传感器原理及应用

(修订版)

王化祥 张淑英 编著

天津大学出版社

内容提要

本书以非电量的电测技术为主要内容,以信息的变换与处理为编写体系。全书共两篇,上篇有九章,可分为 三部分,第一部分重点介绍了传感器的基本概念及传感 器的静、动态特性,第二部分介绍了各类传感器的变换原 理、特性、测量电路及应用;第三部分对传感器的标定方 法作了相应的介绍。下篇为习题部分,每章包括:基本要 求、例题分析、思考题与习题。

本书可作为高等院校工业自动化仪表专业的教材及 有关专业的教学参考书,也可供从事自动化仪表工作的 工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

传感器原理及应用(修订版)/王化祥,张淑英编著.—2版(修订版).—天津: 天津大学出版社,1999.7(2002 重印)

ISBN 7-5618-1142-X

I.传… Ⅱ.①王… ②张… Ⅲ.传感器 Ⅳ.TP212 教学参考资料 Ⅳ.H350.42

中国版本图书馆 CIP 数据核字(1999)第 29230 号

出版发行 天津大学出版社

- 出 版 人 杨风和
- 地 址 天津市卫津路 92 号天津大学内(邮编:300072)
- 电 话 发行部 1022-27403647 邮购部 1022-27402742
- 印 刷 河北省昌黎人民胶印厂
- 经 销 全国各地新华书店
- 开本 787 mm×1092 mm 1/16
- 印 张 16
- 字 数 400 千
- 版 次 1988 年 9 月 第 1 版 1999 年 2 月 第 2 版
- 印 次 2002 年 8 月 第 6 次
- 印数 26 001—31 000
- 定价 27.00元

修订再版前言

《传感器原理及应用(修订版)》自 1998 年再版后,选用该书的一些 兄弟院校建议作者增补"热电式传感器"有关内容,并迫切希望出版一 本与本教材配套的习题集。基于广大读者要求,本书决定增补第七章 热电式传感器,主要内容包括温度测量广泛应用的热电偶、热电阻、半 导体集成式温度传感器,并将原书中固态传感器一章中"热敏电阻"一 节并入本章。使本书内容更为广泛、系统,有利于从事自动化专业的学 生及工程技术人员选用和参考。

此外,为了更好地满足教学以及选用该教材广大师生的要求,本书 再版时重新系统地编写了相关章节的例题解答及习题,最后给出部分 习题的参考答案,以便读者更深入系统地掌握传感器技术的基本原理 和实际应用技能。

衷心感谢兄弟院校对本书的选用和建议,并恳请广大读者继续提 出宝贵意见。

作者

2002年3月于天津大学

目 录

上篇 传感器原理及应用

绪	论			1)
第	1	章	传感器的一般特性(4)
	§	1-1	传感器的静态特性(4)
	§	1-2	传感器的动态特性(9)
第	2	章	应变式传感器(19)
	§	2-1	金属应变片式传感器(19)
	§	2-2	压阻式传感器(35)
第	3	章	电容式传感器(45)
	§	3-1	电容式传感器的工作原理(45)
	§	3-2	电容式传感器的测量电路(50)
	§	3-3	电容式传感器的误差分析(58)
	§	3-4	电容式传感器的应用(60)
第	4	章	电感式传感器(67)
	§	4-1	自感式传感器(67)
	§	4-2	差动变压器(77)
	§	4-3	电涡流式传感器 (87)
第	5	章	压电式传感器(97)
	§	5-1	压电效应	97)
	§	5-2	压电材料	102)
	§	5-3	压电式传感器的测量电路(1	105)
	§	5-4	压电式传感器的应用	110)
第	6	章	数字式传感器(1)	114)
	§	6-1	码盘式传感器	114)
	§	6-2	光栅传感器	119)
	§	6-3	振弦式传感器(1	126)
第	7	章	热电式传感器(1	137)
	§	7-1	热电偶	137)
	§	7-2	热电阻	145)
	§	7-3	集成温度传感器	147)
	§	7-4	热敏电阻	150)
第	8	章	固态传感器(1	160)
	§	8-1	磁敏传感器	160)
				1	

	§ 8-2	光敏传感器(180)
	§ 8-3	电荷耦合器件(197)
	§ 8-4	气体传感器(213)
	§ 8-5	湿度传感器(224)
第	9章	光导纤维式传感器(237)
	§ 9-1	光导纤维导光的基本原理(237)
	§ 9-2	光纤传感器结构原理及分类(239)
	§ 9-3	光纤传感器的主要元器件(243)
	§ 9-4	光纤传感器的应用(247)
第	10 章	传感器的标定(259)
	§ 10-1	压力传感器的静态标定 (259)
	§ 10-2	压力传感器的动态标定 (261)
	§ 10-3	压力传感器的安装及引压管道影响(267)

下篇 传感器原理及应用例题解答及习题

第	1章	传感器的一般特性()	270)
	基本要	豆求	270)
	例题分	〉析()	270)
	思考题	与习题(273)
第	2章	应变式传感器(275)
	基本要	豆求	275)
	例题分	`析	275)
	思考题	[与习题	280)
第	3章	申容式传感器	284)
-1-	シー 基本勇		284)
	<u>一</u> 例题分	が析	284
	田老野	1月21日(11日)(11日)(11日)(11日)(11日)(11日)(11日)(1	204)
簹	小音	由咸士住咸哭(1	200
N)	,士 甘本亜		292)
	金中女 例師公	· ·	292
	ᄪᆇᄪ	111	292
<u>~</u> ~	志		298)
퐈) り 早 し 中 士 田	压电式传感器	302)
	基 中 安	·米	302)
	例题分	「桁()	302)
	忠考题	□与习题()	305)
第	6章	数字式传感器()	307)
	基本要	至求	307)
	例题分)析(307)
	思考题	[与习题	308)

基本要求(309))			
例题分析(309))			
思考题与习题(311)			
第8章 固态传感器(313	3)			
基本要求(313	3)			
例题分析(313	3)			
思考题与习题(316	5)			
第9章 光导纤维式传感器(318	3)			
基本要求(318	3)			
例题分析(318	3)			
思考题与习题(319))			
第10章 综合练习题))			
填空练习题(320))			
计算分析题(322	2)			
部分习题参考答案(326)				
参考文献(328	3)			

上篇 传感器原理及应用

绪 论

一、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。

二、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 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。

三、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



图1 传感器的组成方块图

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,如固态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。

四、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。

五、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。这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,而开始研究从一维、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前进了一大步。

第1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。

§1-1 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 ,要求传感器在静态情况下的输出—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

$$Y = a_0 + a_1 X + a_2 X^2 + \dots + a_n X^n$$
 (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,...,*a*_n-----非线性项待定常数。

由(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 ,..., 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1-1(a)]

$$Y = a_1 X \tag{1-2}$$

(2)具有 X 奇次阶项的非线性[图 1-1(b)]

$$Y = a_1 X + a_3 X^3 + a_5 X^5 + \dots$$
 (1-3)

(3)具有 X 偶次阶项的非线性[图 1-1(c)]

$$Y = a_1 X + a_2 X^2 + a_4 X^4 + \dots$$
 (1-4)

(4)具有 X 奇、偶次阶项的非线性[图 1-1(d)]

$$Y = a_1 X + a_2 X^2 + a_3 X^3 + a_4 X^4 + \dots$$
 (1-5)

由此可见 除图 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 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 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。



图 1-1 传感器的 4 种典型静态特性

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。

一、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 1-2)。

用 δ_{L} 代表线性度 则

$$\delta_{\rm L} = \pm \frac{\Delta Y_{\rm max}}{Y_{\rm E,S}} \times 100 \,\%$$
 (1-6)

式中 ΔY_{max} ——校准曲线与拟合直线间的最大偏

差; Y_{F·S}-----传感器满量程输出,Y_{F·S} = Y_{max} -

$$Y_{0}$$

图 1-2 传感器的线性度

Xmax

 $Y_{\rm F.S}$

 \hat{X}

拟合直线

校准曲线

 $\Delta Y_{\rm max}$

 $(X_0, Y$

 \cap

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 1-3。



图 1-3 基准直线的不同拟合方法

应当指出,对同一传感器,在相同条件下做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。



(一)端基法

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 1-4)。其方程式为

$$Y = a_0 + KX$$
 (1-7)

式中 Y——输出量; X——输入量; a₀——Y轴上截距;

K——直线 *a*₀*b*₀ 的斜率。

图 1-4 端基线性度拟合直线

由此得到端基法拟合直线方程,按(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。

(二)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 $a_0 + KX$ 间线差为

$$\Delta_i = Y_i - (a_0 + KX_i)$$
 (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

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

联立求解以上二式,可求出 K 和 a₀,即

$$K = \frac{n \sum_{i=1}^{n} X_{i} Y_{i} - \sum_{i=1}^{n} X_{i} \cdot \sum_{i=1}^{n} Y_{i}}{n \sum_{i=1}^{n} X_{i}^{2} - (\sum_{i=1}^{n} X_{i})^{2}}$$
(1-9)
$$a_{0} = \frac{\sum_{i=1}^{n} X_{i}^{2} \cdot \sum_{i=1}^{n} Y_{i} - \sum_{i=1}^{n} X_{i} \cdot \sum_{i=1}^{n} X_{i} Y_{i}}{n \sum_{i=1}^{n} X_{i}^{2} - (\sum_{i=1}^{n} X_{i})^{2}}$$
(1-10)

式中 *n*——校准点数。

由此得到最佳拟合直线方程,由(1-6)式可算得最小二乘法线性度。

通常采用差动测量方法来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

$$Y_1 = a_0 + a_1 X + a_2 X^2 + a_3 X^3 + a_4 X^4 + \dots$$

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

6

 $Y_2 = a_0 - a_1 X + a_2 X^2 - a_3 X^3 + a_4 X^4 + \dots$

在差动输出情况下,其特性方程式可写成

$$\Delta Y = Y_1 - Y_2 = \mathcal{X} \ a_1 X + a_3 X^3 + a_5 X^5 + \dots$$
 (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。

二、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 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

$$K = \frac{输出变化量}{输入变化量} = \frac{\Delta Y}{\Delta X}$$
(1-12)



图 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。

三、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。

(一)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。∂愈 小则说明测量越精密(对应随机误差)。

(二)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)。

(三)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 $\tau = \delta + \epsilon$ 。通常精确度是以测量误差的相对值来表示的。

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 来表示。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 A.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

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

式中 A——传感器的精度;

△A-----测量范围内允许的最大绝对误差;

Y_{F-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。

四、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

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

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为 0.2 mV ,灵敏度 K 为 5 mV/mmH₂O ,若取 C = 2 ,则根 据(1-14) 式计算得最小检测量为 0.08 mmH₂O。

数字式传感器一般用分辨率表示 即输出数字指示值最后一位数字所代表的输入量。



图 1-6 传感器的迟滞特性

五、迟滞

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 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。

$$\delta_{H} = \pm \frac{\Delta H_{\text{max}}}{Y_{\text{F-S}}} \times 100 \%$$
 (1-15)

或
$$\delta_H = \pm \frac{\Delta H_{\text{max}}}{2Y_{\text{F-S}}} \times 100\%$$
 (1-16)

式中 ΔH_{max} ——输出值在正反行程间的最大偏差;

 δ_{μ} ——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。

六、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 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_{FS}的百分比表示。即

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

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



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

式中 Y_i----测量值;

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。

七、零点漂移

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 =
$$\frac{\Delta Y_0}{Y_{\text{F-S}}} \times 100\%$$
 (1-19)

式中 ΔY_0 ——最大零点偏差(或相应偏差);

Y_{F·S}-----满量程输出。

八、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°C输出最大偏差与 满量程的百分比来表示。

温漂 =
$$\frac{\Delta_{\text{max}}}{Y_{\text{F}\cdot\text{S}}\Delta T} \times 100\%$$
 (1-20)

式中 Δ_{max} ——输出最大偏差;

∆*T-*——温度变化范围;

Y_{F·S}-----满量程输出。

§1-2 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,我 们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。

一、动态特性的一般数学模型

在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 分方程式来描述。

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

$$a_{n} \frac{d^{n} Y(t)}{dt^{n}} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} Y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_{1} \frac{dY(t)}{dt} + a_{0} Y(t)$$

$$= b_{m} \frac{d^{m} X(t)}{dt^{m}} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} X(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_{1} \frac{dX(t)}{dt} + b_{0} X(t)$$
(1-21)

式中 Y(t) → 输出量;

X(t)---输入量;

t——时间;

 a_0 , a_1 ,..., a_n 及 b_0 , b_1 ,..., b_m ——常数。

如果用算子 D 表示 d/dt 时 (1-21) 式可以写为

 $(a_n D^n + a_{n-1} D^{n-1} + ... + a_1 D + a_0) Y(t) = (b_m D^m + b_{m-1} D^{m-1} + ... + b_1 D + b_0) X(t)$ (1-22)

利用拉氏变换 ,由(1-21)式可得到 Y(S)和 X(S)的方程式

 $(a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + ... + a_1 S + a_0) Y(S) = (b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + ... + b_1 S + b_0) X(S)$ (1-23)

只要对(1-21)式的微分方程求解,便可得到动态响应及动态性能指标。

戓

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来描述。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。

(一)零阶传感器的数学模型

对照(1-21)式,零阶传感器的系数只有 a₀、b₀,于是微分方程为



$$a_0 Y(t) = b_0 X(t)$$
 (1-24)

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

式中 K----静态灵敏度。

例如 图 1-8 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

图 1-8 线性电位器

$$U_{\rm sc} = \frac{U_{\rm sR}}{L} x = Kx \tag{1-25}$$

式中 U_{sc} ——输出电压;

U_{SR}——输入电压;

x ——电刷位移。

由(1-25)式可知 输出电压 U_{∞} 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。

(二)一阶传感器的数学模型

对照(1-21)式,一阶传感器的微分方程系数除a₀、a₁、b₀外,其他系数均为零,因此可写成

$$a_1 \frac{dY(t)}{dt} + a_0 Y(t) = b_0 X(t)$$
 (1-26)

用算子 D 表示则可写成 (τD+1)Y(t)=KX(t)

式中 K——静态灵敏度 , $K = \frac{b_0}{a_0}$;

 τ ——时间常数, $\tau = \frac{a_1}{a_0}$ 。

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 1-9 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;

T₁-----热接点温度;

- T_0 ——被测介质温度;
- R1----介质与热电偶之间热阻。

根据能量守恒定律可列出如下方程组

$$\begin{cases} m_1 C_1 \frac{dT_1}{dt} = q_{01} \\ q_{01} = \frac{T_0 - T_1}{R_1} \end{cases}$$
 (1-27)



图 1-9 一阶测温传感器

式中 q₀₁ — 介质传给热电偶的热量(忽略热电偶本身热量损耗)。 将(1-27) 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

$$\tau_1 \frac{\mathrm{d}T_1}{\mathrm{d}t} + T_1 = T_0 \tag{1-28}$$

(1-28)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(1-28)式的解,就可以得到热电偶对介质温度的时间响应。

(三)二阶传感器的数学模型

对照(1-21)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

$$a_{2} \frac{d^{2} Y(t)}{dt^{2}} + a_{1} \frac{d Y(t)}{dt} + a_{0} Y(t) = b_{0} X(t)$$
 (1-29)

用算子 D 表示 则可写成

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

式中 K——静态灵敏度 , $K = \frac{b_0}{a_0}$;

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

 $o^{e_t}o$

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

上述三个量 K, ω_0, ξ 为二阶传感器动态特性的特征量。

图 1-10 所示为带保护套管式热电偶插入恒温水浴中的测温系统。

图 1-10 二阶测温传感器

T₁-----热接点温度;

T₂----保护套管温度;

 m_1C_1 ——热电偶热容量;

*m*₂*C*₂-----套管热容量;

R1-----套管与热电偶间的热阻;

R₂——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

$$\left. \begin{array}{c} m_{2}C_{2} \frac{\mathrm{d}T_{2}}{\mathrm{d}t} = q_{02} - q_{01} \\ q_{02} = \frac{T_{0} - T_{2}}{R_{2}} \\ q_{01} = \frac{T_{2} - T_{1}}{R_{1}} \end{array} \right\}$$
(1-30)

式中 q_{ω} ——介质传给套管的热量;

q₀₁-----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。(1-30) 武经整理后得

$$R_2 m_2 C_2 \frac{dT_2}{dt} + T_2 = T_0$$

令 $\tau_2 = R_2 m_2 C_2$ 则得

$$\tau_2 \frac{\mathrm{d}T_2}{\mathrm{d}t} + T_2 = T_0 \tag{1-31}$$

同理 ,令 $\tau_1 = R_1 m_1 C_1$,则得

$$\tau_1 \frac{\mathrm{d}T_1}{\mathrm{d}t} + T_1 = T_2 \tag{1-32}$$

联立(1-31)式和(1-32)式,消去中间变量T2,便得到此测量系统的微分方程式

$$\tau_1 \tau_2 \frac{d^2 T_1}{dt^2} + (\tau_1 + \tau_2) \frac{d T_1}{dt} + T_1 = T_0$$
 (1-33)

$$\boldsymbol{\diamondsuit} \quad \boldsymbol{\omega}_0 = \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} \\ \boldsymbol{\xi} = \frac{\tau_1 + \tau_2}{2\sqrt{\tau_1 \tau_2}}$$

将ω0 和 ξ代入(1-33) 式 则得

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 T_1}{dt^2} + \frac{2\xi}{\omega_0} \frac{dT_1}{dt} + T_1 = T_0$$
 (1-34)

由(1-34)式可知带保护套管的热电偶是一个典型的二阶传感器。

二、传递函数

在分析、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(1-22)式可得输入和输出间的传递函数为

$$W(D) = \frac{Y}{X}(D)$$

= $\frac{b_m D^m + b_{m-1} D^{m-1} + \dots + b_1 D + b_0}{a_n D^n + a_{n-1} D^{n-1} + \dots + a_1 D + a_0}$ (1-35)

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),它是这个传感器微分方程的解。 由(1-23)武可得到拉氏传递函数为

$$W(S) = \frac{Y}{X}(S) = \frac{b_m S^m + b_{m-1} S^{m-1} + \dots + b_1 S + b_0}{a_n S^n + a_{n-1} S^{n-1} + \dots + a_1 S + a_0}$$
(1-36)

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 1-11(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 $Y(t) = B(\omega) \sin (\omega t + \phi(\omega))$ 。在稳定状态下,B/A(幅值比)和相位 ϕ 随 ω 而变化的特性称频率特性。

正弦输入时 ,用 j ω 代替方程(1-35)式中的 D 或(1-36)式中的 S ,则可得传感器的频率传 递函数 ,或称频率特性

$$W(j\omega) = \frac{Y}{X}(j\omega) = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + b_1(j\omega) + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_1(j\omega) + a_0}$$
(1-37)

式中 $i = \sqrt{-1}$;

ω-----角频率。

把 X(t) = A e^{jωt} 和 Y(t) = B e^{f ωt + ψ})代入(1-37) 式得

$$\frac{B e^{f ωt + ψ}}{A e^{jωt}} = \frac{b_n (j\omega)^n + b_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + b_1 (j\omega) + b_0}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_1 (j\omega) + a_0}$$

$$\frac{Y}{X} (j\omega) = \frac{B}{A} e^{j\psi}$$
(1-38)

因此

由(1-38)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($\frac{B}{A}$)相角 ϕ 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 1-11(b)(c)所示。曲线 b)称为幅 频特性,曲线 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。

(一)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

$$\frac{Y}{X}(D) = \frac{Y}{X}(S) = \frac{Y}{X}(j\omega) = \frac{b_0}{a_0} = K$$
(1-39)

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 1-12 所示。

(二)一阶传感器的传递函数和频率特性

运算传递函数为



图 1-11 正弦输入的频率响应
W(D)=
$$\frac{Y}{X}$$
(D)= $\frac{K}{1+\tau D}$ (1-40)

拉氏传递函数为

$$W(S) = \frac{Y}{X}(S) = \frac{K}{1 + \tau S}$$
 (1-41)

频率传递函数为

$$W(j\omega) = \frac{K}{1 + j\omega\tau}$$
(1-42)

幅频特性

$$\frac{B}{A} = |W(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}$$
(1-43)

相频特性

$$\psi = \arctan(-\omega\tau) \qquad (1-44)$$

频率特性曲线如图 1-13 所示 时间常数 τ 愈小 频率响应特性愈好。 (三)二阶传感器的传递函数及频率特性 运算传递函数为

W(D) =
$$\frac{Y}{X}$$
(D) = $\frac{K}{\frac{D^2}{\omega_0^2} + \frac{2\xi D}{\omega_0} + 1}$ (1-45)



图 1-12 零阶传感器的频率特性 拉氏传递函数为 图 1-13 一阶传感器的频率特性

W(S) =
$$\frac{Y}{X}(S) = \frac{K}{\frac{S^2}{\omega_0^2} + \frac{2\xi S}{\omega_0} + 1}$$
 (1-46)

频率传递函数为

$$W(j\omega) = \frac{Y}{X}(j\omega) = \frac{K}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \frac{2\xi j\omega}{\omega_0} + 1}$$
(1-47)

幅频特性

$$|W(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$
(1-48)

相频特性

$$\psi = -\arctan\frac{2\xi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$
(1-49)

二阶传感器频率特性如图 1-14 所示。从(1-48)式可知 幅频特性 B/A 随频率比 ω/ω_0 和 阻尼比 ε 的变化而变化。在一定 ε 值下 B/AK 与 ω/ω_0 之间的关系如图 1-14(a)所示 ,此曲 线称为二阶传感器的幅频特性。

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 ϕ 接近 180° ,即被测参数的频率远高于其固有频率时 ,传感器没有响应 ;

③当 $\omega/\omega_0 = 1$ 时 ,且 $\xi \rightarrow 0$ 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都严重失真 ;

④阻尼比 ϵ 对频率特性有很大影响 , ϵ 增大 幅频特性的最大值逐渐减小。当 $\epsilon > 1$ 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 ϵ 密



图 1-14 二阶传感器的频率特性

切相关。当 $\varepsilon \approx 0.7$ 时 幅频特性的平直段最宽。

三、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(1-35)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立叶级数分 解为各次谐波分量,并把它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 $\begin{cases} X=0 & t < 0 \\ X=1 & t \ge 0 \end{cases}$

(一)零阶传感器的响应

如图 1-15 所示,阶跃响应和输入成正比。

(二)一阶传感器的响应

$$Y(t) = 1 - e^{-t/\tau}$$
(1-50)

(1-50)式所对应的曲线如图 1-16 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。

(三)二阶传感器的响应

按阻尼比 ε 不同 阶跃响应可分为三种情况。

1. 欠阻尼 $\xi < 1$

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



以上三种阶跃响应曲线示于图 1-17 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。(1-51)式表明欠阻尼情况下的振荡频率为 $W_{d} = \omega_{0} \sqrt{1 - \xi^{2}}$, W_{d} 为存在阻 尼时的固有频率。在实际应用中 ,为了兼顾有短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 1-18 表示。



图 1-18 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 , $t_r = \frac{2}{\omega_0}$ 。

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_n: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 ε 有关 , ε 愈大 , σ %愈小 ,其关系可用下式表示

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\pi}{\ln\frac{\sigma}{100}}\right)^2 + 1}}$$
 (1-54)

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(1-54)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 $f_n \cdot t_r = 0.35 \sim 0.45$ 。当超调量 $\sigma \% < 5 \%$ 时 , $f_n \cdot t_r = 0.35$ 计算比较准确 ;当 $\sigma \% > 5 \%$ 时 , $f_n \cdot t_r = 0.35$ 计算比较合适。

第2章 应变式传感器

§ 2-1 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。

应用时将应变片用粘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(F·S 表示满量程);对测压传感器,量程从几十 Pa 至 10¹¹ Pa ,精度为 0.1 % F·S。 应变测量范围一般可由数 $\mu\epsilon$ (微应变)至数千 $\mu\epsilon$ (1 $\mu\epsilon$ 相当于长度为 1 m 的试件,其变形为 1 μ m 时的相对变形量,即 1 $\mu\epsilon$ = 1×10⁻⁶ ϵ)。

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。因此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。

一、金属丝式应变片

(一)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 l其电阻 R 为

$$R = \rho \, \frac{l}{S} \tag{2-1}$$

19

(2-1) 式两边取对数 得

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

等式两边微分 则得

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

式中 $\frac{\mathrm{d}R}{R}$ ——电阻的相对变化;

 $\frac{d\rho}{\rho}$ ——电阻率的相对变化;

 $\frac{dl}{l}$ —金属丝长度相对变化,用 ϵ 表示, $\epsilon = \frac{dl}{l}$ 称为金属丝长度方向的应变或轴向应变;

 $\frac{dS}{S}$ — 截面积的相对变化 因为 $S = \pi r^2$, r 为金属丝的半径 ,则 $dS = 2\pi r dr$, $\frac{dS}{S} = 2$ · $\frac{dr}{r}$, $\frac{dr}{r}$ 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, 存在下列关系

$$\varepsilon_r = -\mu\varepsilon$$
 (2-3)

式中 ____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

$$\frac{\mathrm{d}\rho}{\rho} = C \,\frac{\mathrm{d}V}{V} \tag{2-4}$$

式中 C——金属材料的某个常数,例如,康铜(一种铜镍合金)丝 $C \approx 1$;

V——体积。体积相对变化 $\frac{\mathrm{d}V}{V}$ 与应变 $\varepsilon, \varepsilon_r$ 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(2-2)式,得

 $\frac{\mathrm{d}R}{R} = C(1-\mu)\varepsilon + \varepsilon + 2\mu\varepsilon = [(1+2\mu) + C(1-2\mu)]\cdot\varepsilon = K_{\mathrm{S}}\cdot\varepsilon \qquad (2-5)$

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 dR、dl 改写成增量 ΔR 、 Δl , 可写成下式

$$\frac{\Delta R}{R} = K_{\rm s} \frac{\Delta l}{l} = K_{\rm s} \cdot \epsilon \tag{2-6}$$

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(2-5)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($1 + 2\mu$) ≈ 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 $1.8 \sim 3.6$ 范围内。

(二)应变片的结构与材料

图 2-1 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 和粘结剂 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 2-1 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 $0.015 \sim 0.05 \text{ mm}$ 。电阻应变片的电阻值为 60Ω ,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 2-1 所示。

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.粘结剂

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,也需用粘 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。

常用的粘结剂分为有机和无机两大类。有机粘结剂用于低温、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。无机粘结剂用于高温,常用的有磷酸盐、硅酸 盐、硼酸盐等。

材料	主要成分	灵敏系数 K _s	电阻率 <i>p</i>	电阻温度 系数 α	线膨胀系数 eta	最高工作温度	
口小	(%)		($ imes 10^{-6} \Omega \cdot m$)	(×10 ⁻⁶ /°C)	(×10 ⁻⁶ /°C)		
唐铜	Cu(55)	2.0	0.45~0.52	+ 20	15	250(静态)	
	N (45)	2.0	0.45*-0.52	± 20	15	400(动态)	
镍铬	N (80)	$21 \sim 23$	1.0~1.1	$110 \sim 130$	14	450(静态)	
合金	C1(20)	2.1 2.3	1.0 1.1	110 150	14	800(动态)	
卡玛	N (74)						
合金	C1(20)	$2.4 \sim 2.6$	$1.24 \sim 1.42$	+20	13 3	400(静态)	
(6J-	A(3)	2.4 2.0	1.24~1.42	120	15.5	800(动态)	
22)	Fe(3)						
伊文	N (75)						
合金	Cr(20)						
(6J-	AK 3)						
23)	Cu(2)						
	N (36)						
镍铬铁	C1(8)	2.2	1.0	175	7 2	220(动态)	
合金	Ma(0.5)	5.2	1.0	175	1.2	230(4)/23)	
	Fe(55.5)						
	C1(25)						
铁铬铝	A (5)	26~28	1.3~1.5	$+30 \sim 10$	11		
合金	V(2.6)	2.0 2.8	1.5 1.5	± 30 40	11		
	Fe(67.4)					800(静念)	
铂	Pt(纯)	4.6	0.1	3 000	8.9	1 000(动态)	
铂	Pf(80)	4.0	0.25	500	12		
合金	In(20)	4.0	0.55	390	15		
妇位	Pt(91.5)	2.2	0.74	102	0	2007	
TUT크	W(8.5)	3.2	0.74	192	У	000(靜心)	

表 2-1 常用敏感栅材料的主要性能

4.引线

它是从应变片的敏感栅中引出的细金属线。常用直径约(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。大多数敏感栅材料都可制作引线。 (三)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 $rac{\Delta R}{R}$ 与应变arepsilon 在很宽的范围内均为线性关系。即

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

$$K = \frac{\Delta R}{R} / \varepsilon$$
(2-7)

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。

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, 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 2-2 表示应变片敏感栅半圆弧部分的形 状。沿轴向应变为 є 沿横向应变为 є 。

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 图 2-2 丝绕式应变片敏感栅的半圆弧形部分 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 $dl = r d\theta$ 上的应变 ϵ_{θ} 可由《材料力 学》公式求得

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

每个圆弧形横栅的变形量 △1 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 。则电阻相对变化为

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

令

$$K_{y} = \frac{(n-1)\pi r}{2L} K_{s}$$

 $\frac{\Delta R}{R} = K_x \varepsilon + K_y \varepsilon_r$

则

(2-9)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

$$K_x = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_x \bigg| \varepsilon$$

同样 ,当 $\varepsilon = 0$ 时 ,可得横向灵敏度系数

$$K_{y} = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{y} / \varepsilon_{r}$$

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

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

(2-9)

由(2-10)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,否则就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 є,应变片的指示应变值不同。如图 2-3,此 差值即为机械滞后。



图 2-3 应变片的机械滞后

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粘结剂固化不充 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。

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,粘结剂固化不充分等。

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 2-4 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 ∂ 表示为

$$\delta = \frac{|\epsilon_z - \epsilon_i|}{\epsilon_z} \times 100 \%$$
 (2-11)

在图 2-4 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粘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粘结剂和基底材料。基底和 粘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 2-5 所示。



图 2-4 应变片的应变极限

图 2-5 应变片对应变波的动态响应

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

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

应变片中点的应变为 $\epsilon_t = \epsilon_0 \sin \frac{2\pi}{\lambda} x_t x_t$ 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

$$\varepsilon_{\rm m} = \frac{1}{l} \int_{x_t - \frac{l}{2}}^{x_t + \frac{l}{2}} \varepsilon_0 \sin \frac{2\pi}{\lambda} x \, \mathrm{d}x = \varepsilon_0 \sin \frac{2\pi}{\lambda} x_t \cdot \frac{\sin \frac{\pi l}{\lambda}}{\frac{\pi l}{\lambda}}$$

平均应变 ϵ_m 与中点应变 ϵ_r 的相对误差 δ 为

$$\delta = \frac{\varepsilon_t - \varepsilon_m}{\varepsilon_t} = 1 - \frac{\varepsilon_m}{\varepsilon_t} = 1 - \frac{\sin \frac{\pi l}{\lambda}}{\frac{\pi l}{\lambda}}$$
(2-13)

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

表	2-2	误差	δ	的计	算	结郹	Ę
			~				

$\frac{l}{\lambda}$	۵(%)
$\frac{1}{10}$	1.62
$\frac{1}{20}$	0.52

由表 2-2 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 1/10~1/20 时 , δ 将小于 2 %。

因为

$$\lambda = \frac{v}{f} \tag{2-14}$$

式中 亚-----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

$$f = 0.1 \frac{v}{l} \tag{2-15}$$

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。

(四)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 Δ_t (°C)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

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_1 = \alpha_t \Delta t$$
 (2-16)

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

$$\varepsilon_{2t} = (\beta_{\rm e} - \beta_{\rm g}) \Delta t \qquad (2-17)$$

式中 β_{a} ——试件材料的线膨胀系数;

β。——敏感栅材料的线膨胀系数。

相应的电阻相对变化为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_2 = K(\beta_{\rm e} - \beta_{\rm g})\Delta t$$

因此 由温度变化形成的总电阻相对变化为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{t} = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{1} + \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{2} = \alpha_{t}\Delta t + K(\beta_{e} - \beta_{g})\Delta t \qquad (2-18)$$

相应的虚假应变 ϵ_t 为

$$\varepsilon_{t} = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{t} / K = \frac{\alpha_{t}}{K} \Delta t + (\beta_{e} - \beta_{g}) \Delta t$$

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。(2-18) 武表明,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_a)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

(1) 单丝自补偿应变片

由(2-18) 武可以看出 若使应变片在温度变化 △t 时的热输出值为零 必须使

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

即

$$\alpha_t = K(\beta_g - \beta_e) \qquad (2 - 19)$$

每一种材料的被测试件,其线膨胀系数 β_e 都为确定值,可以在有关的材料手册中查到。 在选择应变片时,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(2-19)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,制造和使用都比较方便,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。

(2) 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 2-6 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

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

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/°C。

(2-20)

图 2-6 双丝组合式自补偿应变片

(3) 电路补偿法

如图 2-7 所示,电桥输出电压与桥臂参数的关系为

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

式中 A-----由桥臂电阻和电源电压决定的常数。

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。



图 2-7 桥路补偿法



当被测试件不承受应变时,R₁和R₂处于同一温度场,调整电桥参数,可使电桥输出电压为零,即

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

图 2-8 补偿应变片粘贴示意图 上三

上式中可以选择 $R_1 = R_2 = R$ $\mathcal{D}R_3 = R_4 = R'$ 。 当温度升高或降低时 若 $\Delta R_{1,1} = \Delta R_{2,1}$,即两个应变片的热

输出相等,由(2-20)式可知电桥的输出电压为零即

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

 $= AR' (\Delta R_{1t} - \Delta R_{2t}) = 0$

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(2-20)式可得输出电压为

 $U_{\rm SC} = A$ [($R_1 + \Delta R_{1t} + R_1 K \varepsilon$) 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 є 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:

① R_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 ,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,R₁和R₂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 2-9 所示的贴法。(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

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

二、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 2-10。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。





图 2-10 金属箔式应变片

图 2-9 温度补偿方法

(a)构件受弯曲应力 (b)构件受单向应力

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,箔材与粘结层的接触面积比丝材大,使它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 格较贵。

三、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2-11所示。



图 2-11 电桥线路原理图

由图 2-11 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。与电桥各参数之间的关系为

$$I_{g} = \frac{E(R_{1}R_{4} - R_{2}R_{3})}{R_{g}(R_{1} + R_{2})(R_{3} + R_{4}) + R_{1}R_{2}(R_{3} + R_{4}) + R_{3}R_{4}(R_{1} + R_{2})}$$
(2-21)
式中 R_{g} ——负载电阻。因而其输出电压 U_{g} 为

$$= \frac{E(R_1R_4 - R_2R_3)}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + \frac{1}{R_g}[R_1R_2(R_3 + R_4) + R_3R_4(R_1 + R_2)]}$$
(2-22)

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

$$U_{\rm g} = E \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$
(2-23)

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

$$U_{g} = E \frac{(R_{1} + \Delta R)R_{4} - R_{2}R_{3}}{(R_{1} + \Delta R + R_{2})(R_{3} + R_{4})}$$
(2-24)

设电桥各臂均有相应的电阻增量 ΔR_1 、 ΔR_2 、 ΔR_3 、 ΔR_4 时,由(2-24)式得

$$U_{g} = E \frac{\left(R_{1} + \Delta R_{1}\right)\left(R_{4} + \Delta R_{4}\right) - \left(R_{2} + \Delta R_{2}\right)\left(R_{3} + \Delta R_{3}\right)}{\left(R_{1} + \Delta R_{1} + R_{2} + \Delta R_{2}\right)\left(R_{3} + \Delta R_{3} + R_{4} + \Delta R_{4}\right)}$$
(2-25)

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。

(一)等臂电桥

当 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ 时 称为等臂电桥。此时(2-25)式可写为

$$U_{g} = E \frac{R(\Delta R_{1} - \Delta R_{2} - \Delta R_{3} + \Delta R_{4}) + \Delta R_{1} \Delta R_{4} - \Delta R_{2} \Delta R_{3}}{(2R + \Delta R_{1} + \Delta R_{2})(2R + \Delta R_{3} + \Delta R_{4})}$$
(2-26)

一般情况下 ΔR_i (*i* = 1 2 3 *A*)很小 即 $R \gg \Delta R_i$, 略去上式中的高阶微量 并利用(2-7)式 得到

$$U_{g} = \frac{E}{4} \left(\frac{\Delta R_{1}}{R} - \frac{\Delta R_{2}}{R} - \frac{\Delta R_{3}}{R} + \frac{\Delta R_{4}}{R} \right)$$
$$= \frac{EK}{4} (\epsilon_{1} - \epsilon_{2} - \epsilon_{3} + \epsilon_{4})$$
(2-27)

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
$$U_{\rm g} = \frac{E}{4} \times \frac{\Delta R}{R} = \frac{E}{4} K \varepsilon$$
 (2-28)

由(2-27)式和(2-28)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(2-24)式得到

$$U_{g} = \frac{E\Delta R}{4R + 2\Delta R} = \frac{E}{4} \frac{\Delta R}{R} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R}\right)^{-1}$$
$$= \frac{E}{4} K \epsilon \left(1 + \frac{1}{2} K \epsilon\right)^{-1}$$
(2-29)

由上式展开级数 得

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

则电桥的相对非线性误差为

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

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

由上式可知 ,Kε 愈大 ,δ 愈大。通常 Kε≪1 ,上式可近似地写为

$$\delta \approx \frac{1}{2} K \epsilon$$
 (2-32)

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

$$\frac{\frac{1}{2} K \varepsilon_{\text{max}} < 0.01}{\varepsilon_{\text{max}} < \frac{2 \times 0.01}{K} = \frac{2 \times 0.01}{2} = 0.01 = 10\ 000\ \mu\text{s}$$

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

(二)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 2-12 ,实质上它是半等臂电桥。设 R_1 有一增量 ΔR ,由(2-23)式得到输出电压为

$$U_{g} = E\left[\frac{(R + \Delta R)R' - RR'}{(2R + \Delta R)(2R')}\right]$$
$$= E\frac{\Delta R}{4R + 2\Delta R}$$
$$= \frac{E}{4} \times \frac{\Delta R}{R} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{2}}\frac{\Delta R}{R}$$
(2-33)



上式表明 第一对称电桥的输出电压与等臂电桥相同 其非

.....

图 2-12 第一对称电桥

线性误差可由(2-32) 式计算。若 R≫∆R ,上式仍可简化为(2-28) 式 ,这时输出电压与应变成 正比。



(三)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 2-13 所示。若 R_1 有一增量 ΔR ,由(2-23) 式得到

$$U_{\rm g} = E \frac{(R + \Delta R)R' - RR'}{(R + \Delta R + R')(R + R')}$$

化简后得到

$$U_{g} = E \frac{\Delta R}{R} \times \frac{1}{k+2+1/k} \times \frac{1}{1+\frac{k}{1+k} \cdot \frac{\Delta R}{R}} (2-34)$$

图 2-13 第二对称电桥 式中 $k = \frac{R}{R'}$ 。

由上式可见:

①当 k > 1(R > R')时 ,k (1 + k)> $\frac{1}{2}$,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;</p>

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(2-34)式分母中 $\left(\frac{k}{1+k} \cdot \frac{\Delta R}{R}\right)$ 项 得到

$$U_{g} = \frac{E}{k+2+1/k} \frac{\Delta R}{R} = \frac{E}{k+2+1/k} K\epsilon$$
 (2-35)

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/ $\left(k+2+\frac{1}{k}\right)$,

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。

四、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。

(一)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 2-14 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



图 2-14 柱式力传感器

轴线任意夹角的 α 方向 ,其应变为

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

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,

$$\epsilon_{\alpha} = \epsilon_1 = \frac{F}{SE}$$
 (2-37)

圆周方向的应变为 :当 $\alpha = 90^{\circ}$ 时,

$$\varepsilon_{\alpha} = \varepsilon_2 = -\mu \varepsilon_1 = -\mu \frac{F}{SE}$$
 (2-38)

式中 *F*-----载荷;

E-----弹性元件的杨氏模量;

S——弹性元件截面积。

(二)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 2-15。

梁的固定端宽度为 b₀,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

$$\sigma = \frac{M}{W} = \frac{6FL}{bh^2} = \mathbf{\ddot{R}}\mathbf{\dot{B}}$$
 (2-39)

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 2-15 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



图 2-15 等强度梁弹性元件

$$\frac{6Fx}{b_x h^2} \leqslant \sigma]$$

$$b_x \ge \frac{6Fx}{h^2[\sigma]}$$
(2-40)

即

式中
$$b_x$$
——与 x 值相应的梁宽;

[σ]——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[σ],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

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

(三)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 2-16 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 2-16(a),也可以与传感器外壳作成一体, 如图 2-16(b)。



图 2-16 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

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

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

圆板内任一点的应变值计算式为

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

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

式中 σ_r, σ_t ——径向和切向应力;

 $\varepsilon_r, \varepsilon_t$ ——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;





应变分布如图 2-17 所示。由上列各式可以得出以下结论。

①由(2-42)(2-43)两式可知 圆板边缘处的应力为

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

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

 $\varepsilon_t = 0$

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

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

x = r 时,在膜片边缘处的应变为

此值比中心处应变大一倍;

 $x = \frac{r}{\sqrt{3}}$ 时, $\varepsilon_r = 0_{\circ}$

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 $x = \frac{r}{\sqrt{3}}$ 处为零,故贴 片时应避开 $\epsilon_r = 0$ 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。

(四)应变式加速度传感器

图 2-18 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。



§ 2-2 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

(2-47)

图 2-18 应变式加速度传感器

高、易于微型化和集成化等特点,是获得广泛应用,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。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。

一、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(2-2)式不难得出

$$\frac{\mathrm{d}R}{R} = \frac{\mathrm{d}\rho}{\rho} + (1+2\mu)\varepsilon \tag{2-48}$$

对金属来说 ,电阻变化率 $\frac{\mathrm{d}
ho}{
ho}$ 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 $d\rho/\rho = \pi\sigma = \pi E \epsilon$ 代入(2-48) 武 则有

$$\frac{dR}{R} = \pi\sigma + (1 + 2\mu)\varepsilon = (\pi E + 1 + 2\mu)\varepsilon$$
 (2-49)

由于 πE 一般都比(1+2 μ)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(2-49)式也可以近似写成

$$\frac{\mathrm{d}R}{R} = \pi E \varepsilon \tag{2-50}$$

E-----弹性模量;

σ───应力;

∈——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。



图 2-19 晶体晶面的截距表示

二、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 2-19 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_x、OC_z,它们与单位晶面在坐标轴截距的比可写成

$$\frac{OA_x}{OA} : \frac{OB_y}{OB} : \frac{OC_z}{OC} = p : q : r$$
(2-51)

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

$$\frac{OA}{OA_x} : \frac{OB}{OB_y} : \frac{OC}{OC_z} = \frac{1}{p} : \frac{1}{q} : \frac{1}{r} = h : k : l$$
(2-52)

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 来表示。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 hkl 。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,需采用密勒指数来对晶面进行标记。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 $(111)[111]{111} 11$ 。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(100)表示,其晶向为 [100];与 Y 轴相交而平行于其余两轴的晶面为(010),其晶向为[010];与 Z 轴相交而平 行于 X, Y 轴的晶面为(001)。同理,与 X, Y 轴相交而平行于Z 轴的晶面为 (110),其晶向为[110];其余类推。硅立方晶体内几种不同晶向及符号表示如图 2-20 所示。



图 2-20 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(111)晶面上的原子密度 最大(100)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 (111)晶面的化学腐蚀速率为各向同性,而(100)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 应最大的晶向来布置电阻条的。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 艺来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 向作为两向量来表示。 $A[h_k, l_]$ 与 $B[h_1, k_1, d_1]$ 两向量点乘时,若 $A \perp B$,必有

$$h \cdot h_1 + k \cdot k_1 + l \cdot l_1 = 0 \tag{2-53}$$

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

三、压阻系数

(一)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

$$\pi = \frac{\mathrm{d}\rho/\rho}{\sigma} = \frac{\mathrm{d}\rho/\rho}{E\varepsilon}$$
(2-54)

单晶硅的压阻系数矩阵为

π_{11}	π_{12}	π_{12}	0	0	0
π_{12}	π_{11}	π_{12}	0	0	0
π_{12}	π_{12}	π_{11}	0	0	0
0	0	0	π_{44}	0	0
0	0	0	0	π_{44}	0
0	0	0	0	0	$\pi_{44} \lrcorner$

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 dR/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

$$\frac{\mathrm{d}R}{R} = \pi_l \sigma_l + \pi_t \sigma_t + \pi_s \sigma_s \tag{2-55}$$

式中 σ_1 ——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 $\sigma_l, \sigma_t, \sigma_s$ 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,——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 π_{,σ},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

$$\frac{\mathrm{d}R}{R} = \pi_l \sigma_l + \pi_t \sigma_t \tag{2-56}$$

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

$$\pi_{l} = \pi_{11} - \mathcal{X} \pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44} \mathcal{Y} l_{1}^{2} m_{1}^{2} + l_{1}^{2} n_{1}^{2} + m_{1}^{2} n_{1}^{2} \right)$$
(2-57)

$$\pi_{t} = \pi_{12} + (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}) (l_{1}^{2} l_{2}^{2} + m_{1}^{2} m_{2}^{2} + n_{1}^{2} m_{2}^{2})$$
(2-58)

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 2-3。

晶体	导电类型	电阻率(Ω·m)	π_{11}	π_{12}	π_{44}
Si	Р	7.8	+6.6	-1.1	+ 138.1
Si	Ν	11.7	-102.2	+ 53.4	-13.6

表 2-3 $\pi_{11}, \pi_{12}, \pi_{44}$ 的数值($\times 10^{-11} \text{ m}^2/\text{N}$)

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(110)晶面内[110]晶向的纵向压阻系数和横向压阻系数。

解 (110) 晶面内 [110] 晶向的横向为 [001]。 设 110] 与 [001] 晶向的方向余弦分别为 $l_1, m_1, n_1 \subseteq l_2, m_2, n_2$ 则

$$l_{1} = \frac{1}{\sqrt{1^{2} + (-1)^{2}}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$
$$m_{1} = \frac{-1}{\sqrt{1^{2} + (-1)^{2}}} = -\frac{1}{\sqrt{2}}$$
$$n_{1} = 0 \ l_{2} = 0 \ m_{2} = 0 \ m_{2} = 0$$

1

故

$$\pi_{l} = \pi_{11} - \mathcal{L} \ \pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44} \ \mathbf{j} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{2} (\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44})$$

$$\pi_{l} = \pi_{12} + (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}) \cdot \mathbf{0} = \pi_{12}$$

对于 P 型硅 则有

$$\pi_l \approx \frac{1}{2} \pi_4$$

 $\pi \approx 0$

对于 N 型硅 则有

$$\pi_l \approx \frac{1}{4} \pi_{11}$$
$$\pi_t \approx -\frac{1}{2} \pi_{11}$$

(二)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 2-21 所示。

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 2-22 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



图 2-21 压阻系数与表面杂质 浓度 N_s的关系

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。

四、固态压阻器件

(一)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四个 P 型电阻,构



图 2-22 压阻系数与温度的关系

成惠斯通电桥的四个臂,这样的敏感器件通常称为固态压阻器件,如图 2-23 所示。 当硅单晶在任意晶向受到纵向和横向应力作用时,如图 2-24(a)所示,其阻值的相对变化为

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_l \sigma_l + \pi_i \sigma_i \tag{2-59}$$

式中 σ_1 ——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 2-24(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_r。 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

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{r} = \pi_{l}\sigma_{r} + \pi_{t}\sigma_{t}$$

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{t} = \pi_{l}\sigma_{t} + \pi_{t}\sigma_{r}$$
(2-60)
(2-61)

式中 σ_r——径向应力; σ_r——切向应力。





图 2-23 固态压阻器件 1-N-Si 膜片 2-P-Si 导电层 3-粘结 剂 4-硅底座 5-引压管 6-SiO₂保 护膜 7--引线

图 2-24 力敏电阻受力情况示意图

40

以上各式中的 π, 及π, 为任意纵向和横向的压阻系数, 可用(2-57)和(2-58)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 应力分布可由(2-42)(2-43)两式推导得到,即

$$\sigma_r = \frac{3p}{8h^2} [(1+\mu)r^2 - (3+\mu)x^2] [N/m^2]$$
 (2-62)

$$\sigma_t = \frac{3p}{8h^2} [(1+\mu)r^2 - (1+3\mu)x^2] [N/m^2]$$
 (2-63)

μ----泊松系数,硅取μ=0.35;

p----压力(Pa)。

根据上两式作出曲线(见图 2-25)就可得圆形平膜片上各点的应力分布图。



图 2-25 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 但 $\sigma_r < 0$ 即为压应力。

下面结合图 2-26 讨论在压力作用下电阻相 对变化的情况。在法线为110 漏向的 N 型硅 膜片上 ,沿110 漏向 ,在 0.635r 半径的内外 各扩散两个 P 型硅电阻。由于110 漏向的横 向为001 ,根据其晶向 ,应用(2-57)(2-58)两 式可计算出 π_r 及 π_r 为

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

故每个电阻的相对变化量为

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



图 2-26 (110)的硅膜片传感元件

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

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

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

式中 $\sigma_{r_i}, \sigma_{r_o}$ ——内、外电阻所受径向应力的平均值;

 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{i}$ 、 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{i}$ ——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 $\sigma_{ri} = -\sigma_{ro}$,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。

(二)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(2-27)所示。



图 2-27 恒流源供电

假设电桥中两个支路的电阻相等,即 $R_{ABC} = R_{ADC} = \mathcal{X} R + \Delta R_T$) 故有

$$I_{ABC} = I_{ADC} = \frac{1}{2}I$$

因此电桥的输出为

$$U_{\rm SC} = U_{\rm BD} = \frac{1}{2} I (R + \Delta R + \Delta R_T) - \frac{1}{2} I (R - \Delta R + \Delta R_T)$$

整理后得

$$U_{\rm SC} = I \Delta R \tag{2-64}$$

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四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 2-28 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 $B_{n,D}$ 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 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 $R_1', R_2', R_3', R_4' \subseteq R_1'', R_2'', R_3'', R_4''为四个$ 桥臂电阻在低温和高温下的实测数值, $R_s', R_P' \subseteq \mathbb{B}$ 2-28 温度漂移的补偿 $R_s'', R_P''分别为 R_s, R_P$ 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

$$\frac{R_1' + R_S'}{R_3'} = \frac{\frac{R_2' R_P'}{R_2' + R_P'}}{R_4'}$$
(2-65)

$$\frac{R_1'' + R_s''}{R_3''} = \frac{\frac{R_2'' R_P''}{R_2'' + R_P''}}{R_4''}$$
(2-66)

设 $R_{\rm s}$ 、 $R_{\rm P}$ 的温度系数 α 、 β 为已知 则得

$$R_{\rm s}'' = R_{\rm s}'(1 + \alpha \Delta T)$$
 (2-67)

$$R_{\rm P}'' = R_{\rm P}'(1 + \beta \Delta T)$$
 (2-68)

根据以上四式可以计算出 $R_{s}', R_{P}', R_{s}'', R_{P}''$ 。实际上只需将(2-67)(2-68)二式代入(2-65) (2-66)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,正向压降约减小(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 2-28。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

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

若传感器低温时满量程输出为 $U_{
m sc}$ ' 高温时满量程输出为 $U_{
m sc}$ "则 $\Delta U_{
m sc} = U_{
m sc}$ ' – $U_{
m sc}$ " 因此



$$U_{\rm sc}' - U_{\rm sc}'' = \Delta E \, \frac{\Delta R}{R}$$

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_{∞} 。此值便是为了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 2-29 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 2-29 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3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 (AR/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)作绝缘支承,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当电容传感器用于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地解决,使电容传感器的优点得以充分发挥。

§ 3-1 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

$$C = \frac{\varepsilon S}{d} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{d}$$
(3-1)

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;

$$\varepsilon_0$$
——真空的介电常数, $\varepsilon_0 = \frac{1}{4\pi \times 9 \times 10^{11}}$ (F/cm)= $\frac{1}{3.6\pi}$ (pF/cm);

 ϵ_r ——介质的相对介电常数 , $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$,对于空气介质 $\epsilon_r \approx 1$ 。

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

由(3-1)式可见 :在 ε、S、d 三个参数中,保持其中两个不变,改变另一个参数就可以使电容量 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。

一、变面积(S)型

这种传感器的原理如图 3-1(a)(b)所示。



图 3-1 变 S 型电容传感器

(a)角位移式 (b)直线位移式

图 3-1(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

$$C_0 = \frac{\epsilon_{\rm r} S}{3.6\pi d} \ {\rm pF}$$

当 $\theta \neq 0$ 时

$$C_{\theta} = \frac{\varepsilon_{r} S(1 - \theta/\pi)}{3.6\pi d} = C_{0}(1 - \theta/\pi) \,\mathrm{pF}$$
(3-2)

由(3-2)式可见 电容 C_{θ} 与角位移 θ 呈线性关系。

图 3-1(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。

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

此传感器灵敏度 K 可由下式求得

$$K = \frac{\mathrm{d}C_x}{\mathrm{d}x} = -\frac{C_0}{a} \tag{3-4}$$

由(3-4)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。 二、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 3-1),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。这种传感器常用做检测容器中液面高度、片状材料 的厚度等。图 3-2 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。

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	硫磺	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	$1.8 \sim 2.2$
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

表 3-1 相对介电常数

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 h₁,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。 气体介质间的电容量 C₁ 为

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

液体介质间的电容量 C₂ 为

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

式中 h——电极总长度 $h = h_1 + h_2$;

R、*r*——两个同心圆电极半径。 因此 总电容量为

$$C = C_1 + C_2 = \frac{2\pi(h - h_1)\varepsilon_2}{\ln(R/r)} + \frac{2\pi h_1\varepsilon_1}{\ln(R/r)}$$
$$= \frac{2\pi h\varepsilon_2}{\ln(R/r)} + \frac{2\pi h_1(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)}{\ln(R/r)} \qquad (3-5)$$
$$\Rightarrow \qquad A = \frac{2\pi h\varepsilon_2}{4\pi h_2}$$

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

则(3-5) 武可以写成



图 3-2 电容液面计原理图

 $C = A + Kh_1 \tag{3-6}$

(3-6)式表明传感器电容量 C 与液位高度 h_1 成线性关系。

图 3-3 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

$$C = \frac{C_0 C_1}{C_0 + C_1} = \frac{\frac{\varepsilon_0 S}{3.6\pi d_0} \cdot \frac{\varepsilon_1 S}{3.6\pi d_1}}{\frac{\varepsilon_0 S}{3.6\pi d_0} + \frac{\varepsilon_1 S}{3.6\pi d_1}} = \frac{S}{3.6\pi \left(\frac{d_1}{\varepsilon_1} + \frac{d_0}{\varepsilon_0}\right)}$$
(3-7)



由(3-7)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 3-3 变 € 的电容传感器

三、变极板间距(d)型

此类型电容传感器如图 3-4 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 d₀ 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3-5所示。





图 3-4 变 d 的电容传感器

图 3-5 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

$$C_{0} + \Delta C = \frac{S}{3.6\pi (d_{0} - \Delta d)}$$
$$= \frac{S}{3.6\pi d_{0} (1 - \frac{\Delta d}{d_{0}})} = C_{0} \frac{1}{1 - \frac{\Delta d}{d_{0}}}$$

干是得

48

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\frac{\Delta d}{d_0}}{1 - \frac{\Delta d}{d_0}}$$
(3-8)

当 $\Delta d \ll d_0$ 时 (3-8)式可以展开为级数形式 即

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

若忽略(3-9) 武中高次项 得

$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx \frac{\Delta d}{d_0} \tag{3-10}$$

上式表明,在 $\frac{\Delta d}{d_0}$ ≪1条件下,电容的变化量 ΔC 与极板间距变化量 Δd 近似呈线性关系。 一般取 $\Delta d/d_0 = 0.02 \sim 0.1$ 。显然,非线性误差与 $\Delta d/d_0$ 的大小有关,其表达式为

$$\delta = \frac{\left| \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 \right|}{\left| \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right) \right|} = \left| \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right) \right| \times 100 \%$$
 (3-11)

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

$$K = \frac{\Delta C}{\Delta d} = -\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r S}{d^2}$$
(3-12)

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(3-11)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 3-6 所示。



图 3-6 差动电容传感器原理图

(a) 変 d 类型 (b) 変 S 类型

以图 3-6(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

$$C_{1} = C_{0} \left[1 + \frac{\Delta d}{d_{0}} + \left(\frac{\Delta d}{d_{0}} \right)^{2} + \left(\frac{\Delta d}{d_{0}} \right)^{3} + \dots \right]$$
$$C_{2} = C_{0} \left[1 - \frac{\Delta d}{d_{0}} + \left(\frac{\Delta d}{d_{0}} \right)^{2} - \left(\frac{\Delta d}{d_{0}} \right)^{3} + \dots \right]$$

所以差动式电容传感器输出为

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

忽略高次项 (3-13) 式经整理得

$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx 2 \frac{\Delta d}{d_0} \tag{3-14}$$

其非线性误差为

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

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。

§ 3-2 电容式传感器的测量电路



图 3-7 等效电路

到等效阻抗 Zc 即

一、等效电路

电容传感器可用图 3-7 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 3-7 可得

 $Z_{C} = \left(R_{\rm S} + \frac{R_{\rm P}}{1 + \omega^{2} R_{\rm P}^{2} C^{2}} \right) - j \left(\frac{\omega R_{\rm P}^{2} C}{1 + \omega^{2} R_{\rm P}^{2} C^{2}} - \omega L \right)$ (3-16)

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

$$C_{\rm E} = \frac{C}{1 - \omega^2 LC} = \frac{C}{1 - (f/f_0)^2}$$
(3-17)

式中 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 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(3-17)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

$$\frac{\Delta C_{\rm E}}{C_{\rm E}} = \frac{\Delta C/C}{1 - \omega^2 LC} \tag{3-18}$$

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。

二、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。

(一)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 3-8 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, E 为电源电压(设电源 内阻为零), 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 $U_{sc} = 0$ 。 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

 $U_{\rm SC} = \left(\frac{Z_1 + \Delta Z}{Z_1 + \Delta Z + Z_2} - \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4}\right) E \qquad (3-19)$

将电桥平衡条件代入(3-19)式 经整理后得

$$U_{SC} = \frac{\left(\frac{\Delta Z}{Z_{1}}\right)\left(\frac{Z_{1}}{Z_{2}}\right)}{\left(1 + \frac{Z_{1}}{Z_{2}}\right)\left(1 + \frac{Z_{3}}{Z_{4}}\right)} E = \frac{\left(\frac{\Delta Z}{Z_{1}}\right)\left(\frac{Z_{1}}{Z_{2}}\right)}{\left(1 + \frac{Z_{1}}{Z_{2}}\right)^{2}} E$$

令 $\beta = \frac{\Delta Z}{Z_{1}}$,为传感器阻抗相对变化值;
 $A = \frac{Z_{1}}{Z_{2}}$,为桥臂比;
 $K = \frac{Z_{1}/Z_{2}}{(1 + Z_{1}/Z_{2})^{2}} = \frac{A}{(1 + A)^{2}}$,为桥臂系数。

则上式可改写为

$$U_{\rm SC} = \frac{\beta A}{(1+A)^2} E = \beta K E \qquad (3-20)$$

在(3-20)式中,右边三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

$$A = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{|Z_1| e^{i^{\theta_1}}}{|Z_2| e^{i^{\theta_2}}} = a e^{i\theta}$$
(3-21)

式中 $a = \frac{|Z_1|}{|Z_2|}$; $\theta = \phi_1 - \phi_2$ 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



图 3-8 交流不平衡电桥原理图

复数 其表达式为

$$K = \frac{A}{(1+A)^{2}} = k e^{j\gamma} = f(a, \theta)$$
 (3-22)

k 和 γ 分别是桥臂系数的模和相角 將 $A = a e^{i\theta}$ 代入(3-22)式,可得

$$k = |K| = \frac{a}{1 + 2a\cos\theta + a^2} = f_1(a,\theta)$$
 (3-23)

$$\gamma = \arctan^{-1} \frac{(1-a^2)\sin\theta}{2a + (1+a^2)\cos\theta} = f_2(a,\theta)$$
(3-24)

k 和 γ 均是 a , θ 的函数。由上式可知 在电源电压 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 U_{sc} 增大 ,必须设法提高桥臂系数 k。根据(3-23)式和(3-24)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 3-9 所示。

图 3-9(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 3-9(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 $\theta = \pm 90^{\circ}$ 时, $k_m = 0.5$ 当 $\theta = \pm 180^{\circ}$ 时, $k_m \rightarrow \infty$ 。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 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, $p_1|Z_1| = |Z_2|$,并使两桥臂阻抗幅角差 θ 尽量增大的条件。

从图 3-9(b)可知 :对于不同的 θ 值 , γ 角随a 变化。当 a = 1 时 , $\gamma = 0$; $a \rightarrow \infty$ 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 U_{sc} 与电源 *E* 之间有相移 ,即 $\gamma \neq 0$,只有当桥臂阻抗模相等 $|Z_1| = |Z_2|$ 或两桥臂阻抗比的幅角 θ = 0 时 ,无论 a 为何值 , γ 均为零。即输出电压 U_{sc} 与电源 *E* 同相位。



图 3-9 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 3-10(a),(b)中 a = 1, $\theta = 0$ 。根据图 3-9 曲线可知 :k = 0.25, $\gamma = 0$,因此输出电



图 3-10 电容传感器常用交流电桥的形式 压 $U_{sc} = 0.25\beta E$ 。图(c)中,当 $R = \left| \frac{1}{\omega C} \right|$ 时,即 $a = 1, \theta = 90^{\circ}$ 根据图 3-9 曲线得到 $k = 0.5, \gamma$ = 0,因此输出电压 $U_{sc} = 0.5\beta E$ 。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 3-10(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 $U_{sc} = \beta E$,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。

(二)二极管环形检波电路

图 3-11 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:

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 A₁;

④比例放大器 A_2 和电流转换器 Q_4 ;

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_1 和 C_4 的阻抗大于回路其他阻抗 ,于是通过 C_1 和 C_4 的电流分别为



图 3-11 二极管环形检波电路原理图

 $i_{\rm L} = \omega C_{\rm L} e$, $i_{\rm H} = \omega C_{\rm H} e$

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①、〇),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

$$U_{AB1} = -R(i_{\rm L} + i_{\rm H})$$

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

 $U_{AB2} = I_{\rm C}R$

因此加在 AB 端的总电压 $U_{AB} = U_{AB1} + U_{AB2}$ 即运算放大器 A₁ 的输入电压 Δe 为

 $\Delta e = I_{\rm C} R - (i_{\rm L} + i_{\rm H}) R \qquad (3-25)$

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(3-25)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(3-25)式可得到振荡器稳幅条件为

$$I_{\rm C} = i_{\rm L} + i_{\rm H} = \omega e (C_{\rm L} + C_{\rm H})$$

于是

$$\omega e = \frac{I_{\rm C}}{C_{\rm L} + C_{\rm H}} \tag{3-26}$$

此外,由于二极管检波作用,CO两点间电压为 $U_{CO} = (i_L - i_H) \cdot R_S$,而 $i_L - i_H = \omega e (C_L - C_H)$,将(3-26)式代入此式得

$$i_{\rm L} - i_{\rm H} = \frac{C_{\rm L} - C_{\rm H}}{C_{\rm L} + C_{\rm H}} I_{\rm C}$$
 (3-27)

54

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 3-11 列出输入端平 衡方程式为

$$(i_{\rm L} - i_{\rm H})R_{\rm S} + U_{\rm B} - \beta U_0 - IR_{\rm F} = 0$$
 (3-28)

式中 [-----检测电路的输出电流。

将(3-27)式代入(3-28)式 经整理可得输出电流表达式

$$I = \frac{I_{\rm C}R_{\rm S}}{R_{\rm F}} \cdot \frac{C_{\rm L} - C_{\rm H}}{C_{\rm L} + C_{\rm H}} + \frac{U_{\rm B}}{R_{\rm F}} - \beta \frac{U_{\rm 0}}{R_{\rm F}}$$
(3-29)

如设 $C_{\rm L}$ 和 $C_{\rm H}$ 为变间隙型差动式平板电容,当可动电极向 $C_{\rm L}$ 侧移动 Δd 时,则 $C_{\rm L}$ 增加, $C_{\rm H}$ 减小,即

$$C_{\rm L} = \frac{\varepsilon_0 S}{d_0 - \Delta d}$$

$$C_{\rm H} = \frac{\varepsilon_0 S}{d_0 + \Delta d}$$
(3-30)

将(3-30) 武代入(3-29) 武得

$$I = \frac{I_{\rm C}R_{\rm S}}{R_{\rm F}} \frac{\Delta d}{d_0} + \frac{U_{\rm B}}{R_{\rm F}} - \beta \frac{U_0}{R_{\rm F}}$$
(3-31)

由(3-31)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 。

(三)差动脉冲宽度调制电路

该电路原理如图 3-12 所示。它由比较器 A1、A2、双稳态触发器及电容充、放电回路组成。



图 3-12 差动脉冲宽度调制线路

 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点电位经二级管 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 3-13(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 3-13(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。



图 3-13 各点电压波形图

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

式中 U1-----触发器输出高电平。

$$\overline{U}_{SC} = U_{AP} - U_{BP} = U_1 \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2}$$
(3-32)

$$T_1 = R_1 C_1 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_F}$$
 (3-33)

$$T_2 = R_2 C_2 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_F}$$
 (3-34)

设充电电阻 $R_1 = R_2 = R$ 则得

$$\overline{U}_{SC} = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} U_1$$
 (3-35)

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宽度不同。因此,A、B两点间输出直流电压 \overline{U}_{∞} 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。

(四)运算法测量电路

图 3-14 为运算测量电路原理图。它由传感器电容 C 和固定电容 C_0 以及运算放大器 A 组成。其中 E 为信号源电压, U_{sc} 为输出电压。

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I=0,因此下式成立

$$\frac{U_{\rm SC}}{E} = -\frac{Z_X}{Z_0} = -\frac{C_0}{C_X}$$
(3-36)

以 $C_x = \frac{\epsilon S}{d}$ 代入上式 得

$$U_{\rm SC} = -E \frac{C_0}{\varepsilon S} d \qquad (3-37)$$

图 3-14 运算法测量电路原理图

 U_{SC}

由(3-37)式可知 输出电压 $U_{
m sc}$ 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(3-37) 武是在假设运算放大器增益 $A \rightarrow \infty$ 和输入阻抗 $Z_i \rightarrow \infty$ 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(3-37)式表明,输出信号电压 U_{sc} 还与信号源电压 E_s 固定电容 C_0 及电容式传感器其他参数 $\varepsilon_s S$ 等有关,这些参数的波动都将使输出产生误差。因此该 电路要求固定电容 C_0 必须稳定,信号源电压 E 必须采取稳 压措施。

由于图 3-14 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 3-15 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 U_{sc} 从电位器动点对地引出。

由图 3-15 电路可以推导其输出电压,为

$$\boldsymbol{U}_{\rm SC} = -\boldsymbol{E} \left(\frac{C_0}{C_X} - \frac{C_0}{C_{X0}} \right) \frac{1}{\left(1 + \frac{C_0}{C_{X0}} \right)}$$
(3-38)

式中 Cx0----传感器初始电容值。

当 $C_{x_0} = C_0$ 时 则输出电压为

$$U_{\rm SC} = -\frac{1}{2} E \left(\frac{C_0}{C_{\rm X}} - 1 \right)$$
 (3-39)

如果将 $C_X = \frac{\epsilon S}{d}$ 代入上式 ,得

$$\boldsymbol{U}_{\rm SC} = -\frac{1}{2} \boldsymbol{E} \left(\frac{C_0 d}{\varepsilon S} - 1 \right) \tag{3-40}$$



q

图 3-15 可实现调零的运算法电路

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。

§ 3-3 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。

一、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;

 $\Delta C_{\rm P}$ ——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 △*C_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。下面以图 3-16 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 t₀ 时,电容传感器工作极片与固定 极片的间隙 d₀ 为

$$d_0 = L - h_1 - h_2 \tag{3-41}$$

图 3-16 电容测压传感器

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

 $d_{t} = L(1 + \alpha_{L}\Delta t) - h_{1}(1 + \alpha_{h_{1}}\Delta t) - h_{2}(1 + \alpha_{h_{2}}\Delta t)$ (3-42)

式中 $\alpha_L, \alpha_{h_1}, \alpha_{h_2}$ 分别为传感器各零件所用材料的温度线膨胀系数。

由于温度变化而引起的电容量相对误差为

$$\delta_t = \frac{C_t - C_{t0}}{C_{t0}} = \frac{d_0 - d_t}{d_t}$$
(3-43)

式中 C_{t0} ——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(3-41) 式和(3-42) 式代入(3-43) 武整理后,得

$$\delta_{t} = -\frac{(L\alpha_{L} - h_{1}\alpha_{h_{1}} - h_{2}\alpha_{h_{2}})\Delta t}{d_{0} + (L\alpha_{L} - h_{1}\alpha_{h_{1}} - h_{2}\alpha_{h_{2}})\Delta t}$$
(3-44)

为了消除温度误差,必须使 $\delta_t = 0$ 则(3-44)式的分子为零可实现温度补偿 即

$$h_1 \alpha_{h_1} + h_2 \alpha_{h_2} - L \alpha_L = 0 \tag{3-45}$$

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(3-45)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

$$h_1 \left[\frac{\alpha_{h_1}}{\alpha_L} - 1 \right] + h_2 \left[\frac{\alpha_{h_2}}{\alpha_L} - 1 \right] - d_0 = 0$$
 (3-46)

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(3-46) 武温度补偿的条件要求。

二、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,情况要复杂的多,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 3-17 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。

三、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



图 3-17 加等位环消除边缘效应

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两个问题。

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。

目前解决电缆电容影响问题有效办法是采用驱动电缆技术。驱动电缆技术的基本原理是 使用电缆屏蔽层电位跟踪与电缆相连接的传感器电容极板电位。要求二电位的幅值和相位均 相同,从而消除电缆分布电容的影响。

在图 3-18 所示电路中 ,Cx 是传感器的电容 ,双层屏蔽电缆的内屏蔽线接 1:1 放大器的输

59



图 3-18 驱动电缆线路原理图(I) 线路适用于 *C_x* 较大的传感器。

另一种电路如图 3-19 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

$$\boldsymbol{U}_{C_{\boldsymbol{\mathrm{v}}}} = \boldsymbol{U}_{\boldsymbol{\Sigma}} - \boldsymbol{U}_{\boldsymbol{0}}$$

$$= U_{\Sigma} - (-AU_{\Sigma}) = U_{\Sigma}(1+A)$$

放大器 - A_a 输出电压为

$$\boldsymbol{U}_{02} = -\boldsymbol{A}_a \boldsymbol{U}_{01} = \boldsymbol{A}_a \cdot \boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{U}_{\Sigma} \tag{3-48}$$

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

$$U_{\Sigma}(1+A) = A_a \cdot A \cdot U_{\Sigma}$$

即

$$A_a = 1 + \frac{1}{A}$$
 (3-49)

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

§ 3-4 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。

一、电容式差压变送器

电容式差压变送器是 70 年代的新产品,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 0.2~15s。

图 3-20 是电容式差压变送器结构图。



图 3-19 驱动电缆线路原理图(Ⅱ)

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



图 3-20 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。

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 3-21 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

$$C_{\rm L} = \frac{C_0 C_{\rm A}}{C_{\rm A} - C_0}$$
(3-50)
$$C_{\rm H} = \frac{C_0 C_{\rm A}}{C_{\rm A} + C_0}$$
(3-51)

因而求出 C_0 和 C_A 便可由(3-50)(3-51)二式求得传感器差 动电容 C_L 和 C_H 。

在图 3-22 中,由球面形固定电极 B 和平膜片电极 A 形



图 3-21 球—平面型差动电容 等效电路图

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 C₀ 和 C_A。 由图 3-22 可知

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

 $\Delta R \approx \frac{r^2}{2R}$

因为

所以



图 3-22 球-平面型电容器

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

$$dC_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r 2\pi r dr}{d_0 - \Delta R}$$
(3-53)

(3-52)

将(3-52)式代入上式积分可求得C₀值

$$C_{0} = \varepsilon_{0} \varepsilon_{r} \int_{0}^{b} \frac{2\pi r dr}{d_{0} - r^{2}/2R}$$

$$= -2\pi \varepsilon_{0} \varepsilon_{r} R \ln \left(d_{0} - \frac{r^{2}}{2R} \right) \Big|_{0}^{b}$$

$$= 2\pi \varepsilon_{0} \varepsilon_{r} R \ln \frac{d_{0}}{d_{b}}$$
(3-54)

式中 d_0 ——球—平面电容极板间最大间隙;

R——球面电极的曲率半径。

若将 $\varepsilon_0 = \frac{1}{3.6\pi} (\text{pF/cm})$ 及长度单位 (cm)代入(3-54)式 则

$$C_0 = \frac{\varepsilon_{\rm r} R}{1.8} \ln \frac{d_0}{d_{\rm b}} (\rm pF) \qquad (3-55)$$

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

$$\omega = \frac{P_{\rm H} - P_{\rm L}}{4T} (a^2 - r'^2)$$
 (3-56)

62

如图 3-22 中虚线所示 在挠曲球面上 宽度为 dr′ 长度为 2πr′的环形窄带与动膜片初始 位置间电容量为

$$dC_{\rm A} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{\rm r} 2\pi r' dr'}{\omega}$$
 (3-57)

将(3-56) 武代入上式并积分 得

$$C_{\rm A} = \int_{0}^{b} \frac{\varepsilon_{0} \varepsilon_{\rm r} 2\pi r' dr'}{\frac{P_{\rm H} - P_{\rm L}}{4T} (a^{2} - r'^{2})}$$
$$= -\frac{\varepsilon_{0} \varepsilon_{\rm r} \pi}{\frac{P_{\rm H} - P_{\rm L}}{4T}} \int_{0}^{b} \frac{d(a^{2} - r'^{2})}{a^{2} - r'^{2}}$$
$$= \frac{4\pi \varepsilon_{0} \varepsilon_{\rm r} T}{P_{\rm H} - P_{\rm L}} \ln \frac{a^{2}}{a^{2} - b^{2}}$$
(3-58)

故差动电容 $C_{\rm L}$ 和 $C_{\rm H}$ 可求出。该差动式电容传感器如配置如图 3-11 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(3-50)(3-51)两式代入(3-29)式则二极管环形检波电路输出电流表达式为

$$I = \frac{C_0}{C_A} I_C \frac{R_S}{R_F} + \frac{U_B}{R_F} - \frac{\beta U_0}{R_F}$$
(3-59)

将(3-54)(3-58)两式代入(3-59) 武则

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

令 $K = \frac{R \ln (d_0 / d_b)}{2 T \ln (a^2 / (a^2 - b^2))} = -5 结构有关的系数$

于是 $I = K I_C \frac{R_S}{P_H} (P_H - P_L) + \frac{U_B}{P_H} - \frac{\beta U_0}{P_H}$ (3-60)

Ŧ

$$I = KI_{\rm C} \frac{R_{\rm S}}{R_{\rm F}} (P_{\rm H} - P_{\rm L}) + \frac{U_{\rm B}}{R_{\rm F}} - \frac{\beta U_0}{R_{\rm F}}$$
(3-60)

上式表明输出电流与差压(P_H-P_L)呈线性关系。

二、电容式测微仪

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 3-23 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_v

$$C_X = \frac{\varepsilon_0 S}{h}$$
 (3-61)

式中 C_x ——待测电容;

S----测头端面积;

h-----待测距离。



图 3-23 电容式测微仪原理图

待测电容 C_x 接在高增益运放的反馈回路中,如图 3-14 所示的运算法检测电路。因此由 (3-36)式可得

$$\boldsymbol{U}_{\rm SC} = -\frac{C_0}{C_{\rm X}}\boldsymbol{E}_0$$

将(3-61) 武代入上式 则

$$\boldsymbol{U}_{\rm SC} = -\frac{C_0 h}{\varepsilon_0 S} \boldsymbol{E}_0 = K_1 h \tag{3-62}$$

式中 $K_1 = -\frac{C_0 E_0}{\epsilon_0 S}$,为一常数。

(3-62)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 3-24 是电容测微仪探头示意图。



图 3-24 电容式测微仪探头示意图

电容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。电容测微仪整机组成框图如图 3-25 所示。



图 3-25 电容式测微仪整机方框图

三、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 3-26 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,导线心以绝缘 层为介质与周围的水(或其他导电液体)形成圆柱形电容器。

由图 3-26 可知其电容量为

$$C_{X} = \frac{2\pi\epsilon h_{X}}{\ln(d_{2}/d_{1})}$$
 (3-63)

式中 。——导线心绝缘层的介电常数;

h_x——待测水位高度;

*d*₁、*d*₂-----导线心直径和绝缘层外径。

被测电容 C_x 配置图 3-27 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。

环形测量桥路由四只开关二极管 $D_1 \sim D_4$,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。

输入脉冲方波加在 A 点与地之间,电流表串接





图 3-26 电容式水位计探头示意图

图 3-27 二极管环形测量电桥

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($f > 1\ 000\ \text{kHz}$)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

$$q_1 = C_d (E_2 - E_1)$$
 (3-64)

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

$$q_2 = C_X (E_2 - E_1)$$
 (3-65)

65

应当指出 (3-64) 式和(3-65) 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 3-27 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

$$q = q_2 - q_1 = C_X (E_2 - E_1) - C_d (E_2 - E_1)$$

= ($C_X - C_d (E_2 - E_1)$
= $\Delta C_X \Delta E$ (3-66)

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

$$I = fq = f\Delta C_X \Delta E \tag{3-67}$$

式中 △E----输入方波幅值;

 ΔC_x ——传感器的电容变化量。

由(3-67)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 \overline{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4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、比重等参数。

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,根据结构型式 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(0.5~200)×10⁻⁴ N 时 ,磁吸力为(1~10)×10⁻⁴ 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。

§ 4-1 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。

一、气隙型电感传感器

(一)工作原理

图 4-1(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 和铁心 2 等组成。图 4-1(a) 中点画线表示磁路,磁路中空气隙总长度为 *l*_a,工作时衔铁与被测体接触。被测



图 4-1 气隙型电感传感器 (a) 夜隙式 (b) 夜截面式 1--线圈 2--铁心 3---街铁 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

$$L = \frac{N^2}{R_{\rm m}} \tag{4-1}$$

式中 N-----线圈匝数;

*R*_m——磁路总磁阻。

对于气隙式电感传感器,因为气隙较小(一般_l。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

$$R_{\rm m} = \frac{l_1}{\mu_1 S_1} + \frac{l_2}{\mu_2 S_2} + \frac{l_{\delta}}{\mu_0 S}$$
(4-2)

式中 l_1 ——铁心磁路总长; l_2 ——衔铁的磁路长; S——气隙磁通截面积; S_1 ——铁心横截面积; S_2 ——衔铁横截面积; μ_1 ——铁心磁导率; μ_2 ——衔铁磁导率; μ_2 ——衔铁磁导率; μ_0 ——真空磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m; l_{δ} ——空气隙总长。

因此

$$L = \frac{N^2}{R_{\rm m}} = N^2 \left| \left(\frac{l_1}{\mu_1 S_1} + \frac{l_2}{\mu_2 S_2} + \frac{l_{\delta}}{\mu_0 S} \right) \right|$$
(4-3)

由于电感传感器的铁心一般工作在非饱和状态下,其磁导率 μ_r 远大于空气的磁导率 μ_0 , 因此铁心磁阻远较气隙磁阻小,所以(4-3)式可简化成





L = f(S)的特性曲线如图 4-2 所示为一直线。

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

由(4-4)式知,电感 *L* 是气隙截面积和长度的函数,即 *L* = *f*(*S*, *l*₈)。如果 *S* 保持不变,则 *L* 为 *l*₈的 单值函数,据此可构成变隙式传感器;若保持 *l*₈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 4-1(b)。它们的特性曲线如图 4-2 所示。由(4-4)式及图 4-2 可以看出, *L* = *f*(*l*₈)为非 线性关系。当 *l*₈=0时, *L* 为∞,考虑导磁体的磁阻, 即根据(4-3)式, 当 *l*₈=0时, *L* 并不等于∞,而具有一 定的数值, *c l*₈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

(二)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。当铁心和衔铁采用同一种导磁材料,
且截面相同时,因为气隙 l₈一般较小,故可以认为气隙磁通截面与铁心截面相等,设磁路总长为 l, 则(4-2)式可写成

$$R_{\rm m} = \frac{1}{S\mu_0} \left(\frac{l - l_{\delta}}{\mu_{\rm r}} + l_{\delta} \right) = \frac{1}{S\mu_0} \left[\frac{l + l_{\delta}(\mu_{\rm r} - 1)}{\mu_{\rm r}} \right]$$
(4-5)

一般 μ_r≫1 ,所以

$$R_{\rm m} \approx \frac{1}{S\mu_0} \left(\frac{l+l_{\delta}\mu_{\rm r}}{\mu_{\rm r}} \right) \tag{4-6}$$

$$L = \frac{N^2}{R_{\rm m}} = \frac{S\mu_0 N^2}{l_{\delta} + l/\mu_{\rm r}} = K \frac{1}{l_{\delta} + l/\mu_{\rm r}}$$
(4-7)

式中 μ_r ——导磁体相对磁导率;

K——常数 , $K = \mu_0 N^2 S_{\circ}$

工作时,衔铁移动使总气隙长度减少 Δl_a 则电感增加 ΔL_1 ,由(4-7)式得

$$L + \Delta L_1 = K \frac{1}{l_{\delta} - \Delta l_{\delta} + l/\mu_r}$$
(4-8)

$$\frac{L + \Delta L_1}{L} = (l_{\delta} + l/\mu_r) / ((l_{\delta} - \Delta l_{\delta}) + l/\mu_r)$$
(4-9)

电感的相对变化

$$\frac{\Delta L_1}{L} = \frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + (l/l_{\delta}\mu_r)} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} (\frac{1}{1 + l/l_{\delta}\mu_r})}$$
(4-10)

因为
$$\left|\frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + (l/l_{\delta}\mu_{r})}\right| \ll 1$$
,所以上式可展成级数形式,即
 $\frac{\Delta L_{1}}{L} = \frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + (l/l_{\delta}\mu_{r})} \left[1 + \frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + (l/l_{\delta}\mu_{r})} + \left(\frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + l/l_{\delta}\mu_{r}}\right)^{2} + \dots \right]$ (4-11)
同理,当总气隙长度增加 Δl_{δ} 时,电感减小为 ΔL_{2} ,即

 $\frac{\Delta L_2}{L} = \frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta} + \Delta l_{\delta} + l/\mu_{\rm r}}$ $= \frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + l/l_{\delta}\mu_{\rm r}} \cdot \left[1 - \frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + (l/l_{\delta}\mu_{\rm r})} + \left(\frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + l/l_{\delta}\mu_{\rm r}}\right)^2 - \dots\right]$ (4-12)

若忽略高次项 则电感变化灵敏度为

$$K_{\rm L} = \frac{\Delta L}{\Delta l_{\delta}} = \frac{L}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + (l/l_{\delta}\mu_{\rm r})}$$
(4-13)

其线性度为

$$\mathfrak{H} = \frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + l/l_{\delta}\mu_{\mathrm{r}}} \tag{4-14}$$

单线圈电感传感器的电感输出特性,如图 4-3 所示。 由以上分析可以看出:

①当气隙 1。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 $\Delta l_a / l_a$ 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 $\Delta L_1 > \Delta L_2$,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 4-4

图 4-3 电感式传感器的 $L-\delta$ 特性

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 △/。时,电感相对变化为

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta L_1 + \Delta L_2}{L}$$
$$= 2 \cdot \frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + l/l_{\delta}\mu_r} \left[1 + \left(\frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + l/l_{\delta}\mu_r} \right)^2 + \dots \right]$$
(4-15)

故电感变化灵敏度可以写为

$$K'_{L} = \frac{\Delta L}{\Delta l_{\delta}} = 2 \frac{L}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + l/l_{\delta} \cdot \mu_{r}}$$
(4-16)

其线性度

$$\delta = \left(\frac{\Delta l_{\delta}}{l_{\delta}} \cdot \frac{1}{1 + l/l_{\delta}\mu_{r}}\right)^{2}$$
(4-17)



由(4-15)(4-16)(4-17) 武可以看出:

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 4-5 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 \la la la la la

 $l_{a,\mu_{r}}$ 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 $\Delta l_{a}/l_{a} = 0.1 \sim 0.2$ 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_{s} = 2 mm,则行程为 $0.2 \sim 0.4$ mm。较大行程的位移 测量,常常利用螺管式电感传感器。

二、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 4-6 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心。传感器工作 时,因铁心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 电压与铁心的位移量有关。

螺管线圈在轴向产生的磁场,根据图 4-7 和毕 奥—沙伐—拉普拉斯定律可得

$$B_l = \frac{I\mu_0 n}{2} (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) \qquad (4-18)$$

式中 n——线圈单位长度的匝数 , $n = \frac{N}{r}$;

1----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 4-7 知



图 4-6 单线圈螺管型传感器结构图 代入(4-18)式得

$$B_{l} = \frac{\ln 2}{2} \mu_{0} \left(\frac{l-x}{\sqrt{(l-x)^{2}+r^{2}}} + \frac{x}{\sqrt{x^{2}+r^{2}}} \right)$$

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



图 4-5 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 4-7 螺管线圈轴向磁场分布计算图



$$= \frac{IN}{2l} \mu_0 \left(\frac{l-x}{\sqrt{(l-x)^2 + r^2}} + \frac{x}{\sqrt{x^2 + r^2}} \right)$$
$$\mathcal{M} \quad H_l = \frac{IN}{2l} \left(\frac{l-x}{\sqrt{(1-x)^2 + r^2}} + \frac{x}{\sqrt{x^2 + r^2}} \right)$$

此式用曲线表示,如图 4-8 所示。由曲线 可知,铁心在开始插入(x = 0)或几乎离开线 圈时的灵敏度,比铁心插入线圈的 $\frac{1}{2}$ 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 $x = \frac{l}{2}$ 时,磁场强度为

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

图 4-8 螺管线圈内磁场分布曲线

在未引入铁心时 根据(4-4) 武 线圈电感 L 为

$$L = 4\pi^2 N^2 r^2 / l \cdot 10'$$
 H (4-20)
若引进铁心,其插入长度与线圈长度相同,半径为 r_c ,则电感增加到

$$L = 4\pi^2 N^2 r_c^2 \mu_r / l \times 10^7 + 4\pi N^2 (\pi r^2 - \pi r_c^2) l \times 10^7$$

= $4\pi^2 N^2 (r^2 + (\mu_r - 1)r_c^2) / l \times 10^7$ H (4-21)

如果铁心长度 1。小于线圈长度 1 则线圈电感为

$$L = \left\{ \frac{4\pi^2}{l_c} \left(\frac{l_c}{l} N \right)^2 \left(r^2 + (\mu_r - 1) r_c^2 \right) + \frac{4\pi^2}{l - l_c} \left(\frac{l - l_c}{l} N \right)^2 r^2 \right\} \times 10^{-7}$$

= $4\pi^2 N^2 \left(lr^2 + (\mu_r - 1) l_c r_c^2 \right) l^2 \times 10^7$ H (4-22)

当 ℓ。增加 △ℓ。时 则

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

电感变化量为

$$\Delta L = 4\pi^2 N^2 r_c^2 (\mu_r - 1) \Delta l_c / l^2 \times 10^7 \text{ H}$$
 (4-23)

其相对变化量

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta l_c}{l_c} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{l}{l_c} \int \frac{r}{r_c}\right)^2 \left(\frac{1}{\mu_r - 1}\right)}$$
(4-24)

若被测量与 Δl_{e} 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 4-9 所示,沿轴向的磁场 72





图 4-9 差动螺管式电感传感器 (a)结构示意图 (b)磁场分布曲线

图 4-9(b)中 H = f(x)曲线表明:为了得到较好的线性,铁心长度取 0.62 时,则铁心工作 在 H 曲线的拐弯处,此时 H 变化小。设铁心长度为 2 l_e ,小于线圈长度 2 l_e ,当铁心向线圈 [] 移 动 Δl_e 时,线圈 [] 电感增加 ΔL_2 ,如(4-23)式所示。线圈 [] 电感变化 ΔL_1 与 ΔL_2 大小相等,符 号相反,所以差动输出为

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta L_1 + \Delta L_2}{L} = 2 \frac{\Delta l_c}{l_c} \frac{1}{1 + \left(\frac{l}{l_c} \left(\frac{r}{r_c}\right)^2 \left(\frac{1}{\mu_r - 1}\right)\right)}$$
(4-26)

(4-26)式说明: $\frac{\Delta L}{L}$ 与铁心长度相对变化 $\frac{\Delta l_c}{l_c}$ 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,应使线圈与铁心尺寸比值 l/l_c 和 r/r_c 趋于 1,且选用铁心磁导率 μ_r 大的材料。这种差动螺管式电感传感器的测量范围为(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。

三、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_e)铁心的 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 4-10 所示。

(一)铜损电阻 R_c

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

$$R_{c} = \frac{4\rho_{c}Nl_{cp}}{\pi d^{2}}$$
 (4-27)

式中 1----线圈的平均匝长。

(二)涡流损耗电阻 R。

图 4-10 电感传感器等效电路图

如果铁心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心磁体中涡流损耗的并联电阻 *R*。为

$$R_{e} = \frac{2h}{t} \frac{\cosh\left(\frac{t}{h}\right) - \cos\left(\frac{t}{h}\right)}{\sinh\left(\frac{t}{h}\right) - \sin\left(\frac{t}{h}\right)} \omega L$$
(4-28)

式中 h——涡流的"穿透深度",可用下式表示

$$h = \sqrt{\frac{\rho_{\rm i}}{\pi \mu f}} \,(\mathrm{m}) \tag{4-29}$$

式中 。-----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 (4-28)式可简化

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

将(4-29)式及 $L = \frac{\mu SN^2}{l}$ 代入上式 得

$$R_{\rm e} = \frac{12\rho_{\rm i}SN^2}{lt^2} \,\Omega \tag{4-30}$$

由此可见,铁心叠片的并联涡流损耗电阻 R。,在铁心材料的使用频率范围内,不仅与频率 无关,而且与铁心材料的导磁率无关。

(三) 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

$$Z = R_{\rm S} + j\omega L$$

考虑并联电容 C 时,等效阻抗 Z_P为

$$Z_{\rm P} = \frac{(R_{\rm S} + j\omega L) \cdot \frac{1}{j\omega C}}{(R_{\rm S} + j\omega L) + \frac{1}{j\omega C}}$$
$$= \frac{R_{\rm S}}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega^2 LC/Q)^2} + j \frac{\omega L((1 - \omega^2 LC) - \omega^2 LC/Q^2)}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega^2 LC/Q)^2} \quad (4-31)$$

式中 $Q = \omega L/R_s$, 当 $Q \gg 1$ 时,上式可简化为

$$Z_{\rm P} = \frac{R_{\rm S}}{\left(1 - \omega^2 LC\right)^2} + j \frac{\omega L}{\left(1 - \omega^2 LC\right)} = R_{\rm P} + j \omega L_{\rm P}$$
(4-32)

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都增大了,等效 $Q_{\rm P}$ 值 较前减少 为

$$Q_{\rm P} = \frac{\omega L_{\rm P}}{R_{\rm P}} = (1 - \omega^2 LC)Q$$
 (4-33)

其电感的相对变化为

$$\frac{\mathrm{d}L_{\mathrm{P}}}{L_{\mathrm{P}}} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \cdot \frac{\mathrm{d}L}{L} \tag{4-34}$$

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。

四、测量电路

(一)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 4-11 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。

 ΔZ

$$Z_2 = R_2$$
$$Z_1 = Z_2 = Z = R_S + j\omega$$
$$R_{S1} = R_{S2} = R_S$$
$$L_1 = L_2 = L$$
$$R_1 = R_2 = R$$

 $\frac{Z_1}{Z} = \frac{R_1}{R}$



设

E

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

 $\boldsymbol{U}_{\rm SC} = \boldsymbol{E} \, \frac{\Delta Z}{Z} \cdot \frac{Z_{\rm L}}{2Z_{\rm L} + R + Z}$

图 4-11 交流电桥原理图

 Z_1 →∞时 上式可写成

$$\boldsymbol{U}_{\rm SC} = \boldsymbol{E} \, \frac{\Delta Z}{2Z} = \frac{\boldsymbol{E}}{2} \cdot \frac{\Delta R_{\rm S} + j\omega \Delta L}{R_{\rm S} + j\omega L} \tag{4-35}$$

其输出电压幅值为

$$\boldsymbol{U}_{SC} = \frac{\sqrt{\omega^2 \Delta L^2 + \Delta R_S^2}}{2\sqrt{R_S^2 + (\omega L)^2}} E \approx \frac{\omega \Delta L}{2\sqrt{R_S^2 + (\omega L)^2}} E \qquad (4-36)$$

输出阻抗为

$$Z = \frac{\sqrt{(R + R_{\rm s})^2 + (\omega L)^2}}{2}$$
 (4-37)

式 4-35 经变换和整理后可写成

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

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

由上式可以看出下列二点。

①桥路输出电压 U_{∞} 包含着与电源 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 $\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta R_s}{R_s}$,或 Q 值比较大,均能达到此目的。但在实际工作时, $\frac{\Delta R_s}{R_s}$ 一般很小,所以要求线圈有高的品质因数。当 Q 值很高时, $U_{sc} = \frac{E}{2} \frac{\Delta L}{L}$ 。

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($\Delta Z = \Delta R_s$),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 $U_{sc} = \frac{E}{2} \cdot \frac{\Delta R_s}{R_s}$ 。

这种电桥结构简单,其电阻 R1、R2 可用两个电阻和一个电位器组成,调零方便。

(二) 波压器电桥

如图 4-12 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

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

输出电压

$$U_{\rm SC} = \frac{E}{Z_1 + Z_2} Z_2 - \frac{E}{2} = \frac{E}{2} \cdot \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2}$$
(4-38)

由于 $Z_1 = Z_2 = Z = R_s + j\omega L$,故初始平衡时, $U_{sc} = 0$ 。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

$$\boldsymbol{U}_{\rm SC} = \frac{\boldsymbol{E}}{2} \frac{\Delta Z}{Z} \qquad (4-39)$$

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

故
$$U_{\rm SC} = -\frac{E}{2}\frac{\Delta Z}{Z}$$
 (4-40)

由(4-39)和(4-40)式可知:当衔铁向不 同方向移动时,产生的输出电压 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 4-12 变压器电桥原理图

变压器电桥的输出电压幅值与(4-36)式一样,为

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

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)

$$Z = \frac{\sqrt{R_{\rm S}^2 + \omega^2 L^2}}{2}$$
(4-41)

 $E = Z_1$ $E = Z_2$ Z_2 U_{∞}

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。

§ 4-2 差动变压器

一、结构原理与等效电路

差动变压器的结构形式如图 4-13 所示,它分为气隙型和螺管型两种形式。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。



图 4-13 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

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接而 成 相当于变压器的副边。螺管形差动变压器根据初、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 五节式都是为了改善传感器线性度采用的方法。图 4-14 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 4-15 所示。 根据图 4-15,初级线圈的复数电流值为

$$\boldsymbol{I}_1 = \frac{\boldsymbol{e}_1}{R_1 + j\omega L_1} \tag{4-42}$$

式中 ω ——激励电压的角频率;

 e_1 ——激励电压的复数值。





图 4-14 差动变压器线圈各种排列形式 1—初级线圈 2—次级线圈 3—衔接 图 4-15 差动变压器等效电路 e₁—初级线圈激励电压 L₁、R₁—初级线圈电感和电阻 M₁、M₂—分别为初级与次级线圈 1、2 间的互感 L₂₁、L₂₂—两个次级线圈的电感 R₂₁、R₂₂—两个次级线圈的电阻

由于 I_1 的存在 ,在线圈中产生磁通 $\phi_{21} = \frac{N_1 I_1}{R_{m1}}$ 和 $\phi_{22} = \frac{N_1 I_1}{R_{m2}}$ 。 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 e_{21} 和 e_{22} ,其值分别为

$$\boldsymbol{e}_{21} = -j\omega M_1 \boldsymbol{I}_1 \tag{4-43a}$$

$$\boldsymbol{e}_{22} = -j\omega M_2 \boldsymbol{I}_1 \tag{4-43b}$$

式中 $M_1 = N_2 \phi_{21} / I_1 = N_2 \cdot N_1 / R_{m1}$; $M_2 = N_2 \phi_{22} / I_1 = N_2 \cdot N_1 / R_{m2}$;

N₂ 为次级线圈匝数。

因此得到空载输出电压 e_2 为

$$e_2 = e_{21} - e_{22} = -j\omega (M_1 - M_2) \frac{e_1}{R_1 + j\omega L_1}$$
 (4-44)

其幅数

$$e_{2} = \frac{\omega(M_{1} - M_{2})e_{1}}{\sqrt{R_{1}^{2} + (\omega L_{1})^{2}}}$$
(4-45)

输出阻抗

$$\mathbf{Z} = (R_{21} + R_{22}) + j\omega(L_{21} + L_{22})$$
 (4-46)

或

差动变压器输出电势 e_2 与衔铁位移 x 的关系见图 4-16。其中 x 表示衔铁偏离中心位置的距离。

 $Z = \sqrt{(R_{21} + R_{22})^2 + (\omega L_{21} + \omega L_{22})^2}$



图 4-16 差动变压器的输出特征(Ⅰ、Ⅱ为次级线圈)

二、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 4-17(a)。漏磁感应强度 *B*₁₁、*B*₁₂、*B*₁₂的分布曲线见图 4-17(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:漏磁全部在动铁心范围内,并忽略铁心端部效应;忽略动铁心及外层铁磁壳上的磁阻,设动铁心外径近似为 *r*_i。



图 4-17 三节螺管式差动变压器 (a)结构尺寸 (b)磁场强度分布曲线

对图 4-17(a) 中路径 I 按全流定律可写出

$$\oint H \mathrm{d}l = I_1 N_1$$

式中 I₁、N₁分别为初级线圈的电流和匝数,而

$$\oint H dl = \int_{r_i}^{r_o} H_{y1} dy + \int_{r_o}^{r_i} H_{y2} dy$$
$$= \int_{r_i}^{r_o} (H_{y1} - H_{y2}) dy$$
(4-47)

又知磁路的磁感应强度为

$$\begin{array}{c}
B_{y1} = \mu_0 H_{y1} \\
B_{y2} = \mu_0 H_{y2}
\end{array} \tag{4-48}$$

式中 µ₀----空气磁导率(4π×10⁻⁷ H/m)。

根据磁通的连续性原理 有

$$2\pi \cdot r_i \cdot B_{l2} \Delta x = 2\pi \cdot y \cdot B_{v1} \cdot \Delta x$$

则

则
$$B_{y1} = \frac{r_i}{y} B_{l1}$$

同理得 $B_{y2} = \frac{r_i}{y} B_{l2}$ (4-49)

式中 B_{l_1} 和 B_{l_2} ——铁心 l_1 段和 l_2 段的磁感应强度。 将(4-48) 武及(4-49) 武代入(4-47) 武,则得

$$\oint H dl = \frac{1}{\mu_0} \int_{r_i}^{r_0} (B_{y1} - B_{y2}) dy$$

= $\frac{1}{\mu_0} \int_{r_i}^{r_0} (B_{l1} - B_{l2}) \frac{r_i}{y} dy$
= $\frac{r_i}{\mu_0} (B_{l1} - B_{l2}) \ln \frac{r_o}{r_i}$
= $I_1 N_1$ (4-50)

所以

$$B_{l1} - B_{l2} = \frac{\mu_0 I_1 N_1}{r_i \ln \frac{r_o}{r_i}}$$
(4-51)

同理 在图 4-17(a)中 由路径 II 可以得到

$$B_{l1} - B_{lP} = \frac{\mu_0 l_P I_1 N_1}{r_i b \ln \frac{r_o}{r_i}}$$
(4-52)

式中 B_p----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

$$\oint B dS = 0$$

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 4-17 (b)因此得

$$B_{l1} \cdot l_1 + \int_0^b B_{lP} dl_P + B_{l2} \cdot l_2 = 0$$
 (4-53)

将(4-51),(4-52),(4-53)武联立求解得

$$B_{l1} = \frac{2l_2 + b}{l_A} \cdot \frac{\mu_0 \cdot I_1 \cdot N_1}{2 \cdot r_i \ln \frac{r_o}{r_i}}$$
(4-54)

$$B_{l2} = -\frac{2l_1 + b}{l_A} \cdot \frac{\mu_0 \cdot I_1 \cdot N_1}{2 \cdot r_i \cdot \ln \frac{r_o}{r_i}}$$
(4-55)

$$B_{lP} = B_{l1} - \frac{\mu_0 \cdot I_1 \cdot N_1}{r_i \ln \frac{r_o}{r_i}} \cdot \frac{l_P}{b}$$
(4-56)

图 4-18 画出了次级线圈左半边,设 ϕ_x 是距初级线圈为x,宽度为 dx 单元线圈中的磁通, 如可动铁心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 $\frac{N_2}{m}$ dx,其磁 通 $\phi_x = B_{l_1} \cdot 2\pi r_i \cdot x$ 。

因此 ,次级线圈所交链的磁链为

$$\psi_{21} = \int_{0}^{l_{1}} \phi_{x} \frac{N_{2}}{m} dx$$

= $2\pi r_{i} B_{l1} \frac{N_{2}}{m} \int_{0}^{l_{1}} x dx$
= $\frac{\pi r_{i} B_{l1} N_{2} l_{1}^{2}}{m}$ Wb (4-57)



图 4-18 左半部次级线圈磁链计算图

同理,可得右半部次级线圈所交链的总磁链为

$$\psi_{22} = \frac{\pi r_i B_{l2} N_2 l_2^2}{m}$$
 Wb (4-58)

所以求得差动变压器次级线圈输出总电压有效值为

$$\mu_2 = \omega I_1 (M_1 - M_2) = 2\pi f (\psi_{21} - \psi_{22})$$
 (4-59)

将(4-57)(4-58)武及(4-54)(4-55)武一并代入(4-59)武中并化简后得 $e_2 = K_1 x (1 - K_2 x^2)$ (4-60)

式中 $x = \frac{1}{2} (l_1 - l_2)$ 表示铁心位移量;

$$K_{1} = \frac{16\pi {}^{3}fI_{1}N_{1}N_{2}(b+2d+x_{0})x_{0}}{10^{7} \cdot m \cdot l_{A}\ln(r_{o}/r_{i})};$$

$$K_{2} = \frac{1}{x_{0}(x_{0}+2d+b)};$$

$$x_{0} = \frac{1}{2}(l_{1}+l_{2})_{b}$$

(4-60) 武说明 铁心位移 x 和输出 e_2 之间不是线性关系 其非线性误差为 $e_l = K_2 x^2$ 。

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 4-16 所示。为反映铁心移动方向 ,需要采用相敏检波 电路。

(4-60)式中 K₁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 K₁式中 I₁用激励电压 e₁和 原边线圈阻抗

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1$$

代入 则得

$$K_{1} = \frac{16\pi^{3} \cdot f \cdot N_{1} \cdot N_{2}(b+2d+x_{0})x_{0}}{10^{7} \cdot m \cdot l_{A}\ln(r_{0}/r_{1})} \cdot \frac{e_{1}}{\sqrt{R_{1}^{2} + (\omega L_{1})^{2}}}$$
(4-61)

①次级线圈匝数 N_2 。当 $R_1 \ll \omega L_1$ 时(4-61)式可简化成

$$K_1 \approx \frac{N_2}{N_1} \cdot A \tag{4-62}$$

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 4-19 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(4-61)式中知道 e_1 增加 K_1 也增加 输出电压 e_2 随之增加。图 4 -20 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 4-19 灵敏度 K_1 与线圈匝数比的关系 图 4-20 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 $R_1 \gg \omega L_1$ (4-61)式化简为

$$K_1 \approx Bf$$
 (4-63)

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(4-61)式可化简为 $K_1 \approx C = 常数$ (4-64)

(4-64) 武表明高频时灵敏度与 f 无关。

三、误差因素分析

(一)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。



图 4-21 差动变压器的 零点残余电压 1—实际特性 2—理想特性

(二)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。

(三)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 4-21 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 4-22 中的 e20 所示,图中 e1 为差动变压 器初级的激励电压。经分析, en 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。

零点残余电压产生的原因如下。

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来消除。图 4-23 表示两次级绕组 1-基波正交分量 2-基波同相分量 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, e2 为零点残余电压。



图 4-22 零点残余电压及其组成 (a) 残余电压的波形 (b) 波形分析 --二次谐波 4---三次谐波 5---电磁干

e'_1和 e'_2, e''_1和 e''_2是衔铁正反向偏离中间位置时,两次级输出电势值,e'_1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 4-2.3 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 4-24 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 应选高导磁率、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 4-25 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 4-24 磁化曲线非线性引起磁通波形失真

图 4-25 采用相敏检波后的输出特性

3. 采用补偿线路

①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 4-26(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 4-26(b)中串联电阻 R 可以调整次级线圈的电阻分量。



图 4-26 调相位式残余电压补偿电路

②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 4-27 所示。电容



C(0.02 μF)可防止调整电位器时使零点移动。

③接入 R₀(几百 kΩ)或补偿线圈 L₀(几百匝)。 绕在差动变压器的初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4-28所示。

四、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

图 4-27 电位器调零点残余电压补偿电路



图 4-28 R 或L 补偿电路

流电路和相敏检波电路进行测量。

(一)差动整流电路

图 4-29 所示为实际的全波相敏整流电路 ,是根据半导体二级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 4-29(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 4-29(b),其值为 $U_{sc} = e_{ab} + e_{cd}$ 。



图 4-29 全波整流电路和波形图

(二)相敏检波电路

图 4-30 为二级管相敏检波电路。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 当差动变压器铁心在中间位置时 ,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_{RC} 与 U_{BD} 大小相等方向相反 故输出电压 $U_{CD} = 0$ 。

若铁心上移 $_{e}\neq 0$,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 $U_{CD} = R_{0}(i_{4} - i_{3}) > 0$ 因此铁心上移时输出电压 $U_{CD} > 0$ 。

当铁心下移时 , e 和 e_r 相位相反。同理可得 $U_{CD} < 0$ 。 由此可见 ,该电路能判别铁心移动的方向。



图 4-30 二级管相敏检波电路图

五、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 4-31 是差动变压器式加速度传感器结构原理和测振线路方块图。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 4-31 差动变压器式加速度传感器 (a)结构示意图(1一弹性支承 2一差动变压器)(b)测量电路方框图

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 4-32 是微压力变送器的结构示意图,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。



图 4-32 微压力变送器 (a)结构图(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)(b)测量电路方框图

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,所以线路中不需用放大器。

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 $0\sim50~mV$, 精度为 1.5级。

§4-3 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

$$h = 5 \ 0.30 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_{\rm r} f}} \ {\rm cm}$$
 (4-65)

式中 ρ ———导体电阻率($\Omega \cdot cm$);

 $\mu_{
m r}$ ——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。

一、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 4-33 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 4-34 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。从能量角度来看,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 4-35 电涡流传感器的等效电路

$$R_1 \mathbf{I}_1 + j\omega L_1 \mathbf{I}_1 - j\omega M \mathbf{I}_2 = \mathbf{E}$$
$$-j\omega M \mathbf{I}_1 + R_2 \mathbf{I}_2 + j\omega L_2 \mathbf{I}_2 =$$

解方程组(4-66)式,得



图 4-34 电涡流传感器原理图

二、等效电路

把金属导体形象地看做一个短路线圈,它与 传感器线圈有磁耦合。于是,可以得到图 4-35 所 示的等效电路图。

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 ,E为激励电 压。根据克希荷夫定律及所设电流正方向 ,写出

$$I_{1} = \frac{E}{R_{1} + \frac{\omega^{2} M^{2}}{R_{2}^{2} + (\omega L_{2})^{2} R_{2} + j \left[\omega L_{1} - \frac{\omega^{2} M^{2}}{R_{2}^{2} + (\omega L_{2})^{2} \omega L_{2}\right]}}$$

$$I_{2} = j\omega \frac{MI_{1}}{R_{2} + j\omega L_{2}} = \frac{M\omega^{2} L_{2} I_{1} + j\omega MR_{2} I_{1}}{R_{2}^{2} + \omega^{2} L_{2}^{2}}$$
(4-67)

于是 线圈的等效阻抗为

$$Z = \left[R_1 + R_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \right] + j \left[\omega L_1 - \omega L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \right]$$
(4-68)

线圈的等效电感为

方程

$$L = L_1 - L_2 \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}$$
(4-69)

线圈的等效 Q 值为

$$Q = Q_0 \frac{1 - \frac{L_2}{L_1} \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}}{1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{\omega^2 M^2}{Z_2^2}}$$
(4-70)

式中 Q_0 ——无涡流影响下线圈的 Q 值 , $Q_0 = rac{\omega L_1}{R_+}$;

 Z_2^2 ——金属导体中产生电涡流部分的阻抗 $Z_2^2 = R_2^2 + \omega^2 L_2^2$ 。

从(4-68)式、(4-69)式和(4-70)式可知 线圈与金属导体系统的阻抗、电感和品质因数都是 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来表示。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都能呈线性变换的。

(4-69)式中第一项 L₁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 L₁ 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 L₁不

变。(4-69)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。

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。在不接被测导体时,传感器 调谐到某一谐振频率 f₀,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 4-36 所示。当载流频率一定



量增大,谐振曲线左移,如图 4-36 所示。当载流频率一定 图 4-36 固定频率调幅谐振曲线 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。

三、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

$$B_{p} = \frac{\mu_{0}I}{2} \frac{r^{2}}{(x^{2} + r^{2})^{3/2}}$$
(4-71)

式中 μ_0 ——真空磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ (Hm⁻¹);

*I——*激励电流强度;

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 (4-71) 武可以写成

$$B_{p} = K \frac{r^{2}}{(x^{2} + r^{2})^{3/2}}$$

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 $K = 36 \times 10^{-10}$,作出三种半径情况下的 $B_p - x$ 曲线 ,如图 4-37 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 4-38 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



图 4-37 B_p - x 曲线 **取通过截面为** dx dy **处的圆形电流** i

$$i = \frac{NI}{(r_{\alpha} - r_{is})b_{s}} dx dy$$

此电流在轴上某点 x 处所产生的磁感应强度为

$$dB_{p} = \frac{\mu_{0} i}{2} \cdot \frac{y^{2}}{(x^{2} + y^{2})^{3/2}} = \frac{\mu_{0} NI}{2(r_{os} - r_{is})b_{s}} \cdot \frac{y^{2}}{(x^{2} + y^{2})^{3/2}} dx dy$$
(4-73)

图 4-38 线圈几何尺寸

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

$$B_{p} = \int dB_{p} = \frac{\mu_{0} NI}{\chi r_{cs} - r_{is} b_{s}} \int_{r_{is}}^{r_{cs}} y^{2} dy \int_{x_{1}}^{x_{2}} \frac{dx}{(x^{2} + y^{2})^{3/2}}$$

$$= \frac{\mu_{0} NI}{\chi r_{cs} - r_{is} b_{s}} \left\{ x_{1} + b_{s} \right\} \ln(r_{is} + \sqrt{r_{is}^{2} + (x_{1} + b_{s})^{2}})$$

$$- \ln(r_{cs} + \sqrt{r_{cs}^{2} + (x_{1} + b_{s})^{2}}) - x_{1} \left[\ln(r_{is} + \sqrt{r_{is}^{2} + x_{1}^{2}}) - \ln(r_{cs} + \sqrt{r_{cs}^{2} + x_{1}^{2}}) \right] \right\}$$
(4-74)

式中 $x_2 = x_1 + b_s$, x_1 即为扁平线圈离某点的距离 x。故(4-74)式又可写成

$$B_{p} = \frac{\mu_{0} NI}{\mathcal{I} (r_{os} - r_{is}) b_{s}} \left\{ (x + b_{s}) \ln \frac{r_{is} + \sqrt{r_{is}^{2} + (x + b_{s})^{2}}}{r_{os} + \sqrt{r_{os}^{2} + (x + b_{s})^{2}}} - x \ln \frac{r_{is} + \sqrt{r_{is}^{2} + x^{2}}}{r_{os} + \sqrt{r_{os}^{2} + x^{2}}} \right\}$$
(4-75)

对线圈的三个主要参数(r_{cs} 、 r_{is} 、 b_s)用表 4-1 中不同的六种情况代入(4-75)式进行计算, 并画出它们的 $B_b - x$ 曲线,如图 4-39 所示。

表 4-1 线圈尺寸明细表

	3#	6#	7#	11#	2#	4#
$r_{\rm is}$	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
		B _p 7 [#]		B _p		

图 4-39 Bp - x 曲线

 \hat{x}

(a)线圈外径不同 (b)线圈内径不同 (c)线圈厚度不同

对图 4-39 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(4-68)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。

四、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 用相应的测量电路来测量。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。

(一) 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 4-40 所示。

这种测量电路的测量原理如下。

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



图 4-40 调频调幅式测量电路



图 4-41 谐振曲线

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 4-41 所示。设其输出电 压分别为 $U_1, U_2...,$ 振荡频率分别为 $f_1, f_2...,$ 假如我们直接取它的输出电压 作为显示量,则这种线路就称为载波频 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。

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。检波器由检波二级管和 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 作输出级以获得尽可能大的不失真输出的幅度值。

(二)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 ,是我们所需的测量信息。因此 ,电涡流传感器线圈在



图 4-42 调频式测量电路

这个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 4-42 所示。

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,这个 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(4-76)式,频率 f和位移 x 的特性曲线见图 4-43。

$$f \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L(x)C}} \qquad (4-76)$$

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。



图 4-43 *f*-*x* 特性曲线 1—钢板 2—铜板

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 都装在传感器内,如图 4-42 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 $f \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$ 的影响就大大减小。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就更小了。

五、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 4-2 给出了电涡流传感器测量的参数、 变换量及特征。

表 4-2 线圈可测量的参数

被测参数	变 换 量	特征		
位 移	住咸盟线圈上被测体之间距离 。	非接触连续测量受剩磁的影响		
振 动	12恐品线圈与板侧体之间距离 <i>d</i>			
厚度				
表面温度		非接触连续测量需进行温度补偿		
电解质浓度	被测体电阻率 $_ ho$			
速度(流量)				
应力	沈测体的 斑尼变	非接触连续测量受剩磁和材质影响		
硬 度	波 测体的磁导率 μ			
损伤	$d \cdot \rho \cdot \mu$	可定量判断		

传感器在使用中,应该注意被测材料对测量的影响。被测体导电率越高,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一简略介绍。

(一) 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4-44(a)),磨床换 向阀、先导阀的位移(图4-44(b)),金属试件的热膨胀系数(图4-44(c))等。图中1为被测件,2 为传感器探头。



图 4-44 位移计

(二)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 式传感器来监控主轴的径向振动(图 4-45(a)),也可以测量发动机涡轮叶片的振幅(图 4-45 (b))。在研究轴的振动时,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 4-45(c)),用多通道指示仪输出至记录仪。在轴振动时,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 4-45 中1 为被测体 2 为传感器 探头。



图 4-45 振幅测量

(三)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 4-46(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,这将影响测量精度,因 此一般电涡流式测厚计常用比较的方法测量,如图 4-46(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,就得到与板厚相对应的电压值。



图 4-46 厚度计

(四) 转速测量

在一个旋转体上开一条或数条槽(图4-47(a)),或者做成齿(图4-47(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

$$N = \frac{f}{n} \times 60 \tag{4-77}$$

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 4-47 转速测量

在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。

(五)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 也可以说有位移值的变化。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。 在探伤时导体与线圈之间是有着相对运动速度的,在测量线圈上就会产生调制频率信号。 这个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。在探伤时,重要的是缺陷信号和干 扰信号比。为了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 4-48(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这一电路, 这样干扰信号都抑制掉了。如图 4-48(b)所示。



图 4-48 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5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,所以它能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。

§ 5-1 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。

一、石英晶体压电效应

图 5-1 表示了天然结构石英晶体的理 想外形。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。

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 Si⁴⁺ 和氧离子 O²⁻ 在 *Z* 平面投影,如图 5-2(a) 所示。为讨论方便,将这些硅、氧离子等效为图 5-2(b)中正六边形排列,图中" \oplus "代表 Si⁴⁺, " \ominus "代表 2O²⁻。



图 5-2 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 Si⁴⁺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 P_1 、 P_2 、 P_3 ,如图 5-3 (a)所示。此时正负电荷中心重合,电偶极矩 的矢量和等干零.即

$$P_1 + P_2 + P_3 = 0$$

当晶体受到沿 *X* 方向的压力(*F_x*<0)作 用时 晶体沿 *X* 方向将产生收缩 ,正、负离子 相对位置随之发生变化 ,如图 5-3(b)所示。此 时正、负电荷中心不再重合 ,电偶极矩在 *X* 方



图 5-3 石英晶体的压电机构示意图

(a) $F_X = 0$ (b) $F_X < 0$ (c) $F_X > 0$

向的分量为

$$(P_1 + P_2 + P_3)_X > 0$$

在 Y、Z 方向的分量为

$$(P_1 + P_2 + P_3)_Y = 0$$

 $(P_1 + P_2 + P_3)_Z = 0$

由上式看出 在 X 轴的正向出现正电荷 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 5-3(c)所示。此时电极矩的三个分量为

$$(P_1 + P_2 + P_3)_X < 0$$

 $(P_1 + P_2 + P_3)_X = 0$
 $(P_1 + P_2 + P_3)_Z = 0$

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 5-3(b) 相似 ;当 $F_Y < 0$ 时,则与图 5-3(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 5-4 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。

当晶片受到沿 X 轴方向的压缩应力_{σxx}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_{σxx}成正比,即

$$P_{XX} = d_{11} \sigma_{XX} = d_{11} \frac{F_X}{lb}$$
 (5-1)

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 $d_{11} = 2.3 \times 10^{-12}$ CN⁻¹;

1,6-----石英晶片的长度和宽度。

极化强度 Pxx 在数值上等于晶面上的电荷密度 即

$$P_{XX} = \frac{q_X}{lb} \tag{5-2}$$

式中 q_x——垂直于 X 轴平面上电荷。

将(5-2)式代入(5-1)式 得

$$q_X = d_{11} F_X$$
 (5-3)

其极间电压为

$$U_{X} = \frac{q_{X}}{C_{X}} = d_{11} \frac{F_{X}}{C_{X}}$$
(5-4)

式中 C_X ——电极面间电容 , $C_X = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r lb}{t}$ 。

根据逆压电效应 ,晶体在 X 轴方向将产生伸缩 ,即

$$\Delta t = d_{11} U_X \tag{5-5}$$

或用应变表示 则

$$\frac{\Delta t}{t} = d_{11} \frac{U_X}{t} = d_{11} E_X$$
 (5-6)

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 5-5(a), (b)。



图 5-4 石英晶体切片

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 5- \mathfrak{L} c)(d),此时电荷的大小为

$$q_{XY} = d_{12} \frac{lb}{tb} F_Y = d_{12} \frac{l}{t} F_Y$$
(5-7)

式中 d₁₂——石英晶体在 Y 轴方向受力时的压电系数。



图 5-5 晶片上电荷极性与受力方向关系

根据石英晶体轴对称条件: d11 = - d12 则(5-7)式为

$$q_{XY} = -d_{11} \frac{l}{t} F_Y$$
 (5-8)

式中 *t*——晶片厚度。

则其电极间电压为

$$U_{X} = \frac{q_{XY}}{C_{X}} = -d_{11} \frac{l}{t} \frac{F_{Y}}{C_{X}}$$
(5-9)

根据逆压电效应 晶片在 Y 轴方向将产生伸缩变形 即

$$\Delta l = -d_{11} \frac{l}{t} U_X \tag{5-10}$$

或用应变表示

$$\frac{\Delta l}{l} = -d_{11}E_X \tag{5-11}$$

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。

二、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,它有一定的极化方向,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,它们的极化效应被相互抵消,因此原始 的压电陶瓷内极化强度为零,见图 5-d(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 5-6(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 5-6 (c)。为了简单起见,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,当我们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 5-7 所示。由于束缚电荷的作用,在陶瓷片



图 5-6 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

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 5-8 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。当压力撤消后,陶瓷片恢 复原状(这是一个膨胀过程),片内的正、负电荷之间的距离变大,极化强度也变大,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 5-9 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,就是说,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 5-7 陶瓷片内束缚电荷与电极 上吸附的自由电荷示意图 图 5-8 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 5-9 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 陶瓷就出现压电效应。此外 ,还可以看出 陶瓷内的极 化电荷是束缚电荷 ,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。

§ 5-2 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几方面特性。

①转换性能。要求具有较大压电常数。

②机械性能。压电元件作为受力元件 ,希望它的机械强度高、机械刚度大 ,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。

一、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的温度稳定性相当 好,在常温范围内这两个参数几乎不随温度变化,如图 5-10 和图 5-11 所示。



图 5-10 石英的 *d*¹¹ 系数相对于 20 ℃ 的 *d*¹¹ 随温度变化特性 图 5-11 石英在高温下相对介电常数的温度 特性

由图可见 在 20 °C~200 °C 温度范围内 温度每升高 1 °C 压电系数仅减少 0.016 %。但 是当温度达到居里点(573 °C)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 机械强度高 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。为了在设计石英传感器时,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。用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;用字母t(厚度)t(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5-12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5-13所示。



图 5-12 (YX1)35°切型

图 5-13 (*XYtl*)5[°]/-50[°]切型 (a)石英晶片原始位置(b)石英晶片的切割方位

(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 5-1所示。 表 5-1 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	(<i>YXbl</i>)24°24′/34°18′		
BT	$(YXl) - 49^{\circ}$ $(-49^{\circ} \sim -49^{\circ}30')$	TS	(<i>YXbl</i>)21°55′/33°55′		
FT	(<i>YXl</i>)– 57°	x - 18.5°	(XYt)-18°31′		
$x + 5^{\circ}$	(XYt)5°	MT	(XYtl)8.5°/±34°		
СТ	(YXl)37°	NT	(XYtl)5±50°		
	(37°~38°)		$(0^{\circ} \sim 8.5^{\circ}) \neq 38^{\circ} \sim \pm 70^{\circ}$		
DT	$(YXl) - 52^{\circ}$ $(-52^{\circ} - 52^{\circ})$	FC	(<i>YXbl</i>)15°/34°30′		
ET	(YXt)66°30′	GT	(YXlt)51°/45°		
AC	(YXl)30°	RT	(<i>YXbl</i>)15°/ – 34°30′		
BC	(<i>YXl</i>)- 60°	LC	(<i>YXbl</i>)11°39.9′/9°23.6′		
ST	(<i>YXl</i>)42°46′				

二、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。 (一) 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 1:1 克分子比例混合后充分研 磨成型 经高温 1 300 \sim 1 400 °C 烧结 ,然后再经人工极化处理得到的压电陶瓷。

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),温度稳定性和机械强度不如石英晶体。

(二) 結钛酸铅系压电陶瓷(PZT)

锆钛酸铅是由 PbTiO₃ 和 PbZrO₃ 组成的固溶体 Pl(Zr、Ti)O₃。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 5-2 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。

		正由玄 粉	也对个中	尼田泊府	家 府	to tat 🗆
材料	形状	压电示数	相对加电	店主温及	五反	1/11/11/10-0
		$(\times 10^{-12} \text{ C/N})$	系数	(°C)	($ imes 10^3$ kg/m ³)	质因数
石英		$d_{11} = 2.31$				
a-SiO2	甲晶	$d_{14} = 0.727$	4.6	573	2.65	105
钛酸钡	陶瓷	$d_{33} = 190$	1700	~120	5.7	300
$BaTiO_3$		$d_{31} = -78$				
锆钛酸铅		$d_{33} = 71 - 590$				
PZT	陶瓮	$d_{31} = -100 \sim -230$	460~3 400	$180 \sim 350$	7.5~7.6	65~1 300
		$d_{33} = 10.3$				
硫化镉	畄旦	d = -5.2	10.3		1 00	
CdS	千田	$a_{31} - 5.2$	9.35		4.02	
		$d_{15} = -14$				
		$d_{33} = 12.4$				
氧化锌	畄昻	d = -5.0	11.0		5 69	
ZnO		$u_{31} - 5.0$	9.26		5.00	
		$d_{15} = -8.3$				
聚二氟乙烯	延伸		~	120	1.0	
PVF_2	薄膜	$d_{31} = 6.7$	5	~120	1.8	
复合材料						
PVF_2	薄膜	$d_{31} = 15 \sim 25$	100 - 120		5.5~6	
-PZT						

表 5-2 常用压电材料的主要特性

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, 可测取力和温度等参数。

表中聚二氟乙烯(PVF₂)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 就其对称性来看,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 薄膜有可挠性,并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,-PZT)。

§ 5-3 压电式传感器的测量电路

一、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 反但电量相等的电荷。显然可以把压电传感器看成一个静电发生器,如图 5-14(a)所示。显 然,也可以把它视为两极板上聚集异性电荷,中间为绝缘体的电容器,如图 5-14(b)所示。其 电容量为

$$C_{\rm a} = \frac{\varepsilon S}{t} = \frac{\varepsilon_{\rm r} \varepsilon_0 S}{t}$$
 F (5-12)

式中 S----极板面积(m²);

t-----晶体厚度(m);

ε-----压电晶体的介电常数(F/m);

ε₁——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($\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ 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

$$U_{a} = \frac{q}{C_{a}} \tag{5-13}$$

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, ——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 5-15(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 5-15(b)所示。



图 5-14 压电传感器的等效原理

图 5-15 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 5-16 是压电传感器的完整电荷等效电路。



图 5-16 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_0 —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

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 10¹³ Ω 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。

二、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。

(一) 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 5-17(a)所示。图 5-17(b)为简化的等效电路图。



图 5-17 压电传感器连接电压放大器的等效电路

图 5-17(b)中 ,等效电阻 R 为

$$R = \frac{R_{\rm a} \cdot R_{\rm i}}{R_{\rm a} + R_{\rm i}}$$

等效电容为

$$C = C_{\rm c} + C_{\rm i}$$

而

 $U_{\rm a} = \frac{q}{C_{\rm a}}$

压电元件所受作用力 F 为

106

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 d₃₃,则在外力作用之下,压电元件产生的电压值为

$$U_{a} = \frac{d_{33}F_{m}}{C_{a}}\sin\omega t \qquad (5-15)$$

或

$$U_{\rm a} = U_{\rm m} \sin \omega t$$
 (5-16)

由图 5-17(b)可得送入放大器输入端的电压 U;将其写为复数形式,为

$$U_{i} = d_{33} F \frac{j \omega R}{1 + j \omega R (C + C_{a})}$$
(5-17)

 U_i 的幅值 U_{im} 为

$$U_{\rm im} = \frac{d_{33} F_m \omega R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C_{\rm a} + C_{\rm c} + C_{\rm i})^2}}$$
(5-18)

输入电压与作用力之间的相位差 🖗 为

$$\phi = \frac{\pi}{2} - \arctan \left[\omega R \left(C_{a} + C_{c} + C_{i} \right) \right]$$
 (5-19)

令 $\tau = R(C_a + C_c + C_i), \tau$ 为测量回路的时间常数,并令 $\omega_0 = 1/\tau$,则可得

$$U_{\rm im} = \frac{d_{33} F_{\rm m} \omega R}{\sqrt{1 + (\omega / \omega_0)^2}} \approx \frac{d_{33} F_{\rm m}}{C_{\rm a} + C_{\rm c} + C_{\rm i}}$$
(5-20)

由(5-20)式可知,如果 $\omega/\omega_0 \gg 1$,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 $\omega/\omega_0 \ge 3$,可以近似看做输入电压与作 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,就必须提高测量回路的时间常数₇。但是靠增大测量回路的电容来提高时间常数,会影响传感器的灵敏度。根据电压灵敏度 K_n 的定义,得

$$K_{u} = \frac{U_{\rm im}}{F_{\rm m}} = \frac{d_{33}}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega R}\right)^{2} + (C_{\rm a} + C_{\rm c} + C_{\rm i})^{2}}}$$

因为 ωR≫1 故上式可以近似为

$$K_u \approx \frac{d_{33}}{C_a + C_c + C_i}$$
 (5-21)

由(5-21)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(5-20)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。在设计时,常常把电缆长度定为一常值。因而在使用时,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。的改变 将会引入测量误差。



图 5-18 阻抗变换器

(二) 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 5-19 所示。若放大 器的开环增益 A₀ 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 5-19 可 知

$$i = (U_{\Sigma} - U_{SC} \left(j\omega C_{F} + \frac{1}{R_{F}} \right)$$
$$= [U_{\Sigma} - (-A_{0} U_{\Sigma}) \left(j\omega C_{F} + \frac{1}{R_{F}} \right)$$
$$= U_{\Sigma} [j\omega (A_{0} + 1) C_{F} + (A_{0} + 1) \frac{1}{R_{F}}]$$

根据(5-22)式可画出等效电路图,如图5-20所示。



图 5-18 为一实用的阻抗变换电路。MOS 型 FFT 管 3DO1F 为输入级 , R_4 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 $2 \times 10^8 \Omega$ 。

近年来,由于线性集成运算放大器的飞跃 发展,出现了如5G28型结型场效应管输入的高 阻抗器件,因而由集成运算放大器构成的电荷 放大器电路进一步得到发展。随着 MOS 和双 极型混合集成电路的发展,具有更高阻抗的器 件也将问世。因而电荷放大器将有良好的发展 远景。



图 5-19 电荷放大器原理电路图

(5-22)

图 5-20 压电传感器接至电荷放大器的等效电路图

由(5-22)式可见, $C_{\rm F}$ 、 $R_{\rm F}$ 等效到 A_0 的输入端时,电容 $C_{\rm F}$ 将增大(1+ A_0)倍。电导 1/ $R_{\rm F}$ 也增大了(1+ A_0)倍。所以图 5-20 中 C' =(1+ A_0)· $C_{\rm F}$;1/R' =(1+ A_0)·1/ $R_{\rm F}$,这就是所谓 "密勒效应"的结果。

由图 5-20 电路可以方便地求得 U_{Σ} 和 U_{∞} 结点电压 U_{Σ} 为

108

$$U_{\Sigma} = \frac{j\omega q}{\left[\frac{1}{R_{a}} + (1 + A_{0})\frac{1}{R_{F}}\right] + j\omega \left[C_{a} + (1 + A_{0})C_{F}\right]}$$
$$U_{SC} = -A_{0}U_{\Sigma} = \frac{-j\omega qA_{0}}{\left[\frac{1}{R_{a}} + (1 + A_{0})\frac{1}{R_{F}}\right] + j\omega \left[C_{a} + (1 + A_{0})C_{F}\right]}$$
(5-23)

若考虑电缆电容 C。则有

$$U_{\rm SC} = \frac{-j\omega q A_0}{\left[\frac{1}{R_{\rm a}} + (1 + A_0) \frac{1}{R_{\rm F}}\right] + j\omega \left[C_{\rm a} + C_{\rm c} + (1 + A_0)C_{\rm F}\right]}$$

(5-24)

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 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

$$U_{\rm SC} \approx -\frac{A_0 q}{(1+A_0)C_{\rm F}} \approx -\frac{q}{C_{\rm F}} \tag{5-25}$$

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 A₀ 对精度的影响。为此我们用如下关系式

$$U_{\rm SC} \approx \frac{-A_0 q}{C_{\rm a} + C_{\rm c} + (1 + A_0) C_{\rm F}}$$
(5-26)

及

$$U'_{\rm SC} \approx -\frac{q}{C_{\rm F}} \tag{5-27}$$

以(5-27) 式代替(5-26) 式所产生的误差为

$$\delta = \frac{U'_{\rm SC} - U_{\rm SC}}{U'_{\rm SC}} \approx \frac{C_{\rm a} + C_{\rm c}}{(1 + A_0)C_{\rm F}}$$
(5-28)

若 $C_a = 1\ 000\ \text{pF}$ 、 $C_F = 100\ \text{pF}$ 、 $C_c = (100\ \text{pF/m}) \times 100\ \text{m} = 10^4\ \text{pF}$,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 $A_0 \ge 10^4$ 。对线性集成运算放大器来说 这一要求是不难达到的。

由(5-24)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 ω [$C_a + C_c + (1 + A_0)C_F$]相比不可忽略。此时电荷放大器的输出电压 U_{∞} 就成为一复数,其 幅值和相位都将与工作频率 ω 有关,即

$$U_{sc} \approx \frac{-j\omega q A_0}{(1 + A_0) \frac{1}{R_F} + j\omega (1 + A_0) C_F} \approx -\frac{q}{C_F} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_F R_F}}$$
(5-29)

由(5-29)式可知,-3dB截止频率为

$$f_{\rm L} = \frac{1}{2\pi R_{\rm F} C_{\rm F}}$$
(5-30)

相位误差

$$\phi = 90^{\circ} - \arctan \frac{1}{\omega R_{\rm F} C_{\rm F}} \tag{5-31}$$

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 $R_{\rm F}$ 和 $C_{\rm F}$,其中 $C_{\rm F}$ 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 $f_{\rm L}$ 时,反馈电阻 $R_{\rm F}$ 值可以由(5-30)式确定。譬如当 $C_{\rm F}$ =1 000 pF, $f_{\rm L}$ =0.16 Hz 时,则要求 $R_{\rm F}$ ≥10⁹ Ω。

§ 5-4 压电式传感器的应用

一、压电式加速度传感器

(一)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 5-21 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 5-21 纵向效应型加速度传感器

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

$$q = d_{33}F = d_{33}ma$$
 (5-32)

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,

^{的截面图} 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 5-22(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

图 5-22(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



图 5-22 叠层式压电元件的串联和并联

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。

(二)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 5-23 所示。

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

$$m \frac{\mathrm{d}^2 x_m}{\mathrm{d}t^2} = -c \frac{\mathrm{d}x_i}{\mathrm{d}t} - kx_i$$
 (5-33) 图 5-23 二阶模拟系统

将 $x_i = x_m - x_0$ 代入上式为

$$m \frac{d^2 x_m}{dt^2} = -c \frac{d}{dt} (x_m - x_0) - k (x_m - x_0)$$

将上式改写为

$$\frac{d^{2}(x_{m}-x_{0})}{dt^{2}} + \frac{c}{m} \frac{d(x_{m}-x_{0})}{dt} + \frac{k}{m}(x_{m}-x_{0}) = -\frac{d^{2}x_{0}}{dt^{2}}$$

并设输入加速度 $a_0 = \frac{d^2 x_0}{dt^2}$ 输出为($x_m - x_0$),并引入算子($D = \frac{d}{dt}$)将上式变为

$$\frac{x_m - x_0}{a_0} = \frac{-1}{D^2 + 2\xi\omega_0 D + \omega_0^2}$$
(5-34)

式中 ξ ——相对阻尼系数 , $\xi = \frac{c}{2\sqrt{km}}$;

$$\omega_0$$
——固有频率 , $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$ 。

将上式写成频率传递函数 则有

$$\frac{x_m - x_0}{a_0} (j\omega) = \frac{-\left(\frac{1}{\omega_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2\xi \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}$$
(5-35)

其幅频特性为

$$\left|\frac{x_m - x_0}{a_0}\right| = \frac{\left(\frac{1}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[2\xi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right]^2}}$$
(5-36)

相频特性

$$\phi = -\arctan\frac{2\xi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} - 180^{\circ}$$
(5-37)

111



由于质量块与被测振动体相对位移 $x_{m} - x_{0}$,也就是压电元件受力后产生的变形量,于是

有

$$F = k_{y} (x_{m} - x_{0})$$
 (5-38)

式中 k,-----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

$$q = d_{33} F = d_{33} k_y (x_m - x_0)$$
 (5-39)

将上式代入(5-36)式,便得到压电式加速度传感器灵敏度与频率的关系式

$$\frac{q}{a_0} = \frac{\frac{d_{33}k_y}{\omega_0^2}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[2\xi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right]^2}}$$
(5-40)

图 5-24 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 时,传感器的相对灵敏度为常数,即

$$\frac{q}{a_0} \approx \frac{d_{33}k_y}{\omega_0^2}$$
 (5-41)

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 5-24 加速度传感器的频响特性

二、压电式压力传感器

根据使用要求不同 压电式测压传感器有各种不同的结构形式 但它们的基本原理相同。

图 5-25 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

$$q = d_{11}F = d_{11}SP \tag{5-42}$$

式中 F----作用于压电片上的力;

d11------压电系数;

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
$$k_q = \frac{q}{P}$$
 (5-43)
电压灵敏度 $k_u = \frac{U_0}{P}$ (5-44)
根据(5-42)式 电荷灵敏度可表示为

$$k_a = d_{11} S$$
 (5-45)

因为 $U_0 = \frac{q}{C_0}$,所以电压灵敏度也可表示为



图 5-25 压电式测压 传感器原理图

式中 C₀-----压电片等效电容。

三、压电式流量计

压电式流量计是利用超声波在顺流方向和逆流方向的传播速度不同来进行测量。它的测

 $k_u = \frac{d_{11}S}{C_0}$



图 5-26 压电式流量计

量装置是,在管外设置两个相隔一定距离的 收发两用压电超声换能器。每隔一段时间 (例如1/100 s),发射和接收互换一次。在顺 流和逆流的情况下,发射和接收的相位差与 流速成正比。根据这个关系,便可精确测定 流速。流速与管道横截面积的乘积等于流 量。

图 5-26 表示一种工业用压电式流量计的 示意图。此种流量计可以测量各种液体的流 速。中压和低压气体的流速,不受该流体的 导电率、粘度、密度、腐蚀性以及成分的影响。 其准确度可达 0.5%,有的可达到 0.01%。

根据同一道理,可以用于直接测量随海洋深度而变化的声速分布。即以一定距离放置两 个正对着的陶瓷换能器,一个为发射器、一个为接收器。根据测定的发射和接收的相位差随深 度的变化,即可得到声速随深度的分布情况。

第6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变为电模拟量(如电流、电压)显示出来。因此,若用数字显示或输入计算机,就需要经过一套模数转换装置(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精确度。若直接采用数字式传感器可将被测参数直接转换成数字信号输出,因此它有以下优点:

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可以减少读数误差。

正因为如此,数字式传感器引起人们的普遍重视。然而到目前为止,数字式传感器种类还 不多。根据工作原理不同可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 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)。

本章将重点介绍光栅传感器和振弦式传感器两种。

§ 6-1 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 ,这种传感器可以达到较高的精度。另外 ,它的结构简单 ,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 , 故这里只讨论码盘。

编码器又可以分为增量编码器和绝对码编码器两大类,这里仅讨论绝对码编码器。



图 6-1 光学码盘式传感器工作原理

一、工作原理

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

114

换部件。

图 6-1 是工作原理示意图。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,每位码道上都有按一定规律 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。

二、码制与码盘

图 6-2 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 终止位置就可确定转角,与转动的中间过程无关。



二进制码盘具有以下主要特点:

① n 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 $\theta_{1} = 360^{\circ}/2^{n}$,它的最外圈角节距为 $2\theta_{1}$;

图 6-2 6 位二进制码盘

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 $\sum_{i=1}^{n} C_i 2^{i-1} heta_1$;

③码盘转动中 , C_{κ} 变化时 ,所有 C_{i} (i < 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。究其原因,是因为当某一较高位的数码改变时,所有比它低的各位数码应同时改变, 若由于刻划误差等原因,某一较高位未能同时改变,而是提前或延后改变所致。二进制码是有 权码,就会引起粗误差。采用其他有权码编码器时也存在类似问题。图 6-3(a)所示是一个四 位二进制码盘展开图。当读数狭缝处于 AA 位置时,正确读数为 0111,为十进制数 7。若码道 C₄ 黑区做得太短,就误读为 1111,为十进制数 15。反之,若黑区 C₄ 太长,当狭缝处于 AA′ 时,就会将 1000 读为 0000。在这两种情况下都将产生粗误差。

为了消除粗误差,可以采用双读数头法,或者用循环码代替二进制码。图 6-3(b)是采用 双读数头消除粗误差的示意图。采用双读数头法时, C_1 码道仍只有一个读数狭缝,例如在 OO 线位置,其他码道都有两个读数狭缝,如 a_2 、 b_2 ; a_3 、 b_3 ; a_4 、 b_4 等。它们对称地分布在 OO 线的两侧,每个码道上狭缝 a_i 与 b_i 之间的距离不超过该码道分度间隔的一半,即第 i码道 a_i 与 b_i 之间距离不超过 2^{i-2} θ_1 ($i=2 \sim n$)。设由第 i码道 a_i 、 b_i 两狭缝读出的信号分别为 A_i 和 B_i ,而第 i-1码道的示数为 C_{i-1} 。若 $C_{i-1} = 1$,由图 6-3(c)所示电路可知 $C_i = A_i$;若 $C_{i-1} =$ 0 则 $C_i = B_i$ 。即若低一位的读数为"1"则高一位按 A_i 的值读出;若低一位的读数为"0",则 高一位按 B_i 的值读出。只要由于刻划等原因造成的总误差不超过相应码道 a_i 与 b_i 之间的 距离就不会产生粗误差。在不发生粗误差的条件下,整个编码器的精度由它的最低位(即 C₁ 码道)决定。双读数头的缺点是读数头的个数增加了一倍。当编码器位数很多时,光电元件安 装位置也有困难。



图 6-3 二进制码盘的粗误差及用双读数头消除粗误差



图 6-4 所示是一个六位的循环码码盘。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 2ⁿ 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 θ_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 6-4 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。

三、二进制码与循环码的转换

表 6-1 是 4 位二进制码与循环码的对照表。

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

表 6-1 4 位二进制码与循环码对照表

按表 6-1 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

$$\begin{array}{c}
C_n = R_n \\
C_i = C_{i+1} \bigoplus R_i \\
R_i = C_{i+1} \bigoplus C_i
\end{array}$$
(6-1)

图 6-5 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 6-5 二进制码转换为循环码的电路

(a) (b)

采用串行电路时,工作之前先将 D 触发器 D₁ 置零,Q = 0。在 C_i 端送入 C_n ,异或门 D₂ 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} ,D₂ 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 、 $R_{n-1} \dots R_2$ 、 R_1 。

图 6-6 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} 。这一逻辑关系可以写成

$$Q = C_i = R_i \overline{C}_{i+1} + \overline{R}_i C_{i+1} = C_{i+1} \bigoplus R_i$$
(6-2)



图 6-6 循环码转变为二进制码的电路

重复上述步骤,可以依次获得 $C_n, C_{n-1}, \dots, C_2, C_1$ 。

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。这就决定了由 循环码转换成二进制码的电路使用较多。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。

大多数编码器都是单盘的,全部码道在一个圆盘上,结构简单,使用方便。但当位数要求 增多的情况下,若要求具有很高的分辨力,则制造困难,圆盘直径也要大。这时可采用双盘编 码器。双盘编码器与单盘的区别在于它是由两个分辨力较低的码盘组合而成的一种高分辨力 的编码器。两码盘间通过一个增速轮系相连接,相互之间保持一定的速比,并采用电气逻辑纠 错以消除编码器的进位误差。

四、应用

图 6-7 所示是光学码盘测角仪的原理图。光源 1 通过大孔径非球面聚光镜 2 形成均匀狭 长的光束照射到码盘 3 上。根据码盘所处的转角位置,位于狭缝 4 后面的一排光电元件 5 输 出相应的电信号。该信号经放大、鉴幅、整形后,再经当量变换,最后进行译码显示。纠错电路 和寄存电路在需要时采用。



图 6-7 光学码盘测角仪示意图

编码器的分辨力所代表的角度不是整齐的数,例如一个 14 位的码盘,其分辨力为 $\theta_1 = 360°/2" = 1'19″$ 。显示器总是希望以度、分、秒来表示,为此需要使用脉冲当量变换电路。图 6 -8 所示是当量变换的一例。



图 6-8 当量变换一例

工作之前,先把二进制计数器与脉冲当量变换计数器同时复零,将码盘来的二进制编码信 号(若为循环码盘,先变为二进制码信号)输入。这时振荡器 D₁发出的计数脉冲通过与门 D₂ 同时进入这两个计数器。每进一个脉冲,当量变换计数器所计之数增大 *θ*₁,图中按 14 位码盘 安排,分值计数板进1个脉冲,秒值的十位与个位分别进1个和9个脉冲,128进制计数单元进13个脉冲。各计数单元之间具有进位关系。当二进制计数器所计之数与二进制编码输入 相符时,相符比较电路发出一个脉冲,与门 D₂关闭,停止计数。当量变换计数器所计之数值 经译码输出显示。

§ 6-2 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。

一、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 6-9 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 6-10 + 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 6-9 光栅传感器的构成

图 6-10 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,可以从-40°C到+130°C, 但是它与光电元件相组合的转换效率低。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°C到+100°C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相结合,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约为几十 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。

光电元件包括有光电池和光敏三极管等部分。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。

二、莫尔条纹形成的原理及特点

(一)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 6-11 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 6-11 可看出 横向莫尔条纹的斜率为

$$\tan \alpha = \tan \frac{\theta}{2} \tag{6-3}$$

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

$$B_{\rm H} = AB = \frac{BC}{\sin\frac{\theta}{2}} = \frac{W}{2\sin\frac{\theta}{2}} \approx \frac{W}{\theta}$$
(6-4)

式中 B_{H} ——横向莫尔条纹之间的距离;

₩───光栅常数。



由此可见,莫尔条纹的宽度 $B_{\rm H}$ 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。

(二)莫尔条纹技术的特点

① 由(6-4)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 $B_{\rm H}$,起到了放大作用。例如,d = 0.02 mm,若使 $\theta = 0.01 \text{ rad} = 0.57^{\circ}$,则有 $B_{\rm H} = 2 \text{ mm}$ 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 6-9 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。因此就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 6-12 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 C₂ 略微偏离标尺光栅(度 盘光栅)的中心 C₁,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 为单位来表示。目前径向光栅的刻线角间距范围多为 20 分~20 秋 相当于一圆周内刻有 1 080 至 64 800 条线)。



图 6-12 径向光栅

三、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。

(一)垂直透射式光路

如图 6-13 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。

(二)反射式光路

该光路适用于黑白反射光栅,如图 6-14 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 6-13 垂直透射式光路

图 6-14 反射式光路

四、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,因而就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 $rac{1}{4}B_{
m H}$ 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 6-15 ,然后送到辨向电路中去处理 ,见图 6-16。



图 6-15 相距 $\frac{1}{4}B_{\rm H}$ 的两个光电元件

图 6-16 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 6-17(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 6-17(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



图 6-17 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

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 6-17(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 $u_190°$ 相角,与正向移动时情况相反。整形放大后的 u'_2 仍超前 $u'_190°$ 。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 6-17(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。

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。

五、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。那么每个脉冲间隔代表移过一个栅距,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,分辨力为 4 µm 是不够的,希望提高到 1 µm、0.1 µm 或更高。如果以光栅 的栅距直接作计量单位,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,栅线密度每毫米七千条线还能实现,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,电子学中称"细分",来得到 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,而是输出四个脉冲 数,这就叫四细分。在采用四细分的情况下,栅距为 4 μ m 的光栅,其分辨力可从 4 μ m 提高到 1 μ m。细分越多,分辨力越高。

下面介绍几种常用的细分方法。

(一)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,这样可以获得依次有相位差 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。



图 6-18 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

四细分也可用相距 $B_{\rm H}$ /4 的位置上放两个光电元件来完成。两个光电元件输出两个相位 差 90°的正弦交流信号 U_1 和 U_2 ,而 U_1 、 U_2 再分别通过各自的反相电路 ,从而得到 $U_3 = -U_1$, $U_4 = -U_2$,这样也可以获得依次相差 90°相角的四个正弦交流信号 U_1 、 U_2 、 U_3 和 U_4 。同上述一样 经电路处理也可以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。

使用单个光电元件未进行细分时的波形和脉冲数见图 6-1& a),四细分时的波形和脉冲数 见图 6-1& b)。

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。 (二)电阻电桥细分法(矢量和法)

如图 6-19 所示,由同频率的两个信号源 e_1 和 e_2 及电阻 R_1 、 R_2 组 e_1 $\stackrel{l}{\leftrightarrow}$ R_1 成电桥,其输出电压为

$$\boldsymbol{U}_{SC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \boldsymbol{e}_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \boldsymbol{e}_2$$

$$(6-5) e_2 = e_1 \bigotimes R_1$$

若 $e_1 = A \sin \theta$, $e_2 = A \cos \theta$ 同时又设 $\frac{R_1}{R_2} = \tan \alpha$ 则

$$U_{SC} = \frac{A \sin(\theta + \alpha)}{\sin \alpha + \cos \alpha}$$
(6-6) 图 6-19 电阻电桥
细分原理

用此信号去触发施密特电路 ,当 $\theta = -\alpha$ (或 $\theta = 360^{\circ} - \alpha$)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,即事先安排好 $\frac{R_1}{R_2}$ 之值。图 6-20 所示是这种电阻电桥细分法用于 10 细分的例子。



图 6-20 电阻电桥细分电路

(三) 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来进行细分。

图 6-21 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 $\sin \theta$ 、 $\cos \theta$ 、 $-\sin \theta$ 、



图 6-21 等电阻链细分电路 (a)放大电路(b)细分电路 $-\cos \theta$,通过差分放大器提高了共模抑制能力,并得到 sin θ 、cos θ 和 $-\sin \theta$ 信号。通过 $R_1 \sim R_{10}$ 电阻的分压($R_1 \sim R_{10}$ 为等值电阻),并分别触发过零触发电路 SM₁ \sim SM₁₀,于是在 SM₁ \sim SM₁₀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。

§ 6-3 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。



一、弦振动的固有频率

图 6-22 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。可由下式决定

$$f_0 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{T}{\rho}}$$
 (6-7)

图 6-22 振弦传感器原理图 1-支承 2-振弦 3-永久磁铁 4-运动部分 式中 |----振弦的有效长度;

₀──振弦的线密度(单位长度的质量)。

二、弦振动的激励方式

为了测量出振弦的固有频率 fa 必须设法激发弦振动 激发弦振动的方式一般有两种。

(一)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 6-23 所示。

根据图 6-23 ,我们来推导弦振动的固有频率公式。当



图 6-23 电流法激励示意图

电流 i 流过振弦时 弦受到作用力为

$$F = Bli \tag{6-8}$$

式中 B----磁感应强度;

1----振弦的有效长度;

i——通过振弦的电流。

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

$$v = \int \frac{B l i_{\rm c}}{m} {\rm d}t \tag{6-9}$$

式中 i_e 是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

$$e = Blv = \frac{(Bl)^2}{m} \int i_c dt \qquad (6-10)$$

把上式与电容器充电公式 $e = \frac{1}{C} \int i_c dt$ 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

$$C = \frac{m}{(Bl)^2} \tag{6-11}$$

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 $t = t_x$ 时振弦偏离初始平衡位置为 δ ,则其弹性反作用力 F_e 为

$$F_{\rm e} = k\delta \tag{6-12}$$

式中 k----振弦的横向刚度系数。

由于 $\frac{d\delta}{dt} = v$, e = Blv, $F_e = Bli_e$, 则反电势为

$$e = Bl \frac{d\delta}{dt} = \frac{(Bl)^{2}}{k} \cdot \frac{di_{e}}{dt}$$
(6-13)

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

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{6-14}$$

将等效电容 C 和等效电感 L 代入上式 ,得

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \tag{6-15}$$

而振弦的横向刚度系数 k 和质量 m 可分别按下式求得

127

$$k = \frac{T}{l}\pi^2 \tag{6-16}$$

$$m = \rho l \tag{6-1}$$

7)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} = \sqrt{\frac{T}{l}\pi^2 \frac{1}{\rho l}} = \frac{\pi}{l}\sqrt{\frac{T}{\rho}}$$
(6-18)

$$f_0 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{T}{\rho}}$$

由上式可看出,振荡频率 f 与振弦张紧力 T 为非线性关系并接近为抛物线关系。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。



故

2. 电磁法(或线圈法)

这种方法在振弦中无电流通过,如图 6-24 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 接受信号的感应线圈。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 受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,但由于须使用两组线圈,因此结构尺寸较大。

图 6-24 电磁法激励示意图

(二)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 6-25(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 f₀。

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的位置周期性的变化,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1-电势的频率即为振弦的固有频率。这样可由输出电势的频⁵⁻ 率测得振弦的固有振动频率。

要维持振弦持续振动,应不断地激发振弦。即电磁铁⁵ 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,故须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。



图 6-25 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 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 6-25(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。

三、振弦传感器的灵敏度和线性度

(一)灵敏度

由(6-7)式知

$$f_0 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{T}{\rho}}$$
$$T = S \cdot \sigma$$

由于

式中 S------ 弦的截面积;

σ──弦所受的应力。

则

$$f_0 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\sigma}{\rho'}} \tag{6-19}$$

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。

则

$$f_0 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{\epsilon E}{\rho'}} \tag{6-20}$$

由(6-20) 式得

$$\frac{\mathrm{d}f_0}{\mathrm{d}\varepsilon} = \frac{E}{8l^2 \,\rho' f_0} \tag{6-21}$$

我们把 $\frac{df_0}{d\epsilon}$ 称作振弦传感器的灵敏度。由(6-21)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 6-26 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了 ΔT ($T = T_0 + \Delta T$)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 $\Delta T(T_2 = T_0 - \Delta T)$ 则此弦的固有



图 6-26 差动式振弦传感器

频率 f_0 减至 f_2 即

$$f_2 = \frac{1}{2l} \sqrt{\frac{T_0 - \Delta T}{\rho}}$$

当 $\Delta T \ll 1$ 时 將 f_1 和 f_2 的表达式展成级数 得

$$f_1 = f_0 \left[1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta T}{T_0} - \frac{1}{8} \left(\frac{\Delta T}{T_0} \right)^2 + \frac{1}{16} \left(\frac{\Delta T}{T_0} \right)^3 - \dots \right]$$
(6-22)

$$f_2 = f_0 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{-\Delta T}{T_0} \right) - \frac{1}{8} \left(\frac{-\Delta T}{T_0} \right)^2 + \frac{1}{16} \left(\frac{-\Delta T}{T_0} \right)^3 - \dots \right]$$
(6-23)

(6-22) 式与(6-23) 式相减并略去高次项 得

$$\Delta f \approx \frac{\Delta T}{T_0} f_0 \tag{6-24}$$

灵敏度为

$$\frac{\Delta f}{\Delta T} = \frac{f_0}{T_0} \tag{6-25}$$

而单根弦的灵敏度为

$$\frac{\Delta f}{\Delta T} = \frac{1f_0}{2T_0} \tag{6-26}$$

可见灵敏度提高了一倍。

(二)线性度

从(6-7)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 6-27 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(6-22) 式中的高次项,可得特性曲线的非线性误差为



图 6-27 振弦传感器的特性曲线

 $\delta = \frac{1}{4} \frac{\Delta T}{T_0} \tag{6-27}$

同样,对于图 6-26 所示的差动式振弦传感器的非线 性误差可求得

$$\delta = \frac{1}{8} \left(\frac{\Delta T}{T_0} \right)^2 \tag{6-28}$$

比较(6-27) 式与(6-28) 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。

四、振弦式传感器的基本元件及结构

(一)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。

(二)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 6-28(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 6-28(b)所示,其中 $\gamma = 60^\circ$ 、d = 0.5 mm、R = 0.5 mm、气隙高度约为 10 mm,它的磁感应强度 $B \ge 0.07$ 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 6-29 所示。



图 6-28 连续激励振弦中的 磁铁构造及形状



图 6-29 间歇激励振弦 中的磁铁结构 (三) 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。 固接方法有二种: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。



图 6-30 销钉式夹紧装置 1-振弦 2-振弦栓 3-固定螺钉 4-振弦螺栓 5-可调螺母 6-支架

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 6-30 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。

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 6-31 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 6-32 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。

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。

(四)结构

图 6-33 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。





图 6-31 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 6-33 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

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底基之间的空隙、流体传导管和金属管 中均充硅油密封。

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%。

五、振弦式传感器的测量电路

由于振弦传感器的输出量是振弦振动所产生的感应电势的频率值,因此它的测量电路是 一种频率测量线路。测频线路有两大类:一类是直接读出频率值,即把传感器输出的感应电势 经放大整形后送计数器显示或直接用数字频率计显示;另一类是用比较法读出频率值,即把传 感器输出的感应电势的频率与一标准振荡器发出的频率值相比较,调节标准振荡器的频率值 与传感器的频率相等,此时标准振荡器所示的频率即为所测的频率值。

根据间歇激发的原理,测量电路必须间断地馈送电流给传感器的激励线圈,使振弦不断地 激发起振。一般可用一张弛振荡器或多谐振荡器和继电器(或可控硅)来控制电源开关,图 6-34(a)为这种形式测量线路原理方框图。继电器在线圈通电时,将传感器与电源接通,这时电 源提供电流给传感器的激磁线圈,使磁铁吸住振弦。当继电器的线圈断电时,传感器与电源断 开与放大器相连,这时磁铁释放振弦,振弦产生振动。由振动产生的感应电势经放大整形,然 后测量其频率,详见图 6-34(b)。





图 6-34 间歇激发测量电路

(a)原理框图 (b)电路图

需要指出,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(6-7)式两边平方得

$$f^2 = kT \tag{6-29}$$

式中 $k = \frac{1}{4l^2\rho}$ 。当振弦材料和尺寸一定时 , k 为常数。

由(6-29)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 6-35 所示原理方框图。

由图可知, $V_1 = k_1 f_{\text{f}} V_{\text{w}}$ 式中 k_1 —(f—V),单元转换系数;

V_基——幅值恒定的基准电压。

式中 k₂----(*f*--V) 单元转换系数。 将(6-30)式代入(6-31)式 得

$$V_2 = k_1 k_2 f_{\rm fe}^2 V_{\rm IIII} = k_3 f_{\rm fe}^2 \qquad (6-32)$$

(6-31) $f_{\cancel{\#}}$ $(f-V)_1$ $(f-V)_2$ V_2



(6-30)

式中 $k_3 = k_1 k_2 V_{\overline{A}}$ 为定值。

将(6-29) 武代入(6-32) 武 得

$$V_2 = k_3 kT = k_4 T$$
 (6-33)

式中 k₄-----常数。

由(6-33)式可知 经上述变换后 振弦传感器输出的电压信号 V₂ 与被测力呈线性关系。

为了提高变换精度,由(6-32)式可知,必须保证 k_3 为常数,同时 f_{t} 也需做适当处理。实用的变换电路原理框图如图 6-36所示。



图 6-36 实用变换电路原理框图

图中整形放大单元对 f_{f} 的波形及幅值进行放大及整形 ,定时定宽单元提供一组宽度稳 定及频率 f_{f} 与 f_{f} 一致的脉冲波 ,如图 6-37(a)所示 , $T_{\text{f}} = T_{\text{f}}$ 可以用 CMOS 时基电路组成 单稳态触发器产生 ,如图 6-37(b)所示。(f—V), 及(f—V), 转换电路如图 6-37(c)所示。 (f—V), 单元电路得到幅值为 V_{s} ,脉冲宽度为 T_{f} 的矩形波 V_{1} ,经滤波后送入(f—V), 转 换单元 ,于是输出电压 V_{2} 变成幅值为 V_{1} 、脉冲宽度为 T_{f} 的矩形波 经低通滤波后获得直流 电压信号 V_{2} 。



图 6-37 变换电路原理图

第7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来进行显示和记录。

§ 7-1 热电偶

一、热电效应

热电偶是利用热电效应制成的温度传感器。如图 7-1 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 $T \ D T_0$ (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),可用 E_{AB} (T, T_0)表示,这种现象称做 热电效应。我们把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 7-1 热电效应原理图

图 7-1 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。

(一)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



图 7-2 接触电势

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的电子将必然比由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7-2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

$$e_{AB}(T) = \frac{KT}{L} \cdot \ln \frac{n_A}{L}$$

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 , $e = 1.6 \times 10^{-19}$ C; K——玻耳兹曼常数 , $K = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K。 (7-1)



(二)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 7-3 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

$$e_{\rm A}(T,T_0) = \int_{T_0}^{T} \sigma dT$$
 (7-2)

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。

(三) 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 7-4 所示。并可用下式表示

$$E_{AB}(T,T_{0}) = [e_{AB}(T) - e_{AB}(T_{0})] + [-e_{A}(T,T_{0}) + e_{B}(T,T_{0})]$$
(7-3)
或者

$$E_{AB}(T,T_0) = \frac{KT}{e} \ln \frac{n_{AT}}{n_{BT}} - \frac{KT_0}{e} \ln \frac{n_{AT_0}}{n_{BT_0}} + \int_{T_0}^{T} (\sigma_B - \sigma_A) dT$$
(7-4)

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。

由此可以得出如下结论:

①如果热电偶两电极材料相同 ,即 $n_{\rm A} = n_{\rm B}$, $\sigma_{\rm A} = \sigma_{\rm B}$,虽然两端温度不同 ,但闭合回路的总热电势仍为零 ,因此热电偶必须用两种不同材料作热电极 ;



应当指出的是,在金属导体中自由电子数目很多,

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

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

$$= e_{AB}(T) + e_{BA}(T_0)$$
 (7-5)

在工程中,常用(7-5)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

图 7-3 温差电势



图 7-4 回路总电势
$e_{AB}(T_0) = f(T_0) = c($ **常数**)

则(7-5)式可以改写成

 $E_{AB}(T,T_0) = e_{AB}(T) - f(T_0) = f(T) - c$ (7-6)

(7-6)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。

二、热电偶基本定律

(一)中间导体定律

在图 7-5 所示的热电偶中,回路总电势为 $E_{ABC}(T,T_0) = e_{AB}(T) + e_{BC}(T_0) + e_{CA}(T_0) - \int_{T_0}^T \sigma_A dT + \int_{T_0}^T \sigma_B dT$ $= e_{AB}(T) + e_{BC}(T_0) + e_{CA}(T_0) + \int_{T_0}^T (\sigma_B - \sigma_A) dT$ $= e_{AB}(T) + e_{BC}(T_0) + e_{CA}(T_0) + \int_{T_0}^T (\sigma_B - \sigma_A) dT$ = (7-7)

如果设三个接点温度相等均为 T₀则有

$$E_{ABC}(T, T_0) = e_{AB}(T_0) + e_{BC}(T_0) + e_{CA}(T_0) + \int_{T_0}^{T_0} (\sigma_B - \sigma_A) dT = 0$$
$$\int_{T_0}^{T_0} (\sigma_B - \sigma_A) dT = 0$$

所以
$$e_{AB}(T_0) + e_{BC}(T_0) + e_{CA}(T_0) = 0$$

或

而

$$-e_{AB}(T_0) = e_{B}(T_0) + e_{CA}(T_0)$$
(7-8)

将(7-8) 武代入(7-7) 武则有

$$E_{ABC}(T,T_{0}) = e_{AB}(T) - e_{AB}(T_{0}) + \int_{T_{0}}^{T} (\sigma_{B} - \sigma_{A}) dT = E_{AB}(T,T_{0})$$
 (7-9)

(7-9)式即为中间导体定律表达式。

(二)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

 $E_{AB}(T,T_0) = E_{AC}(T,T_0) + E_{CB}(T,T_0)$ (7-10) 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 7-6 所示。对 A、B 热电偶有

$$E_{AB}(T,T_0) = e_{AB}(T) - e_{AB}(T_0) + \int_{T_0}^{T} (\sigma_B - \sigma_A) dT$$

对A、C热电偶有

$$E_{AC}(T,T_0) = e_{AC}(T) - e_{AC}(T_0) + \int_{T_0}^T (\sigma_C - \sigma_A) dT$$

对B、C热电偶有





图 7-6 三种导体分别组成的热电偶

所以得到

$$E_{AC}(T, T_{0}) + E_{CB}(T, T_{0}) = E_{AC}(T, T_{0}) - E_{BC}(T, T_{0})$$

$$= \frac{KT}{e} \ln \frac{n_{AT}}{n_{CT}} - \frac{KT_{0}}{e} \ln \frac{n_{AT_{0}}}{n_{CT_{0}}} + \int_{T_{0}}^{T} (\sigma_{C} - \sigma_{A}) dT - \frac{KT}{e} \ln \frac{n_{BT}}{n_{CT}} + \frac{KT_{0}}{e} \ln \frac{n_{BT_{0}}}{n_{CT_{0}}} - \int_{T_{0}}^{T} (\sigma_{C} - \sigma_{B}) dT$$

$$= \frac{KT}{e} \ln \frac{n_{AT}}{n_{BT}} - \frac{KT_{0}}{e} \ln \frac{n_{AT_{0}}}{n_{BT_{0}}} + \int_{T_{0}}^{T} (\sigma_{B} - \sigma_{A}) dT$$

$$= E_{AE}(T, T_{0})$$
(7-11)

(三)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 7-7 所示 则回路的总热电势为



图 7-7 热电偶连接导线示意图

 $E_{ABB'A}(T,T_n,T_0) = E_{AB}(T) + E_{BB}(T_n) + E_{B'A}(T_0) + E_{A'A}(T_n) + \int_{T_0}^T \sigma_A dT$

$$+ \int_{T_{0}}^{T_{n}} \sigma_{A'} dT - \int_{T_{0}}^{T_{n}} \sigma_{B'} dT - \int_{T_{n}}^{T} \sigma_{B} dT$$

$$E_{BB}(T_{n}) + E_{A'A}(T_{n}) = \left[\ln \frac{n_{BT_{n}}}{n_{BT_{n}}} + \ln \frac{n_{A'T_{n}}}{n_{AT_{n}}} \right]$$

$$= \frac{KT_{n}}{e} \left[\ln \frac{n_{A'T_{n}}}{n_{B'T_{n}}} - \ln \frac{n_{AT_{n}}}{n_{BT_{n}}} \right]$$

$$= E_{A'B}(T_{n}) - E_{AB}(T_{n})$$
(7-12)
(7-12)
(7-13)

140

因为

将(7-13)(7-14) 武代入(7-12) 武化简可得

 $E_{ABB'A'}(T,T_n,T_0) = E_{AB}(T,T_n) + E_{A'B}(T_n,T_0)$ (7-15)

(7-15)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(7-15)式可写为

 $E_{AF}(T, T_{n}, T_{0}) = E_{AF}(T, T_{n}) + E_{AF}(T_{n}, T_{0})$ (7-16)

(7-16) 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(7-16)式求出参考温度不等于 0 ℃时的热电势。

三、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)都可以配制成热电偶,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,导电率高,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 机械强度高 制造工艺简单 价格便宜。

(一)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 \$0.5 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 \$1.2~2.5 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 ∮1.2~2 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也不一致。 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

$$E_t = at + bt \tag{7-17}$$

式中 E_t ——热电势(冷端为0°C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 7-1 中,以供参考。

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	В	$0\!\sim\!1600$	0~1 800	1 000~1 500	$\pm 0.5\%$	>1 500	$\pm7.5\%$
铂铑—-铂	WRLB	S	0~1 300	0~1 600	0~600	$\pm 2.4\%$	>600	$\pm 0.4\%$
镍铬—镍硅	WREU	К	$0\!\sim\!1\ 000$	0~1 300	0~300	± 4 %	>400	±1 %
镍铬—考铜	WREA	Е	0~600	$0 \sim 800$	0~300	± 4 %	>300	± 1 %
铜—康铜		Т	0~600 0~1 000	$0 \sim 900$ $0 \sim 1\ 200$ $0 \sim 400$				

表 7-1 常用热电偶型号、测温范围及允许偏差

在热电偶实际使用中 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。

(二)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 7-8 所示。

1. 热电极

热电极的直径是由材料的价格、机械强度、导电率以及热电偶的用途和测量范围等来决定 142 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。

四、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。在应用时,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。

(一)补偿导线法



图 7-9 补偿导线在回路中连接

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 7-9 所示。

图中 A′、B′为补偿导线 ;t′₀为原冷端温度 ;t₀ 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。

必须指出,只有当新移的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

图 7-8 热电偶的结构

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。

(二)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 t₀,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

 $E(t \ 0^{\circ}) = T(t \ t_{0}) + E(t_{0} \ 0^{\circ})$

例 :K 型热电偶在工作时冷端温度 $t_0 = 30$ ℃ ,测得热电势 $E_{\kappa}(t_0, t_0) = 39.17$ mV。求被 测介质的实际温度 t?

解:由分度表查出 $E_{\rm K}$ (30 ℃ 0 ℃)=1.20 mV

则

 $E_{\rm K}(t \ 0 \ {\rm C}) = E_{\rm K}(t \ 30 \ {\rm C}) + E_{\rm K}(30 \ {\rm C} \ 0 \ {\rm C})$ $= 39.17 + 1.20 = 40.37 \ {\rm mV}$

· 查分度表求出真实温度 *t* = 977 ℃。

(三)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7-10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 7-10 冷端处理冰点槽法

(四) 补偿电桥法

如图 7-11 所示,在它的四个桥臂中,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,其余三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 °C下的阻值和其余三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_{C_u} 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 $U = E(t_1, t_0) + U_{ab}$ 。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 $U = E(t_1, t_0) - U_{ab}$ 。 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 7-11 补偿电桥法

§ 7-2 热电阻

绝大多数金属具有正的电阻温度系数 α, 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 就称为" 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。

一、常用热电阻

(一)泊电阻

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,从对热电阻的要求来衡量,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

$$R_t = R_0 (1 + At + Bt^2 + Ct^3)$$
 (7-18)

式中 R_t ——温度为 $t \mathbb{C}$ 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 , $B = -5.847 \times 10^{-7}$ (1/°C);

$$C$$
——常数 , $C = -4.22 \times 10^{-12}$ (1/°C)。

铂电阻的分度号如表 7-2 所示 表中 $\frac{R_{100}}{R_{10}}$ 代表温度范围为 $0 \sim 100$ $\mathbb C$ 内阻值变化的倍数。

表 7-2 铂电阻分度号

材质	公府早	0 °C 时电阻	且值 R ₀ (Ω)	电阻比 R ₁₀₀ /R ₀		旧田荘田(ぷ)
	刀反丂	名义值	允许误差	名义值	允许误差	温度氾固(U)
铂	Pt10	10	A级±0.006	1 295	± 0.001 - 200~	- 200 850
		(0~850 ℃)	B级±0.012			
	Pt100	100	A 级±0.06	1.365		-200~830
		(-200~850 ℃)	B级±0.12			

(二)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

$$R_t = R_0 (1 + \alpha t)$$
 (7-19)

式中 R_t ——铜电阻在温度 $t \ \mathbb{C}$ 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 , α = 4.288 99×10⁻³(1/℃)。

铜电阻分度号如表 7-3 所示。

表 7-3 铜电阻分度号

材质	分度号	0℃时电阻	且值 R ₀ (Ω)	电阻比 R ₁₀₀ /R ₀		泪度贫困(い)
		名义值	允许误差	名义值	允许误差	温凌氾堕(())
铜	Cu50	50	± 0.05	1 429	+ 0, 002	50 - 150
	Cu100	100	± 0.1	1.428	± 0.002	- 30~130

二、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。



(一)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 7-12 说明。 图中热电阻 *R*_i 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,则相邻两臂的阻值都增加相同 的阻值 *r*。

图 7-12 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

 $(R_t + r)R_2 = (R_3 + r)R_1$

$$R_{t} = \frac{R_{3}R_{1}}{R_{2}} + \left(\frac{R_{1}}{R_{2}} - 1\right)r$$
 (7-20)

设计电桥时如满足 $R_1 = R_2$,则(7-20)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。

(二)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 7-13 所示。

由恒流源供给已知电流 I 流过热电阻 R_i,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

$$R_t = \frac{U}{I} \tag{7-21}$$

此处供给电流和测量电压分别使用热电阻上四根导线,尽 管导线有电阻 r,但电流在导线上形成的压降 r·I 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



图 7-13 热电阻的 四线制接法

不取电流,所以四根导线的电阻,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, 的测量精度相适应。

三、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。

§7-3 集成温度传感器

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

$$I = I_{\rm s} \left(\exp \frac{qU}{KT} - 1 \right) \tag{7-22}$$

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 $\exp\left(\frac{qU}{KT}\right) \gg 1$ 时则上式为 $I = I_s exp$

 $I = I_{\rm S} \exp \frac{qU}{KT}$ $U = \frac{KT}{q} \ln \frac{I}{I_{\rm S}}$ (7-23)

则

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。

$$\frac{\mathrm{d}U}{\mathrm{d}T} = \frac{K}{q} \ln \frac{I}{I_{\mathrm{S}}} \approx$$
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 7-14 所示 ,一只晶体管的发射极电流密度 J_e 可用下式 表示

$$J_{\rm e} = \frac{1}{a} \cdot J_{\rm S} \left(\exp \frac{qU_{\rm be}}{KT} - 1 \right)$$

式中 U_{he}——基、射极电位差;

1。——发射极反向饱和电流密度;

通常 $a \approx 1$ $J_s \gg J_s$ 将上式化简、取对数后得

$$U_{\rm be} = \frac{KI}{q} \ln \frac{aJ_{\rm e}}{J_{\rm S}}$$

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($\gamma \in Q_1$ 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

$$\Delta U_{\rm be} = U_{\rm bel} - U_{\rm be2} = \frac{KI}{q} \ln \gamma \tag{7-24}$$

148

 $I_1 \downarrow \bigcirc I_2 \downarrow [] R_2$

图 7-14 晶体管温度

传感器

由(7-24)式可知 $\Delta U_{\rm he}$ 正比于绝对温度 T 这就是集成温度传感器的基本原理。

集成温度传感器按输出信号可分为电压型和电流 型两种。电压型的温度系数约为 10 mV/℃;电流型的 温度系数约为1 μA/℃。这就很容易从输出信号的大小 换算成绝对温度,并且输出电压或电流与绝对温度成线 性关系。

图 7-15 为单片双端集成温度传感器 AD590 的内部 等效电路。 Q_9 、 Q_{11} 是产生基—射电压正比于绝对温度 的晶体管 R_5 、 R_6 将电压转换成电流。 Q_{10} 的集电极电 流跟踪 Q_9 和 Q_{11} 集电极电流 ,它提供所有的偏置及电 路其余部分基底漏电流 ,从而使总电流正比于绝对温 度。 R_5 和 R_6 可以在片子上用激光研修 ,在 + 25 ℃校 准器件。图 7-16(a)为其伏—安特性 ,U 为作用于 AD590 两端的电压 ,I 为其中电流 ,由图可见 ,在 4~30 V时 ,该器件为一个温控电流源 ,其电流值 I 与温度 t成正比 即

 $I = k_t t$

式中 k_t ——标度因子。在器件制造时已作标定,是 每度 1 μ A,其标定精度因器件档次而异(常分为 I, J、 K, L, M 五档)。因此 AD590 在电路中以理想恒流 源符号表示。图 7-16(b)为其温度特性,它在 – 55~ +150 °C 温度范围内有较好线性度,其非线性误差因 档次而异,若略去非线性项,则有

 $I = k_t \cdot t + 273.2(\mu A)$ (7-25)

因 7-16(c)为非线性曲线。AD590 的 I 档 △*T* < ±3 ℃ / M 档 △*T* < ±0.3 ℃ ,其余档次在二者之间。 从图中可见 ,在 - 55 ~ + 100 ℃ 范围内 ,△*T* 递增 ,容 易补偿 ,在 + 100~150 ℃ 为递减 ,可进行分段补偿。

AD590 的主要特征是:

①线性电流输出:1 μA/K,正比于绝对温度;

②测温范围在-55~+150℃;

③精度高 激光校准精度到±0.5 ℃(AD590M);

④ 非线性误差在满量程范围内 ± 0.3 ℃ (AD590M);

⑤电源范围宽:+4~+30 V。



图 7-15 AD590 温度传感器电路



图 7-16 AD590 特性曲线

§ 7-4 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℃阻值变化约1%~6%,电阻温度系数绝对值比一般金属 电阻大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(10²~10³)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。

一、热敏电阻的结构与材料



(h)



热敏电阻主要由热敏探头 1、引线 2、壳体 3 等构成,如 图 7-17 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 = 椒 D 符号 状和结构,其典型结构如图 7-18 所示。

图 7-17 热敏电阻器的结构及符号

型(e)平板型(f)珠型(g)漏圆形(h)垫圈型; (i)杆型(金属帽引出)。

从电阻体的形状来说,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。



在图 7-18 中 (a)圆片型 (b)薄膜型 (c)杆型 (d)管

图 7-18 热敏电阻器的结构形式

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 ,一般可作红外探测器和流 量检测。 (二)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、Co₃O₄、Fe₂O₃、TiO₂、MgO、V₂O₅、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。

二、基本参数

(-)标称电阻值 $R_{25}(\Omega)$

标称电阻是热敏电阻在 25 °C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)°C而在 25 °C \sim 27 °C之间 则可按下式换算成 25 °C时的阻值。

$$R_{25} = \frac{R_t}{1 + \alpha_{25}(t - 25)}$$
(7-26)

式中 R₂₅——温度为 25°C时的阻值;

 R_t ——温度为 t °C时的实际电阻值;

*α*₂₅------被测热电阻在 25 °C时的电阻温度系数。

(二)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。

(三) 电阻温度系数 *α_i*(%/°C)

电阻温度系数是指热敏电阻的温度变化1°C时其阻值变化率与其值之比即

$$\alpha_t = \frac{1}{R_T} \frac{\mathrm{d}R_T}{\mathrm{d}T} \tag{7-27}$$

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。

(四)时间常数 _(s)

时间常数定义为热容量 C 与耗散系数 H 之比 即

$$\tau = \frac{C}{H} \tag{7-28}$$

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。

(五)耗散系数 H(mW/°C)

耗散系数是指热敏电阻温度变化 1 °C 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。

(六)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。

$$T_{\rm max} = T_0 + P_{\rm E}/H$$
 (7-29)

式中 T₀----环境温度(K);

 $P_{\rm E}$ ——环境温度 T_0 时的额定功率;

H——耗散系数。

(七) 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}。

(八)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

$$P_{\rm C} \leqslant \frac{H}{1\ 000\ \alpha_t} \tag{7-30}$$

三、主要特性

(-)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 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 7-19 中曲线 1 所示 其一般数学表达式为

$$R_{T} = R_{T_{0}} \exp B_{n} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{0}} \right)$$
 (7-31)

式中 R_T 、 R_T , R_T , ——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。

此式是一个经验公式。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 °C)内,均可用该式表示。

为了使用方便,常取环境温度为 25 °C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

$$\frac{R_T}{R_{25}} = \exp B_{\rm n} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{298} \right)$$

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 7-20 所示。

如果将(7-31)式两边取对数,则

$$\ln R_T = B_n \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) + \ln R_{T_0}$$
 (7-32)

如果以 ln R_T 、 $\frac{1}{T}$ 分别作为纵坐标和横坐标,可知(7-32)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 7-21 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 7-21 中画出了 B_n 不同的四条 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 152



图 7-19 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 7-20 $R_T / R_{25} - T$ 特性曲线

发生相变而引起导电率的突变而取得的,其典型的电阻—温度特性曲线如图 7-22 所示。







图 7-22 正温度系数热敏电阻 的电阻—温度曲线

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 $T_{\rm pl}$ 和 $T_{\rm p2}$ 。当温度低于 $T_{\rm p1}$ 时 ,温度灵敏度低 ;当温度升高到 $T_{\rm p2}$ 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 $T_{\rm p1}$ 至 $T_{\rm p2}$ 内存在温度 $T_{\rm c}$,对应有较大的温度系数 $\alpha_{\rm T}$ 。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

$$R_T = R_{T_0} \exp B_p (T - T_0)$$
 (7-33)

式中 R_T 、 R_T 。——温度分别为 T、 T_0 的电阻值;

B。——正温度系数热敏电阻的材料常数。

(7-33)式两边取对数则



 $\ln R_T = B_p (T - T_0) + \ln R_{T_0}$ (7-34)

以 ln *R_T*、*T* 分别为纵坐标和横坐标得到图 7-23 中曲 线。由(7-33)式可求得正温度系数热敏电阻的电阻 温度系数 α_m 即

$$\alpha_{\rm tp} = \frac{1}{R_T} \frac{{\rm d}R_T}{{\rm d}T} = B_{\rm p}$$
 (7-35)

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。

(二)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。

图 7-23 $\ln R_T - \frac{1}{T}$ 表示的正温度系数 阻和周围介质热平衡时的相互关系。 热敏电阻的电阻—温度曲线 1. 负温度系数热敏电阻的伏—安特性

伏安特性曲线如图 7-24 所示。该曲线是在环境

温度为 T₀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

$$U_{T} = IR_{T} = IR_{T_{0}} \exp B_{n} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{0}} \right)$$
(7-36)

式中 T_0 ——环境温度。

图 7-24 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 T₀。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降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 7-25 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。

四、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

154





图 7-24 负温度系数热敏电阻的

静态伏—安特性

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 7-26 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*、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

$$U_{c}(t) = U_{0}[1 - (1 + F)e^{-\frac{t}{RC}}]$$
(7-37)

当 $t = \frac{T}{2}$ 时 , $U_c\left(\frac{T}{2}\right) = FU_0$,代入上式得

$$U_{C}\left(\frac{T}{2}\right) = U_{0}\left[1 - (1 + F)e^{-\frac{T}{2RC}}\right] = FU_{0}$$
(7-38)

所以

$$T = 2RC\ln\frac{1+F}{1-F} = 2RC\ln\left(1+2\frac{R_2}{R_1}\right)$$
(7-39)

于是振荡频率与回路参数之间关系为

$$f = \frac{1}{2RC\ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)}$$
(7-40)

如果选择电路参数使得

$$2\ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) = 1$$
 (7-41)

图 7-25 正温度系数热敏电阻的 静态伏—安特性



图 7-26 多谐振荡器原理图

$$f = \frac{1}{RC}$$

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



图 7-27 T-R_T 与 f-R 曲线

 $R_T = R_{T_0} \exp B_n \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)$

显然 *T*-*R*_T 曲线与按(7-42)式所做出的 *f*-*R* 曲线在形状上是极为相似的 ,如图 7-27(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 7-28(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 7-28(b)中的 A、B、C 三点。根据(7-42)式 在 三个校准点上应满足方程

$$A \stackrel{!}{\bowtie} :f_1 = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_m + R_{T_1}} \right)$$

$$B \stackrel{!}{\bowtie} :f_2 = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_m + R_{T_2}} \right)$$

$$C \stackrel{!}{\bowtie} :f_3 = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_m + R_{T_3}} \right)$$

$$(7-43)$$

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(7-43)可求出满足上述条件的电路参数

$$R_{m} = \frac{R_{T_{1}}R_{T_{2}} + R_{T_{2}}R_{T_{3}} - 2R_{T_{1}}R_{T_{3}}}{R_{T_{1}} + R_{T_{3}} - 2R_{T_{2}}}$$
(7-44)

$$C = \frac{1}{f_2 - f_1} \left(\frac{1}{R_m + R_{T_2}} - \frac{1}{R_m + R_{T_1}} \right)$$
(7-45)

$$R_n = \frac{R_m + R_{T_2}}{f_2 C (R_m + R_{T_2}) - 1}$$
(7-46)

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 7-29 所示。





图 7-28 R_T 串、并联电阻网络 及其校准曲线 图 7-29 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 °C~100 °C 变化时 ,输 出频率在 1 000 Hz~2 000 Hz 之间变化 非线性误差最大为 1.5 %。

五、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 件的电负荷观点来看,热敏电阻工作在伏—安特性曲线 Oa 段时(见图 7-24),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 7-24),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 7-24), 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、起动电阻、时间继电器以及用于流量测量。

下面介绍 NTC 和 PTC 热敏电阻的几个主要应用实例。

(一)在测温方面的应用

热敏电阻具有比较大的电阻温度系数,因而利用热敏电阻器组成的线路来测量温度,可比 一般电气测量仪表具有更高的灵敏度。其测量原理及电路见图 7-26。

(二)在温度补偿方面的应用

将热敏电阻器用于温度补偿,是其应用的又一重要方面。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 7-30 是利用负温度系数热敏电阻 R, 来补偿晶体管温度特性的一个实例。当温度升高



图 7-30 利用热敏电阻器

R, 补偿晶体管静

态工作点的变化

使晶体管集电极电流 I_{e} 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。

(三)在温度控制线路中的应用

热敏电阻器在大负载工作时,在线路中产生继电效应,利用 热敏电阻器的这种继电效应,可以将它用在热控制系统和火灾 报警设备中作灵敏元件。

在温度控制中热敏电阻器常与继电器或与相应的信号保护 装置的电磁线圈相连用。把热敏电阻器放在要控制的地方,当 温度改变时,引起热敏电阻器阻值剧变,发生继电效应,电流雪 崩式地增加,该电流经过放大或直接流经继电器使之动作,从而

达到控制温度目的。

图 7-31(a)所示是热敏电阻器在控温线路中应用的简化电路。图中 R_i 为热敏电阻器 ,r 为继电器绕阻或受控电器的等效电阻 , U_0 为电路上的设定电压。图 7-31(b)所示是环境温度 与产生继电效应的关系。图中看出它是由热敏电阻器伏—安特性曲线的点 b 作切线与纵坐 标轴相交于 U_0 点 ,该切线与横坐标轴夹角 a 的正切值即为电路中的 r 值。若选用继电器绕 阻的电阻值小于 r 值 ,可以在电路中串接一个相应的电阻以保证工作电压维持在 U_0 。图中 曲线 1、2 和 3 是在不同环境温度为 T_1 、 T_2 和 T_3 ($T_1 < T_2 < T_3$)时的伏—安特性曲线。在环



图 7-31 热敏电阻器控温简化电路和环境温度 与产生继电效应的关系

境温度为 T_1 时,电路中的电流值由直线 U_0A 和曲线 1 的交点 a 确定,当环境温度升高时,伏 —安特性的最大值下降;在某一温度 T_2 时,直线 U_0A 与曲线 2 相切于 b 点并与之相交于 c点 这时电路中发生继电效应,电流雪崩式地由 I_b 增大到 I_c ;当温度继续升高时,电路中的电 流继续增大,伏—安特性峰值下降,直线 U_0A 与曲线 3 相交于 d 点,此时的电流为 I_d 。

继电器工作在发生继电效应的 bc 区段,这时电路的 $r=rac{U_b-U_c}{I_c-I_b}$,电源电压 $U_0=$

 $\frac{U_b I_b - U_c I_c}{I_c - I_b}$ 继电器绕阻中产生的功率 $P = I_c^2 \cdot r$ 。这里的计算功率 P 应比继电器的起动功率 至少要大 15%~20%,才能保证继电器可靠地动作。

热敏电阻器的继电效应还可用在延时电路中。继电器 的电流随时间变化的特性如图 7-32 所示 ,当环境温度为 T₁ 时继电器的电流稳定于 I_a,当环境温度增加至 T₂ 时,继电 器的电流将逐步增加至 I, 后急剧增加,并越过继电器的起动 电流 I。而到达 I。然后逐渐稳定,当电流到达 I。时继电器开 始动作。由于热敏电阻器热惯性的作用,电流 I。增加到 I。 需要一定的时间 t_H,这个时间就是我们需要的延迟时间,它 取决干热敏电阻器的热时间常数和热容量及环境散热条件。 图 7-32 热敏电阻器发生继电效应



时 时间与电流关系

使用热敏电阻器和电磁继电器组成的时间继电器,可延 迟吸起时间由几分之一秒到几分钟,它可以使继电器在短促的强脉冲下避免" 虚假 '吸动,时间 延迟效应还可以用来防止瞬时过电压和过电流的浪涌作用。

第8章 固态传感器

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 固态传感器也存在如下问题:

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应
 采用线性化电路;

②输出特性易受温度影响而产生漂移,所以往往要采取温度补偿措施;

③过载能力差,性能参数离散性大。

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。

§ 8-1 磁敏传感器

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。在 60 年代初,西 德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。

一、霍尔元件

(一)霍尔效应

图 8-1 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),它沿与电流 I 相反的方向运动。由于洛仑兹力 $f_{\rm L}$ 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 $f_{\rm E}$ 与洛 仑兹力 $f_{\rm L}$ 相等时,电子的积累达到动态平衡。这时在两端横面之间建立的电场称为霍尔电 场 $E_{\rm H}$ 相应的电势称为霍尔电势 $U_{\rm H}$ 。

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 160 所受洛仑兹力方向为正 则电子受到的洛仑兹力可用下式表示

*f*_L = − *evB* (8-1) 式中 *e*-----电子电量。

与此同时,霍尔电场作用于电子的力_f。可 表示为

$$f_{\rm E} = (-e)(-E_{\rm H}) = e \frac{U_{\rm H}}{b}$$
 (8-2)

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。

当达到动态平衡时,二力代数和为零,即 $f_{\rm L} + f_{\rm E} = 0$,于是得

$$vB = \frac{U_{\rm H}}{b} \tag{8-3}$$

图 8-1 霍尔效应原理图

又因为

式中 *i----*-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

j = -nev

$$I = -nevbd$$

$$v = -I/nebd$$
(8-4)

式中 d----霍尔元件的厚度。

将(8-4) 武代入(8-3) 武 得

$$U_{\rm H} = -IB/ned \tag{8-5}$$

若霍尔元件采用 P 型半导体材料 则可推导出

$$U_{\rm H} = IB/ped$$
 (8-6)

式中 _----单位体积中空穴数。

由(8-5) 式及(8-6) 式可知 根据霍尔电势的正负可以判别材料的类型。

(二)霍尔系数和灵敏度

设 R_H=1/ne 则(8-5) 式可写成

$$U_{\rm H} = -R_{\rm H} IB/d \tag{8-7}$$

*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

$$R_{\rm H} = \rho \mu \tag{8-8}$$

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

$$K_{\rm H} = -R_{\rm H}/d = -1/ned$$
 (8-9)

161



$$U_{\rm H} = K_{\rm H} I B$$

(8-10)

*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(8-9)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* 的方法来增加灵敏度,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 8-2 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

$$U_{\rm H} = K_{\rm H} IB \cos \theta \qquad (8-11)$$

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。

图 8-2 霍尔输出与磁场 角度的关系

通常应用时,霍尔片两端加的电压为 E,如果将(8-5)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 ρ =

1/neu及霍尔片电阻表达式

$$R = \rho \, \frac{L}{S}$$

式中 S——霍尔片横截面 $S = b \cdot d$;

L----霍尔片的长度。

于是(8-5) 式代入 I = E/R 经整理可改写为

$$U_{\rm H} = -\frac{b}{L} \cdot \mu \cdot EB \tag{8-12}$$

由(8-12)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_{μ} 值。

(三)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 8-3 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 8-3 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 雇尔元件常用如图 8-4 所示的符号表示。



图 8-3 霍尔元件示意图 霍尔元件型号命名法如图 8-5 所示。



图 8-5 霍尔元件型号命名法

图 8-4 霍尔元件的符号



图 8-6 霍尔元件的基本电路

霍尔元件型号及参数如表 8-1 所示。

表 8-1 霍尔元件型号及参数

参数 型号	额定控制电 流 <i>I</i> (mA)	磁灵敏度 (mV/mA·T)	使用温度 (℃)	霍尔电势温度 系数(1/℃)	尺寸 (mm ³)
HZ-1	18	≥1.2	$-20 \sim 45$	0.04 %	$8 \times 4 \times 0.2$
HZ-2	15	≥1.2	$-20 \sim 45$	0.04 %	$8 \times 4 \times 0.2$
HZ-3	22	≥1.2	$-20 \sim 45$	0.04 %	$8 \times 4 \times 0.2$
HZ-4	50	≥0.4	$-30 \sim 75$	0.04 %	$8 \times 4 \times 0.2$

(四)基本电路形式

霍尔元件的基本测量电路如图 8-6 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。

(五)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,可以得到良好的线性关系, 如图 8-7 所示。其直线斜率称为控制电流灵敏度,以符号 K_I表示,可写成

$$K_I = (U_H / I)_{B=const}$$
 (8-13)

由(8-10) 式及(8-13) 式还可得到

$$K_I = K_H \cdot B \tag{8-14}$$

163

由此可见,灵敏度 K_H大的元件,其控制电流灵敏度一般也很大。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 10¹² 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 8-8 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 8-7 霍尔元件的 U_H-I 特性曲线



(六)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,我们是将霍尔片的长度 *L* 看作无限大来考虑的。实际上,霍尔片具有一定的长宽 比 *L1b*,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(8-10)式可写成如下形式。

 $U_{\rm H} = K_{\rm H} IB f_{\rm H} (L/b)$ (8-15)

式中 $f_{\rm H}(L/b)$ ——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 8-9 所示。由图可知,当 L/b > 2 时,形状系数 $f_{\rm H}(L/b)$ 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



图 8-9 霍尔元件的形状系数曲线

反而使输入功耗增加,以致降低元件的效率。

霍尔电极的大小对霍尔电势的输出也存在一定影响,如图 8-10 所示。按理想元件的要求,控制电流的电极应与霍尔元件是良好的面接触,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 / ,它对元件的灵敏度和线性度有较大的影响。研究表明,当 //L < 0.1 时,电极宽度的影响可忽略不计。



图 8-10 霍尔电极的大小对 U_H 的影响

2. 不等位电势 U₀ 及其补偿

不等位电势是产生零位误差的主要因素。由于制作霍尔元件时,不可能保证将霍尔电极 焊在同一等位面上,如图 8-11 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 。在分析不等位电势时,可以把霍尔元 件等效为一个电桥,如图 8-12 所示。电桥的四个桥臂电阻分别为 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 8-11)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来减小不等位电势以达到补偿的目的。



图 8-11 不等位电势示意图

图 8-12 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 8-13 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都可能出



图 8-13 不等电位势的几种补偿线路

现整流效应。因此 ,当元件在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 ,这个直流分量被称为寄生直流电势。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,在元件的制作和安装时应尽量 改善电极的欧姆接触性能和元件的散热条件。

4. 感应电势

霍尔元件在交变磁场中工作时,即使不加控制电流,由于霍尔电势的引线布局不合理,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 8-14(a)所示。

为了减小感应电势 除合理布线外 ,如图 8-14(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 ,就可以起到显著的补偿效果。

5.温度误差及其补偿

霍尔元件与一般半导体器件一样,对温度变化十分敏感。这是由于半导体材料的电阻率、 迁移率和载流子浓度等随温度变化的缘故。因此,霍尔元件的性能参数,如内阻、霍尔电势等 都将随温度变化。为了减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 8-15 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 r₀,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 r₀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



图 8-14 感应电势及其补偿

(a)感应电势示意图 (b)自身补偿法

图 8-15 温度补偿线路

 $I = I_{\rm H0} + I_0$ (8-16)

$$I_{\rm H0} \cdot R_0 = I_0 r_0 \tag{8-17}$$

式中 [-----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;

r₀——温度为 T₀ 时 补偿电阻值。

将(8-16) 式代入(8-17) 式 经整理后得

$$I_{\rm H0} = \frac{r_0}{R_0 + r_0} I \tag{8-18}$$

当温度上升为 T 时 同理可得

$$I_{\rm H} = \frac{r}{R+r} I \tag{8-19}$$

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

$$U_{\rm H0} = K_{\rm H0} \cdot I_{\rm H0} \cdot B \tag{8-20}$$

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 $U_H = K_H I_H B = K_{H0} (1 + \alpha t) I_H B$ (8-21)

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

$$U_{\rm H} = U_{\rm H0}$$
 (8-22)

即

$$K_{\rm H0}(1 + \alpha t)I_{\rm H}B = K_{\rm H0} \cdot I_{\rm H0} \cdot B$$
 (8-23)

将(8-18) 式和(8-19) 式代入上式,并经整理后得到

$$(1 + \alpha t)(1 + \delta t) = 1 + \frac{R_0\beta + r_0\delta}{R_0 + r_0} \cdot t$$
 (8-24)

167

将上式展开 將去 $\alpha \delta t^2$ 项(温度 t < 100 °C此项可以忽略)则有

$$r_0 \alpha = R_0 (\beta - \alpha - \delta) \qquad (8-25)$$

$$r_0 = \frac{\beta - \alpha - \delta}{a} R_0 \tag{8-26}$$

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 小的多 ,即 $\alpha \ll \beta$, $\delta \ll \beta$,于是(8-26)式可以简化为

$$r_0 \approx \frac{\beta}{\alpha} R_0 \tag{8-27}$$

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 r₀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。

此外,还可以采用热敏电阻进行温度补偿,图 8-16 所示为锑化铟霍尔元件采用热敏电阻 R_T补偿的原理图,读者可自行分析。



图 8-16 热敏电阻进行温度补偿的原理图

(七)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。

此外 在非电量测量技术领域中利用霍尔元件可制成位移、压力、流量等传感器。

图 8-17(a)是霍尔式位移传感器的磁路结构示意图。在极性相反、磁场强度相同的两个磁 钢气隙中放置一块霍尔片,当控制电流恒定不变时,若磁场在一定范围内沿 x 方向的变化率 dB/dx 为一常数,如图 8-17(b)所示。

当霍尔元件沿 x 方向移动时 霍尔电势的变化为

$$\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{H}}}{\mathrm{d}x} = R_{\mathrm{H}}I\frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}x} = K \tag{8-28}$$

式中 K——霍尔式位移传感器输出灵敏度。

168

$$U_{\rm H} = K \cdot x$$

(8-29)

由(8-29)式可知 ,霍尔电势与位移量 x 成线性关系 ,并且霍尔电势的极性反映了元件位移的方向。实践证明 ,磁场变化率越大 ,灵敏度越高 ,磁场变化率越小 则线性度越好。(8-29)式 还表示当霍尔元件位于磁钢中间位置时 ,即 x = 0时 , $U_{\rm H} = 0$,这是由于在此位置元件同时受 到方向相反、大小相等的磁通作用的结果。基于霍尔效应制成的位移传感器一般可用来测量 (1~2) mm 的小位移 ,其特点是惯性小 响应速度快。

图 8-18 是霍尔式压力传感器的测量原理图。作为压力敏感元件的弹簧管,其一端固定, 另一端安装霍尔元件。当输入压力增加时,弹簧管伸长,使处于恒定磁场中的霍尔元件产生相 应位移,霍尔元件的输出即可反映被测压力的大小。



图 8-17 霍尔式位移传感器的磁路结构示意图

图 8-18 霍尔式压力传感器结构示意图

随着硅集成电路工艺的日臻完善,目前已研制出霍尔线性集成电路及霍尔开关集成电路, 其原理图分别如图 8-19(a)(b)所示。这种新型霍尔器件具有许多优点:灵敏度高,霍尔输出 大,在一般磁场作用下可得到几伏霍尔电势,对器件表面进行钝化处理后,其可靠性及温度稳 定性大大提高;尺寸较小,开发应用更加灵活方便。



图 8-19 霍尔集成电路原理框图

(a)线性型 (b)开关型

二、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 因而正日益得到重视 并在检测和控制等方面得以应用。

(一)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。这便构成了磁敏二极管的管心,其结构和电路符号如图 8-20 所示。



图 8-20 磁敏二极管的结构和电路符号

图 8-21 磁敏二极管的工作原理图

(a)结构 (b)电路符号

磁敏二极管所具有的特性是由其结构所决定的。

如图 8-21(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。

图 8-21(b),当受外界磁场 H₊作用时,电子和空穴受洛仑兹力作用向 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就被复合掉。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 8-21(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,一起使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,就不能忽略在 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仑兹力的大小有关,并且洛仑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 储磁敏二极管两端正向偏压和通过它的电流关系曲线如图 8-22(a)所示。

由图 8-22 可见, 硅磁敏二极管的伏安特性有两种形式:一种如图 8-22(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 8-22(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 8-22 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 8-23 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 8-23 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 8-24 所示。

由图 8-24 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/°C, ΔU 的温度系数小于 0.6%/°C。而锗磁敏二极管 U_0 的温度系数小于 – 60 mV/°C, ΔU 的温度系数小于 1.5%/°C。所以硅管的使用温度是 – 40°C~±85°C,而锗管规定为 – 40°C~65°C。





图 8-23 磁敏二极管的磁电特性曲线

(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 8-25 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

图 8-24 锗磁敏二极管温度特性曲线



图 8-25 锗磁敏二极管频率特性

$$h_u = \frac{U_B - U_0}{U_0} \times 100 \ \% \tag{8-30}$$

式中 U₀——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 8-26 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; 为

$$h_i = \frac{I_{\rm B} - I_0}{I_0} \times 100 \ \% \tag{8-31}$$

式中 I₀——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 8-27 ,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

$$h_{Ru} = \frac{U_B - U_0}{U_0} \times 100 \ \% \tag{8-32}$$

$$h_{Ri} = \frac{I_B - I_0}{I_0} \times 100 \%$$
 (8-33)

式中 U_0, I_0 ——磁场为零时 磁敏二极管两端电压和流过的电流;

 U_B 、 I_B ——磁场为 B 时 成额二极管两端电压和通过的电流。

测定 h_{Ru}和h_R的电路如图 8-28 所示,该方法称为标准测试方法。

使用磁敏二极管时应特别注意,如使用情况和元件出厂的测试条件不一致,应重新测试其 磁灵敏度。



图 8-26 电压相对磁灵敏度 测量电路

图 8-27 电流相对磁灵敏度 测量电路 图 8-28 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 8-29。

(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 8-29(a)所示。即选用特性相近的



图 8-29 温度补偿电路

(a)互补式 (b)差分式 (c)全桥式

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。

对于互补电路,无磁场作用的输出电压 U_m 取决于两只管子等电阻的分压比关系。当温度变化时,两只管子的等效电阻都要改变,若它们特性完全一样,则分压比关系不变,因而输出电压 U_m 不随温度变化,这就是温漂补偿原理。互补电路的温度特性曲线如图 8-30 所示。



图 8-30 互补电路的温度特性曲线



采用互补电路除了可以进行温度补偿外,还能够提高磁灵敏度。

由图 8-31 可知,当有外加磁场时,由于两只管子的磁极性相反,因此它们的伏安曲线各向 相反方向改变,比如曲线 1 向正向改变为 1′,而曲线 2 则向反方向改变为 2′,因此输出电压 *U*_m 增至 *U*′_m。其输出电压变化量为

 $\Delta U_{\rm m} = U'_{\rm m} - U_{\rm m} = \Delta U_{1+} + \Delta U_{2-}$

互补式电路的磁电特性如图 8-32 所示。显然 ,使用互补电路后正向特性和反向特性曲线 基本对称 ,尤其磁场较弱时 ,曲线有较好的线性。

总之,在同样磁场作用之下使用互补和使用单管相比,可使输出电压变化量增大,磁电特性显著地改善。

(2) 差分式电路

差分式电路如图 8-29(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

$$\Delta U = \Delta U_{1+} + \Delta U_{2-}$$

174
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 8-29(c)所示,由两个磁极性相反 的互补电路并联组成 和互补电路一样,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,希望四只管子特性完 全一致,给使用带来一定困难。

为提高磁敏二极管电路的磁灵敏度 除上述互补、 差分、全桥电路外,也可采用下面两种措施。

①选择灵敏度高的管子。如锗磁敏二极管在 0.1 T磁场作用下 , $\Delta U_{+} \leq 0.6 \text{ V}$, $\Delta U_{-} \leq 0.4 \text{ V}$;而硅磁 敏二极管在 0.1 T 磁场作用之下 , $\Delta U_{+} \leq 1.7 \text{ V}$, $\Delta U_{-} \leq 1.2 \text{ V}$ 。显然 ,硅磁敏二极管磁灵敏度高些。





②提高磁敏二极管的偏压,可使磁敏二极管的磁灵敏度提高。但由于这时流过磁敏二极 管的电流大、功耗大,管子易发热、温漂严重,因而不能过分增加直流偏压。较好的措施是采用 交流电压源和脉冲电压源,这样既达到提高磁灵敏度的目的,又可减少对功耗和温漂的不良影 响。

(二)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 8-33 结合其示意图 8-34,分析磁敏三极管的工作原理。

如图 8-34(a)所示当不受磁场作用时,由于磁敏三极管基区宽度大于载流子有效扩散长度,因而注入载流子除少部分输入到集电极 c 外,大部分通过 e—i—b 形成基极电流。显而易见,基极电流大于集电极电流,所以电流放大系数 $\beta = I_c/I_b < 1$ 。图 8-34(b)所示,当受到 H_+ 磁场作用时,由于洛仑兹力作用,载流子向发射结一侧偏转,从而使集电极电流明显下降。图 8-34(c)所示,当受 H_- 磁场作用时,载流子在洛仑兹力作用下,向集电结一侧偏转,使集电极电流增大。

2. 磁敏三极管的主要特性

(1)伏安特性

如图 8-35(a) 给出了磁敏三极管在基极恒流条件下($I_{b} = 3 \text{ mA}$),磁场为 $\pm 0.1 \text{ T}$ 时集电极电流的变化 图 8-35(b)为不受磁场作用时磁敏三极管的伏安特性曲线。

由图 8-35 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。



图 8-33 NPN 型磁敏三极管结构及符号 1-输运基区 2-复合基区

图 8-34 磁敏三极管工作原理示意图



图 8-35 磁敏三极管伏安特性曲线

(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) 储磁三极管的磁电特性曲线 如图 8-36 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

磁敏三极管对温度很敏感。3ACM、3BCM磁灵敏度的温度系数为0.8 %/°C 3CCM磁灵 敏度的温度系数为-0.6 %/°C。

温度系数有两种 :一种是静态集电极电流 I_{co} 的温度系数 ;一种是磁灵敏度 h_{\pm} 的温度系数。

在使用温度 $t_1 \sim t_2$ 范围内 , I_{co} 随温度的改变量与常温(如 25 °C)时的 I_{co} 之比为相对变化 176

量。平均每度的相对变化量为 I_{co} 的温度系数 CTI_{co}

$$CTI_{co} = \frac{I_{co}(t_2) - I_{co}(t_1)}{I_{co}(25 \ ^{\circ}C)(t_2 - t_1)} \times 100 \ \%$$

(8-34)

同样在使用温度 $t_1 \sim t_2$ 范围内 h_{\pm} 的改变 量与 25 °C 的 h_{\pm} 值之比为相对变化量。定义每 度的相对变化量为 h_{\pm} 的温度系数 CTh_{\pm}

$$CTh_{\pm} = \frac{h_{\pm}(t_{2}) - h_{\pm}(t_{1})}{t_{\pm}(25 \text{ °C})(t_{2} - t_{1})} \times 100 \%$$
(8-35)

对于 3BCM 磁敏三极管,当采用补偿措施时, 其正向灵敏度影响不大。而负向灵敏度受温度影 响较大,主要表现在有相当大一部分器件的负向 灵敏度存在一个无灵敏度的温度点,此点处于 40 ℃左右。当温度超过此点时,负向灵敏度也变为 正向灵敏度,即不论对正,负向磁场,集电极电流利



图 8-36 3BCM 磁敏三极管磁电特性

正向灵敏度 即不论对正、负向磁场 集电极电流都发生同样性质的变化。

减小基极电流,无灵敏度的温度点将向较高温度方向移动,当 $I_{\rm bo} = 2 \text{ mA}$ 时,此温度点可达 50 °C 左右。但 $I_{\rm bo}$ 过小,会影响磁灵敏度。因此,当需要同时使用正负灵敏度时,温度要选择在无灵敏度温度点以下。

(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 μ s,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 μ s,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

$$h_{\pm} = \left| \frac{I_{c_{B\pm}} - I_{co}}{I_{co}B} \right| \times 100 \,\% /\mathrm{T}$$

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。

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 8-37 所示的测试电路,输出电压 U_{sc} 图 8-37 磁灵敏度测试电路 的磁灵敏度为

$$\Delta U_{\pm} = h_{\pm} (E_{\rm c} - U_{\rm SC})$$

(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。对灵敏度影响不大。

177



磁敏三极管的噪声小于磁敏二极管 功耗也较低。

3. 温度补偿及提高灵敏度的措施

由于磁敏三极管受温度影响较大 因而需要补偿。

对于硅磁敏三极管由于集电极电流具有负温度系数,因而可以用正温度系数的普通硅三 极管来补偿磁敏管集电极电流的温漂。在图 8-38(a)所示电路中,发射极反馈电阻 R_{e} 的选择 很重要, R_{e} 一般取 400 Ω ~800 Ω_{e}



图 8-38 磁敏三极管的温度补偿方法

图 8-38(b)为磁敏二极管补偿电路。由于锗磁敏二极管电流随温度升高而增加,利用这 一特性用做锗磁敏三极管的负载以补偿输出电压的温漂。

用两只特性一致、磁极性相反的磁敏三极管可以组成差分式补偿电路,同时还可以提高磁 灵敏度。它的输出电压的磁灵敏度是磁敏管正负向磁灵敏度之和。其电路如图 8-38(c)所示。

(三)磁敏管的应用

由于磁敏管具有较高的磁灵敏度,所以磁敏管很适合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 8-39。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,因而探头没有信息输出。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 8-39 漏磁探伤仪原理 1-被探棒材 2-激励线圈 3-铁心 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,而探头和带铁心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 8-40 所示。



图 8-40 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

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。

(四)常用磁敏管型号和参数

如表(8-2)(8-3)(8-4)所示。

技术	负载	工作	工作	输入电压磁灵敏	芟(±0.1T)	最大耗	ΔU_+ 的温	使用温	频率
参数	电阻	电压	电流	(V)		散功率	度系数	度范围	响应
型号	(kΩ)	(V)	(mA)	ΔU +	ΔU _	(mW)	(%/°C)	(°C)	(kHz)
2ACM-1A	3	4~6	2~2.5	<0.6	<0.4	50	1.5	$-40 \sim +60$	< 10
2ACM-1B	3	4~6	2~2.5	≥ 0.6	≥0.4	50	1.5	$-40 \sim +60$	< 10
2ACM-1C	3	4~6	2~2.5	>0.8	>0.6	50	1.5	$-40 \sim +60$	< 10
2ACM-2A	3	6~7	1.5~2	<0.6	<0.4	50	1.5	$-40 \sim +60$	< 10
2ACM-2B	3	6~7	1.5~2	≥0.6	≥0.4	50	1.5	$-40 \sim +60$	< 10
2ACM-2C	3	6~7	1.5~2	>0.8	>0.6	50	1.5	$-40 \sim +60$	< 10
2ACM-3A	3	$7 \sim 9$	1~1.5	<0.6	<0.4	50	1.5	$-40 \sim +60$	<12
2ACM-3B	3	7~9	1~1.5	≥ 0.6	≥0.4	50	1.5	$-40 \sim +60$	< 10
2ACM-3C	3	7~9	1~1.5	>0.8	>0.6	50	1.5	$-40 \sim +60$	< 10
2DCM-2A	3	≥1.25	≤2.8	0.5~0.75	≥0.25	40	≤ -0.6	$-40 \sim +85$	>100
2DCM-2B	3	≥1.25	≤2.8	0.75 - 1.25	≥0.35	40	≤ -0.6	$-40 \sim +85$	>100
2DCM-2C	3	≥1.25	≤2.8	≥1.25	$\geqslant 0.6$	40	≤ -0.6	$-40 \sim +85$	>100
* 2DCM-3	3								

表 8-2 磁敏二极管的型号和参数

* 2DCM-3 是硅差分对管

会 物	单位	测试条件	规 范					
30° 9X			А	В	С	D	E	
磁灵敏度		$E_{\rm c} = 6 V R_{\rm L} = 100 \Omega$						
$h = \frac{I_{\rm co} - I_{\rm cB}}{L} \times 100 \ \%$	%	$I_{\rm b} = 2 {\rm mA}$	5 - 10	$10 \sim 15$	15 - 20	20~25	>25	
I _{co}		$B = \pm 0.1 \text{ T}$						
击穿电压 BU _{cc0} V		$I_{\rm c} = 1.5 {\rm mA}$	20	20	25	25	25	
漏电流 I _{ce0}	μΑ	$U_{\rm ce} = 6$ A	≪200	≪200	≪200	≪200	≤200	
最大基极电流	mA	$E_{\rm c} = 6 {\rm V}$ $R_{\rm L} = 5 {\rm k}\Omega$	4					
功耗 P _{CM} mW			45					
使用温度	°C				$-40\!\sim\!65$			
最高温度	°C				75			

表 8-3 3BCM 型锗磁敏三极管参数表

表 8-4 3CCM 型硅磁敏三极管参数表

参数	单位	测试条件	规 范
磁灵敏度		$E_{\rm c} = 6 V R_{\rm L} = 100 \Omega$	
$h = \frac{I_{\rm co} - I_{\rm cB}}{I_{\rm co}} \times 100 \ \%$	%	$I_{\rm b} = 3 \text{ mA}$ $B = \pm 0.1 \text{ T}$	>5 %
击穿电压 BU ce0	V	$I_{\rm c} = 10 \ \mu {\rm A}$	≥20
漏电流 I _{ce0}	μΑ	$I_{\rm ce} = 6$ A	≤5
功耗	$\mathrm{m}\mathbf{W}$		20
使用温度	°C		- 40~35
最高温度	°C		100
温度系数	% ∕ °C		$-0.10 \sim -0.25$

§ 8-2 光敏传感器

一、光电效应

光电器件的物理基础是光电效应。光电效应通常分为外光电效应和内光电效应两大类。

(一)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

$$E = h\nu \tag{8-36}$$

式中 $h = 6.626 \times 10^{-34}$ (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 A₀ 时,电子就逸出物体表面,产生光 电子发射。故要使一个电子逸出,则光子能量 h_ν 必须超过逸出功 A₀,超过部分的能量,表现 为逸出电子的动能,即

$$h\nu = \frac{1}{2}mv_0^2 + A_0 \tag{8-37}$$

式中 *m*——电子质量;

𝒴━━━电子逸出速度。

(8-37) 式即称爱因斯坦光电效应方程。由该式可知以下三点。

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,既使光线微弱,也会有光电子发射出来。

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。

(二)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叫内光电效应。内光电效应又 可分为以下两大类。

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

$$\lambda_0 \approx \frac{1\ 239}{E_g} \text{ nm} \tag{8-38}$$

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。

二、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、机械强度高,耐冲击、耐振动、抗过载能力强和寿命长等特点。

(一)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_e,即

$$h\nu = \frac{h \cdot c}{\lambda} = \frac{1.24}{\lambda} \geqslant E_{\rm g} \, {\rm eV}$$

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 8-41(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,但扩散深度有限,因此光电导体一般都做成薄层。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 8-41(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 8-41(c)是光敏电阻的代表符号。



图 8-41 CdS 光敏电阻的结构和符号

(a)结构 (b)电极 (c)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

光敏电阻的灵敏度易受湿度的影响 因此要将导光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。

(二)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就高。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,而亮电阻既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 8-42(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 8-42(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 50 µm 移到 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 8-42 (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 8-4χ 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, 这二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好坏。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;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 8-4公 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,经一至二个星期的老化,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要下降。硫化镉的光电流 I 和温度 T 的关系如图 8-42(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°C与-20°C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。

(三)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

$$IU \leqslant P_{\max}$$
或 $I \leqslant \frac{P_{\max}}{U}$ (8-39)

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(8 -39)式的图形为双曲线。图 8-43(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 8-43(a) 得电流 I 为

$$I = \frac{E}{R_{\rm L} + R_{\rm G}}$$
 (8-40)

式中 R_L------负载电阻;

R_G——光敏电阻;

E-----电源电压。

图 8-43(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



图 8-43 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 △ I 为

$$\Delta I = \frac{E}{R_{\rm L} + R_{\rm G} + \Delta R_{\rm G}} - \frac{E}{R_{\rm L} + R_{\rm G}} = \frac{-E\Delta R_{\rm G}}{(R_{\rm L} + R_{\rm G})^2}$$
(8-42)

(8-42)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 8-43(a) 可求得输出电压 U 为

$$U = E - IR_{\rm L}$$

电流为 $I + \Delta I$ 时 其输出电压则为

$$U + \Delta U = E - (I + \Delta I)R_{\rm L}$$

由以上两式解得信号电压为

$$\Delta U = -\Delta I \cdot R_{\rm L} = \frac{E \Delta R_{\rm G}}{(R_{\rm L} + R_{\rm G})^2} R_{\rm L}$$
(8-43)

光敏电阻的 R_{G} 和 ΔR_{G} 可由实验或伏安特性曲线求得。由(8-42)式和(8-43)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 $R_{\rm G}$ 和 $\Delta R_{\rm G}$ 及电源电压 E为已知 则选择最佳的负载电阻 $R_{\rm L}$ 有可能获得 最大的信号电压 ΔU ,这不难由(8-43)式求得。

$$\frac{\partial (\Delta U)}{\partial R_{\rm L}} = \frac{\partial}{\partial R_{\rm L}} \left[\frac{E \cdot \Delta R_{\rm G} \cdot R_{\rm L}}{(R_{\rm L} + R_{\rm G})^2} \right] = 0$$

解得

今

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。

 $R_{\rm L} = R_{\rm G}$

三、光电池

光电池是利用光生伏特效应把光直接转变成电能的器件。由于它广泛用于把太阳能直接 变电能 因此又称为太阳电池。通常,把光电池的半导体材料的名称冠于光电池(或太阳电池) 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\\\`族、\\`I族单元素半导体和\\[~\\]族、\\[~~\`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 面的应用是有发展前途的。



(一)光电池的结构原理

常用的硅光电池的结构如图 8-44 所示。制造方法是: 在电阻率约为 0.1 Ω·cm~1 Ω·cm 的 N 型硅片上,扩散硼形 成 P 型层,然后,分别用电极引线把 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 SiO₂ 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。把光电池作成 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,必须把单个光电池串、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

图 8-44 硅光电池的构造图

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,应根据实际需要来确定。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 8-45 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 区中的电子就向 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。

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,就可以测出光生电动势。

光电池的表示符号、基本电路及等效电路如图 8-46(a)(b)(c)所示。

(二)基本特性

1. 光照特性

图 8-47(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 186



图 8-45 光电池工作原理示意图

图 8-46 光电池符号及其电路

的关系。由图可看出光电池的电动势,即开路电压 U_{∞} 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_{∞} 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 8-47(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 R₁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 8-4元 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 54 μ m 附近 ,适 宜测可见光。硅光电池应用的范围 40 μ m \sim 110 μ m ,峰值波长在 85 μ m 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来选择光电池 反之 也可根据现有的光电池来选择光源。

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。光电池的频率响应就是指输出电流 随调制光频率变化的关系。图 8-47(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 8-47(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 °C 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 °C 时,短路电流只增加 2×10⁻⁶ A。

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。

(三)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。



图 8-47 光电池的基本特性曲线

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 $R_{\rm L}$ 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 $R_{\rm j}$ 下,才能得到 最大的输出功率 $P_{\rm j}(P_{\rm j} = I_{\rm j}U_{\rm j})$ 。 $R_{\rm j}$ 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 $R_{\rm j}$ 值随辐射照度的增强而稍微减少。

 $P_{\rm j}$ 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 8-48 中,通过原点、斜率为 tan $\theta = I_{\rm H}/U_{\rm H} = 1/R_{\rm L}$ 的直线,就是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 $P_{\rm H}$ 点。 $P_{\rm H}$ 点在 I轴和 U轴上的投影即分别为负载电阻为 $R_{\rm L}$ 时的输出电流 $I_{\rm H}$ 和输出电压 $U_{\rm H}$ 。此时,输出功率等于矩形 $OI_{\rm H}P_{\rm H}U_{\rm H}$ 的面积。

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_{∞} , I_{∞})作该特性曲线的切线,两切线交于 P_{m} 点,连接 $P_{m}O$ 的直线即为负载线。 此负载线所确定的阻值($R_{i} = 1/\tan \theta$)即为取得最大功率的最佳负载电阻 R_{i} 。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 8-48 中画阴影线部分 的面积等于最大输出功率值。

由图 8-48 可看出 $_{R_{i}}$ 负载线把电压—电流特性 曲线分成 []、[] 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 [] 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。



图 8-48 光电池的伏安特性及负载线

四、光敏二极管和光敏三极管

(一)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 8-49。

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。



图 8-49 光敏二极管工作原理

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,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,这就形成了光电流。

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,它们在内电场作用下,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(β+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5kΩ左右)。对应硅平面光敏三极管,由于暗电流很小(小于10⁻⁹A),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 8-50。



图 8-50 光敏三极管原理示意图及电路图

(二) 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 这就是光敏 管的光谱特性。

如果照射在光敏二(三)极管上的是波长一定的单色光,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 8-51 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 110 µm,锗为 180 µm,而短波限一般在 40~50 µm 附近。



图 8-51 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。以硅为材料的约为 80~90 μm,以锗为材料的约为 140~150 μm,都是近红外光。

2. 伏安特性

图 8-52 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



图 8-52 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

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 8-53 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,光电流随照度增加的较小,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都 要下降的缘故。



图 8-53 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

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 8-54 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,应根据频率来选择最佳的负载 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

25 50 75

 $t(^{\circ}C)$

(b)

图 8-55(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(约为锗的百分之一到千分之一)。

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

100 125



(a) 暗电流温度特性 (b) 光电流温度特性

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 暗电流的影响就不 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 8-55(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。

(三)光敏晶体电路的分析方法

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 8-56(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。

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 192



图 8-56 光敏二极管的连接和图解分析

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 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 μ A 所需负载电阻

$$R_{\rm L} = \frac{1}{\tan \alpha} = \frac{bc}{ac} = \frac{12 - 2}{10 \times 10^{-6}} = 10^6 \ \Omega$$

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 8-56(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作正弦变化。

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 8-57(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 8-57(b)所示。



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 8-57(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,一般 E 为已知。

负载线的方程为

$$U = E - IR_{\rm L} = E - \frac{1}{G_{\rm L}}I \tag{8-44}$$

图中绘出了不同 G_L 的四条负载线 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(8 -44)式可得

$$R_{\rm L} = \frac{E}{I_{\rm L}} \overrightarrow{\mathbf{g}} G_{\rm L} = \frac{I_{\rm L}}{E} \tag{8-45}$$

负载电导必须略大于 $G_{L} = \frac{I_{L}}{E}$ 。

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

$$R_{a} \geq \frac{E}{\beta I_{L}}$$
 (8-46)

式中 β ———晶体管 BG 的电流放大系数。

设图 8-57(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(8-45)式

$$R_{\rm L} = \frac{18}{0.7 \times 10^{-3}} = 25.7 \text{ k}\Omega$$
 (取 24 kΩ)

根据(8-46)式

$$R_{a} \ge \frac{18}{30 \times 0.7 \times 10^{-3}} = 860 \ \Omega$$
 (取 910 Ω)

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.[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。

五、光电传感器的类型及应用

(一)光电传感器的类型

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。

第一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如图 8-58(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都是被测温度的函数。

②恒光源是白炽灯(或其他任何光源)见图 8-58(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到被测物,见图 8-58(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 8-58(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 8-58 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

第二类光电传感器测量系统是把被测量转换成断续变化的光电流,系统输出为开关量的 电信号。属于这一类的传感器大多用在光电继电器式的检测装置中。如电子计算机的光电输 入机及转速表的光电传感器等。

(二)应用

光电传感器在自动检测仪表和自动控制系统中有着广泛的应用,这里仅就光耦合器和光 电转速传感器的转速检测中的应用加以介绍。

1. 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 8-59(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,以此来提高其灵敏度。

塑料密封型见图 8-59(b),是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。

(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 和普通二极 管一样 ,管心由一个 PN 结组成 ,也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



图 8-59 光电耦合器结构图

(a)金属密封型 (b)塑料密封型

单色光,对于砷化镓发光二极管来说波长为 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 8-60 所示。

图 8-60(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 8-60(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 8-60(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 8-60(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,也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 8-61 所示。

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。

2. 光电转速计

在被测转轴上装码盘或粘贴反光标记,如图 8-62 所示的系统,光源经过光学系统将一束 光照射到被测转轴的端面上,轴每转一周反射光投射到光电元件上的强弱发生一次改变,故光 电元件可产生一脉冲信号。此信号经整形放大后送记数器记数,在计数器直接显示转数,从而 可得转轴的转速。这里光敏二极管,也可用光电池。光源一般为白炽灯泡。

图 8-63 所示为选用光敏二极管时的典型电路 其中包括一级整型电路。





图 8-60 光电耦合器的组合形式

图 8-61 光电耦合器的特性曲线



图 8-62 光电转速计的组成框图

图 8-63 光敏二极管的整型放大电路

§ 8-3 电荷耦合器件

电荷耦合器件(简称 CCD)的发明始于 1969 年,在其后几年中发展迅速,并得到了广泛的应用。CCD并不是一种新发明的器件,它可以说是 MOS 电容器的一种新的用法。在适当次序的时钟控制下,CCD能够使电荷量有控制地穿过半导体的衬底而实现电荷的转换。利用这个机理便可实现多种的电子功能。在作为光敏器件时可用于图像的传感,即成为固体摄像器件,此外,CCD还可作为信息处理和信息存储器件。本节将主要介绍 CCD 的工作原理及作为光敏摄像器件时的特征。

一、电荷耦合器件的结构与工作原理

(一)电荷耦合器件的结构

金属—氧化物—半导体(MOS)电容 CCD 是由按照一定规律排列的 MOS 电容阵列组成的。其中金属为 MOS 结构上的电极 称为"栅极"(此栅极材料不是用金属而是用能够透过一定波长范围光的多晶硅薄膜)。半导体作为底电极 ,俗称"衬底"。两电极之间夹一层绝缘体,

构成电容,如图 8-64 所示。这种电容器具有一般电容器所没有的一些特性,CCD的工作原理 就是基于这些特性。因此,在介绍 CCD的工作原理之前先简单介绍一下 MOS 电容的特性。



图 8-64 MOS 电容的结构 (a)N沟(b)P沟 1-金属 2--绝缘层 SiO₂

当 MOS 电容的极板上无外加电压时,在理想情况下,半导体从体内到表面处是电中性的,因而能带(代表电子的能量)从表面到内部是平的,这就是平带条件。所谓理想情况主要是忽略氧化层中的电荷及界面态电荷(一般均为正电荷),且三层之间没有电荷交换。图 8-65(a)为平带条件下的能带图。



图 8-65 MOS 电容的能带图

(a)平带条件 (b)出现耗尽层 ${\it 0}{<}U_{
m G}{<}U_{
m th}$ (c)出现反型层 , $U_{
m G}{>}U_{
m th}$

若在金属电极上相对于半导体加上正电压 U_G,当 U_G 较小时 ,P 型半导体表面的多数载流子空穴受到金属中正电荷的排斥,从而离开表面而留下电离的受主杂质离子,在半导体表面层中形成带负电荷的耗尽层。此时,称 MOS 电容器处于耗尽状态。由于半导体内电位相对于金属为负,在半导体内部的电子能量高,因此,在耗尽层中电子的能量从体内到表面是从高向低变化的,能带呈弯曲形状,如图 8-65(b)所示。由于此时半导体表面处的电势(称表面势或界面势)比内部高,故若附近有电子存在,将移向表面处。栅压 U_G 增加,表面势也增加,表

面积聚的电子浓度也增加。但在耗尽状态 ,耗尽区中电子浓度与体内空穴浓度相比是可以忽 略不计的。

当栅压 U_G 增大到超过某个特定电压 U_{th}时,表面势进一步增加,能带进一步向下弯曲, 使半导体表面的费米能级高于禁带中央能极见图 8-65(c)]。此时,半导体表面上的电子层称 为反型层。特定电压 U_{th}是指半导体表面积累的电子浓度等于体内空穴浓度时的栅压,通常 把 U_{th}称为 MOS 管的开启电压。

从上面的分析可知,当 MOS 电容器栅压 U_G 大于开启 电压 U_h时,由于表面势升高,如果周围存在电子,并迅速地 聚集到电极下的半导体表面处,由于电子在那里的势能较 低,我们可以形象地说,半导体表面形成了对于电子的势 阱。习惯上,可以把势阱想像成一个容器,把聚集在里面的 电子想像成容器中的液体,如图 8-66 所示。势阱积累电子 的容量取决于势阱的"深度",而表面势的大小近似与外加 栅压 U_G 成正比。



图 8-66 有信号电荷的势阱

如果在形成势阱时,没有外来的信号电荷,则势阱中或势阱附近由于热效应产生的电子将 积聚到势阱口,逐渐填满势阱。通常,这个过程是非常缓慢的。因此,如果加上阶跃的栅压 U_G>U_{th},则在短时期内,如果没有外来的电子充填,半导体就处于非平衡状态。此时称为深 耗尽。上面提到的势阱就是指深耗尽条件下的表面势。所谓势阱填满,是指电子在半导体表 面堆积后使平面势下降。

(二) 电荷耦合器件 CCD 的工作原理

1. 电荷的定向转移

CCD 的基本功能是具有存储与转移信息电荷的能力,故又称它为动态移位寄存器。为了 实现信号电荷的转换,首先必须使 MOS 电容阵列的排列足够紧密,以致相邻 MOS 电容的势 阱相互沟通,即相互耦合。通常相邻 MOS 电容电极间隙必须小于 3 µm,甚至小至 0.2 µm 以 下。其次根据加在 MOS 电容上的电压越高,产生的势阱越深的原理,通过控制相邻 MOS 电 容栅极电压高低来调节势阱深浅,使信号电荷由势阱浅的地方流向势阱深处。还必须指出,在 CCD 中电荷的转移必须按照确定的方向。为此,在 MOS 阵列上所加的各路电压脉冲即时钟 脉冲,必须严格满足相位要求,使得任何时刻势阱的变化总是朝着一个方向。例如,电荷是向 右转移,则任何时刻,当存有信号的势阱抬起时,在它右边的势阱总比它左边的深,这样,就保 证了电荷始终朝右边转移。

为了实现这种定向转移,在 CCD 的 MOS 阵列上划分成以几个相邻 MOS 电荷为一单元 的无限循环结构。每一单元称为一位,将每一位中对应位置上的电容栅极分别连到各自共同 电极上,此共同电极称相线。例如把 MOS 线列电容划分成相邻三个为一单元,其中第 1、4、7 ……等电容的栅极连接在同一根相线上,第 2、5、8……连接到第二个共同相线,第 3、6、9…… 则连接到第三个共同相线。显然,一位 CCD 中含的电容个数即为 CCD 的相数。每相电极连 接的电容个数一般来说即为 CCD 的位数。通常 CCD 有二相、三相、四相等几种结构,它们所 施加的时钟脉冲也分别为二相、三相、四相。二相脉冲的两种脉冲相位相差 180°;三相脉冲及 四相脉冲的相位差分别为 120°及 90°。当这种时序脉冲加到 CCD 的无限循环结构上时,将实 现信号电荷的定向转移。

图 8-67 所示的三相 CCD 中的两位。如果在每一位的三个电极上都加上图 8-67(a)所示 的脉冲电压 ,则可以实现电荷的转移。具体工作过程如图 8-67(b)所示。图中取表面势增加 的方向向下 ,虚线代表表面势的大小 ,斜线部分表示电荷包。在 $t = t_1$ 时 , ϕ_1 处于高电平 ,而 ϕ_2 、 ϕ_3 处于低电平。由于 ϕ_1 电极上的栅压大于开启电压 ,故在 ϕ_1 电极下形成势阱 ,假设此时 有外来的电荷注入 ,则电荷将积聚到 ϕ_1 电极下 ;当 $t = t_2$ 时 , ϕ_1 、 ϕ_2 同时为高电压 , ϕ_3 为低电 平 ,故 ϕ_1 、 ϕ_2 电极下都形成势阱 ,由于两个电极靠得很近 ,电荷就从 ϕ_1 电极下耦合到 ϕ_2 电极 下 ;当 $t = t_3$ 时 , ϕ_1 上的栅压小于 ϕ_2 上的栅压 ,故 ϕ_1 电极下的势阱变" 浅 ",电荷更多地流向 ϕ_2 电极下 ;当 $t = t_4$ 时 , ϕ_1 、 ϕ_3 都为低电平 ,只有 ϕ_2 处于高电平 ,故电荷全部聚集到 ϕ_2 电极 下 ,实现了电荷从电极 ϕ_1 下到 ϕ_2 下的转移。经过同样的过程 ,当 $t = t_5$ 时 ,电荷包又耦合到 ϕ_3 电极下 ;当 $t = t_6$ 时 ,电荷包就转移到了下一位的 ϕ_1 电极下。因此 ,CCD 在时钟脉冲的控 制下 ,势阱的位置可以定向移动 ,信号电荷也就随之转移 ,CCD 就是这样工作的。



图 8-67 CCD的工作原理 (a)三相栅压的波形(b)电荷转移过程 在 CCD 中电荷的转移 除了有上述确定的方向外 还必须沿着确定的路线。电荷转移的

通道称沟道 ,有 N 沟道和 P 沟道。N 沟道的信号电荷为电子 ;P 沟道的信号电荷为空穴。前 者的时钟脉冲为正极性 ,后者为负极性。由于空穴的迁移率低 ,所以 P 沟道 CCD 不大被采用。

2. 电荷的注入

CCD 中的信号电荷可以通过光注入和电注入两种方式得到。CCD 在用作图像传感器时, 信号电荷由光生载流子得到,即光注入。当光照射半导体时,如果光子的能量大于半导体的禁 带宽度,则光子被吸收后会产生电子—空穴对,当 CCD 的电极加有栅压时,由光照产生的电子 被收集在电极下的势阱中,而空穴被赶入衬底。电极下收集的电荷大小取决于照射光的强度 和照射时间。CCD 在用作信号处理或存储器件时,电荷输入采用电注入。所谓电注入就是 CCD 通过输入结构对信号电压或电流进行采样,将信号电压或电流转换为信号电荷。常用的 输入结构是采用一个输入二极管、一个或几个控制输入栅来实现电输入。

3. 电荷的检测——信号输出结构

CCD 输出结构的作用是将 CCD 中的信号电荷变换为电流或电压输出,以检测信号电荷的大小。图 8-68(a)所示的为一种简单的输出结构,它由输出栅 G₀、输出反偏二极管、复位管 V₁ 和输出跟随器 V₂ 组成,这些元器件均集成在 CCD 芯片上。V₁、V₂ 为 MOS 场效应晶体管。 其中 MOS 管的栅电容起到对电荷积分的作用。该电路的工作原理是这样的:当在复位管栅 极加上一正脉冲时,V₁ 导通,其漏极直流偏压 U_{RD} 预置到 A 点。当 V₁ 截止后, ϕ_3 变为低电 平时,信号电荷被送到 A 点的电容上,使 A 点的电位降低。输出 G₀上可以加上直流偏压,以 使电荷通过。A 点的电压变化可从跟随器 V₂ 的源极测出。A 点的电压变化量 ΔU_A 与 CCD 输出的电荷量的关系为

$$\Delta U_A = \frac{Q}{C_A} \tag{8-47}$$

式中 $C_A \longrightarrow A$ 点的等效电容 ,为 MOS 管电容和输出二极管电容之和;

Q----输出电荷量。

由于 MOS 管 V₂ 为源极跟随器 其电压增益为

$$A_{U} = \frac{g_{\rm m} R_{\rm s}}{1 + g_{\rm m} R_{\rm s}}$$
 (8-48)

式中 $g_{
m m}$ ——m MOS场效应晶体 $m V_2$ 的跨导。 故输出信号与电荷量的关系为

$$\Delta U = \frac{Q}{C_A} \frac{g_{\rm m} R_{\rm s}}{1 + g_{\rm m} R_{\rm s}} \tag{8-49}$$

若要检测下一个电荷包,则必须在复位管 V₁的栅极再加一正脉冲,使 A 点电位恢复。因此 检测一下电荷包,在输出端就得到一个负脉冲,该负脉冲的幅度正比于电荷包的大小,这相 当于信号电荷对输出脉冲幅度进行调制。所以,在连续检测从 CCD 中转移出来的信号电荷包 时,输出为脉冲调幅信号。

图 8-68(b)给出的输出波形中还包含有与复位脉冲同步的正脉冲,这是由于复位脉冲通 过寄生电容 C_1 、 C_2 耦合到输出端的结果。为了消除复位脉冲引入的干扰,可以采用如图 8-69 所示的相关双取样的检测方法。其中 Q_1 为钳位开关, Q_2 为采样开关,控制 Q_1 和 Q_2 分别在 t_1 、 t_3 、 t_5 ……和 t_2 、 t_4 、 t_6 ……时刻接通,则可以得到与电荷成正比的输出波形,而滤去了复位



图 8-68 CCD 的信号输出结构 (a)选通电荷积分输出电路 (b)驱动时钟波形和输出波形

脉冲的噪声。





图 8-69 相关双取样原理图 (a)相关双取样原理图 (b)各点波形和开关时间

二、CCD 图像传感器

(一)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 光生电荷都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。

(二)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 8-70 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 8-70 线列 CCD 图像器件

1. 器件中各部分的结构与功能

(1)光敏区

N 个光敏单元排成一列。如图 8-71 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都用沟阻隔开 ,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 ∳_t

转移栅 ϕ_t 与光栅 ϕ_p 一样 ,也是狭长的一条 ,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 中转移的。

(3)模拟移位寄存器(即CCD)

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,依次类推。各光敏单元通向CCD的各转移沟道之间有沟阻隔开,而且只能通向每位CCD中某一个相,如图 8-72 所示。只能通向每位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。

(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。



图 8-71 MOS 型光敏单元结构 (a) 剖视图 (b) 顶视图 图 8-72 转移沟道

(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 VD₂ 组成,它的功能是将信号电荷转移为信号电压,然后进行输出。

2. 器件的工作过程

器件的工作过程可归纳为如图 8-73 所示的五个环节。这五个环节按一定时序工作 相互 有严格的同步关系,并且是个无限循环过程。图 8-74 为工作波形图。现把各个环节分述如 下。



图 8-73 器件工作过程框图

(1)积分

如图 8-74 所示,在有效积分时间里,光栅 ϕ_p 处于高电平,每个光敏单元下形成势阱。入 射在光敏区的光子在硅表面一定深度范围激发电子—空穴对。空穴在光栅电场作用下,被驱 赶到半导体体内;光生电子被积累在光敏单元的势阱中。积累在各光敏单元势阱中的电子多 少,即电荷包的大小,与入射在该光敏单元上的光强成正比,与积分时间成正比。所以,经过一 定时间积分后,光敏区就因'感光'而形成一个电信号'图像",它与'景物'相对应。

必须说明,光积分与信号的传输相互独立,并且是同时进行的,这可从图 8-74 的工作波形 图看出。在有效积分阶段,转移栅 🦣 保持低电平,处于关闭状态,使光敏区与 CCD 隔开。这 样,就保证了光敏区的正常积分及 CCD 将前一积分周期的信号正常输出。

(2)转移

转移过程就是将 N 个光信号电荷包并行转移到所对应的那位 CCD 中。为了避免转移中可能引起的信号损失或混淆 ,光栅 ϕ_p 、转移栅 ϕ_t 及 CCD 四相驱动脉冲电压的变化应遵照一定时序。



图 8-74 器件工作波形

转移过程可分解为如图 8-74 所示的三个阶段 转移准备—转移—转移结束。

转移准备 转移准备阶段是从时间 t_1 开始 ,当计数器达到预置值时 ,计数器的回零脉冲触发转移栅 ϕ_1 由低电平变成高电平 ,使转移沟道形成。转移沟道形成后 ,CCD 停止传送 , ϕ_1 、 ϕ_2 相停在高电平以形成势阱 ,等待光信号电荷包到来 ; ϕ_3 、 ϕ_4 相停在低电平 ,以隔开相邻位的 CCD。

转移 到时间 t_2 , 随光栅 ϕ_p 电压下降, 光敏单元势阱抬升时, N 个信号电荷包同时转移到 对应位 CCD 的第二相中。

转移结束 到时间 t_3 转移栅 ϕ_1 电压由高变低即关闭转移沟道。转移结束之后 ,到 t_4 ,光 栅 ϕ_1 电压由低变高重新开始新一行的积分 ,与此同时 ,CCD 开始传送刚刚转移过来的信号。

(3)传输

信号的传输是在 t₄ 之后开始的。N 个信号电荷依次沿着 CCD 串行传输。每驱动一个周期 ,各信号电荷包向输出端方向转移一位。第一个驱动周期输出的为第一个光敏单元信号电荷包 ;第二个驱动周期传输出的为第二个光敏单元信号电荷包 ;依次类推 ,第 N 个驱动周期传输出来的为第N 个光敏单元信号电荷包。

(4)计数

计数器用来记录驱动周期的个数。由于每一驱动周期读出一个信号电荷包,所以,只要驱动N 个周期就完成了全部信号的传输与读出。但考虑到"行回扫"时间的需要,应该过驱动几次。所以,计数器的预置值不是定为N,而是定为N + m。m 为过驱动次数,通常取 10 以上,也可按需要而定。每当计数到预置值时,表示前一行的N 个信号已经全部读完,新一行的信号已经准备就绪,计数器产生一个脉冲,触发产生转移栅 ϕ_x 光栅 ϕ_p 脉冲,从而开始新的一行信号的"转移"、"传输"。计数器重新从零开始计数。

(5)输出

输出电路的功能在于将信号电荷转换为信号电压 ,并进行输出。

以上介绍的是单边传输结构的 CCD 线列图像器件。此外,还有双边传输结构的 CCD 线 列图像器件,如图 8-75 所示。它与单边传输结构的工作原理相仿,但性能略有差别。在同样 光敏单元数情况下,双边转移次数为单边的一半,故总的转移效率双边比单边高;光敏单元之 间最小中心距也可比单边的小一半。双边传输惟一的缺点是两路输出总有一定的不对称 性。



图 8-75 双边传输 CCD 线列图像器件

(三)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 8-76(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 8-76(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 8-76(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



图 8-76 CCD 面阵图

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。

三、CCD 图像传感器的特性参数

为了全面评价 CCD 图像器件的性能及应用的需要 制定了下列特性参数 转移效率、不均 匀度、暗电流、响应率、光谱响应、噪声、动态范围及线性度、调制传递函数、功耗及分辨能力等。 不同的应用场合 对特性参数的要求也各不相同。现把主要特性参数分述如下。

(一)转移效率

CCD 中电荷包从一个势阱转移到另一个势阱时会产生损耗。假设原始电荷量为 Q_0 ,在 一次转移中,有 Q_1 的电荷正确转移到下一个势阱,则转移效率定义为

$$\eta = \frac{Q_1}{Q_0}$$
 (8-50)

并定义转移损耗(或称失效率)。为

$$\varepsilon = 1 - \eta$$
 (8-51)

当信号电荷转移 N 个电极后的电荷量为 Q_N 时 则总效率为

$$\frac{Q_N}{Q_0} = \eta^N = (1 - \varepsilon)^N$$
(8-52)

转移效率对 CCD 的各种应用都十分重要。假设转移效率为 99 %,则经过 100 个电极传 递后,将仅剩下 37 %的电荷。而在实际的 CCD 应用中,信号电荷往往需要成百上千次的转 移,因此要求转移效率必须达到 99.99 %~99.999 %。

转移效率与表面态有关。表面沟道 CCD 的信号电荷沿表面传输,受界面态的俘获,转移 效率最高只能达 99.99%。而体内沟道 CCD 的信号电荷沿体内传输,避开了界面态影响,最 高转移效率可达 99.999%,甚至 99.9999%。为了减小俘获损耗,CCD 可以采用所谓"胖零" 的工作方式,即在信号外注入一定的背景电荷,让它填充陷阱能级,以减小信号电荷的转移损 失。一般"胖零"背景电荷为满阱电荷的 10%~15%时可获得较好的效果。当然采用"胖零" 工作方式时,信号处理能力就下降了。

还必须指出 转移损失并不是部分信号电荷的消失 而是损失的那部分信号电荷在时间上 的滞后。因此 转移损失所带来的后果 不仅仅是信号的衰减 更有害的是滞后的那部分电荷 , 叠加到后面的信号电荷包中 ,引起信号的失真。

(二)暗电流

CCD 图像器件在既无光注入又无电注入情况下的输出信号称为暗电流。

暗电流的根本起因在于半导体的热激发。首先是由于耗尽区内产生复合中心的热激发; 其次是耗尽区边缘的少数载流子(电子)热扩散;第三是由于界面上的产生中心的热激发。其 中第一个因素是主要的。

由于工艺过程不完善及材料不均匀等因素影响,CCD中暗电流密度的分布是不均匀的。 所以,通常以平均暗电流密度来表征暗电流大小。一般CCD的平均暗电流密度为每平方厘米 几到几十纳安。

暗电流的产生需要一定的时间,势阱存在时间越长,暗电流也越大。为了减小暗电流,应 尽量缩短信号电荷的储存与转移时间。因此,暗电流的存在,限制了 CCD 驱动频率的下限。 另外,光敏区的暗电流也与光信号电荷一样,在各种光敏单元中积分,形成一个暗信号图像,叠 加到光信号图像上,引起固定图像噪声。尤其当器件存在个别暗电流尖峰时,将在一幅清晰完 整的图像上产生某些'亮条 '或' 亮点 "。

(三)CCD 的噪声源

CCD 的噪声源可归纳为三类,它们是散粒噪声、转移噪声及热噪声。

1. 散粒噪声

光子的散粒噪声是 CCD 图像器件固有的。它起源于光子流的随机性 ,决定了器件的噪声 极限值。但它不会限制器件的动态范围。

2.转移噪声

转移损失及界面态俘获是引起转移噪声的根本原因。转移噪声具有积累性和相关性两个 特点。所谓积累性是指转移噪声在转移过程中逐次积累起来的,转移噪声的均方值与转移次 数成正比。所谓相关性是指相邻电荷包的转移噪声是相关的。

3.热噪声

它是信号电荷注入及检出时产生的。信号电荷注入回路及信号电荷检出时的复位回路均 可等效为 RC 回路,从而造成热噪声。

在实际使用中,噪声限往往不在于转移噪声或" 胖零 "电荷的散粒噪声,而是由于器件结构 设计不合理,或驱动电路性能差,从而使驱动脉冲噪声大大增加。另外 " 胖零 "电荷注入及信 号电荷检出所引起的噪声,也会因外电路的性能差,而远远大于理论值,这些因素往往决定了 器件的噪声限。再有,因光敏区暗电流不均匀引起的'固定图像噪声'往往成为器件的噪声限, 尤其在环境温度较高时更为严重。因为在室温附近,温度每增加 5 °C 暗电流增加一倍。

(四)分辨能力

分辨能力是指图像传感器分辨图像细节的能力,它是图像传感器的重要参数。任何图像



图 8-77 分辨能力分析曲线

(a)像光强的空间分布 (b)CCD 输出 (c)调制传递函数 (MTF)与空间频率关系曲线

的光强在空间的明暗变化都可以通过傅里叶 变换分解成周期性的明暗变化成分,其明暗变 化的频率(即每毫米中的"线对")称为空间频 率。CCD的分辨能力取决于其感光单元之间 的间距。如果把 CCD 在某一方向上每毫米中 的感光单元数称为空间采样频率,则根据奈奎 斯特采样定理,一个图像传感器能够分辨的最 高空间频率 f_m等于它的空间采样频率 f₀ 的 一半.即

$$f_{\rm m} = \frac{1}{2} f_0 \qquad (8-53)$$

一个确定空间频率的物像投射在成像器 上 其输出将是随时间变化的波形,它的振幅 称为调制深度,如图 8-77(a)(b)所示。在像 光强振幅恒定条件下,可以测出调制深度与像 空间频率之间的关系曲线,如图 8-77(c)所示。 调制深度用它在零空间频率下的值进行归一 化后得到的无量纲的关系式称为调制传递函数(MTF)。从图 8-77(c)中可看出,CCD的调制 传递函数在高频时发生衰减。

如果一个空间频率超过奈奎斯特极限的图像投射在图像器件上,则在空间频域中会产生 混叠,造成所谓的纹波效应或莫尔效应。因此,图像器件不能正确分辨超过奈奎斯特空间频率 的图像。不仅如此,由此得到的莫尔图形还干扰了基本频带内的图像。因此,必要时可加上空 间滤波器,滤去空间频率超过奈奎斯特极限的图像。以上分析对光电二极管、三极管阵列是同 样适用的。

(五) 动态范围与线性度

CCD 图像器件动态范围的上限决定于光敏单元满阱信号容量,下限决定于图像器件能分辨的最小信号,即等效噪声信号。故 CCD 图像器件的动态范围的定义为

动态范围=<u>光敏单元满阱信号</u> 等效噪声信号

等效噪声信号指 CCD 正常工作条件下,无光信号时的总噪声。等效噪声信号可用峰—峰值,也可用均方根值。通常噪声的峰—峰值为均方根值的6倍,故用两种数值算得的动态范围也相差6倍。

通常 CCD 图像器件光敏单元的满阱容量约 $10^6 \sim 10^7$ 电子,均方根总噪声约 $10^3 \sim 10^4$ 数量级 即 $60 \sim 80$ dB。

线性度是指照射光强与产生的信号电荷之间的线性程度。CCD 在用作光探测器时,线性 度是一个很重要的性能指标。通常,在弱信号及接近满阱信号时,线性度比较差。在弱信号 时,器件噪声影响大,信噪比低,引起一定离散性;在接近满阱时,由于光敏单元下耗尽区变窄, 使量子效率下降,所以使线性度变差。而在动态范围的中间区域,非线性度基本为零。

(六)均匀性

均匀性是指 CCD 各感光单元对光强度响应的一致性。在 CCD 图像器件用于测量领域 时 均匀性是决定测量精度的一个重要参数。CCD 器件的均匀性主要取决于硅材料的质量、 加工工艺、感光单元有效面积的一致性等因素。

四、光电阵列器件在检测中的应用

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,线列能传感一维的图像,面阵则可以感受二维的平面图像,它们各具有不同的用途。 下面介绍它们在检测中的几种典型应用。

(一)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 μm ~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 8-78 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,就会得到夫琅和费衍射图像,由夫琅和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

$$d = \frac{L\lambda}{a} \tag{8-54}$$

λ-----入射激光波长;

a——被测细丝直径。



图 8-78 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 / 即可算出衍射图像暗纹之间的间距

$$d = Nl \tag{8-55}$$

根据式 (8-54) 式可知 被测细丝的直径 a 为

$$a = \frac{L\lambda}{d} = \frac{L\lambda}{Nl}$$
(8-56)

由于各种光电阵列器件都存在噪声,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。减小噪声影响,提高检测精度的方法一般有以下几种。

①多次平均。由于噪声具有随机性 因此可以通过多次采样平均的方法来减小噪声的影响。信号的多次采样和平均可由微型计算机方便地完成。

②曲线拟合法。用微型计算机控制对输出信号进行同步采样,用最小二乘法对采得的数 据进行多项式曲线拟合,再求得拟合曲线的峰值点坐标作为衍射图形的暗点位置来计算待测 丝径。曲线拟合法可大大减小随机因素的影响,使测量精度有明显的提高,并且曲线拟合法还 有一个明显的好处是分辨率不受阵列单元尺寸的限制。

③多暗点位置拟合法。由于线列光电器件较长时,一次采样可以接收到几个暗纹,因此可 对测出的多个暗纹峰值间距值用最小二乘法处理,最后算得直径。该方法也可以有效地减少 随机噪声的影响。

④降低器件的使用温度以减小器件本身的噪声。

利用上述同样原理也可以检测小孔的直径。所不同的是激光在透过小孔时,得到的夫琅 和费衍射图像为环状条纹。用线列光电器件检测出衍射图像暗纹的间距,即可求出小孔的直 径。CCD 线列成像器件的测量范围一般为 10 µm~500 µm ,精度可达几百纳米量级左右。

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

210
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 8 -79(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 8-79(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,但需要设计一个产生平行光的光源。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。



图 8-79 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

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。

(二)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。

1. 透射法

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 8-80 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列光电器件接收。当被 测物体以一定的速度经过时,线列进行连续的扫描。 若被测物体中存在气泡、针孔或夹杂物时,线列的输出 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 8-81 所示。光源发出的光照射被测表面,反射光经

成像系统成像到线列光敏器件上。被测体表面若存在划痕或疵点将由阵列器件检出。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 8-82 示出了用成像法检验零件表面质量的系统结构 ,用两个线列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 ,则可以将两个阵列的输出进行 比较 ,若两个阵列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 ,可将两个阵列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来代替直流光源。此时,应在阵列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率取决于缺陷与背景之间的反差及成像系统的分辨率和阵列像 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,则要求阵列器件的光 敏单元间距应小于 0.1 mm。



图 8-81 表面缺陷的反射检测法

1—光源 2—线列光敏器件

3---成像透镜 4---被测物体

图 8-82 零件表面的质量检验 1--线列光敏器件 2--被测物体 3---传送带

(三) 其他应用

1. 干涉图形的检测

利用光敏阵列器件对干涉图形检测的系统结构如图 8-83 所示。

条纹移动计数是干涉测长中常用的技术。对于单纯的条纹计数,利用单个光电器件即可 完成。但采用了阵列器件后,可以方便地实现电子细分,使系统分辨率得以提高。并且,根据 干涉图像上各点的强度变化,还可以计算出干涉系统的相位变化大小和极性。某些干涉系统 需要检测干涉条纹的间距,例如在全息干涉测量和角度干涉测量等场合。此外,只要对阵列的 输出信号进行处理,计算出相邻两个峰值电平之间的间距,即可得出条纹的间距。对于输出信 号有较大噪声的情况下,可以采用与前面所述的微小尺寸检测中相类似的数据处理的方法来 提高检测精度。

2. 光学字符识别和图像传真

光电阵列器件的另一大应用是字符识别和图像传真。将线列光电器件配上光学成像镜头

后即可构成阵列摄像头。摄像头可以将需要识别的字符在垂直方向成像在光线列器件上,如 图 8-84 所示。配合摄像头在水平方向上的移动,便可以实现字符的扫描输入。将阵列的输出 送到识别逻辑电路,将信号变成计算机能识别的代码。计算机将接收到的代码与内存的字库 相比较,就可以完成标准字体铅字的识别。该系统可成功地应用于邮政编码的识别等场合。







图 8-84 由光敏阵列器件构成的 光学字符识别系统

§ 8-4 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都发生了相应的变化。被人们所利用的和在生活、工业上排放出的气体种类、数量都日益增多。这些气体中,许多都是易燃、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)。它们如果泄漏到空气中,就会污染环境、影响生态平衡,甚至导致爆炸、火灾、中毒等灾害性事故。为了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情况进行有效的监控。

气体敏感元件就是能感知环境中某种气体及其浓度的一种装置或者器件。气体传感器能 将气体种类及其与浓度有关的信息转换成电气信号(电流或者电压)。根据这些电信号的强弱 就可以获得与待测气体在环境中存在情况有关的信息,从而可以进行检测、监控、报警,还可以 通过接口电路与电子计算机或者微处理机组成自动检测、控制和报警系统。气体敏感元件的 主要类型如表 8-5 所示。

本节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,以及氧化锆氧敏元件的 工作原理、主要类型,最后对气体传感器的应用作一简单介绍。

一、接触燃烧式气体传感器

(一)检测原理

可燃性气体(H_2 、CO、CH₄、LPG 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,所以当温度升高时,其电阻值相应增加。并且,作为温度—电阻率关系,在温度不太高 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都不太高(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,其电阻值增加的就 越多。因此,只要测定作为敏感件的铂丝的电阻变化值(ΔR),就可以检测空气中可燃性气体 的浓度。

表 8-5 主要类型的气敏元件

名称	检测原理、现象		具有代表性的气敏元件及材料	检测气体
半 导 体	电	表面控制型	SnO_2 、 ZnO 、 In_2O_3 、 WO_3 、 V_2O_5 有机半导体、金属、酞菁、蔥等	可燃性气体、CO、C- Cl ₂ -F ₂ 、NO ₂ 等
气 敏 元	阻	体控制型	γ - Fe ₂ O ₃ , α - Fe ₂ O ₃ , CoC ₃ , Co ₃ O ₄ , In _{1-x} Sr _x , SrSnO ₃ , TiO ₂ , CoO, CoO-MgO, Nb ₂ O ₅ 等	可燃性气体 O ₂ (空 燃比)
件	二极管整流作用		Pb/CdS、Pb/TiO ₂ 、Pd/ZnO、Pt/TiO ₂ 、Au/TiO ₂ 、 Pd/MoS	H ₂ 、CO、SiH ₄ 等
FET	二极管栅极		以 Pd、Pt、SnO2 为栅极的 MOSFET	H_2 , CO, H_2 S, NH_3
气敏元件	静电电容		高分子感湿膜 MOSFET	H ₂ O
固 体 电 解 质	电池、电动势		$ \begin{array}{l} CaO - ZrO_2, \ Y_2O_3 \ - ZrO_2, \ Y_2O_3 \ - TiO_2, \ LaF_3, \\ KAg_4I_5, PbCl_2, PbBr_2, K_2SO_4, Na_2SO_4, \beta - Al_2O_3, \\ LiSO_4 \ - Ag_2SO_4, \ K_2CO_3, \ Ba(\ NH_3 \)_2, \ SrCe_{0.95}, \\ Yb_{0.05}O_3 \end{array} $	O ₂ 、卤素、SO ₂ 、SO ₃ 、 CO、NO _x 、H ₂ O、H ₂
气	混合电位		CaO-ZrO ₂ 、Zr(HPO ₄) <u></u> . nH ₂ O ,有机电解质	CO ₄ H ₂
元	电解电流		CaO-ZrO ₂ 、YF ₆ 、LaF ₃	O ₂
件		电流	$Sb_2O_3 \cdot nH_2O$	H ₂
接触燃烧式	戊	燃烧热(电阻)	Pt 丝+催化剂(Pd、Pt—Al ₂ O ₃ 、CuO)	可燃性气体
由化学式	恒	电位电解电流	气体透过膜 + 贵金属阴极 + 贵金属阳极	CO, NO, SO_2, O_2
电化子式	Ű	加伐尼电池式	气体透过膜 + 贵金属阴极 + 贱金属阳极	O_2 , NH_3



图 8-85 接触燃烧式气敏元件 的基本电路 但是,使用单纯的铂丝线圈作为检测元件,其寿命较短,所以,目前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 8-85 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 mA~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 E_a 。 如果 A、B 两点之间的电位差是 E,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 相比较,是非常的小,所以,A、B点间的电位差 E可以由下式求得

$$E = E_0 \left[\frac{(R_{F_1} + \Delta R_F)}{(R_{F_1} + R_{F_2} + \Delta R_F)} - \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \right]$$
(8-57)

在这里,因为 $\Delta R_{\rm F}$ 很小,可以将它在分母中省去。并且,由于 $R_{\rm F_1} \cdot R_1 = R_{\rm F_2} \cdot R_2$,则

$$E = E_0 \left[\frac{R_1}{(R_1 + R_2) (R_{F_1} + R_{F_2})} \right] \left[\frac{R_{F_2}}{R_{F_1}} \right] \cdot \Delta R_F$$

$$k = E_0 \cdot R_1 / (R_1 + R_2) (R_{F_1} + R_{F_2})$$
(8-58)

如果令

$$E = k \left[\frac{R_{\rm F_2}}{R_{\rm F_1}} \right] \Delta R_{\rm F} \tag{8-59}$$

这样 A、B 两点间的电位差E,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 ,是与接触燃烧热(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

$$\Delta R_{\rm F} = \rho \cdot \Delta T = \rho \frac{\Delta H}{C} = \rho \cdot \alpha \cdot m \frac{Q}{C}$$
(8-60)

式中 ρ ——检测元件的电阻温度系数;

△T-----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;

△H——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;

α-----由检测元件上涂覆的催化剂决定的常数。

ρ、C 和 α 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 ,都是确定的常数。根据(8-59)式和(8-60)式可 以得到

$$E = k \cdot m \cdot b \quad \left(b = \rho \cdot \alpha \frac{Q}{C} \right) \tag{8-61}$$

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 就可以测得 *A*、*B* 间的电位差 *E*,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,就能在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 8-86 所示。

(二) 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 8-87 所示。用直径(50~60)µm 的高纯(99.999%)铂

(Pt)丝 烧制成直径约为 0.5 mm 的线圈 ,为了使线圈具有适当的阻值(1 Ω~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)载体上形成贵金属触媒层 ,最后 组装成气体敏感元件。除此之外 ,也可以将贵金属触媒粉体与氧化铝、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。另外 ,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触媒粉体 ,形成触媒层而已。



图 8-86 接触燃烧式气敏元件 的感应特性 图 8-87 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

二、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。当被测气体在该半 导体表面吸附后,引起其电学特性(例如电导率)发生变化。利用这种现象,制造成的各种半导 体气敏元件,进入商品市场已有二十多年,其应用领域日益扩大。但是,半导体气敏元件的工 作机理至今尚不十分明确。目前比较流行的几种定性模型是,原子价控制模型、表面电荷层模 型、晶粒间界垫垒模型。

(一)半导体气敏元件的特性参数

现将气敏元件习惯上常用的性能技术参数介绍如下。

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($10^3 \sim 10^5$) Ω 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。这是由于经济地理环境的差异,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。

一般规定 其组成满足表 8-6 所示的空气 称为洁净空气。

显然,如果严格地按照表 8-6的规定来配制洁净空气,是相当麻烦的。对于要求不是太高 的测量环境,通常是用氮(N₂)和氧(O₂)按照 N₂(79.09%),O₂(20.91%)的体积百分比,在真 空中混合,模拟洁净空气。但是,其中所含有的其他气体成分不能超过表 8-7 所列的数据范 围。

表 8-	6	洁净	空气	的	组成
------	---	----	----	---	----

成分	体积(%)	成分	体积(%)
N ₂	78.1	O ₂	20.93
Ar	0.93	Ne	0.001 8
CO_2	$0.003 \! \sim \! 0.004$	He	0.000 5
Kr	0.000 1	Xe	0.000 01

表 8-7 洁净空气中其他气体的含量

成分	含量(×10 ⁻⁶)	成分	含量(×10 ⁻⁶)
СО	(1~20)10 ⁻²	N ₂ O	$0.5 {\sim} 0.6$
CO_2	$0.5 imes 10^{-1}$	$NO + NO_2$	$(0 \sim 3) \times 10^{-2}$
H_2	0.1 - 1	NH ₃	($0 \sim 2$)× 10^{-2}
CH_4	1.2~1.5		

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

$$K = \frac{R_{a}}{R_{g}}$$
 (8-62)

式中 R_{a} ——气敏元件在洁净空气中的电阻值;

*R*_-----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

$$\alpha = \frac{R_{C_1}}{R_{C_2}}$$
 (8-63)

式中 R_{C} ——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

$$K_V = \frac{V_a}{V_g} \tag{8-64}$$

式中 V₂——气敏元件在洁净空气中工作时,负载电阻上的电压输出;

V。——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。

$$S = \frac{\Delta V_{g}}{\Delta V_{gi}} = \frac{V_{g} - V_{a}}{V_{gi} - V_{a}}$$
(8-65)

式中 S------气敏元件的分辨力;

V。——气敏元件在洁净空气中工作时,负载电阻上的输出电压;

V₂——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_{si}——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,在加上电负荷后,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。在一般条件下,气敏元件存放两周以后,其初期稳定时间即可达最大值。例如, α -Fe₂O₃ 气敏元件,存放两周后,其初期稳定时间一般为($5 \sim 10$) min。

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 °C 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 $R_{\rm H}$ 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 $P_{\rm H}$ 表示。一般气敏元件的加热功率在(0.5~2.0) W 范围。

(二)烧结型 SnO, 气敏元件

目前常见的 SnO₂ 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,以烧结型为第一位,故这里仅介绍烧结型 SnO₂ 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 SnO₂ 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 SnO₂ 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 °C。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, 气敏元件

直接加热式 SnO₂ 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 SnO₂ 为主要成分的烧结体中,埋 设两根作为电极并兼作加热器的螺旋形铂—铱合金线(阻值约为 2 Ω~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 SnO₂ 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 8-88 这种结构形式外,现已很少在实际中使用。



图 8-88 内热式气敏器件结构及符号

2. 旁热式 SnO₂ 气敏元件

严格地讲,旁热式 SnO₂ 气敏元件是一种厚膜型元件,其结构如图 8-89 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 Al₂O₃75%的 75瓷管)的两端设置一对金 电极及铂—铱合金丝($\phi \leq 80 \mu$ m)引出线,然后在瓷管的外壁涂覆以 SnO₂ 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 \mum)。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 Ω~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都较直热式气敏元件为高。目前市售的 SnO₂ 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)F— G812型等均属此种类型。表 8-8 所示为 MQ 型气敏元件的主要电参数。表 8-9 所示为 QM 型气敏元件的主要电参数。其外形和引出线分布如图 8-90 所示。



图 8-89 旁热式气敏器件结构及符号





图 8-90 气敏元件外形和引出线分布 表 8-8 MQ型气敏元件电气参数

参数名称		佐旦	出合	MQ31	1	MQ31	2	复注
		何与	甲位	А	В	А	В	留注
5	5件阻值	R_{S200}	kΩ	2.5~25	≤50	≪50	≪50	
灵敏度		$\frac{R_{\rm S100}}{R_{\rm S200}}$	/	0.35 ± 0.15	≤70	0.45 ± 0.15	≪0.70	CO中
	分辨力	F	倍	≥30	≥30	/	/	CO 与 C ₄ H ₈ 之比
t	旧热功率	P_{H}	mW	≤180	≤180	≪650	≪650	
р	向应时间	t_1	s	≪10	≤10	≪5	≪5	
ţ	灰复时间	t_2	s	≪60	≪60	≪30	≪30	
I	测试电压	$V_{ m C}$	V	10	10	10	10	
作 条	加热电压	V_{H}	V	2.5	2.5	5	5	
	负载电阻	$R_{\rm L}$	kΩ	2	2	2	2	
件	清洗电压	$V_{ m HC}$	V	5	5	/	/	

表 8-9 QM—N5 型气敏元件主要特性

参数名称	空气中电压	标定气体	中电压		电压比	响应时间	恢复时间	
符号	${V}_0$	V_0	.1	V	$V_{0.1}/V_{0.5}$	$t_{\rm res}$	$t_{ m rec}$	
单位	V	V	V			s	s	
数值	0.1~1.8	>2	>2		≪0.9	≪10	≪30	
会物夕秒	测试条件				工作条件			
参数百秒	回路电压	加热电压	负载电	阻	回路电压	加热电压	负载电阻	
符号	$V_{\rm C}$	$V_{\rm H}$	$R_{\rm L}$		V_{C}	$V_{\rm H}$	$R_{\rm L}$	
单位	V	V	V kΩ		V	V	kΩ	
数值	10	5	1		5~15	4.5~5.5	0.5~2.2	

三、氧化锆氧气传感器

固体电解质是具有离子导电性能的固体物质。一般认为 固体物质(金属或半导体)中,作

为载流子传导电流的是正、负离子。可是 在固体电解质中 ,作为载流子传导电流的 ,却主要是 离子。很早就知道 ,二氧化锆(ZrO₂)在高温下(但尚远未达到熔融的温度)具有氧离子传导 性。

纯净的二氧化锆,在常温下属于单斜晶系,随着温度的升高,发生相转变。在1100 ℃下,为正方晶系,2 500 ℃下,为立方晶系,2 700 ℃下熔融在二氧化锆中添加氧化钙、三氧化二钇、氧化镁等杂质后,成为稳定的正方晶型,具有莹石结构,称为稳定化二氧化锆。并且由于杂质的加入,在二氧化锆晶格中产生氧空位,其浓度随杂质的种类和添加量而改变,其离子电导性也随杂质的种类和数量而变化。

由图 8-91 可见,在二氧化锆中添加氧化钙、三氧 化二钇等添加物后,其离子电导都将发生改变。尤其 是在氧化钙添加量约为 15 % mol 时,离子电导出现极 大值。但是,由于二氧化锆—氧化钙固溶体的离子活





性较低,要在高温下,氧敏元件才有足够的灵敏度。添加三氧化二钇的 $ZrO_2-Y_2O_3$ 固溶体,离子活性较高,在较低的温度下,其离子电导都较大,如图 8-92 所示。因此,通常都用这种材料制作固定电解质氧敏元件。添加 Y_2O_3 的 ZrO_2 固体电解质材料,称为 YSZ 材料。



1 — 添 加 8 % mol Yb₂O₃ 2 — ZrO_{0.92} Sc₂O_{3 0.04} Y₂O_{3 0.04} 3 — ZrO₂ 4 — 添加 10 % molY₂O₃ 5 — 添加 13 % molCaO 6 — 添加 15 % molY₂O₃ 7 — 添加 10 % molCeO

图 8-92 ZrO₂ 系固体电解质的离子电导率与温度关系

二氧化锆氧敏元件也与多数固体电解质氧敏元件一样,是作成浓差电池的形式。以被测 气体作为浓差电池的一方,已知浓度的参考气体作为另一方,测定固体浓差电池的电动势,判 定被测气体浓度的大小。二氧化锆固体浓差电池组成如下

 \oplus Pt , $Po_2^{I} | ZrO_2 \cdot Y_2O_3 | Po_2^{I} Po_2^{I} Pt \ominus$ 根据 Nernst 公式可知 电池的电动热 E_0 可以表示为

$$E_0 = \frac{RT}{4F} \ln \frac{P_{O_2}}{P_{O_2}}$$

式中 P_{02}^{I} ——参考气体(多数情况下是空气)的氧分压;

Po¹₂——待测环境中的氧分压;

R-----气体常数;

T----绝对温度。

当温度一定时,同一地点空气中的氧分压是一常数。这时,只需测出固体浓差电池的电动势 E_0 ,即可求出被测环境中的氧分压 P_0 。



二氧化锆浓差电池式氧敏元件,常常作为汽车发动机空燃比的控制元件。汽车发动机在适合的空燃 比下,燃料可获得充分地燃烧,既可节省能源,又可减 少废气排出量对环境造成的污染。在容积为2000 ml以上的大型汽车发动机上,装置的汽车排气控制 系统如图 8-93 所示。

在冶金工业上 转炉炼钢需要将氧气强行鼓入炉 中,以缩短冶炼时间。另外,在调整钢水成分的过程 中,都需要及时而准确地检测钢水中的氧含量。传统 的检测方法是化学分析,费时较多,不能满足要求。

图 8-93 三元触媒式燃烧控制系统

使用 ZrO₂ 固体电解质浓差电池式氧敏元件,可直接检测钢水中氧含量,符合快速炼钢的要求。 再者,钢水温度极高(1600°C以上),并且腐蚀性很强,因此,ZrO₂氧敏元件是一种消耗性元件。

一般情况下,钢水中氧的浓度很低(50×10⁻⁶以下),ZrO₂氧敏元件的输出电压很小,应当 在测量电路中进行放大,以提高检测精度。

四、气体传感器的应用

气体传感器的应用范围十分广泛,涉及到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。

(一) 电源电路

一般气敏元件的工作电压不高(3 V~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。

(二)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;使用加热器失效时可通知电路,防止因加热器失效而导致的漏报现象。

图 8-94 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_s*)的阻值增大, 使相应的输出电压得到补偿。



图 8-94 温度补偿电路

图 8-95 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。在刚接通 电源时 ,热敏电阻的温升很小 ,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 min~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。



(三)检测工作电路

这是气敏元件应用电路的主体部分。下面介 绍几种家用可燃性气体报警电路。



图 8-96 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,流入蜂呜器的电流,足以推动其工作而发生报警信号。

图 8-97 是差分式可燃性气体检测仪电路原理图。图中 , $BG_1 \ BG_2$ 等元件组成差分放大电路 ,其输出端接有 W_3 和一只微安表。合上开关 K_1 ,使气敏元件 R_Q 预热后 ,再合上开关 K_2 , 在洁净空气中调整 W_2 ,使 $BG_1 \ BG_2$ 基极对地电位相等 ;调节 W_4 ,使 $BG_1 \ BG_2$ 的集电极电位 差为零 ,调节 W_3 使表头读数为零。应注意 $W_1 \sim W_4$ 是相互制约的 ,调节时要十分仔细。



图 8-96 家用可燃性气体报警器电路

图 8-97 差分式可燃性气体检测仪电路

气敏元件 R_Q 接触到可燃性气体后,阻值发生变化,BG₁ 的基极电位相应发生改变,差分 电路工作,接在输出端的微安表上有电流通过。通过电流的大小,与被测可燃性气体的浓度成 正比。如果将微安表盘的刻度标上相应的气体浓度,则可直接读出被测气体含量。

在此电路中 BG_1 、 BG_2 的参数应力求一致 ,最好选用差分对。采用这种差分电路 ,检测气体的灵敏度可达 100×10^{-6} 。

图 8-98 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(O₃)反应,生成对人体无害 的二氧化碳。



图 8-98 煤气安全报警器原理图

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 $R_{10} \sim R_{13}$ 、 $C_5 \sim C_7$ 、 $D_5 \sim D_7$ 、3CTS₃ 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。

§ 8-5 湿度传感器

在工业生产中,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。表 8-10 列举了需测湿度的场合与测量范围。

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。从性能的总体来看,无论哪一种材料制成的传感器,都有它各自的特点,既有长处,也 有短处,它们分别能满足某些方面的要求。

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。

2=34	使田坛会	测湿范围	复计
1 J <u>ч</u> и	使用吻口	湿度(%RH)	
	空调机	50 - 70	房间空调
宏田由翌	衣服干燥机	$0 \sim 40$	衣类的干燥
水 用电品	微波炉	$2 \sim 100$	食品的加热及烹调控制
	VTR 磁带录像机	$60 \sim 100$	防止结露
	纤维工业	$50 \sim 100$	缫丝
	精密电子器件	0~50	磁头、LSI、IC
工业	干燥机	$0 \sim 50$	陶瓷、木材干燥
	精密机械	0 - 50	钟表组装、光学仪器
	粉体水分	$0 \sim 50$	陶瓷、窑业原料
汽车	汽车玻璃窗	$50 \sim 100$	防止结露
医疗	医疗器件	$80 \sim 100$	呼吸器系统
四1	婴儿保育器	50 - 80	空气调节器
	恒温恒湿槽	$0 \sim 100$	精密测量、特定环境
气象	气象观测	$0 \sim 100$	气象台、气球精密测量
	湿度计	$0 \sim 100$	控制记录装置
	温室(大棚)空调	0~100	空气调节
农林牧	茶田防霜	$50 \sim 100$	防霜防冰
	仔畜保育	$40 \sim 70$	健康保卫、管理

表 8-10 需测湿度的主要场合与测量范围

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。有机高分子的材料种类也很多,工作原理也各不相同。

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。其特点是易于和半导体电路集成在一起。

一、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。

(一)质量百分比和体积百分比

质量为 M 的混合气体中 若含水蒸气的质量为 m 则质量百分比为

$$m/M \times 100\%$$
 (8-67)

在体积为 V 的混合气体中 若含水蒸气的体积为 v 则体积百分比为

$$v/V \times 100\%$$
 (8-68)

这两种方法统称为水蒸气百分含量法。

(二)相对湿度和绝对湿度

水蒸气压是指在一定的温度条件下,混合气体中存在的水蒸气分压(e)。而饱和蒸气压 是指在同一温度下,混合气体中所含水蒸气压的最大值(e,)。温度越高,饱和水蒸气压越大。 在某一温度下,其水蒸气压同饱和蒸气压的百分比,称为相对湿度,其表示式为

$$\mathrm{RH} = \frac{e}{e_{\mathrm{s}}} \times 100 \ \% \tag{8-69}$$

225

绝对湿度表示单位体积内 ,空气里所含水蒸气的质量 ,其定义为

$$\rho_v = \frac{m}{V} \text{ g/m}^3 \tag{8-70}$$

式中 *m----*待测空气中水蒸气质量;

V-----待测空气的总体积;

 ρ_{v} ——待测空气的绝对湿度。

如果把待测空气看作是一种由水蒸气和干燥空气组成的二元理想混合气体的话,根据道 尔顿分压定律和理想气体状态方程,可以得出如下关系式

$$\rho_v = \frac{eM}{RT} \tag{8-71}$$

式中 e----空气中水蒸气分压;

M----水蒸气的摩尔质量;

R-----理想气体常数;

T-----空气的绝对温度。

(三)腐(霜)点

众所周知,水的饱和蒸气压是随着温度的降低而逐渐下降的。由此可知,在同样的空气水



蒸气压下,空气的温度越低,则空气的水蒸气压与 同温度下水的饱和蒸气压差值就越小。当空气的温 度下降到某一温度时,空气中的水蒸气压将与同温 度下水的饱和水蒸气压相等。此时,空气中的水蒸 气将向液相转化而凝结成露珠。此时,相对湿度为 100%RH。这一特定的温度,人们称为空气的露点 温度,简称露点。如果这一特定温度低于0°C时, 水蒸气将结霜。因此,又可称为霜点温度,通常两 者不予区分,统称为露点。空气中水蒸气压越小, 露点越低,因而可以用露点表示空气中的湿度大 小。露点与相对湿度存在着对应关系,图 8-99 表 示温度—相对湿度—露点的关系。

图 8-99 温度—相对湿度—露点的对应关系

二、湿度传感器的主要参数

(一)湿度量程

量程就是湿度传感器技术规范中所规定的感湿范围。全湿度范围用相对湿度(0~100) %RH表示,量程是湿度传感器工作性能的一项重要指标。对通用型湿度传感器,希望它的量 程要宽。对用户来说,也并非越宽越好,这里还要考虑到经济效益。在低湿或者抽真空情况下 用的低湿传感器,主要是要求它在低湿的情况下有足够的灵敏度,并不要求它有很宽的测湿范 围,相反的情况,在高湿的情况也是如此。事实上,各种湿度传感器的量程各不相同。

(二)感湿特征量——相对湿度特性

每种湿度传感器都有其感湿特征量,诸如电阻、电容等,通常用电阻比较多。以电阻为例, 在规定的工作湿度范围内,湿度传感器的电阻值随环境湿度变化的关系特性曲线,简称阻湿特 性。有的湿度传感器的电阻值随湿度的增加而增大,这种为正特性湿敏电阻器,例如 Fe₃O4 湿 敏电阻器。有的阻值随着湿度的增加而减小,这种为负特性湿敏电阻器。例如 TiO₂-SnO₂ 陶 瓷湿敏电阻器。对于这种湿敏电阻器,低湿时阻值不能太高,否则不便于和测量系统或控制仪 表相连接。

(三)感湿灵敏度

感湿灵敏度,简称灵敏度,又叫湿度系数。它的定义是在某一相对湿度范围内,相对湿度 改变1%RH时,湿度传感器电参量的变化值或百分率。

各种不同的湿度传感器,对灵敏度的要求各不相同,对于低湿型或高湿型的湿度传感器, 它们的量程较窄,要求灵敏度要很高。但对于全湿型湿度传感器,并非灵敏度越大越好,因为 电阻值的动态范围很宽,这反而给配制二次仪表带来不利,所以灵敏度的大小要适当。

(四)特征量温度系数

特征量温度系数是反映湿度传感器在感湿特征量——相对湿度特性曲线随环境温度而变 化的特性。感湿特征量随环境温度的变化越小,环境温度变化所引起的相对湿度的误差就越 小。

在环境温度保持恒定的情况下,湿度传感器特征量的相对变化量与对应的温度变化量之比称为特征量温度系数。可分为电阻温度系数和电容温度系数。

电阻温度系数(%/°C)=
$$\frac{R_2 - R_1}{R_1 \Delta T} \times 100$$
 (8-72)

电容温度系数(%/°C)=
$$\frac{C_2 - C_1}{C_1 \Delta T} \times 100$$
 (8-73)

式中 ΔT ——温度 25 °C 与另一规定环境温度之差;

R₁(C₁)→→温度 25 °C 时湿度传感器的电阻值(或电容值);

R₂(C₂)——另一规定环境温度时湿度传感器的电阻值(或电容值)。

(五)感湿温度系数

感湿温度系数是反映湿度传感器温度特性的另一个比较直观、实用的物理量。它表示在 两个规定的温度下,湿度传感器的电阻值(或电容值)达到相等时,其对应的相对湿度之差与两 个规定的温度变化量之比,称为感湿温度系数。或者说,环境温度每变化1°C时,所引起的湿 度传感器的湿度误差。感湿温度系数

$$(\% \text{RH/}^{\circ}\text{C}) = \frac{H_2 - H_1}{\Delta T}$$
 (8-74)

式中 △T----温度 25°C 与另一规定环境温度之差;

H1----温度 25 °C 时湿度传感器某一电阻值(或电容值)对应的相对湿度值;

H₂——另一规定环境温度下湿度传感器另一电阻值(或电容值)对应的相对湿度。

图 8-100 为感湿温度系数示意图。

(六)响应时间

响应时间也称为时间常数,它是反映湿度传感器相对湿度发生变化时,其反应速度的快 慢。其定义是:在一定温度下,当相对湿度发生跃变时,湿度传感器的电参量达到稳态变化量 的规定比例所需要的时间。一般是以相应的起始和终止这一相对湿度变化区间的 63 % 作为 相对湿度变化所需要的时间为响应时间,单位是 s。也有规定从起始到终止 90 % 的相对湿度 变化作为响应时间的。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



图 8-100 感湿温度系数示意图 (a) 电阻型 (b) 电容型

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。

(七) 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 8-101 表示湿度传感器的电阻与外加交流电压之间的关系。从图中可知,测试电压小于 5 V 时,电压对阻—湿特性没有影响。但交流电压大于 15 V 时,由于产生焦耳热的缘故,对湿度传感器的阻—湿特性产生了较大影响,因而一般湿度传感的使用电压都小于 10 V。



图 8-101 电阻—电压特性

图 8-102 电阻--频率特性

(八)频率特性

湿度传感器的阻值与外加测试电压频率的关系,如图 8-102 所示。由图中可知,在高湿时,频率对阻值的影响很小;当低湿高频时,随着频率的增加,阻值下降。对这种湿度传感器, 在各种湿度下,当测试频率小于 10³ Hz 时,阻值不随使用频率而变化,故该湿度传感器使用频 率的上限为 10³ Hz。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太低。

三、电解质湿度传感器

电解质是以离子形式导电的物质,它可分为固体电解质和液体电解质。若物质溶于水中 后,在极性水分子作用下,能全部或部分地离解为能自由移动的正、负离子,这类物质就叫液体 电解质。电解质溶液的电导率与溶液的浓度有关 ,而溶液的浓度 ,在一定的温度下又是环境相 对湿度的函数 利用这个特性制成了电解质湿度传感器。

电解质的材料很多,但以电解质氯化锂湿度传感器最为典型。其结果如图 8-103 所示,它 是用一个圆筒形支架作为器件的基体,一般要在支架的表面上浸涂一层含有聚苯乙烯醋酸酯 (PVAC)和氯化锂(LiCl)水溶液的混合液,均匀地涂于圆筒表面。当被涂溶液的溶剂挥发干 后,即凝聚成一层其阻值可随环境湿度变化的感湿薄膜。在一定的温度(20°C~50°C之间), 一定的相对湿度(20~90)%RH之间],经过7~15天老化处理,即可得到一个可供实用的电 解质湿度传感器。氯化锂浓度不同的单片湿度传感器,其感湿的范围也不同。浓度低的单片 湿度传感器对高湿度敏感,浓度高的单片湿度传感器对低湿度敏感。一般单片湿度传感器的 敏感范围,仅在30%RH左右,如10%~30%、20%~40%、40%~70%、70%~90%、80%~ 99%等。图 8-104 是氯化锂湿度传感器的电阻—湿度特性曲线。把不同感湿范围的单片湿度 传感器组合起来,能制成相对湿度工作量程为20%~90%RH的湿度传感器。图 8-105 是多 片组合式氯化锂湿度传感器的特性曲线。







图 8-103 氯化锂湿度 传感器的结构 图 8-104 氯化锂湿度传感器 的阻—湿特性

图 8-105 组合式氯化锂 的阻—湿特性

A—涂有聚苯乙烯薄膜的圆筒 B—钯丝

四、陶瓷湿度传感器

单片氯化锂湿度传感器测湿范围窄,而多片组合体积大、成本高。但主要是氯化锂湿度传 感器,怕结露,不抗污染,难于在高湿和低湿的环境中使用。而且工作温度不高、寿命短、响应 时间也比较慢。

为此,日本等国首先开始对半导体陶瓷材料的感湿特性进行研究,制成了陶瓷湿度传感器。陶瓷湿度传感器具有许多独特的优点:它的测湿范围宽,基本上可以实现全湿范围内的湿度测量;工作温度高,常温湿度传感器的工作温度在150°C以下,而高温湿度传感器的工作温度可达800°C,响应时间比较短,精度高,抗污染能力强,工艺简单,成本低廉。

最早研制并投入使用的烧结型陶瓷湿敏元件是 $M_gCr_2O_4$ - TiO₂ 系。此外,还有 TiO₂ - V_2O_5 系、 $ZnO-Li_2O-V_2O_5$ 系、 $ZnCr_2O_4$ 系、 ZrO_2-M_gO 系、 Fe_3O_4 系、 Ta_2O_5 系等。这类湿度传感器的感湿特征量大多数为电阻。除 Fe_3O_4 外,都为负特性湿度传感器,即随着环境相对湿度的增加,阻值下降。也有少数陶瓷湿度传感器,它的感湿特性量为电容。

目前,各国湿度传感器的产量中,约有50%以上是烧结型的,而厚膜和薄膜型各占15%~ 20%左右。以不同的金属氧化物为原料,通过典型的陶瓷工艺制成了品种繁多的烧结型陶瓷 湿度传感器 ,其性能也各有优劣。这里以 MgCr₂O₄-TiO₂ 系为例 ,介绍这种陶瓷湿度传感器的 结构及其特性。



图 8-106 陶瓷湿敏元件结构图

(一)结构

陶瓷湿度传感器的结构,如图 8-106 所示。 该湿度传感器的感湿体是 MgCr₂O₄-TiO₂ 系多 孔陶瓷。根据扫描电子显微镜观察,这种多孔 陶瓷的气孔大部分为粒间气孔,气孔直径随 TiO₂ 添加量的增加而增大,平均气孔直径随 100 nm~300 nm 范围内。粒间气孔与颗粒大 小无关,可看做相当于一种开口毛细管,容易吸 附水分。经 X 射线衍射分析说明,材料的主晶 相是 MgCr₂O₄ 相。此外,还有 TiO₂ 相等,感湿 体是一个多晶多相的混合物。经汞压法测定,

各种配方的感湿气孔率各不相同,气孔率在20%~35%之间,平均粒径在1μm 左右。感湿体的两个侧面制成多孔的 RuO₂ 电极,电极的引线一般为 Pt-Ir 丝。陶瓷基片在周围装置有一只 坎瑟尔电阻丝绕制的加热器。陶瓷感湿体和加热器固定在 Al₂O₃ 陶瓷基座上。陶瓷基座上采 用带有护圈的绝缘子,这样能消除传感器接头之间因电解质粘附而引起的泄漏电流的影响。

(二)主要特性与性能

1. 电阻--湿度特性

MgCr₂O₄-TiO₂ 系陶瓷湿度传感器的电阻—湿度特性,如图 8-107 所示。从图中可以看 出 随着相对湿度的增加,电阻值急骤下降,基本按指数规律下降。在单对数的坐标中,电阻— 湿度特性近似呈线性关系。当相对湿度由 0 变为100 % RH 时,阻值从 10⁷ Ω 下降到 10⁴ Ω,即 变化了三个数量级。这个阻值变化是适当的,因为阻值过高或过低,都难以被一般的仪器所测 量,而且阻值变化范围太大,必然带来仪器换挡的麻烦。





图 8-107 MgCr₂O₄-TiO₂ 系湿度传感器 的电阻—湿度特性

图 8-108 MgCr₂O₄-TiO₂ 系湿度传感器 的电阻—温度特性 2. 电阻—温度特性

电阻—温度特性如图 8-108 所示。它是在不同的 温度环境下,测量陶瓷湿度传感器的电阻—温度特性。 从图中可以看出,从 20 °C 到 80 °C 各条曲线的变化规 律基本一致,具有负温度系数,其感湿负温度系数为 – 0.38 % RH/ °C。如果要求精确的湿度测量,对这种湿 度传感器需要进行温度补偿。

3. 响应时间特性

响应时间特性如图 8-109 所示。根据响应时间的 规定 从图中可知 响应时间小于 10 s。

4. 稳定性

制成的 MgCr₂O₄-TiO₂ 系陶瓷类湿度传感器,还需

 $H_{20}^{100} \xrightarrow{94\%} RH \rightarrow 50\% RH$ $H_{20}^{0} \xrightarrow{0}{10} \xrightarrow{20}{30} \xrightarrow{1}{t(s)}$

图 8-109 MgCr₂O₄-TiO₂ 系湿度 传感器的时间响应特性

要经过下列的实验 :高温负荷实验 大气中 温度 150 °C 交流电压 5 V 时间 10⁴ h);高温高湿 负荷试验 湿度大于 95 % RH 温度 60 °C ,交流电压 5 V 时间 10⁴ h);常温常湿试验 湿度(10 ~90)% RH 温度(-10 °C~+40 °C)]油气循环试验(油蒸气→加热清洗循环 25 万次,交流 电压 5 V)。经过以上各种试验,大多数陶瓷湿度传感器仍能可靠地工作,说明稳定性比较好。

这种湿度传感器,已经在国内得到比较广泛的应用。国产的 MgCr₂O₄-TiO₂ 系陶瓷湿度 传感器的主要性能,列于表 8-11。

소ㅁ풰ㅁ	测试范围	精度	工作温度	响应时间	工作电压	清洗电压	生立 「字
广而望亏	(%RH)	(%RH)	(°C)	(s)	(V)	(V)	主厂「家
CSK—1	1~100	<4	1~100	<10~15	3(AC)	7(AC)	哈尔滨电子敏感所
SM—1	$1 \sim 100$	4	0~150	<10	7(AC)	9(AC)	通江晶体管厂
MSCB	1~100	4	0~150	<20	3(AC)	10(AC)	南京无线电元件十 一厂

表 8-11 $MgCr_2O_4$ -TiO₂ 系陶瓷湿度传感器的性能

MgCr₂O₄-TiO₂ 系陶瓷湿度传感器的不足之处是性能还不够稳定,需要加热清洗,这又加速了敏感陶瓷的老化,对湿度不能进行连续测量。

五、高分子湿度传感器

针对电解质湿度传感器遇高湿或结露时,易造成氯化锂电解质液流失而损坏的特点,近年 来研制了高分子材料湿度传感器。用有机高分子材料制成的湿度传感器,主要是利用它的吸 湿性与胀缩性。某些高分子电介质吸湿后,介电常数明显改变,制成了电容式湿度传感器;某 些高分子电解质吸湿后,电阻明显变化,制成了电阻式湿度传感器;利用胀缩性高分子(如树 脂)材料和导电粒子,在吸湿之后的开关特性,制成了结露传感器。

(一)电容式湿度传感器

1.结构与制法

图 8-110 是高分子薄膜电介质电容式湿度传感器的基本结构。

高分子湿度传感器的制造工艺流程如图 8-111 所示。首先在洗净的玻璃基片上,蒸镀一 层极薄(50 nm)的梳状金质,并联作为下部电极;然后在其表面上涂覆已经配制好的醋酸纤维





图 8-110 电容式高分子薄膜湿

度传感器的基本结构

图 8-111 电容式高分子薄膜湿度

传感器的制造工艺流程

素溶液 待其干涸成介质薄膜后,再在其上蒸镀一层多孔透水的金质薄膜作为上部电极,最后, 将上、下电极焊接引线,就制成了电容式高分子膜湿度传感器。通常是在(50×10)mm²的玻 璃基片上,一次制成100多只湿度传感器,再切割成(5×5)mm²的小片。

除醋酸纤维素可作湿敏材料外,常用的还有酰胺纤维素或硝化纤维素等。所用的溶媒多为丙酮、酒精等。感湿薄膜厚度约 500 nm,膜厚小于 200 nm 时,上部与下部电极可能短路。 当膜厚大于 1 um 时,测湿响应特性将变坏。电极厚度一般要求为 50 nm。

2. 感湿机理与性能

电容式高分子湿度传感器,其上部多孔质的金电极可使水分子透过,水的介电系数比较大,室温时约为79。感湿高分子材料的介电常数并不大,当水分子被高分子薄膜吸附时,介电常数发生变化。随着环境湿度的提高,高分子薄膜吸附的水分子增多,因而湿度传感器的电容量增加,所以根据电容量的变化可测得相对湿度。

电容式高分子膜湿度传感器的主要特性如下。

(1) 电容—湿度特性

湿度传感器的电容随着环境温度的增加而增加,基本上呈 线性关系。但实验表明,当测试电源的频率不同时,其输出特 性的线性度差异很大。根据传感器的频率特性,选择适当的测 试频率,可以实现传感器电容—湿度的线性化。对于高分子湿 度传感器,实验表明,当测试频率为1.5 MHz 左右时,其输出 特性有良好的线性度,如图 8-112 所示。对于其他测试频率, 如1 kHz,10 kHz 尽管传感器的电容量变化很大,但线性度欠 佳。对于线性度欠佳的湿度传感器,也可以外接一个转换电 路,使电容—湿度特性趋于理想直线。



图 8-112 电容—湿度特性 (f=1.5 MHz)

(2)响应特性

由于高分子薄膜可以做得极薄,所以吸湿响应时间都很短,一般都小于5s,有的响应时间 仅为1s。

(3) 电容—温度特性

电容式高分子膜湿度传感器的感湿特性受温度影响非常小,在 5 °C~50 °C 范围内,电容 温度系数约为 0.06 % RH/ °C。

国内已有不少单位在生产电容式高分子湿度传感器,表 8-12 是芬兰同类产品的性能指 232

表 8-12 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 °C∼ + 80 °C	(0~80)% RH±1%	0.05 % RH∕°C	6±1%RH

(二) 电阻式高分子膜湿度传感器

电阻式湿敏高分子材料很多 本节只介绍高分子电解质——聚苯乙烯磺酸锂制成的湿度 传感器。

1. 结构与制法

聚苯乙烯磺酸锂湿度传感器的结构,如图 8-113 所示。 其主要制法是,将占质量 8 %的二乙烯苯作交联剂与质量为 92 %的苯乙烯共聚,制成聚苯乙烯作为基片,它是具有一定机 械强度和绝缘性能的亲水性高分子聚合物。将基片浸入浓度 为 98 %的硫酸中,进行磺化。硫酸中应加入约 1 %左右的硫 酸银催化剂,磺化温度为 40 °C,历时(30~65)min。然后用去 离子水冲洗,烘干之后,在基片的表面上就制备了一层亲水性 的磺化聚苯乙烯。将磺化聚苯乙烯基片放入氯化锂饱和溶液 中进行离子交换,温度为(20~40 °C,时间不等,于是把吸湿 性很强的锂离子交换到磺化聚苯乙烯上去,于是就得到一种 感湿性很强的聚苯乙烯磺酸锂感湿膜。在感湿膜上印刷梳状 电极,即制成了高分子湿度传感器。



图 8-113 聚苯乙烯磺酸锂 湿度传感器的结构

聚苯乙烯磺酸锂是一种强电解质。由于极强的吸水性 吸水后电离 在其水溶液里就含有大量的锂离子。吸湿量不同 聚苯乙烯磺酸锂的阻值也不同。根据阻值变化可以测量相对湿度。

2.主要特性

(1) 电阻--湿度特性

当环境湿度变化时,传感器在吸湿和脱湿两种情况下的感湿特性曲线,如图 8-114 所示。 在整个湿度范围内,传感器均有感湿特性,其阻值与相对湿度的关系在单对数坐标纸上近似为 一直线。由图中可以看出,吸湿和脱湿时湿度指示的最大误差值为(3~4)%RH。

(2) 温度特性

聚苯乙烯磺酸锂的电导率随温度的变化较为明显,具有负温度系数。传感器的感湿特性 随温度的变化,如图 8-115 所示。在(0~55)°C 时,温度系数为(-0.6%~-1.0%)RH/°C。

(3)其他特性

聚苯乙烯磺酸锂湿度传感器的升湿响应时间比较快,降湿响应时间比较慢,响应时间在一分钟之内。湿滞比较小,在(1%~2%)RH之间。这种湿度传感器具有良好的稳定性。存储 一年后,其最大变化不超过2%RH,完全可以满足器件稳定性的要求。

高分子薄膜湿度传感器的缺点是:对于含有机溶媒气体的环境下测湿时,器件易损坏;另 外不能用于 80 °C 以上的高温。

标。



图 8-114 电阻-湿度特性

图 8-115 聚苯乙烯磺酸锂湿度 传感器的湿度特性

25°C

40°C

60

相对湿度(%)

50°C

80

100

六、湿度传感器的测量电路

(一)检测电路的选择

1. 电源选择

一切电阻式湿度传感器都必须使用交流电源,否则性能会劣化甚至失效。

电解质湿度传感器的电导是靠离子的移动实现的,在直流电源作用下,正、负离子必然向 电源两极运动,产生电解作用,使感湿层变薄甚至破坏;在交流电源作用下,正负离子往返运 动,不会产生电解作用,感湿膜不会破坏。

 10^{4}

 10^{3}

 10^{2}

10¹

1

0

20 40

电阻(Ω)

交流电源的频率选择是,在不产生正、负离子定向积累情况下尽可能低一些。在高频情况 下,测试引线的容抗明显下降,会把湿敏电阻短路。另外,湿敏膜在高频下也会产生集肤效应, 阻值发生变化,影响到测湿灵敏度和准确性。

2. 温度补偿

湿度传感器具有正或负的温度系数 ,其温度系数大小不一 ,工作温区也有宽有窄。所以在 考虑是否进行温度补偿时 ,要依据实际情况来确定补偿的必要性及方法。

对于半导体陶瓷传感器,其电阻与温度的的关系一般为指数函数关系,通常其温度关系属于 NTC型,即

$$R = R_0 \exp\left(\frac{B}{T} - AH\right) \tag{8-75}$$

式中 H----相对湿度;

 R_0 ——在 T=0 °C 相对湿度 H=0 时的阻值;

T----绝对温度;

A----湿度常数;

B——温度常数。

对(8-75) 式求偏导,则温度系数和湿度系数为

温度系数 =
$$\frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} = -\frac{B}{T^2}$$
 (8-76)

湿度系数 =
$$\frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial H}$$
 = - A (8-77)

234

湿度温度系数 = $\left| \frac{\operatorname{温度系数}}{\operatorname{湿度系数}} \right| = \left| \frac{\partial H}{\partial T} \right|$ (8-78)

若湿度传感器的湿度温度系数为 0.07 % RH/ °C ,工作温度差为 30 °C ,测量误差仅为 0.21 % RH/ °C ,则不必考虑温度补偿 ,若湿度温度系数为 0.4 % RH/ °C ,则会引起 12 % RH/ °C 的误 差 ,必须进行温度补偿。

对于负温度系数的湿度传感器,最简单而有效的温度补偿法是在测湿探头回路中串接正 温度系数(即 PTC)型热敏电阻,其电阻与温度的关系为

$$R = R_{\rm N} \exp\left(\frac{B_{\rm N}}{T}\right) + R_{\rm P} \exp\left(B_{\rm P} T\right)$$
(8-79)

式中 N, P 分别表示 NTC 和 PTC。设 $R_N = R_P$, 要使 R 不随温度变化, 必须使 | 负温度系数 | = | 正温度系数 | 即

$$B_{\rm P} = \frac{B_{\rm N}}{T^2}$$

所选择的正温度系数的热敏电阻器只要满足上式 ,就可以达到补偿负温度系数的目的。由于 正、负温度系数很难完全相同 ,故只能得到一定程度的温度补偿 ,不可能完全抵消。

3. 线性化

湿度传感器的感湿特征量与相对湿度之间的关系不是线性的,这给湿度的测量、控制和补 偿带来了困难。需要通过一种变换使感湿特征量与相对湿度之间的关系线性化。图 8-116 为 湿度传感器测量电路原理框图。



图 8-116 湿度传感器测量电路原理框图

(二) 典型电路

对于湿度传感器 必须组成相应的电路才能进行湿度的测量与控制。对于电阻式湿度传 感器 ,其测量电路主要有如下两种形式。

1. 电桥电路

电桥电路的方框图如图 8-117 所示。振荡器对电路提供交流电源。电桥的一臂为湿度传 感器 ,由于湿度变化使湿度传感的阻值发生变化 ,于是电桥失去平衡 ,产生信号输出。放大器 可把不平衡信号加以放大 ,整流器将交流信号变成直流信号 ,由直流毫安表显示。振荡器和放 大器都由 9 V 直流电源供给。电桥法适合于氯化锂湿度传感器。图 8-118 给出了便携式湿度



图 8-117 电桥测湿电路方框图



图 8-118 便携式湿度计电气原理图

2. 欧姆定律电路

此电路适用于可以流经较大电流的陶瓷湿度传感器。由于测湿电路可以获得较强信号,故可以省去电桥和放大器,可以用市电作为电源,只要用一降压变压器即可。其电路图如图 8-119 所示。

3. 带温度补偿的湿度测量电路

在实际应用中,需要同时考虑对湿度传感器进行 线性处理和温度补偿,常常采用运算放大器构成湿度 测量电路。图 8-120 所示湿度测量电路中 R, 是热敏



图 8-119 欧姆定律电路

电阻器(20 kΩ ,B = 4 100 K); R_H 为 H204C 湿度传感器 运算放大器型号为 LM2904。该电路 的湿度电压特性及温度特性表明 :在(30 % ~90 %)RH、15 °C~35 °C 范围内 ,输出电压表示的 湿度误差不超过 3 % RH。



图 8-120 湿度测量电路

第9章 光导纤维式传感器

光纤传感器是本世纪 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(最小可做到只稍大于光纤的芯径),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。

§ 9-1 光导纤维导光的基本原理

光是一种电磁波,一般采用波动理论来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"即几何光学的方法来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。为此,我们采用几何光学的方法来分析。

一、斯乃尔定理(Snell's Law)

斯乃尔定理指出:当光由光密物质(折射率大)出射至光疏物质(折射率小)时,发生折射如 图 9-1(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

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_r \tag{9-1}$$

由(9-1)式可以看出:入射角 θ_i 增大时,折射角 θ_r 也随之增大,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 9-1(b)称为临界状态。这时有

237

$$\sin \theta_r = \sin 90^\circ = 1$$

$$\sin \theta_r = n_2 / n_1$$
(9-2)

$$\theta_{i_0} = \arcsin(n_2/n_1) \tag{9-3}$$

式中 θ_i ——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 9-1(c)所示 ,其出射光不再折射而全 部反射回来。



图 9-1 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

二、光纤结构

要分析光纤导光原理,除了应用斯乃尔定理外还须结合光纤结构来说明。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 9-2 所示。





纤芯位于光纤的中心部位,光主要在这里传输。纤心折射率 n₁比包层折射率 n₂稍大 些,两层之间形成良好的光学界面。光线在这个界面上反射传播。

三、光纤导光原理及数值孔径 NA

由图 9-3 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



图 9-3 光纤导光示意图

为θ_r。由图 9-3 可得出

$$n_0 \sin \theta_i = n_1 \sin \theta_j \tag{9-4}$$

 $n_1 \sin \theta_k = n_2 \sin \theta_r \tag{9-5}$

由(9-4) 式可以推出

 $\sin \theta_i = (n_1 / n_0) \sin \theta_i$

因 $\theta_i = 90^\circ - \theta_k$

所以
$$\sin \theta_i = (n_1/n_0) \sin(90^\circ - \theta_k) = \frac{n_1}{n_0} \cos \theta_K = \frac{n_1}{n_0} \sqrt{1 - \sin^2 \theta_k}$$
 (9-6)

由(9-5) 式可推出

 $\sin \theta_{k} = (n_{2}/n_{1}) \sin \theta_{r}$ 并代入(9-6)式得

$$\sin \theta_{i} = \frac{n_{1}}{n_{0}} \sqrt{1 - \left(\frac{n_{2}}{n_{1}} \sin \theta_{r}\right)^{2}}$$
$$= \frac{1}{n_{0}} \sqrt{n_{1}^{2} - n_{2}^{2} \sin^{2} \theta_{r}}$$
(9-7)

(9-7)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(9-7)式得

$$\sin \theta_{\rm i} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2 \sin^2 \theta_{\rm r}}$$
 (9-8)

当 $\theta_{\rm r} = 90^{\circ}$ 的临界状态时 , $\theta_{\rm i} = \theta_{\rm i_{\rm o}}$

$$\sin \theta_{i_0} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$
 (9-9)

纤维光学中把 9-9) 武中 sin θ_{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 9-9 武又可因式分解为

$$\sin \theta_{i_0} \approx n_1 \sqrt{2\Delta} \tag{9-10}$$

式中 $\Delta = (n_1 - n_2) y_{n_1}$ 称为相对折射率差。

由(9-8) 武及图 9-3 可以看出:

 $\theta_{\rm r} = 90^{\circ}$ 时 $\sin \theta_{i_0} = NA$ 或 $\theta_{i_0} = \arcsin NA_{\circ}$

 $\theta_r > 90$ °时,光线发生全反射,由图 9-3 夹角关系可以看出 $\theta_i < \theta_{i_0} = \arcsin NA$ 。

 $\theta_r < 90^{\circ}$ 时 (9-8) 式成立,可以看出 sin $\theta_i > NA$, $\theta_i > \arcsin NA$, 光线消失。

这说明 $\operatorname{arcsin} NA$ 是一个临界角 ,凡入射角 $\theta_i > \operatorname{arcsin} NA$ 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 $\theta_i < \operatorname{arcsin} NA$ 的那些光线才可以进入光纤被全反射传播。

§ 9-2 光纤传感器结构原理及分类

一、光纤传感器结构原理

我们知道,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 9-4(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 9-4(b)。由光发送器发出的光经源光 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我们所期待的被测量。

由图 9-4 可见,光纤传感器与以电为基础的传统传感器相比较,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。下面,简单地分 析光纤传感器光学测量的基本原理。

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1mm 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,在讨论光的敏感测 量时必须考虑光的电矢量 E 的振动。通常用下式表示

$$\boldsymbol{E} = \boldsymbol{A} \sin(\omega t + \varphi) \tag{9-11}$$

式中 A-----电场 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(9-11)式可见,只要使光的强度、偏振态(矢量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,我们就有可能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,获得我们所需要的被测量的信息。



图 9-4 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

二、光纤传感器的分类

在光纤传感器技术领域里,可以利用的光学性质和光学现象很多。而且光纤传感器的应用领域极广,从最简单的产品统计到对被测对象的物理、化学或生物等参量进行连续监测、控制等,都可采用光纤传感器。因此,至今虽然只有十几年的历史,然而却已研制出了百余种光 纤传感器。归纳起来为下列几类(见表 9-1)。其分类法可根据光纤在其中的作用、光受被测 量调制的形式或根据光纤传感器中对光信号的检测方法之不同来划分。

表 9-1 光纤传感器的原理及分类

传	感器	光学现象	被 测 量	光纤	分类
	相光	干涉(磁致伸缩)	电流、磁场	SM PM	а
Ŧ	位纤	干涉(电致伸缩)	电场、电压	SM, PM	а
涉	调传	Sagnac 效应	角速度	SM, PM	а
型	制感	光弹效应	振动、压力、加速度、位移	SM, PM	а
	器	干涉	温度	SM, PM	а
		遮光板遮断光路	温度、振动、压力、加速度、位移	MM	b
	强光	半导体透射率的变化	温度	MM	b
	度纤	荧光辐射、黑体辐射	温度	MM	b
	调传	光纤微弯损耗	振动、压力、加速度、位移	SM	b
	制感	振动膜或液晶的反射	振动、压力、位移	MM	b
非	器	气体分子吸收	气体浓度	MM	b
		光纤漏泄模	液位	MM	b
Ŧ	偏光	法拉筆效应	自流 磁场	SM	ha
	振纤	沟克尔斯效应	电场 电压	MM	b a
涉	调传	双折射变化	温度	SM	b
	制感	光通效应		MM	b
型	器	九井欢应		IVIIVI	U
	频光				
	率纤	多普勒效应	速度、流速、振动、加速度	MM	с
	调传	受激喇曼散射	气体浓度	MM	b
	制感	光致发光	温度	MM	b
	器				

注:MM——多模光纤:SM——单模光纤;PM——偏振保持光纤。

a、b、c 为图 9-5 所示的三类光纤传感器。

(一)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 9-5)。

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,它须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。目前,已实用化或尚在研制中的光纤传感器,大都是非功能型的。

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。

(二)根据光受被测对象的调制形式

光纤传感器可分为以下四种不同的调制形式。



图 9-5 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

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率、吸收或反射等参数的变化,而导致 光强度变化来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来构成压力、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来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;以及利用 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来进行监测的传感器。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 光照射时的喇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;以及利用光致发光 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,然后用干涉仪来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,但由于须用特殊光纤及高精度检测系统,因此成本高。

§9-3 光纤传感器的主要元器件

一、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 9-6 所示。选用光纤时须考虑以下因 素。





图 9-6 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

(一)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来看,要求用大 NA 光纤。但 NA 越大,光纤的模色散越严重,传输信息的容量就越小。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

 $0.2 \leq NA < 0.4$

(二)光纤传输损耗

对光纤通信来说,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,在光纤传感系统中,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4m,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。

(三) 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 ,对大多数传感器来说 ,不存在信 息容量的问题 ,因而可以放宽对光纤色散的要求。

(四)光纤的强度

对通信或传感器来说 都毫无例外地要求光纤有较高的强度。

二、光源

在这里,我们不讨论各种光源的结构及其工作原理,只讨论光纤传感器常用光源的性能, 并指出选用光源的基本原则。

(一)白炽光源

这类光源通常为钨丝灯泡,其辐射近似地为黑体辐射。由斯忒藩—玻尔兹曼定律可知,在 2000 K时,其等效辐射密度约为6 W/(sr.cm²)。但因其覆盖波长范围很宽,实际在可见光到 红外波段上,其辐射密度约0.1 W/(sr.cm²)。白炽灯源的优点是价廉、容易获得、使用方便。 可用作某些传感器的光源,但因其辐射密度小,故只能与光纤束和粗芯阶跃光纤配合使用。其 缺点是稳定性较差,寿命短,通常只有几百小时)。

(二)汽体激光器

常见的气体激光器有:氦氖激光器、二氧化碳激光器和氩离子激光器等。这里只讨论氦氖 激光器,其他的很少应用。

氦氖激光器的工作物质是氖 辅助物质是氦 ,有三个主要输出波长 :0.63 μ m、1.15 μ m 和 3.39 μ m。是一种价廉、低功率(0.1 mW~100 mW)、高相干光源。除了相干性高外 ,氦氖激 光器还具有下述优点:

①容易实现单模工作,而且线宽非常窄,可低到1kHz,这对于干涉型传感器来说更为可 贵;

②辐射密度很高,与单模光纤耦合效率高,例如,直径为1mm的圆面积氦氖激光器产生 输出功率的典型值为1mW,其发散角约为1mrad,因此其相应的单横模辐射密度约为10⁸ W/(sr.cm²),能高效率地耦合进单模光纤;

③噪声小 除了激光腔内的等离子谐振频率外 ,氦氖激光器在其余频带内是相当平静的 , 噪声电平非常接近闪烁噪声。

(三)固体激光器

为了区别于半导体激光器,所以有人把它称为晶体激光器。主要有红宝石激光器、掺钕钇 铝石榴石(Nd:YAG)激光器和钕玻璃激光器等。红宝石激光器已很少用,现在所说的固体激 光器主要指固态钕离子激光器等。这类激光器的优点是体积小巧,坚固耐用;高功率,高辐射 密度(例如,Nd:YAG激光器的最小额定连续波输出功率为100 mW,也可高达几十瓦,相应的 辐射密度达10⁹ W/(sr.cm²)辐射波长在1.06~1.35 μm);发射光谱均匀且窄,容许单模工作 等。其缺点是相干性和频率稳定性都不如气体激光器。

(四)半导体激光器

半导体激光器是光纤传感器最重要的光源,它具有体积小巧、坚固耐用、寿命长(10⁶ h~

244

10⁷ h),可靠性高、辐射密度适中,电源简单等优点。这类光源有非相干辐射的发光二极管 (LED)和相干辐射的半导体激光二极管(LD)等。

1. 发光二极管

这又分为表面出光、端面出光和超辐射等三种 LED。它们的共同特点是辐射光的相干长度只有几 µm ,输出随正向偏置电流的变化接近于线性 ;可直接进行幅度调制(调制速度表面出光 LED 可达几 MHz ,端面出光 LED 超过 100 MHz)。

表面出光 LED 是多模光纤系统的良好光源,但由于它的辐射在很大的立体角(2π)内,与 光纤的耦合率很低(例如,它与通信用多模光纤的耦合率低于10%),所以,不适用于干涉型光 纤传感器或其他单模光纤系统中。

端面出光 LED 有很高的空间相干性,而无时间相干性。其产生的总功率稍低于表面出光 LED 但其辐射密度却远大于表面出光(约两个数量级),因此,它有更多的有用功率耦合进多 模或单模光纤中。

超辐射 LED 是一种细长条形结构的端面出光 LED。它提高了端面出光 LED 的输出功率 ;有较好的定向输出光 ,减小了光谱密度 ,但需要较大的激励电流。

2.半导体激光二极管(LD)

实际上,LD是具有谐振腔、异质结构的LED,在大电流密度激励下产生激光。辐射功率 大都为10 mW 左右,但由于其方向性相当强,故辐射密度高达10⁸ W/(sr.cm²),工作波长在 850 nm~900 nm,平均寿命可超过10⁶ h。这是一种通用的高功率密度光源。

(五)传感器用光源的选择准则

光纤传感器所用的光源种类繁多,从白炽光源到激光器的各种光源都可采用。对光源的 基本要求是相同的,即必须使具有适当特性的、功率足够大的光到达检测器,以确保检测系统 有足够大的信噪比。因此,我们选择光源时,应当遵循下述原则:

①根据系统要求,选择辐射强度足够大的光源,而且要求在敏感元件的工作波长上有最大的辐射功率;

②光源必须与光纤相匹配,以便获得最好的耦合效率;

③光源的稳定性要好 能长期在室温下工作。

关于各种光源的光学特性和电光特性,读者可以参阅有关资料。

三、检测器

在光纤传感器中,光电检测器是必不可少的器件,它起着把光信号变为电信号的关键作 用。这里只简单地介绍几种常用电检测器的主要性能及其选用原则。

(一)半导体光电检测器

这是光纤传感器常用的一种光电检测器,主要有 PIN 光电二极管、雪崩式光电二极管、 PIN-FET 微型组件等。它们的结构虽有所不同,但检测过程基本相同。即在入射光子作用 下,产生电子—空穴对,然后受强电场作用而分离出自由电子,最后收集起来形成光电流。因 此,实际上它们就是光子计数器。

硅光电二极管价廉、性能良好(量子效率高达 90 % 以上,响应时间 1 ns 以下,暗电流在 $10^{-12} \mu m$ 以内),使用方便,是理想的传感器用光检测器。其最佳响应波长在 0.8 $\mu m \sim 0.9 \mu m$ 波段(这正好是 GaAs-LD 和 LED 的工作波段),其反偏压为 10 V ~ 50 V。当传感器的工作波 长较长时,可用 Ge 光电二极管和 III ~ V 族三元(Ga、As、Sb)或四元(如 In、Ca、As、P)合金光电

二极管 ,它适用于近红外波段。主要噪声源有量子噪声、暗电流噪声和表面电流噪声和表面漏 电噪声等。前者由光生载流子的本征起伏引起 ,是器件所固有的 ,它决定了光纤传感器的极限 灵敏度。

雪崩光电二极管(APD)的优点是其本身具有增益,从而提高了系统的灵敏度,其增益一般为 10~100,最大可达千以上。但由于这种增益特性严重地依赖于温度,因此它的偏置电路需要有适当的热漂移补偿。而且增益对电场也极为敏感。因此即使在恒温下,其偏压也必须保持恒定,一般要求稳定到几十 mV 数量级。此外,雪崩增益是个随机过程,增益的均方值(m^2)大于其平均值的平方(M^2)。于是就产生了所谓过剩噪声(通常用噪声因子 F(m)= m^2/M^2 来描述)。一种所谓穿透型雪崩光电二极管(RAPD)的过剩噪声十分小,增益为 100 时,过剩噪声因子仅为 5。Si-APD 的量子效率几乎高达 100 %,响应时间约为 1 ns,暗电流为 10⁻¹³ μ m,过剩噪声相当小。Ge-APD 可工作在 1.2~1.6 μ m 波段,但噪声较大,增益为 10 时,过剩噪声因子可达到 7。

PIN-FET 微型组件是小面积低压电容二极管与高输出阻抗场效应管前置放大器的复合体。由于其电容小、输入阻抗高,因此它具有热噪声小的优点,这对于长波段更为突出。

(二)光电倍增管

这是一种最灵敏的光电检测器,它能检测出每秒钟只有一个光子的光电流。与雪崩二极 管的区别在于它可很好地控制光电倍增管的倍增过程,因此不存在过剩噪声问题。这种检测 器的噪声源来自倍增信号的闪烁噪声。器件的响应波长从近红外到近紫外波段,主要由阴极 材料决定。

(三)光电检测器的选择原则

选择光电检测器的主要依据是:可能获得理想的光信号强度、光背景电平和所需要的信噪 比等因素。而信噪比则由所要求的信号分辨力决定。为了获得足够大的信噪比,检测必须满 足下列条件。

①在工作波段内灵敏度要高。Si-LED 适用于 $0.8 \ \mu m \sim 0.9 \ \mu m$ 波段, 锗器件则适用于红外波段。

②由检测器引入的噪声必须最小。因此应当选用暗电流、漏电流和并联电导尽可能小的 器件。

③可靠性高 稳定性好。硅光电二极管的温度系数较小 ,是比较可靠、稳定的光检测器 ;而 雪崩二极管和光电倍增管的增益都随偏压而变 ,尤其是雪崩二极管的增益是温度的函数 ,因此 需要高度稳定的偏压和温度补偿装置。

表 9-2 列出了上述光检测器的主要性能。此外,检测器还应具有尺寸要小、便于组装、容易与光纤耦合、偏压或偏流不宜过高、价格低廉等条件。

光检测器	功率范围	波 段	量子效率	响应频率	暗电流
光电二极管	受闪烁噪声限	$0.4 \sim 1.6~\mu{ m m}$	60%~90%以上,	>16 Hz	Si-PIN
	制,一般 P>100	视材料而定	视材料而定		100 pA~1 μ A
(PIN)	nW				Ge-PIN
					1 μA~10 μA

表 9-2 各种光电检测器的性能
续表

光检测器	功率范围	波 段	量子效率	响应频率	暗电流
微型组件 (PIN-FET)	受热噪声限制, 一般 <i>P</i> <100 nW	0.8 μm ~ 0.9 μm 最好在 1.3 μm~1.5 μm	超过 50 %	>1 GHz	
雪崩光电二极 管(APD)	増益为 10~100 时 ,P<100 nW	0.8 μm ~ 0.9 μm 也可用于 1.3 μm~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	$0.1 \ \mu m \sim 1.0$ μm	< 50 %	$\sim 100 \text{ MHz}$	

§9-4 光纤传感器的应用

一、温度的检测

光纤温度传感技术是近几年发展起来的新技术。由于光纤具有抗电磁干扰、使用安全、耐腐蚀等优点,因此可以解决一些用常规的电传感器难以解决的问题,这使得光纤温度传感器的研究和发展非常迅速。

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。

(一)遮光式光纤温度计

图 9-7 示出了一种简单的利用水银柱升降温度的光纤温度 开关。当温度升高时,水银柱上升,到某一设定温度时,水银柱 将两根光纤间的光路遮断,从而使输出光强产生一个跳变。这 种光纤开关温度计可用于对设定温度的控制,温度设定值灵活 可变。

图 9-8 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 °C~50 °C的温度。检测精度约为 0.5 °C。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 9-7 水银柱式 光纤温度开关 1--浸液 2---自聚焦透镜 3---光纤 4---水银

247

(二)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



 $hv \ge E_g$

式中 *h*——普朗克常数;

v-----光频率。

将 $\lambda = c I_v$ 代入上式 ,得到产生本征吸收的条件为

$$\lambda \leqslant \lambda_{g} = \frac{hc}{E_{g}}$$
 (9-12)

式中 *c*——光速。



图 9-8 热双金属式光纤温度开关

1-遮光板 2-双金属片

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 9-9 示出了在室温(20 °C)时,120 μ m 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 $E_{s}(0)$ ——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

$$E_{g}(0) = 1.522 \text{ eV}$$

 $\alpha = 5.8 \times 10^{-4} \text{ eV/K}$
 $\beta = 300 \text{ K}$

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 9-10 所示,则透射光强度将 随着温度的升高而减小。

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/°C和 0.31 nm/°C 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,测温范围就越小了。

利用半导体吸收的光纤温度传感器的基本结构如图 9-11 所示 ,这种探头的结构简单 ,制





图 9-9 GaAs 的光谱透射率曲线

图 9-10 半导体透射测温原理

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 9-11 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 9-12 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 9-12 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 9-13 示出了传感器在 - 50 °C~200 °C 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 °C~200 °C 范围内,该传感的测定精 度为±3 °C,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响,其检测精度受 到一定的限制,图 9-14(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,为



图 9-13 半导体光纤温度 传感器的输出特性

信号光源,中心波长与半导体的本征吸收波长 λ_g 相匹配。LED₂为参考光源,其中心波长大于 λ_g ,如图 9-14(b)所示。当温度变化时,LED₁通过半导体的透射光强随温度变化而变化,而 LED₂的透射光强保持不变。因此,对于 LED₁发出的光,在两个探测器 PD₁和 PD₂上接收的 光强度可分别表示为

 $PD_1 : I_{11} = \alpha_1 \gamma \alpha_3 M(t) I_1$

PD₂: $I_{12} = \alpha_1 (1 - \gamma) \alpha_4 I_1$

对于 LED₂ 发出的光 ,两个探测器上接收的光强度分别可表示为

$$PD_1: I_{21} = \alpha_2 \gamma \alpha_3 I_2$$

PD₂: $I_{22} = \alpha_2 (1 - \gamma) \alpha_4 I_2$

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 LED₁ 的光通过半导体的透射系数;

*I*₁——光源 LED₁ 的光强;

*I*₂——光源 LED₂ 的光强。

若将 I₁₁、I₁₂、I₂₁、I₂₂分别检测出来后作如下运算

$$I_{x}(t) = \frac{I_{12}I_{21}}{I_{11}I_{22}} = \frac{\alpha_{1}(1-\gamma)\alpha_{4}I_{1}\alpha_{2}\gamma\alpha_{3}I_{2}}{\alpha_{1}\gamma\alpha_{3}M(t)I_{1}\alpha_{2}(1-\gamma)\alpha_{4}I_{2}} = \frac{1}{M(t)}$$
(9-13)

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都有很大的提高 检测精度可达 0.1 °C。 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。



图 9-14 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

(三)荧光发光型光纤温度传感器

某些荧光物质在紫外光激励下能发出可见光,紫外光激励荧光光纤温度传感器,其发射光 谱与温度有关。某些波长的荧光强度对温度有强烈的依存关系,而某些波长的荧光强度几乎 不受温度变化的影响。因此,通过检测特定波长的荧光强度即可测出温度的变化。图 9-15 示 出了利用上述原理制成的光纤荧光温度计的结构。光纤探头的端部装有磷光物质〔(Cd_{0.99} Eu_{0.01}).O.S〕、紫外激励光由光纤导向磷光物质,受激光发射的荧光亦由该光纤导出。

该磷光物质的受激发射光谱如图 9-16(b)所示。其中波长为 510 nm 的谱线强度随着温度的升高而急剧地下降(图 9-16(a)中的曲线 b),而波长为 630 nm 的谱线强度几乎不受温度变化的影响(图 9-16(a)中的曲线 a)。因此,若用干涉滤光片分别检测出这两条谱线的荧光强度,取它们的比值(图 9-16(a)中的曲线 c)作为输出,则可以有效地消除激励光源强度不稳定及光纤耦合、传输损耗变化等因素的影响。传感器中使用的光纤应具有较大的紫外光透过率,



图 9-15 光纤荧光温度计结构 1—磷光物质 2—外壳 3—光纤 4、5—分束器 6、7—滤光片

最好选用紫外光纤。



图 9-16 荧光温度计的测量原理 (a)荧光谱线强度与温度的关系 (b) 激励光源及受激发射的光谱

这种形式的荧光光纤温度计能精确地测量 – 50 °C~200 °C 的温度,检测精度达 0.1 °C, 响应时间在 1 s 以内。由于探头的体积很小,因此可用于高压变压器的线圈温度及人体体内 温度的检测等场合。

二、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来检测,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。

(一)采用弹性元件的光纤压力传感器

这类形式的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,就可以实现压力的检测。膜片 反射型光纤压力传感器,如图 9-17 所示。在 Y 形光纤束前端放置一感压膜片,当膜片受压变



图 9-17 膜片反射式光纤 压力传感器示意图 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。

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。

 $1-Y \mathbb{R} \mathbb{R}^{H \times 1} 2^{--\hbar k} 3^{----\hbar k}$ 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 mm ~ 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

$$y = \frac{\mathcal{L}(1 - \mu^2)R^4}{16Et^3}p$$
 (9-14)

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

$$f_r = \frac{2.56t}{\pi R^2} \frac{gE}{3\rho (1 - \mu^2)}$$
(9-15)

式中 。-----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,其精度就要受到影响。

图 9-18(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 9-18(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 I₁ = I₂。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。

两束输出光的光强之比可表示为

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{1+Ap}{1-Ap}$$
(9-16)

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;

₽───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 252



图 9-18 差动式膜片反射型光纤压力传感器 (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

除这些因素的影响。

将(9-16)式两边取对数 在满足(Ap) 🖂 1 时等式右边展开后取第一项 得到

$$\ln \frac{I_2}{I_1} = \frac{p}{2A}$$
 (9-17)

这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。

(二)光弹性式光纤压力传感器

晶体在受压后其折射率发生变化,从而呈现双折射现象,这种效应称为光弹性效应。利用 光弹性效应来测量压力的原理及传感器结构如图 9-19 所示。发自 LED 的入射光经起偏器后 成为直线偏振光。当有与入射光偏振方向呈 45°的压力作用于晶体时,使晶体呈双折射从而 使出射光成为椭圆偏振光,由检偏器检测出与入射光偏振方向相垂直方向上的光强,即可测出 压力的变化。其中 1/4 波长板用于提供一偏置,使系统获得最大灵敏度。

为了提高传感器的精度和稳定性 图 9-20 示出了另一种检测方法的结构。输出光用偏振 分光镜分别检测出两个相互垂直方向的偏振分量 ;并将这两个分量经"差/和"电路处理 ,即可 得到与光源强度及光纤损耗无关的输出。该传感器的测量范围为 10³ Pa~10⁶ Pa ,精度为 ± 1 % 理论上分辨力可达 1.4 Pa。

这种结构的传感器在光弹性元件上加上质量块后,也可用于测量振动、加速度。

(三) 微弯式光纤压力传感器

微弯式光纤压力传感器仍基于光纤的微弯效应,即由压力引起变形器产生位移,使光纤弯 曲而调制光强度。基本结构及信号检测方法已在上一节中作过介绍。图 9-21 示出了两种可 用于声压检测的微弯式光纤水听器的探头结构。



图 9-19 光弹性式光纤压力传感器结构



图 9-20 光弹性式光纤压力传感器的另一种结构 1-光纤 2-起偏器 3-光弹性元件 4-1/4 波长板 5-偏振分光镜 6-反射镜 图 9-21(a)所示的结构中,光纤从两块变形 器中穿过,上面的变形板与弹性聚碳酸酯薄膜相 连 随着声压作用而产生位移;下面的变形板固 定在探头的十字底座上,借助于一可调节的螺 丝,可给光纤施加一个初始压力,以设置传感器 的直流工作点。该传感器当选用光纤为 *NA* = 0.2 的多模光纤,光源为1 mW 的 He-Ne 激光, 变形器齿距为2 mm,齿数为10,受压面积为1.3 cm² 时,对1.1 kHz 的声信号,最小可测压力为 95 dR(相对于1, µPa)。

4—1/4 波长板 5—偏振分光镜 6—反射镜 图 9-21(b)所示的结构中,光纤绕在一开有 凹槽的圆柱体上,光纤向凹槽内弯曲,使输出光强受到调制。这种结构的特点是增加光纤绕在 圆柱体上的圈数,便可以提高传感器的灵敏度。其灵敏度和分辨力比一般的微弯式光纤压力 传感器有明显的提高。

三、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



图 9-21 微弯式光纤水听器探头结构 (a)结构 1 (b)结构 2 1--聚碳酸酯薄膜 2---可动变形板 3---固定变形板 4、5---光纤

I FD

(a)

(b)

下 ,光纤传感器就有其独特的特点。

(一)液位的检测技术

1. 球面光纤液位传感器

球面光纤液位传感器的结构如图 9-22 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 知 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 dB~ - 7 dB,接触油时变化 - 25 dB~ - 30 dB。

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。若将多个探 头安装在不同的高度,如图 9-23 所示,则可以揭示出多个液 位高度。

图 9-22 球面光纤液位开关 (a)探头结构(b)检测原理

液体

2. 斜端面光纤液位探头

图 9-24 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,反射光强度差约在 20 dB 以上。

3. 单光纤液位探头

单光纤液位探头的结构如图 9-25 所示,将光纤的端部抛光成 45°的圆锥面。当光纤处于 空气中时,入射光大部分能在端部满足全反射条件而返回光纤。当探头接触液体时,由于液体 的折射率比空气大,使一部分光不能满足全反射条件而折射入液体中,返回光纤的光强就减 小。利用 X 形耦合器即可构成具有两个探头的液位报警传感器。同样,若在不同的高度安装





图 9-23 液位的检测



图 9-25 单光纤液位探头结构 1—光纤 2—耦合器

(二)流量、流速的检测

1. 光纤涡街流量计

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

$$f = sv/d$$

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 9-27 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,光纤就发生振动,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(9-18)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。

图 9-24 斜面反射式光纤液位探头

1、2—光纤 3—棱镜

多个探头 则能连续监视液位的变化。

上述探头在接触液面时能快速响应,但在探 头离开液体时,由于有液滴附着在探头上,故不能 立即响应。为了克服这个缺点,可将探头的结构 作一些改变,如图 9-26 所示。将光纤端部的尖顶 略微磨平,并镀上反射膜。这样,即使有液体附着 在顶部,也不影响输出跳变。进一步的改进是在 顶部镀反射膜外粘上一突出物,将附着的液体导 引向突出物的下端。这样,可以保证探头在离开 液位时也能快速地响应。



图 9-26 改进的单光 纤液位探头

(9-18)

光纤涡街流量计的特点是可靠性好,无任何可动部分和联接环节,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。

2. 光纤多普勒流速计

图 9-28 示出了利用光纤多普勒计来测量流体流速的原理。当待测流体为气体时,散射光 将非常微弱,此时可采用大功率的 Ar 激光器(出射光功率为 2 W λ=514.5 nm)以提高信噪 比。光纤多普勒流速计的特点是非接触测量,不会影响待测物体的流动状态。





图 9-28 光纤多普勒流量计结构 1、3—分束器 2—反射镜 4—透镜 5—流体管道 6—窗口 7、8—光纤

3. 气液两相流的光纤检测技术

气液两相流是气体和液体的混合流体。这里介绍的为在透明液体中存在气泡时,对气泡的流速、气泡直径和气泡率等参数的测量。

图 9-29 示出了气液两相流的检测原理。将多模光纤端部抛光后置于待测流体中,当流体中的气泡接近、接触和通过光纤端面时,反射回光纤的光强各不相同。假设光纤芯、气相、液相的折射率分别为 n_c 、 n_g 、 n_1 则根据菲涅尔反射定律,在图 9-29(a)(b)(c)三种场合,从光纤端面反射回光纤的反射光强 I_A 、 I_B 、 I_C 分别可表示为

$$I_{\rm A} = I_{\rm C} = \left(\frac{n_{\rm c} - n_{\rm l}}{n_{\rm c} + n_{\rm l}}\right)^2 I$$
$$I_{\rm B} = \left(\frac{n_{\rm c} - n_{\rm g}}{n_{\rm c} + n_{\rm g}}\right)^2 I_{\rm i}$$

式中 *I*_i——入射光强。

另外,在气泡和液体的界面上也要产生反射,记反射光进入光纤的光强为 I_{D} 。由于气泡 是运动的,故 I_{D} 与输入光之间存在一多普勒频移。在图 9-29(a)(b)两种情况下,多普勒频移 量分别为

$$\Delta f_i = 2n_1 v / \lambda \tag{9-19}$$

$$\Delta f_{o} = 2n_{g} v \lambda \qquad (9-20)$$

式中 Δf_i ——图 9-29(a)情况下的多普勒频移;

 Δf_{0} ——图 9-29(b)情况下的多普勒频移;

λ-----入射光波长;

∞-----气泡运动速度。

因此,在气泡将要接近光纤端部及气泡将要经过光纤端部时, $I_{\rm D}$ 与 $I_{\rm A}$ 或 $I_{\rm B}$ 相混合后形成一拍频信号,拍频频率即为 Δf_i 和 Δf_o 。

图 9-2 (d)示出了气泡通过光纤端部时反射光强的波形。将光纤中的反射光检出后经低通滤波及整形后即可得到气泡经过光纤端面的时间 *t*_B,由此可测出两相流中的气泡率 α

$$\alpha = \sum t_{\rm B} / T \tag{9-21}$$

式中 T----采样时间。



图 9-29 **气液两相流检测原理** (a)(b)(c)检测原理 (d)反射光波形

将输出信号中的多普勒信号提取出来后,根据拍频 Δf_i 和 Δf_o 代入(9-19)式、(9-20)式, 即可测出气泡的相对运动速度;根据气泡经过光纤端部的时间 t_B 还可计算出气泡的直径 D

$$D = vt_{\rm B} = \frac{\Delta f_{\rm o}\lambda}{2n_{\rm g}}t_{\rm B}$$
 (9-22)



该检测系统结构简单 ,信号处理方便 ,探头小巧灵活 ,容易构成多点检测系统 ,且同时可测 两相流中的多个参数。



图 9-30 光纤气液两相流检测系统 1-偏振分光镜 2-光纤

第10章 传感器的标定

任何一种传感器在制造、装配完毕后都必须对原设计指标进行一系列试验,以确定传感器 的实际性能。

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 输入至待标定的传感器中,得到传感器的输出量;然后将传感器的输出量与输入的标准 量作比较,从而得到一系列的标定曲线。

传感器的标定工作分下述几个方面:其一是新研制的传感器需进行全面技术性能的鉴定, 用鉴定数据进行量值传递,同时鉴定数据也是改进传感器设计的重要依据;其二是经过一段时 间储存或使用后对传感器的复测工作。这种再次标定可以检测传感器的基本性能是否发生变 化,判定其是否可继续使用。对可继续使用的传感器,若某些指标(如灵敏度)发生了变化,应 通过再次标定,对原数据进行修正。

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(或是整个传感系统)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,所以标定方法也不相同,本章仅以压力传感器为例来说 明传感器的标定方法。

§10-1 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 10-1 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 10-1 活寒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。在针形阀上有联接螺帽,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,把传感器装在联接螺帽上,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。

在实际测试中,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 10-2 所示的压力标定曲线。



图 10-2 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 传感器产生的电荷有泄漏,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 10-3 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

$$W = \frac{pSb}{a} \tag{10-1}$$

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,把凸轮放倒,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 10-4 为弹簧测力式标定机示意图。把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

$$p = \frac{F}{S} \tag{10-2}$$

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 10-3 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 10-4 弹簧测力计式压力标定机 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

§10-2 压力传感器的动态标定

对压力传感器进行动态标定,必须给传感器加一个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 第一种 ,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 ;第二种 ,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,是 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。

激波管法有三大特点:

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。 一、激波管标定装置工作原理

激波管标定装置系统如图 10-5 所示。它由激波管、入射激波测速系统、标定测量系统及 气源等四部分组成。





图 10-5 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 10-6 被标定传感器的输出波形

(-)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来决定。实验表明,软铝片的厚度每0.1 mm 约需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。这个激波的波阵面压力保持恒定,接近理想的阶跃波,并 以超音速冲向被标定的传感器。传感器在激励下按固有频率产生一个衰减振荡,如图10-6 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 10-7 所示。对图中(a)(b)(c)和(d)各状态说明如下。



图 10-7 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 $P_2 = P_3$ 稀疏波就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 都是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 器安装在侧面时须用 P_2 ;当装在端面时须用 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

$$P_{41} = \frac{P_4}{P_1} = \frac{1}{6} (7M_a - 1\left[1 - \frac{1}{6}\left(M_a - \frac{1}{M_a}\right)\right]^{-7}$$
(10-3)

$$P_{21} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{6} (7M_a^2 - 1)$$
 (10-4)

$$P_{51} = \frac{P_5}{P_1} = \frac{1}{3} (7M_a^2 - 1) \frac{4M_a^2 - 1}{M_a^2 + 5}$$
(10-5)

$$P_{52} = \frac{P_5}{P_2} = 2 \frac{4M_a^2 - 1}{M_a^2 + 5}$$
(10-6)

入射激波的阶跃压力为

$$\Delta P_2 = P_2 - P_1 = \frac{7}{6} (M_a^2 - 1) P_1$$
 (10-7)

反射激波的阶跃压力为

$$\Delta P_5 = P_5 - P_1 = \frac{14}{3} (M_a^2 - 1) \frac{2M_a^2 + 1}{M_a^2 + 5} P_1$$
 (10-8)

式中的 M。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*M_a*给定,各压力值便易于计算出来。

(二)入射激波的测速系统

入射激波的测速系统(见图 10-5)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 M_a 。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 μ s 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

$$v = \frac{l}{t} \text{ m/s} \tag{10-9}$$

式中 1----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($t = \Delta t \cdot n$, 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

$$M_a = \frac{v}{v_T} \tag{10-10}$$

式中 v_T ——低压室在 T °C 时的音速,可用下式表示

$$v_T = v_0 \sqrt{1 + \beta T} \tag{10-11}$$

式中 v₀----0 °C 时的音速(331.36 m/s);

β------常数 *β*=1/273;

T→→→试验时低压室的温度(一般室温为 25 °C)。

(三)标定测量系统

标定测量系统由图 10-5 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。

(四) 气源系统

气源系统(见图 10-5)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。

二、传感器动态参数的确定方法

图 10-8 为传感器对阶跃压力的响应曲线。由于它是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。

由第一章分析可知,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

$$W(j\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$
(10-12)
$$2\xi \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$$

$$\Psi(\omega) = -\arctan \frac{2\zeta(\omega_0)}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$
(10-13)

根据响应曲线,不难测出振动周期 $T_{\rm d}$,于是其有阻尼的固有频率 $\omega_{\rm d}$ 为

$$\omega_{\rm d} = 2\pi \frac{1}{T_{\rm d}}$$
 (10-14)

并且 定义其对数衰减比为

$$\delta = \ln(y_i / y_{i+2})$$
 (10-15)

不难证明,阻尼系数 ε 与对数衰减比 δ 之间有如下关系

$$\xi = \frac{\delta}{\sqrt{\delta^2 + 4\pi^2}} \tag{10-16}$$

$$\omega_0 = \frac{\omega_{\rm d}}{\sqrt{1 - \xi^2}}$$
 (10-17)

将求得的 ε 和 ω_0 代入(10-12)和(10-13)式,即可求得压力传感器的幅频特性和相频特 性。



图 10-8 传感器系统对阶跃压力的响应曲线

如果传感器的阶跃响应曲线不像图 10-8 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。

设传感器的输入函数为阶跃函数 x(t),如图 10-9(a)所示,输出响应 y(t)曲线如图 10-9 (b)所示。根据定义 压力传感器的传递函数为

$$W(S) = \frac{Y(S)}{X(S)}$$
 (10-18)

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 v(t)的拉氏变换 Y (S)。即

)

$$X(S) = \int_{0}^{+\infty} x(t) e^{-St} dt \qquad (10-19)$$

$$Y(S) = \int_{0}^{\infty} y(t) e^{-St} dt$$
 (10-20)

当 x(t)和 y(t)在 t < 0保持为零时 ,求 $\sigma \rightarrow 0$ 时拉 氏变换的极限 就得到单边的傅氏变换 即

$$X(S) \xrightarrow{\sigma \to 0} X(j\omega) = \int_{0}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt (10-21)$$
$$Y(S) \xrightarrow{\sigma \to 0} Y(j\omega) = \int_{0}^{+\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt (10-22)$$

我们首先输入阶跃函数 x(t)的拉氏变换 如图 10-9(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(10-19)式可以近 图 10-9 传感器系统的阶跃输入和阶跃响应 似地按求和的极限得到



(a) 输入的阶跃函数 (b) 输出的阶跃响应

$$X(S) = \lim_{T \to \infty} A_N \sum_{k=1}^{T} e^{-Sk\Delta t} \Delta t$$

=
$$\lim_{T \to \infty} A_N \cdot \Delta t \frac{e^{-S\Delta t} - e^{-S(T-1)\Delta t}}{1 - e^{-S\Delta t}}$$

=
$$A_N \Delta t \frac{e^{-S\Delta t}}{1 - e^{-S\Delta t}} = A_N \Delta t \frac{e^{-S\Delta t} + 1}{e^{S\Delta t} - e^{-S\Delta t}}$$
 (10-23)

若令 σ→0 则

$$X(j\omega) = A_N \Delta t \frac{e^{-j\omega\Delta t} + 1}{e^{j\omega\Delta t} - e^{-j\omega\Delta t}}$$
(10-24)

令 $\omega \Delta t = \theta$ 则(10-24)式成为

$$X(j\omega) = \frac{-A_N \Delta t}{2} \left(1 + j\cot\frac{\theta}{2}\right)$$
(10-25)

或写成

$$X(j\omega) = \left| \frac{A_N \Delta t}{2\sin \frac{\theta}{2}} \right| \left| \frac{-\frac{1}{2} (\pi + \theta)}{2} \right|$$
(10-26)

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 10-9(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, τ)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(10-20)武所表示的拉氏变换为

$$Y(S) = \int_{0}^{\tau} y(t) e^{-St} dt + A_{N} \int_{\tau}^{+\infty} e^{-St} dt$$
 (10-27)

将 10-9(b)中的 y(t)曲线同样分为宽度为 Δt 的若干段 ,并令 $\tau = N\Delta t$ 。(10-27)式中第 一项积分 $\sigma \rightarrow 0$ 时 ,则有

$$\int_{0}^{\tau} \mathbf{y}(t) \mathbf{e}^{-St} dt \xrightarrow{\sigma \to 0} \int_{0}^{\tau} \mathbf{y}(t) \mathbf{e}^{-j\omega t} dt = \int_{0}^{\tau} \mathbf{y}(t) \cos \omega t dt - j \int_{0}^{\tau} \mathbf{y}(t) \sin \omega t dt$$
$$\approx \Delta t \sum_{k=1}^{N} A_{k} \cos(k\omega \Delta t) - j \Delta t \sum_{k=1}^{N} A_{k} \sin(k\omega \Delta t)$$
(10-28)

同理可求出(10-27)式中第二项积分为

$$A_N \int_{\tau}^{+\infty} e^{-St} dt \xrightarrow{\sigma \to 0} A_N \int_{\tau}^{+\infty} e^{-j\omega t} dt = \frac{-A_N \Delta t}{2\sin\frac{\theta}{2}} \left[\sin\left(N + \frac{1}{2}\right)\theta + j\cos\left(N + \frac{1}{2}\right)\theta \right] (10-29)$$

令(10-27)式中 σ→0,并将(10-28)和(10-29)式代入得

$$\mathcal{J}(j\omega) = \left[\sum_{k=1}^{N} A_k \cos k\theta - \frac{A_N}{2\sin\frac{\theta}{2}}\sin\left(N + \frac{1}{2}\right)\theta\right] \Delta t - j\left[\sum_{k=1}^{N} A_k \sin k\theta + \frac{A_N}{2\sin\frac{\theta}{2}}\cos\left(N + \frac{1}{2}\right)\theta\right] \Delta t$$
$$= \left[U + jV\right] \Delta t$$

$$= \Delta t \sqrt{U^2 + V^2} / \arctan \frac{V}{U}$$
(10-30)

传感器(或测量系统)的频率特性为

$$W(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)}$$

$$=\frac{2\sin\frac{\theta}{2}\sqrt{U^2+V^2}}{A_N} \left/ \frac{1}{2}(\pi+\theta) + \arctan\frac{V}{U} \right.$$
(10-31)

传感器的幅频特性为

$$|W(j\omega)| = 2\sin\frac{\theta}{2} \cdot \frac{\sqrt{U^2 + V^2}}{A_N}$$
(10-32)

相频特性为

$$\psi(\omega) = \frac{1}{2}(\pi + \theta) + \arctan \frac{V}{U}$$
 (10-33)

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(10-32)和(10-33)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 $_{\mathcal{N}}(t)$ 海隔 Δt 取样一次,可得到一系列幅度值 A_k (k = 1, 2, ...N)。然后选取一系列的角频率 ω_i (i = 1, 2, ...m),对每个 ω_i 值先计算 U、V,进而 由(10-32) 和(10-33)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($\theta/2$)→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 ,就要选较大的 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。

§10-3 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。

一、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 10-10(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 10-10(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 10-10 传感器安装示意图 (a)济平安装 (b) 附加连接管道安装 1—容器壁 2—传感器 3—联接管

除安装以外 在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来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。

二、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。分析可参阅有关资料。

图 10-11(*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*;作用于管口,而空腔内的压力 *P*,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 10-11(b)所示。

根据流体体积弹性模量 E_a 的定义

$$E_{a} = \frac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}V}V \qquad (10-34)$$

可以得到空腔流体体积变化率与空腔压力变化率 的关系

$$\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = \frac{V}{E_{\mathrm{a}}} \frac{\mathrm{d}P_{\mathrm{v}}}{\mathrm{d}t} \qquad (10-35)$$

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

$$\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = S \overline{v} \qquad (10-36)$$

式中 S-----引压管的横截面积;

v——管内流体的平均流速。



图 10-11 测压管道的示意与简化图

由(10-34)、(10-35)及(10-36)式可得

$$\overline{v} = \frac{V}{E_a S} \cdot \frac{\mathrm{d}P_v}{\mathrm{d}t} \tag{10-37}$$

根据泊肃叶定律可知层流情况下管道摩擦阻力 R__ 为

$$R_{\mu} = 8\pi\mu l \ \overline{v} \tag{10-38}$$

式中 ——流体的运动粘度。

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

$$\rho Sl \frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = P_{\mathrm{i}}S - P_{\mathrm{v}}S - R_{\mu}$$
(10-39)

将(10-37)和(10-38) 武代入(10-39) 武 得

$$\frac{4\rho l V}{\pi E_{a} d^{2}} \cdot \frac{d^{2} P_{v}}{dt^{2}} + \frac{128\mu l V}{\pi E_{a} d^{4}} \frac{d P_{v}}{dt} + P_{v} = P_{i}$$
(10-40)

由此可得到管道系统的无阻尼固有角频率为

$$\omega_{n} = \frac{d}{2} \sqrt{\frac{\pi E_{a}}{\rho l V}} = \frac{c}{l} \sqrt{\frac{V_{t}}{V}}$$
(10-41)

式中 V,----管道容积。

管道系统的阻尼比 ξ 为

$$\xi = \frac{32\mu}{d^3} \sqrt{\frac{Vl}{\pi E_a \rho}} = \frac{16\mu}{d^2 \rho \omega_n} = \frac{16\gamma}{d^2 \omega_n}$$
(10-42)

式中 c——声速 , $c = \sqrt{E_a / \rho}$;

₀-----流体密度;

E_a-----流体体积弹性模量;

 γ ——流体动力粘度 , $\gamma = \mu I \rho$ 。

从以上公式可见 : ω_n 与音速成正比 ,而一般液体中声速比气体中的高的多 ,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 ; $\omega_n = \sqrt{V_t/V}$ 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_s

为了适当地增加阻尼比 ε ,应选用粘度大的流体 ,其次应减小管径 d ,但这与提高 ω_n 的要求有矛盾 ,所以要综合考虑。

由以上分析说明,在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。

下篇 传感器原理及应用 例题解答及习题

第1章 传感器的一般特性

[基本要求]

1. 了解传感器定义、构成及发展趋势;

2. 掌握传感器静态特性指标及定量描述方法;

3. 掌握传感器动态特性指标及定量描述方法;

4.初步了解构成差动式传感器的方式及其特点。

[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 $A = \frac{\Delta A}{Y_{\text{F·S}}} \times 100 \%$,并由题意已知 :A = 0.5 %, $Y_{\text{F·S}} = (1 200 - 600) ℃$,得最大允许绝对误差

 $\Delta A = A \cdot Y_{\text{FS}} = 0.5 \% \times (1\ 200 - 600) = 3 \%$

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 mmH₂O 测量范围为 0~250 mmH₂O 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 mmH₂O ,测 量范围为 0~100 mmH₂O 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 $K = \frac{\Delta Y}{\Delta X}$ 得

电感压力传感器 $K_1 = \frac{500 - 0}{250 - 0} = 2 \text{ mV/mmH}_2 O$

电容压力传感器 $K_2 = \frac{300 - 0}{100 - 0} = 3 \text{ mV/mmH}_2\text{O}$

由最小检测量计算式 $M = \frac{CN}{K}$,得噪声电平 $N = \frac{KM}{C}$,分别计算结果如下:

电感压力传感器 $N_1 = \frac{K_1 M_1}{C} = \frac{2 \times 0.5}{2} = 0.5 \text{ mV}$ 电容压力传感器 $N_2 = \frac{K_2 M_2}{C} = \frac{3 \times 0.5}{2} = 0.75 \text{ mV}$

答:电容压力传感器噪声电平大 $\Delta N = N_2 - N_1 = 0.25 \text{ mV}$ 。

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 < 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 处做切线为拟合直线 ① $Y = a_0 + KX$ 。

当 X = 0,则 Y = 1,得 $a_0 = 1$;当 X = 1,则 Y = e,得 $K = \frac{dY}{dX}\Big|_{X=0} = e^X\Big|_{X=0} = 1$ 。故切线法刻度直线方程为 Y = 1 + X。

图 1-1

0.5

最大偏差 ΔY_{max} 在 X = 1 处 则

$$\Delta Y_{\text{max}} = |e^{X} - (1 + X)|_{X=1} = 0.7182$$

切线法线性度

$$\delta_{\rm L} = \frac{\Delta Y_{\rm max}}{Y_{\rm F\cdot S}} \times 100 \ \% = \frac{0.718}{\rm e} \frac{2}{\rm e} \times 100 \ \% = 41.8 \ \%$$

(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

$$\Delta Y_{\text{max}} = |e^{X} - (1 + 1.718X)|_{X = 0.5413} = 0.2118$$

得端基法线性度

$$\delta_{\rm L} = \frac{\Delta Y_{\rm max}}{Y_{\rm F\cdot S}} \times 100 \ \% = \frac{0.211}{\rm e} \frac{8}{\rm e} \times 100 \ \% = 12.3 \ \%$$

(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等分取 *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	0.2 442	0.597	1.093	1.781	2.718

分别计算 $\Sigma X = 3$, $\Sigma Y = 10.479$, $\Sigma XY = 6.433$, $\Sigma X^2 = 2.2$ 。

由公式得

$$a_{0} = \frac{\sum XY \cdot \sum X - \sum Y \cdot \sum X^{2}}{(\sum X)^{2} - n \sum X^{2}} = \frac{6.433 \times 3 - 10.479 \times 2.2}{3^{2} - 6 \times 2.2} = 0.894$$
$$K = \frac{\sum X \cdot \sum Y - n \sum X \cdot Y}{(\sum X)^{2} - n \sum X^{2}} = \frac{3 \times 10.479 - 6 \times 6.433}{3^{2} - 6 \times 2.2} = 1.705$$

得最小二乘法拟合直线方程为Y = 0.894 + 1.705 X。

由 $\frac{d e^{X} - (0.894 + 1.705X)]}{dX} = 0$ 解出 X = 0.5335。故 $\Delta Y_{\text{max}} = |e^{X} - (0.894 + 1.705X)|_{X=0.5335} = 0.0987$ 得最小二乘法线性度

$$\delta_{\rm L} = \frac{0.0987}{{\rm e}^{-1}} \times 100 \% = 5.75 \%$$

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 某玻璃水银温度计微分方程式为 4 $\frac{\mathrm{d}Q_0}{\mathrm{d}t}$ + 2 Q_0 = 2×10⁻³ Q_i ,式中 , Q_0 为水银柱 高度(m); Q_i 为被测温度($\mathbb C$)。试确定该温度计的时间常数和静态灵敏度系数。

解:该温度计为一阶传感器,其微分方程基本型式为 $a_1 \frac{\mathrm{d}Y}{\mathrm{d}t} + a_0 Y = b_0 X$,此式与已知微分方程比较可得时间常数与静态灵敏度系数,即

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} = \frac{4}{2} = 2 \text{ s}$$

$$h_0 = 2 \times 10^{-3}$$

$$K = \frac{b_0}{a_0} = \frac{2 \times 10^{-3}}{2} = 10^{-3} \text{ m/°C}$$

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

$$\frac{\mathrm{d}^2 q}{\mathrm{d}t^2} + 3.0 \times 10^3 \, \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} + 2.25 \times 10^{10} \, q = 11.0 \times 10^{10} \, a$$
 ,

式中,q为输出电荷量(pC);a为输入加速度(m/s^2)。

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 w_0 及阻尼比数 ξ_0 解 :该加速度计为二阶传感器 ,其微分方程基本型式为

$$a_2 \frac{d^2 Y}{dt^2} + a_1 \frac{d Y}{dt} + a_0 Y = b_0 X$$

此式与已知微分方程式比较可得:

静态灵敏度系数
$$K = \frac{b_0}{a_0} = \frac{11.0 \times 10^{10}}{2.25 \times 10^{10}} = 4.89 \text{ pC/(m/s^2)}$$

固有振荡频率 $\omega_0 = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} = \sqrt{\frac{2.25 \times 10^{10}}{1}} = 1.5 \times 10^5 \text{ rad/s}$

阻尼比 $\xi = \frac{a}{2\sqrt{a_0 a_2}} = \frac{3.0 \times 10^3}{2\sqrt{2.25 \times 10^{10} \times 1}} = 0.01$

例 1-6 已知某一阶传感器的传递函数 $\omega(p) = \frac{1}{\tau p + 1}$, $\tau = 0.001$ s。求该传感器输入信号工作频率范围。

解:由题可知该一阶传感器的频率传递函数 $\omega(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega\tau}$,幅频特性 $\frac{B}{A} = |\omega(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}}$ 。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 272



图 1-2

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 $\omega = \frac{1}{\tau} = 2\pi f$,故

$$f = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi \times 0.001} = 159 \text{ Hz}$$

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 $\Delta Y_{\text{max}} = 4$ ℃ ,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 mmH₂O 的差压变送器 ,当差压由 0 上升至 100 mmH₂O 时 ,差压变送器读数为 98 mmH₂O ;当差压由 250 mmH₂O 下降至 100 mH₂O 时差压变送器读数为 103 mmH₂O ,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 $0 < X \le 0.5$ 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 $\frac{dY}{dX}$ + 3y = 1.5 × 10⁻⁵ 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 $f_0 = 1000$ 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 $f_0 = 10$ kHz ,阻尼比 $\xi = 0.5$,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 $\Delta X = 10 \ \mu m$,其输出电压变化量 $\Delta U = 50 \ m V$ 。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?

第2章 应变式传感器

[基本要求]

1.掌握金属应变片式传感器的构成原理及特性;

2. 掌握压阻式传感器工作原理, 固态压阻器件设计特点;

3. 通过对电阻应变片测量桥路分析 掌握直流惠斯通电桥结构形式及特点。

[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 $S = 0.5 \times 10^{-4}$ m²,弹性模量 $E = 2 \times 10^{11}$ N/m² 若有 $F = 5 \times 10^{4}$ 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 $\infty \in \frac{\sigma}{E}(\sigma)$ 为试件所受应力 $\sigma = \frac{F}{S}$) 故应变

$$\varepsilon = \frac{F}{S \cdot E} = \frac{5 \times 10^4}{0.5 \times 10^{-4} \times 2 \times 10^{11}} = 0.005$$

应变片灵敏度系数

$$K = \frac{\Delta R/R}{\epsilon} = \frac{1/100}{0.005} = 2$$

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 $l=100 \text{ mm}, b=11 \text{ mm}, t=3 \text{ mm}, E=2\times10^4 \text{ N/mm}^2$ 。 现将四个应变片接入图(b)直流桥路中,电桥电源电压 U=6 V。当力 F=0.5 kg 时,求电桥 输出电压 $U_0=?$



图 2-1

解:由图(a)所示四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

$$\epsilon_1 = \epsilon_3 = |-\epsilon_2| = |-\epsilon_4| = \epsilon = \frac{6Fl}{bt^2 \cdot E}$$

电阻相对变化量为

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{\Delta R_3}{R_3} = \left| -\frac{\Delta R_2}{R_2} \right| = \left| -\frac{\Delta R_4}{R_4} \right| = \frac{\Delta R}{R} = K \cdot \epsilon$$

现将四个应变电阻按图(b)所示接入桥路组成等臂全桥电路,其输出桥路电压为

$$U_0 = \frac{\Delta R}{R} \cdot U = K \cdot \varepsilon U = K \cdot \varepsilon \cdot \frac{6Fl}{bt^2 E}$$
$$= 2 \times 6 \times \frac{6 \times 0.5 \times 9.8 \times 100}{11 \times 3^2 \times 2 \times 10^4} = 0.017 \text{ 8 V} = 17.8 \text{ mV}$$

例 2-3 采用四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- χ a)所示,力 F=1000 kg。圆柱断面半径 r=1 cm 杨氏模量 $E=2\times10^7$ N/cm²,泊松 比 $\mu=0.3$ 。求(1)画出应变片在圆柱上贴粘位置及相应测量桥路原理图 (2)各应变片的应变 $\epsilon=?$ 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 $V_0=?(4)$ 此种 测量方式能否补偿环境温度对测量的影响?说明原因。



图 2-2

解 (1)按题意采用四个相同应变片测力弹性元件,贴的位置如图 2- χ a)所示。 R_1 、 R_3 沿 轴向在力 F 作用下产生正应变 $\epsilon_1 > 0$, $\epsilon_3 > 0$; R_2 、 R_4 沿圆周方向贴则产生负应变 $\epsilon_2 < 0$, $\epsilon_4 < 0$ 。

四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。

$$(2)\epsilon_{1} = \epsilon_{3} = \frac{F}{SE} = \frac{1\ 000 \times 9.8}{\pi \times 1^{2} \times 2 \times 10^{7}} = 1.56 \times 10^{-4} = 156\mu\epsilon ,$$

$$\epsilon_{2} = \epsilon_{4} = -\mu \frac{F}{SE} = -0.3 \times 1.56 \times 10^{-4} = -0.47 \times 10^{-4} = -47\mu\epsilon$$

$$\frac{\Delta R_{1}}{R_{1}} = \frac{\Delta R_{3}}{R_{3}} = k\epsilon_{1} = 2 \times 1.56 \times 10^{-4} = 3.12 \times 10^{-4}$$

$$\frac{\Delta R_{2}}{R_{2}} = \frac{\Delta R_{4}}{R_{4}} = -k\epsilon_{2} = -2 \times 0.47 \times 10^{-4} = -0.94 \times 10^{-4}$$

$$(3)U_0 = \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \cdot U = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} \right) U$$
$$= \frac{1}{2} (3.12 \times 10^{-4} + 0.94 \times 10^{-4}) \times 6 = 1.22 \text{ mV}$$

(4)此种测量方式可以补偿环境温度变化的影响因。为四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

$$\frac{\Delta R_1 t}{R_1} = \frac{\Delta R_2 t}{R_2} = \frac{\Delta R_3 t}{R_3} = \frac{\Delta R_4 t}{R_4} = \frac{\Delta R t}{R}$$
$$\Delta U_{ot} = \frac{1}{4} \left[\frac{\Delta R_1 t}{R_1} - \frac{\Delta R_2 t}{R_2} + \frac{\Delta R_3 t}{R_3} - \frac{\Delta R_4 t}{R_4} \right] \cdot U = 0$$

故

例 2-4 采用四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 $\epsilon_t = \frac{(2-\mu)d}{\chi D-d E^p}$,式中,p为待测压力, μ 泊松比,E杨氏模量,d筒内径,D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四片相同应变片如果组成等臂全桥电路。当四片全感受应变 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做敏感元件 ,而另 两片贴 R_2 、 R_4 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。然后再将四个 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

$$U_{0} = \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta R_{1}}{R_{1}} + \frac{\Delta R_{3}}{R_{3}} \right) U = \frac{K(\varepsilon_{1} + \varepsilon_{3})U}{4} = \frac{K}{2} \varepsilon U = \frac{K}{2} \cdot \frac{(2 - \mu)d}{(2 - d)E} p U$$
$$= \frac{1}{4} K \frac{(2 - \mu)d}{(D - d)E} U \cdot p$$

另一方面 R₂、R₄ 放于桥臂上与 R₁、R₃ 组成的全桥测量电路 ,当环境温度变化时产生的



图 2-3

电阻变化量均相同 故对环境温度变化有补偿作用 使

$$\Delta U_{0t} = \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta R_{1t}}{R_1} - \frac{\Delta R_2 t}{R_2} + \frac{\Delta R_3 t}{R_3} - \frac{\Delta R_4 t}{R_4} \right) V = 0$$

例 2-5 求利用弹性模量 $E = 187 \times 10^{9}$ N/m² 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

$$\mathbf{K} = \boldsymbol{\pi}_l \cdot \boldsymbol{E}$$

式中 π, 为应变片轴线方向压阻系数 其表达式为

$$\pi_{l} = \pi_{11} - \mathfrak{A} \pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44} \mathfrak{I} l_{1}^{2} m_{1}^{2} + l_{1}^{2} n_{1}^{2} + m_{1}^{2} n_{1}^{2} \mathfrak{I}$$

由教材表 2-3 可查 P-Si 的纵向压阻系数 $\pi_{11} = 6.6 \times 10^{-11} \text{ m}^2/\text{N}$; 横向压阻系数 $\pi_{12} = -1.1 \times 10^{-11} \text{ m}^2/\text{N}$;剪切压阻系数 $\pi_{44} = 138.1 \times 10^{-11} \text{ m}^2/\text{N}$ 。 [100 **谒**向 $l_1 = 1$, $m_1 = n_1 = 0$ 故其 100 **谒**向应变灵敏度系数

$$K_{100} = \pi_{11} \cdot E = 6.6 \times 10^{-11} \times 187 \times 10^9 = 12.3$$

[111] 湄向
$$l_1 = m_1 = n_1 = \frac{1}{\sqrt{(\sqrt{2})^2 + 1^2}} = \frac{1}{\sqrt{3}}$$
 故

$$\pi_{l} = 6.6 - \chi \ 6.6 + 1.1 - 138.1 \left\{ \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^{2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^{2} + \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^{2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^{2} + \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^{2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^{2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^{2} \right\} \times 10^{-11}$$
$$= 9.35 \times 10^{-10} \text{ m}^{2} / \text{N}$$

灵敏度系数

 $K_m = \pi_l \cdot E = 9.35 \times 10^{-10} \times 187 \times 10^9 = 175$

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



 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)\left(\frac{\Delta R}{R}\right)$,并设计四个压敏电阻在膜片上的位置。膜片泊松比 μ =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 , 和 π , 值,并查教材表 2-3。

001 晶向的方向余弦 $l_1 = m_1 = 0$, $m_1 = 1$; 010 晶向的方向余弦 $l_2 = n_2 = 0$, $m_2 = 1$ 。故 $\pi_l = \pi_{11} - \mathcal{X} \pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}$ $\mathcal{I} l_1^2 m_1^2 + m_1^2 n_1^2 + l_1^2 n_1^2 = \pi_{11}$

$$\pi_{t} = \pi_{12} + (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44}) (l_{1}^{2} l_{2}^{2} + m_{1}^{2} m_{2}^{2} + n_{1}^{2} n_{2}^{2}) = \pi_{12} = -\frac{\pi_{11}}{2}$$

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。得 径向电阻相对变化量为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{r} = \pi_{t}\sigma_{r} + \pi_{t}\sigma_{t} = \frac{3p\pi_{11}}{16h^{2}} [r^{2}(1+\mu) - x^{2}(5-\mu)]$$

切向电阻相对变化量为

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{t} = \pi_{l}\sigma_{t} + \pi_{t}\sigma_{r} = \frac{3p\pi_{11}}{16h^{2}} [r^{2}(1+\mu) - x^{2}(5\mu-1)]$$

$$\begin{split}
 & \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{r} \operatorname{an}\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{t} \operatorname{kitters} \right)_{t} \operatorname{kitters} \right) \\ & \stackrel{(\Delta R)}{=} 0 \text{ 即膜片中心点位置、电阻相对变化量相等 均有最大绝对值的负数。 即 } \\ & \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{r} = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{r} = \frac{3 p r^{2} \pi_{11}}{16 h^{2}} (1 + \mu) \right) \\ & \stackrel{(\Delta R)}{=} 2 \operatorname{constant} \right) \\ & \stackrel{(\Delta R)}{=} -1 200 \times 10^{-12} \operatorname{m}^{2} / \operatorname{N}_{r} \\ & \mu = 0.35 \text{ ,id} \\ & \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{r} = \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{t} = -2.57 \times 10^{-10} \frac{p r^{2}}{h^{2}} < 0 \\ & \stackrel{(\Delta R)}{=} x = r \text{ HPURIFib38} \\ & \begin{array}{c} \end{array} \right) \\ & \stackrel{(\Delta R)}{=} x = r \text{ HPURIFib38} \\ & \stackrel{(\Delta R)}{=} x = r \text{ HPURIFICATION \\ & \stackrel{(\Delta R)}{=} x = r \text{ HPURIFICATION} \\ & \stackrel{(\Delta R)}{=} x$$

$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{r} = \frac{3pr^{2}\pi_{11}}{8h^{2}}(\mu - 2) = 6.32 \times 10^{-10} \frac{pr^{2}}{h^{2}} > 0$$
$$\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{t} = \frac{3pr^{2}\pi_{11}}{8h^{2}}(1 - 2\mu) = -1.15 \times 10^{-10} \frac{pr^{2}}{h^{2}} < 0$$

当 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r = 0$ 时 $\kappa x/r = 0.538 \left(\frac{\Delta R}{R}\right)_r = 0$ 时 $\kappa x/r = 1.34$ 。

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

$$\frac{\Delta R_2}{R_2} = \frac{\Delta R}{R_4} = -2.57 \times 10^{-10} \frac{pr^2}{h^2}$$

此时 $\frac{\Delta R}{D}$ 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 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right) = \left|-\frac{\Delta R}{R}\right|$ 。 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

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{\Delta R_3}{R_3} = -\frac{\Delta R_2}{R_2} = -\frac{\Delta R_4}{R_4} = -2.57 \times 10^{-10} \frac{pr^2}{h^2}$$

将四个电阻接入图 2-4(d)桥路中组成全桥电路,此种接法即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]

什么是金属材料的电阻应变效应?什么是半导体材料的压阻效应? 2 - 1

2 - 2比较金属丝应变片和半导体应变片相同点和不同点?

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 - 3

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? 2-4

2-5 固态压阻器件结构特点是什么?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, 用作应变为 800 μ m/m 的传感元件。求(1) ΔR 和 $\Delta R/R$ (2) 若电源电压 U=3 V 求初始平衡时惠斯通电桥的输出电压 U_{00}

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 $\Delta R_1 = 0.48 \Omega_{\circ}$ 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题图 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 $0.00 \ 196 \ m^2$. 弹性模量 $E = 2 \times 10^{11} \ N/m^2$. 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题图 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 有四个性能完全相同的应变片(K = 2)將其贴在如图 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, $E = 2 \times 10^{11} \text{ N/m}^2$ 。现将四个应变片组成全 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:有四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: $\epsilon = \frac{6pb}{ewt^2}$,设力 p = 10 kg,*b* = 100 mm, t = 5 mm, w = 20 mm, $E = 2 \times 10^5 \text{ N/mm}^2$ 。求:

(1)在梁式测力弹性元件距梁端 b 处画出四个应变片粘贴位置,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6V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?



图 2-8

2-12 某压阻器件膜片是在(100)晶面的 011 和 0 11 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 $h = 0.15 \times 10^{-3}$ m ,半径 $r = 5 \times 10^{-3}$ m , $\mu = 0.28$ 。扩散电阻 计算半径 $x = 4.17 \times 10^{-3}$ 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 $\frac{\Delta R}{D}$ 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 10 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 110, 欲在膜片上扩散 4 个 P型电阻条组成惠斯通电桥,试在膜片上画出四个电阻条位置,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

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。



图 2-11

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 $\left(\frac{\Delta R}{R}\right)_{r}$ 的表达式。

第3章 电容式传感器

[基本要求]

1. 掌握不同类型的电容传感器构造原理及其用途,并结合应用设计电容式传感器;

2. 分析各种电容式传感器测量电路特点: 交流不平衡电桥, 二极管检波电路, 差动脉冲宽 度调制电路, 运算法测量电路等;

3. 了解杂散电容产生原因及减少或消除杂散电容影响的方法;

4. 了解电容式差压变送器结构原理,并学会分析计算电容变送器初始电容及灵敏度变化 的方法。

[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 $d_0 = 0.1 \text{ mm}$ 。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 $\varepsilon_0 = \frac{1}{3.6\pi}$ pF/cm ; $\varepsilon_r = 1$ 。

如图 3-1 所示两极板不平行时求电容值

$$C = \int_{0}^{a} \frac{\varepsilon_{0}\varepsilon_{r}a\,dx}{d_{0} + \frac{b}{a}x} = \int_{0}^{a} \frac{\varepsilon_{0}\varepsilon_{r}a\cdot\frac{a}{b}}{d_{0} + \frac{b}{a}x} d\left(\frac{b}{a}x + d_{0}\right) = \frac{\varepsilon_{0}\varepsilon_{r}a^{2}}{b} \ln\left(\frac{b}{d_{0}} + 1\right)$$
$$= \frac{2\times2}{3.6\pi\times0.001} \ln\left(\frac{0.01}{0.1} + 1\right) = 33.7 \text{ pF}$$

例 3-2 变间距(d)型平板电容传感器,当 $d_0 = 1 \text{ mm}$ 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:当变间距平板型电容传感器的 $rac{\Delta d}{d} \!\ll\! 1$ 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 $0.1\% = \left(\frac{\Delta d}{1}\right) \times 100\%$,即测量允许变化量 $\Delta d = 0.001$ mm。

例 3-3 如图 3-2 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 $C_H = f(H)$ 。



图 3-2

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

$$C_{1} = \frac{\varepsilon_{1}(L-H)}{1.8 \ln(D_{1}/d)} \quad C_{2} = \frac{\varepsilon_{3}(L-H)}{1.8 \ln(D/D_{1})}$$
$$C_{3} = \frac{\varepsilon_{1}H}{1.8 \ln(D_{1}/d)} \quad C_{4} = \frac{\varepsilon_{2}H}{1.8 \ln(D/D_{1})}$$

当被测液为非导体时 则

$$C_{H} = C_{1} // C_{2} + C_{3} // C_{4}$$

$$= \frac{\varepsilon_{1} \varepsilon_{3} (L - H)}{1. \{ \varepsilon_{1} \ln(D/D_{1}) + \varepsilon_{3} \ln(D_{1}/d) \}} + \frac{\varepsilon_{1} \varepsilon_{2} H}{1. \{ \varepsilon_{1} \ln(D/D_{1}) + \varepsilon_{2} \ln(D_{1}/d) \}}$$

$$= A + BH$$

式中

$$A = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_3 L}{1.\xi \varepsilon_1 \ln (D/D_1) + \varepsilon_3 \ln (D_1/d)}$$
$$B = \frac{\varepsilon_1}{1.\xi} \left[\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1 \ln (D/D_1) + \varepsilon_2 \ln (D_1d)} - \frac{\varepsilon_3}{\varepsilon_1 \ln (D/D_1) + \varepsilon_3 \ln (D_1/d)} \right]$$

当液体为导电体时 $C_4 = 0$ 则

$$C_{H} = C_{1} / / C_{2} + C_{3}$$

$$= \frac{\varepsilon_{1} \varepsilon_{3} (L - H)}{1.8[\varepsilon_{1} \ln(D/D_{1}) + \varepsilon_{3} \ln(D_{1}/d)]} + \frac{\varepsilon_{1} H}{1.8 \ln(D_{1}/d)}$$

$$= A + BH$$

式中

$$A = \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_3 L}{1.8 [\varepsilon_1 \ln(D/D_1) + \varepsilon_3 \ln(D_1/d)]}$$
$$B = \frac{\varepsilon_1}{1.8 [\ln(D_1/d) - \frac{\varepsilon_3}{\varepsilon_1 \ln(D/D_1) + \varepsilon_3 \ln(D_1/d)}]$$

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 $\theta = 90^{\circ}$ 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。



图 3-3

因为满足 a = 1 则 $\left| \frac{1}{j\omega C} \right| = R$ 。当 $\theta = 90^{\circ}$ 时要选择为电容和电阻元件。 (2) $R = \left| \frac{1}{j\omega C} \right| = \frac{1}{2\pi f \cdot C} = \frac{1}{2\pi \times 10^5 \times 10^{-10}} = 15.9 \text{ k}\Omega_{\circ}$

(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

$$U_{\rm SC} = 2 \times k_{\rm m} \frac{\Delta C}{C} \times U = 2 \times 0.5 \times \frac{\pm 10}{100} \times 6 = \pm 0.6 \text{ V}$$

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*_{EC}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。并采用理想运放 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 $C = \frac{\epsilon_r \cdot L}{1.8 \ln (R/r)}$ pF)中:L, R, r 单位均为 cm 相对介电常数 ϵ_r 对于空气而言 $\epsilon_r = 1$)



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

$$\frac{U_{\rm SC}}{U_{\rm SP}} = -\frac{X_{\rm F}}{Z_{\rm Y}} = -\frac{C_{\rm X}}{C_{\rm F}}$$

式中 $C_{\rm F} = \frac{\varepsilon_{\rm r} L}{1.8 \ln (R/r)} = \frac{1 \times 2.5}{1.8 \ln (\frac{6}{4.5})} = 4.83 \, \mathrm{pF}$;

 $C_x = \frac{\varepsilon_r (L-X)}{1.8 \ln (R/r)}$, C_x 与 x 成线性关系。因此输出电压 U_{∞} 也与 x 成线性关系 即

$$U_{\rm SC} = -\frac{C_X}{C_{\rm F}} U_{\rm SR} = -\frac{U_{\rm SR}}{C_{\rm F}} \cdot \frac{\varepsilon_{\rm f} (L-X)}{1.8 \ln (R/r)}$$

(2)由 $C_x = \frac{\varepsilon_r (L-X)}{1.8 \ln (R/r)}$ 求其电容—位移灵敏度 $\frac{dC_x}{dX}$,得 $\frac{dC_x}{dX} = -\frac{\varepsilon_r}{1.8 \ln (R/r)} = -\frac{1}{1.8 \ln (\frac{6}{4.5})} = -1.9 \text{ pF/cm} = -0.19 \text{ pF/mm}$

(3) 电压位移灵敏度
$$\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{SC}}}{\mathrm{d}X}$$
为
$$\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{SC}}}{\mathrm{d}X} = -\frac{U_{\mathrm{SR}}}{C_{\mathrm{F}}} \cdot \frac{\varepsilon_{\mathrm{r}}}{1.8 \ln(R/r)} = -\frac{6}{4.83} \cdot \frac{1}{1.8 \ln(R/r)} = -2.4 \,\mathrm{V/cm}$$

(4) $C_{\rm F}$ 为参比测量电容,因为 C_{X_0} 与 $C_{\rm F}$ 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。

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。



图 3-5

正半周
$$F$$
 点 $\longrightarrow C_1 \longrightarrow D_1 \xrightarrow{A \oplus C_3} //R_L \longrightarrow B$ 点 I_1)
 $C_2 \longrightarrow D_3 \longrightarrow E$ 点 $\longrightarrow R_0 \longrightarrow B$ 点
负半周 B 点 $\longrightarrow C_3 //R_L \longrightarrow A$ 点 $\longrightarrow D_2 \longrightarrow C_2 \longrightarrow F$ 点 I_2)
 $R \longrightarrow E$ 点 $\longrightarrow D_4 \longrightarrow C_1 \longrightarrow F$ 点

由以上分析可知 :在一个周期内 ,流经负载 R_1 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) $I_1 = j\omega C_1 U_P$ $I_2 = -j\omega C_2 U_P$ $U_{AB} = (I_1 + I_2)Z_{AB}$ $(C_3 阻抗可忽略)$ $C_3 \gg C_1 , C_2$ \square

$$= j\omega (C_1 - C_2) U_P \cdot \frac{R_L \cdot \frac{1}{j\omega C_3}}{R_L + \frac{1}{j\omega C_3}} (R_L \ \operatorname{很大故可化简} \frac{1}{j\omega C_3} \operatorname{可忽略})$$
$$= j\omega \frac{(C_1 - C_2)}{j\omega C_3} \cdot U_P = \frac{C_1 - C_2}{C_3} U_P$$

输出电压平均值 $\overline{U}_{AB} = K \cdot \frac{C_1 - C_2}{C_3} U_P$,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 $d_0 = 0.5 \text{ mm}$,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 $\delta_1 = \delta_2 = 0.25 \text{ mm}$,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 $R = 5.1 \text{ k}\Omega$ 的电阻后作为电桥的两个桥臂,并接有效值为 $U_1 = 60 \text{ V}$ 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 $C = 0.001 \mu$ F。试求该电容传 感器的电压灵敏度。若 $\Delta \delta = 10 \mu$ m 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 $d_0 = 0.2 \text{ mm}$ 在电极间置一块厚 0.1 mm 的云母片($\epsilon_r = 7$),空气($\epsilon_r = 1$)。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 $\Delta d = 0.025 \text{ mm}$ 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 v 可用下式表示为

$$y = \frac{3}{16} \cdot p \cdot \frac{1 - \mu^2}{Et^3} (a^2 - r^2)$$

式中 p 液体压力 ;t 膜片厚度(m);a 膜片半径(m);E 杨氏模量(Pa);u 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 $\epsilon_r = 1$,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 $\epsilon_1 = 13.27 \times 10^{-12}$ F/m ,液体介电常数 $\epsilon_2 = 39.82 \times 10^{-12}$ 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 $I = \frac{C_{\rm L} - C_{\rm H}}{C_{\rm L} + C_{\rm H}} I_{\rm C}$,其中 $I_{\rm C}$ 为恒流源,如图 3-11 所示。感压膜片电极 1 的挠度 ω 与差压成正比 $\omega = k_{\omega} (p_{\rm H} - p_{\rm L})$, K_{ω} 为比例系数 2、3 为球面 球固定电极。试证明输出电流 I 与差压 $\Delta p = p_{\rm H} - p_{\rm L}$ 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 290

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 $C_1 = C_2$, $C_1 > C_2$, $C_1 < C_2 = 2$ 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 \bar{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 D₁、D₂、 D₃、D₄ 为二极管设正向电阻为零 ,反向电阻无穷大。传感器电容 $C_H = \frac{\epsilon_r H_X}{1.8 \ln D/d}$; H_X 为待测 液位 ; C_e 旁路电容 ; C_0 调零电容 ;并且 $C_0 = C_{H_0}$, $C_e \gg C_0$, 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

第4章 电感式传感器

[基本要求]

1. 掌握自感式传感器结构、原理及其相应的测量电路;

2. 掌握差动变压器组成、原理、特点及提高测量灵敏度的方法;

3. 学会分析差动整流电路及相敏检波电路的工作原理,并能应用;

4. 了解电涡流式传感器的特点、工作原理及应用方法。

[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 $S = 4 \times 4 \text{ mm}^2$,气隙总长度 $l_{\delta} = 0.8 \text{ mm}$,衔铁最大位移 $\Delta l_{\delta} = \pm 0.08 \text{ mm}$,激励线圈匝数 N = 2500 匝,导线直径 d = 0.06 mm,电阻率 $\rho = 1.75 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$ 。当激励电源频率 f = 4000 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

$$L_0 = \frac{N^2 \mu_0 \cdot S}{l_\delta} = \frac{2\ 500^2 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 4 \times 4 \times 10^{-6}}{0.8 \times 10^{-3}} = 157 \text{ mH}$$

(2)当衔铁最大位移 $\Delta l_{\delta} = \pm 0.08 \text{ mm}$ 时,分别计算 $\Delta l_{\delta} = \pm 0.08 \text{ mm}$ 电感值 L_1 为

$$L_1 = \frac{N^2 \mu_0 \cdot S}{l_{\delta} + 2\Delta l_{\delta}} = \frac{2\ 500^2 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 4 \times 4 \times 10^{-6}}{(\ 0.8 + 2 \times 0.08\) \times 10^{-3}} = 131\ \text{mH}$$

$$\Delta l_{\delta} = -0.08 \text{ mm} \texttt{E} \texttt{B} \texttt{I} L_{2} \texttt{H}$$

$$L_{2} = \frac{N^{2} \mu_{0} S}{l_{s} - 2\Delta l_{\delta}} = \frac{2 500^{2} \times 4\pi \times 10^{7} \times 4 \times 4 \times 10^{-6}}{(0.8 - 2 \times 0.08) \times 10^{-3}} = 196 \text{ mH}$$

所以当衔铁最大位移变化 $\pm 0.08 \text{ mm}$ 时相应电感变化量 $\Delta L = L_2 - L_1 = 196 - 131 = 65 \text{ mH}$ 。

(3)线圈直流电阻

$$R_{\rm e} = \frac{4 \cdot p \cdot N \cdot l_{\rm CP}}{\pi d^2} = \frac{4 \times 1.75 \times 10^{-6} \times 2.500 \times 3}{\pi \times (0.06 \times 10^{-1})^2} = 464 \ \Omega$$

式中 l_{cp} 线圈平均每匝长度。根据铁心截面 $4 \times 4 \text{ mm}^2$ 及线圈外断面 $11 \times 11 \text{ mm}^2$ 取平均值, 按断面为 $7.5 \times 7.5 \text{ mm}^2$ 计算每匝总长 $l_{cp} = 4 \times 7.5 = 30 \text{ mm}_{\circ}$

(4)线圈品质因数

$$Q = \frac{\omega L}{R_{\rm e}} = \frac{2\pi f \cdot L}{R_{\rm e}} = \frac{2\pi \times 4\ 000 \times 157 \times 10^{-3}}{464} = 8.5$$

(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

$$\Delta L_{\rm P} = L_{\rm P} - L_0 = \frac{L_0}{(1 - \omega^2 L_0 C)} - L_0$$

= $\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 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, 铁心 $r_c = 2.5 \text{ mm}$, $l_c = 48 \text{ mm}$,导线直径 d = 0.25 mm,电阻率 $\rho = 1.75 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$,线圈匝 数 $N_1 = N_2 = 3\ 000$ 匝,铁心 $\mu_r = 30$,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,铁心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)当铁心移动±5 mm 时 线圈电感的变化量 △L 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。

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- χ b)所示。

<i>x</i> (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



图 4-2

由曲线可知当 *H* 变化小于 \pm 0.02 时,铁心移动 \pm 48 \sim \pm 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

$$L = 4\pi^2 N^2 [lr^2 + (\mu_r - 1)l_c \cdot r_c^2 \gamma l^2 \times 10^7]$$

= $4\pi^2 \times 3\ 000^2 [80 \times 4^2 + (30 - 1) \times 48 \times 2.5^2 \gamma 80^2 \times 10^7] = 55.4 \text{ mH}$
电阻值

$$R_{\rm e} = \frac{4PNl_{\rm CP}}{\pi d^2} = \frac{4 \times 1.75 \times 10^{-6} \times 3.000 \times 2\pi \times 0.4}{\pi \times (0.025)^2} = 26.9 \ \Omega$$

品质因数

$$Q = \frac{\omega L}{R_{\rm e}} = \frac{2\pi f L}{R_{\rm e}} = \frac{2\pi \times 3\ 000 \times 55.4 \times 10^{-3}}{26.9} = 39$$

(3)当铁心移动±5 mm 时线圈电感变化量

$$\Delta L = 4\pi^2 N^2 r_c^2 (\mu_r - 1) \Delta l_c / l^2 \times 10^7$$

= $4\pi^2 \times 3\ 000^2 \times 2.5^2 \times (30 - 1) \times (\pm 5) \times 80^2 \times 10^7 = \pm 5.03 \text{ mH}$

(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- χ 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 $|_{\omega}L|=R$, θ =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

$$U_{\rm SC} = 2 \times 0.5 \times \frac{\Delta L}{L} \cdot E = \frac{5.03}{55.4} \times 6 = 272 \text{ mV}$$

例 4-3 试证明图 4-3(a)U 形差动变压器输出为 V 形特性。设(1)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)原边线圈匝数 $N_{11} = N_{12} = N_1$,副边线圈匝数 $N_{21} = N_{22} = N_2$ 。



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

$$I_1 = \frac{e_1}{j\omega(L_{11} + L_{22})}$$
(1)

$$L_{11} = \frac{N_{11}^2}{R_M} = \frac{N_{11}^2}{2\delta/\mu_0 S} = \frac{N_1^2\mu_0 S}{2\delta}$$
(2)

$$L_{12} = \frac{N_1^2 \mu_0 S}{2\delta}$$
 (3)

$$\boldsymbol{\phi}_{1} = \frac{\boldsymbol{I}_{1} N_{11}}{R_{M}} = \frac{\boldsymbol{I}_{1} N_{1} \mu_{0} S}{2\delta}$$
$$\boldsymbol{\phi}_{2} = \frac{\boldsymbol{I}_{1} N_{12}}{R_{M}} = \frac{\boldsymbol{I}_{1} N_{1} \mu_{0} S}{2\delta}$$
$$M_{1} = \frac{N_{21} \boldsymbol{\phi}_{1}}{\boldsymbol{I}} = \frac{N_{11} N_{21} \mu_{0} S}{2\delta} = \frac{N_{1} N_{2} \mu_{0} S}{2\delta}$$
(4)

$$M_{2} = \frac{N_{22}\boldsymbol{\phi}_{1}}{\boldsymbol{I}_{1}} = \frac{N_{12}N_{22}\mu_{0}S}{2\delta} = \frac{N_{1}\cdot N_{2}\mu_{0}S}{2\delta}$$
(5)

$$\boldsymbol{e}_{21} = -j\omega M_1 \boldsymbol{I}_1$$
$$\boldsymbol{e}_{22} = -j\omega M_2 \boldsymbol{I}_1$$
$$\boldsymbol{e}_2 = \boldsymbol{e}_{21} - \boldsymbol{e}_{22} = -j\omega (M_1 - M_2) \boldsymbol{I}_1$$

将(1)(2)(3)(4)(5)武代入(6)武得

$$e_2 = -\frac{e_1(M_1 - M_2)}{L_{11} + L_{22}}$$
(6)

式中: $L_{11} = \frac{N_1^2 \mu_0 S}{\chi(\delta - x)}$ $L_{12} = \frac{N_1^2 \mu_0 S}{\chi(\delta + x)}$ $M_1 = \frac{N_1 N_2 \mu_0 S}{\chi(\delta - x)}$ $M_2 = \frac{N_1 N_2 \mu_0 S}{\chi(\delta + x)}$ 当铁心在中间位置时由式(4)与(5)可知 $M_1 = M_2$ 故

$$e_2 = 0$$

当铁心上移 x > 0 则上半部间隙为 $\chi \delta - x$),下半部间隙为 $\chi \delta + x$)。 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

$$\boldsymbol{e}_2 = -\,\boldsymbol{e}_1\,\frac{N_2}{N_1}\frac{x}{\delta}$$

同理衔铁下移可推导得

$$\boldsymbol{e}_2 = \boldsymbol{e}_1 \; \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{x}{\delta}$$

 e_2 相位和衔铁上移时差 180°而有效值相等。

由以上分析得知 $|e_2|$ 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- \mathfrak{X} 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 $|e_{21}| > |e_{22}|$,并且 e_{21} 超前 $e_{22}\theta$ 相角,此时补偿可采用如图所示,在 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 $U_{AB} = U_{AO} - U_{OB} \approx 0$ 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

$$|\mathbf{U}_{AO}| = |\mathbf{U}_{BO}| = |e_{22}| = \left|\frac{\mathbf{I}_{21}}{j\omega C}\right|$$
$$\mathbf{U}_{AD} = \mathbf{I}_{21} \cdot \mathbf{R}$$

以上分析说明差动变压器的输出为电压 $U_{AB} = U_{AO} - e_{22} \approx 0$,但由于 U_{AO} 和 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 μ_r = 1,电阻率 $\rho = 2.9 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{cm}$,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。

解:高频反射法求涡流穿透深度公式为

$$h = 50.3 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_{\rm r}f}} = 50.3 \sqrt{\frac{2.9 \times 10^{-6}}{1 \times 10^6}} = 0.085\ 7\ {\rm mm}$$

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。



图 4-5

(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 $t_{max} < 50.3 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \rho n_{\mu_r}$ 为定值 则

$$t < \frac{\rho}{\mu_{\rm r}} \left(\frac{50.3}{t_{\rm max}}\right)^2 = \frac{2.9 \times 10^{-6}}{1} \left(\frac{50.3}{0.12}\right)^2 = 5.1 \text{ kHz}$$

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 心移动方向与输出信号电流 i 的方向对应关系)。



图 4-6

解一 根据已知条件 $|e_r| \gg |e_2|$,所以四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。此时 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 $故 C 点 n_F 点 等 电 c 。$

在以上两种情况下:

(1)当铁心在中间位置 $e_2 = 0$,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)当铁心上移,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 $\rightarrow F(C)$ 所以铁心上移 ,电流走向 是由 $E \rightarrow F$ 。

(3) 反之铁心下移 $_{e_2}$ 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) 秩心上移 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 D₁、 D₂ 导通 D₃、D₄ 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→D₁→ D 点→E 点→mA→F 点 :右半回路 $\frac{1}{2}(e_r - e_2)$ 产生电流 i_2 ,由 F 点→mA→E 点→D 点→D₂ →B 点。

因为 $i_1 > i_2$ 总电流方向由 $E \rightarrow F$ $i_1 = i_1 - i_2 > 0$ 。

 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 活半回路 $\frac{1}{2}(e_r + e_2)$ 产生电流 i_3 ,由 B 点→ D_3 →C 点→E 点→mA→F 点 法半回路 $\frac{1}{2}(e_r - e_2)$ 产生电流 i_4 ,由 F 点→mA→E 点→C 点→ D_4 →A 点。

因为 $i_3 > i_4$ 总电流方向仍由 $E \rightarrow F$ $i_1 = i_3 - i_4 > 0$ 。

所以铁心上移总电流方向是由 $E \rightarrow F$ 。

(2) 秩心下移 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 Ω,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 $\Delta Z = 10 \Omega$ 时, 电源电压为 4 V, f = 400 Hz 求电桥输出电压值 U_{sc} 是多少?



图 4-7

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 $\delta_1 = \delta_2 = \delta_0 = 1 \text{ mm}$, 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 $N_1 = 1 000 \text{ D}$, $N_2 = 2 000 \text{ D}$,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_a ,二次线圈输出电压 U_0 及一次线圈侧电流 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 $U = 6 \vee$ 频率 f = 400 Hz。求:

(1)从电压灵敏度最大考虑设计四臂交流电桥匹配 桥臂电阻最佳参数 R_1 和 R_2 应该是多大?

(2) 画出相应四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 cm² ,平均相对磁导率 $\mu_r = 2000$,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。



图 4-9

4-11 如图 4-10 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。求:

(1)分析电路工作原理(即指出铁心移动方向与输出电压 eco 极性的关系)。

(2)分别画出铁心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。



图 4-10

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 ,如题图 4-11(a)所示 ,所记录的振动波形如图(b)所示。请问:

(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 $\phi_{8 \text{ mm}}$ 、 $\phi_{3 \text{ mm}}$ 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 $\pm 0.2 \text{ mm}$ 。问用端点连线法求线性度相对 误差约为多少 ?

第5章 压电式传感器

[基本要求]

1. 了解石英及压电陶瓷材料的压电效应及特点;

2.掌握压电式传感器测量电路的特点 分析电压前置放大器与电荷前置放大器的区别及 特点;

3. 学会分析压电式加速度计的频率响应特性及其应用频率范围的确定方法。

「例题分析]

例 5-1 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 $d_{11} = 2.31 \times 10^{-12}$ C/N。求受到压力 p = 10 MPa 作用时产生的电荷 q 及输出电压 $U_0 \circ$

解 受力 F 作用后 石英晶体产生电荷量为

$$q = d_{11} \cdot F = d_{11} \cdot p \cdot S$$

代入数据得

$$q = 2.31 \times 10^{-12} \times 10 \times 10^{6} \times 3 \times 10^{-4} = 6.93 \times 10^{-9} \text{ C}$$

晶体的电容量

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r s}{t}$$

式中 ϵ_0 真空介电常数 $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12}$ F/m ϵ_r 石英晶体相对介电常数 $\epsilon_r = 4.5$ 。

故

$$C = \frac{8.85 \times 10^{-12} \times 4.5 \times 3 \times 10^{-4}}{0.3 \times 10^{-3}} = 3.98 \times 10^{-11} \text{ F}$$

则输出电压

$$U = \frac{q}{C} = \frac{6.93 \times 10^{-9}}{3.98 \times 10^{-11}} = 174 \text{ V}$$

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 $\operatorname{cm} \epsilon = 4.5 \, _{x}$ 切型 $d_{11} = 2.31 \times 10^{-12} \, \text{C/N}$ 。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

$$q'_{X} = 2q_{X} = 2d_{11} \cdot F_{X} = 2d_{11} \cdot \pi r^{2} \cdot p_{X} = 2 \times 2.31 \times 10^{-12} \times \pi \times 1^{2} \times 0.1 \times 10^{2}$$
$$= 145 \times 10^{-12} \text{ C} = 145 \text{ pC}$$

并联总电容为单电容的 2 倍 得

$$C' = 2C = 2 \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \pi r^2}{t} = \frac{2 \times 1/3.6\pi \times 4.5 \times \pi \times 1^2}{0.02} = 125 \text{ pF}$$

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 $C = 1\ 000\ \mathrm{pF}$,总电阻 $R = 500\ \mathrm{M}\Omega$,传感器机械系统固有频率 $f_0 = 30\ \mathrm{kHz}$,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 $K = \frac{\omega_{\rm L} \cdot \tau}{\sqrt{1 + (\omega_{\rm L} \tau)^2}} = (1 - 2\%)$ 时 ,代入数据 $\tau = R \cdot C = 5 \times 10^8 \times 10^{-9} = 0.5 \text{ s}$,可计算出 $\omega_{\rm L} = 10$,而 $\omega_{\rm L} = 2\pi f_{\rm L}$,所以其输入信号频率下限为

$$f_{\rm L} = \frac{\omega_{\rm L}}{2\pi} = \frac{10}{2\pi} = 1.6 \, {\rm Hz}$$

对于上限截止频率可由传感器本身频率特性决定,即

$$\frac{X_i}{a_0} = \frac{\left(\frac{1}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[2\xi\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\right]^2}}$$

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 $\omega_{\rm H}$ 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

$$\frac{1}{\sqrt{\left[1-\left(\frac{\omega_{\rm H}}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[2\xi\left(\frac{\omega_{\rm H}}{\omega_0}\right)\right]^2}} = 1.02$$
$$\left[1-\left(\frac{\omega_{\rm H}}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[2\xi\left(\frac{\omega_{\rm H}}{\omega_0}\right)\right]^2 = 0.96$$
$$\left(\frac{\omega_{\rm H}}{\omega_0}\right)^4 - \left(\frac{\omega_{\rm H}}{\omega_0}\right)^2 + 0.04 = 0$$
$$\left(\frac{\omega_{\rm H}}{\omega_0}\right)^2 = \begin{cases} 0.96 (含) \\ 0.042 (\Pi) \\ 0.042 (\Pi) \end{cases}$$
計算得

 $f_{\rm H} = 0.205 f_0 = 0.205 \times 30 = 6.15 \text{ kHz}$

另外 $f_{\rm H}$ 也可按 $f_{\rm H} = \left(\frac{1}{5} \sim \frac{1}{3}\right) f_0$ 估算 则得 $f_{\rm H}$ 范围在 $6 \sim 10$ 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 $\omega = 2\pi f \mathcal{D}_{\tau} = R_i \cdot C_i$ 代入上式计算

$$2\pi f \cdot R_{i} \cdot 5 \times 10^{-10} = 3.04$$

得

$$R_i = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 5 \times 10^{-10}} = 969 \text{ M}\Omega$$

1 所示申荷前置放大器申路 已知 C = 100 pE R =

3.04

例 5-5 如图 5-1 所示电荷前置放大器电路。已知 $C_a = 100 \text{ pF}$, $R_a = \infty$, $C_F = 10 \text{ pF}$ 。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?



图 5-1

解:由电荷前置放大器输出电压表达式

$$U_{\rm SC} = \frac{-A_0 q}{C_{\rm a} + C_{\rm c} + (1 + A_0)C_{\rm F}}$$

可知,当运算放大器为理想状态 $A_0 \rightarrow \infty$ 时上式可简化为 $U'_{sc} = \frac{q}{C_F}$ 。则实际输出与理想输出 信号的误差为

$$\delta = \frac{U'_{\rm SC} - U_{\rm SC}}{U'_{\rm SC}} = \frac{C_{\rm a} + C_{\rm c}}{(1 + A_0)C_{\rm F}}$$

由题意已知要求 $\delta < 1$ %并代入 C_a 、 C_F 、 A_0 得

$$\delta = \frac{100 + C_c}{(1 + 10^4) \times 10} < 1 \%$$

$$C_c = 900 \text{ pF}$$

解出

$$L = \frac{900}{90} = 10 \text{ m}$$

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 m/s²),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 $K = \frac{输出电压值 U}{测得加速度值_a}$,所以求出加速度为

$$a = \frac{U}{K} = \frac{4 \times g}{200 \times 10^{-3}} = 20 g$$

[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 C/cm , C_e = 3 000 pF ,示波器的输入阻抗为 1 M Ω 和并联电容为 50 pF。求:

(1)压电晶体的电压灵敏度;

(20 测量系统的高频响应;

(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10Hz,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 9×10^{10} 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} Ω。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^{3} t)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 $f_0 = 32$ 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 $d_{11} = 2.31 \times 10^{-12}$ C/N $\epsilon_r = 4.5$,截面积 S = 5 cm² ,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 $C_c = 4 \text{ pF}$ 。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 $C_a = 1\ 000\ \text{pF}$,固有 电阻 $R_a = 10^{14}$ Ω 连线电缆电容 $C_c = 300\ \text{pF}$,反馈回路 $C_F = 100\ \text{pF}$, $R_F = 1\ M\Omega_o$,求:

(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 说明压电式传感器可测动态信号频率范围与哪些因素有关。

第6章 数字式传感器

[基本要求]

1. 了解码盘式传感器工作原理及不同的结构型式;

2.掌握光栅传感器结构及莫尔条纹的形成机理以及如何通过测量电路提高测量精度的方法;

3. 掌握振弦式传感器的结构、特点及频率信号的检测方法。

[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

$$\theta_1 = \frac{360^\circ}{2^n} = \frac{360^\circ}{2^{21}} = 1.717 \times 10^{-4} = 2.99 \times 10^{-6}$$
 rad

码盘直径 $D=2r=2\cdot \frac{L}{\theta_1}$,式中 L 表示圆弧长度 ,已知 L=0.001 mm ,所以

$$D = 2r = 2 \times \frac{0.001}{2.99 \times 10^{-6}} = 668 \text{ mm}$$

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。 求:

(1) 求其形成的莫尔条纹间距 B_H 是多少?

(2) 若采用四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 $B_{\mathrm{H}}=rac{W}{ heta}$,式中为主光栅与指标光栅夹角,得

$$B_{\rm H} = \frac{0.02}{0.01} = 2 \,\,{\rm mm}$$

(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 弦长度 ;T 弦受张力 ; ρ 振弦线密度。先求单根振弦灵敏 度 $\frac{df}{dT}$,即

度_{dT},向

$$f_{1}$$

 T_{2}
 f_{1}
 T_{2}
 f_{1}
 $f_{2}\sqrt{T}$
 $f_{3}\sqrt{T}$
 $f_{3}\sqrt{T}$

图 6-1 采用差动结构无作用力时,上、下两根弦受力相等,均 为初始 T。当待测压力作用弦上时,使一根张力 T₁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

$$f_1 = \frac{1}{2l}\sqrt{\frac{T+\Delta T}{\rho}} \quad f_2 = \frac{1}{2l}\sqrt{\frac{T-\Delta T}{\rho}}$$

以上两式中 ,当 $\Delta T \ll 1$ 时 將 f_1 和 f_2 展开成级数表达式得

$$f_1 = f_0 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta T}{T} \right) - \frac{1}{8} \left(\frac{\Delta T}{T} \right)^2 + \frac{1}{16} \left(\frac{\Delta T}{T} \right)^3 \dots \right]$$

$$f_2 = f_0 \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{-\Delta T}{T} \right) - \frac{1}{8} \left(\frac{-\Delta T}{T} \right)^2 + \frac{1}{16} \left(\frac{-\Delta T}{T} \right)^3 \dots \right]$$

把两个展开式相减并略去高次项 得

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{\Delta T}{T} \cdot f$$

所以差动振弦灵敏度为 $\frac{\Delta f}{f_o} = \frac{\Delta T}{T}$,比单根提高一倍。

[思考题与习题]

1

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?并用方框图说明采用什么变换电路 才能显示出来?

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 heta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 振弦式传感器测量电路有何特点?可采用哪些方式进行测量?
- 6-11 为什么采用循环码盘可以消除二进制码盘的粗大误差?

第7章 热电式传感器

[基本要求]

1. 掌握热电偶、热电阻、热敏电阻和 PN 结测温的工作原理及应用方法;

2. 熟悉热电偶温度测量中冷端温度补偿方法;

3. 熟悉热电阻温度计三线制测量电桥原理及其特点;

4. 了解热敏电阻分类、特点及应用;

5. 了解 PN 结测温的特点。

[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*,冷端温度为 50 ℃产生的,即 *E*(*t*,50) = 60 mV。又因为

E(t 50) = E(t 0) - E(50 0)

则 $E(t, 0) = E(t, 50) + E(50, 0) = 60 + 50 \times 0.08 = 64 \text{ mV}$ 所以热端温度 t = 64/0.08 = 800 °C。

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 Ω)=28.943 mV E(30 Ω)=1.801 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 mV = 30.744 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



图 7-1

性,可以画出如图 7-1(b)等效电路图。因此回路总电势 $E_{ABCD}(t,t_1,t_0)$ 主要是由四部分接触 电势组成。则有

$$E_{ABCD}(t_{1},t_{1},t_{0}) = e_{AB}(t_{1}) - e_{CD}(t_{0}) + e_{BD}(t_{1}) - e_{AC}(t_{1})$$
(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

$$e_{BD}(t_1) - e_{AC}(t_1) = e_{CD}(t_1) - e_{AB}(t_1)$$
(2)

因为 e_{AB}(t₁)=e_{CD}(t₁)故上式(2)等于零 此时将(2)式代入(1)式有

 $E_{ABCD}(t_{1},t_{1},t_{0}) = e_{AB}(t_{1}) - e_{CD}(t_{0}) = e_{AB}(t_{1}) - e_{AB}(t_{0}) = e_{AB}(t_{1},t_{0})$

由以上结果可知与接线盒处温度 t1 无关,只要保持补偿热电偶处 t0 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 °C 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 $R_0 = 100 \Omega$; $A \setminus B \setminus C$ 为分度系数 ,具体值如下 : $A = 4.289 \times 10^{-3}$ 1/℃ ; $B = -2.133 \times 10^{-7}$ /(℃)^{*}; $C = 1.233 \times 10^{-9}$ 1/(℃)^{*}, 则

 $R_t = 100(1 + 4.289 \times 10^{-3} \times 130 - 2.133 \times 10^{-7} \times 130^2 + 1.233 \times 10^{-9} \times 130^3)$

 $= 155.667 \ \Omega$

若近似计算可根据 $R_t = R_0(1 + \alpha t)$,式中 $\alpha = 0.004$ 25,得

$$R_t = 100(1 + 0.004\ 25 \times 130) = 155.25\ \Omega$$

另一种近似计算法可以根据 $R_{100}/R_0 = 1.4280$ 计算

$$R_{t} = \frac{R_{100} - R_{0}}{100} \cdot t + R_{0} = \frac{1.428R_{0} - R_{0}}{100} \cdot t + R_{0}$$
$$= \frac{1.428 \times 100 - 100}{100} \times 130 + 100 = 155.64 \ \Omega$$

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 Ω 洪温度为 303 K 时阻值 $R_{T_2} = 2$ 772 Ω。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_m 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, $R_{T_1} = 3\,144$ Ω, $T_2 = 303$ K, $R_{T_2} = 2\,772$ Ω, 解出:

材料常数

$$B_{\rm n} = \frac{\ln R_{T_1} - \ln R_{T_2}}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} = \frac{\ln 3 \ 144 - \ln 2 \ 772}{\frac{1}{298} - \frac{1}{303}} = 2 \ 275 \ {\rm K}$$

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,

$$\alpha_{tn} = -\frac{2\ 275}{2\ 982} = -2.56\ \%\ 1/K$$

[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?R₀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- χ 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。)



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 \mathbb{C} 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 Ω ℃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 $E_{1000} = 1.31 \text{ mV}$,50 ℃时热电势为 $E_{50} = 2.02 \text{ mV}$ 。

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 $\alpha = 0.004$ 28 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 ?

第8章 固态传感器

[基本要求]

1. 掌握霍尔效应及霍尔元件工作原理,并了解减小霍尔传感器测量误差的方法;

2. 了解磁敏二极管、三极管结构原理及应用方法;

3. 掌握光电效应及光电器件如:光敏电阻、光电池、光电二极管、光电三极管的结构特点及 应用方法;

4. 熟悉电荷耦合器件结构原理、特性参数及驱动电路,并了解 CCD 数据库与计算机接口;

5. 了解接触燃烧式气体传感器、半导体气体传感器、氧化锆氧气传感器结构特点,并会设 计简单的气体报警器;

6. 了解电解质湿度传感器、陶瓷湿度传感器、高分子湿度传感器的结构特点及相应的测量 电路。

[例题分析]

例 8-1 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 $U_{\text{H}} = 6.55 \text{ mV}$ 。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 $U_{\rm H} = K_{\rm H} \cdot I \cdot B$,得

$$K_{\rm H} = \frac{U_{\rm H}}{I \cdot B} = \frac{6.55}{1 \times 0.3} = 21.8 \text{ mV/mA} \cdot \text{T}$$

而灵敏度系数 $K_{\rm H} = \frac{1}{ned}$,式中电荷电量 $e = 1.602 \times 10^{-19}$ C ,故载流子浓度

$$n = \frac{1}{K_{\rm H} \cdot e \cdot d} = \frac{1}{21.8 \times 1.602 \times 10^{-19} \times 10^{-3}} = 2.86 \times 10^{20} / {\rm m}^3$$

例 8-2 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 $K_{\rm H} = 1.2$ 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

$$B = \frac{U_{\rm H}}{K_{\rm H}I} = \frac{\pm 20}{1.2 \times 10} = \pm 1.67 \text{ T}$$

由题意可知在位移量变化为 $\Delta X = \pm 1.5 \text{ mm}$ 时要求磁场强度变化 $\Delta B = \pm 1.67 \text{ T}$ 。故得 磁场梯度 K_B 至少为

$$K_B = \frac{\Delta B}{\Delta X} = \frac{\pm 1.67}{\pm 1.5} = 1.11 \text{ T/mm}$$

例 8-3 试分析如图 8-1(a)所示霍尔测量电路中,要使负载电阻 R1上压降不随环境温度



图 8-1

解 按图 8-1(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

$$U_{\rm HL} = \frac{U_{\rm H}}{R_{\rm V} + R_{\rm L}} \cdot R_{\rm L}$$

将 R_V 和 U_H 的温度变量代入上式有

$$U_{\rm HL} = \frac{U_{\rm H_0} [1 + \alpha (t - t_0)]}{R_{\rm L} + R_{\rm V0} [1 + \beta (t - t_0)]} \cdot R_{\rm L}$$

满足 U_{HL} 不随 t 变化的条件是 $\frac{\mathrm{d}U_{\text{HL}}}{\mathrm{d}t} = 0$ 即

$$\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{HL}}}{\mathrm{d}t} = \frac{U_{\mathrm{H}_{0}} \cdot \alpha \{R_{\mathrm{L}} + R_{\mathrm{V}_{0}}[1 + \beta(t - t_{0})]\} - V_{\mathrm{H}_{0}}[1 + \alpha(t - t_{0})] \cdot R_{\mathrm{V}_{0}}\beta}{\{R_{\mathrm{L}} + R_{\mathrm{V}_{0}}[1 + \beta(t - t_{0})]\}^{2}} \cdot R_{\mathrm{L}} = 0$$

又因为 $\alpha \ll 1$, $\beta \ll 1$,故上式括号中 β ($t - t_0$)及 α ($t - t_0$)可忽略 ,解得

$$R_{\rm L} = \frac{\beta - \alpha}{\alpha} R_{V_0}$$

又因为 $\beta \gg \alpha$ 故可简化为

$$R_{\rm L} = \frac{\beta}{\alpha} R_{V_{\rm O}}$$

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 8-4 采用光学分析仪器测量含有一氧化碳 CO 的甲烷气体 CH₄)。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 μ m 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 $h = 6.626 \times 10^{-34}$ (J·s)为普朗克常数; ν 为光频 率(1/s); λ 为光波长度(μ m); $C = 3 \times 10^8$ m/s为光速。现选择 $\lambda_0 = 3.3 \ \mu$ m 为临介值,计算

 $E_{g_0} = \frac{hC}{\lambda_0} = \frac{6.626 \times 10^{-34}}{3.3 \times 10^{-6} \times 1.6 \times 10^{-19}} = 0.376 \text{ eV}$

故选择禁带宽度 $E_g < 0.376 \text{ eV}$ 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 $E_g = 0.37 \text{ eV} < 0.376 \text{ eV}$,砷化铟 InAs)的 $E_g = 0.36 \text{ eV} < 0.376 \text{ eV}$ 。

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 8-5 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 8-2 所示。

图中 V 为晶体三极管 ;D₁ 光电二极管 ; D₂ 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 D₁ 与电阻 *R* 调换位置,则可 得到一个暗通电路。



图 8-2

例 8-6 分析图 8-3 所示汽车驾驶室风挡玻璃自动去湿装置原理。



图 8-3

解 图 8-3(a)所示为风挡玻璃示意图。Rs为嵌入玻璃的加热丝,H为结露敏感元件即湿

敏电阻_R,...。

图 8-3(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]

8-1 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?
 8-2 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?

8-3 霍尔压力传感器是怎样工作的?说明其转换原理。

8-4 某霍尔元件 $L \times b \times d$ 为($8 \times 4 \times 0.2$) mm³,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?

8-5 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?

8-6 说明图 8-4 中磁敏二极管三种温度补偿电路各有什么特点?



图 8-4

8-7 光电效应可分为几类?说明其原理并指出相应的光电器件。

8-8 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?

8-9 当采用波长为 $8 \times 10^4 \sim 9 \times 10^4$ nm 的红外光源时 ,宜采用哪几种光电元件做检测元件 ? 为什么 ?

8-10 为什么说电荷耦合器是集成化传感器?什么是它的开启电压?为什么时钟脉冲低 电平应大于开启电压? 8-11 说明 CCD 图像传感器输出信号的特点。

8-12 光电阵列器件包括哪几大类?主要应用在什么领域?

8-13 气体传感器按其功能可分为几种类型?

8-14 气体传感器的检测电路中为什么气敏元件都附有加热器?

8-15 试分析图 8-5 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 8-5

8-16 半导体湿敏元件按转换原理可分为几类?在使用过程中为什么要采用再生加热措施?

8-17 湿敏元件检测电路一般由哪几部分组成?其供电电源为什么要采用交流信号源? 其信号源的工作频率应如何选择?

第9章 光导纤维式传感器

[基本要求]

1. 熟悉光导纤维传光原理和光纤结构的形式;

2. 掌握光纤传感器结构原理及分类、组成单元中光纤的作用;

3. 了解光纤传感器在温度、压力、流量、液位、位移等不同场合的应用方法。

[例题分析]

例 9-1 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 定义为入射临介角 θ_{i0} 的正弦得

 $NA = \sin \theta_{i0} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = \sqrt{1.46^2 - 1.45^2} = 0.170$ (《 其中 $\theta_{i0} = 9.8^\circ$) 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 9-2 利用斯乃尔定理推导出临介角表达式。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 $n_s = 1.5$,分别求其临介角并比较大小。



图 9-1

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_1 大于入射角 θ_1 如图 9-1(a)所示,并符合下式

$$n_1 \cdot \sin \theta_i = n_2 \cdot \sin \theta_r$$

上式说明 n_1 和 n_2 若不变 θ 随 θ_i 的增大而增大如图 9-1(b)所示。当 $\theta_r = 90^{\circ}$ 时 $\theta_i = \theta_{i_0}$ 定义为临介入射角 即

$$\sin \theta_{i_0} = \frac{n_2}{n_1} \sin 90^\circ = \frac{n_2}{n_1}$$

故得临介角 $\theta_{i_0} = \arcsin(n_2/n_1)$ 。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 $\theta_{i_0w} = \arcsin(1/1.33) = 48.8^\circ$ 光线由玻璃射向空气时 $n_1 = n_g = 1.5$ $n_2 = 1$ 则 $\theta_{i_0g} = \arcsin(1/1.5) = 41.8^\circ$ 光线由金刚石射向空气时 $n_1 = n_d = 2.4$ $n_2 = 1$ 则

 $\theta_{i_{od}} = \arcsin(1/2.4) = 24.6^{\circ}$

比较以上三个结果看出金刚石临介角最小,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 9-3 已知在空气中行进的光线在以与玻璃板表面成 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 种玻璃临介角是多大?

解 .根据已知条件可得到图 9-2 所示情况 $\theta_1 = \theta_3 = \theta_4 = 33^\circ$,而入射角 $\theta_2 = 90^\circ - \theta_1 = 57^\circ$, 折射角 $\theta_4 = 33^\circ$ 。



图 9-2

设空气折射率 $n_0 = 1$ 玻璃折射率为 n_1 根据斯乃尔定理可知 $n_0 \sin \theta_2 = n_1 \sin \theta_4$ 故得 $n_1 = n_0 \frac{\sin \theta_2}{\sin \theta_4} = \frac{\sin 57^\circ}{\sin 33^\circ} = 1.54$

当 $\theta_2 = 90$ °时 , $\theta_4 = \theta_{40} = \arcsin \cdot \frac{n_0}{n_1} = \arcsin \frac{1}{1.54}$ 故得玻璃临介角 $\theta_{40} = 40.5$ °。

[思考题与习题]

- 9-1 说明光导纤维的组成并分析其传光原理。
- 9-2 光导纤维传光的必要条件是什么?
- 9-3 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。

9-4 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?

9-5 有一个折射率 $n = \sqrt{3}$ 的玻璃球 ,光线以 60°入射到球表面 ,求入射光与折射光间的夹角是多少 ?

- 9-6 光纤压力传感器按作用原理分几类?举例说明其应用场合?
- 9-7 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。
- 9-8 说明光纤多普勒流速计测量气液两相流的原理和特点。
- 9-9 光纤数值孔径 NA 的物理意义是什么?

第 10 章 综合练习题

[填空练习题]

10-1 (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 ∂ _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 μm 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	Ł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。最小检测量愈小 ,则表示传感器
10-2 (1)金属应变片工作原理是 半导体的	立变片工作原理是。二者应变灵
敏度系数主要区别是	<u> </u>
o	
(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15mm和20
mm 两种应变片 ,则应选用基长为 mm 的	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利	ū。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 <i>K</i>
值大小比应变丝的应变灵敏度系数 $K_{ m s}$	_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。
10-3 (1) 电容式传感器分布电容的存在对测量的	り危害性是: ,。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 $U = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}$	$\frac{C_2}{C_2} E$ 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:	o
320	

3

(5)电容式差压变送器的敏感电容结构是,	其主要特点是、
、、。 10-4 (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	
(2)提高差动变压器输出信号电压的措施有: 、、	
(3)差动变压器零点残余电压产生的原因是:	、等.消
	、、。 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
	等参数。
10-5 (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	皮测 信 号 频 带 上 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	两片并接后,其总参数 <i>C′</i> 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	E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。
10-6 (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 <i>B_H</i> 由入定。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 <i>f-T</i>
特性的非线性 ,可采用、等方法。	
10-7 (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	o
10-8 (1) 霍尔元件由于采用了 林	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)光电效应分为三类即:效)	立 ,相应的器件有;效应,
相应的器件有;;	_效应 相应的器件有。
(4)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 ,而短路电流与照度用	载效应 ,所以光电池作为检测元件时
应取输出形式。	
(5)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。
10-9 (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
	٥
(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。	

[计算分析题]

10-10 已知:平行板电容传感器公式为 $C = \frac{\epsilon S}{d}$,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 $\frac{\Delta d}{d} \ll 1$ 条件下推导出特性方程表达式 $\frac{\Delta C}{C} = f\left(\frac{\Delta d}{d}\right);$ (2)当 $\left(\frac{\Delta d}{d}\right)_{max} = 0.3$ 时,用端基法刻度直线方程; (3)求上述拟合直线的线性度 δ_{L} 是多少?

10-11 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 $\frac{\Delta f}{f} = 0.5 \left(\frac{\Delta L}{L}\right) + 0.35 \left(\frac{\Delta L}{L}\right)^2$,设传感器初始电感值 $L_0 = 100 \text{ mH}$,传感器最大输出变化量 $\Delta L_{\text{max}} = 10 \text{ mH}$,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。 322 10-12 已知有两个性能完全相同的金属丝应变片 R₁和 R₂,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 10-1 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 10-1

10-13 直接写出图 10-2 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 10-2

10-14 已知四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 10-3 所示环形测力弹性元件上,其应变计算公式为 $\varepsilon =$

 $\frac{1.08Fr}{Ewt^2}$ (当 $t \ll r$ 时),并且又知 F = 100 kg ,r = 60 mm ,t

=5 mm, w = 20 mm, $E = 2 \times 10^7 \text{ N/cm}^2$, \mathbf{X} :

(1)在环形测力弹性元件上画出四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_∞ 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?

10-15 电容式压力传感器检测电路如图 10-4 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。



图 10-3

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:

$$U_0 = \left(\frac{C_{R_0}}{C_{X_0}} - \frac{C_R}{C_X}\right) \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{C_{R_0}}{C_{X_0}}}\right) \cdot e_1$$

(2)由 U₀ 表达式分析该电路有什么特点?



图 10-4

图 10-5

10-16 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 10-5 中, $E_c = 12 \text{ V}$, $\frac{\Delta R}{R} = 2\%$, 求出 A、B 两点间输出电压 $U_{AB} = ?$

10-17 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_0 与 C_{x1} 、 C_{x2} 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_0 与 $\Delta\delta$ 的关系式。

10-18 用高分子薄膜电容湿敏元件测湿度,其变换电路如图 10-6 所示。图中 Cs 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。

10-19 当进行下列测温时,采用哪四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)准确测量约1800℃左右高温(4)准确测量 1000℃左右高温。

10-20 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。

10-21 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。

10-22 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

```
第1章
 1-7 A = 2\% 2.5级
 1-8 合格
 1-9 2%
 1-10 0 \sim 8 \text{ Hz}
 1-11 11.2 % 2.52 % 1.25 %
 1-12 10 s 0.5 \times 10^{-5} V/Pa
 1-13 0.95 , - 52.7°
 1-14 小于 9.7 kHz
 1-15 5 mV/μm ,10 mV/μm
 第2章
 2-7 (1)0.197 \Omega 1.64 \times 10^{-3} (2)1.23 mV
 2-8 7.71 mV
 2-9 (1)10^{-3}, -0.3 \times 10^{-3} (2)3.92 \times 10^{5} N
 2-10 (3) \varepsilon = 7.5×10<sup>-4</sup> 9 mV
 2-11 (2)\pm1.2\times10<sup>-3</sup> (3)7.2 mV
 2-12 (1)-41.73×10<sup>8</sup> N/m<sup>2</sup> \beta (2)-2.99×10<sup>-2</sup> 2.76×10<sup>-2</sup>
 2-15 2 2 A
 第3章
 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 = \frac{(1-\mu^2)\pi\epsilon a^6}{16Ed^2t^3}
 3-13 - 7 \text{ pF/mm}
 3-14 230.3 pF 460.5 pF
 第4章
 4-6 (1)R_3 = R_4 = 85.4 \Omega (2)0.16 V
 4-7 8.4 \times 10^{-8} H 0.15 V 47.5 mA
 4-8 (1)R_1 = R_2 = 251 \Omega (2)0.48 V
 4-9 (1)785 mH (2)3 140 mH
 4-12 (1)L < 5 \text{ mm} (2)2 \text{ mm} (3)50 Hz
 4-13 0.67%
326
```

第5章

```
5-6 93.7%
5-7 (1)2.5×10<sup>9</sup> V/cm (2)6.17\times10^8 V/cm (3)119.6 Hz (4)4.84\times10^4 pF
5-8 (1)1.5 mV (2)2.2 \times 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
第6章
6-2 1'19"
6-5 0.057°
第7章
7-8 遗A],t_1 = t_2
7-9 46 mV
7-10 601.14 °C
7-11 464.1 ℃
7-12 39.29 mV
7-13 29 kΩ
7-14 557 ℃ 538.4 ℃
7-15 70 ℃
7-16 157 ℃
第8章
8-4 3.6 mV 2.6 \times 10^{22}/m<sup>3</sup>
第9章
9-4 0.242 5 ,14°
9-5 30°
第10章
10-10 (3)7.9%
10-11 7 % ,1.635 %
10-14 (2)1.296 \times 10^{-3} (3)15.5 mV
10-16 0.24 V
```

参考文献

- 1 Hermann K P Neubert. Instrument Transducer—An Introduction to their Performance and Design. 2nd ed. Oxford Clarendon Press ,1975
- 2 Ernest O Doebeun. Measurement System Application and Design. Mc Graw-Hill Book Company Jnc. 1975
- 3 Frank J Oliver. Practical Instrumentation transducers. New York : Heyden Book Company. Inc. 1971
- 4 John P Bentley. Principles of Measurement Systems. Longman Group Limited , 1983
- 5 Anton F P Van Putten. Electronic Measurement System theory & practice. Iop Publishing Ltd , 1996
- 6 Tuffe O N. Silicon Diffused Element Piezore sistive Diaphragm. J Appl phys, 1962 33 (11)
- 7 Dias J F ,Karrer H E ,Tykulsky A. Capacitive Blood Pressure Transducer. ISA Transactive 1980, 19(3):19~23
- 8 Wen H Ko , Min-Hang BAO , Yeun-Ding Hong. A High-Sensitivety Integrated-Circuit Capacitive Pressure Transducer. IEEE Transactions on Electron Devices ,1982 ,ED-29(1)
- 9 南京航空学院,北京航空学院,传感器原理,北京:国防工业出版社,1980
- 10 严钟豪,谭祖根.非电量电测技术.北京:机械工业出版社,1983
- 11 郭振芹.非电量电测量.北京:中国计量出版社,1986
- 12 袁希光.传感器技术手册.北京:国防工业出版社,1986
- 13 常健生.检测与转换技术.北京:机械工业出版社,1981
- 14 朱明武等.动压测量.北京:国防工业出版社,1984
- 15 徐启华.电阻的测量与非电量检测.陕西 陕西科学技术出版社,1981
- 16 吴宗岱,陶宝祺.应变电测原理及技术.北京,国防工业出版社,1982
- 17 上海电子专科学院.霍尔元件及其应用.上海:上海人民出版社,1974
- 18 刘瑞复,史锦珊.光纤传感器及其应用.北京,机械工业出版社,1986
- 19 潘天明.半导体光电器件及其应用.北京 冶金工业出版社,1985
- 20 徐开先,叶济民.热敏电阻器.北京:机械工业出版社,1981
- 21 莫以豪等.半导体陶瓷及其敏感元件.上海:上海科学技术出版社,1983
- 22 谭祖根,陈守川.电涡流传感器的基本原理分析与参数选择.仪器仪表学报,1980,1(1)
- 23 闻恭良.电容式差压变送器球形电极的理论分析.仪器仪表学报,1982 3(3)
- 24 郝天佑.光导纤维应用与光纤传感技术,冶金自动化杂志,1986,10(6)
- 25 郝天佑.光导纤维应用与光纤传感技术,冶金自动化杂志,1987,11(1)
- 26 高希才.光纤传感器技术讲座.压电与声光杂志,1986
- 27 钱浚霞,郑坚立.光电检测技术.北京:机械工业出版社,1991
- 28 李标荣,张绪礼,电子传感器,北京;国防工业出版社,1993
- 29 王家祯,王俊杰.传感器与变送器.北京 清华大学出版社,1996
- 30 张宝芬,张毅,曹丽.自动检测技术及仪表控制系统.北京:化学工业出版社,2000
- 31 张琳娜,刘武发.传感检测技术及应用.北京:中国计量出版社,1999
- 32 周泽存,刘馨媛,检测技术,北京,机械工业出版社,1993
- 33 王其生.传感器例题与习题集.北京:机械工业出版社,1993