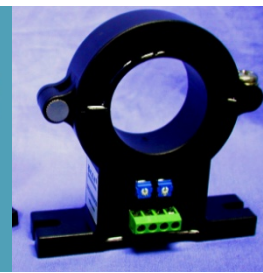
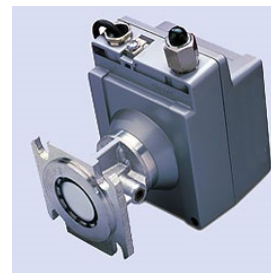


传感器与检测技术

知识点总览



传感器与检测技术

1 教学目的

- (1) 目的在于让学生掌握传感器的基本理论，要求掌握有关测量中常用的各种**传感器的工作原理、输入输出特性、误差分析与补偿方法、相关检测电路**；
- (2) 使学生能合理地选择和使用传感器，并进一步掌握传感器的实验研究方法；
- (3) 熟悉常用传感器在信息采集系统中使用时需注意的问题，同时了解传感器的国内外研究概况与发展动向。

传感器与检测技术

2 考核方法

总成绩主要由如下3部分组成：

- 考试卷面成绩 (60%)
- 实验成绩 (15%)
- 作业课堂等 (约10%)
- 大作业等 (约15%)

◆ 传感器的定义、组成与分类

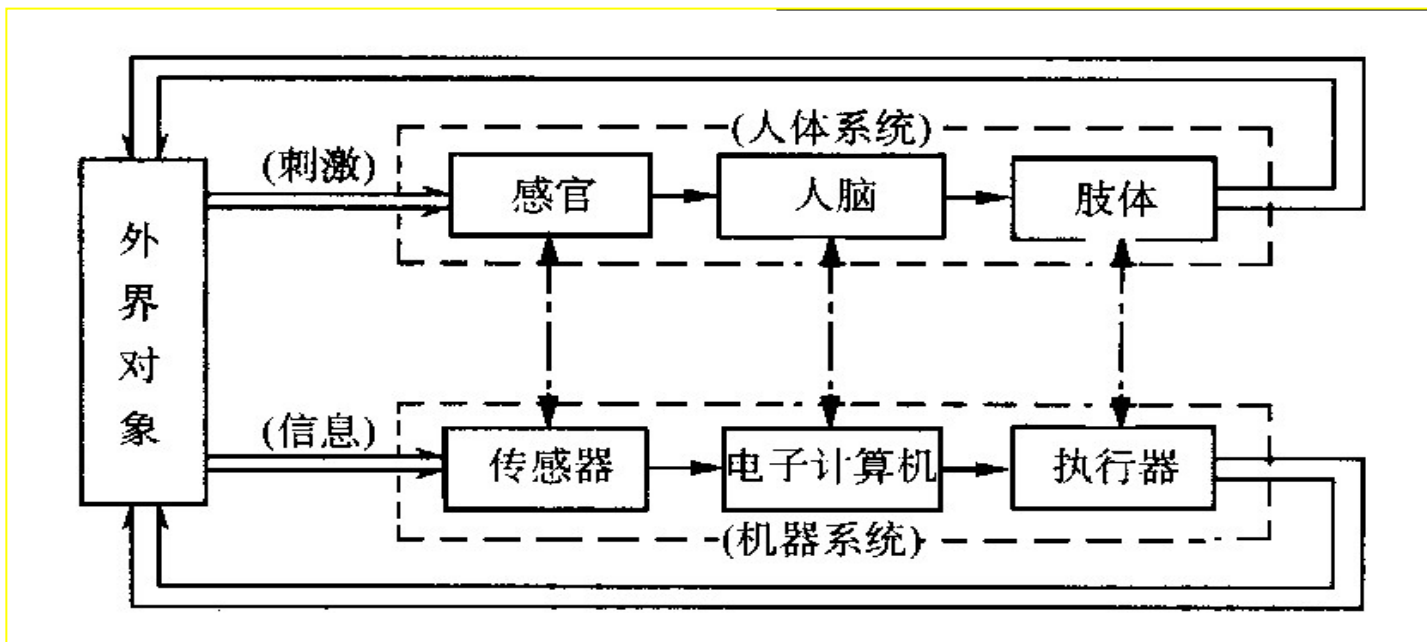
定义

—能将规定的被测量按一定规律转换成可用信号输出的器件或装置。

·物理量、化学量、生物量/其他

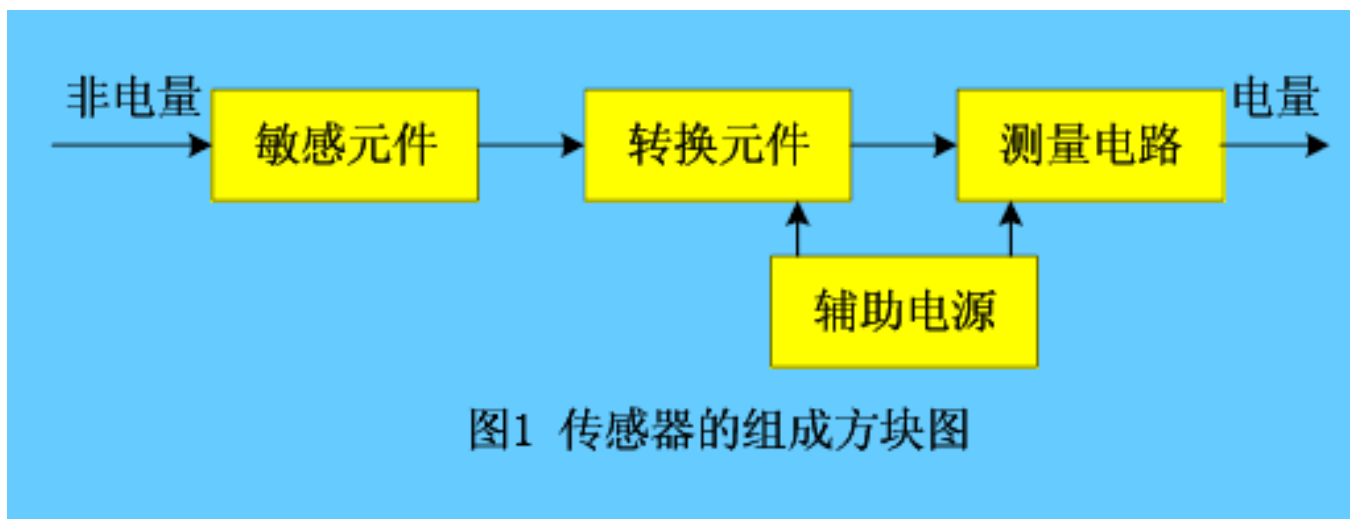
·便于处理和传输的信号

·人的五官：
·眼睛 耳朵 鼻子 舌头 皮肤
↑↑↑↑↑
·视觉、听觉、嗅觉、味觉、触觉



组成

传感器一般由敏感元件（预变换器）、转换元件和测量电路三部分组成，有时候还需要加辅助电源。



◆ 传感器的静态特性

- 稳态工作条件下的输出—输入关系。

稳态工作状态是指传感器的输入量恒定或缓慢变化而输出量也达到相应的稳定时的工作状态。

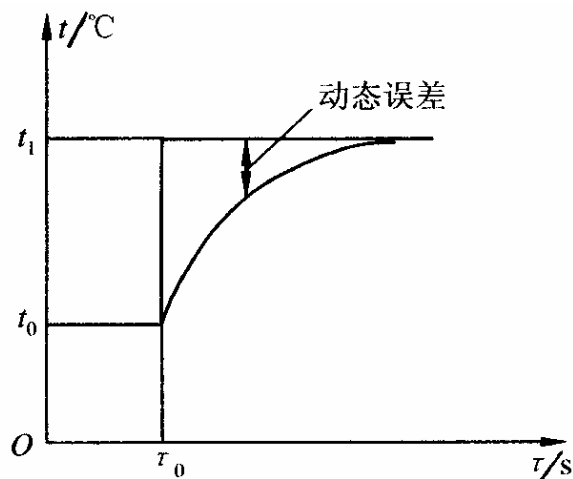
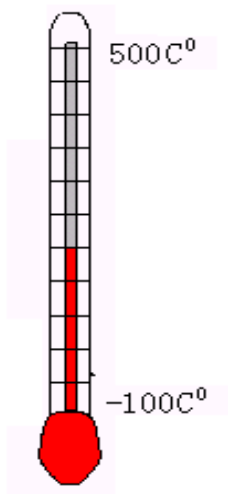
$$y = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \cdots + a_nx^n$$

主要指标：

精度、灵敏度、线性度、迟滞、死区、重复性、
噪声电平、分辨率（力）、**测量范围和量程**

◆ 传感器的动态特性

反映传感器对于随时间变化的输入量的
响应特性。

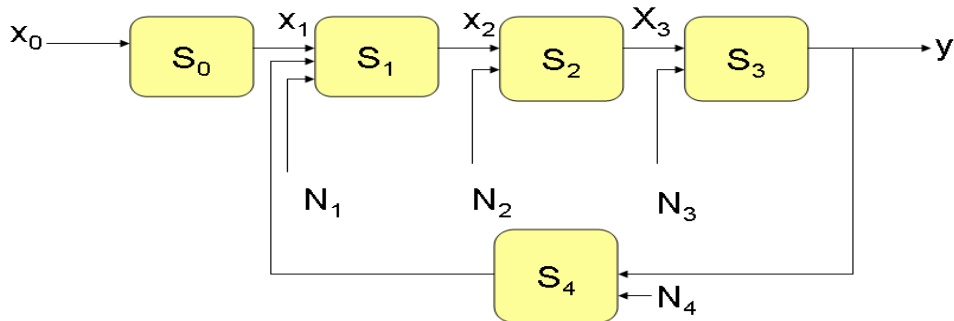
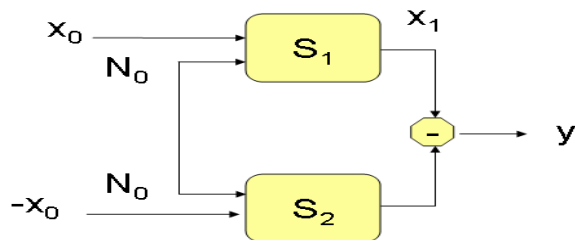
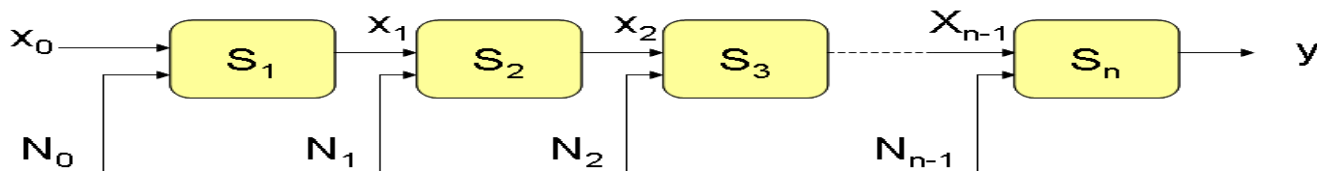


◆ 传感器性能与结构的关系

- 直接变换型
- 差动型
- 平衡型—含有反馈环节
- 冗余型

噪声扰动模型：

$$s_i = s_{i0} + \Delta s_i$$



分别考虑系统各环节有灵敏度变化和有加性噪声输入时，系统输出信号的相对误差

◆ 仪表准（精）确度的表示：

- 工程中，为了表示测量结果的可靠程度，引入**准确度等级**概念，用**G**表示。这个数值是测量仪表在规定条件下，其允许的最大引用误差百分比的分子。

$$G\% \geq |\gamma_{\max}| = \left| \frac{\Delta x_{\max}}{L} \right| \times 100\%$$

• **准确度等级: Level of accuracy**

•仪表的准确度等级G

- $G=\underline{0.005, 0.01, 0.02, 0.05}; \underline{0.1, 0.2, (0.4)}, 0.5;$

- I级标准表II级标准表

- $\underline{1.0, 1.5, 2.5, (4.0)}; \text{等}$

- 工业用表

- 仪表的最大允许绝对误差：

$$|\Delta_{\max}| = \underbrace{L \times G\%}$$

•量程

◆ 应变效应

金属丝的电阻随着它所受的机械形变（**拉伸或压缩**）的大小而发生相应变化的现象称为金属的电阻应变效应。

设有一根长度为 l 、截面积为 S 、电阻率为 ρ 的金属丝，其电阻 R 为：

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

等式两边取对数，两边再微分，得：

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dS}{S}$$

轴向应变： $\varepsilon = \frac{dl}{l}$ 横向应变： $\varepsilon_r = \frac{dr}{r}$

在弹性范围内：

$$\varepsilon_r = -\mu\varepsilon \quad \mu : \text{泊松比}$$

$$\text{另外又: } \frac{d\rho}{\rho} = C \frac{dV}{V}$$

$$\frac{dV}{V} = \frac{dS}{S} + \frac{dl}{l} = 2\varepsilon_r + \varepsilon = -2\mu\varepsilon + \varepsilon = (1-2\mu)\varepsilon$$

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

将上述关系式整理后，得

$$\frac{dR}{R} = C(1-2\mu)\varepsilon + \varepsilon + 2\mu\varepsilon = [(1+2\mu) + C(1-2\mu)] \cdot \varepsilon = K_s \cdot \varepsilon$$

◆ 压阻效应

由于 πE 一般都比 $(1+2\mu)$ 大几十倍甚至上百倍，因此引起半导体材料电阻相对变化的主要原因是压阻效应，所以上式可近似写成

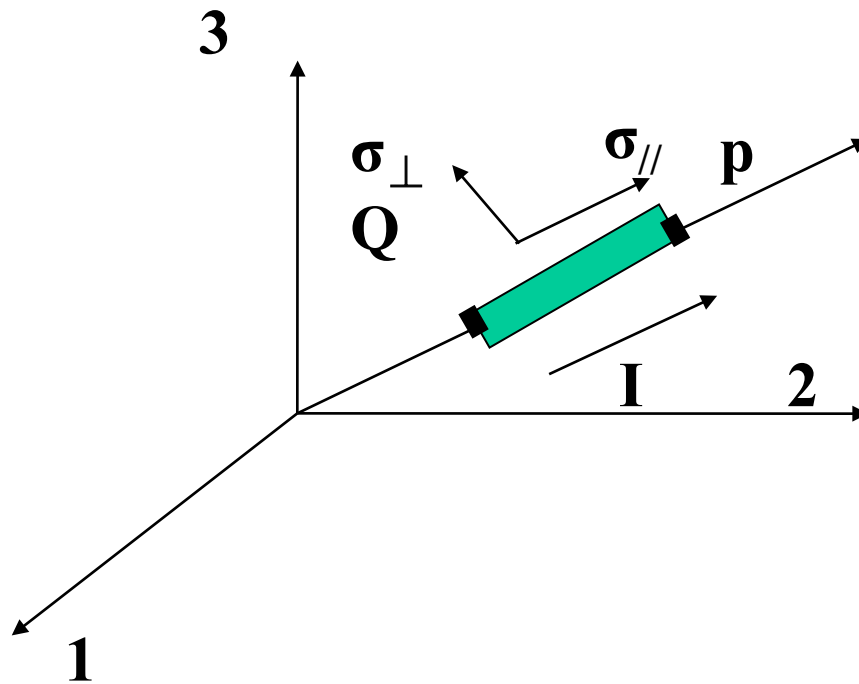
$$\frac{dR}{R} = \pi E \varepsilon$$

式中 π — 压阻系数； E — 弹性模量； σ — 应力； ε — 应变
上式表明压阻传感器的工作原理是基于压阻效应。

扩散硅压阻式传感器的基片是半导体单晶硅。单晶硅是各向异性材料，取向不同其特性不一样。而取向是用晶向表示的，所谓**晶向就是晶面的法线方向**。

◆ 压阻系数

以任意方向为例（P方向）推导电阻变化：



压阻系数计算

其中 $\sigma_{//}$: 纵向应力

σ_{\perp} : 横向应力

$\pi_{//}$: 纵向压阻系数

π_{\perp} : 横向压阻系数

$$\frac{\Delta R}{R} = \pi_{//} \sigma_{//} + \pi_{\perp} \sigma_{\perp}$$

将各个压阻系数向P、Q方向投影，可得：

$$\pi_{//} = \pi_{11} - 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^2 m_1^2 + m_1^2 n_1^2 + l_1^2 n_1^2)$$

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

(l_1, m_1, n_1) : P方向余弦 (l_2, m_2, n_2) : Q方向余弦

金属应变片传感器与压阻式传感器比较

1 传感原理

金属应变片传感器：

根据金属发生形变后导致截面积、长度等发生变化引起电阻变化，将形变量转换成电学量。（长度 L 、截面积 S ）

压阻式传感器：

根据半导体在受应力作用后，半导体中的空隙或载流子发生迁移导致电阻率变化，从而引起电阻变化。（电阻率 ρ ）

2 灵敏度

金属应变片传感器：

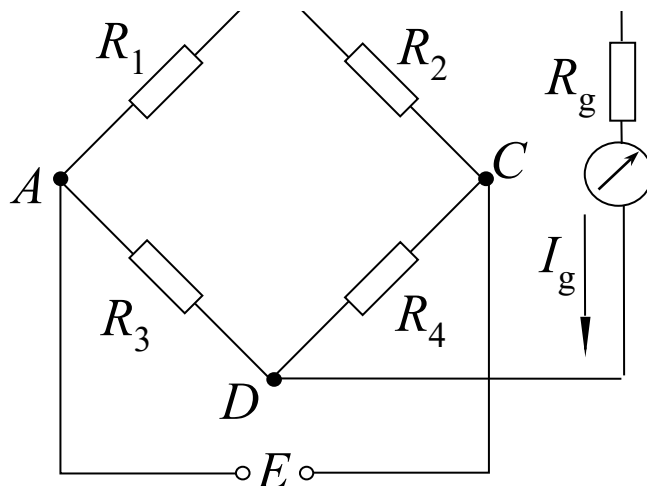
K 值一般为2-3

压阻式传感器：

K 值一般为100-300

◆ 电阻式传感器测量电路

惠斯通电桥



电桥线路原理图

单臂电桥；半桥测量电路电桥；全桥测量电路；

激励方式不同对测量结果的影响（灵敏度；抗干扰能力；线性度评价）

◆ 温度误差及补偿

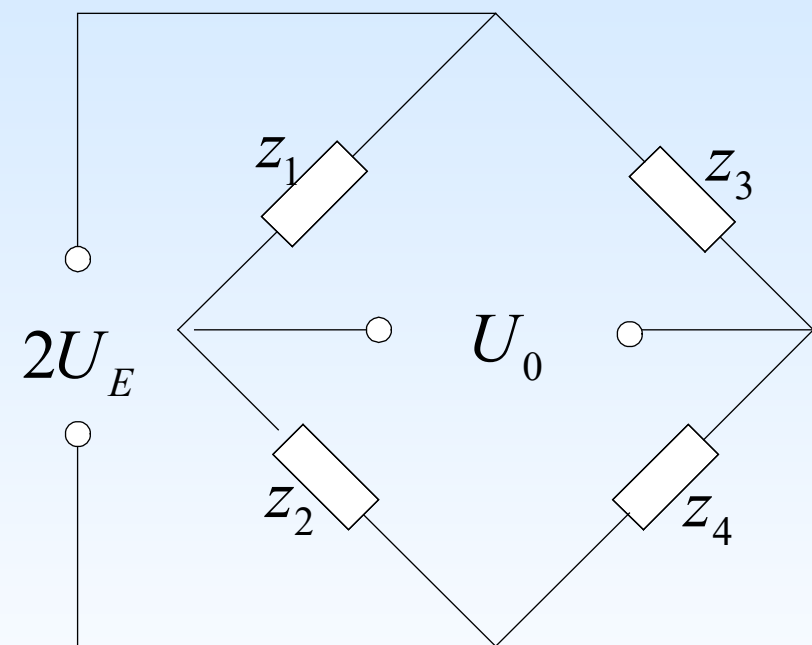
(1) 温度误差

- 应变片的电阻丝(敏感栅)具有一定温度系数;
- 电阻丝材料与测试材料的线膨胀系数不同。

(2) 温度误差补偿方法

单丝自补偿; 双丝自补偿; 桥路补偿; 补偿应变片;
; 选择好的激励方式进行补偿

◆ 交流电桥桥臂阻抗的平衡配置



问题：

- ①选择串联结构： $Z_1=Z_2$, $Z_3=Z_4$
- ②选择并联结构： $Z_1=Z_3$, $Z_2=Z_4$
- ③若使用差动结构，两个非工作臂的构成问题。 (R L C)

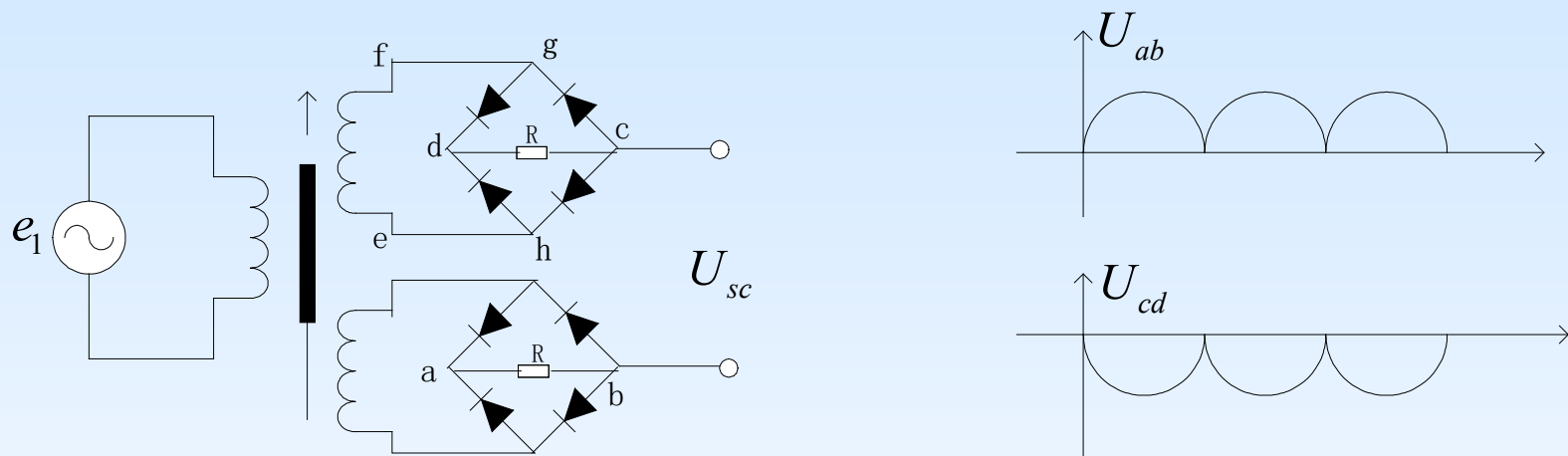
评价指标：灵敏度

◆相敏检波电路

相敏检波电路是具有鉴别调制信号相位和选频能力的检波电路。

从电路结构上看，相敏检波电路的主要特点是，除了所需解调的调幅信号外，还要输入一个参考信号。有了参考信号就可以用它来鉴别输入信号的相位和频率。

①差动整流电路：将差动变压器两输出分别接至两整流电路

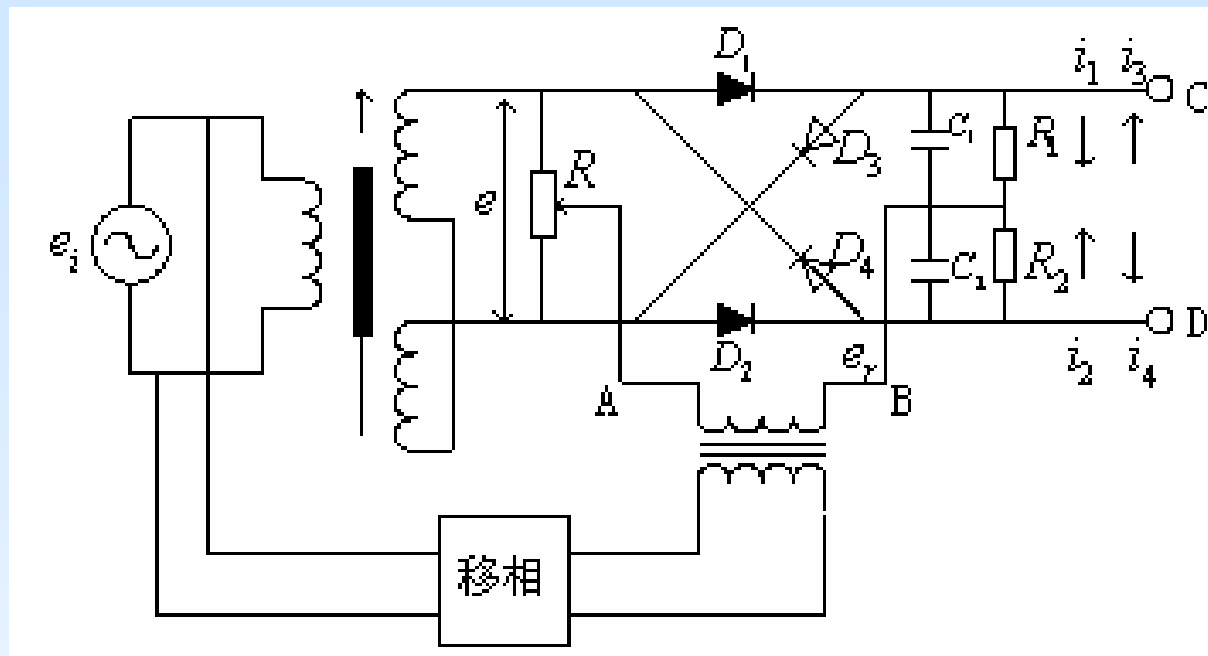


电流总是 $d \rightarrow c$, $a \rightarrow b$, 所以 U_{sc} 的符号表明了方向。

特点：包含以下三个环节

- 相位鉴别功能（通过二极管桥路判断电压的符号）；
- 同频率的参考输入；
- 输出接低通滤波器。

②变压器二极管检波



●位移为零, $e=0$, 电源电压处于正半周, 参考电压 e_r+ , $U_{AB}>0$

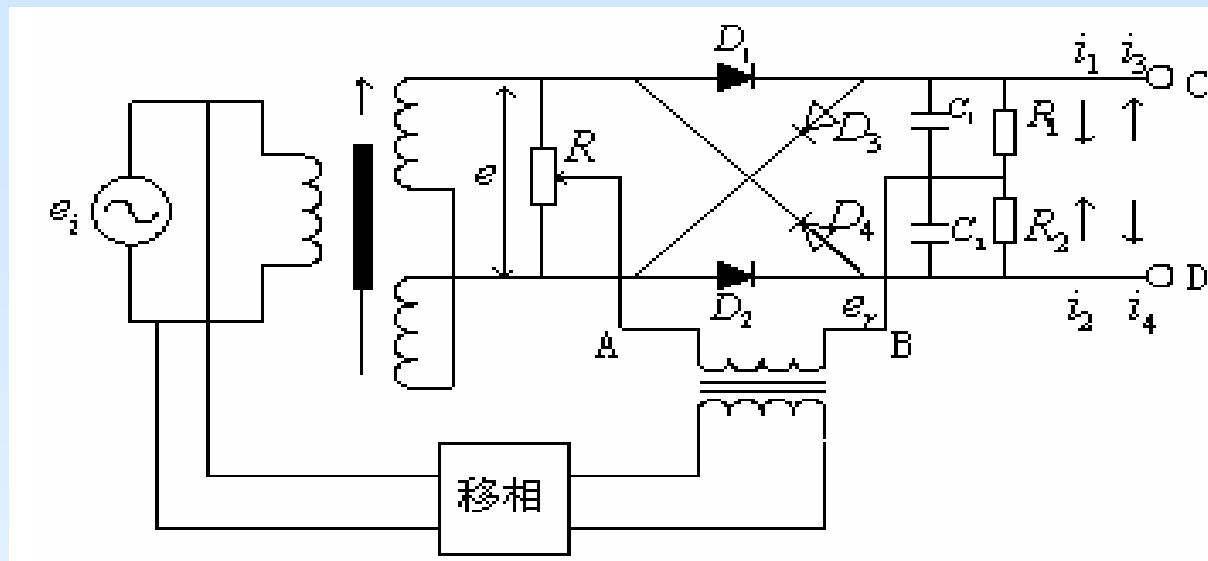
D_1, D_2 导通, $i_1=i_2, U_{cd}=i_1R_1-i_2R_2=0$

●位移为零, $e=0$, 电源电压处于负半周, 参考电压 e_r- , $U_{AB}<0$

D_3, D_4 导通, $i_1=i_2, U_{cd}=i_1R_1-i_2R_2=0$

讨论位移向下或位移向下一情况即可。

②变压器二极管检波



●位移向上, $e > 0$, 电源电压处于正半周, 参考电压 $e_r +$, 设 $e_r \gg e$

则 $U_{AB} > 0$, D_1, D_2 导通, $i_1 = (e_r + 0.5e)/R_1$, $i_2 = (e_r - 0.5e)/R_2$,

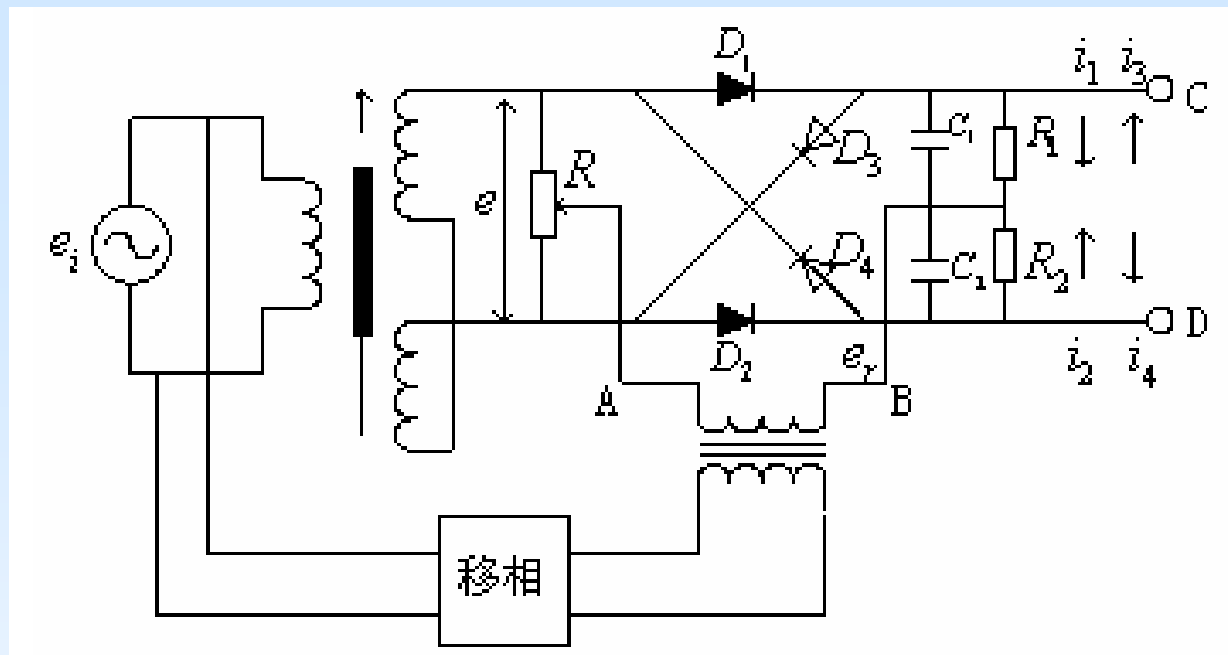
$$U_{cd} = i_1 R_1 - i_2 R_2 = e > 0$$

●位移为上, $e > 0$, 电源电压处于负半周, 参考电压 $e_r -$, 设 $e_r \gg e$

则 $U_{AB} < 0$, D_3, D_4 导通, $i_3 = (e_r - 0.5e)/R_1$, $i_4 = (e_r + 0.5e)/R_2$,

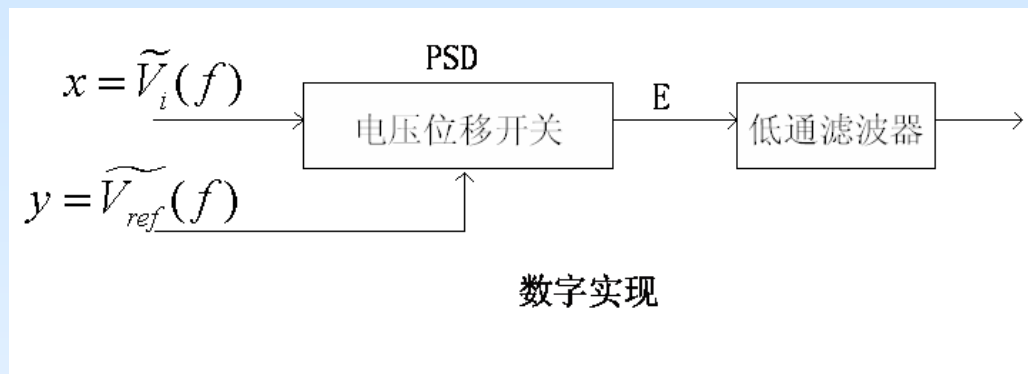
$$U_{cd} = -i_3 R_1 + i_4 R_2 = e > 0$$

②变压器二极管检波



- 位移为零，不论电源的正负半周，输出均为零。
- 位移向上， $e > 0$ ，不论电源的正负半周，输出均大于零。
- 位移向下， $e < 0$ ，不论电源的正负半周，输出均小于于零。

③数字相敏检波原理



$$x(t) = x_A \cos(\omega t + \theta) + N$$

$$y(t) = \cos \omega t$$

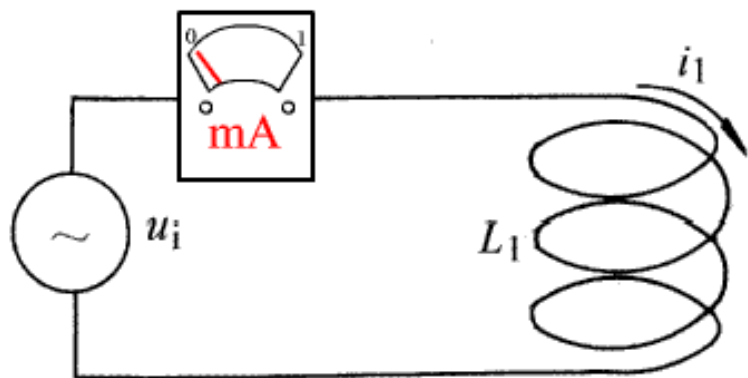
$$\text{则 } E(\text{PSD}) = \frac{1}{2} x_A \cos \theta + \frac{1}{2} x_A \cos(2\omega t + \theta) + N \cos \omega t$$

$$\text{通过低通滤波后, 滤除后两项, 有 } E(\text{PSD}) = \frac{1}{2} x_A \cos \theta \cdots (1)$$

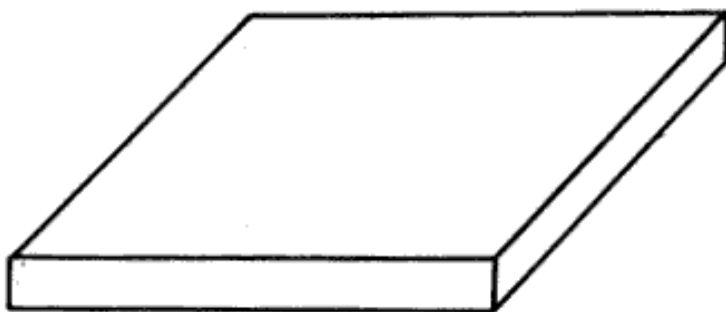
$$\text{若 } y(t) = \sin \omega t, \text{ 有 } E(\text{PSD}) = \frac{1}{2} x_A \sin \theta \cdots (2)$$

联立(1)(2)两式, 可得 x_A 和 θ .

◆ 电涡流电感传感器工作原理



机械工业出版社
<http://www.cmpbook.com>



当电涡流线圈与金属板的距离 x 减小, 电涡流线圈的等效电感 L 减小, 等效电阻 R 增大。感抗 X_L 的变化比 R 的变化大得多, 流过电涡流线圈的电流 i_1 增大。

- 由高频振荡器供给线圈高频交流电流，线圈便形成一个交变磁场；
- 导体极板P上产生了同轴涡流。涡流也形成一个磁场；
- 涡流交变磁场与线圈的磁场方向相反，并且总是抵抗激励线圈磁场的作用；
- 两个磁场迭加后使线圈原来的电感量下降，使线圈中电流大小和相位都发生变化。检测这个变化的电流，就可以检测出影响交变磁场的诸因素。

等效电路

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

图中， R_1 和 L_1 为传感器线圈的电阻和电感， R_2 和 L_2 为金属导体的电阻和电感， E 为激励电压。

根据基尔霍夫定律及所设电流正方向，写出方程

$$\left. \begin{aligned} R_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2 &= \dot{E} \\ -j\omega M \dot{I}_1 + R_2 \dot{I}_2 + j\omega L_2 \dot{I}_2 &= 0 \end{aligned} \right\}$$

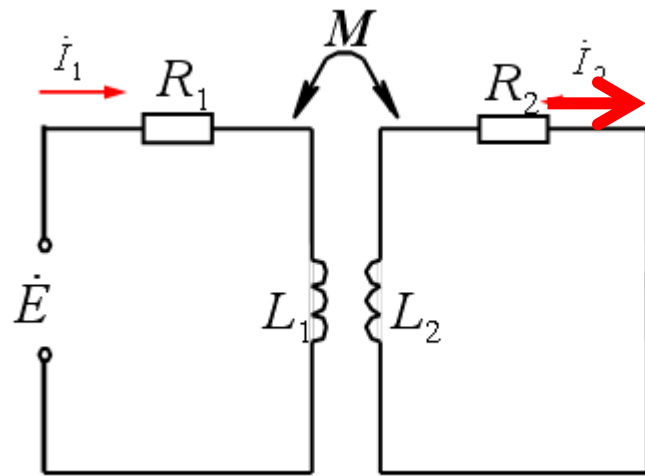


图4-35 电涡流传感器的等效电路

◆ 误差因素分析

① 激励电压的幅值与频率的影响

◆ 幅值波动：

会使线圈激励磁场的磁通发生变化，直接影响输出电势。

◆ 频率波动：

只要适当地选择较高频率，频率的波动影响不大。

② 温度变化的影响

周围环境温度的变化，引起线圈及导磁体磁导率的变化，从而使线圈磁场发生变化产生温度漂移。

方法：提高线圈品质因数、采用差动电桥、恒流源激励

★影响不大

误差因素分析

③ 零点残余电压

◆ 当差动变压器衔铁处于中间位置时，理想条件下其输出电压为零。但实际上仍有一微小的电压值(从零点几 mV 到数十 mV)存在，称为**零点残余电压**。

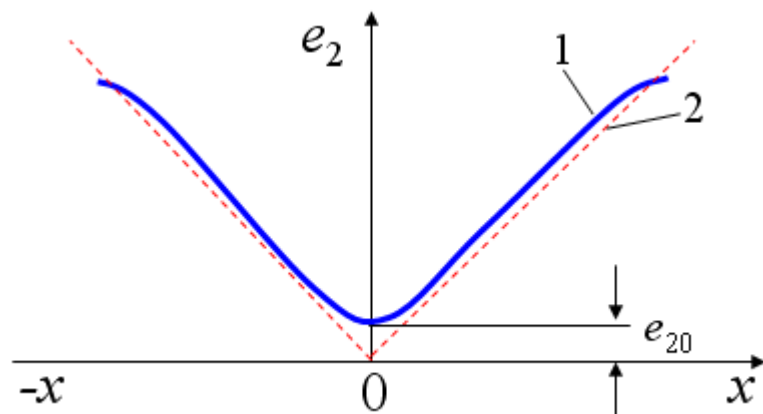


图4-21 差动变压器的零点残余电压

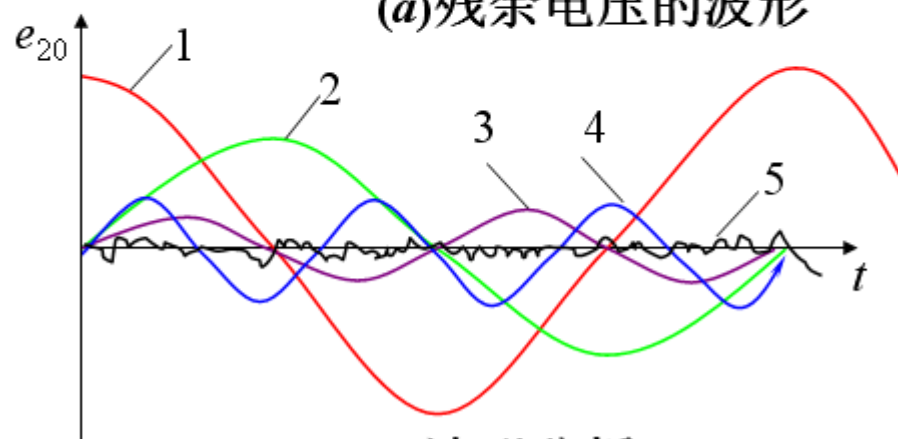
1——实际特性 2——理想特性

后果： 零点残余电压的存在造成零点附近的不灵敏区；零点残余电压输入放大器内会使放大器末级趋向饱和，影响电路正常工作。

- 1——基波正交分量;
- 2——基波同相分量;
- 3——二次谐波;
- 4——三次谐波;
- 5——电磁干扰。



(a)残余电压的波形



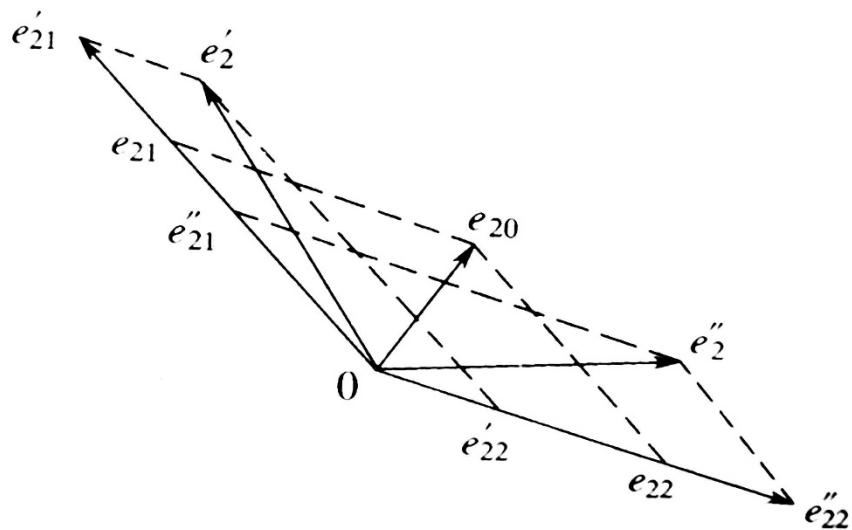
(b)波形分析

零点残余电压产生的原因：

① 基波分量

次级两个绕组不一致，导致输出电压幅值不等；

线圈的损耗以及分布电容的不同，导致输出电压相位不同。



② 高次谐波

主要由导磁材料磁化曲线的非线性引起。

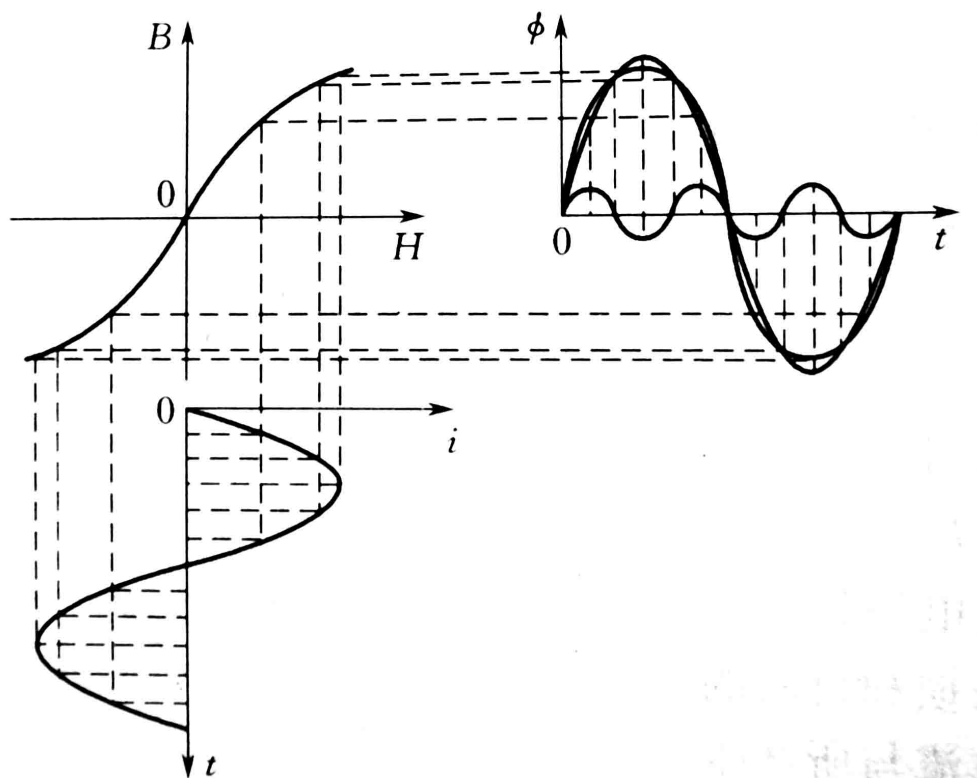


图4-24 磁化曲线非线性引起磁通波形失真

•消除零点残余电压方法:

① 从设计和工艺上保证结构对称性

② 选用合适的测量电路

相敏检波电路

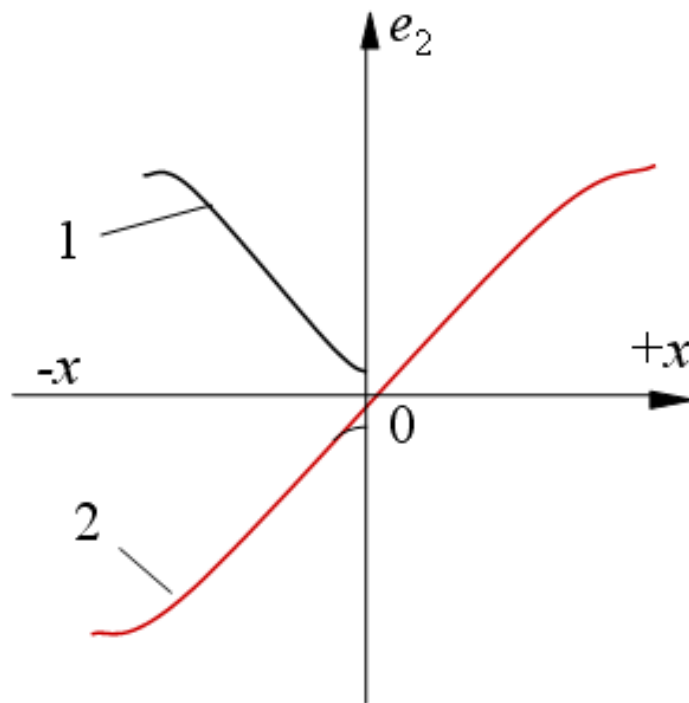
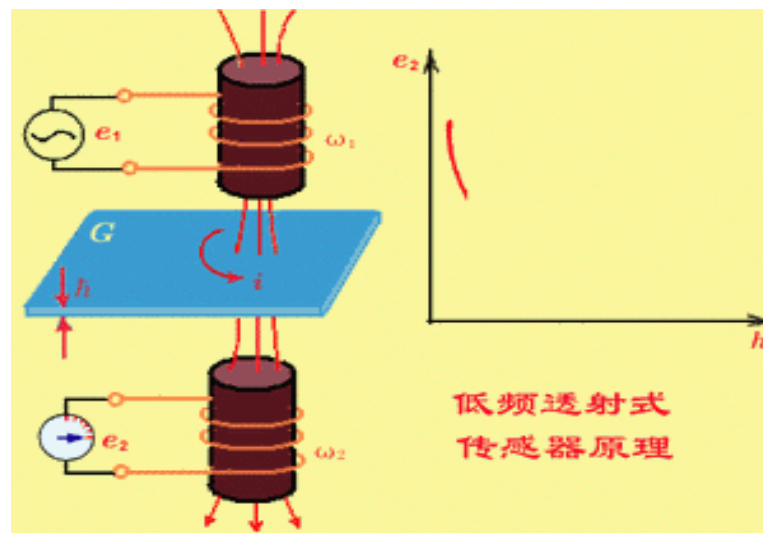


图4-25 采用相敏检波后的输出特性

透射式:



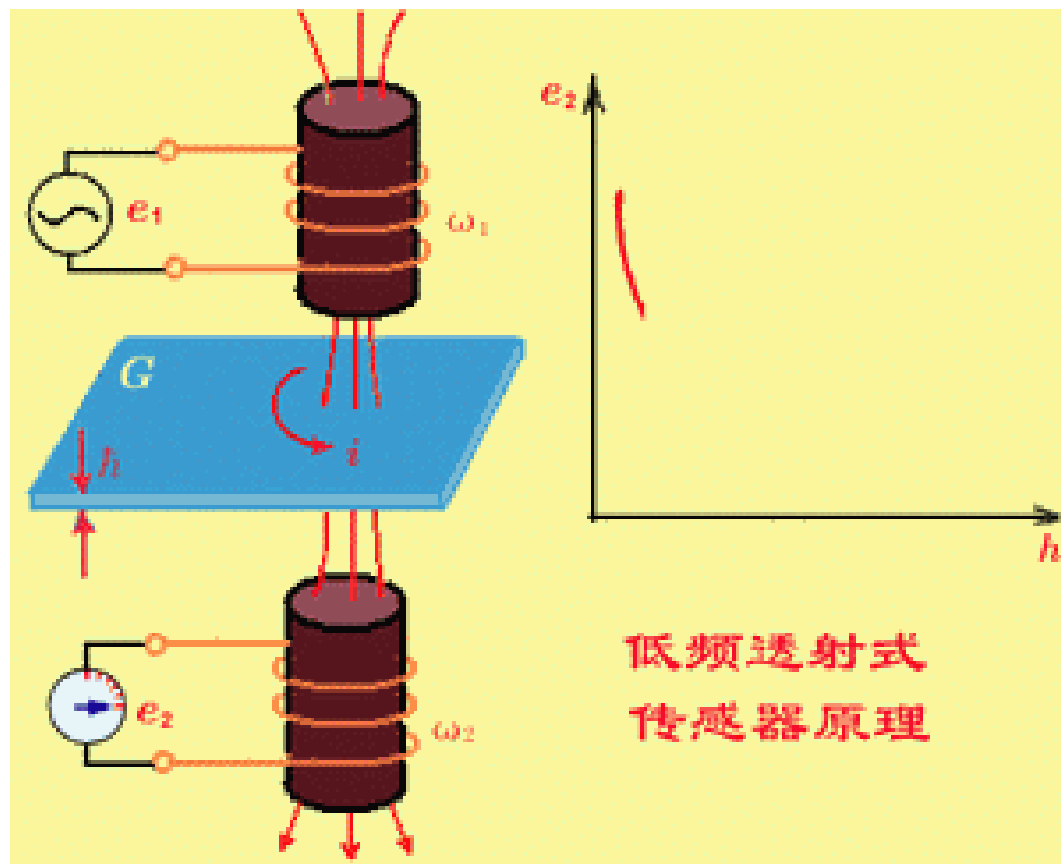
- ✓ 发射线圈 ω_1 和接收线圈 ω_2 分别放在被测材料 G 的上下
- ✓ 低频(音频范围)电压 e_1 加到线圈 ω_1 的两端后,在周围空间产生一交变磁场,并在被测材料 G 中产生涡流,此涡流损耗了部分能量,使贯穿 ω_2 的磁力线减少,从而使 ω_2 产生的感应电势 e_2 减小。
- ✓ e_2 的大小与 G 的厚度及材料性质有关,实验与理论证明, e_2 随材料厚度 h 增加按负指数规律减小。

透射式:

实验和理论证明:

$$e_2 \propto e^{-h/h'}$$

穿透深度: $h' = \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}}$



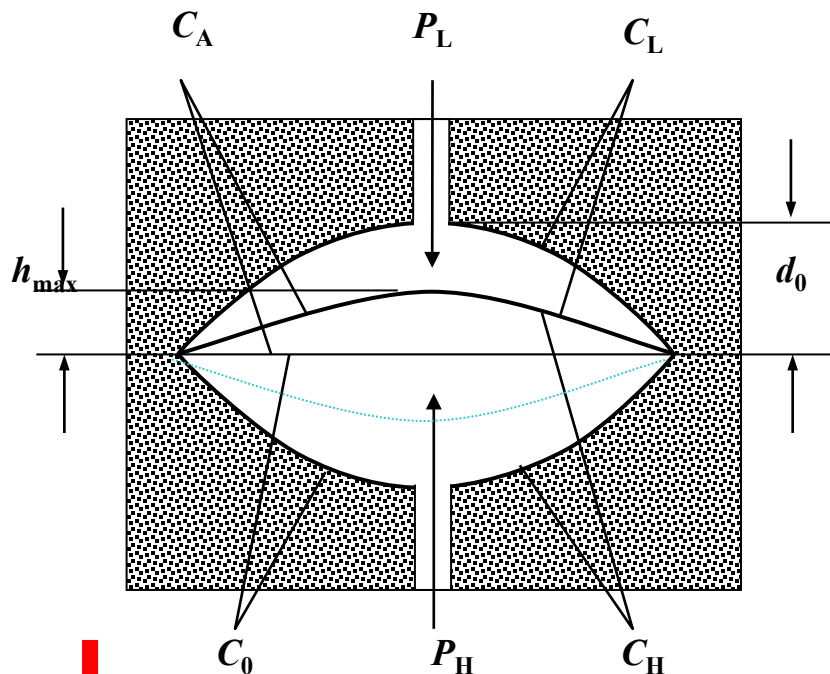
◆ 典型的电容式传感器

可将电容传感器分为三种类型：

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

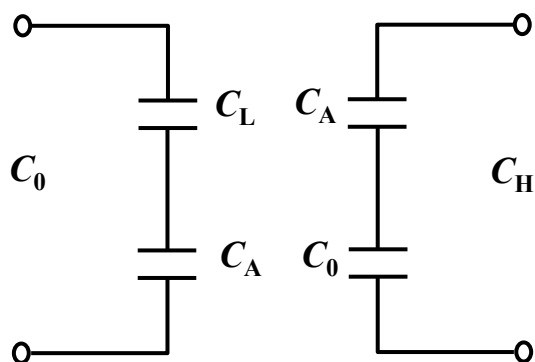
- 变极距型 覆盖面积和介电常数不变，被测量为极距。用于测量机械位移。
- 变面积型 极距及介电常数不变，改变覆盖面积(覆盖长度或宽度)，用于测量位移。
- 变介电常数型，覆盖面积及极距均不变，被测量为 ϵ 。

实例：球、平面型差动电容压力传感器



- $P_H = P_L$ 时中心膜片处于平直状态，膜片两侧电容均为 C_0 ；
- $P_H > P_L$ 时，中心膜片上凸，上部电容为 C_L ，下部电容为 C_H 。
- C_H 相当于当前膜片位置与平直位置间的电容 C_A 和 C_0 的串联；而 C_0 又可以看成是膜片上部电容 C_L 与的 C_A 串联。

等效电路



$$C_0 = \frac{C_A C_L}{C_A + C_L} \Rightarrow C_L = \frac{C_A C_0}{C_A - C_0};$$

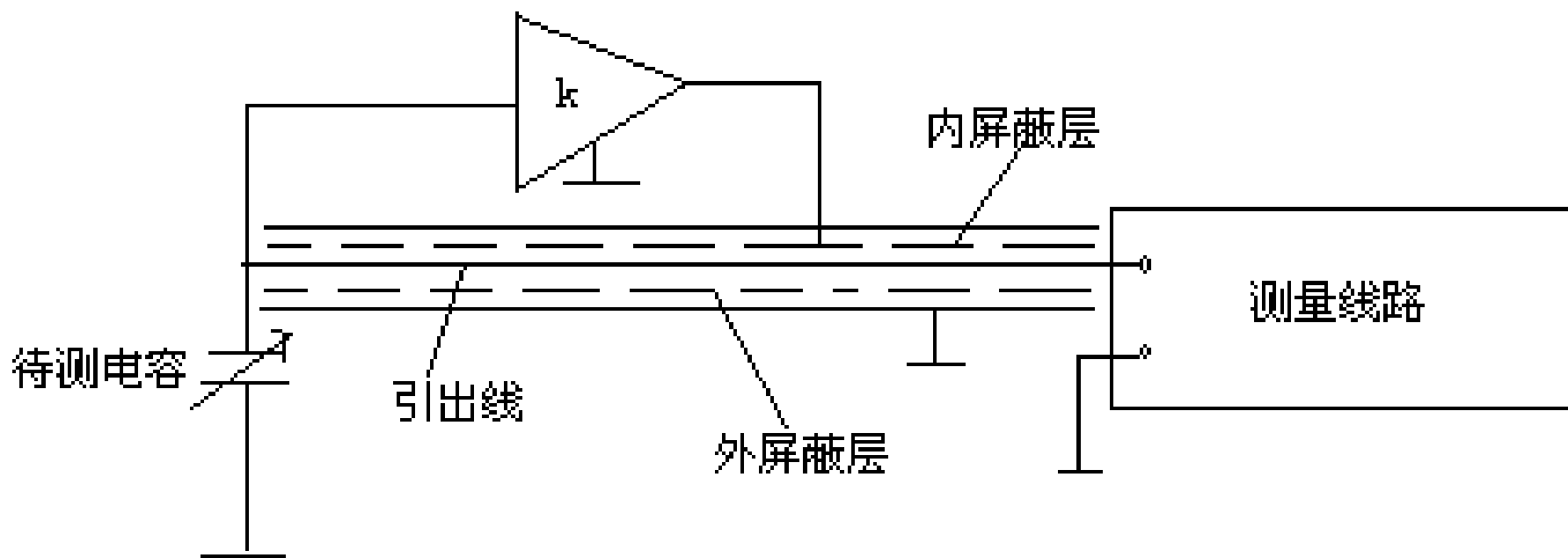
$$C_H = \frac{C_A C_0}{C_A + C_0}$$

$$\frac{C_L - C_H}{C_L + C_H} = \frac{C_0}{C_A} = \frac{\Delta d}{d_0}$$

2 杂散电容的影响及其解决思路

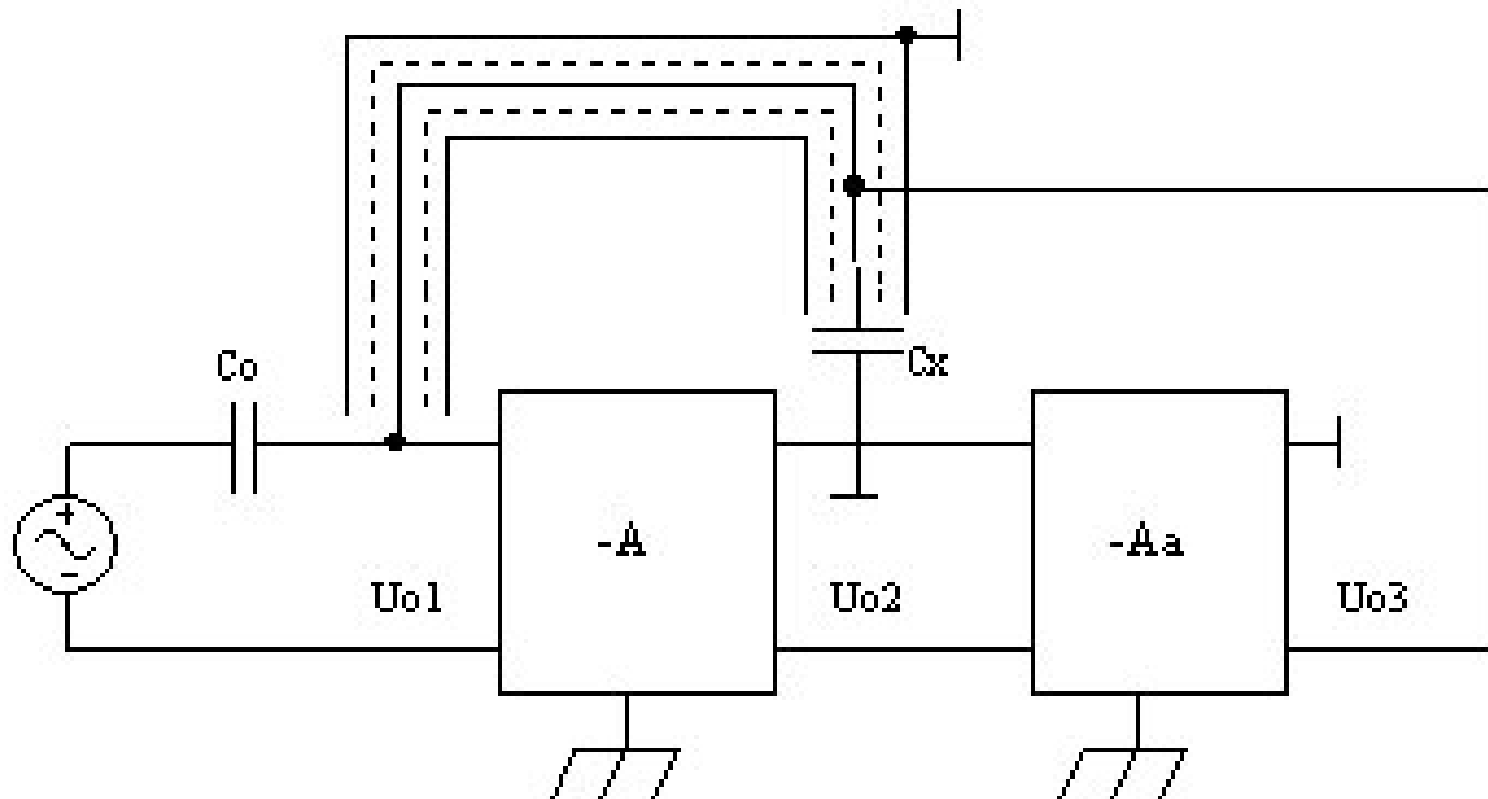
- 电极引线之间以及导线的杂散电容，其数值约 100pF/m ；
- 用于选择不同测量电极的电子开关其输入电容值约 8pF ；
- 在普通线路板上两段间隔 1mm 长 1cm 的导线之间的分布电容约 1pF 。
- 测量电容最多数十 pF ，远小于影响电容测量的杂散电容值，抗杂散电容的能力是小电容电路必须具备的重要性能。

2 杂散电容的影响及其解决思路：驱动电缆



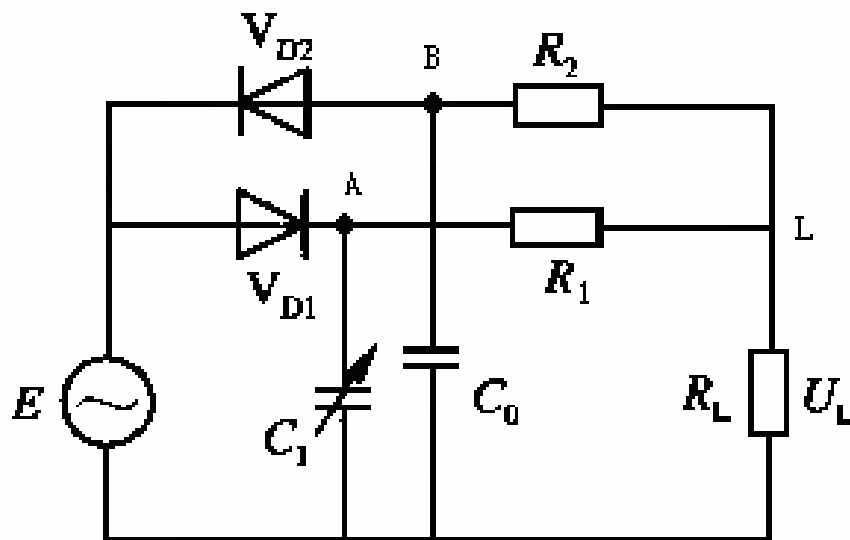
- ☆信号线和内层屏蔽之间存在杂散电容。
- ☆使得内屏蔽层与芯线等电位，但又是通过单位增益的运算放大器相连接的而互不影响的。
- ☆因此芯线和内层屏蔽层之间的杂散电容由于两端电位相等，表现为即**不吸收电荷也不释放电荷**，对电容传感器CX没有影响。

2 杂散电容的影响及其解决思路：改进的驱动电缆技术



3.1 二极管双T电桥电容测量电路

- 美国麻省理工学院教授K.S.LION发明非线性双T网络。
- 该线路非常简单，不需要附加相敏解调器，就能获得高电平的直流输出，而且灵敏度较高。
- 可以将两个二极管以及二个电阻都放在探头内，同时大大缩短电容引线，减小分布电容的影响。
- 电源的频率与幅值的稳定性直接影响精度。



U_E 为电压信号，可为正弦波或方波；
 C_1 、 C_2 为差动电容传感器的电容，
或者一个为固定电容，另一个为
电容传感器的电容， R_L 为负载电阻。

3.1 二极管双T电桥电容测量电路

① $t=0$ 时刻

电源处于正半周，此时 D_1 导通， D_2 截止， C_1 立即充电至电源电压， $U_A = +U_E$ 。

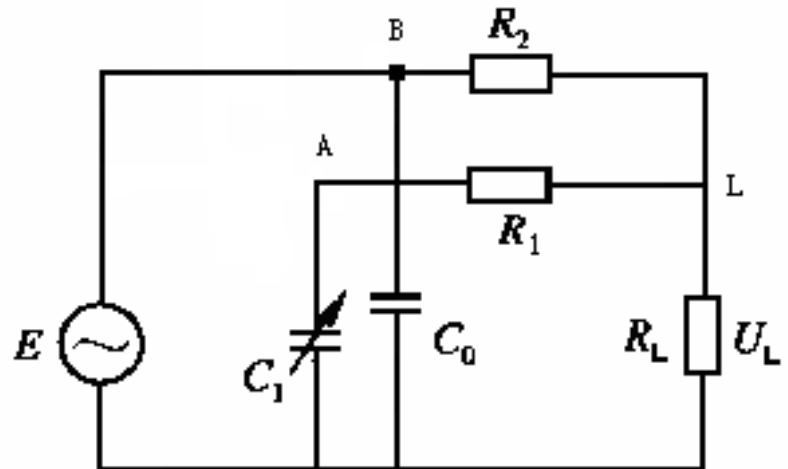
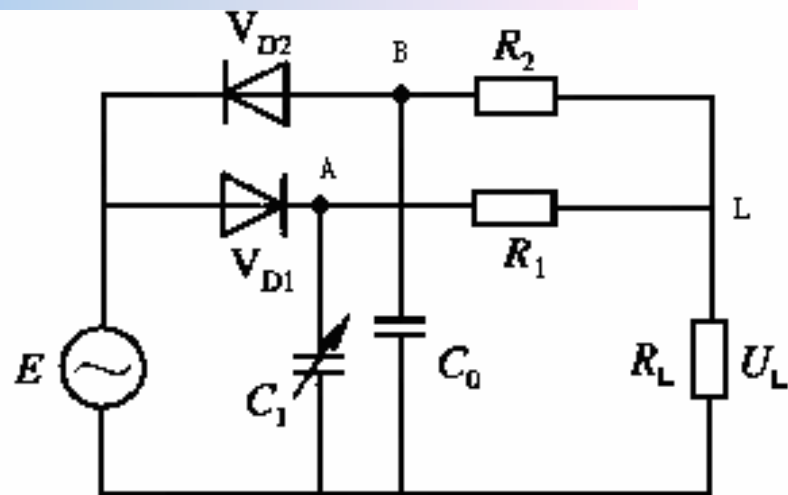
② $0 < t < T/2$ ， $U_A = +U_E$ ，

③ $t = T/2$ 时刻

电源转为负半周，此时 D_2 导通， D_1 截止，由于 D_1 立即截止，在这一时刻，可认为 C_1 来不及放电， $U_A = +U_E$ ，同一时刻 C_0 立即充电至电源负电压， $U_B = -U_E$ ，则 $U_L = 0$

④ $T/2 < t < T$

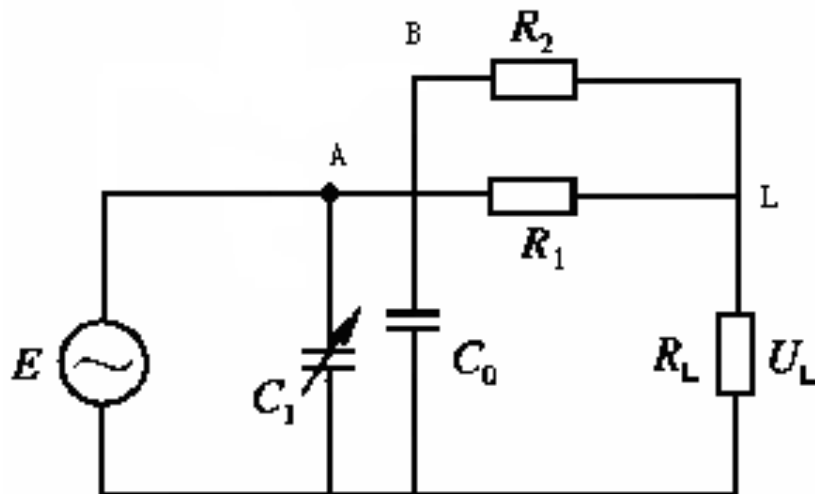
C_1 放电， U_A 电压呈指数下降，而 U_B 电压不变，则 U_L 处电压是从零变负，流经 R_L 的电流 i_{f1} 是从下指向L点，变化规律也是服从指数规律的。



3.1 二极管双T电桥电容测量电路

⑤ $t=T$ 时刻

电源转为正半周，此时 D_1 导通， D_2 截止，由于 D_2 立即截止，在这一时刻，认为 C_0 来不及放电， $U_B = -U_E$ ，同一时刻 C_1 立即充电至电源正电压， $U_A = +U_E$ ，则 $U_L = 0$



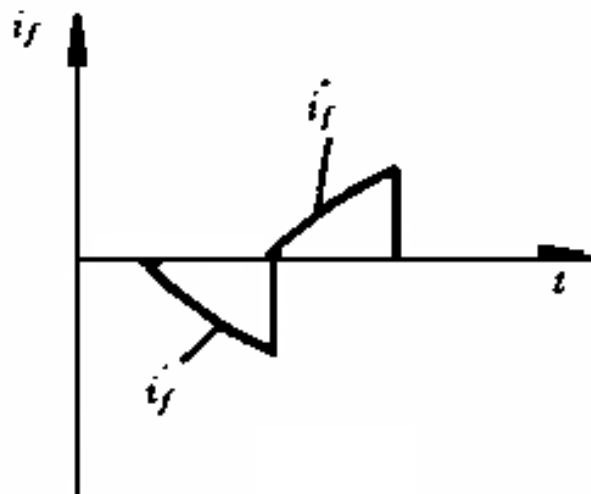
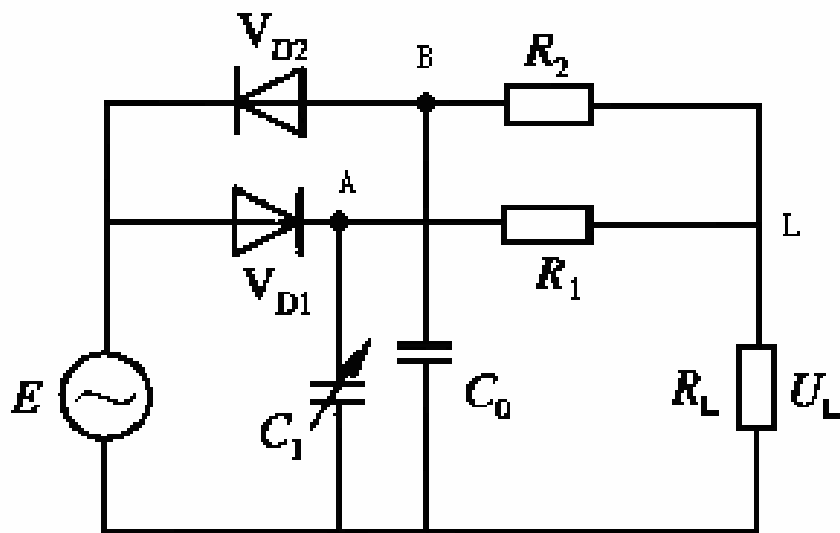
⑥ $T < t < 3T/2$,

C_0 放电， U_B 电压呈指数下降，而 U_A 电压不变，则 U_L 处电压是从零变正的，流经 R_L 的电流 i_{f2} 是从L点指向下的，变化规律也是服从指数规律的。

3.1 二极管双T电桥电容测量电路

在 $T/2 < t < 3T/2$ 这一周期时间内：

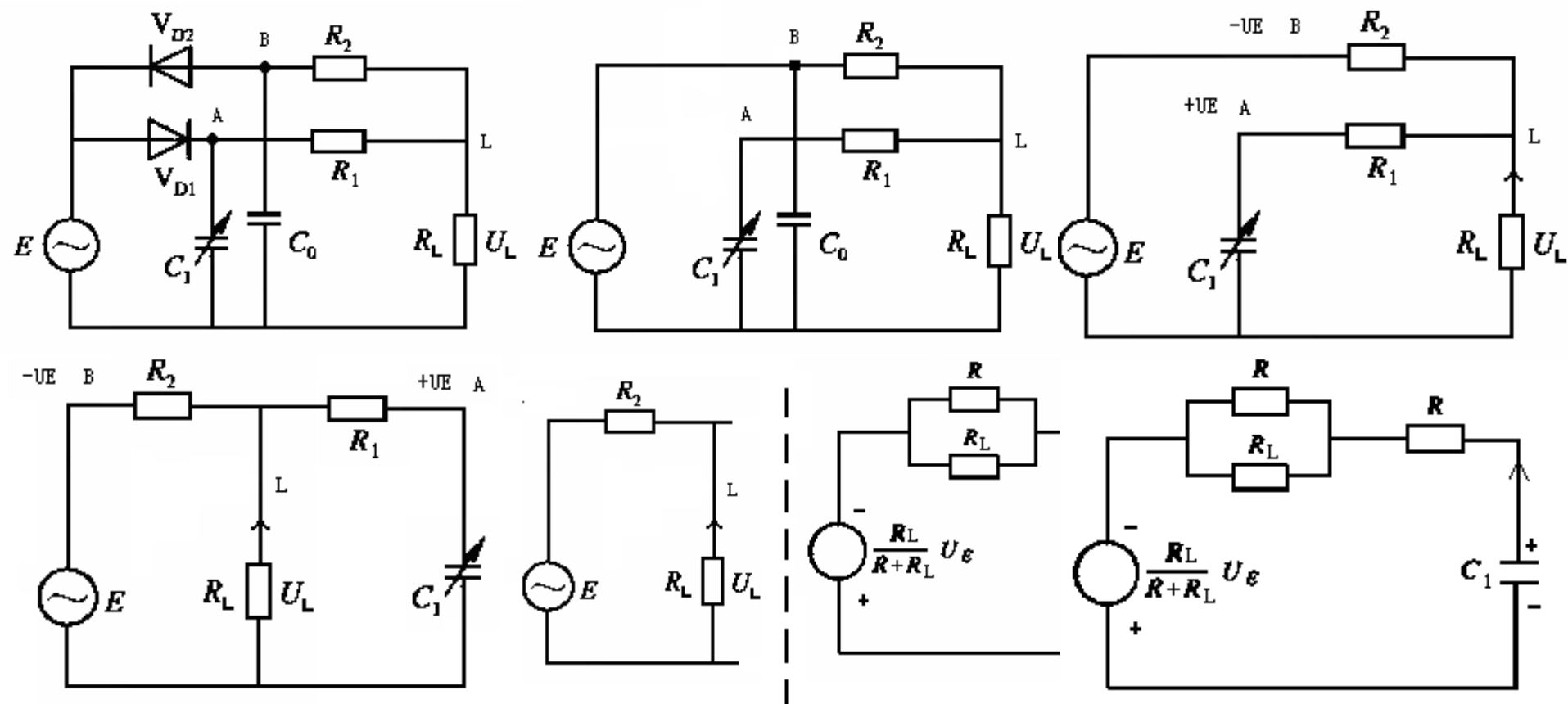
- 当传感器不工作时 $C_1 = C_0$ ，那么在电源正负半周流经 R_L 电阻的电流是波形相同的，而方向相反的，所以流经 R_L 上的电流平均值为零。
- 当传感器工作时， $C_1 \neq C_0$ ，流经 R_L 上的电流平均值不为零。



二极管双T桥路数值计算：

● $T/2 < t < T$ ，电源处于负半周 ($R_1 = R_2 = R$)

此时 D_2 导通， D_1 截止， C_1 放电， U_A 电压从 $+U_E$ 呈指数下降，而 $U_B = -U_E$



● $T/2 < t < T$, 电源处于负半周 ($R_1 = R_2 = R$)

$$i_1 = \frac{[U_E + \frac{R_L}{R + R_L} U_E]}{R + (R // R_L)} e^{-\frac{t}{[R + R // R_L] C_1}}$$

$$I_1 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{f1} dt$$

同理可得正半周电流

$$i_2 = \frac{[U_E + \frac{R_L}{R + R_L} U_E]}{R + (R // R_L)} e^{-\frac{t}{[R + R // R_L] C_0}}$$

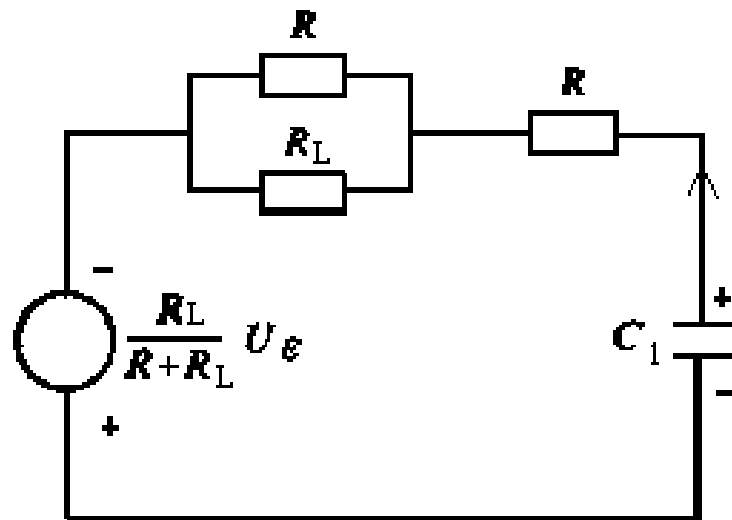
$$I_2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{f2} dt$$

$$\text{则 } U_L = \frac{R R_L}{R + R_L} (I_2 - I_1) = \frac{R R_L (R + 2 R_L)}{(R + R_L)^2 T} U_E (C_0 - C_1 - C_0 e^{-k_0} + C_1 e^{-k_1})$$

$$\text{式中 } k_0 = \frac{R + R_L}{2 R_L C_0 (R + 2 R_L)} T, k_1 = \frac{R + R_L}{2 R_L C_1 (R + 2 R_L)} T$$

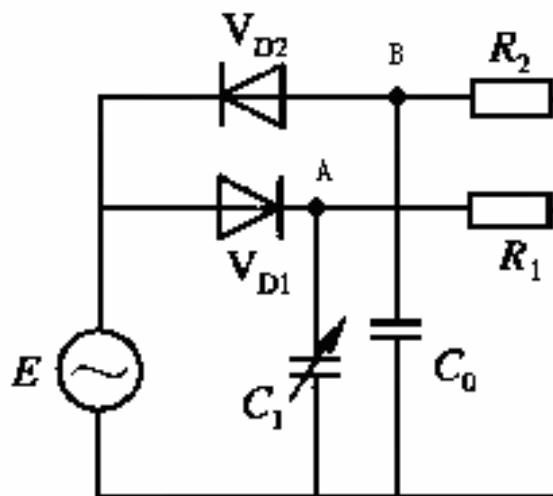
$$\text{当 } k_0 = \frac{R + R_L}{2 R_L C_0 (R + 2 R_L)} T, k_1 = \frac{R + R_L}{2 R_L C_1 (R + 2 R_L)} T \text{ 均} > 5 \text{ 时,}$$

$$U_L \approx \frac{R R_L (R + 2 R_L)}{(R + R_L)^2 T} U_E (C_0 - C_1), \text{ 其非线性误差小于 } 1\%$$



二极管双T桥路电路原理小结：

- ①二极管控制放电回路的路由，使之在正负半周分别流经电容 C_0 和 C_1 ；
- ②电容值不同，放电时间常数不同，放电电流不同；
- ③负载电阻两端的电压平均值和一个周期内电容放电时间常数有关。



$$U_L \approx \frac{RR_L(R + 2R_L)}{(R + R_L)^2 T} U_E (C_0 - C_1)$$

恒电荷激励

定义：激励源保证极板上的电荷恒定，与电容的大小无关。

$$U_c = \frac{1}{C_x} Q_0 = \frac{Q_0}{\varepsilon A} d$$

• U_c 与 d 有单值线形关系，而与 ε 与 A 则是单值非线性关系。

结论：恒电荷激励适用于变极距型电容传感器。

• 恒电荷激励 → 实用困难 → 常用恒电流激励。

• 恒电荷或恒电流激励，测量电路的输入阻抗应为无穷大，否则形成的并联分路成为电荷泄露回路。

恒压激励

定义：保持电容器上的交流电压有效值恒定不变。

此时输出变量为电流 I_c ，其大小将随电容 C_x 的变化而变化。

$$I_c = 2\pi f C_x U_{c0} = 2\pi f U_{c0} \frac{\varepsilon A}{d}$$

- 恒电压激励适用于变面积型和变介电常数型电容传感器。对于变极距型传感器，采用恒电压激励时存在理论非线性。
- 恒电压激励，测量电路的输入阻抗应为零，否则形成的串联阻抗会分压。

3.1 二极管双T电桥电容测量电路

该电路所适用电容式传感器的类型： $U_L \approx \frac{RR_L(R+2R_L)}{(R+R_L)^2 T} U_E (C_0 - C_1)$

①线路为电压激励，适用于具有线性特性的单端或差动电容。例如：变面积式电容传感器等。

$$C_0 = \frac{\varepsilon(A + \Delta A)}{d} \quad C_1 = \frac{\varepsilon(A - \Delta A)}{d}$$

$$C_0 - C_1 = \frac{2\varepsilon\Delta A}{d}$$

②不适用于变极距式差动电容式传感器

$$C_0 = \frac{\varepsilon A}{d - \Delta d} \quad C_1 = \frac{\varepsilon A}{d + \Delta d}$$

$$C_0 - C_1 = \varepsilon A \left(\frac{1}{d - \Delta d} - \frac{1}{d + \Delta d} \right)$$

③引入 $(1/C_0 + C_1)$ 后，可用于变极距式差动电容式传感器

$$\frac{C_0 - C_1}{C_0 + C_1} = \frac{\left(\frac{1}{d - \Delta d} - \frac{1}{d + \Delta d} \right)}{\left(\frac{1}{d - \Delta d} + \frac{1}{d + \Delta d} \right)} = \frac{\Delta d}{d}$$

3.1 二极管双T电桥电容测量电路

该电路所适用电容式传感器的类型： $U_L \approx \frac{RR_L(R+2R_L)}{(R+R_L)^2 T} U_E (C_0 - C_1)$

①线路为电压激励，适用于具有线性特性的单端或差动电容。例如：变面积式电容传感器等。

$$C_0 = \frac{\varepsilon(A + \Delta A)}{d} \quad C_1 = \frac{\varepsilon(A - \Delta A)}{d}$$

$$C_0 - C_1 = \frac{2\varepsilon\Delta A}{d}$$

②不适用于变极距式差动电容式传感器

$$C_0 = \frac{\varepsilon A}{d - \Delta d} \quad C_1 = \frac{\varepsilon A}{d + \Delta d}$$

$$C_0 - C_1 = \varepsilon A \left(\frac{1}{d - \Delta d} - \frac{1}{d + \Delta d} \right)$$

③引入 $(1/C_0 + C_1)$ 后，可用于变极距式差动电容式传感器

$$\frac{C_0 - C_1}{C_0 + C_1} = \frac{\left(\frac{1}{d - \Delta d} - \frac{1}{d + \Delta d} \right)}{\left(\frac{1}{d - \Delta d} + \frac{1}{d + \Delta d} \right)} = \frac{\Delta d}{d}$$

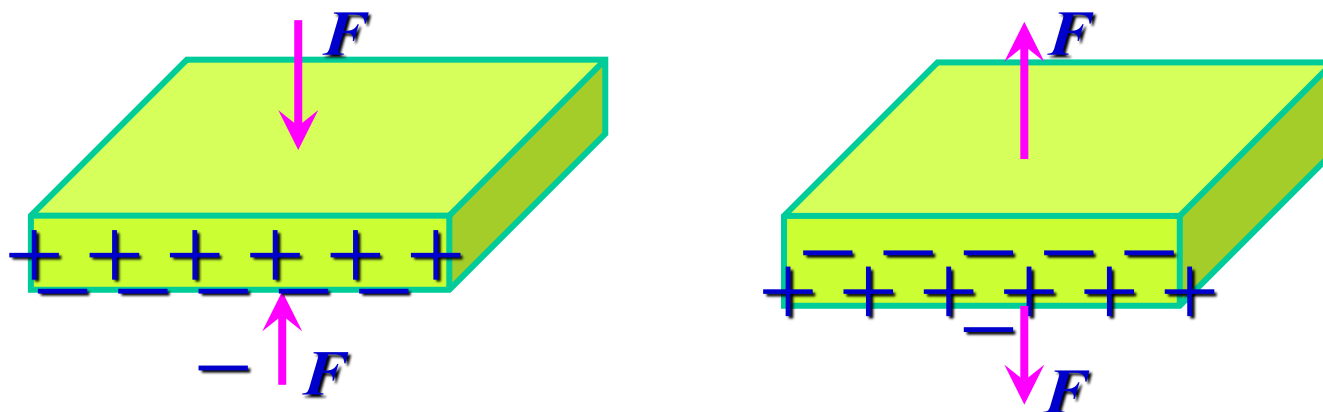
◆ 压电效应和压电材料及机电转换

1.1 压电效应

1.1.1 定义

◆ 正压电效应

某些电介质，当沿着一定方向对其施力而使它变形时，内部就产生极化现象，同时在它的一定表面上产生电荷，当外力去掉后，又重新恢复不带电状态的现象。当作用力方向改变时，电荷极性也随着改变。

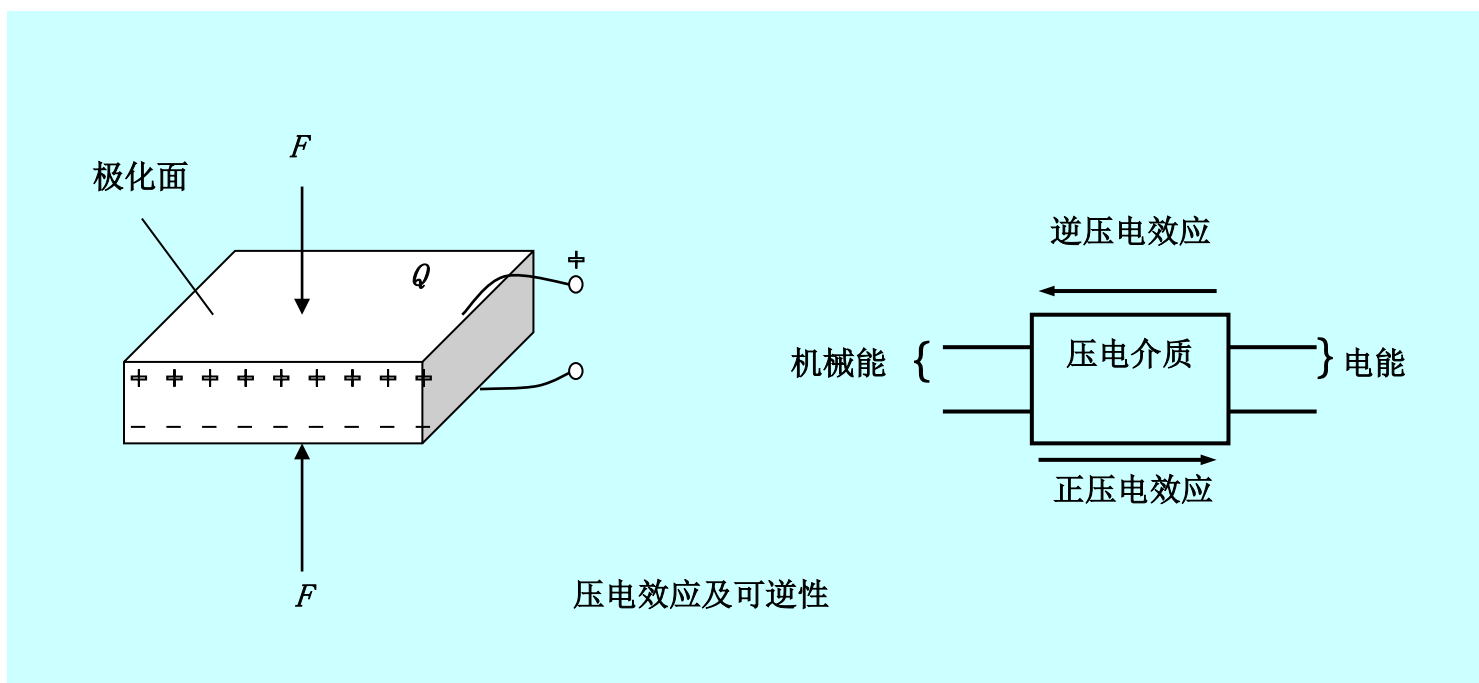


(正) 压电效应示意图

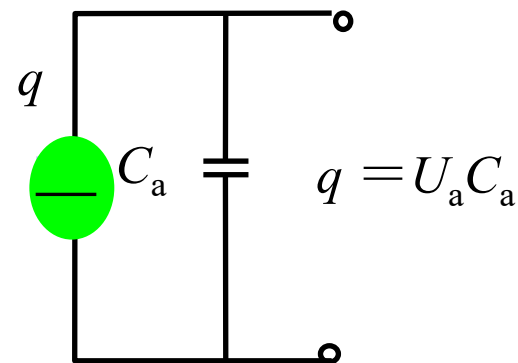
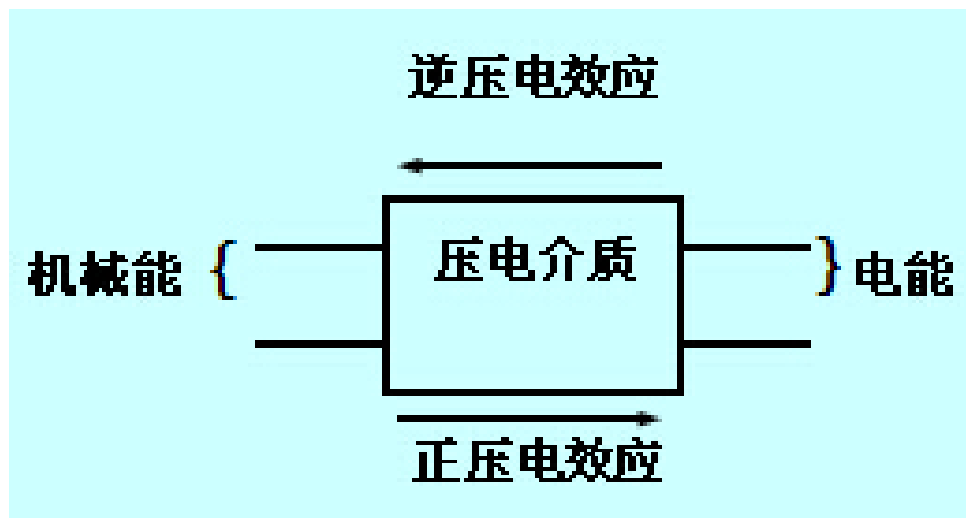
1.1 压电效应 (续)

◆ 逆压电效应

当在电介质的极化方向施加电场，某些电介质在一定方向上将产生机械变形或机械应力，当外电场撤去后，变形或应力也随之消失，这种物理现象称为逆压电效应。



1.4 压电元件的机电转换模型



$$C_a = \frac{\varepsilon S}{t} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 S}{t}$$

1.4 压电元件的机电转换模型 (续)

电边界为短路状态:

①应力 T_1 与形变 t 关系为: $t = C_{11}T_1$

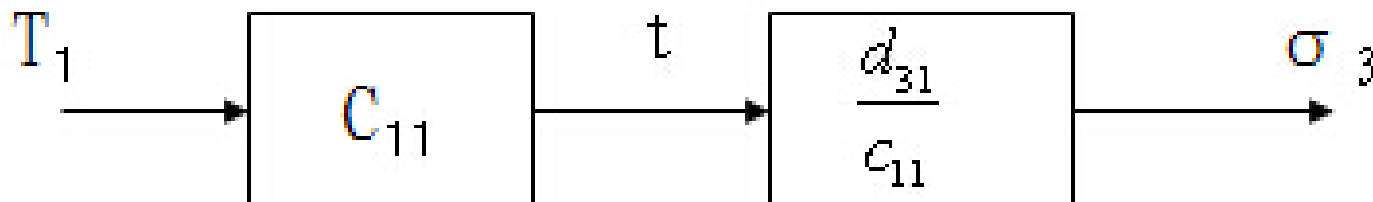
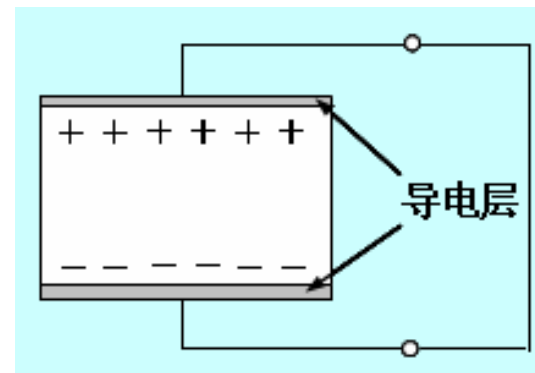
式中: C_{11} 为压电陶瓷固有的柔度系数;

②与 T_1 作用下产生的变形对应束缚电荷 $\sigma_3 = d_{31}T_1$;

所以有: $t = c_{11}T_1$;

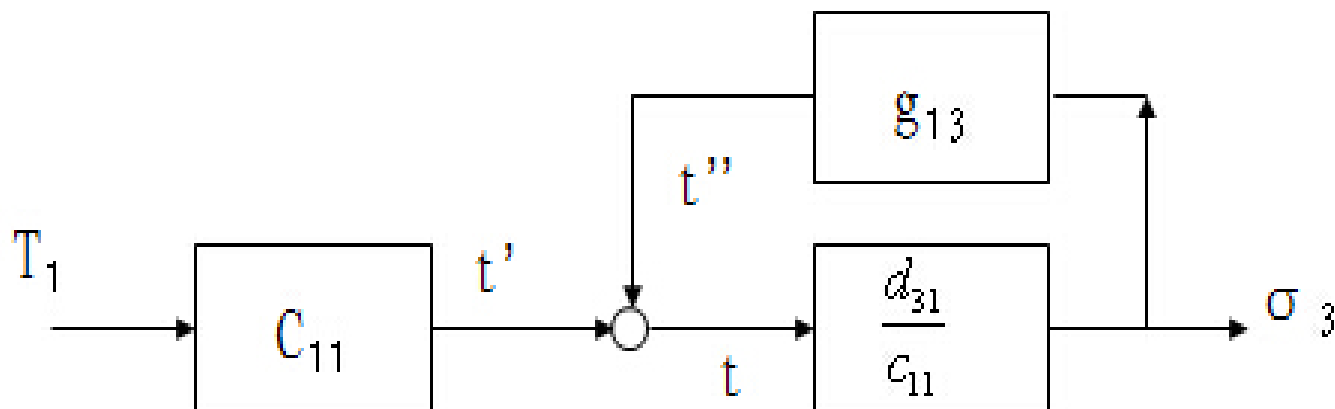
$$\sigma_3 = d_{31}T_1 = \frac{d_{31}}{C_{11}}t$$

特点: 信号流是单向的。



1.4 压电元件的机电转换模型（续）

电边界为开路状态:



$$\sigma_3 = \frac{d_{31}}{1 + g_{13} \times \frac{d_{31}}{c_{11}}} T_1 = d_{ef} T_1$$

特点：信号流有环路。

2 压电式传感器的测量电路

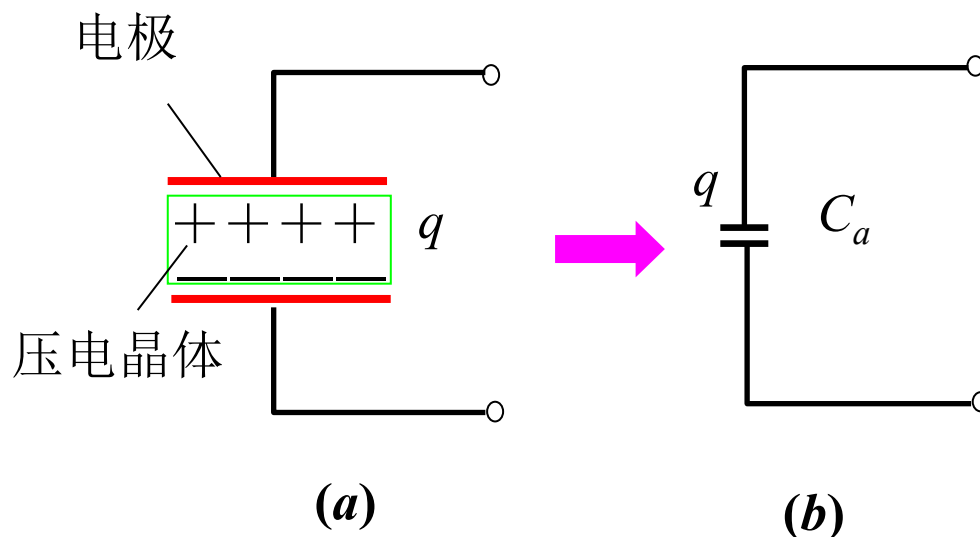
2.1 传感器的等效电路

当压电传感器承受机械应力作用时，在它两极板上出现极性相反的等量电荷。因此可以把压电传感器看成一**静电发生器**，也可看成两极板充有电荷的电容器。

其电容量为：

$$C_a = \frac{\varepsilon S}{t} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 S}{t}$$

t ：晶体厚度 (m)



压电传感器的等效电路

2.1 传感器的等效电路（续）

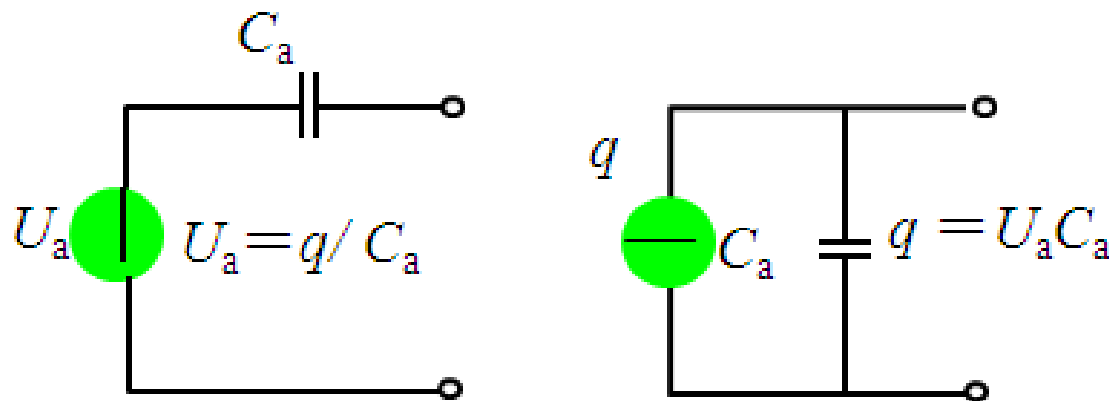


图 压电传感器等效电路

(a) 电压等效电路 (b) 电荷等效电路

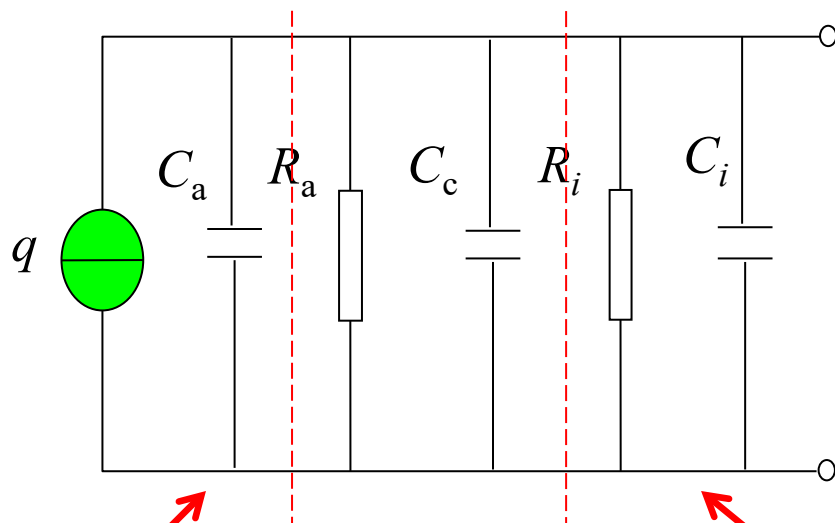
由等效电路可知，只有传感器内部信号电荷无“漏损”，外电路负载为无穷大时，传感器产生的电压或电荷才能长期保存，否则电路将以某时间常数按指数规律放电。

◆ 不适合于静态测量

2.2 压电传感器的前置测量电路

➤ 压电传感器的实际等效电路

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 ,



C_a —传感器的固有电容;

R_a —包括连接导线在内的传感器绝缘电阻;

C_c —连接导线对地电容;

R_i —前置放大器输入电阻;

C_i —前置放大器输入电容。

① 电荷等效电路

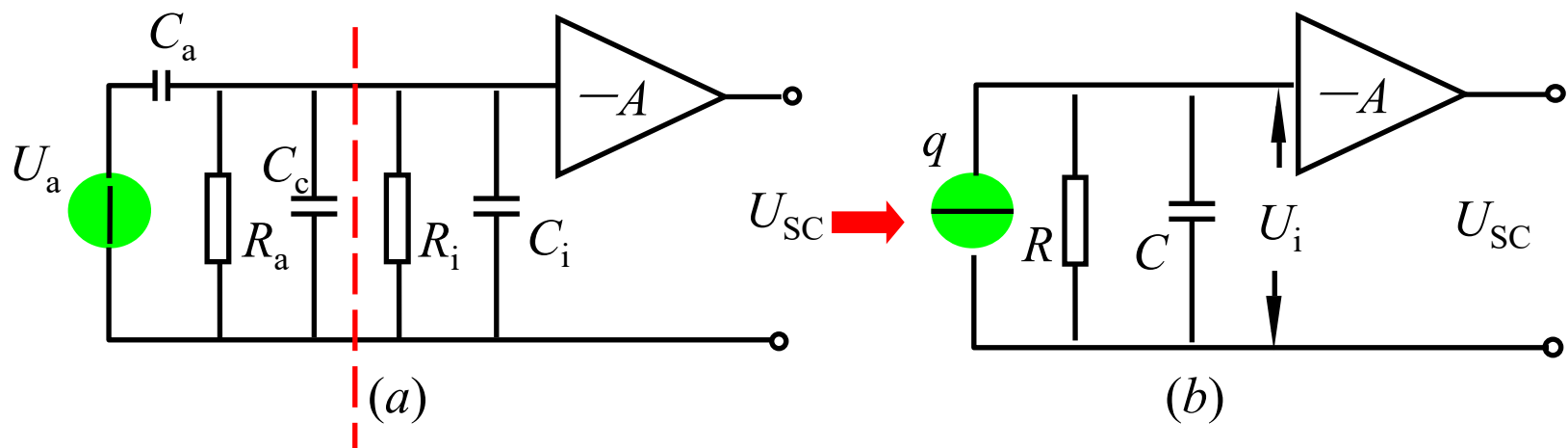
② 电压等效电路

前置放大电路输入

2.2 压电传感器的前置测量电路（续）

➤ 电压放大器_阻抗变化器

压电传感器连接电压放大器：



$$U_a = \frac{q}{C_a}$$

等效电阻 R :
$$R = \frac{R_a R_i}{R_a + R_i}$$

等效电容:
$$C = C_a + C_c + C_i$$

压电材料所受作用力F为

$$\dot{F} = F_m \sin \omega t$$

若压电材料为压电陶瓷，其压电系数为 d_{33} ，则在外力作用下，压电元件产生的电压值为

$$\dot{U}_a = \frac{\dot{q}}{C_a} = \frac{d_{33} F_m}{C_a} \sin \omega t \text{ 或 } \dot{U}_a = U_m \sin \omega t$$

由图 (b) 可得送入放大器输入端的电压 U_i ，将其写为复数形式，为

$$\dot{U}_i = d_{33} \dot{F} \frac{j\omega R}{1 + j\omega RC}$$

U_i 的幅值 U_{im} 为

$$U_{im} = \frac{d_{33} \omega R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 (C_a + C_c + C_i)^2}} F_m$$

输入电压与作用力之间的相位差 φ 为

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

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

$$U_{sc} \approx U_{im} = \frac{d_{33} F_m \omega R}{\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}} \approx \frac{d_{33}}{C_a + C_c + C_i} F_m$$

电压灵敏度为: $|K_u(j\omega)| = \left| \frac{\dot{U}_i}{\dot{F}} \right| = \frac{d_{33} \omega R}{\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}}$

$$|K_u(j\omega)| = \left| \frac{\dot{U}_i}{\dot{F}} \right| = \frac{d_{33}\omega R}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}$$

当 $\omega\tau \ll 1$ 时

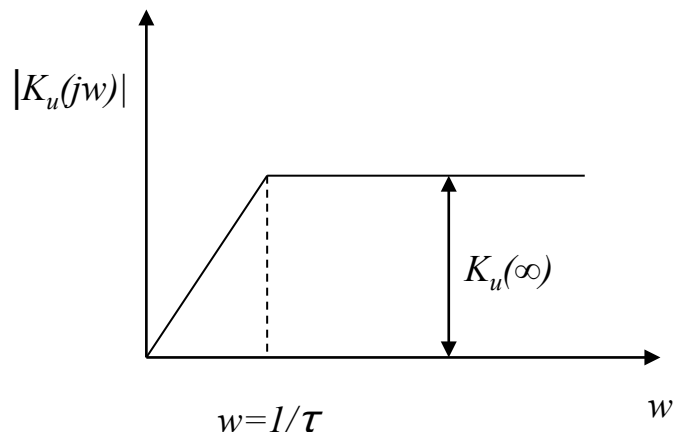
$$|K_u(j\omega)| \approx d_{33}\omega R$$

当 $\omega\tau \gg 1$ 时

$$|K_u(j\omega)| \approx \frac{d_{33}}{C} = \frac{d_{33}}{C_a + C_c + C_i} = |K_u(j\infty)|$$

$$\therefore \omega_L = 2\pi f_L = \frac{1}{\tau}$$

$$\therefore f_L = \frac{1}{2\pi RC}$$



理想输出: $U_0 = \frac{d_{33}}{C} F$

$$C = C_a + C_c + C_i$$

实际输出: $U'_0 = \frac{d_{33} \omega R}{\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}} F$

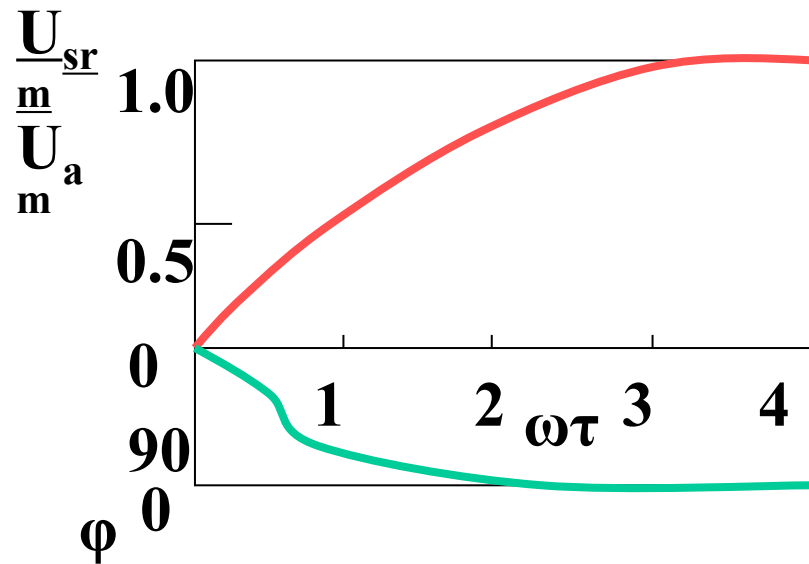
$$\frac{U'_0}{U_0} = \frac{\omega \tau}{\sqrt{1 + (\omega \tau)^2}}$$

$$|K_u(j\omega)| \approx \frac{d_{33}}{c} = |K_u(j\infty)|$$

分析：

(1) 当 $\omega\tau=0$ （静态力）时，

(2) 当 $\omega\tau > 3$ 时



改善低频响应 $\rightarrow \downarrow \omega_0 = \frac{1}{\tau} \rightarrow \uparrow \tau \rightarrow \begin{cases} R \uparrow \\ C \uparrow \rightarrow K_u \downarrow \end{cases}$

$$\tau = RC$$

R_i 越大，时间常数越大，则低频响应也越好。

(3) K_u 受电缆分布电容的影响较大，改变电缆长度 C_c 将改变，须重新校准灵敏度值。

2.2 压电传感器的前置测量电路（续）

➤ 电荷放大器

电荷放大器是一个具有深度负反馈的高增益放大器，其等效电路如图5-19所示。若开环增益 A_0 足够大，并且输入阻抗很高，则放大器输入端几乎没有分流，电流仅流入反馈回路 C_F 与 R_F 。由图可知 i 的表达式为：

$$\begin{aligned} i &= (\dot{U}_\Sigma - \dot{U}_{SC}) / (j\omega C_F + \frac{1}{R_F}) \\ &= [\dot{U}_\Sigma - (-A_0)\dot{U}_\Sigma] \left(j\omega C_F + \frac{1}{R_F} \right) \\ &= \dot{U}_\Sigma \left[\underbrace{j\omega(A_0 + 1)C_F}_{C'_F} + \underbrace{(A_0 + 1)\frac{1}{R_F}}_{1/R'} \right] \end{aligned}$$

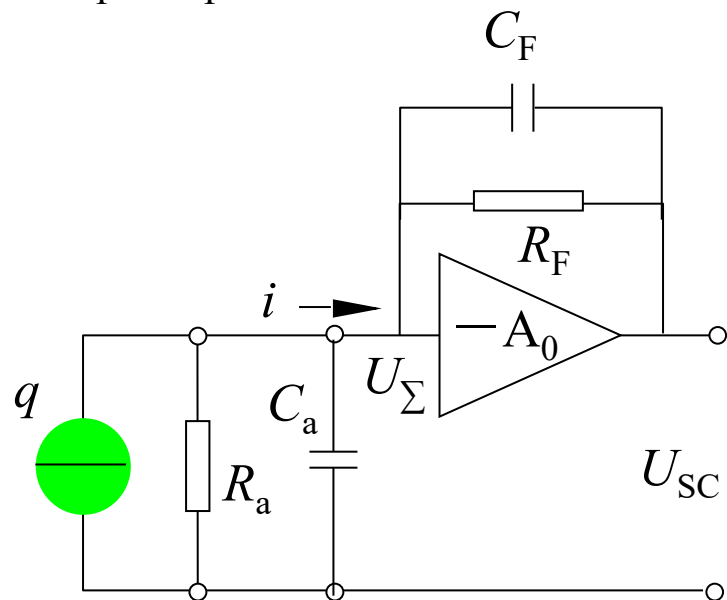


图5-19 电荷放大器原理电路图

2.2 压电传感器的前置测量电路（续）

等效电路：

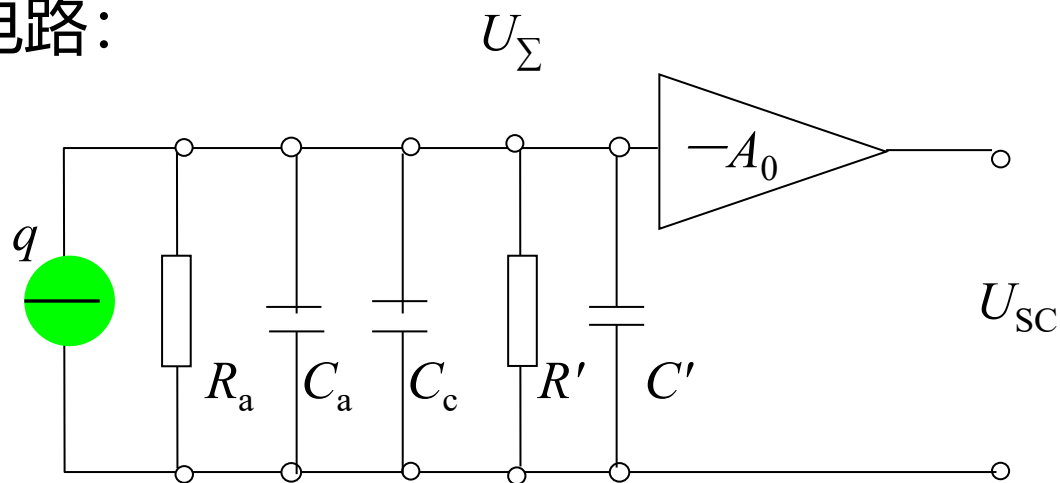


图5-20 压电传感器接至电荷放大器的等效电路图

“密勒效应”

$$C' = (1 + A_0)C_F$$

$$1/R' = (1 + A_0)/R_F$$

2.2 压电传感器的前置测量电路（续）

运放输入电压为

$$\dot{U}_{\Sigma} = \frac{j\omega\dot{q}}{\left[\frac{1}{R_a} + (1 + A_0)\frac{1}{R_F} \right] + j\omega \left[C_a + C_c + (1 + A_0)C_F \right]}$$

运放输出电压为

$$\dot{U}_{sc} = -A_0\dot{U}_{\Sigma} = \frac{-j\omega\dot{q}A_0}{\left[\frac{1}{R_a} + (1 + A_0)\frac{1}{R_F} \right] + j\omega \left[C_a + C_c + (1 + A_0)C_F \right]}$$

2.2 压电传感器的前置测量电路（续）

$$\left| \frac{\dot{U}_{SC}}{\dot{q}} \right| = \left| \frac{-j\omega A_0}{(1 + A_0)(1/R_F + j\omega C_F)} \right|$$

当 A_0 足够大时,

$$\left| \frac{\dot{U}_{SC}}{\dot{q}} \right| \approx \left| \frac{-j\omega}{(1/R_F + j\omega C_F)} \right|$$

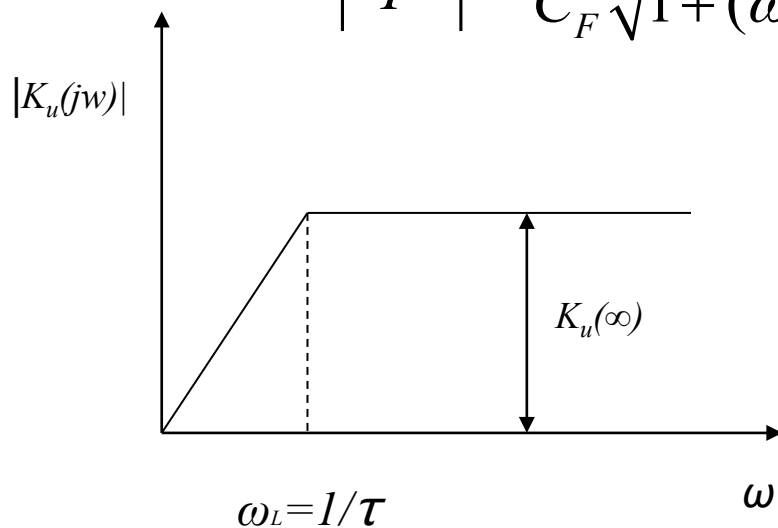
若 $q = d_{33}F$, 则

$$|K(j\omega)| = \left| \frac{\dot{U}_{SC}}{\dot{F}} \right| \approx \frac{d_{33}\omega\tau}{C_F \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad \tau = R_F C_F$$

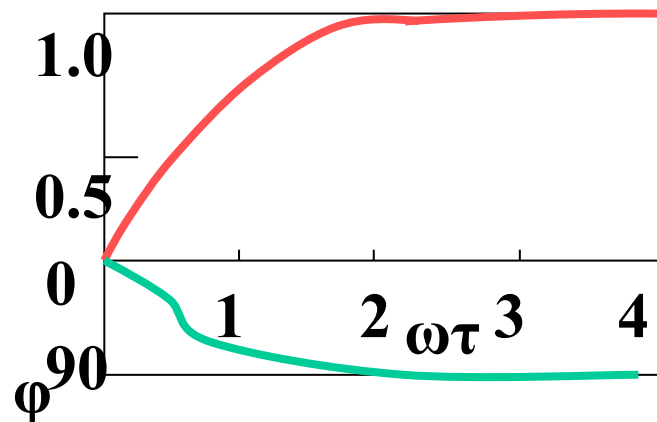
2.2 压电传感器的前置测量电路（续）

$$|K(j\omega)| = \left| \frac{\dot{U}_{SC}}{\dot{F}} \right| \approx \frac{d_{33}\omega\tau}{C_F \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}$$

$$\tau = R_F C_F$$



$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_F C_F}$$



$$\omega R_F C_F \gg 1 \text{ 时, } |K(j\omega)| = \left| \frac{\dot{U}_{SC}}{F} \right| \approx \frac{d_{33}}{C_F}$$

$$\text{理论值: } |K(j\omega)| = \frac{d_{33}}{C_F}$$

分析_开环放大倍数 A_0 对精度的影响

$$\dot{U}_{SC} \approx \frac{-A_0 \dot{q}}{C_a + C_c + (1 + A_0) C_F} \quad \dot{U}'_{SC} \approx -\frac{\dot{q}}{C_F}$$

则误差为 $\delta = \frac{\dot{U}'_{SC} - \dot{U}_{SC}}{\dot{U}'_{SC}} \approx \frac{C_a + C_c}{(1 + A_0) C_F}$

若 $C_a = 1000\text{pF}$, $C_F = 100\text{pF}$, $C_c = (100\text{pF/m}) \times 100\text{m} = 10^4\text{ pF}$

当要求 $\delta \leq 1\%$ 则有

$$\delta = 0.01 = \frac{1000 + 10^4}{(1 + A_0) \times 100} \quad \text{得 } A_0 \geq 10^4$$

$$\text{若 } \delta = 0.0001 = \frac{1000 + 10^4}{(1 + A_0) \times 100} \quad \text{得 } A_0 \geq 10^6$$

对线性集成运算放大器来说, 这些要求是不难达到的, 因此
放大倍数 A_0 对测量精度通常无影响。

前置电路接电荷放大器的特点:

- 用高增益的运算放大器形成电短路的边界条件;
- 更换电缆无需重新校准灵敏度;
- 灵敏度取决于已知的、固定的 R_F 和 C_F , 有利于灵敏度的稳定和调整;
- 电荷放大器时间常数相当大, 可用于准静态测量。

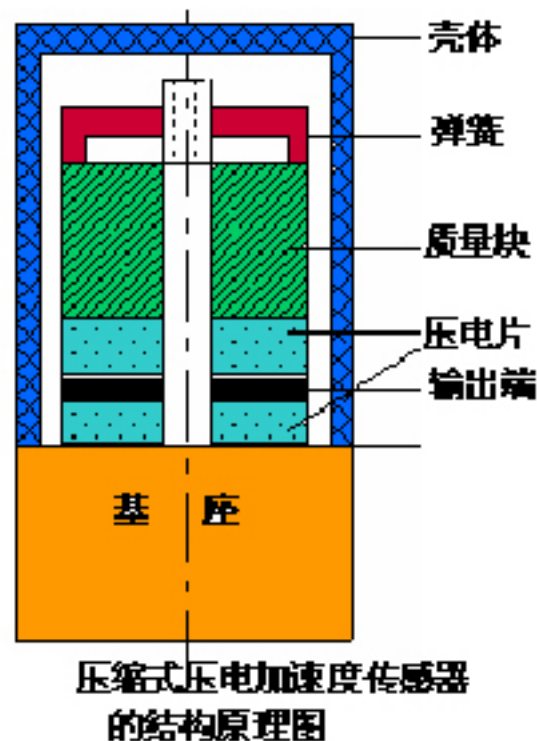
3 传感器系统的频响分析

3.1 结构及工作原理

——以纵向压缩型加速度计为例

结构：一般有纵向效应型、横向效应型和剪切效应型三种，纵向效应型最常见。

压电陶瓷片和质量块为环型，通过螺母弹簧对质量块预先加载，使之压紧在压电陶瓷片上。测量时将传感器基座与被测对象牢牢紧固在一起。输出信号由电极引出。



4 压电式传感器的误差分析

4.1 频率响应误差

$$|\Phi(j\omega)| = \frac{d_{33}m}{C_f} \frac{1}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2]^2 + 4\xi^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2}} \frac{\omega\tau}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}$$

理想条件下：

$$|\Phi(j\omega)| = \frac{|u_o|}{|a|} = \frac{d_{33}m}{C_f} \quad u_o = \frac{d_{33}m}{C_f} a$$

4.1 频率响应误差 (续)

低频:
$$u_o' = \frac{d_{33}m}{C} \frac{\omega\tau}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} a$$

$$\delta_L = \frac{|u_o - u_o'|}{u_o} = \left| 1 - \frac{\omega\tau}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}} \right|$$

高频:
$$(\approx \frac{1}{2(\omega\tau)^2})$$

$$\delta_H = \left| \frac{u_o - u_o'}{u_o} \right| = \left| 1 - \frac{1}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega}{\omega_0})^2]^2 + 4\xi^2 (\frac{\omega}{\omega_0})^2}} \right|$$

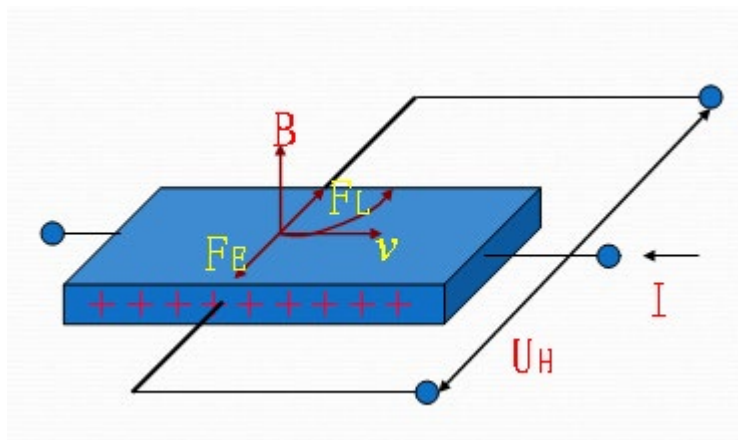
1 霍尔传感器（Hall-sensors）

半导体磁传感器的优势在于，它们的制造技术和微电子集成电路技术兼容，可以量产，大幅降低了生产成本；输出信号可供计算机和各种仪器设备直接使用，非常方便；抗蚀性强，磁场对器件的作用不受使用环境中的光线、尘埃、油污、盐雾及其它化学气氛的影响；结构牢固、耐震动、耐冲击和寿命长。

霍尔传感器是利用半导体材料的霍尔效应进行测量的一种传感器。它可以直接测量磁场及微位移量，也可以间接测量液位、压力等工业生产过程参数。目前霍尔传感器已从分立元件发展到了集成电路的阶段，正越来越受到人们的重视，应用日益广泛。

1.1 工作原理

霍尔元件是霍尔传感器的敏感元件和转换元件，它是利用某些**半导体材料**的霍尔效应原理制成的。所谓**霍尔效应**是指置于磁场中的**导体或半导体**中通入电流时，若电流与磁场垂直，则在与磁场和电流都垂直的方向上出现一个电势差。



$$U_H = \frac{1}{ned} IB = R_H \frac{IB}{d} = K_H IB$$

R_H 为霍尔系数，它反映材料霍尔效应的强弱， K_H 为霍尔灵敏度

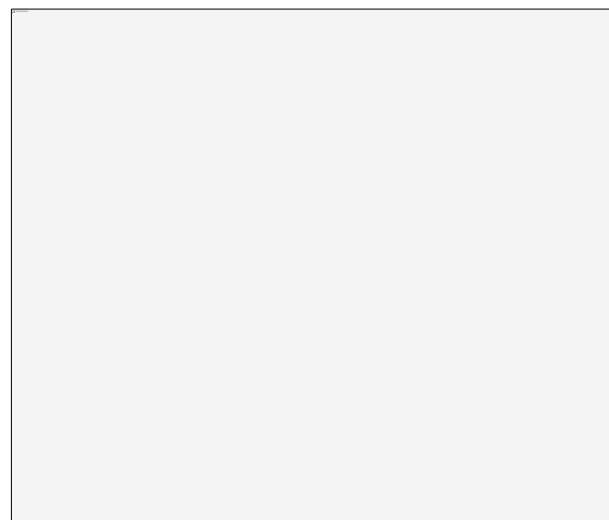
1.3 误差分析及误差补偿方法

1、温度误差及补偿

霍尔元件的温度特性是指元件内阻及输出与温度之间的关系。半导体材料由于电阻率、迁移率以及载流子浓度随温度变化，所以霍尔元件的内阻、输出电压等也将随温度而变化。



内阻与温度关系曲线



输出电势与温度关系曲线

1.3 误差分析及误差补偿方法（续）

可以看出：砷化镓的内阻温度系数最小，其次是锗和硅，锑化镓最大。除了锑化镓的内阻温度系数为负之外，其余均为正温度系数。

霍尔电压的温度系数硅最小，且在温度范围内是正值，其次是砷化镓，它是值在左右温度下由正变负；再次是锗，而锑化镓的值最大且为负数，在低温下其霍尔电压将是硅的霍尔电压的3倍，到了高温，霍尔电压降为硅的15%。

1.3 误差分析及误差补偿方法（续）

1) 利用输入回路的串联电阻进行补偿

图中的四端元件是霍尔元件的符号。两个输入端串联补偿电阻R并接恒电源，输出端开路。根据温度特性，元件霍尔系数和输入内阻与温度之间的关系式为：

$$R_{Ht}=R_{H0}(1+\alpha t) \quad R_{it}=R_{i0}(1+\beta t)$$

式中， R_{Ht} 为温度为 t 时霍尔系数； R_{H0} 为 0°C 时的霍尔系数； R_{it} 为温度为 t 时的输入电阻； R_{i0} 为 0°C 时的输入电阻； α 为霍尔电压的温度系数， β 为输入电阻的温度系数。当温度变化 Δt 时，其增量为：

$$\Delta R_H=R_{H0}\alpha\Delta t \quad \Delta R_i=R_{i0}\beta\Delta t$$

1.3 误差分析及误差补偿方法（续）

根据式中 $U_H = R_H IB/d$ 及 $I = E/(R + R_i)$, 可得出霍尔电压随温度变化的关系式为

$$U_H = \frac{R_{Ht}}{d} B \frac{E}{R + R_{it}}$$

对上式求温度的导数, 可得增量表达式

$$\Delta U_H = U_{H0} \left(\alpha - \frac{R_{i0} \beta}{R + R_{i0}} \right) \Delta t$$

要使温度变化时霍尔电压不变, 必须使 $\alpha - \frac{R_{i0} \beta}{R + R_{i0}} = 0$

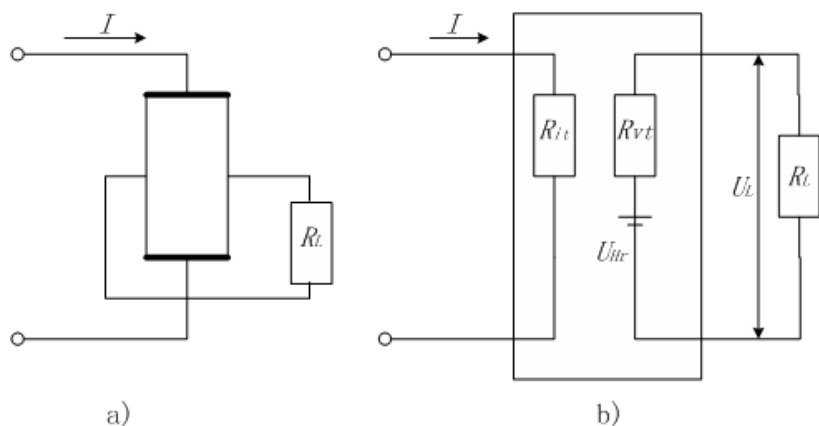
即
$$R = \frac{R_{i0}(\beta - \alpha)}{\alpha}$$

将元件的 α 、 β 值代入上式, 根据 R_{i0} 的值就可确定串联电阻 R 的值。

1.3 误差分析及误差补偿方法（续）

(2) 利用输出回路的负载进行补偿，霍尔元件的输入采用恒流源，使控制电流 I 稳定不变。输出回路的输出电阻及霍尔电压与温度之间的关系为

$$U_{Ht} = U_{H0} (1 + \alpha t) \quad R_{vt} = R_{v0} (1 + \beta t)$$



输出补偿原理图
a) 基本电路 b) 等效电路

1.3 误差分析及误差补偿方法（续）

U_{Ht} 为温度为 t 时的霍尔电压； U_{H0} 为0时的霍尔电压； R_{vt} 为温度为 t 时的输出电阻； R_{v0} 为0时的输出电阻。负载 R_L 上的电压 U_L 为

$$U_L = [U_{H0}(1 + \alpha t)] R_L / [R_{v0}(1 + \beta t) + R_L]$$

为使 U_L 不随温度变化，可对上式求导数并使其等于零，可得

$$RL/R_{v0} \approx \beta/\alpha - 1 \approx \beta/\alpha$$

最后，将实际使用的霍尔元件的 α 、 β 值代入，便可得出温度补偿时的 RL 值。

1 金属热电阻

1.1 (金属) 热电阻工作原理

热电阻效应:物质的电阻率随其本身的温度而变化的现象.

在一定温度范围内, 大多数金属的电阻率几乎与温度成正比

$$R_T = R_0 [1 + \alpha(T - T_0)]$$

元件在温度 T 时的电阻 元件在温度 T_0 时的电阻 T_0 时电阻温度系数
表征电阻的阻值随
温度而变化的程度

金属的温度系数为正, 即阻值随温度的升高而增加

测温材料: 线性、稳定性、较高的电阻率---铂和铜

1.2 金属热电阻测量与接口电路

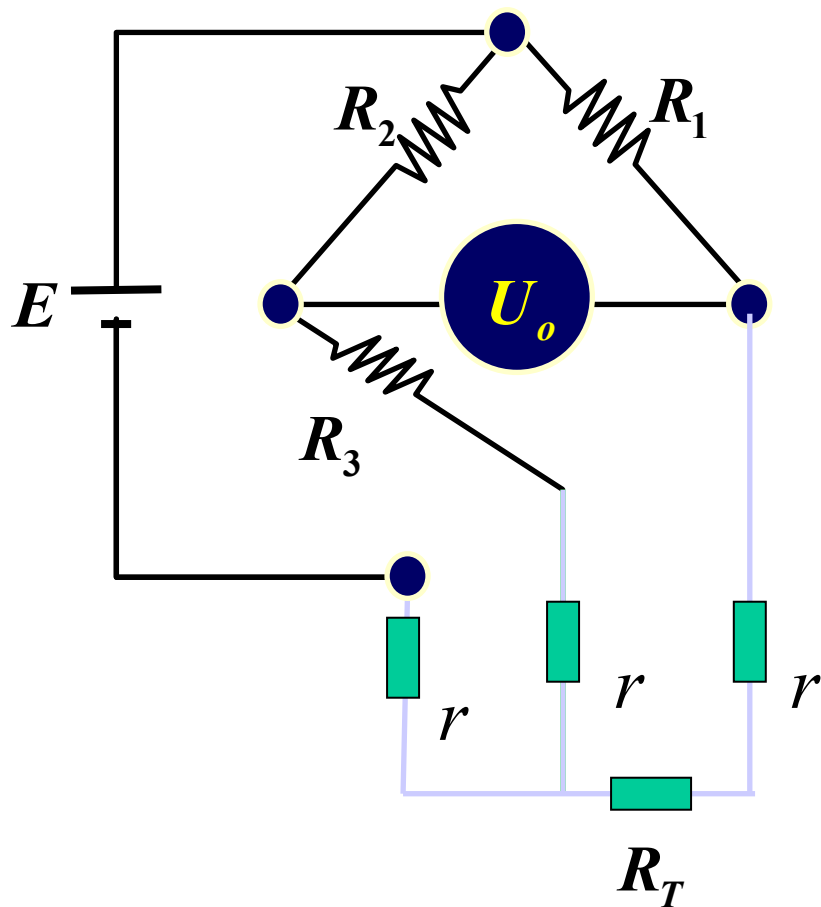
桥式测量电路

误差源：

- (1) 引线电阻在温度梯度作用下引起的电阻误差；
- (2) 各个触点上产生热电动势；
- (3) 电流流过电阻元件产生的自热效应

消除方法：

- (1) 三导线法；
- (2) 所有触点置于同一温度下；
- (3) 降低电桥激励电压并增大放大器增益，或使用脉冲源激励电桥



热电阻 R_T 的三根连接导线，直径和长度均相等，阻值都为 r 。其中一根串联在电桥的电源上，对电桥的平衡与否毫无影响，另外两根分别串联在电桥的相邻两臂里，则相邻两臂的阻值都增加相同的阻值 r 。

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

$$R_T = \frac{R_3 R_1}{R_2} + \left(\frac{R_1}{R_2} - 1\right)r$$

2 半导体热敏电阻

(半导体)
热敏电阻

正温度系数型(PTC)热敏电阻:当温度超过某一数值时, 其电阻值朝正的方向快速变化

BaTiO_3 (钛酸钡)

临界温度系数型(CTR)热敏电阻:在某个温度值上电阻值急剧变化 VO_3 (钒酸)

负温度系数型(NTC)热敏电阻:当温度超过某一数值时, 其电阻值朝负的方向快速变化

具有很高的负温度系数, -3% ----- -5% ,比金属的大10倍左右

2.1 NTC型半导体热敏电阻的主要特性

在一定的 温度范围内（低于450℃）,热敏电阻的电阻-温度特性符合指数规律，即

$$R_T = R_0 e^{\frac{B}{T} - \frac{B}{T_0}}$$

100℃时的热敏电阻值，记为 R_{100} ←

热敏电阻的材料系数 $\frac{B}{T} - \frac{B}{T_0}$ →

额定电阻，20℃时的热敏电阻值，记为 R_{20} ←

$$B = 1366 \ln \frac{R_{20}}{R_{100}}$$

NTC型半导体热敏电阻在温度T下的温度系数 α_T

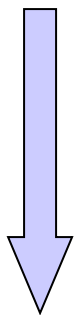
$$\alpha_T = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT} = -\frac{B}{T^2}$$

NTC型半导体热敏电阻的电阻温度系数与温度的平方成反比

热敏电阻式传感器

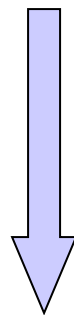
热电偶式传感器

温度



电阻

温度



电势

3 热电偶

热电偶式传感器就是利用温差电现象制成的热敏传感器。

3.1 温差电现象（泽贝克效应）

1、定义：

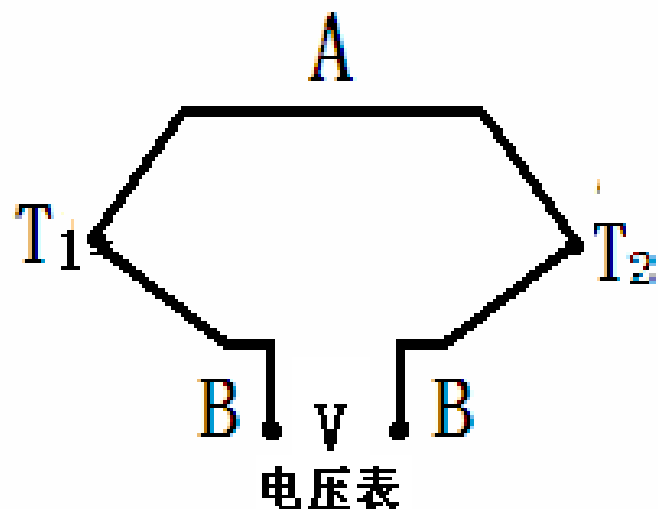
温差电现象（泽贝克效应）：将两种不同材料的导体组成一个闭合回路，如果两个结点的温度不同，则回路中将产生一定的电流（电势），其大小与材料性质及结点温度有关。

A和B称为热电极

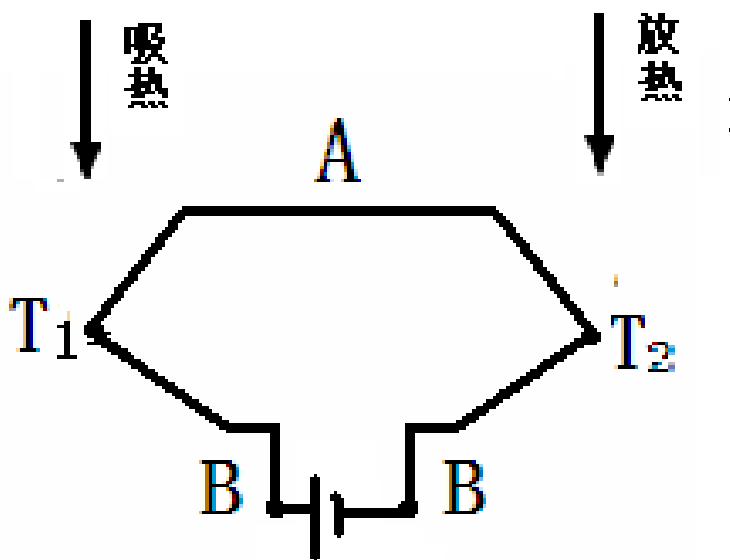
热端（工作端）：温度高的接点

冷端（自由端）：温度低的接点

热电势（泽贝克热电势）



当电流通过两种不同金属接成的回路时，流过的电流将造成一个结点吸收热量，而同时另一个结点放热，因此在两个结点处将产生温度差。如果改变电流方向，则温度差也改变符号。



第一种电势是珀耳帖电动势：它是由于两种不同的金属相接触和接点温度所产生的一种电动势，称为接触电势。它与温度和两金属的电子密度有关。净的珀耳帖电动势近似地与两接点的温度差成正比。

另一种电势是汤姆逊电动势：它是由于导体的温度梯度所产生的。大小与导体两端的温度的平方差成正比。

$$U = \alpha(T_1 - T_2) + \beta(T_1^2 - T_2^2)$$

一次热电偶常数 被测温度 参比温度，通常令其为0 二次热电偶常数

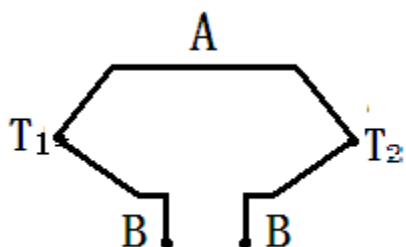
4、热电灵敏度（热电势率或泽贝克系数）

$$S = \frac{dU}{dT_1} = \alpha + 2\beta T_1$$

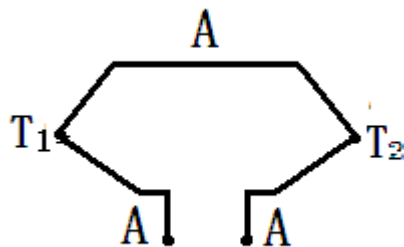
3.2 热电偶的基本定则

如果构成热电偶的两个热电极材料相同的均质导体，则无论两结点温度如何，热电偶回路内的总热电势为零。必须采用两种不同的材料作为热电极。

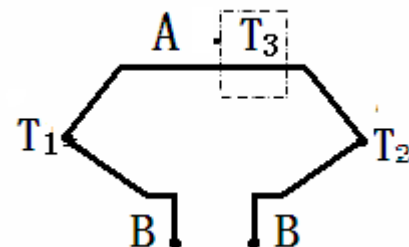
沿一均匀导线的温度梯度不影响热电势。



$$E_{AB}(T_1, T_2) = f(T_1 - T_2)$$



$$E_{AA}(T_1, T_2) = 0$$

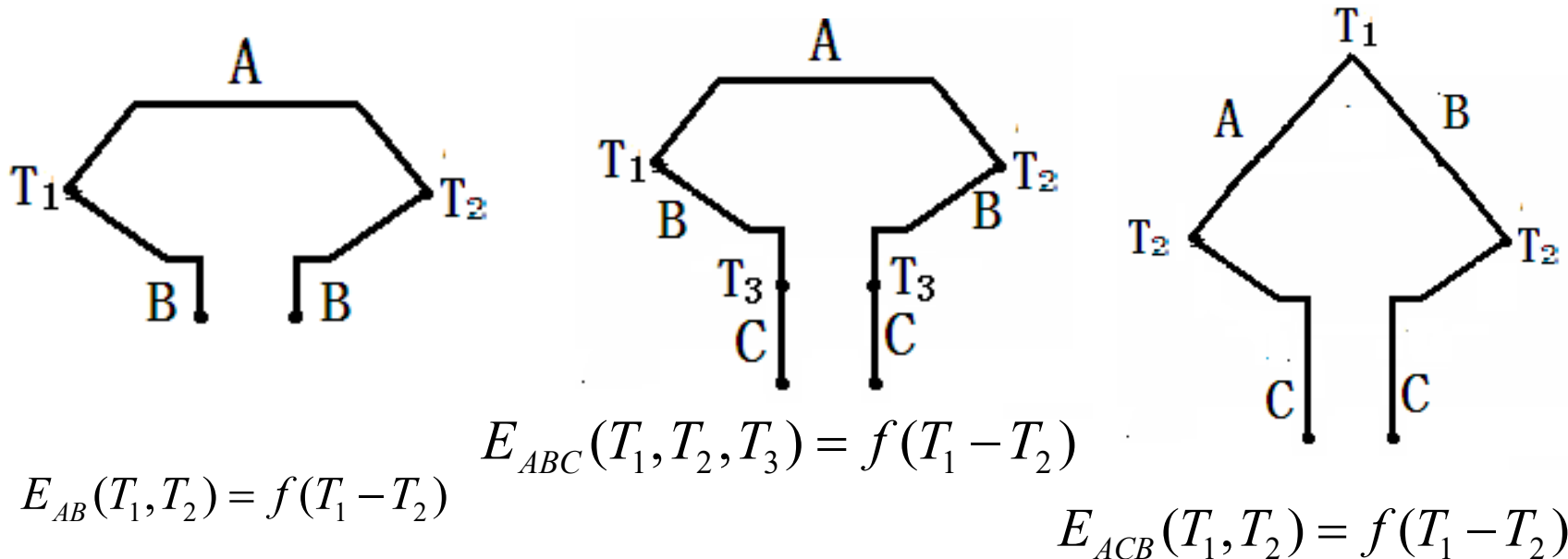


$$E_{AB}(T_1, T_3, T_2) = f(T_1 - T_2)$$

2、中间金属定则

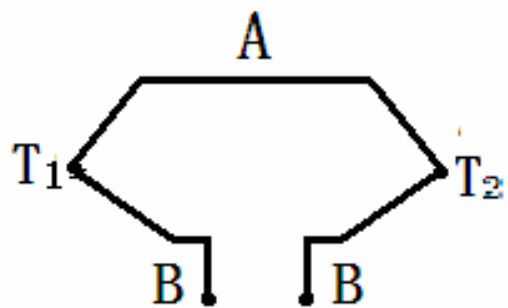
在热电偶回路中接入第三种金属材料，只要该第三种金属材料两端温度相同，则热电偶所产生的热电势保持不变。即不受第三种金属材料接入的影响。

推论：连接热电偶的许多引线，只要新形成的各个连结点均处于同一温度下，就不会影响被测热电势的精度

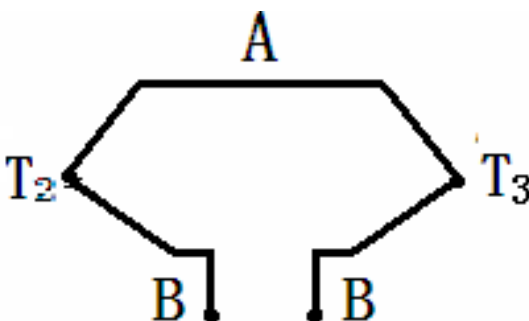


3、中间温度定则

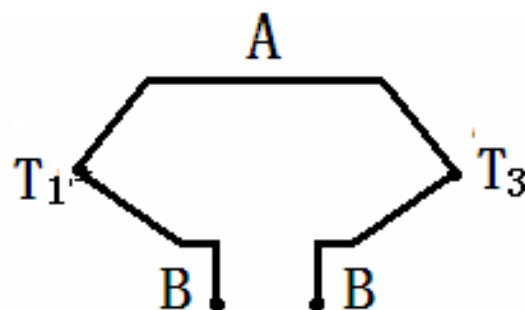
$$E_{AB}(T_1, T_3) = E_{AB}(T_1, T_2) + E_{AB}(T_2, T_3)$$



$$E_{AB}(T_1, T_2)$$



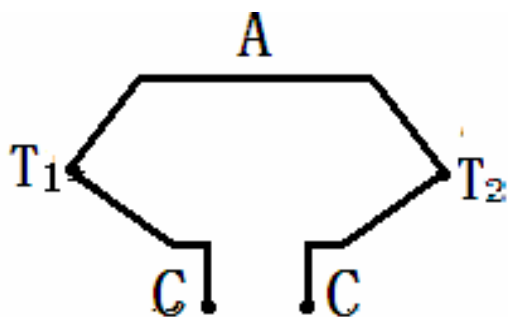
$$E_{AB}(T_2, T_3)$$



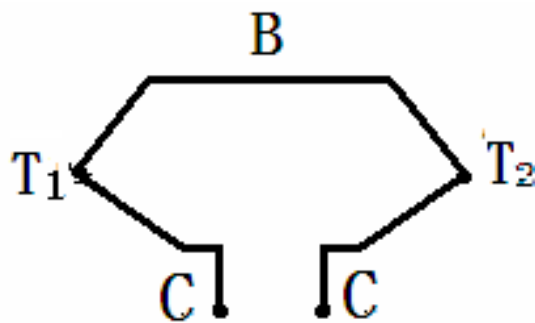
$$E_{AB}(T_1, T_3)$$

4、组成定则

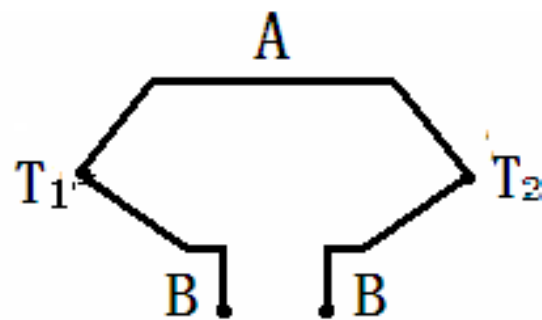
$$E_{AB}(T_1, T_2) = E_{AC}(T_1, T_2) - E_{BC}(T_1, T_2)$$



$$E_{AC}(T_1, T_2)$$



$$E_{BC}(T_1, T_2)$$



$$E_{AB}(T_1, T_2)$$

3.3 热电偶的种类

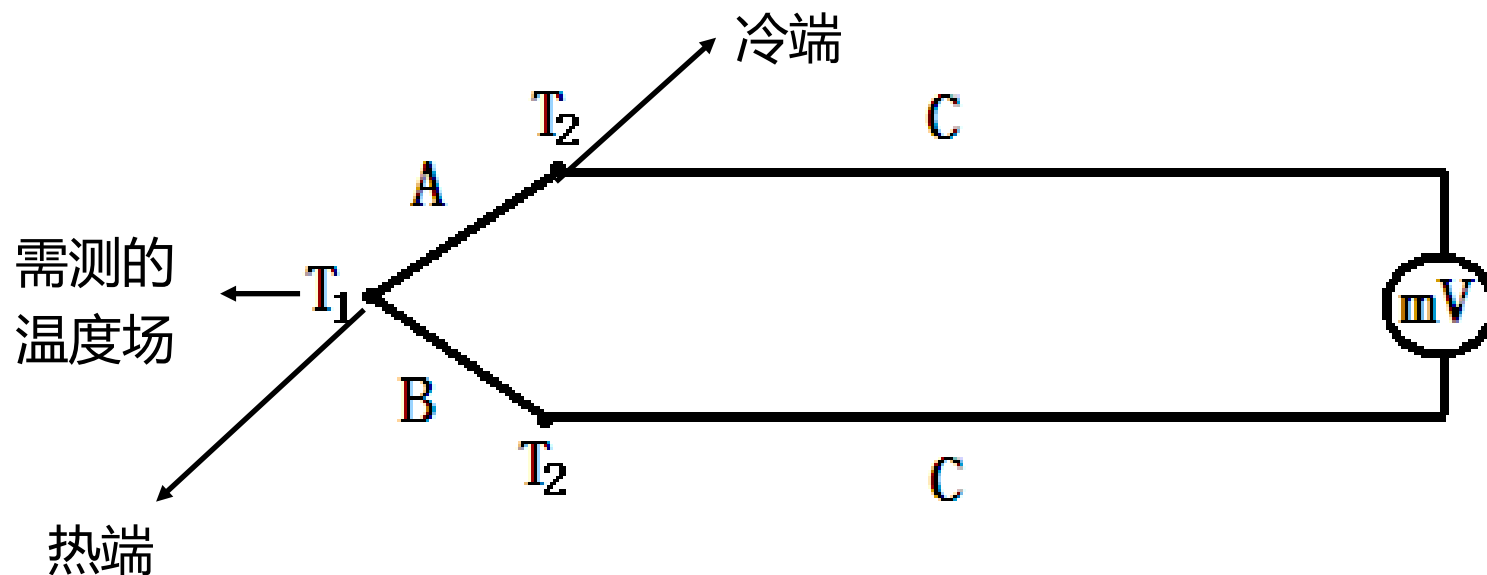
测温范围宽 -50——+1600°C

-200°C **2800°C**

根据所用的材料，热电偶可分为K、E、J、T、B、R、S这七种类型

3.4 热电偶传感器的测量电路

根据中间金属定则，把第三种金属C换成电压测量电路，并保持两个结点温度一致，就可以完成温度的测量。



$$E_{ABC}(T_1, T_2) = E_{AB}(T_1, T_2)$$

热电偶式传感器的冷端补偿

原因

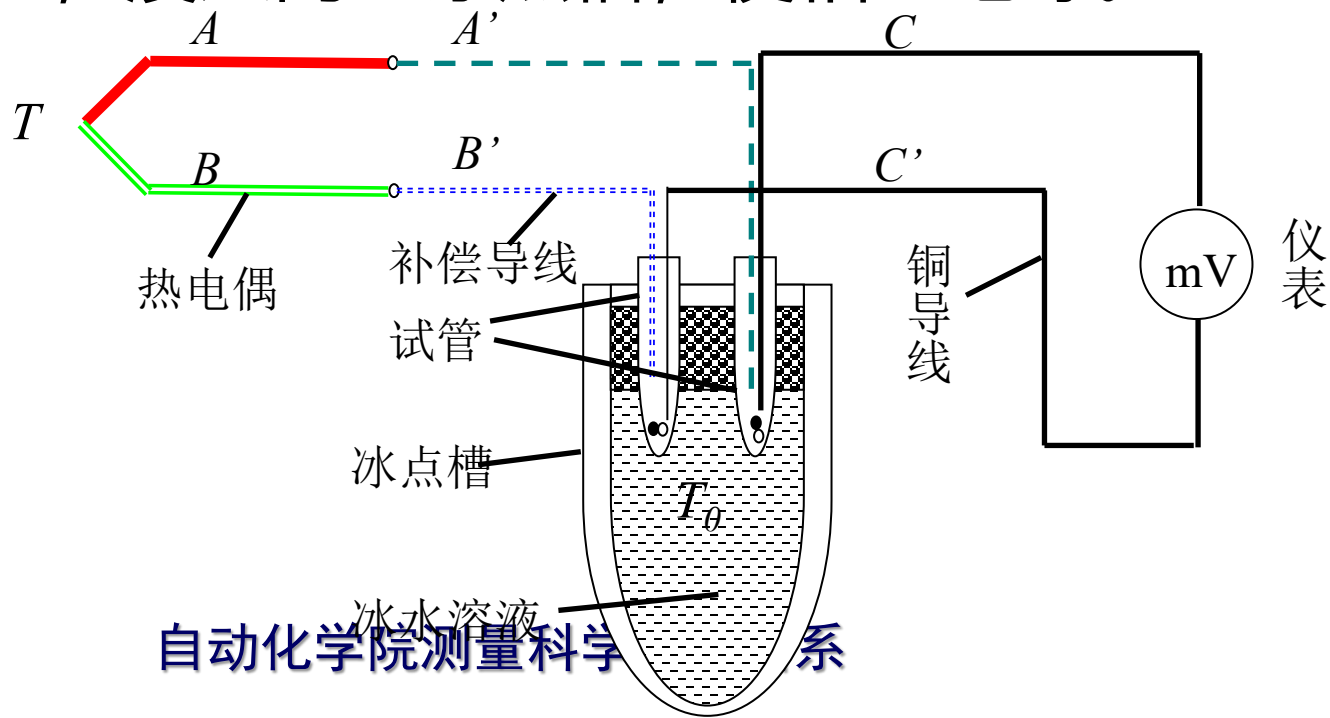
- 只有当热电偶冷端温度保持不变时，热电势才是被测温度的单值函数。实际中由于热电偶工作端与冷端距离很近，冷端又暴露于空间，容易受到周围环境波动的影响，因而冷端温度难以保持恒定；
- 热电偶分度表给出的热电势是以冷端温度 0°C 为依据，否则会产生误差。

铜-康铜热电偶分度表(自由端温度为0℃时t—mV对应值)

工作端 温度 /℃	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
	mV(绝对值)									
—	— 0.00	— 0.39	— 0.78	— 1.16	— 1.53	— 1.89				
0	0.00	0.40	0.80	1.20	1.61	2.02	2.44	2.85	3.27	3.68
100	4.10	4.51	4.92	5.33	5.73	6.14	6.54	6.94	7.34	7.74
200	8.14	8.54	8.94	9.34	9.75	10.15	10.56	10.97	11.38	11.79
300	12.21	12.62	13.04	13.46	13.87	14.29	14.71	15.13	15.55	15.97
400	16.40	16.82	17.24	17.66	18.09	18.51	18.94	19.36	19.79	20.21
500	20.64	21.07	21.49	21.92	22.35	22.77	23.20	23.62	24.05	24.48
600	24.90	25.33	25.75	26.18	26.60	27.02	27.45	27.87	28.29	28.71
700	29.13	29.55	29.97	30.38	30.80	31.21	31.63	32.04	32.46	32.87
800	33.29	33.69	34.10	34.50	34.91	35.31	35.72	36.12	36.52	36.93
900	37.33	37.72	38.12	38.52	38.92	39.31	39.70	40.10	40.49	40.88
1000	41.27	41.66	42.05	42.43	42.82	43.20	43.59	43.97	44.35	44.73
1100	45.11	45.49	45.86	46.21	46.61	46.99	47.36	47.73	48.10	48.46
1200	48.83	49.19	49.56	49.92	50.28	50.63	50.99	51.34	51.70	52.05
1300	52.40									
注：— 0.39，— 0.78，— 1.16，— 1.53，— 1.89 适合于 — 10℃，— 20℃，— 30℃，— 40℃，— 50℃。										

1. 冰浴法

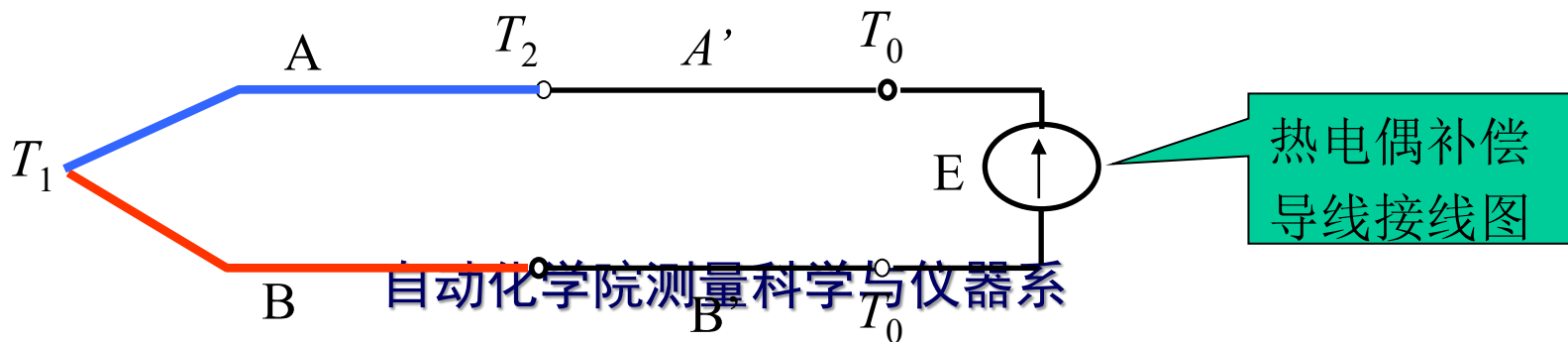
把热电偶的参比端置于冰水混合物容器里，使 $T_0=0^{\circ}\text{C}$ 。这种方法仅限于科学实验中使用。为了避免冰水导电引起两个连接点短路，必须把连接点分别置于两个玻璃试管里，浸入同一冰点槽，使相互绝缘。

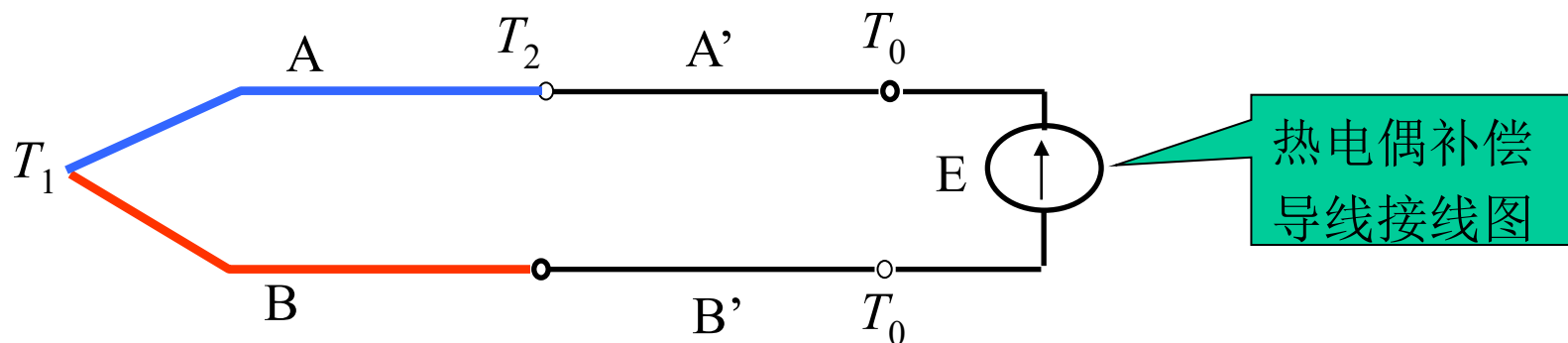


2 补偿导线法

热电偶的材料通常为贵金属，由于受到材料价格的限制不可能做很长，而要使其冷端不受测温对象的温度影响，必须使冷端远离温度对象，采用补偿导线可以做到这一点。

所谓补偿导线，实际上是一对材料化学成分不同的导线，在 $0\sim 100^{\circ}\text{C}$ 温度范围内与配接的热电偶有一致的热电特性，但价格相对要便宜。





$$E_{ABB'A'}(T_1, T_2, T_0) = E_{AB}(T_1, T_2) + E_{A'B'}(T_2, T_0)$$

当导体A与A', B与B' 具有相同的热电特性时

$$\begin{aligned} E_{ABB'A'}(T_1, T_2, T_0) &= E_{AB}(T_1, T_2) + E_{A'B'}(T_2, T_0) \\ &= E_{AB}(T_1, T_2) + E_{AB}(T_2, T_0) \\ &= E_{AB}(T_1, T_0) \end{aligned}$$

3 冷端温度计算校正法

由于热电偶的分度表是在冷端温度保持在0度的情况下得到，与它配套使用的仪表又是根据分度表进行刻度的，因此，尽管已采用了补偿导线使热电偶冷端延伸到温度恒定的地方，但只要冷端温度不等于0度，就必须对仪表表示值加以修正。

$$E(t, 0^\circ) = E(t, t_0) + E(t_0, 0^\circ)$$

例：用铜-康铜热电偶测某一温度 T ，参比端在室温环境 T_H 中，测得热电势 $E_{AB}(T, T_H)=1.979\text{mV}$ ，又用室温计测出 $T_H=21^\circ\text{C}$ ，查此种热电偶的分度表可知， $E_{AB}(21, 0)=0.84\text{mV}$ ，故得

$$E_{AB}(T, 0) = E_{AB}(T, 21) + E_{AB}(21, 0) = 1.979 + 0.84 = 2.819(\text{mV})$$

再次查分度表，与 2.819mV 对应的热端温度 $T=69^\circ\text{C}$ 。

4 补正系数修正法

冷端温度为 T_n 时测得温度为 T_1 （指示值），则实际温度 T 为

$$T = T_1 + kT_n$$

热电偶的补正（修正）系数

例 用铂铑₁₀-铂热电偶测温，已知冷端温度 $T_H=35^{\circ}\text{C}$ ，这时热电动势为11.348mV。查S型热电偶的分度表，得出与此相应的温度 $T'=1150^{\circ}\text{C}$ 。再从下表中查出，对应于 1150°C 的补正系数 $k=0.53$ 。于是，被测温度

$$T=1150+0.53\times 35=1168.3\ (^{\circ}\text{C})$$

将一支灵敏度为 $0.08\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ 的热电偶与电压表相连，电压表接线处温度为 50°C 电压表上读数为 60mV ，求热电偶热端温度。

$$E(t, 50) = 60\text{mV}$$

$$\frac{60}{t - 50} = 0.08$$

$$t = 800^{\circ}\text{C}$$

1 光电效应

是指物体吸收了光能后转换为该物体中某些电子的能量，从而产生的电效应。光电传感器的工作原理基于光电效应。光电效应分为外光电效应和内光电效应两大类。

1.1 外光电效应

在光线的作用下，物体内的电子逸出物体表面向外发射的现象称为外光电效应。向外发射的电子叫做光电子。基于外光电效应的光电器件有光电管、光电倍增管等。

光子是具有能量的粒子，每个光子的能量：

$$E=h\nu$$

h —普朗克常数， $6.626\times 10^{-34}\text{J}\cdot\text{s}$ ； ν —光的频率（ s^{-1} ）

1 光电效应（续）

1.2 内光电效应

当光照射在物体上，使物体的电阻率 ρ 发生变化，或产生光生电动势的现象叫做内光电效应，它多发生于半导体内。根据工作原理的不同，内光电效应分为光电导效应和光生伏特效应两类：

（1）光电导效应

在光线作用，电子吸收光子能量从键合状态过渡到自由状态，而引起材料电导率的变化，这种现象被称为光电导效应。基于这种效应的光电器件有光敏电阻。

1 光电效应（续）

（2）光生伏特效应

在光线作用下能够使物体产生一定方向的电动势的现象叫做光生伏特效应。

基于该效应的光电器件有光电池和光敏二极管、三极管。

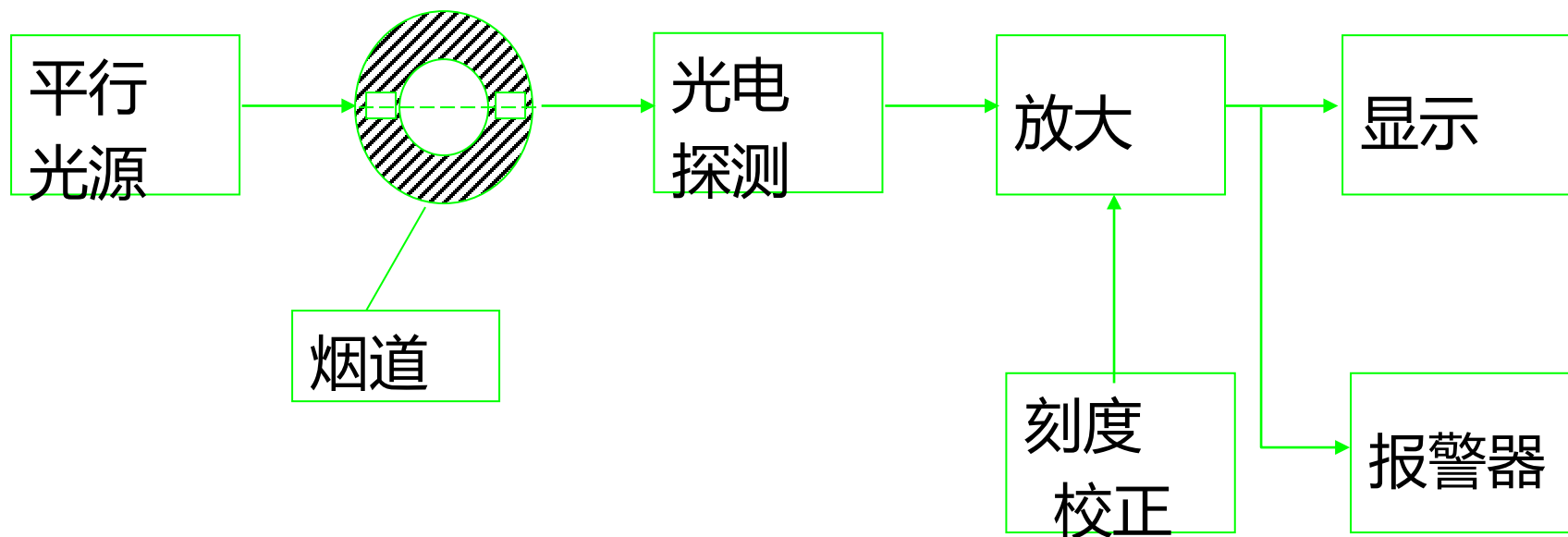
①势垒效应（结光电效应）。

接触的半导体和PN结中，当光线照射其接触区域时，便引起光电动势，这就是结光电效应。以PN结为例，光线照射PN结时，设光子能量大于禁带宽度 E_g ，使价带中的电子跃迁到导带，而产生电子空穴对，在阻挡层内电场的作用下，被光激发的电子移向N区外侧，被光激发的空穴移向P区外侧，从而使P区带正电，N区带负电，形成光电动势。

4 应用

一、烟尘浊度监测仪

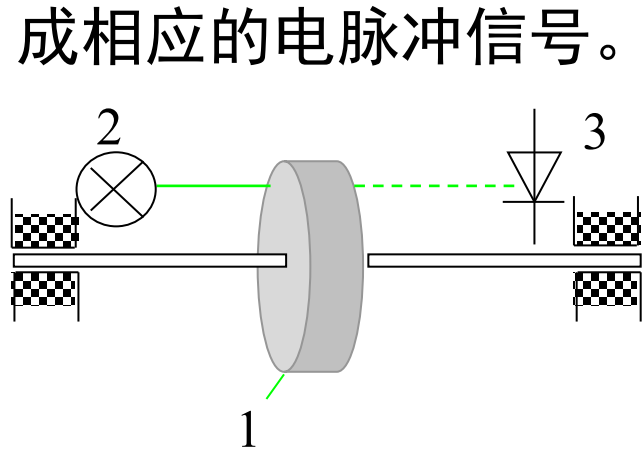
防止工业烟尘污染是环保的重要任务之一。为了消除工业烟尘污染，首先要知道烟尘排放量，因此必须对烟尘源进行监测、自动显示和超标报警。烟道里的烟尘浊度是用通过光在烟道里传输过程中的变化大小来检测的。如果烟道浊度增加，光源发出的光被烟尘颗粒的吸收和折射增加，到达光检测器的光减少，因而光检测器输出信号的强弱便可反映烟道浊度的变化。



吸收式烟尘浊度检测系统原理图

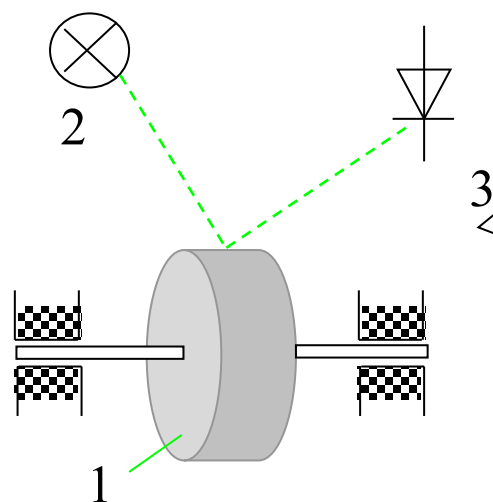
二、光电转速传感器

下图是光电数字式转速表的工作原理图。图(a)是在待测转速轴上固定一带孔的转速调置盘，在调置盘一边由白炽灯产生恒定光，透过盘上小孔到达光敏二极管组成的光电转换器上，转换成相应的电脉冲信号。



(a)

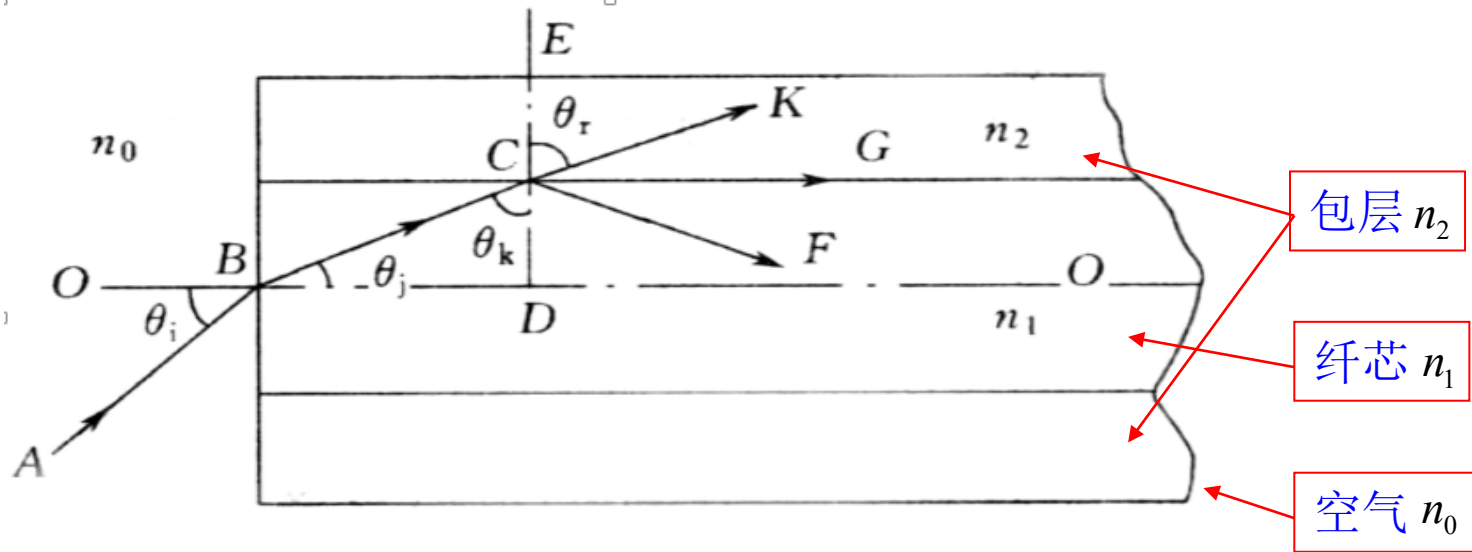
光电数字式转速表工作原理图



(b)

在待测转速的轴上固定一个涂上黑白相间条纹的圆盘，它们具有不同的反射率。当转轴转动时，反光与不反光交替出现，光电敏感器件间断地接收光的反射信号，转换为电脉冲信号。

光纤的数值孔径NA



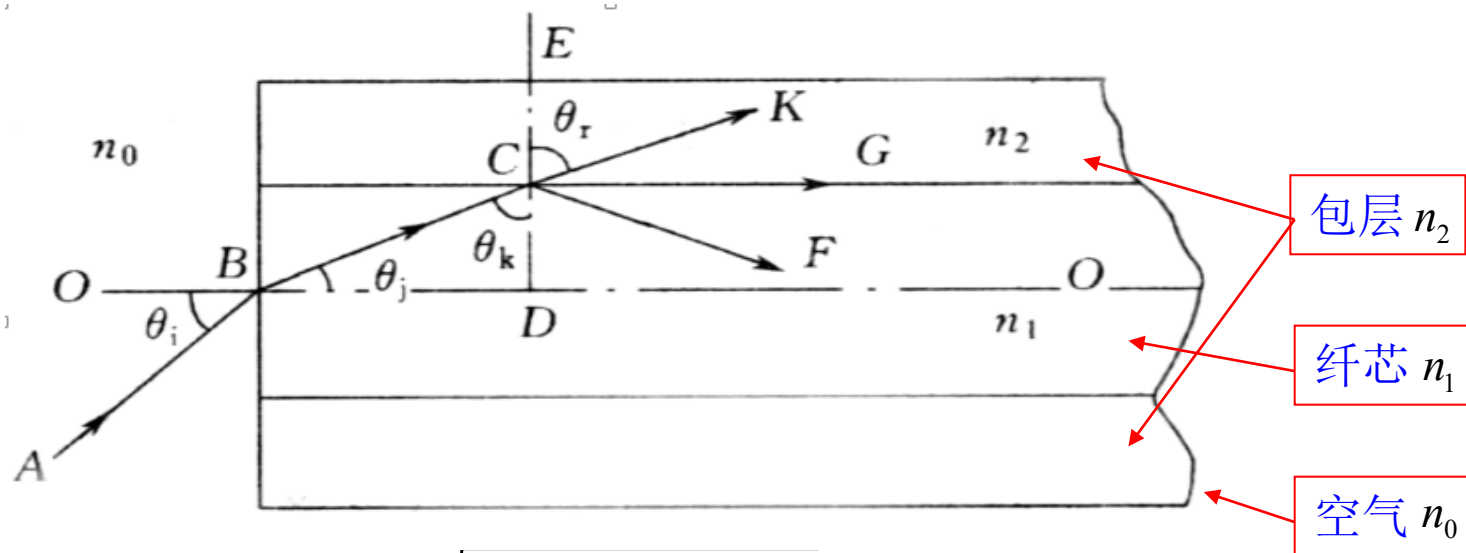
$$n_0 \sin \theta_i = n_1 \sin \theta_j \quad \sin \theta_i = (n_1 / n_0) \sin \theta_j$$

$$n_1 \sin \theta_k = n_2 \sin \theta_r \quad \theta_j = 90^\circ - \theta_k$$

$$\sin \theta_i = \frac{n_1}{n_0} \sin(90^\circ - \theta_k) = \frac{n_1}{n_0} \cos \theta_k = \frac{n_1}{n_0} \sqrt{1 - \sin^2 \theta_k}$$

$$\sin \theta_i = \frac{n_1}{n_0} \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1} \sin \theta_r \right)^2} = \frac{1}{n_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2 \sin^2 \theta_r}$$

光纤的数值孔径NA



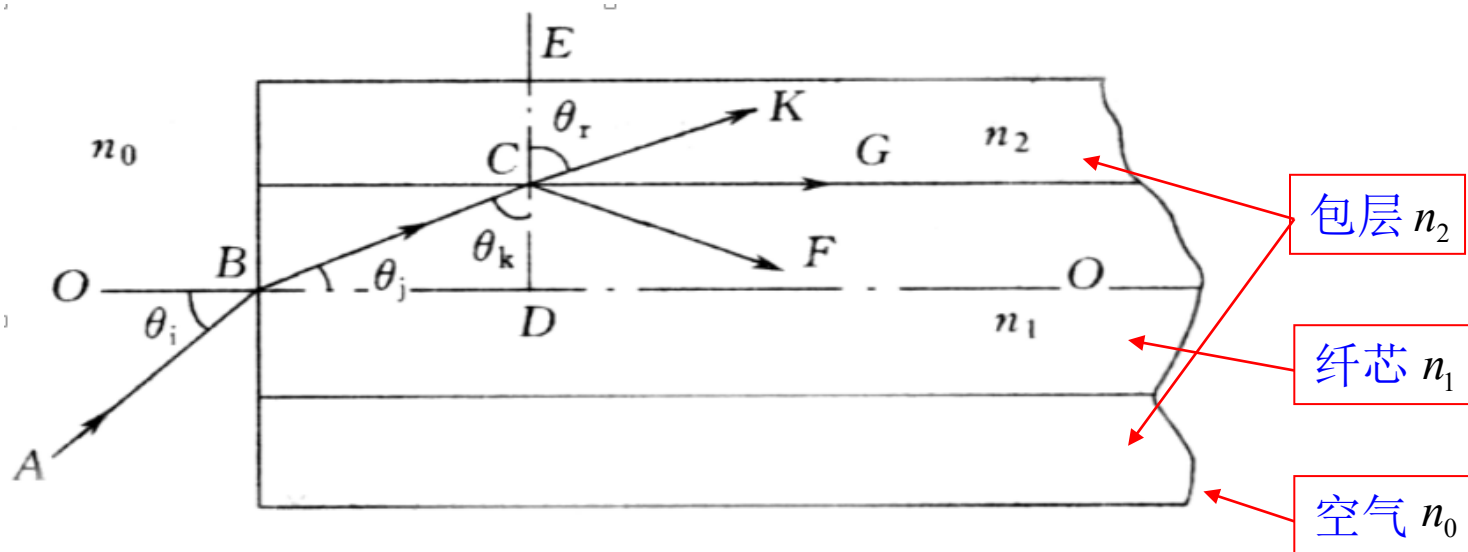
$$\sin \theta_i = \frac{n_1}{n_0} \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1} \sin \theta_r \right)^2} = \frac{1}{n_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2 \sin^2 \theta_r}$$

n_0 为入射光线AB所在空间的折射率，一般皆为空气，故 $n_0 \approx 1$ ； n_1 为纤芯折射率， n_2 为包层折射率。

当 $n_0=1$ 时

$$\sin \theta_i = \sqrt{n_1^2 - n_2^2 \sin^2 \theta_r}$$

光纤的数值孔径NA



当 $\theta_r=90^\circ$ 的临界状态时， $\theta_i = \theta_{i0}$ $\sin \theta_{i0} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$

纤维光学中把上式中的 $\sin \theta_{i0}$ 定义为“数值孔径” NA 。由于 n_1 和 n_2 相差较小，即 $n_1+n_2 \approx 2n_1$ ，故上式又可因式分解为 $\sin \theta_{i0} = n_1 \sqrt{2\Delta}$

$\Delta = (n_1 - n_2) / n_1$ 称为相对折射率差。

$\arcsin NA$ 是一个临界角，凡入射角 $\theta_i > \arcsin NA$ 的那些光线进入光纤后都不能传播而在包层消失；相反，只有入射角 $\theta_i < \arcsin NA$ 的那些光线才可以进入光纤被全反射传播。