

高等学校电子信息类规划教材

传感器原理及 工程应用

● 郁有文 常健 编著



西安电子科技大学出版社

<http://www.xduph.com>

目 录

第1章 传感与检测技术的理论基础

第2章 传感器概述

第3章 应变式传感器

第4章 电感式传感器

第5章 电容式传感器

第6章 压电式传感器

第7章 磁电式传感器

第8章 光电式传感器

第9章 半导体传感器

第10章 超声波传感器

第11章 传感器在工程检测中的应用

第1章 传感器与检测技术的理论基础

1.1 测量概论

1.2 测量数据的估计和处理

[返回主目录](#)

第1章 传感与检测技术的理论基础

1.1 测量概论

在科学技术高度发达的现代社会中，人类已进入瞬息万变的信息时代。人们在从事工业生产和科学实验等活动中，主要依靠对信息资源的开发、获取、传输和处理。传感器处于研究对象与测控系统的接口位置，是感知、获取与检测信息的窗口，一切科学实验和生产过程，特别是自动检测和自动控制系统要获取的信息，都要通过传感器将其转换为容易传输与处理的电信号。

在工程实践和科学实验中提出的检测任务是正确及时地掌握各种信息,大多数情况下是要获取被测对象信息的大小,即被测量的大小。这样,信息采集的主要含义就是测量#,取得测量数据。

“测量系统”这一概念是传感技术发展 to 一定阶段的产物。在工程中,需要有传感器与多台仪表组合在一起,才能完成信号的检测,这样便形成了测量系统。尤其是随着计算机技术及信息处理技术的发展,测量系统所涉及的内容也不断得以充实。

为了更好地掌握传感器,需要对测量的基本概念#,测量系统的特性#,测量误差及数据处理等方面的理论及工程方法进行学习和研究,只有了解和掌握了这些基本理论,才能更有效地完成检测任务。

一、 测量

测量是以确定量值为目的的一系列操作。 所以测量也就是将被测量与同种性质的标准量进行比较, 确定被测量对标准量的倍数。 它可由下式表示:

$$x = nu \quad (1-1)$$

或

$$n = \frac{x}{u} \quad (1-2)$$

式中 : x —被测量值;

u —标准量, 即测量单位;

n —比值 (纯数), 含有测量误差。

由测量所获得的被测的量值叫测量结果。测量结果可用一定的数值表示，也可以用一条曲线或某种图形表示。但无论其表现形式如何，测量结果应包括两部分：比值和测量单位。确切地讲，测量结果还应包括误差部分。

被测量值和比值等都是测量过程的信息，这些信息依托于物质才能在空间和时间上进行传递。参数承载了信息而成为信号。选择其中适当的参数作为测量信号，例如热电偶温度传感器的工作参数是热电偶的电势，差压流量传感器中的孔板工作参数是差压 ΔP 。测量过程就是传感器从被测对象获取被测量的信息，建立起测量信号，经过变换、传输、处理，从而获得被测量的量值。

二、测量方法

实现被测量与标准量比较得出比值的方法，称为测量方法。针对不同测量任务进行具体分析以找出切实可行的测量方法，对测量工作是十分重要的。

对于测量方法，从不同角度，有不同的分类方法。根据获得测量值的方法可分为直接测量、间接测量和组合测量；根据测量的精度因素情况可分为等精度测量与非等精度测量；根据测量方式可分为偏差式测量、零位法测量与微差法测量；根据被测量变化快慢可分为静态测量与动态测量；根据测量敏感元件是否与被测介质接触可分为接触测量与非接触测量；根据测量系统是否向被测对象施加能量可分为主动式测量与被动式测量等。

1. 直接测量、间接测量与组合测量

在使用仪表或传感器进行测量时，对仪表读数不需要经过任何运算就能直接表示测量所需要的结果的测量方法称为直接测量。例如，用磁电式电流表测量电路的某一支路电流，用弹簧管压力表测量压力等，都属于直接测量。直接测量的优点是测量过程简单而又迅速，缺点是测量精度不高。

在使用仪表或传感器进行测量时，首先对与测量有确定函数关系的几个量进行测量，将被测量代入函数关系式，经过计算得到所需要的结果，这种测量称为间接测量。间接测量测量手续较多，花费时间较长，一般用在直接测量不方便或者缺乏直接测量手段的场合。

若被测量必须经过求解联立方程组,才能得到最后结果,则称这样的测量为组合测量。组合测量是一种特殊的精密测量方法,操作手续复杂,花费时间长,多用于科学实验或特殊场合。

2. 等精度测量与不等精度测量

用相同仪表与测量方法对同一被测量进行多次重复测量,称为等精度测量。

用不同精度的仪表或不同的测量方法,或在环境条件相差很大时对同一被测量进行多次重复测量称为非等精度测量。

3. 偏差式测量、零位式测量与微差式测量

用仪表指针的位移（即偏差）决定被测量的量值，这种测量方法称为偏差式测量。应用这种方法测量时，仪表刻度事先用标准器具标定。在测量时，输入被测量，按照仪表指针在标尺上的示值，决定被测量的数值。这种方法测量过程比较简单、迅速，但测量结果精度较低。

用指零仪表的零位指示检测测量系统的平衡状态，在测量系统平衡时，用已知的标准量决定被测量的量值，这种测量方法称为零位式测量。在测量时，已知标准量直接与被测量相比较，已知量应连续可调，指零仪表指零时，被测量与已知标准量相等。例如天平、电位差计等。零位式测量的优点是可以获得比较高的测量精度，但测量过程比较复杂，费时较长，不适用于测量迅速变化的信号。

微差式测量是综合了偏差式测量与零位式测量的优点而提出的一种测量方法。它将被测量与已知的标准量相比较,取得差值后,再用偏差法测得此差值。应用这种方法测量时,不需要调整标准量,而只需测量两者的差值。设: N 为标准量, x 为被测量, Δ 为二者之差, 则 $x = N + \Delta$ 。由于 N 是标准量, 其误差很小, 且 $\Delta \ll N$, 因此可选用高灵敏度的偏差式仪表测量 Δ , 即使测量 Δ 的精度较低, 但因 $\Delta \ll x$, 故总的测量精度仍很高。

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

三、 测量系统

1. 测量系统构成

测量系统是传感器与测量仪表、变换装置等的有机组合。图 1 - 1表示测量系统原理结构框图。

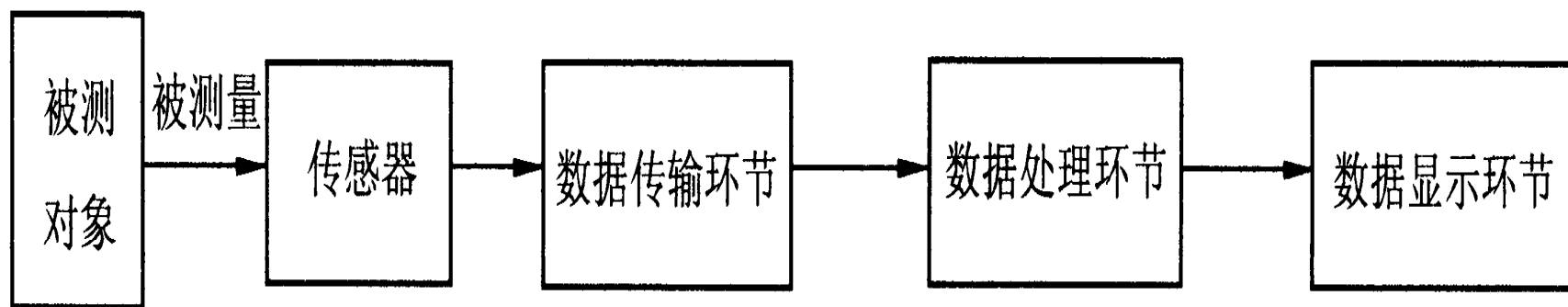


图 1 - 1 测量系统原理结构框图

图 1 - 1 测量系统原理结构框图

系统中的传感器是感受被测量的大小并输出相对应的可用输出信号的器件或装置。数据传输环节用来传输数据。当测量系统的几个功能环节独立地分隔开的时候,则必须由一个地方向另一个地方传输数据,数据传输环节就是完成这种传输功能。

数据处理环节是将传感器输出信号进行处理和变换。如对信号进行放大、运算、线性化、数-模或模-数转换,变成另一种参数的信号或变成某种标准化的统一信号等,使其输出信号便于显示、记录,既可用于自动控制系统,也可与计算机系统联接,以便对测量信号进行信息处理。

数据显示环节将被测量信息变成人感官能接受的形式, 以完成监视、 控制或分析的目的。测量结果可以采用模拟显示, 也可采用数字显示, 也可以由记录装置进行自动记录或由打印机将数据打印出来。

2. 开环测量系统与闭环测量系统

(1) 开环测量系统开环测量系统全部信息变换只沿着一个方向进行, 如图 1 - 2 所示。

其中 x 为输入量, y 为输出量, k_1 、 k_2 、 k_3 为各个环节的传递系数。输入、输出关系为

$$y=k_1k_2k_3x \quad (1-3)$$

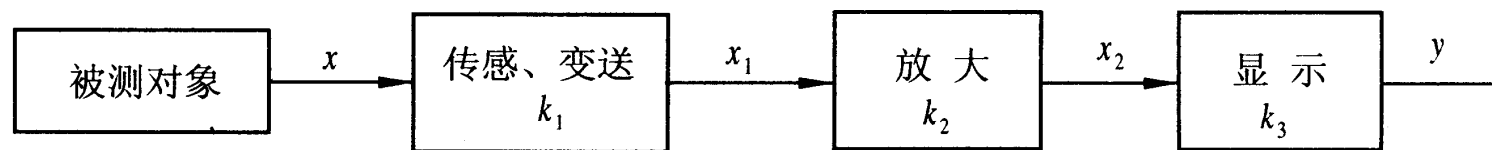


图 1 - 2 开环测量系统框图

图 1- 2 开环测量系统框图

采用开环方式构成的测量系统，结构较简单，但各环节特性的变化都会造成测量误差。

(2) 闭环测量系统-闭环测量系统有两个通道，一为正向通道，二为反馈通道，其结构如图 1 - 3 所示。

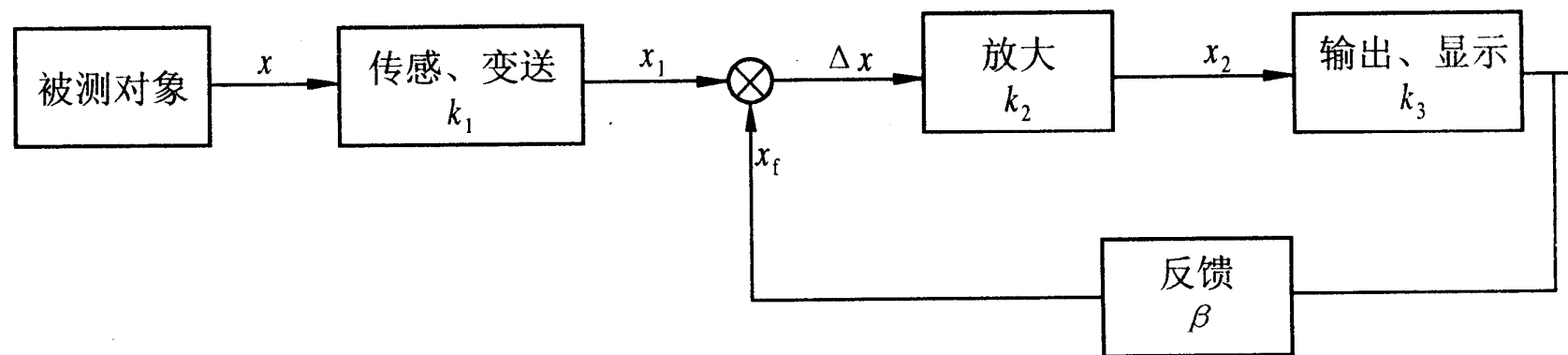


图 1 - 3 闭环测量系统框图

图 1 - 3 闭环测量系统框图

其中 Δx 为正向通道的输入量, β 为反馈环节的传递系数, 正向通道的总传递系数 $k=k_2k_3$ 。由图 1 - 3可知:

$$\Delta x = x - x_f$$

$$x_f = \beta y$$

$$y = k \Delta x = k(x - x_f) = kx - k\beta y$$

$$y = \frac{k}{1 + k\beta} x_1 = \frac{1}{\frac{1}{k} + \beta} x_1$$

当 $k \gg 1$ 时, 则

显然，这时整个系统的输入输出关系由反馈环节的特性决定，放大器等环节特性的变化不会造成测量误差，或者说造成的误差很小。

根据以上分析可知，在构成测量系统时，应将开环系统与闭环系统巧妙地组合在一起加以应用，才能达到所期望的目的。

四、 测量误差

测量的目的是希望通过测量获取被测量的真实值。但由于种种原因，例如，传感器本身性能不十分优良，测量方法不十分完善，外界干扰的影响等，都会造成被测参数的测量值与真实值不一致，两者不一致程度用测量误差表示。

测量误差就是测量值与真实值之间的差值。它反映了测量质量的好坏。

测量的可靠性至关重要,不同场合对测量结果可靠性的要求也不同。例如,在量值传递、经济核算、产品检验等场合应保证测量结果有足够的准确度。当测量值用作控制信号时,则要注意测量的稳定性和可靠性。因此,测量结果的准确程度应与测量的目的与要求相联系、相适应,那种不惜工本、不顾场合,一味追求越准越好的作法是不可取的,要有技术与经济兼顾的意识。

1. 测量误差的表示方法

测量误差的表示方法有多种, 含义各异。

(1) 绝对误差绝对误差可用下式定义:

$$\Delta = x - L \quad (1 - 6)$$

式中: Δ — 绝对误差;

x — 测量值;

L — 真实值。

对测量值进行修正时, 要用到绝对误差。修正值是与绝对误差大小相等、符号相反的值, 实际值等于测量值加上修正值。

采用绝对误差表示测量误差,不能很好说明测量质量的好坏。例如,在温度测量时,绝对误差 $\Delta = 1\text{ }^{\circ}\text{C}$,对体温测量来说是不允许的,而对测量钢水温度来说却是一个极好的测量结果。

(2) 相对误差相对误差的定义由下式给出:

$$\delta = \frac{\Delta}{L} \times 100\% \quad (1-7)$$

式中: δ —相对误差,一般用百分数给出;

Δ —绝对误差;

L —真实值。

由于被测量的真实值 L 无法知道,实际测量时用测量值 x 代替真实值 L 进行计算,这个相对误差称为标称相对误差,即

$$\xi = \frac{\Delta}{x} \times 100\%$$

(3) 引用误差引用误差是仪表中通用的一种误差表示方法。它是相对仪表满量程的一种误差，一般也用百分数表示，即

$$\gamma = \frac{\Delta}{\text{测量范围上限} - \text{测量范围下限}} \times 100\% \quad (1 - 9)$$

式中： γ — 引用误差；

Δ — 绝对误差。

仪表精度等级是根据引用误差来确定的。例如，0.5级表的引用误差的最大值不超过 $\pm 0.5\%$ ，1.0级表的引用误差的最大值不超过 $\pm 1\%$ 。

在使用仪表和传感器时，经常也会遇到基本误差和附加误差两个概念。

(4) 基本误差基本误差是指仪表在规定的标准条件下所具有的误差。例如，仪表是在电源电压 $(220 \pm 5)\text{V}$ 、电网频率 $(50 \pm 2)\text{Hz}$ 、环境温度 $(20 \pm 5)^\circ\text{C}$ 、湿度 $65\% \pm 5\%$ 的条件下标定的。如果这台仪表在这个条件下工作，则仪表所具有的误差为基本误差。测量仪表的精度等级就是由基本误差决定的。

(5) 附加误差附加误差是指当仪表的使用条件偏离额定条件下出现的误差。例如，温度附加误差、频率附加误差、电源电压波动附加误差等。

2. 误差的性质

根据测量数据中的误差所呈现的规律，将误差分为三种，即系统误差、随机误差和粗大误差。这种分类方法便于测量数据处理。

(1) 系统误差对同一被测量进行多次重复测量时，如果误差按照一定的规律出现，则把这种误差称为系统误差。例如，标准量值的不准确及仪表刻度的不准确而引起的误差。

(2) 随机误差对同一被测量进行多次重复测量时，绝对值和符号不可预知地随机变化，但就误差的总体而言，具有一定的统计规律性的误差称为随机误差。

引起随机误差的原因是很多难以掌握或暂时未能掌握的微小因素，一般无法控制。对于随机误差不能用简单的修正值来修正,只能用概率和数理统计的方法去计算它出现的可能性的太小。

(3) 粗大误差明显偏离测量结果的误差称为粗大误差, 又称疏忽误差。这类误差是由于测量者疏忽大意或环境条件的突然变化而引起的。对于粗大误差, 首先应设法判断是否存在, 然后将其剔除。



1.2 测量数据的估计和处理

从工程测量实践可知，测量数据中含有系统误差和随机误差，有时还会含有粗大误差。它们的性质不同，对测量结果的影响及处理方法也不同。在测量中，对测量数据进行处理时，首先判断测量数据中是否含有粗大误差，如有，则必须加以剔除。再看数据中是否存在系统误差，对系统误差可设法消除或加以修正。对排除了系统误差和粗大误差的测量数据，则利用随机误差性质进行处理。总之，对于不同情况的测量数据，首先要加以分析研究，判断情况，分别处理，再经综合整理以得出合乎科学性的结果。

一、随机误差的统计处理

在测量中，当系统误差已设法消除或减小到可以忽略的程度时，如果测量数据仍有不稳定的现象，说明存在随机误差。在等精度测量情况下，得 n 个测量值 x_1, x_2, \dots, x_n ，设只含有随机误差 $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n$ 。这组测量值或随机误差都是随机事件，可以用概率数理统计的方法来研究。随机误差的处理任务是从随机数据中求出最接近真值的值（或称真值的最佳估计值），对数据精密度的高低（或称可信赖的程度）进行评定并给出测量结果。

1. 随机误差的正态分布曲线

测量实践表明, 多数测量的随机误差具有以下特征:

① 绝对值小的随机误差出现的概率大于绝对值大的随机误差出现的概率。

② 随机误差的绝对值不会超出一定界限。

③ 测量次数 n 很大时, 绝对值相等#, 符号相反的随机误差出现的概率相等。

由特征③不难推出, 当 $n \rightarrow \infty$ 时, 随机误差的代数和趋近于零。

随机误差的上述三个特征, 说明其分布实际上是单一峰值的和有界限的, 且当测量次数无穷增加时, 这类误差还具有对称性 (即抵偿性) 。

在大多数情况下，当测量次数足够多时，测量过程中产生的误差服从正态分布规律。分布密度函数为

$$y = f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-L)^2}{2\sigma^2}} \quad (1-10)$$

$$y = f(\delta) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\delta^2}{2\sigma^2}} \quad (1-11)$$

y—概率密度；

x—测量值（随机变量）；

σ —均方根偏差（标准误差）；

L—真值（随机变量x的数学期望）；

δ ——随机误差（随机变量）， $\delta = x - L$ 。

正态分布方程式的关系曲线为一条钟形的曲线(如图 1 - 4 所示), 说明随机变量在 $x=L$ 或 $\delta =0$ 处的附近区域内具有最大概率。

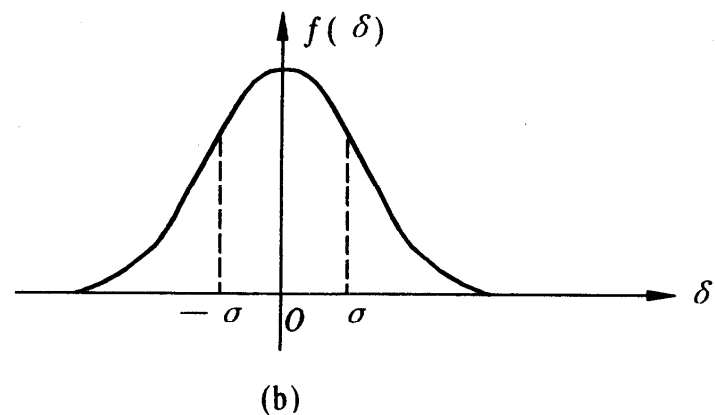
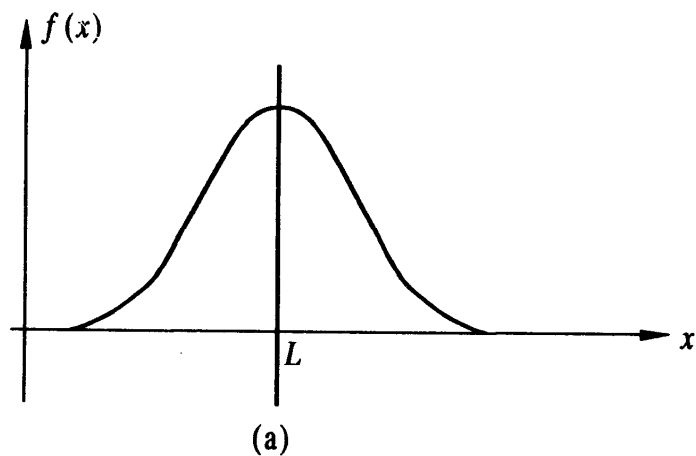


图 1-4 # 正态分布曲线

2. 正态分布的随机误差的数字特征

在实际测量时，真值 L 不可能得到。但如果随机误差服从正态分布，则算术平均值处随机误差的概率密度最大。对被测量进行等精度的 n 次测量，得 n 个测量值 x_1, x_2, \dots, x_n ，它们的算术平均值为

$$\bar{x} = \frac{1}{n}(x_1 + x_2 + \dots + x_n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (1 - 12)$$

算术平均值是诸测量值中最可信赖的，它可以作为等精度多次测量的结果。

上述的算术平均值是反映随机误差的分布中心, 而均方根偏差则反映随机误差的分布范围。均方根偏差愈大, 测量数据的分散范围也愈大, 所以均方根偏差 σ 可以描述测量数据和测量结果的精度。图 1 - 5 为不同 σ 下正态分布曲线。由图可见: σ 愈小, 分布曲线愈陡峭, 说明随机变量的分散性小, 测量精度高; 反之, σ 愈大, 分布曲线愈平坦, 随机变量的分散性也大, 则精度也低。

均方根偏差 σ 可由下式求取:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - L)^2}{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \delta_i^2}{n}} \quad (1-13)$$

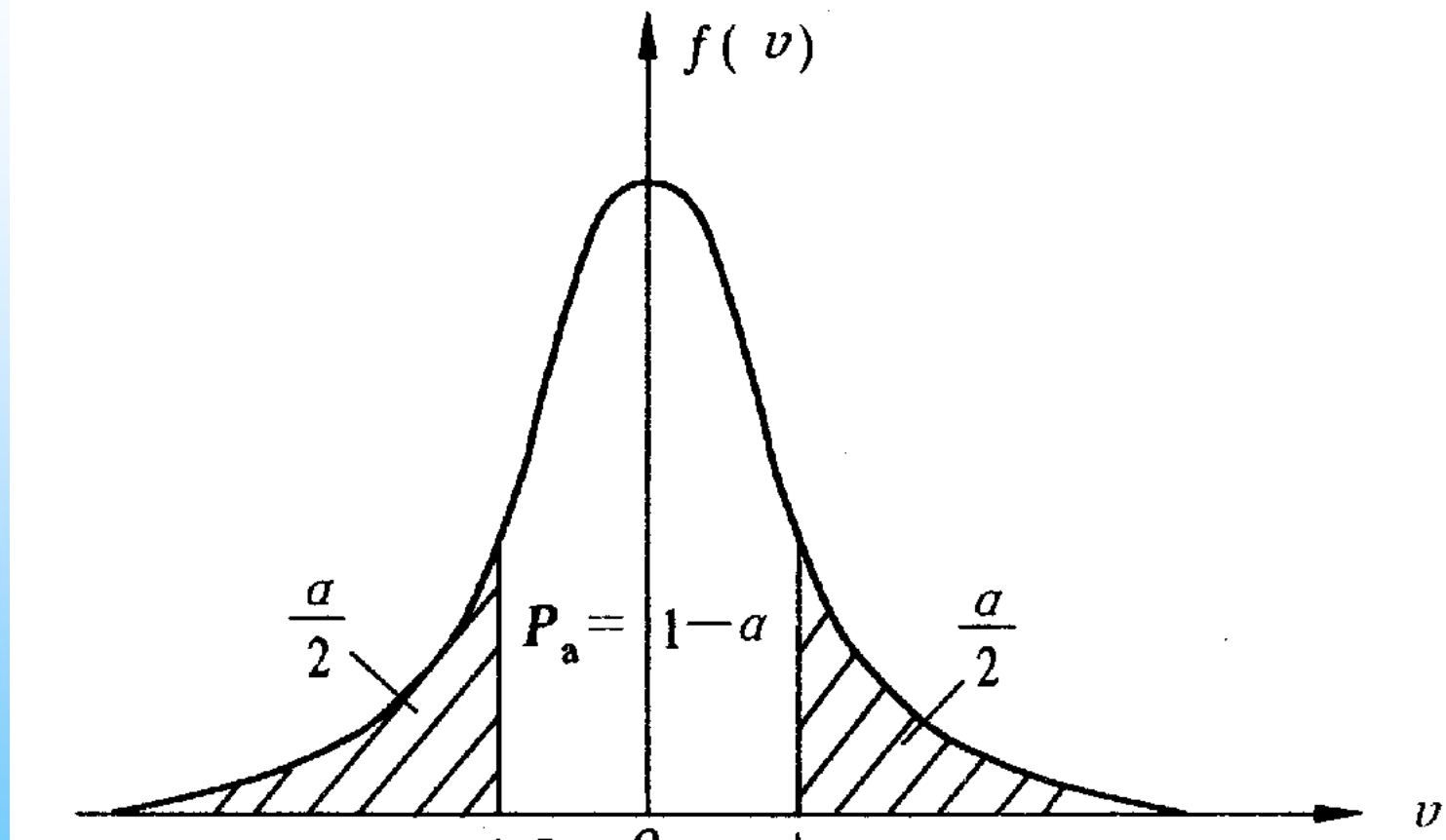


图 1-5 不同 σ 下正态分布曲线

x_i ——第*i*次测量值。

在实际测量时, 由于真值*L*是无法确切知道的, 用测量值的算术平均值-代替之, 各测量值与算术平均值差值称为残余误差, 即

$$v_i = x_i - \bar{x} \quad (1 - 14)$$

用残余误差计算的均方根偏差称为均方根偏差的估计值 σ_s , 即

$$\sigma_s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n v_i^2}{n-1}} \quad (1-15)$$

通常在有限次测量时, 算术平均值不可能等于被测量的真值 L , 它也是随机变动的。设对被测量进行 m 组的“多次测量”, 各组所得的算术平均值 $\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_m$, 围绕真值 L 有一定的分散性, 也是随机变量。算术平均值 \bar{x} 的精度可由算术平均值的均方根偏差 $\partial_{\bar{x}}$ 来评定。它与 σ_s 的关系如下:

$$\partial_{\bar{x}} = \frac{\partial_s}{\sqrt{n}} \quad (1-17)$$

故
$$\int_{-\infty}^{+\infty} y dv = 100\% = 1$$

在任意误差区间 (a, b) 出现的概率为

$$P(a \leq v < b) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_a^b e^{-\frac{v^2}{2\sigma^2}} dv$$

σ 是正态分布的特征参数, 误差区间通常表示成 σ 的倍数, 如 $t\sigma$ 。由于随机误差分布对称性的特点, 常取对称的区间, 即

$$P_a = P(-t\sigma \leq v \leq +t\sigma) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{-t\sigma}^{+t\sigma} e^{-\frac{v^2}{2\sigma^2}} dv \quad (1-18)$$

式中: t ——置信系数;

P_a ——置信概率;

$\pm t\sigma$ ——误差限。

表 1 - 1 给出几个典型的t值及其相应的概率。

表 1 - 1t 值及其相应的概率

t	0.6745	1	1.96	2	2.58	3	4
Pa	0.5	0.6827	0.95	0.9545	0.99	0.9973	0.9999 4

随机误差在 $\pm t \sigma$ 范围内出现的概率为P, 则超出的概率称为显著度, 用 α 表示:

$$\alpha = 1 - P_a$$

P_a 与 α 关系见图 1 - 6。

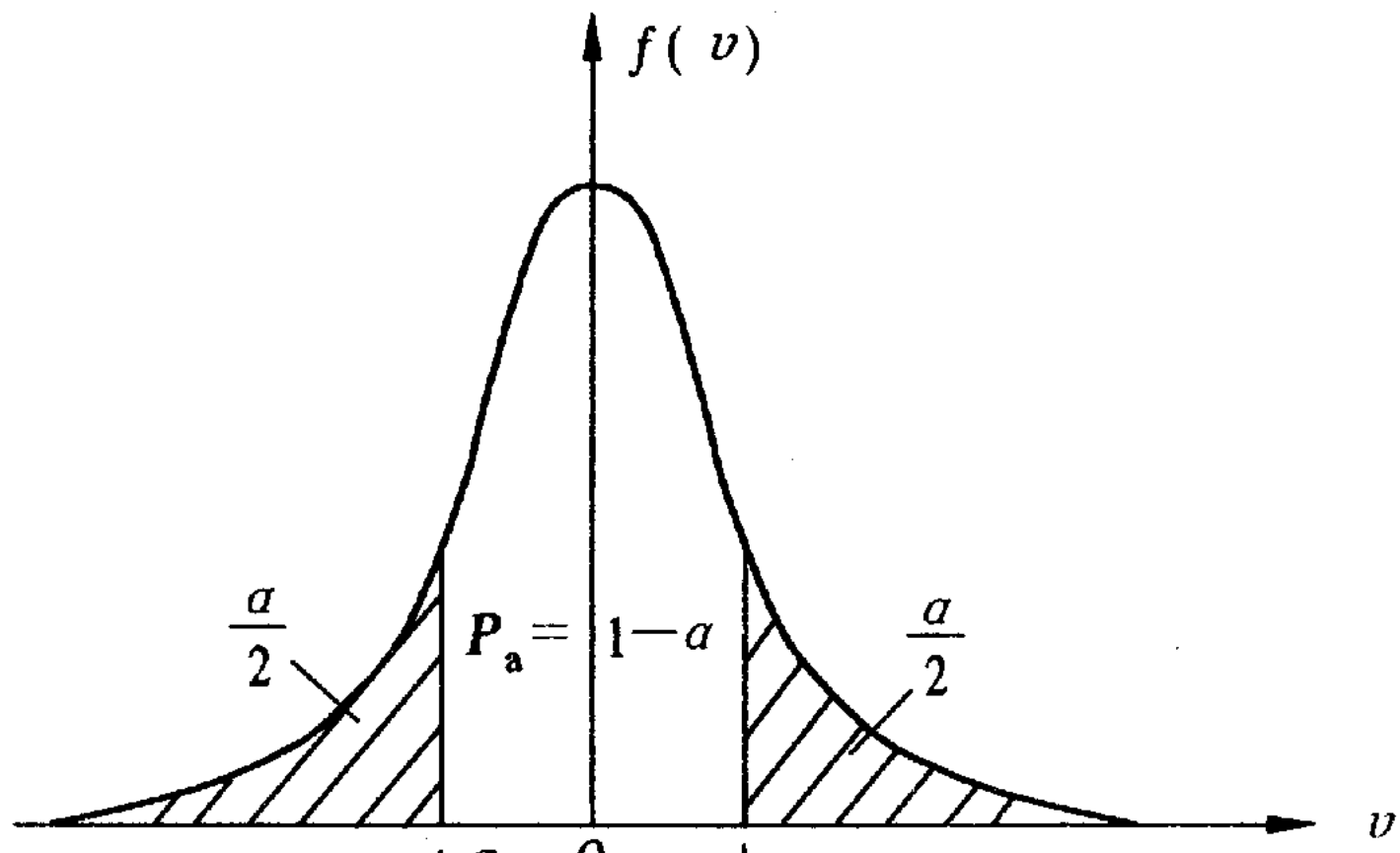


图 1-6 P_a 与 α 关系

从表 1 - 1 可知, 当 $t=\pm 1$ 时, $P_a=0.6827$, 即测量结果中随机误差出现在 $-\sigma \sim +\sigma$ 范围内的概率为68.27%, 而 $|v|>\sigma$ 的概率为31.73%。出现在 $-3\sigma \sim +3\sigma$ 范围内的概率是99.73%, 因此可以认为绝对值大于 3σ 的误差是不可能出现的, 通常把这个误差称为极限误差 σ_{lim} 。按照上面分析, 测量结果可表示为

$$x = \bar{x} \pm \sigma_x (p_a = 0.6827)$$

或
$$x = \bar{x} \pm 3\sigma_x (p_a = 0.9973) \quad (1-19)$$

例 1 - 1 有一组测量值为237.4、237.2、237.9、237.1、238.1、237.5、237.4、237.6、237.6、237.4, 求测量结果。

解: 将测量值列于表 1 - 2。

表 1 - 2 测量值列表

序号	测量值 x_i	残余误差 v_i	v_i^2
1	237.4	-0.12	0.014
2	237.2	-0.32	0.10
3	237.9	0.38	0.14
4	237.1	-0.42	0.18
5	237.1	0.58	0.34
6	237.5	-0.02	0.00
7	237.4	-0.12	0.014
8	237.6	0.08	0.0064
9	237.6	0.08	0.0064
10	237.4	-0.12	0.014
	$\bar{x} = 237.52$	$\sum v_i = 0$	$\sum v_i^2 = 0.816$

$$\partial_s = \sqrt{\frac{\sum v_i^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{0.816}{10-1}} \approx 0.30$$

$$\partial_{\bar{x}} = \frac{\partial_s}{\sqrt{n}} = \frac{0.30}{\sqrt{10}} \approx 0.09$$

测量结果为

$$x=237.52 \pm 0.09 \quad (\text{Pa}=0.682 \ 7)$$

或 $x=237.52 \pm 3 \times 0.09=237.52 \pm 0.27 \quad (\text{Pa}=0.997 \ 3)$

二、系统误差的通用处理方法

1. 从误差根源上消除系统误差

系统误差是在一定的测量条件下，测量值中含有固定不变或按一定规律变化的误差。系统误差不具有抵偿性，重复测量也难以发现，在工程测量中应特别注意该项误差。

由于系统误差的特殊性，在处理方法上与随机误差完全不同。有效地找出系统误差的根源并减小或消除的关键是如何查找误差根源，这就需要对测量设备、测量对象和测量系统作全面分析，明确其中有无产生明显系统误差的因素，并采取相应措施予以修正或消除。由于具体条件不同，在分析查找误差根源时并无一成不变的方法，这与测量者的经验、水平以及测量技术的发展密切相关。但我们可以从以下几个方面进行分析考虑。

① 所用传感器、测量仪表或组成元件是否准确可靠。比如传感器或仪表灵敏度不足,仪表刻度不准确,变换器、放大器等性能不太优良,由这些引起的误差是常见的误差。

② 测量方法是否完善。如用电压表测量电压,电压表的内阻对测量结果有影响。

③ 传感器或仪表安装、调整或放置是否正确合理。例如:没有调好仪表水平位置,安装时仪表指针偏心等都会引起误差。

④ 传感器或仪表工作场所的环境条件是否符合规定条件。例如环境、温度、湿度、气压等的变化也会引起误差。

⑤ 测量者的操作是否正确。例如读数时的视差、视力疲劳等都会引起系统误差。

2. 系统误差的发现与判别

发现系统误差一般比较困难，下面只介绍几种发现系统误差的一般方法。

(1) 实验对比法这种方法是通过改变产生系统误差的条件从而进行不同条件的测量，以发现系统误差。这种方法适用于发现固定的系统误差。例如，一台测量仪表本身存在固定的系统误差，即使进行多次测量也不能发现，只有用精度更高一级的测量仪表测量，才能发现这台测量仪表的系统误差。

2) 残余误差观察法这种方法是根据测量值的残余误差的大小和符号的变化规律, 直接由误差数据或误差曲线图形判断有无变化的系统误差。图 1 - 7 中把残余误差按测量值先后顺序排列, 图 (a) 的残余误差排列后有递减的变值系统误差; 图 (b) 则可能有周期性系统误差。

(3) 准则检查法已有多种准则供人们检验测量数据中是否含有系统误差。不过这些准则都有一定的适用范围。如马利科夫判据是将残余误差前后各半分两组, 若“ $\sum v_i$ 前”与“ $\sum v_i$ 后”之差明显不为零, 则可能含有线性系统误差。

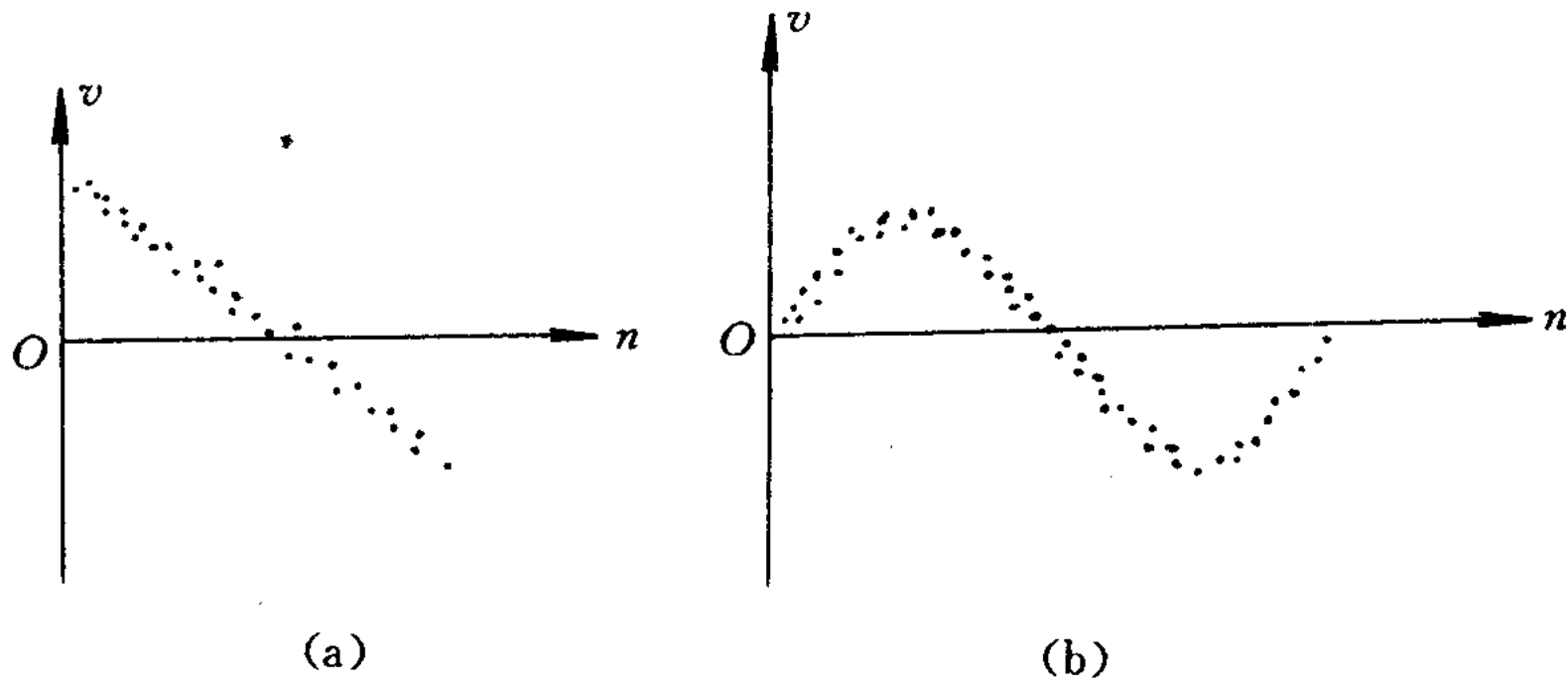


图 1-7 残余误差变化规律

(3) 准则检查法已有多种准则供人们检验测量数据中是否含有系统误差。不过这些准则都有一定的适用范围。

如马利科夫判据是将残余误差前后各半分两组,若“ $\sum v_{i前}$ ”与“ $\sum v_{i后}$ ”之差明显不为零,则可能含有线性系统误差。

阿贝检验法则检查残余误差是否偏离正态分布,若偏离,则可能存在变化的系统误差。将测量值的残余误差按测量顺序排列,且设 $A=v_1^2+v_2^2+\dots+v_n^2$, $B=(v_1-v_2)^2+(v_2-v_3)^2+\dots+(v_{n-1}-v_n)^2+(v_n-v_1)^2$ 。

若 $\left| \frac{B}{2A} - 1 \right| > \frac{1}{\sqrt{n}}$ 则可能含有变化的系统误差。

3. 系统误差的消除

(1) 在测量结果中进行修正对于已知的系统误差, 可以用修正值对测量结果进行修正; 对于变值系统误差, 设法找出误差的变化规律, 用修正公式或修正曲线对测量结果进行修正; 对未知系统误差, 则按随机误差进行处理。

(2) 消除系统误差的根源在测量之前, 仔细检查仪表, 正确调整和安装; 防止外界干扰影响; 选好观测位置, 消除视差; 选择环境条件比较稳定时进行读数等。

(3) 在测量系统中采用补偿措施找出系统误差的规律, 在测量过程中自动消除系统误差。如用热电偶测量温度时, 热电偶参考端温度变化会引起系统误差, 消除此误差的办法之一是在热电偶回路中加一个冷端补偿器, 从而进行自动补偿。

(4) 实时反馈修正由于自动化测量技术及微机的应用,可用实时反馈修正的办法来消除复杂的变化系统误差。当查明某种误差因素的变化对测量结果有明显的复杂影响时,应尽可能找出其影响测量结果的函数关系或近似的函数关系。在测量过程中,用传感器将这些误差因素的变化转换成某种物理量形式(一般为电量),及时按照其函数关系,通过计算机算出影响测量结果的误差值,对测量结果作实时的自动修正。

三、粗大误差

如前所述,在对重复测量所得一组测量值进行数据处理之前,首先应将具有粗大误差的可疑数据找出来加以剔除。人们绝对不能凭主观意愿对数据任意进行取舍,而是要有一定的根据。原则就是要看这个可疑值的误差是否仍处于随机误差的范围之内,是则留,不是则弃。

因此要对测量数据进行必要的检验。

下面就常用的几种准则介绍如下:

1. 3σ 准则

前面已讲到,通常把等于 3σ 的误差称为极限误差。 3σ 准则就是如果一组测量数据中某个测量值的残余误差的绝对值 $|v_i| > 3\sigma$ 时,则该测量值为可疑值(坏值),应剔除。

2. 肖维勒准则

肖维勒准则以正态分布为前提，假设多次重复测量所得 n 个测量值中，某个测量值的残余误差 $|v_i| > Z_c \sigma$ ，则剔除此数据。实用中 $Z_c < 3$ ，所以在一定程度上弥补了 3σ 准则的不足。肖维勒准则中的 Z_c 值见表 1 - 3。

3. 格拉布斯准则

某个测量值的残余误差的绝对值 $|v_i| > G \sigma$ ，则判断此值中含有粗大误差，应予剔除。此即格拉布斯准则。 G 值与重复测量次数 n 和置信概率 P_a 有关，见表 1 - 4。

表 1 - 3 肖维勒准则中的 Z_c 值

n	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Z_c	1.38	1.54	1.65	1.73	1.80	1.86	1.92	1.96	2.00	2.03
n	13	14	15	16	18	20	25	30	40	50
Z_c	2.07	2.10	2.13	2.15	2.20	2.24	2.33	2.39	2.49	2.58

表 1 - 4 格拉布斯准则中的 G 值

测 量 次数 n	置 信 概 率 P_a		测 量 次数 n	置 信 概 率 P_a	
	0.99	0.95		0.99	0.95
3	1.16	1.15	11	2.48	2.23
4	1.49	1.46	12	2.55	2.28
5	1.75	1.67	13	2.61	2.33
6	1.94	1.82	14	2.66	2.37
7	2.10	1.94	15	2.70	2.41
8	2.22	2.03	16	2.74	2.44
9	2.32	2.11	18	2.82	2.50
10	2.41	2.18	20	2.88	2.56

以上准则是以数据按正态分布为前提的，当偏离正态分布，特别是测量次数很少时，则判断的可靠性就差。因此，对粗大误差除用剔除准则外，更重要的是要提高工作人员的技术水平和工作责任心。另外，要保证测量条件稳定，防止因环境条件剧烈变化而产生的突变影响。

四、不等精度测量的权与误差

前面讲述的内容是等精度测量的问题。即多次重复测量得的各个测量值具有相同的精度，可用同一个均方根偏差 σ 值来表征，或者说具有相同的可信赖程度。

严格地说来,绝对的等精度测量是很难保证的,但对条件差别不大的测量,一般都当作等精度测量对待,某些条件的变化,如测量时温度的波动等,只作为误差来考虑。因此,在一般测量实践中,基本上都属等精度测量。

但在科学实验或高精度测量中,为了提高测量的可靠性和精度,往往在不同的测量条件下,用不同的测量仪表#,不同的测量方法#,不同的测量次数以及不同的测量者进行测量与对比,则认为它们是不等精度的测量。

1. “权”的概念

在不等精度测量时,对同一被测量进行 m 组测量,得到 m 组测量列(进行多次测量的一组数据称为一测量列)的测量结果及其误差,它们不能同等看待。精度高的测量列具有较高的可靠性,将这种可靠性的大小称为“权”。

“权”可理解为各组测量结果相对的可信赖程度。测量次数多，测量方法完善，测量仪表精度高，测量的环境条件好，测量人员的水平高，则测量结果可靠，其权也大。权是相比较而存在的。权用符号 p 表示，有两种计算方法：

① 用各组测量列的测量次数 n 的比值表示，并取测量次数较小的测量列的权为1，则有

$$p_1 : p_2 : \dots : p_m = n_1 : n_2 : \dots : n_m \quad (1-20)$$

② 用各组测量列的误差平方的倒数的比值表示，并取误差较大的测量列的权为1，

则有

$$p_1 : p_2 : \dots : p_m = \left(\frac{1}{\sigma_1}\right)^2 : \left(\frac{1}{\sigma_2}\right)^2 : \dots : \left(\frac{1}{\sigma_m}\right)^2 \quad (1-21)$$

2. 加权算术平均值

加权算术平均值不同于一般的算术平均值，应考虑各测量列的权的情况。若对同一被测量进行 m 组不等精度测量，得到 m 个测量列的算术平均值 $\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_m$ ，相应各组的权分别为 p_1, p_2, \dots, p_m ，则加权平均值可用下式表示：

$$\bar{x} = \frac{\bar{x}_1 p_1 + \bar{x}_2 p_2 + \dots + \bar{x}_m p_m}{p_1 + p_2 + \dots + p_m} = \frac{\sum_{i=1}^m \bar{x}_i p_i}{\sum_{i=1}^m p_i}$$

3. 加权算术平均值 \bar{x}_p 的标准误差 $\sigma_{\bar{x}_p}$

当进一步计算加权算术平均值 \bar{x}_p 的标准误差时，也要考虑各测量列的权的情况，标准误差 $\sigma_{\bar{x}_p}$ 可由下式计算：

$$\sigma_{x_p} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^m p_i v_i^2}{(m-1) \sum_{i=1}^m p_i}} \quad (1-23)$$

五、测量数据处理中的几个问题

1. 测量误差的合成

一个测量系统或一个传感器都是由若干部分组成。设各环节为 x_1, x_2, \dots, x_n ，系统总的输入输出关系为 $y=f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ ，而各部分又都存在测量误差。各局部误差对整个测量系统或传感器测量误差的影响就是误差的合成问题。若已知各环节的误差而求总的误差，叫做误差的合成；反之，总的误差确定后，要确定各环节具有多大误差才能保证总的误差值不超过规定值，这一过程叫做误差的分配。

由于随机误差和系统误差的规律和特点不同,误差的合成与分配的处理方法也不同,下面分别介绍。

(1) 系统误差的合成由前面可知,系统总输出与各环节之间的函数关系为

$$y=f(x_1,x_2,\dots,x_n)$$

各部分定值系统误差分别为 $\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n$, 因为系统误差一般均很小,其误差可用微分来表示,故其合成表达式为

$$dy = \frac{\partial f}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} dx_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} dx_n \quad (1-24)$$

实际计算误差时，是以各环节的定值系统误差 $\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_n$ 代替上式中的 dx_1, dx_2, \dots, dx_n ，即

$$\Delta y = \frac{\partial f}{\partial x_1} \Delta x_1 + \frac{\partial f}{\partial x_2} \Delta x_2 + \dots + \frac{\partial f}{\partial x_n} \Delta x_n \quad (1-25)$$

式中 Δy 即合成后的总的定值系统误差。

(2) 随机误差的合成设测量系统或传感器有 n 个环节组成，各部分的均方根偏差为

$\sigma_{x_1}, \sigma_{x_2}, \dots, \sigma_{x_n}$ ，则随机误差的合成表达式为

$$\sigma_y = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial x_1}\right)^2 \sigma_{x_1}^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial x_2}\right)^2 \sigma_{x_2}^2 + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial x_n}\right)^2 \sigma_{x_n}^2} \quad (1-26)$$

若 $y=f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 为线性函数, 即

$$y=a_1x_1+a_2x_2+\dots+a_nx_n$$

$$\sigma_y = \sqrt{a_1^2\sigma_{x_1}^2 + a_2^2\sigma_{x_2}^2 + \dots + a_n^2\sigma_{x_n}^2}$$

如果 $a_1=a_2=\dots=a_n=1$, 则

$$\sigma_y = \sqrt{\sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2 + \dots + \sigma_{x_n}^2}$$

(3) 总合成误差设测量系统和传感器的系统误差和随机误差均为相互独立的, 则总的合成误差 ε 表示为

$$\varepsilon = \Delta y \pm \sigma_y \quad (1 - 29)$$

2. 最小二乘法的应用

最小二乘法原理是一数学原理,它在误差的数据处理中作为一种数据处理手段。最小二乘法原理就是要获得最可信赖的测量结果,使各测量值的残余误差平方和为最小。在等精度测量和不等精度测量中,用算术平均值或加权算术平均值作为多次测量的结果,因为它们符合最小二乘法原理。最小二乘法在组合测量的数据处理#,实验曲线的拟合及其它多种学科等方面,均获得了广泛的应用。

下面举个组合测量的例子。

铂电阻电阻值 R 与温度 t 之间函数关系式为

$$R_t = R_0(1 + \alpha t + \beta t^2)$$

式中: R_0 , R_t ——分别为铂电阻在温度0 °C和 t °C时的电阻值;

α , β ——电阻温度系数。

若在不同温度 t 条件下测得一系列电阻值 R , 求电阻温度系数 α 和 β 。由于在测量中不可避免地引入误差, 如何求得一组最佳的或最恰当的解, 使 $R_t = R_0(1 + \alpha t + \beta t^2)$ 具有最小的误差呢通常的做法是使测量次数 n 大于所求未知量个数 m ($n > m$), 采用最小二乘法原理进行计算。

为了讨论方便起见, 我们用线性函数通式表示。设 X_1, X_2, \dots, X_m 为待求量, Y_1, Y_2, \dots, Y_n 为直接测量值, 它们相应的函数关系为

$$Y1=a_{11}X_1+a_{12}X_2+...+a_{1m}X_m$$

$$Y2=a_{21}X_1+a_{22}X_2+...+a_{2m}X_m$$

$$\vdots$$

$$Y_n=a_{n1}X_1+a_{n2}X_2+...+a_{nm}X_m$$

若 x_1, x_2, \dots, x_m 是待求量 X_1, X_2, \dots, X_m 最可信赖的值, 又称最佳估计值, 则相应的估计值亦有下列函数关系:

$$y1=a_{11}x1+a_{12}x2+...+a_{1m}x_m$$

$$y2=a_{21}x_2+a_{22}x_2+...+a_{2m}x_m$$

$$\vdots$$

$$y_n=a_{n1}x_1+a_{n2}x_2+...+a_{nm}x_m$$

相应的误差方程为

$$\left. \begin{aligned} l_1 - y_1 &= l_1 - (a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + \dots + a_{1m}m_{xm}) \\ l_2 - y_2 &= l_2 - (a_{21}x_1 + a_{22}x_2 + \dots + a_{2m}m_{xm}) \\ l_n - y_n &= l_n - (a_{n1}x_1 + a_{n2}x_2 + \dots + a_{nm}m_{xm}) \end{aligned} \right\} \quad (1-32)$$

式中: l_1, l_2, \dots, l_n ——带有误差的实际直接测量值。

按最小二乘法原理, 要获取最可信赖的结果 x_1, x_2, \dots, x_m , 应按上述方程组的残余误差平方和为最小, 即

$$v_1^2 + v_2^2 + \dots + v_n^2 = \sum_{i=1}^n v_i^2 = [v^2] = \text{最小}$$

根据求极值条件, 应使

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial[v^2]}{\partial x_1} &= 0 \\ \frac{\partial[v^2]}{\partial x_2} &= 0 \\ &\vdots \\ \frac{\partial[v^2]}{\partial x_m} &= 0 \end{aligned} \right\}$$

将上述偏微分方程式整理, 最后可写成:

$$\left. \begin{aligned} [a_1 a_1] x_1 + [a_1 a_2] x_2 + \dots + [a_1 a_m] x_m &= [a_{11}] \\ [a_2 a_1] x_1 + [a_2 a_2] x_2 + \dots + [a_2 a_m] x_m &= [a_{21}] \\ &\vdots \\ [a_m a_1] x_1 + [a_m a_2] x_2 + \dots + [a_m a_m] x_m &= [a_{m1}] \end{aligned} \right\} \quad (1 - 34)$$

式（1 - 34）即为等精度测量的线性函数最小二乘估计的正规方程。式中：

$$\left. \begin{aligned} [a_1 a_1] &= a_{11}a_{11} + a_{21}a_{21} + \dots + a_{n1}a_{n1} \\ [a_1 a_2] &= a_{11}a_{12} + a_{21}a_{22} + \dots + a_{n1}a_{n2} \\ &\vdots \\ [a_1 a_m] &= a_{11}a_{1m} + a_{21}a_{2m} + \dots + a_{n1}a_{nm} \\ [a_{11}] &= a_{11}l_1 + a_{21}l_2 + \dots + a_{n1}l_n \end{aligned} \right\}$$

正规方程是一个 m 元线性方程组，当其系数行列式不为零时，有唯一确定的解，由此可解得欲求的估计值 x_1, x_2, \dots, x_m 即为符合最小二乘原理的最佳解。

线性函数的最小二乘法处理应用矩阵这一工具进行讨论有许多便利之处。将误差方程式（1 - 32）用矩阵表示：

$$L - AX = V \quad (1 - 35)$$

式中：

系数矩阵

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1m} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \dots & a_{nm} \end{pmatrix}$$

估计值矩阵

$$\hat{X} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix}$$

实际测量值矩阵

$$L = \begin{pmatrix} L_1 \\ L_2 \\ \vdots \\ L_n \end{pmatrix}$$

残余误差矩阵

$$V = \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix}$$

残余误差平方和最小这一条件的矩阵形式为

$$(V_1, V_2, \dots, V_n) \begin{Bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{Bmatrix} = \text{最小}$$

$$v' n = \text{最小}$$

即 $V' V = \text{最小}$

或 $(L-AX)' (L-AX) = \text{最小}$

将上述线性函数的正规方程式(1 - 34) 用残余误差表示, 可改写成:

$$\left. \begin{aligned} a_{11}v_1 + a_{21}v_2 + \dots + a_{n1}v_n &= 0 \\ a_{12}v_1 + a_{22}v_2 + \dots + a_{n2}v_n &= 0 \\ \vdots \\ a_{1m}v_1 + a_{2m}v_2 + \dots + a_{nm}v_n &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (1 - 36)$$

写成矩阵形式为

$$\begin{pmatrix} a_{11} & a_{21} & \dots & a_{n1} \\ a_{12} & a_{22} & \dots & a_{n2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{1m} & a_{2m} & \dots & a_{nm} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{pmatrix} = 0$$

即

$$A' V = 0$$

由式 (1-35) 有

$$A' (L - AX) = 0 \quad (A' A)$$

$$X = A' L$$

$$X = (A' A)^{-1} A' L \quad (1-38)$$

式(1 - 38) 即为最小二乘估计的矩阵解。

例 1 - 2 铜的电阻值 R 与温度 t 之间关系为 $R_t=R_0(1+ \alpha t)$, 在不同温度下, 测定铜电阻的电阻值如下表所示。试估计 0°C 时的铜电阻电阻值 R_0 和铜电阻的电阻温度系数 α 。

$t_i(^{\circ}\text{C})$	19.1	25.0	30.1	36.0	40.0	45.1	50.0
$R_i(\Omega)$	76.3	77.8	79.75	80.80	82.35	83.9	85.10

解: 列出误差方程:

$$R_{ti}-R_0 (1+ \alpha t) =v_i \quad (i=1,2,3, ...,7)$$

式中: t_i 是在温度 t_i 下测得铜电阻电阻值。

令 $x=R_0$, $y=\alpha R_0$, 则误差方程可写为

$$76.3-(x+19.1y) = v_1$$

$$77.8-(x+25.0y) = v_2$$

$$79.75-(x+30.1y) = v_3$$

$$80.80-(x+36.0y) = v_4$$

$$82.35-(x+40.0y) = v_5$$

$$83.9-(x+45.1y) = v_6$$

$$85.10-(x+50.0y) = v_7$$

其正规方程按式(1 - 34) 为

$$\left. \begin{aligned} [a_1 a_1] x + [a_1 a_2] y &= [a_{11}] \\ [a_2 a_1] x + [a_2 a_2] y &= [a_{21}] \end{aligned} \right\}$$

于是有

$$\left. \begin{aligned} \sum_{i=1}^7 1^2 x + \sum_{i=1}^7 t_i y &= \sum_{i=1}^7 R_{t_i} \\ \sum_{i=1}^7 t_i x + \sum_{i=1}^7 t_i^2 y &= \sum_{i=1}^7 R_{t_i} t_i \end{aligned} \right\}$$

将各值代入上式, 得到

$$\left. \begin{aligned} 7x + 245.3y &= 566 \\ 245.3x + 9325.38y &= 20\,044.5 \end{aligned} \right\}$$

解得

$$x=70.8 \ \Omega$$

$$y=0.288 \ \Omega / ^\circ\text{C}$$

即

$$R_0=70.8 \ \Omega$$

$$\alpha = \frac{y}{R_0} = \frac{0.288}{70.8} = 4.07 \times 10^{-3} / ^\circ\text{C}$$

用矩阵求解, 则有

$$A' A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 19.1 & 25.0 & 30.1 & 36.0 & 40.0 & 45.1 & 50.0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 19.1 \\ 1 & 25.0 \\ 1 & 30.1 \\ 1 & 36.0 \\ 1 & 40.0 \\ 1 & 45.1 \\ 1 & 50.0 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 7 & 245.3 \\ 245.3 & 9325.38 \end{bmatrix}$$

$$|A' A| = \begin{vmatrix} 7 & 245.3 \\ 245.3 & 9325.38 \end{vmatrix} = 5108.7 \neq 0 \quad (\text{有解})$$

$$(A' \ A)^{-1} = \frac{1}{|A' A|} \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix} = \frac{1}{5108.7} \begin{vmatrix} 9325.85 & -245.3 \\ -245.3 & 7 \end{vmatrix}$$

$$A' \ L = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 19.1 & 25.0 & 30.1 & 36.0 & 40.0 & 45.1 & 50.0 \end{vmatrix} \begin{pmatrix} 76.3 \\ 77.8 \\ 79.75 \\ 80.80 \\ 82.35 \\ 83.9 \\ 85.10 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 566 \\ 20044.5 \end{bmatrix}$$

$$\hat{X} = \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = (A' A)^{-1} A' L = \frac{1}{5108.7} \begin{pmatrix} 9325.83 & -245.3 \\ -245.3 & 7 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 566 \\ 20\ 044.5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 70.8 \\ 0.288 \end{pmatrix}$$

$$R_0 = x = 70.8\ \Omega$$

$$\alpha = \frac{y}{R_0} = \frac{0.288}{70.8} = 4.07 \times 10^{-3} / ^\circ\text{C}$$

3. 用经验公式拟合实验数据——回归分析

在工程实践和科学实验中,经常遇到对于一批实验数据,需要把它们进一步整理成曲线图或经验公式。用经验公式拟合实验数据,工程上把这种方法称为回归分析。回归分析就是应用数理统计的方法,对实验数据进行分析和处理,从而得出反映变量间相互关系的经验公式,也称回归方程。

当经验公式为线性函数时,例如,

$$y=b_0+b_1x_1+b_2x_2+...+b_nx_n \quad (1 - 39)$$

称这种回归分析为线性回归分析,它在工程中的应用价值较高。

在线性回归中,当独立变量只有一个时,即函数关系为

$$y=b_0+b_x \quad (1 - 40)$$

这种回归称为一元线性回归,这就是工程上和科研中常遇到的直线拟合问题。

设有 n 对测量数据 (x_i, y_i) , 用一元线性回归方程 $y \wedge = b_0 + bx$ 拟合, 根据测量数据值, 求方程中系数 b_0 、 b 的最佳估计值。可应用最小二乘法原理, 使各测量数据点与回归直线的偏差平方和为最小, 见图 1 - 8。

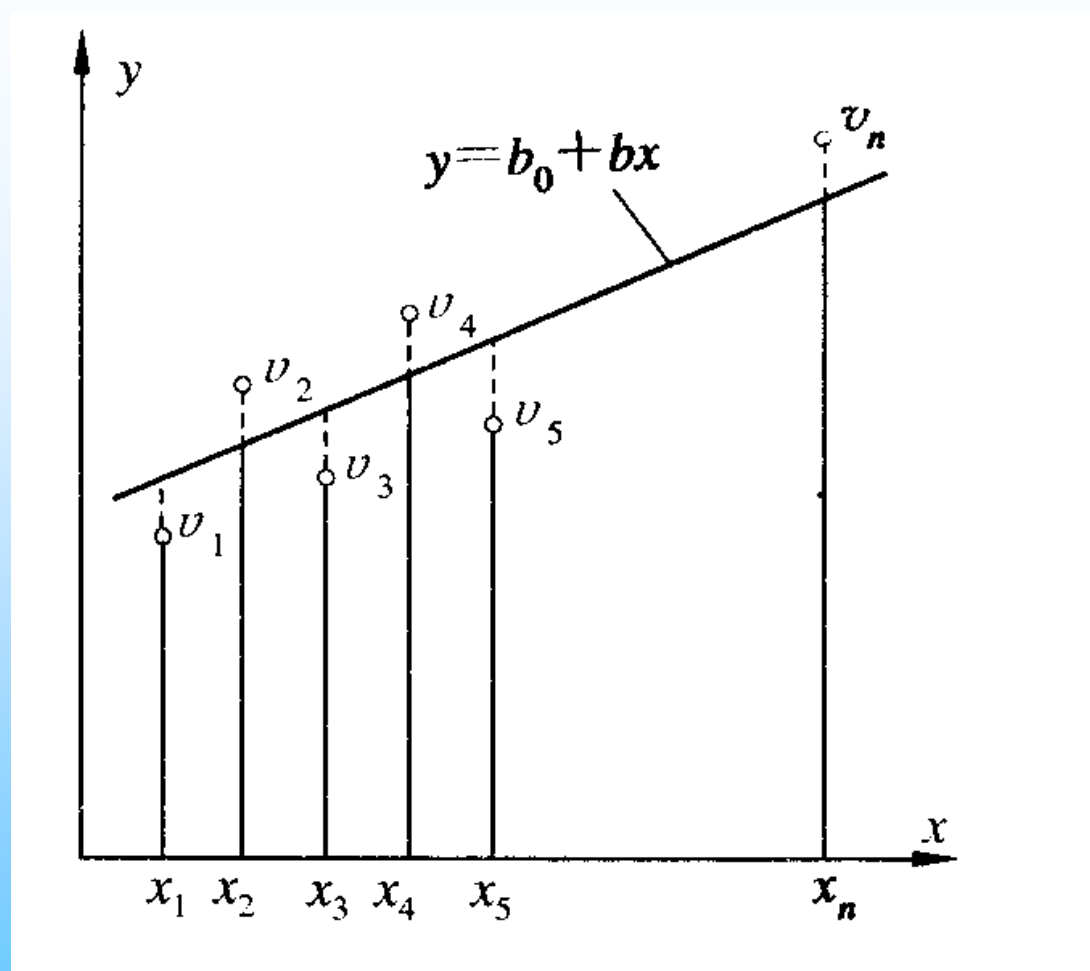


图 1-8 用最小二乘法求回归直线

$$\left. \begin{aligned} y_1 - \hat{y}_1 &= y_1 - (b_0 + bx_1) = v_1 \\ y_2 - \hat{y}_2 &= y_2 - (b_0 + bx_2) = v_2 \\ &\vdots \\ y_n - \hat{y}_n &= y_n - (b_0 + bx_n) = v_n \end{aligned} \right\}$$

式中: $\hat{y}_1, \hat{y}_2, \dots, \hat{y}_n$ — 在 x_1, x_2, \dots, x_n 点上 y 的估计值。

用最小二乘法求系数 b_0, b 同上, 这里不再叙述。

在求经验公式时，有时用图解法分析显得更方便、直观，将测量数据值 (x_i, y_i) 绘制在坐标纸上，把这些测量点直接联接起来，根据曲线（包括直线）的形状、特征以及变化趋势，可以设法给出它们的数学模型（即经验公式）。这不仅可把一条形象化的曲线与各种分析方法联系起来，而且还在相当程度上扩展了原有曲线的应用范围。



第2章 传感器概述

2.1 传感器的组成部分

2.2 传感器的基本特性

[返回主目录](#)

第2章 传感器概述

2.1传感器的组成和分类

传感器是能感受规定的被测量并按照一定的规律将其转换成可用输出信号的器件或装置。在有些学科领域,传感器又称为敏感元件、检测器、转换器等。这些不同提法,反映了在不同的技术领域,只是根据器件用途对同一类型的器件使用着不同的技术术语而已。如在电子技术领域,常把能感受信号的电子元件称为敏感元件,如热敏元件、磁敏元件、光敏元件及气敏元件等,在超声波技术中则强调的是能量的转换,如压电式换能器。这些提法在含义上有些狭窄,而传感器一词是使用最为广泛而概括的用语。

传感器的输出信号通常是电量,它便于传输、转换、处理、显示等。电量有很多形式,如电压、电流、电容、电阻等,输出信号的形式由传感器的原理确定。

通常传感器由敏感元件和转换元件组成。其中,敏感元件是指传感器中能直接感受或响应被测量的部分;转换元件是指传感器中将敏感元件感受或响应的被测量转换成适于传输或测量的电信号部分。由于传感器的输出信号一般都很微弱,因此需要有信号调理与转换电路对其进行放大、运算调制等。随着半导体器件与集成技术在传感器中的应用,传感器的信号调理与转换电路可能安装在传感器的壳体里或与敏感元件一起集成在同一芯片上。此外,信号调理转换电路以及传感器工作必须有辅助的电源,因此,信号调理转换电路以及所需的电源都应作为传感器组成的一部分。传感器组成框图如图 2 - 1 所示。

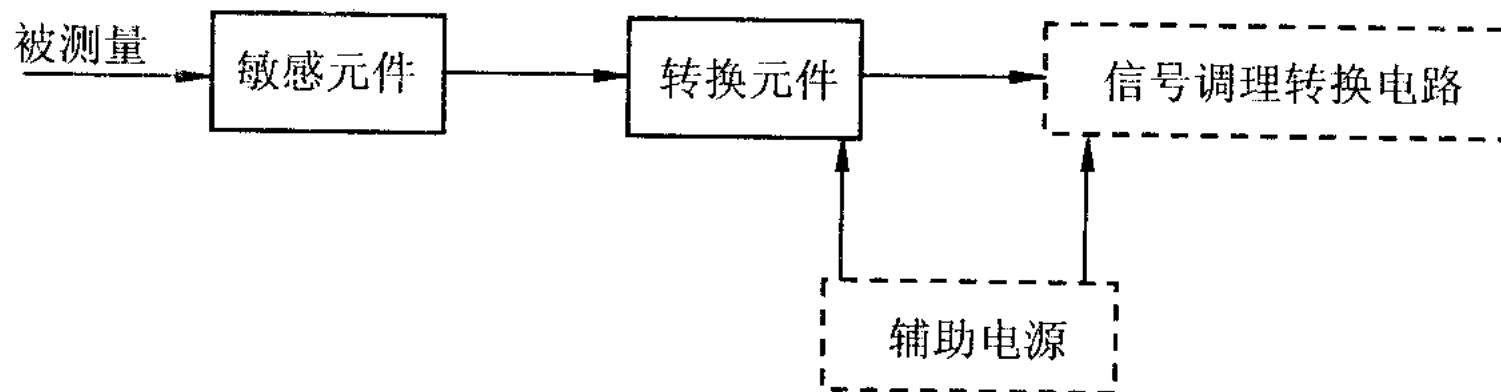


图 2- 1 # 传感器组成框图

传感器技术是一门知识密集型技术，它与许多学科有关。传感器的原理各种各样，其种类十分繁多，分类方法也很多，但目前一般采用两种分类方法：一是按被测参数分类，如温度、压力、位移、速度等；二是按传感器的工作原理分类，如应变式、电容式、压电式、磁电式等。本书是按后一种分类方法来介绍各种传感器的，而传感器的工程应用则是根据工程参数进行叙述的。对于初学者和应用传感器的工程技术人员来说，应先从工作原理出发，了解各种各样传感器，而对工程上的被测参数应着重于如何合理选择和使用传感器。



2.2传感器的基本特性

在生产过程和科学实验中，要对各种各样的参数进行检测和控制，就要求传感器能感受被测非电量的变化并将其不失真地变换成相应的电量，这取决于传感器的基本特性，即输出-输入特性。如果把传感器看作二端口网络，即有两个输入端和两个输出端，那么传感器的输出-输入特性是与其内部结构参数有关的外部特性。传感器的基本特性可用静态特性和动态特性来描述。

一、传感器的静态特性

传感器的静态特性是指被测量的值处于稳定状态时的输出输入关系。只考虑传感器的静态特性时，输入量与输出量之间的关系式中不含有时间变量。衡量静态特性的重要指标是线性度、灵敏度、迟滞和重复性等。

1. 线性度

传感器的线性度是指传感器的输出与输入之间数量关系的线性程度。输出与输入关系可分为线性特性和非线性特性。从传感器的性能看,希望具有线性关系,即具有理想的输出输入关系。但实际遇到的传感器大多为非线性,如果不考虑迟滞和蠕变等因素,传感器的输出与输入关系可用一个多项式表示:

$$y=a_0+a_1x+a_2x_2+...+a_nx_n \quad (2 - 1)$$

式中: a_0 ——输入量 x 为零时的输出量;

$a_1, a_2, ..., a_n$ ——非线性项系数。

各项系数不同,决定了特性曲线的具体形式各不相同。

静特性曲线可通过实际测试获得。在实际使用中,为了标定和数据处理方便,希望得到线性关系,因此引入各种非线性补偿环节。如采用非线性补偿电路或计算机软件进行线性化处理,从而使传感器的输出与输入关系为线性或接近线性。但如果传感器非线性的方次不高,输入量变化范围较小时,可用一条直线(切线或割线)近似地代表实际曲线的一段,如图 2 - 2 所示,使传感器输出—输入特性线性化。所采用的直线称为拟合直线。实际特性曲线与拟合直线之间的偏差称为传感器的非线性误差(或线性度),通常用相对误差 γ_L 表示,即

$$r_L = \pm \frac{\Delta L_{\max}}{Y_{FS}} \times 100\% \quad (2-2)$$

式中: ΔL_{\max} ——最大非线性绝对误差;

Y_{FS} ——满量程输出。

从图 2 - 2 中可见,即使是同类传感器,拟合直线不同,其线性度也是不同的。选取拟合直线的方法很多,用最小二乘法求取的拟合直线的拟合精度最高。

2. 灵敏度

灵敏度S是指传感器的输出量增量 Δy 与引起输出量增量 Δy 的输入量增量 Δx 的比值,即

$$S = \Delta y / \Delta x \quad (2-3)$$

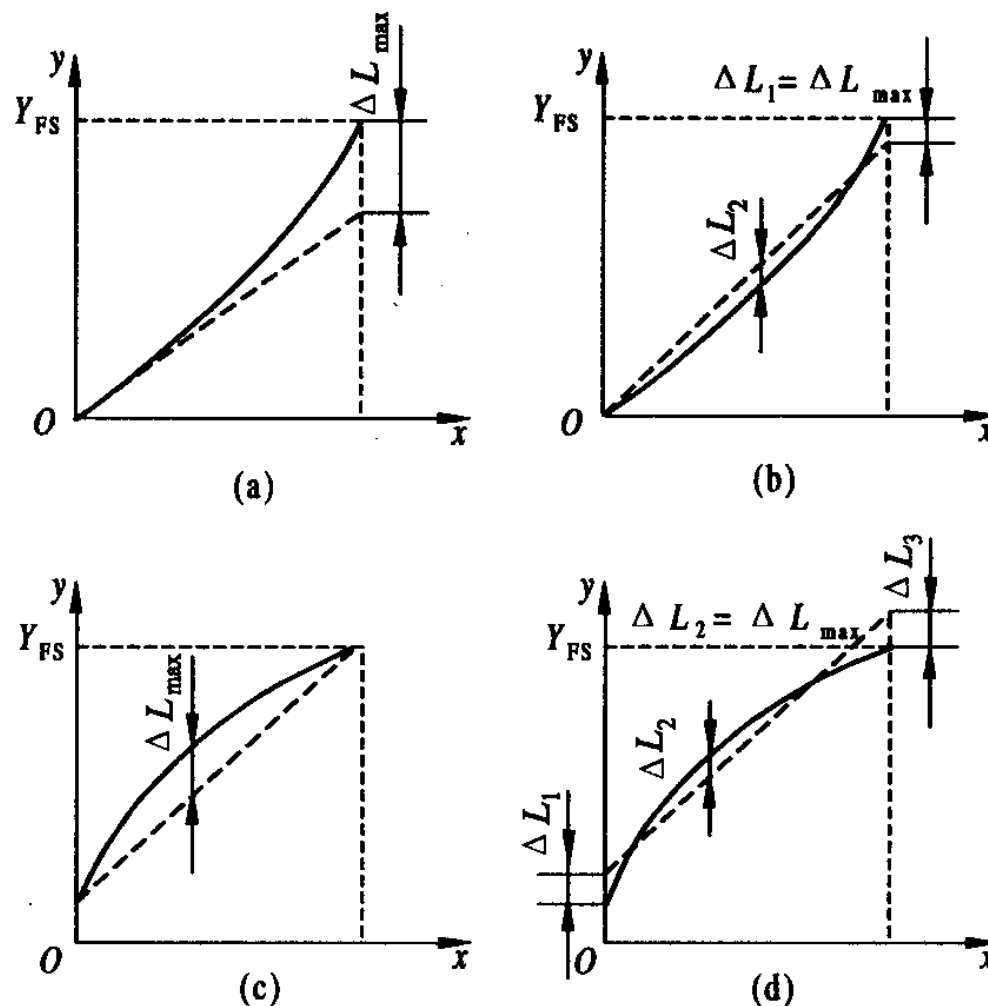


图 2 - 2# 几种直线拟合方法

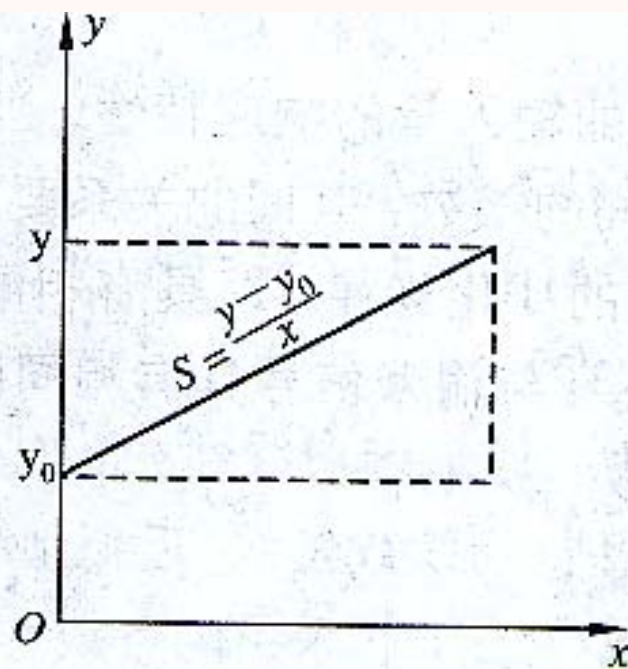
(a) 理论拟合； (b) 过零旋转拟合； (c) 端点连线拟合； (d) 端点平移拟合

对于线性传感器，它的灵敏度就是它的静态特性的斜率，即 $S = \Delta y / \Delta x$ 为常数，而非线性传感器的灵敏度为一变量，用 $S = dy/dx$ 表示。传感器的灵敏度如图2 - 3 所示。

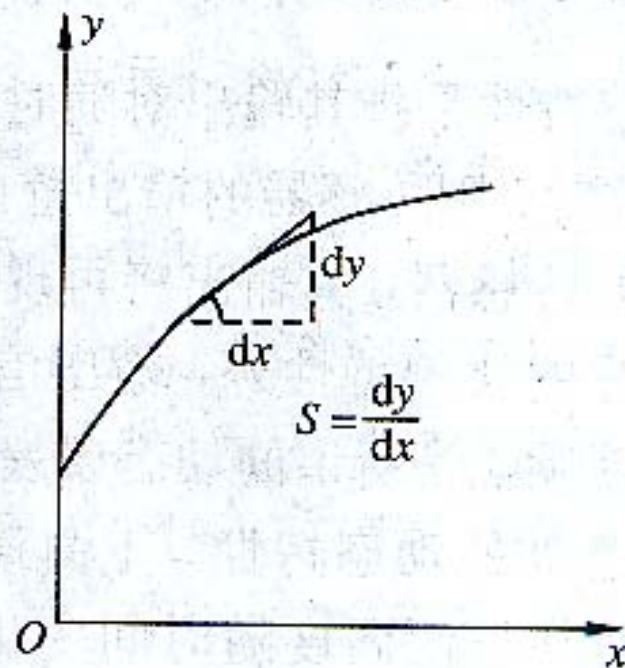
3. 迟滞

传感器在正（输入量增大）反（输入量减小）行程期间其输出-输入特性曲线不重合的现象称为迟滞，如图 2 - 4 所示。也就是说，对于同一大小的输入信号，传感器的正反行程输出信号大小不相等。产生这种现象的主要原因是由于传感器敏感元件材料的物理性质和机械零部件的缺陷所造成的，例如弹性敏感元件的弹性滞后、运动部件摩擦、传动机构的间隙、紧固件松动等。

迟滞大小通常由实验确定。迟滞误差 γ_H 可由下式计算：



(a)



(b)

图 2-3 传感器的灵敏度

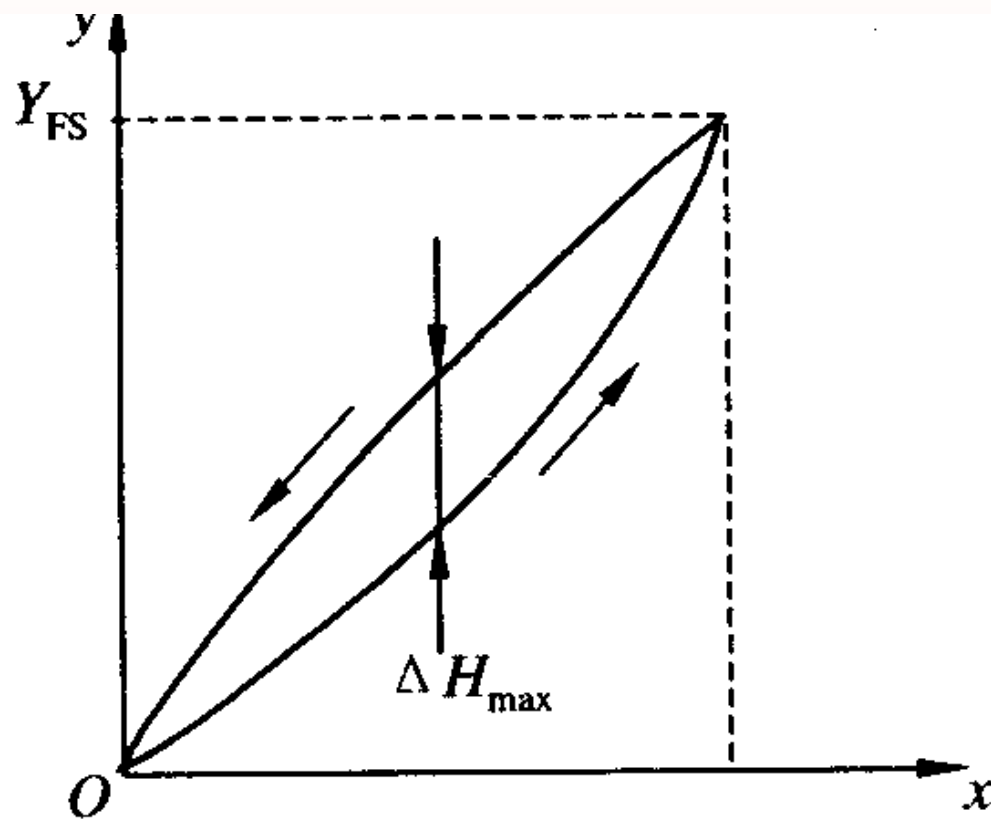


图 2-4 迟滞特性

$$r_H = \pm \frac{1}{2} \frac{\Delta H_{\max}}{Y_{FS}} \times 100\% \quad (2-4)$$

式中： ΔH_{\max} ——正反行程输出值间的最大差值。

4. 重复性

重复性是指传感器在输入量按同一方向作全量程连续多次变化时, 所得特性曲线不一致的程度, 如图 2 - 5 所示。重复性误差属于随机误差, 常用标准偏差表示, 也可用正反行程中的最大偏差表示, 即

$$r_R = \pm \frac{(2 \sim 3)\sigma}{Y_{FS}} \times 100\% \quad (2-5)$$

$$r_R = \pm \frac{1}{2} \frac{\Delta R_{\max}}{Y_{FS}} \times 100\% \quad (2-6)$$

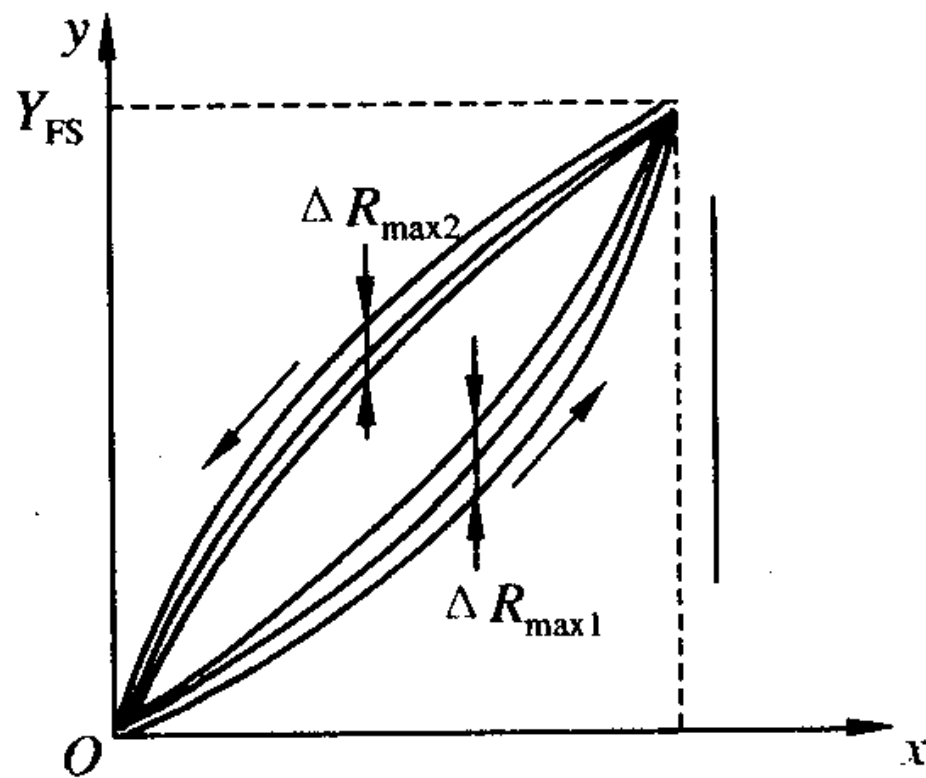


图 2-5 重复性

二、传感器的动态特性

传感器的动态特性是指其输出对随时间变化的输入量的响应特性。当被测量随时间变化,是时间的函数时,则传感器的输出量也是时间的函数,其间的关系要用动特性来表示。一个动态特性好的传感器,其输出将再现输入量的变化规律,即具有相同的时间函数。实际上除了具有理想的比例特性外,输出信号将不会与输入信号具有相同的时间函数,这种输出与输入间的差异就是所谓的动态误差。

为了说明传感器的动态特性，下面简要介绍动态测温的问题。在被测温度随时间变化或传感器突然插入被测介质中以及传感器以扫描方式测量某温度场的温度分布等情况下，都存在动态测温问题。如把一支热电偶从温度为 t_0 °C环境中迅速插入一个温度为 t °C的恒温水槽中（插入时间忽略不计），这时热电偶测量的介质温度从 t_0 突然上升到 t ，而热电偶反映出来的温度从 t_0 °C变化到 t °C需要经历一段时间，即有一段过渡过程，如图 2 - 6 所示。热电偶反映出来的温度与介质温度的差值就称为动态误差。

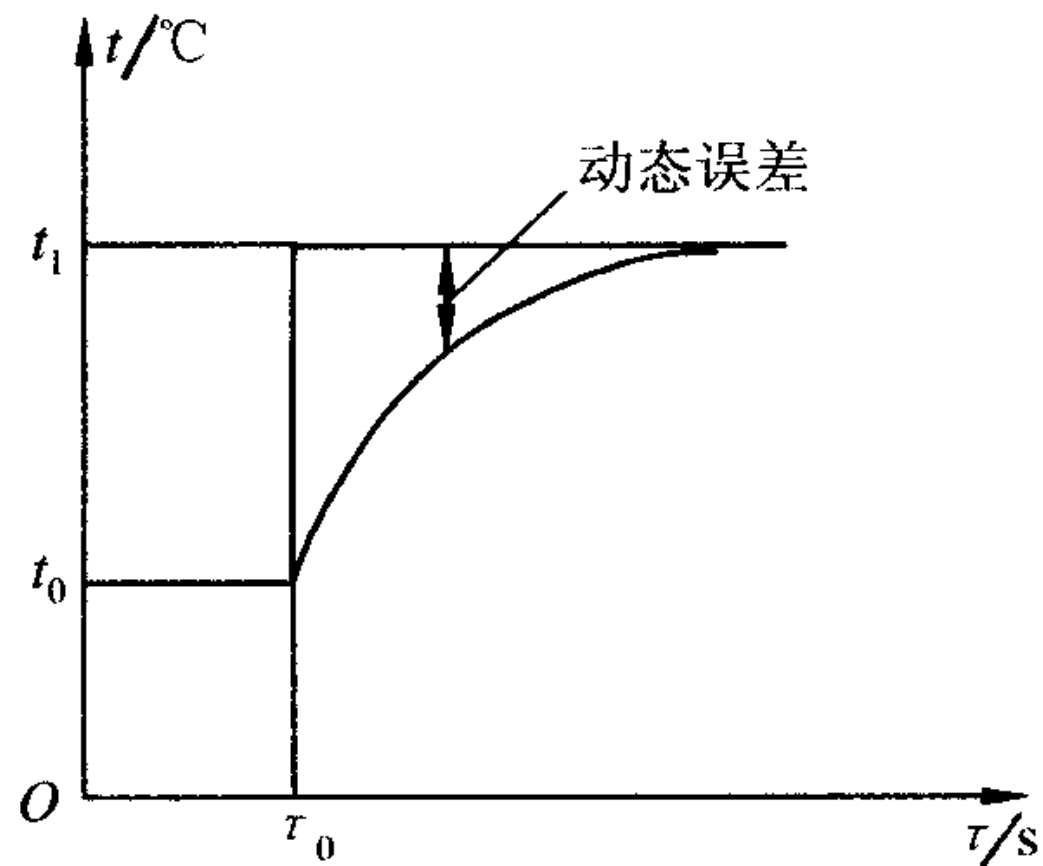


图 2 - 6 动态测温

造成热电偶输出波形失真和产生动态误差的原因,是因为温度传感器有热惯性(由传感器的比热容和质量大小决定)和传热热阻,使得在动态测温时传感器输出总是滞后于被测介质的温度变化。如带有套管的热电偶的热惯性要比裸热电偶大得多。这种热惯性是热电偶固有的,这种热惯性决定了热电偶测量快速温度变化时会产生动态误差。影响动态特性的“固有因素”任何传感器都有,只不过它们的表现形式和作用程度不同而已。

动态特性除了与传感器的固有因素有关之外,还与传感器输入量的变化形式有关。也就是说,我们在研究传感器动态特性时,通常是根据不同输入变化规律来考察传感器的响应的。

虽然传感器的种类和形式很多,但它们一般可以简化为一阶或二阶系统(高阶可以分解成若干个低阶环节),因此一阶和二阶传感器是最基本的。传感器的输入量随时间变化的规律是各种各样的,下面在对传感器动态特性进行分析时,采用最典型、最简单、易实现的正弦信号和阶跃信号作为标准输入信号。对于正弦输入信号,传感器的响应称为频率响应或稳态响应;对于阶跃输入信号,则称为传感器的阶跃响应或瞬态响应。

1. 瞬态响应特性

传感器的瞬态响应是时间响应。在研究传感器的动态特性时，有时需要从时域中对传感器的响应和过渡过程进行分析。这种分析方法是时域分析法，传感器对所加激励信号响应称瞬态响应。常用激励信号有阶跃函数、斜坡函数、脉冲函数等。下面以传感器的单位阶跃响应来评价传感器的动态性能指标。

1) 一阶传感器的单位阶跃响应 在工程上，一般将下式：

$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = x(t) \quad (2-7)$$

视为一阶传感器单位阶跃响应的通式。式中 $x(t)$ 、 $y(t)$ 分别为传感器的输入量和输出量,均是时间的函数,表征传感器的时间常数,具有时间“秒”的量纲。

一阶传感器的传递函数:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (2-8)$$

对初始状态为零的传感器,当输入一个单位阶跃信号

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

时, 由于 $x(t)=1(t)$, $x(s)=\frac{1}{s}$, 传感器输出的拉氏变换为

$$Y(s) = H(s)X(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \cdot \frac{1}{s} \quad (2-9)$$

一阶传感器的单位阶跃响应信号为

$$y(t)=1-e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2-10)$$

相应的响应曲线如图 2 - 7 所示。由图可见, 传感器存在惯性, 它的输出不能立即复现输入信号, 而是从零开始, 按指数规律上升, 最终达到稳态值。理论上传感器的响应只在 t 趋于无穷大时才达到稳态值, 但实际上当 $t=4\tau$ 时其输出达到稳态值的 98.2%, 可以认为已达到稳态。 τ 越小, 响应曲线越接近于输入阶跃曲线, 因此, τ 值是一阶传感器重要的性能参数。

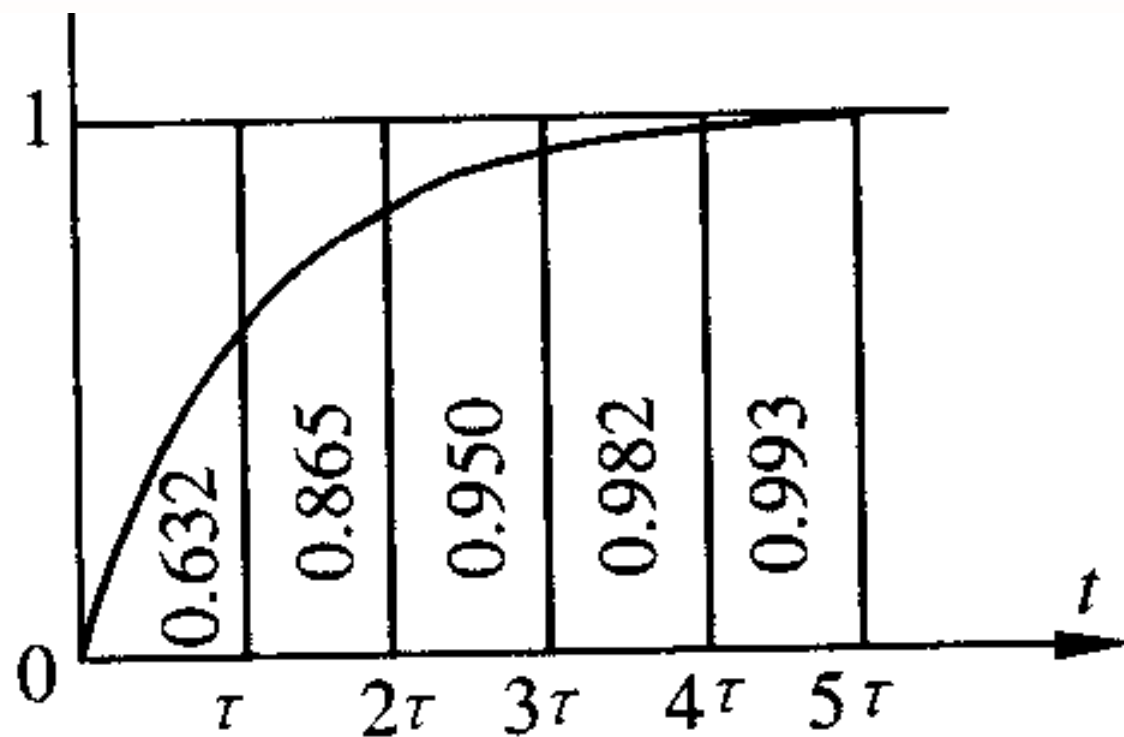


图 2 - 7 一阶传感器单位
阶跃响应

2) 二阶传感器的单位阶跃响应

二阶传感器的单位阶跃响应的通式为

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 2\varepsilon w_n \frac{dy(t)}{dt} + w_n^2 y(t) = w_n^2 x(t) \quad (2-11)$$

式中: ω_n —传感器的固有频率;

ξ —传感器的阻尼比。

二阶传感器的传递函数:

$$H(s) = \frac{w_n^2}{s(s^2 + 2\varepsilon w_n s + w_n^2)} \quad (2-12)$$

传感器输出的拉氏变换:

$$H(s)=H(s)X(s)=\frac{w_n^2}{s(s^2+2\varepsilon w_n s+w_n^2)} \quad (2-13)$$

二阶传感器对阶跃信号的响应在很大程度上取决于阻尼比 ξ 和固有频率 ω_n 。固有频率 ω_n 由传感器主要结构参数所决定, ω_n 越高, 传感器的响应越快。当 ω_n 为常数时, 传感器的响应取决于阻尼比 ξ 。图 2 - 8 为二阶传感器的单位阶跃响应曲线。阻尼比 ξ 直接影响超调量和振荡次数。 $\xi=0$, 为临界阻尼, 超调量为 100%, 产生等幅振荡, 达不到稳态。 >1 , 为过阻尼, 无超调也无振荡, 但达到稳态所需时间较长。 $\xi<1$, 为欠阻尼, 衰减振荡, 达到稳态值所需时间随 ξ 的减小而加长。 $\xi=1$ 时响应时间最短。但实际使用中常按稍欠阻尼调整, ξ 取 0.7~0.8 为最好。

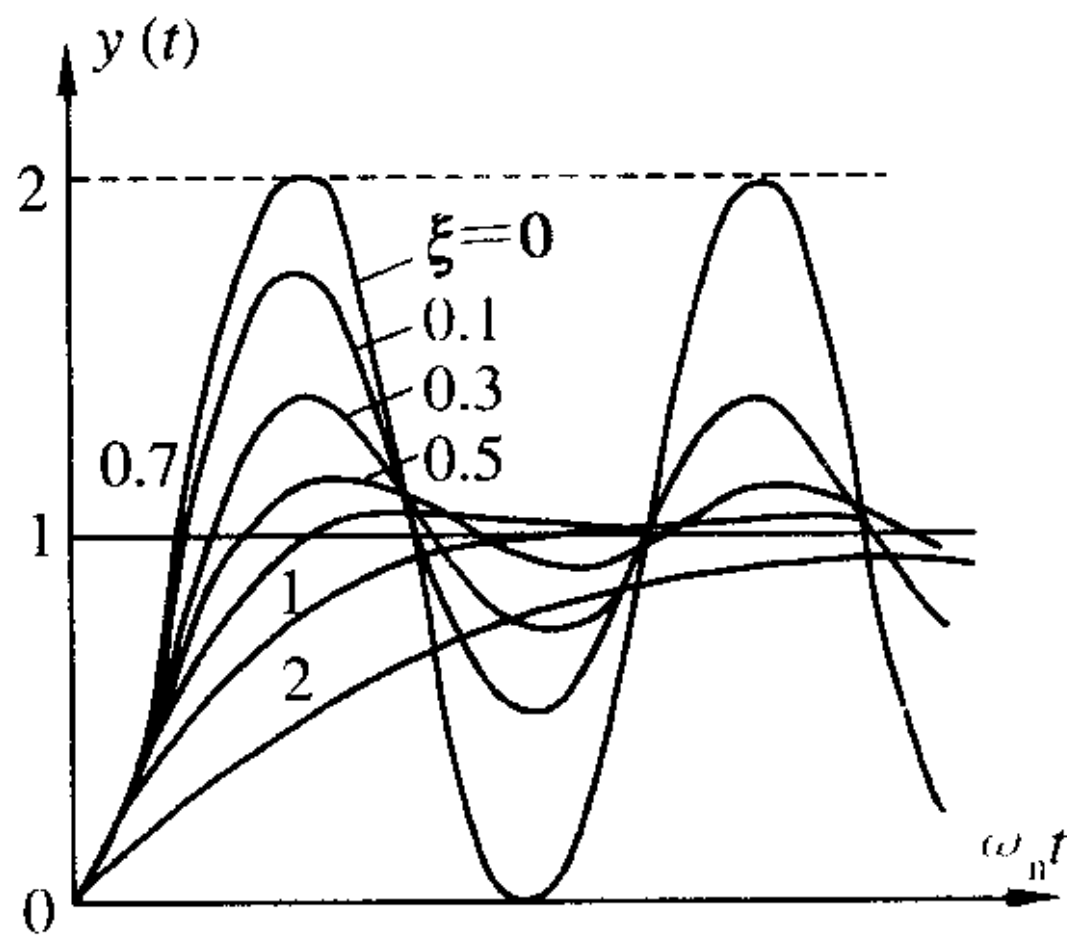


图 2 - 8 二阶传感器单位阶跃响应

3) 瞬态响应特性指标

- (1) 时间常数 τ 一阶传感器时间常数 τ 越小, 响应速度越快。
- (2) 延时时间传感器输出达到稳态值的50%所需时间。
- (3) 上升时间传感器输出达到稳态值的90%所需时间。
- (4) 超调量传感器输出超过稳态值的最大值。

2. 频率响应特性

传感器对正弦输入信号的响应特性, 称为频率响应特性。
频率响应法是从传感器的频率特性出发研究传感器的动态特性。

1) 一阶传感器的频率响应

将一阶传感器的传递函数中的 s 用 $j\omega$ 代替后, 即可得频率特性表达式, 即

$$H(j\omega) = \frac{1}{\tau(j\omega) + 1} \quad (2-14)$$

幅频特性

$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (2-15)$$

相频特性

$$\Phi(\omega) = -\arctan(\omega\tau) \quad (2-16)$$

图 2 - 9 为一阶传感器的频率响应特性曲线。

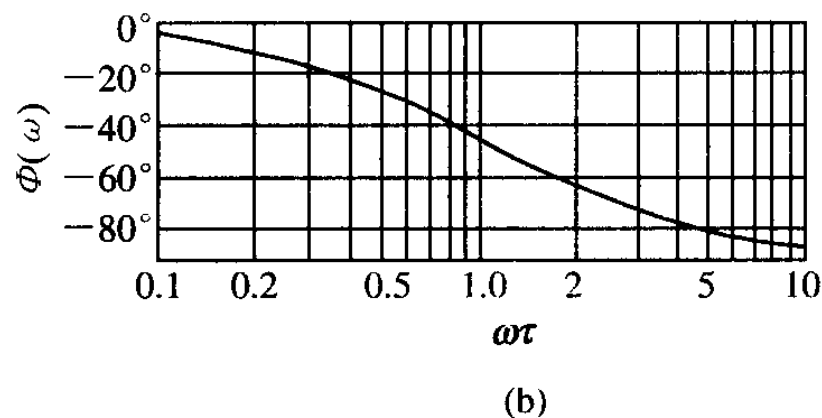
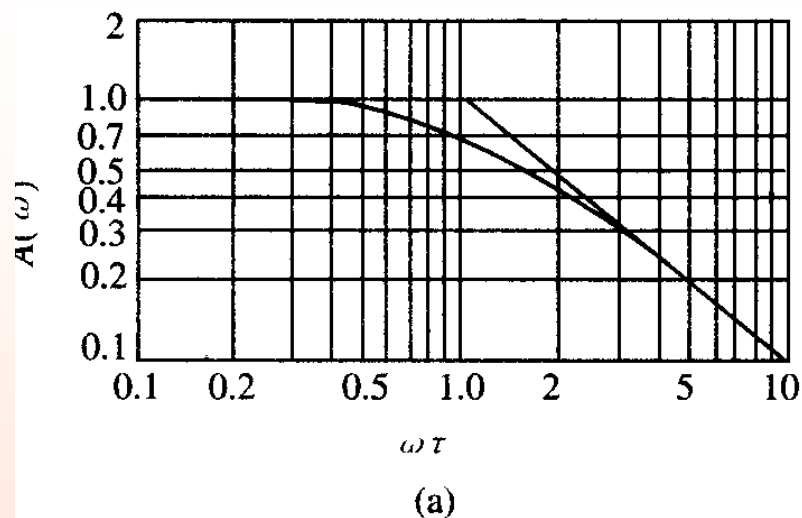


图 2 - 9 一阶传感器频率响应特性

从式 (2 - 15) 、 (2 - 16) 和图2 - 9 看出, 时间常数 τ 越小, 频率响应特性越好。当 $\omega\tau \ll 1$ 时, $A(\omega) \approx 1$, $\Phi(\omega) \approx 0$, 表明传感器输出与输入为线性关系, 且相位差也很小, 输出 $y(t)$ 比较真实地反映输入 $x(t)$ 的变化规律。 因此, 减小 τ 可改善传感器的频率特性。

2) 二阶传感器的频率响应

二阶传感器的频率特性表达式、幅频特性、相频特性分别为

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2j\varepsilon \frac{\omega}{\omega_0}} \quad (2-17)$$

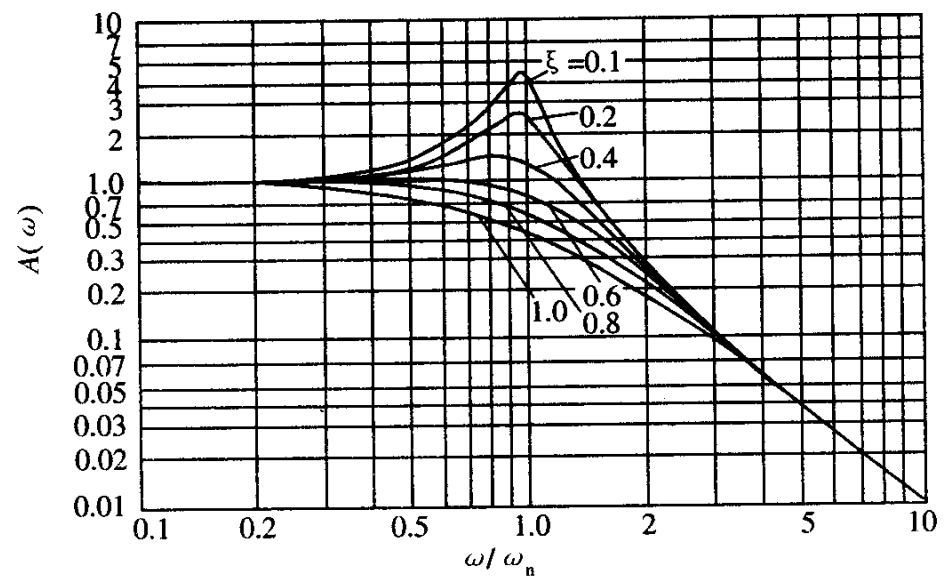
$$A(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 2\varepsilon \frac{\omega}{\omega_0}}} \quad (2-18)$$

$$\Phi(\omega) = -\arctan \frac{2\varepsilon \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (2-19)$$

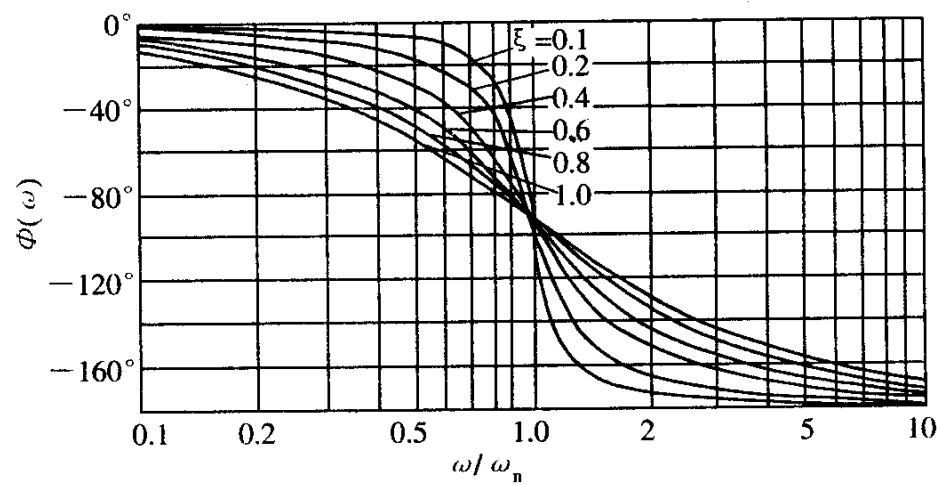
图 2 - 10 为二阶传感器的频率响应特性曲线。从式（2 - 18）、（2 - 19）和图 2 - 10 可见, 传感器的频率响应特性的好坏主要取决于传感器的固有频率 ω_n 和阻尼比 ξ 。

当 $\xi < 1$, $\omega_n \omega$ 时, $A(\omega) \approx 1$, $\Phi(\omega)$ 很小, 此时, 传感器的输出 $y(t)$ 再现了输入 $x(t)$ 的波形。通常固有频率 ω_n 至少应大于被测信号频率 ω 的 3~5 倍, 即 $\omega_n \geq (3 \sim 5) \omega$ 。

为了减小动态误差和扩大频率响应范围, 一般是提高传感器固有频率 ω_n 。而固有频率 ω_n 与传感器运动部件质量 m 和弹性敏感元件的刚度 k 有关, 即 $\omega_n = (k/m)^{1/2}$ 。增大刚度 k 和减小质量 m 可提高固有频率, 但刚度 k 增加, 会使传感器灵敏度降低。所以在实际中, 应综合各种因素来确定传感器的各个特征参数。



(a)



(b)

图 2-10 二阶传感器频率响应特性

3) 频率响应特性指标

(1) 频带传感器增益保持在一定值内的频率范围为传感器频带或通频带, 对应上有、下截止频率。

(2) 时间常数 τ 用时间常数 τ 来表征一阶传感器的动态特性。 τ 越小, 频带越宽。

(3) 固有频率 ω_n 二阶传感器的固有频率 ω_n 表征了其动态特性。



第3章 应变式传感器

3.1工作原理

3.2电阻应变片特性

3.3电阻应变片的测量电路

3.4应变式传感器应用

[返回主目录](#)

第3章 应变式传感器

电阻应变式传感器是利用电阻应变片将应变转换为电阻变化的传感器，传感器由在弹性元件上粘贴电阻应变敏感元件构成。当被测物理量作用在弹性元件上时，弹性元件的变形引起应变敏感元件的阻值变化，通过转换电路将其转变成电量输出，电量变化的大小反映了被测物理量的大小。应变式电阻传感器是目前测量力、力矩、压力、加速度、重量等参数应用最广泛的传感器。

3.1 工作原理

电阻应变片的工作原理是基于应变效应，即在导体产生机械变形时，它的电阻值相应发生变化。

如图 3 - 1 所示，一根金属电阻丝，在其未受力时，原始电阻值为

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

式中： ρ —电阻丝的电阻率；

L —电阻丝的长度；

S ——电阻丝的截面积。

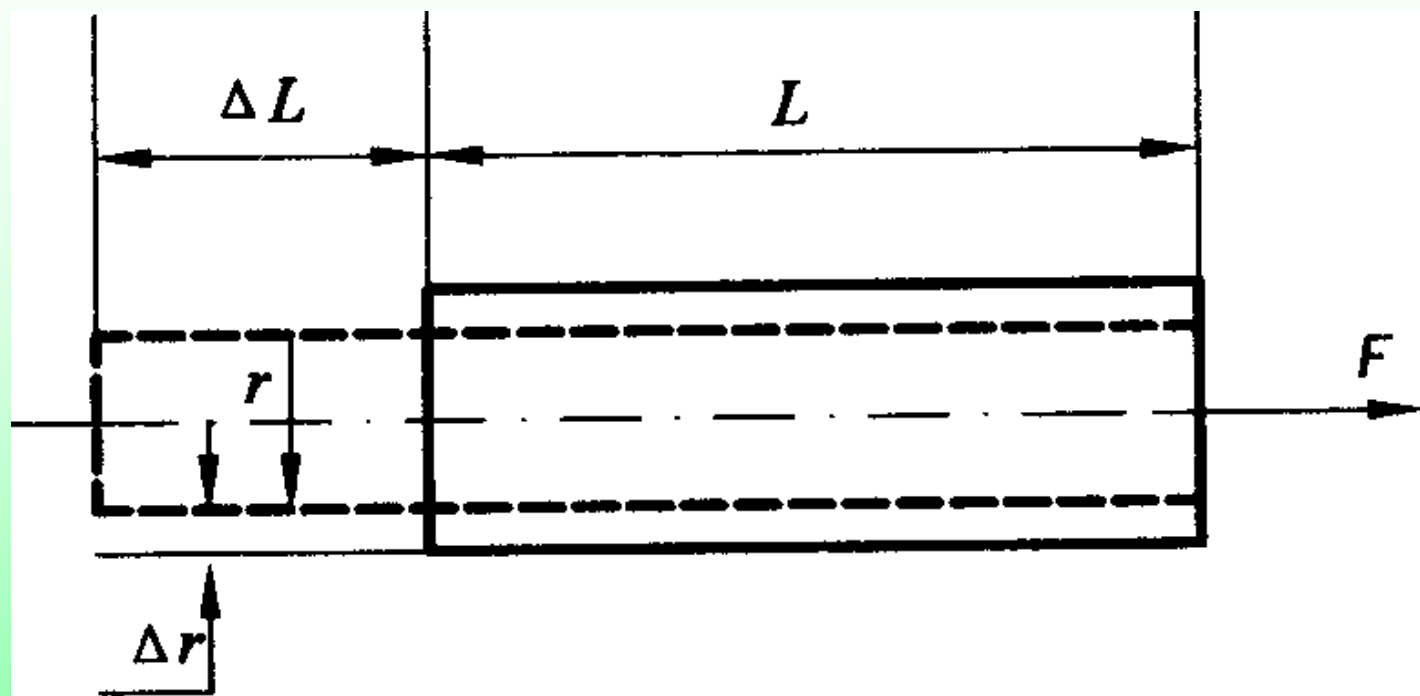


图 3 - 1 金属电阻丝应变效应

当电阻丝受到拉力 F 作用时, 将伸长 ΔL , 横截面积相应减小 ΔS , 电阻率将因晶格发生变形等因素而改变 $\Delta \rho$, 故引起电阻值相对变化量为

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta S}{S} + \frac{\Delta \rho}{\rho}$$

式中 $\Delta L/L$ 是长度相对变化量, 用应变 ε 表示

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

$\Delta S/S$ 为圆形电阻丝的截面积相对变化量, 即

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{2\Delta r}{r}$$

由材料力学可知, 在弹性范围内, 金属丝受拉力时, 沿轴向伸长, 沿径向缩短, 那么轴向应变和径向应变的关系可表示为

$$\frac{\Delta r}{r} = -\mu \frac{\Delta L}{L} = -\mu \varepsilon$$

式中: μ —电阻丝材料的泊松比, 负号表示应变方向相反。

将式 (3 - 3) #, 式 (3 - 5) 代入式 (3 - 2) , 可得

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

或

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

通常把单位应变能引起的电阻值变化称为电阻丝的灵敏度系数。其物理意义是单位应变所引起的电阻相对变化量，其表达式为

$$K = 1 + 2\mu + \frac{\frac{\Delta\rho}{\rho}}{\varepsilon} \quad (3-8)$$

灵敏度系数受两个因素影响：一个是受力后材料几何尺寸的变化，即 $(1+2\mu)$ ；另一个是受力后材料的电阻率发生的变化，即 $(\Delta\rho/\rho)/\varepsilon$ 。对金属材料电阻丝来说，灵敏度系数表达式中 $(1+2\mu)$ 的值要比 $(\Delta\rho/\rho)/\varepsilon$ 大得多，而半导体材料的 $(\Delta\rho/\rho)/\varepsilon$ 项的值比 $(1+2\mu)$ 大得多。大量实验证明，在电阻丝拉伸极限内，电阻的相对变化与应变成正比，即 K 为常数。

用应变片测量应变或应力时, 根据上述特点, 在外力作用下, 被测对象产生微小机械变形, 应变片随着发生相同的变化, 同时应变片电阻值也发生相应变化。当测得应变片电阻值变化量 ΔR 时, 便可得到被测对象的应变值。根据应力与应变的关系, 得到应力值 σ 为

$$\sigma = E \cdot \varepsilon \quad (3 - 9)$$

式中: σ —试件的应力;

ε —试件的应变;

E —试件材料的弹性模量。

由此可知, 应力值 σ 正比于应变 ε , 而试件应变 ε 正比于电阻值的变化, 所以应力 σ 正比于电阻值的变化, 这就是利用应变片测量应变的基本原理。



3.2 电阻应变片特性

一、电阻应变片的种类

电阻应变片品种繁多, 形式多样。 但常用的应变片可分为两类: 金属电阻应变片和半导体电阻应变片。

金属应变片由敏感栅、 基片、 覆盖层和引线等部分组成, 如图 3 - 2 所示。

敏感栅是应变片的核心部分, 它粘贴在绝缘的基片上, 其上再粘贴起保护作用的覆盖层, 两端焊接引出导线。金属电阻应变片的敏感栅有丝式、 箔式和薄膜式三种。

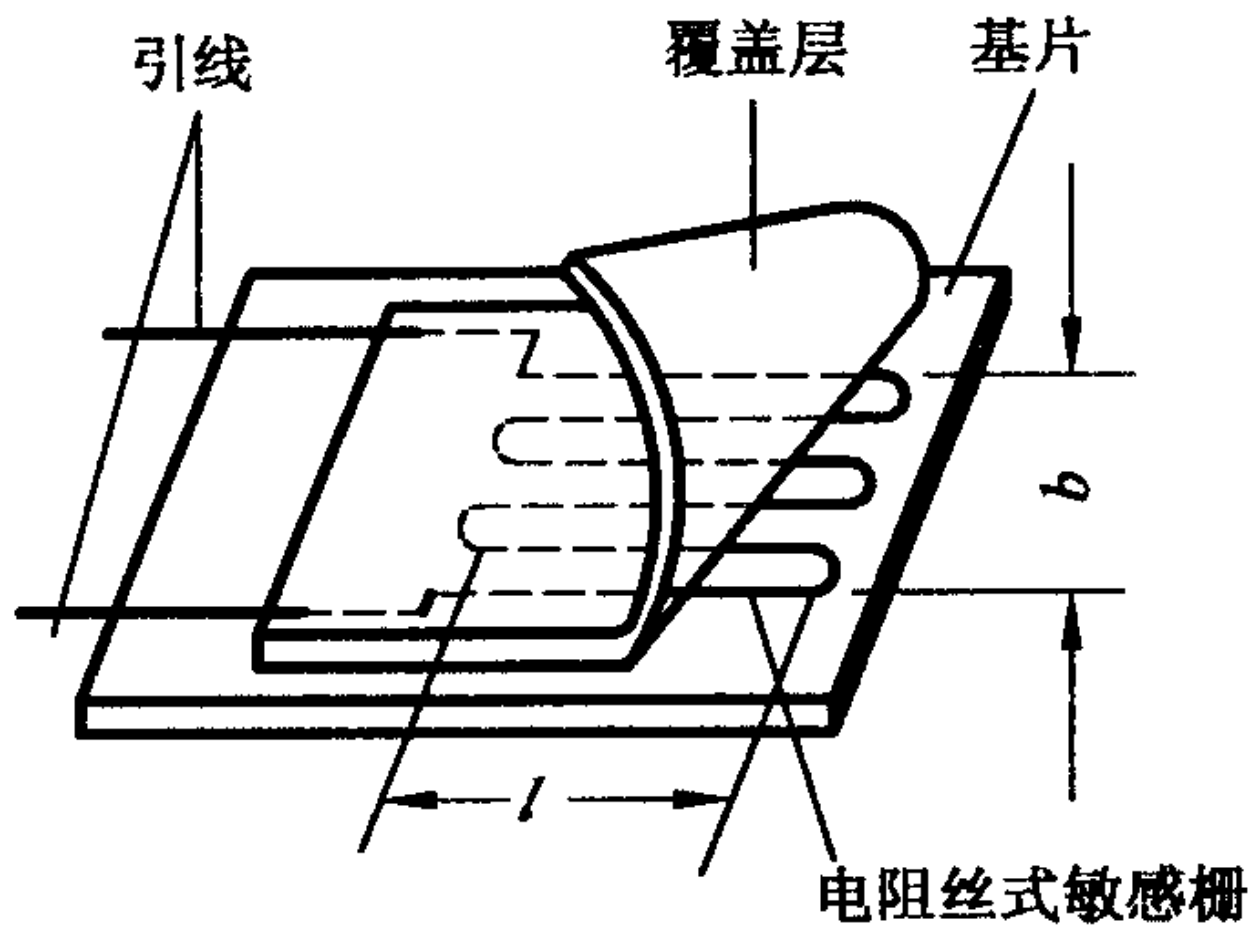


图 3 - 2 金属电阻应变片的结构

箔式应变片是利用光刻、腐蚀等工艺制成的一种很薄的金属箔栅，其厚度一般在 $0.003\sim 0.01\text{mm}$ 。其优点是散热条件好，允许通过的电流较大，可制成各种所需的形状，便于批量生产。薄膜应变片是采用真空蒸发或真空沉淀等方法在薄的绝缘基片上形成 $0.1\mu\text{m}$ 以下的金属电阻薄膜的敏感栅，最后再加上保护层。它的优点是应变灵敏度系数大，允许电流密度大，工作范围广。

半导体应变片是用半导体材料制成的，其工作原理是基于半导体材料的压阻效应。所谓压阻效应，是指半导体材料在某一轴向受外力作用时，其电阻率 ρ 发生变化的现象。

半导体应变片受轴向力作用时，其电阻相对变化为

$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2\mu)\varepsilon + \frac{\Delta\rho}{\rho} \quad (3-10)$$

式中 $\Delta\rho/\rho$ 为半导体应变片的电阻率相对变化量，其值与半导体敏感元件在轴向所受的应变力关系为

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \sigma\pi = \pi \cdot E \cdot \varepsilon \quad (3-11)$$

式中： π —— 半导体材料的压阻系数。

将式（3 - 11）代入式（3 - 10）中得

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = (1 + 2\mu + E\pi) \cdot \varepsilon \quad (3-12)$$

实验证明, πE 比 $(1+2\mu)$ 大上百倍, 所以 $(1+2\mu)$ 可以忽略, 因而半导体应变片的灵敏系数为

$$K_s = \frac{\Delta R}{\frac{R}{\varepsilon}} = E \quad (3-13)$$

半导体应变片突出优点是灵敏度高, 比金属丝式高50~80倍, 尺寸小, 横向效应小, 动态响应好。但它有温度系数大, 应变时非线性比较严重等缺点。

二、 横向效应

当将图 3 - 3 所示的应变片粘贴在被测试件上时, 由于其敏感栅是由 n 条长度为 l_1 的直线段和 $(n-1)$ 个半径为 r 的半圆组成, 若该应变片承受轴向应力而产生纵向拉应变 ε_x 时, 则各直线段的电阻将增加, 但在半圆弧段则受到从 $+\varepsilon_x$ 到 $-\mu \varepsilon_x$ 之间变化的应变, 圆弧段电阻的变化将小于沿轴向安放的同样长度电阻丝电阻的变化。综上所述, 将直的电阻丝绕成敏感栅后, 虽然长度不变, 应变状态相同, 但由于应变片敏感栅的电阻变化较小, 因而其灵敏系数 K 较电阻丝的灵敏系数 K_0 小, 这种现象称为应变片的横向效应。

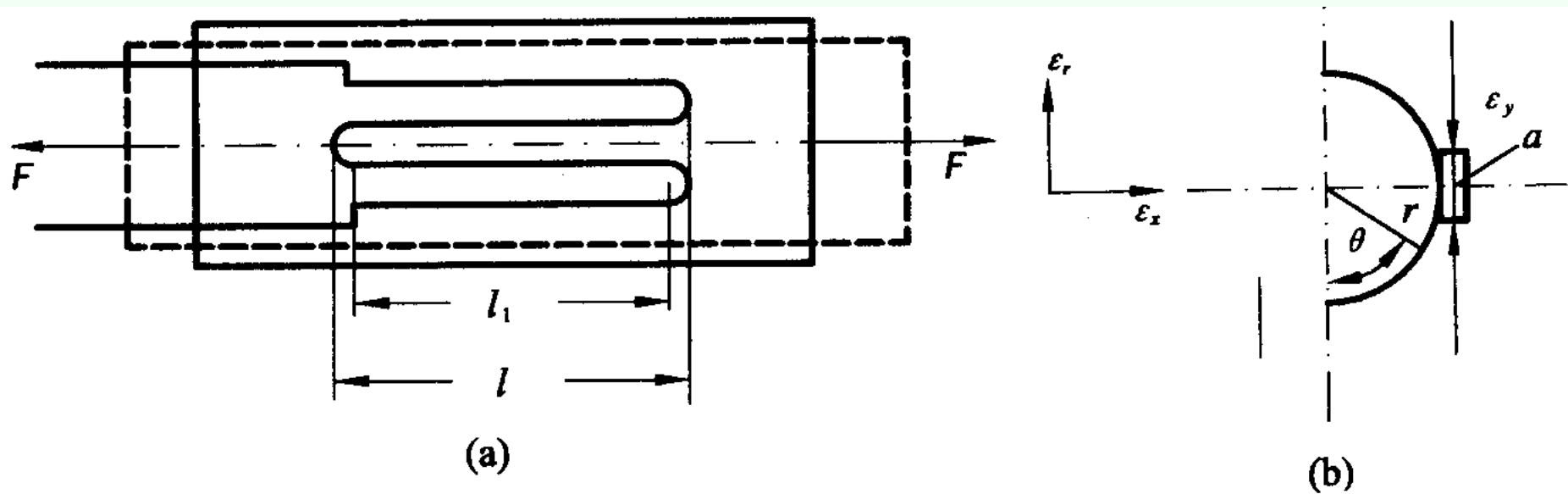


图 3 - 3 应变片轴向受力及横向效应

(a) 应变片及轴向受力图；(b) 应变片的横向效应图

当实际使用应变片的条件与其灵敏系数 K 的标定条件不同时, 如 $\mu \neq 0.285$ 或受非单向应力状态, 由于横向效应的影响, 实际 K 值要改变, 如仍按标称灵敏系数来进行计算, 可能造成较大误差。当不能满足测量精度要求时, 应进行必要的修正, 为了减小横向效应产生的测量误差, 现在一般多采用箔式应变片。

三、 应变片的温度误差及补偿

1. 应变片的温度误差

由于测量现场环境温度的改变而给测量带来的附加误差, 称为应变片的温度误差。产生应变片温度误差的主要因素有:

1) 电阻温度系数的影响

敏感栅的电阻丝阻值随温度变化的关系可用下式表示：

$$R_t = R_0 (1 + \alpha_0 \Delta t) \quad (3 - 14)$$

式中： R_t ——温度为 t °C 时的电阻值；

R_0 ——温度为 $t = 0$ °C 时的电阻值；

α_0 ——金属丝的电阻温度系数；

Δt ——温度变化值， $\Delta t = t - t_0$ 。

当温度变化 Δt 时，电阻丝电阻的变化值为

$$\Delta R_t = R_t - R_0 = R_0 \alpha_0 \Delta t \quad (3 - 15)$$

2) 试件材料和电阻丝材料的线膨胀系数的影响

当试件与电阻丝材料的线膨胀系数相同时，不论环境温度如何变化，电阻丝的变形仍和自由状态一样，不会产生附加变形。

当试件和电阻丝线膨胀系数不同时，由于环境温度的变化，电阻丝会产生附加变形，从而产生附加电阻。

设电阻丝和试件在温度为 $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时的长度均为 L_0 ，它们的线膨胀系数分别为 β_s 和 β_g ，若两者不粘贴，则它们的长度分别为

$$L_s = L_0 (1 + \beta_s \Delta t) \quad (3 - 16)$$

$$L_g = L_0 (1 + \beta_g \Delta t) \quad (3 - 17)$$

当二者粘贴在一起时，电阻丝产生的附加变形 ΔL ，附加应变 ε_β 和附加电阻变化 ΔR_β 分别为

$$\Delta L = L_g - L_s = (\beta_g - \beta_s) L_0 \Delta t \quad (3 - 18)$$

$$\varepsilon_\beta = \frac{\Delta L}{L_0} = (\beta_g - \beta_s) \Delta t \quad (3 - 19)$$

$$\Delta R_\beta = K_0 R_0 \varepsilon_\beta = K_0 R_0 (\beta_g - \beta_s) \Delta t \quad (3 - 20)$$

由式（3 - 15）和式（3 - 20），可得由于温度变化而引起应变片总电阻相对变化量为

$$\begin{aligned}\frac{\Delta R}{R_0} &= \frac{\Delta R\alpha + \Delta R\beta}{R_0} \\ &= \alpha_0\Delta t + K_0(\beta_g - \beta_s)\Delta t \\ &= [\alpha_0\Delta t + K_0(\beta_g - \beta_s)]\Delta t = \alpha\Delta t\end{aligned}$$

折合成附加应变或虚假的应变 ε_t , 有

$$\begin{aligned}\varepsilon_t &= \frac{\Delta R}{K} = \left[\frac{\alpha_0}{K} + (\beta_g - \beta_s)\right]\Delta t \\ &= \frac{\alpha}{K_0}\Delta t\end{aligned}$$

由式（3 - 21）和式（3 - 22）可知，因环境温度变化而引起的附加电阻的相对变化量，除了与环境温度有关外，还与应变片自身的性能参数（ K_0 ， α_0 ， β_s ）以及被测试件线膨胀系数 β_g 有关。

2. 电阻应变片的温度补偿方法

电阻应变片的温度补偿方法通常有线路补偿法和应变片自补偿两大类。

1) 线路补偿法

电桥补偿是最常用的且效果较好的线路补偿法。图 3 - 4 所示是电桥补偿法的原理图。电桥输出电压 U_o 与桥臂参数的关系为

$$U_o = A (R_1 R_4 - R_B R_3) \quad (3 - 23)$$

式中：A——由桥臂电阻和电源电压决定的常数。

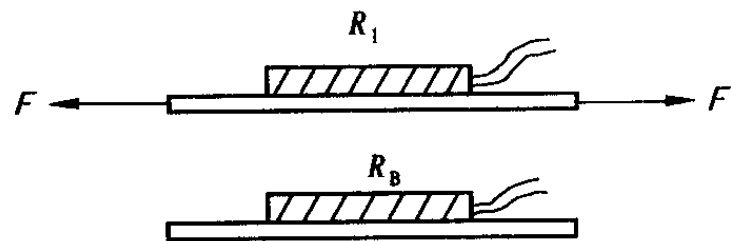
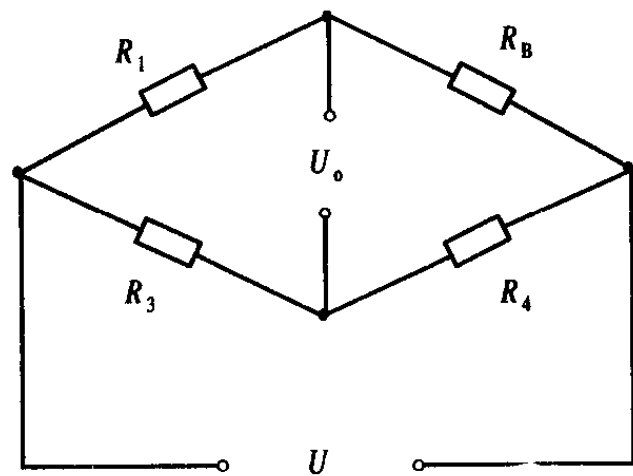
R_1 —工作应变片； R_B —补偿应变片

由上式可知，当 R_3 和 R_4 为常数时， R_1 和 R_B 对电桥输出电压 U_0 的作用方向相反。利用这一基本关系可实现对温度的补偿。

测量应变时，工作应变片 R_1 粘贴在被测试件表面上，补偿应变片 R_B 粘贴在与被测试件材料完全相同的补偿块上，且仅工作应变片承受应变。如图 3 - 4 所示。

当被测试件不承受应变时， R_1 和 R_B 又处于同一环境温度 t °C 的温度场中，调整电桥参数，使之达到平衡，有

$$U_0 = A (R_1 R_4 - R_B R_3) = 0 \quad (3 - 2)$$



R_1 —工作应变片； R_B —补偿应变片

图 3-4 电桥补偿法

工程上,一般按 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ 选取桥臂电阻。当温度升高或降低 $\Delta t = t - t_0$ 时,两个应变片的因温度而引起的电阻变化量相等,电桥仍处于平衡状态,即

$$U_o = A [(R_1 + \Delta R_{1t}) R_4 - (R_B + \Delta R_{Bt}) R_3] = 0 \quad (3 - 25)$$

若此时被测试件有应变 ε 的作用,则工作应变片电阻 R_1 又有新的增量 $\Delta R_1 = R_1 K_\varepsilon$,而补偿片因不承受应变,故不产生新的增量,此时电桥输出电压为

$$U_o = A R_1 R_4 K_\varepsilon \quad (3 - 26)$$

由上式可知,电桥的输出电压 U_o 仅与被测试件的应变 ε 有关,而与环境温度无关。

应当指出,若实现完全补偿,上述分析过程必须满足四个条件:

① 在应变片工作过程中, 保证 $R_3 = R_4$ 。

② R_1 和 R_B 两个应变片应具有相同的电阻温度系数 α , 线膨胀系数 β , 应变灵敏度系数 K 和初始电阻值 R_0 。

③ 粘贴补偿片的补偿块材料和粘贴工作片的被测试件材料必须一样, 两者线膨胀系数相同。

④ 两应变片应处于同一温度场。

2) 应变片的自补偿法

这种温度补偿法是利用自身具有温度补偿作用的应变片, 称之为温度自补偿应变片。

温度自补偿应变片的工作原理可由式（3 - 21）得出, 要实现温度自补偿, 必须有

$$\alpha_0 = -K_0 (\beta_g - \beta_s) \quad (3 - 27)$$

上式表明, 当被测试件的线膨胀系数 β_g 已知时, 如果合理选择敏感栅材料, 即其电阻温度系数 α_0 、灵敏系数 K_0 和线膨胀系数 β_s , 使式（3 - 27）成立, 则不论温度如何变化, 均有 $\Delta R_t / R_0 = 0$, 从而达到温度自补偿的目的。



3.3 电阻应变片的测量电路

由于机械应变一般都很小，要把微小应变引起的微小电阻变化测量出来，同时要把电阻相对变化 $\Delta R/R$ 转换为电压或电流的变化。因此，需要有专用测量电路用于测量应变变化而引起电阻变化的测量电路，通常采用直流电桥和交流电桥。

一、直流电桥

1. 直流电桥平衡条件

电桥如图 3 - 5 所示, E为电源, R_1 、 R_2 、 R_3 及 R_4 为桥臂电阻, R_L 为负载电阻。

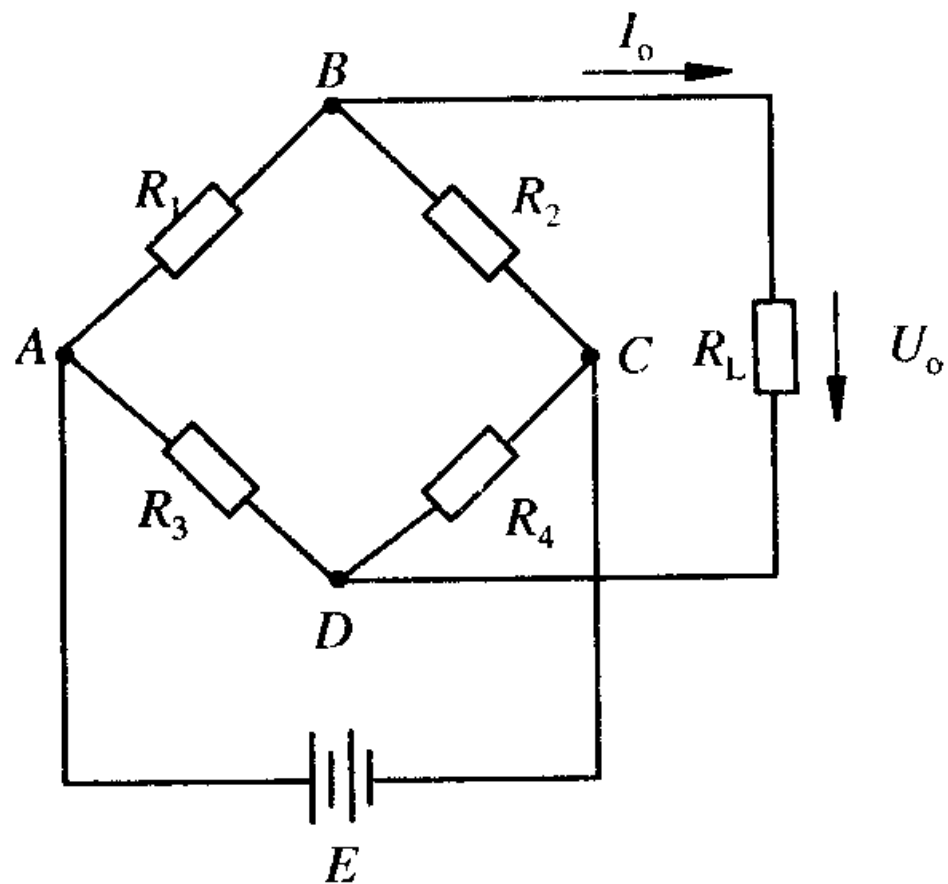


图 3 - 5 直流电桥

$$U_0 = E\left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4}\right) \quad (3-28)$$

当电桥平衡时, $U_0=0$, 则有

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

或

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad (3-29)$$

式（3 - 29）称为电桥平衡条件。这说明欲使电桥平衡, 其相邻两臂电阻的比值应相等, 或相对两臂电阻的乘积相等。

2. 电压灵敏度

R_1 为电阻应变片， $R_2\#$ ， $R_3\#$ ， R_4 为电桥固定电阻，这就构成了单臂电桥。应变片工作时，其电阻值变化很小，电桥相应输出电压也很小，一般需要加入放大器放大。由于放大器的输入阻抗比桥路输出阻抗高很多，所以此时仍视电桥为开路情况。当产生应变时，若应变片电阻变化为 ΔR ，其它桥臂固定不变，电桥输出电压 $U_o \neq 0$ ，则电桥不平衡输出电压为

$$\begin{aligned}
 U_0 &= E \left(\frac{R_1}{R_1 + \Delta R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) = E \frac{\Delta R_1 R_4}{(R_1 + \Delta R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} \\
 &= E \frac{\frac{R_4}{R_3} \frac{\Delta R_1}{R_1}}{\left(1 + \frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)}
 \end{aligned}$$

设桥臂比 $n = R_2/R_1$, 由于 $\Delta R_1/R_1$, 分母中 $\Delta R_1/R_1$ 可忽略, 并考虑到平衡条件 $R_2/R_1 = R_4/R_3$, 则式 (3 - 30) 可写为

$$U_0 = E \left(\frac{n}{(1+n)^2} \right) \frac{\Delta R_1}{R_1}$$

电桥电压灵敏度定义为

$$K_U = \frac{U_0}{\frac{\Delta R_1}{R_1}} = E \frac{n}{(1+n)^2}$$

从式（3 - 32）分析发现：

① 电桥电压灵敏度正比于电桥供电电压，供电电压越高，电桥电压灵敏度越高，但供电电压的提高受到应变片允许功耗的限制，所以要作适当选择；

② 电桥电压灵敏度是桥臂电阻比值 n 的函数，恰当地选择桥臂比 n 的值，保证电桥具有较高的电压灵敏度。

当 E 值确定后， n 值取何值时使 K_U 最高？

由 $dK_U/d_n = 0$ 求 R_U 的最大值, 得

$$\frac{dK_U}{dn} = \frac{1-n^2}{(1+n)^3} = 0 \quad (3-33)$$

求得 $n=1$ 时, K_U 为最大值。这就是说, 在电桥电压确定后, 当 $R_1=R_2=R_3=R_4$ 时, 电桥电压灵敏度最高, 此时有

$$U_0 = \frac{E}{4} \cdot \frac{\Delta R_1}{R} \quad (3-34)$$

$$K_U = \frac{E}{4} \quad (3-35)$$

从上述可知，当电源电压 E 和电阻相对变化量 $\Delta R_1/R_1$ 一定时，电桥的输出电压及其灵敏度也是定值，且与各桥臂电阻阻值大小无关。

3. 非线性误差及其补偿方法

由式（3 - 30）求出的输出电压因略去分母中的 $\Delta R_1/R_1$ 项而得出的是理想值，实际值计算为

$$U'_0 = E \frac{n \frac{\Delta R_1}{R_1}}{(1 + n + \frac{\Delta R_1}{R_1})(1 + n)} \quad (3-36)$$

非线性误差为

$$\gamma_L = \frac{U_0 - U'_0}{U_0} = \frac{\frac{\Delta R_1}{R_1}}{1 + n + \frac{\Delta R_1}{R_1}}$$

如果是四等臂电桥, $R_1=R_2=R_3=R_4$, 则

$$\gamma_L = \frac{\frac{\Delta R_1}{2R_1}}{1 + \frac{\Delta R_1}{2R_1}}$$

对于一般应变片来说, 所受应变 ε 通常在 5×10^{-3} 以下, 若取 $K_U=2$, 则 $\Delta R_1/R_1 = K_U \varepsilon = 0.01$, 代入式 (3 - 38) 计算得非线性误差为 0.5%; 若 $K_U=130$, $\varepsilon = 1 \times 10^{-3}$ 时, $\Delta R_1/R_1 = 0.130$, 则得到非线性误差为 6%, 故当非线性误差不能满足测量要求时, 必须予以消除。

为了减小和克服非线性误差,常采用差动电桥如图 3 - 6 所示,在试件上安装两个工作应变片,一个受拉应变,一个受压应变,接入电桥相邻桥臂,称为半桥差动电路,该电桥输出电压为

$$U_0 = E \left(\frac{\Delta R_1 + R_1}{\Delta R_1 + R_1 + R_2 - \Delta R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \quad (3 - 39)$$

若 $\Delta R_1 = \Delta R_2$, $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, 则得

$$U_0 = \frac{E}{2} \cdot \frac{\Delta R_1}{R_1} \quad (3-40)$$

由式 (3 - 40) 可知, U_0 与 $(\Delta R_1/R_1)$ 呈线性关系, 差动电桥无非线性误差, 而且电桥电压灵敏度 $K_U = E/2$, 比单臂工作时提高一倍, 同时还具有温度补偿作用。

若将电桥四臂接入四片应变片,如图 3 - 6 (b) 所示,即两个受拉应变,两个受压应变,将两个应变符号相同的接入相对桥臂上,构成全桥差动电路,若 $\Delta R_1 = \Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R_4$, 且 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, 则

$$U_0 = E \frac{\Delta R_1}{R_1} \quad (3 - 41)$$
$$K_U = E$$

此时全桥差动电路不仅没有非线性误差,而且电压灵敏度是单片的 4 倍,同时仍具有温度补偿作用。

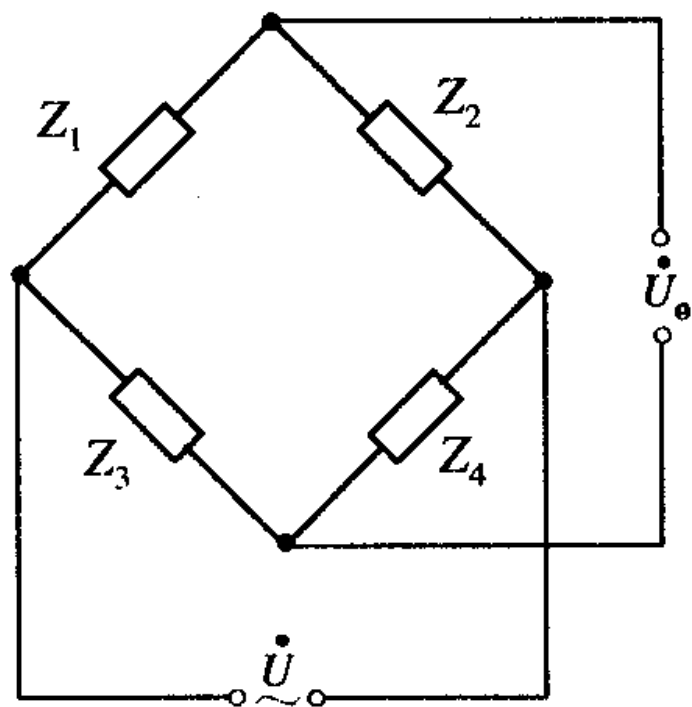
二、交流电桥

根据直流电桥分析可知,由于应变电桥输出电压很小,一般都要加放大器,而直流放大器易于产生零漂,因此应变电桥多采用交流电桥。

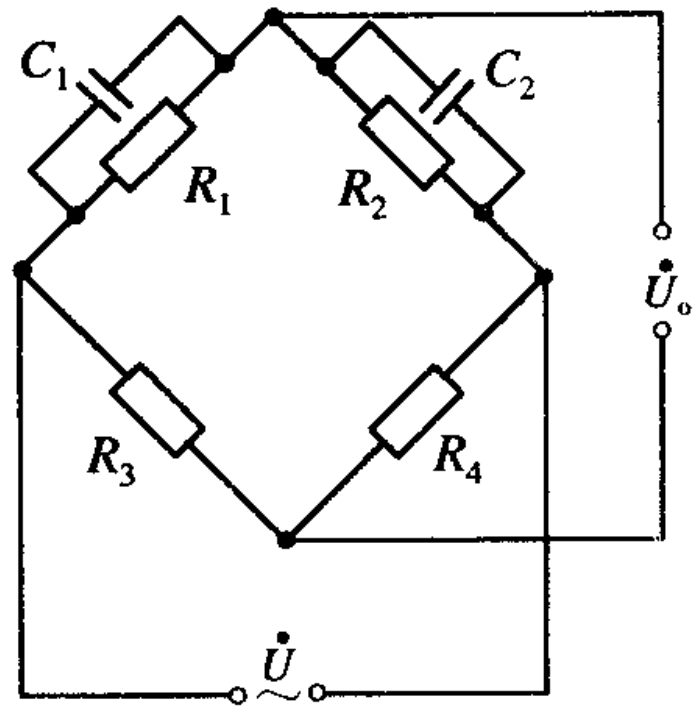
图 3 - 7 为交流电桥, \dot{U} 为交流电压源, 开路输出电压为 \dot{U}_0 。

由于供桥电源为交流电源, 引线分布电容使得二桥臂应变片呈现复阻抗特性, 即相当于二只应变片各并联了一个电容, 则每一桥臂上复阻抗分别为

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= \frac{R_1}{R_1 + j\omega R_1 C_1} \\ Z_2 &= \frac{R_2}{R_2 + j\omega R_2 C_2} \\ Z_3 &= R_3 \\ Z_4 &= R_4 \end{aligned} \right\}$$



(a)



(b)

图 3 - 7 交流电桥

式中 C_1 、 C_2 表示应变片引线分布电容, 由交流电路分析可得

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

要满足电桥平衡条件, 即 $\dot{U}_0 = 0$, 则有

$$Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3$$

取 $Z_1 = Z_2 = Z_3 = Z_4$, 将式 (3 - 43) 代入式 (3 - 45), 可得

$$\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1} R_4 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} R_3$$

整理式 (3 - 46) 得

$$\frac{R_3}{R_1} + j\omega R_3 C_1 = \frac{R_4}{R_2} + j\omega R_4 C_2$$

其实部、虚部分别相等，并整理可得交流电桥的平衡条件为：

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

及

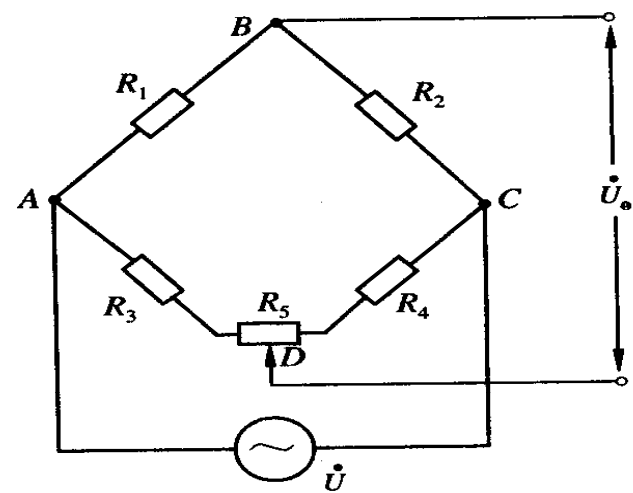
$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} \quad (3 - 48)$$

对这种交流电容电桥，除要满足电阻平衡条件外，还必须满足电容平衡条件。为此在桥路上除设有电阻平衡调节外还设有电容平衡调节。电桥平衡调节电路如图 3 - 8 所示。

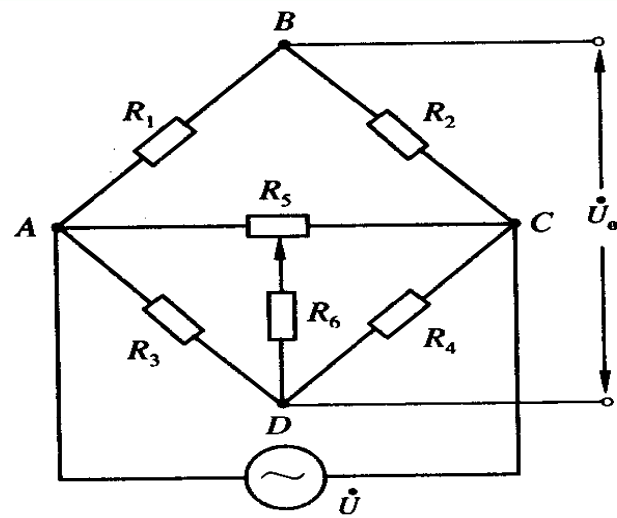
当被测应力变化引起 $Z_1 = Z_0 + \Delta Z$, $Z_2 = Z_0 - \Delta Z$ 变化时，则电桥输出为

$$\begin{aligned} U &= \dot{U} \left(\frac{Z_0 + \Delta Z}{2Z_0} - \frac{1}{2} \right) \\ &= \frac{1}{2} \dot{U} \cdot \frac{\Delta Z}{Z_0} \end{aligned}$$

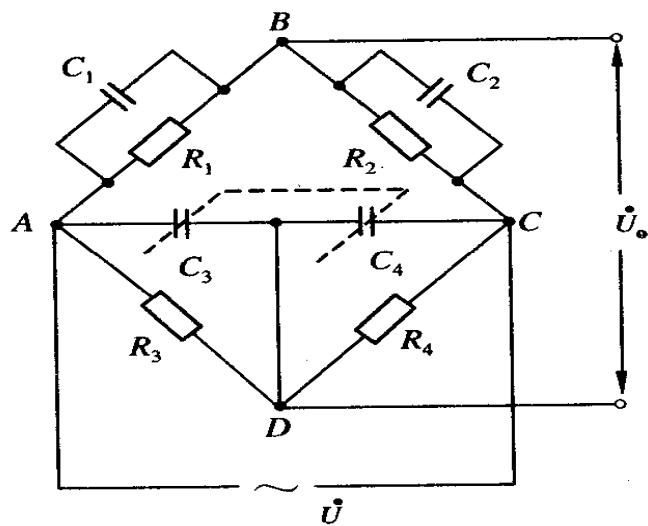
第3章 应变式传感器



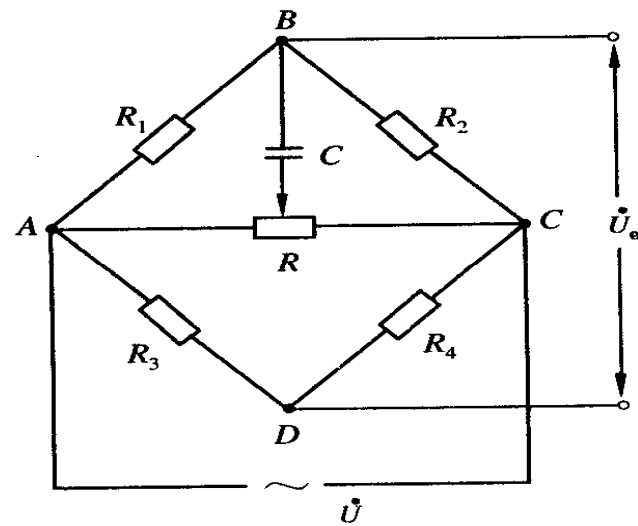
(a)



(b)



(c)



(d)

图 3 - 8 交流电桥平衡调节



3.4 应变式传感器应用

一、应变式力传感器

被测物理量为荷重或力的应变式传感器，统称为应变式力传感器。其主要用作各种电子称与材料试验机的测力元件、发动机的推力测试、水坝坝体承载状况监测等。

应变式力传感器要求有较高的灵敏度和稳定性，当传感器在受到侧向作用力或力的作用点发生轻微变化时，不应对其输出有明显的影响。

1. 柱（筒）式力传感器

图 3 - 9 所示为柱式、筒式力传感器, 应变片粘贴在弹性体外壁应力分布均匀的中间部分, 对称地粘贴多片, 电桥接线时应尽量减小载荷偏心 and 弯矩的影响, 贴片在圆柱面上的位置及其在桥路中的连接如图 3 - 9 (c)、(d) 所示, R_1 和 R_3 串接, R_2 和 R_4 串接, 并置于桥路对臂上以减小弯矩影响, 横向贴片作温度补偿用。

2. 环式力传感器

图 3 - 10 所示为环式力传感器结构图及应力分布图。与柱式相比, 应力分布变化较大, 且有正有负。

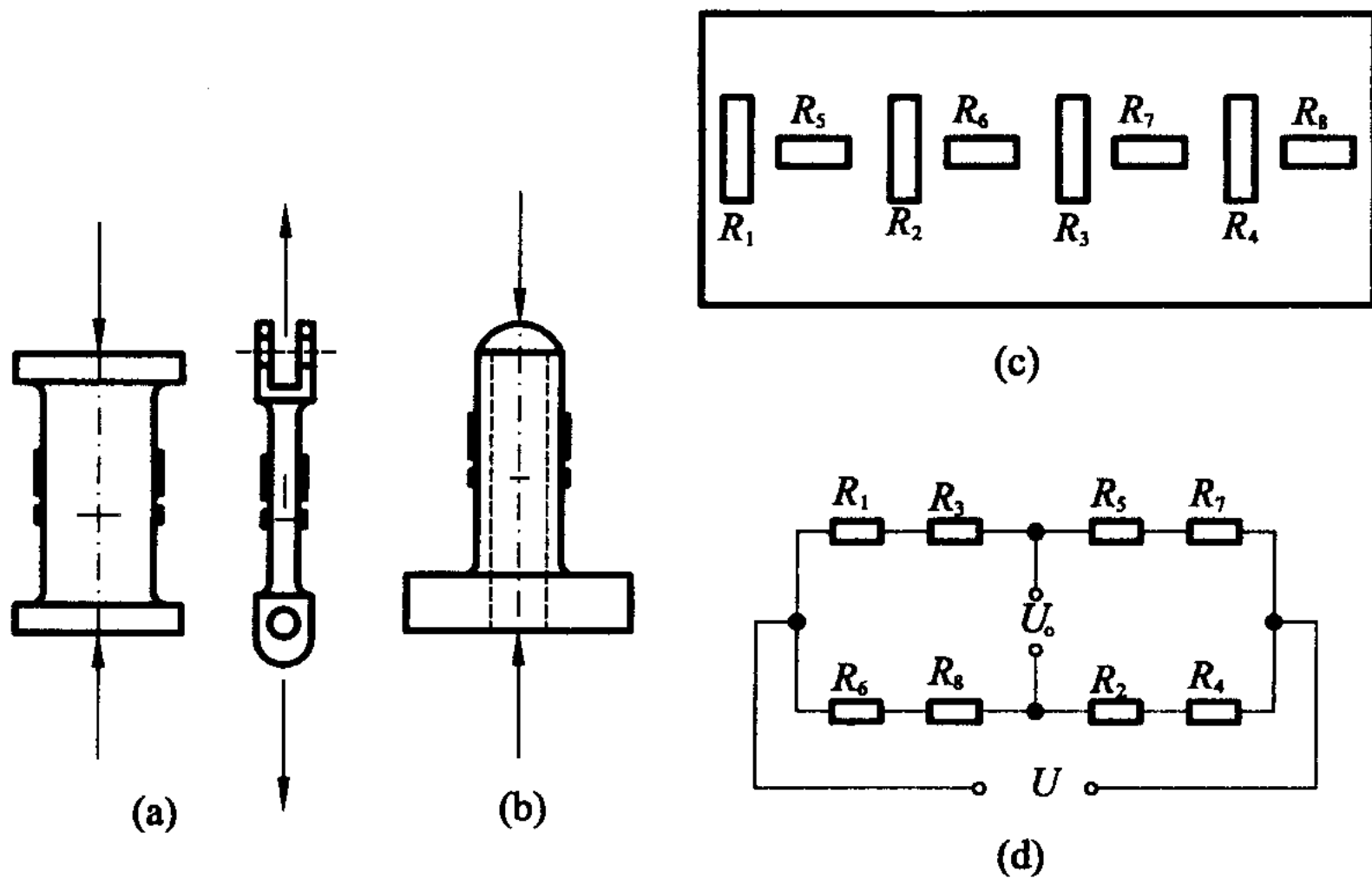


图 3 - 9 圆柱(筒)式力传感器

(a) 柱形；(b) 筒形；(c) 圆柱面展开图；(d) 桥路连线图

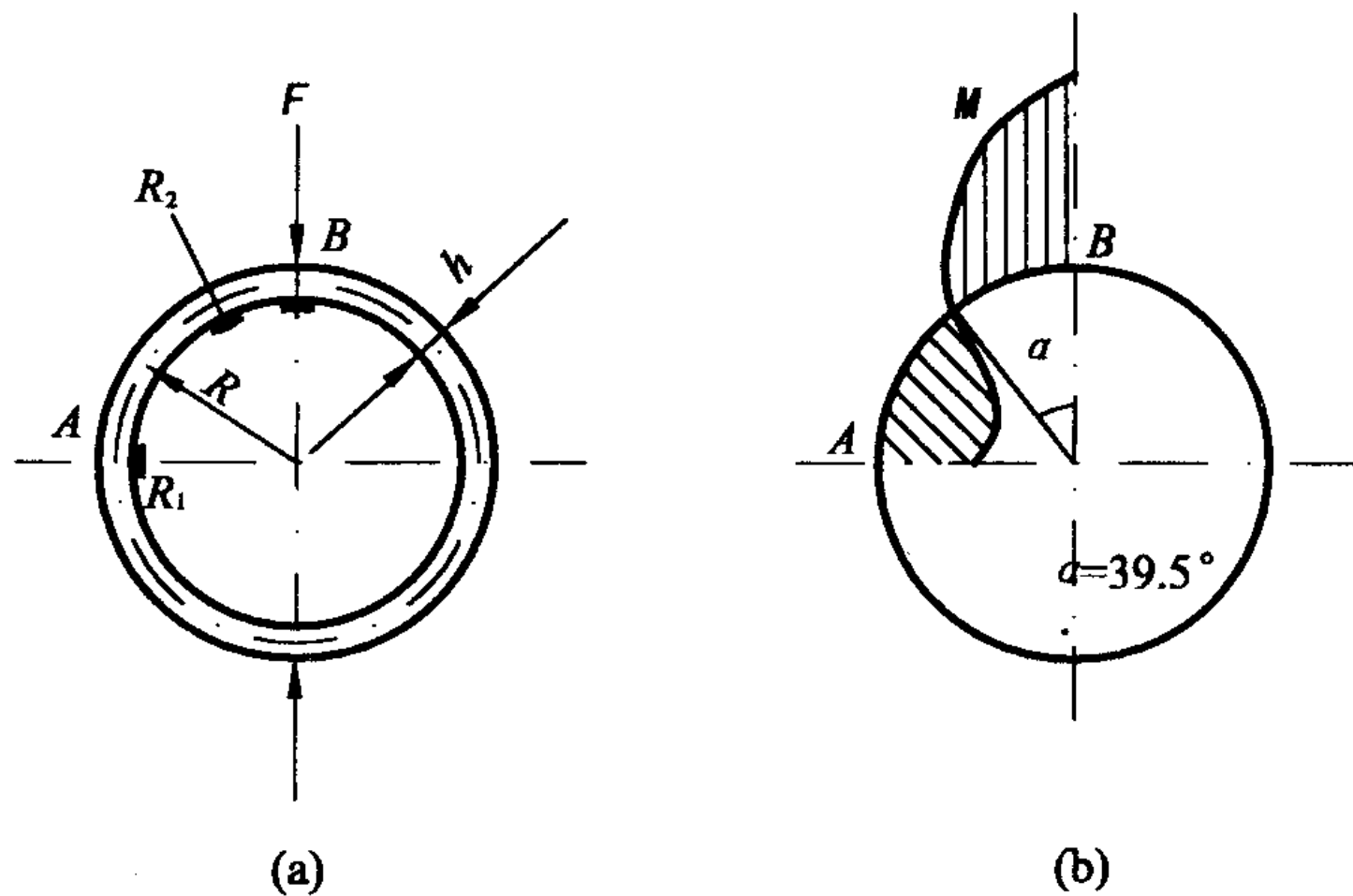


图 3 - 10 环式力传感器

对 $R/h > 5$ 的小曲率圆环, 可用式 (3 - 50) 及式 (3 - 51) 计算出A、 B两点的应变。

$$\varepsilon_A = -\frac{1.09FR}{bh^2E}$$

$$\varepsilon_B = \frac{1.91FR}{bh^2E}$$

式中: h ——圆环厚度;

b ——圆环宽度;

E ——材料弹性模量。

这样, 测出A、 B处的应变, 即可确定载荷 F 。

由图 3 - 10 (b) 的应力分布可以看出, R_2 应变片所在位置应变为零。故 R_2 应变片起温度补偿作用。

二、 应变式压力传感器

应变式压力传感器主要用来测量流动介质的动态或静态压力。如动力管道设备的进出口气体或液体的压力、发动机内部的压力变化#, 枪管及炮管内部的压力、内燃机管道压力等。

应变片压力传感器大多采用膜片式或筒式弹性元件。

图 3 - 11 所示为膜片式压力传感器, 应变片贴在膜片内壁, 在压力 p 作用下, 膜片产生径向应变 ε_r 和切向应变 ε_t , 表达式分别为:

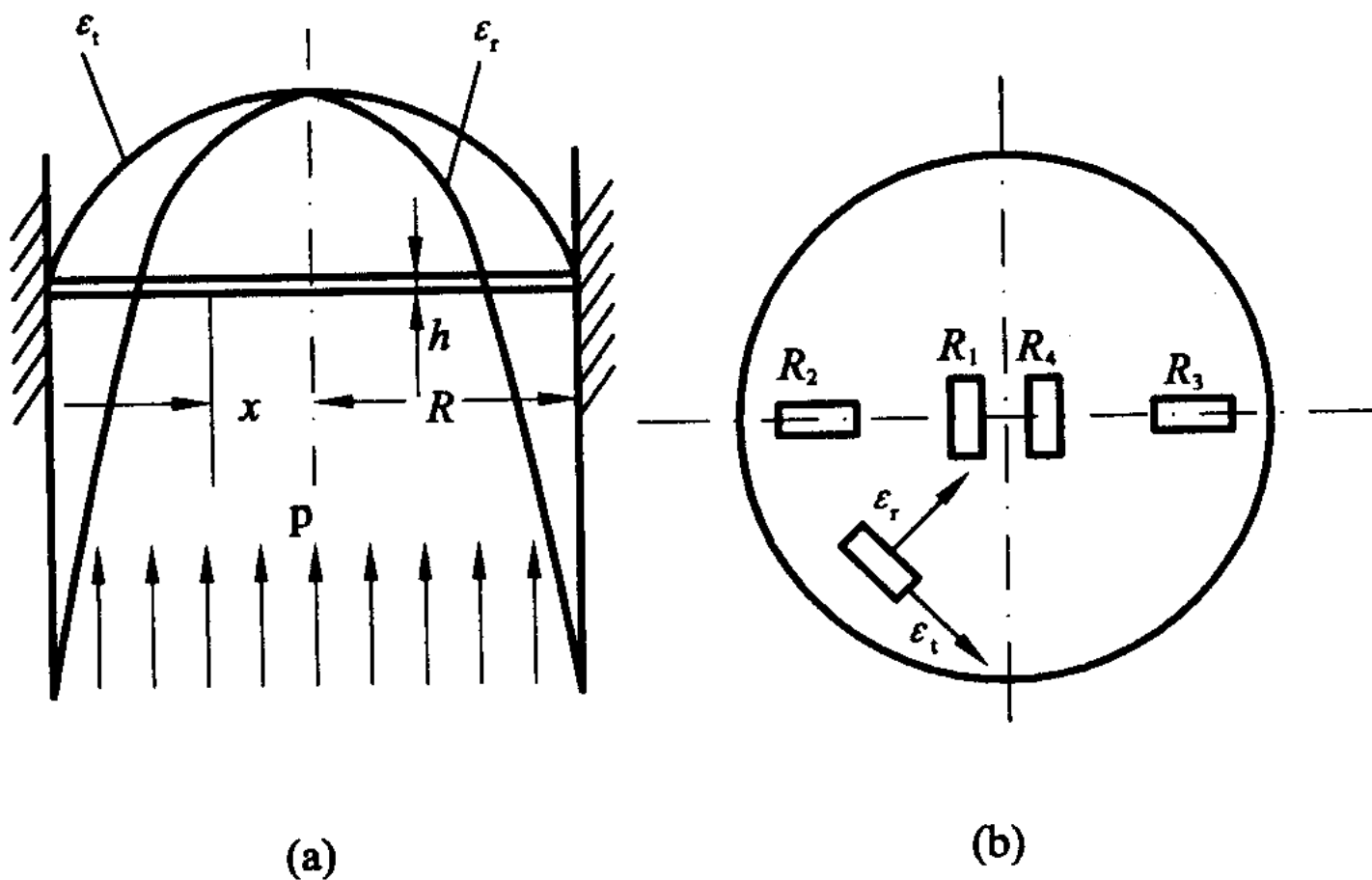


图 3 - 11 膜片式压力传感器
(a) 应变变化图；(b) 应变片粘贴

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

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

式中: p ——膜片上均匀分布的压力;

R, h ——膜片的半径和厚度;

x ——离圆心的径向距离。

由应力分布图可知, 膜片弹性元件承受压力 p 时, 其应变变化曲线的特点为: 当 $x=0$ 时, $\varepsilon_{r_{\max}} = \varepsilon_{t_{\max}}$; 当 $x = R$ 时, $\varepsilon_t = 0$, $\varepsilon_r = -2 \varepsilon_{r_{\max}}$ 。

根据以上特点, 一般在平膜片圆心处切向粘贴 R_1 、 R_4 两个应变片, 在边缘处沿径向粘贴 R_2 、 R_3 两个应变片, 然后接成全桥测量电路。

三、 应变式容器内液体重量传感器

图 3 - 12 是插入式测量容器内液体重量传感器示意图。该传感器有一根传压杆, 上端安装微压传感器, 为了提高灵敏度, 共安装了两只; 下端安装感压膜, 感压膜感受上面液体的压力。当容器中溶液增多时, 感压膜感受的压力就增大。 将其上两个传感器 R_t 的电桥接成正向串接的双电桥电路, 则输出电压为

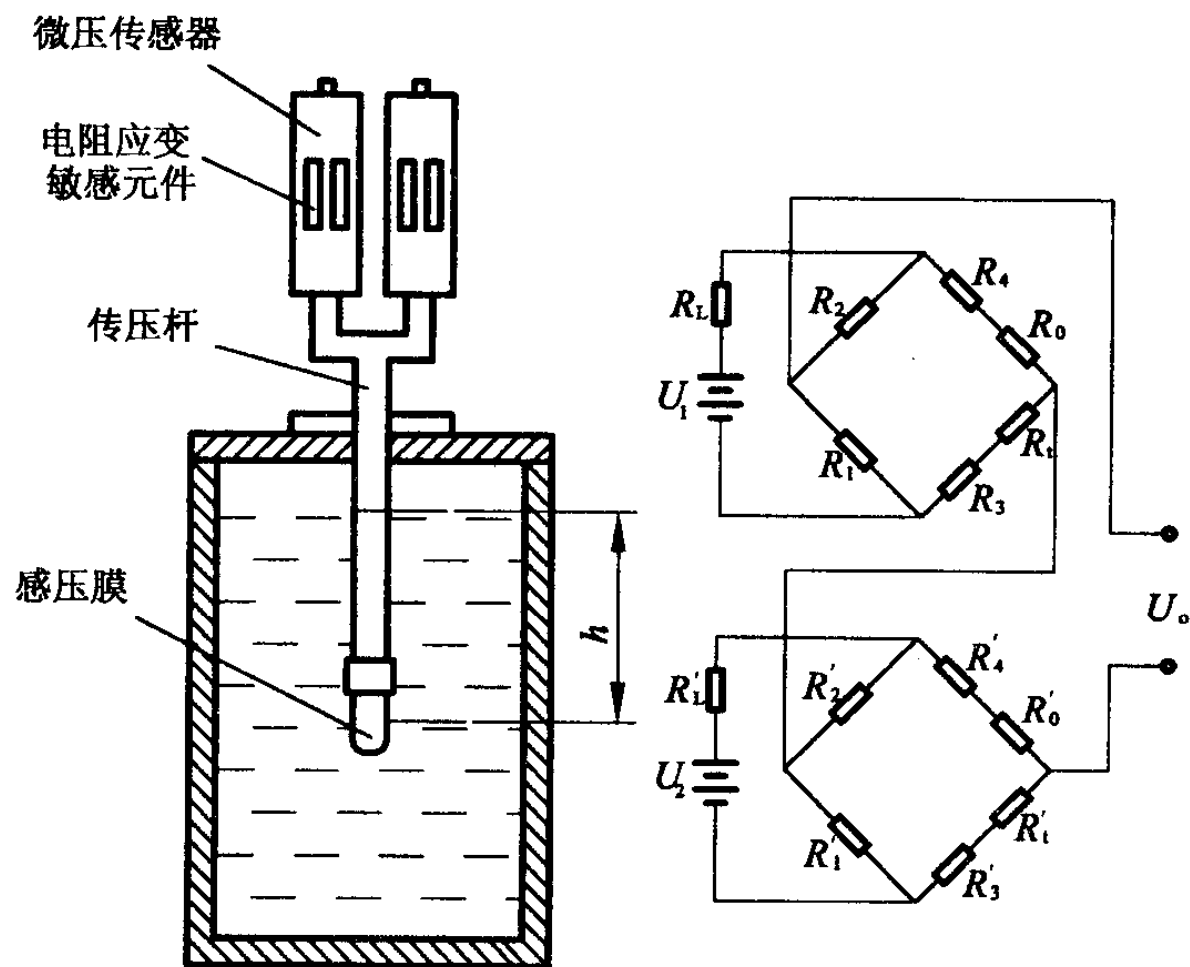


图 3 - 12 应变片容器内液体重量传感器

$$U_o = \frac{(A_1 - A_2)Q}{D}$$

将上两式联立，得到容器内感压膜上面溶液重量与电桥输出电压之间的关系式为

$$U_o = (A_1 - A_2)Q_D \quad (3 - 56)$$

上式表明，电桥输出电压与柱形容器内感压膜上面溶液的重量呈线性关系，因此用此种方法可以测量容器内储存的溶液重量。

四、 应变式加速度传感器

应变式加速度传感器主要用于物体加速度的测量。其基本工作原理是：物体运动的加速度与作用在它上面的力成正比，与物体的质量成反比，即 $a = F/m$ 。

图 3 - 13 所示是应变片式加速度传感器的结构示意图, 图中1是等强度梁, 自由端安装质量块2, 另一端固定在壳体3上。等强度梁上粘贴四个电阻应变敏感元件4。为了调节振动系统阻尼系数, 在壳体充满硅油。

测量时, 将传感器壳体与被测对象刚性连接, 当被测物体以加速度 a 运动时, 质量块受到一个与加速度方向相反的惯性力作用, 使悬臂梁变形, 该变形被粘贴在悬臂梁上的应变片感受到并随之产生应变, 从而使应变片的电阻发生变化。电阻的变化引起应变片组成的桥路出现不平衡, 从而输出电压, 即可得出加速度 a 值的大小。

应变片加速度传感器不适用于频率较高的振动和冲击, 一般适用频率为10~60Hz范围。



第4章 电感式传感器

4.1 变磁阻式传感器

4.2 差动变压器式传感器

4.3 电涡流式传感器

[返回主目录](#)

第4章 电感式传感器

利用电磁感应原理将被测非电量如位移、压力、流量、振动等转换成线圈自感量 L 或互感量 M 的变化,再由测量电路转换为电压或电流的变化量输出,这种装置称为电感式传感器。电感式传感器具有结构简单,工作可靠,测量精度高,零点稳定,输出功率较大等一系列优点,其主要缺点是灵敏度、线性度和测量范围相互制约,传感器自身频率响应低,不适用于快速动态测量。这种传感器能实现信息的远距离传输、记录、显示和控制,在工业自动控制系统中被广泛采用。

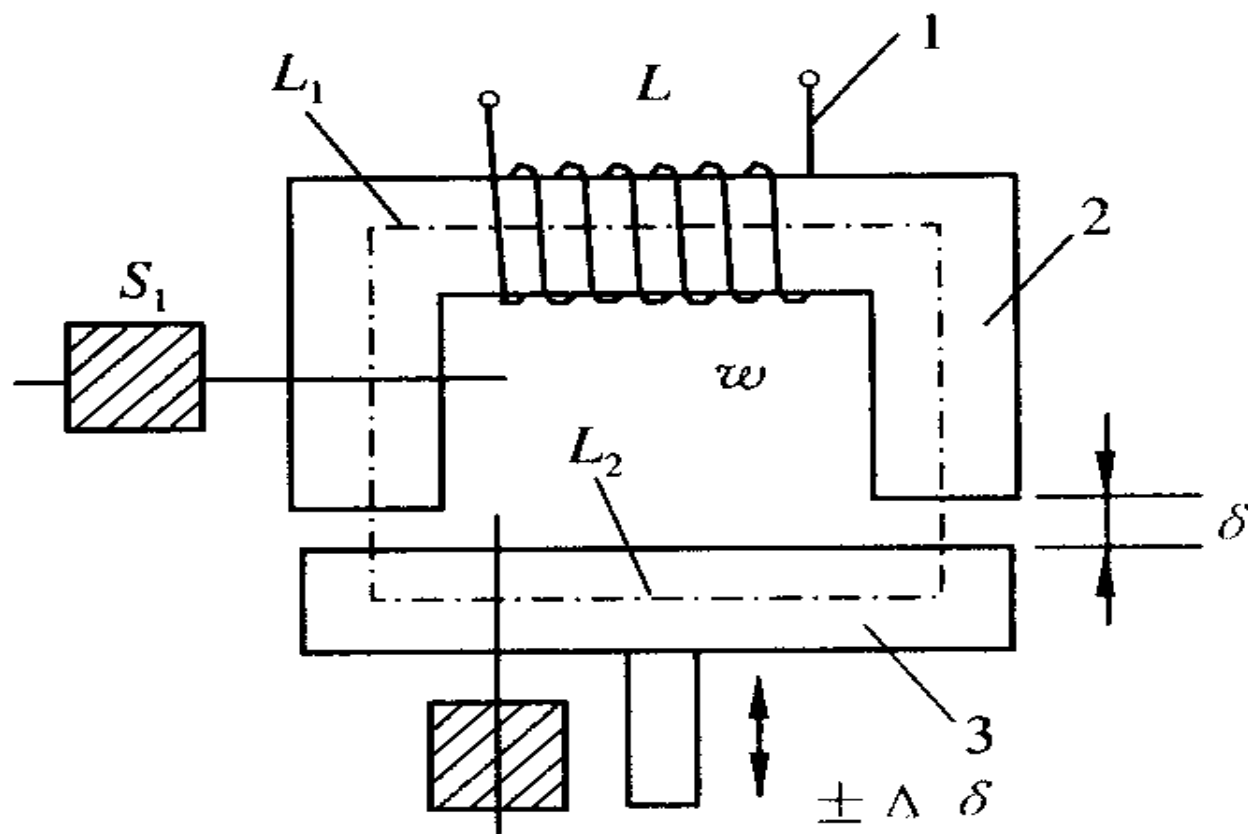
电感式传感器种类很多,本章主要介绍自感式、互感式和电涡流式三种传感器。

4.1 变磁阻式传感器

一、工作原理

变磁阻式传感器的结构如图 4 - 1 所示。它由线圈、铁芯和衔铁三部分组成。铁芯和衔铁由导磁材料如硅钢片或坡莫合金制成，在铁芯和衔铁之间有气隙，气隙厚度为 δ ，传感器的运动部分与衔铁相连。当衔铁移动时，气隙厚度 δ 发生改变，引起磁路中磁阻变化，从而导致电感线圈的电感值变化，因此只要能测出这种电感量的变化，就能确定衔铁位移量的大小和方向。

根据电感定义，线圈中电感量可由下式确定：



—线圈；2—铁芯(定铁芯)；3—衔铁(动铁芯)

图 4 - 1 变磁阻式传感器

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{w\Phi}{I} = \frac{w\Phi}{I} \quad (4 - 1)$$

式中: Ψ —线圈总磁链;

I —通过线圈的电流;

w —线圈的匝数;

Φ —穿过线圈的磁通。

由磁路欧姆定律, 得

$$\Phi = \frac{Iw}{R_m}$$

式中： R_m ——磁路总磁阻。对于变隙式传感器，因为气隙很小，所以可以认为气隙中的磁场是均匀的。若忽略磁路磁损，则磁路总磁阻为

$$R_m = \frac{L_1}{\mu_1 S_1} + \frac{L_2}{\mu_2 S_2} + \frac{2\delta}{\mu_0 S_0} \quad (4 - 3)$$

式中： μ_1 ——铁芯材料的导磁率；

μ_2 ——衔铁材料的导磁率；

L_1 ——磁通通过铁芯的长度；

L_2 ——磁通通过衔铁的长度；

S_1 ——铁芯的截面积；

S_2 ——衔铁的截面积；

μ_0 ——空气的导磁率；

S_0 ——气隙的截面积;

δ ——气隙的厚度。

通常气隙磁阻远大于铁芯和衔铁的磁阻, 即

$$\left. \begin{aligned} \frac{2\delta}{\mu_0 S_0} &\gg \frac{L_1}{\mu_1 S_1} \\ \frac{2\delta}{\mu_0 S_0} &\gg \frac{L_2}{\mu_2 S_2} \end{aligned} \right\}$$

则式(4 - 3) 可近似为

$$R_m = \frac{2\delta}{\mu_0 S_0}$$

联立式(4 - 1) #, 式(4 - 2) 及式(4 - 5) , 可得

$$L = \frac{w^2}{R_m} = \frac{w^2 \mu_0 s_0}{2\delta} \quad (4 - 6)$$

上式表明,当线圈匝数为常数时,电感L仅仅是磁路中磁阻 R_m 的函数,只要改变 δ 或 S_0 均可导致电感变化,因此变磁阻式传感器又可分为变气隙厚度 δ 的传感器和变气隙面积 S_0 的传感器。使用最广泛的是变气隙厚度 δ 式电感传感器。

二、 输出特性

设电感传感器初始气隙为 δ_0 ,初始电感量为 L_0 ,衔铁位移引起的气隙变化量为 $\Delta \delta$,从式(4 - 6)可知L与 δ 之间是非线性关系,特性曲线如图(4 -2)表示,初始电感量为

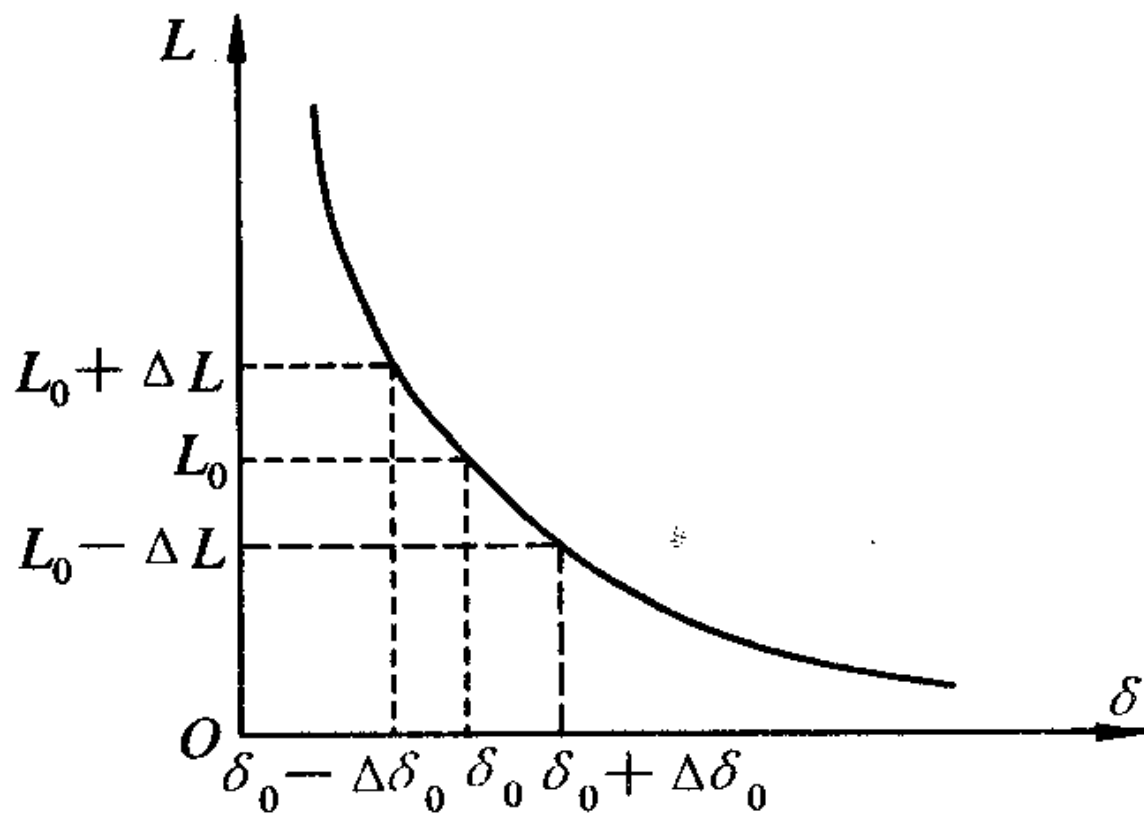


图 4 - 2 变隙式电感传感器的 $L-\delta$ 特性

$$L_0 = \frac{\mu_0 s_0 w^2}{2\delta_0}$$

当衔铁上移 $\Delta \delta$ 时, 传感器气隙减小 $\Delta \delta$, 即 $\delta = \delta_0 - \Delta \delta$, 则此时输出电感为 $L = L_0 + \Delta L$, 代入式(4-6) 式并整理, 得

$$L = L_0 + \Delta L = \frac{w^2 \mu_0 s_0}{2(\delta_0 - \Delta \delta)} = \frac{L_0}{1 - \frac{\Delta \delta}{\delta_0}}$$

当 $\Delta \delta / \delta_0 \ll 1$ 时, 可将上式用台劳级数展开成级数形式为

$$L = L_0 + \Delta L = L_0 \left[1 + \left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0} \right) + \left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0} \right)^3 + \dots \right]$$

由上式可求得电感增量 ΔL 和相对增量 $\Delta L / L_0$ 的表达式, 即

$$\Delta L = L_0 \frac{\Delta \delta}{\delta_0} \cdot [1 + (\frac{\Delta \delta}{\delta_0}) + (\frac{\Delta \delta}{\delta_0})^2 + \dots]$$
$$\frac{\Delta L}{L_0} = \frac{\Delta \delta}{\delta_0} \cdot [1 + (\frac{\Delta \delta}{\delta_0}) + (\frac{\Delta \delta}{\delta_0})^2 + \dots]$$

当衔铁上移 $\Delta \delta$ 时, 传感器气隙减小 $\Delta \delta$, 即 $\delta = \delta_0 - \Delta \delta$, 则此时输出电感为 $L = L_0 + \Delta L$, 代入式(4 - 6) 式并整理, 得

$$\Delta L = L_0 \frac{\Delta \delta}{\delta_0} \cdot [1 - (\frac{\Delta \delta}{\delta_0}) + (\frac{\Delta \delta}{\delta_0})^2 - \dots]$$
$$\frac{\Delta L}{L_0} = \frac{\Delta \delta}{\delta_0} [1 - (\frac{\Delta \delta}{\delta_0}) + (\frac{\Delta \delta}{\delta_0})^2 - \dots]$$

对式(4 - 11) 、 (4 - 13) 作线性处理, 忽略高次项, 可得

$$\frac{\Delta L}{L_0} = \frac{\Delta \delta}{\delta_0}$$

灵敏度为

$$K_0 = \frac{\frac{\Delta L}{L_0}}{\Delta \delta} = \frac{1}{\delta_0} \quad (4 - 15)$$

由此可见, 变间隙式电感传感器的测量范围与灵敏度及线性度相矛盾, 所以变隙式电感式传感器用于测量微小位移时是比较精确的。为了减小非线性误差, 实际测量中广泛采用差动变隙式电感传感器。

图 4 - 3 所示为差动变隙式电感传感器的原理结构图。由图可知，差动变隙式电感传感器由两个相同的电感线圈 I、II 和磁路组成，测量时，衔铁通过导杆与被测位移量相连，当被测体上下移动时，导杆带动衔铁也以相同的位移上下移动，使两个磁回路中磁阻发生大小相等#，方向相反的变化，导致一个线圈的电感量增加，另一个线圈的电感量减小，形成差动形式。当衔铁往上移动 $\Delta \delta$ 时，两个线圈的电感变化量 ΔL_1 、 ΔL_2 分别由式（4 - 10）及式（4 - 12）表示，当差动使用时，两个电感线圈接成交流电桥的相邻桥臂，另两个桥臂由电阻组成，电桥输出电压与 ΔL 有关，其具体表达式为

$$\Delta L = \Delta L_1 + \Delta L_2 = 2L_0 \frac{\Delta \delta}{\delta_0} \left[1 + \frac{\Delta \delta}{\delta} + \left(\frac{\Delta \delta}{\delta_0} \right) + \dots \right]$$

对上式进行线性处理，忽略高次项得

$$\frac{\Delta L}{L_0} = 2 \frac{\Delta \delta}{\delta_0}$$

灵敏度 K_0 为

$$K_0 = \frac{\frac{\Delta L}{L_0}}{\Delta \delta} = \frac{2}{\delta_0}$$

比较单线圈和差动两种变间隙式电感传感器的特性，可以得到如下结论：

- ① 差动式比单线圈式的灵敏度高一倍。

② 差动式的非线性项等于单线圈非线性项乘以 $(\Delta \delta / \delta_0)$ 因子, 因为 $(\Delta \delta / \delta_0) \ll 1$, 所以, 差动式的线性度得到明显改善。

为了使输出特性能得到有效改善, 构成差动的两个变隙式电感传感器在结构尺寸、材料、电气参数等方面均应完全一致。

三、 测量电路

电感式传感器的测量电路有交流电桥式、交流变压器式以及谐振式等几种形式。

1. 交流电桥式测量电路

图 4 - 4所示为交流电桥测量电路, 把传感器的两个线圈作为电桥的两个桥臂 Z_1 和 Z_2 , 另外二个相邻的桥臂用纯电阻代替, 对于高 Q 值 ($Q = \omega L/R$) 的差动式电感传感器, 其输出电压

$$\dot{U}_0 = \frac{\dot{U}_{AC}}{2} \frac{\Delta Z_1}{Z_1} = \frac{\dot{U}_{AC}}{2} \frac{j\omega \Delta L}{R_0 + j\omega L_0} \approx \frac{\dot{U}_{AC}}{2} \frac{\Delta L}{L_0}$$

式中: L_0 ——衔铁在中间位置时单个线圈的电感;

ΔL ——单线圈电感的变化量。

将 $\Delta L = L_0 (\Delta \delta / \delta_0)$ 代入式(4 - 19) 得 $\dot{U}_0 = (\Delta \delta / \delta_0) \dot{U}_{AC}$, 电桥输出电压与 $\Delta \delta$ 有关。

2. 变压器式交流电桥

变压器式交流电桥测量电路如图 4 - 5所示, 电桥两臂 Z_1 、 Z_2 为传感器线圈阻抗, 另外两桥臂为交流变压器次级线圈的 $1/2$ 阻抗。当负载阻抗为无穷大时, 桥路输出电压

$$\dot{U} = \frac{Z_1 \dot{U}}{Z_1 + Z_2} - \frac{\dot{U}}{2} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \frac{\dot{U}}{2}$$

当传感器的衔铁处于中间位置, 即 $Z_1 = Z_2 = Z$ 时有 $\dot{U}_0 = 0$, 电桥平衡。

当传感器衔铁上移时, 即 $Z_1 = Z + \Delta Z$, $Z_2 = Z - \Delta Z$, 此时

$$\dot{U}_0 = -\frac{\dot{U}}{2} \frac{\Delta Z}{Z} = -\frac{\dot{U}}{2} \frac{\Delta L}{L}$$

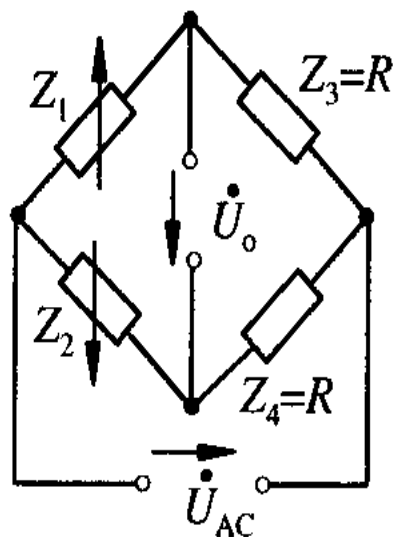


图 4 - 4 交流电桥测量电路

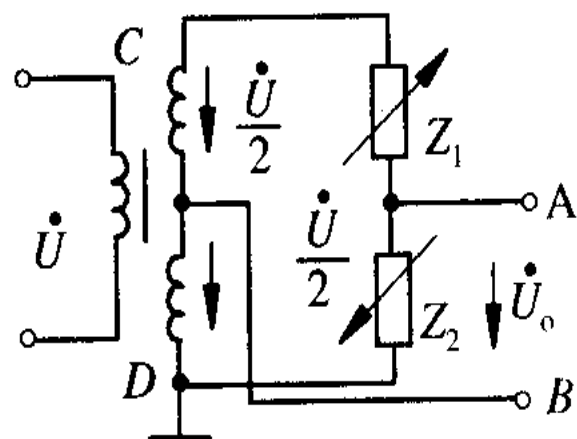


图 4 - 5 变压器式交流电桥

当传感器衔铁下移时, 则 $Z_1=Z-\Delta Z$, $Z_2=Z+\Delta Z$, 此时

$$\dot{U}_0 = -\frac{U}{2} \frac{\Delta Z}{Z} = \frac{U}{2} \frac{\Delta L}{L}$$

从式(4 - 21) 及式(4 - 22) 可知, 衔铁上下移动相同距离时, 输出电压的大小相等, 但方向相反, 由于 \dot{U}_0 是交流电压, 输出指示无法判断位移方向, 必须配合相敏检波电路来解决。

3. 谐振式测量电路

谐振式测量电路有谐振式调幅电路如图 4 - 6 所示, 谐振式调频电路如图 4 - 7 所示。

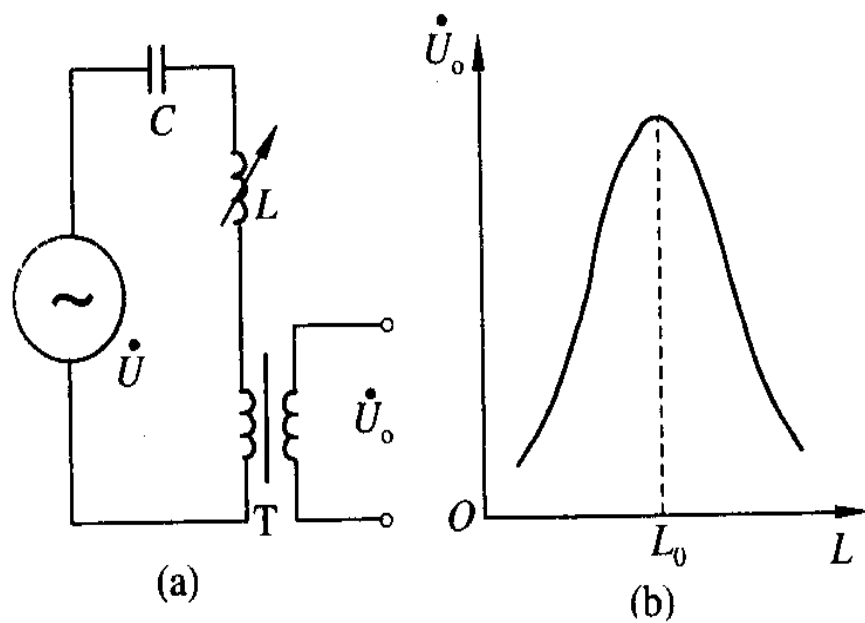


图 4-6 谐振式调幅电路

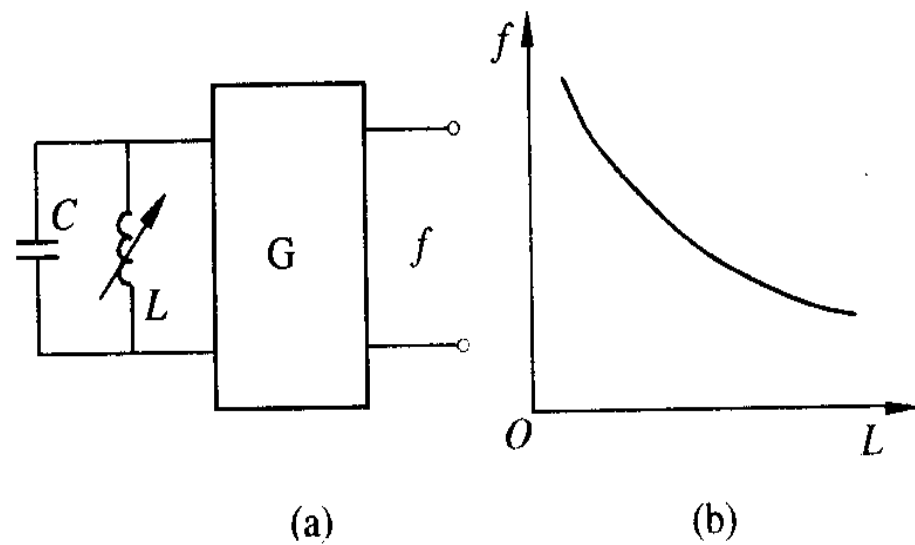


图 4-7 谐振式调频电路

在调幅电路中, 传感器电感 L 与电容 C , 变压器原边串联在一起, 接入交流电源, 变压器副边将有电压 \dot{U}_0 输出, 输出电压的频率与电源频率相同, 而幅值随着电感 L 而变化, 图 4 - 6 (b) 所示为输出电压 \dot{U}_0 与电感 L 的关系曲线, 其中 L_0 为谐振点的电感值, 此电路灵敏度很高, 但线性差, 适用于线性要求不高的场合。

调频电路的基本原理是传感器电感 L 变化将引起输出电压频率的变化。一般是把传感器电感 L 和电容 C 接入一个振荡回路中, 其振荡频率 $f=1/[2\pi(LC)^{1/2}]$ 。当 L 变化时, 振荡频率随之变化, 根据 f 的大小即可测出被测量的值。图 4 - (b) 表示 f 与 L 的特性, 它具有明显的非线性关系。

四、 变磁阻式传感器的应用

图 4 - 8 所示是变隙电感式压力传感器的结构图。 它由膜盒、 铁芯、 衔铁及线圈等组成, 衔铁与膜盒的上端连在一起。

当压力进入膜盒时, 膜盒的顶端在压力 P 的作用下产生与压力 P 大小成正比的位移。 于是衔铁也发生移动, 从而使气隙发生变化, 流过线圈的电流也发生相应的变化, 电流表指示值就反映了被测压力的大小。

图 4 - 9 所示为变隙式差动电感压力传感器。 它主要由C形弹簧管、 衔铁、 铁芯和线圈等组成。

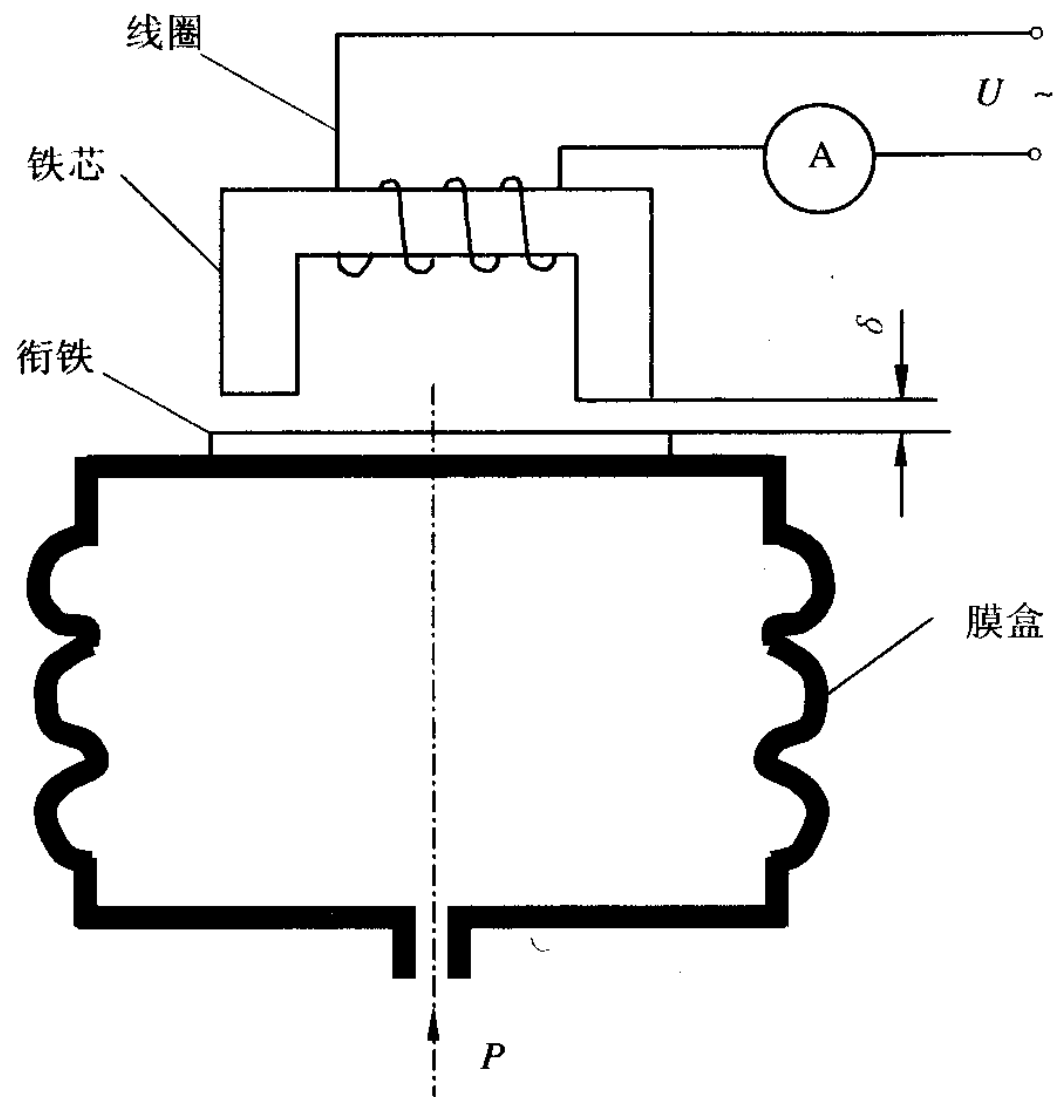


图 4 - 8 变隙电感式传感器结构图

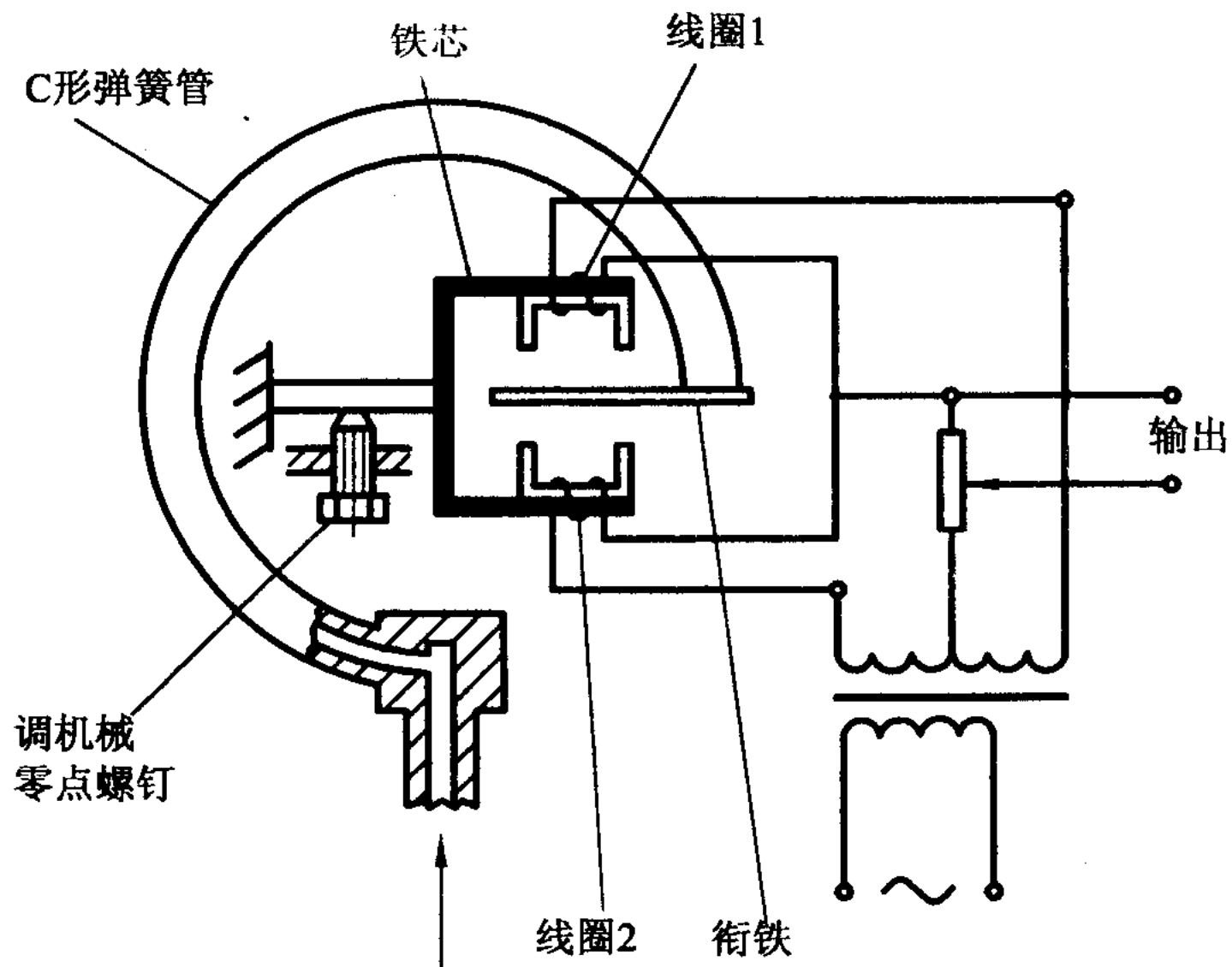


图 4 - 9 变隙式差动电感压力传感器

当被测压力进入C形弹簧管时, C形弹簧管产生变形, 其自由端发生位移, 带动与自由端连接成一体的衔铁运动, 使线圈 1 和线圈 2 中的电感发生大小相等、符号相反的变化, 即一个电感量增大, 另一个电感量减小。电感的这种变化通过电桥电路转换成电压输出。由于输出电压与被测压力之间成比例关系, 所以只要用检测仪表测量出输出电压, 即可得知被测压力的大小。



4.2 差动变压器式传感器

把被测的非电量变化转换为线圈互感量变化的传感器称为互感式传感器。这种传感器是根据变压器的基本原理制成的，并且次级绕组都用差动形式连接，故称差动变压器式传感器。

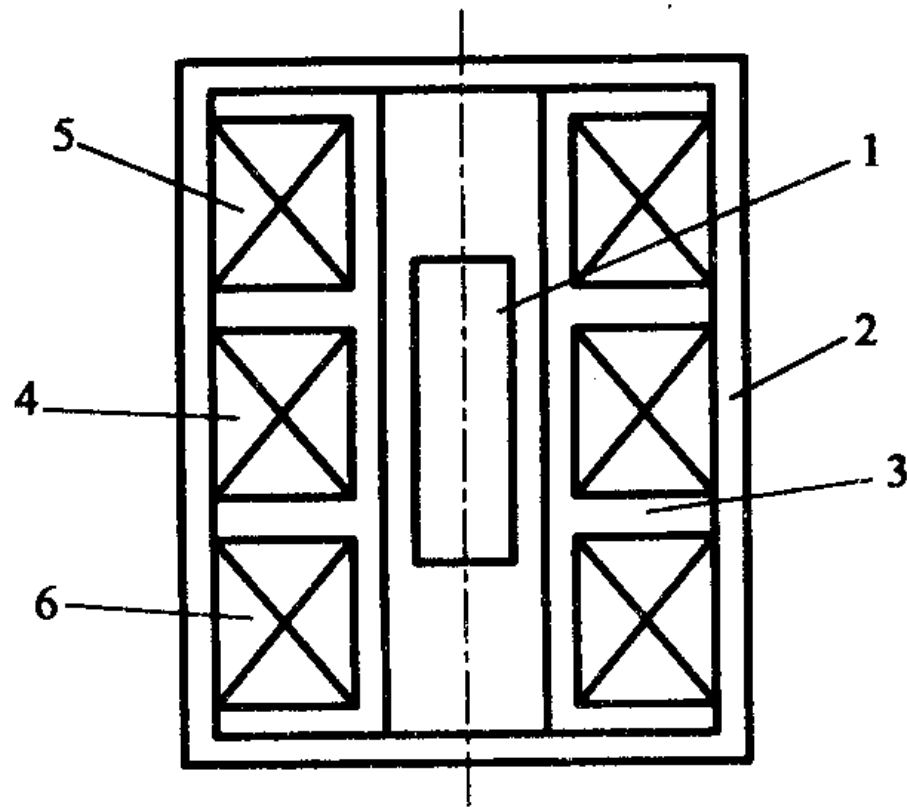
差动变压器结构形式较多，有变隙式、变面积式和螺线管式等，但其工作原理基本一样。非电量测量中，应用最多的是螺线管式差动变压器，它可以测量1~100mm范围内的机械位移，并具有测量精度高，灵敏度高，结构简单，性能可靠等优点。

差动变压器结构形式较多,有变隙式、变面积式和螺线管式等,但其工作原理基本一样。非电量测量中,应用最多的是螺线管式差动变压器,它可以测量 $1\sim 100\text{mm}$ 范围内的机械位移,并具有测量精度高,灵敏度高,结构简单,性能可靠等优点。

一、 工作原理

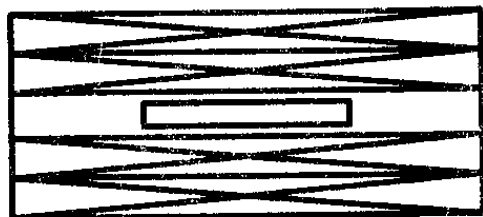
螺线管式差动变压器结构如图 4 -10 所示,它由初级线圈#,两个次级线圈和插入线圈中央的圆柱形铁芯等组成。

螺线管式差动变压器按线圈绕组排列的方式不同可分为一节、二节、三节、四节和五节式等类型,如图 4 - 11 所示。一节式灵敏度高,三节式零点残余电压较小,通常采用的是二节式和三节式两类。

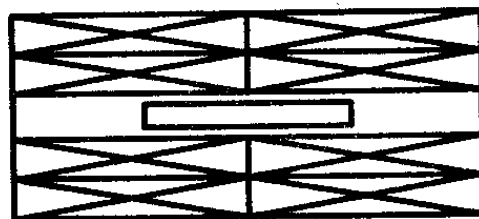


1—活动衔铁；2—导磁外壳；3—骨架；4—匝数为 w_1 的初级绕组；5—匝数为 w_{2a} 的次级绕组；6—匝数为 w_{2b} 的次级绕组

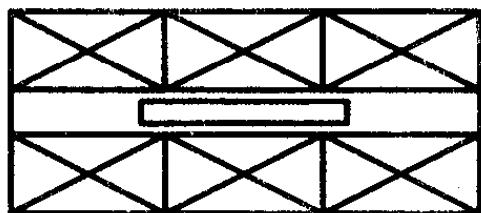
图 4 - 10 螺线管式差动变压器结构



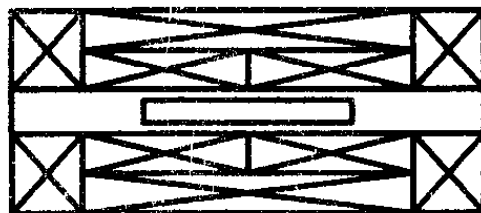
(a)



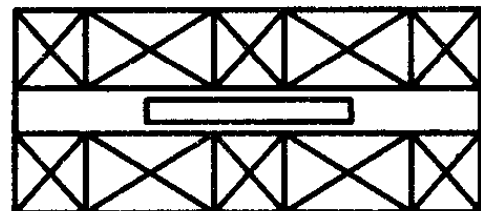
(b)



(c)



(d)



(e)

图 4-11 线圈排列方式

(a) 一节式；(b) 二节式；(c) 三节式；(d) 四节式；(e) 五节式

差动变压器式传感器中两个次级线圈反向串联, 并且在忽略铁损、导磁体磁阻和线圈分布电容的理想条件下, 其等效电路如图 4 - 12所示。当初级绕组 w_1 加以激励电压 U_1 时, 根据变压器的工作原理, 在两个次级绕组 w_{2a} 和 w_{2b} 中便会产生感应电势 E_{2a} 和 E_{2b} 。如果工艺上保证变压器结构完全对称, 则当活动衔铁处于初始平衡位置时, 必然会使两互感系数 $M_1=M_2$ 。根据电磁感应原理, 将有 $E_{2a} = E_{2b}$ 。由于变压器两次级绕组反向串联, 因而 $U_2 = E_{2a} - E_{2b} = 0$, 即差动变压器输出电压为零。

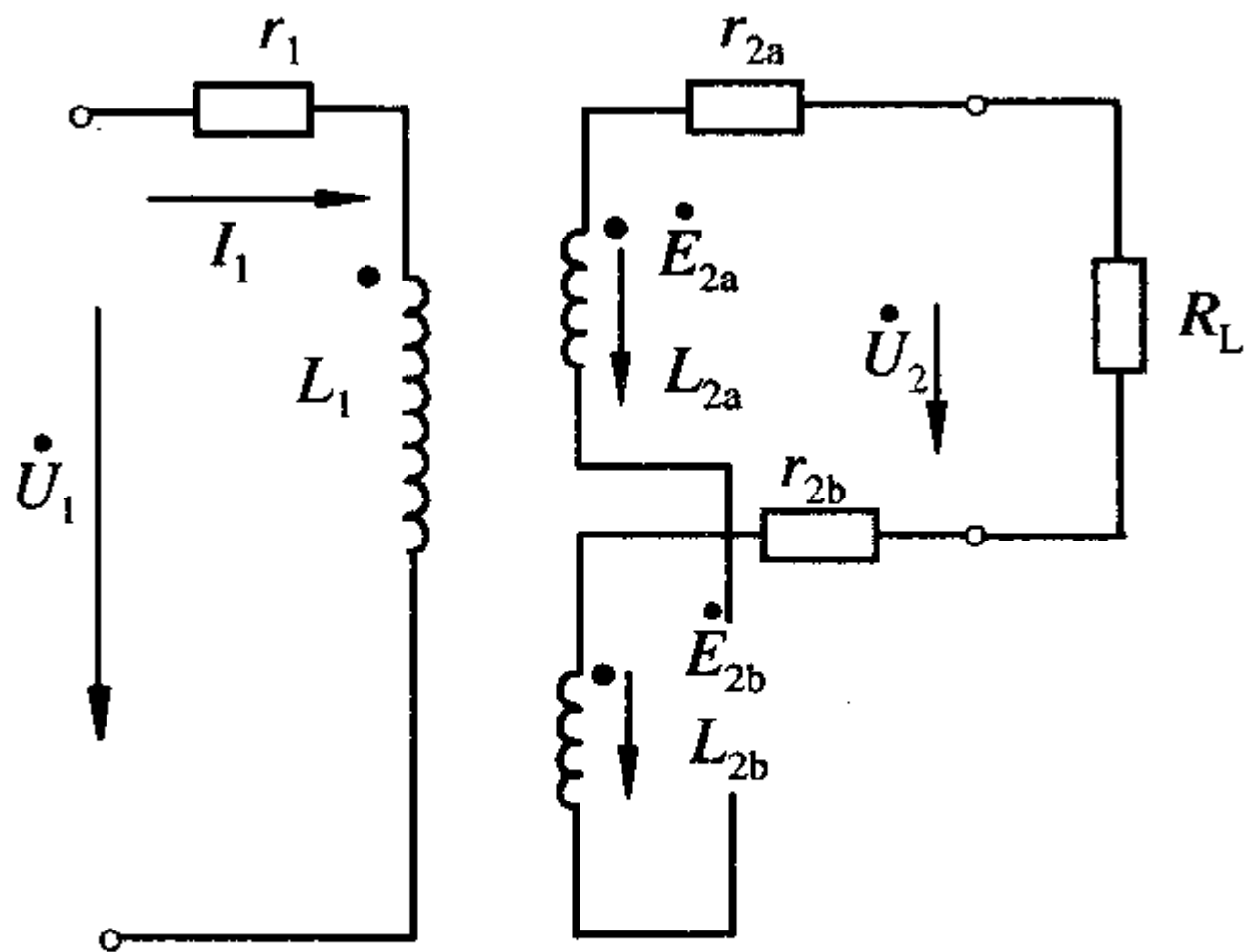


图 4 - 12 差动变压器等效电路

活动衔铁向上移动时,由于磁阻的影响, w_{2a} 中磁通将大于 w_{2b} , 使 $M_1 > M_2$, 因而 E_{2a} 增加, 而 E_{2b} 减小。反之, E_{2b} 增加, E_{2a} 减小。因为 $\dot{U}_2 = \dot{E}_{2a} - \dot{E}_{2b}$, 所以当 \dot{E}_{2a} 、 \dot{E}_{2b} 随着衔铁位移 x 变化时, \dot{U}_2 也必将随 x 变化。图 4 - 13 给出了变压器输出电压 \dot{U}_2 与活动衔铁位移 x 的关系曲线。实际上, 当衔铁位于中心位置时, 差动变压器输出电压并不等于零, 我们把差动变压器在零位移时的输出电压称为零点残余电压, 记作 \dot{U}_x , 它的存在使传感器的输出特性不过零点, 造成实际特性与理论特性不完全一致。

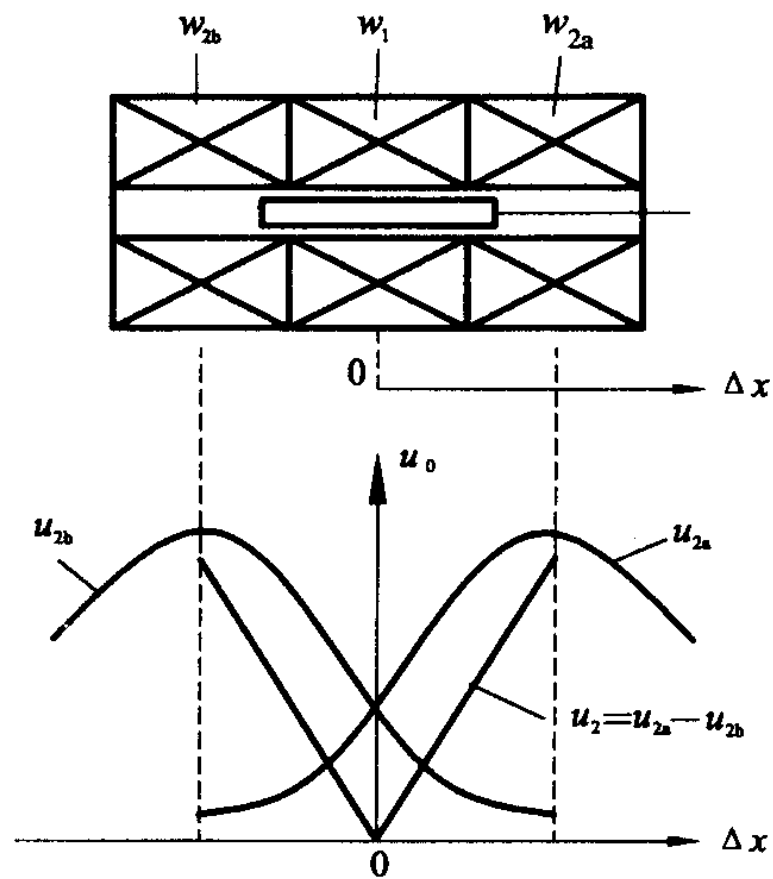


图 4 - 13 差动变压器的输出电压特性曲线

$$\dot{E}_{2a} = -j\omega M_1 \dot{I}_1$$

$$\dot{E}_{2b} = -j\omega M_2 \dot{I}_1$$

零点残余电压主要是由传感器的两次级绕组的电气参数与几何尺寸不对称，以及磁性材料的非线性等问题引起的。零点残余电压的波形十分复杂，主要由基波和高次谐波组成。基波产生的主要原因是：传感器的两次级绕组的电气参数和几何尺寸不对称，导致它们产生的感应电势的幅值不等、相位不同，因此不论怎样调整衔铁位置，两线圈中感应电势都不能完全抵消。高次谐波中起主要作用的是三次谐波，产生的原因是由于磁性材料磁化曲线的非线性(磁饱和、磁滞)。零点残余电压一般在几十毫伏以下，在实际使用时，应设法减小 \dot{U}_X ，否则将会影响传感器的测量结果。

二、 基本特性

差动变压器等效电路如图 4 - 12 所示。当次级开路时有

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{r_1 + j\omega L_1} \quad (4 - 23)$$

式中: ω ——激励电压 \dot{U}_1 的角频率;

\dot{U}_1 ——初级线圈激励电压;

\dot{I}_1 ——初级线圈激励电流;

r_1 、 L_1 ——初级线圈直流电阻和电感。

根据电磁感应定律, 次级绕组中感应电势的表达式分别为:

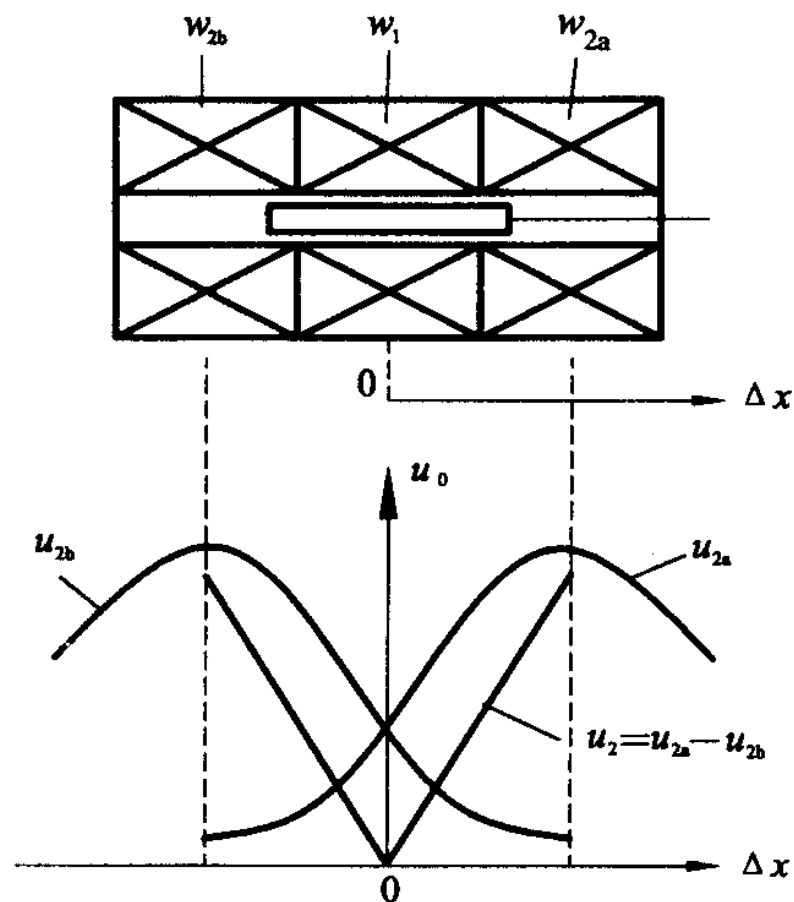


图 4 - 13 差动变压器的输出电压特性曲线

$$\dot{E}_{2a} = -j\omega M_1 \dot{I}_1$$

$$\dot{E}_{2b} = -j\omega M_2 \dot{I}_1$$

由于次级两绕组反向串联, 且考虑到次级开路, 则由以上关系可得:

$$\dot{U}_2 = \dot{E}_{2a} - \dot{E}_{2b} = -\frac{j\omega(M_1 - M_2)\dot{U}}{r_1 + j\omega L_1} \quad (4 - 26)$$

输出电压的有效值为

$$U_2 = \frac{\omega(M_1 - M_2)U_1}{[r_1^2 + (j\omega L_1)^2]^{1/2}} \quad (4 - 27)$$

下面分三种情况进行分析。

(1) 活动衔铁处于中间位置时

$$M_1 = M_2 = M$$

$$\text{故 } \dot{U}_2 = 0$$

(2) 活动衔铁向上移动时

$$M_1 = M + \Delta M \quad M_2 = M - \Delta M$$

故 $\dot{U}_2 = 2\omega \Delta M \dot{U}_1 / [r_1^2 + (\omega L_1)^2]^{1/2}$, 与 \dot{E}_{2a} 同极性。

(3) 活动衔铁向下移动时

$$M_1 = M - \Delta M$$

$$M_2 = M + \Delta M$$

故, $U_2 = -2\omega \Delta M \dot{U}_1 / [r_1^2 + (\omega L_1)^2]^{1/2}$ 与 \dot{E}_{2b} 同极性。

三、 差动变压器式传感器测量电路

差动变压器输出的是交流电压，若用交流电压表测量，只能反映衔铁位移的大小，而不能反映移动方向。另外，其测量值中将包含零点残余电压。为了达到能辨别移动方向及消除零点残余电压的目的，实际测量时，常常采用差动整流电路和相敏检波电路。

1. 差动整流电路

这种电路是把差动变压器的两个次级输出电压分别整流，然后将整流的电压或电流的差值作为输出，图 4 - 14 给出了几种典型电路形式。图中（a）、（c）适用于交流负载阻抗，（b）、（d）适用于低负载阻抗，电阻 R_0 用于调整零点残余电压。

下面结合图 4 - 14（c），分析差动整流工作原理。

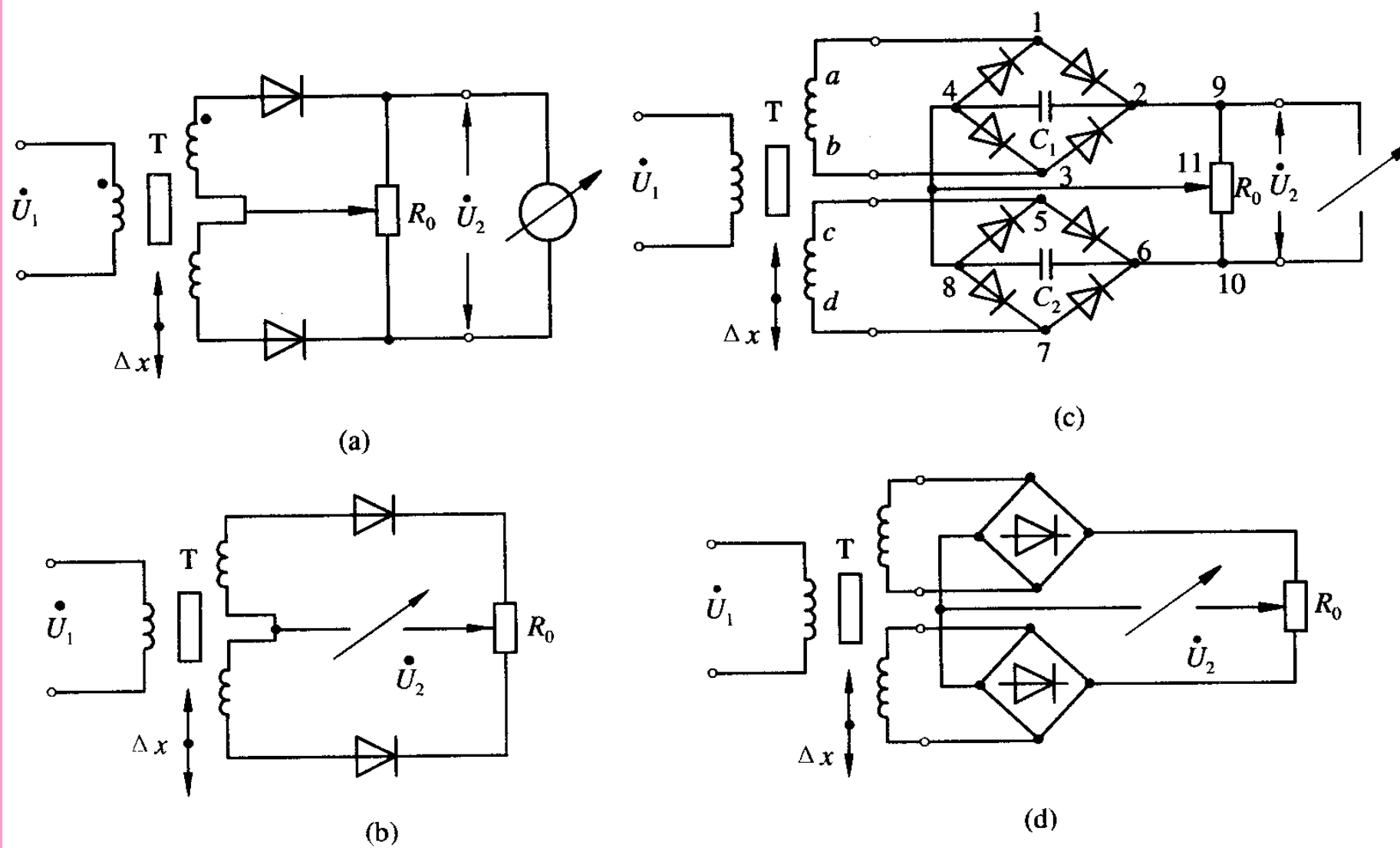


图 4-14 差动整流电路

从图 4 - 14 (c) 电路结构可知, 不论两个次级线圈的输出瞬时电压极性如何, 流经电容C1的电流方向总是从 2 到 4, 流经电容C2的电流方向从6到8, 故整流电路的输出电压为

$$U_2=U_{24}-U_{68}$$

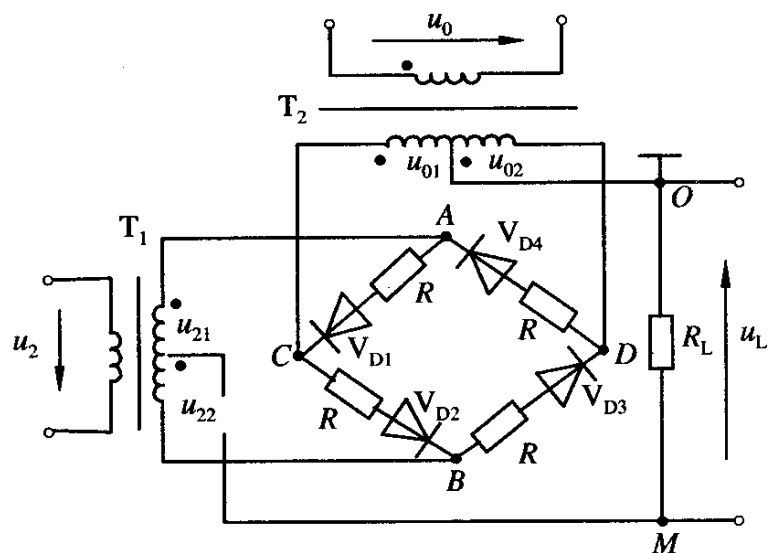
(4 - 28)

当衔铁在零位时, 因为 $U_{24}=U_{68}$, 所以 $U_2=0$; 当衔铁在零位以上时, 因为 $U_{24}>U_{68}$, 则 $U_2>0$; 而当衔铁在零位以下时, 则有 $U_{24}<U_{68}$, 则 $U_2<0$ 。

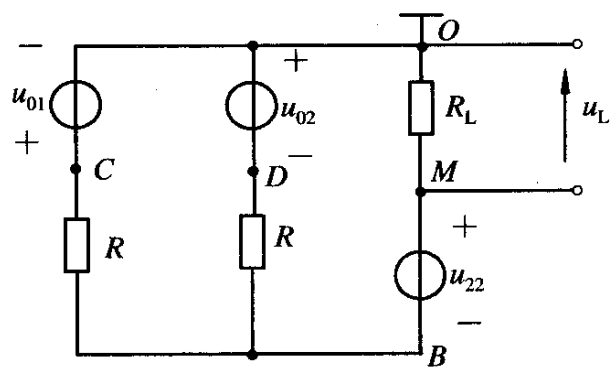
差动整流电路具有结构简单#, 不需要考虑相位调整和零点残余电压的影响#, 分布电容影响小和便于远距离传输等优点, 因而获得广泛应用。

2. 相敏检波电路

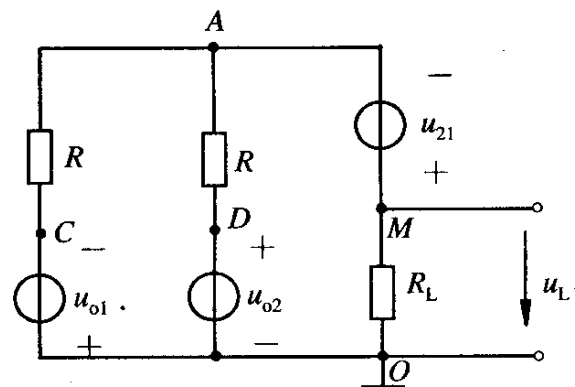
电路如图 4 - 15 所示。 V_{D1} 、 V_{D2} 、 V_{D3} 、 V_{D4} 为四个性能相同的二极管，以同一方向串联成一个闭合回路，形成环形电桥。输入信号 u_2 (差动变压器式传感器输出的调幅波电压)通过变压器 T_1 加到环形电桥的一个对角线。参考信号 u_0 通过变压器 T_2 加入环形电桥的另一个对角线。输出信号 u_L 从变压器 T_1 与 T_2 的中心抽头引出。平衡电阻 R 起限流作用，避免二极管导通时变压器 T_2 的次级电流过大。 R_L 为负载电阻。 u_0 的幅值要远大于输入信号 u_2 的幅值，以便有效控制四个二极管的导通状态，且 u_0 和差动变压器式传感器激磁电压 u_1 由同一振荡器供电，保证二者同频、同相（或反相）。



(a)



(b)



(c)

图 4-15 相敏检波电路

由图 4 - 16 (a) 、 (c) 、 (d) 可知, 当位移 $\Delta x > 0$ 时, u_2 与 u_0 同频同相, 当位移 $\Delta x < 0$ 时, u_2 与 u_0 同频反相。

$\Delta x > 0$ 时, u_2 与 u_0 为同频同相, 当 u_2 与 u_0 均为正半周时, 见图 4 - 15 (a) , 环形电桥中二极管 V_{D1} 、 V_{D4} 截止, V_{D2} 、 V_{D3} 导通, 则可得图 4 - 15 (b) 的等效电路。

$$u_{01} = u_{02} = \frac{u_0}{2n_2}$$
$$u_{21} = u_{22} = \frac{u_2}{2n_1}$$

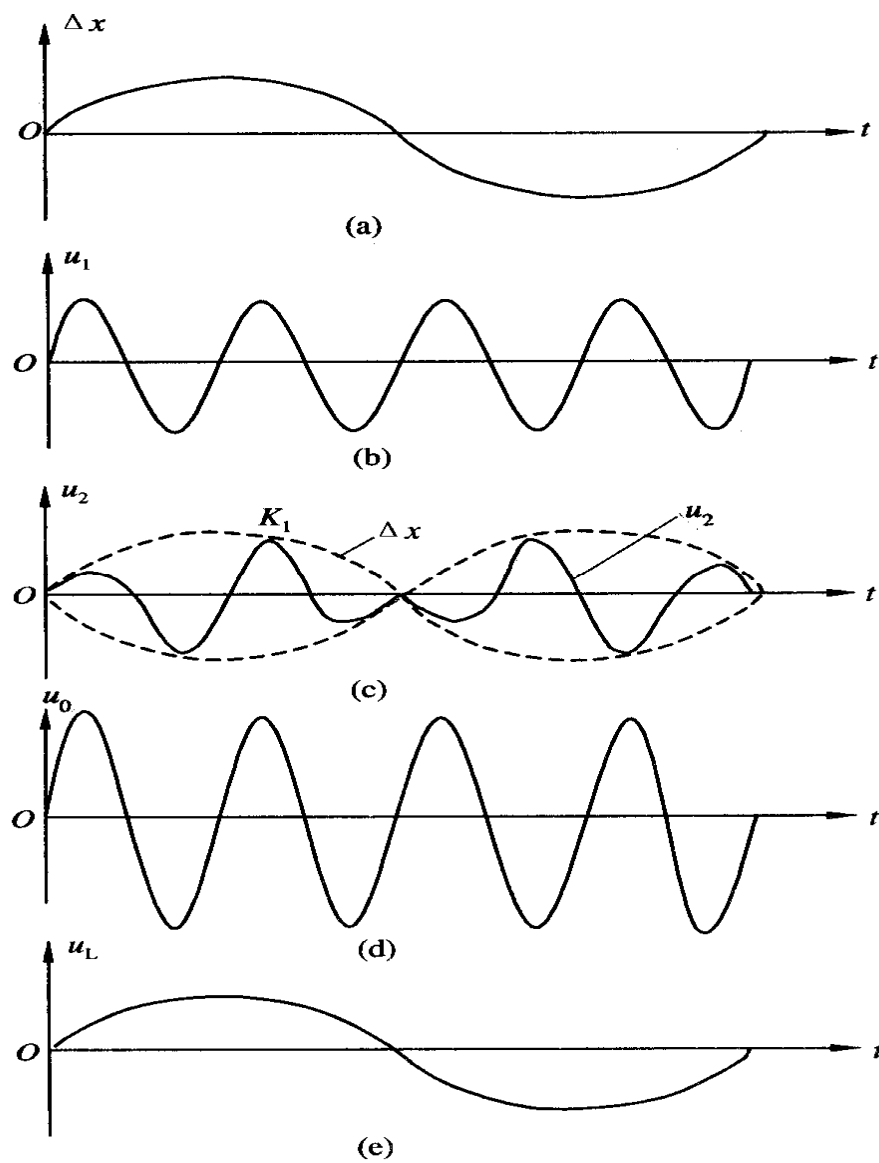


图 4-16 波形图

根据变压器的工作原理, 考虑到O、M分别为变压器T1、T2的中心抽头, 则有

$$u_{01} = u_{02} = \frac{u_0}{2n_2} \quad (4 - 29)$$

$$u_{21} = u_{22} = -\frac{u_2}{2n_1} \quad (4 - 30)$$

式中 n_1 、 n_2 为变压器T1、T2的变比。采用电路分析的基本方法, 可求得图 4 - 15 (b) 所示电路的输出电压 u_L 的表达式:

$$u_L = \frac{R_L u_2}{n_1(R_1 + 2R_L)}$$

同理当 u_2 与 u_0 均为负半周时, 二极管 V_{D2} 、 V_{D3} 截止, V_{D1} 、 V_{D4} 导通。其等效电路如图 4 - 15 (c) 所示, 输出电压 u_L 表达式与式(4 -31) 相同, 说明只要位移 $\Delta x > 0$, 不论 u_2 与 u_0 是正半周还是负半周, 负载 RL 两端得到的电压 u_L 始终为正。

当 $\Delta x < 0$ 时, u_2 与 u_0 为同频反相。采用上述相同的分析方法不难得到当 $\Delta x < 0$ 时, 不论 u_2 与 u_0 是正半周还是负半周, 负载电阻 RL 两端得到的输出电压 u_L 表达式总是为

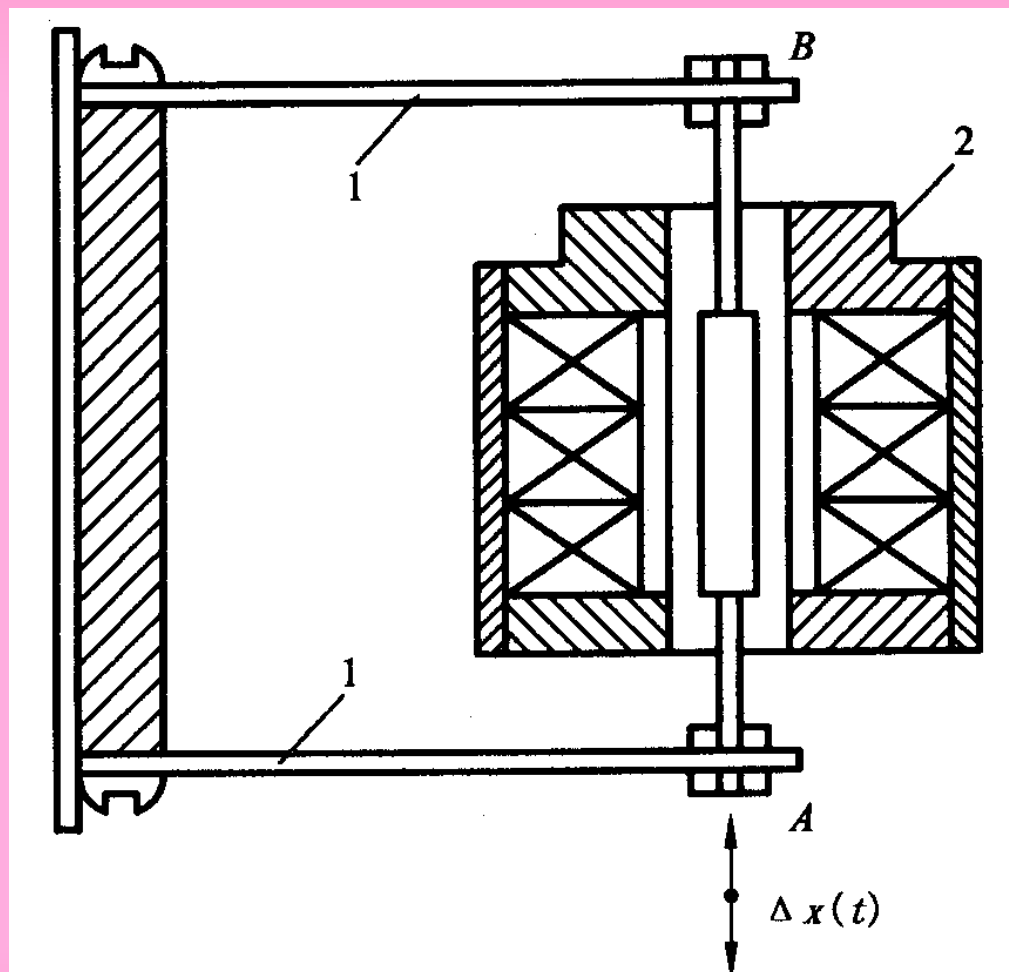
$$u_L = -\frac{R_L u_2}{n_1(R_1 + 2R_L)}$$

所以上述相敏检波电路输出电压 u_L 的变化规律充分反映了被测位移量的变化规律,即 u_L 的值反映位移 Δx 的大小,而 u_L 的极性则反映了位移 Δx 的方向。

四、 差动变压式传感器的应用

差动变压器式传感器可以直接用于位移测量,也可以测量与位移有关的任何机械量,如振动、加速度、应变、比重、张力和厚度等。

图 4 - 17 所示为差动变压器式加速度传感器的结构示意图。它由悬臂梁 1 和差动变压器 2 构成。测量时,将悬臂梁底座及差动变压器的线圈骨架固定,而将衔铁的A端与被测振动体相连。当被测体带动衔铁以 $\Delta x(t)$ 振动时,导致差动变压器的输出电压也按相同规律变化。



1—悬臂梁；2—差动变压器

图 4 - 17 差动变压器式加速度传感器原理图



4.3电涡流式传感器

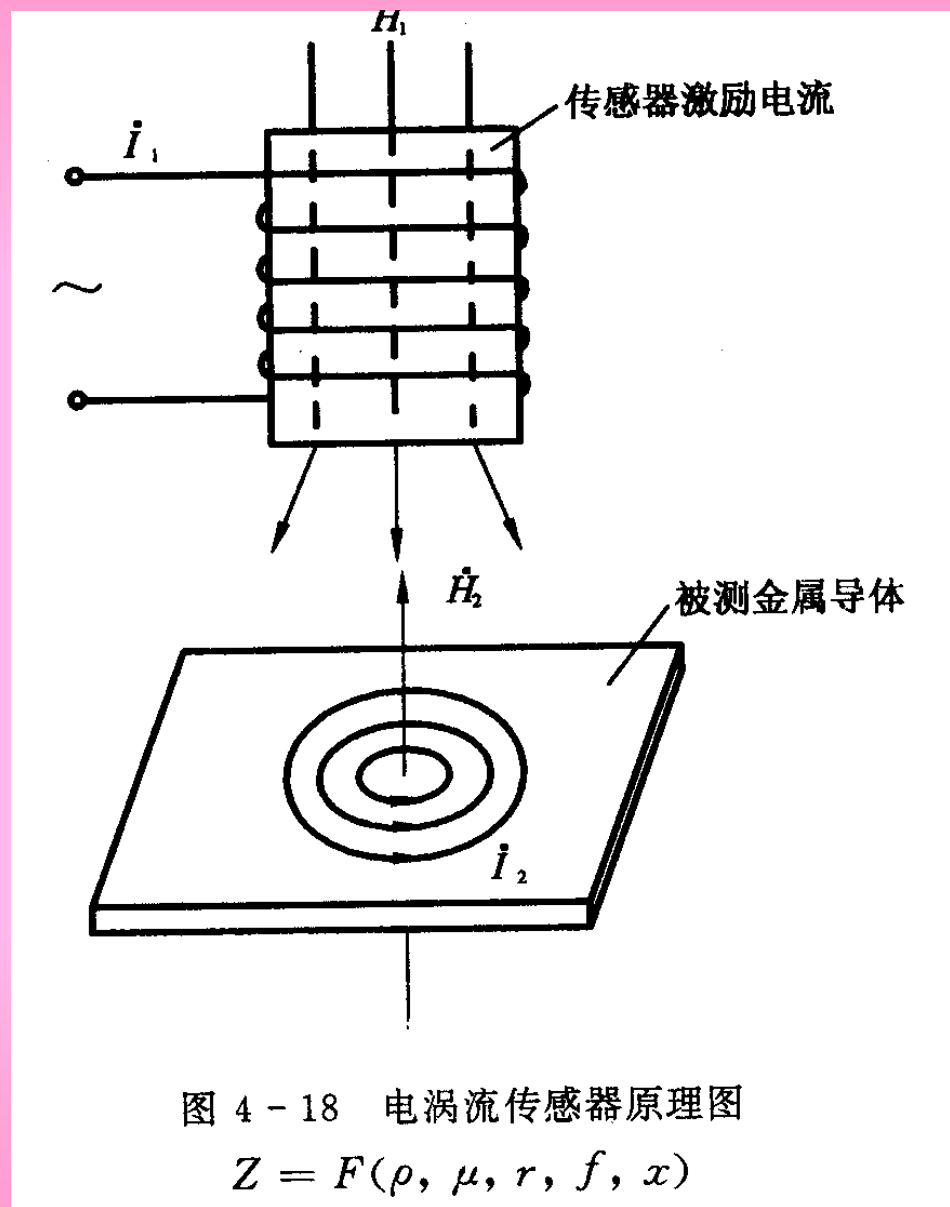
根据法拉第电磁感应原理,块状金属导体置于变化的磁场中或在磁场中作切割磁力线运动时,导体内将产生呈涡旋状的感应电流,此电流叫电涡流,以上现象称为电涡流效应。

根据电涡流效应制成的传感器称为电涡流式传感器。按照电涡流在导体内的贯穿情况,此传感器可分为高频反射式和低频透射式两类,但从基本工作原理上来说仍是相似的。电涡流式传感器最大的特点是对位移、厚度、表面温度、速度、应力、材料损伤等进行非接触式连续测量,另外还具有体积小,灵敏度高,频率响应宽等特点,应用极其广泛。

一、 工作原理

图 4 - 18 为电涡流式传感器的原理图, 该图由传感器线圈和被测导体组成线圈—导体系统。

根据法拉第定律, 当传感器线圈通以正弦交变电流 I_1 时, 线圈周围空间必然产生正弦交变磁场 H_1 , 使置于此磁场中的金属导体中感应电涡流 I_2 , I_2 又产生新的交变磁场 H_2 。根据楞次定律, H_2 的作用将反抗原磁场 H_1 , 导致传感器线圈的等效阻抗发生变化。由上可知, 线圈阻抗的变化完全取决于被测金属导体的电涡流效应。而电涡流效应既与被测体的电阻率 ρ 、磁导率 μ 以及几何形状有关, 又与线圈几何参数、线圈中激磁电流频率有关, 还与线圈与导体间的距离 x 有关。因此, 传感器线圈受电涡流影响时的等效阻抗 Z 的函数关系式为



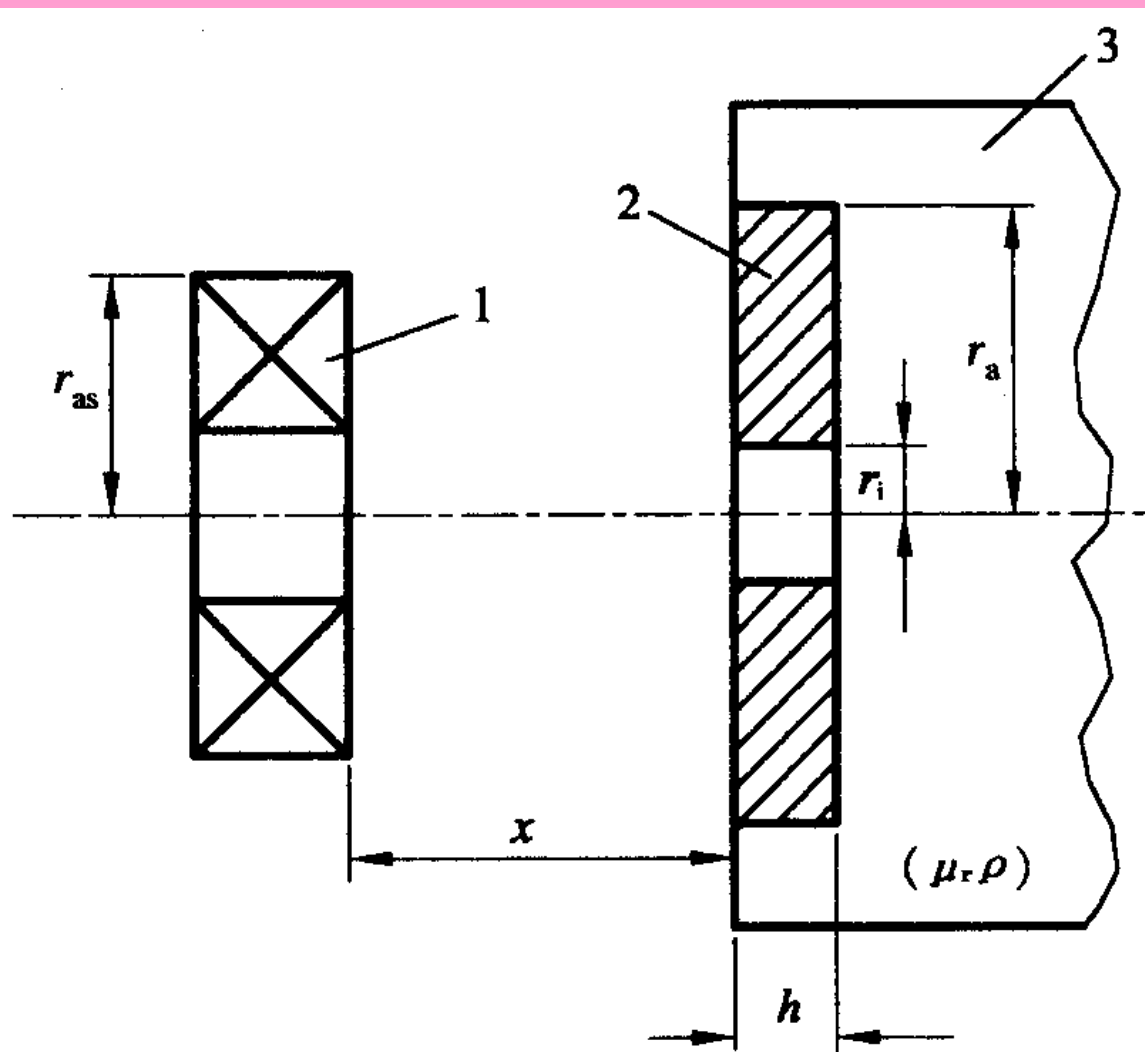
$$Z=F(\rho, \mu, r, f, x) \quad (4-33)$$

式中： r ——线圈与被测体的尺寸因子。

如果保持上式中其它参数不变，而只改变其中一个参数，传感器线圈阻抗 Z 就仅仅是这个参数的单值函数。通过与传感器配用的测量电路测出阻抗 Z 的变化量，即可实现对该参数的测量。

二、基本特性

电涡流传感器简化模型如图 4 - 19 所示。模型中把在被测金属导体上形成的电涡流等效成一个短路环，即假设电涡流仅分布在环体之内，模型中 h 由以下公式求得



1—传感器线圈；2—短路环；3—被测金属导体

图 4 - 19 电涡流传感器简化模型

$$h = \left(\frac{\rho}{\pi \mu_0 u_r f} \right)^{1/2}$$

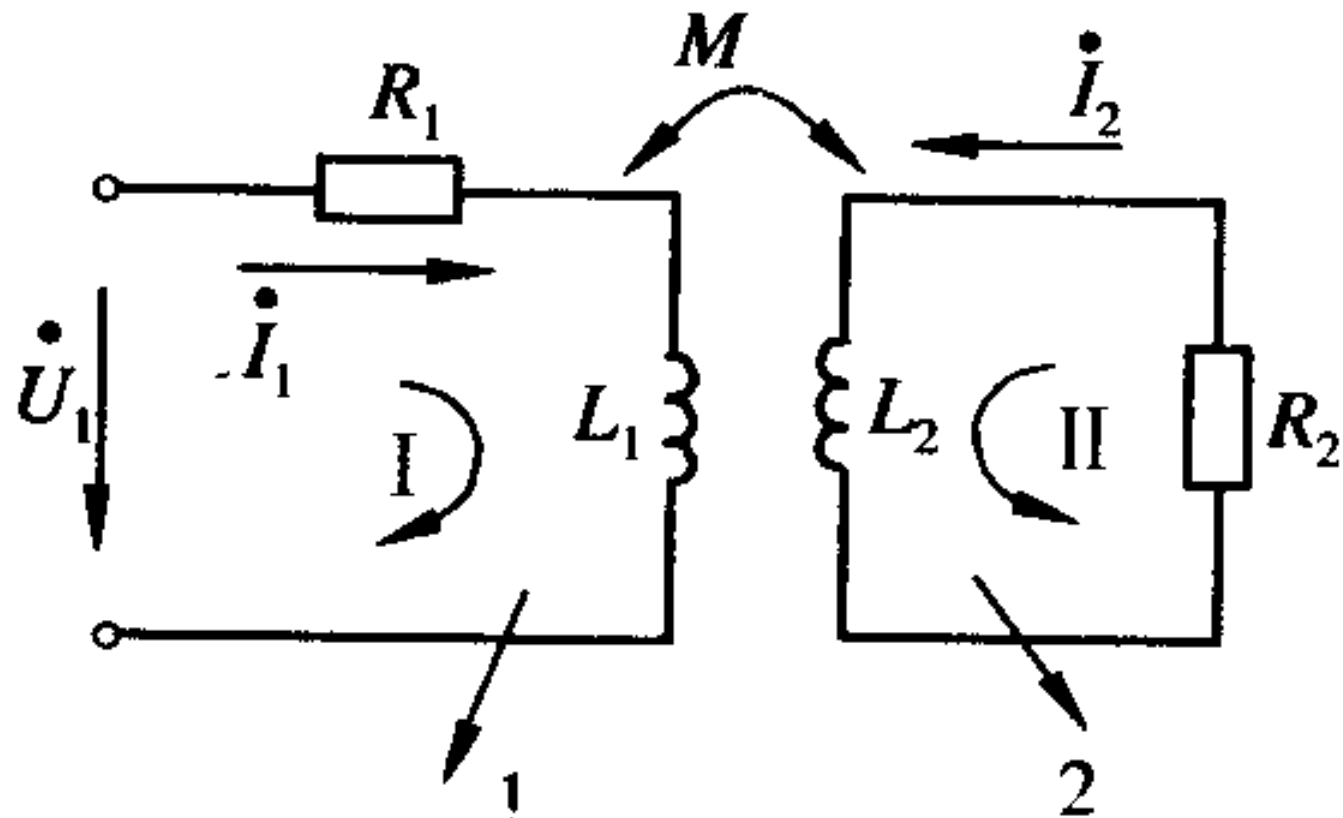
式中：f——线圈激磁电流的频率。

根据简化模型，可画出如图 4 - 20 所示等效电路图。图中 R_2 为电涡流短路环等效电阻，其表达式为

$$R_2 = \frac{2\pi\rho}{h \ln \frac{r_n}{r_i}}$$

根据基尔霍夫第二定律，可列出如下方程：

$$\dot{R}_1 \dot{I}_1 + j \omega L_1 \dot{I}_1 - j \omega L_2 \dot{I}_2 = \dot{U}_1$$



1—传感器线圈；2—电涡流短路环

图 4 - 20 电涡流传感器等效电路

式中： ω ——线圈激磁电流角频率；

R_1 、 L_1 ——线圈电阻和电感；

L_2 ——短路环等效电感；

R_2 ——短路环等效电阻。

由式(4 - 36) 和式(4 - 37) 解得等效阻抗 Z 的表达式为

$$\begin{aligned} Z &= \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = R_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} R_2 + j\omega \left[L_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} L_2 \right] \\ &= R_{eq} + j\omega L_{eq} \end{aligned}$$

R_{eq} ——线圈受电涡流影响后的等效电阻；

L_{eq} ——线圈受电涡流影响后的等效电感。

线圈的等效品质因数 Q 值为

$$Q = \frac{\omega L_{eq}}{R_{eq}} \quad (4 - 39)$$

综上所述，根据电涡流式传感器的简化模型和等效电路，运用电路分析的基本方法得到的式(4 - 38) 和式(4 - 39)，即为电涡流基本特性。

三、电涡流形成范围

1. 电涡流的径向形成范围

线圈—导体系统产生的电涡流密度既是线圈与导体间距离 x 的函数, 又是沿线圈半径方向 r 的函数。当 x 一定时, 电涡流密度 J 与半径 r 的关系曲线见图 4 - 21 所示。

由图可知(图中 $J_{r=0}$ 为金属导体表面电涡流密度, 即电涡流密度最大值。 J_r 为半径 r 处的金属导体表面电涡流密度。):

① 电涡流径向形成的范围大约在传感器线圈外径 r_{as} 的1.8~2.5 倍范围内, 且分布不均匀。

② 电涡流密度在短路环半径 $r=0$ 处为零。

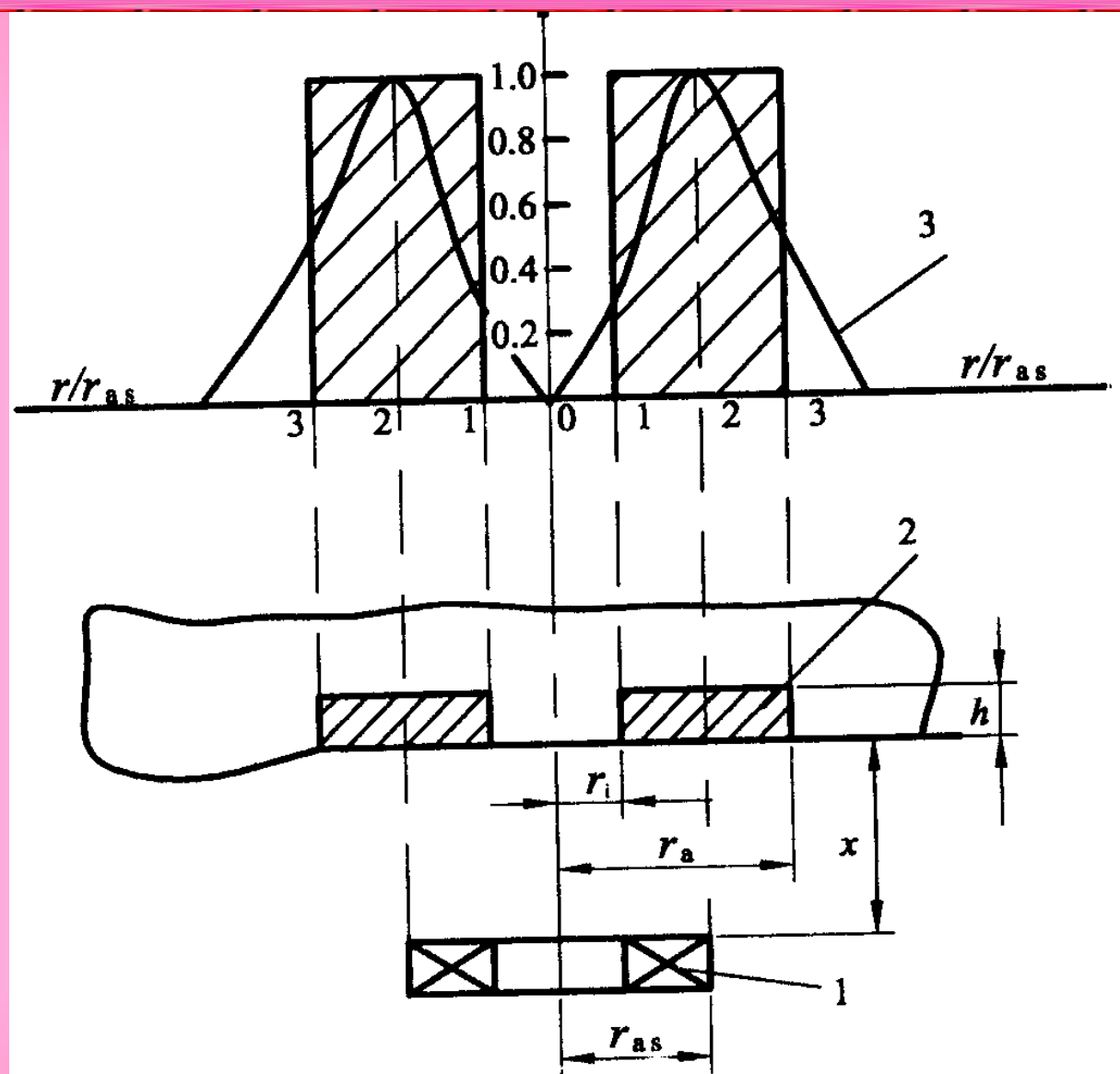


图 4-21 电涡流密度 J 与半径 r 的关系曲线

③ 电涡流的最大值在 $r=r_{as}$ 附近的一个狭窄区域内。

④ 可以用一个平均半径为 r_{as} ($r_{as} = (r_i + r_a) / 2$) 的短路环来集中表示分散的电涡流 (图中阴影部分)。

2. 电涡流强度与距离的关系

理论分析和实验都已证明, 当 x 改变时, 电涡流密度发生变化, 即电涡流强度随距离 x 的变化而变化。根据线圈—导体系统的电磁作用, 可以得到金属导体表面的电涡流强度为

$$I_2 = I_1 \left[\frac{1-x}{(x^2 + r_{as}^2)^{1/2}} \right] \quad (4-40)$$

式中: I_1 —线圈激励电流;

I_2 —金属导体中等效电流;

x ——线圈到金属导体表面距离;

r_a ——线圈外径。

根据上式作出的归一化曲线如图 4 - 22 所示。

以上分析表明:

① 电涡强度与距离 x 呈非线性关系, 且随着 x/r_a 的增加而迅速减小。

② 当利用电涡流式传感器测量位移时, 只有在 $x/r_a \leq 1$ (一般取 $0.05 \sim 0.15$)的范围才能得到较好的线性和较高的灵敏度。

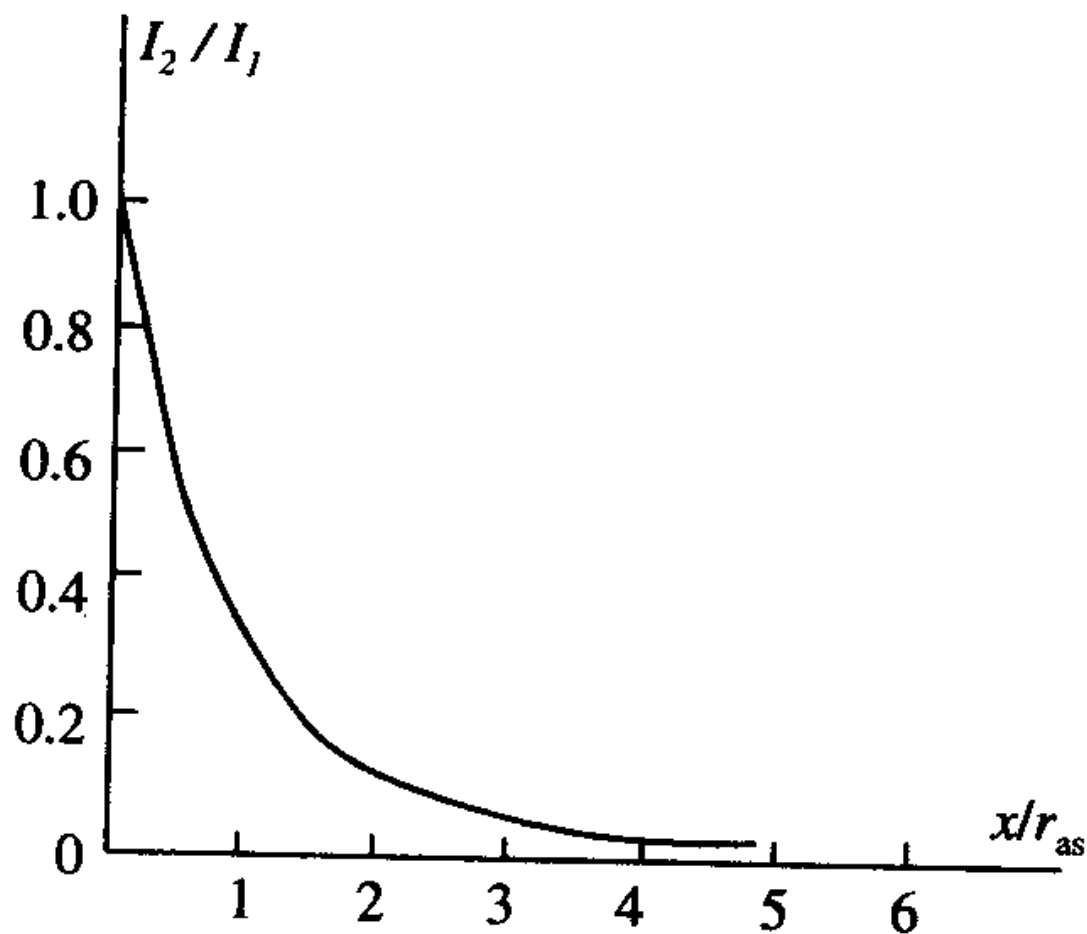


图 4 - 22 电涡流强度与距离归一化曲线

3. 电涡流的轴向贯穿深度

由于趋肤效应，电涡流沿金属导体纵向的H1分布是不均匀的，其分布按指数规律衰减，可用下式表示：

$$J_d = J_0 e^{-d/h} \quad (4 - 41)$$

式中：d——金属导体中某一点至表面的距离；

J_d ——沿H1轴向d处的电涡流密度；

J_0 ——金属导体表面电涡流密度，即电涡流密度最大值；

h——电涡流轴向贯穿深度（趋肤深度）。

图 4 - 23 所示为电涡流密度轴向分布曲线。由图可见，电涡流密度主要分布在表面附近。

四、电涡流式传感器的应用

1. 低频透射式涡流厚度传感器

图 4 - 24 所示为透射式涡流厚度传感器结构原理图。在被测金属的上方设有发射传感器线圈 L_1 ，在被测金属板下方设有接收传感器线圈 L_2 。当在 L_1 上加低频电压 U_1 时，则 L_1 上产生交变磁通 Φ_1 ，若两线圈间无金属板，则交变磁场直接耦合至 L_2 中， L_2 产生感应电压 U_2 。如果将被测金属板放入两线圈之间，则 L_1 线圈产生的磁通将导致在金属板中产生电涡流。

此时磁场能量受到损耗，到达 L_2 的磁通将减弱为 Φ'_1 ，从而使 L_2 产生的感应电压 U_2 下降。金属板越厚，涡流损失就越大， U_2 电压就越小。因此，可根据 U_2 电压的大小得知被测金属板的厚度，透射式涡流厚度传感器检测范围可达1~100mm，分辨率为0.1 μm ，线性度为1%。

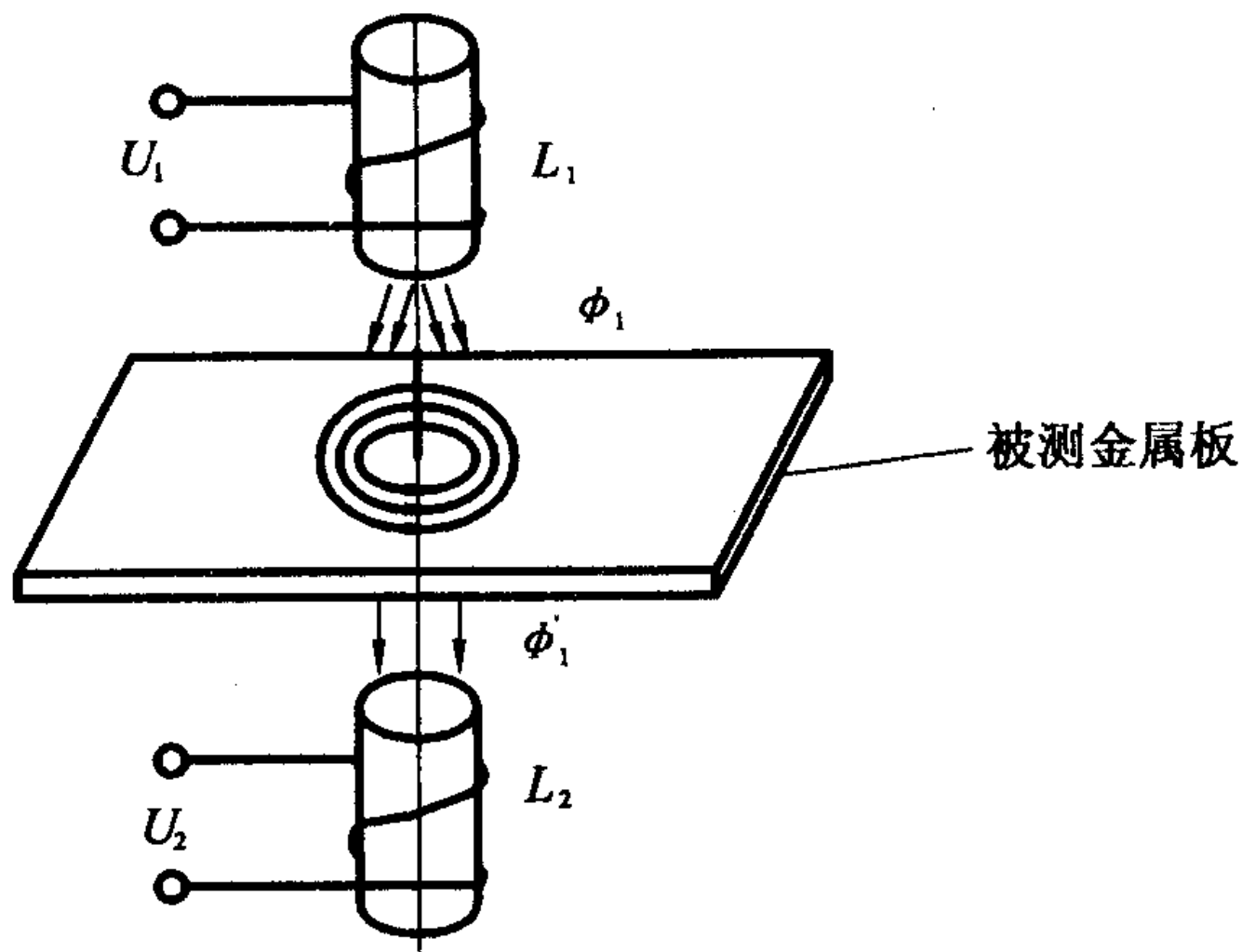


图 4 - 24 透射式涡流厚度传感器结构原理图

2. 高频反射式涡流厚度传感器

图 4 - 25 所示是高频反射式涡流测厚仪测试系统原理图。

为了克服带材不够平整或运行过程中上下波动的影响, 在带材的上、下两侧对称地设置了两个特性完全相同的涡流传感器 S_1 、 S_2 。 S_1 、 S_2 与被测带材表面之间的距离分别为 x_1 和 x_2 。 若带材厚度不变, 则被测带材上、 下表面之间的距离总有 $x_1+x_2=\text{常数}$ 的关系存在。两传感器的输出电压之和为 $2U_0$ 。数值不变。 如果被测带材厚度改变量为 $\Delta \delta$, 则两传感器与带材之间的距离也改变了一个 $\Delta \delta$, 两传感器输出电压此时为 $2U_0+\Delta U$ 。 ΔU 经放大器放大后, 通过指示仪表电路即可指示出带材的厚度变化值。带材厚度给定值与偏差指示值的代数和就是被测带材的厚度。

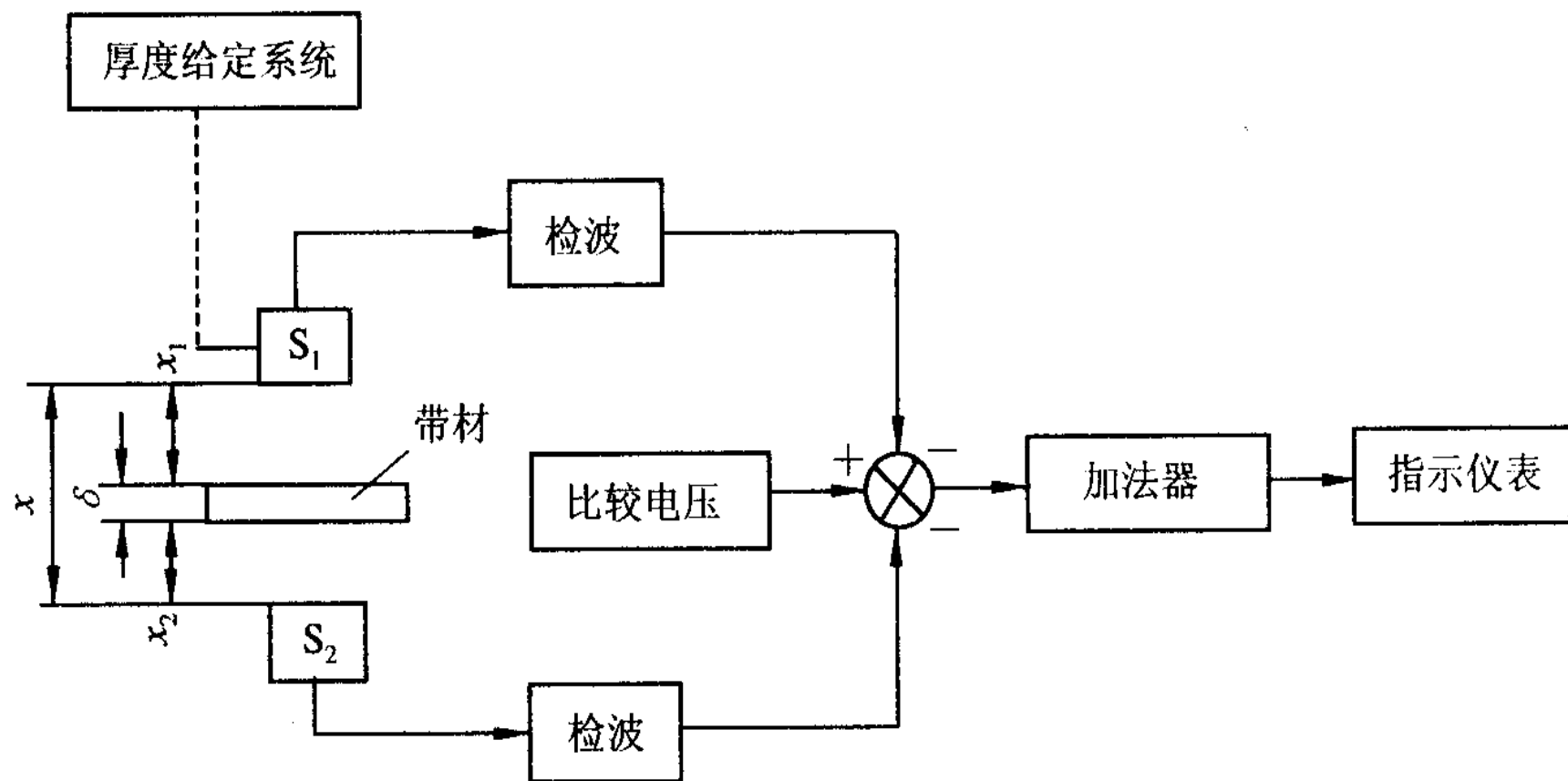


图 4 - 25 高频反射式涡流测厚仪测试系统图

3. 电涡流式转速传感器

图 4 - 26 所示为电涡流式转速传感器工作原理图。在软磁材料制成的输入轴上加工一键槽，在距输入表面 d_0 处设置电涡流传感器，输入轴与被测旋转轴相连。

当被测旋转轴转动时，输出轴的距离发生 $d_0 + \Delta d$ 的变化。由于电涡流效应，这种变化将导致振荡谐振回路的品质因素变化，使传感器线圈电感随 Δd 的变化也发生变化，它们将直接影响振荡器的电压幅值和振荡频率。因此，随着输入轴的旋转，从振荡器输出的信号中包含有与转数成正比的脉冲频率信号。该信号由检波器检出电压幅值的变化量，然后经整形电路输出脉冲频率信号 f_n 。该信号经电路处理便可得到被测转速。

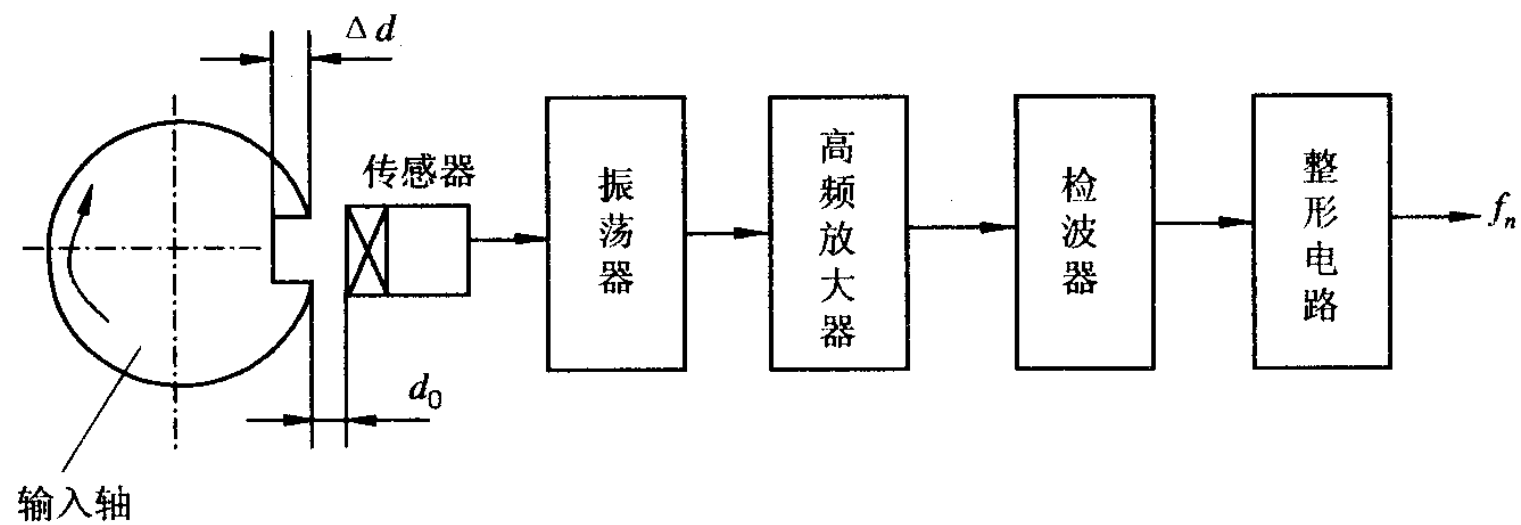


图 4 - 26 电涡流式转速传感工作原理图

这种转速传感器可实现非接触式测量，抗污染能力很强，可安装在旋转轴近旁长期对被测转速进行监视。最高测量转速可达 $600\,000\text{ r/min}$ (转/分)。



第5章 电容式传感器

5.1 电容式传感器的工作原理和结构

5.2 电容式传感器的灵敏度及非线性

5.3 电容式传感器的测量电路

5.4 电容式传感器的应用

[返回主目录](#)

第5章 电容式传感器

5.1 电容式传感器的工作原理和结构

由绝缘介质分开的两个平行金属板组成的平板电容器，如果不考虑边缘效应，其电容量为

$$C = \frac{\epsilon A}{d}$$

式中： ϵ ——电容极板间介质的介电常数， $\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$ ，其中 ϵ_0 为真空介电常数， ϵ_r 为极板间介质相对介电常数；

A ——两平行板所覆盖的面积；

d ——两平行板之间的距离。

当被测参数变化使得式（5 - 1）中的 A 、 d 或 ε 发生变化时，电容量 C 也随之变化。如果保持其中两个参数不变，而仅改变其中一个参数，就可把该参数的变化转换为电容量的变化，通过测量电路就可转换为电量输出。因此，电容式传感器可分为变极距型、变面积型和变介质型三种类型。

一、 变极距型电容传感器

图 5 - 1 为变极距型电容式传感器的原理图。当传感器的 ε_r 和 A 为常数，初始极距为 d_0 时，由式（5 - 1）可知其初始电容量 C_0 为

$$C_0 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_1 A}{d_0}$$

若电容器极板间距离由初始值 d_0 缩小 Δd , 电容量增大 ΔC , 则有

$$C_1 = C_0 + \Delta C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r A}{d_0 - \frac{\Delta d}{d_0}} = \frac{c_0 (1 + \frac{\Delta d}{d_0})}{1 - \frac{(\Delta d)^2}{d_0^2}}$$

由式（5 - 3）可知, 传感器的输出特性 $C = f(d)$ 不是线性关系, 而是如图 5- 2 所示双曲线关系。

此时 C_1 与 Δd 近似呈线性关系, 所以变极距型电容式传感器只有在 $\Delta d/d_0$ 很小时, 才有近似的线性输出。

另外，由式（5 - 4）可以看出，在 d_0 较小时，对于同样的 Δd 变化所引起的 ΔC 可以增大，从而使传感器灵敏度提高。但 d_0 过小，容易引起电容器击穿或短路。为此，极板间可采用高介电常数的材料（云母、塑料膜等）作介质(如图 5- 3所示)，此时电容 C 变为

$$C = \frac{A}{\frac{d_g}{\epsilon_0 \epsilon_g} + \frac{d_0}{\epsilon_0}} \quad (5 - 5)$$

式中： ϵ_g ——云母的相对介电常数， $\epsilon_g = 7$ ；

ϵ_0 ——空气的介电常数， $\epsilon_0 = 1$ ；

d_0 ——空气隙厚度；

d_g ——云母片的厚度。

云母片的相对介电常数是空气的7倍, 其击穿电压不小于1000 kV/mm, 而空气的仅为3kV/mm。因此有了云母片, 极板间起始距离可大大减小。同时, 式(5-5)中的 $(dg/\epsilon_0\epsilon_g)$ 项是恒定值, 它能使传感器的输出特性的线性度得到改善。

一般变极板间距离电容式传感器的起始电容在20~100pF之间, 极板间距离在25~200 μm 的范围内, 最大位移应小于间距的1/10, 故在微位移测量中应用最广。

二、变面积型电容式传感器

图5-4是变面积型电容传感器原理结构示意图。

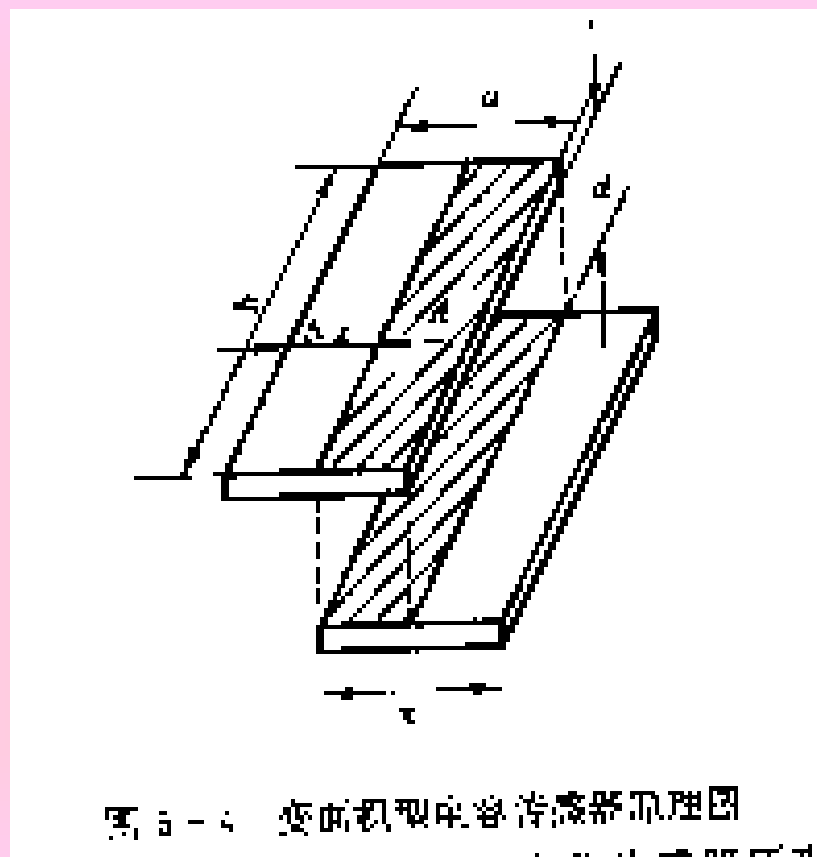


图5-4 变面积型电容传感器原理图

$$C = C_0 - \Delta C = \varepsilon_0 \varepsilon_r (a - \Delta x) \frac{b}{d}$$

式中 $C_0 = \varepsilon_0 \varepsilon_r b_0 L_0 / d_0$ 为初始电容。电容相对变化量为

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta x}{a}$$

很明显, 这种形式的传感器其电容量 C 与水平位移 Δx 是线性关系。

图 5 - 5 是电容式角位移传感器原理图。当动极板有一个角位移 θ 时, 与定极板间的有效覆盖面积就改变, 从而改变了两极板间的电容量。当 $\theta = 0$ 时, 则

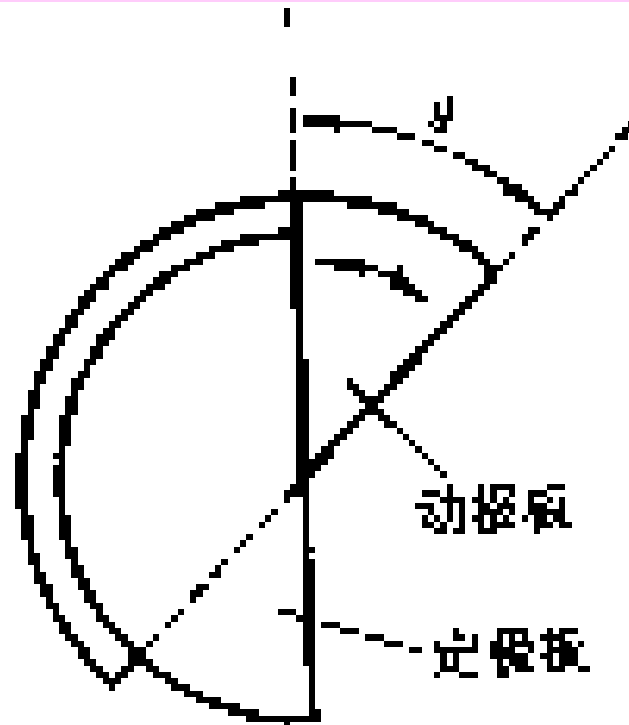


图 5-5 电容式角位移传感器原理图

图5-5 电容式角位移传感器原理图

$$C_0 = \varepsilon_0 \varepsilon_r A_0 / d_0 \quad (5 - 8)$$

式中： ε_r ——介质相对介电常数；

d_0 ——两极板间距离；

A_0 ——两极板间初始覆盖面积。

当 $\theta \neq 0$ 时，则

$$C_1 = \varepsilon_0 \varepsilon_r A_0 \quad (5 - 9)$$

从式（5 - 9）可以看出，传感器的电容量C与角位移 θ 呈线性关系。

三、变介质型电容式传感器

图 5 - 6 是一种变极板间介质的电容式传感器用于测量液位高低的结构原理图。

设被测介质的介电常数为 ε_1 ，液面高度为 h ，变换器总高度为 H ，内筒外径为 d ，外筒内径为 D ，则此时变换器电容值为

$$\begin{aligned} C &= \frac{2\pi\varepsilon_1 h}{\ln \frac{D}{d}} + \frac{2\pi\varepsilon(H-h)}{\ln \frac{D}{d}} \\ &= \frac{2\pi\varepsilon H}{\ln \frac{D}{d}} + \frac{2\pi h(\varepsilon_1 - \varepsilon)}{\ln \frac{D}{d}} \end{aligned}$$

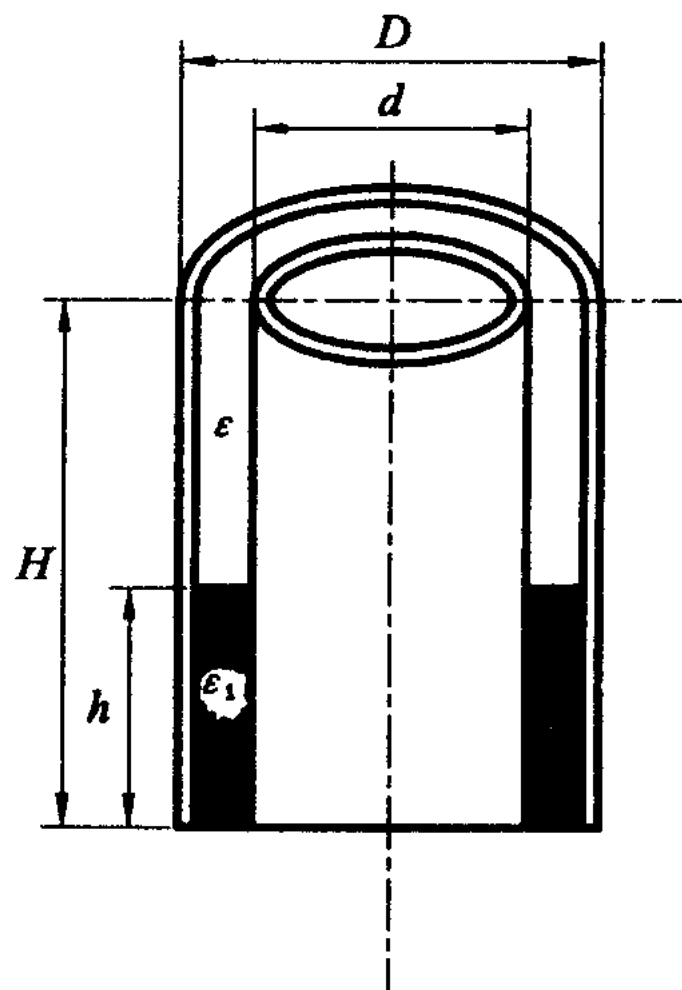


图 5 - 6 电容式液位变换器结构原理图

$$= c_0 + \frac{2\pi(\varepsilon_1 - \varepsilon) \cdot h}{\ln \frac{D}{d}}$$

式中： ε —空气介电常数；

C_0 —由变换器的基本尺寸决定的初始电容值，

$$C_0 = \frac{2\pi\varepsilon H}{\ln \frac{D}{d}} \quad \circ$$

由式（5 - 10）可见，此变换器的电容增量正比于被测液位高度 h 。

变介质型电容传感器有较多的结构型式,可以用来测量纸张#, 绝缘薄膜等的厚度,也可用来测量粮食、纺织品、木材或煤等非导电固体介质的湿度。图 5 - 7 是一种常用的结构型式。图中两平行电极固定不动,极距为 d_0 ,相对介电常数为 ϵ_{r_2} 的电介质以不同深度插入电容器中,从而改变两种介质的极板覆盖面积。传感器总电容量 C 为

$$C = C_1 + C_2 = \epsilon_0 b_0 \frac{\epsilon_{r_1} (L_0 - L)}{d_0}$$

式中: L_0, b_0 ——极板长度和宽度;

L ——第二种介质进入极板间的长度。若电介质 $\epsilon_{r_1}=1$,当 $L=0$ 时,传感器初始电容 $C_0 = \epsilon_0 \epsilon_{r_1} L_0 b_0 / d_0$ 。当介质 ϵ_{r_2} 进入极间 L 后,引起电容的相对变化为

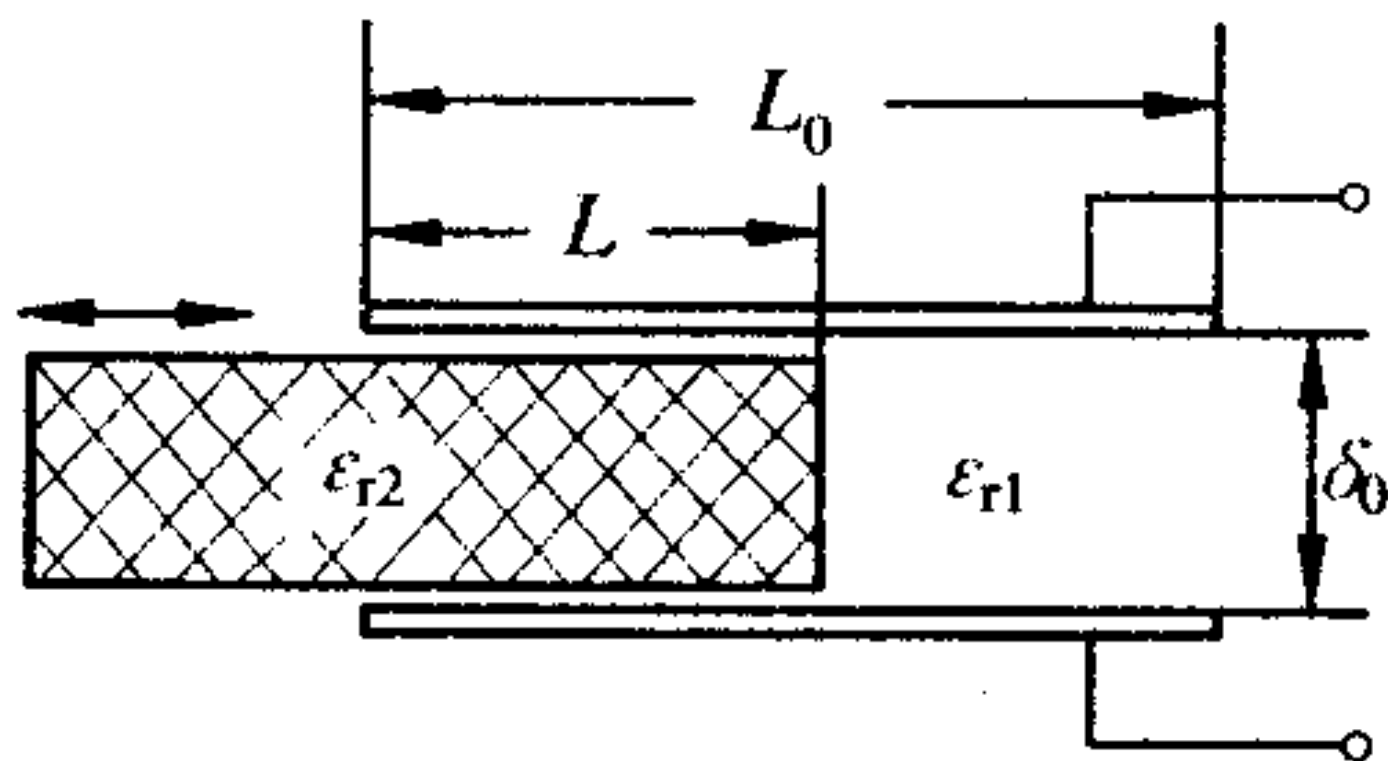


图 5 - 7 变介质型电容式传感器

$$\frac{\Delta c}{c_0} = \frac{c - c_0}{c_0} = \frac{(\varepsilon_{r_2} - 1)L}{L_0}$$

可见, 电容的变化与电介质 ε_{r_2} 的移动量L呈线性关系。



5.2 电容式传感器的灵敏度及非线性

由以上分析可知, 除变极距型电容传感器外, 其它几种形式传感器的输入量与输出电容量之间的关系均为线性的, 故只讨论变极距型平板电容传感器的灵敏度及非线性。

由式 (5 - 3) 可知, 电容的相对变化量为

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta d}{d_0} \left[\frac{1}{1 - \frac{\Delta d}{d_0}} \right]$$

当 $|\Delta d / d_0| \ll 1$ 时, 则上式可按级数展开, 故得

$$\frac{\Delta c}{c_0} \approx \frac{\Delta d}{d_0} \left[1 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right) + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right]$$

由式（5 - 14）可见，输出电容的相对变化量 $\Delta C/C$ 与输入位移 Δd 之间呈非线性关系。当 $\Delta d/d_0 \ll 1$ 时，可略去高次项，得到近似的线性：

$$\frac{\Delta c}{c_0} = \frac{\Delta d}{d_0} \left(1 + \frac{1 + \Delta d}{d_0}\right)$$

电容传感器的灵敏度为

$$K = \frac{\frac{\Delta C}{C_0}}{\Delta d} = \frac{1}{d_0}$$

它说明了单位输入位移所引起输出电容相对变化的大小与 d_0 呈反比关系。

如果考虑式（5 - 14）中的线性项与二次项, 则

$$\frac{\Delta c}{c_0} = \frac{\Delta d}{d_0} \left(1 + \frac{1 + \Delta d}{d_0} \right)$$

由此可得出传感器的相对非线性误差 δ 为

$$\delta = \frac{\left| \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right) \right|}{\left| \frac{\Delta d}{d} \right|} \times 100\% = \left| \frac{\Delta d}{d_0} \right| \times 100\%$$

由式（5 - 16）与式（5 - 18）可以看出: 要提高灵敏度, 应减小起始间隙 d_0 , 但非线性误差却随着 d_0 的减小而增大。

在实际应用中,为了提高灵敏度,减小非线性误差,大都采用差动式结构。图5 - 8 是变极距型差动平板式电容传感器结构示意图。

在差动式平板电容器中,当动极板位移 Δd 时,电容器 C_1 的间隙 d_1 变为 $d_0 - \Delta d$, 电容器 C_2 的间隙 d_2 变为 $d_0 + \Delta d$, 则

$$C_1 = C_0 \frac{1}{1 - \frac{\Delta d}{d_0}}$$
$$C_2 = C_0 \frac{1}{1 + \frac{\Delta d}{d_0}}$$

在 $\Delta d/d_0 \ll 1$ 时, 则按级数展开:

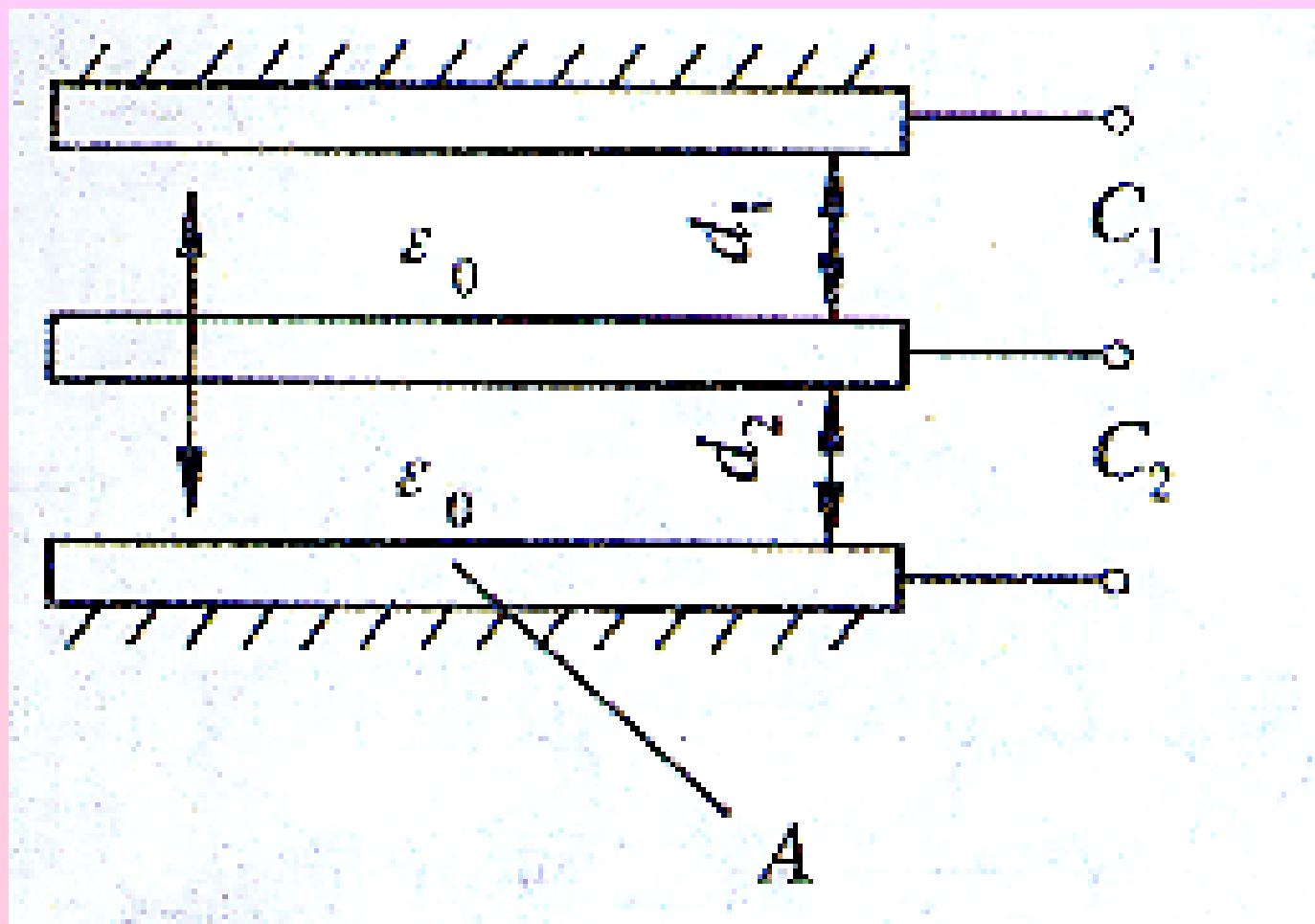


图5-8 差动平板式电容传感器结构

$$c_1 = c_0 \left[1 + \frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right]$$

$$c_2 = c_0 \left[1 - \frac{\Delta d}{d_0} + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 - \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + \dots \right]$$

电容值总的变化量为

$$\Delta C = C_1 - C_2 = C_0 \left[2 \frac{\Delta d}{d_0} + 2 \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^3 + 2 \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^5 + \dots \right]$$

电容值相对变化量为

$$\frac{\Delta c}{c_0} = 2 \frac{\Delta d}{d_0} \left[1 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 + \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^4 + \dots \right]$$

如果只考虑式（5 - 24）中的线性项和三次项，则电容式传感器的相对非线性误差 δ 近似为

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

比较式（5 - 15）与式（5 - 25）及式（5 - 18）与式（5 - 26）可见，电容传感器做成差动式之后，灵敏度提高一倍，而且非线性误差大大降低了。



5.3 电容式传感器的测量电路

电容式传感器中电容值以及电容变化值都十分微小, 这样微小的电容量还不能直接为目前的显示仪表所显示, 也很难为记录仪所接受, 不便于传输。这就必须借助于测量电路检出这一微小电容增量, 并将其转换成与其成单值函数关系的电压、电流或者频率。电容转换电路有调频电路、运算放大器式电路、二极管双T型交流电桥、脉冲宽度调制电路等。

一、 调频测量电路

调频测量电路把电容式传感器作为振荡器谐振回路的一部分。当输入量导致电容量发生变化时, 振荡器的振荡频率就发生变化。

虽然可将频率作为测量系统的输出量,用以判断被测非电量的大小,但此时系统是非线性的,不易校正,因此加入鉴频器,将频率的变化转换为振幅的变化,经过放大就可以用仪器指示或记录仪记录下来。调频测量电路原理框图如图 5 - 9 所示。

图 5 - 9 中调频振荡器的振荡频率为

$$f = \frac{1}{2\pi(LC)^{1/2}}$$

式中: L—振荡回路的电感;

C—振荡回路的总电容, $C=C_1+C_2+C_0 \pm \Delta C$ 。其中,

C_1 为振荡回路固有电容;

C_2 为传感器引线分布电容;

$C_0 \pm \Delta C$ 为传感器的电容。

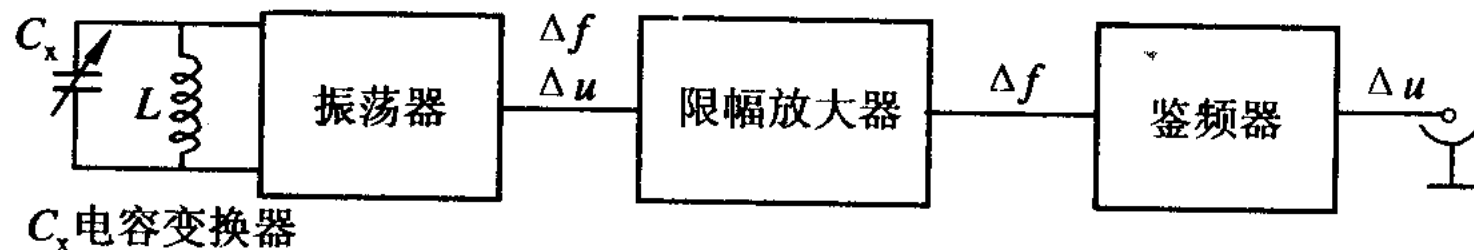


图 5 - 9 调频式测量电路原理框图

当被测信号为0时, $\Delta C = 0$, 则 $C = C_1 + C_2 + C_0$, 所以振荡器有一个固有频率 f_0 ,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi[(C_1 + C_2 + C_0)L]^{1/2}} \quad (5 - 28)$$

当被测信号不为 0 时, $\Delta C \neq 0$, 振荡器频率有相应变化, 此时频率为

$$f = \frac{1}{2\pi[(c_1 + c_2 + c_0)L]^{1/2}} = f_0 \pm \Delta f$$

调频电容传感器测量电路具有较高灵敏度,可以测至0.01 μm级位移变化量。频率输出易于用数字仪器测量和与计算机通讯,抗干扰能力强,可以发送、接收以实现遥测遥控。

二、运算放大器式电路

运算放大器的放大倍数K非常大,而且输入阻抗 Z_i 很高。运算放大器的这一特点可以使其作为电容式传感器的比较理想的测量电路。图 5 - 10 是运算放大器式电路原理图。 C_x 为电容式传感器, U_i 是交流电源电压, U_o 是输出信号电压, Σ 是虚地点。由运算放大器工作原理可得

$$\dot{U}_o = -\frac{C}{C_x} \dot{U}_i$$

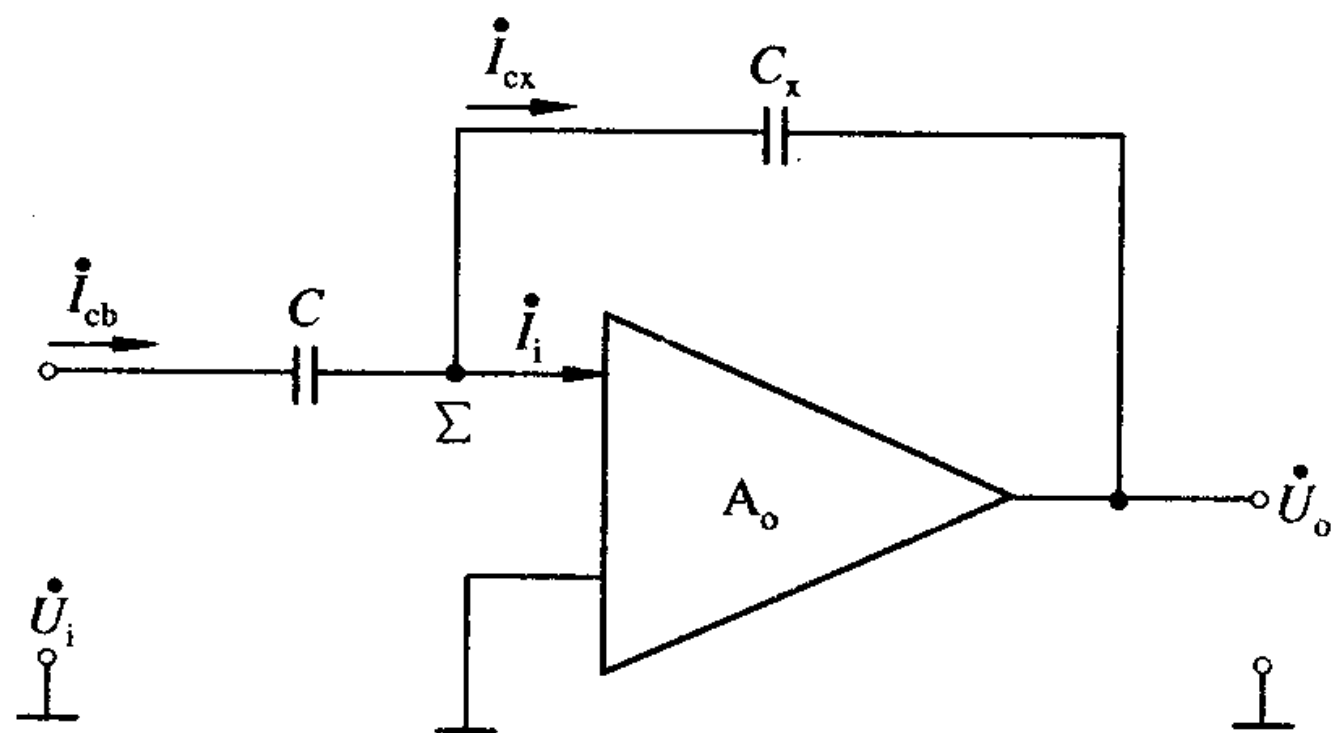


图 5 - 10 运算放大器式电路原理图

如果传感器是一只平板电容, 则 $C_x = \varepsilon A/d$, 代入式(5 - 30), 有

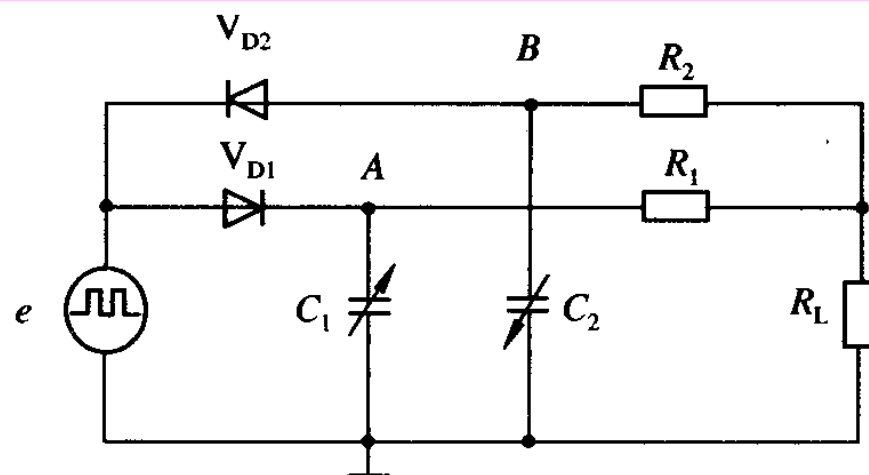
$$\dot{U}_0 = -\dot{U}_i \frac{C}{\varepsilon A} d$$

式中“-”号表示输出电压 \dot{U}_0 的相位与电源电压反相。式(5 - 31)说明运算放大器的输出电压与极板间距离 d 呈线性关系。运算放大器电路解决了单个变极板间距离式电容传感器的非线性问题。但要求 Z_i 及 K 足够大。为保证仪器精度, 还要求电源电压 \dot{U}_1 的幅值和固定电容 C 值稳定。

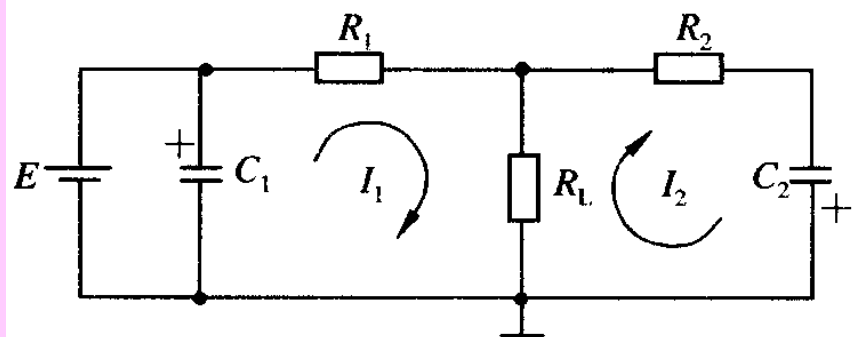
三、二极管双T型交流电桥

图 5 - 11 所示是二极管双 T 型交流电桥电路原理图。e 是高频电源，它提供幅值为 U_i 的对称方波， V_{D1} 、 V_{D2} 为特性完全相同的两个二极管， $R_1 = R_2 = R$ ， C_1 、 C_2 为传感器的两个差动电容。当传感器没有输入时， $C_1 = C_2$ 。电路工作原理如下：

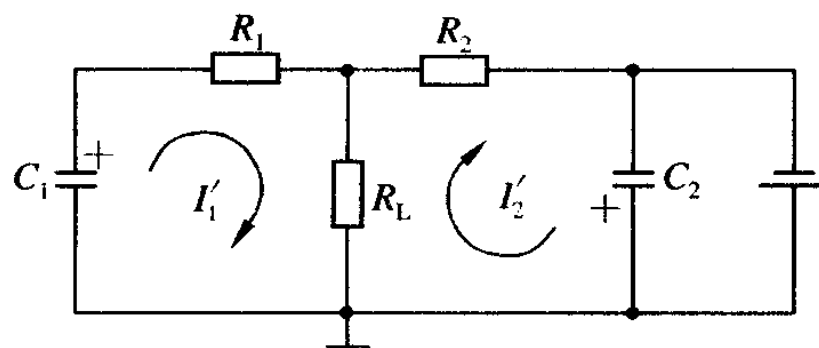
当 e 为正半周时，二极管 V_{D1} 导通、 V_{D2} 截止，于是电容 C_1 充电；在随后负半周出现时，电容 C_1 上的电荷通过电阻 R_1 ，负载电阻 R_L 放电，流过 R_L 的电流为 I_1 。在负半周内， V_{D2} 导通、 V_{D1} 截止，则电容 C_2 充电；在随后出现正半周时， C_2 通过电阻 R_2 ，负载电阻 R_L 放电，流过 R_L 的电流为 I_2 。根据上面所给的条件，则电流 $I_1 = I_2$ ，且方向相反，在一个周期内流过 R_L 的平均电流为零。



(a)



(b)



(c)

图 5 - 11 二极管双 T 型交流电桥

若传感器输入不为 0, 则 $C_1 \neq C_2$, 那么 $I_1 \neq I_2$, 此时 R_L 上必定有信号输出, 其输出在一个周期内的平均值为

$$U_0 = I_L R_L = \frac{1}{T} \left\{ \int_0^T [I_1(t) - I_2(t)] dt \right\} \cdot R_L$$

$$\approx \frac{R(R + 2R_L)}{(R + R_L)^2} R_L U_i f (c_1 - c_2)$$

式中 f 为电源频率。当 RL 已知, 式 (5 - 32) 中 $\left[\frac{R(R + 2R_L)}{(R + R_L)^2} R_L \right] = M$ (常数), 则

$$U_0 = E_i f M (C_1 - C_2)$$

从式（5 - 33）可知，输出电压 U_o 不仅与电源电压的幅值和频率有关，而且与T型网络中的电容 C_1 和 C_2 的差值有关。当电源电压确定后，输出电压 U_o 是电容 C_1 和 C_2 的函数。该电路输出电压较高，当电源频率为 1.3MHz，电源电压 $E_i = 46\text{ V}$ 时，电容从 $-7 \sim +7\text{ pF}$ 变化，可以在 $1\text{ M}\Omega$ 负载上得到 $-5 \sim +5\text{ V}$ 的直流输出电压。电路的灵敏度与电源幅值和频率有关，故输入电源要求稳定。当 U_i 幅值较高，使二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 工作在线性区域时，测量的非线性误差很小。电路的输出阻抗与电容 C_1 、 C_2 无关，而仅与 R_1 、 R_2 及 R_L 有关，其值为 $1 \sim 100\text{ k}\Omega$ 。输出信号的上升沿时间取决于负载电阻。对于 $1\text{ k}\Omega$ 的负载电阻上升时间为 $20\text{ }\mu\text{s}$ 左右，故可用来测量高速的机械运动。

四、 脉冲宽度调制电路

脉冲宽度调制电路如图 5 - 12 所示。图中 C_1 、 C_2 为差动式电容传感器，电阻 $R_1=R_2$ ， A_1 、 A_2 为比较器。当双稳态触发器处于某一状态， $Q=1$ ， $\overline{Q}=0$ ，A点高电位通过 R_1 对 C_1 充电，时间常数为 $\tau_1 = R_1 C_1$ ，直至F点电位高于参比电位 U_r ，比较器 A_1 输出正跳变信号。与此同时，因 $\overline{Q}=0$ ，电容器 C_2 上已充电流通过 V_{D2} 迅速放电至零电平。 A_1 正跳变信号激励触发器翻转，使 $Q=0$ ， $\overline{Q}=1$ ，于是A点为低电位， C_1 通过 V_{D1} 迅速放电，而B点高电位通过 R_2 对 C_2 充电，时间常数为 $\tau_2=R_2C_2$ ，直至G点电位高于参比电位 U_r 。

比较器A2输出正跳变信号，使触发器发生翻转，重复前述过程。电路各点波形如图 5 - 13 所示，当差动电容器的 $C_1 = C_2$ 时，其平均电压值为零。当差动电容 $C_1 \neq C_2$ ，且 $C_1 > C_2$ 时，则 $\tau_1 = R_1 C_1 > \tau_2 = R_2 C_2$ 。由于充放电时间常数变化，使电路中各点电压波形产生相应改变。

如图 5 - 13 (b) 所示，此时 u_A 、 u_B 脉冲宽度不再相等，一个周期 ($T_1 + T_2$) 时间内其平均电压值不为零。此 u_{AB} 电压经低通滤波器滤波后，可获得输出

$$u_{AB} = u_A - u_B = \frac{U_1(T_1 - T_2)}{T_1 + T_2}$$

式中： U_1 —触发器输出高电平; T_1 、 T_2 — C_1 、 C_2 充放电至 U_r 所需时间。

由电路知识可知:

$$T_1 = R_1 C_1 \ln \frac{U_1(T_1 - T_2)}{T_1 + T_2} \quad (5 - 35)$$

$$T_2 = R_2 C_2 \ln \frac{U_2}{U_2 - U_r} \quad (5 - 36)$$

将 T_1 、 T_2 代入式（5 - 34）,得

$$u_{AB} = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} U_1$$

把平行板电容的公式代入式（5 - 37），在变极板距离的情况下可得

$$u_{AB} = \frac{d_2 - d_1}{d_1 + d_2} U_1$$

式（5 - 38）中 d_1 、 d_2 分别为 C_1 、 C_2 极板间距离。

当差动电容 $C_1 = C_2 = C_0$ ，即 $d_1 = d_2 = d_0$ 时， $u_{AB} = 0$ ；若 $C_1 \neq C_2$ ，设 $C_1 > C_2$ ，即 $d_1 = d_0 - d$ ， $d_2 = d_0 + \Delta d$ ，则

$$u_{AB} = \frac{\Delta d}{d} U_1$$

同样，在变面积电容传感器中，则有

$$u_{AB} = \frac{\Delta A}{A} U_1$$

由此可见，差动脉宽调制电路能适用于变极板距离以及变面积式差动式电容传感器，并具有线性特性，且转换效率高，经过低通放大器就有较大的直流输出，且调宽频率的变化对输出没有影响。



5.4 电容式传感器的应用

一、 电容式压力传感器

图 5 - 14 所示为差动电容式压力传感器的结构图。图中所示为一个膜片动电极和两个在凹形玻璃上电镀成的固定电极组成的差动电容器。

当被测压力或压力差作用于膜片并使之产生位移时，形成的两个电容器的电容量，一个增大，一个减小。该电容值的变化经测量电路转换成与压力或压力差相对应的电流或电压的变化。

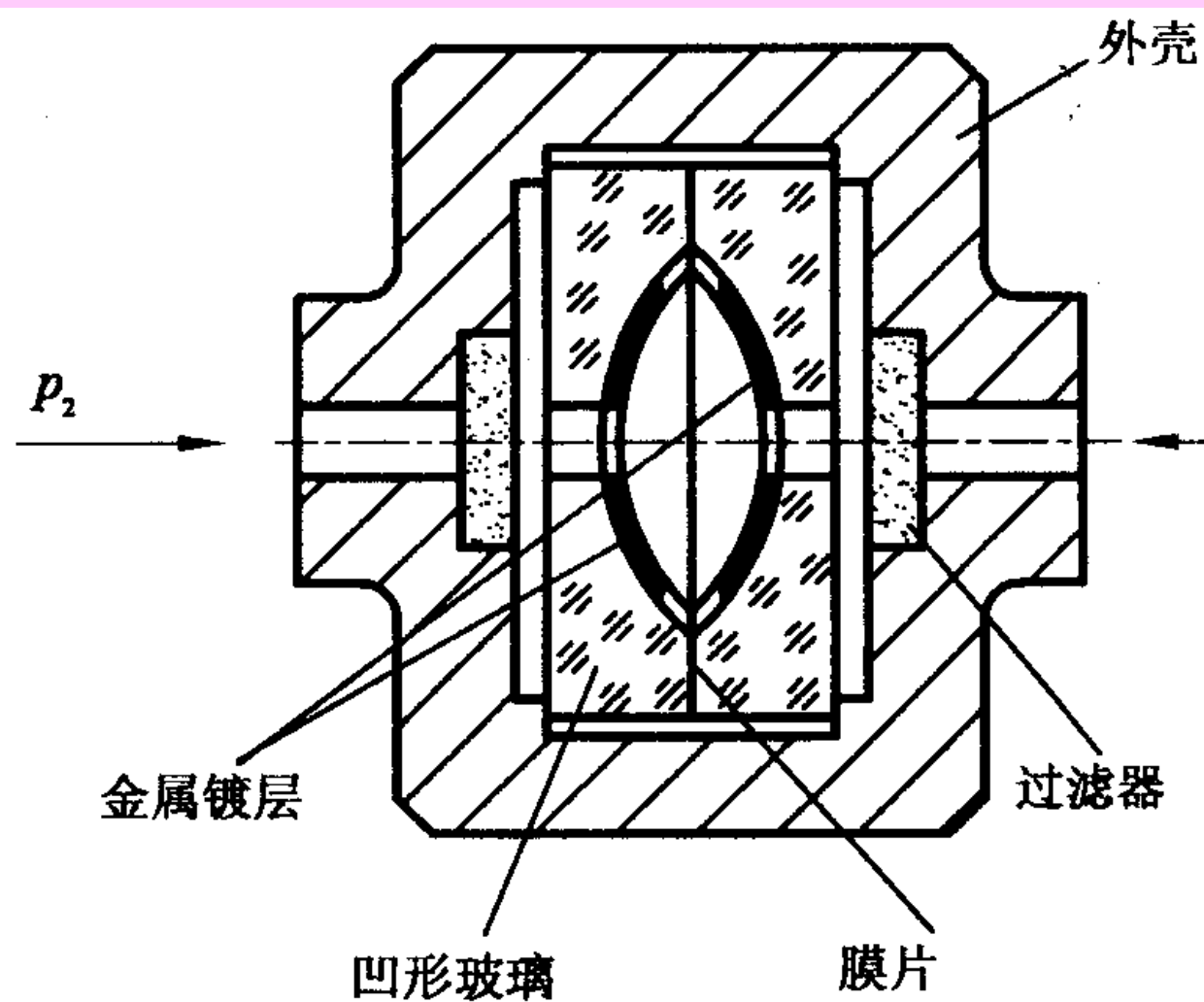


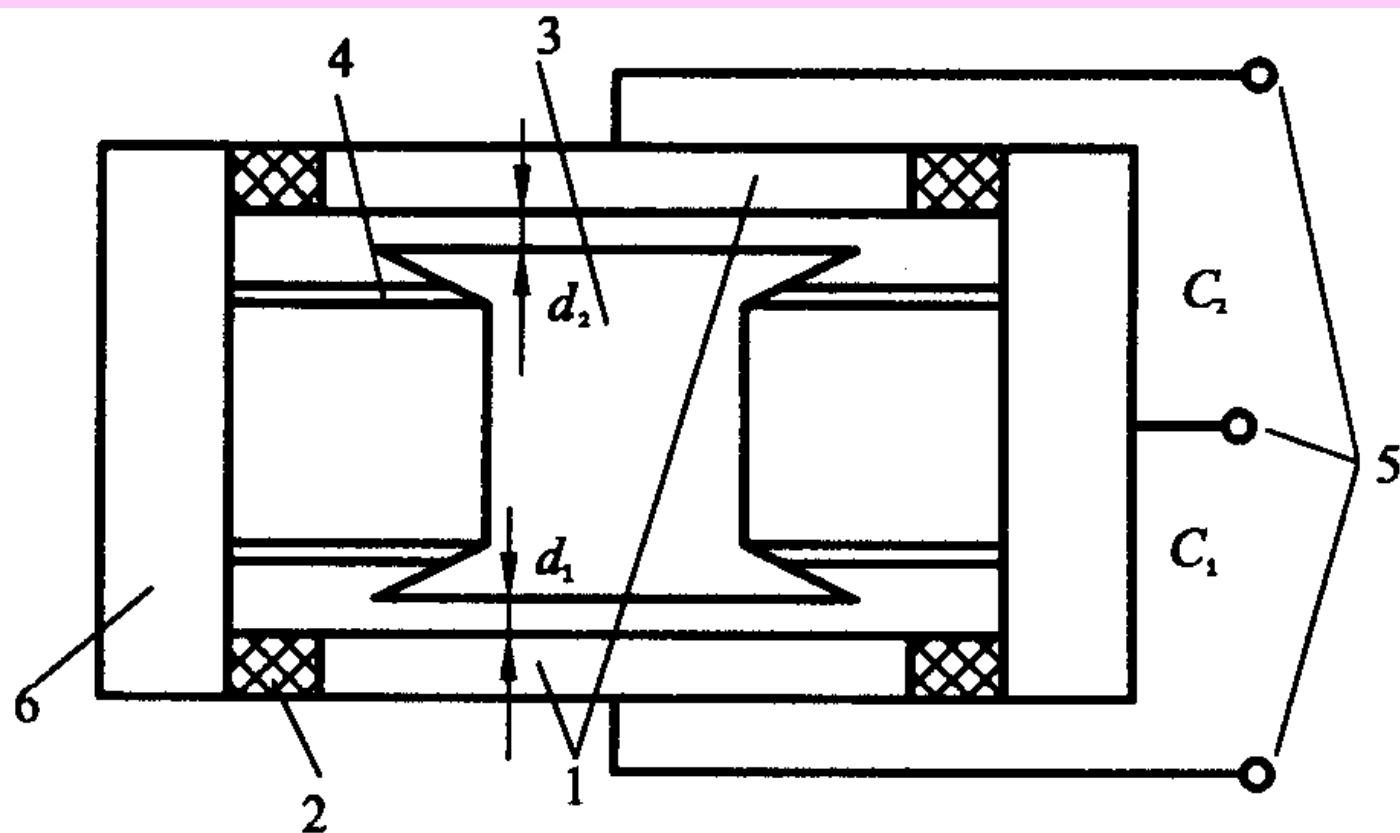
图 5 - 14 差动式电容式压力传感器结构图

二、 电容式加速度传感器

图 5 - 15 所示为差动式电容加速度传感器结构图。 它有两个固定极板（与壳体绝缘），中间有一用弹簧片支撑的质量块，此质量块的两个端面经过磨平抛光后作为可动极板（与壳体电连接）。

当传感器壳体随被测对象在垂直方向上作直线加速运动时，质量块在惯性空间中相对静止，而两个固定电极将相对质量块在垂直方向上产生大小正比于被测加速度的位移。此位移使两电容的间隙发生变化，一个增加，一个减小，从而使 C_1 、 C_2 产生大小相等#，符号相反的增量，此增量正比于被测加速度。

电容式加速度传感器的主要特点是频率响应快和量程范围大，大多采用空气或其它气体作阻尼物质。



—固定电极；2—绝缘垫；3—质量块；4—弹簧；5—输出端；6—壳体

图 5 - 15 差动式电容加速度传感器结构图

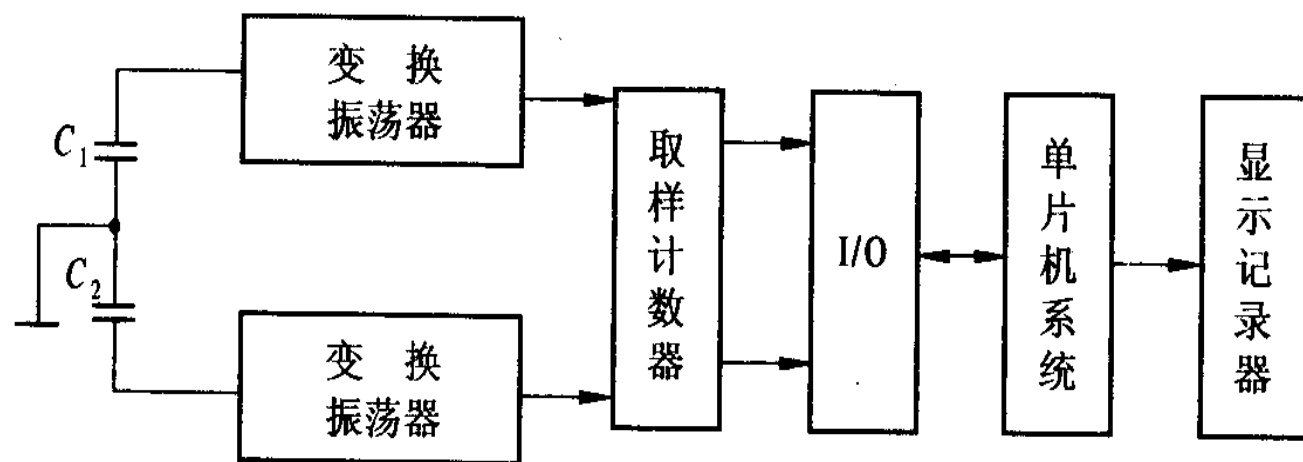
三、差动式电容测厚传感器

图 5 - 16 所示为频率型差动式电容测厚传感器系统组成框图。

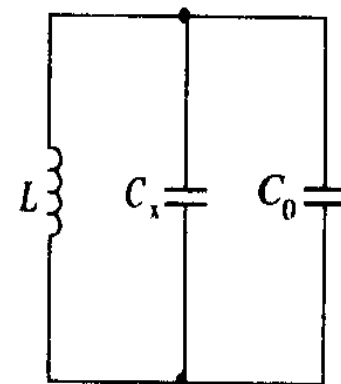
将被测电容 C_1 、 C_2 作为各变换振荡器的回路电容，振荡器的其它参数为固定值，等效电路如图 5 - 16（b）所示，图中 C_0 为耦合和寄生电容，振荡频率 f 为

$$f = \frac{1}{2\pi[L(C_x + C_0)]^{1/2}}$$

$$C_x = \frac{\varepsilon_r A}{3.6\pi d_x}$$



(a)



(b)

图 5 - 16 频率型差动式电容测厚传感器原理框图

式中： ε_r ——极板间介质的相对介电常数；

A ——极板面积；

d_x ——极板间距离；

C_x ——待测电容器的电容量。

所以

$$d_{x1} = \frac{\frac{\varepsilon_r A}{3.6\pi} \cdot 4\pi^2 L f_1^2}{1 - 4\pi^2 L c_0 f_1^2}$$

$$d_{x2} = \frac{\frac{\varepsilon_r A}{3.6\pi} \cdot 4\pi^2 L f_1^2}{1 - 4\pi^2 L c_0 f_1^2}$$

设两传感器极板间距离固定为 d_0 , 若在同一时间分别测得上、下极板与金属板材上、下表面距离为 d_{x1} 、 d_{x2} , 则被测金属板材厚度 $\delta = d_0 - (d_{x1} + d_{x2})$ 。由此可见, 振荡频率包含了电容传感器的间距 dx 的信息。各频率值通过取样计数器获得数字量, 然后由微机进行处理以消除非线性频率变换产生的误差, 即可获得板材厚度。

四、 电容式料位传感器

图 5 - 17 是电容式料位传感器结构示意图。测定电极安装在罐的顶部, 这样在罐壁和测定电极之间就形成了一个电容器。

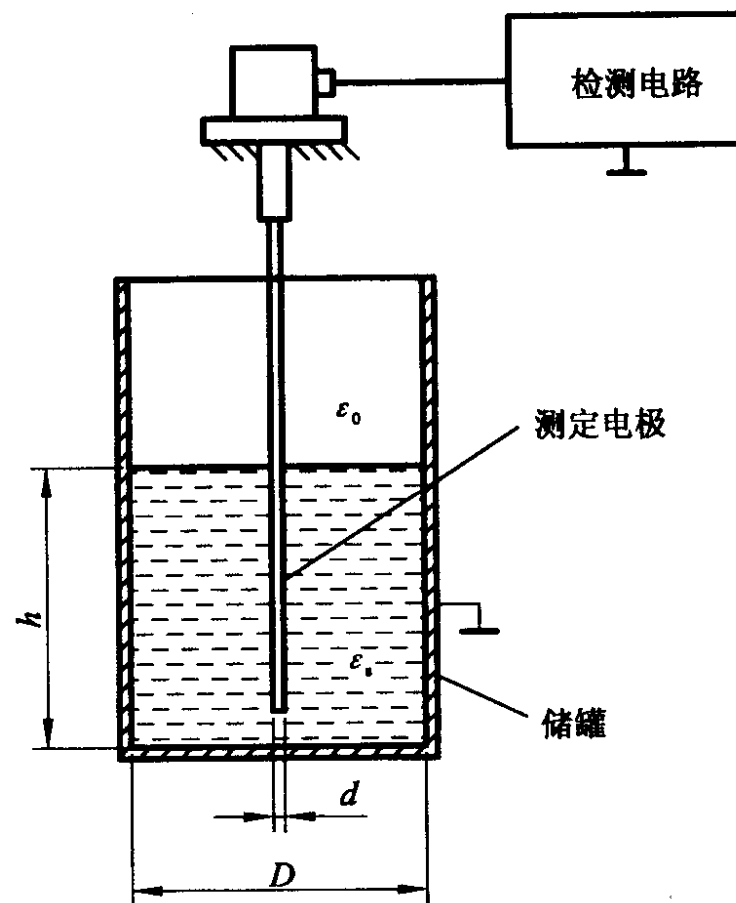


图 5 - 17 电容式料位传感器结构示意图

当罐内放入被测物料时，由于被测物料介电常数的影响，传感器的电容量将发生变化，电容量变化的大小与被测物料在罐内高度有关，且成比例变化。检测出这种电容量的变化就可测定物料在罐内的高度。

传感器的静电电容可由下式表示：

$$C = \frac{k(\varepsilon_s - \varepsilon_0)h}{\ln \frac{D}{d}}$$

式中：k——比例常数；

ε_s ——被测物料的相对介电常数；

ε_0 ——空气的相对介电常数；

D—储罐的内径;

d—测定电极的直径;

h—被测物料的高度。

假定罐内没有物料时的传感器静电电容为 C_0 , 放入物料后传感器静电电容为 C_1 , 则两者电容差为

$$\Delta C = C_1 - C_0 \quad (5 - 47)$$

由式 (5 - 46) 可见, 两种介质常数差别越大, 极径D与d相差愈小, 传感器灵敏度就愈高。



第6章 压电式传感器

6.1压电效应及压电材料

6.2压电传感器测量电路

6.3压电式传感器的应用

[返回主目录](#)

第6章 压电式传感器

压电式传感器的工作原理是基于某些介质材料的压电效应,是典型的有源传感器。当材料受力作用而变形时,其表面会有电荷产生,从而实现非电量测量。压电式传感器具有体积小#,重量轻#,工作频带宽等特点,因此在各种动态力、机械冲击与振动的测量,以及声学、医学、力学、宇航等方面都得到了非常广泛的应用。

6.1 压电效应及压电材料

某些电介质，当沿着一定方向对其施力而使它变形时，其内部就产生极化现象，同时在它的两个表面上便产生符号相反的电荷，当外力去掉后，其又重新恢复到不带电状态，这种现象称压电效应。当作用力方向改变时，电荷的极性也随之改变。有时人们把这种机械能转为电能的现象，称为“正压电效应”。相反，当在电介质极化方向施加电场，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）。具有压电效应的材料称为压电材料，压电材料能实现机—电能量的相互转换，如图6 - 1所示。

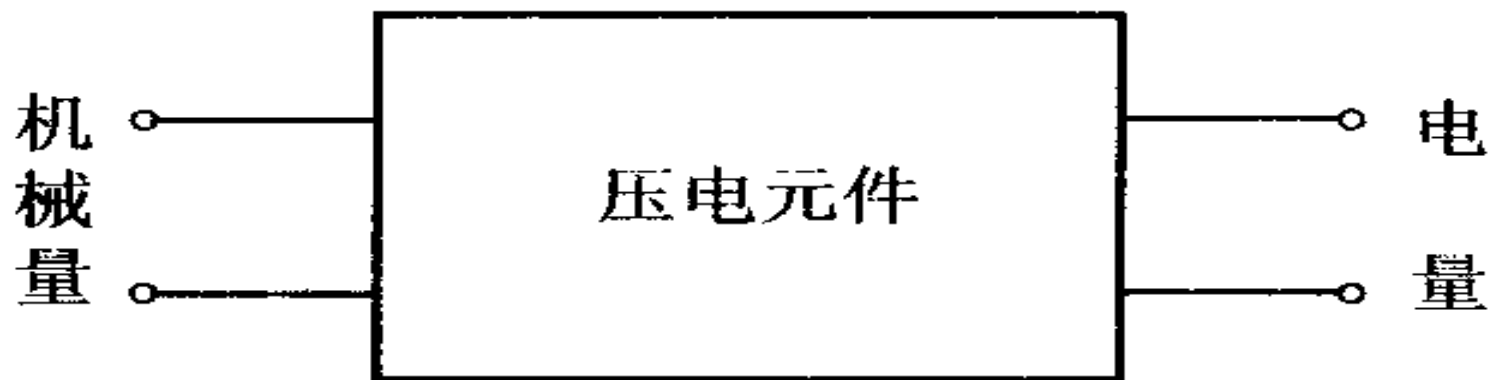


图 6 - 1 压电效应可逆性

在自然界中大多数晶体具有压电效应，但压电效应十分微弱。随着对材料的深入研究，发现石英晶体、钛酸钡、锆钛酸铅等材料是性能优良的压电材料。

压电材料可以分为两大类: 压电晶体和压电陶瓷。

压电材料的主要特性参数有:

(1) 压电常数压电常数是衡量材料压电效应强弱的参数, 它直接关系到压电输出的灵敏度。

(2) 弹性常数压电材料的弹性常数、刚度决定着压电器件的固有频率和动态特性。

(3) 介电常数对于一定形状、尺寸的压电元件, 其固有电容与介电常数有关; 而固有电容又影响着压电传感器的频率下限。

(4) 机械耦合系数在压电效应中, 其值等于转换输出能量(如电能)与输入的能量(如机械能)之比的平方根; 它是衡量压电材料机电能量转换效率的一个重要参数。

(5) 电阻压电材料的绝缘电阻将减少电荷泄漏,从而改善压电传感器的低频特性。

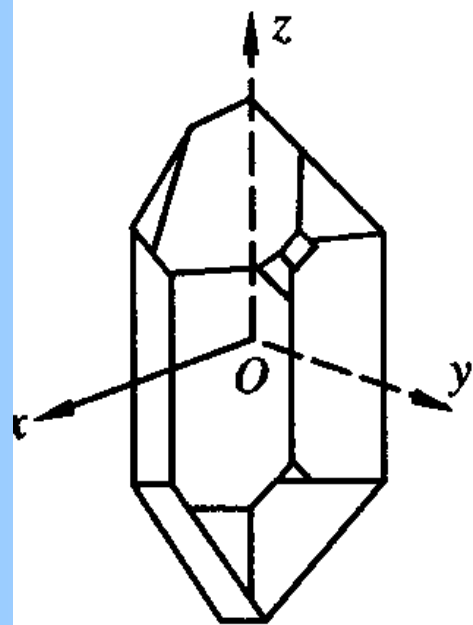
(6) 居里点压电材料开始丧失压电特性的温度称为居里点。

一、 石英晶体

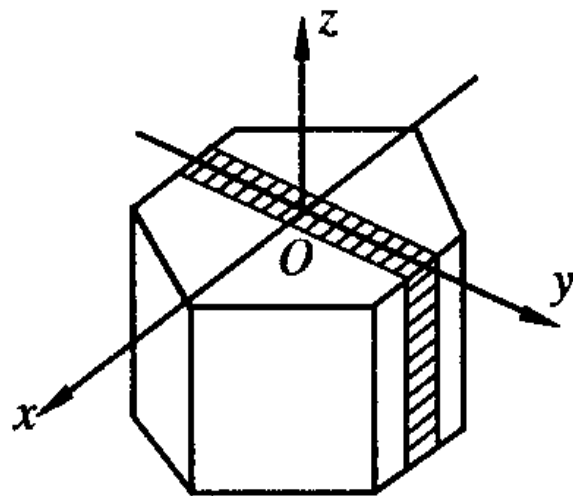
石英晶体化学式为 SiO_2 , 是单晶体结构。图6- 2 (a) 表示了天然结构的石英晶体外形。它是一个正六面体。 石英晶体各个方向的特性是不同的。其中纵向轴 z 称为光轴, 经过六面体棱线并垂直于光轴的 x 轴称为电轴, 与 x 和 z 轴同时垂直的轴 y 称为机械轴。通常把沿电轴 x 方向的力作用下产生电荷的压电效应称为“纵向压电效应”, 而把沿机械轴 y 方向的作用下产生电荷的压电效应称为“横向压电效应”。而沿光轴 z 方向受力时不产生压电效应。

表 6-1 常用压电材料性能

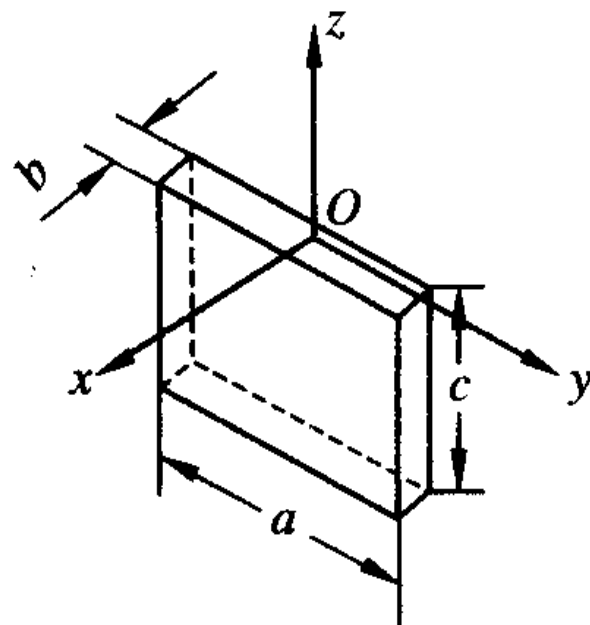
性 能 \ 压电材料	石 英	钛 酸 钡	锆钛酸铅 PZT-4	锆钛酸铅 PZT-5	锆钛酸铅 PZT-8
压电系数/(pC/N)	$d_{11}=2.31$ $d_{14}=0.73$	$d_{15}=260$ $d_{31}=-78$ $d_{33}=190$	$d_{15}\approx 410$ $d_{31}=-100$ $d_{33}=230$	$d_{15}\approx 670$ $d_{31}=-185$ $d_{33}=600$	$d_{15}\approx 330$ $d_{31}=-90$ $d_{33}=200$
相对介电常数/ ϵ_r	4.5	1200	1050	2100	1000
居里点温度/ $^{\circ}\text{C}$	573	115	310	260	300
密度/ (10^3 kg/m^3)	2.65	5.5	7.45	7.5	7.45
弹性模量/ (10^3 N/m^2)	80	110	83.3	117	123
机械品质因数	$10^5\sim 10^6$		≥ 500	80	≥ 800
最大安全应力/ (10^5 N/m^2)	95~100	81	76	76	83
体积电阻率/ $\Omega \cdot \text{m}$	$>10^{12}$	$10^{10}(25^{\circ}\text{C})$	$>10^{10}$	$10^{11}(25^{\circ}\text{C})$	
最高允许温度/ $^{\circ}\text{C}$	550	80	250	250	
最高允许湿度/%	100	100	100	100	



(a)



(b)



(c)

图 6 - 2 石英晶体

若从晶体上沿 y 方向切下一块如图 6 - 2 (c) 所示晶片, 当在电轴方向施加作用力时, 在与电轴 x 垂直的平面上将产生电荷, 其大小为

$$q_x = d_{11} f_x \quad (6 - 1)$$

式中: d_{11} —— x 方向受力的压电系数;

f_x ——作用力。

若在同一切片上, 沿机械轴 y 方向施加作用力 f_y , 则仍在与 x 轴垂直的平面上产生电荷 q_y , 其大小为

$$q_y = d_{12} f_y \quad (6 - 2)$$

式中: d_{12} —— y 轴方向受力的压电系数, $d_{12} = -d_{11}$;

a 、 b ——晶体切片长度和厚度。

电荷 q_x 和 q_y 的符号由所受力的性质决定。

石英晶体的上述特性与其内部分子结构有关。图6 - 3 是一个单元组体中构成石英晶体的硅离子和氧离子, 在垂直于 z 轴的 xy 平面上的投影, 等效为一个正六边形排列。图中“ ”代表 Si^{4+} 离子, “ ”代表氧离子 O^{2-} 。

当石英晶体未受外力作用时, 正、负离子正好分布在正六边形的顶角上, 形成三个互成 120° 夹角的电偶极矩 \mathbf{P}_1 、 \mathbf{P}_2 、 \mathbf{P}_3 。如图 6 - 3 (a) 所示。

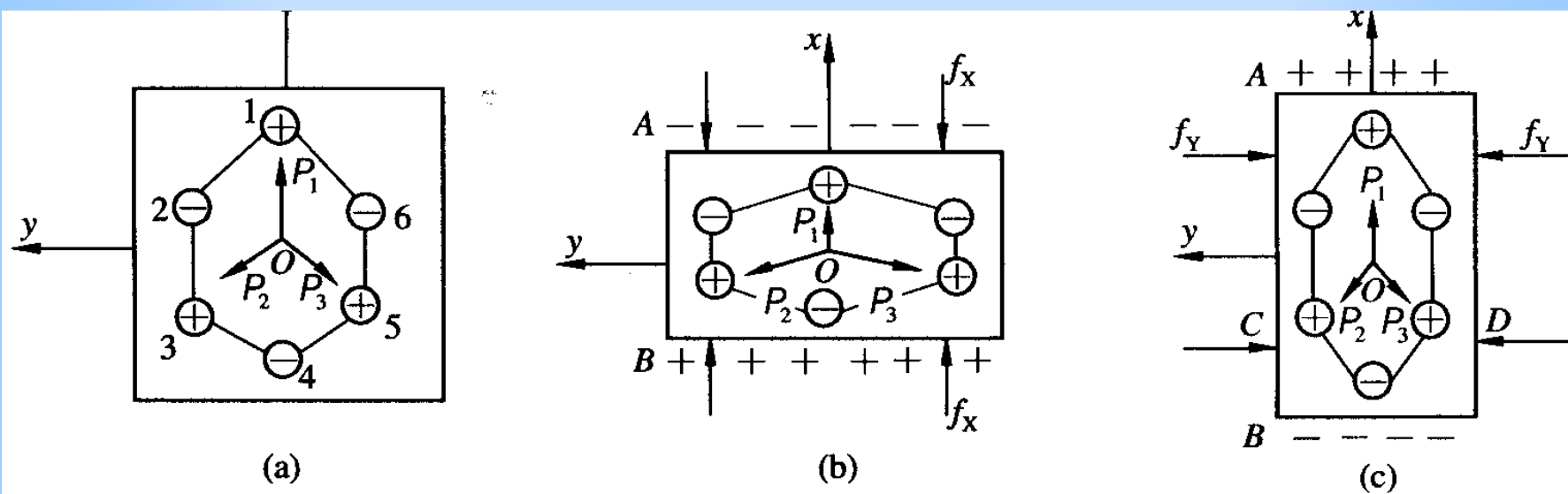


图 6 - 3 石英晶体压电模型

(a) 不受力时；(b) x 轴方向受力；(c) y 轴方向受力

因为 $\mathbf{P}=\mathbf{qL}$, q 为电荷量, L 为正负电荷之间距离。此时正负电荷重心重合, 电偶极矩的矢量和等于零, 即 $\mathbf{P}_1+\mathbf{P}_2+\mathbf{P}_3 = 0$, 所以晶体表面不产生电荷, 即呈中性。

当石英晶体受到沿 x 轴方向的压力作用时, 晶体沿 x 方向将产生压缩变形, 正负离子的相对位置也随之变动。如图 6 - 3 (b) 所示, 此时正负电荷重心不再重合, 电偶极矩在 x 方向上的分量由于 \mathbf{P}_1 的减小和 \mathbf{P}_2 、 \mathbf{P}_3 的增加而不等于零, 即 $(\mathbf{P}_1+\mathbf{P}_2+\mathbf{P}_3)_x > 0$ 。在 x 轴的正方向出现正电荷, 电偶极矩在 y 方向上的分量仍为零, 不出现电荷。

当晶体受到沿y轴方向的压力作用时, 晶体的变形如图6 - 3 (c) 所示, 与图6 - 3 (b) 情况相似, P_1 增大, P_2 、 P_3 减小。在x轴上出现电荷, 它的极性为x轴正向为负电荷。 在y轴方向上不出现电荷。

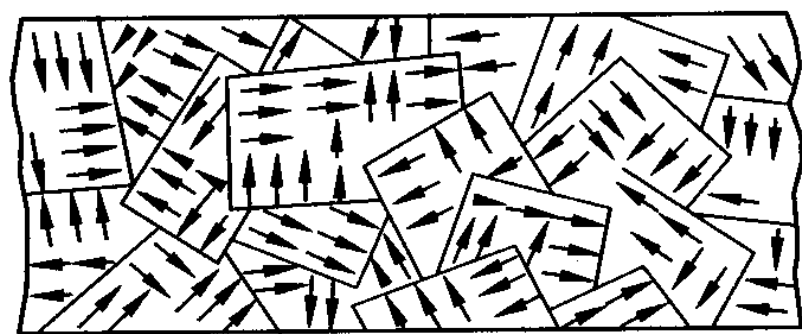
如果沿z轴方向施加作用力, 因为晶体在x方向和y方向所产生的形变完全相同, 所以正负电荷重心保持重合, 电偶极矩矢量和等于零。这表明沿z轴方向施加作用力, 晶体不会产生压电效应。

当作用力 f_x 、 f_y 的方向相反时, 电荷的极性也随之改变。

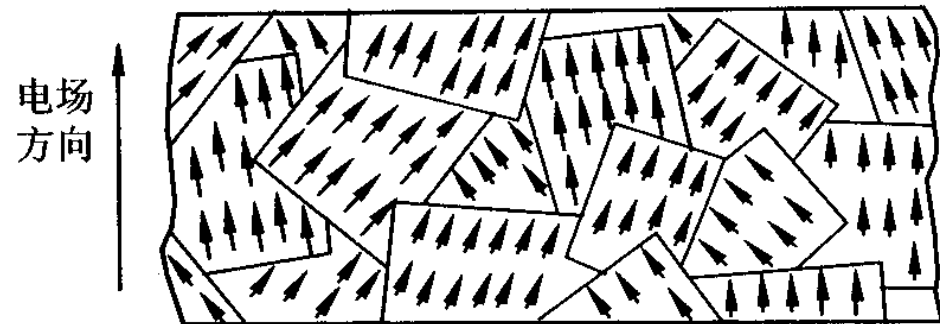
二、 压电陶瓷

压电陶瓷是人工制造的多晶体压电材料。材料内部的晶粒有许多自发极化的电畴,它有一定的极化方向,从而存在电场。在无外电场作用时,电畴在晶体中杂乱分布,它们的极化效应被相互抵消,压电陶瓷内极化强度为零。因此原始的压电陶瓷呈中性,不具有压电性质。如图 6 - 4 (a) 所示。

在陶瓷上施加外电场时,电畴的极化方向发生转动,趋向于按外电场方向的排列,从而使材料得到极化。外电场愈强,就有更多的电畴更完全地转向外电场方向。让外电场强度大到使材料的极化达到饱和的程度,即所有电畴极化方向都整齐地与外电场方向一致时,外电场去掉后,电畴的极化方向基本不变,即剩余极化强度很大,这时的材料才具有压电特性。



(a)



(b)

图 6 - 4 压电陶瓷的极化

(a) 未极化；(b) 电极化

极化处理后陶瓷材料内部仍存在有很强的剩余极化，当陶瓷材料受到外力作用时，电畴的界限发生移动，电畴发生偏转，从而引起剩余极化强度的变化，因而在垂直于极化方向的平面上将出现极化电荷的变化。这种因受力而产生的由机械效应转变为电效应，将机械能转变为电能的现象，就是压电陶瓷的正压电效应。电荷量的大小与外力成正比关系：

$$q = d_{33} F \quad (6-3)$$

式中： d_{33} ——压电陶瓷的压电系数；

F ——作用力。

压电陶瓷的压电系数比石英晶体的大得多, 所以采用压电陶瓷制作的压电式传感器的灵敏度较高。极化处理后的压电陶瓷材料的剩余极化强度和特性与温度有关, 它的参数也随时间变化, 从而使其压电特性减弱。

最早使用的压电陶瓷材料是钛酸钡 (BaTiO_3)。它是由碳酸钡和二氧化钛按一定比例混合后烧结而成的。它的压电系数约为石英的50倍, 但使用温度较低, 最高只有70℃, 温度稳定性和机械强度都不如石英。

目前使用较多的压电陶瓷材料是锆钛酸铅 (PZT系列), 它是钛酸钡 (BaTiO_3)和锆酸铅 (PbZrO_3)组成的 $\text{Pb}(\text{ZrTi})\text{O}_3$ 。它有较高的压电系数和较高的工作温度。

铌镁酸铅是 20 世纪 60 年代发展起来的压电陶瓷。它由铌镁酸铅($\text{Pb}(\text{Mg}_{\frac{1}{3}} \cdot \text{Nb}_{\frac{2}{3}})\text{O}_3$)、锆酸铅(PbZrO_3)和钛酸铅(PbTiO_3)按不同比例配成的不同性能的压电陶瓷,具有极高的压电系数和较高的工作温度,而且能承受较高的压力。



6.2 压电式传感器测量电路

一、压电式传感器的等效电路

由压电元件的工作原理可知，压电式传感器可以看作一个电荷发生器。同时，它也是一个电容器，晶体上聚集正负电荷的两表面相当于电容的两个极板，极板间物质等效于一种介质，则其电容量为

$$C_a = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{d} \quad (6 - 4)$$

式中：A—压电片的面积；

d—压电片的厚度；

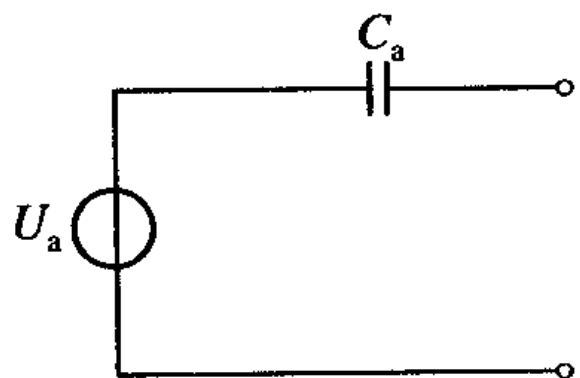
ε_r ——压电材料的相对介电常数。

因此，压电传感器可以等效为一个与电容相并联的电压源。如图6 - 5（a）所示，电容器上的电压 U_a 、电荷量 q 和电容量 C_a 三者关系为

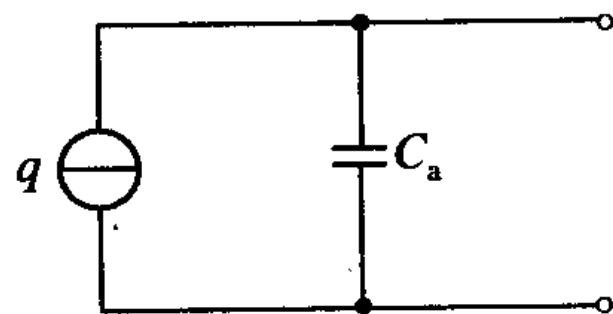
$$U_a = \frac{q}{C_a} \quad (6-5)$$

压电传感器也可以等效为一个电荷源。如图6 - 5（b）所示。

压电传感器在实际使用时总要与测量仪器或测量电路相连接，因此还须考虑连接电缆的等效电容 C_c ，放大器的输入电阻 R_i ，输入电容 C_i 以及压电传感器的泄漏电阻 R_a ，这样压电传感器在测量系统中的实际等效电路，如图6 - 6所示。



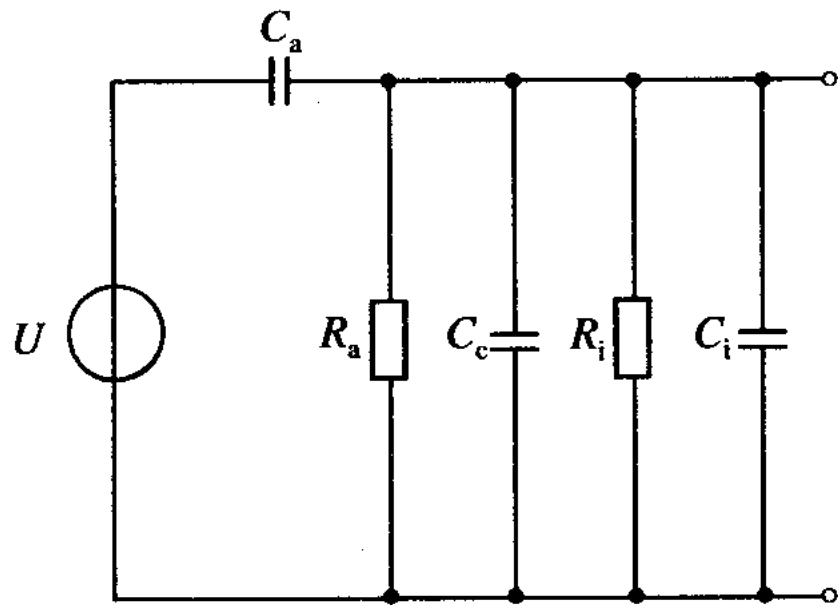
(a)



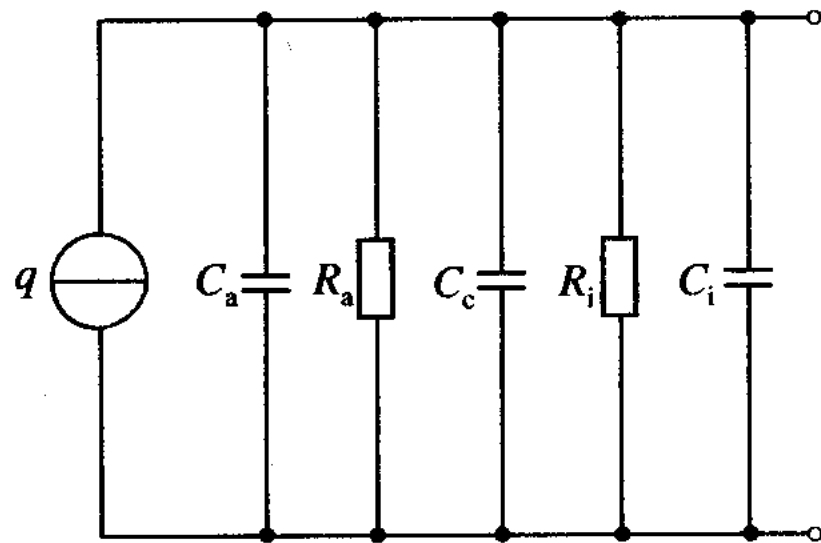
(b)

图 6 - 5 压电传感器的等效电路

(a) 电压源；(b) 电荷源



(a)



(b)

图 6 - 6 压电传感器的实际等效电路

(a) 电压源；(b) 电荷源

二、 压电式传感器的测量电路

压电传感器本身的内阻抗很高，而输出能量较小，因此它的测量电路通常需要接入一个高输入阻抗的前置放大器，其作用为：一是把它的高输出阻抗变换为低输出阻抗；二是放大传感器输出的微弱信号。压电传感器的输出可以是电压信号，也可以是电荷信号，因此前置放大器也有两种形式：电压放大器和电荷放大器。

1. 电压放大器（阻抗变换器）

图6 - 7（a）、（b）是电压放大器电路原理图及其等效电路。

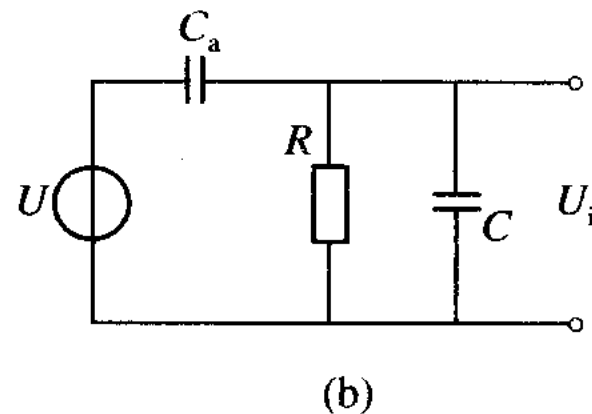
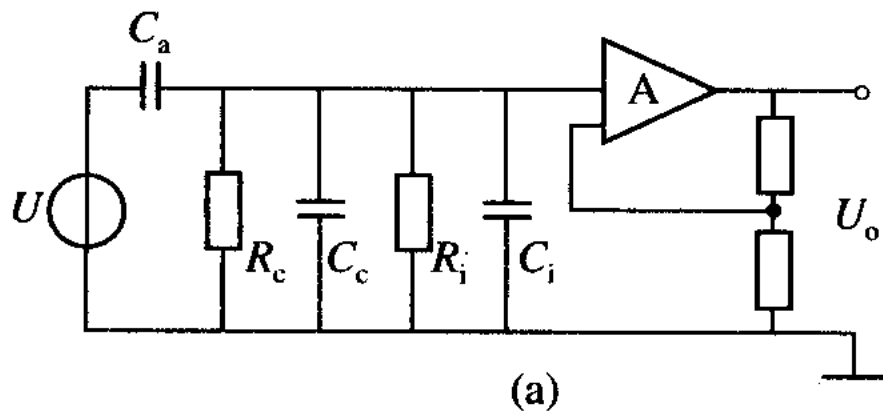


图 6 - 7 电压放大器电路原理及其等效电路图

(a) 放大器电路；(b) 输入端简化等效电路

在图6 - 7 (b) 中, 电阻 $R = R_a R_i / (R_a + R_i)$, 电容 $C = C_a + C_c + C_i$, 而 $u_a = q / C_a$, 若压电元件受正弦力 $f = F_m \sin \omega t$ 的作用, 则其电压为

$$u_a = \frac{dF_m}{C_a} \cdot \sin \omega t = U_m \sin \omega t$$

式中： U_m —压电元件输出电压幅值 $U_m = dF_m / C_a$ ； d —压电系数。

由此可得放大器输入端电压 U_i ，其复数形式为

$$\dot{U}_i = df \frac{j\omega R}{1 + j\omega R(C_i + C_a)}$$

\dot{U}_i 的幅值为 U_{im}

$$U_{im} = \frac{dF_m \omega R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C_a + C_c + C_i)}}$$

输入电压和作用力之间相位差为

$$\Phi = \frac{\pi}{2} - \arctan[\omega(C_a + C_c + C_i)R]$$

在理想情况下，传感器的 R_a 电阻值与前置放大器输入电阻 R_i 都为无限大，即 $\omega (C_a + C_c + C_i) R_1$ ，那么由式（6 - 8）可知，理想情况下输入电压幅值 U_{im} 为

$$U_{im} = \frac{dF_m}{C_a + C_c + C_i}$$

式（6 - 10）表明前置放大器输入电压 U_{im} 与频率无关。一般认为 $\omega / \omega_0 > 3$ 时，就可以认为 U_{im} 与 ω 无关， ω_0 表示测量电路时间常数之倒数，即 $\omega_0 = 1 / [R (C_a + C_c + C_i)]$ 。

这表明压电传感器有很好的高频响应,但是,当作用于压电元件力为静态力 ($\omega=0$) 时,则前置放大器的输入电压等于零,因为电荷会通过放大器输入电阻和传感器本身漏电阻漏掉,所以压电传感器不能用于静态力测量。

当 $\omega_R (C_a + C_c + C_i) \gg 1$ 时,放大器输入电压 U_{im} 如式 (6 - 10) 所示。式中 C_c 为连接电缆电容,当电缆长度改变时, C_c 也将改变,因而 U_{im} 也随之变化。因此,压电传感器与前置放大器之间连接电缆不能随意更换,否则将引入测量误差。

2. 电荷放大器

电荷放大器常作为压电传感器的输入电路,由一个反馈电容 C_f 和高增益运算放大器构成,当略去 R_a 和 R_i 并联电阻后,电荷放大器可用图6 - 8 所示等效电路,

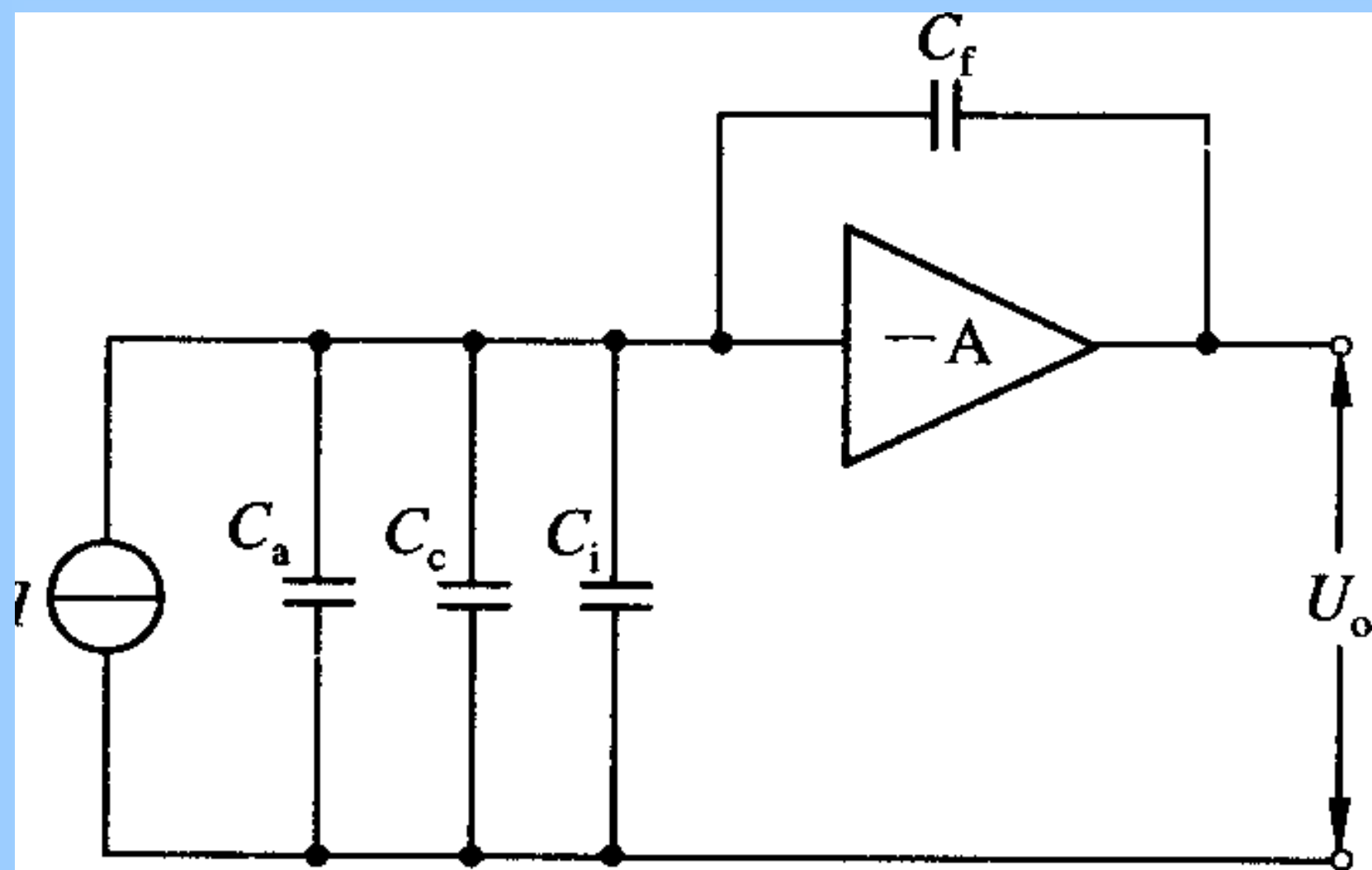


图 6 - 8 电荷放大器等效电路

图中A为运算放大器增益。由于运算放大器输入阻抗极高,放大器输入端几乎没有分流,其输出电压U_o为

$$U_o \approx U_{Cf} = -\frac{q}{C_f}$$

式中: U_o—放大器输出电压;

U_{Cf}——反馈电容两端电压。

由运算放大器基本特性,可求出电荷放大器的输出电压

$$U_0 = -\frac{Aq}{C_a + C_c + C_i}$$

通常 $A=10^4\sim 10^6$, 因此若满足 $(1+A) C_f \ll C_a + C_c + C_i$ 时, 式 (6 - 2) 可表示为

$$U_o \approx - \frac{q}{C_f}$$

由式 (6 - 13) 可见, 电荷放大器的输出电压 U_o 与电缆电容 C_c 无关, 且与 q 成正比, 这是电荷放大器的最大特点。



6.3 压电式传感器的应用

一、压电式测力传感器

图 6 - 9 是压电式单向测力传感器的结构图,它主要由石英晶片、绝缘套、电极、上盖及基座等组成。

传感器上盖为传力元件,它的外缘壁厚为 $0.1\sim 0.5\text{mm}$,当外力作用时,它将产生弹性变形,将力传递到石英晶片上。石英晶片采用xy切型,利用其纵向压电效应,通过d11实现力-电转换。石英晶片的尺寸为 $\phi 8\times 1\text{ mm}$ 。该传感器的测力范围为 $0\sim 50\text{ N}$,最小分辨率为0.01,固有频率为 $50\sim 60\text{ kHz}$,整个传感器重10g。

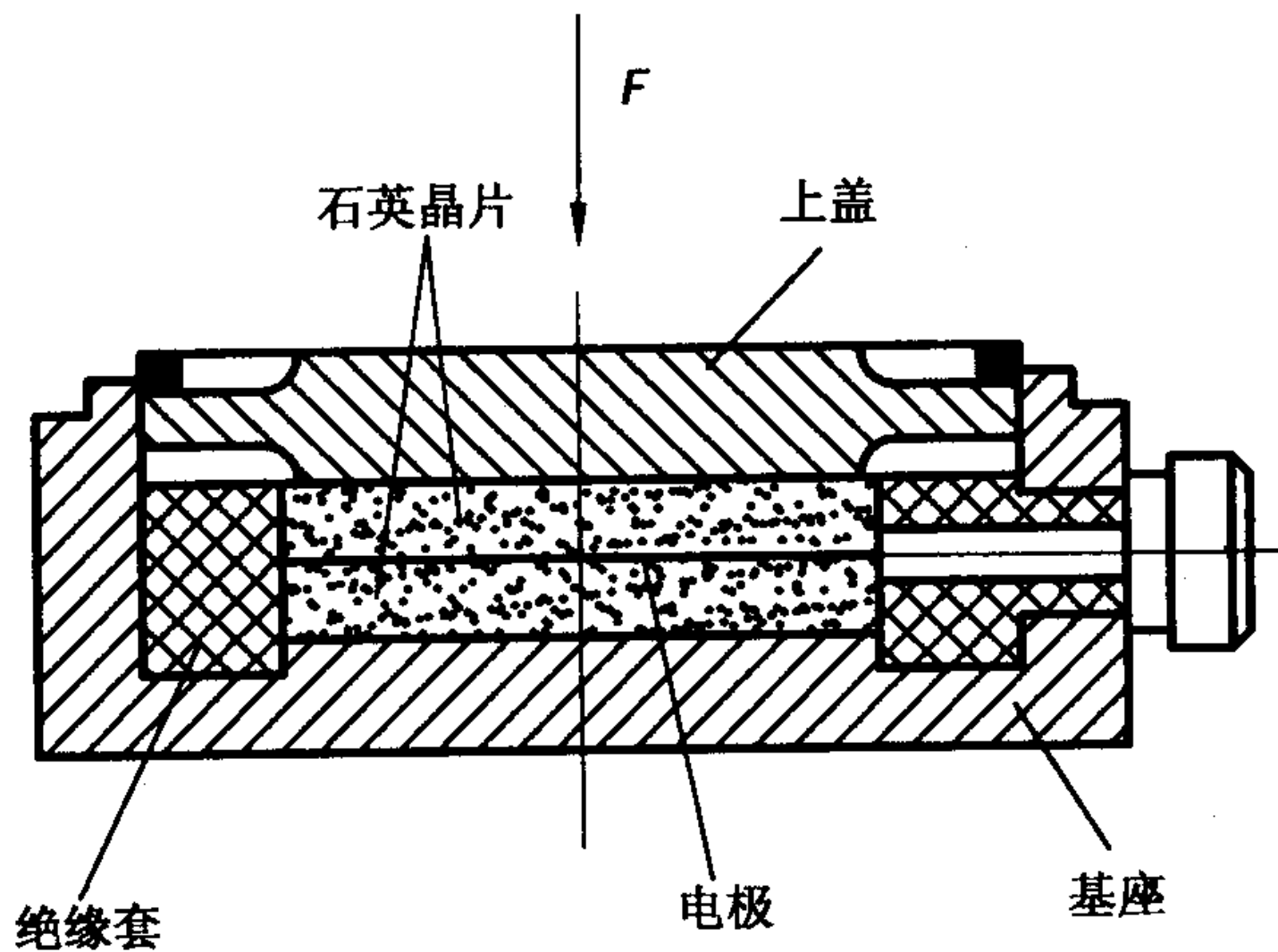


图 6 - 9 压力式单向测力传感器结构图

二、 压电式加速度传感器

图 6 - 10 是一种压电式加速度传感器的结构图。它主要由压电元件、质量块、预压弹簧、基座及外壳等组成。整个部件装在外壳内,并用螺栓加以固定。

当加速度传感器和被测物一起受到冲击振动时,压电元件受质量块惯性力的作用,根据牛顿第二定律,此惯性力是加速度的函数,即

$$F=m \cdot a \quad (6 - 14)$$

式中: F —质量块产生的惯性力;

m —质量块的质量;

a ——加速度。

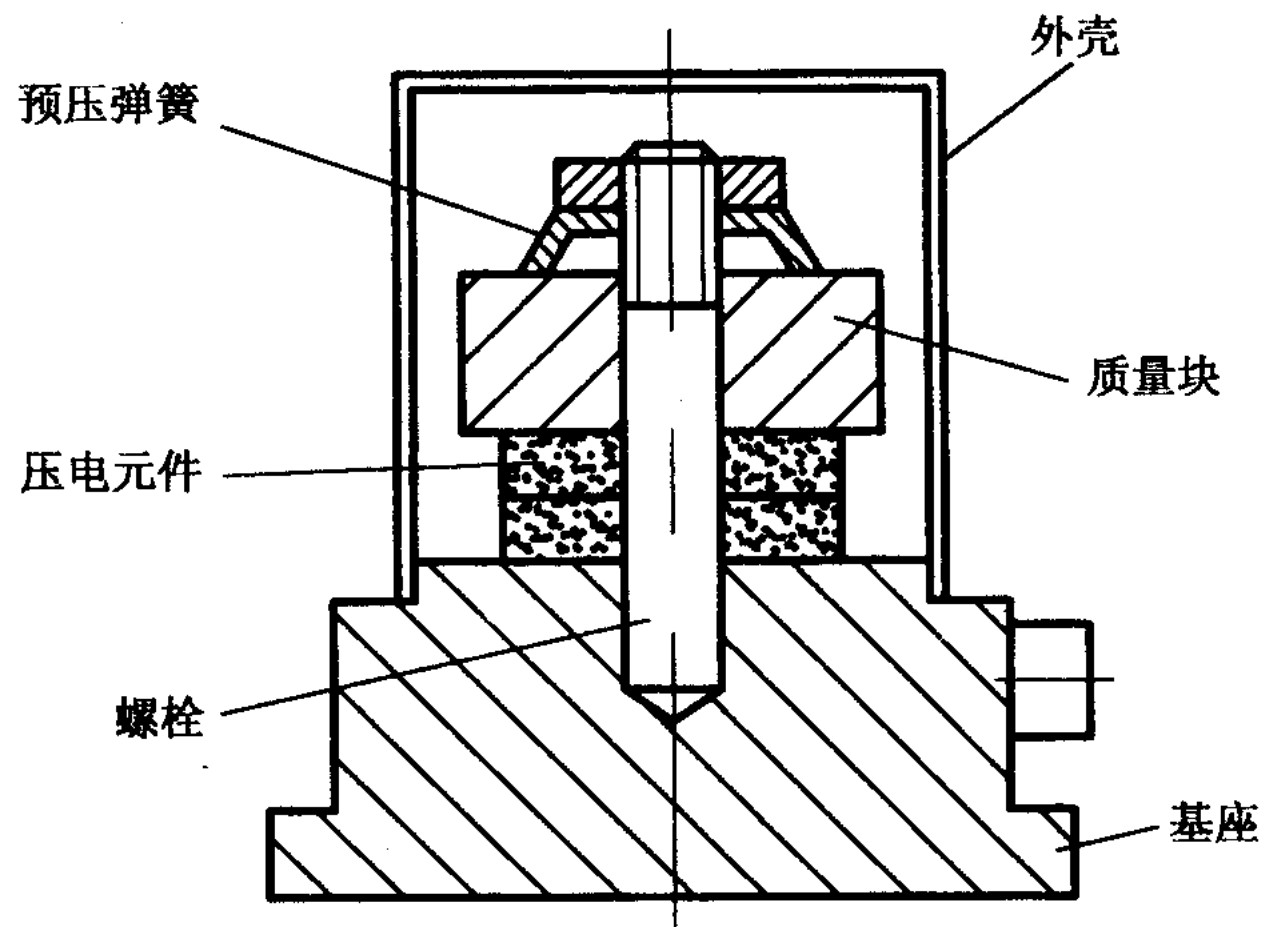


图 6 - 10 压电式加速度传感器结构图

此时惯性力 F 作用于压电元件上, 因而产生电荷 q , 当传感器选定后, m 为常数, 则传感器输出电荷为

$$q=d_{11}F=d_{11}ma \quad (6-15)$$

与加速度 a 成正比。因此, 测得加速度传感器输出的电荷便可知加速度的大小。

三、 压电式金属加工切削力测量

图 6 - 11 是利用压电陶瓷传感器测量刀具切削力的示意图。 由于压电陶瓷元件的自振频率高, 特别适合测量变化剧烈的载荷。图中压电传感器位于车刀前部的下方, 当进行切削加工时, 切削力通过刀具传给压电传感器, 压电传感器将切削力转换为电信号输出, 记录下电信号的变化便测得切削力的变化。

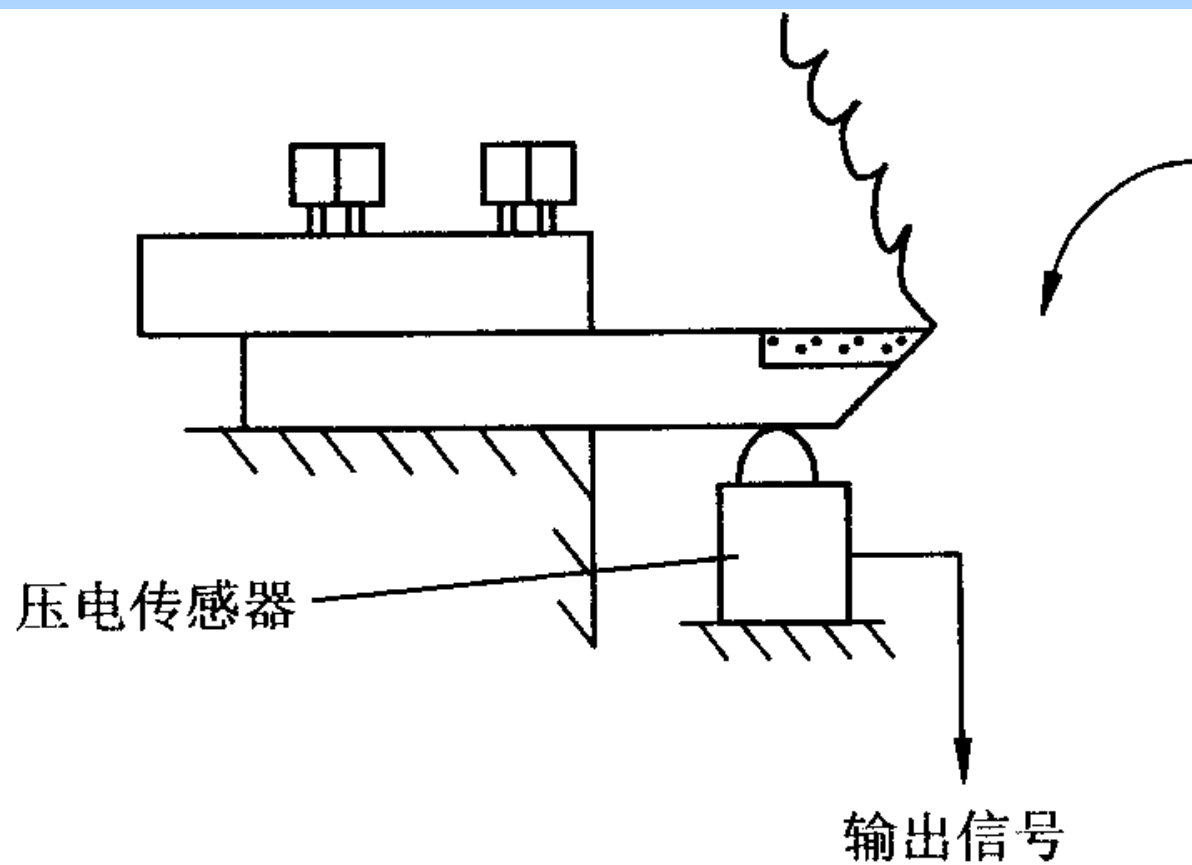


图 6 - 11 压电式刀具切削力测量示意图

四、 压电式玻璃破碎报警器

BS—D2压电式传感器是专门用于检测玻璃破碎的一种传感器，它利用压电元件对振动敏感的特性来感知玻璃受撞击和破碎时产生的振动波。传感器把振动波转换成电压输出 输出电压经放大、 滤波、 比较等处理后提供给报警系统。

BS—D₂压电式玻璃破碎传感器的外形及内部电路见图 6 - 12 所示。传感器的最小输出电压为 100 mV, 最大输出电压为 100 V, 内阻抗为 15~20 k Ω 。

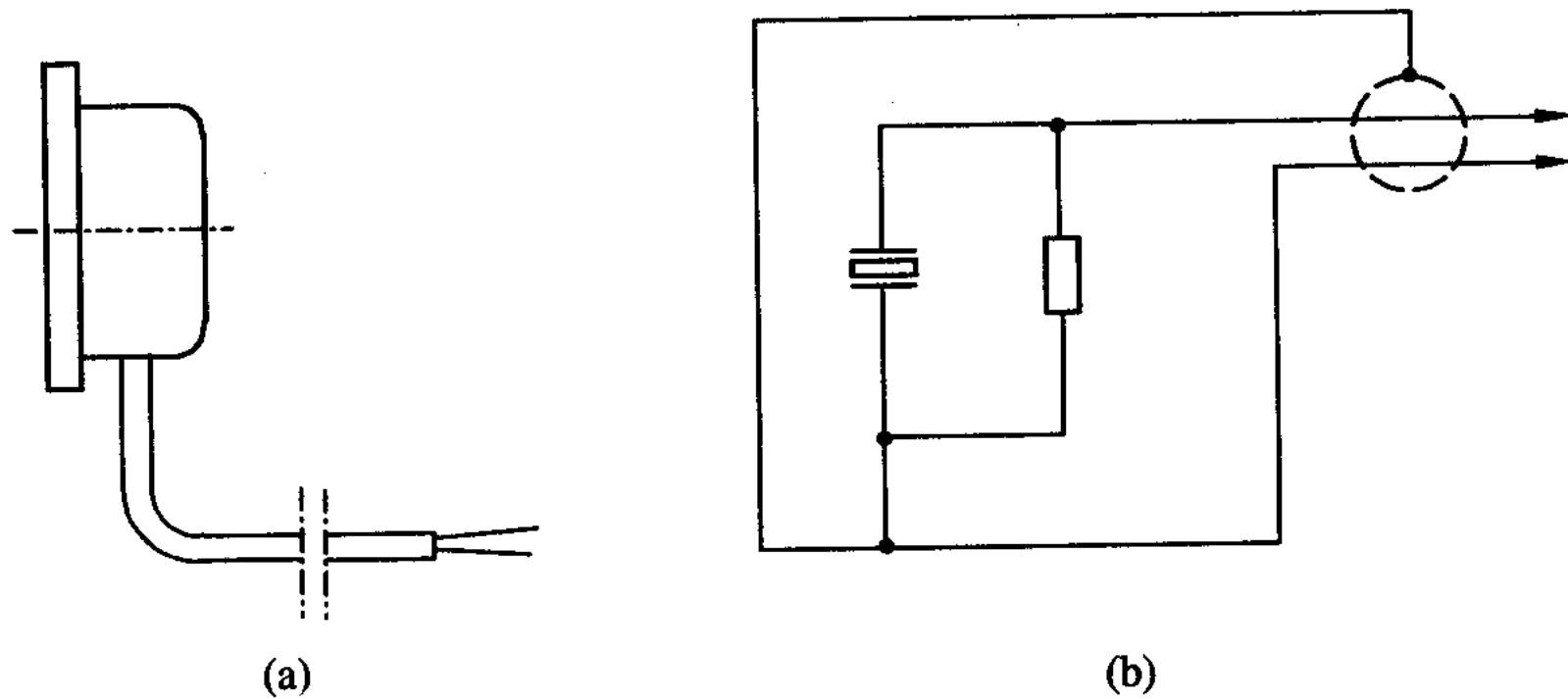


图 6 - 12 BS—D₂ 压电式玻璃破碎传感器
(a) 外形；(b) 内部电路

报警器的电路框图见图 6 - 13。使用时传感器用胶粘贴在玻璃上, 然后通过电缆和报警电路相连。为了提高报警器的灵敏度, 信号经放大后, 需经带通滤波器进行滤波, 要求它对选定的频谱通带的衰减要小, 而带外衰减要尽量大。由于玻璃振动的波长在音频和超声波的范围内, 这就使滤波器成为电路中的关键。当传感器输出信号高于设定的阈值时, 才会输出报警信号, 驱动报警执行机构工作。

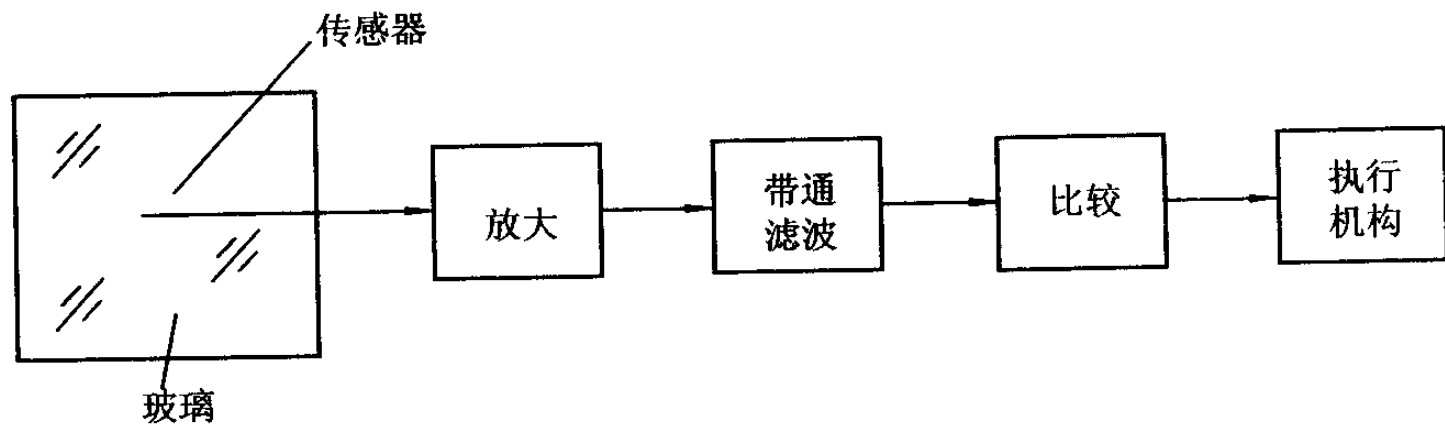


图 6 - 13 压电式玻璃破碎报警器电路框图



第7章 磁电式传感器

7.1磁电感应式传感器

7.2霍尔式传感器

[返回主目录](#)

第7章 磁电式传感器

7.1 磁电感应式传感器

磁电感应式传感器又称磁电式传感器,是利用电磁感应原理将被测量(如振动、位移、转速等)转换成电信号的一种传感器。它不需要辅助电源就能把被测对象的机械量转换成易于测量的电信号,是有源传感器。由于它输出功率大且性能稳定,具有一定的工作带宽($10\sim 1000\text{ Hz}$),所以得到普遍应用。

一、 磁电感应式传感器工作原理

根据电磁感应定律，当 w 匝线圈在恒定磁场内运动时，设穿过线圈的磁通为 Φ ，则线圈内的感应电势 E 与磁通变化率 $d\Phi/dt$ 有如下关系：

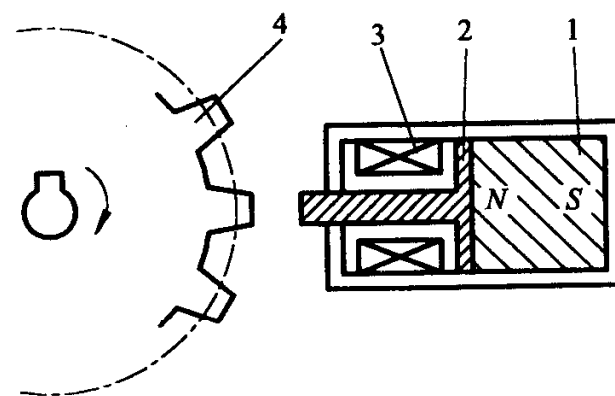
$$E = -w \frac{d\Phi}{dt} \quad (7 - 1)$$

根据这一原理，可以设计成两种磁电传感器结构：变磁通式和恒磁通式。

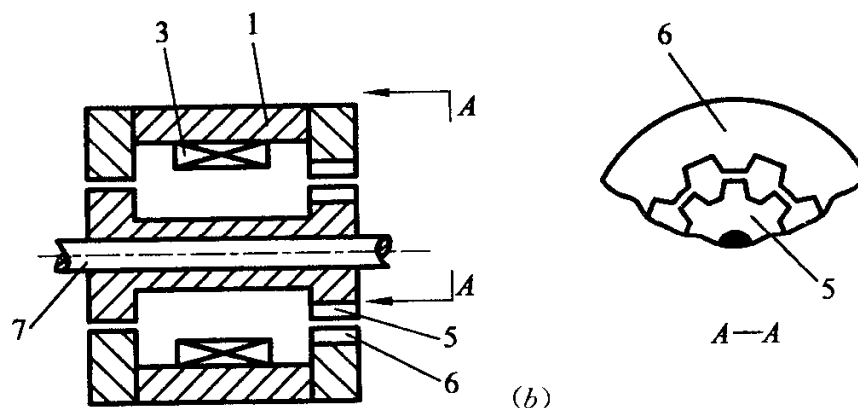
图7 - 1是变磁通式磁电传感器，用来测量旋转物体的角速度。

图7 - 1 (a) 为开磁路变磁通式: 线圈、 磁铁静止不动, 测量齿轮安装在被测旋转体上, 随之一起转动。每转动一个齿, 齿的凹凸引起磁路磁阻变化一次, 磁通也就变化一次, 线圈中产生感应电势, 其变化频率等于被测转速与测量齿轮齿数的乘积。这种传感器结构简单, 但输出信号较小, 且因高速轴上加装齿轮较危险而不宜测量高转速。

图7 - 1(b)为闭磁路变磁通式, 它由装在转轴上的内齿轮和外齿轮、永久磁铁和感应线圈组成, 内外齿轮齿数相同。当转轴连接到被测转轴上时, 外齿轮不动, 内齿轮随被测轴而转动, 内、外齿轮的相对转动使气隙磁阻产生周期性变化, 从而引起磁路中磁通的变化, 使线圈内产生周期性变化的感生电动势。显然, 感应电势的频率与被测转速成正比。



(a)



(b)

1—永久磁铁；2—软磁铁；3—感应线圈；4—测量齿轮；5—内齿轮；6—外齿轮；7—转轴

图 7 - 1 变磁通式磁电传感器结构图

(a) 开磁路；(b) 闭磁路

图 7 - 2 为恒磁通式磁电传感器典型结构，它由永久磁铁、线圈、弹簧、金属骨架等组成。

磁路系统产生恒定的直流磁场，磁路中的工作气隙固定不变，因而气隙中磁通也是恒定不变的。其运动部件可以是线圈（动圈式），也可以是磁铁（动铁式），动圈式（图7 - 2（a））和动铁式（图7 - 2(b））的工作原理是完全相同的。当壳体随被测振动体一起振动时，由于弹簧较软，运动部件质量相对较大。当振动频率足够高（远大于传感器固有频率）时，运动部件惯性很大，来不及随振动体一起振动，近乎静止不动，振动能量几乎全被弹簧吸收，永久磁铁与线圈之间的相对运动速度接近于振动体振动速度，磁铁与线圈的相对运动切割磁力线，从而产生感应电势为

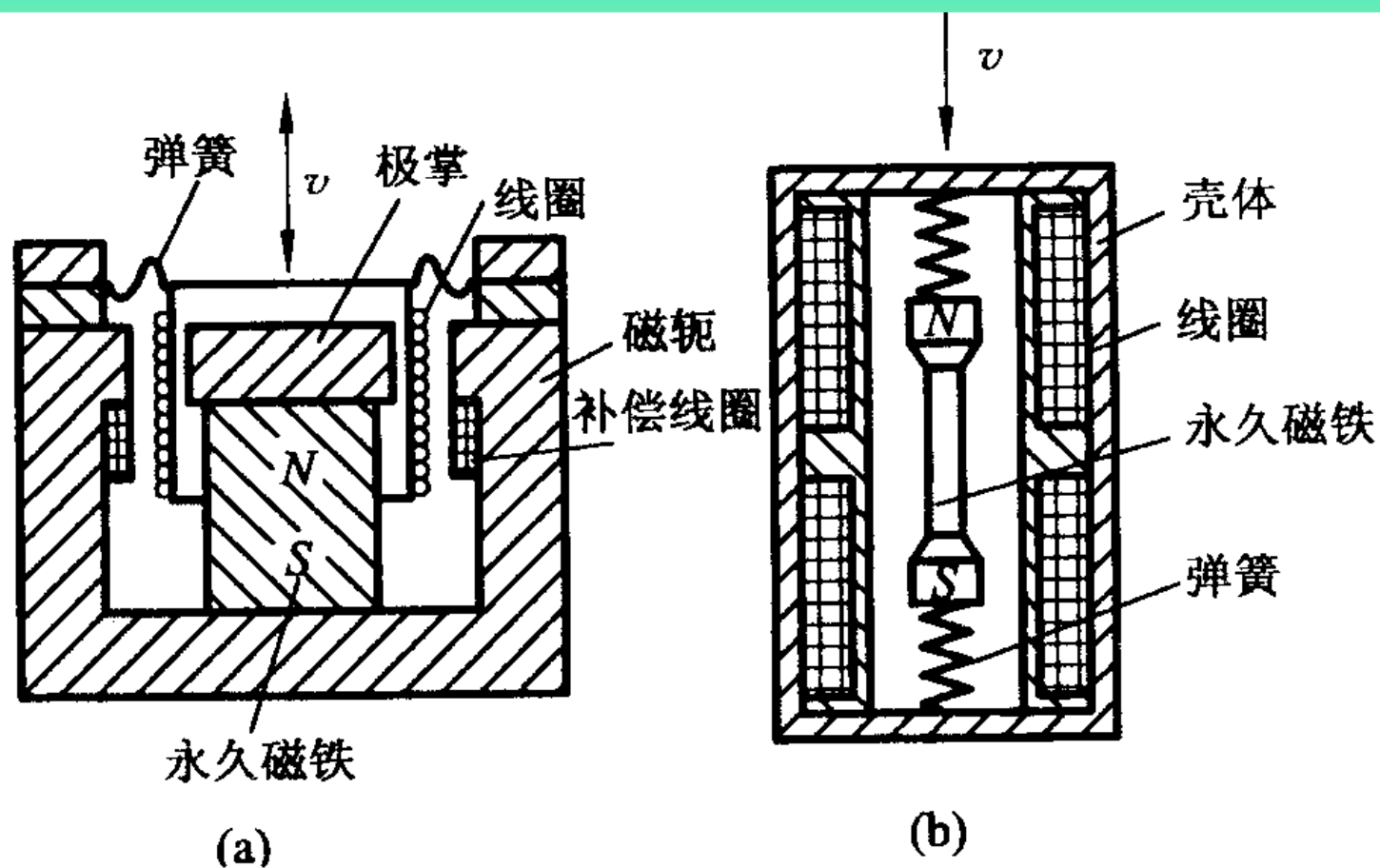


图 7-2 恒磁通式磁电传感器结构原理图

(a) 动圈式；(b) 动铁式

$$E = -B_0 L_{wv} \quad (7 - 2)$$

式中: B_0 —工作气隙磁感应强度;

L —每匝线圈平均长度;

W —线圈在工作气隙磁场中的匝数;

v —相对运动速度。

二、 磁电感应式传感器基本特性

当测量电路接入磁电传感器电路中, 磁电传感器的输出电流 I_o 为

$$I_o = \frac{E}{R + R_1} = \frac{B_0 L_{wv}}{R + R_f} \quad (7 - 3)$$

式中: R_f —测量电路输入电阻;

R —线圈等效电阻。

传感器的电流灵敏度为

$$S_I = \frac{I}{V} = \frac{B_0 L W}{R + R_f} \quad (7 - 4)$$

而传感器的输出电压和电压灵敏度分别为

$$U_0 = I_0 R_f = \frac{B_0 L w v R_f}{R + R_f} \quad (7 - 5)$$

$$S_U = \frac{U_0}{v} = \frac{B_0 L w R_f}{R + R_f} \quad (7 - 6)$$

当传感器的工作温度发生变化或受到外界磁场干扰、机械振动或冲击时，其灵敏度将发生变化而产生测量误差。相对误差为

$$\gamma = \frac{ds_I}{s_I} = \frac{dB}{B} + \frac{dL}{L} - \frac{dR}{R}$$

1. 非线性误差

磁电式传感器产生非线性误差的主要原因是：由于传感器线圈内有电流 I 流过时，将产生一定的交变磁通 Φ_I ，此交变磁通叠加在永久磁铁所产生的工作磁通上，使恒定的气隙磁通变化如图7 - 3所示。当传感器线圈相对于永久磁铁磁场的运动速度增大时，将产生较大的感生电势 E 和较大的电流 I ，由此而产生的附加磁场方向与原工作磁场方向相反，减弱了工作磁场的作用，从而使得传感器的灵敏度随着被测速度的增大而降低。

当线圈的运动速度与图7 - 3所示方向相反时, 感生电势 E 、线圈感应电流反向, 所产生的附加磁场方向与工作磁场同向, 从而增大了传感器的灵敏度。其结果是线圈运动速度方向不同时, 传感器的灵敏度具有不同的数值, 使传感器输出基波能量降低, 谐波能量增加。即这种非线性特性同时伴随着传感器输出的谐波失真。显然, 传感器灵敏度越高, 线圈中电流越大, 这种非线性越严重。

为补偿上述附加磁场干扰, 可在传感器中加入补偿线圈, 如图7 - 2 (a) 所示。补偿线圈通以经放大 K 倍的电流, 适当选择补偿线圈参数, 可使其产生的交变磁通与传感线圈本身所产生的交变磁通互相抵消, 从而达到补偿的目的。

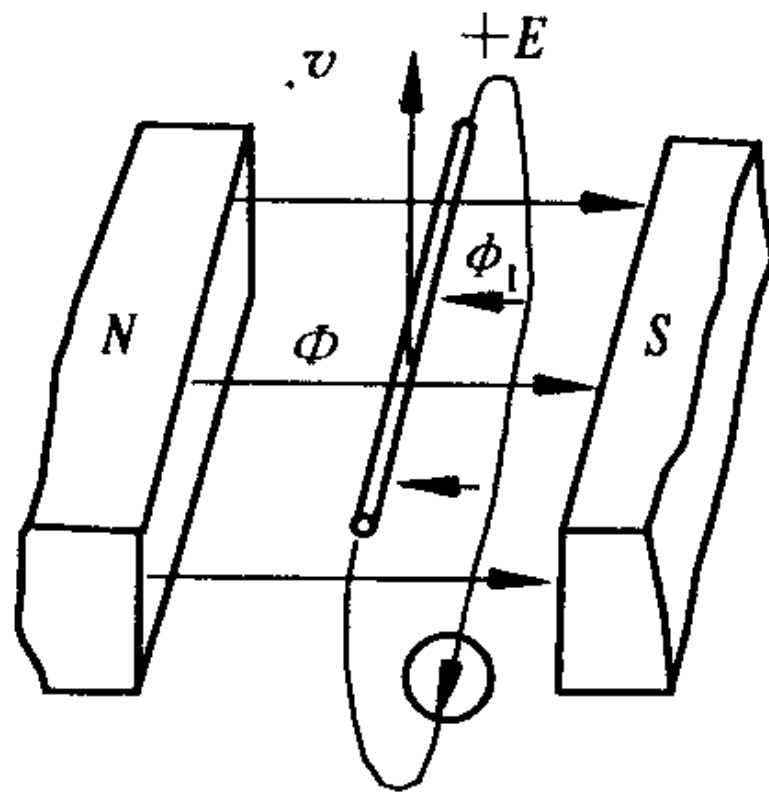


图 7 - 3 传感器电流的
磁场效应

2. 温度误差

当温度变化时, 式 (7 - 7) 中右边三项都不为零, 对铜线而言每摄氏度变化量为 $dL/L \approx 0.167 \times 10^{-4}$, $dR/R \approx 0.43 \times 10^{-2}$, dB/B 每摄氏度的变化量取决于永久磁铁的磁性材料。对铝镍钴永久磁合金, $dB/B \approx -0.02 \times 10^{-2}$, 这样由式(7 - 7)可得近似值:

$$\gamma_t \approx (-4.5\%)/10^\circ\text{C} \quad (7 - 8)$$

这一数值是很可观的, 所以需要进行温度补偿。补偿通常采用热磁分流器。热磁分流器由具有很大的负温度系数的特殊磁性材料做成。它在正常工作温度下已将空气隙磁通分路掉一小部分。当温度升高时, 热磁分流器的磁导率显著下降, 经它分流掉的磁通占总磁通的比例较正常工作温度下显著降低, 从而保持空气隙的工作磁通不随温度变化, 维持传感器灵敏度为常数。

三、磁电感应式传感器的测量电路

磁电式传感器直接输出感应电势,且传感器通常具有较高的灵敏度,所以一般不需要高增益放大器。但磁电式传感器是速度传感器,若要获取被测位移或加速度信号,则需要配用积分或微分电路。图 7 - 4 为一般测量电路方框图

四、磁电感应式传感器的应用

1. 动圈式振动速度传感器

图 7 - 5 是动圈式振动速度传感器结构示意图。其结构主要由钢制圆形外壳制成,里面用铝支架将圆柱形永久磁铁与外壳固定成一体,永久磁铁中间有一小孔,穿过小孔的芯轴两端架起线圈和阻尼环,芯轴两端通过圆形膜片支撑架空且与外壳相连。

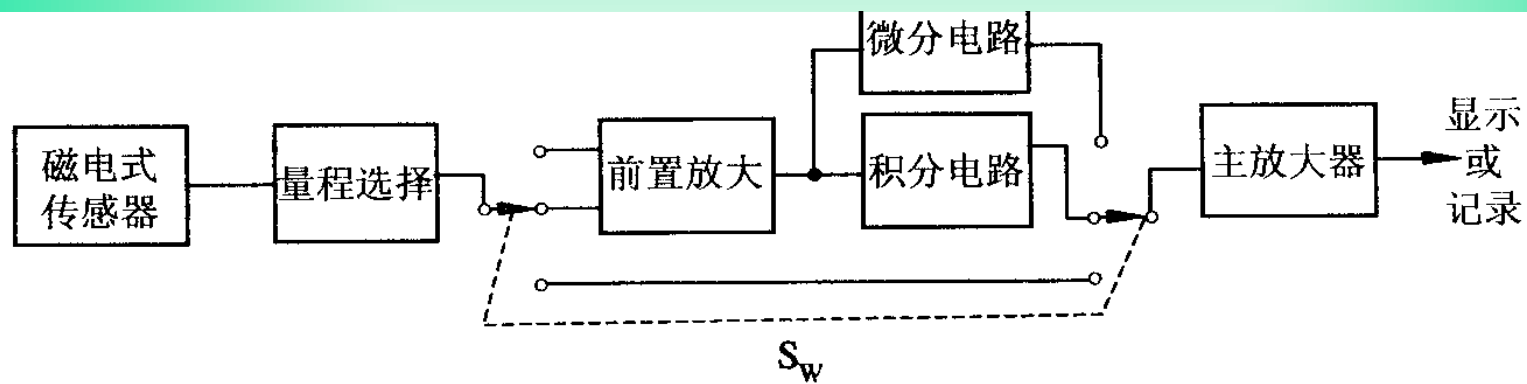


图 7 - 4 磁电式传感器测量电路方框图

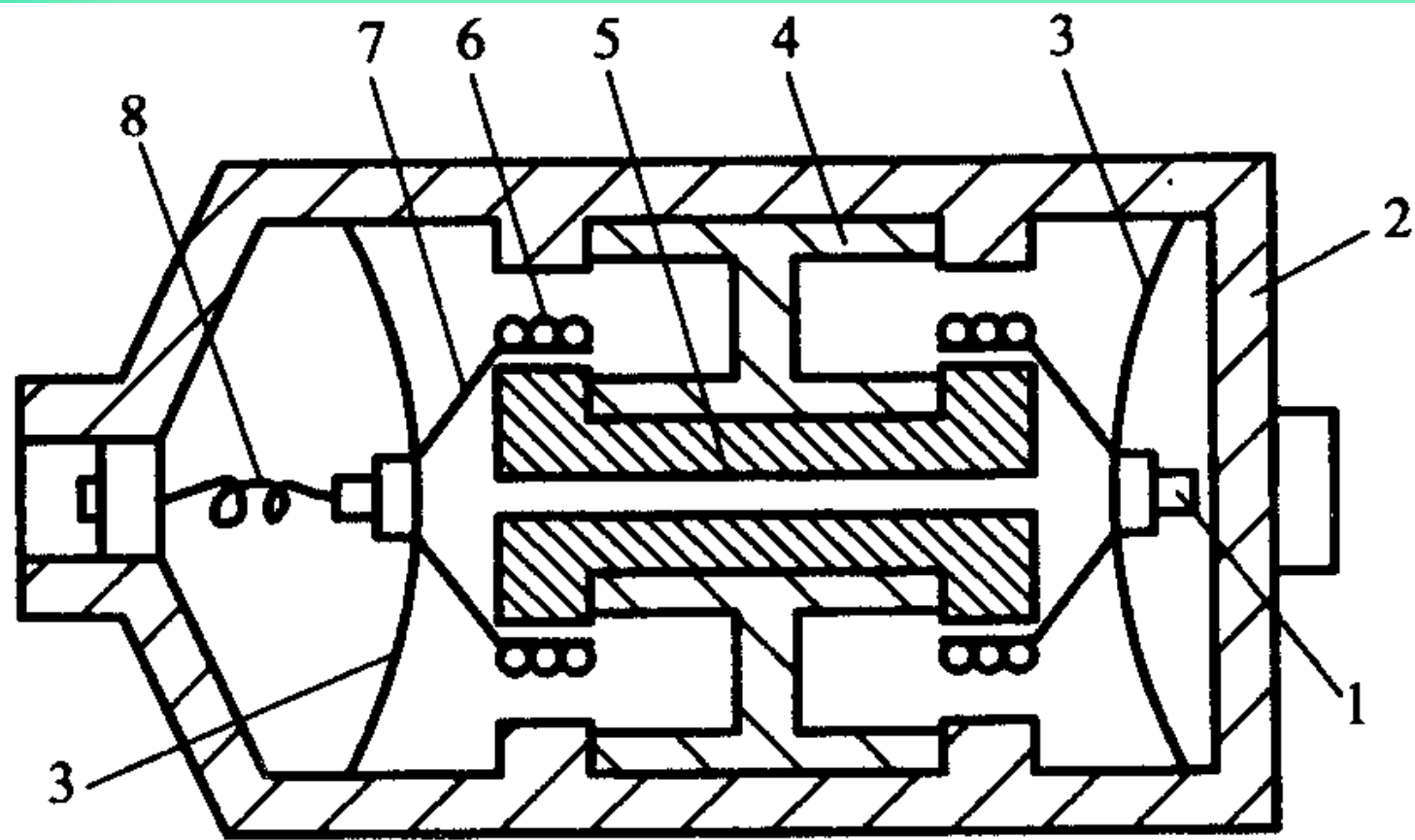


图 7 - 5 动圈式振动速度传感器

工作时, 传感器与被测物体刚性连接, 当物体振动时, 传感器外壳和永久磁铁随之振动, 而架空的芯轴、线圈和阻尼环因惯性而不随之振动。因而, 磁路空气隙中的线圈切割磁力线而产生正比于振动速度的感应电动势, 线圈的输出通过引线输出到测量电路。该传感器测量的是振动速度参数, 若在测量电路中接入积分电路, 则输出电势与位移成正比; 若在测量电路中接入微分电路, 则其输出与加速度成正比。

2. 磁电式扭矩传感器

图 7 - 6 是磁电式扭矩传感器的工作原理图。在驱动源和负载之间的扭转轴的两侧安装有齿形圆盘，它们旁边装有相应的两个磁电传感器。磁电传感器的结构见图7 - 7所示。传感器的检测元件部分由永久磁场、感应线圈和铁芯组成。永久磁铁产生的磁力线与齿形圆盘交链。当齿形圆盘旋转时，圆盘齿凸凹引起磁路气隙的变化，于是磁通量也发生变化，在线圈中感应出交流电压，其频率等于圆盘上齿数与转数乘积。

当扭矩作用在扭转轴上时，两个磁电传感器输出的感应电压 u_1 和 u_2 存在相位差。这个相位差与扭转轴的扭转角成正比。这样传感器就可以把扭矩引起的扭转角转换成相位差的电信号。

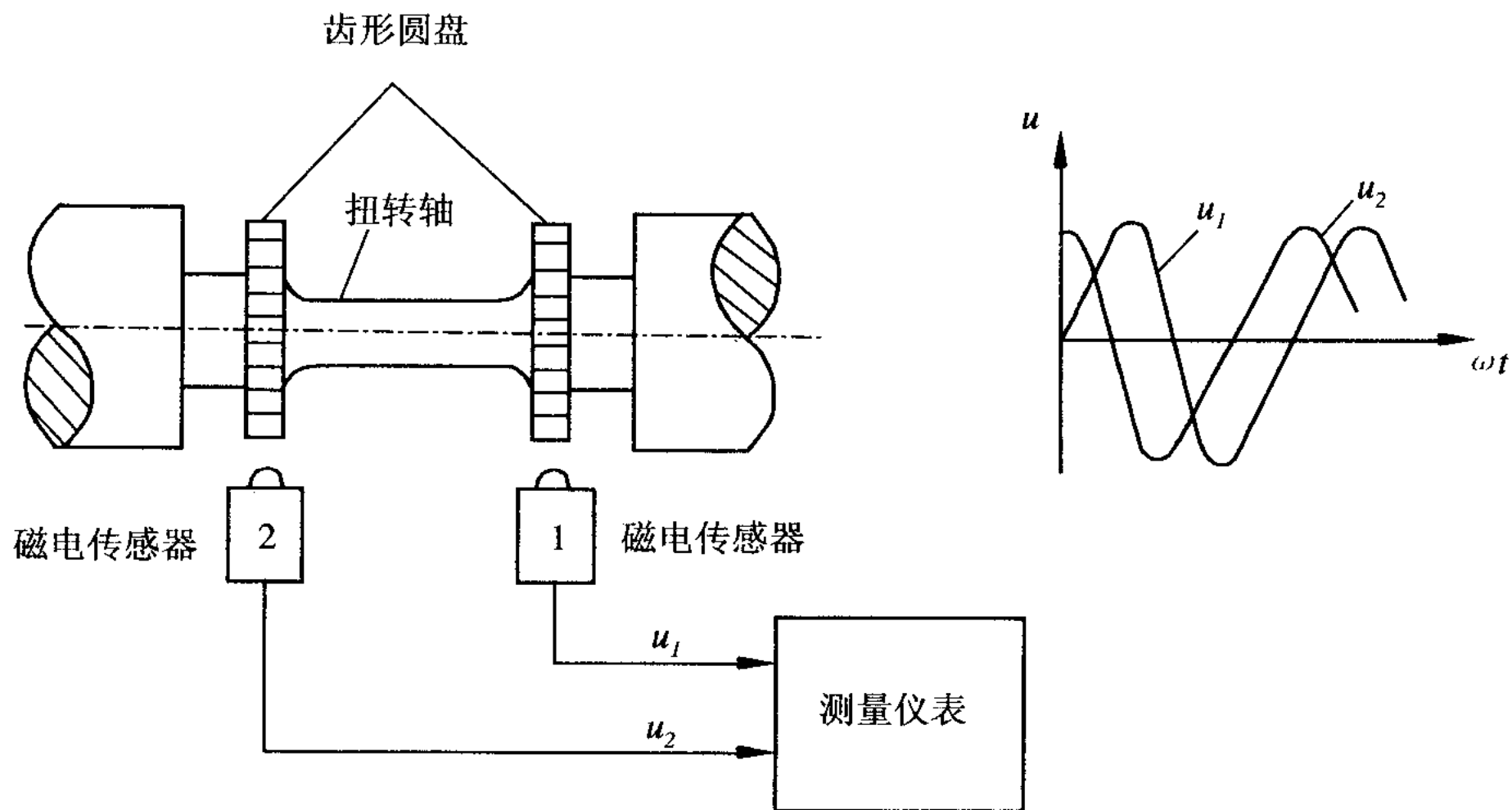


图 7 - 6 磁电式扭矩传感器工作原理图

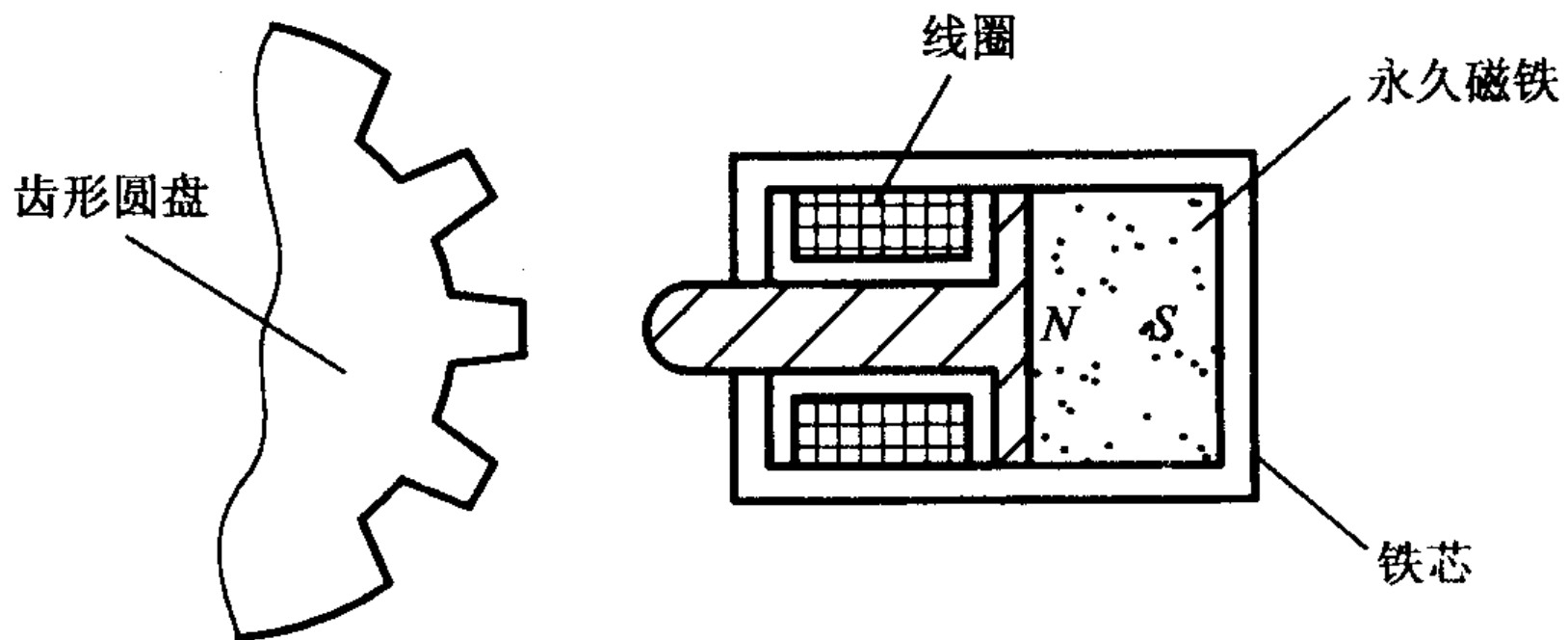


图 7 - 7 磁电式传感器结构图



7.2 霍尔式传感器

霍尔传感器是基于霍尔效应的一种传感器。1879年美国物理学家霍尔首先在金属材料中发现了霍尔效应,但由于金属材料的霍尔效应太弱而没有得到应用。随着半导体技术的发展,开始用半导体材料制成霍尔元件,由于它的霍尔效应显著而得到应用和发展。霍尔传感器广泛用于电磁测量、压力、加速度、振动等方面的测量。

一、 霍尔效应及霍尔元件

1. 霍尔效应

置于磁场中的静止载流导体,当它的电流方向与磁场方向不一致时,载流导体上平行于电流和磁场方向上的两个面之间产生电动势,这种现象称霍尔效应。该电势称霍尔电势。

图 7 - 8 所示, 在垂直于外磁场 B 的方向上放置一导电板, 导电板通以电流 I , 方向如图所示。导电板中的电流是金属中自由电子在电场作用下的定向运动。此时, 每个电子受洛仑磁力 f_m 的作用, f_m 大小为

$$f_m = eBv \quad (7 - 9)$$

式中: e ——电子电荷;

v ——电子运动平均速度;

B ——磁场的磁感应强度。

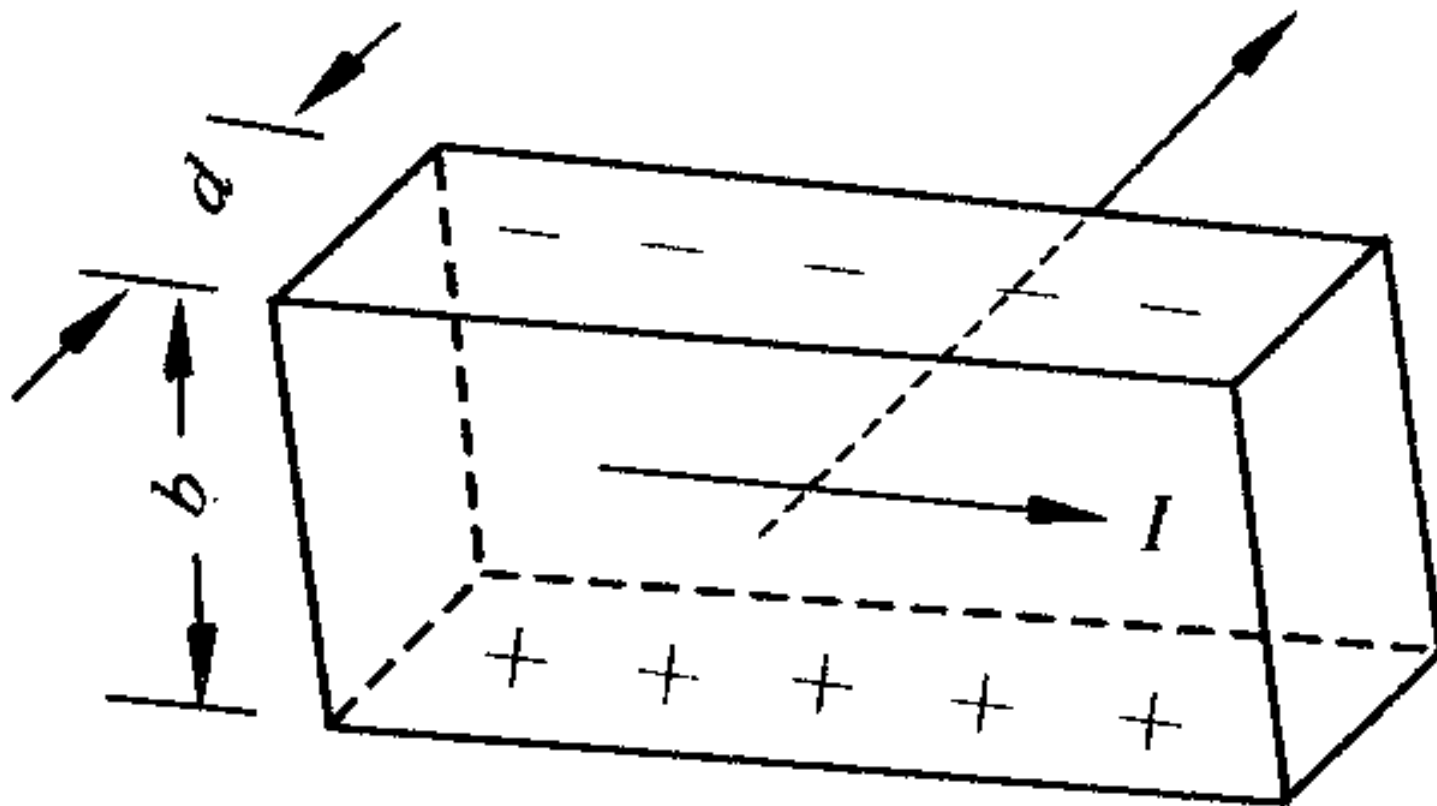


图 7 - 8 霍尔效应原理图

f_m 的方向在图 7 - 8 中是向上的, 此时电子除了沿电流反方向作定向运动外, 还在 f_m 的作用下向上漂移, 结果使金属导电板上底面积累电子, 而下底面积累正电荷, 从而形成了附加内电场 E_H , 称霍尔电场, 该电场强度为

$$E_H = \frac{U_H}{b} \quad (7 - 10)$$

式中 U_H 为电位差。霍尔电场的出现, 使定向运动的电子除了受洛仑磁力作用外, 还受到霍尔电场的作用力, 其大小为 eE_H , 此力阻止电荷继续积累。随着上、下底面积累电荷的增加, 霍尔电场增加, 电子受到的电场力也增加, 当电子所受洛仑磁力与霍尔电场作用力大小相等、方向相反时, 即

$$eE_H = evB \quad (7-11)$$

则

$$E_H = vB \quad (7-12)$$

此时电荷不再向两底面积累, 达到平衡状态。

若金属导电板单位体积内电子数为 n , 电子定向运动平均速度为 v , 则激励电流 $I = nevbd$, 则

$$v = \frac{1}{bdae} \quad (7-13)$$

将式 (7-13) 代入式 (7-12) 得

$$E_H = \frac{IB}{bdae} \quad (7-14)$$

将上式代入式（7 - 10）得

$$U_H = \frac{IB}{ned} \quad (7 - 15)$$

式中令 $R_H = 1/(ne)$ ，称之为霍尔常数，其大小取决于导体载流子密度，则

$$U_H = R_H \frac{IB}{d} = K_H IB \quad (7 - 16)$$

式中 $K_H = R_H/d$ 称为霍尔片的灵敏度。由式（7 - 16）可见，霍尔电势正比于激励电流及磁感应强度，其灵敏度与霍尔常数 R_H 成正比而与霍尔片厚度 d 成反比。为了提高灵敏度，霍尔元件常制成薄片形状。

对霍尔片材料的要求, 希望有较大的霍尔常数 R_H , 霍尔元件激励极间电阻 $R = \rho L / (bd)$, 同时 $R = U_I / I = EIL / I = vL / (\mu ne vbd)$, 其中 U_I 为加在霍尔元件两端的激励电压, E 为霍尔元件激励极间内电场, v 为电子移动的平均速度。则

$$\frac{\rho L}{bd} = \frac{L}{\mu ne bd} \quad (7 - 17)$$

解得

$$R_H = \mu \rho \quad (7 - 18)$$

从式(7 - 18)可知, 霍尔常数等于霍尔片材料的电阻率与电子迁移率 μ 的乘积。若要霍尔效应强, 则 R_H 值大, 因此要求霍尔片材料有较大的电阻率和载流子迁移率。

一般金属材料载流子迁移率很高，但电阻率很小；而绝缘材料电阻率极高，但载流子迁移率极低。故只有半导体材料适于制造霍尔片。目前常用的霍尔元件材料有：锗、硅、砷化镓、锑化铟等半导体材料。其中N型锗容易加工制造，其霍尔系数、温度性能和线性度都较好。N型硅的线性度最好，其霍尔系数、温度性能同N型锗相近。锑化铟对温度最敏感，尤其在低温范围内温度系数大，

但在室温时其霍尔系数较大。砷化镓的霍尔系数较小，温度系数也较小，输出特性线性度好。表 7 - 1 为常用国产霍尔元件的技术参数。

表 7 - 1 常用国产霍尔元件的技术参数

参数名称	符 号	单 位	HZ-1 型	HZ-2 型	HZ-3 型	HZ-4 型	HT-1 型	HT-2 型	HS-1 型
			材 料 (N 型)						
			Ge(111)	Ge(111)	Ge(111)	Ge(100)	InSb	InSb	InAs
电阻率	ρ	$\Omega \cdot \text{cm}$	0.8~1.2	0.8~1.2	0.8~1.2	0.4~0.5	0.003~0.01	0.003~0.05	0.01
几何尺寸	$l \times b \times d$	mm^3	$8 \times 4 \times 0.2$	$4 \times 2 \times 0.2$	$8 \times 4 \times 0.2$	$8 \times 4 \times 0.2$	$6 \times 3 \times 0.2$	$8 \times 4 \times 0.2$	$8 \times 4 \times 0.2$
输入电阻	R_i	Ω	$110 \pm 20\%$	$110 \pm 20\%$	$110 \pm 20\%$	$45 \pm 20\%$	$0.8 \pm 20\%$	$0.8 \pm 20\%$	$1.2 \pm 20\%$
输出电阻	R_o	Ω	$100 \pm 20\%$	$100 \pm 20\%$	$100 \pm 20\%$	$40 \pm 20\%$	$0.5 \pm 20\%$	$0.5 \pm 20\%$	$1 \pm 20\%$
灵敏度	K_H	$\frac{\text{mV}}{(\text{mA} \cdot \text{T})}$	>12	>12	>12	>4	$1.8 \pm 20\%$	$1.8 \pm 2\%$	$1 \pm 20\%$
不等位电阻	r_o	Ω	<0.07	<0.05	<0.07	<0.02	<0.005	<0.005	<0.003
寄生直流电压	U_o	μV	<150	<200	<150	<100			
额定控制电流	I_c	mA	20	15	25	50	250	300	200

续表

参数名称	符 号	单 位	HZ-1 型	HZ-2 型	HZ-3 型	HZ-4 型	HT-1 型	HT-2 型	HS-1 型
			材 料 (N 型)						
			Ge(111)	Ge(111)	Ge(111)	Ge(100)	InSb	InSb	InAs
霍尔电势温度系数	α	1/℃	0.04%	0.04%	0.04%	0.03%	-1.5%	-1.5%	
内阻温度系数	β	1/℃	0.5%	0.5%	0.5%	0.3%	-0.5%	-0.5%	
热阻	R_{θ}	℃/mW	0.4	0.25	0.2	0.1			
工作温度	T	℃	-40~45	-40~45	-40~45	-40~75	0~40	0~40	-40~60

2. 霍尔元件基本结构

霍尔元件的结构很简单,它由霍尔片、引线和壳体组成,如图 7 - 9(a)所示。霍尔片是一块矩形半导体单晶薄片,引出四个引线。1、1' 两根引线加激励电压或电流,称为激励电极;2、2' 引线为霍尔输出引线,称为霍尔电极。霍尔元件壳体由非导磁金属、陶瓷或环氧树脂封装而成。在电路中霍尔元件可用两种符号表示,如图7- 9(b)所示。

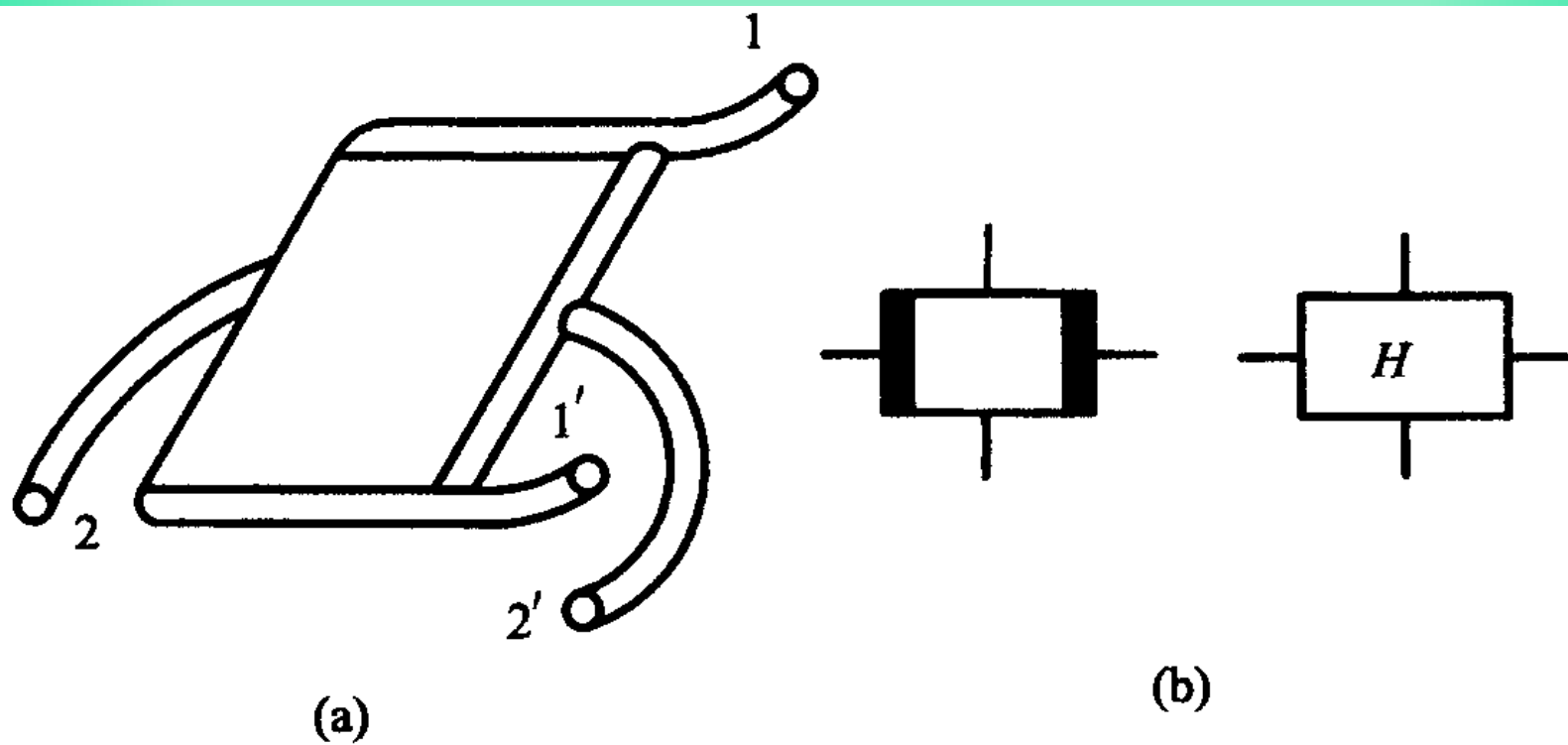


图 7 - 9 霍尔元件
(a) 外形结构示意图；(b) 图形符号

3. 霍尔元件基本特性

1) 额定激励电流和最大允许激励电流

当霍尔元件自身温升 10°C 时所流过的激励电流称为额定激励电流。以元件允许最大温升为限制所对应的激励电流称为最大允许激励电流。因霍尔电势随激励电流增加而性增加, 所以, 使用中希望选用尽可能大的激励电流, 因而需要知道元件的最大允许激励电流, 改善霍尔元件的散热条件, 可以使激励电流增加。

2) 输入电阻和输出电阻

激励电极间的电阻值称为输入电阻。霍尔电极输出电势对外电路来说相当于一个电压源, 其电源内阻即为输出电阻。以上电阻值是在磁感应强度为零且环境温度在 $20^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ 时确定的。

3) 不等位电势和不等位电阻

当霍尔元件的激励电流为 I 时,若元件所处位置磁感应强度为零,则它的霍尔电势应该为零,但实际不为零。这时测得的空载霍尔电势称不等位电势。产生这一现象的原因有:

- ① 霍尔电极安装位置不对称或不在同一等电位面上;
- ② 半导体材料不均匀造成了电阻率不均匀或是几何尺寸不均匀;
- ③ 激励电极接触不良造成激励电流不均匀分布等。

不等位电势也可用不等位电阻表示

$$r_0 = \frac{U_0}{I_H}$$

式中: U_0 —不等位电势;

r_0 —不等位电阻;

I_H —激励电流。

由上式（7 - 19）可以看出，不等位电势就是激励电流流经不等位电阻 r_0 所产生的电压。

4) 寄生直流电势

在外加磁场为零#，霍尔元件用交流激励时，霍尔电极输出除了交流不等位电势外，还有一直流电势，称寄生直流电势。其产生的原因有：

① 激励电极与霍尔电极接触不良，形成非欧姆接触，造成整流效果；

② 两个霍尔电极大小不对称，则两个电极点的热容不同，散热状态不同形成极向温差电势。寄生直流电势一般在1mV以下，它是影响霍尔片温漂的原因之一。

5) 霍尔电势温度系数

在一定磁感应强度和激励电流下，温度每变化1℃时，霍尔电势变化的百分率称霍尔电势温度系数。它同时也是霍尔系数的温度系数。

4. 霍尔元件不等位电势补偿

不等位电势与霍尔电势具有相同的数量级,有时甚至超过霍尔电势,而实用中要消除不等位电势是极其困难的,因而必须采用补偿的方法。由于不等位电势与不等位电阻是一致的,可以采用分析电阻的方法来找到不等位电势的补偿方法。如图 7 - 10 所示,其中A、B为激励电极,C、D为霍尔电极,极分布电阻分别用 R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 表示。理想情况下, $R_1=R_2=R_3=R_4$,即可取得零位电势为零(或零位电阻为零)。实际上,由于不等位电阻的存在,说明此四个电阻值不相等,可将其视为电桥的四个桥臂,则电桥不平衡。为使其达到平衡,可在阻值较大的桥臂上并联电阻(如图7 - 10(a)所示),或在两个桥臂上同时并联电阻(如图7 - 10(b)所示)。

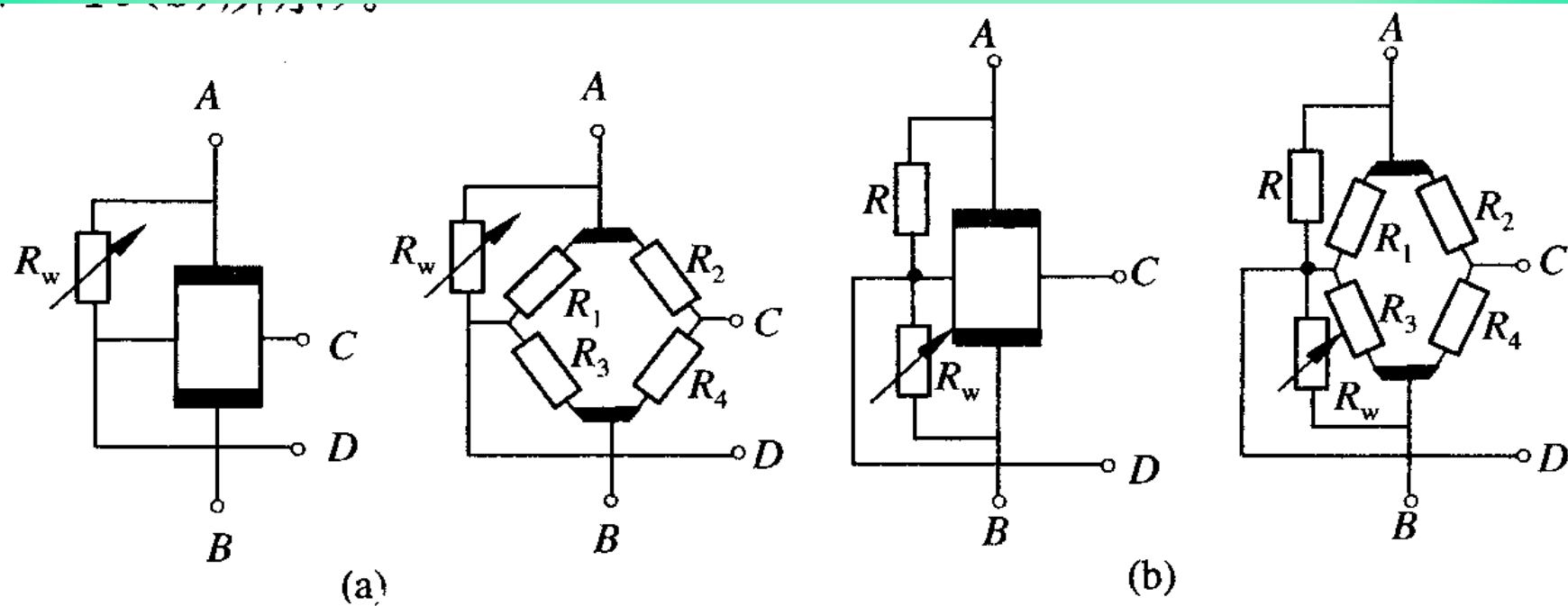


图 7 - 10 不等位电势补偿电路

5. 霍尔元件温度补偿

霍尔元件是采用半导体材料制成的，因此它们的许多参数都具有较大的温度系数。当温度变化时，霍尔元件的载流子浓度、迁移率、电阻率及霍尔系数都将发生变化，从而使霍尔元件产生温度误差。

为了减小霍尔元件的温度误差，除选用温度系数小的元件或采用恒温措施外，由 $U_H = K_H I_R$ 可看出：采用恒流源供电是个有效措施，可以使霍尔电势稳定。但也只能减小由于输入电阻随温度变化而引起的激励电流 I 变化所带来的影响。

霍尔元件的灵敏系数 K_H 也是温度的函数，它随温度的变化引起霍尔电势的变化。霍尔元件的灵敏度系数与温度的关系可写成

$$K_H = K_{H0} (1 + \alpha \Delta T) \quad (7 - 20)$$

式中: K_{H0} ——温度 T_0 时的 K_H 值;

$\Delta T = T - T_0$ ——温度变化量;

α ——霍尔电势温度系数。

并且大多数霍尔元件的温度系数 α 是正值, 它们的霍尔电势随温度升高而增加 $(1 + \alpha \Delta T)$ 倍。如果, 与此同时让激励电流 I 相应地减小, 并能保持 KHI 乘积不变, 也就抵消了灵敏系数 K_H 增加的影响。图 7 - 11 就是按此思路设计的一个既简单、补偿效果又较好的补偿电路。

电路中用一个分流电阻 R_p 与霍尔元件的激励电极相并联。当霍尔元件的输入电阻随温度升高而增加时，旁路分流电阻 R_p 自动地加强分流，减少了霍尔元件的激励电流 I ，从而达到补偿的目的。

在图 7 - 11 所示的温度补偿电路中，设初始温度为 T_0 ，霍尔元件输入电阻为 R_{i0} ，灵敏系数为 K_{H1} ，分流电阻为 R_{p0} ，根据分流概念得

$$I_{H0} = \frac{R_{p0} I}{R_{p0} + R_{i0}} \quad (7 - 21)$$

当温度升至 T 时，电路中各参数变为

$$R_i = R_{i0} (1 + \delta \Delta T) \quad (7-22)$$

$$R_p = R_{p0} (1 + \beta \Delta T) \quad (7-23)$$

式中： δ ——霍尔元件输入电阻温度系数；

β ——分流电阻温度系数。

则

$$\begin{aligned} I_H &= \frac{R_p I}{R_p R_i} \\ &= \frac{R_{p0} (1 + \beta \Delta T) I}{R_{p0} (1 + \beta \Delta T) + R_{i0} (1 + \delta \Delta T)} \end{aligned}$$

虽然温度升高 ΔT ，为使霍尔电势不变，补偿电路必须满足温升前、后的霍尔电势不变，即

$$U_{H0}=U_H$$

$$K_{H0}I_{H0}B=K_H I_H B \quad (7 - 25)$$

则
$$K_{H0}I_{H0}=K_H I_H \quad (7 - 26)$$

将式 (7 - 20) 、 (7 - 21) 、 (7 - 24) 代入上式, 经整理并略去 α 、 β 、 $(\Delta T)^2$ 高次项后得

$$R_{p0} = \frac{(\delta - \beta - \alpha)R_{i0}}{\alpha} \quad (7 - 27)$$

当霍尔元件选定后, 它的输入电阻 R_{i0} 和温度系数 δ 及霍尔电势温度系数 α 是确定值。由式 (7 - 27) 即可计算出分流电阻 R_{p0} 及所需的温度系数 β 值。为了满足 R_0 及 β 两个条件, 分流电阻可取温度系数不同的两种电阻的串、并联组合, 这样虽然麻烦但效果很好。

二、 霍尔式传感器的应用

1. 霍尔式微位移传感器

霍尔元件具有结构简单、体积小、动态特性好和寿命长的优点,它不仅用于磁感应强度#,有功功率及电能参数的测量,也在位移测量中得到广泛应用。

图7 - 12 给出了一些霍尔式位移传感器的工作原理图。图(a)是磁场强度相同的两块永久磁铁,同极性相对地放置,霍尔元件处在两块磁铁的中间。由于磁铁中间的磁感应强度 $B=0$,因此霍尔元件输出的霍尔电势 U_H 也等于零,此时位移 $\Delta x=0$ 。若霍尔元件在两磁铁中产生相对位移,霍尔元件感受到的磁感应强度也随之改变,这时 U_H 不为零,其量值大小反映出霍尔元件与磁铁之间相对位置的变化量,这种结构的传感器,其动态范围可达5 mm,分辨率为0.001mm。

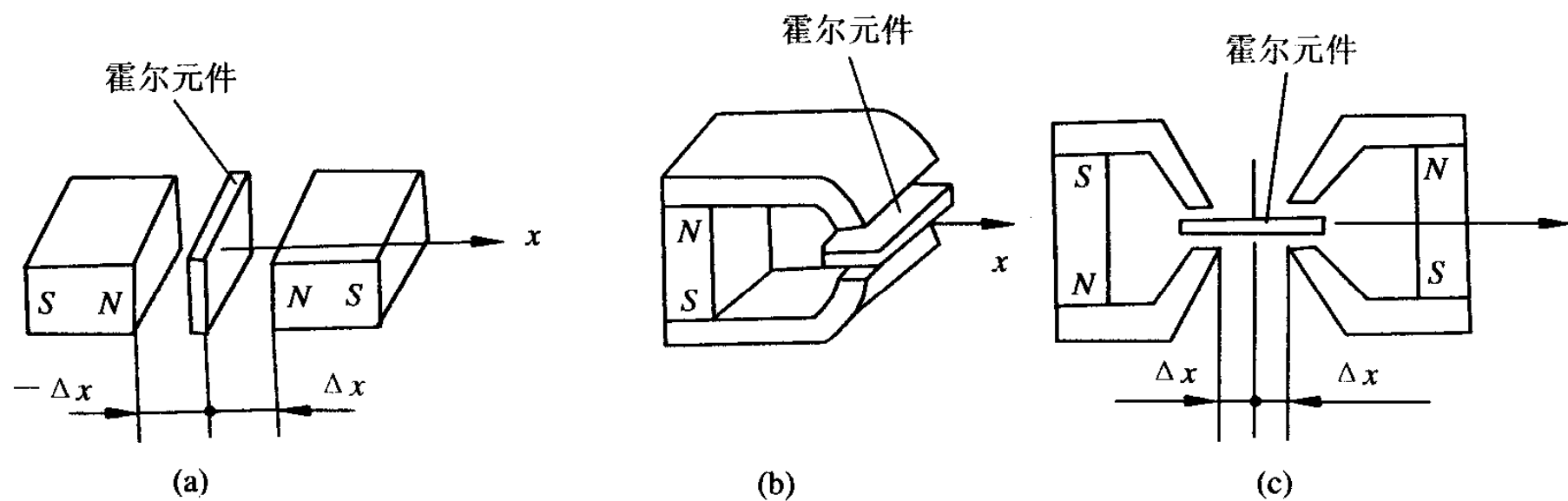


图 7 - 12 霍尔式位移传感器的工作原理图

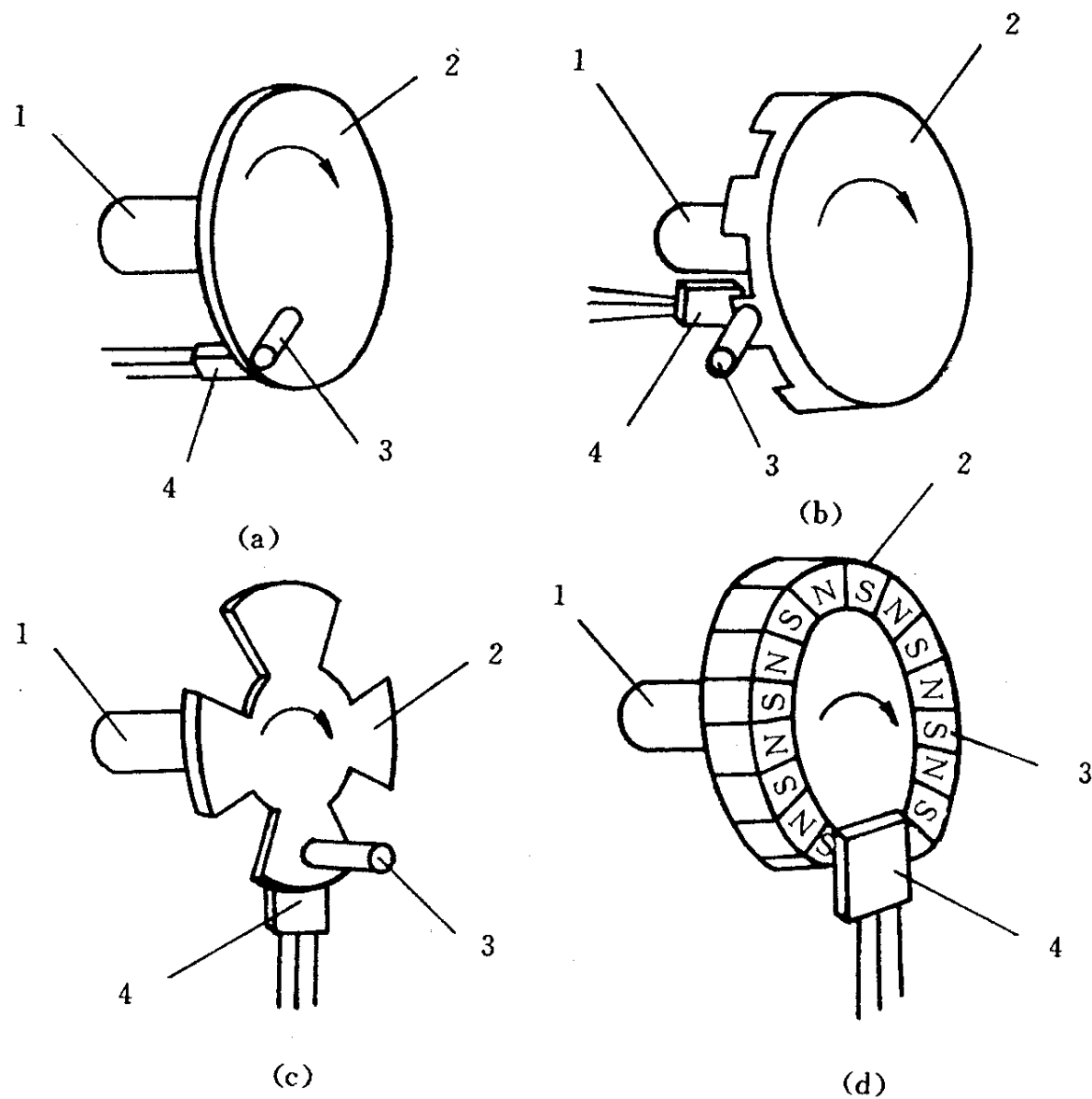
图（b）所示是一种结构简单的霍尔位移传感器，由一块永久磁铁组成磁路的传感器，在 $\Delta x=0$ 时，霍尔电压不等于零。

图（c）是一个由两个结构相同的磁路组成的霍尔式位移传感器，为了获得较好的线性分布，在磁极端面装有极靴，霍尔元件调整好初始位置时，可以使霍尔电压 $U_H=0$ 。

这种传感器灵敏度很高，但它所能检测的位移量较小，适合于微位移量及振动的测量。

2. 霍尔式转速传感器

图 7 - 13 是几种不同结构的霍尔式转速传感器。磁性转盘的输入轴与被测转轴相连，当被测转轴转动时，磁性转盘随之转动，固定在磁性转盘附近的霍尔传感器便可在每一个小磁铁通过时产生一个相应的脉冲，检测出单位时间的脉冲数，便可知被测转速。磁性转盘上小磁铁数目的多少决定了传感器测量转速的分辨率。



1—输入轴；2—转盘；3—小磁铁；4—霍尔传感器

图 7-13 几种霍尔式转速传感器的结构

3. 霍尔计数装置

霍尔开关传感器SL3501是具有较高灵敏度的集成霍尔元件，能感受到很小的磁场变化，因而可对黑色金属零件进行计数检测。图 7 - 14 是对钢球进行计数的工作示意图和电路图。当钢球通过霍尔开关传感器时，传感器可输出峰值20mV的脉冲电压，该电压经运算放大器A（ μ A741）放大后，驱动半导体三极管 V_T （2N5812）工作， V_T 输出端便可接计数器进行计数，并由显示器显示检测数值。

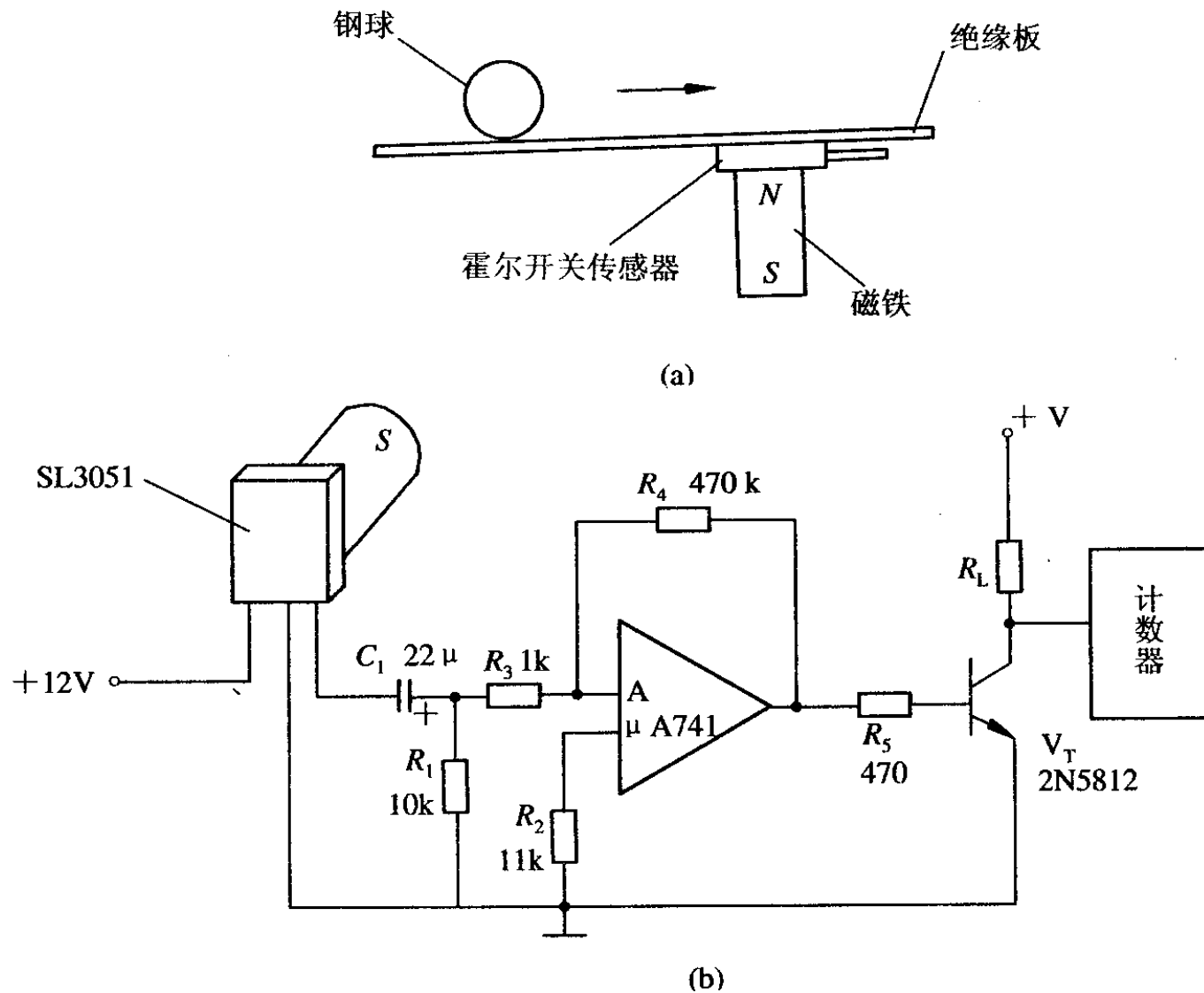


图 7-14 霍尔计数装置的工作示意图及电路图



第8章光电式传感器

8.1 光电器件

8.2 光纤传感器

8.3 红外传感器

[返回主目录](#)

第8章 光电式传感器

8.1 光电器件

光电器件是将光能转换为电能的一种传感器件，它是构成光电式传感器最主要的部件。光电器件响应快、结构简单、使用方便，而且有较高的可靠性，因此在自动检测、计算机和控制系统中，应用非常广泛。

光电器件工作的物理基础是光电效应。在光线作用下，物体的电导性能改变的现象称为内光电效应，如光敏电阻等就属于这类光电器件。在光线作用下，能使电子逸出物体表面的现象称为外光电效应，如光电管、光电倍增管就属于这类光电器件。

在光线作用下，能使电子逸出物体表面的现象称为外光电效应，如光电管、光电倍增管就属于这类光电器件。在光线作用下，能使物体产生一定方向的电动势的现象称为光生伏特效应，即阻挡层光电效应，如光电池、光敏晶体管等就属于这类光电器件。

一、光敏电阻

1. 光敏电阻的结构与工作原理

光敏电阻又称光导管，它几乎都是用半导体材料制成的光电器件。光敏电阻没有极性，纯粹是一个电阻器件，使用时既可加直流电压，也可以加交流电压。无光照时，光敏电阻值（暗电阻）很大，电路中电流（暗电流）很小。

当光敏电阻受到一定波长范围的光照时，它的阻值（亮电阻）急剧减少，电路中电流迅速增大。一般希望暗电阻越大越好，亮电阻越小越好，此时光敏电阻的灵敏度高。实际光敏电阻的暗电阻值一般在兆欧级，亮电阻在几千欧以下。

图8 - 1 为光敏电阻的原理结构。它是涂于玻璃底板上的一薄层半导体物质，半导体的两端装有金属电极，金属电极与引出线端相连接，光敏电阻就通过引出线端接入电路。为了防止周围介质的影响，在半导体光敏层上覆盖了一层漆膜，漆膜的成分应使它在光敏层最敏感的波长范围内透射率最大。

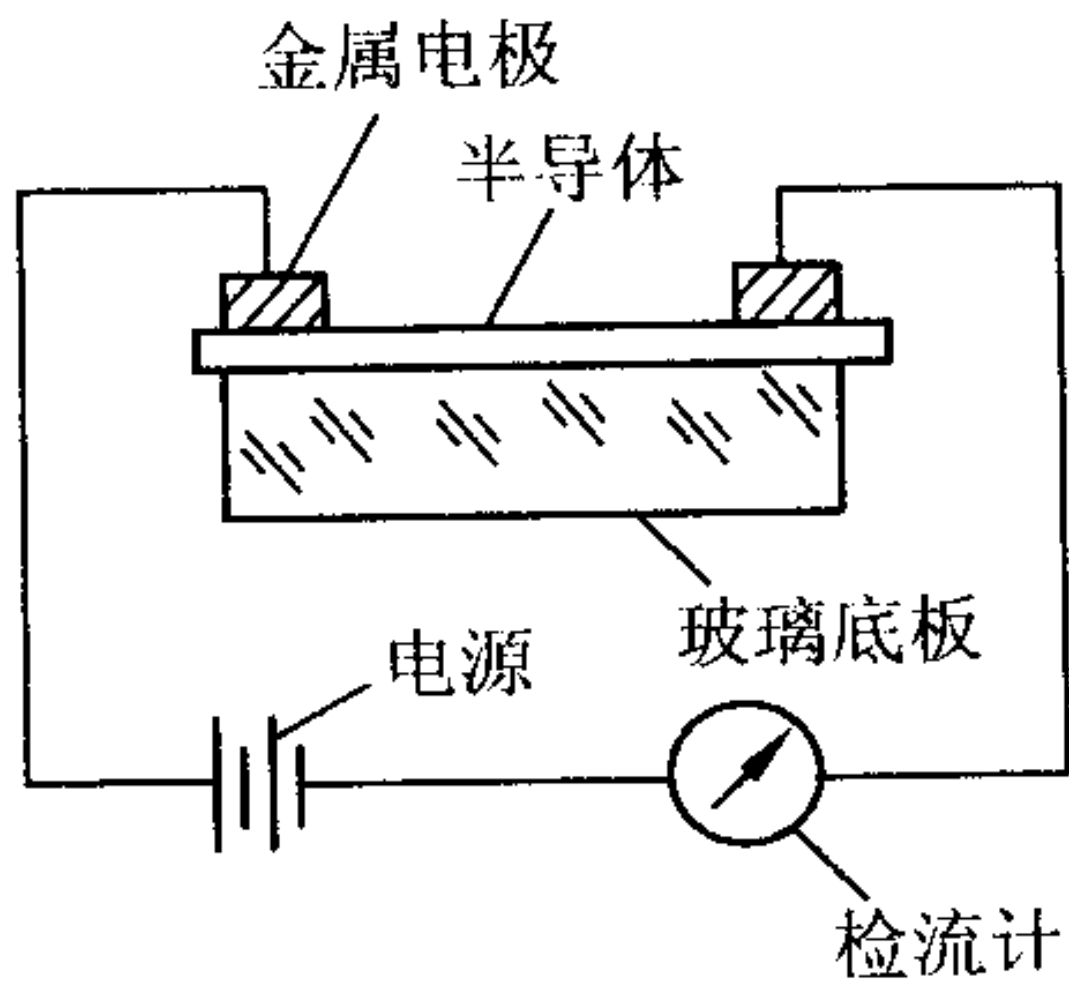


图 8 - 1 光敏电阻结构

2. 光敏电阻的主要参数

(1) 暗电阻光敏电阻在不受光时的阻值称为暗电阻,此时流过的电流称为暗电流。

(2) 亮电阻光敏电阻在受光照射时的电阻称为亮电阻,此时流过的电流称为亮电流。

(3) 光电流亮电流与暗电流之差称为光电流。

3. 光敏电阻的基本特性

(1) 伏安特性在一定照度下,流过光敏电阻的电流与光敏电阻两端的电压的关系称为光敏电阻的伏安特性。图8-2为硫化镉光敏电阻的伏安特性曲线。由图可见,光敏

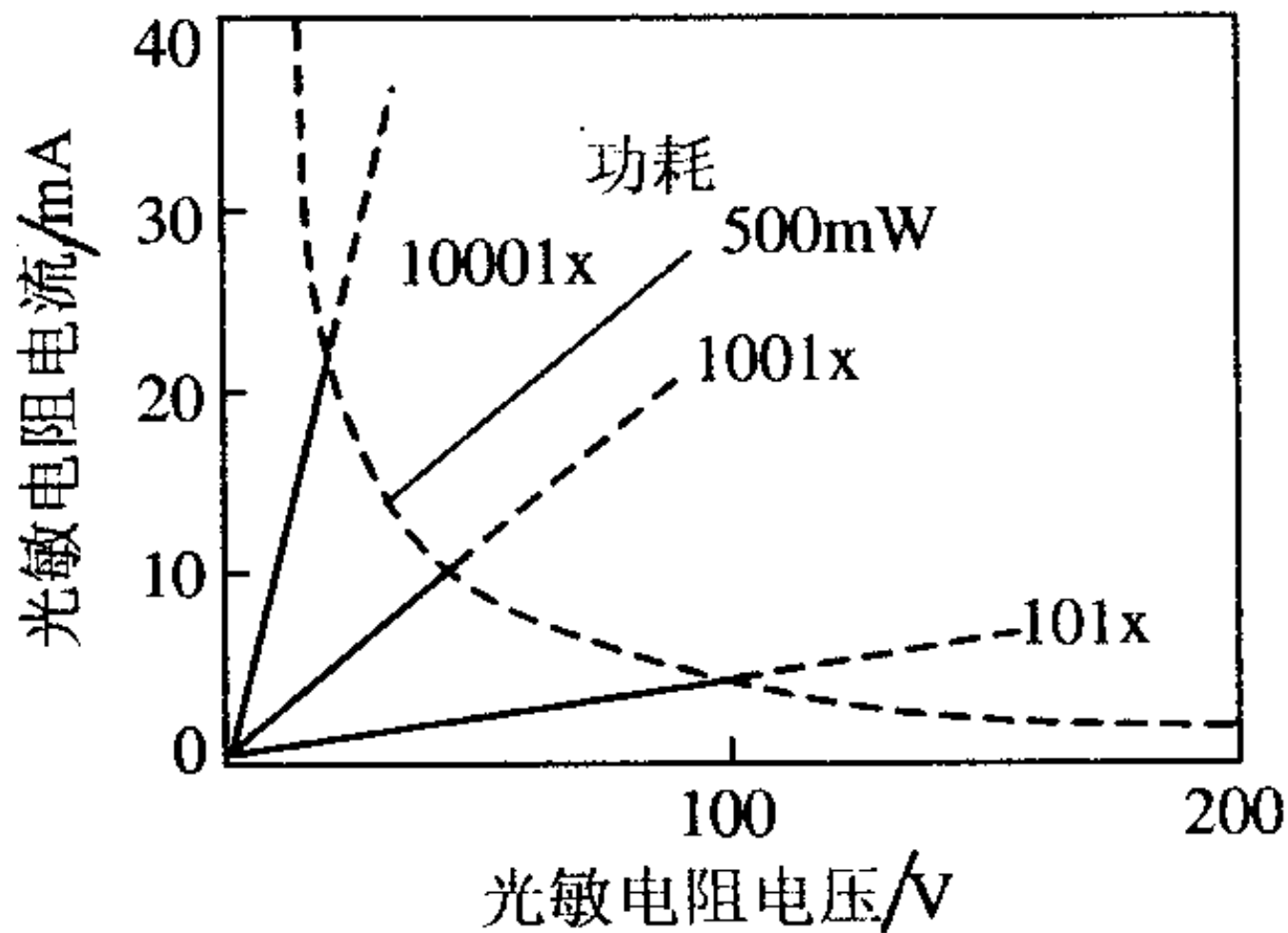


图 8 - 2 硫化镉光敏电阻的伏安特性

电阻在一定的电压范围内, 其I-U曲线为直线, 说明其阻值与入射光量有关, 而与电压、电流无关。

(2) 光谱特性光敏电阻的相对光敏灵敏度与入射波长的关系称为光谱特性, 亦称为光谱响应。图8 - 3 为几种不同材料光敏电阻的光谱特性。对应于不同波长, 光敏电阻的灵敏度是不同的。从图中可见硫化镉光敏电阻的光谱响应的峰值在可见光区域, 常被用作光度量测量(照度计)的探头。而硫化铅光敏电阻响应于近红外和中红外区, 常用做火焰探测器的探头。

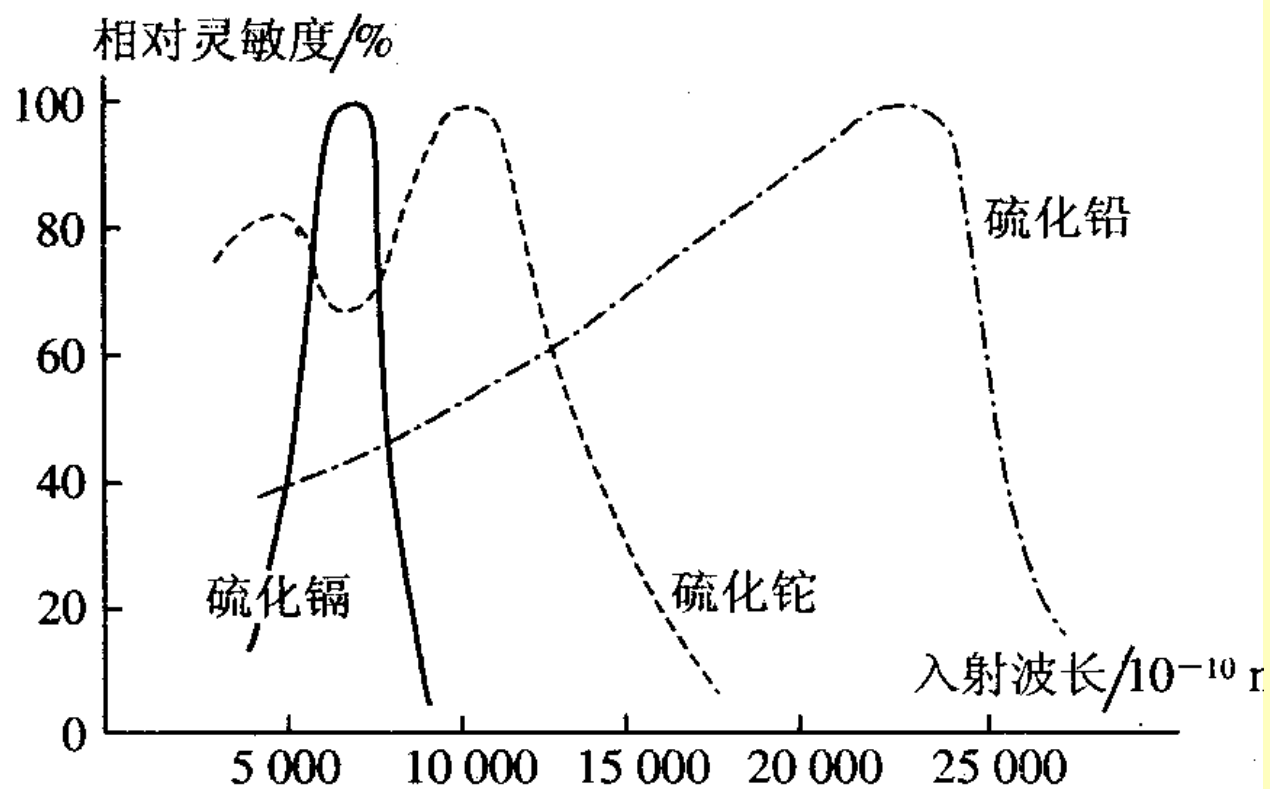


图 8 - 3 光敏电阻的光谱特性

表 8 - 1 列出几种光敏电阻的特性参数。

(3) 温度特性 温度变化影响光敏电阻的光谱响应, 同时, 光敏电阻的灵敏度和暗电阻都要改变, 尤其是响应于红外区的硫化铅光敏电阻受温度影响更大。图8 - 4 为硫化铅光敏电阻的光谱温度特性曲线, 它的峰值随着温度上升向波长短的方向移动。因此, 硫化铅光敏电阻要在低温、恒温的条件下使用。对于可见光的光敏电阻, 其温度影响要小一些。

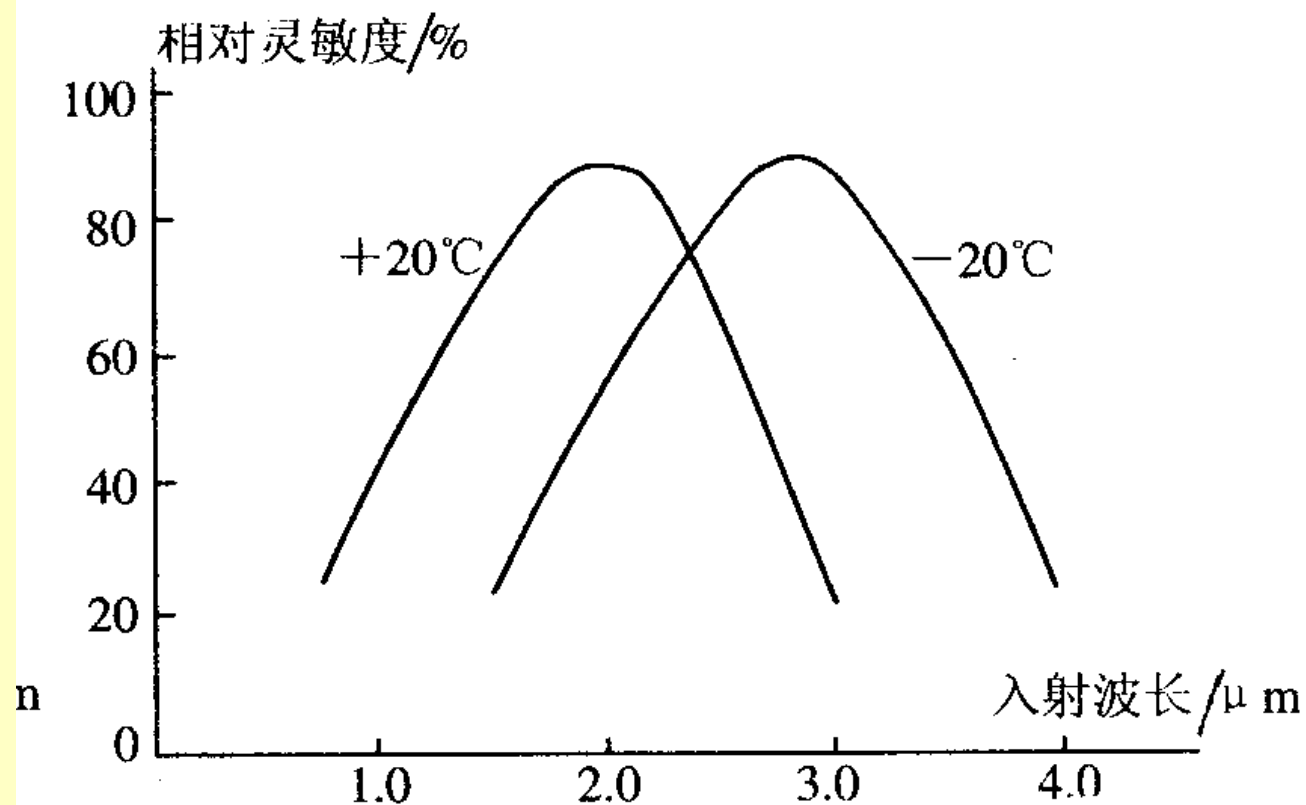


图 8 - 4 硫化铅光敏电阻的光谱温度特性

表 8 - 1 几种光敏电阻的特性参数

型 号	材料	面积 mm ²	工作温度 /K	长波限 /μm	峰值探测率 /(cmHz ^{1/2} /W)	响应时间 /s	暗电阻值 /MΩ	亮电阻值 (100 lx) /kΩ
MG41 - 21	CdS	φ9.2	233~343	0.8		$\leq 2 \times 10^{-2}$	≥ 0.1	≤ 1
MG42 - 04	CdS	φ7	248~328	0.4		$\geq 5 \times 10^{-2}$	≥ 1	≤ 10
P397	PbS	5×5	298	298	$2 \times 10^{10} [1300, 100, 1]$	$1 \sim 4 \times 10^{-4}$	2	
P791	PbSe	1×5	298		$1 \times 10^9 [\lambda_m, 100, 1]$	2×10^{-6}	2	
9903	PbSe	1×3	263		$3 \times 10^9 [\lambda_m, 100, 1]$	10^{-5}	3	
OE - 10	PbSe	10×10	298		2.5×10^9	1.5×10^{-6}	4	
OTC - 3MT	InSb	2×2	253		$6 \times 10^8 [\lambda_m, 100, 1]$	4×10^{-6}	4	
Ge(Au)	Ge		77	8.0	1×10^{10}	5×10^{-8}		
Ge(Hg)	Ge		38	14	4×10^{10}	1×10^{-9}		
Ge(Cd)	Ge		20	23	4×10^{10}	5×10^{-8}		
Ge(Zn)	Ge		4.2	40	5×10^{10}	$< 10^{-6}$		
Ge - Si(Au)			50	10.3	8×10^9	$< 10^{-6}$		
Ge - Si(Zn)			50	13.8	10^{10}	$< 10^{-6}$		

二、光敏二极管和光敏晶体管

1. 结构原理

光敏二极管的结构与一般二极管相似。它装在透明玻璃外壳中，其PN结装在管的顶部，可以直接受到光照射（见图8 - 5）。光敏二极管在电路中一般是处于反向工作状态（见图8-6所示），在没有光照射时，反向电阻很大，反向电流很小，这反向电流称为暗电流。当光照射在PN结上时，光子打在PN结附近，使PN结附近产生光生电子和光生空穴对。它们在PN结处的内电场作用下作定向运动，形成光电流。光的照度越大，光电流越大。因此光敏二极管在不受光照射时，处于截止状态，受光照射时，处于导通状态。

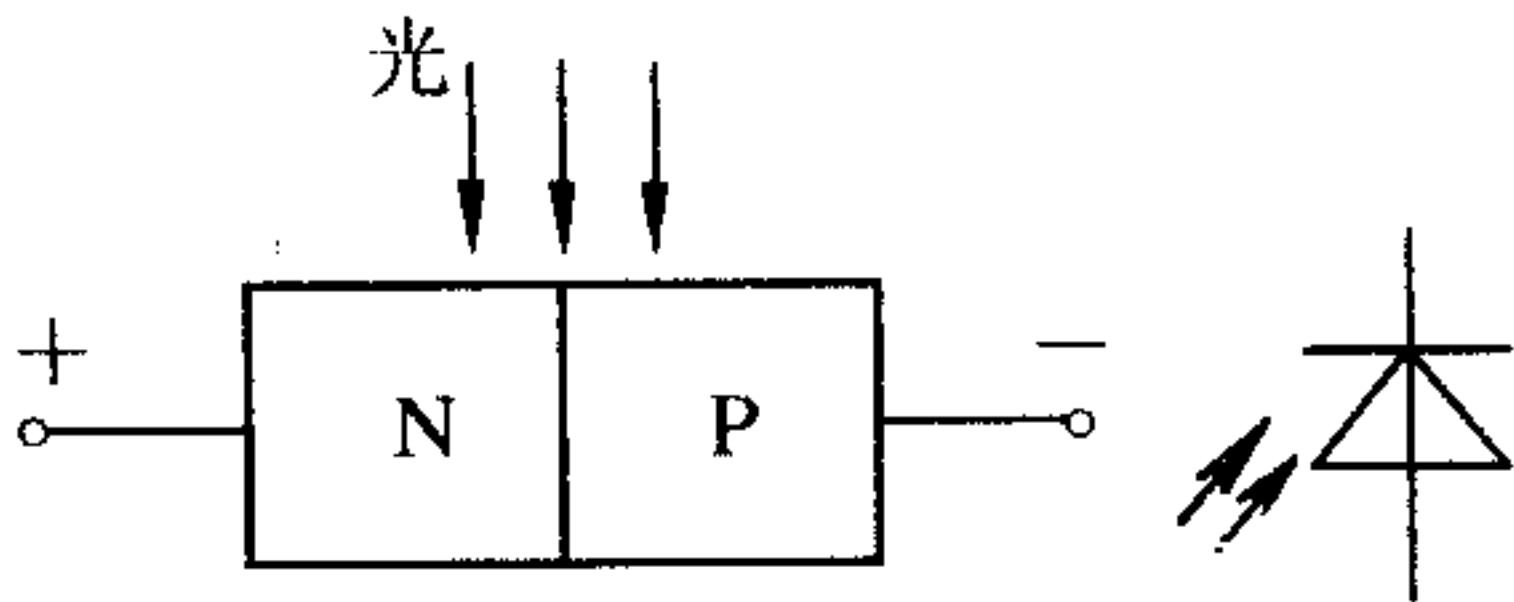


图 8 - 5 光敏二极管结构简图和符号

光敏晶体管与一般晶体管很相似, 具有两个PN结, 只是它的发射极一边做得很大, 以扩大光的照射面积。图8 - 7为NPN型光敏晶体管的结构简图和基本电路。大多数光敏晶体管的基极无引出线, 当集电极加上相对于发射极为正的电压而不接基极时, 集电结就是反向偏压; 当光照射在集电结上时, 就会在结附近产生电子-空穴对, 从而形成光电流, 相当于三极管的基极电流。由于基极电流的增加, 因此集电极电流是光生电流的 β 倍, 所以光敏晶体管有放大作用。

光敏二极管和光敏晶体管的材料几乎都是硅 (Si)。在形态上, 有单体型和集合型, 集合型是在一块基片上有两个以上光敏二极管, 比如在后面讲到的CCD图像传感器中的光电耦合器件, 就是由光敏晶体管和其它发光元件组合而成的。

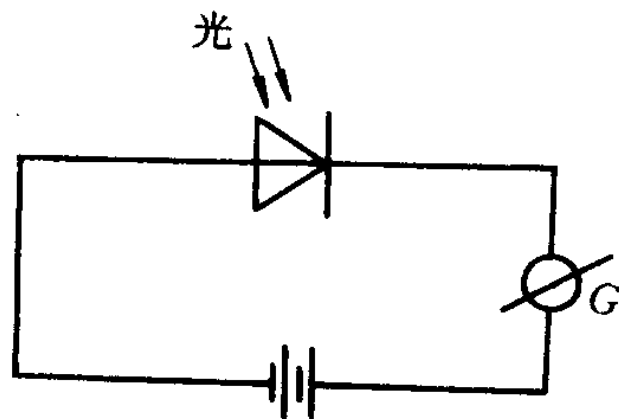


图 8 - 6 光敏二极管接线法

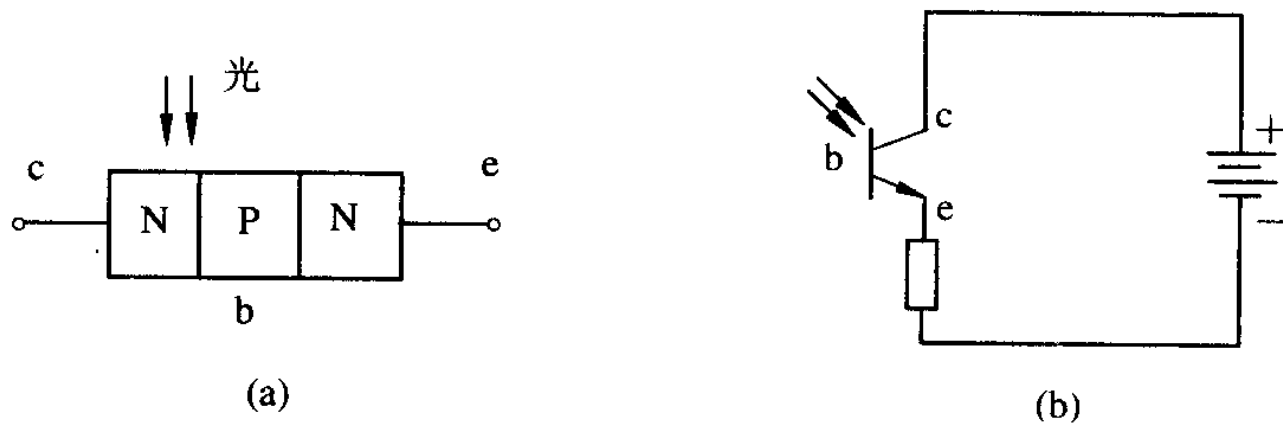
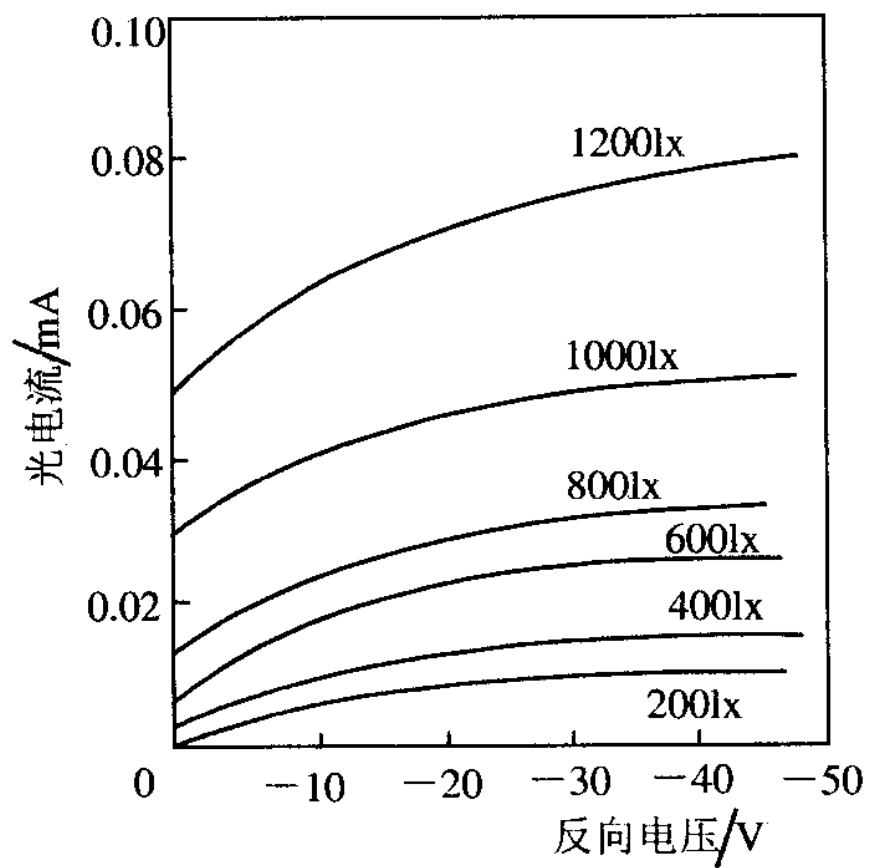


图 8 - 7 NPN 型光敏晶体管结构简图和基本电路
(a) 结构简化模型；(b) 基本电路

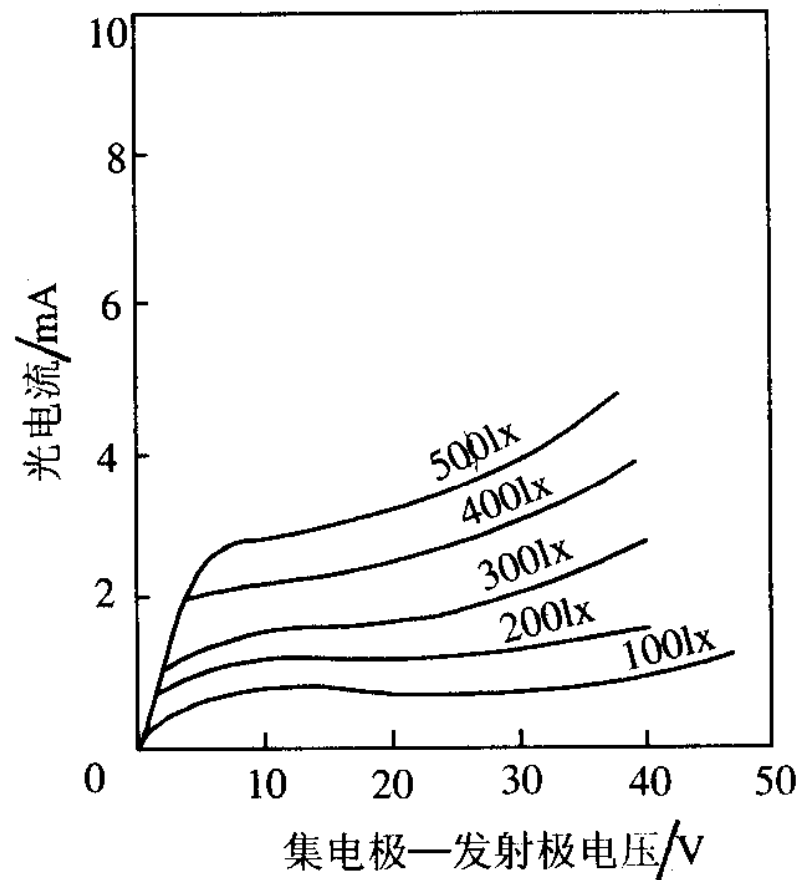
2 . 基本特性

(1) 光谱特性光敏二极管和晶体管的光谱特性曲线如图8 - 8所示。从曲线可以看出, 硅的峰值波长约为 $0.9\ \mu\text{m}$, 锗的峰值波长约为 $1.5\ \mu\text{m}$, 此时灵敏度最大, 而当入射光的波长增加或缩短时, 相对灵敏度也下降。一般来讲, 锗管的暗电流较大, 因此性能较差, 故在可见光或探测赤热状态物体时, 一般都用硅管。但对红外光进行探测时, 锗管较为适宜。

(2) 伏安特性图8 - 9为硅光敏管在不同照度下的伏安特性曲线。从图中可见, 光敏晶体管的光电流比相同管型的二极管大上百倍。



(a)



(b)

图 8 - 9 硅光敏管的伏安特性
(a) 硅光敏二极管；(b) 硅光敏晶体管

(3) 温度特性光敏晶体管的温度特性是指其暗电流及光电流与温度的关系。光敏晶体管的温度特性曲线如图8 - 10所示。从特性曲线可以看出, 温度变化对光电流影响很小, 而对暗电流影响很大, 所以在电子线路中应该对暗电流进行温度补偿, 否则将会导致输出误差。

表8-2列出几种硅光电二极管的特性参数。

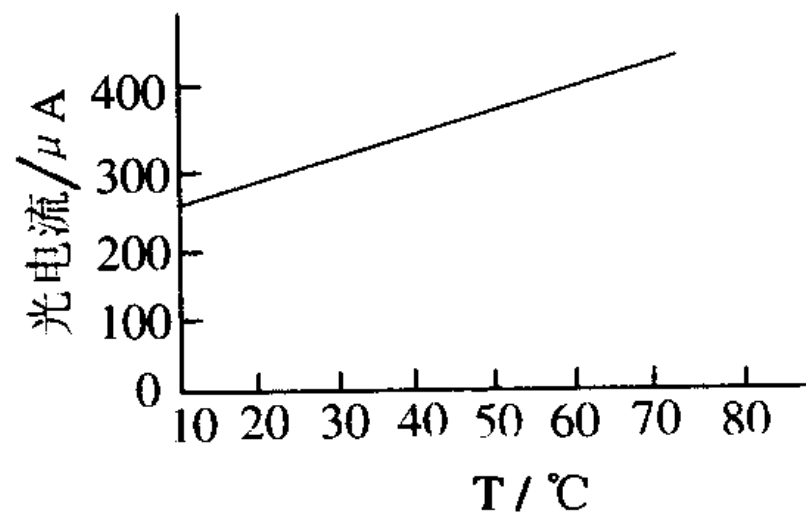
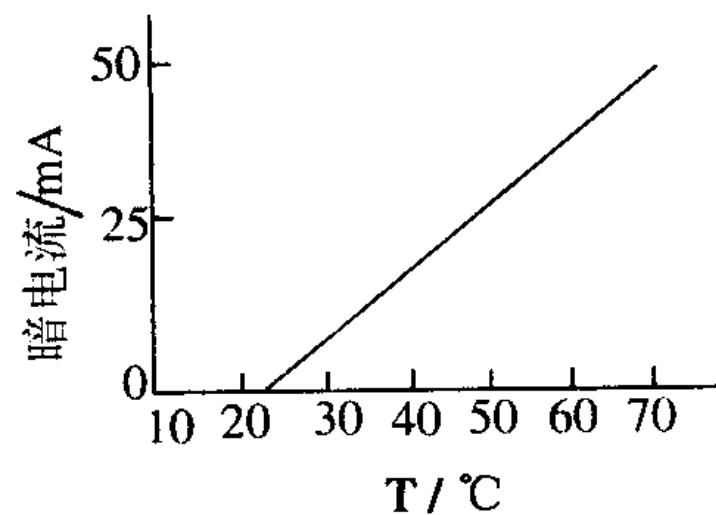


图 8 - 10 光敏晶体管的温度特性

表 8-2 半导体光电二极管的基本参量

型号或名称	光谱范围 / μm	峰值波长 / μm	灵敏度 / $(\mu\text{A}/\mu\text{W})$	响应时间 /s	探测本领
2DU	0.4~1.1	0.9	>0.4	10^{-7}	最小可探测功率 $P_{\min}=10^{-8}(\text{W})$
2CU	0.4~1.1	0.9	>0.5	10^{-7}	$P_{\min}=10^{-8}(\text{W})$
2DU _L	0.4~1.1	1.06	>0.6	5×10^{-9}	
硅复合光电二极管	0.4~1.1	0.9	>0.5	$\leq 10^{-9}$	
硅雪崩光电二极管	0.4~1.1	0.8~0.86	>30	10^{-9}	$\text{NEP}=5\times 10^{-14}(\text{WHz}^{1/2})$
锗光电二极管	0.4~1.9	1.5	>0.5	10^{-7}	

续表

型号或名称	光谱范围 / μm	峰值波长 / μm	灵敏度 / $(\mu\text{A}/\mu\text{W})$	响应时间 /s	探测本领
GaAs 光电二极管	0.3~0.95	0.85		10^{-7}	
HgCdTe 光电二极管	1~12	由 Cd 组分决定		10^{-7}	$D^* = 10^9 \sim 10^{11}$ ($\text{cm} \cdot \text{Hz}^{1/2} \text{W}^{-1}$)
PbSnTe 光电二极管	1~16	由 Sn 的组分决定		10^{-7}	$D^* = 10^9 \sim 10^{10}$ ($\text{cm} \cdot \text{Hz}^{1/2} \text{W}^{-1}$)
InSb 光电二极管	0.4~5.5	5		10^{-7}	$D^* = 1.5 \times 10^{11}$ ($\text{cm} \cdot \text{Hz}^{1/2} \text{W}^{-1}$)

三、 光电池

光电池是一种直接将光能转换为电能的光电器件。光电池在有光线作用下实质就是电源，电路中有了这种器件就不需要外加电源。

光电池的工作原理是基于“光生伏特效应”。它实质上是一个大面积的PN结，当光照射到PN结的一个面，例如p型面时，若光子能量大于半导体材料的禁带宽度，那么p型区每吸收一个光子就产生一对自由电子和空穴，电子空穴对从表面向内迅速扩散，在结电场的作用下，最后建立一个与光照强度有关的电动势。图8 - 11为工作原理图。

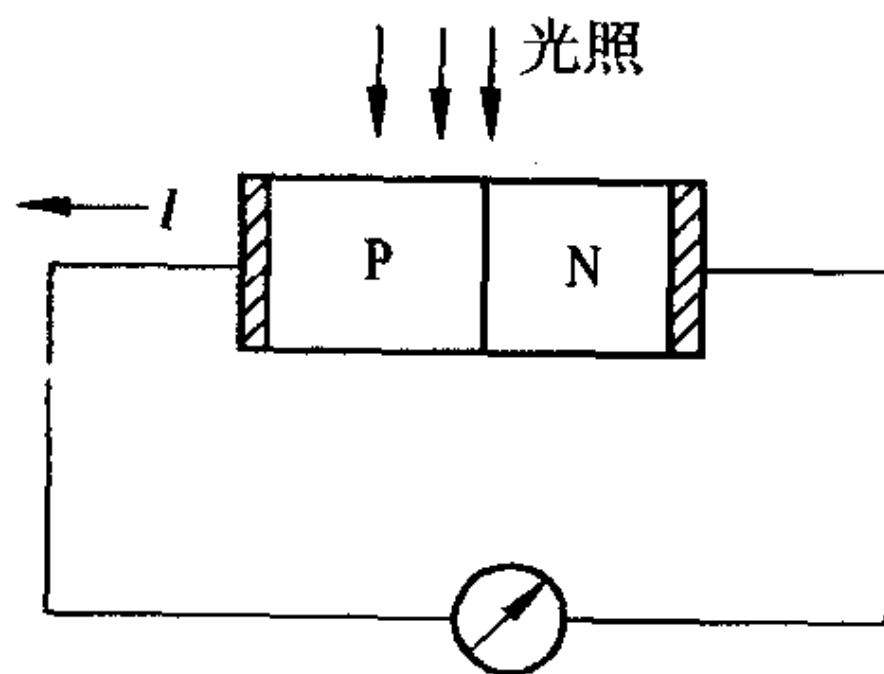


图 8 - 11 光电池工作原理图

光电池的基本特性有以下几种：

(1) 光谱特性光电池对不同波长的光的灵敏度是不同的。图8 - 12为硅光电池和硒光电池的光谱特性曲线。从图中可知，不同材料的光电池，光谱响应峰值所对应的入射光波长是不同的，硅光电池在 $0.8\ \mu\text{m}$ 附近，硒光电池在 $0.5\ \mu\text{m}$ 附近。硅光电池的光谱响应波长范围为 $0.4\sim 1.2\ \mu\text{m}$ ，而硒光电池的范围只能为 $0.38\sim 0.75\ \mu\text{m}$ 。可见硅光电池可以在很宽的波长范围内得到应用。

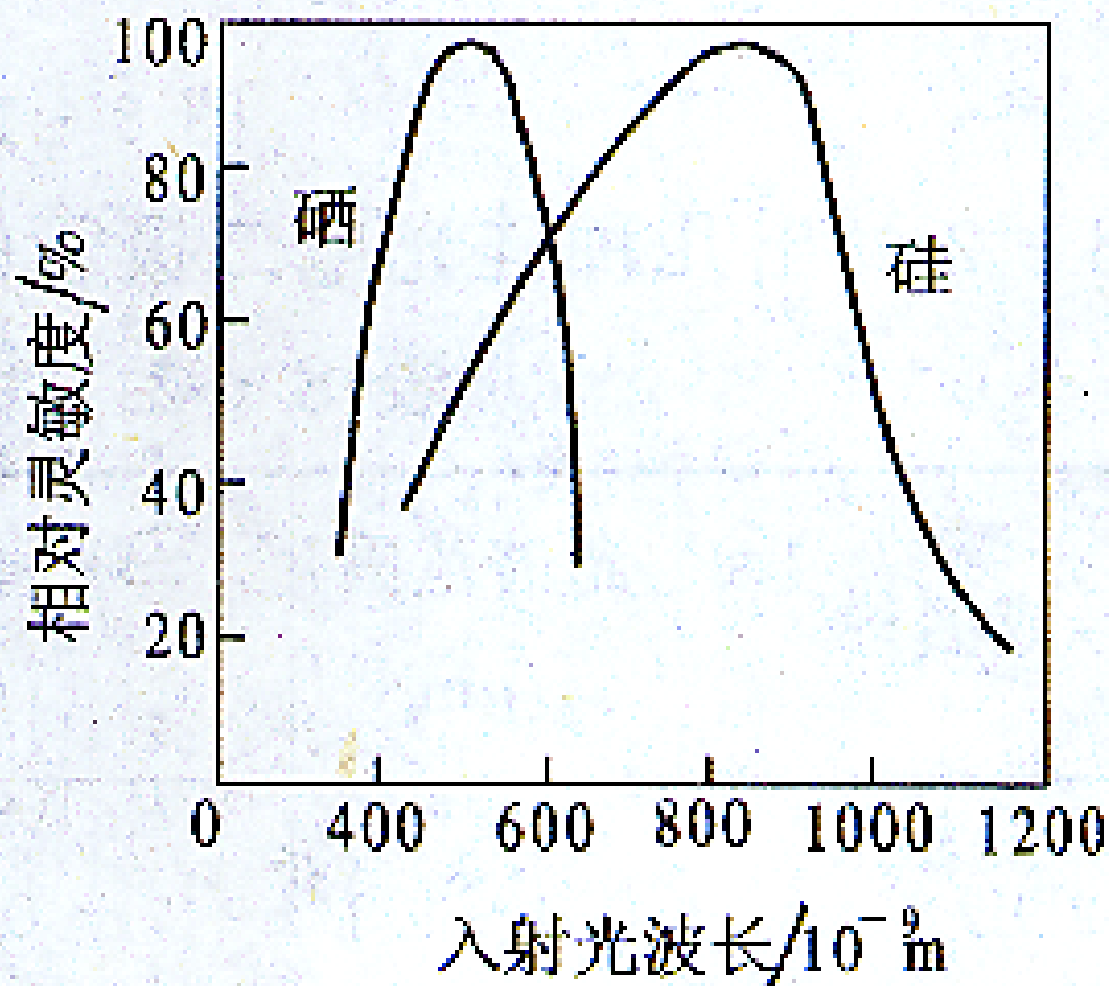
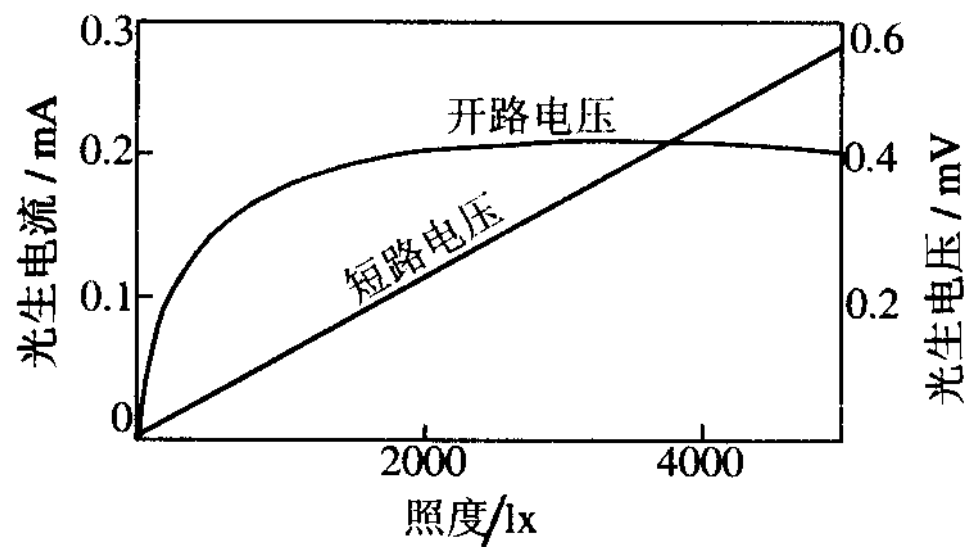
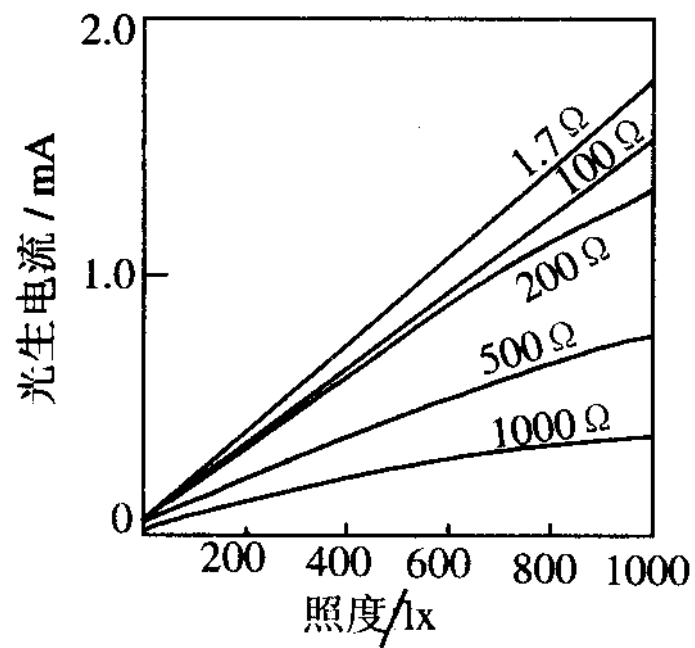


图 8-12 光电池的光谱特性

(2) 光照特性 光电池在不同光照度下, 光电流和光生电动势是不同的, 它们之间的关系就是光照特性。 图8 - 13为硅光电池的开路电压和短路电流与光照的关系曲线。 从图中看出, 短路电流在很大范围内与光照强度成线性关系, 开路电压 (负载电阻 R_L 无限大时) 与光照度的关系是非线性的, 并且当照度在2000 lx时就趋于饱和了。因此光电池作为测量元件时, 应把它当作电流源的形式来使用, 不能用作电压源。



(a)

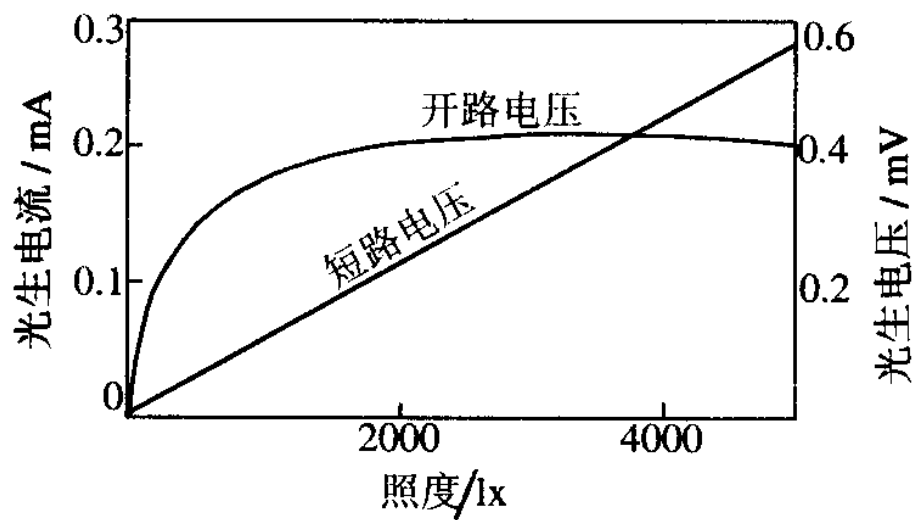


(b)

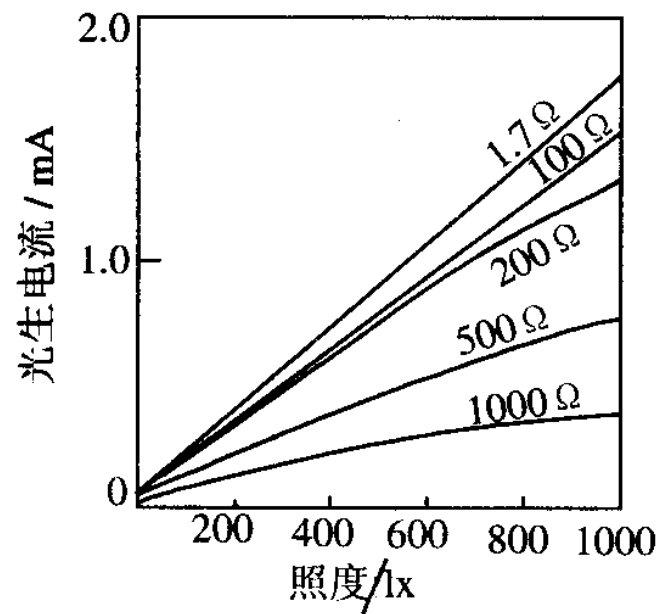
图 8 - 13 硅光电池的光照特性

(3) 温度特性 光电池的温度特性是描述光电池的开路电压和短路电流随温度变化的情况。由于它关系到应用光电池的仪器或设备的温度漂移,影响到测量精度或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。光电池的温度特性如图8 - 14所示。从图中看出,开路电压随温度升高而下降的速度较快,而短路电流随温度升高而缓慢增加。由于温度对光电池的工作有很大影响,因此把它作为测量器件应用时,最好能保证温度恒定或采取温度补偿措施。

表 8 - 3 为国产硅光电池的特性参数。由表可见,硅光电池的最大开路电压为600mV,在照度相等的情况下,光敏面积越大,输出的光电流也越大。



(a)



(b)

图 8 - 13 硅光电电池的光照特性

表 8 - 3 硅光电池 2CR 型特性参数

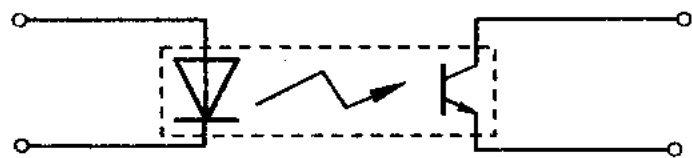
数 值 参量 型号	开路电压 /mV	短路电流 /mA	输出电流 /mA	转换效率 /%	面 积 /mm ²
2CR11	450~600	2~4		>6	2.5×5
2CR21	450~600	4~8		>6	5×5
2CR31	450~600	9~15	6.5~8.5	6~8	5×10
2CR32	550~600	9~15	8.6~11.3	8~10	5×10
2CR33	550~600	12~15	11.4~15	10~12	5×10
2CR34	550~600	12~15	15~17.5	12 以上	5×10
2CR41	450~600	18~30	17.6~22.5	6~8	10×10
2CR42	500~600	18~30	22.5~27	8~10	10×10
2CR43	550~600	23~30	27~30	10~12	10×10
2CR44	550~600	27~30	27~35	12 以上	10×10
2CR51	450~600	36~60	35~45	6~8	10×20
2CR52	500~600	36~60	45~54	8~10	10×20
2CR53	550~600	45~60	54~60	10~12	10×20
2CR54	550~600	54~60	54~60	12 以上	10×20
2CR61	450~600	40~65	30~40	6~8	φ17
2CR62	500~600	40~65	40~51	8~10	φ17
2CR63	550~600	51~65	51~61	10~12	φ17
2CR64	550~600	61~65	61~65	12 以上	φ17
2CR71	450~600	72~120	54~120	>6	20×20
2CR81	450~600	88~140	66~85	6~8	φ25
2CR82	500~600	88~140	86~110	8~10	φ25
2CR83	550~600	110~140	110~132	10~12	φ25
2CR84	550~600	132~140	132~140	12 以上	φ25
2CR91	450~600	18~30	13.5~30	>6	5×20
2CR101	450~600	173~288	130~288	>6	φ35

四、光电耦合器件

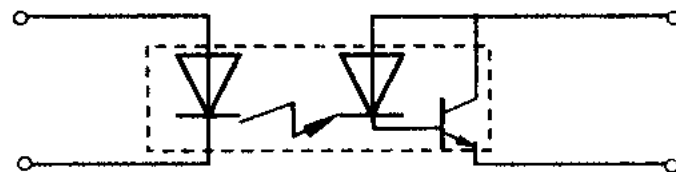
光电耦合器件是由发光元件（如发光二极管）和光电接收元件合并使用，以光作为媒介传递信号的光电器件。光电耦合器中的发光元件通常是半导体的发光二极管，光电接收元件有光敏电阻、光敏二极管、光敏三极管或光可控硅等。根据其结构和用途不同，又可分为用于实现电隔离的光电耦合器和用于检测有无物体的光电开关。

1. 光电耦合器

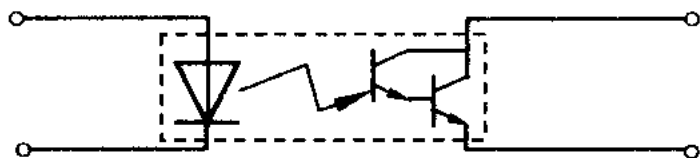
光电耦合器的发光和接收元件都封装在一个外壳内，一般有金属封装和塑料封装两种。耦合器常见的组合形式如图8 - 15所示。



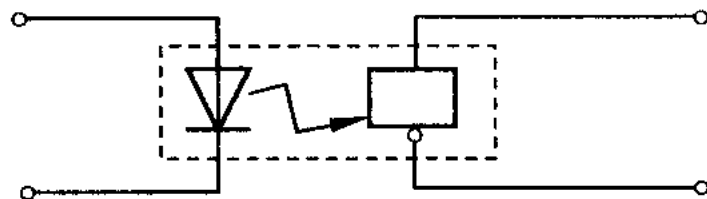
(a)



(b)



(c)



(d)

图 8 - 15 光电耦合器组合形式

图(a)所示的组合形式结构简单、成本较低,且输出电流较大,可达100 mA,响应时间为3~4 μ s。图(b)形式结构简单,成本较低、响应时间快,约为1 μ s,但输出电流小,在50~300 μ A之间。图(c)形式传输效率高,但只适用于较低频率的装置中。图(d)是一种高速、高传输效率的新颖器件。对图中所示无论何种形式,为保证其有较佳的灵敏度,都考虑了发光与接收波长的匹配。

光电耦合器实际上是一个电量隔离转换器,它具有抗干扰性能和单向信号传输功能,广泛应用于电路隔离、电平转换、噪声抑制、无触点开关及固态继电器等场合。

2. 光电开关

光电开关是一种利用感光元件对变化的入射光加以接收, 并进行光电转换, 同时加以某种形式的放大和控制, 从而获得最终的控制输出“开”、“关”信号的器件。

图8 - 16为典型的光电开关结构图。图（a）是一种透射式的光电开关, 它的发光元件和接收元件的光轴是重合的。当不透明的物体位于或经过它们之间时, 会阻断光路, 使接收元件接收不到来自发光元件的光, 这样起到检测作用。图（b）是一种反射式的光电开关, 它的发光元件和接收元件的光轴在同一平面且以某一角度相交, 交点一般即为待测物所在处。当有物体经过时, 接收元件将接收到从物体表面反射的光, 没有物体时则接收不到。光电开关的特点是小型、高速、非接触, 而且与TTL、MOS等电路容易结合。

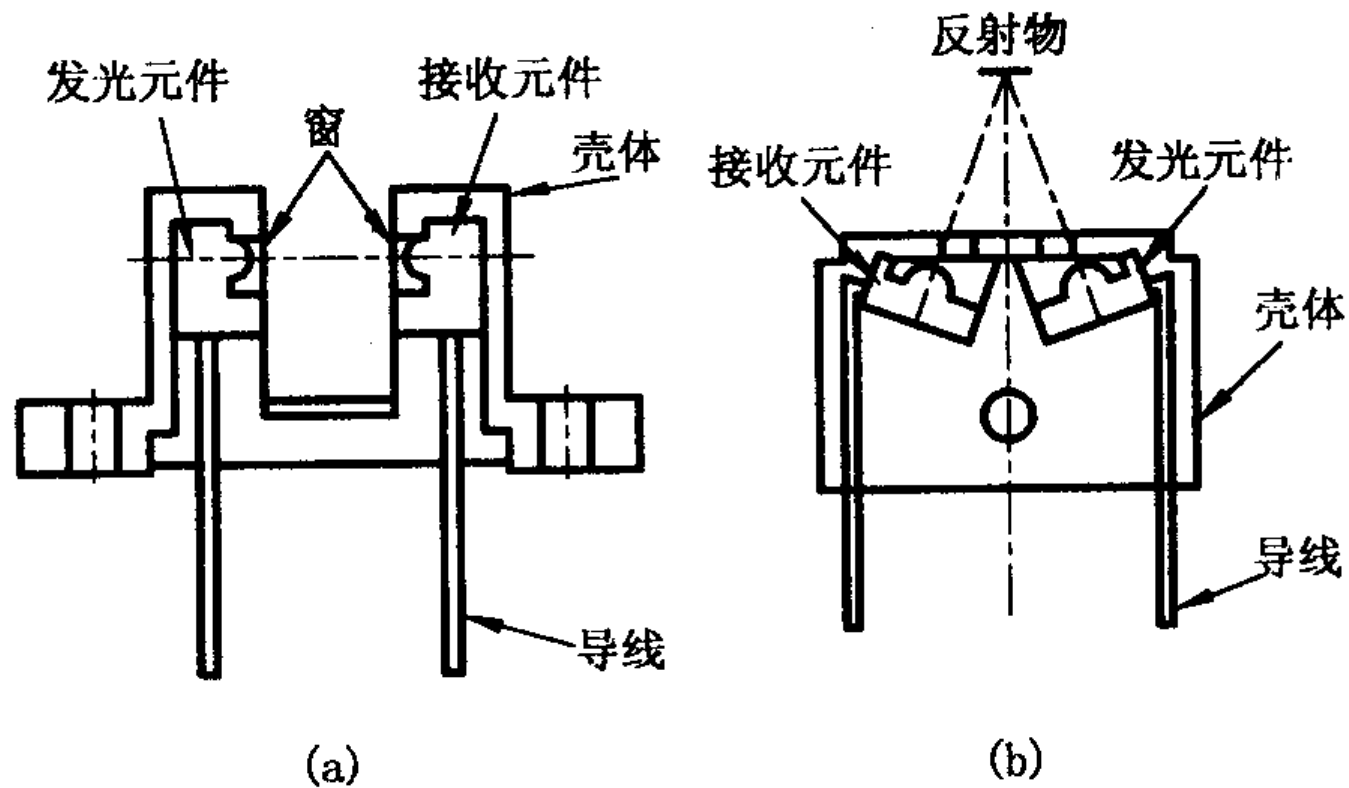


图 8 - 16 光电开关的结构

用光电开关检测物体时，大部分只要求其输出信号有“高-低”（1-0）之分即可。图8 - 17 是基本电路的示例。

（a）、（b）表示负载为CMOS比较器等高输入阻抗电路时的情况，（c）表示用晶体管放大光电流的情况。

光电开关广泛应用于工业控制、自动化包装线及安全装置中作光控制和光探测装置。可在自控系统中用作物体检测，产品计数，料位检测，尺寸控制，安全报警及计算机输入接口等用途。

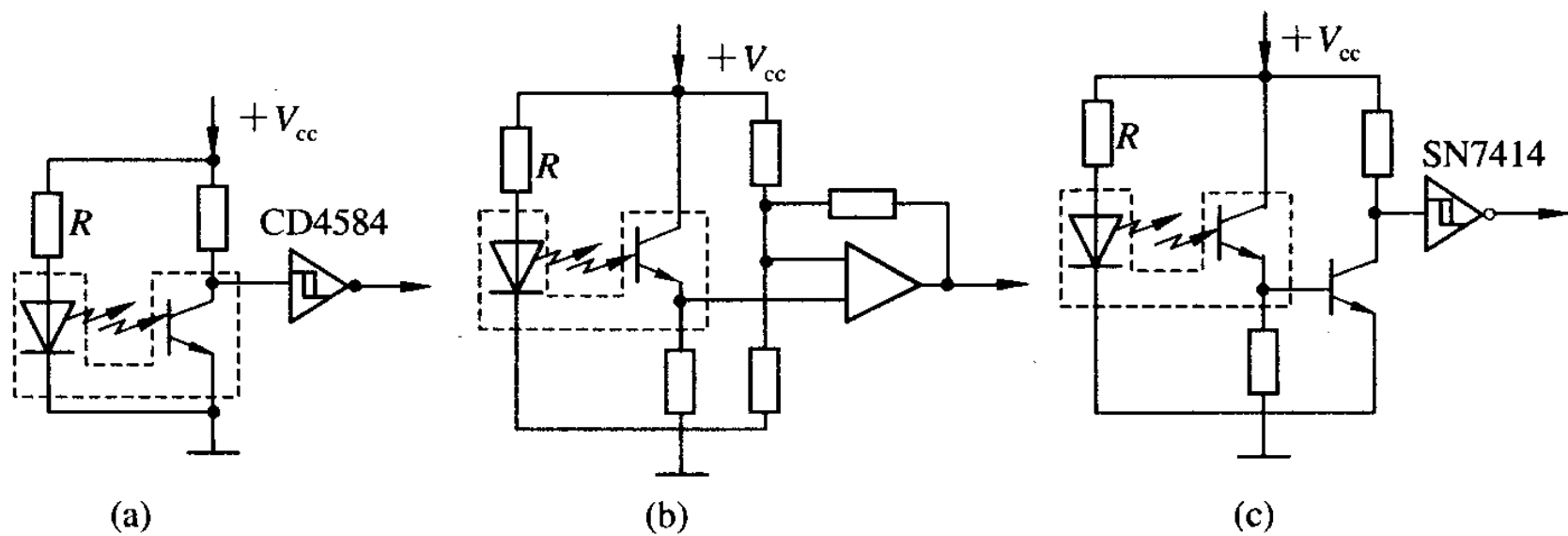


图 8 - 17 光电开关的基本电路

五、电荷耦合器件

电荷耦合器件（Charge Couple Device，简称CCD）是一种金属氧化物半导体（MOS）集成电路器件。它以电荷作为信号，基本功能是进行电荷的存储和电荷的转移。 CCD自1970年问世以来，由于其独特的性能而发展迅速，广泛应用于自动控制和自动测量，尤其适用于图像识别技术。

1 . CCD原理

构成CCD的基本单元是MOS电容器，如8 - 18(a)所示。与其它电容器一样，MOS电容器能够存储电荷 。

如果MOS电容器中的半导体是P型硅，当在金属电极上施加一个正电压时，在其电极下形成所谓耗尽层，由于电子在那里势能较低，形成了电子的势阱，如图8 - 19(b)所示，成为蓄积电荷的场所。CCD的最基本结构是一系列彼此非常靠近的MOS电容器，这些电容器用同一半导体衬底制成，衬底上面覆盖一层氧化层，并在其上制作许多金属电极，各电极按三相（也有二相和四相）配线方式连接，图8 - 19为三相CCD时钟电压与电荷转移的关系。当电压从 ϕ_1 相移到 ϕ_2 相时， ϕ_1 相电极下势阱消失， ϕ_2 相电极下形成势阱。这样储存于 ϕ_1 相电极下势阱中的电荷移到邻近的 ϕ_2 相电极下势阱中，实现电荷的耦合与转移。

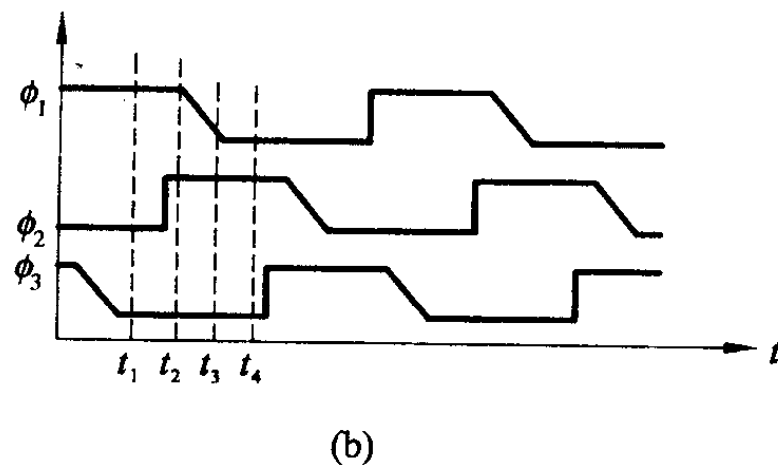
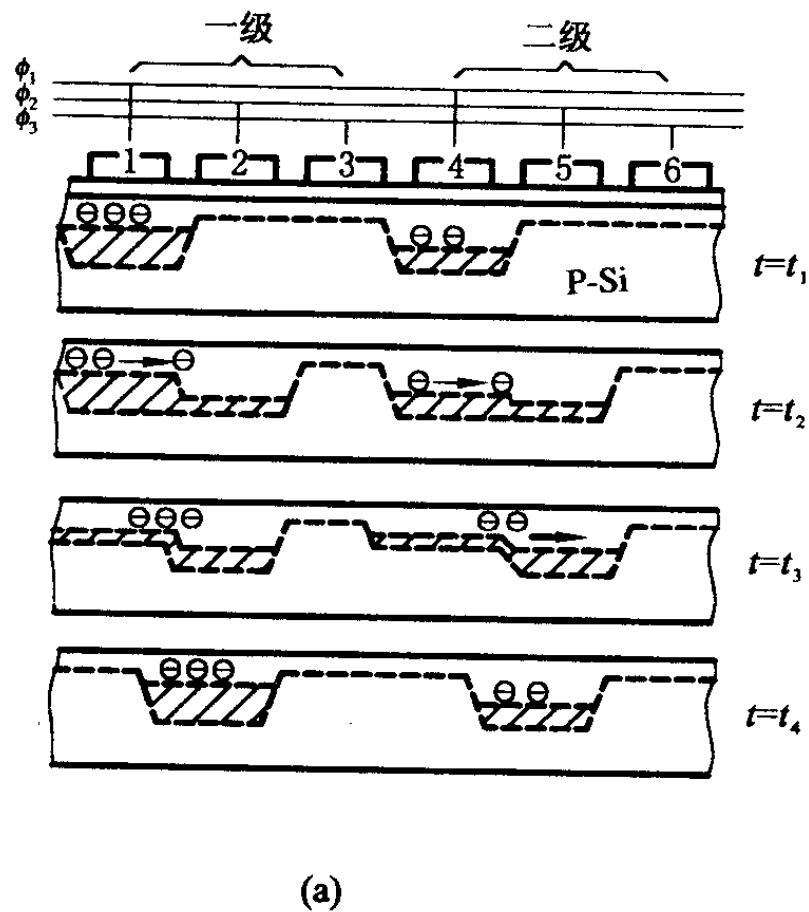
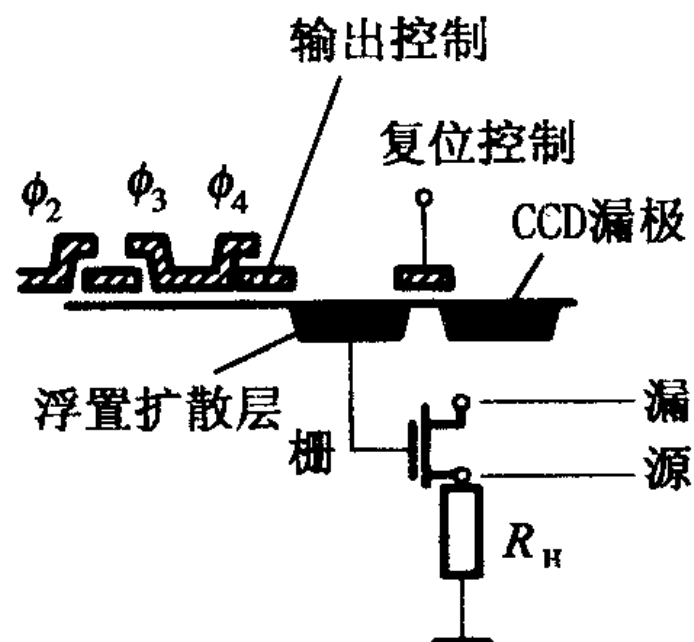


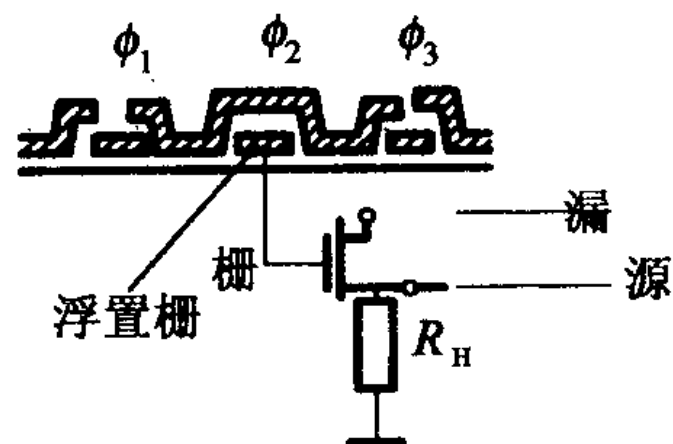
图 8-19 三相 CCD 时钟电压与电荷转移的关系
(a) 势阱耦合与电荷转移；(b) 控制时钟波形

CCD的信号是电荷, 那么信号电荷是怎样产生的呢? CCD的信号电荷产生有两种方式: 光信号注入和电信号注入。CCD用作固态图像传感器时, 接收的是光信号, 即光信号注入法。当光信号照射到CCD硅片表面时, 在栅极附近的半导体体内产生电子-空穴对, 其多数载流子(空穴)被排斥进入衬底, 而少数载流子(电子)则被收集在势阱中, 形成信号电荷, 并存储起来。存储电荷的多少正比于照射的光强。所谓电信号注入, 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。

CCD输出端有浮置扩散输出端和浮置栅极输出端两种形式, 如图8 - 20所示。



(a)



(b)

图 8 - 20 CCD 的输出端形式

(a) 浮置扩散式; (b) 浮置栅极式

浮置扩散输出端是信号电荷注入末级浮置扩散的PN结之后,所引起的电位改变作用于MOSFET的栅极。这一作用结果必然调制其源-漏极间电流,这个被调制的电流即可作为输出。当信号电荷在浮置栅极下方通过时,浮置栅极输出端电位必然改变,检测出此改变值即为输出信号。

通过上述的CCD工作原理可看出,CCD器件具有存储、转移电荷和逐一读出信号电荷的功能。因此CCD器件是固体自扫描半导体摄像器件,有效地应用于图像传感器。

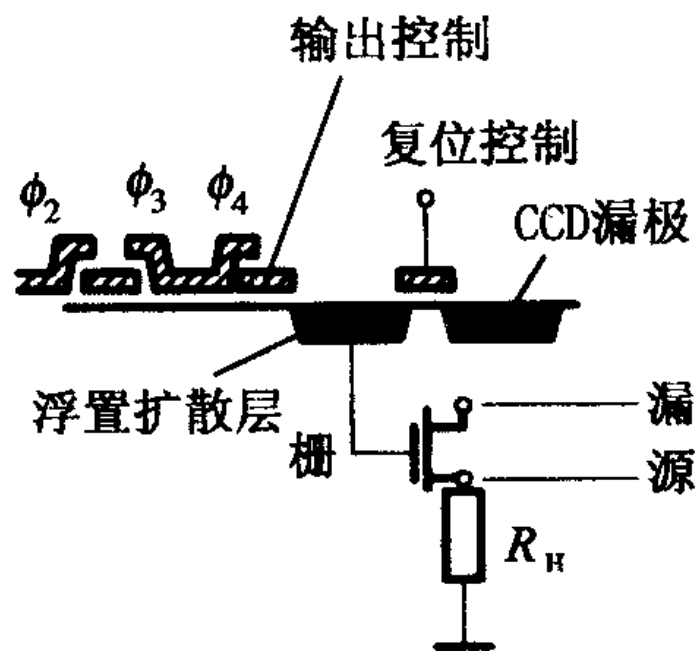
2. CCD的应用 (CCD固态图像传感器)

电荷耦合器件用于固态图像传感器中,作为摄像或像敏的器件。

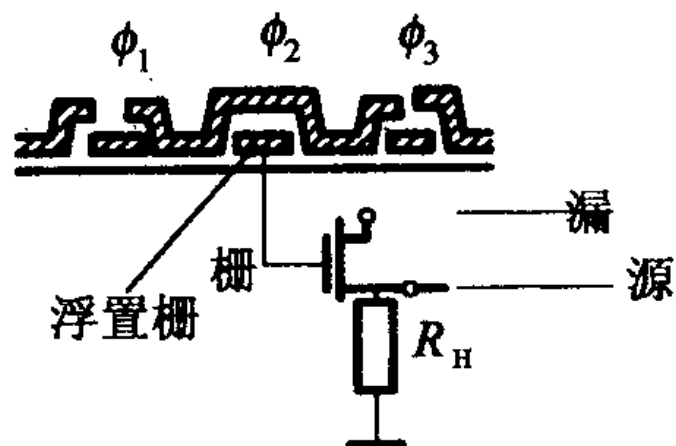
CCD固态图像传感器由感光部分和移位寄存器组成。感光部分是指在同一半导体衬底上布设的若干光敏单元组成的阵列元件,光敏单元简称“像素”。固态图像传感器利用光敏单元的光电转换功能将投射到光敏单元上的光学图像转换成电信号“图像”,即将光强的空间分布转换为与光强成比例的、大小不等的电荷包空间分布,然后利用移位寄存器的移位功能将电信号“图像”转送,经输出放大器输出。

根据光敏元件排列形式的不同,CCD固态图像传感器可分为线型和面型两种。

(1) 线型CCD图像传感器线型CCD图像传感器结构如图8-21所示。光敏元件作为光敏像素位于传感器中央,两侧设置CCD移位寄存器,在它们之间设有转移控制栅。



(a)



(b)

图 8 - 20 CCD 的输出端形式
(a) 浮置扩散式；(b) 浮置栅极式

在每一个光敏元件上都有一个梳状公共电极，在光积分周期里，光敏电极电压为高电平，光电荷与光照强度和光积分时间成正比，光电荷存储于光敏像敏单元的势阱中。当转移脉冲到来时，光敏单元按其所处位置的奇偶性，分别把信号电荷向两侧移位寄存器转送。同时，在CCD移位寄存器上加上时钟脉冲，将信号电荷从CCD中转移，由输出端一行行地输出。线型CCD图像传感器可以直接接收一维光信息，不能直接将二维图像转变为视频信号输出，为了得到整个二维图像的视频信号，就必须用扫描的方法来实现。

线型CCD图像传感器主要用于测试、传真和光学文字识别技术等方面。

(2) 面型CCD图像传感器按一定的方式将一维线型光敏单元及移位寄存器排列成二维阵列, 即可以构成面型CCD图像传感器。

面型CCD图像传感器有三种基本类型: 线转移、 帧转移和隔列转移, 如图8 - 22 所示。

图8 - 22 (a) 为线转移面型CCD的结构图。 它由行扫描发生器、 感光区和输出寄存器组成。行扫描发生器将光敏元件内的信息转移到水平 (行) 方向上, 驱动脉冲将信号电荷一位位地按箭头方向转移, 并移入输出寄存器, 输出寄存器亦在驱动脉冲的作用下使信号电荷经输出端输出。这种转移方式具有有效光敏面积大、转移速度快、 转移效率高等特点, 但电路比较复杂, 易引起图像模糊。

图8 - 22 (b) 为帧转移面型CCD的结构图。它由光敏区（感光区）、存储区和水平读出寄存器三部分构成。图像成像到光敏区，当光敏区的某一相电极（如P）加有适当的偏压时，光生电荷将被收集到这些光敏单元的势阱里，光学图像变成电荷包图像。当光积分周期结束时，信号电荷迅速转移到存储区中，经输出端输出一帧信息。当整帧视频信号自存储区移出后，就开始下一帧信号的形成。这种面型CCD的特点是结构简单，光敏单元密度高，但增加了存储区。

图8 - 22 (c) 所示结构是用得最多的一种结构形式。

它将一列光敏单元与一列存储单元交替排列。在光积分期间，光生电荷存储在感光区光敏单元的势阱里；当光积分时间结束，转移栅的电位由低变高，电荷信号进入存储区。随后，在每个水平回扫周期内，存储区中整个电荷图像一行一行地向上移到水平读出移位寄存器中，然后移位到输出器件，在输出端得到与光学图像对应的一行行视频信号。这种结构的感光单元面积减小，图像清晰，但单元设计复杂。面型CCD图像传感器主要用于摄像机及测试技术。

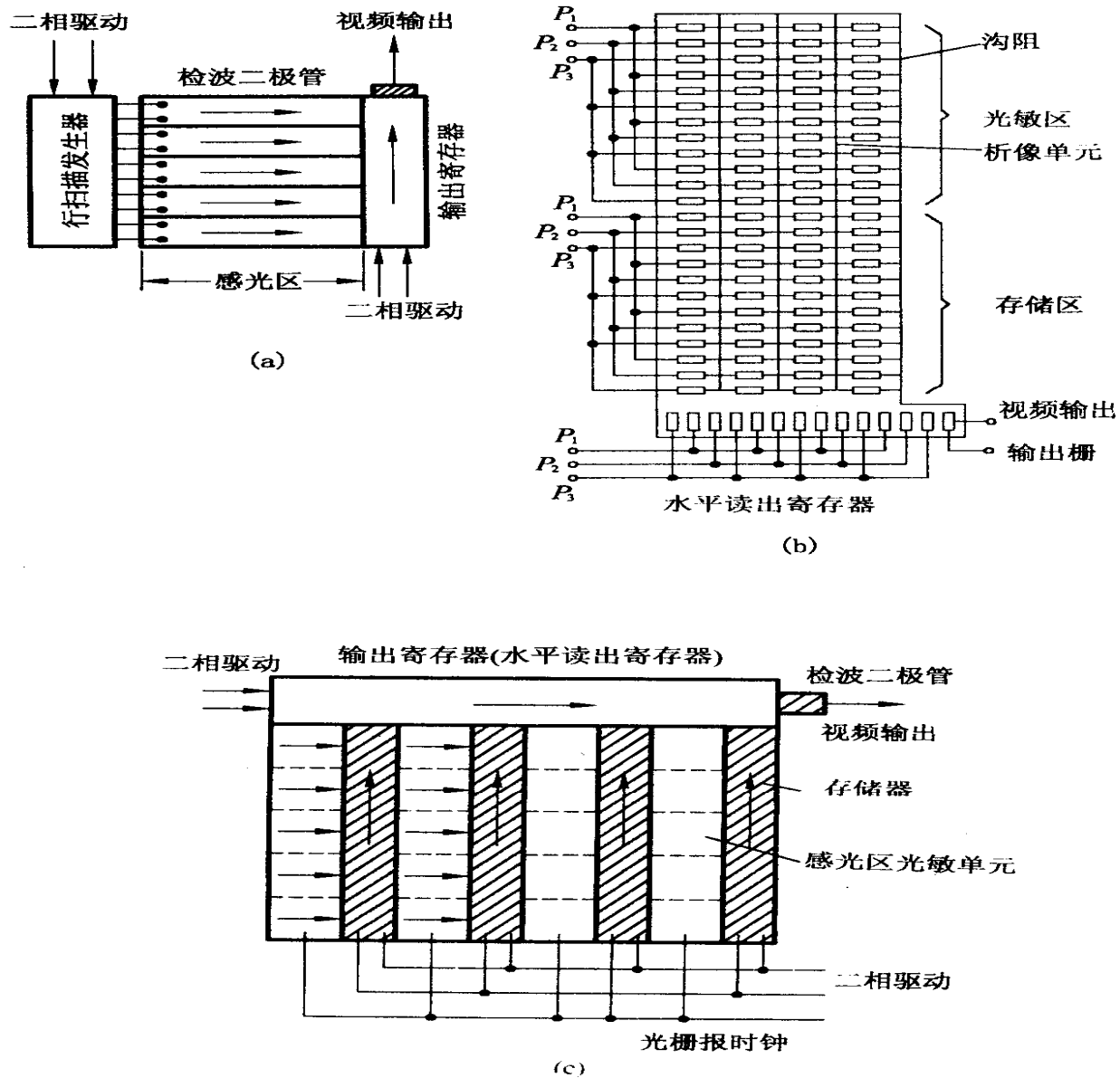


图 8-22 面型 CCD 图像传感器结构
(a) 线转移型; (b) 帧转移型; (c) 隔离转移型

六、光电传感器的应用

1. 火焰探测报警器

图 8 - 23 是采用硫化铅光敏电阻为探测元件的火焰探测器电路图。硫化铅光敏电阻的暗电阻为 $1\text{ M}\Omega$ ，亮电阻为 $0.2\text{ M}\Omega$ (光照度 0.01 W/m^2 下测试的)，峰值响应波长为 $2.2\text{ }\mu\text{m}$ 。硫化铅光敏电阻处于 V_1 管组成的恒压偏置电路，其偏置电压约为 6 V ，电流约为 $6\text{ }\mu\text{ A}$ 。 V_2 管集电极电阻两端并联 $68\text{ }\mu\text{ F}$ 的电容，可以抑制 100 Hz 以上的高频，使其成为只有几十赫兹的窄带放大器。 V_2 、 V_3 构成二级负反馈互补放大器，火焰的闪动信号经二级放大后送给中心控制站进行报警处理。采用恒压偏置电路是为了在更换光敏电阻或长时间使用后，器件阻值的变化不致于影响输出信号的幅度，保证火焰报警器能长期稳定地工作。

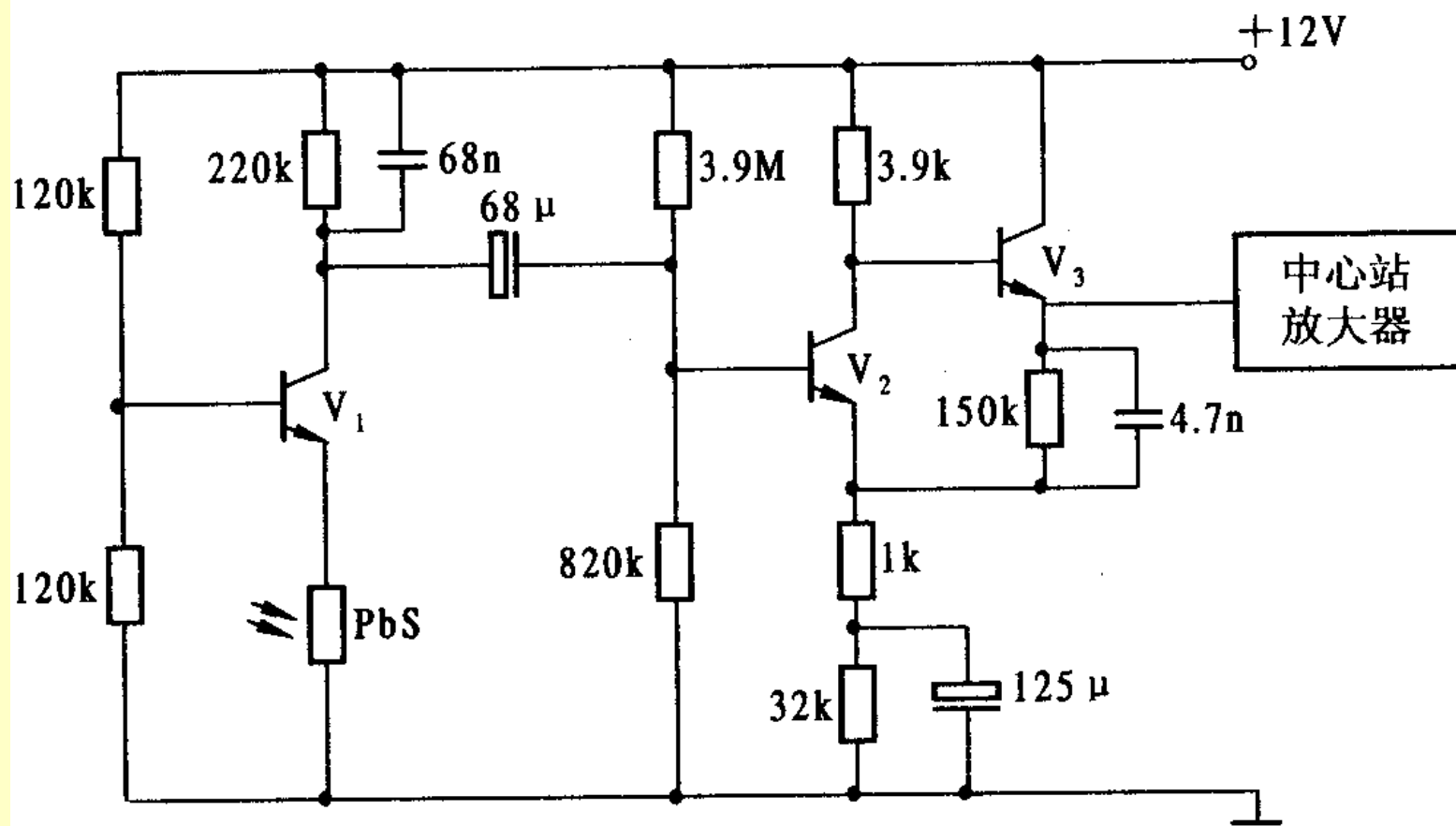


图 8 - 23 火焰探测报警器电路图

2. 光电式纬线探测器

光电式纬线探测器是应用于喷气织机上，判断纬线是否断线的一种探测器。图 8 -24 为光电式纬线探测器原理电路图。当纬线在喷气作用下前进时，红外发射管VD发出的红外光，经纬线反射，由光电池接收，如光电池接收不到反射信号时，说明纬线已断。因此利用光电池的输出信号，通过后续电路放大、脉冲整形等，控制机器正常运转还是关机报警。

由于纬线线径很细，又是摆动前进，形成光的漫反射，削弱了反射光的强度，而且还伴有背景杂散光，因此要求探纬器具备高的灵敏度和分辨力。为此，红外发光管VD采用占空比很小的强电流脉冲供电，这样既保证发光管使用寿命，又能在瞬间有强光射出，以提高检测灵敏度。一般来说，光电池输出信号比较小，需经放大、脉冲整形以提高分辨力。

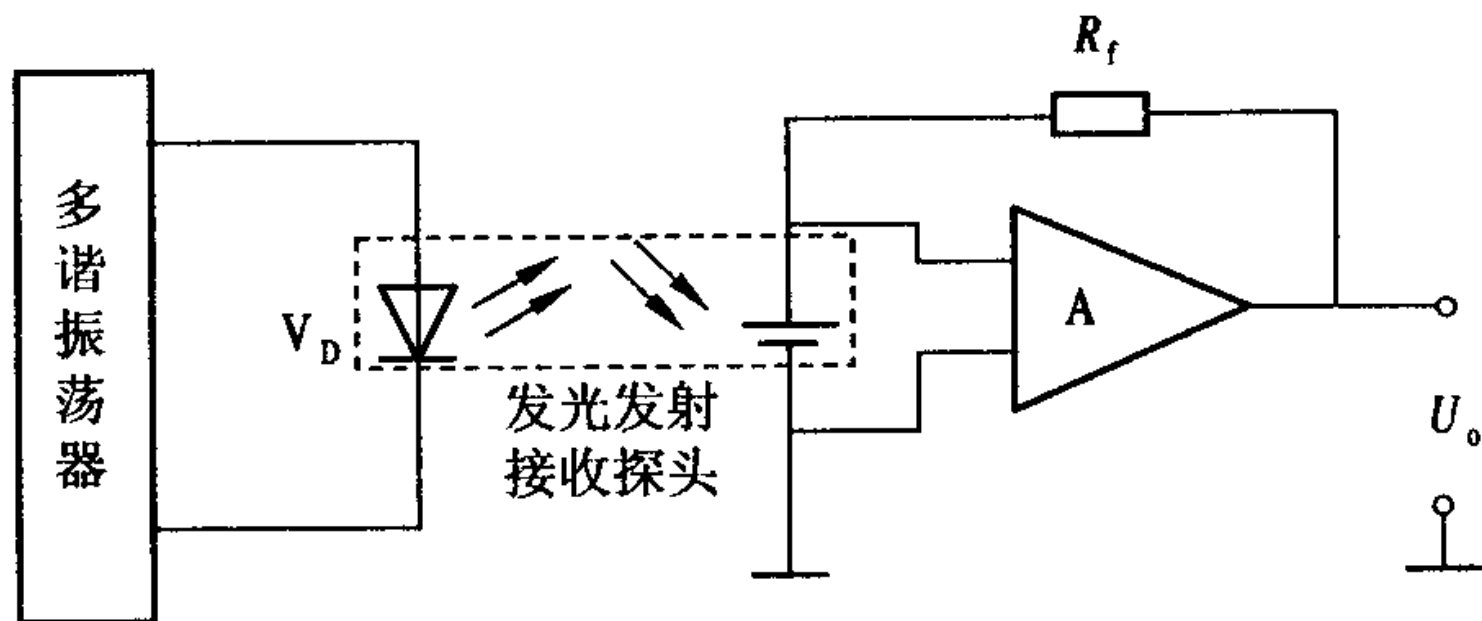


图 8 - 24 光电式纬线探测器原理电路图

3. 燃气热水器中脉冲点火控制器

由于煤气是易燃、易爆气体，所以对燃气器具中的点火控制器的要求是安全、稳定、可靠。为此电路中有这样一个功能，即打火确认针产生火花，才可打开燃气阀门；否则燃气阀门关闭，这样就保证使用燃气器具的安全性。

图 8 - 25 为燃气热水器中的高压打火确认电路原理图。在高压打火时，火花电压可达一万多伏，这个脉冲高电压对电路工作影响极大，为了使电路正常工作，采用光电耦合器 **VB** 进行电平隔离，大大增强了电路抗干扰能力。当高压打火针对打火确认针放电时，光电耦合器中的发光二极管发光，耦合器中的光敏三极管导通，经 V_1 、 V_2 、 V_3 放大，驱动强吸电磁阀，将气路打开，燃气碰到火花即燃烧。若高压打火针与打火确认针之间不放电，则光电耦合器不工作， V_1 等不导通，燃气阀门关闭。

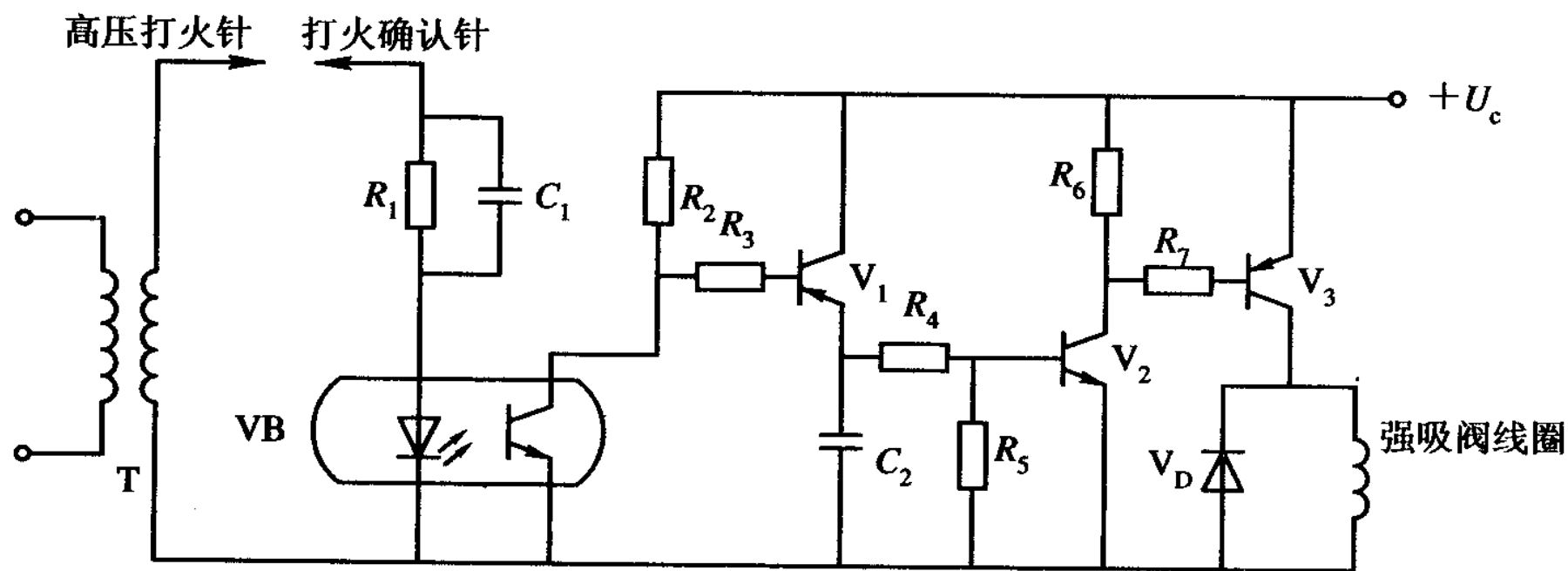


图 8 - 25 燃气热水器的高压打火确认电路原理图

4. CCD图像传感器应用

CCD图像传感器在许多领域内获得广泛的应用。前面介绍的电荷耦合器件(CCD)具有将光像转换为电荷分布，以及电荷的存储和转移等功能，所以它是构成CCD固态图像传感器的主要光敏器件，取代了摄像装置中的光学扫描系统或电子束扫描系统。

CCD图像传感器具有高分辨力和高灵敏度，具有较宽的动态范围，这些特点决定了它可以广泛用于自动控制和自动测量，尤其适用于图像识别技术。CCD图像传感器在检测物体的位置、工件尺寸的精确测量及工件缺陷的检测方面有独到之处。下面是一个利用CCD图像传感器进行工件尺寸检测的例子。

图 8 - 26 为应用线型CCD图像传感器测量物体尺寸系统。物体成像聚焦在图像传感器的光敏面上，视频处理器对输出的视频信号进行存储和数据处理，整个过程由微机控制完成。根据几何光学原理，可以推导被测物体尺寸计算公式， 即

$$D = \frac{np}{M}$$

式中： n——覆盖的光敏像素数；

p——像素间距；

M——倍率。

微机可对多次测量求平均值，精确得到被测物体的尺寸。任何能够用光学成像的零件都可以用这种方法，实现不接触的在线自动检测的目的。

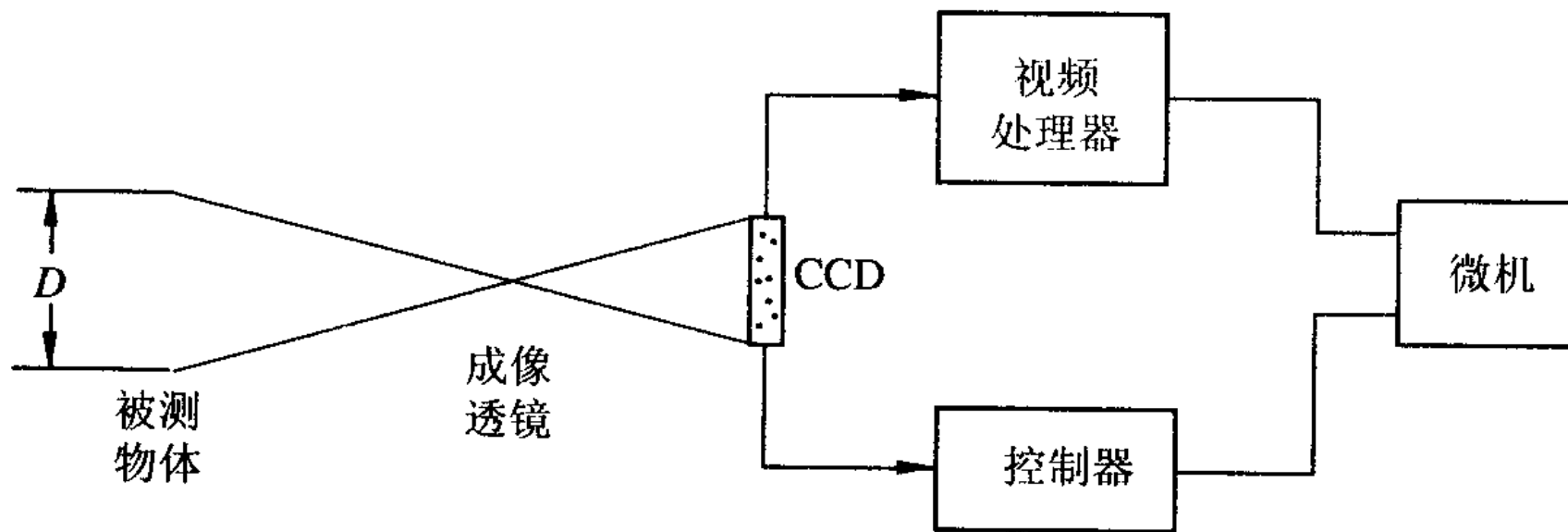


图 8 - 26 CCD 图像传感器工件尺寸检测系统



8.2 光纤传感器

一、概述

光纤传感器是20世纪70年代中期发展起来的一门新技术,它是伴随着光纤及光通信技术的发展而逐步形成的。

光纤传感器与传统的各类传感器相比有一系列优点,如不受电磁干扰,体积小,重量轻,可挠曲,灵敏度高,耐腐蚀,电绝缘、防爆性好,易与微机连接,便于遥测等。它能用于温度、压力、应变、位移、速度、加速度、磁、电、声和PH值等各种物理量的测量,具有极为广泛的应用前景。

光纤传感器可以分为两大类：一类是功能型（传感型）传感器；另一类是非功能型（传光型）传感器。功能型传感器是利用光纤本身的特性把光纤作为敏感元件，被测量对光纤内传输的光进行调制，使传输的光的强度、相位、频率或偏振态等特性发生变化，再通过对被调制过的信号进行解调，从而得出被测信号。非功能型传感器是利用其它敏感元件感受被测量的变化，光纤仅作为信息的传输介质。

光纤传感器所用光纤有单模光纤和多模光纤。单模光纤的纤芯直径通常为 $2\sim 12\ \mu\text{m}$ ，很细的纤芯半径接近于光源波长的长度，仅能维持一种模式传播，一般相位调制型和偏振调制型的光纤传感器采用单模光纤；光强度调制型或传光型光纤传感器多采用多模光纤。

为了满足特殊要求,出现了保偏光纤、低双折射光纤、高双折射光纤等。所以采用新材料研制特殊结构的专用光纤是光纤传感技术发展的方向。

二、光纤的结构和传输原理

1. 光纤的结构

光导纤维简称为光纤,目前基本上还是采用石英玻璃,其结构示于图8 - 27。 中心的圆柱体叫纤芯,围绕着纤芯的圆形外层叫做包层。纤芯和包层主要由不同掺杂的石英玻璃制成。纤芯的折射率 n_1 略大于包层的折射率 n_2 ,在包层外面还常有一层保护套,多为尼龙材料。光纤的导光能力取决于纤芯和包层的性质,而光纤的机械强度由保护套维持。

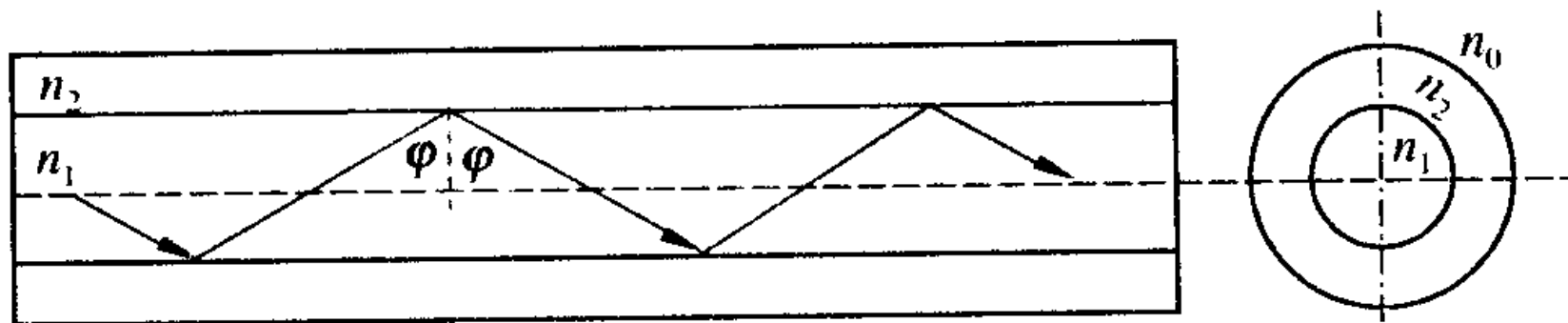


图 8 - 27 光纤的结构

2. 光纤的传输原理

众所周知,光在空间是直线传播的。在光纤中,光的传输限制在光纤中,并随光纤能传送到很远的距离,光纤的传输是基于光的全内反射。

当光纤的直径比光的波长大很多时,可以用几何光学的方法来说明光在光纤内的传播。设有一段圆柱形光纤,如图8-28所示,它的两个端面均为光滑的平面。当光线射入一个端面并与圆柱的轴线成 θ 角时,根据斯涅耳光的折射定律,在光纤内折射成 θ' , 然后以 ϕ 角入射至纤芯与包层的界面。若要在界面上发生全反射,则纤芯与界面的光线入射角 ϕ 应大于临界角 ϕ_c , 即

$$\phi \geq \phi_c = \arcsin \frac{n_2}{n_1} \quad (8 - 2)$$

并在光纤内部以同样的角度反复逐次反射,直至传播到另一端面。

为满足光在光纤内的全内反射,光入射到光纤端面的临界入射角 θ_c 应满足下式:

$$\begin{aligned} n_1 \sin \theta' &= n_1 \sin\left(\frac{\pi}{2} - \vartheta_c\right) = n_1 \cos \vartheta_c \\ &= n_1 (1 - \sin^2 \varphi_c)^{1/2} = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \end{aligned}$$

所以

$$n_0 \sin \theta_c = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$$

实际工作时需要光纤弯曲,但只要满足全反射条件,光线仍继续前进。可见这里的光线“转弯”实际上是由光的全反射所形成的。

一般光纤所处环境为空气,则 $n_0=1$ 。这样在界面上产生全反射,在光纤端面上的光线入射角为

$$\theta \leq \theta_c = \arcsin (n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$$

说明光纤集光本领的术语叫数值孔径NA,即

$$NA = \sin \theta_c = (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \quad (8-5)$$

数值孔径反映纤芯接收光量的多少。其意义是：无论光源发射功率有多大，只有入射光处于 $2\theta_c$ 的光锥内，光纤才能导光。如入射角过大，如图8 - 28中角 θ_r ，经折射后不能满足式（8 - 2）的要求，光线便从包层逸出而产生漏光。所以NA是光纤的一个重要参数。一般希望有大的数值孔径，这有利于耦合效率的提高，但数值孔径过大，会造成光信号畸变，所以要适当选择数值孔径的数值。

三、 光纤传感器

光纤传感器由于它的独特的性能而受到广泛的重视，它的应用正在迅速地发展。下面我们介绍几种主要的光纤传感器。

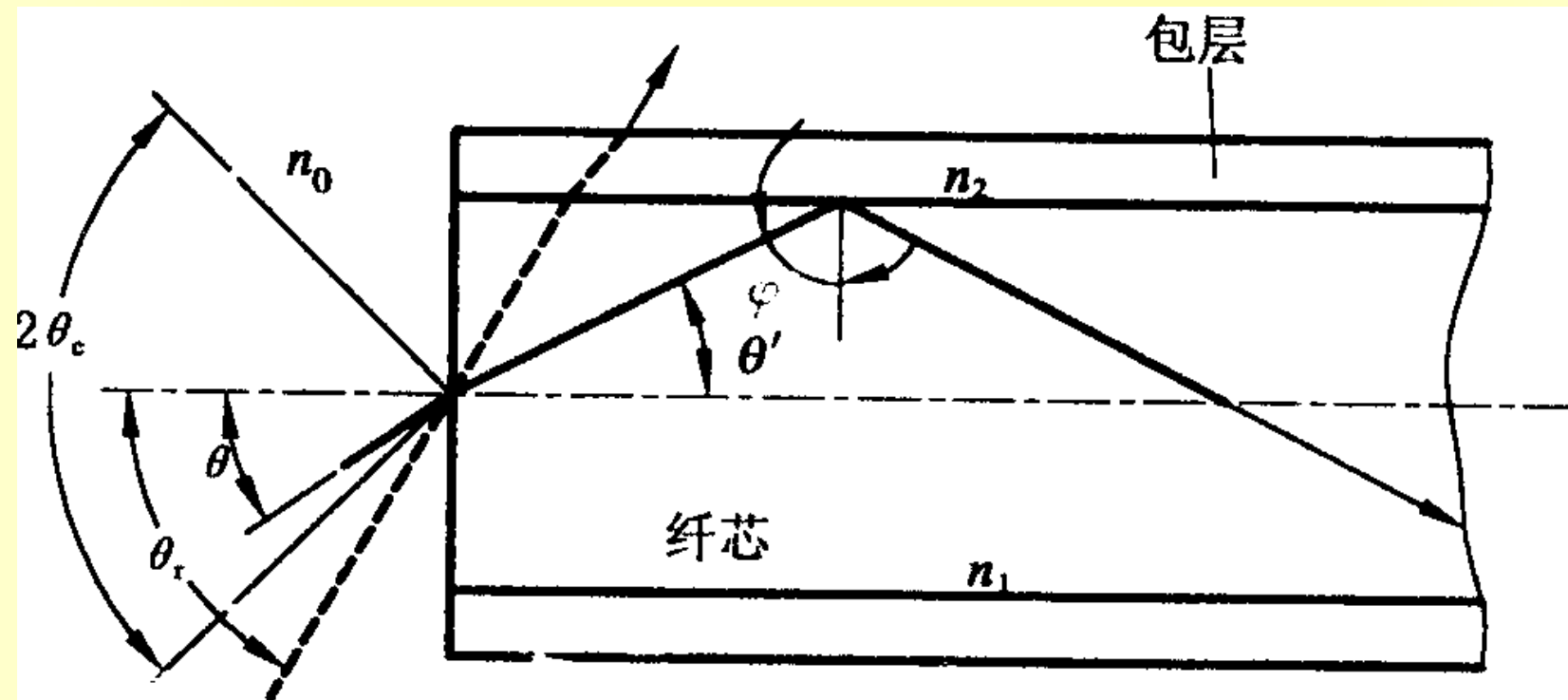


图 8 - 28 光纤的传光原理

1 . 光纤加速度传感器

光纤加速度传感器的组成结构如图8 - 29所示。它是一种简谐振子的结构形式。激光束通过分光板后分为两束光,透射光作为参考光束,反射光作为测量光束。当传感器感受加速度时,由于质量块M对光纤的作用,从而使光纤被拉伸,引起光程差的改变。相位改变的激光束由单模光纤射出后与参考光束会合产生干涉效应。激光干涉仪的干涉条纹的移动可由光电接收装置转换为电信号,经过处理电路处理后便可正确地测出加速度值。

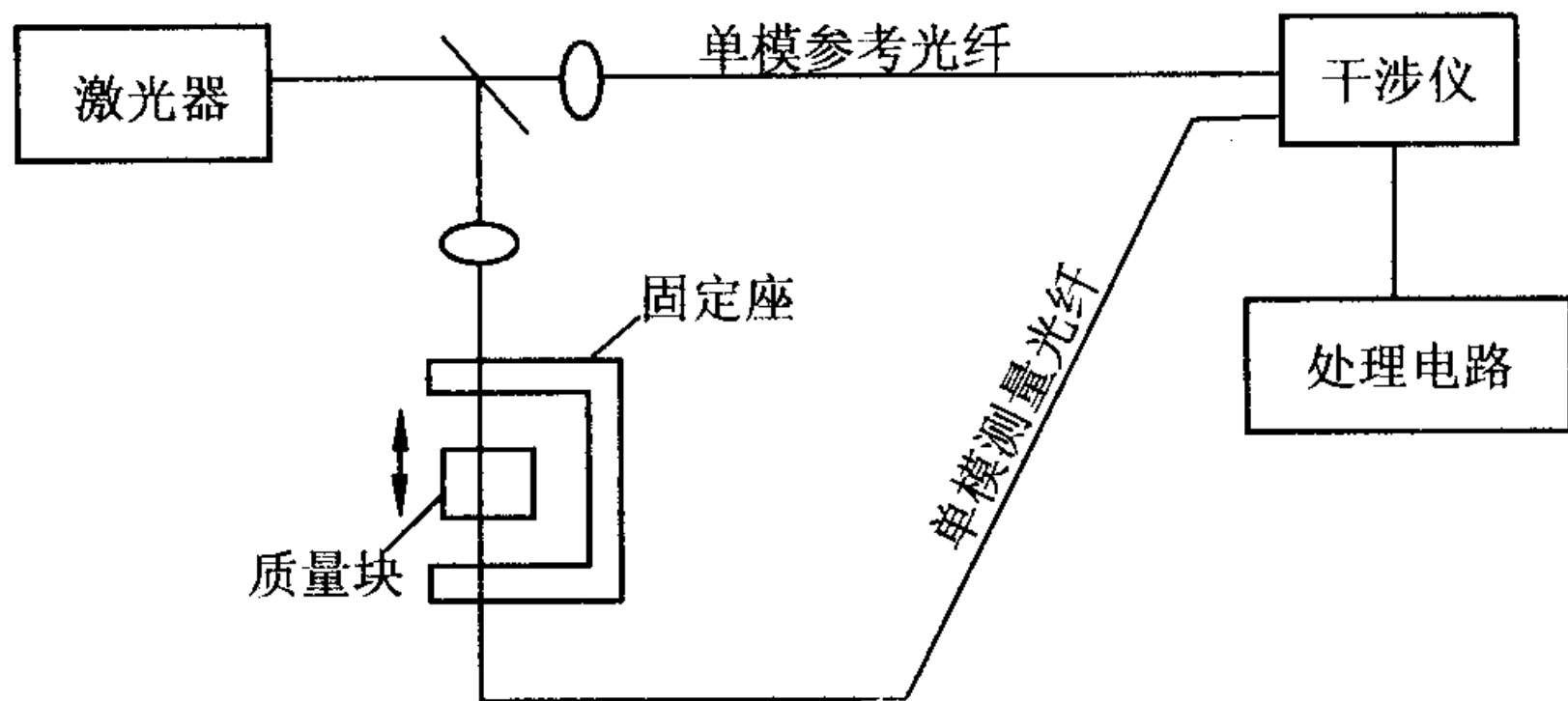
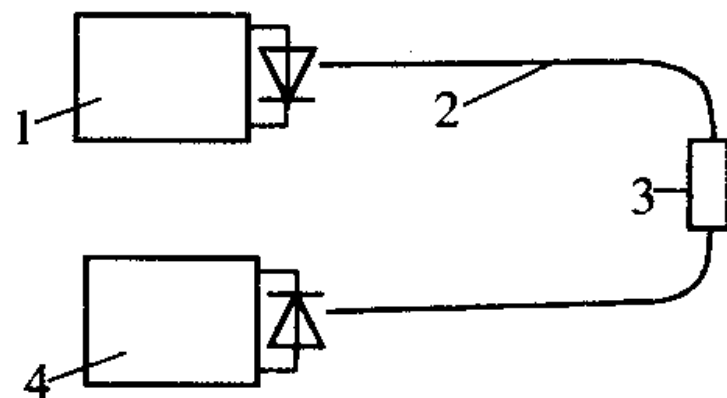


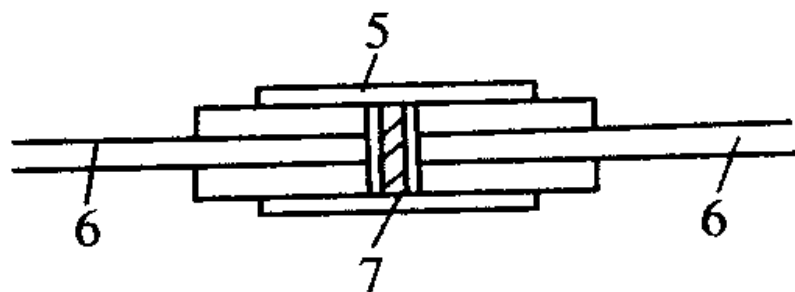
图 8 - 29 光纤加速度传感器结构简图

2. 光纤温度传感器

光纤温度传感器是目前仅次于加速度、压力传感器而广泛使用的光纤传感器。根据工作原理可分为相位调制型、光强调制型和偏振光型等。这里仅介绍一种光强调制型的半导体光吸收型光纤温度传感器，图8 - 30为这种传感器的结构原理图，它的敏感元件是一个半导体光吸收器，光纤用来传输信号。传感器是由半导体光吸收器、光纤、发射光源和包括光控制器在内的信号处理系统等组成。它体积小、灵敏度高、工作可靠，广泛应用于高压电力装置中的温度测量等特殊场合。



(a)



(b)

1—光源；2—光纤；3—探头；4—光探测器；
5—不锈钢套；6—光纤；7—半导体吸收元件

图 8 - 30 半导体光吸收型光纤温度传感器

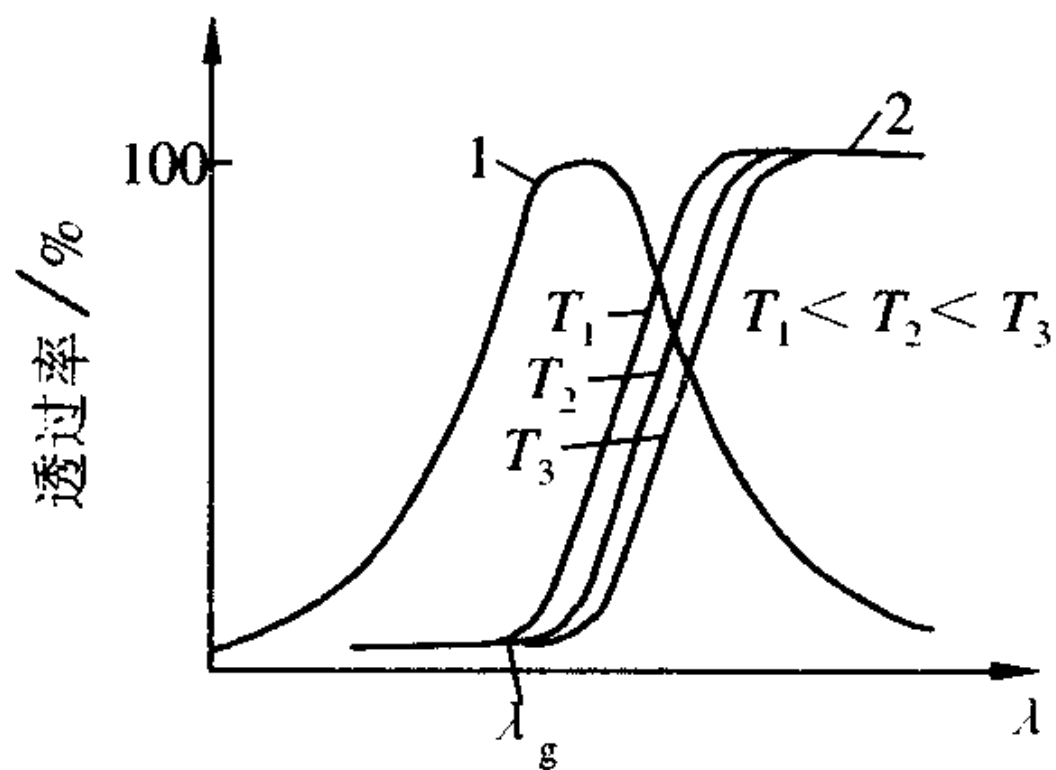
(a) 装置简图；(b) 探头

这种传感器的基本原理是利用了多数半导体的能带随温度的升高而减小的特性,如图8 - 31所示,材料的吸收光波长将随温度增加而向长波方向移动,如果适当地选定一种波长在该材料工作范围内的光源,那么就可以使透射过半导体材料的光强随温度而变化,从而达到测量温度的目的。

这种光纤温度传感器结构简单、制造容易、成本低、便于推广应用,可在 $-10\sim 300^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内进行测量,响应时间约为2 s。

3 . 光纤旋涡流量传感器

光纤旋涡流量传感器是将一根多模光纤垂直地装入流管,当液体或气体流经与其垂直的光纤时,光纤受到流体涡流的作用而振动,振动的频率与流速有关系,测出频率便可知流速。这种流量传感器结构示意图如图8 - 32所示。



1—光源光谱分布;
2—吸收边沿透射率 $f(\lambda, T)$

图 8 - 31 半导体的光透过率特性

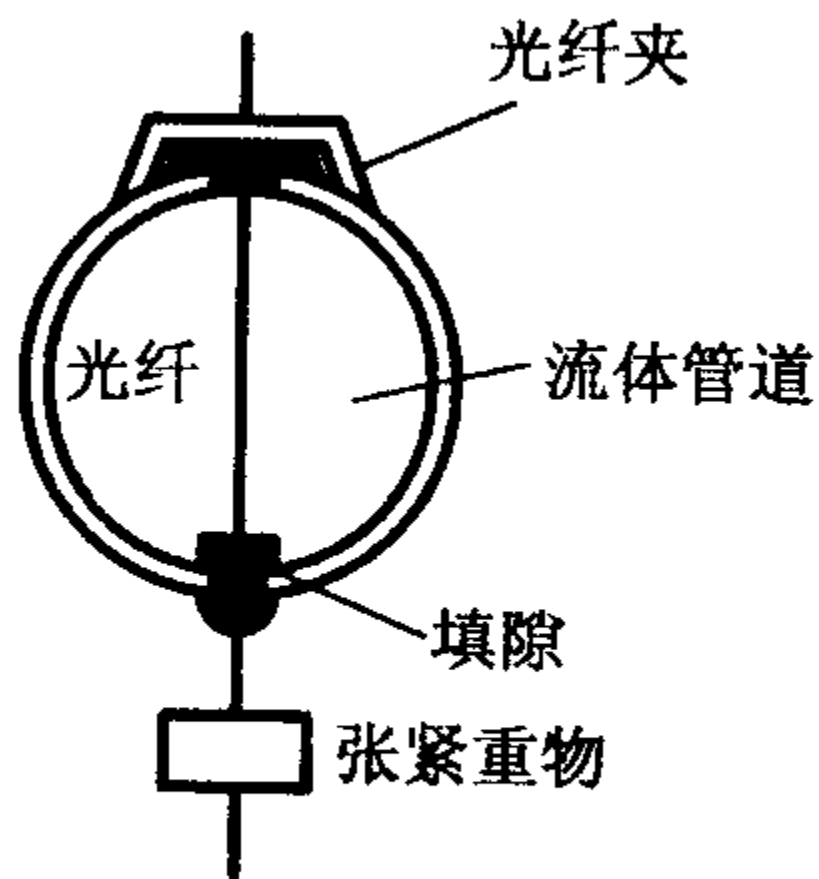


图 8 - 32 光纤旋涡流量传感器

当流体流动受到一个垂直于流动方向的非流线体阻碍时，根据流体力学原理，在某些条件下，在非流线体的下游两侧产生有规则的旋涡，其旋涡的频率 f 近似与流体的流速成正比，即

$$f \approx \frac{sv}{d} \quad (8 - 6)$$

式中：

v ——流速；

d ——流体中物体的横向尺寸大小；

S ——斯特罗哈（Strouhal）数，它是一个无量纲的常数，仅与雷诺数有关。

式（8 - 6）是旋涡流体流量计测量流量的基本理论依据。由此可见，流体流速与涡流频率呈线性关系。

在多模光纤中,光以多种模式进行传输,在光纤的输出端,各模式的光就形成了干涉花样,这就是光斑。一根没有外界扰动的光纤所产生的干涉图样是稳定的,当光纤受到外界扰动时,干涉图样的明暗相间的斑纹或斑点发生移动。如果外界扰动是由流体的涡流引起的,那么干涉图样的斑纹或斑点就会随着振动的周期变化来回移动,这时测出斑纹或斑点移动,即可获得对应于振动频率 f 的信号,根据式(8 - 6)推算流体的流速。

这种流量传感器可测量液体和气体的流量,因为传感器没有活动部件,测量可靠,而且对流体流动不产生阻碍作用,所以压力损耗非常小。这些特点是孔板、涡轮等许多传统流量计所无法比拟的。



8.3 红 外 传 感 器

红外技术是在最近几十年中发展起来的一门新兴技术。它已在科技、国防和工农业生产等领域获得了广泛的应用。红外传感器按其应用可分为以下几方面：① 红外辐射计，用于辐射和光谱辐射测量；② 搜索和跟踪系统，用于搜索和跟踪红外目标，确定其空间位置并对它的运动进行跟踪；③ 热成像系统，可产生整个目标红外辐射的分布图像，如红外图像仪、多光谱扫描仪等；④ 红外测距和通信系统；⑤ 混合系统，是指以上各类系统中的两个或多个的组合。

一、 红外辐射

红外辐射俗称红外线，它是一种不可见光，由于是位于可见光中红色光以外的光线，故称红外线。 它的波长范围大致在 $0.76\sim 1000\ \mu\text{m}$ ，红外线在电磁波谱中的位置如图 8 - 33 所示。工程上又把红外线所占据的波段分为四部分，即近红外、中红外、 远红外和极远红外。

红外辐射的物理本质是热辐射。一个炽热物体向外辐射的能量大部分是通过红外线辐射出来的。物体的温度越高，辐射出来的红外线越多，辐射的能量就越强。而且，红外线被物体吸收时，可以显著地转变为热能。

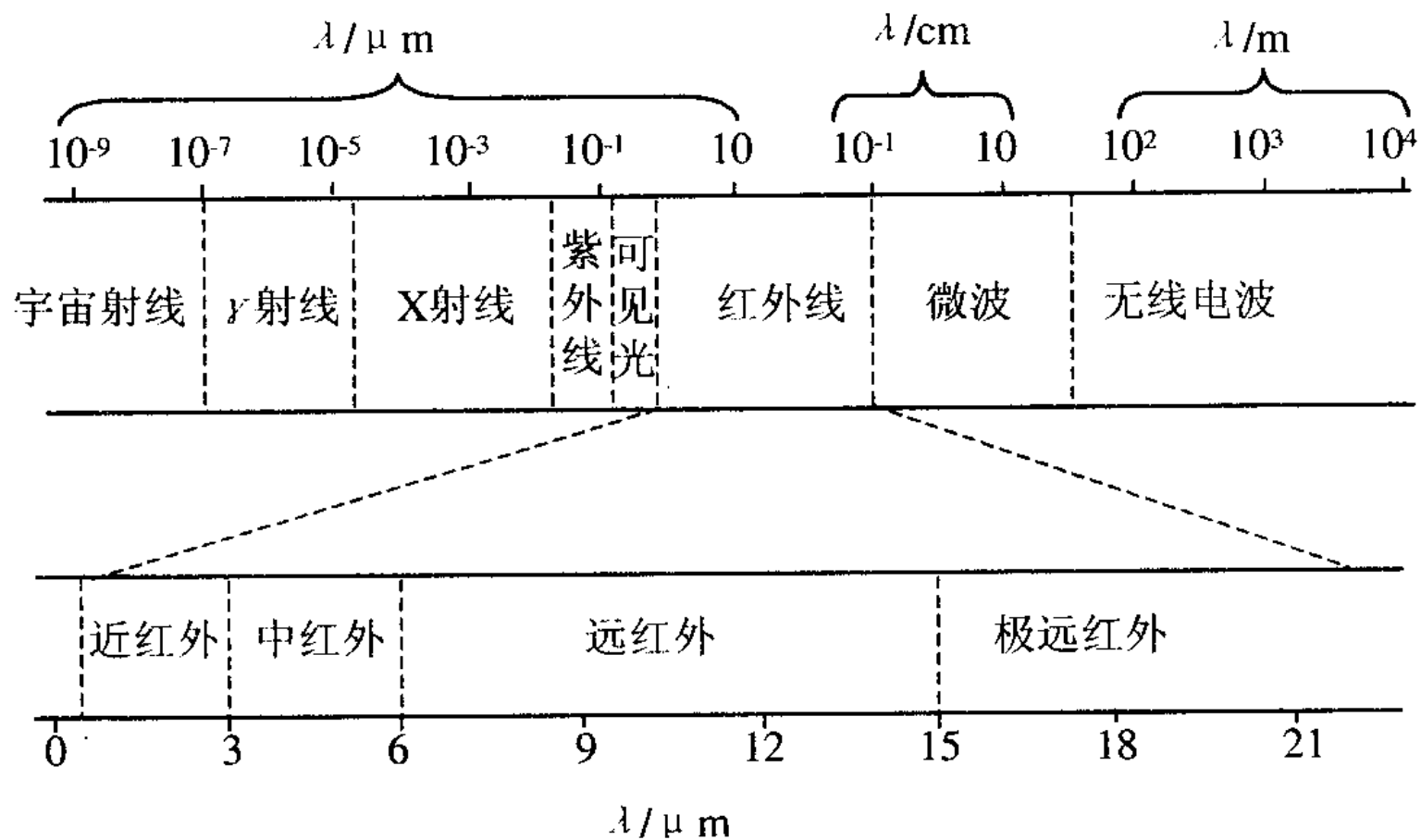


图 8 - 33 电磁波谱图

红外辐射和所有电磁波一样，是以波的形式在空间直线传播的。它在大气中传播时，大气层对不同波长的红外线存在不同的吸收带，红外线气体分析器就是利用该特性工作的，空气中对称的双原子气体，如 N_2 、 O_2 、 H_2 等不吸收红外线。而红外线在通过大气层时，有三个波段透过率高，它们是 $2\sim 2.6\ \mu\text{m}$ 、 $3\sim 5\ \mu\text{m}$ 和 $8\sim 14\ \mu\text{m}$ ，统称它们为“大气窗口”。这三个波段对红外探测技术特别重要，因为红外探测器一般都工作在这三个波段（大气窗口）之内。

二、 红外探测器

红外传感器一般由光学系统、探测器、信号调理电路及显示系统等组成。红外探测器是红外传感器的核心。红外探测器种类很多，常见的有两大类：热探测器和光子探测器。

1. 热探测器

热探测器是利用红外辐射的热效应，探测器的敏感元件吸收辐射能后引起温度升高，进而使有关物理参数发生相应变化，通过测量物理参数的变化，便可确定探测器所吸收的红外辐射。

与光子探测器相比，热探测器的探测率比光子探测器的峰值探测率低，响应时间长。但热探测器主要优点是响应波段宽，响应范围可扩展到整个红外区域，可以在室温下工作，使用方便，应用仍相当广泛。

热探测器主要类型有热释电型、热敏电阻型、热电偶型和气体型探测器。而热释电探测器在热探测器中探测率最高，频率响应最宽，所以这种探测器倍受重视，发展很快。这里主要介绍热释电探测器。

热释电红外探测器由具有极化现象的热晶体或被称为“铁电体”的材料制做的。“铁电体”的极化强度（单位面积上的电荷）与温度有关。当红外辐射照射到已经极化的铁电体薄片表面上时，引起薄片温度升高，使其极化强度降低，表面电荷减少，这相当于释放一部分电荷，所以叫做热释电型传感器。如果将负载电阻与铁电体薄片相连，则负载电阻上便产生一个电信号输出。输出信号的强弱取决于薄片温度变化的快慢，从而反映出入射的红外辐射的强弱，热释电型红外传感器的电压响应率正比于入射光辐射率变化的速率。

2. 光子探测器

光子探测器利用入射红外辐射的光子流与探测器材料中电子的相互作用, 改变电子的能量状态, 引起各种电学现象。这称光子效应。通过测量材料电子性质的变化, 可以知道红外辐射的强弱。利用光子效应制成的红外探测器, 统称光子探测器。光子探测器有内光电和外光电探测器两种, 后者又分为光电导、光生伏特和光磁电探测器等三种。光子探测器的主要特点是灵敏度高, 响应速度快, 具有较高的响应频率, 但探测波段较窄, 一般需在低温下工作。

三、 红外传感器的应用

1. 红外测温仪

红外测温仪是利用热辐射体在红外波段的辐射通量来测量温度的。当物体的温度低于 1000°C 时，它向外辐射的不再是可见光而是红外光了，可用红外探测器检测温度。如采用分离出所需波段的滤光片，可使红外测温仪工作在任意红外波段。

图8 - 34是目前常见的红外测温仪方框图。它是一个包括光、机、电一体化的红外测温系统，图中的光学系统是一个固定焦距的透射系统，滤光片一般采用只允许 $8\sim 14\ \mu\text{m}$ 的红外辐射能通过的材料。步进电机带动调制盘转动，将被测的红外辐射调制成交变的红外辐射线。红外探测器一般为(钽酸锂) 热释电探测器，透镜的焦点落在其光敏面上。被测目标的红外辐射通过透镜聚焦在红外探测器上，红外探测器将红外辐射变换为电信号输出。

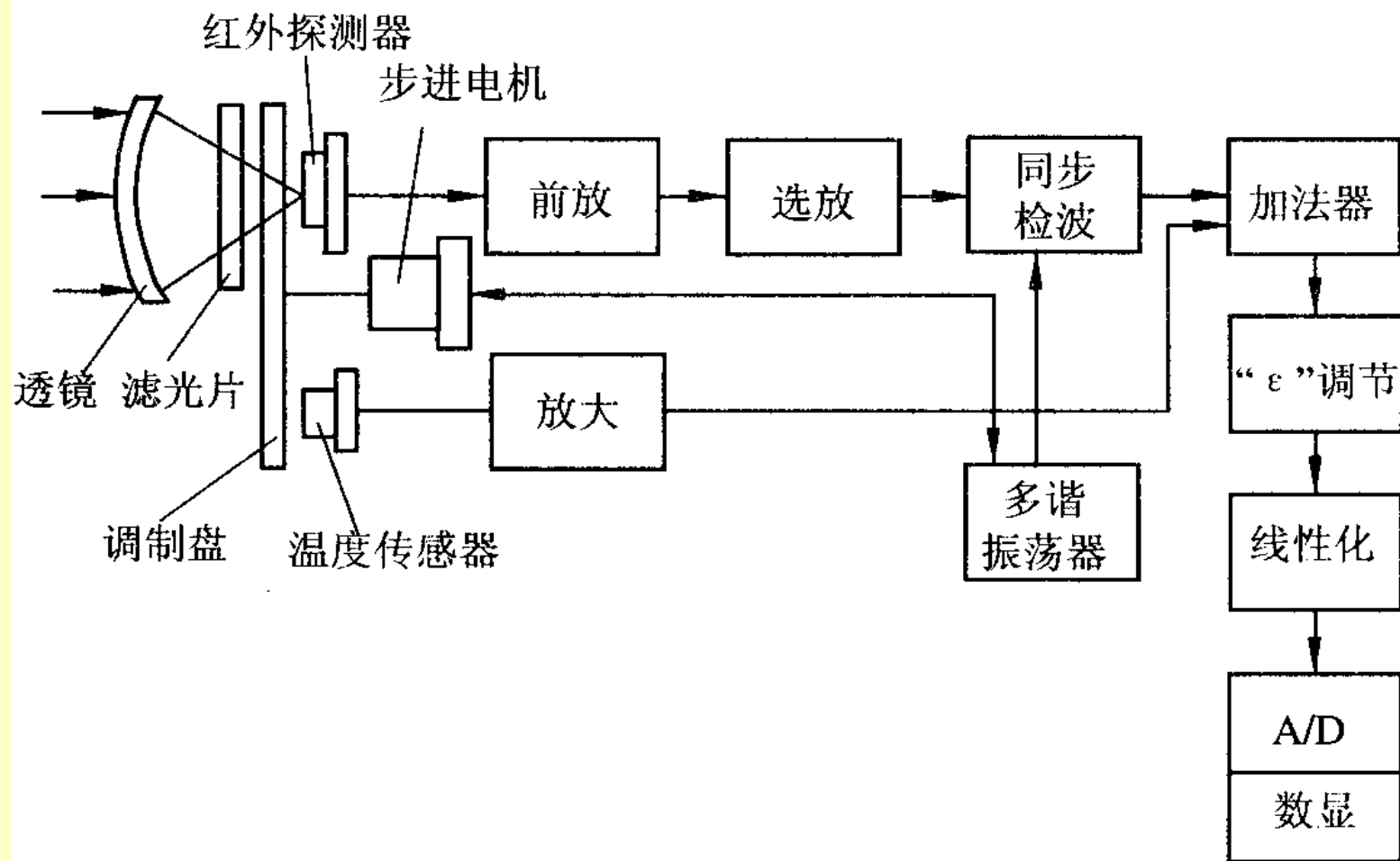


图 8 - 34 红外测温仪方框图

红外测温仪电路比较复杂, 包括前置放大, 选频放大, 温度补偿, 线性化, 发射率 (ε) 调节等。目前已有一种带单片机的智能红外测温仪, 利用单片机与软件的功能, 大大简化了硬件电路, 提高了仪表的稳定性、可靠性和准确性。

红外测温仪的光学系统可以是透射式, 也可以是反射式。反射式光学系统多采用凹面玻璃反射镜, 并在镜的表面镀金、铝、镍或铬等对红外辐射反射率很高的金属材料。

2. 红外线气体分析仪

红外线气体分析仪是根据气体对红外线具有选择性的吸收的特性来对气体成分进行分析的。不同气体的吸收波段（吸收带）不同，图8 - 35给出了几种气体对红外线的透射光谱，从图中可以看出，CO气体对波长为 $4.65\text{ }\mu\text{ m}$ 附近的红外线具有很强的吸收能力，CO₂气体则在 $2.78\text{ }\mu\text{ m}$ 和 $4.26\text{ }\mu\text{ m}$ 附近以及波长大于 $13\text{ }\mu\text{ m}$ 的范围，对红外线有较强的吸收能力。如分析CO气体，则可以利用 $4.26\text{ }\mu\text{ m}$ 附近的吸收波段进行分析。

图8 - 36是工业用红外线气体分析仪的结构原理图。它由红外线辐射光源、气室、红外检测器及电路等部分组成。

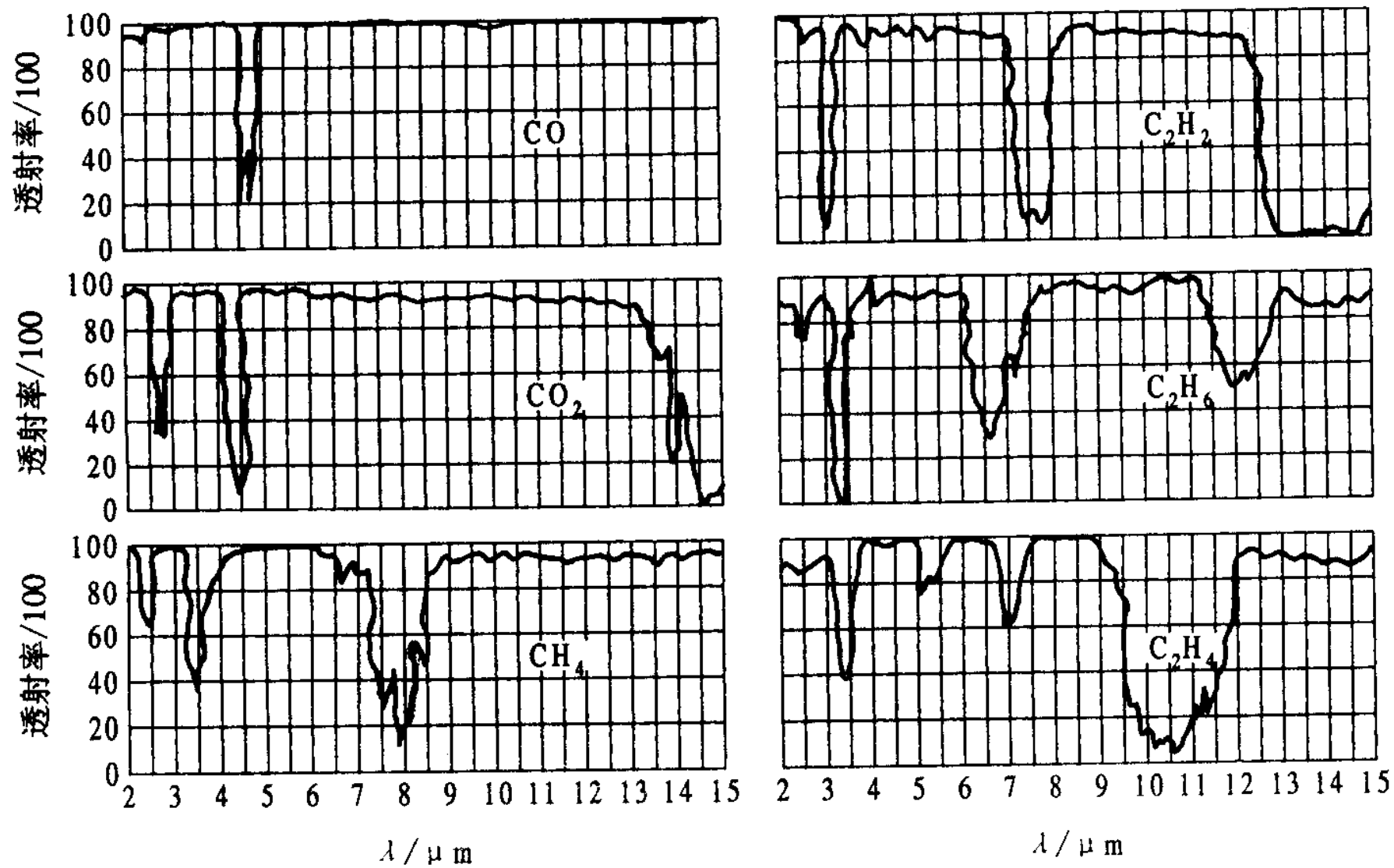
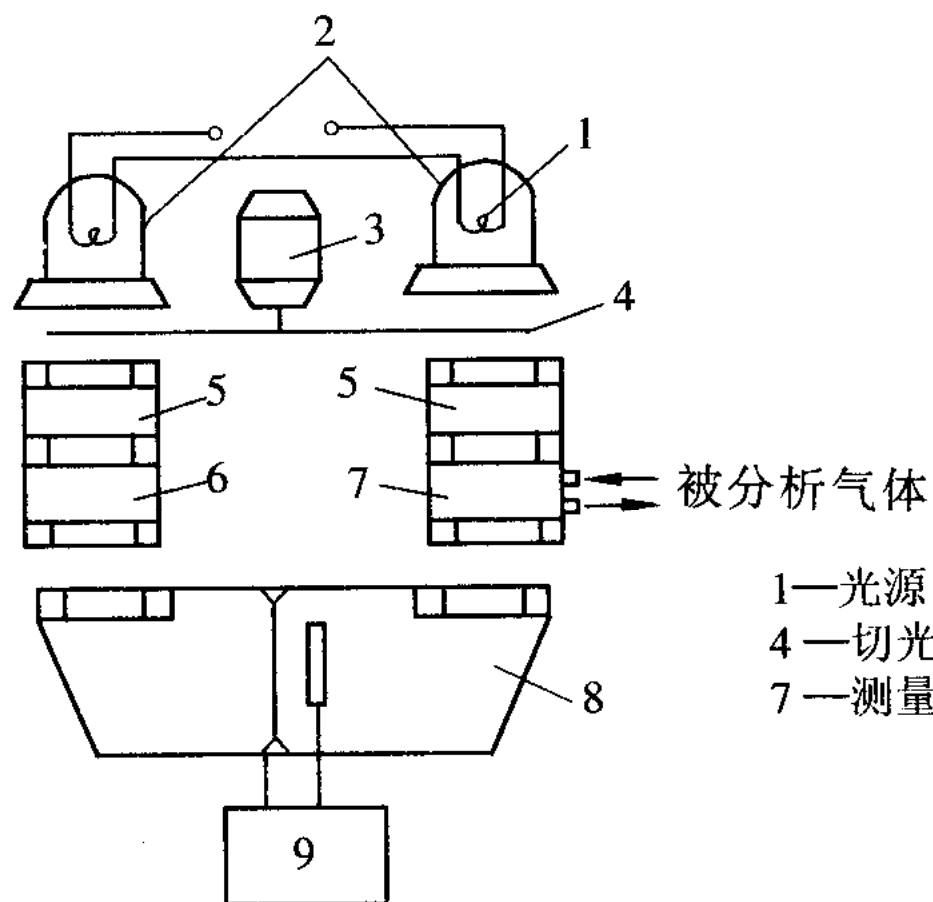


图 8 - 35 几种气体对红外线的透射光谱



1—光源；2—抛物体反射镜；3—同步电动机；
4—切光片；5—滤波气室；6—参比室；
7—测量室；8—红外探测器；9—放大器

图 8 - 36 红外线气体分析仪结构原理图

光源由镍铬丝通电加热发出 $3\sim 10\ \mu\text{m}$ 的红外线，切光片将连续的红外线调制成脉冲状的红外线，以便于红外线检测器信号的检测。测量气室中通入被分析气体，参比气室中封入不吸收红外线的气体（如 N_2 等）。红外检测器是薄膜电容型，它有两个吸收气室，充以被测气体，当它吸收了红外辐射能量后，气体温度升高，导致室内压力增大。测量时（如分析 CO 气体的含量），两束红外线经反射、切光后射入测量气室和参比气室。由于测量气室中含有一定量的 CO 气体，该气体对 $4.65\ \mu\text{m}$ 的红外线有较强的吸收能力，而参比气室中气体不吸收红外线，这样射入红外探测器两个吸收气室的红外线光造成能量差异，使两吸收室压力不同，测量边的压力减小，于是薄膜偏向定片方向，改变了薄膜电容两电极间的距离，也就改变了电容 C 。

如被测气体的浓度愈大，两束光强的差值也愈大，则电容的变化也愈大，因此电容变化量反映了被分析气体中被测气体的浓度。

图8 - 36所示结构中还设置了滤波气室。它是为了消除干扰气体对测量结果的影响。所谓干扰气体，是指与被测气体吸收红外线波段有部分重叠的气体，如CO气体和CO₂气体在4~5 μm波段内红外吸收光谱有部分重叠，则CO₂的存在对分析CO气体带来影响，这种影响称为干扰。为此，在测量边和参比边各设置了一个封有干扰气体的滤波气室，它可将CO₂气体对应的红外线吸收波段的能量全部吸收，因此左右两边吸收气室的红外线能量之差只与被测气体（如CO）的浓度有关。



第9章 半导体传感器

9.1 气敏传感器

9.2 湿敏传感器

9.3 色敏传感器

9.4 半导体式传感器的应用

[返回主目录](#)

第9章 半导体传感器

9.1 气敏传感器

用半导体气敏元件组成的气敏传感器主要用于工业上天然气、煤气、石油化工等部门的易燃、易爆、有毒、有害气体的监测、预报和自动控制，气敏元件是以化学物质的成分为检测参数的化学敏感元件。

一、气敏电阻的工作原理

气敏电阻的材料是金属氧化物，在合成材料时，通过化学计量比的偏离和杂质缺陷制成，金属氧化物半导体分N型半导体，如氧化锡、氧化铁、氧化锌、氧化钨等，P型半导体，如氧化钴、氧化铅、氧化铜、氧化镍等。为了提高某种气敏元件对某些气体成分的选择性和灵敏度，合成材料有时还渗入了催化剂，如钯（Pd）、铂（Pt）、银（Ag）等。

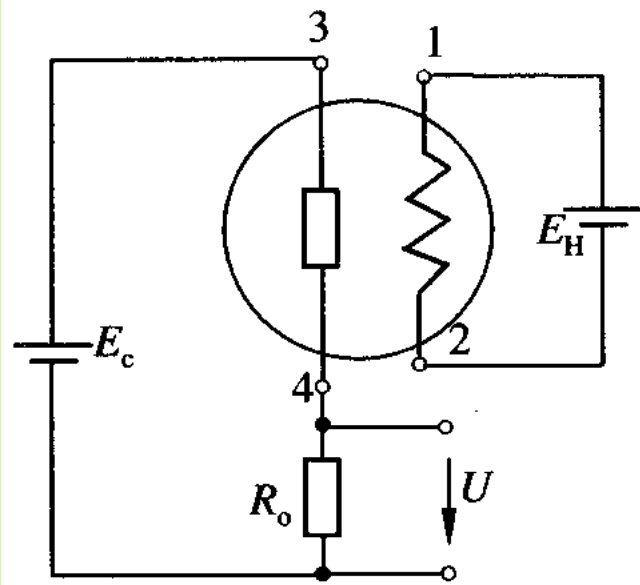
金属氧化物在常温下是绝缘的，制成半导体后却显示气敏特性。通常器件工作在空气中，空气中的氧和 NO_2 这样的电子兼容性大的气体，接受来自半导体材料的电子而吸附负电荷，结果使N型半导体材料的表面空间电荷层区域的传导电子减少，使表面电导减小，从而使器件处于高阻状态。一旦元件与被测还原性气体接触，就会与吸附的氧起反应，将被氧束缚的电子释放出来，敏感膜表面电导增加，使元件电阻减小。

该类气敏元件通常工作在高温状态（ $200\sim 450^\circ\text{C}$ ），目的是为了加速上述的氧化还原反应。

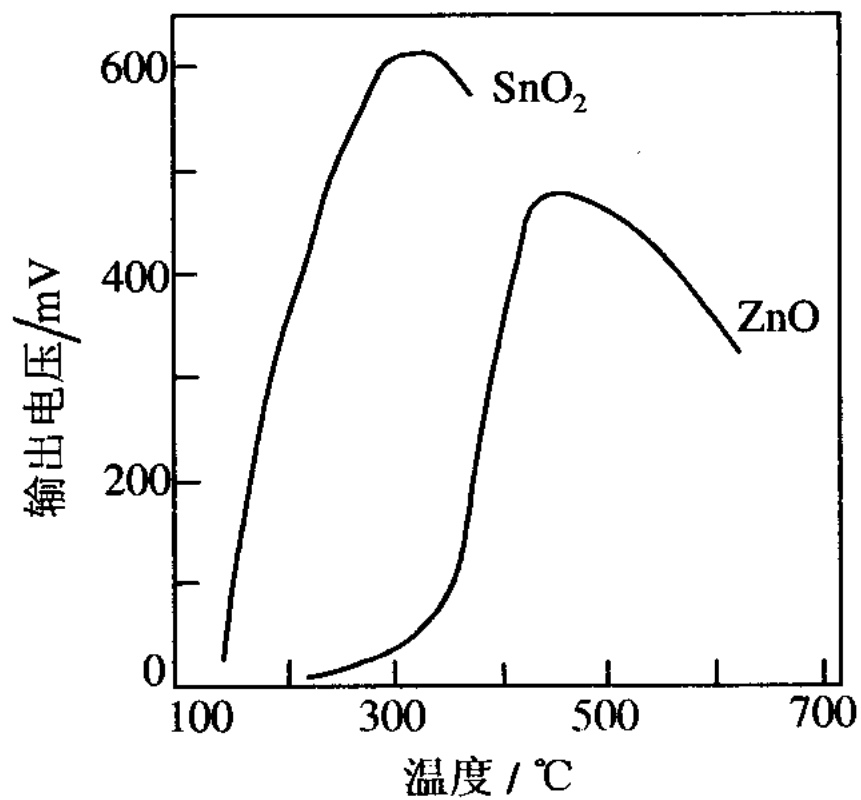
例如，用氧化锡制成的气敏元件，在常温下吸附某种气体后，其电导率变化不大，若保持这种气体浓度不变，该器件的电导率随器件本身温度的升高而增加，尤其在100~300℃范围内电导率变化很大。显然，半导体电导率的增加是由于多数载流子浓度增加的结果。

氧化锡、氧化锌材料气敏元件输出电压与温度的关系如图9 - 1（b）所示。

由上述分析可以看出，气敏元件工作时需要本身的温度比环境温度高很多。因此，气敏元件结构上，有电阻丝加热，结构如图9 - 2所示，1和2是加热电极，3和4是气敏电阻的一对电极。



(a)



(b)

图 9 - 1 输出电压与温度的关系

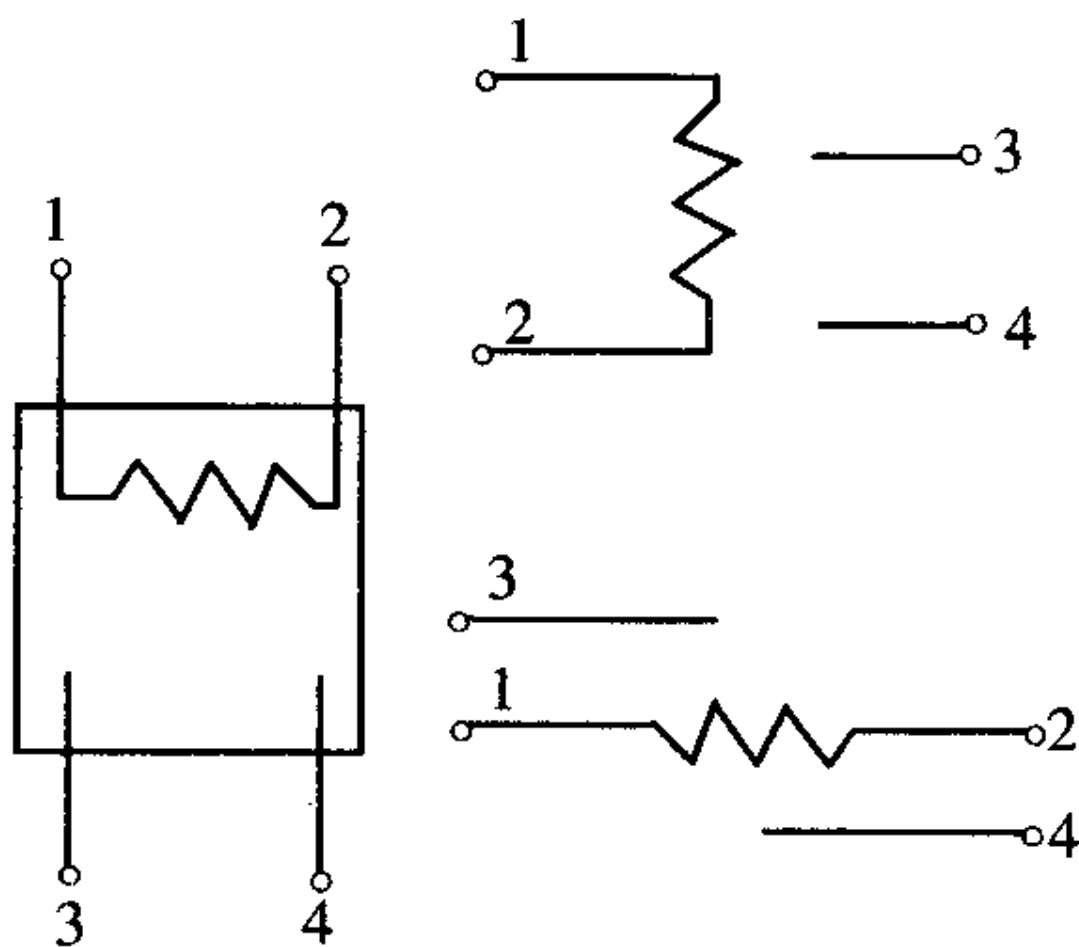


图 9 - 2 气敏元件结构

气敏元件的基本测量电路,如图9 - 1 (a)所示,图中EH为加热电源,EC为测量电源,电阻中气敏电阻值的变化引起电路中电流的变化,输出电压(信号电压)由电阻 R_o 上取出。特别在低浓度下灵敏度高,而高浓度下趋于稳定值。因此,常用来检查可燃性气体泄漏并报警等。

二、 气敏传感器的应用

气敏电阻元件种类很多,按制造工艺上分烧结型、薄膜型、厚膜型。

(1) 烧结型气敏元件将元件的电极和加热器均埋在金属氧化物气敏材料中,经加热成型后低温烧结而成。目前最常用的是氧化锡(SnO_2)烧结型气敏元件,它的加热温度较低,一般在 $200\sim 300^\circ\text{C}$, SnO_2 气敏半导体对许多可燃性气体,如氢、一氧化碳、甲烷、丙烷、乙醇等都有较高的灵敏度。

(2) 薄膜型气敏元件采用真空镀膜或溅射方法,在石英或陶瓷基片上制成金属氧化物薄膜(厚度 $0.1\ \mu\text{m}$ 以下),构成薄膜型气敏元件。

氧化锌(ZnO)薄膜型气敏元件以石英玻璃或陶瓷作为绝缘基片,通过真空镀膜在基片上蒸镀锌金属,用铂或钯膜作引出电极,最后将基片上的锌氧化。氧化锌敏感材料是N型半导体,当添加铂作催化剂时,对丁烷、丙烷、乙烷等烷烃气体有较高的灵敏度,而对 H_2 、 CO_2 等气体灵敏度很低。若用钯作催化剂时,对 H_2 、 CO 有较高的灵敏度,而对烷烃类气体灵敏度低。因此,这种元件有良好的选择性,工作温度在 $400\sim 500^\circ\text{C}$ 的较高温度。

(3) 厚膜型气敏元件将气敏材料（如 SnO_2 、 ZnO ）与一定比例的硅凝胶混制成能印刷的厚膜胶。把厚膜胶用丝网印刷到事先安装有铂电极的氧化铝（ Al_2O_3 ）基片上,在 $400\sim 800^\circ\text{C}$ 的温度下烧结1~2小时便制成厚膜型气敏元件。用厚膜工艺制成的器件一致性较好,机械强度高,适于批量生产。

以上三种气敏器件都附有加热器,在实际应用时,加热器能使附着在测控部分上的油雾、尘埃等烧掉,同时加速气体氧化还原反应,从而提高器件的灵敏度和响应速度。



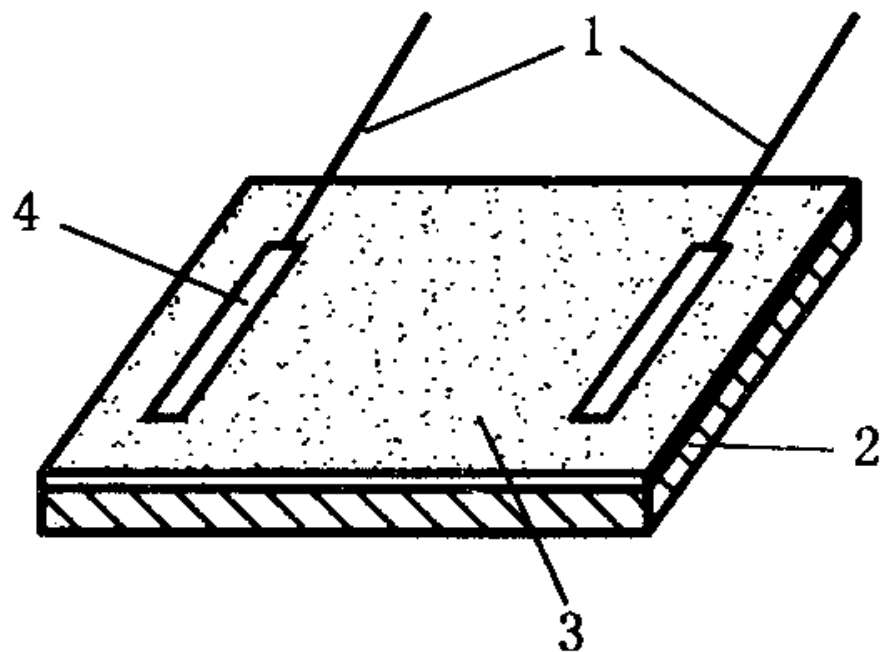
9.2 湿敏传感器

湿度是指大气中的水蒸气含量,通常采用绝对湿度和相对湿度两种表示方法。绝对湿度是指单位空间中所含水蒸气的绝对含量或者浓度或者密度,一般用符号AH表示。相对湿度是指被测气体中蒸气压和该气体在相同温度下饱和水蒸气压的百分比,一般用符号RH表示。相对湿度给出大气的潮湿程度,它是一个无量纲的量,在实际使用中多使用相对湿度这一概念。

下面介绍一些至今发展比较成熟的几类湿敏传感器。

一、氯化锂湿敏电阻

氯化锂湿敏电阻是利用吸湿性盐类潮解,离子导电率发生变化而制成的测湿元件。该元件的结构如图9 - 3所示,由引线、基片、感湿层与电极组成。



1—引线；2—基片；3—感湿层；4—金属电极

图 9 - 3 湿敏电阻结构示意图

氯化锂通常与聚乙烯醇组成混合体，在氯化锂（LiCl）溶液中，Li和Cl均以正负离子的形式存在，而Li⁺对水分子的吸引力强，离子水合程度高，其溶液中的离子导电能力与浓度成正比。当溶液置于一定温湿场中，若环境相对湿度高，溶液将吸收水分，使浓度降低，因此，其溶液电阻率增高。反之，环境相对湿度变低时，则溶液浓度升高，其电阻率下降，从而实现对湿度的测量。氯化锂湿敏元件的湿度—电阻特性曲线如图9 - 4所示。

由图可知，在50%~80%相对湿度范围内，电阻与湿度的变化呈线性关系。为了扩大湿度测量的线性范围，可以将多个氯化锂含量不同的器件组合使用，如将测量范围分别为(10%~20%)RH，(20%~40%)RH，(40%~70%)RH，(70%~90%)RH和(80%~99%)RH五种元件配合使用，就可自动地转换完成整个湿度范围的湿度测量。

氯化锂湿敏元件的优点是滞后小, 不受测试环境风速影响, 检测精度高达 $\pm 5\%$, 但其耐热性差, 不能用于露点以下测量, 器件性能的重复性不理想, 使用寿命短。

二、 半导体陶瓷湿敏电阻

半导体陶瓷湿敏电阻通常是用两种以上的金属氧化物半导体材料混合烧结而成的多孔陶瓷。这些材料有ZnO-LiO

2- V_2O_5 系、 Si- Na_2O - V_2O_5 系、 TiO_2 - MgO - Cr_2O_3 系、 Fe_3O_4 等, 前三种材料的电阻率随湿度增加而下降, 故称为负特性湿敏半导体陶瓷, 最后一种的电阻率随湿度增大而增大, 故称为正特性湿敏半导体陶瓷(为叙述方便, 有时将半导体陶瓷简称为半导瓷)。

1. 负特性湿敏半导瓷的导电机理

由于水分子中的氢原子具有很强的正电场，当水在半导瓷表面吸附时，就有可能从半导瓷表面俘获电子，使半导瓷表面带负电。如果该半导瓷是P型半导体，则由于水分子吸附使表面电势下降。若该半导瓷为N型，则由于水分子的附着使表面电势下降。如果表面电势下降较多，

不仅使表面层的电子耗尽，同时吸引更多的空穴达到表面层，有可能使到达表面层的空穴浓度大于电子浓度，出现所谓表面反型层，这些空穴称为反型载流子。它们同样可以在表面迁移而对电导做出贡献，由此可见，不论是N型还是P型半导瓷，其电阻率都随湿度的增加而下降。图9 - 5表示了几种负特性半导瓷阻值与湿度之关系。

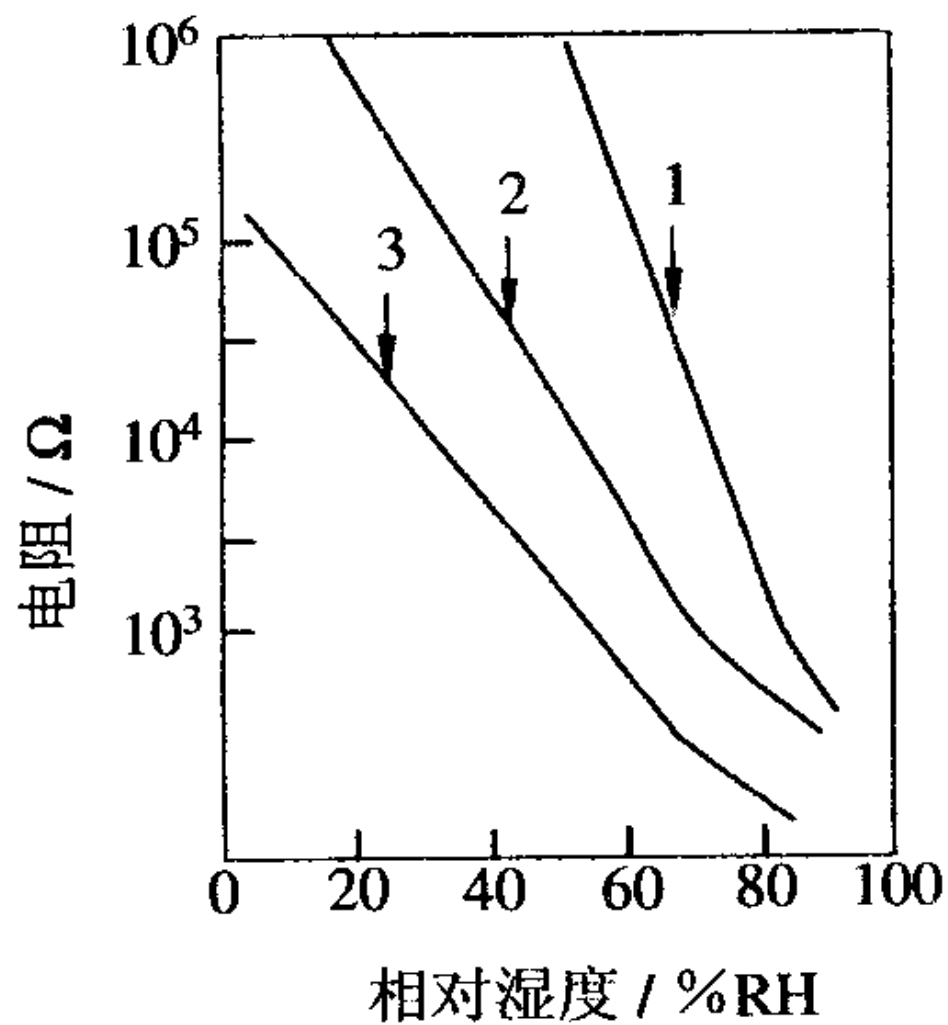


图 9 - 5 几种半导瓷湿敏负特性

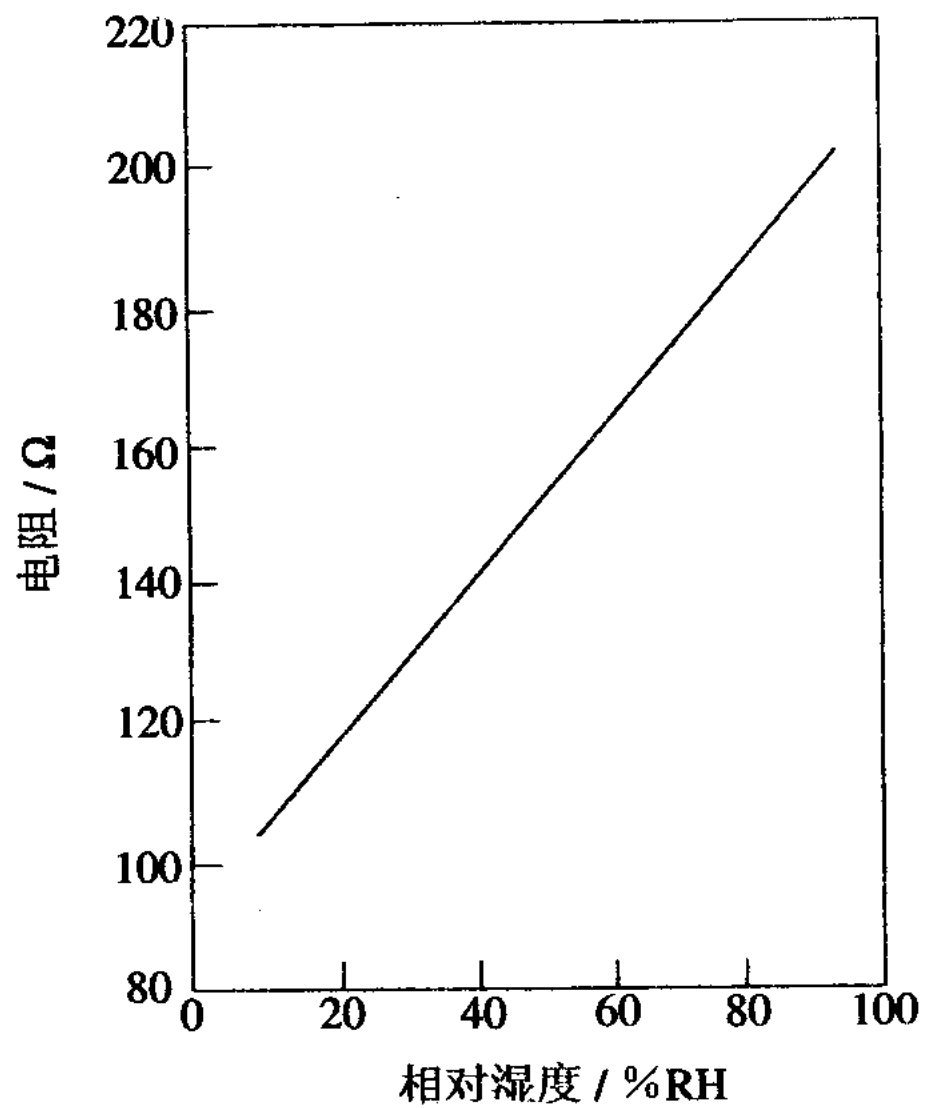
2. 正特性湿敏半导瓷的导电机理

正特性湿敏半导瓷的导电机理认为这类材料的结构、电子能量状态与负特性材料有所不同。当水分子附着半导瓷的表面使电势变负时, 导致其表面层电子浓度下降, 但还不足以使表面层的空穴浓度增加到出现反型程度, 此时仍以电子导电为主。 于是, 表面电阻将由于电子浓度下降而加大, 这类半导瓷材料的表面电阻将随湿度的增加而加大。 如果对某一种半导瓷, 它的晶粒间的电阻并不比晶粒内电阻大很多, 那么表面层电阻的加大对总电阻并不起多大作用。

不过, 通常湿敏半导瓷材料都是多孔的, 表面电导占的比例很大, 故表面层电阻的升高, 必将引起总电阻值的明显升高; 但是, 由于晶体内部低阻支路仍然存在, 正特性半导瓷的总电阻值的升高没有负特性材料的阻值下降得那么明显。图9 - 6给出了 Fe_3O_4 正特性半导瓷湿敏电阻阻值与湿度的关系曲线。

3. 典型半导瓷湿敏元件

(1) $\text{MgCr}_2\text{O}_4\text{-TiO}_2$ 湿敏元件氧化镁复合氧化物-二氧化钛湿敏材料通常制成多孔陶瓷型“湿-电”转换器件, 它是负特性半导瓷, MgCr_2O_4 为P型半导体, 它的电阻率低, 阻值温度特性好, 结构如图9 - 7所示, 在 $\text{MgCr}_2\text{O}_4\text{-TiO}_2$ 陶瓷片的两面涂覆有多孔金电极。



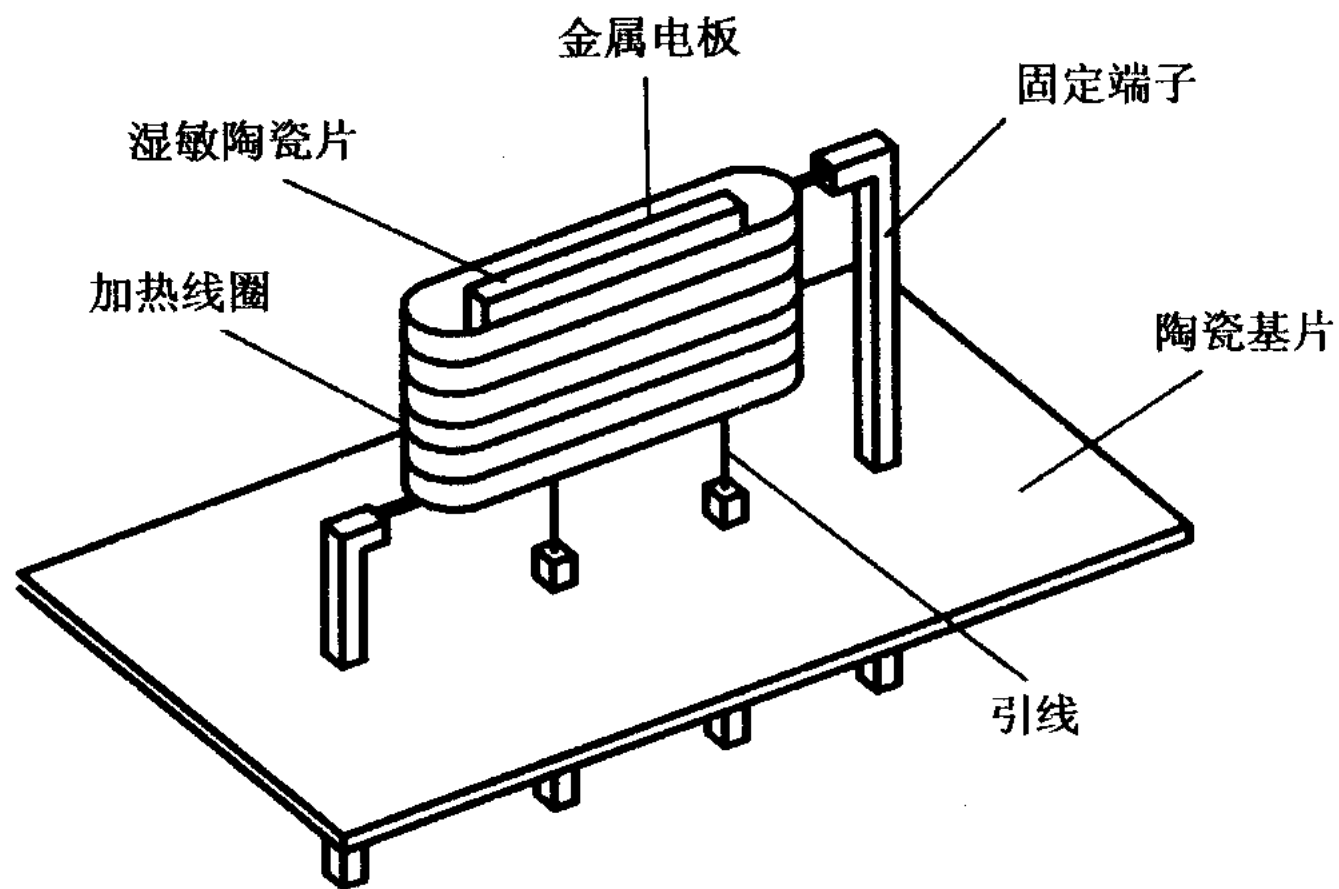


图 9 - 7 $\text{MgCr}_2\text{O}_4 - \text{TiO}_2$ 陶瓷湿度传感器的结构

金电极与引出线烧结在一起，为了减少测量误差，在陶瓷片外设置由镍铬丝制成的加热线圈，以便对器件加热清洗，排除恶劣气氛对器件的污染。整个器件安装在陶瓷基片上，电极引线一般采用铂-铱合金。

$\text{MgCr}_2\text{O}_4\text{-TiO}_2$ 陶瓷湿度传感器的相对湿度与电阻值之间的关系，见图9-8所示。传感器的电阻值既随所处环境的相对湿度的增加而减少，又随周围环境温度的变化而有所变化。

(2) $\text{ZnO-Cr}_2\text{O}_3$ 陶瓷湿敏元件 $\text{ZnO-Cr}_2\text{O}_3$ 湿敏元件的结构是将多孔材料的电极烧结在多孔陶瓷圆片的两表面上，并焊上铂引线，然后将敏感元件装入有网眼过滤的方形塑料盒中用树脂固定而做成的，其结构如图9 - 9所示。

$\text{ZnO-Cr}_2\text{O}_3$ 传感器能连续稳定地测量湿度，而无需加热除污装置，因此功耗低于0.5 W，体积小，成本低，是一种常用测湿传感器。

变化。

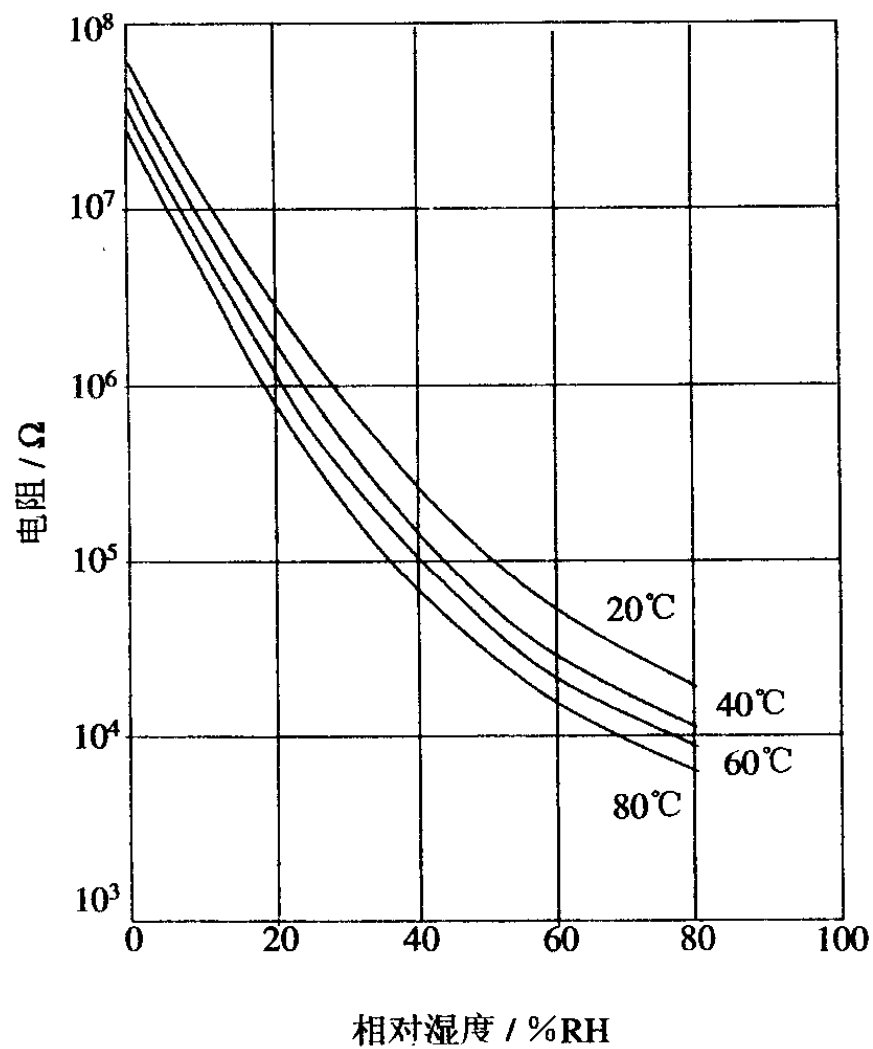


图 9 - 8 $\text{MgCr}_2\text{O}_4 - \text{TiO}_2$ 陶瓷湿度传感器
相对湿度与电阻的关系

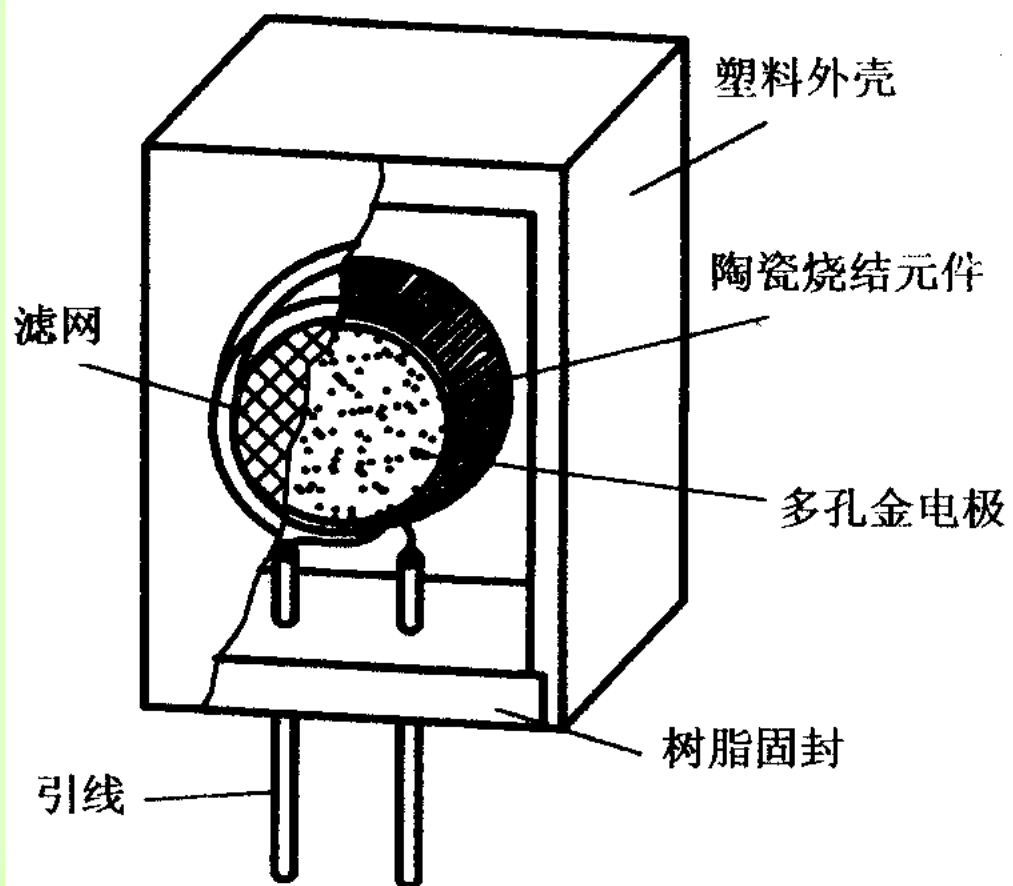


图 9 - 9 $\text{ZnO} - \text{Cr}_2\text{O}_3$ 陶瓷湿敏传感器结构



9.3色敏传感器

半导体色敏传感器是半导体光敏感器件中的一种。它是基于内光电效应将光信号转换为电信号的光辐射探测器件。但不管是光电导器件还是光生伏特效应器件，它们检测的都是在一定波长范围内光的强度，或者说光子的数目。而半导体色敏器件则可用来直接测量从可见光到近红外波段内单色辐射的波长。这是近年来出现的一种新型光敏器件。

一、 半导体色敏传感器的基本原理

半导体色敏传感器相当于两只结构不同的光电二极管的组合，故又称光电双结二极管。其结构原理及等效电路如图9-10所示。为了说明色敏传感器的工作原理，有必要了解光电二极管的工作机理。

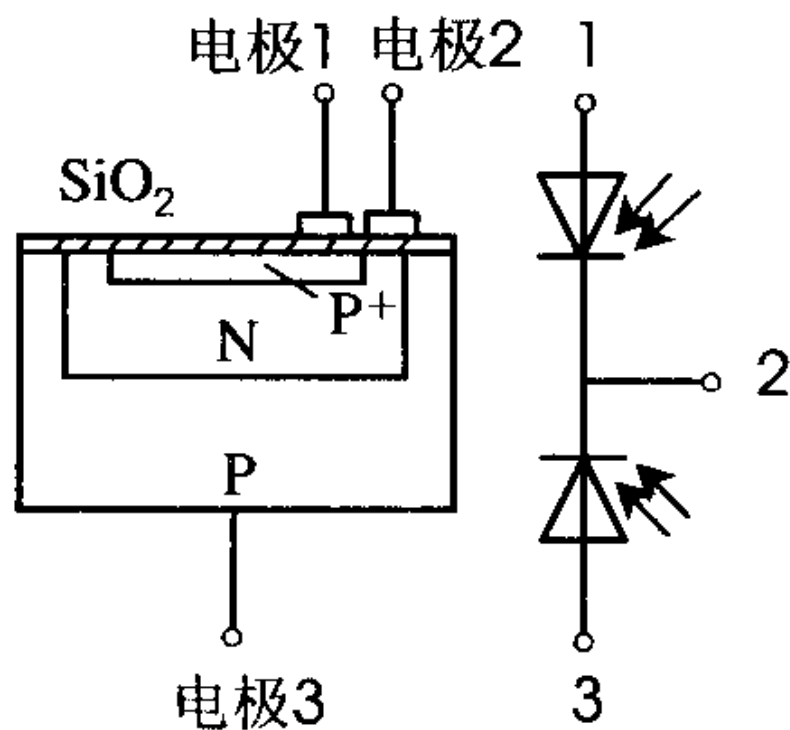


图 9-10 半导体色敏传感器结构和等效电路图

1. 光电二极管的工作原理

对于用半导体硅制造的光电二极管，在受光照射时，若入射光子的能量 $h\nu$ 大于硅的禁带宽度 E_g ，则光子就激发价带中的电子跃迁到导带而产生一对电子-空穴。

这些由光子激发而产生的电子-空穴统称为光生载流子。光电二极管的基本部分是一个P-N结，产生的光生载流子只要能扩散到势垒区的边界，其中少数载流子（专指P区中的电子和N区的空穴）就受势垒区强电场的吸引而被拉向对面区域，这部分少数载流子对电流作出贡献。多数载流子（P区中的空穴或N区中的电子）则受势垒区电场的排斥而留在势垒区的边缘。

在势垒区内产生的光生电子和光生空穴，则分别被电场扫向N区和P区，它们对电流也有贡献。用能带图来表示上述过程如图9 - 11（a）所示。图中 E_c 表示导带底能量； E_v 表示价带顶能量。“ ”表示带正电荷的空穴；“ \cdot ”表示电子。 I_L 表示光电流，它由势垒区两边能运动到势垒边缘的少数载流子和势垒区中产生的电子-空穴对构成，其方向是由N区流向P区，即与无光照射P-N结的反向饱和电流方向相同。

当P-N结外电路短路时，这个光电流将全部流过短接回路，即从P区和势垒区流入N区的光生电子将通过外短接回路全部流到P区电极处，与P区流出的光生空穴复合。因此，短接时外回路中的电流是 I_L ，方向由P端经外接回路流向N端。

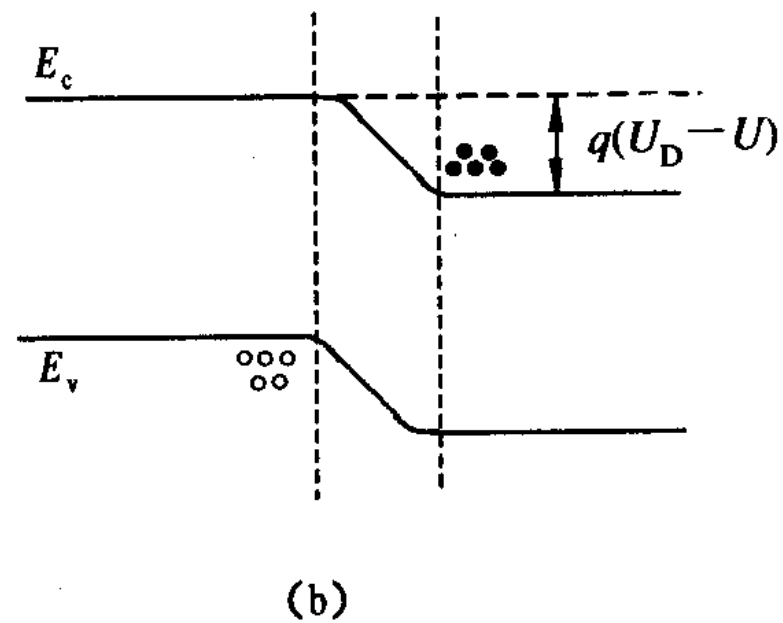
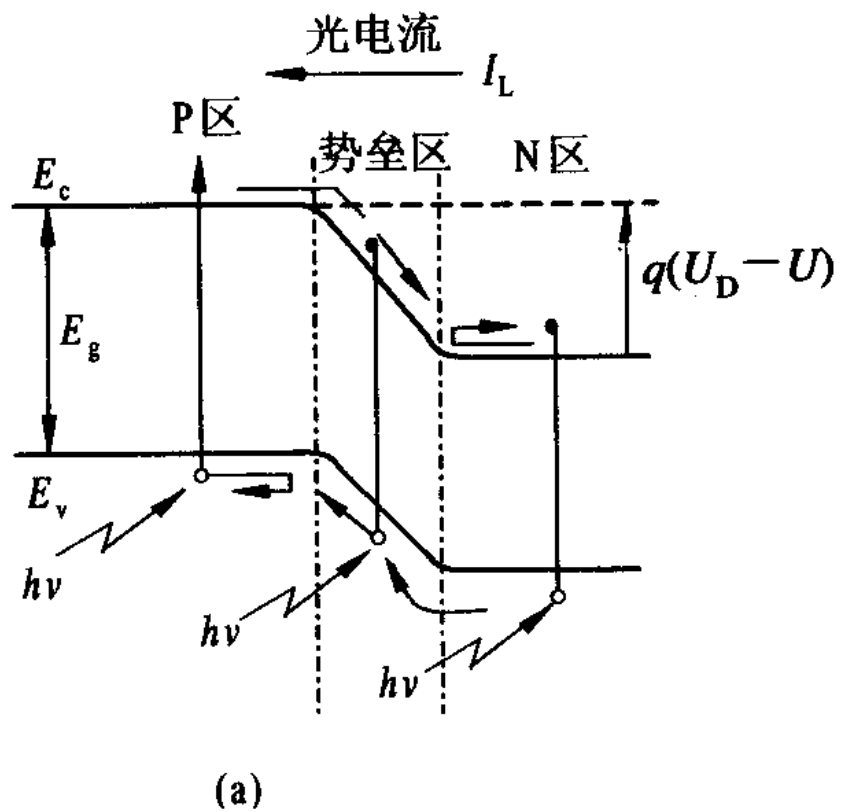


图 9 - 11 光照下的 P - N 结

这时, P-N结中的载流子浓度保持平衡值, 势垒高度 (图9 - 11 (a) 中的 $q(U_D-U)$) 亦无变化。

当P-N结开路或接有负载时, 势垒区电场收集的光生载流子便要在势垒区两边积累, 从而使P区电位升高, N区电位降低, 造成一个光生电动势, 如图9 - 11 (b) 所示。该电动势使原P-N结的势垒高度下降为 $q(U_D-U)$ 。其中 V 即光生电动势, 它相当于在P-N结上加了正向偏压。只不过这是光照形成的, 而不是电源馈送的, 这称为光生电压, 这种现象就是光生伏特效应。

光在半导体中传播时的衰减是由于价带电子吸收光子而从价带跃迁到导带的结果，这种吸收光子的过程称为本征吸收。硅的本征吸收系数随入射光波长变化的曲线如图9 - 12所示。由图可见，在红外部分吸收系数小，紫外部分吸收系数大。这就表明，波长短的光子衰减快，穿透深度较浅，而波长长的光子则能进入硅的较深区域。

对于光电器件而言，还常用量子效率来表征光生电子流与入射光子流的比值大小。其物理意义是指单位时间内每入射一个光子所引起的流动电子数。根据理论计算可以得到，P区在不同结深时量子效率随波长变化的曲线如图9 - 13所示。图中 x_j 即表示结深。浅的P-N结有较好的蓝紫光灵敏度，深的P-N结则有利于红外灵敏度的提高，半导体色敏器件正是利用了这一特性。

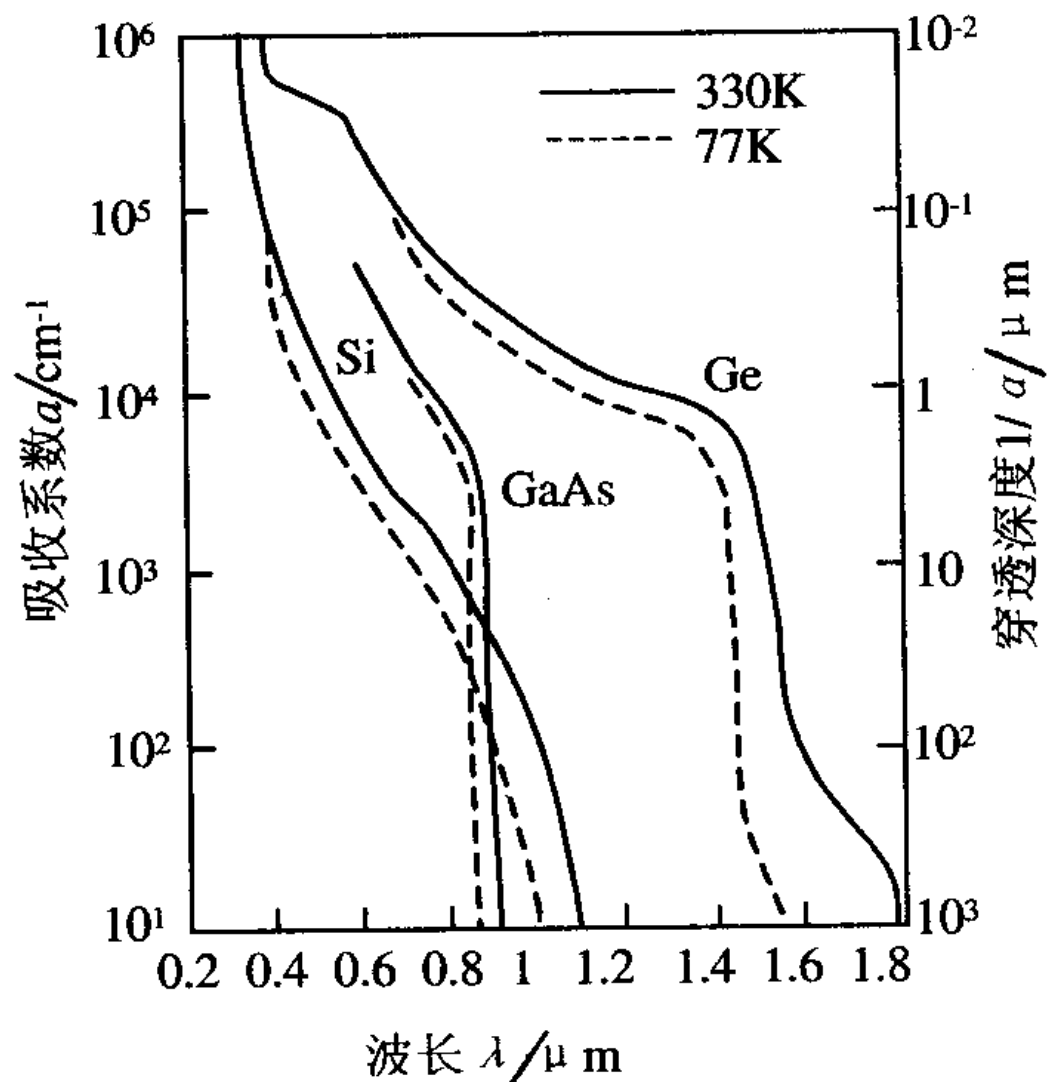


图 9 - 12 吸收系数随波长的变化

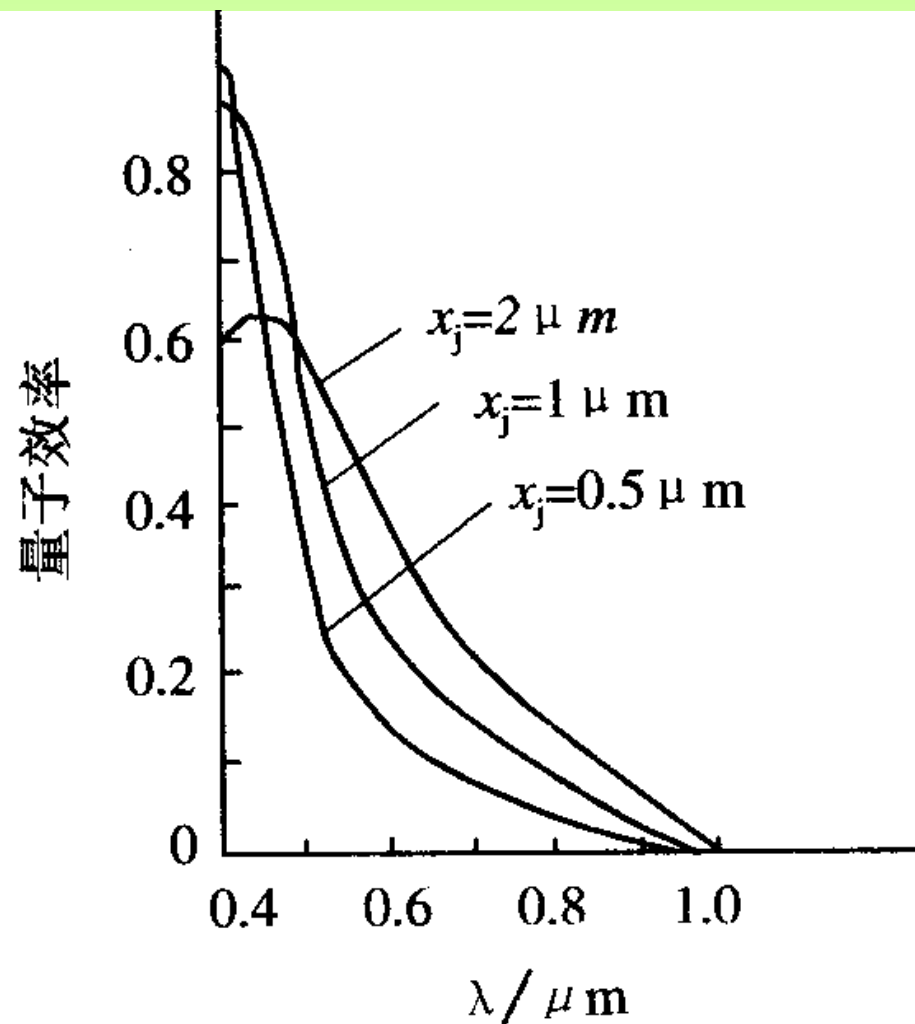


图 9 - 13 量子效率随波长的变化

2. 半导体色敏传感器工作原理

在图9 - 10中所表示的P⁺-N-P不是晶体管, 而是结深不同的两个P-N结二极管, 浅结的二极管是P⁺-N结; 深结的二极管是P-N结。 当有入射光照射时, P⁺、N、P三个区域及其间的势垒区中都有光子吸收, 但效果不同。如上所述, 紫外光部分吸收系数大, 经过很短距离已基本吸收完毕。在此, 浅结的即是光电二极管对紫外光的灵敏度高, 而红外部分吸收系数较小, 这类波长的光子则主要在深结区被吸收。 因此, 深结的那只光电二极管对红外光的灵敏度较高。

这就是说，在半导体中不同的区域对不同的波长分别具有不同的灵敏度。这一特性给我们提供了将这种器件用于颜色识别的可能性，也就是可以用来测量入射光的波长。将两只结深不同的光电二极管组合，图 9 - 14 硅色敏管中 V_{D1} 和 V_{D2} 的光谱响应曲线就构成了可以测定波长的半导体色敏传感器。在具体应用时，应先对该色敏器件进行标定。也就是说，测定不同波长的光照射下，该器件中两只光电二极管短路电流的比值 I_{SD2} / I_{SD1} ， I_{SD1} 是浅结二极管的短路电流，它在短波区较大。

I_{SD2} 是深结二极管的短路电流，它在长波区较大，因而二者的比值与入射单色光波长的关系就可以确定。根据标定的曲线，实测出某一单色光时的短路电流比值，即可确定该单色光的波长。

图 9 - 14 表示了不同结深二极管的光谱响应曲线。图中 V_{D1} 代表浅结二极管， V_{D2} 代表深结二极管。

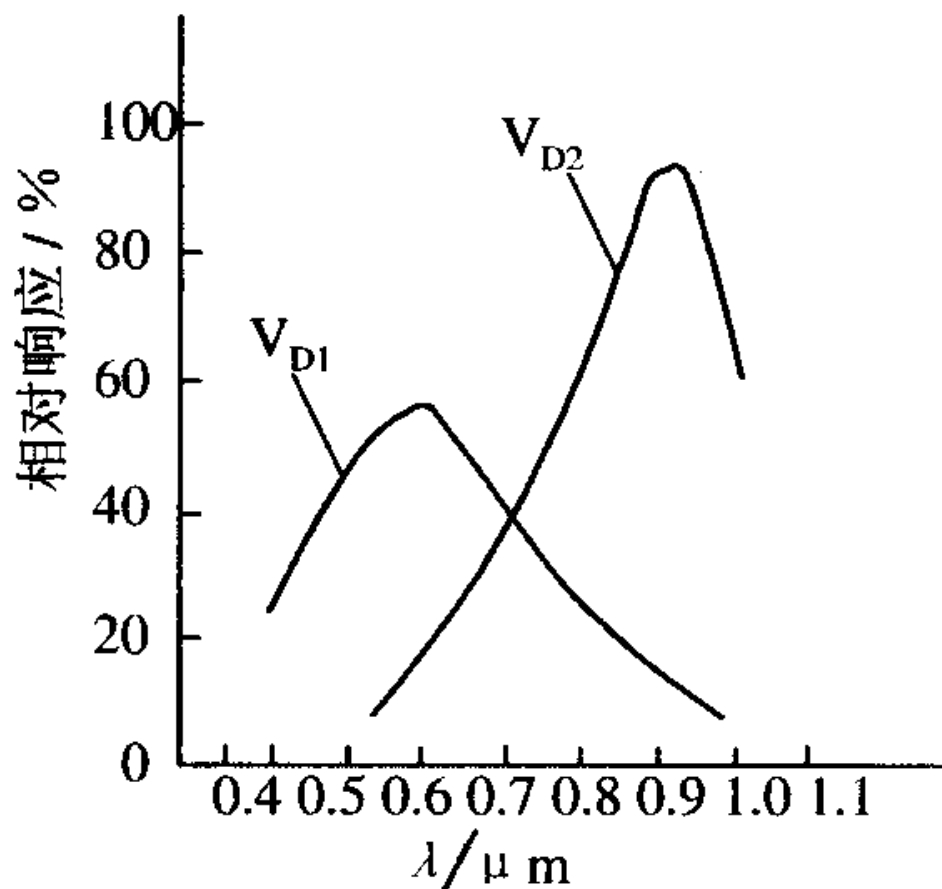


图 9 - 14 硅色敏管中 V_{D1} 和 V_{D2} 的光谱响应曲线

二、 半导体色敏传感器的基本特征

1. 光谱特性

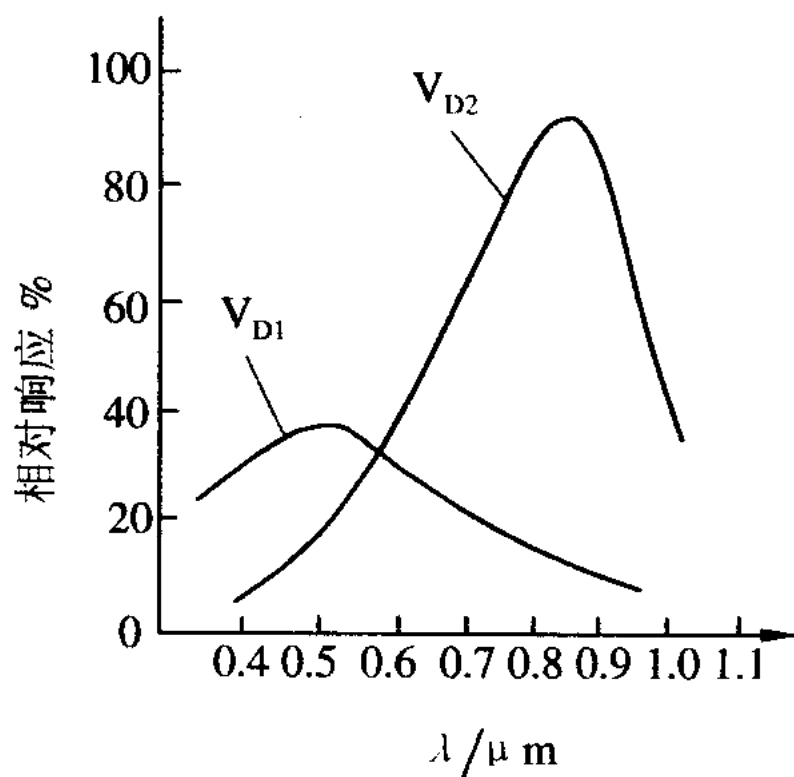
半导体色敏器件的光谱特性是表示它所能检测的波长范围,不同型号之间略有差别。图9 - 15 (a) 给出了国产CS- 1 型半导体色敏器件的光谱特性,其波长范围是400~1000 nm。

2. 短路电流比—波长特性

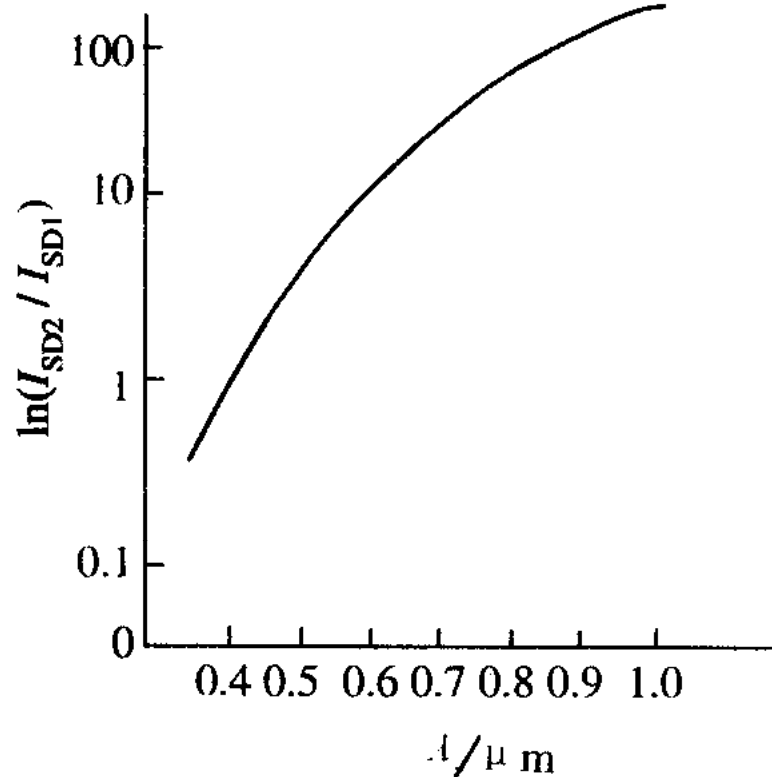
短路电流比—波长特性是表征半导体色敏器件对波长的识别能力,是赖以确定被测波长的基本特性。图9 - 15 (b) 表示上述CS- 1 型半导体色敏器件的短路电流比—波长特性曲线。

3. 温度特性

由于半导体色敏器件测定的是两只光电二极管短路电流之比,而这两只光电二极管是做在同一块材料上的,具有相同的温度系数,这种内部补偿作用使半导体色敏器件的短路电流比对温度不十分敏感,所以通常可不考虑温度的影响。



(a)



(b)

图 9 - 15 半导体色敏器件特性
(a) 光谱特性; (b) 短路电流比—波长特性



9.4 半导体式传感器的应用

一、实用酒精测试仪

图9 - 16 所示为实用酒精测试仪的电路。该测试仪只要被试者向传感器吹一口气，便可显示出醉酒的程度，确定被试者是否还适宜驾驶车辆。气体传感器选用二氧化锡气敏元件。

当气体传感器探测不到酒精时，加在A₅脚的电平为低电平；当气体传感器探测到酒精时，其内阻变低，从而使A₅脚电平变高。A为显示推动器，它共有10个输出端，每个输出端可以驱动一个发光二极管，显示推动器A根据第5脚电压高低来确定依次点亮发光二极管的级数，酒精含量越高则点亮二极管的级数越大。上5个发光二极管为红色，表示超过安全水平。下5个发光二极管为绿色，代表安全水平，酒精含量不超过0.05%。

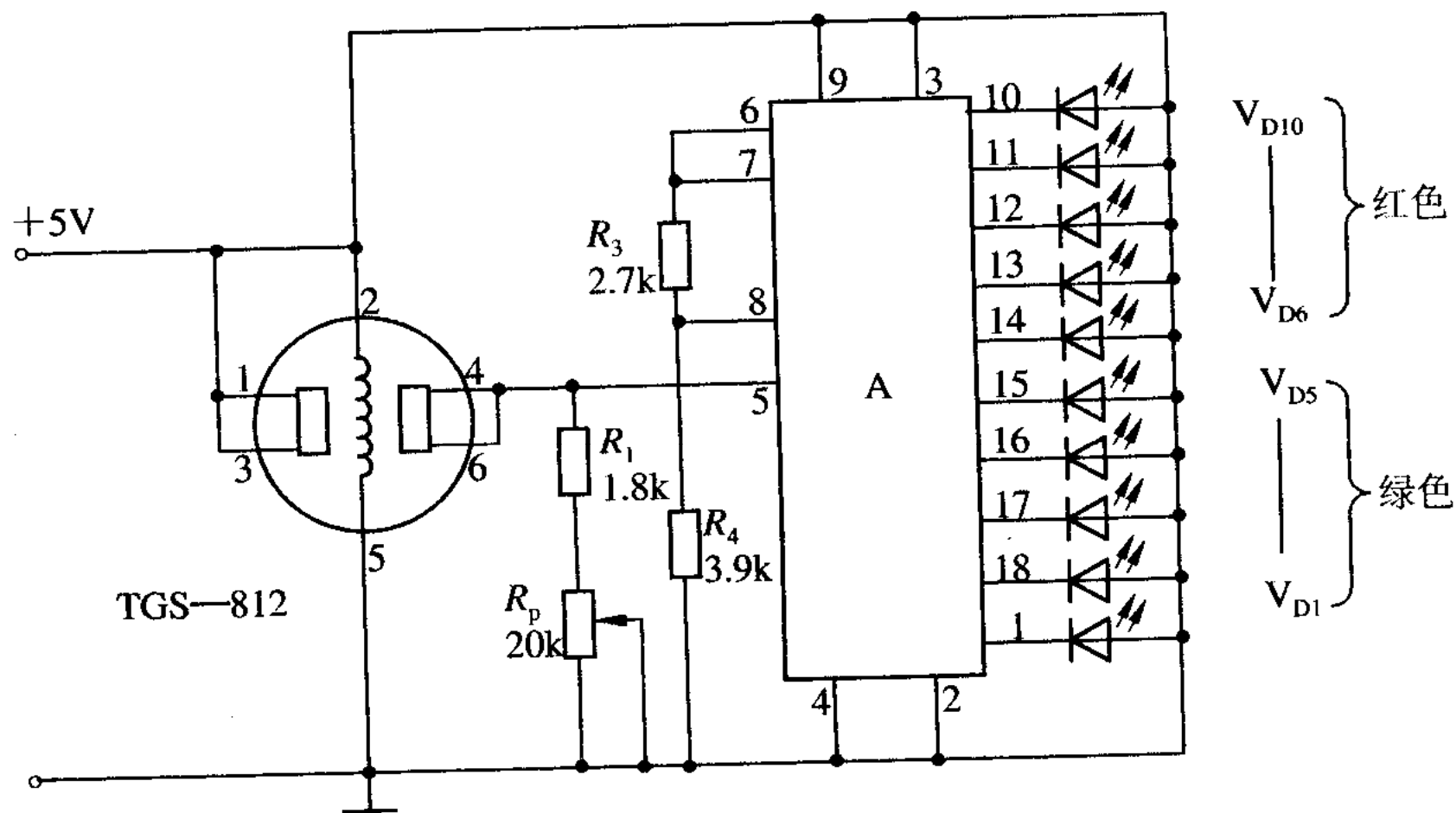


图 9 - 16 酒精测试仪电路

二、直读式湿度计

图9 - 17 是直读式湿度计电路, 其中RH为氯化锂湿度传感器。由 V_{T1} 、 V_{T2} 、 T_1 等组成测湿电桥的电源, 其振荡频率为250~1000 Hz。电桥输出级变压器 T_2 , C_3 耦合到 V_{T3} , 经 V_{T3} 放大后的信号, 由 V_{D1} ~ V_{D4} 桥式整流后, 输入给微安表, 指示出由于相对湿度的变化引起电流的改变, 经标定并把湿度刻划在微安表盘上, 就成为一个简单而实用的直读式湿度计了。

三、彩色信号处理电路

图9 - 18 所示为检测光波长（即颜色）处理电路。它由色敏半导体传感器、两路对数电路及运算放大器 OP_3 构成。

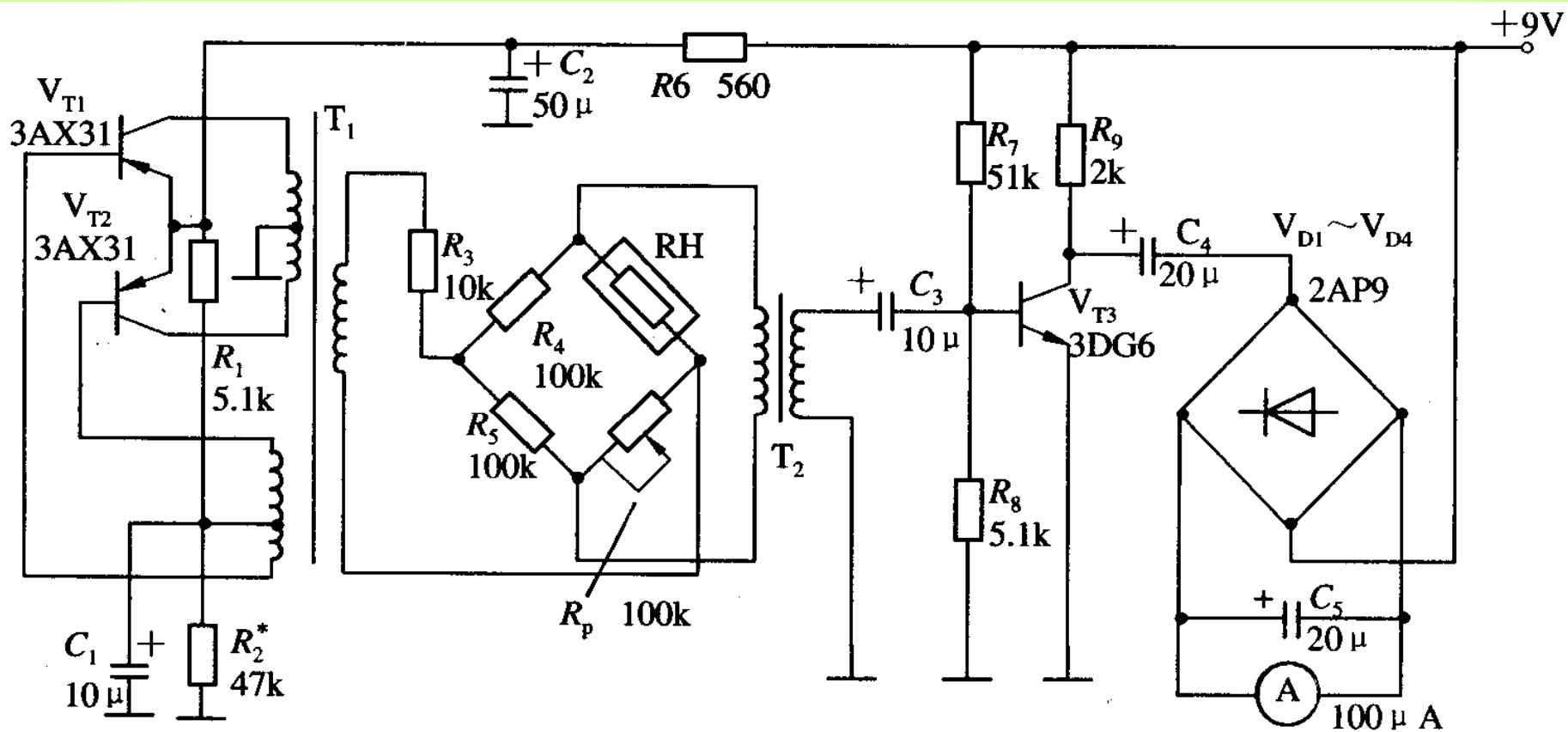


图 9 - 17 直读式湿度计电路图

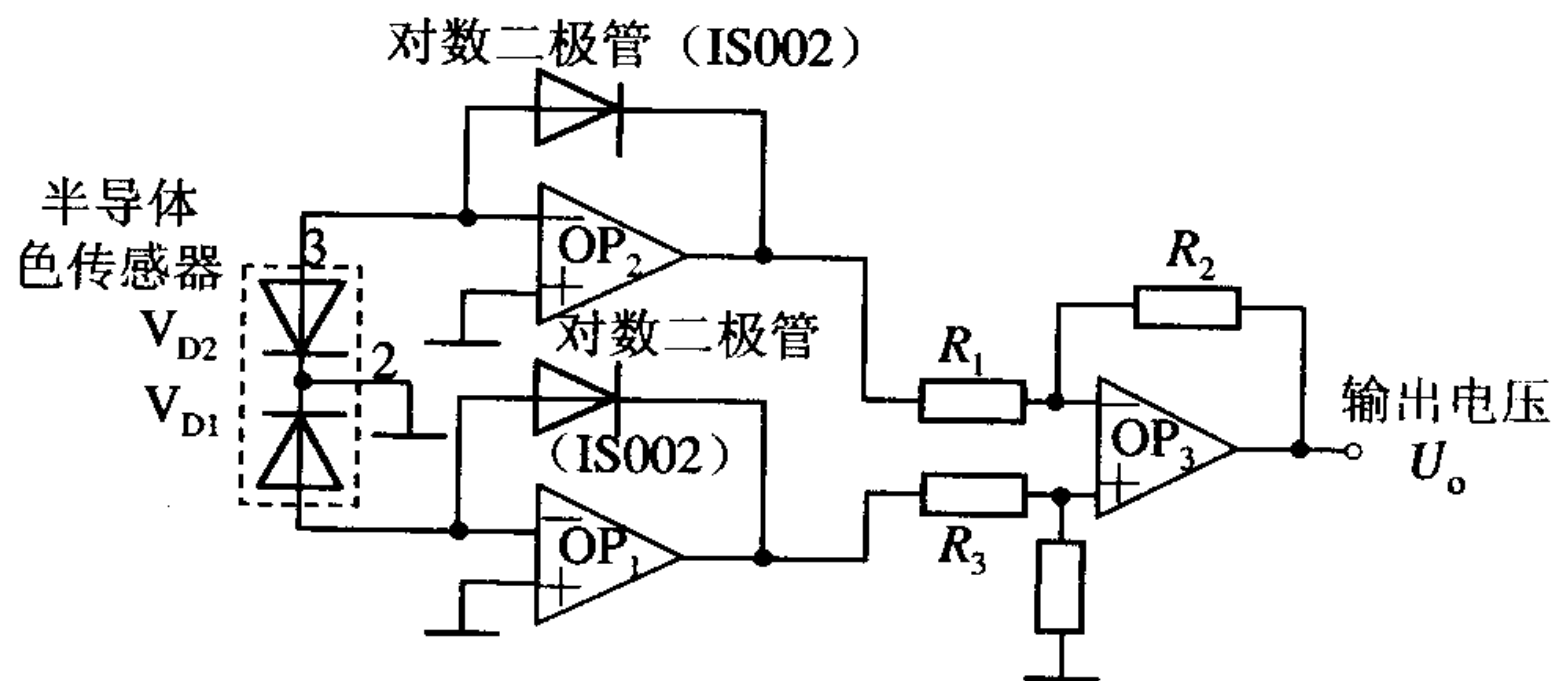


图 9 - 18 色彩信号处理电路

识别色彩, 必须获得两个光电二极管的短路电流比。故采用对数放大器电路, 在电流比较小的时候, 二极管两端加上的电压和流过电流之间存在近似对数关系, 即 OP_1 、 OP_2 输出分别跟 $\ln I_{SD1}$ 、 $\ln I_{SD2}$ 成比例, OP_3 取出它们的差。输出为 U_o 。
$$= C (\ln I_{SD2} - \ln I_{SD1}) = C \ln (I_{SD2} / I_{SD1})$$
, 其正比于短路电流比 I_{SD2} / I_{SD1} 的对数。其中 c 为比例常数。将电路输出电压经A/D变换, 处理后即可判断出与电平相对应的波长 (即颜色)。



第10章 超声波传感器

10.1 超声波及其物理性质

10.2 超声波传感器

10.3 超声波传感器的应用

[返回主目录](#)

第10章 超声波传感器

10.1 超声波及其物理性质

振动在弹性介质内的传播称为波动，简称波。频率在 $16\sim 2\times 10^4$ Hz之间，能为人耳所闻的机械波，称为声波；低于16 Hz的机械波，称为次声波；高于 2×10^4 Hz的机械波，称为超声波。如图10 - 1。

当超声波由一种介质入射到另一种介质时，由于在两种介质中传播速度不同，在介质面上会产生反射、折射和波形转换等现象。

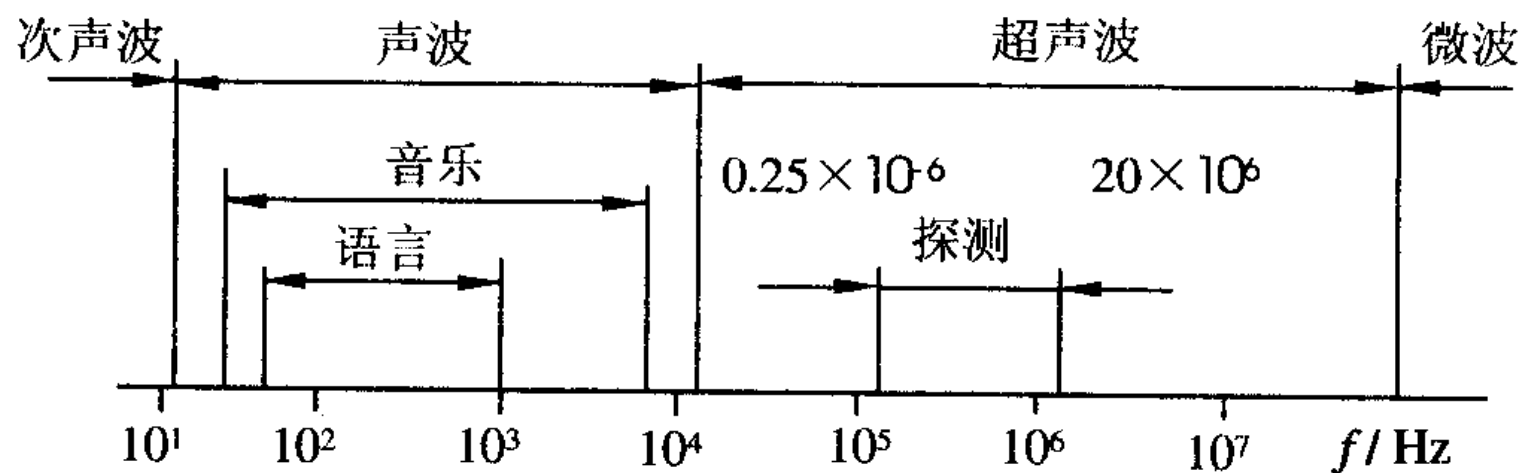


图 10 - 1 声波的频率界限图

一、超声波的波形及其转换

由于声源在介质中施力方向与波在介质中传播方向的不同, 声波的波型也不同。通常有:

① 纵波——质点振动方向与波的传播方向一致的波;

② 横波——质点振动方向垂直于传播方向的波;

③ 表面波——质点的振动介于横波与纵波之间, 沿着表面传播的波。横波只能在固体中传播, 纵波能在固体、液体和气体中传播, 表面波随深度增加衰减很快。

为了测量各种状态下的物理量, 应多采用纵波。

纵波、横波及其表面波的传播速度取决于介质的弹性常数及介质密度, 气体中声速为 344 m/s , 液体中声速在 $900\sim 1900\text{ m/s}$ 。

当纵波以某一角度入射到第二介质（固体）的界面上时,除有纵波的反射、折射外,还发生横波的反射和折射,在某种情况下,还能产生表面波。

二、 超声波的反射和折射

声波从一种介质传播到另一种介质,在两个介质的分界面上一部分声波被反射, 另一部分透射过界面,在另一种介质内部继续传播。这样的两种情况称之为声波的反射和折射,如图10 - 2所示。

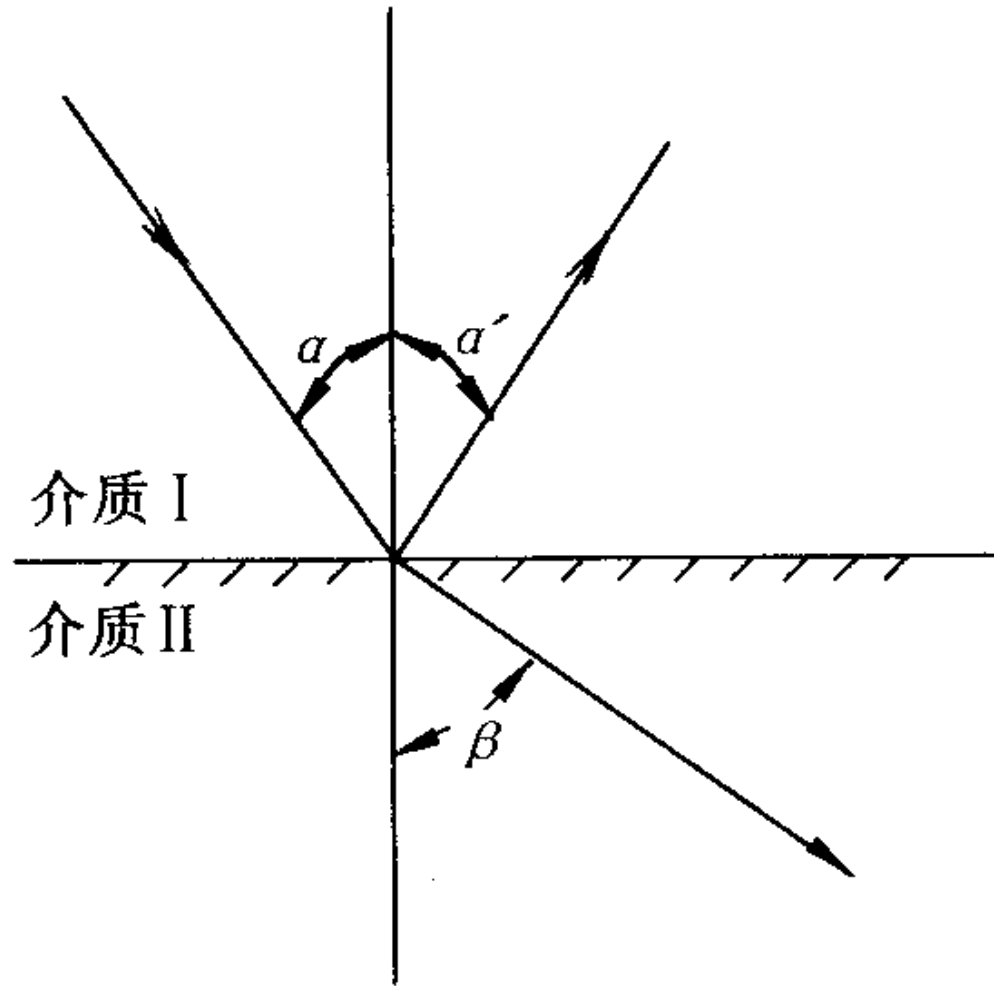


图 10 - 2 超声波的反射和折射

由物理学知,当波在界面上产生反射时,入射角 α 的正弦与反射角 α' 的正弦之比等于波速之比。当波在界面处产生折射时,入射角 α 的正弦与折射角的正弦之比,等于入射波在第一介质中的波速 C_1 与折射波在第二介质中的波速 C_2 之比,即

$$\frac{\sin \alpha}{\sin \beta} = \frac{c_1}{c_2}$$

三、超声波的衰减

声波在介质中传播时,随着传播距离的增加,能量逐渐衰减,其衰减的程度与声波的扩散、散射及吸收等因素有关。其声压和声强的衰减规律为

$$P_x = P_0 e^{-\alpha x} \quad (10-2)$$

$$I_x = I_0 e^{-2\alpha x} \quad (10-3)$$

式中: P_x 、 I_x —距声源 x 处的声压和声强;

x —声波与声源间的距离;

α —衰减系数, 单位为 N_p/m (奈培/米)。

声波在介质中传播时, 能量的衰减决定于声波的扩散、散射和吸收, 在理想介质中, 声波的衰减仅来自于声波的扩散, 即随声波传播距离增加而引起声能的减弱。散射衰减是固体介质中的颗粒界面或流体介质中的悬浮粒子使声波散射。吸收衰减是由介质的导热性、粘滞性及弹性滞后造成的, 介质吸收声能并转换为热能。



10.2 超声波传感器

利用超声波在超声场中的物理特性和各种效应而研制的装置可称为超声波换能器、探测器或传感器。

超声波探头按其工作原理可分为压电式、磁致伸缩式、电磁式等,而以压电式最为常用。

压电式超声波探头常用的材料是压电晶体和压电陶瓷,这种传感器统称为压电式超声波探头。它是利用压电材料的压电效应来工作的:逆压电效应将高频电振动转换成高频机械振动,从而产生超声波,可作为发射探头;而利用正压电效应,将超声振动波转换成电信号,可用为接收探头。

超声波探头结构如图10 - 3所示, 主要由压电晶片、 吸收块（阻尼块）、 保护膜组成。压电晶片多为圆板形, 厚度为 δ 。超声波频率 f 与其厚度 δ 成反比。压电晶片的两面镀有银层, 作导电的极板。阻尼块的作用是降低晶片的机械品质, 吸收声能量。如果没有阻尼块, 当激励的电脉冲信号停止时, 晶片将会继续振荡, 加长超声波的脉冲宽度, 使分辨率变差。

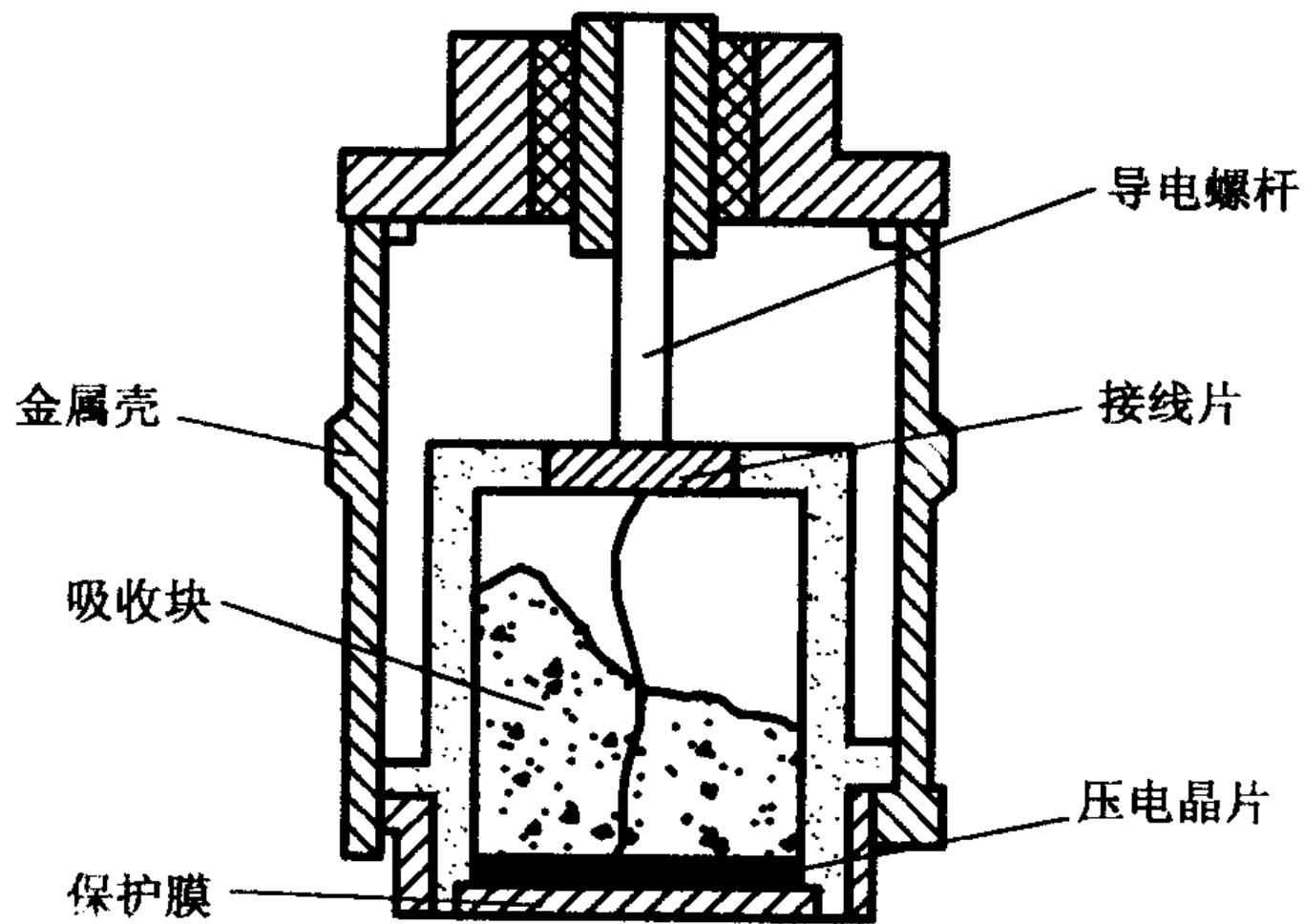


图 10 - 3 压电式超声波传感器结构



10.3 超声波传感器的应用

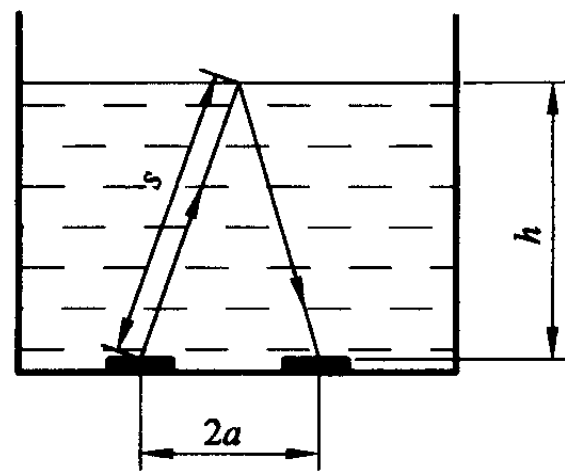
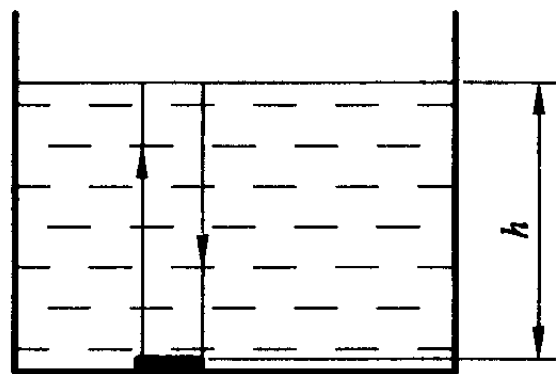
一、 超声波物位传感器

超声波物位传感器是利用超声波在两种介质的分界面上的反射特性而制成的。 如果从发射超声脉冲开始，到接收换能器接收到反射波为止的这个时间间隔为已知，就可以求出分界面的位置，利用这种方法可以对物位进行测量。根据发射和接收换能器的功能，传感器又可分为单换能器和双换能器。单换能器的传感器发射和接收超声波均使用一个换能器，而双换能器的传感器发射和接收各由一个换能器担任。

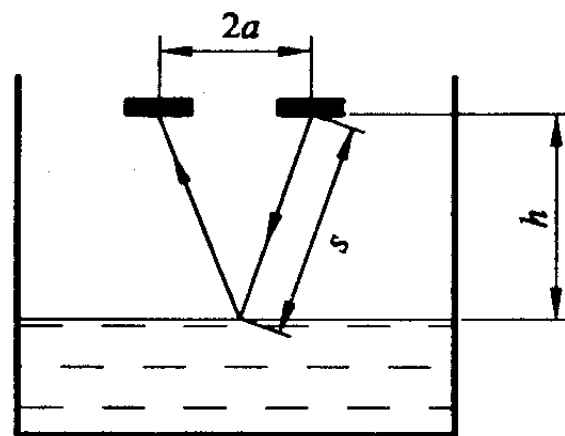
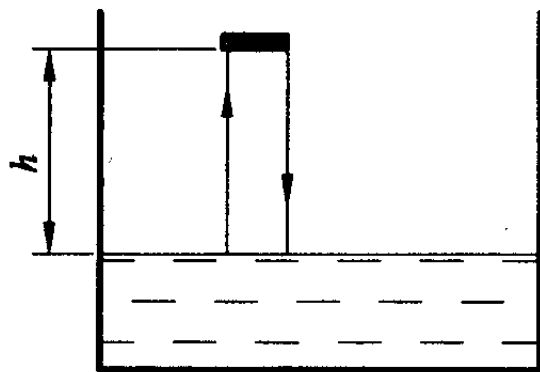
图10 - 4给出了几种超声物位传感器的结构示意图。超声波发射和接收换能器可设置水中，让超声波在液体中传播。由于超声波在液体中衰减比较小，所以即使发生的超声脉冲幅度较小也可以传播。超声波发射和接收换能器也可以安装在液面的上方，让超声波在空气中传播，这种方式便于安装和维修，但超声波在空气中的衰减比较厉害。

对于单换能器来说，超声波从发射到液面，又从液面反射到换能器的时间为

$$t = \frac{2h}{v}$$
$$h = \frac{vt}{2}$$



(a)



(b)

图 10 - 4 几种超声物位传感器的结构原理示意图

式中: h —换能器距液面的距离;

v —超声波在介质中传播的速度。

对于双换能器来说, 超声波从发射到被接收经过的路程为 $2s$, 而

$$s = \frac{vt}{2} \quad (10 - 6)$$

因此液位高度为

$$h = (s^2 - a^2)^{1/2} \quad (10 - 7)$$

式中: s —超声波反射点到换能器的距离;

a —两换能器间距之半。

从以上公式中可以看出，只要测得超声波脉冲从发射到接收的间隔时间，便可以求得待测的物位。

超声物位传感器具有精度高和使用寿命长的特点，但若液体中有气泡或液面发生波动，便会有较大的误差。在一般使用条件下，它的测量误差为 $\pm 0.1\%$ ，检测物位的范围为 $10^{-2} \sim 10^4 \text{ m}$ 。

二、 超声波流量传感器

超声波流量传感器的测定原理是多样的，如传播速度变化法、波速移动法、多卜勒效应法、流动听声法等。但目前应用较广的主要是超声波传输时间差法。

超声波在流体中传输时，在静止流体和流动流体中的传输速度是不同的，利用这一特点可以求出流体的速度，再根据管道流体的截面积，便可知道流体的流量。

如果在流体中设置两个超声波传感器，它们可以发射超声波又可以接收超声波，一个装在上游，一个装在下游，其距离为 L 。如图10 - 5所示。如设顺流方向的传输时间为 t_1 ，逆流方向的传输时间为 t_2 ，流体静止时的超声波传输速度为 c ，流体流动速度为 v ，则

$$t_1 = \frac{L}{c + v} \quad (10 - 8)$$

$$t_2 = \frac{L}{c - v} \quad (10 - 9)$$

一般来说，流体的流速远小于超声波在流体中的传播速度，那么超声波传播时间差为

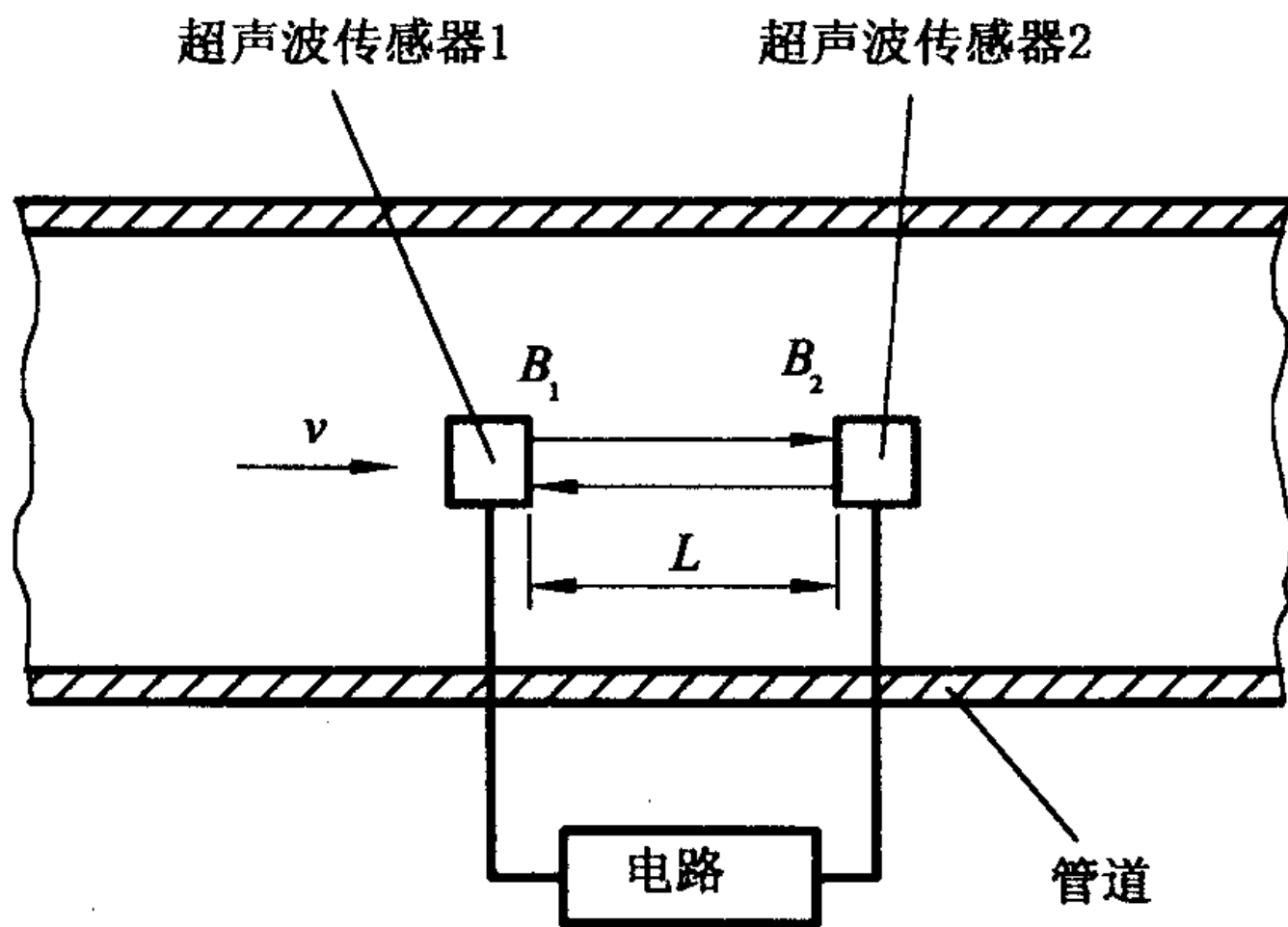


图 10 - 5 超声波测流量原理图

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{2Lv}{c^2 - v^2} \quad (10 - 10)$$

由于 $c \gg v$, 从上式便可得到流体的流速, 即

$$v = \frac{c^2}{2L} \cdot \Delta t \quad (10 - 11)$$

在实际应用中, 超声波传感器安装在管道的外部, 从管道的外面透过管壁发射和接收超声波不会给管路内流动的流体带来影响, 如图10 - 6所示。

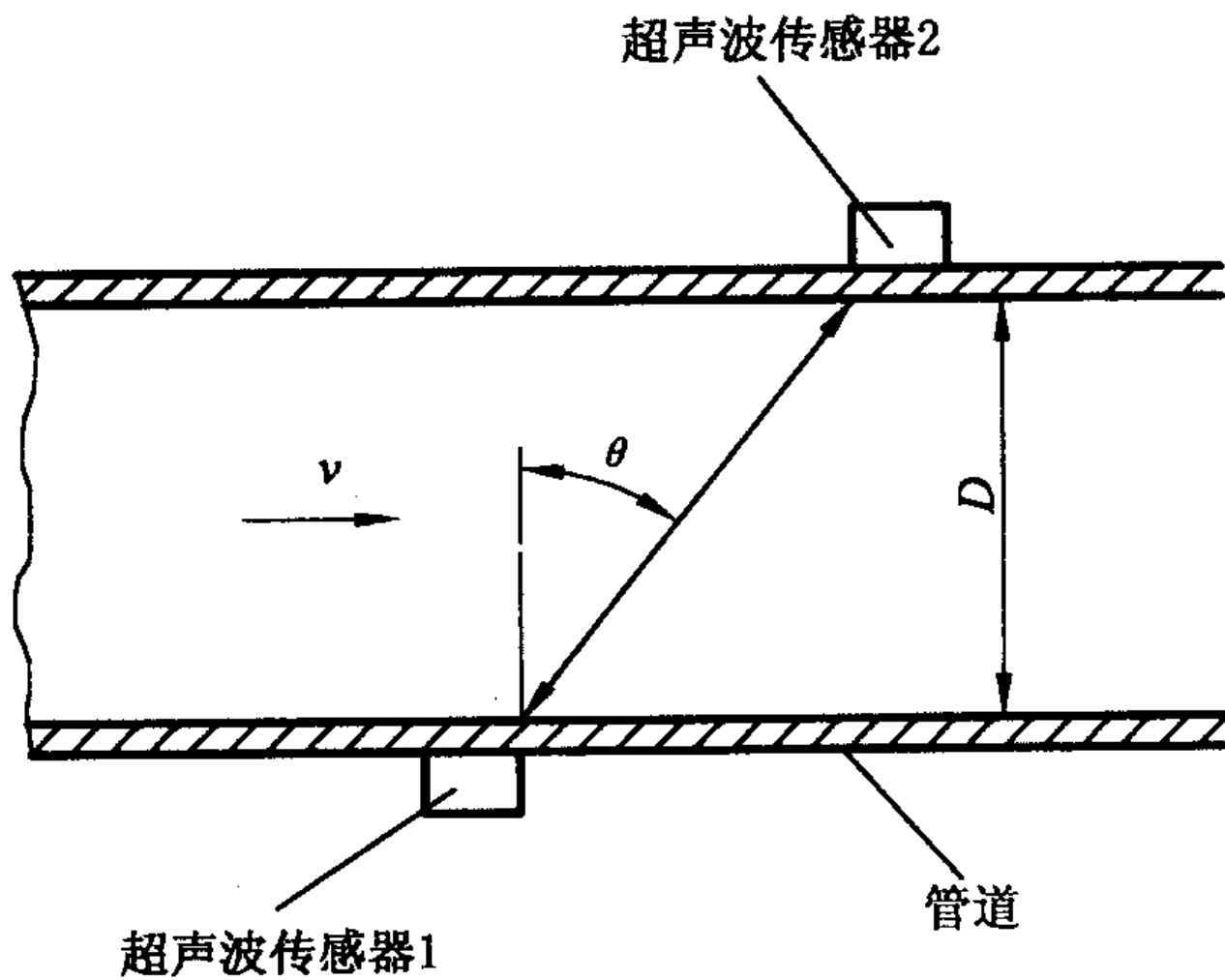


图 10 - 6 超声波传感器安装位置

超声波流量传感器具有不阻碍流体流动的特点，可测流体种类很多，不论是非导电的流体、高粘度的流体、浆状流体，只要能传输超声波的流体都可以进行测量。超声波流量计可用来对自来水、工业用水、农业用水等进行测量。还可用于下水道、农业灌溉、河流等流速的测量。



第11章 传感器在工程检测中的应用

11.1 温度测量

11.2 压力测量

11.3 流量测量

11.4 物位测量

11.5 机械量测量

11.6 变送器

[返回主目录](#)

第11章 传感器在工程监测中的应用

在工业生产过程及工程检测中，为了对各种工业参数（如压力、温度、流量、物位、位移等）进行检测与控制，首先要把这些参数转换成便于传送的信息，这就要用到各种传感器，把传感器与其它装置组合起来，组成一个检测系统或调节系统，完成对工业参数的检测与控制。

考虑到系统中传感器与其它装置的兼容性与互换性，它们之间是用标准信号进行传输的，这些标准信号都是符合国际标准的信号，例如直流电流为4~20 mA、直流电压为1~5 V、压力信号为20~100 kPa，以前也曾以直流电流0~10 mA作为通用的标准信号。

对一般输出为非标准信号的传感器，需把传感器的输出信号通过变送器（或变送器功能模块电路）变换成标准信号，有了统一的信号形式和数值范围，无论是仪表还是计算机，只要有同样的输入电路或接口，就可以从各种变送器获得被测变量的信息，而且便于组成检测系统或调节系统。

在工业自动化仪表中，有些变送器既有信号检测又有变送，如后面要介绍的压力（差压）变送器、一体化温度变送器等，这些变送器也可以认为是输出标准信号的传感器。

下面将着重介绍工程检测中应用的传感器及变送器。

11.1 温度测量

一、温度概述

1. 温度与温标

温度是工业生产和科学实验中一个非常重要的参数。物体的许多物理现象和化学性质都与温度有关。许多生产过程都是在一定的温度范围内进行的，需要测量温度和控制温度。随着科学技术的发展，对温度的测量越来越普遍，而且对温度测量的准确度也有更高的要求。

温度是表征物体冷热程度的物理量。温度不能直接加以测量，只能借助于冷热不同的物体之间的热交换，以及物体的某些物理性质随着冷热程度不同而变化的特性间接测量。

为了定量地描述温度的高低，必须建立温度标尺，即温标。温标就是温度的数值表示。各种温度计和温度传感器的温度数值均由温标确定。历史上提出过多种温标，如早期的经验温标（摄氏温标和华氏温标），理论上的热力学温标，当前世界通用的国际温标。热力学温标确定的温度数值为热力学温度（符号为T），单位为开尔文（符号为K），1 K等于水三相点热力学温度的 $\frac{1}{273.16}$ 。

热力学温度是国际上公认的最基本温度，国际温标最终以它为准而不断完善。我国目前实行的是1990年国际温标（ITS-90），它同时定义国际开尔文温度（符号ITS-90）和国际摄氏温度（ t_{90} ）， T_{90} 和 t_{90} 之间的关系为

$$\frac{t_{90}}{^{\circ}\text{C}} = \frac{T_{90}}{\text{K}} - 273.15$$

在实际应用中,一般直接用T和t代替 T_{90} 和 t_{90} 。

2. 温度测量的主要方法和分类

(1) 温度传感器的组成在工程中无论是简单的还是复杂的测温传感器,就测量系统的功能而言,通常由现场的感温元件和控制室的显示装置两部分组成,如图 11 - 1 所示。简单的温度传感器往往是温度传感器和显示组成一体的,一般在现场使用。

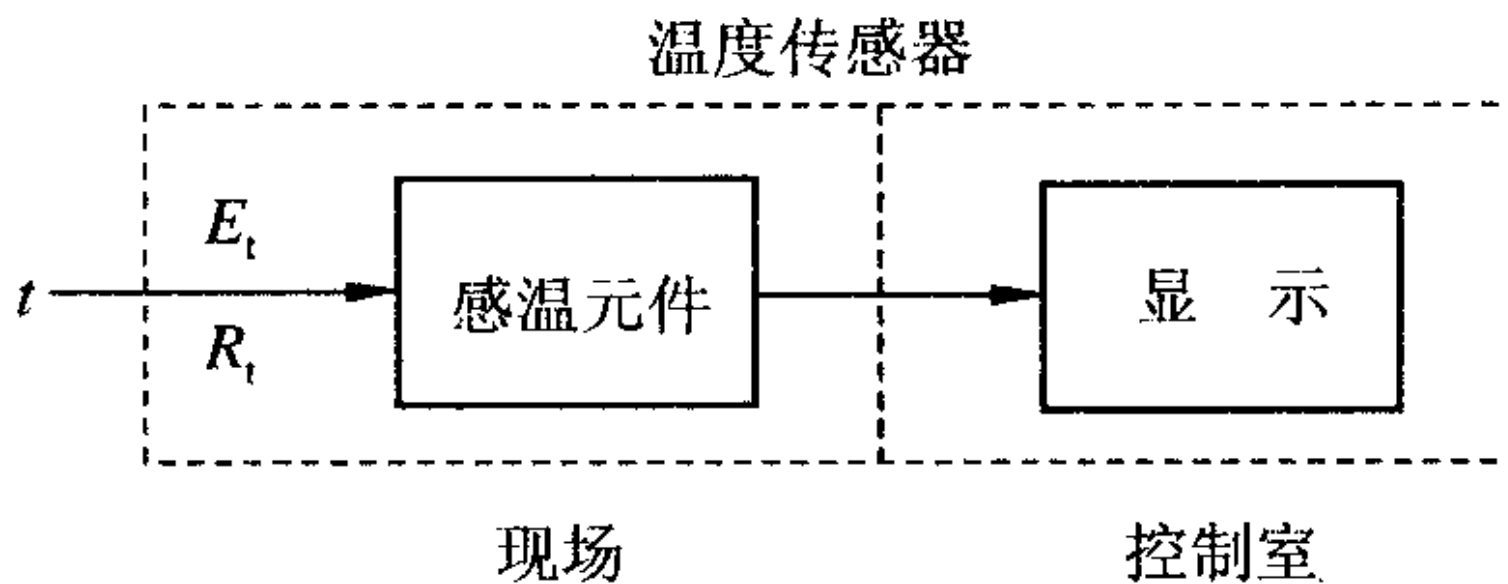


图 11 - 1 温度传感器组成框图

(2) 温度测量方法及分类 测量方法按感温元件是否与被测介质接触, 可以分成接触式与非接触式两大类。

接触式测温方法是使温度敏感元件和被测温度对象相接触, 当被测温度与感温元件达到热平衡时, 温度敏感元件与被测温度对象的温度相等。这类温度传感器具有结构简单, 工作可靠, 精度高, 稳定性好, 价格低廉等优点。这类测温方法的温度传感器主要有: 基于物体受热体积膨胀性质的膨胀式温度传感器, 基于导体或半导体电阻值随温度变化的电阻式温度传感器, 基于热电效应的热电偶温度传感器。

非接触式测温方法是应用物体的热辐射能量随温度的变化而变化的原理。物体辐射能量的大小与温度有关,并且以电磁波形式向四周辐射,当选择合适的接收检测装置时,便可测得被测对象发出的热辐射能量并且转换成可测量和显示的各种信号,实现温度的测量。这类测温方法的温度传感器主要有光电高温传感器、红外辐射温度传感器、光纤高温传感器等。非接触式温度传感器理论上不存在热接触式温度传感器的测量滞后和在温度范围上的限制,可测高温、 腐蚀、 有毒、 运动物体及固体、 液体表面的温度,不干扰被测温度场,但精度较低,使用不太方便。

二、 膨胀式温度传感器

根据液体、 固体、 气体受热时产生热膨胀的原理, 这类温度传感器有液体膨胀式、 固体膨胀式和气体膨胀式。

1. 液体膨胀式

在有刻度的细玻璃管里充入液体（称为工作液，如水银、酒精等）构成液体膨胀式温度计。常用的有水银玻璃温度计和电接点式温度计, 这种温度计远不能算传感器, 它只能就地指示温度。

电接点式温度计可对设定的某一温度发出开关信号或进行位式控制,有固定式和可调式两种。图 11 - 2 所示为可调电接点式温度计,其中一根铂丝接在毛细管下部固定处,另一根铂丝根据设定温度可以上下移动,当升至设定温度时,铂丝与水银柱接通,反之断开,这种既可指示,又能发出通断信号,常用于温度测量和双位控制。

2. 固体膨胀式

固体膨胀式是以双金属元件作为温度敏感元件受热而产生膨胀变形来测温的。它由两种线膨胀系数不同的金属紧固结合而成双金属片,为提高灵敏度常作成螺旋形。图 11 -3 为双金属温度计的结构示意图。

螺旋形双金属片一端固定,另一端连接指针轴,当温度变化时,双金属片弯曲变形,通过指针轴带动指针偏转显示温度。它常用于测量 $-80^{\circ}\text{C}\sim 600^{\circ}\text{C}$ 范围的温度,抗震性能好,读数方便,但精度不太高,用于工业过程测温、上下限报警和控制。

3. 气体膨胀式

气体膨胀式是利用封闭容器中的气体压力随温度升高而升高的原理来测温的,利用这种原理测温的温度计又称压力计式温度计,如图 11 - 4 所示。温包、毛细管和弹簧管三者的内腔构成一个封闭容器,其中充满工作物质(如气体常为氮气),工作物质的压力经毛细管传给弹簧管,使弹簧管产生变形,并由传动机构带动指针,指示出被测温度的数值。

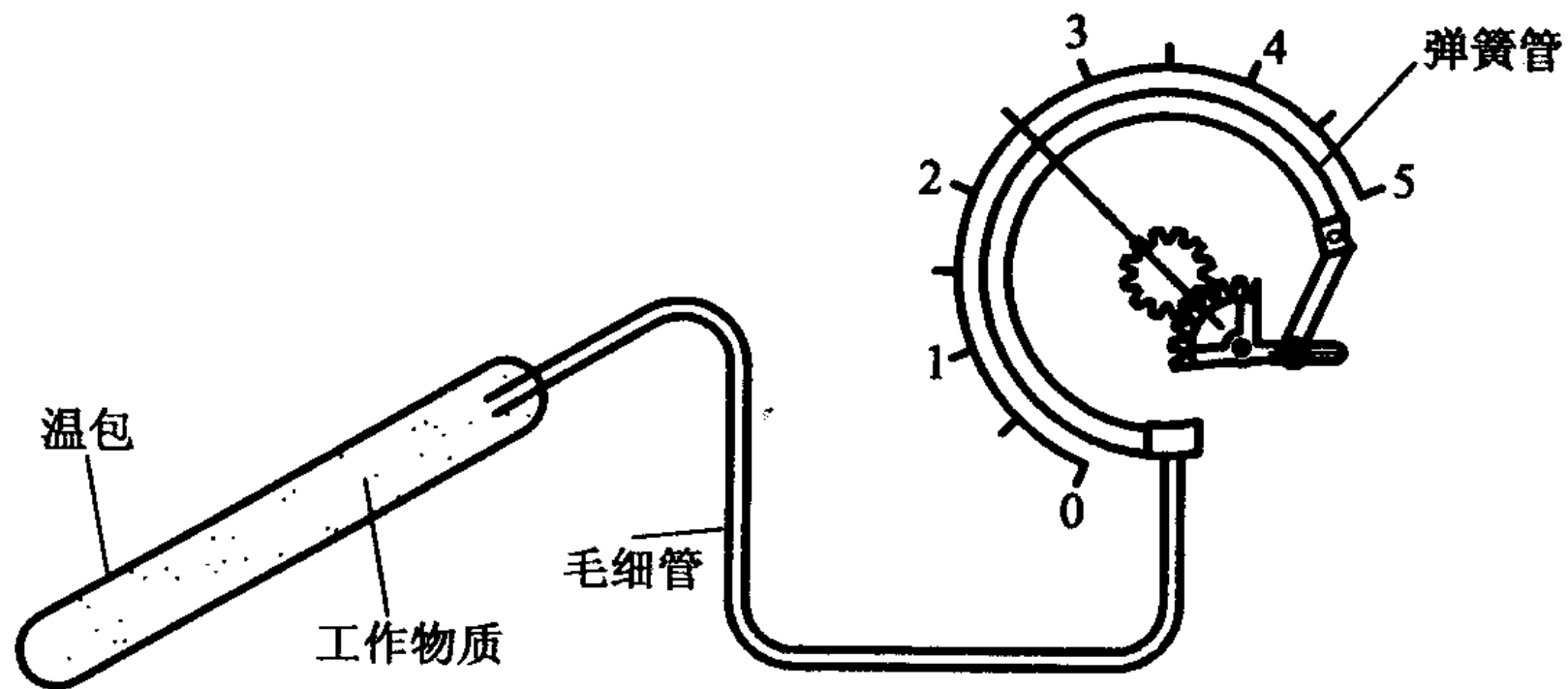


图 11 - 4 压力式温度计

压力温度计结构简单、抗振及耐腐蚀性能好，与微动开关组合可作温度控制器用，但它的测量距离受毛细管长度限制，一般充液体可达20m, 充气体或蒸汽可达60m。

三、热电偶传感器

热电偶是工程上应用最广泛的温度传感器。它构造简单，使用方便，具有较高的准确度、稳定性及复现性，温度测量范围宽，在温度测量中占有重要的地位。

1. 热电偶测温原理

两种不同的导体（或半导体）组成一个闭合回路，如图 11-5 所示。

的导体或半导体的组合称为热电偶。 两个接点, 一个称工作端, 又称测量端或热端, 测温时将它置于被测介质中; 另一个称自由端, 又称参考端或冷端。

在图11 - 5 所示的回路中, 所产生的热电势由两部分组成: 温差电势和接触电势。

接触电势是由于两种不同导体的自由电子密度不同而在接触处形成的电动势。 两种导体接触时, 自由电子由密度大的导体向密度小的导体扩散, 在接触处失去电子的一侧带正电, 得到电子的一侧带负电, 形成稳定的接触电势。接触电势的数值取决于两种不同导体的性质和接触点的温度。两接点的接触电势 $E_{AB}(T)$ 和 $E_{AB}(T_0)$ 可表示为

$$E_{AB}(T) = \frac{KT}{e} \ln \frac{N_{AT}}{N_{BT}}$$

$$E_{AB}(T_0) = \frac{KT_0}{e} \ln \frac{N_{AT_0}}{N_{BT_0}}$$

式中: K —波尔兹曼常数;

e —单位电荷电量;

N_{AT} 、 N_{BT} 和 N_{AT_0} 、 N_{BT_0} —分别在温度为 T 和 T_0 时, 导体A、B的电子密度。

温差电势是同一导体的两端因其温度不同而产生的一种热电势。

同一导体的两端温度不同时，高温端的电子能量要比低温端的电子能量大，因而从高温端跑到低温端的电子数比从低温端跑到高温端的要多，结果高温端因失去电子而带正电，低温端因获得多余的电子而带负电，因此，在导体两端便形成接触电势，其大小由下面公式给出：

$$E_A(T, T_0) = \frac{K}{e} \int_{T_0}^T \frac{1}{N_{AT}} \cdot \frac{d(N_{AT} \cdot t)}{dt} dt$$

$$E_B(T, T_0) = \frac{K}{e} \int_{T_0}^T \frac{1}{N_{BT}} \cdot \frac{d(N_{BT} \cdot t)}{dt} dt$$

式中：N_AT和N_BT分别为A导体和B导体的电子密度，是温度的函数。

热电偶回路中产生的总热电势为

$$E_{AB}(T, T_0) = E_{AB}(T) + E_B(T, T_0) - E_{AB}(T_0) - E_A(T, T_0) \quad (11 - 6)$$

在总热电势中，温差电势比接触电势小很多，可忽略不计，热电偶的热电势可表示为

$$E_{AB}(T, T_0) = E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) \quad (11 - 7)$$

对于已选定的热电偶，当参考端温度 T_0 恒定时， $E_{AB}(T_0) = c$ 为常数，则总的热电势就只与温度 T 成单值函数关系，即

$$E_{AB}(T, T) = E_{AB}(T) - c = f(T)$$

实际应用中, 热电势与温度之间关系是通过热电偶分度表来确定的。分度表是在参考端温度为 0°C 时, 通过实验建立起来的热电势与工作端温度之间的数值对应关系。用热电偶测温, 还要掌握热电偶基本定律。下面引述几个常用的热电偶定律。

1. 热电偶基本定律

(1) 中间导体定律利用热电偶进行测温, 必须在回路中引入连接导线和仪表, 接入导线和仪表后会不会影响回路中的热电势呢? 中间导体定律说明, 在热电偶测温回路内, 接入第三种导体, 只要其两端温度相同, 则对回路的总热电势没有影响。

接入第三种导体回路如图 11 - 6 所示。由于温差电势可忽略不计, 则回路中的总热电势等于各接点的接触电势之和。 即

$$E_{ABC}(T, T_0) = E_{AB}(T) + E_{BC}(T_0) + E_{CA}(T_0) \quad (11 - 9)$$

当 $T = T_0$ 时, 有

$$E_{BC}(T_0) + E_{CA}(T_0) = -E_{AB}(T_0) \quad (11 - 10)$$

将(11 - 10) 式代入(11 - 9) 式中得

$$E_{ABC}(T, T_0) = E_{AB}(T) - E_{AB}(T_0) = E_{AB}(T, T_0) \quad (11 - 11)$$

同理, 加入第四、第五种导体后, 只要加入的导体两端温度相等, 同样不影响回路中的总热电势。

(2)中间温度定律 热电偶AB在接点温度为t、t₀时的热电势E_{AB}(t, t₀)等于热电偶AB在接点温度t、t_c和t_c、t₀时的热电势E_{AB}(t, t_c)和E_{AB}(t_c, t₀)的代数和（见图 11 - 7 ），即：

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

该定律是参考端温度计算修正法的理论依据。在实际热电偶测温回路中,利用热电偶这一性质,可对参考端温度不为0℃的热电势进行修正。

(3)均质导体定律 由一种均质导体组成的闭合回路中,不论导体的截面和长度如何以及各处的温度分布如何,都不能产生热电势。这条定理说明,热电偶必须由两种不同性质的均质材料构成。

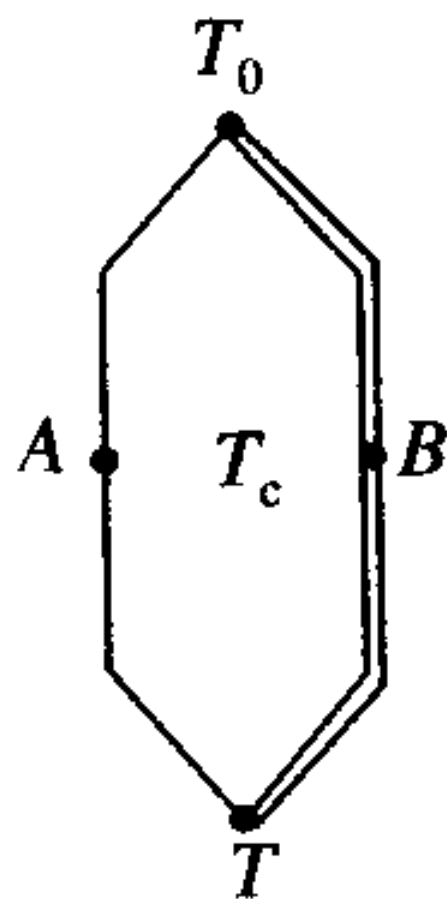


图 11 - 7 中间温度定律

3.热电偶类型

理论上讲,任何两种不同材料的导体都可以组成热电偶,但为了准确可靠地测量温度,对组成热电偶的材料必须经过严格的选择。工程上用于热电偶的材料应满足以下条件:热电势变化尽量大,热电势与温度关系尽量接近线性关系,物理、化学性能稳定,易加工,复现性好,便于成批生产,有良好的互换性。

实际上并非所有材料都能满足上述要求。 目前在国际上被公认比较好的热电材料只有几种。国际电工委员会(IEC)向世界各国推荐8种标准化热电偶,所谓标准化热电偶,它已列入工业标准化文件中,具有统一的分度表。 我国从1988年开始采用IEC标准生产热电偶。表11-1 为我国采用的几种热电偶的主要性能和特点。

表 11 - 1 标准化热电偶的主要性能和特点

热电偶名称	分度号		允许偏差 ^①			特 点
	新	旧	等级	适用温度	允差值(±)	
铜—铜镍	T	CK	I	-40~350℃	0.5℃或 $0.004 \times t $	测温精度高, 稳定性好, 低温时灵敏度高, 价格低廉。适用于在 -200~+400℃ 范围内测温
			II		1℃或 $0.0075 \times t $	
镍铬—铜镍	E	—	I	-40~800℃	1.5℃或 $0.004 \times t $	适用于氧化及弱还原性气氛中测温, 按其偶丝直径不同, 测温范围为 -200~900℃。稳定性好, 灵敏度高, 价格低廉
			II	-40~900℃	2.5℃或 $0.0075 \times t $	
铁—铜镍	J	—	I	-40~750℃	1.5℃或 $0.004 \times t $	适用于氧化、还原气氛中测温, 亦可在真空、中性气氛中测温, 稳定性好, 灵敏度高, 价格低廉
			II		2.5℃或 $0.0075 \times t $	

续表

热电偶名称	分度号		允许偏差 ^①			特 点
	新	旧	等级	适用温度	允差值(±)	
镍铬—镍硅	K	EU-2	I	-40~1000℃	1.5℃或 $0.004 \times t $	适用于氧化和中性气氛中测温, 按其偶丝直径不同, 测温范围为-200~1300℃。若外加密封保护管, 还可在还原气氛中短期使用
			II	-40~1200℃	2.5℃或 $0.0075 \times t $	
铂铑 ₁₀ —铂	S	LB-3	I	0~1100℃	1℃	适用于氧化性气氛中测温, 其长期最高使用温度为1300℃, 短期最高使用温度为1600℃。使用温度高, 性能稳定, 精度高, 但价格贵
			II	600~1600℃	$0.0025 \times t $	
铂铑 ₃₀ —铂铑 ₆	B	LL-2	II	600~1700℃	1.5℃或 $0.005 \times t $	适用于氧化性气氛中测温, 其长期最高使用温度为1600℃, 短期最高使用温度为1800℃, 稳定性好, 测量温度高。参比端温度在0~40℃范围内可以不补偿
			III	800~1700℃	$0.005 \times t $	

表中所列的每一种热电偶中前者为热电偶的正极, 后者为负极。 目前工业上常用的有四种标准化热电偶, 即铂铑30--铂铑6, 铂铑10-铂, 镍铬-镍硅和镍铬-铜镍 (我国通常称为镍铬-康铜) 热电偶, 它的分度表见表 11 - 2 至表 11 - 5

表 11 - 2 S 型(铂铑₁₀—铂)热电偶分度表

分度号: S

(参比端温度为 0℃)

测量端 温度/℃	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
	热电动势/mV									
0	0.000	0.055	0.113	0.173	0.235	0.299	0.365	0.432	0.502	0.573
100	0.645	0.719	0.795	0.872	0.950	1.029	1.109	1.190	1.273	1.356
200	1.440	1.525	1.611	1.698	1.785	1.873	1.962	2.051	2.141	2.232
300	2.323	2.414	2.506	2.599	2.692	2.786	2.880	2.974	3.069	3.164
400	3.260	3.356	3.452	3.549	3.645	3.743	3.840	3.938	4.036	4.135
500	4.234	4.333	4.432	4.532	4.632	4.732	4.832	4.933	5.034	5.136
600	5.237	5.339	5.442	5.544	5.648	5.751	5.855	5.960	6.064	6.169
700	6.274	6.380	6.486	6.592	6.699	6.805	6.913	7.020	7.128	7.236
800	7.345	7.454	7.563	7.672	7.782	7.892	8.003	8.114	8.225	8.336
900	8.448	8.560	8.673	8.786	8.899	9.012	9.126	9.240	9.355	9.470
1000	9.585	9.700	9.816	9.932	10.048	10.165	10.282	10.400	10.517	10.635
1100	10.754	10.872	10.991	11.110	11.229	11.348	11.467	11.587	11.707	11.827
1200	11.947	12.067	12.188	12.308	12.429	12.550	12.671	12.792	12.913	13.034
1300	13.155	13.276	13.397	13.519	13.640	13.761	13.883	14.004	14.125	14.247
1400	14.368	14.489	14.610	14.731	14.852	14.973	15.094	15.215	15.336	15.456
1500	15.576	15.697	15.817	15.937	16.057	16.176	16.296	16.415	16.534	16.653
1600	16.771	16.890	17.008	17.125	17.245	17.360	17.477	17.594	17.711	17.826

表 11-3 B 型(铂铑₃₀—铂铑₆)热电偶分度表

分度号: B

(参比端温度为 0°C)

[illegible]

表 11-4 K 型(镍铬—镍硅)热电偶分度表

分度号: K

(参比端温度为 0°C)

[illegible]

表 11-5 E 型(镍铬—铜镍)热电偶分度表

分度号: E

(参比端温度为 0°C)

[illegible]

另外，目前还生产一些特殊用途的热电偶，以满足特殊测温的需要。如用于测量 3800°C 超高温的钨镍系列热电偶，用于测量 $2\sim 273\text{K}$ 的超低温的镍铬-金铁热电偶等。

4. 热电偶的结构形式

为了适应不同生产对象的测温要求和条件，热电偶的结构形式有普通型热电偶、铠装型热电偶和薄膜热电偶等。

(1)普通型热电偶 普通型结构热电偶工业上使用最多，它一般由热电极、绝缘套管、保护管和接线盒组成，其结构如图11 - 8 所示。普通型热电偶按其安装时的连接形式可分为固定螺纹连接、固定法兰连接、活动法兰连接、无固定装置等多种形式。

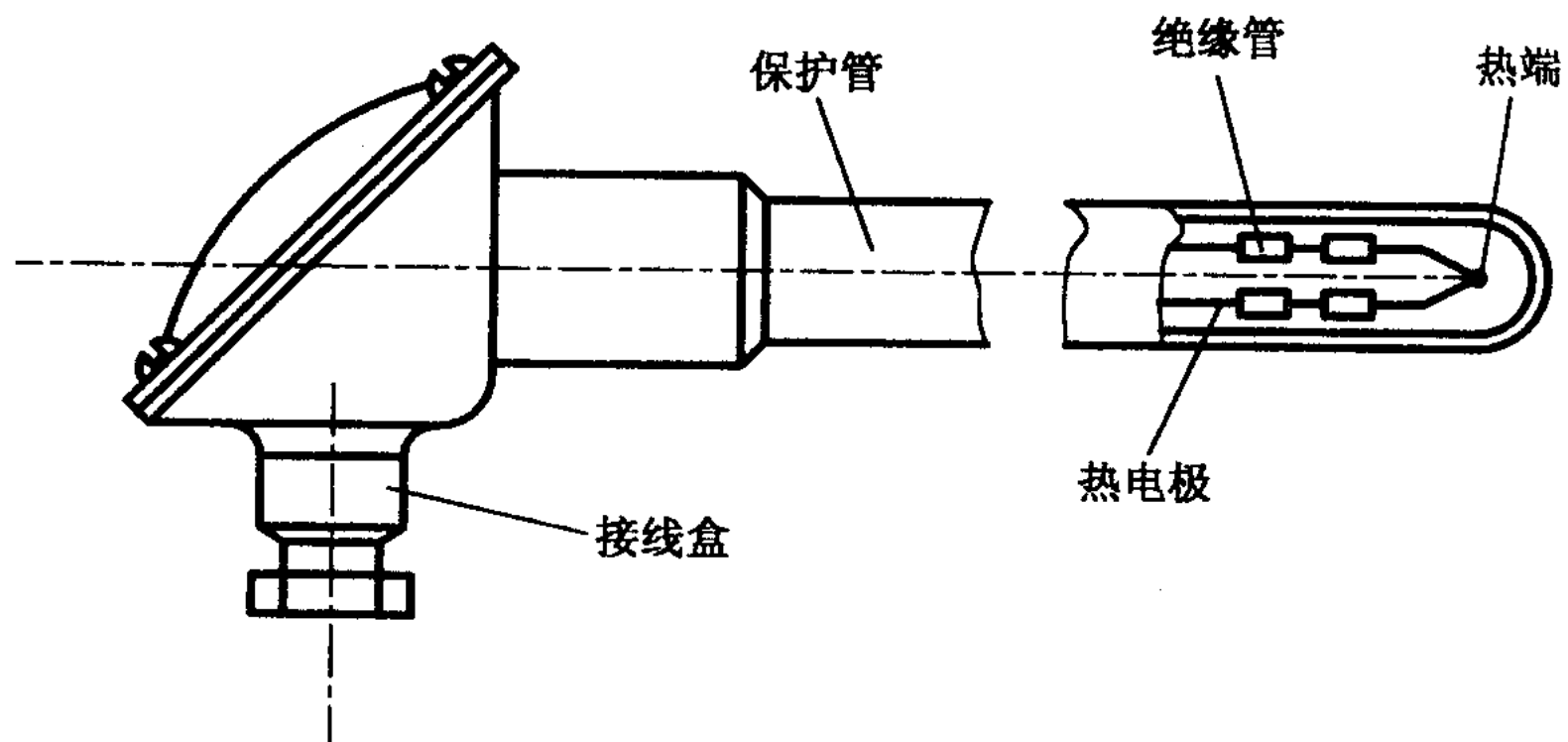
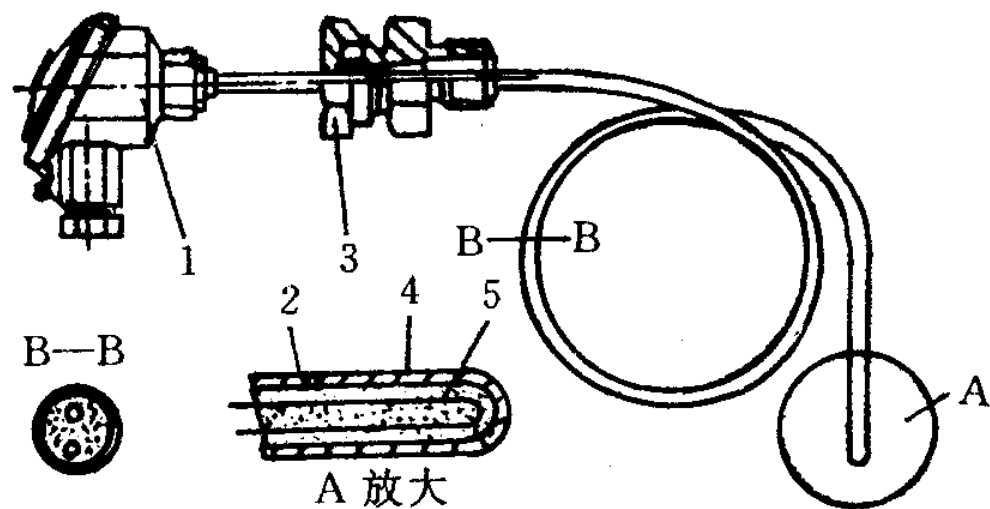


图 11 - 8 普通型热电偶结构

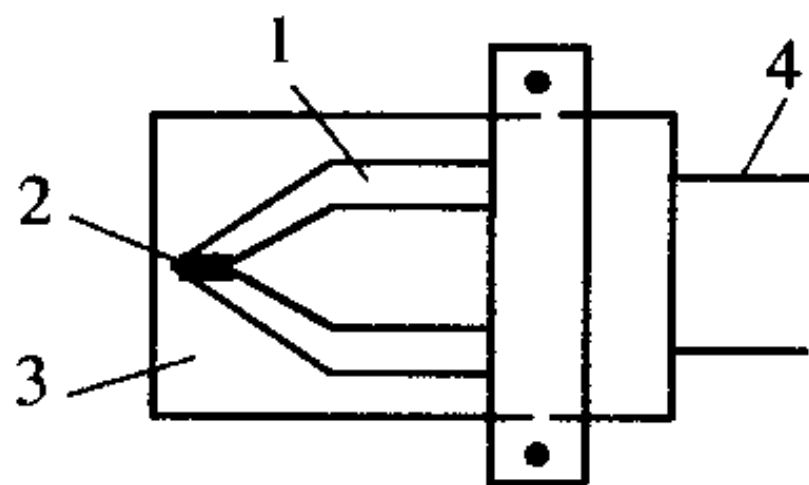
(2)铠装热电偶 铠装热电偶又称套管热电偶。它是由热电偶丝、绝缘材料和金属套管三者经拉伸加工而成的坚实组合体,如图 11 - 9所示。它可以做得很细很长,使用中随需要能任意弯曲。铠装热电偶的主要优点是测温端热容量小,动态响应快,机械强度高,挠性好,可安装在结构复杂的装置上,因此被广泛用在许多工业部门中。

(3)薄膜热电偶 薄膜热电偶是由两种薄膜热电极材料,用真空蒸镀、化学涂层等办法蒸镀到绝缘基板上面制成的一种特殊热电偶,如图 11 - 10 所示。薄膜热电偶的热接点可以做得很小(可薄到 $0.01\sim 0.1\mu\text{m}$),具有热容量小,反应速度快等特点,热相应时间达到微秒级,适用于微小面积上的表面温度以及快速变化的动态温度测量。



1—接线盒；2—金属套管；3—固定装置
4—绝缘材料；5—热电极

图 11 - 9 铠装型热电偶



1—热电极；2—热接点；
3—绝缘基板；4—引出线
图 11 - 10 薄膜热电偶

5.热电偶的补偿导线及参考端温度补偿方法

从热电偶测温基本公式可以看到,对某一种热电偶来说热电偶产生的热电势只与工作端温度 t 和自由端温度 t_0 有关,即:

$$E_{AB}(t, t_0) = e_{AB}(t) - e_{AB}(t_0) \quad (11-13)$$

热电偶的分度表是以 $t_0=0^\circ\text{C}$ 作为基准进行分度的,而在实际使用过程中,参考端温度往往不为 0°C ,那么工作端温度为 t 时,分度表所对应的热电势 $E_{AB}(t, 0)$ 与热电偶实际产生的热电势 $E_{AB}(t, t_0)$ 之间的关系可根据中间温度定律得到下式:

$$E_{AB}(t, 0) = E_{AB}(t, t_0) + E_{AB}(t_0, 0)$$

由此可见, $E_{AB}(t_0, 0)$ 是参考端温度 t_0 的函数, 因此需要对热电偶参考端温度进行处理。

(1) 热电偶补偿导线 在实际测温时, 需要把热电偶输出的电势信号传输到远离现场数十米的控制室里的显示仪表或控制仪表, 这样参考端温度 t_0 也比较稳定。热电偶一般做得较短需要用导线将热电偶的冷端延伸出来。工程中采用一种补偿导线, 它通常由两种不同性质的廉价金属导线制成, 而且在 $0\sim 100^{\circ}\text{C}$ 温度范围内, 要求补偿导线和所配热电偶具有相同的热电特性。

常用热电偶的补偿导线列于表 11 - 6

表 11 - 6 常用补偿导线

补偿导线型号	配用热电偶型号	补 偿 导 线		绝缘层颜色	
		正 极	负 极	正 极	负 极
SC	S	SPC (铜)	SNC (铜镍)	红	绿
KC	K	KPC (铜)	KNC (康铜)	红	蓝
KX	K	KPX (镍铬)	KNX (镍硅)	红	黑
EX	E	EPX (镍铬)	ENX (铜镍)	红	棕

(2)参考端温度修正法采用补偿导线可使热电偶的参考端延伸到温度比较稳定的地方,但只要参考端温度不等于 0°C ,需要对热电偶回路的电势值加以修正,修正值为 $E_{AB}(t_0, 0)$ 。经修正后的实际热电势,可由分度表中查出被测实际温度值

(3)参考端 0°C 恒温法 在实验室及精密测量中,通常把参考端放入装满冰水混合物的容器中,以便参考端温度保持 0°C ,这种方法又称冰浴法。

(4)参考端温度自动补偿法(补偿电桥法) 补偿电桥法是利用不平衡电桥产生的不平衡电压作为补偿信号,来自动补偿热电偶测量过程中因参考端温度不为 0°C 或变化而引起热电势的变化值。

如图12-11 所示, 不平衡电桥由三个电阻温度系数较小的锰铜丝绕制的电阻 r_1 、 r_2 、 r_3 、电阻温度系数较大的铜丝绕制的电阻 r_{CU} 和稳压电源组成。

补偿电桥与热电偶参考端处在同一环境温度, 但由于 r_{CU} 的阻值随环境温度变化而变化, 如果适当选择桥臂电阻和桥路电流, 就可以使电桥产生的不平衡电压 U_{ab} 补偿由于参考端温度变化引起的热电势 $E_{AB}(t, t_0)$ 变化量, 从而达到自动补偿的目的。

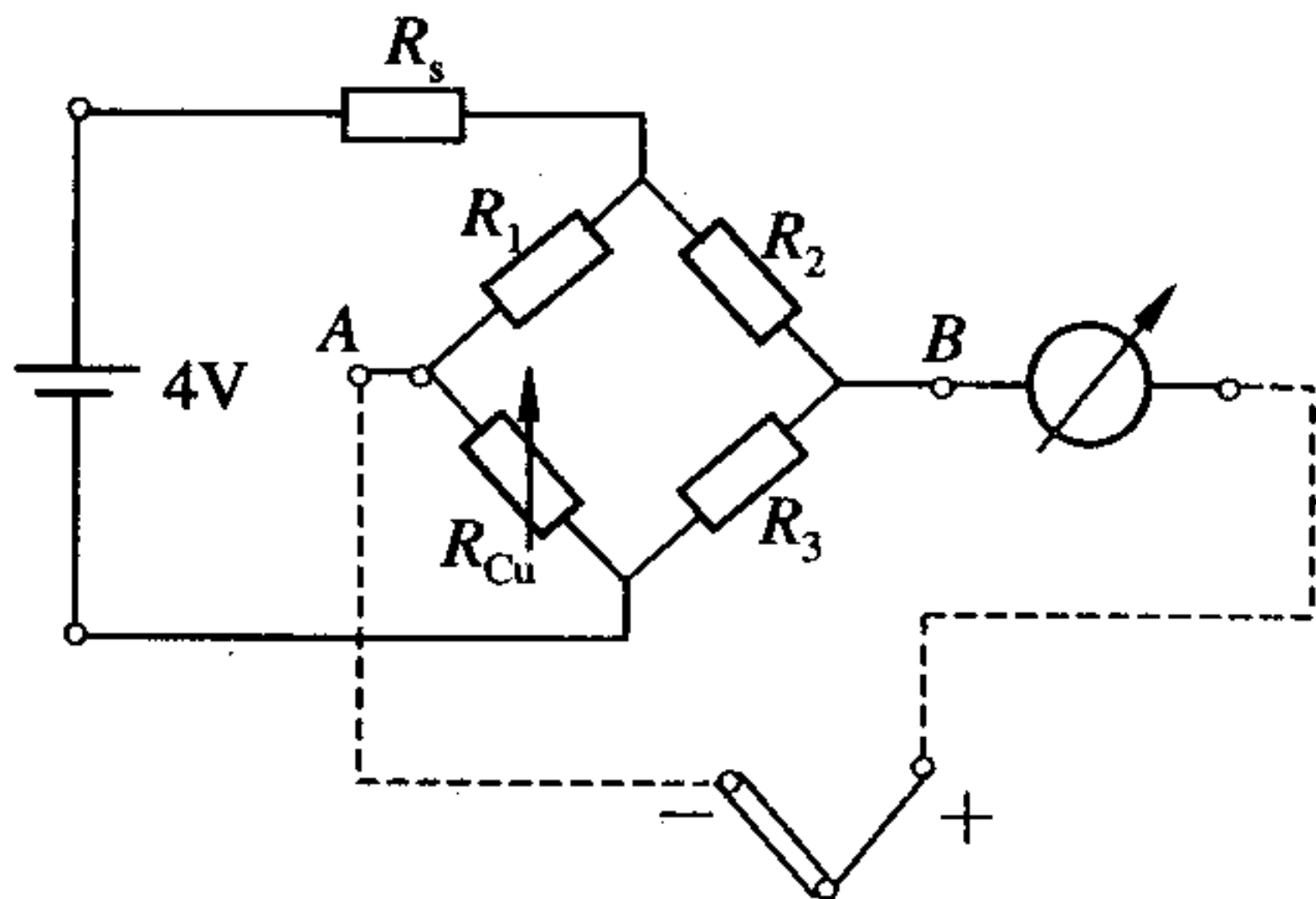
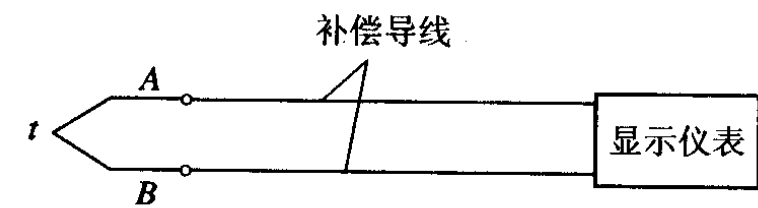


图 11 - 11 补偿电桥

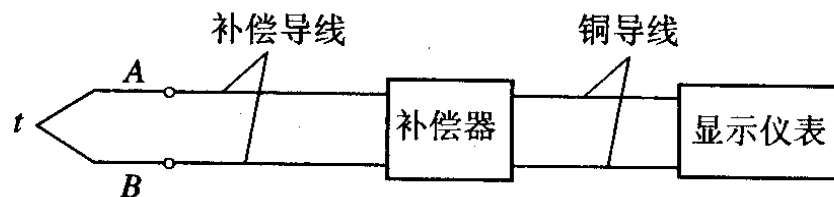
4. 热电偶测温线路

热电偶测温时，它可以直接与显示仪表（如电子电位差计、数字表等）配套使用，也可与温度变送器配套，转换成标准电流信号，图 11 - 12 为典型的热电偶测温线路。如用一台显示仪表显示多点温度时，可按图 11 - 13 连接，这样可节约显示仪表和补偿导线。

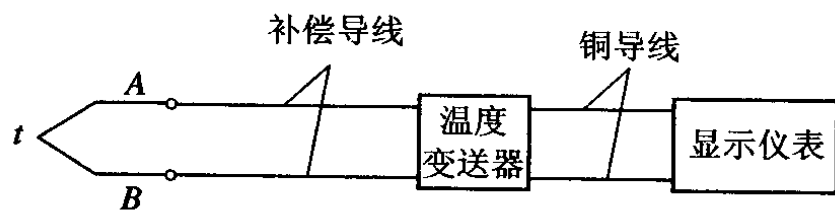
特殊情况下，热电偶可以串联或并联使用，但只能是同一分度号的热电偶，且参考端应在同一温度下。如热电偶正向串联，可获得较大的热电势输出和提高灵敏度。在测量两点温差时，可采用热电偶反向串联。利用热电偶并联可以测量平均温度。热电偶串、并联线路如图 11 - 14 所示



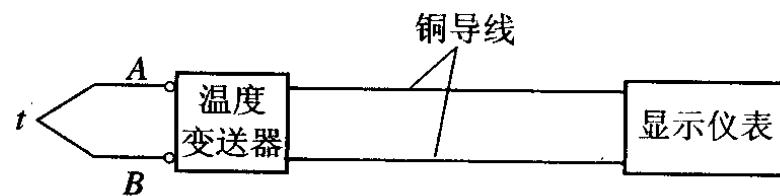
(a)



(b)

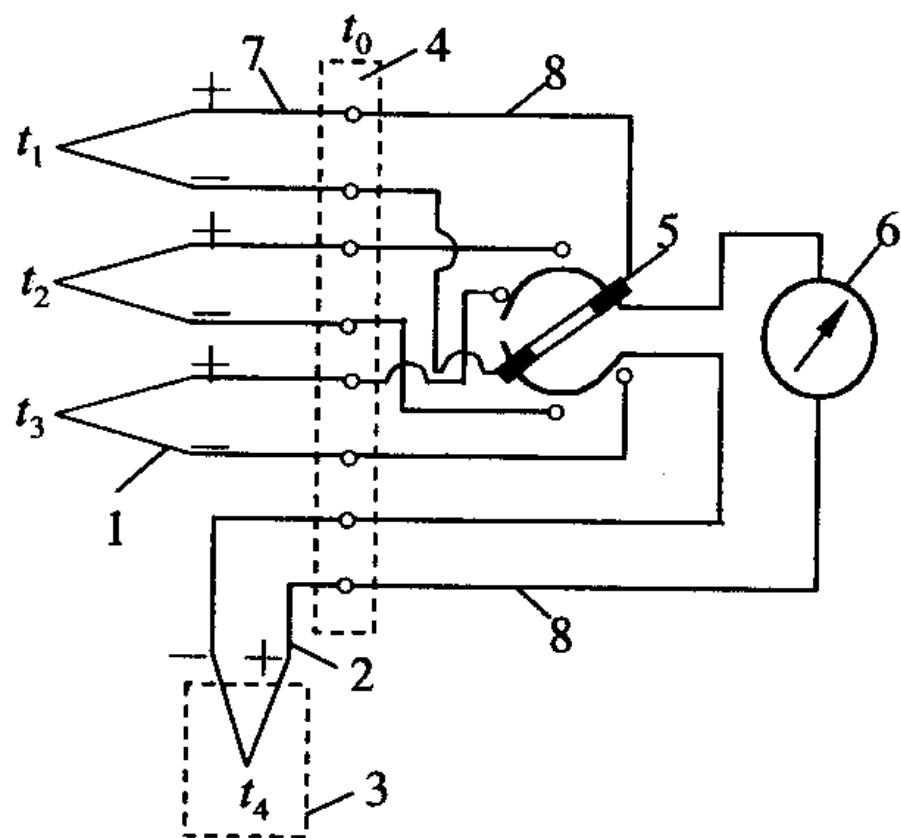


(c)



(d)

图 11 - 12 热电偶测温典型线路



1—主热电偶；2—辅助热电偶；3—恒温箱；4—接线端子排；
5—切换开关；6—显示仪表；7—补偿导线；8—铜导线

图 11 - 13 多点测温线路

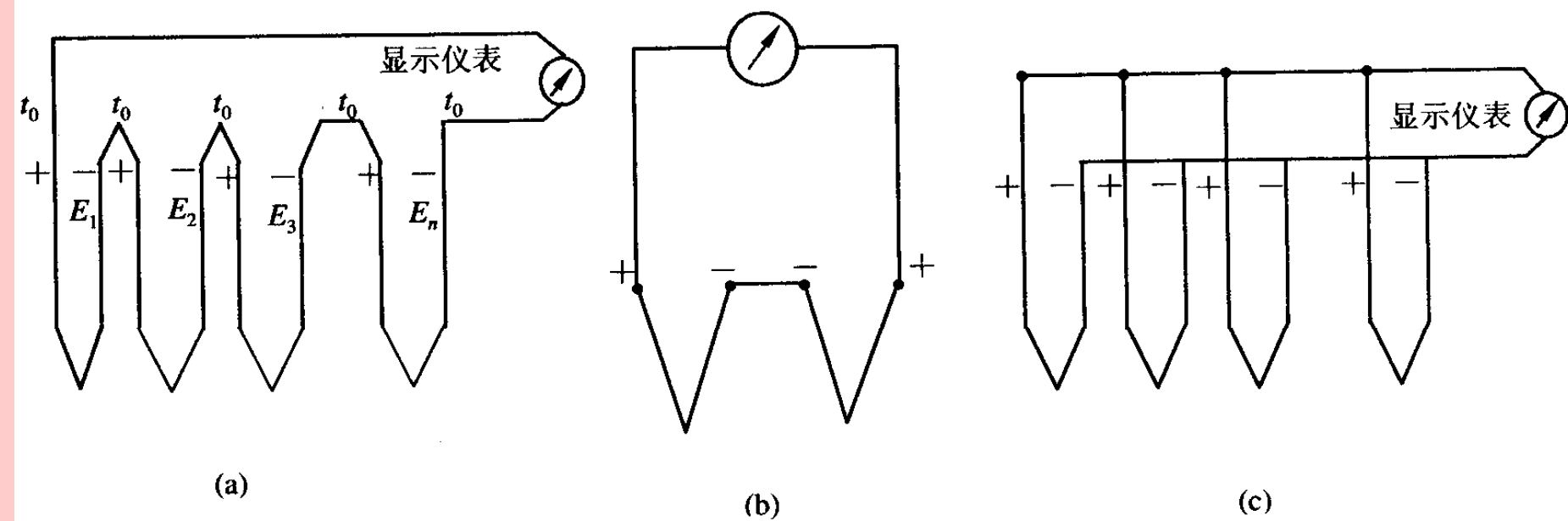


图 11 - 14 热电偶串、并联线路

(a) 热电偶串联线路；(b) 热电偶反向串联线路；(c) 热电偶并联线路

四. 热电阻传感器

热电阻传感器是利用导体或半导体的电阻值随温度变化而变化的原理进行测温的。热电阻传感器分为金属热电阻和半导体热电阻两大类，一般把金属热电阻称为热电阻，而把半导体热电阻称为热敏电阻。热电阻广泛用来测量 $-200\sim+850^{\circ}\text{C}$ 范围内的温度，少数情况下，低温可测量至1K，高温达 1000°C 。标准铂电阻温度计的精确度高，并作为复现国际温标的标准仪器。热电阻传感器由热电阻、连接导线及显示仪表组成，如图 11 - 15所示。热电阻也可与温度变送器连接，转换为标准电流信号输出。

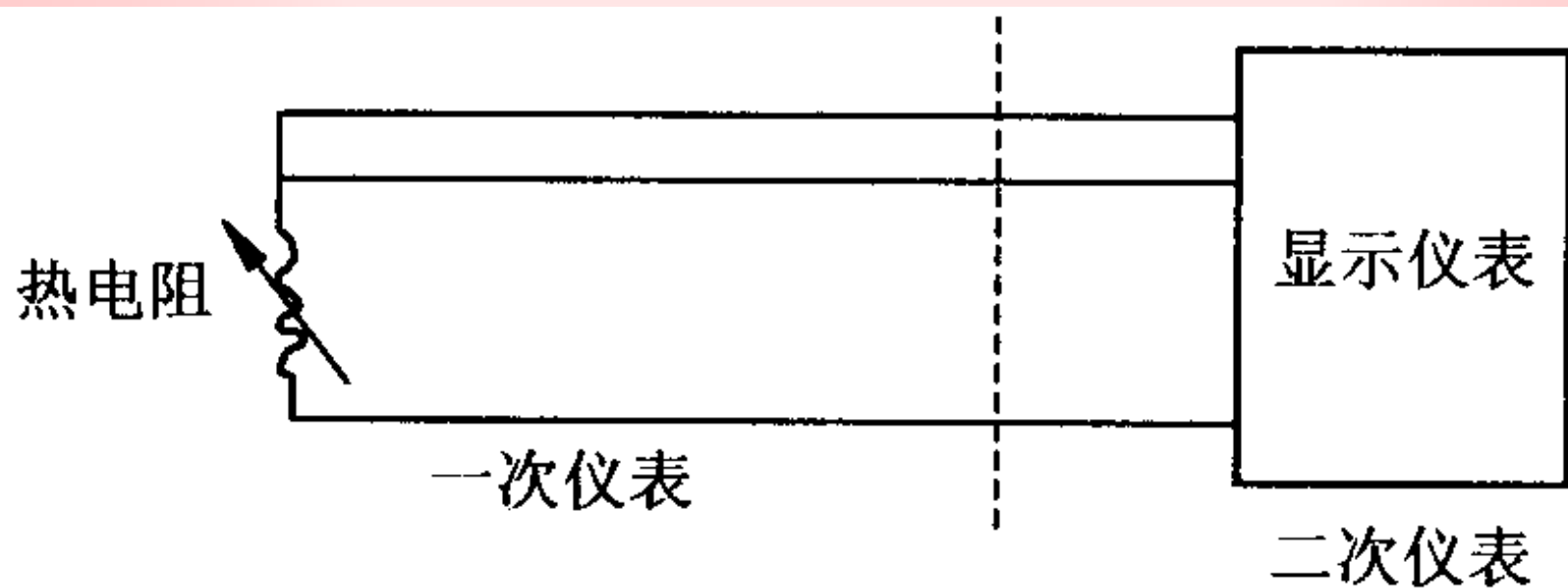


图 11 - 15 热电阻传感器

1. 常用热电阻

用于制造热电阻的材料应具有尽可能大和稳定的电阻温度系数和电阻率, R - t 关系最好成线性, 物理化学性能稳定, 复现性好等。目前最常用的热电阻有铂热电阻和铜热电阻。

(1)铂热电阻 铂热电阻的特点是精度高、稳定性好、性能可靠, 所以在温度传感器中得到了广泛应用。按IEC标准, 铂热电阻的使用温度范围为 $-200\sim+850^{\circ}\text{C}$ 。

铂热电阻的特性方程为

在 $-200\sim 0^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内:

$$R_t = R_0 [1 + A_t + B_{t2} + C_{t3}(t - 100)] \quad (11 - 15)$$

在 $0\sim 850^{\circ}\text{C}$ 的温度范围内:

$$R_t = R_0(1 + A_t + B_{t2})$$

式中 R_t 和 R_0 分别为 $t^{\circ}\text{C}$ 和 0°C 时铂电阻值; A、 B和C为常数。 在ITS-90 中, 这些常数规定为:

$$A=3.9083 \times 10^{-13}/^{\circ}\text{C}$$

$$B=-5.775 \times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}^2$$

$$C=-4.183 \times 10^{-12}/^{\circ}\text{C}^4$$

从上式看出, 热电阻在温度 t 时的电阻值与 R_0 有关。 目前我国规定工业用铂热电阻有 $R_0=10\ \Omega$ 和 $R_0=100\ \Omega$ 两种, 它们的分度号分别为 P_{t10} 和 P_{t100} , 其中以 P_{t100} 为常用。 铂热电阻不同分度号亦有相应分度表, 即 R_t - t 的关系表, 这样在实际测量中, 只要测得热电阻的阻值 R_t , 便可从分度表上查出对应的温度值。 P_{t100} 的分度表见表 11 - 7 。

表 11 - 7 铂电阻分度表

分度号: Pt₁₀₀

$R_0 = 100 \Omega$

温度/℃	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
	电阻/ Ω									
-200	18.49									
-100	60.25	56.19	52.11	48.00	43.87	39.71	35.53	31.32	27.08	22.80
0	100.00	96.09	92.16	88.22	84.27	80.31	76.33	72.33	68.33	64.30
0	100.00	103.90	107.79	111.67	115.54	119.40	123.24	127.07	130.89	134.70
100	138.50	142.29	146.06	149.82	153.58	157.31	161.04	164.76	168.46	172.16
200	175.84	179.51	183.17	186.82	190.45	194.07	197.69	201.29	204.88	208.45
300	212.02	215.57	219.12	222.65	226.17	229.67	233.17	236.65	240.13	243.59
400	247.04	250.48	253.90	257.32	260.72	264.11	267.49	270.86	274.22	277.56
500	280.90	284.22	287.53	290.83	294.11	297.39	300.65	303.91	307.15	310.38
600	313.59	316.80	319.99	323.18	326.35	329.51	332.66	335.79	338.92	342.03
700	345.13	348.22	351.30	354.37	357.37	360.47	363.50	366.52	369.53	372.52
800	375.51	378.48	381.45	384.40	387.34	390.26				

铂热电阻中的铂丝纯度用电阻比 W_{100} 表示,它是铂热电阻在 100°C 时电阻值 R_{100} 与 0°C 时电阻值 R_0 之比。按 I_{EC} 标准,工业使用的铂热电阻的 $W_{100}>1.3850$ 。

(2)铜热电阻 由于铂是贵重金属,因此,在一些测量精度要求不高且温度较低场合,可采用铜热电阻进行测温,它的测量范围为 $-50\sim+150^{\circ}\text{C}$ 。

铜热电阻在测量范围内其电阻值与温度的关系几乎是线性的,可近似地表示为:

$$R_t = R_0 (1 + \alpha t) \quad (11 - 17)$$

式中 α 为铜热电阻的电阻温度系数,取 $\alpha = 4.28 \times 10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ 。

铜热电阻的两种分度号为 $\text{Cu}_{50}(R_0=50\Omega)$ 和 $\text{Cu}_{100}(R_{100}=100\Omega)$ 。

铜热电阻线性好，价格便宜，但它易氧化，不适宜在腐蚀性介质或高温下工作。

1.热电阻的结构

工业用热电阻的结构如图 11 - 16 所示。它由电阻体、绝缘管、保护套管、引线和接线盒等部分组成。

电阻体由电阻丝和电阻支架组成。电阻丝采用双线无感绕法绕制在具有一定形状的云母、石英或陶瓷塑料支架上，支架起支撑和绝缘作用，引出线通常采用直径1mm的银丝或镀银铜丝，它与接线盒柱相接，以便与外接线路相连而测量显示温度。用热电阻传感器进行测温时，测量电路经常采用电桥电路。而热电阻与检测仪表相隔一段距离，因此热电阻的引线对测量结果有较大的影响。

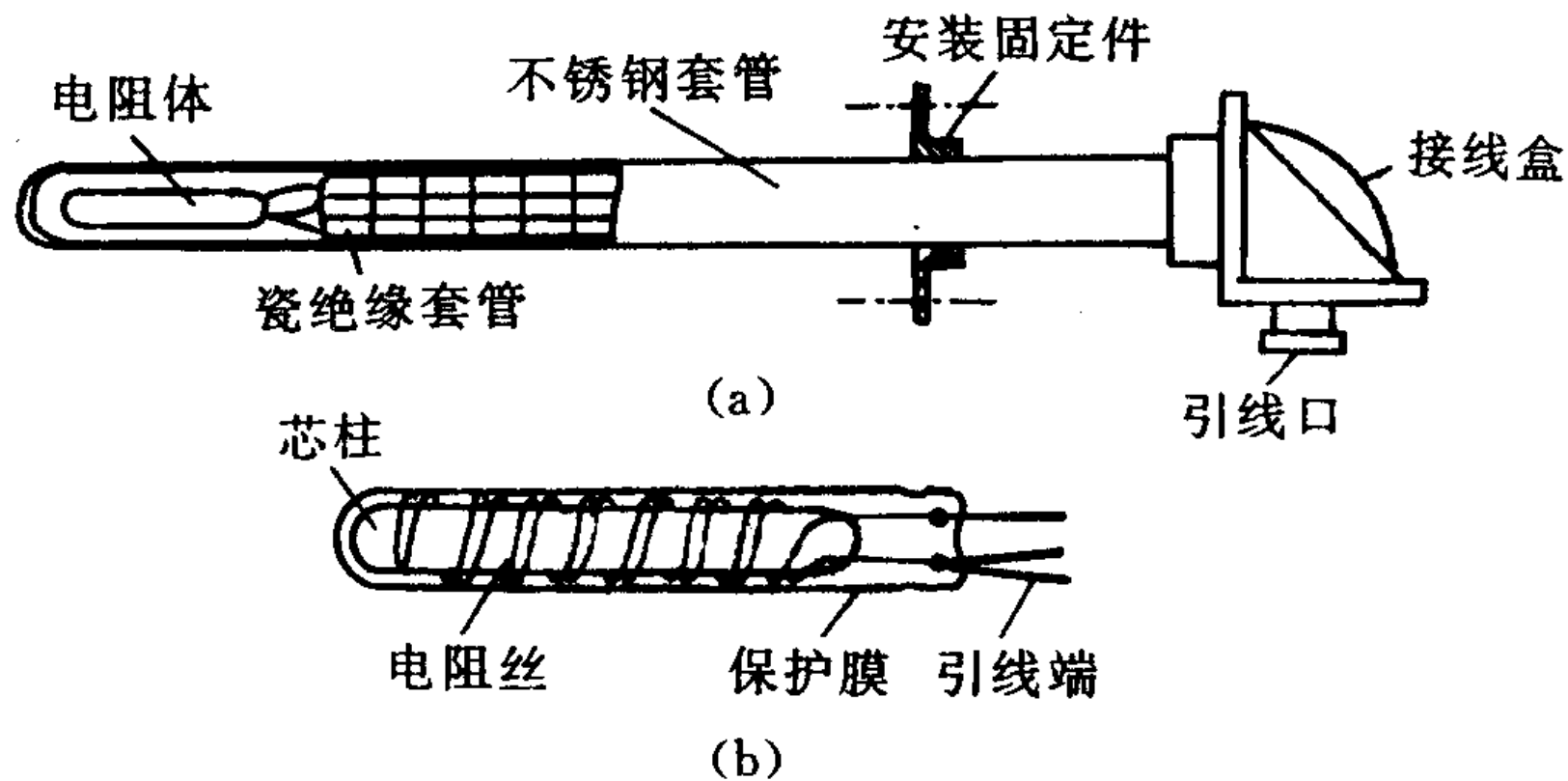
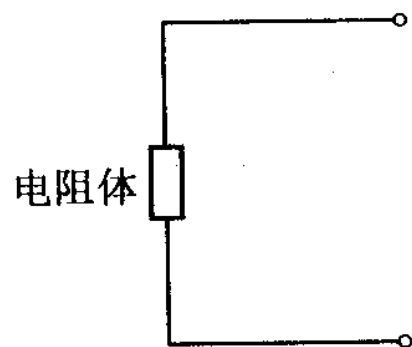


图 11 - 16 热电阻结构

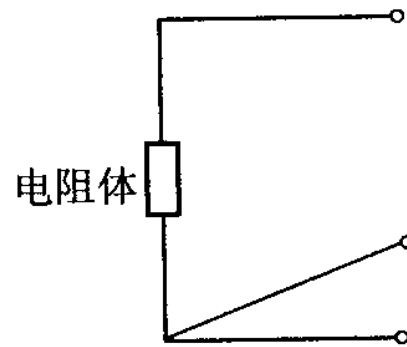
热电阻内部引线方式有两线制、三线制和四线制三种,如图 11 - 17 所示。二线制中引线电阻对测量影响大,用于测温精度不高场合。三线制可以减小热电阻与测量仪表之间连接导线的电阻因环境温度变化所引起的测量误差。四线制可以完全消除引线电阻对测量的影响,用于高精度温度检测。

五. 集成温度传感器

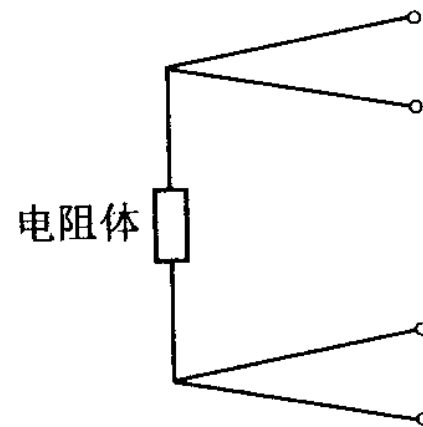
集成温度传感器是利用晶体管PN结的电流电压特性与温度的关系,把感温PN结及有关电子线路集成在一个小硅片上,构成一个小型化、一体化的专用集成电路片。集成温度传感器具有体积小、反应快、线性好、价格低等优点,由于PN结受耐热性能和特性范围的限制,它只能用来测 150°C 以下的温度。



两线制



三线制



四线制

图 11 - 17 内部引线方式

1. 基本工作原理

目前在集成温度传感器中, 都采用一对非常匹配的差分对管作为温度敏感元件。图 11 -18 是集成温度传感器基本原理图。其中 T_1 和 T_2 是互相匹配的晶体管, I_1 和 I_2 分别是 T_1 和 T_2 管的集电极电流, 由恒流源提供。 T_1 和 T_2 管的两个发射极和基极电压之差 ΔV_{be} 可用下式表示, 即:

$$\Delta U = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_1}{I_2} \cdot \frac{AE_2}{AE_1}\right) = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_1}{I_2} \cdot \gamma\right)$$

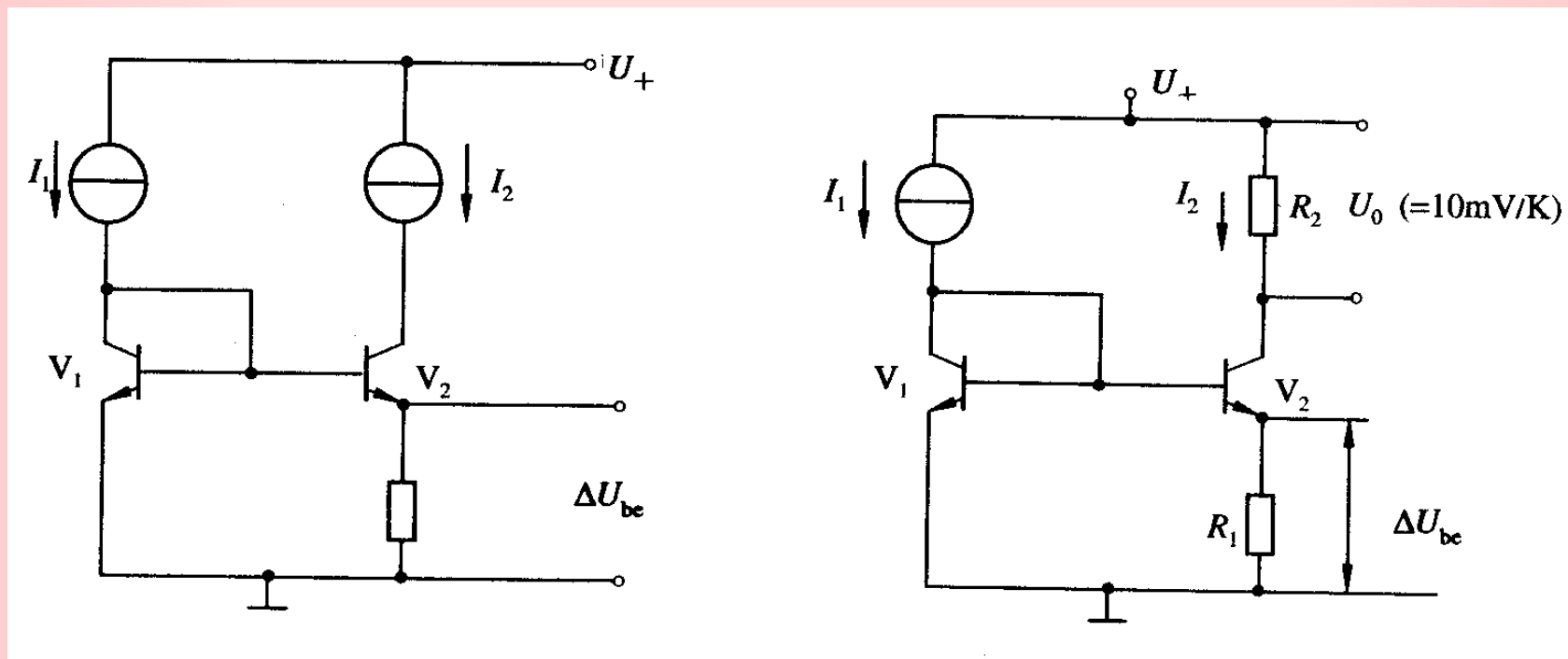


图11-18 集成温度传感器基本原理

式中 k -是波尔兹曼常数;

q -是电子电荷量;

T -是绝对温度;

r -是 T_1 和 T_2 管发射结的面积之比。

从式中看出, 如果保证 I_1/I_2 恒定, 则 ΔV_{be} 就与温度 T 成单值线性函数关系。这就是集成温度传感器的基本工作原理, 在此基础上可设计出各种不同电路以及不同输出类型的集成温度传感器。

1. 集成温度传感器的信号输出方式

(1)电压输出型 电压输出型集成温度传感器原理电路图如图 11 - 19 所示。当电流 I_1 恒定时,通过改变 R_1 的阻值,可实现 $I_1=I_2$,当晶体管的 $\beta \geq 1$ 时,电路的输出电压可由下式确定,即:

$$U_0 = I_2 \cdot R_2 = \frac{\Delta U_{be}}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{KT}{q} \ln \gamma \quad (11 - 19)$$

若取 $R_1=940 \Omega$, $R_2=30K \Omega$, $r=37$,则电路输出的温度系数为:

$$C_T = \frac{dU_0}{dT} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{K}{q} \ln \gamma = 10mv / K$$

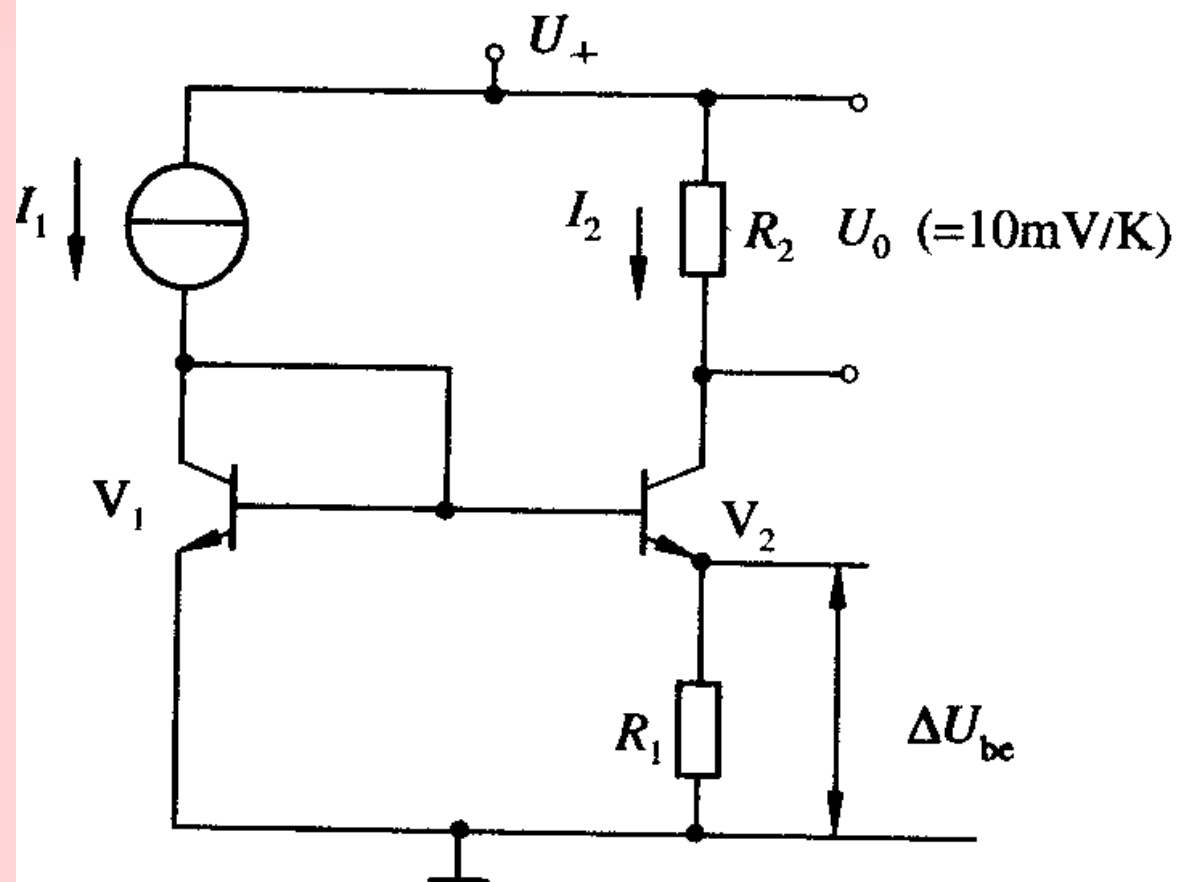


图 11 - 19 电压输出型原理电路图

(2) 电流输出型图 11 - 20 为电流输出型集成温度传感器的原理电路图。 T_1 和 T_2 是结构对称的两个晶体管, 作为恒流源负载, T_3 和 T_4 管是测温用的晶体管, 其中 T_3 管的发射结面积是 T_4 管的8倍, 即 $r=8$ 。流过电路的总电流 I_T 为:

$$I_T = 2I_1 = \frac{2\Delta U_{be}}{R} = \frac{2KT}{qR} \cdot \ln \gamma \quad (11 - 20)$$

式中当 R 和 r 一定时, 电路的输出电流与温度有良好的线性关系。

若取 R 为 358Ω , 则电路输出的温度系数为:

$$c_T = \frac{dI_T}{dT} = \frac{2K}{qR} \cdot \ln \gamma = 1 \mu A / K$$

电流输出型典型的集成温度传感器有美国AD公司生产的AD590, 我国产的SG590也属于同类型产品。基本电路与图 11 - 20一样, 只是增加了一些启动电路, 防止电源反接以及使左右两支路对称的附加电路, 以进一步地提高性能。AD590的电源电压4~30V, 可测温度范围-50~+150℃。

2. AD590集成温度传感器应用实例

AD590是应用广泛的一种集成温度传感器, 由于它内部有放大电路, 再配上相应外电路, 方便地构成各种应用电路。下面介绍AD590几种简单的应用线路。

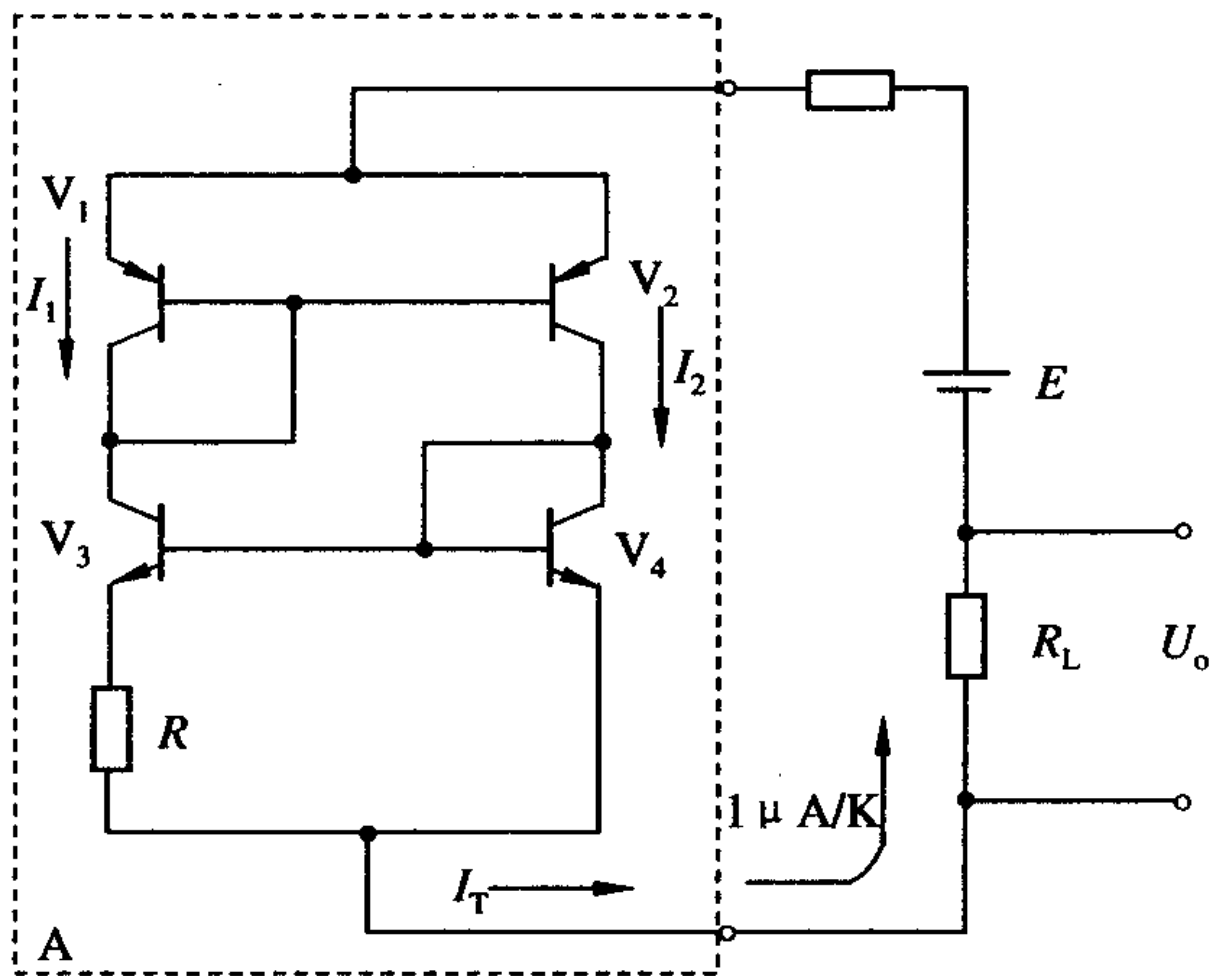


图 11 - 20 电流输出型原理电路图

(1)温度测量电路 图 11 - 21 是一个简单的测温电路。AD590在25℃（298.2K）时，理想输出电流为298.2 μ A，但实际上存在一定误差，可以在外电路中进行修正。将AD590串联一个可调电阻，在已知温度下调整电阻值，使输出电压 U_T 满足1 $_mV/k$ 的关系（如25℃时， U_T 应为298.2mV）。调整好以后，固定可调电阻，即可由输出电压VT读出AD590所处的热力学温度。

(2)控温电路 简单的控温电路如图 11 - 22 所示。AD311为比较器，它的输出控制加热器电流，调节R1可改变比较电压，从而改变了控制温度。AD581是稳压器，为AD590提供一个合理的稳定电压。

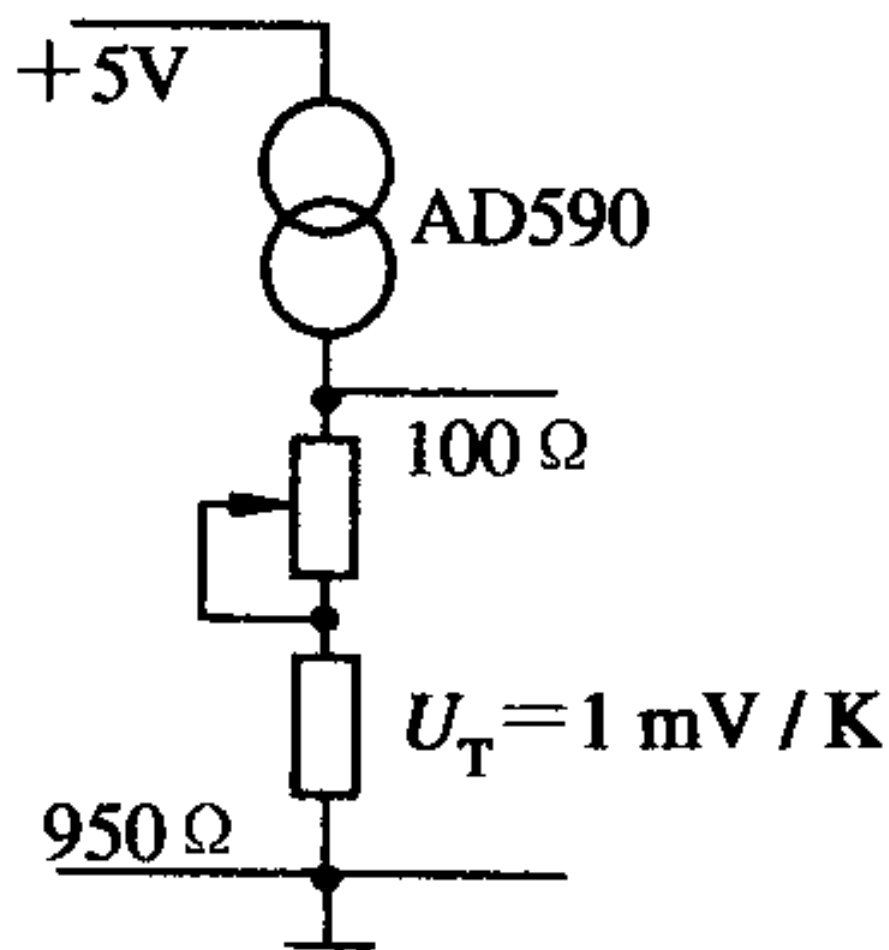
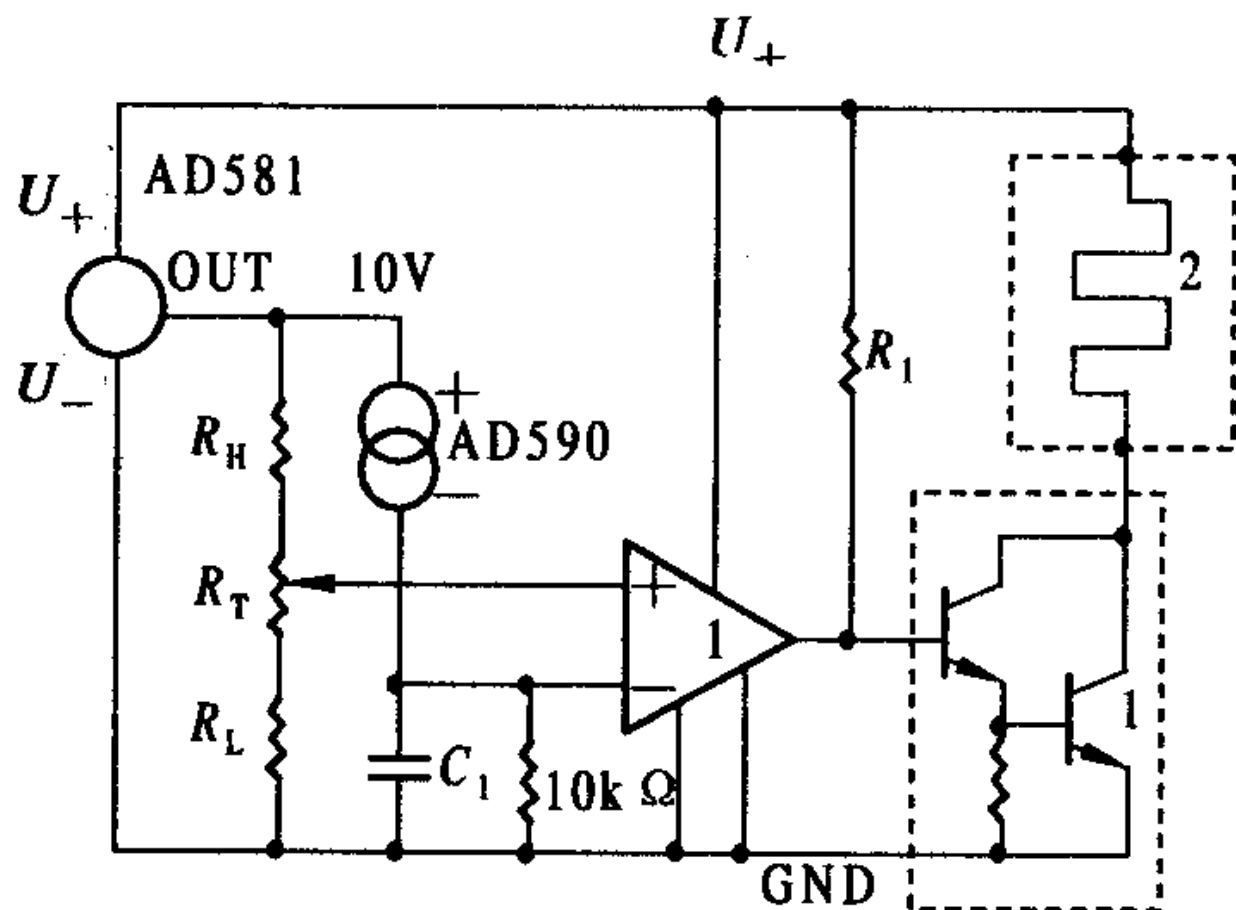


图 11 - 21 简单的测温电路



1—AD311；2—加热元件

图 11 - 22 简单的控温电路

(3)热电偶参考端补偿电路 该种补偿电路如图 11 - 23 所示。AD590应与热电偶参考端处于同一温度下。AD580是一个三端稳压器, 其输出电压 $V_{OUT}=2.5V$ 。电路工作时, 调整电阻 R_2 使得:

$$I_1=t_0 \times 10_{-3} \text{ mA}$$

这样在电阻 R_1 上产生一个随参考端温度 t_0 变化的补偿电压 $V_1=I_1R_1$ 。

当热电偶参考端温度为 t_0 , 其热电势 $E_{AB}(t_0, 0) \approx S \cdot t_0$, S 为塞贝克系数 ($\mu \text{ V}/^\circ\text{C}$)。补偿时应使 V_1 与 $E_{AB}(t_0, 0)$ 近似相等, 即 R_1 与塞贝克系数相等, 不同分度号的热电偶, R_1 的阻值亦不同。

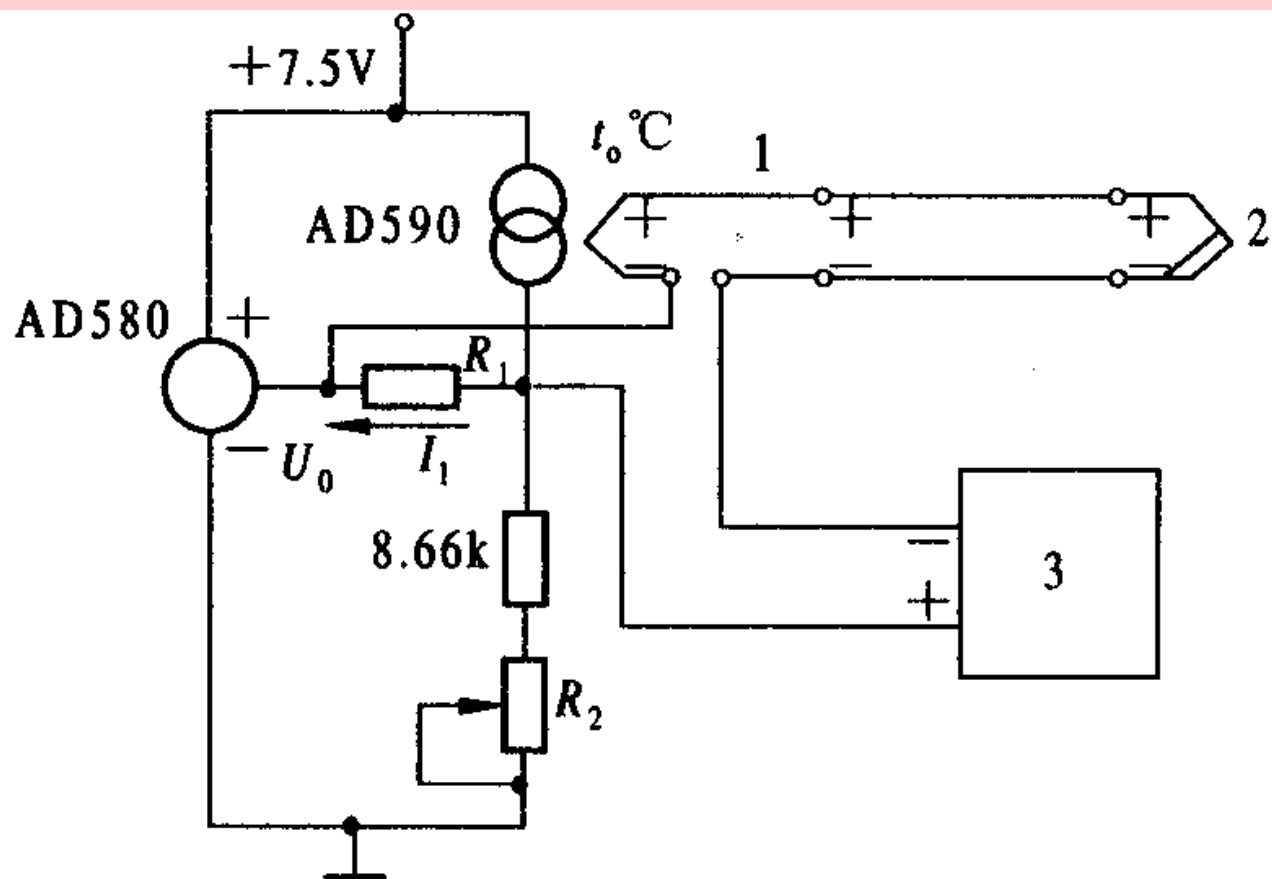


图 11 - 23 热电偶参考端补偿电路

这种补偿电路灵敏、准确、可靠、调整方便, 温度变化在 $15\sim 35^{\circ}\text{C}$ 范围内, 可获得 $\pm 5^{\circ}\text{C}$ 的补偿精度。



11.2 压力测量

一. 压力概述

压力是重要的工业参数之一, 正确测量和控制压力对保证生产工艺过程的安全性和经济性有重要意义。压力及差压的测量还广泛地应用在流量和液位的测量中。

工程技术上所称的“压力”实质上就是物理学里的“压强”, 定义为均匀而垂直作用于单位面积上的力。其表达式为

$$(11-21)$$

式中 P --为压力;

F --为作用力;

A --为作用面积。

国际单位制（SI）中定义：1牛顿力垂直均匀地作用在1平方米面上，形成的压力为1“帕斯卡”，简称“帕”，符号为Pa。

过去采用的压力单位“工程大气压”（即kgf/cm²）、“毫米汞柱”（即mmHg）、“毫米水柱”（即mmH₂O）、物理大气压（即atm）等均应改为法定计量单位帕，其换算关系如下：

$$1 \text{ kgf/cm}^2 = 0.9807 \times 10^5 \text{ Pa}$$

$$1 \text{ mmH}_2\text{O} = 0.9807 \times 10 \text{ Pa}$$

$$1 \text{ mmHg} = 1.332 \times 10^2 \text{ Pa}$$

$$1 \text{ atm} = 1.01325 \times 10^5 \text{ Pa}$$

压力有几种不同表示方法

(1)绝对压力 指作用于物体表面积上的全部压力,其零点以绝对真空为基准,又称总压力或全压力,一般用大写符号 P 表示

(2)大气压力指地球表面上的空气柱重量所产生的压力,以 P_0 表示。

(3)表压力 绝对压力与大气压力之差,一般用 p 表示。测压仪表一般指示的压力都是表压力,表压力又称相对压力。

当绝对压力小于大气压力,则表压力为负压,负压又可用真空度表示,负压的绝对值称为真空度。如测炉膛和烟道气的压力均是负压。

(4)差压 任意两个压力之差称为差压。如静压式液位计和差压式流量计就是利用测量差压的大小知道液位和流体流量的大小。

测量压力的传感器很多，如应变式、电容式、差动变压器、霍尔、压电等传感器等都能用来测量压力。下面介绍几种工程上常用的测压传感器或测压仪表。

二．液柱式压力计

液柱式压力计是以流体静力学原理来测量压力的。它们一般采用水银或水为工作液，用U型管或单管进行测量，常用于低压、负压或压力差的测量。

图 11 - 24所示的U形管内装有一定数量的液体, U形管一侧通压力 p_1 , 另一侧通压力 p_2 。当 $p_1 = p_2$ 时, 左右两管的液体高度相等。 当 $p_1 < p_2$ 时, 两边管内液面便会产生高度差。

根据液体静力学原理可知:

$$\Delta p = p_2 - p_1 = \rho g h \quad (11 - 22)$$

式中 ρ 为U形管内液体的密度。

如把压力 p_1 一侧改为通大气 P_0 , 则式 (12-2) 可改写为

$$p_2 = \rho g h \quad (11 - 23)$$

如果把U形管的一个管换成大直径的杯, 即可变成如图 11 - 25所示的单管或斜管。 测压原理与U形管相同, 只是因为杯径比管径大得多, 杯内液位变化可略去不计, 使计算及读数更为简易。

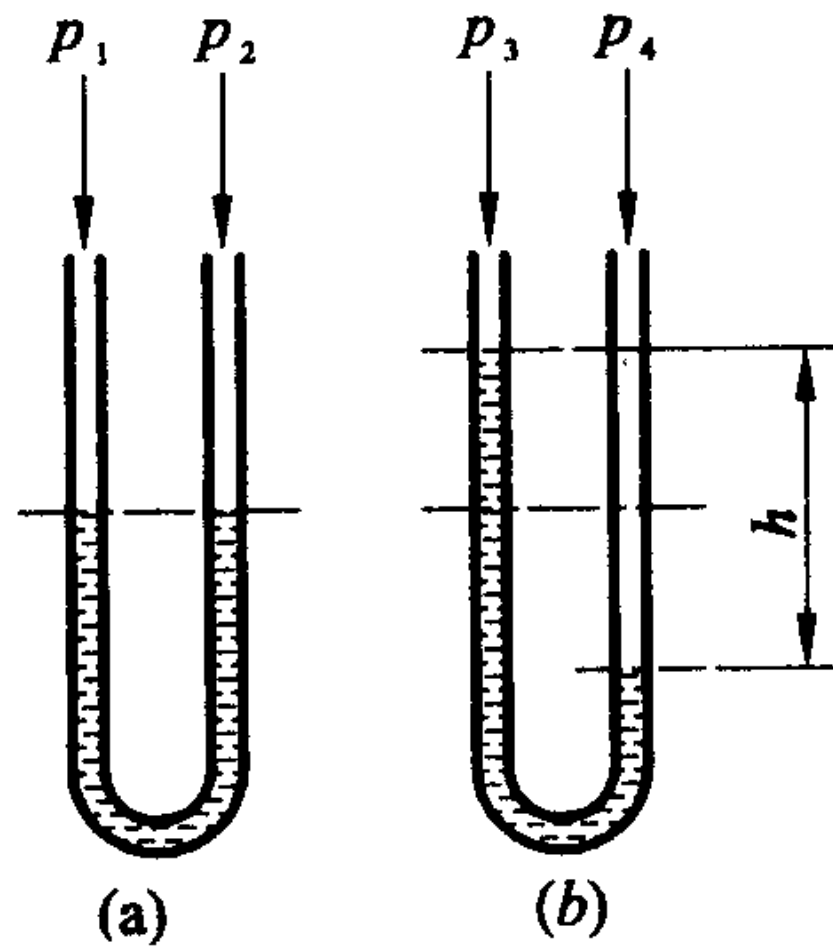


图 11 - 24 U 形玻璃管压力
测量原理图

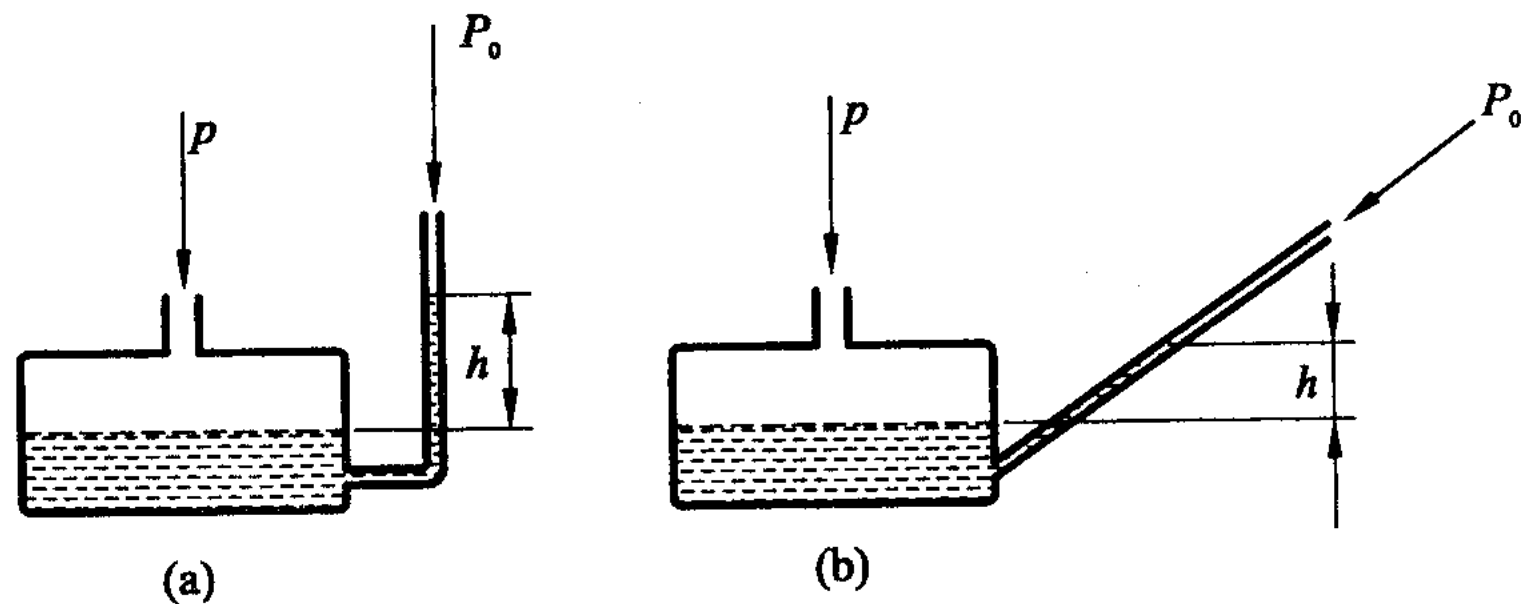


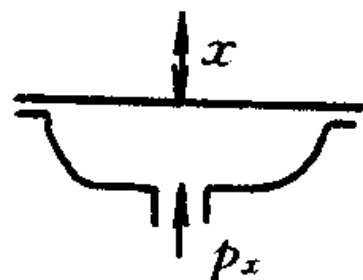
图 11 - 25 液柱式压力计
(a) 单管压力计；(b) 斜管压力计

三. 弹性式压力表

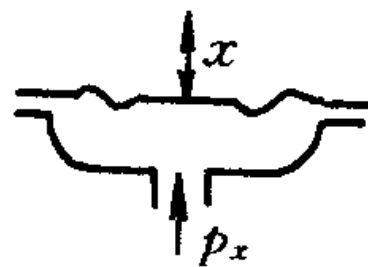
弹性式压力表是以弹性元件受压后所产生的弹性变形作为测量基础的。它结构简单，价格低廉，现场使用和维修都很方便，又有较宽的压力测量范围，因此在工程中获得了非常广泛的应用。

1. 弹性元件

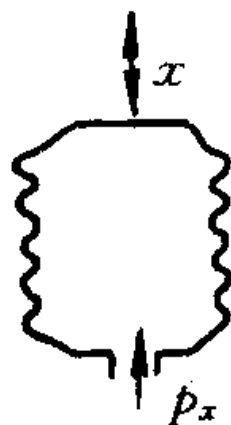
采用不同材料、不同形状的弹性元件作为感压元件，可以适用于不同场合、不同范围的压力测量。目前广泛使用的弹性元件有弹簧管、波纹管和膜片等。图 11 - 26给出了一些常用弹性元件的示意图。



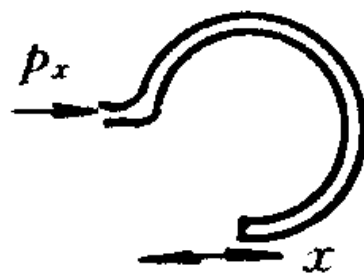
平薄膜



波纹管



波纹管



单圈弹簧管



多圈弹簧管

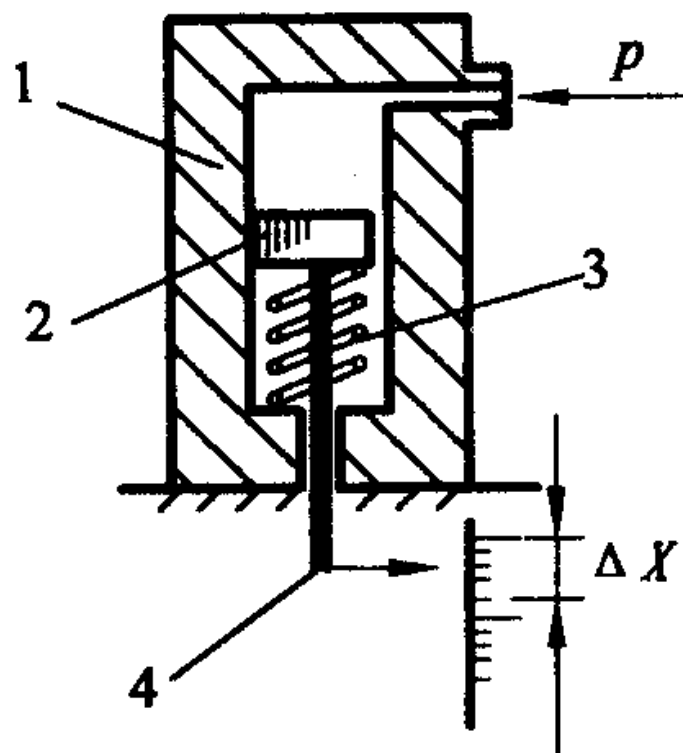
图 11 - 26 弹性元件示意图

图 11 - 27为利用弹性形变测压原理图。 活塞缸的活塞底部加有柱状螺旋弹簧, 弹簧一端固定, 当通入被测压力 p 时, 弹簧被压缩并产生一弹性力与被测压力平衡, 在弹性形变的限度内, 弹簧被压缩后产生的弹性位移量 Δx 与被测压力 Δp 的关系符合胡克定律, 表示为

$$\rho = c \frac{\Delta x}{A} \quad (11 - 24)$$

式中 C 为弹簧的刚度系数; A 为活塞的有效面积。

当 C 、 A 为定值时, 测量压力就变为测量弹性元件的位移量 Δx 。



—活塞缸；2—活塞；3—弹簧；4—指针

图 11 - 27 弹性元件测压原理图

金属弹性元件都具有不完全弹性，即在所加作用力去除后，弹性元件会表现残余变形、弹性后效和弹性滞后等现象，这将会造成测量误差。弹性元件特性与选用的材料和负载的最大值有关，要减小这方面的误差，应注意选用合适的材料，加工成形后进行适当的热处理等。

2. 弹簧管压力表

弹簧管压力表在弹性式压力表中更是历史悠久，应用广泛。

弹簧管压力表中压力敏感元件是弹簧管，弹簧管的横截面呈非园形（椭圆形或扁形），弯成园弧形的空心管子，如图12-28所示。管子的一端为封闭，作为位移输出端，另一端为开口，为被测压力输入端。当开口端通入被测压力后，非圆横截面在压力 p 作用下将趋向圆形，并使弹簧管有伸直的趋势而产生力矩，其结果使弹簧管的自由端产生位移，同时改变中心角。中心角的相对变化量与被测压力有如下的函数关系：

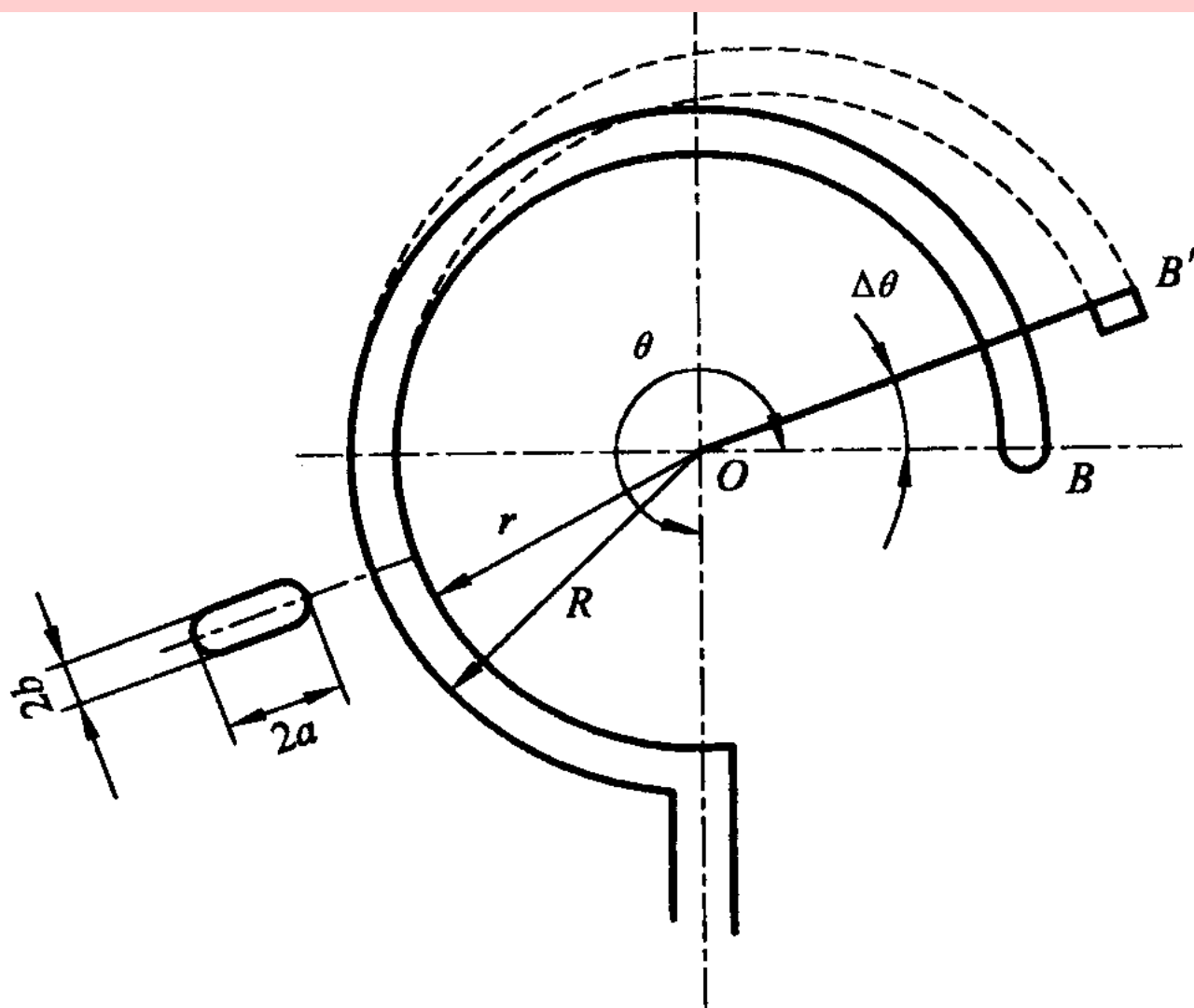


图 11 - 28 单圈弹簧管结构

$$\frac{\Delta\theta}{\theta} = \rho \frac{1-\mu^2}{E} \cdot \frac{R^2}{bh} \left(1 - \frac{b^2}{a^2}\right) \frac{a}{\beta + k^2}$$

式中 θ -为弹簧管中心角的初始角;

$\Delta\theta$ -为受压后中心角的改变量; R 为弹簧管弯曲圆弧的外半径;

h -为管壁厚度;

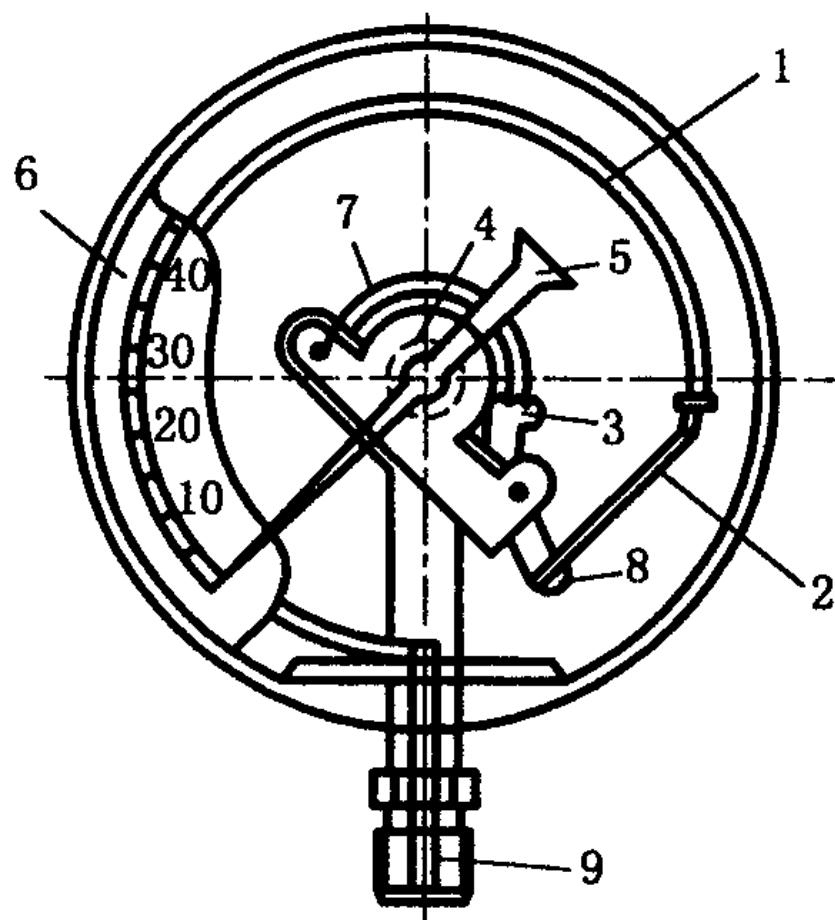
a 、 b -为弹簧管椭圆形截面的长、短半轴; K 为几何常数 ($=RH/a^2$) ;

α 、 β -为与比值 a/b 有关的参数; μ 为弹簧管材料的泊松系数; E 为弹性模数。

由式（11 - 25）可知，如果 $a=b$ ，则 $\Delta \theta = 0$ ，这说明具有均匀壁厚的圆形弹簧管不能用作测压敏感元件。对于单圈弹簧管，中心角变化量 $\Delta \theta$ 比较小，要提高 $\Delta \theta$ ，可采用多圈弹簧管。

弹簧管压力表结构如图 11 - 29所示。被测压力由接头9通入，迫使弹簧管1的自由端产生位移，通过拉杆2使扇形齿轮3作逆时针偏转，于是指针5通过同轴的中心齿轮4的带动而作顺时针偏转，在面板6的刻度标尺上显示出被测压力的数值。

弹簧管压力表结构简单，使用方便，价格低廉，使用范围广，测量范围宽，可以测量负压、微压、低压、中压和高压，因此应用十分广泛。



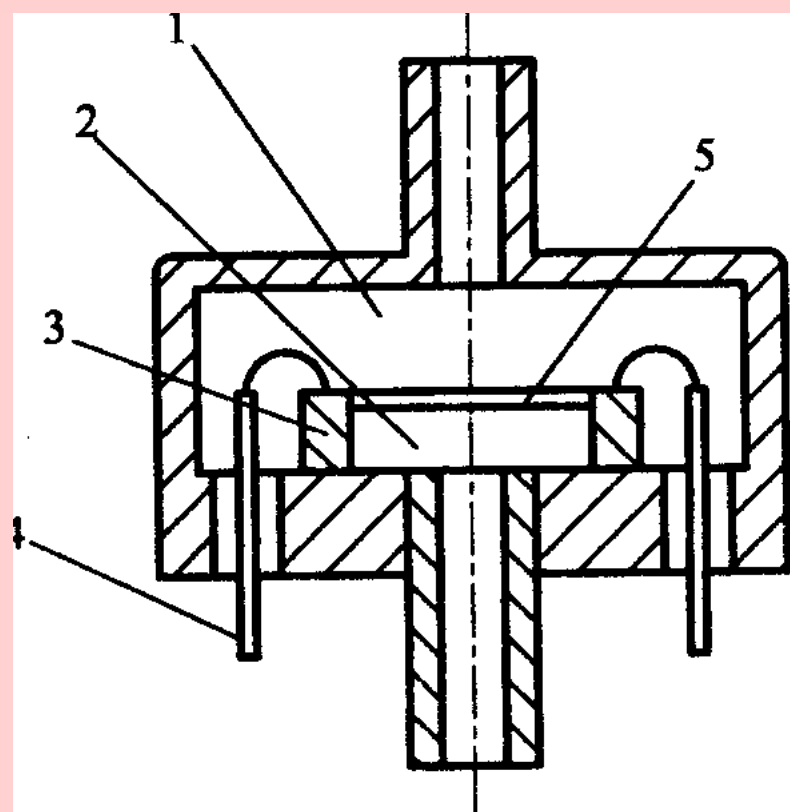
1—弹簧管；2—拉杆；3—扇形齿轮；4—中心齿轮
5—指针；6—面板；7—游丝；8—调节螺钉；9—接头

图 11 - 29 弹簧管压力计

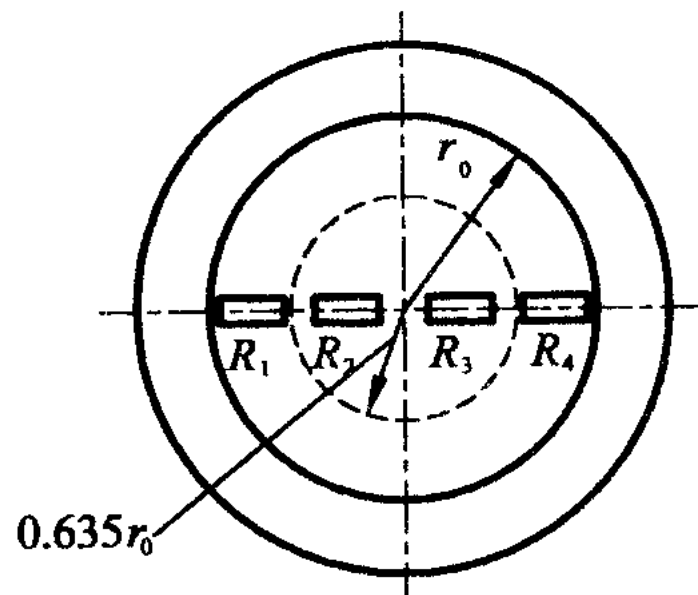
3. 压阻式压力传感器

压阻式压力传感器的压力敏感元件是压阻元件，它是基于压阻效应工作的。所谓压阻元件实际上就是指在半导体材料的基片上用集成电路工艺制成的扩散电阻，当它受外力作用时，其阻值由于电阻率的变化而改变。扩散电阻正常工作时需依附于弹性元件，常用的是单晶硅膜片。

图 11 - 30是压阻式压力传感器的结构示意图。在一块圆形的单晶硅膜片上，布置四个扩散电阻，组成一个全桥测量电路。膜片用一个圆形硅杯固定，将两个气腔隔开。一端接被测压力，另一端接参考压力。当存在压差时，膜片产生变形，使两对电阻的阻值发生变化，电桥失去平衡，其输出电压反映膜片承受的压差的大小。



(a)



(b)

图 11 - 30 压阻式压力传感器的结构示意图

(a) 内部结构; (b) 硅膜片示意图

压阻式压力传感器的主要优点是体积小，结构比较简单，动态响应也好，灵敏度高，能测出十几帕斯卡的微压，它是一种比较理想，目前发展和应用较为迅速的一种压力传感器。

这种传感器测量准确度受到非线性和温度的影响，从而影响压阻系数的大小。现在出现的智能压阻压力传感器利用微处理器对非线性和温度进行补偿，它利用大规模集成电路技术，将传感器与计算机集成在同一块硅片上，兼有信号检测、处理、记忆等功能，从而大大提高传感器的稳定性和测量准确度。

4. 压力传感器的选用与安装

(1) 压力传感器的选用 在工业生产中,对压力传感器进行选型,确定检测点与安装等是非常重要的,传感器的选用的基本原则是依据实际工艺生产过程对压力测量所要求的工艺指标、测压范围、许误差、介质特性及生产安全等因素,经济合理,使用方便。

对弹性式压力传感器要保证弹性元件在弹性变形的安全范围内可靠的工作,在选择传感器量程时必须留有足够的余地。一般在被测压力较稳定的情况下,最大压力值应不超过满量程的 $\frac{3}{4}$,在被测压力波动较大的情况下,最大压力值应不超过满量程的 $\frac{2}{3}$ 。为了保证测量精度,被测压力最小值应不低于全量程的 $\frac{1}{3}$ 。

如要测量高压蒸汽的压力，已知蒸汽压力为（2~4） $\times 10^5\text{Pa}$ ，生产中允许最大测量误差为 10^4Pa 且要求就地显示，如何选择压力表呢？

$$\delta_{\max} \leq \pm \frac{10^4}{(6-0) \times 10^5} = \pm 1.7\%$$

根据已知条件及弹性式压力传感器的性质决定选Y-100型单圈弹簧管压力表，其测量范围为0~ $6 \times 10^5\text{Pa}$ （当压力从 $2 \times 10^5\text{Pa}$ 变化到 $4 \times 10^5\text{Pa}$ 时，正好处于量程的1/3~2/3）。要求最大测量误差小于 10^4Pa ，即要求传感器的相对误差所以应选1.5级表

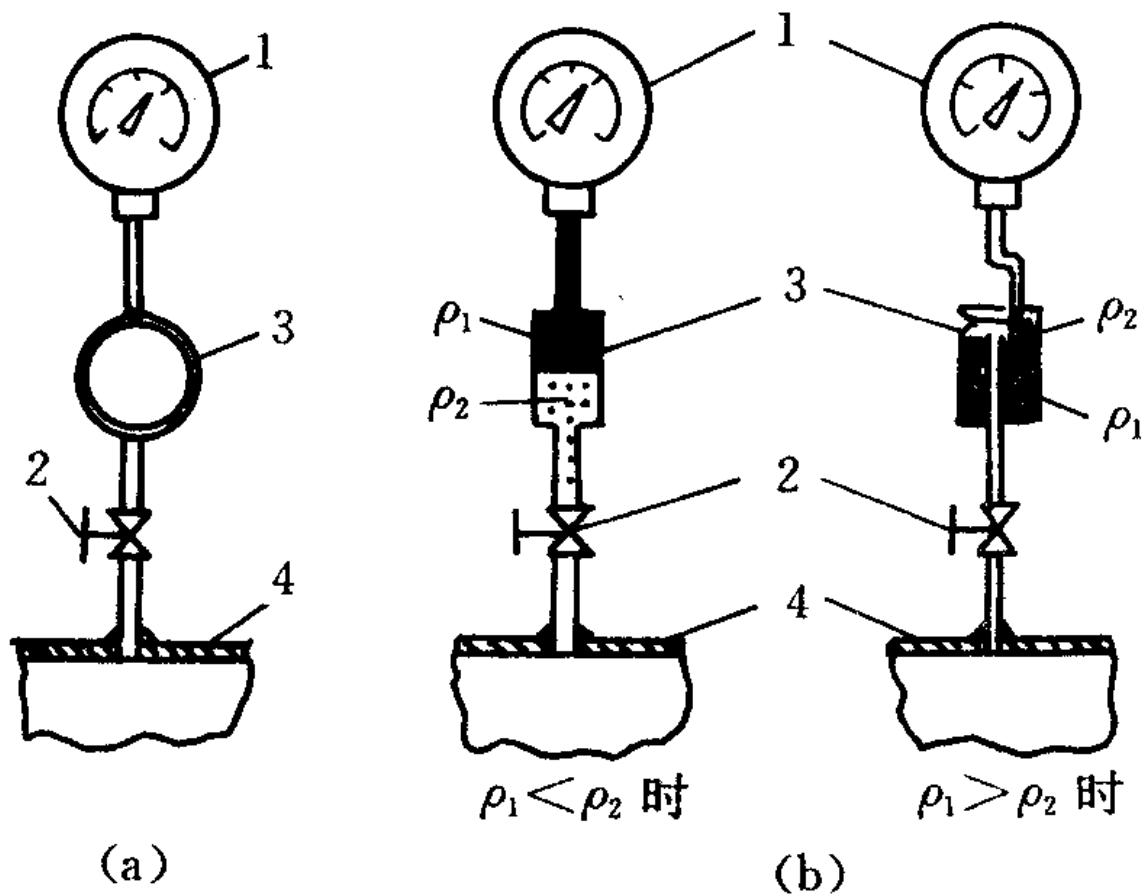
(2) 压力传感器的安装 传感器测量结果的准确性, 不仅与传感器本身的精度等级有关, 而且还与传感器的安装、使用是否正确有关。

压力检测点应选在能准确及时地反映被测压力的真实情况。因此, 取压点不能处于流束紊乱的地方, 即要选在管道的直线部份, 即离局部阻力较远的地方。

测量高温蒸汽压力时, 应装回形冷凝液管或冷凝器, 以防止高温蒸汽与测压元件直接接触。

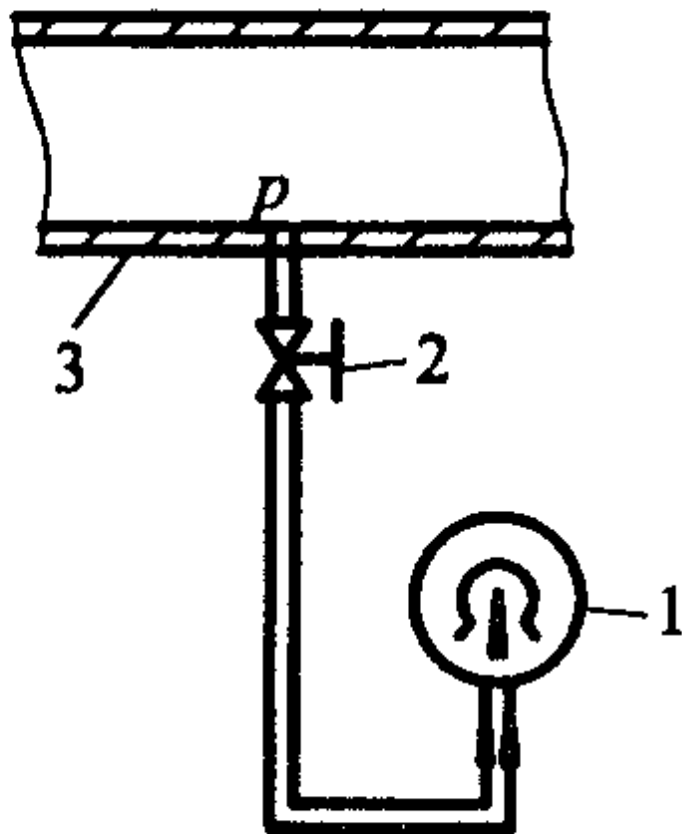
测量腐蚀、高粘度、有结晶等介质时,应加装充有中性介质的隔离罐,如图 11 - 31 (b) 所示。隔离罐内的隔离液应选择沸点高、凝固点低、化学与物理性能稳定的液体,如甘油、乙醇等。

压力传感器安装高度应与取压点相同或相近。对于图 11 - 32所示情况,压力表的指示值比管道内的实际压力高,对液柱附加的压力误差进行修正。



1—压力计；2—切断阀门；3—凝液管；4—取压容器

11-31 测量高温，腐蚀介质压力表安装示意图



1—压力表；2—切断阀；3—生产设备

11-32 压力表位于生产设备下安装示意图



11.3 流量测 量

一. 流量概述

流量是工业生产中一个重要参数。工业生产过程中,很多原料、半成品、成品是以流体状态出现的。流体的流量就成为决定产品成分和质量的关键,也是生产成本核算和合理使用能源的重要依据。因此流量的测量和控制是生产过程自动化的重要环节。

单位时间内流过管道某一截面的流体数量,称为瞬时流量。而在某一段时间间隔内流过管道某一截面的流体量的总和,即瞬时流量在某一段时间内的累积值,称为总量或累积流量。

瞬时流量有体积流量和质量流量之分。

(1) 体积流量 q_v 单位时间内通过某截面的流体的体积, 单位为 m^3/s 。根据定义, 体积流量可用下式表示:

$$q_v = \int_A v dt \quad (11 - 26)$$

式中 v 为截面 A 中某一面积元 dA 上的流速。如果用流体的平均流速 \bar{v} 表示, 则体积流量可写成

$$q_v = \bar{v} A \quad (11 - 27)$$

(2) 质量流量 q_m 单位时间内通过某截面的流体的质量, 单位为 kg/s 。根据定义, 质量流量可用下式表示:

$$q_m = \int_A \rho v dA \quad (11 - 28)$$

若用平均流速表示, 则可简写为

$$q_m = \rho \bar{v} A = \rho q_v \quad (11 - 29)$$

工程上讲的流量常指瞬时流量，下面若无特别说明均指瞬时流量。

生产过程中各种流体的性质各不相同，流体的工作状态（如介质的温度、压力等）及流体的粘度、腐蚀性、导电性也不同，很难用一种原理或方法测量不同流体的流量。尤其工业生产过程的情况复杂，某些场合的流体是高温、高压，有时是气液两相或液固两相的混合流体。所以目前流量测量的方法很多，测量原理和流量传感器（或称流量计）也各不相同，从测量方法上一般可分为三大类。

(1) 速度式速度式流量传感器大多是通过测量流体在管路内已知截面流过的流速大小实现流量测量的。它是利用管道中流量敏感元件（如孔板、转子、涡轮、靶子、非线性物体等）把流体的流速变换成压差、位移、转速、冲力、频率等对应的信号来间接测量流量的。差压式、转子、涡轮、电磁、旋涡和超声波等流量传感器都属于此类。

(2) 容积式 根据已知容积的容室在单位时间内所排出流体的次数来测量流体的瞬时流量和总量的。常用的有椭圆齿轮、旋转活塞式和刮板等流量传感器。

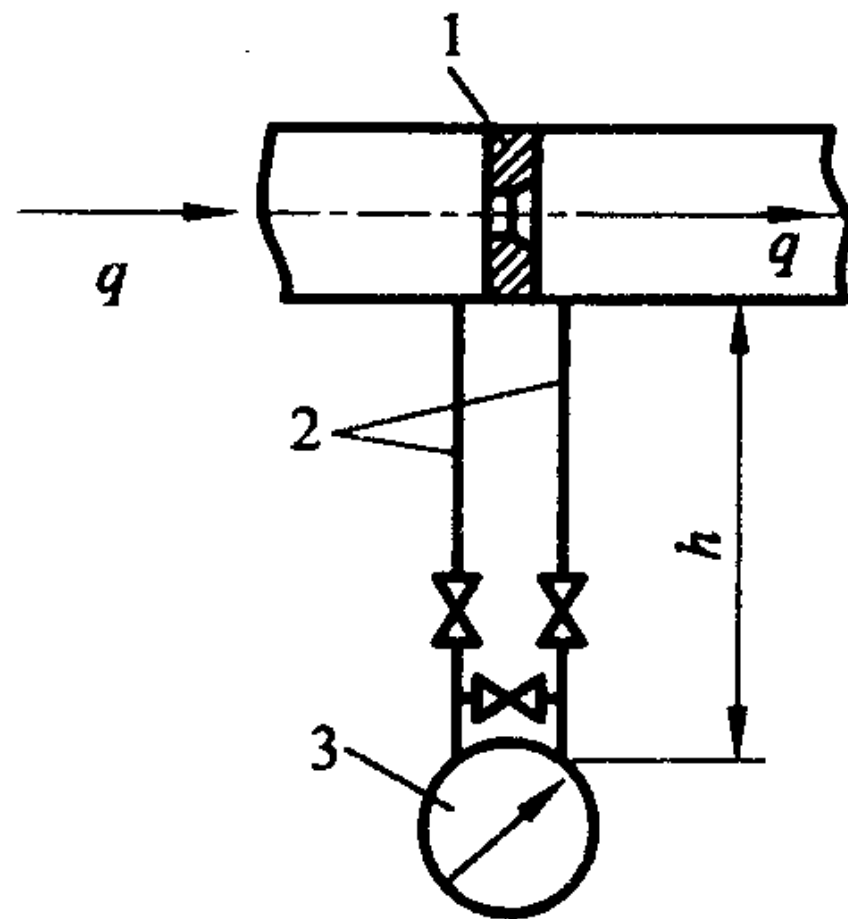
(3) 质量式质量流量传感器有两种。 一种是根据质量流量与体积流量的关系,测出体积流量再乘被测流体的密度的间接质量流量传感器,如工程上常用的采取温度、压力自动补偿的补偿式质量流量传感器。另一种是直接测量流体质量流量的直接式质量流量传感器,如热式、惯性力式、动量矩式质量流量传感器等。直接法测量具有不受流体的压力、温度、粘度等变化影响的优点,是一种正在发展中的质量流量传感器。

下面针对有代表性的,工业上应用较为广泛的流量传感器作介绍。

二. 差压式流量传感器

差压式流量传感器又称节流式流量传感器，它是利用管路内的节流装置，将管道中流体的瞬时流量转换成节流装置前后的压力差。差压式流量传感器主要有节流装置和差压计（或差压变送器）组成，如图 11 - 33所示，节流装置的作用是把被测流体的流量转换成压差信号，差压计则对压差进行测量并显示测量值，差压变送器能把差压信号转换为与流量对应的标准电信号或气信号，以供显示、记录或控制。

差压式流量传感器发展较早，技术成熟而较完善，而且结构简单，对流体的种类、 温度、 压力限制较少，因而应用广泛。



1—孔板；2—引压管；3—差压计

图 11 - 33 差压式流量传感器

1. 节流装置

节流装置是差压式流量传感器的流量敏感检测元件，是安装在流体流动的管道中的阻力元件。常用的节流元件有孔板、喷嘴、文丘里管。它们的结构型式、相对尺寸、技术要求、管道条件和安装要求等均已标准化，故又称标准节流元件，如图 11 - 34所示。其中孔板是最简单又最为典型，加工制造方便，在工业生产过程中常采用孔板。

标准节流装置按照规定的技术要求和试验数据设计、加工、安装，无需检测和标定，可以直接投产使用，并可保证流量测量的精度。

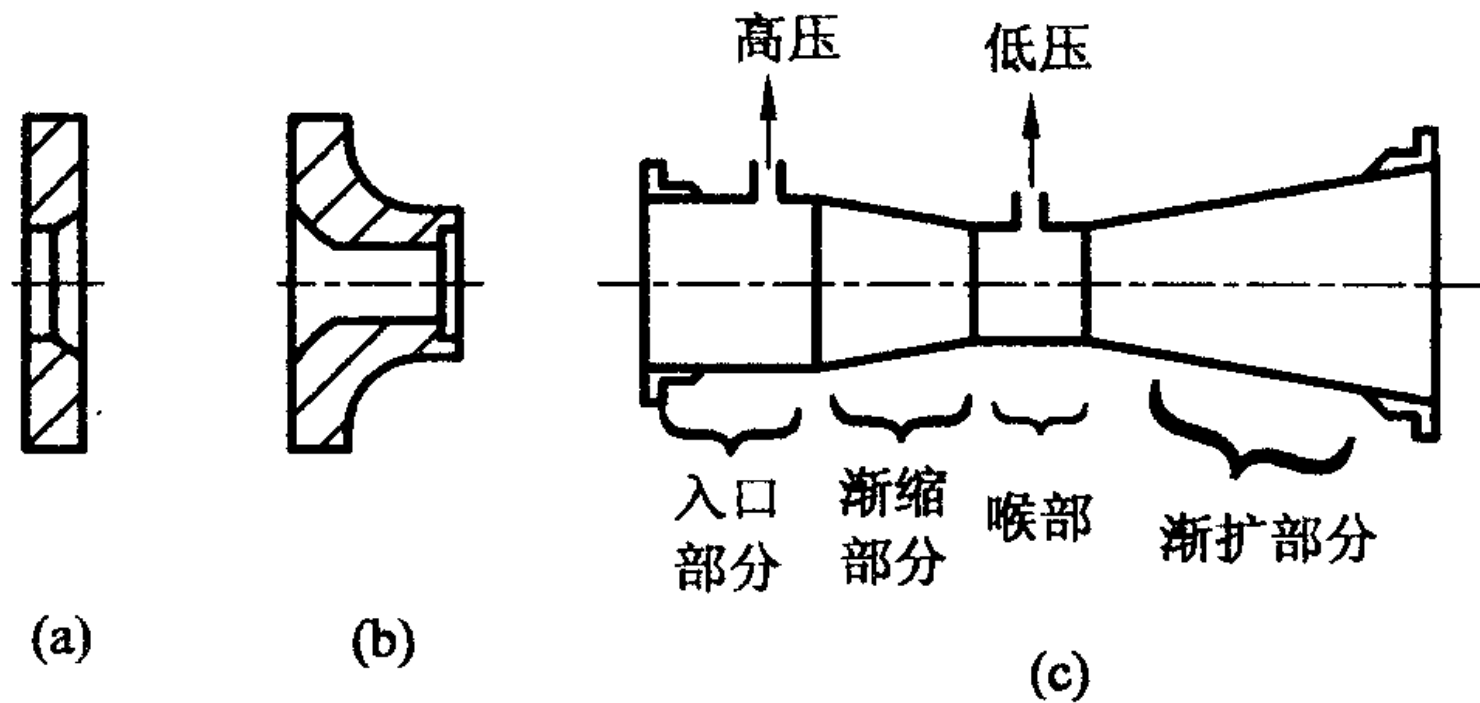


图 11 - 34 标准节流元件

(a) 孔板；(b) 喷嘴；(c) 文丘里管

2. 测量原理与流量方程式

(1) 测量原理 在管道中流动的流体，具有动压能和静压能，在一定条件下这两种形式的能量可以相互转换，但参加转换的能量总和不变。用节流元件测量流量时，流体流过节流装置前后产生压力差 Δp ($\Delta p = p_1 - p_2$)，且流过的流量越大，节流装置前后的压差也越大，流量与压差之间存在一定关系，这就是差压式流量传感器测量原理。

图 11 - 35为节流件前后流速和压力分布情况，图中充分地反映了能量形式的转换。由于流动是稳定不变的，即流体在同一时间内通过管道截面A和节流件开孔截面 A_0 的流体量应相同，这样通过截面 A_0 的流速必然比通过截面A时快。

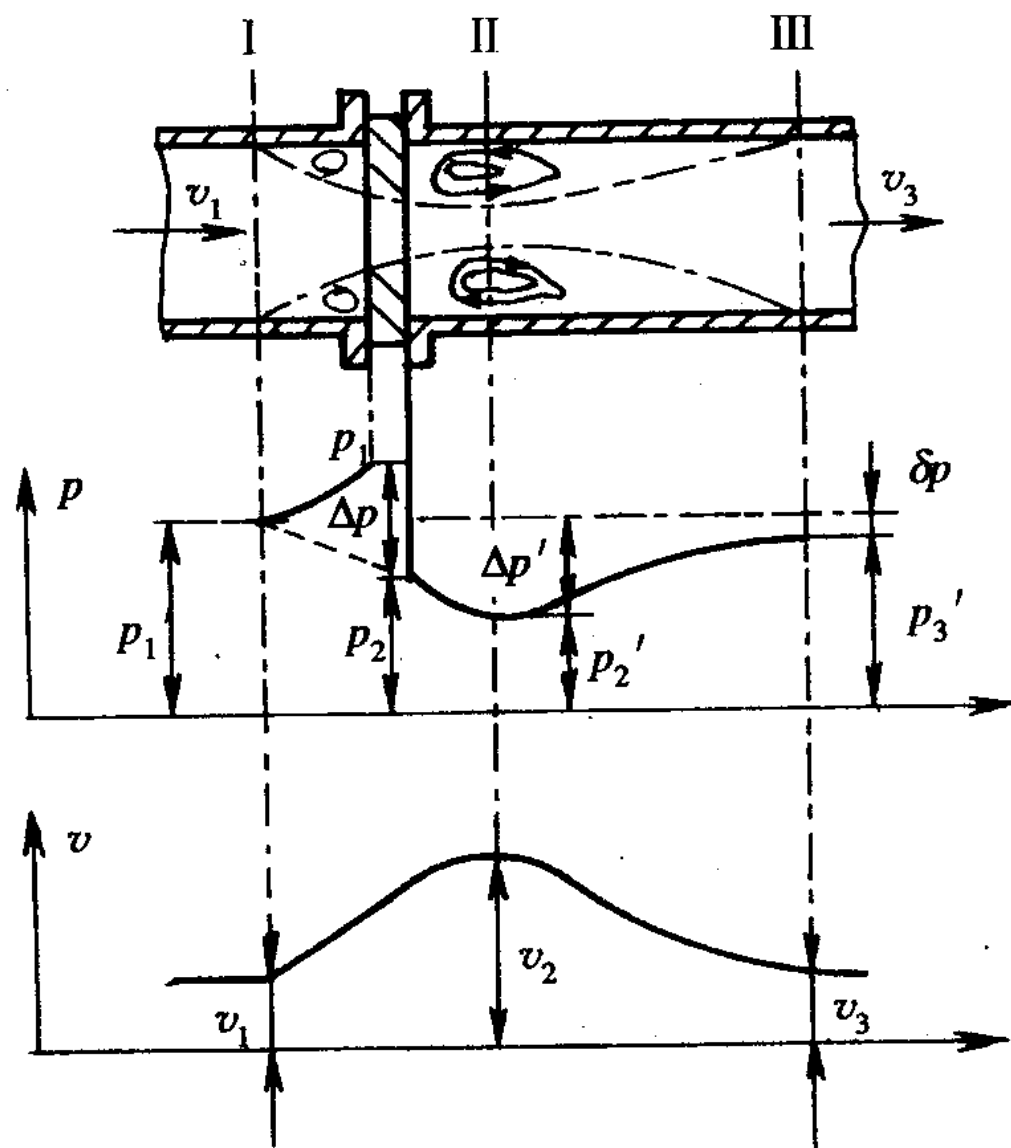


图 11 - 35 节流件前后流速和压力分布情况

(2) 流量方程式 假设节流件上游入口前的流速为 V_1 , 密度为 ρ_1 , 静压为 p_1 , 流过节流件时的流速、密度和静压分别为 V_2 、 ρ_2 和 p_2 , 对于不可压缩理想流体, 能量方程为:

$$\frac{\rho_1}{\rho} + \frac{v_2}{2} = \frac{\rho_2}{\rho} + \frac{v_2}{2}$$

流体的连续方程为:

$$AV_1 \rho = A_0 V_2 \rho \quad (11 - 31)$$

联立求解得到流量与压差之间的流量方程式为:

体积流量

$$q_v = aA_0 \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho}}$$

质量流量

$$q_m = \alpha A_0 \sqrt{2\rho\Delta p}$$

式中 α 为流量系数。它与节流装置的结构形式，取压方式，节流装置开孔直径和管道的直径比以及流体流动状态（雷诺数）等有关。对于标准节流装置， α 值可直接从有关手册中查出。

对于可压缩流体，例如各种气体及蒸汽，通过节流元件时，由于压力变化必然会引起密度 ρ 的改变，这时在公式中应引入流束膨胀系数 ε ，公式应变为：

$$q_v = a \varepsilon A_0 \sqrt{\frac{2 \Delta \rho}{\rho_1}}$$
$$q_m = a \varepsilon A_0 \sqrt{2 \rho_1 \Delta \rho}$$

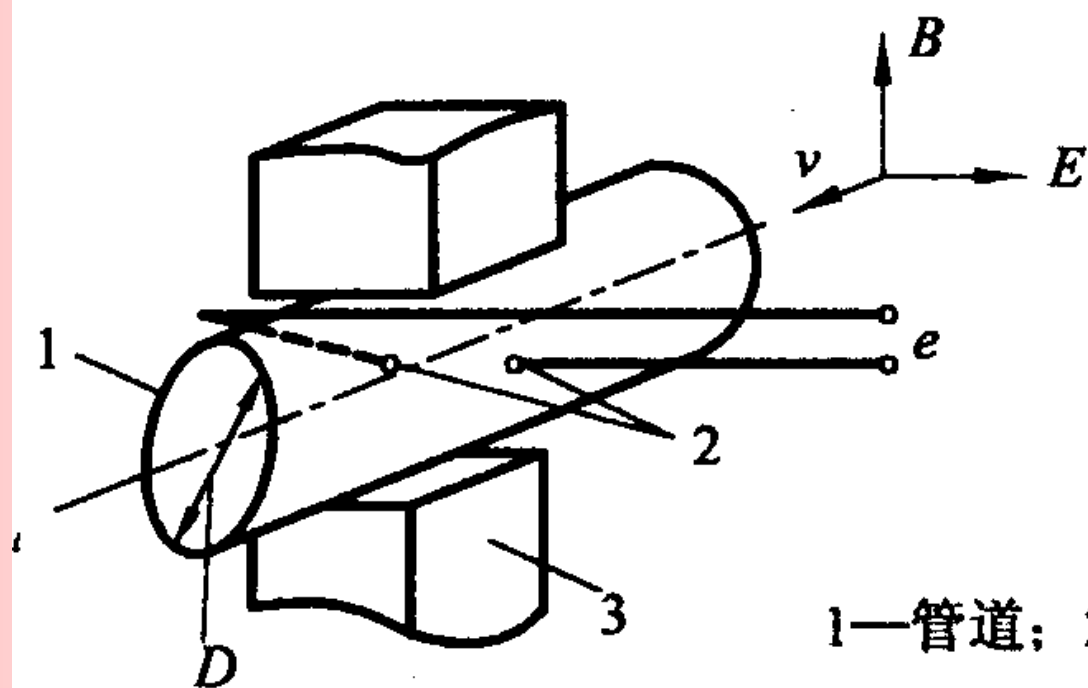
3. 配标准节流装置的差压计

标准节流装置输出的差压信号由压力信号管路输送到差压计或差压变送器。由流量基本方程式可以看出，被测流量与压差 Δp 成平方根关系，对于直接配用差压计显示流量时，流量标尺是非线性的，为了得到线性刻度，可加开方运算电路。差压流量变送器应带有开方运算，使变送器输出电流与流量成线性关系，这将在变送器内容里作介绍。

三. 电磁流量传感器

电磁流量传感器是根据法拉弟电磁感应定律测量导电性液体的流量。如图 11 - 36所示, 在磁场中安置一段不导磁、不导电的管道, 管道外面安装一对磁级, 当有一定电导率的流体在管道中流动时就切割磁力线。与金属导体在磁场中的运动一样, 在导体 (流动介质) 的两端也会产生感应电动势, 由设置在管道上的电极导出。该感应电势大小与磁感应强度、管径大小、流体流速大小有关。即

$$E = -\frac{d\phi}{dt} = -BD_v$$



1—管道；2—电极；3—磁极

图 11 - 36 电磁感应原理

式中B-为磁感应强度（T）；

D-为管道内径, 相当于垂直切割磁力线的导体长度, m;

V-为导体的运动速度, 即流体的流速, m/s;

E-为感应电动势, v。

体积流量 q_v 预留量流速 v 关系为

$$q_v = \frac{1}{4} \pi D^2 v$$

将式（11 - 37）代入式（11 - 36）可得:

$$E = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{B}{D} \cdot q_v = k q_v$$

式中K为仪表常数, $k = \frac{4B}{\pi D}$

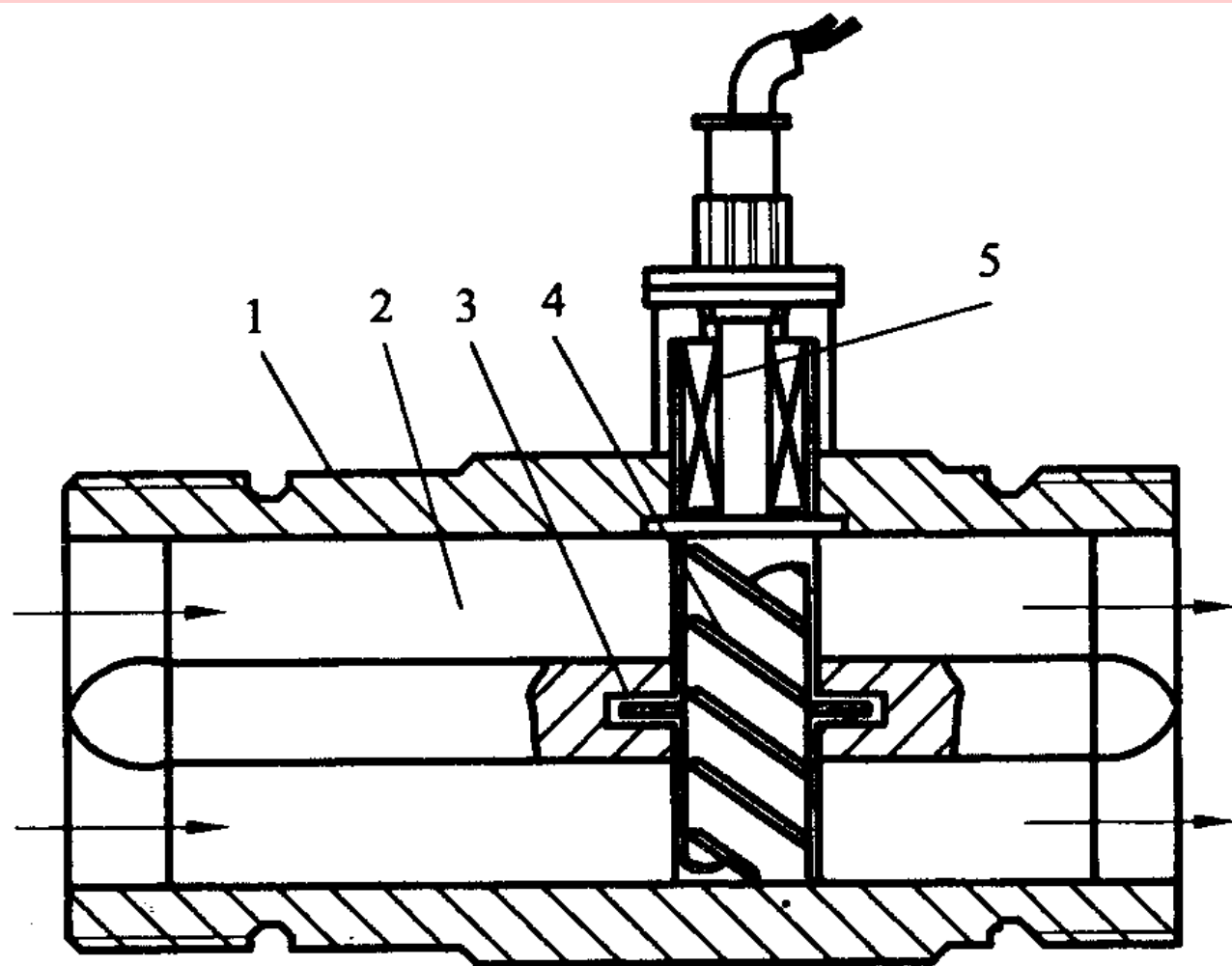
磁感应强度B及管道内径D固定不变, 则K为常数, 两电极间的感应电动势E与流量 q_v 成线性关系, 便可通过测量感应电动势E来间接测量被测流体的流量 q_v 值。

电磁流量传感器产生的感应电动势信号是很微小的, 须通过电磁流量转换器来显示流量。常用的电磁流量转换器能把传感器的输出感应电动势信号放大并转换成标准电流（0~10 mA或4~20 mA）信号或一定频率的脉冲信号, 配合单元组合仪表或计算机对流量进行显示、记录、运算、报警和控制等。

磁流量传感器只能测量导电介质的流体流量。适用于测量各种腐蚀性酸、碱、盐溶液，固体颗粒悬浮物，粘性介质（如泥浆、纸浆、化学纤维、矿浆）等溶液；也可用于各种有卫生要求的医药、食品等部门的流量测量（如血浆、牛奶、果汁、卤水、酒类等），还可用于大型管道自来水和污水处理厂流量测量以及脉动流量测量等。

四．涡轮流量传感器

涡轮流量传感器类似于叶轮式水表，是一种速度式流量传感器。图 11 - 37为涡轮流量传感器的结构示意图。它是在管道中安装一个可自由转动的叶轮，流体流过叶轮使叶轮旋转，流量越大，流速越高，则动能越大，叶轮转速也越高。测量出叶轮的转速或频率，就可确定流过管道的流体流量和总量。



1—外壳；2—导流器；3—支承；4—涡轮；5—磁电转换装置

图 11 - 37 涡轮流量传感器结构示意图

图 11 - 37 涡轮流量传感器结构示意图

涡轮由高导磁的不锈钢制成，线圈3和永久磁钢5组成磁电感应转换器。测量时，当流体通过涡轮叶片与管道间的间隙时，流体对叶片前后产生压差推动叶片，使涡轮旋转，在涡轮旋转的同时，高导磁性的涡轮叶片周期性地改变磁电系统的磁阻值，使通过线圈的磁通量发生周期性的变化，因而在线圈两端产生感应电势，该电势经过放大和整形，便可得到足以可测出频率的方波脉冲，如将脉冲送入计数器就可求得累积总量。

在涡轮叶片的平均半径 r_c 处取断面，并将圆周展开成直线，便可画出图 11 - 38。

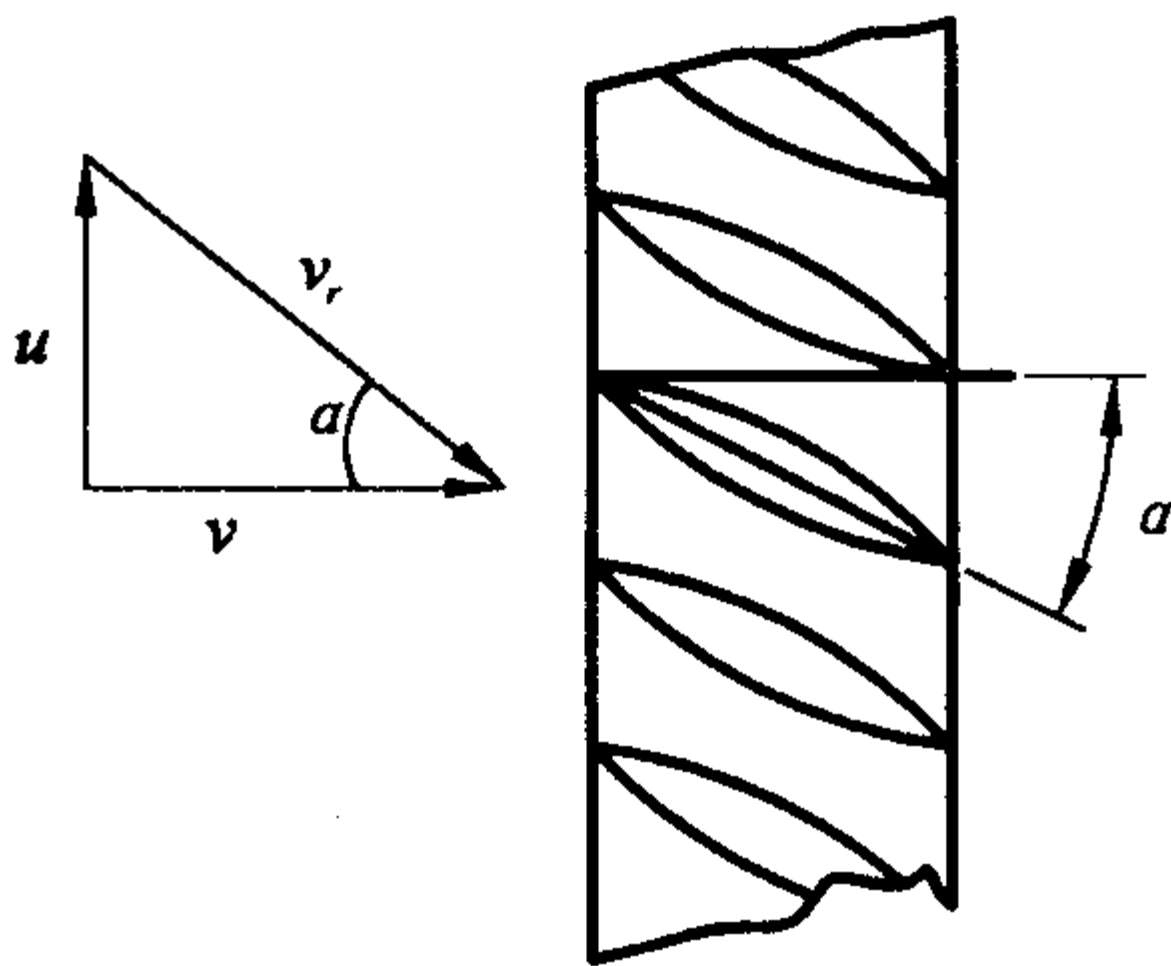


图 11 - 38 涡轮叶片及流体的速度分析

设流体速度 V 平行于轴向，叶片的切线速度 u 垂直于 v ，若叶片的倾斜角为 α ，便可写出

$$u = \omega r_c = v \tan \alpha$$

或

$$v = \frac{\omega r_c}{\tan \alpha} = \frac{2\pi n r_c}{\tan \alpha} \quad (11-39)$$

式中 n -为涡轮的转速；

ω -为涡轮的角速度。

叶片缝隙间的有效流通面积为 A ，则瞬时体积流量为

$$q_v = vA = \frac{2\pi n r_c}{\tan \alpha} A \quad (11-40)$$

如涡轮上叶片总数为Z, 则线圈输出脉冲频率f就是60nZ HZ, 代入式 (11 - 39) 可得

$$q_v = \frac{\pi r_c A}{30z \cdot \tan a} f = \frac{1}{\varepsilon} \quad (11 - 41)$$

式中 ξ - 为仪表常数,。

涡轮流量传感器具有安装方便、精度高（可达0.1级）、反应快、刻度线性及量程宽等特点, 信号易远传, 且便于数字显示, 可直接与计算机配合进行流量积算和控制。它广泛应用于石油、化工、电力等工业, 气象仪器和水文仪器中也常用涡轮测风速和水速。



11.4 物位测量

一. 物位概述

物位是指各种容器设备中液体介质液面的高低、两种不溶液体介质的分界面的高低和固体粉末状颗粒物料的堆积高度等的总称。根据具体用途分为液位、料位、界位传感器。

工业上通过物位测量能正确获取各种容器和设备中所储的物质的体积量和质量，能迅速正确反映某一特定基准面上物料的相对变化，监视或连续控制容器设备中的介质物位，或对物位上下极限位置进行报警。

物位传感器种类较多，按其工作原理可分为下列几种类型：

(1)直读式 根据流体的连通性原理测量液位。

(2)浮力式 根据浮子高度随液位高低而改变或液体对浸沉在液体中的浮子（或称沉筒）的浮力随液位高度变化而变化的原理测量液位。

(3)差压式 根据液柱或物料堆积高度变化对某点上产生的静（差）压力的变化的原理测量物位。

(4)电学式 把物位变化转换成各种电量变化而测量物位。

(5)核辐射式 根据同位素射线的核辐射透过物料时, 其强度随物质层的厚度变化而变化的原理测量液位。

(6)声学式根据物位变化引起声阻抗和反射距离变化而测量物位。

(7)其它形式 如微波式、 激光式、 射流式、 光纤维式传感器等等。

二.浮力式液位传感器

浮力式液位传感器是利用液体浮力测量液位。它结构简单，使用方便，是目前应用较广泛的一种液位传感器。根据测量原理，分为恒浮力式和变浮力式两大类型。

1.浮子式液位传感器

最原始的浮力式液位传感器，是将一个浮子置于液体中，它受到浮力的作用漂浮在液面上，当液面变化时，浮子随之同步移动，其位置就反映了液面的高低。水塔里的水位常用这种方法指示，图 11 - 39是水塔水位测量示意图。液面上的浮子由绳索经滑轮与塔外的重锤相连，重锤上的指针位置便可反映水位，但与直观印象相反，标尺下端代表水位高，若使指针动作方向与水位变化方向一致，应增加滑轮数目，但引起摩擦阻力增加，误差也会增大。

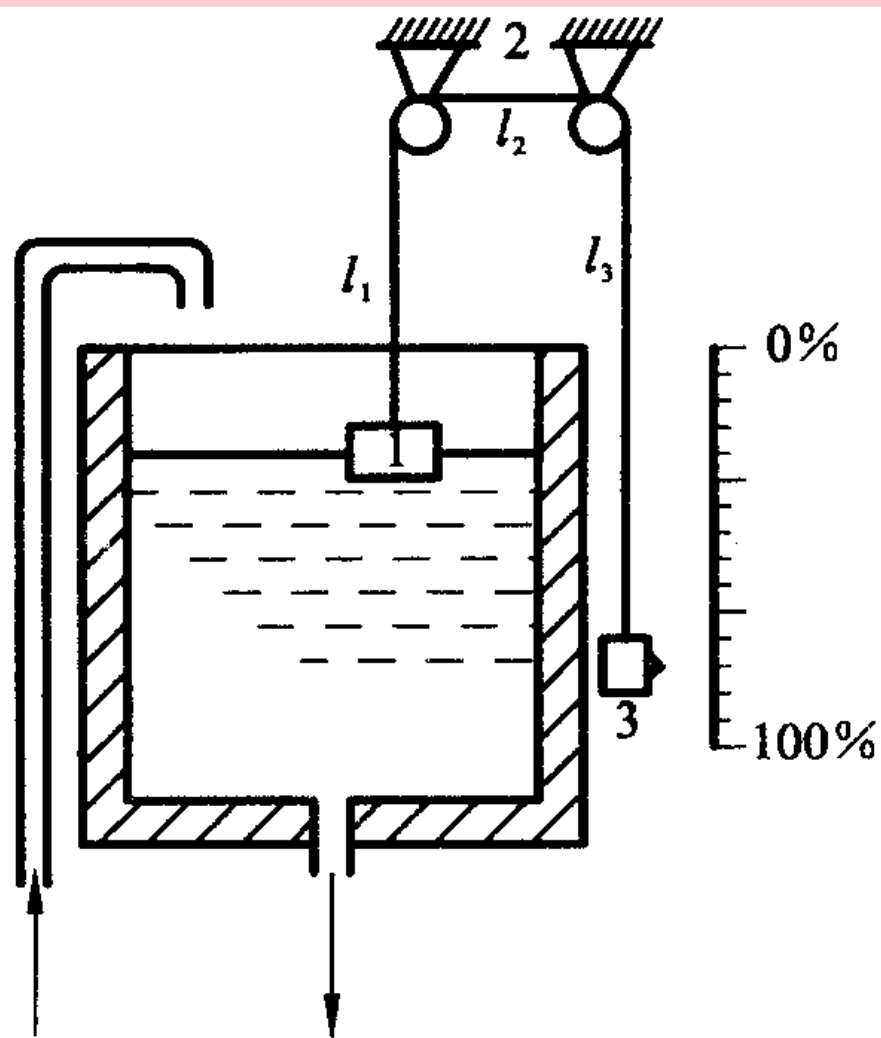
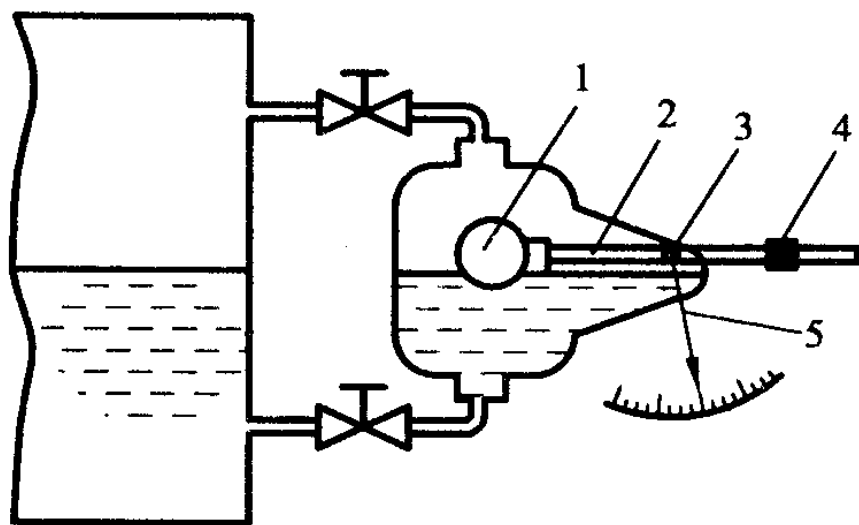


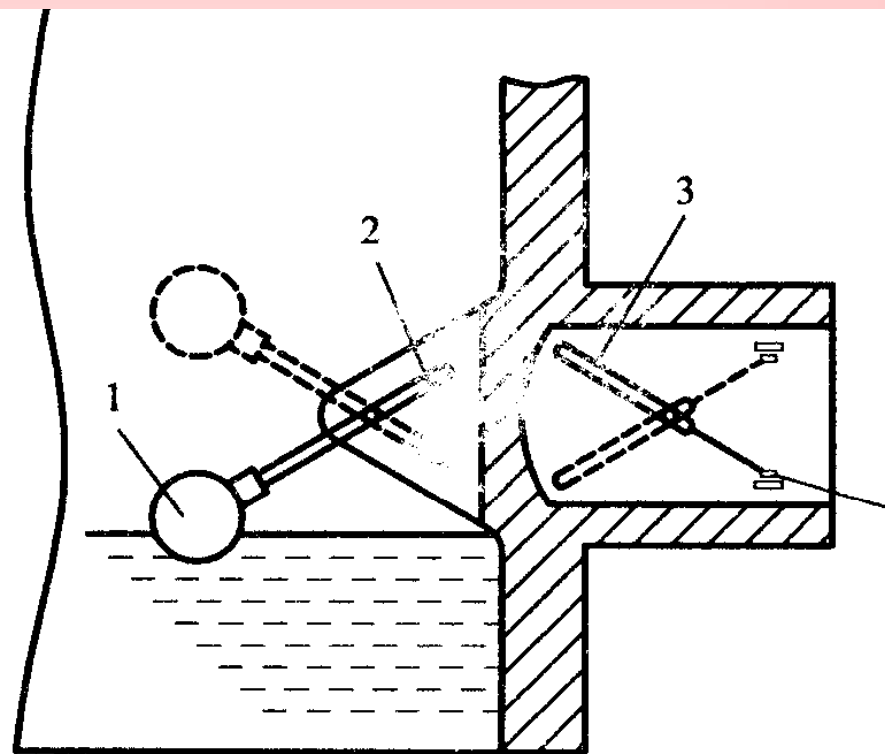
图 11 - 39 水塔水位测量示意图

如把浮子换成浮球，测量从容器内移到容器外，用杠杆直接连接浮球，可直接显示罐内液位的变化。如图 11 - 40 所示。这种液位传感器适合测量温度较高、粘度较大的液体介质，但量程范围较窄。如在该液位传感器基础上增加机电信号变换装置，当液位变化时，浮球的上下移动通过磁钢变换成电触点4的上下位移。当液位高于（或低于）极限位置时，触点4与报警电路的上下限静触点接通，报警电路发出液位报警信号，若将浮球控制器输出与贮罐进料或出料的电磁阀门执行机构配合，可实现阀门的自动启停，进行液位的自动控制。如图 11 - 41所示。



1—浮球；2—杠杆；3—转轴；4—平衡锤；5—指针

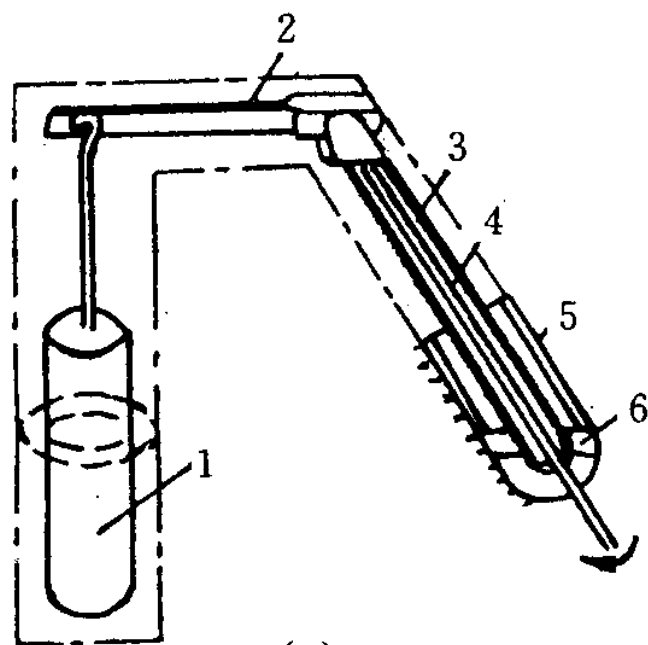
图 11 - 40 外浮球式液位传感器



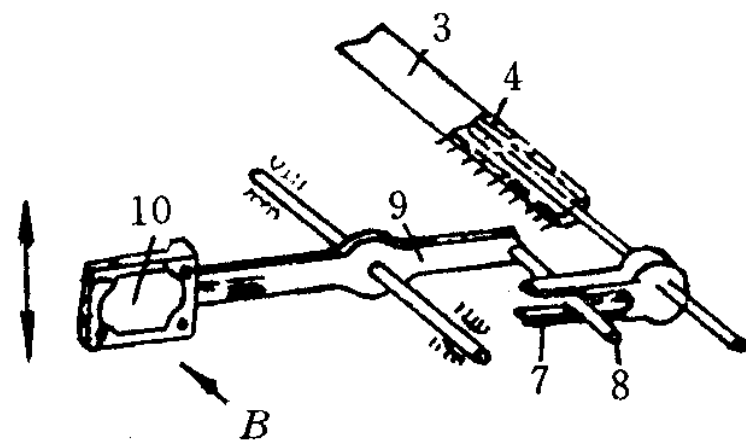
1—浮球；2、3—磁钢；4—电触点

图 11 - 41 浮球式液位控制器

沉筒式液位传感器是利用变浮力的原理测量液位。图 11 - 42为电动沉筒式液位传感器的结构原理图，它由液位传感器和霍尔变送器组成。圆柱形的沉筒沉浸在液体之中，当液面变化时，它被浸没的体积也有变化，浮筒受到的浮力就与原来不同，这样就可根据沉筒所受浮力大小判断液位的高低。当液位为零时，浮力为零，沉筒的全部重量作用在杠杆2上，扭力管3产生最大扭角（可达70左右），心轴4自由端的角位移也达最大。实验表明，扭力管的扭转角的变化量 $\Delta \theta$ 与液位H的变化量成比例关系，这样把液位变化转换成角位移的变化，通过霍尔变送器将角位移变化量转换成相应标准电流信号输出。



(a)



(b)

1—沉筒；2—杠杆；3—扭力管；4—心轴；5—外壳；6—法兰；7—推板；
8—推杆；9—支撑件；10—霍尔片

图 11 - 42 沉筒式液位传感器结构原理图

沉筒式液位传感器适应性能好,对粘度较高的介质、高压介质及温度较高的敞口或密闭容器的液位等都能测量。对液位信号可远传显示,与单元组合仪表配套,可实现液位的报警和自动控制。

三、压力式液位变送器

利用压力或差压变送器可以很方便地测量液位,而且能输出标准电流信号,有关变送器的原理将在后面变送器的内容中进行介绍,此处只讨论其测量原理。

对于上端与大气相通的敞口容器,利用压力传感器(或压力表)直接测量底部某点压力,如图 11 - 43所示。通过引压导管把容器底部静压与测压仪表连接,当压力表与容器底部处在同一水平线时,由压力表的压力指示值可直接显示出液位的高度。压力与液位的关系为:

$$H = \frac{P}{P_g}$$

式中 H -为液位高度（m）；

ρ -为液体的密度（ kg/m^3 ）；

g -为重力加速度（ m/s^2 ）；

p -为容器底部的压力（Pa）。

如果压力传感器或压力变送器与容器底部不在相同高度处,导压管内的液柱压力必须用零点迁移方法解决。

对于上端与大气隔绝的闭口容器,容器上部空间与大气压力大多不等,所以在工业生产中普遍采用差压仪表或差压变送器测量液位的,如图 11 - 44所示。

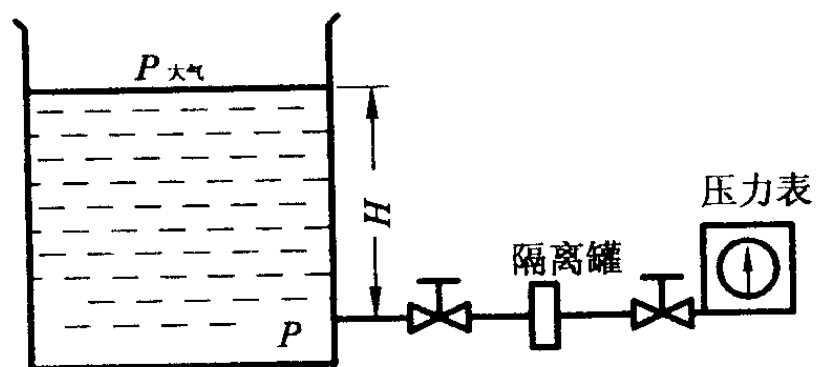


图 11 - 43 压力传感器测量液位(静压)原理图
 设容器上部空间的压力为 P ，则

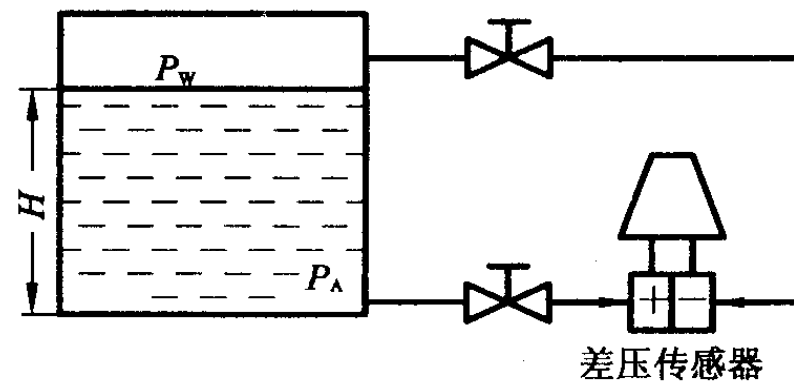


图 11 - 44 差压传感器测量液位原理图

设容器上部空间的压力为 p , 则

$$p_+ = p + H \rho g \quad (11 - 43)$$

$$p_- = p \quad (11 - 44)$$

因此可得正负室压差为:

$$\Delta p = p_+ - p_- = H \rho g \quad (11 - 45)$$

由式 (11 - 45) 可知, 被测液位 H 与差压 Δp 成正比。但这种情况只限于上部空间为干燥气体时成立, 假如上部为蒸汽或其它可冷凝成液态的气体, 则 p_- 的导压管里必然会形成液柱, 这部份的液柱压力也必须要进行零点迁移。



11.5 机械量

一、概述

机械量包括位移、转角（角位移）、尺寸、转速、力、重量、扭矩、振动、速度和加速度等。机械运动是各种复杂运动的基本形式，机械量是表征机械运动的基本物理量，它不仅是机械制造工业的重要参数，而且还是很多非电量传感器的中间参数，例如前面提到的弹性变形法测压力、浮力法测液位等都要经过机械量的转换。位移是机械量中最基本的参数，也是机械量检测的重点，其它机械量参数如力、力矩、速度、加速度和振动等，都是以位移测量作为基础的。所以在机械制造工业、工业自动检测及其它领域都离不开位移测量。下面着重介绍位移及位移传感器。

位移测量时,应当根据不同的测量对象,选择适当的测量点、 测量方向和测量系统。其中位移传感器选择是否恰当,对测量精确度影响很大,必须特别注意。

用于位移测量的传感器很多,因测量范围不同,所用的传感器是不同的。小位移通常用应变式、电感式、差动变压器式、 电容式、 霍尔式等传感器来检测,精度可达0.5~1.0%,其中电感式和差动变压器式传感器测量范围要大一些,有些可达100mm。小位移传感器测微小位移,从几微米到几个毫米,如物体振动的振幅测量等。

大的位移常用感应同步器、光栅、磁栅、编码器等传感器来测量,其特点是易实现数字化,精度高,抗干扰能力强,没有人为读数误差,安装方便,使用可靠等,这些传感器既可以测线位移,也可以测角位移,还可用来测长度,它们在自动检测和自动控制中得到日益广泛的应用。

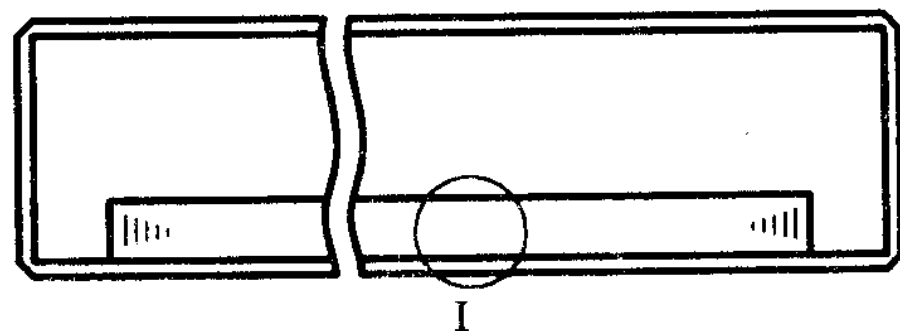
大部份的位移在前面章节中已有介绍。下面介绍一些前面未曾述及的位移传感器,这些传感器被广泛地应用于自动检测和自动控制系统中。

二. 光栅式数字位移传感器

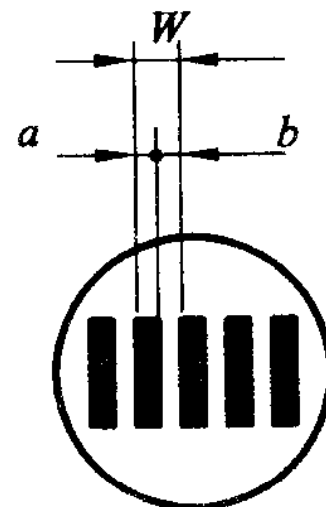
光栅是一种在基体上刻制有等间距均匀分布条纹的光学元件。用于位移测量的光栅称为计量光栅。

图 11 - 45为透射光栅的示意图。图中a为刻线宽度, b为缝隙宽度, $a+b=W$ 称为光栅的栅距（也称光栅常数）。通常 $a=b=W/2$, 也可刻成 $a:b=1.1:0.9$ 。目前常用的光栅每毫米刻成10、25、 50、 100、 250条线条。

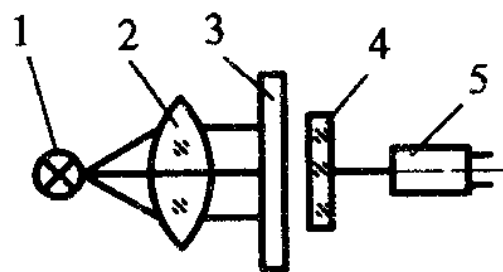
光栅传感器又称光栅读数头, 主要由标尺光栅、 指示光栅、 光路系统和光电元件等组成。标尺光栅的有效长度即为测量范围。 指示光栅比标尺光栅短得多, 但两者刻有同样的栅距, 使用时两光栅互相重叠, 两者之间有微小的空隙, 其中一片固定, 另一片随着被测物体移动, 即可实现位移测量。



(a)



(b)



(c)

1—光源；2—聚光镜；3—标尺光栅；4—指示光栅；5—光电元件

图 11 - 45 透射光栅示意图

(a) 标尺光栅，(b) 指示光栅，(c) 光路系统

1. 光栅测量原理

当指示光栅和标尺光栅的线纹相交一个微小的夹角时, 由于挡光效应 (对线纹密度 ≤ 50 条/mm 的光栅) 或光的衍射作用 (对线纹密度 ≥ 100 条/mm 的光栅), 在与光栅线纹大致垂直的方向上, 产生出亮暗相间的条纹, 这些条纹称为“莫尔条纹”, 见图 11 - 46 所示。

莫尔条纹测位移的特点:

(1) 位移的放大作用 当光栅移动一个栅距 W 时, 莫尔条纹移动一个间距 BH , 莫尔条纹的间距 BH 与两光栅线纹夹角 θ 之间的关系为:

$$BH = W / \sin (\theta / 2) \approx W / \theta \quad (11 - 46)$$

θ 越小, BH 越大。例如 $\theta = 10$ 分, 则 $1 / \theta \approx 344$, 即莫尔条纹宽度是栅距的 344 倍。这相当于把栅距放大了 $1 / \theta$ 倍, 提高了测量的灵敏度。

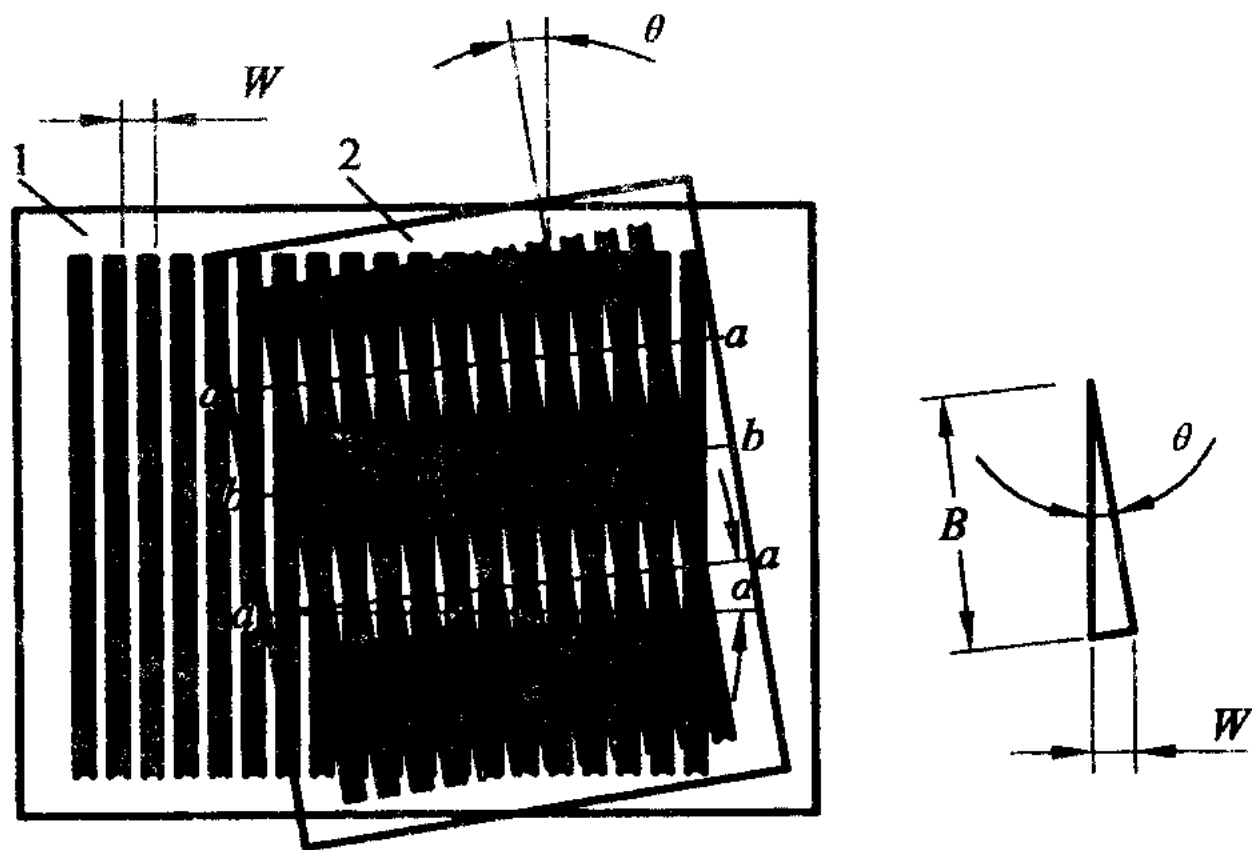


图 11 - 46 光栅莫尔条纹的形成

(2)误差的平均效应莫尔条纹由光栅的大量刻线形成,对线纹的刻划误差有平均抵消作用,能在很大程度上消除短周期误差的影响。

若用光电元件接收莫尔条纹移动时光强的变化,则将光信号转换为电信号,输出的幅值可用光栅位移量 x 的正弦函数表示,如图 11 - 47所示。以电压输出而言:

$$U=U_0+U_m\sin(\pi/2+2\pi x/W) \quad (11 - 49)$$

式中 U -为光电元件输出的电压信号;

U_0 -为输出信号中的平均直流分量;

U_m -为输出信号中正弦交流分量的幅值。

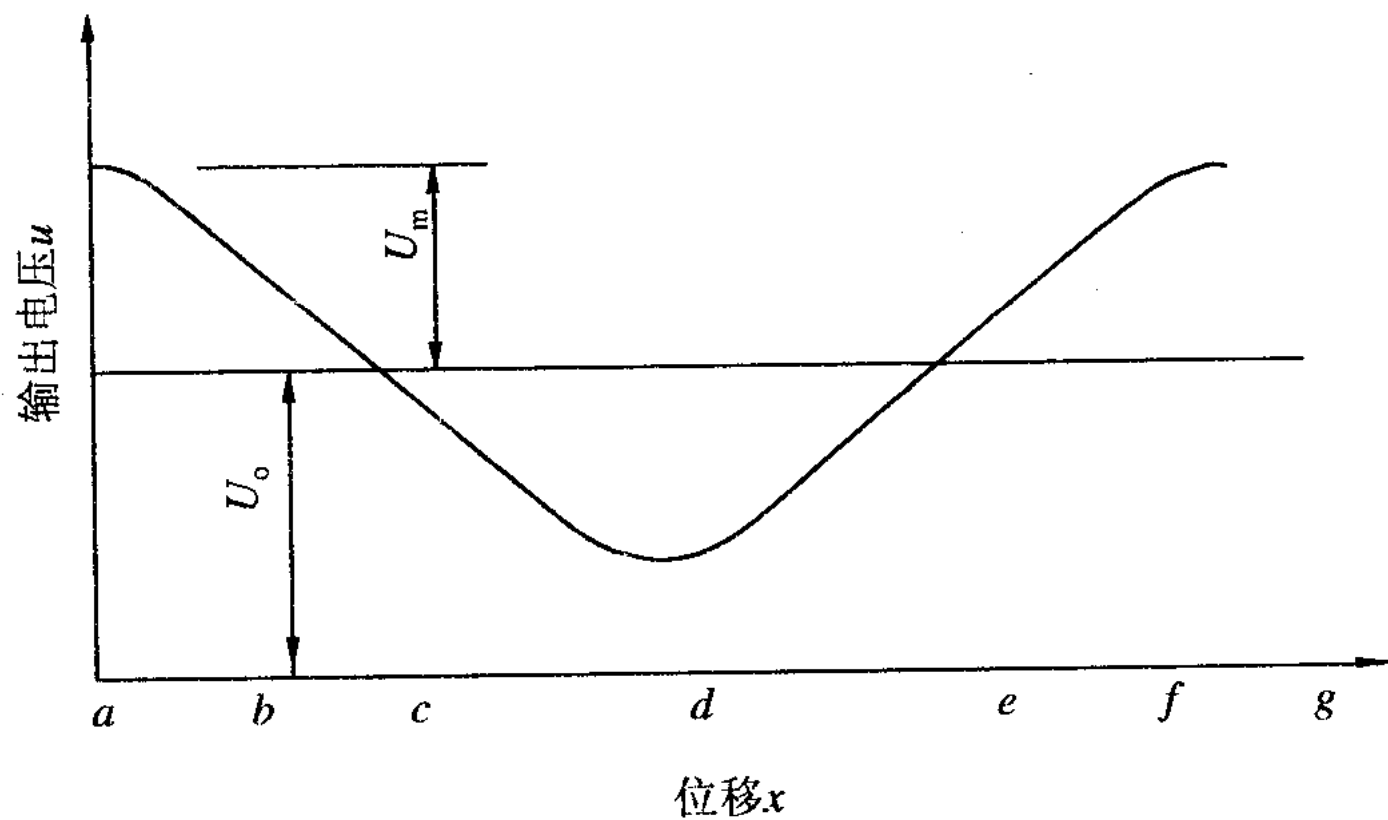
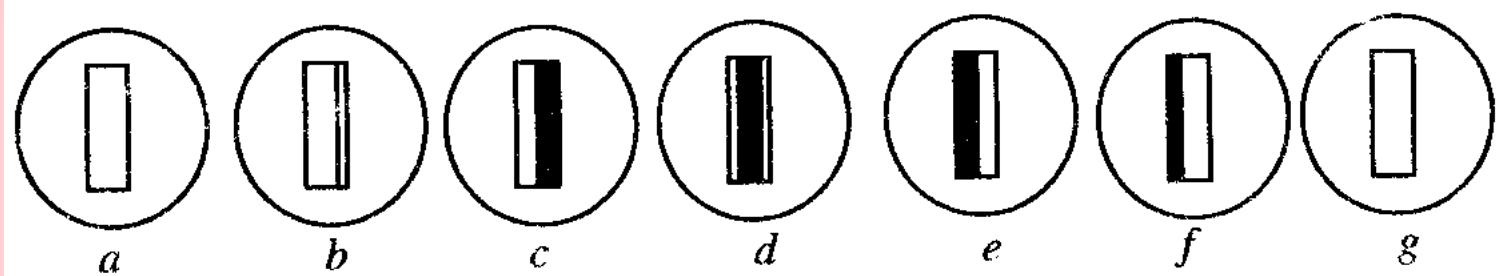


图 11 - 47 光栅位移与光强、输出电压的关系

当光栅位移一个栅距 W , 波形就变化一周, 这时相应条纹移动一个条纹宽度 B_H 。因此只要记录波形变化周数即条纹移动数 N , 就可知道光栅的位移 x 。

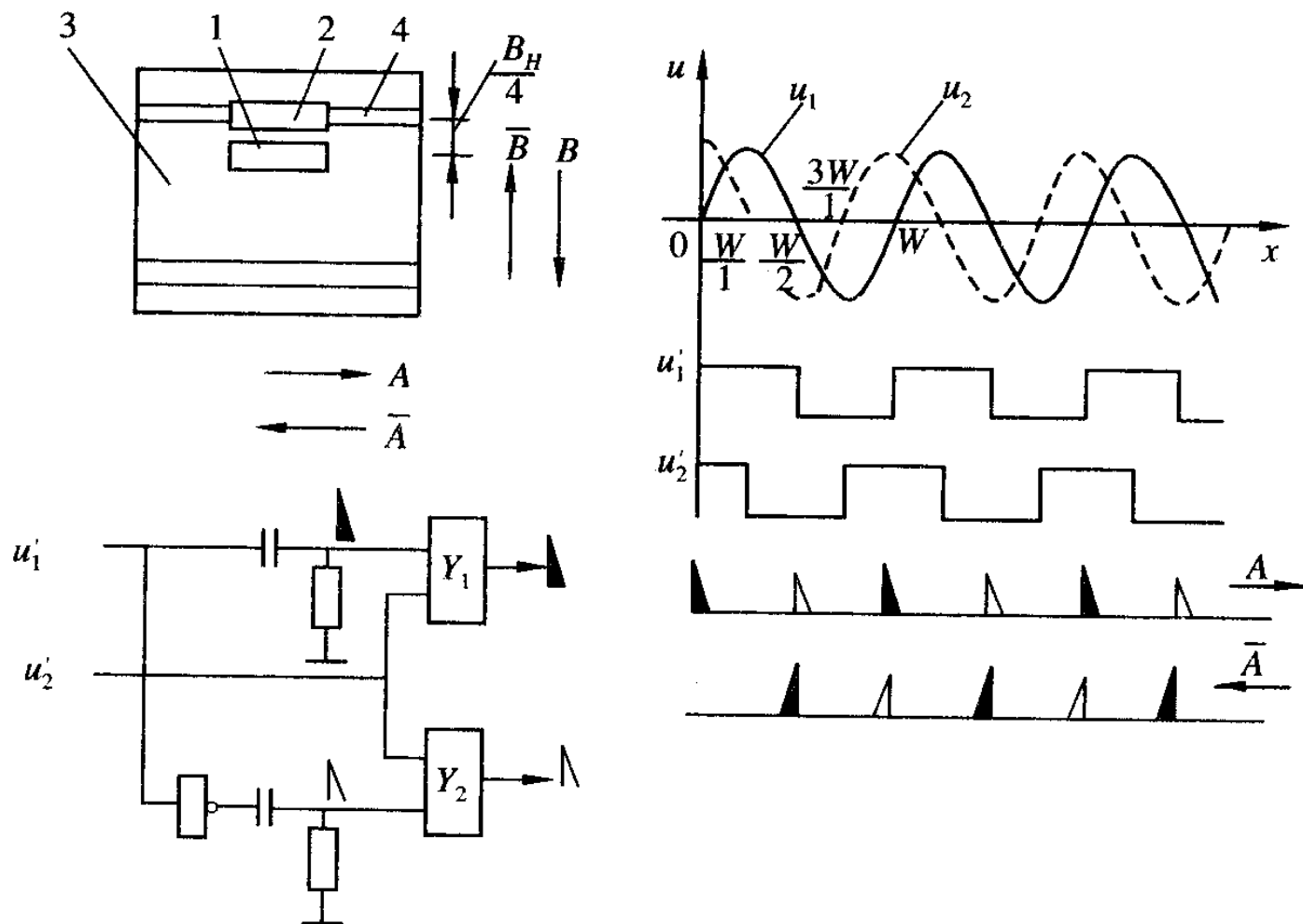
$$x = n B_H \quad (11 - 48)$$

将输出的电压信号经过放大、整形变为方波, 经微分电路转换成脉冲信号, 再经过辨向电路和可逆计数器计数, 则可以数字形式实时地显示出位移量的大小。

2. 辨向原理

位移是向量, 因而对位移量的测量, 除了确定大小之外, 还应确定其方向。

而可动光栅片向前或向后移动时，莫尔条纹都是作明暗交替的变化，从而无法判别光栅移动的方向，也不能正确测量出有往复移动时位移的大小。因此必须在测量电路中加入辨向电路。为了辨向，需要有相位差为 $\pi/2$ 的两个莫尔条纹信号。图 11 - 48 为辨向的工作原理和它的逻辑电路。在相隔 $1/4$ 条纹间距的位置上放置两个光电元件，得到两个相位差 $\pi/2$ 的电信号 U_1 和 U_2 ，经过整形后得两个方波信号 U_1' 和 U_2' 。从图中波形的对应关系可看出，当光栅沿 A 方向移动时， U_1' 经微分电路后产生的脉冲（如图中实线所示）正好发生在 U_2' 的“1”电平时，从而经 Y1 输出一个计数脉冲；而 U_1' 经反相并微分后产生的脉冲（如图中虚线所示）则与 U_2' 的“0”电平相遇，与门 Y₂ 被阻塞，无脉冲输出。



1、2—光电元件；3、4—光栅； $A(\bar{A})$ —光栅移动方向； $B(\bar{B})$ —与 $A(\bar{A})$ 对应的莫尔条纹移动方向

1、2—光电元件；3、4—光栅； $A(\bar{A})$ —光栅移动方向； $B(\bar{B})$ —与 $A(\bar{A})$ 对应的莫尔条纹移动方向

图 11 - 48 辨向逻辑工作原理

在光栅沿A方向移动时, U_1' 的微分脉冲发生在 U_2' 为“0”电平时, 与门Y1无脉冲输出; 而 U_1' 的反相微分脉冲则发生在 U_2' 的“1”电平时, 与门Y2输出一个计数脉冲。则说明 U_2' 的电平状态作为与门的控制信号, 来控制在不同的移动方向时, U_1' 所产生的脉冲输出路线。这样就可以根据运动方向正确的给出加计数脉冲或减计数脉冲, 再将其输入可逆计数器, 实时显示出相对于某个参考点的位移量。

3. 细分技术

在前面讨论的光栅测量原理中可知, 以移过的莫尔条纹的数量来确定位移量, 其分辨力为光栅栅距。为了提高分辨力和测量比栅距更小的位移量, 可采用细分技术。

所谓细分就是在莫尔条纹信号变化一个周期内，发出若干个脉冲，以减小脉冲当量，如一个周期内发出 n 脉冲，即可使测量精度提高 n 倍，而每个脉冲相当于原来栅距的 $1/n$ 。由于细分后计数脉冲频率提高了 n 倍，因此也称之为 n 倍频。细分方法有机械细分和电子细分两类。下面介绍电子细分法中常用的四倍频细分法，这种细分法也是许多其它细分法的基础。

在上述辨向原理中可知，在相差 $B_H/4$ 位置上安装两个光电元件，得到两个相位相差 $\pi/2$ 的电信号。若将这两个信号反相就可以得到四个彼此相差 $\pi/2$ 的信号，从而可以在移动一个栅距的周期内得到四个计数脉冲，实现四倍频细分。也可以在相差 $B_H/4$ 位置上安放四个光电元件来实现四倍频细分。这种方法不可能得到高的细分数，因此在一个莫尔条纹的间距内不可能安装更多的光电元件，但它有一个优点，就是对莫尔条纹产生的信号波形没有严格要求。

三. 感应同步器

1. 结构原理

感应同步器是利用两个平面形绕组的互感随相对位置不同而变化的原理,将直线位移或角位移转换成电信号的。

感应同步器有直线式和旋转式两种,分别用于直线位移和角位移测量,两者原理相同。直线式(长)感应同步器由定尺和滑尺组成,如图 11 - 49所示。旋转式(圆)感应同步器由转子和定子组成,如图 11 - 50所示。在定尺和转子上的是连续绕组,在滑尺和定子上的则是分段绕组。分段绕组分为两组,在空间相差 90° 相角,故又称为正、余弦绕组。工作时如果在其中一种绕组上通以交流激励电压,由于电磁耦合,在另一种绕组上就产生感应电动势,该电动势随定尺与滑尺(或转子与定子)的相对位置不同呈正弦、余弦函数变化,再通过对此信号的检测处理,便可测量出直线或转角的位移量。

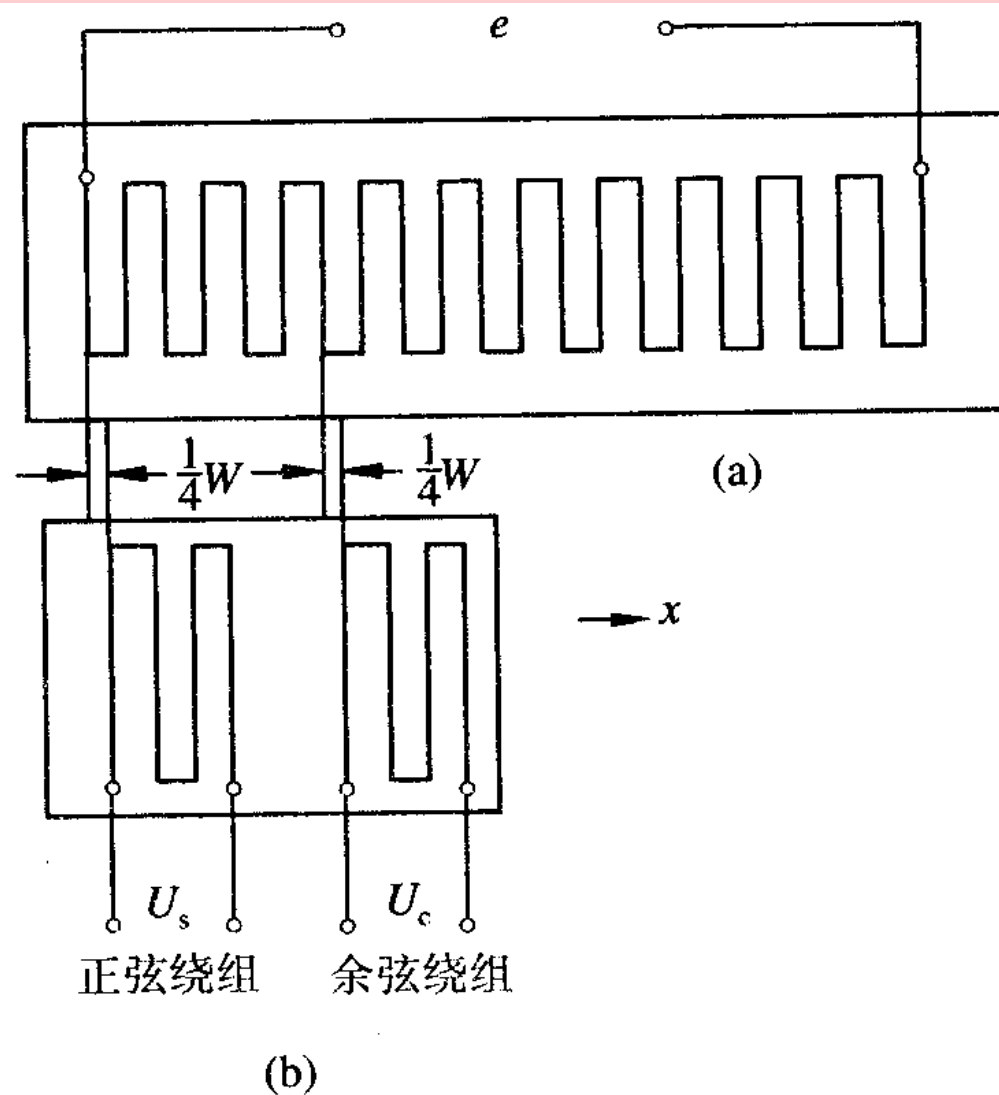


图 11 - 49 长感应同步器示意图

(a) 定尺; (b) 滑尺

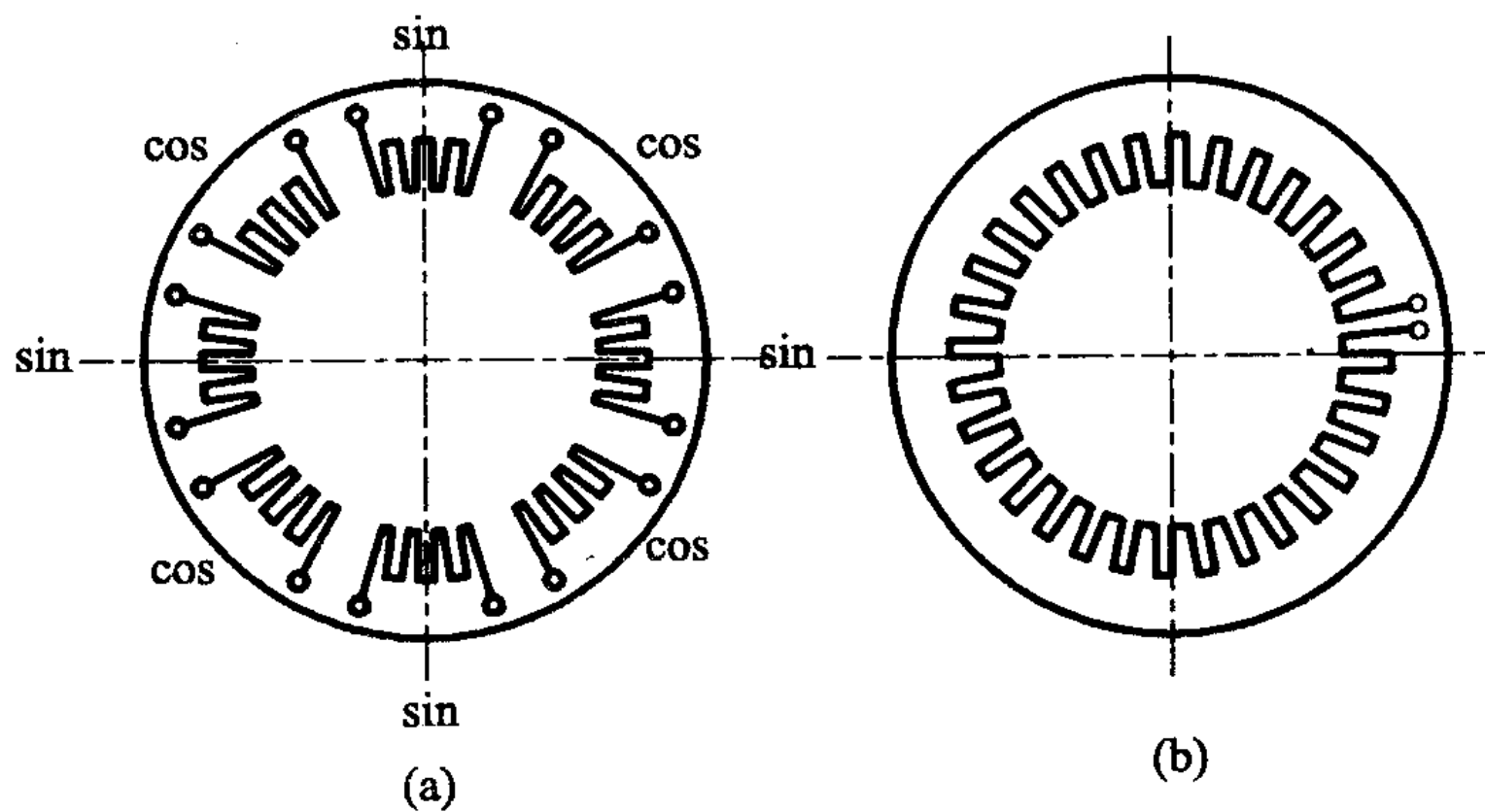


图 11 - 50 圆感应同步器示意图

(a) 定子; (b) 转子

2. 信号处理方式

从信号处理方式来说,可分为鉴相和鉴幅方式两种。它们的特征是用输出感应电动势的相位或幅值来进行处理。下面以长感应同步器为例进行叙述。

(1) 鉴相方式 滑尺的正弦、余弦绕组在空间位置上错开1/4定尺的节距,激励时加上等幅等频,相位差为 90° 的交流电压,即分别以 $\sin \omega t$ 和 $\cos \omega t$ 来激励,这样,就可以根据感应电势的相位来鉴别位移量,故叫鉴相型。

当正弦绕组单独激励时励磁电压为 $U_s = U_m \sin \omega t$,感应电势为:

$$e_s = k \omega U_m \cos \omega t \sin \theta \quad (11 - 49)$$

式中: k -为耦合系数。

当余弦绕组单独激励时（励磁电压为 $U_c = U_m \cos \omega t$ ），感应电势为：

$$e_C = k \omega U_m \sin \omega t \cos \theta \quad (11 - 50)$$

按叠加原理求得定尺上总感应电动势为：

$$\begin{aligned} e &= e_S + e_C = k \omega U_m \cos \omega t \sin \theta + k \omega U_m \sin \omega t \cos \theta \\ &= k \omega U_m \sin(\omega t + \theta) \end{aligned} \quad (11 - 51)$$

式中的 $\theta = 2\pi x / \omega$ 称为感应电动势的相位角，它在一个节距 W 之内与定尺和滑尺的相对位移有一一对应的关系，每经过一个节距，变化一个周期（ 2π ）。

(2) 鉴幅式如在滑尺的正、余弦绕组加以同频、同相但幅值不等的交流激励电压, 则可根据感应电势振幅来鉴别位移量, 称为鉴幅型。

当加到滑尺两绕组的交流励磁电压为:

$$U_s = U_s \sin \omega t \quad (11 - 52)$$

$$U_c = U_c \cos \omega t \quad (11 - 53)$$

式中, $U_s = U_m \sin \phi$; $U_c = U_m \cos \phi$. U_m 为激励电压幅值, ϕ 为给定的电相角。

它们分别在定尺绕组上感应出电动势为:

$$e_s = k \omega U_s \sin \omega t \sin \theta \quad (11 - 54)$$

$$e_c = k \omega U_c \sin \omega t \cos \theta \quad (11 - 55)$$

定尺的总感应电势为:

$$\begin{aligned} e &= e_s + e_c = k \omega U_s \sin \omega t \sin \theta + k \omega U_c \sin \omega t \cos \theta \\ &= k \omega U_m \sin \omega t (\cos \phi \cos \theta + \sin \phi \sin \theta) \\ &= k \omega U_m \sin \omega t \cos(\phi - \theta) \end{aligned} \quad (11-56)$$

式中把感应同步器两尺的相对位移 $x(=2\pi\theta/\omega)$ 和感应电势的幅值 $k\omega U_m \cos(\phi - \theta)$ 联系了起来。

3. 感应同步器位移测量系统

图 11 - 51 为感应同步器鉴相测量方式数字位移测量装置方框图。脉冲发生器发出频率一定的脉冲序列, 经过脉冲一相位变换器进行 N 分频后, 输出参考信号方波 θ_0 和指令信号方波 θ_1 。

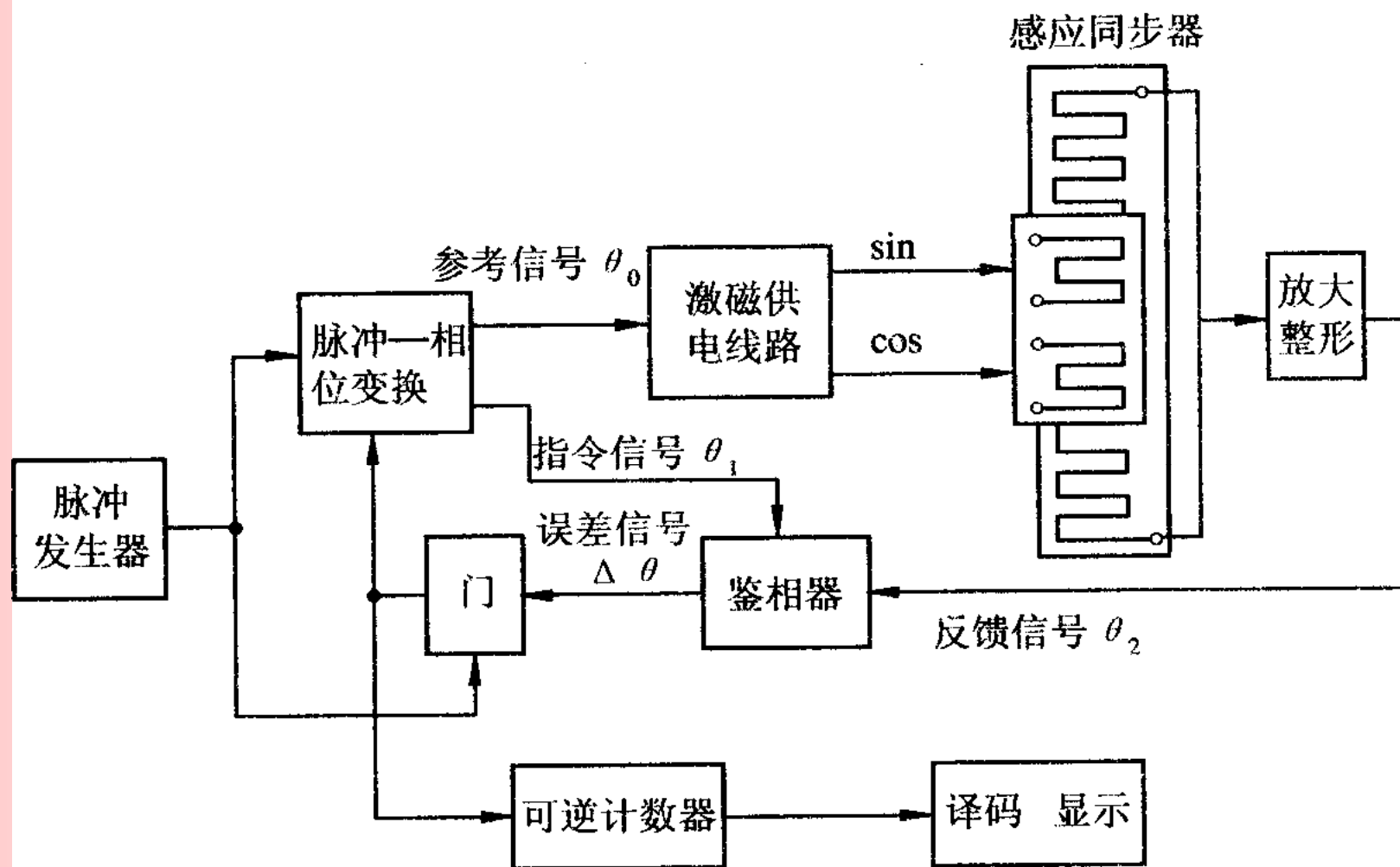


图 11 - 51 鉴相测量方式数字位移测量装置方框图

参考信号方波 θ_0 经过激磁供电线路, 转换成振幅和频率相同而相位差为 90° 的正、余弦电压, 给感应同步器滑尺的正、余弦绕组激磁。感应同步器定尺绕组中产生的感应电压, 经放大和整形后成为反馈信号方波 θ_2 。指令信号 θ_1 和反馈信号 θ_2 同时送给鉴相器, 鉴相器既判断 θ_2 和 θ_1 相位差的大小, 又判断指令信号 θ_1 的相位超前还是滞后于反馈信号 θ_2 的相位。

假定开始时 $\theta_1 = \theta_2$, 当感应同步器的滑尺相对定尺平行移动时, 将使定尺绕组中的感应电压的相位 θ_2 (即反馈信号的相位) 发生变化。此时 $\theta_1 \neq \theta_2$, 由鉴相器判别之后, 将有相位差 $\Delta \theta = \theta_2 - \theta_1$ 作为误差信号, 由鉴相器输出给门电路。此误差信号 $\Delta \theta$ 控制门电路“开门”的时间, 使门电路允许脉冲发生器产生的脉冲通过。

通过门电路的脉冲，一方面送给可逆计数器去计数并显示出来；另一方面作为脉冲一相位变换器的输入脉冲。在此脉冲作用下，脉冲一相位变换器将修改指令信号的相位 θ_1 ，使 θ_1 随 θ_2 而变化。当 θ_1 再次与 θ_2 相等时，误差信号 $\Delta \theta = 0$ ，从而门关闭。当滑尺相对定尺继续移动时，又有 $\Delta \theta = \theta_2 - \theta_1$ 作为误差信号去控制门电路的开启，门电路又有脉冲输出，供可逆计数器去计数和显示，并继续修改指令信号的相位 θ_1 ，使 θ_1 和 θ_2 在新的基础上达到 $\theta_1 = \theta_2$ 。因此在滑尺相对定尺连续不断地移动过程中，就可以实现把位移量准确地用可逆计数器计数和显示出来。

四. 数字编码器

1. 概述

将机械转动的模拟量（位移）转换成以数字代码形式表示的电信号，这类传感器称为编码器。编码器以其高精度、高分辨率和高可靠性被广泛用于各种位移测量。

编码器的种类很多。按其结构形式有直线式编码器和旋转式编码器。由于许多直线位移是通过转轴的运动产生的，因此旋转式编码器应用更为广泛。

按其检测原理有电磁式、接触式、光电式等。光电式编码器具有非接触和体积小的特点，且分辨率高，它作为精密位移传感器在自动测量和自动控制技术中得到了广泛的应用。目前我国已有23位光电编码器,为科学研究、军事、航天和工业生产提供了对位移量进行精密检测的手段。

旋转式编码器又分为增量式编码器和绝对式编码器。增量式编码器的输出是一系列脉冲，需要一个计数系统对脉冲进行累计计数，一般还需要一个基准数据即零位基准才能完成角位移测量。绝对式编码器不需要基准数据及计数系统，它在任意位置都可给出与位置相对应的固定数字码输出。

下面介绍光电式绝对编码器。

2. 光电式编码器

光电式编码器主要由安装在旋转轴上的编码圆盘（码盘）、狭缝以及安装在圆盘两边的光源和光敏元件等组成。

基本结构如图 11 - 52所示。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的透光和不透光部分,即亮区和暗区。码盘构造如图 11 - 53所示,它是一个6位二进制码盘。当光源将光投射在码盘上时,转动码盘,通过亮区的光线经狭缝后,由光敏元件所接收。光敏元件的排列与码道一一对应,对应于亮区和暗区的光敏元件输出的信号,前者为“1”,后者为“0”。当码盘旋至不同位置时,光敏元件输出信号的组合,反映出按一定规律编码的数字量,代表了码盘轴的角位移大小。

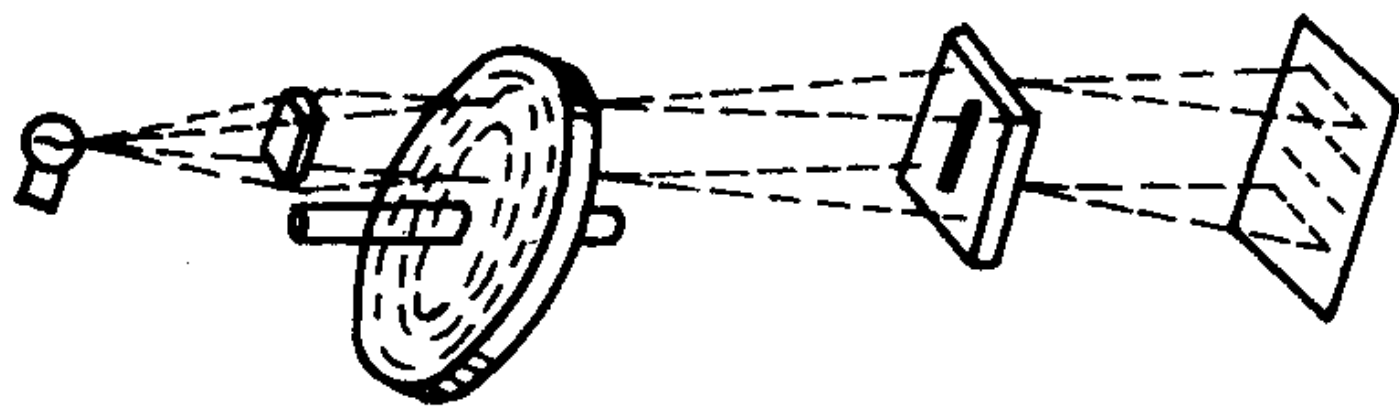


图 11 - 52 光电式编码器结构原理图

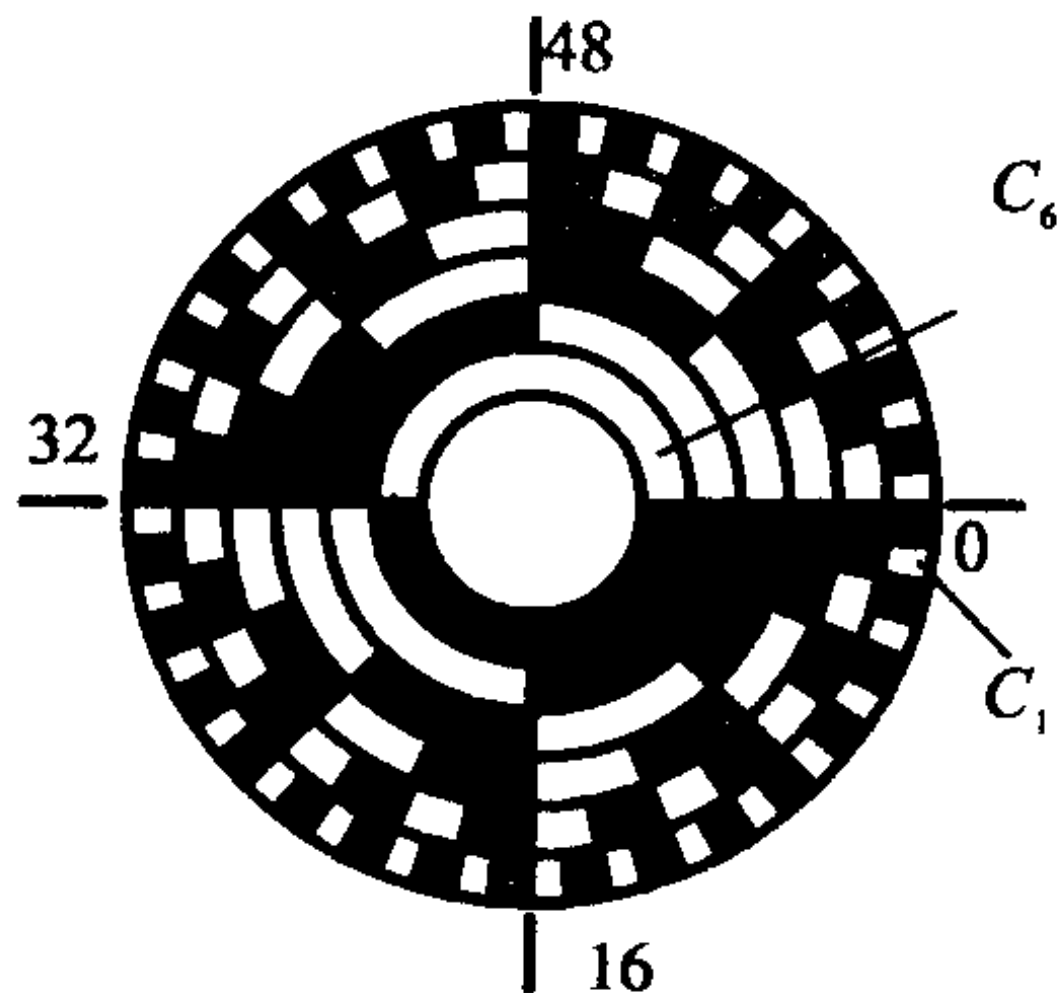


图 11 - 53 码盘构造

编码器码盘按其所用码制可分为二进制码、十进制码、循环码等。

图 11 - 53所示的6位二进制码盘, 最内圈码盘一半透光, 一半不透光, 最外圈一共分成 $2^6=64$ 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。这样在测量时, 只要根据码盘的起始和终止位置, 就可以确定角位移, 而与转动的中间过程无关。一个n位二进制码盘的最小分辨率, 即能分辨的角度为 $\alpha = 360^\circ / 2^n$ 。若 $n=6$, 则 $\alpha \approx 5.6^\circ$, 如要达到1秒左右的分辨率, 至少采用20位的码盘。对于一个刻划直径为400mm的20位码盘, 其外圈分划间隔不到 $1.2 \mu\text{m}$ 。可见码盘的制作不是一件易事。

采用二进制编码器时,任何微小的制作误差,都可能造成读数的粗误差。主要是二进制码当某一较高的数码改变时,所有比它低的各位数码需同时改变。如果由于刻划误差等原因,某一较高位提前或延后改变,就会造成粗误差。

为了清除粗误差,可用循环码代替二进制码。图 11 - 54 所示是一个6位的循环码码盘。对于n位循环码码盘,与二进制码一样,具有 2^n 种不同编码,最小分辨率 $\alpha = 360^\circ / 2^n$ 。表 给出了四位二进制码与循环码的对照表。从表中看出,循环码是一种无权码,从任何数变到相邻数时,仅有一位编码发生变化。如果任一码道刻划有误差,只要误差不太大,只可能有一个码道出现读数误差,产生的误差最多等于最低位的一个比特。所以只要适当限制各码道的制造误差和安装误差,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的应用。

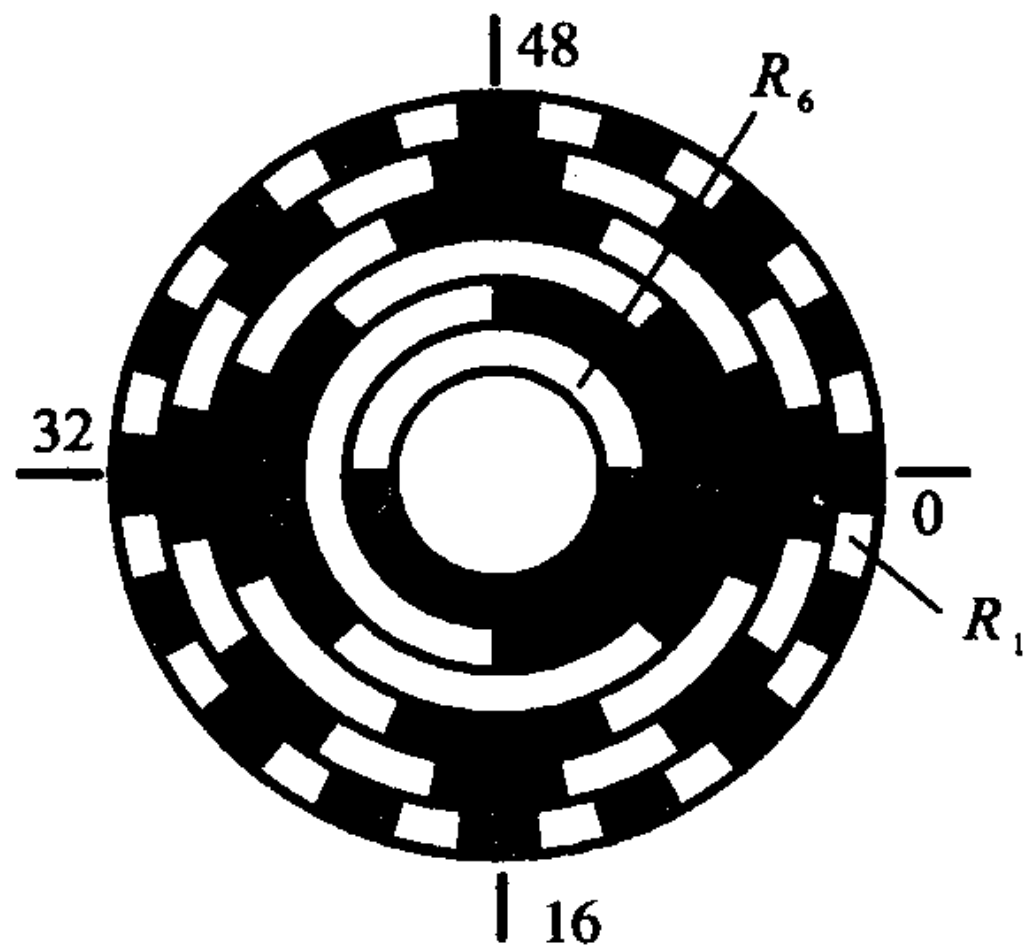


图 11 - 54 6 位循环码码盘

循环码是一种无权码，这给译码造成一定困难。通常先将它转换成二进制码然后再译码。

按表 11 - 8 所列，可以找到循环码和二进制码之间的转换关系为：

$$\left. \begin{array}{l} R_n = C_n \\ R_i = C_i \oplus C_{i+1} \end{array} \right\} \quad (11 - 57)$$

或 $C_i = R_i \oplus C_{i+1}$

式中R-表示循环码；

C-表示二进制码。

根据上式用与非门构成循环码-二进制码转换器，这种转换器所用元件比较多。如采用存储器芯片可直接把循环码转换成二进制码。

大多数编码器都是单盘的，全部码道则在一个圆盘上，但如要求有很高的分辨率时，码盘制作困难，圆盘直径增大，而且精度也难以达到。这时可采用双盘编码器，它的特点是由两个分辨率较低的码盘组合而成为高分辨率的编码器。



11.6 变送器

一. 温度变送器

工业生产中广泛使用的温度变送器大多是与各种热电偶或热电阻配合,把温度(或温差)信号转换成统一标准电流信号输出,其中又分为输出直流0~10 mA和输出直流4~20 mA的两类对于其他传感器,如果能提供直流电动势或电阻值的变化,也可以与这些变送器配合,以将其它被测量也可变成相应的统一标准信号。

(一) 输出0~10 mA的温度变送器

这是一种无线性化功能的温度变送器,主要由输入回路、自激调制式直流放大器及负反馈回路等组成。其构成方框图如图 11 - 55所示。

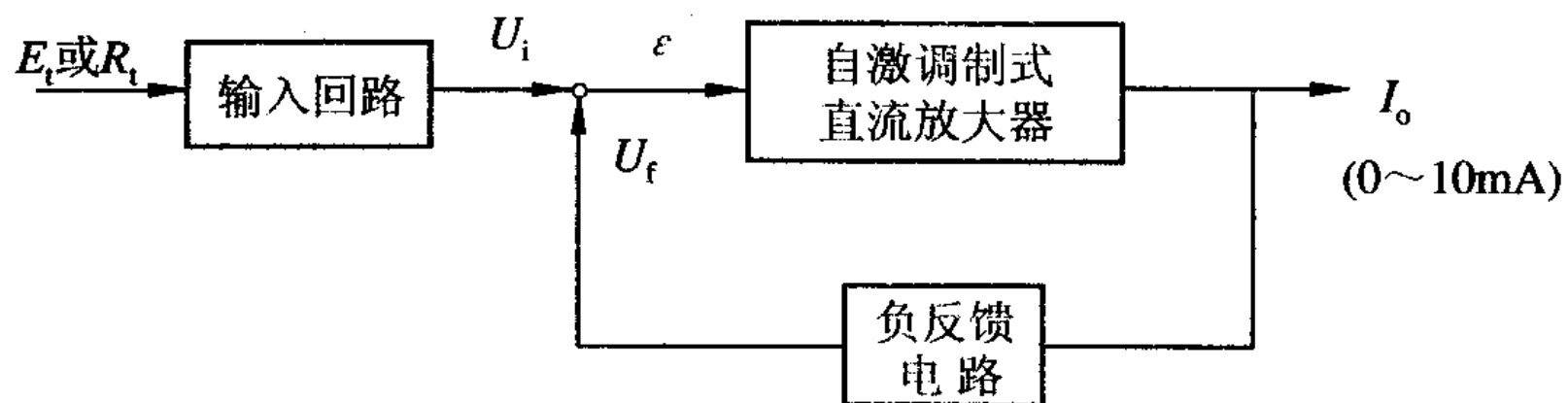


图 11 - 55 温度变送器组成框图

由温度传感器热电偶或热电阻送来的反映温度（或温差）参数大小的信号 E_t 或 R_t ，经输入回路转换成相应的直流毫伏信号 V_i 后，与反馈信号 V_f 进行比较，其差值 ε 在自激调制式直流放大器内先变换为交流信号，进行交流放大后又还原成 $0\sim 10\text{mA}$ 的直流输出电流 I_0 。同时，自激调制式直流放大器输出信号中所含的交流分量，经负反馈回路变成大小与输出电流 I_0 成正比的直流电压信号 V_f ，反馈至放大器的输入端，从而保证输入 V_i 和输出 I_0 的线性关系。

下面简单介绍输出 $0\sim 10\text{mA}$ 的温度变送器的输入回路部份。

输入回路为一直流电桥，根据接线端子的不同连接方式，可以与热电偶配合，也可以与热电阻配合，还可以接成测温差的方式。

(1) 热电偶输入回路图 11 - 56所示为热电偶输入时的一种连接图。 $R_{17} + R_{18}$, $R_{20} + R_{21}$, R_{cu} 及 W_2 分别为电桥的四个桥臂。 电桥的电源电压 6 V, 电位器 W_3 是用来调节桥路总电流的, 使 $I = 1 \text{ mA}$, R_{18} 和 R_{21} 阻值均为 $10 \text{ K}\Omega$, 比其它电阻大得多, 所以桥路两支路电流几乎相等, 都是 0.5 mA 。 由图 11 - 56分析可知, 热电偶输入回路的输出 V_i 为热电偶所产生的热电势 E_t 和桥路的输出信号 V_{BD} 之代数和, 即 $V_i = V_{AD} = E_t + V_{BD}$ 。

桥路中设置了热电偶冷端温度补偿电阻 R_{cu} , 它与热电偶冷端感受同一温度, 当热电偶工作温度不变, 而冷端 t_0 升高时, 使其两端电压 ($I_1 R_{cu}$) 增大, 引起 V_{BD} 也相应增大, 只要 R_{cu} 选择合适, 可保证 $V_i = V_{AD} = E_t(t, t_0) \downarrow + V_{BD} \uparrow$ 基本不变, 实现冷端温度自动补偿。补偿条件为 (以 20°C 为基准):

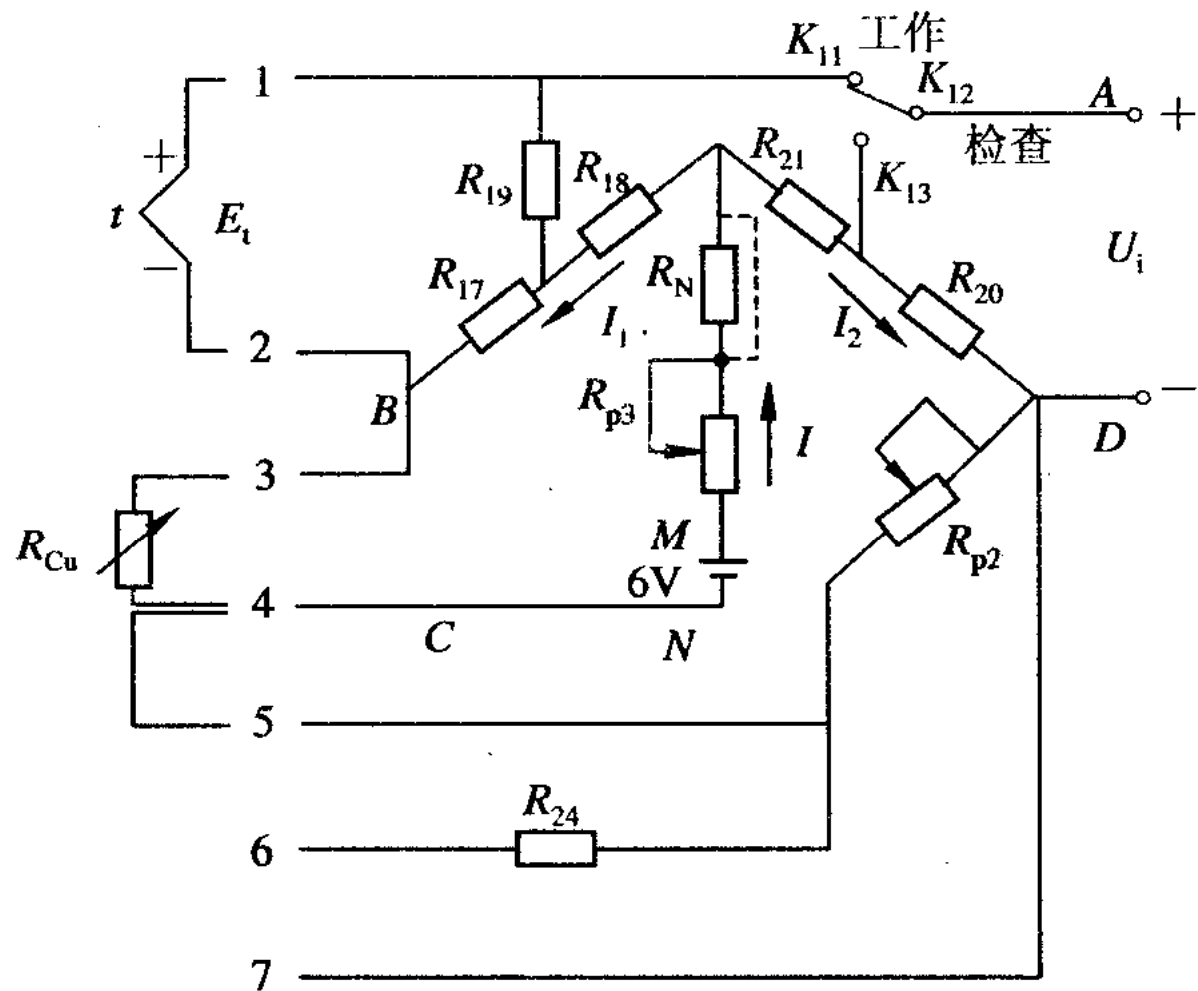


图 11 - 56 热电偶输入回路

$$\Delta E_t = I_1 \Delta R_{cu} = I_1 \Delta R_{cu} \alpha_{cu}(t-20) \quad (11-46)$$

在生产过程中，实际测量直流电动势不是从0mV开始，而是从某一数值开始测量的，这时而通过零点迁移，把仪表的测量起点从零迁移到某一数值。零点迁移可通过调节电位器W₂的阻值大小来实现。另外电阻R₂₄（100Ω）可通过端子的不同连接方式，可以与电位器W₂并联、串联或不接，以便能实现较大范围的零点迁移。

R₁₉为热电偶断偶报警电阻，R₁₉（150Ω）比桥路中的任一电阻阻值要大得多，正常测量时，把它看作开路，对电桥工作不起作用。而当热电偶发生断偶时，支路电流I₁在R₁₇上的压降会取代E_t，经R₁₉加到放大器的输入端，由于这个电压（I₁R₁₇）比最大热电势大得多，使变送器的输出瞬间增大而超过规定限值，实现断偶报警作用。

该电路还能实现仪表定值检查。桥路电阻 R_{20} ($13\ \Omega$) 上的固定电压 (6.5mV) 送至放大器, 仪表为 $4\text{-}6\ \text{mA}$ 的输出电流, 表示变送器的工作正常, 否则有效故障。

(2) 热电阻输入回路 图 11 - 57所示为热电阻输入回路。它是将接线端子①和②短接, 热电阻 R_t 作为一个桥臂, 接在端子③④之间, 为了克服连接导线电阻的影响, 热电阻采用三线制接法, 故端子⑤上也有一根导线与 R_t 相连。热电阻输入回路与热电偶输入回路的组成相似, 读者可自行分析。

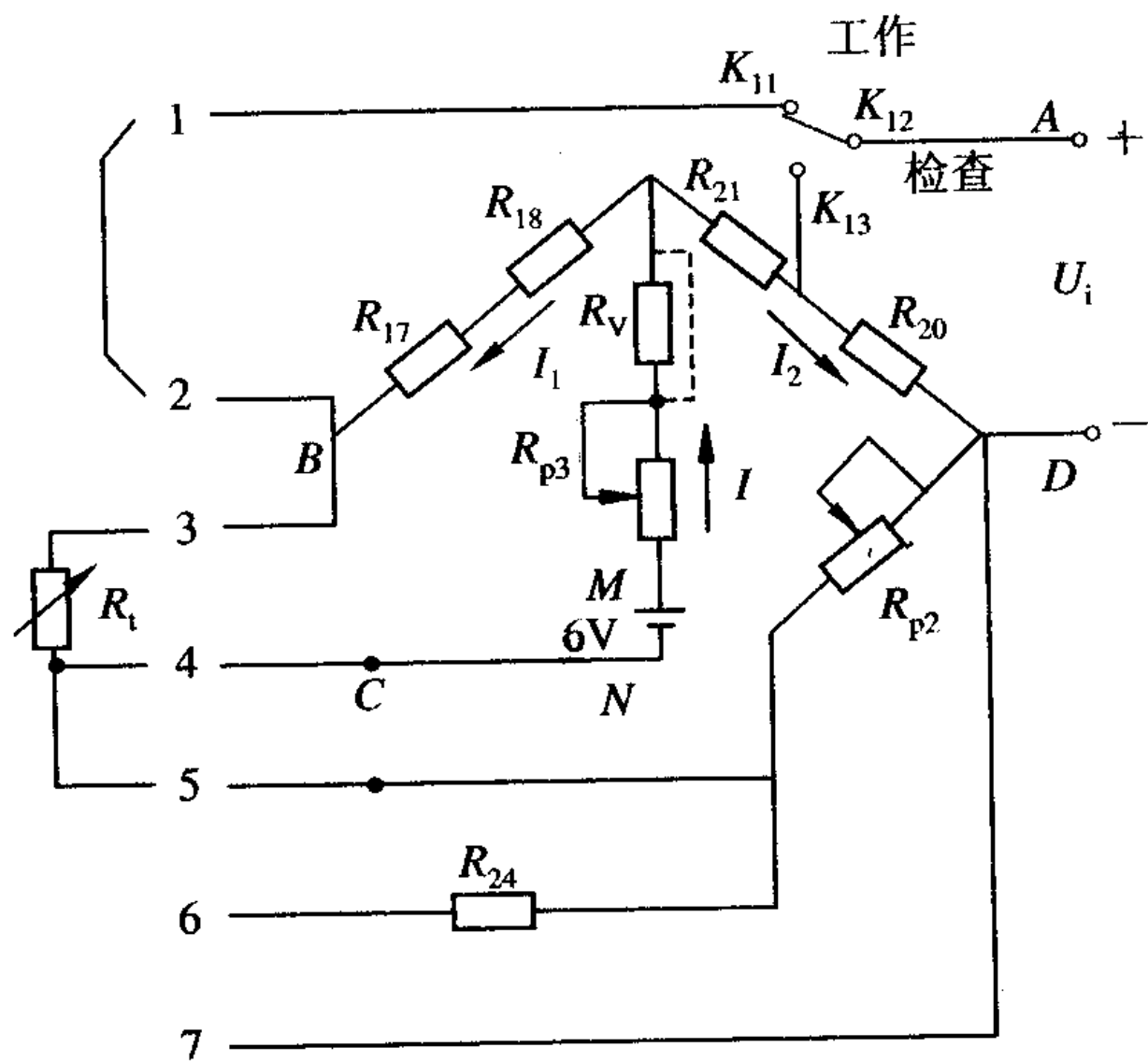


图 11 - 57 热电阻输入回路

2. 输出4-20 mA的温度变送器

输出4-20 mA的温度变送器与输出0-10 mA的相比较, 除电流信号不同之外, 还具有以下特点:

- a. 直流24V集中供电, 变送器内无电源电路;
- b. 在热电偶与热电阻温度变送器中采用了线性化电路从而使变送器的输出信号和被测温度呈线性关系, 便于指示和记录。
- c. 变送器的输入、输出之间具有隔离变压器, 并采取了安全火花防爆措施, 故具有良好的抗干扰性能, 且能测量来自危险场所的直流毫伏或温度信号。

变送器总体结构如图 11 - 58所示。方框图中空心箭头表示供电回路，实线箭头表示信号回路。输入毫伏信号 V_i 或由测温传感器送来的反映温度大小的输入信号 E_t 与桥路部份的输出信号 V_z' 及反馈信号 V_f' 相叠加，送入集成运算放大器。放大的电压信号再由功率放大器和隔离输出电路转换成统一的4~20 mA直流电流 I_0 和1~5V直流电压 V_0 输出。

下面介绍输出4-20 mA的热电偶温度变送器，图 11 - 59为整机线路图。虚线左边部份为量程单元，其作用是实现热电偶冷端温度补偿，整机调零调量程，非线性补偿及热电偶断偶报警等；虚线右边部份为放大和输出单元，其作用是将量程单元输出的直流毫伏信号进行电压放大及功率放大，然后整流输出电流、电压信号，并实现输入-输出-电源的互相隔离。

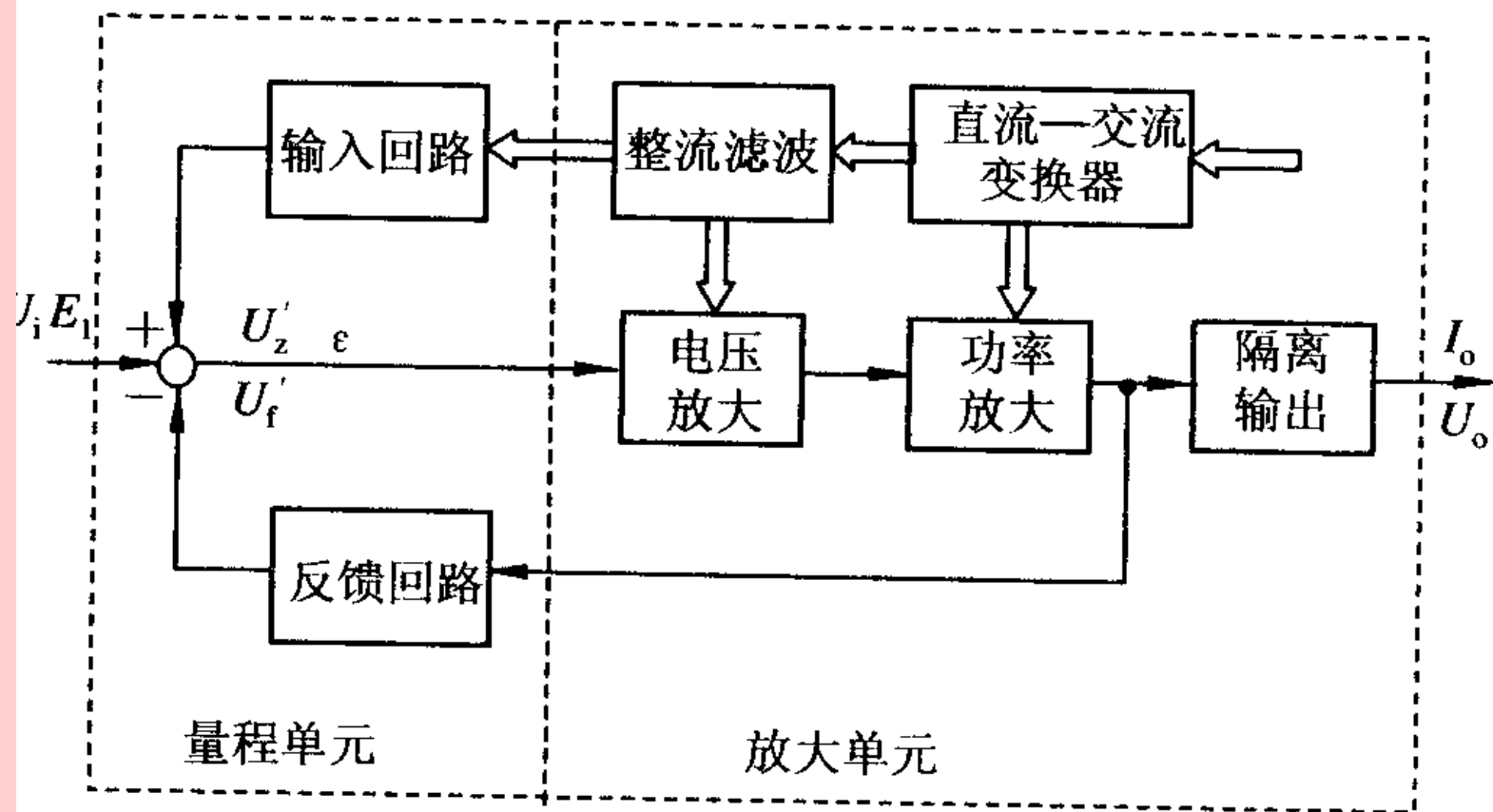


图 11 - 58 温度变送器结构方框图

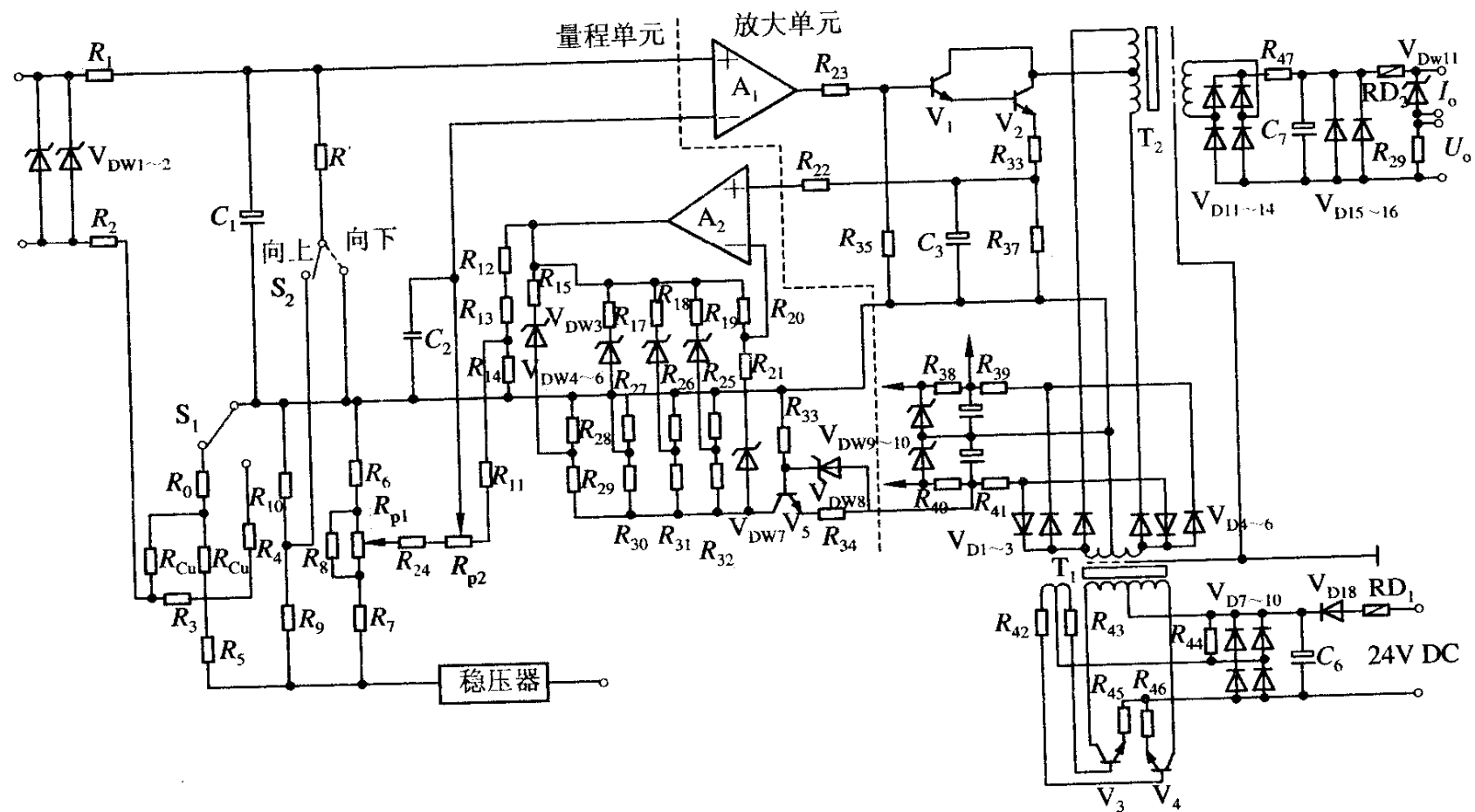


图 11 - 59 热电偶温度变送器整机线路图

(1) 量程单元热电偶变送器的量程单元由输入回路、冷端温度补偿、调零调量程及非线性反馈回路等几部份组成。其原理线路见图 11 - 60。

在仪表输入端由稳压管 D_{W1} 、 D_{W2} 及限流电阻 R_1 、 R_2 组成安全火花电路。其作用是限制流向现场（指危险场所）的电压和电流在安全火花范围以内。当输入端出现高电压，并超过 D_{W1} 、 D_{W2} 的稳压范围时，它们便导通，从而起限幅作用。用两个稳压管起双重保护作用。

热电偶断线报警电路由电阻 R' 和 R_9 等组成，并由集成稳压器供电。当热电偶断时，此电路向运算放大器 A_1 输入一个比热电偶最大电势还要大的电压（约0.3V），从而使变送器的输出突然增至20 mA DC作为报警信号。

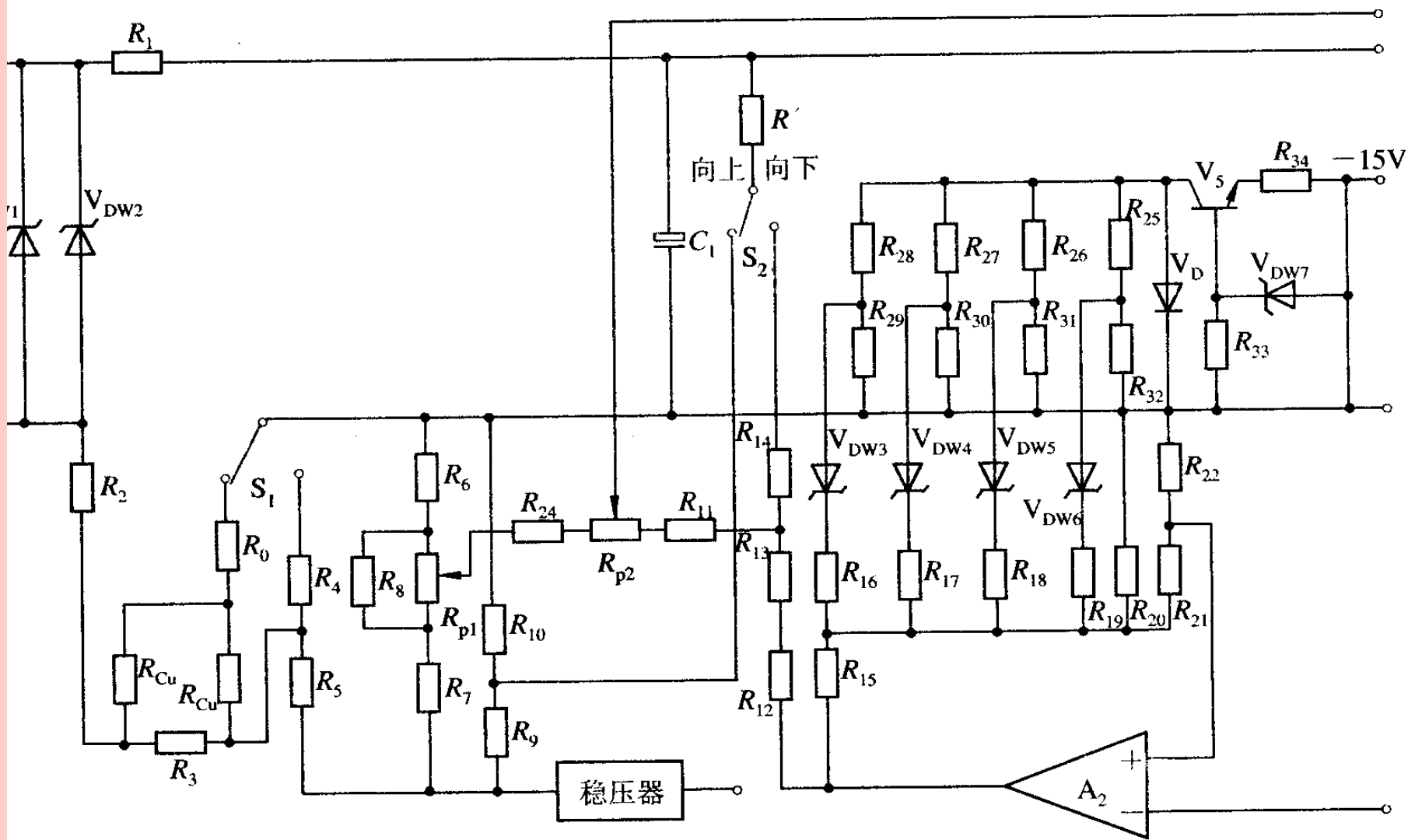


图 11 - 60 量程单元原理线路图

R_{cu} 为热电偶冷端温度补偿电阻,当冷端温度变化时,在 R_{cu} 上产生一附加电压降补偿热电势的变化。

图中 W_1 为调零电位器, W_2 为调量程电位器。

热电偶的热电势与温度之间存在非线性关系,为了使温度变送器的输出信号与被测温度之间呈线性关系,需要采取线性化措施。由运算放大器 A_2 等构成的非线性反馈回路就能实现这一要求。

热电偶温度变送器线性化原理可画成图 11 - 61所示的方框图形式。由于热电偶的热电势 E_t 与温度 t 的关系为非线性,如果放大器的反馈回路设计成非线性反馈,即 V_f' 与 t 的关系也是非线性,且与热电偶的特性相一致,那么 E_t 与 V_f' 的差值 ε 与 t 的关系就呈线性关系, ε 经线性放大器放大后的输出信号 V_0 与温度 t 呈线性关系。

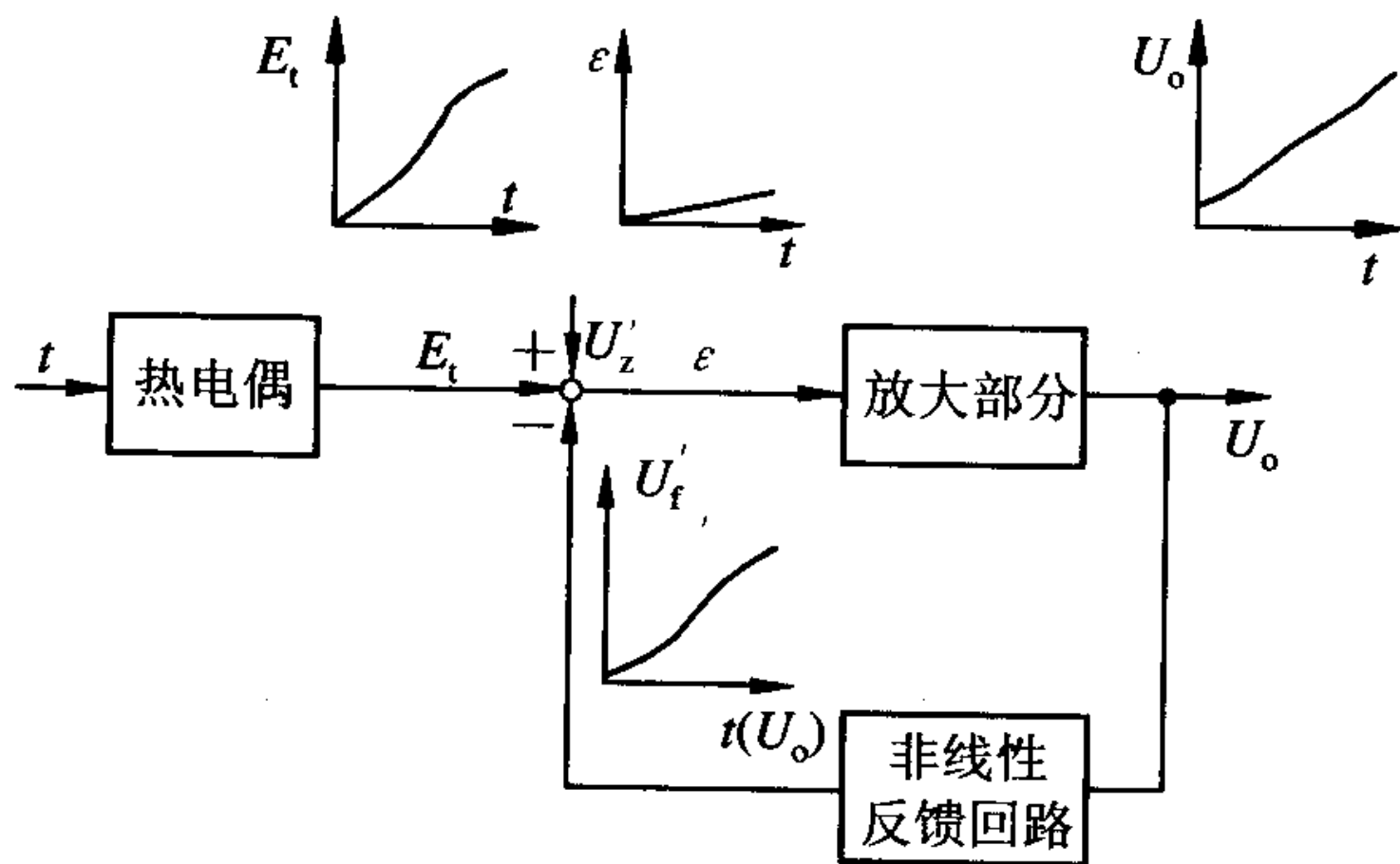


图 11 - 61 热电偶温度变送器线性化原理方框图

非线性运算电路实际上是一个折线电路，它用折线法近似表示热电偶的特性曲线。例如图11 - 62所示特性曲线由四段折线组成，各段折线斜率分别为 r_1 、 r_2 、 r_3 、 r_4 。一般情况下，用4-6段折线近似表示热电偶的某段特性曲线时，所产生的误差小于0.2%。

要实现图示的特性曲线，可采用如图 11 - 63所示的非线性运算电路。图中 D_{W3} - D_{W6} 为稳压管，它们的稳压值为 V_D ，其特性是在击穿前，电阻极大，相当于开路，而当击穿后，动态电阻极小，相当于短路。 e_{r1} 、 e_{r2} 、 e_{r3} 、 e_{r4} 分别为基准电压回路提供的基准电压，对公共点而言，它们均为负值。基准电压回路由恒压电路（由三极管 V_{101} 、稳压管 V_{DW7} 、 V_{DW8} 等组成）和电阻分压器 R_{25} 、 R_{26} 、 R_{27} 、 R_{28} 、 R_{29} 、 R_{30} 、 R_{31} 、 R_{32} 组成（见图 11 - 60）。

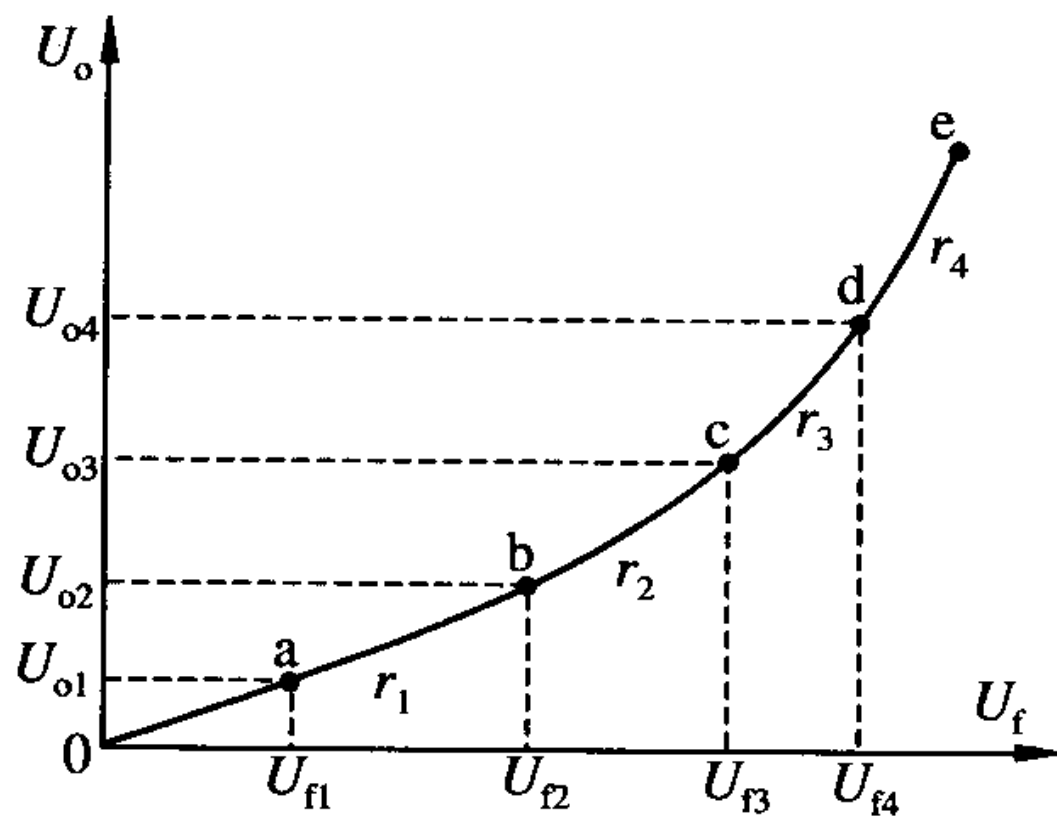


图 11 - 62 非线性折线特性曲线

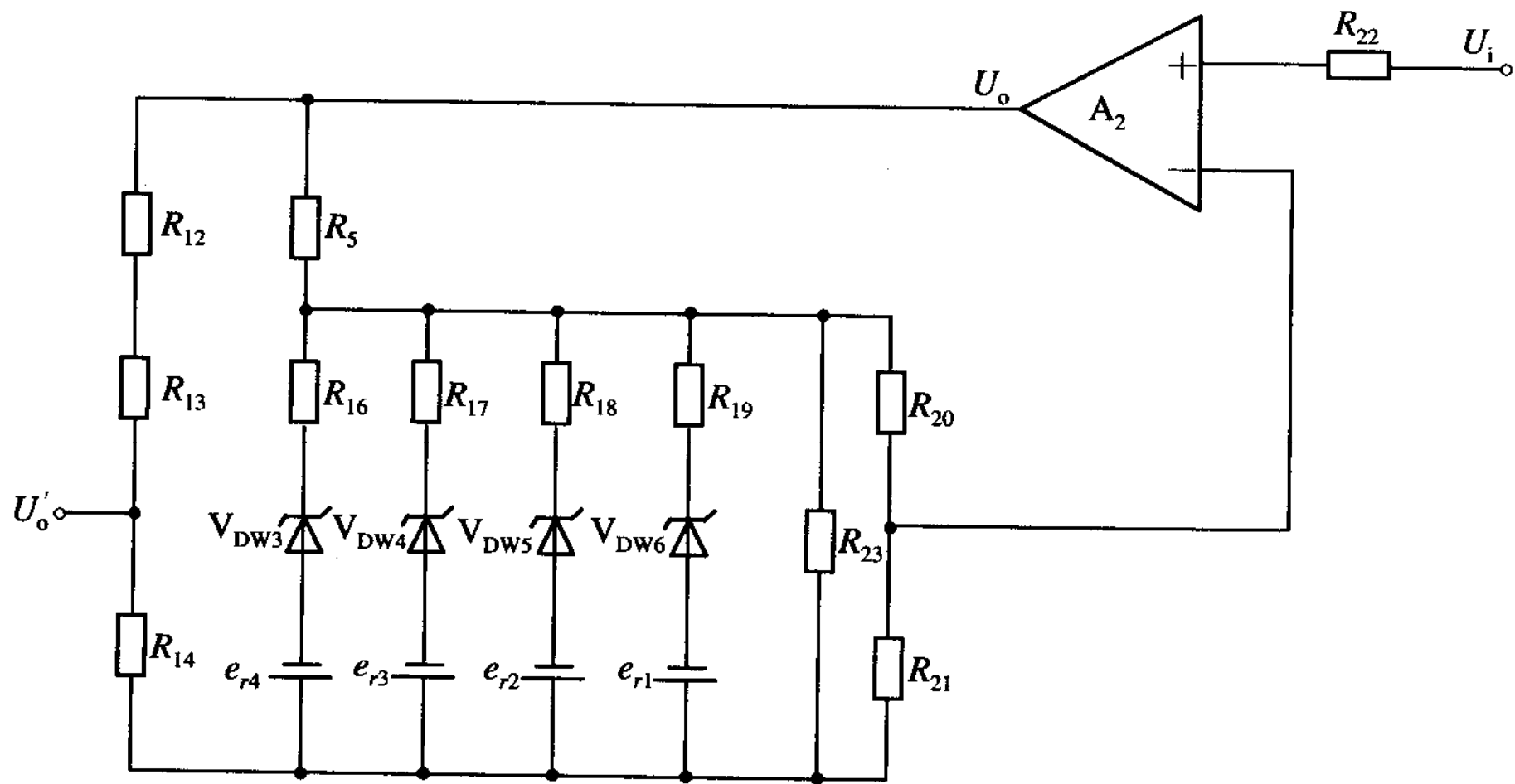


图 11 - 63 非线性运算电路原理图

当热电偶传来的输入信号 V_i 为零时, 变送器相应的输出为4 mA DC (或1V DC)。此时特性曲线工作于起点a, 对应于 $V_f=V_{f1}$, $V_0=V_{01}$ 。稳压管 D_{W3} - D_{W6} 均不导通, 从图12-63可知, V_{01} 通过非线性运算网络 (由 R_{15} 、 R_{20} 、 R_{21} 及 R_{23} 组成) 反馈至运算放大器 A_2 的反相端。

随着热电偶传来的输入信号 V_i 的增大, V_f 从 V_{f1} 开始增大, 相对应的 V_0 也从 V_{01} 沿直线ab段 (斜率 r_1) 增大, 当 $V_f=V_{f2}$ 时, 便出现一个拐点, 此时 $V_0=V_{02}$, 仪表设计时使 $V_{02} \geq V_{DW6} - e_{r1}$ (U_{DW6} 为稳压管 V_{DW6} 的稳压值), 从而使 V_{DW6} 导通, 而 V_{DW3} - V_{DW5} 仍不导通, 这样与前面情况相比多一条反馈支路, 因此 A_2 的反馈量减小, 使输出量增大, 导致从拐点开始 V_0 沿着bc段增大。依次类推, 随着 V_i 继续增大, V_f 也随之增大, V_{DW3} - V_{DW5} 将依次导通, 对运算放大器 A_2 的反馈量将依次相应地减小, 则 V_0 将沿着cd、de段上升, 从而构成a-b-c-d折线。

不同分度号的热电偶或同分度号热电偶而测量范围不同,其特性曲线形状不一样,所以,非线性反馈回路的结构和参数也因此而不同,这些都由仪表设计制造时决定。

(2) 放大单元 温度变送器的放大单元由集成运算放大器 A_1 、功率放大器、直流-交流-直流变换器、隔离输出等部份组成。其原理线路见图 11 - 64所示。

集成运算放大器 A_1 起电压放大作用。由于来自量程单元的输入信号 V_i 很小,接至 A_1 的同相输入端,非线性反馈回路送来的反馈信号接至 A_1 的反相输入端,经 A_1 放大后的输出信号送至功率放大器。

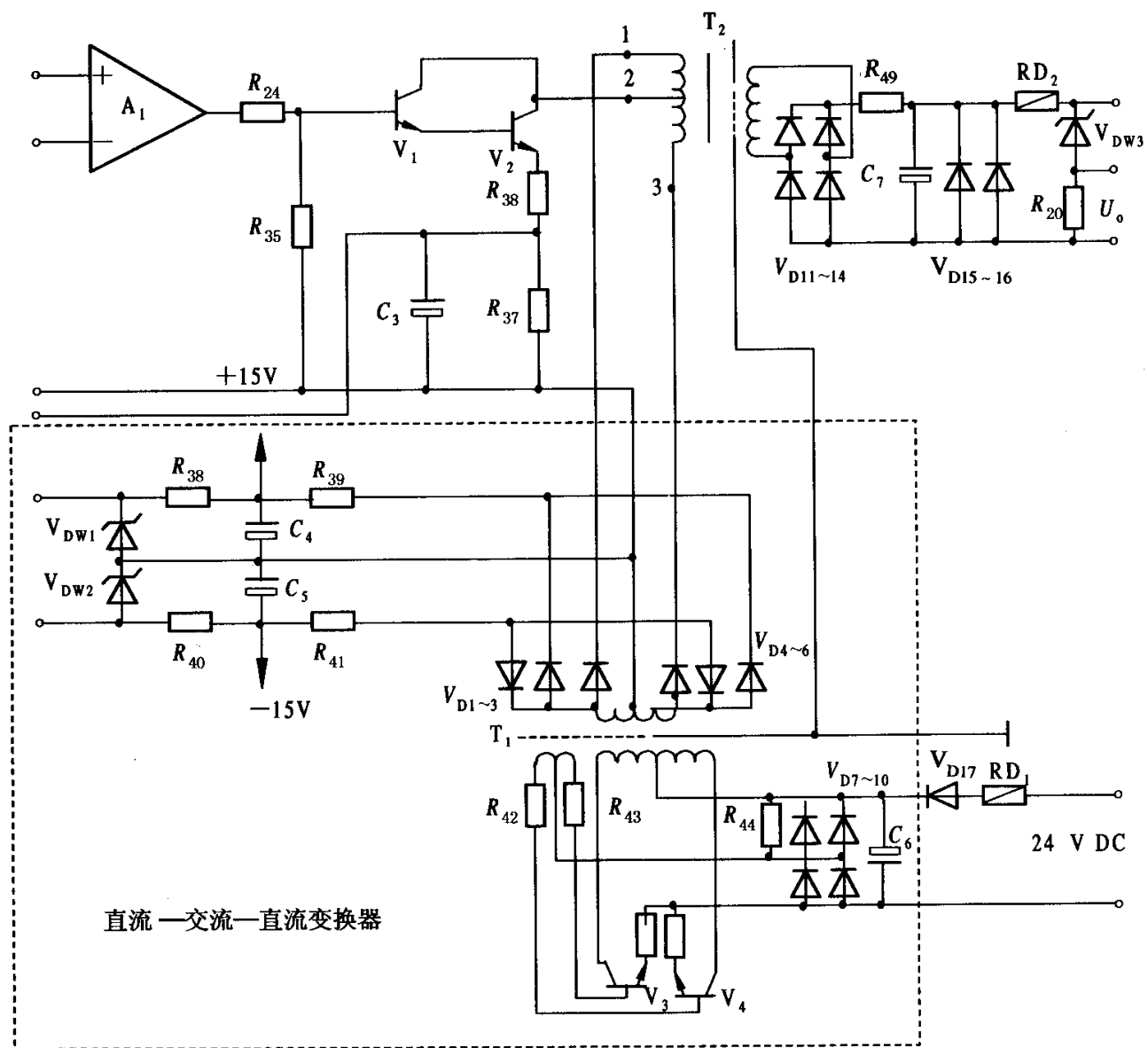


图 11 - 64 放大单元原理线路

功率放大器由复合管 V_1 、 V_2 及隔离变压器 B_2 等组成。它把 A_1 输出的电压信号转换成具有一定负载能力的电流信号,同时通过隔离变压器实现隔离输出。功率放大器由直流-交流-直流变换器输出的交流方波电压供电,因而不仅具有放大作用,而且具有调制作用,以便通过隔离变压器传递信号。

采用复合管是为了提高输入阻抗,减小线性集成电路的功耗。 V_1 、 V_2 的发射极电流经电阻 R_{37} 产生的压降,作为反馈电压 V_f 送至量程单元,经过非线性反馈回路运算后送到运算放大器 A_2 的反相输入端,以实现负反馈。、

为了避免输出与输入之间有直接电的联系,在功率放大器与输出回路之间,采用隔离变压器 B_2 来传递信号。隔离变压器 B_2 副边的交流电流,经 $D_{11} \sim D_{14}$ 桥式整流和由 R_{49} 、 C_7 组成的阻容滤波,得到4~20 mA DC的输出电流,此电流在阻值为 $250\ \Omega$ 的电阻 R_{20} 上的压降(1~5V)作为变送器输出的电压信号。稳压管 V_{DW3} 的作用在于当电流输出回路断线时,输出电流可以通过 V_{DW3} 流向 R_{20} ,从而保证电压输出信号不受影响。二极管 D_{15} 、 D_{16} 作用是当输出端出现异常电压时,二极管短路将熔断丝烧断,从而保证其它元件不致损坏。

直流-交流-直流变换器的功能是把24VDC的电压变换成具有一定频率的交流方波电压,经整流提供给变送器各组成部份的电源。

二. 差压变送器

差压变送器可以测量液体、气体和蒸汽的压力、压差及液位等参数,与节流装置配合可测量流量。

差压变送器有气动差压变送器（输出20~100KPa压力信号）和电动差压变送器（输出4~20ma或0~10ma标准电流信号）,下面将重点介绍工业上常用的电动差压变送器。

（一）力平衡式差式变送器

力平衡式差压变送器的构成方框图如图 11 - 65所示,它包括测量机构、杠杆力平衡机构、位移检测放大器及电磁反馈机构。

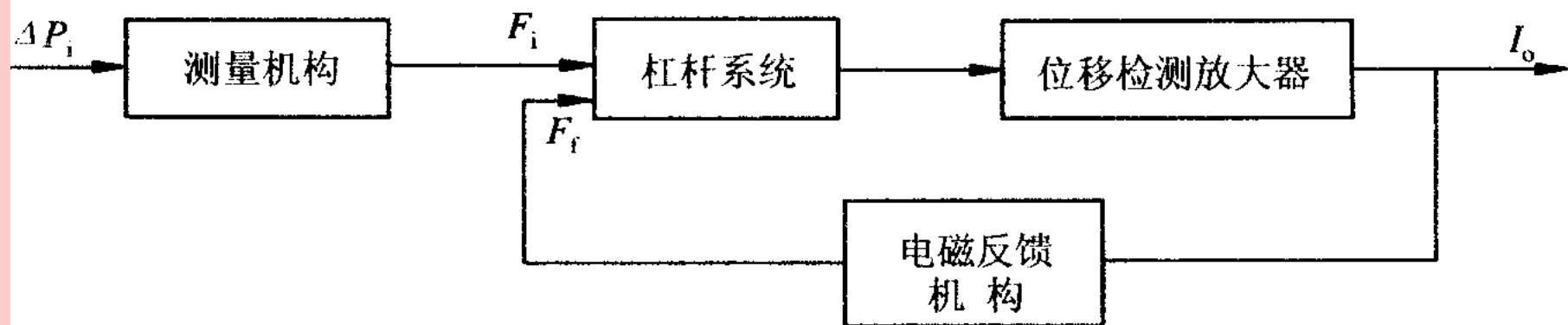


图 11 - 65 力平衡式差压变送器构成方框图

力平衡式差压变送器是基于力矩原理工作的，它是以电磁反馈力产生的力矩去平衡输入力产生的力矩。由于采用了深度负反馈，因而测量精度较高，而且保证了被测差压 ΔP_i 和输出电流 I_0 之间的线性关系。

压力、差压变送器结构都一样，只是弹性元件稍有差别。图 11 - 66 为电动力平衡压力变送器结构简图。被测压力 p 作用在测量膜片 1 上，转换为输入力作用于主杠杆 2 的下端。主杠杆以支点膜片 3 为轴而偏转，并以力沿水平方向推动矢量机构 4。矢量机构将水平向左的力变成连杆 6 向上的力，此力带动副杠杆 7，绕其支点顺时针转动，因而使差动变压器 8 的衔铁下移，气隙变小，衔铁的位移变化量通过低频位移检测放大器 9 转换并放大为 4-20 mA 的直流电流 I_0 ，作为变送器的输出信号。

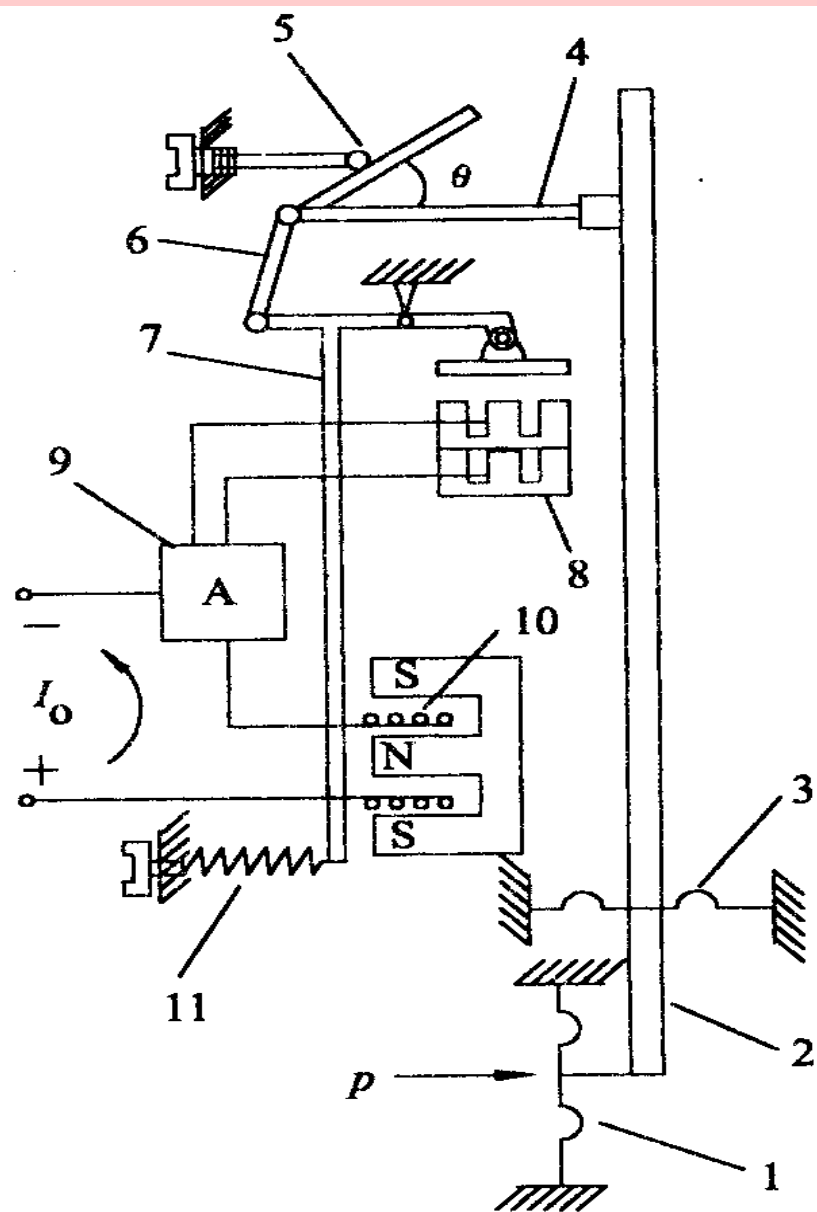


图 11 - 66 力平衡压力变送器结构简图

调节支点5的水平位置,可改变矢量机构的夹角 θ ,从而能连续改变两杠杆间的传动比,能细调量程。调节弹簧11的张力,可起调整零点的作用。

低频位移检测放大器的作用是将副杠杆上衔铁的微小位移转换成直流输出电流 I_0 ,所以它实际上是一个位移-电流转换器。

低频位移检测放大器包括差动放大器、 低频振荡器及功率放大器等部份。图 11 - 67为位移检测放大器原理线路图。

变送器里用的差动变压器不是螺管形的,由两个呈“山”字形的铁心相叠而成。原边的两组绕组串联后加以交流,副边的两组则反向串联,由CD端引出,如图 11 - 68所示。

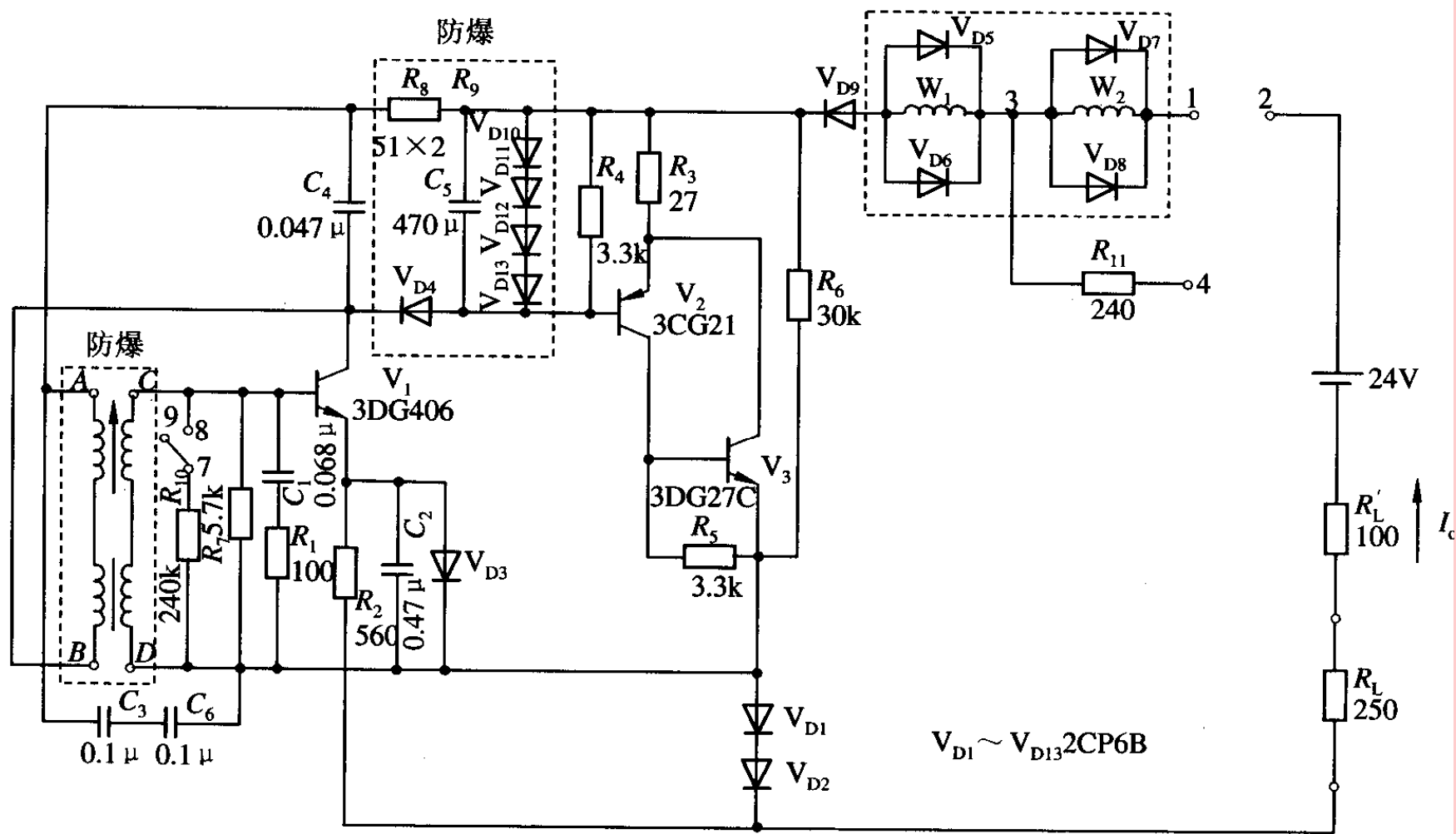


图 11 - 67 位移检测放大器原理线路图

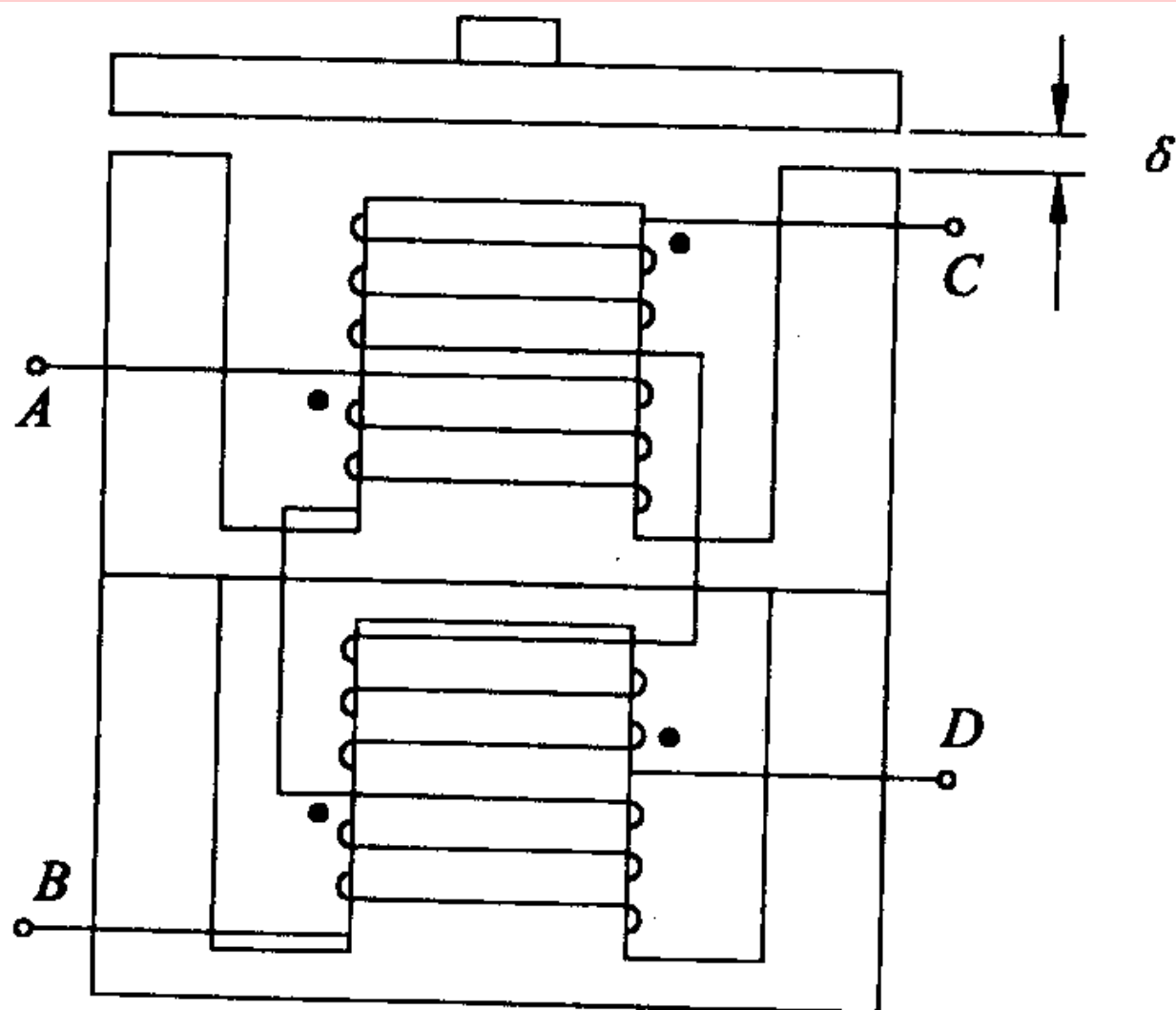


图 11 - 68 差动变压器的结构

两个铁心略有不同，下铁心的中心柱比边缘柱略短，形成一个固定的气隙，上铁心为平顶形状，其磁路经过衔铁闭合，故气隙 δ 的大小决定上铁心的磁阻。当两磁路磁阻相等时，CD端电压为零，改变 δ 则决定CD间的电压。

在图 11 - 69中，差动变压器和晶体管 V_1 组成振荡器，差动变压器原边绕组的电感 L_{AB} 和电容C4构成并联谐振回路，作为 V_1 的集电极负载。副边绕组CD接在 V_1 的基极和发射极之间，用以耦合反馈信号。当集电极电流增大时，由于绕组A、B和C、D的同名端关系，将会在C端形成正电压，引起 V_1 的集电极电流进一步增大，直至饱和。饱和后电流不再增大，副边CD端电压消失，集电极电流又开始减小。这时C端又出现负电压使电流更快地减小，如此反复形成振荡。 D_1 、 D_2 提供 V_1 的正偏压，以利起振。

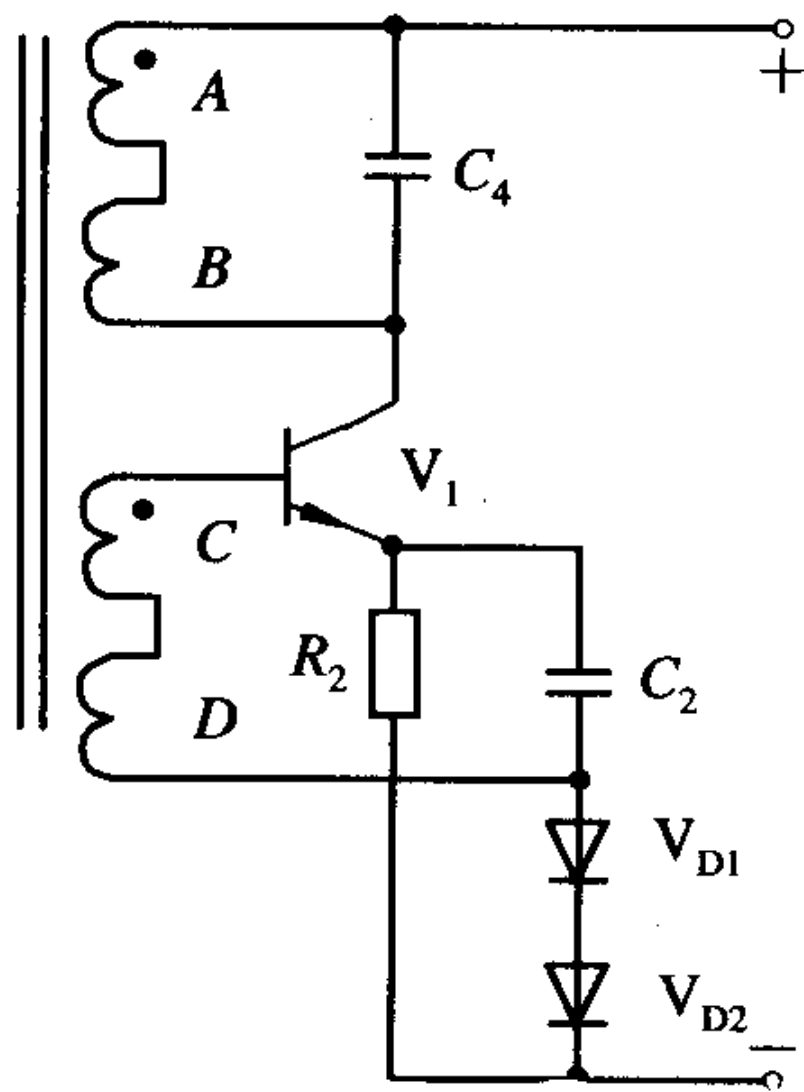


图 11 - 69 差动变压器构成的振荡器

振荡器的振荡频率取决于原边 L_{AB} 和并联电容 C_4 ，振幅则取决于原边和副边的耦合系数。而耦合系数与衔铁气隙 δ 有关， δ 越小，耦合越强，这时振幅大， V_1 的集电极交流电压大。

在图 11 - 67中， V_1 的集电极电压经 D_4 整流和 R_4 、 C_5 滤波之后，经 V_1 、 V_2 进行功率放大，便可形成4-20 mA的输出电流。图中用 I_0 表示。输出电流 I_0 经过电磁反馈机构的反馈线圈产生电磁力，利用这个力在杠杆上形成反馈力矩，实现负反馈，以保证变送器输出与输入间的比例关系。

变送器中还考虑安全火花防爆，尽可能减少储能元件（电感、电容），并使现有储能元件在故障情况下释放的能量（电流、电压）限制在安全定额以下。

反馈线圈 W_1 、 W_2 两端并联二极管 D_5 - D_8 ，在断电时给线圈贮存的磁场能量以泄放的通路，避免产生过高的反冲电压。各用两个二极管是作冗余备用，以确保安全。二极管 D_{10} D_{13} 用以限制 C_5 两端的电压，二极管 D_3 用以限制电容 C_2 两端的电压，防止蓄能过多。

（二）电容式差压变送器

电容式差压变送器是没有杠杆机构的变送器，它采用差动电容作为检测元件，整个变送器没有传动机构，因而尺寸紧凑，抗振性好，性能稳定可靠，具有较高的精度。它可以测量压力、差压、绝对压力、带开方的差压（用于测量流量）。

1. 电容式差压变送器的组成

变送器包括差动电容传感器和变送器电路两部份，其构成方框图如图 11 - 70所示。输入差压 Δp_i 作用于差动电容的动极板，使其产生位移，从而使差动电容器的电容量发生变化。此电容变化量由输入转换部份变换成直流电流信号，此信号与反馈信号进行比较，其差值送入放大电路，经放大得到整机的输出电流 I_0 。

图 11 - 71为差动电容传感器的结构图，工作原理已在前面叙述，这里不再重复。

下面主要介绍变送器电路。

1. 变送器电路

变送器电路包括高频振荡器、振荡控制电路、放大器及量程调整（负反馈）等组成。原理电路图如图 11 - 72所示。

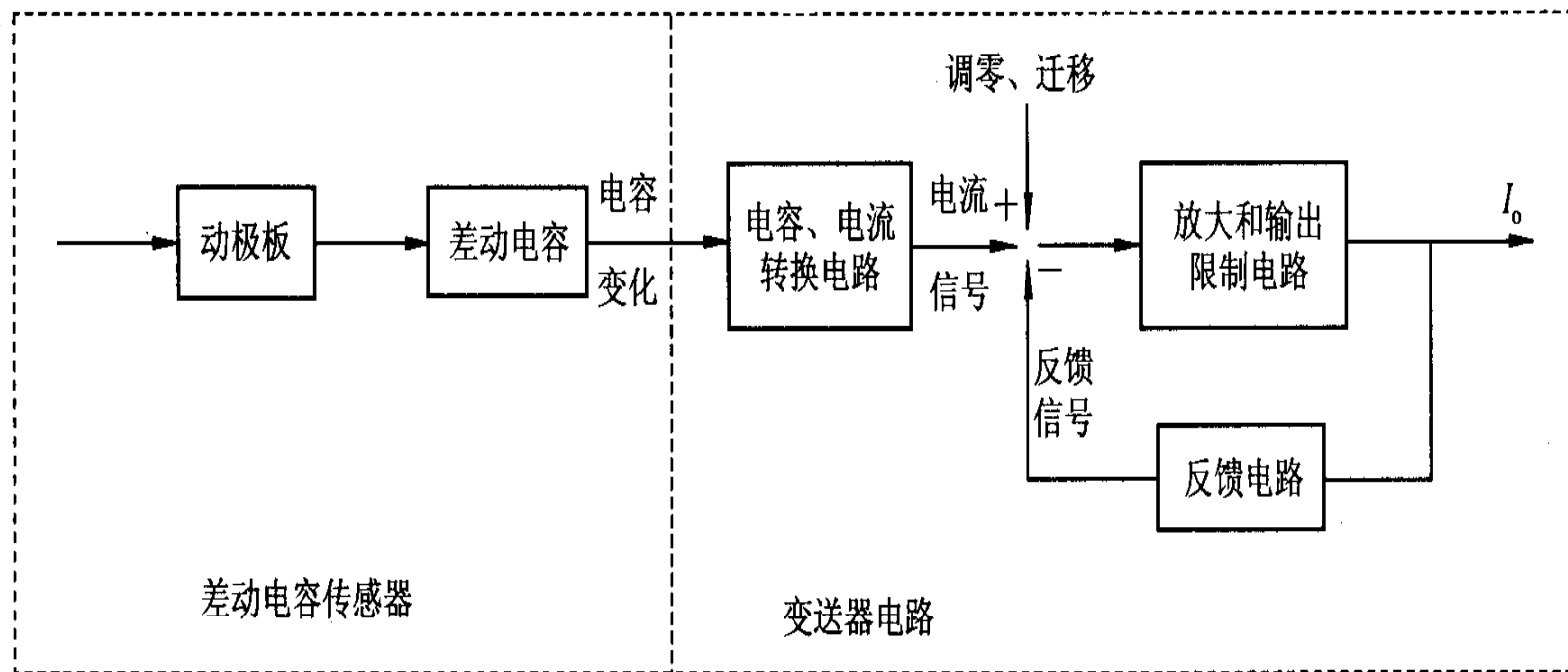


图 11 - 70 电容式差压变送器构成方框图

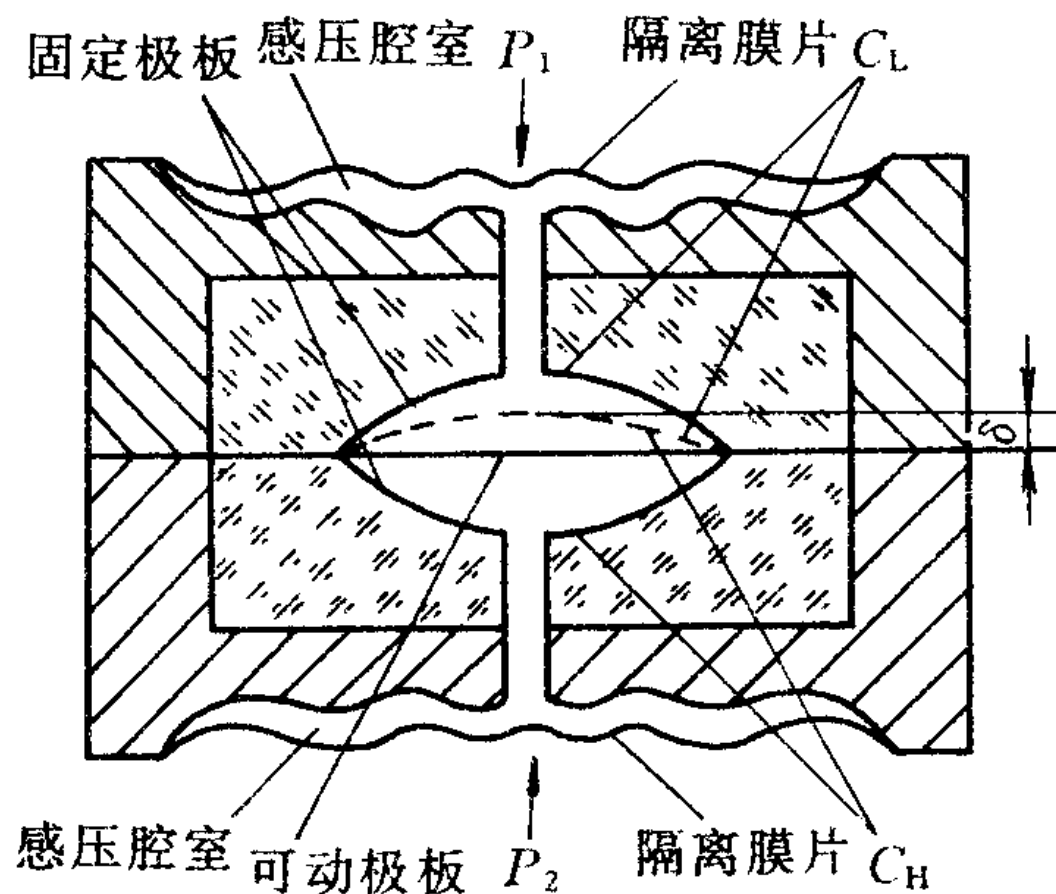


图 11 - 71 差动电容传感器结构图

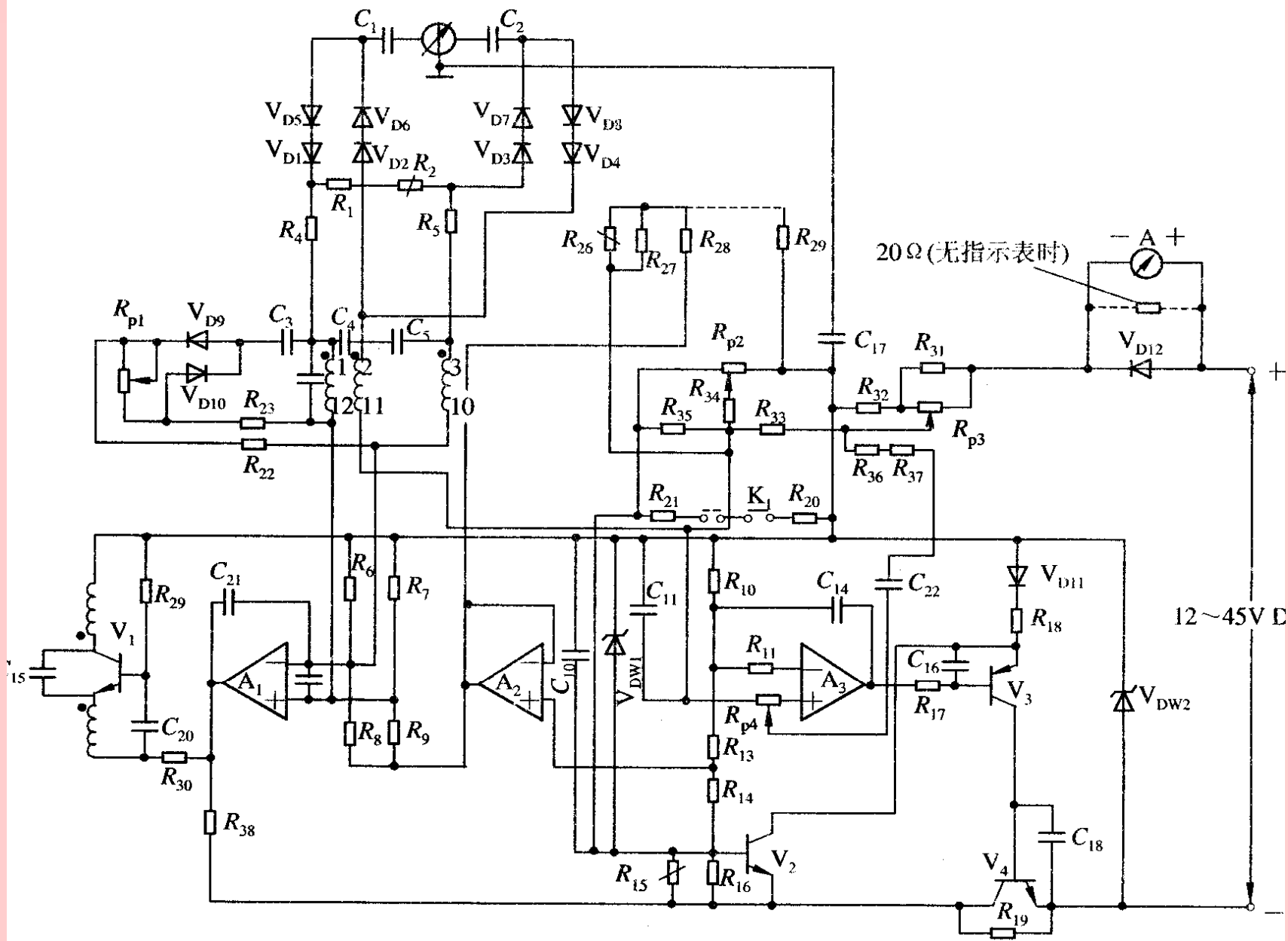


图 11 - 72 电容式差压变送器原理电路图

(1) 高频振荡器 高频振荡器的作用是向差动电容提供高频电流, 振荡器原理电路图如图 11 - 73所示。

这是一个变压器耦合的LC振荡器。振荡器由放大器IC1的输出电压V01供电, 从而使IC1能控制振荡器的输出幅度。变压器副边三个绕组1-12、 2-11、 3-10为振荡器的输出绕组, 图中一组绕组的等效电感为L。差动电容的等效电容为C, R为回路的等效电阻。电感L和电容C组成了并联谐振电路, 适当地选择电路元件参数值, 便可满足振荡的相位条件和振幅条件。在R忽略不计时, 谐振回路的谐振频率 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 。由于差动电容随被测参数 Δp_i 而变, 因此该振荡器的频率也是可变的。

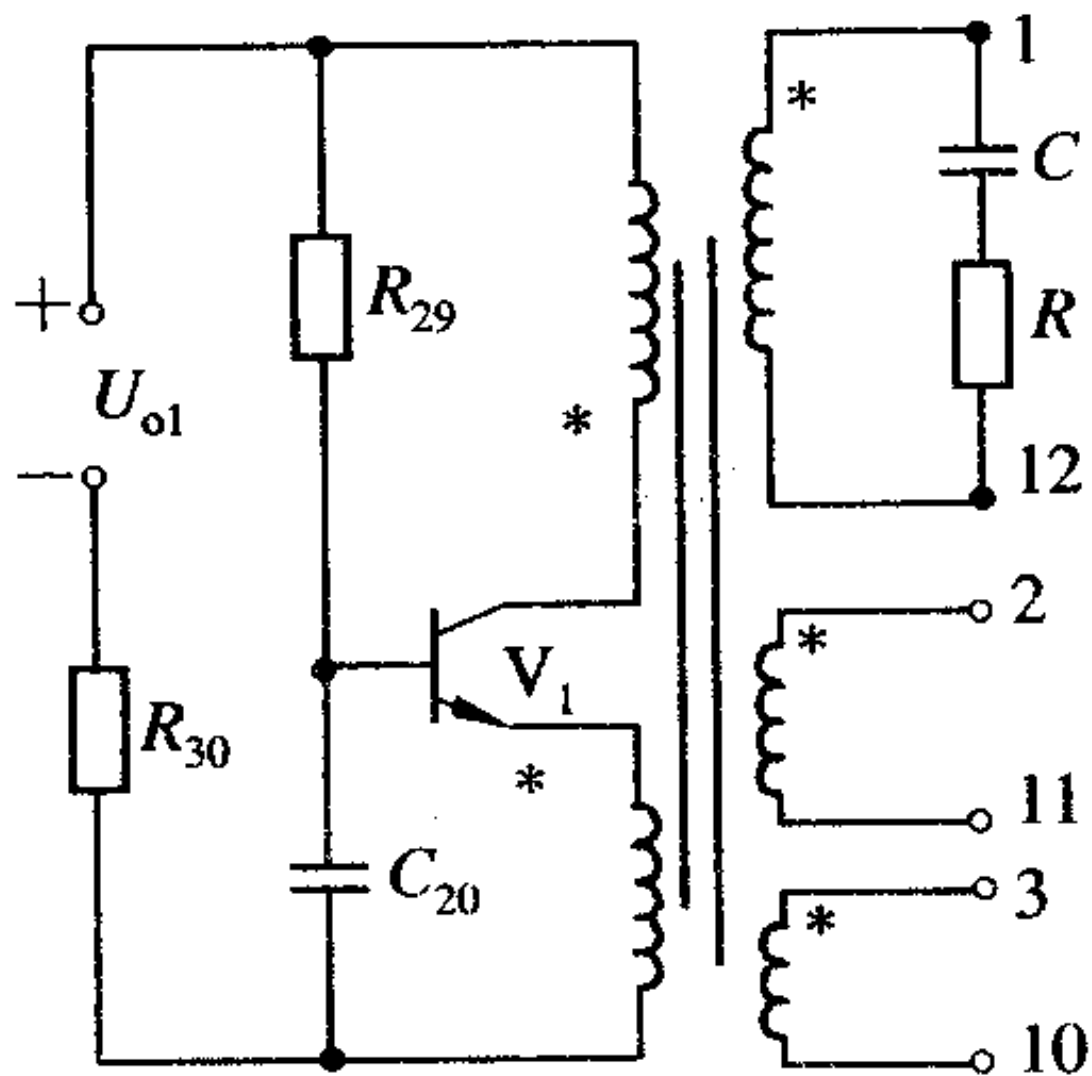


图 11 - 73 高频振荡器原理图

(2) 振荡控制电路 振荡控制电路的作用是使通过 D_1 、 D_5 和 D_3 、 D_7 的电流之和 I_1+I_2 等于常数。见图 11 - 74。 I_{C2} 的输出电压为 V_{02} ，作为 I_{C1} 的基准电压，图中用 VR 表示。 I_{C1} 的输入端接受两个电压信号：一个是基准电压 VR 在 R_9 和 R_8 上的压降 V_{i1} ；另一个是 I_1+I_2 在 $R_6//R_8$ 和 $R_7//R_9$ 上的压降 V_{i2} 。经 $IC1$ 放大得到 V_{01} 去控制振荡器。当 I_{C1} 为理想运算放大器时，由 I_{C1} 振荡器等电路构成的深度负反馈电路，使放大器输入端的两个电压信号近似相等，即

$$U_{i1}=U_{i2} \quad (11 - 48)$$

而

$$U_{i1} = \frac{R_8}{R_6 + R_8} U_R - \frac{R_9}{R_7 + R_9} U_R \quad (11-60)$$

$$U_{i2} = \frac{R_6 \cdot R_8}{R_6 + R_8} I_1 + \frac{R_7 \cdot R_9}{R_7 + R_9} I_2 \quad (11-61)$$

因 $R_6 = R_9$, $R_7 = R_8$, 故上面两式可分别简化为

$$U_{i1} = \frac{R_8 - R_9}{R_6 + R_8} U_R \quad (11-62)$$

$$U_{i2} = \frac{R_6 \cdot R_8}{R_6 + R_8} (I_1 + I_2) \quad (11-63)$$

将 U_{i1} 和 U_{i2} 值代入式(11-59), 可求得

$$I_1 + I_2 = \frac{R_8 - R_9}{R_c \cdot R_o} U_R \quad (11-64)$$

上式中的 R_6 、 R_8 、 R_9 和 U_R 值均恒定不变，故 $(I_1 + I_2)$ 为一常数。

下面讨论差动电流 ($I_i = I_1 - I_2$) 与差动电容 (C_{i1} 和 C_{i2}) 的关系，先要确定电流 I_1 、 I_2 的大小。因电路时间常数比振荡周期小得多，可认为 C_{i1} 、 C_{i2} 两端电压的变化等于振荡器输出高频电压的峰—峰值 U_{pp} ，故可求得电流 I_1 和 I_2 的平均值。

$$I_1 = \frac{C_{i1} U_{pp}}{T} = U_{pp} C_{i1} f \quad (11-65)$$

$$I_2 = \frac{C_{i2} U_{pp}}{T} = U_{pp} C_{i2} f \quad (11-66)$$

式中， T 和 f 分别为高频电压的周期和频率。

$$I_2 - I_1 = U_{pp} (C_{i2} - C_{i1}) f \quad (11-67)$$

$$I_2 + I_1 = U_{pp} (C_{i2} + C_{i1}) f \quad (11-68)$$

可见，只要使 (I_2+I_1) 维持恒定，即可实现差动电容和电流信号 I_i 的线性关系。

(2) 放大器的量程调整

图 11 - 75为放大部份的原理电路图。放大器由运算放大器 IC_3 和晶体管 V_3 和 V_4 等组成。 IC_3 起前置放大作用， V_3 和 V_4 组成复合管，将 IC_3 的输出电压变为变送器的输出电流。图中 V_i 为电容-电流输入转换部份输出的电压信号（由电流 I_i 在电容 C_{11} 上整流得到）， R_L 为变送器的负载电阻， E 为变送器直流供电电源。 D_{W1} 提供的稳定电压经 R_{10} 、 R_{14} 、 R_{13} 分压后加在 IC_3 的反相输入端，使 IC_3 的两个输入端的电位在共模输入范围内，以保证运算放大器能正常工作。

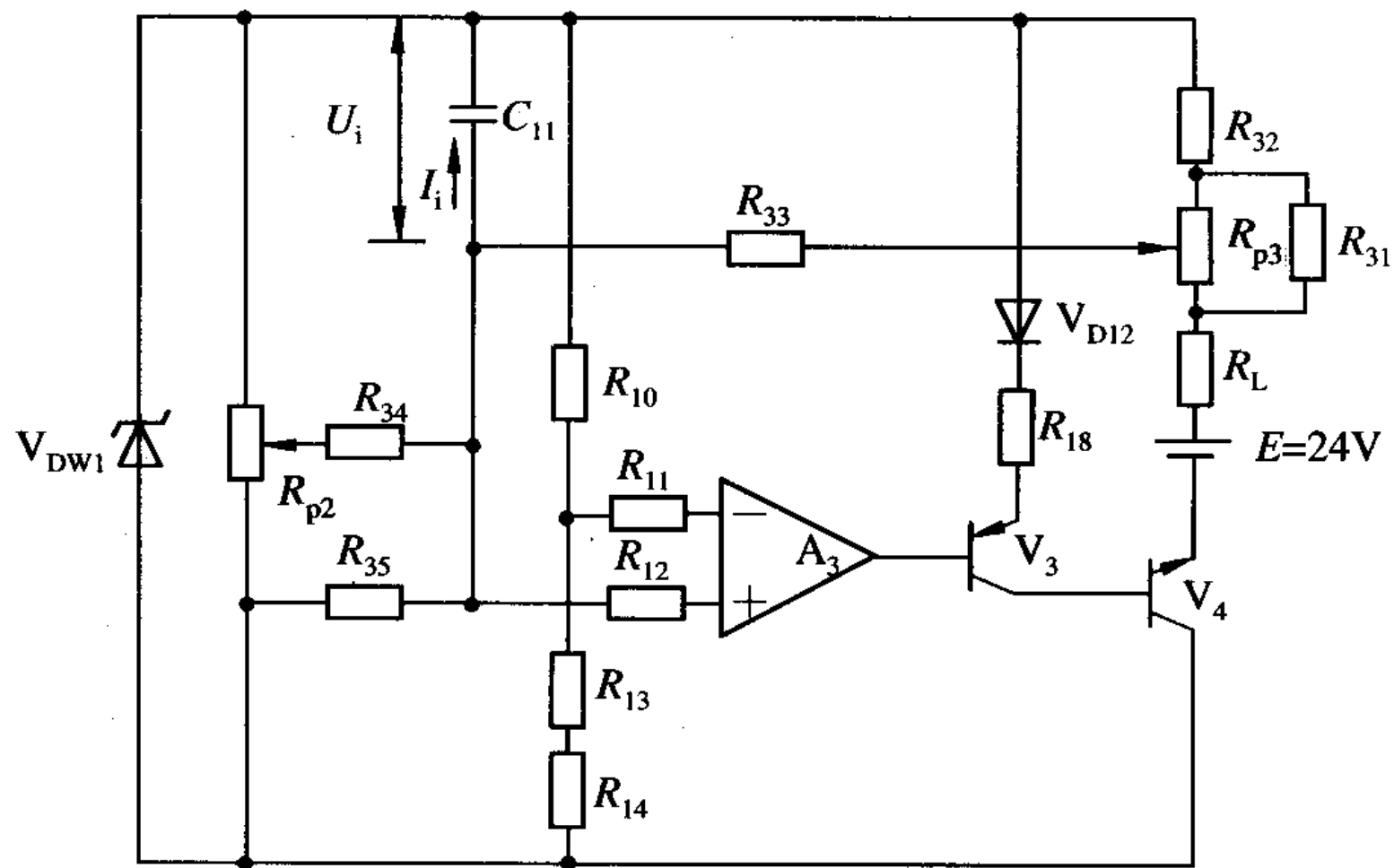


图 11 - 75 放大部分原理电路图

电容-电流转换电路输出电流、反馈信号和调零信号的叠加值加于运算放大器 I_{C3} 的同相端。电阻 R_{31} 、 R_{33} 、 R_{34} 和电位器 W_3 组成反馈电阻网络，输出电流 I_0 经这一网络分流，得到反馈电流 I_f ，送至放大器的输入端，构成深度负反馈，从而保证了 I_0 与 I_i 之间的线性关系， W_3 为量程调整电位器。 W_2 为调零电位器，用以调整输出零位。

(3) 电路中其它元件作用（见图 11 - 72）晶体管 v_2 和电阻 R_{18} 等组成输出限制电路。其作用是防止输出电流过大，损坏器件。当输出电流超过允许值时， R_{18} 上压降变大，使 v_2 的集电极电位降低，从而使该管处于饱和状态，因此流过 v_2 即流过BG4的电流受到限制，可保证在变送器过载时，输出电流 I_0 不大于30 Ma.

R_{38} 、 R_{39} 、 C_{22} 和 W_4 等构成阻尼电路,用以抑制变送器的输出因被测差压变化所引起的波动。 W_4 为阻尼调整电位器,调节 W_4 可改变动态反馈量,也即调整了变送器的阻尼程度。

DW_2 除起稳压作用外,当电源反接时,它还提供反向通路,以防止器件损坏。 D_{12} 用于在指示仪表未接通时,为输出电流 I_0 提供通路,同时起反向保护作用。

R_1 、 R_4 、 R_5 和热敏电阻 R_2 用于量程温度补偿; R_{27} 、 R_{28} 和热敏电阻 R_{26} 用于零点温度补偿。

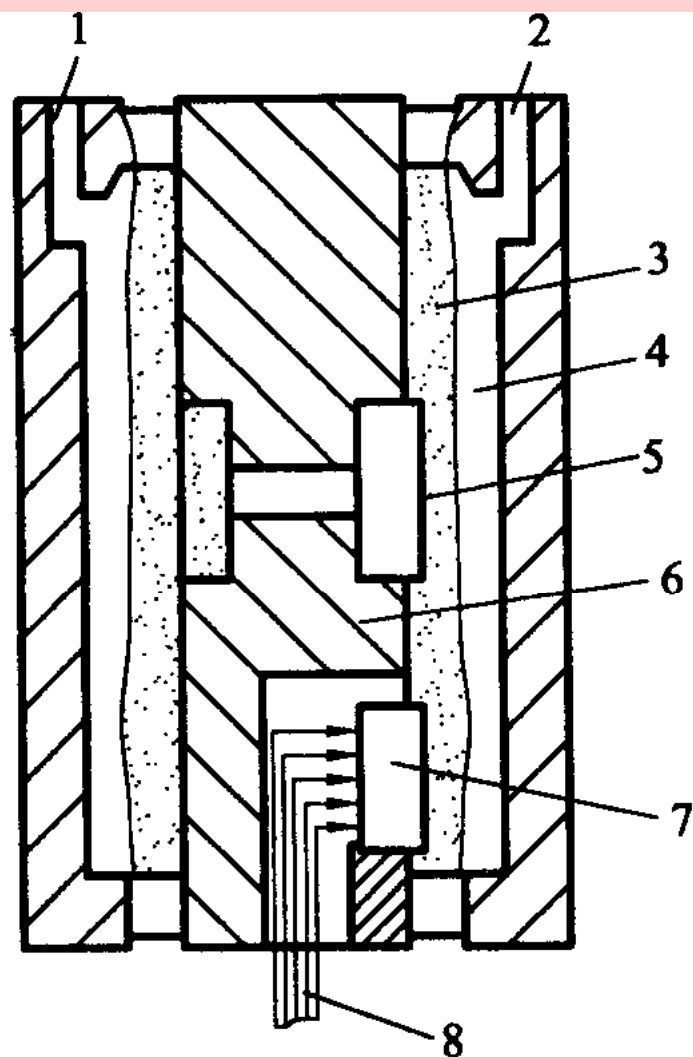
(三) 扩散硅式差压变送器

扩散硅式差压变送器也是无杠杆的变送器。它采用硅杯压阻传感器作为敏感元件,同样具有体积小、重量轻、结构简单和稳定性好的优点,精度也较高。

硅杯是由两片研磨后胶合成杯状的硅片组成，它既是弹性元件，又是检测元件。当硅杯受压时，压阻效应使其上的扩散电阻（应变电阻）阻值发生变化，通过测量电路把电阻变化转换成电压变化。硅杯压阻传感器结构如图 11 - 76 所示。

硅杯两面浸在硅油中，硅油和被测介质之间用金属隔离膜分开。当被测差压输入到测量室内作用于隔离膜片上时，膜片将驱使硅油移动，并把压力传递给硅杯、转换成电阻变化。上述的应变电阻是采用集成电路技术，直接在单晶硅片上用扩散、掺杂、掩膜等工艺制成。

变送器的原理简图如图 11 - 77 所示。硅杯的应变电阻通过不平衡电桥转换为电压变化， R_{s1} 、 R_{s2} 、 R_{s3} 和 R_{s4} 为应变电阻。



- 1—负压导压口；2—正压导压口；3—硅油
4—隔离膜片；5—硅杯；6—支座
7—玻璃密封；8—引线

图 11 - 76 硅杯压阻传感器结构

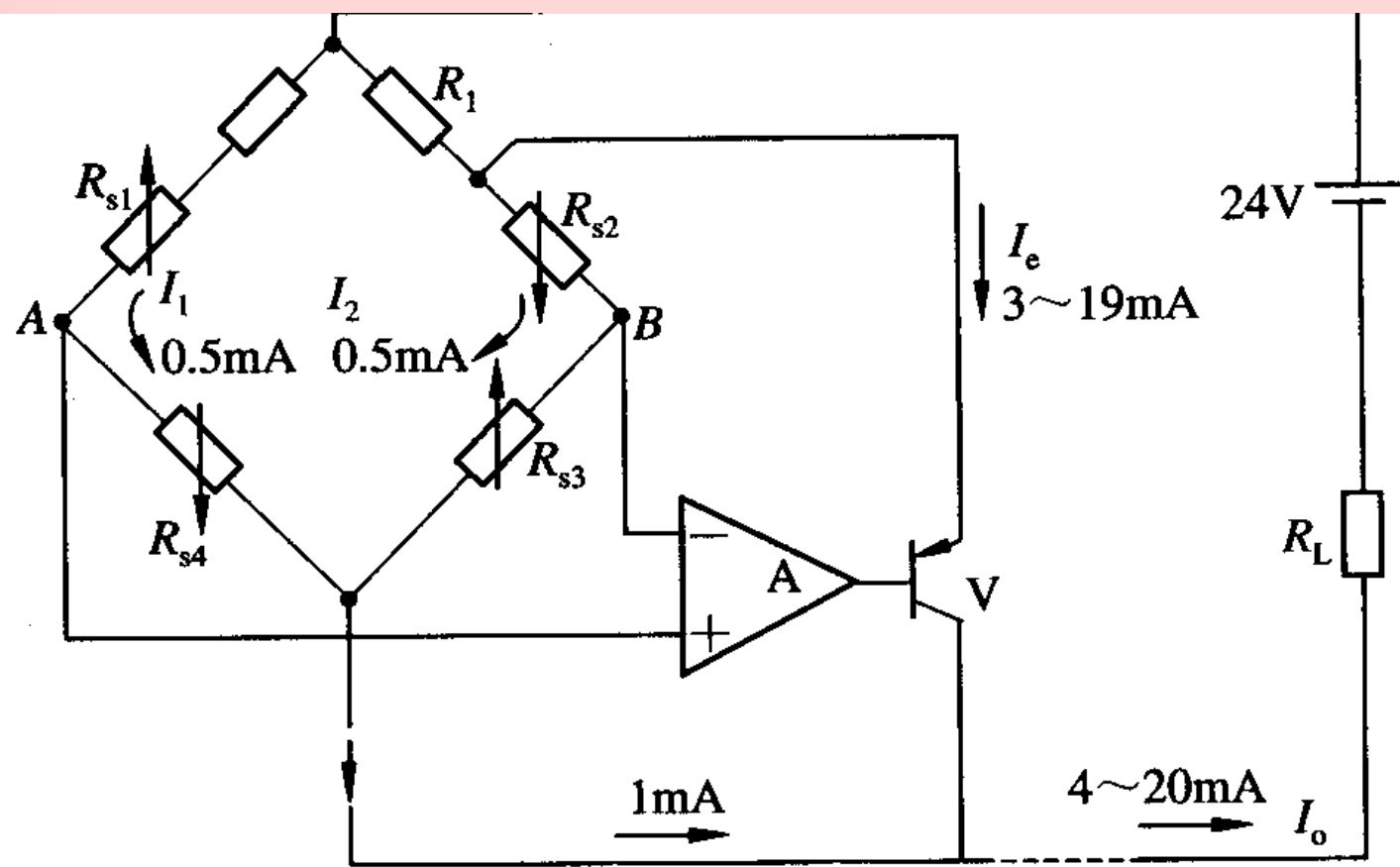


图 11 - 77 扩散硅式差压变送器电路原理简图

图中不平衡电桥由恒流源供电, 桥路总电流为1mA, 每支路电流各为0.5 mA。硅杯未受压时, $R_{S1}=R_{S2}=R_{S3}=R_{S4}$; 当变送器输入差压信号时, 使硅杯受压, R_{S1} 和 R_{S3} 阻值增加, 而 R_{S2} 和 R_{S4} 的阻值减小, 于是电桥就有不平衡电压输出。运算放大器 I_C 将此电压放大, 并控制晶体管BG使输出电流 I_0 增加。在差压变化的量程范围内, 晶体管BG的发射极电流 I_e 为3-19 mA, 故输出电流 I_0 便是4-20 mA。

由图可知, BG的发射极电流取自由桥的一个臂, 这就是说, 将有3.5-19.5 mA的电流从 R_f 上流过。当输入差压增加而使输出电流增加时, 这个电流在 R_f 上形成的压降会使B点电位降低, 因而对 I_C 的输入而言是负反馈作用, 这样就保证了变送器电路具有比例变换的关系。

电路由单一的24v DC供电, 负载电阻RL串联在输出回路中, 该变送器是按两线制方式工作的。

