“十二五”普通高等教育本科国家级规划教材

Principles and Applications of Transducers

传感器原理及应用

（第4版）

王化祥　张淑英　编著

天津大学出版社

普通高等教育“十一五”国家级规划教材
普通高等教育“十一五”国家级精品教材

传感器原理及应用（第3版）

王化祥　张淑英　编著

“十二五”普通高等教育本科国家级规划教材

传感器原理及应用（第4版）

王化祥　张淑英　编著

书号：ISBN 978-7-5618-5182-1　　定价：39.00元

普通高等教育“十一五”国家级规划教材

传感器原理及应用（少学时）

王化祥　张淑英　编著

书号：ISBN 978-7-5618-2035-3　　定价：20.00元

组稿编辑　赵淑
　　黎恋恋
责任编辑　赵淑梅
装帧设计　谷英卉

免费提供
电子教案

编辑信箱：zhaosm999@sohu.com

ISBN 978-7-5618-5182-1
9 787561 851821 >
定价：39.00元

“十二五”普通高等教育本科国家级

Principles and Applications of Transducers

传感器原理及应用

（第4版）

王化祥　张淑英　编著

天津大学出版社

内容提要

本书作为“十二五”普通高等教育本科国家级规划教材，对其内容在第3版基础上进行了相应调整。除了介绍一些现在仍广泛应用的传统传感器之外，还介绍了目前正在发展的一些新型传感技术，内容较为全面、系统。

全书共13章，可分为三部分内容：第1及第2章主要介绍了传感器的基本概念以及传感器静、动态特性分析及有关性能指标；第3～11章重点介绍各类传感器变换原理、特性分析、预处理电路及其应用，并特别扩充了第11章“化学与生物传感器”，主要介绍了气敏、湿敏传感器和典型生物传感器内容；第12章“智能传感技术”重点介绍了智能传感器体系结构及功能实现、微机电系统、网络传感器及多传感器信息融合技术；第13章对传感器的标定方法作了相应介绍。为更好地适合教学需要，附录中按知识点附有一定的例题和习题。

本书可为自动化、测控技术与仪器以及电气工程与自动化等专业本科生根据教学课时选用相应内容组织教学，也可为相关领域工程技术人员提供参考。

图书在版编目(CIP)数据

传感器原理及应用/王化祥，张淑英编著. —4版. —天津：天津大学出版社，2014.9

“十二五”普通高等教育本科国家级规划教材

ISBN 978-7-5618-5182-1

Ⅰ.①传… Ⅱ.①王… ②张… Ⅲ.①传感器－高等学校－教材 Ⅳ.①TP212

中国版本图书馆CIP数据核字(2014)第214648号

出版发行	天津大学出版社
出 版 人	杨欢
地　　址	天津市卫津路92号天津大学内(邮编：300072)
电　　话	发行部：022-27403647
网　　址	publish.tju.edu.cn
印　　刷	天津市蓟县宏图印务有限公司
经　　销	全国各地新华书店
开　　本	185mm×260mm
印　　张	22
字　　数	584千
版　　次	2014年9月第1版
印　　次	2014年9月第1次
印　　数	1—3 000
定　　价	39.00元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页等质量问题，烦请向我社发行部门联系调换

版权所有　侵权必究

第4版前言

21世纪的社会是信息社会。信息社会的特征是人类社会活动和生产活动的信息化。现代信息科学的三大支柱包括信息采集——传感技术，信息传递——通信技术，信号处理——计算机技术。传感技术既是现代信息系统的源头，又是信息社会赖以生存和发展的基础。如果没有先进的传感技术，通信技术和计算机技术也就成了无源之水，无本之木。因此，研究和发展传感技术是生产过程自动化和信息时代的必然需求。

现代传感器正向多维化、多功能化、微型化、集成化、智能化及网络化方向发展，尤其是微机电系统MEMS(Micro-Electrio Mechanical System)的出现，将传感器带进了微型化、集成化和智能化时代。微电子机械加工技术MEMT(Micro-Electrio Mechanical Technology)将网络芯片与智能传感器集成，并将通信协议固化到智能传感器的ROM中，导致了网络传感器的产生。网络传感器继承了智能传感器的全部功能，并且能够和计算机网络进行通信，因而在现场总线控制系统中得到了广泛的应用，成为FCS(Fieldbus Control System)中现场级数字化传感器。同时，传感器系统在各领域中的广泛应用，促进了信息融合技术的发展，提高了信息获取的准确性、容错能力及鲁棒性。

由于传感器在现代信息技术中有着举足轻重的地位，因此理工科专业学生学习并掌握现代传感技术知识是非常必要的。作者编写的《传感器原理及应用》自1988年正式出版以来，受到全国各地广大师生及科技人员广泛欢迎，多次再版和修订，2014年为第4版。本书作为“十二五”普通高等教育本科国家级规划教材，又对其内容进行了相应调整。除了介绍一些现在仍广泛应用的传统传感器之外，还介绍了目前正在发展的一些新型传感技术，内容较为全面、系统，有利于自动化、测控技术与仪器以及电气工程与自动化等专业本科生根据教学课时选用相应内容组织教学，也可为相关领域工程技术人员提供参考。

全书共13章，可分为三部分内容：第1及第2章主要介绍了传感器的基本概念以及传感器静、动态特性分析及有关性能指标。第3～11章重点介绍各类传感器变换原理、特性分析、预处理电路及其应用，并特别扩充了第11章“化学与生物传感器”。生物传感技术是获取人体生理和病理信息的关键技术，已成为21世纪知识经济发展的核心内容，这里只是介绍最基本生物传感器内容，以引起学生关注及学习、研究兴趣。第12章“智能传感技术”重点介绍了智能传感器体系结构及功能实现、微机电系统、网络传感器及多传感器信息融合技术。第13章对传感器的标定方法作了相应介绍。

为了更好地适合教学需要，附录中按知识点附有一定的例题和习题，以便读者能深入掌握传感器技术的基本原理及实际应用的基本技能。

2006年，本书入选普通高等教育“十一五”国家级规划教材，2008年，本教材被教育部评为普通高等教育“十一五”国家级精品教材，同年荣获第八届全国高校出版社优秀畅销书一等奖。为适合少学时院校使用，2008年出版了《传感器原理及应用》(少学时)一书，同时该书也入选了第二批普通高等教育“十一五”国家级规划教材。

2015 年，拟出版研究生教材《现代传感技术及应用》一书，这样在自动化仪表专业传感器课程领域，从 32 学时（少学时）本科课程，48 学时本科课程，研究生课程，例题、习题及习题解答和电子教案，形成了一整套教学资源解决方案。

作者在编写中参阅了一些国内公开发表的有关专著及论文，在此一并表示诚挚的谢意。

传感器技术涉及学科众多，作者水平有限，书中疏漏不妥之处在所难免，恳请广大读者批评指正。

本书配套有电子教案，符合“传感器原理及应用”课程的一些共性，又能为教师个性化的教学需要提供参考。需要时，请以电子邮件联系：zhaosm999@sohu.com。

作者

2014 年 7 月于天津大学

目 录

第 1 章 绪论 …… (1)
1.1 传感器的作用 …… (1)
1.2 传感器及传感技术 …… (1)
1.3 传感器的组成 …… (1)
1.4 传感器的分类 …… (2)
1.5 传感器的发展趋向 …… (2)
第 2 章 传感器的一般特性 …… (4)
2.1 传感器的静态特性 …… (4)
2.2 传感器的动态特性 …… (9)
2.3 不失真测试的条件 …… (18)
第 3 章 应变式传感器 …… (20)
3.1 金属应变片式传感器 …… (20)
3.2 压阻式传感器 …… (36)
第 4 章 电容式传感器 …… (46)
4.1 电容式传感器的工作原理 …… (46)
4.2 电容式传感器的测量电路 …… (51)
4.3 电容式传感器的误差分析 …… (58)
4.4 电容式传感器的应用 …… (61)
第 5 章 电感式传感器 …… (68)
5.1 自感式传感器 …… (68)
5.2 差动变压器 …… (77)
5.3 电涡流式传感器 …… (88)
第 6 章 压电式传感器 …… (97)
6.1 压电效应 …… (97)
6.2 压电材料 …… (101)
6.3 压电式传感器的测量电路 …… (105)
6.4 压电式传感器的应用 …… (109)
第 7 章 数字式传感器 …… (113)
7.1 码盘式传感器 …… (113)
7.2 光栅传感器 …… (118)
7.3 感应同步器 …… (126)
7.4 振弦式传感器 …… (131)
第 8 章 热电式传感器 …… (142)
8.1 热电偶 …… (142)
8.2 热电阻 …… (150)
8.3 集成温度传感器 …… (152)
8.4 热敏电阻 …… (155)

第 9 章　光电式传感器……(165)
9.1　光电传感器……(165)
9.2　电荷耦合图像传感器……(181)
9.3　光纤传感器……(189)
9.4　光纤传感器应用……(196)
第 10 章　磁敏传感器……(203)
10.1　霍尔元件……(203)
10.2　磁敏电阻……(213)
10.3　磁敏二极管和磁敏三极管……(217)
第 11 章　化学与生物传感器……(226)
11.1　气体传感器……(226)
11.2　湿敏传感器……(234)
11.3　生物传感器……(240)
第 12 章　智能传感技术……(245)
12.1　智能传感器概述……(245)
12.2　智能传感器的实现……(246)
12.3　数据处理及软件实现……(250)
12.4　微机电系统……(261)
12.5　网络传感器……(267)
12.6　多传感器信息融合……(272)
第 13 章　传感器的标定……(283)
13.1　压力传感器的静态标定……(283)
13.2　压力传感器的动态标定……(285)
13.3　压力传感器的安装及引压管道影响……(291)
附录　传感器原理及应用例题分析及习题……(294)
1. 传感器的一般特性……(294)
2. 应变式传感器……(298)
3. 电容式传感器……(305)
4. 电感式传感器……(312)
5. 压电式传感器……(320)
6. 数字式传感器……(324)
7. 热电式传感器……(326)
8. 光电式传感器……(330)
9. 磁敏传感器、化学与生物传感器……(333)
10. 智能传感技术……(336)
11. 综合练习题……(339)
部分习题参考答案……(344)
参考文献……(346)

第1章 绪 论

1.1 传感器的作用

随着现代测量、控制和自动化技术的发展，传感器技术越来越受到人们的重视。特别是近年来，由于科学技术、经济发展及生态平衡的需要，传感器在各个领域中的作用也日益显著。在工业生产自动化、能源、交通、灾害预测、安全防卫、环境保护、医疗卫生等方面所开发的各种传感器，不仅能代替人的感官功能，并且在检测人的感官所不能感受的参数方面创造了十分有利的条件。工业生产中，它起到了工业耳目的作用。例如，冶金工业中连续铸造生产过程中的钢包液位检测，高炉铁水硫磷含量分析等方面就需要多种多样的传感器为操作人员提供可靠的数据。此外，用于工厂自动化柔性制造系统(FMS)中的机械手或机器人可实现高精度在线实时测量，从而保证了产品的产量和质量。在微型计算机广为普及的今天，如果没有各种类型的传感器提供可靠、准确的信息，计算机控制就难以实现。因此，近几年来传感器技术的应用研究在许多工业发达的国家中已经得到普遍重视。

1.2 传感器及传感技术

传感器(transducer 或 sensor)是将各种非电量(包括物理量、化学量、生物量等)按一定规律转换成便于处理和传输的另一种物理量(一般为电量)的装置。

过去人们习惯地把传感器仅作为测量工程的一部分加以研究，但是自 19 世纪 60 年代以来，随着材料科学的发展和固体物理效应的不断发现，目前传感器技术已形成了一个新型科学技术领域，建立了一个完整的独立科学体系——传感器工程学。

传感器技术是利用各种功能材料实现信息检测的一门应用技术，它是检测(传感)原理、材料科学、工艺加工等三个要素的最佳结合。

检测(传感)原理指传感器工作时所依据的物理效应、化学反应和生物反应等机理，各种功能材料则是传感技术发展的物质基础，从某种意义上讲，传感器也就是能感知外界各种被测信号的功能材料。传感技术的研究和开发，不仅要求原理正确，选材合适，而且要求有先进、高精度的加工装配技术。除此之外，传感技术还包括如何更好地把传感元件用于各个领域的所谓传感器软件技术，如传感器的选择、标定以及接口技术等。总之，随着科学技术的发展，传感技术的研究开发范围正在不断扩大。

1.3 传感器的组成

传感器一般由敏感元件、转换元件和测量电路三部分组成，有时还需要加辅助电源，用方块图表示，如图 1-1 所示。

敏感元件(预变换器)：在完成非电量到电量的变换时，并非所有的非电量都能利用现有

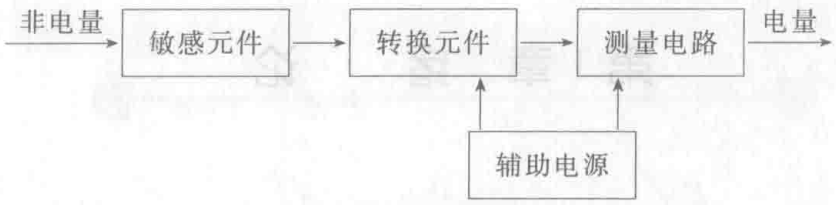


图 1-1　传感器的组成方块图

手段直接变换为电量，往往是将被测非电量预先变换为另一种易于变换成电量的非电量，然后再变换为电量。能够完成预变换的器件称为敏感元件，又称预变换器。如在传感器中各种类型的弹性元件常被称为敏感元件，并统称为弹性敏感元件。

转换元件：将感受到的非电量直接转换为电量的器件称为转换元件，例如压电晶体、热电偶等。

需要指出的是，并非所有的传感器都包括敏感元件和转换元件，如热敏电阻、光电器件等。而另外一些传感器，其敏感元件和转换元件可合二为一，如压阻式压力传感器等。

测量电路：将转换元件输出的电量变成便于显示、记录、控制和处理的有用电信号的电路称为测量电路。测量电路的类型视转换元件的分类而定，经常采用的有电桥电路及其他特殊电路，如高阻抗输入电路、脉冲调宽电路、振荡回路等。

1.4　传感器的分类

传感器的种类很多，目前尚没有统一的分类方法，一般常采用的分类方法有如下几种。

(1)按输入量分类

如输入量分别为温度、压力、位移、速度、加速度、湿度等非电量时，则相应的传感器称为温度传感器、压力传感器、位移传感器、速度传感器、加速度传感器、湿度传感器等。这种分类方法给使用者提供了方便，容易根据测量对象选择所需要的传感器。

(2)按测量原理分类

现有传感器的测量原理主要是基于电磁原理和固体物理学理论。如根据变电阻的原理，相应的有电位器式、应变式传感器；根据变磁阻的原理，相应的有电感式、差动变压器式、电涡流式传感器；根据半导体有关理论，则相应的有半导体力敏、热敏、光敏、气敏等固态传感器。

(3)按结构型和物性型分类

所谓结构型传感器，主要是通过机械结构的几何形状或尺寸的变化，将外界被测参数转换成相应的电阻、电感、电容等物理量的变化，从而检测出被测信号，这种传感器目前应用得最为普遍。物性型传感器则是利用某些材料本身物理性质的变化而实现测量，它是以半导体、电介质、铁电体等作为敏感材料的固态器件。

1.5　传感器的发展趋向

近年来，由于半导体技术已进入了超大规模集成化阶段，各种制造工艺和材料性能的研究已达到相当高的水平，为传感器的发展创造了极为有利的条件。从发展前景来看，它具有以下几个特点。

(1)传感器的固态化

物性型传感器亦称固态传感器,目前发展很快。它包括半导体、电介质和强磁性体三类,其中半导体传感器的发展最引人注目。它不仅灵敏度高、响应速度快、小型轻量,而且便于实现传感器的集成化和多功能化。如目前最先进的固态传感器,在一块芯片上可同时集成差压、静压、温度三个传感器,使差压传感器具有温度和压力补偿功能。

(2)传感器的集成化和多功能化

随着传感器应用领域的不断扩大,借助半导体的蒸镀技术、扩散技术、光刻技术、精密细微加工及组装技术等,使传感器从单个元件、单一功能向集成化和多功能化方向发展。所谓集成化,就是将敏感元件、信息处理或转换单元以及电源等部分利用半导体技术将其制作在同一芯片上,如集成压力传感器、集成温度传感器、集成磁敏传感器等。多功能化则意味着传感器具有多种参数的检测功能,如半导体温湿敏传感器、多功能气体传感器等。

(3)传感器的图像化

目前,传感器的应用不仅限于对某一点物理量的测量,而是从一维、二维到三维空间的测量问题。现已研制成功的二维图像传感器,有 MOS 型、CCD 型、CID 型全固体式摄像器件等。

(4)传感器的智能化

智能传感器是一种带有微型计算机兼有检测和信息处理功能的传感器。它通常将信号检测、驱动回路和信号处理回路等外围电路全部集成在一块基片上,使它具有自诊断、远距离通信、自动调整零点和量程等功能,使传感器向智能化方向迈进。

(5)传感器网络化

微电子技术、计算技术和无线通信等技术的进步,推动了低功耗多功能传感器的快速发展,使其在微小体积内能够集成信息采集、数据处理和无线通信等多种功能。无线传感器网络(wireless sensor network, WSN)就是由部署在监测区域内大量的廉价微型传感器节点组成,通过无线通信方式形成的一个多跳的自组织的网络系统,其目的是协作地感知、采集和处理网络覆盖区域中感知对象的信息,并发送给观察者。传感器、感知对象和观察者构成了传感器网络的三个要素。如果说 Internet 构成了逻辑上的信息世界,改变了人与人之间的沟通方式,那么,无线传感器网络就是将逻辑上的信息世界与客观上的物理世界融合在一起,改变人类与自然界的交互方式。人们可以通过传感网络直接感知客观世界,从而极大地扩展现有网络的功能和人类认识世界的能力。

第2章　传感器的一般特性

传感器的输入量可分为静态量和动态量两类。静态量指稳定状态的信号或变化极其缓慢的信号(准静态)。动态量通常指周期信号、瞬变信号或随机信号。无论对动态量或静态量,传感器输出电量都应当不失真地复现输入量的变化。这主要取决于传感器的静态特性和动态特性。

2.1　传感器的静态特性

传感器在被测量的各个值处于稳定状态时,输出量和输入量之间的关系称为静态特性。

通常,要求传感器在静态状态下的输出—输入关系保持线性。实际上,其输出量和输入量之间的关系(不考虑迟滞及蠕变效应)可由下列方程式确定

$$Y=a_0+a_1X+a_2X^2+\cdots+a_nX^n \tag{2-1-1}$$

式中　Y——输出量;

X——输入量;

a_0——零位输出;

a_1——传感器的灵敏度,常用 K 表示;

$a_2,a_3,\cdots,a_n$——非线性项待定常数。

由(2-1-1)式可见,如果 $a_0=0$,表示静态特性通过原点。此时静态特性是由线性项(a_1X)和非线性项($a_2X^2,\cdots,a_nX^n$)叠加而成,一般可分为以下4种典型情况。

①理想线性[图2-1-1(a)]

$$Y=a_1X \tag{2-1-2}$$

②具有 X 奇次阶项的非线性[图2-1-1(b)]

$$Y=a_1X+a_3X^3+a_5X^5+\cdots \tag{2-1-3}$$

③具有 X 偶次阶项的非线性[图2-1-1(c)]

$$Y=a_1X+a_2X^2+a_4X^4+\cdots \tag{2-1-4}$$

④具有 X 奇、偶次阶项的非线性[图2-1-1(d)]

$$Y=a_1X+a_2X^2+a_3X^3+a_4X^4+\cdots \tag{2-1-5}$$

由此可见,除图2-1-1(a)为理想线性关系外,其余均为非线性关系。其中具有 X 奇次项的曲线图2-1-1(b),在原点附近一定范围内基本上是线性特性。

实际应用中,若非线性项的方次不高,则在输入量变化不大的范围内,用切线或割线代替实际的静态特性曲线的某一段,使传感器的静态特性接近于线性,这称为传感器静态特性的线性化。在设计传感器时,应将测量范围选取在静态特性最接近直线的一小段,此时原点可能不在零点。以图2-1-1(d)为例,如取 ab 段,则原点在 c 点。传感器静态特性的非线性,使其输出不能成比例地反映被测量的变化情况,而且,对动态特性也有一定影响。

传感器的静态特性是在静态标准条件下测定的。在标准工作状态下,利用一定精度等级的校准设备,对传感器进行往复循环测试,即可得到输出—输入数据。将这些数据列成表

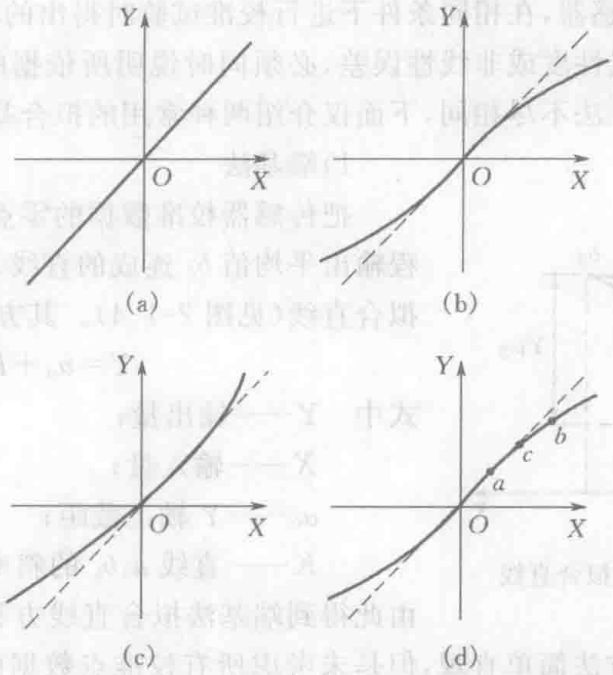


图 2-1-1　传感器的 4 种典型静态特性

格，再画出各被测量值（正行程和反行程）对应输出平均值的连线，即为传感器的静态校准曲线。

传感器静态特性的主要指标有以下几点。

(1)线性度（非线性误差）

在规定条件下，传感器校准曲线与拟合直线间最大偏差与满量程（F·S）输出值的百分比称为线性度（见图 2-1-2）。

用 δ_L 代表线性度，则

$$\delta_L = \pm \frac{\Delta Y_{max}}{Y_{F\cdot S}} \times 100\% \qquad (2\text{-}1\text{-}6)$$

式中　ΔY_{max}——校准曲线与拟合直线间的最大偏差；

$Y_{F\cdot S}$——传感器满量程输出，$Y_{F\cdot S} = Y_{max} - Y_0$。

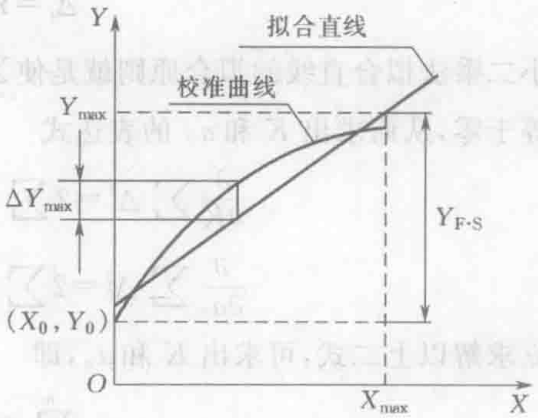


图 2-1-2　传感器的线性度

由此可知，非线性误差是以一定的拟合直线或理想直线为基准直线算出来的。因而，基准直线不同，所得线性度也不同，见图 2-1-3。

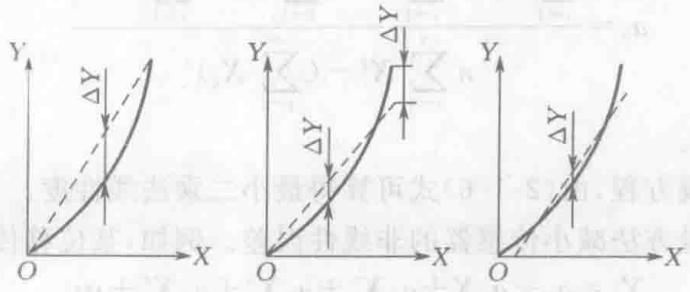


图 2-1-3　基准直线的不同拟合方法

应当指出，对同一传感器，在相同条件下进行校准试验时得出的非线性误差不会完全一样。因而不能笼统地说线性度或非线性误差，必须同时说明所依据的基准直线。目前国内外关于拟合直线的计算方法不尽相同，下面仅介绍两种常用的拟合基准直线方法。

1)端基法

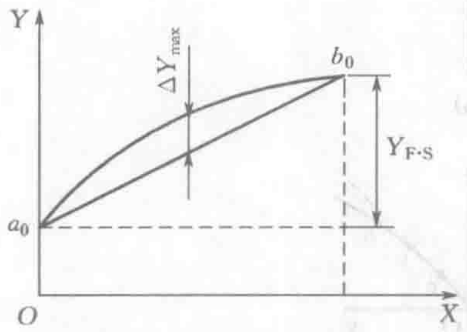


图 2-1-4　端基线性度拟合直线

把传感器校准数据的零点输出平均值 a_0 和满量程输出平均值 b_0 连成的直线 a_0b_0 作为传感器特性的拟合直线(见图 2-1-4)。其方程式为

$$Y=a_0+KX \tag{2-1-7}$$

式中　Y——输出量；

X——输入量；

a_0——Y 轴上截距；

K——直线 a_0b_0 的斜率。

由此得到端基法拟合直线方程，按(2-1-6)式可算出端基线性度。这种拟合方法简单直观，但是未考虑所有校准点数据的分布，拟合精度较低，一般用在特性曲线非线性度较小的情况。

2)最小二乘法

用最小二乘法原则拟合直线，可使拟合精度最高。其计算方法如下。

令拟合直线方程为 $Y=a_0+KX$。假定实际校准点有 n 个，在 n 个校准数据中，任一个校准数据 Y_i 与拟合直线上对应的理想值 a_0+KX_i 间线差为

$$\Delta_i=Y_i-(a_0+KX_i) \tag{2-1-8}$$

最小二乘法拟合直线的拟合原则就是使 $\sum_{i=1}^{n}\Delta_i^2$ 为最小值，亦即使 $\sum_{i=1}^{n}\Delta_i^2$ 对 K 和 a_0 的一阶偏导数等于零，从而求出 K 和 a_0 的表达式

$$\frac{\partial}{\partial K}\sum\Delta_i^2=2\sum(Y_i-KX_i-a_0)(-X_i)=0$$

$$\frac{\partial}{\partial a_0}\sum\Delta_i^2=2\sum(Y_i-KX_i-a_0)(-1)=0$$

联立求解以上二式，可求出 K 和 a_0，即

$$K=\frac{n\sum_{i=1}^{n}X_iY_i-\sum_{i=1}^{n}X_i\cdot\sum_{i=1}^{n}Y_i}{n\sum_{i=1}^{n}X_i^2-(\sum_{i=1}^{n}X_i)^2} \tag{2-1-9}$$

$$a_0=\frac{\sum_{i=1}^{n}X_i^2\cdot\sum_{i=1}^{n}Y_i-\sum_{i=1}^{n}X_i\cdot\sum_{i=1}^{n}X_iY_i}{n\sum_{i=1}^{n}X_i^2-(\sum_{i=1}^{n}X_i)^2} \tag{2-1-10}$$

式中　n——校准点数。

由此得到最佳拟合直线方程，由(2-1-6)式可算得最小二乘法线性度。

通常采用差动测量方法减小传感器的非线性误差。例如，某位移传感器特性方程式为

$$Y_1=a_0+a_1X+a_2X^2+a_3X^3+a_4X^4+\cdots$$

另一个与之完全相同的位移传感器，但是它感受相反方向位移，则特性方程式为

$$Y_2=a_0-a_1X+a_2X^2-a_3X^3+a_4X^4-\cdots$$

在差动输出情况下，其特性方程式可写成

$$\Delta Y = Y_1 - Y_2 = 2(a_1 X + a_3 X^3 + a_5 X^5 + \cdots) \tag{2-1-11}$$

可见采用此方法后，由于消除了 X 偶次项而使非线性误差大大减小，灵敏度提高一倍，零点偏移也消除了。因此差动式传感器已得到广泛应用。

(2)灵敏度

传感器的灵敏度指到达稳定工作状态时输出变化量与引起此变化的输入变化量之比。由图 2-1-5 可知，线性传感器校准曲线的斜率就是静态灵敏度 K。其计算方法为

$$K = \frac{\text{输出变化量}}{\text{输入变化量}} = \frac{\Delta Y}{\Delta X} \tag{2-1-12}$$

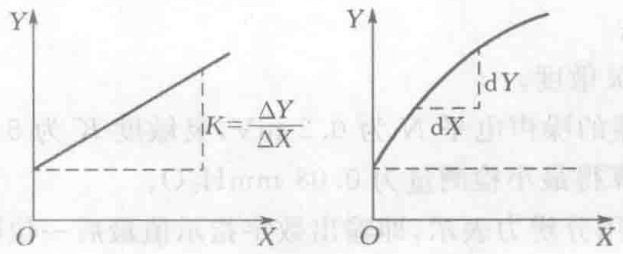


图 2-1-5　传感器灵敏度的定义

非线性传感器的灵敏度用 dY/dX 表示，其数值等于所对应的最小二乘法拟合直线的斜率。

(3)精确度(精度)

说明精确度的指标有三个：精密度、正确度和精确度。

1)精密度 δ

它说明测量结果的分散性。即对某一稳定的对象(被测量)由同一测量者用同一传感器和测量仪表在相当短的时间内连续重复测量多次(等精度测量)，其测量结果的分散程度。δ 越小则说明测量越精密(对应随机误差)。

2)正确度 ε

它说明测量结果偏离真值大小的程度，即示值有规则偏离真值的程度。指所测值与真值的符合程度(对应系统误差)。

3)精确度 τ

它含有精密度与正确度两者之和的意思，即测量的综合优良程度。在最简单的场合下可取两者的代数和，即 $\tau = \delta + \varepsilon$。通常精确度以测量误差的相对值表示。

在工程应用中，为了简单表示测量结果的可靠程度，引入一个精确度等级概念，用 A 表示。传感器与测量仪表精确度等级 A 以一系列标准百分数值(0.001，0.005，0.02，0.05，…，1.5，2.5，4.0，…)进行分挡。这个数值是传感器和测量仪表在规定条件下，其允许的最大绝对误差值相对于其测量范围的百分数。它可以用下式表示

$$A = \frac{\Delta A}{Y_{F \cdot S}} \times 100\,\% \tag{2-1-13}$$

式中　A——传感器的精度；

ΔA——测量范围内允许的最大绝对误差；

$Y_{F \cdot S}$——满量程输出。

传感器设计和出厂检验时，其精度等级代表的误差指传感器测量的最大允许误差。

(4)最小检测量和分辨力

最小检测量是指传感器能确切反映被测量的最低极限量。最小检测量越小，表示传感器检测微量的能力越高。

由于传感器的最小检测量易受噪声的影响，所以一般用相当于噪声电平若干倍的被测量为最小检测量，用公式表示为

$$M=\frac{CN}{K} \tag{2-1-14}$$

式中 M——最小检测量；

C——系数(一般取 1～5)；

N——噪声电平；

K——传感器的灵敏度。

例如，电容式压力传感器的噪声电平 N 为 0.2 mV，灵敏度 K 为 5 mV/mmH_2O，若取 C=2，则根据(2-1-14)式计算得最小检测量为 0.08 mmH_2O。

数字式传感器一般用分辨力表示，即输出数字指示值最后一位数字所代表的输入量。

(5)迟滞

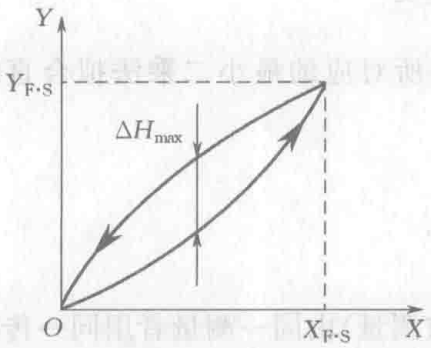


图 2-1-6 传感器的迟滞特性

迟滞是指在相同工作条件下作全测量范围校准时，在同一次校准中对应同一输入量的正行程和反行程其输出值间的最大偏差(见图 2-1-6)。其数值用最大偏差或最大偏差的一半与满量程输出值的百分比表示。

$$\delta_H=\pm\frac{\Delta H_{max}}{Y_{F\cdot S}}\times 100\,\% \tag{2-1-15}$$

或

$$\delta_H=\pm\frac{\Delta H_{max}}{2Y_{F\cdot S}}\times 100\,\% \tag{2-1-16}$$

式中 ΔH_{max}——输出值在正反行程间的最大偏差；

δ_H——传感器的迟滞。

迟滞现象反映了传感器机械结构和制造工艺上的缺陷，如轴承摩擦、间隙、螺钉松动、元件腐蚀或碎裂及积塞灰尘等。

(6)重复性

重复是指在同一工作条件下，输入量按同一方向在全测量范围内连续变动多次所得特性曲线的不一致性(见图 2-1-7)。在数值上用各测量值正、反行程标准偏差最大值的两倍或三倍与满量程 $Y_{F\cdot S}$ 的百分比表示。即

$$\delta_k=\pm\frac{2\sigma\sim 3\sigma}{Y_{F\cdot S}}\times 100\,\% \tag{2-1-17}$$

式中 δ_k——重复性；

σ——标准偏差。

当用贝塞尔公式计算标准偏差 σ 时，则有

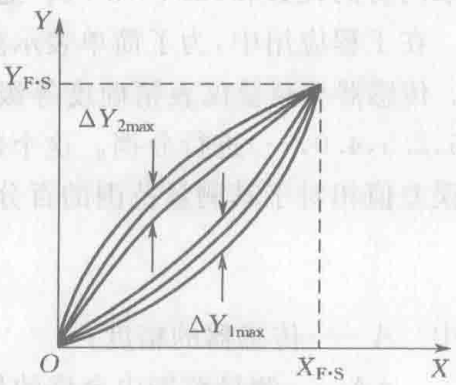


图 2-1-7 传感器的重复性

$$\sigma=\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(Y_i-\overline{Y})^2}{n-1}} \tag{2-1-18}$$

式中　Y_i——测量值；

$\overline{Y}$——测量值的算术平均值；

n——测量次数。

重复性所反映的是测量结果偶然误差的大小，而不表示与真值之间的差别。有时重复性虽然很好，但可能远离真值。

(7)零漂

传感器无输入(或某一输入值不变)时，每隔一段时间进行读数，其输出偏离零值(或原指示值)即为零点漂移。

$$零漂=\frac{\Delta Y_0}{Y_{F\cdot S}}\times 100\,\% \tag{2-1-19}$$

式中　ΔY_0——最大零点偏差(或相应偏差)；

$Y_{F\cdot S}$——满量程输出。

(8)温漂

温漂表示温度变化时，传感器输出值的偏离程度。一般以温度变化 1 ℃ 输出最大偏差与满量程的百分比表示。

$$温漂=\frac{\Delta_{max}}{Y_{F\cdot S}\Delta T}\times 100\,\% \tag{2-1-20}$$

式中　Δ_{max}——输出最大偏差；

ΔT——温度变化范围；

$Y_{F\cdot S}$——满量程输出。

2.2　传感器的动态特性

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。传感器所检测的非电量信号大多数是时间的函数。为了使传感器输出信号和输入信号随时间的变化曲线一致或相近，一般要求传感器不仅应有良好的静态特性，而且还应具有良好的动态特性。传感器的动态特性是传感器的输出值能够真实地再现变化着的输入量能力的反映。

2.2.1　动态特性的一般数学模型

研究传感器动态特性时，根据传感器的运动规律，其动态输入和动态输出的关系可用微分方程式描述。

对于任何一个线性系统，都可以用下列常系数线性微分方程表示

$$\begin{aligned}&a_n\frac{d^nY(t)}{dt^n}+a_{n-1}\frac{d^{n-1}Y(t)}{dt^{n-1}}+\cdots+a_1\frac{dY(t)}{dt}+a_0Y(t)\\&=b_m\frac{d^mX(t)}{dt^m}+b_{m-1}\frac{d^{m-1}X(t)}{dt^{m-1}}+\cdots+b_1\frac{dX(t)}{dt}+b_0X(t)\end{aligned} \tag{2-2-1}$$

式中　$Y(t)$——输出量；

$X(t)$——输入量；

t——时间；

$a_0, a_1, \cdots, a_n$ 及 $b_0, b_1, \cdots, b_m$——常数。

如果用算子 D 表示 d/dt 时，式(2-2-1)可以写为

$$(a_n D^n + a_{n-1} D^{n-1} + \cdots + a_1 D + a_0) Y(t) = (b_m D^m + b_{m-1} D^{m-1} + \cdots + b_1 D + b_0) X(t) \tag{2-2-2}$$

利用拉氏变换，由(2-2-1)式可得到 $Y(S)$和 $X(S)$的方程式

$$(a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \cdots + a_1 S + a_0) Y(S) = (b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + \cdots + b_1 S + b_0) X(S) \tag{2-2-3}$$

只要对(2-2-1)式的微分方程求解，便可得到动态响应及动态性能指标。

绝大多数传感器输出与输入的关系均可用零阶、一阶或二阶微分方程描述。据此可以将传感器分为零阶传感器、一阶传感器和二阶传感器。现将其数学模型分别叙述如下。

(1)零阶传感器的数学模型

对照(2-2-1)式，零阶传感器的系数只有 a_0、b_0，于是微分方程为

$$a_0 Y(t) = b_0 X(t) \tag{2-2-4}$$

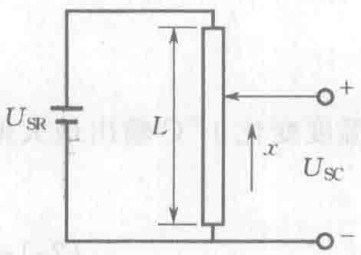


图 2-2-1　线性电位器

或
$$Y(t) = \frac{b_0}{a_0} X(t) = KX(t)$$

式中　K——静态灵敏度。

例如，图 2-2-1 所示线性电位器就是一个零阶传感器。

设电位器的阻值沿长度 L 是线性分布的，则输出电压 U_{SC}和电刷位移之间的关系为

$$U_{SC} = \frac{U_{SR}}{L} x = Kx \tag{2-2-5}$$

式中　U_{SC}——输出电压；

U_{SR}——输入电压；

x　——电刷位移。

由(2-2-5)式可知，输出电压 U_{SC}与位移 x 成正比，它对任何频率输入均无时间滞后。实际上由于存在寄生电容和电感，高频时会引起少量失真，影响动态性能。

(2)一阶传感器的数学模型

对照(2-2-1)式，一阶传感器的微分方程系数除 a_0、a_1、b_0 外，其他系数均为零，因此可写成

$$a_1 \frac{\mathrm{d}Y(t)}{\mathrm{d}t} + a_0 Y(t) = b_0 X(t) \tag{2-2-6}$$

用算子 D 表示则可写成

$$(\tau D + 1) Y(t) = KX(t)$$

式中　K——静态灵敏度，$K = \dfrac{b_0}{a_0}$；

τ——时间常数，$\tau = \dfrac{a_1}{a_0}$。

如果传感器中含有单个储能元件，则在微分方程中出现 Y 的一阶导数，便可用一阶微分方程式表示。

如图 2-2-2 所示，使用不带保护套管的热电偶插入恒温水浴中进行温度测量。

设　m_1——热电偶质量；

C_1——热电偶比热；

T_1——热接点温度；

T_0——被测介质温度；

R_1——介质与热电偶之间热阻。

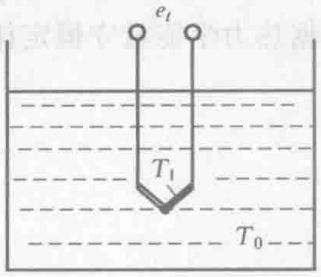


图 2-2-2　一阶测温传感器

根据能量守恒定律可列出如下方程组

$$\left.\begin{aligned} m_1 C_1 \frac{\mathrm{d}T_1}{\mathrm{d}t} &= q_{01} \\ q_{01} &= \frac{T_0 - T_1}{R_1} \end{aligned}\right\} \tag{2-2-7}$$

式中　q_{01}——介质传给热电偶的热量(忽略热电偶本身热量损耗)。

将(2-2-7)式整理后得

$$R_1 m_1 C_1 \frac{\mathrm{d}T_1}{\mathrm{d}t} + T_1 = T_0$$

令　$\tau_1 = R_1 m_1 C_1$，τ_1 称为时间常数。则上式可写成

$$\tau_1 \frac{\mathrm{d}T_1}{\mathrm{d}t} + T_1 = T_0 \tag{2-2-8}$$

(2-2-8)式是一阶线性微分方程，如果已知 T_0 的变化规律，求出微分方程(2-2-8)式的解，即可以得到热电偶对介质温度的时间响应。

(3)二阶传感器的数学模型

对照(2-2-1)式，二阶传感器的微分方程系数除 a_2、a_1、a_0 和 b_0 外，其他系数均为零，因此可写成

$$a_2 \frac{\mathrm{d}^2 Y(t)}{\mathrm{d}t^2} + a_1 \frac{\mathrm{d}Y(t)}{\mathrm{d}t} + a_0 Y(t) = b_0 X(t) \tag{2-2-9}$$

用算子 D 表示，则可写成

$$\left(\frac{\mathrm{D}^2}{\omega_0^2} + \frac{2\xi}{\omega_0}\mathrm{D} + 1\right) Y(t) = K X(t)$$

式中　K——静态灵敏度，$K = \dfrac{b_0}{a_0}$；

ω_0——无阻尼系统固有频率，$\omega_0 = \sqrt{\dfrac{a_0}{a_2}}$；

ξ——阻尼比，$\xi = \dfrac{a_1}{2\sqrt{a_0 a_2}}$。

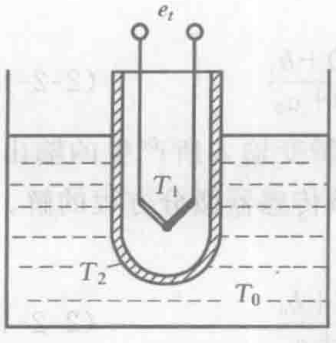


图 2-2-3　二阶测温传感器

上述三个量 K、ω_0、ξ 为二阶传感器动态特性的特征量。

图 2-2-3 所示为带保护套管式热电偶插入恒温水浴中的测温系统。

设　T_0——介质温度；

T_1——热接点温度；

T_2——保护套管温度；

$m_1 C_1$——热电偶热容量；

$m_2 C_2$——套管热容量；

R_1——套管与热电偶间的热阻；

R_2——被测介质与套管间的热阻。

根据热力学能量守恒定律列出方程

$$\left.\begin{aligned} m_2C_2\frac{\mathrm{d}T_2}{\mathrm{d}t}&=q_{02}-q_{01}\\ q_{02}&=\frac{T_0-T_2}{R_2}\\ q_{01}&=\frac{T_2-T_1}{R_1}\end{aligned}\right\}\tag{2-2-10}$$

式中 q_{02}——介质传给套管的热量；

q_{01}——套管传给热电偶的热量。

由于 $R_1\gg R_2$，所以 q_{01} 可以忽略。(2-2-10)式经整理后得

$$R_2m_2C_2\frac{\mathrm{d}T_2}{\mathrm{d}t}+T_2=T_0$$

令 $\tau_2=R_2m_2C_2$，则得

$$\tau_2\frac{\mathrm{d}T_2}{\mathrm{d}t}+T_2=T_0\tag{2-2-11}$$

同理，令 $\tau_1=R_1m_1C_1$，则得

$$\tau_1\frac{\mathrm{d}T_1}{\mathrm{d}t}+T_1=T_2\tag{2-2-12}$$

联立(2-2-11)式和(2-2-12)式，消去中间变量 T_2，便得到此测量系统的微分方程式

$$\tau_1\tau_2\frac{\mathrm{d}^2T_1}{\mathrm{d}t^2}+(\tau_1+\tau_2)\frac{\mathrm{d}T_1}{\mathrm{d}t}+T_1=T_0\tag{2-2-13}$$

令 $\omega_0=\dfrac{1}{\sqrt{\tau_1\tau_2}}$，$\xi=\dfrac{\tau_1+\tau_2}{2\sqrt{\tau_1\tau_2}}$，将 ω_0 和 ξ 代入(2-2-13)式，则得

$$\frac{1}{\omega_0^2}\frac{\mathrm{d}^2T_1}{\mathrm{d}t^2}+\frac{2\xi}{\omega_0}\frac{\mathrm{d}T_1}{\mathrm{d}t}+T_1=T_0\tag{2-2-14}$$

由(2-2-14)式可知带保护套管的热电偶是一个典型的二阶传感器。

2.2.2 传递函数

分析、设计和应用传感器时，传递函数的概念十分有用。传递函数是输出量和输入量之间关系的数学表示。如果传递函数已知，那么由任一输入量就可求出相应输出量。传递函数的定义是输出信号与输入信号之比。由(2-2-2)式可得输入和输出间的传递函数为

$$\begin{aligned}W(\mathrm{D})&=\frac{Y}{X}(\mathrm{D})\\&=\frac{b_m\mathrm{D}^m+b_{m-1}\mathrm{D}^{m-1}+\cdots+b_1\mathrm{D}+b_0}{a_n\mathrm{D}^n+a_{n-1}\mathrm{D}^{n-1}+\cdots+a_1\mathrm{D}+a_0}\end{aligned}\tag{2-2-15}$$

这种形式的传递函数对瞬变输入特别有用。对于线性系统，瞬变输入所产生的输出由于它只出现一次而不重复，通常直接表示为时间函数 $Y(t)$，它是该传感器微分方程的解。

由(2-2-3)式可得到拉氏传递函数为

$$W(S)=\frac{Y}{X}(S)=\frac{b_mS^m+b_{m-1}S^{m-1}+\cdots+b_1S+b_0}{a_nS^n+a_{n-1}S^{n-1}+\cdots+a_1S+a_0}\tag{2-2-16}$$

若传感器输入信号为正弦波 $X(t)=A\sin\omega t$，由于暂态响应的影响，$Y(t)$ 开始不是正弦

波，随着时间的增长，暂态响应逐渐衰减直至消失时，输出才是正弦波[见图 2-2-3(a)]。输出量 $Y(t)$ 与输入量的频率相同，但幅值不等，并有相位差。而且 $Y(t)$ 的幅值和相位随输入信号频率 ω 而变，即 $Y(t)=B(\omega)\sin[\omega t+\psi(\omega)]$。稳定状态下，$B/A$（幅值比）和相位 ψ 随 ω 而变化的特性称频率特性。

正弦输入时，以 $j\omega$ 代替(2-2-15)式中的 D 或(2-2-16)式中的 S，则可得传感器的频率传递函数，或称频率特性

$$W(j\omega)=\frac{Y}{X}(j\omega)=\frac{b_m(j\omega)^m+b_{m-1}(j\omega)^{m-1}+\cdots+b_1(j\omega)+b_0}{a_n(j\omega)^n+a_{n-1}(j\omega)^{n-1}+\cdots+a_1(j\omega)+a_0} \tag{2-2-17}$$

式中　$j=\sqrt{-1}$；

ω——角频率。

把 $X(t)=Ae^{j\omega t}$ 和 $Y(t)=Be^{j(\omega t+\psi)}$ 代入(2-2-17)式得

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

因此

$$\frac{Y}{X}(j\omega)=\frac{B}{A}e^{j\psi} \tag{2-2-18}$$

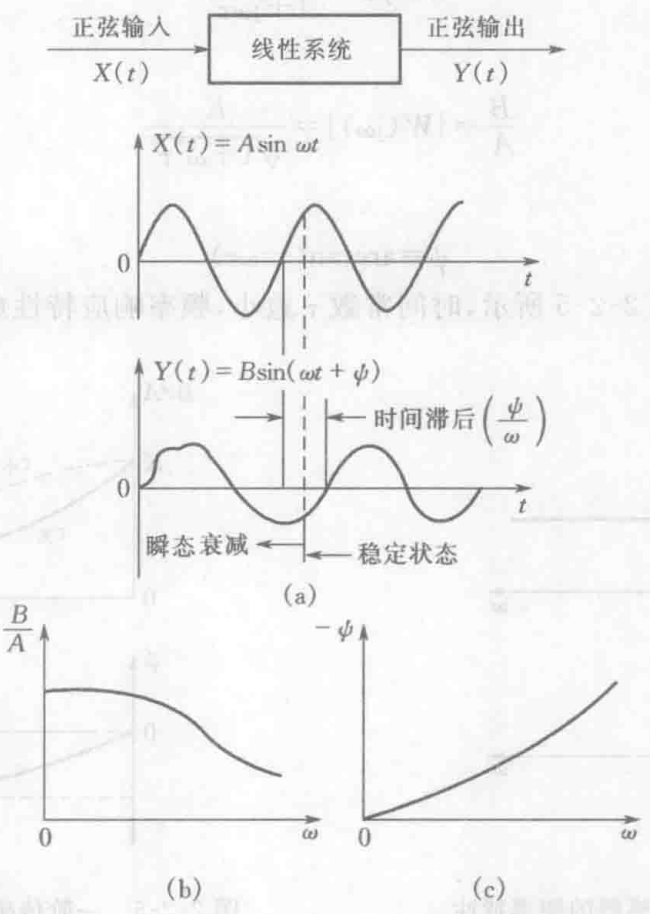


图 2-2-3　正弦输入的频率响应

由(2-2-18)式可知，频率传递函数为一个复数量，其幅值为输出信号幅值对输入信号幅值之比$\left(\frac{B}{A}\right)$，相角 ψ 为输出信号相位与输入信号相位之差。一般大多数传感器均存在滞后现象，所以其相角为负。幅值和相角与输入频率的关系曲线如图 2-2-3(b)、(c)所示。曲线中(b)称为幅频特性，曲线中(c)称为相频特性，两者合在一起称为传感器的频率特性。

下面写出零阶传感器、一阶传感器和二阶传感器的传递函数和频率特性。

(1)零阶传感器的传递函数及频率特性

零阶传感器的传递函数和频率特性为

$$\frac{Y}{X}(\mathrm{D})=\frac{Y}{X}(S)=\frac{Y}{X}(\mathrm{j}\omega)=\frac{b_0}{a_0}=K \tag{2-2-19}$$

由此可知,零阶传感器其输出和输入成正比,并且与信号频率无关,因此无幅值和相位失真问题。零阶传感器具有理想的动态特性,如图 2-2-4 所示。

(2)一阶传感器的传递函数和频率特性

运算传递函数为

$$W(\mathrm{D})=\frac{Y}{X}(\mathrm{D})=\frac{K}{1+\tau\mathrm{D}} \tag{2-2-20}$$

拉氏传递函数为

$$W(S)=\frac{Y}{X}(S)=\frac{K}{1+\tau S} \tag{2-2-21}$$

频率传递函数为

$$W(\mathrm{j}\omega)=\frac{K}{1+\mathrm{j}\omega\tau} \tag{2-2-22}$$

幅频特性

$$\frac{B}{A}=|W(\mathrm{j}\omega)|=\frac{K}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} \tag{2-2-23}$$

相频特性

$$\psi=\arctan(-\omega\tau) \tag{2-2-24}$$

频率特性曲线如图 2-2-5 所示,时间常数 τ 愈小,频率响应特性愈好。

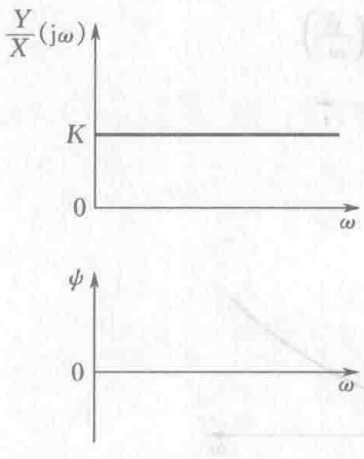


图 2-2-4 零阶传感器的频率特性

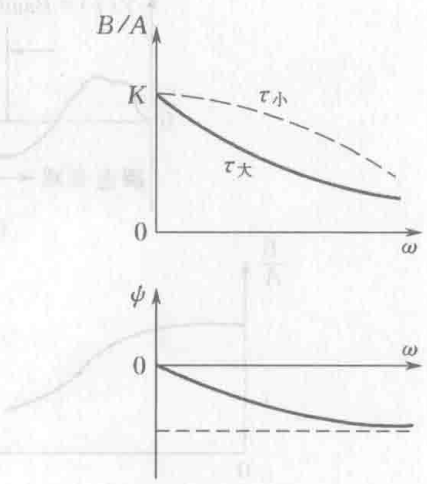


图 2-2-5 一阶传感器的频率特性

(3)二阶传感器的传递函数及频率特性

运算传递函数为

$$W(\mathrm{D})=\frac{Y}{X}(\mathrm{D})=\frac{K}{\frac{\mathrm{D}^2}{\omega_0^2}+\frac{2\xi\mathrm{D}}{\omega_0}+1} \tag{2-2-25}$$

拉氏传递函数为

$$W(S)=\frac{Y}{X}(S)=\frac{K}{\frac{S^2}{\omega_0^2}+\frac{2\xi S}{\omega_0}+1} \tag{2-2-26}$$

频率传递函数为

$$W(j\omega)=\frac{Y}{X}(j\omega)=\frac{K}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2+\frac{2\xi j\omega}{\omega_0}+1} \tag{2-2-27}$$

幅频特性

$$|W(j\omega)|=\frac{K}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2+4\xi^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \tag{2-2-28}$$

相频特性

$$\psi=-\arctan\frac{2\xi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \tag{2-2-29}$$

二阶传感器频率特性如图 2-2-6 所示。从(2-2-28)式可知，幅频特性 B/A 随频率比 ω/ω_0 和阻尼比 ξ 的变化而变化。在一定 ξ 值下，$B/(AK)$ 与 ω/ω_0 之间的关系如图 2-2-6(a)所示，此曲线称为二阶传感器的幅频特性。

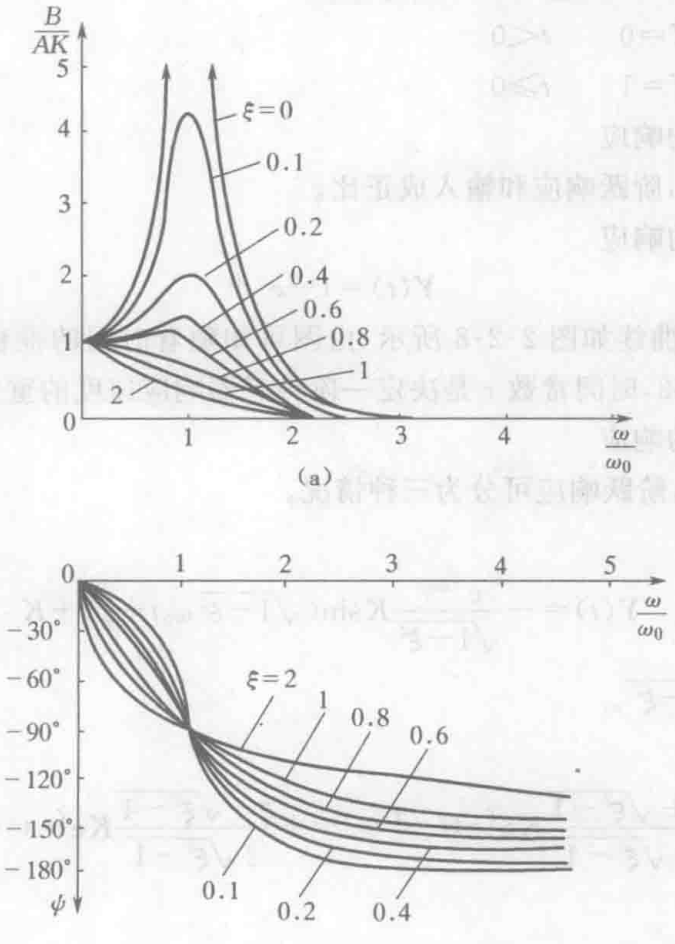


图 2-2-6　二阶传感器的频率特性

由图中可看出：

①当 $\omega/\omega_0 \ll 1$ 时，测量动态参数和静态参数是一致的。

②当 $\omega/\omega_0 \gg 1$ 时，$|W(j\omega)|$ 接近零，而 ψ 接近 180°，即被测参数的频率远高于其固有频率时，传感器无响应。

③当 $\omega/\omega_0 = 1$ 时，且 $\xi \to 0$ 时，传感器出现谐振，即 $|W(j\omega)|$ 有极大值，其结果，使输出信号波形的幅值和相位严重失真。

④阻尼比 ξ 对频率特性有很大影响，ξ 增大，幅频特性的最大值逐渐减小。当 $\xi > 1$ 时，幅频特性曲线是一条递减的曲线，不再有凸峰出现。由此可见，幅频特性平直段的宽度与 ξ 密切相关。当 $\xi \approx 0.7$ 时，幅频特性的平直段最宽。

2.2.3 传感器的动态响应及其动态特性指标

传感器的动态响应即为传感器对输入的动态信号(周期信号、瞬变信号、随机信号)所产生的输出。即上述微分方程(2-2-1)式的解。因此传感器的动态响应与输入类型有关。对系统响应测试时，常采用正弦和阶跃两种输入信号。这是由于任何周期函数都可以用傅里叶级数分解为各次谐波分量，并将其近似地表示为这些正弦量之和。而阶跃信号则是最基本的瞬变信号。通常描述传感器动态性能指标的方法是给传感器输入一个阶跃信号，并给定初始条件。求出传感器微分方程的特解，以此作为动态特性指标的描述和表示法。

下面分析传感器在阶跃输入下的响应情况。

单位阶跃输入 $\begin{cases} X=0 & t<0 \\ X=1 & t \geqslant 0 \end{cases}$

(1)零阶传感器的响应

如图 2-2-7 所示，阶跃响应和输入成正比。

(2)一阶传感器的响应

$$Y(t)=1-e^{-t/\tau} \tag{2-2-30}$$

(2-2-30)式所对应的曲线如图 2-2-8 所示，由图可知随着时间的推移，$Y(t)$ 越来越接近 1。当 $t=\tau$ 时，$Y(t)=0.63$，时间常数 τ 是决定一阶传感器响应速度的重要参数。

(3)二阶传感器的响应

按阻尼比 ξ 不同，阶跃响应可分为三种情况。

①欠阻尼 $\xi<1$

$$Y(t)=-\frac{e^{-\xi\omega_0 t}}{\sqrt{1-\xi^2}}K\sin(\sqrt{1-\xi^2}\,\omega_0 t+\psi)+K \tag{2-2-31}$$

式中 $\psi=\arcsin\sqrt{1-\xi^2}$。

②过阻尼 $\xi>1$

$$Y(t)=-\frac{\xi+\sqrt{\xi^2-1}}{2\sqrt{\xi^2-1}}Ke^{(-\xi+\sqrt{\xi^2-1})\omega_0 t}+\frac{\xi-\sqrt{\xi^2-1}}{2\sqrt{\xi^2-1}}Ke^{(-\xi-\sqrt{\xi^2-1})\omega_0 t}+K \tag{2-2-32}$$

③临界阻尼 $\xi=1$

$$Y(t)=-(1+\omega_0 t)Ke^{-\omega_0 t}+K \tag{2-2-33}$$

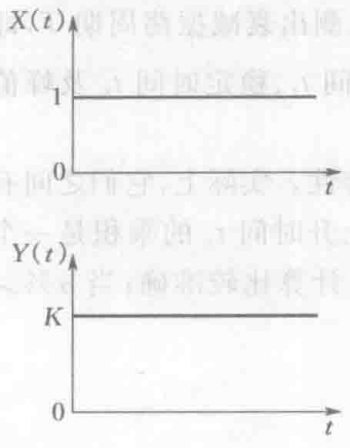


图 2-2-7　零阶传感器的单位阶跃响应

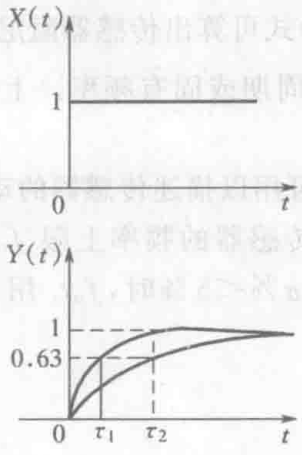


图 2-2-8　一阶传感器的单位阶跃响应

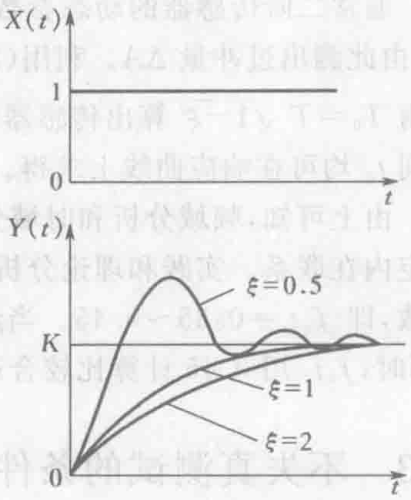


图 2-2-9　二阶传感器的单位阶跃响应

以上三种阶跃响应曲线示于图 2-2-9 中。由图可知，只有 $\xi<1$ 时，阶跃响应才出现过冲，即超过了稳态值。(2-2-31)式表明欠阻尼情况下的振荡频率为 $\omega_d=\omega_0\sqrt{1-\xi^2}$，$\omega_d$ 为存在阻尼时的固有频率。在实际应用中，为了兼顾快的上升时间和小的过冲量，阻尼比 ξ 一般取 0.7 左右。

二阶传感器阶跃响应的典型性能指标可由图 2-2-10 表示。

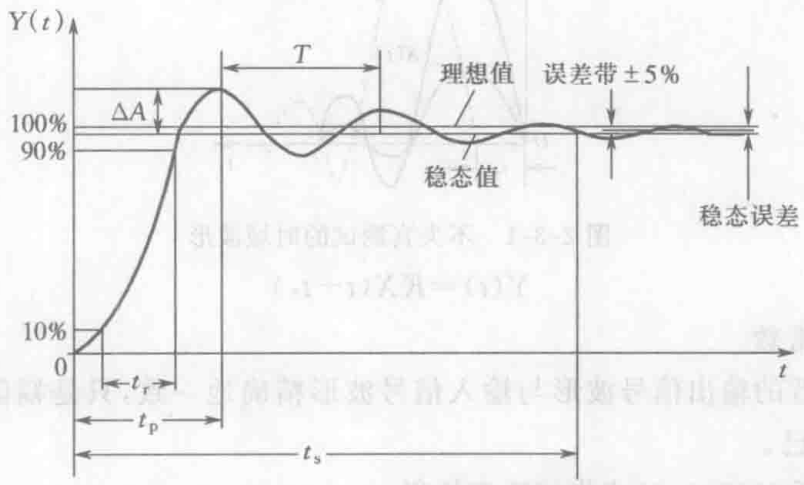


图 2-2-10　二阶传感器表示动态性能指标的阶跃响应曲线

上升时间 t_r：输出由稳态值的 10％变化到稳态值的 90％所用的时间。二阶传感器系统中 t_r 随 ξ 的增大而增大，当 $\xi=0.7$ 时，$t_r=\dfrac{2}{\omega_0}$。

稳定时间 t_s：指系统从阶跃输入开始到系统稳定在稳态值的给定百分比时所需的最小时间。对稳态值给定百分比为±5％的二阶传感器系统，在 $\xi=0.7$ 时，t_s 最小($t_s=3/\omega_0$)。

t_r 和 t_s 都是反映系统响应速度的参数。

峰值时间 t_p：阶跃响应曲线达到第一个峰值所需时间。

超调量 σ％：通常用过渡过程中超过稳态值的最大值 ΔA(过冲)与稳态值之比的百分数表示。它与 ξ 有关，ξ 愈大，σ％愈小，其关系可用下式表示

$$\xi=\frac{1}{\sqrt{\left(\dfrac{\pi}{\ln\dfrac{\sigma}{100}}\right)^2+1}} \tag{2-2-34}$$

通常二阶传感器的动态参数用实验方法测定，即输入阶跃信号，记录传感器的响应曲线，由此测出过冲量 ΔA。利用(2-2-34)式可算出传感器阻尼比 ξ，测出衰减振荡周期 T，即可由 $T_0=T\sqrt{1-\xi^2}$ 算出传感器的固有周期或固有频率。上升时间 t_r、稳定时间 t_s 及峰值时间 t_p 均可在响应曲线上求得。

由上可知，频域分析和时域分析均可用以描述传感器的动态特性。实际上，它们之间有一定内在联系。实践和理论分析表明，传感器的频率上限 f_n 和上升时间 t_r 的乘积是一个常数，即 $f_n t_r=0.35\sim0.45$。当超调量 $\sigma\%<5\%$ 时，$f_n t_r$ 用 0.35 计算比较准确；当 $\sigma\%>5\%$ 时，$f_n t_r$ 用 0.45 计算比较合适。

2.3 不失真测试的条件

要实现不失真测试还需要传感器的幅频特性 $A(\omega)$ 和相频特性 $\varphi(\omega)$ 满足一定要求，如图 2-3-1 所示，装置的输出 $Y(t)$ 和它对应的输入 $X(t)$ 相比，在时间轴上所占宽度相等，对应的高度成正比，只是滞后了一个位置 t_0。这样就可认为输出信号波形没有失真，或者说实现了不失真的测试。其数学表达式为

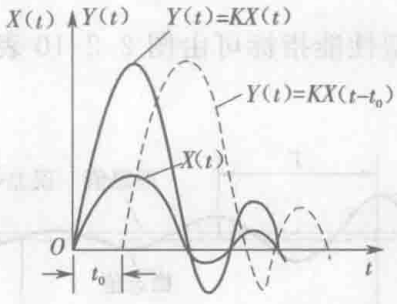


图 2-3-1 不失真测试的时域波形

$$Y(t)=KX(t-t_0) \tag{2-3-1}$$

式中 K，t_0——常数。

此式说明装置的输出信号波形与输入信号波形精确地一致，只是幅值放大了 K 倍，时间上延迟了 t_0 而已。

基于时移性质对(2-3-1)式作傅氏变换得

$$Y(\omega)=Ke^{-jt_0\omega}X(\omega)$$

若考虑 $t<0$ 时，$X(t)=0$，$Y(t)=0$，于是有

$$G(j\omega)=A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}=\frac{Y(\omega)}{X(\omega)}=Ke^{-jt_0\omega} \tag{2-3-2}$$

(2-3-2)式是传感器实现不失真测试的频率响应。

可见，若要求传感器输出波形不失真，则其幅频和相频特性应分别满足如下两式。

$$A(\omega)=K=\text{常数} \tag{2-3-3}$$

$$\varphi(\omega)=-t_0\omega \tag{2-3-4}$$

这就是实现不失真测试对传感器提出的动态特性要求。其物理意义如下。

①输入信号中各频率分量的幅值通过传感器时，均应放大或缩小相同倍数 K，即幅频特性曲线是平行于横轴的直线，如图 2-3-2(a)所示。

②输入信号中各频率分量的相角在通过传感器作与频率成正比的滞后移动，即各频率

分量通过传感器后均应延迟相同的时间 t_0，其相频特性曲线为一通过原点并具有负斜率的斜线，如图 2-3-2(b)所示。

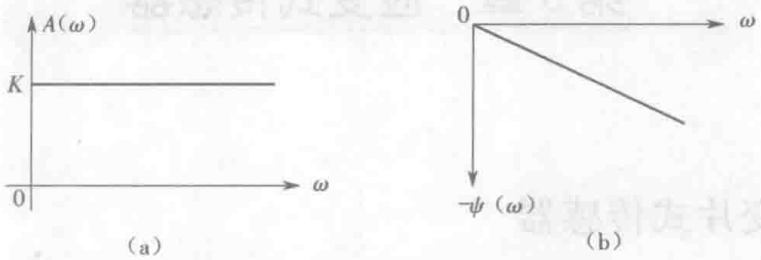


图 2-3-2　不失真测试的频率响应

在以上不失真测试条件中，对幅频特性要求较容易理解，因为，只要装置对输入信号中的各频率分量均放大或缩小相同倍数，保持信号中各分量的幅值比例不变，这样的分量叠加所组成的输出信号波形才能与输入信号的波形一致。

第3章　应变式传感器

3.1　金属应变片式传感器

金属应变片式传感器的核心元件是金属应变片，它可将试件上的应变变化转换成电阻变化。

应用时将应变片用黏结剂牢固地粘贴在被测试件表面上。当试件受力变形时，应变片的敏感栅也随同变形，引起应变片电阻值变化，通过测量电路将其转换为电压或电流信号输出。

应变式传感器已成为目前非电量电测技术中非常重要的检测手段，广泛地应用于工程测量和科学实验中。它具有以下几个特点。

①精度高，测量范围广。对测力传感器而言，量程从零点几 N 至几百 kN，精度可达 0.05 %F·S；对测压传感器，量程从几十 Pa 至 10^{11} Pa，精度为 0.1 %F·S。应变测量范围一般可由数 $\mu\varepsilon$（微应变）至数千 $\mu\varepsilon$（1 $\mu\varepsilon$ 相当于长度为 1 m 的试件，其变形为 1 μm 时的相对变形量，即 1 $\mu\varepsilon=1\times10^{-6}\ \varepsilon$）。

②频率响应特性较好。一般电阻应变式传感器的响应时间为 10^{-7} s，半导体应变式传感器可达 10^{-11} s，若能在弹性元件设计上采取措施，则应变式传感器可测几十甚至上百 kHz 的动态过程。

③结构简单，尺寸小，质量轻。应变片粘贴在被测试件上对其工作状态和应力分布的影响很小。同时使用维修方便。

④可在高（低）温、高速、高压、强烈振动、强磁场及核辐射和化学腐蚀等恶劣条件下正常工作。

⑤易于实现小型化、固态化。随着大规模集成电路工艺的发展，目前已有将测量电路甚至 A/D 转换器与传感器组成一个整体。传感器可直接接入计算机进行数据处理。

⑥价格低廉，品种多样，便于选择。

但是应变式传感器也存在一定缺点：在大应变状态中具有较明显的非线性，半导体应变式传感器的非线性更为严重；应变式传感器输出信号微弱，故它的抗干扰能力较差，因此信号线需要采取屏蔽措施；应变式传感器测出的只是一点或应变栅范围内的平均应变，不能显示应力场中应力梯度的变化等。

尽管应变式传感器存在上述缺点，但可采取一定补偿措施，因此它仍不失为非电量电测技术中应用最广和最有效的敏感元件。

3.1.1　金属丝式应变片

(1)应变效应

设有一根长度为 l、截面积为 S、电阻率为 ρ 的金属丝，其电阻 R 为

$$R=\rho\frac{l}{S} \tag{3-1-1}$$

(3-1-1)式两边取对数，得

$$\ln R=\ln\rho+\ln l-\ln S$$

等式两边微分，则得

$$\frac{\mathrm{d}R}{R}=\frac{\mathrm{d}\rho}{\rho}+\frac{\mathrm{d}l}{l}-\frac{\mathrm{d}S}{S} \tag{3-1-2}$$

式中 $\frac{\mathrm{d}R}{R}$——电阻的相对变化；

$\frac{\mathrm{d}\rho}{\rho}$——电阻率的相对变化；

$\frac{\mathrm{d}l}{l}$——金属丝长度的相对变化，用 ε 表示，$\varepsilon=\frac{\mathrm{d}l}{l}$ 称为金属丝长度方向的应变或轴向应变；

$\frac{\mathrm{d}S}{S}$——截面积的相对变化，因为 $S=\pi r^2$，r 为金属丝的半径，则 $\mathrm{d}S=2\pi r\mathrm{d}r$，

$\frac{\mathrm{d}S}{S}=2\cdot\frac{\mathrm{d}r}{r}$，$\frac{\mathrm{d}r}{r}$ 为金属丝半径的相对变化，即径向应变 ε_r。

由《材料力学》知道，在弹性范围内金属丝沿长度方向伸长时，径向（横向）尺寸缩小，反之亦然。即轴向应变 ε 与径向应变 ε_r 存在下列关系

$$\varepsilon_r=-\mu\varepsilon \tag{3-1-3}$$

式中 μ——金属材料的泊松比。

根据实验研究结果，金属材料电阻率相对变化与其体积相对变化之间有下列关系

$$\frac{\mathrm{d}\rho}{\rho}=C\frac{\mathrm{d}V}{V} \tag{3-1-4}$$

式中 C——金属材料的某个常数，例如，康铜（一种铜镍合金）丝 $C\approx1$；

V——体积。体积相对变化 $\frac{\mathrm{d}V}{V}$ 与应变 ε、ε_r 之间有下列关系

$$V=S\cdot l$$

$$\frac{\mathrm{d}V}{V}=\frac{\mathrm{d}S}{S}+\frac{\mathrm{d}l}{l}=2\varepsilon_r+\varepsilon=-2\mu\varepsilon+\varepsilon=(1-2\mu)\varepsilon$$

由此得

$$\frac{\mathrm{d}\rho}{\rho}=C\frac{\mathrm{d}V}{V}=C(1-2\mu)\varepsilon$$

将上述各关系式一并代入(3-1-2)式，得

$$\frac{\mathrm{d}R}{R}=C(1-2\mu)\varepsilon+\varepsilon+2\mu\varepsilon=[(1+2\mu)+C(1-2\mu)]\cdot\varepsilon=K_S\cdot\varepsilon \tag{3-1-5}$$

式中 K_S 对于一种金属材料在一定应变范围内为一常数。将微分 $\mathrm{d}R$、$\mathrm{d}l$ 改写成增量 ΔR、Δl，可写成下式

$$\frac{\Delta R}{R}=K_S\frac{\Delta l}{l}=K_S\cdot\varepsilon \tag{3-1-6}$$

即金属丝电阻的相对变化与金属丝的伸长或缩短之间存在比例关系。比例系数 K_S 称为金属丝的应变灵敏系数，其物理意义为单位应变引起的电阻相对变化。由(3-1-5)式可知，K_S

由两部分组成：前一部分仅由金属丝的几何尺寸变化引起，一般金属的 $\mu \approx 0.3$，因此 $(1+2\mu) \approx 1.6$；后一部分为电阻率随应变而引起的变化，它除与金属丝几何尺寸变化有关外，还与金属本身的特性有关，如康铜 $C \approx 1$，$K_S \approx 2.0$，其他金属或合金，K_S 一般在 1.8～3.6 范围内。

(2)应变片的结构与材料

图 3-1-1 所示为电阻应变片的典型结构图。它由敏感栅 1、基底 2、盖片 3、引线 4 和黏结剂等组成。这些部分所选用的材料将直接影响应变片的性能。因此，应根据使用条件和要求合理地加以选择。

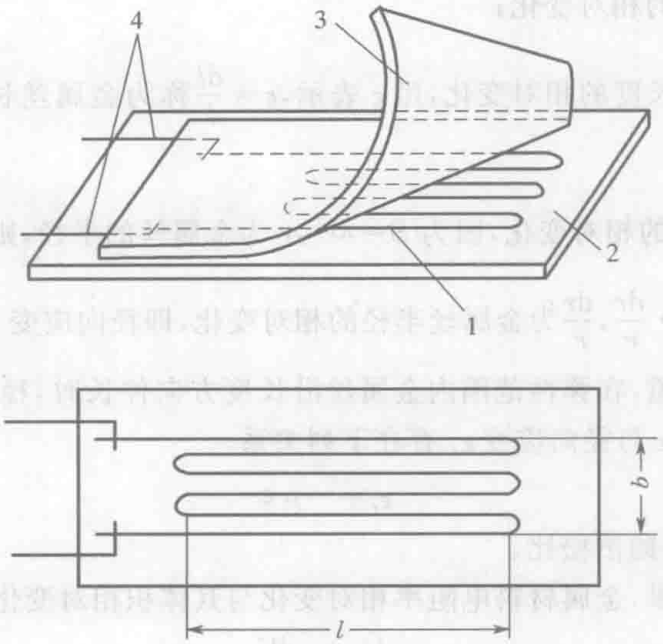


图 3-1-1　电阻应变片构造示意图

1)敏感栅

它是应变片最重要的组成部分，由某种金属细丝绕成栅形。一般用于制造应变片的金属细丝直径为 0.015～0.05 mm。电阻应变片的电阻值为 60 Ω、120 Ω、200 Ω 等各种规格，以 120 Ω 最为常用。敏感栅在纵轴方向的长度称为栅长，图中用 l 表示。在与应变片轴线垂直的方向上，敏感栅外侧之间的距离称为栅宽，图中用 b 表示。应变片栅长大小关系到所测应变的准确度，应变片测得的应变大小实际上是应变片栅长和栅宽所在面积内的平均轴向应变量。栅长有 100 mm、200 mm 及 1 mm、0.5 mm、0.2 mm 等规格，分别适应于不同的用途。

对敏感栅的材料有如下要求：

①应有较大的应变灵敏系数，并在所测应变范围内保持为常数；

②具有高而稳定的电阻率，以便于制造小栅长的应变片；

③电阻温度系数要小；

④抗氧化能力高，耐腐蚀性能强；

⑤在工作温度范围内能保持足够的抗拉强度；

⑥加工性能良好，易于拉制成丝或轧压成箔材；

⑦易于焊接，对引线材料的热电势小。

对于上述要求需根据应变片的实际使用情况，合理地加以选择。

常用敏感栅材料如表3-1-1所示。

表3-1-1 常用敏感栅材料的主要性能

材料名称	主要成分/%	灵敏系数 K_S	电阻率 ρ ($\times10^{-6}/(\Omega\cdot m)$)	电阻温度系数 α ($\times10^{-6}/℃$)	线膨胀系数 β ($\times10^{-6}/℃$)	最高工作温度/℃
康铜	Cu(55) Ni(45)	2.0	0.45～0.52	±20	15	250(静态) 400(动态)
镍铬合金	Ni(80) Cr(20)	2.1～2.3	1.0～1.1	110～130	14	450(静态) 800(动态)
卡玛合金(6J-22)	Ni(74) Cr(20) Al(3) Fe(3)	2.4～2.6	1.24～1.42	±20	13.3	400(静态) 800(动态)
伊文合金(6J-23)	Ni(75) Cr(20) Al(3) Cu(2)					
镍铬铁合金	Ni(36) Cr(8) Mo(0.5) Fe(55.5)	3.2	1.0	175	7.2	230(动态)
铁铬铝合金	Cr(25) Al(5) V(2.6) Fe(67.4)	2.6～2.8	1.3～1.5	±30～40	11	800(静态) 1 000(动态)
铂	Pt(纯)	4.6	0.1	3 000	8.9	
铂合金	Pt(80) Ir(20)	4.0	0.35	590	13	
铂钨	Pt(91.5) W(8.5)	3.2	0.74	192	9	800(静态)

2)基底和盖片

基底用于保持敏感栅、引线的几何形状和相对位置；盖片既保持敏感栅和引线的形状和相对位置，还可保护敏感栅。最早的基底和盖片多用专门的薄纸制成。基底厚度一般为0.02～0.04 mm，基底的全长称为基底长，其宽度称为基底宽。

3)黏结剂

用于将敏感栅固定于基底上，并将盖片与基底粘贴在一起。使用金属应变片时，也需用黏结剂将应变片基底粘贴在构件表面某个方向和位置上，以便将构件受力后的表面应变传递给应变计的基底和敏感栅。

常用的黏结剂分为有机和无机两大类。有机黏结剂用于低温、常温和中温。常用的有聚丙烯酸酯、酚醛树脂、有机硅树脂及聚酰亚胺等。无机黏结剂用于高温，常用的有磷酸盐、硅酸盐、硼酸盐等。

4)引线

它是从应变片的敏感栅中引出的细金属线。常用直径0.1～0.15 mm的镀锡铜线，或扁带形的其他金属材料制成。对引线材料的性能要求为：电阻率低、电阻温度系数小、抗氧

化性能好、易于焊接。大多数敏感栅材料均可制作引线。

(3)主要特性

1)灵敏度系数

金属应变丝的电阻相对变化与它所感受的应变之间具有线性关系，用灵敏度系数 K_S 表示。当金属丝做成应变片后，其电阻—应变特性，与金属单丝情况不同。因此，须用实验方法对应变片的电阻—应变特性重新测定。

实验表明，金属应变片的电阻相对变化 $\frac{\Delta R}{R}$ 与应变 ε 在很宽的范围内均为线性关系。即

$$\frac{\Delta R}{R}=K\varepsilon$$

$$K=\frac{\Delta R}{R}\Big/\varepsilon \tag{3-1-7}$$

K 为金属应变片的灵敏系数。应该指出，K 是在试件受一维应力作用，应变片的轴向与主应力方向一致，且试件材料的泊松比为 0.285 的钢材时测得的。

测量结果说明，应变片的灵敏系数 K 恒小于线材的灵敏系数 K_S。究其原因，除胶层传递变形失真外，横向效应也是一个不可忽视的因素。

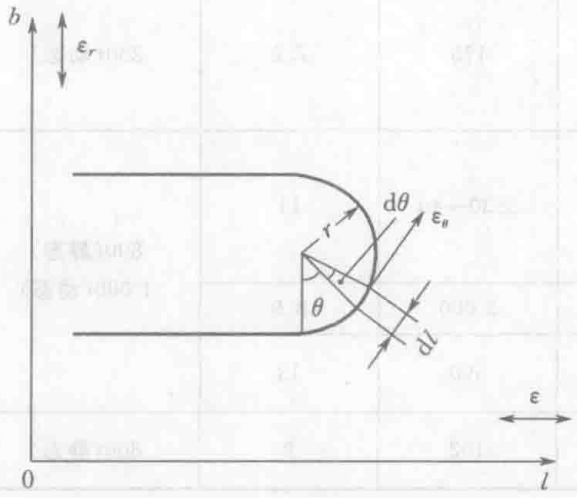


图 3-1-2　丝绕式应变片敏感栅的半圆弧形部分

2)横向效应

金属应变片由于敏感栅的两端为半圆弧形的横栅，测量应变时，构件的轴向应变 ε 使敏感栅电阻发生变化，其横向应变 ε_r 也将使敏感栅半圆弧部分的电阻发生变化(除了 ε 起作用外)，应变片的这种既受轴向应变影响，又受横向应变影响而引起电阻变化的现象称为横向效应。

图 3-1-2 表示应变片敏感栅半圆弧部分的形状。沿轴向应变为 ε，沿横向应变为 ε_r。

若敏感栅有 n 根纵栅，每根长为 l，半径为 r，在轴向应变 ε 作用下，全部纵栅的变形视为 ΔL_1，则

$$\Delta L_1=nl\varepsilon$$

半圆弧横栅同时受到 ε 和 ε_r 的作用，在任一微分小段长度 $dl=rd\theta$ 上的应变 ε_θ 可由《材料力学》公式求得

$$\varepsilon_\theta=\frac{1}{2}(\varepsilon+\varepsilon_r)+\frac{1}{2}(\varepsilon-\varepsilon_r)\cos 2\theta \tag{3-1-8}$$

每个圆弧形横栅的变形量 Δl 为

$$\Delta l=\int_0^{\pi r}\varepsilon_\theta dl=\int_0^{\pi}\varepsilon_\theta r\,d\theta=\frac{\pi r}{2}(\varepsilon+\varepsilon_r)$$

纵栅为 n 根的应变片共有 $n-1$ 个半圆弧横栅，全部横栅的变形量为

$$\Delta L_2=\frac{(n-1)\pi r}{2}(\varepsilon+\varepsilon_r)$$

应变片敏感栅的总变形为

$$\Delta L=\Delta L_1+\Delta L_2=\frac{2nl+(n-1)\pi r}{2}\varepsilon+\frac{(n-1)\pi r}{2}\varepsilon_r$$

敏感栅栅丝的总长为 L，敏感栅的灵敏系数为 K_S，则电阻相对变化为

$$\frac{\Delta R}{R}=K_S\frac{\Delta L}{L}=\frac{2nl+(n-1)\pi r}{2L}K_S\varepsilon+\frac{(n-1)\pi r}{2L}K_S\varepsilon_r$$

令

$$K_x=\frac{2nl+(n-1)\pi r}{2L}K_S$$

$$K_y=\frac{(n-1)\pi r}{2L}K_S$$

则

$$\frac{\Delta R}{R}=K_x\varepsilon+K_y\varepsilon_r \tag{3-1-9}$$

(3-1-9)式说明，敏感栅电阻的相对变化分别是 ε 和 ε_r 作用的结果。当 $\varepsilon_r=0$ 时，可得轴向灵敏度系数

$$K_x=\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_x\Big/\varepsilon$$

同样，当 $\varepsilon=0$ 时，可得横向灵敏度系数

$$K_y=\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_y\Big/\varepsilon_r$$

横向灵敏系数与轴向灵敏系数之比值，称为横向效应系数 H。即

$$H=\frac{K_y}{K_x}=\frac{(n-1)\pi r}{2nl+(n-1)\pi r} \tag{3-1-10}$$

由(3-1-10)式可见，r 愈小，l 愈大，则 H 愈小。即敏感栅越窄、基长越长的应变片，其横向效应引起的误差越小。

3)机械滞后

应变片粘贴在被测试件上，当温度恒定时，其指示应变与试件表面机械应变的比值应当不变，即加载或卸载过程中的灵敏系数应一致，否则会带来灵敏系数的误差。然而实验表明，在增加或减少机械应变的过程中，对同一机械应变 ε，应变片的指示应变值不同。如图3-1-3，此差值即为机械滞后。

应变片在承受机械应变后，其内部会产生残余变形，使敏感栅电阻发生少量的不可逆变化，这是产生机械滞后的主要原因。在制造或粘贴应变片时，如果敏感栅受到不适当的变形或者黏结剂固化不充分，都会造成较大的机械滞后。

机械滞后的大小还与应变片所承受的应变量有关，加载时的机械应变越大，卸载时的滞后也越大。所以，通常在实验之前应将试件预先加、卸载若干次，以减少因机械滞后所产生的实验误差。

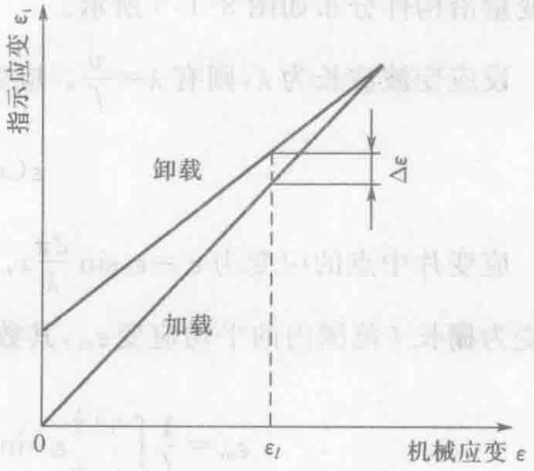


图 3-1-3　应变片的机械滞后

4)零点漂移和蠕变

对于粘贴好的应变片,当温度恒定时,即使被测试件未承受应力,应变片的指示应变也会随时间增加而逐渐变化,这一变化就是应变片的零点漂移。产生零点漂移的主要原因是敏感栅通以工作电流后的温度效应;应变片的内应力逐渐变化;黏结剂固化不充分等。

当应变片承受恒定的机械应变量,应变片的指示应变却随时间而变化,这种特性称为蠕变。蠕变产生的原因是由于胶层之间发生"滑动",使力传到敏感栅的应变量逐渐减少。

5)应变极限

理想情况下,应变片电阻的相对变化与所承受的轴向应变成正比,即灵敏系数为常数,这种情况只能在一定的应变范围内才能保持,当试件表面的应变超过某一数值时,它们之间的比例关系不再成立。

在图 3-1-4 中,纵坐标是应变片的指示应变,横坐标为试件表面的真实应变。真实应变是由于工作温度变化或承受机械载荷,在被测试件内产生应力(包括机械应力和热应力)时所引起的表面应变。当应变量不大时,应变片的指示应变值随试件表面的真实应变的增加而线性增加。如图 3-1-4 中曲线 1 所示。当起初应变不断增加时,曲线 1 由直线逐渐变弯,产生非线性误差,用相对误差 δ 表示为

$$\delta=\frac{|\varepsilon_z-\varepsilon_i|}{\varepsilon_z}\times 100\% \tag{3-1-11}$$

在图 3-1-4 中,规定的相对误差用两条点画线表示,当曲线 1 与其中的一条相交时,对应该点的真实应变值即为应变极限。

在多数情况下,影响应变极限大小的主要因素是黏结剂和基底材料传递变形的性能及应变片的安装质量。制造与安装应变片时,应选用抗剪强度较高的黏结剂和基底材料。基底和黏结剂的厚度不宜过大,并应经过适当的固化处理,才能获得较高的应变极限。

6)动态特性

当被测应变值随时间变化的频率很高时,需考虑应变片对构件应变的影响。由于应变片基底和粘贴胶层很薄,构件的应变波传到应变片的时间很短(估计约 0.2 μs),故只需考虑应变沿应变片栅长方向传播时应变片的动态响应。

设一频率为 f 的正弦应变波在构件中以速度 v 沿应变片栅长方向传播,在某一瞬时 t,应变量沿构件分布如图 3-1-5 所示。

设应变波波长为 λ,则有 $\lambda=\frac{v}{f}$。应变片栅长为 l,瞬时 t 时应变波沿构件分布为

$$\varepsilon(x)=\varepsilon_0\sin\frac{2\pi}{\lambda}x \tag{3-1-12}$$

应变片中点的应变为 $\varepsilon_t=\varepsilon_0\sin\frac{2\pi}{\lambda}x_t$,$x_t$ 为 t 瞬时应变片中点的坐标。由应变片测得的应变为栅长 l 范围内的平均应变 ε_m,其数值等于 l 范围内应变波曲线下的面积除以 l,即

$$\varepsilon_m=\frac{1}{l}\int_{x_t-\frac{l}{2}}^{x_t+\frac{l}{2}}\varepsilon_0\sin\frac{2\pi}{\lambda}x\,dx=\varepsilon_0\sin\frac{2\pi}{\lambda}x_t\cdot\frac{\sin\frac{\pi l}{\lambda}}{\frac{\pi l}{\lambda}}$$

平均应变 ε_m 与中点应变 ε_t 的相对误差 δ 为

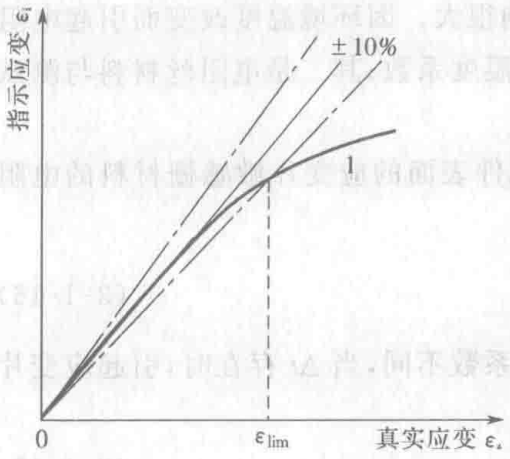


图 3-1-4　应变片的应变极限

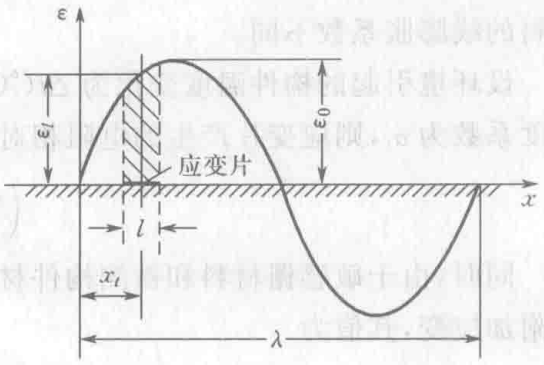


图 3-1-5　应变片对应变波的动态响应

$$\delta=\frac{\varepsilon_t-\varepsilon_m}{\varepsilon_t}=1-\frac{\varepsilon_m}{\varepsilon_t}=1-\frac{\sin\frac{\pi l}{\lambda}}{\frac{\pi l}{\lambda}} \tag{3-1-13}$$

由上式可见，相对误差 δ 的大小只决定于 $\frac{l}{\lambda}$ 的比值。表 3-1-2 给出了 $\frac{l}{\lambda}$ 为 $\frac{1}{10}$ 和 $\frac{1}{20}$ 时 δ 的数值。

表 3-1-2　误差 δ 的计算结果

$\frac{l}{\lambda}$	δ/%
$\frac{1}{10}$	1.62
$\frac{1}{20}$	0.52

由表 3-1-2 可知，应变片栅长与正弦应变波的波长之比越小，相对误差 δ 越小。当选用应变片栅长为应变波长的 $\frac{1}{20}\sim\frac{1}{10}$ 时，δ 将小于 2%。

因为

$$\lambda=\frac{v}{f} \tag{3-1-14}$$

式中　v——应变波在试件中的传播速度；

f——应变片的可测频率。

取　$\frac{l}{\lambda}=\frac{1}{10}$，则

$$f=0.1\frac{v}{l} \tag{3-1-15}$$

若已知应变波在某材料内传播速度 v，由上式可计算出栅长为 l 的应变片粘贴在某种材料上的可测动态应变最高频率。

(4)温度误差及其补偿

1)温度误差

用作测量应变的金属应变片，希望其阻值仅随应变变化，而不受其他因素的影响。实际

上应变片的阻值受环境温度(包括被测试件的温度)影响很大。因环境温度改变而引起电阻变化的两个主要因素:其一是应变片的电阻丝具有一定温度系数;其二是电阻丝材料与测试材料的线膨胀系数不同。

设环境引起的构件温度变化为 Δt(℃)时,粘贴在试件表面的应变片敏感栅材料的电阻温度系数为 α_t,则应变片产生的电阻相对变化为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_1=\alpha_t\Delta t \tag{3-1-16}$$

同时,由于敏感栅材料和被测构件材料两者线膨胀系数不同,当 Δt 存在时,引起应变片的附加应变,其值为

$$\varepsilon_{2t}=(\beta_e-\beta_g)\Delta t \tag{3-1-17}$$

式中 β_e——试件材料的线膨胀系数;

β_g——敏感栅材料的线膨胀系数。

相应的电阻相对变化为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_2=K(\beta_e-\beta_g)\Delta t$$

因此,由温度变化形成的总电阻相对变化为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t=\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_1+\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_2=\alpha_t\Delta t+K(\beta_e-\beta_g)\Delta t \tag{3-1-18}$$

相应的虚假应变 ε_t 为

$$\varepsilon_t=\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t\Big/K=\frac{\alpha_t}{K}\Delta t+(\beta_e-\beta_g)\Delta t$$

上式为应变片粘贴在试件表面上,当试件不受外力作用,在温度变化 Δt 时,应变片的温度效应。用应变形式表现出来,称之为热输出。(3-1-18)式表明,应变片热输出的大小不仅与应变计敏感栅材料的性能(α_t,β_g)有关,而且与被测试件材料的线膨胀系数(β_e)有关。

2)温度补偿方法

单丝自补偿应变片:由(3-1-18)式可以看出,若使应变片在温度变化 Δt 时的热输出值为零,必须使

$$\alpha_t+K(\beta_e-\beta_g)=0$$

即

$$\alpha_t=K(\beta_g-\beta_e) \tag{3-1-19}$$

每一种材料的被测试件,其线膨胀系数 β_e 均为确定值,可以在有关的材料手册中查到。选择应变片时,若应变片的敏感栅是用单一的合金丝制成,并使其电阻温度系数 α_t 和线膨胀系数 β_g 满足(3-1-19)式的条件,即可实现温度自补偿。具有这种敏感栅的应变片称为单丝自补偿应变片。

单丝自补偿应变片的优点是结构简单,制造和使用比较方便,但它必须在具有一定线膨胀系数材料的试件上使用,否则不能达到温度自补偿的目的。

双丝组合式自补偿应变片:这种温度自补偿应变片是由两种不同电阻温度系数(一种为正值,一种为负值)的材料串联组成敏感栅,以达到一定的温度范围内在一定材料的试件上实现温度补偿的,如图 3-1-6 所示。

这种应变片的自补偿条件要求粘贴在某种试件上的两段敏感栅,随温度变化而产生的

电阻增量大小相等，符号相反，即

$$(\Delta R_a)_t=-(\Delta R_b)_t$$

所以，两段敏感栅的电阻大小可按下式选择

$$\frac{R_a}{R_b}=-\frac{(\Delta R_b/R_b)_t}{(\Delta R_a/R_a)_t}=-\frac{\alpha_b+K_b(\beta_c-\beta_b)}{\alpha_a+K_a(\beta_c-\beta_a)}$$

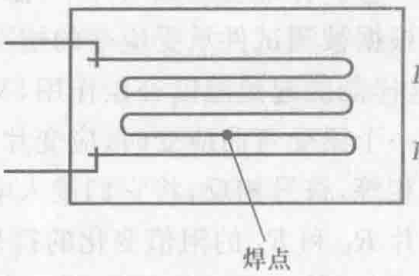


图 3-1-6　双丝组合式自补偿应变片

该补偿方法的优点是：制造时，可以调节两段敏感栅的丝长，以实现对某种材料的试件在一定温度范围内获得较好的温度补偿。补偿效果可达±0.45 με/℃。

电路补偿法：如图 3-1-7 所示，电桥输出电压与桥臂参数的关系为

$$U_{SC}=A(R_1R_4-R_2R_3) \tag{3-1-20}$$

式中　A——由桥臂电阻和电源电压决定的常数。

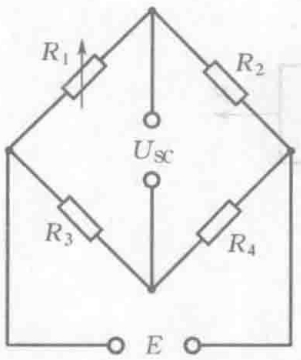


图 3-1-7　桥路补偿法

由上式可知，当 R_3、R_4 为常数时，R_1 和 R_2 对输出电压的作用方向相反。利用这个基本特性可实现对温度的补偿，并且补偿效果较好，这是最常用的补偿方法之一。

测量应变时，使用两个应变片，一片贴在被测试件的表面，如图3-1-8中 R_1，称为工作应变片。另一片贴在与被测试件材料相同的补偿块上，如图中 R_2，称为补偿应变片。在工作过程中补偿块不承受应变，仅随温度发生变形。

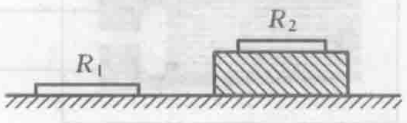


图 3-1-8　补偿应变片粘贴示意图

当被测试件不承受应变时，R_1 和 R_2 处于同一温度场，调整电桥参数，可使电桥输出电压为零，即

$$U_{SC}=A(R_1R_4-R_2R_3)=0$$

上式中可以选择 $R_1=R_2=R$ 及 $R_3=R_4=R'$。

当温度升高或降低时，若 $\Delta R_{1t}=\Delta R_{2t}$，即两个应变片的热输出相等，由(3-1-20)式可知电桥的输出电压为零，即

$$\begin{aligned}U_{SC}&=A[(R_1+\Delta R_{1t})R_4-(R_2+\Delta R_{2t})R_3]\\&=A[(R+\Delta R_{1t})R'-(R+\Delta R_{2t})R']\\&=A(RR'+\Delta R_{1t}R'-RR'-\Delta R_{2t}R')\\&=AR'(\Delta R_{1t}-\Delta R_{2t})=0\end{aligned}$$

若此时有应变作用，只会引起电阻 R_1 发生变化，R_2 不承受应变。故由(3-1-20)式可得输出电压为

$$U_{SC}=A[(R_1+\Delta R_{1t}+R_1K\varepsilon)R_4-(R_2+\Delta R_{2t})R_3]=AR'RK\varepsilon$$

由上式可知，电桥输出电压只与应变 ε 有关，与温度无关。最后应当指出，为达到完全补偿，需满足下列三个条件：

①R_1 和 R_2 须属于同一批号的，即它们的电阻温度系数 α、线膨胀系数 β 及应变灵敏系数 K 都相同，两片的初始电阻值也要求相同；

②用于粘贴补偿片的构件和粘贴工作片的试件二者材料必须相同，即要求两者线膨胀系数相等；

③两应变片处于同一温度环境中。

此方法简单易行，能在较大温度范围内进行补偿。缺点是上面三个条件不易满足，尤其

是条件③。在某些测试条件下，温度场梯度较大，R_1 和 R_2 很难处于相同温度点。

根据被测试件承受应变的情况，可以不另加专门的补偿块，而是将补偿片贴在被测试件上，这样既能起到温度补偿作用，又能提高输出的灵敏度，如图 3-1-9 所示的贴法。其中(a)图为一个梁受弯曲应变时，应变片 R_1 和 R_2 的变形方向相反，上面受拉，下面受压，应变绝对值相等，符号相反，将它们接入电桥的相邻臂后，可使输出电压增加一倍。当温度变化时，应变片 R_1 和 R_2 的阻值变化的符号相同，大小相等，电桥不产生输出，达到了补偿的目的。(b)图是受单向应力的构件，将工作应变片 R_2 的轴线顺着应变方向，补偿应变片 R_1 的轴线和应变方向垂直，R_1 和 R_2 接入电桥相邻臂，此时电桥的输出为

$$U_{SC}=AR_1R_2K(1+\mu)\varepsilon$$

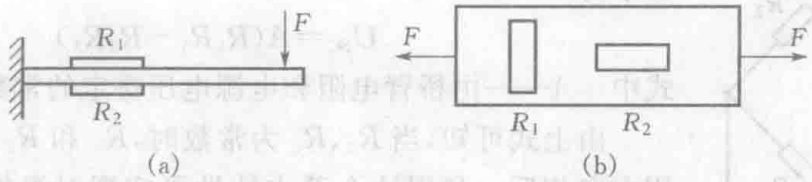


图 3-1-9　温度补偿方法

(a)构件受弯曲应力　(b)构件受单向应力

3.1.2　金属箔式应变片

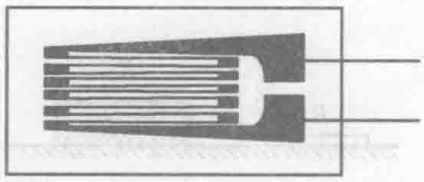


图 3-1-10　金属箔式应变片

箔式应变片的工作原理基本和电阻丝式应变片相同。它的电阻敏感元件不是金属丝栅，而是通过光刻、腐蚀等工序制成的薄金属箔栅，故称箔式电阻应变片，见图 3-1-10。金属箔的厚度一般为 0.003～0.010 mm，它的基片和盖片多为胶质膜，基片厚度一般为 0.03～0.05 mm。

金属箔式应变片和丝式应变片相比较，有如下特点。

①金属箔栅很薄，因而它所感受的应力状态与试件表面的应力状态更为接近。其次，当箔材和丝材具有同样的截面积时，箔材与黏结层的接触面积比丝材大，使其能更好地和试件共同工作。第三，箔栅的端部较宽，横向效应较小，因而提高了应变测量的精度。

②箔材表面积大，散热条件好，故允许通过较大电流，因而可以输出较大信号，提高了测量灵敏度。

③箔栅的尺寸准确、均匀，且能制成任意形状，特别是为制造应变花和小标距应变片提供了条件，从而扩大了应变片的使用范围。

④便于成批生产。

箔式应变片的缺点是：生产工序较为复杂，因引出线的焊点采用锡焊，因此不适于高温环境下测量。此外价格相对较贵。

3.1.3　测量电路

电阻应变片的测量线路多采用交流电桥(配交流放大器)，其原理和直流电桥相似。直流电桥比较简单，因此首先分析直流电桥，如图 3-1-11 所示。

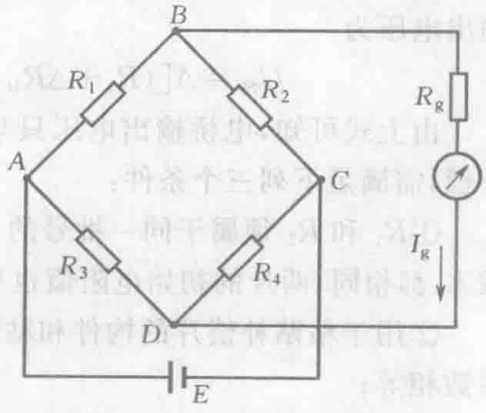


图 3-1-11　电桥线路原理图

由图 3-1-11 桥路图可知：当电源 E 为电势源，其内阻为零时，根据等效发电机原理可求出检流计中流过的电流 I_g 与电桥各参数之间的关系为

$$I_g=\frac{E(R_1R_4-R_2R_3)}{R_g(R_1+R_2)(R_3+R_4)+R_1R_2(R_3+R_4)+R_3R_4(R_1+R_2)} \tag{3-1-21}$$

式中　R_g——负载电阻。因而其输出电压 U_g 为

$$\begin{aligned}U_g&=I_gR_g\\&=\frac{E(R_1R_4-R_2R_3)}{(R_1+R_2)(R_3+R_4)+\frac{1}{R_g}[R_1R_2(R_3+R_4)+R_3R_4(R_1+R_2)]}\end{aligned} \tag{3-1-22}$$

由以上两式可见，当 $R_1R_4=R_2R_3$ 时，$I_g=0$，$U_g=0$，即电桥处于平衡状态。

若电桥的负载电阻 R_g 为无穷大，则 B、D 两点可视为开路，上式可以简化为

$$U_g=E\frac{R_1R_4-R_2R_3}{(R_1+R_2)(R_3+R_4)} \tag{3-1-23}$$

设 R_1 为应变片的阻值，工作时 R_1 有一增量 ΔR，当为拉伸应变时，ΔR 为正；压缩应变时，ΔR 为负。在上式中以 $R_1+\Delta R$ 代替 R_1，则

$$U_g=E\frac{(R_1+\Delta R)R_4-R_2R_3}{(R_1+\Delta R+R_2)(R_3+R_4)} \tag{3-1-24}$$

设电桥各臂均有相应的电阻增量 ΔR_1、ΔR_2、ΔR_3、ΔR_4 时，由(3-1-24)式得

$$U_g=E\frac{(R_1+\Delta R_1)(R_4+\Delta R_4)-(R_2+\Delta R_2)(R_3+\Delta R_3)}{(R_1+\Delta R_1+R_2+\Delta R_2)(R_3+\Delta R_3+R_4+\Delta R_4)} \tag{3-1-25}$$

实际使用时一般多采用等臂电桥或对称电桥，下面分别进行介绍。

(1)等臂电桥

当 $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ 时，称为等臂电桥。此时(3-1-25)式可写为

$$U_g=E\frac{R(\Delta R_1-\Delta R_2-\Delta R_3+\Delta R_4)+\Delta R_1\Delta R_4-\Delta R_2\Delta R_3}{(2R+\Delta R_1+\Delta R_2)(2R+\Delta R_3+\Delta R_4)} \tag{3-1-26}$$

一般，$\Delta R_i(i=1,2,3,4)$ 很小，即 $R\gg\Delta R_i$，略去上式中的高阶微量，并利用(3-1-7)式得到

$$\begin{aligned}U_g&=\frac{E}{4}\left(\frac{\Delta R_1}{R}-\frac{\Delta R_2}{R}-\frac{\Delta R_3}{R}+\frac{\Delta R_4}{R}\right)\\&=\frac{EK}{4}(\varepsilon_1-\varepsilon_2-\varepsilon_3+\varepsilon_4)\end{aligned} \tag{3-1-27}$$

上式表明：

①当 $\Delta R_i\ll R$ 时，输出电压与应变呈线性关系。

②若相邻两桥臂的应变极性一致，即同为拉应变或压应变时，输出电压为两者之差；若相邻两桥臂的极性不同，即一为拉应变，另一为压应变时，输出电压为两者之和。

③若相对两桥臂应变的极性一致时，输出电压为两者之和；相对桥臂的应变极性相反时，输出电压为两者之差。

利用上述特点可以进行温度补偿和提高测量的灵敏度。

当仅桥臂 AB 单臂工作时，输出电压为

$$U_g=\frac{E}{4}\times\frac{\Delta R}{R}=\frac{E}{4}K\varepsilon \tag{3-1-28}$$

由(3-1-27)式和(3-1-28)式可知，当假定 $R\gg\Delta R$ 时，输出电压 U_g 与应变 ε 间呈线性关

系。当上述假定不成立时，按线性关系刻度的仪表用来测量此种情况下的应变，必然带来非线性误差。

当考虑单臂工作时，即 AB 桥臂变化 ΔR，则由(3-1-24)式得到

$$U_g=\frac{E\Delta R}{4R+2\Delta R}=\frac{E}{4}\frac{\Delta R}{R}\left(1+\frac{1}{2}\frac{\Delta R}{R}\right)^{-1}$$

$$=\frac{E}{4}K\varepsilon\left(1+\frac{1}{2}K\varepsilon\right)^{-1} \tag{3-1-29}$$

由上式展开级数，得

$$U_g=\frac{E}{4}K\varepsilon\left[1-\frac{1}{2}K\varepsilon+\frac{1}{4}(K\varepsilon)^2-\frac{1}{8}(K\varepsilon)^3+\cdots\right] \tag{3-1-30}$$

则电桥的相对非线性误差为

$$\delta=\frac{\frac{E}{4}K\varepsilon-\frac{E}{4}K\varepsilon\left[1-\frac{1}{2}K\varepsilon+\frac{1}{4}(K\varepsilon)^2-\frac{1}{8}(K\varepsilon)^3+\cdots\right]}{\frac{E}{4}K\varepsilon}$$

$$=\frac{1}{2}K\varepsilon-\frac{1}{4}(K\varepsilon)^2+\frac{1}{8}(K\varepsilon)^3-\cdots \tag{3-1-31}$$

由上式可知，$K\varepsilon$ 愈大，δ 愈大。通常 $K\varepsilon\ll1$，上式可近似地写为

$$\delta\approx\frac{1}{2}K\varepsilon \tag{3-1-32}$$

设 $K=2$，要求非线性误差 $\delta<1\%$，试求允许测量的最大应变值 ε_{max}。由上式得到

$$\frac{1}{2}K\varepsilon_{max}<0.01$$

$$\varepsilon_{max}<\frac{2\times0.01}{K}=\frac{2\times0.01}{2}=0.01=10\ 000\ \mu\varepsilon$$

上式表明：如果被测应变大于 10 000 $\mu\varepsilon$，采用等臂电桥时的非线性误差大于 1%。

(2)第一对称电桥

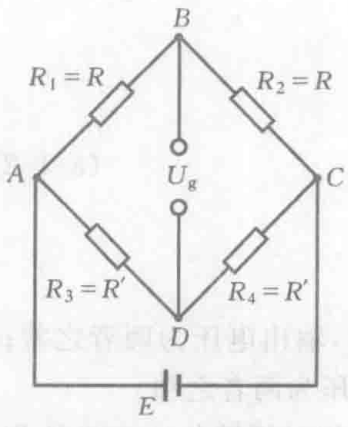


图 3-1-12　第一对称电桥

若电桥桥臂两两相等，即 $R_1=R_2=R$，$R_3=R_4=R'$，则称它为第一对称电桥，如图 3-1-12，实质上它是半等臂电桥。设 R_1 有一增量 ΔR，由(3-1-23)式得到输出电压为

$$U_g=E\left[\frac{(R+\Delta R)R'-RR'}{(2R+\Delta R)(2R')}\right]$$

$$=E\frac{\Delta R}{4R+2\Delta R}$$

$$=\frac{E}{4}\frac{\Delta R}{R}\left(1+\frac{1}{2}\frac{\Delta R}{R}\right)^{-1} \tag{3-1-33}$$

上式表明：第一对称电桥的输出电压与等臂电桥相同，其非线性误差可由(3-1-32)式计算。若 $R\gg\Delta R$，上式仍可简化为(3-1-28)式，这时输出电压与应变成正比。

(3)第二对称电桥

半等臂电桥的另一种形式为 $R_1=R_3=R$，$R_2=R_4=R'$，称为第二对称电桥，如图 3-1-13 所示。若 R_1 有一增量 ΔR，由(3-1-23)式得到

$$U_g = E\frac{(R+\Delta R)R' - RR'}{(R+\Delta R+R')(R+R')}$$

化简后得到

$$U_g = E\frac{\Delta R}{R}\times\frac{1}{k+2+\frac{1}{k}}\times\frac{1}{1+\frac{k}{1+k}\cdot\frac{\Delta R}{R}} \quad (3\text{-}1\text{-}34)$$

式中　$k=\dfrac{R}{R'}$。

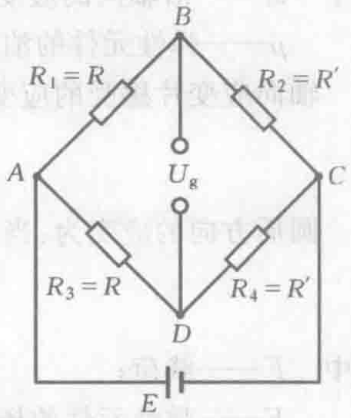


图 3-1-13　第二对称电桥

由上式可见：

①当 $k>1(R>R')$时，$k/(1+k)>\dfrac{1}{2}$，其非线性较等臂电桥大；

②当 $k<1(R<R')$时，其非线性较等臂电桥小；

③k 远小于 1 时，其非线性可得到很好改善；

④当 $k=1$ 时，即为等臂电桥。

若 $R\gg\Delta R$，忽略(3-1-34)式分母中$\left(\dfrac{k}{1+k}\cdot\dfrac{\Delta R}{R}\right)$项，得到

$$U_g = \frac{E}{k+2+\frac{1}{k}}\frac{\Delta R}{R} = \frac{E}{k+2+\frac{1}{k}}K\varepsilon \quad (3\text{-}1\text{-}35)$$

上式表明：在一定的应变范围内，第二对称电桥的输出电压与应变呈线性关系，但比等臂电桥的输出电压小，是它的 $4/\left(k+2+\dfrac{1}{k}\right)$。

通常的静、动态电阻应变仪的测量线路有交流供桥载波放大和直流供桥直流放大两种形式。交流载波放大器具有灵敏度高、稳定性好、外界干扰和电源影响小及造价低等优点，但存在工作频率上限较低、长导线时分布电容影响大等缺点。而直流放大器等则相反，工作频带宽，能解决分布电容问题，但它需配用精密稳定电源供桥，造价较高。近年来随着电子技术的发展，在数字应变仪、超动态应变仪中已逐渐采用直流放大形式的测量线路。

3.1.4　应变式传感器

金属应变片，除了测定试件应力、应变外，还制造成多种应变式传感器用来测定力、扭矩、加速度、压力等其他物理量。

应变式传感器包括两个部分：一是弹性敏感元件，利用它将被测物理量(如力、扭矩、加速度、压力等)转换为弹性体的应变值；另一个是应变片作为转换元件将应变转换为电阻的变化。

(1)圆柱式力传感器

圆柱式力传感器的弹性元件分为实心和空心两种，如图 3-1-14 所示。

在轴向布置一个或几个应变片，在圆周方向布置同样数目的应变片，后者取符号相反的横向应变，从而构成了差动对。由于应变片沿圆周方向分布，所以非轴向载荷分量被补偿，在与轴线任意夹角的 α 方向，其应变为

$$\varepsilon_\alpha = \frac{\varepsilon_1}{2}[(1-\mu)+(1+\mu)\cos 2\alpha] \quad (3\text{-}1\text{-}36)$$

式中 ε_1——沿轴向的应变；

μ——弹性元件的泊松比。

轴向应变片感受的应变为：当 $\alpha=0$ 时，

$$\varepsilon_a=\varepsilon_1=\frac{F}{SE} \tag{3-1-37}$$

圆周方向的应变为：当 $\alpha=90°$ 时，

$$\varepsilon_a=\varepsilon_2=-\mu\varepsilon_1=-\mu\frac{F}{SE} \tag{3-1-38}$$

式中 F——载荷；

E——弹性元件的杨氏模量；

S——弹性元件截面积。

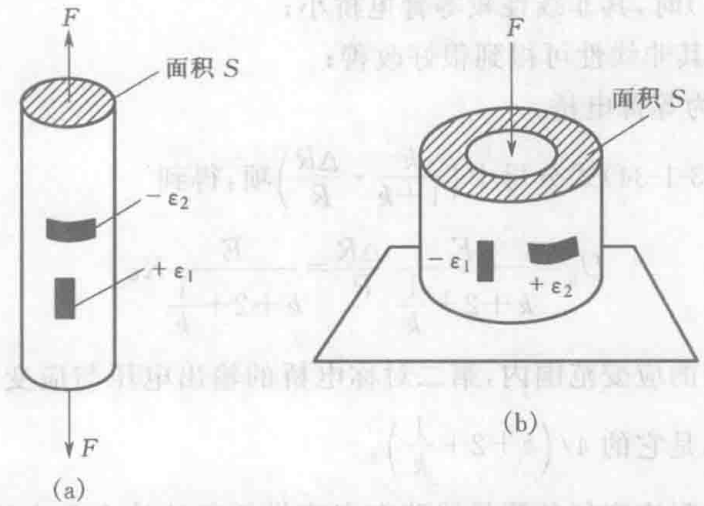


图 3-1-14 圆柱式力传感器

(2)梁式力传感器

等强度梁弹性元件是一种特殊形式的悬臂梁，见图 3-1-15。

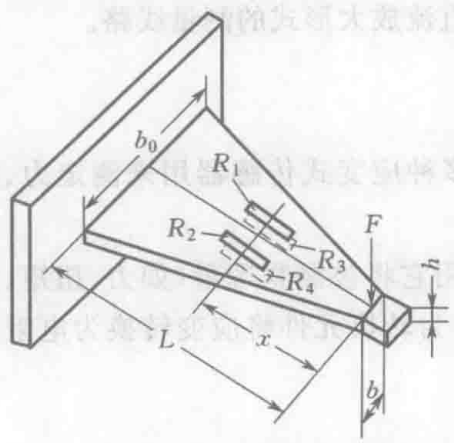


图 3-1-15 等强度梁弹性元件

梁的固定端宽度为 b_0，自由端宽度为 b，梁长为 L，梁厚为 h。这种弹性元件的特点是，其截面沿梁长方向按一定规律变化，当集中力 F 作用在自由端时，距作用力任何距离的截面上应力相等。因此，沿着这种梁的长度方向上的截面抗弯模量 W 的变化与弯矩 M 的变化成正比，即

$$\sigma=\frac{M}{W}=\frac{6FL}{bh^2}=\text{常数} \tag{3-1-39}$$

在等强度梁的设计中，往往采用矩形截面，保持截面厚度 h 不变，只改变梁的宽度 b，如图 3-1-15 所示。设沿梁长度方向上某一截面到力的作用点的距离为 x，则

$$\frac{6Fx}{b_xh^2}\leqslant[\sigma]$$

即

$$b_x\geqslant\frac{6Fx}{h^2[\sigma]} \tag{3-1-40}$$

式中　b_x——与 x 值相应的梁宽；

$[\sigma]$——材料允许应力。

在设计等强度梁弹性元件时，需确定最大载荷 F，假设厚度 h，长度 L，按照所选定材料的许用应力$[\sigma]$，即可求得等强度梁的固定端宽度 b_0 以及沿梁长方向宽度的变化值。

等强度梁各点的应变值为

$$\varepsilon=\frac{6Fx}{b_x h^2 E} \tag{3-1-41}$$

(3)应变式压力传感器

测量气体或液体压力的薄板式传感器，如图 3-1-16 所示。当气体或液体压力作用在薄板承压面上时，薄板变形，粘贴在另一面的电阻应变片随之变形，并改变阻值。这时测量电路中电桥平衡被破坏，产生输出电压。

圆形薄板固定之形式，可以采用嵌固形式，如图 3-1-16(a)，也可以与传感器外壳作成一体，如图 3-1-16(b)。

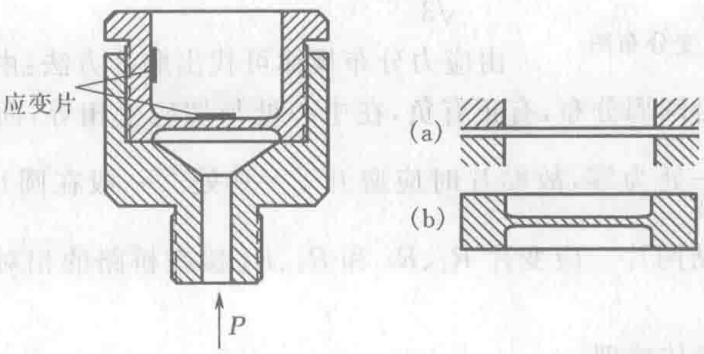


图 3-1-16　应变式压力传感器

当均布压力作用于薄板时，圆板上各点径向应力和切向应力可用以下两式表示

$$\sigma_r=\frac{3P}{8h^2}[(1+\mu)r^2-(3+\mu)x^2] \tag{3-1-42}$$

$$\sigma_t=\frac{3P}{8h^2}[(1+\mu)r^2-(1+3\mu)x^2] \tag{3-1-43}$$

圆板内任一点的应变值计算式为

$$\varepsilon_r=\frac{3P}{8h^2E}(1-\mu^2)(r^2-3x^2) \tag{3-1-44}$$

$$\varepsilon_t=\frac{3P}{8h^2E}(1-\mu^2)(r^2-x^2) \tag{3-1-45}$$

式中　σ_r、σ_t——径向和切向应力；

ε_r、ε_t——径向和切向应变；

r、h——圆板的半径和厚度；

μ——圆板材料的泊松系数；

x——与圆心的径向距离。

应变分布如图 3-1-17 所示。由上列各式可以得出以下结论。

①由(3-1-42)、(3-1-43)两式可知，圆板边缘处的应力为

$$\sigma_r=-\frac{3P}{4h^2}r^2$$

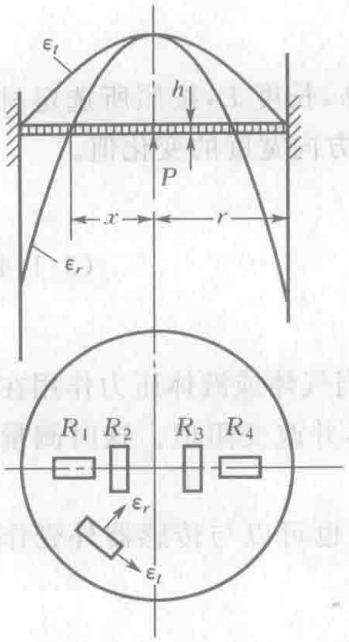


图 3-1-17　圆板表面应变分布图

$$\sigma_t=-\frac{3P}{4h^2}r^2\mu$$

因此，周边处的径向应力最大。设计薄板时，此处的应力不应超过允许应力。

②由应变分布图可知：

$x=0$ 时，在膜片中心位置处的应变为

$$\varepsilon_r=\varepsilon_t=\frac{3P}{8h^2}\frac{1-\mu^2}{E}r^2 \tag{3-1-46}$$

$x=r$ 时，在膜片边缘处的应变为

$$\varepsilon_t=0$$

$$\varepsilon_r=-\frac{3P}{4h^2}\frac{1-\mu^2}{E}r^2 \tag{3-1-47}$$

此值比中心处应变大一倍；

$x=\dfrac{r}{\sqrt{3}}$ 时，$\varepsilon_r=0$。

由应力分布规律可找出贴片方法：由于切应变均为正，且中间最大；径向应变沿圆周分布，有正有负，在中心处与切应变相等，而在边缘处最大，为中心处的二倍，在 $x=\dfrac{r}{\sqrt{3}}$ 处为零，故贴片时应避开 $\varepsilon_r=0$ 处。一般在圆片中心处沿切向贴两片，在边缘处沿径向贴两片。应变片 R_1、R_4 和 R_2、R_3 接在桥路的相对臂内，以提高灵敏度并进行温度补偿。

(4)应变式加速度传感器

图 3-1-18 为应变式加速度传感器。它由端部固定并带有惯性质量块 m 的悬臂梁及贴在梁根部的应变片、基座及外壳等组成，是一种惯性式传感器。

测量时，根据所测振动体加速度的方向，把传感器固定在被测部位。当被测点的加速度沿图中箭头 a 所示方向时，悬臂梁自由端受惯性力 $F=ma$ 的作用，质量块向箭头 a 相反的方向相对于基座运动，使梁发生弯曲变形，应变片电阻发生变化，产生输出信号，输出信号大小与加速度成正比。

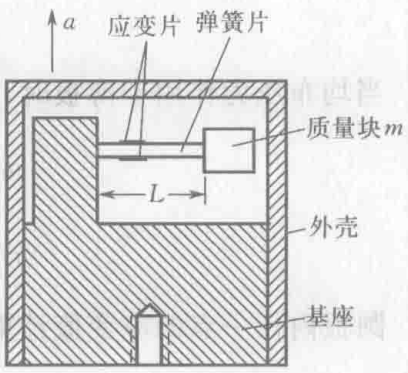


图 3-1-18　应变式加速度传感器

3.2　压阻式传感器

利用硅的压阻效应和微电子技术制成的压阻式传感器，具有灵敏度高、动态响应好、精度高、易于微型化和集成化等特点，已获得广泛应用，而且是发展非常迅速的一种新的物性型传感器。早期的压阻传感器是利用半导体应变片制成的粘贴型压阻传感器。19 世纪 70 年代以后，研制出周边固支的力敏电阻与硅膜片一体化的扩散型压阻传感器。它易于批量生产，能够方便地实现微型化、集成化和智能化。因而它成为受到人们普遍重视并重点开发的具有代表性的新型传感器。

3.2.1　压阻效应

单晶硅材料在受到应力作用后，其电阻率发生明显变化，这种现象被称为压阻效应。

对于一条形半导体材料，其电阻相对变化量由(3-1-2)式不难得出

$$\frac{\mathrm{d}R}{R}=\frac{\mathrm{d}\rho}{\rho}+(1+2\mu)\varepsilon \tag{3-2-1}$$

对金属来说，电阻变化率$\frac{\mathrm{d}\rho}{\rho}$较小，有时可忽略不计。因此，主要起作用的是应变效应，即

$$\frac{\mathrm{d}R}{R}=(1+2\mu)\varepsilon$$

而半导体材料，若以 $\mathrm{d}\rho/\rho=\pi\sigma=\pi E\varepsilon$ 代入(3-2-1)式，则有

$$\frac{\mathrm{d}R}{R}=\pi\sigma+(1+2\mu)\varepsilon=(\pi E+1+2\mu)\varepsilon \tag{3-2-2}$$

由于 πE 一般比$(1+2\mu)$大几十倍甚至上百倍，因此引起半导体材料电阻相对变化的主要因素是压阻效应，所以(3-2-2)式也可以近似写成

$$\frac{\mathrm{d}R}{R}=\pi E\varepsilon \tag{3-2-3}$$

式中　π——压阻系数；

E——弹性模量；

σ——应力；

ε——应变。

上式表明压阻传感器的工作原理是基于压阻效应。

扩散硅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，取向不同其特性不一样。而取向是用晶向表示的，所谓晶向就是晶面的法线方向。

3.2.2　晶向、晶面的表示方法

结晶体是具有多面体形态的固体，由分子、原子或离子有规则排列而成。这种多面体的表面由称为晶面的许多平面围合而成。晶面与晶面相交的直线称为晶棱，晶棱的交点称为晶体的顶点。为了说明晶格点阵的配置和确定晶面的位置，通常引进一组对称轴线，称为晶轴，用 X、Y、Z 表示。硅为立方晶体结构，就取立方晶体的三个相邻边为 X、Y、Z。在晶轴 X、Y、Z 上取与所有晶轴相交的某一晶面为单位晶面，如图 3-2-1 所示。此晶面与坐标轴上的截距为 OA、OB、OC。已知某晶面在 X、Y、Z 轴上的截距为 OA_x、OB_y、OC_z，它们与单位晶面在坐标轴截距的比可写成

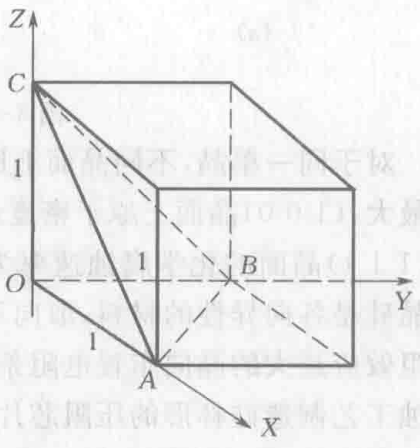


图 3-2-1　晶体晶面的截距表示

$$\frac{OA_x}{OA}:\frac{OB_y}{OB}:\frac{OC_z}{OC}=p:q:r \tag{3-2-4}$$

式中　p、q、r——没有公约数(1 除外)的简单整数。为了方便取其倒数得

$$\frac{OA}{OA_x}:\frac{OB}{OB_y}:\frac{OC}{OC_z}=\frac{1}{p}:\frac{1}{q}:\frac{1}{r}=h:k:l \tag{3-2-5}$$

式中 h、k、l——没有公约数(1除外)的简单整数。

依据上述关系式,可以看出截距 OA_x、OB_y、OC_z 的晶面,能用三个简单整数 h、k、l 表示。h、k、l 称为密勒指数。而晶向是晶面的法线方向,根据有关的规定,晶面符号为(hkl),晶面全集符号为$\{hkl\}$,晶向符号为$[hkl]$,晶向全集符号为$\langle hkl\rangle$。晶面所截的线段对于 X 轴,O 点之前为正,O 点之后为负;对于 Y 轴,O 点右边为正,O 点左边为负;对于 Z 轴,在 O 点之上为正,O 点之下为负。

依据上述规定的晶体符号的表示方法,可用来分析立方晶体中的晶面、晶向。在立方晶体中,所有的原子可以看成是分布在与上下晶面相平行的一簇晶面上,也可以看作是分布在与两侧晶面相平行的一簇晶面上。要区分这不同的晶面,需采用密勒指数对晶面进行标记。晶面若在 X、Y、Z 轴上截取单位截距时,密勒指数就是1、1、1。故晶面、晶向、晶面全集及晶向全集分别表示为(1 1 1)、[1 1 1]、{1 1 1}、⟨1 1 1⟩。若晶面与任一晶轴平行,则晶面符号中相对于此轴的指数等于零,因此与 X 轴相交而平行于其余两轴的晶面用(1 0 0)表示,其晶向为[1 0 0];与 Y 轴相交而平行于其余两轴的晶面为(0 1 0),其晶向为[0 1 0];与 Z 轴相交而平行于 X、Y 轴的晶面为(0 0 1),晶向为[0 0 1]。同理,与 X、Y 轴相交而平行于 Z 轴的晶面为(1 1 0),其晶向为[1 1 0];其余类推。硅立方晶体内几种不同晶向及符号表示如图 3-2-2 所示。

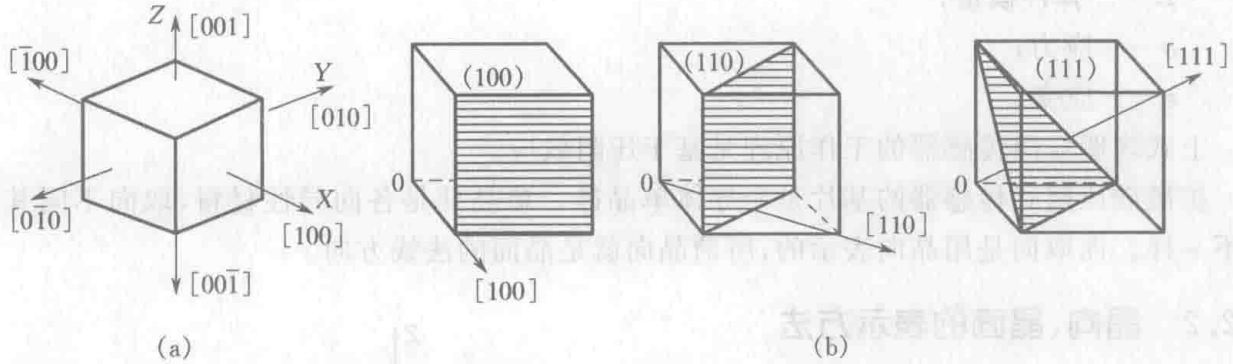


图 3-2-2 单晶硅内几种不同晶向与晶面

对于同一单晶,不同晶面上原子的分布不同。例如硅单晶中,(1 1 1)晶面上的原子密度最大,(1 0 0)晶面上原子密度最小。各晶面上的原子密度不同,所表现出的性质也不同,如(1 1 1)晶面的化学腐蚀速率为各向同性,而(1 0 0)晶面上的化学腐蚀速率为各向异性。单晶硅是各向异性的材料,取向不同,则压阻效应也不同。硅压阻传感器的芯片,就是选择压阻效应最大的晶向布置电阻条的。同时利用硅晶体各向异性、腐蚀速率不同的特性,采用腐蚀工艺制造硅杯形的压阻芯片。在压阻传感器的设计中,有时要判断两晶向是否垂直,可将两晶向作为两向量表示。$\boldsymbol{A}[h,k,l]$与$\boldsymbol{B}[h_1,k_1,l_1]$两向量点乘时,若 $\boldsymbol{A}\perp\boldsymbol{B}$,必有

$$h\cdot h_1+k\cdot k_1+l\cdot l_1=0$$

可根据上式判断两晶向垂直与否。有时需要求出与两晶向均垂直的第三晶向,这可根据两向量的叉乘求出,即满足 $\boldsymbol{A}\times\boldsymbol{B}=\boldsymbol{C}$ 式的向量 $\boldsymbol{C}$ 必然与向量 $\boldsymbol{A}$ 及向量 $\boldsymbol{B}$ 均垂直。

3.2.3 压阻系数

(1)压阻系数的定义

由前述可知,半导体电阻的相对变化近似等于电阻率的相对变化,而电阻率的相对变化

与应力成正比，二者的比例系数就是压阻系数。即

$$\pi=\frac{\mathrm{d}\rho/\rho}{\sigma}=\frac{\mathrm{d}\rho/\rho}{E\varepsilon} \tag{3-2-6}$$

单晶硅的压阻系数矩阵为

$$\begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{bmatrix}$$

多向应力作用在单晶硅上，由于压阻效应，硅晶体的电阻率变化，引起电阻的变化，其相对变化 $\mathrm{d}R/R$ 与应力的关系如下式所示。在正交坐标系中，坐标轴与晶轴一致时，有

$$\frac{\mathrm{d}R}{R}=\pi_l\sigma_l+\pi_t\sigma_t+\pi_s\sigma_s \tag{3-2-7}$$

式中　σ_l——纵向应力；

σ_t——横向应力；

σ_s——与 σ_l、σ_t 垂直方向上的应力；

π_l、π_t、π_s——与 σ_l、σ_t、σ_s 相对应的压阻系数；

π_l——应力作用方向与通过压阻元件电流方向一致时的压阻系数；

π_t——应力作用方向与通过压阻元件电流方向垂直时的压阻系数。

当坐标轴与晶轴方向有偏离时，再考虑到 $\pi_s\sigma_s$，一般扩散深度为数微米，垂直应力较小可以忽略。因此电阻的相对变化量可由下式计算

$$\frac{\mathrm{d}R}{R}=\pi_l\sigma_l+\pi_t\sigma_t \tag{3-2-8}$$

式中 π_l、π_t 值可由纵向压阻系数 π_{11}、横向压阻系数 π_{12}、剪切压阻系数 π_{44} 的代数式计算，即

$$\pi_l=\pi_{11}-2(\pi_{11}-\pi_{12}-\pi_{44})(l_1^2m_1^2+l_1^2n_1^2+m_1^2n_1^2) \tag{3-2-9}$$

$$\pi_t=\pi_{12}+(\pi_{11}-\pi_{12}-\pi_{44})(l_1^2l_2^2+m_1^2m_2^2+n_1^2n_2^2) \tag{3-2-10}$$

式中　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——横向应力相对于立方晶轴的方向余弦；

π_{11}、π_{12}、π_{44}——单晶硅独立的三个压阻系数，它们由实测获得数据，在室温下，其数值见表3-2-1。

表3-2-1　π_{11}、π_{12}、π_{44} 的数值($\times10^{-11}$ m²/N)

晶　体	导电类型	电阻率/Ω·m	π_{11}	π_{12}	π_{44}
Si	P	7.8	+6.6	−1.1	+138.1
Si	N	11.7	−102.2	+53.4	−13.6

从上表可以看出，对于P型硅，π_{44} 远大于 π_{11} 和 π_{12}，因而计算时只取 π_{44}；对于N型硅，π_{44} 较小，π_{11} 最大，$\pi_{12}\approx-\frac{1}{2}\pi_{11}$，因而计算时只取 π_{11} 和 π_{12}。

例：试计算(1 1 0)晶面内[1 $\bar{1}$ 0]晶向的纵向压阻系数和横向压阻系数。

解：(1 1 0)晶面内[1 $\bar{1}$ 0]晶向的横向为[0 0 1]。设[1 $\bar{1}$ 0]与[0 0 1]晶向的方向余弦分

别为 l_1、m_1、n_1 与 l_2、m_2、n_2，则

$$l_1=\frac{1}{\sqrt{1^2+(-1)^2}}=\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$m_1=\frac{-1}{\sqrt{1^2+(-1)^2}}=-\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$n_1=0,l_2=0,m_2=0,n_2=1$$

故

$$\pi_l=\pi_{11}-2(\pi_{11}-\pi_{12}-\pi_{44})\times\frac{1}{2}\times\frac{1}{2}=\frac{1}{2}(\pi_{11}+\pi_{12}+\pi_{44})$$

$$\pi_t=\pi_{12}+(\pi_{11}-\pi_{12}-\pi_{44})\times 0=\pi_{12}$$

对于 P 型硅，则有

$$\pi_l\approx\frac{1}{2}\pi_{44}$$

$$\pi_t\approx 0$$

对于 N 型硅，则有

$$\pi_l\approx\frac{1}{4}\pi_{11}$$

$$\pi_t\approx-\frac{1}{2}\pi_{11}$$

(2)影响压阻系数的因素

影响压阻系数的因素主要是扩散电阻的表面杂质浓度和温度。扩散杂质浓度 N_S 增加时，压阻系数就会减小。压阻系数与扩散电阻表面杂质浓度 N_S 的关系如图 3-2-3 所示。

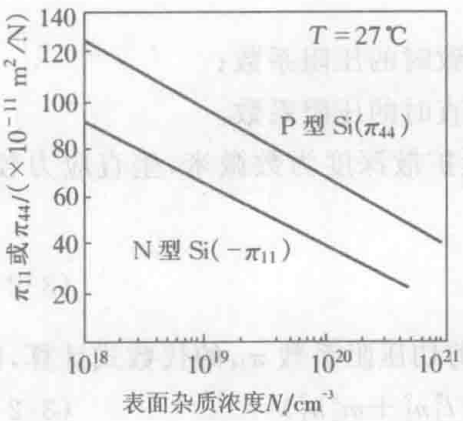


图 3-2-3 压阻系数与表面杂质浓度 N_S 的关系

表面杂质浓度低时，温度增加，压阻系数下降得快；表面杂质浓度高时，温度增加，压阻系数下降得慢，如图 3-2-4 所示。为了降低温度影响，扩散电阻表面杂质浓度高些较好，但扩散表面杂质浓度高时，压阻系数要降低。N 型硅的电阻率不能太低，否则，扩散 P 型硅与衬底 N 型硅之间 PN 结的击穿电压就要降低，而使绝缘电阻降低。因此，采用多大的表面杂质浓度进行扩散为宜，需全面考虑。

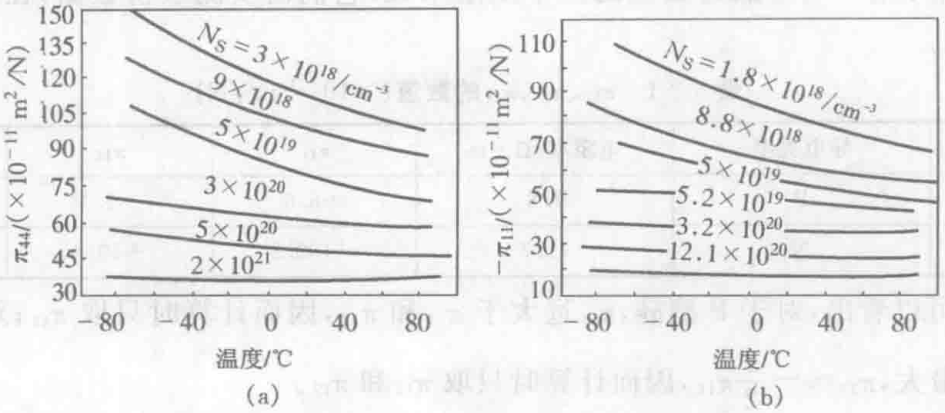


图 3-2-4 压阻系数与温度的关系

3.2.4　固态压阻器件

(1)固态压阻器件的结构原理

利用固体扩散技术，将P型杂质扩散到一片N型硅底层上，形成一层极薄的导电P型层，装上引线接点后，即形成扩散型半导体应变片。若在圆形硅膜片上扩散出4个P型电阻，构成惠斯通电桥的4个臂，这样的敏感器件通常称为固态压阻器件，如图3-2-5示。

当硅单晶在任意晶向受到纵向和横向应力作用时，如图3-2-6(a)所示，其阻值的相对变化为

$$\frac{\Delta R}{R}=\pi_l\sigma_l+\pi_t\sigma_t \tag{3-2-11}$$

式中　σ_l——纵向应力；

σ_t——横向应力；

π_l——纵向压阻系数；

π_t——横向压阻系数。

在硅膜片上，根据P型电阻的扩散方向不同可分为径向电阻和切向电阻，如图3-2-6(b)所示。扩散电阻的长边平行于膜片半径时为径向电阻R_r；垂直于膜片半径时为切向电阻R_t。当圆形硅膜片半径比P型电阻的几何尺寸大得多时，其电阻相对变化可分别表示如下，即

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r=\pi_l\sigma_r+\pi_t\sigma_t \tag{3-2-12}$$

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t=\pi_l\sigma_t+\pi_t\sigma_r \tag{3-2-13}$$

式中　σ_r——径向应力；

σ_t——切向应力。

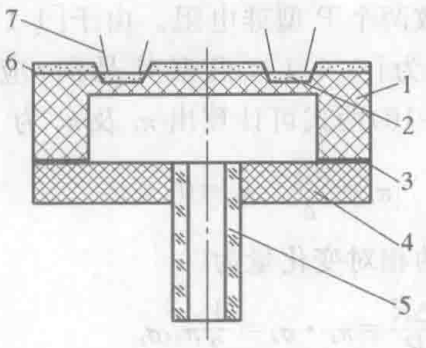


图3-2-5　固态压阻器件

1—N-Si膜片　2—P-Si导电层

3—黏结剂　4—硅底座　5—引压管

6—SiO_2保护膜　7—引线

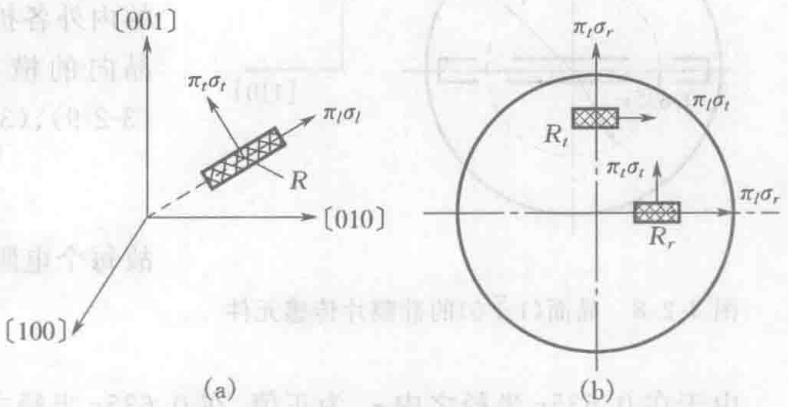


图3-2-6　力敏电阻受力情况示意图

以上各式中的π_l及π_t为任意纵向和横向的压阻系数，可用(3-2-9)和(3-2-10)式求出。

若圆形硅膜片周边固定，在均布压力P作用下，当膜片位移远小于膜片厚度时，其膜片的应力分布重写(3-1-42)、(3-2-43)两式，即

$$\sigma_r=\frac{3P}{8h^2}[(1+\mu)r^2-(3+\mu)x^2](\mathrm{N/m^2}) \tag{3-2-14}$$

$$\sigma_t=\frac{3P}{8h^2}[(1+\mu)r^2-(1+3\mu)x^2](\mathrm{N/m^2}) \tag{3-2-15}$$

式中 r、x、h——膜片的有效半径、计算点半径、厚度(m)；

μ——泊松系数，硅取 $\mu=0.35$；

P——压力(Pa)。

根据上两式作出曲线(见图 3-2-7)可得圆形平膜片上各点的应力分布图。

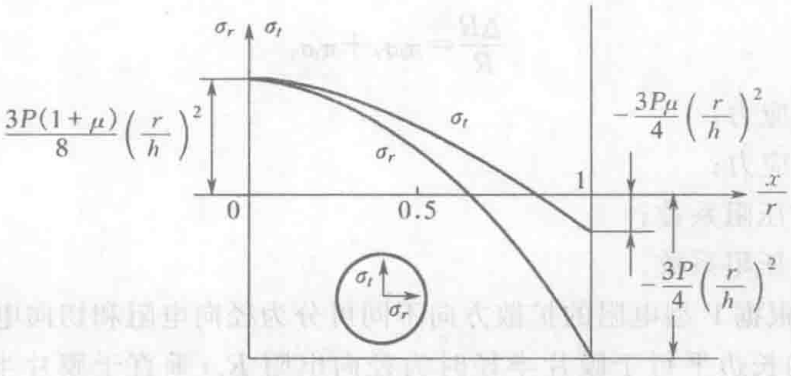


图 3-2-7 平膜片的应力分布图

当 $x=0.635r$ 时，$\sigma_r=0$；

$x<0.635r$ 时，$\sigma_r>0$，即为拉应力；

$x>0.635r$ 时，$\sigma_r<0$，即为压应力。

当 $x=0.812r$ 时，$\sigma_t=0$，仅有 σ_r 存在，且 $\sigma_r<0$，即为压应力。

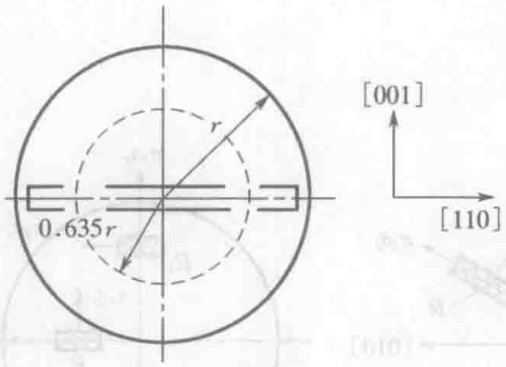


图 3-2-8 晶面(1 $\bar{1}$ 0)的硅膜片传感元件

下面结合图 3-2-8 讨论在压力作用下电阻相对变化的情况。在法线为[1 $\bar{1}$ 0]晶向的 N 型硅膜片上，沿[1 1 0]晶向，在 $0.635r$ 半径的内外各扩散两个 P 型硅电阻。由于[1 1 0]晶向的横向为[0 0 1]，根据其晶向，应用(3-2-9)、(3-2-10)两式可计算出 π_l 及 π_t 为

$$\pi_l=\frac{\pi_{44}}{2}\qquad \pi_t=0$$

故每个电阻的相对变化量为

$$\frac{\Delta R}{R}=\pi_l\cdot\sigma_r=\frac{1}{2}\pi_{44}\sigma_r$$

由于在 $0.635r$ 半径之内 σ_r 为正值，在 $0.635r$ 半径之外 σ_r 为负值，内、外电阻值的变化率应为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_i=\frac{1}{2}\pi_{44}\bar{\sigma}_{ri}$$

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_o=-\frac{1}{2}\pi_{44}\bar{\sigma}_{ro}$$

式中 $\bar{\sigma}_{ri}$、$\bar{\sigma}_{ro}$——内、外电阻所受径向应力的平均值；

$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_i$、$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_o$——内外电阻的相对变化。

设计时，适当安排电阻的位置，可以使得 $\bar{\sigma}_{ri}=-\bar{\sigma}_{ro}$，于是有

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_i=-\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_o$$

即可组成差动电桥。

(2)测量桥路及温度补偿

为了减少温度影响，压阻器件一般采用恒流源供电，如图 3-2-9 所示。

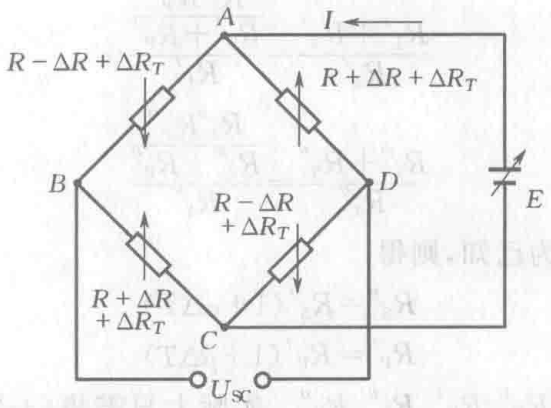


图 3-2-9　恒流源供电

假设电桥中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

$$U_{SC}=I\Delta R \tag{3-2-16}$$

可见，电桥输出与电阻变化成正比，即与被测量成正比，与恒流源电流成正比，即与恒流源电流大小和精度有关。但与温度无关，因此不受温度的影响。

但是，压阻器件本身受到温度影响后，要产生零点温度漂移和灵敏度温度漂移，因此必须采取温度补偿措施。

1)零点温度补偿

零点温度漂移是由于 4 个扩散电阻的阻值及其温度系数不一致造成的。一般用串、并联电阻法补偿，如图 3-2-10 所示。其中，R_S 是串联电阻；R_P 是并联电阻。串联电阻主要起调零作用；并联电阻主要起补偿作用。补偿原理如下。

由于零点漂移，导致 B、D 两点电位不等，譬如，当温度升高时，R_2 的增加比较大，使 D 点电位低于 B 点，B、D 两点的电位差即为零位漂移。要消除 B、D 两点的电位差，最简单的办法是在 R_2 上并联一个温度系数为负、阻值较大的电阻 R_P，用来约束

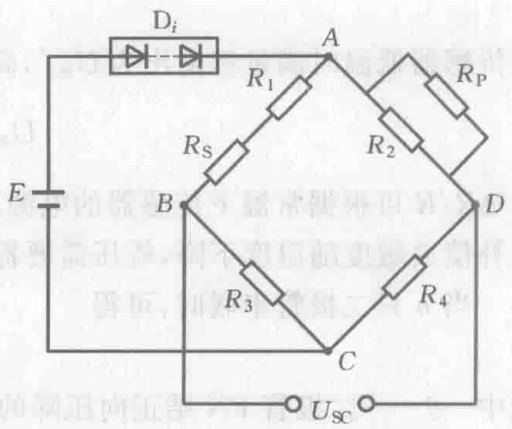


图 3-2-10　温度漂移的补偿

R_2 的变化。这样，当温度变化时，可减小 B、D 点之间的电位差，以达到补偿的目的。当然，如在 R_4 上并联一个温度系数为正、阻值较大的电阻进行补偿，作用是一样的。

下面给出计算 R_S、R_P 的方法。

设 R_1'、R_2'、R_3'、R_4' 与 R_1''、R_2''、R_3''、R_4'' 为 4 个桥臂电阻在低温和高温下的实测数值，R_S'、R_P' 与 R_S''、R_P'' 分别为 R_S、R_P 在低温与高温下的欲求数值。根据低温与高温下 B、D 两点的电位应该相等的条件，得

$$\frac{R_1'+R_S'}{R_3'}=\frac{\dfrac{R_2'R_P'}{R_2'+R_P'}}{R_4'} \tag{3-2-17}$$

$$\frac{R_1''+R_S''}{R_3''}=\frac{\dfrac{R_2''R_P''}{R_2''+R_P''}}{R_4''} \tag{3-2-18}$$

设 R_S、R_P 的温度系数 α、β 为已知，则得

$$R_S''=R_S'(1+\alpha\Delta T) \tag{3-2-19}$$

$$R_P''=R_P'(1+\beta\Delta T) \tag{3-2-20}$$

根据以上 4 式可以计算出 R_S'、R_P'、R_S''、R_P''。实际上只需将(3-2-19)、(3-2-20)二式代入(3-2-17)、(3-2-18)式中，计算出 R_S'、R_P'，再由 R_S'、R_P' 计算出常温下 R_S、R_P 的数值。

计算出 R_S、R_P 后，那么，选择该温度系数的电阻接入桥路，便可起到温度补偿的作用。

2)灵敏度温度补偿

灵敏度温度漂移是由于压阻系数随温度变化而引起的。温度升高时，压阻系数变小；温度降低时，压阻系数变大，说明传感器的灵敏度系数为负值。

补偿灵敏度温漂可以采用在电源回路中串联二极管的方法。温度升高时，因为灵敏度降低，这时如果提高电桥的电源电压，使电桥的输出适当增大，便可以达到补偿的目的。反之，温度降低时，灵敏度升高，如果使电源电压降低，电桥的输出适当减小，同样可达到补偿的目的。因为二极管 PN 结的温度特性为负值，温度每升高 1 °C 时，正向压降减小 1.9～2.4 mV。将适当数量的二极管串联在电桥的电源回路中，见图 3-2-10。电源采用恒压源，当温度升高时，二极管的正向压降减小，于是电桥的桥压增加，使其输出增大。只要计算出所需二极管的个数，将其串入电桥电源回路，便可以达到补偿的目的。

根据电桥的输出，应有

$$\Delta U_{SC}=\Delta E\frac{\Delta R}{R}$$

若传感器低温时满量程输出为 U_{SC}'，高温时满量程输出为 U_{SC}''，则 $\Delta U_{SC}=U_{SC}'-U_{SC}''$，因此

$$U_{SC}'-U_{SC}''=\Delta E\frac{\Delta R}{R}$$

而 $\Delta R/R$ 可根据常温下传感器的电源电压与满量程输出计算，从而可求出 ΔU_{SC}。此值便是为补偿灵敏度随温度下降，桥压需要提高的数值 ΔE。

当 n 只二极管串联时，可得

$$n\cdot\theta\cdot\Delta T=\Delta E$$

式中 θ——二极管 PN 结正向压降的温度系数，一般为 -2 mV/°C；

n——串联二极管的个数；

ΔT——温度的变化范围。

根据上式可计算出

$$n=\frac{\Delta E}{\theta \cdot \Delta T}$$

用这种方法进行补偿时，必须考虑二极管正向压降的阈值，硅管为 0.7 V，锗管为 0.3 V。因此，要求恒压源提供的电压应有一定的提高。

图 3-2-11 是扩散硅差压变送器典型的测量电路原理图。它由应变桥路、温度补偿网络、恒流源、输出放大及电压—电流转换单元等组成。

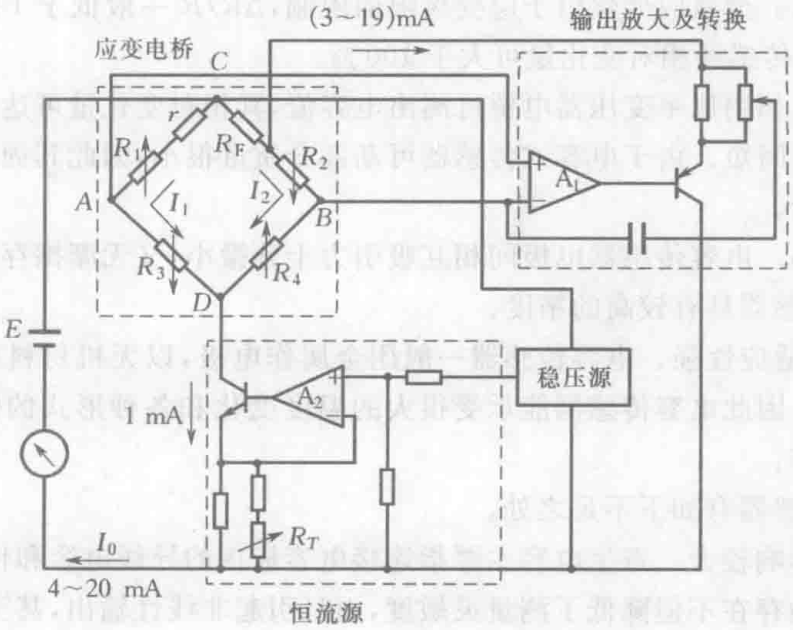


图 3-2-11　变送器电路原理图

电桥由电流值为 1 mA 的恒流源供电。硅杯未承受负荷时，因 $R_1=R_2=R_3=R_4$，$I_1=I_2=0.5$ mA，故 A、B 两点电位相等（$U_{AC}=U_{BC}$），电桥处于平衡状态，因此电流 $I_0=4$ mA。硅杯受压时，R_2 减小，R_4 增大，因 I_2 不变，导致 B 点电位升高。同理，R_1 增大，R_3 减小，引起 A 点电位下降，电桥失去平衡（其增量为 ΔU_{AB}）。A、B 间的电位差 ΔU_{AB} 是运算放大器 A_1 的输入信号，它的输出电压经过电压—电流变换器转换成相应的电流（$I_0+\Delta I_0$），这个增大了的回路电流流过反馈电阻 R_F，使反馈电压增加 $U_F+\Delta U_F$，于是导致 B 点电位下降，直至 $U_{AC}'=U_{BC}'$。扩散硅应变电桥在差压作用下达到了新的平衡状态，完成了“力平衡”过程。当差压为量程上限值时，$I_0=20$ mA，变送器的净输出电流 $I=20-4=16$ mA。

第4章　电容式传感器

电容式传感器是将被测参数变换成电容量的测量装置。它与电阻式、电感式传感器相比具有以下优点。

①测量范围大。金属应变丝由于应变极限的限制，$\Delta R/R$ 一般低于1%，而半导体应变片可达20%，电容传感器相对变化量可大于100%。

②灵敏度高。如用比率变压器电桥可测出电容值，其相对变化量可达 10^{-7}。

③动态响应时间短。由于电容式传感器可动部分质量很小，因此其固有频率很高，适用于动态信号的测量。

④机械损失小。电容传感器电极间相互吸引力十分微小，又无摩擦存在，其自然热效应甚微，从而保证传感器具有较高的精度。

⑤结构简单，适应性强。电容传感器一般用金属作电极，以无机材料（如玻璃、石英、陶瓷等）作绝缘支撑，因此电容传感器能承受很大的温度变化和各种形式的强辐射作用，适合于恶劣环境中工作。

然而，电容传感器有如下不足之处。

①寄生电容影响较大。寄生电容主要指连接电容极板的导线电容和传感器本身的泄漏电容。寄生电容的存在不但降低了测量灵敏度，而且引起非线性输出，甚至使传感器处于不稳定的工作状态。

②当电容传感器用变间隙原理进行测量时具有非线性输出特性。

近年来，由于材料、工艺，特别是在测量电路及半导体集成技术等方面已达到了相当高的水平，因此寄生电容的影响得到较好的解决，使电容传感器的优点得以充分发挥。

4.1　电容式传感器的工作原理

用两块金属平板作电极可构成最简单的电容器。当忽略边缘效应时，其电容量为

$$C=\frac{\varepsilon S}{d}=\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r S}{d} \tag{4-1-1}$$

式中　C——电容量；

S——极板间相互覆盖面积；

d——两极板间距离；

ε——两极板间介质的介电常数；

ε_0——真空的介电常数，$\varepsilon_0=\dfrac{1}{4\pi\times9\times10^{11}}\ \mathrm{F/cm}=\dfrac{1}{3.6\pi}\ \mathrm{pF/cm}$；

ε_r——介质的相对介电常数，$\varepsilon_r=\dfrac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$，对于空气介质 $\varepsilon_r\approx1$。

在(4-1-1)式中，若 S 的单位为 $\mathrm{cm^2}$，d 的单位为 cm，C 的单位为 pF，则

$$C=\frac{\varepsilon_r S}{3.6\pi d}\ \mathrm{pF}$$

由(4-1-1)式可见：在ε、S、d 三个参数中，保持其中两个不变，改变另一个参数即可使电容量 C 改变。这就是电容式传感器的基本原理。因此，一般电容式传感器可以分成以下三种类型。

4.1.1　变面积(S)型

这种传感器的原理如图 4-1-1(a)、(b)所示。

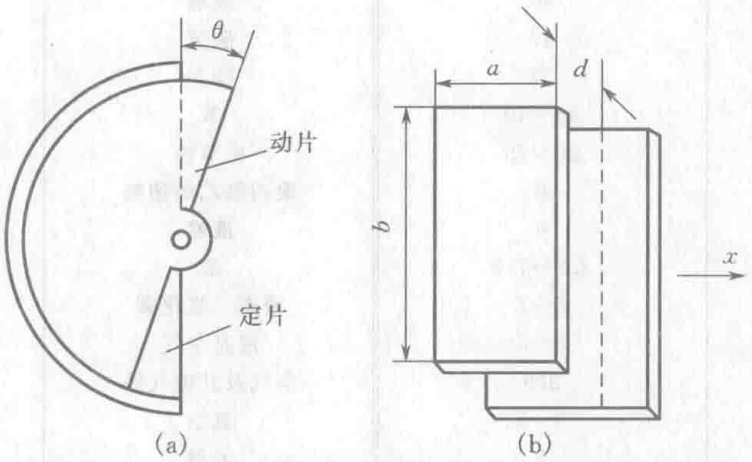


图 4-1-1　变 S 型电容传感器

(a)角位移式　(b)直线位移式

图 4-1-1(a)是角位移式电容传感器原理图。当动片有一角位移 θ 时，两极板间覆盖面积 S 就改变，因而改变了两极板间的电容量。

当 $\theta=0$ 时

$$C_0=\frac{\varepsilon_r S}{3.6\pi d}\ \text{pF}$$

当 $\theta\neq 0$ 时

$$C_\theta=\frac{\varepsilon_r S(1-\theta/\pi)}{3.6\pi d}=C_0(1-\theta/\pi)\ \text{pF} \tag{4-1-2}$$

由(4-1-2)式可见，电容 C_θ 与角位移 θ 呈线性关系。

图 4-1-1(b)是直线位移式电容传感器示意图。设两矩形极板间覆盖面积为 S，当其中一极板移动距离 x 时，则面积 S 发生变化，电容量也改变。

$$C_x=\frac{\varepsilon_r b(a-x)}{3.6\pi d}=C_0\left(1-\frac{x}{a}\right)\ \text{pF} \tag{4-1-3}$$

此传感器灵敏度 K 可由下式求得

$$K=\frac{\mathrm{d}C_x}{\mathrm{d}x}=-\frac{C_0}{a} \tag{4-1-4}$$

由(4-1-4)式可知：增大初始电容 C_0 可以提高传感器的灵敏度。但 x 变化不能太大，否则边缘效应会使传感器特性产生非线性变化。

变面积型电容式传感器还可以做成其他多种形式。这种电容传感器大多用来检测位移等参数。

4.1.2　变介质介电常数(ε)型

因为各种介质的介电常数不同(参看表 4-1-1)，若在两电极间充以空气以外的其他介

质，使介电常数相应变化时，电容量也随之改变。这种传感器常用作检测容器中液面高度、片状材料的厚度等。图 4-1-2 所示是一种电容液面计的原理图。在被测介质中放入两个同心圆柱状极板 1 和 2。若容器内介质的介电常数为 ε_1，容器介质上面气体的介电常数为 ε_2，当容器内液面变化时，两极板间电容量 C 就会发生变化。

表 4-1-1　相对介电常数

物质名称	相对介电常数 ε_r	物质名称	相对介电常数 ε_r
水	80	玻璃	3.7
丙三醇	47	硫黄	3.4
甲醇	37	沥青	2.7
乙二醇	35～40	苯	2.3
乙醇	20～25	松节油	3.2
白云石	8	聚四氟乙烯塑料	1.8～2.2
盐	6	液氮	2
醋酸纤维素	3.7～7.5	纸	2
瓷器	5～7	液态二氧化碳	1.59
米及谷类	3～5	液态空气	1.5
纤维素	3.9	空气及其他气体	1～1.2
砂	3～5	真空	1
砂糖	3	云母	6～8

设容器中介质是不导电液体(如果是导电液体，则电极需要绝缘)，容器中液体介质浸没电极 1 和 2 的高度为 h_1，这时总的电容 C 等于气体介质间的电容量和液体介质间电容量之和。

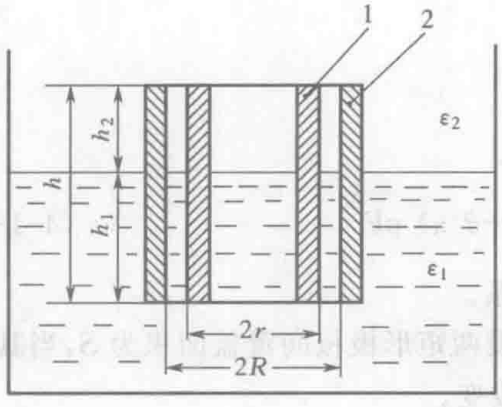


图 4-1-2　电容液面计原理图

气体介质间的电容量 C_1 为

$$C_1=\frac{2\pi h_2\varepsilon_2}{\ln(R/r)}=\frac{2\pi(h-h_1)\varepsilon_2}{\ln(R/r)}\ \text{pF}$$

液体介质间的电容量 C_2 为

$$C_2=\frac{2\pi h_1\varepsilon_1}{\ln(R/r)}\ \text{pF}$$

式中　h——电极总长度，$h=h_1+h_2$(cm)；

R、r——两个同心圆电极半径(cm)。

因此，总电容量为

$$C=C_1+C_2=\frac{2\pi(h-h_1)\varepsilon_2}{\ln(R/r)}+\frac{2\pi h_1\varepsilon_1}{\ln(R/r)}$$

$$=\frac{2\pi h\varepsilon_2}{\ln(R/r)}+\frac{2\pi h_1(\varepsilon_1-\varepsilon_2)}{\ln(R/r)}\ \text{pF}\qquad(4\text{-}1\text{-}5)$$

令

$$A=\frac{2\pi h\varepsilon_2}{\ln(R/r)}$$

$$K=\frac{2\pi(\varepsilon_1-\varepsilon_2)}{\ln(R/r)}$$

则(4-1-5)式可以写成

$$C=A+Kh_1\ \text{pF}\qquad(4\text{-}1\text{-}6)$$

(4-1-6)式表明传感器电容量 C 与液位高度 h_1 成线性关系。

图 4-1-3 是另一种变介电常数(ε)的电容传感器。极板间两种介质厚度分别是 d_0 和 d_1，则此传感器的电容量等于两个电容 C_0 和 C_1 相串联，即

$$C=\frac{C_0C_1}{C_0+C_1}=\frac{\dfrac{\varepsilon_0 S}{3.6\pi d_0}\cdot\dfrac{\varepsilon_1 S}{3.6\pi d_1}}{\dfrac{\varepsilon_0 S}{3.6\pi d_0}+\dfrac{\varepsilon_1 S}{3.6\pi d_1}}=\frac{S}{3.6\pi\left(\dfrac{d_1}{\varepsilon_1}+\dfrac{d_0}{\varepsilon_0}\right)} \tag{4-1-7}$$

由(4-1-7)式可知，当介电常数 ε_0 或 ε_1 发生变化，则电容 C 随之而变。如果 ε_0 为空气介电常数，ε_1 为待测体的介电常数，当待测体厚度 d_1 不变时，此电容传感器可作为介电常数测量仪；若待测体介电常数 ε_1 不变时，可作为测厚仪使用。

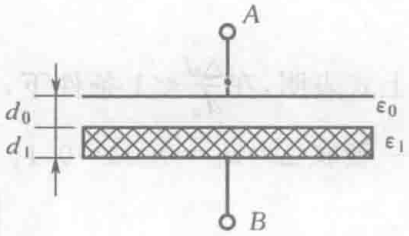


图 4-1-3　变 ε 的电容传感器

4.1.3　变极板间距(d)型

此类型电容传感器如图 4-1-4 所示。图中极板 1 固定不动，极板 2 为可动电极(即称动片)，当动片随被测量变化而移动时，使两极板间距 d_0 变化，从而使电容量产生变化。C 随 d 变化的函数关系为一双曲线，如图4-1-5所示。

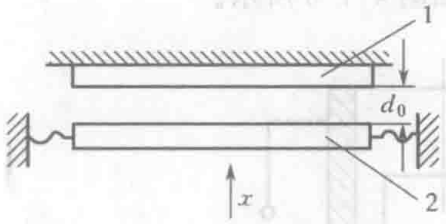


图 4-1-4　变 d 的电容传感器

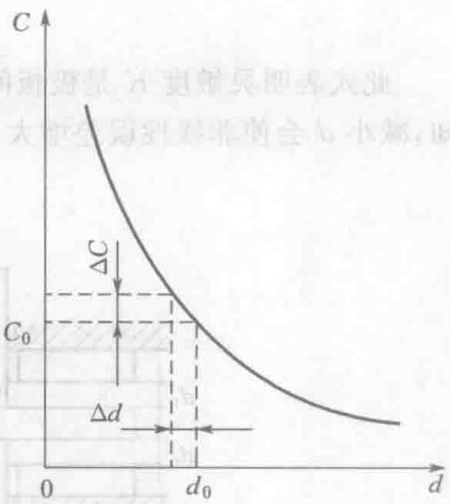


图 4-1-5　C-d 特性曲线

设动片 2 未动时极板间距为 d_0，初始电容量为 C_0，则

$$C_0=\frac{S}{3.6\pi d_0}\ \text{pF}$$

当间距 d_0 减小 Δd 时，则电容量为

$$C_0+\Delta C=\frac{S}{3.6\pi(d_0-\Delta d)}$$

$$=\frac{S}{3.6\pi d_0\left(1-\dfrac{\Delta d}{d_0}\right)}=C_0\frac{1}{1-\dfrac{\Delta d}{d_0}}\ \text{pF}$$

于是得

$$\frac{\Delta C}{C_0}=\frac{\dfrac{\Delta d}{d_0}}{1-\dfrac{\Delta d}{d_0}} \tag{4-1-8}$$

当 $\Delta d\ll d_0$ 时，(4-1-8)式可以展开为级数形式，即

$$\frac{\Delta C}{C_0}=\frac{\Delta d}{d_0}\left[1+\frac{\Delta d}{d_0}+\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^2+\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^3+\cdots\right] \tag{4-1-9}$$

若忽略(4-1-9)式中高次项，得

$$\frac{\Delta C}{C_0}\approx\frac{\Delta d}{d_0} \tag{4-1-10}$$

上式表明，在$\frac{\Delta d}{d_0}\ll 1$条件下，电容的变化量$\Delta C$与极板间距变化量$\Delta d$近似呈线性关系。一般取$\Delta d/d_0=0.02\sim0.1$。显然，非线性误差与$\Delta d/d_0$的大小有关，其表达式为

$$\delta=\frac{\left|\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^2\right|}{\left|\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)\right|}=\left|\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)\right|\times 100\,\% \tag{4-1-11}$$

例如，位移相对变化量为0.1，则$\delta=10\,\%$，可见这种结构的电容传感器非线性误差较大，仅适用于微小位移的测量。

这种传感器的灵敏度

$$K=\frac{\Delta C}{\Delta d}=-\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r S}{d^2} \tag{4-1-12}$$

此式表明灵敏度K是极板间隙d的函数，d越小，灵敏度越高。但是由(4-1-11)式可知，减小d会使非线性误差增大，为此常采用差动式结构，如图4-1-6所示。

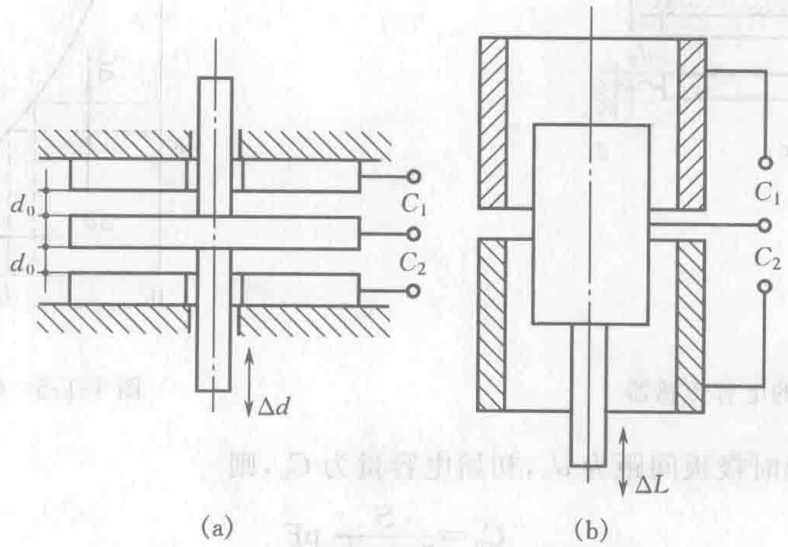


图4-1-6　差动电容传感器原理图

(a)变d类型　(b)变S类型

以图4-1-6(a)为例，设动片上移Δd，则C_1增大，C_2减小，如果C_1和C_2初始电容用C_0表示，则有

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

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

所以差动式电容传感器输出为

$$\Delta C=C_1-C_2=C_0\left[2\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)+2\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^3+\cdots\right] \tag{4-1-13}$$

忽略高次项，(4-1-13)式经整理得

$$\frac{\Delta C}{C_0}\approx 2\frac{\Delta d}{d_0} \tag{4-1-14}$$

其非线性误差为

$$\delta=\frac{\left|\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^3\right|}{\left|\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)\right|}=\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)^2\times 100\% \tag{4-1-15}$$

由此可见，差动式电容传感器，不仅使灵敏度提高一倍，而且非线性误差可以减小一个数量级。

4.2　电容式传感器的测量电路

4.2.1　等效电路

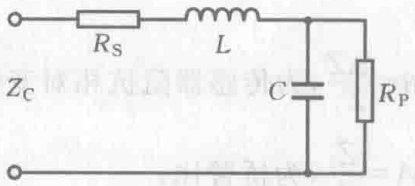


图 4-2-1　等效电路

电容传感器可用图 4-2-1 等效电路来表示。图中 C 为传感器电容，R_P 为并联电阻，它包括了电极间直流电阻和气隙中介质损耗的等效电阻。串联电感 L 表示传感器各连线端间总电感。串联电阻 R_S 表示引线电阻、金属接线柱电阻及电容极板电阻之和。由图 4-2-1 可得到等效阻抗 Z_C，即

$$Z_C=\left(R_S+\frac{R_P}{1+\omega^2R_P^2C^2}\right)-\mathrm{j}\left(\frac{\omega R_P^2C}{1+\omega^2R_P^2C^2}-\omega L\right) \tag{4-2-1}$$

式中　$\omega=2\pi f$ 为激励电源角频率。

由于传感器并联电阻 R_P 很大，上式经简化后得等效电容为

$$C_E=\frac{C}{1-\omega^2LC}=\frac{C}{1-(f/f_0)^2} \tag{4-2-2}$$

式中　$f_0=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 为电路谐振频率。

当电源激励频率 f 低于电路谐振频率 f_0 时，等效电容增加到 C_E，由(4-2-2)式可计算 C_E 的值。在这种情况下，电容的实际相对变化量为

$$\frac{\Delta C_E}{C_E}=\frac{\Delta C/C}{1-\omega^2LC} \tag{4-2-3}$$

上式清楚地说明：电容传感器的标定和测量必须在同样条件下进行，即线路中导线实际长度等条件在测试时和标定时应该一致。

4.2.2　测量电路

电容传感器电容值一般十分微小(几皮法至几十皮法)，这样微小的电容不便直接显示、记录，更不便于传输。为此，必须借助于测量电路检测出这一微小的电容变量，并转换为与其成正比的电压、电流或频率信号。由于测量电路种类很多，所以下面仅就目前常用的典型线路加以介绍。

(1)交流不平衡电桥

交流不平衡电桥是电容传感器最基本的一种测量电路，如图 4-2-2 所示。其中一个臂 Z_1 为电容传感器阻抗，另三个臂 Z_2、Z_3、Z_4 为固定阻抗，$\boldsymbol{E}$ 为电源电压(设电源内阻为零)，

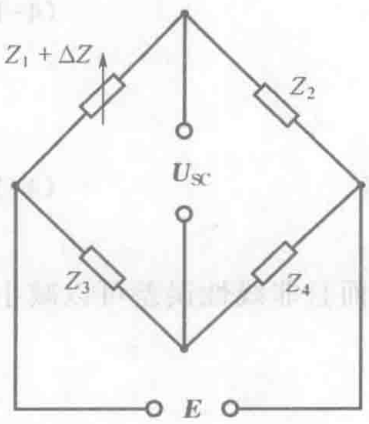


图 4-2-2　交流不平衡电桥原理图

U_{SC}为电桥输出电压。

下面讨论在输出端开路的情况下，电桥的电压灵敏度。设电桥初始平衡条件为 $Z_1 \cdot Z_4 = Z_2 \cdot Z_3$，则 $\boldsymbol{U}_{SC}=0$。当被测参数变化时引起传感器阻抗变化为 ΔZ，于是桥路失去平衡。根据等效发电机原理，其输出电压为

$$\boldsymbol{U}_{SC}=\left(\frac{Z_1+\Delta Z}{Z_1+\Delta Z+Z_2}-\frac{Z_3}{Z_3+Z_4}\right)\boldsymbol{E} \tag{4-2-4}$$

将电桥平衡条件代入(4-2-4)式，经整理后得

$$\boldsymbol{U}_{SC}=\frac{\left(\frac{\Delta Z}{Z_1}\right)\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)}{\left(1+\frac{Z_1}{Z_2}\right)\left(1+\frac{Z_3}{Z_4}\right)}\boldsymbol{E}=\frac{\left(\frac{\Delta Z}{Z_1}\right)\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)}{\left(1+\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2}\boldsymbol{E}$$

令　$\beta=\dfrac{\Delta Z}{Z_1}$，为传感器阻抗相对变化值；

$A=\dfrac{Z_1}{Z_2}$，为桥臂比；

$K=\dfrac{Z_1/Z_2}{(1+Z_1/Z_2)^2}=\dfrac{A}{(1+A)^2}$，为桥臂系数。

则上式可改写为

$$\boldsymbol{U}_{SC}=\frac{\beta A}{(1+A)^2}\boldsymbol{E}=\beta K\boldsymbol{E} \tag{4-2-5}$$

在(4-2-5)式中，右边 3 个因子一般均为复数量。对于电容式传感元件来说，β 可以认为是一实数，因为有如下关系

$$\beta=\frac{\Delta Z}{Z_1}=\frac{\Delta C}{C_1}\approx\frac{\Delta d}{d_1}$$

桥臂比 A 用指数形式表示为

$$A=\frac{Z_1}{Z_2}=\frac{|Z_1|e^{j\phi_1}}{|Z_2|e^{j\phi_2}}=ae^{j\theta} \tag{4-2-6}$$

式中　$a=\dfrac{|Z_1|}{|Z_2|}$；$\theta=\phi_1-\phi_2$，其分别是 A 的模和相角。桥臂系数 K 是桥臂比 A 的函数，故也是复数，其表达式为

$$K=\frac{A}{(1+A)^2}=ke^{j\gamma}=f(a,\theta) \tag{4-2-7}$$

k 和 γ 分别是桥臂系数的模和相角，将 $A=ae^{j\theta}$ 代入(4-2-7)式，可得

$$k=|K|=\frac{a}{1+2a\cos\theta+a^2}=f_1(a,\theta) \tag{4-2-8}$$

$$\gamma=\arctan\frac{(1-a^2)\sin\theta}{2a+(1+a^2)\cos\theta}=f_2(a,\theta) \tag{4-2-9}$$

k 和 γ 均是 a，θ 的函数。由上式可知，在电源电压 $\boldsymbol{E}$ 和传感器阻抗相对变化量 β 一定的条件下，要使输出电压 $\boldsymbol{U}_{SC}$ 增大，必须设法提高桥臂系数 k。根据(4-2-8)式和(4-2-9)式，以 θ 角为参变量，可分别画出桥臂系数的模、相角与 a 的关系曲线，如图 4-2-3 所示。

图 4-2-3(a)中，因为每条 $k=f(a)$ 曲线 $f(a)=f(1/a)$，所以图中只给出 $a>1$ 的情况。

由图 4-2-3(a)中可以看出，当 $a=1$ 时，k 为最大值 k_m，k_m 随 θ 而变。当 $\theta=0$ 时，$k_m=0.25$；当 $\theta=\pm90°$ 时，$k_m=0.5$；当 $\theta=\pm180°$ 时，$k_m\to\infty$。这时电桥为谐振电桥，但桥臂元件必须是纯电感和纯电容。实际上不可能做到，因此 k_m 也不可能达到无限大。总之在桥路电源电压 $\boldsymbol{E}$ 和传感元件阻抗相对变化量 β 一定时，欲使电桥电压灵敏度最高，应满足两桥臂初始阻抗的模相等，即 $|Z_1|=|Z_2|$，并使两桥臂阻抗幅角差 θ 尽量增大的条件。

从图 4-2-3(b)可知，对于不同的 θ 值，γ 角随 a 变化。当 $a=1$ 时，$\gamma=0$；$a\to\infty$ 时，γ 趋于最大值 γ_m，并且 γ_m 等于 θ。只有 $\theta=0$ 时，γ 值均为零。因此在一般情况下电桥输出电压 $\boldsymbol{U}_{SC}$ 与电源 $\boldsymbol{E}$ 之间有相移，即 $\gamma\neq0$，只有当桥臂阻抗模相等 $|Z_1|=|Z_2|$ 或两桥臂阻抗比的幅角 $\theta=0$ 时，无论 a 为何值，γ 均为零。即输出电压 $\boldsymbol{U}_{SC}$ 与电源 $\boldsymbol{E}$ 同相位。

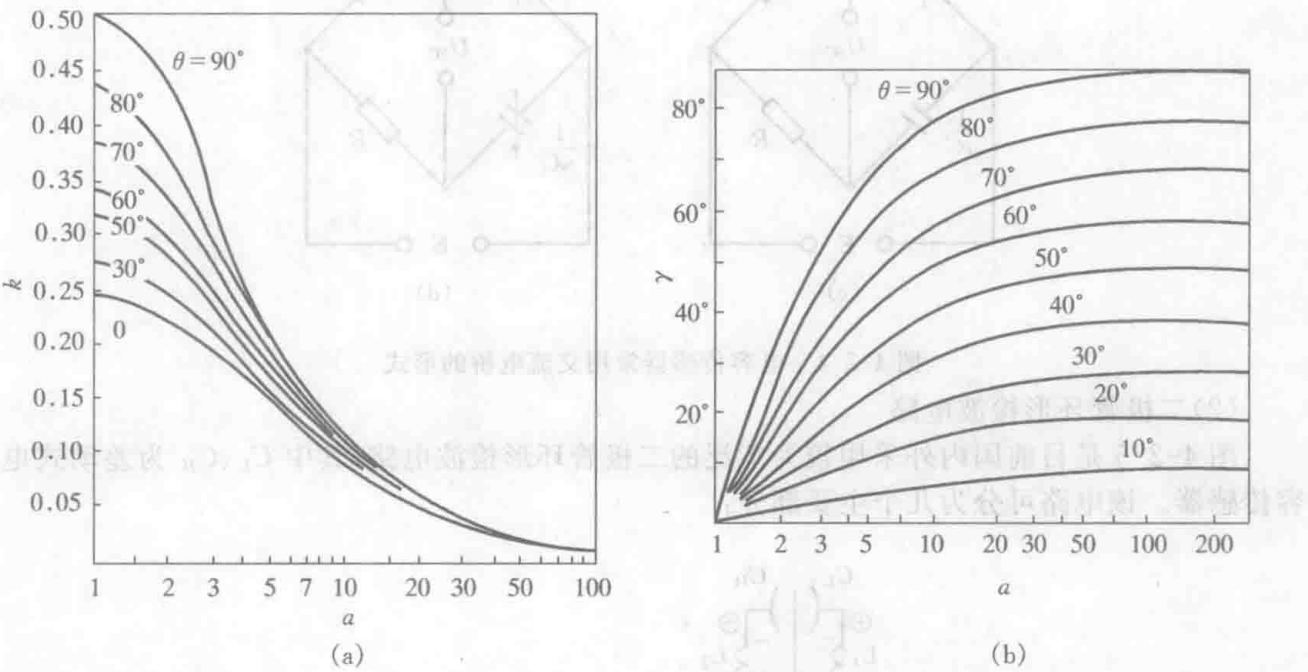


图 4-2-3　电桥的电压灵敏度曲线

由以上分析可以求出常用各种电桥电压的灵敏度，从而粗略估计电桥输出电压的大小。

例如在图 4-2-4(a)、(b)中 $a=1$，$\theta=0$。根据图 4-2-3 曲线可知：$k=0.25$，$\gamma=0$，因此输出电压 $\boldsymbol{U}_{SC}=0.25\beta\boldsymbol{E}$。图(c)中，当 $R=\left|\dfrac{1}{\omega C}\right|$ 时，即 $a=1$，$\theta=90°$，根据图 4-2-3 曲线得到 $k=0.5$，$\gamma=0$，因此输出电压 $\boldsymbol{U}_{SC}=0.5\beta\boldsymbol{E}$。图(c)电路与图(b)相比较虽然元件一样，但由于接法不同，使灵敏度提高了一倍。图 4-2-4(c)和(d)线路形式相同，但是由于(d)图中采用了差动式电容传感器，故输出电压 $\boldsymbol{U}_{SC}=\beta\boldsymbol{E}$，比图(c)的输出电压提高了一倍。

应该指出：上述各种电桥输出电压是在假设负载阻抗为无限大(即输出端开路)时得到的，实际上由于负载阻抗的存在而使输出电压偏小。同时因为电桥输出为交流信号，故不能判断输入传感器信号的极性，只有将电桥输出信号经交流放大后，再采用相敏检波电路和低通滤波器，最后才能得到反映输入信号极性的输出信号。

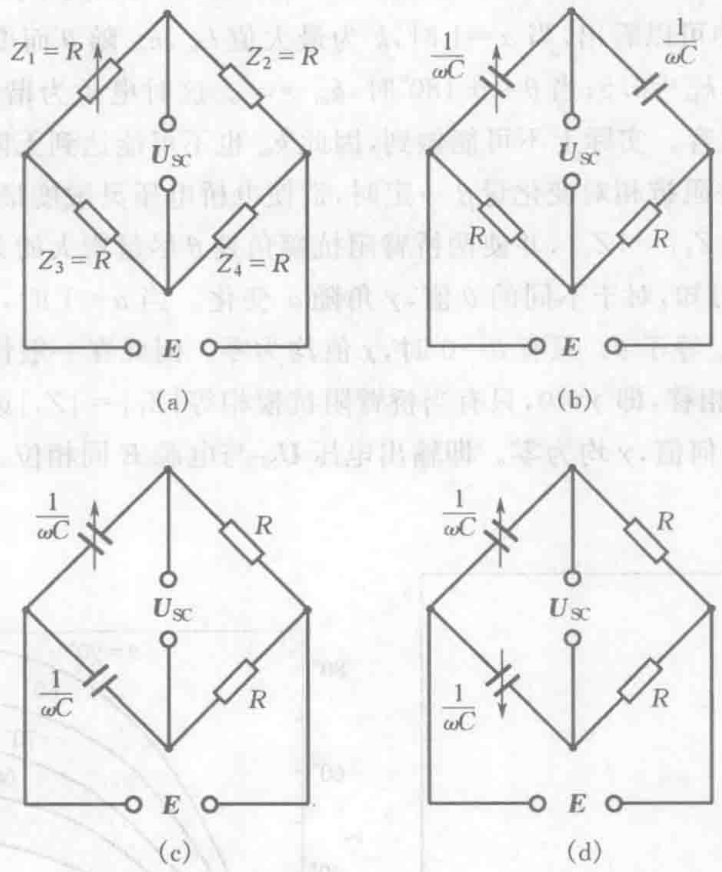


图 4-2-4　电容传感器常用交流电桥的形式

(2)二极管环形检波电路

图 4-2-5 是目前国内外采用较为广泛的二极管环形检波电路，其中 C_L、C_H 为差动式电容传感器。该电路可分为几个主要部分：

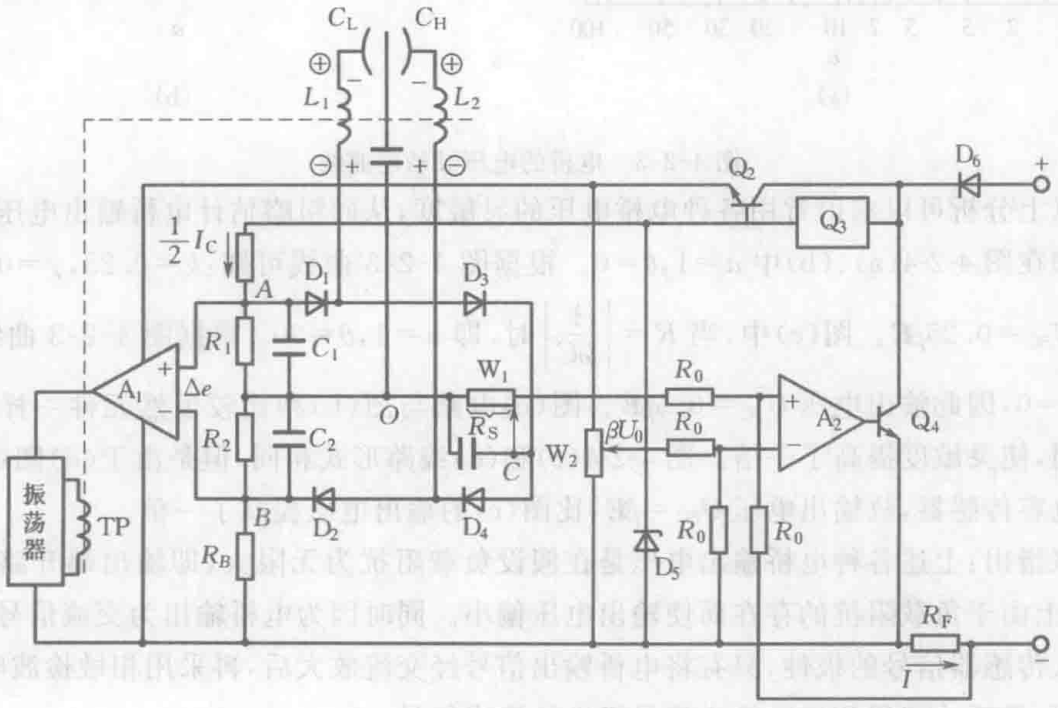


图 4-2-5　二极管环形检波电路原理图

①振荡器，产生激励电压通过变压器 TP 加到副边 L_1、L_2 处；

②由 $D_1 \sim D_4$ 组成的二极管环形检波电路；

③稳幅放大器 A_1；

④比例放大器 A_2 和电流转换器 Q_1；

⑤恒压恒流源 Q_2、Q_3。

设振荡器激励电压经变压器 TP 加在副边 L_1 和 L_2 的正弦电压为 e，在检测回路中一般电容 C_L 和 C_H 的阻抗大于回路其他阻抗，于是通过 C_L 和 C_H 的电流分别为

$$i_L = \omega C_L e, i_H = \omega C_H e$$

式中 ω——激励电压的角频率。

由于二极管的检波作用，当 e 为正半周时（图中所示⊕、⊖），二极管 D_1、D_4 导通，D_2、D_3 截止；当 e 为负半周时（图中所示＋、－），二极管 D_2、D_3 导通，D_1、D_4 截止。于是检波回路电流在 AB 端产生的电压有效值为

$$U_{AB1} = -R(i_L + i_H)$$

在上式中 $R = R_1 = R_2$。另一方面恒流源电流 I_C 在 AB 端产生的电压降为

$$U_{AB2} = I_C R$$

因此加在 AB 端的总电压 $U_{AB} = U_{AB1} + U_{AB2}$，即运算放大器 A_1 的输入电压 Δe 为

$$\Delta e = I_C R - (i_L + i_H)R \tag{4-2-10}$$

运算放大器 A_1 的作用是使振荡器输出信号 e 的幅值保持稳定。若 e 增加，则 i_L 和 i_H 都随着增加，由(4-2-10)式可知，其运算放大器 A_1 输入电压 Δe 将减小，经 A_1 放大后则振荡器输出电压 e 相应减小；反之，当 e 减小，则 i_L 和 i_H 也减小，则 Δe 增加，经 A_1 放大后使振荡器输出电压 e 增大，这一稳幅过程直至 $\Delta e = 0$ 为止。由(4-2-10)式可得到振荡器稳幅条件为

$$I_C = i_L + i_H = \omega e(C_L + C_H)$$

于是

$$\omega e = \frac{I_C}{C_L + C_H} \tag{4-2-11}$$

此外，由于二极管检波作用，CO 两点间电压为 $U_{CO} = (i_L - i_H)R_S$，而 $i_L - i_H = \omega e(C_L - C_H)$，将(4-2-11)式代入此式得

$$i_L - i_H = \frac{C_L - C_H}{C_L + C_H} I_C \tag{4-2-12}$$

运算放大器 A_2 的输入电压有：信号电压 $(i_L - i_H)R_S$，调零电压 βU_0，I_C 在同相端产生的固定电压 U_B，反馈电压 IR_F。由于运算放大器 A_2 放大倍数很高，根据图 4-2-5 列出输入端平衡方程式为

$$(i_L - i_H)R_S + U_B - \beta U_0 - IR_F = 0 \tag{4-2-13}$$

式中 I——检测电路的输出电流。

将(4-2-12)式代入(4-2-13)式，经整理可得输出电流表达式

$$I = \frac{I_C R_S}{R_F} \cdot \frac{C_L - C_H}{C_L + C_H} + \frac{U_B}{R_F} - \beta \frac{U_0}{R_F} \tag{4-2-14}$$

如设 C_L 和 C_H 为变间隙型差动式平板电容，当可动电极向 C_L 侧移动 Δd 时，则 C_L 增加，C_H 减小，即

$$\left.\begin{aligned} C_L &= \frac{\varepsilon_0 S}{d_0 - \Delta d} \\ C_H &= \frac{\varepsilon_0 S}{d_0 + \Delta d} \end{aligned}\right\} \tag{4-2-15}$$

将(4-2-15)式代入(4-2-14)式，得

$$I=\frac{I_C R_S}{R_F}\frac{\Delta d}{d_0}+\frac{U_B}{R_F}-\beta\frac{U_0}{R_F} \tag{4-2-16}$$

由(4-2-16)式可以看出该电路有以下特点：采用变面积型或变间隙型差动式电容传感器，均能得到线性输出特性；用电位器 W_1、W_2 可实现量程和零点的调整，而且二者互不干扰；改变反馈电阻 R_F 可以改变输出起始电流 I_0。

(3)差动脉冲宽度调制电路

该电路原理如图 4-2-6 所示。它由比较器 A_1、A_2、双稳态触发器及电容充、放电回路组

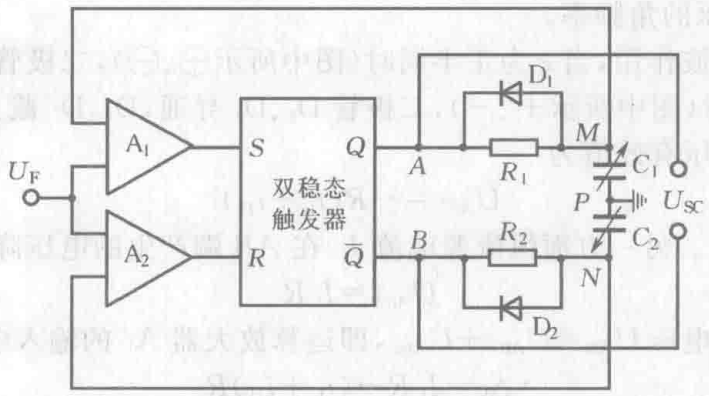


图 4-2-6 差动脉冲宽度调制线路

成。C_1 和 C_2 为传感器的差动电容，双稳态触发器的两个输出端 A、B 作为差动脉冲宽度调制电路的输出。设电源接通时，双稳态触发器的 A 端为高电位，B 端为低电位，因此 A 点通过 R_1 对 C_1 充电，直至 M 点的电位等于参考电压 U_F 时，比较器 A_1 产生一脉冲，触发双稳态触发器翻转，则 A 点呈低电位，B 点呈高电位。此时 M 点电位经二极管 D_1 迅速放电至零，而同时 B 点的高电位经 R_2 向 C_2 充电，当 N 点电位等于 U_F 时，比较器 A_2 产生一脉冲，使触发器又翻转一次，则 A 点呈高电位，B 点呈低电位，重复上述过程。如此周而复始，在双稳态触发器的两输出端各自产生一宽度受 C_1、C_2 调制的方波脉冲。

下面讨论此方波脉冲宽度与 C_1、C_2 的关系。当 $C_1=C_2$ 时线路上各点电压波形如图 4-2-7(a)所示，A、B 两点间平均电压为零。当 $C_1\neq C_2$ 时，如 $C_1>C_2$ 则 C_1 和 C_2 充放电时间常数不同，电压波形如图 4-2-7(b)所示。A、B 两点间平均电压不再是零。输出直流电压 $\overline{U}_{SC}$ 由 A、B 两点间电压经低通滤波后获得，等于 A、B 两点间电压平均值 U_{AP} 和 U_{BP} 之差。

$$U_{AP}=\frac{T_1}{T_1+T_2}U_1$$

$$U_{BP}=\frac{T_2}{T_1+T_2}U_1$$

式中 U_1——触发器输出高电平。

$$\overline{U}_{SC}=U_{AP}-U_{BP}=U_1\frac{T_1-T_2}{T_1+T_2} \tag{4-2-17}$$

$$T_1=R_1C_1\ln\frac{U_1}{U_1-U_F} \tag{4-2-18}$$

$$T_2=R_2C_2\ln\frac{U_1}{U_1-U_F} \tag{4-2-19}$$

设充电电阻 $R_1=R_2=R$，则得

$$\overline{U}_{SC}=\frac{C_1-C_2}{C_1+C_2}U_1 \tag{4-2-20}$$

由上式可知，差动电容的变化使充电时间不同，从而使双稳态触发器输出端的方波脉冲

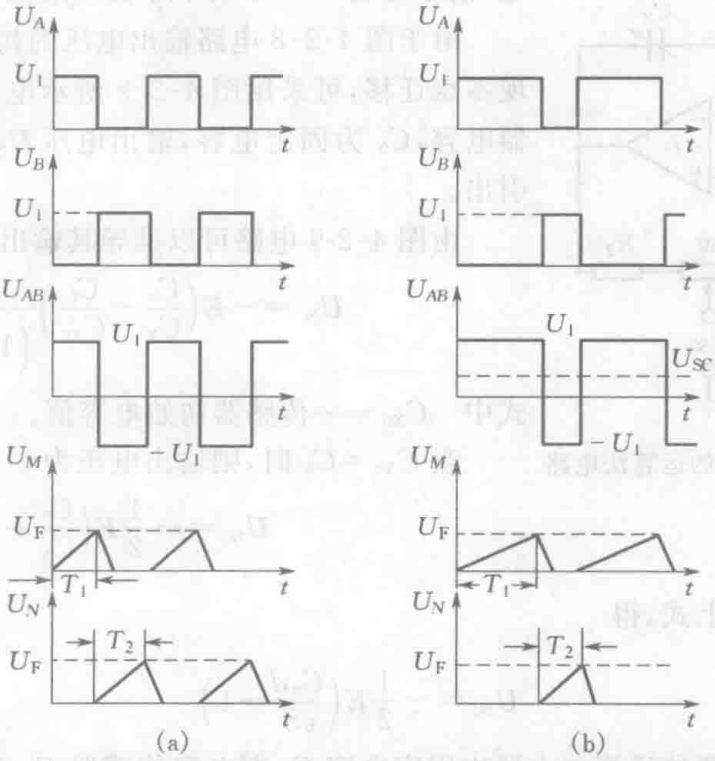


图 4-2-7　各点电压波形图

宽度不同。因此，A、B 两点间输出直流电压 $\overline{U}_{SC}$ 也不同，而且具有线性输出特性。此外调宽线路还具有如下特点：与二极管式线路相似，不需要附加解调器即能获得直流输出；输出信号一般为 100 kHz～1 MHz 的矩形波，所以直流输出只需经低通滤波器简单地引出。由于低通滤波器的作用，对输出波形纯度要求不高，只需要一电压稳定度较高的直流电源，这比其他测量线路中要求高稳定度的稳频、稳幅交流电源易于做到。

(4)运算法测量电路

图 4-2-8 为运算法测量电路原理图。它由传感器电容 C_X 和固定电容 C_0 以及运算放大器 A 组成。其中 $\boldsymbol{E}$ 为信号源电压，$\boldsymbol{U}_{SC}$ 为输出电压。

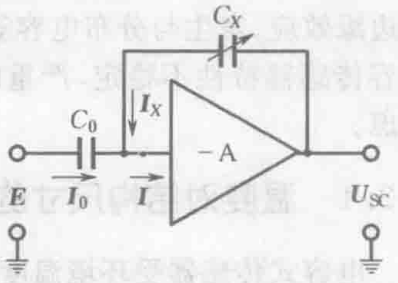


图 4-2-8　运算法测量电路原理图

由运算放大器反馈原理可知，当运算放大器输入阻抗很高，增益很大时，则认为运算放大器输入电流 $\boldsymbol{I}=0$，因此下式成立

$$\frac{\boldsymbol{U}_{SC}}{\boldsymbol{E}}=-\frac{Z_X}{Z_0}=-\frac{C_0}{C_X} \tag{4-2-21}$$

以 $C_X=\dfrac{\varepsilon S}{d}$ 代入上式，得

$$\boldsymbol{U}_{SC}=-\boldsymbol{E}\frac{C_0}{\varepsilon S}d \tag{4-2-22}$$

由(4-2-22)式可知，输出电压 $\boldsymbol{U}_{SC}$ 与动极片的位移 d 成线性关系，这就从原理上解决了使用单个变间隙型电容传感器输出特性的非线性问题。而(4-2-22)式是在假设运算放大器增益 $A\to\infty$ 和输入阻抗 $Z_i\to\infty$ 的条件下得出的结果。实际上运算法测量电路的输出，仍具有一定非线性误差，但是在增益和输入阻抗足够大时，这种误差是相当小的。此外由(4-2-22)式表明，输出信号电压 $\boldsymbol{U}_{SC}$ 还与信号源电压 $\boldsymbol{E}$、固定电容 C_0 及电容式传感器其他参数 ε、S 等有关，这些参数的波动将使输出产生误差。因此该电路要求固定电容 C_0 必须稳

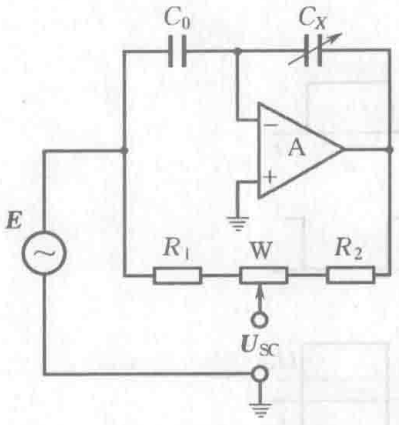


图 4-2-9　可实现调零的运算法电路

定，信号源电压 $\boldsymbol{E}$ 必须采取稳压措施。

由于图 4-2-8 电路输出电压的初始值不为零，为了实现零点迁移，可采用图 4-2-9 所示电路。图中 C_X 为传感器电容，C_0 为固定电容，输出电压 $\boldsymbol{U}_{SC}$ 从电位器动点对地引出。

由图 4-2-9 电路可以推导其输出电压，为

$$\boldsymbol{U}_{SC}=-\boldsymbol{E}\left(\frac{C_0}{C_X}-\frac{C_0}{C_{X0}}\right)\frac{1}{\left(1+\dfrac{C_0}{C_{X0}}\right)} \tag{4-2-23}$$

式中　C_{X0}——传感器初始电容值。

当 $C_{X0}=C_0$ 时，则输出电压为

$$\boldsymbol{U}_{SC}=-\frac{1}{2}\boldsymbol{E}\left(\frac{C_0}{C_X}-1\right) \tag{4-2-24}$$

如果将 $C_X=\dfrac{\varepsilon S}{d}$ 代入上式，得

$$\boldsymbol{U}_{SC}=-\frac{1}{2}\boldsymbol{E}\left(\frac{C_0 d}{\varepsilon S}-1\right) \tag{4-2-25}$$

顺便指出，上述两种运算放大器中固定电容 C_0 在电容传感器 C_X 检测过程中还起到了参比测量的作用。因而当 C_0 和 C_{X0} 结构参数及材料完全相同时，其环境温度对测量的影响可以得到补偿。

4.3　电容式传感器的误差分析

第一节中对各类电容传感器结构原理的分析均在理想条件下进行，没有考虑如温度、电场边缘效应、寄生与分布电容等因素对传感器精度的影响。实际上由于这些因素的存在，使电容传感器特性不稳定，严重时甚至无法工作，因此在设计和应用电容传感器时必须予以考虑。

4.3.1　温度对结构尺寸的影响

电容式传感器受环境温度的影响必然引起测量误差。温度误差主要是由于构成传感器的材料不同，因此有不同的温度膨胀系数。当环境温度变化时，传感器各零件的几何形状、尺寸发生变化，从而引起电容量变化。如下式所示

$$C=C_0+\Delta C_P+\Delta C_t$$

式中　C_0——传感器的初始电容量；

ΔC_P——在被测信号作用下电容量的增量；

ΔC_t——由于环境温度变化而产生的附加电容增量，$\Delta C_t=f(t)$。

上式中，ΔC_t 决定了传感器温度误差的大小。在设计电容传感器时，正确选择各零件的尺寸，可以减小温度造成的测量误差。以图 4-3-1 所示电容测压传感器为例，对温度误差进行分析。

设初始温度为 t_0 时，电容传感器工作极片与固定极片的间隙 d_0 为

$$d_0=L-h_1-h_2 \tag{4-3-1}$$

式中　L、h_1、h_2 分别为初始温度时的总间隙、绝缘材料的厚度和固定极片的厚度。

因为传感器各零件的材料不同，具有不同的温度膨胀系数，因此当温度变化 Δt 后，间隙 d_t 为

$$d_t = L(1+\alpha_L \Delta t) - h_1(1+\alpha_{h_1}\Delta t) - h_2(1+\alpha_{h_2}\Delta t) \tag{4-3-2}$$

式中　α_L、α_{h_1}、α_{h_2} 分别为传感器各零件所用材料的温度线膨胀系数。

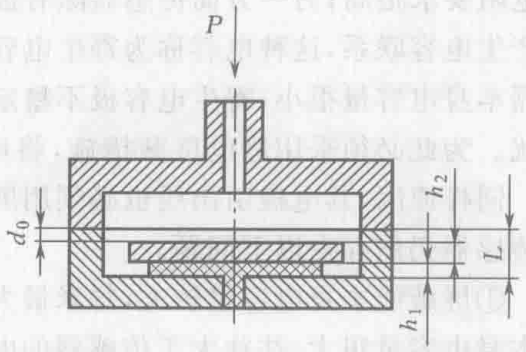


图 4-3-1　电容测压传感器

由于温度变化而引起的电容量相对误差为

$$\delta_t = \frac{C_t - C_{t_0}}{C_{t_0}} = \frac{d_0 - d_t}{d_t} \tag{4-3-3}$$

式中　C_{t_0}——传感器在温度为 t_0 时的电容量；

C_t——传感器在温度为 t 时的电容量。

将(4-3-1)式和(4-3-2)式代入(4-3-3)式整理后，得

$$\delta_t = -\frac{(L\alpha_L - h_1\alpha_{h_1} - h_2\alpha_{h_2})\Delta t}{d_0 + (L\alpha_L - h_1\alpha_{h_1} - h_2\alpha_{h_2})\Delta t} \tag{4-3-4}$$

为了消除温度误差，必须使 $\delta_t = 0$，则(4-3-4)式的分子为零可实现温度补偿，即

$$h_1\alpha_{h_1} + h_2\alpha_{h_2} - L\alpha_L = 0 \tag{4-3-5}$$

由于设计传感器时 L 尺寸的灵活性很大，故可用 $L = h_1 + h_2 + d_0$ 代入(4-3-5)式，得

$$h_1\alpha_{h_1} + h_2\alpha_{h_2} - (h_1 + h_2 + d_0)\alpha_L = 0$$

经整理可得

$$h_1\left(\frac{\alpha_{h_1}}{\alpha_L} - 1\right) + h_2\left(\frac{\alpha_{h_2}}{\alpha_L} - 1\right) - d_0 = 0 \tag{4-3-6}$$

以上各式说明温度误差与组成传感器的零件形状、尺寸、大小及零件材料的线膨胀系数有关。在设计电容传感器时应首先根据合理的初始电容量决定间隙 d_0，然后根据材料的线膨胀系数 α_{h_1}、α_{h_2}、α_L，适当地选择 h_1 和 h_2 以满足(4-3-6)式温度补偿的条件要求。

4.3.2　电容电场的边缘效应

理想条件下，平行板电容器的电场均匀分布于两极板所围成的空间，这仅是简化电容量计算的一种假定。当考虑电场的边缘效应时，情况要复杂得多，边缘效应的影响相当于传感器并联一个附加电容，引起了传感器的灵敏度下降和非线性增加。为了克服边缘效应，首先应增大初始电容量 C_0，即增大极板面积，减小极板间距。此外，加装等位环是消除边缘效应的有效方法，如图 4-3-2 所示。这里除 A、B 两极板外，又在极板 A 的同一平面内加一个同心环面 G。A、G 在电气上相互绝缘，使用时 A 和 G 两面间始终保持等电位，于是传感器电容极板 A 与 B 间电场接近理想状态的均匀分布。

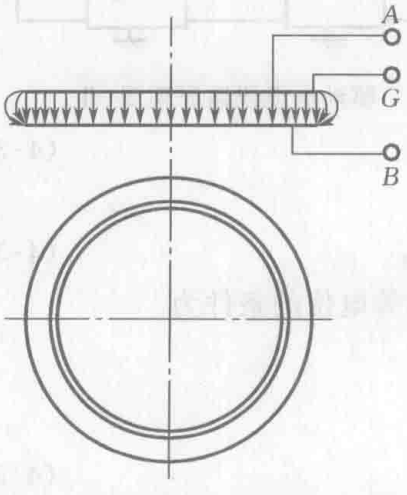


图 4-3-2　加装等位环消除边缘效应

4.3.3　寄生与分布电容的影响

一般电容传感器的电容值很小，如果激励电源频率较低，则电容传感器的容抗很大。因此，对传感器绝

缘电阻要求很高；另一方面传感器除有极板间电容外，极板与周围物体（各种元件甚至人体）也产生电容联系，这种电容称为寄生电容。它不但改变了电容传感器的电容量，而且由于传感器本身电容量很小，寄生电容极不稳定，这就导致传感器特性不稳定，对传感器产生严重干扰。为此必须采用静电屏蔽措施，将电容器极板放置在金属壳体内，并将壳体与大地相连。同样原因，其电极引出线也必须用屏蔽线，屏蔽线外套要求接地良好。尽管如此，电容式传感器仍然存在以下问题。

①屏蔽线本身电容量较大，每米最大可达几百皮法，最小有几皮法。当屏蔽线较长时，其本身电容量很大，往往大于传感器的电容量，而且分布电容与传感器电容相并联，使传感器电容相对变化量大为降低，因而导致传感器灵敏度显著下降。

②电缆本身的电容量由于放置位置和形状不同而有较大变化，这将造成传感器特性不稳定。

解决电缆分布电容影响问题的有效办法可采用驱动电缆技术和基于抗杂散电容的电荷转移法。

(1)驱动电缆技术

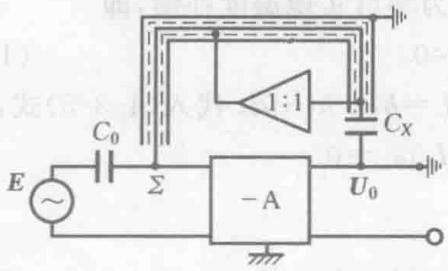


图 4-3-3　驱动电缆线路原理图(Ⅰ)

驱动电缆技术的基本原理是使屏蔽层电位跟踪与电缆相连接的传感器电容电极电位，并要求二者幅值、相位均相同，从而消除电缆分布电容的影响。在图 4-3-3 所示电路中，C_X 为传感器电容，双层屏蔽电缆的内屏蔽层接 1∶1 放大器的输出端，而输入端接芯线，信号为 Σ 点对地的电位。由于 1∶1 放大器使芯线和内屏蔽线等电位，从而可以消除连线分布电容的影响。不难设想该方法对 1∶1 放大器的要求是：输入电容等于零，输入阻抗无穷大，相移为零。在技术上实现上述要求比较困难。当传感器电容 C_X 很小或与放大器输入电容相差无几时，会引起很大相对误差。因此，该线路适用于 C_X 较大的传感器。

另一种电路如图 4-3-4 所示。$-A_a$ 为驱动电缆放大器，其输入是 $-A$ 放大器的输出。$-A_a$ 放大器的输入电容为 $-A$ 放大器的负载，因而无附加电容与 C_X 并联。传感器电容 C_X 两端电压为

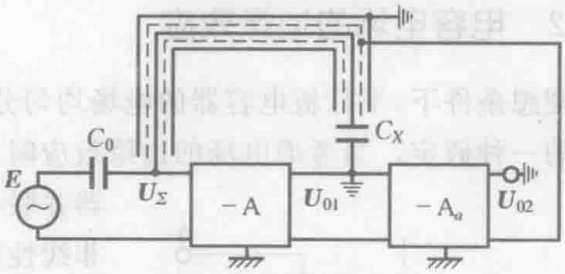


图 4-3-4　驱动电缆线路原理图(Ⅱ)

$$\begin{aligned}\boldsymbol{U}_{C_X}&=\boldsymbol{U}_\Sigma-\boldsymbol{U}_{01}\\&=\boldsymbol{U}_\Sigma-(-A\boldsymbol{U}_\Sigma)=\boldsymbol{U}_\Sigma(1+A)\end{aligned}\tag{4-3-7}$$

放大器 $-A_a$ 输出电压为

$$\boldsymbol{U}_{02}=-A_a\boldsymbol{U}_{01}=A_a\cdot A\cdot\boldsymbol{U}_\Sigma\tag{4-3-8}$$

为实现电缆芯线与内屏蔽线等电位，则 $\boldsymbol{U}_{C_X}=\boldsymbol{U}_{02}$，于是得到等电位的条件为

$$\boldsymbol{U}_\Sigma(1+A)=A_a\cdot A\cdot\boldsymbol{U}_\Sigma$$

即

$$A_a=1+\frac{1}{A}\tag{4-3-9}$$

由于后一种驱动电缆放大器无任何附加电容，因此适用于 C_X 很小情况下的检测电路。

(2)抗杂散电容的电荷转移法

抗杂散电容的电荷转移法检测电路原理如图 4-3-5 所示。该电路为差分式充放电的电容检测线路。图中 $S_1 \sim S_4$ 是 CMOS 模拟开关，它们的通断受频率为 f 的时钟信号控制，S_1 和 S_2 同步，S_3 和 S_4 同步。首先是 S_1 和 S_2 闭合，将被测电容 C_X 充电至 $+V_C$，然后断开，而 S_3 和 S_4 跟着闭合，将电容放电。在频率为 f 的时钟信号控制下，周期性地对被测电容进行充放电，在充电的半个周期，开关 S_1 和 S_2 关闭，S_3 和 S_4 断开，有电荷 $Q_1 = V_C C_X$ 经放大器 A_1 充到电容 C_X 上，并且流入放大器 A_1 一个小的平均电流 $I_1 = fQ_1 = fV_C C_X$，放大器 A_1 上的平均输出电压 $V_1 = -I_1 R_f = -fV_C C_X R_f$；开关 S_1 和 S_2 断开，S_3 和 S_4 闭合的半个周期是放电周期，C_X 经过放大器 A_2 进行放电，则 A_2 的平均输出电压 $V_2 = fV_C C_X R_f$，电压 V_1 和 V_2 在放大器 A_3 中合成得到一个输出电压 V_o，即

$$V_o = 2fV_C C_X R_f \tag{4-3-10}$$

由(4-3-10)式可知，在电路中保持 f、V_C、R_f 不变的情况下，输出电压 V_o 是一个正比于被测电容 C_X 的直流信号。

电路 C_{S1} 和 C_{S2} 是杂散电容，C_{S1} 通过 S_1 和 S_3 与电源和地相连，电源对它进行充放电，电流不流经被测电容 C_X，所以 C_{S1} 对被测电容 C_X 不产生影响。杂散电容 C_{S2} 通过两个放大器始终保持虚地，所以 C_{S2} 上的电位为零，对电容 C_X 的测量也不产生影响，因而该电路具有抗杂散电容性能。同时，该电路可检测 0.1～20 pF 的微小电容量。

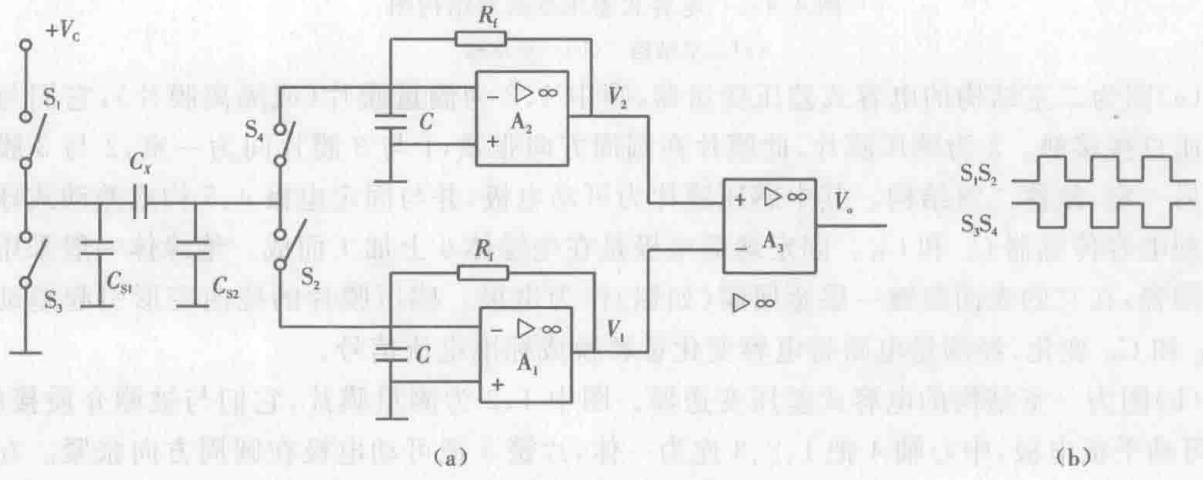


图 4-3-5　差分式充放电电容检测电路

(a)电路　(b)开关波形

4.4　电容式传感器的应用

由于电子技术的发展，成功地解决了电容传感器存在的技术问题，为电容式传感器的应用开辟了广阔的前景。它不但广泛地用于精确测量位移、厚度、角度、振动等机械量，还用于测量力、压力、差压、流量、成分、液位等参数。

下面就其主要应用作简单介绍。

4.4.1　电容式差压变送器

电容式差压变送器是 19 世纪 70 年代的产品，它具有构造简单、小型轻量、精度高(可达 0.25 %)、互换性强等优点。目前已广泛应用于工业生产中。该变送器具有如下特点：

①变送器感压腔室内充灌了温度系数小、稳定性高的硅油作为密封液；

②为了使变送器获得良好线性度，感压膜片采用张紧式结构；

③变送器输出为标准电流信号；

④动态响应时间一般为 0.2～15 s。

图 4-4-1 是电容式差压变送器结构图。

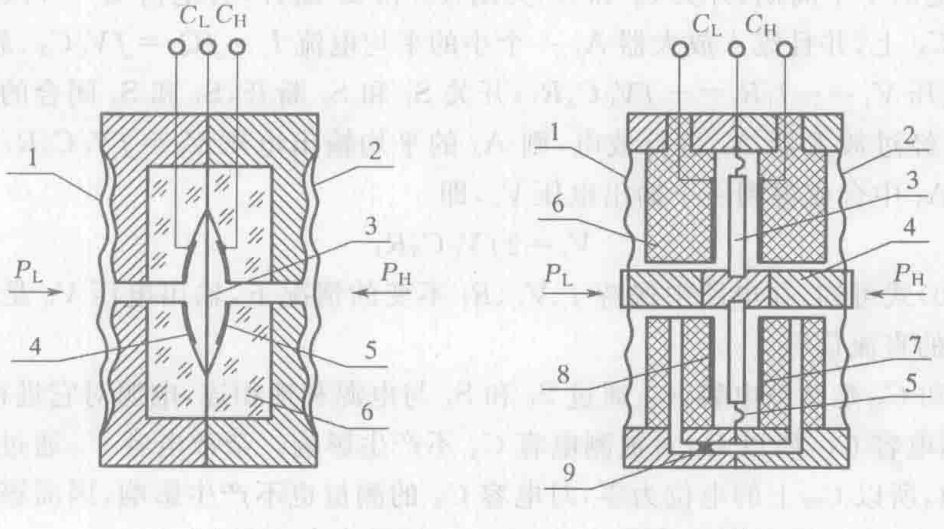


图 4-4-1 电容式差压变送器结构图

(a)二室结构 (b)一室结构

(a)图为二室结构的电容式差压变送器，图中 1、2 为测量膜片(或隔离膜片)，它们与被测介质直接接触。3 为感压膜片，此膜片在圆周方向张紧，1 与 3 膜片间为一室，2 与 3 膜片间为另一室，故称二室结构。其中感压膜片为可动电极，并与固定电极 4、5 构成差动式球—平面型电容传感器 C_L 和 C_H。固定球面电极是在绝缘体 6 上加工而成。绝缘体一般采用玻璃或陶瓷，在它的表面蒸镀一层金属膜(如铝)作为电极。感压膜片的挠曲变形引起差动电容 C_L 和 C_H 变化，经测量电路将电容变化量转换成标准电流信号。

(b)图为一室结构的电容式差压变送器。图中 1、2 为测量膜片，它们与被测介质接触。3 为可动平板电极，中心轴 4 把 1、2、3 连为一体，片簧 5 把可动电极在圆周方向张紧。在绝缘体 6 上蒸镀金属层而构成固定电极 7、8，并与可动电极构成平行板式差动电容。在可动电极与测量膜片间充满硅油作为密封液，并有通道经节流孔 9 将两电容连通，所以称为一室结构。当两边被测压力不等时($P_H > P_L$)，测量膜片通过中心轴推动可动电极移动，因而使差动电容 C_L 和 C_H 发生变化。

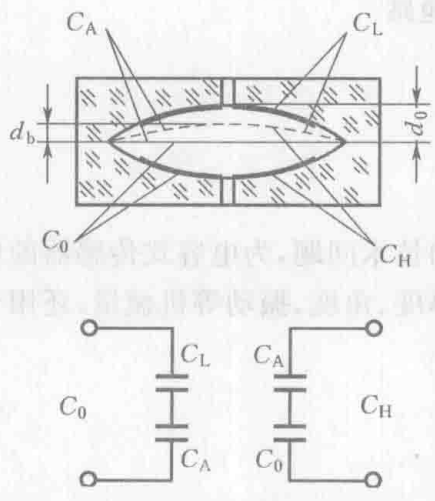


图 4-4-2 球—平面型差动电容等效电路图

以下着重分析二室结构电容差压变送器。这种球—平面型电容量的变化值可用单元积分法及等效电容法求得，如图 4-4-2 所示，C_0 为传感器初始电容，C_A 为感压膜片受压后挠曲变形位置与感压膜片初始位置所形成的电容。

由等效原理可得

$$C_L=\frac{C_0C_A}{C_A-C_0} \tag{4-4-1}$$

$$C_H=\frac{C_0C_A}{C_A+C_0} \tag{4-4-2}$$

因而求出 C_0 和 C_A 便可由(4-4-2)、(4-4-3)二式求得传感器差动电容 C_L 和 C_H。

在图 4-4-3 中，由球面形固定电极 B 和平膜片电极 A 形成一个球—平面型电容器。在忽略边缘效应情况下，可按单元积分法求出 C_0 和 C_A。

由图 4-4-3 可知

$$r^2=R^2-(R-\Delta R)^2=\Delta R(2R-\Delta R)$$

因为

$$R\gg\Delta R$$

所以

$$\Delta R\approx\frac{r^2}{2R} \tag{4-4-3}$$

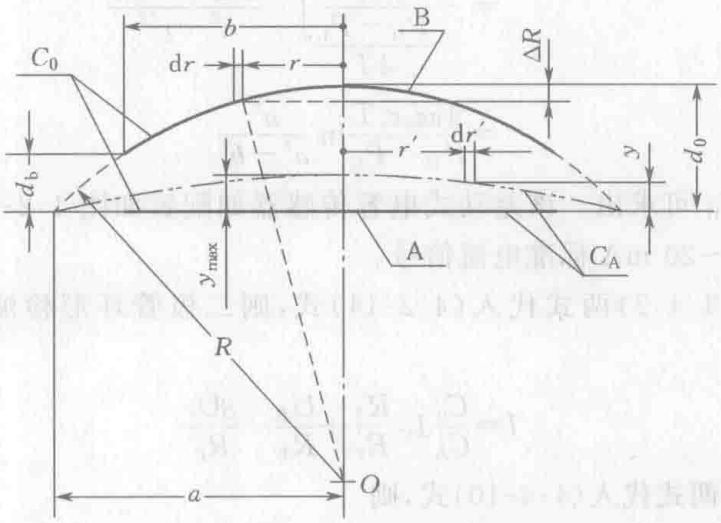


图 4-4-3　球—平面型电容器

于是球面电极上宽度为 dr，长度为 $2\pi r$ 的环形窄带与可动电极初始位置的电容量为

$$dC_0=\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r 2\pi r dr}{d_0-\Delta R} \tag{4-4-4}$$

将(4-4-3)式代入上式，积分可求得 C_0 值，即

$$\begin{aligned}C_0&=\varepsilon_0\varepsilon_r\int_0^b\frac{2\pi r dr}{d_0-r^2/2R}\\&=-2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r R\ln\left(d_0-\frac{r^2}{2R}\right)\Bigg|_0^b\\&=2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r R\ln\frac{d_0}{d_b}\end{aligned} \tag{4-4-5}$$

式中　d_0——球—平面电容极板间最大间隙；

d_b——球—平面电容极板间最小间隙；

R——球面电极的曲率半径。

若将 $\varepsilon_0=\dfrac{1}{3.6\pi}$(pF/cm)及长度单位(cm)代入(4-4-5)式，则

$$C_0=\frac{\varepsilon_r R}{1.8}\ln\frac{d_0}{d_b}\ \text{pF} \tag{4-4-6}$$

在被测差压(P_H-P_L)的作用下，感压膜片的挠度可近似写为

$$y=\frac{P_H-P_L}{4T}(a^2-r'^2) \tag{4-4-7}$$

式中 T——膜片周边受的张紧力。

如图 4-4-3 中虚线所示，在挠曲球面上，宽度为 dr'，长度为 $2\pi r'$ 的环形窄带与动膜片初始位置间电容量为

$$dC_A=\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r 2\pi r' dr'}{y} \tag{4-4-8}$$

式中 y——膜片挠度。

将(4-4-7)式代入上式并积分，得

$$\begin{aligned}C_A&=\int_0^b\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r 2\pi r' dr'}{\frac{P_H-P_L}{4T}(a^2-r'^2)}\\&=-\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r\pi}{\frac{P_H-P_L}{4T}}\int_0^b\frac{d(a^2-r'^2)}{a^2-r'^2}\\&=\frac{4\pi\varepsilon_0\varepsilon_r T}{P_H-P_L}\ln\frac{a^2}{a^2-b^2}\end{aligned} \tag{4-4-9}$$

故差动电容 C_L 和 C_H 可求出。该差动式电容传感器如配置如图 4-2-5 所示二极管环形检波电路，即可输出 4～20 mA 标准电流信号。

若将(4-4-1)、(4-4-2)两式代入(4-2-14)式，则二极管环形检波电路输出电流表达式为

$$I=\frac{C_0}{C_A}I_C\frac{R_S}{R_F}+\frac{U_B}{R_F}-\frac{\beta U_0}{R_F} \tag{4-4-10}$$

将(4-4-5)、(4-4-9)两式代入(4-4-10)式，则

$$I=\frac{R\ln(d_0/d_b)}{2T\ln[a^2/(a^2-b^2)]}I_C\frac{R_S}{R_F}(P_H-P_L)+\frac{U_B}{R_F}-\frac{\beta U_0}{R_F}$$

令 $K=\dfrac{R\ln(d_0/d_b)}{2T\ln[a^2/(a^2-b^2)]}$，是一个与结构有关的系数，于是

$$I=KI_C\frac{R_S}{R_F}(P_H-P_L)+\frac{U_B}{R_F}-\frac{\beta U_0}{R_F} \tag{4-4-11}$$

上式表明输出电流与差压(P_H-P_L)呈线性关系。

4.4.2 电容式测微仪

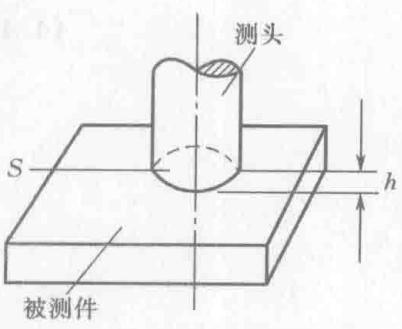


图 4-4-4 电容式测微仪原理图

高灵敏度电容测微仪采用非接触方式精确测量微位移和振动振幅。在最大量程为 100±5 μm 时，最小检测量为 0.01 μm。这样就解决了动压轴承陀螺仪的动态参数测试问题。

图 4-4-4 是电容式测微仪原理图。电容探头与待测表面间形成的电容为 C_X，即

$$C_X=\frac{\varepsilon_0 S}{h} \tag{4-4-12}$$

式中 C_X——待测电容；

S——测头端面积；

h——待测距离。

待测电容 C_X 接在高增益运放的反馈回路中，如图 4-2-8 所示的运算法检测电路。因此由(4-2-21)式可得

$$\boldsymbol{U}_{SC}=-\frac{C_0}{C_X}\boldsymbol{E}_0$$

将(4-4-12)式代入上式，则

$$\boldsymbol{U}_{SC}=-\frac{C_0 h}{\varepsilon_0 S}\boldsymbol{E}_0=K_1 h \tag{4-4-13}$$

式中　$K_1=-\dfrac{C_0\boldsymbol{E}_0}{\varepsilon_0 S}$，为一常数。

(4-4-13)式说明：输出电压与待测距离 h 成线性关系。

为了减小圆柱形探头的边缘效应，一般在探头外面加一个与电极绝缘的等位环(即电保护套)，在等位环外设有套筒，二者电气绝缘。该套筒使用时接大地，供测量时夹样用。图 4-4-5 是电容式测微仪探头示意图。

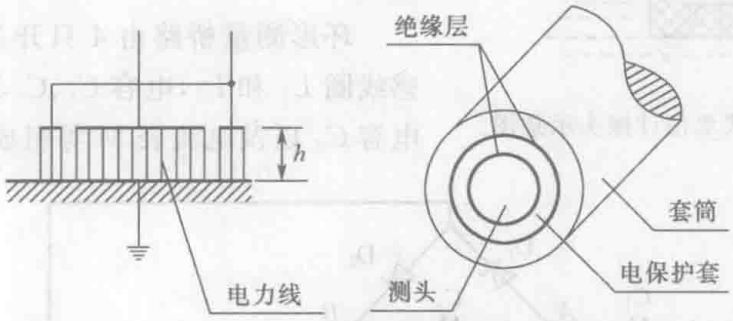


图 4-4-5　电容式测微仪探头示意图

电容式测微仪整机线路包括：高增益主放大器(包括前置放大器)、精密整流电路、测振电路和高稳定度(±24 V)稳压电源。并将主放大器和振荡器放在内屏蔽盒里严格屏蔽，其线路地端和屏蔽盒相连，而精密整流电路接大地。电容式测微仪整机组成框图如图 4-4-6 所示。

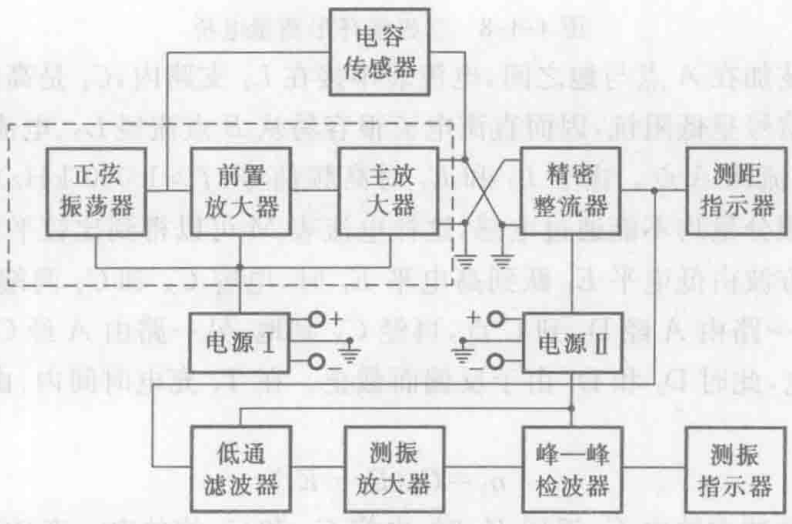


图 4-4-6　电容式测微仪整机方框图

4.4.3 电容式液位计

电容式液位计可以连续测量水池、水塔、水井和江河湖海的水位以及各种导电液体(如酒、醋、酱油等)的液位。

图 4-4-7 为电容式水位计探头示意图。当其浸入水或其他被测导电液体时,导线芯以绝缘层为介质与周围的水(或其他导电液体)形成圆柱形电容器。

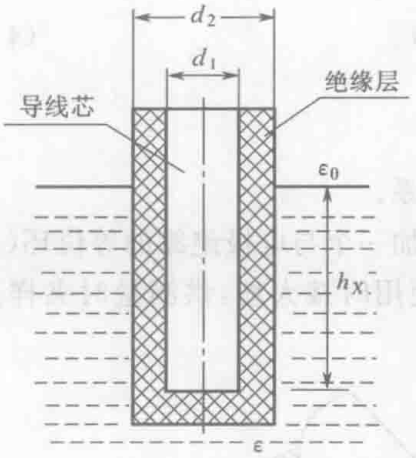


图 4-4-7 电容式水位计探头示意图

由图 4-4-7 可知其电容量为

$$C_X=\frac{2\pi\varepsilon h_X}{\ln(d_2/d_1)} \tag{4-4-14}$$

式中 ε——导线芯绝缘层的介电常数;

h_X——待测水位高度;

d_1、d_2——导线芯直径和绝缘层外径。

被测电容 C_X 配置图 4-4-8 所示的二极管环形测量桥路,可以得到正比于液位 h_X 的直流信号。

环形测量桥路由 4 只开关二极管 D_1～D_4,电感线圈 L_1 和 L_2,电容 C_1、C_e,被测电容 C_X 和调零电容 C_d 以及电流表 M 等组成。

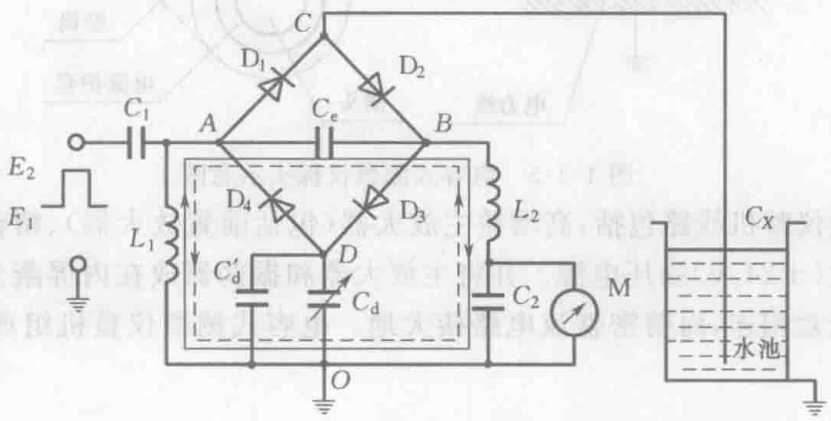


图 4-4-8 二极管环形测量电桥

输入脉冲方波加在 A 点与地之间,电流表串接在 L_2 支路内,C_2 是高频旁路电容。由于电感线圈对直流信号呈低阻抗,因而直流电流很容易从 B 点流经 L_2、电流表至地(公共端 O 点),再由地经 L_1 流回 A 点。由于 L_1 和 L_2 对高频信号($f>1\ 000$ kHz)呈高阻抗,所以高频方波及电流高频分量均不能通过电感,这样电流表 M 可以得到比较平稳的直流信号。

当输入高频方波由低电平 E_1 跃到高电平 E_2 时,电容 C_X 和 C_d 两端电压均由 E_1 充电到 E_2。充电电荷一路由 A 经 D_1 到 C 点,再经 C_X 到地;另一路由 A 经 C_e 到 B 点,再经 D_3 至 D 点对 C_d 充电,此时 D_2 和 D_4 由于反偏而截止。在 T_1 充电时间内,由 A 点向 B 点流动的电荷量为

$$q_1=C_d(E_2-E_1) \tag{4-4-15}$$

当输入高频脉冲方波由 E_2 返回 E_1 时,电容 C_X 和 C_d 均放电。在放电过程中 D_1 与 D_3 反偏截止,C_X 经 D_2、C_e 和 L_1 至 O 点放电;C_d 经 D_4、L_1 至 O 点放电。因而在 T_2 放电时间内由 B 点流向 A 点的电荷量为

$$q_2 = C_X(E_2 - E_1) \tag{4-4-16}$$

应当指出：(4-4-16)式和(4-4-15)式是在 C_e 电容值远大于 C_X 和 C_d 的前提下得到的结果。电容 C_e 的充放电回路如图 4-4-8 中细实线和虚线箭头所示。从上述充、放电过程可知，充电电流和放电电流经过电容 C_e 时方向相反，所以当充电与放电的电流不相等时，电容 C_e 端产生电位差，在桥路 A 及 B 两点间有电流产生，可由电流表 M 指示出来。

当液面在电容传感器零位时，调整 $C_d = C_{X0}$，使流经 C_e 的充放电电流相等，C_e 两端无电位差，AB 两端无直流信号输出，电流表 M 指零。当被测电容 C_X 随液位变化而变化时，在 $C_X > C_d$ 情况下，流经 C_e 的放电电流大于充电电流，电容 C_e 两端产生电位差并经电流表 M 放电，设此时电流方向为正；当 $C_X < C_d$ 时流经电流表的电流方向则为负。

当 $C_X > C_d$ 时，由上述分析可知，在一个充放电周期内(即 $T = T_1 + T_2$)，由 B 点流向 A 点的电荷为

$$\begin{aligned} q &= q_2 - q_1 = C_X(E_2 - E_1) - C_d(E_2 - E_1) \\ &= (C_X - C_d)(E_2 - E_1) \\ &= \Delta C_X \Delta E \end{aligned} \tag{4-4-17}$$

设方波频率 $f = 1/T$，则流过 A、B 端及电流表 M 支路的瞬间电流平均值 $\bar{I}$ 为

$$\bar{I} = fq = f\Delta C_X \Delta E \tag{4-4-18}$$

式中 ΔE——输入方波幅值；

ΔC_X——传感器的电容变化量。

由(4-4-18)式可以看出：此电路中若高频方波信号频率 f 及幅值 ΔE 一定时，流经电流表 M 的平均电流 $\bar{I}$ 与 ΔC_X 成正比，即电流表的电流变化量与待测液位 Δh_X 呈线性关系。

第5章　电感式传感器

电感式传感器是利用线圈自感和互感的变化实现非电量电测的一种装置。可以用来测量位移、振动、压力、应变、流量、密度等参数。

电感式传感器种类很多。根据转换原理不同，可分为自感式和互感式两种；根据结构类型不同，可分为气隙型和螺管型两种。

电感式传感器与其他传感器相比，具有以下特点。

①结构简单、可靠，测量力小（衔铁重为$(0.5\sim200)\times10^{-4}$ N时，磁吸力为$(1\sim10)\times10^{-4}$ N）。

②分辨力高。能测量0.1 μm，甚至更小的机械位移，能感受0.1角秒的微小角位移。传感器的输出信号强，电压灵敏度一般每一毫米可达数百毫伏，因此有利于信号的传输和放大。

③重复性好，线性度优良。在一定位移范围（最小几十微米，最大达数十甚至数百毫米）内，输出特性的线性度较好，且比较稳定。当然，电感式传感器也有不足之处，如存在着交流零位信号，不宜于高频动态测量等。

5.1　自感式传感器

自感式传感器常见的有气隙型和螺管型两种结构，本节将逐一讨论。

5.1.1　气隙型电感传感器

（1）工作原理

图5-1-1（a）是气隙型传感器的一种结构原理图，传感器主要由线圈1，衔铁3和铁芯2

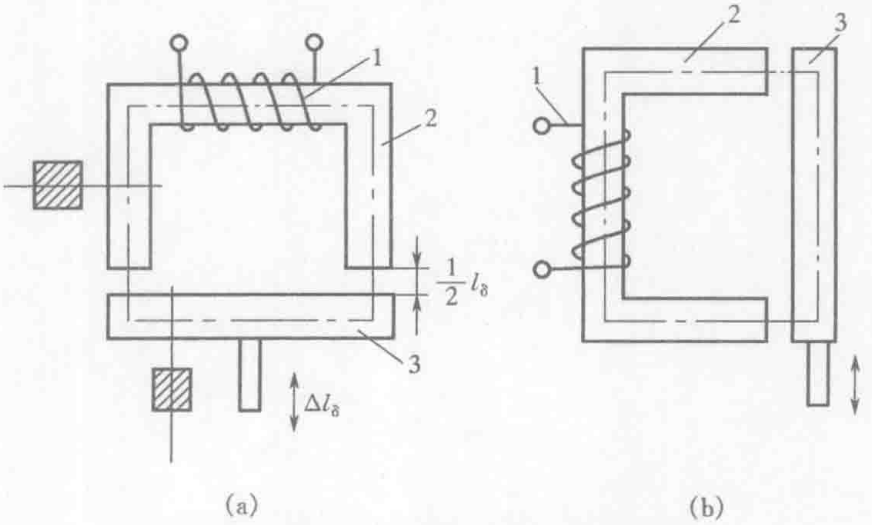


图5-1-1　气隙型电感传感器

（a）变隙式　（b）变截面式

1—线圈　2—铁芯　3—衔铁

等组成。图5-1-1(a)中点画线表示磁路，磁路中空气隙总长度为 l_δ，工作时衔铁与被测体接触。被测体的位移引起气隙磁阻的变化，从而使线圈电感变化。当传感器线圈与测量电路连接后，可将电感的变化转换成电压、电流或频率的变化，完成从非电量到电量的转换。

由磁路基本知识可知，线圈电感为

$$L=\frac{N^2}{R_m} \tag{5-1-1}$$

式中 N——线圈匝数；

R_m——磁路总磁阻。

对于气隙型电感传感器，因为气隙较小(一般 l_δ 为 0.1～1 mm)，所以可认为气隙磁场是均匀的，若忽略磁路铁损，则磁路总磁阻为

$$R_m=\frac{l_1}{\mu_1 S_1}+\frac{l_2}{\mu_2 S_2}+\frac{l_\delta}{\mu_0 S} \tag{5-1-2}$$

式中 l_1——铁芯磁路总长；

l_2——衔铁的磁路长；

S——气隙磁通截面积；

S_1——铁芯横截面积；

S_2——衔铁横截面积；

μ_1——铁芯磁导率；

μ_2——衔铁磁导率；

μ_0——真空磁导率，$\mu_0=4\pi\times10^{-7}$ H/m(空气磁导率可近似用 μ_0 表示)；

l_δ——空气隙总长。

因此

$$L=\frac{N^2}{R_m}=N^2\Big/\left(\frac{l_1}{\mu_1 S_1}+\frac{l_2}{\mu_2 S_2}+\frac{l_\delta}{\mu_0 S}\right) \tag{5-1-3}$$

由于电感传感器的铁芯一般工作在非饱和状态下，其磁导率 μ_1 和 μ_2 远大于空气的磁导率 μ_0，因此铁芯磁阻远较气隙磁阻小，所以(5-1-3)式可简化成

$$L=\frac{N^2\mu_0 S}{l_\delta} \tag{5-1-4}$$

由(5-1-4)式知，电感 L 是气隙截面积和长度的函数，即 $L=f(S,l_\delta)$。如果 S 保持不变，则 L 为 l_δ 的单值函数，据此可构成变隙式传感器；若保持 l_δ 不变，使 S 随位移变化，则可构成变截面式电感传感器，其结构原理见图5-1-1(b)。它们的特性曲线如图5-1-2所示。由(5-1-4)式及图5-1-2可以看出，$L=f(l_\delta)$ 为非线性关系。当 $l_\delta=0$ 时，L 为∞，考虑导磁体的磁阻，即根据(5-1-3)式，当 $l_\delta=0$ 时，L 并不等于∞，而具有一定的数值，在 l_δ 较小时其特性曲线如图中虚线所示。如上下移动衔铁使面积 S 改变，从而改变 L 值时，则 $L=f(S)$ 的特性曲线如图5-1-2所示为一直线。

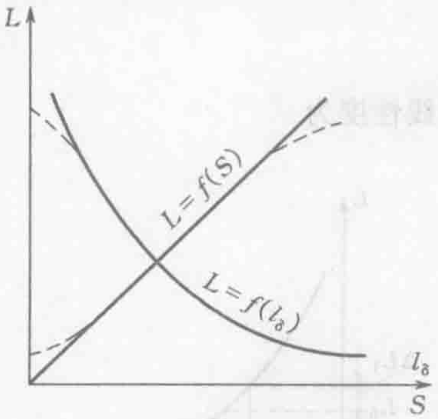


图5-1-2 气隙型电感传感器特性曲线

(2)特性分析

气隙式电感传感器的主要特性是灵敏度和线性度。当铁芯和衔铁采用同一种导磁材

料，且截面相同时，因为气隙 l_δ 一般较小，故可以认为气隙磁通截面与铁芯截面相等，设磁路总长为 l，则(5-1-2)式可写成

$$R_m=\frac{1}{S\mu_0}\left(\frac{l-l_\delta}{\mu_r}+l_\delta\right)=\frac{1}{S\mu_0}\left[\frac{l+l_\delta(\mu_r-1)}{\mu_r}\right] \tag{5-1-5}$$

一般 $\mu_r\gg1$，所以

$$R_m\approx\frac{1}{S\mu_0}\left(\frac{l+l_\delta\mu_r}{\mu_r}\right) \tag{5-1-6}$$

$$L=\frac{N^2}{R_m}=\frac{S\mu_0N^2}{l_\delta+l/\mu_r}=K\frac{1}{l_\delta+l/\mu_r} \tag{5-1-7}$$

式中 μ_r——导磁体相对磁导率；

K——常数，$K=\mu_0N^2S$。

工作时，衔铁移动使总气隙长度减少 Δl_δ，则电感增加 ΔL_1，由(5-1-7)式得

$$L+\Delta L_1=K\frac{1}{l_\delta-\Delta l_\delta+l/\mu_r} \tag{5-1-8}$$

$$\frac{L+\Delta L_1}{L}=(l_\delta+l/\mu_r)\Big/[(l_\delta-\Delta l_\delta)+l/\mu_r] \tag{5-1-9}$$

电感的相对变化

$$\frac{\Delta L_1}{L}=\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}\cdot\frac{1}{1-\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\left(\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}\right)} \tag{5-1-10}$$

因为 $\left|\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}\right|\ll1$，所以上式可展成级数形式，即

$$\frac{\Delta L_1}{L}=\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}\left[1+\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}+\left(\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}\right)^2+\cdots\right] \tag{5-1-11}$$

同理，当总气隙长度增加 Δl_δ 时，电感减小为 ΔL_2，即

$$\begin{aligned}\frac{\Delta L_2}{L}&=\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta+\Delta l_\delta+l/\mu_r}\\&=\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}\cdot\left[1-\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}+\left(\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}\right)^2-\cdots\right]\end{aligned} \tag{5-1-12}$$

若忽略高次项，则电感变化灵敏度为

$$K_L=\frac{\Delta L}{\Delta l_\delta}=\frac{L}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r} \tag{5-1-13}$$

其线性度为

$$\delta=\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r} \tag{5-1-14}$$

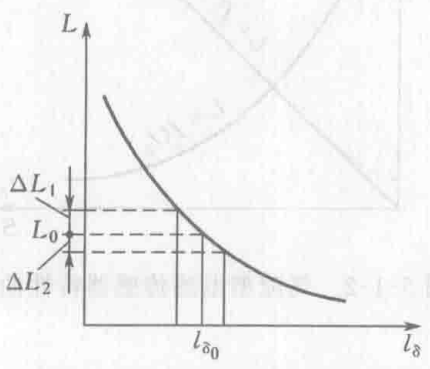


图 5-1-3 电感式传感器的 $L-l_\delta$ 特性

单线圈电感传感器的电感输出特性，如图 5-1-3 所示。

由以上分析可以看出：

①当气隙 l_δ 发生变化时，电感的变化与气隙变化均呈非线性关系，其非线性程度随气隙相对变化 $\Delta l_\delta/l_\delta$ 的增大而增加；

②气隙减少 Δl_δ 所引起的电感变化 ΔL_1 与气隙增加同样 Δl_δ 所引起的电感变化 ΔL_2 并不相等，即 $\Delta L_1>$

ΔL_2，其差值随 $\Delta l_\delta / l_\delta$ 的增加而增大。

由于转换原理的非线性和衔铁正、反方向移动时电感变化量的不对称性，因此变间隙式传感器（包括差动式传感器）为了保证一定的线性精度，只能工作在很小的区域，因而只能用于微小位移的测量。

差动变气隙式电感传感器结构示意图，如图 5-1-4 所示。它由两个电气参数和磁路完全相同的线圈组成。当衔铁 3 移动时，一个线圈的电感增加，另一个线圈的电感减少，形成差动形式。如将这两个差动线圈分别接入测量电桥相邻边，则当磁路总气隙改变 Δl_δ 时，电感相对变化为

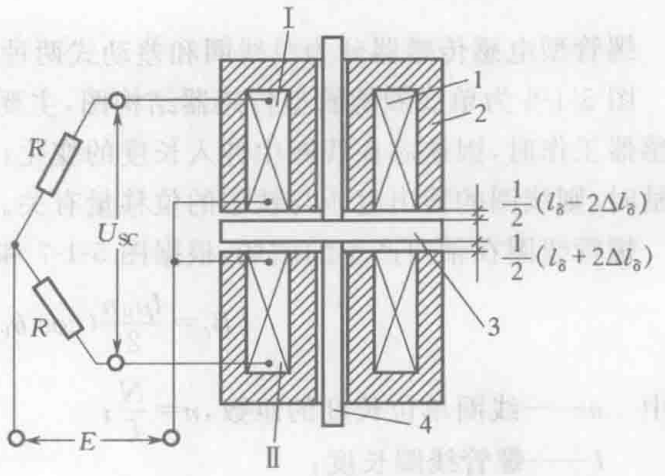


图 5-1-4　差动变隙式电感传感器

1—线圈　2—铁芯　3—衔铁　4—导杆

$$\frac{\Delta L}{L}=\frac{\Delta L_1+\Delta L_2}{L}=2\cdot\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}\left[1+\left(\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}\right)^2+\cdots\right] \tag{5-1-15}$$

故电感变化灵敏度可以写为

$$K'_L=\frac{\Delta L}{\Delta l_\delta}=2\frac{L}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r} \tag{5-1-16}$$

其线性度

$$\delta=\left(\frac{\Delta l_\delta}{l_\delta}\cdot\frac{1}{1+l/l_\delta\mu_r}\right)^2 \tag{5-1-17}$$

由(5-1-15)、(5-1-16)、(5-1-17)式可以看出：

①差动式电感传感器的灵敏度比上述单线圈电感传感器提高一倍；

②差动式电感传感器非线性失真小，如当 $\Delta l_\delta / l_\delta = 10\%$ 时（略去 $l/l_\delta\mu_r$），可以近似得到：单线圈相对误差 $\delta<10\%$，而差动式的相对误差 $\delta<1\%$。

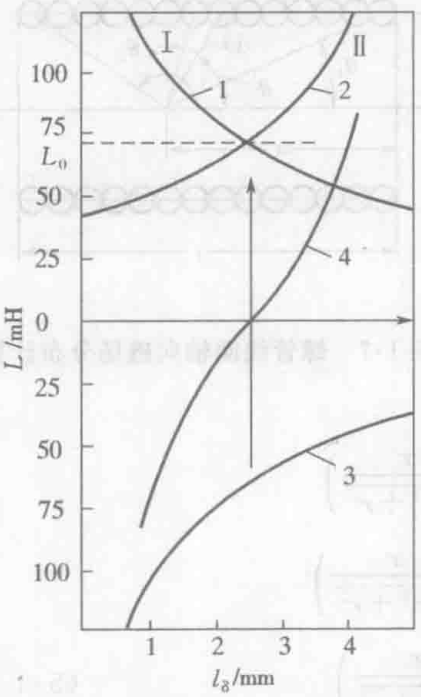


图 5-1-5　差动式电感传感器的输出特性

1—线圈Ⅰ的电感特性

2—线圈Ⅱ的电感特性

3—线圈Ⅰ与Ⅱ差接时的电感特性

4—两线圈差接后电桥电压与位移间的特性曲线

图 5-1-5 表示差动气隙式电感传感器的电压输出特性。对气隙式传感器，其 $\Delta l_\delta / l_\delta$ 与 $l/l_\delta\mu_r$ 的变化受到灵敏度和非线性失真相互矛盾的制约，因此对这两个因素只能适当选取。一般，差动变隙式电感传感器 $\Delta l_\delta / l_\delta = 0.1\sim0.2$ 时，可使传感器非线性误差在 3 %左右。

差动式电感传感器的工作行程也很小，若取 $l_\delta=2$ mm，则行程为 0.2～0.4 mm。较大行程的位移测量，常常利用螺管式电感传感器。

5.1.2 螺管型电感传感器

螺管型电感传感器分为单线圈和差动式两种结构形式。

图 5-1-6 为单线圈螺管型传感器结构图，主要元件为一只螺管线圈和一根圆柱形铁芯。传感器工作时，因铁芯在线圈中伸入长度的变化，引起螺管线圈电感值的变化。当用恒流源激励时，则线圈的输出电压与铁芯的位移量有关。

螺管线圈在轴向产生的磁场，根据图 5-1-7 和毕奥—沙伐—拉普拉斯定律可得

$$B_l=\frac{I\mu_0 n}{2}(\cos\theta_1-\cos\theta_2) \tag{5-1-18}$$

式中 n——线圈单位长度的匝数，$n=\dfrac{N}{l}$；

l——螺管线圈长度；

N——线圈总匝数；

θ_1，θ_2——螺线管中心任意点至两端点连线与中心线的夹角。

由图 5-1-7 知

$$\cos\theta_1=\frac{x}{\sqrt{x^2+r^2}} \qquad \cos\theta_2=-\frac{l-x}{\sqrt{(l-x)^2+r^2}}$$

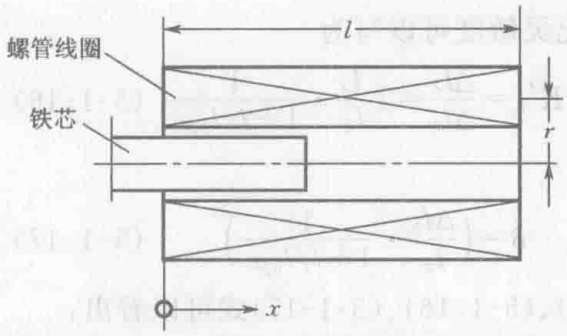


图 5-1-6 单线圈螺管型传感器结构图

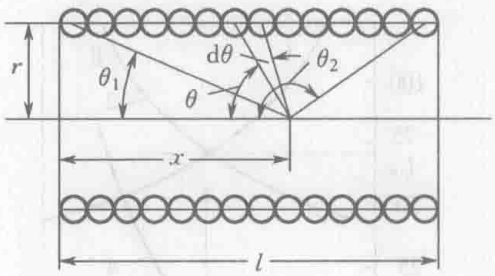


图 5-1-7 螺管线圈轴向磁场分布计算图

代入(5-1-18)式得

$$B_l=\frac{In}{2}\mu_0\left(\frac{l-x}{\sqrt{(l-x)^2+r^2}}+\frac{x}{\sqrt{x^2+r^2}}\right)$$

$$=\frac{IN}{2l}\mu_0\left(\frac{l-x}{\sqrt{(l-x)^2+r^2}}+\frac{x}{\sqrt{x^2+r^2}}\right)$$

则

$$H_l=\frac{IN}{2l}\left(\frac{l-x}{\sqrt{(l-x)^2+r^2}}+\frac{x}{\sqrt{x^2+r^2}}\right) \tag{5-1-19}$$

此式用曲线表示，如图 5-1-8 所示。由曲线可知，铁芯在开始插入($x=0$)或几乎离开线圈时的灵敏度，比铁芯插入线圈的$\dfrac{1}{2}$长度时的灵敏度小得多。这说明只有在线圈中段才有可能获得较高的灵敏度，并且有较好的线性特性。

如果 $l\gg r$，可忽略有限长线圈内磁场强度的不均匀性，可近似认为在 $x=\dfrac{l}{2}$ 时，磁场强度为

$$H=\frac{IN}{l}$$

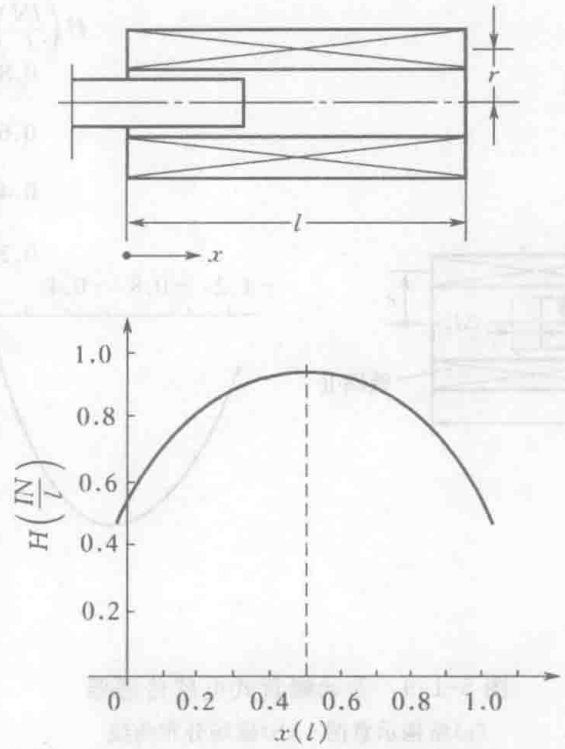


图 5-1-8　螺管线圈内磁场分布曲线

在未引入铁芯时，根据(5-1-4)式，线圈电感 L 为

$$L=4\pi^2N^2r^2/l\times10^7\ \text{H} \tag{5-1-20}$$

若引进铁芯，其插入长度与线圈长度相同，半径为 r_c，则电感增加到

$$\begin{aligned}L&=4\pi^2N^2r_c^2\mu_r/l\times10^7+4\pi N^2(\pi r^2-\pi r_c^2)/l\times10^7\\&=4\pi^2N^2[r^2+(\mu_r-1)r_c^2]/l\times10^7\ \text{H}\end{aligned} \tag{5-1-21}$$

如果铁芯长度 l_c 小于线圈长度 l，则线圈电感为

$$\begin{aligned}L&=\left\{\frac{4\pi^2}{l_c}\left(\frac{l_c}{l}N\right)^2[r^2+(\mu_r-1)r_c^2]+\frac{4\pi^2}{l-l_c}\left(\frac{l-l_c}{l}N\right)^2r^2\right\}\times10^{-7}\\&=4\pi^2N^2[lr^2+(\mu_r-1)l_cr_c^2]/l^2\times10^7\ \text{H}\end{aligned} \tag{5-1-22}$$

当 l_c 增加 Δl_c 时，则

$$L+\Delta L=\frac{4\pi^2N^2}{l^2}[lr^2+(\mu_r-1)(l_c+\Delta l_c)r_c^2]\times10^{-7}\ \text{H}$$

电感变化量为

$$\Delta L=4\pi^2N^2r_c^2(\mu_r-1)\Delta l_c/l^2\times10^7\ \text{H} \tag{5-1-23}$$

其相对变化量

$$\frac{\Delta L}{L}=\frac{\Delta l_c}{l_c}\frac{1}{1+\left(\frac{l}{l_c}\right)\left(\frac{r}{r_c}\right)^2\left(\frac{1}{\mu_r-1}\right)} \tag{5-1-24}$$

若被测量与 Δl_c 成正比，则 ΔL 与被测量也成正比。实际上由于磁场强度分布不均匀，输入量与输出量之间的关系是非线性的。

为了提高灵敏度与线性度，常采用差动螺管式电感传感器。如图 5-1-9 所示，沿轴向的磁场强度分布由下式给出

$$H=\frac{IN}{2l}\left[\frac{l-x}{\sqrt{r^2+(l-x)^2}}-\frac{l+x}{\sqrt{r^2+(l+x)^2}}+\frac{2x}{\sqrt{r^2+x^2}}\right] \tag{5-1-25}$$

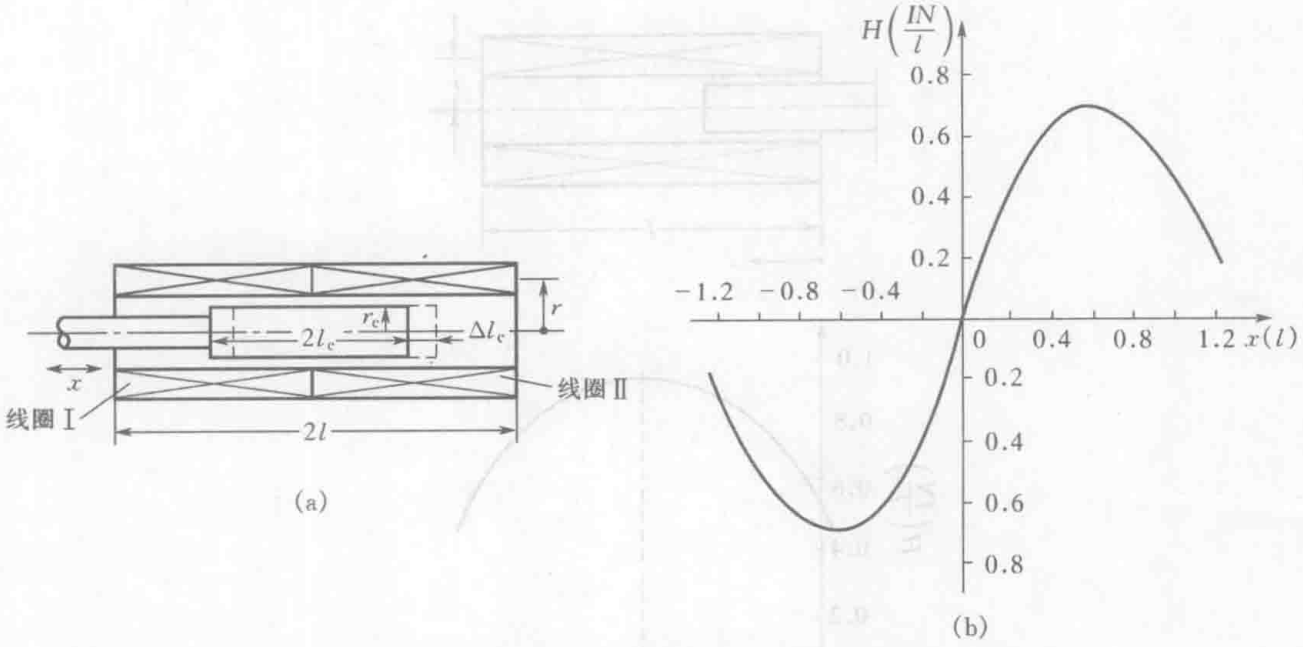


图 5-1-9 差动螺管式电感传感器

(a)结构示意图 (b)磁场分布曲线

图 5-1-9(b)中 $H=f(x)$曲线表明：为了得到较好的线性，铁芯长度取 $0.6l$ 时，则铁芯工作在 H 曲线的拐弯处，此时 H 变化小。设铁芯长度为 $2l_c$，小于线圈长度 $2l$，当铁芯向线圈Ⅱ移动 Δl_c 时，线圈Ⅱ电感增加 ΔL_2，如(5-1-23)式所示。线圈Ⅰ电感变化 ΔL_1 与 ΔL_2 大小相等，符号相反，所以差动输出为

$$\frac{\Delta L}{L}=\frac{\Delta L_1+\Delta L_2}{L}=2\frac{\Delta l_c}{l_c}\frac{1}{1+\left(\frac{l}{l_c}\right)\left(\frac{r}{r_c}\right)^2\left(\frac{1}{\mu_r-1}\right)} \tag{5-1-26}$$

(5-1-26)式说明：$\frac{\Delta L}{L}$与铁芯长度相对变化$\frac{\Delta l_c}{l_c}$成正比，比单个螺管式电感传感器灵敏度高一倍。为了使灵敏度增大，应使线圈与铁芯尺寸比值 l/l_c 和 r/r_c 趋于 1，且选用铁芯磁导率 μ_r 大的材料。这种差动螺管式电感传感器测量范围为 5～50 mm，非线性误差在±0.5％左右。

综上所述，螺管式电感传感器的特点：

①结构简单，制造装配容易；

②由于空气间隙大，磁路的磁阻高，因此灵敏度低，但线性范围大；

③由于磁路大部分为空气，易受外部磁场干扰；

④由于磁阻高，为了达到某一电感量，需要的线圈匝数多，因而线圈分布电容大；

⑤要求线圈框架尺寸和形状必须稳定，否则影响其线性和稳定性。

5.1.3 电感线圈的等效电路

前面分析电感式传感器工作原理时，假设电感线圈为一理想纯电感，但实际的传感器中，线圈不可能是纯电感，它包括了线圈的铜损电阻(R_c)、铁芯的涡流损耗电阻(R_e)和线圈的寄生电容(C)。因此，电感传感器的等效电路如图 5-1-10 所示。

(1)铜损电阻 R_c

导线直径为 d、电阻率为 ρ_c、匝数为 N 的线圈，当忽略导线集肤效应时，线圈电阻为

$$R_c=\frac{4\rho_c N l_{cp}}{\pi d^2} \tag{5-1-27}$$

式中　l_{cp}——线圈的平均匝长。

(2)涡流损耗电阻 R_e

如果铁芯由某种磁材料片叠压制成，且每片叠片厚度为 t(m)，则等效电路中代表铁芯磁体中涡流损耗的并联电阻 R_e 为

$$R_e=\frac{2h}{t}\frac{\cosh\left(\frac{t}{h}\right)-\cos\left(\frac{t}{h}\right)}{\sinh\left(\frac{t}{h}\right)-\sin\left(\frac{t}{h}\right)}\omega L \tag{5-1-28}$$

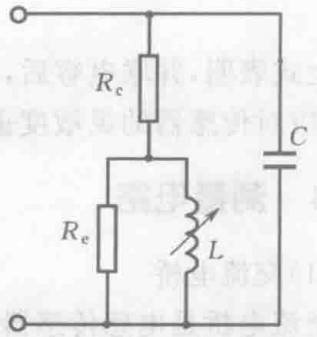


图 5-1-10　电感传感器等效电路图

式中　h——涡流的"穿透深度"，可用下式表示

$$h=\sqrt{\frac{\rho_i}{\pi\mu f}}\ (\mathrm{m}) \tag{5-1-29}$$

式中　ρ_i——导磁体材料的电阻率。

当涡流穿透深度小于薄片厚度的一半时，即 $t/h>2$，(5-1-28)式可简化

$$R_e=\frac{6}{(t/h)^2}\omega L$$

将(5-1-29)式及 $L=\frac{\mu SN^2}{l}$ 代入上式，得

$$R_e=\frac{12\rho_i SN^2}{lt^2}(\Omega) \tag{5-1-30}$$

由此可见，铁芯叠片的并联涡流损耗电阻 R_e，在铁芯材料的使用频率范围内，不仅与频率无关，而且与铁芯材料的磁导率无关。

(3)并联寄生电容

并联寄生电容主要由线圈的固有电容及电缆分布电容组成。设 $R_S=R_c+R_e$ 为总等效损耗电阻，在不考虑电容 C 时，其串联等效阻抗为

$$Z=R_S+\mathrm{j}\omega L$$

考虑并联电容 C 时，等效阻抗 Z_P 为

$$\begin{aligned}Z_P&=\frac{(R_S+\mathrm{j}\omega L)\frac{1}{\mathrm{j}\omega C}}{(R_S+\mathrm{j}\omega L)+\frac{1}{\mathrm{j}\omega C}}\\&=\frac{R_S}{(1-\omega^2LC)^2+(\omega^2LC/Q)^2}+\mathrm{j}\,\frac{\omega L[(1-\omega^2LC)-\omega^2LC/Q^2]}{(1-\omega^2LC)^2+(\omega^2LC/Q)^2}\end{aligned} \tag{5-1-31}$$

式中　$Q=\omega L/R_S$，当 $Q\gg1$ 时，上式可简化为

$$Z_P=\frac{R_S}{(1-\omega^2LC)^2}+\mathrm{j}\,\frac{\omega L}{(1-\omega^2LC)}=R_P+\mathrm{j}\omega L_P \tag{5-1-32}$$

由上式可知，并联电容 C 的存在，使等效串联损耗电阻和等效电感均增大了，等效 Q_P 值较前减少，为

$$Q_P=\frac{\omega L_P}{R_P}=(1-\omega^2LC)Q \tag{5-1-33}$$

其电感的相对变化为

$$\frac{\mathrm{d}L_P}{L_P}=\frac{1}{1-\omega^2 LC}\cdot\frac{\mathrm{d}L}{L} \tag{5-1-34}$$

上式表明，并联电容后，传感器的灵敏度提高了。因此在测量中若需要改变电缆长度时，则应对传感器的灵敏度重新校准。

5.1.4 测量电路

(1)交流电桥

交流电桥是电感传感器的主要测量电路，为了提高灵敏度，改善线性度，电感线圈一般接成差动形式，如图 5-1-11 所示。Z_1、Z_2 为工作臂，即线圈阻抗，R_1、R_2 为电桥的平衡臂。

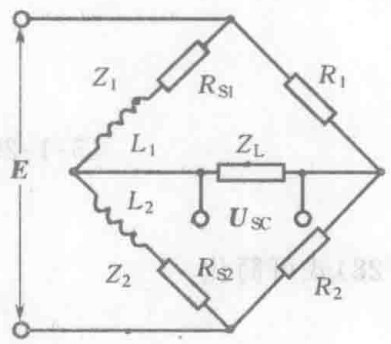


图 5-1-11 交流电桥原理图

电桥平衡条件为 $\dfrac{Z_1}{Z_2}=\dfrac{R_1}{R_2}$

设
$$\left.\begin{aligned}&Z_1=Z_2=Z=R_S+\mathrm{j}\omega L\\&R_{S1}=R_{S2}=R_S\\&L_1=L_2=L\\&R_1=R_2=R\end{aligned}\right\}$$

$\boldsymbol{E}$ 为桥路电源，Z_L 是负载阻抗。工作时，$Z_1=Z+\Delta Z$ 和 $Z_2=Z-\Delta Z$，由等效发电机原理求得

$$\boldsymbol{U}_{SC}=\boldsymbol{E}\frac{\Delta Z}{Z}\cdot\frac{Z_L}{2Z_L+R+Z}$$

$Z_L\to\infty$ 时，上式可写成

$$\boldsymbol{U}_{SC}=\boldsymbol{E}\frac{\Delta Z}{2Z}=\frac{\boldsymbol{E}}{2}\cdot\frac{\Delta R_S+\mathrm{j}\omega\Delta L}{R_S+\mathrm{j}\omega L} \tag{5-1-35}$$

其输出电压幅值为

$$U_{SC}=\frac{\sqrt{\omega^2\Delta L^2+\Delta R_S^2}}{2\sqrt{R_S^2+(\omega L)^2}}E\approx\frac{\omega\Delta L}{2\sqrt{R_S^2+(\omega L)^2}}E \tag{5-1-36}$$

输出阻抗为

$$Z=\frac{\sqrt{(R+R_S)^2+(\omega L)^2}}{2} \tag{5-1-37}$$

(5-1-35)式经变换和整理后可写成

$$\boldsymbol{U}_{SC}=\frac{\boldsymbol{E}}{2}\frac{1}{\left(1+\dfrac{1}{Q^2}\right)}\left[\left(\frac{1}{Q^2}\cdot\frac{\Delta R_S}{R_S}+\frac{\Delta L}{L}\right)+\mathrm{j}\frac{1}{Q}\left(\frac{\Delta L}{L}-\frac{\Delta R_S}{R_S}\right)\right]$$

式中 $Q=\dfrac{\omega L}{R_S}$ 为电感线圈的品质因数。

由上式可见：

①桥路输出电压 $\boldsymbol{U}_{SC}$ 包含着与电源 $\boldsymbol{E}$ 同相和正交两个分量。在实际测量中，只希望有同相分量。从式中看出，如能使 $\dfrac{\Delta L}{L}=\dfrac{\Delta R_S}{R_S}$，或 Q 值比较大，均能达到此目的。但在实际工作时，$\dfrac{\Delta R_S}{R_S}$ 一般很小，所以要求线圈有高的品质因数。当 Q 值很高时，$\boldsymbol{U}_{SC}=\dfrac{\boldsymbol{E}}{2}\dfrac{\Delta L}{L}$。

②当 Q 值很低时，电感线圈的电感远小于电阻，电感线圈相当于纯电阻的情况($\Delta Z=$

ΔR_S），交流电桥即为电阻电桥。例如，应变测量仪就是如此，此时输出电压 $\dot{U}_{SC}=\frac{\dot{E}}{2}\frac{\Delta R_S}{R_S}$。

这种电桥结构简单，其电阻 R_1、R_2 可用两个电阻和一个电位器组成，调零方便。

(2)变压器电桥

如图 5-1-12 所示，它的平衡臂为变压器的两个副边，当负载阻抗为无穷大时，流入工作臂的电流为

$$\dot{I}=\frac{\dot{E}}{Z_1+Z_2}$$

输出电压

$$\dot{U}_{SC}=\frac{\dot{E}}{Z_1+Z_2}Z_2-\frac{\dot{E}}{2}=\frac{\dot{E}}{2}\frac{Z_2-Z_1}{Z_1+Z_2} \tag{5-1-38}$$

由于 $Z_1=Z_2=Z=R_S+j\omega L$，故初始平衡时，$\dot{U}_{SC}=0$。双臂工作时，即 $Z_1=Z-\Delta Z$，$Z_2=Z+\Delta Z$，相当于差动式电感传感器的衔铁向一边移动，可得

$$\dot{U}_{SC}=\frac{\dot{E}}{2}\frac{\Delta Z}{Z} \tag{5-1-39}$$

同理，当衔铁向反方向移动时，$Z_1=Z+\Delta Z$，$Z_2=Z-\Delta Z$，故

$$\dot{U}_{SC}=-\frac{\dot{E}}{2}\frac{\Delta Z}{Z} \tag{5-1-40}$$

由(5-1-39)式和(5-1-40)式可知：当衔铁向不同方向移动时，产生的输出电压 $\dot{U}_{SC}$ 大小相等、方向相反，即相位互差 180°，可以反映衔铁移动的方向。但是，为了判别交流信号的相位，尚需接入专门的相敏检波电路。

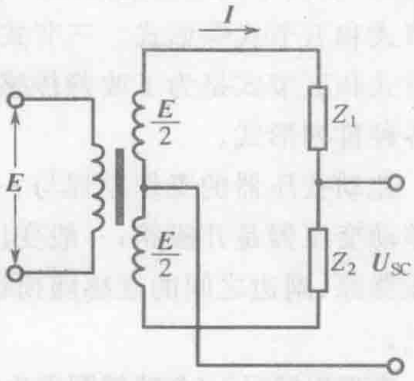


图 5-1-12　变压器电桥原理图

变压器电桥的输出电压幅值与(5-1-36)式一样，为

$$U_{SC}=\frac{\omega\Delta L}{2\sqrt{R_S^2+\omega^2L^2}}E$$

它的输出阻抗为(略去变压器副边的阻抗，通常它远小于电感的阻抗)

$$Z=\frac{\sqrt{R_S^2+\omega^2L^2}}{2} \tag{5-1-41}$$

这种电桥与电阻平衡电桥相比，元件少，输出阻抗小，桥路开路时电路呈线性；缺点是变压器副边不接地，容易引起来自原边的静电感应电压，使高增益放大器不能工作。

5.2　差动变压器

5.2.1　结构原理与等效电路

差动变压器的结构形式如图 5-2-1 所示，它分为气隙型和螺管型两种类型。气隙型差动变压器由于行程小，且结构较复杂，因此目前已很少采用，而大多数采用螺管型差动变压器。下面仅讨论螺管型差动变压器。

差动变压器的基本元件有衔铁、初级线圈、次级线圈和线圈框架等。初级线圈作为差动变压器激励用，相当于变压器的原边，而次级线圈由结构尺寸和参数相同的两个线圈反相串

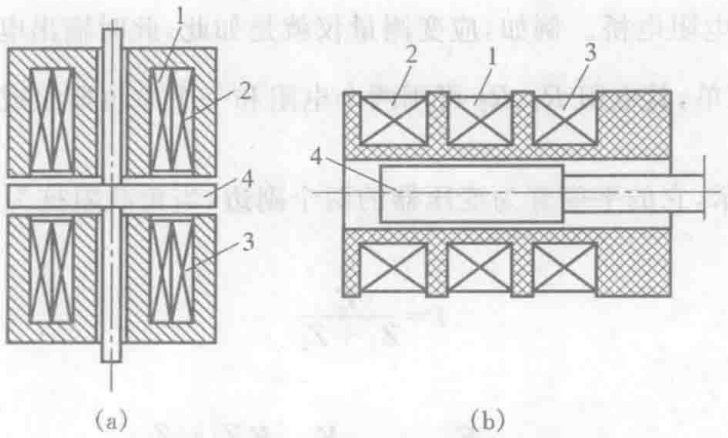


图 5-2-1　差动变压器结构示意图

(a)气隙型　(b)螺管型

1—初级线圈　2、3—次级线圈　4—衔铁

接而成，相当于变压器的副边。螺管型差动变压器根据初、次级排列不同有二节式、三节式、四节式和五节式等形式。三节式的零点电位较小，二节式比三节式灵敏度高、线性范围大，四节式和五节式是为了改善传感器线性度采用的方法。图 5-2-2 画出了上述差动变压器线圈各种排列形式。

差动变压器的工作原理与一般变压器基本相同。不同之点是：一般变压器是闭合磁路，而差动变压器是开磁路；一般变压器原、副边间的互感是常数(有确定的磁路尺寸)，而差动变压器原、副边之间的互感随衔铁移动作相应变化。差动变压器正是工作在互感变化的基础上。

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 5-2-3 所示。

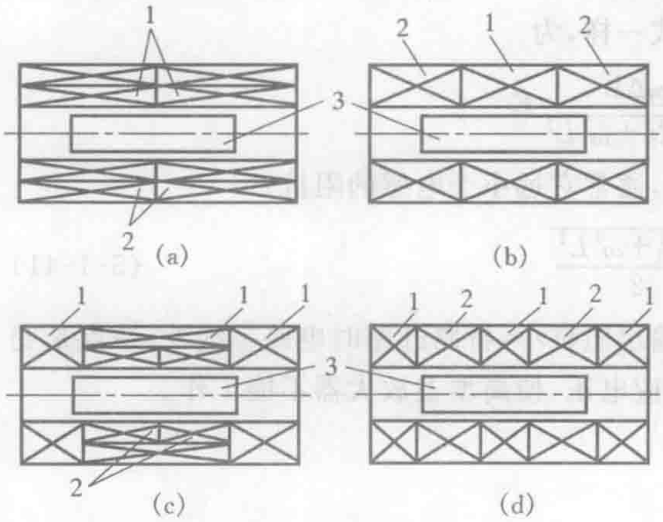


图 5-2-2　差动变压器线圈各种排列形式

(a)二节式　(b)三节式

(c)四节式　(d)五节式

1—初级线圈　2—次级线圈　3—衔铁

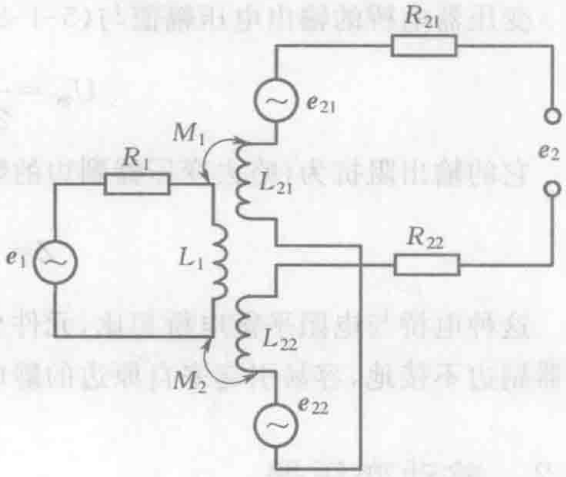


图 5-2-3　差动变压器等效电路

e_1—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

根据图 5-2-3，初级线圈的复数电流值为

$$\boldsymbol{I}_1=\frac{\boldsymbol{e}_1}{R_1+\mathrm{j}\omega L_1} \tag{5-2-1}$$

式中　ω——激励电压的角频率；

$\boldsymbol{e}_1$——激励电压的复数值。

由于 $\boldsymbol{I}_1$ 的存在，在线圈中产生磁通 $\phi_{21}=\frac{N_1\boldsymbol{I}_1}{R_{m1}}$ 和 $\phi_{22}=\frac{N_1\boldsymbol{I}_1}{R_{m2}}$。$R_{m1}$ 及 R_{m2} 分别为磁通通过初级线圈及两个次级线圈的磁阻。N_1 为初级线圈匝数。于是在次级线圈中感应出电压 $\boldsymbol{e}_{21}$ 和 $\boldsymbol{e}_{22}$，其值分别为

$$\boldsymbol{e}_{21}=-\mathrm{j}\omega M_1\boldsymbol{I}_1 \tag{5-2-2a}$$

$$\boldsymbol{e}_{22}=-\mathrm{j}\omega M_2\boldsymbol{I}_1 \tag{5-2-2b}$$

式中　$M_1=N_2\phi_{21}/I_1=N_2N_1/R_{m1}$；$M_2=N_2\phi_{22}/I_1=N_2N_1/R_{m2}$；

N_2 为次级线圈匝数。

因此得到空载输出电压 $\boldsymbol{e}_2$ 为

$$\boldsymbol{e}_2=\boldsymbol{e}_{21}-\boldsymbol{e}_{22}=-\mathrm{j}\omega(M_1-M_2)\frac{\boldsymbol{e}_1}{R_1+\mathrm{j}\omega L_1} \tag{5-2-3}$$

其幅值为

$$e_2=\frac{\omega(M_1-M_2)e_1}{\sqrt{R_1^2+(\omega L_1)^2}} \tag{5-2-4}$$

输出阻抗为

$$\boldsymbol{Z}=(R_{21}+R_{22})+\mathrm{j}\omega(L_{21}+L_{22}) \tag{5-2-5}$$

或

$$Z=\sqrt{(R_{21}+R_{22})^2+(\omega L_{21}+\omega L_{22})^2}$$

差动变压器输出电势 e_2 与衔铁位移 x 的关系见图 5-2-4。其中 x 表示衔铁偏离中心位置的距离。

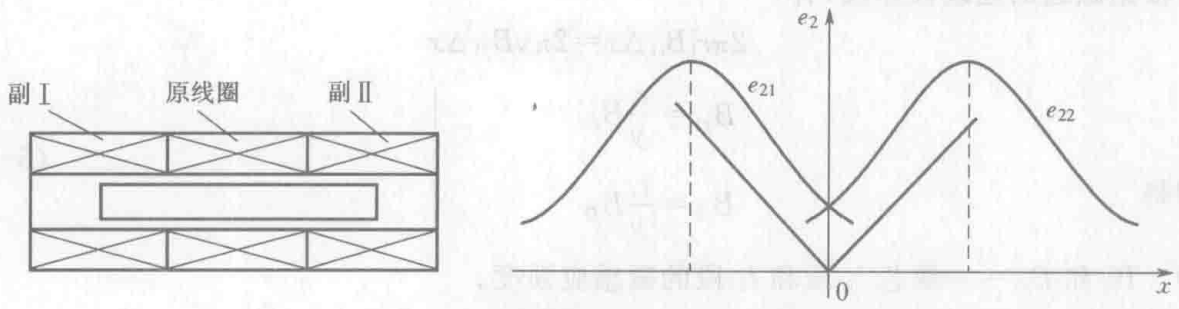


图 5-2-4　差动变压器的输出特征（Ⅰ、Ⅱ为次级线圈）

5.2.2 变换特征

为了分析差动变压器的工作特性，须首先求出特性公式。这里以三节螺管式差动变压器为例进行分析，其结构尺寸见图 5-2-5(a)。漏磁感应强度 B_{l1}、B_{lP}、B_{l2} 的分布曲线见图 5-2-5(b)。实际上开磁路结构的漏磁分布很复杂，但是为了分析计算方便，假设漏磁全部在动铁芯范围内，并忽略铁芯端部效应；忽略动铁芯及外层铁磁壳上的磁阻；设动铁芯外径近似为 r_i。

对图 5-2-5(a)中路径Ⅰ，按全流定律可写出

$$\oint H\mathrm{d}l=I_1N_1$$

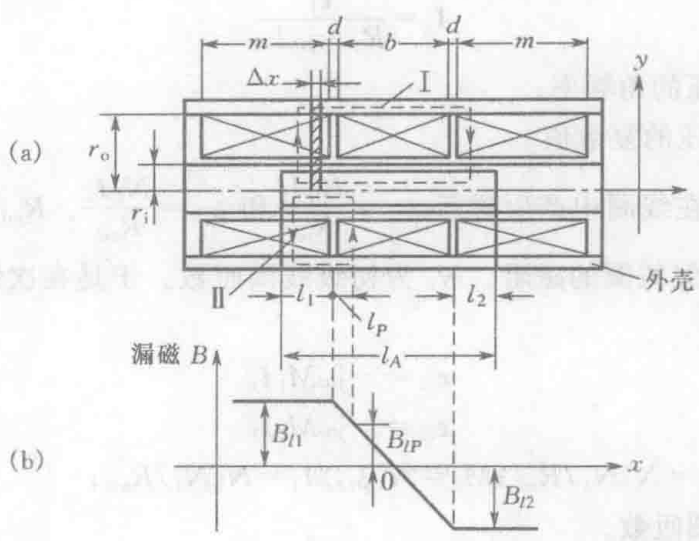


图 5-2-5　三节螺管式差动变压器

(a)结构尺寸　(b)磁场强度分布曲线

式中　I_1、N_1 分别为初级线圈的电流和匝数，而

$$\oint H\mathrm{d}l=\int_{r_i}^{r_o}H_{y1}\,\mathrm{d}y+\int_{r_o}^{r_i}H_{y2}\,\mathrm{d}y=\int_{r_i}^{r_o}(H_{y1}-H_{y2})\,\mathrm{d}y \tag{5-2-6}$$

又知磁路的磁感应强度为

$$\left.\begin{aligned}B_{y1}&=\mu_0 H_{y1}\\B_{y2}&=\mu_0 H_{y2}\end{aligned}\right\} \tag{5-2-7}$$

式中　μ_0——空气磁导率($4\pi\times10^{-7}$ H/m)。

根据磁通的连续性原理，有

$$2\pi r_i B_{l1}\Delta x=2\pi y B_{y1}\Delta x$$

则

$$B_{y1}=\frac{r_i}{y}B_{l1}$$

同理得

$$B_{y2}=\frac{r_i}{y}B_{l2} \tag{5-2-8}$$

式中　B_{l1} 和 B_{l2}——铁芯 l_1 段和 l_2 段的磁感应强度。

将(5-2-7)式及(5-2-8)式代入(5-2-6)式，则得

$$\oint H\mathrm{d}l=\frac{1}{\mu_0}\int_{r_i}^{r_o}(B_{y1}-B_{y2})\,\mathrm{d}y=\frac{1}{\mu_0}\int_{r_i}^{r_o}(B_{l1}-B_{l2})\frac{r_i}{y}\,\mathrm{d}y=\frac{r_i}{\mu_0}(B_{l1}-B_{l2})\ln\frac{r_o}{r_i}=I_1N_1 \tag{5-2-9}$$

所以

$$B_{l1}-B_{l2}=\frac{\mu_0 I_1 N_1}{r_i\ln\dfrac{r_o}{r_i}} \tag{5-2-10}$$

同理，在图 5-2-5(a)中，由路径Ⅱ可以得到

$$B_{l1}-B_{lP}=\frac{\mu_0 l_P I_1 N_1}{r_i b\ln\dfrac{r_o}{r_i}} \tag{5-2-11}$$

式中　B_{lP}——初级线圈中磁感应强度。

另外，由磁通量连续原理可以知道，通过任何闭合面的磁通量等于零，即

$$\oint B\mathrm{d}S=0$$

由于初级线圈 B_{lP} 分布是不均匀的，在两只次级线圈中 B_{l1} 和 B_{l2} 的分布是均匀的，见图5-2-5(b)，因此得

$$B_{l1}l_1+\int_0^b B_{lP}\,\mathrm{d}l_P+B_{l2}l_2=0 \tag{5-2-12}$$

将(5-2-10)、(5-2-11)、(5-2-12)式联立求解得

$$B_{l1}=\frac{2l_2+b}{l_A}\cdot\frac{\mu_0 I_1 N_1}{2r_i\ln\dfrac{r_o}{r_i}} \tag{5-2-13}$$

$$B_{l2}=-\frac{2l_1+b}{l_A}\cdot\frac{\mu_0 I_1 N_1}{2r_i\ln\dfrac{r_o}{r_i}} \tag{5-2-14}$$

$$B_{lP}=B_{l1}-\frac{\mu_0 I_1 N_1}{r_i\ln\dfrac{r_o}{r_i}}\frac{l_P}{b} \tag{5-2-15}$$

图5-2-6画出了次级线圈左半边，设 ϕ_x 是距初级线圈为 x，宽度为 $\mathrm{d}x$ 单元线圈中的磁通，如可动铁芯在左半部的插入深度为 l_1，左半部线圈匝数为 N_2，则单元线圈匝数为 $\dfrac{N_2}{m}\mathrm{d}x$，其磁通 $\phi_x=2\pi r_i B_{l1}x$。

因此，次级线圈所交链的磁链为

$$\psi_{21}=\int_0^{l_1}\phi_x\frac{N_2}{m}\mathrm{d}x=2\pi r_i B_{l1}\frac{N_2}{m}\int_0^{l_1}x\,\mathrm{d}x$$

$$=\frac{\pi r_i B_{l1}N_2 l_1^2}{m}\mathrm{Wb} \tag{5-2-16}$$

同理，可得右半部次级线圈所交链的总磁链为

$$\psi_{22}=\frac{\pi r_i B_{l2}N_2 l_2^2}{m}\mathrm{Wb} \tag{5-2-17}$$

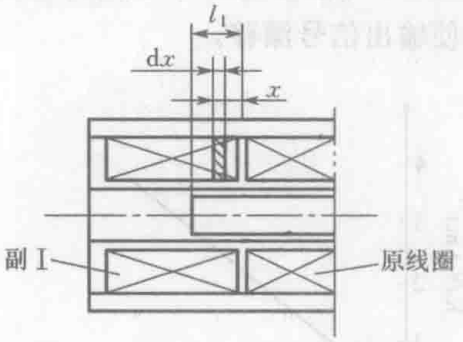


图5-2-6 左半部次级线圈磁链计算图

所以求得差动变压器次级线圈输出总电压有效值为

$$e_2=\omega I_1(M_1-M_2)=2\pi f(\psi_{21}-\psi_{22}) \tag{5-2-18}$$

将(5-2-16)、(5-2-17)式及(5-2-13)、(5-2-14)式一并代入(5-2-18)式中，化简后得

$$e_2=K_1x(1-K_2x^2) \tag{5-2-19}$$

式中 $x=\dfrac{1}{2}(l_1-l_2)$ 表示铁芯位移量；

$$K_1=\frac{16\pi^3 f I_1 N_1 N_2(b+2d+x_0)x_0}{10^7 m l_A\ln(r_o/r_i)};$$

$$K_2=\frac{1}{x_0(x_0+2d+b)};$$

$$x_0=\frac{1}{2}(l_1+l_2)。$$

(5-2-19)式说明：铁芯位移 x 和输出 e_2 之间不是线性关系，其非线性误差为 $e_l=K_2x^2$。此外，e_2 是交流输出信号，其输出的交流电压只能反映位移 x 的大小，不能反映移动方向，

所以一般输出特性为 V 形曲线，如图 5-2-4 所示。为反映铁芯移动方向，需要采用相敏检波电路。

(5-2-19)式中 K_1 为传感器灵敏度系数，它与线圈结构尺寸、初级线圈匝数，以及激励电源的电压和频率有关。为了提高灵敏度，对上述因素进行分析：将 K_1 式中 I_1 用激励电压 e_1 和原边线圈阻抗

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1$$

代入，则得

$$K_1 = \frac{16\pi^3 f N_1 N_2 (b+2d+x_0)x_0}{10^7 m l_A \ln(r_o/r_i)} \frac{e_1}{\sqrt{R_1^2+(\omega L_1)^2}} \tag{5-2-20}$$

1)次级线圈匝数 N_2

当 $R_1 \ll \omega L_1$ 时，(5-2-20)式可简化成

$$K_1 \approx \frac{N_2}{N_1} A \tag{5-2-21}$$

式中 A——系数。

所以匝数比 N_2/N_1 增大，可以提高灵敏度，使输出 e_2 增大。图 5-2-7 表示次级线圈匝数增加时，灵敏度 K_1 亦增加，并呈线性关系。但是次级匝数不能无限增加，因为随着次级线圈匝数增加，差动变压器的零点残余电压也增大了。

2)初级线圈电压 e_1

从(5-2-20)式中知道 e_1 增加，K_1 也增加，输出电压 e_2 随之增加。图 5-2-8 表示其灵敏度 K_1 与激磁电压 e_1 之间为线性关系。但是在激磁电压过大时，引起差动变压器的发热，而使输出信号漂移。

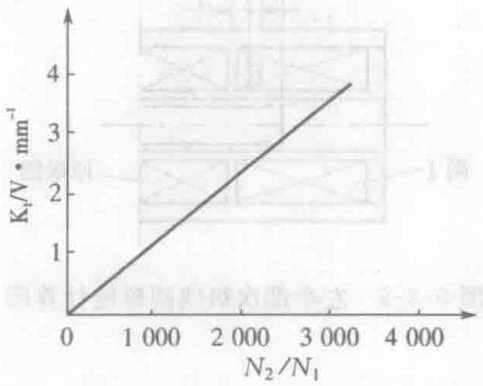


图 5-2-7　灵敏度 K_1 与线圈匝数比的关系

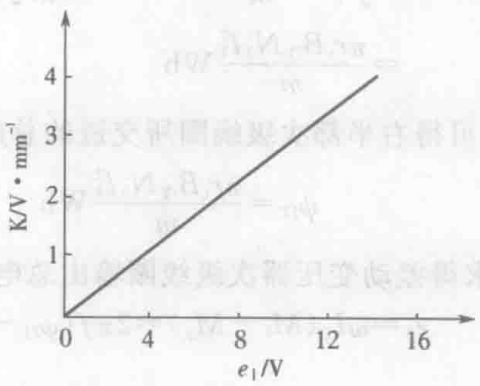


图 5-2-8　灵敏度 K_1 与初级线圈电压 e_1 的关系

3)激磁电压的频率 f

在低频时 $R_1 \gg \omega L_1$，(5-2-20)式化简为

$$K_1 \approx Bf \tag{5-2-22}$$

式中 B——系数。

此时灵敏度随频率增高而增加，当频率高于某个值时，由于 $\omega L_1 \gg R_1$，所以(5-2-20)式可化简为

$$K_1 \approx C = 常数 \tag{5-2-23}$$

(5-2-23)式表明高频时灵敏度与 f 无关。

5.2.3　误差因素分析

(1)激励电压的幅值与频率的影响

激励电源电压幅值的波动，会使线圈激励磁场的磁通发生变化，直接影响输出电势。而频率的波动，由差动变压器灵敏度分析中知道，只要适当地选择频率，其影响是不大的。

(2)温度变化的影响

周围环境温度的变化，引起线圈及导磁体磁导率的变化，从而使线圈磁场发生变化产生温度漂移。当线圈品质因数较低时，这种影响更为严重。在这方面采用恒流源激励比恒压源激励有利。适当提高线圈品质因数并采用差动电桥可以减少温度的影响。

(3)零点残余电压

当差动变压器的衔铁处于中间位置时，理想条件下其输出电压为零。但实际上，当使用桥式电路时，在零点仍有一个微小的电压值(从零点几毫伏到数十毫伏)存在，称为零点残余电压。图5-2-9是扩大了的零点残余电压的输出特性。虚线为理想特性，实线表示实际特性。零点残余电压的存在造成零点附近的不灵敏区；零点残余电压输入放大器内会使放大器末级趋向饱和，影响电路正常工作等。

零点残余电压的波形十分复杂。从示波器上观察零点残余电压波形如图5-2-10(a)中的e_{20}所示，图中e_1为差动变压器初级的激励电压。经分析，e_{20}包含了基波同相成分、基波正交成分，还有二次及三次谐波和幅值较小的电磁干扰波等。

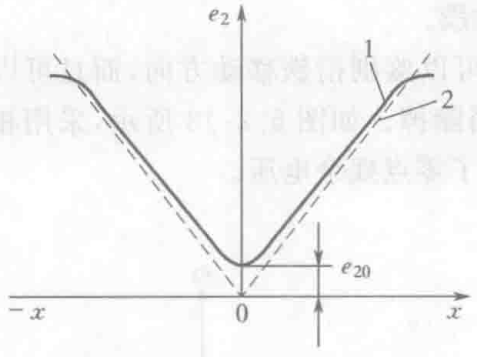


图5-2-9　差动变压器的零点残余电压

1—实际特性　2—理想特性

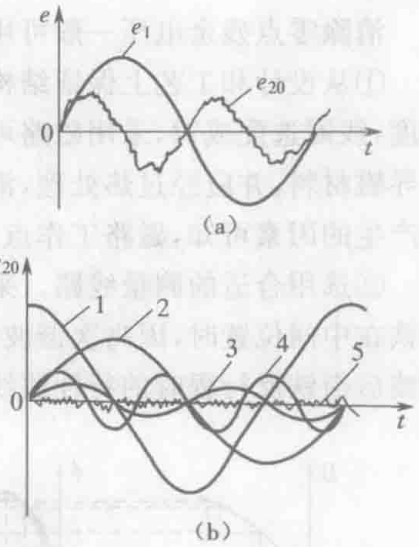


图5-2-10　零点残余电压及其组成

(a)残余电压的波形　(b)波形分析

1—基波正交分量　2—基波同相分量

3—二次谐波　4—三次谐波　5—电磁干扰

零点残余电压产生的原因分析。

①基波分量。由于差动变压器两个次级绕组不可能完全一致，因此它的等效电路参数(互感M、自感L及损耗电阻R)不可能相同，从而使两个次级绕组的感应电势数值不等。又因初级线圈中铜损电阻及导磁材料的铁损和材质的不均匀，线圈匝间电容的存在等因素，使激励电流与所产生的磁通相位不同。

上述因素使得两个次级线圈中的感应电势不仅数值不等，相位也存在误差。因相位误

差所产生的零点残余电压，无法通过调节衔铁的位移消除。图 5-2-11 表示两次级绕组感应电势相位差不为 180°时差动输出情况。图中 e_{21}、e_{22} 为衔铁在中间位置时两次级电势数值，e_{20} 为零点残余电压。e'_{21} 和 e'_{22}、e''_{21} 和 e''_{22} 是衔铁正反向偏离中间位置时，两次级输出电势值，e'_2 和 e''_2 为合成后次级输出的空载电压。可见，无论衔铁如何移动都不可能使合成电势为零。

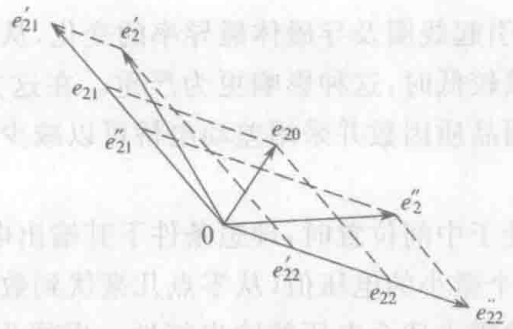


图 5-2-11　两次级绕组相位差不等于 180°时的差动输出电压

②高次谐波。高次谐波分量主要由导磁材料磁化曲线的非线性引起。由于磁滞损耗和铁磁饱和的影响，使得激励电流与磁通波形不一致，产生了非正弦（主要是三次谐波）磁通，从而在次级绕组感应出非正弦电势。图 5-2-12 是利用作图法表示非正弦磁通的产生过程。同样可以分析，由于磁化曲线的非线性影响，使正弦磁通产生尖顶的电流波形（亦包含三次谐波）。

消除零点残余电压一般可用以下方法。

①从设计和工艺上保证结构对称性。为保证线圈和磁路的对称性，首先，要求提高加工精度，线圈选配成对，采用磁路可调节结构。其次，应选高磁导率、低矫顽磁力、低剩磁感应的导磁材料，并应经过热处理，消除残余应力，以提高磁性能的均匀性和稳定性。由高次谐波产生的因素可知，磁路工作点应选在磁化曲线的线性段。

②选用合适的测量线路。采用相敏检波电路不仅可以鉴别衔铁移动方向，而且可以把衔铁在中间位置时，因高次谐波引起的零点残余电压消除掉。如图 5-2-13 所示，采用相敏检波后衔铁反行程时的特性曲线由 1 变到 2，从而消除了零点残余电压。

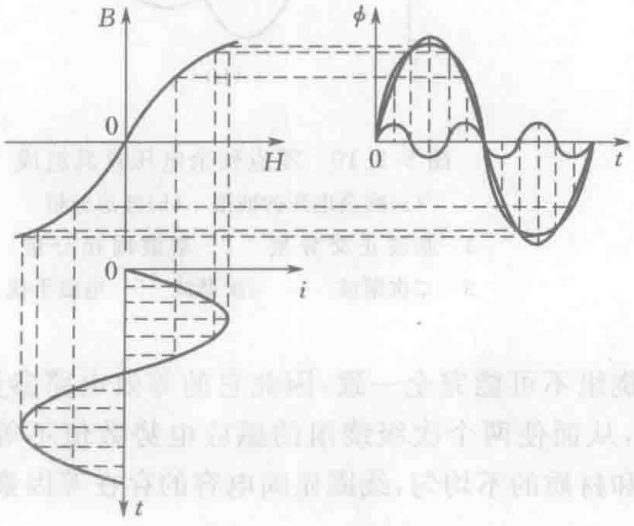


图 5-2-12　磁化曲线非线性引起磁通波形失真

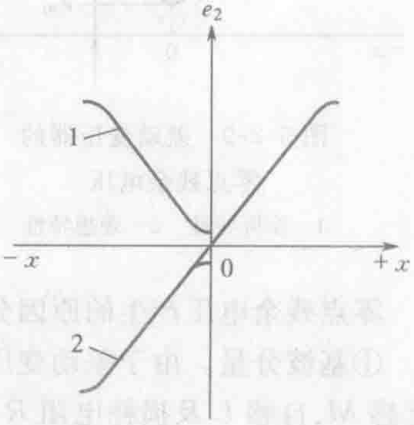


图 5-2-13　采用相敏检波后的输出特性

③采用补偿线路。

a. 由于两个次级线圈感应电压相位不同，并联电容可改变其一的相位，也可将电容 C 改为电阻，如图 5-2-14(a)虚线所示。由于 R 的分流作用将使流入传感器线圈的电流发生变化，从而改变磁化曲线的工作点，减小高次谐波所产生的残余电压。图 5-2-14(b)中串联电阻 R 可以调整次级线圈的电阻分量。

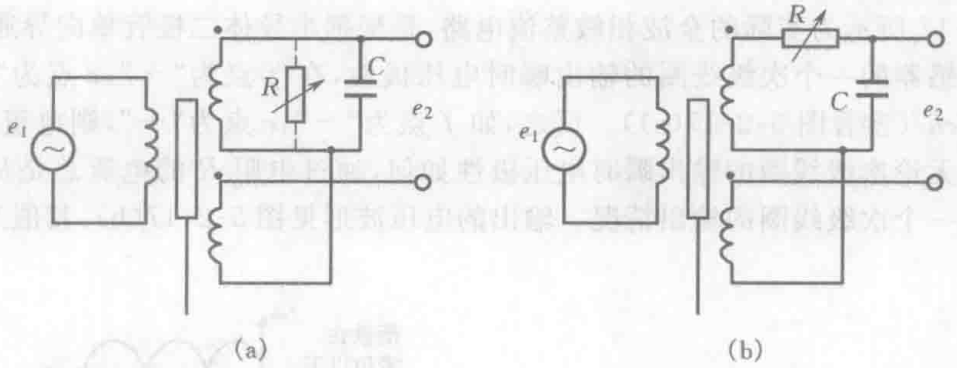


图 5-2-14　调相位式残余电压补偿电路

(a)并联电容法　(b)串联电阻法

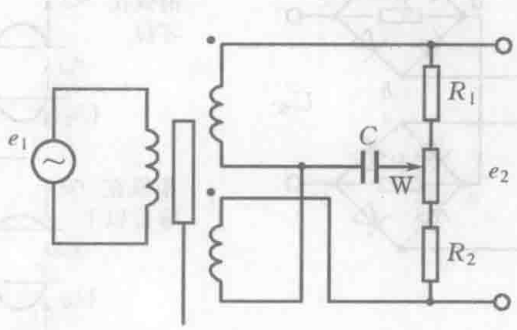


图 5-2-15　电位器调零点残余电压补偿电路

b. 并联电位器 W 用于电气调零，改变两次级线圈输出电压的相位，如图 5-2-15 所示。电容 C(0.02 μF)可防止调整电位器时使零点移动。

c. 接入 R_0(几百 kΩ)或补偿线圈 L_0(几百匝)。串在差动变压器的次级线圈上以减小负载电压，避免负载不是纯电阻而引起较大的零点残余电压。电路如图5-2-16所示。

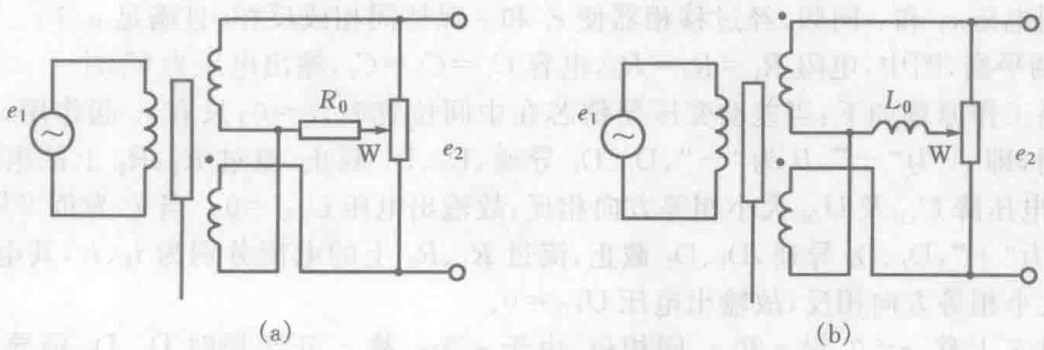


图 5-2-16　R 或 L 补偿电路

(a)电阻 R_0 补偿法　(b)线圈 L_0 补偿法

5.2.4 测量电路

差动变压器的输出电压为交流，它与衔铁位移成正比。用交流电压表测量其输出值只能反映衔铁位移的大小，不能反映移动的方向，因此常采用差动整流电路和相敏检波电路进行测量。

(1)差动整流电路

图 5-2-17 所示为实际的全波相敏整流电路，是根据半导体二极管单向导通原理进行解调的。如传感器的一个次级线圈的输出瞬时电压极性，在 f 点为“+”，e 点为“−”，则电流路径是 $fgdche$(参看图 5-2-17(a))。反之，如 f 点为“−”，e 点为“+”，则电流路径是 $ehdcgf$。可见，无论次级线圈的输出瞬时电压极性如何，通过电阻 R 的电流总是从 d 到 c。同理可分析另一个次级线圈的输出情况。输出的电压波形见图 5-2-17(b)，其值为 $U_{SC}=e_{ab}+e_{cd}$。

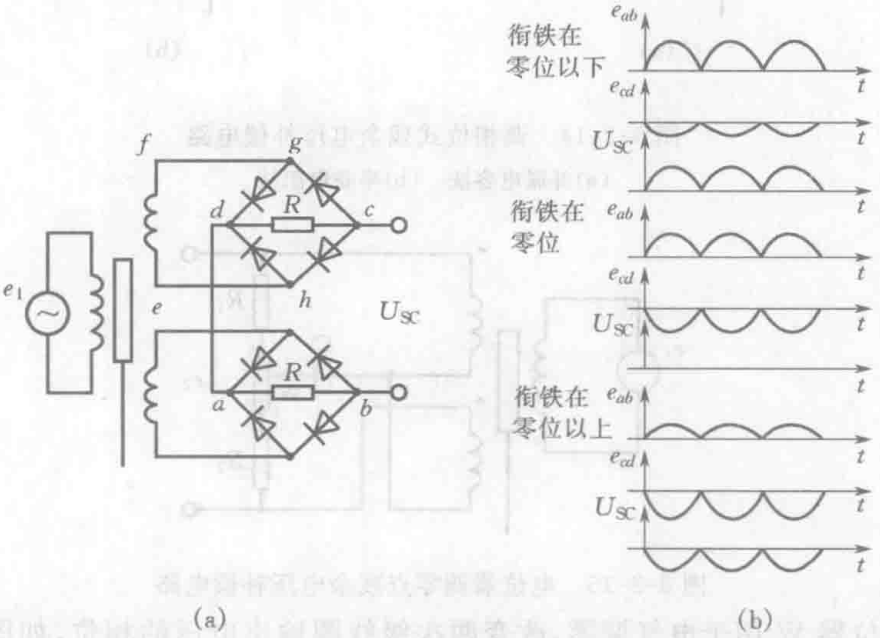


图 5-2-17 全波整流电路和波形图

(a)电路原理 (b)输出电压波形

(2)相敏检波电路

图 5-2-18 为二极管相敏检波电路。这种电路容易做到输出平衡，而且便于阻抗匹配。图中调制电压 e_r 和 e 同频，经过移相器使 e_r 和 e 保持同相或反相，且满足 $e_r \gg e$。调节电位器 R 可调平衡，图中，电阻 $R_1=R_2=R_0$，电容 $C_1=C_2=C_0$，输出电压为 U_{CD}。

电路工作原理如下：当差动变压器铁芯在中间位置时，$e=0$，只有 e_r 起作用，设此时 e_r 为正半周，即 A 为“+”，B 为“−”，D_1、D_2 导通，D_3、D_4 截止，流过 R_1、R_2 上的电流分别为 i_1、i_2，其电压降 U_{CB} 及 U_{DB} 大小相等方向相反，故输出电压 $U_{CD}=0$。当 e_r 为负半周时，A 为“−”，B 为“+”，D_3、D_4 导通，D_1、D_2 截止，流过 R_1、R_2 上的电流分别为 i_3、i_4，其电压降 U_{BC} 与 U_{BD} 大小相等方向相反，故输出电压 $U_{CD}=0$。

若铁芯上移，$e\neq 0$，设 e 和 e_r 同相位，由于 $e_r \gg e$，故 e_r 正半周时 D_1、D_2 仍导通，D_3、D_4 截止，但 D_1 回路内总电势为 $e_r+\frac{1}{2}e$，而 D_2 回路内总电势为 $e_r-\frac{1}{2}e$，故回路电流 $i_1>i_2$，输出电压 $U_{CD}=R_0(i_1-i_2)>0$。当 e_r 负半周时，D_3、D_4 导通，D_1、D_2 截止，此时 D_3 回路内总电势为 $e_r-\frac{1}{2}e$，D_4 回路内总电势为 $e_r+\frac{1}{2}e$，所以回路电流 $i_4>i_3$，故输出电压 $U_{CD}=$

$R_0(i_4-i_3)>0$，因此铁芯上移时输出电压 $U_{CD}>0$。

当铁芯下移时，e 和 e_r 相位相反。同理可得 $U_{CD}<0$。

由此可见，该电路能判别铁芯移动的方向。

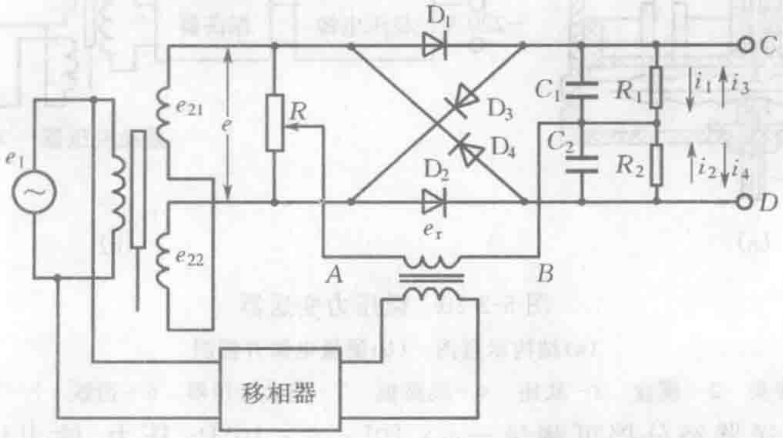


图 5-2-18　二极管相敏检波电路图

5.2.5　应用

差动变压器式传感器的应用非常广泛。凡是与位移有关的物理量均可经过它转换成电量输出。常用于测量振动、厚度、应变、压力、加速度等各种物理量。

图 5-2-19 是差动变压器式加速度传感器结构原理和测振线路方框图。用于测定振动物体的频率和振幅时其激磁频率必须是振动频率的 10 倍以上，这样可以得到精确的测量结果。可测量的振幅范围为 0.1～5 mm，振动频率一般为 0～150 Hz。

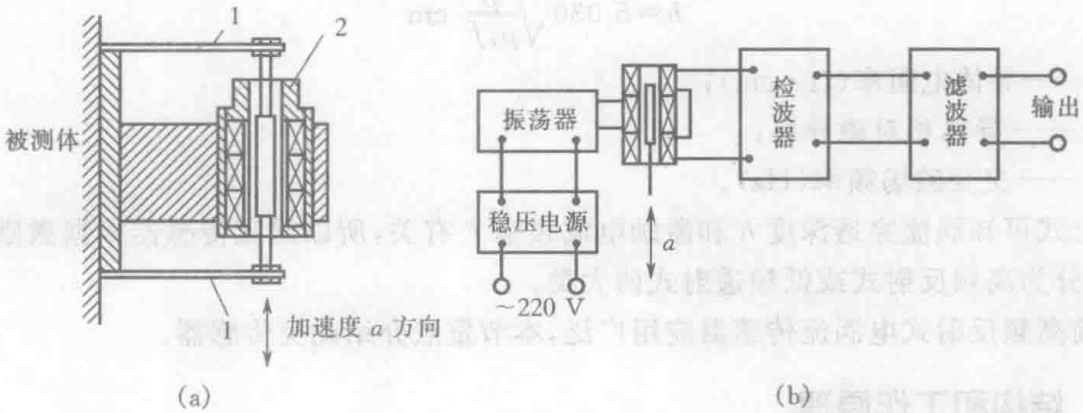


图 5-2-19　差动变压器式加速度传感器

(a)结构示意图(1—弹性支承　2—差动变压器)　(b)测振线路方框图

将差动变压器和弹性敏感元件(膜片、膜盒和弹簧管等)相结合，可以组成各种形式的压力传感器。图 5-2-20 为微压力变送器的结构示意图和测量电路方框图，在被测压力为零时，膜盒在初始位置状态，此时固接在膜盒中心的衔铁位于差动变压器线圈的中间位置，因而输出电压为零。当被测压力由接头 1 传入膜盒 2 时，其自由端产生一正比于被测压力的位移，并且带动衔铁 6 在差动变压器线圈 5 中移动，从而使差动变压器输出电压。经相敏检波、滤波后，其输出电压可反映被测压力的数值。

微压力变送器测量线路包括直流稳压电源、振荡器、相敏检波和指示等部分。由于差动变压器输出电压比较大，所以线路中无需用放大器。

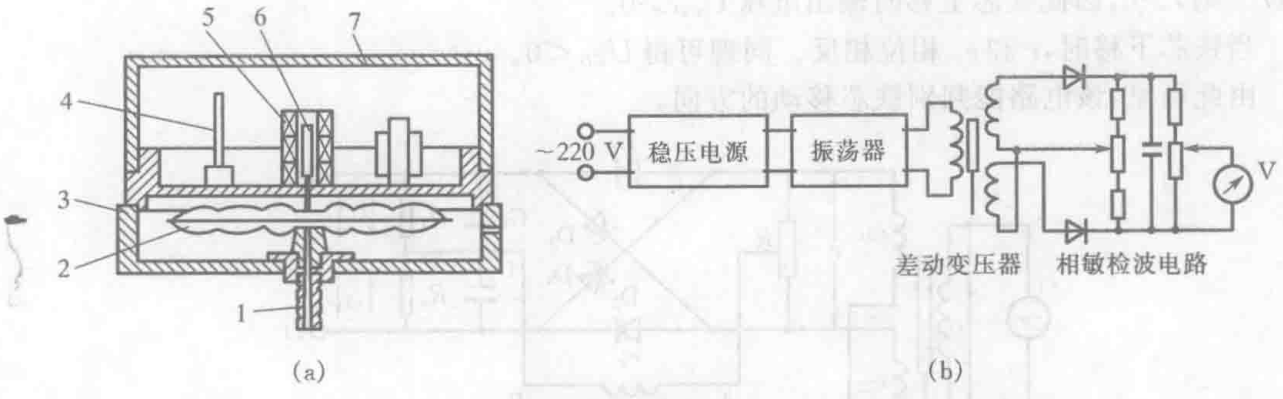


图 5-2-20　微压力变送器

(a)结构示意图　(b)测量电路方框图

1—接头　2—膜盒　3—底座　4—线路板　5—差动变压器　6—衔铁　7—罩壳

这种微压力变送器经分挡可测量 $-4\times10^4\sim6\times10^4$ Pa 压力，输出信号电压为 0～50 mV，精度为 1.5 级。

5.3　电涡流式传感器

当导体置于交变磁场或在磁场中运动时，导体上引起感生电流 i_e，此电流在导体内闭合，称为涡流。涡流大小与导体电阻率 ρ、磁导率 μ 以及产生交变磁场的线圈与被测体之间距离 x，线圈激励电流的频率 f 有关。显然磁场变化频率越高，涡流的集肤效应越显著，即涡流穿透深度愈小，其穿透深度 h 可用下式表示

$$h=5\ 030\sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}}\ \text{cm} \tag{5-3-1}$$

式中　ρ——导体电阻率(Ω·cm)；

μ_r——导体相对磁导率；

f——交变磁场频率(Hz)。

由上式可知涡流穿透深度 h 和激励电流频率 f 有关，所以涡流传感器根据激励频率高低，可以分为高频反射式或低频透射式两大类。

目前高频反射式电涡流传感器应用广泛，本节重点介绍此类传感器。

5.3.1　结构和工作原理

高频反射式电涡流传感器结构比较简单，主要由一个安置在框架上的扁平圆形线圈构成。此线圈可以粘贴于框架上，或在框架上开一条槽沟，将导线绕在槽内。图 5-3-1 所示为 CZF1 型涡流传感器的结构原理，它采取将导线绕在聚四氟乙烯框架窄槽内，形成线圈的结构方式。

如图 5-3-2 所示，传感器线圈由高频信号激励，使它产生一个高频交变磁场 ϕ_i，当被测导体靠近线圈时，在磁场作用范围的导体表层，产生了与此磁场相交链的电涡流 i_e，而此电涡流又将产生一交变磁场 ϕ_e 阻碍外磁场的变化。从能量角度看，在被测导体内存在着电涡流损耗(当频率较高时，忽略磁损耗)。能量损耗使传感器的 Q 值和等效阻抗 Z 降低，因此当被测体与传感器间的距离 d 改变时，传感器的 Q 值和等效阻抗 Z、电感 L 均发生变化，于是把位移量转换成电量，这便是电涡流传感器的基本原理。

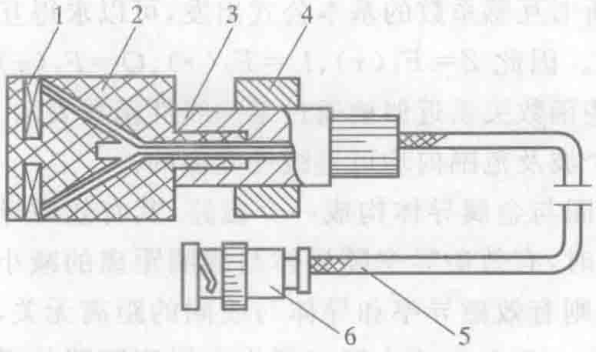


图 5-3-1　CZF1 型涡流传感器

1—线圈　2—框架　3—衬套
4—支架　5—电缆　6—插头

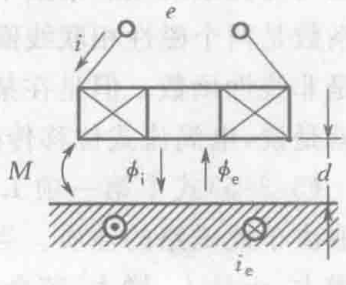


图 5-3-2　电涡流传感器原理图

5.3.2　等效电路

把金属导体形象地看作一个短路线圈，它与传感器线圈有磁耦合。于是，可以得到图 5-3-3 所示的等效电路图。

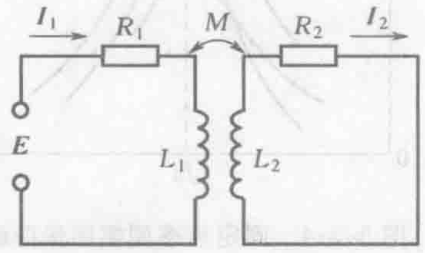


图 5-3-3　电涡流传感器的等效电路

图中，R_1 和 L_1 为传感器线圈的电阻和电感，R_2 和 L_2 为金属导体的电阻和电感，$\boldsymbol{E}$ 为激励电压。根据克希霍夫定律及所设电流正方向，写出方程

$$\left.\begin{aligned} R_1\boldsymbol{I}_1+\mathrm{j}\omega L_1\boldsymbol{I}_1-\mathrm{j}\omega M\boldsymbol{I}_2&=\boldsymbol{E}\\ -\mathrm{j}\omega M\boldsymbol{I}_1+R_2\boldsymbol{I}_2+\mathrm{j}\omega L_2\boldsymbol{I}_2&=0\end{aligned}\right\}\tag{5-3-2}$$

解方程组(5-3-2)式，得

$$\left.\begin{aligned} I_1&=\frac{E}{R_1+\dfrac{\omega^2M^2}{R_2^2+(\omega L_2)^2}R_2+\mathrm{j}\left[\omega L_1-\dfrac{\omega^2M^2}{R_2^2+(\omega L_2)^2}\omega L_2\right]}\\ \boldsymbol{I}_2&=\mathrm{j}\omega\frac{M\boldsymbol{I}_1}{R_2+\mathrm{j}\omega L_2}=\frac{M\omega^2L_2\boldsymbol{I}_1+\mathrm{j}\omega MR_2\boldsymbol{I}_1}{R_2^2+\omega^2L_2^2}\end{aligned}\right\}\tag{5-3-3}$$

于是，线圈的等效阻抗为

$$Z=\left[R_1+R_2\frac{\omega^2M^2}{R_2^2+(\omega L_2)^2}\right]+\mathrm{j}\left[\omega L_1-\omega L_2\frac{\omega^2M^2}{R_2^2+(\omega L_2)^2}\right]\tag{5-3-4}$$

线圈的等效电感为

$$L=L_1-L_2\frac{\omega^2M^2}{R_2^2+\omega^2L_2^2}\tag{5-3-5}$$

线圈的等效 Q 值为

$$Q=Q_0\frac{1-\dfrac{L_2}{L_1}\dfrac{\omega^2M^2}{Z_2^2}}{1+\dfrac{R_2}{R_1}\dfrac{\omega^2M^2}{Z_2^2}}\tag{5-3-6}$$

式中　Q_0——无涡流影响下线圈的 Q 值，$Q_0=\dfrac{\omega L_1}{R_1}$；

Z_2^2——金属导体中产生电涡流部分的阻抗，$Z_2^2=R_2^2+\omega^2L_2^2$。

从(5-3-4)式、(5-3-5)式和(5-3-6)式可知，线圈与金属导体系统的阻抗、电感和品质

因数均为此系统互感系数平方的函数，而从麦克斯韦互感系数的基本公式出发，可以求得互感系数是两个磁性相联线圈距离 x 的非线性函数。因此 $Z=F_1(x)$、$L=F_2(x)$、$Q=F_3(x)$ 均是非线性函数。但是在某一范围内，可以将这些函数关系近似地通过某一线性函数表示。也就是说，电涡流式位移传感器不是在电涡流整个波及范围内均可呈线性变换的。

(5-3-5)式中第一项 L_1 与静磁效应有关，线圈与金属导体构成一个磁路，其有效磁导率取决于此磁路的性质。当金属导体为磁性材料时，有效磁导率随导体与线圈距离的减小而增大，于是 L_1 增大；若金属导体为非磁性材料，则有效磁导率和导体与线圈的距离无关，即 L_1 不变。(5-3-5)式中第二项为电涡流回路的反射电感，它使传感器的等效电感值减小。因此，当靠近传感器的被测物体为非磁性材料或硬磁材料时，传感器线圈的等效电感减小；如被测导体为软磁材料时，则由于静磁效应使传感器线圈的等效电感增大。

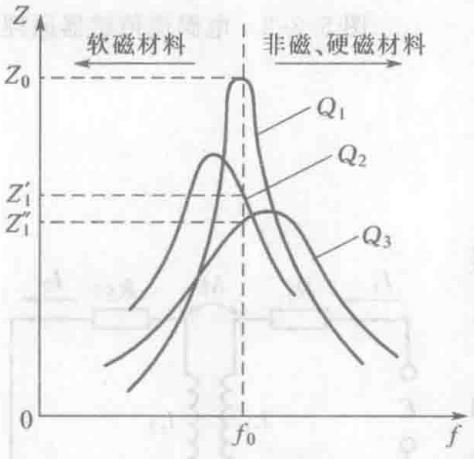


图 5-3-4　固定频率调幅谐振曲线

为了提高传感器的灵敏度，用一个电容与电涡流线圈并联，构成并联谐振回路。不接被测导体时，传感器调谐为某一谐振频率 f_0，当接入被测导体时，回路将失谐。被测体为非铁磁材料或硬磁材料时，因传感器电感量减小，谐振曲线右移；当被测体为软磁材料时，其电感量增大，谐振曲线左移，如图 5-3-4 所示。当载流频率一定时，传感器 LC 回路的阻抗变化即反映了电感的变化，又反映了 Q 值变化。

5.3.3　线圈形状、尺寸对性能的影响

单匝载流圆导线在中心轴上的磁感应强度，根据毕奥—沙伐—拉普拉斯定律计算可得

$$B_p=\frac{\mu_0 I}{2}\frac{r^2}{(x^2+r^2)^{3/2}} \tag{5-3-7}$$

式中　μ_0——真空磁导率，$\mu_0=4\pi\times10^{-7}(\mathrm{H\cdot m^{-1}})$；

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，(5-3-7)式可以写成

$$B_p=K\frac{r^2}{(x^2+r^2)^{3/2}}$$

式中　$K=\frac{\mu_0 I}{2}$。

为了分析各种半径对 B_p-x 曲线的影响，假设 $K=36\times10^{-10}\ HAm^{-1}$，作出三种半径情况下的 B_p-x 曲线，如图 5-3-5 所示。从图中可见，半径小的载流圆导线，在接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。

载流扁平线圈产生的磁场，可以认为由相应的圆导线磁场叠加而成。设线圈几何尺寸如图 5-3-6 所示。线圈共 N 匝，当通以电流 I 时，则单位面积上的电流强度为

$$\Delta i=\frac{NI}{(r_{os}-r_{is})b_s} \tag{5-3-8}$$

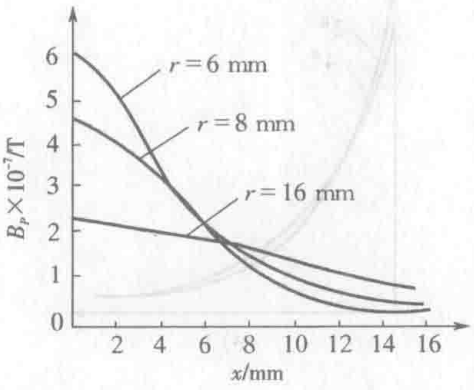


图 5-3-5　B_p-x 曲线

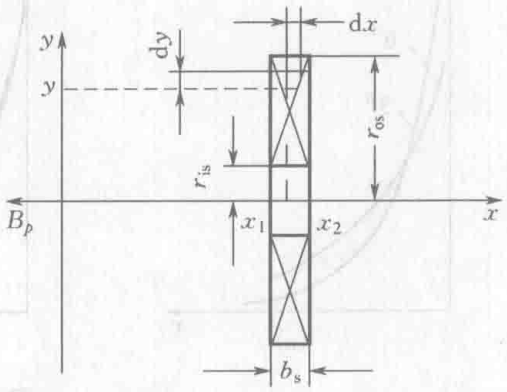


图 5-3-6　线圈几何尺寸

取通过截面为 $\mathrm{d}x\mathrm{d}y$ 处的圆形电流 i

$$i=\frac{NI}{(r_{os}-r_{is})b_s}\mathrm{d}x\mathrm{d}y$$

此电流在轴上某点 x 处所产生的磁感应强度为

$$\mathrm{d}B_p=\frac{\mu_0 i}{2}\frac{y^2}{(x^2+y^2)^{3/2}}=\frac{\mu_0 NI}{2(r_{os}-r_{is})b_s}\frac{y^2}{(x^2+y^2)^{3/2}}\mathrm{d}x\mathrm{d}y \tag{5-3-9}$$

则整个载流扁平线圈在轴线上 x 处所产生的磁感应强度为

$$\begin{aligned}B_p&=\int \mathrm{d}B_p=\frac{\mu_0 NI}{2(r_{os}-r_{is})b_s}\int_{r_{is}}^{r_{os}} y^2\mathrm{d}y\int_{x_1}^{x_2}\frac{\mathrm{d}x}{(x^2+y^2)^{3/2}}\\&=\frac{\mu_0 NI}{2(r_{os}-r_{is})b_s}\{(x_1+b_s)[\ln(r_{is}+\sqrt{r_{is}^2+(x_1+b_s)^2})\\&\quad-\ln(r_{os}+\sqrt{r_{os}^2+(x_1+b_s)^2})]-x_1[\ln(r_{is}+\sqrt{r_{is}^2+x_1^2})\\&\quad-\ln(r_{os}+\sqrt{r_{os}^2+x_1^2})]\}\end{aligned} \tag{5-3-10}$$

式中　$x_2=x_1+b_s$，x_1 即为扁平线圈离某点的距离 x。故(5-3-10)式又可写成

$$B_p=\frac{\mu_0 NI}{2(r_{os}-r_{is})b_s}\left\{(x+b_s)\ln\frac{r_{is}+\sqrt{r_{is}^2+(x+b_s)^2}}{r_{os}+\sqrt{r_{os}^2+(x+b_s)^2}}-x\ln\frac{r_{is}+\sqrt{r_{is}^2+x^2}}{r_{os}+\sqrt{r_{os}^2+x^2}}\right\} \tag{5-3-11}$$

对线圈的三个主要参数(r_{os}、r_{is}、b_s)用表 5-3-1 中不同的 6 种情况代入(5-3-11)式进行计算，并画出它们的 B_p-x 曲线，如图 5-3-7 所示。

表 5-3-1　线圈尺寸明细表　　单位：mm

	3#	6#	7#	11#	2#	4#
r_{is}	0.75	0.75	0.75	1.25	0.75	0.75
r_{os}	12.5	7.5	7.5	7.5	7.5	7.5
b_s	1.5	1.5	1	1	2	3

对图 5-3-7 所示的曲线进行分析比较可见，线圈外径大时，线圈的磁场轴向分布范围大，但磁感应强度的变化梯度小；而线圈外径小时，磁感应强度轴向分布的范围小，但磁感应强度的变化梯度大。这就是说，电涡流传感器线圈外径越大，线性范围将越大，但灵敏度越低；与此相反，线圈外径越小，传感器的灵敏度将越高，而线性范围越小。线圈内径的变化，只是在靠近线圈处灵敏度稍有不同。同样，线圈的厚度变化，也仅在靠近线圈处对灵敏度才稍有影响。

另外，为使传感器的温度性能优良，并且使 Q 值增大，要求线圈框架材料损耗小、热膨胀系数小、电性能好。一般可以选用聚四氟乙烯、陶瓷、聚酰亚胺、碳化硼等材料。在高温条

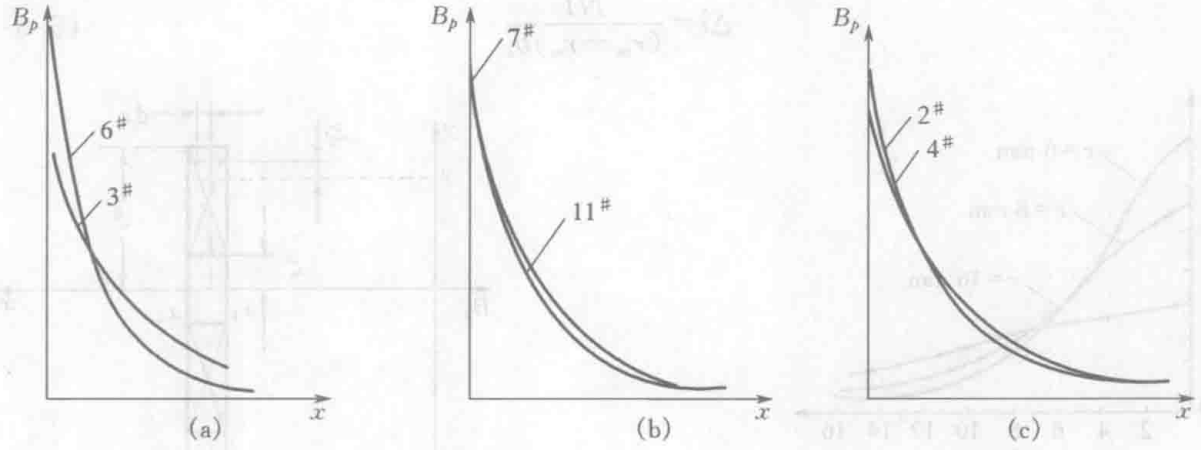


图 5-3-7　B_p-x 曲线

(a)线圈外径不同　(b)线圈内径不同　(c)线圈厚度不同

件下使用时可用硝化硼。线圈的导线一般采用高强度漆包铜线，多股适当组合。如果要求减少导线损耗电阻，可用银线或银合金线，在高温条件下则可使用铼钨合金线等。

应该指出，线圈仅是传感器的一个组成部分，而另一组成部分则是被测导体。从(5-3-4)式可知，在测量过程中静磁效应与电涡流效应对传感器等效阻抗虚部的改变是相互制约的。因此若被测体是非磁性材料时，传感器的灵敏度较被测体是磁性材料时为高。

5.3.4　测量电路

根据电涡流传感器的基本原理，将传感器与被测体间的距离变换为传感器 Q 值、等效阻抗 Z 和等效电感 L 等三个参数，用相应的测量电路测量。电涡流式传感器的测量电路可以归纳为：高频载波调幅式和调频式两类。而高频载波调幅式又可分为恒定频率的载波调幅与频率变化的载波调幅两种。所以根据测量电路可以把电涡流式传感器分为三种类型，即恒定频率调幅式、变频调幅式和调频式。对于这三种形式的测量电路及其原理介绍如下。

(1)载波频率改变的调幅法和调频法

该测量电路的核心是一个电容三点式振荡器，传感器线圈是振荡回路的一个电感元件，如图 5-3-8 所示。

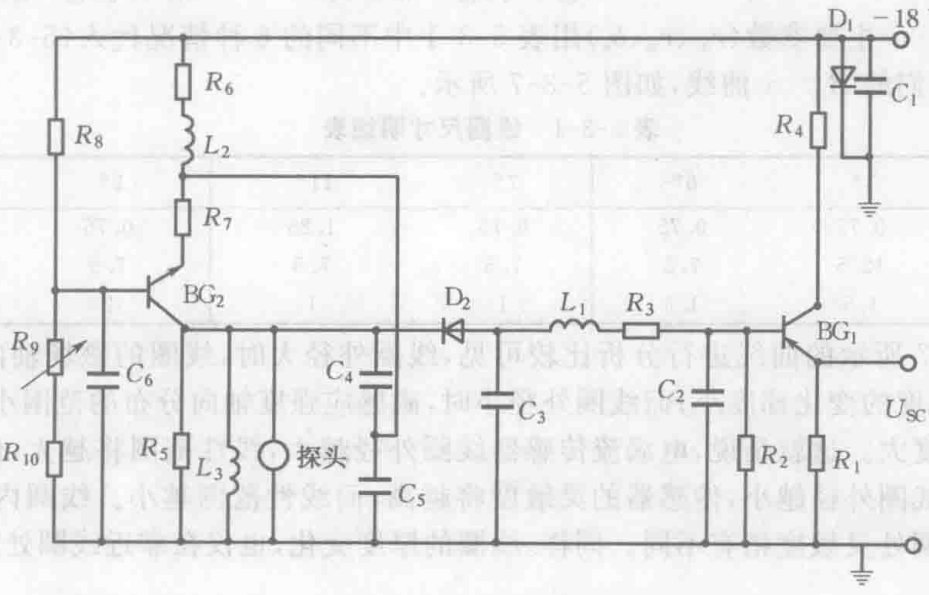


图 5-3-8　调频调幅式测量电路

当无被测导体时，回路谐振于 f_0，此时 Q 值最高，所以对应的输出电压 U_0 最大。当被

测导体接近传感器线圈时，振荡器的谐振频率发生变化，谐振曲线不但向两边移动，而且变得平坦。此时由传感器回路组成的振荡器输出电压的频率和幅值均发生变化，如图 5-3-9 所示。设其输出电压分别为 U_1、U_2、…，振荡频率分别为 f_1、f_2、…，假如我们直接取其输出电压作为显示量，则这种线路称为载波频率改变的调幅法。它直接反映了 Q 值变化，因此可用于以 Q 值作为输出的电涡流传感器。若取改变了的频率作为显示量，那么就用来测量传感器的等效电感量，这种方法称为调频法。

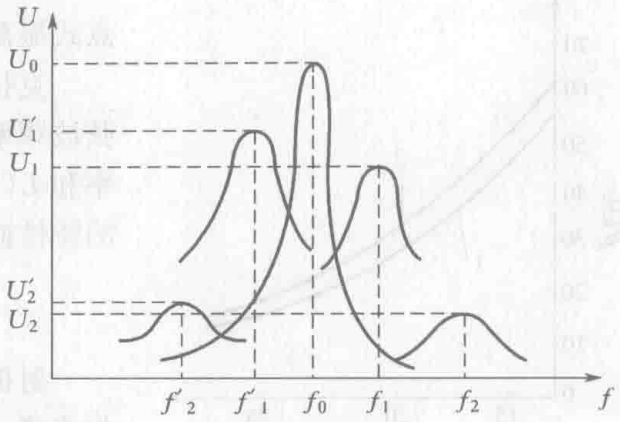


图 5-3-9　谐振曲线

这个测量电路是由下述三部分组成的。

①电容三点式振荡器。其作用是将位移变化引起的振荡回路的 Q 值变化转换成高频载波信号的幅值变化。为使电路具有较高的效率而自行起振，电路采用自给偏压的办法。适当选择振荡管的分压电阻的比值，使电路静态工作点处于甲乙类。

②检波器。检波器由检波二极管和 π 形滤波器组成。采用 π 形滤波器可适应电流变化较大，而又要求纹波很小的情况，可获得平滑的波形。这部分电路的作用是将高频载波中的测量信号不失真地取出。

③射极跟随器。由于射极跟随器具有输入阻抗高，并有良好的跟随性等特点，所以采用其作输出极以获得尽可能大的不失真输出的幅度值。

(2)调频式测量电路

该测量电路的测量原理是位移的变化引起传感器线圈电感的变化，而电感的变化导致振荡频率的变化，以频率变化作为输出量，是所需的测量信息。因此，电涡流传感器线圈在电路的振荡器中作为一个电感元件接入电路之中。其测量电路原理如图 5-3-10 所示。

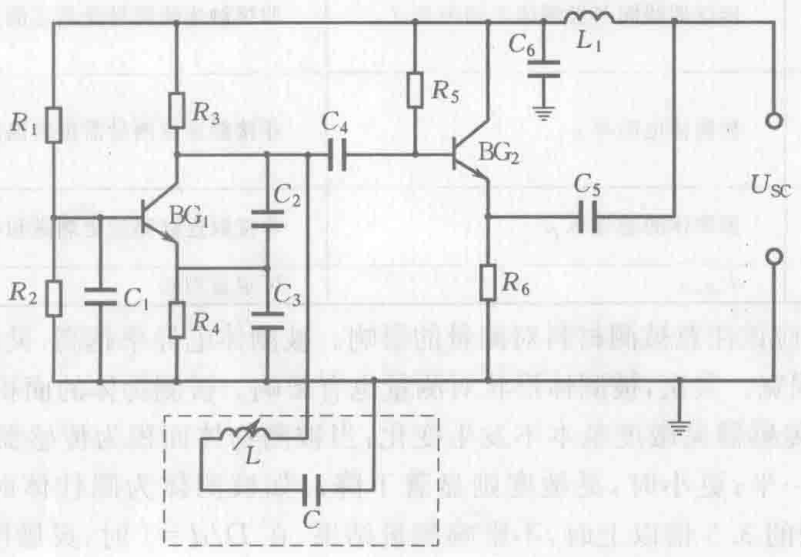


图 5-3-10　调频式测量电路

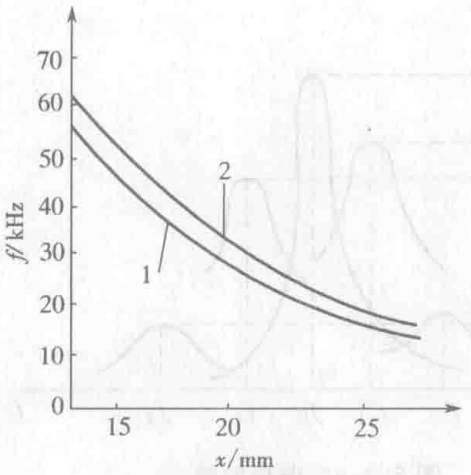


图 5-3-11 $f-x$ 特性曲线

1—钢板 2—铜板

该测量电路由两大部分组成，即克拉泼电容三点式振荡器和射极输出器。

克拉泼振荡器产生的一个高频正弦波，高频正弦波频率是随传感器线圈 $L(x)$ 的变化而变化。频率和 $L(x)$ 之间关系见(5-3-12)式，频率 f 和位移 x 的特性曲线见图 5-3-11。

$$f\approx\frac{1}{2\pi\sqrt{L(x)C}} \tag{5-3-12}$$

射极输出器起阻抗匹配作用，以便和下级电路相连接。频率可以直接由数字频率计记录或通过频率—电压转换电路转换为电压量输出，再由其他记录仪器记录。

使用这种调频式测量电路，传感器输出电缆的分布电容的影响是不能忽视的。它将使振荡器振荡频率发生变化，从而影响测量结果。为此可把电容 C 和线圈 L 均装于传感器内，如图 5-3-10 中虚线所示。这时电缆分布电容并联到大电容 C_2、C_3 上，因而对振荡频率 $f\approx\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 的影响大为减小。尽可能将传感器靠近测量电路，甚至放在一起，这样分布电容的影响变得更小。

5.3.5 应用

由于涡流式传感器测量范围大、灵敏度高、结构简单、抗干扰能力强以及可以非接触测量等优点，广泛用于工业生产和科学研究的各个领域。表 5-3-2 给出了电涡流传感器测量的参数、变换量及特征。

表 5-3-2 电涡流传感器可测量的参数、变换量及特征

被测参数	变换量	特征
位移 振动 厚度	传感器线圈与被测体之间距离 d	非接触连续测量受剩磁的影响
表面温度 电解质浓度 速度(流量)	被测体电阻率 ρ	非接触连续测量需进行温度补偿
应力 硬度	被测体的磁导率 μ	非接触连续测量受剩磁和材质影响
损伤	d、ρ、μ	可定量判断

传感器使用中应该注意被测材料对测量的影响。被测体电导率越高，灵敏度越高，在相同量程下，其线性范围宽。其次，被测体形状对测量也有影响。被测物体的面积比传感器检测线圈面积大得多时，传感器灵敏度基本不发生变化；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；更小时，灵敏度则显著下降。如被测体为圆柱体时，当它的直径 D 是传感器线圈直径的 3.5 倍以上时，不影响测量结果，在 $D/d=1$ 时，灵敏度降低至 70 %。

下面就几种主要应用作简略介绍。

(1)位移测量

它可以用来测量各种形式的位移量。例如，汽轮机主轴的轴向位移(图 5-3-12(a))，磨

床换向阀、先导阀的位移(图 5-3-12(b)),金属试件的热膨胀系数(图 5-3-12(c))等。图中 1 为被测件,2 为传感器探头。

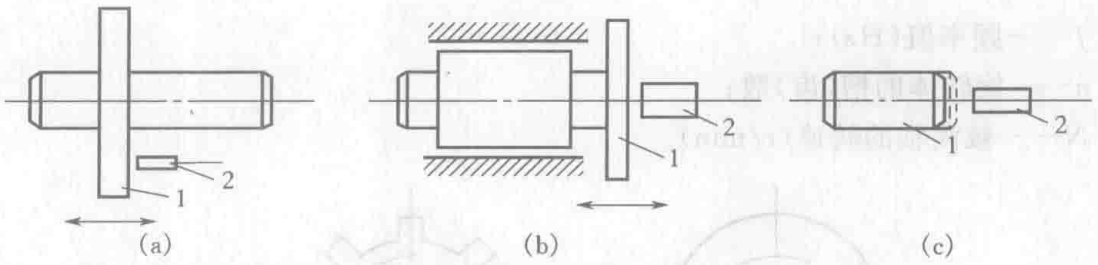


图 5-3-12　位移计

(2)振幅测量

电涡流式传感器可无接触地测量各种振动的幅值。在汽轮机、空气压缩机中常用电涡流式传感器监控主轴的径向振动(图 5-3-13(a)),也可以测量发动机涡轮叶片的振幅(图 5-3-13(b))。研究轴的振动时,常需要了解轴的振动形状,作出轴振形图。为此,可用数个传感器探头并排地安置在轴附近(图 5-3-13(c)),用多通道指示仪输出至记录仪。轴振动时,可以获得各个传感器所在位置轴的瞬时振幅,从而画出轴振形图。图 5-3-13 中 1 为被测体,2 为传感器探头。

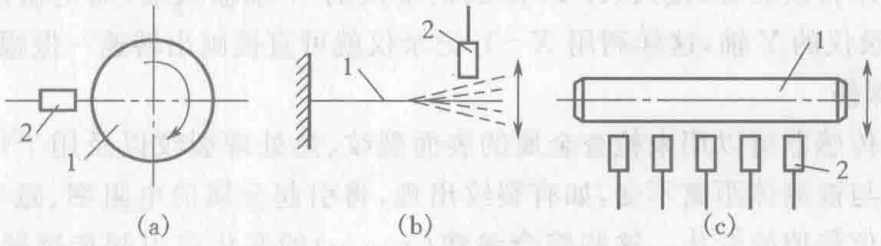


图 5-3-13　振幅测量

(3)厚度测量

电涡流式传感器可以无接触地测量金属板厚度和非金属板的镀层厚度。图 5-3-14(a)即为电涡流式厚度计的原理图。当金属板 1 的厚度变化时,将使传感器探头 2 与金属板间距离改变,从而引起输出电压的变化。由于在工作过程中金属板会上、下波动,将影响测量精度,因此一般电涡流式测厚计常用比较的方法测量,如图 5-3-14(b)所示。在被测板 1 的上、下方各装一个传感器探头 2,其间距离为 D,而它们与板的上、下表面分别相距 x_1 和 x_2,这样板厚 $t=D-(x_1+x_2)$,当两个传感器在工作时分别测得 x_1 和 x_2,转换成电压值后相加。相加后的电压值与两传感器间距离 D 对应的设定电压再相减,便得到与板厚相对应的电压值。

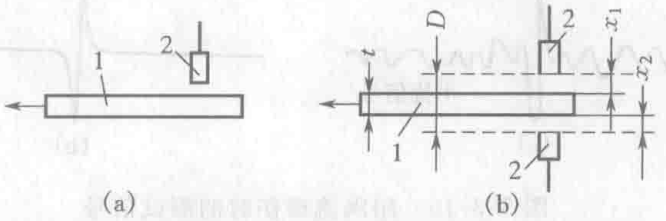


图 5-3-14　厚度计

(4)转速测量

在一个旋转体上开一条或数条槽(图 5-3-15(a)),或者做成齿(图 5-3-15(b)),旁边安装一个电涡流传感器。当旋转体转动时,电涡流传感器将周期性地改变输出信号,此电压经

过放大、整形，可用频率计指示出频率数值。此值与槽数和被测转速有关，即

$$N=\frac{f}{n}\times 60 \tag{5-3-13}$$

式中 f——频率值(Hz)；

n——旋转体的槽(齿)数；

N——被测轴的转速(r/min)。

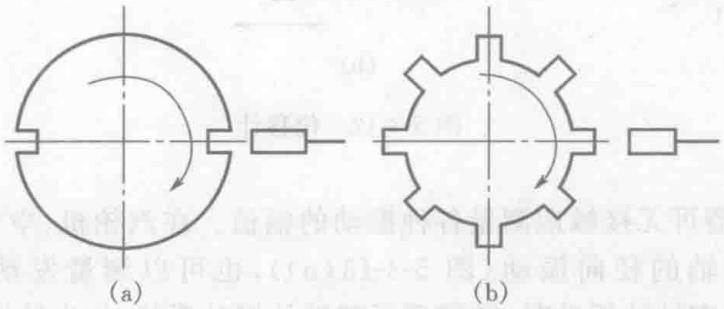


图 5-3-15 转速测量

(a)槽式 (b)齿式

航空发动机等试验中，常需测得轴的振幅与转速的关系曲线。如果把转速计的频率值经过频率—电压转换装置，接入(X-Y)函数记录仪的 X 轴输入端；而把振幅计的输出接入 $X-Y$ 函数记录仪的 Y 轴，这样利用 $X-Y$ 记录仪就可直接画出转速—振幅曲线。

(5)涡流探伤

电涡流式传感器可以用来检查金属的表面裂纹、热处理裂纹以及用于焊接部位的探伤等。使传感器与被测体距离不变，如有裂纹出现，将引起金属的电阻率、磁导率的变化。在裂纹处等效为位移值的变化。这些综合参数(x、ρ、μ)的变化将引起传感器参数的变化，通过测量传感器参数的变化即可达到探伤的目的。

探伤时导体与线圈之间具有相对运动速度的，测量线圈上会产生调制频率信号。调制频率取决于相对运动速度和导体中物理性质的变化速度，如缺陷、裂缝，它们出现的信号总是比较短促的。所以缺陷、裂缝会产生较高的频率调幅波。剩余应力趋向于中等频率调幅波，热处理、合金成分变化趋向于较低的频率调幅波。探伤时，重要的是缺陷信号和干扰信号比。为获得需要的频率而采用滤波器，使某一频率的信号通过，而将干扰频率信号衰减。但对于比较浅的裂缝信号(图 5-3-16(a))，还需要进一步抑制干扰信号，可采用幅值甄别电路。把这一电路调整到裂缝信号正好能通过的状态，凡是低于裂缝信号都不能通过该电路，这样干扰信号都抑制掉了。如图 5-3-16(b)所示。

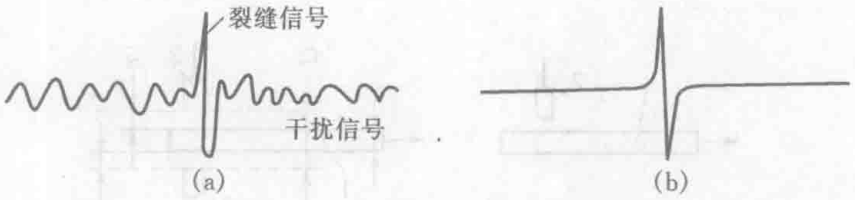


图 5-3-16 用涡流探伤时的测试信号

(a)未通过幅值甄别电路前的信号 (b)通过幅值甄别电路的信号

第 6 章　压电式传感器

压电式传感器是一种典型的有源传感器(或发电型传感器)。它以某些电介质的压电效应为基础,在外力作用下,在电介质的表面上产生电荷,从而实现非电量电测的目的。

压电传感元件是力敏感元件,它可以测量最终能变换为力的那些物理量,例如力、压力、加速度等。

压电式传感器具有响应频带宽、灵敏度高、信噪比大、结构简单、工作可靠、质量轻等优点。近年来,由于电子技术的飞速发展,随着与之配套的二次仪表以及低噪声、小电容、高绝缘电阻电缆的出现,使压电传感器的使用更为方便。因此,在工程力学、生物医学、电声学等许多技术领域中,压电式传感器获得了广泛的应用。

6.1　压电效应

某些电介质,当沿着一定方向对其施力而使它变形时,内部就产生极化现象,同时在它的两个表面上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。当作用力方向改变时,电荷极性也随着改变。相反,在电介质的极化方向施加电场,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,人工制造的压电陶瓷、锆钛酸铅等。现以石英晶体和压电陶瓷为例来说明压电现象。

6.1.1　石英晶体压电效应

图 6-1-1 表示了天然结构理想石英晶体的外形。它是一个正六面体,在晶体学中它可用三根互相垂直的轴来表示。其中纵向轴 Z-Z 称为光轴;经过正六面体棱线,并垂直于光轴的 X-X 轴称为电轴;与 X-X 轴和 Z-Z 轴同时垂直的 Y-Y 轴(垂直于正六面体的棱面)称为机械轴。通常把沿电轴 X-X 方向的力作用下产生电荷的压电效应称为“纵向压电效应”,而把沿机械轴 Y-Y 方向的力作用下产生电荷的压电效应称为“横向压电效应”,沿光轴 Z-Z 方向受力则不产生压电效应。

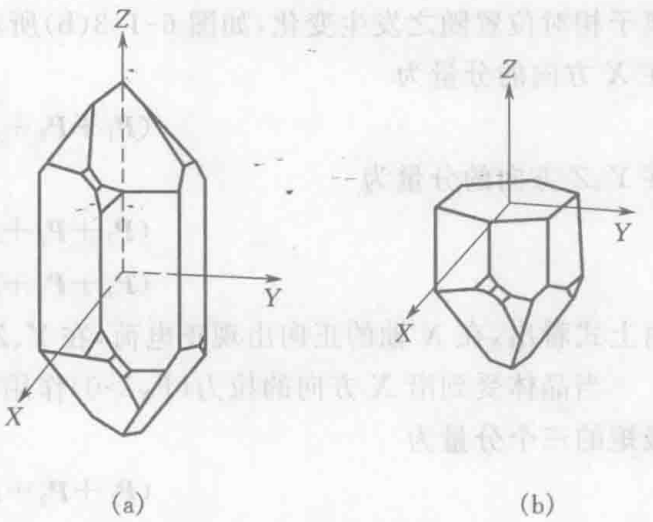


图 6-1-1　石英晶体

(a)理想石英晶体的外形　(b)坐标系

石英晶体所以具有压电效应,是与它的内部结构分不开的。组成石英晶体的硅离子 Si^{4+} 和氧离子 O^{2-} 在 Z 平面的投影,如图 6-1-2(a)所示。为讨论方便,将这些硅、氧离子等效为图 6-1-2(b)中正六边形排列,图中“⊕”代表 Si^{4+},“⊖”代表 $2O^{2-}$。

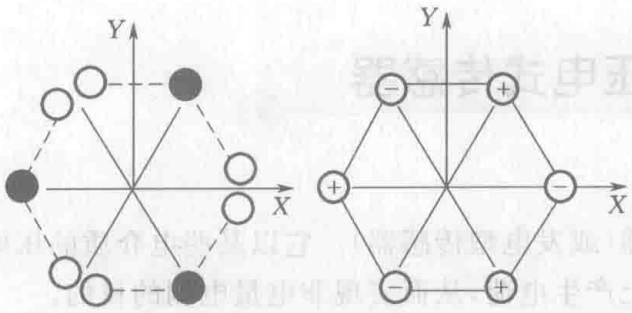


图 6-1-2　硅氧离子的排列示意图

(a)硅氧离子在 Z 平面上的投影

(b)等效为正六边形排列的投影

下面讨论石英晶体受外力作用时晶格的变化情况。

当作用力 $F_X=0$ 时，正、负离子（即 Si^{4+} 和 $2O^{2-}$）正好分布在正六边形顶角上，形成三个互成 120°夹角的偶极矩 $\boldsymbol{P}_1$、$\boldsymbol{P}_2$、$\boldsymbol{P}_3$，如图 6-1-3(a)所示。此时正负电荷中心重合，电偶极矩的矢量和等于零，即

$$\boldsymbol{P}_1+\boldsymbol{P}_2+\boldsymbol{P}_3=0$$

当晶体受到沿 X 方向的压力（$F_X<0$）作用时，晶体沿 X 方向将收缩，正、负

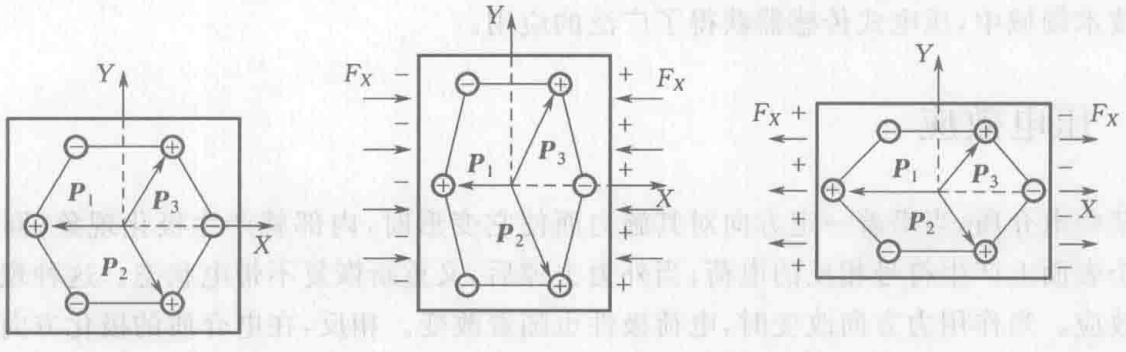


图 6-1-3　石英晶体的压电机构示意图

(a)$F_X=0$　(b)$F_X<0$　(c)$F_X>0$

离子相对位置随之发生变化，如图 6-1-3(b)所示。此时正、负电荷中心不再重合，电偶极矩在 X 方向的分量为

$$(\boldsymbol{P}_1+\boldsymbol{P}_2+\boldsymbol{P}_3)_X>0$$

在 Y、Z 方向的分量为

$$(\boldsymbol{P}_1+\boldsymbol{P}_2+\boldsymbol{P}_3)_Y=0$$

$$(\boldsymbol{P}_1+\boldsymbol{P}_2+\boldsymbol{P}_3)_Z=0$$

由上式看出，在 X 轴的正向出现正电荷，在 Y、Z 轴方向则不出现电荷。

当晶体受到沿 X 方向的拉力（$F_X>0$）作用时，其变化情况如图 6-1-3(c)所示。此时电极矩的三个分量为

$$(\boldsymbol{P}_1+\boldsymbol{P}_2+\boldsymbol{P}_3)_X<0$$

$$(\boldsymbol{P}_1+\boldsymbol{P}_2+\boldsymbol{P}_3)_Y=0$$

$$(\boldsymbol{P}_1+\boldsymbol{P}_2+\boldsymbol{P}_3)_Z=0$$

由上式看出，在 X 轴的正向出现负电荷，在 Y、Z 方向则不出现电荷。

由此可见，当晶体受到沿 X（即电轴）方向的力 F_X 作用时，它在 X 方向产生正压电效应，而 Y、Z 方向则不产生压电效应。

晶体在 Y 轴方向力 F_Y 作用下的情况与 F_X 相似。当 $F_Y>0$ 时，晶体的形变与图 6-1-3(b)相似；当 $F_Y<0$ 时，则与图 6-1-3(c)相似。由此可见，晶体在 Y（即机械轴）方向的力 F_Y

作用下，使它在 X 方向产生正压电效应，在 Y、Z 方向则不产生压电效应。

晶体在 Z 轴方向力 F_Z 的作用下，因为晶体沿 X 方向和沿 Y 方向所产生的正应变完全相同，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（即光轴）方向的力 F_Z 作用下，晶体不产生压电效应。

假设从石英晶体上切下一片平行六面体——晶体切片，使它的晶面分别平行于 X、Y、Z 轴，如图 6-1-4 所示。并在垂直 X 轴方向两面用真空镀膜或沉银法得到电极面。

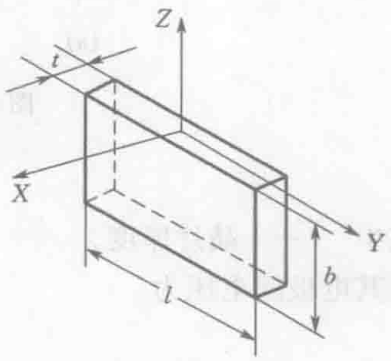


图 6-1-4 石英晶体切片

当晶片受到沿 X 轴方向的压缩应力 σ_{XX} 作用时，晶片将产生厚度变形，并发生极化现象。在晶体线性弹性范围内，极化强度 P_{XX} 与应力 σ_{XX} 成正比，即

$$P_{XX}=d_{11}\sigma_{XX}=d_{11}\frac{F_X}{lb} \tag{6-1-1}$$

式中 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 $d_{11}=2.3\times10^{-12}\ \mathrm{C\cdot N^{-1}}$；

l，b——石英晶片的长度和宽度。

极化强度 P_{XX} 在数值上等于晶面上的电荷密度，即

$$P_{XX}=\frac{q_X}{lb} \tag{6-1-2}$$

式中 q_X——垂直于 X 轴平面上电荷。

将(6-1-2)式代入(6-1-1)式，得

$$q_X=d_{11}F_X \tag{6-1-3}$$

其极间电压为

$$U_X=\frac{q_X}{C_X}=d_{11}\frac{F_X}{C_X} \tag{6-1-4}$$

式中 C_X——电极面间电容，$C_X=\dfrac{\varepsilon_0\varepsilon_r lb}{t}$。

根据逆压电效应，晶体在 X 轴方向将产生伸缩，即

$$\Delta t=d_{11}U_X \tag{6-1-5}$$

或用应变表示，则

$$\frac{\Delta t}{t}=d_{11}\frac{U_X}{t}=d_{11}E_X \tag{6-1-6}$$

式中 E_X——X 轴方向的电场强度。

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，则在垂直于 X 轴的平面上仍出现等量电荷，但极性相反，见图 6-1-5(a)、(b)。

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 6-1-5(c)、(d)，此时电荷的大小为

$$q_{XY}=d_{12}\frac{lb}{tb}F_Y=d_{12}\frac{l}{t}F_Y \tag{6-1-7}$$

式中 d_{12}——石英晶体在 Y 轴方向受力时的压电系数。

根据石英晶体轴对称条件：$d_{11}=-d_{12}$，则(6-1-7)式为

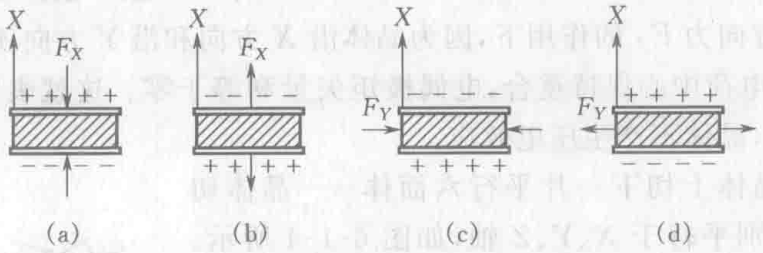


图 6-1-5　晶片上电荷极性与受力方向关系

$$q_{XY}=-d_{11}\frac{l}{t}F_Y \tag{6-1-8}$$

式中　t——晶片厚度。

则其电极间电压为

$$U_X=\frac{q_{XY}}{C_X}=-d_{11}\frac{l}{i}\frac{F_Y}{C_X} \tag{6-1-9}$$

根据逆压电效应，晶片在 Y 轴方向将产生伸缩变形，即

$$\Delta l=-d_{11}\frac{l}{t}U_X \tag{6-1-10}$$

或用应变表示

$$\frac{\Delta l}{l}=-d_{11}E_X \tag{6-1-11}$$

由上述可知：

①无论是正或逆压电效应，其作用力(或应变)与电荷(或电场强度)之间呈线性关系；

②晶体在哪个方向上有正压电效应，则在此方向上一定存在逆压电效应；

③石英晶体不是在任何方向都存在压电效应的。

6.1.2　压电陶瓷的压电效应

压电陶瓷属于铁电体一类的物质，是人工制造的多晶压电材料。它具有类似铁磁材料磁畴结构的电畴结构。电畴是分子自发形成的区域，具有一定的极化方向，从而存在一定的电场。在无外电场作用时，各个电畴在晶体上杂乱分布，它们的极化效应相互抵消，因此原始的压电陶瓷内极化强度为零，见图 6-1-6(a)。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，如图 6-1-6(b)所示。极化处理后陶瓷内部仍存在有很强的剩余极化强度，如图 6-1-6(c)。为简单起见，图中把极化后的晶粒画成单畴(实际上极化后晶粒往往不是单畴)。

但是，当把电压表接到陶瓷片的两个电极上进行测量时，却无法测出陶瓷片内部存在的极化强度。这是因为陶瓷片内的极化强度总是以电偶极矩的形式表现出来，即在陶瓷的一端出现正束缚电荷，另一端出现负束缚电荷，如图 6-1-7 所示。由于束缚电荷的作用，在陶瓷片的电极面上吸附了一层来自外界的自由电荷。这些自由电荷与陶瓷片内的束缚电荷符号相反而数量相等，它起着屏蔽和抵消陶瓷片内极化强度对外界的作用。所以电压表不能测出陶瓷片内的极化程度。如果在陶瓷片上加一个与极化方向平行的压力 F，如图 6-1-8 所示，陶瓷片将产生压缩形变(图中虚线)，片内的正、负束缚电荷之间的距离变小，极化强度也变小。因此，原来吸附在电极上的自由电荷，有一部分被释放，而出现放电荷现象。当压力撤销后，陶瓷片恢复原状(为膨胀过程)，片内的正、负电荷之间的距离变大，极化强度也变

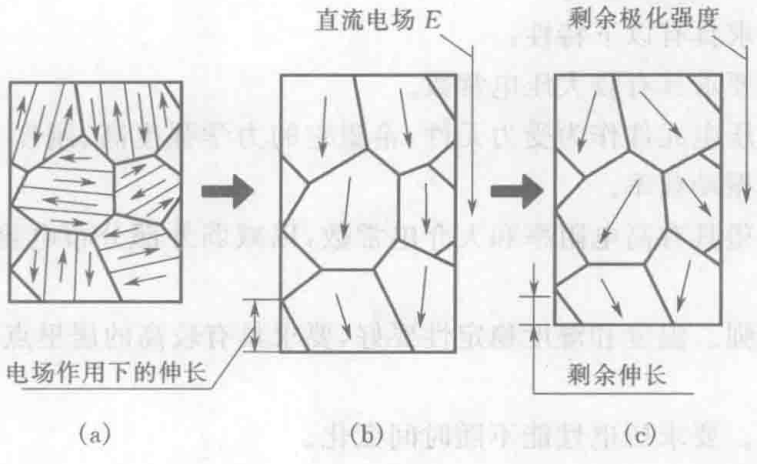


图 6-1-6　压电陶瓷中的电畴变化示意图

(a)极化处理前　(b)极化处理过程中　(c)极化处理后

大，因此电极上又吸附一部分自由电荷而出现充电现象。这种由机械效应转变为电效应，或者由机械能转变为电能的现象，就是正压电效应。

同样，若在陶瓷片上加一个与极化方向相同的电场，如图 6-1-9 所示，由于电场的方向与极化强度的方向相同，所以电场的作用使极化强度增大。这时，陶瓷片内的正负束缚电荷之间距离也增大，即陶瓷片沿极化方向产生伸长形变(图中虚线)。同理，如果外加电场的方向与极化方向相反，则陶瓷片沿极化方向产生缩短形变。这种由于电效应而转变为机械效应或者由电能转变为机械能的现象，就是逆压电效应。

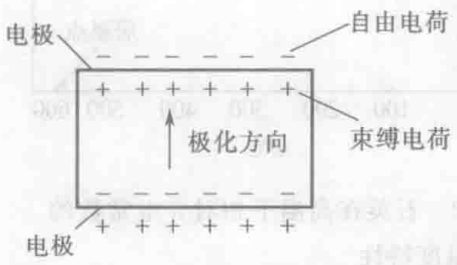


图 6-1-7　陶瓷片内束缚电荷与电极上吸附的自由电荷示意图

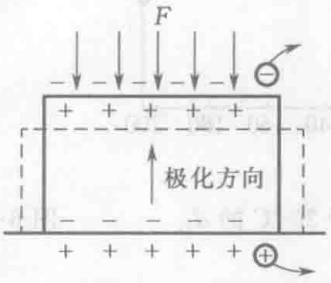


图 6-1-8　正压电效应示意图(实线代表形变前的情况；虚线代表形变后的情况)

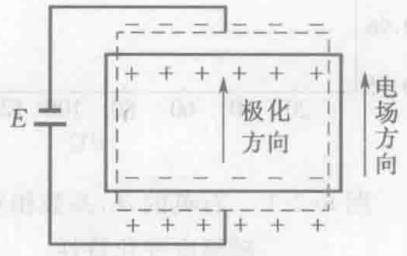


图 6-1-9　逆压电效应示意图(实线代表形变前的情况；虚线代表形变后的情况)

由此可见，压电陶瓷所以具有压电效应，是由于陶瓷内部存在自发极化。这些自发极化经过极化工序处理而被迫取向排列后，陶瓷内即存在剩余极化强度。如果外界的作用(如压力或电场的作用)能使此极化强度发生变化，陶瓷即出现压电效应。此外，还可以看出，陶瓷内的极化电荷为束缚电荷，而不是自由电荷，这些束缚电荷不能自由移动。所以在陶瓷中产生的放电或充电现象，是通过陶瓷内部极化强度的变化，引起电极面上自由电荷的释放或补充的结果。

6.2　压电材料

应用于压电式传感器中的压电材料主要有两种：一种是压电晶体，如石英等；另一种是

压电陶瓷，如钛酸钡、锆钛酸铅等。

对压电材料要求具有以下特性：

①转换性能。要求具有较大压电常数。

②力学性能。压电元件作为受力元件，希望它的力学强度高、刚度大，以期获得宽的线性范围和高的固有振动频率。

③电性能。希望具有高电阻率和大介电常数，以减弱外部分布电容的影响并获得良好的低频特性。

④环境适应性强。温度和湿度稳定性要好，要求具有较高的居里点，获得较宽的工作温度范围。

⑤时间稳定性。要求压电性能不随时间变化。

6.2.1 石英晶体

石英是一种具有良好压电特性的压电晶体。其介电常数和压电系数具有良好的温度稳定性，在常温范围内这两个参数几乎不随温度变化，如图 6-2-1 和图 6-2-2 所示。

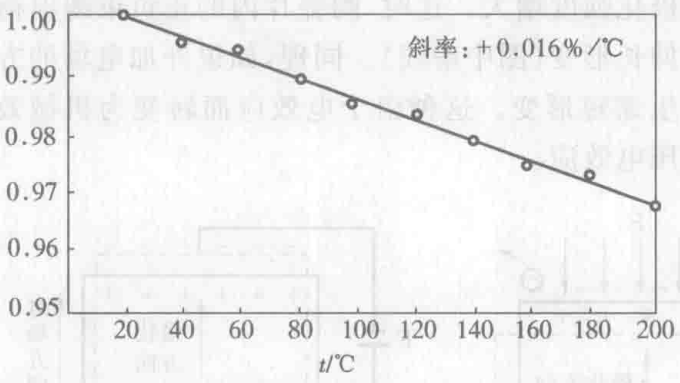


图 6-2-1 石英的 d_{11} 系数相对于 20 ℃ 的 d_{11} 随温度变化特性

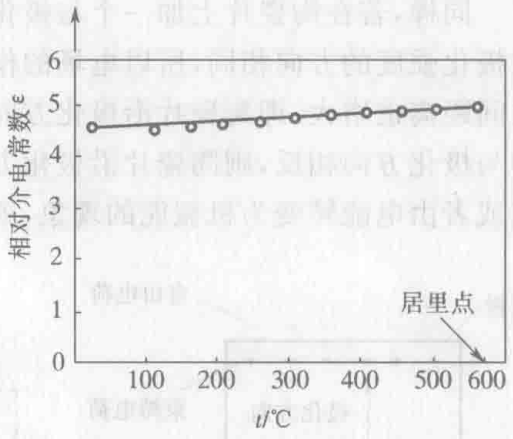


图 6-2-2 石英在高温下相对介电常数的温度特性

由图可见，在 20 ℃～200 ℃ 温度范围内，温度每升高 1 ℃，压电系数仅减少 0.016 %。但是当温度达到居里点(573 ℃)时，石英晶体便失去了压电特性。

石英晶体的突出优点是性能非常稳定，力学强度高，绝缘性能也相当好。但石英材料价格昂贵，且压电系数比压电陶瓷低得多，因此一般仅用于标准仪器或要求较高的传感器中。

需要指出，因为石英是一种各向异性晶体，因此，按不同方向切割的晶片，其物理性质(如弹性、压电效应、温度特性等)相差很大。为此设计石英传感器时，根据不同使用要求正确地选择石英片的切型，下面对石英切片的切型作必要的介绍。

石英晶片的切型符号有两种表示方法：一种是 IRE 标准规定的切型符号表示法；另一种是习惯符号表示法。

IRE 标准规定的切型符号包括一组字母(X、Y、Z、t、l、b)和角度。以 X、Y、Z 中任意两个字母的先后排列顺序，表示石英晶片厚度和长度的原始方向；字母 t(厚度)、l(长度)、b(宽度)表示旋转轴的位置。当角度为正时表示逆时针旋转；当角度为负时，表示顺时针旋转。例如：$(YXl)35°$切型，其中第一个字母 Y 表示石英晶片在原始位置(即旋转前的位置)时的厚度沿 Y 轴方向，第二个字母 X 表示石英晶片在原始位置时的长度沿 X 轴方向，第三个字

母 l 和角度 35°表示石英晶片绕长度逆时针旋转 35°，如图 6-2-3 所示。又如($XYtl$)5°/−50°切型，它表示石英晶片原始位置的厚度沿 X 轴方向，长度沿 Y 轴方向，先绕厚度 t 逆时针旋转 5°，再绕长度 l 顺时针旋转 50°，如图 6-2-4 所示。

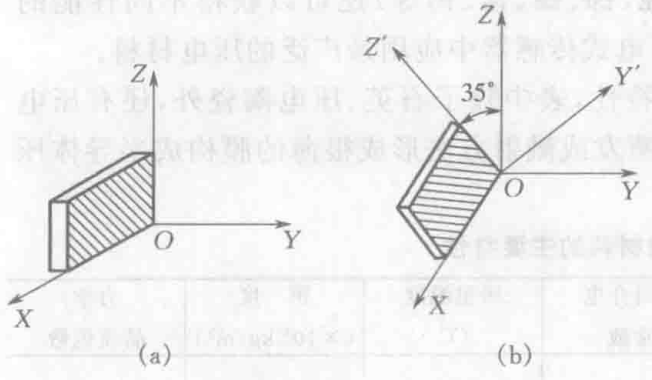


图 6-2-3　(YXl)35°切型

(a)石英晶片原始位置　(b)石英晶片的切割方位

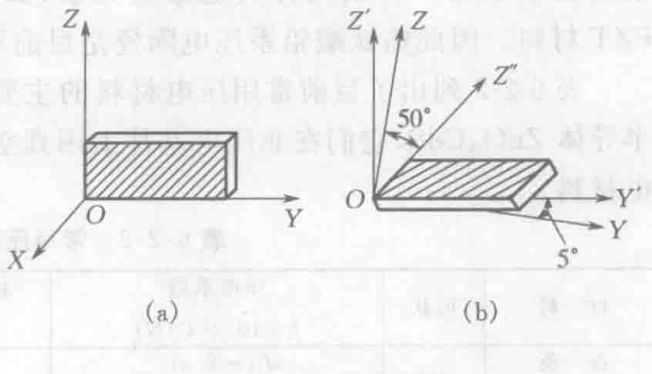


图 6-2-4　($XYtl$)5°/−50°切型

(a)石英晶片原始位置　(b)石英晶片的切割方位

习惯符号表示法是石英晶体特有的表示法，它由两个大写的英文字母组成。例如，AT、BT、CT、DT、NT、MT 和 FC 等。IRE 符号和习惯符号之间的对应关系如表 6-2-1 所示。

表 6-2-1　石英晶体两类切型符号之间对应关系

习惯符号	IRE 符号	习惯符号	IRE 符号
AT	(YXl)35°	SC	($YXbl$)24°24′/34°18′
BT	(YXl)−49° (−49°～−49°30′)	TS	($YXbl$)21°55′/33°55′
FT	(YXl)−57°	x−18.5°	(XYt)−18°31′
x+5°	(XYt)5°	MT	($XYtl$)8.5°/±34°
CT	(YXl)37° (37°～38°)	NT	($XYtl$)5±50° (0°～8.5°)/±38°～±70°
DT	(YXl)−52°	FC	($YXbl$)15°/34°30′
ET	(YXt)66°30′	GT	($YXlt$)51°/45°
AC	(YXl)30°	RT	($YXbl$)15°/−34°30′
BC	(YXl)−60°	LC	($YXbl$)11°39.9′/9°23.6′
ST	(YXl)42°46′		

6.2.2　压电陶瓷

压电陶瓷由于具有很高的压电系数，因此在压电式传感器中得到广泛应用。压电陶瓷主要有以下几种。

(1)钛酸钡压电陶瓷

钛酸钡($BaTiO_3$)是由碳酸钡($BaCO_3$)和二氧化钛(TiO_2)按规定比例混合后充分研磨成型，经高温 1 300～1 400 °C 烧结，然后再经人工极化处理得到压电陶瓷。

这种压电陶瓷具有很高的介电常数和较大的压电系数(约为石英晶体的 50 倍)。不足之处是居里温度低(120 °C)，温度稳定性和力学强度不如石英晶体。

(2)锆钛酸铅系压电陶瓷(PZT)

锆钛酸铅是由 $PbTiO_3$ 和 $PbZrO_3$ 组成的固溶体 $Pb(Zr、Ti)O_3$。它与钛酸钡相比,压电系数更大,居里温度在 300 ℃ 以上,各项机电参数受温度影响小,时间稳定性好。此外,在锆钛酸中添加一种或两种其他微量元素(如铌、锑、锡、锰、钨等)还可以获得不同性能的 PZT 材料。因此锆钛酸铅系压电陶瓷是目前压电式传感器中应用最广泛的压电材料。

表 6-2-2 列出了目前常用压电材料的主要特性,表中除了石英、压电陶瓷外,还有压电半导体 ZnO、CdS,它们在非压电基片上用真空蒸发或溅射方法形成很薄的膜构成半导体压电材料。

表 6-2-2 常用压电材料的主要特性

材 料	形状	压电系数 ($\times10^{-12}$ C/N)	相对介电常数	居里温度 /℃	密 度 ($\times10^3$ kg/m^3)	力学品质因数
石 英 α-SiO_2	单晶	$d_{11}=2.31$ $d_{14}=0.727$	4.6	573	2.65	10^5
钛酸钡 $BaTiO_3$	陶瓷	$d_{33}=190$ $d_{31}=-78$	1 700	~120	5.7	300
锆钛酸铅 PZT	陶瓷	$d_{33}=71\sim590$ $d_{31}=-100\sim-230$	460~3 400	180~350	7.5~7.6	65~1 300
硫化镉 CdS	单晶	$d_{33}=10.3$ $d_{31}=-5.2$ $d_{15}=-14$	10.3 9.35		4.82	
氧化锌 ZnO	单晶	$d_{33}=12.4$ $d_{31}=-5.0$ $d_{15}=-8.3$	11.0 9.26		5.68	
聚二氟乙烯 PVF_2	延伸薄膜	$d_{31}=6.7$	5	~120	1.8	
复合材料 PVF_2-PZT	薄膜	$d_{31}=15\sim25$	100~120		5.5~6	

目前已研制成将氧化锌(ZnO)膜制作在 MOS 晶体管栅极上的 PI-MOS 力敏器件。当力作用在 ZnO 薄膜上,由压电效应产生电荷并加在 MOS 管栅极上,从而改变了漏极电流。这种力敏器件具有灵活度高,响应时间短等优点。此外用 ZnO 作为表面声波振荡器的压电材料,可测力和温度等参数。

表中聚二氟乙烯(PVF_2)是目前发现的压电效应较强的聚合物薄膜,这种合成高分子薄膜就其对称性看,不存在压电效应,但是这些物质具有“平面锯齿”结构,存在抵消不了的偶极子。经延展和拉伸后可以使分子链轴成规则排列,并在与分子轴垂直方向上产生自发极化偶极子。当在膜厚方向加直流高压电场极化后,就可以成为具有压电性能的高分子薄膜。这种薄膜具有可挠性,容易制成大面积压电元件。这种元件耐冲击、不易破碎、稳定性好、频带宽。为提高其压电性能还可以掺入压电陶瓷粉末,制成混合复合材料(PVF_2-PZT)。

6.3　压电式传感器的测量电路

6.3.1　等效电路

当压电传感器中的压电晶体承受被测机械应力的作用时，在它的两个极面上出现极性相反、电量相等的电荷。显然可以把压电传感器看成一个静电发生器，如图 6-3-1(a)所示，也可将其视为两极板上聚集异性电荷，中间为绝缘体的电容器，如图 6-3-1(b)所示。其电容量为

$$C_a=\frac{\varepsilon S}{t}=\frac{\varepsilon_r\varepsilon_0 S}{t}(\mathrm{F}) \tag{6-3-1}$$

式中　S——极板面积(m^2)；

t——晶体厚度(m)；

ε——压电晶体的介电常数(F/m)；

ε_r——压电晶体的相对介电常数(石英晶体为 4.58)；

ε_0——真空介电常数($\varepsilon_0=8.85\times10^{-12}$ F/m)。

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

$$U_a=\frac{q}{C_a} \tag{6-3-2}$$

式中　q——板极上聚集的电荷电量(C)；

C_a——两极板间等效电容(F)；

U_a——两极板间电压(V)。

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 6-3-2(a)所示；也可以等效为一个电荷源 q 和一个电容器 C_a 的并联电路，如图 6-3-2(b)所示。

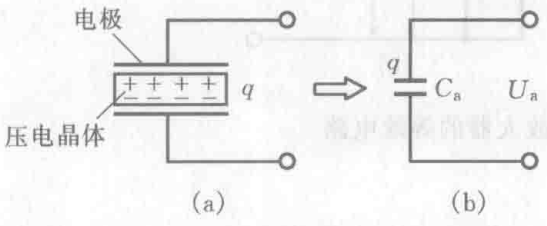


图 6-3-1　压电传感器的等效原理

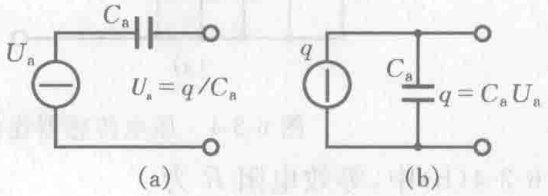


图 6-3-2　压电传感器等效电路

(a)电压等效电路　(b)电荷等效电路

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，压电传感器受力后产生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。

如果用导线将压电传感器和测量仪器连接时，则应考虑连接导线的等效电容、电阻，前置放大器的输入电阻、输入电容。图 6-3-3 是压电传感器的完整电荷等效电路。

由等效电路看来，压电传感器的绝缘电阻 R_a 与前置放大器的输入电阻 R_i 相并联。为

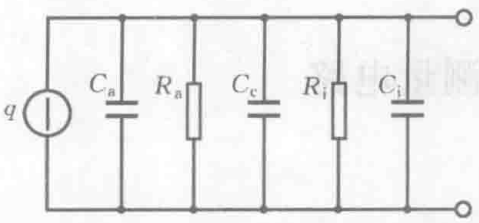


图 6-3-3　压电传感器的完整等效电路

C_a—传感器的电容　C_i—前置放大器输入电容　C_c—连接导线对地电容

R_a—包括连接导线在内的传感器绝缘电阻　R_i—前置放大器的输入电阻

保证传感器和测试系统有一定的低频(或准静态)响应,就要求压电传感器的绝缘电阻应保持在 $10^{13}\ \Omega$ 以上,才能使内部电荷泄漏减少到满足一般测试精度的要求。与上相适应,测试系统则应有较大的时间常数,亦即前置放大器要有相当高的输入阻抗,否则传感器的信号电荷将通过输入电路泄漏,即产生测量误差。

6.3.2　测量电路

压电式传感器的前置放大器有两个作用:一是把压电式传感器的高输出阻抗变换成低阻抗输出;二是放大压电式传感器输出的弱信号。根据压电式传感器的工作原理及其等效电路,它的输出可以是电压信号也可以是电荷信号。因此设计前置放大器也有两种形式:一种是电压放大器,其输出电压与输入电压(传感器的输出电压)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

压电式传感器连接电压放大器的等效电路如图 6-3-4(a)所示。图 6-3-4(b)为简化的等效电路图。

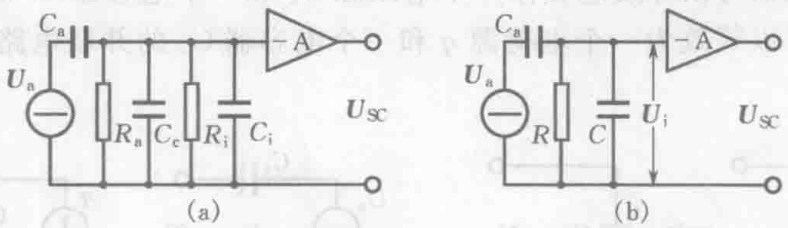


图 6-3-4　压电传感器连接电压放大器的等效电路

图 6-3-4(b)中,等效电阻 R 为

$$R=\frac{R_aR_i}{R_a+R_i}$$

等效电容为

$$C=C_c+C_i$$

而

$$\boldsymbol{U}_a=\frac{\boldsymbol{q}}{C_a}$$

压电元件所受作用力 F 为

$$\boldsymbol{F}=F_m\sin\omega t \tag{6-3-3}$$

式中　F_m——作用力的幅值。

若压电元件材料是压电陶瓷,其压电系数为 d_{33},则在外力作用之下,压电元件产生的电

压值为

$$\boldsymbol{U}_a=\frac{d_{33}F_m}{C_a}\sin\omega t \tag{6-3-4a}$$

或

$$\boldsymbol{U}_a=U_m\sin\omega t \tag{6-3-4b}$$

由图 6-3-4(b)可得送入放大器输入端的电压 U_i，将其写为复数形式，为

$$\boldsymbol{U}_i=d_{33}\boldsymbol{F}\frac{j\omega R}{1+j\omega R(C+C_a)} \tag{6-3-5}$$

$\boldsymbol{U}_i$ 的幅值 U_{im} 为

$$U_{im}=\frac{d_{33}F_m\omega R}{\sqrt{1+\omega^2R^2(C_a+C_c+C_i)^2}} \tag{6-3-6}$$

输入电压与作用力之间的相位差 ϕ 为

$$\phi=\frac{\pi}{2}-\arctan[\omega R(C_a+C_c+C_i)] \tag{6-3-7}$$

令 $\tau=R(C_a+C_c+C_i)$，τ 为测量回路的时间常数，并令 $\omega_0=1/\tau$，则可得

$$U_{im}=\frac{d_{33}F_m\omega R}{\sqrt{1+(\omega/\omega_0)^2}}\approx\frac{d_{33}F_m}{C_a+C_c+C_i} \tag{6-3-8}$$

由(6-3-8)式可知，如果 $\omega/\omega_0\gg1$，即作用力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 $\omega/\omega_0\geqslant3$，可以近似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，压电式传感器具有相当好的高频响应特性。

但是，当被测动态量变化缓慢，而测量回路时间常数不大时，就会造成传感器灵敏度下降，因而要扩大工作频带的低频端，必须提高测量回路的时间常数 τ。但是靠增大测量回路的电容提高时间常数，会影响传感器的灵敏度。根据电压灵敏度 K_u 的定义，得

$$K_u=\frac{U_{im}}{F_m}=\frac{d_{33}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega R}\right)^2+(C_a+C_c+C_i)^2}}$$

因为 $\omega R\gg1$，故上式可以近似为

$$K_u\approx\frac{d_{33}}{C_a+C_c+C_i} \tag{6-3-9}$$

由(6-3-9)式可知，传感器的电压灵敏度 K_u 与回路电容成反比，增加回路电容必然使传感器的灵敏度下降。为此常将输入内阻 R_i 很大的前置放大器接入回路。其输入内阻越大，测量回路时间常数越大，则传感器低频响应也越好。

由(6-3-8)式还可看出，当改变连接传感器与前置放大器的电缆长度时，C_c 将改变，U_{im} 也随之变化，从而使前置放大器的输出电压 $U_{SC}=-AU_{im}$ 也发生变化(A 为前置放大器增益)。因此传感器与前置放大器组合系统的输出电压与电缆电容有关。设计时，常常把电缆长度定为一常值。因而在使

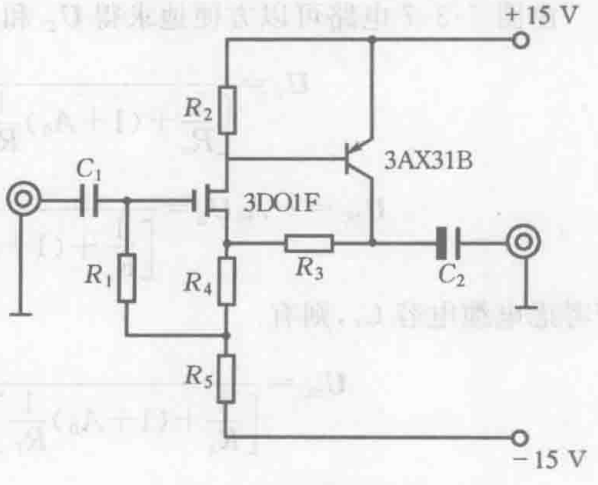


图 6-3-5　阻抗变换器

用时，如果改变电缆长度，必须重新校正灵敏度值，否则由于电缆电容 C_c 的改变，将会引入测量误差。

图 6-3-5 为一实用的阻抗变换器。MOS 型 FFT 管 3DO1F 为输入级，R_1 为它的自给偏置电阻，R_5 提供串联电流负反馈。适当调节 R_2 的大小可以使 R_3 的负反馈接近 100 %。此电路的输入电阻可达 $2\times10^8\ \Omega$；阻抗变换器也可由具有高输入阻抗的集成运算放大器构成电荷放大器电路。

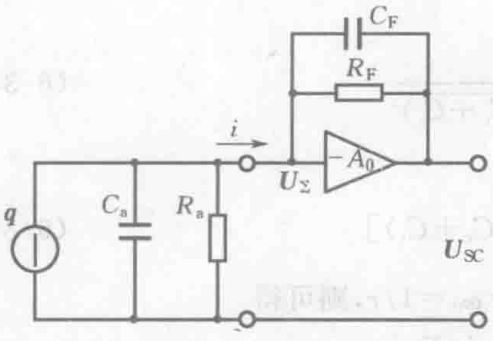


图 6-3-6　电荷放大器原理电路图

(2)电荷放大器

电荷放大器是一个具有深度负反馈的高增益放大器，其等效电路如图 6-3-6 所示。若放大器的开环增益 A_0 足够大，并且放大器的输入阻抗很高，则放大器输入端几乎没有分流，运算电流仅流入反馈回路 C_F 与 R_F。由图 6-3-6 可知

$$\begin{aligned}\boldsymbol{i}&=(\boldsymbol{U}_\Sigma-\boldsymbol{U}_{SC})\left(\mathrm{j}\omega C_F+\frac{1}{R_F}\right)\\&=[\boldsymbol{U}_\Sigma-(-A_0\boldsymbol{U}_\Sigma)]\left(\mathrm{j}\omega C_F+\frac{1}{R_F}\right)\\&=\boldsymbol{U}_\Sigma\left[\mathrm{j}\omega(A_0+1)C_F+(A_0+1)\frac{1}{R_F}\right]\end{aligned}\tag{6-3-10}$$

根据(6-3-10)式可画出等效电路图，如图 6-3-7 所示。

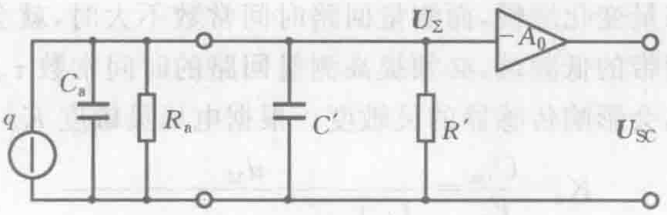


图 6-3-7　压电传感器接至电荷放大器的等效电路图

由(6-3-10)式可见，C_F、R_F 等效到 A_0 的输入端时，电容 C_F 将增大$(1+A_0)$倍，电导 $1/R_F$ 也增大了$(1+A_0)$倍。所以图 6-3-7 中 $C'=(1+A_0)C_F$；$1/R'=(1+A_0)/R_F$，这就是所谓“密勒效应”的结果。

由图 6-3-7 电路可以方便地求得 $\boldsymbol{U}_\Sigma$ 和 $\boldsymbol{U}_{SC}$，结点电压 $\boldsymbol{U}_\Sigma$ 为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{U}_\Sigma&=\frac{\mathrm{j}\omega\,\boldsymbol{q}}{\left[\frac{1}{R_a}+(1+A_0)\frac{1}{R_F}\right]+\mathrm{j}\omega[C_a+(1+A_0)C_F]}\\\boldsymbol{U}_{SC}&=-A_0\boldsymbol{U}_\Sigma=\frac{-\mathrm{j}\omega\,\boldsymbol{q}A_0}{\left[\frac{1}{R_a}+(1+A_0)\frac{1}{R_F}\right]+\mathrm{j}\omega[C_a+(1+A_0)C_F]}\end{aligned}\tag{6-3-11}$$

若考虑电缆电容 C_c，则有

$$\boldsymbol{U}_{SC}=\frac{-\mathrm{j}\omega\,\boldsymbol{q}A_0}{\left[\frac{1}{R_a}+(1+A_0)\frac{1}{R_F}\right]+\mathrm{j}\omega[C_a+C_c+(1+A_0)C_F]}\tag{6-3-12}$$

当 A_0 足够大时，传感器本身的电容和电缆长短将不影响电荷放大器的输出。因此输

出电压 $\dot{U}_{SC}$ 只决定于输入电荷 q 及反馈回路的参数 C_F 和 R_F。由于 $1/R_F \ll \omega C_F$，则

$$\dot{U}_{SC} \approx -\frac{A_0 q}{(1+A_0)C_F} \approx -\frac{q}{C_F} \tag{6-3-13}$$

可见，当 A_0 足够大时，输出电压只取决于输入电荷 q 和反馈电容 C_F，改变 C_F 的大小便可得到所需的电压输出。

下面讨论运算放大器的开环放大倍数 A_0 对精度的影响。为此我们用如下关系式

$$\dot{U}_{SC} \approx \frac{-A_0 q}{C_a + C_c + (1+A_0)C_F} \tag{6-3-14}$$

及

$$\dot{U}'_{SC} \approx -\frac{q}{C_F} \tag{6-3-15}$$

以(6-3-15)式代替(6-3-14)式所产生的误差为

$$\delta = \frac{\dot{U}'_{SC} - \dot{U}_{SC}}{\dot{U}'_{SC}} \approx \frac{C_a + C_c}{(1+A_0)C_F} \tag{6-3-16}$$

若 $C_a = 1\,000$ pF、$C_F = 100$ pF、$C_c = (100\ \text{pF/m}) \times 100\ \text{m} = 10^4$ pF，当要求 $\delta \leqslant 1\%$ 时，则有

$$\delta = 0.01 = \frac{1\,000 + 10^4}{(1+A_0) \times 100}$$

由此得 $A_0 \geqslant 10^4$。对线性集成运算放大器，这一要求是不难达到的。

由(6-3-12)式可知，当工作频率 ω 很低时，分母中的电导 $[1/R_a + (1+A_0)/R_F]$ 与电纳 $j\omega[C_a + C_c + (1+A_0)C_F]$ 相比不可忽略。此时电荷放大器的输出电压 $\dot{U}_{SC}$ 为一复数，其幅值和相位均与工作频率 ω 有关，即

$$\dot{U}_{SC} \approx \frac{-j\omega q A_0}{(1+A_0)\dfrac{1}{R_F} + j\omega(1+A_0)C_F} \approx -\frac{q}{C_F} \frac{1}{1 + \dfrac{1}{j\omega C_F R_F}} \tag{6-3-17}$$

由(6-3-17)式可知，-3 dB 截止频率为

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_F C_F} \tag{6-3-18}$$

相位误差

$$\phi = 90° - \arctan \frac{1}{\omega R_F C_F} \tag{6-3-19}$$

可见压电式传感器配用电荷放大器时，其低频幅值误差和截止频率只决定于反馈电路的参数 R_F 和 C_F，其中 C_F 的大小可以由所需要的电压输出幅度决定。所以当给定工作频带下限截止频率 f_L 时，反馈电阻 R_F 值可以由(6-3-18)式确定。譬如当 $C_F = 1\,000$ pF，$f_L = 0.16$ Hz 时，则要求 $R_F \geqslant 10^9\ \Omega$。

6.4 压电式传感器的应用

6.4.1 压电式加速度传感器

(1)结构原理

压电式加速度传感器结构一般有纵向效应型、横向效应型和剪切效应型三种。纵向效

应型是最常见的一种结构，如图 6-4-1 所示。压电陶瓷 4 和质量块 2 为环型，通过螺母 3 对质量块预先加载，使之压紧在压电陶瓷上。测量时将传感器基座 5 与被测对象牢牢地紧固在一起。输出信号由电极 1 引出。

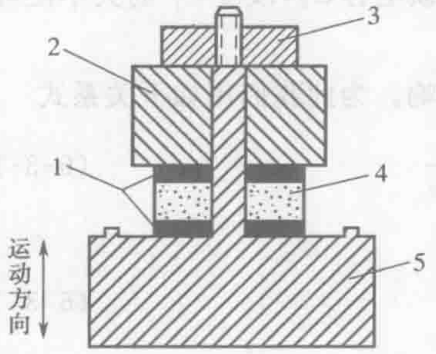


图 6-4-1　纵向效应型加速度传感器的截面图

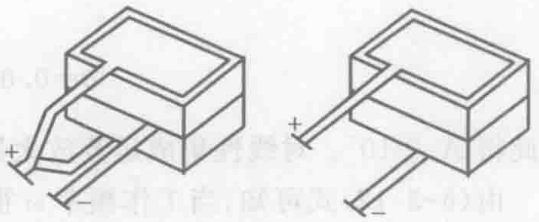
当传感器感受振动时，因为质量块相对被测体质量较小，因此质量块感受与传感器基座相同的振动，并受到与加速度方向相反的惯性力，此力为 $F=ma$。同时惯性力作用在压电陶瓷片上产生电荷为

$$q=d_{33}F=d_{33}ma \tag{6-4-1}$$

此式表明电荷量直接反映加速度大小。它的灵敏度与压电材料压电系数和质量块质量有关。为了提高传感器灵敏度，一般选择压电系数大的压电陶瓷片。若增加质量块的质量会影响被测振动，同时会降低振动系统的固有频率，因此一般不用增加质量的办法来提高传感器灵敏度。此外用增加压电片的数目和采用合理的连接方法也可以提高传感器灵敏度。

一般压电片的连接方式有两种，图 6-4-2(a)所示为并联形式，片上的负极集中在中间极上，其输出电容 C' 为单片电容 C 的两倍，但输出电压 U' 等于单片电压 U，极板上电荷量 q 为单片电荷量 q 的两倍，即

$$q'=2q;U'=U;C'=2C$$



(a)　(b)

图 6-4-2　叠层式压电元件的串联和并联

图 6-4-2(b)为串联形式，正电荷集中在上极板，负电荷集中在下极板，而中间的极板上产生的负电荷与下片产生的正电荷相互抵消。从图中可知，输出的总电荷 q' 等于单片电荷 q，而输出电压 U' 为单片电压 U 的二倍，总电容 C' 为单片电容 C 的一半，即

$$q'=q;U'=2U;C'=\frac{1}{2}C$$

在两种接法中，并联接法输出电荷大，时间常数大，宜用于测量缓变信号，并且适用于以电荷作为输出量的场合。而串联接法，输出电压大，本身电容小，适用于以电压作为输出信号，且测量电路输入阻抗很高的场合。

(2)动态响应

压电式加速度传感器可用质量 m，弹簧 k、阻尼 c 的二阶系统来模拟，如图 6-4-3 所示。

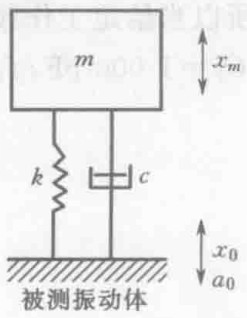


图 6-4-3　二阶模拟系统

设被测振动体位移 x_0，质量块相对位移 x_m，则质量块与被测振动体的相对位移为 x_i，即

$$x_i=x_m-x_0$$

根据牛顿第二定律有

$$m\frac{\mathrm{d}^2x_m}{\mathrm{d}t^2}=-c\frac{\mathrm{d}x_i}{\mathrm{d}t}-kx_i \tag{6-4-2}$$

将 $x_i=x_m-x_0$ 代入上式为

$$m\frac{\mathrm{d}^2x_m}{\mathrm{d}t^2}=-c\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(x_m-x_0)-k(x_m-x_0)$$

将上式改写为

$$\frac{\mathrm{d}^2(x_m-x_0)}{\mathrm{d}t^2}+\frac{c}{m}\frac{\mathrm{d}(x_m-x_0)}{\mathrm{d}t}+\frac{k}{m}(x_m-x_0)=-\frac{\mathrm{d}^2x_0}{\mathrm{d}t^2}$$

设输入加速度 $a_0=\dfrac{\mathrm{d}^2x_0}{\mathrm{d}t^2}$，输出为$(x_m-x_0)$，并引入算子$\left(\mathrm{D}=\dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\right)$，将上式变为

$$\frac{x_m-x_0}{a_0}=\frac{-1}{\mathrm{D}^2+2\xi\omega_0\mathrm{D}+\omega_0^2} \tag{6-4-3}$$

式中 ξ——相对阻尼系数，$\xi=\dfrac{c}{2\sqrt{km}}$；

ω_0——固有频率，$\omega_0=\sqrt{\dfrac{k}{m}}$。

将上式写成频率传递函数，则有

$$\frac{x_m-x_0}{a_0}(\mathrm{j}\omega)=\frac{-\left(\dfrac{1}{\omega_0}\right)^2}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2+2\xi\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)\mathrm{j}} \tag{6-4-4}$$

其幅频特性为

$$\left|\frac{x_m-x_0}{a_0}\right|=\frac{\left(\dfrac{1}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\left[1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2+\left[2\xi\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)\right]^2}} \tag{6-4-5}$$

相频特性

$$\phi=-\arctan\frac{2\xi\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)}{1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}-180^\circ \tag{6-4-6}$$

由于质量块与被测振动体相对位移为 x_m-x_0，即压电元件受力后产生的变形量，于是有

$$F=k_y(x_m-x_0) \tag{6-4-7}$$

式中 k_y——压电元件弹性系数。

当力 F 作用在压电元件上，则产生的电荷为

$$q=d_{33}F=d_{33}k_y(x_m-x_0) \tag{6-4-8}$$

将上式代入(6-4-5)式，便得到压电式加速度传感器灵敏度与频率的关系式

$$\frac{q}{a_0}=\frac{\dfrac{d_{33}k_y}{\omega_0^2}}{\sqrt{\left[1-\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2+\left[2\xi\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)\right]^2}} \tag{6-4-9}$$

图 6-4-4 曲线表示压电式加速度传感器的频率响应特性。由图中曲线看出，当被测体振动频率 ω 远小于传感器固有频率 ω_0 时，传感器的相对灵敏度为常数，即

$$\frac{q}{a_0}\approx\frac{d_{33}k_y}{\omega_0^2} \tag{6-4-10}$$

由于传感器固有频率很高，因此频率范围较宽，一般在几 Hz 到几千 Hz。但是需要指

出，传感器低频响应与前置放大器有关。若采用电压前置放大器，那么低频响应将取决于变换电路的时间常数 τ。前置放大器输入电阻越大，则传感器下限频率越低。

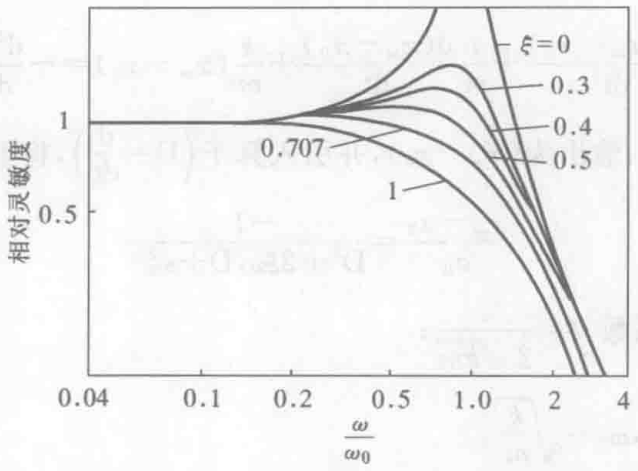


图 6-4-4　加速度传感器的频响特性

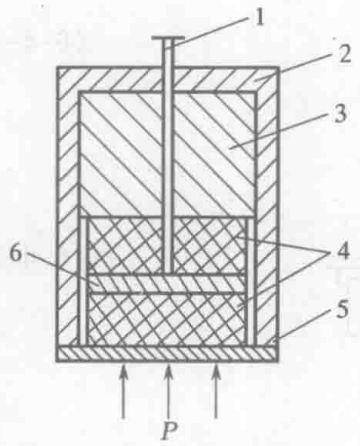


图 6-4-5　压电式测压传感器原理简图

6.4.2　压电式压力传感器

根据使用要求不同，压电式测压传感器具有各种不同的结构形式，但它们的基本原理相同。

图 6-4-5 是压电式测压传感器的原理简图。它由引线 1、壳体 2、基座 3、压电晶片 4、受压膜片 5 及导电片 6 组成。

当膜片 5 受到压力 P 作用后，则在压电晶片上产生电荷。在一个压电片上所产生的电荷 q 为

$$q=d_{11}F=d_{11}SP \tag{6-4-11}$$

式中　F——作用于压电片上的力；

d_{11}——压电系数；

P——压强，$P=\dfrac{F}{S}$；

S——膜片的有效面积。

测压传感器的输入量为压力 P，如果传感器只由一个压电晶片组成，则根据灵敏度的定义有

电荷灵敏度　$$k_q=\frac{q}{P} \tag{6-4-12}$$

电压灵敏度　$$k_u=\frac{U_0}{P} \tag{6-4-13}$$

根据(6-4-11)式，电荷灵敏度可表示为

$$k_q=d_{11}S \tag{6-4-14}$$

因为 $U_0=\dfrac{q}{C_0}$，所以电压灵敏度也可表示为

$$k_U=\frac{d_{11}S}{C_0} \tag{6-4-15}$$

式中　C_0——压电片等效电容。

第7章 数字式传感器

本书前几章所涉及的传感器属于模拟式传感器。这类传感器将诸如应变、压力、位移、加速度等被测参数转换为电模拟量，如电流、电压。因此，若需要数字显示或输入计算机，就需要经过模数转换单元(A/D转换)，将模拟量变成数字量。这不但增加了投资，而且增加了系统的复杂性，降低了系统的可靠性和测量精度。若采用数字式传感器将被测参数直接转换成数字信号输出，则具有以下优点：

①精确度和分辨力高；

②抗干扰能力强，便于远距离传输；

③信号易于处理和存贮；

④可减少读数误差。

正因为如此，数字式传感器受到人们的普遍重视。根据工作原理不同可将数字传感器分为脉冲数字式传感器(如光栅传感器、感应同步器、磁栅传感器和光电码盘等)和频率输出式数字传感器(如振弦式、振筒式和振膜式传感器)。

7.1 码盘式传感器

这种传感器建立在编码器的基础上。只要编码器保证一定的制作精度，并配置合适的读出部件，传感器可以达到较高的精度。此外，其结构简单，可靠性高。因此，在空间技术、数控机械系统等方面获得广泛应用。

编码器按原理分类有：电触式、电容式、感应式、光电式等等。这里只讨论光电式，称为光学编码器。

编码器包括码盘和码尺。前者用于测角度，后者用于测长度。因为测长度实际应用较少，故这里主要讨论码盘。

编码器又可以分为增量编码器和绝对码编码器两大类。

7.1.1 绝对式编码器

光学码盘式传感器是用光电方法把被测角位移转换成以数字代码形式表示的电信号的转换部件。

图7-1-1为工作原理示意图。由光源1发出的光线，经柱面镜2变成一束平行光或会聚光，照射到码盘3上。码盘由光学玻璃制成，其上刻有许多同心码道，每位码道上按一定规律排列着的若干透光和不透光部分，即亮区和暗区。通过亮区的光线经狭缝4后，形成一束很窄的光束照射在元件5上。光电元件的排列与码道一一对应。当有光照射时，对应于亮区和暗区的光电元件的输出相反，如前者为“1”，后者为“0”。光电元件的各种信号组合，反映出按一定规律编码的数字量，代表了码盘转角的大小。由此可见，码盘在传感器中是将轴的转角转换成代码输出的主要元件。

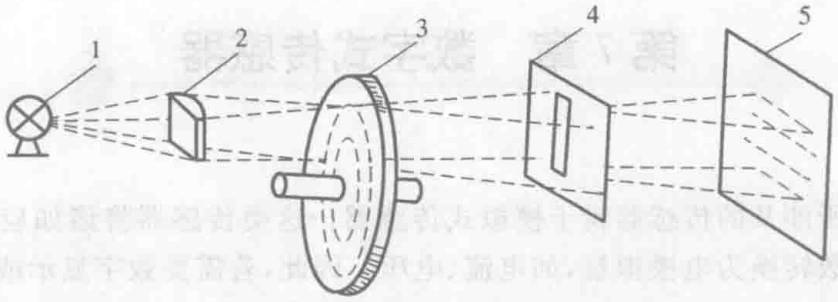


图 7-1-1　光学码盘式传感器工作原理

(1)码制与码盘

图 7-1-2 所示是一个 6 位的二进制码盘。最内圈称为 C_6 码道，一半透光、一半不透光。最外圈称为 C_1 码道，一共分成 $2^6=64$ 个黑白间隔。每一个角度方位对应于不同的编码。例如零位对应于 000000(全黑)，第 23 个方位对应于 010111。测量时，只要根据码盘的起始和终止位置即可确定转角，与转动的中间过程无关。

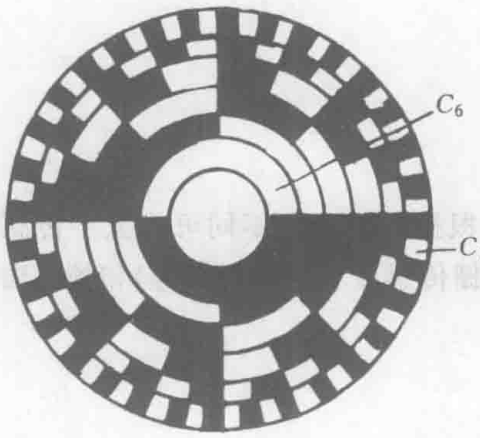


图 7-1-2　6 位二进制码盘

二进制码盘具有以下主要特点：

①n 位(n 个码道)的二进制码盘具有 2^n 种不同编码，称其容量为 2^n，其最小分辨力 $\theta_1=360°/2^n$，它的最外圈角节距为 $2\theta_1$；

②二进制码为有权码，编码 C_n、C_{n-1}、…、C_1 对应于由零位算起的转角为 $\sum_{i=1}^{n} C_i 2^{i-1}\theta_1$；

③码盘转动中，C_K 变化时，所有 $C_j(j<K)$ 应同时变化。

二进制码盘，为了达到 1″左右的分辨力，需要采用 20 或 21 位码盘。一个刻划直径为 400 mm 的 20 位码盘，其外圈分别间隔为稍大于 1 μm。不仅要求各个码道刻划精确，而且要求彼此对准，这给码盘制作造成很大困难。

二进制码盘，由于微小的制作误差，只要有一个码道提前或延后改变，就可能造成输出的粗误差。

为了消除粗误差，可以采用循环码代替二进制码。图 7-1-3 所示是一个 6 位的循环码码盘。循环码码盘具有以下特点：

①n 位循环码码盘，与二进制码一样具有 2^n 种不同编码，最小分辨力为 $\theta_1=360°/2^n$，最内圈为 R_n 码道，一半透光、一半不透光，其他第 i 码道相当于二进制码码盘第 $i+1$ 码道向零位方向转过 θ_1 角，它的最外圈 R_1 码道的角节距为 $4\theta_1$；

②循环码码盘具有轴对称性，其最高位相反，而其余各位相同；

③循环码为无权码；

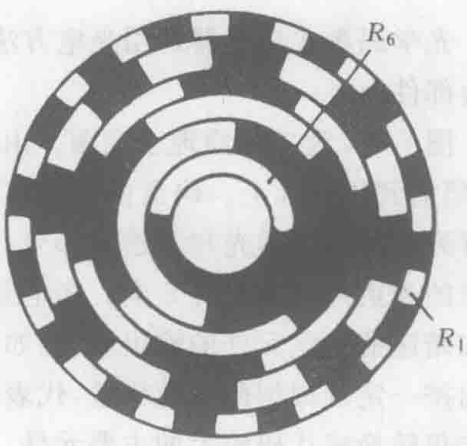


图 7-1-3　6 位循环码码盘

④循环码码盘转到相邻区域时，编码中只有一位发生变化，不会产生粗误差。由于这一原因使得循环码码盘获得了广泛应用。

(2)二进制码与循环码的转换

表 7-1-1 是 4 位二进制码与循环码的对照表。

表 7-1-1　4 位二进制码与循环码对照表

十进制数	二进制码	循 环 码	十进制数	二进制码	循 环 码
0	0000	0000	8	1000	1100
1	0001	0001	9	1001	1101
2	0010	0011	10	1010	1111
3	0011	0010	11	1011	1110
4	0100	0110	12	1100	1010
5	0101	0111	13	1101	1011
6	0110	0101	14	1110	1001
7	0111	0100	15	1111	1000

按表 7-1-1 所列，可以找到循环码和二进制码之间存在一定转换关系，为

$$\left.\begin{aligned} C_n &= R_n \\ C_i &= C_{i+1} \oplus R_i \\ R_i &= C_{i+1} \oplus C_i \end{aligned}\right\} \tag{7-1-1}$$

图 7-1-4 所示为将二进制码转换为循环码的电路。图(a)为并行变换电路；图(b)为串行变换电路。

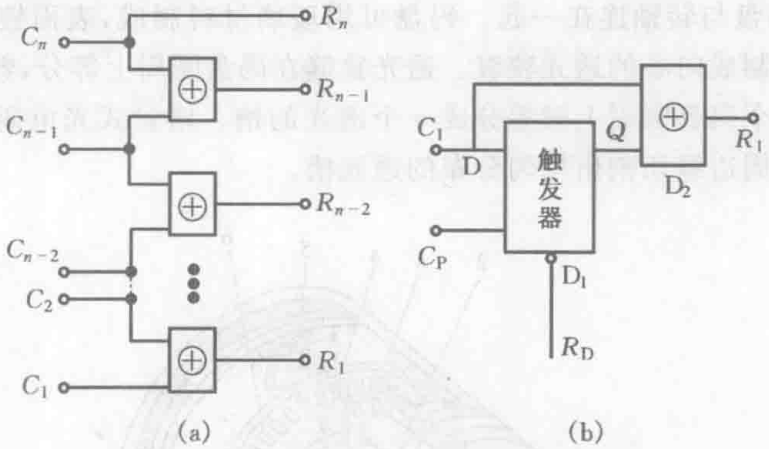


图 7-1-4　二进制码转换为循环码的电路

(a)并行变换电路　(b)串行变换电路

采用串行电路时，工作之前先将 D 触发器 D_1 置零，$Q=0$。在 C_i 端送入 C_n，异或门 D_2 输出 $R_n=C_n\oplus 0=C_n$；随后加 C_P 脉冲，使 $Q=C_n$；在 C_i 端加入 C_{n-1}，D_2 输出 $R_{n-1}=C_{n-1}\oplus C_n$。以后重复上述过程，可依次获得 R_n、R_{n-1}、…、R_2、R_1。

图 7-1-5 所示为将循环码转变为二进制码的电路。图(a)为并行变换电路，图(b)为串行变换电路。采用串行变换电路时，开始之前先将 JK 触发器 D 复零，$Q=0$。将 R_n 同时加到 J、K 端，再加入 C_P 脉冲后，$Q=C_n=R_n$。以后若 Q 端为 C_{i+1}，在 J、K 端加入 R_i，根据 JK 触发器的特性，若 J、K 为“1”，则加入 C_P 脉冲后 $Q=\overline{C}_{i+1}$；若 J、K 为“0”，则加入 C_P 脉冲后保持 $Q=\overline{C}_{i+1}$。其逻辑关系可写成

$$Q=C_i=R_i\overline{C}_{i+1}+\overline{R}_iC_{i+1}=C_{i+1}\oplus R_i \tag{7-1-2}$$

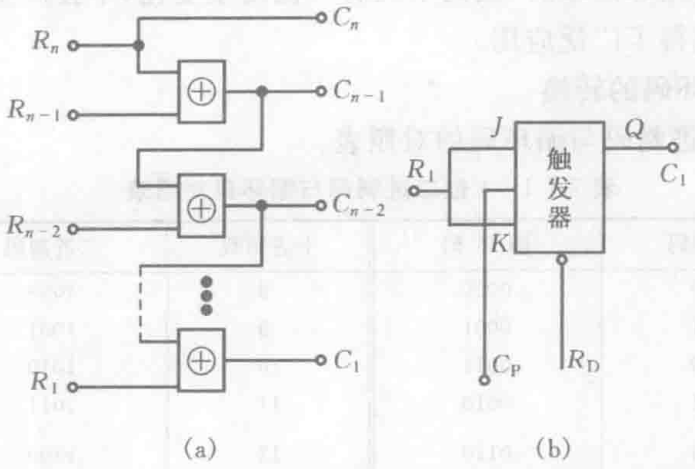


图 7-1-5　循环码转变为二进制码的电路

(a)并行变换电路　(b)串行变换电路

重复上述步骤，可以依次获得 C_n、C_{n-1}、…、C_2、C_1。

循环码是无权码，直接译码有困难，一般先把它转换为二进制码后再译码。并行转换速度快，所用元件较多。串行转换所用元件少，但速度慢，只能用于速度要求不高的场合。

7.1.2　增量式编码器

增量式编码器是指随转轴旋转的码盘给出一系列脉冲，然后根据旋转方向用计数器对这些脉冲进行加减计数，以此表示转过的角位移量。增量式光电编码器结构示意图如图 7-1-6 所示。光电码盘与转轴连在一起。码盘可用玻璃材料制成，表面镀上一层不透光的金属铬，然后在边缘制成向心的透光狭缝。透光狭缝在码盘圆周上等分，数量从几百条到几千条不等。这样，整个码盘圆周上被等分成 n 个透光的槽。增量式光电码盘也可用不锈钢薄板制成，然后在圆周边缘切割出均匀分布的透光槽。

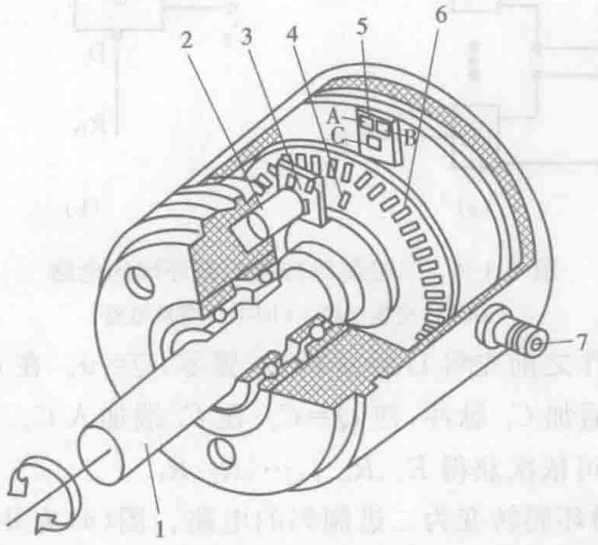


图 7-1-6　增量式光电编码器结构示意图

1—转轴　2—发光二极管　3—光栏板　4—零标志位光槽　5—光敏元件　6—码盘　7—电源及信号线连接座

增量式编码器的工作原理如图 7-1-7 所示。它由主码盘、鉴向盘、光学系统和光电变换器组成。在图形的主码盘(光电盘)周边上刻有节距相等的辐射状窄缝，形成均匀分布的透明区和不透明区。鉴向盘与主码盘平行，并刻有 A、B 两组透明检测窄缝，它们彼此错开

1/4 节距，以使 A、B 两个光电变换器的输出信号在相位上相差 90°。工作时，鉴向盘静止不动，主码盘与转轴一起转动，光源发出的光投射到主码盘与鉴向盘上。当主码盘上的不透明区正好与鉴向盘上的透明窄缝对齐时，光线被全部遮住，光电变换器输出电压为最小；当主码盘上的透明区正好与鉴向盘上的透明窄缝对齐时，光线全部通过，光电变换器输出电压为最大。主码盘每转过一个刻线周期，光电变换器将输出一个近似的正弦波电压，且光电变换器 A、B 的输出电压相位差为 90°。

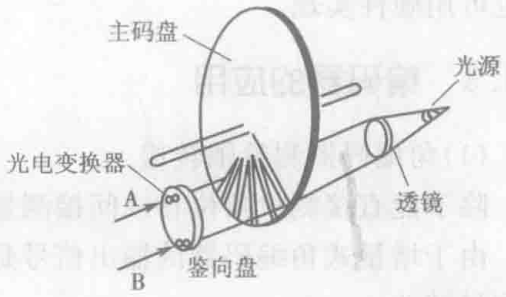


图 7-1-7　增量式编码器工作原理

光电编码器的光源最常用的是自身有聚光效果的发光二极管。当光电码盘随工作轴一起转动时，光线透过光电码盘和光栏板狭缝，形成忽明忽暗的光信号。光敏元件将此光信号转换成电脉冲信号，通过信号处理电路后，向数控系统输出脉冲信号，也可由数码管直接显示位移量。

光电编码器的测量准确度与码盘圆周上的狭缝条纹数 n 有关，能分辨的角度 α 为 $360°/n$，分辨力为 $1/n$。例如：码盘边缘的透光槽数为 1 024 个，则能分辨的最小角度 $\alpha=360°/1\ 024=0.352°$。

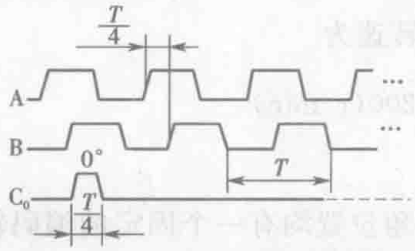


图 7-1-8　光电编码器的输出波形

为了判断码盘旋转的方向，必须在光栏板上设置两个狭缝，其距离是码盘上的两个狭缝距离的 $(m+1/4)$ 倍（m 为正整数），并设置了两组对应的光敏元件，如图 7-1-6的 A、B 光敏元件，也称为 cos 元件、sin 元件。当检测对象旋转时，同轴或关联安装的光电编码器便会输出 A、B 两路相位相差 90°的数字脉冲信号。光电编码器的输出波形如图 7-1-8 所示。为了得到码盘转动的绝对位置，还须设置一个基准点，如图 7-1-6 中的“零标志位光槽”。码盘每转一圈，零标志位光槽对应的光敏元件产生一个脉冲，称为“一转脉冲”，见图 7-1-8 中的 C_0 脉冲。

图 7-1-9 给出了编码器正反转时 A、B 信号的波形及其时序关系，当编码器正转时，A 信号的相位超前 B 信号 90°，如图 7-1-9(a)所示；反转时则 B 信号相位超前 A 信号 90°，如图 7-1-9(b)所示。A 和 B 输出的脉冲个数与被测角位移变化量成线性关系，因此，通过对脉冲

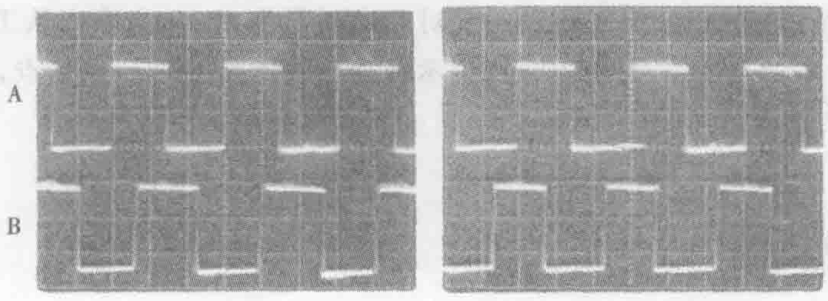


图 7-1-9　光电编码器的正转和反转波形

(a)A 超前于 B，判断为正向旋转　(b)A 滞后于 B，判断为反向旋转

个数计数就能计算出相应的角位移。根据 A 和 B 之间的关系正确地解调出被测机械的旋转方向和旋转角位移/速率就是所谓的脉冲辨向和计数。脉冲的辨向和计数既可用软件实

现也可用硬件实现。

7.1.3 编码器的应用

(1)角编码器测量轴转速

除了能直接测量角位移或间接测量直线位移外,还可以测量轴的转速。

由于增量式角编码器的输出信号是脉冲形式,因此,可以通过测量脉冲频率或周期的方法测量转速。

在一定的时间间隔 t_s 内(又称闸门时间,如 10 s、1 s、0.1 s 等),用角编码器所产生的脉冲数确定速度的方法称为 M 法测速。

若角编码器每转产生 N 个脉冲,在闸门时间间隔 t_s 内得到 m_1 个脉冲,则角编码器所产生的脉冲频率 f 为

$$f=\frac{m_1}{t_s} \tag{7-1-3}$$

则转速 n 为

$$n=60\frac{f}{N}=60\frac{m_1}{t_sN}(\text{r/min}) \tag{7-1-4}$$

例如某角编码器的指标为 2 048 个脉冲/r(即 $N=2\ 048$P/r),在 0.2 s 时间内测得 8K 脉冲,即 $t_s=0.2$ s,$m_1=8\text{K}=8\ 192$ 个脉冲,则角编码器轴的转速为

$$n=60\frac{m_1}{t_sN}=60\times\frac{8\ 192}{2\ 048\times0.2}(\text{r/min})=1\ 200(\text{r/min})$$

(2)工位编码

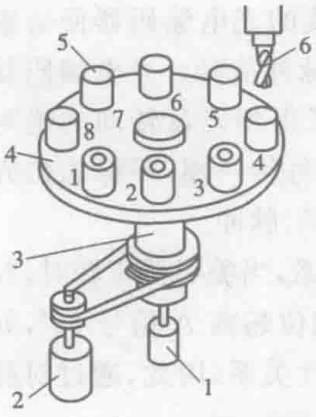


图 7-1-10 转盘工位编码原理图

1—绝对式编码器 2—电动机 3—转轴 4—转盘 5—工件 6—刀具

由于绝对式编码器每一转角位置均有一个固定的编码输出,若编码器与转盘同轴相连,则转盘上每一工位安装的被加工工件均可以有一个编码相对应,转盘工位编码原理图如图 7-1-10 所示。当转盘上某一工位转到加工点时,该工位对应的编码由编码器输出给控制系统。

例如要使处于工位 6 上的工件转到加工点等待钻孔加工,计算机控制电动机通过带轮带动转盘顺时针旋转。与此同时,绝对式编码器(假设为 4 码道)输出的编码不断变化。设工位 1 的绝对二进制码为 0000,当输出从工位 4 的 0100 变为 0110 时,表示转盘已将工位 6 转到加工点,电动机停转。

7.2 光栅传感器

光栅传感器是根据莫尔条纹原理制成的,它主要用于线位移和角位移的测量。由于光栅传感器具有精度高、测量范围大、易于实现测量自动化和数字化等特点,所以目前光栅传感器的应用已扩展到测量与长度和角度有关的其他物理量,如速度、加速度、振动、质量、表面轮廓等方面。

7.2.1　光栅传感器的结构原理

光栅传感器由照明系统、光栅副和光电接收元件组成，如图7-2-1所示。光栅副是光栅传感器的主要部分。在长度计量中应用的光栅通常称为计量光栅，它主要由主光栅（也称标尺光栅）和指示光栅组成。当标尺光栅相对于指示光栅移动时，形成的莫尔条纹产生亮暗交替变化，利用光电接收元件将莫尔条纹亮暗变化的光信号，转换成电脉冲信号，并用数字显示，从而测量出标尺光栅的移动距离。

透射光栅是在一块长方形的光学玻璃上均匀地刻上许多条纹，形成规则排列的明暗线条。图7-2-2中 a 为刻线宽度，b 为刻线间的缝隙宽度，$a+b=W$ 称为光栅的栅距（或光栅常数）。

通常情况下，$a=b=W/2$，也可以做成 $a:b=1.1:0.9$。刻线密度一般为每毫米（10、25、50、100）线。

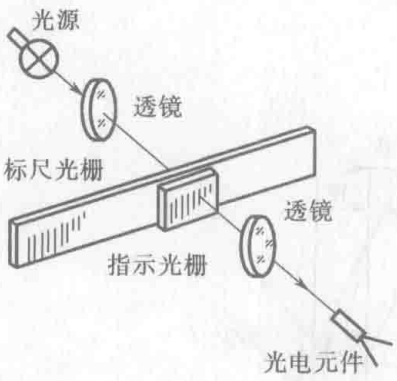


图7-2-1　光栅传感器的构成

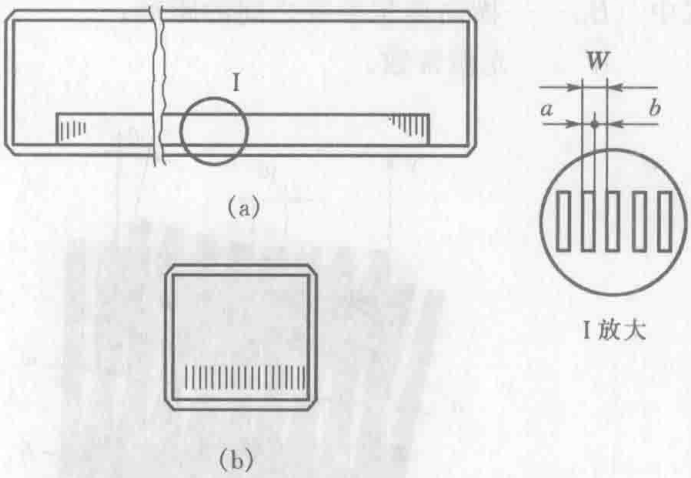


图7-2-2　黑白透射光栅示意图

(a)主光栅　(b)指示光栅

指示光栅一般比主光栅短得多，通常刻有与主光栅同样密度的线纹。

光源一般用钨丝灯泡，它有较大的输出功率，较宽的工作范围，可从－40 ℃到＋130 ℃，但是它与光电元件组合的转换效率低。在机械振动和冲击条件下工作时，使用寿命将降低。因此，必须定期更换照明灯泡以防止由于灯泡失效而造成的失误。近年来固态光源有很大发展。如砷化镓发光二极管可以在－66 ℃到＋100 ℃的温度下工作，发出的光为近似红外光（91 μm～94 μm），接近硅光敏三极管的敏感波长。虽然砷化镓发光二极管的输出功率比钨丝灯泡低，但是它与硅光敏三极管结合，具有很高的转换效率，最高可达30％左右。此外砷化镓发光二极管的脉冲响应速度为几十 ns，与光敏三极管组合可得到2 μs 的响应速度。这种快速的响应特性，可以使光源工作在触发状态，从而减小功耗和热耗散。

光电元件包括光电池和光敏三极管等。在采用固态光源时，需要选用敏感波长与光源相接近的光敏元件，以获得高的转换效率。在光敏元件的输出端，常接有放大器，通过放大器得到足够的信号输出以防干扰的影响。

7.2.2　莫尔条纹形成的原理及特点

(1)莫尔条纹的形成原理

把光栅常数相等的主光栅和指示光栅相对叠合在一起（片间留有很小的间隙），并使两

者栅线(光栅刻线)之间保持很小的夹角 θ,于是在近于垂直栅线的方向上出现明暗相间的条纹,如图 7-2-3 所示。在 a-a 线上两光栅的栅线彼此重合,光线从缝隙中通过,形成亮带;在 b-b 线上,两光栅的栅线彼此错开,形成暗带。这种明暗相间的条纹称为莫尔条纹。莫尔条纹方向与刻线方向垂直,故又称横向莫尔条纹。

由图 7-2-3 可看出,横向莫尔条纹的斜率为

$$\tan\alpha=\tan\frac{\theta}{2} \tag{7-2-1}$$

式中 α——亮(暗)带的倾斜角;

θ——两光栅的栅线夹角。

横向莫尔条纹(亮带与暗带)之间距离为

$$B_H=AB=\frac{BC}{\sin\frac{\theta}{2}}=\frac{W}{2\sin\frac{\theta}{2}}\approx\frac{W}{\theta} \tag{7-2-2}$$

式中 B_H——横向莫尔条纹之间的距离;

W——光栅常数。

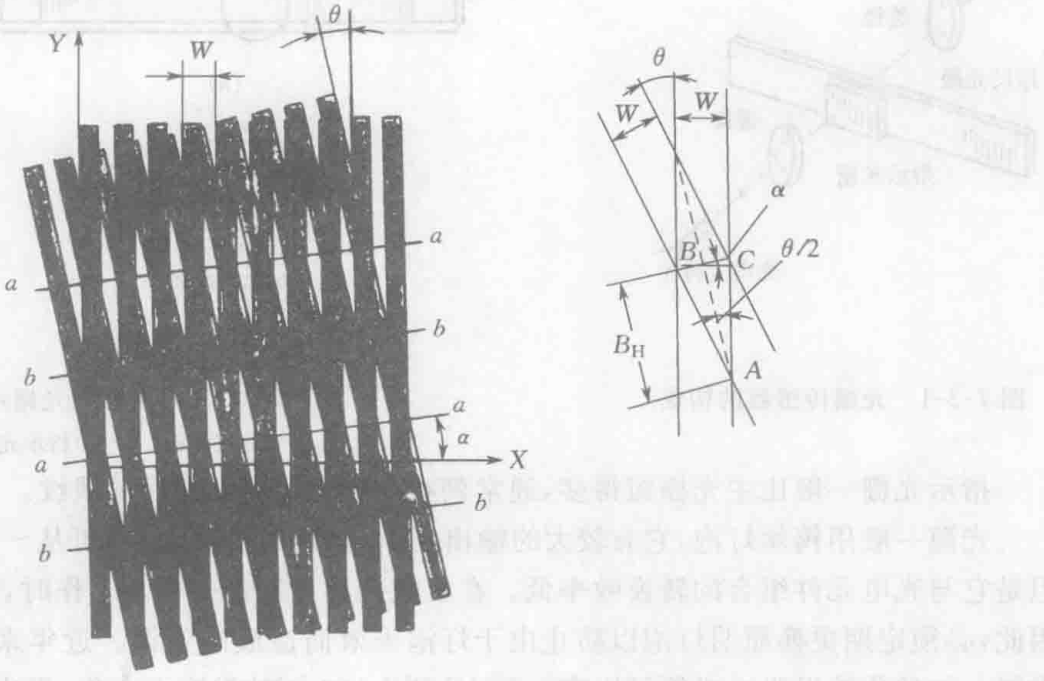


图 7-2-3 光栅和横向莫尔条纹

由此可见,莫尔条纹的宽度 B_H 由光栅常数与光栅的夹角 θ 决定。对于给定光栅常数 W 的两光栅,夹角 θ 愈小,条纹宽度愈大,即条纹愈稀。所以通过调整夹角 θ,可以使条纹宽度具有任何所需要的值。

(2)莫尔条纹技术的特点

①由(7-2-2)式可知,虽然光栅常数 W 很小,但只要调整夹角 θ,即可得到很大的莫尔条纹的宽度 B_H,起到了放大作用。例如,$W=0.02$ mm,若使 $\theta=0.01$ rad$=0.57°$,则有 $B_H=2$ mm,相当于放大了 100 倍。这样,就把一个微小移动量的测量转变成一个较大移动量的测量,既方便又提高了测量精度。

②莫尔条纹的光强度变化近似正弦变化,因此,便于将电信号作进一步细分,即采用“倍频技术”。将计数单位变成比一个周期 W 更小的单位,例如变成 $W/10$ 记一个数。这样可

以提高测量精度或可以采用较粗的光栅。

③由图 7-2-1 可知，光电元件接收的并不只是固定一点的条纹，而是在一定长度范围内所有刻线产生的条纹。这样，对于光栅刻线的误差起到了平均作用。也就是说，刻线的局部误差和周期误差对于测量精度没有直接的影响。因此有可能得到比光栅本身的刻线精度高的测量精度。这是用光栅测量和普通标尺测量的主要差别。

④莫尔条纹技术除了用上述长度光栅进行位移测量外，还可以用径向光栅进行角度测量。所谓径向光栅就是在一圆盘面上刻有由圆心向四周辐射的等角间距的辐射线，如图 7-2-4 所示。当两块径向光栅重叠在一起时，如果使指示光栅刻线的辐射中心 C_2 略微偏离标尺光栅（度盘光栅）的中心 C_1，便形成莫尔条纹，条纹垂直于两中心连线的垂直平分线。当标尺光栅相对于指示光栅转动时，条纹即沿径向移动，测出条纹的移动数目，即可得到标尺光栅相对于指示光栅转动的角度，以刻线的角间距为单位表示。目前径向光栅的刻线角间距范围多为 20 min～20 s（相当于一圆周内刻有 1 080 至 64 800 条线）。

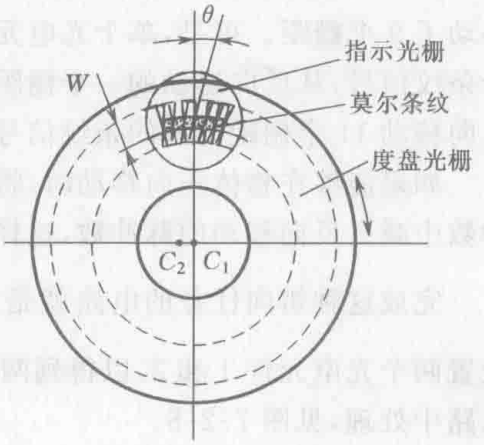


图 7-2-4　径向光栅

7.2.3　光栅常用的光路

形成莫尔条纹信号的光路有多种形式，这里仅简单介绍其中两种应用最广的光路形式。

(1)垂直透射式光路

如图 7-2-5 所示，光源 1 发出的光，经准直透镜 2 形成平行光束，垂直投射到光栅上，由主光栅 3 和指示光栅 4 形成的莫尔条纹光信号由光电元件 5 接收。

此光路适合于粗栅距的黑白透射光栅。这种光路特点是结构简单，位置紧凑，调整使用方便，目前应用比较广泛。

(2)反射式光路

该光路适用于黑白反射光栅，如图 7-2-6 所示。光源 6 经聚光镜 5 和场镜 3 后形成平行光束，以一定角度射向指示光栅 2，经反射主光栅 1 反射后形成莫尔条纹，再经反射镜 4 和物镜 7 在光电池 8 上成像。

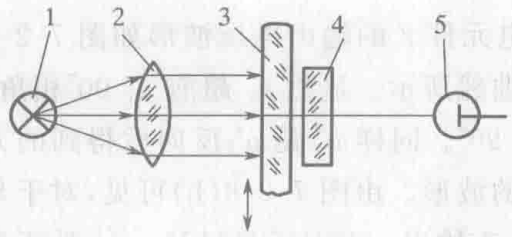


图 7-2-5　垂直透射式光路

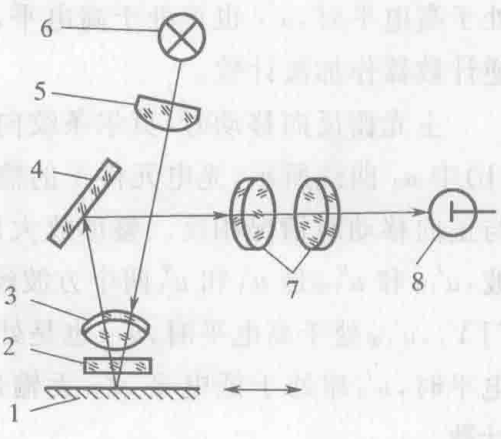


图 7-2-6　反射式光路

7.2.4 辨向原理

在实际应用中，大部分被测物体的移动往往不是单向的，既有正向运动，也可能有反向运动。单个光电元件接收一固定点的莫尔条纹信号，只能判别明暗的变化而不能辨别莫尔条纹的移动方向，因而不能判别运动零件的运动方向，以致不能正确测量位移。

设主光栅随被测零件正向移动 10 个栅距后，又反向移动一个栅距，也就是相当于正向移动了 9 个栅距。可是，单个光电元件由于缺乏辨向本领，从正向运动的 10 个栅距得到 10 个条纹信号，从反向运动的一个栅距又得到一个条纹信号，总计得到 11 个条纹信号。这和正向移动 11 个栅距得到的条纹信号数相同。因而这种测量结果是不正确的。

如果能够在物体正向移动时，将得到的脉冲数累加，而物体反向移动时可从已累加的脉冲数中减去反向移动的脉冲数，这样就能得到正确的测量结果。

完成这种辨向任务的电路就是辨向电路。为了能够辨向，应当在相距 $\frac{1}{4}B_H$ 的位置上设置两个光电元件 1 和 2，以得到两个相位互差 90°的正弦信号，见图 7-2-7，然后送到辨向电路中处理，见图 7-2-8。

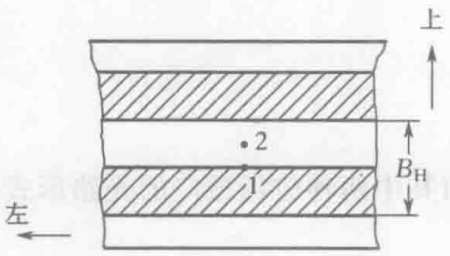


图 7-2-7 相距 $\frac{1}{4}B_H$ 的两个光电元件

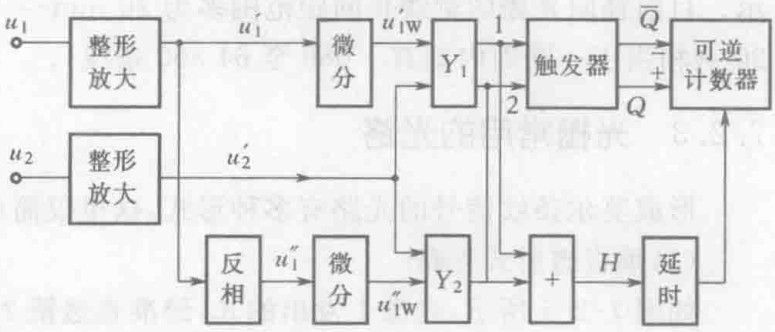


图 7-2-8 辨向电路原理图

主光栅正向移动时，莫尔条纹向上移动，这时光电元件 2 的输出电压波形如图 7-2-9(a)中曲线 u_2 所示。光电元件 1 的输出电压波形如曲线 u_1 所示，显然 u_1 超前 u_2 90°相角。u_1、u_2 经整形放大后得到两个方波信号 u_1' 和 u_2'，u_1' 仍超前 u_2' 90°。u_1'' 是 u_1' 反相后得到的方波。u_{1W}' 和 u_{1W}'' 是 u_1' 和 u_1'' 两个方波经微分电路后得到的波形。由图 7-2-9(a)可见，对于与门 Y_1，由于 u_{1W}' 处于高电平时，u_2' 总是处于低电平，因而 Y_1 输出为零。对于与门 Y_2，u_{1W}'' 处于高电平时，u_2' 也正处于高电平，因而与门 Y_2 有信号输出。使加减控制触发器置 1，可逆计数器作加法计数。

主光栅反向移动时，莫尔条纹向下移动。这时光电元件 2 的输出电压波形如图 7-2-9(b)中 u_2 曲线所示，光电元件 1 的输出电压波形如 u_1 曲线所示。显然 u_2 超前 u_1 90°相角，与正向移动时情况相反。整形放大后的 u_2' 仍超前 u_1' 90°。同样 u_1'' 是 u_1' 反向后得到的方波，u_{1W}' 和 u_{1W}'' 是 u_1' 和 u_1'' 两个方波经微分电路后得到的波形。由图 7-2-9(b)可见，对于与门 Y_1，u_{1W}' 处于高电平时，u_2' 也是处于高电平，因而 Y_1 有输出。而对于与门 Y_2，u_{1W}'' 处于高电平时，u_2' 却处于低电平，Y_2 无输出。因此，加减控制器置零，将控制可逆计数器作减法计数。

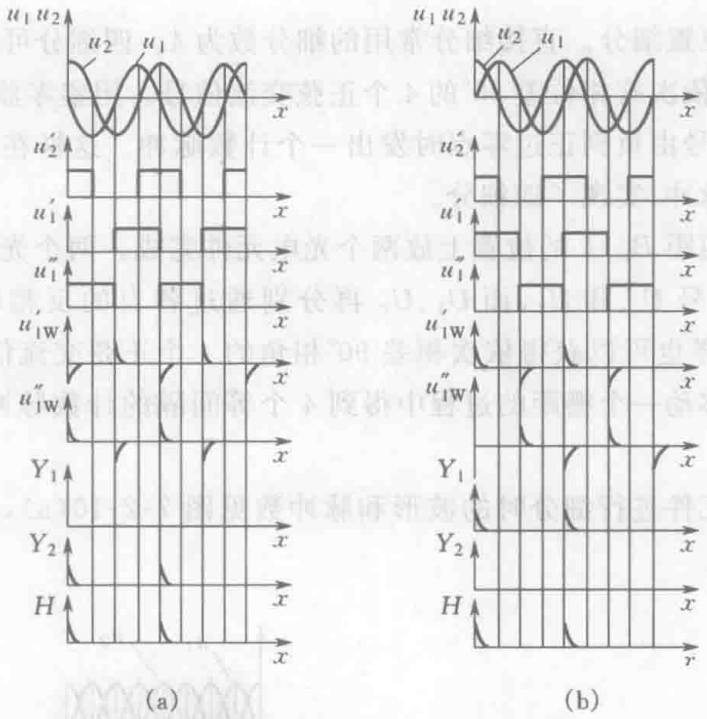


图 7-2-9 辨向电路各点波形图

(a)正向移动的波形 (b)反向移动的波形

正向移动时脉冲数累加，反向移动时，便从累加的脉冲数中减去反向移动所得到的脉冲数，这样光栅传感器就可辨向，因而可以进行正确的测量。

随着电子技术的发展，目前已有了集辨向与可逆计数器于一体的专用芯片，如 Heweltt-Packard 公司生产的 CMOS 专用集成芯片 HCTL—2020。该芯片集噪声滤波、正交解码、可逆计数、总线接口于一体，采用它不仅可改善测量系统的性能，而且便于组成微机测量系统。

7.2.5 细分技术

利用光栅进行测量时，当运动零件移动一个栅距，输出一个周期的交变信号，也即产生一个脉冲间隔，即分辨力(或称脉冲当量)为一个栅距。例如每毫米 250 条栅线的长光栅，栅距为 4 μm，那么其分辨力(脉冲当量)为 4 μm。随着对测量精度要求的提高，希望提高到 1 μm、0.1 μm 或更高。如果以光栅的栅距直接作为计量单位，则对长光栅来说，这意味着栅线的密度要达到每毫米千条线到万条线之多。就目前先进的工艺水平看，栅线密度每毫米 7 000 条线还能实现，但要达到每毫米万条线尚无法实现。另外，从经济角度看，采用密度太大的光栅作为标准器也不合适，因此人们广为采用的方法是：在选择合适的光栅栅距的前提下，以对栅距进行测微，称为“细分”，以得到所需的最小读数值。

所谓细分就是在莫尔条纹变化一周期时，不只输出一个脉冲，而是输出若干个脉冲，以减小脉冲当量提高分辨力。例如，莫尔条纹变化一周期不是输出一个脉冲数，而是输出 4 个脉冲数，称为四细分。在采用四细分的情况下，栅距为 4 μm 的光栅，其分辨力可从 4 μm 提高到 1 μm。细分越多，分辨力越高。

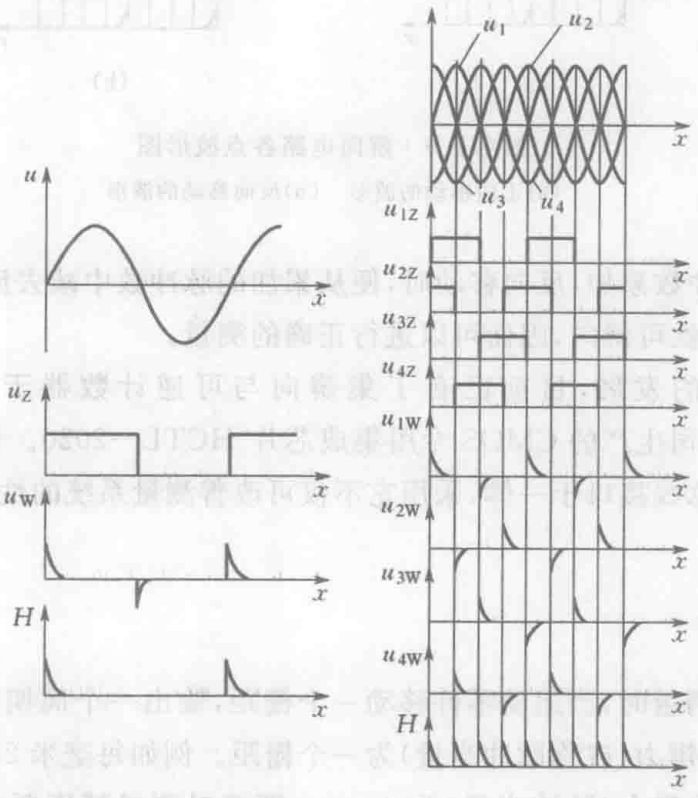
下面介绍几种常用的细分方法。

(1)直接细分

直接细分又称位置细分。直接细分常用的细分数为4。四细分可用4个依次相距$B_H/4$的光电元件,可获得依次有相位差90°的4个正弦交流信号。用鉴零器分别鉴取4个信号的零电平,即在每个信号由负到正过零点时发出一个计数脉冲。这样在莫尔条纹的一个周期内将产生4个计数脉冲,实现了四细分。

四细分也可用相距$B_H/4$的位置上放两个光电元件完成。两个光电元件输出两个相位差90°的正弦交流信号$\boldsymbol{U}_1$和$\boldsymbol{U}_2$,而$\boldsymbol{U}_1$、$\boldsymbol{U}_2$再分别通过各自的反相电路,从而得到$\boldsymbol{U}_3=-\boldsymbol{U}_1$,$\boldsymbol{U}_4=-\boldsymbol{U}_2$,这样也可以获得依次相差90°相角的4个正弦交流信号$\boldsymbol{U}_1$、$\boldsymbol{U}_2$、$\boldsymbol{U}_3$和$\boldsymbol{U}_4$。经电路处理也可在移动一个栅距的过程中得到4个等间隔的计数脉冲,从而达到四细分的目的。

使用单个光电元件进行细分时的波形和脉冲数见图7-2-10(a),四细分时的波形和脉冲数见图7-2-10(b)。



(a) (b)

图7-2-10 细分与未细分的波形比较

(a)每变化一周得一个脉冲数 (b)每变化一周得4个脉冲数

位置细分法的优点是对莫尔条纹信号波形要求不严格,电路简单,可用于静态和动态测量系统。缺点是由于光电元件安放困难,细分数不能太高。

由位置细分的分析可见,细分的关键是在莫尔条纹一个周期内得到彼此相差同一相位角的若干个正弦交流信号,从而通过电路处理,一个莫尔条纹周期就可得到若干个计数脉冲,从而达到细分目的。

(2)电阻电桥细分法(矢量和法)

如图7-2-11所示,由同频率的两个信号源$\boldsymbol{e}_1$和$\boldsymbol{e}_2$及电阻R_1、R_2组成电桥,其输出电压为

$$U_{SC}=\frac{R_2}{R_1+R_2}e_1+\frac{R_1}{R_1+R_2}e_2 \tag{7-2-3}$$

若 $e_1=A\sin\theta$、$e_2=A\cos\theta$，同时又设$\frac{R_1}{R_2}=\tan\alpha$，则

$$U_{SC}=\frac{A\sin(\theta+\alpha)}{\sin\alpha+\cos\alpha} \tag{7-2-4}$$

以此信号触发施密特电路，当 $\theta=-\alpha$（或 $\theta=360°-\alpha$）时，$U_{SC}=0$，施密特电路被触发（过零触发），发出脉冲信号。α 角按细分数选择，即事先设定$\frac{R_1}{R_2}$之值。图 7-2-12 所示是这种电阻电桥细分法用于 10 细分的例子。

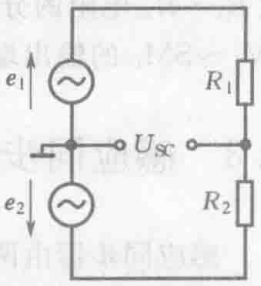


图 7-2-11　电阻电桥细分原理

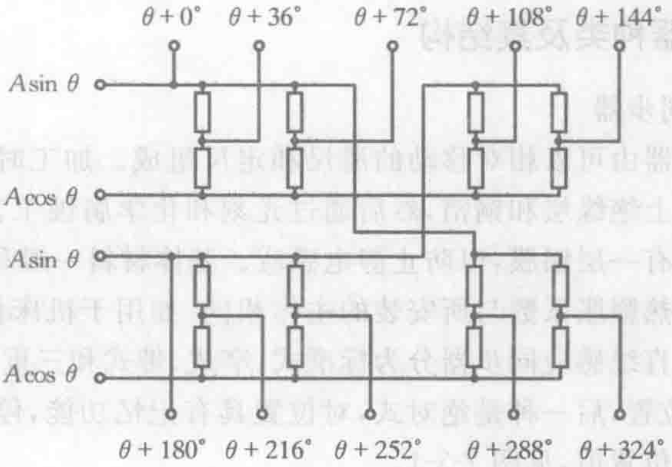


图 7-2-12　电阻电桥细分电路

(3)电阻链细分法(电阻分割法)

这种方法的实质是用电阻衰减器进行细分。

图 7-2-13 所示为等电阻链细分电路的原理，来自 4 个光电元件的信号 $\sin\theta$、$\cos\theta$、$-\sin\theta$、$-\cos\theta$，通过差分放大器提高了共模抑制能力，得到 $\sin\theta$、$\cos\theta$ 和 $-\sin\theta$ 信号。通

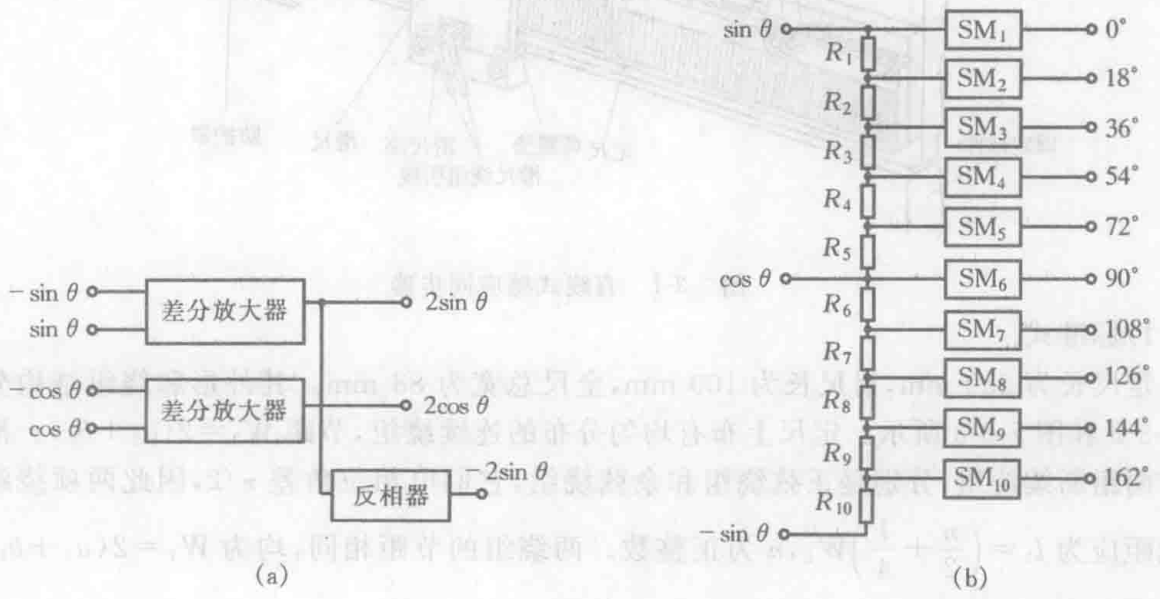


图 7-2-13　等电阻链细分电路

(a)放大电路　(b)细分电路

过 $R_1 \sim R_{10}$ 电阻的分压($R_1 \sim R_{10}$ 为等值电阻),分别触发过零触发电路 $SM_1 \sim SM_{10}$,于是在 $SM_1 \sim SM_{10}$ 的输出端得到相位差为 18°的方形脉冲,即得到了 10 倍频信号。

7.3 感应同步器

感应同步器由两个平面印刷电路绕组构成,类似于变压器的初次级绕组,故又称平面变压器。感应同步器通过位移引起两个绕组间的互感量变化进行位移测量。按照测量位移对象的不同,感应同步器可分为直线感应同步器和圆感应同步器,前者用于测量线位移,后者用于测量转角。该传感器具有测量精度高,抗干扰能力强,对环境要求低等特点,因此得到广泛应用。尤其对机床的数显装置,由于其不怕油污和灰尘而被大量采用。

7.3.1 感应同步器种类及其结构

(1)直线式感应同步器

直线式感应同步器由可以相对移动的滑尺和定尺组成。加工时,分别在滑尺和定尺的基体上用热压法粘贴上绝缘层和铜箔,然后通过光刻和化学腐蚀工艺刻出所需的平面绕组图形。在滑尺上还粘有一层铝膜,以防止静电感应。基体材料一般和被测体的材料相同,目的为使感应同步器的热膨胀系数与所安装的主体相同,如用于机床位置的感应同步器常使用低碳钢作为基体。直线感应同步器分为标准式、窄式、带式和三重式四种。前三种都是增量式,不能测量绝对位置,后一种是绝对式,对位置具有记忆功能,停电后再开机时,这种传感器可给出停电前的位置值,见图 7-3-1。

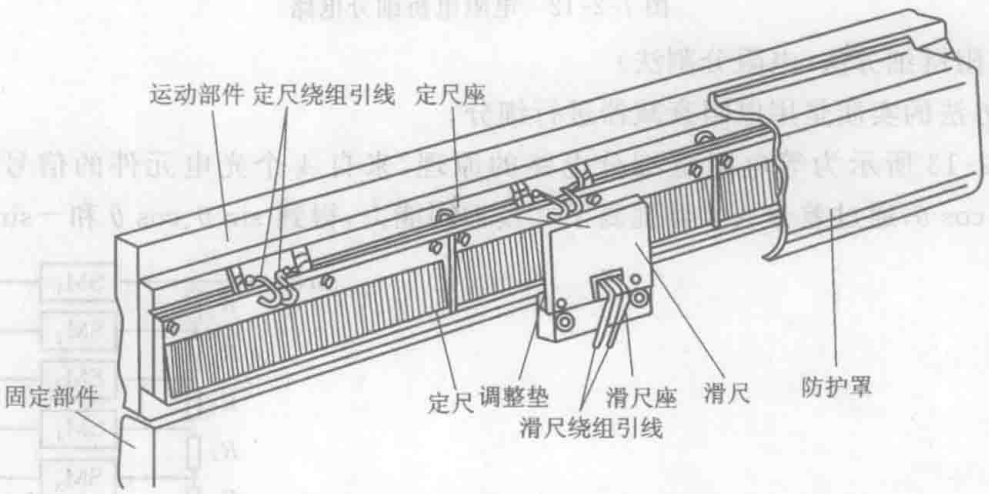


图 7-3-1 直线式感应同步器

1)标准式

定尺长为 250 mm,滑尺长为 100 mm,全尺总宽为 88 mm。其外形和绕组结构分别如图 7-3-2 和图 7-3-3 所示。定尺上布有均匀分布的连续绕组,节距 $W_2=2(a_2+b_2)$。滑尺上布有两组断续绕组,分别是正弦绕组和余弦绕组,它们电相位角差 $\pi/2$,因此两项绕组的中心线距应为 $l_1=\left(\frac{n}{2}+\frac{1}{4}\right)W_1$,$n$ 为正整数。两绕组的节距相同,均为 $W_1=2(a_1+b_1)$。定尺的节距 $W_2=2$ mm。

2)窄式

定尺长为 250 mm,滑尺长为 75 mm,全尺总宽为 45 mm,绕组结构与标准式相同。

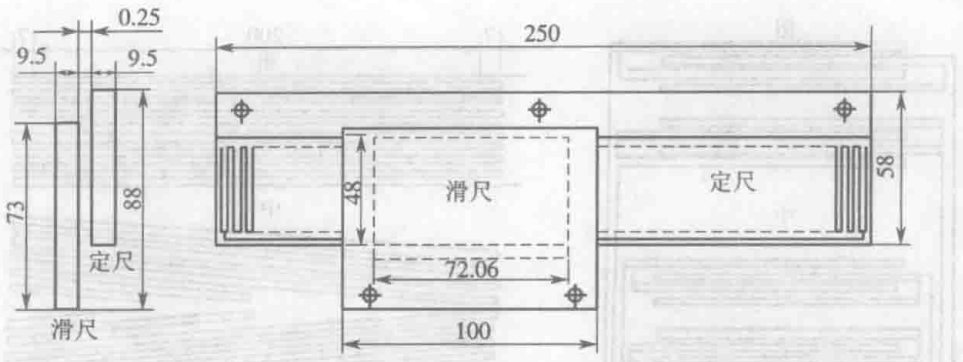


图 7-3-2　标准式直线感应同步器的侧视图和前视图

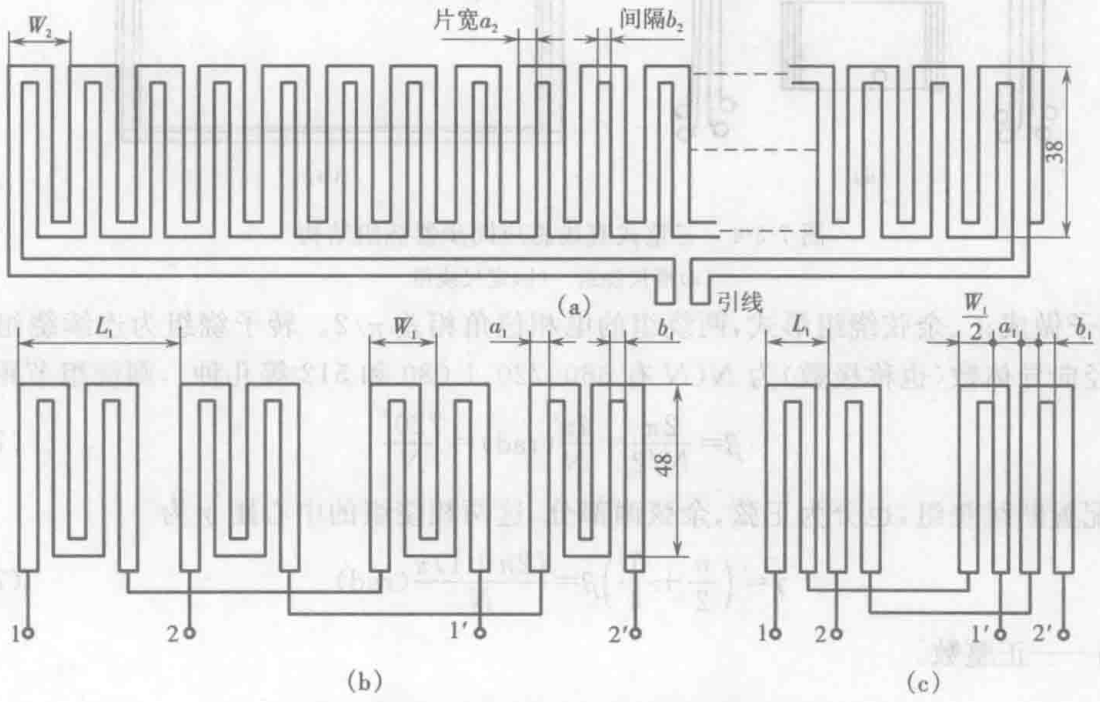


图 7-3-3　标准式直线感应同步器绕组结构

(a)定尺绕组　(b)W 形滑尺绕组　(c)U 形滑尺绕组

3)带式

除了定尺较长以外，其他与标准式相同。

上述三种情况中，如果安装条件允许，应尽量采用标准式，因为它的测量精度最高。在安装条件受限的情况下，可根据具体情况选择窄式或带式。

4)三重式

如图 7-3-4 所示。定尺和滑尺绕组上均有粗、中、细三组平面绕组。定尺的粗、中绕组相对于位移垂直方向倾斜不同的角度，滑尺的粗、中绕组与位移方向平行，定尺和滑尺的细绕组与标准式相同。三组绕组构成三个独立的电气通道，它们的周期分别为 4 000 mm、200 mm 和 2 mm。

直线感应同步器的测量范围与定尺和滑尺的相对几何尺寸有关，当需要扩大测量范围时，可将几块定尺拼接使用。拼接时应选择适当的接长方法，以使接长后的定尺组件在全程范围内的累计误差最大限度地减小。

(2)圆感应同步器

圆感应同步器也称旋转式感应同步器，由转子和定子组成。如图 7-3-5 所示，转子为单

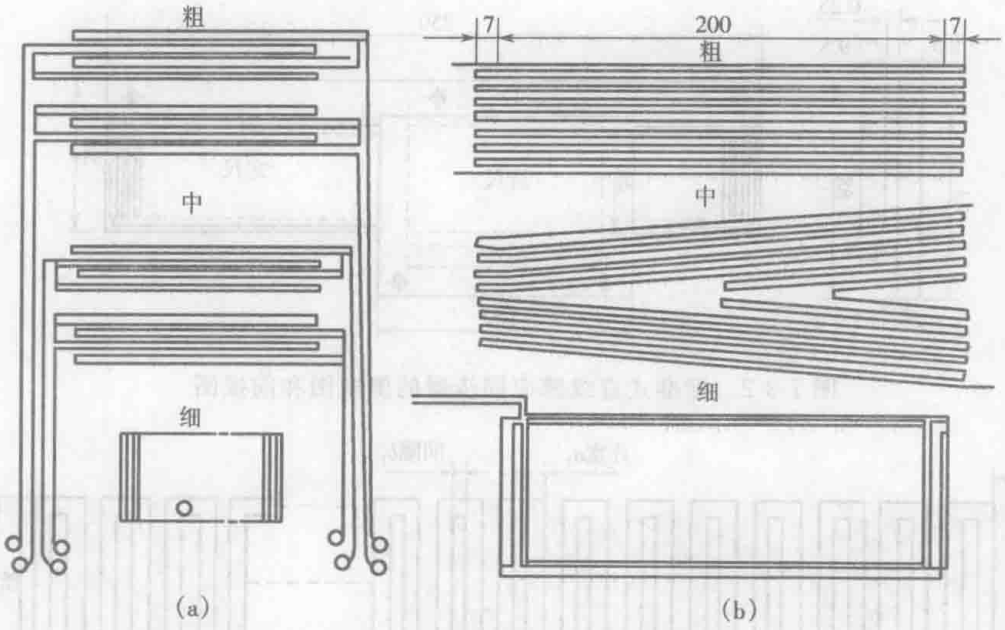


图 7-3-4　三重式直线感应同步器绕组结构

(a)滑尺绕组　(b)定尺绕组

绕组，定子做成正、余弦绕组形式，两绕组的电相位角相差 $\pi/2$。转子绕组为连续绕组，若转子绕组径向导体数(也称极数)为 N(N 有 360、720、1 080 和 512 等几种)，则绕组节距 β 为

$$\beta=\frac{2\pi}{N/2}=\frac{4\pi}{N}(\text{rad})=\frac{720^\circ}{N} \tag{7-3-1}$$

定子上配置断续绕组，也分为正弦、余弦两部分，这两相绕组的中心距 γ 为

$$\gamma=\left(\frac{n}{2}+\frac{1}{4}\right)\beta=\frac{(2n+1)\pi}{N}(\text{rad}) \tag{7-3-2}$$

式中　n——正整数。

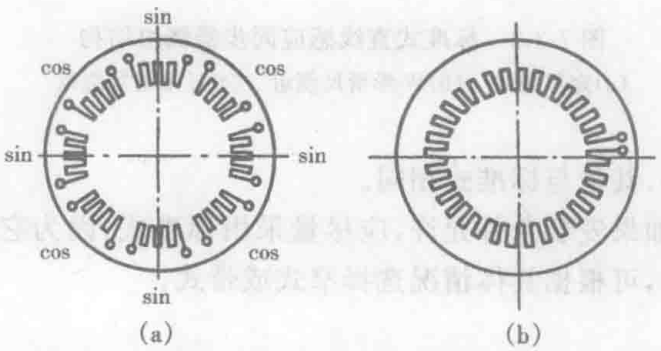


图 7-3-5　圆感应同步器绕组结构

(a)定子　(b)转子

与直线感应同步器类似，圆感应同步器也有多重式，用于测量绝对位置。定子、转子中配置两套绕组的称为二重式；配三套绕组的称为三重式。

圆感应同步器的测量信号由转子方输出。工作时，转子处于旋转状态，因此信号不能由引线直接输出，可以采用滑环的直接耦合方式或变压器耦合方式等。

7.3.2　感应同步器的工作原理

直线式感应同步器和圆式感应同步器的工作原理基本相同，都是利用电磁感应原理工

作。下面以直线式感应同步器为例介绍其工作原理。

当激励绕组以一定频率的正弦电压激磁时，将产生同频率的交变磁通，感应绕组与该交变磁通耦合，便产生同频率的交变电势，见图 7-3-6。该电势的幅值与激磁频率、感应绕组耦合的导体组、耦合长度、激磁电流、两绕组间隙、两绕组的相对位置有关。感应同步器主要用来测量定尺和滑尺的相对位移，工作示意图见图 7-3-7。当滑尺上的正弦绕组 s 和定尺上的绕组位置重合时（A 点），耦合磁通最大，感应电势也最大；当滑尺继续移动时，感应电势慢慢减小，当移动到 1/4 节距位置处（B 点），在感应绕组内的感应电势相抵消，总电势为零；继续移动到半个节距时（C 点），可得到与初始位置极性相反的最大感应电势；在 3/4 节距处（D 点）又变为零；移动一个节距时（E 点），又回到与初始位置完全相同的耦合状态，感应电势为最大。这样，感应电势随着滑尺相对定尺的移动而周期性变化。

同理可以得到定尺绕组与滑尺上余弦绕组 c 间的感应电势周期变化图像，如图 7-3-7 下部所示。

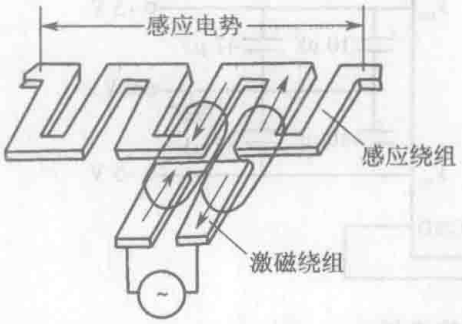


图 7-3-6　感应同步器工作原理示意图

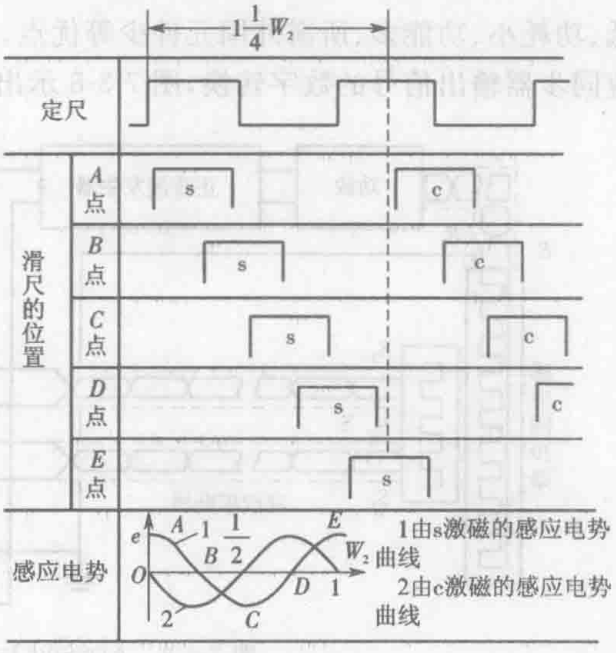


图 7-3-7　感应电势与两绕组相对位置的关系

7.3.3　感应同步器的激励和检测方式

感应同步器可以有两种激励（或称激磁、励磁）方式：一种是以滑尺（或定子）激励，由定尺（或转子）取出感应电势信号；另一种是以定尺（或转子）激励，由滑尺（或定子）取出感应电势信号。目前在实用中多采用前一种激励方式，即断续绕组激励方式。

为了在连续绕组中感应出互为正交的两个信号，作为辨向、细分的基础，需要同时把断续绕组的正弦绕组和余弦绕组作为激励绕组。感应同步器测量系统通常有以下两种方式。

(1)鉴相型

鉴相型是根据感应电势的相位鉴别位移量。

如果滑尺上余弦和正弦绕组不仅在绕组的配置上错开 1/4 定尺节距的距离，而且还使两绕组的激磁电压同频等幅，彼此相差 90°电相角，激磁信号分别为 $\cos \omega t$ 和 $\sin \omega t$。

如果两尺的相对位移为 x，检测周期为 W（以定尺节距为准，对于标准型为 2 mm），则机

械位移引起的电相角变化为 $\theta=\frac{2\pi}{W}x$。

当余弦绕组单独激磁(激磁电压为 $u_c=U_m\cos\omega t$)时,感应电势为

$$e_c=k\omega U_m\sin\omega t\cos\theta$$

当正弦绕组单独激磁(激磁电压为 $u_s=U_m\sin\omega t$)时,感应电势为

$$e_s=k\omega U_m\cos\omega t\sin\theta \tag{7-3-3}$$

式中,k 为电磁耦合系数。

则感应绕组的总感应电势为

$$\begin{aligned}e&=e_c+e_s=k\omega U_m(\sin\omega t\cos\theta+\cos\omega t\sin\theta)\\&=k\omega U_m\sin(\omega t+\theta)\end{aligned} \tag{7-3-4}$$

上式将感应同步器两尺的相对位移 x 转换为感应电势的相位 θ 变化,经数字鉴相电路,测出相位变化即可测出位移量。

AD2S90 是美国 AD 公司生产的鉴相式感应同步器信号处理专用集成芯片,它具有成本低、功耗小、功能多、所需外围元件少等优点。该芯片采用差动输入,并以鉴相方式完成对感应同步器输出信号的数字转换,图 7-3-8 示出 AD2S90 与感应同步器的连接。

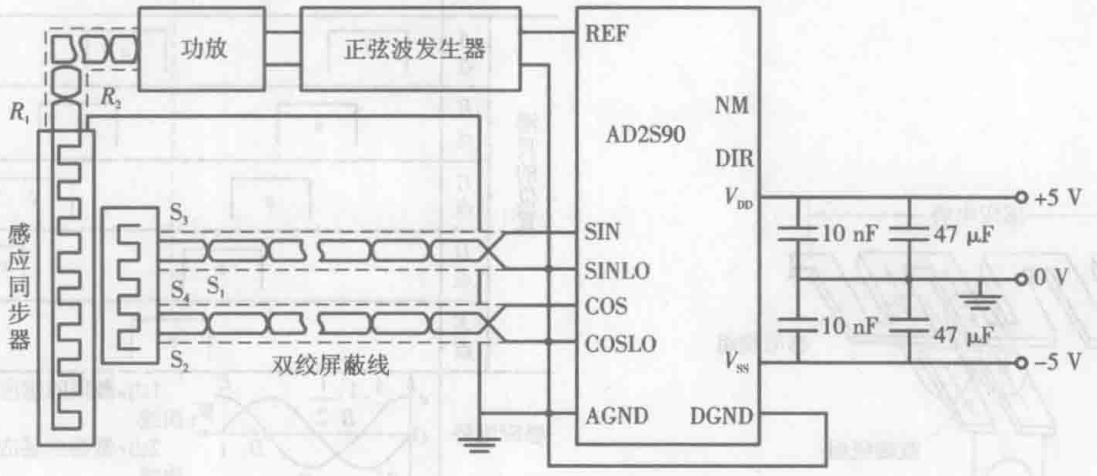


图 7-3-8 AD2S90 与感应同步器的连接

AD2S90 采用定尺激励工作方式,由正弦波发生器和功率放大电路产生的一个大约 10 kHz 的正弦波信号作为感应同步器定尺的激励信号。随着滑尺的运动,滑尺上两个独立绕组感应输出的两个正弦波信号将被滑尺位置对应的相位角 θ 所调相。这两个信号和正弦波发生器的参考正弦信号一起被送入 AD2S90 芯片的 SIN、COS、REF 端口,然后由 AD2S90 芯片以鉴相的方式将代表滑尺位置的相角 θ 转换为数字信号,此信号由串行数字端口输出或增量编码器端口输出。此外,AD2S90 还可以提供滑尺位移的速度和方向信号。

(2)鉴幅型

如果滑尺上余弦、正弦绕组供以同频、同相但幅值不等的交流激磁电压,则可根据感应电势振幅鉴别信号位移量,称为鉴幅型。

当只有在余弦绕组上加 $u_c=U_c\cos\omega t$ 激磁时,感应电势为

$$e_c=k\omega U_c\sin\omega t\cos\theta \tag{7-3-5}$$

式中,$U_c=U_m\cos\varphi$;U_m 为激磁电压幅值,φ 为给定的电相角。

当只有正弦绕组上加 $u_s=U_s\cos\omega t$ 激磁时,感应电势为

$$e_s=k\omega U_s\sin\omega t\sin\theta \tag{7-3-6}$$

式中，$U_s=U_m\sin\varphi$。

幅值 U_c、U_s 是由专门设计的环节控制的，使它们分别按与系统给定的电相角 φ 成余弦、正弦规律变化。

感应绕组上的总输出感应电势为

$$\begin{aligned} e &= e_c+e_s=k\omega U_m\sin\omega t(\cos\varphi\cos\theta+\sin\varphi\sin\theta) \\ &= k\omega U_m\sin\omega t\cos(\varphi-\theta) \end{aligned} \tag{7-3-7}$$

上式将感应同步器两尺的相对位移 x 转换为感应电势的幅值 $k\omega U_m\cos(\varphi-\theta)$ 变化，这就是鉴幅型感应同步器信号处理的基本原理。

图 7-3-9 所示为鉴幅型感应同步器数显表的组成框图，应用在机床上可进行点位控制、轮廓控制以及精密随动加工系统控制。

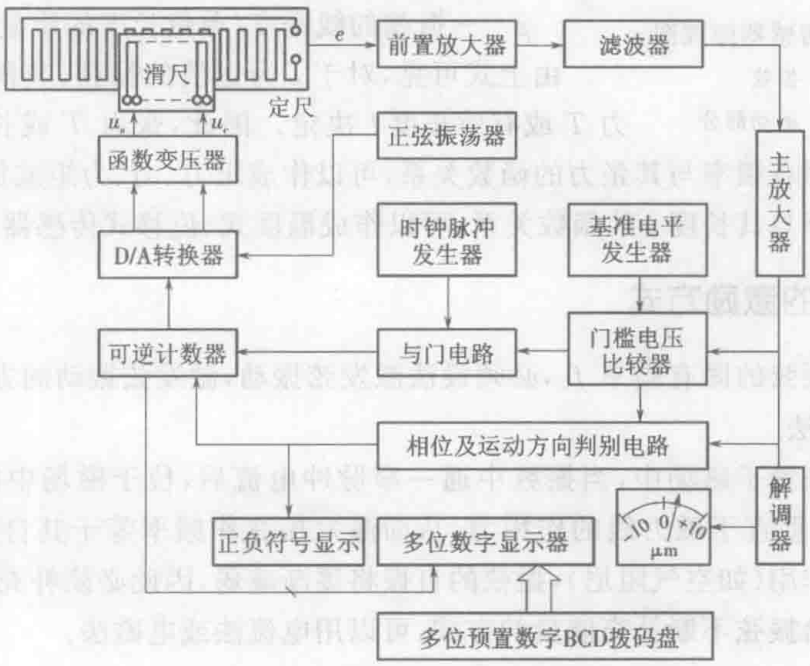


图 7-3-9　鉴幅型感应同步器数显表框图

初始时，定尺和滑尺处于平衡位置，即 $\varphi=\theta$，感应电势为零。当滑尺相对定尺移动时，相位发生变化，将产生输出信号，此信号经放大、滤波后与门槛电压比较器的基准电平相比较。当滑尺的移动超过一个脉冲当量的位移时，门槛电路发出计数脉冲，此脉冲一方面经可逆计数器、译码器后作数字显示，另一方面又送 D/A 转换器并控制函数变压器，使激励电压的相位 $\varphi=\theta$，感应电势重新为零，系统又进入平衡状态，即可逆计数器的计数值与滑尺位移相对应。当滑尺继续移动，系统就从平衡到不平衡，再到平衡，从而达到跟踪、显示位移的目的。

感应同步器也可通过输出信号的辨向和细分电路实现辨别位移方向和提高分辨力。辨向和细分电路与光栅数字传感器的实现方法类似，这里不再赘述。

7.4　振弦式传感器

振弦式传感器以张紧的钢弦作为敏感元件，其弦振动的固有频率与张紧力有关。当振弦长度确定后，弦的振动频率变化量即可表示张紧力的大小。其输入量为力，输出量为频率

信号。

7.4.1 弦振动的固有频率

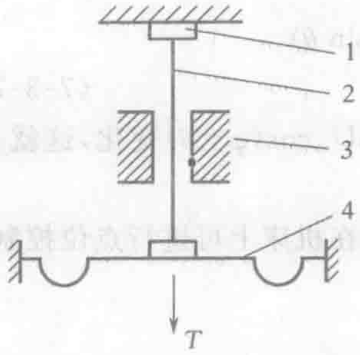


图 7-4-1 振弦式传感器原理图

1—支承 2—振弦

3—永久磁铁 4—运动部分

图 7-4-1 为振弦式传感器的原理图，敏感元件振弦 2 是一根张紧的金属丝，置于直流磁场 3 中，其一端固定于支承 1 上，另一端与可动部件 4 相连。张力 T 作用于可动部件上，使弦张紧。

此时，振弦的固有频率 f_0 可由下式决定

$$f_0=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{T}{\rho}} \tag{7-4-1}$$

式中 l——振弦的有效长度；

ρ——振弦的线密度(单位长度的质量)。

由上式可见，对于 ρ 为定值的振弦，其固有频率 f_0 由张力 T 或有效长度 l 决定。因此，张力 T 或长度 l 可用 f_0 测量。利用振弦的固有频率与其张力的函数关系，可以作成压力、力、力矩或加速度传感器；利用振弦的固有频率与其长度 l 的函数关系，可以作成温度式、位移式传感器。

7.4.2 弦振动的激励方式

为了测量出振弦的固有频率 f_0，必须设法激发弦振动，激发弦振动的方式一般有两种。

(1)连续激励法

由于振弦是被置于磁场中，当振弦中通一窄脉冲电流后，位于磁场中的弦由于电磁感应，振弦将受到一垂直于磁力线的作用力，从而激发振弦作频率等于其自振频率的周期运动。由于阻尼的作用(如空气阻尼)，振弦的自振将逐渐减弱，因此必须补充能量才能使振弦保持连续振动。给振弦不断补充能量的方式，可以用电流法或电磁法。

1)电流法

它是把钢弦作为振荡器的一部分。在磁场中，当钢弦通入电流时便产生振动，钢弦振动后输出一信号给放大器 A，经放大器放大后通过反馈网络 D 把放大器输出的一部分电流反馈到钢弦上，使钢弦连续振动，其原理如图 7-4-2 所示。

根据图 7-4-2，我们可推导弦振动的固有频率公式。当电流 i 流过振弦时，弦受到作用力为

$$F=Bli \tag{7-4-2}$$

式中 B——磁感应强度；

l——振弦的有效长度；

i——通过振弦的电流。

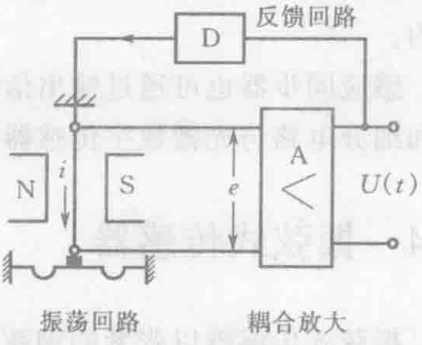


图 7-4-2 电流法激励示意图

力 F 的一部分用于克服振动质量 m 的惯性，使之获得一定速度

$$v=\int\frac{Bli_c}{m}\mathrm{d}t \tag{7-4-3}$$

式中 i_c——克服振弦惯性力所需的电流。

当振弦以速度 v 运动时便切割磁力线，产生感应电

势 e，其值为

$$e=Blv=\frac{(Bl)^2}{m}\int i_c\mathrm{d}t \tag{7-4-4}$$

将上式与电容器充电公式 $e=\frac{1}{C}\int i_c\mathrm{d}t$ 比较后可看出，在磁场中运动的振弦质量 m 的作用可以等效为一只电容，其等效电容可写为

$$C=\frac{m}{(Bl)^2} \tag{7-4-5}$$

振弦一方面作为质量 m 的惯性体被加速，从而吸收了一部分电磁力 F，使之达到速度为 v 的运动；另一方面，振弦又作为具有横向刚度的弹簧起作用，因此电磁力又要用于克服弹簧的反作用力 F_e。

设在时间 $t=t_r$ 时振弦偏离初始平衡位置为 δ，则其弹性反作用力 F_e 为

$$F_e=k\delta \tag{7-4-6}$$

式中 k——振弦的横向刚度系数。

由于 $\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}=v$，$e=Blv$，$F_e=Bli_e$，则反电势为

$$e=Bl\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}=\frac{(Bl)^2}{k}\frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t} \tag{7-4-7}$$

上式与电感反电动势公式 $e=-L\frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t}$ 相比可看出，位于磁场内张紧的弦产生横向振动时，其作用又相当于感性阻抗，其等效电感为

$$L=\frac{(Bl)^2}{k}$$

因此，位于磁场中一根张紧的钢弦的运动，如同一个并联的 LC 电路，其振荡频率可按 LC 回路方法计算，即

$$\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{7-4-8}$$

将等效电容 C 和等效电感 L 代入上式，得

$$\omega_0=\sqrt{\frac{k}{m}} \tag{7-4-9}$$

而振弦的横向刚度系数 k 和质量 m 可分别按下式求得

$$k=\frac{T}{l}\pi^2 \tag{7-4-10}$$

$$m=\rho l \tag{7-4-11}$$

故

$$\omega_0=\sqrt{\frac{k}{m}}=\sqrt{\frac{T\pi^2}{l}\frac{1}{\rho l}}=\frac{\pi}{l}\sqrt{\frac{T}{\rho}} \tag{7-4-12}$$

$$f_0=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{T}{\rho}}$$

由上式可看出，振荡频率 f 与振弦张紧力 T 为非线性关系（近似为抛物线关系）。在精度要求不太高时，可在测量范围内选择一个线性段。如对传感器的线性度要求较高时，则应进行线性化处理。

电流法的缺点是：振弦连续激励容易疲劳，又因钢弦通电，所以必须考虑钢弦与外壳绝

缘问题。若绝缘材料与金属热膨胀系数差别大，则易产生温差。但这种方法可连续测量被测量的变化。

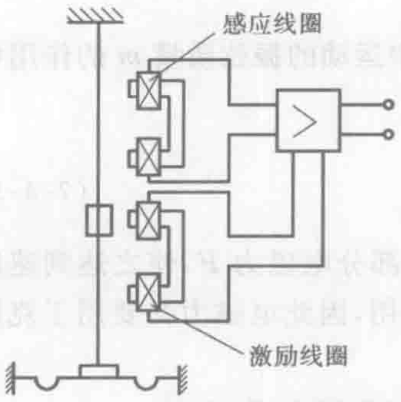


图 7-4-3　电磁法激励示意图

2)电磁法(或线圈法)

这种方法在振弦中无电流通过，如图 7-4-3 所示。用两组电磁线圈，一组用来连续激励振弦的激励线圈，另一组是用来接收信号的感应线圈。测量时传感器与测量线路相连，一旦电流接通，吸引绕在振弦上的铁片，从而引起振动。与此同时，接收线圈内侧产生感应电势。经放大后的一部分信号又正好反馈到激励线圈，使振弦维持连续振动。

电磁法既可以连续测量被测对象的变化量，而又不需要绝缘，但由于需使用两组线圈，因此结构尺寸较大。

(2)间歇激励法

如果在振弦 1 中装上一小片纯铁，旁边放置电磁铁 2，如图 7-4-4(a)。当电磁铁的线圈通入一脉冲电流时，电磁铁通过纯铁片 5 吸引振弦；当电流断开时，电磁铁失去吸引力释放振弦，于是振弦产生振动，振动的频率即为振弦的固有频率 f_0。

在振弦的旁边还放置一个绕有线圈的永久磁铁 3，当振弦振动时，装在弦上的另一纯铁片与永久磁铁 3 的位置周期性地变化，从而使绕在永久磁铁上的线圈感应出交变电势，由线圈两端输入测量电路，感应电势的频率即为振弦的固有频率。这样可由输出电势的频率测得振弦的固有振动频率。

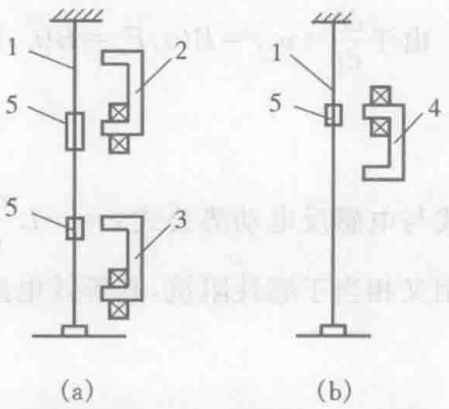


图 7-4-4　间歇激励原理图

1—振弦　2—电磁铁　3—永久磁铁
4—电磁装置　5—纯铁片

要维持振弦持续振动，应不断地激发振弦。即电磁铁每隔一定时间通过一次脉冲电流，使电磁铁定时地吸引振弦，故需在电磁铁的线圈中通以一定周期的脉冲电流。

由上所述，电磁铁 2 的作用是激发弦振动，磁铁 3 是把弦振动频率变换为感应电势的频率并输出给测量电路。这种间歇的激发方法，由于振弦在振动过程中的振幅衰减，因此输出电势的幅值也将周期性地衰减。但是测量电路中主要测量电势的频率，而不是幅值，因此不影响频率的测量。

在实际应用中，往往把电磁铁 2 和绕有感应线圈的磁铁 3 合并为一个电磁装置 4，如图 7-4-4(b)所示。

U 形磁铁上绕有一个电磁线圈，当线圈中未通电流时，永久磁铁不吸引振弦；当线圈通以一脉冲电流时，永久磁铁的磁性大大增强，从而吸引振弦；当脉冲电流消失后，振弦被释放。这样一吸一放，振弦不断振动，其产生的感应电势便从该电磁线圈中输出。

7.4.3　振弦传感器的灵敏度和线性度

(1)灵敏度

由(7-4-1)式知

$$f_0=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{T}{\rho}}$$

由于

$$T=S\sigma$$

式中　S——弦的截面积；

σ——弦所受的应力。

从而有

$$f_0=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{\sigma}{\rho'}} \tag{7-4-13}$$

式中　ρ'——弦的体密度。

应力与应变的关系为

$$\sigma=\varepsilon E$$

式中　ε——弦的应变($\Delta l/l$)；

E——弦材料的弹性模量。

从而有

$$f_0=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{\varepsilon E}{\rho'}} \tag{7-4-14}$$

由(7-4-14)式得

$$\frac{\mathrm{d}f_0}{\mathrm{d}\varepsilon}=\frac{E}{8l^2\rho' f_0} \tag{7-4-15}$$

我们把$\frac{\mathrm{d}f_0}{\mathrm{d}\varepsilon}$称作振弦传感器的灵敏度。由(7-4-15)式可知，为了提高灵敏度，振弦的基频应低、弦应短，而弦材料的弹性模量则应高。

在弦的材料、几何尺寸、基频均不变的情况下，用两根振弦接成差动式传感器，其灵敏度可提高一倍。如图7-4-5所示，设初张力为T_0，当待测参数作用在传感器的运动部分时，使一根弦的张力增加ΔT($T_1=T_0+\Delta T$)，则此弦的固有频率由f_0增至f_1，即

$$f_1=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{T_0+\Delta T}{\rho}}$$

而另一根弦的张力减小ΔT($T_2=T_0-\Delta T$)，则此弦的固有频率f_0减至f_2，即

$$f_2=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{T_0-\Delta T}{\rho}}$$

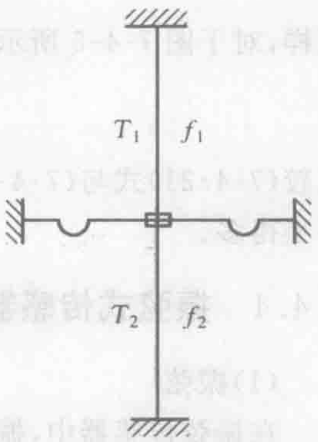


图7-4-5　差动式振弦传感器

当$\Delta T\ll 1$时，将f_1和f_2的表达式展成级数，得

$$f_1=f_0\left[1+\frac{1}{2}\frac{\Delta T}{T_0}-\frac{1}{8}\left(\frac{\Delta T}{T_0}\right)^2+\frac{1}{16}\left(\frac{\Delta T}{T_0}\right)^3-\cdots\right] \tag{7-4-16}$$

$$f_2=f_0\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{-\Delta T}{T_0}\right)-\frac{1}{8}\left(\frac{-\Delta T}{T_0}\right)^2+\frac{1}{16}\left(\frac{-\Delta T}{T_0}\right)^3-\cdots\right] \tag{7-4-17}$$

(7-4-16)式与(7-4-17)式相减并略去高次项，得

$$\Delta f\approx\frac{\Delta T}{T_0}f_0 \tag{7-4-18}$$

灵敏度为

$$\frac{\Delta f}{\Delta T}=\frac{f_0}{T_0} \tag{7-4-19}$$

而单根弦的灵敏度为

$$\frac{\Delta f}{\Delta T}=\frac{1f_0}{2T_0} \tag{7-4-20}$$

可见灵敏度提高了一倍。

(2)线性度

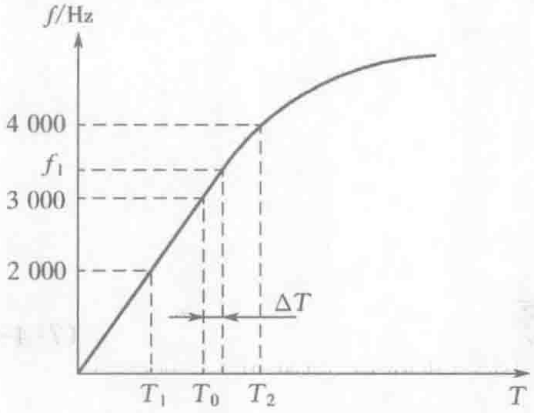


图 7-4-6　振弦传感器的特性曲线

从(7-4-1)式知，f_0 与 T 之间呈非线性关系，其函数关系曲线为抛物线。为了提高线性度，可使振弦工作在特性曲线中较直的一段。当频率变化范围不大时，这个要求可以达到。但若 Δf 的变化范围较大，则引起的非线性误差就不容易忽视。图 7-4-6 为振弦式传感器的特性曲线，当张力范围在 T_1 与 T_2 间时，振弦振动频率为 2 000～4 000 Hz，在这一小段内，f_0 与 T 之间基本上可获得线性关系，其非线性误差小于 ±1 %。由此可知，为了取得特性曲线中间较直的一段，初始频率(即待测参数为零值时)不能为零，而应对振弦施加一定的初张力 T_0。

忽略(7-4-16)式中的高次项，可得特性曲线的非线性误差为

$$\delta=\frac{1}{4}\frac{\Delta T}{T_0} \tag{7-4-21}$$

同样，对于图 7-4-5 所示的差动式振弦传感器的非线性误差可求得

$$\delta=\frac{1}{8}\left(\frac{\Delta T}{T_0}\right)^2 \tag{7-4-22}$$

比较(7-4-21)式与(7-4-22)式可知，差动式振弦传感器比普通的振弦传感器的非线性误差要小得多。

7.4.4　振弦式传感器的基本元件及结构

(1)振弦

在振弦传感器中，振弦是将待测参数变化转换为频率变化的敏感元件，因此是一关键元件。它对传感器的精度、灵敏度和稳定性影响很大。通常要求振弦材料具有以下特点。

①抗拉强度高。它决定传感器可能使用的范围，当传感器的测量范围比较大时，由于使用频率过高而使弦应力达到甚至超过其强度极限，这将影响测量精度，甚至无法工作。

②弹性模量高。它直接影响传感器的灵敏度。

③磁性好，导电性好。

④温度系数小，尺寸随时间稳定性好，受拉后松弛小。这些都关系到传感器的稳定性。

实验证明，含碳量高，尤其含钨的振弦，其磁性最好，振动幅度大，衰减慢。现在常用的材料有：琴钢丝、高强度冷拉钢丝、提琴弦、钨丝等。弦的直径不能太大，否则影响灵敏度和起振力。至于弦的长度如前所述，取值较小有利于提高传感器的灵敏度。

弦的应力不能太大或太小，太小会影响传感器的稳定性，不容易起振；太大则又可能超过弦的屈服点，使弦产生较大的松弛，影响传感器的精度。由于弦质量不可能完全均匀，因此使用时对弦的抗拉强度应考虑一定的安全系数。

另外，除正确地选择振弦的材料及几何尺寸外，还必须进行适当的应力及热老化处理。实验表明，一根未经热处理的弦在长期的高应力拉伸下，会逐渐松弛，并在高应力、高温度情况下会加速松弛的过程。当弦经过高应力和热老化处理后，松弛过程基本上可消除。

用电流法连续激励振弦时，必须保证振弦与壳体或支架绝缘。通常借助于陶瓷、氧化铝或其他绝缘垫片使二者绝缘。在间歇激发的振弦传感器中，振弦中只有磁通而没有电流通过，因此可以不考虑绝缘问题。

(2)磁铁

磁场可以由永久磁铁产生，也可以采用直流电磁铁。采用永久磁铁时，一般用 AlNiCo-V 磁铁。在连续激励振弦的方式中，为了提高气隙中心磁通密度，磁铁可以作成尖形。考虑到磁极的加工方便，磁铁可用电工纯铁制成，然后与永久磁铁连在一起。图 7-4-7(a)为振弦式传感器中的磁铁，其中部为永久磁铁，由 AlNiCo-V 材料制成，F_1 和 F_2 为磁极，由纯铁制成。磁极的形状及尺寸如图 7-4-7(b)所示，其中 $\gamma=60°$、$d=0.5$ mm、$R=0.5$ mm、气隙高度约为 10 mm，它的磁感应强度 $B\geqslant 0.07$ T。永久磁铁 P 和软磁铁 F_1、F_2 的接触面及磁极端部都应研磨光洁，以减少磁阻并使磁力线分布均匀。

在间歇激励振弦的方式中，常用电磁线圈激励直流电磁铁，或者加强永久磁铁的磁性。为了使电磁线圈易于装入磁铁内，常把磁铁作成 U 形，而把电磁线圈安装在 U 形磁铁的一臂。因此磁力线通过磁铁→弦→纯铁片→磁铁，形成一个闭合磁回路，如图 7-4-8 所示。

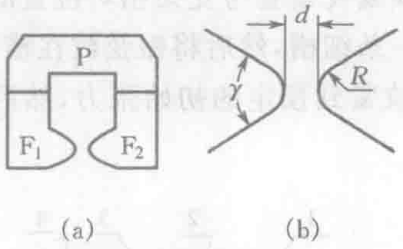


图 7-4-7 连续激励振弦中的磁铁构造及形状

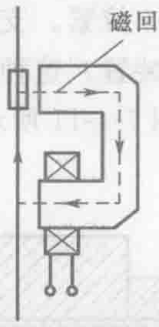


图 7-4-8 间歇激励振弦中的磁铁结构

(3)振弦夹紧装置

传感器工作时，振弦是处于张紧的状态。因此振弦的两端必须与支架和运动部分固接。固接方法有两种：一种是将振弦两端与支架和运动部分焊接；另一种是采用夹紧装置将振弦夹紧。一般常采用后一种方法，为此需设计专门的夹紧装置。

弦的夹紧装置的性能好坏，对仪器性能具有至关重要的影响。一个良好的振弦夹紧装置应当满足以下要求：

①抗滑能力强，弦在长期受拉或反复激发振动的情况下，夹头不松动；

②加工简单，安装方便，在发生故障后，易于拆卸，并能重复使用；

③能任意调整弦的初始频率，在安装和调频时能保证振弦不发生转动。

以上要求中，以抗滑能力最重要。一个抗滑能力不够的振弦夹紧装置可能使仪器根本不能工作，或者给测量带来误差。

目前使用的振弦传感器中，振弦夹紧装置有如下几种。

①销钉式夹紧装置。这种夹紧装置是用螺钉产生夹紧力，如图 7-4-9 所示。螺钉 3 将振弦 1 压紧于振弦栓套 4 与振弦栓 2 的上方，然后再将它放入支架 6 预留的缺口中。缺口上方为圆形，用来放置夹紧套，下方连有一个小方槽，安装时将螺钉嵌入其中。这样可以防止弦栓套与支架的相对转动。振弦的拉紧与放松用可调螺母 5 来调节，拧动可调螺母可使振弦栓套与支架产生相对位移，从而使振弦拉紧或放松。

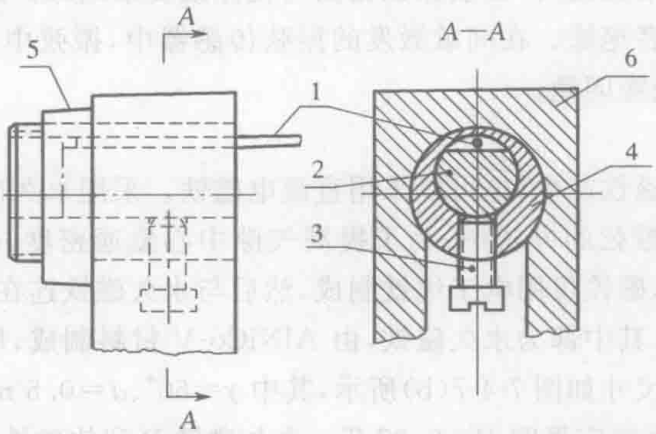


图 7-4-9　销钉式夹紧装置

1—振弦　2—振弦栓　3—固定螺钉　4—振弦套栓　5—可调螺母　6—支架

②锥形栓式夹紧装置。该夹紧装置的工作特点是将振弦夹紧于两半圆形的锥形轴心中，如图 7-4-10 所示。锥形轴心 2 放置于一个开有锥形圆孔的夹紧套 4 中，夹紧套外表面有螺纹。因此当转动支架外侧的螺母 3 时，夹紧套与固定支架 5 产生相对移动，从而使夹在夹紧套中间的振弦 6 拉紧。支架内侧的螺母 1 是为了锁紧夹紧套与支架相对位置的。

③剪式夹紧装置。这种夹紧装置是在支架上开一条细槽，然后将振弦放在槽中，用螺钉将支架夹紧，如图 7-4-11 所示。在装配时，可将振弦拉紧到预定的初始张力，然后把螺母拧紧以夹紧振弦。

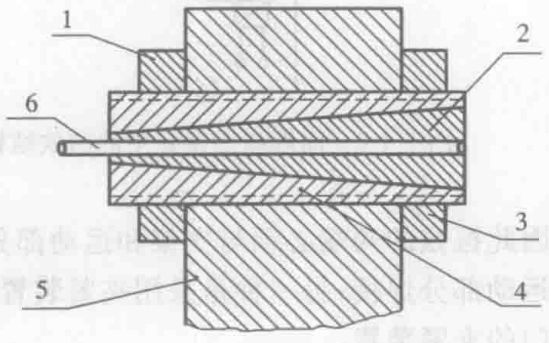


图 7-4-10　锥形栓式夹紧装置

1—固定螺母　2—轴心　3—可调螺母

4—夹紧套　5—支架　6—振弦

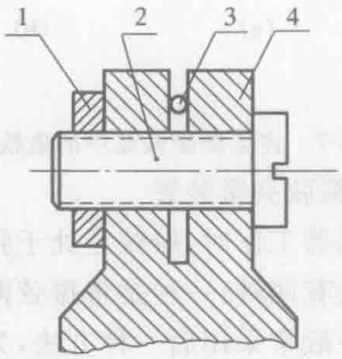


图 7-4-11　剪式夹紧装置

1—螺母　2—夹紧螺钉

3—振弦　4—支架

上述三种夹紧装置中，销钉式夹紧装置安装方便灵活，初频也可自动调整，夹头对弦的损伤小；缺点是加工精度要求较高，零件较多，加工较复杂。锥形栓式夹紧装置的加工较销钉式要求低一些，初频也可自由调整，夹紧也好，但在调整与安装时易使振弦发生扭转。剪式夹紧装置最为简单，但安装时拉紧振弦比较困难，初频不能调整。上述三种装置各有优缺点，可根据加工条件、精度要求、调频及装拆情况等方面来选择，也可设计其他形式的结构。

(4)结构

图 7-4-12 是美国富克斯鲍尔(FOXBORO)公司研制的振弦式电动差压变送器结构原理图。一根张紧的弦置于永久磁场中,振弦的一端连接在靠近高压侧,即连接在由变送器体所附有的金属管的一端,振弦的另一端通过振弦丝的调整螺栓和垫圈,连接到低压侧膜片上。初始张紧弹簧对振弦施加一定的初始张力,高低压侧膜片与膜片基底之间的空隙、流体传导管和金属管中均充硅油密封。

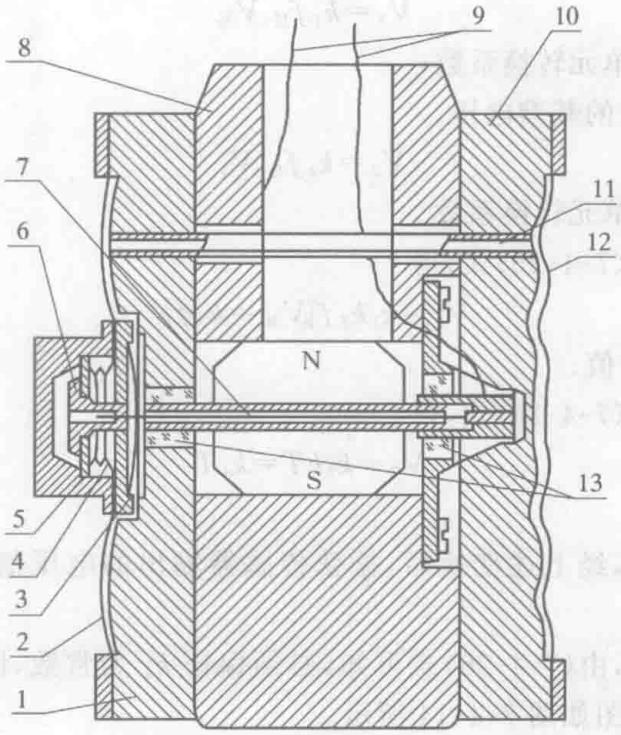


图 7-4-12　振弦式电动差压变送器示意图

1—低压侧支板　2—低压膜片　3—预张力弹簧　4—过载弹簧　5—垫圈　6—弦端调整螺栓　7—振弦
8—元件本体　9—信号引线　10—高压侧支板　11—硅油传导管　12—高压膜片　13—绝缘支承环

当差压变化时,高压侧膜片受力向内侧移动,低压侧膜片背面受力向外侧扩张移动。于是振弦的张力增大,输出频率增加。

振弦式电动差压变送器可用于测量锅炉、反应炉及化工设备管道中气、液体的差压、压力及流量,精度可达±0.2%。

7.4.5　振弦式传感器的测量电路

由于振弦传感器输出频率 f 与被测力 T 之间是非线性关系,所以即使取特性曲线较直的一段作为工作范围,上述测量电路的非线性误差也会高达 5%～6%。为此必须寻求一种变换精度更高的测量电路。

对(7-4-1)式两边平方得

$$f^2=kT \tag{7-4-23}$$

式中　$k=\dfrac{1}{4l^2\rho}$。当振弦材料和尺寸一定时,k 为常数。

由(7-4-23)式可见,f^2 与 T 之间是线性关系。实验证明,以 f^2 为传感器输出信号,其线性度可达 0.5%～2.5%。为了将振弦传感器输出的频率信号 f 转换成与 f^2 成正比的

电压或电流信号，可采用如图 7-4-13 所示原理方框图。

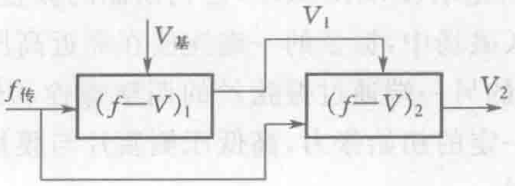


图 7-4-13　变换电路原理框图

由图可知，

$$V_1 = k_1 f_{传} V_{基} \tag{7-4-24}$$

式中　k_1——$(f—V)_1$ 单元转换系数；

$V_{基}$——幅值恒定的基准电压。

$$V_2 = k_2 f_{传} V_1 \tag{7-4-25}$$

式中　k_2——$(f—V)_2$ 单元转换系数。

将(7-4-24)式代入(7-4-25)式，得

$$V_2 = k_1 k_2 f_{传}^2 V_{基} = k_3 f_{传}^2 \tag{7-4-26}$$

式中　$k_3 = k_1 k_2 V_{基}$ 为定值。

将(7-4-23)式代入(7-4-26)式，得

$$V_2 = k_3 k T = k_4 T \tag{7-4-27}$$

式中　k_4——常数。

由(7-4-27)式可知，经上述变换后，振弦传感器输出的电压信号 V_2 与被测力呈线性关系。

为了提高变换精度，由(7-4-26)式可知，必须保证 k_3 为常数，同时 $f_{传}$ 也需适当处理。实用的变换电路原理框图如图 7-4-14 所示。

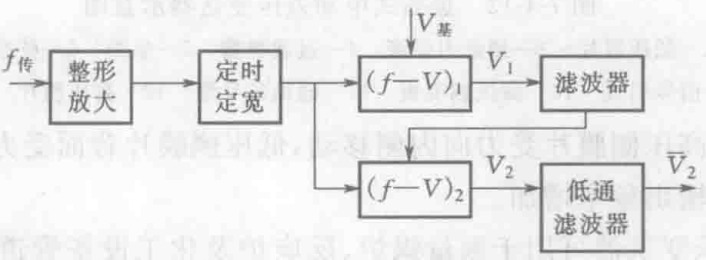


图 7-4-14　实用变换电路原理框图

图 7-4-15 是美国 FOXBORO 公司生产的 820 系列振弦传感器测量电路图。

振荡器的输出频率信号送入脉冲整形回路，在脉冲整形回路中处理后输出两个互补的频率信号，分别加至两个 f-U 转换器。每个转换器产生一个正比于输入频率和输入电压乘积的输出电压信号，则第二级转换器输出的电压信号正比于频率的平方，因此正比于振弦上的张力。

第二级转换器的输出电压经输出放大器转换为 4～20 mA 的直流标准信号。

电压调整器用来保持工作电压稳定和给转换器提供稳定的基准电压。所有这些电路，均封装在一个电子模块中。

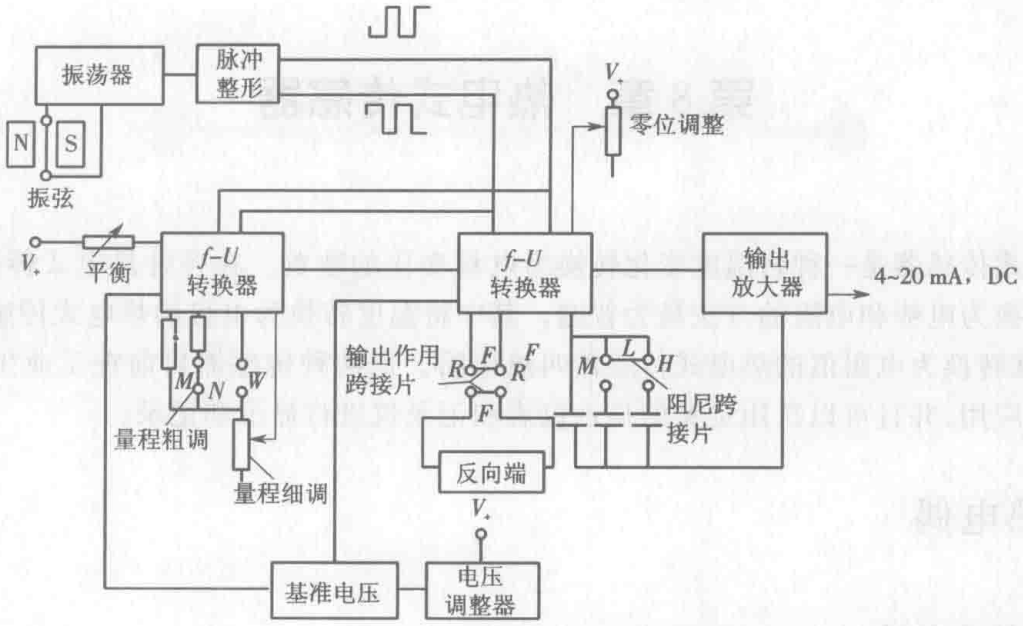


图 7-4-15　820 型振弦传感器测量电路方块图

第8章　热电式传感器

热电式传感器是一种将温度变化转换为电量变化的装置。在各种热电式传感器中，把温度量转换为电势和电阻的方法最为普遍。其中将温度转换为电势的热电式传感器叫热电偶，将温度转换为电阻值的热电式传感器叫热电阻。这两种传感器目前在工业生产中得到了广泛的应用，并且可以选用定型的显示仪表和记录仪进行显示和记录。

8.1　热电偶

8.1.1　热电效应

热电偶是利用热电效应制成的温度传感器。如图 8-1-1 所示，把两种不同的导体或半导体材料 A、B 连接成闭合回路，将它们的两个接点分别置于温度为 T 及 T_0（设 $T>T_0$）的热源中，则在该回路内就会产生热电动势（简称热电势），以 $E_{AB}(T,T_0)$ 表示，这种现象称作热电效应。将两种不同导体或半导体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）。

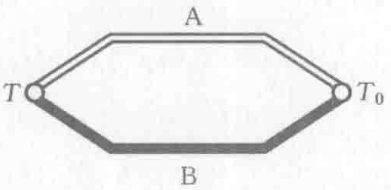


图 8-1-1　热电效应原理图

图 8-1-1 所示的热电偶回路中所产生的热电势由两种导体的接触电势和单一导体的温差电势所组成。

(1)接触电势

所有金属中都有大量自由电子，而不同的金属材料其自由电子密度不同。当两种不同的金属导体接触时，在接触面上因自由电子密度不同而发生电子扩散，电子扩散速率与两导体的电子密度有关，并和接触区的温度成正比。设导体 A 和 B 的自由电子密度分别为 n_A 和 n_B，且有 $n_A>n_B$，则在接触面上由 A 扩散到 B 的电子必然比由 B 扩散到 A 的电子数多。因此，导体 A 失去电子而带正电荷，导体 B 因获得电子而带负电荷，在 A、B 的接触面上便形成一个从 A 到 B 的静电场，如图 8-1-2 所示。这个电场阻碍了电子的继续扩散，当达到动态平衡时，在接触区形成一个稳定的电位差，即接触电势，其大小可以表示为

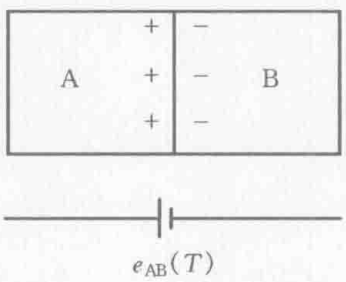


图 8-1-2　接触电势

$$e_{AB}(T)=\frac{kT}{e}\ln\frac{n_A}{n_B} \tag{8-1-1}$$

式中　$e_{AB}(T)$——导体 A 和 B 的接点在温度 T 时形成的接触电势；

e——电子电荷，$e=1.6\times10^{-19}$ C；

k——玻耳兹曼常数，$k=1.38\times10^{-23}$ J/K。

(2)温差电势

单一导体中，如果两端温度不同，在两端间会产生电势，即单一导体的温差电势。这是由于导体内自由电子在高温端具有较大的动能，因而向低温端扩散，结果高温端因失去电子而带正电荷，低温端因得到电子而带负电荷，从而形成一个静电场，如图 8-1-3 所示。该电场阻碍电子的继续扩散，当达到动态平衡时，在导体的两端便产生一个相应的电位差，该电位差称为温差电势。温差电势的大小可表示为

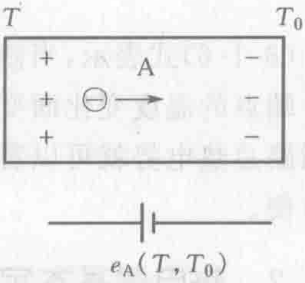


图 8-1-3　温差电势

$$e_A(T,T_0)=\int_{T_0}^{T}\sigma \mathrm{d}T \tag{8-1-2}$$

式中　$e_A(T,T_0)$——导体 A 两端温度为 T、T_0 时形成的温差电势；

σ——汤姆逊系数，表示单一导体两端温度差为 1 ℃时所产生的温差电势，其值与材料性质及两端温度有关。

(3)热电偶回路热电势

对于由导体 A、B 组成的热电偶闭合回路，当温度 $T>T_0$，$n_A>n_B$ 时，闭合回路总的热电势为 $E_{AB}(T,T_0)$，如图 8-1-4 所示。并可用下式表示

$$E_{AB}(T,T_0)=[e_{AB}(T)-e_{AB}(T_0)]+[-e_A(T,T_0)+e_B(T,T_0)] \tag{8-1-3}$$

或者

$$E_{AB}(T,T_0)=\frac{kT}{e}\ln\frac{n_{AT}}{n_{BT}}-\frac{kT_0}{e}\ln\frac{n_{AT_0}}{n_{BT_0}}+\int_{T_0}^{T}(\sigma_B-\sigma_A)\mathrm{d}T \tag{8-1-4}$$

式中　n_{AT}，n_{AT_0}——导体 A 在接点温度为 T 和 T_0 时的电子密度；

n_{BT}，n_{BT_0}——导体 B 在接点温度为 T 和 T_0 时的电子密度；

σ_A，σ_B——导体 A 和 B 的汤姆逊系数。

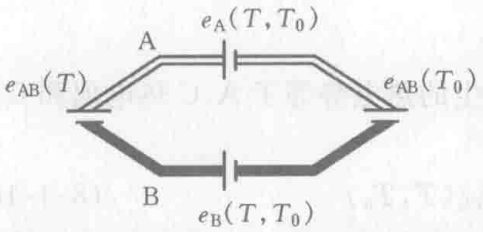


图 8-1-4　回路总电势

由此可以得出如下结论：

①如果热电偶两电极材料相同，即 $n_A=n_B$，$\sigma_A=\sigma_B$，虽然两端温度不同，但闭合回路的总热电势仍为零，因此热电偶必须用两种不同材料作为热电极；

②如果热电偶两电极材料不同，而热电偶两端的温度相同，即 $T=T_0$，闭合回路中也不产生热电势。

应当指出的是，在金属导体中自由电子数很多，以致温度不能显著地改变它的自由电子浓度，所以，在同一种金属导体内，温差电势极小，可以忽略。因此，在一个热电偶回路中起决定作用的，是两个接点处产生的与材料性质和该点所处温度有关的接触电势。故上式可以近似改变为

$$\begin{aligned}E_{AB}(T,T_0)&=e_{AB}(T)-e_{AB}(T_0)\\&=e_{AB}(T)+e_{BA}(T_0)\end{aligned} \tag{8-1-5}$$

在工程中，常用(8-1-5)式来表征热电偶回路的总热电势。从该式可以看出，回路的总电势是随 T 和 T_0 而变化的，即总电势为 T 和 T_0 的函数差，这在实际使用中很不方便。为此，在标定势电偶时，使 T_0 为常数，即

$$e_{AB}(T_0)=f(T_0)=c(\text{常数})$$

则(8-1-5)式可以改写成

$$E_{AB}(T,T_0)=e_{AB}(T)-f(T_0)=f(T)-c \tag{8-1-6}$$

(8-1-6)式表示，当热电偶回路的一个端点保持温度不变，则热电势 $E_{AB}(T,T_0)$ 只随另一个端点的温度变化而变化。两个端点温差越大，回路总热电势 $E_{AB}(T,T_0)$ 也就越大，这样回路总热电势就可以看成温度 T 的单值函数，这给工程中用热电偶测量温度带来了极大的方便。

8.1.2 热电偶基本定律

(1)中间导体定律

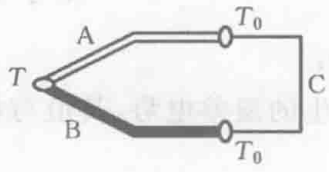


图 8-1-5 中间导体定律

在图 8-1-5 所示的热电偶中，回路总电势为

$$\begin{aligned}E_{ABC}(T,T_0)&=e_{AB}(T)+e_{BC}(T_0)+e_{CA}(T_0)-\int_{T_0}^{T}\sigma_A\mathrm{d}T+\int_{T_0}^{T}\sigma_B\mathrm{d}T\\&=e_{AB}(T)+e_{BC}(T_0)+e_{CA}(T_0)+\int_{T_0}^{T}(\sigma_B-\sigma_A)\mathrm{d}T\end{aligned} \tag{8-1-7}$$

如果设三个接点温度相等均为 T_0，则有

$$E_{ABC}(T,T_0)=e_{AB}(T_0)+e_{BC}(T_0)+e_{CA}(T_0)+\int_{T_0}^{T_0}(\sigma_B-\sigma_A)\mathrm{d}T=0$$

而

$$\int_{T_0}^{T_0}(\sigma_B-\sigma_A)\mathrm{d}T=0$$

所以

$$e_{AB}(T_0)+e_{BC}(T_0)+e_{CA}(T_0)=0$$

或

$$-e_{AB}(T_0)=e_{BC}(T_0)+e_{CA}(T_0) \tag{8-1-8}$$

将(8-1-8)式代入(8-1-7)式则有

$$E_{ABC}(T,T_0)=e_{AB}(T)-e_{AB}(T_0)+\int_{T_0}^{T}(\sigma_B-\sigma_A)\mathrm{d}T=E_{AB}(T,T_0) \tag{8-1-9}$$

(8-1-9)式即为中间导体定律表达式。

(2)标准电极定律

当接点温度为 T、T_0 时，用导体 A、B 组成热电偶产生的热电势等于 A、C 热电偶和 C、B 热电偶热电势的代数和，即

$$E_{AB}(T,T_0)=E_{AC}(T,T_0)+E_{CB}(T,T_0) \tag{8-1-10}$$

导体 C 称为标准电极(一般由铂制成)。这一规律称为标准电极定律。三种导体分别构成的热电偶如图 8-1-6 所示。对 A、B 热电偶有

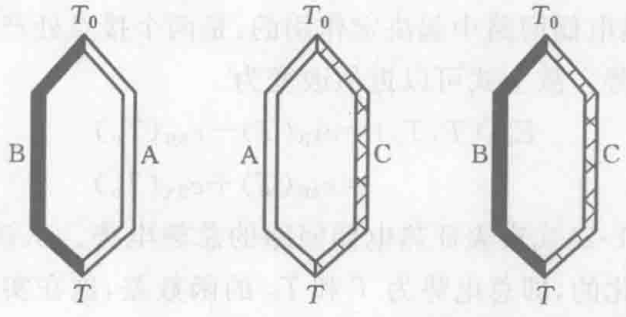


图 8-1-6 三种导体分别组成的热电偶

$$E_{AB}(T,T_0)=e_{AB}(T)-e_{AB}(T_0)+\int_{T_0}^{T}(\sigma_B-\sigma_A)\mathrm{d}T$$

对 A、C 热电偶有

$$E_{AC}(T,T_0)=e_{AC}(T)-e_{AC}(T_0)+\int_{T_0}^{T}(\sigma_C-\sigma_A)\mathrm{d}T$$

对 B、C 热电偶有

$$E_{BC}(T,T_0)=e_{BC}(T)-e_{BC}(T_0)+\int_{T_0}^{T}(\sigma_C-\sigma_B)\mathrm{d}T$$

所以得到

$$\begin{aligned}E_{AC}(T,T_0)+E_{CB}(T,T_0)&=E_{AC}(T,T_0)-E_{BC}(T,T_0)\\&=\frac{kT}{e}\ln\frac{n_{AT}}{n_{CT}}-\frac{kT_0}{e}\ln\frac{n_{AT_0}}{n_{CT_0}}+\int_{T_0}^{T}(\sigma_C-\sigma_A)\mathrm{d}T-\\&\quad\frac{kT}{e}\ln\frac{n_{BT}}{n_{CT}}+\frac{kT_0}{e}\ln\frac{n_{BT_0}}{n_{CT_0}}-\int_{T_0}^{T}(\sigma_C-\sigma_B)\mathrm{d}T\\&=\frac{kT}{e}\ln\frac{n_{AT}}{n_{BT}}-\frac{kT_0}{e}\ln\frac{n_{AT_0}}{n_{BT_0}}+\int_{T_0}^{T}(\sigma_B-\sigma_A)\mathrm{d}T\\&=E_{AB}(T,T_0)\end{aligned}\tag{8-1-11}$$

(3)连接导体定律与中间温度定律

在热电偶回路中，若导体 A、B 分别与连接导线 A′、B′相接，接点温度分别为 T、T_n、T_0，如图 8-1-7 所示，则回路的总热电势为

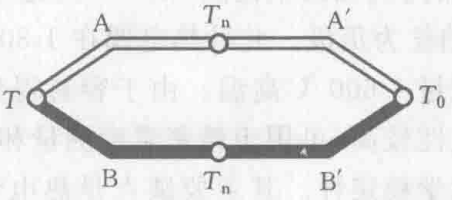


图 8-1-7　热电偶连接导线示意图

$$\begin{aligned}E_{ABB'A'}(T,T_n,T_0)=e_{AB}(T)+e_{BB'}(T_n)+e_{B'A'}(T_0)+e_{A'A}(T_n)+\int_{T_n}^{T}\sigma_A\mathrm{d}T+\\\int_{T_0}^{T_n}\sigma_{A'}\mathrm{d}T-\int_{T_0}^{T_n}\sigma_{B'}\mathrm{d}T-\int_{T_n}^{T}\sigma_B\mathrm{d}T\end{aligned}\tag{8-1-12}$$

因为

$$\begin{aligned}e_{BB'}(T_n)+e_{A'A}(T_n)&=\frac{kT_n}{e}\left[\ln\frac{n_{BT_n}}{n_{B'T_n}}+\ln\frac{n_{A'T_n}}{n_{AT_n}}\right]\\&=\frac{kT_n}{e}\left[\ln\frac{n_{A'T_n}}{n_{B'T_n}}-\ln\frac{n_{AT_n}}{n_{BT_n}}\right]\\&=e_{A'B'}(T_n)-e_{AB}(T_n)\end{aligned}\tag{8-1-13}$$

同时

$$e_{B'A'}(T_0)=-e_{A'B'}(T_0)\tag{8-1-14}$$

将(8-1-13)、(8-1-14)式代入(8-1-12)式化简可得

$$E_{ABB'A'}(T,T_n,T_0)=E_{AB}(T,T_n)+E_{A'B'}(T_n,T_0)\tag{8-1-15}$$

(8-1-15)式为连接导体定律的数学表达式，即回路总热电势等于热电偶电势 $E_{AB}(T,T_n)$与连接导线电势 $E_{A'B'}(T_n,T_0)$的代数和。连接导线定律是工业上运用补偿导线进行温度测量的理论基础。

当导体 A 与 A′、B 与 B′材料分别相同时，则(8-1-15)式可写为

$$E_{AB}(T,T_n,T_0)=E_{AB}(T,T_n)+E_{AB}(T_n,T_0)\tag{8-1-16}$$

(8-1-16)式为中间温度定律的数学表达式，即回路总热电势等于 $E_{AB}(T,T_n)$与 $E_{AB}(T_n,T_0)$的代数和。T_n 称为中间温度。中间温度定律为制定热电势分度表奠定了理论

基础，只要求得参考端温度 0 ℃时的热电势与温度关系，就可根据(8-1-16)式求出参考温度不等于 0 ℃时的热电势。

8.1.3 常用热电偶及结构

从理论上讲，任何两种不同导体(或半导体)都可配制成热电偶，但是作为实用的测温元件，对它的要求是多方面的。为了保证工程技术中的可靠性，以及足够的测量精度，并不是所有材料都能组成热电偶，一般对热电偶的电极材料基本要求是：

①在测温范围内，热电性质稳定，不随时间而变化，有足够的物理化学稳定性，不易氧化或腐蚀；

②电阻温度系数小，电导率高，比热小；

③测温中产生热电势要大，并且热电势与温度之间呈线性或接近线性的单值函数关系；

④材料复制性好，力学强度高，制造工艺简单，价格便宜。

(1)常用热电偶

目前，常用的热电极材料分贵金属和普通金属两大类，在我国被广泛使用的热电偶有以下几种。

1)铂铑—铂热电偶

由 ϕ0.5 mm 的纯铂丝和相同直径的铂铑丝(铂 90 %，铑 10 %)制成，其分度号为 S。在 S 型热电偶中铂铑丝为正极，铂丝为负极。此种热电偶在 1 300 ℃以下范围内可长期使用，在良好的使用环境下可短期测量 1 600 ℃高温。由于容易得到高纯度的铂和铂铑，故 S 型热电偶的复制精度和测量准确性较高，可用于精密温度测量和作标准热电偶，它在氧化性或中性介质中具有较高的物理化学稳定性。其主要缺点是热电势较小；在高温时易受还原性气体发出的蒸气和金属蒸气的侵害而变质；铂铑丝中铑分子在长期使用后受高温作用产生挥发现象，使铂丝受到污染而变质，从而引起热电偶特性变化，失去测量的准确性；另外，S 型热电偶的材料系贵重金属，成本较高。

2)镍铬—镍硅热电偶

镍铬为正极，镍硅为负极，热偶丝直径为 ϕ1.2～2.5 mm，分度号为 K。K 型热电偶化学稳定性较高，可在氧化性或中性介质中长时间地测量 900 ℃以下的温度，短期可测 1 200 ℃。其复制性好，产生热电势大，线性好，价格便宜。但它在还原性介质中易受腐蚀，只能测 500 ℃以下的温度，测量精度偏低，但完全能满足工业测温要求，是工业生产中最常用的一种热电偶。

3)镍铬—考铜热电偶

它由镍铬材料与镍、铜合金材料组成。镍铬为正极，考铜为负极，热偶丝直径为 ϕ1.2～2 mm，分度号为 E。E 型热电偶适用于还原性和中性介质，长期使用温度不超过 600 ℃，短期测温可达 800 ℃。该热电偶灵敏度高，价格便宜，但测温范围窄而低，考铜合金丝易受氧化而变质，由于材质坚硬而不易得到均匀线径。

4)铂铑$_{30}$—铂铑$_{6}$ 热电偶

铂铑$_{30}$丝(铂 70 %，铑 30 %)为正极，铂铑$_{6}$(铂 94 %，铑 6 %)为负极，分度号为 B。可长期测 1 600 ℃高温，短期可测 1 800 ℃。B 型热电偶性能稳定，精度高，适用于氧化性或中性介质的使用，但其输出热电势小，价格高。B 型热电偶由于在低温时热电势极小，因此冷端在 40 ℃以下范围内对热电势值可不必修正。

5)铜—康铜热电偶

铜—康铜热电偶是非标准分度热电偶中应用较多的一种，尤其在低温下使用更为普遍，测量范围为－200～＋200 ℃，多用于实验室和科研中，其分度号为 T。

由于康铜电极热电特性复制性差，所以做出的各种铜—康铜热电偶的热电势不一致。铜—康铜热电偶的热电势与温度的关系可以近似地由下式决定

$$E_t = at + bt^2 \tag{8-1-17}$$

式中　E_t——热电势(冷端为 0 ℃时)；

a、b——常数，用其测负温时 $a \approx -39.5$，$b \approx -0.05$。

由于铜—康铜热电偶在低温下有较好的稳定性，所以在低温技术应用较多。

现将我国常用的热电偶型号、测温范围及允许偏差列于表 8-1-1 中，以供参考。

表 8-1-1　常用热电偶型号、测温范围及允许偏差

名称	型号	分度号	测温范围/℃		允许偏差			
			长期	短期	温度/℃	偏差	温度/℃	偏差
铂铑—铂铑	WRLL	B	0～1 600	0～1 800	1 000～1 500	±0.5 %	>1 500	±7.5 %
铂铑—铂	WRLB	S	0～1 300	0～1 600	0～600	±2.4 %	>600	±0.4 %
镍铬—镍硅	WREU	K	0～1 000	0～1 300	0～300	±4 %	>400	±1 %
镍铬—考铜	WREA	E	0～600	0～800	0～300	±4 %	>300	±1 %
铜—康铜	—	T	0～600 0～1 000	0～900 0～1 200 0～400	—	—	—	

热电偶实际使用中，编制出了针对各种热电偶的热电势与温度对照表，称为“分度表”，表中温度按 10 ℃分档，其中间值可按内插法计算。各表皆按参考端温度为 0 ℃的条件取值。

(2)热电偶的结构

工程上实际使用的热电偶大多数是由热电极、绝缘套管、保护套管和接线盒等几部分构成，如图 8-1-8 所示。

1)热电极

热电极的直径是由材料的价格、力学强度、电导率以及热电偶的用途和测量范围等决定的。贵金属热电偶的热电极多采用直径为 0.35～0.65 mm 的细导线，这种直径不仅保证了必要的强度，而且整个热电偶的阻值不会太大。非贵重金属热电极的直径一般是 0.5～3.2 mm，热电极的长度由安装条件，特别是工作端在介质中插入的深度来决定，通常为 350～2 000 mm，最长可达 3 500 mm。

热电偶热电极的工作端牢固地焊接在一起，焊接后的热电偶均需经过退火处理。

2)绝缘套管

绝缘套管又叫绝缘子，用来防止热电偶的两个电极之间短路。绝缘材料种类很多，应根据测量范围来选择。

3)保护管

为了使热电偶能够有较长的使用寿命和保证测量的准确度，需要有适当的保护装置，这

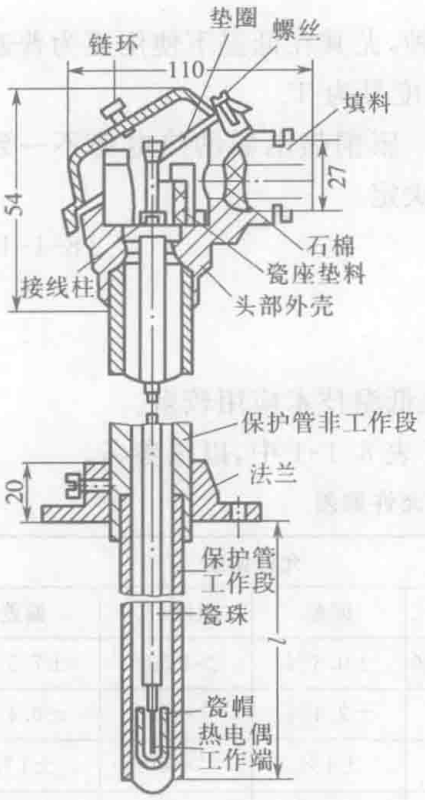


图 8-1-8　热电偶的结构

样可以防止热电极直接和被测介质接触，避免各种有害气体和物质的侵蚀，同时还可以避免火焰和气流的直接冲击作用。保护套管采用的材料须根据各种热电偶的类型和实际使用时热电偶所处介质情况而定。

4)接线盒

热电偶接线盒供热电偶和测量仪表之间连接使用，多采用铝合金制成，为防止灰尘及有害气体进入内部，接线盒出线孔和接线盒都具有密闭用的垫片和垫圈。

8.1.4　热电偶冷端温度补偿

由热电偶测温的原理知道，只有当热电偶冷端温度保持不变时，热电势才是被测温度的单值函数。应用时，由于热电偶工作端与冷端距离很近，冷端又暴露于空间，容易受到周围环境温度波动的影响，因而冷端温度难以保持恒定，为此可采用下述几种方法进行补偿。

(1)补偿导线法

为了使热电偶的冷端温度保持恒定(最好为 0 ℃)，可以把热电偶做得很长，使冷端远离工作端，并连同测量仪表一起放置到恒温或温度波动较小的地方。但这种方法一方面安装使用不方便；另一方面也要多耗费许多贵重金属材料。因此一般是用一导线(称之为补偿导线)将热电偶的冷端延伸出来，如图 8-1-9 所示。图中 A′、B′为补偿导线；t_0'为原冷端温度；t_0 为新冷端温度。这种补偿导线要求在 0～100 ℃范围内和所连接的热电偶应具有相同的热电性能，而其材料又是廉价金属。对于常用的热电偶，例如铂铑—铂热电偶，补偿导线用铜—镍铜；镍铬—镍硅热电偶，补偿导线用铜—康铜；对于镍铬—考铜、铜—康铜等用廉价金属制成的热电偶，则可用其本身的材料做补偿导线将冷端延伸到温度恒定的地方。

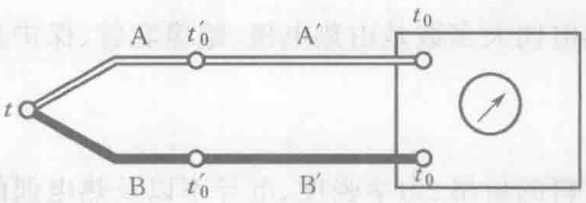


图 8-1-9　补偿导线在回路中连接

必须指出，只有当冷端温度恒定或配用仪表本身具有冷端温度自动补偿装置时，应用补偿导线才有意义。因此，热电偶冷端必须妥善安置。

此外，热电偶和补偿导线连接处温度不应超过 100 ℃，同时所用的补偿导线不应选错，否则会由于热电特性不同而带来新的误差。

(2)冷端温度计算校正法

由于热电偶的分度表是在冷端温度保持 0 ℃的情况下得到，与它配套使用的仪表又是根据分度表进行刻度的，因此，尽管已采用了补偿导线使热电偶冷端延伸到温度恒定的地方，但只要冷端温度不等于 0 ℃，就必须对仪表示值加以修正。例如，冷端温度高于 0 ℃，但恒定于 t_0，则测得的热电偶热电势要小于该热电偶的分度值，此时可用下式进行修正

$$E(t,0°)=E(t,t_0)+E(t_0,0°)$$

例：K 型热电偶在工作时冷端温度 $t_0=30$ ℃，测得热电势 $E_K(t,t_0)=39.17$ mV。求被测介质的实际温度 t？

解：由分度表查出

$$E_K(30\ ℃,0\ ℃)=1.20\ \text{mV}$$

则

$$\begin{aligned}E_K(t,0\ ℃)&=E_K(t,30\ ℃)+E_K(30\ ℃,0\ ℃)\\&=39.17+1.20\\&=40.37\ \text{mV}\end{aligned}$$

查分度表求出真实温度 $t=977$ ℃。

(3)冰浴法

为避免经常校正的麻烦，可采用冰浴法使冷端保持 0 ℃，如图 8-1-10 所示。这种办法最为妥善，但是不够方便，所以仅限于科学实验和实验室使用。

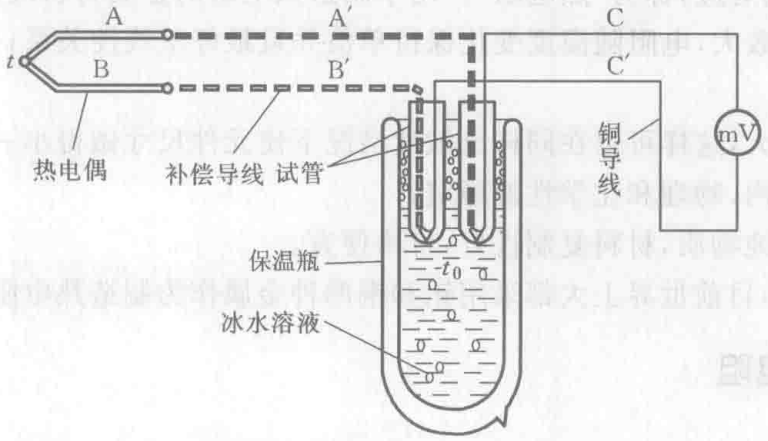


图 8-1-10　冷端处理冰点槽法

(4)补偿电桥法

如图 8-1-11 所示，在它的 4 个桥臂中，有一个铜电阻 R_{Cu}，铜的电阻温度系数较大，阻值随温度而变，其余 3 个臂由阻值恒定的锰铜电阻制成，铜电阻必须和热电偶冷端靠近，使之处于同一温度。

设计时使 R_{Cu} 在 20 ℃下的阻值和其余 3 个桥臂电阻完全相等，即 $R_{Cu20}=R_1=R_2=R_3$，这种情况下电桥处于平衡状态，图中 a 和 b 之间电压 $U_{ab}=0$，对热电势没有补偿作用。

当冷端温度 $t_0>20$ ℃，随之热电势将减小，但这时 R_{Cu} 亦增大，使电桥不平衡，并且 U_{ab} 电压方向与热电势相同，即 a 点为负、b 点为正，此时回路总电压 $U=E(t,t_0)+U_{ab}$。若 $t_0<20$ ℃则 U_{ab} 电压方向为 a 点为正，b 点为负，此时回路总电压 $U=E(t,t_0)-U_{ab}$。

如果铜电阻选择合适，可使电桥产生的不平衡电压 U_{ab} 正好补偿由于冷端温度变化而引起的热电势变化量，仪表即可指示出正确温度。由于电桥是在 20 ℃时平衡的，所以采用这种补偿电桥需把仪表机械零位调到 20 ℃。

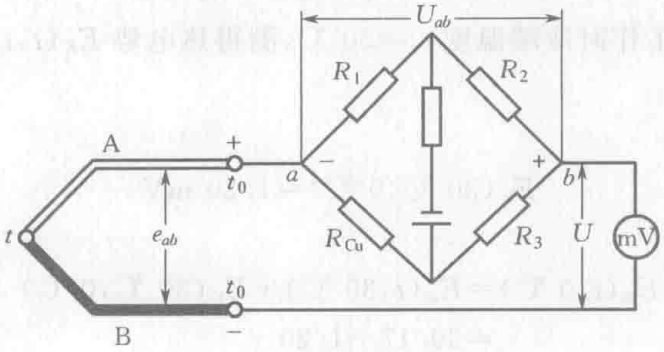


图 8-1-11　补偿电桥法

8.2　热电阻

绝大多数金属具有正的电阻温度系数 α_t，温度越高，电阻越大。利用这一规律可制成温度传感器，与热电偶对应，称为“热电阻”。用于制造热电阻的金属材料应满足以下要求：

①电阻温度系数大，电阻随温度变化保持单值并且最好呈线性关系；

②热容量小；

③电阻率尽量大，这样可以在同样灵敏度情况下使元件尺寸做得小一些；

④在工作范围内，物理和化学性能稳定；

⑤容易获得较纯物质，材料复制性好，价格便宜。

根据以上要求，目前世界上大都采用铂和铜两种金属作为制造热电阻的材料。

8.2.1　常用热电阻

(1)铂电阻

在氧化性介质中，甚至在高温下，铂的物理、化学性质都很稳定；但在还原性介质中，特别是在高温下，很容易被氧化物中还原成金属的金属蒸气所玷污，以致使铂丝变脆，并改变电阻与温度关系特性。另外，铂是贵金属，价格较贵。尽管如此，从对热电阻的要求衡量，铂在极大程度上能满足上述要求，所以它是制造基准热电阻、标准热电阻和工业用热电阻的最好材料。至于它的缺点，可以用保护套管设法避免或减轻。

铂电阻与温度的关系可以用下式表示

$$R_t = R_0(1 + At + Bt^2 + Ct^3) \tag{8-2-1}$$

式中　R_t——温度为 t ℃时铂电阻的电阻值(Ω)；

R_0——温度为 0 ℃时铂电阻的电阻值(Ω)；

A——常数，$A = 3.968\ 47 \times 10^{-3}$(℃$^{-1}$)；

B——常数，$B = -5.847 \times 10^{-7}$(℃$^{-2}$)；

C——常数，$C = -4.22 \times 10^{-12}$(℃$^{-3}$)。

铂电阻的分度号如表 8-2-1 所示，表中 $\dfrac{R_{100}}{R_{10}}$ 代表温度范围为 0～100 ℃内阻值变化的倍数。

表 8-2-1　铂电阻分度号

材　质	分度号	0 ℃时电阻值 R_0/Ω		电阻比 R_{100}/R_0		温度范围/℃
		名义值	允许误差	名义值	允许误差	
铂	Pt10	10 (0～850 ℃)	A 级±0.006 B 级±0.012	1.385	±0.001	−200～850
	Pt100	100 (−200～850 ℃)	A 级±0.06 B 级±0.12			

(2)铜电阻

铜电阻与温度近似呈线性关系特性，铜电阻温度系数大，容易加工和提纯，价格便宜；缺点是，当温度超过 100 ℃时容易被氧化，电阻率较小。

铜电阻的测温范围一般为−50～150 ℃，其电阻与温度的关系可用下式表示

$$R_t = R_0(1+\alpha t) \tag{8-2-2}$$

式中　R_t——铜电阻在温度 t ℃时的电阻值(Ω)；

R_0——铜电阻在温度 0 ℃时的电阻值(Ω)；

α——铜电阻的电阻温度系数，$\alpha = 4.288\ 99\times10^{-3}$(℃$^{-1}$)。

铜电阻分度号如表 8-2-2 所示。

表 8-2-2　铜电阻分度号

材　质	分度号	0 ℃时电阻值 R_0/Ω		电阻比 R_{100}/R_0		温度范围/℃
		名义值	允许误差	名义值	允许误差	
铜	Cu50	50	±0.05	1.428	±0.002	−50～150
	Cu100	100	±0.1			

8.2.2　热电阻测温线路

工业用热电阻安装在生产现场，而其指示或记录仪表安装在控制室，其间的引线很长，如果仅用两根导线接在热电阻两端，导线本身的阻值必然和热电阻的阻值串联在一起，造成测量误差。如果每根导线的阻值是 r，测量结果中必然含有绝对误差 $2r$。实际上这种误差很难修正，因为导线阻值 r 是随其所处环境温度而变的，而环境温度变化莫测，这就注定了用两线制连接方式不宜在工业热电阻上应用。

(1)三线制

为避免或减小导线电阻对测温的影响，工业热电阻多半采用三线制接法，即热电阻的一端与一根导线相接，另一端同时接两根导线。当热电阻与电桥配合时，三线制的优越性可用图 8-2-1 说明。图中热电阻 R_t 的三根连接导线直径和长度均相同，阻值都是 r。其中一根串联在电桥的电源上，对电桥的平衡与否毫无影响，另外两根分别串联在电桥的相邻两臂里，则相邻两臂的阻值均增加相同的阻值 r。

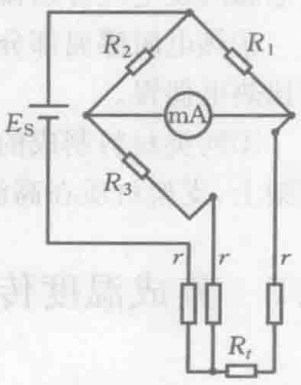


图 8-2-1　热电阻的三线制电桥测量电路

当电桥平衡时，可写出下列关系式，即

$$(R_t+r)R_2 = (R_3+r)R_1$$

由此可以得出

$$R_t=\frac{R_3R_1}{R_2}+\left(\frac{R_1}{R_2}-1\right)r \tag{8-2-3}$$

设计电桥时如满足 $R_1=R_2$，则(8-2-3)式中右边含有 r 的项完全消去，这种情况下连线电阻 r 对桥路平衡毫无影响，即可以消除热电阻测量过程中 r 的影响。但必须注意，只有在对称电桥($R_1=R_2$ 的电桥)且只有在平衡状态下才如此。

工业热电阻有时用不平衡电桥指示温度，例如动圈仪表是采用不平衡电桥原理指示温度的。这种情况下，虽然不能完全消除连接导线电阻 r 对测温的影响，但采用三线制接法肯定会减少它的影响。

(2)四线制

四线制就是热电阻两端各用两根导线连到仪表上，一般是用直流电位差计作为指示或记录仪表，其接线方式如图 8-2-2 所示。

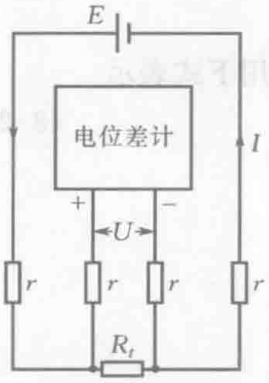


图 8-2-2 热电阻的四线制接法

由恒流源供给已知电流 I 流过热电阻 R_t，使其产生压降 U，再用电位差计测出 U，便可利用欧姆定律得

$$R_t=\frac{U}{I} \tag{8-2-4}$$

此处供给电流和测量电压分别使用热电阻上 4 根导线，尽管导线有电阻 r，但电流在导线上形成的压降 rI 不在测量范围之内。电压导线上虽有电阻但无电流，因为电位差计测量时不取电流，所以 4 根导线的电阻 r 对测量均无影响。四线制和电位差计配合测量热电阻是比较完善的方法，它不受任何条件的约束，总能消除连接导线电阻对测量的影响，当然恒流源必须保证电流 I 的稳定不变，而且其值的精确度应该和 R_t 的测量精度相适应。

8.2.3 热电阻的特点

热电阻与热电偶相比有以下特点。

①同样温度下输出信号较大，易于测量。以 0～100 ℃为例，如用 K 型热电偶，输出为 4.095 mV；用 S 型热电偶输出只有 0.643 mV；但用铂热电阻测量 0 ℃时阻值为 100 Ω，则 100 ℃ 时为 139.1 Ω，电阻增量为 39.1 Ω；如用铜热电阻增量可达 42.8 Ω。测量毫伏级电动势，显然不如测几十欧姆电阻增量容易。

②测电阻必须借助外加电源。热电偶只要热端和冷端有温差，就会产生电动势，是不需要电源的发电式传感器；热电阻却必须通过电流才能体现出电阻变化，无电源就不能工作。

③热电阻感温部分尺寸较大，而热电偶工作端是很小的焊点，因而热电阻测温的反应速度比热电偶慢。

④同类材料制成的热电阻不如热电偶测温上限高。由于热电阻必须用细导线绕在绝缘支架上，支架材质在高温下的物理性质限制了温度上限范围。

8.3 集成温度传感器

8.3.1 基本原理

这种传感器是利用 PN 结的伏安特性与温度之间的关系研制成的一种固态传感器。

PN 结伏安特性可用下式表示

$$I=I_S\left(\exp\frac{qU}{KT}-1\right) \tag{8-3-1}$$

式中　I——PN 结正向电流；

U——PN 结正向压降；

I_S——PN 结反向饱和电流；

q——电子电荷量(1.59×10^{-19} C)；

K——波尔兹曼常数(1.38×10^{-23} J/K)；

T——绝对温数。

当 $\exp\left(\frac{qU}{KT}\right)\gg1$ 时，则上式为

$$I=I_S\exp\frac{qU}{KT}$$

则

$$U=\frac{KT}{q}\ln\frac{I}{I_S} \tag{8-3-2}$$

可见只要通过 PN 结上的正向电流 I 恒定，则 PN 结的正向压降 U 与温度 T 的线性关系只受反向饱和电流 I_S 的影响。I_S 是温度的缓变函数，只要选择合适的掺杂浓度，就可认为在不太宽的温度范围内，I_S 近似为常数。因此，正向压降 U 与温度 T 成线性关系。

$$\frac{dU}{dT}=\frac{K}{q}\ln\frac{I}{I_S}\approx\text{常数}$$

实际使用中二极管作为温度传感器虽然工艺简单，但线性差，因而选用把 NPN 晶体三极管的 bc 结短接，利用 be 结作为感温元件。通常这种三极管形式更接近理想 PN 结，其线性更接近理论推导值。

如图 8-3-1 所示，一只晶体管的发射极电流密度 J_e 可用下式表示

$$J_e=\frac{1}{a}J_S\left(\exp\frac{qU_{be}}{KT}-1\right)$$

式中　U_{be}——基、射极电位差；

J_S——发射极反向饱和电流密度；

a——共基极接法的短路电流增益。

通常 $a\approx1$，$J_e\gg J_S$，将上式化简、取对数后得

$$U_{be}=\frac{KT}{q}\ln\frac{aJ_e}{J_S}$$

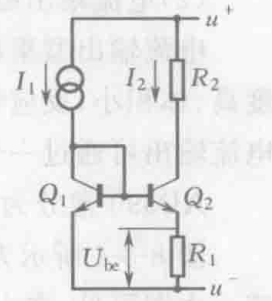


图 8-3-1　晶体管温度传感器

如果图中两晶体管满足下列条件：$a_1=a_2$，$J_{S1}=J_{S2}$，$J_{e1}/J_{e2}=\gamma$ 为常数(γ 是 Q_1 和 Q_2 发射极面积比因子，由设计和制造决定，为一常数)，则两晶体管基、射极电位差 U_{be} 之差 ΔU_{be}，即 R_1 两端之压降为

$$\Delta U_{be}=U_{be1}-U_{be2}=\frac{KT}{q}\ln\gamma \tag{8-3-3}$$

由(8-3-3)式可知 ΔU_{be} 正比于绝对温度 T，这就是集成温度传感器的基本原理。

8.3.2　两类集成温度传感器

集成电路温度传感器的典型工作温度范围是 −50～150 ℃。目前大量生产和应用的集成电路温度传感器按输出量不同可分为电压型、电流型和脉冲信号型(也称频率输出型)三

类。电压输出型的优点是直接输出电压，且输出阻抗低，易于读出或控制电路接口；电流输出型的输出阻抗极高，因此可以简单地使用双绞线进行数百米远的精密温度遥感或遥测，而不必考虑长馈线上引起的信号损失和噪声问题，也可以用于多点温度测量系统中，而不必考虑选择开关或多路转换器引入的接触电阻造成的误差；频率输出型与电流输出型具有相似的优点。

(1)电压输出型

LM135/LM235/LM335 系列是一种精密的、易于标定的三端电压输出型集成电路温度传感器。当它作为两端器件工作时，相当于一个齐纳二极管，其击穿电压正比于热力学温度。其灵敏度为 10 mV/K，工作温度范围分别是－55～＋155 ℃、－40～＋125 ℃、－10～＋100 ℃。图 8-3-2(a)和图 8-3-2(b)分别给出了 LM135 系列两种封装接线图。这种传感器的内部的基本部分是一个感温部分和一个运算放大器。外部一个端子接 U^+，一个端子接 U^-，第 3 个端子为调整端，供传感器作外部标定时使用。

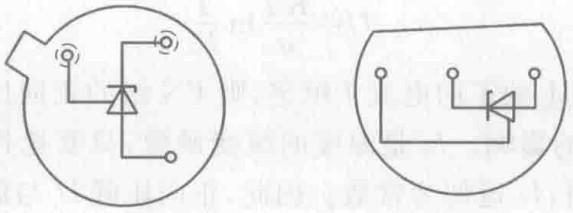


图 8-3-2　LM135 系列封装接线图

(a)TO-46 金属壳　(b)TO-92 塑料壳

把传感器作为一个两端器件与一个电阻串联，加上适当的电压，就可以得到灵敏度为 10 mV/K、直接正比于热力学温度的电压输出，如图 8-3-3 所示。

(2)电流输出型

电流输出型集成温度传感器的典型代表是 AD590 型温度传感器，这种传感器具有灵敏度高、体积小、反应快、测量精度高、稳定性好、校准方便、价格低廉、使用简单等优点。另外，电流输出可通过一个外加电阻很容易变为电压输出。

AD590 常分为 I、J、K、L、M5 挡，其温度校正误差随分挡的不同而不同。

图 8-3-4 所示为 AD590 伏安特性曲线，U 为作用于 AD590 两端的电压，I 为其中的电流。由图可见，在＋4～＋30 V 时，该器件为一个温控电流源，且电流值与 T_k 成正比，即

$$I=k_T \cdot T_k$$

其中，k_T 为标度因子，在器件制造时已标定，为每一度对应 1 μA，其标定精度因器件的挡位而异。图 8-3-5 所示为其温度特性，它在－55～＋150 ℃温域中有较好线性度，若略去非线性项，则有关系式

$$I=k_T \cdot T_c+273.2(\mu A)$$

将 AD590 与一个 1 kΩ 电阻串联，即得到基本温度检测电路，如图 8-3-6 所示。在 1 kΩ 电阻上得到正比于热力学温度的电压输出，其灵敏度为 1 mV/K。可见，利用这样一个简单的电路，很容易把传感器的电流输出转换为电压输出。

近年来美国 DALLAS 半导体公司推出的数字式温度传感器 DS18B20，是 DS1820 的更新产品。它直接读出被测温度，通过简单的编程实现 9 位～12 位的数字读数方式，并且从 DS18B20 读出的信息或写入 DS18B20 的信息仅需要一根口线(单线接口)读写。温度变换

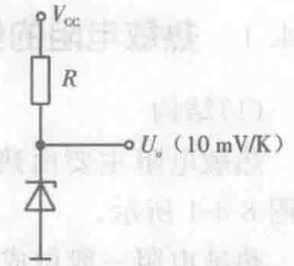


图 8-3-3　基本温度检测电路

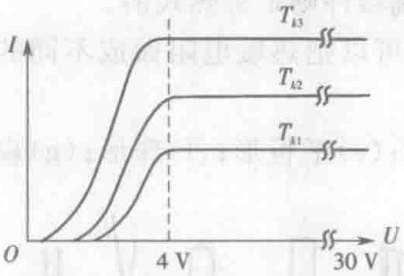


图 8-3-4　AD590 伏安特性

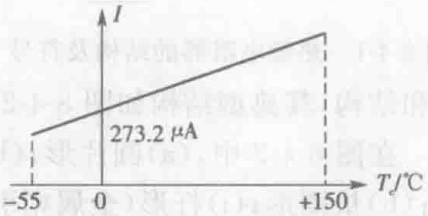


图 8-3-5　AD590 温度特性

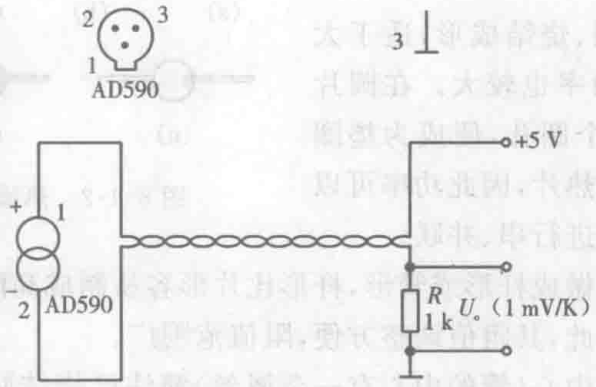


图 8-3-6　基本温度检测电路

功率来源于数据总线，总线本身也可以向所挂接的 DS18B20 供电，而无须额外电源，因而使用 DS18B20 可使系统结构更趋简单、灵活，可靠性更高。

8.4　热敏电阻

热敏电阻是一种用半导体材料制成的敏感元件，其主要特点如下。

①灵敏度高。通常温度变化 1 ℃阻值变化 1 %～6 %，电阻温度系数绝对值比一般金属电阻高 10～100 倍。

②体积小。珠形热敏电阻探头的最小尺寸达 0.2 mm，能测量热电偶和其他温度计无法测量的空隙、腔体、内孔等处的温度，如人体血管内温度等。

③使用方便。热敏电阻阻值范围在 10^2～10^3 Ω 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。

热敏电阻主要缺点是其阻值与温度变化呈非线性关系。元件稳定性和互换性较差。

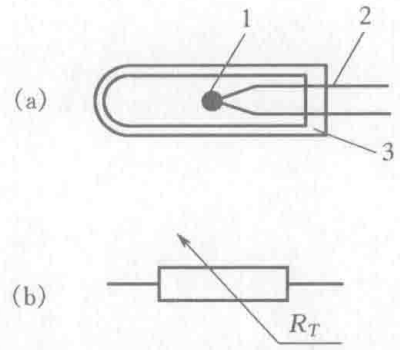


图 8-4-1　热敏电阻器的结构及符号

8.4.1　热敏电阻的结构与材料

(1)结构

热敏电阻主要由热敏探头 1、引线 2、壳体 3 等构成，如图 8-4-1 所示。

热敏电阻一般做成二端器件，但也有做成三端或四端器件的。二端和三端器件为直热式，即热敏电阻直接由连接的电路中获得功率。四端器件则是旁热式的。

根据不同的使用要求，可以把热敏电阻做成不同的形状和结构，其典型结构如图 8-4-2 所示。

在图 8-4-2 中，(a)圆片形；(b)薄膜形；(c)杆形；(d)管形；(e)平板形；(f)珠形；(g)扁圆形；(h)垫圈形；(i)杆形(金属帽引出)。

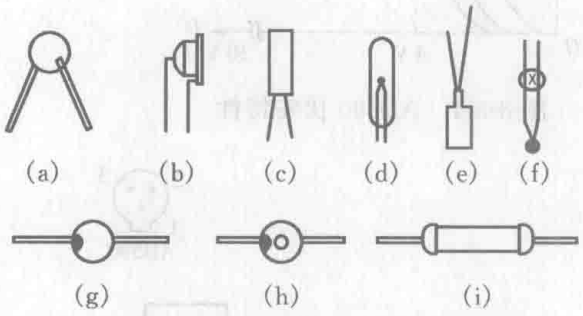


图 8-4-2　热敏电阻器的结构形式

电阻体的形状有片形(包括垫圈形)、杆形(包括管形)、珠形、线形、薄膜形等，其特点如下。

片形：通过粉末压制、烧结成形，适于大批生产。由于体积大，功率也较大。在圆片形热敏电阻器中心留一个圆孔，便成为垫圈形，它便于用螺丝固定散热片，因此功率可以更大，也便于把多个元件进行串、并联。

杆形：用挤压工艺可做成杆形或管形，杆形比片形容易制成高阻值元件。管形内部加电极又易于得到低阻值，因此，其阻值调整方便，阻值范围广。

线形：由在金属管的中心(管的中心有一金属丝)灌注已烧结好的粉状热敏材料后拉伸而成。适于缠绕、贴附在物体上作为温度控制或报警用。

珠形：在两根丝间滴上糊状热敏材料的小珠后烧结而成，铂丝作为电极一般用玻璃壳或金属壳密封。其特点是热惰性小、稳定性好，但使用功率小。

薄膜形：用溅射法或真空蒸镀成形。其热容量和时间常数很小，一般可作为红外探测器和流量检测用。

(2)材料

最常见的热敏电阻器是用金属氧化物半导体材料制成。将各种氧化物在不同条件下烧成半导体陶瓷，以获得热敏特性。

以 Mn_3O_4、CuO、NiO、Co_3O_4、Fe_2O_3、TiO_2、MgO、V_2O_5、ZnO 等两种或两种以上的材料进行混合、成形、烧结，可制成具有负温度系数的热敏电阻，其电阻率(ρ)和材料常数(B)随制备材料的成分比例、烧结温度、烧结气氛和结构状态不同而变化。

8.4.2　基本参数

(1)标称电阻值 R_{25}(Ω)

标称电阻是热敏电阻在 25 ℃时的阻值。标称阻值大小由热敏电阻材料和几何尺寸决定。如果环境温度 t 不是(25±0.2)℃而在 25～27 ℃之间，则可按下式换算成 25 ℃时的阻值。

$$R_{25}=\frac{R_t}{1+\alpha_{25}(t-25)} \tag{8-4-1}$$

式中　R_{25}——温度为 25 ℃时的阻值；

R_t——温度为 t ℃时的实际电阻值；

α_{25}——被测热电阻在 25 ℃时的电阻温度系数。

(2)材料常数 B(K)

材料常数 B 是描述热敏材料物理特性的一个常数，其大小取决于热敏电阻材料的激活能 ΔE，且 $B=\Delta E/2k$，k 为波尔兹曼常数。一般 B 值越大，则阻值越大，灵敏度越高。在工作温度范围内，B 值并不是一个严格的常数，它随着温度升高略有增加。

(3)电阻温度系数 α_t(%/℃)

电阻温度系数是指热敏电阻的温度变化 1 ℃时其阻值变化率与其值之比，即

$$\alpha_t=\frac{1}{R_T}\frac{\mathrm{d}R_T}{\mathrm{d}T} \tag{8-4-2}$$

式中 α_t 和 R_T 是与温度 T(K)相对应的电阻温度系数和阻值。α_t 决定热敏电阻在全部工作范围内的温度灵敏度。一般说来，电阻率越大，电阻温度系数也就越大。

(4)时间常数 τ(s)

时间常数定义为热容量 C 与耗散系数 H 之比，即

$$\tau=\frac{C}{H} \tag{8-4-3}$$

其数值等于热敏电阻在零功率测量状态下，当环境温度突变时热敏电阻随温度变化量从起始到最终变量的 63.2 %所需的时间。时间常数表征热敏电阻加热或冷却的速度。

(5)耗散系数 H(mW/℃)

耗散系数是指热敏电阻温度变化 1 ℃所耗散的功率。其大小与热敏电阻的结构、形状以及所处介质的种类、状态等有关。

(6)最高工作温度 T_{max}(K)

最高工作温度是指热敏电阻在规定的技术条件下长期连续工作所允许的温度。

$$T_{max}=T_0+P_E/H \tag{8-4-4}$$

式中　T_0——环境温度(K)；

P_E——环境温度 T_0 时的额定功率；

H——耗散系数。

(7)额定功率 P_E(W)

额定功率(P_E)是热敏电阻在规定的技术条件下长期连续工作所允许的耗散功率，在此条件下热敏电阻自身温度不应超过 T_{max}。

(8)测量功率 P_C(W)

测量功率是指热敏电阻在规定的环境温度下，电阻体由测量电流加热而引起的电阻值变化不超过 0.1 %时所消耗的功率，即

$$P_C\leqslant\frac{H}{1\ 000\alpha_t} \tag{8-4-5}$$

8.4.3　主要特性

(1)热敏电阻的电阻—温度特性(R_T-T)

电阻—温度特性与热敏电阻器的电阻率 ρ 和温度 T 的关系是一致的，它表示热敏电阻

的阻值 R_T 随温度的变化规律，一般用 R_T-T 特性曲线表示。

1)具有负电阻温度系数的热敏电阻的电阻—温度特性

负温度系数的热敏电阻其电阻—温度曲线如图 8-4-3 中曲线 1 所示，其一般数学表达式为

$$R_T=R_{T_0}\exp B_n\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right) \tag{8-4-6}$$

式中 R_T、R_{T_0}——温度为 T、T_0 时热敏电阻的阻值；

B_n——负电阻温度系数热敏电阻的材料常数。

此式为经验公式。由测试结果表明，无论是由氧化材料还是由单晶体材料制成的负温度系数热敏电阻器，在不太宽的测温范围(<450 ℃)内，均可用该式表示。

为使用方便，常取环境温度为 25 ℃作为参考温度(即 $T_0=298$ K)，则负温度系数热敏电阻的电阻—温度特性可写成

$$\frac{R_T}{R_{25}}=\exp B_n\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{298}\right)$$

如果取 R_T/R_{25} 和 T 分别表示纵、横坐标，则负温度系数热敏电阻的 $R_T/R_{25}-T$ 曲线如图 8-4-4所示。

如果将(8-4-6)式两边取对数，则

$$\ln R_T=B_n\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)+\ln R_{T_0} \tag{8-4-7}$$

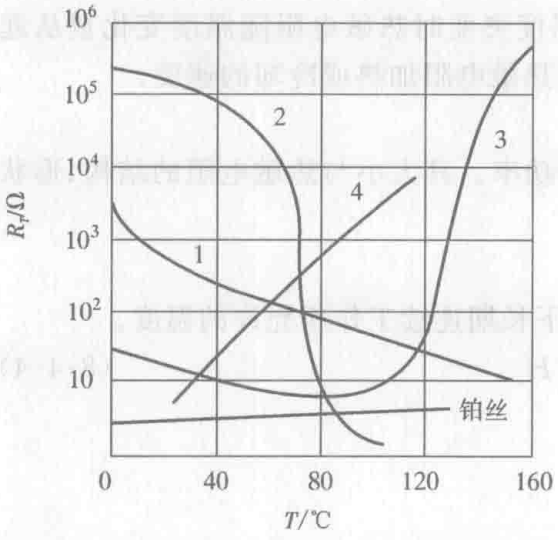


图 8-4-3　热敏电阻的电阻—温度特性曲线

1—负温度系数热敏电阻的 R_T-T 曲线

2—临界负温度系数热敏电阻的 R_T-T 曲线

3—开关型热敏电阻器 R_T-T 曲线

4—缓变型正温度系数热敏电阻器 R_T-T 曲线

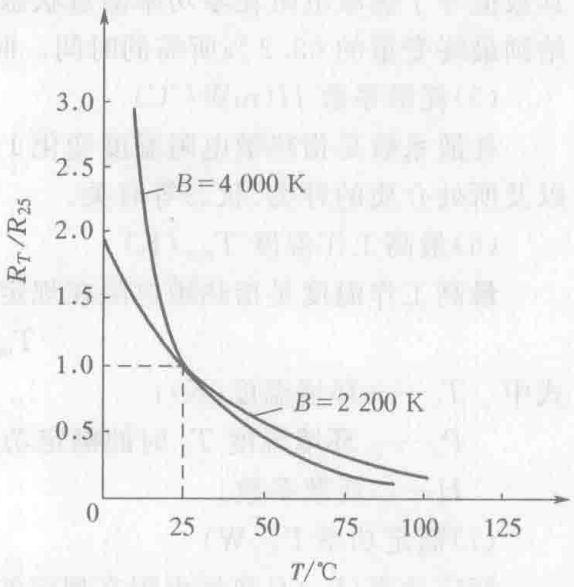


图 8-4-4　$R_T/R_{25}-T$ 特性曲线

如果以 $\ln R_T$、$\frac{1}{T}$ 分别作为纵坐标和横坐标，可知(8-4-7)式代表斜率为 B_n 通过点 $\left(\frac{1}{T_0},\ln R_{T_0}\right)$ 的一条直线，如图 8-4-5 所示。用 $\ln R_T-\frac{1}{T}$ 表示负电阻温度系数的热敏电阻—温度特性，实际应用中比较方便。材料不同或配方比例不同，则 B_n 也不同。图 8-4-5 中画出了 B_n 不同的 5 条 $\ln R_T-\frac{1}{T}$ 曲线。

2)正温度系数热敏电阻的电阻—温度特性

正温度系数热敏电阻的电阻—温度特性,是利用正温度系数热敏材料在居里点附近结构发生相变而引起电导率的突变而取得的,其典型的电阻—温度特性曲线如图 8-4-6 所示。

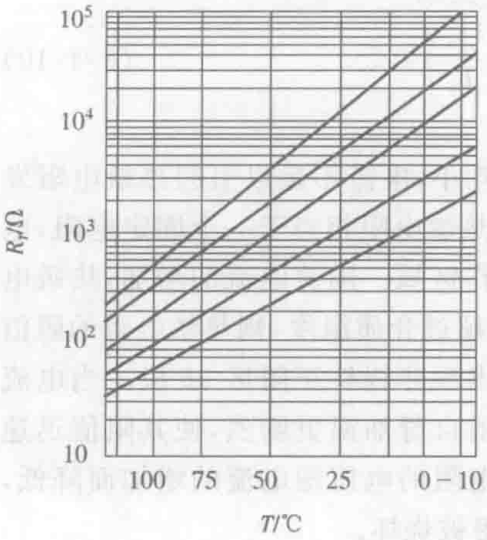


图 8-4-5　用 $\ln R_T-\frac{1}{T}$ 表示的负温度系数热敏电阻的电阻—温度曲线

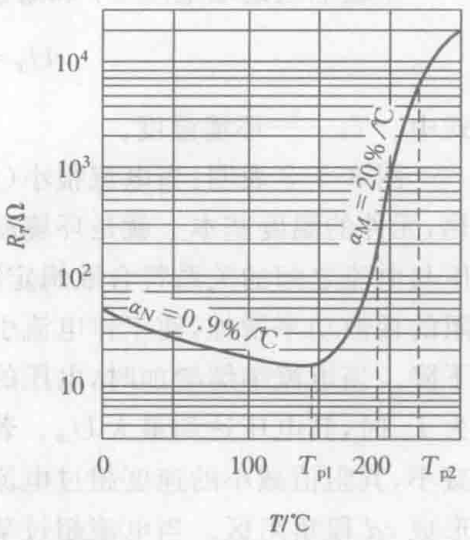


图 8-4-6　正温度系数热敏电阻的电阻—温度曲线

正温度系数热敏电阻的工作温度范围较窄,在工作区两端,电阻—温度曲线上有两个拐点,其横坐标即温度分别为 T_{p1} 和 T_{p2}。当温度低于 T_{p1} 时,温度灵敏度低;当温度升高到 T_{p2} 后,电阻值随温度升高按指数规律迅速增大。正温度系数热敏电阻在工作温度范围 T_{p1} 至 T_{p2} 内存在温度 T_c,对应有较大的温度系数 α_T。经实验证实,在工作温度范围内,正温度系数热敏电阻的电阻—温度特性可近似地用下面经验公式表示

$$R_T=R_{T_0}\exp B_p(T-T_0) \tag{8-4-8}$$

式中　R_T、R_{T_0}——温度分别为 T、T_0 的电阻值;

B_p——正温度系数热敏电阻的材料常数。

(8-4-8)式两边取对数,则

$$\ln R_T=B_p(T-T_0)+\ln R_{T_0} \tag{8-4-9}$$

以 $\ln R_T$、T 分别为纵坐标和横坐标得到图 8-4-7 中曲线。由(8-4-8)式可求得正温度系数热敏电阻的电阻温度系数 α_{tp},即

$$\alpha_{tp}=\frac{1}{R_T}\frac{dR_T}{dT}=B_p \tag{8-4-10}$$

可见,正温度系数热敏电阻的电阻温度系数 α_{tp} 恰好等于它的材料常数 B_p 值。

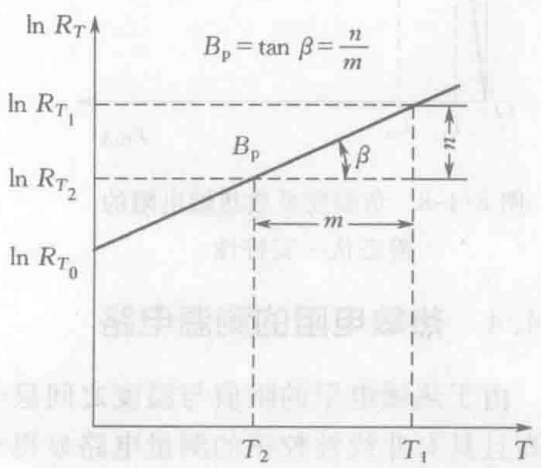


图 8-4-7　$\ln R_T-T$ 表示的正温度系数热敏电阻的电阻—温度曲线

(2)热敏电阻的伏—安特性

伏—安特性也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电流在热敏电阻和周围介质热平衡时的相互关系。

1)负温度系数热敏电阻的伏—安特性

伏—安特性曲线如图 8-4-8 所示。该曲线是在环境温度为 T_0 时的静态介质中测出的静态伏—安曲线。

热敏电阻的端电压 U_T 和通过它的电流 I 之间有如下关系

$$U_T = IR_T = IR_{T_0} \exp B_n \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right) \tag{8-4-10}$$

式中 T_0——环境温度。

图 8-4-8 表明：当电流很小(如小于 I_a)时，元件的功耗小，电流不足以引起热敏电阻发热，元件的温度基本上就是环境温度 T_0。在这种情况下，热敏电阻相当于一个固定电阻，电压与电流之间的关系符合欧姆定律，所以 Oa 段为线性工作区域。随着电流的增加，热敏电阻的耗散功率增加，使工作电流引起热敏电阻的自然温升超过介质温度，则热敏电阻的阻值下降。当电流继续增加时，电压的增加却逐渐缓慢，因此出现非线性正阻区 ab 段。当电流为 I_m 时，其电压达到最大 U_m。若电流继续增加，热敏电阻自身加温更剧烈，使其阻值迅速减小，其阻值减小的速度超过电流增加的速度，因此热敏电阻的电压随电流的增加而降低，形成 cd 段负阻区。当电流超过某一允许值时，热敏电阻将被烧坏。

2)正温度系数热敏电阻的伏—安特性

伏—安曲线见图 8-4-9 所示，它与负温度系数热敏电阻一样，曲线的起始段为直线，其斜率与热敏电阻在环境温度下的电阻值相等。这是因为流过的电流很小时，耗散功率引起的温升可以忽略不计的缘故。当热敏电阻的温度超过环境温度时，引起阻值增大，曲线开始弯曲，当电压增至 U_m 时，存在一个电流最大值 I_m，如电压继续增加，由于温升引起电阻值增加的速度超过电压增加的速度，电流反而减小，曲线斜率由正变负。

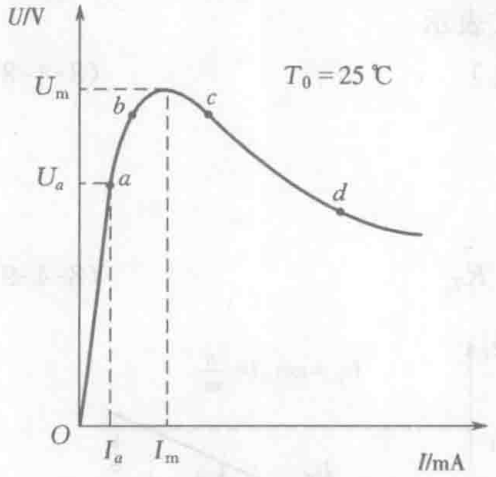


图 8-4-8 负温度系数热敏电阻的静态伏—安特性

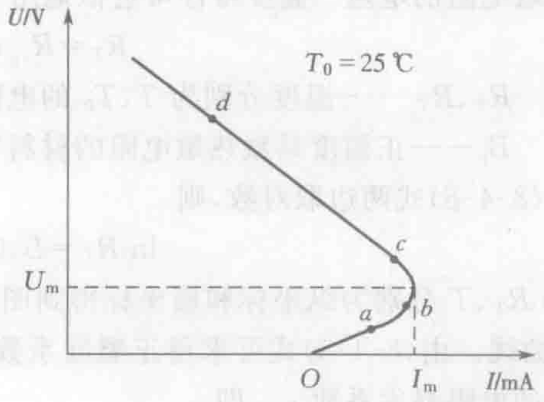


图 8-4-9 正温度系数热敏电阻的静态伏—安特性

8.4.4 热敏电阻的测温电路

由于热敏电阻的阻值与温度之间呈非线性关系，所以在要求温度精确测量时，设计灵敏度高且具有非线性校正的测量电路显得十分重要。这里介绍一种典型测量电路——多谐振荡器温度—频率转换电路。

多谐振荡器测温电桥可作为温度—频率转换电路，如图 8-4-10 所示。

其中 R_1、R_2 构成放大器的再生反馈，R、C 组成 RC 充放电回路，R_3 为限流电阻。

设 $R_3 \gg R_1$，$R_3 \gg R_2$，则正反馈系数 F 为

$$F=\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

设 $t=0$ 时，$U_C=-FU_0$。

在 $\frac{T}{2}$ 时间内，C 上的电压将以指数规律由 $-FU_0$ 向 U_0 方向变化，所以

$$U_C(t)=U_0\left[1-(1+F)\mathrm{e}^{-\frac{t}{RC}}\right] \tag{8-4-11}$$

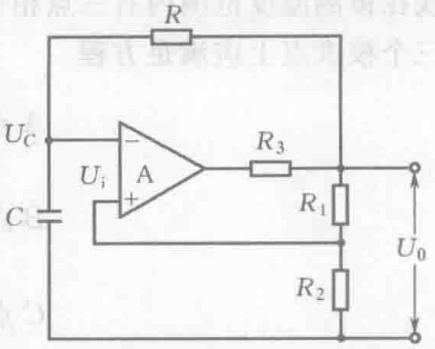


图 8-4-10　多谐振荡器原理图

当 $t=\frac{T}{2}$ 时，$U_C\left(\frac{T}{2}\right)=FU_0$，代入上式得

$$U_C\left(\frac{T}{2}\right)=U_0\left[1-(1+F)\mathrm{e}^{-\frac{T}{2RC}}\right]=FU_0 \tag{8-4-12}$$

所以

$$T=2RC\ln\frac{1+F}{1-F}=2RC\ln\left(1+2\frac{R_2}{R_1}\right) \tag{8-4-13}$$

于是振荡频率与回路参数之间关系为

$$f=\frac{1}{2RC\ln\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right)} \tag{8-4-14}$$

如果选择电路参数使得

$$2\ln\left(1+\frac{2R_2}{R_1}\right)=1 \tag{8-4-15}$$

则

$$f=\frac{1}{RC} \tag{8-4-16}$$

固定 C 值，则频率 f 与电阻 R 之间的关系为一双曲线。如果 R 以热敏电阻代之，由于热敏电阻的阻值为

$$R_T=R_{T_0}\exp B_n\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)$$

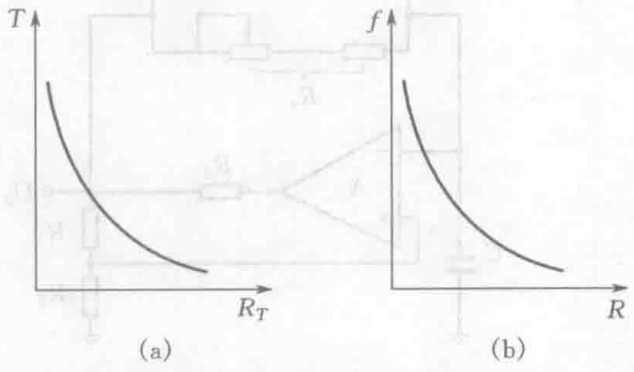


图 8-4-11　$T-R_T$ 与 $f-R$ 曲线

显然 $T-R_T$ 曲线与按(8-4-16)式所作出的 $f-R$ 曲线在形状上是极为相似的，如图 8-4-11(a)、(b)所示。

因此，只要适当调整两条曲线的形状和位置(通过选择 C 和 R_T 来实现)，可使其在某一指定点相交(T_0，R_0)。而在相交点附近的一定范围内，两条曲线彼此接近，可用 f 值代替温度值，且保持近似的线性关系。显然，这样做只能保证在相交点由 R_T 值所决定的温度 T 等于由 R_T 值所决定的频率 f，偏离这一点，两条曲线相差较大，故这种一点校准法一般很难满足测温的精度要求。为了扩大测温范围，减小测温误差，一般用与 R_T 串、并联的电阻网络来代替运放反馈回路中的 R，如图 8-4-12(a)所示，以改变 $f-R$ 曲线的形状和位置，使其与 R_T-T

曲线在被测温度范围内有三点相交，如图 8-4-12(b)中的 A、B、C 三点。根据(8-4-16)式，在三个校准点上应满足方程

$$\left.\begin{aligned} A\text{ 点：}f_1&=\frac{1}{C}\left(\frac{1}{R_n}+\frac{1}{R_m+R_{T_1}}\right)\\ B\text{ 点：}f_2&=\frac{1}{C}\left(\frac{1}{R_n}+\frac{1}{R_m+R_{T_2}}\right)\\ C\text{ 点：}f_3&=\frac{1}{C}\left(\frac{1}{R_n}+\frac{1}{R_m+R_{T_3}}\right)\end{aligned}\right\}\tag{8-4-17}$$

若 T_2 恰好为测温范围的中点，而 R_m 和 R_n 的选择又使得 f_2 恰在 f_3 和 f_1 中间，即

$$f_3-f_2=f_2-f_1$$

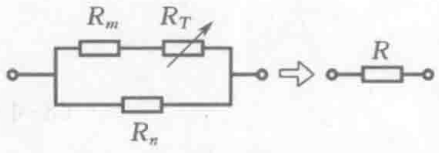
则由方程组(8-4-17)可求出满足上述条件的电路参数

$$R_m=\frac{R_{T_1}R_{T_2}+R_{T_2}R_{T_3}-2R_{T_1}R_{T_3}}{R_{T_1}+R_{T_3}-2R_{T_2}}\tag{8-4-18}$$

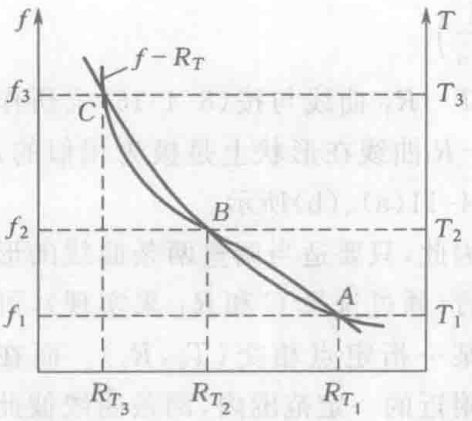
$$C=\frac{1}{f_2-f_1}\left(\frac{1}{R_m+R_{T_2}}-\frac{1}{R_m+R_{T_1}}\right)\tag{8-4-19}$$

$$R_n=\frac{R_m+R_{T_2}}{f_2C(R_m+R_{T_2})-1}\tag{8-4-20}$$

上述公式中 R_{T_1}、R_{T_2}、R_{T_3} 为对应于 T_1、T_2、T_3 时的热敏电阻值，可通过实验求取。f_1、f_2、f_3 对应于 R_T 为 R_{T_1}、R_{T_2}、R_{T_3} 时电路的输出频率，可按线性化设计要求根据测温范围预先给定。据此，即可算出电路的参数 R_m、R_n 和 C 值。具体电路如图 8-4-13 所示。



(a)



(b)

图 8-4-12　R_T 串、并联电阻网络及其校准曲线

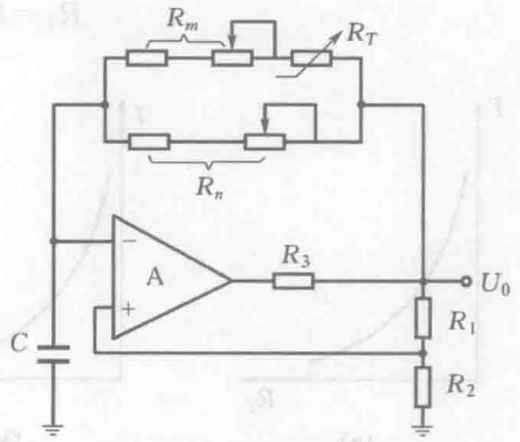


图 8-4-13　实用多谐振荡器原理图

这里采用 RRC7B 型热敏电阻，其阻值为 $R_{T25}=10\ \text{k}\Omega$，当温度在 0～100 °C 变化时，输出频率在 1 000～2 000 Hz 之间变化，非线性误差最大为 1.5 %。

8.4.5　热敏电阻器的应用

热敏电阻器的用途主要分成两大类，一类是作为检测元件，另一类是作为电路元件。从元件的电负荷观点看，热敏电阻工作在伏—安特性曲线 Oa 段时（见图 8-4-8），流过热敏电阻的电流很小。当外界温度发生变化时，尽管热敏电阻的耗散系数也发生变化，但电阻体温度并不发生变化，而接近环境温度。属于这一类的应用有温度测量、各种电路元件的温度补偿、空气的湿度测量、热电偶冷端温度补偿等。热敏电阻工作在伏—安特性曲线 bc 段（见图 8-4-8），热敏电阻伏—安特性曲线峰值电压 U_m 随环境温度和耗散系数的变化而变化。利用这个特性，可用热敏电阻器作为各种开关元件。热敏电阻工作在其伏—安特性曲线 cd 段时（见图 8-4-8），热敏电阻由于所施加的耗散功率使电阻体温度大大超过环境温度，这一区域内热敏电阻器用作低频振荡器、启动电阻、时间继电器以及用于流量测量。

下面介绍 NTC 和 PTC 热敏电阻的几个应用实例。

(1)温度补偿

将热敏电阻器用于温度补偿是其应用的一个重要方面。温度补偿的工作原理是利用热敏电阻的电阻温度特性来补偿电路中某些具有相反电阻温度系数的元件，从而改善该电路对环境温度变化的适应能力。

图 8-4-14 是利用负温度系数热敏电阻 R_t 来补偿晶体管温度特性的一个实例。当温度升高使晶体管集电极电流 I_c 增加，同时由于温度升高也使 NTC 热敏电阻器 R_t 阻值相应地减小，则晶体管基极电位 U_b 下降，从而使基极电流 I_b 减小，达到稳定静态工作点的目的。

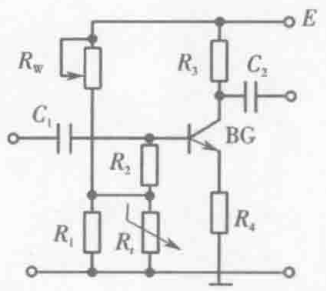


图 8-4-14　利用热敏电阻器 R_t 补偿晶体管静态工作点的变化

(2)电机过热保护

利用 PTC 热敏电阻的特性可以对特定的温度进行监控，如电机的过热保护。

电机在运行中由于过载往往会过热，破坏电机绕组的绝缘，缩短电机使用寿命。图 8-4-15 示出了 PTC 元件用于电机过热保护的示意图。图中的 3 个 PTC 热敏电阻器串联使用，并与辅助继电器串联。电机正常运行时 PTC 热敏电阻处于低阻状态，控制主继电器使之吸合。一旦电机过热，PTC 热敏电阻突变为高阻状态，辅助继电器切断主继电器回路，从而切断电源，达到保护电机的目的。

(3)管道流量测量

图 8-4-16 中 R_{T1} 和 R_{T2} 为热敏电阻，R_{T1} 放在被测流量管道中，R_{T2} 放在不受流体干扰的容器内，R_1 和 R_2 为普通电阻，4 个电阻组成电桥。

当流体静止时，使电桥处于平衡状态。当流体流动时，带走热量，使热敏电阻 R_{T1} 和 R_{T2} 散热情况不同，R_{T1} 因温度变化引起阻值变化，电桥失去平衡，电流表有指示。因为 R_{T1} 的散热条件取决于流量的大小，因此测量结果反映流量的变化。

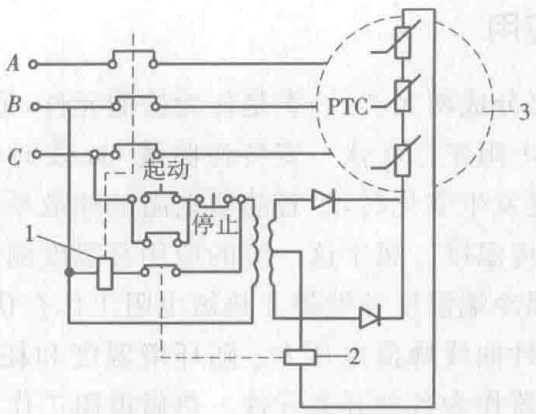


图 8-4-15　电机过热保护示意图

1—主继电器　2—辅助继电路　3—电机

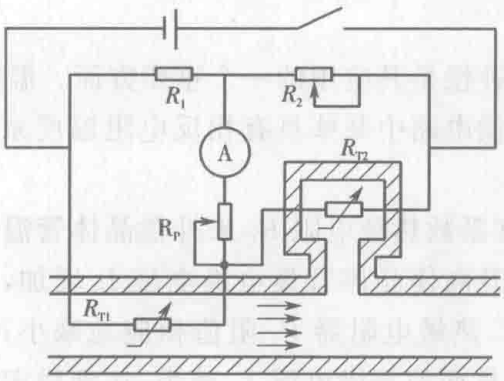


图 8-4-16　管道流量测量

第9章 光电式传感器

9.1 光电传感器

光电器件是将光信号的变化转换为电信号的一种传感器件，其工作的物理基础是光电效应。光电式传感器是以光电器件作为转换元件的传感器，可用于检测直接引起光量变化的非电量，如光强、光照度、辐射测温等非电量，也可用来检测应变、位移、振动、速度等能转换成光量变化的其他非电量。光电式传感器具有非接触、响应快、性能可靠等特点，因此在检测和控制领域获得了广泛的应用。

9.1.1 光电效应

光电效应通常分为外光电效应和内光电效应两大类。

(1)外光电效应

在光线作用下，物体内的电子逸出物体表面，向外发射的现象称为外光电效应。基于外光电效应的光电器件有光电管、光电倍增管等。

我们知道，光子是具有能量的粒子，每个光子具有的能量由下式确定

$$E=h\nu \tag{9-1-1}$$

式中 $h=6.626\times10^{-34}$(J·s)为普朗克常数；

ν——光的频率(s^{-1})。

若物体中电子吸收的入射光子能量足以克服逸出功 A_0 时，电子便逸出物体表面，产生光电子发射。故要使一个电子逸出，则光子能量 $h\nu$ 必须超过逸出功 A_0，超过部分的能量，表现为逸出电子的动能，即

$$h\nu=\frac{1}{2}mv_0^2+A_0 \tag{9-1-2}$$

式中 m——电子质量；

v_0——电子逸出速度。

(9-1-2)式即称爱因斯坦光电效应方程。由该式可知：

①光电子能否产生，取决于光子的能量是否大于该物体的表面逸出功。这意味着每一种物体都有一个对应的光频阈值，称为红限频率。光线的频率小于红限频率，光子的能量不足以使物体内的电子逸出，因而小于红限频率的入射光，光强再大也不会产生光电子发射；反之，入射光频率高于红限频率，即使光线微弱，也会有光电子发射。

②入射光的频谱成分不变，产生的光电与光强成正比。光愈强，意味着入射光子数目多，逸出的电子数也越多。

③光电子逸出物体表面时具有初始动能，因此光电管即便没加阳极电压，也会有光电流产生。为使光电流为零，必须加负的截止电压，而截止电压与入射光的频率成正比。

(2)内光电效应

受光照的物体导电率发生变化，或产生光生电动势的效应称为内光电效应。内光电效

应又可分为以下两类。

1)光电导效应

在光线作用下,电子吸收光子能量从键合状态过渡到自由状态,而引起材料电阻率的变化,这种现象称为光电导效应。基于这种效应的光电器件有光敏电阻。

要产生光电导效应,光子能量 $h\nu$ 必须大于半导体材料的禁带宽度 E_g,由此入射光能导出光电导效应的临界波长 λ_0 为

$$\lambda_0 \approx \frac{1.24}{E_g}(\mu m) \tag{9-1-3}$$

2)光生伏特效应

在光线作用下能够使物体产生一定方向电动势的现象叫光生伏特效应。基于该效应的光电器件有光电池和光敏晶体管。

本节重点介绍基于半导体内光电效应的光电转换器件。

9.1.2 光敏电阻

光敏电阻又称光导管,是一种均质半导体光电器件。它具有灵敏度高、光谱响应范围宽;体积小、质量轻、力学强度高,耐冲击、耐振动、抗过载能力强和寿命长等特点。

(1)光敏电阻的原理和结构

当光照射到光电导体上时,若光电导体为本征半导体材料,而且光辐射能量又足够强,光导材料价带上的电子将激发到导带上去,从而使导带的电子和价带的空穴增加,致使光导体的电导率变大。为实现能级的跃迁,入射光的能量必须大于光导材料的禁带宽度 E_g,即

$$h\nu = \frac{hc}{\lambda} = \frac{1.24}{\lambda} \geqslant E_g \text{ eV}$$

式中 ν 和 λ——入射光的频率和波长。

也就是说,一种光电导体,存在一个照射光的波长限 λ_C,只有波长小于 λ_C 的光照射在光电导体上,才能产生电子在能级间的跃迁,从而使光电导体电导率增加。

光敏电阻的结构很简单,图 9-1-1(a)所示为金属封装的硫化镉光敏电阻的结构图。管心是一块安装在绝缘衬底上的带有两个欧姆接触电极的光电导体。光导体吸收光子而产生的光电效应,只限于光照的表面薄层。虽然产生的载流子也有少数扩散到内部去,但扩散深

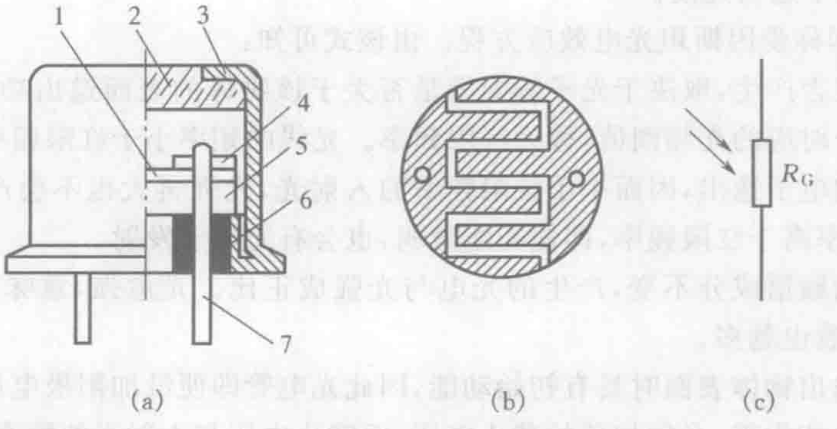


图 9-1-1 CdS 光敏电阻的结构和符号

1—光导层 2—玻璃窗口 3—金属外壳 4—电极 5—陶瓷基座 6—黑色绝缘玻璃 7—电极引线

度有限，因此光电导体一般做成薄层。为了获得高的灵敏度，光敏电阻的电极一般采用梳状图案，见图 9-1-1(b)。它是在一定的掩模下向光电导薄膜上蒸镀金或铟等金属形成的。这种梳状电极，由于在间距很近的电极之间有可能采用大的灵敏面积，所以提高了光敏电阻的灵敏度。图 9-1-1(c)是光敏电阻的代表符号。

光敏电阻的灵敏度易受湿度的影响，因此要将光导电导体严密封装在玻璃壳体中。

光敏电阻具有很高的灵敏度，很好的光谱特性，光谱响应可从紫外区到红外区范围内。而且体积小、质量轻、性能稳定、价格便宜，因此应用比较广泛。

(2)光敏电阻的主要参数和基本特性

1)暗电阻、亮电阻、光电阻

光敏电阻在室温条件下，全暗后经过一定时间测量的电阻值，称为暗电阻。此时流过的电流，称为暗电流。

光敏电阻在某一光照下的阻值，称为该光照下的亮电阻。此时流过的电流称为亮电流。亮电流与暗电流之差，称为光电流。

光敏电阻的暗电阻越大，而亮电阻越小则性能越好。也就是说，暗电流要小，光电流要大，这样的光敏电阻灵敏度高。实际上，大多数光敏电阻的暗电阻往往超过 1 MΩ，甚至高达 100 MΩ，而亮电阻即使在正常白昼条件下也可降到 1 kΩ 以下，可见光敏电阻的灵敏度是相当高的。

2)光照特性

图 9-1-2(a)表示 CdS 光敏电阻的光照特性。不同类型光敏电阻光照特性不同，但是光照特性曲线均呈非线性。因此它不宜作为测量元件，这是光敏电阻的不足之处。一般在自动控制系统中常作为开关式光电信号传感元件。

3)光谱特性

光谱特性与光敏电阻的材料有关。图 9-1-2(b)中的曲线 1、2、3 分别表示硫化镉、硒化镉、硫化铅三种光敏电阻的光谱特性。从图中可知，硫化铅光敏电阻在较宽的光谱范围内均有较高的灵敏度。光敏电阻的光谱分布，不仅与材料的性质有关，而且与制造工艺有关。例如，硫化镉光敏电阻随着掺铜浓度的增加，光谱峰值由 0.5 μm 移到 0.64 μm；硫化铅光敏电阻随薄层的厚度减小，光谱峰值位置向短波方向移动。

4)伏安特性

在一定照度下，光敏电阻两端所加的电压与光电流之间的关系称为伏安特性。图 9-1-2(c)中曲线 1、2 分别表示照度为零及照度为某值时的伏安特性。由曲线可知，在给定偏压下，光照度越大，光电流也越大。在一定光照度下，所加的电压越大，光电流越大，而且无饱和现象。但是电压不能无限地增大，因为任何光敏电阻都受额定功率、最高工作电压和额定电流的限制。

5)频率特性

图 9-1-2(d)中曲线 1 和 2 分别表示硫化镉和硫化铅光敏电阻的频率特性，从图中可看出，这两种光敏电阻的频率特性较差。这是因为光敏电阻的导电性与被俘获的载流子有关。当入射光强上升时，被俘获的自由载流子达到相应的数值需要一定时间；同样，入射光强降低时，被俘获的电荷释放出来也比较慢。光敏电阻的阻值，要经一段时间后才能达到相应的数值(新的平衡值)，故其频率特性较差。有时以时间常数的大小说明频率响应的快慢。当光敏电阻突然受到光照时，电导率上升到饱和值的 63 %所用的时间，被称为上升时间常数；

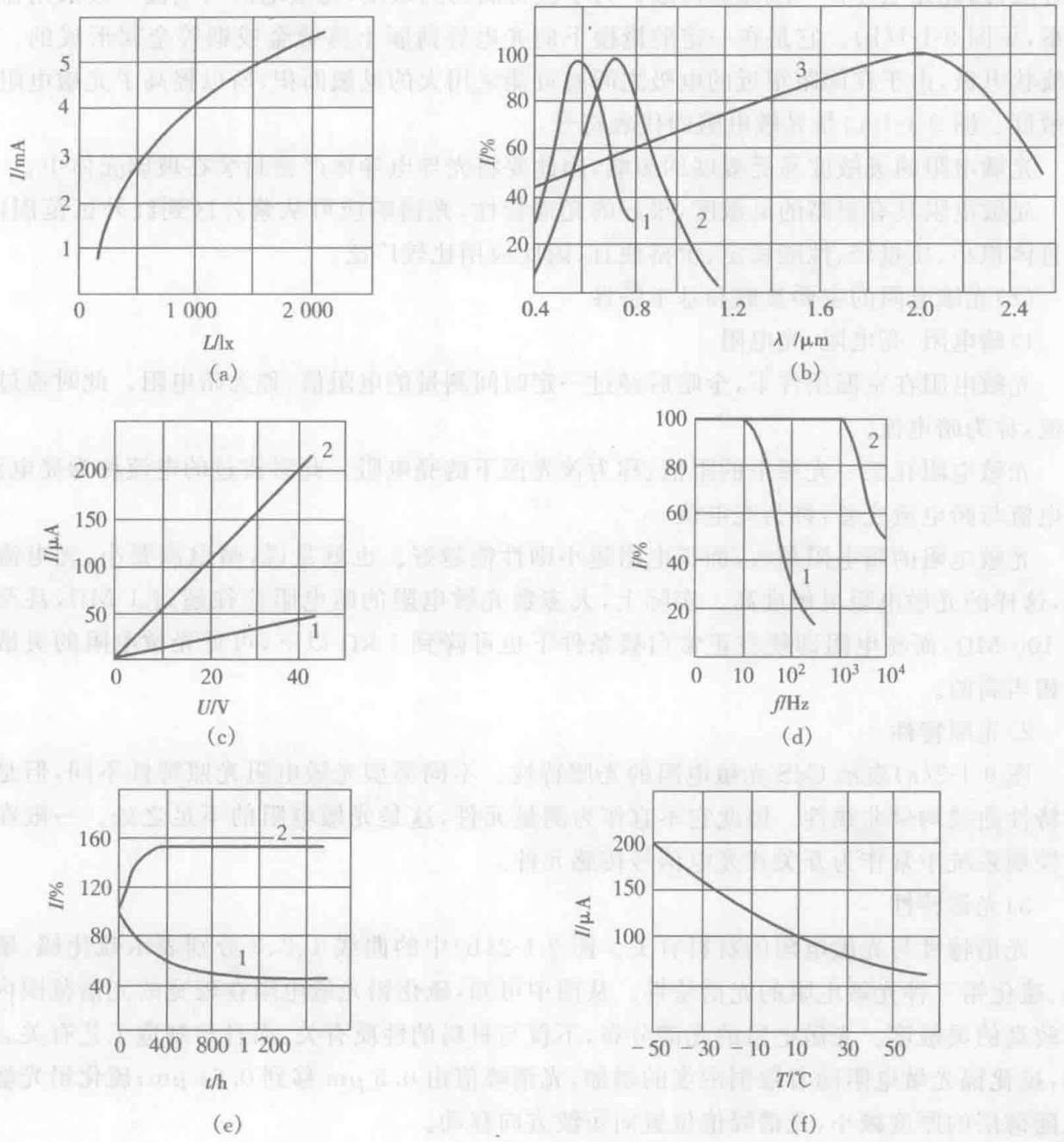


图 9-1-2　光敏电阻的基本特性曲线

同样地，下降时间常数是指器件突然变暗时，其导电率降到饱和值的 37 %（即降低 63 %）所用的时间。

6）稳定性

图 9-1-2(e)曲线 1、2 分别表示了不同型号的两种 CdS 光敏电阻的稳定性。初制成的光敏电阻，由于体内机构工作不稳定，以及电阻体与其介质的作用还没有达到平衡，所以性能是不够稳定的。但在人为地加温、光照及加负载情况下，经一至两个星期的老化，性能可达到稳定。光敏电阻在开始一段时间的老化过程中，有些样品阻值上升，有些样品阻值下降，但最后达到一个稳定值后就不再变了。这是光敏电阻的主要优点。

光敏电阻的使用寿命，在密封良好、使用合理的情况下，几乎是无限长的。

7）温度特性

光敏电阻和其他的半导体器件一样，它的性能受温度的影响较大。随着温度的升高灵敏度下降。硫化镉的光电流 I 和温度 T 的关系如图 9-1-2(f)所示。有时为了提高灵敏度，

将元件降温使用。例如，可利用制冷器使光敏电阻的温度降低。

随着温度的升高，光敏电阻的暗电流上升，但是亮电流增加不多。因此，它的光电流下降，即光电灵敏度下降。不同材料的光敏电阻，温度特性互不相同，一般硫化镉的温度特性比硒化镉好，硫化铅的温度特性比硒化铅好。

光敏电阻的光谱特性也随温度变化。例如硫化铅光敏电阻，在－20～20 ℃温度下，随着温度的升高，其光谱特性向短波方向移动。因此为了使元件对波长较长的光有较高的响应，有时也可采用降温措施。

(3)光敏电阻与负载的匹配

每一光敏电阻都有允许的最大耗散功率 P_{max}。如果超过这一数值，则光敏电阻容易损坏。因此，光敏电阻工作在任何照度下都必须满足

$$IU \leqslant P_{max} \text{ 或 } I \leqslant \frac{P_{max}}{U} \tag{9-1-4}$$

上式中的 I 和 U 分别为通过光敏电阻的电流和它两端的电压。因 P_{max} 数值一定，满足(9-1-4)式的图形为双曲线。图 9-1-3(b) P_{max} 双曲线在左下部分为允许的工作区域。

由光敏电阻测量电路[图 9-1-3(a)]得电流 I 为

$$I=\frac{E}{R_L+R_G} \tag{9-1-5}$$

式中　R_L——负载电阻；

R_G——光敏电阻；

E——电源电压。

图 9-1-3(b)中绘出光敏电阻的负载线 $NBQA$ 及伏安特性 OB、OQ、OA，它们分别对应的照度为 L'、L_Q、L''。设光敏电阻工作在 L_Q 照度下，当照度变化时，工作点 Q 将变至 A 或 B，它的电流和电压都改变。设照度变化时，光敏电阻值的变化 ΔR_G，则此时电流为

$$I+\Delta I=\frac{E}{R_L+R_G+\Delta R_G} \tag{9-1-6}$$

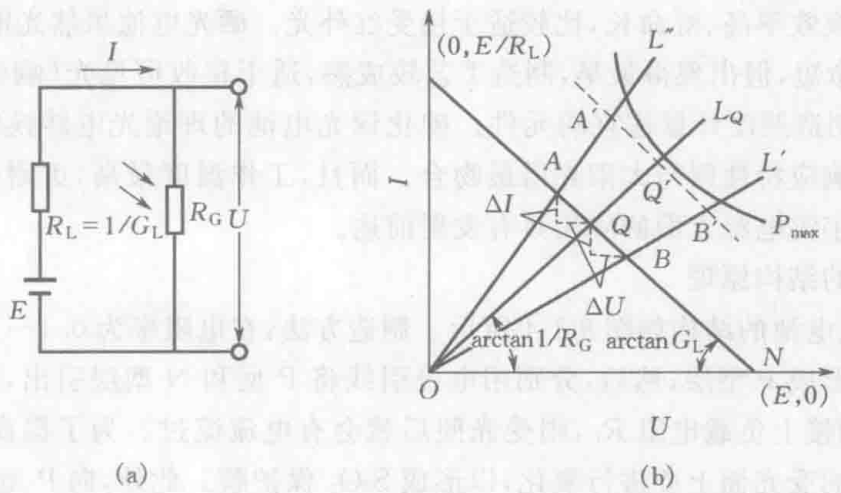


图 9-1-3　光敏电阻的测量电路及伏—安特性

由以上二式可解得信号电流 ΔI 为

$$\Delta I=\frac{E}{R_L+R_G+\Delta R_G}-\frac{E}{R_L+R_G}\approx\frac{-E\Delta R_G}{(R_L+R_G)^2} \tag{9-1-7}$$

(9-1-7)式中负号所表示的物理意义是：当照度增加时，光敏电阻的阻值减小，即 $\Delta R_G<0$，而

信号电流却增加，即 $\Delta I>0$。

当电流为 I 时，由图 9-1-3(a)可求得输出电压 U 为

$$U=E-IR_L$$

电流为 $I+\Delta I$ 时，其输出电压则为

$$U+\Delta U=E-(I+\Delta I)R_L$$

由以上两式解得信号电压为

$$\Delta U=-\Delta IR_L=\frac{E\Delta R_G}{(R_L+R_G)^2}R_L \tag{9-1-8}$$

光敏电阻的 R_G 和 ΔR_G 可由实验或伏安特性曲线求得。由(9-1-7)式和(9-1-8)式可以看出，在照度的变化相同时，ΔR_G 越大，其输出信号电流 ΔI 及信号电压 ΔU 也越大。

当光敏电阻的 R_G 和 ΔR_G 及电源电压 E 为已知，则选择最佳的负载电阻 R_L 有可能获得最大的信号电压 ΔU，这不难由(9-1-8)式求得。

令
$$\frac{\partial(\Delta U)}{\partial R_L}=\frac{\partial}{\partial R_L}\left[\frac{ER_L\Delta R_G}{(R_L+R_G)^2}\right]=0$$

解得
$$R_L=R_G$$

即选负载电阻 R_L 与光电阻 R_G 相等时，可获得最大的信号电压。

当光敏电阻在较高频率下工作时，除选用高频响应好的光敏电阻外，负载 R_L 应取较小值，否则时间常数较大，对高频影响不利。

9.1.3 光电池

光电池是利用光生伏特效应将光直接转变成电能的器件。由于它广泛用于将太阳能直接变电能，因此又称为太阳能电池。通常，将光电池的半导体材料的名称冠于光电池(或太阳能电池)名称之前以示区别。例如，硒光电池、砷化镓光电池、硅光电池等。一般，能用于制造光电阻器件的半导体材料，如Ⅳ族、Ⅵ族单元素半导体和Ⅱ～Ⅵ族、Ⅲ～Ⅴ族化合物半导体，均可用于制造光电池。目前，应用最广、最有发展前途的是硅光电池。硅光电池的价格便宜，光电转换效率高、寿命长，比较适于接受红外光。硒光电池虽然光电转换效率低(只有 0.02％)、寿命短，但出现得最早，制造工艺较成熟，适于接收可见光(响应峰值波长 0.56 μm)，所以仍是制造照度计量适宜的元件。砷化镓光电池的理论光电转换效率比硅光电池稍高一点，光谱响应特性则与太阳光谱最吻合。而且，工作温度最高，更耐受宇宙射线的辐射。因此，它在宇宙电源方面的应用具有发展前途。

(1)光电池的结构原理

常用的硅光电池的结构如图 9-1-4 所示。制造方法：在电阻率为 0.1～1 Ω·cm 的 N 型硅片上，扩散硼形成 P 型层；然后，分别用电极引线将 P 型和 N 型层引出，形成正、负电极。如果在两电极间接上负载电阻 R_L，则受光照后就会有电流流过。为了提高效率，防止表面反射光，在器件的受光面上要进行氧化，以形成 SiO_2 保护膜。此外，向 P 型硅单晶片扩散 N 型杂质，也可以制成硅光电池。

器件的价格与原材料消耗量密切相关。把光电池做成圆形时硅材料的利用率最高，为了满足电源电压、容量的要求，需要将单个光电池串、并联起来组成电池组使用。因为在容量相同的条件下，用圆形光电池片组装电池组，占地面积最大，所以，为了减少占地面积，往往把单个光电池做成矩形或六角形的。综上所述，光电池的形状，应根据实际需要确定。例

如，可制成方形、矩形、三角形和环形；也可在一块硅单晶片上制作多个光电池，形成多电极光电池。圆片形多电极硅光电池又可以是对称、四象限、双环及多环等形式的。

光电池工作原理如图 9-1-5 所示，当 N 型半导体和 P 型半导体结合在一起构成一块晶体时，由于热运动，N 区中的电子向 P 区扩散，而 P 区中的空穴则向 N 区扩散，结果在 N 区靠近交界处聚集起较多的空穴，而在 P 区靠近交界处聚集起较多的电子，于是在过渡区形成了一个电场。电场的方向由 N 区指向 P 区。这个电场阻止电子进一步由 N 区向 P 区扩散，阻止空穴进一步由 P 区向 N 区扩散。但它却能推动 N 区中的空穴（少数载流子）和 P 区中的电子（也是少数载流子）分别向对方运动。

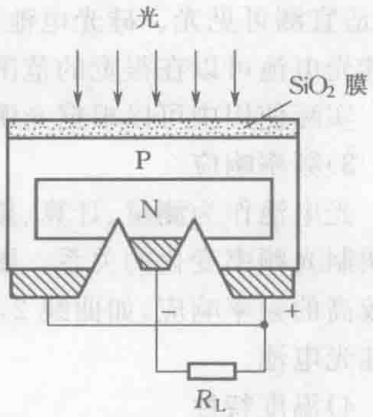


图 9-1-4　硅光电池的构造图

当光照到 PN 结区时，如果光子能量足够大，就将在结区附近激发出电子—空穴对。在 PN 结电场的作用下，N 区的光生空穴被拉向 P 区，P 区的光生电子被拉向 N 区，结果，在 N 区就聚积了负电荷，P 区聚积了正电荷，这样，N 区和 P 区之间就出现了电位差。若将 PN 结两端用导线连起来，电路中就有电流流过，电流的方向由 P 区流经外电路至 N 区。若将外电路断开，便可测出光生电动势。

光电池的表示符号、基本电路及等效电路如图 9-1-6(a)、(b)、(c)所示。

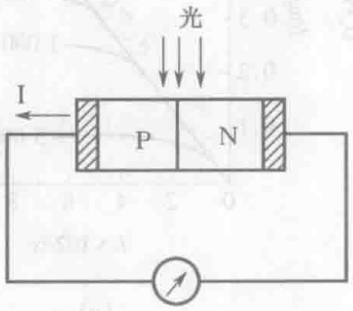


图 9-1-5　光电池工作原理示意图

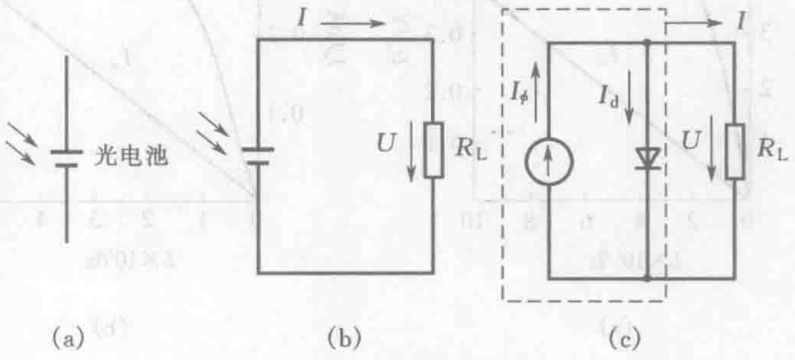


图 9-1-6　光电池符号及其电路

(2)基本特性

1)光照特性

图 9-1-7(a)、(b)分别表示硅光电池和硒光电池的光照特性，即光生电动势和光电流与照度的关系。由图可看出光电池的电动势，即开路电压 U_{oc} 与照度 L 为非线性关系，当照度为 2 000 lx 时便趋向饱和。光电池的短路电流 I_{sc} 与照度成线性关系，而且受光面积越大，短路电流也越大。所以当光电池作为测量元件时应取短路电流的形式。

所谓光电池的短路电流，指外接负载相对于光电池内阻而言是很小的。光电池在不同照度下，其内阻也不同，因而应选取适当的外接负载近似地满足“短路”条件。图 9-1-7(c)表示硒光电池在不同负载电阻时的光照特性，从图中可以看出，负载电阻 R_L 越小，光电流与强度的线性关系越好，且线性范围越宽。

2)光谱特性

光电池的光谱特性决定于材料，图 9-1-7(d)中曲线 1 和 2 分别表示硒和硅光电池的光

谱特性。从图中可看出，硒光电池在可见光谱范围内有较高的灵敏度，峰值波长在 0.54 附近，适宜测可见光。硅光电池应用的范围 0.4 μm～1.1 μm，峰值波长在 0.85 μm 附近，因此硅光电池可以在很宽的范围内应用。

实际使用中可以根据光源性质选择光电池，反之，也可根据现有的光电池选择光源。

3）频率响应

光电池作为测量、计算、接收元件时常用调制光输入。光电池的频率响应是指输出电流随调制光频率变化的关系。图 9-1-7(e)为光电池的频率响应曲线。由图可知，硅光电池具有较高的频率响应，如曲线 2，而硒光电池则较差，如曲线 1。因此，在高速计算器中一般采用硅光电池。

4）温度特性

光电池的温度特性是指开路电压和短路电流随温度变化的关系。由于它关系到应用光电池仪器设备的温度漂移，影响到测量精度和控制精度等重要指标，因此，温度特性是光电池的重要特性之一。

图 9-1-7(f)为硅光电池在 1 000 lx 照度下的温度特性曲线。从图中可以看出，开路电压随温度上升而下降很快，当温度上升 1 ℃时，开路电压约降低 3 mV。但短路电流随温度的变化却是缓慢的，例如温度上升 1 ℃时，短路电流只增加 2×10^{-6} A。

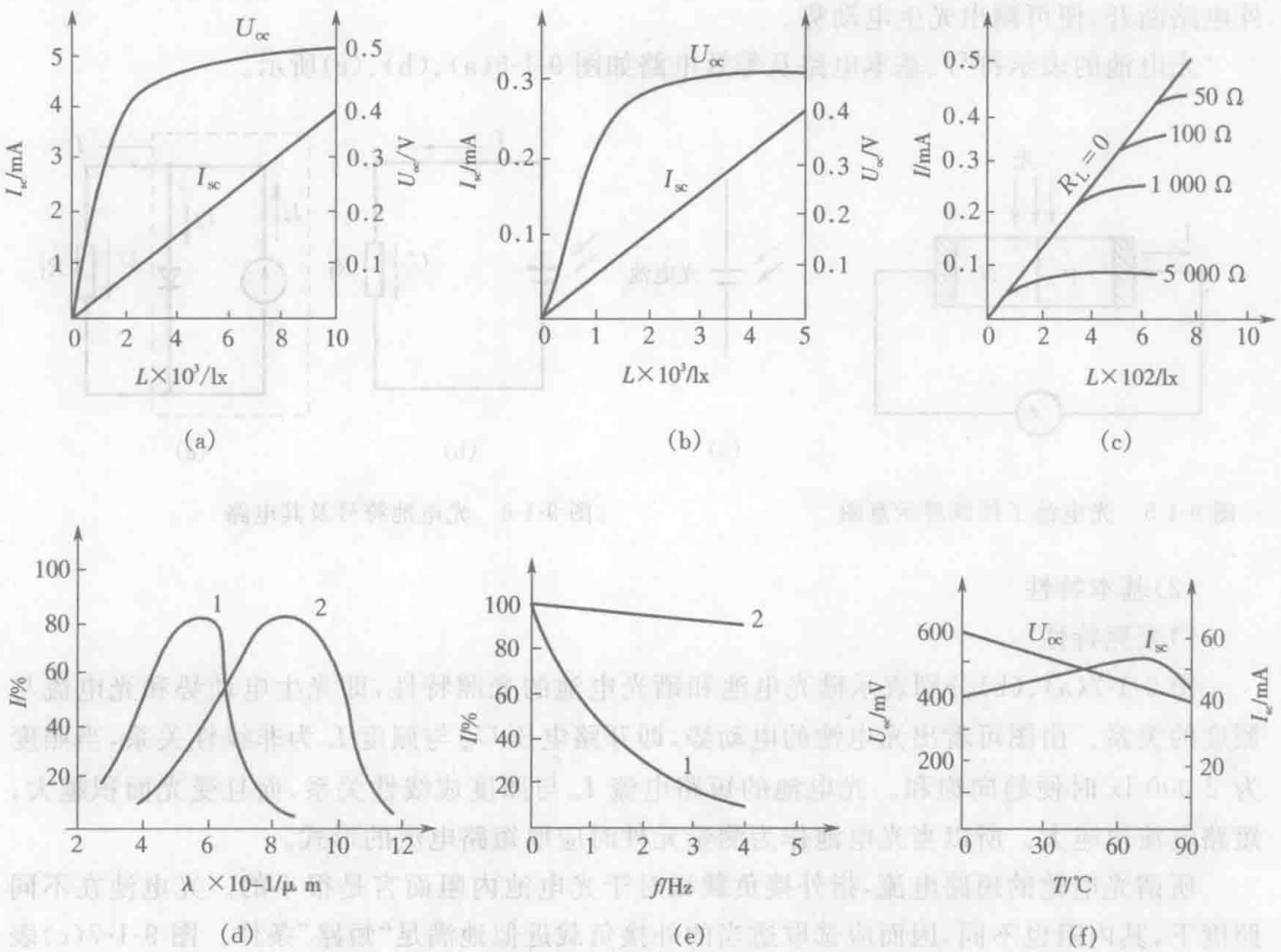


图 9-1-7　光电池的基本特性曲线

由于温度对光电池的工作有很大影响，因此当它作为测量元件使用时，最好保证温度恒定，或采取温度补偿措施。

(3)光电池的转换效率及最佳负载匹配

光电池的最大输出电功率和输入光功率的比值，称为光电池的转换效率。

在一定负载电阻下，光电池的输出电压 U 与输出电流 I 的乘积，即为光电池输出功率，记为 P，其表达式如下

$$P=IU$$

在一定的辐射照度下，当负载电阻 R_L 由无穷大变到零时，输出电压的值将从开路电压值变到零，而输出电流将从零增大到短路电流值。显然，只有在某一负载电阻 R_j 下，才能得到最大的输出功率 P_j($P_j=I_jU_j$)。R_j 称为光电池在一定辐射照度下的最佳负载电阻。同一光电池的 R_j 值随辐射照度的增强而稍微减少。

P_j 与入射光功率的比值，即为光电池的转换效率 η。硅光电池转换效率的理论值，最大可达 24 %，而实际上只达到 10 %～15 %。

可以利用光电池的输出特性曲线直观地表示出输出功率值。在图 9-1-8 中，通过原点、斜率为 $\tan\theta=I_H/U_H=1/R_L$ 的直线，即为未加偏压的光电池的负载线。此负载线与某一照度下的伏安特性曲线交于 P_H 点。P_H 点在 I 轴和 U 轴上的投影即分别为负载电阻为 R_L 时的输出电流 I_H 和输出电压 U_H。此时，输出功率等于矩形 $OI_HP_HU_H$ 的面积。

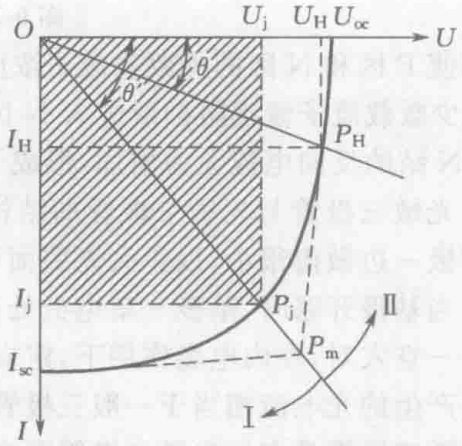


图 9-1-8　光电池的伏安特性及负载线

为了求取某一照度下最佳负载电阻，可以分别从该照度下的电压—电流特性曲线与两坐标轴交点(U_{oc}，I_{sc})作该特性曲线的切线，两切线交于 P_m 点，连接 P_mO 的直线即为负载线。此负载线所确定的阻值($R_j=1/\tan\theta'$)即为取得最大功率的最佳负载电阻 R_j。上述负载线与特性曲线交点 P_j 在两坐标轴上的投影 U_j、I_j 分别为相应的输出电压和电流值。图 9-1-8 中画阴影线部分的面积等于最大输出功率值。

由图 9-1-8 可看出，R_j 负载线把电压—电流特性曲线分成Ⅰ、Ⅱ两部分，在第一部分中，$R_L<R_j$，负载变化将引起输出电压大幅度变化，而输出电流变化却很小；在第Ⅱ部分中，$R_L>R_j$，负载变化将引起输出电流大幅度的变化，而输出电压却几乎不变。

应该指出，光电池的最佳负载电阻是随入射光照度的增大而减小的，由于在不同照度下的电压—电流曲线不同，对应的最佳负载线不同。因此每个光电池的最佳负载线不是一条，而是一簇。

9.1.4　光敏二极管和光敏三极管

(1)光敏管的结构和工作原理

光敏二极管是一种 PN 结单向导电性的结型光电器件，与一般半导体二极管类似，其 PN 结装在管的顶部，以便接受光照，上面有一个透镜制成的窗口，可使光线集中在敏感面上。光敏二极管在电路中通常工作在反向偏压状态。其原理电路见图 9-1-9。

如图所示，在无光照时，处于反偏的光敏二极管，工作在截止状态，这时只有少数载流子在反向偏压的作用下，渡越阻挡层，形成微小的反向电流即暗电流。

当光敏二极管受到光照时，PN 结附近受光子轰击，吸收其能量而产生电子—空穴对，

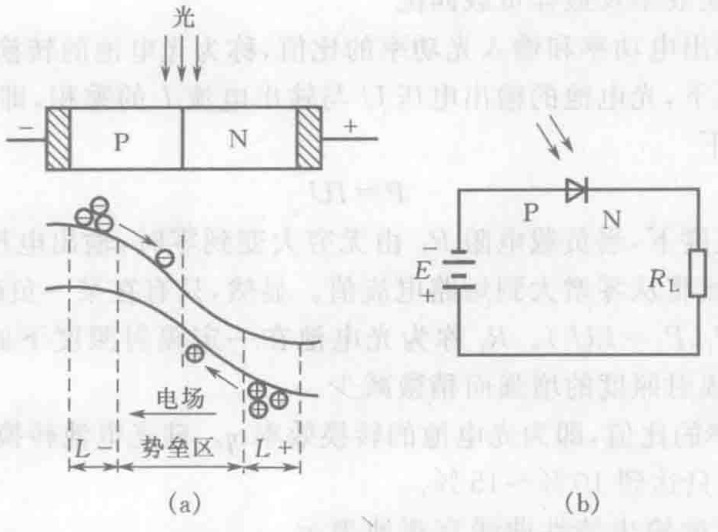


图 9-1-9　光敏二极管工作原理

从而使 P 区和 N 区的少数载流子浓度大大增加。因此在外加反偏电压和内电场的作用下，P 区少数载流子渡越阻挡层进入 N 区，N 区的少数载流子渡越阻挡层进入 P 区，从而使通过 PN 结的反向电流大为增加，形成了光电流。

光敏三极管与光敏二极管的结构相似，内部有两个 PN 结。和一般三极管不同的是它发射极一边做得很小，以扩大光照面积。

当基极开路时，基极—集电极处于反偏。当光照射到 PN 结附近时，使 PN 结附近产生电子—空穴对，在内电场作用下，定向运动形成增大了的反向电流即光电流。由于光照射集电结产生的光电流相当于一般三极管的基极电流，因此集电极电流被放大了 $\beta+1$ 倍，从而使光敏三极管具有比光敏二极管更高的灵敏度。

锗光敏三极管由于其暗电流较大，为使光电流与暗电流之比增大，常在发射极—基极之间接一电阻(约 5 kΩ)。对应硅平面光敏三极管，由于暗电流很小(小于 10^{-9} A)，一般不备有基极外接引线，仅有发射极、集电极两根引线。光敏三极管原理、电路和符号见图9-1-10。

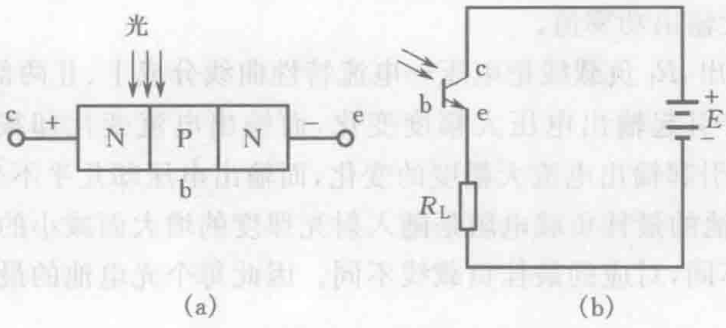


图 9-1-10　光敏三极管原理示意图及电路图

(2)光敏管的基本特性

1)光谱特性

在照度一定时，输出的光电流(或相对光谱灵敏度)随光波波长的变化而变化，即为光敏管的光谱特性。

如果照射在光敏二(三)极管上的为波长一定的单色光，若具有相同的入射功率(或光子流密度)时，则输出的光电流会随波长而变化。对于一定材料和工艺做成的光敏管，必须对应一定波长范围(即光谱)的入射光才会响应，这就是光敏管的光谱响应。图 9-1-11 为硅和锗光敏二(三)极管的光谱线。由图可见，硅光敏二(三)极管的响应光谱的长波限为 1.1

μm，锗为 1.8 μm，而短波限一般在 0.4～0.5 μm 附近。

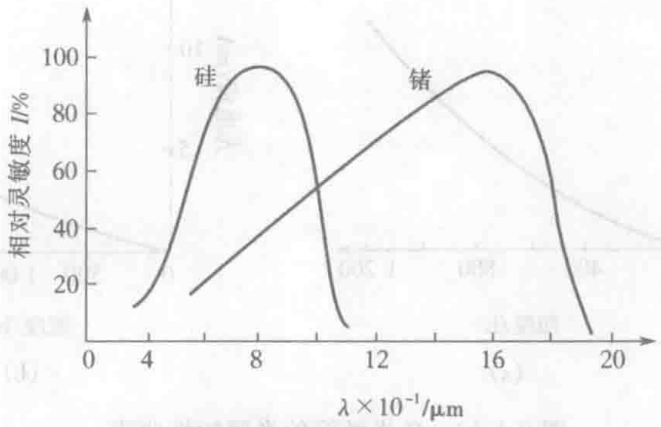


图 9-1-11　硅和锗光敏二(三)极管的光谱曲线

两类材料的光敏二(三)极管的光谱响应峰值所对应的波长各不相同。以硅为材料的为 0.8～0.9 μm，以锗为材料的为 1.4～1.5 μm，为近红外光。

2)伏安特性

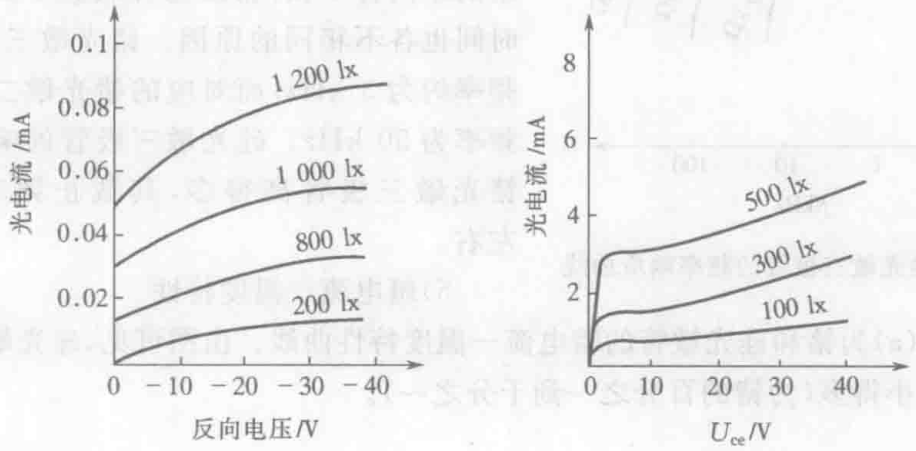


图 9-1-12　硅光敏管的伏安特性曲线

(a)硅光敏二极管　(b)硅光敏三极管

图 9-1-12 为硅光敏二(三)极管在不同照度下的伏安特性曲线。由图可见，光敏三极管的光电流比相同管型二极管的光电流大上百倍。此外，从曲线还可以看出，在零偏压时，二极管仍有光电流输出，而三极管则没有，这是由于光电二极管存在光生伏特效应的缘故。

3)光照特性

图 9-1-13 为硅光敏二(三)极管的光照特性曲线。可以看出，光敏二极管的光照特性曲线的线性较好，而三极管在照度较小(弱光)时，光电流随照度增加得较小，并且在大电流(光照度为几千 lx)时有饱和现象(图中未画出)，这是由于三极管的电流放大倍数在小电流和大电流时均要下降的缘故。

4)频率响应

光敏管的频率响应是指具有一定频率的调制光照射时，光敏管输出的光电流(或负载上的电压)随频率的变化关系。光敏管的频率响应与本身的物理结构、工作状态、负载以及入射光波长等因素有关。图 9-1-14 为硅光敏三极管的频率响应曲线。由曲线可知，减小负载电阻 R_L 可以提高响应频率，但同时却使输出降低。因此在实际使用中，应根据频率选择最

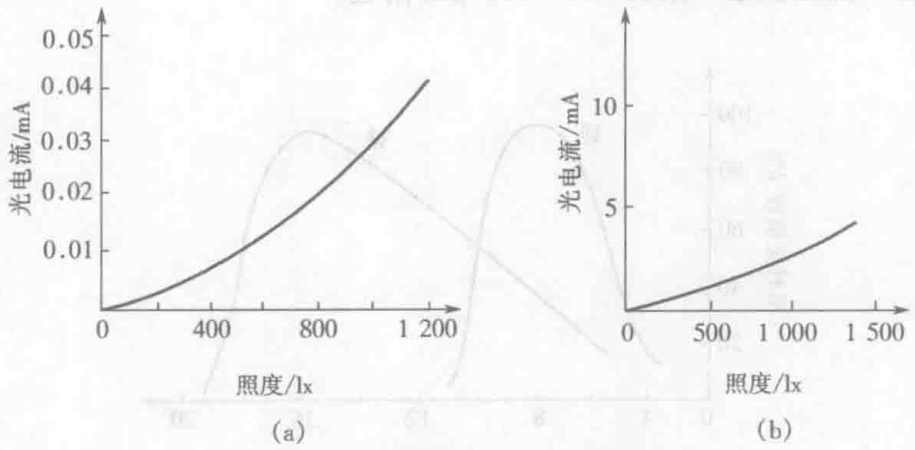


图 9-1-13　硅光敏管的光照特性曲线

(a)硅光敏二极管　(b)硅光敏三极管

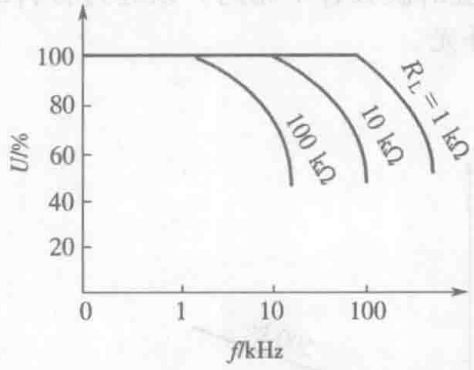


图 9-1-14　硅光敏三极管的频率响应曲线

佳的负载电阻。

光敏三极管的频率响应，通常比同类二极管差得多，这是由于载流子的形成距基极—集电极结的距离各不相同，因而各载流子到达集电极的时间也各不相同的原因。锗光敏三极管，其截止频率约为 3 kHz，而对应的锗光敏二极管的截止频率为 50 kHz。硅光敏三极管的响应频率要比锗光敏三极管高得多，其截止频率达 50 kHz 左右。

5)暗电流—温度特性

图 9-1-15(a)为锗和硅光敏管的暗电流—温度特性曲线。由图可见，硅光敏管的暗电流比锗光敏管的小得多(为锗的百分之一到千分之一)。

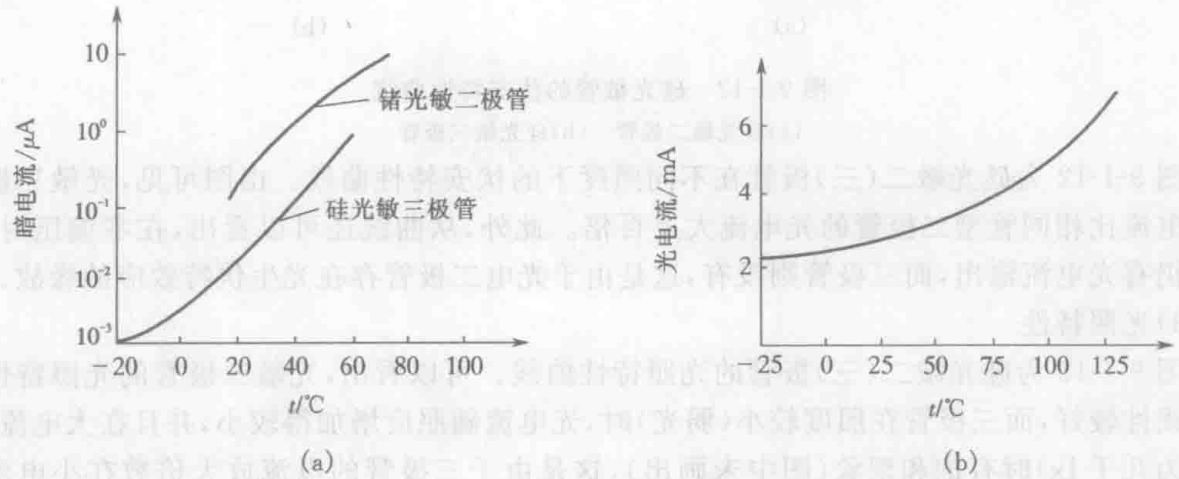


图 9-1-15　光敏三极管的温度特性

(a)锗和硅光敏暗电流—温度特性曲线　(b)光敏三极管光电流—温度特性曲线

暗电流随温度升高而增加的原因是热激发造成的。光敏管的暗电流在电路中是一种噪声电流。在高照度下工作时，由于光电流比暗电流大得多(信噪比大)，温度的影响相对比较小。但在低照度下工作时，因为光电流比较小，暗电流的影响不能不考虑(信噪比小的情

况)。如果电路的各极间没有隔直电容,对于锗光敏管在高温低照度情况下使用时,输出信号的稳定性就很差,以致产生误差信号。为此,在实际使用中,应在线路中采取适当的温度补偿措施。对于调制光交流放大电路,由于隔直电容存在,可使暗电流隔断,消除温度影响。

6)光电流—温度特性

图 9-1-15(b)为光敏三极管的光电流—温度特性曲线。在一定温度范围内,温度变化对光电流的影响较小,其光电流主要是由光照强度决定的。

(3)光敏晶体管电路的分析方法

光敏晶体管的原理和伏安特性与一般晶体管类似,其差别仅在于前者由光照度或光通量控制光电流,后者则由基极电流 I_b 控制集电极电流。因此,其分析计算方法可仿照共射极晶体管放大器进行。

例 1　光敏二极管 GG 的联接和伏安特性如图 9-1-16(a)和(b)所示。若光敏二极管上的照度发生变化,$L=100+100\sin \omega t$(lx),为使光敏二极管上有 10 V 的电压变化,求所需的负载电阻 R_L 和电源电压 E,并绘出电流和电压的变化曲线。

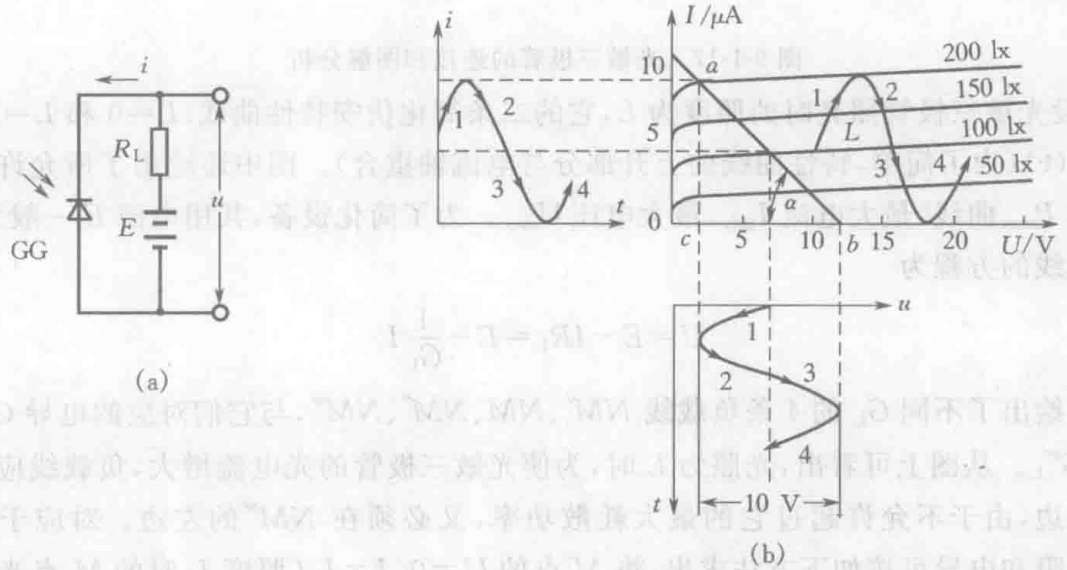


图 9-1-16　光敏二极管的连接和图解分析

解:与晶体管的图解法类似,找出照度为 200 lx 这条伏安特性曲线上的弯曲处 a 点,它在电压 U 轴(X 轴)上的投影 c 点设为 2 V。因为照度变至零时改变电压 10 V,所以电源电压

$$E=2+10=12\ \text{V}$$

在电压 U 轴上找到 12 V 的 b 点。联结 a、b 二点的直线即为所求负载线。从图上可得 a 点的电流为 10 μA,所需负载电阻

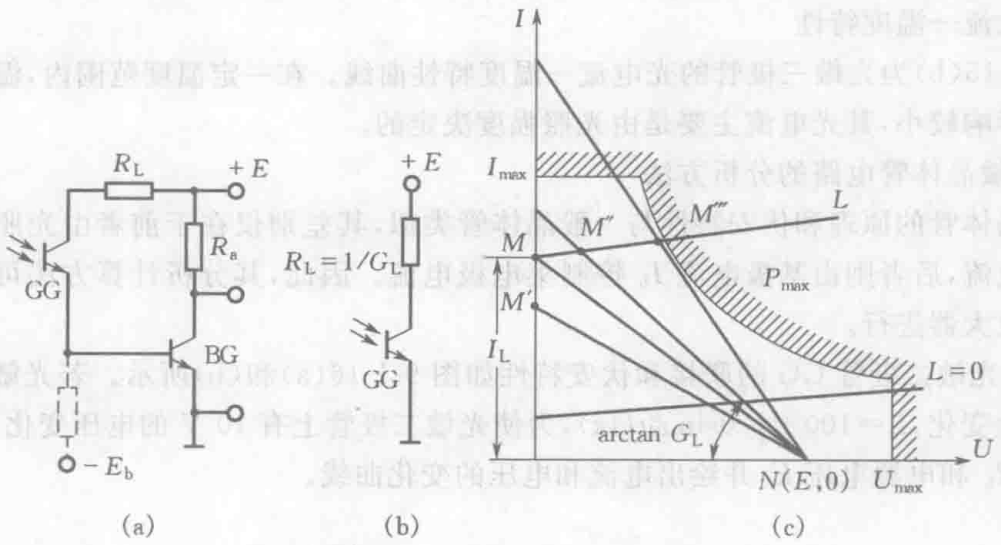
$$R_L=\frac{1}{\tan\alpha}=\frac{bc}{ac}=\frac{12-2}{10\times10^{-6}}=10^6\ \Omega$$

与晶体管放大器图解法类似,当照度变化时其电流和电压的波形如图 9-1-16(b)所示。如果光敏二极管特性的线性度较好,则电流和电压的交变分量亦做正弦变化。

从上述图解法可知,加大负载电阻 R_L 和电源电压 E 可使输出的电压变化加大。但 R_L 增大使时间常数增大,响应速度降低,所以当照度的变化频率较高时,R_L 的选取要同时照顾输出电压和响应速度两个方面。

例 2　用于继电器工作状态的光敏三极管 GG,如图 9-1-17(a)所示,欲使晶体管 BG 工

作于导通和截止两个状态，对它的基极电流亦即光敏三极管的输出电流有一定的要求。若忽略晶体管 BG 基极与发射极极间的压降，则得光敏三极管的电路如图 9-1-17(b)所示。



(a)　　(b)　　(c)

图 9-1-17　光敏三极管的连接和图解分析

解：设光敏三极管照亮时的照度为 L，它的二条简化伏安特性曲线($L=0$ 和 $L=L$)示于图 9-1-17(c)(为了简单，特性曲线的上升部分与电流轴重合)。图中还绘出了所允许的最大耗散功率 P_{max} 曲线、最大电流 I_{max}、最大电压 U_{max}。为了简化设备，共用电源 E 一般为已知。

负载线的方程为

$$U=E-IR_L=E-\frac{1}{G_L}I \tag{9-1-9}$$

图中绘出了不同 G_L 的 4 条负载线 NM'、NM、NM''、NM'''，与它们对应的电导 $G'_L<G_L<G''_L<G'''_L$。从图上可看出，光照为 L 时，为使光敏三极管的光电流增大，负载线应在 NM 直线的右边，由于不允许超过它的最大耗散功率，又必须在 NM''' 的左边。对应于负载线 NM 的电阻和电导可按如下方法求出：将 M 点的 $U=0$，$I=I_L$(照度 L 时的 M 点光电流)，代入(9-1-9)式可得

$$R_L=\frac{E}{I_L}\text{或}\ G_L=\frac{I_L}{E} \tag{9-1-10}$$

负载电导必须略大于 $G_L=\dfrac{I_L}{E}$。

知道光照时的电流 I_L 即 I_b 后，使晶体管 BG 饱和的电阻 R_a 即可求出，即

$$R_a\geqslant\frac{E}{\beta I_L} \tag{9-1-11}$$

式中　β——晶体管 BG 的电流放大系数。

设图 9-1-17(a)中的 $E=18$ V，光敏三极管采用 3DU13，它在照度 1 000 lx 时的电流 $I_L=0.7$ mA。晶体管 BG 采用 3DG6B，$\beta=30$。

根据(9-1-10)式

$$R_L=\frac{18}{0.7\times10^{-3}}=25.7\ \text{k}\Omega\quad(\text{取 }24\ \text{k}\Omega)$$

根据(9-1-11)式

$$R_a \geqslant \frac{18}{30\times 0.7\times 10^{-3}} = 857\ \Omega \quad (\text{取 } 910\ \Omega)$$

由于光敏三极管存在暗电流不能使晶体管 BG 完全截止，为此可在晶体管基极加反向偏压 $-E_b$[如图(a)中虚线表示]，当然照度为 L 时，应保证晶体管饱和导通。

9.1.5　光电耦合器

光电耦合器是由一发光元件和一光电元件同时封装在一个外壳内组合而成的转换元件。

(1)光电耦合器的结构

光电耦合器的结构有金属密封型和塑料密封型两种。

金属密封型见图 9-1-18(a)，采用金属外壳和玻璃绝缘的结构。在其中部对接，采用环焊以保证发光二极管和光敏二极管对准，以此提高其灵敏度。

塑料密封型见图 9-1-18(b)，采用双立直插式用塑料封装的结构。管心先装于管脚上，中间再用透明树脂固定，具有集光作用，故此种结构灵敏度较高。

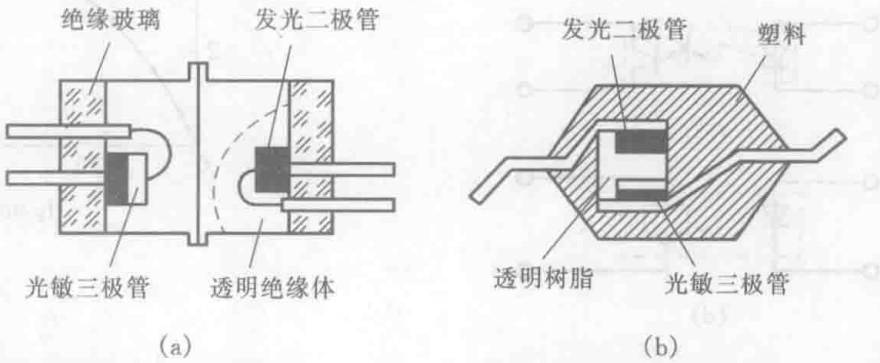


图 9-1-18　光电耦合器结构图

(a)金属密封型　(b)塑料密封型

(2)砷化镓发光二极管

光电耦合器中的发光元件采用了砷化镓发光二极管，是一种半导体发光器件，与普通二极管一样，管心由一个 PN 结组成，具有单向导电的特性。当给 PN 结加以正向电压后，空间电荷区势垒下降，引起载流子的注入，P 区的空穴注入到 N 区，注入的电子和空穴相遇而产生复合，释放出能量。对于发光二极管来说，复合时放出的能量大部分以光的形式出现。此光为单色光，对于砷化镓发光二极管来说波长为 0.94 μm 左右。随正向电压的提高，正向电流增加，发光二极管产生的光通量亦增加，其最大值受发光二极管最大允许电流的限制。

(3)光电耦合器的组合形式

光电耦合器的组合形式有四种，如图 9-1-19 所示。

图 9-1-19(a)所示的形式结构简单、成本低，通常用于 50 kHz 以下工作频率的装置内。

图 9-1-19(b)为采用高速开关管构成的高速光电耦合器，适用于较高频率的装置中。

图 9-1-19(c)的组合形式采用了放大三极管构成的高传输效率的光电耦合器，适用于直接驱动和较低频率的装置中。

图 9-1-19(d)为采用固体功能器件构成的高速、高传输效率的光电耦合器。

近年来,已有将发光元件和光敏元件做在同一个半导体基片上,以构成全集成化的光电耦合器。

无论哪一种组合形式,都要使发光元件与光敏元件在波长上得到最佳匹配,保证其灵敏度为最高。

(4)光电耦合器的特性曲线

光电耦合器的特性曲线是输入发光元件和输出光电元件的特性曲线合成的。作为输入元件的砷化镓发光二极管与输出元件的硅光敏三极管合成的光电耦合器的特性曲线如图 9-1-20所示。

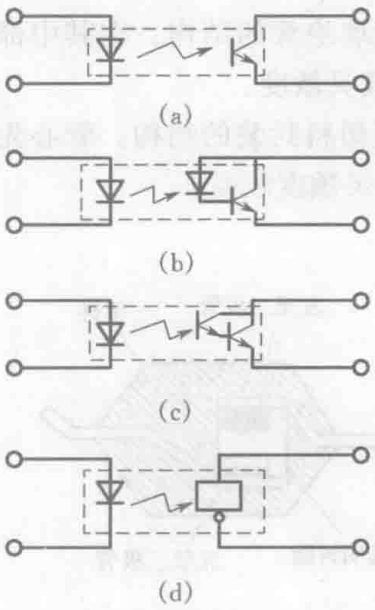


图 9-1-19 光电耦合器的组合形式

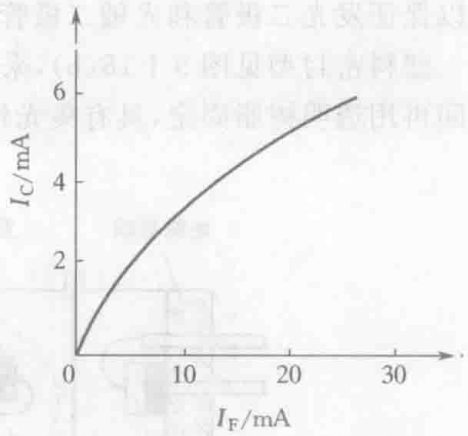


图 9-1-20 光电耦合器的特性曲线

光电耦合器的输入量是直流电流 I_F,而输出量也是直流电流 I_C。从图中可以看出,该器件的直线性较差,但可采用反馈技术对其非线性失真进行校正。

9.1.6 光电传感器的类型及应用

光电传感器可应用于测量多种非电量。由光通量对光电元件的作用原理不同制成的光学装置是多种多样的,按其输出量性质可分为两类。

(1)模拟式光电传感器

这类光电传感器测量系统是把被测量转换成连续变化的光电流,它与被测量间呈单值对应关系。一般有下列几种情形。

①光辐射源本身是被测物,见图 9-1-21(a),被测物发出的光通量射向光电元件。这种形式的光电传感器可用于光电比色高温计中,它的光通量和光谱的强度分布均为被测温度的函数。

②恒光源是白炽灯(或其他任何光源),见图 9-1-21(b),光通量穿过被测物,部分被吸收后到达光电元件上。吸收量决定于被测物介质中被测的参数。例如,测量液体、气体的透明度、混浊度的光电比色计。

③恒光源发出的光通量射到被测物,见图 9-1-21(c),再从被测物体表面反射后投射到光电元件上。被测体表面反射条件决定于表面性质或状态,因此光电元件的输出信号是被

测非电量的函数。例如，测量表面光洁度、粗糙度等仪器中的传感器等。

④从恒光源发射到光电元件的光通量遇到被测物，被遮蔽了一部分，见图 9-1-21(d)，由此改变了照射到光电元件上的光通量。在某些测量尺寸或振动等仪器中，常采用这种传感器。

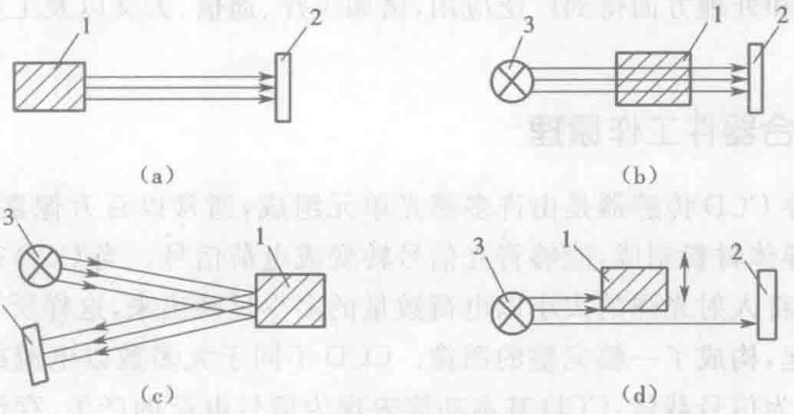


图 9-1-21　光电元件的应用形式

(a)被测物是光源　(b)被测物能吸收光通量　(c)被测物是有反射能力的表面　(d)被测物遮蔽光通量

1—被测物　2—光电元件　3—恒光源

(2)开关式光电传感器

开关式光电传感器利用光电元件受光照或无关照时“有/无”电信号输出的特性，将被测量转换成断续变化的开关信号。开关式光电传感器对光电元件灵敏度要求较高，而对光照特性的线性性要求不高。此类传感器主要应用于零件或产品的自动记数、光控开关、电子计算机的光电输入设备、光电编码器以及光电报警装置等方面。

图 9-1-22 为光电式数字转速表工作原理图。电动机转轴转动时，将带动调制盘转动，发光二极管发出的恒定光被调制成随时间变化的调制光，透光与不透光交替出现，光敏管将间断地接收到透射光信号，输出电脉冲。经放大整形电路转换成方波信号，由数字频率计测得电机的转速。送频率计进行计数，若频率计的计数频率为 f，则电机转速 n 为

$$n=60f/z \tag{9-1-12}$$

式中　z——调制盘齿数。

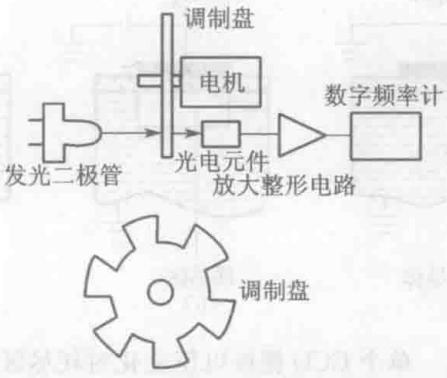


图 9-1-22　光电式数字转速表工作原理

9.2　电荷耦合图像传感器

电荷耦合器件(Charge Coupled Devices，CCD)以电荷转移为核心，是一种应用非常广

泛的固体图像传感器，它是以电荷包的形式存储和传递信息的半导体表面器件，是在 MOS (Metal Oxide Semiconductor)结构电荷存储器的基础上发展起来的。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，很快推出各种实用的 CCD。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、信息存储和处理方面得到广泛应用，诸如医疗、通信、天文以及工业检测与自动控制系统。

9.2.1 电荷耦合器件工作原理

电荷耦合器件 CCD 传感器是由许多感光单元组成，通常以百万像素为单位，它使用一种高感光度的半导体材料制成，能够将光信号转变成电荷信号。当 CCD 表面受到光线照射时，每个感光单元将入射光强的大小以电荷数量的多少反映出来，这样所有感光单元所产生的信号叠加在一起，构成了一幅完整的图像。CCD 不同于大多数以电流或电压为信号的器件，它是以电荷作为信号载体，CCD 基本功能表现为信号电荷的产生、存储、传输和检出(即输出)。

(1)光电荷的产生

光电荷产生的方法主要分为光注入和电注入两类，通常的 CCD 传感器一般采用光注入方式。当光照射到 CCD 硅片上时，在栅极附近的半导体体内产生电子—空穴对，其多数载流子被栅极电压所排斥，少数载流子则被收集在势阱中形成信号电荷。

(2)电荷的存储

CCD 的基本单元是 MOS(金属-氧化物-半导体)结构，其作用是将产生的光电荷进行存储。图 9-2-1(a)中，栅极 G 电压为零，P 型半导体中的空穴(多数载流子)的分布是均匀的；图 9-2-1(b)中，施加了正偏压 U_G(此时 U_G 小于 P 型半导体的阈值电压 U_{th})，在图 9-2-1(a)中的空穴中产生了耗尽区；施加的电压继续增加，则耗尽区将进一步向半导体内延伸，如图 9-2-1(c)所示，当 $U_G > U_{th}$ 时，以 Φ_S 表示半导体与绝缘体界面上的电势，Φ_S 变得很高，以至于将半导体内的电子(少数载流子)吸引到表面，形成一层很薄但电荷浓度很高的反型层。反型层电荷的存在则表明了 MOS 结构存储电荷的功能。

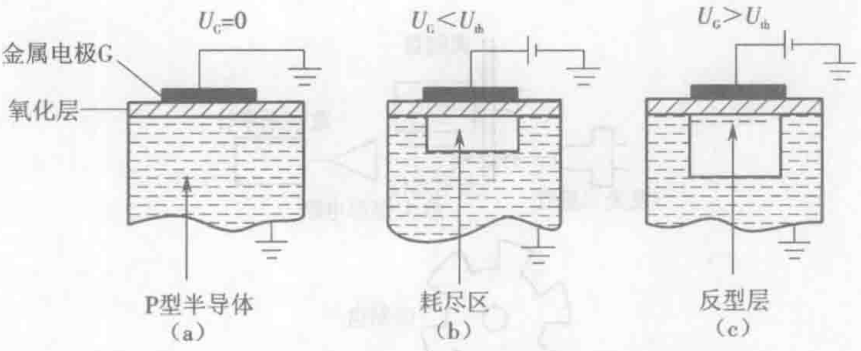


图 9-2-1 单个 CCD 栅极电压变化对耗尽区的影响

(a)栅极电压为零 (b)栅极电压小于阈值电压 (c)栅极电压大于阈值电压

表面势 Φ_S 与反型层的电荷浓度 Q_{INV}、栅极电压 U_G 有关，Φ_S 与 Q_{INV} 之间存在反比例线性关系，由于氧化物与半导体的交界面处的势能最低，可以形象地说，半导体表面形成了对电子的“势阱”。电子被加有栅极电压的 MOS 结构吸引过去，没有反型层时，势阱的深度和 U_G 成正比例关系，如图 9-2-2(a)的情况；当反型层电荷填充势阱时，表面势收缩，如图

9-2-2(b)所示；随着反型层电荷浓度的继续增加，势阱被填充更多，此时表面不再束缚多余的电子，电子将产生“溢出”现象，如图 9-2-2(c)所示。

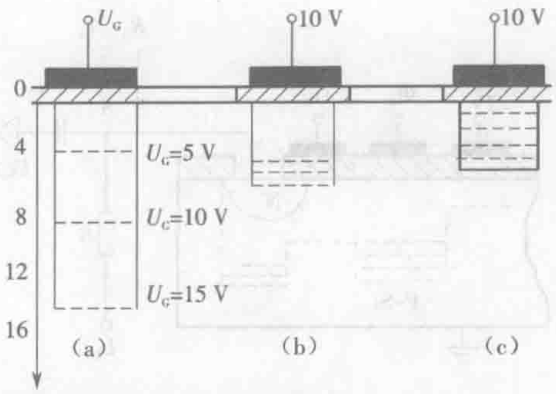


图 9-2-2　势阱

(a)空势阱　(b)填充 1/3 的势阱　(c)全满势阱

(3)电荷的转移

通过按一定的时序在电极上施加高低电平，可以实现光电荷在相邻势阱间的转移，图 9-2-3 表示 CCD 势阱中电荷的转移。

图 9-2-3 中 CCD 的 4 个电极彼此靠得很近，假定开始在偏压为 10 V 的(1)电极下面的深势阱中，其他电极加有大于阈值的较低电压(例如 2 V)，如图 9-2-3(a)所示；一定时刻后，(2)电极由 2 V 变为 10 V，其余电极保持不变，如图 9-2-3(b)所示；因为(1)、(2)电极靠得很近(间隔只有几微米)，它们各自的对应势阱将合并在一起，原来在(1)电极下的电荷变为(1)、(2)2 个电极共有，如图 9-2-3(c)所示；此后，(1)电极上电压由 10 V 变为 2 V，(2)电极上 10 V 不变，如图 9-2-3(d)所示，电荷就将慢慢转移到(2)电极下的势阱中；最后(1)电极下的电荷就转移到了(2)电极下，如图 9-2-3(e)，由此深势阱及电荷包向右转移了一个位置。

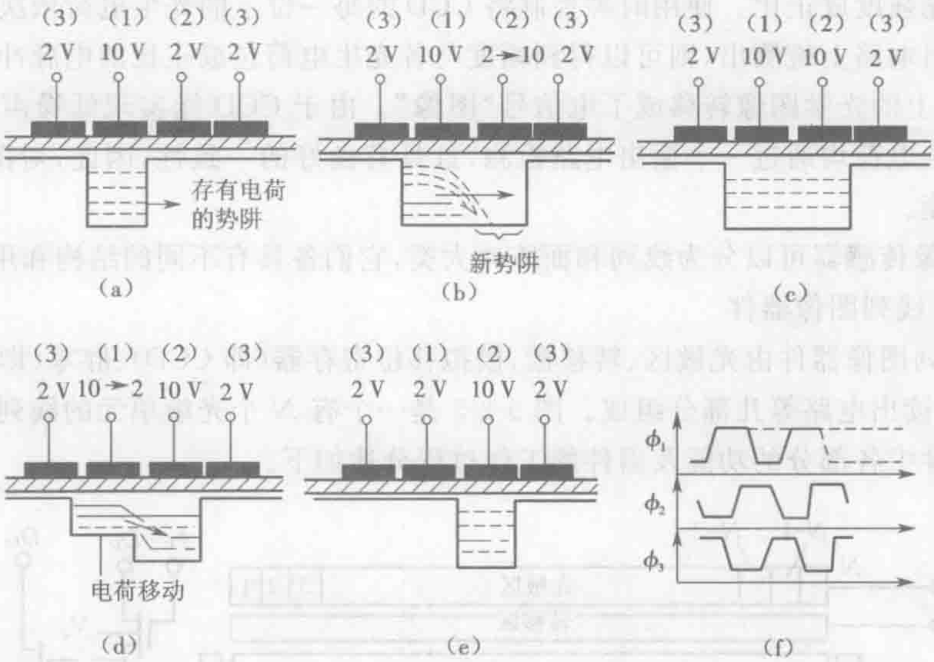


图 9-2-3　三相 CCD 中电荷的转移过程

(a)初始状态　(b)电荷由(1)电极向(2)电极转移　(c)电荷在(1)(2)电极下均匀分布

(d)电荷继续由(1)电极向(2)电极转移　(e)电荷完全转移到(2)电极　(f)三相转移脉冲

为了实现转移，CCD 电极间的间隙必须很小，电荷才能不受阻碍地从一个电极转移到相邻电极下，电极间的间隙由电极结构、表面态密度等因素决定。

(4)光电荷的输出

光电荷的输出是指在光电荷转移通道的末端，将电荷信号转换为电压或电流信号输出，也称为光电荷的检出。目前 CCD 的主要输出方式有电流输出、浮置扩散放大输出和浮置栅极放大输出。

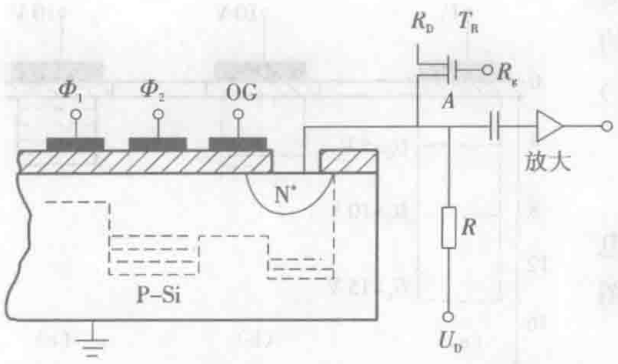


图 9-2-4 CCD 电流输出模式结构示意图

以电流输出方式为例，如图 9-2-4 所示，当信号电荷在转移脉冲的驱动下向右转移到末电极的势阱中后，Φ_2 电极电压由高变低，由于势阱的提高，信号电荷将通过输出栅（加有恒定电压）下的势阱进入反向偏置的二极管（图中 N^+ 区）。由 U_D、电阻 R、衬底 P 和 N^+ 区构成的反向偏置二极管相当于一个深势阱，进入反向偏置二极管中的电荷，将产生输出电流 I_D，I_D 的大小与注入二极管中的信号电荷量 Q_S 成正比。由于 I_D 的存在，使得 A 点的电位发生变化；I_D 增大，A 点的电位降低，CCD 的电流输出模式即是用隔直电容将 A 点的电位变化取出，经放大器输出。

9.2.2 CCD 图像传感器

(1)CCD 图像传感器的原理

CCD 图像传感器是利用 CCD 的光电转移和电荷转移的双重功能。当一定波长的入射光照射 CCD 时，若 CCD 的电极下形成势阱，则光生少数载流子就积聚到势阱中，其数目与光照时间和光强度成正比。使用时钟控制将 CCD 的每一位下的光生电荷依次转移出来，分别从同一输出电路上检测出，则可以得到幅度与各光生电荷包成正比的电脉冲序列，从而将照射在 CCD 上的光学图像转移成了电信号“图像”。由于 CCD 能实现低噪声的电荷转移，并且所有光生电荷均通过一个输出电路检测，且具有良好的一致性，因此，对图像的传感具有优越的性能。

CCD 图像传感器可以分为线列和面阵两大类，它们各具有不同的结构和用途。

(2)CCD 线列图像器件

CCD 线列图像器件由光敏区、转移栅、模拟移位寄存器（即 CCD）、胖零（即偏置）电荷注入电路、信号读出电路等几部分组成。图 9-2-5 是一个有 N 个光敏单元的线列 CCD 图像传感器件。器件中各部分的功能及器件的工作过程分述如下。

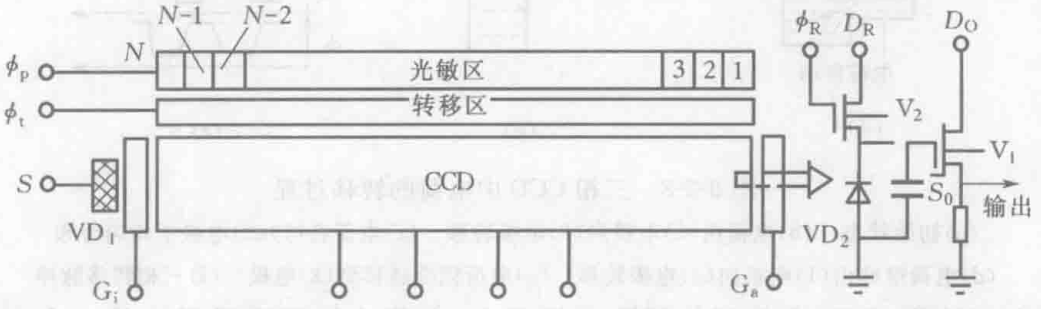


图 9-2-5 线列 CCD 图像器件

1）光敏区

N 个光敏单元排成一列。如图 9-2-6 所示，光敏单元为 MOS 电容结构（目前普遍采用 P-N 结构）。透明的低阻多晶硅薄条作为 N 个 MOS 电容（即光敏单元）的共同电极，称为光栅 ϕ_P。MOS 电容的低电极为半导体 P 型单晶硅，在硅表面，相邻两光敏单元之间用沟阻隔

开，以保证 N 个 MOS 电容互相独立。

器件其余部分的栅极也为多晶硅栅，但为避免非光敏区“感光”，除光栅外，器件的所有栅区均以铝层覆盖，以实现光屏蔽。

2）转移栅 ϕ_t

转移栅 ϕ_t 与光栅 ϕ_p 一样，同样是狭长细条，位于光栅和 CCD 之间，它是用来控制光敏单元势阱中的信号电荷向 CCD 中转移。

3）模拟移位寄存器

前面已提到过，CCD 有二相、三相、四相几种结构，现以四相结构为例进行讨论。一、三相为转移相，二、四相为存储相。在排列上，N 位 CCD 与 N 个光敏单元一一对齐，最靠近输出端的那位 CCD 称第一位，对应的光敏单元为第一个光敏单元，依此类推。各光敏单元通向 CCD 的各转移沟道之间由沟阻隔开，而且只能通向每位 CCD 中某一个相，如图 9-2-7 所示，只通向每位 CCD 的第二相，这样可防止各信号电荷包转移时可能引起的混淆。

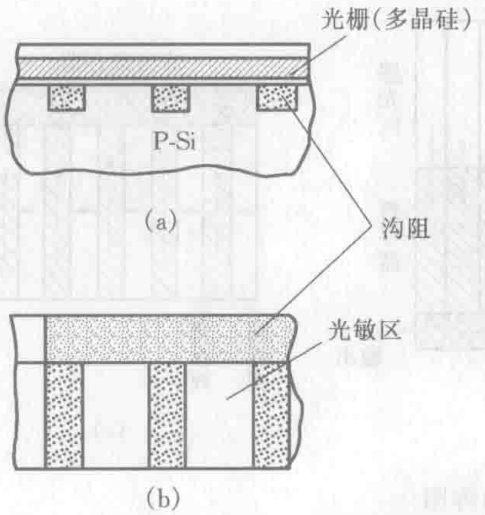


图 9-2-6　MOS 型光敏单元结构

(a)剖视图　(b)顶视图

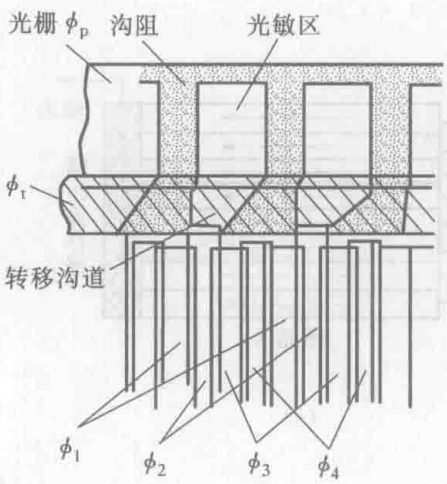


图 9-2-7　转移沟道

4）偏置电荷电路

由输入二极管 VD_i（通称为源）和输入栅 G_i 组成的偏置电荷注入回路，用来注入胖零信号，以减小界面态的影响，提高转移效率。

5）输出栅 G_a

输出栅工作在直流偏置电压状态，起着交流旁路作用，用来屏蔽时钟脉冲对输出信号的干扰。

6）输出电路

CCD 输出电路由放大管 V_1、复位管 V_2、输出二极管 VD_2 组成，它的功能是将信号电荷转移为信号电压，然后输出。

(3)CCD 面阵图像器件

面阵图像器件的感光单元呈二维矩阵排列，组成感光区。面阵图像器件能够检测二维的平面图像。由于传输和读出的结构方式不同，面阵图像器件有许多种类型。常见的传输方式有行传输、帧传输和行间传输三种。

行传输(LT)面阵 CCD 的结构如图 9-2-8(a)所示，它由行选址电路、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息

电荷通过输出寄存器转移到输出端。行传输的缺点是需要的时钟电路(即行选址电路)比较复杂,并且在电荷传输转移过程中,光积分还在进行,会产生“拖影”,因此,这种结构采用较少。

帧传输(FT)的结构如图 9-2-8(b)所示,它由感光区、暂存区、输出寄存器组成。工作时,在感光区光积分结束后,先将信号电荷从感光区迅速转移到暂存区,暂存区表面具有不透光的覆盖层。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。这种结构的时钟要求比较简单,它对“拖影”问题比行传输虽有所改善,但同样是存在的。

行间传输(ILT)的结构如图 9-2-8(c)所示,感光区和暂存区行行相间排列。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列中,然后再进行下一帧图像的光积分,同时将暂存区中的信号电荷逐列通过输出寄存器转移到输出端。行间传输结构具有良好的图像抗混淆性能,即图像不存在“拖影”,但不透光的暂存转移区降低了器件的收光效率,并且这种结构不适宜光从背面照射。

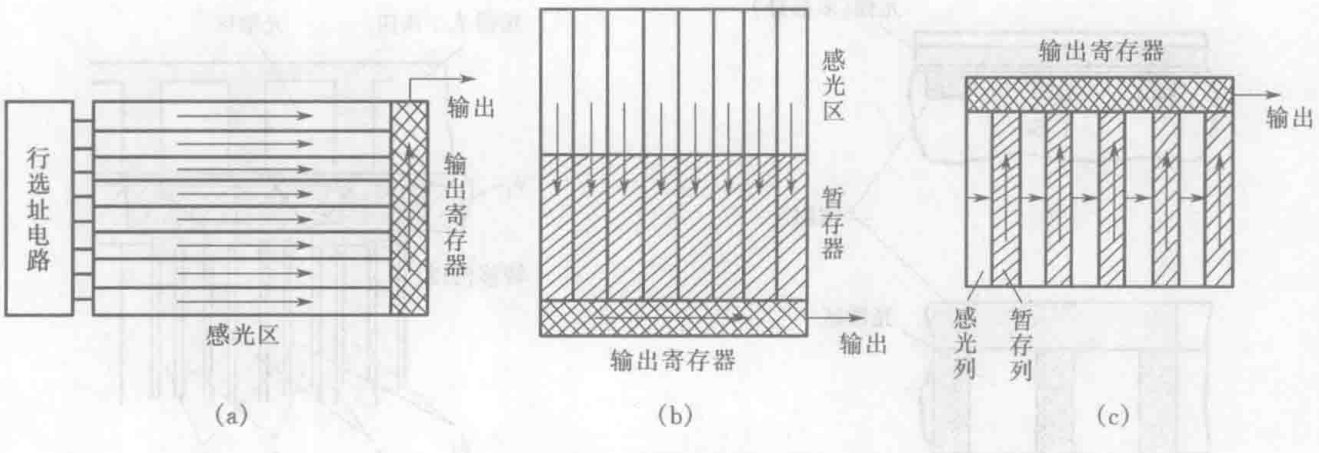


图 9-2-8 CCD 面阵图

(a)行传输 (b)帧传输 (c)行间传输

9.2.3 光电阵列器件的应用

光电阵列器件包括光电二极管阵列、光电三极管阵列和 CCD 成像器件。它们都具有图像传感功能,可广泛地应用于摄像、信号检测等领域。如前所述,这些光敏阵列器件有线列和面阵两种,线列传感一维的图像,面阵则可以感受二维的平面图像,它们各具有不同的用途。

(1)尺寸检测

在自动化生产线上,经常需要进行物体尺寸的在线检测。例如零件的尺寸检验、轧钢厂钢板宽度的在线检测和控制等。利用光电阵列器件,即可实现物体尺寸的高精度非接触检测。

1)微小尺寸的检测

微小尺寸的检测通常用于对微隙、细丝或小孔的尺寸进行检测。例如,在游丝轧制的精密机械加工中,要求对游丝的厚度进行精密的在线检测和控制。而游丝的厚度通常只有10～20 μm。

对微小尺寸的检测一般采用激光衍射的方法。当激光照射细丝或小孔时,会产生衍射图像,用阵列光电器件对衍射图像进行接收,测出暗纹的间距,即可计算出细丝或小孔的

尺寸。

对于细丝尺寸检测的结构图如图 9-2-9 所示。由于 He-Ne 激光器具有良好的单色性和方向性，当激光照射到细丝时，满足远场条件，在 $L \gg a^2/\lambda$ 时，就会得到夫琅禾费衍射图像，由夫琅禾费衍射理论及互补定理可推导出衍射图像暗纹的间距 d 为

$$d=\frac{L\lambda}{a} \tag{9-2-1}$$

式中　L——细丝到接收光敏阵列器件的距离；

λ——入射激光波长；

a——被测细丝直径。

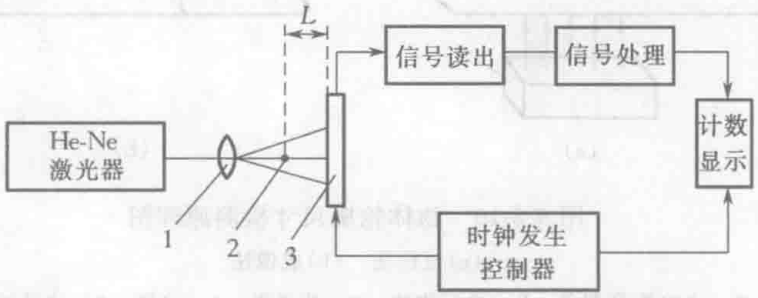


图 9-2-9　细丝直径检测系统结构

1—透镜　2—细丝截面　3—线列光敏器件

用线列光电器件将衍射光强信号转移为脉冲电信号，根据两个幅值为极小值之间的脉冲数 N 和线列光电器件单元的间距 l，即可算出衍射图像暗纹之间的间距

$$d=Nl \tag{9-2-2}$$

根据式(9-2-1)式可知，被测细丝的直径 a 为

$$a=\frac{L\lambda}{d}=\frac{L\lambda}{Nl} \tag{9-2-3}$$

由于各种光电阵列器件存在噪声，在噪声影响下，输出信号在衍射图形暗纹峰值附近有一定的失真，从而会影响检测精度。应采取相应办法减小噪声影响，提高检测精度。

2)物体轮廓尺寸的检测

阵列器件除了可以测量物体的一维尺寸外，还可以用于检测物体的形状、面积等参数，以实现对物体的形状识别或轮廓尺寸检验。轮廓尺寸的检测方法有两种：一种是投影法，如图 9-2-10(a)所示，光源发出的平行光透过透明的传送带照射所测物体，将物体轮廓投影在光电阵列器件上，对阵列器件的输出信号进行处理后即可得到被测体的形状和尺寸；另一种检测方法是成像法，如图 9-2-10(b)所示，通过成像系统将被测工件成像在光电阵列上，同样可以测出物体的尺寸和形状。投影法的特点是图像清晰，信噪比高，但需要设计产生平行光的光源。成像法不需要专门的光源，但被测物要有一定的辉度，并且需要设计成像光学系统。

用于轮廓尺寸检测的光电阵列器件可以是线列，也可以是面阵。在用线列器件时，传送带必须以恒定速度传送工件，并向阵列器件提供同步检测信号，由线列器件一行一行地扫描，到物件完全经过后得到一幅完整的图像输出。采用面阵器件时，只需要进行一次“曝光”。并且，只要物像不超出面阵的边缘，则检测精度不受物体与阵列器件之间相对位置的影响。因此，采用面阵器件时不仅可以提高检测速度，而且检测精度也比用线列器件高得多。

(2)表面缺陷检测

在自动化生产线上,经常需要对产品的表面质量进行检测,以作为产品质量检验的一个方面,或者作为控制的反馈信号。采用光电阵列器件进行物体表面检测时,根据不同的检测对象,可以采用不同的方法。

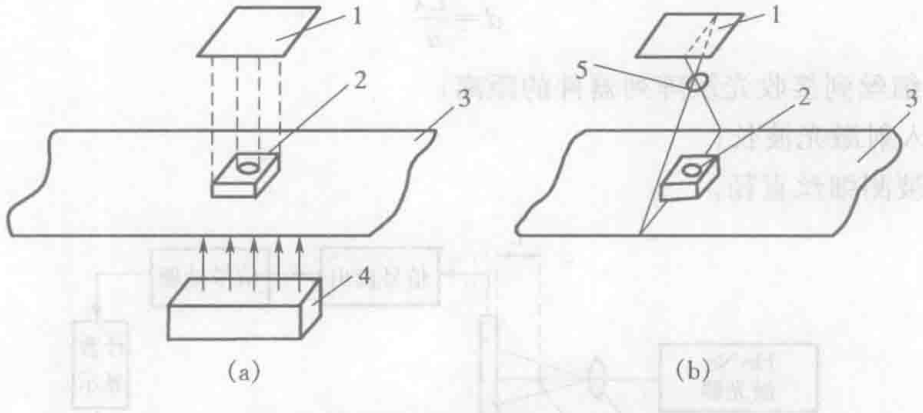


图 9-2-10 物体轮廓尺寸检测原理图

(a)投影法 (b)成像法

1—光电阵列器件 2—被测物体 3—传送带 4—光源 5—成像透镜

1)透射法

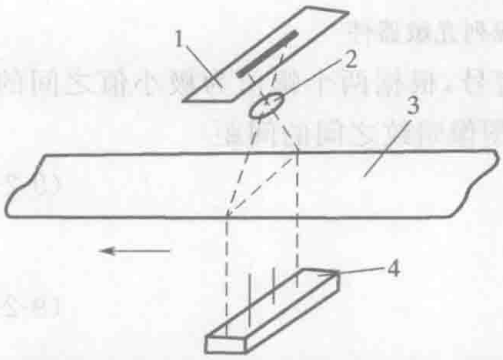


图 9-2-11 透明体的缺陷检测

1—线列光电器件 2—成像透镜

3—被测物体 4—光源

透明体的缺陷检测常用于透明胶带、玻璃等拉制生产线中。检测方法可用透射法,如图 9-2-11 所示。它类似于物件轮廓尺寸的检测,用一平行光源照射被测物体,透射光由成像系统的线阵光电器件接收。当被测物体以一定的速度经过时,线阵进行连续的扫描。若被测物体中存在气泡、针孔或夹杂物时,线阵的输出将会出现"毛刺"或尖峰信号,采用微型计算机对数据进行适当的处理即可进行质量检验或发出控制信号。该方法还可应用于非透明体和磁带上的针孔检测。

2)反射法

反射法进行表面缺陷检测的结构如图 9-2-12 所示。光源发出的光照射被测表面,反射光经成像系统成像到线阵光敏器件上。被测体表面若存在划痕或疵点将由线阵器件检出。若检测环境有足够的亮度,则也可不用光源照明,直接用成像系统将被测物体表面成像在光电阵列上。图 9-2-13 示出了用成像法检验零件表面质量的系统结构,用两个线阵器件同时监视一对零件。假设在两个零件表面的同样位置不可能出现相同的疵点,则可以将两个线阵的输出进行比较,若两个线阵的输出出现明显的不同,则说明这两个零件中至少有一个零件表面存在疵点。实际应用中,可将两个线阵的输出用比较器比较,若比较器的输出超过某一阈值,则说明被检测的一对零件中至少有一个表面质量不符合要求。

在需要照明的检测场合,理想的光源是发光均匀的直流光源,但直流光源需要大功率的直流电源,因此,也可采用交流供电的钨光源代替直流光源。此时,应在线阵的输出信号后加上滤波器,以滤掉 50 Hz 的光强变化。

表面缺陷检测系统的分辨力取决于缺陷与背景之间的反差及成像系统的分辨力和线阵

像元的间距。假设缺陷周围图像间有明显的反差，则一般要求缺陷图像应至少覆盖两个光敏单元。例如，要检出铝带上的划痕或疤痕，能否检出取决于划痕与周围金属的镜面反射特性差异程度。如果要检出的最小缺陷宽度为 0.4 mm，成像系统放大率为 2 倍，则要求线阵器件的光敏单元间距应小于 0.1 mm。

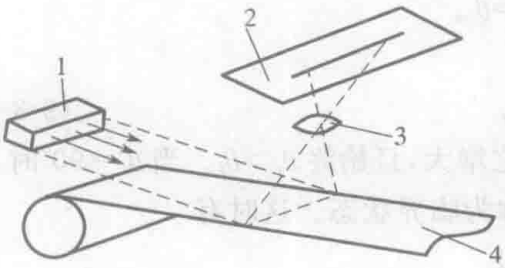


图 9-2-12　表面缺陷的反射检测法

1—光源　2—线阵光敏器件

3—成像透镜　4—被测物体

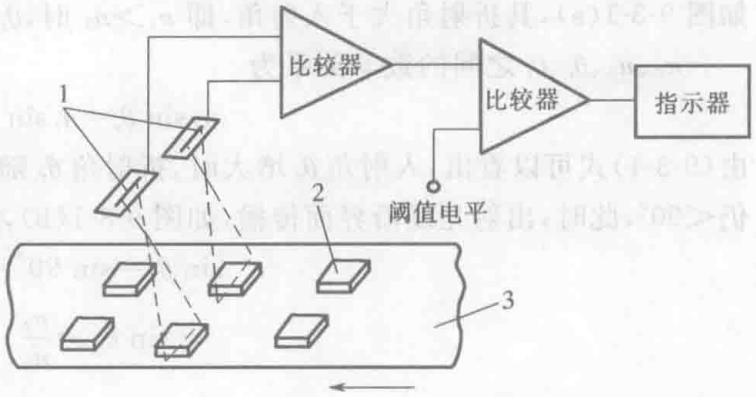


图 9-2-13　零件表面的质量检验

1—线阵光敏器件　2—被测物体　3—传送带

9.3　光纤传感器

光纤传感器是 20 世纪 70 年代中期发展起来的一种新型传感器。它是光纤和光通信技术迅速发展的产物；它与以电为基础的传感器相比有本质的区别。光纤传感器用光而不用电来作为敏感信息的载体；用光纤而不用导线来作为传递敏感信息的媒质。因此，它同时具有光纤及光学测量的一些极其宝贵的特点。

①电绝缘。因为光纤本身是电介质，而且敏感元件也可用电介质材料制作，因此光纤传感器具有良好的电绝缘性，特别适用于高压供电系统及大容量电机的测试。

②抗电磁干扰。这是光纤测量及光纤传感器的极其独特的性能特征，因此光纤传感器特别适用于高压大电流、强磁场噪声、强辐射等恶劣环境中，能解决许多传统传感器无法解决的问题。

③非侵入性。由于传感头可做成电绝缘的，而且其体积可以做得最小，因此，它不仅对电磁场是非侵入式的，而且对速度场也是非侵入式的，故对被测场不产生干扰。这对于弱电磁场及小管道内流速、流量等的监测特别具有实用价值。

④高灵敏度。高灵敏度是光学测量的优点之一。利用光作为信息载体的光纤传感器的灵敏度很高，它是某些精密测量与控制的必不可少的工具。

⑤容易实现对被测信号的远距离监控。由于光纤的传输损耗很小（目前石英玻璃系光纤的最小光损耗，可低达 0.16 dB/km），因此光纤传感器技术与遥测技术相结合，很容易实现对被测场的远距离监控。这对于工业生产过程的自动控制以及对核辐射、易燃、易爆气体和大气污染等进行监测尤为重要。

9.3.1　光导纤维导光的基本原理

光是一种电磁波，采用波动理论分析导光的基本原理。然而根据光学理论中指出的：在

尺寸远大于波长而折射率变化缓慢的空间，可以用“光线”即几何光学的方法分析光波的传播现象，这对于光纤中的多模光纤是完全适用的。

(1)斯涅耳定理(Snell's Law)

斯涅耳定理指出：当光由光密物质(折射率大)射出至光疏物质(折射率小)时，发生折射如图 9-3-1(a)，其折射角大于入射角，即 $n_1>n_2$ 时，$\theta_r>\theta_i$。

n_1、n_2、θ_r、θ_i 之间的数学关系为

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_r \tag{9-3-1}$$

由(9-3-1)式可以看出：入射角 θ_i 增大时，折射角 θ_r 随之增大，且始终 $\theta_r>\theta_i$。当 $\theta_r=90°$ 时，θ_i 仍$<90°$，此时，出射光线沿界面传播，如图 9-3-1(b)，称为临界状态。这时有

$$\sin \theta_r = \sin 90° = 1$$

$$\sin \theta_{i_0} = \frac{n_2}{n_1} \tag{9-3-2}$$

$$\theta_{i_0} = \arcsin \frac{n_2}{n_1} \tag{9-3-3}$$

式中 θ_{i_0}——临界角。

当 $\theta_i>\theta_{i_0}$ 时，$\theta_r>90°$，这时便发生全反射现象，如图 9-3-1(c)所示，其出射光不再折射而全部反射回来。

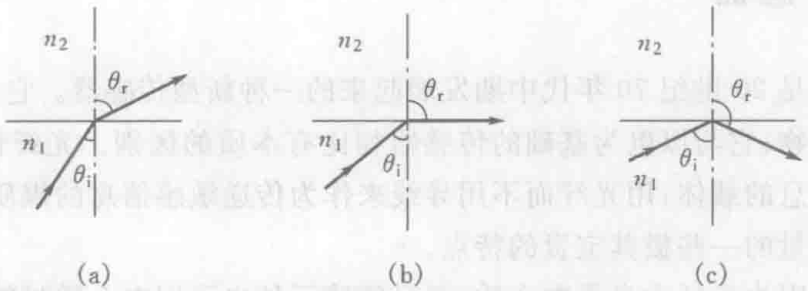


图 9-3-1 光在不同物质分界面的传播

(a)光的折射示意图 (b)临界状态示意图 (c)光全反射示意图

(2)光纤结构

光纤呈圆柱形，它通常由玻璃纤维芯(纤芯)和玻璃包皮(包层)两个同心圆柱的双层结构组成，如图 9-3-2 所示。

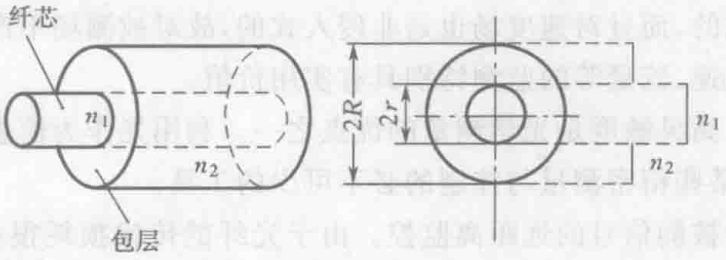


图 9-3-2 光纤结构

纤芯位于光纤的中心部位，光主要在这里传输。纤芯折射率 n_1 比包层折射率 n_2 稍大些，两层之间形成良好的光学界面。光线在此界面上反射传播。

(3)光纤导光原理及数值孔径 NA

由图 9-3-3 可以看出：入射光线 AB 与纤维轴线 OO 相交角为 θ_i，入射后折射(折射角为 θ_j)至纤芯与包层界面 C 点，与 C 点界面法线 DE 成 θ_k 角，并由界面折射至包层，CK 与 DE

夹角为θ_r。由图 9-3-3 可得出

$$n_0 \sin\theta_i = n_1 \sin\theta_j \tag{9-3-4}$$

$$n_1 \sin\theta_k = n_2 \sin\theta_r \tag{9-3-5}$$

由(9-3-4)式可以推出

$$\sin\theta_i = \frac{n_1}{n_0}\sin\theta_j$$

因　　$\theta_j = 90° - \theta_k$

所以

$$\sin\theta_i = \frac{n_1}{n_0}\sin(90° - \theta_k) = \frac{n_1}{n_0}\cos\theta_k = \frac{n_1}{n_0}\sqrt{1-\sin^2\theta_k} \tag{9-3-6}$$

由(9-3-5)式可推出 $\sin\theta_k = \frac{n_2}{n_1}\sin\theta_r$ 并代入(9-3-6)式得

$$\sin\theta_i = \frac{n_1}{n_0}\sqrt{1-\left(\frac{n_2}{n_1}\sin\theta_r\right)^2} = \frac{1}{n_0}\sqrt{n_1^2 - n_2^2\sin^2\theta_r} \tag{9-3-7}$$

(9-3-7)式中 n_0 为入射光线 AB 所在空间的折射率，一般皆为空气，故 $n_0 \approx 1$；n_1 为纤芯折射率，n_2 为包层折射率。当 $n_0 = 1$，由(9-3-7)式得

$$\sin\theta_i = \sqrt{n_1^2 - n_2^2\sin^2\theta_r} \tag{9-3-8}$$

当 $\theta_r = 90°$的临界状态时，$\theta_i = \theta_{i_0}$

$$\sin\theta_{i_0} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \tag{9-3-9}$$

纤维光学中把(9-3-9)式中 $\sin\theta_{i_0}$ 定义为“数值孔径”NA(Numerical Aperture)。由于 n_1 与 n_2 相差较小，即 $n_1 + n_2 \approx 2n_1$，故(9-3-9)式又可因式分解为

$$\sin\theta_{i_0} \approx n_1\sqrt{2\Delta} \tag{9-3-10}$$

式中　$\Delta = (n_1 - n_2)/n_1$ 称为相对折射率差。

由(9-3-8)式及图 9-3-3 可以看出：

$\theta_r = 90°$时，$\sin\theta_{i_0} = NA$ 或 $\theta_{i_0} = \arcsin NA$；

$\theta_r > 90°$时，光线发生全反射，由图 9-3-3 夹角关系可以看出 $\theta_i < \theta_{i_0} = \arcsin NA$；

$\theta_r < 90°$时，(9-3-8)式成立，可以看出，$\sin\theta_i > NA$，$\theta_i > \arcsin NA$，光线消失。

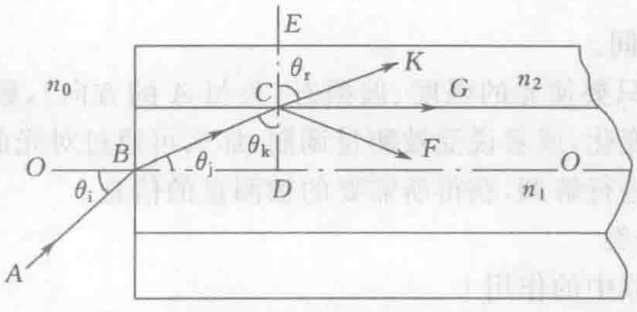


图 9-3-3　光纤导光示意图

这说明 $\arcsin NA$ 是一个临界角，凡入射角 $\theta_i > \arcsin NA$ 的那些光线进入光纤后都不能传播而在包层消失；相反，只有入射角 $\theta_i < \arcsin NA$ 的那些光线才可以进入光纤被全反射传播。

9.3.2　光纤传感器结构原理及分类

(1)光纤传感器结构原理

以电为基础的传统传感器是一种把测量的状态转变为可测的电信号的装置。电源、敏

感元件、信号接收和处理系统以及传输信息均用金属导线组成，见图 9-3-4(a)。光纤传感器则是一种把被测量的状态转变为可测的光信号的装置。由光发送器、敏感元件(光纤或非光纤的)、光接收器、信号处理系统以及光纤构成，见图 9-3-4(b)。由光发送器发出的光经光纤引导至敏感元件。在这里，光的某一性质受到被测量的调制，已调光经接收光纤耦合到光接收器，使光信号变为电信号，最后经信号处理系统处理得到所需要的被测量。

由图 9-3-4 可见，光纤传感器与以电为基础的传统传感器比较，在测量原理上有本质的差别。传统传感器是以机—电测量为基础，而光纤传感器则以光学测量为基础。

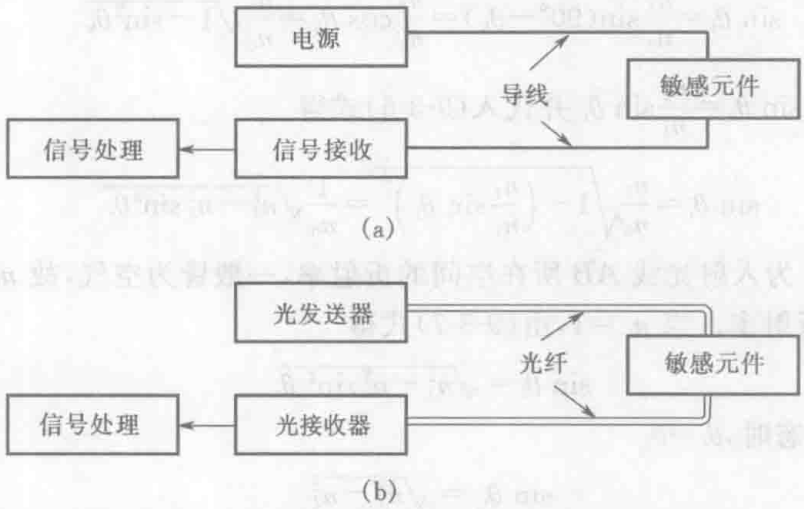


图 9-3-4　传统传感器与光纤传感器示意图

(a)传统传感器　(b)光纤传感器

从本质上分析，光就是一种电磁波，其波长范围从极远红外的 1 mm 到极远紫外线的 10 nm。电磁波的物理作用和生物化学作用主要因其中的电场而引起。因此，讨论光的敏感测量时必须考虑光的电矢量 $\boldsymbol{E}$ 的振动。通常用下式表示

$$\boldsymbol{E}=\boldsymbol{A}\sin(\omega t+\varphi) \tag{9-3-11}$$

式中　$\boldsymbol{A}$——电场 $\boldsymbol{E}$ 的振幅矢量；

ω——光波的振动频率；

φ——光相位；

t——光的传播时间。

由(9-3-11)式可见，只要使光的强度、偏振态(矢量 $\boldsymbol{A}$ 的方向)、频率和相位等参量之一随被测量状态的变化而变化，或者说受被测量调制，那么可通过对光的强度调制、偏振调制、频率调制或相位调制等进行解调，获得所需要的被测量的信息。

(2)光纤传感器的分类

1)根据光纤在传感器中的作用

光纤传感器分为功能型、非功能型和拾光型三大类(见图 9-3-5)。

①功能型(全光纤型)光纤传感器。光纤在其中不仅是导光媒质，而且也是敏感元件，光在光纤内受被测量调制。此类传感器的优点是结构紧凑、灵敏度高。但是它需用特殊光纤和先进的检测技术，因此成本高，其典型例子如光纤陀螺、光纤水听器等。

②非功能型(或称传光型)光纤传感器。光纤在其中仅起导光作用，光照在非光纤型敏感元件上受被测量调制。此类光纤传感器无需特殊光纤及其他特殊技术，比较容易实现，成本低。但灵敏度也较低，用于对灵敏度要求不太高的场合。

③拾光型光纤传感器。用光纤作为探头，接收由被测对象辐射的光或被其反射、散射的

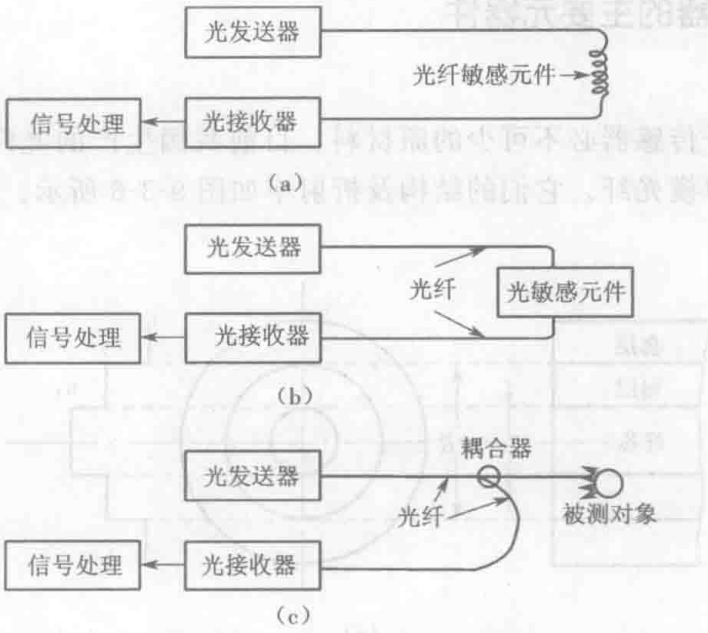


图 9-3-5　根据光纤在传感器中作用分类

(a)功能型光纤传感器　(b)非功能型光纤传感器　(c)拾光型光纤传感器

光。其典型例子如光纤激光多普勒速度计、辐射式光纤温度传感器等。

2)根据光受被测对象的调制形式

光纤传感器可分为以下 4 种不同的调制形式。

①强度调制型光纤传感器。这是一种利用被测对象的变化引起敏感元件的折射、吸收或反射等参数的变化,而导致光强度变化实现敏感测量的传感器。常见的有利用光纤的微弯损耗;各物质的吸收特性;振动膜或液晶的反射光强度的变化;物质因各种粒子射线或化学、机械的激励而发光的现象,以及物质的荧光辐射或光路的遮断等构成压力、振动、温度、位移、气体等各种强度调制型光纤传感器。这类光纤传感器的优点是结构简单、容易实现、成本低。其缺点是受光源强度的波动和连接器损耗变化等的影响较大。

②偏振调制光纤传感器。这是一种利用光的偏振态的变化传递被测对象信息的传感器。常见的有利用光在磁场中媒质内传播的法拉第效应做成的电流、磁场传感器;利用光在电场中的压电晶体内传播的泡尔效应做成的电场、电压传感器;利用物质的光弹效应构成的压力、振动或声传感器;利用光纤的双折射性构成温度、压力、振动等传感器。这类传感器可以避免光源强度变化的影响,因此灵敏度高。

③频率调制光纤传感器。这是一种利用由被测对象引起的光频率的变化进行监测的传感器。通常有利用运动物体反射光和散射光的多普勒效应的光纤速度、流速、振动、压力、加速度传感器;利用物质受强光照射时的拉曼散射构成的测量气体浓度或监测大气污染的气体传感器;利用光致发光的温度传感器等。

④相位调制传感器。其基本原理是利用被测对象对敏感元件的作用,使敏感元件的折射率或传播常数发生变化,而导致光的相位变化,然后用干涉仪检测这种相位变化而得到被测对象的信息。通常有:利用光弹效应的声、压力或振动传感器;利用磁致伸缩效应的电流、磁场传感器;利用电致伸缩的电场、电压传感器以及利用 Sagnac 效应的旋转角速度传感器(光纤陀螺)等。这类传感器的灵敏度很高,但由于需用特殊光纤及高精度检测系统,因此成本高。

9.3.3 光纤传感器的主要元器件

(1)光纤

光纤是制造光纤传感器必不可少的原材料。目前我国生产的光纤，常见的有阶跃型和梯度型多模光纤及单模光纤。它们的结构及折射率如图 9-3-6 所示。选用光纤时需考虑以下因素。

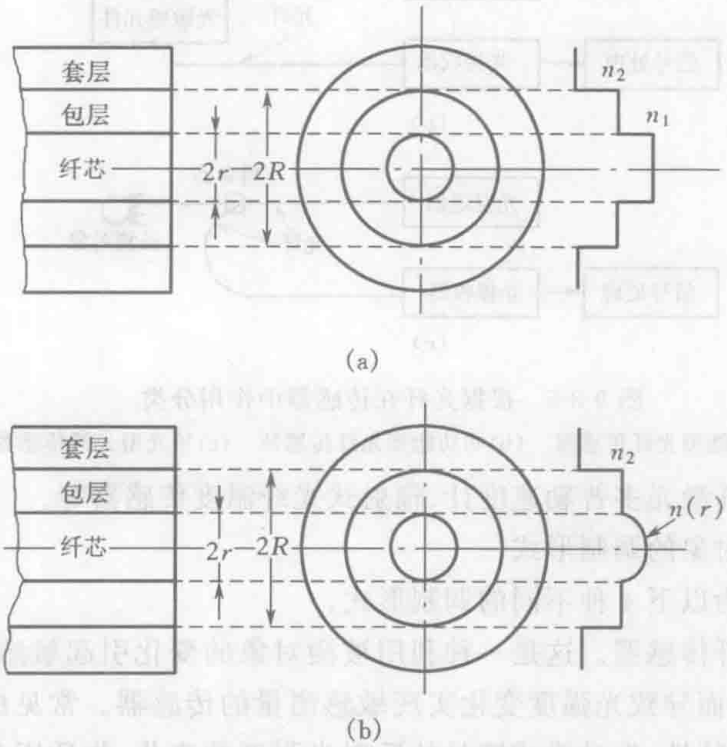


图 9-3-6 常用光纤的结构及其折射率分布的剖面图

(a)阶跃型多模(单模)光纤 (b)梯度型多模光纤

1)光纤的数值孔径 NA

NA 是衡量光纤聚光能力的参量。从提高光源与光纤之间耦合效率的角度分析，要求用大 NA 光纤。但 NA 越大，光纤的模色散越严重，传输信息的容量越小。然而对大多数光纤传感器应用来说，不存在信息容量的问题。因此，传感器所用光纤以具有最大孔径为宜。一般要求是

$$0.2 \leqslant NA < 0.4$$

2)光纤传输损耗

对于光纤通信，这是光纤的最重要的光学特征，它在很大程度上决定了远距离光纤通信中继站的跨距。但是，光纤传感系统中，除了远距离监测用传感器系统外，其他绝大部分传感器所用的光纤，特别是作为敏感元件作用的光纤，长者不足 4 m，短者只有数毫米。为此，传感器用光纤，尤其是作为敏感元件用特殊光纤，可放宽其传输损耗的要求。一般传输损耗 <10 dB/km 的光纤均可采用，这样的光纤价格较低。

3)色散

这是影响光纤信息容量的重要参量。但正如前面指出的，大多数传感器不存在信息容量的问题，因而可以放宽对光纤色散的要求。

4)光纤的强度

对通信或传感器都毫无例外地要求光纤有较高的强度。

(2)光源

由于光纤传感器工作环境的特殊，对光源要求不同于一般光源，概括起来对光源的要求有：

①体积小，便于和光纤耦合；

②辐射波长适当，以减少在光纤中传输的损耗；

③有足够的亮度；

④稳定性好；

⑤噪声小；

⑥连续工作寿命长等。

此外，许多光纤传感器中，还要求光源的相干性好。

光纤传感器用的光源有很多种，按照光的相干性可分为相干光源和非相干光源。常用的非相干光源有白炽光源和发光二极管光源。相干光源有各种激光器，如半导体激光二极管(LD)和氦氖激光器等。

(3)检测器

由于光纤中的损耗，经过长距离传输后的光信号一般十分微弱，因此要求光检测器必须具有较好的性能。

①在工作波长上应该有高的响应度或灵敏度，对较小的入射光功率应能产生较大的光电流；

②响应速度要快，频带要宽，噪声应该尽可能小，对温度变化应该不敏感，同时线性度要好，具有高保真性；

③在外观上其体积与光纤尺寸匹配，使用寿命长，价格合理等。

能够满足这些要求，适合于光纤通信实际需要的光检测器主要是光电型检测器。其中最基本的光电检测器有 PIN 光电二极管和雪崩光电二极管。

表 9-3-1 列出了有关光电检测器的主要性能。

表 9-3-1　各种光电检测器的性能

光电检测器	功率范围	波　段	量子效率	响应频率	暗电流
光电二极管(PIN)	受闪烁噪声限制，一般 $P>100$ nW	0.4～1.6 μm 视材料而定	60%～90%以上，视材料而定	>16 Hz	Si-PIN 100 pA～1 μA Ge-PIN 1 μA～10 μA
微型组件(PIN-FET)	受热噪声限制，一般 $P<100$ nW	0.8～0.9 μm 最好在 1.3～1.5 μm	超过 50%	>1 GHz	—
雪崩光电二极管(APD)	增益为 10～100 时，$P<100$ nW	0.8～0.9 μm 也可用于 1.3～1.5 μm	90%以上	>1 GHz	Si-APD 500 pA～5 μA Ge-APD 5 nA～5 μA
光电倍增管(PMT)	能检测 10^{-19} W，通常用于<1 nW 功率，过高会损坏阴极	0.1～1.0 μm	<50%	～100 MHz	—

9.4 光纤传感器应用

(1)温度的检测

光纤温度传感器的种类很多,有功能型的,也有传光型的。这里介绍几种典型的已实用化的光纤温度传感器的原理、性能及特征。

1)遮光式光纤温度计

图 9-4-1 所示的为利用双金属热变形的遮光式光纤温度计。当温度升高时,双金属的变形量增大,带动遮光板在垂直方向产生位移从而使输出光强发生变化。这种形式的光纤温度计能测量 10～50 ℃的温度。检测精度约为 0.5 ℃。它的缺点是输出光强受壳体振动的影响,且响应时间较长,一般需几分钟。

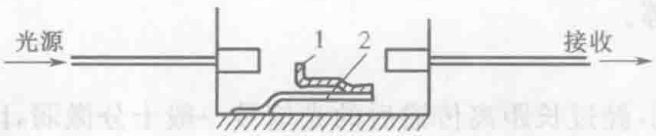


图 9-4-1 热双金属式光纤温度开关

1—遮光板 2—双金属片

2)透射型半导体光纤温度传感器

当一束白光经过半导体晶体片时,低于某个特定波长 λ_g 的光将被半导体吸收而高于该波长的光将透过半导体。这种现象主要是由于半导体的本征吸收引起的,λ_g 称为半导体的本征吸收波长。电子从价带激发到导带引起的吸收称为本征吸收。当一定波长的光照射到半导体上时,电子吸收光能从价带跃迁入导带,显然,要发生本征吸收,光子能量必须大于半导体的禁带宽度 E_g,即

$$h\upsilon \geqslant E_g$$

式中 h——普朗克常数;

υ——光频率。

将 $\lambda = c/\upsilon$ 代入上式,得到产生本征吸收的条件为

$$\lambda \leqslant \lambda_g = \frac{hc}{E_g} \tag{9-4-1}$$

式中 c——光速。

因此,对于波长大于 λ_g 的光,能透过半导体,而波长小于 λ_g 的光将被半导体强烈地吸收。不同种类的半导体材料具有不同的本征吸收波长,图 9-4-2 示出了在室温(20 ℃)时,120 μm 厚的 GaAs 材料的透射率曲线。从图中可以看出,GaAs 在室温时的本征吸收波长约为 880 nm。

从上述分析可知,半导体的吸收光谱与 E_g 有关,而半导体材料的 E_g 随温度的不同而不同,E_g 与温度 t 的关系可表示为

$$E_g(t) = E_g(0) - \frac{\alpha t^2}{\beta + t}$$

式中 $E_g(0)$——绝对零度时半导体的禁带宽度;

α——经验常数(eV/K)；

β——经验常数(K)。

对于 GaAs 材料，由实验得到

$$E_g(0)=1.522\ \text{eV}$$

$$\alpha=5.8\times10^{-4}\ \text{eV/K}$$

$$\beta=300\ \text{K}$$

由此可见，半导体材料的 E_g 随温度上升而减小，亦即其本征吸收波长 λ_g 随温度上升而增大。反映在半导体的透光特性上，即当温度升高时，其透射率曲线将向长波方向移动。若采用发射光谱与半导体的 $\lambda_g(t)$ 相匹配的发光二极管作为光源，如图 9-4-3 所示，则透射光强度将随着温度的升高而减小。

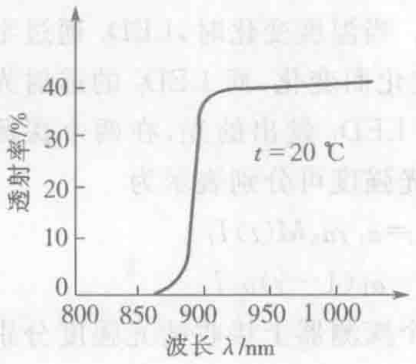


图 9-4-2　GaAs 的光谱透射率曲线

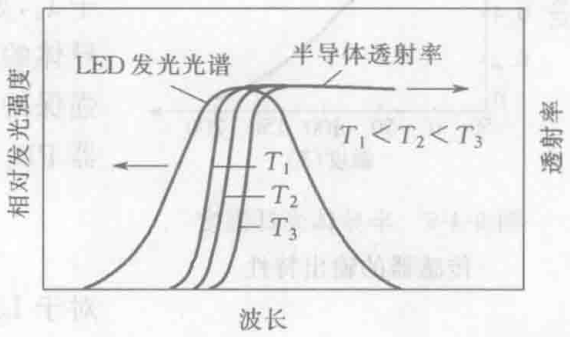


图 9-4-3　半导体透射测温原理

适用于测温敏感材料的半导体有许多，如 GaAs、CaP、CdTe 等，它们在室温时的 λ_g 值及 λ_g 的温度灵敏度各不相同。GaAs 和 CdTe 在室温时的 λ_g 值约为 880 nm，其温度灵敏度 $d\lambda_g/dt$ 分别为 0.35 nm/℃ 和 0.31 nm/℃ 左右，而 CaP 在室温时的 λ_g 值约为 540 nm。选用不同发射光谱的光源及不同的半导体材料，即可获得不同的灵敏度及测量范围。显然，光源的发射光谱宽越窄，温度灵敏度越高，测温范围越小。

利用半导体吸收的光纤温度传感器的基本结构如图 9-4-4 所示，这种探头的结构简单，制作容易。但因光纤从传感器的两端导出，使用安装很不方便。

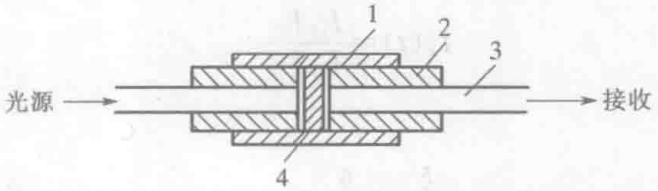


图 9-4-4　半导体光纤温度计的基本结构

1—固定外套　2—加强管　3—光纤　4—半导体薄片

图 9-4-5 示出了三种单端式探头的结构。这几种结构都利用了反射使光返回，在光路中放入对温度敏感的半导体薄片。这样结构的探头可以做得很小，使用灵活方便。

图 9-4-6 示出了传感器在 −50～200 ℃ 温度范围内相对输出功率和温度之间的关系曲线。其中半导体材料采用厚度为 0.2 mm 的半绝缘 GaAs 材料，光源采用 AlGaAs LED，其发光中心波长为 880 nm，光谱宽度为 80 nm。在 −50～200 ℃ 范围内，该传感器的测定精度为 ±3 ℃，响应时间约为 2 s。

上述简单结构的半导体光纤温度传感器，由于受到光源功率波动、损耗变化等因素的影

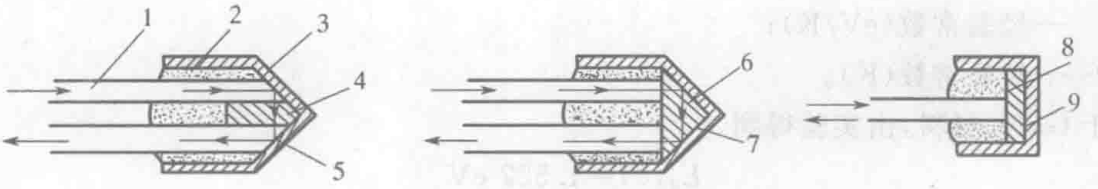


图 9-4-5　三种单端式温度探头的结构

1—光纤　2—环氧胶　3—外壳　4、6、8—半导体　5、7、9—反射膜

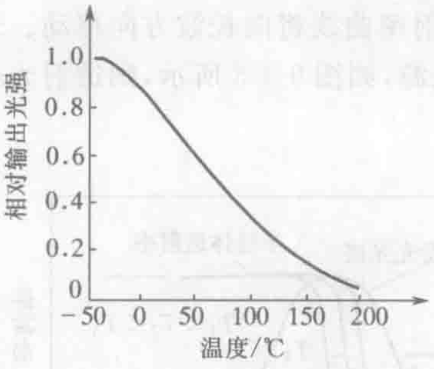


图 9-4-6　半导体光纤温度传感器的输出特性

响，其检测精度受到一定的限制，图 9-4-7(a)示出了一种采用补偿检测法的半导体光纤温度传感器的结构框图。其中 LED_1 为信号光源，中心波长与半导体的本征吸收波长 λ_g 相匹配。LED_2 为参考光源，其中心波长大于 λ_g，如图 9-4-7(b)所示。当温度变化时，LED_1 通过半导体的透射光强随温度变化而变化，而 LED_2 的透射光强保持不变。因此，对于 LED_1 发出的光，在两个探测器 PD_1 和 PD_2 上接收的光强度可分别表示为

$$PD_1：\quad I_{11}=\alpha_1\gamma\alpha_3 M(t) I_1$$

$$PD_2：\quad I_{12}=\alpha_1(1-\gamma)\alpha_4 I_1$$

对于 LED_2 发出的光，两个探测器上接收的光强度分别可表示为

$$PD_1：\quad I_{21}=\alpha_2\gamma\alpha_3 I_2$$

$$PD_2：\quad I_{22}=\alpha_2(1-\gamma)\alpha_4 I_2$$

式中　$\alpha_1\sim\alpha_4$——与各段光纤有关的综合损耗系数；

γ——两个 Y 形光纤耦合器的联合分光比；

$M(t)$——信号的调制函数，即 LED_1 的光通过半导体的透射系数；

I_1——光源 LED_1 的光强；

I_2——光源 LED_2 的光强。

若将 I_{11}、I_{12}、I_{21}、I_{22} 分别检测出来后作如下运算

$$I_x(t)=\frac{I_{12}I_{21}}{I_{11}I_{22}}$$

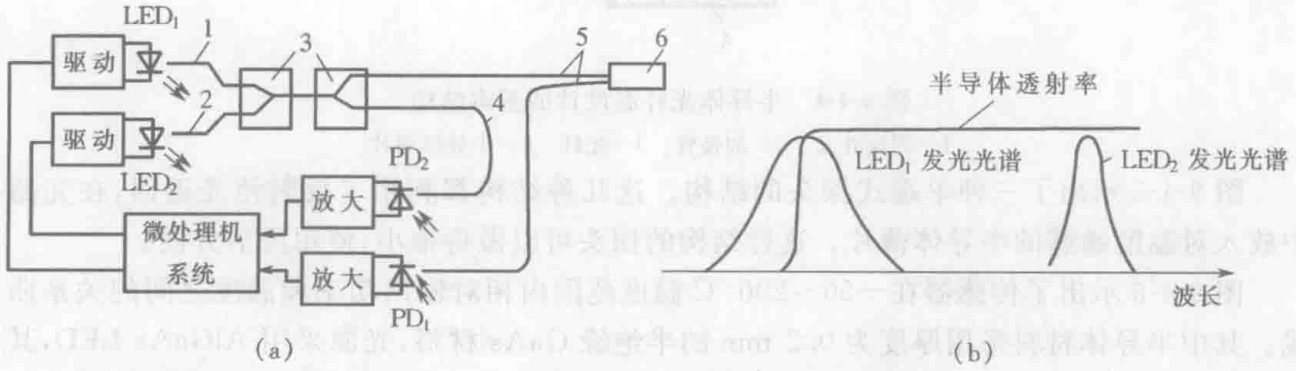


图 9-4-7　采用补偿式的光纤温度传感器

(a)系统结构　(b)检测原理

1、2、4、5—光纤　3—耦合器　6—探头

$$=\frac{\alpha_1(1-\gamma)\alpha_4 I_1\alpha_2\gamma\alpha_3 I_2}{\alpha_1\gamma\alpha_3 M(t)I_1\alpha_2(1-\gamma)\alpha_4 I_2}=\frac{1}{M(t)} \tag{9-4-2}$$

得到处理结果只与温度信号有关，而与其他所有的损耗及光源强度无关。

采用了补偿法的光纤温度传感器的精度及稳定性均有很大的提高，检测精度可达0.1 ℃。其中光源的开关控制及信号的检测、运算均可由微处理机系统方便地实现。

(2)压力的检测

光纤压力传感器主要有强度调制型、相位调制型和偏振调制型三类。强度调制型光纤压力传感器大多是基于弹性元件受压变形，将压力信号转换成位移信号检测，故常用于位移的光纤检测技术；相位调制型光纤压力传感器则是利用光纤本身作为敏感元件；偏振调制型光纤压力传感器主要是利用晶体的光弹性效应。强度调制型应用较广，这里重点介绍。

光纤压力传感器都是利用弹性体的受压变形，将压力信号转换成位移信号，从而对光强进行调制。因此，只要设计好合理的弹性元件及结构，即可实现压力的检测。膜片反射式光纤压力传感器，如图9-4-8所示。在Y形光纤束前端放置一感压膜片，当膜片受压变形时，使光纤束与膜片间的距离发生变化，从而使输出光强受到调制。

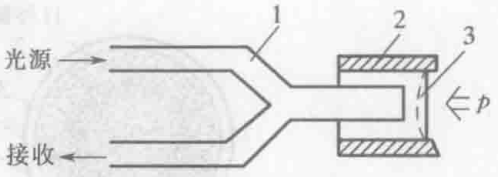


图9-4-8　膜片反射式光纤压力传感器示意图

1—Y形光纤束　2—壳体　3—膜片

弹性膜片材料可以是恒弹性金属，如殷钢、铍青铜等。但金属材料的弹性模量有一定的温度系数，因此要考虑温度补偿。若选用石英膜片，则可以减小温度变化带来的影响。

膜片的安装采用周边固定，焊接到外壳上。对于不同的测量范围，可选择不同的膜片尺寸。一般，膜片的厚度在0.05～0.2 mm之间为宜。对于周边固定的膜片，在小挠度($y<0.5t$，t为膜片厚度)的条件下，膜片的中心挠度y可按下式计算

$$y=\frac{3(1-\mu^2)R^4}{16Et^3}p \tag{9-4-3}$$

式中　R——膜片有效半径；

t——膜片厚度；

E——膜片材料的弹性模量；

μ——膜片的泊松比；

p——外加压力。

可见，在一定范围内，膜片中心挠度与所加的压力呈线性关系。若利用Y形光纤束位移特性的线性区，则传感器的输出光功率亦与待测压力呈线性关系。

传感器的固有频率可表示为

$$f_r=\frac{2.56t}{\pi R^2}\sqrt{\frac{gE}{3\rho(1-\mu^2)}} \tag{9-4-4}$$

式中　ρ——膜片材料的密度；

g——重力加速度。

这种光纤压力传感器结构简单、体积小、使用方便，但如果光源不够稳定或长期使用后膜片的反射率有所下降，其精度受到影响。

图9-4-9(a)示出了改进型的膜片反射式光纤压力传感器的结构，其中采用了特殊结构

的光纤束。该光纤束的一端分成三束，其中一束为输入光纤，两束为输出光纤。三束光纤在另一端结合成一束，并且在端面成同心环排列分布，如图 9-4-9(b)所示。其中最里面一圈为输出光纤束 1，中间一圈为输入光纤束，外面一圈为输出光纤束 2。当压差为零时，膜片不变形，反射回两束输出光纤的光强相等，即 $I_1=I_2$。当膜片受压变形后，使得处于里面一圈的光纤束，接收到的反射光强减小，而处于外面一圈的光纤束 2 接到的反射光强增大，形成差动输出。

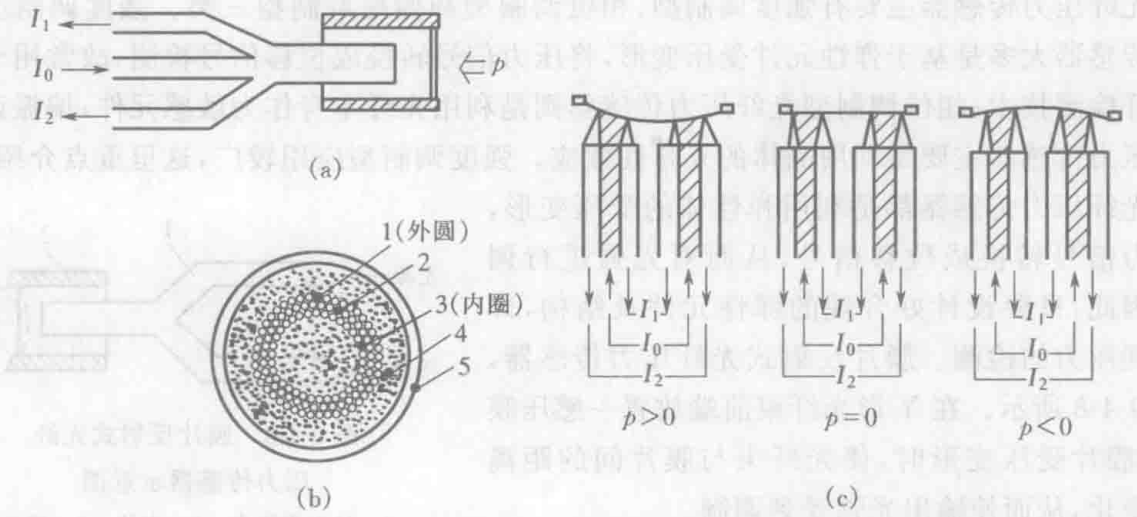


图 9-4-9　改进型膜片反射式光纤压力传感器

(a)传感器结构　(b)探头截面结构　(c)测量原理

1—输出光纤　2—输入光纤　3—输出光纤　4—胶　5—膜片

两束输出光的光强之比可表示为

$$\frac{I_2}{I_1}=\frac{1+Ap}{1-Ap} \tag{9-4-5}$$

式中　A——与膜片尺寸、材料及输入光纤束数值孔径等有关的常数；

p——待测量压力。

上式表明，输出光强比 I_2/I_1 与膜片的反射率、光源强度等因素均无关，因而可有效地消除这些因素的影响。

将(9-4-5)式两边取对数，在满足 $Ap\leqslant 1$ 时等式右边展开后取第一项，得到

$$\ln\frac{I_2}{I_1}=2Ap \tag{9-4-6}$$

表明待测压力与输出光强比的对数呈线性关系。因此，若将 I_1、I_2 检出后分别经对数放大后，再通过减法器即可得到线性的输出。

若选用的光纤束中每根光纤的芯径为 70 μm，包层厚度为 3.5 μm，纤芯和包层折射率分别为 1.52 和 1.62，则该传感器可获得 115 dB 的动态范围，线性度为 0.25 %。采用不同的尺寸、材料的膜片，即可获得不同的测量范围。

(3)液位、流量、流速的检测

液位、流量、流速的检测广泛地应用于化工、机械、水利、石油、医疗、污染监测及控制等领域。传统的传感技术很难解决在易燃、易爆、空间狭窄及具有强腐性气体、液体以及射线污染环境下的检测。例如，炼油厂贮油罐的液位及流量的检测，不允许传感器带电，以做到严格的安全防爆。又如，对大型电解槽的液位检测，传感器必须耐腐蚀和抗电磁干扰。在这些场合下，光纤传感器具有其独特的特点。

1)液位的检测技术

球面光纤液位传感器的结构如图 9-4-10 所示。将光纤用高温火焰烧软后对折，并将端部烧结成球状。光源的光由光纤的一端导入。在球状对折端部一部分光透射出去，而另一部分光反射回来，由光纤的另一端导向探测器。反射光强的大小取决于被测介质的折射率。被测介质的折射率与光纤折射率越接近，反射光强度越小。显然，探头处于空气中时比处于液体中时的反射光强要大。因此，该探头可用于液位报警。若以探头在空气中时的反射光强度为基准，则当探头接触水时反射光强变化－6～－7 dB，接触油时变化－25～－30 dB。

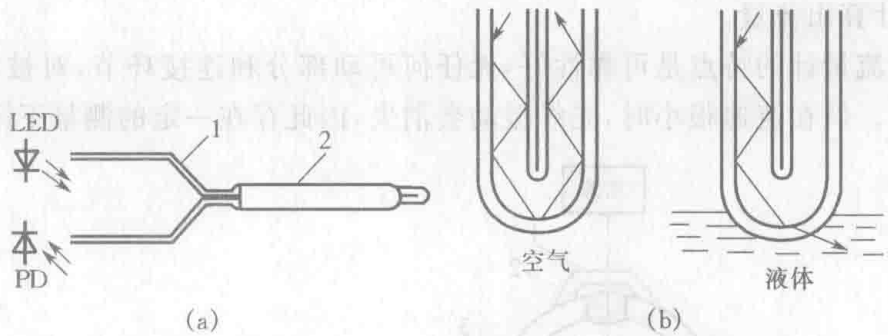


图 9-4-10　球面光纤液位开关

(a)探头结构　(b)检测原理

这种液位报警探头体积小、响应快、成本低，可用于液位监视、报警，也可用于两种液体分界面的监测。

图 9-4-11 示出了反射式斜端面光纤液位探头的两种结构。同样，当探头接触液面时，将引起反射回另一根光纤的光强减小。这种形式的探头在空气中和水中时，反射光强度差在 20 dB 以上。

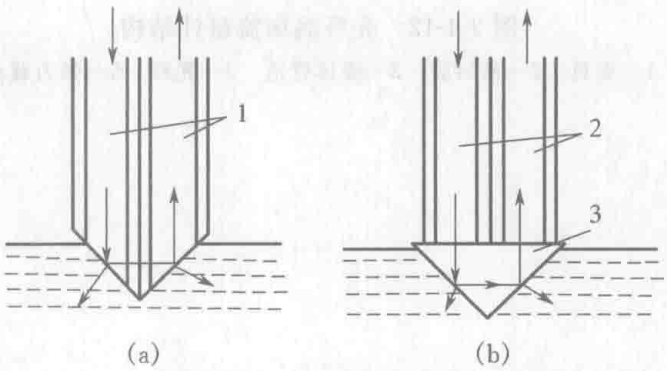


图 9-4-11　斜端面反射式光纤液位探头

1、2—光纤　3—棱镜

2)流速、流量的检测

当一个非流线体置于流体中时，在某些条件下会在液流的下游产生有规律的旋涡。这种旋涡将会在该非流线体的两边交替地离开。当每个旋涡产生并泻下时，会在物体壁上产生一侧向力。这样，周期产生的旋涡将使物体受到一个周期的压力。若物体具有弹性，它便会产生振动，振动频率近似地与流速成正比。即

$$f = sv/d \tag{9-4-7}$$

式中　v——流体的流速；

d——物体相对于液流方向的横向尺寸；

s——与流体有关的无量纲常数。

因此，通过检测物体的振动频率便可测出流体的流速。光纤涡街流量计便是根据这个原理制成的，其结构如图 9-4-12 所示。在横贯流体管道的中间装有一根绷紧的多模光纤，当流体流动时，光纤发生振动，其振动频率近似与流速成正比。由于使用的是多模光纤，故当光源采用相干光源（如激光器）时，其输出光斑是模式间干涉的结果。当光纤固定时，输出光斑花纹是稳定的。当光纤振动时，输出光斑亦发生移动。对于处于光斑中某个固定位置的小型探测器来说，光斑花纹的移动反映为探测器接收到的输出光强的变化。利用频谱分析，即可测出光纤的振动频率。根据(9-4-7)式或实验标定得到流速值，在管径尺寸已知的情况下，即可计算出流量。

光纤涡街流量计的特点是可靠性好，无任何可动部分和连接环节，对被测体流阻小，基本不影响流速。但在流速很小时，光纤振动会消失，因此存在一定的测量下限。

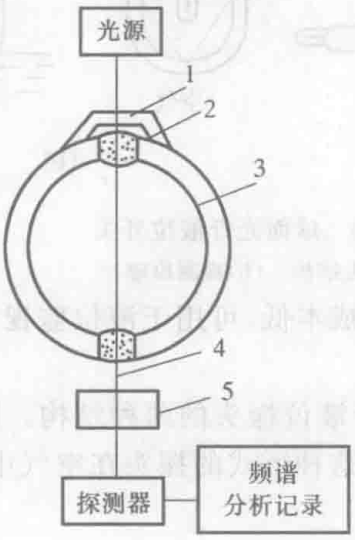


图 9-4-12　光纤涡街流量计结构

1—夹具　2—密封胶　3—流体管道　4—光纤　5—张力载荷

第 10 章　磁敏传感器

由于电子技术的飞速发展，以半导体传感器为代表的各种固态传感器相继问世。这类传感器主要以半导体、电介质、铁电体等为敏感材料，在力、磁、热、光、射线、气体、湿度等因素作用下引起材料物理特性变化，通过检测其物理特性变化即可反映被测参数值。它与前述各种传感器相比，具有如下特点：

①由于传感器原理是基于物性变化，因而没有相对运动部件，不存在磨损问题，可以做到结构简单，小型轻量；

②感受外界信息灵活，动态响应好，并且输出为电量；

③采用半导体为敏感材料，容易实现传感器集成化、一体化、多功能化、图像化、智能化；

④功耗低，安全可靠。

但是，固态传感器也存在一定问题：

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要进行线性化处理；

②输出特性易受温度影响而产生漂移，所以需要采取温度补偿措施；

③过载能力差，性能参数离散性大。

虽然固态传感器存在上述问题，但是它仍代表着目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，固态传感器技术也日臻完善。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。

10.1　霍尔元件

磁敏传感器是基于磁电转换原理的传感器。虽然早在 1856 年和 1879 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。20 世纪 60 年代初，西门子公司研制成第一个实用的磁敏元件；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；在 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。

10.1.1　霍尔元件原理、结构及特性

(1)霍尔效应

图 10-1-1 为霍尔效应原理图。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)，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(如图中虚线箭头方向)，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。这时在两端面之间建立的电场称为霍尔电场 E_H，相应的电势称为霍尔电势 U_H。

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

$$f_L = -evB \tag{10-1-1}$$

式中 e——电子电量。

与此同时，霍尔电场作用于电子的力 f_E 可表示为

$$f_E = (-e)(-E_H) = e\frac{U_H}{b} \tag{10-1-2}$$

式中 $-E_H$——指电场方向与所规定的正方向相反；

b——霍尔元件的宽度。

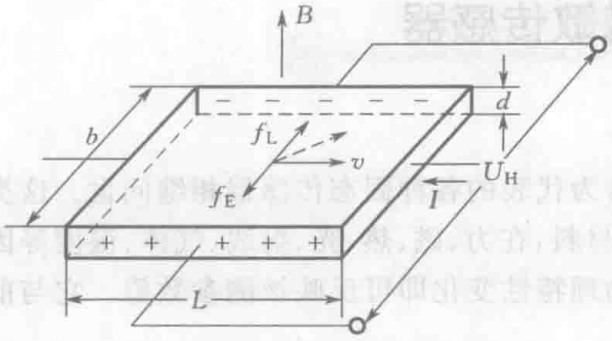


图 10-1-1 霍尔效应原理图

当达到动态平衡时，二力代数和为零，即 $f_L + f_E = 0$，于是得

$$vB = \frac{U_H}{b} \tag{10-1-3}$$

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

$$\begin{aligned} I &= -nevbd \\ v &= -I/nebd \end{aligned} \tag{10-1-4}$$

式中 d——霍尔元件的厚度。

将(10-1-4)式代入(10-1-3)式，得

$$U_H = -IB/ned \tag{10-1-5}$$

若霍尔元件采用 P 型半导体材料，则可推导出

$$U_H = IB/ped \tag{10-1-6}$$

式中 p——单位体积中空穴数。

由(10-1-5)式及(10-1-6)式可知，根据霍尔电势的正负可以判别材料的类型。

(2)霍尔系数和灵敏度

设 $R_H = 1/ne$，则(10-1-5)式可写成

$$U_H = -R_H IB/d \tag{10-1-7}$$

R_H 称为霍尔系数，其大小反映出霍尔效应的强弱。

由电阻率公式 $\rho = 1/ne\mu$，得

$$R_H = \rho\mu \tag{10-1-8}$$

式中 ρ——材料的电阻率；

μ——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

$$K_H = -R_H/d = -1/ned \tag{10-1-9}$$

将上式代入(10-1-7)式，则有

$$U_H = K_H IB \tag{10-1-10}$$

K_H 称为元件的灵敏度，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·T)。

由(10-1-9)式说明：

①由于金属的电子浓度很高，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 越小，灵敏度越高，因而制作霍尔片时可采取减小 d 的方法增加灵敏度，但是不能认为 d 越小越好，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。

还应指出，当磁感应强度 B 和霍尔片平面法线 n 成角度 θ 时，如图 10-1-2 所示，此时实际作用于霍尔片的有效磁场是其法线方向的分量，即 $B\cos\theta$，则其霍尔电势为

$$U_H = K_H IB\cos\theta \tag{10-1-11}$$

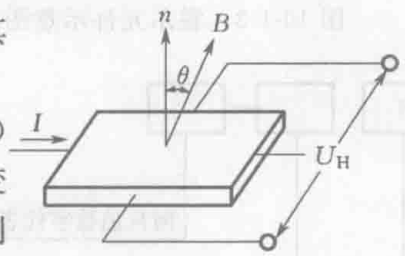


图 10-1-2　霍尔输出与磁场角度的关系

由上式可知，当控制电流转向时，输出电势方向也随之变化；磁场方向改变时亦如此。但是若电流和磁场同时换向，则霍尔电势方向不变。

通常应用时，霍尔片两端加的电压为 E，如果将(10-1-5)式中电流 I 改写成电压 E，可使计算方便。根据材料电阻率公式 $\rho=1/ne\mu$ 及霍尔片电阻表达式

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

这里 S 为霍尔片横截面，$S=bd$，L 为霍尔片的长度，将(10-1-5)式代入 $I=E/R$ 经整理可改写为

$$U_H=-\frac{b}{L}\mu EB \tag{10-1-12}$$

由(10-1-12)式可知，适当地选择材料迁移率(μ)及霍尔片的宽长比(b/L)，可以改变霍尔电势 U_H 值。

(3)材料及结构特点

霍尔片一般采用 N 型锗(Ge)、锑化铟(InSb)和砷化铟(InAs)等半导体材料制成。锑化铟元件的霍尔输出电势较大，但受温度的影响也大；锗元件的输出虽小，但它的温度性能和线性度却比较好；砷化铟与锑化铟元件比较前者输出电势小，受温度影响小，线性度较好。因此，采用砷化铟材料作为霍尔元件受到普遍重视。

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 10-1-3 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(见图 10-1-3 中 1、1′)，在长边中点以点焊形式焊出两根霍尔电势输出端引线(见图中 2、2′)，焊点要求接触电阻小(即为欧姆接触)。霍尔片一般用非磁性金属、陶瓷或环氧树脂封装。

在电路中，霍尔元件常用如图 10-1-4 所示的符号表示。

霍尔元件型号命名法如图 10-1-5 所示。

霍尔元件型号及参数如表 10-1-1 所示。

(4)基本电路形式

霍尔元件的基本测量电路如图 10-1-6 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，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。

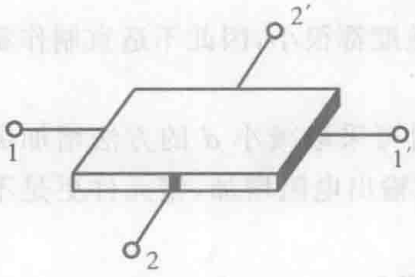


图 10-1-3　霍尔元件示意图

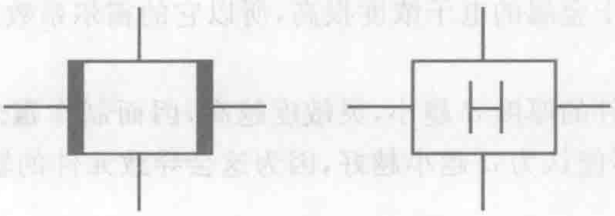


图 10-1-4　霍尔元件的符号

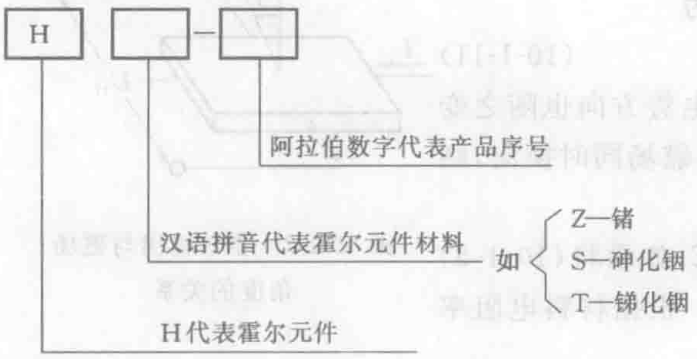


图 10-1-5　霍尔元件型号命名法

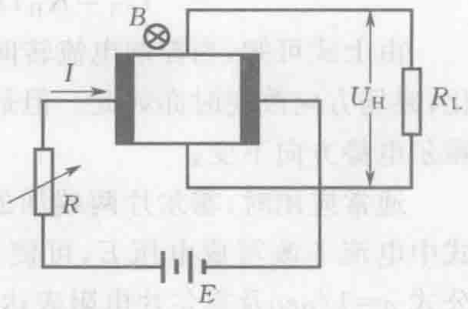


图 10-1-6　霍尔元件的基本电路

表 10-1-1　霍尔元件型号及参数

参数 / 型号	额定控制电流 I/mA	磁灵敏度/ mV/(mA·T)	使用温度/℃	霍尔电势温度系数/(1/℃)	尺寸/mm³
HZ—1	18	≥1.2	−20～45	0.04%	8×4×0.2
HZ—2	15	≥1.2	−20～45	0.04%	8×4×0.2
HZ—3	22	≥1.2	−20～45	0.04%	8×4×0.2
HZ—4	50	≥0.4	−30～75	0.04%	8×4×0.2

(5)电磁特性

1)U_H-I 特性

当磁场恒定时，在一定温度下测定控制电流 I 与霍尔电势 U_H，可得到如图 10-1-7 所示的线性关系。其直线斜率称为控制电流灵敏度，以符号 K_I 表示，可写成

$$K_I=(U_H/I)_{B=\text{const}} \tag{10-1-13}$$

由(10-1-10)式及(10-1-13)式还可得到

$$K_I=K_H\cdot B \tag{10-1-14}$$

由此可见，灵敏度 K_H 大的元件，其控制电流灵敏度一般也较大。但是灵敏度大的元件，其霍尔电势输出并不一定大，这是因为霍尔电势的值与控制电流成正比的缘故。

由于建立霍尔电势所需的时间很短(约 10^{-12} s)，因此控制电流采用交流时频率可以很高(例如几千兆赫兹)，而且元件的噪声系数较小，如锑化铟的噪声系数约 7.66 dB。

2)U_H-B 特性

当控制电流保持不变时，元件的开路霍尔输出随磁场的增加不完全呈线性关系，而有非

线性偏离。图 10-1-8 给出了这种偏离程度，从图中可以看出：锑化铟的霍尔输出对磁场的线性度不如锗。对锗而言，沿着(100)晶面切割的晶体其线性度优于沿着(111)晶面的晶体。如 HZ—4 由(100)晶面制作，HZ—1、2、3 是采用(111)晶面制作的。

通常霍尔元件工作在 0.5 T 以下时线性度较好。在使用中，若对线性度要求很高时，可以采用 HZ—4，它的线性偏离一般不大于 0.2%。

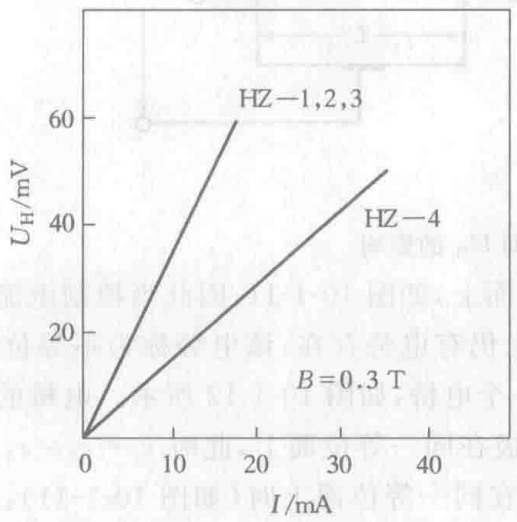


图 10-1-7　霍尔元件的 U_H-I 特性曲线

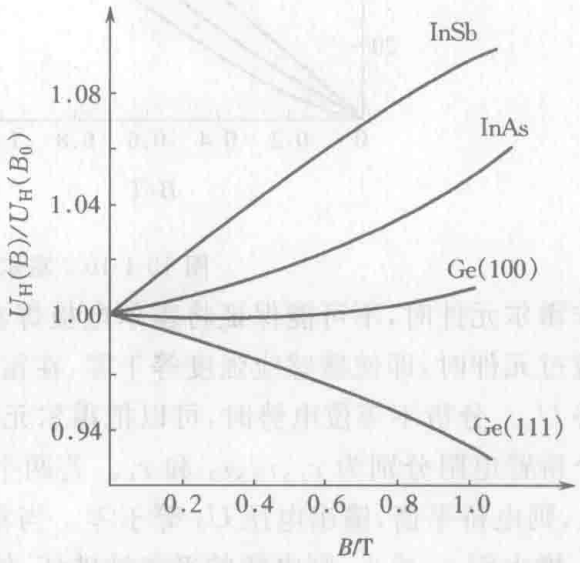


图 10-1-8　霍尔元件的 U_H-B 特性曲线

10.1.2　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

在霍尔电势的表达式中，通常将霍尔片的长度 L 看作无限大考虑的。实际上，霍尔片具有一定的长宽比 L/b，存在着霍尔电场被控制电流极短路的影响，因此应在霍尔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(10-1-10)式可写成如下形式。

$$U_H=K_H IBf_H(L/b) \tag{10-1-15}$$

式中　$f_H(L/b)$——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 10-1-9 所示。由图可知，当 $L/b>2$ 时，形状系数 $f_H(L/b)$ 接近 1。因此为了提高元件的灵敏度，可适当增大 L/b 值，但是实际设计时取 $L/b=2$ 已经足够了。因为 L/b 过大反而使输入功耗增加，以致降低元件的效率。

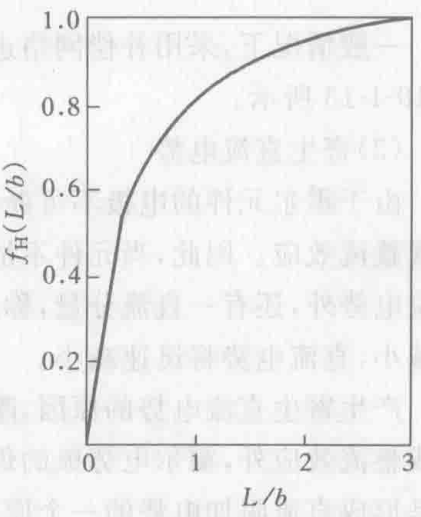


图 10-1-9　霍尔元件的形状系数曲线

霍尔电极的大小对霍尔电势的输出也存在一定影响，如图 10-1-10 所示。按理想元件的要求，控制电流的电极应与霍尔元件良好的面接触，而霍尔电极与霍尔元件为点接触。实际上霍尔电极有一定的宽度 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。

(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

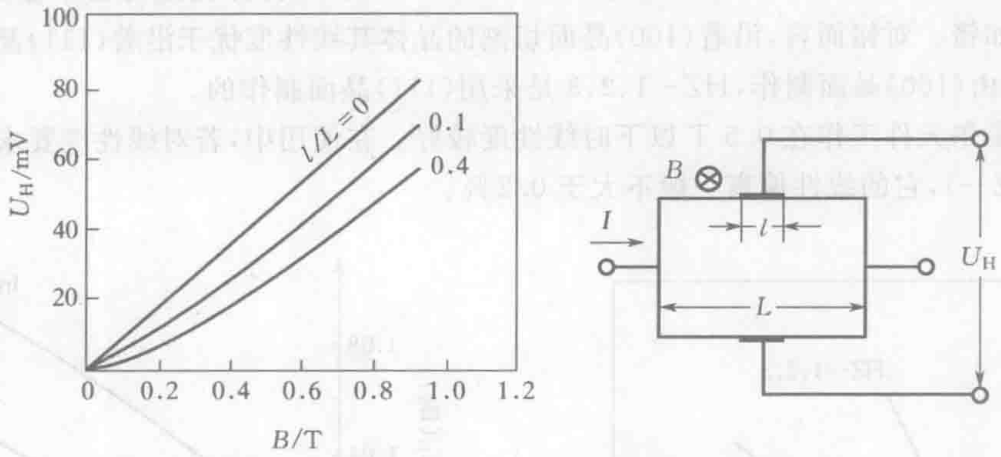


图 10-1-10　霍尔电极的大小对 U_H 的影响

作霍尔元件时，不可能保证将霍尔电极焊在同一等位面上，如图 10-1-11，因此当控制电流 I 流过元件时，即使磁感应强度等于零，在霍尔电势极上仍有电势存在，该电势称为不等位电势 U_0。分析不等位电势时，可以把霍尔元件等效为一个电桥，如图 10-1-12 所示。电桥的 4 个桥臂电阻分别为 r_1、r_2、r_3 和 r_4。若两个霍尔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。当霍尔电极不在同一等位面上时（如图 10-1-11），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 和 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减小不等位电势以达到补偿的目的。

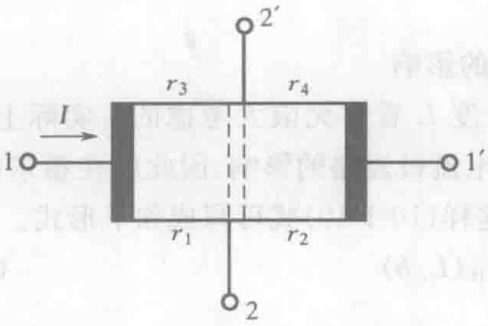


图 10-1-11　不等位电势示意图

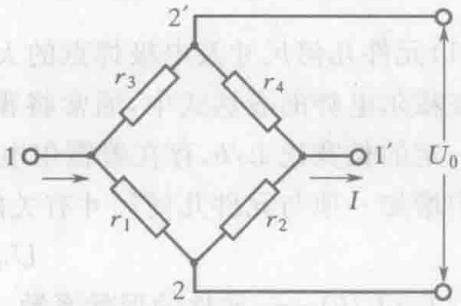


图 10-1-12　霍尔元件的等效电路

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 10-1-13 所示。

(3)寄生直流电势

由于霍尔元件的电极不可能做到完全的欧姆接触，在控制电流极和霍尔电极上均可能出现整流效应。因此，当元件不加磁场的情况下通入交流控制电流时，它的输出除了交流不等位电势外，还有一直流分量，称为寄生直流电势。其大小与工作电流有关，随着工作电流的减小，直流电势将迅速减小。

产生寄生直流电势的原因，除上面所说的因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，为了减小其影响，元件的制作和安装时应尽量

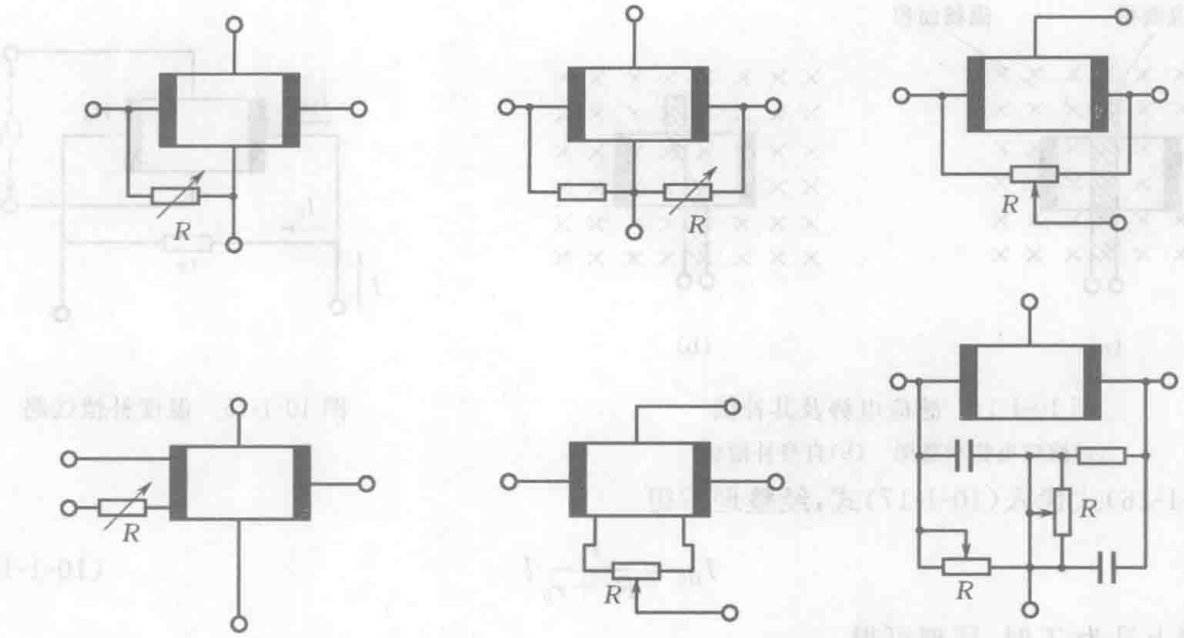


图 10-1-13　不等位电势的几种补偿线路

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 10-1-14(a)所示。

为了减小感应电势，除合理布线外，如图 10-1-14(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、霍尔电势等均将随温度变化。为了减少霍尔元件的温度误差，除选用温度系数小的元件(如砷化铟)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，因此还应采用其他补偿方法。图 10-1-15 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，霍尔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，可自动调节霍尔元件的电流大小，从而起到补偿作用。

补偿电阻 r_0 的数值选择：设在某一基准温度 T_0 时，有

$$I = I_{H0} + I_0 \tag{10-1-16}$$

$$I_{H0} R_0 = I_0 r_0 \tag{10-1-17}$$

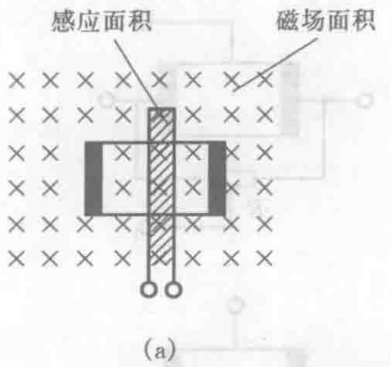
式中　I——恒流源输出电流；

I_{H0}——温度为 T_0 时，霍尔元件的控制电流；

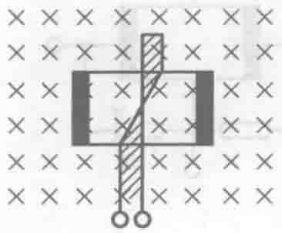
I_0——温度为 T_0 时，r_0 上通过的电流；

R_0——温度为 T_0 时，霍尔元件的内阻；

r_0——温度为 T_0 时，补偿电阻值。



(a)



(b)

图 10-1-14　感应电势及其补偿

(a)感应电势示意图　(b)自身补偿法

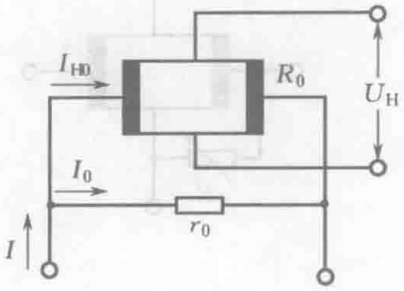


图 10-1-15　温度补偿线路

将(10-1-16)式代入(10-1-17)式，经整理后得

$$I_{H0}=\frac{r_0}{R_0+r_0}I \tag{10-1-18}$$

当温度上升为 T 时，同理可得

$$I_H=\frac{r}{R+r}I \tag{10-1-19}$$

式中　R——温度为 T 时，霍尔元件的内阻，$R=R_0(1+\beta t)$，β 是霍尔元件的内阻温度系数，

$t=T-T_0$ 为相对基准温度的温差；

r——温度为 T 时，补偿电阻的值，$r=r_0(1+\delta t)$，δ 是补偿电阻的温度系数。

当温度为 T_0 时，霍尔电势 U_{H0} 为

$$U_{H0}=K_{H0}I_{H0}B \tag{10-1-20}$$

式中　K_{H0}——温度为 T_0 时，霍尔元件的灵敏度系数。

当温度为 T 时，霍尔电势 U_H 为

$$U_H=K_HI_HB=K_{H0}(1+\alpha t)I_HB \tag{10-1-21}$$

式中　K_H——温度为 T 时，霍尔元件的灵敏度系数；

α——霍尔元件灵敏度的温度系数。

设补偿后输出霍尔电势不随温度变化，则应满足条件

$$U_H=U_{H0} \tag{10-1-22}$$

即

$$K_{H0}(1+\alpha t)I_HB=K_{H0}I_{H0}B \tag{10-1-23}$$

将(10-1-18)式和(10-1-19)式代入上式，并经整理后得到

$$(1+\alpha t)(1+\delta t)=1+\frac{R_0\beta+r_0\delta}{R_0+r_0}t \tag{10-1-24}$$

将上式展开，略去 $\alpha\delta t^2$ 项(温度 $t<100$ ℃此项可以忽略)，则有

$$r_0\alpha=R_0(\beta-\alpha-\delta) \tag{10-1-25}$$

$$r_0=\frac{\beta-\alpha-\delta}{\alpha}R_0 \tag{10-1-26}$$

由于霍尔元件灵敏度温度系数 α 和补偿电阻的温度系数 δ 比霍尔元件内阻温度系数 β 小得多，即 $\alpha\ll\beta$，$\delta\ll\beta$，于是(10-1-26)式可以简化为

$$r_0\approx\frac{\beta}{\alpha}R_0 \tag{10-1-27}$$

上式说明，当元件的 α、β 及内阻 R_0 确定后，补偿电阻 r_0 便可求出。当霍尔元件选定后，其 α 和 β 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。

试验表明，补偿后霍尔电势受温度的影响极小，而且对霍尔元件的其他性能也无影响，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，使通过霍尔元件的电流达到额定值，输出电压可保持原来的数值。

10.1.3　应用

根据霍尔输出与控制电流和磁感应强度的乘积成正比的关系可知，霍尔元件的用途大致分为三类。保持元件的控制电流恒定，则元件的输出正比于磁感应强度，根据这种关系可用于测定恒定和交变磁场强度，如高斯计等；当保持元件感受的磁感应强度不变时，则元件的输出与控制电流成正比，这方面的应用有测量交、直流的电流表、电压表等；当元件的控制电流和磁感应强度均变化时，元件输出与两者乘积成正比，这方面的应用有乘法器、功率计等。

(1)转速的测量

利用霍尔元件的开关特性可以实现对转速的测量，如图 10-1-16 所示，将被测非磁性材料的旋转体上粘贴一对或多对永磁体，其中图 10-1-16(a)是永磁体粘在旋转体盘面上，图 10-1-16(b)为永磁体粘在旋转体盘侧。导磁体霍尔元件组成的测量头置于永磁体附近，当被测物以角 ω 旋转，每个永磁体通过测量头时，霍尔器件上即产生一个相应的脉冲，测量单位时间内的脉冲数目，便可推出被测物的旋转速度。

设旋转体上固定有 n 个永磁体，则每采样时间 t(单位：s)内霍尔元件送入数字频率计的脉冲数为

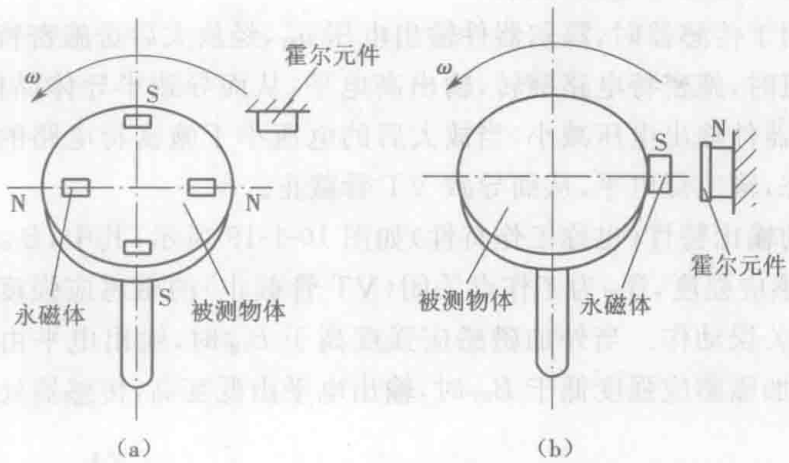


图 10-1-16　霍尔式传感器转速测量原理

(a)多永磁体　(b)单永磁体

$$N=\frac{\omega t}{2\pi}n \tag{10-1-28}$$

得转速为

$$\omega=\frac{2\pi N}{tn}(\text{rad/s}) \tag{10-1-29}$$

或

$$r=\frac{\omega}{2\pi}=\frac{N}{tn}(\mathrm{r/s}) \tag{10-1-30}$$

由上式可见，该方法测量转速时分辨力的大小由转盘上的小磁体的数目 n 决定。基于上述原理可制作计程表等。

(2)霍尔元件测压力、压差

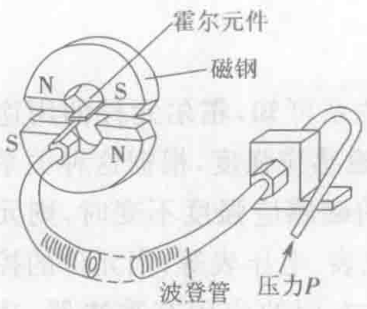


图 10-1-17　霍尔压力传感器结构原理

图 10-1-17 为霍尔压力传感器的结构原理示意图。霍尔式压力、压差传感器一般由两部分组成：一部分是弹性元件，用来感受压力，并把压力转换成为位移量；另一部分是霍尔元件和磁路系统，通常把霍尔元件固定在弹性元件上，当弹性元件产生位移时，将带动霍尔元件在具有均匀梯度的磁场中移动，从而产生霍尔电势的变化，完成将压力(或压差)变换成电量的转换过程。

10.1.4　集成霍尔传感器

集成霍尔传感器是将霍尔元件、放大器及调理电路等集成在一个芯片上，霍尔集成器件主要由霍尔元件、放大器、触发器、电压调整电路、失调调整及线性度调整电路等几部分组成。目前市场主要分为两类：线性型和开关型。封装形式有三端 T 型单端输出(外形结构与晶体三极管相似)、八脚双列直插型双端输出等不同形式。

(1)霍尔开关集成器件

霍尔开关集成传感器内部结构如图 10-1-18 所示，由霍尔器件、放大器、施密特整形电路和输出电路组成。稳压电路可使传感器工作在较宽的电源电压范围，集电极开路输出可使传感器方便地与其他逻辑电路衔接。

当有磁场作用于传感器时，霍尔器件输出电压 u_H，经放大后送施密特整形电路，当放大后的电压大于阈值时，施密特电路翻转，输出高电平，从而导致半导体晶体管 VT 导通。当磁场减弱时，霍尔器件输出电压减小，当放大后的电压小于施密特电路的阈值时，施密特电路又一次翻回原态，输出低电平，从而导致 VT 管截止。

霍尔传感器的输出特性(也称工作特性)如图 10-1-19 所示，其中，B_{OP} 为工作点开启(即 VT 管导通)的磁感应强度，B_{RP} 为工作点关闭(VT 管截止)的磁感应强度，B_H 为磁滞宽度，可防噪声干扰，开关误动作。当外加磁感应强度高于 B_{OP} 时，输出电平由高变低，传感器处于打开状态，当外加磁感应强度低于 B_{RP} 时，输出电平由低变高，传感器处在关闭状态。

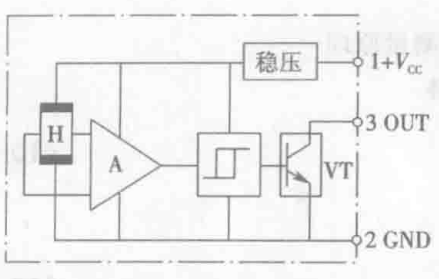


图 10-1-18　霍尔开关集成电路内部结构框图

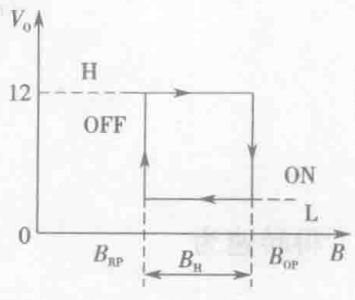


图 10-1-19　输出特性曲线

(2)霍尔线性集成器件

霍尔线性集成传感器的输出电压与外加磁场强度在一定范围内呈线性关系。它有单端输出和双端输出(也称差动输出)两种电路,内部结构框图如图 10-1-20 所示。图 10-1-20(b)中的 D 为差动输出电路,引脚 5、6、7 外接补偿电位器。美国 SPRAGUN 公司生产的 UGN 系列霍尔线性集成器件为典型产品。UGN3501 系列线性霍尔传感器的磁场强度与输出电压的关系在±0.15T 磁场强度范围内,具有较好的线性度,超出该范围,输出电压饱和。

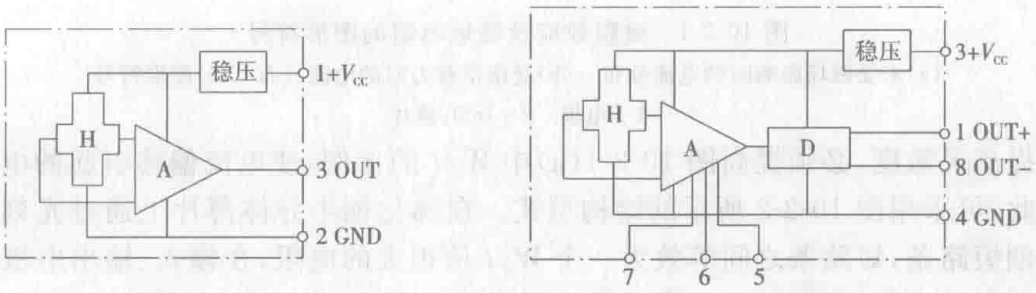


图 10-1-20　线性霍尔集成器件

(a)单端输出　(b)双端输出

10.2　磁敏电阻

10.2.1　磁阻效应

将一载流导体置于外磁场中,除了产生霍尔效应外,其电阻也会随磁场而变化,这是因为运动的载流子受到洛伦兹力的作用而发生偏转,载流子散射概率增大,迁移率下降,于是电阻增加。这种现象称为磁阻效应。磁阻效应是伴随霍尔效应同时发生的一种物理效应。磁敏电阻就是利用磁阻效应制成的一种磁敏元件。

当温度恒定,在弱磁场范围内,磁阻与磁感应强度(B)的平方成正比。对于只有电子参与导电的最简单的情况,磁阻效应的表达式为

$$\rho_B=\rho_0(1+0.273\mu^2B^2) \tag{10-2-1}$$

式中　B——磁感应强度;

μ——电子迁移率;

ρ_0——零磁场下的电阻率;

ρ_B——磁感应强度为 B 时的电阻率。

设电阻率的变化为 $\Delta\rho=\rho_B-\rho_0$,则电阻率的相对变化为

$$\frac{\Delta\rho}{\rho_0}=0.273\mu^2B^2=k(\mu B)^2 \tag{10-2-2}$$

由(10-2-2)式可知,磁场一定时,迁移率高的材料磁阻效应明显。InSb 和 InAs 等半导体的载流子迁移率都很高,适合于制作磁敏电阻。

常用的磁敏电阻由锑化铟薄片组成,如图 10-2-1 所示。在图 10-2-1(a)中,未加磁场时,输入电流从 a 端流向 b 端,内部的电子从 b 电极流向 a 电极,这时电阻值较小;在图 10-2-1(b)中,当磁场垂直施加到锑化铟薄片上时,载流子(电子)受到洛伦兹力 F_L 的影响,而向侧面偏移,电子所经过的路程比未受磁场影响时的路程长,从外电路来看,表现为电阻值增大。

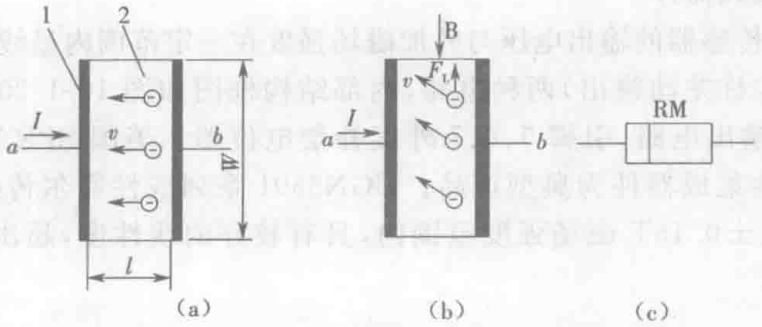


图 10-2-1　磁阻效应及磁敏电阻的图形符号

(a)未受磁场影响时的电流分布　(b)受洛伦兹力时的电流分布　(c)图形符号

1—电极　2—InSb 薄片

为了提高灵敏度，必须提高图 10-2-1(a)中 W/l 的比例，使电流偏移引起的电阻变化量增大。为此，可采用图 10-2-2 所示的结构型式。在锑化铟半导体薄片上通过光刻的方法形成栅状的铟短路条，短路条之间等效为一个 W/l 值很大的电阻，在输入、输出电极之间形成多个磁敏电阻的串联，既增加了磁阻元件的零磁场电阻率，又提高了灵敏度。

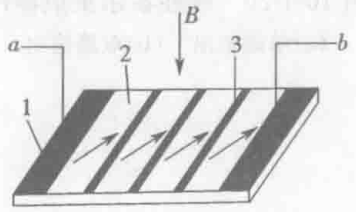


图 10-2-2　栅状磁敏电阻——铟短路条栅状磁敏电阻

1—电极　2—InSb 薄膜　3—In 短路条

除栅格磁阻元件外，还有圆盘形的磁阻元件，其中心和边缘各有一个电极，如图 10-2-3(a)所示，这种圆盘形磁阻元件称为科比诺(Corbino)圆盘。图 10-2-3(b)中画出的是在磁场中电流的流动路径。因为圆盘形的磁阻最大，故大多数磁阻元件做成圆盘结构。

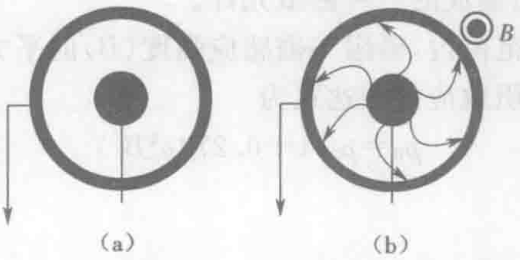


图 10-2-3　圆盘形磁阻元件

(a)磁阻文件　(b)磁场中电流流动路径

10.2.2　磁阻元件基本特性

(1)$B-R$ 特性

磁阻元件的 $B-R$ 特性以在无磁场时电阻 R_0 和磁感应强度为 B 时电阻 R_B 来表示。R_0 对于不同形状的元件有不同的值，R_B 随磁感应强度的变化而变化。图 10-2-4 分别表示 InSb 磁阻元件和 InSb-NiSb 磁阻元件的 $B-R$ 特性曲线。

(2)灵敏度 K

磁阻元件的灵敏度 K，可以表示如下，即

$$K=R_{03}/R_0$$

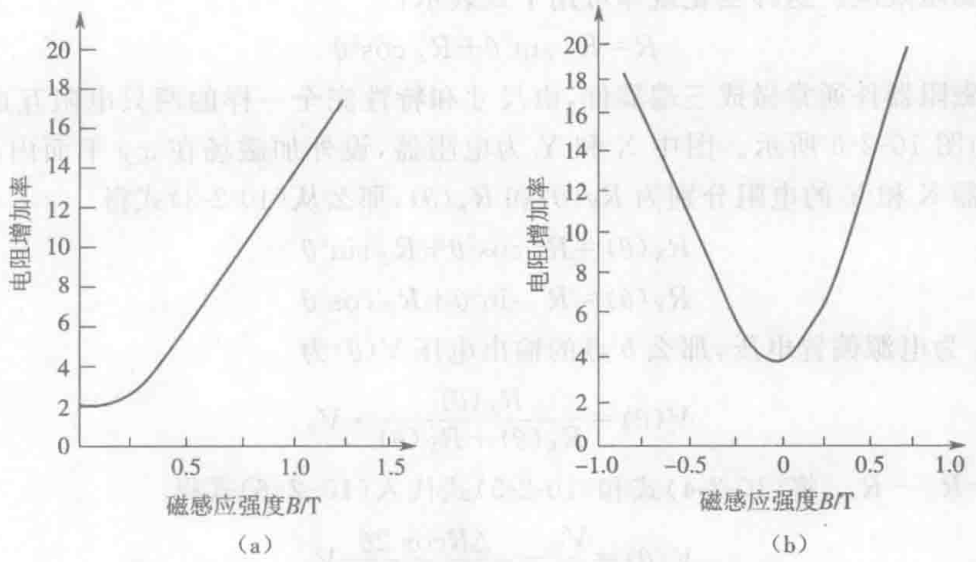


图 10-2-4　磁阻元件的 $B-R$ 特性曲线

(a)InSb 元件的 $B-R$ 特性　(b)InSb-NiSb 元件的 $B-R$ 特性

式中　R_{03}——磁感应强度为 0.3T 情况下的 R_B 值；

R_0——无磁场时的电阻。

一般地，$K \geqslant 2.7$。

(3)温度系数及补偿

用作磁阻元件材料的 InSb，是一种受温度影响极大的材料。一般磁场灵敏度越大，受温度的影响也越大，可用两个成对的元件组成的差动式磁阻元件进行温度补偿。

10.2.3　强磁性薄膜磁阻元件

强磁性薄膜磁阻元件是以陶瓷或玻璃为衬底，在其上面蒸镀一层强磁性金属(如 FeNi-Co 合金)薄膜，再经过光刻和腐蚀等工艺而制成。这种电阻在外磁场的作用下，其阻值随磁场的强度和方向的不同而变化。当外磁场方向和磁敏电阻的薄膜处于同一平面时，磁敏电阻的阻值 R 随磁场强度 H 和方向 θ(即磁场的方向与电阻条所夹的角度)的变化关系如图 10-2-5 所示。

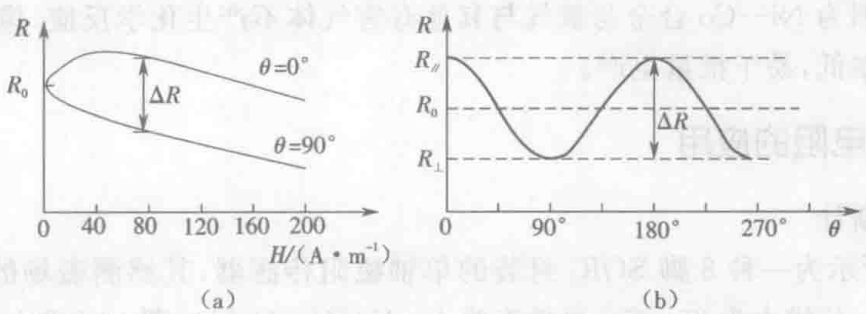


图 10-2-5　强磁性薄膜磁阻元件和阻值与磁场变化的关系

(a)阻值随磁场强度的变化关系　(b)阻值随磁场方向的变化关系

从图 10-2-5(a)所示可以看出：在强磁场(约 80 A/m 以上)的情况下，电阻的阻值随磁场强度 H 的增大而变小，并且这种变化与磁场的方向无关，称为各向同性磁阻效应。图 10-2-5(b)所示的曲线表示电阻的阻值随磁场方向变化的关系。由此可以看出，当磁场方向与电阻条平行时($\theta=0°$)，电阻 $R_{/\!/}$ 最大，反之，当磁场方向与电阻条垂直时，电阻 $R_{\perp}$ 最小，称

为各向异性磁阻效应。这种变化规律可用下式表示：

$$R=R_{\perp}\sin^2\theta+R_{/\!/}\cos^2\theta \tag{10-2-3}$$

强磁性磁阻器件通常做成三端器件，由尺寸和特性完全一样的两只电阻互成直角地排列形成的，如图 10-2-6 所示。图中 X 和 Y 为电阻器，设外加磁场在 xy 平面内与 y 轴成 θ 角。设电阻器 X 和 Y 的电阻分别为 $R_X(\theta)$ 和 $R_Y(\theta)$，那么从(10-2-3)式得

$$R_X(\theta)=R_{\perp}\cos^2\theta+R_{/\!/}\sin^2\theta \tag{10-2-4}$$

$$R_Y(\theta)=R_{\perp}\sin^2\theta+R_{/\!/}\cos^2\theta \tag{10-2-5}$$

如果 V_0 为电源偏置电压，那么 b 点的输出电压 $V(\theta)$ 为

$$V(\theta)=\frac{R_X(\theta)}{R_X(\theta)+R_Y(\theta)}\cdot V_0 \tag{10-2-6}$$

设 $\Delta R=R_{/\!/}-R_{\perp}$，将(10-2-4)式和(10-2-5)式代入(10-2-6)式得

$$V(\theta)=\frac{V_0}{2}-\frac{\Delta R\cos 2\theta}{2(R_{/\!/}+R_{\perp})}V_0 \tag{10-2-7}$$

强磁性磁阻器件是采用真空镀膜技术在玻璃衬底上淀积一层厚度为 20～100 nm 的多晶 Ni—Co 合金薄膜，而后用光刻腐蚀工艺制成三端器件，如图 10-2-7(a)所示。为性能稳定，必须很好消除衬底与合金膜之间的应力以及各晶粒之间的内应力，消除应力的片子用非磁性材料封装成外形为图(b)的形状，便构成了强磁性薄膜磁阻器件。

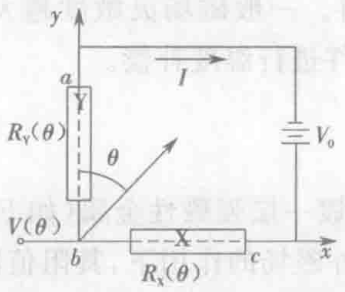


图 10-2-6　三端强磁性磁阻器件

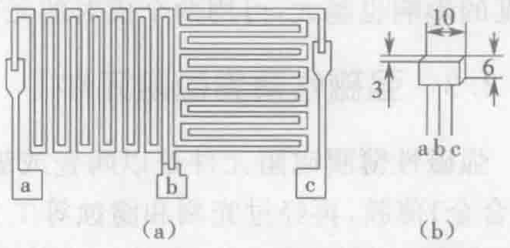


图 10-2-7　强磁性薄膜磁阻元件
(a)芯片图　(b)外形图

强磁性薄膜磁阻元件与半导体磁敏元件相比，灵敏度、方向性以及温度特性好，可靠性高，稳定性好。因为 Ni—Co 合金与氧气与其他有害气体不产生化学反应，像金属膜电阻那样方便使用，成本低，易于批量生产。

10.2.4　磁敏电阻的应用

(1)数字高斯计

图 10-2-8 所示为一种 8 脚 SOIC 封装的单轴磁阻传感器，其感测磁场的范围是＋6Gs (1 Gs＝10^{-4} T)，分辨力为 85 μGs，灵敏度为 1 mV/(V·Gs^{-1})，图 10-2-8(b)为磁场探测示意图。

霍尼韦尔的三轴智能数字高斯计可以探测空间磁场的强度和方向，三个独立的磁敏电阻桥路分别用于感应 x、y、z 三个轴向的磁场，同时将 x、y、z 参量输入计算机。比起机械式和其他类型的磁力计，这种产品有着低功耗、高灵敏度、响应速度快、尺寸小和耐振动等特点。

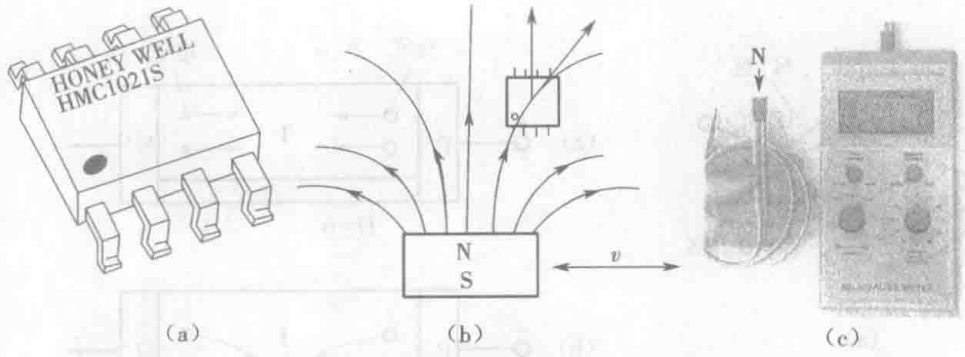


图 10-2-8　数字式高斯计原理及外形

(a)单轴磁阻传感器的封装　(b)磁场探测示意图　(c)外形

(2)磁阻 IC 用于转速测量

在硅片上制作 InSb 薄片磁敏电阻区，并在磁敏电阻区之外的硅片上再制作放大器、稳压电源等电路，构成了集成磁敏传感器，简称磁阻 IC。单片两线制磁阻 IC 内部包含高性能薄片磁钢、磁敏电阻桥路、放大器、整形及输出电路等，如图 10-2-9 所示。

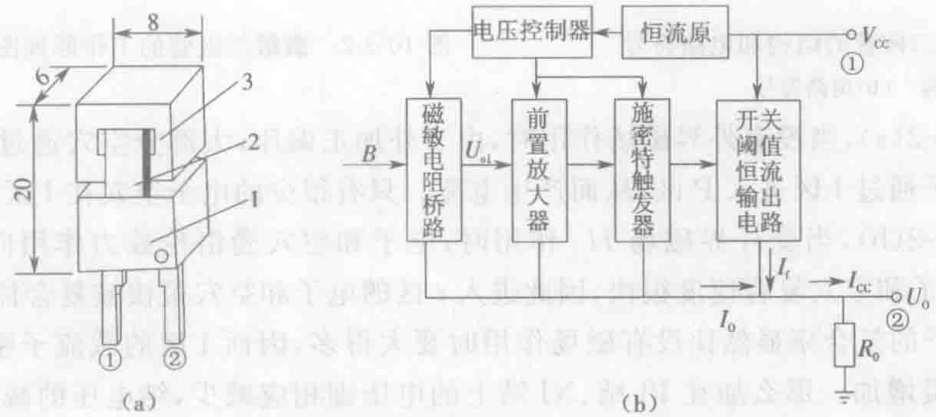


图 10-2-9　单片开关型两线制磁阻 IC

(a)外形　(b)电路组成框图

1—电路组件　2—软铁　3—薄片磁钢

10.3　磁敏二极管和磁敏三极管

磁敏二极管、三极管是霍尔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(磁灵敏度比霍尔元件高数百甚至数千倍)，能识别磁场的极性，体积小，电路简单等特点，因而在检测和控制等方面得到广泛应用。

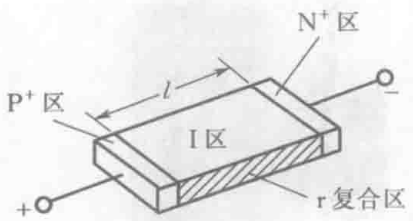
10.3.1　磁敏二极管的工作原理和主要特性

(1)磁敏二极管的结构原理

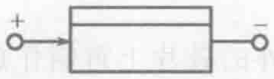
现以我国研制的 2ACM-1A 为例，说明磁敏二极管的结构原理。

这种二极管的结构是 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)的一侧面上设置高复合 r 区，而 r 区相对的另一侧面保持为光滑的无复合表面，便构成了磁敏二极管的管心，其结构和电路符号如图 10-3-1 所示。

磁敏二极管所具有的特性是由其结构所决定的。



(a)



(b)

图 10-3-1　磁敏二极管的结构和电路符号

(a)结构　(b)电路符号

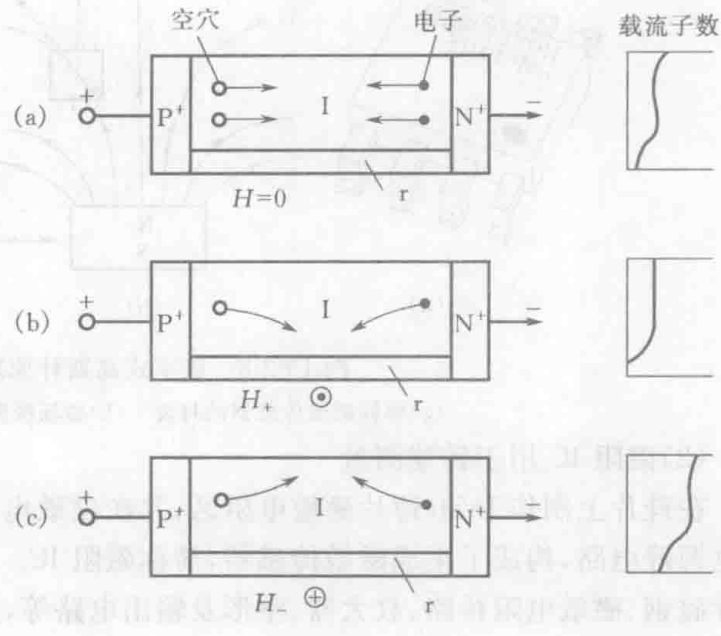


图 10-3-2　磁敏二极管的工作原理图

如图 10-3-2(a)，当没有外界磁场作用时，由于外加正偏压，大部分空穴通过 I 区进入 N 区，大部分电子通过 I 区进入 P 区，从而产生电流。只有很少的电子空穴在 I 区复合掉。

如图 10-3-2(b)，当受外界磁场 H_+ 作用时，电子和空穴受洛伦兹力作用向 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被复合掉。在 H_+ 的情况下，载流子的复合率显然比没有磁场作用时要大得多，因而 I 区的载流子密度减小，电流减小，即电阻增加。那么加在 PI 结、NI 结上的电压则相应减少，结电压的减小又进而使载流子注入量减少，以致 I 区电阻进一步增加，直到某一稳定状态。

如图 10-3-2(c)所示，当受到反向磁场 H_- 作用时，电子和空穴向 r 区的对面偏移，即载流子在 I 区停留时间变长，复合减少，同时载流子继续注入 I 区，因此 I 区载流子密度增加，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 PI 结和 NI 结上的电压相应增加，进而促使更多的载流子注入 I 区，使 I 区电阻减小，即磁敏二极管电阻减小，直到进入某一稳定状态为止。

如果继续增加磁场时，则不能忽略在 r 区对面的复合及其对电流的影响。由于载流子运动行程的偏移程度与洛伦兹力的大小有关，并且洛伦兹力又与电场及磁场的乘积成正比，因此外加电压越高，这些现象越明显。由上述可知，随着磁场大小和方向的变化，可以产生输出正负电压的变化。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 区和其他部分复合能力之差越大，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变化。

(2)磁敏二极管的主要特征

1)伏安特性

在给定磁场情况下，锗磁敏二极管两端正向偏压和通过它的电流关系曲线如图 10-3-3(a)所示。

由图 10-3-3 可见，硅磁敏二极管的伏安特性有两种形式：一种如图 10-3-3(b)所示，开始在较大偏压范围内，电流变化比较平坦，随外加偏压的增加电流逐渐增加，而后伏安特性曲线上升很快，表现出其动态电阻比较小；另一种如图 10-3-3(c)所示，硅磁敏二极管伏安特性曲线具有负阻现象，即电流急增的同时偏压突然跌落。

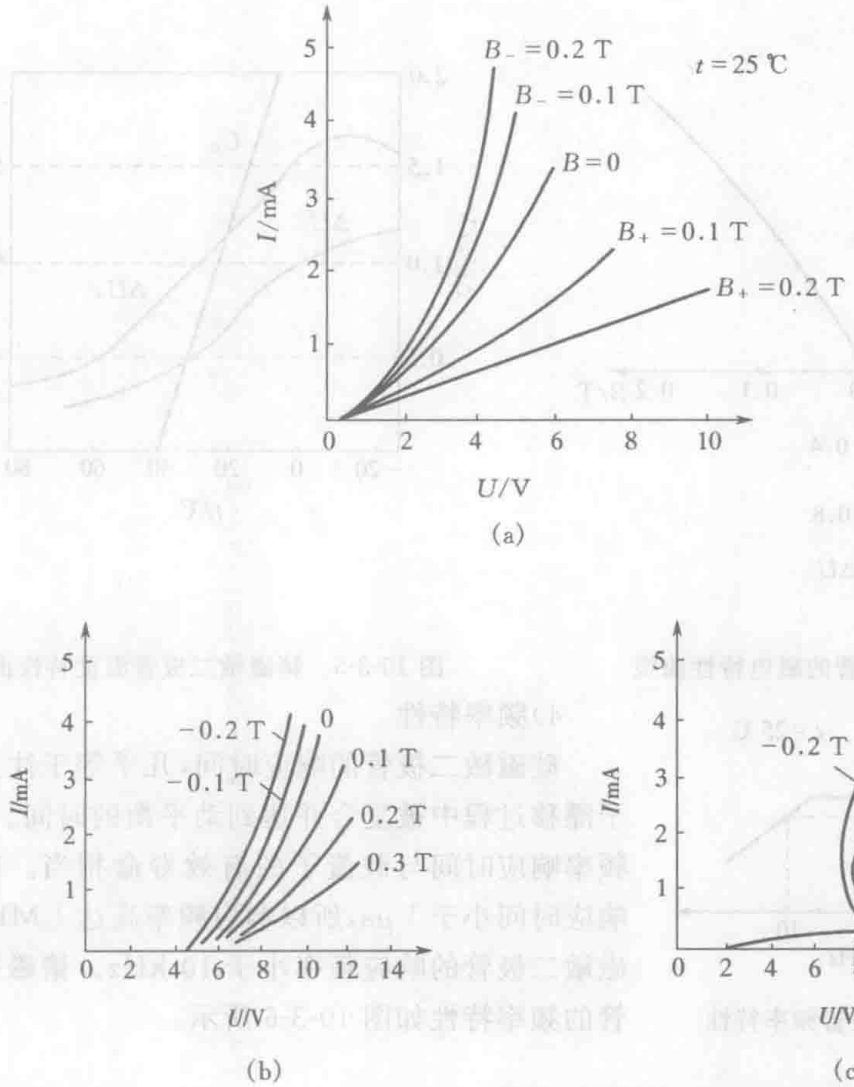


图 10-3-3　磁敏二极管的伏安特性曲线

产生负阻现象的原因是高阻硅的热平衡载流子较少，注入的载流子未填满复合中心之前，不会产生较大的电流。当填满复合中心之后，电流才开始急增，同时本征区的压降减小，表现为负阻特性。

2)磁电特性

在给定条件下，磁敏二极管的输出电压变化量与外加磁场的关系称为磁敏二极管的磁电特性。

图 10-3-4 给出了磁电特性曲线。测试电路按图示连接，在弱磁场($B=0.1$ T 以下)时输出电压变化量与磁感应强度成线性关系，随磁场的增加曲线趋向饱和。由图 10-3-4 还可以看出，其正向磁灵敏度大于反向磁灵敏度。

3)温度特性

温度特性是指在标准测试条件下，输出电压变化量 ΔU 或无磁场作用时两端电压 U_0 随温度变化的规律，如图 10-3-5 所示。

由图 10-3-5 可知，磁敏二极管受温度影响较大。反映温度特性好坏也可用温度系数表示。硅磁敏二极管在标准测试条件下，U_0 的温度系数小于±20 mV/℃，ΔU 的温度系数小于 0.6%/℃。而锗磁敏二极管 U_0 的温度系数小于－60 mV/℃，ΔU 的温度系数小于 1.5%/℃。所以硅管的使用温度是－40～±85 ℃，而锗管规定为－40～65 ℃。

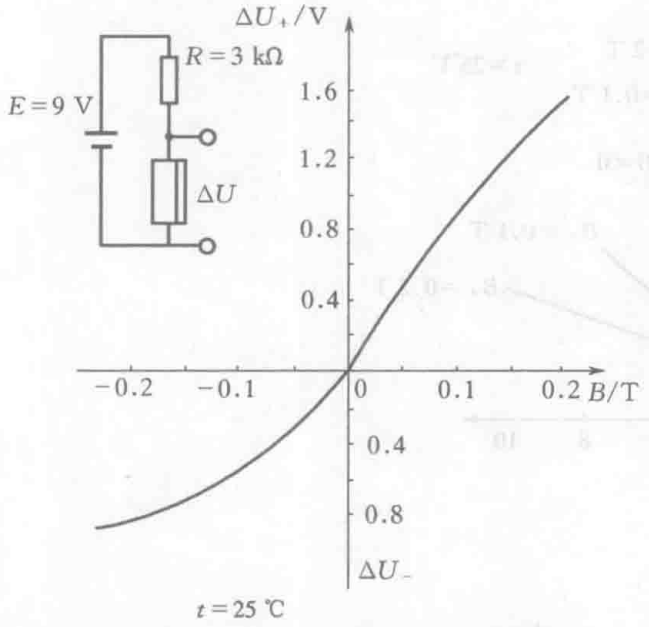


图 10-3-4　磁敏二极管的磁电特性曲线

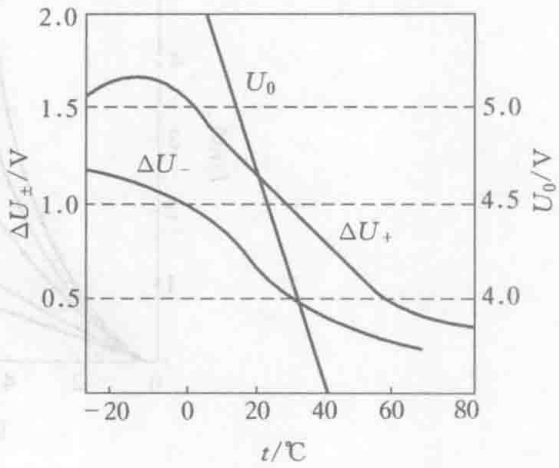


图 10-3-5　锗磁敏二极管温度特性曲线

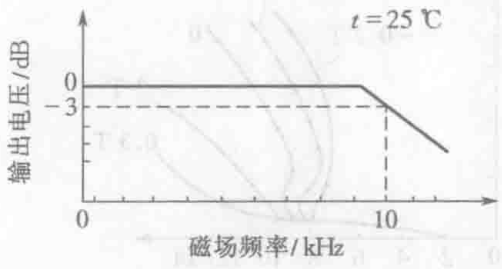


图 10-3-6　锗磁敏二极管频率特性

4)频率特性

硅磁敏二极管的响应时间，几乎等于注入载流子漂移过程中被复合并达到动平衡的时间。所以，频率响应时间与载流子的有效寿命相当。硅管的响应时间小于 1 μs，所以响应频率高达 1 MHz。锗磁敏二极管的响应频率小于 10 kHz。锗磁敏二极管的频率特性如图 10-3-6 所示。

5)磁灵敏度

磁敏二极管的磁灵敏度有如下三种定义方法。

①在恒流条件下，偏压随磁场而变化的电压相对磁灵敏度 h_u 为

$$h_u=\frac{U_B-U_0}{U_0}\times 100\% \tag{10-3-1}$$

式中　U_0——磁感应强度为零时磁敏二极管两端的电压；

U_B——磁感应强度为 B 时磁敏二极管两端的电压。

测定 h_u 的电路原理如图 10-3-7 所示。

②在恒压条件下，偏流随磁场变化的电流相对磁灵敏度 h_i 为

$$h_i=\frac{I_B-I_0}{I_0}\times 100\% \tag{10-3-2}$$

式中　I_0——给定偏压下，磁场为零时通过磁敏二极管的电流；

I_B——给定偏压下，磁场为 B 时通过磁敏二极管的电流。

测定 h_i 的电路原理图，见图 10-3-8，图中 E 为可变电源。使用该方法时，对于有负阻特性的磁敏二极管，只能得出小电流区的磁灵敏度。

③在给定电压源 E 和负载电阻 R 的条件下，电压相对磁灵敏度和电流相对磁灵敏度定义为

$$h_{Ru}=\frac{U_B-U_0}{U_0}\times 100\,\% \tag{10-3-3}$$

$$h_{Ri}=\frac{I_B-I_0}{I_0}\times 100\,\% \tag{10-3-4}$$

式中　U_0、I_0——磁场为零时磁敏二极管两端电压和通过的电流；

U_B、I_B——磁场为 B 时磁敏二极管两端电压和通过的电流。

测定 h_{Ru} 和 h_{Ri} 的电路如图 10-3-9 所示，该方法称为标准测试方法。

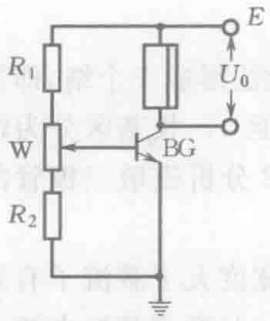


图 10-3-7　电压相对磁灵敏度测量电路

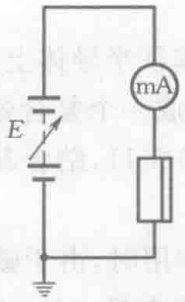


图 10-3-8　电流相对磁灵敏度测量电路

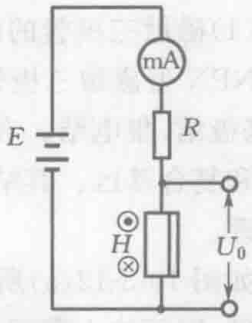


图 10-3-9　标准测试法电路原理图

(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三种，见图 10-3-10。

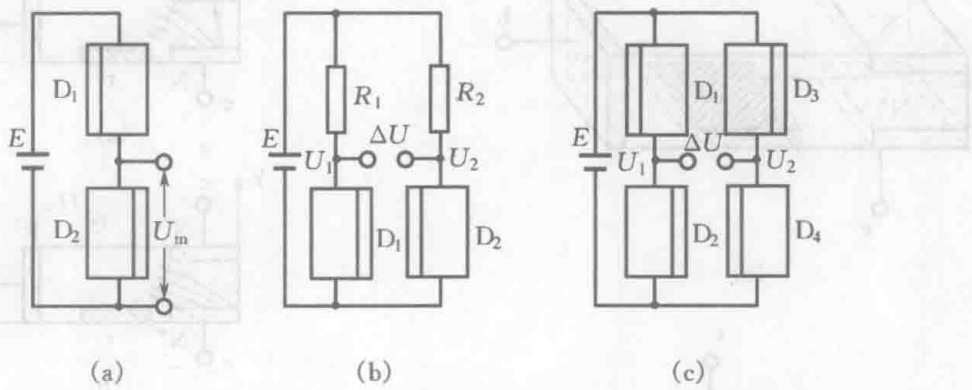


图 10-3-10　温度补偿电路

(a)互补式　(b)差分式　(c)全桥式

1)互补式电路

为了补偿磁敏二极管的温度漂移，可采用互补电路如图 10-3-10(a)所示。即选用特性相近的两只管子，按照磁极性相反的方法组合，即管子磁敏感面相对或相背重叠放置；或两只管串接在电路中就构成了互补电路。

2)差分式电路

差分式电路如图 10-3-10(b)所示，同样可起到温度补偿和提高灵敏度的作用。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 10-3-10(c)所示，由两个磁极性相反的互补电路并联组成，与互补电路同样，工作点只能选在小电流区，且不宜使用具有负阻特性的管子。该电路具有更高的磁灵敏度。在给定的磁场中(如 $B=0.1$ T)，其输出电压为 $\Delta U=2(\Delta U_{1+}+\Delta U_{2-})$。由于该电路对器件选择要求较高，希望 4 只管子特性完全一致，给使用带来一定困难。

10.3.2 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三个结，即发射结、基极结、集电结。在长基区的侧面制成一个复合速度很高的复合区 r。长基区分为输运基区和复合基区。其结构示意图见图 10-3-11，结合其示意图 10-3-12 分析磁敏三极管的工作原理。

如图 10-3-12(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 $\beta=I_c/I_b<1$。图 10-3-12(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。图 10-3-12(c)所示，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。

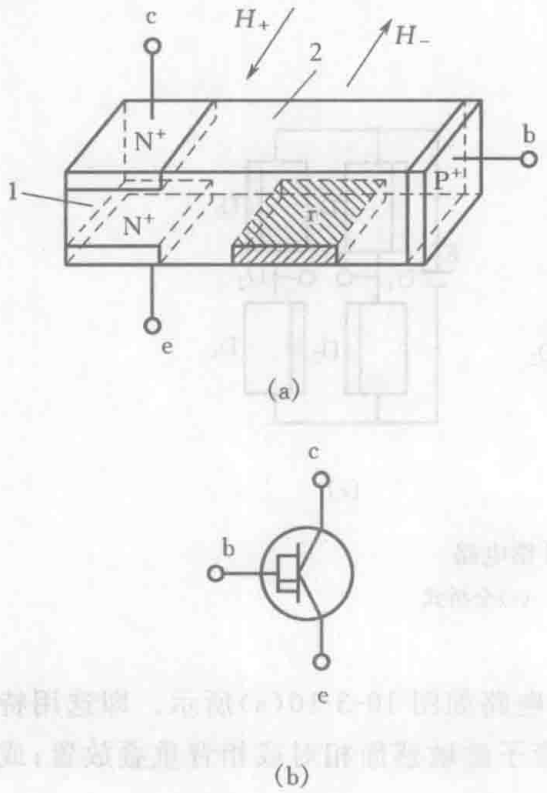


图 10-3-11 NPN 型磁敏三极管结构及符号

1—输运基区 2—复合基区

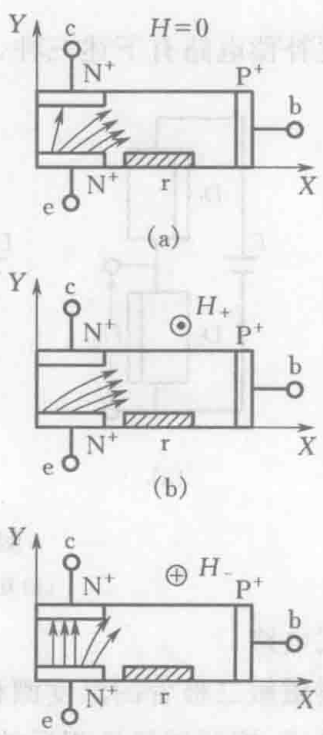


图 10-3-12 磁敏三极管工作原理示意图

(2)磁敏三极管的主要特性

1)伏安特性

如图 10-3-13(a),给出了磁敏三极管在基极恒流条件下(I_b=3 mA),磁场为±0.1 T 时集电极电流的变化;图 10-3-13(b)为不受磁场作用时磁敏三极管的伏安特性曲线。

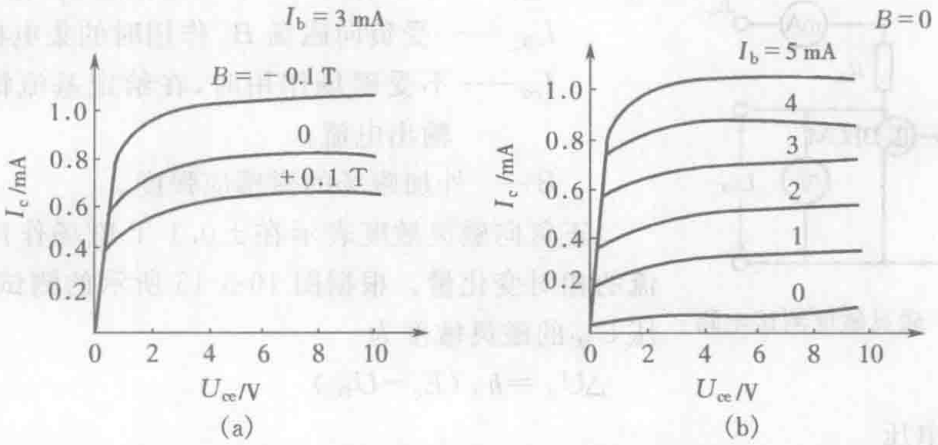


图 10-3-13　磁敏三极管伏安特性曲线

由图 10-3-13 可见,磁敏三极管的基极电流 I_b 和电流放大系数均具有磁灵敏度,并且磁敏三极管电流放大倍数小于 1。

2)磁电特性

磁电特性是磁敏三极管最重要的工作特性。3BCM(NPN 型)锗磁三极管的磁电特性曲线如图 10-3-14 所示。由图可见,在弱磁场作用时,曲线接近为直线。

3)温度特性

由 $I_c=\beta I_b$ 知,磁敏三极管集电极电流 I_c 的相对温度系数 α_c 为

$$\alpha_c=\frac{1}{I_c}\cdot\frac{\mathrm{d}I_c}{\mathrm{d}T}=\frac{1}{\beta}\cdot\frac{\partial\beta}{\partial T}+\frac{1}{I_b}\cdot\frac{\mathrm{d}I_b}{\mathrm{d}T}=\alpha_\beta+\alpha_b \tag{10-3-5}$$

其中,α_β、α_b 分别表示电流放大系数 β 和基极电流 I_b 的相对温度系数。

锗磁敏三极管在低温(0 ℃以下)下,它的集电极电流的温度系数不大,但从 30～40 ℃开始,它的温度系数增加很快,在 50～60 ℃时,它的温度特性曲线几乎直线上升,甚至它的负向磁灵敏度转变成正向磁灵敏度,变成单向磁灵敏度的磁敏三极管。

硅磁敏三极管集电极电流在基极电流恒定条件下,在－45～100 ℃范围内平均温度系数为－(0.1%～0.3%)/℃。

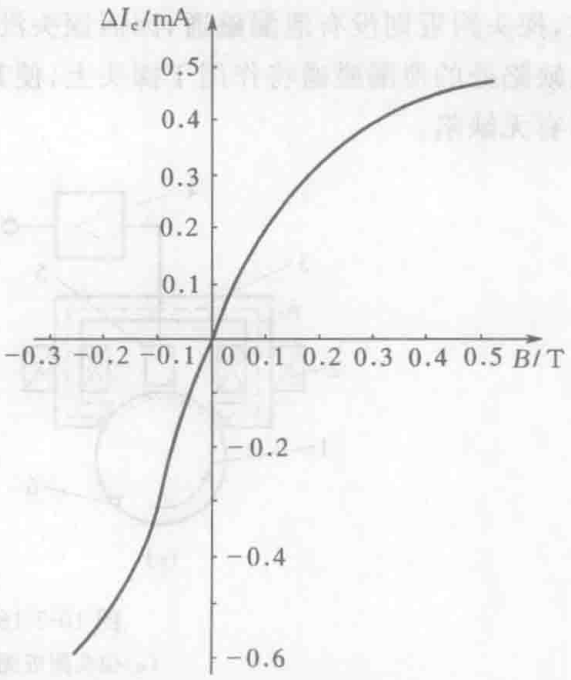


图 10-3-14　3BCM 磁敏三极管磁电特性

4)频率特性

3BCM 锗磁敏三极管对于交变磁场的响应时间约为 2 μs,截止频率为 500 kHz 左右。3CCM 硅磁敏三极管对交变磁场的影响时间为 0.4 μs,而截止频率约为 2.5 MHz。

5)磁灵敏度

磁敏三极管的磁灵敏度有正向灵敏度 h_+ 和负向灵敏度 h_- 两种，定义如下：

$$h_{\pm}=\left|\frac{I_{c_{B\pm}}-I_{co}}{I_{co}B}\right|\times 100\,\%/\mathrm{T} \tag{10-3-6}$$

式中 I_{cB_+} ——受正向磁场 B_+ 作用时的集电极电流；

I_{cB_-} ——受负向磁场 B_- 作用时的集电极电流；

I_{co} ——不受磁场作用时，在给定基流情况下集电极输出电流；

B ——外加磁场的磁感应强度。

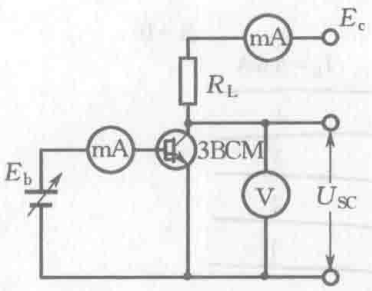


图 10-3-15 磁灵敏度测试电路

正负向磁灵敏度表示在±0.1 T 磁场作用下集电极电流的相对变化量。根据图 10-3-15 所示的测试电路，输出电压 U_{SC} 的磁灵敏度为

$$\Delta U_{\pm}=h_{\pm}(E_c-U_{SC})$$

6)工作电压

磁敏三极管的工作电压范围较宽，从 3 伏到几十伏，集电极电压 E_c 对灵敏度影响不大。磁敏三极管的噪声小于磁敏二极管，功耗也较低。

10.3.3 磁敏管的应用

由于磁敏管具有较高的磁灵敏度，所以磁敏管很适于检测微弱磁场的变化(可测量约为 0.1 T 的弱磁场)，如漏磁探伤仪、地磁探测仪等。

漏磁探伤仪的原理见图 10-3-16。在(a)图中，钢棒被磁化局部表面时，若没有缺陷存在，探头附近则没有泄漏磁通，因而探头没有信号输出。如果棒材有缺陷，如图(b)所示，那么缺陷处的泄漏磁通将作用于探头上，使其产生信号输出。因而可根据信号的有无判定钢棒有无缺陷。

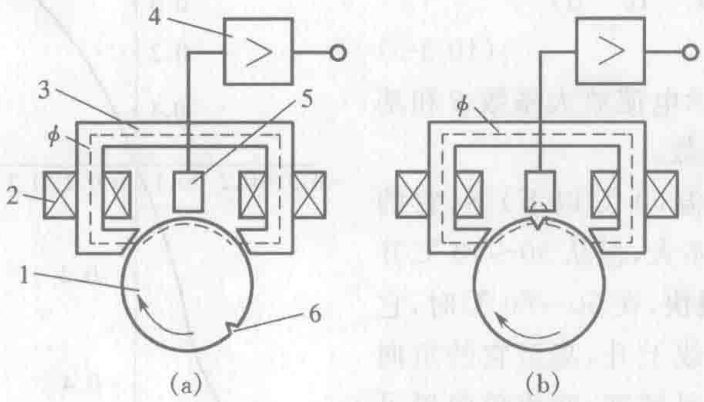


图 10-3-16 漏磁探伤仪原理

(a)探头附近无漏滋 (b)探头附近漏磁

1—被探棒材 2—激励线圈 3—铁芯 4—放大器 5—磁敏管探头 6—裂缝

在探伤过程中，使钢棒不断转动，而探头和带铁芯的激励线圈沿钢棒轴向运动，这样就可以快速地对钢棒全部表面进行缺陷探测。

探伤仪探头结构和原理框图如图 10-3-17 所示，(a)为探头结构，(b)为原理方框图。

此外，由于磁敏管的体积和功耗都很小，所以还可用以制作无触点开关和电位器，如计

算机无触点电键、机床接近开关等。

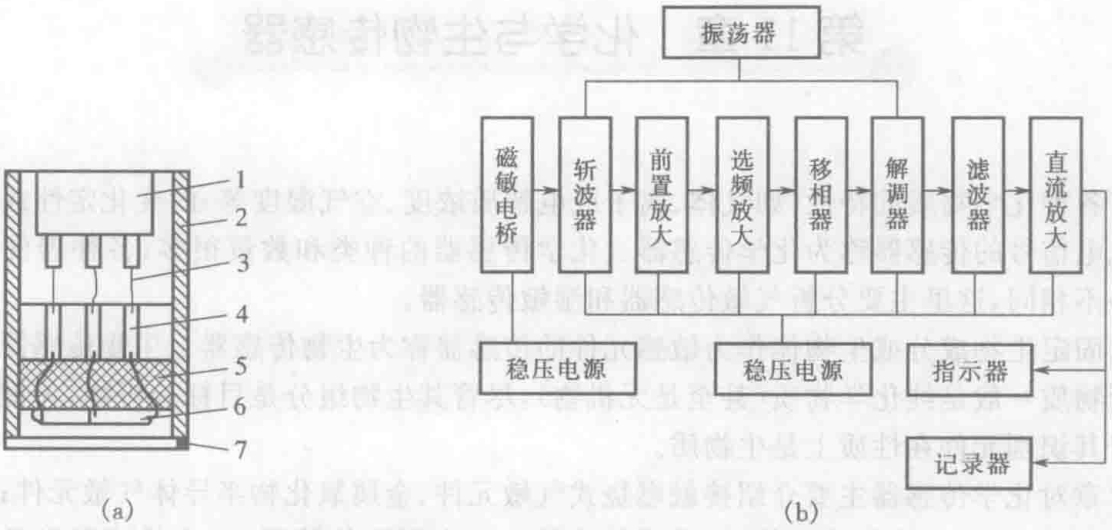


图 10-3-17　探伤仪探头结构及原理框图

(a)探头结构　(b)原理方框图

1—插件　2—外壳　3—引线　4—接线板　5—托架　6—磁敏二极管　7—端盖

第11章 化学与生物传感器

将各种化学物质的特性(如气体、离子或电解质浓度、空气湿度等)的变化定性或定量地转换成电信号的传感器称为化学传感器。化学传感器的种类和数量很多,各种器件转换原理也各不相同,这里主要分析气敏传感器和湿敏传感器。

以固定生物成分或生物体作为敏感元件的传感器称为生物传感器。生物传感器检测的待分析物质一般是纯化学物质(甚至是无机物),尽管其生物组分是目标分析物,关键不同之处在于其识别元件在性质上是生物质。

本章对化学传感器主要介绍接触燃烧式气敏元件、金属氧化物半导体气敏元件;陶瓷湿敏传感器,高分子湿敏传感器等;对生物传感器主要介绍酶传感器、免疫传感器以及生物芯片等。

11.1 气体传感器

随着近代工业的进步,特别是石油、化工、煤炭、汽车等工业部门的迅速发展,使人类的生活以及社会活动发生了相应的变化。被人们所利用的和在生活、工业上排放出的气体种类、数量日益增多。这些气体中,许多是易燃、易爆(例如氢气、煤矿瓦斯、天然气、液化石油气等)或者对于人体有毒害的(例如一氧化碳、氟里昂、氨气等)。如果泄漏到空气中,会污染环境、影响生态平衡,甚至导致爆炸、火灾、中毒等灾害性事故。为保护人类赖以生存的自然环境,防止不幸事故的发生,需要对各种有害、可燃性气体在环境中存在的状况进行有效的监控。

由于被测气体的种类繁多,性质不尽相同,不可能用一种传感器检测所有的气体,所以气敏传感器的种类繁多。气敏传感器按工作原理可分为半导体式气敏传感器、接触燃烧式气敏传感器等不同类型。从材料、结构和应用范围来看,目前仍以半导体式气敏传感器居多,这类传感器具有结构简单、使用方便的优点。

半导体式气敏传感器是利用半导体气敏元件(主要是金属氧化物)同待测气体接触时,通过测量半导体的电导率等物理量的变化检测特定气体的成分或者浓度的。

半导体式气敏传感器可分为电阻式和非电阻式两类。电阻式气敏传感器是用氧化锡、氧化锌等金属氧化物材料制作成敏感元件,利用敏感材料接触气体时其电阻值的变化检测气体的成分或浓度的;非电阻式气敏传感器也是一种半导体器件,它们与被测气体接触后,如二极管的伏安特性或场效应管的阈值电压等将会发生变化。根据这些特性的变化测定气体的成分或浓度。半导体式气敏传感器具体分类如图 11-1-1 所示。

表 11-1-1 常见半导体气敏元件的分类

	主要物理特性	类型	检测气体	气敏元件
电阻型	电阻	表面控制型	可燃性气体	SnO_2、ZnO 等烧结体、薄膜、厚膜
		体控制型	酒精 可燃性气体 氧气	氧化镁、SnO_2 氧化钛(烧结体) T-Fe_2O_3

续表

	主要物理特性	类型	检测气体	气敏元件
非电阻型	二极管整流特性	表面控制型	氢气 一氧化碳 酒精	铂-硫化镉 铂-氧化钛 金属-半导体结构二极管
	晶体管特性		氢气、硫化氢	铂栅、钯栅 MOS 场效应管

11.1.1　接触燃烧式气体传感器

(1)检测原理

可燃性气体(H_2、CO、CH_4 等)与空气中的氧接触,发生氧化反应,产生反应热(无焰接触燃烧热),使得作为敏感材料的铂丝温度升高,电阻值相应增大(由于金属铂具有正的温度系数,当温度升高时,其电阻值相应增加,并且作为温度—电阻率关系,温度不太高时,具有良好的线性关系)。一般情况下,空气中可燃性气体的浓度不太高(低于 10%),可燃性气体可以完全燃烧,其发热量与可燃性气体的浓度有关。空气中可燃性气体浓度愈大,氧化反应(燃烧)产生的反应热量(燃烧热)越多,铂丝的温度变化(增高)越大,其电阻值增加的越多。因此,只要测定作为敏感件的铂丝的电阻变化值(ΔR),便可检测空气中可燃性气体的浓度。

但是,使用单纯的铂丝线圈作为检测元件,其寿命较短,所以实际应用的检测元件,都是在铂丝圈外面涂覆一层氧化物触媒。这样既可以延长其使用寿命,又可以提高检测元件的响应特性。接触燃烧式气体敏感元件是由图 11-1-1 所示的桥式电路构成的。图中 F_1 是检测元件;F_2 是补偿元件,其作用是补偿可燃性气体接触燃烧以外的环境温度变化、电源电压变化等因素所引起的偏差。接触燃烧式气体敏感元件工作时,要求在 F_1 和 F_2 上经常保持一定的电流通过(一般为 100～200 mA),以供可燃性气体在检测元件 F_1 上发生氧化反应(接触燃烧)所需要的热量。当检测元件 F_1 与可燃性气体接触时,由于剧烈的氧化作用(燃烧),释放出热量,使得检测元件的温度上升,电阻值相应增大,桥式电路不再平衡,在 A、B 间产生电位差 U_{SC}。

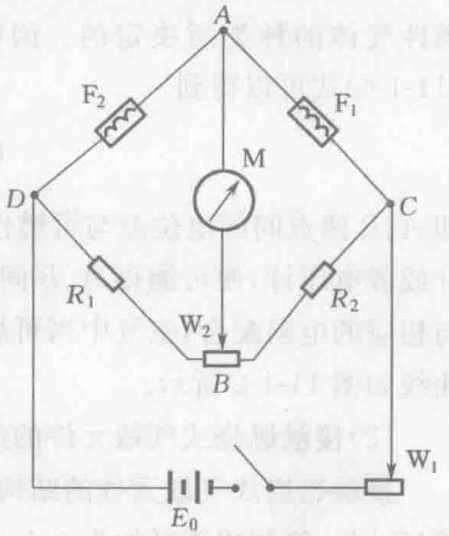


图 11-1-1　接触燃烧式气敏元件的基本电路

如果 A、B 两点之间的电位差是 U_{SC},桥式电路 BD 臂上的电阻为 R_1,BC 臂上的电阻为 R_2,检测元件 F_1 的电阻为 R_{F_1},补偿元件 F_2 的电阻为 R_{F_2}。由于接触燃烧作用,检测元件的电阻变化为 ΔR_{F_1}、ΔR_{F_2} 与 R_{F_1}、R_{F_2}、R_1、R_2 相比非常小,所以 A、B 点间的电位差 U_{SC} 可以由下式求得

$$U_{SC}=E_0\left[\frac{R_{F_1}+\Delta R_F}{R_{F_1}+R_{F_2}+\Delta R_F}-\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)\right] \tag{11-1-1}$$

在这里,因为 ΔR_F 很小,可以将它在分母中省去。并且,由于 $R_{F_1}R_1=R_{F_2}R_2$,则

$$U_{SC}=E_0\left[\frac{R_1}{(R_1+R_2)(R_{F_1}+R_{F_2})}\right]\left(\frac{R_{F_2}}{R_{F_1}}\right)\Delta R_F \tag{11-1-2}$$

如果令 $$k=E_0R_1/[(R_1+R_2)(R_{F_1}+R_{F_2})]$$

则

$$U_{SC}=k\left(\frac{R_{F_2}}{R_{F_1}}\right)\Delta R_F \tag{11-1-3}$$

这样，A、B 两点间的电位差 U_{SC}，在检测元件 F_1 和补偿元件 F_2 的电阻比 R_{F_2}/R_{F_1} 接近于 1 的范围内，近似地与 ΔR_F 成比例。在此，ΔR_F 是由于可燃性气体接触燃烧所产生的温度变化(燃烧热)引起的，与接触燃烧热(可燃性气体氧化反应热)成比例的。即 ΔR_F 可以用下面的公式来表示

$$\Delta R_F\propto\alpha\cdot\Delta T=\frac{\alpha\cdot\Delta H}{C}=\frac{\alpha\cdot a\cdot m\cdot Q}{C} \tag{11-1-4}$$

式中 α——检测元件的电阻温度系数；

ΔT——由于可燃性气体接触燃烧所引起的检测元件的温度增加值；

ΔH——可燃性气体接触燃烧的发热量；

Q——可燃性气体的燃烧热；

m——可燃性气体的浓度[%(Vol)]；

C——检测元件的热容量；

a——由检测元件上涂覆的催化剂决定的常数。

α、C 和 a 的数值与检测元件的材料、形状、结构、表面处理方法等因素有关。Q 是由可燃性气体的种类所决定的。因而，在一定条件下，均为确定的常数。根据(11-1-3)式和(11-1-4)式可以得到

$$U_{SC}=kmb\quad\left(b=\frac{\alpha\cdot a\cdot Q}{C}\right) \tag{11-1-5}$$

即 A、B 两点间的电位差与可燃性气体的浓度 m 成比例。如果在 A、B 两点间连接一只电流计或者电压计，便可测得 A、B 间的电位差 U_{SC}，并由此求得空气中可燃性气体的浓度。若与相应的电路配合，空气中当可燃性气体达到一定浓度时，自动发出报警信号，其感应特性曲线如图 11-1-2 所示。

(2)接触燃烧式气敏元件的结构

接触燃烧式气敏元件的结构如图 11-1-3 所示。用直径 50～60 μm 的高纯(99.999%)铂(Pt)丝，绕制成直径约为 0.5 mm 的线圈，为了使线圈具有适当的阻值(1～2 Ω)，一般应绕 10 圈以上。在线圈外面涂以氧化铝或者氧化铝和氧化硅组成的膏状涂覆层，干燥后在一定温度下烧结成球状多孔体。将烧结后的小球放在贵金属铂、钯等的盐溶液中，充分浸渍后取出烘干。然后经过高温热处理，使在氧化铝(或氧化铝—氧化硅)载体上形成贵金属催化层，最后组装成气体敏感元件。除此之外，也可以将贵金属催化粉体与氧化铝、氧化硅等载体充分混合后配成膏状，涂覆在铂丝绕成的线圈上，直接烧成后备用。此外，作为补偿元件的铂线圈，其尺寸、阻值均应与检测元件相同。并且，也应涂覆氧化铝或者氧化硅载体层，只是无须浸渍贵金属盐溶液或者混入贵金属催化粉体，形成催化层而已。

11.1.2 半导体气体传感器

目前，半导体气体敏感元件，大多是以金属氧化物半导体为基础材料，利用被测气体在该半导体表面吸附后，引起其电学特性(例如电导率)发生变化这种现象，制成的各种半导体

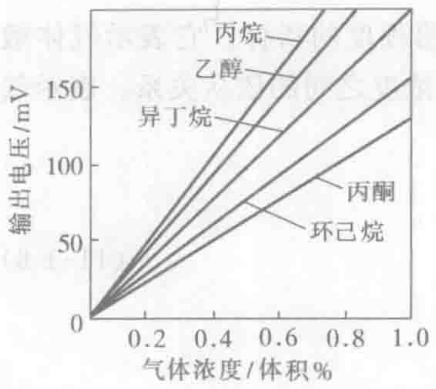


图 11-1-2　接触燃烧式气敏元件的感应特性

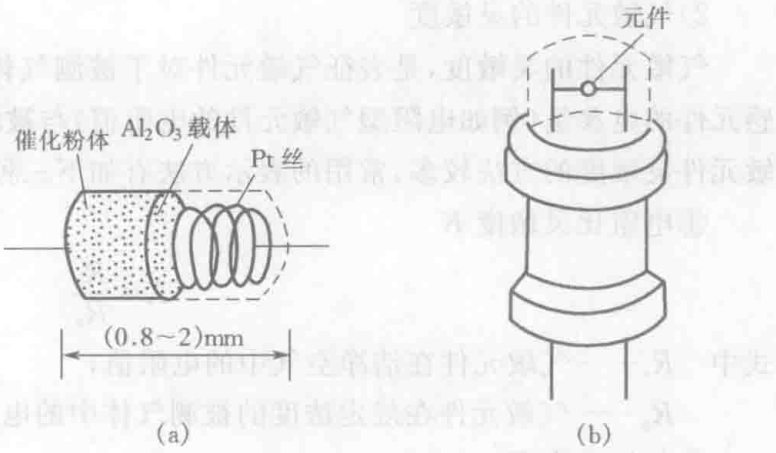


图 11-1-3　接触燃烧式气敏元件结构示意图
(a)元件的内部示意图　(b)敏感元件外形图

气敏元件。半导体气敏元件的工作机理比较复杂，比较流行的几种定性模型是：表面空间电荷层模型、晶粒间界垫垒模型以及吸收效应模型等。现以表面电阻控制型气敏元件为例进行简单解析。

(1)表面电阻控制型气敏元件导电机理

N 型半导体气敏元件的表面在空气中吸附氧分子并从半导体表面获得电子而形成 O_2^-、O^-、O^{-2} 等的受主型表面能级，结果表面电阻增加。如果 H_2 或 CO 等还原性气体作为被检测气体或气敏元件表面接触时，这些气体与氧进行如下反应：

$$O^{n-}_{吸附} + H_2 \longrightarrow H_2O + ne$$

$$O^{n-}_{吸附} + CO \longrightarrow CO_2 + ne$$

因此被氧原子捕获的电子重新回到半导体中，表面电阻下降。利用这种表面电阻的变化检测各种气体的敏感元件称为表面电阻控制型气敏元件。目前这类元件大都做成多孔质烧结体、薄膜、厚膜等形状。多孔质烧结体、薄膜和厚膜元器件为多晶体，它们由很多晶粒组合而成，晶粒接触部分的形状对气敏特性有很大的影响。

对于表面电阻控制型气敏元件及其他类型的半导体气敏元件，为加快气体分子在表面上吸附脱附作用，多数器件都在加热到 150 ℃以上的温度下工作。因此目前实际应用的表面电阻控制型气敏元件大都由禁带宽度比较大、耐高温的金属氧化物半导体材料制备，为了提高元件的灵敏度，常常在这些材料中添加 Pd、Pt 等催化剂。

(2)半导体气敏元件的特性参数

1)气敏元件的电阻值

通常将电阻型气敏元件在常温下洁净空气中的电阻值，称为气敏元件(电阻型)的固有电阻值，习惯上用符号 R_a 表示。一般电阻型半导体气敏元件的固有电阻值大多在 $10^3 \sim 10^5\ \Omega$ 范围。

测定电阻型气敏元件的固有电阻值 R_a，对于测量仪表的要求并不高。但是，对于测量时的环境却要求较高，必须在洁净空气环境中进行。这是由于地理环境的差异，各地区空气中所含有的气体成分差别较大，即使对于同一气敏元件，在温度相同的条件下，在不同地区进行测定，其固有电阻值 R_a 都将出现差别。为了统一测定条件，必须在洁净的空气环境中进行测量。

2)气敏元件的灵敏度

气敏元件的灵敏度,是表征气敏元件对于被测气体的敏感程度的指标。它表示气体敏感元件的电参量(例如电阻型气敏元件的电阻值)与被测气体浓度之间的依从关系。表示气敏元件灵敏度的方法较多,常用的表示方法有如下三种。

①电阻比灵敏度 K

$$K=\frac{R_a}{R_g} \tag{11-1-6}$$

式中 R_a——气敏元件在洁净空气中的电阻值;

R_g——气敏元件在规定浓度的被测气体中的电阻值。

②气体分离度 α

$$\alpha=\frac{R_{C_1}}{R_{C_2}} \tag{11-1-7}$$

式中 R_{C_1}——气敏元件在浓度为 C_1 的被测气体中的阻值;

R_{C_2}——气敏元件在浓度为 C_2 的被测气体中的阻值。

通常,$C_1>C_2$。

③输出电压比灵敏度 K_V

$$K_V=\frac{V_a}{V_g} \tag{11-1-8}$$

式中 V_a——气敏元件在洁净空气中工作时,负载电阻上的电压输出;

V_g——气敏元件在规定浓度被测气体中工作时,负载电阻上的电压输出。

3)气敏元件的分辨力

气敏元件的分辨力,表示气敏元件对被测气体的识别(选择)以及对干扰气体的抑制能力。通常用下式表示分辨力 S

$$S=\frac{\Delta V_g}{\Delta V_{gi}}=\frac{V_g-V_a}{V_{gi}-V_a} \tag{11-1-9}$$

式中 S——气敏元件的分辨力;

V_a——气敏元件在洁净空气中工作时,负载电阻上的输出电压;

V_g——气敏元件在规定浓度被测气体中工作时,负载电阻上的输出电压;

V_{gi}——气敏元件在 i 种气体浓度为规定值中工作时,负载电阻上的输出电压。

4)气敏元件的响应时间

气敏元件的响应时间,表示在工作温度下,气敏元件对被测气体的响应速度。一般从气敏元件与一定浓度的被测气体接触时开始计时,直到气敏元件的阻值达到在此浓度下的稳定电阻值的 63% 时为止,所需时间称为气敏元件在此浓度下的被测气体中的响应时间,通常用符号 t_r 表示。

5)气敏元件的恢复时间

气敏元件的恢复时间,表示在工作温度下,被测气体由该元件上解吸的速度。一般从气敏元件脱离被测气体时开始计时,直到其阻值恢复到在洁净空气中阻值的 63% 时为止,所需时间称为恢复时间。

6)初期稳定时间

长期在非工作状态下存放的气敏元件,因表面吸附空气中的水分或者其他气体,导致其

表面状态的变化，当加上电负荷后，随着元件温度的升高，发生解吸现象。因此，使气敏元件恢复正常工作状态，需要一定的时间，称为气敏元件的初期稳定时间。一般电阻型气敏元件，在刚通电的瞬间，其电阻值将下降，然后再上升，最后达到稳定。由开始通电直到气敏元件阻值到达稳定所需时间，称为初期稳定时间。初期稳定时间是敏感元件存放时间和环境状态的函数。存放时间越长，其初期稳定时间也越长。

7)气敏元件的加热电阻和加热功率

气敏元件一般要在高温(200 ℃以上)工作。为气敏元件提供必要工作温度的加热电路的电阻(通常指加热器的电阻值)称为加热电阻，常用符号 R_H 表示。直热式气敏元件的加热电阻值，一般较小(小于 5 Ω)；旁热式气敏元件的加热电阻较大(大于 20 Ω)。气敏元件正常工作所需的加热电路功率，称为加热功率，常用 P_H 表示。一般气敏元件的加热功率在 0.5～2.0 W 范围。

(3)烧结型 SnO_2 气敏元件

目前常见的 SnO_2 系列气敏元件有烧结型、薄膜型和厚膜型三种。就其应用的广泛性和生产量而言，以烧结型为主，故这里仅介绍烧结型 SnO_2 气敏元件。

烧结型气敏元件，是目前工艺最成熟，应用最广泛的气敏元件。这种气敏元件的敏感体用粒径最小(平均粒径≤1 μm)的 SnO_2 粉体为基本材料，根据需要添加不同的添加剂，混合均匀作为原料。采用典型的陶瓷工艺制备，工艺简单、成本低廉，这种 SnO_2 气敏元件主要用于检测可燃的还原性气体。敏感元件的工作温度约 300 ℃。按照其加热方式，可以分为直接加热式和旁热式两种类型。

1)直接加热式 SnO_2 气敏元件

直接加热式 SnO_2 气敏元件(简称直热式气敏元件)，是由芯片(包括敏感体和加热器)、基座和金属防爆网罩三部分组成。其芯片结构特点是在以 SnO_2 为主要成分的烧结体中，埋设两根作为电极并兼作为加热器的螺旋形铂—铱合金线(阻值为 2～5 Ω)。这种结构的气体敏感元件，虽然结构简单、成本低廉，但因其热容量小、稳定性差，测量电路与加热电路之间容易相互干扰，加热器与 SnO_2 基体之间由于热膨胀系数的差异而导致接触不良，最终可能造成元件的失效。因此，除早期产品采用如图 11-1-4 这种结构形式外，现已较少在实际中使用，如国产 QN 型以及日本费加罗 TGS109 型气敏元件。

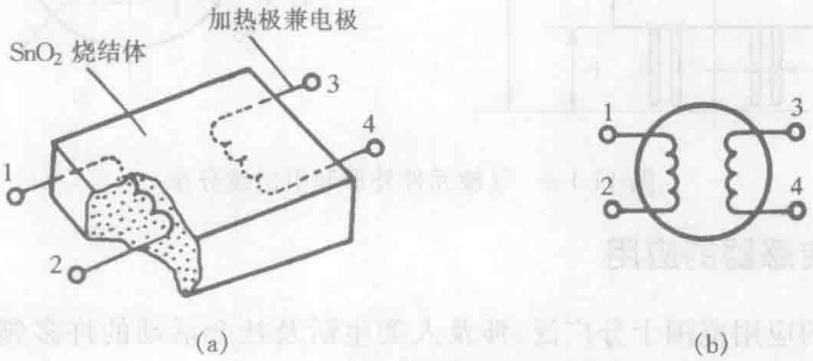


图 11-1-4　内热式气敏器件结构及符号

2)旁热式 SnO_2 气敏元件

严格地讲,旁热式 SnO_2 气敏元件是一种厚膜型元件,其结构如图 11-1-5 所示。在一根内径为 0.8 mm,外径为 1.2 mm 的薄壁陶瓷管(大多用含 Al_2O_3 75 %的 75 瓷管)的两端设置一对金电极及铂—铱合金丝($\phi \leqslant 80\ \mu m$)引出线,然后在瓷管的外壁涂覆以 SnO_2 为基础材料配制的浆料层,经烧结后形成厚膜气体敏感层(厚度$<100\ \mu m$)。在陶瓷管内放入一根螺旋形高电阻金属丝(例如 Ni-Cr 丝)作为加热器(加热器电阻值一般为 30～40 Ω)。这种结构形式的气敏元件管心,其测量电极与加热器分离,避免了相互干扰,而且元件的热容量较大,减小了环境温度变化对敏感元件特性的影响。其可靠性和使用寿命较直热式气敏元件为高。目前市售的 SnO_2 系气敏元件,大多为这种结构形式。例如,国产的 MQ—31 型、QM—N5 型和(日本)费加罗 TGS812、TGS813 型等均属此种类型,其外形和引出线分布如图 11-1-6 所示。

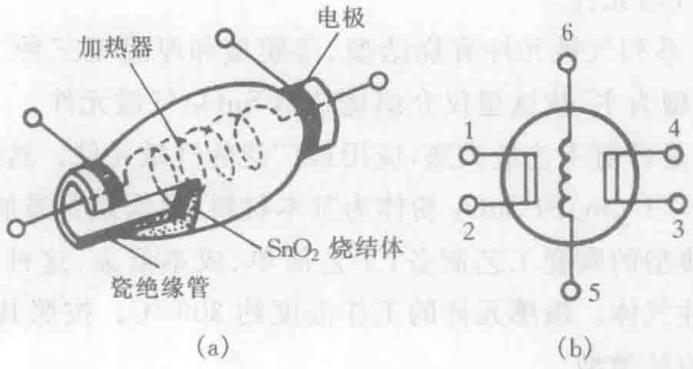


图 11-1-5　旁热式气敏器件结构及符号

(a)结构　(b)符号

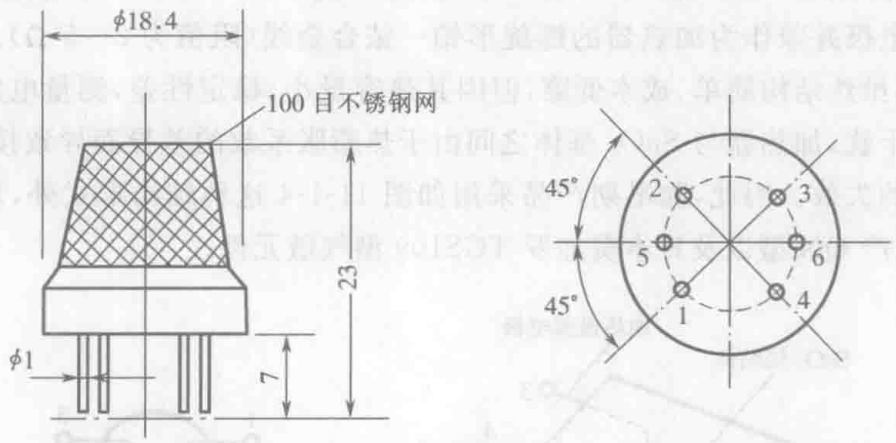


图 11-1-6　气敏元件外形和引出线分布

11.1.3　气体传感器的应用

气体传感器的应用范围十分广泛,涉及人类生活及社会活动的许多领域。就其功能而言,大体上可分为检测、报警、监控等几种类型。

气体传感器应用电路的种类很多,其基本组成部分有下列几种。

(1)电源电路

一般气敏元件的工作电压不高于 3～10 V,如果由交流供电,应当首先将市电(220 V

或者 110 V)转换为低压直流。气敏元件的工作电压，特别是供给加热的电压，必须相当稳定。否则，将导致加热器的温度变化幅度过大，使气敏元件的工作点漂移，影响检测准确性。因此，在设计、制作电源电路时应予以充分注意。

(2)辅助电路

由于气敏元件自身的特性(温度系数、湿度系数、初期稳定性等)，在设计、制作应用电路时，应予以考虑。例如采用温度补偿电路，以减少因为气敏元件的温度系数所引起的误差；设置延时电路，以防止通电初期，因气敏元件阻值大幅度变化造成的误报；使用加热器失效时应通知监控电路，防止因加热器失效而导致的漏报现象。

图 11-1-7 是一种温度补偿电路，当环境温度降低时，则负温度热敏电阻(R_5)的阻值增大，使相应的输出电压得到补偿。

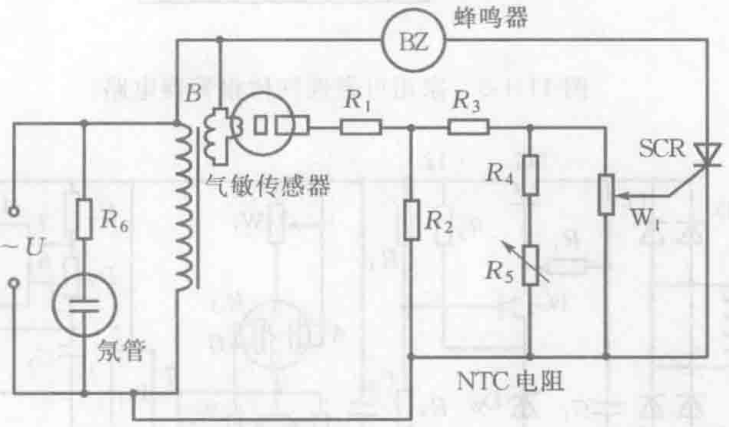


图 11-1-7　温度补偿电路

图 11-1-8 是使用正温度系数热敏电阻(R_2)的延时电路，图中 R_2 为 PTC 热敏电阻。接通电源时，热敏电阻的温升较小，其电阻值也小，电流大部分经热敏电阻回到变压器，蜂鸣器(BZ)不会发生报警信号。当通电 1～2 min 后，热敏电阻温度升高，阻值急剧增大，通过蜂鸣器的电流增大，电路进入正常的工作状态。

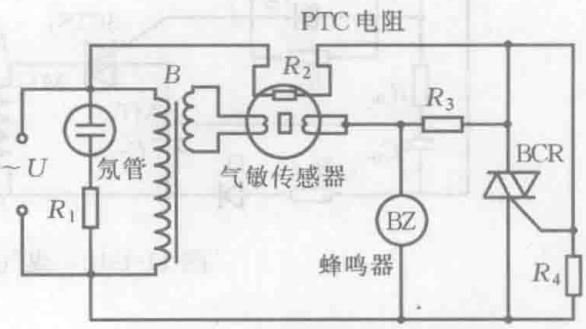


图 11-1-8　延时电路

(3)检测工作电路

这里介绍几种家用可燃性气体报警电路。

图 11-1-9 是一种设有串联蜂鸣器的应用电路。随着环境中可燃性气体浓度的增加，气敏元件的阻值下降到一定值后，流入蜂鸣器的电流足以推动其工作而发生报警信号。

图 11-1-10 是家用煤气(CO)安全报警电路。该电路由两部分组成：一部分是煤气报警器，在煤气浓度达到危险界限前发生警报；另一部分是开放式负离子发生器，其作用是自动产生空气负离子，使煤气中主要有害成分一氧化碳与空气负离子中的臭氧(O_3)反应，生成对人体无害的二氧化碳。

煤气报警电路，包括电源电路、气敏探测电路、电子开关电路和声光报警电路。开放式空气负离子发生器电路由 R_{10}～R_{13}、C_5～C_7、D_5～D_7、3CTS$_3$ 及 B_2 等组成。这种负离子发

生器，由于元件少，结构简单，通常无须特别调试即能正常工作。减小 R_{12} 的阻值，可以使负离子浓度增加。

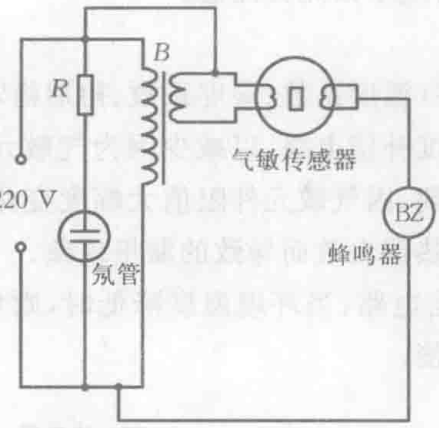


图 11-1-9　家用可燃性气体报警器电路

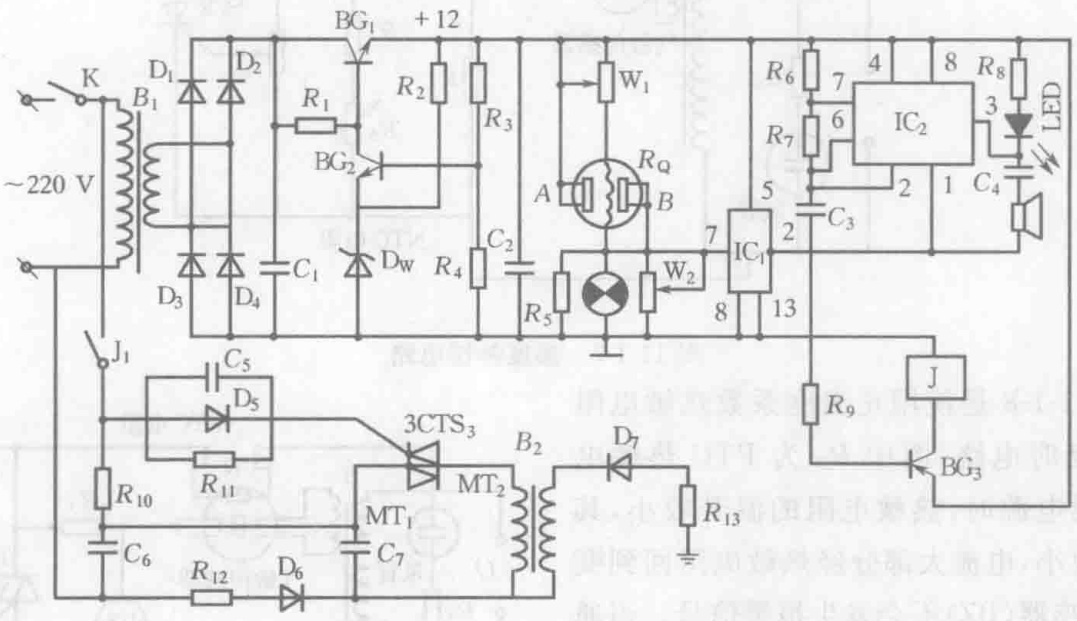


图 11-1-10　煤气安全报警器原理图

11.2　湿敏传感器

工业生产中，湿度的测控直接关系到产品的质量。精密仪器、半导体集成电路与元器件制造场所，湿度的测控就显得更加重要。此外，湿度测控在气象预报、医疗卫生、食品加工等行业都有广泛的应用。

湿度传感器依据所使用的材料不同，分为电解质型、陶瓷型、高分子型和半导体型等湿度传感器。

电解质型：以氯化锂为例，它在绝缘基板上制作一对电极，涂上氯化锂盐胶膜。氯化锂极易潮解，并产生离子电导，随湿度升高而电阻减小。

陶瓷型：一般以金属氧化物为原料，通过陶瓷工艺，制成一种多孔陶瓷。利用多孔陶瓷的阻值对空气中水蒸气的敏感特性而制成。

高分子型：先在玻璃等绝缘基板上蒸发梳状电极，通过浸渍或涂覆，使其在基板上附着一层有机高分子感湿膜。

单晶半导体型：所用材料主要是硅单晶，利用半导体工艺制成。制成二极管湿敏器件和MOSFET湿度敏感器件等。其特点是易于与半导体电路集成在一起。

11.2.1　湿度表示法

空气中含有水蒸气的量称为湿度，含有水蒸气的空气是一种混合气体。湿度表示的方法很多，主要有质量百分比和体积百分比、相对湿度和绝对湿度、露点（霜点）等表示法。

(1)绝对湿度

绝对湿度表示单位体积的空气中所含水汽的质量，其定义式为

$$\rho=\frac{m_V}{V} \tag{11-2-1}$$

式中　m_V——待测空气中的水汽质量；

V——待测空气的总体积；

ρ——待测空气的绝对湿度，单位为 g/m^3 或 mg/m^3。

绝对湿度也可称为水汽浓度，它与空气中水汽分压 P_V 有关。根据理想气体状态方程有

$$\rho=\frac{P_V M_V}{RT}$$

式中　M_V——水汽的摩尔质量；

R——理想气体常数；

T——空气的绝对温度。

因此空气的绝对湿度也可用其分压表示。

(2)相对湿度

相对湿度为待测空气的水汽分压与相同温度下水的饱和水汽压的比值的百分数，为无量纲的量，常表示为%RH(relative humidity)，即

$$\text{相对湿度}=\left(\frac{P_V}{P_W}\right)_T\times 100\%\text{RH} \tag{11-2-2}$$

式中　P_V——温度为 T 的空气中水汽分压；

P_W——与待测空气温度 T 同温时的饱和水汽压。

表11-2-1给出了在标准大气压下，不同温度时水的饱和水汽压的数值。

表11-2-1　不同温度时水的饱合水汽压　（单位：mmHg）

t/℃	P	t/℃	P	t/℃	P	t/℃	P	t/℃	P	t/℃	P
−20	0.77	−9	2.13	2	5.29	13	11.23	24	22.38	35	42.18
−19	0.85	−8	2.32	3	5.69	14	11.99	25	23.78	36	44.56
−18	0.94	−7	2.53	4	6.10	15	12.79	26	25.21	37	47.07
−17	1.03	−6	2.76	5	6.54	16	13.63	27	26.74	38	49.50
−16	1.13	−5	3.01	6	7.01	17	14.53	28	28.35	39	52.44
−15	1.24	−4	3.28	7	7.51	18	15.48	29	30.04	40	55.32
−14	1.36	−3	3.57	8	8.05	19	16.48	30	31.82	50	92.51
−13	1.49	−2	3.88	9	8.61	20	17.54	31	33.70	60	149.40
−12	1.63	−1	4.22	10	9.21	21	18.65	32	35.66	70	233.70
−11	1.78	0	4.58	11	9.84	22	19.83	33	37.73	80	355.10
−10	1.95	1	4.93	12	10.52	23	21.07	34	39.90	100	760.00

如果已知空气的温度 t℃和空气中水汽分压 P_V，那么就可从表 11-2-1 中查得此时空气中的饱和水汽压，从而求得此时相对湿度。

对空气中微量水分的测定，通常采用气体之间的体积比这一物理量表示，其定义为空气中水汽的体积比和与之共存的干空气的体积之比，单位为“百万分之一”，以 ppm 表示。体积比与空气的水汽分压 P_V 和空气的总压强 P 之间关系为

$$\text{体积比}=\frac{P_V}{P-P_V}\times 100\times 10^{-6} \tag{11-2-3}$$

同样湿度也可用气体之间的质量比表示，称为混合比 γ，其定义为空气中的水汽质量和与之共存的干空气质量之比。它和空气的相对湿度之间关系为

$$\text{相对湿度}=\frac{[\gamma/0.621\ 98]\cdot P}{P_W}\times 100\% \tag{11-2-4}$$

式中 γ——压强为 P、温度为 T 时空气的混合比。

(3)露点

由表 11-2-1 可知，水的饱和水汽压是随空气温度的下降而逐渐减小的，也就是说，在同样的水汽分压下，空气的温度越低，空气的水汽分压与在同一温度下的水的饱和水汽压差值就越小，当空气的温度下降到某一温度时，空气的水汽分压将与同温度下水的饱和水汽压相等，此时空气中的水汽可能转化为液相而凝结成露珠，这一特定温度称为空气的露点或露点温度。所以通过对空气露点温度的测定可以测得空气的水汽分压，因为空气的水汽分压也就是该空气在露点温度下水的饱和水汽压，所以只要知道待测空气的露点温度，通过表 11-2-1就可查知在该露点温度下水的饱和水汽压，这个饱和水汽压即为待测空气的水汽分压。

11.2.2 湿度传感器主要参数

(1)湿度量程

湿度量程是保证一个湿敏器件能够正常工作所允许的相对湿度的最大范围。湿度量程越大，其实际使用价值越大。理想的湿敏元件的使用范围应当是 0～100%RH 的全量程，由于各种不同湿度传感器所采用的材料以及所依据的物理效应和化学反应不同，往往只能在一定的湿度范围内才能正常工作。

(2)湿敏传感器的特性曲线

湿敏传感器的特性曲线是指湿敏传感器的输出量(或称感湿特征量)与被测湿度(例如相对湿度)间的关系曲线。图11-2-1为以二氧化钛—五氧化二钒(TiO_2-V_2O_5)器件为敏感元件的湿敏传感器的特性曲线。

(3)灵敏度

灵敏度表示被测湿度作单位值变化时所引起的输出量(感湿特征量)的变化程度。灵敏度为特性曲线的斜率。一般而言湿敏传感器的特性往往非线性，即在不同的被测湿度下，传感器的灵敏度是不同的，因此常需用一组规定被测湿度下的灵敏度描述。例如，日本生产的 $MgCr_2O_4$-TiO_2 湿敏传感器规定用相对湿度为 1%时的感湿特征量电阻值与分别在相对湿度为 20%、40%、60%、80%、100%时的感湿特征量电阻值之比描述，即用 $R_{1\%}/R_{20\%}$、$R_{1\%}/R_{40\%}$、$R_{1\%}/R_{60\%}$、$R_{1\%}/R_{80\%}$、$R_{1\%}/R_{100\%}$ 描述灵敏度。

(4)湿度温度系数

湿敏传感器的特性往往随环境温度而变化。当环境湿度恒定时，温度每变化 1 ℃，引起

湿度传感器感湿特征量的变化量为感湿温度系数，其单位为%RH/℃。

(5)响应时间

响应时间也称为时间常数，它反映湿度传感器相对湿度发生变化时，其反应速度的快慢。响应时间又分为吸湿响应时间和脱湿响应时间。大多数湿度传感器都是脱湿响应时间大于吸湿响应时间，一般以脱湿响应时间作为湿度传感器的响应时间。

(6)电压特性

当用湿度传感器测量湿度时，所加的测试电压，不能用直流电压。这是由于加直流电压引起感湿体内水分子的电解，致使电导率随时间的增加而下降，故测试电压采用交流电压。

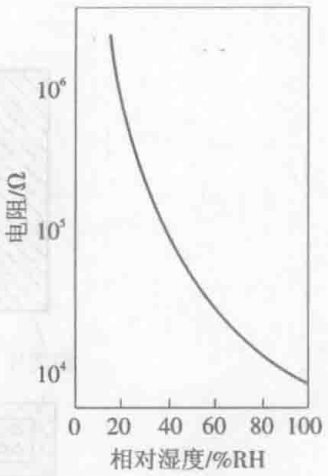


图 11-2-1　二氧化钛—五氧化二钒湿敏传感器的特性曲线

(7)频率特性

湿度传感器的阻值与外加测试电压频率有关，湿度传感器的使用频率上限由实验确定。直流电压会引起水分子的电解，因此测试电压频率也不能过低。

11.2.3　氯化锂湿敏电阻

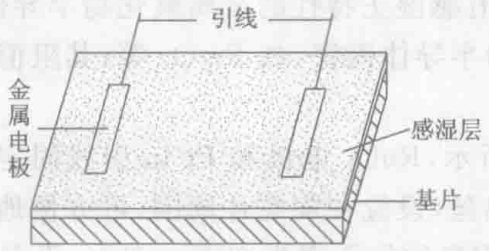


图 11-2-2　湿敏电阻结构示意图

氯化锂(LiCl)湿敏电阻是利用吸湿性盐类潮解使离子电导率发生变化而制成的测湿器件，属无机电解质湿度传感器，其结构如图 11-2-2 所示，由引线、基片、感湿层与金属电极组成。

氯化锂湿敏电阻的感湿原理：不挥发吸湿性盐(LiCl)吸湿潮解使离子电导率发生变化。将氯化锂与聚乙烯醇组成混合体，在氯化锂溶液中，Li 和 Cl 均以正负离子的形式存在，而 Li^+ 对水分子的吸引力强，离子水合程度高，其溶液中的离子导电能力与浓度成正比。当溶液置于一定温湿场中，若环境相对湿度高，溶液将吸收水分，使浓度降低，因此，其溶液电阻率增高；反之，当环境相对湿度变低时，则溶液浓度升高，其电阻率下降，从而实现对湿度的测量。

浸渍式 LiCl 湿度传感器是在玻璃带基片上浸渍 LiCl 溶液，图 11-2-3(a)为其结构示意图，图 11-2-3(b)为其电阻—湿度特性。从图中可知，阻值的对数与相对湿度在 50%～85%范围内呈线性关系。为了扩大湿度测量的线性范围，应选用浸渍 1%～1.5%浓度的 LiCl 湿敏器件，它可测(20～50)%RH 范围的湿度，于是，两只浸渍不同浓度 LiCl 的湿敏器件组合起来，可检测(20～85)%RH 范围的相对湿度。

氯化锂湿敏器件的优点是滞后小，不受测试环境风速的影响，检测精度高达±5%，但其耐热性差，不能用于露点以下测量，器件性能的重复性较差，使用寿命短。

11.2.4　陶瓷湿敏传感器

金属氧化物构成的多孔陶瓷吸收水分后，其电阻、电容等性能发生变化，构成了湿敏传感器的工作机理。如 $MgCr_2O_4$-TiO_2-V_2O_5、TiO_2-V_2O_5、$ZnCr_2O_4$ 等陶瓷湿敏传感器均已

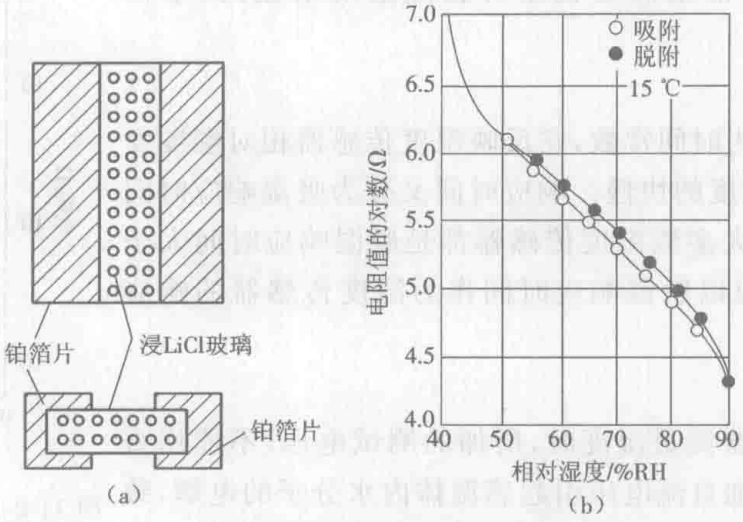


图 11-2-3　玻璃带上浸 LiCl 的湿度传感器

(a)结构示意图　(b)电阻—湿度特性

实用化。

水是一种强极性电介质，在室温下介电系数接近 80，水分子的电偶极距为 1.9×10^{-18} 德拜(符号为 D，1 D=3.335 64$\times10^{-30}$ C·m)。当水分子在晶体表面吸附后在晶体表面形成表面偶电层，使得晶体表面电阻低于其体内电阻，致使晶粒整体电阻随着水分子的吸附而明显地降低，对于多晶粒烧结而成的金属氧化物半导体陶瓷(如 P 型金属氧化物半导体陶瓷及 N 型金属半导体陶瓷)均具有感湿负特性。而具有感湿正特性的金属氧化物半导体，陶瓷多为过渡金属氧化物中的非饱和过渡金属氧化物半导体陶瓷，如 Fe_2O_4 等，其阻值随环境湿度的增加而增大。

$MgCr_2O_4$-TiO_2 陶瓷传感器结构如图 11-2-4(a)所示，RuO_2 电极和 Pt-In 引线固定在 $MgCr_2O_4$-TiO_2 陶瓷两表面，放射状的加热除污用加热丝，设置在陶瓷片周围，可方便地经常对器件进行加热清洗，排除有害气体的污染。这种陶瓷的气孔率为 25%～30%，孔径小于 1 μm，和致密陶瓷相比，多孔陶瓷的表面积显著增大，故其吸湿性强。

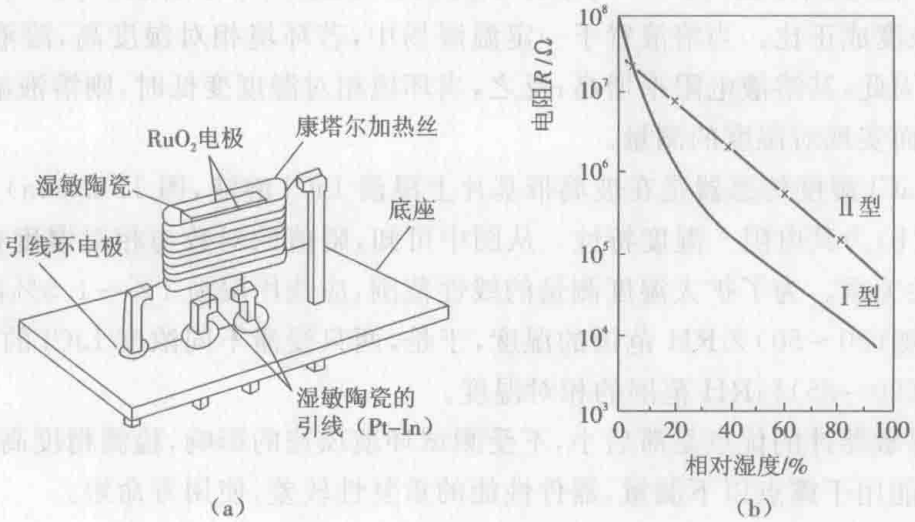


图 11-2-4　$MgCr_2O_4$-TiO_2 系湿度传感器的构造与感湿特性

(a)$MgCr_2O_4$-TiO_2 系湿度传感器的构造　(b)$MgCr_2O_4$-TiO_2 系湿度传感器的感湿特性

$MgCr_2O_4$-TiO_2 半导体陶瓷是由 P 型半导体 $MgCr_2O_4$ 和 N 型半导体 TiO_2 两种晶体结构组成，它们的化学特性差别很大，由导电类型又不相同的材料烧结而成，它是一种机械混合而无明显互熔的复合型陶瓷。这种陶瓷材料的电阻率和温度特性与原材料的配方及工艺密切相关。

以 ZnO 为主要成分的化学稳定性好的陶瓷作为材料，而且将传感器表面进行活化，从而可稳定地连续测量湿度。这种传感器与 $MgCr_2O_4$ 系列不同，它不需要通过加热进行清污，除了可以使用 0.5 mW 以下功率工作外，元件直径为 8 mm，厚度为 0.2 mm，可使传感器小型化，成本低廉，传感器结构如图 11-2-5 所示。

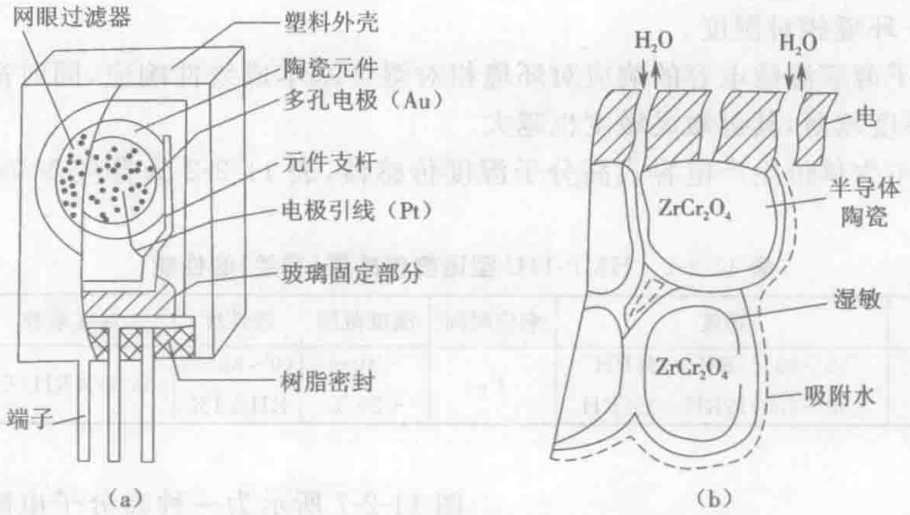


图 11-2-5　ZnO-Cr_2O_3 系湿度传感器的结构

(a) ZnO-Cr_2O_3 系湿度传感器的结构　(b) ZnO-Cr_2O_3 系元件的断面结构

11.2.5　高分子湿敏传感器

高分子湿敏传感器主要基于高分子材料在不同湿度下的电导特性开发出电容式和电阻式两大类。如导电性石墨加入吸湿性树脂的电阻式传感器；利用醋酸丁基纤维素的电容变化式传感器，将聚胺树脂涂覆于石英振子表面，利用共振频率随吸湿程度而变化的传感器等。

聚苯乙烯磺酸锂是一种测湿量程宽、响应快、性能稳定且成本低的一种湿敏器件。聚苯乙烯磺酸锂是一种强电解质，具有极强的吸水性，吸水后电离，在其水溶液中含有大量的锂离子，如果在其上制备一对金属电极，通电后锂离子即可参与导电。环境湿度越高，其电阻越小，与此同时微量水也将电离，从而离解出 H^+ 和 OH^- 离子来，由于 H^+ 离子的电极电位比 Li^+ 电位高，比 Li^+ 更易获得电子，因而在阳极上始终析出 O_2，而阴极上始终析出 H_2，Li^+ 在感湿膜中总量始终保持不变，因此保证了器件的稳定性。

聚胺酸类电容式湿度传感器是一种新型高分子材料湿敏传感器，其结构如图 11-2-6 所示，其上电极为一既连续又能允许水分子自由进出的金属

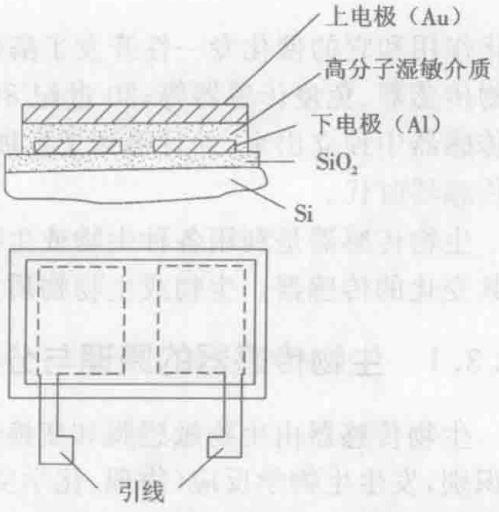


图 11-2-6　高分子薄膜湿敏电容结构

膜，其厚度对湿敏电容性能影响很大。该湿敏电容在环境气相中电容增量为

$$\Delta C_p = \Delta\varepsilon_{综} \cdot \frac{S}{d}$$

式中 S，d——湿敏电容的有效面积和高分子薄膜的厚度；

$\Delta\varepsilon_{综}$——多相介质的综合介电常数 $\varepsilon_{综}$ 的增量。

$$\Delta\varepsilon_{综} = K \cdot \varphi \cdot \mathrm{RH} \cdot \varepsilon_{H_2O}$$

式中 K——常数；

φ——高分子材料的孔隙率；

ε_{H_2O}——水的介电系数；

RH——环境相对湿度。

因此高分子薄膜湿敏电容的响应对环境相对湿度基本成线性响应，同时高分子薄膜层孔隙率越大，厚度越薄，其湿敏灵敏度也越大。

国内已有不少单位生产电容式高分子湿度传感器，表 11-2-2 为芬兰 Vaisala 同类产品性能指标。

表 11-2-2 HMP-14U 型湿度传感器(芬兰)的性能

性能	测湿范围	精度	响应时间	温度范围	线性度	温度系数	高湿漂移
指标	0%RH～100%RH	(0～80)%RH±2%RH (80～100)%RH±3%RH	1 s	−40～+80 ℃	(0～80)%RH±1%	0.05%RH/℃	6±1%RH

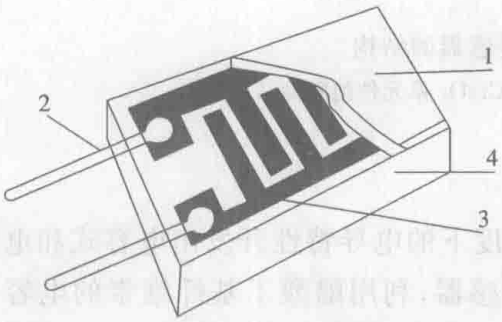


图 11-2-7 高分子电阻型湿度传感器

1—聚合物电解质膜 2—电极导线 3—梳型电路板(印制) 4—绝缘基片(酚醛树脂胶合板)

图 11-2-7 所示为一种高分子电阻型湿度传感器的结构，该传感器的感湿单元为由辐射聚合制备的聚电解质感湿膜，此膜均匀地涂敷在电阻元件上。其感湿原理：感湿膜吸湿后，元件的电阻发生变化，根据传感器的电阻变化测量环境湿度。

11.3 生物传感器

20 世纪 70 年代以来，生物医学工程迅猛发展，作为检测生物体内化学成分的各种生物传感器不断涌现。20 世纪 60 年代中期起，首先利用酶的催化作用和它的催化专一性开发了酶传感器，并达到实用阶段；20 世纪 70 年代又研制出微生物传感器、免疫传感器等；20 世纪 80 年代以来，生物传感器作为传感器的一个分支从化学传感器中独立出来，并且得到了发展，使生物工程与半导体技术相结合，进入了生物电子学传感器时代。

生物传感器是利用各种生物或生物物质做成的、用以检测与识别生物体内的化学成分及其变化的传感器。生物或生物物质主要指酶、微生物、抗体等。

11.3.1 生物传感器的原理与分类

生物传感器由生物敏感膜和变换器构成，被测物质经扩散作用进入生物敏感膜层，经分子识别，发生生物学反应(物理、化学变化)，产生物理、化学现象或产生新的化学物质，利用相应的变换器将其转换成可传输和处理的电信号。

将生物体内具有奇特与敏感功能的生物物质固定在基质或载体上，构成了生物敏感膜。

生物敏感膜具有专一性与选择亲和性，可以进行分子识别，即只有相应的物质结合后才能产生化学反应或复合物质，之后变换器将产生的生化现象或复合物质转换为电信号，从而实现对被测物质或生物量的测量。生物敏感膜是生物传感器的关键元件，它直接决定传感器的功能与质量。由于选材不同，可以制成酶膜、全细胞膜、组织膜、免疫膜、细胞器膜、复合膜等。

图 11-3-1 为生物传感器原理图。敏感物质附着在膜上或包在膜中（称为固定化）称为感受体。溶液中要测定的物质，有选择性地吸附于敏感物质，形成复合体，其结果产生物理或化学变化。这种变化再通过二次变换转换成电量输出。

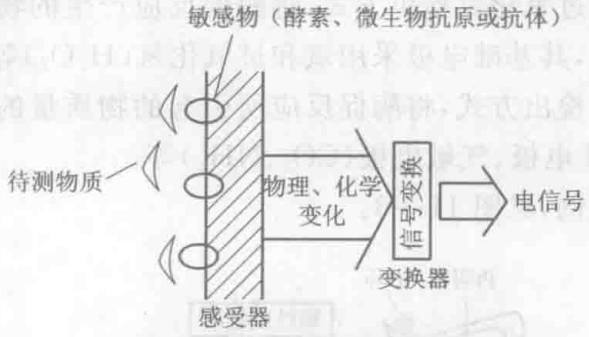


图 11-3-1　生物传感器原理

按所用生物活性物质不同，生物传感器可分为酶传感器、微生物传感器、免疫传感器、组织传感器和细胞传感器等。

11.3.2　生物组分固定化技术

生物传感器由生物敏感元件和信号转换器两个主要部分组成。生物传感器的选择性主要取决于生物敏感材料，而灵敏度的高低则与信号转换器的类型、生物材料的固定化技术等有很大的关系。而且从生物传感器的发展历史上来看，没有生物功能膜就没有生物传感器。因此，生物敏感物质的固定化技术是形成生物功能膜和提高传感器性能的关键技术之一。

生物组分固定化技术与生物传感器的灵敏度联系紧密。为获得优异的灵敏度，生物组分固定化技术应满足条件：

①固定化后的生物组分仍能维持良好的生物活性；

②生物膜与转换器需紧密接触，且能适应多种测试环境；

③固定化层应有良好的稳定性和耐用性；

④减少生物膜中生物组分的相互作用以保持其原有的高度选择性。

分析表明适合生物传感器常用的固定化方法主要有夹心法或隔离法、吸附法、包埋法、共价连接法、交联法等，如图 11-3-2 所示。

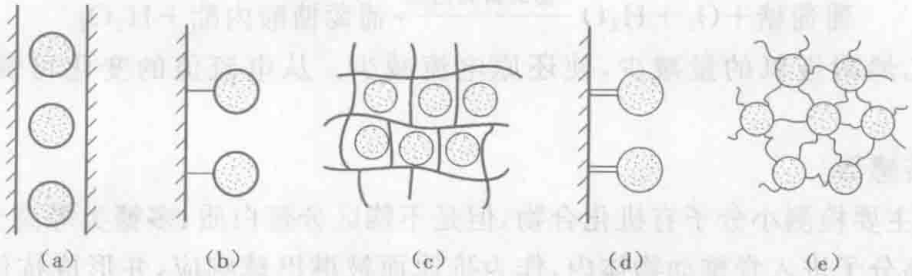


图 11-3-2　生物活性材料固定化方法

(a)夹心法　(b)吸附法　(c)包埋法　(d)共价连接法　(e)交联法

11.3.3 典型生物传感器

(1)酶电极生物传感器

酶电极是最早出现的生物传感器,这类传感器由固定化酶和基础电极(离子选择电极、气敏电极、氧化还原电极等)组成,因而既具有酶的分子识别和选择催化功能,又具有电化学电极响应快、操作简便的特点,能快速测定试液中某一给定化合物的浓度,且只需很少量的样品。目前,酶电极用于糖类、醇类、有机酸、氨基酸、激素、三磷酸腺苷等成分的测定。

按酶膜和被检物的生成物可将酶传感器分为电流型酶电极和电位型酶电极。

电流型酶电极是氧和过氧化氢检出方式,将酶促反应产生的物质在电极上发生氧化或还原反应产生的电流信号,其基础电极采用氧和过氧化氢(H_2O_2)等电极。

电位型酶电极是离子检出方式,将酶促反应所引起的物质量的变化转变成电位信号输出,所用的基础电极有 pH 电极、气敏电极(CO_2、NH_3)等。

以葡萄糖酶传感器为例,见图 11-3-3。

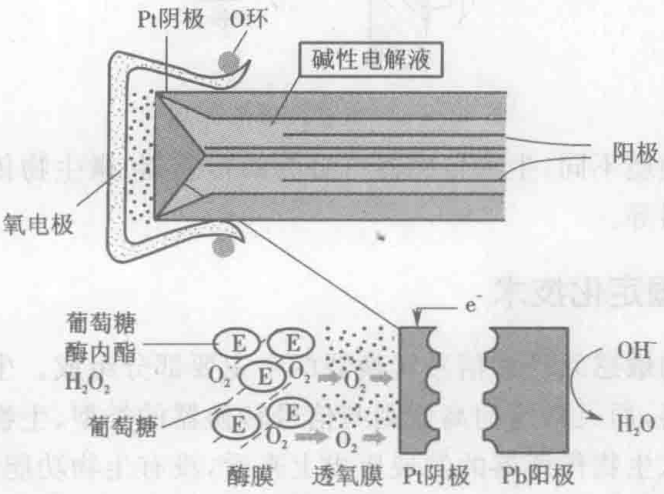


图 11-3-3 电流法葡萄糖传感器

这类酶传感器往往具有氧的发生或消耗酶反应基质。将葡萄糖氧化酶固定在聚乙烯酰胺凝胶上,在隔膜式氧电极上加一层固定有酶的酶胶原膜。传感器的电化学器件部分是由强碱中的阳极(Pb)和阴极(Pt)构成。在阴极的前表面覆一层透氧的聚四氟乙烯膜,形成所谓的氧电极。待测溶液中溶存氧气可能通过膜扩散到阴极前,到达阴极的氧由于氧化还原作用产生还原电流,溶液中的溶存氧浓度可用还原电流表示。在透氧的聚四氟乙烯膜外侧再包上一层有酶的酶胶原膜,即组成了酶传感器。将它插入葡萄糖溶液中,产生了催化作用而耗氧。

$$\text{葡萄糖}+O_2+H_2O \xrightarrow{\text{葡萄糖氧化酶}} \text{葡萄糖酸内酯}+H_2O_2$$

这时,聚四氟乙烯附近氧的量减少,使还原电流减少。从电流值的变化可测得葡萄糖的浓度。

(2)免疫传感器

酶传感器主要检测小分子有机化合物,但是不能区分蛋白质、多糖类等高分子间结构微小差别,这些高分子进入脊椎动物体内,作为抗原而被淋巴球响应,并形成抗体。微生物病毒等为抗原。抗体是蛋白质,它被称为存在于血清中的抗体,其分子量为十多万,形成“Y”字形结构。“Y”字上部的两个分支具有选择结合的能力。抗原与抗体一旦结合,就可形成

稳定的复合体。在血清中，这种复合体汇合，并发生凝聚与沉淀。

抗原或抗体一经固定在膜上，便形成具有识别免疫反应强烈的分子功能性膜。因为蛋白质为双极性电解质（正、负电荷电极性随 pH 而变），所以抗体的固定膜具有表面电荷，所具有的膜电位随膜电荷而变化（抗原与抗体的荷电状态往往差别巨大）。因此，根据抗体膜的膜电位的变化，即可测定抗原的吸附量。

电化学免疫传感器是诸种免疫传感器中研究得最早、最多的一种。理想的电化学免疫传感器是在抗体与其相对应的抗原结合的同时将免疫反应的信息直接转变成电信号。根据检测信号的不同，电化学免疫生物传感器可以分为电位型、电流型、电容型和电导型等。

电位式免疫传感器是利用固定化抗体（或抗原）膜与相应的抗原（或抗体）的特异反应，此反应的结果使生物敏感膜的电位发生变化。图 11-3-4 为这种免疫传感器的结构原理图，图中 1、3 两室间有固定化抗原膜，而 1、2 两室之间没有固定化抗原膜。在 1、2 室内注入 0.9%的生理盐水，当在 3 室内倒入食盐水时，1、2 室内电极间无电位差。若 3 室内注入含有抗体的盐水时，由于抗体和固定化抗原膜上的抗原相结合，使膜表面吸附了特异的抗体，而抗体是有电荷的蛋白质，从而使抗原固定化膜带电状态发生变化，因此 3、2 室内的电极间有电位差产生。

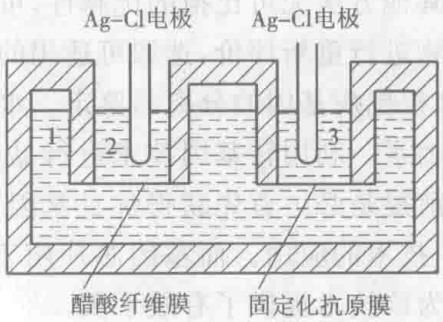


图 11-3-4　电位式免疫传感器结构原理

（3）生物芯片

生物芯片（biochip）技术是 20 世纪 90 年代初发展起来的一种全新的微量分析技术，其最大特点是高通量并行分析，生物芯片综合了分子生物技术、微加工技术、免疫学、化学、物理、计算机等多项学科技术，使生命科学研究中不连续的、离散的分析过程集成在芯片上完成。在一块大小不等的玻璃片、硅片、塑料片、尼龙膜和凝胶等载体材料上，生物芯片以大规模阵列的形式排布不同的生物分子（寡核苷酸、cDNA、基因组 DNA、多肽、抗原、抗体等），形成可与目的靶分子互相作用、并行反应的固相表面。将芯片与荧光等标记的靶分子进行化学反应（如杂交、免疫反应等），经过激发光扫描后，不同反应强度的标记荧光将呈现不同的荧光发射光谱征，用激光共聚焦显微扫描仪或 CCD（charge couple device）相机收集信号后，经计算机分析数据结果，从而获得相关的生物信息。

按照生物芯片的结构特点可分为以下两类。

由生物材料微阵列构成的芯片，包括 DNA 芯片、蛋白质芯片和组织芯片。由于其工作原理是基于生物分子之间的亲和结合作用，如抗原和抗体的结合、核酸分子的碱基对配对作用，因此，通称为亲和生物芯片。这一部分芯片占生物芯片的大部分。

以各种微结构为基础的微流控芯片，利用它可以实现对各种生化组分的微流控操作，代表有毛细管电泳芯片、PCR 反应芯片、介电电泳芯片等。

根据是否能够对生物芯片上的分子与细胞进行操纵、对反应进行控制等分类可分为主

动式和被动式两种。主动式指通过在基质材料表面加工出各种功能单元，通电时，在芯片上产生各种场和力，从而达到精确操纵分子与细胞及控制反应的目的；被动式指基质表面无任何功能单元，所有反应均通过随机扩散的方式进行的。根据生物化学反应过程（样品制备、生物化学反应、结果检测和分析）分类，可主要分为样品制备型生物芯片、微反应型生物芯片和检测型生物芯片几种。

显然，生物芯片技术的开发与运用，将在生物学和医学基础研究、农业、疾病诊断、新药开发、食品、环保等广泛的领域中发挥重要作用，具有广泛的经济、社会及科研前景。

①生物芯片可以进行基因表达检测、寻找新基因、DNA 测序、突变体和多态性的检测等，为研究不同层次多基因协同作用提供手段。将在研究人类重大疾病的相关基因及作用机理等方面发挥巨大的作用。人类许多常见病如肿瘤、心血管病、神经系统退化性疾病、自身免疫性疾病及代谢性疾病等均与基因有密切的关系。

②生物芯片为现代医学发展提供强有力的手段，可帮助医生及患者从“系统、血管、组织和细胞层次（通常称之为“第二阶段医学”）”转变到“DNA、RNA、蛋白质及其相互作用层次（第三阶段医学）”上了解疾病的发生、发展过程，以便采取预防及治疗措施。

③生物芯片对于药物靶标的发现、多靶位同步高通量药物筛选、药物作用的分子机理、药物活性及毒性评价方面均有其他方法无可比拟的优越性，可大大节省新药开发经费；并且可对由于不良反应而放弃的药物进行重新评价，选取可适用的患者群，实现个性化治疗。

④DNA 芯片技术可用于水稻抗病基因的分离与鉴定。水稻是我国的主要粮食作物，病害是提高水稻产量的主要限制因素。利用转基因技术进行品种改良，是目前最经济有效的防治措施。而应用这一技术的前提是必须首先获得优良基因克隆，但目前具有专一抗性的抗病基因数量有限，限制了这一技术的应用。而基因芯片用于水稻抗病相关基因的分离及分析，可方便地获取抗病基因，为该技术提供了有效手段。

第 12 章　智能传感技术

12.1　智能传感器概述

智能传感器(intelligent sensor 或 smart sensor)最初由美国宇航局于 1978 年在开发宇宙飞船的过程中形成的。为保证整个太空飞行过程的安全,要求传感器的精度高、响应快、稳定性好,同时具有一定的数据存储和处理能力,能够实现自诊断、自校准、自补偿及远程通信等功能,而传统传感器在功能、性能和工作容量方面显然不能满足这样的要求,于是智能传感器便应运而生。

智能传感器具有以下特点。

①高精度,由于智能传感器采用自动调零、自动补偿、自动校准等多项新技术,因此其测量精度及分辨力得到大幅提高。

②多功能,能进行多参数、多功能测量。例如,瑞士 Sensirion 公司研制的 SHT11/15 型高精度、自校准、多功能智能传感器,能同时测量相对湿度、温度和露点等参数,兼有数字温度计、湿度计和露点计三种仪表的功能,可广泛用于工农业生产、环境监测、医疗仪器、通风及空调设备等领域。

③自适应能力强,智能传感器有较强的自适应能力。美国 Microsemi 公司最近相继推出能实现人眼仿真的集成化可见光亮度传感器,可代替人眼感受环境的亮度变化,自动控制 LCD 显示器背光源的亮度,以充分满足用户在不同时间、不同环境中对显示器亮度的需要。

④高可靠性与高稳定性。

⑤超小型化、微型化、微功耗。

结构上,智能传感器系统将传感器、信号调理电路、微控制器及数字信号接口结合为一整体,其框图如图 12-1-1 所示。传感元件将被测非电量信号转换成为电信号,信号调理电路对传感器输出的电信号进行调理并转换为数字信号后送入微控制器,由微控制器处理后的测量结果经数字信号接口输出。智能传感器系统不仅有硬件作为实现测量的基础,还有强大的软件支持保证测量结果的正确性和高精度。以数字信号形式作为输出易于和计算机测控系统接口,并具有很好的传输特性和很强的抗干扰能力。

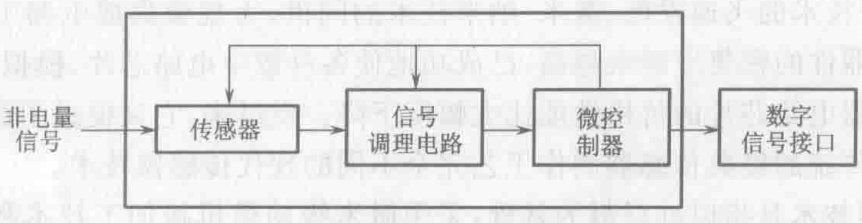


图 12-1-1　智能传感器系统功能框图

12.2 智能传感器的实现

12.2.1 非集成化结构

非集成化智能传感器是将传统的经典传感器(采用非集成化工艺制作的传感器,仅具有获取信号的功能)、信号调理电路及带数字总线接口的微处理器组合为一整体而构成的一个智能传感器。其框图如图 12-2-1 所示。

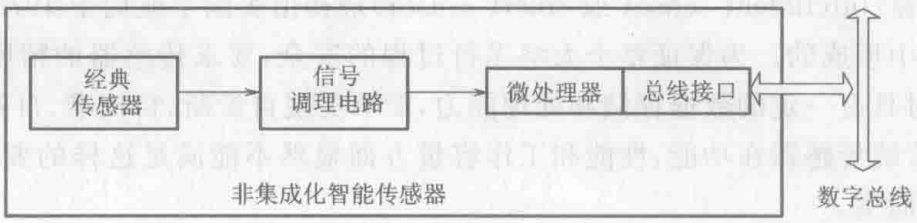


图 12-2-1 非集成化智能传感器框图

图 12-2-1 中信号调理电路用来调理传感器的输出信号,即将传感器输出信号进行放大并转换为数字信号后送入微处理器,再由微处理器通过数字总线接口挂接在现场数字总线上。例如美国罗斯蒙特公司、SMAR 公司生产的电容式智能压力(差)变送器系列产品,就是在原有传统式非集成化电容式变送器基础之上附加一块带数字总线接口的微处理器插板后组装而成的。同时,开发配备可进行通信、控制、自校正、自补偿、自诊断等智能化软件,从而形成的智能传感器。

12.2.2 集成化结构

这种智能传感器系统采用微机加工技术和大规模集成电路工艺技术,利用硅作为基本材料制作敏感元件、信号调理电路、微处理器单元,并把它们集成在一块芯片上而构成,故又可称为集成智能传感器(integrated smart/intelligent sensor)。其外形如图 12-2-2 所示。

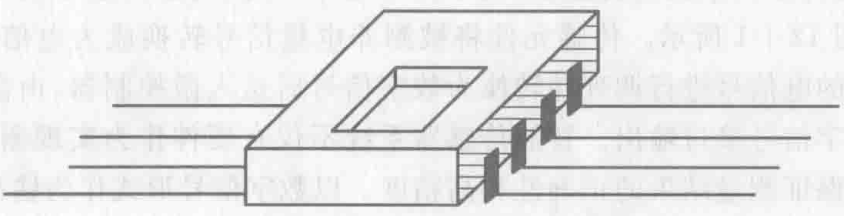


图 12-2-2 集成智能传感器结构示意图

随着微电子技术的飞速发展、微米/纳米技术的问世,大规模集成电路工艺技术的日臻完善,集成电路器件的密集度越来越高,已成功地使各种数字电路芯片、模拟电路芯片、微处理器芯片、存储器电路芯片的价格性能比大幅度下降。反过来,它又促进了微机加工技术的发展,形成了与传统的经典传感器制作工艺完全不同的现代传感器技术。

现代传感器技术是指以硅材料为基础,采用微米级的微机械加工技术和大规模集成电路工艺实现各种仪表传感器系统的微米级尺寸化。国外也称其为专用集成微型传感技术(ASIM)。由此制作的智能传感器具有以下特点。

①微型化。微型压力传感器已经可以小到放在注射针头内送进血管,测量血液流动情

况，或安装在飞机发动机叶片表面，测量气体的流速和压力。美国最近研制成功的微型加速度计可以使火箭或飞船的制导系统质量从几千克下降至几克。

②结构一体化。压阻式压力(差)传感器最早实现一体化结构。传统的做法是先分别宏观机械加工金属圆膜片与圆柱状环，然后将二者粘贴形成周边固支结构的“金属杯”，再在圆膜片上粘贴应变片而构成压力(差)传感器。因此，不可避免地存在蠕变、迟滞、非线性特性。采用微机械加工和集成化工艺，不仅“硅杯”一次整体成型，而且应变片与硅杯完全一体化，进而可在硅杯非受力区制作调理电路、微处理器单元，甚至微执行器，从而实现不同程度的、乃至整个系统的一体化。

③精度高。比起分体结构，结构一体化后传感器迟滞、重复性指标将大为改善，时间漂移极大减小，精度提高。后续的信号调理电路与敏感元件一体化后可以有效减小由引线长度带来的寄生变量影响，这对电容式传感器更有特别重要的意义。

④多功能。微米级敏感元件结构的实现特别有利于在同一硅片上制作不同功能的多个传感器，如美国霍尼韦尔公司20世纪80年代初生产的ST—3000型智能压力(差)和温度变送器，即是在一块硅片上制作感受压力、压差及温度三个参量的敏感元件结构的传感器，不仅增加了传感器功能，而且可以通过采用数据融合技术消除交叉灵敏度的影响，提高传感器的稳定性和精度。

⑤阵列式。微米技术已经可以在1 cm^2 大小的硅芯片上制作含有几千个压力传感器的阵列。例如，丰田中央研究所半导体研究室用微机械加工技术制作的集成化应变计式面阵触觉传感器，在8 mm×8 mm的硅片上制作了1 024个(32×32)敏感触点(桥)，基片四周还制作了信号处理电路，其元件总数约16 000个。

敏感元件构成阵列后，配合相应图像处理软件，可以实现图像显示，构成多维图像传感器。敏感元件组成阵列后，通过计算机或微处理器解耦运算、模式识别、神经网络技术的应用，有利于消除传感器的时变误差和交叉灵敏度的不利影响，提高传感器的可靠性、稳定性与分辨力。

⑥全数字化。通过微机械加工技术可以制作各种形式的微结构。其固有谐振频率可以设计成某种物理量(如温度或压力)的单值函数。因此，可以通过检测谐振频率来检测被测物理量。这是一种谐振式传感器，直接输出数字量(频率)。其性能极为稳定，精度高，不需A/D转换器便能与微处理器方便地接口，免去了A/D转换器，对节省芯片面积、简化集成化工艺十分有利。

⑦使用方便，操作简单。没有外部连接元件，外接连线数量极少，包括电源、通信线可以少至4条，因此，接线极其简便，还可以自动进行整体自校准，无须用户长时间地反复多环节调节与校验。“智能”含量越高的智能传感器，其操作使用越简便，用户只需编制简单的使用主程序。

根据以上特点可以看出，通过集成化实现的智能传感器，为达到高自适应性、高精度、高可靠性与高稳定性，其发展主要有以下两种趋势：其一是多功能化与阵列化，加上强大的软件信息处理功能；其二是发展谐振式传感器，加上软件信息处理功能。

例如，压阻式压差传感器是采用微机械加工技术最先实用化的集成传感器，但是它受温度与静压影响，总精度只能达到0.1%。温度性能改善方面的研究长时间无重大进展，因此有的厂家改为研制谐振式压力传感器，而美国霍尼韦尔公司发展多功能敏感元件，通过软件进行多信息数据融合处理以改善稳定性，提高精度。

12.2.3 标度变换技术

各种不同传感器都有不同的量纲和数值，被测信号转换成数据量后往往要转换成人们熟悉的工程量，这是因为被测对象各种数据的量纲同 A/D 转换的输入值不同。例如，压力单位为 Pa(帕)、温度单位为 K(开)、流量单位为 m^3/h(立方米/小时)等等，这些参数经过传感器和 A/D 转换器后得到一系列数值，这些数值仅仅与输入的参数值相对应，因此必须将其转换成带有量纲的数值后才能运算、显示或打印输出，这种转换即为标度变换。

(1)线性参数的标度变换

这种标度变换的前提是参数值与 A/D 转换结果之间为线性关系，其变换公式为

$$y=y_0+(y_m-y_0)\frac{x-N_0}{N_m-N_0} \tag{12-2-1}$$

式中 y——参数测量值；

y_m——参数量程最大值；

y_0——参数量程最小值；

N_m——y_m 对应的 A/D 转换后的数字量；

N_0——量程起点 y_0 所对应的 A/D 转换后的数字量；

x——测量值 y 所对应的 A/D 转换值。

若有一个数字电阻表，量程为 1～1 000 Ω，则 $y_0=1\ \Omega$，$y_m=1\ 000\ \Omega$，而且当 $y_0=1\ \Omega$ 时，$N_0=0$，$y_m=1\ 000\ \Omega$ 时，$N_m=1\ 876$，则

$$y=1+(1\ 000-1)\times\frac{x-0}{1\ 876-0}=1+0.533\ 1x$$

一般情况下，在编写程序时，y_m、y_0、N_m、N_0 均为已知值，因此可以把式(12-2-1)写成

$$y=a_0+a_1x \tag{12-2-2}$$

上式为一次多项式，其中 a_0、a_1 系数在编程前应根据 y_m、y_0、N_m、N_0 先算出来。然后按上述多项式编写程序来计算 y。

例：温度传感器量程范围是 200～800 ℃，在某一时刻微处理器取样并经数字滤波后的数字量为 CDH，求此时温度值为多少？

解：温度传感器输出的为电压信号，显示的是输入传感器的物理量温度值的大小。设 $y_0=200$ ℃，$y_m=800$ ℃，$N_{20}=\text{CDH}=(205)_D$，$N_m=\text{FFH}=(255)_D$(满量程值)，此时温度为

$$\begin{aligned}y_x&=\frac{N_{20}}{N_m}(y_m-y_0)+y_0\\&=\frac{205}{255}\times(800-200)+200\\&=682(℃)\end{aligned}$$

(2)非线性参数的标度变换

例如，在流量测量中，流量(Q)与压差(ΔP)的平方根成正比，即

$$Q=K\sqrt{\Delta P} \tag{12-2-3}$$

式中，K 为流量系数。

由(12-2-3)式的关系可得到测量流量时的标度变换关系

$$y=y_0+(y_m-y_0)\sqrt{\frac{x-N_0}{N_m-N_0}} \tag{12-2-4}$$

式中各参数的意义与(12-2-1)式的相同。在编写程序时，这个公式可以像前面一样变换成如下形式

$$y=a_0+a_2\sqrt{x-a_1} \tag{12-2-5}$$

上式中，a_0、a_1、a_2 均由 y_m、y_0、N_m、N_0 按式(12-2-4)计算得出。

(3)多项式变换法

应用中，许多传感器输出的数据与实际各参数之间不仅是非线性关系，而且无法用一个简单式子表达，或难以直接计算，这时可采用多项插值法进行标度变换。

在进行非线性标度变换时，应先决定多项式的次数 N，然后选取 $N+1$ 个测量点数据，测出这些实际参数值 y_i 与传感器输出经 A/D 转换后的数值 $x_i(i=0\sim N)$，代入多项式

$$y_i=A_0+A_1x+A_2x^2+\cdots+A_ix^i \tag{12-2-6}$$

再应用多项式计算子程序完成实际标度变换。

12.2.4　混合实现

将系统各个集成化环节，如敏感单元、信号调理电路、微处理器单元、数字总线接口以不同的组合方式集成在两块或三块芯片上，并装在一个外壳里，如图 12-2-3 所示。

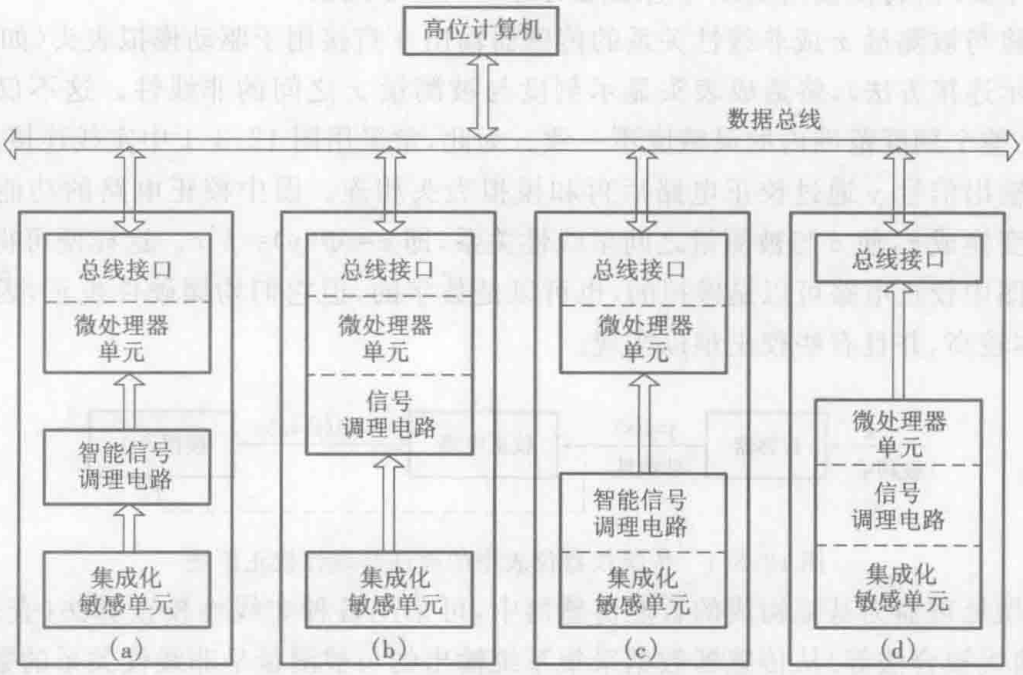


图 12-2-3　智能传感器的混合集成实现结构

集成化敏感单元包括弹性敏感元件及变换器。信号调理电路包括多路开关、放大器、基准、模/数转换器(ADC)等。

微处理器单元包括数字存储器(EEPROM、ROM、RAM)、I/O 接口、微处理器、数/模转换器(DAC)等。

图 12-2-3(a)，三块集成化芯片封装在一个外壳里；图 12-2-3(b)、(c)、(d)中，两块集成化芯片封装在一个外壳里。

图 12-2-3(a)、(c)中的智能信号调理电路具有部分智能化功能，如自校零、自动进行温度补偿，因为这种电路带有零点校正电路和温度补偿电路。

12.3 数据处理及软件实现

实现传感器智能化功能以及建立智能传感器系统，是传感器克服自身不足，获得高稳定性、高可靠性、高精度、高分辨力与高自适能力的必然趋势。不论非集成化实现方式还是集成化实现方式，或是混合实现方式，传感器与微处理器/微计算机赋予智能的结合所实现的智能传感器系统，均是在最少硬件条件基础上采用强大的软件优势来“赋予”智能化功能的。这里仅介绍实现部分基本的智能化功能常采用的智能化技术。

12.3.1 非线性校正

实际应用中的传感器绝大部分是非线性的，即传感器的输出信号与被测物理量之间的关系呈非线性。造成非线性的原因主要有两方面。

①许多传感器的转换原理是非线性的。例如在温度测量中，热电阻及热电偶与温度的关系就是非线性的。

②采用的转换电路是非线性的。例如，测量热电阻所用的四臂电桥，当电阻的变化引起电桥失去平衡时，将使输出电压与电阻之间的关系为非线性。

如果将与被测量 x 成非线性关系的传感器输出 y 直接用于驱动模拟表头（如图 12-3-1 中虚线所示连接方法），将造成表头显示刻度与被测量 x 之间的非线性。这不仅使读数不便，而且在整个刻度范围内的灵敏度不一致。为此，常采用图 12-3-1 中实线连接方式，即将传感器的输出信号 y 通过校正电路后再和模拟表头相连。图中校正电路的功能是将传感器输出 y 变换成 z，使 z 与被测量之间呈线性关系，即 $z=\Phi(y)=k'x$。这样便可得到线性刻度方程。图中校正电路可以是模拟的，也可以是数字的，但它们均属硬件校正，因此其电路复杂、成本较高，并且有些校正难以实现。

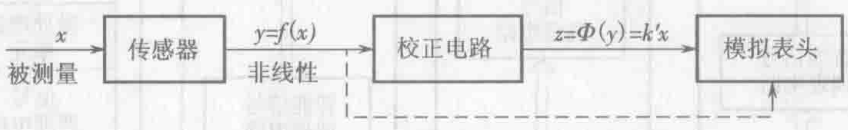


图 12-3-1 传统仪器仪表中的硬件非线性校正原理

在以微处理器为基础构成的智能传感器中，可采用各种非线性校正算法（查表法、线性插值法、曲线拟合法等）从传感器数据采集系统输出的与被测量呈非线性关系的数字量中提取与之相对应的被测量，然后由 CPU 控制显示器接口以数字方式显示被测量，如图 12-3-2 所示。图 12-3-2 中所采用的各种非线性校正算法均由传感器中的微处理器通过执行相应的软件完成，显然比采用的硬件技术方便并且具有较高的精度和广泛的适应性。

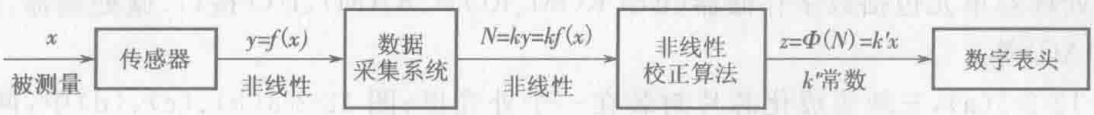


图 12-3-2 智能仪器的非线性校正技术

(1)查表法

如果某些参数计算非常复杂，特别是计算公式涉及指数、对数、三角函数和微分、积分等运算时，编制程序相当麻烦，用计算法计算不仅程序冗长，而且费时，此时可采用查表法。

这种方法即是把测量范围内参量变化分成若干等分点，然后由小到大顺序计算或测量出这些等分点相对应的输出数值，这些等分点和对应的输出数据组成一张表格，将这张表格存放在计算机的存储器中。软件处理方法是在程序中编制一段查表程序，当被测参量经采样等转换后，通过查表程序，直接从表中查出其对应的输出量数值。

实际测量时，输入参量往往并不正好与表格中数据相等，一般介于某两个表格数据之间，若不作插值计算，仍然按其最相近的两个数据所对应的输出数值作为结果，必然产生较大的误差。所以查表法大都用于测量范围比较窄、对应输出量间距比较小的列表数据，例如测量室温用的数字温度计等。不过，此法也常用于测量范围大但对精度要求不高的情况下。应该指出这是一种常用的基本方法。

查表法所获得数据线性度除与A/D(或F/D)转换器的位数有很大关系之外，还与表格数据多少有关。位数多和数据多则线性度好，但转换位数多则价格贵；数据多则要占据相当大的存储容量。因此，工程上常采用插值法代替单纯的查表法，以减少标定点，对标定点之间的数据采用各种插值计算，以减小误差，提高精度。

(2)插值法

图12-3-3是某传感器的输出—输入特性，X为被测参量，Y为输出电量，它们是非线性关系，设$Y=f(X)$。把图中输入X分成n个均匀的区间，每个区间的端点X_k对应一个输出Y_k，把这些X_k、Y_k编制成表格存储起来。实际的测量值X_i一定会落在某个区间(X_k, X_{k+1})内，即$X_k<X_i<X_{k+1}$。插值法就是用一段简单的曲线，近似代替这段区间里的实际曲线，然后通过近似曲线公式，计算出输出量Y_i。使用不同的近似曲线，便形成不同的插值方法。传感器线性化中常用的插值方法有下列几种。

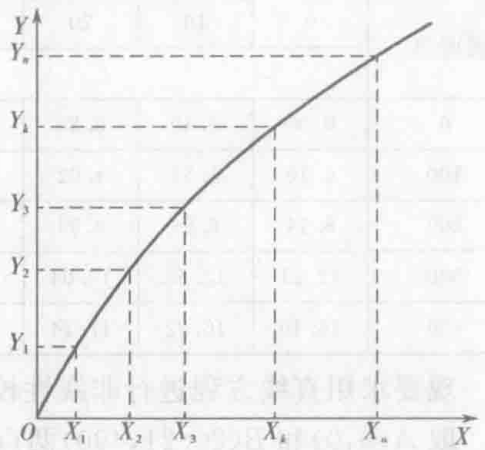


图12-3-3 某传感器的输出—输入特性

1)线性插值

线性插值是在一组(X_i, Y_i)中选取两个有代表性的点(X_0, Y_0)、(X_1, Y_1)，然后根据插值原理，求出插值方程

$$P_1(X)=\frac{(X-X_1)}{(X_0-X_1)}Y_0+\frac{(X-X_0)}{(X_1-X_0)}Y_1 \\ =\alpha_1 X+\alpha_0 \tag{12-3-1}$$

式中的待定系数α_1和α_0分别为

$$\alpha_1=\frac{Y_1-Y_0}{X_1-X_0},\quad \alpha_0=Y_0-\alpha_1 X_0 \tag{12-3-2}$$

当(X_0, Y_0)、(X_1, Y_1)取在非线性特性曲线$f(X)$或数组两端点A、B(如图12-3-4所示)时，线性插值即为最常用的直线方程校正法。

设A、B两点的数据分别为$[a, f(a)]$，$[b, f(b)]$，则根据(12-3-2)式就可以求出其校正方程$P_1(X)=\alpha_1 X+\alpha_0$，式中$P_1(X)$表示对$f(X)$的近似值。当$X\neq X_0$、$X_1$时，$P_1(X)$与$f(X)$有拟合误差$V_i$，其绝对值

$$V_i=|P_1(X_i)-f(X_1)|, i=1,2,\cdots,n \tag{12-3-3}$$

在全部X的取值区间$[a, b]$中，若始终有$V_i<\varepsilon$存在，ε为允许的拟合误差，则直线方程

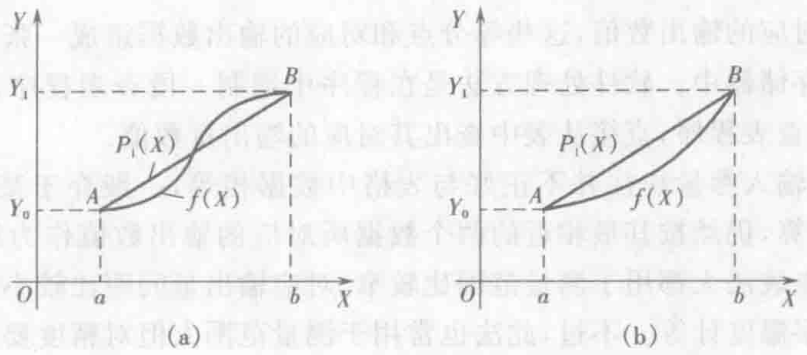


图 12-3-4　非线性特性的直线方程校正

$P_1(X)$即为理想的校正方程。实时测量时，每采样一个值，便用该方程计算 $P_1(X)$，并把 $P_1(X)$当作被测值的校正值。

以镍铬—镍铝热电偶为例，说明这种方程的具体应用。

0～490 ℃的镍铬—镍铝热电偶分度表如表 12-3-1 所示。

表 12-3-1　镍铬—镍铝热电偶分度表

温度/℃	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
	热电势/mV									
0	0.00	0.40	0.80	1.20	1.61	2.02	2.44	2.85	3.27	3.68
100	4.10	4.51	4.92	5.33	5.73	6.14	6.54	6.94	7.34	7.74
200	8.14	8.54	8.94	9.34	9.75	10.15	10.56	10.97	11.38	11.80
300	12.21	12.62	13.04	13.46	13.87	14.29	14.71	15.13	15.55	15.97
400	16.40	16.82	17.24	17.67	18.09	18.51	18.94	19.36	19.79	20.21

现要求用直线方程进行非线性校正，允许误差小于 3 ℃。

取 $A(0,0)$和 $B(20.21,490)$两点，按(12-3-2)式可求得 $\alpha_1 \approx 24.245$，$\alpha_0 = 0$，即 $P_1(X) = 24.245X$，即为直线校正方程。可以验证，在两端点，拟合误差为 0，而在 $X = 11.38$ mV 时，$P_1(X) = 275.91$ ℃，误差达到最大值 4.09 ℃。240～360 ℃范围内拟合误差均大于 3 ℃。

显然，对于非线性程度严重或测量范围较宽的非线性特性，采用上述直线方程进行校正往往很难满足仪器的精度要求。这时可采用分段直线方程进行非线性校正。分段后的每一段非线性曲线用一个直线方程来校正，即

$$P_{1i}(X) = \alpha_{1i}X + \alpha_{0i}, i = 1,2,\cdots,N \tag{12-3-4}$$

折线的节点有等距与非等距两种取法。

①等距节点分段直线校正法。等距节点的方法适用于非线性特性曲率变化不大的场合。每段曲线均用一个直线方程代替。分段数 N 取决于非线性程度和传感器的精度要求。非线性越严重或精度要求越高，则 N 越大。为了实时计算方便，常取 $N = 2^m$，$m = 0,1,\cdots$。(12-3-4)式中的 α_{1i}和 α_{0i}可离线求得。采用等分法，每段折线的拟合误差 V_i 一般各不相同。拟合结果应保证

$$\max[V_{i\max}] \leqslant \varepsilon, i = 1,2,\cdots,N \tag{12-3-5}$$

$V_{i\max}$为第 i 段的最大拟合误差，求得 α_{1i}和 α_{0i}存入 ROM 中。实时测量时只要先用程序判断输入 X 位于折线的哪一段，然后取出该段对应的 α_{1i}和 α_{0i}进行计算，即可得到被测量的相应近似值。

②非等距节点分段直线校正法。对于曲率变化大和切线斜率大的非线性特性，若采用等距节点法进行校正，欲使最大误差满足精度要求，分段数 N 就会取得很大，而误差分配却不均匀。同时，N 增加使 α_{1i} 和 α_{0i} 的数目相应增加，占用内存较多，这时宜采用非等距节点分段直线校正法。即在线性较好的部分节点间距离取得大些，反之则取得小些，从而使误差达到均匀分布，如图 12-3-5 所示，用不等分的三段折线达到了校正精度。

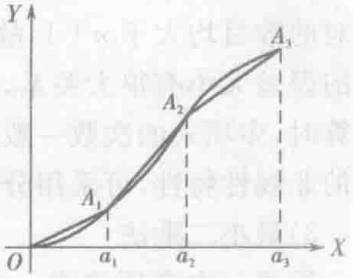


图 12-3-5　非等距节点分段直线校正

$$P_1(X)=\begin{cases}\alpha_{11}X+\alpha_{01}, & 0\leqslant X<\alpha_1\\ \alpha_{21}X+\alpha_{02}, & \alpha_1\leqslant x<\alpha_2\\ \alpha_{31}X+\alpha_{03}, & \alpha_2\leqslant x\leqslant\alpha_3\end{cases}\qquad(12\text{-}3\text{-}6)$$

下面仍以表 12-3-1 所列数据为例说明这种方法的具体应用。

在表 12-3-1 中所列出的数据中取三点(0,0)、(10.15,250)和(20.21,490)，现用经过这三点的两个直线方程来近似代替整个表格，并可求得方程为

$$P_1(X)=\begin{cases}24.63X, & 0\leqslant X<10.15\\ 23.86X+7.85, & 10.15\leqslant X\leqslant 20.21\end{cases}\qquad(12\text{-}3\text{-}7)$$

可以验证，用这两个插值方程对表 12-3-1 所列的数据进行非线性校正，每一点的误差均不大于 2 ℃。第一段的最大误差发生在 130 ℃处，误差值为 1.278 ℃；第二段最大误差发生在 340 ℃处，误差值为 1.212 ℃。

由于非线性特性的不规则，在两个端点间取的第三点有可能不合理，导致误差不能均匀分布。尤其是当非线性严重，用一段或两段直线方程进行拟合而无法保证拟合精度时，往往需要通过增加分段数来满足拟合要求。在这种情况下，应当合理确定分段数和分段节点。

2)抛物线插值

抛物线插值是在数据中选取三点(X_0,Y_0)、(X_1,Y_1)、(X_2,Y_2)，相应的插值方程为

$$P_2(X)=\frac{(X-X_1)(X-X_2)}{(X_0-X_1)(X_0-X_2)}Y_0+\frac{(X-X_0)(X-X_2)}{(X_1-X_0)(X_1-X_2)}Y_1+\frac{(X-X_0)(X-X_1)}{(X_2-X_0)(X_2-X_1)}Y_2\qquad(12\text{-}3\text{-}8)$$

其几何意义如图 12-3-6 所示。

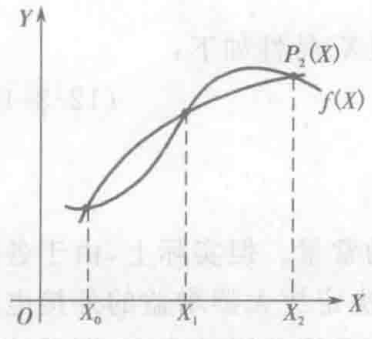


图 12-3-6　抛物线插值

现仍以表 12-3-1 所列数据为例，说明这种方法的具体应用。

节点选择(0,0)、(10.15,250)和(20.21,490)三点，根据(12-3-8)式求得

$$\begin{aligned}P_2(X)&=\frac{X(X-20.21)}{10.15(10.15-20.21)}\times 250\\&\quad+\frac{X(X-10.15)}{20.21(20.21-10.15)}\times 490\\&=-0.038X^2+25.03X\end{aligned}\qquad(12\text{-}3\text{-}9)$$

可以验证，用这一方程进行非线性校正，每一点误差均不大于 3 ℃，最大误差发生在 130 ℃处，误差值为 2.277 ℃。

多项式插值的关键是决定多项式的次数，需根据经验描点观察数据的分布。在决定多

项式的次数 n 后，应选择 $n+1$ 个自变量 X 和函数 Y 值。由于一般给出的离散数组函数关系对的数目均大于 $n+1$，故应选择适当的插值节点 X_i 和 Y_i。插值节点的选择与插值多项式的误差大小有很大关系，在同样的 n 值条件下，选择合适的(X_i，Y_i)值可减小误差。实际计算时，多项式的次数一般不宜选择得过高。对一些难以靠提高多项式次数以提高拟合精度的非线性特性，可采用分段插值的方法加以解决。

3)最小二乘法

运用 n 次多项式或 n 个直线方程(代数插值法)对非线性特性进行逼近，可以保证在 $n+1$ 个节点上校正误差为零，即逼近曲线恰好经过这些节点。但是如果这些数据是实验数据，含有随机误差，则这些校正方程并不一定能反映实际函数关系。即使能够实现，往往会因为次数太高，使用起来不方便。因此对于含有随机误差的实验数据的拟合，通常选用最小二乘法实现直线拟合和曲线拟合。

以表 12-3-1 所列数据为例，说明用最小二乘法来建立校正模型的方法。

用该法求上述数据的线性拟合方程，仍取三个节点(0,0)、(10.15,250)和(20.21,490)。设两段直线方程分别为

$$\begin{aligned} Y_1 &= a_{01} + K_1 X, 0 \leqslant x < 10.15 \\ Y_2 &= a_{02} + K_2 X, 10.15 \leqslant X < 20.21 \end{aligned} \tag{12-3-10}$$

根据第 2 章(2-1-9)式和(2-1-10)式可分别求出 a_{01}、K_1、a_{02}、K_2：

$$a_{01} = -0.122, \quad K_1 = 24.57$$

$$a_{02} = 9.05, \quad K_2 = 23.83$$

可以验证第一段直线最大绝对误差发生在 130 ℃处，误差值为 0.836 ℃。第二段直线最大绝对误差发生在 250 ℃处，误差值为 0.925 ℃。对比(12-3-7)式用两段折线校正的结果，采用最小二乘法所得的校正方程的绝对误差要小得多。

曲线拟合可以用其他函数如指数函数、对数函数、三角函数等拟合。另外拟合曲线还可以用这些实验数据点作图，从各个数据点的图形分布形状分析，选配适当的函数关系或经验公式进行拟合。当函数类型确定之后，函数关系中的一些待定系数，仍常用最小二乘法确定。

12.3.2 自校零与自校准技术

假设一传感器系统经标定实验得到的静态输出(Y)与输入(X)特性如下：

$$Y = a_0 + a_1 X \tag{12-3-11}$$

式中 a_0——零位值，即当输入 $X=0$ 时之输出值；

a_1——灵敏度，又称传感器系统的转换增益。

对于一个理想的传感器系统，a_0 和 a_1 应为保持恒定不变的常量。但实际上，由于各种内在和外来因素的影响，a_0 和 a_1 不可能保持恒定不变。譬如，决定放大器增益的外接电阻的阻值会因温度变化而变化，因此引起放大器增益改变，从而使系统总增益改变，即系统总的灵敏度发生变化。设 $a_1 = K + \Delta a_1$，其中 K 为增益的恒定部分，Δa_1 为变化量；又设 $a_0 = A + \Delta a_0$，A 为零位值的恒定部分，Δa_0 为变化量，则

$$Y = (A + \Delta a_0) + (K + \Delta a_1) X \tag{12-3-12}$$

式中 Δa_0——零位漂移；

Δa_1——灵敏度漂移。

由(12-3-12)式可见，由零位漂移将引入零位误差，灵敏度漂移会引入测量误差($\Delta a_1 X$)。

自校准功能实现的原理框图如图 12-3-7 所示。该实时自校准环节不含传感器。标准发生器产生的标准电压 U_R、零点标准值与传感器输出参量 U_X 为同类属性。如果传感器输出参量为电压，则标准发生器产生的标准值 U_R 即为标准电压，零点标准值为地电平。多路转换器为可传输电压信号的多路开关。微处理器在每一特定的周期内发出指令，控制多路转换器执行三步测量法，使自校环节接通不同的输入信号，即输入信号为零点的标准值，输出值为 $Y_0=a_0$；输入信号为标准值 U_R，输出值为 Y_R；输入信号为传感器的输出值 U_X，输出值为 Y_X。

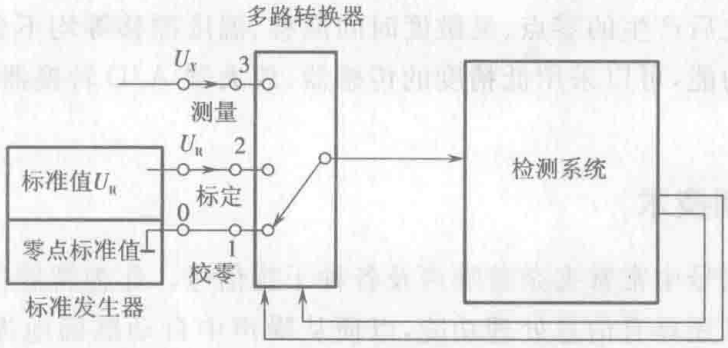


图 12-3-7　检测系统自校准原理框图

于是被校环节的增益 a_1 可根据(12-3-12)式得出

$$a_1=K+\Delta a_1=\frac{Y_R-Y_0}{U_R} \tag{12-3-13}$$

被测信号 U_X 则为

$$U_X=\frac{Y_X-Y_0}{a_1}=\frac{Y_X-Y_0}{Y_R-Y_0}U_R \tag{12-3-14}$$

可见，这种方法是实时测量零点，实时标定灵敏度 a_1。

图 12-3-8 所示的自校准功能实现的原理框图，能够实时自校准包含传感器在内的整个传感器测量系统，标准发生器产生的标准值 X_R、零点标准值 X_0 与传感器输入的目标参数 X 的属性相同。如输入压力传感器的目标参量是压力 $P=X$，则由标准压力发生器产生的标准压力 $P_R=X_R$，若传感器测量的是相对大气压 P_B 的压差(表压力)，那么零点标准值即通大气压 $P_B=X_0$，多路转换器则是非电型的可传输流体介质的气动多路开关。同样，微处理器在每一特定的周期内发生指令，控制多路转换器执行校零、标定、测量三步测量法，可得传感器系统的灵敏度 a_1 为

$$a_1=K+\Delta a_1=\frac{Y_R-Y_0}{X_R} \tag{12-3-15}$$

被测目标参量 X 为

$$X=\frac{Y_X-Y_0}{a_1}=\frac{Y_X-Y_0}{Y_R-Y_0}X_R \tag{12-3-16}$$

式中　Y_X——被测目标参量 X 为输入量时的输出值；

Y_R——标准值 X_R 为输入量时的输出值；

Y_0——零点标准值 X_0 为输入量时的输出值。

整个传感器系统的精度由标准发生器产生的标准值的精度决定。只要被校系统的各环

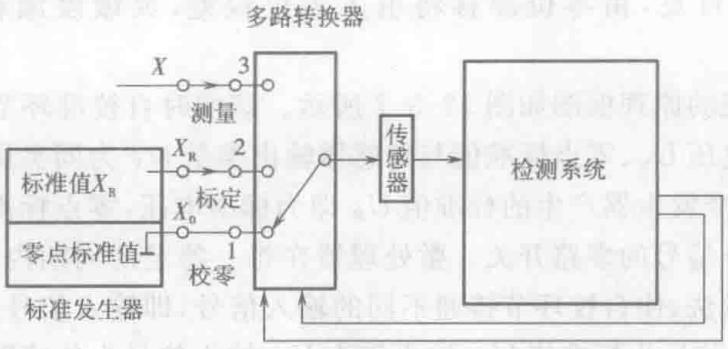


图 12-3-8　检测系统自校准原理框图

节，如传感器、放大器、A/D 转换器等，在三步测量所需时间内保持短暂稳定，在三步测量所需时间间隔之前和之后产生的零点、灵敏度时间漂移、温度漂移等均不会引入测量误差。这种实时在线自校准功能，可以采用低精度的传感器、放大器 A/D 转换器等环节，达到高精度的测量结果。

12.3.3　噪声抑制技术

传感器获取的信号中常常夹杂着噪声及各种干扰信号。作为智能传感器系统不仅具有获取信息的功能而且还具有信息处理功能，以便从噪声中自动准确地提取表征被测对象特征的定量有用信息。如果信号的频谱和噪声的频谱不重合，则可用滤波器消除噪声；当信号和噪声频带重合或噪声的幅值比信号大时就需要采用其他的噪声抑制方法，如相关技术、平均技术等来消除噪声。

当信号和噪声频谱不重合时，采用滤波器可以使信号的频率成分通过，阻止信号频率分量以外的噪声频率分量。滤波器可分为由硬件实现的连续时间系统的模拟滤波器和由软件实现的离散时间系统的数字滤波器。比较起来，后者实时性较差，但稳定性和重复性好，调整方便灵活，能在模拟滤波器不能实现的频带下进行滤波，故得到越来越广泛的应用。尤其是在智能传感器系统中，数字滤波器是主要的滤波手段。

常用的数字滤波算法有程序判断、中位值滤波、算术平均滤波、递推平均滤波、加权递推平均滤波、一阶惯性滤波和复合滤波等。

(1)程序判断法

程序判断法又称限幅滤波，由于测控系统存在随机脉冲干扰，或由于传感器不可靠而将尖脉冲干扰引入输入端，从而造成测量信号的严重失真。对于这种随机干扰，限幅滤波是一种十分有效的方法。其基本方法是比较相邻(n 和 $n-1$ 时刻)的两个采样值 Y_n 和 $\overline{Y}_{n-1}$，如果它们的差值过大，超过了参数可能的最大变化范围，则认为发生了随机干扰，并视后一次采样值 Y_n 为非法值，应予剔除。Y_n 作废后，可以用 $\overline{Y}_{n-1}$ 代替 Y_n；或采用递推方法，由 $\overline{Y}_{n-1}$、$\overline{Y}_{n-2}$($n-1$ 和 $n-2$ 时刻的滤波值)近似递推，其相应算法为

$$\Delta Y_n=|Y_n-\overline{Y}_{n-1}|\begin{cases}\leqslant\alpha, & \overline{Y}_n=Y_n\\ >\alpha, & \overline{Y}_n=\overline{Y}_{n-1}\text{或 }\overline{Y}_n=2\overline{Y}_{n-1}-\overline{Y}_{n-2}\end{cases}\tag{12-3-17}$$

(12-3-17)式中，a 表示两个采样值之差的最大可能变化范围。上述限幅滤波法很容易用程序判断的方法实现，故称程序判断法。

(2)中位值法

中位值法是对某一点连续采样三次，以其中间值作为本次采样时刻的测量值，其算法

为：若 $Y_1 \leqslant Y_2 \leqslant Y_3$ 则取 Y_2。

中位值法能有效地滤除脉冲干扰。如果被测模拟量的变化并不十分快，而又没有干扰时，则连续三次采样值显然十分接近。如果在三次采样中有任一次受到干扰，则中位值法会将干扰剔除。如果在三次采样中有任二次受到干扰，且干扰的方向相反时，则中位值法同样可以将此干扰剔除。唯有产生二次或三次同向干扰时，中位值法便失效。缓慢变化的过程变量，中位值法具有良好的滤除随机干扰的能力，但它不适宜于快速变化的过程变量。

(3)算术平均滤波法

算术平均滤波法就是连续取 n 个采样值进行算术平均，其数学表达式为

$$\bar{Y}=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}Y_i \tag{12-3-18}$$

算术平均滤波法适用于对一般具有随机干扰的信号进行滤波。这种信号特点是有一个平均值，信号在某一数值范围附近上下波动，在这种情况下取一个采样值作为依据显然是不准确的。算术平均滤波法对信号的平滑程度取决于 N。当 N 较大时，平滑度高，但灵敏度低；当 N 较小时，平滑度低，但灵敏度高。应视具体情况选取 N，以便既少占用计算时间，又达到最好的效果。

(4)递推平均滤波法

对于算术平均滤波法，每计算一次数据，需测量 N 次。对于测量速度慢或要求数据计算速度较高的实时系统，该方法是无法实现。

递推平均滤波法把 N 个测量数据看成一个队列，队列的长度固定为 N，每进行一次新的测量，把测量结果放到队尾，而扔掉原来队首的一次数据，这样在队列中始终有 N 个最新的数据。计算滤波值时，只要把队列中的 N 个数据进行算术平均，就可以得到新的滤波值。这样每进行一次测量，就可计算得到一个新的平均滤波值。这种滤波算法称为递推平均滤波法，其数学表达式为

$$\bar{Y}_n=\frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1}Y_{n-i} \tag{12-3-19}$$

式中　$\bar{Y}_n$——第 n 次采样值经滤波后的输出；

Y_{n-i}——未经滤波的第 $n-i$ 次采样值；

N——递推平均项数。

这里第 n 次采样的 N 项递推平均值是 $n, n-1, \cdots, n-N+1$ 次采样值的算术平均，与算术平均值法相似。

递推平均滤波算法对周期性干扰有良好的抑制效果，平滑度高，灵敏度低；但对偶然出现的脉冲性干扰的抑制效果差，因此它不适合用于脉冲干扰比较严重的场合，而适用于高频振荡的系统。

(5)一阶惯性滤波法

在模拟量输入通道等硬件电路中，常用一阶惯性 RC 模拟滤波器抑制干扰，当以这种模拟方法实现对低频干扰滤波时，首先遇到的问题是要求滤波器有大的时间常数和高精度的 RC 网络。时间常数 T_f 越大，要求 R 值越大，其漏电流也随之增大，从而使 RC 网络的误差增大，降低了滤波结果。而一阶惯性滤波算法是一种以数字形式通过算法实现动态的 RC 滤波方法，能很好地克服上述模拟滤波器的缺点，在滤波常数要求大的场合，此法更为实用。

一阶惯性滤波算法为

$$\bar{Y}_n=(1-\alpha)Y_n+\alpha\bar{Y}_{n-1} \tag{12-3-20}$$

式中 Y_n——未经滤波的第 n 次采样值；

α——实验确定，只要使被测信号不产生明显的波纹即可。

$$\alpha=\frac{T_f}{T+T_f}$$

T_f，T——滤波时间常数和采样周期。

(6)复合滤波法

智能传感器实际应用中所面临的随机扰动往往不是单一的，有时既要消除脉冲扰动，又要求数据平滑。因此常常可以将前面介绍的两种以上的方法结合起来使用，形成复合滤波，例如防脉冲扰动平均值滤波算法。这种算法的特点是先用中位值滤波算法滤掉采样值中的脉冲性干扰，然后把剩余的各采样值进行递推平均滤波。其基本算法为

如果 $Y_1\leqslant Y_2\leqslant\cdots\leqslant Y_n$，其中 $3\leqslant n\leqslant 14$（Y_1 和 Y_n 分别是所有采样值中的最小值和最大值），则

$$\overline{Y}_n=(Y_2+Y_3+\cdots+Y_{n-1})/(n-2) \tag{12-3-21}$$

由于这种滤波方法兼容了递推平均滤波算法和中位值滤波算法的优点，所以无论是对缓慢变化的过程变量，还是对快速变化的过程变量，均能起到较好的滤波效果，从而提高控制质量。

(7)相关技术

当信号和噪声频带重叠或噪声幅值比信号大时，相关技术是将信号从噪声中提取出来的有力工具。

相关函数是描述随机过程中的两个不同时间相关性的一个重要统计量。

假设两个函数：

$$\begin{cases}X_1(t)=S_1(t)+n_1(t)\\X_2(t)=S_2(t)+n_2(t)\end{cases} \tag{12-3-22}$$

式中 $S_1(t)$——待测信号；

$n_1(t)$——与 $S_1(t)$混在一起的噪声；

$S_2(t)$——与 $S_1(t)$有一定关系的已知信号；

$n_2(t)$——与 $S_2(t)$混在一起的噪声。

那么 $X_1(t)$和 $X_2(t)$两函数的相关函数为

$$R_{12}(\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T X_1(t)X_2(t-\tau)\mathrm{d}t \tag{12-3-23}$$

将(12-3-22)式代入(12-3-23)式中得

$$\begin{aligned}R_{12}(\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T[&S_1(t)S_2(t-\tau)+n_1(t)n_2(t-\tau)+\\&S_1(t)n_2(t-\tau)+n_1(t)S_2(t-\tau)]\mathrm{d}t\\=R_{s_1s_2}(\tau)&+R_{n_1n_2}(\tau)+R_{s_1n_2}(\tau)+R_{n_1s_2}(\tau)\end{aligned} \tag{12-3-24}$$

式中 $R_{s_1s_2}(\tau)$——$S_1(t)$与 $S_2(t-\tau)$的互相关函数；

$R_{n_1n_2}(\tau)$——噪声之间的互相关函数；

$R_{s_1n_2}(\tau)$，$R_{n_1s_2}(\tau)$——信号与噪声之间互相关函数。

在(12-3-24)式中，只有第一项 $S_1(t)$与 $S_2(t-\tau)$之间有一定关系，其余三项相乘的结

果均为零。因为信号与噪声是相互独立的，噪声之间也是相互独立的，所以后三项乘积在 T 内积分平均值均为零。所以

$$R_{12}(\tau)=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T S_1(t)S_2(t-\tau)\mathrm{d}t=R_{s_1s_2}(\tau) \tag{12-3-25}$$

以一个简单的例子说明：设 $S_1(t)$ 和 $S_2(t)$ 为两个同频率信号

$$\begin{cases}S_1(t)=A_1\cos\omega t\\ S_2(t)=A_2\cos\omega t\end{cases} \tag{12-3-26}$$

则

$$S_2(t-\tau)=A_2\cos\omega(t-\tau)=A_2\cos(\omega t-\varphi) \tag{12-3-27}$$

式中 $\varphi=\omega\tau$ 是 $S_1(t)$ 和 $S_2(t-\tau)$ 之间的相位差，将(12-3-26)式中 $S_1(t)$ 和(12-3-27)式代入(12-3-25)式得

$$R_{12}(\tau)=\frac{1}{\tau}A_1A_2\cos\varphi \tag{12-3-28}$$

可见 $R_{12}(\tau)$ 为一个直流量。这个结果说明：两个同频率的信号，虽然均与噪声混在一起，但只要通过相关接收后，便可滤去噪声，其输出大小与两信号振幅的乘积及两信号之间的相位差(即两信号间的延迟时间)的余弦有关。

12.3.4　自补偿、自检验及自诊断

智能传感器系统通过自补偿技术可以改善其动态特性，在不能进行实时自校准的情况下，可以采用补偿法消除因工作条件、环境参数发生变化后引起系统特性的漂移，如零点漂移、灵敏度漂移等。同时，智能传感器系统能够根据工作条件的变化，自动选择改换量程，定期进行自检验、自寻故障及自行诊断等多项措施保证系统可靠地工作。

(1)自补偿

温度是传感器系统最主要的干扰量。在传感器与微处理器/微计算机相结合的智能传感器系统中，可采用监测补偿法，通过对干扰量的监测由软件实现补偿。如压阻式传感器的零点及灵敏度温漂的补偿。

1)零位温漂的补偿

传感器的零点，即输入量为零时的输出量 U_0 随温度而漂移，传感器类型不同，其零位温漂特性也各异。只要该传感器的温漂特性(U_0-T)具有重复性就可以补偿。若传感器的工作温度为 T，则应在传感器输出值 U 中减掉 T ℃时的零位值 $U_0(T)$。关键是要事先测出 U_0-T 特性，存在内存中，大多数传感器的零位输出 U_0 与温度关系特性呈非线性，如图 12-3-9所示。故由温度 T 求取该温度的零位值 $U_0(T)$，实际上是相同于非线性校正的线性化处理问题。

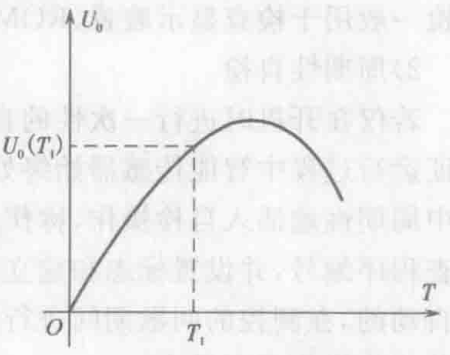


图 12-3-9　零位温漂特性

2)灵敏度温度漂移的补偿

对于压阻式压力传感器，当输入压力保持不变的情况下，其输出值 $U(T)$ 将随温度的升高而下降，如图 12-3-10 所示。图中温度 $T>T_1$，其输出 $U(T)<U(T_1)$。如果 T_1 是传感

器校准标定时的工作温度，而实际工作温度却是 $T>T_1$，若仍按工作温度 T 时的输入(P)—输出(U)特性进行刻度转换求取被测输入量压力的数值是 P'，而真正的被测输入量是 P，将会产生较大的测量误差，其原因是输入量 P 为常量时，传感器的工作温度 T 升高，$T>T_1$ 传感器的输出由$U(T_1)$降至$U(T)$，即工作点由 B 点降至 A 点，输出电压减少量 ΔU 为

$$\Delta U=U(T_1)-U(T)$$

故

$$U(T_1)=U(T)+\Delta U \tag{12-3-29}$$

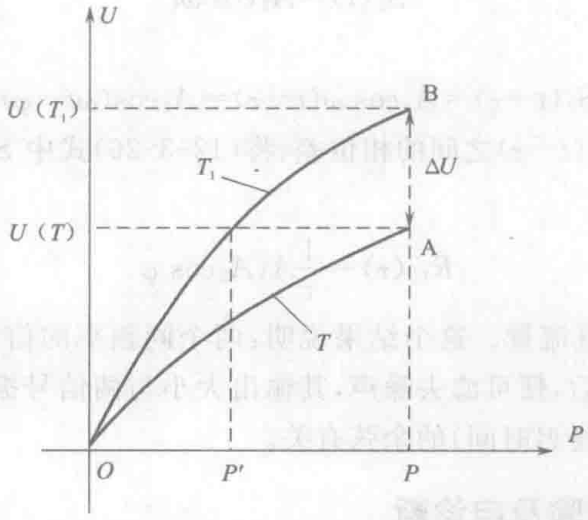


图 12-3-10　压阻式压力传感器的灵敏度温度漂移

由(12-3-29)式可见，当在工作温度 T 时测得的传感器输出量 $U(T)$，给 $U(T)$加一个补偿电压 ΔU 后，再按 $U(T_1)-P$ 反非线性特性进行刻度变换求取输入量压力值即为 P。因而问题归结为如何在各种不同的工作温度 T，获得所需要的补偿电压 ΔU。

(2)自检验

自检验是智能传感器自动开始或人为触发开始执行的自我检验过程。可对系统出现的软硬件故障进行自动检测，并给出相应指示，从而大大提高了系统的可靠性。

自检验通常有三种方式。

1)开机自检

每当电源接通或复位之后，要进行一次开机自检，在以后的测控工作中不再进行。这种自检一般用于检查显示装置、ROM、RAM 和总线，有时也用于对插件进行检查。

2)周期性自检

若仅在开机时进行一次性的自检，而自检项目又不能包括系统的所有关键部位，就难以保证运行过程中智能传感器始终处于最优工作状态。因此，大部分智能传感器均在运行过程中周期性地插入自检操作，称作周期性自检。在这种自检中，若自检项目较多，一般应把检查程序编号，并设置标志和建立自检程序指针表，以此寻找子程序入口。周期性自检完全是自动的，在测控的间歇期间进行，不干扰传感器的正常工作。除非检查到故障，周期性自检并不为操作者所觉察。

3)键控自检

键控自检是需要人工干预的检测手段。对那些不能在正常运行操作中进行的自检项目，可通过操作面板上的“自检按键”，由操作人员干预，启动自检程序。例如，对智能传感器插件板上接口电路工作正常与否的自检，往往通过附加一些辅助电路，并采用键控方式进行。该种自检方式简单方便，人们不难在测控过程中找到一个适当的机会执行自检操作，且

不干扰系统的正常工作。

智能传感器内部的微处理器具有强大的逻辑判断能力和运行功能，通过技术人员灵活的编程，可以方便地实现各种自检项目。

(3)自诊断

传感器故障诊断的早期主要采用硬件冗余的方法(hardware redundancy)。硬件冗余方法是对容易失效的传感器设置一定的备份，然后通过表决器方法进行管理。硬件冗余方法的优点是不需要被测对象的数学模型，而且鲁棒性非常强。其缺点是设备复杂，体积和重量大，而且成本较高。

由于计算机的普及和计算机技术的强大作用，使得建立更加简单、便宜且有效的传感器故障诊断体系成为可能。众所周知，对同一对象测量不同的量时，测量结果之间通常存在着一定的关联。也就是说，各个测量量对被测对象的状态均有影响。这些量是由系统的动态特性所表征的系统固有特性决定的。于是我们可以建立一个适当的数学模型表示系统的动态特性，通过比较模型输出同实际系统输出之间的差异判断是否发生传感器故障。这种方法称为解析冗余方法(functional or analytical redundancy)或模型方法。如图 12-3-11 所示。

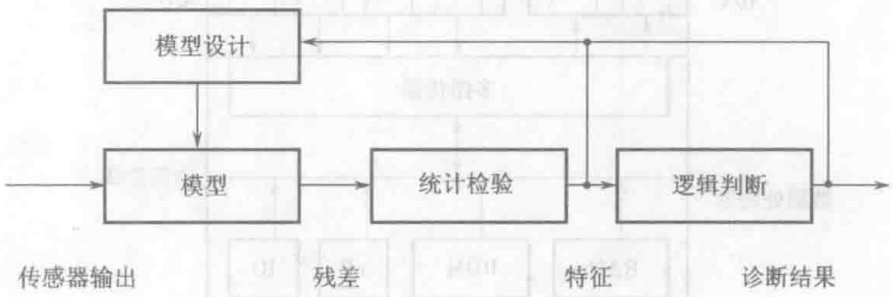


图 12-3-11　传感器故障诊断的解析冗余方法原理图

解析冗余方法的大致步骤。

①模型设计。根据被控对象的特征、传感器的类型、故障类型以及系统的要求等，建立相应的被控对象的数学模型。

②设计与传感器故障相关的残差。在相同的控制量作用下，传感器输出信号和由模型所得值之差，称为残差。在没有传感器故障时，残差为零。当传感器有故障时，残差不再为零，即残差中包含了传感器故障信号。

③进行统计检验和逻辑分析。用统计检验和逻辑分析方法可以诊断某些类型的传感器故障。

12.4　微机电系统

12.4.1　微机电系统概述

微系统是指集成了微电子和微机械的系统以及将微光学、化学、生物等其他微元件集成在一起的系统(集成微光机电生化系统)。它以微米尺度理论为基础，用批量化的微电子技术和三维加工技术制造，以完成信息获取、处理及执行的功能(信息系统)。也称为微机电系统(micro electro-mechanical systems，MEMS)，见图 12-4-1，它包括传感器阵列、执行器阵

列、信号处理、与外部的接口。

微系统的集成是一种结构的集成，即需集成电子电路、微传感器、微机械、微电动机、微阀、单片微系统等。不同的结构需要不同的工艺方法，由此决定了微系统的集成特点是半成品的再集成和三维集成。

微系统技术是微电子技术向非电子领域发展的必然结果，微结构技术为微系统技术的发展提供基础。

一个完整的微系统由传感器模块、执行器模块、信号处理模块、定位机构、支撑结构、工具等机械结构和外部环境接口模块等部分构成。

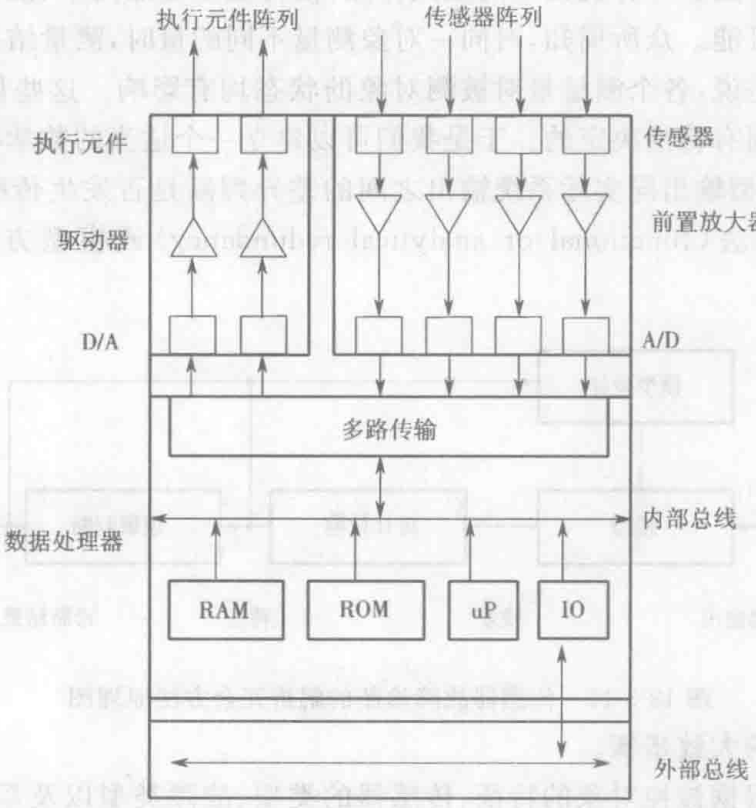


图 12-4-1　微系统示意

12.4.2　微机电系统的关键技术

微机电系统(MEMS)的关键技术主要是微机电系统的加工技术、微传感器技术、微执行器和微机构技术及微机电系统的装配与封装技术等。

(1)微机电系统的加工技术

微机电系统的加工技术是微机电系统工艺的基础，微机电系统的加工技术主要分为硅体微加工技术、表面微加工技术和 LIGA 技术以及精密机械加工技术。

1)硅体的微加工技术

硅体的微加工技术是以光刻、化学蚀刻为主要工艺手段，有选择地通过腐蚀(蚀刻)的办法在硅衬底上去除大量材料，从而形成梁形、模片、沟和槽等结构。这种方法获得的微结构的尺寸相对较大，力学性能较好，但也存在着硅材料的浪费较大、与集成电路兼容性不好等缺点。

根据腐蚀剂的相态可以把硅体的微加工技术分为两类：干式蚀刻技术和湿式蚀刻技术，即采用气态和等离子态的干法腐蚀工艺，采用液态腐蚀剂的湿法腐蚀工艺。

根据腐蚀的速率与硅单晶面的关系，硅的湿式蚀刻工艺又可分为各向同性蚀刻和各向异性蚀刻。各向同性蚀刻各晶面的腐蚀速率相同，而各向异性蚀刻在各个晶面上腐蚀的速率不同。各向同性蚀刻多用湿式蚀刻，常用的腐蚀液为 HNA 系统，是一种由氢氟酸(HF)、硝酸(HNO_3)在水或醋酸(CH_3COOH)中稀释的混合液体。各向异性蚀刻剂有无机碱性蚀刻剂如 KOH 和有机酸性蚀刻剂如 EPW 系统，还有联胺等。各种蚀刻剂的蚀刻现象类似，但对不同的晶体取向的蚀刻速率不同。

2)硅的表面微加工技术

硅的表面微加工技术与硅体微加工不同，这种工艺不必在硅衬底上蚀刻掉较大部分的硅材料，而是硅基片上采用不同的薄膜沉淀和蚀刻方法，在硅表面上形成较薄的结构。表面微加工技术需要依靠牺牲层技术。所谓的牺牲层技术是在微结层中嵌入一层材料，即所谓的牺牲材料，然后再利用化学蚀刻的方法将这层材料腐蚀掉，从而达到分离结构和衬底，制作各种可变形或可运动的微结构。

3)LIGA 技术

LIGA 一词来源于德语光刻(lithographie)—电铸(galvanoformung)—成形(abformung)三个单词的缩写，是一种用 X 射线进行深层光刻电铸的加工技术。用这种技术可以加工金属材料，也可以加工陶瓷、塑料等非金属材料。它最初是用来批量生产微型机械部件，目前主要用来加工高深的三维结构。这种技术依赖强大的同步加速器产生 X 射线，通过掩模的作用，把部件的图形蚀刻在光敏聚合物上，然后通过电铸成形技术，形成一个金属结构。常常是把这种金属结构当作一个模子，在这个模子里浇注其他材料，如塑料，可形成该材料的成品。

由于 LIGA 技术需要昂贵的同步辐射 X 射线源，而且其掩模制作工艺复杂，因此目前的应用还难以推广。为了克服这些缺点，微机电系统方面的专家和技术人员开发了各种准 LIGA 技术，其中具有代表性的是借用常规的紫外光刻设备和掩模进行厚光刻胶光刻，其流程只有光刻胶和掩模，与标准的 LICA 工艺相同。虽然利用这种方法不能达到 LIGA 工艺水平，但却能满足许多微电机的加工要求。

(2)微传感器技术

微机电系统技术起源于微型硅传感器的发展，微传感器已经成为微机电系统的三大组成部分之一。根据微传感器检测对象所属分类的不同，可将传感器分为物理量传感器、化学量传感器以及生物量传感器，而其中每一大类又包含许多小类，如物理量传感器包括力学的、光学的、热学的、声学的、磁学的等多种传感器，化学量传感器又分为气敏传感器和离子敏传感器，而生物传感器可分为酶传感器、免疫传感器、微生物传感器、细胞传感器、组织传感器和 DNA 传感器等。

目前，由于微电子技术的发展，很多微传感器已能大批量生产，而且部分微传感器，如力学传感器已取得了巨大的商业成功，形成产业化。由于微机电系统的发展需要，微传感器正在向集成化、智能化的方向发展。

(3)微机构和微执行机构

微机构和微执行机构是微机电系统研究的重要内容之一。微执行机构是微机电系统中实现微操作的关键驱动部件，根据系统的控制信号完成各种微机械运动，如用微型泵抽取液体，微型机械手移动手术刀等。微执行器按照其工作原理主要可分为 5 类：电学执行器、磁学执行器、流体执行器、热执行器和化学执行器等。

微型机构常常是用硅微加工得到的，微机构常用来作为传动或驱动件。常见的微型机构有微型连杆机构、微型齿轮机构、微型平行四边形机构、微型梳状机构等。

微机构和微执行器的运动与宏观机械运动有很多不同。当微机械系统的尺寸小到微米级以下时，许多在宏观机械系统中物理现象将发生显著的变化，这称为微机电系统的尺度效应。因此，设计微机构和微执行机构必须研究微观领域中的许多基础理论知识，如微观动力学知识，微液压系统的知识。

(4)微机电系统的装配与封装技术

微机电系统的装配(assembly)与封装(packaging)技术是微机电系统研究的一项重要内容。目前，已生产的微机电系统设备价格非常昂贵，主要原因是微机电系统的装配和封装的成本太高。特别是一些复杂的微系统，其装配和封装所需的费用往往是设备生产费用的几十上百倍。

微机电系统的元件的装配必须定位非常精确，目前微机电系统的装配常用各种不同的技术达到自动校准和自动装配，如利用表面张力把两个微型板吸在一起形成所需的微机构。随着制造工艺的发展，微系统的装配引起了越来越多的关注和研究。如日本政府近年来正在投资一项微机械研究项目，发展桌面顶端微机械工厂(a desk-top micromachines factory)。

微机电系统的封装主要用来保护在恶劣环境中使用的设备，避免其受到机械损坏、化学侵蚀或电磁干扰等。

一般电子系统封装等级分为 4 个，如图 12-4-2 所示。第一个等级是芯片—模块等级，即硅片上的集成电路封装成一个模块；第二个等级是卡级阶段，模块被封装在功能卡片上以发挥不同的特殊作用；第三个等级涉及卡组装成板；第四个等级是将不同的插板组装成系统。

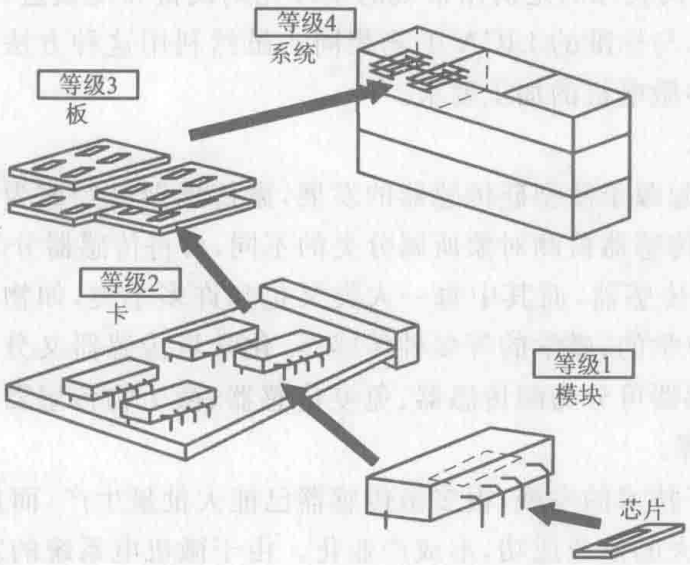


图 12-4-2　微电子封装的 4 个等级

同微电子系统封装等级不同，微系统封装可分成 3 级：即一级为芯片级；二级为器件级；三级为系统级。三级封装技术之间的关系如图 12-4-3 所示。图中所表示的微系统封装的第一级类似于微电子封装的第一级和第二级，微系统封装的另外两级则与微电子封装第三、四级相似。

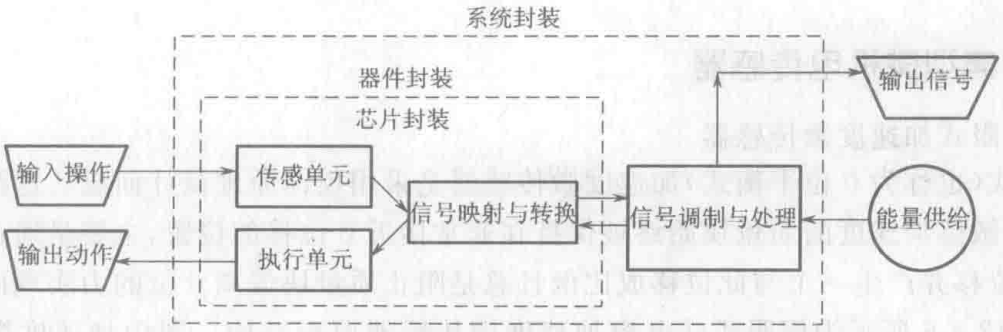


图 12-4-3　微系统封装的三个级别

1)芯片级封装

芯片级封装包括组装和保护微型装置中众多的细微元件,许多 MEMS 和微系统芯片级封装也涉及电信号转换和传递的引线键合,如将压阻传感器嵌入压力传感器中并且用电路将它们联系起来,如图 12-4-4 所示。

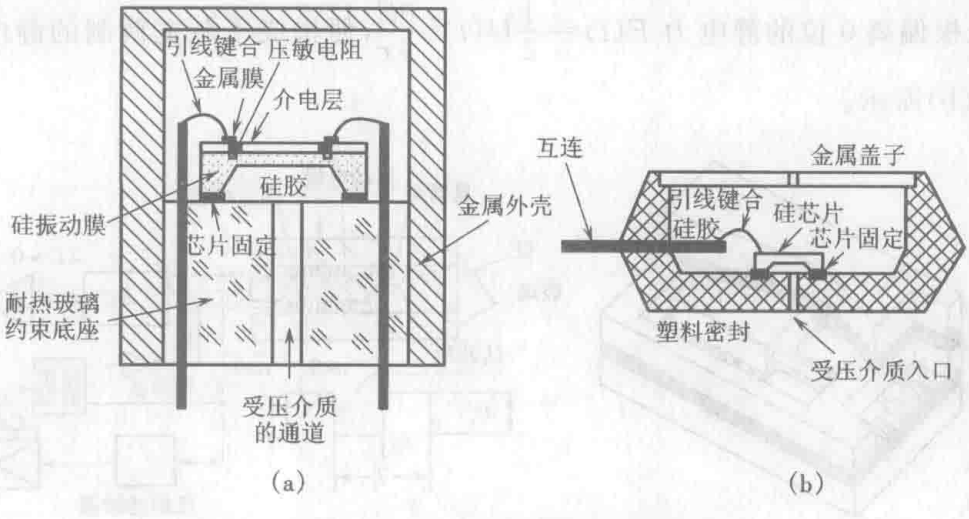


图 12-4-4　微压力传感器的芯片级封装

(a)用金属壳封装　(b)用塑料封装

2)器件级封装

器件级封装如图 12-4-5 所示,需要包含适当的信号调节和处理电路,大多数情况下,对于传感器来说应包含电桥和信号调节电路。

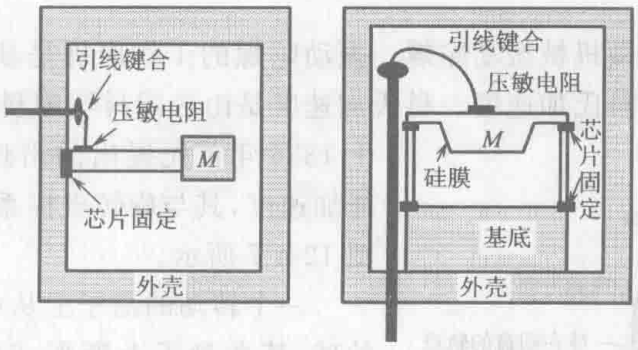


图 12-4-5　微加速度计的器件级封装

3)系统级封装

系统级封装主要是对芯片和核心元件以及主要的信号处理电路的封装。系统封装需要对电路进行电磁屏蔽、适当的力和热隔离。金属外罩通常对避免机械和电磁影响起到保护

作用。

12.4.3 典型微机电传感器

(1)伺服式加速度微传感器

伺服式(也称为0位平衡式)加速度微传感器是采用反馈原理设计而成。这类加速度微传感器中,敏感加速度的质量块始终被保持在非常接近0位移的位置,主要是通过能感受偏离0位的位移并产生一个与此位移成比例且总是阻止质量块偏离0位的力实现的。

如图12-4-6所示为伺服式硅电容加速度微传感器原理结构。图中加速度微传感器部分采用玻璃—硅—玻璃封装结构,如图12-4-6(a)所示。作为电容器活动极板的惯性敏感质量由两根悬臂硅梁支撑,并夹在两个固定玻璃极板之间,组成一差动平板电容器。当有加速度 a 作用时,活动极板将产生偏离0位(即中间位置)的位移,引起电容变化。变化量 ΔC 的检测电路(如开关—电容电路)检测并放大输出,再由脉冲宽度调制器感受且产生两个调制信号 U_E 和 $\overline{U}_E$,并反馈到电容器的活动和固定电极上,引起一个与偏离位移成正比且总是阻止活动极板偏离0位的静电力 $F(t)=\frac{1}{2}U(t)^2\frac{\partial C}{\partial x}$,便构成了脉宽调制的静电伺服系统,如图12-4-6(b)所示。

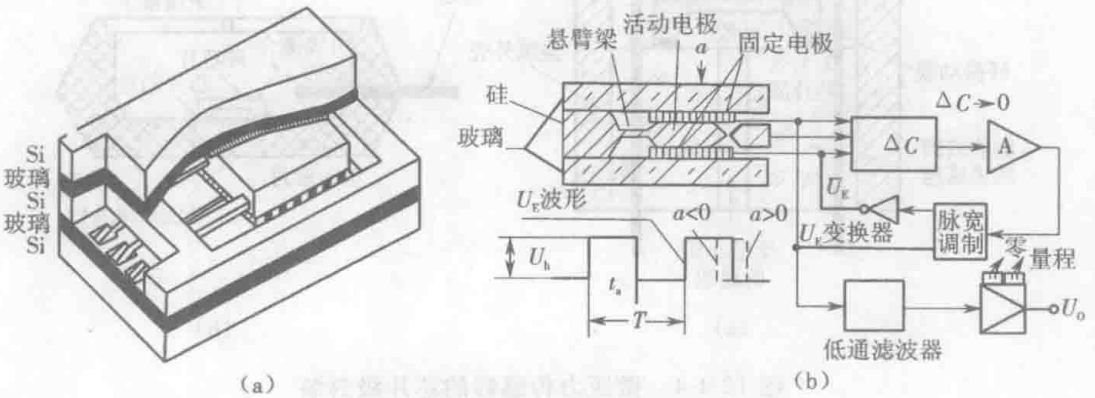


图12-4-6 伺服式硅电容加速度微传感器

(a)硅电容加速微传感器结构 (b)脉宽调制静电伺服系统

在此系统中,脉冲宽度正比于加速度 a。经过低通滤波器的脉冲宽度调制信号 U_E 正比于传感器输出电压 U_o,实现了通过脉冲宽度测量加速度 a。

(2)微陀螺

微机械陀螺又称为微机械振动陀螺。振动陀螺的工作原理是基于科氏效应,通过一定形式的装置产生并检测科氏加速度。科氏加速度是由法国科学家科里奥利(G. G. Coriolis)于1835年首先提出的出现在旋转坐标系中的表征加速度,其与旋转坐标系的旋转速度成正比,如图12-4-7所示。

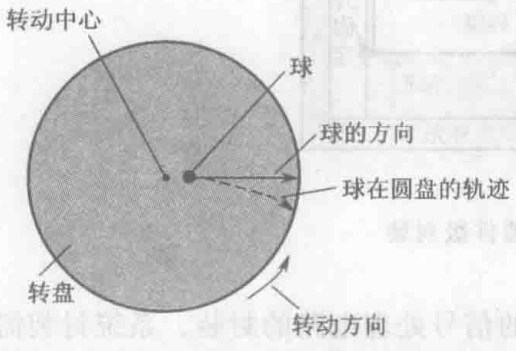


图12-4-7 科氏效应示意图

一个转动的盘子上从中心向边缘作直线运动的球,其在盘子上所形成的实际轨迹为一曲线。该曲线的曲率与转动速率相关,实际上,如果从盘子上面观察,则会看到球有明显的加速度,即科氏加速度。此加速度 a_c 由盘子的角速度矢量 $\boldsymbol{\Omega}$ 和球作直线运动的速度矢量 v 的矢积得出

$$a_c = 2\boldsymbol{v} \times \boldsymbol{\Omega} \tag{12-4-1}$$

因此，尽管并无实际力施加于球上，但对于盘子上方的观察点而言，产生了明显的正比于转动角速度的力，这个力即为科氏力。若球的质量为 m，则科氏力的值可表示为

$$F_c = 2m \cdot (\boldsymbol{v} \times \boldsymbol{\Omega}) \tag{12-4-2}$$

图 12-4-8 是梳状谐振轮式陀螺结构图，在玻璃基底上制作检测电极、闭环反馈极及连接引线。基底中心处键合一固定支座为梳状轮旋转轴。梳状轮式谐振微结构是其核心部件，与其底间隙为 1～2 μm。该微谐振器与十字簧片梁键合后支承在支座上的中心轮毂上，梳式轮外缘用两轴线与辅振动轴线重合的片簧扭杆与框架连线。在直流偏置和交流分量作用下，梳状谐振轮成为静电梳状驱动器，使梳状谐振轮绕 Z 轴、在 X-Y 平面内作弯曲振动，称作主振动模态。当梳状谐振轮被迫产生绕 X 轴的转动时，将产生哥氏力。由于片簧扭杆在垂直 X-Y 平面内抗弯刚度高而抗扭刚度低，所以哥氏力仅能使硅框架绕检测 Y 轴作扭转振动，称作辅助（检测）振动模态。这样谐振器既可绕 Z 轴作弯曲振动，又使硅框架绕 Y 轴作扭转振动，两者之间是独立的，即主振动与检测振动机械隔离。通过调节十字片簧梁和扭杆片簧的刚度，使主振与辅振的振动频率一致或非常接近，实现高灵敏度检测。

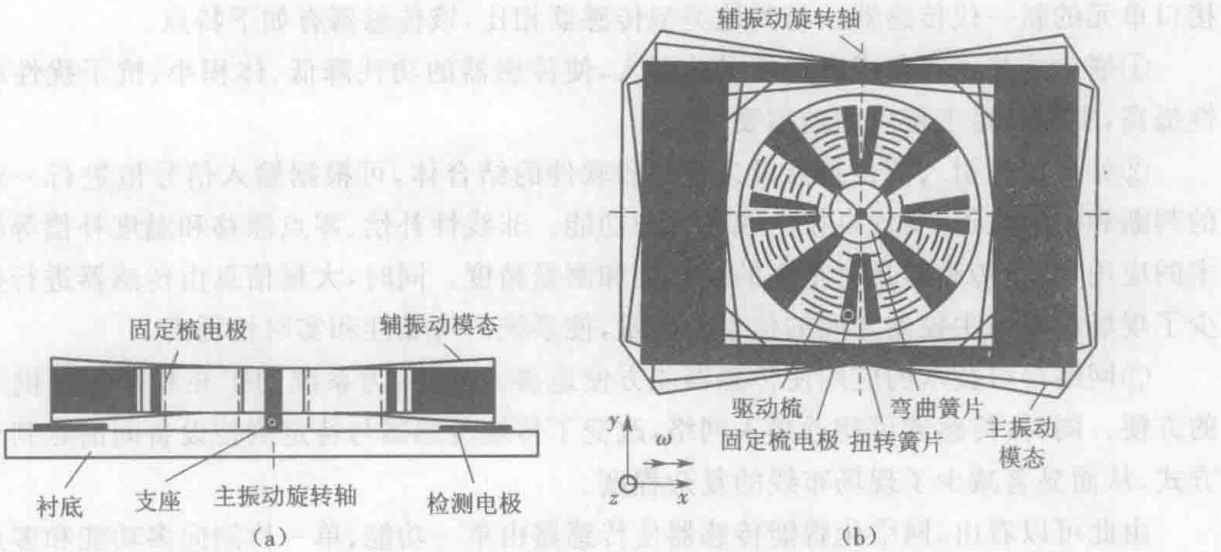


图 12-4-8　梳状谐振轮式陀螺结构示意图

(a)正视剖面　(b)俯视剖面

12.5　网络传感器

随着计算机技术和网络通信技术的飞速发展，传感器的通信方式从传统的现场模拟信号方式转为现场级全数字通信方式，即传感器现场级的数字化网络方式。基于现场总线、互联网等的传感器网络化技术及应用迅速发长起来，因而在 FCS(fieldbus control system)中得到了广泛应用，成为 FCS 中现场级数字化传感器。

12.5.1　网络传感器及其特点

网络传感器是指在现场级就实现了 TCP/IP 协议（这里，TCP/IP 协议是一个相对广泛的概念，还包括 UDP、HTTP、SMTP、POP3 等协议）的传感器，这种传感器使得现场测控数据可就近登临网络，在网络所能及的范围内实时发布和共享。

具体地说，网络传感器就是采用标准的网络协议，同时采用模块化结构将传感器和网络技术有机地结合在一起的智能传感器。它是测控网中的一个独立节点，其敏感元件输出的模拟信号经 A/D 转换及数据处理后，可由网络处理装置根据程序的设定和网络协议封装成数据帧，并加上目的地址，通过网络接口传输到网络上。反之，网络处理器又能接收网络上其他节点传给自己的数据和命令，实现对本节点的操作。网络传感器的基本结构如图 12-5-1 所示。

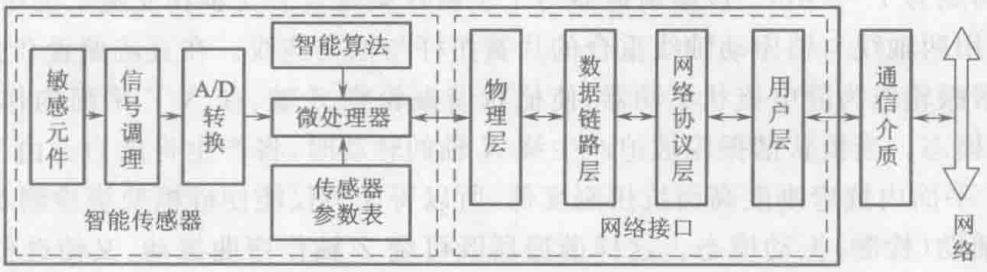


图 12-5-1　网络传感器的基本结构

网络化智能传感器是以嵌入式微处理器为核心，集成了传感单元、信号处理单元和网络接口单元的新一代传感器。与其他类型传感器相比，该传感器有如下特点。

①嵌入式技术和集成电路技术的引入，使传感器的功耗降低、体积小、抗干扰性和可靠性提高，更能满足工程应用的需要。

②处理器的引入使传感器成为硬件和软件的结合体，可根据输入信号值进行一定程度的判断和制定决策，实现自校正和自保护功能。非线性补偿、零点漂移和温度补偿等软件技术的应用，则使传感器具有很高的线性度和测量精度。同时，大量信息由传感器进行处理减少了现场设备与主控站之间的信息传输量，使系统的可靠性和实时性提高。

③网络接口技术的应用使传感器能方便地接入网络，为系统的扩充和维护提供了极大的方便。同时，传感器可就近接入网络，改变了传统传感器与特定测控设备间的点到点联接方式，从而显著减少了现场布线的复杂程度。

由此可以看出，网络化智能传感器使传感器由单一功能、单一检测向多功能和多点检测发展；从孤立元件向系统化、网络化发展；从就地测量向远距离实时在线测控发展。因此，网络化智能传感器代表了传感器技术的发展方向。

12.5.2　网络传感器的类型

网络传感器研究的关键技术是网络接口技术。网络传感器必须符合某种网络协议，使现场测控数据能直接进入网络。由于工业现场存在多种网络标准，因此也随之发展起来了多种网络传感器，具有各自不同的网络接口单元类型。目前，主要有基于现场总线的网络传感器和基于互联网(Internet)协议的网络传感器两大类。

(1)基于现场总线的网络传感器

现场总线正是在现场仪表智能化和全数字控制系统的需求下产生的，连接智能现场设备和自动化系统的数字式、双向传输、多分支结构的通信网。其关键标志是支持全数字通信，其主要特点是高可靠性。它可以把所有的现场设备(仪表、传感器与执行器)与控制器通过一根线缆相连，形成现场设备级、车间级的数字化通信网络，可完成现场状态监测、控制、信息远传等功能。

由于现场总线技术具有明显的优越性，在国际上已成为热门研究开发技术，各大公司都开发出自己的现场总线产品，形成了各自的标准。目前，常见的标准有数十种，它们各具特色，在各自不同的领域中得到了应用。但由于多种现场总线标准并存，现场总线标准互不兼容，不同厂家的智能传感器又都采用各自的总线标准，因此，目前智能传感器的控制系统之间的通信主要是以模拟信号为主或在模拟信号上叠加数字信号，很大程度上降低了通信速度，严重影响了现场总线式智能传感器的应用。为了解决这一问题，IEEE 制定了一个简化控制网络和智能传感器连接标准的 IEEE1451 标准，该标准为智能传感器和现有的各种现场总线提供了通用的接口标准，有利于现场总线式网络传感器的发展与应用。

(2)基于互联网络的网络传感器

随着计算机网络技术的快速发展，将互联网直接引入测控现场成为一种新的趋势。由于互联网技术开放性好、通信速度快和价格低廉等优势，人们开始研究基于互联网(即基于 TCP/IP)的网络传感器。该类传感器通过网络介质可以直接接入 Internet 或 Intranet，还可以做到“即插即用”。在传感器中嵌入 TCP/IP，使传感器成为 Internet/Intranet 上的一个节点。

15.5.3　网络传感器通用接口标准

构造一种通用智能化传感器的接口标准是解决传感器与各种网络相连的主要途径。从 1994 年开始，美国国家标准技术局(the National Institute of Standard Technology，NIST)和 IEEE 联合组织了一系列专题讨论会商讨智能传感器通用通信接口问题和相关标准的制定，这就是 IEEE1451 的智能变送器接口标准(Standard for a Smart Transducer Interface for Sensors and Actuators)。其主要目标是定义一整套通用的通信接口，使变送器能够独立于网络与现有基于微处理器的系统，仪器仪表和现场总线网络相连，并最终实现变送器到网络的互换性与互操作性。现有的网络传感器配备了 IEEE1451 标准接口系统，也称为 IEEE1451 传感器。

符合 IEEE1451 标准的传感器和变送器能够真正实现现场设备的即插即用。该标准将智能变送器划分成两部分，一部分是智能变换器接口模块(Smart transducer interface module，STIM)；另一部分是网络适配器(Network capable application processor，NCAP)，亦称网络应用处理器。二者之间通过一个标准的 10 线制传感器数字接口(Transducer Independence Interface，TII)相连接，如图 12-5-2 所示。

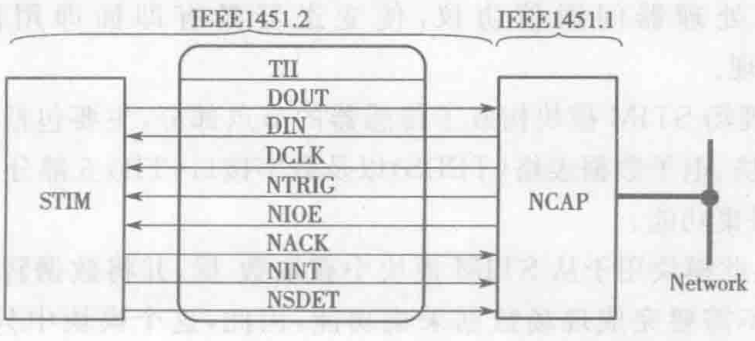


图 12-5-2　符合 IEEE1451 标准的智能变送器示意图

表 12-5-1 描述了 IEEE1451 智能变送器接口标准协议族各成员的名称及描述。

表 12-5-1　IEEE1451 智能变送器系列标准体系

代　号	名称与描述
IEEE1451.0	智能变送器接口标准
IEEE1451.1-1999	网络应用处理器(NCAP)信息模型
IEEE1451.2-1997	变送器与微处理器通信协议和 TEDS 格式
IEEE1451.3-2003	多点分布式系统数字通信与 TEDS 格式
IEEE1451.4-2004	混合模式通信协议与 TEDS 格式
IEEE1451.5	无线通信协议与 TEDS 格式
IEEE1451.6	CANopen 协议变送器网络接口
IEEE1451.7	带射频标签(RFID)的换能器和系统接口

IEEE1451.1 标准通过定义两个软件接口实现智能传感器或执行器与多种网络的连接，并可以实现具有互换性的应用。图 12-5-3 为 IEEE1451.1 的实现。

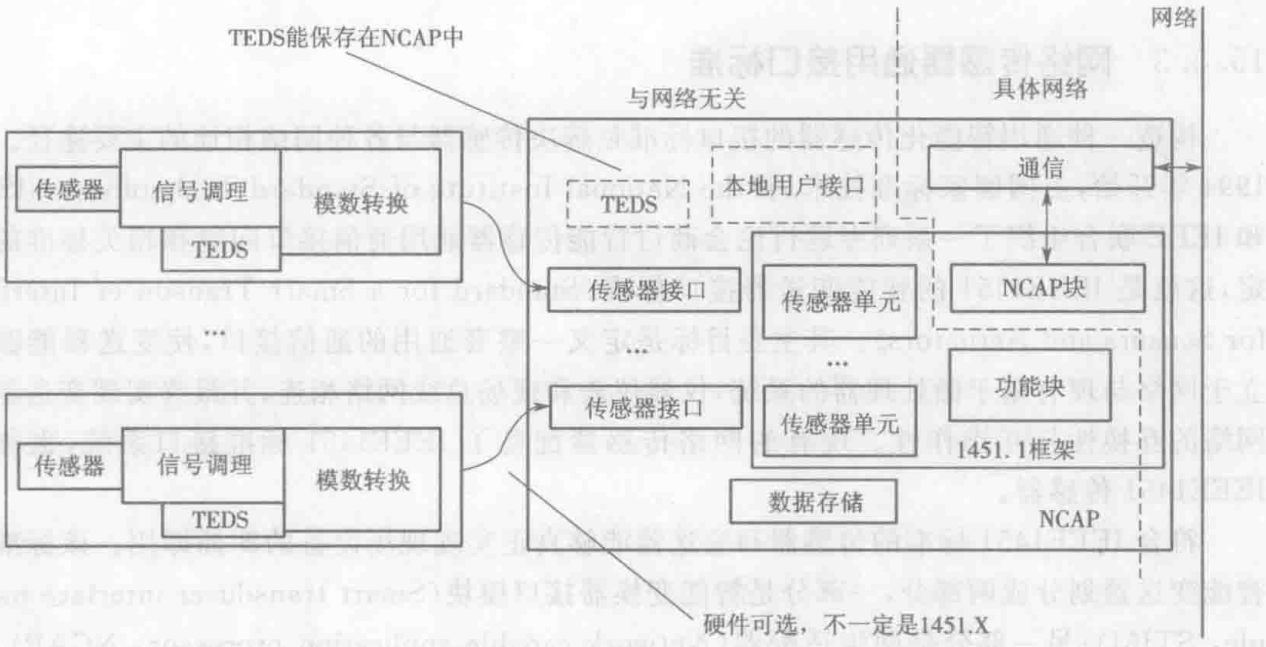


图 12-5-3　IEEE1451.1 的实现

IEEE1451.2 标准定义了电子数据表格式(TEDS)和一个 10 线变送器独立接口(TII)以及变送器与微处理器间通信协议，使变送器具有即插即用能力。图 15-5-4 为 IEEE1451.2 的实现。

STIM 模块：现场 STIM 模块构成了传感器的节点部分，主要包括了传感器接口、功能模块、核心控制模块、电子数据表格(TEDS)以及数字接口(TII)五部分。STIM 模块主要完成了现场数据的采集功能。

NCAP 模块 ：此模块用于从 STIM 模块中获取数 据，并将数据转发至互联网等网络。由于 NCAP 模块不需要完成现场数据采集功能，因此，这个模块中只需要数字接口部分(TII)和网络通信部分即可。

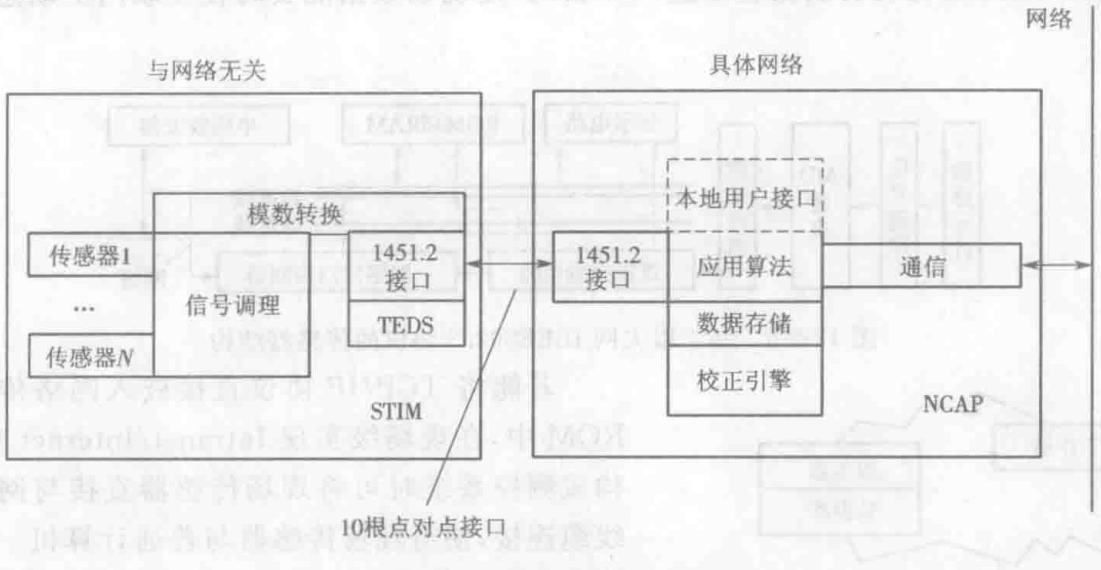


图 12-5-4　IEEE1451.2 的实现

12.5.4　网络传感器的发展形式

(1)从有线形式到无线形式

在大多数测控环境下,传感器采用有线形式使用,即通过双绞线、电缆、光缆等与网络连接。然而在一些特殊测控环境下使用有线形式传输传感器信息是不方便的。为此,可将 IEEE1451.2 标准与蓝牙技术结合起来设计无线网络化传感器,以解决有线系统的局限性。

蓝牙技术是指 Ericsson、IBM、Intel、Nokia 和 Toshiba 等公司于 1998 年 5 月联合推出的一种低功率短距离的无线连接标准。它是实现语音和数据无线传输的开放性规范,其实质是建立通用的无线空中接口及其控制软件的公开标准,使不同厂家生产的设备在没有电线或电缆相互连接的情况下,能近距离(10 cm～100 m)范围内具有互用、互操作的性能。蓝牙技术具有工作频段全球通用、使用方便、安全加密、抗干扰能力强、兼容性好、尺寸小、功耗低及多路多方向链接等优点。基于 IEEE1451.2 标准的蓝牙协议的无线网络传感器结构框图如图 12-5-5 所示。

图 12-5-5　基于 IEEE1451.2 和蓝牙协议的无线网络传感器结构

(2)从现场总线形式到互联网形式

现场总线控制系统可认为是一个局部测控网络,基于现场总线的智能传感器只实现了某种现场总线通信协议,还未实现真正意义上的网络通信协议。只有让智能传感器实现网络通信协议(IEEE802.3、TCP/IP 等),使它能直接与计算机网络进行数据通信,才能实现在网络上任何节点对智能传感器的数据进行远程访问、信息实时发布与共享以及对智能传感器的在线编程与组态,这才是网络传感器的发展目标和价值所在。

图 12-5-6 是一种基于互联网 IEEE802.3 协议的网络传感器结构框图。这种网络传感器仅实现了 OSI 七层模型的物理层和数据链路层功能及部分用户层功能,数据通信方式满足 CSMA/CD 即载波侦听多路存取冲突检测,并可通过同轴电缆或双绞线直接与 10 M 互

联网连接，从而实现现场数据直接进入互联网，使现场数据能实时在互联网上动态发布和共享。

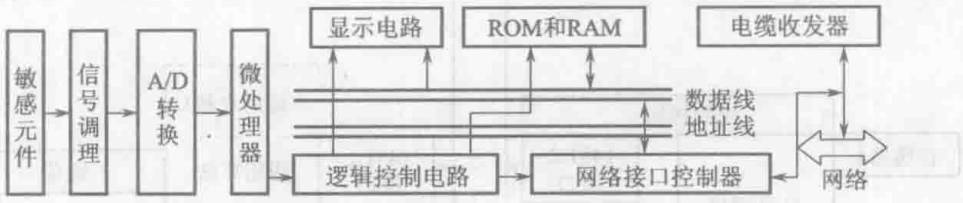


图 12-5-6　基于以太网 IEEE802.3 协议的传感器结构

若能将 TCP/IP 协议直接嵌入网络传感器的 ROM 中，在现场级实现 Intranet/Internet 功能，则构成测控系统时可将现场传感器直接与网络通信线缆连接，使得现场传感器与普通计算机一样成为网络中的独立节点，如图 12-5-7 所示。此时，信息可跨越网络传输到所能及的任何领域，进行实时动态的在线测量与控制（包括远程）。只要有诸如电话线类的通信线缆存在的地方，即可将这种实现了 TCP/IP 协议功能的传感器就近接入网络，纳入测控系统，不仅节约大量现场布线，还可即插即用，给系统的扩充和维护提供极大的方便。这是网络传感器发展的最终目标。

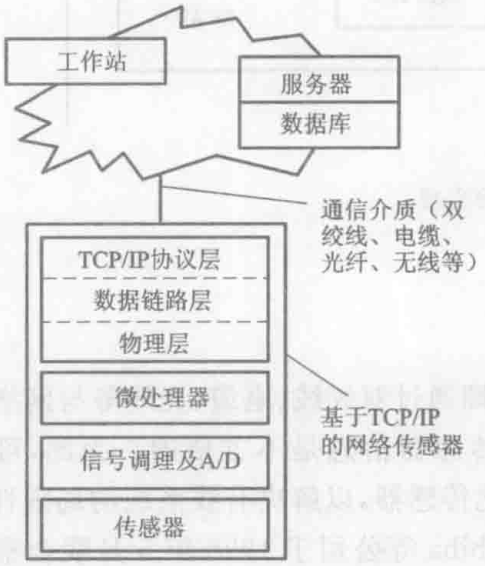


图 12-5-7　基于 TCP/IP 的网络传感器测控系统

12.6　多传感器信息融合

在现代科学技术的各个领域及人们日常生活的各个方面，将面对大量的数据处理问题，即从所得到的实际数据中提取真正反映客观事物本质的信息，而数据产生和搜集又不可能处在一个简单而又与其他无关事物分开的封闭环境中，因此这些实际数据常常不可避免地受到噪声干扰，不再是确定性的数据，使单个传感器获得的信息显得不全面。近年来，在工程和科学技术上越来越多地采用多传感器融合技术。充分利用多传感器的资源，将多个传感器在时间和空间上的互补或冗余，按照某种算法或准则进行综合，增加了判断和估计的精确性、可靠性及在对抗环境下的生存性，使其在实践中得到广泛应用。

在多传感器数据系统中，由于信息量大，信息表现形式的多样性和信息关系的复杂性以及信息处理的实时性等，要求系统具有更强、更新的信息处理能力。多传感器信息融合是将来自多个传感器或多源的信息或数据进行综合处理，其核心是对来自多个传感器的数据进行多级别、多方面、多层次的处理，从而产生新的有意义的信息，这种新信息是任何单一传感器所无法产生的。

信息融合可概括为将来自不同时间与空间的多个传感器或多源的局部不完整观测量在一定的准则下加以综合处理，消除多传感器信息之间可能存在的冗余和矛盾，降低其不确定性，获得对被测对象的一致性解释与描述，从而提高智能系统决策、规划、反应的快速性和正

确性，同时降低其决策风险的信息处理过程。信息融合不仅包括了数据，也包括了信号和知识，因而信息融合是数据融合的更广义的一种说法。按照这个定义，多传感器系统是信息融合的硬件基础，多源信息是信息融合的加工对象，协调优化和综合处理是信息融合的核心。数据融合是一个多级、多层面的数据处理过程，主要完成来自多个信息源的数据进行关联、相关、估计和组合等处理。

多传感器融合是一个复杂的不确定信息的处理过程。多传感器系统可以被理解为一个多入多出的系统。其中多传感器融合是整个处理过程中一个重要组成部分，如图12-6-1所示。

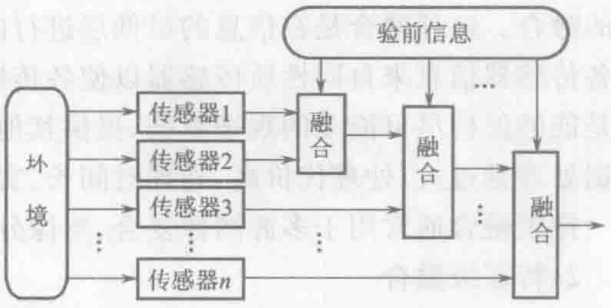


图12-6-1 多传感器系统融合示意图

多传感器融合中包含了不确定信息。首先，无论哪种传感器，其测量数据均存在一定的误差，造成误差的原因可能是环境中的不确定性（如噪声），也可能是传感器本身存在的问题。因此，从这样的测量数据中提取信息必然具有某种不确定性（如随机性）。其次，验前信息是根据系统以往行为得到的一种经验信息，可以是人工产生的，也可以是系统产生的，它也具有不确定性（如模糊性）。另外，在处理过程中由于信息的损失也会产生新的不确定信息。多传感器融合的研究对象即是这些不确定信息，通过融合处理可以降低信息的不确定性，提高对环境特征描述的准确性。研究表明，经过融合处理得到的结果比单个传感器得到的结果更准确，同时信息的冗余还可以提高整个系统自身的鲁棒性。

12.6.1 多传感器融合中要解决的问题

在多传感器系统中，每个传感器得到的信息均为某个环境特征在该传感器空间中的描述。由于各传感器物理特性以及空间位置上的差异，造成这些信息的描述空间各不相同，必须在融合前对这些信息进行适当处理，将这些信息映射到一个共同的参考描述空间中，得到环境特征在该空间上的一致描述。例如，在一个多传感器系统中，可以通过视觉传感器得到物体的位置信息，也可以通过超声波传感器得到物体的位置信息。由于坐标系不同，因此在融合前必须将它们转换到同一个参考坐标系中，然后进行融合处理。

融合处理的前提条件是从每个传感器得到的信息必须是对同一目标的同一时刻的描述：首先要保证每个传感器得到的信息是对同一目标的描述，比如同一个物体的位置信息。在多传感器融合中，被称之为数据关联。其次，还要保证各传感器之间应该在时间上同步。在动态工作环境中，同步问题表现得尤为突出。

12.6.2 多传感器融合方法

多传感器融合方法大致可分为两大类：概率统计方法和人工智能方法。

概率统计方法包括估计理论、卡尔曼滤波、假设检验、贝叶斯方法、统计决策理论以及其他变形的方法。

人工智能方法包括概率推理、证据推理、模糊推理和产生规则等逻辑推理方法。

因此，多传感器系统是数据融合的硬件基础，多源信息是数据融合的加工对象，协调优

化和综合处理是数据融合的核心。多传感器数据融合系统关键在于信息融合所处理的多传感器信息具有复杂的形式，而且可以在不同的信息层次上出现，这些信息抽象层次包括数据层(即像素层)、特征层和决策层(即证据层)。

(1)数据融合的层次结构

1)像素级融合

像素级融合是对直接在各种传感器上采集到的原始信息未经预处理之前的数据层上进行的融合。这种融合是在信息的最低层进行的，在融合时要求有较高的纠错处理能力，并要求各传感器信息来自同性质传感器以使各传感器信息之间具有很高的校准精度。其主要优点是能够保持尽可能多的现场数据，提供其他融合层次所不能提供的细微信息；但局限性是数据处理量过大、处理代价高、处理时间长、实时性差；数据通信量较大，抗干扰能力较差。

像素融合通常用于多源图像复合、图像分析等。

2)特征级融合

特征级融合属于中间层次，它是对从传感器原始信息中提取的特征信息进行的融合。一般提取特征信息应是像素信息的充分表示量或充分统计量，然后按特征信息对多传感器进行分类、汇集和综合。其主要优点在于实现信息压缩，有利于实时处理，特征级融合结果能最大限度地给出决策分析所需要的特征信息。

特征级目标状态数据融合主要用于多传感器目标跟踪领域。融合系统首先对传感器数据进行预处理以完成数据校准，然后实现参数相关和状态向量估计。

特征级目标特性融合一般采用模式识别的相应技术进行特征层联合识别，只是在融合前必须先对特征进行相关处理，将特征向量分类成有意义的组合。

3)决策级融合

决策级融合是三级融合的最终结果，属于高层次融合，是直接针对具体决策目标的融合。融合结果直接影响决策水平。因此，决策级融合必须从具体决策问题的需求出发，充分利用特征级融合所提取的测量对象的各类特征信息，采用适当的融合技术实现。

决策级融合的主要优点：具有很高的灵活性；系统对信息传输带宽要求较低；能有效地反映环境或目标各个侧面的不同类型信息；当一个或几个传感器出现错误时，通过适当的融合，系统能获得正确的结果所具有的容错性；通信量小，抗干扰能力强；对传感器的依赖性小，传感器可以是同质的，也可以是异质的；融合中心处理代价低。

但是，决策级融合首先要对原传感器信息进行预处理以获得各自的判定结果，因此预处理代价高。

(2)多传感器数据融合算法

多传感器数据融合虽然未形成完整的理论体系，但不少应用领域根据各自的具体应用背景，已经形成了许多成熟并且有效的融合方法。这里介绍几种使用较多的融合算法。

1)基于卡尔曼(Kalman)滤波的多传感器数据融合方法

卡尔曼滤波器是线性最小均方误差估计器。它根据前一个估计值和最近一个观测值估计信号的当前值，用状态方程和递推方法进行估计，其解以估计值(通常是以状态变量的估计值)的形式给出。在通信、雷达、自动控制等领域中，能从被噪声污染的信号中恢复信号的波形或估计其状态，均可采用卡尔曼滤波。

为说明卡尔曼滤波在多传感器数据融合中的应用，假设对某一物理量进行测量，如果测量了 n 次，且假设每次测量使用同一传感器，各次测量互相独立而且其精度相同，则可以通

过求这 n 次测量的平均值获得对被测未知量的一个更准确的估计。以 $X_1, X_2, \cdots, X_n$ 表示 n 次测量值，它们均可以看作是随机变量服从方差为 σ^2 的正态分布，则对被测量的估计可以写为

$$\hat{Y}_n = \frac{X_1 + X_2 + \cdots + X_n}{n} \tag{12-6-1}$$

显然，$\hat{Y}_n$ 的方差为 σ^2/n，即对 n 次测量值求平均可以降低对被测未知量估计的不确定度。从多传感器数据融合的角度，这可以看作是对单传感器在不同时间获得的数据的一种融合。如果每得到一个新的测量值，将其和已有的测量值做平均，则可得到和上述过程相对应的递推公式。

第一步：$\hat{Y}_1 = X_1$，$\hat{\sigma}_1^2 = \sigma^2$

第二步：$\hat{Y}_2 = \frac{X_1 + X_2}{2} = \hat{Y}_1 + \frac{1}{2}(X_2 - \hat{Y}_1) = \hat{Y}_1 + K_2(X_2 - \hat{Y}_1)$

$$\hat{\sigma}_2^2 = \frac{1}{2}\sigma^2 = \frac{1}{2}\hat{\sigma}_1^2 = (1 - K_2)\hat{\sigma}_1^2, \quad \text{其中 } K_2 = \frac{1}{2}$$

第三步：$\hat{Y}_3 = \frac{X_1 + X_2 + X_3}{3} = \hat{Y}_2 + \frac{1}{3}(X_3 - \hat{Y}_2) = \hat{Y}_2 + K_3(X_3 - \hat{Y}_2)$

$$\hat{\sigma}_3^2 = \frac{1}{3}\sigma^2 = \frac{2}{3}\hat{\sigma}_2^2 = (1 - K_3)\hat{\sigma}_2^2, \quad \text{其中 } K_3 = \frac{1}{3}$$

……

第 n 步：$\hat{Y}_n = \frac{X_1 + X_2 + \cdots + X_n}{n} = \hat{Y}_{n-1} + \frac{1}{n}(X_n - \hat{Y}_{n-1}) = \hat{Y}_{n-1} + K_n(X_n - \hat{Y}_{n-1})$

$$\hat{\sigma}_n^2 = \frac{1}{n}\sigma^2 = \frac{n-1}{n}\hat{\sigma}_{n-1}^2 = (1 - K_n)\hat{\sigma}_{n-1}^2, \quad \text{其中 } K_n = \frac{1}{n}$$

对上述递推过程可以作出如下解释，即对当前被测对象的估计可以看作由两部分组成。一部分是根据上一步的估计得到的对当前被测对象的预测，另一部分是放大了的“新息”(innovation)，即当前观测值和预测值的差，放大了的“新息”可以看成是对当前预测值的修正。

又假设用两个传感器测量某一物理量 x，它们分别给出的测量值为 x_1 和 x_2，二者均满足如下的正态分布

$$P(x_i) = \frac{1}{\sigma_i \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x_i - \bar{x}_i)^2}{2\sigma_i^2}} \quad (i = 1, 2) \tag{12-6-2}$$

式中　$\bar{x}_1$ 和 $\bar{x}_2$——两个传感器的测量平均值；

σ_1^2 和 σ_2^2——两个传感器的测量方差。

如何综合考虑两个传感器的测量结果，实际上是一个多传感器数据融合问题。传统的数据处理方法已经给出了这个问题的答案，即加权平均。由于两个传感器给出的测量结果方差不同，我们可以利用它们使得加权后的结果方差最小。如果用 $\hat{x}$ 表示加权平均的结果，则有

$$\hat{x} = \omega x_1 + (1 - \omega) x_2 \tag{12-6-3}$$

式中　ω——权重。

由于两次测量相互独立，且都满足正态分布，所以加权后的方差满足

$$\hat{\sigma}^2=\omega^2\sigma_1^2+(1-\omega)^2\sigma_2^2 \tag{12-6-4}$$

为了使得加权后方差最小，权重 ω 的选择应满足 $\partial\hat{\sigma}/\partial\omega=0$，进一步可以推导出

$$\begin{cases}\omega=\dfrac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2+\sigma_2^2}\\ \hat{x}=\dfrac{\sigma_2^2}{\sigma_1^2+\sigma_2^2}x_1+\dfrac{\sigma_1^2}{\sigma_1^2+\sigma_2^2}x_2\\ \hat{\sigma}^2=\dfrac{\sigma_1^2\sigma_2^2}{\sigma_1^2+\sigma_2^2}\end{cases} \tag{12-6-5}$$

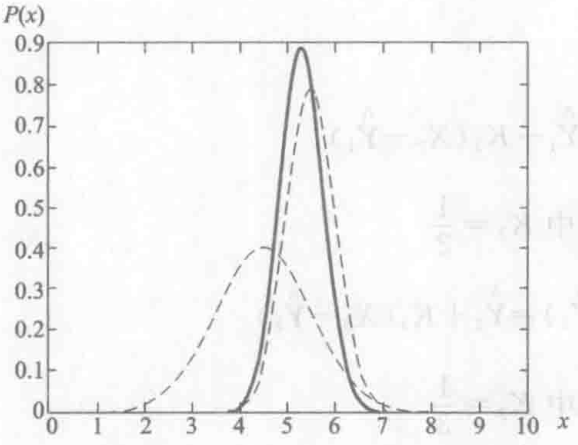


图 12-6-2　加权平均方差分布比较

对上式的物理意义可以做出如下解释，即加权平均的过程实际上是根据它们各自的精度将两次测量值重新组合后得到对被测量的估计，精度高（方差小）的取较大的权重，精度低（方差大）的取较小的权重，而且加权后的方差比任何一次测量值的方差均小。通过加权平均，对被测量的估计精度可以得到改善，不确定度降低。加权平均前后方差的变化可以用图 12-6-2 表示，其中虚线代表 $P(x_i)$，实线代表 $P(\hat{x})$。

用更抽象的数学表示方法，上述加权平均过程可写为

$$\hat{x}=\arg\min_x\left[\left(\frac{x_1-x}{\sigma_1}\right)^2+\left(\frac{x_2-x}{\sigma_2}\right)^2\right] \tag{12-6-6}$$

即加权平均的结果应该满足使其到两次测量值以各自方差为权重的距离最小。(12-6-6)式可以方便地推广到任意个传感器数据求加权平均的情况。

对上述加权平均过程同样可以用递推形式来表示。假设两个传感器测量系统提供的测量值是依次得来的，则

第一步：$\hat{x}_1=x_1$，　$\hat{\sigma}=\sigma_1$

第二步：$\hat{x}_2=\hat{x}_1+\dfrac{\hat{\sigma}_1^2}{\hat{\sigma}_1^2+\sigma_2^2}(x_2-\hat{x}_1)$，　$\hat{\sigma}_2^2=\left(1-\dfrac{\hat{\sigma}_1^2}{\hat{\sigma}_1^2+\sigma_2^2}\right)\hat{\sigma}_1^2$

若取 $K_2=\dfrac{\hat{\sigma}_1^2}{\hat{\sigma}_1^2+\sigma_2^2}$，　则第二步可以进一步表示为

$$\hat{x}_2=\hat{x}_1+K_2(x_2-\hat{x}_1),\quad \hat{\sigma}_2^2=(1-K_2)\hat{\sigma}_1^2$$

下面具体给出卡尔曼滤波的表示。考虑由(12-6-7)式所示状态方程和(12-6-8)式所示观测方程构成的随机线性离散系统模型：

$$\boldsymbol{X}_k=\boldsymbol{\Phi}_{k|k-1}\boldsymbol{X}_{k-1}+\boldsymbol{\Gamma}_k\boldsymbol{W}_k \tag{12-6-7}$$

$$\boldsymbol{Z}_k=\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{X}_k+\boldsymbol{V}_k \tag{12-6-8}$$

式中　k——表示当前时刻；

$\boldsymbol{X}_k$——系统的 n 维状态向量；

$\boldsymbol{Z}_k$——系统的 m 维观测向量；

$\boldsymbol{W}_k$——系统的 p 维随机向量；

$\boldsymbol{V}_k$——系统的 m 维观测噪声向量；

$\boldsymbol{\Phi}_{k|k-1}$——$k-1$ 时刻到 k 时刻系统的 $n\times n$ 维状态转移矩阵；

$\boldsymbol{\Gamma}_k$——$n\times p$ 维干扰输入矩阵；

$\boldsymbol{H}_k$——$m\times n$ 维观测矩阵。

$\boldsymbol{W}_k$ 和 $\boldsymbol{V}_k$ 是均值为 0 的高斯噪声，其方差矩阵分别为 $\boldsymbol{Q}_k$ 和 $\boldsymbol{R}_k$，即

$$E(\boldsymbol{W}_k)=0,\quad E(\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{W}_k^{\mathrm{T}})=\boldsymbol{Q}_k \tag{12-6-9}$$

$$E(\boldsymbol{V}_k)=0,\quad E(\boldsymbol{V}_k\boldsymbol{V}_k^{\mathrm{T}})=\boldsymbol{R}_k \tag{12-6-10}$$

式中　$E(\ \ )$——数学期望。

根据状态向量和观测向量时间上存在不同对应关系，可把估计问题分为滤波、预测和平滑。用 $\hat{\boldsymbol{X}}_{k|j}$ 表示根据 j 时刻及 j 以前时刻的观测值对 k 时刻状态 $\boldsymbol{X}_k$ 做出某种估计，则可以写出递推形式的卡尔曼滤波方程：

$$\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}=\boldsymbol{\Phi}_{k|k-1}\hat{\boldsymbol{X}}_{k-1} \tag{12-6-11}$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_k=\boldsymbol{Z}_k-\boldsymbol{H}_k\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1} \tag{12-6-12}$$

$$\hat{\boldsymbol{X}}_k=\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1}+\boldsymbol{K}_k\boldsymbol{\varepsilon}_k \tag{12-6-13}$$

$$\boldsymbol{K}_k=\boldsymbol{P}_{k|k-1}\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{H}_k\boldsymbol{P}_{k|k-1}\boldsymbol{H}_k^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{R}_k)^{-1} \tag{12-6-14}$$

$$\boldsymbol{P}_k=(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{K}_k\boldsymbol{H}_k)\boldsymbol{P}_{k|k-1} \tag{12-6-15}$$

$$\boldsymbol{P}_{k|k-1}=\Phi_{k|k-1}\boldsymbol{P}_{k-1}\boldsymbol{\Phi}_{k|k-1}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{\Gamma}_{k|k-1}\boldsymbol{Q}_k\boldsymbol{\Gamma}_{k|k-1}^{\mathrm{T}} \tag{12-6-16}$$

式中　$\boldsymbol{I}$—单位矩阵；

$\boldsymbol{\varepsilon}_k$——新息；

$\boldsymbol{K}_k$——增益矩阵；

$\boldsymbol{P}_{k|k-1}$——预测方差矩阵，定义为

$$\boldsymbol{P}_{k|k-1}=E[(\boldsymbol{X}_k-\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1})(\boldsymbol{X}_k-\hat{\boldsymbol{X}}_{k|k-1})^{\mathrm{T}}];$$

$\boldsymbol{P}_k$——估计方差矩阵，定义为

$$\boldsymbol{P}_k=E[(\boldsymbol{X}_k-\hat{\boldsymbol{X}}_k)(\boldsymbol{X}_k-\hat{\boldsymbol{X}}_k)^{\mathrm{T}}]$$

给出卡尔曼滤波递推公式的基础上，可以用图 12-6-3 来描述卡尔曼滤波的原理和过程，以便于理解。

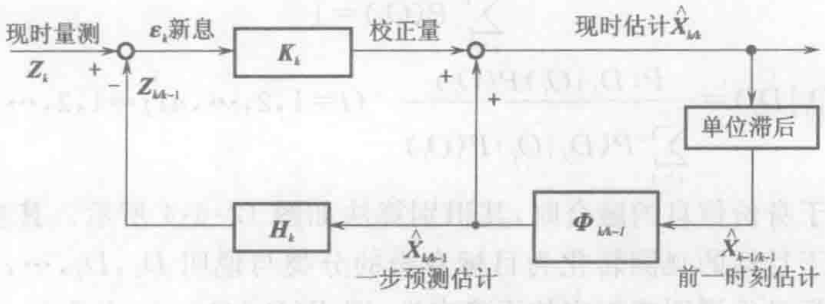


图 12-6-3　Kalman 滤波原理示意

卡尔曼滤波的基本思路是用当前量测值与上一时刻的预测估计值的偏差（称为新息）乘以一定的权重 $\boldsymbol{K}_k$ 不断修正下一状态的估计值。从(12-6-13)式可以看出：权重大表示对观

测值的依赖性增大，对先前状态的估计依赖相应减小；权重小表示对观测值的依赖减小，对先前状态的估计依赖增大。而权重大小的选择是基于使估计误差 $\boldsymbol{P}_k$ 达到最小实现的。卡尔曼滤波正是不断通过调整对量测和估计的依赖程度，快速而有效地达到对被估计状态的最佳估计值。

2)基于贝叶斯(Bayes)推理的多传感器数据融合方法

贝叶斯推理属于统计融合算法。该方法根据观测空间的先验知识，从而实现对观测空间里目标的识别。

①贝叶斯公式：设概率事件 A、$B\in F$，F 为事件域，则在事件 B 发生的条件下，事件 A 发生的条件概率 $P(A|B)$ 为

$$P(A|B)=\frac{P(AB)}{P(B)} \tag{12-6-17}$$

式中 $P(B)$——事件 B 发生的概率，假定为正值；

$P(AB)$——事件 A 和 B 同时发生的概率。

贝叶斯推理中，给定证据 A 的情况下，假设事件 B_i 发生的概率，

$$P(B_i|A)=\frac{P(AB_i)}{P(A)} \tag{12-6-18}$$

若 $B_1,B_2,\cdots,B_n$ 的并集为整个事件空间，则对任一 $A\in F$，若 $P(A)>0$，用贝叶斯推理公式表示为

$$P(B_i|A)=\frac{P(A|B_i)P(B_i)}{\sum_{i=1}^{n}P(A|B_i)P(B_i)} \tag{12-6-19}$$

式中 $P(B_i)$——根据已有数据分析所得事件 B_i 发生的先验概率，有

$$\sum_{i=1}^{n}P(B_i)=1$$

$P(B_i|A)$——给定证据 A 的情况下，事件 B_i 发生的后验概率；

$P(A|B_i)$——假设事件 B_i 的似然函数。

②基于贝叶斯公式的信息融合过程。假设有 n 个传感器用于获取未知目标的参数数据，每一个传感器基于传感器观测和特定的传感器分类算法提供一个关于目标身份的说明。设 $O_1,O_2,\cdots,O_m$ 为所有可能的 m 个目标，D_i 表示第 i 个传感器关于目标身份的说明。O_1，$O_2,\cdots,O_m$ 实际上构成了观测空间的互不相容的穷举假设，则由(12-6-18)式和(12-6-19)式得

$$\sum_{i=1}^{n}P(O_i)=1 \tag{12-6-20}$$

$$P(O_i|D_j)=\frac{P(D_j|O_i)P(O_i)}{\sum_{i=1}^{n}P(D_j|O_i)P(O_i)}\quad(i=1,2,\cdots,n;j=1,2,\cdots,m) \tag{12-6-21}$$

当贝叶斯用于身份信息的融合时，其识别算法如图 12-6-4 所示。其主要步骤为：首先将每个传感器关于目标的观测转化为目标身份的分类与说明 $D_1,D_2,\cdots,D_n$；其次，计算每个传感器关于目标身份说明或判定的不确定性，即 $P(D_j|O_i)$，$j=1,2,\cdots,m$；$i=1,2,\cdots,n$；最后，计算目标识别的融合概率

$$P(O_j|D_1,D_2,\cdots,D_n)=\frac{P(D_1,D_2,\cdots,D_n|O_j)P(O_j)}{P(D_1,D_2,\cdots,D_n)} \tag{12-6-22}$$

如果 $D_1, D_2, \cdots, D_n$ 相互独立，则

$$P(D_1, D_2, \cdots, D_n | O_j) = P(D_1 | O_j) P(D_2 | O_j) \cdots P(D_n | O_j) \tag{12-6-23}$$

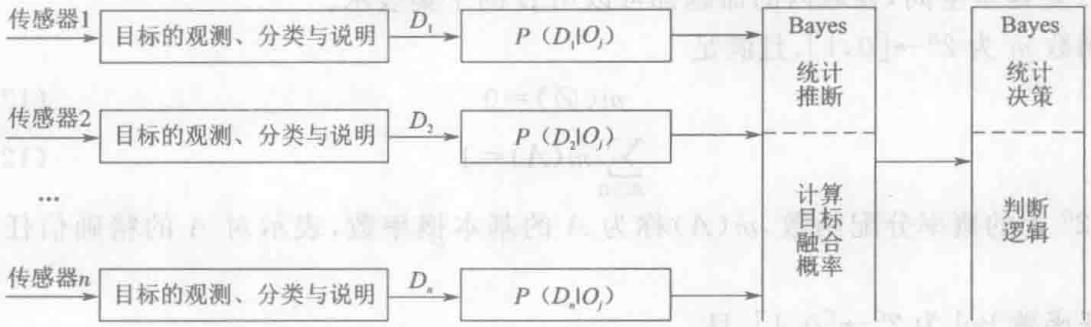


图 12-6-4　基于 Bayes 统计理论的目标识别

为了说明贝叶斯推理在目标识别中的应用，现通过一个具体实例说明。设有两个传感器，一个是敌、友、中识别(IFFN)传感器，另一个是电子支援测量传感器(ESM)。假设目标共有 m 种可能的机型，分别用 $O_1, O_2, \cdots, O_m$ 表示，先验概率 $P_{\text{IFFN}}(x | O_j)$ 已知，其中 x 表示敌、友、中三种情况，对于传感器 IFFN 的观测 z，应用全概率公式，即

$$\begin{aligned} P_{\text{IFFN}}(z | O_j) = {} & P_{\text{IFFN}}(z | \text{友}) P(\text{友} | O_j) + P_{\text{IFFN}}(z | \text{敌}) P(\text{敌} | O_j) \\ & + P_{\text{IFFN}}(z | \text{中}) P(\text{中} | O_j), \quad j = 1, 2, \cdots, m \end{aligned} \tag{12-6-24}$$

对于 ESM 传感器，能在机型上识别飞机属性，从而有

$$P_{\text{ESM}}(z | O_j) = \frac{P_{\text{ESM}}(O_j | z) P(z)}{\sum_{j=1}^{m} P_{\text{ESM}}(O_j | z) P(z)}, \quad j = 1, 2, \cdots, m \tag{12-6-25}$$

基于两个传感器的融合似然为

$$P(z | O_j) = P_{\text{IFFN}}(z | O_j) P_{\text{ESM}}(z | O_j) \tag{12-6-26}$$

$$P(O_j | z) = \frac{P(z | O_j) P(O_j)}{\sum_{j=1}^{m} P(z | O_j) P(O_j)} \tag{12-6-27}$$

从而

$$P(\text{友} | z) = \sum_{j=1}^{m} P(O_j | z) P(\text{友} | O_j) \tag{12-6-28}$$

$$P(\text{敌} | z) = \sum_{j=1}^{m} P(O_j | z) P(\text{敌} | O_j) \tag{12-6-29}$$

$$P(\text{中} | z) = \sum_{j=1}^{m} P(O_j | z) P(\text{中} | O_j) \tag{12-6-30}$$

3)基于 DS(dempster－shafer)证据理论的多传感器数据融合算法

DS 证据理论是 Shafer 在 Dempster 提出的高低概率区间度量理论的基础上进一步发展的不确定性推理理论。与概率推理和贝叶斯推理等其他理论相比，DS 证据理论在不确定性的度量上更为灵活，推理机制更加简洁，尤其对于未知的处理方面更接近于人的自然思维习惯。DS 推理作为贝叶斯推理的补充，能捕捉、融合来自多传感器的信息，在不确定性决策等领域得到了广泛的应用。

在证据理论中，传感器的信息被认为是关于作业环境或目标的某些描述的证据，这种证据通常是不确定和不完善的，并且有误差。证据理论的基本概念是辨识框架，可用 Θ 表示，Θ 是由一些相互排它的陈述组成的一个完备集。命题则由 Θ 的幂集，记为 2^{Θ} 元素构成，对

于每个命题赋予一个可信度。一个证据集合本身可作为辨识框架，也可以认为是一个特殊的集合函数。基本可信度函数 $m(A)$ 则是满足下述条件的幂集 2^{Θ} 到[0,1]的映射 2^{Θ}。

设 Ω 是样本空间，领域内的命题都可以用 Ω 的子集表示。

设函数 m 为 $2^{\Omega}\rightarrow[0,1]$，且满足

$$m(\varnothing)=0 \tag{12-6-31}$$

$$\sum_{A\subseteq\Omega} m(A)=1 \tag{12-6-32}$$

则 m 是 2^{Ω} 上的概率分配函数，$m(A)$ 称为 A 的基本概率数，表示对 A 的精确信任。$\varnothing$ 为空集。

信任函数 Bel 为 $2^{\Omega}\rightarrow[0,1]$，且

$$\mathrm{Bel}(A)=\sum_{B\leqslant A} m(B) \quad (\text{对所有的 } A\subseteq\Omega)$$

Bel 函数也称为下限函数，表示对 A 的全部信任。由概率分配函数的定义有

$$\mathrm{Bel}(\varnothing)=m(\varnothing)=0 \tag{12-6-33}$$

$$\mathrm{Bel}(\Omega)=\sum_{B\subseteq\Omega} m(B) \tag{12-6-34}$$

似然函数 Pl 为 $2^{\Omega}\rightarrow[0,1]$，且

$$\mathrm{Pl}=1-\mathrm{Bel}(-A) \quad (\text{对所有的 } A\subseteq\Omega)$$

Pl 也称为上限函数或不可驳斥函数，表示对 A 非假的信任程度(表示对 A 似乎可能成立的不确定性度量)。容易证明，信任函数和似然函数有如下关系，即

$$\mathrm{Pl}(A)\geqslant\mathrm{Bel}(A) \quad (\text{对所有的 } A\subseteq\Omega)$$

A 的不确定性由(12-6-35)式表示，即

$$\mu(A)=\mathrm{Pl}(A)-\mathrm{Bel}(A) \tag{12-6-35}$$

对偶[Pl(A),Bel(A)]称为信度区间，它反映了关于 A 的许多重要信息。DS 证据理论对 A 的不确定性的描述可以用图 12-6-5 表示。

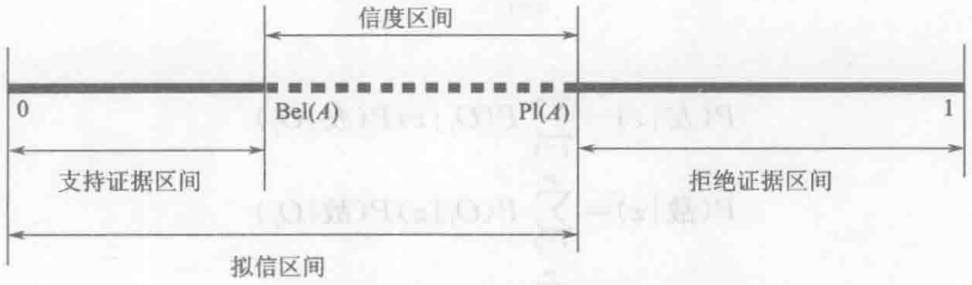


图 12-6-5　对 A 的不确定性描述

DS 证据理论的最大特点是可以完成证据组合，假设对同一识别框架上的两个独立证据相对应的概率分配函数为 m_1 和 m_2，则两个证据的合成可以根据下面的 Dempster 证据合成公式进行

$$m_3(C)=\frac{\sum\limits_{A\cap B=C} m_1(A)m_2(B)}{1-\sum\limits_{A\cap B=\varnothing} m_1(A)m_2(B)} \tag{12-6-36}$$

Dempster 和 Shafer 在证据理论中引用信任函数，它满足比概率论弱的公理，并能够区分不确定和不知道的差异。DS 证据方法可以处理相关证据的组合问题，弥补了贝叶斯方法的缺陷。但该方法的综合规划在计算上的复杂度高。

4)基于卡尔曼滤波器的数据融合方法在高温炉检测系统中的应用

在高温炉的测温系统大多数采用传统的测量方法。单一的传感器(热电偶、比色高温计等)加上滤波方法,但是由于工业现场的复杂性,干扰的不确定性,测量难以达到令人满意的效果。同时这些方法只能测高温炉内某一点的温度,无法知道整个炉内温度场的分布,因而给某些工艺分析带来不便。

随着计算机技术的应用,利用彩色工业摄像机和工业电视检测高温炉窑的技术取得迅速发展。这种光学测量方式具有非接触、全场测量、高灵敏度及大的时空动态范围等特点。来自彩色工业摄像机所拍摄的高温炉内部图像的每个像素均由红(R)、绿(G)、蓝(B)三基素组成。为了克服干扰影响常采用比色测温的原理,即可以从R、G、B中任取两值相比,根据比值确定每个像素对应的温度。然而这种组合有三组,其中任意两组为相互独立,即可以得到两个互不相关的测量值。但是大多数用这种数字图像测温方法是任取其中一组组合,计算出每一个像素点的温度值。这样既浪费了测量系统的容量,又降低了测量精度。通过对氧化铝烧成回转窑的控制系统设计,可以采用数据融合中的卡尔曼滤波法从两个相互独立的测量值中融合出一个更精确的测量值。

彩色工业摄像机的成像中,任意一个像素的R、G、B值是该像素显示窑内小区域的光谱辐射亮度的函数,分别表示为

$$R=CC_1\varepsilon(T)A\int_{550}^{700}\lambda^{-5}\exp(-C_2/\lambda T)A\bar{r}(\lambda)\mathrm{d}\lambda \tag{12-6-37}$$

$$B=\frac{1}{0.060\ 1}CC_1\varepsilon(T)A\int_{400}^{500}\lambda^{-5}\exp(-C_2/\lambda T)\bar{b}(\lambda)\mathrm{d}\lambda \tag{12-6-38}$$

$$G=\frac{1}{4.590\ 7}CC_1\varepsilon(T)A\int_{500}^{600}\lambda^{-5}\exp(-C_2/\lambda T)\bar{g}(\lambda)\mathrm{d}\lambda \tag{12-6-39}$$

式中 λ——辐射光波长(mm);

T——该区域温度(K);

$\varepsilon(T)$——温度为T时物体的光谱发射率;

C_1——普朗克第一辐射常数,$C_1=3.742\times10^{-16}\ \mathrm{W\cdot m^2}$;

C_2——普朗克第二辐射常数,$C_2=1.438\times10^{-2}\ \mathrm{m\cdot K}$;

C——辐射点的辐射特性和几何因素有关,与λ和T无关;

A——测量区域成像到摄像机光靶过程中光学系统的几何度因素;

$\bar{r}(\lambda)$,$\bar{g}(\lambda)$,$\bar{b}(\lambda)$——工业摄像机的分色光谱响应系数。

将(12-6-37)式与(12-6-38)式相除得

$$Q_1=0.060\ 1\frac{\int_{550}^{700}\lambda^{-5}\exp(-C_2/\lambda T)\bar{r}(\lambda)\mathrm{d}\lambda}{\int_{400}^{500}\lambda^{-5}\exp(-C_2/\lambda T)\bar{b}(\lambda)\mathrm{d}\lambda} \tag{12-6-40}$$

将(12-6-37)式与(12-6-39)式相除得

$$Q_2=4.509\frac{\int_{550}^{700}\lambda^{-5}\exp(-C_2/\lambda T)\bar{r}(\lambda)\mathrm{d}\lambda}{\int_{500}^{600}\lambda^{-5}\exp(-C_2/\lambda T)\bar{g}(\lambda)\mathrm{d}\lambda} \tag{12-6-41}$$

很明显已知Q_1、Q_2可根据(12-6-40)式、(12-6-41)式分别求出T_1、T_2,如果在理想情况下有$T_1=T_2$,但是由于干扰的存在T_1和T_2不可能相等,因而需要作融合处理。

氧化铝烧成回转窑温度控制系统中,炉温是一个缓慢变化过程。假定在短时间内温度

不变，因而由卡尔曼滤波法的状态方程(12-6-7)式及观测方程(12-6-8)式，可写出测量系统的动态方程及测量方程式为

$$T_{11}=T_{10} \tag{12-6-42}$$

$$T_{20}=T_{10}+V_1 \tag{12-6-43}$$

根据递推形式的卡尔曼滤波方程(12-6-13)式及(12-6-15)式可写出炉温估计值 $\hat{T}_{11}$ 及其方差 P_{11}^{-1} 的表达式为

$$\hat{T}_{11}=T_{10}+P_0(P_0+R_2)^{-1}(T_{20}-T_{10}) \tag{12-6-44}$$

$$P_{11}^{-1}=P_0^{-1}+R_2^{-1} \tag{12-6-45}$$

考虑到 Q_1 和 Q_2 的精度互补性，首先通过(12-6-40)式，由已知 Q_1 求出 T_{10}，将其方差 R_1 作为 P_0，然后通过(12-6-41)式，已知 Q_2 求出 T_{20}，把它的方差作为 R_2，最后代入(12-6-44)式和(12-6-45)式计算。

现在分析如何得到 R_1，如果 Q_1 有微小变动，增量为 δ，那么 T_{10} 随之产生波动 ΔT_{10}，将 ΔT_{10} 视为 R_1，ΔT_{10} 与 δ 的关系为

$$\Delta T_{10}=\frac{\delta}{\mathrm{d}Q_1/\mathrm{d}T_{10}}$$

令

$$B_1(T_{10})=\frac{1}{\mathrm{d}Q_1/\mathrm{d}T_{10}}$$

所以

$$\Delta T_{10}=\delta B_1(T_{10})$$

那么

$$P_0=R_1=\delta^2 B_1^2(T_{10}) \tag{12-6-46}$$

同理，令

$$B_2(T_{20})=\frac{1}{\mathrm{d}Q_2/\mathrm{d}T_{20}}$$

$$R_2=\delta^2 B^2(T_{20}) \tag{12-6-47}$$

将(12-6-46)式、(12-6-47)式代入(12-6-44)式及(12-6-45)式得

$$\begin{aligned}\hat{T}_{11}&=T_{10}+\delta^2 B_1^2(T_{10})[\delta^2 B_1^2(T_{10})+\delta^2 B_2^2(T_{20})]^{-1}(T_{20}-T_{10})\\&=T_{10}+\frac{B_1^2(T_{10})}{B_1^2(T_{10})+B_2^2(T_{20})}(T_{20}-T_{10})\\&=\frac{B_2^2(T_{20})}{B_1^2(T_{10})+B_2^2(T_{20})}T_{10}+\frac{B_1^2(T_{10})}{B_1^2(T_{10})+B_2^2(T_{20})}T_{20}\end{aligned} \tag{12-6-48}$$

$$P_{11}^{-1}=[\delta^2 B_1^2(T_{10})]^{-1}+[\delta^2 B_2^2(T_{20})]^{-1} \tag{12-6-49}$$

很明显，(12-6-48)式的物理意义表明：当 Q_1-T_1 曲线的变化平坦时，$B_1>B_2$，检测系统对 T_{10} 分辨力不高，检测误差大；而 Q_2-T_2 曲线变化陡峭，$B_2<B_1$，检测系统对 T_{20} 有较高的灵敏度，检测误差较小，因而 T_{20} 的权重应该比 T_{10} 的权重大。同时也可由(12-6-49)式看出 $\hat{T}_{11}$ 的方差小于 T_{10} 和 T_{20} 的方差。

第 13 章　传感器的标定

传感器的标定，是通过试验建立传感器输入量与输出量之间的关系。同时，确定出不同使用条件下的误差关系。

标定的基本方法是利用一种标准设备产生的已知非电量（如标准力、压力、位移等）作为输入量，输入待标定的传感器中，得到传感器的输出量；然后将传感器的输出量与输入的标准量作比较，从而得到一系列的标定曲线。

传感器的标定分静态标定和动态标定两种。

静态标定主要用于检验、测试传感器（或整个传感系统）的静态特性指标，如静态灵敏度、线性度、迟滞、重复性等；动态标定主要用于检验、测试传感器（或传感系统）的动态特性，如动态灵敏度、频率响应等。

由于各种传感器的结构原理不同，所以标定方法也不尽相同。本章仅以压力传感器为例说明传感器的标定方法。

13.1　压力传感器的静态标定

目前，常用的静态标定装置有活塞压力计、杠杆式和弹簧测力计式压力标定机。

图 13-1-1 是用活塞压力计对压力传感器进行标定的示意图。活塞压力计由校验泵（压力发生系统）和活塞部分（压力测量系统）组成。

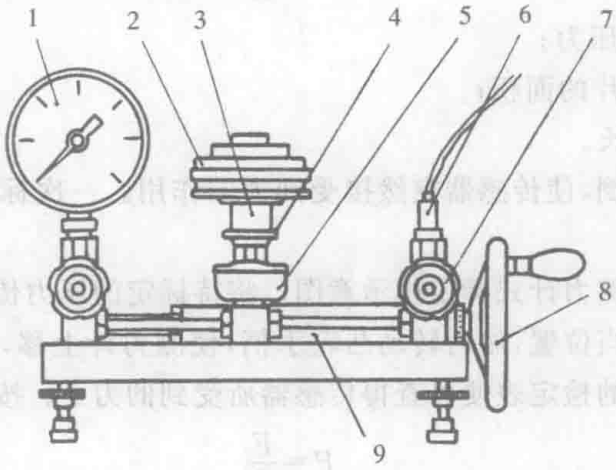


图 13-1-1　活塞压力计标定压力的示意图

1—标准压力表　2—砝码　3—活塞　4—进油阀　5—油杯　6—被标定传感器　7—针形阀　8—手轮　9—手摇压力泵

校验泵由手摇压力泵、油杯、进油阀及两个针形阀组成。在针形阀上有连接螺帽，用以连接被标定的传感器及标准压力表。

活塞部分由具有精确截面的活塞、活塞缸及与活塞直接相连的承重托盘及砝码组成。

压力计是利用活塞和加在活塞中的砝码重量所产生的压力与手摇压力泵所产生的压力相平衡的原理进行标定工作，其精度可达±0.05％以上。

标定时，将传感器装在连接螺帽上，然后，按照活塞压力计的操作规程，转动压力泵的手轮，使托盘上升到规定的刻线位置；按所要求的压力间隔，逐点增加砝码重量，使压力计产生

所需的压力；同时用数字电压表记下传感器在相应压力下的输出值。这样就可以得出被标定传感器或测压系统的输出特性曲线(即输出与压力间的关系曲线)。根据这条曲线可确定出所需要的各个静态特性指标。

实际测试中，为了确定整个测压系统的输出特性，往往需要进行现场标定。为了操作方便，可以不用砝码加载，而直接用标准压力表读取所加的压力；测出整个测试系统在各压力下的输出电压值或示波器上的光点位移量 h，就可得到如图 13-1-2 所示的压力标定曲线。

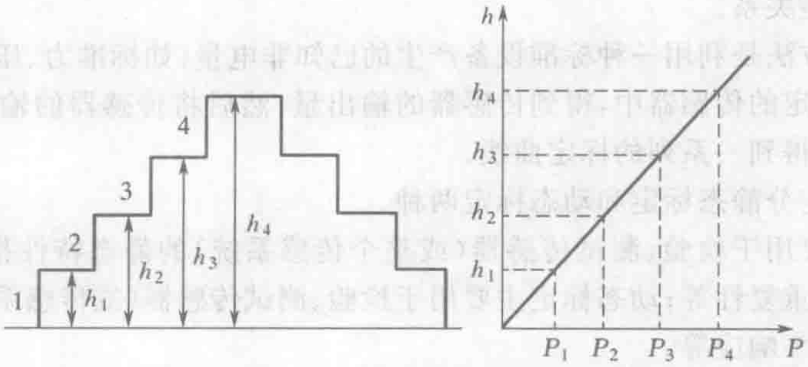


图 13-1-2　压力标定曲线

上面的标定方法不适合压电式压力测量系统，因为活塞压力计的加载过程时间太长，致使传感器产生的电荷泄漏，严重影响其标定精度。所以对压电式测压系统一般采用杠杆式压力标定机或弹簧测力计式压力标定机。

图 13-1-3 是杠杆式压力标定机的示意图。标定时，按要求的压力间距，选定待标的压力点数，按下式计算所需加的砝码重量 W 为

$$W=\frac{PSb}{a} \tag{13-1-1}$$

式中　P——要标定的压力；

S——压电晶体片的面积；

a、b——杠杆臂长。

加上砝码后，将凸轮放倒，使传感器突然接受到力的作用。一次标定必须在短时间内完成，约数秒钟。

图 13-1-4 为弹簧测力计式标定机示意图。将待标定的压力传感器放置于上、下支柱之间，调整上部螺杆到适当位置，然后转动凸轮手柄，使测力计上移，给传感器加力，由千分表读出变形量，按测力计的检定表便可查得传感器所受到的力 F。按下式确定标定压力

$$P=\frac{F}{S} \tag{13-1-2}$$

式中　P——所需标定之压力；

S——传感器的受力面积。

压力标定曲线的绘制，如同活塞式压力计中所述的相同，并可算出其静态特性参数。

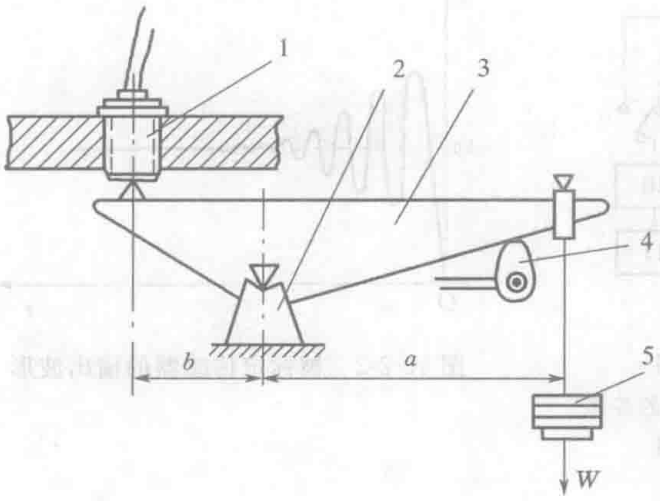


图 13-1-3　杠杆式压力标定机示意图
1—被标定的传感器　2—支柱
3—杠杆　4—凸轮　5—砝码

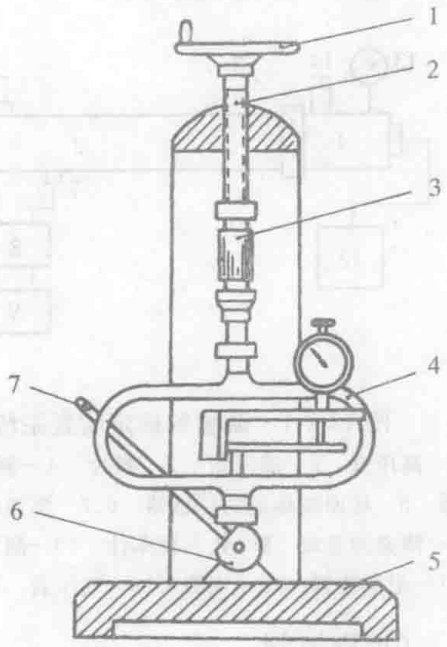


图 13-1-4　弹簧测力计式压力标定机示意图
1—手轮　2—螺杆　3—被标定的传感器
4—标准测力计　5—底座　6—凸轮
7—手柄

13.2　压力传感器的动态标定

对压力传感器进行动态标定，必须给传感器加特性已知的校准动压信号作为激励源，从而得到传感器的输出信号，经计算分析、数据处理，即可确定传感器的频率特性。

动态标定的实质是用实验的方法决定传感器的动参量。这类方法有两种：

①以一个已知的阶跃压力信号激励传感器，使传感器按自身的固有频率振动，并记录下运动状态，从而决定其动态参量。

②以一个振幅和频率均为已知、可调的正弦压力信号激励传感器，根据记录的运动状态，决定传感器的动态特性。这种方法的缺点是标定频率低（低于 500 Hz），标定装置制作困难，应用受到限制。

这里只讨论第一种方法。产生阶跃压力有许多方法，其中激波管法是比较常用的方法。因为它的前沿压力很陡，接近理想阶跃函数，所以压力传感器标定时广泛应用此种方法。

激波管法特点：

①压力幅度范围宽，便于改变压力值；

②频率范围宽（2 kHz～2.5 MHz）；

③便于分析研究和数据处理。

此外，激波管结构简单，使用方便可靠，标定精度可达 4 %～5 %。下面将分别研究激波管工作原理、阶跃压力波的性质及标定方法。

13.2.1　激波管标定装置工作原理

激波管标定装置系统如图 13-2-1 所示，由激波管、入射激波测速系统、标定测量系统及

气源系统等 4 部分组成。

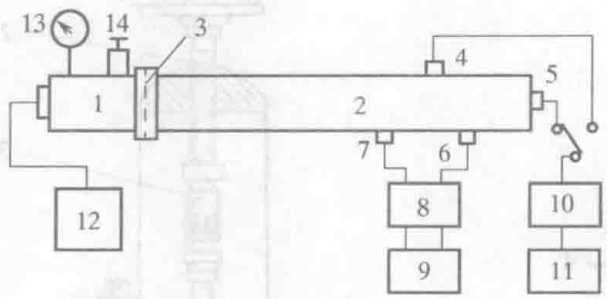


图 13-2-1　激波管标定装置系统原理框图

1—高压室　2—低压室　3—膜片　4—侧面被标定的传感器　5—底面被标定的传感器　6、7—测速压力传感器　8—测速前置级　9—数字频率计　10—测压前置级　11—记录装置　12—气源　13—气压表　14—泄气门

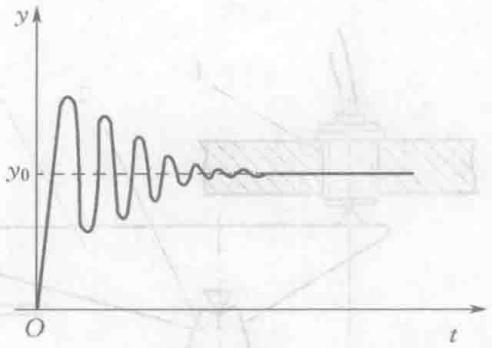


图 13-2-2　被标定传感器的输出波形

(1)激波管

激波管是产生激波的核心部分，由高压室 1 和低压室 2 组成。1、2 之间由铝或塑料膜片 3 隔开，激波压力的大小由膜片的厚度决定。实验表明，软铝片的厚度每 0.1 mm 需 100 N 左右的破膜压力。标定时根据要求对高、低压室充以不同的压缩空气，低压室一般为一个大气压力，对高压室则充以高压气体。当高、低压室的压力差达到一定值时膜片破裂，高压气体迅速膨胀冲入低压室，从而形成激波。该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。传感器在激励下按固有频率产生一个衰减振荡，如图 13-2-2 所示，其波形由显示系统记录下来，用以确定传感器的动态特性。

激波管中压力波动情况如图 13-2-3 所示。对图中(a)、(b)、(c)和(d)各状态说明如下。

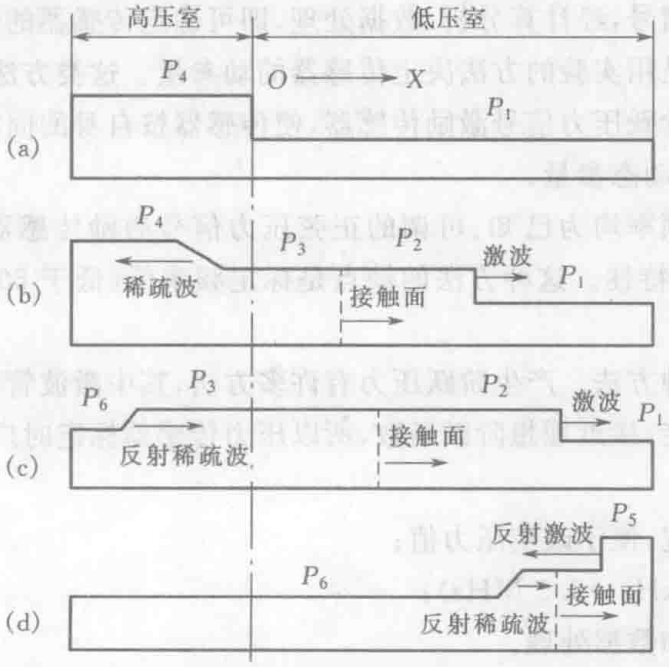


图 13-2-3　激波管中压力与波动情况

(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

图(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(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，P_2 和 P_3 所在区域的温度不同，但其压力值相等，即 $P_2=P_3$，稀疏波即是在高压室内膜片破碎时形成的波；图(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，称为反射稀疏波，其压力减小为 P_6；图(d)为反射激波的波动情况，当 P_2 到达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 均为标定传感器时要用到的参数，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需用 P_2；当装在端面时需用 P_5。二者不同之处在于 $P_5>P_2$，但维持恒压时间 τ_5 略小于 τ_2。

计算压力的基本关系式为

$$P_{41}=\frac{P_4}{P_1}=\frac{1}{6}(7Ma-1)\left[1-\frac{1}{6}\left(Ma-\frac{1}{Ma}\right)\right]^{-7} \tag{13-2-1}$$

$$P_{21}=\frac{P_2}{P_1}=\frac{1}{6}(7Ma^2-1) \tag{13-2-2}$$

$$P_{51}=\frac{P_5}{P_1}=\frac{1}{3}(7Ma^2-1)\frac{4Ma^2-1}{Ma^2+5} \tag{13-2-3}$$

$$P_{52}=\frac{P_5}{P_2}=2\,\frac{4Ma^2-1}{Ma^2+5} \tag{13-2-4}$$

入射激波的阶跃压力为

$$\Delta P_2=P_2-P_1=\frac{7}{6}(Ma^2-1)P_1 \tag{13-2-5}$$

反射激波的阶跃压力为

$$\Delta P_5=P_5-P_1=\frac{14}{3}\cdot\frac{2Ma^2+1}{Ma^2+5}(Ma^2-1)P_1 \tag{13-2-6}$$

式中的 Ma 为激波的马赫数，由测速系统决定。

以上几个基本关系式可参考有关资料，这里不作详细推导。P_1 可事先给定，一般采用当地的大气压，可根据公式准确地计算出来。因此，上列各式中只要 P_1 及 Ma 给定，各压力值便易于计算出来。

(2)入射激波的测速系统

入射激波的测速系统(见图 13-2-1)由压电式压力传感器 6、7，测速前置级 8 及数字式频率计 9 组成。若测得激波的前进速度，便可确定马赫数 Ma。对测速用压力传感器 6 和 7，则要求它们的一致性要好，尽量小型化。传感器的受压面应与管的内壁面一致，以免影响激波管内表面的形状。测速前置级 8 通常采用电荷放大器和限幅器以给出幅值基本恒定的脉冲信号。数字频率计若给出 0.1 μs 的时标即可满足要求，由两个脉冲信号去控制频率计开、关门的时间，其入射激波的速度 v 为

$$v=\frac{l}{t}(\mathrm{m/s}) \tag{13-2-7}$$

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间距离所需的时间($t=n\Delta t$，Δt 是计数器的时标，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

$$Ma=\frac{v}{v_T} \tag{13-2-8}$$

式中 v——激波速度；

v_T——低压室在 T ℃时的音速，可用下式表示

$$v_T=v_0\sqrt{1+\beta T} \tag{13-2-9}$$

式中 v_0——0 ℃时的音速(331.36 m/s)；

β——常数，$\beta=1/273$；

T——试验时低压室的温度(一般室温为 25 ℃)。

(3)标定测量系统

标定测量系统由图 13-2-1 被标定传感器 4、5，电荷放大器 10 及记忆示波器 11 等组成。被标定传感器可以放在侧面位置上，也可以放在底端面上。由被标定传感器来的信号，通过电荷放大器加到记忆示波器上记录下来，以备分析计算，或通过计算机进行数据处理，直接求得幅频特性及动态灵敏度等。

(4)气源系统

气源系统(见图 13-2-1)由气源 12、气压表 13 及泄气门 14 等组成。它是高压气体的产生源，通常采用压缩空气(也可以采用氮气)，压力大小可由控制台控制，由气压表监视。完成测量后开启泄气门 14 便可泄掉管内气体。然后对管内进行清理，更换膜片，以备下次再用。

13.2.2 传感器动态参数的确定方法

图 13-2-4 为传感器对阶跃压力的响应曲线。由于其为输出压力与时间的关系曲线，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振荡频率 ω_0 和阻尼比 ξ，那么传感器的幅频特性和相频特性可分别表示为

$$|W(j\omega)|=\frac{1}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2+4\xi^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \tag{13-2-10}$$

$$\Psi(\omega)=-\arctan\frac{2\xi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \tag{13-2-11}$$

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 ω_d 为

$$\omega_d=2\pi\frac{1}{T_d} \tag{13-2-12}$$

并且，定义其对数衰减比为

$$\delta=\ln(y_i/y_{i+2}) \tag{13-2-13}$$

不难证明，阻尼系数 ξ 与对数衰减比 δ 之间有如下关系

$$\xi=\frac{\delta}{\sqrt{\delta^2+4\pi^2}} \tag{13-2-14}$$

无阻尼固有频率 ω_0 为

$$\omega_0=\frac{\omega_d}{\sqrt{1-\xi^2}} \tag{13-2-15}$$

将求得的 ξ 和 ω_0 代入(13-2-10)和(13-2-11)式，即可求得压力传感器的幅频特性和相频特性。

如果传感器的阶跃响应曲线不像图 13-2-4 那样简单而典型，那么传感器可能是一个比较复杂的多自由度系统。上述方法将不适用，而必须采用比较复杂的计算方法。下面介绍一种阶梯近似法求频率特性。

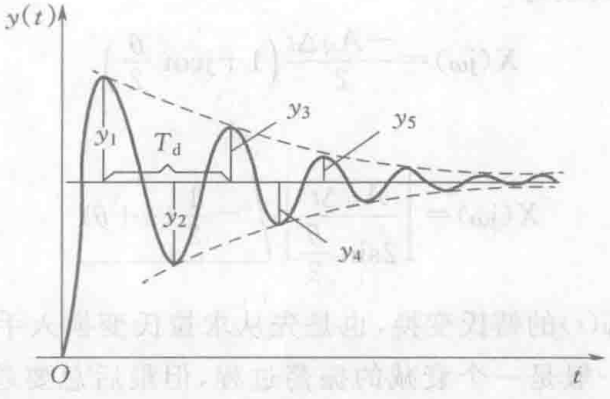


图 13-2-4　传感器系统对阶跃压力的响应曲线

设传感器的输入函数为阶跃函数 $x(t)$，如图 13-2-5(a)所示，输出响应 $y(t)$ 曲线如图 13-2-5(b)所示。根据定义，压力传感器的传递函数为

$$W(S)=\frac{Y(S)}{X(S)} \tag{13-2-16}$$

式中　$S=\sigma+j\omega(\sigma>0)$。

由上式可知，要求传感器(或测量系统)的传递函数 $W(S)$，需首先求出输入函数 $x(t)$ 的拉氏变换 $X(S)$ 和输出函数 $y(t)$ 的拉氏变换 $Y(S)$。即

$$X(S)=\int_0^{+\infty}x(t)e^{-St}dt \tag{13-2-17}$$

$$Y(S)=\int_0^{+\infty}y(t)e^{-St}dt \tag{13-2-18}$$

当 $x(t)$ 和 $y(t)$ 在 $t<0$ 保持为零时，求 $\sigma\to0$ 时拉氏变换的极限，就得到单边的傅氏变换，即

$$X(S)\xrightarrow{\sigma\to0}X(j\omega)=\int_0^{+\infty}x(t)e^{-j\omega t}dt \tag{13-2-19}$$

$$Y(S)\xrightarrow{\sigma\to0}Y(j\omega)=\int_0^{+\infty}y(t)e^{-j\omega t}dt \tag{13-2-20}$$

首先输入阶跃函数 $x(t)$ 的拉氏变换，如图 13-2-5(a)所示，将 $x(t)$ 划分为宽度等于 Δt 的一系列矩形，那么 $x(t)$ 的拉氏变换，根据(13-2-17)式可以近似地按求和的极限得到

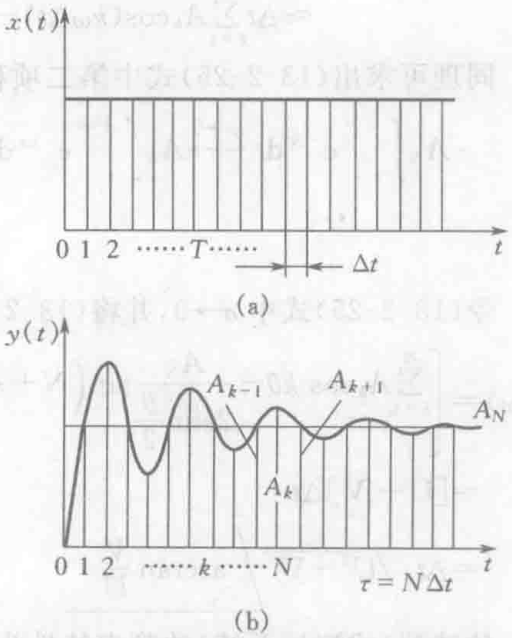


图 13-2-5　传感器系统的阶跃输入和阶跃响应
(a)输入的阶跃函数　(b)输出的阶跃响应

$$X(S)=\lim_{T\to\infty}A_N\sum_{k=1}^{T}\mathrm{e}^{-Sk\Delta t}\Delta t$$
$$=\lim_{T\to\infty}A_N\Delta t\,\frac{\mathrm{e}^{-S\Delta t}-\mathrm{e}^{-S(T-1)\Delta t}}{1-\mathrm{e}^{-S\Delta t}} \tag{13-2-21}$$
$$=A_N\Delta t\,\frac{\mathrm{e}^{-S\Delta t}}{1-\mathrm{e}^{-S\Delta t}}=A_N\Delta t\,\frac{\mathrm{e}^{-S\Delta t}+1}{\mathrm{e}^{S\Delta t}-\mathrm{e}^{-S\Delta t}}$$

若令 $\sigma\to0$，则

$$X(\mathrm{j}\omega)=A_N\Delta t\,\frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega\Delta t}+1}{\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega\Delta t}-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega\Delta t}} \tag{13-2-22}$$

令 $\omega\Delta t=\theta$，则(13-2-22)式成为

$$X(\mathrm{j}\omega)=\frac{-A_N\Delta t}{2}\left(1+\mathrm{j}\cot\frac{\theta}{2}\right) \tag{13-2-23}$$

或写成

$$X(\mathrm{j}\omega)=\left|\frac{A_N\Delta t}{2\sin\dfrac{\theta}{2}}\right|\angle-\frac{1}{2}(\pi+\theta) \tag{13-2-24}$$

然后再求输出函数 $y(t)$ 的傅氏变换，也是先从求拉氏变换入手，如图 13-2-5(b)所示。传感器的阶跃响应曲线一般是一个衰减的振荡过程，但最后总要趋向一个稳定值 A_N。为了计算方便，将时间 t 分成二段：第一段$(0,\tau)$应包含全部有振荡现象的曲线；第二段(τ,∞)只包含 $y(t)=A_N$ 部分。那么(13-2-18)式所表示的拉氏变换为

$$Y(S)=\int_0^{\tau}y(t)\mathrm{e}^{-St}\,\mathrm{d}t+A_N\int_{\tau}^{+\infty}\mathrm{e}^{-St}\,\mathrm{d}t \tag{13-2-25}$$

将 13-2-5(b)中的 $y(t)$ 曲线同样分为宽度为 Δt 的若干段，并令 $\tau=N\Delta t$。(13-2-25)式中第一项积分 $\sigma\to0$ 时，则有

$$\int_0^{\tau}y(t)\mathrm{e}^{-St}\,\mathrm{d}t\xrightarrow{\sigma\to0}\int_0^{\tau}y(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t=\int_0^{\tau}y(t)\cos\omega t\,\mathrm{d}t-\mathrm{j}\int_0^{\tau}y(t)\sin\omega t\,\mathrm{d}t$$
$$\approx\Delta t\sum_{k=1}^{N}A_k\cos(k\omega\Delta t)-\mathrm{j}\Delta t\sum_{k=1}^{N}A_k\sin(k\omega\Delta t) \tag{13-2-26}$$

同理可求出(13-2-25)式中第二项积分为

$$A_N\int_{\tau}^{+\infty}\mathrm{e}^{-St}\,\mathrm{d}t\xrightarrow{\sigma\to0}A_N\int_{\tau}^{+\infty}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t=\frac{-A_N\Delta t}{2\sin\dfrac{\theta}{2}}\left[\sin\left(N+\frac{1}{2}\right)\theta+\mathrm{j}\cos\left(N+\frac{1}{2}\right)\theta\right] \tag{13-2-27}$$

令(13-2-25)式中 $\sigma\to0$，并将(13-2-26)和(13-2-27)式代入得

$$y(\mathrm{j}\omega)=\left[\sum_{k=1}^{N}A_k\cos k\theta-\frac{A_N}{2\sin\dfrac{\theta}{2}}\sin\left(N+\frac{1}{2}\right)\theta\right]\Delta t-\mathrm{j}\left[\sum_{k=1}^{N}A_k\sin k\theta+\frac{A_N}{2\sin\dfrac{\theta}{2}}\cos\left(N+\frac{1}{2}\right)\theta\right]\Delta t$$
$$=[U+\mathrm{j}V]\Delta t$$
$$=\Delta t\sqrt{U^2+V^2}\angle\arctan\frac{V}{U} \tag{13-2-28}$$

传感器(或测量系统)的频率特性为

$$W(\mathrm{j}\omega)=\frac{Y(\mathrm{j}\omega)}{X(\mathrm{j}\omega)}$$

$$=\frac{2\sqrt{U^2+V^2}\sin\frac{\theta}{2}}{A_N}\Big/\frac{1}{2}(\pi+\theta)+\arctan\frac{V}{U} \tag{13-2-29}$$

传感器的幅频特性为

$$|W(\mathrm{j}\omega)|=2\frac{\sqrt{U^2+V^2}}{A_N}\sin\frac{\theta}{2} \tag{13-2-30}$$

相频特性为

$$\psi(\omega)=\frac{1}{2}(\pi+\theta)+\arctan\frac{V}{U} \tag{13-2-31}$$

式中

$$U=\sum_{k=1}^{N}A_k\cos k\theta-\frac{A_N}{2\sin\frac{\theta}{2}}\sin\left(N+\frac{1}{2}\right)\theta$$

$$V=-\left[\sum_{k=1}^{N}A_k\sin k\theta+\frac{A_N}{2\sin\frac{\theta}{2}}\cos\left(N+\frac{1}{2}\right)\theta\right]$$

$$\theta=\omega\Delta t$$

由(13-2-30)和(13-2-31)式便可计算出传感器(或测量系统)的频率响应特性。

计算时先选定取样间隔 Δt，对输出函数 $y(t)$ 每隔 Δt 取样一次，可得到一系列幅度值 $A_k(k=1,2,\cdots,N)$。然后选取一系列的角频率 $\omega_i(i=1,2,\cdots,m)$，对每个 ω_i 值先计算 U、V，进而由(13-2-30)和(13-2-31)式计算其幅频和相频特性。计算时应注意：

①取样间隔 Δt 越小，近似公式的计算结果越精确，特别是相频特性的计算精度与 Δt 的大小关系更大；

②选择 ω_i 值时应避免使 $\theta/2$ 近似为 π 的整数倍，否则在计算 U、V 时由于 $\sin(\theta/2)\to 0$ 而使计算机计算溢出；

③选择角频率的最高值 ω_m 时，应注意使 $\omega_m<\pi/\Delta t$，根据取样理论，取样率 $1/\Delta t$ 应比最高频率大 2 倍以上，否则计算误差很大，因此，如果考察较高频率下的频响特性时，则应选较大的 ω_m 值，相应要减小 Δt 值；

④选择积分上限 $\tau=N\Delta t$ 时要慎重。应取在 $x(t)$ 的衰减振荡部分与最终的稳定值 A_N 充分靠近(一般相差<1 %)的地方。

13.3　压力传感器的安装及引压管道影响

一般来说，传感器测量动压信号时往往接有引压管。引压管段的尺寸对传感器的动压测量精度影响很大，因此本节给予简要的阐述。

13.3.1　传感器的安装

由于引压管道本身的频率响应特性比较低，所以在测量快速变化的压力时，应该尽可能使传感器直接与被测介质接触，即采取如图 13-3-1(a)所示的齐平安装方式。然而由于种种原因，齐平安装可能有困难，例如空间尺寸不允许，传感器可能需要辅助的冷却设备等，使传感器的安装位置不得不离开测压部位，而借助引压管道传递压力，如图 13-3-1(b)。在这种情况下，就必须知道引压管系统的动态响应特性，以便了解测压系统的动态误差。

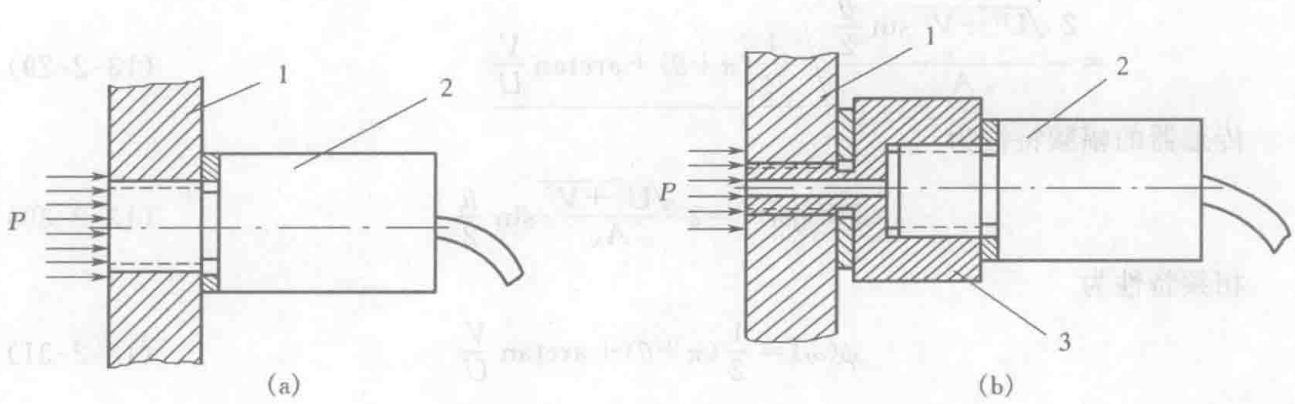


图 13-3-1　传感器安装示意图

(a)齐平安装　(b)附加连接管道安装

1—容器壁　2—传感器　3—连接管

除安装以外，有些标定中还要注意温度和振动对传感器的影响。

对温度产生的影响可采取涂隔热层(低压时用润滑脂或硅脂，高压时用炮油和蜂蜡混合物或石英粉与硅脂的混合物等)，也可采用气冷、水冷等方式消除温度的影响。

由振动产生的影响，除在标定设备上采取措施尽量消除对标定的影响外，在传感器安装上亦可采用一些隔振、吸振等措施。

13.3.2　引压管道的动态响应分析

用于估计动态压力测量中管道响应特性，比较常用的有两种模型：一种是不可压缩流体管道的二阶系统模型；另一种模型是可压缩流体管道模型。下面仅以不可压缩液体管道为例说明引压管道的动态响应。

图 13-3-2(a)是典型的测压系统图。它由引压管道(直径 d，长度 l)和空腔(容积 V)构成。被测压 P_i 作用于管口，而空腔内的压力 P_v 即为作用于传感器的压力。图中假设管内流体是不可压缩的，而空腔内流体可压缩，但其流速和惯性质量可忽略。因此，管道内流体可以简化为一个有质量的刚性柱体 m，其空腔可以简化为一个没有质量的弹簧。再考虑到运动中不可避免的摩擦阻尼，就构成了一个典型的单自由度二阶系统的模型，如图 13-3-2(b)所示。

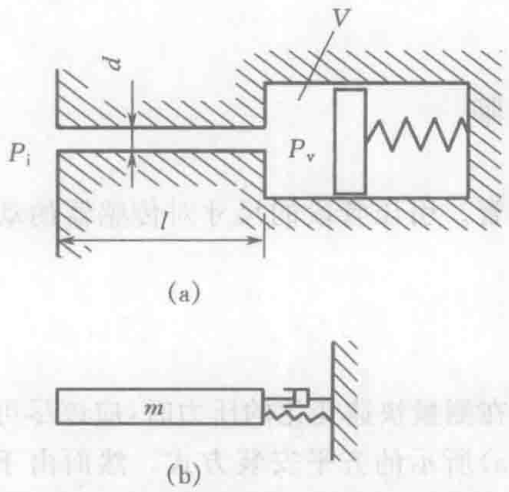


图 13-3-2　测压管道的示意与简化图

根据流体体积弹性模量 E_a 的定义

$$E_a = V\frac{dP}{dV} \tag{13-3-1}$$

可得到空腔流体体积变化率与空腔压力变化率的关系

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V}{E_a}\frac{dP_v}{dt} \tag{13-3-2}$$

考虑到流体的连续性，空腔流体体积的变化应由管道流体及时地给予补充，即

$$\frac{dV}{dt} = S\bar{v} \tag{13-3-3}$$

式中　S——引压管的横截面积；

$\bar{v}$——管内流体的平均流速。

由(13-3-1)、(13-3-2)及(13-3-3)式可得

$$\bar{v}=\frac{V}{E_a S}\frac{\mathrm{d}P_v}{\mathrm{d}t} \tag{13-3-4}$$

根据泊肃叶定律可知层流情况下管道摩擦阻力 R_μ 为

$$R_\mu=8\pi\mu l\bar{v} \tag{13-3-5}$$

式中 μ——流体的运动黏度。

利用牛顿第二定律对管道内流体(作为刚体)建立运动微分方程,即

$$\rho S l\frac{\mathrm{d}\bar{v}}{\mathrm{d}t}=P_i S-P_v S-R_\mu \tag{13-3-6}$$

将(13-3-4)和(13-3-5)式代入(13-3-6)式,得

$$\frac{4\rho l V}{\pi E_a d^2}\frac{\mathrm{d}^2 P_v}{\mathrm{d}t^2}+\frac{128\mu l V}{\pi E_a d^4}\frac{\mathrm{d}P_v}{\mathrm{d}t}+P_v=P_i \tag{13-3-7}$$

由此可得到管道系统的无阻尼固有角频率为

$$\omega_n=\frac{d}{2}\sqrt{\frac{\pi E_a}{\rho l V}}=\frac{c}{l}\sqrt{\frac{V_t}{V}} \tag{13-3-8}$$

式中 V_t——管道容积。

管道系统的阻尼比 ξ 为

$$\xi=\frac{32\mu}{d^3}\sqrt{\frac{Vl}{\pi E_a\rho}}=\frac{16\mu}{d^2\rho\omega_n}=\frac{16\gamma}{d^2\omega_n} \tag{13-3-9}$$

式中 c——声速,$c=\sqrt{E_a/\rho}$;

ρ——流体密度;

E_a——流体体积弹性模量;

γ——流体动力黏度,$\gamma=\mu/\rho$。

从以上公式可见:ω_n 与声速成正比,而一般液体中声速比气体中的高得多,所以能充液的应尽量充液;ω_n 与管道长度 l 成反比,因此应尽量减小 l;ω_n 与 $\sqrt{V_t/V}$ 成正比,因此在 l 一定的条件下应设法增大管道容积 V_t 而减小空腔容积 V。

为了适当增加阻尼比 ξ,应选用黏度大的流体,其次应减小管径 d,但与提高 ω_n 的要求有矛盾,所以要综合考虑。

由以上分析说明,设计和选择标定设备时,要注意管道对测试系统的影响。有时还要对因管道效应引起的标定误差进行必要的修定。

附录　传感器原理及应用例题分析及习题

1. 传感器的一般特性

[例题分析]

例 1-1　一台精度等级为 0.5 级、量程范围 600～1 200 ℃的温度传感器，它最大允许绝对误差是多少？检验时某点最大绝对误差是 4 ℃，问此表是否合格？

解：根据精度定义表达式 $A=\dfrac{\Delta A}{Y_{F\cdot S}}\times 100\%$，并由题意已知：$A=0.5\%$，$Y_{F\cdot S}=(1\ 200-600)$ ℃，得最大允许绝对误差

$$\Delta A=AY_{F\cdot S}=0.5\%\times(1\ 200-600)=3\ ℃$$

此温度传感器最大允许绝对误差为 3 ℃。检验某点的最大绝对误差为 4 ℃，大于 3 ℃，故此传感器不合格。

例 1-2　已知电感压力传感器最小检测量为 0.5 mmH_2O，测量范围为 0～250 mmH_2O，输出电压为 0～500 mV，噪声系数 $C=2$；另一个电容压力传感器最小检测量为 0.5 mmH_2O，测量范围为 0～100 mmH_2O，输出电压为 0～300 mV，噪声系数 $C=2$。问：哪个传感器噪声电平大？大多少？

解：根据传感器灵敏度计算式 $K=\dfrac{\Delta Y}{\Delta X}$，得

电感压力传感器　$K_1=\dfrac{500-0}{250-0}=2\ mV/mmH_2O$

电容压力传感器　$K_2=\dfrac{300-0}{100-0}=3\ mV/mmH_2O$

由最小检测量计算式 $M=\dfrac{CN}{K}$，得噪声电平 $N=\dfrac{KM}{C}$，分别计算结果如下：

电感压力传感器　$N_1=\dfrac{K_1M_1}{C}=\dfrac{2\times 0.5}{2}=0.5\ mV$

电容压力传感器　$N_2=\dfrac{K_2M_2}{C}=\dfrac{3\times 0.5}{2}=0.75\ mV$

答：电容压力传感器噪声电平大，$\Delta N=N_2-N_1=0.25$ mV。

例 1-3　已知某传感器静态特性方程 $Y=e^X$，试分别用切线法、端基法及最小二乘法，在 $0<X\leqslant 1$ 范围内拟合刻度直线方程，并求出相应的线性度。

解：(1)切线法：如图 1-1 所示，在 $X=0$ 处作切线为拟合直线①$Y=a_0+KX$。

当 $X=0$，则 $Y=1$，得 $a_0=1$；当 $X=1$，则 $Y=e$，得 $K=\left.\dfrac{dY}{dX}\right|_{X=0}=\left.e^X\right|_{X=0}=1$。故切线法刻度直线方程为 $Y=1+X$。

最大偏差 ΔY_{max} 在 $X=1$ 处，则

$$\Delta Y_{max}=|e^X-(1+X)|_{X=1}=0.718\ 2$$

切线法线性度

$$\delta_L=\frac{\Delta Y_{max}}{Y_{F\cdot S}}\times 100\%=\frac{0.718\,2}{e-1}\times 100\%=41.8\%$$

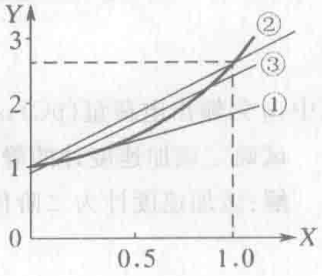


图 1-1

(2)端基法:在测量两端点间连直线为拟合直线②$Y=a_0+KX$,则 $a_0=1$,$K=\frac{e-1}{1-0}=1.718$。得端基法刻度直线方程为 $Y=1+1.718X$。

由 $\frac{d[e^X-(1+1.718X)]}{dX}=0$ 解得 $X=0.541\,3$ 处存在最大偏差

$$\Delta Y_{max}=|e^X-(1+1.718X)|_{X=0.541\,3}=0.211\,8$$

得端基法线性度

$$\delta_L=\frac{\Delta Y_{max}}{Y_{F\cdot S}}\times 100\%=\frac{0.211\,8}{e-1}\times 100\%=12.3\%$$

(3)最小二乘法:求拟合刻度直线③。根据计算公式测量范围分成 6 等份,取 $n=6$,列表如下:

X	0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Y	1	1.221	1.492	1.822	2.226	2.718
X^2	0	0.04	0.16	0.36	0.64	1
XY	0	0.244 2	0.597	1.093	1.781	2.718

分别计算 $\sum X=3$,$\sum Y=10.479$,$\sum XY=6.433$,$\sum X^2=2.2$。

由公式得

$$a_0=\frac{\sum XY\sum X-\sum Y\sum X^2}{(\sum X)^2-n\sum X^2}=\frac{6.433\times 3-10.479\times 2.2}{3^2-6\times 2.2}=0.894$$

$$K=\frac{\sum X\sum Y-n\sum XY}{(\sum X)^2-n\sum X^2}=\frac{3\times 10.479-6\times 6.433}{3^2-6\times 2.2}=1.705$$

得最小二乘法拟合直线方程为 $Y=0.894+1.705X$。

由 $\frac{d[e^X-(0.894+1.705X)]}{dX}=0$ 解出 $X=0.533\,5$。故

$$\Delta Y_{max}=|e^X-(0.894+1.705X)|_{X=0.533\,5}=0.098\,7$$

得最小二乘法线性度

$$\delta_L=\frac{0.098\,7}{e-1}\times 100\%=5.75\%$$

此题计算结果表明用最小二乘法拟合的刻度直线 δ_L 值最小,因而此法拟合精度最高,在计算过程中若 n 取值愈大,则其拟合刻度直线 δ_L 值愈小。用三种方法拟合刻度直线如图 1-1 所示。

例 1-4 设有两只力传感器均可作为二阶系统处理,固有频率分别为 800 Hz 和 1.2 kHz,阻尼比均为 0.4,今欲测量频率为 400 Hz 正弦变化的外力,应选用哪一只?并计算所产生的振幅相对误差和相位误差。

解:根据二阶传感器的幅频特性

$$A(\omega)=\frac{1}{\sqrt{[1-(\omega/\omega_0)^2]^2+(2\xi\omega/\omega_0)^2}}$$

知,用固有频率为 800 Hz 的传感器测量 400 Hz 正弦变化的外力时,振幅相对误差为

$$\delta_1=A_1(\omega)-1=\frac{1}{\sqrt{\{1-[2\pi\times 400/(2\pi\times 800)]^2\}^2+[2\times 0.4\times 2\pi\times 400/(2\pi\times 800)]^2}}-1=0.18=18\%$$

而用固有频率为 1.2 kHz 的传感器测量 400 Hz 正弦变化的外力时,振幅相对误差为

$$\delta_2=A_2(\omega)-1=\frac{1}{\sqrt{\{1-[2\pi\times 400/(2\pi\times 1\,200)]^2\}^2+[2\times 0.4\times 2\pi\times 400/(2\pi\times 1\,200)]^2}}-1=0.078=7.8\%$$

所以应该选用固有频率为 1.2 kHz 的传感器,此时,相位误差为

$$\varphi(\omega)=-\arctan\frac{2\xi\omega\omega_0}{\omega_0^2-\omega^2}=-\arctan\frac{2\times 0.4\times 2\pi\times 400\times 2\pi\times 1\,200}{(2\pi\times 1\,200)^2-(2\pi\times 400)^2}=-16.7^\circ$$

例 1-5　某压电式加速度计动态特性可用下述微分方程描述

$$\frac{d^2q}{dt^2}+3.0\times10^3\frac{dq}{dt}+2.25\times10^{10}q=11.0\times10^{10}a$$

式中，q 为输出电荷量(pC)；a 为输入加速度(m/s²)。

试确定该加速度计的静态灵敏度系数 K 值；测量系统的固有振荡频率 ω_0 及阻尼比数 ξ。

解：该加速度计为二阶传感器，其微分方程基本形式为

$$a_2\frac{d^2Y}{dt^2}+a_1\frac{dY}{dt}+a_0Y=b_0X$$

此式与已知微分方程式比较可得

静态灵敏度系数 $K=\dfrac{b_0}{a_0}=\dfrac{11.0\times10^{10}}{2.25\times10^{10}}=4.89\ \text{pC/(m/s}^2)$

固有振荡频率 $\omega_0=\sqrt{\dfrac{a_0}{a_2}}=\sqrt{\dfrac{2.25\times10^{10}}{1}}=1.5\times10^5\ \text{rad/s}$

阻尼比 $\xi=\dfrac{a_1}{2\sqrt{a_0a_2}}=\dfrac{3.0\times10^3}{2\sqrt{2.25\times10^{10}\times1}}=0.01$

例 1-6　已知某一阶传感器的传递函数 $\omega(p)=\dfrac{1}{\tau p+1}$，$\tau=0.001$ s。求该传感器输入信号工作频率范围。

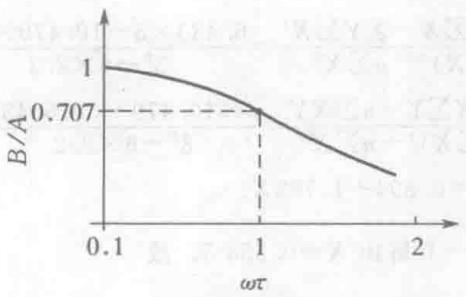


图 1-2

解：由题可知该一阶传感器的频率传递函数 $\omega(j\omega)=\dfrac{1}{1+j\omega\tau}$，幅频特性 $\dfrac{B}{A}=|\omega(j\omega)|=\dfrac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}$。曲线如图 1-2 所示。由图 1-2 可知当 $B/A>0.707$ 时输出信号失真较小，测量结果比较精确，故取此范围为工作段，则

$$\frac{B}{A}=|\omega(j\omega)|=\frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}=0.707$$

又 $\omega\tau=1$，即 $\omega=\dfrac{1}{\tau}=2\pi f$，故

$$f=\frac{1}{2\pi\tau}=\frac{1}{2\pi\times0.001}=159\ \text{Hz}$$

所以输入信号工作范围为 0～159 Hz。

[思考题与习题]

1-1　何为传感器静态特性？静态特性主要技术指标有哪些？

1-2　何为传感器动态特性？动态特性主要技术指标有哪些？

1-3　传感器的精度等级是如何确定的？

1-4　传感器的线性度是怎样确定的？拟合刻度直线有几种方法？

1-5　一阶传感器怎样确定输入信号频率范围？

1-6　什么是传感器的差动测量方法？有何特点？

1-7 已知某温度计测量范围 0～200 ℃，检验测试其最大误差 $\Delta Y_{max}=4$ ℃，求其满度相对误差，并根据精度等级标准判断精度等级。

1-8 检定一台 1.5 级刻度 0～100 Pa 压力传感器，现发现 50 Pa 处误差最大为 1.4 Pa，问这台压力传感器是否合格？

1-9 检验一台量程为 0～250 mmH_2O 的差压变送器，当差压由 0 上升至 100 mmH_2O 时，差压变送器读数为 98 mmH_2O；当差压由 250 mmH_2O 下降至 100 mmH_2O 时差压变送器读数为 103 mmH_2O，问此仪表在该点迟滞（变差）是多少？

1-10 若一阶传感器的时间常数 $\tau=0.01$ s，传感器响应幅值差在 10 %范围内，此时 $\omega\tau$ 最高值为 0.5，试求此时输入信号的工作频率范围？

1-11 已知某传感器静态特性方程 $Y=\sqrt{1+X}$，试分别用切线法、端基法、最小二乘法在 $0<X\leqslant 0.5$ 范围内拟合刻度直线方程，并求出相应的线性度。

1-12 某测量系统的动态微分方程为 $30\dfrac{dY}{dX}+3Y=1.5\times10^{-5}X$，式中 Y 为输出电压（V）；X 为输入压力（Pa）。求该系统的时间常数和静态灵敏度。

1-13 某力传感器为一典型的二阶振荡系统，已知该传感器的自振频率 $f_0=1\ 000$ Hz，阻尼比 $\xi=0.7$，试求用它测量频率为 600 Hz 的正弦交变力时，其输出与输入幅值比 $k(\omega)$ 和相位差 $\varphi(\omega)$ 各为多少？

1-14 已知某二阶系统传感器的自振频率 $f_0=20$ kHz，阻尼比 $\xi=0.1$，若要求传感器输出幅值误差小于 3 %，试确定该传感器的工作范围？

1-15 已知某位移传感器，当输入量 $\Delta X=10$ μm，其输出电压变化量 $\Delta U=50$ mV。求其平均灵敏度 K_1 为多少？若采用两个相同的上述传感器组成差动测量系统，则该差动式位移传感器的平均灵敏度 K_2 为多少？

2. 应变式传感器

[例题分析]

例 2-1 如果将 100 Ω 电阻应变片贴在弹性试件上，若试件受力横截面积 $S=0.5\times10^{-4}\ \mathrm{m}^2$，弹性模量 $E=2\times10^{11}\ \mathrm{N/m}^2$，若有 $F=5\times10^4\ \mathrm{N}$ 的拉力引起应变电阻变化为 1 Ω。试求该应变片的灵敏度系数？

解：由题意得应变片电阻相对变化量 $\frac{\Delta R}{R}=\frac{1}{100}$。

根据材料力学理论可知：应变 $\varepsilon=\frac{\sigma}{E}$（$\sigma$ 为试件所受应力，$\sigma=\frac{F}{S}$），故应变

$$\varepsilon=\frac{F}{SE}=\frac{5\times10^4}{0.5\times10^{-4}\times2\times10^{11}}=0.005$$

应变片灵敏度系数

$$K=\frac{\Delta R/R}{\varepsilon}=\frac{1/100}{0.005}=2$$

例 2-2 一台用等强度梁作为弹性元件的电子秤，在梁的上、下面各贴两片相同的电阻应变片（$K=2$）如图 2-1(a)所示。已知 $l=100\ \mathrm{mm}$、$b=11\ \mathrm{mm}$、$t=3\ \mathrm{mm}$、$E=2\times10^4\ \mathrm{N/mm}^2$。现将 4 个应变片接入图(b)直流桥路中，电桥电源电压 $U=6\ \mathrm{V}$。当力 $F=0.5\ \mathrm{kg}$ 时，求电桥输出电压 $U_0=$？

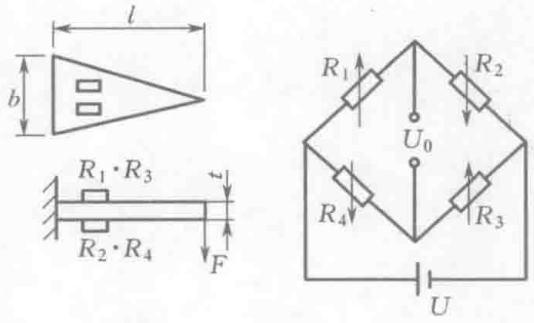


图 2-1

解：由图 2-1(a)所示 4 片相同电阻应变片贴于等强度梁上下面各两片。当重力 F 作用梁端部后，梁上表面 R_1 和 R_3 产生正应变电阻变化，而下表面 R_2 和 R_4 则产生负应变电阻变化，其应变绝对值相等，即

$$\varepsilon_1=\varepsilon_3=|-\varepsilon_2|=|-\varepsilon_4|=\varepsilon=\frac{6Fl}{bt^2E}$$

电阻相对变化量为

$$\frac{\Delta R_1}{R_1}=\frac{\Delta R_3}{R_3}=\left|-\frac{\Delta R_2}{R_2}\right|=\left|-\frac{\Delta R_4}{R_4}\right|=\frac{\Delta R}{R}=K\varepsilon$$

现将 4 个应变电阻按图 2-1(b)所示接入桥路组成等臂全桥电路，其输出桥路电压为

$$U_0=\frac{\Delta R}{R}U=K\varepsilon U=KU\frac{6Fl}{bt^2E}$$

$$=2\times6\times\frac{6\times0.5\times9.8\times100}{11\times3^2\times2\times10^4}=0.017\ 8\ \mathrm{V}=17.8\ \mathrm{mV}$$

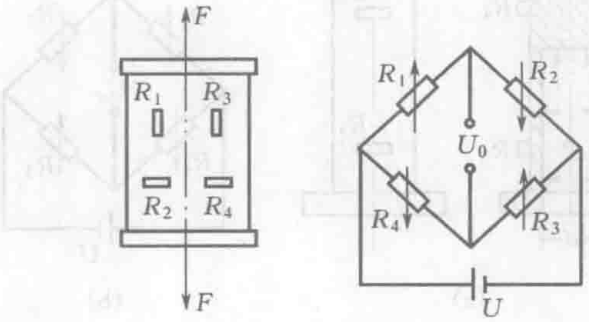
例 2-3 采用 4 片相同的金属丝应变片（$K=2$），将其贴在实心圆柱形测力弹性元件上。如图 2-2(a)所示，力 $F=1\ 000\ \mathrm{kg}$。圆柱断面半径 $r=1\ \mathrm{cm}$，杨氏模量 $E=2\times10^7\ \mathrm{N/cm}^2$，泊松比 $\mu=0.3$。求：

(1)画出应变片在圆柱上粘贴位置及相应测量桥路原理图；

(2)各应变片的应变 $\varepsilon=?$ 电阻相对变化量 $\Delta R/R=?$

(3)若供电桥压 $U=6$ V，求桥路输出电压 $U_0=?$

(4)此种测量方式能否补偿环境温度对测量的影响？说明原因。



(a) (b)

图 2-2

解：(1)按题意采用 4 个相同应变片测力弹性元件，贴的位置如图 2-2(a)所示。R_1、R_3 沿轴向在力 F 作用下产生正应变 $\varepsilon_1>0$，$\varepsilon_3>0$；R_2、R_4 沿圆周方向贴则产生负应变 $\varepsilon_2<0$，$\varepsilon_4<0$。

4 个应变电阻接入桥路位置如图 2-2(b)所示。从而组成全桥测量电路可以提高输出电压灵敏度。

$$(2)\varepsilon_1=\varepsilon_3=\frac{F}{SE}=\frac{1\,000\times 9.8}{\pi\times 1^2\times 2\times 10^7}=1.56\times 10^{-4}=156\ \mu\varepsilon$$

$$\varepsilon_2=\varepsilon_4=-\mu\frac{F}{SE}=-0.3\times 1.56\times 10^{-4}=-0.47\times 10^{-4}=-47\mu\varepsilon$$

$$\frac{\Delta R_1}{R_1}=\frac{\Delta R_3}{R_3}=K\varepsilon_1=2\times 1.56\times 10^{-4}=3.12\times 10^{-4}$$

$$\frac{\Delta R_2}{R_2}=\frac{\Delta R_4}{R_4}=-K\varepsilon_2=-2\times 0.47\times 10^{-4}=-0.94\times 10^{-4}$$

$$(3)U_0=\frac{1}{4}\left(\frac{\Delta R_1}{R_1}-\frac{\Delta R_2}{R_2}+\frac{\Delta R_3}{R_3}-\frac{\Delta R_4}{R_4}\right)U=\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta R_1}{R_1}-\frac{\Delta R_2}{R_2}\right)U$$

$$=\frac{1}{2}(3.12\times 10^{-4}+0.94\times 10^{-4})\times 6=1.22\ \text{mV}$$

(4)此种测量方式可以补偿环境温度变化的影响因素。因为 4 个相同电阻应变在同样环境条件下，感受温度变化产生电阻相对变化量相同，在全桥电路中不影响输出电压值，即

$$\frac{\Delta R_{1t}}{R_1}=\frac{\Delta R_{2t}}{R_2}=\frac{\Delta R_{3t}}{R_3}=\frac{\Delta R_{4t}}{R_4}=\frac{\Delta R_t}{R}$$

故

$$\Delta U_{0t}=\frac{1}{4}\left[\frac{\Delta R_{1t}}{R_1}-\frac{\Delta R_{2t}}{R_2}+\frac{\Delta R_{3t}}{R_3}-\frac{\Delta R_{4t}}{R_4}\right]U=0$$

例 2-4　采用 4 个性能完全相同的电阻应变片(灵敏度系数为 K)，将其贴在薄壁圆筒式压力传感元件外表圆周方向，弹性元件周围方向应变 $\varepsilon_t=\frac{(2-\mu)d}{2(D-d)E}p$，式中，$p$ 为待测压力，μ 为泊松比，E 为杨氏模量，d 为筒内径，D 为筒外径。现采用直流电桥电路，供电桥压 U。要求满足如下条件：①该压力传感器有温度补偿作用；②桥路输出电压灵敏度最高。试画出应变片粘贴位置和相应桥路原理图并写出桥路输出电压表达式。

解：按题意要求圆周方向贴 4 片相同应变片组成等臂全桥电路。当 4 片全感受应变时，桥路输出信号为零。故在此种情况下，要求有补偿环境温度变化的功能，同时桥路输出电压还要足够大，应采取参比测量方式即两片 R_1、R_3 贴在有应变的圆筒壁上作为敏感元件，而另两片 R_2、R_4 贴在不感受应变的圆筒外壁上作为温补元件。如图 2-3(a)所示。然后再将 4 个应变电阻接入图 2-3(b)桥臂位置上。此时被测压力变化时，R_1、R_3 随筒壁感受正应变量 $\varepsilon_1>0$，$\varepsilon_3>0$，并且 $\varepsilon_1=\varepsilon_3$；$R_2$ 和 R_4 所处位置筒壁不产生应变，故 $\varepsilon_2=\varepsilon_4$

=0。桥路输出电压 U_0 只与敏感元件 R_1、R_3 有关，故把 R_1 和 R_3 放在对桥壁上，可获得较高的电压灵敏度，则输出信号电压 U_0 为

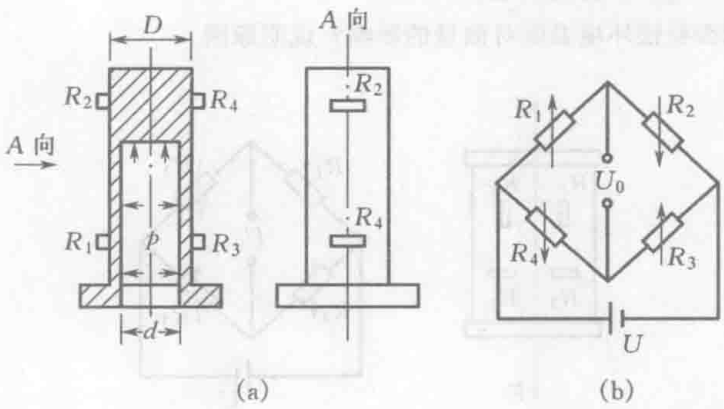


图 2-3

$$U_0=\frac{1}{4}\left(\frac{\Delta R_1}{R_1}+\frac{\Delta R_3}{R_3}\right)U=\frac{K(\varepsilon_1+\varepsilon_3)U}{4}=\frac{K}{2}\varepsilon U=\frac{K}{2}\frac{(2-\mu)d}{2(D-d)E}pU$$

$$=\frac{1}{4}K\frac{(2-\mu)d}{(D-d)E}Up$$

另一方面 R_2、R_4 放于桥臂上与 R_1、R_3 组成的全桥测量电路，当环境温度变化时产生的电阻变化量均相同，故对环境温度变化有补偿作用，使

$$\Delta U_{0t}=\frac{1}{4}\left(\frac{\Delta R_{1t}}{R_1}-\frac{\Delta R_{2t}}{R_2}+\frac{\Delta R_{3t}}{R_3}-\frac{\Delta R_{4t}}{R_4}\right)V=0$$

例 2-5 求利用弹性模量 $E=187\times10^9\ \mathrm{N/m^2}$ 的 P-Si 半导体材料做成的晶向为[100]、[111]半导体应变片的灵敏度系数？

解：半导体应变片灵敏度系数公式为

$$K=\pi_l E$$

式中 π_l 为应变片轴线方向压阻系数，其表达式为

$$\pi_l=\pi_{11}-2(\pi_{11}-\pi_{12}-\pi_{44})(l_1^2m_1^2+l_1^2n_1^2+m_1^2n_1^2)$$

由教材表 3-2-1 可查 P-Si 的纵向压阻系数 $\pi_{11}=6.6\times10^{-11}\ \mathrm{m^2/N}$；横向压阻系数 $\pi_{12}=-1.1\times10^{-11}\ \mathrm{m^2/N}$；剪切压阻系数 $\pi_{44}=138.1\times10^{-11}\ \mathrm{m^2/N}$。

[100]晶向 $l_1=1$，$m_1=n_1=0$，故其[100]晶向应变灵敏度系数

$$K_{100}=\pi_{11}E=6.6\times10^{-11}\times187\times10^9=12.3$$

[111]晶向 $l_1=m_1=n_1=\dfrac{1}{\sqrt{(\sqrt{2})^2+1^2}}=\dfrac{1}{\sqrt{3}}$，故

$$\pi_l=6.6-2(6.6+1.1-138.1)\left[\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2+\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2+\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2\right]\times10^{-11}$$

$$=9.35\times10^{-10}\ \mathrm{m^2/N}$$

灵敏度系数

$$K_{111}=\pi_l E=9.35\times10^{-10}\times187\times10^9=175$$

例 2-6 某 P-Si 的(100)晶面组成的压阻器件膜片上，要求沿〈001〉晶向扩散 N-Si 压敏电阻，切向电阻、径向电阻各两个组成全桥电路。试求：切向和径向的电阻相对变化量计算公式 $\left(\dfrac{\Delta R}{R}\right)_r$ 与 $\left(\dfrac{\Delta R}{R}\right)_t$，并设计 4 个压敏电阻在膜片上的位置。膜片泊松比 $\mu=0.35$。

解：在(100)晶面上扩散 N-Si 压敏电阻。如图 2-4(a)所示两个径向电阻的晶向为〈001〉，两个切向电阻的晶向为〈010〉。先求 N-Si 扩散电阻 π_l 和 π_t 值，并查教材表 3-2-1。

〈001〉晶向的方向余弦 $l_1=m_1=0$，$n_1=1$；〈010〉晶向的方向余弦 $l_2=n_2=0$，$m_2=1$。故

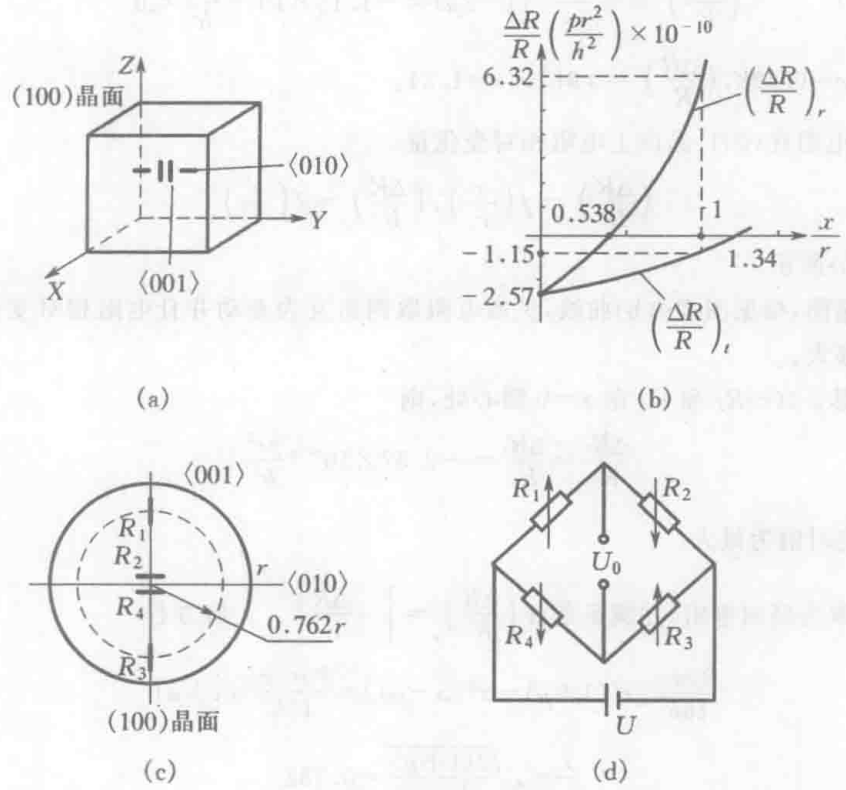


图 2-4

$$\pi_l=\pi_{11}-2(\pi_{11}-\pi_{12}-\pi_{44})(l_1^2m_1^2+m_1^2n_1^2+l_1^2n_1^2)=\pi_{11}$$

$$\pi_t=\pi_{12}+(\pi_{11}-\pi_{12}-\pi_{44})(l_1^2l_2^2+m_1^2m_2^2+n_1^2n_2^2)=\pi_{12}=-\frac{\pi_{11}}{2}$$

又知圆膜片表面受压力后应力沿半径方向分布公式为径向应力

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

切向应力

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

式中，p 被测压力；h 膜片厚度；r 膜片半径。由此得径向电阻相对变化量为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r=\pi_l\sigma_r+\pi_t\sigma_t=\frac{3p\pi_{11}}{16h^2}[r^2(1+\mu)-x^2(5-\mu)]$$

切向电阻相对变化量为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t=\pi_l\sigma_t+\pi_t\sigma_r=\frac{3p\pi_{11}}{16h^2}[r^2(1+\mu)-x^2(5\mu-1)]$$

由 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r$ 和 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t$ 表达式可知：当 $x=0$ 即膜片中心点位置、电阻相对变化量相等，均有最大绝对值的负数，即

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r=\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t=\frac{3pr^2\pi_{11}}{16h^2}(1+\mu)$$

查表可知：$\pi_{11}=-1\ 200\times10^{-12}\ \mathrm{m^2/N}$，$\mu=0.35$，故

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r=\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t=-2.57\times10^{-10}\frac{pr^2}{h^2}<0$$

当 $x=r$ 时即膜片边缘处

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r=\frac{3pr^2\pi_{11}}{8h^2}(\mu-2)=6.32\times10^{-10}\frac{pr^2}{h^2}>0$$

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t=\frac{3pr^2\pi_{11}}{8h^2}(1-2\mu)=-1.15\times10^{-10}\frac{pr^2}{h^2}<0$$

当$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r=0$时，$x/r=0.538$，$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t=0$时，$x/r=1.34$。

所以N-Si压敏电阻在〈001〉晶向上电阻相对变化量

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r=f\left(\frac{x}{r}\right),\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t=f\left(\frac{x}{r}\right)$$

特性曲线如图2-4(b)所示。

现设计全桥电路图，根据图2-4(b)曲线，扩散电阻取两组互为差动并且电阻相对变化量取值要大，确保桥路输出电压足够大。

取电阻位置如图2-4(c)R_2和R_4在$x=0$圆心处，则

$$\frac{\Delta R_2}{R_2}=\frac{\Delta R_4}{R_4}=-2.57\times10^{-10}\frac{pr^2}{h^2}$$

此时$\frac{\Delta R}{R}$为负值，其绝对值为最大。

另两片R_1、R_3取为径向电阻，并满足条件$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r=\left|-\frac{\Delta R}{R}\right|_{max}$。解方程

$$\frac{3p\pi_{11}}{16h^2}[r^2(1+\mu)-x^2(5-\mu)]=\frac{3pr^2\pi_{11}}{16h^2}(1+\mu)$$

得

$$\frac{x}{r}=\sqrt{\frac{2(1+\mu)}{5-\mu}}=0.762$$

即电阻R_1和R_3在半径$x=0.762r$圆周上，晶向为〈001〉，则满足

$$\frac{\Delta R_1}{R_1}=\frac{\Delta R_3}{R_3}=-\frac{\Delta R_2}{R_2}=-\frac{\Delta R_4}{R_4}=-2.57\times10^{-10}\frac{pr^2}{h^2}$$

将4个电阻接入图2-4(d)桥路中组成全桥电路，此种接法既可提高输出信号电压灵敏度，又可以补偿环境温度变化。

[思考题与习题]

2-1 什么是金属材料的应变效应？什么是半导体材料的压阻效应？

2-2 比较金属丝应变片和半导体应变片相同点和不同点。

2-3 什么是金属应变片的灵敏度系数？它与金属丝灵敏度函数有何不同？

2-4 采用应变片进行测量时为什么要进行温度补偿？常用温补方法有哪些？

2-5 固态压阻器件的结构特点是什么？受温度影响会产生哪些温度漂移？如何进行补偿？

2-6 直流电桥是如何分类的？各类桥路输出电压与电桥灵敏度关系如何？

2-7 一应变片的电阻$R=120\ \Omega$，$k=2.05$，应变为800 μm/m的传感元件。求：

(1)ΔR和$\Delta R/R$；

(2)若电源电压$U=3$ V，求此时惠斯通电桥的输出电压U_0。

2-8 在材料为钢的实心圆柱形试件上，沿轴线和圆周方向各贴一片电阻为120 Ω的金属应变片R_1和R_2，把这两应变片接入差动电桥(参看图2-5)。若钢的泊松比$\mu=0.285$，应变片的灵敏度系数$K=2$，电桥电源电压$U=6$ V，当试件受轴向拉伸时，测得应变片R_1的电阻变化值$\Delta R_1=0.48\ \Omega$。试求电桥的输出电压U_0。

2-9 一测量吊车起吊重物的拉力传感器如图2-6(a)所示。R_1、R_2、R_3、R_4按要求贴在等截面轴上。已知：等截面轴的截面积为0.001 96 m^2，弹性模量$E=2\times10^{11}$ N/m^2，泊松比$\mu=0.3$，且$R_1=R_2=R_3=R_4=120\ \Omega$，$K=2$，所组成的全桥型电路如图2-6(b)所示，供桥电压$U=2$ V。现测得输出电压$U_0=2.6$ mV。求：

(1)等截面轴的纵向应变及横向应变为多少？

(2)重物F为多少？

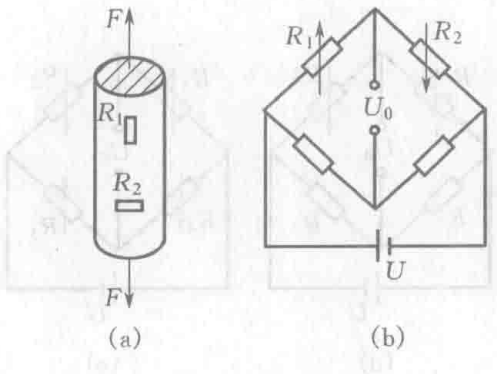


图 2-5

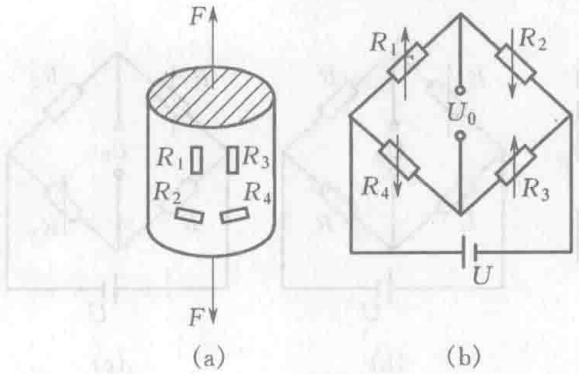


图 2-6

2-10 有 4 个性能完全相同的应变片($K=2$),将其贴在如图 2-7 所示压力传感器圆板形感压膜片上。已知:膜片 $r=20$ mm,$h=0.3$ mm,$E=2\times10^{11}$ N/m^2。现将 4 个应变片组成全桥测量电路,桥路电源 $U=6$ V。求:

(1)确定应变片在感压膜片上的位置,并画出位置示意图;

(2)画出相应全桥测量电路图;

(3)当被测压力为 0.1 MPa 时,求各应变片的应变值及桥路输出电压值;

(4)该压力传感器是否具有温度补偿作用?为什么?

(5)桥路输出电压与被测压力之间是否存在线性关系?

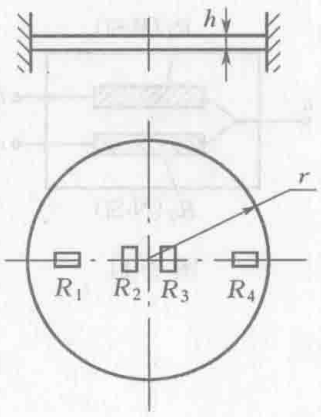


图 2-7

2-11 已知:有 4 个性能完全相同的金属丝应变片(应变灵敏度系数 $K=2$),将其粘贴在梁式测力弹性元件上,如图 2-8 所示。在距梁端 b 处应变计算公式:$\varepsilon=\dfrac{6pb}{Ewt^2}$,设力 $p=10$ kg,$b=100$ mm,$t=5$ mm,$w=20$ mm,$E=2\times10^5$ N/mm^2。求:

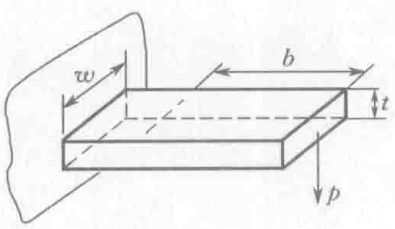


图 2-8

(1)在梁式测力弹性元件距梁端 b 处画出 4 个应变片粘贴位置,并画出相应的测量桥路原理图;

(2)求出各应变片电阻相对变化量;

(3)当桥路电源电压为 6 V 时,负载为无穷大求桥路输出电压 U_0 是多少?

(4)这种测量法对环境温度变化是否有补偿作用?为什么?

2-12 某压阻器件膜片是在(100)晶面的〈011〉和〈0 $\bar{1}$1〉晶向上各放置两个扩散电阻组成全桥电路,已知硅膜片尺寸厚度 $h=0.15\times10^{-3}$ m,半径 $r=5\times10^{-3}$ m,$\mu=0.28$。扩散电阻计算半径 $x=4.17\times10^{-3}$ m。试求:

(1)在 0.1 MPa 压力作用之下电阻条 σ_r 和 σ_t 各为何值;

(2)求电阻条为 P-Si 时 $\dfrac{\Delta R}{R}$ 值。

2-13 如图 2-9,在 N 型硅晶面上扩散 P-Si 电阻条,试求(110)晶面内〈1 $\bar{1}$0〉晶向的纵向压阻系数与横向压阻系数是多少?

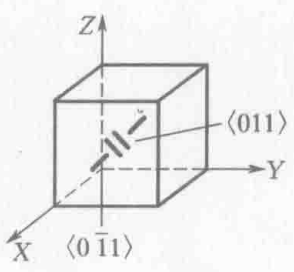


图 2-9

2-14 在晶面为(110)的 N-Si 单晶膜片上,有两个晶向:〈001〉和〈1 $\bar{1}$0〉,欲在膜片上扩散 4 个 P 型电阻条组成惠斯通电桥,试在膜片上画出 4 个电阻条位置,并说明理由。

2-15 图 2-10(a)所示在悬臂梁距端部为 L 位置上下面各贴两片完全相同的电阻应变片 R_1、R_2、R_3、R_4。试求,(c)(d)(e)三种桥臂接法桥路输出电压对(b)种接法输出电压比值。图中 U 为电源电压,R 是固定电阻并且 $R_1=$

$R_2=R_3=R_4=R$，U_0 为桥路输出电压。

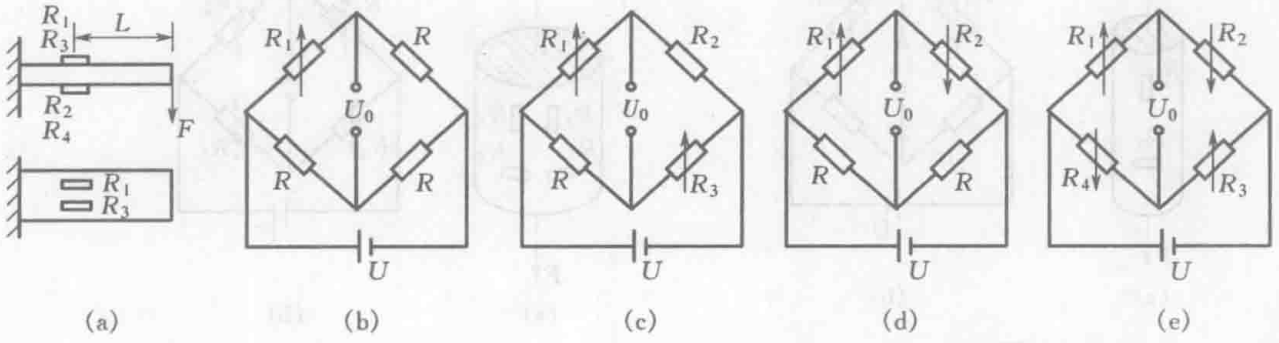


图 2-10

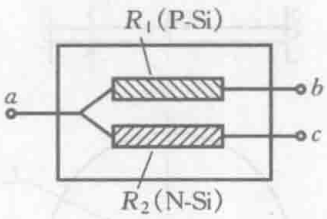


图 2-11

2-16　如图 2-11 所示为自补偿式半导体应变片，R_1 为 P-Si 电阻条，R_2 为 N-Si 电阻条，并且不受应变时 $R_1=R_2$。现将其接入直流电桥电路中，要求桥路输出有最高电压灵敏度，并能补偿环境温度影响。试画出桥路原理图，并解释满足上述要求的理由。

2-17　压阻式传感器电桥恒压供电和恒流供电各自的特点是什么？

2-18　为提高压阻器件灵敏度，在硅膜上选择扩散电阻位置应该满足什么条件？画出硅膜片上径向电阻及切向电阻示意图并写出相应 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r$ 和 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_t$ 的表达式。

3. 电容式传感器

[例题分析]

例 3-1 已知：平板电容传感器极板间介质为空气，极板面积 $S=a\times a=(2\times 2)\ \text{cm}^2$，间隙 $d_0=0.1$ mm。试求传感器初始电容值；若由于装配关系，两极板间不平行，一侧间隙为 d_0，而另一侧间隙为 d_0+b（$b=0.01$ mm）。求此时传感器电容值。

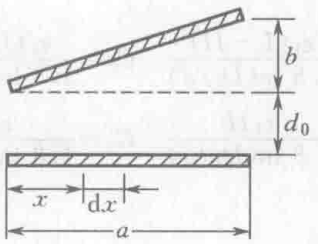


图 3-1

解：初始电容值

$$C_0=\frac{\varepsilon S}{d}=\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r S}{d_0}=\frac{2\times 2}{3.6\pi\times 0.01}=35.37\ \text{pF}$$

式中 $\varepsilon_0=\dfrac{1}{3.6\pi}\ \text{pF/cm}$；$\varepsilon_r=1$。

如图 3-1 所示两极板不平行时电容值

$$C=\int_0^a\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r a\,\mathrm{d}x}{d_0+\frac{b}{a}x}=\int_0^a\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r a\,\frac{a}{b}}{d_0+\frac{b}{a}x}\mathrm{d}\left(\frac{b}{a}x+d_0\right)=\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r a^2}{b}\ln\left(\frac{b}{d_0}+1\right)$$

$$=\frac{2\times 2}{3.6\pi\times 0.001}\ln\left(\frac{0.01}{0.1}+1\right)=33.7\ \text{pF}$$

例 3-2 变间距(d)型平板电容传感器，当 $d_0=1$ mm 时，若要求测量线性度为 0.1%。求允许间距测量最大变化量是多少？

解：当变间距型平板电容传感器的 $\dfrac{\Delta d}{d}\ll 1$ 时，其线性度表达式为

$$\delta_L=\left(\frac{\Delta d}{d_0}\right)\times 100\%$$

由题意，故得 $0.1\%=\left(\dfrac{\Delta d}{1}\right)\times 100\%$，即测量允许变化量 $\Delta d=0.001$ mm。

例 3-3 如图 3-2(a)所示，圆筒形金属容器中心放置一个带绝缘套管的圆柱形电极用来测介质液位。绝缘材料相对介电常数为 ε_1，被测液体相对介电常数为 ε_2，液面上方气体相对介电常数为 ε_3，电极各部位尺寸如图所示，并忽略底面电容。求：当被测液体为导体及非导体时的两种情况下，分别推导出传感器特性方程 $C_H=f(H)$。

解：根据题意画出该测量系统等效电路如图 3-2(b)所示。

其中 C_1 和 C_3 分别为绝缘套在电极上、下两部分形成的电容，C_2 为液面上方气体在容器壁与绝缘套管外表面间形成的电容，C_4 为被测液体在容器壁与绝缘套管外表面间的电容。

根据同心圆筒电容计算公式可得以上电容表达式分别为

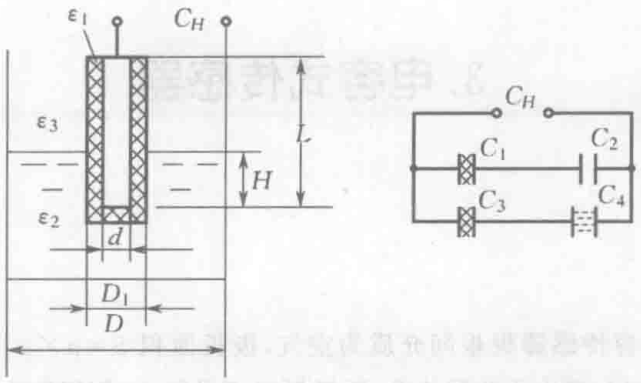


图 3-2

$$C_1=\frac{\varepsilon_1(L-H)}{1.8\ln(D_1/d)} \quad C_2=\frac{\varepsilon_3(L-H)}{1.8\ln(D/D_1)}$$

$$C_3=\frac{\varepsilon_1 H}{1.8\ln(D_1/d)} \quad C_4=\frac{\varepsilon_2 H}{1.8\ln(D/D_1)}$$

当被测液为非导体时，则

$$\begin{aligned}C_H&=C_1/\!/C_2+C_3/\!/C_4\\&=\frac{\varepsilon_1\varepsilon_3(L-H)}{1.8[\varepsilon_1\ln(D/D_1)+\varepsilon_3\ln(D_1/d)]}+\frac{\varepsilon_1\varepsilon_2 H}{1.8[\varepsilon_1\ln(D/D_1)+\varepsilon_2\ln(D_1/d)]}\\&=A+BH\end{aligned}$$

式中

$$A=\frac{\varepsilon_1\varepsilon_3 L}{1.8[\varepsilon_1\ln(D/D_1)+\varepsilon_3\ln(D_1/d)]}$$

$$B=\frac{\varepsilon_1}{1.8}\left[\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1\ln(D/D_1)+\varepsilon_2\ln(D_1/d)}-\frac{\varepsilon_3}{\varepsilon_1\ln(D/D_1)+\varepsilon_3\ln(D_1/d)}\right]$$

当液体为导电体时 $C_4=0$，则

$$\begin{aligned}C_H&=C_1/\!/C_2+C_3\\&=\frac{\varepsilon_1\varepsilon_3(L-H)}{1.8[\varepsilon_1\ln(D/D_1)+\varepsilon_3\ln(D_1/d)]}+\frac{\varepsilon_1 H}{1.8\ln(D_1/d)}\\&=A+BH\end{aligned}$$

式中

$$A=\frac{\varepsilon_1\varepsilon_3 L}{1.8[\varepsilon_1\ln(D/D_1)+\varepsilon_3\ln(D_1/d)]}$$

$$B=\frac{\varepsilon_1}{1.8}\left[\frac{1}{\ln(D_1/d)}-\frac{\varepsilon_3}{\varepsilon_1\ln(D/D_1)+\varepsilon_3\ln(D_1/d)}\right]$$

例 3-4 已知差动式电容传感器的初始电容 $C_1=C_2=100$ pF，交流信号源电压有效值 $U=6$ V，频率 $f=100$ kHz。求：

(1)在满足有最高输出电压灵敏度条件下设计交流不平衡电桥电路，并画出电路原理图；

(2)计算另外两个桥臂的匹配阻抗值；

(3)当传感器电容变化量为±10 pF 时，求桥路输出电压。

解：(1)根据交流电桥电压灵敏度曲线可知，当桥臂比 A 的模 $a=1$，相角 $\theta=90°$时，桥路输出电压灵敏度系数有最大值 $K_m=0.5$，按此设计的交流不平衡电桥如图 3-3 所示。

因为满足 $a=1$，则 $\left|\frac{1}{j\omega C}\right|=R$。当 $\theta=90°$时要选择为电容和电阻元件。

(2)$R=\left|\frac{1}{j\omega C}\right|=\frac{1}{2\pi fC}=\frac{1}{2\pi\times10^5\times10^{-10}}=15.9\ \text{k}\Omega$。

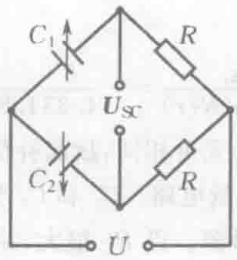


图 3-3

(3)交流电桥输出信号电压根据差动测量原理及桥压公式得

$$U_{SC}=2K_m\frac{\Delta C}{C}U=2\times0.5\times\frac{\pm10}{100}\times6=\pm0.6\ \text{V}$$

例 3-5 现有一只电容式位移传感器，其结构如图 3-4(a)所示。已知：$L=25$ mm，$R=6$ mm，$r=4.5$ mm。其中圆柱 C 为内电极，圆筒 A、B 为两个外电极，D 为屏蔽套筒，C_{BC} 构成一个固定电容 C_F，C_{AC} 是随活动屏蔽套筒伸入位移量 x 而变的可变电容 C_X，采用理想运放检测电路如图 3-4(b)所示，其信号源电压有效值 $U_{SR}=6$ V。问：

(1)在要求运放输出电压 U_{SC} 与输入位移 x 成正比时，标出 C_F 和 C_X 在(b)图中应连接的位置；

(2)求该电容传感器的输出电容—位移灵敏度 K_C 是多少？

(3)求该测量变换系统输出电压—位移灵敏度 K_V 是多少？

(4)固定电容 C_F 的作用是什么？(注：同心圆筒电容公式 $C=\dfrac{\varepsilon_r L}{1.8\ln(R/r)}$(pF)中，$L$、$R$、$r$ 单位均为 cm；相对介电常数 ε_r，对于空气而言 $\varepsilon_r=1$)

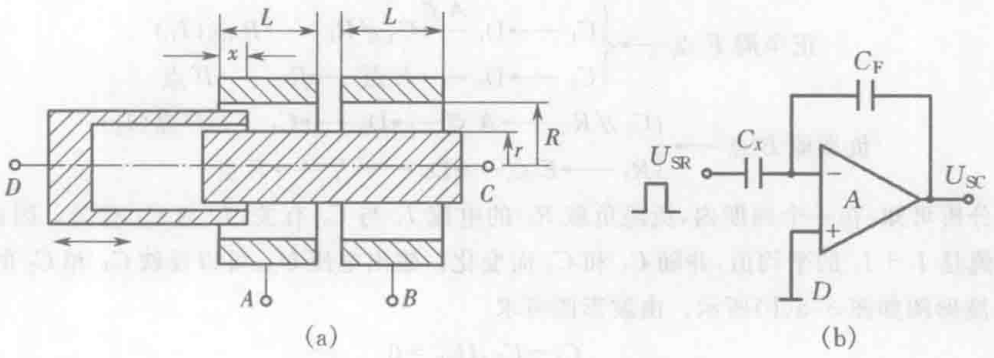


图 3-4

解：(1)为了满足 $U_{SC}=f(x)$ 呈线性关系，在图 3-4(b)中 C_F 接入反馈回路，C_X 接在输入回路，则

$$\frac{U_{SC}}{U_{SR}}=-\frac{X_F}{Z_X}=-\frac{C_X}{C_F}$$

式中 $C_F=\dfrac{\varepsilon_r L}{1.8\ln(R/r)}=\dfrac{1\times2.5}{1.8\ln\left(\frac{6}{4.5}\right)}=4.83$ pF；

$$C_X=\frac{\varepsilon_r(L-X)}{1.8\ln(R/r)},$$

C_X 与 x 成线性关系。因此输出电压 U_{SC} 也与 x 成线性关系，即

$$U_{SC}=-\frac{C_X}{C_F}U_{SR}=-\frac{U_{SR}}{C_F}\frac{\varepsilon_r(L-X)}{1.8\ln(R/r)}$$

(2)由 $C_X=\dfrac{\varepsilon_r(L-X)}{1.8\ln(R/r)}$ 求其电容—位移灵敏度 $K=\dfrac{dC_X}{dX}$，得

$$K=\frac{dC_X}{dX}=-\frac{\varepsilon_r}{1.8\ln(R/r)}=-\frac{1}{1.8\ln\left(\frac{6}{4.5}\right)}=-1.9\ \text{pF/cm}=-0.19\ \text{pF/mm}$$

(3)电压位移灵敏度 $K=\dfrac{\mathrm{d}U_{SC}}{\mathrm{d}X}$ 为

$$K=\frac{\mathrm{d}U_{SC}}{\mathrm{d}X}=-\frac{U_{SR}}{C_F}\frac{\varepsilon_r}{1.8\ln(R/r)}=-\frac{6}{4.83}\frac{1}{1.8\ln(R/r)}=-2.4\ \mathrm{V/cm}$$

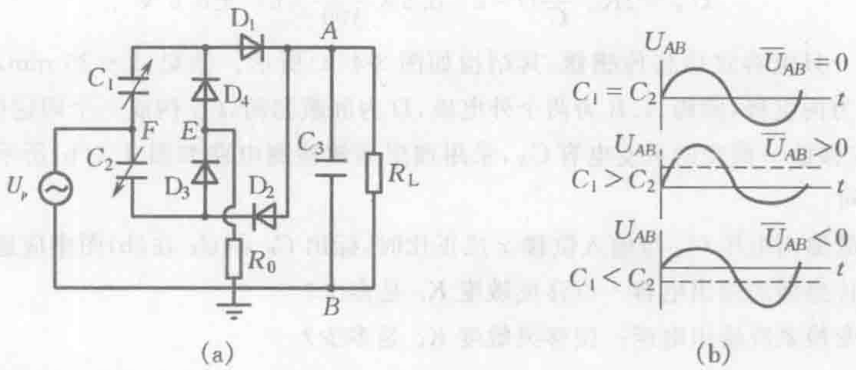
(4)C_F 为参比测量电容,因为 C_{X_0} 与 C_F 完全相同,故起补偿作用可提高测量精度。

例 3-6 图 3-5(a)为二极管环形检波测量电路。C_1 和 C_2 为差动式电容传感器,C_3 为滤波电容,R_L 为负载电阻,R_0 为限流电阻,U_P 是正弦波信号源。设 R_L 很大,并且 $C_3\gg C_1$,$C_3\gg C_2$。

(1)试分析此电路工作原理;

(2)画出输出端电压 U_{AB} 在 $C_1=C_2$、$C_1>C_2$、$C_1<C_2$ 三种情况下波形图;

(3)推导 $\overline{U}_{AB}=f(C_1,C_2)$ 的数学表达式。



(a) (b)

图 3-5

解:(1)工作原理:U_P 为交流信号源,在正、负半周内电流的流程如下:

$$\text{正半周 } F \text{ 点}\longrightarrow\begin{cases}C_1\longrightarrow \mathrm{D}_1\xrightarrow{A\text{ 点}}C_3\,/\!/\,R_L\longrightarrow B\text{ 点}(I_1)\\ C_2\longrightarrow \mathrm{D}_3\longrightarrow E\text{ 点}\longrightarrow R_0\longrightarrow B\text{ 点}\end{cases}$$

$$\text{负半周 } B \text{ 点}\longrightarrow\begin{cases}C_3\,/\!/\,R_L\longrightarrow A\text{ 点}\longrightarrow \mathrm{D}_2\longrightarrow C_2\longrightarrow F\text{ 点}(I_2)\\ R_0\longrightarrow E\text{ 点}\longrightarrow \mathrm{D}_4\longrightarrow C_1\longrightarrow F\text{ 点}\end{cases}$$

由以上分析可知:在一个周期内,流经负载 R_L 的电流 I_1 与 C_1 有关,I_2 与 C_2 有关。因此每个周期内流过负载电流是 I_1+I_2 的平均值,并随 C_1 和 C_2 而变化。输出电压 U_{AB} 可以反映 C_1 和 C_2 的大小。

(2)U_{AB} 波形图如图 3-5(b)所示。由波形图可求

$$C_1=C_2,\overline{U}_{AB}=0$$

$$C_1>C_2,\overline{U}_{AB}>0$$

$$C_1<C_2,\overline{U}_{AB}<0$$

(3)$\boldsymbol{I}_1=\mathrm{j}\omega C_1\boldsymbol{U}_P$ $\quad\begin{pmatrix}C_3\text{ 阻抗可忽略}\\ C_3\gg C_1,C_2\end{pmatrix}$,则

$$\boldsymbol{I}_2=-\mathrm{j}\omega C_2\boldsymbol{U}_P$$

$$\boldsymbol{U}_{AB}=(\boldsymbol{I}_1+\boldsymbol{I}_2)Z_{AB}$$

$$=\mathrm{j}\omega(C_1-C_2)\boldsymbol{U}_P\frac{R_L\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_3}}{R_L+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C_3}}\quad(R_L\text{ 很大故可化简},\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_3}\text{可忽略})$$

$$=\mathrm{j}\omega\frac{(C_1-C_2)}{\mathrm{j}\omega C_3}\boldsymbol{U}_P=\frac{C_1-C_2}{C_3}\boldsymbol{U}_P$$

输出电压平均值 $\overline{U}_{AB}=K\dfrac{C_1-C_2}{C_3}U_P$,式中 K 为滤波系数。

[思考题与习题]

3-1 电容式传感器有哪些优点和缺点？

3-2 分布和寄生电容的存在对电容传感器有什么影响？一般采取哪些措施可以减小其影响。

3-3 如何改善单极式变极距型电容传感器的非线性？

3-4 何为驱动电缆技术？采用的目的是什么？

3-5 差动脉冲宽度调制电路用于电容传感器测量电路，具有什么特点？

3-6 球—平面型电容式差压变送器在结构上有何特点？

3-7 为什么高频工作时的电容式传感器其连接电缆的长度不能任意变化？

3-8 如图 3-6 所示平板式电容位移传感器。已知：极板尺寸 $a=b=4$ mm，间隙 $d_0=0.5$ mm，极板间介质为空气。求该传感器静态灵敏度；若极板沿 x 方向移动 2 mm，求此时电容量。

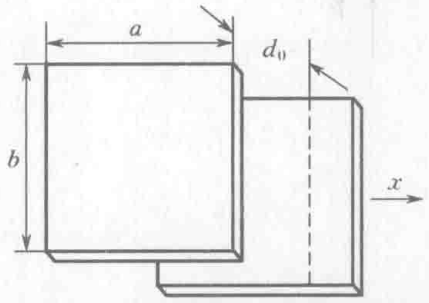


图 3-6

3-9 如图 3-7 所示差动式同心圆筒电容传感器，其可动极筒外径为 9.8 mm，定极筒内径为 10 mm，上下遮盖长度各为 1 mm 时，试求电容值 C_1 和 C_2。当供电电源频率为 60 kHz 时，求它们的容抗值。

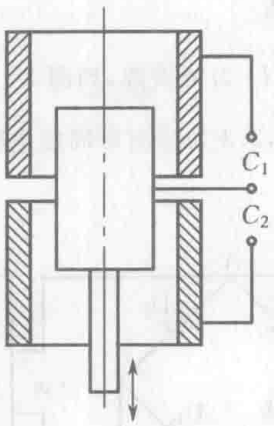


图 3-7

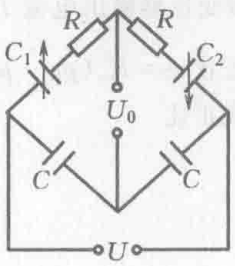


图 3-8

3-10 如图 3-8 所示，在压力比指示系统中采用差动式变极距型电容传感器，已知原始极距 $\delta_1=\delta_2=0.25$ mm，极板直径 $D=38.2$ mm，采用电桥电路作为其转换电路，电容传感器的两个电容分别接 $R=5.1$ kΩ 的电阻后作为电桥的两个桥臂，并接有效值为 $U_1=60$ V 的电源电压，其频率为 $f=400$ Hz，电桥的另两桥臂为相同的固定电容 $C=0.001$ μF。试求该电容传感器的电压灵敏度。若 $\Delta\delta=10$ μm 时，求输出电压有效值。

3-11 已知：圆盘形电容极板直径 $D=50$ mm，间距 $d_0=0.2$ mm，在电极间置一块厚 0.1 mm 的云母片（$\varepsilon_r=7$），空气 $\varepsilon_r=1$。求：

(1)无云母片及有云母片两种情况下电容值 C_1 及 C_2 是多少？

(2)当间距变化 $\Delta d=0.025$ mm 时，电容相对变化量 $\frac{\Delta C_1}{C_1}$ 及 $\frac{\Delta C_2}{C_2}$ 是多少？

3-12　试计算带有固定圆周膜片电容压力传感器的灵敏度。如图 3-9 所示，在半径 r 处的偏移量 y 可用下式表示为

$$y=\frac{3}{16}p\,\frac{1-\mu^2}{Et^3}(a^2-r^2)^2$$

式中：p 液体压力(Pa)；t 膜片厚度(m)；a 膜片半径(m)；E 杨氏模量(Pa)；μ 泊松比。

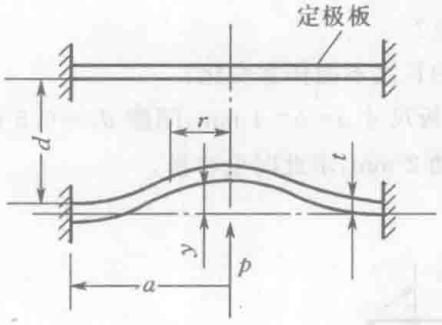


图 3-9

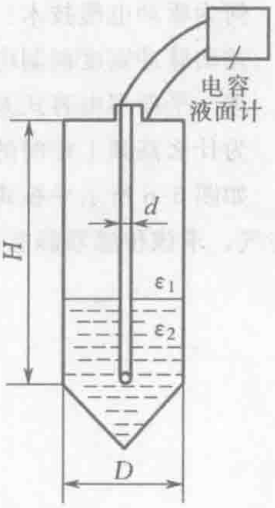


图 3-10

3-13　有一只变间距电容传感元件，两极板重叠有效面积为 8×10^{-4} m²，两极板间距为 1 mm，已知空气 $\varepsilon_r=1$，试计算该传感器位移灵敏度。

3-14　如图 3-10 所示为一液体储罐，采用电容式液面计测液面。已知罐的内径 $D=4.2$ m，金属圆柱电容电极直径 $d=3$ mm，液位量程 $H=20$ m，罐内含有瓦斯气，介电常数 $\varepsilon_1=13.27\times10^{-12}$ F/m，液体介电常数 $\varepsilon_2=39.82\times10^{-12}$ F/m。求：液面计零点迁移电容值和量程电容值。

3-15　已知球平面电容差压变送器输出电流 $I=\dfrac{C_L-C_H}{C_L+C_H}I_C$，其中 I_C 为恒流源，如图 3-11 所示。感压膜片电极 1 的挠度 y 与差压成正比，$y=K_\omega(p_H-p_L)$，K_ω 为比例系数，2、3 为球面形固定电极。试证明输出电流 I 与差压 $\Delta p=p_H-p_L$ 成正比。

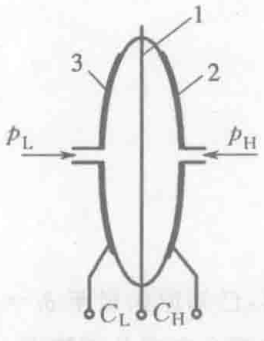


图 3-11

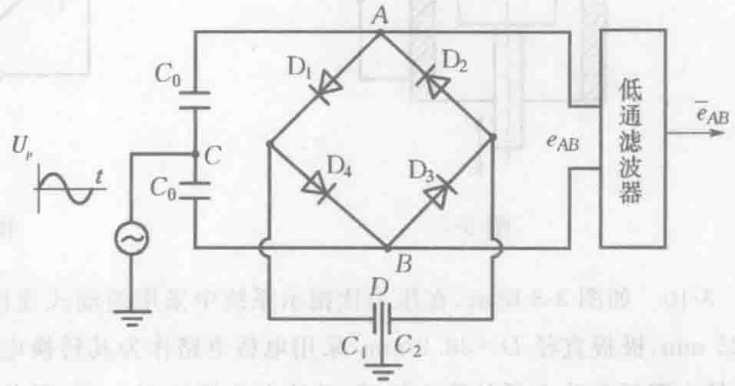


图 3-12

3-16　如图 3-12 所示二极管环形电桥检波测量电路，U_P 为恒压信号源，C_1 和 C_2 是差动式电容传感器，C_0 是固定电容，其值 $C_0\gg C_1$，$C_0\gg C_2$，设二极管 $D_1\sim D_4$ 正向电阻为零，反向电阻为无穷大，信号输出经低通滤波器取出直流信号 $\bar{e}_{AB}$。要求：

(1)分析检波电路测量原理；

(2)求桥路输出信号 $e_{AB}=f(C_1,C_2)$ 表达式；

(3)画出桥路中 V_A、V_B、e_{AB} 各处在 $C_1=C_2$，$C_1>C_2$，$C_1<C_2$ 三种情况下电压波形图(提示：画出 U_p 正

负半周等效电路图，标出工作电流流程即可求出 e_{AB} 表达式）。

3-17　如图 3-13 所示二极管环形检波测量电路用于电容式液位测量系统。图中 D_1、D_2、D_3、D_4 为二极管，设正向电阻为零，反向电阻无穷大。传感器电容 $C_H=\dfrac{\varepsilon_r H_X}{1.8\ln D/d}$；$H_X$ 为待测液位；C_c 旁路电容；C_0 调零电容；并且 $C_0=C_{H_0}$，$C_c \gg C_0$，C_{H_0}、M 输出电流指示。试分析其工作原理，并写出特性方程式 $\Delta I=f(\Delta H_X)$。

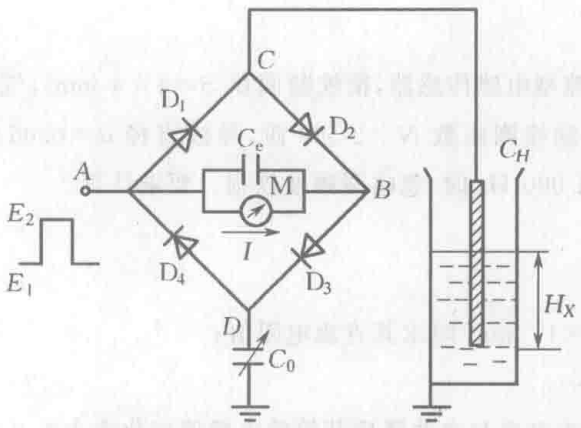


图 3-13

4. 电感式传感器

[例题分析]

例 4-1　如图 4-1 所示气隙型电感传感器，衔铁断面积 $S=4\times4$ mm²，气隙总长度 $l_\delta=0.8$ mm，衔铁最大位移 $\Delta l_\delta=\pm0.08$ mm，激励线圈匝数 $N=2\ 500$ 匝，导线直径 $d=0.06$ mm，电阻率 $\rho=1.75\times10^{-6}$ Ω·cm。当激励电源频率 $f=4\ 000$ Hz 时，忽略漏磁及铁损。要求计算：

(1)线圈电感值；

(2)电感的最大变化量；

(3)当线圈外断面积为 11×11 mm² 时求其直流电阻值；

(4)线圈的品质因数；

(5)当线圈存在 200 pF 分布电容与之并联后其等效电感值变化多大？

解：(1)由图 4-1 可知气隙型电感计算公式为

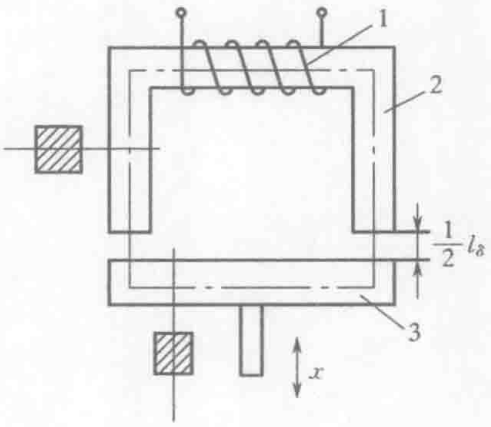


图 4-1

1—线圈　2—铁芯　3—衔铁

$$L_0=\frac{N^2\mu_0 S}{l_\delta}=\frac{2\ 500^2\times4\pi\times10^{-7}\times4\times4\times10^{-6}}{0.8\times10^{-3}}=157\ \text{mH}$$

(2)当衔铁最大位移 $\Delta l_\delta=\pm0.08$ mm 时，分别计算 $\Delta l_\delta=+0.08$ mm 电感值 L_1 为

$$L_1=\frac{N^2\mu_0 S}{l_\delta+2\Delta l_\delta}=\frac{2\ 500^2\times4\pi\times10^{-7}\times4\times4\times10^{-6}}{(0.8+2\times0.08)\times10^{-3}}=131\ \text{mH}$$

$\Delta l_\delta=-0.08$ mm 电感值 L_2 为

$$L_2=\frac{N^2\mu_0 S}{l_s-2\Delta l_\delta}=\frac{2\ 500^2\times4\pi\times10^{7}\times4\times4\times10^{-6}}{(0.8-2\times0.08)\times10^{-3}}=196\ \text{mH}$$

所以当衔铁最大位移变化 ±0.08 mm 时相应电感变化量 $\Delta L=L_2-L_1=196-131=65$ mH。

(3)线圈直流电阻

$$R_c=\frac{4\rho N l_{CP}}{\pi d^2}=\frac{4\times1.75\times10^{-6}\times2\ 500\times3}{\pi\times(0.06\times10^{-1})^2}=464\ \Omega$$

式中 l_{CP} 线圈平均每匝长度。根据铁芯截面 4×4 mm² 及线圈外断面 11×11 mm² 取平均值，按断面为 7.5×7.5 mm² 计算每匝总长 $l_{CP}=4\times7.5=30$ mm。

(4)线圈品质因数

$$Q=\frac{\omega L}{R_c}=\frac{2\pi fL}{R_c}=\frac{2\pi\times 4\ 000\times 157\times 10^{-3}}{464}=8.5$$

(5)当线圈存在分布电容 $C=200$ pF 时引起电感变化可按下式计算

$$\Delta L_P=L_P-L_0=\frac{L_0}{1-\omega^2 L_0 C}-L_0$$

$$=\frac{157\times 10^{-3}}{1-(2\pi\times 4\ 000)^2\times 157\times 10^{-3}\times 2\times 10^{-10}}-157\times 10^{-3}$$

$$=(160-157)\times 10^{-3}=3\ \text{mH}$$

以上结果说明分布电容存在使等效电感 L_P 值增大。

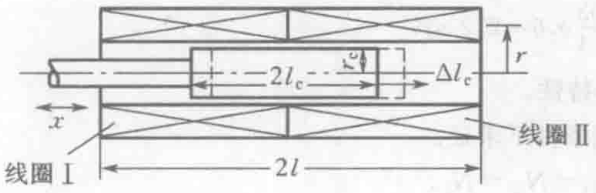
例 4-2 如图 4-2(a)所示差动螺管式电感传感器，图中尺寸如下：$l=80$ mm，$r=4$ mm，铁芯 $r_c=2.5$ mm，$l_c=48$ mm，导线直径 $d=0.25$ mm，电阻率 $\rho=1.75\times 10^{-6}\ \Omega\cdot$cm，线圈匝数 $N_1=N_2=3\ 000$ 匝，铁芯 $\mu_r=30$，激励电源频率 $f=3\ 000$ Hz。要求：

(1)画出螺管内轴向磁场强度 $H-x$ 分布图，根据曲线估计当 $\Delta H<0.02\left(\frac{IN}{l}\right)$ 时，铁芯移动工作范围有多大？

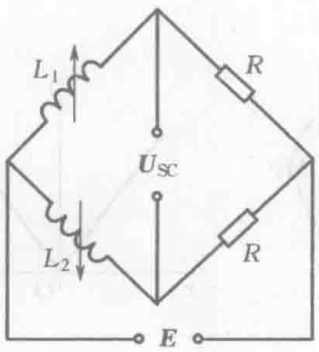
(2)估算单个线圈的电感值 L 是多少？直流电阻 R 是多少？品质因数 Q 是多少？

(3)当铁芯移动 ± 5 mm 时，线圈电感的变化量 ΔL 是多少？

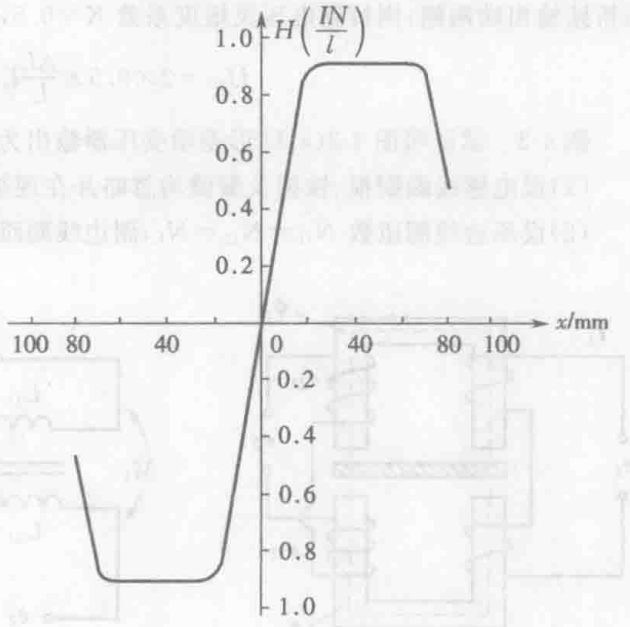
(4)当采用交流不平衡电桥检测时，其桥路电源电压有效值 $E=6$ V，要求设计电桥电路具有最大输出电压值，画出相应桥路原理图，并求输出电压值。



(a)



(c)



(b)

图 4-2

解：(1)根据螺管式传感器磁场分布计算公式代入已知 r、l 数据得

$$H=\frac{IN}{2l}\left[\frac{2x}{\sqrt{r^2+x^2}}+\frac{l-x}{\sqrt{r^2+(l-x)^2}}-\frac{l+x}{\sqrt{r^2+(l+x)^2}}\right]$$

$$=\frac{IN}{2l}\left[\frac{2x}{\sqrt{16+x^2}}+\frac{80-x}{\sqrt{16+(80-x)^2}}-\frac{80+x}{\sqrt{16+(80+x)^2}}\right]$$

分别将 x 数据代入上式计算得表如下，曲线如图 4-2(b)所示。

x/mm	0	±10	±20	±30	±40	±50	±60	±70	±80
$H\left(\frac{IN}{l}\right)$	0	±0.928	0.979	0.990	0.993	0.993	0.988	0.962	±0.45

由曲线可知当 H 变化小于±0.02时，铁芯移动±48～±65 mm范围内线性较好，所以 $\Delta x \approx \pm 17$ mm为工作范围。

(2)单线圈电感值

$$L=4\pi^2 N^2[lr^2+(\mu_r-1)l_c r_c^2]/(l^2\times 10^7)$$

$$=4\pi^2\times 3\,000^2[80\times 4^2+(30-1)\times 48\times 2.5^2]/(80^2\times 10^7)=55.4\ \text{mH}$$

电阻值

$$R_c=\frac{4PNl_{CP}}{\pi d^2}=\frac{4\times 1.75\times 10^{-6}\times 3\,000\times 2\pi\times 0.4}{\pi\times(0.025)^2}=26.9\ \Omega$$

品质因数

$$Q=\frac{\omega L}{R_c}=\frac{2\pi fL}{R_c}=\frac{2\pi\times 3\,000\times 55.4\times 10^{-3}}{26.9}=39$$

(3)当铁芯移动±5 mm时线圈电感变化量

$$\Delta L=4\pi^2 N^2 r_c^2(\mu_r-1)\Delta l_c/(l^2\times 10^7)$$

$$=4\pi^2\times 3\,000^2\times 2.5^2\times(30-1)\times(\pm 5)/(80^2\times 10^7)=\pm 5.03\ \text{mH}$$

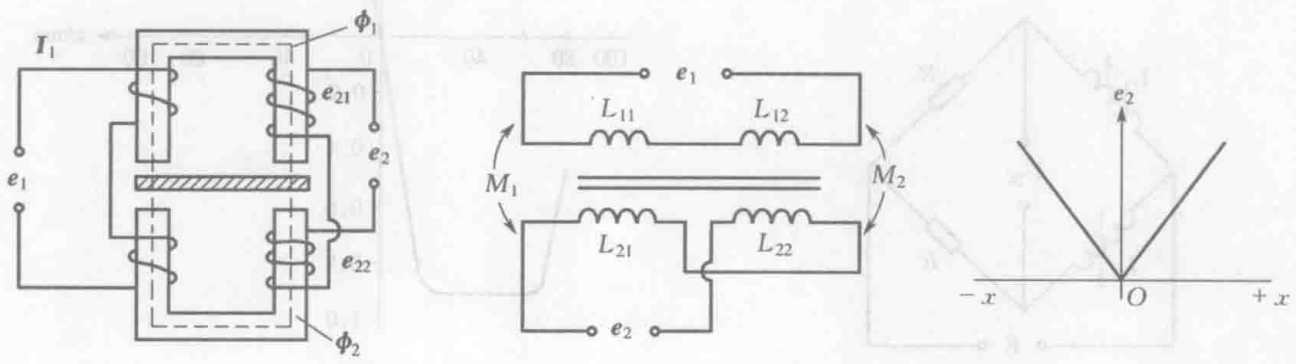
(4)选择交流电桥有最高电压灵敏度。根据交流电桥桥臂匹配原则设计电路，原理如图4-2(c)所示。将 L_1 和 L_2 差动电感与固定 R 电阻按图连接，此时应满足 $a=1$ 即 $|\omega L|=R$，$\theta=90°$。将 L 和 R 分别放置在桥路输出端两侧，则桥路电压灵敏度系数 $K=0.5$，电感为差动式。故输出电压有效值为

$$U_{SC}=2\times 0.5\times\frac{\Delta L}{L}E=\frac{5.03}{55.4}\times 6=272\ \text{mV}$$

例 4-3　试证明图4-3(a)U形差动变压器输出为V形特性。

(1)设电感线圈铜损、铁损及漏磁均忽略并在理想空载条件下求证。

(2)设原边线圈匝数 $N_{11}=N_{12}=N_1$，副边线圈匝数 $N_{21}=N_{22}=N_2$。



(a)　(b)　(c)

图 4-3

证明：由图4-3(a)可得等效电路图4-3(b)。根据已知条件可计算

$$\dot{I}_1=\frac{\dot{e}_1}{j\omega(L_{11}+L_{22})} \tag{1}$$

$$L_{11}=\frac{N_{11}^2}{R_M}=\frac{N_{11}^2}{2\delta/\mu_0 S}=\frac{N_1^2\mu_0 S}{2\delta} \tag{2}$$

$$L_{12}=\frac{N_1^2\mu_0 S}{2\delta} \tag{3}$$

$$\phi_1=\frac{I_1 N_{11}}{R_M}=\frac{I_1 N_1\mu_0 S}{2\delta}$$

$$\Phi_2=\frac{I_1N_{12}}{R_M}=\frac{I_1N_1\mu_0S}{2\delta}$$

$$M_1=\frac{N_{21}\Phi_1}{I_1}=\frac{N_{11}N_{21}\mu_0S}{2\delta}=\frac{N_1N_2\mu_0S}{2\delta} \tag{4}$$

$$M_2=\frac{N_{22}\Phi_1}{I_1}=\frac{N_{12}N_{22}\mu_0S}{2\delta}=\frac{N_1N_2\mu_0S}{2\delta} \tag{5}$$

$$\dot{E}_{21}=-\mathrm{j}\omega M_1\dot{I}_1$$

$$\dot{E}_{22}=-\mathrm{j}\omega M_2\dot{I}_1$$

$$\dot{E}_2=\dot{E}_{21}-\dot{E}_{22}=-\mathrm{j}\omega(M_1-M_2)\dot{I}_1 \tag{6}$$

将(1)、(2)、(3)、(4)、(5)式代入(6)式得

$$\dot{E}_2=-\frac{\dot{E}_1(M_1-M_2)}{L_{11}+L_{12}}$$

式中：$L_{11}=\dfrac{N_1^2\mu_0S}{2(\delta-x)}$　$L_{12}=\dfrac{N_1^2\mu_0S}{2(\delta+x)}$　$M_1=\dfrac{N_1N_2\mu_0S}{2(\delta-x)}$　$M_2=\dfrac{N_1N_2\mu_0S}{2(\delta+x)}$

当铁芯在中间位置时，由式(4)与(5)可知 $M_1=M_2$，故

$$\dot{E}_2=0$$

当铁芯上移 $x>0$，则上半部间隙为 $2(\delta-x)$，下半部间隙为 $2(\delta+x)$。

将以上电感 L_{11}、L_{12}和互感 M_1、M_2 变化量代入(6)式化简后得

$$\dot{E}_2=-\dot{E}_1\frac{N_2}{N_1}\frac{x}{\delta}$$

同理衔铁下移可推导得

$$\dot{E}_2=\dot{E}_1\frac{N_2}{N_1}\frac{x}{\delta}$$

$\dot{E}_2$ 相位和衔铁上移与下移时差 180°而有效值相等。

由以上分析得知$|\dot{E}_2|$与 x 成正比，用交流电压表测出特性只反映位移大小，不能表示方向。如图4-3(c)所示，为 V 形特性，只有采用相敏检波电路才能测出衔铁位移方向。

例 4-4　试分析图 4-4(a)所示差动变压器零点残余电压 U_0 补偿电路原理并画出向量图。

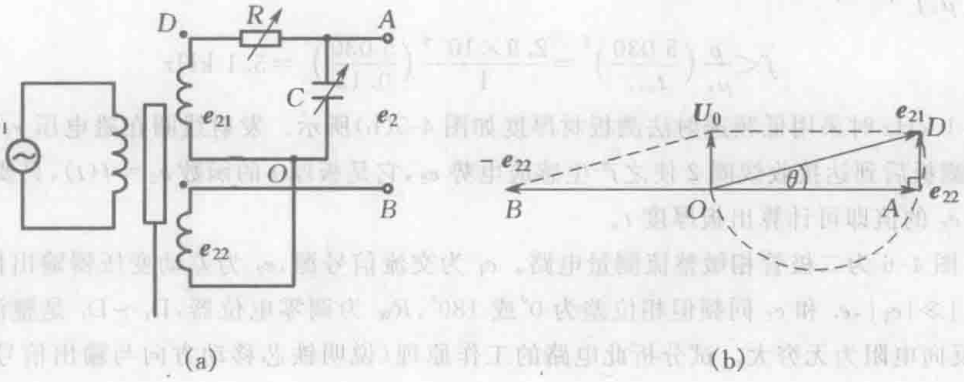


图 4-4

解：补偿前设$|\dot{E}_{21}|>|\dot{E}_{22}|$，并且 $\dot{E}_{21}$ 超前 $\dot{E}_{22}$ θ 相角，此时补偿可采用如图所示，在 $\dot{E}_{21}$ 回路中串电位器 R 与可调电容 C 来调节。

相量图如图 4-4(b)所示。方法是通过调 R 和 C 使 $\dot{U}_{AB}=\dot{U}_{AO}-\dot{U}_{OB}\approx0$ 为差动变压器输出。在向量图上 A 点在以 OD 为半径的圆上。此时

$$|\dot{U}_{AO}|=|\dot{U}_{BO}|=|\dot{E}_{22}|=\left|\frac{\dot{I}_{21}}{\mathrm{j}\omega C}\right|$$

$$\dot{U}_{AD}=\dot{I}_{21}R$$

以上分析说明差动变压器的输出为电压 $\dot{U}_{AB}=\dot{U}_{AO}-\dot{E}_{22}\approx0$，但由于 $\dot{U}_{AO}$ 和 $\dot{E}_{22}$ 相角差仍存在但远小于

原相角差 θ 值，故调节结果 $U_{AB} \ll U_0$。

例 4-5 利用电涡法测板材厚度，已知激励电源频率 $f=1$ MHz，被测材料相对磁导率 $\mu_r=1$，电阻率 $\rho=2.9\times10^{-6}\ \Omega\cdot$cm，被测板厚为(1+0.2)mm。要求：

(1)计算采用高频反射法测量时，涡流穿透深度 h 为多少？

(2)能否用低频透射法测板厚？若可以需要采取什么措施？画出检测示意图。

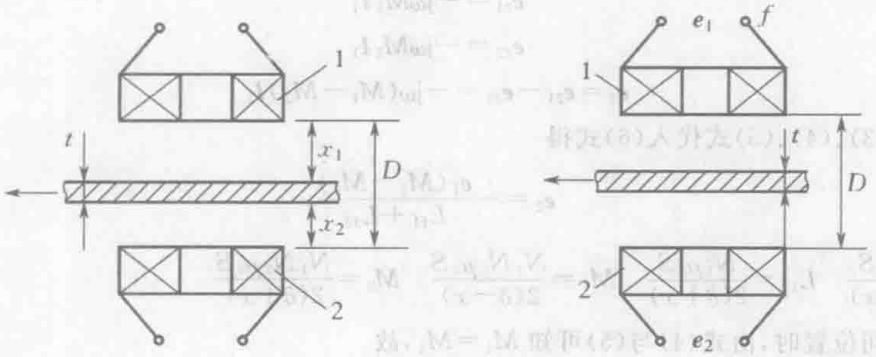


图 4-5

解：高频反射法求涡流穿透深度公式为

$$h=5\ 030\sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}}=50.3\sqrt{\frac{2.9\times10^{-6}}{1\times10^{6}}}=0.085\ 7\ \text{mm}$$

高频反射法测板厚一般采用双探头如图 4-5(a)所示，两探头间距离 D 为定值，被测板从线圈间通过，可计算出板厚

$$t=D-(x_1+x_2)$$

式中 x_1 和 x_2 通过探头 1 和 2 可以测出。

(2)若采用低频透射法需要降低信号源频率使涡流穿透深度大于板材厚度 $t_{max}=1.2$ mm，即应满足 $t_{max}<5\ 030\sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}}$，$\rho$ 和 μ_r 为定值，则

$$f<\frac{\rho}{\mu_r}\left(\frac{5\ 030}{t_{max}}\right)^2=\frac{2.9\times10^{-6}}{1}\left(\frac{5\ 030}{0.12}\right)^2=5.1\ \text{kHz}$$

在 $f<5.1$ kHz 时采用低频透射法测板材厚度如图 4-5(b)所示。发射线圈在磁电压 e_1 作用之下产生磁力线，经被测板后到达接收线圈 2 使之产生感应电势 e_2，它是板厚 t 的函数 $e_2=f(t)$，只要线圈之间距离 D 一定，测得 e_2 的值即可计算出板厚度 t。

例 4-6 图 4-6 为二极管相敏整流测量电路。e_1 为交流信号源，e_2 为差动变压器输出信号，e_r 为参考电压，并有 $|e_r|\gg|e_2|$，e_r 和 e_2 同频但相位差为 0°或 180°，R_W 为调零电位器，$D_1\sim D_4$ 是整流二极管，其正向电阻为 r，反向电阻为无穷大。试分析此电路的工作原理(说明铁芯移动方向与输出信号电流 i 的方向对应关系)。

解一：根据已知条件 $|e_r|\gg|e_2|$，所以 4 个二极管工作状态可完全由 e_r 而定。设 e_r 正半周 A 点为正、B 点为负，此时 D_1、D_2 导通，D_3、D_4 截止，则 $ADBF$ 回路是对称的，因而 D 点和 F 点等电位。e_r 负半周 A 点为负，B 点为正，此时 D_1、D_2 截止，D_3、D_4 导通，此时 $ACBF$ 也是对称回路，故 C 点和 F 点等电位。

在以上两种情况下：

(1)当铁芯在中间位置 $e_2=0$，此时 E 点与 C 点、D 点等电位，因此 E 点与 F 点也等电位，因此流过电流表的电流 $i=0$；

(2)当铁芯上移，设信号电压 e_2 与电压 e_r 同相位，e_r 正半周时 e_2 的极性为 C 点为正、D 点为负，此时点 D 与 F 等电位，i 电流由 $E\rightarrow$mA 表$\rightarrow F(D)$；负半周信号电压 e_2 的 C 点为负，D 点为正，此时 C 点与 F 点等电位，电流 i 由 $E\rightarrow$mA 表$\rightarrow F(C)$。所以铁芯上移，电流走向是由 $E\rightarrow F$。

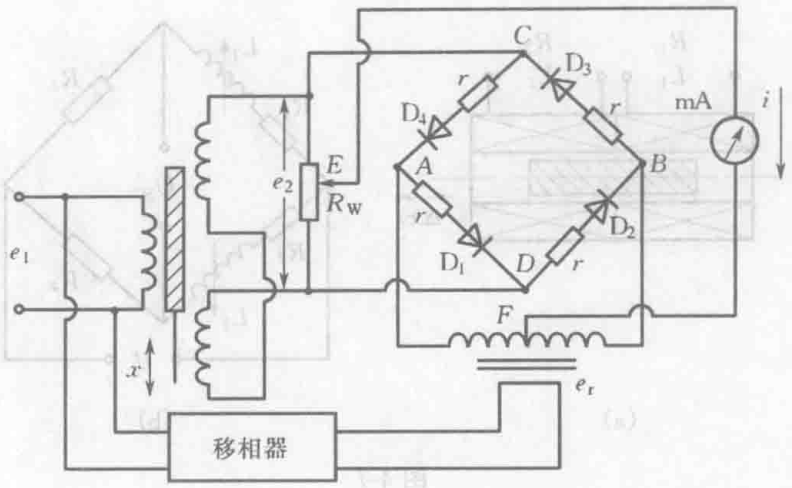


图 4-6

(3)反之铁芯下移，e_2 与 e_r 反相位，即 e_r 的正半周时，e_2 的极性为 C 点为负，D 点为正，同理可分析得电流 i 流向为 $F\rightarrow E$ 与上述相反。

解二：(1)铁芯上移 e_2 与 e_r 同相位。

设定 e_r 正半周 A 点为正，B 点为负，同时 e_2 的正半周 C 点为正，D 点为负，二极管 D_1、D_2 导通，D_3、D_4 截止。电流走向分两个回路：左半回路 $\frac{1}{2}(e_r+e_2)$ 产生电流 i_1，由 A 点→D_1→D 点→E 点→mA 表→F 点；右半回路 $\frac{1}{2}(e_r-e_2)$ 产生电流 i_2，由 F 点→mA 表→E 点→D 点→D_2→B 点。

因为 $i_1>i_2$，总电流方向由 $E\rightarrow F$，$i=i_1-i_2>0$。

e_r 为负半周极性均与(1)中情况相反，此时 D_1、D_2 截止，D_3、D_4 导通。电流走向仍分两回路：右半回路 $\frac{1}{2}(e_r+e_2)$ 产生电流 i_3，由 B 点→D_3→C 点→E 点→mA 表→F 点；左半回路 $\frac{1}{2}(e_r-e_2)$ 产生电流 i_4，由 F 点→mA 表→E 点→C 点→D_4→A 点。

因为 $i_3>i_4$，总电流方向仍由 $E\rightarrow F$，$i=i_3-i_4>0$。

所以铁芯上移总电流方向是由 $E\rightarrow F$。

(2)铁芯下移 e_2 则与 e_r 反相位，固 e_2 极性情况与(1)相反，故分析结果与正、负半周均为 $i<0$ 即电流由 $F\rightarrow E$ 与(1)相反。

[思考题与习题]

4-1 何为电感式传感器？电感式传感器分哪几类？各有何特点？

4-2 说明差动式电感传感器与差动变压器式传感器工作原理的区别。

4-3 说明差动变压器零点残余电压产生的原因并指出消除残余电压的方法。

4-4 如何提高差动变压器的灵敏度？

4-5 电涡流式传感器有何特点？画出应用于测板材厚度的原理框图。

4-6 有一只螺管形差动式电感传感器如图 4-7(a)所示。传感器线圈铜电阻 $R_1=R_2=40\ \Omega$，电感 $L_1=L_2=30$ mH，现用两只匹配电阻设计成 4 臂等阻抗电桥，如图 4-7(b)所示。求：

(1)匹配电阻 R_3 和 R_4 值为多大才能使电压灵敏度达到最大值？

(2)当 $\Delta Z=\pm 10\ \Omega$ 时，电源电压为 4 V，$f=400$ Hz 求电桥输出电压值 U_{SC} 是多少？

4-7 如图 4-8 所示，E 型差动变压器作为机电转换装置。已知气隙 $\delta_1=\delta_2=\delta_0=1$ mm，截面积 $S_1=S_2=S_0=1\ \text{cm}^2$，一次侧电源电压 $U=10$ V，$f=400$ Hz，一、二次线圈匝数分别为 $N_1=1\ 000$ 匝，$N_2=2\ 000$ 匝，设中间活动衔铁向右移 0.1 mm。试求该传感器总气隙磁导 P_δ，二次线圈输出电压 U_0 及一次线圈侧

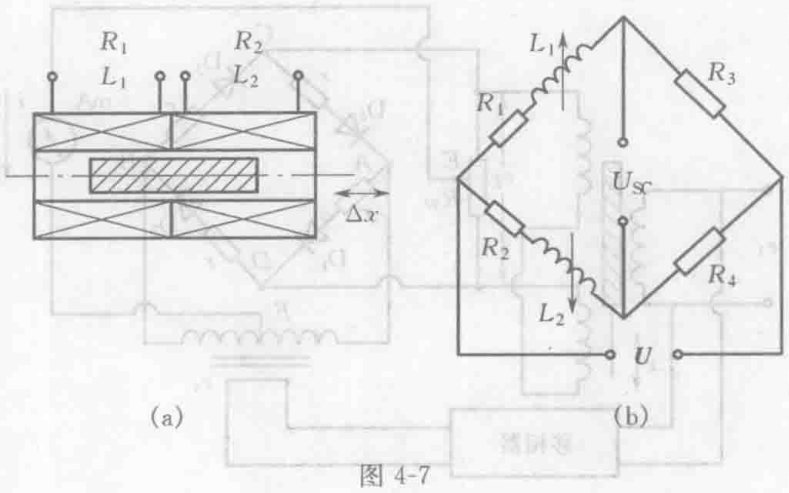


图 4-7

电流 I_1 的值。

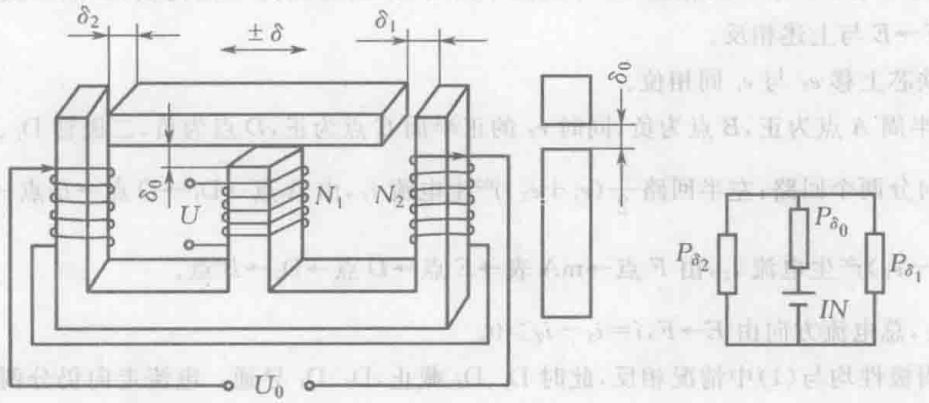


图 4-8

4-8　现有一只差动螺管式电感传感器如图 4-7(a)所示，通过实验测得 $L_1=L_2=100$ mH，其线圈导线电阻很小可以忽略。已知：电源电压 $U=6$ V，频率 $f=400$ Hz。求：

(1)从电压灵敏度最大考虑设计 4 臂交流电桥匹配，桥臂电阻最佳参数 R_1 和 R_2 应该是多大？

(2)画出相应 4 臂交流电桥电路原理图。

(3)当输入参数变化使线圈阻抗变化 $\Delta Z=\pm 20\ \Omega$ 时，电桥差动输出信号电压 U_{SC} 是多少？

4-9　一个铁氧体环形磁心，平均长度为 12 cm，截面积为 1.5 cm^2，平均相对磁导率 $\mu_r=2\ 000$，求：

(1)在上面均匀绕线 500 匝时电感值是多少？

(2)匝数增加一倍时电感值是多少？

4-10　差动电感式压力传感器原理示意如图 4-9 所示。其中上、下两电感线圈对称置于感压膜片两侧，当 $p_1=p_2$ 时线圈与膜片初始距离均为 D，当 $p_1\neq p_2$ 时膜片离开中心位置产生小位移 d，则每个线圈磁阻为 $R_{m1}=R_{m0}+K(D+d)$ 或 $R_{m2}=R_{m0}+K(D-d)$，式中 R_{m0} 为初始磁阻，K 为常系数。如图所示当差动线圈接入桥路时，试证明该桥路在无负载情况下其输出电压 U_0 与膜片位移 d 成正比。

4-11　如图 4-10 为差动电感传感器测量电路。L_1、L_2 是差动电感，$D_1\sim D_4$ 是检波二极管(设其正向电阻为零，反向电阻为无穷大)，C_1 是滤波电容，其阻抗很大，输出端电阻 $R_1=R_2=R$，输出端电压由 C、D 引出为 e_{CD}，U_P 为正弦波信号源。

(1)分析电路工作原理(即指出铁芯移动方向与输出电压 e_{CD} 极性的关系)。

(2)分别画出铁芯上移及下移时流经电阻 R_1 和 R_2 的电流 i_{R_1} 和 i_{R_2} 及输出端电压 e_{CD} 的波形图。

4-12　用一电涡流式测振仪测量某机器主轴的轴向振动。已知传感器的灵敏度为 20 mV/mm，最大线性范围为 5 mm。现将传感器安装在主轴两侧，如图 4-11(a)所示，所记录的振动波形如图 4-11(b)所示。请问：

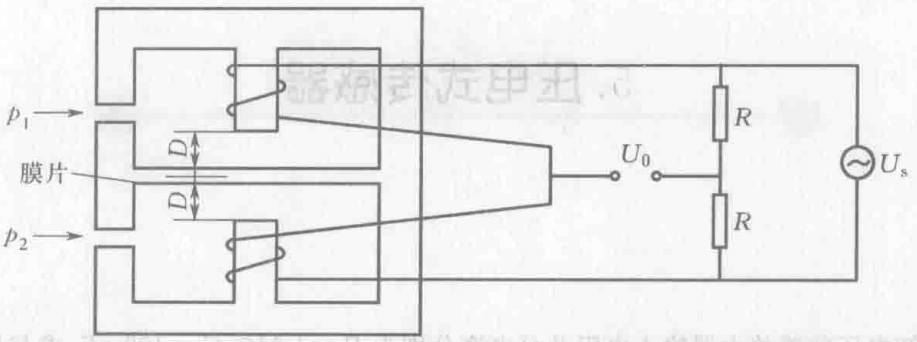


图 4-9

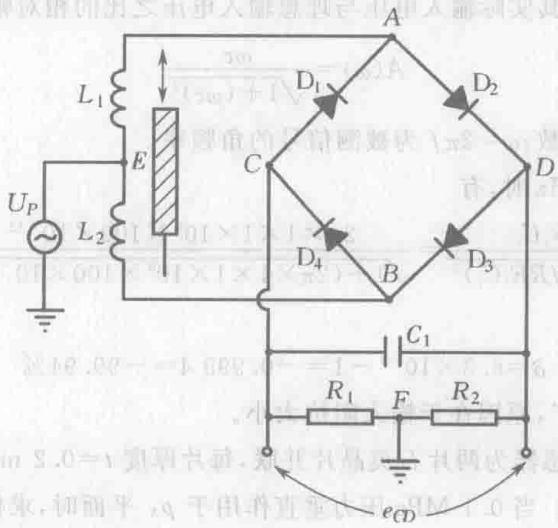


图 4-10

(1)传感器与被测金属的安装距离 L 为多少时测量效果较好?

(2)轴向振幅的最大值 A 为多少?

(3)主轴振动的基频 f 是多少?

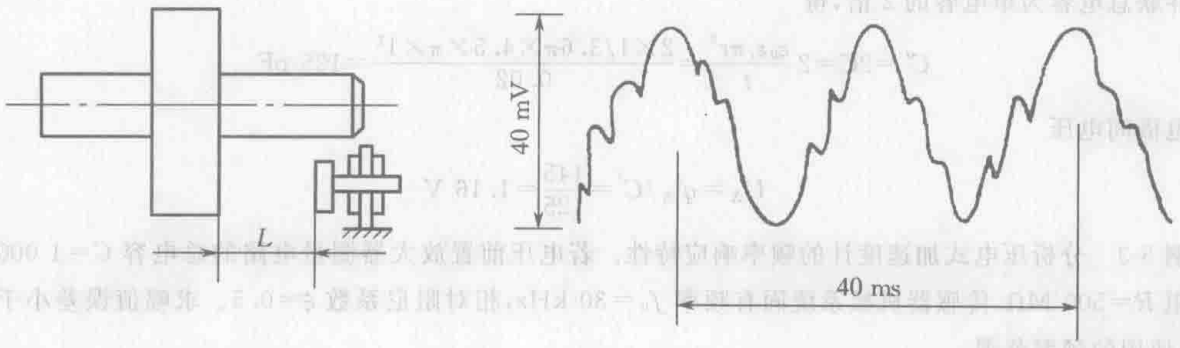


图 4-11

4-13 电涡流传感器线圈的外径、内径和厚度分别为 ϕ8 mm、ϕ3 mm 和 2 mm。今用它检测铜材的厚度,若以 x=2 mm 为零点,测量范围为±0.2 mm。问用端点连线法求线性度相对误差约为多少?

5. 压电式传感器

[例题分析]

例 5-1 已知电压前置放大器输入电阻及总电容分别为 $R_i=1\ \text{M}\Omega$，$C_i=100\ \text{pF}$，求与压电加速度计相配测量 1 Hz 的振动时幅值误差为多大？

解：对于电压前置放大器，其实际输入电压与理想输入电压之比的相对幅频特性为

$$A(\omega)=\frac{\omega\tau}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}$$

式中，$\tau=R_iC_i$ 为电路的时间常数；$\omega=2\pi f$ 为被测信号的角频率。

当被测信号的频率 $f=1$ Hz 时，有

$$A(\omega)=\frac{2\pi fR_iC_i}{\sqrt{1+(2\pi fRR_iC_i)^2}}=\frac{2\pi\times1\times1\times10^6\times100\times10^{-12}}{\sqrt{1+(2\pi\times1\times1\times10^6\times100\times10^{-12})^2}}=6.3\times10^{-4}$$

所以幅值误差为

$$\delta=6.3\times10^{-4}-1=-0.999\ 4=-99.94\%$$

由此可见，测量误差太大了，原因在于输入阻抗太小。

例 5-2 某压电式压力传感器为两片石英晶片并联，每片厚度 $t=0.2$ mm，圆片半径 $r=1$ cm，$\varepsilon=4.5$，x 切型 $d_{11}=2.31\times10^{-12}$ C/N。当 0.1 MPa 压力垂直作用于 p_X 平面时，求传感器输出电荷 q 和电极间电压 U_a 的值。

解：当两片石英晶片并联，输出电荷 q'_X 为单片的 2 倍，所以得到

$$q'_X=2q_X=2d_{11}F_X=2d_{11}\pi r^2p_X=2\times2.31\times10^{-12}\times\pi\times1^2\times0.1\times10^2$$
$$=145\times10^{-12}\ \text{C}=145\ \text{pC}$$

并联总电容为单电容的 2 倍，得

$$C'=2C=2\frac{\varepsilon_0\varepsilon_r\pi r^2}{t}=\frac{2\times1/3.6\pi\times4.5\times\pi\times1^2}{0.02}=125\ \text{pF}$$

所以电极间电压

$$U_X=q'_X/C'=\frac{145}{125}=1.16\ \text{V}$$

例 5-3 分析压电式加速度计的频率响应特性。若电压前置放大器测量电路的总电容 $C=1\ 000$ pF，总电阻 $R=500\ \text{M}\Omega$，传感器机械系统固有频率 $f_0=30$ kHz，相对阻尼系数 $\xi=0.5$。求幅值误差小于 2% 时，其使用的频率范围。

解：根据压电式加速度计频率响应特性可知其下限截止频率取决于前置放大器参数，对电压前置放大器而言，其实际输入电压与理想输入电压之比的相对幅频特性为

$$K=\frac{\omega\tau}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}$$

式中 ω 为作用在压电元件上的信号角频率，$\omega=2\pi f$；$\tau=RC$ 为前置放大器回路时间常数。

由题意可知当 $K=\frac{\omega_L\tau}{\sqrt{1+(\omega_L\tau)^2}}=1-2\%$ 时，代入数据 $\tau=RC=5\times10^8\times10^{-9}=0.5$ s，可计算出 $\omega_L=10$，而 $\omega_L=2\pi f_L$，所以其输入信号频率下限为

$$f_L=\frac{\omega_L}{2\pi}=\frac{10}{2\pi}=1.6\ \text{Hz}$$

对于上限截止频率可由传感器本身频率特性决定，即

$$\left|\frac{X_i}{a_0}\right|=\frac{\left(\frac{1}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2+\left[2\xi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right]^2}}$$

式中 X_i 为质量块相对于传感器壳体的位移幅度；a_0 为加速度幅值；ω_0 为传感器本身固有角频率，$\omega_0=2\pi f_0$。

当低频时即 $\omega/\omega_0\ll 1$ 时，式中忽略此项，得到理想频率特性表达式为

$$\left|\frac{X_i}{a_0}\right|'=\left(\frac{1}{\omega_0}\right)^2$$

根据题意在高频 ω_H 时，幅值误差为 2 %可表示如下，即

$$\frac{\left|\frac{X_i}{a_0}\right|-\left|\frac{X_i}{a_0}\right|'}{\left|\frac{X_i}{a_0}\right|'}=2\%$$

将 $\left|\frac{X_i}{a_0}\right|$ 和 $\left|\frac{X_i}{a_0}\right|'$ 表达式代入上式化简计算可得

$$\frac{1}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega_H}{\omega_0}\right)^2\right]^2+\left[2\xi\left(\frac{\omega_H}{\omega_0}\right)\right]^2}}=1.02$$

$$\left[1-\left(\frac{\omega_H}{\omega_0}\right)^2\right]^2+\left[2\xi\left(\frac{\omega_H}{\omega_0}\right)\right]^2=0.96$$

$$\left(\frac{\omega_H}{\omega_0}\right)^4-\left(\frac{\omega_H}{\omega_0}\right)^2+0.04=0$$

解上述方程得

$$\left(\frac{\omega_H}{\omega_0}\right)^2=\begin{cases}0.96(舍)\\0.042(取)\end{cases}$$

计算得

$$\frac{\omega_H}{\omega_0}=\frac{f_H}{f_0}=0.205$$

则

$$f_H=0.205f_0=0.205\times 30=6.15\ \text{kHz}$$

另外 f_H 也可按 $f_H=\left(\frac{1}{5}\sim\frac{1}{3}\right)f_0$ 估算，则得 f_H 范围在 6～10 kHz 之内。

总之分析结果表明该加速度计使用信号频率的范围在 1.6 Hz 至 6 kHz 比较理想。

例 5-4　已知某压电式传感器测量最低信号频率 $f=1$ Hz，现要求在 1 Hz 信号频率时其灵敏度下降不超过 5 %，若采用电压前置放大器输入回路总电容 $C_i=500$ pF。求该前置放大器输入总电阻 R_i 是多少？

解：根据电压前置放大器实际输入电压与理想输入电压幅值比公式及题意得

$$K=\frac{\omega\tau}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}=1-5\%$$

解方程可得 $\omega\tau=3.04$。

将 $\omega=2\pi f$ 及 $\tau=R_iC_i$ 代入上式计算

$$2\pi f\times R_i\times 5\times 10^{-10}=3.04$$

得

$$R_i=\frac{3.04}{2\pi\times 1\times 5\times 10^{-10}}=969\ \text{M}\Omega$$

例 5-5　如图 5-1 所示电荷前置放大器电路。已知 $C_a=100$ pF，$R_a=\infty$，$C_F=10$ pF。若考虑引线 C_c 的影响，当 $A_0=10^4$ 时，要求输出信号衰减小于 1 %。求使用 90 pF/m 的电缆其最大允许长度为多少？

解：由电荷前置放大器输出电压表达式

$$U_{SC}=\frac{-A_0q}{C_a+C_c+(1+A_0)C_F}$$

可知，当运算放大器为理想状态 $A_0\to\infty$ 时，上式可简化为 $U'_{SC}=\frac{q}{C_F}$。则实际输出与理想输出信号的误

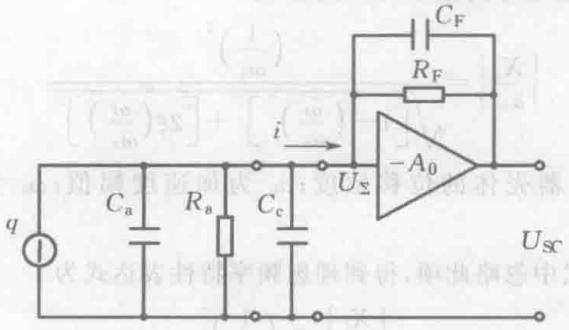


图 5-1

差为

$$\delta=\frac{U'_{SC}-U_{SC}}{U'_{SC}}=\frac{C_a+C_c}{(1+A_0)C_F}$$

由题意已知要求 $\delta<1\%$ 并代入 C_a、C_F、A_0 得

$$\delta=\frac{100+C_c}{(1+10^4)\times 10}<1\%$$

解出

$$C_c=900\ \text{pF}$$

所以电缆线最大允许长度为

$$L=\frac{900}{90}=10\ \text{m}$$

例 5-6　用石英晶体加速度计测量机器的振动，已知加速度计的灵敏度为 2.5 pC/g（g 为重力加速度，$g=9.8\ \text{m/s}^2$），电荷放大器灵敏度为 80 mV/pC，当机器达到最大加速度时，相应输出幅值电压为 4 V。试计算机器的振动加速度是多少？

解：系统灵敏度系数 K 应等于传感器灵敏度与电荷放大器灵敏度乘积，故

$$K=2.5\times 80=200\ \text{mV}/g$$

系统灵敏度系数 $K=\dfrac{\text{输出电压值}\ U}{\text{测得加速度值}\ a}$，所以求出加速度为

$$a=\frac{U}{K}=\frac{4\times g}{200\times 10^{-3}}=20\ g=196\ \text{m/s}^2$$

[思考题与习题]

5-1　何谓压电效应？正压电效应传感器能否测静态信号？为什么？

5-2　石英晶体的压电效应有何特点？标出图(5-2)(b)、(c)、(d)中压电片上电荷的极性。并结合下图说明什么叫纵向压电效应？什么叫横向压电效应？

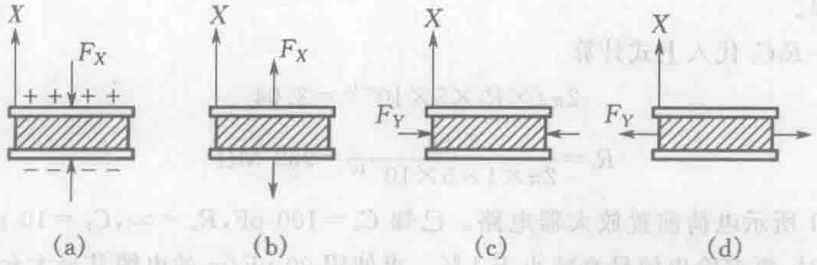


图 5-2

5-3　压电式传感器的前置放大器作用是什么？比较电压式和电荷式前置放大器各有何特点，说明为何电压灵敏度与电缆长度有关，而电荷灵敏度与电缆长度无关？

5-4　压电元件在使用时常采用多片串接或并接的结构形式。试述在不同接法下输出电压、电荷、电

容的关系，它们分别适用于何种应用场合？

5-5　何谓电压灵敏度和电荷灵敏度？并说明两者之间关系。

5-6　已知电压前置放大器输入电阻及总电容分别为 $R_i=100\ \text{M}\Omega$，$C_i=100\ \text{pF}$，求与压电式加速度计相配测 1 Hz 振动时幅值误差是多少？

5-7　某压电晶体的电容为 1 000 pF，$K_q=2.5\ \text{C/cm}$，$C_c=3\ 000\ \text{pF}$，示波器的输入阻抗为 1 MΩ 和并联电容为 50 pF。求：

(1)压电晶体的电压灵敏度；

(2)测量系统的电压灵敏度；

(3)如系统允许的测量幅值误差为 5 %，可测最低频率是多少？

(4)如频率为 10 Hz，允许误差为 5 %，用并联连接方式，电容值是多大？

5-8　石英晶体压电式传感器，面积为 1 cm^2，厚度为 1 mm，固定在两金属板之间，用来测量通过晶体两面力的变化。材料的弹性模量是 $9\times10^{10}\ \text{Pa}$，电荷灵敏度为 2 pC/N，相对介电常数是 5.1，材料相对两面间电阻是 $10^{14}\ \Omega$。一个 20 pF 的电容和一个 100 MΩ 的电阻与极板并联。若所加力 $F=0.01\sin(10^3t)$ N。求：

(1)两极板间电压峰—峰值；

(2)晶体厚度的最大变化。

5-9　已知电压式加速度传感器阻尼比 $\xi=0.1$。若其无阻尼固有频率 $f_0=32\ \text{kHz}$，要求传感器输出幅值误差在 5 %以内。试确定传感器的最高响应频率？

5-10　有一压电加速度计，供它专用电缆的长度为 1.2 m，电缆电容为 100 pF，压电片本身电容为 1 000 pF。出厂标定电压灵敏度为 100 mV/g，若使用中改用另一根长 2.9 m 电缆，其电容量为 300 pF，问其电压灵敏度如何改变？

5-11　某石英晶体压电元件 x 切型 $d_{11}=2.31\times10^{-12}\ \text{C/N}$，$\varepsilon_r=4.5$，截面积 $S=5\ \text{cm}^2$，厚度 $t=0.5$ cm。试求：

(1)纵向受压力 $F_X=9.8$ N 时压电片两极片间输出电压值是多少？

(2)若此元件与高阻抗运放间连接电缆电容 $C_c=4$ pF。求该压电元件的输出电压是多少？

5-12　如图 5-1 所示压电式传感器测量电路。其中压电片固有电容 $C_a=1\ 000$ pF，固有电阻 $R_a=10^{14}$ Ω，连线电缆电容 $C_c=300$ pF，反馈回路 $C_F=100$ pF，$R_F=1$ MΩ。

(1)推导输出电压 U_0 表达式；

(2)当 $A_0=10^4$ 时求系统的测量误差是多少？

(3)该测量系统下限截止频率是多少？

5-13　有一压电晶体，其面积 $S=3\ \text{cm}^2$，厚度 $t=0.3$ mm，在零度 x 切型纵向石英晶体压电系数 $d_{11}=2.31\times10^{-12}$ C/N。求受到压力 $p=10$ MPa 作用时产生的电荷 q 及输出电压 U_0。

6. 数字式传感器

[例题分析]

例 6-1 一个 21 码道的循环码盘，其最小分辨力 θ_1 是多少？若一个 θ_1 角对应圆弧长度至少为 0.001 mm，问码盘直径多大？

解：由码盘最小分辨力公式，其中码道数 $n=21$，故

$$\theta_1=\frac{360^\circ}{2^n}=\frac{360^\circ}{2^{21}}=1.717\times10^{-4}=2.99\times10^{-6}\ \text{rad}$$

码盘直径 $D=2r=2\dfrac{L}{\theta_1}$，式中 L 表示圆弧长度，已知 $L=0.001$ mm，所以

$$D=2r=2\times\frac{0.001}{2.99\times10^{-6}}=668\ \text{mm}$$

例 6-2 若某光栅的栅线密度为 50 线/mm，主光栅与指标光栅之间夹角 $\theta=0.01$ rad。

(1)求其形成的莫尔条纹间距 B_H 是多少？

(2)若采用 4 只光敏二极管接收莫尔条纹信号，并且光敏二极管响应时间为 10^{-6} s，问此时光栅允许最快的运动速度 v 是多少？

解：(1)由光栅密度 50 线/mm，可知其光栅常数

$$W=\frac{1}{50}=0.02\ \text{mm}$$

根据公式可求莫尔条纹间距 $B_H=\dfrac{W}{\theta}$，式中 θ 为主光栅与指标光栅夹角，得

$$B_H=\frac{0.02}{0.01}=2\ \text{mm}$$

(2)光栅运动速度与光敏二极管响应时间成反比，即

$$v=\frac{W}{t}=\frac{0.02}{10^{-6}}=20\ \text{m/s}$$

所以最大允许速度为 20 m/s。

例 6-3 试证明图 6-1 所示两根振弦接成差动式压力传感器时，其灵敏度比单根振弦提高一倍。

证明：由振弦固有频率表达式

$$f_0=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{T}{\rho}}$$

式中 l 为弦长度；T 为弦所受张力；ρ 振弦线密度。先求单根振弦灵敏度 $\dfrac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}T}$，即

$$\frac{\mathrm{d}f}{\mathrm{d}T}=\frac{1}{2l\sqrt{\rho}}\times\frac{1}{2\sqrt{T}}$$

用增量表示 $\Delta f=\dfrac{1}{2}\times\dfrac{\Delta T}{2l\sqrt{\rho T}}=\dfrac{1}{2}\times\dfrac{1}{2l}\sqrt{\dfrac{T}{\rho}}\times\dfrac{\Delta T}{T}$，所以

$$\frac{\Delta f}{f_0}=\frac{1}{2}\frac{\Delta T}{T}$$

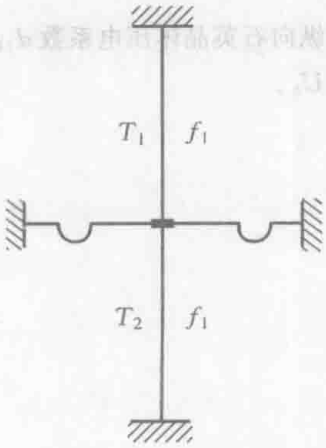


图 6-1

图 6-1 采用差动结构无作用力时，上、下两根弦受力相等，均为 T。当待测压力作用弦上时，使一根张力 T_1 增加，另一根张力 T_2 减小，则两根弦振动频率不相等，f_1 增大，f_2 减小。即

$$f_1=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{T+\Delta T}{\rho}}\qquad f_2=\frac{1}{2l}\sqrt{\frac{T-\Delta T}{\rho}}$$

以上两式中，当 $\Delta T \ll 1$ 时，将 f_1 和 f_2 展开成级数表达式得

$$f_1 = f_0\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta T}{T}\right)-\frac{1}{8}\left(\frac{\Delta T}{T}\right)^2+\frac{1}{16}\left(\frac{\Delta T}{T}\right)^3-\cdots\right]$$

$$f_2 = f_0\left[1+\frac{1}{2}\left(\frac{-\Delta T}{T}\right)-\frac{1}{8}\left(\frac{-\Delta T}{T}\right)^2+\frac{1}{16}\left(\frac{-\Delta T}{T}\right)^3-\cdots\right]$$

把两个展开式相减并略去高次项，得

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{\Delta T}{T} f_0$$

所以差动振弦灵敏度为 $\frac{\Delta f}{f_0}=\frac{\Delta T}{T}$，比单根提高一倍。

例 6-4 某感应同步器采用鉴相型测量电路解算被测位移，当定尺节距为 0.5 mm，激励电压为 5 sin 500t V 和 5 cos 500t V 时，定尺上的感应电动势为 $2.5\times10^{-2}\sin\left(500t-\frac{\pi}{5}\right)$V，试计算此时的位移。

解：因为感应同步器采用鉴相型测量电路时，感应同步器相当于一个调相器，被测位移量 x 转换为载波相位 θ 的变化可用如下公式表示，即

$$\theta = \frac{2\pi}{W}x$$

已知，节距 $W=0.5$ mm，$\theta=\frac{\pi}{5}$ 代入上式计算得位移

$$x = \frac{\theta W}{2\pi} = 0.05 \text{ mm}$$

[思考题与习题]

6-1 二进制码与循环码各有何特点？并说明它们的互换原理。

6-2 试用度、分、秒来表示一个 14 位码盘的分辨力。

6-3 光栅式传感器的基本原理是什么？莫尔条纹是如何形成的？有何特点？

6-4 分析光栅传感器具有较高测量精度的原因。

6-5 某光栅的栅线密度为 100 线/mm，要使形成莫尔条纹宽度为 10 mm，求栅线夹角 θ 是多少？

6-6 振弦式传感器属于什么形式的检测系统？其主要特点是什么？可用于测量哪些参数？

6-7 试分析环境温度变化对振弦式传感器灵敏度的影响。

6-8 振弦振动的激励方式有几种？说明各种方法的特点？

6-9 采取哪些措施可以提高振弦式传感器灵敏度和线性度？

6-10 为什么采用循环码盘可以消除二进制码盘的粗大误差？

6-11 简述感应同步器的结构及应用场合。并指出鉴相型与调幅型感应同步器工作原理有何不同？

6-12 某感应同步器采用鉴相型测量电路解算被测位移，当定尺节距为 0.8 mm，激励电压为 5 sin 1 500t V 和 5cos 1 500t V 时，定尺上的感应电动势为 $2\times10^{-2}\cos\left(1\,500t+\frac{\pi}{5}\right)$V，试计算此时的位移。

7. 热电式传感器

[例题分析]

例 7-1 将一支灵敏度 0.08 mV/℃的热电偶与电压表相连，电压表接线端处温度为 50 ℃。电压表上读数为 60 mV，求热电偶热端温度。

解：根据题意，电压表上的毫伏数是由热端温度 t、冷端温度 50 ℃产生的，即 $E(t,50)=60$ mV。又因为

$$E(t,50)=E(t,0)-E(50,0)$$

则

$$E(t,0)=E(t,50)+E(50,0)=60+50\times0.08=64\ \text{mV}$$

所以热端温度 $t=64/0.08=800$ ℃。

例 7-2 现用一支镍铬—铜镍热电偶测某换热器内温度，其冷端温度为 30 ℃，而显示仪表机械零位为 0 ℃，这时指示值为 400 ℃，若认为换热器内的温度为 430 ℃，对不对？为什么？正确值为多少？

解：不对。

因为仪表机械零位在 0 ℃与冷端 30 ℃温度不一致，而仪表刻度是以冷端为 0 ℃刻度的，故此时指示值不是换热器真实温度 t。必须经过计算、查表、修正方可得到真实温度 t 值。由题意首先查热电势表，得

$$E(400,0)=28.943\ \text{mV},E(30,0)=1.801\ \text{mV}$$

实际热电势为实际温度 t ℃与冷端 30 ℃产生的热电势，即

$$E(t,30)=E(400,0)=28.943\ \text{mV}$$

而

$$E(t,0)=E(t,30)+E(30,0)=28.943+1.801\ \text{mV}=30.744\ \text{mV}$$

查热电势表得 $t=422$ ℃。

由以上结果说明，不能用指示温度与冷端温度之和表示实际温度，而是采用热电势之和计算，查表得到的真实温度。

例 7-3 用补偿热电偶可以使热电偶不受接线盒所处温度 t_1 变化的影响如图 7-1(a)所示接法，试用回路电势的公式证明。

解：如图 7-1(a)所示，AB 为测温热电偶，CD 为补偿热电偶，要求补偿热电偶 CD 热电性质与测温热电偶 AB 在 0～100 ℃范围内热电性质相近，即有 $e_{AB}(t)=e_{CD}(t)$。根据热电特性，可以画出如图 7-1(b)等效电路图。因此回路总电势 $E_{ABCD}(t,t_1,t_0)$ 主要是由 4 部分接触电势组成。则有

$$E_{ABCD}(t,t_1,t_0)=e_{AB}(t)-e_{CD}(t_0)+e_{BD}(t_1)-e_{AC}(t_1) \tag{1}$$

根据热电势特性：当回路内各点温度相等时，回路电势为零。即当 $t=t_0=t_1$ 时，$E_{ABCD}=0$，得

$$e_{BD}(t_1)-e_{AC}(t_1)=e_{CD}(t_1)-e_{AB}(t_1) \tag{2}$$

因为 $e_{AB}(t_1)=e_{CD}(t_1)$，故上式(2)等于零，此时将(2)式代入(1)式有

$$E_{ABCD}(t,t_1,t_0)=e_{AB}(t)-e_{CD}(t_0)=e_{AB}(t)-e_{AB}(t_0)=E_{AB}(t,t_0)$$

由以上结果可知与接线盒处温度 t_1 无关，只要保持补偿热电偶处 t_0 恒定即可正常测温。

例 7-4 一支分度号为 Cu 100 的热电阻，在 130 ℃时它的电阻 R_t 是多少？要求精确计算和估算。

解：精确计算如下。应根据铜电阻体电阻—温度特性公式，计算如下

$$R_t=R_0(1+At+Bt^2+Ct^3)$$

式中 R_0 为 Cu 100 铜电阻在 0 ℃时阻值，$R_\theta=100\ \Omega$；A、B、C 为分度系数，具体值如下：

$A=4.289\times10^{-3}(℃)^{-1}$；$B=-2.133\times10^{-7}(℃)^{-2}$；$C=1.233\times10^{-9}1(℃)^{-3}$。则

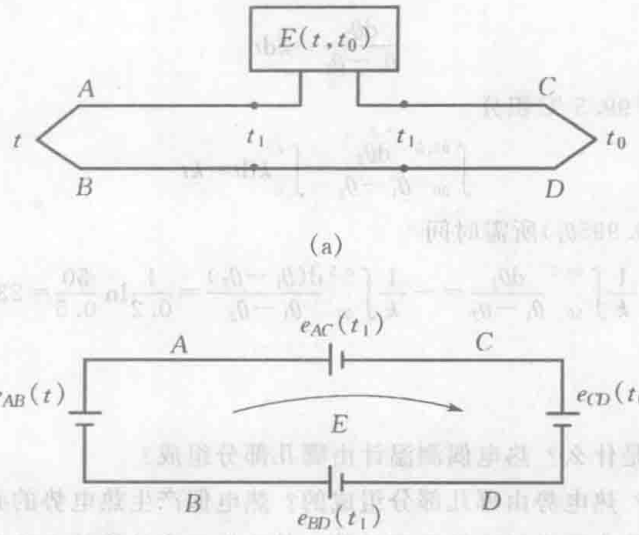


图 7-1

$$R_t = 100(1+4.289\times10^{-3}\times130-2.133\times10^{-7}\times130^2+1.233\times10^{-9}\times130^3)$$
$$=155.667\ \Omega$$

若近似计算可根据 $R_t=R_0(1+\alpha t)$，式中 $\alpha=0.004\ 25$，得

$$R_t=100(1+0.004\ 25\times130)=155.25\ \Omega$$

另一种近似计算法可以根据 $R_{100}/R_0=1.428\ 0$ 计算

$$R_t=\frac{R_{100}-R_0}{100}t+R_0=\frac{1.428R_0-R_0}{100}t+R_0$$
$$=\frac{1.428\times100-100}{100}\times130+100=155.64\ \Omega$$

从上面分析可看出，在仪表使用维护中，可用估算法在测得热电阻值情况下，近似算出温度。或已知温度，粗略地判断相应的电阻值。从而可以分析判断仪表工作是否正常。

例 7-5 已知某负温度系数热敏电阻，在温度为 298 K 时阻值 $R_{T_1}=3\ 144\ \Omega$；当温度为 303 K 时阻值 $R_{T_2}=2\ 772\ \Omega$。试求该热敏电阻的材料常数 B_n 和 298 K 时的电阻温度系数 α_{tn} 是多少？

解：根据负温度系数电阻温度特性 $R_T=R_{T_0}\exp B_n\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)$ 公式，代入已知条件 $T_1=298$ K，$R_{T_1}=3\ 144\ \Omega$，$T_2=303$ K，$R_{T_2}=2\ 772\ \Omega$，解出：

$$\text{材料常数}\qquad B_n=\frac{\ln R_{T_1}-\ln R_{T_2}}{\frac{1}{T_1}-\frac{1}{T_2}}=\frac{\ln 3\ 144-\ln 2\ 772}{\frac{1}{298}-\frac{1}{303}}=2\ 275\ \text{K}$$

温度系数 $\alpha_{tn}=\frac{1}{R_T}\frac{\mathrm{d}R_T}{\mathrm{d}T}=-\frac{B_n}{T^2}$，与 T^2 成反比，在 $T=298$ K 时，

$$\alpha_{tn}=-\frac{2\ 275}{2\ 982}=-2.56\%\text{K}^{-1}$$

例 7-6 在某一瞬间，电阻温度计上指示温度 $\theta_2=50$ ℃，而实际温度 $\theta_1=100$ ℃，设电阻温度计的动态关系为

$$\frac{\mathrm{d}\theta_2}{\mathrm{d}t}=k(\theta_1-\theta_2)$$

其中，$k=0.2\ \text{s}^{-1}$。试确定温度计达到稳定读数($0.995\theta_1$)所需时间。

解：温度计达到稳定读数时的温度，即 $0.995\theta_1=99.5$ ℃，由题意

$$\frac{\mathrm{d}\theta_2}{\mathrm{d}t}=k(\theta_1-\theta_2)$$

$$d\theta_2 = k(\theta_1 - \theta_2)dt$$

$$\frac{d\theta_2}{\theta_1 - \theta_2} = k dt$$

将上式对 θ_2 从 50 ℃到 99.5 ℃积分

$$\int_{50}^{99.5} \frac{d\theta_2}{\theta_1 - \theta_2} = \int_0^t k dt = kt$$

温度计达到稳定读数($0.995\theta_1$)所需时间

$$t = \frac{1}{k}\int_{50}^{99.5} \frac{d\theta_2}{\theta_1 - \theta_2} = -\frac{1}{k}\int_{50}^{0.5} \frac{d(\theta_1 - \theta_2)}{\theta_1 - \theta_2} = \frac{1}{0.2}\ln\frac{50}{0.5} = 23\ \text{s}$$

[思考题与习题]

7-1 热电偶测温原理是什么？热电偶测温计由哪几部分组成？

7-2 什么叫热电效应？热电势由哪几部分组成的？热电偶产生热电势的必要条件是什么？

7-3 热电偶测温时为什么要进行冷端温度补偿？其冷端温度补偿的方法有哪几种？

7-4 试述热电阻测温原理。常用热电阻的种类有哪些？R_0 各为多少？

7-5 常用热电偶有哪几种？所配用的补偿导线是什么？选择补偿导线有什么要求？

7-6 热敏电阻测温有什么特点？热敏电阻可分为几种类型？

7-7 指出如图 7-2(a)、(b)两种电阻测温桥路有什么区别？其特点是什么？(图中：R_t 为测温电阻；R_L 为引线电缆电阻；R 为桥臂固定电阻；E 为桥路电源；U 为桥路输出信号电压。)

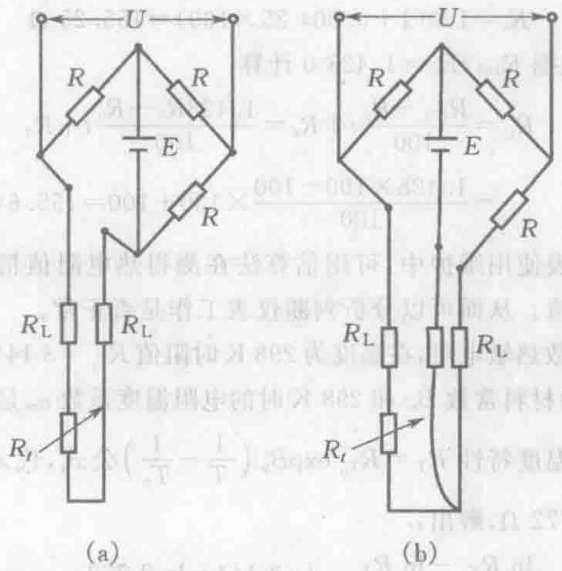


图 7-2

7-8 如图 7-3 所示热电偶回路，只将[B]一根丝插入冷筒中作为冷端，t 为待测温度，问[C]这段导线应采用哪种导线(是 A、B 还是铜线)？说明原因。对 t_1 和 t_2 有什么要求？为什么？

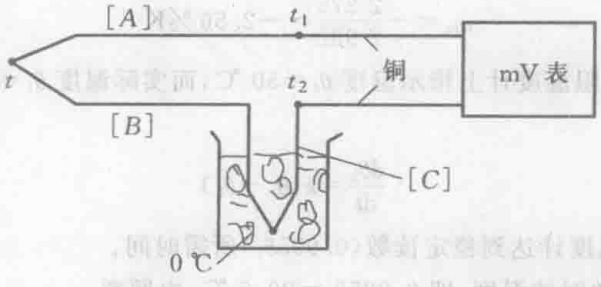


图 7-3

7-9　某热电偶灵敏度为 0.04 mV/℃，把它放在温度为 1 200 ℃处，若以指示表处温度 50 ℃为冷端，试求热电势的大小？

7-10　某热电偶的热电势 $E(600,0)=5.257$ mV，若冷端温度为 0 ℃时，测某炉温输出热电势 $E=5.267$ mV。试求该加热炉实际温度 t 是多少？

7-11　已知铂电阻温度计，0 ℃时电阻为 100 Ω，100 ℃时电阻为 139 Ω，当它与热介质接触时，电阻值增至 281 Ω，试确定该介质温度。

7-12　当某热电偶高温接点为 1 000 ℃，低温接点为 50 ℃，试计算在热电偶上产生的热电势。假设该热电偶在 1 000 ℃时，热电势 $E_{1\,000}=41.31$ mV，50 ℃时热电势为 $E_{50}=2.02$ mV。

7-13　已知某负温度系数热敏电阻(NTC)的材料系数 B 值为 2 900 K，若 0 ℃电阻值为 500 kΩ，试求 100 ℃时电阻值？

7-14　用分度号为 K 的镍铬—镍硅热电偶测温度，在未采用冷端温补的情况下，仪表显示 500 ℃，此时冷端为 60 ℃。试问实际温度多少度？若热端温度不变，设法使冷端温度保持在 20 ℃，此时显示仪表指示多少度？

7-15　用分度号为 Cu 50 的热电阻测温，测得其阻值为 64.98 Ω，若电阻温度系数 $\alpha=0.004\,281$ (℃)$^{-1}$，问此时被测温度是多少？

7-16　用分度号 Pt 100 的铂电阻测温，在计算时错用了 Cu 100 分度表，查得温度为 140 ℃，问实际温度是多少？

7-17　简述 P-N 结温度传感器的工作原理。

7-18　把几个置于不同位置的 AD590 并联后与一个电阻串联，则在电阻上得到反映平均温度的电压输出。其电路如图 7-4 所示，试确定电路中电阻 R 的值。

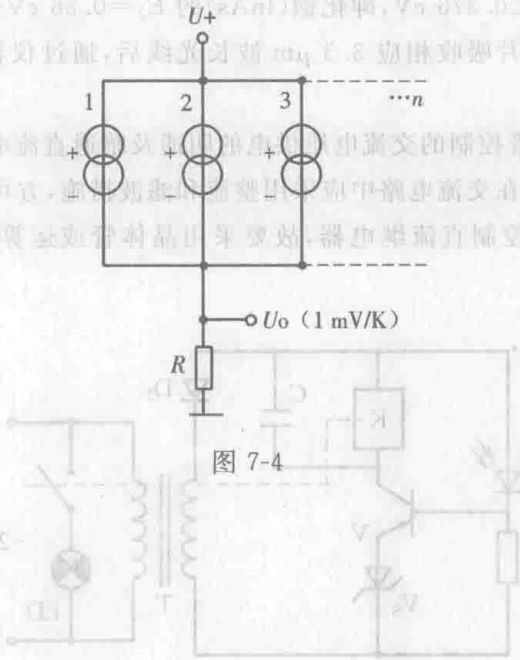


图 7-4

8. 光电式传感器

[例题分析]

例 8-1 采用光学分析仪器测量含有一氧化碳(CO)的甲烷气体(CH_4)。已知甲烷的吸收光谱带为 3.3 μm 及 7.2 μm 处,而一氧化碳吸收光谱带在 4.65 μm 处。试问利用什么材料半导体光电元件检测合适?

解:因为一氧化碳吸收光谱带 4.65 μm,处于甲烷两种吸收光谱带 3.3 μm 和 7.2 μm 之间,现需检测的是甲烷,故在测量过程中选择的半导体材料应只敏感于甲烷,要克服一氧化碳对检测的影响,因此其半导体材料具有的能量大,即禁带宽度要大,使波长在 3.3 μm 以上波长的光子都不能激发其电子,也就是无光电效应。要产生光电效应,光子能量 $h\nu$ 必须大于半导体禁带宽度 E_g,即 $h\nu > E_g$ 或 $\frac{hC}{\lambda} > E_g$,式中 $h = 6.626\times10^{-34}$(J·s)为普朗克常数;ν 为光频率(1/s);λ 为光波长度(μm);$C = 3\times10^8$ m/s 为光速。现选择 $\lambda_0 = 3.3$ μm 为临界值,计算

$$E_{g_0} = \frac{hC}{\lambda_0} = \frac{6.626\times10^{-34}}{3.3\times10^{-6}\times1.6\times10^{-19}} = 0.376 \text{ eV}$$

故选择禁带宽度 $E_g < 0.376$ eV 的半导体材料做成的光敏元件。具体材料由半导体手册查阅,可知如硫化铅(PbS)的 $E_g = 0.37$ eV < 0.376 eV,砷化铟(InAs)的 $E_g = 0.36$ eV < 0.376 eV。

此时光学仪器可通过滤光片吸收相应 3.3 μm 波长光线后,通过仪器中被测甲烷气体再作用于光敏元件。

例 8-2 拟定用光敏二极管控制的交流电压供电的明通及暗通直流电磁控制原理图。

解:根据题意,直流器件用在交流电路中应采用整流和滤波措施,方可使直流继电器吸合可靠,又因光敏二极管功率小,不足以直接控制直流继电器,故要采用晶体管或运算放大电路。拟定原理图如图 8-1 所示。

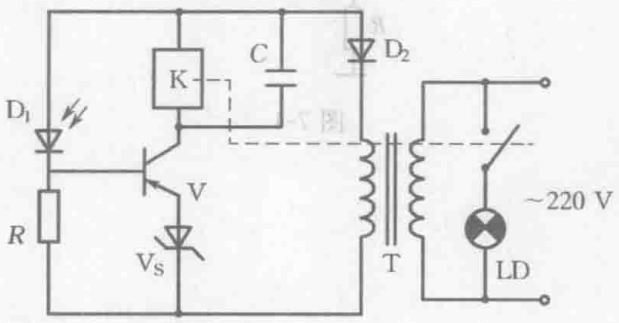


图 8-1

图中 V 晶体三极管;D_1 光电二极管;D_2 整流二极管;V_S 射极电位稳压管;K 直流继电器;C 滤波电容;T 变压器;R 降压电阻;LD 被控电灯。

原理:当有足够强的光线照射到光敏二极管上时,其内阻下降,在电源变压器为正半周时,三极管 V 导通使 K 通电吸合,灯亮。无光照时则灯灭,故是一个明通电路。若图中光敏二极管 D_1 与电阻 R 调换位置,则可得到一个暗通电路。

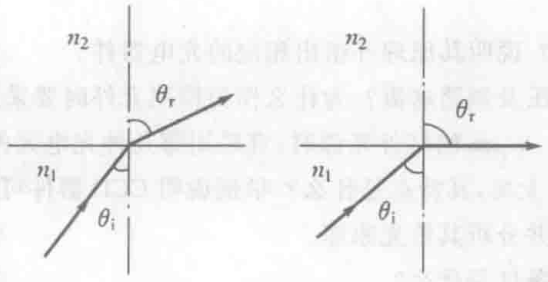
例 8-3 试计算 $n_1 = 1.46$,$n_2 = 1.45$ 的阶跃折射率光纤的数值孔径值是多少?如果外部媒质为空气 $n_0 = 1$,求该种光纤的最大入射角是多少?

解:根据光纤数值孔径 NA 定义为入射临界角 θ_{i0} 的正弦得

$$NA=\sin\theta_{i0}=\sqrt{n_1^2-n_2^2}=\sqrt{1.46^2-1.45^2}=0.170\ 6(\text{其中}\ \theta_{i0}=9.8°)$$

故得该种光纤最大入射角为 9.8°，即入射光线必须在与该光纤轴线夹角小于 9.8°时才能传过。

例 8-4 利用斯乃尔定理推导出临界角表达式。已知水折射率 $n_w=1.33$，金刚石折射率 $n_d=2.4$，玻璃折射率 $n_g=1.5$，分别求其临界角并比较大小。



(a) (b)

图 8-2

解：斯乃尔定理指出：光由光密物质(n_1 折射率大)射向光疏物质(n_2 折射率小)其折射角 θ_r 大于入射角 θ_i，如图 8-2(a)所示，并符合下式

$$n_1\sin\theta_i=n_2\sin\theta_r$$

上式说明 n_1 和 n_2 若不变，θ_r 随 θ_i 的增大而增大如图 8-2(b)所示。当 $\theta_r=90°$时 $\theta_i=\theta_{i_0}$ 定义为临界入射角，即

$$\sin\theta_{i_0}=\frac{n_2}{n_1}\sin 90°=\frac{n_2}{n_1}$$

故得临界角 $\theta_{i_0}=\arcsin(n_2/n_1)$。当 $\theta_i>\theta_{i_0}$ 时发生全反射。

当光线由水射向空气时 $n_1=n_w=1.33$，$n_2=1$，则

$$\theta_{i_0w}=\arcsin(1/1.33)=48.8°$$

光线由玻璃射向空气时 $n_1=n_g=1.5$，$n_2=1$，则

$$\theta_{i_0g}=\arcsin(1/1.5)=41.8°$$

光线由金刚石射向空气时 $n_1=n_d=2.4$，$n_2=1$，则

$$\theta_{i_0d}=\arcsin(1/2.4)=24.6°$$

比较以上三个结果看出金刚石临界角最小，光线在金刚石内产生全反射概率较大，因而可知金刚石切片的闪光现象是由全反射引起的。

例 8-5 已知在空气中行进的光线以与玻璃板表面成 33°角入射于玻璃板，此光束一部分发生反射，另一部分发生折射，若折射光束与反射光束成 90°角，求这种玻璃的折射率？这种玻璃临界角是多大？

解：根据已知条件可得到图 8-3 所示情况 $\theta_1=\theta_3=\theta_4=33°$，而入射角 $\theta_2=90°-\theta_1=57°$，折射角 $\theta_4=33°$。

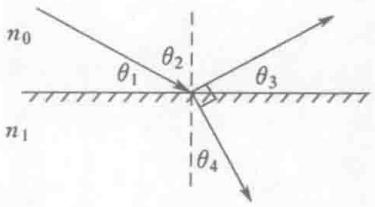


图 8-3

设空气折射率 $n_0=1$，玻璃折射率为 n_1，根据斯涅耳定理可知 $n_0\sin\theta_2=n_1\sin\theta_4$，故得

$$n_1 = n_0 \frac{\sin\theta_2}{\sin\theta_4} = \frac{\sin 57^\circ}{\sin 33^\circ} = 1.54$$

当 $\theta_2 = 90^\circ$ 时，$\theta_4 = \theta_{4_0} = \arcsin\frac{n_0}{n_1} = \arcsin\frac{1}{1.54}$，故得玻璃临界角 $\theta_{4_0} = 40.5^\circ$。

[思考题与习题]

8-1 光电效应可分为几类？说明其原理并指出相应的光电器件。

8-2 何谓光电池的开路电压及短路电流？为什么作为检测元件时要采用短路电流输出形式？

8-3 当采用波长为 0.8～0.9 μm 的红外光源时，宜采用哪几种光电元件作为检测元件？为什么？

8-4 CCD 图像传感器分几大类，其特点是什么？举例说明 CCD 器件可以应用在哪些领域。

8-5 说明光导纤维的组成并分析其传光原理。

8-6 光导纤维传光的必要条件是什么？

8-7 光纤传感器测量的基本原理是什么？光纤传感器分为几类？举例说明。

8-8 试计算 $n_1 = 1.48$ 和 $n_2 = 1.46$ 的阶跃折射率光纤的数值孔径。如果外部是空气 $n_0 = 1$，试问：对于这种光纤来说，最大入射角 θ_{max} 是多少？

8-9 有一个折射率 $n = \sqrt{3}$ 的玻璃球，光线以 60°角入射到球表面，求入射光与折射光间的夹角是多少？

8-10 光纤压力传感器按作用原理分几类？举例说明其应用场合。

8-11 光纤温度传感器的特点是什么？按组成形式可分为几种类型？举例说明。

9. 磁敏传感器、化学与生物传感器

[例题分析]

例 9-1 已知某霍尔元件尺寸为长 $L=10$ mm，宽 $b=3.5$ mm，厚 $d=1$ mm。沿 L 方向通以电流 $I=1.0$ mA，在垂直于 $b\times d$ 两方向上加均匀磁场 $B=0.3$ T，输出霍尔电势 $U_H=6.55$ mV。求该霍尔元件的灵敏度系数 K_H 和载流子浓度 n 是多少？

解：根据霍尔元件输出电势表达式 $U_H=K_H IB$，得

$$K_H=\frac{U_H}{IB}=\frac{6.55}{1\times 0.3}=21.8(\text{mV/mA}\cdot\text{T})$$

而灵敏度系数 $K_H=\frac{1}{ned}$，式中电荷电量 $e=1.602\times10^{-19}$ C，故载流子浓度

$$n=\frac{1}{K_H ed}=\frac{1}{21.8\times1.602\times10^{-19}\times10^{-3}}=2.86\times10^{20}/\text{m}^3$$

例 9-2 某霍尔压力计弹簧管最大位移 ±1.5 mm，控制电流 $I=10$ mA，要求变送器输出电动势 ±20 mV，选用 HZ—3 霍尔片，其灵敏度系数 $K_H=1.2$ mV/(mA·T)。求所要求线性磁场梯度至少多大？

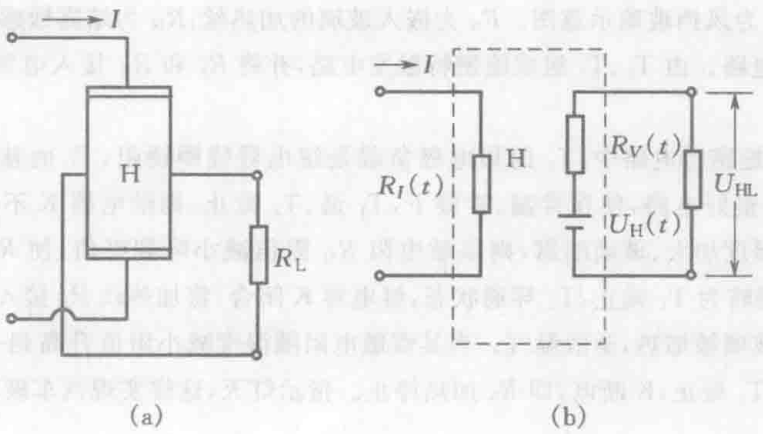
解：根据 $U_H=K_H IB$ 公式可得

$$B=\frac{U_H}{K_H I}=\frac{\pm20}{1.2\times10}=\pm1.67\ \text{T}$$

由题意可知在位移量变化为 $\Delta X=\pm1.5$ mm 时要求磁场强度变化 $\Delta B=\pm1.67$ T。故得磁场梯度 K_B 至少为

$$K_B=\frac{\Delta B}{\Delta X}=\frac{\pm1.67}{\pm1.5}=1.11\ \text{T/mm}$$

例 9-3 试分析如图 9-1(a)所示霍尔测量电路中，要使负载电阻 R_L 上压降不随环境温度变化，应如何选取 R_L 值？



(a) (b)

图 9-1

解：按图 9-1(a)基本电路画出如图(b)所示等效电路。图中 R_I、R_V 分别为霍尔元件的输入和输出内阻，均是温度的函数 $R_V=R_{V_0}[1+\beta(t-t_0)]$，产生的霍尔电势 U_H 也是温度的函数 $U_H=U_{H_0}[1+\alpha(t-t_0)]$，式中 t_0 为初始温度。此时输出内阻为 R_{V_0}，霍尔电势为 U_{H_0}，β 是电阻温度系数，α 为霍尔电势的温度系数，而且 $\beta\gg\alpha$。

由图(b)可得负载电阻上压降为

$$U_{HL}=\frac{U_H}{R_V+R_L}R_L$$

将 R_V 和 U_H 的温度变量代入上式有

$$U_{HL}=\frac{U_{H_0}[1+\alpha(t-t_0)]}{R_L+R_{V_0}[1+\beta(t-t_0)]}R_L$$

满足 U_{HL} 不随 t 变化的条件是 $\frac{dU_{HL}}{dt}=0$，即

$$\frac{dU_{HL}}{dt}=\frac{U_{H_0}\alpha\{R_L+R_{V_0}[1+\beta(t-t_0)]\}-U_{H_0}[1+\alpha(t-t_0)]R_{V_0}\beta}{\{R_L+R_{V_0}[1+\beta(t-t_0)]\}^2}R_L=0$$

又因为 $\alpha\ll1$，$\beta\ll1$，故上式括号中 $\beta(t-t_0)$ 及 $\alpha(t-t_0)$ 可忽略，解得

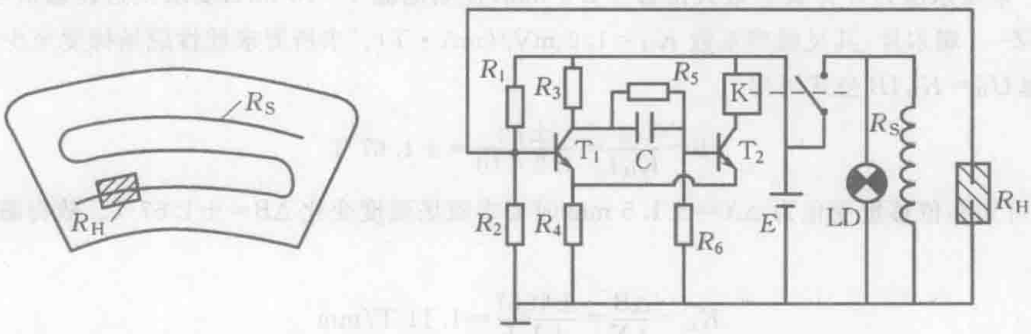
$$R_L=\frac{\beta-\alpha}{\alpha}R_{V_0}$$

又因为 $\beta\gg\alpha$，故可简化为

$$R_L=\frac{\beta}{\alpha}R_{V_0}$$

所以选负载电阻近似满足上式，可以有补偿环境温度变化的作用。

例 9-4　分析图 9-2 所示汽车驾驶室风挡玻璃自动去湿装置原理。



(a)　　(b)

图 9-2

解：图 9-2(a)所示为风挡玻璃示意图。R_S 为嵌入玻璃的加热丝，R_H 为结露敏感元件即湿敏电阻。

图 9-2(b)为控制电路。由 T_1、T_2 组成施密特触发电路，并将 R_S 和 R_H 接入电路适当位置，拟控制 R_S 的加热工况。

工作原理如下：在施密特电路中，T_2 的集电极负载是继电器线圈绕阻，T_1 的基极回路为电阻 R_1、R_2 和湿敏电阻 R_H。先调整好电路，使在常温、常湿下，T_1 通、T_2 截止，则继电器 K 不通，电加热丝 R_S 不工作。一旦由于阴雨天湿度加大、玻璃结露，则湿敏电阻 R_H 阻值减小降到某值，使 $R_2 /\!/ R_H$ 之值不能维持 T_1 导通状态，则电路翻转为 T_1 截止，T_2 导通状态，继电器 K 闭合，将加热丝 R_S 接入电源 E，指示灯 LD 亮表示加热状态。风挡玻璃被加热，驱散湿气。当其湿敏电阻随湿度减小阻值升高到一定值时，则电路又回到初始状态，T_1 导通，T_2 截止，K 断电，即 R_S 加热停止。指示灯灭，这样实现汽车玻璃的防湿控制。

[思考题与习题]

9-1　何谓霍尔效应？制作霍尔元件应采用什么材料，为什么？如何确定霍尔元件尺寸？

9-2　霍尔片不等位电势是如何产生的？减小不等位电势可以采用哪些方法？为了减小霍尔元件的温度误差应采用哪些补偿方法？

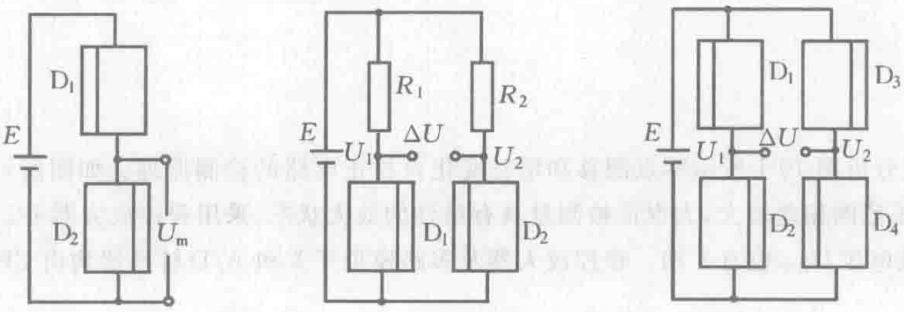
9-3　霍尔压力传感器是怎样工作的？说明其转换原理。

9-4　某霍尔元件 $L\times b\times d$ 为(8×4×0.2) mm^3，其灵敏度系数为 1.2 mV/(mA·T)，沿 L 方向通过

工作电流 $I=5$ mA，垂直于 $b\times d$ 面方向上的均匀磁场 $B=0.6$ T。求其输出的霍尔电势及载流子浓度是多少？

9-5　磁敏二极管、三极管基本原理有何区别？磁敏二(三)极管可以测量哪些参数？

9-6　说明图 9-3 中磁敏二极管三种温度补偿电路各有什么特点？



(a)　(b)　(c)

图 9-3

9-7　霍尔元件灵敏度 $K_H=40$ V/(A·T)，控制电流 $I=30$ mA，将它置于 0.1～0.5 T 线性变化的磁场中，它输出的霍尔电势范围有多大？

9-8　磁敏电阻的测量原理是什么？举例说明可用于测量什么参数。

9-9　气体传感器按原理不同可分为几种类型？

9-10　湿敏传感器根据使用敏感材料不同可分为几种类型？并说明其特点。

9-11　什么是生物传感器？按其生物活性物质不同可分为哪几大类？

9-12　试分析图 9-4 带温度补偿式气体报警器的工作原理。图中 R_5 为负温度系数热敏电阻，W_1 为电位器，SCR 为可控硅器件。

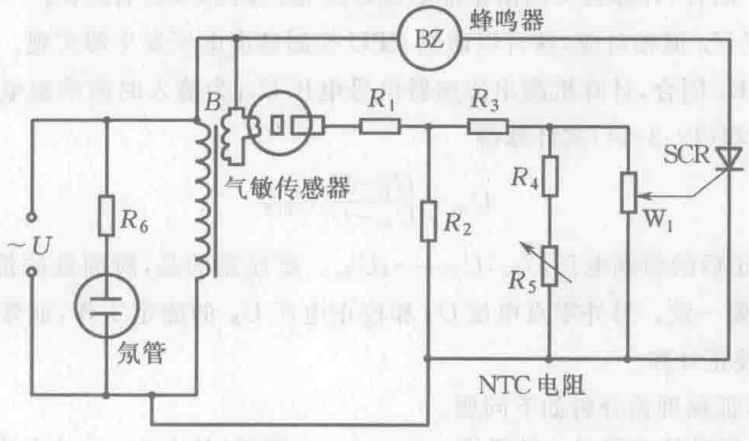


图 9-4

9-13　SnO_2 气敏器件的电阻值 R 和空气中待测气体浓度 C 的关系可用下式描述

$$\lg R=m\lg C+n$$

式中，m 和 n 是取决于传感器器件、测量气体种类测量温度等因素的常数。若已经测得 CO 气体在空气中的浓度为 4×10^{-6} 和 60×10^{-6} 时，SnO_2 气敏器件的电阻值分别为 1 MΩ 和 200 kΩ，试确定 m 和 n 的值。

10. 智能传感技术

[例题分析]

例 10-1 试分析图 10-1 所示零点漂移和增益变化自校正电路的检测原理。如图所示，设有 n 个传感器，它们输出电压范围相差较大，为保证被测量具有最佳的放大状态，采用程控放大器 PGA，其放大倍数有 6 挡，相应的基准电压 U_{REF} 也有 6 挡。程控放大器及多路模拟开关和 A/D 转换器均由 CPU 指令控制。

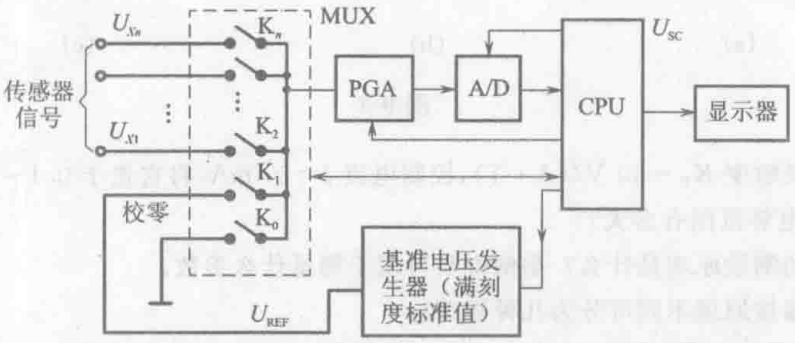


图 10-1

解：由题意可知在 CPU 指令控制下执行三步测量法如下。

(1)模拟开关 K_0 闭合接地，计算机检测零输入时采集电压 $U_{SC}=U_0$，显示器显示零点指示值。

(2)令模拟开关 K_1 闭合，计算机又测出基准电压 U_{REF} 输入时的采集电压 $U_{SC}=U_R$，而 U_{REF} 的值应与相应传感器输出信号电压 U_X 值相对应，这可以通过 CPU 控制基准电压发生器实现。

(3)再令模拟开关 K_2 闭合，计算机测出传感器信号电压 U_{X1} 为输入时的采集电压值 U_1。将所检测的 U_0，U_R，U_1 代入校正方程(12-3-14)式计算得

$$U_{X1}=\frac{U_1-U_0}{U_R-U_0}U_{REF}$$

同理，可计算出校正后的检测电压 U_{X2}，U_{X3}，…，U_{Xn}。要注意的是，所测量的传感器电压与基准电压所用的 PGA 增益挡次要一致。另外零点电压 U_0 和校正电压 U_R 的测定工作，通常是每隔一定时间，如 1 min 为周期，进行一次校正计算。

例 10-2 应用 DS 证据理论分析如下问题。

(1)假设用 A 和 B 两种传感器对 4 种目标 a_1，a_2，a_3，a_4 识别，其中 a_1，a_2 为友军目标，a_3，a_4 为敌军目标。与传感器 A 和 B 对应的概率分配函数分别为：$m_A(\{a_1,a_3\})=0.6$，$m_A(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.4$，$m_B(\{a_2,a_4\})=0.5$，$m_B(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.5$，求识别结果。

(2)若上述问题中 $m_B(\{a_3,a_4\})=0.7$，$m_B(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.5$，求识别结果。

解：(1)DS 证据理论在多传感器数据融合中最大特点是可以完成证据组合，现已知两个独立传感器 A，B 的概率分配函数，则可以根据证据合成公式，即(12-6-36)式计算合成后的概率分配函数，其结果列表如下：

表 10-1 A 和 B 数据融合结果

证　据	$m_B(\{a_2,a_4\})=0.5$	$m_B(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.5$
$m_A(\{a_1,a_3\})=0.6$	$m(\varnothing)=0.3$	$m(\{a_1,a_3\})=0.3$
$m_A(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.4$	$m(\{a_2,a_4\})=0.2$	$m(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.2$

在表 10-1 中出现了空集 $m(\varnothing)=0.3$，因此对表中所得的结果还要修正，扣除空集的影响，根据(12-6-36)式再次计算，即

$$m_C=\frac{m_A m_B}{1-m(\varnothing)}$$

表 10-2　扣除空集影响的数据融合结果

证　　据	$m_B(\{a_2,a_4\})=0.5$	$m_B(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.5$
$m_A(\{a_1,a_3\})=0.6$	$m(\varnothing)=0$	$m(\{a_1,a_3\})=0.429$
$m_A(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.4$	$m(\{a_2,a_4\})=0.286$	$m(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.286$

从表 10-2 中可以看出 A 和 B 数据融合结果表明 a_1，a_3 目标概率分配最大。

(2)上述问题中 m_A 不变，而 m_B 改变后，仍根据(12-6-36)式计算其合成后的概率分配函数，结果如下：

表 10-3　A 和 B 数据融合结果

证　　据	$m_B(\{a_3,a_4\})=0.7$	$m_B(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.3$
$m_A(\{a_1,a_3\})=0.6$	$m(\{a_3\})=0.42$	$m(\{a_1,a_3\})=0.18$
$m_A(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.4$	$m(\{a_3,a_4\})=0.28$	$m(\{a_1,a_2,a_3,a_4\})=0.12$

从表 10-3 中可以看出合成后结果表明对应目标 a_3 的概率分配最大，与上述结果一致。

例 10-3　采用 Pt100 铂热电阻、差动放大器、V/F 变换器及微处理器 μp 组成智能传感器系统。

已知：(1)铂热电阻温度系数即灵敏度 $A=3.85\times10^{-3}/℃$；

(2)V/F 变换器的灵敏度 $S=10\ \text{kHz}/10\text{V}$；最大允许输入电压 $U_H=10\ \text{V}$。

要求：测温范围 0～160 ℃，分辨力为 0.01 ℃，试求设置放大器的增益 k。

解：采用两个完全相同的恒流源电流 I_0 分别给测温铂热电阻 R_T 与标准电阻 R_N(常量)供电，如图 10-2 所示。R_T 与 R_N 两端电压降 U_{R_T} 与 U_{R_0} 如下：

$$U_{R_T}=I_0R_T$$
$$U_{R_0}=I_0R_N$$

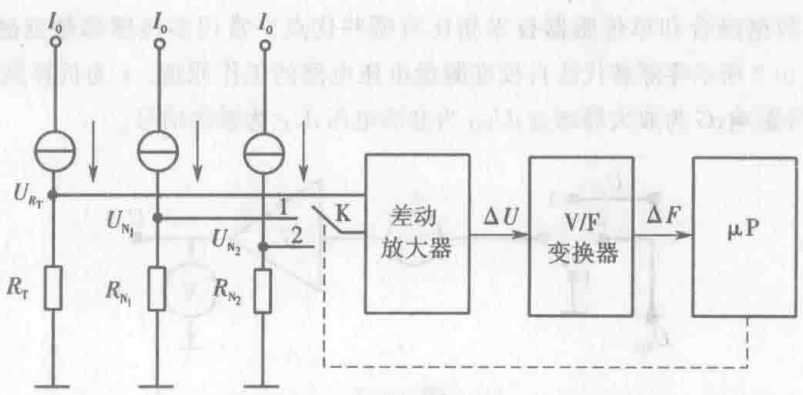


图 10-2　两量程自动切换恒定增益智能温度传感器系统

因为 R_T 是温度的函数，它与温度 t 的关系为

$$R_T=R_0(1+At)$$

式中，$R_0=100\ \Omega$，是 Pt100 型铂热电阻在 0 ℃时的阻值。令 $R_N=R_0$，采用两信号差值输出形式，则 U_{R_T} 与 U_{R_0} 的差 ΔU_R 为

$$\Delta U_R=U_{R_T}-U_{R_0}=I_0R_0At$$

ΔU_R 是温度 t 的函数，可由差值电压 ΔU_R 的测量值求出被测温度 t。该差值 ΔU_R 经放大器放大 k 倍后输出为 ΔU

$$\Delta U=k\Delta U_R=kI_0R_0At$$

ΔU 将引起 V/F 变换器输出脉冲频率变化 ΔF

$$\Delta F=\Delta US$$

故，由于温度变化，t ℃产生的 V/F 变换器输出频率的改变量 ΔF 为

$$\Delta F=kI_0R_0AtS$$

由此可得增益 k 的表达式

$$k=\frac{\Delta F}{I_0R_0AtS}$$

若令 $I_0=3$ mA，且当温度改变量 $t=0.01$ ℃时有一个脉冲频率的变化，$\Delta F=1$ Hz。将数据代入，则可计算得所需增益 $k=85.5$。

这时，对满量程 $t=t_m=160$ ℃，V/F 变换器的输入电压为

$$\Delta U=kI_0R_0At=16\ \text{V}>U_H$$

大于 V/F 变换器所允许的最大输入电压值 $U_H=10$ V。故既要满足分辨力 0.01 ℃的要求，又要满足测量范围 0～160 ℃的要求，应保持增益 $k=85.5$，但需分为两个量程：0～80 ℃为第一个量程，80～160 ℃为第二个量程，采用两个标准电阻，如图 10-2 所示。

当 $t<80$ ℃时，微处理器 μp 指令量程选择开关 K 在“1”位置，这时测量差值 $\Delta U_{R_1}=U_{R_T}-U_{N_1}=I_0(R_T-R_{N_1})$，其中 $R_{N_1}=100\ \Omega$；当 $t>80$ ℃时，微处理器 μp 指令量程选择开关 K 自动合在“2”位置，这时测量差值 $\Delta U_{R_2}=U_{R_T}-U_{N_2}=I_0(R_T-R_{N_2})$，其中 $R_{N_2}=130\ \Omega$。

[思考题与习题]

10-1　什么是智能传感器？说明其主要功能。

10-2　简要说明传统传感器与智能传感器实现非线性校正的主要区别。

10-3　与硬件滤波相比，采用数字滤波有何优点？目前常采用的数字滤波算法有哪些？

10-4　为什么智能传感器要具备自检功能？自检方式有哪几种？常见的自检内容有哪些？

10-5　简述微机械加工技术的特点及主要内容。

10-6　目前工业中常用的微制造技术有哪些？它们主要应用在哪些场合？

10-7　什么是网络传感器？它有什么特点？

10-8　多传感器数据融合和单传感器技术相比有哪些优点？常用多传感器数据融合算法有哪些？

10-9　试分析图 10-3 所示零漂替代法自校准测量电压电路的工作原理。ε 为折算到放大器输入端的增益及漂移变化的等效信号影响；G 为放大器增益；U_{REF} 为基准电压；U_X 为被测信号。

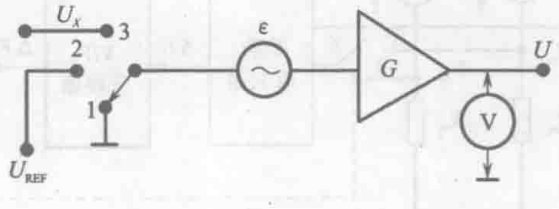


图 10-3

11. 综合练习题

[填空练习题]

11-1 (1)传感器静态特性指标主要有_____、_____、_____、_____等。而其动态特性指标主要有_____和_____两部分。

(2)传感器的精度 A 含义是_____，根据精度等级概念，若测得某传感器 $A=0.48\%$，则该传感器应定为_____级精度。

(3)传感器线性度 δ_L 含义是_____，拟合刻度直线方法有_____、_____、_____三种。

(4)某电容式位移传感器，当被测位移变化量 $\Delta X=50\ \mu m$，相应输出电容变化量 $\Delta C=25\ pF$，其平均灵敏度为_____；用切线法求得线性度为1%。若现采用差动式电容结构，其灵敏度应为_____，用切线法求得线性度应为_____。

(5)传感器的最小检测量是指_____而言。最小检测量越小，则表示传感器_____越高。

11-2 (1)金属应变片工作原理是_____，半导体应变片工作原理是_____。二者应变灵敏度系数主要区别是_____、_____、_____。

(2)为提高应变片动态测量精度，当被测应变片波长一定时，现有基长分别为15 mm和20 mm两种应变片，则应选用基长为_____ mm的应变片，方可减小动态误差。

(3)应变式传感器产生温度误差的原因为_____和_____。通常采用的温度补偿方法有_____、_____、_____等。

(4)应变片灵敏度系数 K 的测试条件是_____。测得的 K 值大小比应变丝的应变灵敏度系数 K_S _____，其原因是_____。

(5)为减小温度误差，压阻器件一般采用_____源供电。而器件本身受温度影响要产生_____漂移和_____漂移。因此要采用温度补偿措施，方法有_____、_____等。

11-3 (1)电容式传感器分布电容的存在对测量的危害性是：_____，_____。通常采用消除和减小分布电容的方法有_____、_____、_____等。

(2)平行板式电容传感器，变面积型可用于检测_____，变间距型可用于检测_____，而变介质型可用于检测_____等参数。

(3)当差动式电容测量电路输出电压为 $U=\dfrac{C_1-C_2}{C_1+C_2}E$ 的形式时(E 为电源电压，C_1 和 C_2 为差动电容)，则其具有的特点是_____、_____、_____。

(4)运算法测量电容传感器电路具有的特点是_____。

(5)电容式差压变送器的敏感电容结构是_____，其主要特点是_____、_____、_____。

11-4 (1)差动电感及差动变压器的位移—电压特性均为_____特性，因而测位移存在_____问题，解决此问题的方法是采用_____电路。

(2)提高差动变压器输出信号电压的措施有_____、_____、_____等。

(3)差动变压器零点残余电压产生的原因是_____、_____、_____等，消除和减小的方法有_____、_____、_____等。

(4)电涡流检测线圈结构特点是采用_____线圈，当被测_____材料靠近它时，利用线圈_____变化

进行测量。

(5)电涡流传感器应用方式可分为两大类:即按_____不同可分为_____和_____,它主要用于检测_____、_____、_____等参数。

11-5 (1)压电元件的原理是_____效应,它的主要特点是_____、_____、_____。目前常使用的压电材料有_____、_____、_____等。

(2)压电式传感器对测量_____信号无响应,其被测信号频带上限取决于_____,频带下限取决于_____。

(3)压电元件测量电路采用前置放大器的目的是_____,_____。目前经常应用的前置放大器有_____和_____两种。

(4)若单片压电片等效电容为 C,输出电荷为 q,输出电压为 U。则将相同两片串接后其总参数 C' 为_____,q' 为_____,U' 为_____;若改为两片并接后,其总参数 C' 为_____,q' 为_____,U' 为_____。

(5)石英压电元件的纵向压电效应是_____方向的作用力,在_____电极面上产生电荷;而横向压电效应是_____方向的作用力在_____电极面上产生电荷。

11-6 (1)编码器按组成原理可分为_____式、_____式、_____式等。编码器按用途不同可分_____和_____,分别用于检测_____和_____参数。

(2)光栅传感器是根据_____原理制成的,是由_____、_____、_____组成的,主要用于检测_____、_____、_____等参数。

(3)莫尔条纹的宽度 B_H 由_____和_____决定。一般调节莫尔条纹宽度主要采用的方法是_____。

(4)振弦式传感器采用_____系统,其输出为_____信号。主要用于检测_____、_____、_____等参数。

(5)振弦传感器的固有频率 f_0 与弦线的_____、_____等参数有关。为改善其输出 $f-T$ 特性的非线性,可采用_____、_____等方法。

11-7 (1)热电偶的工作原理是_____效应,热电势包括_____和_____两种,能产生热电势的必要条件是_____。

(2)热电偶补偿导线的作用是_____,对选择补偿导线的要求是_____。

(3)热电阻测温的原理是_____,一般目前常用的热电阻有_____、_____、_____等。

(4)热敏电阻按温度系数分为_____、_____、_____三种,热敏电阻本身温度取决于_____、_____两个因素。

(5)热敏电阻用于测温元件时,其工作电流要求为_____,应该工作在伏—安曲线的_____区域,原因是_____。

11-8 (1)光纤传光的原理是_____。光纤由_____和_____组成,其传光的必要条件是_____。

(2)光纤传感器可分为_____、_____和_____三类。其检测原理是_____。

(3)光纤的数值孔径 NA 是_____参数,对于光纤传感器而言一般要求 NA 值在_____范围。

(4)光电效应分为三类,即:_____效应,相应的器件有_____;_____效应,相应的器件有_____;_____效应,相应的器件有_____。

(5)光电池的原理是_____效应。从光照特性可以看出其开路电压与照度为_____关系,而短路电流与照度成_____效应,所以光电池作为检测元件时应取_____输出形式。

11-9 (1)霍尔元件由于采用了_____材料,元件才有实用价值。它是一个_____端元件,一般可用

于检测_____、_____、_____等参数。

(2)霍尔元件的不等位误差是指_____而言。其产生的原因为_____、_____等，减小不等位电势的方法有_____、_____等。

(3)湿敏元件工作电源要求采用_____信号源，其原因是_____。此外其测量电路还要采取_____和_____等措施。

(4)磁敏电阻的原理是_____。主要用于检测_____、_____等参数。

(5)半导体气敏元件可分为_____和_____两大类。主要用于检测_____、_____、_____等可燃气体。

(6)生物传感器按所用活性物质不同可分为_____、_____、_____等几类，可用于检测_____、_____、_____等参数。

[计算分析题]

11-10 已知：平行板电容传感器公式为 $C=\dfrac{\varepsilon S}{d}$，式中 ε 为两极板间介质的介电常数；S 为极板面积；d 为极板间距。求：

(1)当间距变化为 $d-\Delta d$ 时，在 $\dfrac{\Delta d}{d}\ll 1$ 条件下推导出特性方程表达式 $\dfrac{\Delta C}{C}=f\left(\dfrac{\Delta d}{d}\right)$；

(2)当 $\left(\dfrac{\Delta d}{d}\right)_{max}=0.3$ 时，用端基法拟合刻度直线方程；

(3)求上述拟合直线的线性度 δ_L 是多少？

11-11 已知接于某谐振回路中的电感传感器，其频率与电感静态转换方程为 $\dfrac{\Delta f}{f}=0.5\left(\dfrac{\Delta L}{L}\right)+0.35\left(\dfrac{\Delta L}{L}\right)^2$，设传感器初始电感值 $L_0=100$ mH，传感器最大输出变化量 $\Delta L_{max}=10$ mH，试分别用切线法及端基法拟合刻度直线方程并计算相应的线性度。

11-12 已知有两个性能完全相同的金属丝应变片 R_1 和 R_2，将其粘贴在悬臂梁式应变传感器上测力，要求采用两种不同的测量方式：(1)差动测量法；(2)参比测量法。试分别画出用这两种测量方法时应变片要贴在图 11-1 什么位置及相应的测量桥路图，并说明两种方法各有什么特点。

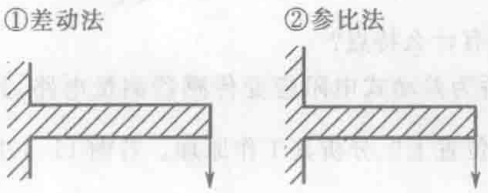


图 11-1

11-13 直接写出图 11-2 等臂电桥电路中，输出端电压 U_{SC} 表达式，设电源 U 内阻为零，输出端负载电阻 $R_L=\infty$。

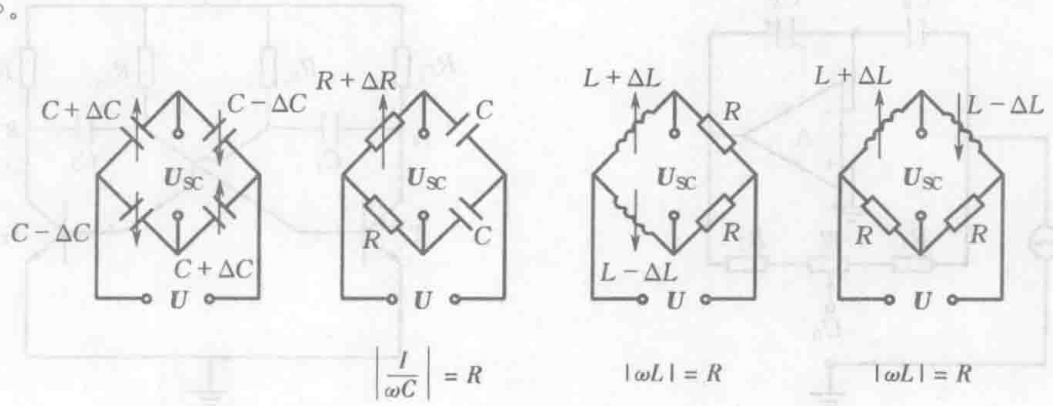


图 11-2

11-14　已知 4 个性能完全相同的金属丝应变片(应变灵敏系数 $K=2$),将其粘贴在如图 11-3 所示环形测力弹性元件上,其应变计算公式为 $\varepsilon=\dfrac{1.08Fr}{Ewt^2}$(当 $t\ll r$ 时),并且又知 $F=100$ kg,$r=60$ mm,$t=5$ mm,$w=20$ mm,$E=2\times10^7$ N/cm^2。求:

(1)在环形测力弹性元件上画出 4 个应变片粘贴的位置,并画出相应的测量桥路原理图;

(2)求出各应变片电阻相对变化量;

(3)若电源电压为 12 V,负载电阻很大,其桥路输出电压 U_{SC} 是多少?

(4)输出电压和被测力 F 之间是否存在线性关系?为什么?

(5)此种测量方案对环境温度变化是否有补偿作用?为什么?

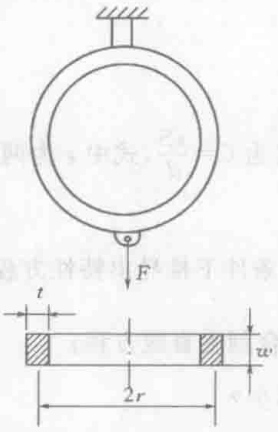


图 11-3

11-15　电容式压力传感器检测电路如图 11-4 所示。其中 C_R 为参比电容,C_X 为测量电容,e_1 为交流信号源。设初始电桥平衡时两电容值分别为 C_{R_0} 和 C_{X_0}。要求:

(1)证明电路输出电压表达式:

$$U_0=\left(\frac{C_{R_0}}{C_{X_0}}-\frac{C_R}{C_X}\right)\left(\frac{1}{1+\dfrac{C_{R_0}}{C_{X_0}}}\right)e_1$$

(2)由 U_0 表达式分析该电路有什么特点?

11-16　现采用多谐振荡电桥为差动式电阻应变传感器测量电路,其电阻变化量为 $R+\Delta R$,$R-\Delta R$。问两个应变电阻应接在电路什么位置上?分析其工作原理。若图 11-5 中,$E_C=12$ V,$\dfrac{\Delta R}{R}=2\%$,求出 A、B 两点间输出电压 $U_{AB}=?$

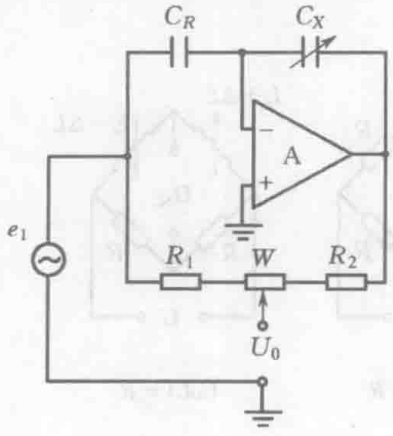


图 11-4

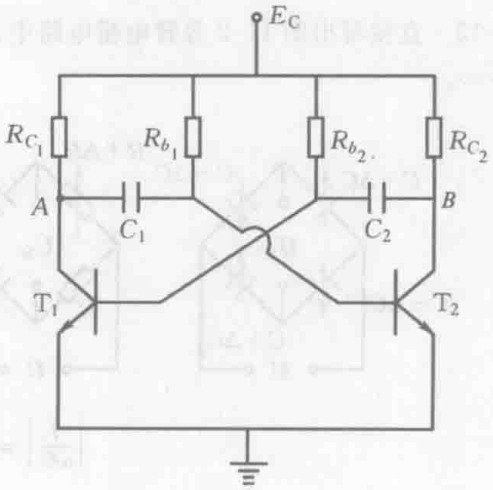


图 11-5

11-17　试推导差动电容式传感器接入变压器电桥，当变压器二次侧电压有效值均为 U 时，其空载输出电压 U_O 与 C_{r1}、C_{r2} 的关系式。若采用变极距型电容传感器，设初始极距均为 δ_0，改变 $\Delta\delta$ 后，空载输出电压 U_O 与 $\Delta\delta$ 的关系式。

11-18　用高分子薄膜电容湿敏元件测湿度，其变换电路如图 11-6 所示。图中 C_S 为湿敏元件电容；C_r 为参比电容（$C_r \gg C_S$）；A_1 与 A_2 是比较器；T_1、T_2 为开关三极管；U_C 为电源电压；电阻 $R_1 = R_2$。要求：

(1)简述其工作原理；

(2)推导出输出电压 $U_{SC} = f(C_S)$ 的特性表达式。

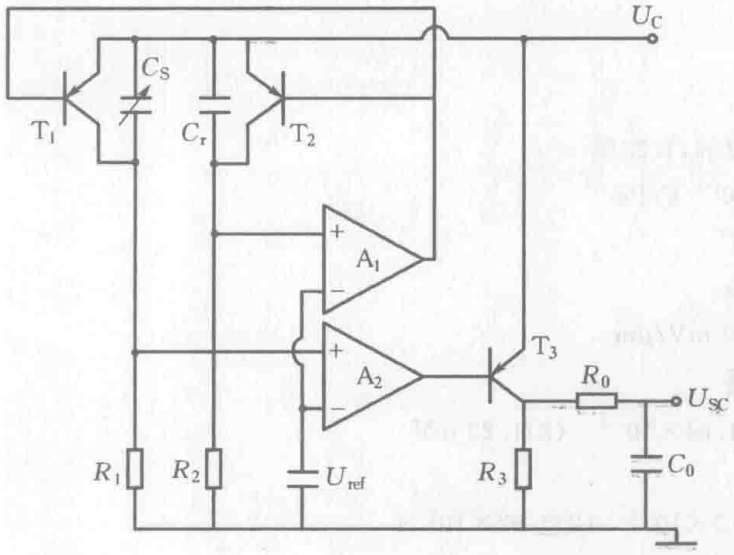


图 11-6

11-19　当进行下列测温时，采用哪种类型温度传感器较好，请举例说明：

(1)常温附近微小温度差；

(2)一般的常温附近的温度测量；

(3)准确测量 1 800 ℃左右高温；

(4)准确测量 1 000 ℃左右高温。

11-20　现要测一个高速运转轴的轴向位移量，测量位移量为 0.1～0.5 mm，并将其转换为电信号。根据所掌握传感器的知识，举出三种可采用的测量方案，画出测量示意图及测量系统组成框图。

11-21　设密封大油罐，液位高度在 2～12 m 范围变化，试问可以用哪些传感器测量，试分析其工作原理，画出测量示意图，并指出输出信号与液位之间关系。

11-22　工业管道及容器压力测量可采用的压力传感器有哪些？举例说明输出信号与压力的关系，并画出压力信号转换过程的框图。

部分习题参考答案

1. 传感器的一般特性

1-7　$A=2\%$，2.5 级

1-8　合格

1-9　2%

1-10　0～8 Hz

1-11　11.2%，2.52%，1.25%

1-12　10 s，0.5×10^{-5} V/Pa

1-13　0.95，−52.7°

1-14　0～3.44 kHz

1-15　5 mV/μm，10 mV/μm

2. 应变式传感器

2-7　(1)0.197 Ω，1.64×10^{-3}　(2)1.23 mV

2-8　7.71 mV

2-9　(1)10^{-3}，-0.3×10^{-3}　(2)3.92×10^{5} N

2-10　(3)$|\varepsilon|=7.5\times10^{-4}$，9 mV

2-11　(2)$\pm1.2\times10^{-3}$　(3)7.2 mV

2-12　(1)-41.73×10^{8} N/m^2，0　(2)-2.99×10^{-2}，2.76×10^{-2}

2-15　2，2，4

3. 电容式传感器

3-8　0.07 pF/mm，0.142 pF

3-9　2.75 pF，964.6 kΩ

3-10　0.74 V/pF，1.19 V

3-11　(1)86.8 pF，152 pF　(2)14%，28%

3-12　$K=\dfrac{(1-\mu^2)\pi\varepsilon a^6}{16Ed^2t^3}$

3-13　−7 pF/mm

3-14　230.3 pF，460.5 pF

4. 电感式传感器

4-6　(1)$R_3=R_4=85.4\ \Omega$　(2)0.32 V

4-7　8.4×10^{-8} H，1.5 V，47.5 mA

4-8　(1)$R_1=R_2=251\ \Omega$　(3)0.48 V

4-9　(1)785 mH　(2)3 140 mH

4-12　(1)$L<5$ mm　(2)2 mm　(3)50 Hz

4-13　0.67%

5. 压电式传感器

5-6　93.7%

5-7　(1)2.5×10^{9} V/cm　(2)6.17×10^{8} V/cm　(3)119.6 Hz　(4)4.84×10^{4} pF

5-8　(1)8.2 mV　(2)2.2×10^{-12} m

5-9　7.15 kHz

5-10　减小到 84.6 mV/g

5-11　(1)5.79 V　(2)2.86 V

5-12　(2)0.13%　(3)1.59 kHz

5-13　3.98×10^{11} F,174 V

6. 数字式传感器

6-2　1′19″

6-5　0.057°

6-12　0.12 mm

7. 热电式传感器

7-8　选[A],$t_1=t_2$

7-9　46 mV

7-10　601.14 ℃

7-11　464.1 ℃

7-12　39.29 mV

7-13　29 kΩ

7-14　557 ℃,538.4 ℃

7-15　70 ℃

7-16　157 ℃

8. 光电式传感器

8-8　0.242 5,14°

8-9　30°

9. 磁敏传感器、化学与生物传感器

9-4　3.6 mV,$2.6\times10^{22}/m^3$

9-7　12～60 mV

9-13　$m=-0.599$　$n=2.770$

11. 综合练习题

11-10　(3)7.9%

11-11　7%,1.635%

11-14　(2)1.296×10^{-3}　(3)15.5 mV

11-16　0.24 V

参 考 文 献

[1] HERMANN K P NEUBERT. Instrument transducer—an introduction to their performance and design [M]. 2nd ed. Oxford:Clarendon Press,1975.

[2] JOHN P BENTLEY. Principles of measurement system[M]. London: Longman Group Ltd, 1983.

[3] 南京航空学院,北京航空学院. 传感器原理[M]. 北京:国防工业出版社,1980.

[4] 严钟豪,谭祖根. 非电量电测技术[M]. 北京:机械工业出版社,1983.

[5] 郭振芹. 非电量电测量[M]. 北京:中国计量出版社,1986.

[6] 袁希光. 传感器技术手册[M]. 北京:国防工业出版社,1986.

[7] 朱明武. 动压测量[M]. 北京:国防工业出版社,1984.

[8] 徐启华. 电阻的测量与非电量检测[M]. 西安:陕西科学技术出版社,1981.

[9] 吴宗岱,陶宝祺. 应变电测原理及技术[M]. 北京:国防工业出版社,1982.

[10] 刘瑞复,史锦珊. 光纤传感器及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,1986.

[11] 潘天明. 半导体光电器件及其应用[M]. 北京:冶金工业出版社,1985.

[12] 徐开先,叶济民. 热敏电阻器[M]. 北京:机械工业出版社,1981.

[13] 莫以豪. 半导体陶瓷及其敏感元件[M]. 上海:上海科学技术出版社,1983.

[14] 谭祖根,陈守川. 电涡流传感器的基本原理分析与参数选择[J]. 仪器仪表学报,1980,1(1).

[15] 闻恭良. 电容式差压变送器球形电极的理论分析[J]. 仪器仪表学报,1982,3(3).

[16] 郝天佑. 光导纤维应用与光纤传感技术[J],冶金自动化,1987,11(1).

[17] 钱浚霞,郑坚立. 光电检测技术[M]. 北京:机械工业出版社,1991.

[18] 李标荣,张绪礼. 电子传感器[M]. 北京:国防工业出版社,1993.

[19] 张毅,张宝芬,曹丽,彭黎辉. 自动检测技术及仪表控制系统[M]. 2 版. 北京:化学工业出版社,2005.

[20] 周泽存,刘馨媛. 检测技术[M]. 北京:机械工业出版社,1993.

[21] 王其生. 传感器例题与习题集[M]. 北京:机械工业出版社,1993.

[22] 刘君华. 智能传感器系统[M]. 西安:西安电子科技大学出版社,1999.

[23] 陈裕泉,[美]葛文勋. 现代传感器原理及应用[M]. 北京:科学出版社,2007.

[24] 王化祥. 自动检测技术[M]. 北京:化学工业出版社,2009.

[25] 徐湘元,王萍,田慧欣. 传感器及其信号调理技术[M]. 北京:机械工业出版社,2012.

[26] 陈建元. 传感器技术[M]. 北京:机械工业出版社,2008.

Document generated by Anna’s Archive around 2023-2024 as part of the DuXiu collection (https://annas-blog.org/duxiu-exclusive.html).

Images have been losslessly embedded. Information about the original file can be found in PDF attachments. Some stats (more in the PDF attachments):

{
  "filename": "44CK5Lyg5oSf5Zmo5Y6f55CG5Y+K5bqU55SoICDnrKw054mI77ydUFJJTkNJUExFUyBBTkQgQVBQTElDQVRJT05TIE9GIFRSQU5TRFVDRVJT44CLXzEzNjczODM5LnppcA==",
  "filename_decoded": "\u300a\u4f20\u611f\u5668\u539f\u7406\u53ca\u5e94\u7528 \u7b2c4\u7248\uff1dPRINCIPLES AND APPLICATIONS OF TRANSDUCERS\u300b_13673839.zip",
  "filesize": 57186969,
  "md5": "a5fb4fed112b4d4f08c4d0ac7253dfc0",
  "header_md5": "a51a4eb2bee6754b32de5d47d8544977",
  "sha1": "4f124034886cae61b74779827102953c67b95225",
  "sha256": "32f481196e7d32941098008a88c54be99f457d86ccc8e2c2b2cfc1e72224ce70",
  "crc32": 44579311,
  "zip_password": "",
  "uncompressed_size": 57152963,
  "pdg_dir_name": "",
  "pdg_main_pages_found": 346,
  "pdg_main_pages_max": 346,
  "total_pages": 354,
  "total_pixels": 2200727616,
  "pdf_generation_missing_pages": false
}