \rightarrow 4 \rightarrow 5 \rightarrow C$ 。在 a-b 段, 调幅波与载波的相位差  $180^\circ$ , 当载波电压为正时,  $D_2$  导通, 电流的流向是  $C \rightarrow 5 \rightarrow 2 \rightarrow D_2 \rightarrow 3 \rightarrow d$ ; 当载波电压为负时,  $D_4$  导通, 电流的流向是  $C \rightarrow 5 \rightarrow 4 \rightarrow D_4 \rightarrow 1 \rightarrow d$ 。输出电压  $e_f$  的包络线就是原信号。在相敏检波中, 解调的载波 (通过变压器 B 耦合) 对检波电路起开关作用, 其幅值大于要检的调幅波。

动态电阻应变仪可作为调幅与相敏检波的典型实例, 如图 17-17 所示。电桥由振荡器供给等幅高频振荡电压 (一般频率为  $10\text{ kHz} \sim 15\text{ kHz}$ )。被测量通过电阻应变片控制电桥输出。电桥输出为调制波, 经过放大, 最后经相敏检波与低通滤波取出所测信号。

## 17.2.2 调频与其解调

调频 (频率调制) 是利用低频信号电压 (调制信号) 的幅值去控制高频载波频率的过程。在调频过程中, 载波的幅度保持不变, 仅使载波的频率随信号电压成正比地改变。经过频率调制所得的信号就是已调频波 (调频波)。典型的调频信号如图 17-18 所示。由图

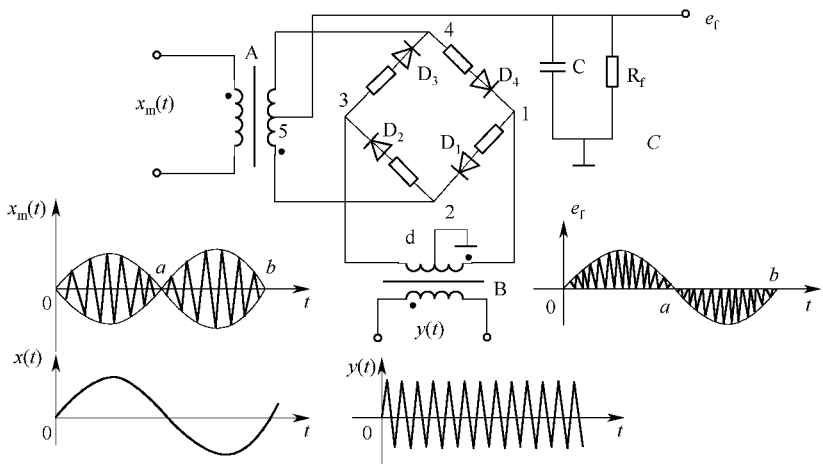


图 17-16 相敏检波

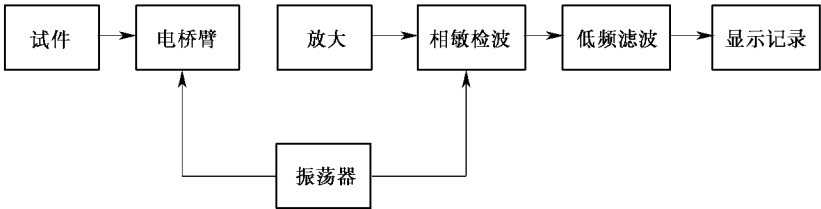


图 17-17 动态电阻应变仪

中可以看出,当调制信号的幅值增加时,已调频波的频率随之增加,而当调制信号的幅值下降时,已调频波的频率也随之下降,当调制信号为零时,已调频波的频率就等于中心频率。因此,已调频波是随信号电压变化的疏密不等的等幅波。

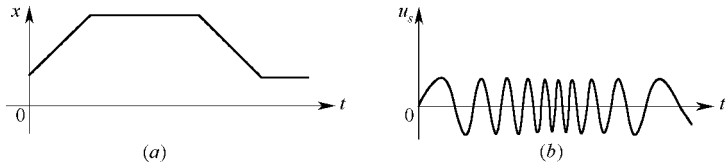


图 17-18 频率调制的信号  
(a) 调制信号;(b) 已调频波。

调频较之调幅主要的优越性是它的抗干扰能力较强,这是因为噪声干扰会直接影响信号的幅度,而调频对于施加振幅变化影响的噪声不敏感,所以调频系统的信噪比要高于调幅系统的信噪比,不过其成本也会随之增加。

1. 调频原理

频率调制实现的方法主要是采用各种振荡回路,例如 LC 振荡器、压控振荡器等等,它们只要改变其中的某一参数,振荡回路的振荡频率就发生变化,从而实现了调频的功能。

图 17-19 是一基本的 LC 振荡回路 根据物理学中的分析 ,该 LC 两端电压如果是按频率  $f_0$  做简谐振荡变化的 ,那么该振荡电压信号就是此调频器的载波。该回路的振荡频率为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (17-16)$$

假如将电容  $C$  用一电容传感器代替 ,这样在测试被测物理量时 ,传感器的电容量就有一个随被测物理量变化的附加电容  $\Delta C$  ,所以在回路中的电容就变为  $C + \Delta C$  ,此时回路的振荡频率则变为

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C + \Delta C)}} \quad (17-17)$$

将式(17-17)进一步变化 ,并用级数将根式展开 ,且忽略高阶项得

$$f = f_0 \left( 1 - \frac{\Delta C}{2C} \right) \quad (17-18)$$

令  $\Delta f = \frac{\Delta C}{2C} f_0$  则有

$$f = f_0 - \Delta f \quad (17-19)$$

式(17-19)的物理意义是当被测物理量变化引起振荡回路中的电容变化时 ,振荡回路的振荡频率由原来的  $f_0$  又叠加了一个频率  $\Delta f$  ,这一叠加频率是随被测物理量而变化的。因此 ,振荡频率受控于被测物理量 ,这就是一种调频过程 ,被测物理量的变化就是调制信号。

目前 ,调频最常用的方法是基于压控振荡器(VCO ,Voltage Controlled Oscillator)原理。图 17-20 是一种简单的压控振荡器原理图。 $A_1$  是正反馈放大器 ,其输出电压受稳压管  $D_w$  箝制 ,或为  $+e_w$  或为  $-e_w$ 。 $M$  是乘法器 , $A_2$  是积分器。 $e_x$  是正值常电压。假设开始时  $A_1$  输出处于  $+e_w$  ,乘法器输出  $+e_z$  是正电压 , $A_2$  的输出端电压将线性下降 ,当降到比  $-e_w$  更低时 , $A_1$  翻转 ,其输出将为  $-e_w$  ,同时 ,乘法器输出 ,也即  $A_2$  的输入也随之变为负电压 ,其结果是  $A_2$  的输出将线性上升。当  $A_2$  的输出到达  $+e_w$  , $A_1$  又将翻转 ,输出  $+e_w$ 。所以在常值正电压  $e_x$  下 ,这个振荡器的  $A_2$  输出频率一定的三角波 , $A_1$  则输出同一频率的方波  $e_y$ 。

乘法器  $M$  的一个输入端幅度  $e_y$  为定值 ( $\pm e_w$ ) ,改变另一个输入值  $e_x$  就可以线性地改变其输出  $e_z$ 。因此 ,积分器  $A_2$  的输入电压也随之改变 ,这将导致积分器由  $-e_w$  充电至  $+e_w$  (或由  $-e_w$  放电至  $+e_w$ ) 所需时间的变化 ,亦即振荡器的振荡频率将与电压  $e_x$  成正比 ,改变  $e_x$  值就达到线性控制振荡频率的目的。

需要说明的是 ,在图 17-20 中 , $A_2$  的输入端电压  $e_z$  应和  $e_y$  同号 ,因此  $e_x$  应具有固定的极性。对于一个交变的信号 ,应该增加直流偏置。

调频波的频率随信号电压幅值而改变 ,其频谱结构非常复杂 ,虽然和原信号频谱有关 ,但却不像调幅那样进行简单的“搬移” ,也不能用简单的函数关系描述。显然对于一个周期信号 ,调频波的最低频率(对应信号的最小值)也要数倍于信号频率 ,所以对应于零信号的载波中心频率应远高于信号中的最高频率成分。

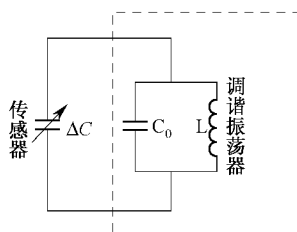


图 17-19 LC 振荡器

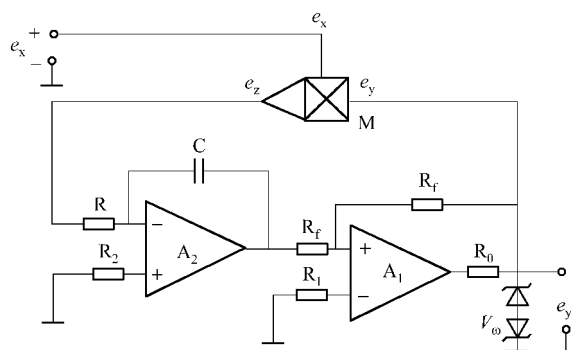


图 17-20 采用乘法器的压控振荡器原理图

## 2. 频率调制的解调

频率调制后的解调电路常称为鉴频器，其作用是将已调频波的频率变化转换成电压的变化，这样就完成对原信号的波形恢复了。

### 1) 振幅鉴频器

图 17-21 是常用的一种谐振振幅鉴频器，它由两部分组成，即线性变换部分和幅值检波部分。其工作原理是：线性变换电路将调频波变换为调频调幅波，然后用幅值检波电路将调频调幅波变换成仅有幅值变化的电压波形，实现恢复调制信号的要求。线性变换电路的工作原理是基于谐振回路的频率特性，图 17-21 中已调频波  $e_f$  经过  $L_1$ 、 $L_2$  的耦合，加于由  $L_2$ 、 $C_2$  组成的谐振回路上，在回路的振荡频率  $f_0$  处，线圈  $L_1$ 、 $L_2$  中的耦合电流最大，副边输出电压  $e_a$  也最大。 $e_f$  频率偏离  $f_0$ ， $e_a$  也随之下落。 $e_a$  的频率虽然和  $e_f$  保持一致，但幅值  $e_a$  却不保持常值，其电压幅值和频率关系如图 17-22 所示。这里通常利用谐振曲线亚谐振区近似直线的一段来实现频率—电压的变换，在调频时，将载波频率  $f_0$  设置在直线工作段的中点附近，使频偏工作在  $f_0$  附近。图中表示频偏  $\Delta f$  的是一正弦波，则  $f_0 \pm \Delta f$  所对应的线性变换输出为一频率  $f_0 \pm \Delta f$ ，幅值随这些频率变化对应谐振曲线上各  $e_a$  点的值，所以  $e_a$  就是一个既有频率变化又有幅值变化的调频调幅波。由于在特性曲线的直线段工作，因此  $e_a$  的幅值变化与  $\Delta f$  呈线性关系。后续的幅值检波电路是最常见的整流滤波部分，它将调频调幅波变换成只剩下它的包络线的电压变化波形，这一波形与原始频偏信号  $\Delta f$ （亦即与被测量对应的  $\Delta C$  信号）在幅值变化上是完全一致的。

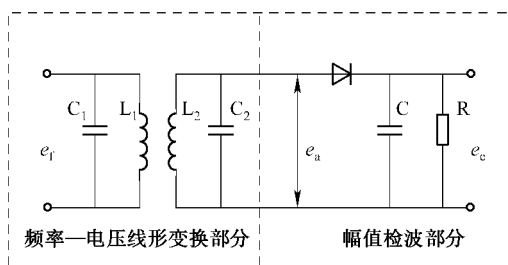


图 17-21 振幅鉴频器

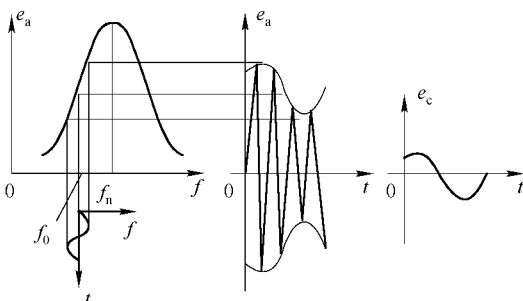


图 17-22 频率—电压特性曲线

## 2) 相位鉴频器

振幅鉴频器虽然能在幅值上恢复原调制信号的波形,但是对于这一信号相对原始零点是正向偏离还是负向偏离,则显得无能为力了。相位鉴频器是既能解决幅值恢复又能识别正负的调频解调电路。图 17-23 是一种基本的相位鉴频器的原理电路,它也分成线性变换部分和幅值检波部分,但与幅值鉴频有两点不同,一是它具有两套类似幅值鉴频的电路,二是它还由线性变换的输入部分引出信号通过 C、L<sub>0</sub> 接到后续电路,并与电感耦合的副边中心抽头相连。线性变换是双调谐,即 C<sub>1</sub>L<sub>1</sub> 和 C<sub>2</sub>L<sub>2</sub> 两套调谐电路。选配电路参数使初级次级回路的谐振频率相同,且等于载波频率的大小。

图中  $\dot{U}_1$  为调频信号,它一方面通过 L<sub>1</sub> 和 L<sub>2</sub> 的互感耦合到次级回路,形成  $\dot{U}_2$ ; 另一方面通过电容 C 的耦合送入 L<sub>0</sub> 支路。电容对调频波表现的容抗很大,起隔直作用,而 L<sub>0</sub> 表现出的感抗很大,所以,可以认为通过 C 所传输过来的  $\dot{U}_1$  都降在 L<sub>0</sub> 上,使 d 点可以近似认为虚地。次级线圈 L<sub>2</sub> 有一中心抽头,将  $\dot{U}_2$  均分,由于上半部分  $\dot{U}_2/2$  与  $\dot{U}_1$  同极性,而使 D<sub>1</sub> 入端相当于 d 点的电压为

$$\dot{U}_{D1} = \dot{U}_1 + \frac{1}{2} \dot{U}_2 \quad (17-20)$$

由于下半部分  $\dot{U}_2/2$  与  $\dot{U}_1$  极性相反,而使 D<sub>2</sub> 入端相当于 d 点的电压为

$$\dot{U}_{D2} = \dot{U}_1 - \frac{1}{2} \dot{U}_2 \quad (17-21)$$

$\dot{U}_{D1}$ 、 $\dot{U}_{D2}$  都是两个矢量的合成,假若  $\dot{U}_1$  幅值是某定值, $\dot{U}_2/2$  的幅值也按耦合比例是另一定值。但  $\dot{U}_1$  与  $\dot{U}_2/2$  之间矢量合成时,如果相角不同,则会得到不同的结果。相位鉴频器就是利用这一点达到目的的。

谐振回路的一个重要特点是其阻抗性质与大小是随着输入电压的频率而变化的。如果输入电压频率  $f$  等于谐振回路振荡频率  $f_0$ ,则谐振回路呈现纯电阻的阻抗;如果  $f \neq f_0$ ,则呈现电感性或电容性阻抗。现分别讨论其阻抗对矢量合成的影响。

(1) 如果  $f = f_0$ ,则谐振阻抗为纯电阻, $\dot{U}_2$  比  $\dot{U}_1$  滞后  $270^\circ$ ,矢量合成如图 17-24(a) 所示,合成的结果  $\dot{U}_{D1}$  和  $\dot{U}_{D2}$  的矢量幅值相等。

(2) 如果  $f > f_0$ ,则谐振阻抗为电感性, $\dot{U}_2$  比  $\dot{U}_1$  滞后大于  $270^\circ$ ,矢量合成如图 17-24(b)

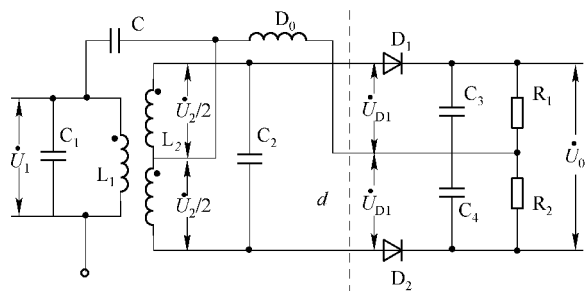


图 17-23 相位鉴频器

所示,合成的  $\dot{U}_{D1}$  矢量的幅值大于  $\dot{U}_{D2}$  矢量的幅值。

(3) 如果  $f < f_0$ , 则谐振阻抗为电容性,  $\dot{U}_2$  比  $\dot{U}_1$  滞后小于  $270^\circ$ , 矢量合成如图17-24(c)所示,合成的  $\dot{U}_{D1}$  矢量幅值小于  $\dot{U}_{D2}$  矢量的幅值。 $f$  离  $f_0$  越远,两合成矢量的幅值差越大。

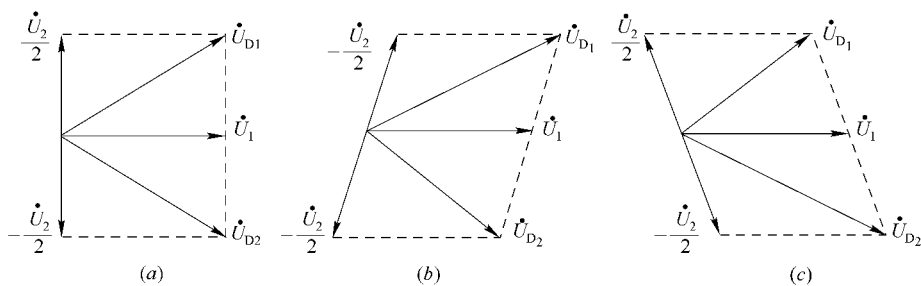


图 17-24 矢量合成



在幅值检波部分是将矢量  $\dot{U}_{D1}$  和  $\dot{U}_{D2}$  分别变成仅有幅值变化的非矢量,然后二者相加,最后输出为  $\dot{U}_0$ 。当  $\dot{U}_{D1}$  大于  $\dot{U}_{D2}$  时,输出  $\dot{U}_0$  为正值;当  $\dot{U}_{D1}$  小于  $\dot{U}_{D2}$  时,输出  $\dot{U}_0$  为负值。图 17-25 是二者幅值加减后输出  $\dot{U}_0$  随频率变化的情况。

综上所述,如果原始测量参数设置在某一值作为零位时:当  $\Delta f = 0$ ,则调频电路输出为载波频率  $f_0$ ,此时解调输出为零;当  $\Delta f > 0$ ,则调频电路输出为载波频率  $f = f_0 + \Delta f$ ,此时解调输出为正;当  $\Delta f < 0$ ,则调频电路输出为载波频率  $f = f_0 - \Delta f$ ,此时解调输出为负;由此实现了在幅值和极性上恢复原被测信号。

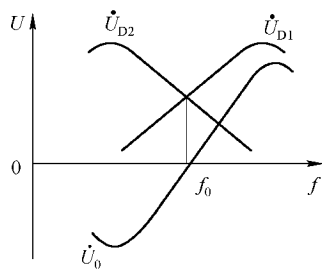


图 17-25 相位鉴频器特性

### 17.3 滤波器

众所周知,在动态测试中所获取的信号往往是具有多种频率成分的复杂信号,但是为了各种不同的目的,需要将信号中人们感兴趣的频率成分提取出来,而将不需要的频率成分衰减掉,以便对信号的某一方面特征有更深入的认识,或有利于对信号作进一步的分析和处理。用于实现这一功能的环节称为选频滤波器,简称滤波器。当信号通过滤波器后,部分频率成分的信号可以通过,其它频率成分的信号则被阻挡或衰减。对于一个滤波器来说,能通过它的频率范围称为该滤波器的频率通带,被它抑制或很大衰减的频率范围称为频率阻带,通带和阻带的交界点称为截止频率。

滤波器根据其通过的频率范围,通常分为低通滤波器(LPF)、高通滤波器(HPF)、带通滤波器(BPF)和带阻滤波器(BEF)4种类型。LPF 主要用在信号处于低频或直流成分,并且需要抑制频率较高的干扰和噪声等场合;HPF 主要用在信号处于高频并且需要削弱低频的场合;BPF 主要用来突出有用频段的信号,削弱其余频段的信号或干扰和噪声,从而提高信噪比,常用在载波通信、弱信号的提取等场合;BEF 主要用来抑制干扰。图17-26给出了这4种滤波器的幅频特性,这4种滤波器,在通带与阻带之间存在一个过渡带,其幅频特性是一斜线,在此频带内,信号受到不同程度的衰减,过渡带越窄,滤波器的选择性越好。这个过渡带是滤波器所不希望的,但也是不可避免的。

除了按通过滤波器的频带分类滤波器外,还有其它的分类方法,如按处理信号的性质来分,有模拟滤波器和数字滤波器两大类;若按滤波器电路中是否带有有源器件来分,则有无源滤波器和有源滤波器两种。滤波器可以根据各种不同的原理来实现,如机械、电子或数字技术等。针对非电量电测技术的特点,各种电路形式的滤波器在测试技术领域中的应用最为广泛,例如:利用它我们可以在噪声背景下提取有用的信号;为解决“混叠”问题,在各种模拟信号输入数字采集系统前也需要加入滤波器,等等。本节将主要讨论电信号滤波器原理。

#### 17.3.1 实际滤波器的基本参数

滤波器的选频功能主要是利用滤波器电路的频率响应函数的特性来实现的。对于一

个理想滤波器,它的频率响应函数应该是

$$H(f) = \begin{cases} A_0 e^{-j2\pi f t_0} & |f| < f_c \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (17-22)$$

式中  $A_0$ 、 $t_0$ ——常数;  
 $f_c$ ——截止频率。

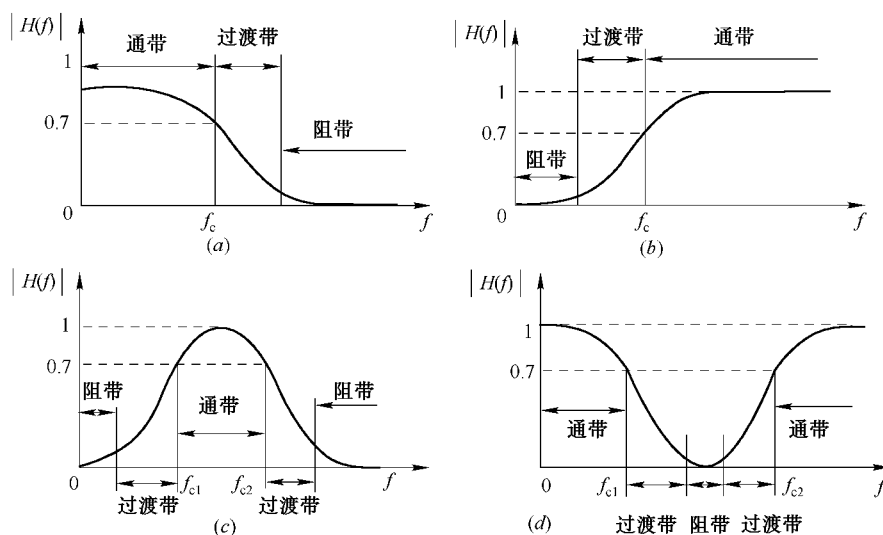


图 17-26 4 种滤波电路的幅频特性

(a) 低通滤波电路; (b) 高通滤波电路; (c) 带通滤波电路; (d) 带阻滤波电路。

理想滤波器的幅频、相频特性曲线如图 17-27 所示。

显然,一个理想滤波器应在所需的通带内幅频特性为常值,相频特性为通过原点的直线,在通带外幅频特性值应为零,因此,只需利用截止频率就可以说明理想滤波器的性能。事实上,理想滤波器是一个理想化的模型,在物理上是不能实现的。而对于实际带通滤波器,其幅频特性曲线如图 17-28 所示,图中虚线代表理想通带滤波器的幅频特性,粗实线代表实际带通滤波器的幅频特性,由于其特性曲线没有明显的转折点,通带中的幅频特性也非常数,因此,需要用更多的参数来描述实际滤波器的性能,这些参数主要有纹波幅度、截止频率、带宽、品质因素(Q 值)、倍频程选择性等。

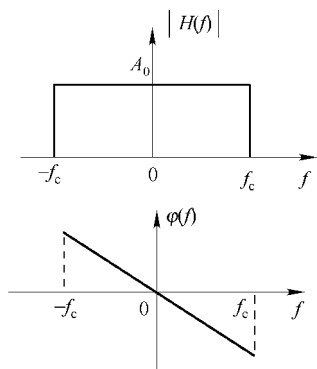


图 17-27 理想滤波器的频率特性

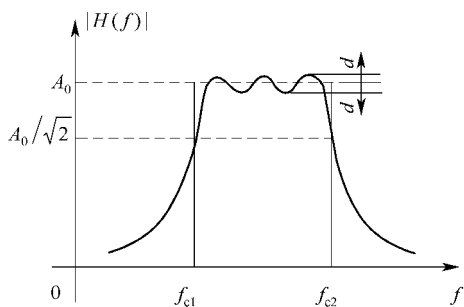


图 17-28 实际滤波器

### 1. 纹波幅度 d

在一定频率范围内,实际滤波器的幅频特性可能呈波纹变化,其波动幅度  $d$  与幅频特性的顶部平均值  $A_0$  相比,越小越好,一般应远小于  $-3\text{ dB}$ ,即  $d \ll A_0/\sqrt{2}$ 。

### 2. 截止频率

幅频特性值等于  $A_0/\sqrt{2}$  所对应的频率称为滤波器的截止频率,其中  $f_{c1}$  称为上截止频率,  $f_{c2}$  称为下截止频率。以  $A_0$  为参考值,  $A_0/\sqrt{2}$  为对应于  $-3\text{ dB}$  点,即相对于  $A_0$  衰减  $-3\text{ dB}$ 。若以信号的幅值平方表示信号功率,则  $A_0/\sqrt{2}$  所对应的点正好是半功率点。

### 3. 带宽 B 和品质因素 Q 值

上、下两截止频率之间的频率范围称为滤波器的带宽,或  $-3\text{ dB}$  带宽,单位为  $\text{Hz}$ 。带宽决定着滤波器分离信号中相邻频率成分的能力——频率分辨力,通常把中心频率  $f_0$  和带宽  $B$  之比称为滤波器的品质因素  $Q$ 。

### 4. 选择性

实际滤波器在两截止频率外侧有一过渡带,这个过渡带的幅频特性曲线倾斜程度表明了幅频特性衰减的快慢,它决定着滤波器对带宽外频率成分衰阻的能力,通常用选择性来表征。选择性是滤波器的一个重要指标,它有两种定义方法:一是用幅频特性值,即倍频程选择性;另一个是用带宽值,即滤波器因素  $\lambda$ 。

倍频程选择性是指在上截止频率  $f_{c2}$  和  $2f_{c2}$  之间,或者在下截止频率  $f_{c1}$  和  $f_{c1}/2$  之间幅频特性的衰减值,即频率变化一个倍频程时的衰减量,以  $\text{dB}$  表示。显然,衰减越快,滤波器选择性越好。对于远离截止频率的衰减率也可以用  $10$  倍频程衰减量表示。

滤波器因素是用滤波器幅频特性的  $-60\text{ dB}$  带宽与  $-3\text{ dB}$  带宽的比值来表示,即

$$\lambda = \frac{B_{-60\text{ dB}}}{B_{-3\text{ dB}}} \quad (17-23)$$

理想滤波器  $\lambda = 1$ , 通常使用的滤波器  $\lambda = 1 \sim 5$ 。有些滤波器因器件影响(如电容漏阻等),阻带衰减倍数达不到  $-60\text{ dB}$ ,则以标明的衰减倍数(如  $-40\text{ dB}$  或  $-30\text{ dB}$ )带宽与  $-3\text{ dB}$  带宽之比来表示其选择性。

### 17.3.2 滤波器电路原理

#### 1. 无源滤波器

这种滤波器仅由电阻、电容等无源器件构成。

##### 1) 一阶 RC 低通滤波器

图 17-29 为一阶 RC 低通滤波器原理电路图。根据电路原理可以分析出此电路输入、输出电压间的微分方程为

$$RC \frac{de_y}{dt} + e_y = e_x \quad (17-24)$$

令  $RC = \tau$  称为时间常数。并对上式求傅里叶变换可得其频率响应函数为

$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega\tau + 1} \quad (17-25)$$

其幅频特性为

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\tau\omega)^2}} \quad \text{或} \quad A(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi RCf)^2}} \quad (17-26)$$

相频特性为

$$\varphi(\omega) = -\arctan(\omega\tau)$$

或

$$\varphi(f) = -\arctan(2\pi RCf) \quad (17-27)$$

图 17-29 同时显示了幅频特性、相频特性曲线。

显然, 当  $2\pi RCf \ll 1$  时,  $A(f) \approx 1$ , 此时信号几乎无衰减地通过,  $\varphi(f)$  的特性近似于一条通过原点的直线。在此情况下, RC 低通滤波器是一个不失真的传输系统。而当  $2\pi RCf = 1$  时,  $A(f) = 1/\sqrt{2}$ , 即在此频率时, 相当于幅频特性值为 -3 dB 点, 此频率即为截止频率。因此, 适当改变 RC 参数, 就能改变截止频率。当  $2\pi RCf \gg 1$  时,  $A(f)$  衰减增大, 也即高频信号被衰减。如果要加大衰减率, 应提高低通滤波器的阶数, 即将几个一阶低通滤波器串联使用。但串联后后级的滤波电阻、电容对前一级电容起并联作用, 产生负载效应。由于级间耦合, 因此, 高频衰减率并非简单的叠加。

##### 2) 一阶 RC 高通滤波器

图 17-30 为一阶 RC 高通滤波器原理电路图。根据电路原理同样可以分析出此电路输入、输出电压间的微分方程为

$$e_y + \frac{1}{RC} \int e_y dt = e_x \quad (17-28)$$

同样令  $RC = \tau$ , 则其频率响应函数为

$$H(j\omega) = \frac{j\omega\tau}{j\omega\tau + 1} \quad (17-29)$$

其幅频特性为

$$A(\omega) = \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + (\tau\omega)^2}} \quad \text{或} \quad A(f) = \frac{2\pi RCf}{\sqrt{1 + (2\pi RCf)^2}} \quad (17-30)$$

相频特性为

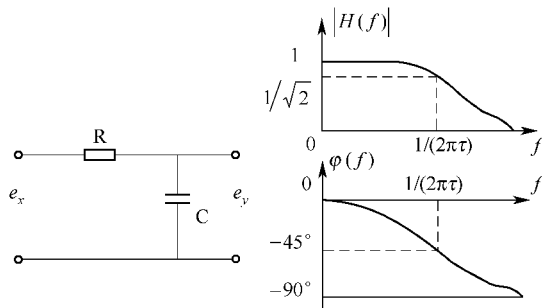


图 17-29 一阶低通滤波器

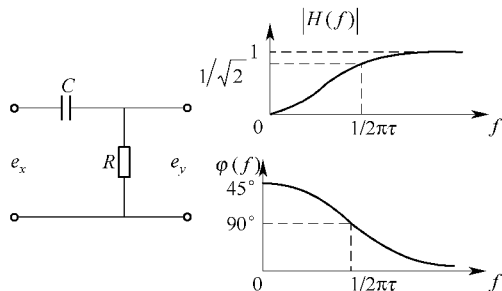


图 17-30 高通滤波器

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{1}{\omega\tau} \quad \text{或} \quad \varphi(f) = \arctan \frac{1}{2\pi RCf} \quad (17-31)$$

显然, 当  $2\pi RCf \ll 1$  时,  $A(f) \approx 1$ ,  $\varphi(f) \approx 0$ , 即此时幅频特性接近于 1, 相移趋于零。而当  $2\pi RCf = 1$  时,  $A(f) = 1/\sqrt{2}$ , 即此频率即为截止频率。当  $2\pi RCf \gg 1$  时,  $A(f)$  有较大衰减, 也即低频信号被衰减。

### 3) 一阶 RC 带通滤波器

一阶 RC 带通滤波器可以认为是一阶高通和一阶低通两个滤波器串联而成, 如图 17-31 所示。串联后其频率响应函数为

$$H(j\omega) = H_{\text{低}}(j\omega) H_{\text{高}}(j\omega) \quad (17-32)$$

幅频特性为

$$A(f) = A_{\text{低}}(f) A_{\text{高}}(f) \quad (17-33)$$

相频特性为

$$\varphi(f) = \varphi_{\text{低}}(f) + \varphi_{\text{高}}(f) \quad (17-34)$$

串联所得的带通滤波器以原高通滤波器的截止频率为下截止频率, 以原低通滤波器的截止频率为上截止频率。但需要注意的是, 高通、低通滤波器串联后存在级间耦合的问题, 对电路参数有很大的影响, 需做隔离处理, 故实际的带通滤波器常常是有源的。

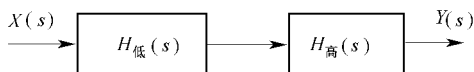


图 17-31 带通滤波器的组成

## 2. 有源滤波器

滤波器在通带外的衰减特性(倍频程选择性)反映出它与理想滤波器的差距,以上的低阶无源滤波器的幅频特性的衰减都很缓慢,这主要是由滤波器的频率响应函数的阶次所决定。根据计算,一阶滤波器的幅频特性在截止频率外为  $-6\text{ dB/倍频程}$ (或  $-20\text{ dB/10 倍频程}$ ),即在过渡区域衰减缓慢,选择性不佳。把无源的 RC 滤波器串联,虽然可以提高阶次,但受级间耦合的影响,效果是互相消弱的,而且信号的幅值也将逐级减弱。为克服这样的缺点,常常用有源滤波器。

有源滤波器由 RC 调谐网络和运算放大器(有源器件)组成。运算放大器既可起级间隔离作用,又可起信号幅值放大作用。

### 1) 有源低通滤波器

图 17-32 是基本的一阶有源低通滤波器。显然图 17-32(a)是将简单一阶低通滤波网络接到运算放大器的输入端,运算放大器起到隔离负载影响、提高增益和提高带负载能力的作用。图 17-32(b)是将高通滤波网络作为运算放大器的负反馈,结果获得低通滤波器。这两个低通滤波器的滤波网络都是一阶的,其通带外高频衰减率均为  $-20\text{ dB/10 倍频程}$ 。

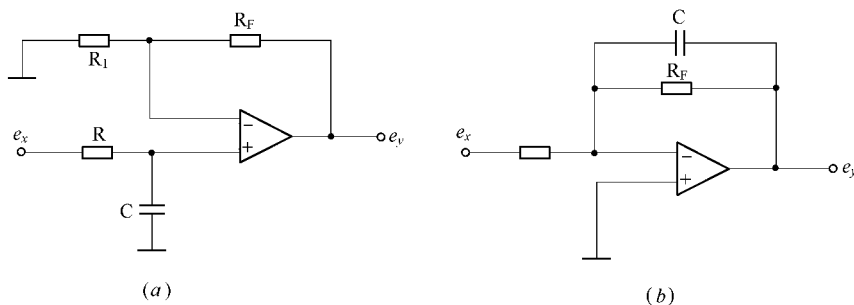


图 17-32 一阶有源低通滤波器

(a) 滤波网络接运算放大器输入端; (b) 滤波网络作为负反馈。

为了使通带外的高频成分衰减更快,应提高低通滤波器的阶次。图 17-33 是二阶低通滤波器,其高频衰减率为  $-40\text{ dB/10 倍频程}$ 。图 17-33(b)是图 17-33(a)的改进,其特性更接近理想低通滤波器。

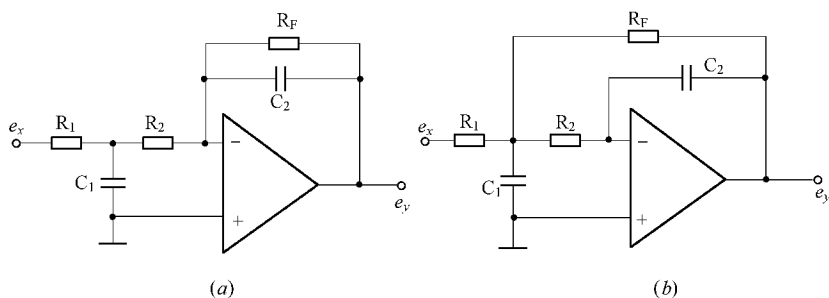


图 17-33 二阶低通滤波器

(a) 两个一阶低通的简单组合; (b) 多路反馈的低通。

### 2) 有源高通滤波器

从图 17-26 中可以看出,高通滤波器和低通滤波器的通带截止频率相同,即在截止频率  $f_c$  附近,高通滤波器的幅频特性随频率的升高而增高,低通滤波器的幅频特性随频率的升高而减小,也即二者在幅频特性上是对偶的,因此,如果将低通滤波器中的无源器件( $R$  与  $C$ )的位置互换,则变成了相应的高通滤波器。图 17-34 为简单有源高通滤波器电路图。

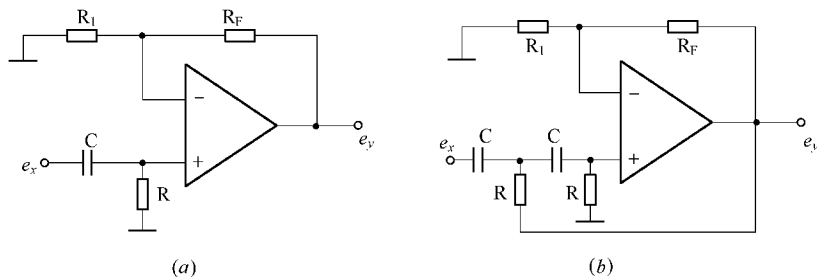


图 17-34 有源高通滤波器

(a) 一阶; (b) 二阶。

### 3) 有源带通滤波器

图 17-35(a)是一个最简单的由低通、高通网络组成的滤波器。这里运算放大器只起级间隔离和提高带负载能力的作用。图 17-35(b)是一个最常用的、多路负反馈二阶带通滤波器。

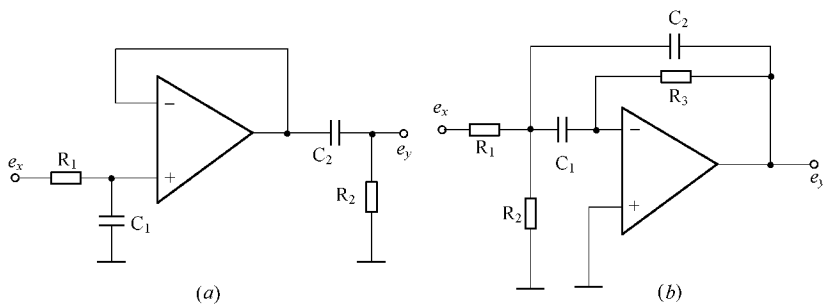


图 17-35 有源带通滤波器

(a) 简单的由低通、高通网络组成的滤波器; (b) 常用的多路负反馈二阶带通滤波器。

### 3. 滤波器的串接

滤波器的串接是为了加强滤波效果。两个中心频率相同的滤波器串接,其总幅频特性将是两个滤波器幅频特性的乘积,因此,通带外的频率成分将有更大的衰减斜率。高阶滤波器就是由多个低阶滤波器串联而成。但需要注意的是,在改善频率选择性的同时,串接后滤波器的总的相频特性也将是各个环节相频特性的叠加,即两个中心频率相同的带通滤波器串接的结果将使相位变化更为剧烈,往往恶化使用效果。

## 17.4 多路模拟开关及采样保持器

工业控制及检测中,常需要同时使用多个传感器进行多点测试。为了能用一套检测装置对多个测试点进行检测,即对多个传感器进行分时采样,需要多路模拟开关,依次把传感器输出的模拟信号切换到 A/D 转换器的输入端。这种完成从多路到一路的转换开关称为多路模拟开关。与之对应,在微机控制系统中,有时其输出也是分时控制的,即它的输出按一定顺序输出到不同控制电路,这种完成一路到多路的转换开关,称为反多路开关。

此外, A/D 转换器对模拟信号进行模数转换的过程需要一定的时间,因此,必须保证在 A/D 转换器转换过程中的被测信号保持不变,否则将影响转换精度,特别是当信号变化较快时更是如此。有效的措施是在 A/D 转换器前级增加采样保持电路。

本节重点讨论集成模块多路模拟开关及采样保持器。

### 17.4.1 多路模拟开关

集成模块多路模拟开关的主要用途是把多个通道的信号参数逐个分时接通送入 A/D 转换器,从而完成多路输入一路输出的转换。集成模块多路模拟开关标准的切换通道数是 4 路、8 路及 16 路,它们均采用标准双列直插式结构,因此具有体积小、安装方便的特点,同时,器件直接可与 TTL(或 CMOS)电平相兼容,其内部带有通道选择译码器,可采用正或负双极性输入。开关的转换速度快,通常其导通或关断时间在  $1\ \mu\text{s}$  左右;且其接通电阻低(一般为几百欧,AD 系列导通电阻最大值为  $300\ \Omega$ ,CD 系列为  $280\ \Omega$ ),断开电阻高(一般大于  $1000\text{M}\Omega$ )。

集成模块多路模拟开关的类型很多,它们的功能也基本相同,只是在切换通道数目、接通及断开时的开关电阻、漏电流、输入电压、切换方向、开关切换速度等参数方面有所差异。一般在选择多路模拟开关时,应对各参数作如下考虑。

#### 1) 通道数目

通道数目对切换开关传输被测信号的精度和切换速度有直接的影响。通道数目越多,寄生电容和泄漏电流越大。当一个通道导通时,其余断开通道只是处于高阻状态,仍有漏电流影响导通的那一通道。通道越多,漏电流越大,通道间的干扰也越大。

#### 2) 泄漏电流

一般希望泄漏电流越小越好。如果信号源的内阻很大,又是传输电流量,更要考虑泄漏电流的影响。

#### 3) 切换速度



对传输速度快的信号,要求开关的切换速度高。开关的切换速度要与采样保持电路和 A/D 转换速度综合考虑,取最佳性能/价格比。

#### 4) 开关电阻

理想状态的导通电阻为零,断开电阻为无穷大,而实际上并非如此,但应尽量使导通电阻足够低,尤其是与开关串联的负载为低阻抗时。

对于 CMOS 模拟开关,在允许范围内,电源电压越高,其导通电阻越小,切换速度越快,但相应控制电压也需要提高。当控制电压值高于 TTL 电平时,给电路设计带来一定困难。由于多路模拟开关有一定的导通电阻,因此要尽可能增大负载阻抗,必要时,负载前增加输入缓冲器,这样可减少对信号传递精度的影响。另外,为防止两通道切换时有同时导通的可能性,在前一通道断开和后一通道闭合间应加一定的延时,但这会影响切换速度。

常用多路模拟开关有 AD7501(AD7503)、AD7502、AD7506、CD4501 和 CD4502。

AD7501(AD7503)是单向 8 路多路模拟开关;AD7502 是双 4 通道的多路模拟开关,即在同一选通地址线上,有两路同时选通,因此,这种开关适于作差动输入信号的多路开关;AD7506 为单向 16 选 1 的多路模拟开关。这几种多路模拟开关的是多输入单输出的电路模拟开关,即所谓多线到单线,它们多用于单路 A/D 通道的切换。

有时在输出装置中,常需要相反的切换,即输入是公用一条信号线,输出是多通道,即所谓单线到多线,这种多路模拟开关常用于多路 D/A 转换器的切换。CD4501 和 CD4502 就是为满足这种要求而设计的芯片,它们与多路模拟开关 AD7501、AD7502、AD7503 及 AD7506 所不同的是允许双向使用,即既可用于多路到单路的切换,也可用于单路到多路的切换。CD4501 是单端 8 通道多路模拟开关,CD4502 是双 4 通道多路模拟开关。

### 17.4.2 采样保持电路

数字信号是时间上和数值上均为离散的信号,而一般模拟信号却是时间上和数值上均为连续的信号,因此 A/D 转换器的转换过程实际上是对模拟信号进行时间上和数值上的离散化。时间上的离散化过程即采样,数值上的离散化即对采样点的值进行量化和编码,量化和编码过程是需要一定时间的,因此为了保证转换精度,必须保证在转换过程中保持采样点的值不变。现在大部分 A/D 转换器集成芯片实际上只是对采样点进行量化编码,因此必须在模拟信号与 A/D 转换器之间加入采样保持电路,否则就很难达到 A/D 转换器应有的精度,或者为了保证一定的转换精度,必须把输入信号的频率限制在很低的范围。

以 A/D 转换器芯片 AD7574 为例,其分辨力为 8 位,转换精度为  $(1/2)\text{LSB}$ <sup>①</sup>,转换时间为  $15\mu\text{s}$ ,输入模拟信号满偏度幅值为  $\pm 10\text{V}$ ,为简化起见,设输入信号为正弦波信号

$$U_i = U \sin \omega t \quad (17-35)$$

式(17-35)中,  $U$  为  $U_i$  的幅值,  $\omega$  为  $U_i$  的角频率。如图 17-36 所示,在较短的时间区域内,  $U_i$  的变化量  $\Delta U$  可用式(17-35)计算,即

① LSB——Least Significant Bit,最低有效位。

$$\Delta U \approx \left[ \frac{d}{dt} U \sin \omega t \right]_{t=0} T_a = U \omega T_a \quad (17-36)$$

则有

$$\frac{\Delta U}{U} = \omega T_a = 2\pi f T_a \quad (17-37)$$

式中  $T_a$ ——A/D 的转换时间。

从式(17-37)可以看出,信号在较短时间区域内的变化率和信号的频率  $f$  及 A/D 转换时间  $T_a$  成正比。

对于 AD7574,设  $U$  为满偏度电压 10 V,信号频率为 1000 Hz, $T_a = 15 \mu s$ ,则在无采样保持电路时,在 A/D 转换期间,信号变化产生的误差为

$$\Delta U = 2\pi f T_a U =$$

$$(10 \times 2\pi \times 1000 \times 15 \times 10^{-6}) = 0.94(V)$$

若有采样保持电路,则 AD7574 的转换误差为  $(1/2)LSB$ ,即

$$\Delta U' = \frac{1}{2} \frac{\text{满偏度电压}}{2^8} = \frac{1}{2} \frac{2 \times 10}{256} \approx 0.039(V)$$

很显然  $\Delta U$  远远大于  $\Delta U'$ ,即使用采样保持电路可以保证 A/D 转换的精度。

换一个角度来看,如果要保证 A/D 转换的精度,则必须限制输入信号的频率,根据式(17-37)可以得到

$$f = \Delta U / (U \cdot 2\pi T_a) \quad (17-38)$$

仍以 AD7574 为例:

$$f = \frac{1}{2} \frac{2 \times 10}{256} / (10 \times 2\pi \times 15 \times 10^{-6}) \approx 41(Hz)$$

也就是说,如果不用采样保持电路,且仍然保证 AD7574 的  $(1/2)LSB$  的转换精度,则输入信号的频率必须低于 41 Hz。因此,采样保持电路实际上提高了 A/D 转换器对变化信号的适应能力。

一个理想的采样保持特性如图 17-37 所示,采样时,输出跟随输入变化,而保持时,输出保持采样点的值不变。从电原理来讲,典型的采样保持电路由输入高增益放大器  $A_1$ 、工作方式控制开关  $K$ 、保持电容  $C$  及输出缓冲器  $A_2$  构成,如图 17-38 所示。采样保持电路采样时,控制逻辑使开关  $K$  闭合,输入信号  $U_{sr}$  经过放大器  $A_1$  向电容  $C$  快速充电,且输出  $U_{sc}$  跟随输入电压  $U_{sr}$  变化;采样保持电路保持时,控制逻辑使开关  $K$  打开,由于缓冲器  $A_2$  的输入阻抗很高,因此,在理想情况下,电容  $C$  的放电过程可忽略,则保持电容保持充电时的最终值。

实际上,采样保持电路均非理想器件,其特性与理想特性总有差别。衡量采样保持电路优劣的主要参数如下。

#### 1) 零点偏移

当输入接地时,输出电压与输入之间的差称为零点偏移。零点偏移一般在微伏级,可利用外部元件进行调整。但随着时间和温度的变化零点偏移也会变化。

#### 2) 孔径时间及孔径时间不定性

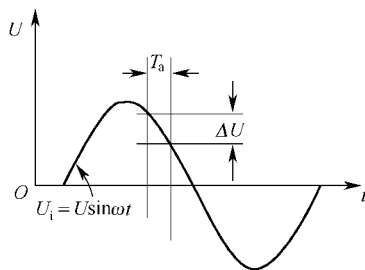


图 17-36 无采样保持电路,  
 $U_i$  为正弦波时的误差

在接到保持命令后,采样保持电路从采样状态进入保持状态的延迟时间。这主要是由于逻辑控制电路及开关完全开启均需要时间,一般这个时间是几十纳秒至几百纳秒。由于这个时间的存在,采样时间被延迟了。如果保持命令与 A/D 转换命令同时发出时,由于孔径时间的存在,所转换的值将不是保持值,而是在孔径时间内的一个输入信号的变化值,这将影响转换精度。当输入信号频率很低时,对精度影响小。

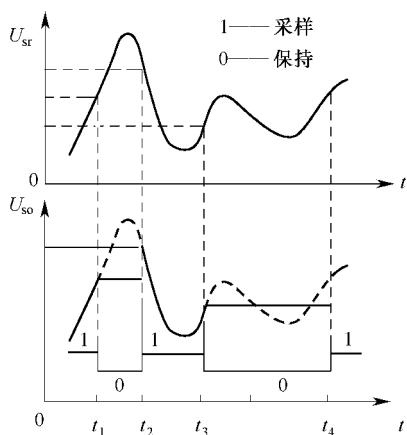


图 17-37 采样/保持原理

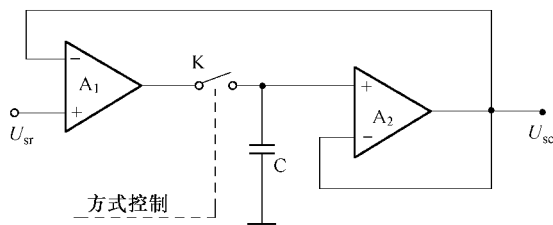


图 17-38 采样保持原理

孔径时间不定性是指采样保持电路孔径时间的变化范围,通常限制在几纳秒。

### 3) 捕获时间

当采样保持器在保持状态时,一旦接到采样命令,采样保持器的输出从所保持的值到达输入当前输入信号值所需的时间。捕获时间通常是几微秒,它包括逻辑输入控制开关的延迟时间、达到稳定值的建立时间等,该时间影响采样频率的提高,而对转换精度并无影响。

### 4) 电压衰减率

采样保持电路是靠保持电容保持采样终值电压,但由于开关的漏电流及其它相连电路的放电使保持电容上的电压不能保持一恒定值,电压衰减率  $\Delta V/\Delta T$  以 V/s 为单位,可用下式计算:

$$\frac{\Delta V}{\Delta T} = \frac{I}{C_H} \quad (17-39)$$

式中  $I$ ——下降电流(器件参数),以 pA 计;

$C_H$ ——保持电容,以 pF 计。

### 5) 馈送

采样保持电路在保持状态下,由于寄生电容的影响,输入信号电压会引起输出电压产生微小变化。

### 6) 电荷转移

在保持状态下,电荷经寄生电容转移到保持电容上,从而引起保持电压的偏差。保持电容越大,偏差越小。

目前,采样保持电路已集成在单一芯片中,如 AD582/583、LF198/298/398,但这些芯

片中并不包括保持电容  $C$  ,它由用户根据需要进行选择。电容  $C$  的大小与采样频率及要求的采样精度有关 ,通常 ,采样频率越高(要满足采样定理) ,要求电容越小 ,但此时下降率也快 ,所以 ,精度比较差 ;反之 ,若采样频率较低 ,但要求的精度较高 ,则可选用较大的电容。一般电容  $C$  的值为几百皮法到  $0.01 \mu\text{F}$  之间 ,应选用低泄漏的电容器 ,如具有较好特性的聚酯薄膜电容 ,如聚苯乙烯、聚丙烯与聚四氟乙烯电容。

## 17.5 A/D、D/A 转换技术

微型计算机已越来越多地参与实时数据处理和过程的实时控制。如果传感器输出的是模拟信号 ,则在它送到计算机进行加工之前 ,必须转换成数字量 ,这一转换过程称为量化过程。同样 ,由计算机加工处理了的数字量往往也需要转换为模拟量 ,以便对被控对象进行控制 ,这一过程称为数字模拟转换过程。将模拟信号转换为数字信号的装置 ,称为模/数转换器 ,简称 A/D 转换器或 ADC。将数字信号转换为模拟信号的装置 ,称为数/模转换器 ,简称 D/A 转换器或 DAC。

A/D 转换器和 D/A 转换器是模拟电路和数字电路的接口装置 ,是数字化和微机应用的基础 ,在检测系统中占有重要的地位。近年来 ,随着器件微型化的发展 ,集成化和商品化了的 A/D、D/A 转换器正向微型化、高精度、高速度、高可靠性等方向发展。

### 17.5.1 D/A 转换器原理及技术指标

D/A 转换器的功能是将几位输入的数字量转换成对应的模拟量 ,其输出有模拟电压和模拟电流两种形式。如 DAC0832、AD7524 等是电流输出 ,AD588、AD7224 等是电压输出。电压输出有单极性和双极性输出两种。D/A 转换器按位数来分有 8 位、10 位和 12 位等。

#### 1. D/A 转换器原理

常用的 DAC 有两种结构形式 ,一种是权电阻解码网络 ,另一种是 R-2R 梯形解码网络。

##### 1) 权电阻网络 D/A 转换器

数字量是由二进制代码按数位组合起来 ,而二进制码是有权码 ,每一位数码代表一定的数值 ,因此 ,为了将数字量转换成模拟量 ,就需要将二进制码的各位 ,按其权的数值转换为相应的模拟量 ,然后相加 ,所得的总和就是与数字量成正比的模拟量。例如 ,二进制数 1001 ,所代表的十进制数为  $1001 = 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 9$ 。可见 ,每一位二进制数的“1”所表示的十进制数的大小 ,叫这一位的“权”。因此 ,在一个  $n$  位二进制数码  $D_n$  , $D_n = d_{n-1}d_{n-2}\dots d_1d_0$  ,从最高位到最低位的权依次为  $2^{n-1}$  , $2^{n-2}$  , $\dots$  , $2^1$  , $2^0$ 。并可表示为

$$D_n = d_{n-1}2^{n-1} + d_{n-2}2^{n-2} + \dots + d_12^1 + d_02^0 \quad (17-40)$$

式中  $d_n$  可以是 0 或 1 ,根据  $D_n$  的数而定 , $n$  为正整数。

一个简单的 4 位权电阻 DAC 的工作原理如图 17-39 所示。图中 ,DAC 包括 4 个基本部分 :基准电压、模拟开关、权电阻网络和运算放大器。在权电阻网络中 ,每个电阻值与对应位的权成反比 ,这是因为基准电压为常数条件下 ,电流与电阻成反比。模拟开关  $K_3$ 、

$K_2$ 、 $K_1$ 、 $K_0$  分别受输入数字代码  $d_3$ 、 $d_2$ 、 $d_1$ 、 $d_0$  的控制。当数字代码为“1”时,模拟开关将电阻接到基准电源  $V_{REF}$  上,如  $d_2 = 1$ ,则  $I_2 = V_{REF} / (2^1 \cdot R)$ 。当数字代码为“0”时,模拟开关将电阻接地,该位对应电流为零。

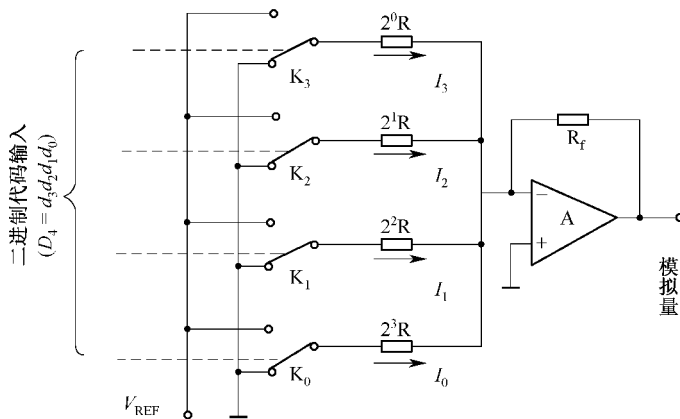


图 17-39 权电阻 DAC 的工作原理

因此,求和放大器总输入电流为

$$I = I_3 + I_2 + I_1 + I_0 = \frac{V_{REF}}{2^0 R} d_3 + \frac{V_{REF}}{2^1 R} d_2 + \frac{V_{REF}}{2^2 R} d_1 + \frac{V_{REF}}{2^3 R} d_0 \quad (17-41)$$

式(17-41)可以推广到一般情况,第  $i$  位电流可表示为

$$I_i = \frac{V_{REF}}{2^{n-1-i} R} d_i \quad (17-42)$$

式中  $i=0, 1, 2, \dots, n-1$ , 则对应  $n$  位的权电阻,总输入电流为

$$I = \sum_{i=0}^{n-1} I_i = \frac{V_{REF}}{2^{n-1} R} (2^{n-1} d_{n-1} + 2^{n-2} d_{n-2} + \dots + 2^1 d_1 + 2^0 d_0) = \frac{V_{REF}}{2^{n-1} R} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i d_i \quad (17-43)$$

DAC 的输出模拟电压为

$$U_{sc} = -I R_f = -\frac{V_{REF} R_f}{2^{n-1} R} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i d_i \quad (17-44)$$

式(17-44)表明,模拟电压  $U_{sc}$  正比于输入的数字信号  $D_n$ ,因而实现了从数字量到模拟量的转换。

当输入的二进制数码为最大值时,即  $D_n = 111\dots 1$ ,此时输出电压为最大值

$$U_{scm} = -\frac{V_{REF} R_f}{2^{n-1} R} (2^{n-1} - 1) \quad (17-45)$$

当  $D_n = 0$  时,则  $U_{sc} = 0$ ,即输出电压  $U_{sc}$  的变化范围为  $0 \sim U_{scm}$ 。

从原理上看,只要数字量的位数足够高,输出电压  $U_{sc}$  可以达到很高的精度。权电阻式 ADC 的特点是各权电阻值相差太大,而为了保证精度,又要求电阻值很精确,故制造困难。为此,目前集成电路 DAC 大部分都采用 R-2R 梯形网络。

## 2) R-2R 梯形解码网络 D/A 转换器

4 位 R - 2R 梯形网络解码 D/A 转换器的工作原理如图 17-40 所示。图中,在电阻网络里只有 R 和 2R 两种阻值的电阻,整个电路由若干个相同的电路环节组成,每个环节有两个电阻和一个模拟开关,它们由输入的二进制数的某一相应位进行控制。当该位为“1”时,开关将加权电阻接到基准电源  $V_{REF}$  上。当该位为“0”时,则开关接地。

R-2R 梯形解码网络 D/A 转换器是按分流原理实现对输入位数字量的转换。这种分流原理可以用图 17-41 加以说明。

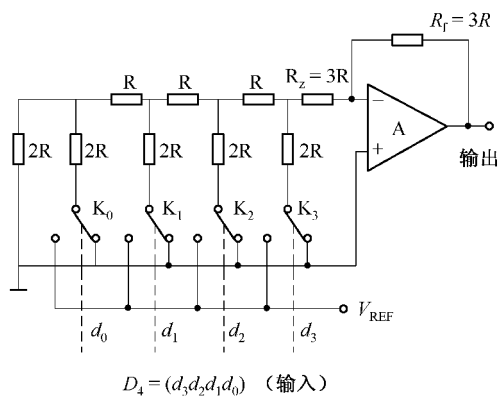


图 17-40 R-2R 型 DAC

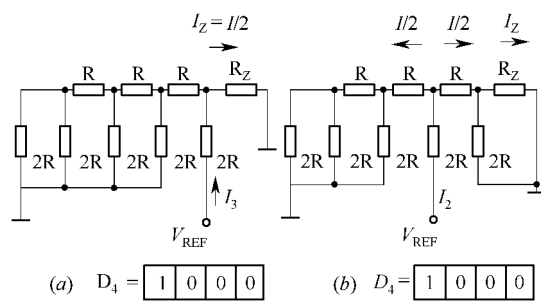


图 17-41 分流电路图

当输入的数字量信号中  $d_3 = 1$   $d_2 = d_1 = d_0 = 0$  时,等效电路如图 17-41(a)所示,流入第 3 支路的电流为

$$I_3 = \frac{V_{REF}}{3R} = I \quad (17-46)$$

其中流入负载电阻  $R_z$  的电流为

$$I_{z3} = \frac{I}{2} \quad (17-47)$$

当输入的数字量信号中  $d_3 = 0$   $d_2 = 1$   $d_1 = d_0 = 0$  时,等效电路如图 17-41(b)所示,流入第 2 支路的电流为

$$I_2 = \frac{V_{REF}}{3R} = I \quad (17-48)$$

其中流入负载电阻  $R_z$  的电流为

$$I_{z2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I}{2} = \frac{I}{2^2} \quad (17-49)$$

依次类推,当输入的数字量信号中  $d_i = 1$   $d_j = 0 (i \neq j)$  则流入第 i 支路的电流为

$$I_i = \frac{V_{REF}}{3R} = I \quad (17-50)$$

而流入运算放大器 A 的电流为

$$I_{zi} = \frac{I}{2^{n-1}} \quad (17-51)$$

式中  $i = 0, 1, 2, \dots, n-1$ 。

根据叠加原理,对于 n 位 R-2R 梯形网络,可以写出运算放大器 A 的总输入电流  $I_z$  的

一般式为

$$I_z = I_{z1} + I_{z2} + \dots + I_{zn-1} = I \left( \frac{d_0}{2^n} + \frac{d_1}{2^{n-1}} + \dots + \frac{d_{n-1}}{2} \right) \quad (17-52)$$

总输出模拟电压为

$$U_{sc} = -I_z R_f = -\frac{V_{REF}}{3R} R_f \left( \frac{d_0}{2^n} + \frac{d_1}{2^{n-1}} + \dots + \frac{d_{n-1}}{2} \right) = -\frac{V_{REF}}{3R} R_f \sum_{i=0}^{n-1} 2^i d_i \quad (17-53)$$

若取  $R_f = 3R$  ,并使所有的模拟开关均接  $V_{REF}$  时 ,这时为最大输出电压

$$U_{scm} = -\frac{V_{REF}}{2^n} (2^{n-1} - 1) \quad (17-54)$$

式(17-54)表明 输出模拟电压正比于输入数字代码的有效位数 ,实现了 D/A 转换的要求 ,而且输出模拟电压值与运算放大器的反馈电阻  $R_f$ 、参考电压  $V_{REF}$  大小有关。当调整 DAC 的满刻度及输出范围时 ,往往要调整这两个参量。

## 2. D/A 转换器的技术指标

DAC 的技术指标较多 ,其中最重要的有以下几项

### 1) 精度

精度有绝对精度和相对精度两种。绝对精度是指 DAC 输出信号的实际值与理论值的误差 ,它包括非线性、零点、增益、温度漂移等项误差。

### 2) 转换时间

转换时间指数据变化量是满刻度时 ,其模拟输出量达到终值的  $\pm (1/2)$  LSB 时所需时间。输出形式是电流时 ,其转换时间是很快的 ,输出形式是电压时 ,D/A 转换器的主要建立时间是其输出运算放大器所需的时间。

### 3) 分辨力

分辨力是 D/A 转换器对微小输入量变化的敏感程度的描述。用数字量的位数来表示 ,如 8 位、10 位等。对于一个分辨力为  $n$  位的 D/A 转换器 ,它的分辨力是  $2^{-n}$  ,它能对满刻度的  $2^{-n}$  输入做出反应。

## 3. 典型 DAC 与微处理器的接口

微处理器把数据量转换为模拟量送给受控设备的过程 ,实际上是通过其数据总线不断向 DAC 传送数据的过程。前面已经讲过 ,一个电流输出的 DAC 主要由模拟开关组和电阻网络构成 ,如图 17-42 所示。这种简单的 DAC 是不能直接挂接到微处理器总线上的 ,这是因为 ,微处理器数据总线是分时复用的 ,且 DAC 电流建立时间很短 ,这样一来 DAC 的输出是数据总线上所有数据信号的反映 ,所以 ,在开关组与数据总线之间必须增

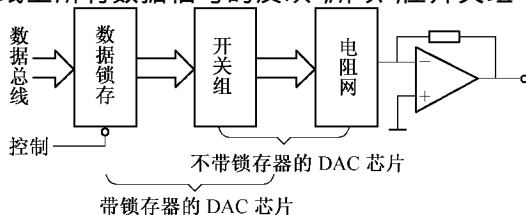


图 17-42 DAC 与微计算机的接口

加数据锁存器,用于专门锁存提供给 DAC 转换的数据。因此,微处理器只要定时向 DAC 的数据锁存器中锁存数据就可以了。

现在的 DAC 集成芯片绝大部分已将数据锁存器集成在芯片内部,如图 17-42 所示,而且接口电平一般均为 TTL 电平,因此,为与微处理器接口提供了很大方便。另外,在一些有电压输出的 DAC 芯片中,电流-电压转换电路也集成在里面,这样的芯片一般同时具有电压输出和电流输出。

### 17.5.2 A/D 转换器技术

A/D 转换器(ADC)是模拟电路与数字电路的接口,它的功能是把模拟输入的电压量成比例地转换成二进制数字信号,以便微型计算机能够接收。我们知道,D/A 转换器是将已知数据转换为对应的模拟信号,而 A/D 转换器是 D/A 转换器的逆变换,它是已知一模拟信号,求其对应的数字信号。因此,很容易想到,如果一 A/D 转换器的输入模拟量和一 D/A 转换器的输出的模拟量相等,那么 D/A 转换器输入的数据即可看作是 A/D 转换器要求的数字输出,如图 17-43 所示。换句话说,一个 A/D 转换器的基本构成可由一个 D/A 转换器、数据寄存器及一个电压比较器组成,如图 17-44 所示。数据寄存器为 D/A 转换器的输入数据,D/A 转换器输出的模拟电压  $U_c$  和输入的模拟电压  $U_i$  相比较,其输出控制数据寄存器的改变,当  $U_c = U_i$  时,控制数据寄存器的数据停止改变,这时数据寄存器的数据即可作为对应模拟输入信号的数字输出。改变数据寄存器数据的方法可用线性增减的计数方式,也可用对分搜索的改变方式,它们分别构成计数方式 A/D 转换器和逐次逼近 A/D 转换器。这类变换方式的 ADC 属于反馈比较型 A/D 转换器。

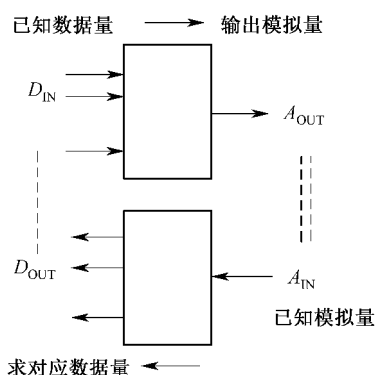


图 17-43 DAC 与 ADC

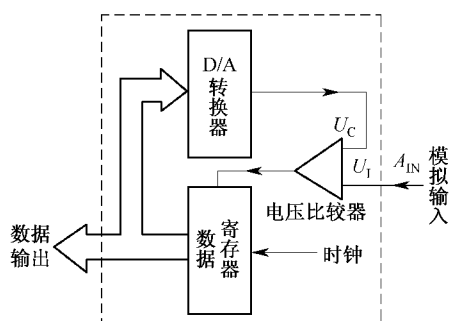


图 17-44 A/D 转换器基本结构

事实上,实现 A/D 转换的方法很多,除了反馈比较型 A/D 转换器外,还有电压-时间变换型(积分式 A/D 转换器)、电压-频率变换型(U-F 变换器)及非反馈比较型 A/D 转换器等几种类型。

#### 1. A/D 转换器的原理

##### 1) 逐次逼近式 A/D 转换器

图 17-45 为逐次逼近式 ADC 的转换原理框图。

逐次逼近式 A/D 转换器由比较器、D/A 转换器、逐次逼近寄存器、控制逻辑及时钟组成,其转换过程如下。



当向 A/D 转换器发出一启动脉冲后,在时钟作用下,控制逻辑首先将  $N$  位逐次逼近寄存器的最高位  $D_{N-1}$  置 1,经 D/A 转换器转换成模拟量  $U_c$  后,与输入的模拟量  $U_x$  在比较器中进行比较,由比较器给出比较结果。当  $U_x \geq U_c$  时,则保留这一位,否则该位置 0。然后,再使  $D_{N-2} = 1$ ,并与上一位  $D_{N-1}$  一起进入 D/A 转换器,经 D/A 转换后的模拟量  $U_c$  再与模拟量  $U_x$  进行比较,如此继续下去,直到最后一位  $D_0$  比较完成为止。此时,  $N$  位寄存器中的数字量即为模拟量  $U_x$  所对应的数字量。当 A/D 转换结束后,由控制逻辑发出一个转换结束信号,通知控制设备转换已结束,可以读出数据。

逐次逼近式 ADC 采用比较的方法实现 A/D 转换,类似于对分搜索的方法,对于一个  $N$  位的 ADC 只需要比较  $N$  次,因此转换速度快,转换时间可达到微秒级。这种 A/D 转换器的转换时间与输入模拟电压的大小无关,只取决于转换器的位数。目前绝大多数的 A/D 转换器都采用这种方法,如 8 位的 ADC0801、0804、0808、0809 等,10 位的 AD7570、AD573、AD575 等,12 位的 AD574、AD578 等。

## 2) 积分式 A/D 转换器

积分式 A/D 转换器有单积分式、双积分式、四重积分式等。它们的工作原理都是先把输入的模拟信号电压数值转换成一个与之成正比的时间宽度信号,然后在这个时间宽度里对固定频率的时钟脉冲进行计数,计数的结果就是正比于输入模拟电压信号的数字输出。下面介绍常见的双积分式 ADC,它具有较高的精度和线性度,以及较好的抗干扰能力等优点。

图 17-46 为双积分式 ADC 的原理框图。它是由积分器、模拟开关、零电压比较器、内部时钟、控制逻辑、计数器等组成。

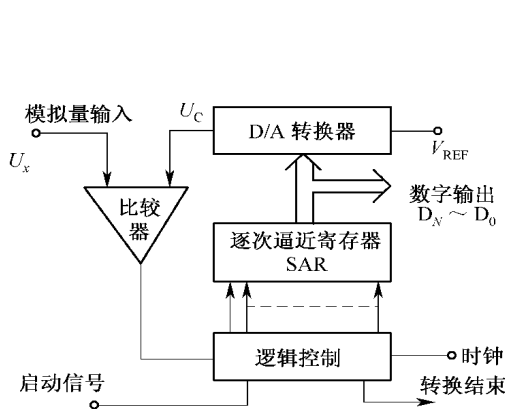


图 17-45 逐次逼近式 ADC 的转换原理框图

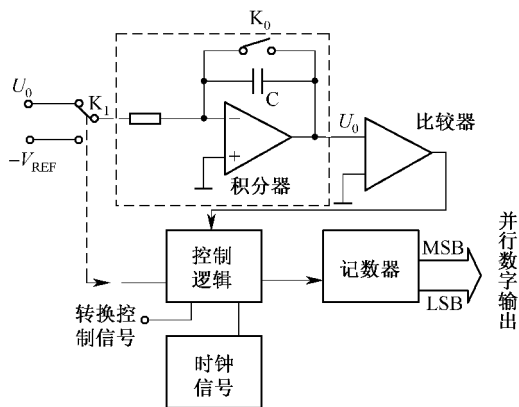


图 17-46 双积分式 ADC 转换器原理框图

双积分 A/D 转换方法是通过两次积分来实现,即从电压到时间积分及由时间到数字量的积分。其转换原理如下。

转换开始前先将计数器清零,并通过开关  $K_0$  的接通使电容  $C$  充分放电。转换操作分两步进行。

第 1 步:控制电路控制模拟开关  $K_1$  闭合,输入信号  $U_x$  接入积分器 A,并对输入信号  $U_x$  进行固定时间  $(0 \sim T_1)$  的积分,  $T_1$  是计数器从 0 计数到满量限值  $2^n$  ( $n$  为计数器的位数)所需要的时间,其关系式为

$$U_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} U_x dt = -\frac{T_1}{RC} U_x \quad (17-55)$$

这是第1次积分,也称为采样阶段。在  $T_1$  和  $RC$  固定的条件下,积分器的输出  $U_0$  正比于被转换信号  $U_x$ 。

第2步:在第一步基础上,对与  $U_x$  极性相反的基准电压  $V_{REF}$  进行反向积分。如果输出电压反向积分到0所需时间为  $T_2$ ,则有

$$-\frac{T_1}{RC} U_x + \frac{1}{RC} \int_{T_1}^{T_2} V_{REF} dt = 0$$

$$\frac{T_2 - T_1}{RC} V_{REF} = \frac{T_1}{RC} U_x$$

$$\text{即} \quad U_x = \frac{T_2 - T_1}{T_1} V_{REF} \quad (17-56)$$

$$\text{或者} \quad \Delta T = T_2 - T_1 = \frac{T_1}{V_{REF}} U_x \quad (17-57)$$

这是第2次积分,也称为测量阶段。式(17-57)表明反向积分时间  $\Delta T$  与  $U_x$  成正比。令计数器在  $\Delta T$  时间内对内部时钟信号计数,则计数结果的数值将与  $U_x$  成正比。假设内部时钟信号的周期为  $T_c$ ,则计数结束后计数器的数值输出(二进制)为

$$D = \frac{\Delta T}{T_c} = \frac{T_1}{T_c V_{REF}} U_x \quad (17-58)$$

可见,计数器中的数值输出  $D$  与被转换信号  $U_x$  成正比,从而实现了 A/D 转换。

因为 ADC 转换过程中进行了两次积分,所以转换结果不受积分时间常数的影响。此外,由于 ADC 的输入端使用了积分器,因此对交流噪声的干扰有很强的抑制能力,其高频分量在积分时间  $T_1$  内被平均而几乎变为零;至于其低频分量(如工频干扰),如果将积分时间  $T_1$  等于电源频率周期的整数倍时,则可除去这一叠加噪声。同时,电路中不需要 D/A 转换器,因而电路结构比较简单。该类 ADC 的稳定性及灵敏度均较高,但转换速度比较慢。

### 3) 电压 - 频率变换型 A/D 转换器

图 17-47 是一种最简单的电压 - 频率变换型 A/D 转换器。这个电路的特点是非常简单,它只需要一个积分器、一个比较器及一个计数器。

假定开始时积分器的输出  $U_{sc} = 0$ ,则比较器的输出  $U_0 = 0$ ,开关  $K$  受  $U_0$  控制,处于断开状态。当输入端加入正极性电压  $U_{sr}$  时,积分器输出  $U_{sc}$  负向斜变。当  $U_{sc} = -V_{REF}$  时,比较器触发翻转,其输出  $U_0 = 1$ ,并使  $K$  闭合,因而电容  $C$  迅速放电,  $U_{sc}$  很快变为零;与此同时比较器再次触发,且其输出  $U_0 = 0$ ,使开关  $K$  重新打开,因此积分器重新开始对  $U_{sr}$  积分。

由图 17-48 的波形可见,如果忽略电容器的放电时间,  $U_0$  的重复频率将近似地与  $U_{sr}$  成正比,即

$$f_0 = \frac{1}{T + T_d} \approx \frac{1}{T} = \frac{1}{RCV_{REF}} U_{sr} \quad (17-59)$$

为了保证电容  $C$  有足够的放电时间,在实际电路中尚需增加一个单稳态电路,以便将

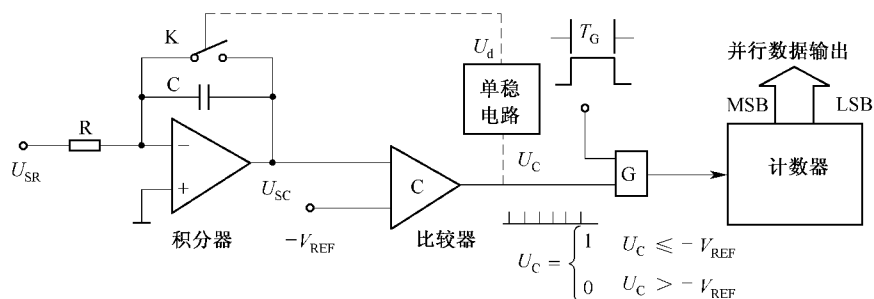


图 17-47 电压—频率变换型 A/D 转换器

瞬间即逝的  $U_0$  脉冲信号转换为具有一定宽度的脉冲信号  $U_d$ ，用来控制开关 K 的动作。

用固定宽度为  $T_G$  的选通脉冲控制计数器的输入脉冲，则每个周期  $T_G$  内计数器所计脉冲数也将正比于输入电压，即

$$D = T_G f_0 = \frac{T_G}{RC} \frac{U_{sr}}{V_{REF}} \quad (17-60)$$

这个数值 D 就是 ADC 输出的数字信号。

这种转换器虽然比较简单，但工作速度很低，而且只有  $T$  远远大于  $T_d$  时，式(17-59)、式(17-60)才成立，否则将带来很大误差。

#### 4) 并列型 A/D 转换器

并列型 A/D 转换器是一种瞬时比较—编码式转换器，它属于非反馈比较型 A/D 转换器的一种类型。这种转换器转换原理最直观，且转换速度最快。由于并列型 A/D 转换器需要大量的低漂移电压比较器，在实际上不易实现，故并列型 A/D 转换器长期以来未能实际使用。随着集成电路技术的发展，目前已开始生产出一些单片集成化低分辨力的并列型 A/D 转换器。

图 17-49 为并列型 A/D 转换器的组成原理框图。输入电压信号  $U_{sr}$  通过比较器群与

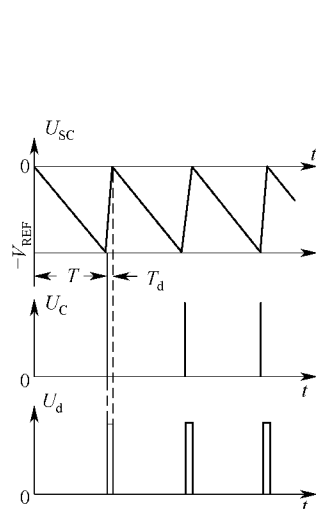


图 17-48 图 17-47 的工作波形

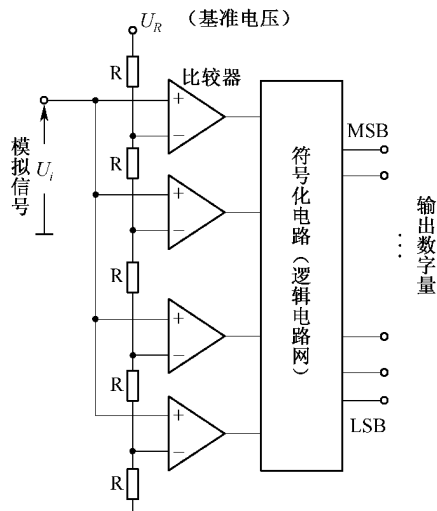


图 17-49 并列型 A/D 转换器

基准电压比较,其输出经编码器编码,获得对应输入电压的输出数字量。要获得  $n$  位数字量输出,需要  $2^{n-1}$  个电压比较器。并列型 A/D 转换器的转换时间主要取决于比较器和编码器的信号延迟时间。

## 2. A/D 转换器的性能指标及选择原则

### 1) 性能指标

ADC 性能常用以下几项主要技术指标来衡量。

#### (1) 分辨力

ADC 的分辨力是指输出数字量对输入模拟量变化的分辨能力,它表示输出数字量变化一个相邻数码所需输入模拟量的变化值,为满刻度电压与二进制数码代表的  $2^n$  之比。A/D 转换器的位数  $n$  决定其分辨力的高低,通常 8 位以下的为低分辨力,10 位 ~ 12 位为中分辨力,14 位 ~ 16 位为高分辨力。

#### (2) 转换时间与转换频率

转换时间是指当 ADC 已处于准备就绪状态,从 A/D 转换的启动信号触发开始,到获得稳定的数字输出信号(与输入信号对应之值)为止所需的时间。大多数情况下转换频率是转换时间的倒数。

#### (3) 精度

ADC 的精度定义为输入模拟信号的实际电压值与被转换成数字信号的理论电压值之间的差值,这一差值亦称为绝对误差。绝对误差又称为转换误差。当绝对误差用满刻度模拟电压的百分数来表示时,称为相对精度或相对误差。误差的主要来源有量化误差、零位误差、非线性误差等。

### 2) ADC 的选择原则

ADC 具有模块化、与微型计算机总线兼容等特点,使用者不必去深入了解它的结构也可使用。重要的是正确选择 A/D 转换器和掌握 ADC 的外部特性。从使用的角度来看,ADC 的外部特性主要包括模拟信号输入部分、数字量并行输出部分、电源部分、启动转换的外部控制信号、转换完成后由 A/D 转换器发出的转换结束信号等。在选择 A/D 转换器芯片时,应在满足用户的各种技术要求的同时,注意以下几点:

(1) A/D 转换器数字量输出的方式(输出编码,如二进制码、二进制补(反)码、偏移码、BCD 码、BCD 补(反)码);

(2) 对启动信号的要求(电平或脉冲);

(3) 转换精度(A/D 转换器的位数)和转换时间;

(4) 稳定性及抗干扰能力等。

### 3. 典型 ADC 与微处理器的接口

ADC 和微处理器的接口主要是处理 ADC 的启动转换引脚、转换结束标志引脚及数据输出引脚同微处理器正确连接的方法。其控制的基本过程为:当模拟信号加到输入端之后,微处理器利用指令译码或通过控制采样定时信号产生一启动信号,使 ADC 进入工作状态并开始数据转换。转换结束后,经一输出引脚输出转换结束信号,通知微处理器可以读取转换结束后的数据。图 17-50 是典型 ADC 与 8 位微处理器的接口框图。图中如果 ADC 中已集成了三态缓冲器,则 ADC 的数据线可直接与微处理器的数据总线相连,否

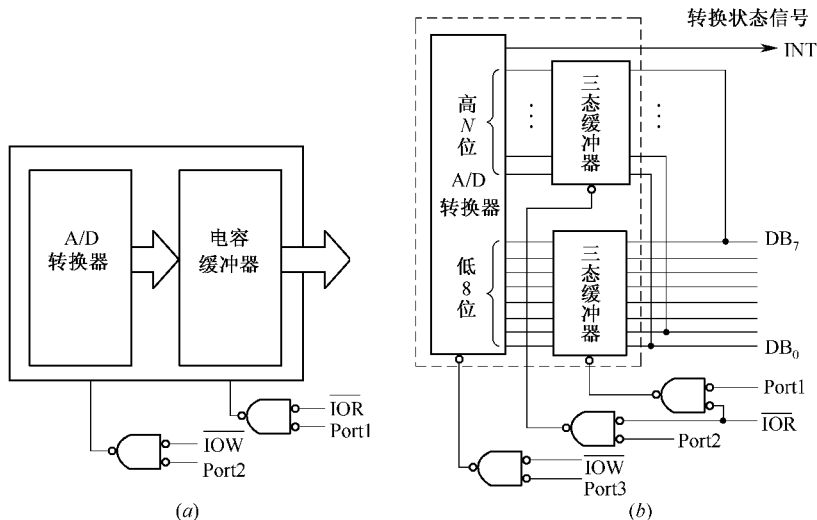


图 17-50 ADC 与 CPU 接口框图

(a) 8 位 AD 转换器与 8 位微机接口;(b) 大于 8 位 AD 转换器与微机接口。

则,在接口时必须外加三态缓冲器。

## 17.6 传感器数据采集技术

通用的数据采集系统一般包括多路模拟开关、仪表放大器、采样保持器、A/D、D/A 及微处理器等。根据测试技术对数据采集系统的不同技术要求,可以提出不同结构的数据采集系统,例如,对多路模拟信号输入的数据采集系统,有多通道共享采样保持器和 A/D 转换器的采集系统、多通道共享 A/D 转换器的采集系统及多通道 A/D 转换器的采集系统等结构形式,如图 17-51 所示。不同结构的采集系统,其价格性能比不同,适应的测试环境也不同。对多通道共享采样保持器和 A/D 转换器的采集系统,由于采用了公用的采样保持器,因此在启动 A/D 转换器前,必须考虑采样保持器的捕获时间,故其转换速度比较慢,但节省硬件。对多通道共享 A/D 转换器的采集系统,因为每路的转换只能串行进行,所以此种形式的采集系统的转换速度也比较慢。不过,由于采用了多个采样保持器,因此捕获时间可以忽略。对多通道 A/D 转换器的采集系统,由于允许各通道同时进行转换,所以这种形式的采集系统通常用于高速转换。

当然,在确定采集系统的结构时,还必须要认真考虑如下的两个问题,即采集系统的分辨力(精度)和信号变化的速率(采集系统的采样速度)。

数据采集系统常常要求高分辨力与高精度。在组成采集系统的各个功能元件中, A/D转换器通常是最贵的,其精度的高低对整个采集系统的影响是最重要的。对于一个 8 位 A/D 转换器,其量化误差为  $1/2^8 = 0.4\%$ ,而对于一个 12 位 A/D 转换器,其量化误差 0.0244%。可见,采用位数多的 ADC 将对相应的采样保持器、前置放大器以及多路模拟开关等提出更高的要求。例如,用铁康铜热电偶进行温度测量,在  $0 \sim 450$  的温度范围,其输出电压为  $0 \sim 25$  mV,即温度每变化  $1^\circ\text{C}$ ,输出电压的变化小于  $55 \mu\text{V}$ 。如果所设计的数据采集系统需要有  $0.1^\circ\text{C}$  的温度分辨力,才能保证具有  $55 \mu\text{V}$  的测量精度,那么根据此要求,测量  $0.1^\circ\text{C}$  所对应的分辨力为  $1/4500$  (因为  $450/4500 = 0.1$ ) ,而一个 12 位 ADC 所具有的分辨力为  $1/4096$ ,满足不了要求,所以 ADC 的位数至少为 13 位。

采样速度是采集系统的重要的技术指标之一。一般来说,数据采集系统的采样速度主要由多路模拟开关的动作时间、采样保持器的动作时间及 A/D 转换器的启动和转换时间决定。例如,对于一个多通道共享采样保持器和 A/D 转换器的采集系统(如图 17-51(a)的采集系统),假设有 16 个模拟输入信号,且每个通道输入信号的最高频率为 400 Hz,那么根据采样定律,每个通道的采样频率应为  $f \geq 2 \times 400$  Hz,取  $f = 1000$  Hz;因此,采集系统的采样间隔时间为  $T = 1/(16 \times 1000) = 63(\mu\text{s})$ 。为保证这样的速度,采集系统的各功能元件的选择都要与它相配,特别是放大器的带宽和 ADC 的转换时间。对于上述例子,如果采样保持器捕获时间为  $4 \mu\text{s}$ ,多路模拟开关的开关延迟时间为  $2 \mu\text{s}$ ,忽略 ADC 的启动时间和采样保持器的孔径时间,则采集系统应该选择转换时间低于  $57 \mu\text{s}$  的 A/D 转换器。

以下就一个数据采集系统的设计实例来看一下在设计中所要考虑的诸因素。

给定的设计要求如下:模拟输入信号为  $\pm 5$  V,信号源内电阻是  $10 \Omega$ ,被测量回路有 8 个通道,顺序测量每一个通道,对每一个通道的扫描不超过  $50 \mu\text{s}$ ,系统最大允许误差不超过满刻度的 0.5% (不考虑传感器的测试误差),系统逻辑电平是 TTL 电平,数据传输是并行方式,采用二进制码。

温度范围是  $+25 \sim +55$ ,现场提供  $+5$  V  $\sim \pm 15$  V 电源,  $\pm 15$  V 电源变化是 150 mV。

首先根据设计要求提出的技术指标,例如精度、转换时间、输入信号幅度、逻辑电平、环境温度及提供的电源等,粗略地选择与这些参数相当的器件。因此本设计选用 AD570,

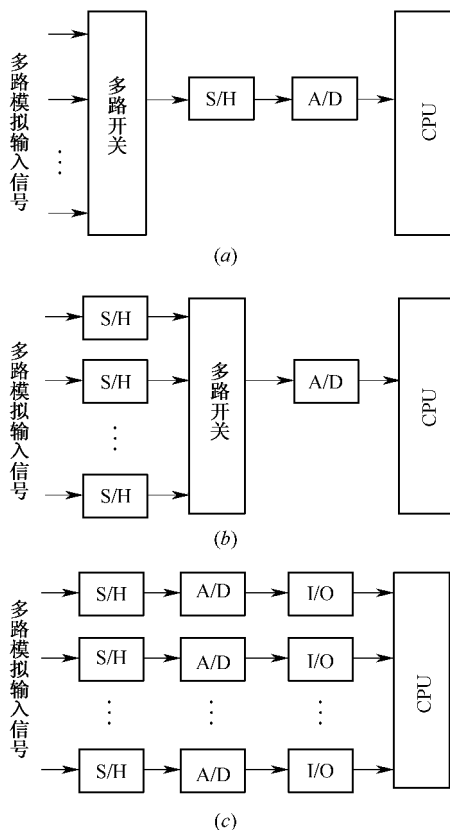


图 17-51 数据采集系统框图

(a) 多通道共享 S/H 和 A/D 转换器;

(b) 多通道共享 A/D 转换器;

(c) 多通道共享 A/D 转换器。

其分辨力是 8 位,转换精度可达 0.4%,转换时间为  $25\ \mu\text{s}$ ,并选用 AD570 相适应的采样保持器 AD582 及多路开关 AD7501。因为,采样保持器 AD582 的建立时间是  $6\ \mu\text{s}$ ,多路 AD7501 的建立时间是  $2\ \mu\text{s}$ ,所以,测量每一通道数据总共时间是  $33\ \mu\text{s}$ ,小于  $50\ \mu\text{s}$ 。器件选定后,进一步根据手册中给出的各器件相应参数计算分析某些误差,检验这些误差是否在设计要求范围内。下面对各器件进行校验。

### 1) 多路开关 AD7501

多路开关产生的误差由两项形成:

(1) 在多路开关中,未接通的通道有漏电流,该漏电流通过未接通的通道开关,与接通的通道开关及信号源内阻形成回路,从而在信号源内阻上产生了电压降,信号被衰减。

多路开关漏电流  $2\ \text{nA}$  ( $25^\circ\text{C}$ ),信号源内阻  $10\ \Omega$ ,误差电压  $= 2 \times 10 \times 10^{-9} = 2 \times 10^{-8}\ (\text{V})$ ,这个误差电压可以忽略不计。

(2) 在多路开关中,接通的那一通道开关本身有“接通电阻”,输入模拟信号在该电阻上产生压降,则信号被衰减。多路开关接通电阻  $300\ \Omega$ ,采样保持器输入电阻  $300\ \text{M}\Omega$ ,衰减分压比  $= \frac{300\ \Omega}{300\ \text{M}\Omega} = 1 \times 10^{-5}$ ,即为误差电压,可以忽略不计。

### 2) 采样保持器 AD582

(1) 采样保持器 AD582 的非线性度是  $\pm 0.01\%$ ,即在  $10\ \text{V}$  范围内,误差电压是  $\pm 1\ \text{mV}$ 。

(2) 输入旁路电流为  $3\ \mu\text{A}$  (最大),在信号源内产生的误差电压为

信号源电阻  $= 10\ \Omega$  (模拟输入信号源)  $+ 300\ \Omega$  (多路开关)  $= 310\ \Omega$

误差电压  $= 310\ \Omega \times 3 \times 10^{-6}\ \text{A} = 930 \times 10^{-6}\ \text{V}$

该误差近似为满刻度的  $0.01\%$ 。

(3) 在保持时间内的输入模拟信号电压下降的计算:若保持电容  $C_H = 100\ \text{pF}$ ,下降电压率为

$$\frac{1\ \text{nA}}{100\ \text{pF}} = 1\ \text{V/s} = 10^{-6}\ \text{V}/\mu\text{s}$$

AD570 转换时间是  $25\ \mu\text{s}$ ,则电压下降为

$$10^{-6}\ \text{V}/\mu\text{s} \times 25\ \mu\text{s} = 25\ \mu\text{V}$$

相当于满刻度的  $0.00025\%$ ,可略去不计。

### 3) A/D 转换芯片 AD570

(1) AD570 的相对精度是  $(1/2)\text{LSB}$  即  $0.2\%$ 。

(2) 双极性偏差系数:AD570JD 是  $88 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$ 。

设计要求温度变化  $30^\circ\text{C}$ ,  $88 \times 10^{-6}/^\circ\text{C} \times 30^\circ\text{C} = 2640 \times 10^{-6}$ ,即  $0.26\%$ 。

上述各项误差的算术和约为  $0.48\%$ ,小于要求的  $0.5\%$ 。为了可靠性,选用 AD570SD 来减小双极性偏差温度系数的影响,以保证有足够的精度。在粗选及误差计算校验以后,如所选器件符合设计要求,便可着手进行电路设计,包括硬件接口、软件及布线等。同时要考虑系统的造价及体积。D/A 通道芯片选择与 A/D 通道类似,不再详述。显然,满足系统要求的设计方案不止一个。

## 参 考 文 献

- 1 严钟豪,谭祖根.非电量电测技术(第二版).北京:机械工业出版社,2002
- 2 李科杰.新编传感器技术手册.北京:国防工业出版社,2002
- 3 吴兴惠,王彩君.传感器与信号处理.北京:电子工业出版社,1998
- 4 张福学.传感器敏感元器件实用指南.北京:电子工业出版社,1993
- 5 刘迎春,叶湘滨.传感器原理、设计与应用.长沙:国防科技大学出版社,1997
- 6 孙希任等.航空传感器实用手册.北京:机械工业出版社,1995
- 7 孙肖子.传感器及其应用.北京:电子工业出版社,1996
- 8 罗先和等.光电检测技术.北京:北京航空航天大学出版社,1995
- 9 黄贤武,郑筱霞.传感器原理与应用.成都:电子科技大学出版社,1995
- 10 陈锦荣.传感器设计原理.南京:南京理工大学出版社,1987
- 11 贾伯年,俞朴.传感器技术.南京:东南大学出版社,1992
- 12 吴正毅.测试技术与测试信号处理.北京:清华大学出版社,1991
- 13 陈继述.红外探测器.北京:国防工业出版社,1986
- 14 张是勉,杨树智.自动检测.北京:科学出版社,1987
- 15 陈润泰,许琨.检测技术与智能仪表.长沙:中南工业出版社,1990
- 16 潘新民等.微型计算机与传感器技术.北京:人民邮电出版社,1988
- 17 贺安之,阎大鹏.现代传感器原理及应用.北京:宇航出版社,1995
- 18 郭振芹.非电量电测量.北京:计量出版社,1984
- 19 袁希光.传感器技术手册.北京:国防工业出版社,1986
- 20 鲍敏杭,吴宪平.集成传感器.北京:国防工业出版社,1987
- 21 王化祥,张淑英.传感器原理及应用.天津:天津大学出版社,1988
- 22 刘广玉.几种新型传感器—设计和应用.北京:国防工业出版社,1988
- 23 强金龙.非电量电测技术.北京:高等教育出版社,1989
- 24 [美]诺顿.H.N.传感器与分析器手册.上海:上海科学技术出版社,1989
- 25 王英华.晶体学导论.北京:清华大学出版社,1989
- 26 侯国章.测试与传感技术.哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1998
- 27 吴兴惠.敏感元器件及材料.北京:电子工业出版社,1992
- 28 叶松林.精密机械仪器零件.杭州:浙江大学出版社,1989
- 29 王勖成,邵敏.有限单元法基本原理和数值方法.北京:清华大学出版社,1997
- 30 杨卫,郑泉水,靳征谟.走向二十一世纪的中国力学.北京:清化大学出版社,1996
- 31 南京航空学院,北京航空学院合编.传感器原理.北京:国防工业出版社,1980