



目 录

第1章 概 述

第2章 智能传感器系统中经典传感技术基础

第3章 不同集成度智能传感器系统介绍

第4章 智能传感器的集成技术

➤ 第5章 智能传感器系统智能化功能的实现方法

第6章 通信功能与总线接口

第7章 智能技术在传感器系统中的应用

第8章 智能传感器系统的设计与应用

第9章 无线传感器网络技术概述





第5章 智能化功能的实现方法

要 点：

- ◆ 非线性自校正技术；
- ◆ 自校零与自校准技术；
- ◆ 噪声抑制技术；
- ◆ 自补偿技术；
- ◆ 信息融合技术；
- ◆ 量程自动更换及自检测、自诊断技术；
- ◆ 图象处理技术。





1、用软件来进行非线性校正，一般来说它对测量系统没有太高的要求，但必须要保证：它的输入—输出特性具有好的重复性，因为它校正的依据是在它标准输入—输出特性曲线基础上进行的。

进行非线性校正可以达到两个目的：

- a) 有利于读数；
- b) 有利于分析处理测量结果，减少测量误差；

2、在智能化软件程序的导引下实时进行自动校零和实时自动校准/标定，其测量精度决定于作为标准量的基准精度，而对系统本身的精度、重复性、稳定性要求不高。

通过实时自校零和自校准，它可以：

- a) 消除系统误差；
- b) 降低外界干扰因素的影响；
- c) 提高系统的精度与稳定性。





3、噪声抑制技术主要是将有用信息从混有噪声的信号中提取出来。

a) 方法：数字滤波、相关分析、统计平均处理；

b) 目的：消除偶然误差或随机误差，排除干扰，提高信噪比和分辨率。

4、通过自补偿技术可以改善传感器系统动态特性以及温漂性能。

5、通过信息融合技术来消除交叉灵敏度、时漂等因素所产生的干扰量的影响。

6、实现自动选择更换量程、自检测、自诊断等功能，可以进一步提高传感器系统的测量范围、安全性和可靠性。





§ 5.1 非线性校正技术

非线性校正的目的就是达到使输入—输出特性是一条直线，在介绍用软件实现非线性校正之前我们先回顾一下非线性校正的历程。

§ 5.1.1 非线性校正的一些概念

1、 具有典型非线性输出的传感器

- 1) 测温元件：热电偶、铂电阻、热敏电阻，输出电信号 \sim 被测温度。
- 2) 半导体气敏元件： SnO_2 ，传感器电导与水蒸气分压呈对数关系

2、 非线性的类型：

$$[G_0 = K_{H_2O} (P_{H_2O})^{\frac{1}{x}}]$$

常见的有两类：指数型曲线；有理代数函数型曲线。

- a) 如热敏电阻： $R_T = R_{T_0} e^{b(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0})}$ ，一般式： $U_0 = ae^{bx_i} + c$
- b: 常数（与电阻特性有关）， T_0 ：预定的基准温度（K）。





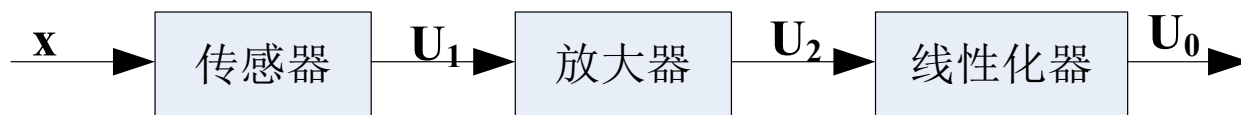
b) 如铂电阻: $R_T = R_0(1 + aT + bT^2)$,

R_0 : 0°C 时的电阻值。

一般式: $U_0 = a_0 + a_1x_i + a_2x_i^2 + \cdots + a_nx_i^n$

3、在测量仪表中用硬件进行非线性补偿的原理

1) 开环式非线性补偿



a) 算法:

原理框图

$U_1 = f_1(x)$, $U_2 = a + KU_1$, 要求: $U_0 = sx + b$, 则:

$U_2 = a + Kf_1\left(\frac{U_0 - b}{s}\right)$, 即希望建立的线性化输入—输出特性。

b) 图解法

下图是一种经典的仪表线性化图解法的简图。



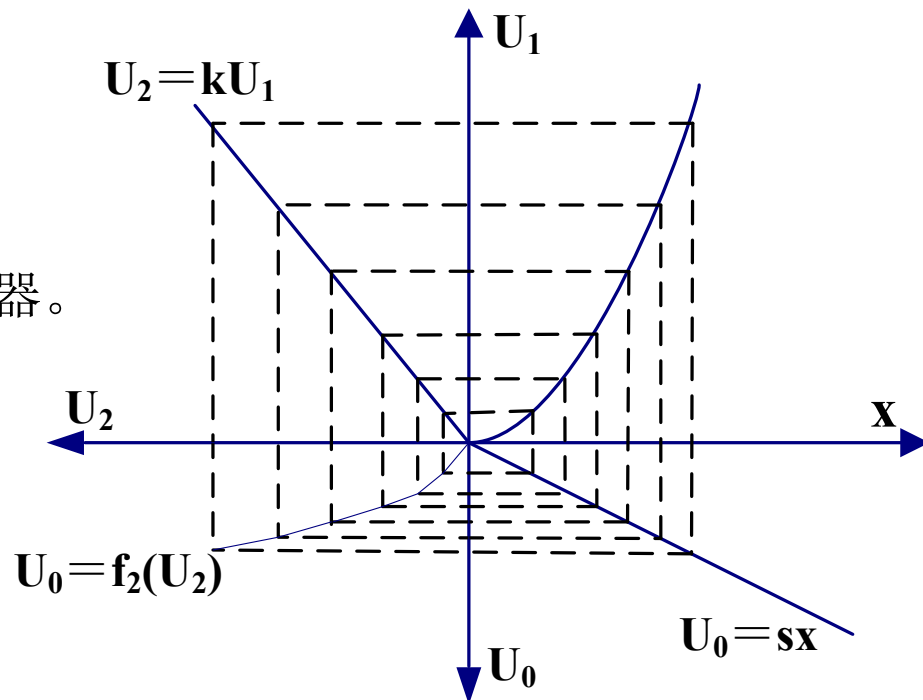


I 象限: $U_1 = f_1(x)$ 传感器

II 象限: $U_2 = KU_1$ 放大器

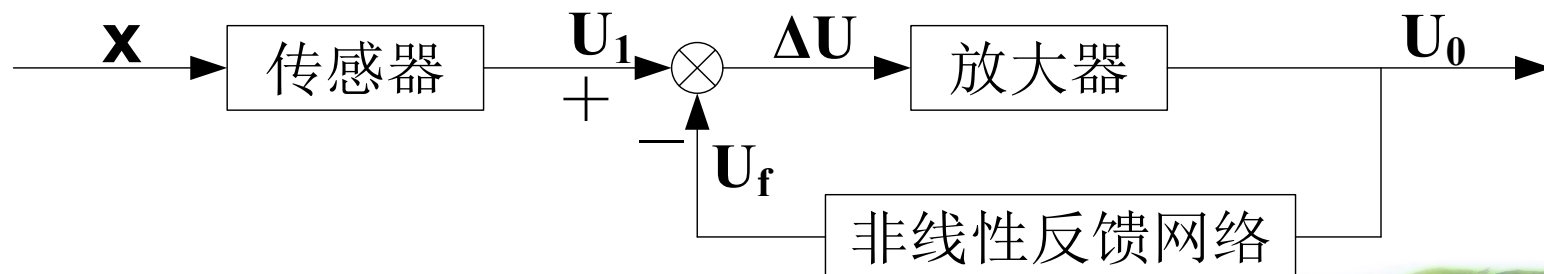
III 象限: $U_0 = f_2(U_2)$ ，线性化器。

IV 象限: $U_0 = sx$ ，希望输出的特性线。



2) 闭环式非线性补偿

主要是求解反馈网络的非线性特性。





a) 计算法

$$U_1 = f_1(x) \quad , \quad U_0 = K\Delta U \quad , \quad \text{要求: } U_0 = sx$$

建立的非线性反馈网络的输入—输出特性: $U_f = f_1\left(\frac{U_0}{s}\right) - \frac{U_0}{K}$

希望: $1 \ll K$, 则: $U_f = f_1\left(\frac{U_0}{s}\right)$

b) 图解法

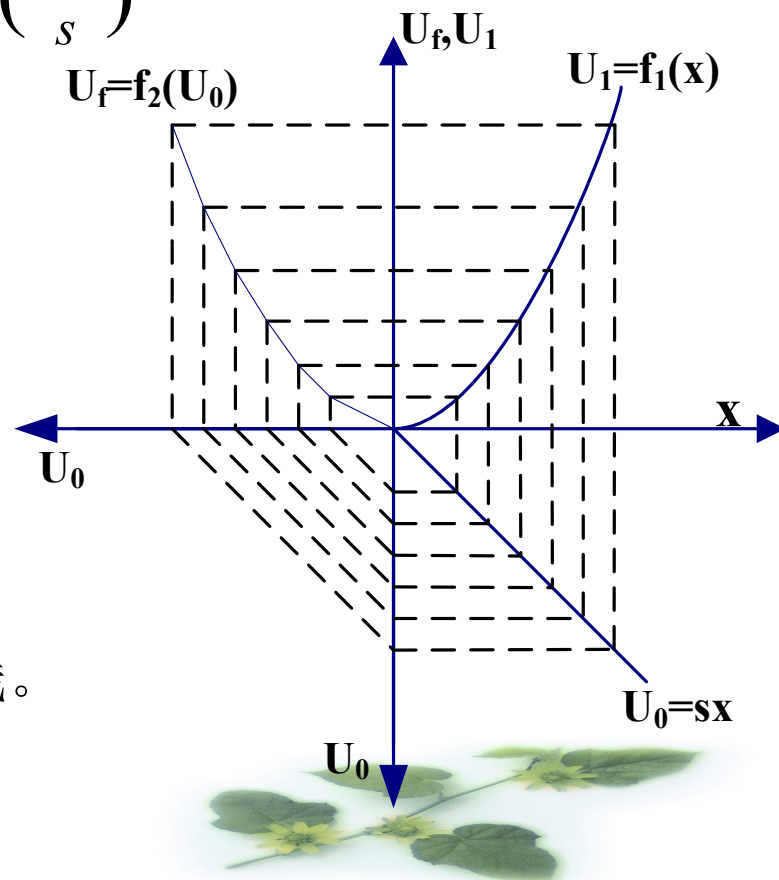
I象限: $U_1 = f_1(x)$, 传感器;

II象限: $U_f = f_2(U_0)$, 反馈网络。

III象限: 因 $U_1 \approx U_f$, 所以将

$U_1 \sim U_0$ 之间的关系也放在第二象限;

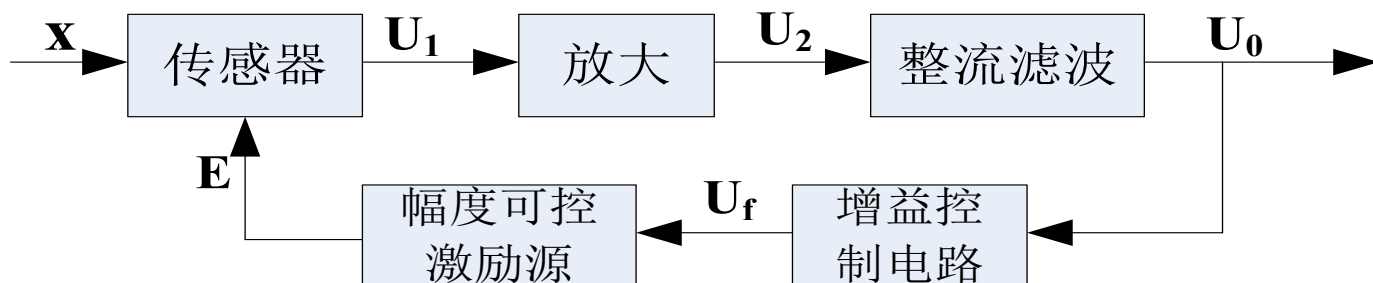
IV象限: $U_0 = sx$, 希望的输出直线。





3) 增益控制式非线性补偿

针对被动式传感器而言，亦即传感器的输出受激励源激励的调制。



在这里增益控制电路是具有非线性特性的校正电路。

希望： $U_0 \approx s(x_{\max} - x)$ ； $U_1 = Ef_1(x)$

$U_2 = KU_1$ ， $E = AU_f$ ，表明传感器输出受激励源调制。

增益控制电路的非线性表达式：

$$U_f = f_2(U_0) = \frac{A_0}{AKf_1(x_{\max} - \frac{U_0}{s})}$$

4、线性化工程上的实现方法

1) 采用模拟电路；如二极管阵列式开方器，各种对数、指数、三角





函数等运算放大器，实现高精度补偿的难度太大。

2) 采用数字电路；如数字控制分段校正，非线性A/D转换等，能获得较高的精度。

3) 利用微处理器运算功能，亦即采用软件的方法来实现。

下面我们介绍几种用软件来实现非线性校正的方法。

§ 5.1.2 查表法

1、 实现方法

1) 首先确定反非线性曲线。可采用先测出输入—输出特性曲线，然后根据线性化特性的要求，建立反非线性曲线。

2) 根据精度要求对反非线性曲线分段，将折点坐标值存入数据表。

3) 测量时明确对应输入被测量 x_i 在哪一段。

4) 根据该段折线的斜率进行线性插值，确定对应的 x_i 的输出值。





5) 表达式:
$$y = x = x_k + \frac{x_{k+1} - x_k}{U_{k+1} - U_k} (U_i - U_k)$$

2、折线与折点的确定

1) Δ 近似法

折点在误差界上，书中表达不确切。

2) 截线近似法

折点在曲线上且误差最小，最大误差在折线段中部。

前面曾经介绍的拟合直线的方法有：理论线性度、最小二乘法线性度、平均选点线性度、端基线性度。

§ 5.1.3 曲线拟合法

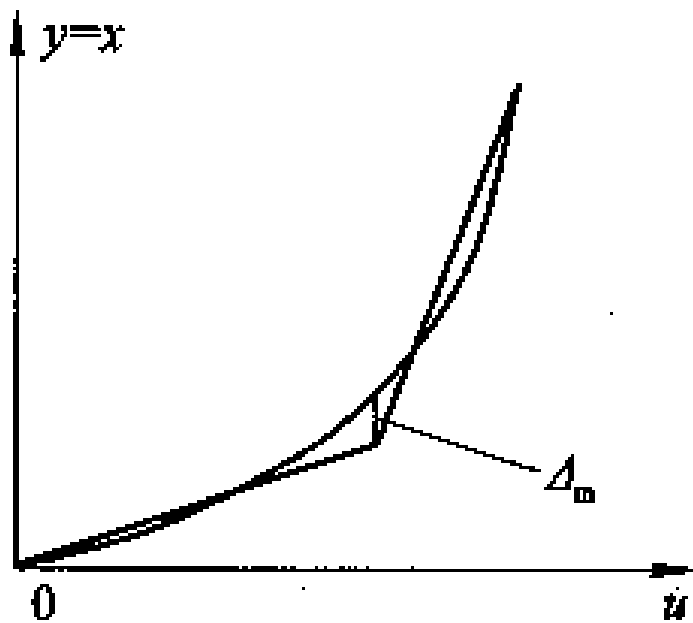
用n次多项式来逼近反非线性曲线。

1、列出逼近反非线性曲线的多项式方程

1) 对整个测量系统进行静态实验标定

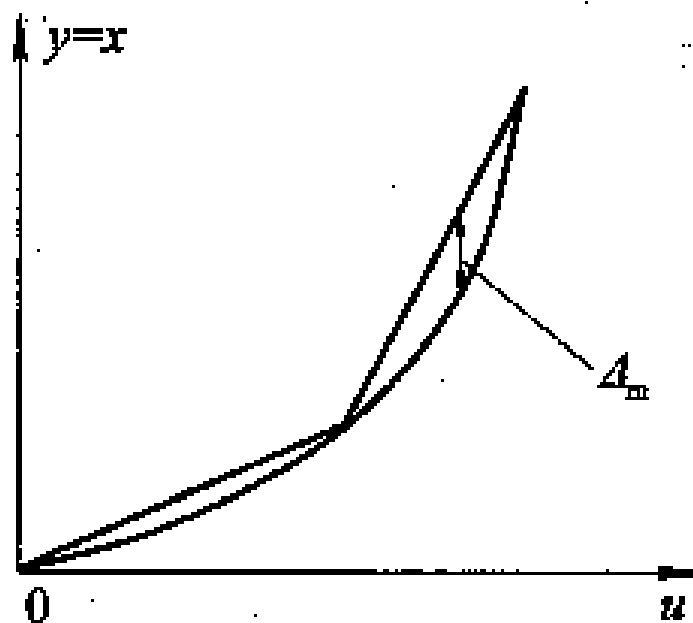
对应输入: $x_i : x_1, x_2, \dots, x_N$; 输出为: $u_i : u_1, u_2, \dots, u_N$





(a)

(a) \triangle 近似法;



(b)

(b) 截线近似法

曲线的折线逼近





2) 反非线性曲线的拟合方程

$$x_i(u_i) = a_0 + a_1 u_i + a_2 u_i^2 + a_3 u_i^3 + \cdots + a_N u_i^N$$

在实际使用中，一般根据测量精度要求来选定拟合项数。

3) 求解待定常数 a_0, a_1, a_2, \dots

求解方法：根据最小二乘法原则。

$$\sum_{i=1}^N [x_i(u_i) - x_i]^2 = F(a_0, a_1, a_2, \dots, a_N) = \text{Min}$$

对函数F分别求导并令其为零，则通过解联立方程的形式即可求出各常数的值。

从参考教材中推导的公式来看，当N=3时，其计算量已经比较大了。

2、将求得的常系数 $a_0 \sim a_3$ 存入内存

$$x(u) = a_3 u^3 + a_2 u^2 + a_1 u + a_0 = [(a_3 u + a_2)u + a_1]u + a_0$$

在实际使用中，根据u值计算 $x(u)$ 时可按计算式 $(b + a_i)u$ ，

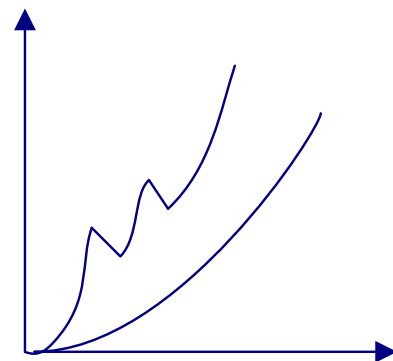




进行循环运算，亦即第一次将 a_3 赋值给 b ， $a_i = 0$ ，而第二次 $b = a_3 u$ ， $a_i = a_2 \dots$

参考教材中所述噪声对矩阵计算影响的解释：

所以有些信号需先作平滑和滤波处理，后面讲述。



§ 5.1.4 函数链神经网络法

1、 传感器及其调理电路的实验标定

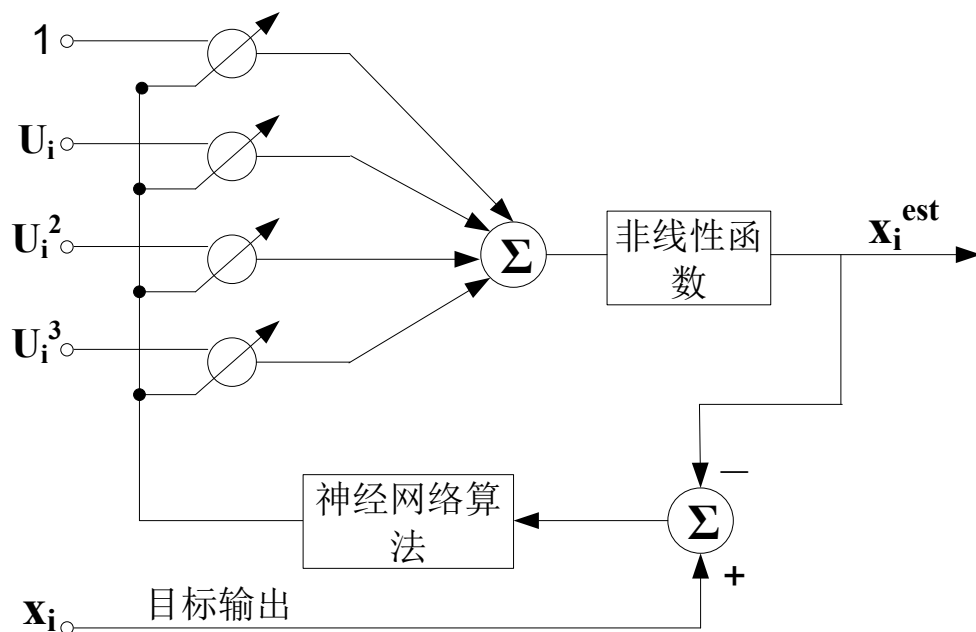
输入： $x_i : x_1, x_2, \dots, x_N$ ； 输出： $u_i : u_1, u_2, \dots, u_N$

2、 列出反非线性特性拟合方程

$$x_i(u_i) = a_0 + a_1 u_i + a_2 u_i^2 + a_3 u_i^3 + \dots + a_N u_i^N$$

3、 神经网络的处理方法是基于分布式处理方式，而不像传统的计算机系统基于多个计算步骤串行处理方式。基于串行处理方式，中间任何一个环节出现问题，结果会引起灾难性的失败。





主要工作是计算出权值： W_j

根据： $x_i^{est}(k) = \sum_{j=0}^N u_i^j W_j(k)$ ，估计误差： $e_i(k) = x_i - x_i^{est}(k)$
来调节权值。

权值调节公式为： $W_j(k+1) = W_j(k) + \eta_i e_i(k) u_i^j$ ，

η_i ：学习因子。

当估计误差值满足精度要求时，所得的权值： $W_j : W_0, W_1, W_2, W_3$





即为多项式待定常数： $a_0 \sim a_3$ ， $[e_i(k)] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e_i^2(k)} \leq \varepsilon$

权值初始值的确定： W_0 与 W_1 为同一数量级； W_2 比 W_1 低一个数量级以上， W_3 比 W_2 低更多。

4、应用举例：

参考教材中讲的是一个测量浓度传感器系统的例子，该传感器系统的输出是频率信号，当浓度增加时，输出频率减小。

该例子说明：

- 1) 学习因子 η 影响迭代收敛的速度和稳定性，在实际使用中可根据情况进行调整；
- 2) 学习的次数越多，拟合的精度越高；
- 3) 精度约为1%左右。





作业7

某一传感器的输出-输入关系为：

$$U = e^{0.01x} - 1$$

输出量程范围为：0~5V，试采用查表法对其进行非线性校正，校正的精度要求为1% 。





§ 5.2 自校零与自校准技术

理想传感器系统的输出 y —输入 x 特性为： $y = a_0 + a_1x$ ，但实际使用的传感器系统，因温度等一些环境因素的影响，仍存在零位漂移和灵敏度漂移，亦即上式为： $y = (a_0 + \Delta a_0) + (a_1 + \Delta a_1)x$ ； Δa_0 ：称为零位误差， Δa_1x ：称为测量误差。

智能传感器系统的自校零与自校准技术是基于实时校准。

§ 5.2.1 方法一

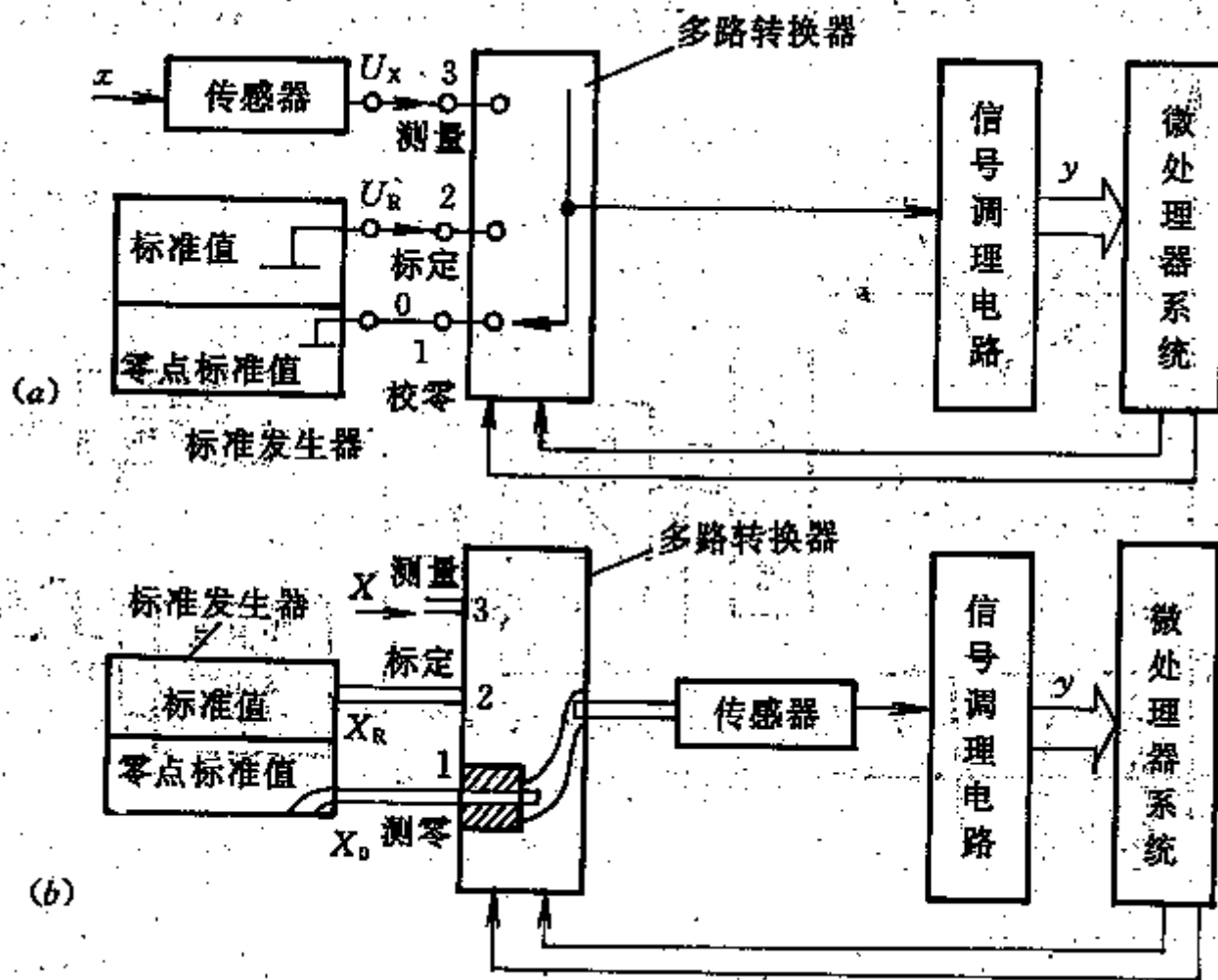
采用第二章第3节：提高传感器性能的技术途径之三：多信号测量法中的三点测量法。

1、系统构成

1) 不含传感器的自校

a) 系统提供一标准信号发生器，它包括零点标准值和测量标准值，该值应与传感器的输出信号具有相同的量纲（或相同属性）；





智能传感器系统实现自校准功能原理框图

(a) 不含传感器自校;

(b) 含传感器自校





- b) 包含一多路转换器，有电动、气动、液压；
- c) 传感器测量系统；
- d) 微处理器系统。

2) 含传感器的自校

系统构成基本相同，且标准信号发生器的输出信号与传感器的被测对象具有相同的属性。如测压力的，提供标准的压力信号。

2、 测量方法：

在每一个测量周期内，由微处理器控制多路转换器执行三步测量方法：

- 1) 校零：输入零点标准值，输出： $y_0 = a_0$ ；
- 2) 标定：输入标准值 U_R ，输出： y_R ；
- 3) 测量：输入传感器输出 U_x ，输出： y_x 。

由第1)、2)步可求得： $a_0, a_1, U_x = \frac{y_x - y_0}{y_R - y_0} U_R$





这种方法对于系统响应频率不是很高，而且零点和灵敏度变化比较大的使用场合较适用，而对于系统信号变化很快或零点和灵敏度变化不是很快的场合倒没有必要采用该方法。

§ 5.2.2 方法二（宽量程多档多增益系统的标定）

实际上是测出系统的增益或者说灵敏度。

1) 方法：斜率比动态校准法

$$a_1 = \frac{t_{R_2} - t_{R_1}}{t_{y_2} - t_{y_1}}, \quad t_{R_2} - t_{R_1} : \text{输入信号从 } -4.5\text{V} \text{—} +4.5\text{V} \text{的时间间隔};$$

$t_{y_2} - t_{y_1}$: 输出信号从 -4.5V — $+4.5\text{V}$ 的时间间隔;

2) 影响校准精度的因素

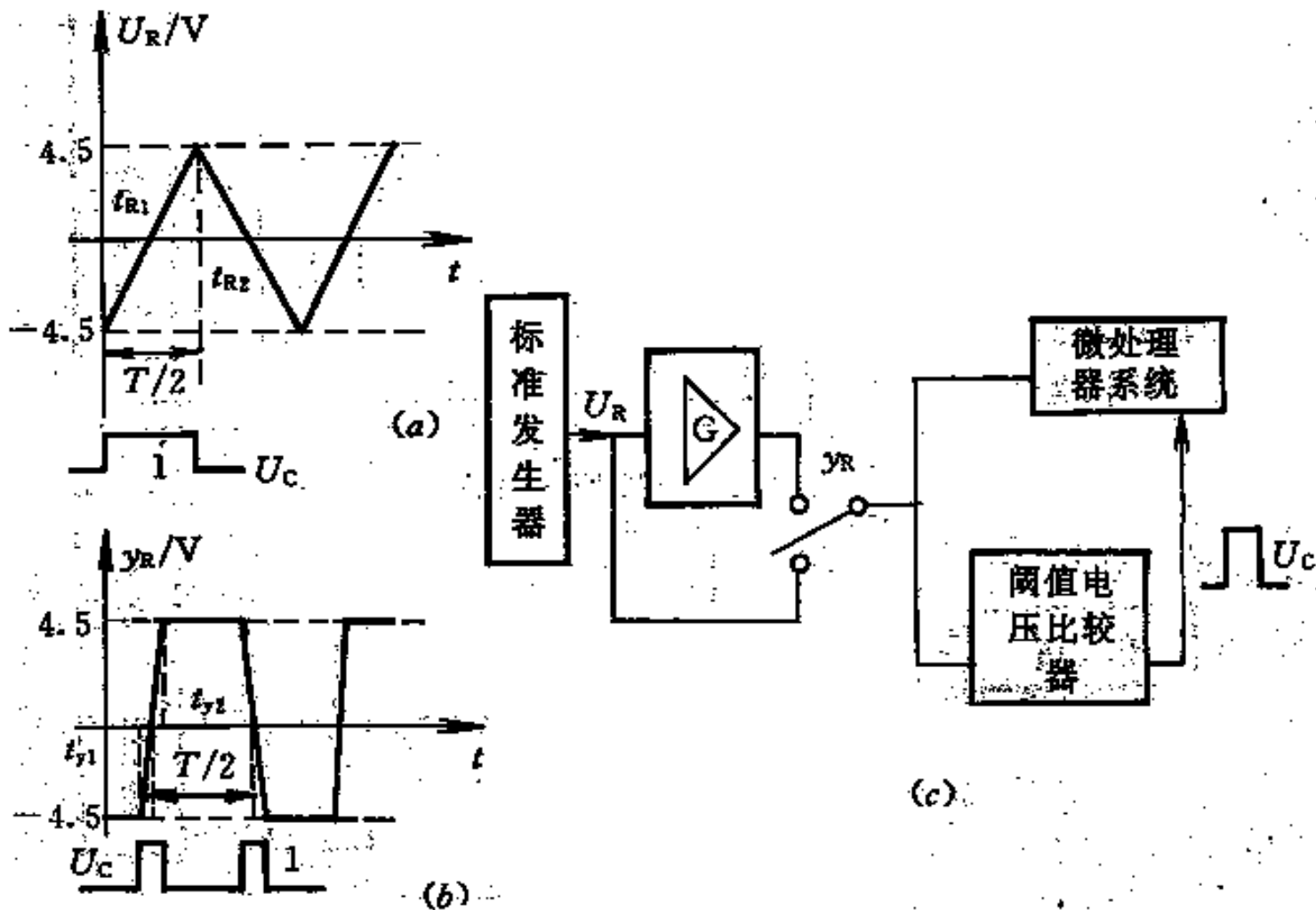
a) 阈值电压比较器的分辨率,

b) 微处理器采样系统中A/D的量化误差,

c) 标准信号频率,

d) 微处理器系统的时钟频率。





(a) 标准信号 U_R 波形; (b) 输出波形; (c) 原理框图

斜率比动态校准法





上述因素之间是相互关联的，标准信号频率低可提高精度，但增大了量化误差的影响。

§ 5.2.3 方法三

上述方法仅适用于输出一输入特性呈线性关系的场合，而实际传感器由于非目标参量交叉灵敏度的影响，它的输出一输入特性是不稳定的，即在一定条件下呈非线性的关系。因此也就不能按前述方法进行校准，而要采取测量前的在线实时三点标定法。

- 1、 标准信号发生器提供三个标准值信号，按实际测量的需要接好系统回路。通过微机系统的控制，依次输入三个标准值： x_{R_1} ， x_{R_2} ， x_{R_3} ；测得相应输出值 y_{R_1} ， y_{R_2} ， y_{R_3} 。
- 2、 按照第一节所述的非线性校正的曲线拟合法，求出反非线性特性拟合方程式中系数值，即： $x(y) = c_0 + c_1y + c_2y^2$ 中的 c_0 ， c_1 ， c_2 。





3、 通过控制将智能传感器系统的转换开关转向测量状态，将测量值代入上式中，则 $x(y)$ 值即代表系统测出的输入待测目标参量 x 。

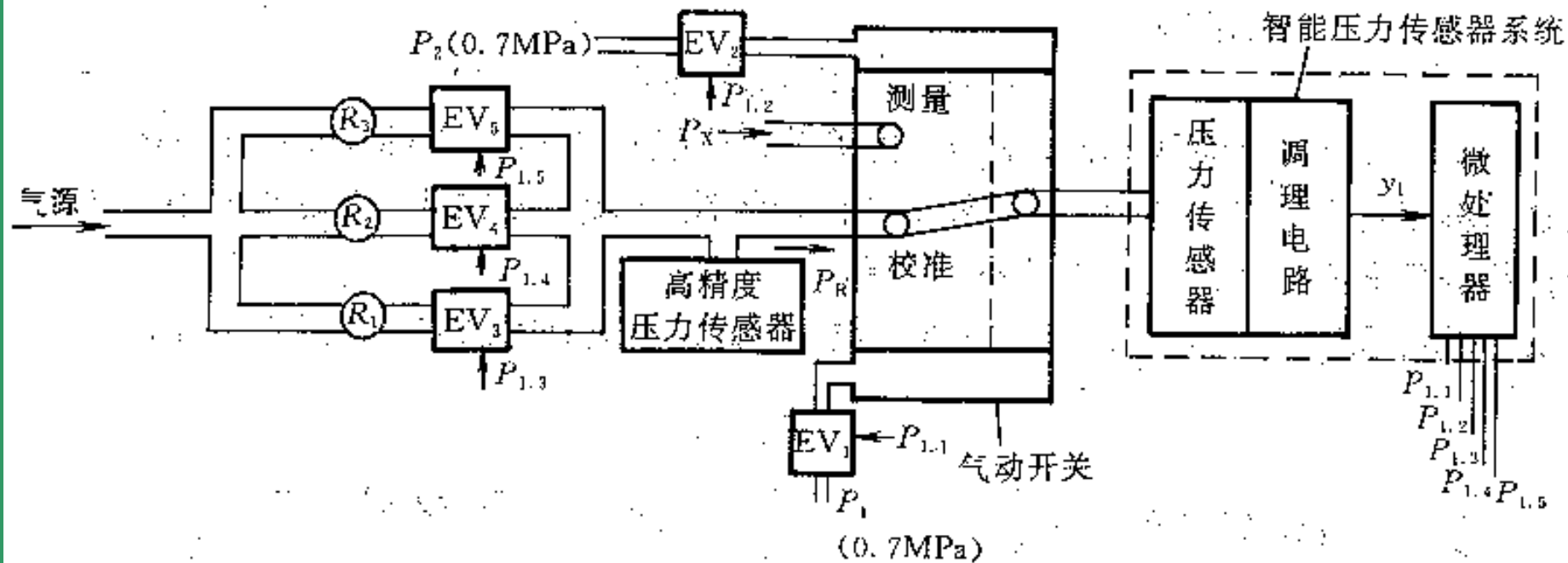
实现条件：传感器系统在实时标定与测量期间，输出一输入特性保持不变。

测量精度：决定于实时标定的精度。

效果示例：总误差： $\pm 1\%$ ，标准值精度： $\pm 0.02\%$ ，短时精度： $\pm 0.1\%$

下图给出了一个压力自校准系统的例子，它的标准测量周期，完全取决于压力达到稳定状态的时间；周期越短，对提高测量精度越有利。





压力自校准系统原理框图





§ 5.3 噪声抑制技术

有关噪声的抑制技术实际上在有关的课程里都讲过，一般有滤波、相关技术、平均技术等。

§ 5.3.1 滤波

用途：信号频谱与噪声频谱不重合时。

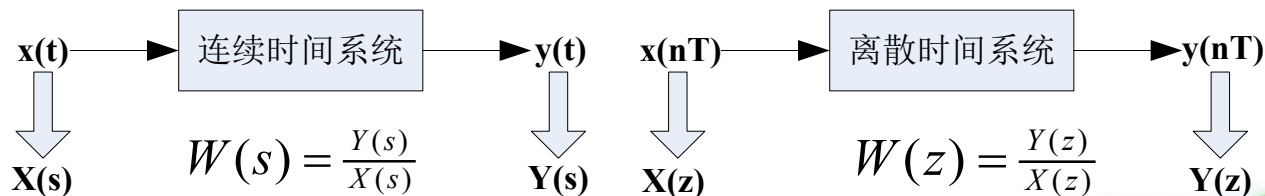
滤波器的分类：模拟滤波器一由硬件组成，属于连续时间系统。

数字滤波器一由软件实现，属于离散时间系统。

1、 数字滤波器中的Z变换

传递函数的特性，广义地说就是滤波器的特性。

在介绍数字滤波器之前，我们先了解一下Z变换的概念；对于连续时间系统，一般采用拉氏变换，而对于离散时间系统则采用Z变换。





Z变换定义式： $X(z) = Z[x(t)] = Z[x(nT)] = Z[x(n)] = \sum_{-\infty}^{+\infty} x(n)z^{-n}$

其中： $z = e^{j\omega T}$ ，或 $X(z) = \sum_{-\infty}^{+\infty} x(n)e^{-j\omega T}$ ——傅立叶变换的离散形式。

1) 典型函数的Z变换

a) 单位阶跃函数的Z变换

$$X(z) = \frac{z}{z-1} \quad x(t) = \begin{cases} 1 \dots (t \geq 0) \\ 0 \dots (t < 0) \end{cases}$$

b) 单位斜坡函数 $x(t)$ 的Z变换

$$X(z) = T \frac{z}{(z-1)^2} \quad x(t) = \begin{cases} t \dots (t \geq 0) \\ 0 \dots (t < 0) \end{cases}$$

c) 指数函数的Z变换

$$X(z) = \frac{z}{z-e^{-aT}} \quad x(t) = \begin{cases} e^{-at} \dots (t \geq 0) \\ 0 \dots (t < 0) \end{cases}$$





d) 余弦函数的Z变换

$$X(z) = \frac{1 - z^{-1} \cos \omega T}{1 - 2z^{-1} \cos \omega T + z^{-2}} \quad x(t) = \begin{cases} \cos \omega t \dots (t \geq 0) \\ 0 \dots (t < 0) \end{cases}$$

2) 求s域的Z变换

将 $X(s) \rightarrow x(t) \rightarrow x(nT) \rightarrow Z$ 变换。

3) Z反变换

a) 查表法

b) 直接除法——幂级数展开法

将x(z)的关系式展开成： $X(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)z^{-n} = x(0) + x(1)z^{-1} + \dots$ 的形式。

c) 留数法（积分反演法），在 $z=0$ 处无极点，分母中无 z 项

I) 单极点留数： $K = \lim_{z \rightarrow z_i} (z - z_i) X(z) z^{n-1}$

II) m阶重极点留数： $K = \frac{1}{(m-1)!} \lim_{z \rightarrow z_i} \frac{d^{m-1}}{dz^{m-1}} [(z - z_i)^m X(z) z^{n-1}]$





d) 部分分式展开法

将 $X(z)$ 展开成简单的一阶或二阶项之和，再利用查表法求出各项的Z反变换。说明： $x(t)$ 的Z变换是 $X(z)$ ，但 $X(z)$ 的反变换不一定是 $x(t)$ 。

4) Z变换的基本性质和定理

a) 线性特性——并联连接关系

$x_1(n) \Leftrightarrow X_1(z)$ ， $x_2(n) \Leftrightarrow X_2(z)$ ，则：

$$x(n) = a_1 x_1(n) + a_2 x_2(n) \Leftrightarrow a_1 X_1(z) + a_2 X_2(z) = X(z)$$

b) 延迟性质

$x(n) \Leftrightarrow X(z)$ ，则： $x(n-m) \Leftrightarrow z^{-m} X(z)$ ；

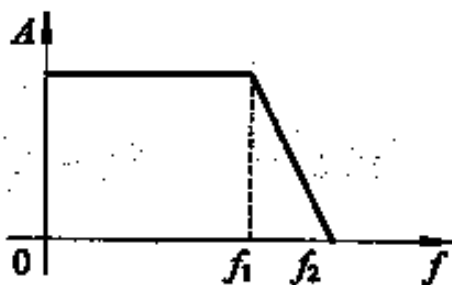
$$x(n+m) \Leftrightarrow z^m \left[X(z) - \sum_{n=0}^{m-1} x(n) z^{-n} \right]$$



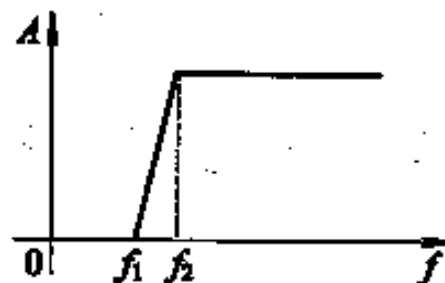


2、模拟滤波器相关知识

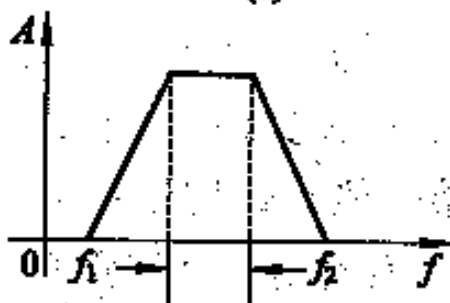
1) 滤波器的特征频带与分类 通带、阻带、过渡带。



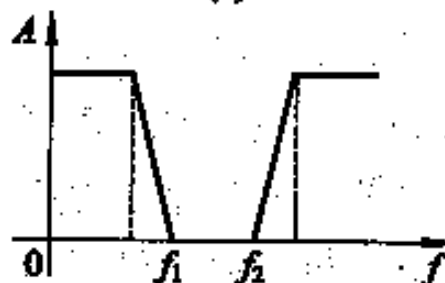
(a)



(b)



(c)



(d)

(a) 低通滤波器； (b) 高通滤波器； (c) 带通滤波器； (d) 带阻滤波器





2) 巴特沃斯滤波器与切比雪夫滤波器

低通滤波器传递函数的一般表达式:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{Kb_0}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \cdots + b_1s + b_0}$$

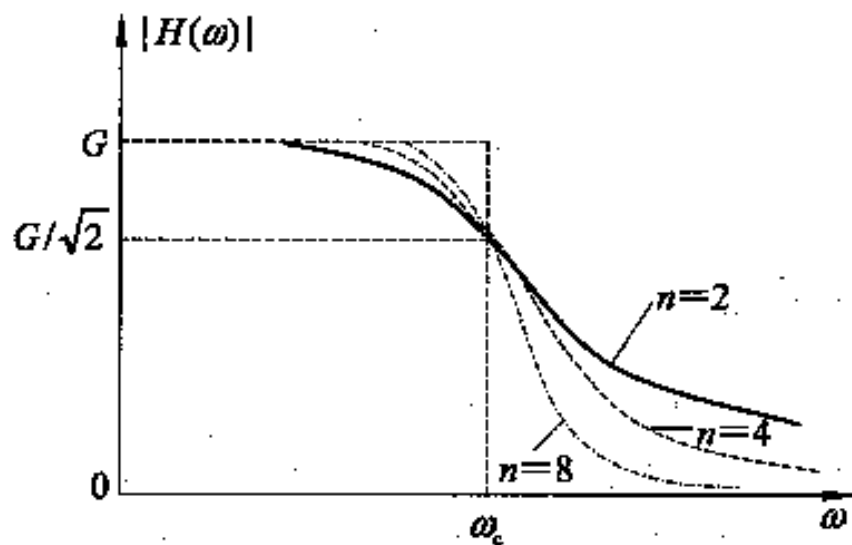
在很多逼近准则中，巴特沃斯（Butterworth）和切比雪夫Chebyshev）是常用的准则。

巴特沃斯低通滤波器的幅频特性:

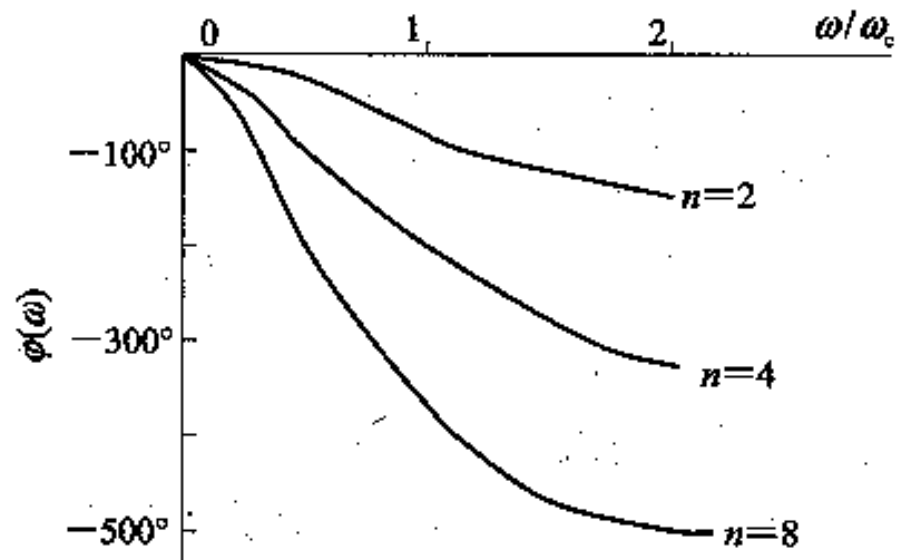
$$|H(\omega)| = \frac{|Y(\omega)|}{|X(\omega)|} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}}$$

ω_c : 截止角频率





(a)



(b)

n 值不同时巴特沃斯低通滤波器频率特性

(a) 幅频特性;

(b) 相频特性



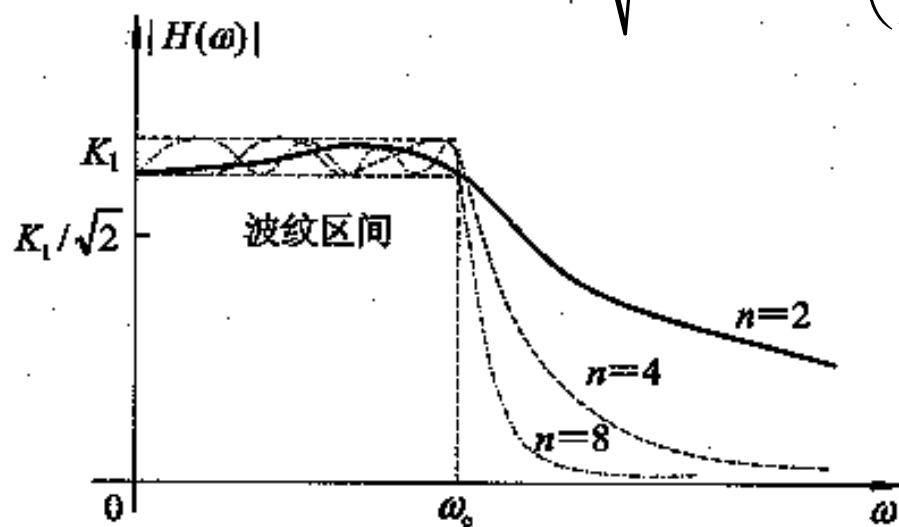


切比雪夫低通滤波器的幅频特性：

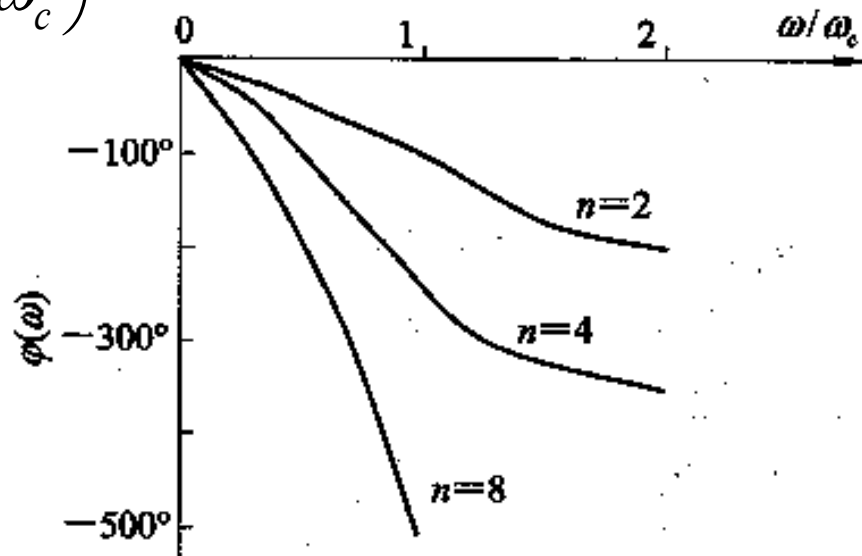
$$|H(\omega)| = \frac{|Y(\omega)|}{|X(\omega)|} = \frac{K}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)}}$$

ε : 与纹波大小有关的常数

C_n : 切比雪夫多项式系数。



(a)



(b)

n 值不同时切比雪夫低通滤波器频率特性

(a) 幅频特性;

(b) 相频特性





3、以模拟滤波器为基础的数字滤波器的设计

或者说根据 $H(s)$ 求 $G(z)$ ，因为频率选择型模拟滤波器的构成法或设计方法，已有完整的理论，并可得到性能良好的滤波器。

1) 脉冲响应不变法

用于低通滤波器或带通滤波器的设计。

设模拟滤波器的传递函数为 $H(s)$ ，脉冲响应为 $h(t)$ ，则对应的数字滤波器的脉冲响应 $g_D(nT)$ 为： $g_D(nT) = Th(t)|_{t=nT}$ ，
上式的获得，是因为：

$$H(z)|_{z=e^{sT}} = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} H_a(s - j\frac{2\pi}{T}k)$$

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} H_a(j\frac{\omega - 2\pi k}{T})$$

为保持不失真：

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{T} H_a(j\frac{\omega}{T}), \quad |\omega| < \pi$$





如果采样频率很高，即 T 很小，则滤波器的增益太高，影响使用效果。希望数字滤波器的频率响应不随采样频率变化，作以下修正：

$$h(n) = T \cdot h_a(nT) \quad , \quad \text{亦即} \quad g_D(nT) = T \cdot h(t) \big|_{t=nT}$$

2) 后向差分法

对于一阶系统：传递函数： $W(s) = \frac{a}{s+a}$ ；

$$\frac{dy(t)}{dt} = -ay(t) + ax(t) \quad , \quad a = \frac{1}{\tau} \quad (\tau : \text{时间常数})$$

其后向差分方程为：

$$y(kT) - y[(k-1)T] = -aTy(kT) + aTx(kT)$$

由传递函数 $W(s)$ 求等效数字滤波器 $G_D(z)$ 时，令 $s = \frac{1-z^{-1}}{T}$ 即可。

对应后向差分法还有前向差分法：

$$y[(k+1)T] - y(kT) = -aTy(kT) + aTx(kT)$$

则上述方法不成立。





3) 双线性变换法（梯形积分法或Tustin法）

又称双一次变换法，是最常用的方法。

若以：

$$\int_{(k-1)T}^{kT} y(t)dt = \frac{1}{2} \{y(kT) + y[(k-1)T]\}T$$

$$\int_{(k-1)T}^{kT} x(t)dt = \frac{1}{2} \{x(kT) + x[(k-1)T]\}T$$

代入后向差分方程式中的右边项，则：

$$y(kT) - y[(k-1)T] = -\frac{aT}{2} \{y(kT) + y[(k-1)T]\}T + \frac{aT}{2} \{x(kT) + x[(k-1)T]\}T$$

经Z变换后：

$$G_D(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{a}{s+a} \quad s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$$

亦即在传递函数 $W(s)$ 中，以 $s = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1}$ 代入即可求 $G_D(z)$ 。

上述方法对所有形式的频率选择滤波器的设计均有效。





4) 频率预曲折双线性变换法

a) 对于连续滤波器 $G(s) = \frac{a}{s+a}$ ，对应的数字滤波器两者之间的响应频率之间的关系为：

$$\omega_A = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega_D T}{2} \quad , \quad \text{当 } \omega_D \ll \frac{\pi}{T} \text{ 时, } \omega_A \approx \omega_D$$

而 ω_D 当接近 $\frac{\pi}{T}$ 时，则 $\omega_A \rightarrow \infty$ ，频率发生畸变。

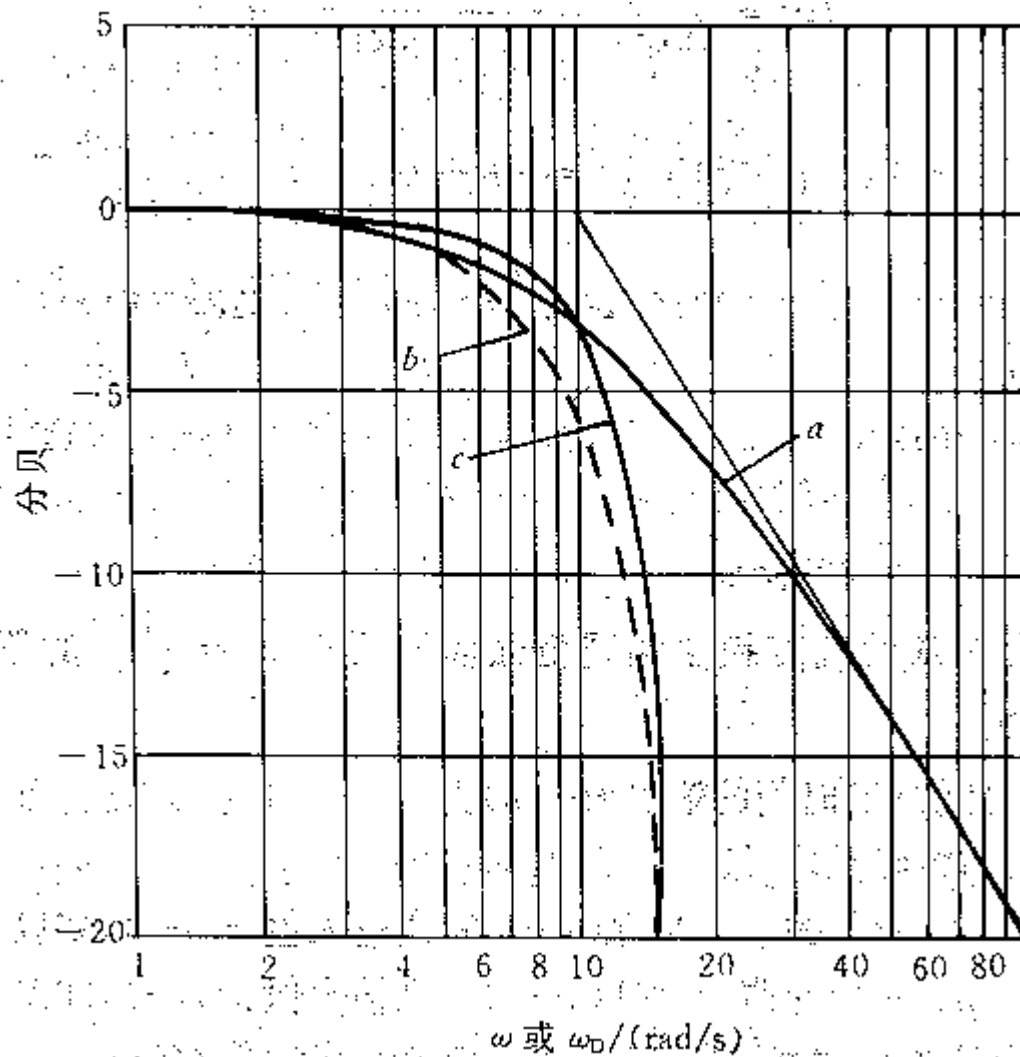
b) 频率预曲折

目的：在所要求的使用范围内，使 $G(s)$ 与 $G_D(z)$ 有相同的频率特性。

在 $G(s) = \frac{a}{s+a}$ 中，其中 $a = \frac{1}{\tau}$ 为时间常数，它所对应的频率为转折频率。若令： $\frac{2}{T} \tan \frac{aT}{2} = a$ ，亦即：在 $G(s)$ 中，令： $s = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$ ，

$a = \frac{2}{T} \tan \frac{aT}{2}$ ，则求得的频率特性满足设计要求。





(a) $G(j\omega)$ 的波德图; (b) 双线性变换法解得的波德图; (c) 频率预曲折双线性变换法解得的波德图





3、 数字滤波器的设计举例

1) 数字滤波器的设计步骤

- a) 根据模拟滤波器的传递函数 $G(s)$ 选择合适的设计方法;
- b) 根据选定的设计方法求出等效数字滤波器的传递函数 $G_D(z)$;
- c) 求出对应的 $G_D(z)$ 差分方程, 亦即: $Y(z) = X(z) \cdot G_D(z)$;
- d) 求差分方程的Z反变换关系式

该关系式一般表达了当前 nT 时刻的输出值 $y(n)$ 与当前时刻的输入 $x(n)$ 和前一时刻输入 $x(n-1)$, 输出 $y(n-1)$; 甚至前二时刻输入 $x(n-2)$, 输出 $y(n-2)$ 之间的关系。

- e) 根据上述关系式, 可以很方便的编写相应的信号处理软件。

2) 举例说明

求低通滤波器 $H(s)$ 的等效数字滤波器 $H(z)$, $H(s) = \frac{1}{1 + \tau s}$

- a) 选择方法: 后向差分法, $a = \frac{1}{\tau}$, $s = (1 - z^{-1}) / T$;





$$\text{b) } H(z) = \frac{aT}{1+aT-z^{-1}}$$

$$\text{c) } (1+aT)Y(z) - z^{-1}Y(z) = aTX(z)$$

$$\text{d) } y(n) = \frac{1}{1+aT}[aTx(n) + y(n-1)]$$

$$\text{令: } q = \frac{T}{T+\tau}, \quad p = \frac{\tau}{T+\tau}, \quad \text{则: } y(n) = qx(n) + py(n-1)$$

$$\text{转折角频率: } \omega_{\tau} = a = \frac{1}{\tau}$$

通过调整 q , p 的值可以改变低通滤波器的时间常数 τ 。在信号缓变的流量、压力、温度测量的智能传感器系统中,可采用该方法来滤除高频噪声。





§ 5.3.2 相关分析技术

用途：用于信号频带与噪声频带相重叠或者噪声幅值比信号大的场合。

所谓相关乃指信号的一些特征参量相同或相近。

噪声信号的特点：

- 1) 噪声信号是一种随机性的信号，它的估计平均值是不随时间变化。
- 2) 某些受外界因素干扰的信号具有产生干扰的对象的特征。如工频干扰信号，它具有与工频相同的频率，若工频幅值不变，则在相同条件下，干扰信号的幅值也不变。

在讲述采用相关技术处理含有上述噪声的信号之前，我们先了解一下表征随机信号的一些参量。

1、 随机信号的各种表征参量

- 1) 平均值：又称直流分量

$$E[x(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt = m$$

，T为有限值则为： \hat{m} 。





2) 均方值：表示信号的强度 $\psi^2 = E[x^2(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt$

3) 方差：又称波动分量部分 $\sigma^2 = E[(x(t) - m)^2] = \psi^2 - m^2$

4) 自相关函数 $R_x(\tau) = E[x(t)x(t + \tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t + \tau) dt$

相关性的好坏主要表征信号的规律性好坏，或者说是一种将有规则的信号提取出来的方法。

5) 互相关函数 $R_{xy}(\tau) = E[x(t)y(t + \tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)y(t + \tau) dt$

表征两个不同的随机信号在相隔 τ 时取值的相关程度。

2、自相关函数的性质和特点

1) 性质





- a) 自相关函数是偶函数，亦即： $R_x(\tau) = R_x(-\tau)$
- b) $\tau = 0$ 时， $R_x(0)$ 是 $R_x(\tau)$ 的最大值，等于 ψ^2 。举例解释一下
- c) 自相关函数 $R_x(\tau)$ 不反映相位信息，只与 τ 有关
- d) $\tau \rightarrow \infty$ 时， $R_x(\infty)$ 是 $R_x(\tau)$ 的最小值，等于 m^2 ；这说明相关分析主要是除去随机信号的波动分量。

2) 特点

- a) 确定性信号，在所有 τ 值，都存在 $R_x(\tau) \neq m$ 的数值存在，依此可检测其周期。而随机信号在 τ 趋向一定值时， $R_x(\tau) = m$
- b) 若确定性信号 $x(t)$ 是周期性信号，则它的 $R_x(\tau)$ 也是周期函数，而且两者周期相同。

例如正弦函数的自相关函数为余弦函数，它与正弦函数的初相位无关，且周期与正弦函数相同，但幅值为 $\frac{A^2}{2}$ ，A 为正弦波幅值。





3) 应用

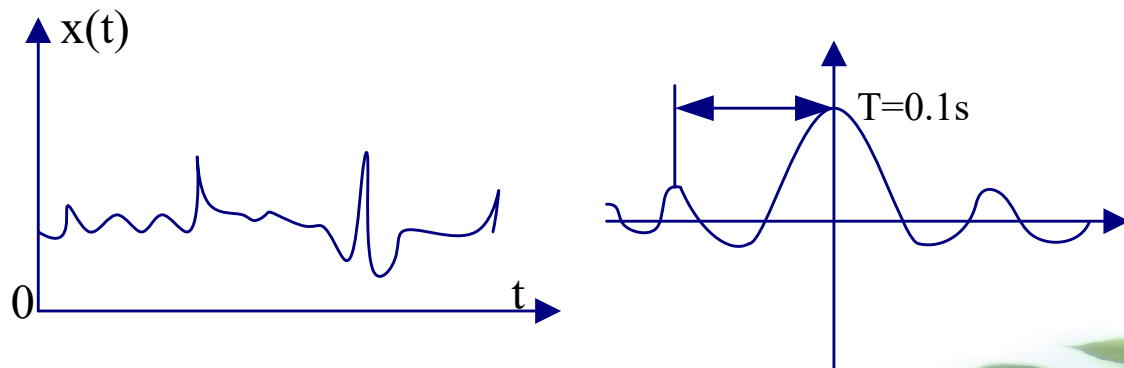
可用于检测淹没在随机噪声中的周期性信号。

假设一输入信号为： $x(t) = x_0(t) + N(t)$

$x_0(t)$ 为确定性信号， $N(t)$ 为噪声信号。

通过自相关分析，其自相关函数为： $R_x(\tau) = R_{x_0}(\tau) + R_N(\tau)$

根据前面讲述的自相关函数的特点，在 $R_x(\tau)$ 中， $x_0(t)$ 的相关值得到增强，而 $N(t)$ 的相关值被减弱，从而很容易识别提取有用信号的特征参数值。如：汽车垂直加速度的检测。





3、互相关函数的性质与特点

1) 性质

a) 互相关函数不是偶函数，它与两信号的相位有关，亦即：

$$R_{xy}(\tau) \neq R_{xy}(-\tau) \quad , \quad \text{但: } R_{xy}(\tau) = R_{yx}(-\tau)$$

b) $R_{xy}(\tau)$ 在 $\tau = 0$ 时无特征性。

c) 互相关函数 $R_{xy}(\tau)$ 有时也有最大值，这一点与a) 联系在一起。

2) 特点

a) 由于互相关函数与信号的相位有关，因此它包含有时间延迟信息，可用来测量有时间延迟信息的物理量，如：速度、流量等。

b) 对随机干扰噪声有极强的抑制能力。

4、相关技术的应用

1) 利用相关分析去除工频干扰

思路：假定被测信号为： $s(t) = x(t) + x_i(t)$





$x(t)$: 有用信号; $x_i(t)$: 工频干扰信号

$x_i(t)$ 可表征为: $x_i(t) = A \cos \omega_i t + B \sin \omega_i t$

在一段时间内, 可认为A, B, ω_i 是不变的, 因此只要求出A, B, ω_i 的值, 即可确定工频干扰信号的值, 然后将 $s(t)$ 减去 $x_i(t)$ 就可得到有用信号。

求解A, B, ω_i 的步骤:

a) 在一定的取值范围内 (如49~51) 先取定 ω_i 的值。

b) 将 $\sin \omega_i t$ 与 $s(t)$ 进行互相关分析处理, 求得A的值。

对于有限的离散点:
$$\hat{A} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \cos \hat{\omega}_i n$$

c) 将 $\cos \omega_i t$ 与 $s(t)$ 进行相关分析处理, 求得B的值。

对于有限的离散点:
$$\hat{B} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \sin \hat{\omega}_i n$$

d) 求 $\sqrt{\hat{A}^2 + \hat{B}^2}$ 的值





e) 改变 ω_i 的值（按一定的步长），重复b），c），d）求取对应不同 ω_i 的 $\sqrt{\hat{A}^2 + \hat{B}^2}$ 的值；若 ω_i 的取值与实际的频率值相同，则 $s(t)$ 中包含的工频信号与 $\cos \omega_i t$ （或 $\sin \omega_i t$ ）是一种自相关的关系，则此时相关值达到最大。

因此对应 $\sqrt{\hat{A}^2 + \hat{B}^2}$ 最大值的 ω_i 即为实际的工频信号频率，将对应的 \hat{A} 、 \hat{B} 值代入上式即可求得工频干扰信号 $x_i(t)$ 。

在实际运算时，上述信号都是离散的形式，因此：

$$x(n) = s(n) - x_i(n), n = 0, 1, 2, \dots, N$$

说明：在进行 $s(t)$ 与 $\cos \omega_i t$ （和 $\sin \omega_i t$ ）互相关分析处理时，利用了以下两点特性：

- a) 两相互独立无关的信号（其中一个需为周期信号）在进行互相关时，互相关函数为零；
- b) 正交函数（相位相差 90° ）进行互相关时，互相关函数为零。





作业8:

一相对平稳测量信号受到工频信号的干扰，假定测量信号的输出幅值为0~5V，工频干扰幅值1V，试设计一个数字滤波器，使之经过数字滤波后信噪比 >100 。

作业9:

在无功补偿系统中，电流与电压信号之间的相位差需要精确测量，但实际测量中，因干扰信号的影响，很难直接获得精确值，试用相关分析的方法具体实现之。假定干扰信号为白噪声，信噪比为1，具体计算相关后的精度。





2) 相关相位差计

用于精确测量两个相同频率信号 $x(t)$, $y(t)$ 在受噪声干扰情况下的相位差。

求解方法及步骤:

a) 求取 $x(t) = A \sin(\omega t + \theta) + N_x(t)$ 中A的值, $A > \max[N_x(t)]$

采用自相关的方法: $\hat{R}_x(0) = \frac{A^2}{2}$, $A = \sqrt{2\hat{R}_x(0)}$

b) 求取 $y(t) = B \sin(\omega t + \theta + \varphi) + N_y(t)$ 中B的值, $B > \max[N_y(t)]$

c) 求取 φ

采用 $x(t)$ 与 $y(t)$ 互相关的方法: $\hat{R}_{xy}(0) = \frac{1}{k} \sum_{n=0}^{k-1} x(n)y(n)$

$$\cos \varphi = \frac{2\hat{R}_{xy}(0)}{AB} \quad \varphi = \arccos \frac{2\hat{R}_{xy}(0)}{AB}$$

d) 实际信号处理是离散的形式

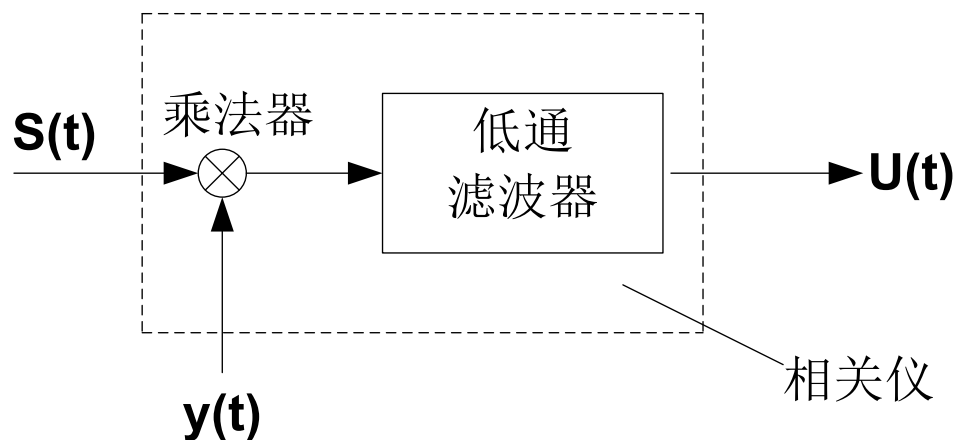




$$\hat{R}_{xy}(0) = \frac{1}{k} \sum_{n=0}^{k-1} x(n)y(n)$$

$$\hat{R}_x(0) = \frac{1}{k} \sum_{n=0}^{k-1} x(n)^2$$

$$\hat{R}_y(0) = \frac{1}{k} \sum_{n=0}^{k-1} y(n)^2$$



3) 相关分析仪（又称锁相放大器）

在无线通信中，它相当于一个解调器的作用。

在右图中， $s(t)$ 是一个包含被测量信号、调制信号和噪声信号的混合信号， $y(t)$ 是调制信号， $s(t)$ 与 $y(t)$ 经乘法器再经低通滤波器输出的信号实际上就是 $s(t)$ 与 $y(t)$ 在延迟 $\tau = 0$ 时互相关后的函数值。

$$U(t) = \hat{R}_{xy}(0) = \frac{BC(t)}{2} \cos \varphi$$





其中： $s(t) = C(t) \cdot \sin(\omega t + \varphi) + N(t)$, $y(t) = B \sin \omega t$

前提： $C(t)$ 是一个缓变信号，而 ω 相对 $C(t)$ 的角频率很大。

在一般的信号传输和测量中（特别是无线通信），为了提高信噪比，先将被测或被传输信号进行高频调制，然后再进行测量和传输，经过解调后可基本上保持原信号不变，或不受干扰信号的影响。

另外书中还介绍了如何实现输入信号受参考信号调制的方法，大家自己看一看。

§ 5.3.3 其它滤波技术

1、 频域谱分析法（又叫快速傅里叶变换）

a) 首先对输入信号进行采样，对采样点进行离散傅里叶变换（FFT），得到输入信号的频谱；

b) 除去输入信号中干扰信号的频谱；

c) 对剩下的信号频谱进行傅里叶反变换（IFFT），则得到一个恢复信





号，该恢复信号即为被测对象的信号。

采用频域谱分析法，可以很容易的构成低通滤波器，高通滤波器和带通滤波器。

傅里叶变换的形式：

$$\text{对于信号 } x(t), \quad x(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)e^{-j\omega n}, \quad \omega = \Omega \cdot T,$$

反变换：

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} x(e^{j\omega}) \cdot e^{j\omega n} d\omega$$

2、 平均滤波技术

1) 同步加算平均法

将记录的信号 $x(t)$ 分为等长的 m 段，得到 m 个样本函数，若：

$x(t) = s(t) + N(t)$ ， $s(t)$ 为规则的有用信号， $N(t)$ 为随机噪声信号，则每个样本的：

$$\psi_s = s(t), \quad \psi_N^2 = \sigma^2,$$

$$m\text{个样本: } s(t), \quad \psi_s = ms(t), \quad \psi_N^2 = m\sigma^2, \quad \psi_N = \sqrt{m}\sigma$$





因此：
$$\left[\frac{s}{N}\right]_m = \frac{ms(t)}{\sigma\sqrt{m}} = \sqrt{m}\left[\frac{s}{N}\right]$$

2) 移动平均法:

对于离散时间序列 $x(n)$ ，在其中顺序取 m 个数求平均，该平均值为输出

值，亦即：
$$y(n) = \frac{1}{2k+1} \sum_{i=n-k}^{n+k} x(n+i) , \quad n = 0, 1, 2, \dots , \quad m = 2k + 1$$

a) 为保持对称性， m 一般取奇数。

b) m 值的确定：取决于有用信号的频率，一般希望 $m \leq \frac{T}{2}$ 。

m 的取值不同，决定了输出信号的幅值大小， m 值过大，输出只有直流分量。

c) 为消除尖脉冲的干扰，有时在 m 中去掉一个最大值和一个最小值。





3) 中值滤波

对 m 窗口里的数按大小进行排队，取中间值作为输出值。

作用：抑制高频尖峰噪声。





§ 5.4 自补偿

包括两个方面的内容

- 1) 改善系统温度性能的补偿技术;
- 2) 系统工作频带的扩展。

§ 5.4.1 温度补偿

在前面讲述的内容里，我们曾在两个地方讲到了如何进行温度补偿：

- 1) 第一次是在第二章的第3节，拼凑补偿技术中讲的采用硬件的方法，亦即使供电电源具有压阻电桥相反温度输出特性，从而达到补偿目的。
- 2) 第二次在前一节讲述自校准技术时，介绍在测量当时的工作条件下对传感器系统进行实时在线标定，确定当时的输出一输入特性。

这里介绍的温度补偿则是一种称作“监测补偿法”——首先对干扰量进行监测，在此基础上，再用软件实现补偿，因此该方法更具实用价值。





1、 温度信号的获得

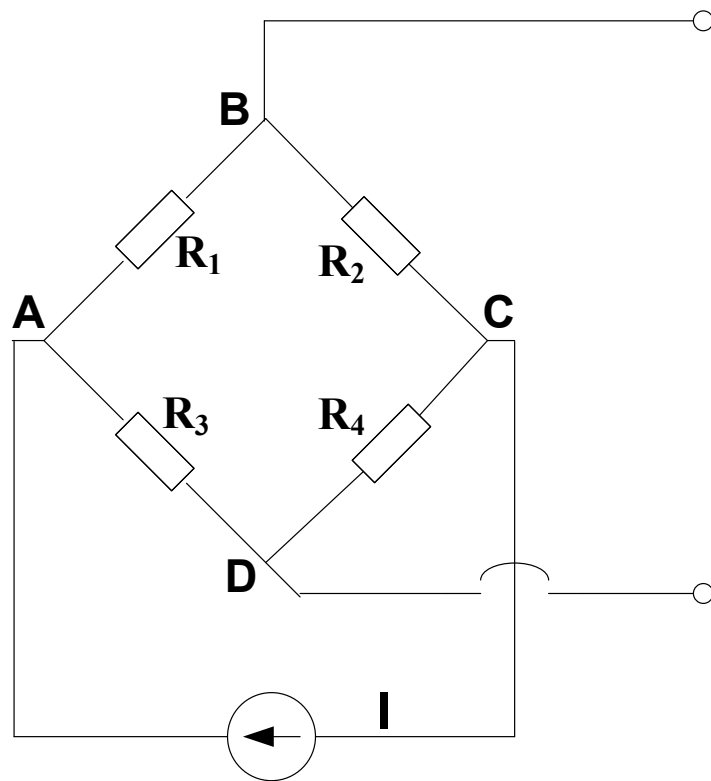
一般采用测温传感器来获得。对于压阻式压力传感器，采用“一桥二测”技术，下面我们介绍一下什么叫“一桥二测”技术。

如右图所示：以恒流源作为供电电源，我们知道作为压敏电压输出端：

$$U_{BD} = I \cdot \Delta R \quad (\text{不考虑温漂}),$$

而 U_{AC} 的输出值则反映了温度量的信息。

按照理想条件： $U_{AC} = IR + I\Delta R_T$ ，它的输出与压敏电阻变化值无关。而仅与因温度变化引起电阻值的变化有关，因此欲求压敏电阻处的温度：





- 1) 首先对传感器系统进行 $U_{AC}—T$ 特性的标定, 给出 $U_{AC}—T$ 曲线;
- 2) 根据测得的 U_{AC} 输出值和 $U_{AC}—T$ 曲线按前述方法求得当时的T值。

2、多段折线逼近补偿法

1) 零位温漂的补偿

由于一般传感器的零位温漂特性是一种非线性的关系, 因此针对不同性质和用途的传感器可采用本章第一节讲的非线性校正的方法进行。如: 查表法, 曲线拟合法, 神经网络法。

2) 灵敏度温度漂移的补偿

这里讲灵敏度温度漂移的补偿与前面讲的内容有所差别。前一章讲的自校准, 是有前提条件的, 即: 在进行标定和测量时, 某些量是处于相对稳定不变状态, 若温度是干扰量, 则温度是相对稳定的。在这里考虑用软件实现补偿,





它的输出量是作为二元函数来考虑的。若输出是电压量，则：

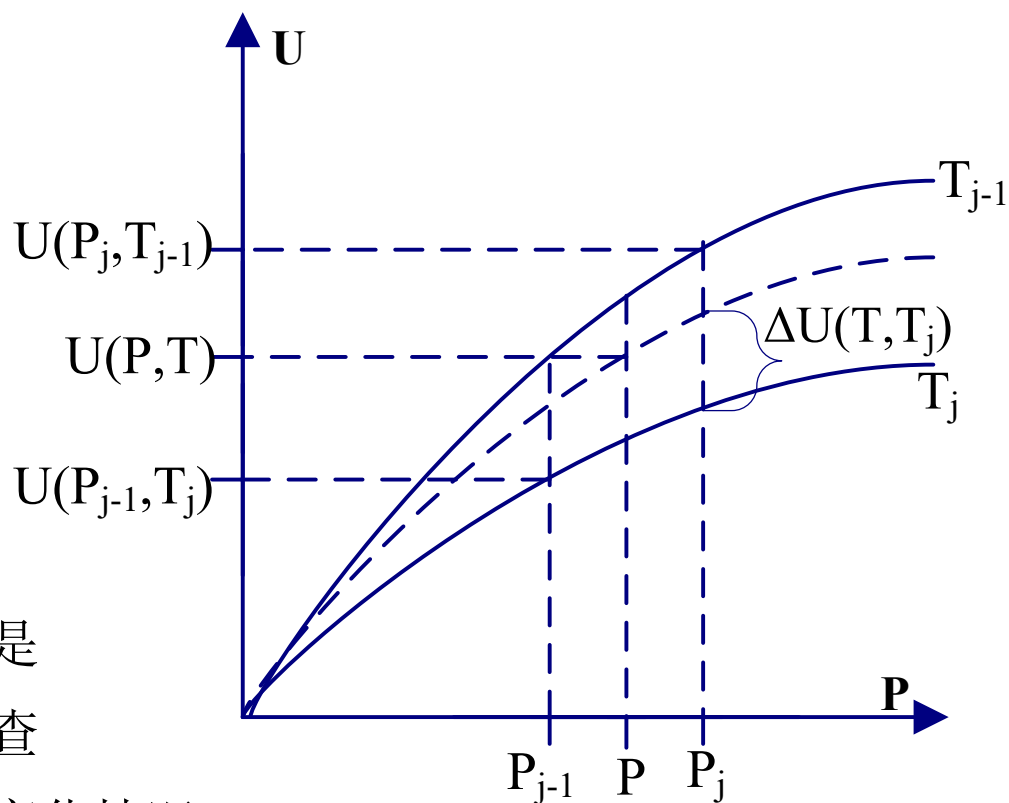
$U = f(P, T)$ ， U 与 P 和 T 之间均是一种非线性的关系，因此补偿起来要复杂一些。

1) 需要解决的问题

当我们给出一个被测量的值的时候，总是在其它影响因素固定的情况下给出的，若影响因素发生变化，则被测量的值也会发生变化。

对一个传感器系统进行标定也是这样的。前面讲述的非线性校正的查表法，实际上是不考虑影响因素的变化情况。

对于半导体传感器，在考虑主要影响因素——温度变化时的标定，我们可





以给出在不同工作温度值时的被测量与输出量之间的列表值，但这些量都是有限的，而且是离散的。

若对应的输出量不在这些节点所确定的标定线上，如何求得对应的被测量？如上图所示。

2) 补偿方法及步骤：

在上图中，我们假定： $P_{j-1} < P < P_j$ ， $T_{j-1} < T < T_j$

则： $U(P_{j-1}, T_j) < U(P, T) < U(P_j, T_{j-1})$

那么我们希望求出对应 T_{j-1} 的V—P曲线上 $U(P, T_{j-1})$ 值或对应 T_j 的V—P曲线上 $U(P, T_j)$ 的值，然后采用反非线性的方法求出对应的P值。因此在表达式： $U(P, T_j) = U(P, T) - \Delta U_P(T, T_j)$ 中，如何求取 $\Delta U_P(T, T_{j-1})$ 或 $\Delta U_P(T, T_j)$ 的值。

采用参考教材中讲述的方法求取，对应于不同位置 $U(P, T)$ 的值，有





时误差较大。考虑一下，如何求取可以尽量减少 $\Delta U_P(T, T_{j-1})$ 或 $\Delta U_P(T, T_j)$ 的计算误差。（参考教材中是按 T_1 进行比较的）。

步骤：

a) 根据传感器系统的工作被测量范围和工作环境温度确定标定时合理的分段值。

b) 通过标定实验给出标定列表值并存入内存（零点—温度标定； U_{AC} —— T 标定； $U(P, T)$ 标定）。

c) 当进行现场测量时，首先由测温传感器的输出值求得 T 值，将已消除零位误差的输入量的值和对应的 T 值与标定值进行比较，判定它所在列表网格中的位置。

d) 按上述方法求得补偿电压值。

e) 求出对应标定曲线上对应输入量值的输出电压值。

f) 按反非线性特性求得被测量的值。





3) 综合补偿程序

参考教材中给出了该程序的主程序框图和求取补偿电压的子程序框图。其它主要过程和步骤与上面介绍的内容相同，那么这里需要注意的几点有：

- a) 一开始给定的转换特性输出值是经过零位修正后的值。
- b) 先由 U_{AC} 求取T值，然后再对输入 $U(P,T)$ 作零位修正。
- c) 如何快速求取P的值。
- d) 提高计算精度的问题。

4) 计算举例：

具体过程这里就不说了，但参考教材中提到了一个补偿误差估算的问题。这里实际上是我们前面讲到的 $U(P,T)$ 在确定网格位置不同时所引起的计算误差。按前面讲的方法算一下做一个比较。

尽管如此，根据参考教材中给的参数值计算表明，其补偿后的灵敏度仍可提高一个数量级以上。





3、 曲线拟合补偿法

1) 补偿原理：前面讲的多段折线逼近补偿法类似于单变量中查表法，而这里讲的两个变量曲线拟合与单变量曲线拟合类似。它的拟合结果，从某种角度来讲是一种曲面的效果。

用于找出在工作温度范围内非标定条件下的任一温度T时的输入—输出特性，因此这种方法更具有普遍性。

2) 补偿步骤

a) 利用标定实验数据，建立多项式方程

$$T_1 : U(T_1) = \beta_{11}P + \beta_{21}P^2 + \beta_{31}P^3 + \dots \quad , \text{ 须先考虑零位值的修正 }。$$

$$T_2 : U(T_2) = \beta_{12}P + \beta_{22}P^2 + \beta_{32}P^3 + \dots$$

$$\vdots$$

$$T_i : U(T_i) = \beta_{1i}P + \beta_{2i}P^2 + \beta_{3i}P^3 + \dots$$





求取上述方程中的函数值，即可确定U~P之间的关系，多项式项数的多少取决于补偿精度的要求。

b) 建立系数 β 的曲线拟合方程

上式中 β 的值也用一维多项式方程表示：

一次项： $\beta_1 = A_1T + B_1T^2 + C_1T^3 + D_1T^4$

二次项： $\beta_2 = A_2T + B_2T^2 + C_2T^3 + D_2T^4$

⋮

若在确定温度T的情况下，将 β_i 系数的多项式方程式代入U~P多项式方程中，选取不同的P值，测定U值，则我们可以求得系数 A_i , B_i , C_i , D_i 的值。至少要进行多少次标定，才能求出该系数？

3) 确定工作温度T时的P—U特性的曲线拟合方程。





由 U_{AC} 确定T值，将T代入 β 的曲线拟合方程，则可以求得各 β 的系数值，再由方程：

$$U(P, T) = \beta_1 P + \beta_2 P^2 + \beta_3 P^3 + \beta_4 P^4 + \beta_5 P^5$$

可求得P值。

优点：从原理上来讲，可消除温度变化引起的误差。

4) 补偿效果

补偿后输出电压的温度稳定性得到了非常大的提高。

§ 5.4.2 频率补偿

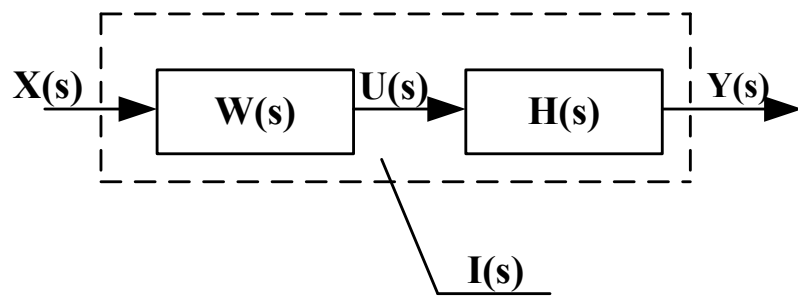
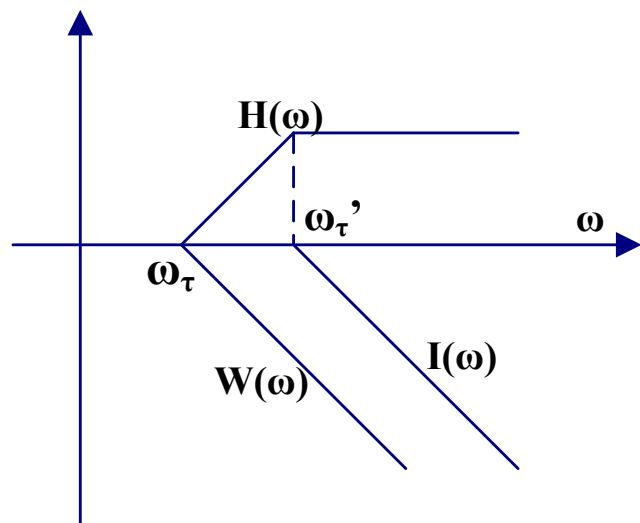
目的：扩展系统的频带，改善系统的动态性能。

方法：数字滤波法，频率校正法。

1、数字滤波法

见下图





1) 工作原理

在学自动控制时，我们知道，要想改善该控制系统的动态性能（幅频特性，相频特性），可以通过硬件的方法在控制回路中增加某一环节来达到改善的目的。

在上图中，即是串入 $H(s)$ 。

数字滤波器的方法即是通过软件的方法来实现附加传递函数 $H(s)$ 。

$$H(s) = \frac{I(s)}{W(s)}, \quad s = \frac{1-z^{-1}}{T}$$





这里 $W(s)$ 是原系统的传递函数， $I(s)$ 是希望改善后的系统传递函数。

2) 实现方法

在上一章里我们讲滤波技术的时候，比较详细的介绍了数字滤波器的设计方法，其前提就是根据系统已知的s域的传递函数 $H(s)$ 求得等效的数字滤波器，其中共分5个步骤进行。

上述分析主要是针对一阶系统进行的，二阶系统实现方法与此类似。

但是在进行数字滤波器设计之前，必须要知道传感器系统动态特性。对于一阶系统为时间常数 τ ；对于二阶系统则为固有振荡频率 ω_0 和阻尼比 ζ 。

3) 时间常数 τ 的确定。

a) 可采用阶跃响应法测定

b) 频率特性法：输入频率可调的正弦信号，输出幅值最大时的频率值





为系统频率。

4) 补偿后的效果

系统经过补偿以后，输出特性将会发生改变。按补偿效果来分，会有下面几种情况：

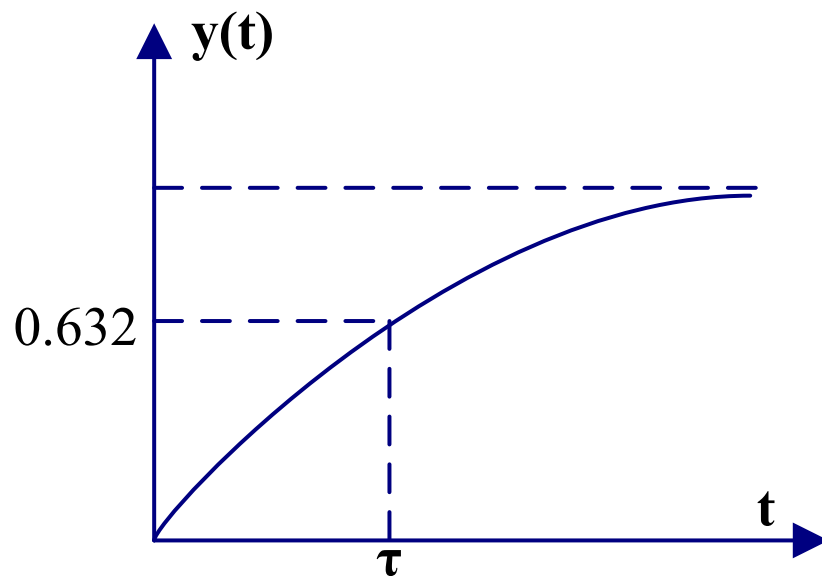
a) 补偿不足： $f_C < f_{C_0}$

b) 补偿过分： $f_C > f_{C_0}$

c) 补偿正好： $f_C = f_{C_0}$

由于数字滤波器是通过软件编程实现的，可以很容易进行调整达到最佳补偿效果。

出现上述情况，是由于不能精确测定 τ 值所引起的。





2、 频域校正法

这里讲的频域校正法与前面介绍的5.3.3其它滤波技术中频域谱分析法基本一致。

- 1) 对输入信号的输出响应信号进行采样, $f_s > 2f_m$;
- 2) 对采样信号进行FFT, 求得频谱 $Y(\omega)$;
- 3) 采用复数除法运算求得系统被测输入信号的频谱;
- 4) 采用IFFT求得原函数 $x(t)$ 的离散时间序列。

校正思想:

由于系统本身的频带宽度限制, 使得输入信号的高频部分被衰减或产生畸变, 但是对于已知的系统而言, 这种畸变是确定的, 可以根据畸变的结果和确定的系统就可以恢复出真正的输入信号。





§ 5.5 多传感器信息融合

上一节我们讲的自补偿技术是针对消除温度对输出量的影响和扩展系统频带宽度而言的，这一节讲的多传感器信息融合技术就是通过对多个参数的监测，采用一定的信息处理方法达到提高每一个参数量测量精度的目的。也就是通过降低或消除各参量间交叉灵敏度的影响，提高目标参量测量精度的一种手段，因此信息融合技术更具有普遍性和强的实用价值。

——举例说明：ST-3000，硅压阻式多功能传感器

差压测量—差压电桥，静压测量—静压电桥，温度测量—感温电阻。

是多传感器信息融合处理技术的代表，因之称为智能传感器系统发展的摇篮。

——简单介绍信息融合技术在其它方面的应用

- * 多媒体的组成；
- * 多传感器使用提高可靠性；
- * 现代战争中各种信息的处理。





——受交叉灵敏度影响较深当首推各种气体传感器

- * 说明气体传感器的特性

- * 解决方法：——采用阵列技术，两方面的内容。

- 1) 研制集成微型气体传感器阵列

- 2) 采用多传感器信息融合技术

- * 达到目的：气体识别，混合气体组分的含量分析

——信息融合处理方法

- 1) 多维回归分析法，实际上是多元函数的数值解法，如上一节介绍的曲线拟合法。

- 2) 模式识别气体种类的方法

- 3) 神经网络分析法

下面我们分别介绍上述几种方法及其应用：





§ 5.5.1 二传感器信息融合

前面介绍的自补偿技术中，以其中的一个参量（如压力作为目标输入量，其它量作为干扰量来考虑的，因此称之为“监测补偿法”。但如果要将干扰量——温度也作为一个目标输入量来考虑，这就是二传感器信息融合的概念。

它可以采用二维回归分析法（或称为曲面拟合算法，二元函数分析法）来进行分析处理，下面我们介绍该方法的基本原理

1、 曲面拟合法原理

对于一存在温度灵敏度的压力传感器系统，它的压力传感器输出信号实际上是P和T（或 U_T ）的二元函数，即：

$$U = g(P, U_t) \quad \text{—— 一个曲面函数}$$

我们也可以将实际输入压力P表示为U和 U_t 的二元函数：

$$P = f(U, U_t), \quad \text{该函数可解释为：因U中包含T的信息，为消除U中T的影}$$





响而求得实际的输入P的值，所以加入 U_t 。上述函数采用二次曲面拟合方程多项式，可表示为：

$$U = \alpha_0' + \alpha_1' P + \alpha_2' U_t + \alpha_3' P^2 + \alpha_4' P U_t + \alpha_5' U_t^2 + \varepsilon'$$

$$P = \alpha_0 + \alpha_1 U + \alpha_2 U_t + \alpha_3 U^2 + \alpha_4 U U_t + \alpha_5 U_t^2 + \varepsilon$$

上述仅是一个二阶二元函数的多项式， ε' 、 ε 为高阶小量， $\alpha_0' \sim \alpha_5'$ ， $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 为常系数。因此曲面拟合法的实质是求系数 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 。

2、 曲面拟合法求解方法

该方法实际上与上一节介绍的曲线拟合法基本类似。

1) 首先进行二维标定实验，测得在工作量程范围和温度范围内的压力传感器（或温度传感器）的输出值。

若 P_i 为 $i=1 \sim n$ ， t_j 为 $j=1 \sim m$ ； 则有 $n \times m$ 个输出值。

2) 根据标定实验值求解拟合方程的待定常数





由标定的输入、输出值，采用最小二乘法原理：

$$\Delta_k^2 = [P_k - P(U_k, U_{tk})]^2, \quad k=1, 2, \dots, m \times n$$

$$= [P_k - (\alpha_0 + \alpha_1 U_k + \alpha_2 U_{tk} + \alpha_3 U_k^2 + \alpha_4 U_k U_{tk} + \alpha_5 U_{tk}^2)]^2$$

总的均方差 $\Delta = \sum_{k=1}^{m \times n} \Delta_k^2$ ，令其为最小。

根据多元函数求极值的条件，则可建立 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 的矩阵方程组。矩阵方程组的系数可通过标定输入值 P_k, T_k 以及传感器输出值 U_k, U_{tk} 求得，因此通过求解矩阵方程即可求数 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 。

3) 确定二次曲面的拟合方程

将求得的 $\alpha_0 \sim \alpha_5$ 的值代入P表达式的方程，这样实际的输入量P的值就可根据对应的输出信号U、 U_t 计算求得。

3、二传感器信息融合的应用





1) 用于单一功能的传感器

其作用或功效等同于上一节介绍的曲线拟合法，但该方法使用时，须保证干扰量传感器能真实反映被测目标参量传感器所感受的干扰量。

2) 用于两功能的传感器。用于存在交叉灵敏度的两个测量目标参量的两功能传感器系统，另外一个目标参量的求解方法同前面介绍的方法完全一样，只不过在求系数的矩阵方程组中，矩阵方程组的系数有所改变。

3) 信息融合实例

该实例用的仍是“一桥双测”法硅压阻式压力传感器。在该例中，它将标定的压力、温度二输入参量分为6个点来进行，即 $n=6$ ， $m=6$ ，最后得到 6×6 的标定输出值 U 、 U_t 。

具体的计算过程，我们这里就不做介绍了，但计算的结果我们还是可以作一个比较：

a) 系统主要特征参数进行融合处理前后的比较：





* 温度灵敏度系数:

$$\text{前: } \alpha_s = 7.49 \times 10^{-3} / ^\circ\text{C} ,$$

$$\text{后: } \alpha_s' = 5.78 \times 10^{-4} / ^\circ\text{C};$$

* 零位温度系数:

$$\text{前: } \alpha_0 = 1.51 \times 10^{-3} / ^\circ\text{C} ,$$

$$\text{后: } \alpha_0' = 7.3 \times 10^{-4} / ^\circ\text{C};$$

* 压力灵敏度系数:

$$\text{前: } \alpha_p = 6.6 \times 10^{-2} / 5.0 \times 10^4 \text{ Pa};$$

$$\text{后: } \alpha_p' = 7.0 \times 10^{-3} / 5.0 \times 10^4 \text{ Pa}。$$

该方法与自补偿技术相比,从参考教材中给出的数据来看,在融合处理特征方程多项式阶数仅仅取二阶的情况下,效果没有自补偿技术好。

b) 若特征方程多项式取四阶进行融合处理,亦即方程的系数为:





$\alpha_0 \sim \alpha_{14}$ ，根据书中计算，可得为如下结果：

$$\alpha_s'' = 1.4 \times 10^{-4} / ^\circ\text{C}$$

$$\alpha_0'' = 4.9 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$$

$$\alpha_p'' = 9.5 \times 10^{-3} / 5.0 \times 10^4 \text{ Pa}$$

c) 采用神经网络技术（BP网络又称误差后向传播神经网络）第7章中有稍微详细的介绍。

为达到四阶特征方程多项式的结果，采用三层BP神经网络，经过10000次的样本训练后即可。





问题10:

试比较：自补偿技术中的多段折线逼近法，曲线拟合法以及曲面拟合法，BP神经网络法这几种信息处理方法各自的特点， 主要从实时性、计算精度、复杂性等方面讨论；上述方法是否能消除（或降低）迟滞和重复性的影响？





§ 5.5.2 三传感器信息融合

用于：两个非目标参数监测多信息融合与三功能传感器的多信息融合。

1、三功能传感器多信息融合

对于硅压阻式实现测量压力（差） P 、静压 S_P 、温度 t 的三功能传感器，其三个参数 P 、 S_P 、 t 可分别表示为三输出量 U_P 、 U_{SP} 、 U_t 的三元函数，亦即：

$$P = f(U_P, U_{SP}, U_t); S_P = h(U_P, U_{SP}, U_t); t = g(U_P, U_{SP}, U_t)$$

处理方法1：

1) 先进行降维处理

由于静压 S_P 仅影响 P 的零点输出，对温度输出值 U_t 没有什么影响，因此可以考虑先消除 S_P （或 U_{SP} ）对 P 的零点输出的影响，这样 P 就可以降为二元函数，然后按二传感器信息融合的处理方法进行分析。





a) 将P的零点输出 U_0' 表示为 U_{SP} 的多项表达式:

$$U_0' = \gamma_0 + \gamma_1 U_{SP} + \gamma_2 U_{SP}^2 + \dots$$

b) 进行标定实验:

$$S_{Pi} : S_{P1}, S_{P2}, \dots$$

$$U_{0i}' : U_{01}', U_{02}', \dots$$

$$U_{SPi} : U_{SP1}, U_{SP2}, \dots$$

c) 根据最小二乘法原理建立系数 $\gamma_0 \sim \gamma_n$ 的矩阵方程组, 代入标定值即可求得系数 $\gamma_0 \sim \gamma_n$, 将该系数值存入内存。

2) 在实际测量时, 首先对输出量 U_P, U_{SP}, U_t 进行采样, 将 U_{SP} 代入P零点计算公式, 求得消除了 S_P 影响的压力输出值。

此时: $P = f(U_P - U_0', U_t), \quad t = h(U_P, U_t)$





3) 按二传感器信息融合法求解。

处理方法2:

- 1) 建立三元函数的多项式拟合方程;
- 2) 进行三维标定实验;
- 3) 根据最小二乘法原理建立拟合方程系数的矩阵方程;
- 4) 代入标定值求解系数矩阵方程, 就得各系数值;
- 5) 将各系数代入多项式拟合方程即可。

维数增多, 一方面标定工作量增大, 另一方面计算量增大, 处理过程变得更

复杂。因此在满足信息输出精度的前提下, 尽量寻求一种方便、快捷的方法。

2、两个非目标参数监测多信息融合

用于: 受两个干扰量影响的单一功能传感器。

处理方法:

- 1) 建立被测目标参量的三元函数多项式方程;
- 比如说受工作温度和电源电压影响的压力传感器:





$$U_P(P, U_t, \Delta U) = \alpha_0 + \alpha_1 P + \alpha_2 U_t + \alpha_3 \Delta U + \alpha_4 P^2 + \alpha_5 P U_t + \alpha_6 U_t^2 \\ + \alpha_7 P \Delta U + \alpha_8 U_t \Delta U + \alpha_9 \Delta U^2 + \varepsilon_0$$

同样 $P(U_P, U_t, \Delta U)$ 也可以用类似表达式建立。与二元函数多项式方程比较其差别。

2) 其余步骤同上述处理方法2

3) 处理效果：按参考教材中举例说明

采用二阶项处理后，输出精度可提高近一个量级。

§ 5.5.3 传感器阵列信息融合

主要用于气体传感器的智能化，消除交叉灵敏度的影响，提高对气体种类和混合气体组分的判别分析精度。

1、 模式识别中最近邻域法的应用

用于：识别气体的种类

由于气体传感器本身特性的限制（或者说目前技术水平的限制），在





混合气体中很难由单个传感器对某种气体及其含量作出定量检测和判别，因此必须采用多个传感器阵列来进行检测，但由于严重的交叉灵敏度的影响，仍很难象其它传感器那样通过一次标定就可以精确测量，但若结合一些先进的信息处理手段和方法，比如模糊理论、模式识别、神经网络技术等，就可以大大提高其检测能力和精度。

简要介绍模式识别的基本概念，说明最近邻域法。

用于气体检测模式识别方法的处理过程：

1) 提取传感器与检测气体相互作用的特征和特性

金属氧化物半导体气敏元件其阻值与气体的种类和浓度有关，

$$\frac{R_{ij}}{R_{i0}} = K_{ij} (C_j)^{r_j}$$

这里的特征或者说特性，就是不同种类、不同浓度气体所引起的某种传感器阻值的不同。





i: 气敏元件序号, $i = 1, 2, \dots, n$,

j: 气体种类的序号, $j = 1, 2, \dots, m$;

R_{ij} : 气敏元件i在浓度为 C_j 的气体中的电阻值;

R_{i0} : 气敏元件在纯净空气中的阻值;

K_{ij} : 在气体j中与元件i特性有关的系数;

r_j : 与气体j特性有关的参数。

为求得排除气体浓度影响而仅与气体的种类有关的特征值 A_{ij} , 令:

$$A_{ij} = \frac{R_{ij} / R_{i0}}{\sum_{i=1}^n R_{ij} / R_{i0}} = \frac{K_{ij}}{\sum_{i=1}^n K_{ij}}$$

它的含义是: 气敏元件i在气体j中(浓度为 C_j) 的相对电阻值与所有气敏元件在气体j中(浓度为 C_j) 相对电阻值之和的比值。那么有n个敏感元件的元件阵列, 对于m中气体共有 $n \times m$ 个特征值。





2) 建立标准样本库

- a) 测 R_{i0} , $i = 1, 2, \dots, n$, n : 气敏元件阵列中元件个数
 - b) 通过配气箱提供的 m 种气体, 分别测 R_{ij} , $i = 1, 2, \dots, n$,
 $j = 1, 2, \dots, m$;
 - c) 求特征值 A_{ij} , 共有 $n \times m$ 个特征参数值。
- ### 3) 确立未知模式的判别准则:

根据最近邻域法, 未知模式的判别式为:

$$d_j = \min \left[\sum_{i=1}^{n=8} (A_{ix} - A_{ij})^2 \right]^{\frac{1}{2}} ; A_{ix} : \text{气敏元件 } i \text{ 在未知气体 } x \text{ 中的特征值。}$$

上式表明: 若气体 x 是 m 种气体中的某一种(假定为 k), 则: A_{ix} 的值应与 A_{ik} 的值最接近, (理想情况下, $A_{ix} = A_{ik}$) 而与其它 A_{ij} 值相差较大, 因此即可判定出气体 x 即为气体 k ;





4) 未知气体种类的判别

按上述步骤最终求出相对标准值的 m 种气体的 d 值，其中最小 d 值对应的气体为未知气体。

5) 提高判别成功率的措施

a) 提高各敏感元件对不同种类气体灵敏度的差异性，差异性越大，相互之间的差值越大。

b) 采用更为有效的模式识别算法和判别方法

- * 如多次重复测量求平均值法。

- * 为消除或降低分散性的影响，采用加权求值法。

对某种重要的特性或差异性较大的特性取较大的权值。

- * 采用人工神经网络技术。

2、空气中含单一还原性气体种类和浓度的判定

由于只考虑一种气体的检测与判定，因此首先排除了交叉对测量结果





的影响，但既要判别气体的种类，又要给出浓度参数，因此它仍涉及到信息融合的问题。

根据上一讲内容，我们知道，某一气敏元件在某一气体中的电阻值：

$$R = KR_0 C^r, \text{ 两边取对数: } \ln R = \ln(KR_0 C^r) = \ln KR_0 + r \ln C$$

令： $y = \ln R$ ， $r_0 = \ln KR_0$ ， $x = \ln C$ ， 则： $y = r_0 + rx$ 。

对应于某种气体和某种气敏元件，该方程可通过实验标定的方式建立：对应浓度 C_k ， 则有相应的电阻值 R_k 对应：

$$y_k = \ln R_k, \text{ 同时: } y_k' = r_0 + rx_k = r_0 + r \ln C_k$$

根据最小二乘法原理：

$$\sum_{k=1}^l (y_k - y_k')^2 = \sum_{k=1}^l (y_k - r_0 - rx_k)^2 \quad r_0 l + r \sum_{k=1}^l x_k = \sum_{k=1}^l y_k$$

$$r_0 \sum_{k=1}^l x_k + r \sum_{k=1}^l x_k^2 = \sum_{k=1}^l x_k y_k$$





分别对该式求对应 r_0 , r 的偏导数, 并令其为零, 则可得到上面的公式, 解上式即可求得 r_0 和 r 。

单纯的靠一个方程或者说靠一个气敏传感器是不能同时作出气体种类和浓度的判别的。解释为什么（两条相交直线才能确定一点）。

必须用两个不同种类的气敏元件。

判定方法:

1) 建立两个气敏元件的方程, 亦即求出各自的 r_0 和 r , 在不同的气体中有不同的 r_{0i} 和 r_i 。（ r_{0i} 和 r_i 就是标准样本库）

2) 根据 R_1, R_2 的值求得 y_1, y_2 , 然后根据方程 $y = r_0 + rx$, 求解对应 r_{0i}, r_i 的 x_1, x_2 的值。

若 $x_{1i} = x_{2i}$, 则样本 i 所代表的气体种类即为所要识别的气体, 同时相应的浓度 $C_i = e^{x_{1i}}$

要求: 气敏元件的重复性要保持一致。

3、神经网络识别法（结合第七章内容作介绍）





§ 5.6 自选量程和增益控制

自选量程和增益控制又称量程自动转换技术，在有关自动检测技术和智能控制技术的课程都会涉及到这方面的内容。它的主要目的是保证必要的测量精度，适用于以下几种情况：

1) 多路信号检测过程中，多个通道共用一个放大器，经放大处理后到A/D转换器，由于各输入量送到放大器的信号电平不同，因此对放大器的增益要求也不同。

2) 单通道输入信号，宽的变化范围。为保证在整个输入信号的范围均能满足必要的测量精度的要求，必须分段调节放大器的增益。

一般来说，模拟量经A/D转换器后变为数字量，应尽可能使模拟量在1/2满度～接近满度的区域中转换。

1、 量程与增益的确定方法

假定对于一个n位的A/D转换器，由A/D转换器量化噪声产生的相对误差不得大于 δ ，对应的满量程输出电压为 U_H ，则：





量化值: $q = \frac{U_H}{2^n}$, 最大量化误差: $e_m = \frac{1}{2} q$

对应某一电压 U_i , 若希望它的量化相对误差小于 δ , 则:

$$\frac{e_m}{U_i} \leq \delta \Rightarrow U_i \geq \frac{e_m}{\delta} = \frac{q}{2\delta} \quad , \text{ 同时:}$$

$$U_i \leq U_H = 2^n q - q$$

因此进行量程切换的判据为:
$$\begin{cases} U_i < \frac{q}{2\delta} \dots \text{切换到小量程} \\ U_i > 2^n q - q \dots \text{切换到大量程} \end{cases}$$

2、 量程与增益切换的实现方法

下图是一单通道数据采集自动转换量程的硬件电路。多路转换开关用来改变放大器的增益。对于 K_1, K_2, K_3 的吸合相应的增益分别为: 1, 10, 100。(如下图)

根据输入信号的幅度由控制器来控制放大器的增益。





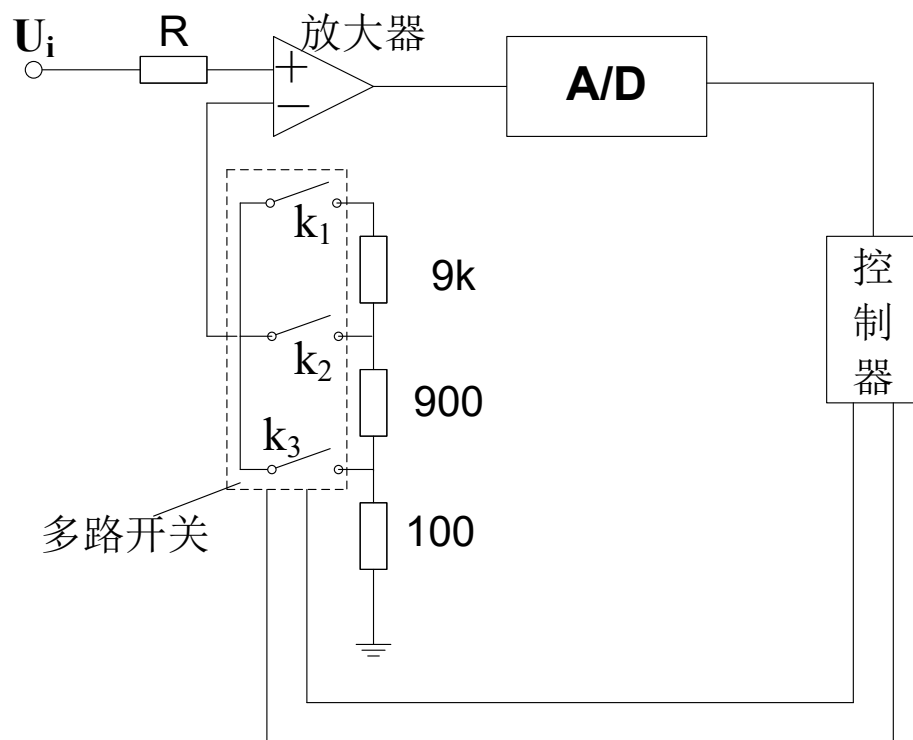
—— 在上图中需要注意的问题是：由于开关的切换会引起放大器的输入端电阻失去对称性，产生失调电流，造成放大器的零漂。解决的方法是采用双多路开关，同时切换平衡电阻值以保持对称性。

—— 量程自动切换可利用硬件的方法亦可采用软件的方法实现。

1) 硬件实现方法

采用参考信号加比较器的方法来控制量程开关的切换。

2) 软件实现方法

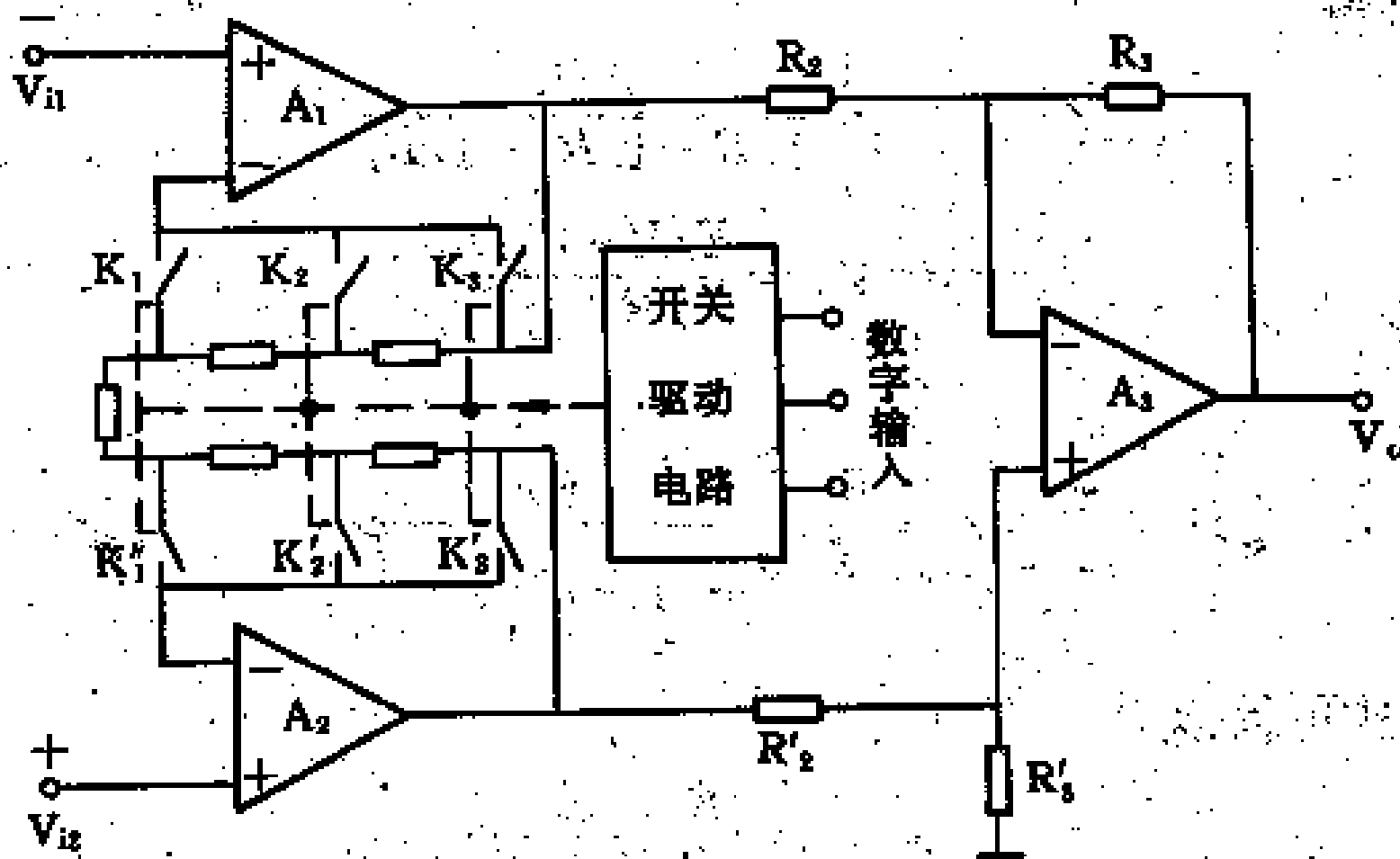




通过对采样的信号进行必要的计算后与该量程（一般先设置最大量程档）的满度值比较，然后给出控制编码，控制量程开关的切换。

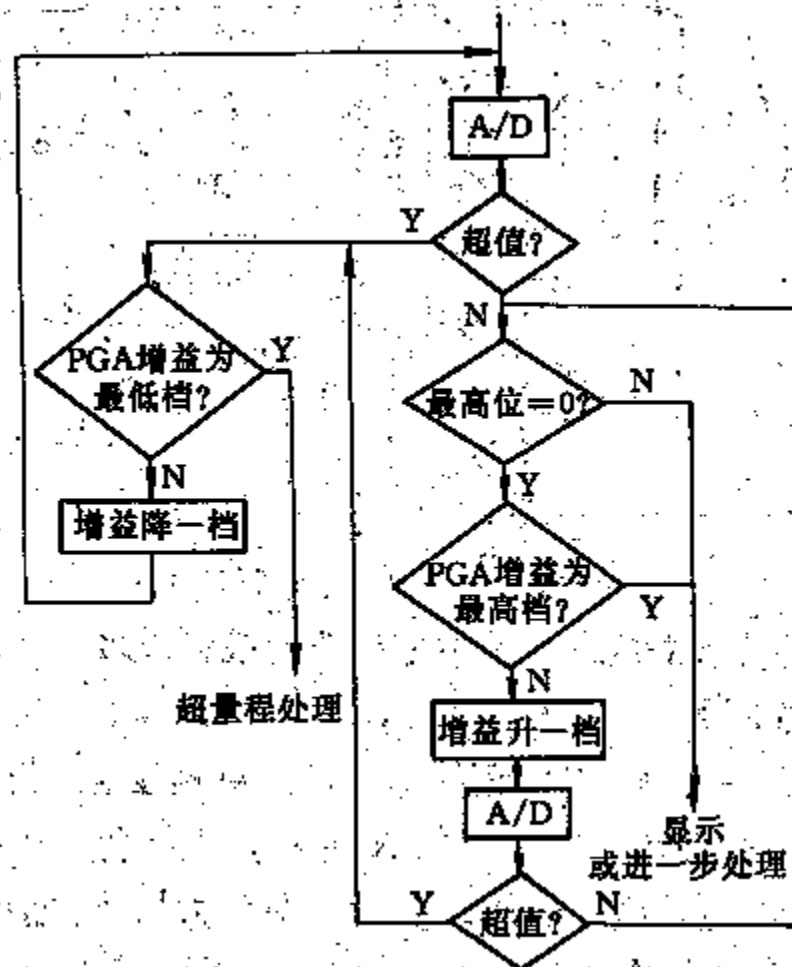
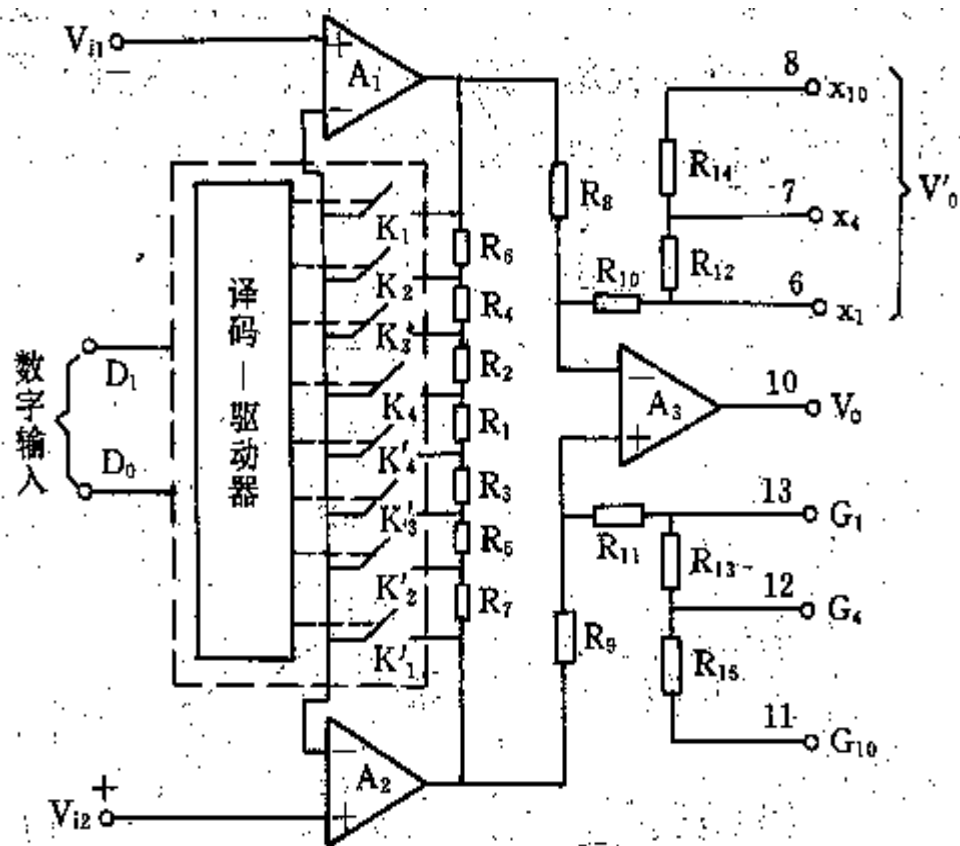
在对实时性要求不高且要求通用性强的场合，常采用软件切换的方法。





可编程放大器





可编程放大器LH0084电原理图

自动量程切换程序框图





§ 5.7 智能传感器的自检验

为了提高系统安全运行的可靠性。一般有三种方式：

1、 开机自检

同PC机开机自检一样，检测对象：显示装置、ROM、RAM、总线、即插件等。

2、 周期性自检

在智能传感器的运行过程中周期性的插入自检操作。保证整个系统始终处于最优工作状态。比如现在有的PC机带有CPU、主板、电源的工作温度检测，风机状态检测。有一种诺顿工具软件可对整个计算机系统的整个运行状态进行实时检测等等。

3、 键控自检

是一种人工干预的检测手段。用于不能在正常运行操作中进行的自检项目。





§ 5.7.1 ROM自检

对于智能传感器而言，ROM存放的是全部工作软件。它的内容的可靠性直接影响系统是否能正常运行。

自检方法：“校验和法”，分空ROM和已固化软件两种情况。

在ROM的最后一单元写入校验字，保证ROM的每一列的校验和全为“1”或全为“0”，否则为错。累加求和采用异或的方法。

§ 5.7.2 特殊功能寄存器自检

特殊功能寄存器是指用来对片内各功能模块进行管理、控制、监视的控制寄存器和状态寄存器，是一个特殊功能的RAM区。如单片机（51系列）系统的程序计数器、栈指针、累加器、数据指针、中断优先级寄存器等。

* 对于标志寄存器的检测，可采取先置位然后执行条件转移指令，看能否正确跳转的方法来判定标志位是否正常。

* 对于可读写的寄存器，可采取先写入再读出比较的方法来判定。





§ 5.7.3 RAM自检

1、 静态RAM与动态RAM的区别

静态RAM的数据能够被锁存，动态RAM的数据则不能，因此为保证数据信息不流失，需定期刷新。

2、 静态RAM的自检

- 1) RAM为空，将一定的数据写入，然后再读出与原数据比较是否正确。
- 2) RAM已有数据，将数据读出取反再与RAM的数据进行“异或”，若全为“1”，则OK。

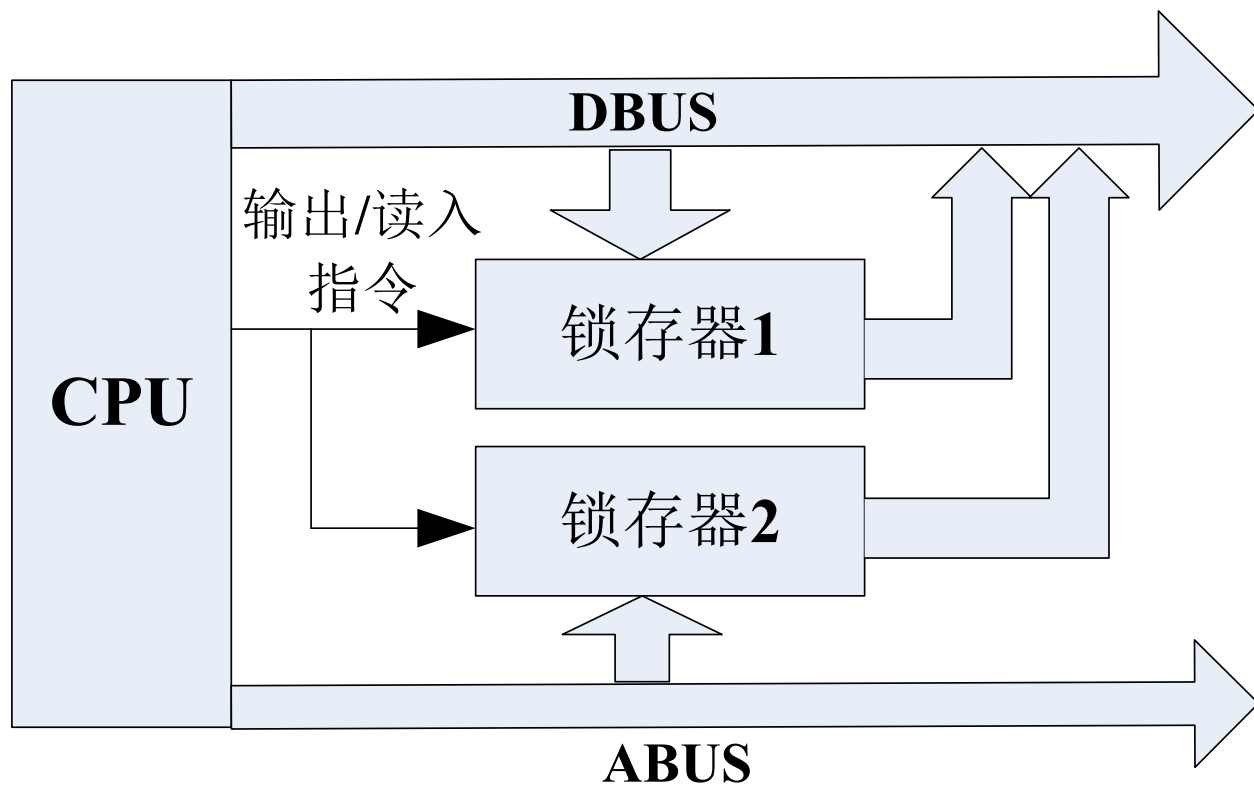
3、 动态RAM的自检

注意对校验电路和定时器电路的检测。

§ 5.7.4 总线自检

总线系统实际上是CPU与I/O接口器件的连接通道，判定总线系统是否正常可采用下图检测电路。





简述检测过程。

实际上总线系统除了地址总线，数据总线，还有控制总线，对于控制总线的判定可采取输出指令，看能否正确执行。

外部总线的检查可采取分别置位的方式进行。





§ 5.7.5 A/D和D/A的自检

它们的转换精度直接影响系统的控制运算精度。

1、 标定电路和A/D变换器的自检

通过自检系统将智能传感器内的参考/基准电源接在标定电路的输入端，然后启动正常测量程序，并将采样结果与预定值比较，判定该部分是否正常。若有问题，则将参考/基准电源切换到A/D的输入端，将采样结果与预定值比较，以作判定。

2、 D/A的自检

锯齿波 \rightarrow D/A \rightarrow A/D \rightarrow 与内部输入信号比较判定。

§ 5.7.6 I/O接口电路自检

不同的I/O接口电路有不同的检测方法。

1) 如前面讲的多路转换开关，通过软件控制读入的数据进行比较判别；





- 2) 读取相应的标志寄存器来判定;
- 3) 自带自检电路的I/O, 控制启动它的自检电路。

§ 5.7.7 接插件自检

1、 插件是否已经插入

寻取插件与CPU之间的应答信号出现与否来判定。一般采用寻址方式进行, 如计算机内的即插即用。

2、 插件是否正常工作

采用模拟方法进行。若该插件板有输入输出信号, 则自检系统给出模拟信号输出, 然后读入相应的输入信号并进行判定, 有时要对主要特征参量进行检测。主要采用故障诊断的方法, 如专家系统。

§ 5.7.8 显示面板自检

主要检查所有显示器件是否正常工作。如液晶显示器、数码管、发光管等。





方法1:

令所有显示器件均发光，然后令其全部熄灭，然后进入键扫描程序。

方法2:

显示某些特征字符，几秒钟后自动消失，再进入正常工作状态。

§ 5.7.9 自检故障及自检的实现方法

经过自检后发现的故障，可采取面板显示的方式给出故障代码。亦可采取声光报警的方式，还可以通过远程通讯接口传输出去。

自检的实现方法一般有如下几种：

- 1、借助于系统本身的硬件系统再配上一些自检软件。自检软件的执行可采取定时方式调用或中断方式调用。如零输入自检。
- 2、在系统内部增加些必要的硬件电路，再配上自检软件，如标定自检。
- 3、另外增加专用的检测电路或专用的设备，该部分工作可与下面要讲的自诊断工作结合起来进行。





§ 5.8 智能传感器的自诊断

—— 讲述自诊断的必要性和应用领域

自动化程度的不断提高；自动控制系统的复杂性和重要性；提高系统的可靠性。

—— 解释什么是硬故障；什么是软故障

—— 传感器故障诊断方法

1) 硬件冗余法

解释什么叫“冗余”

2) 解析冗余法

3) 人工神经网络法

上述方法在实际应用过程中各有其特点，下面我们对它们分别进行介绍。





§ 6.5.1 硬件冗余法

解释二传感不能进行故障分离。

这是故障诊断的早期主要方法。它采取的是对容易失效的传感器设置一定的备份。然后通过表决器方法进行管理。

优点：不需要建立数学模型

缺点：设备复杂，成本高。

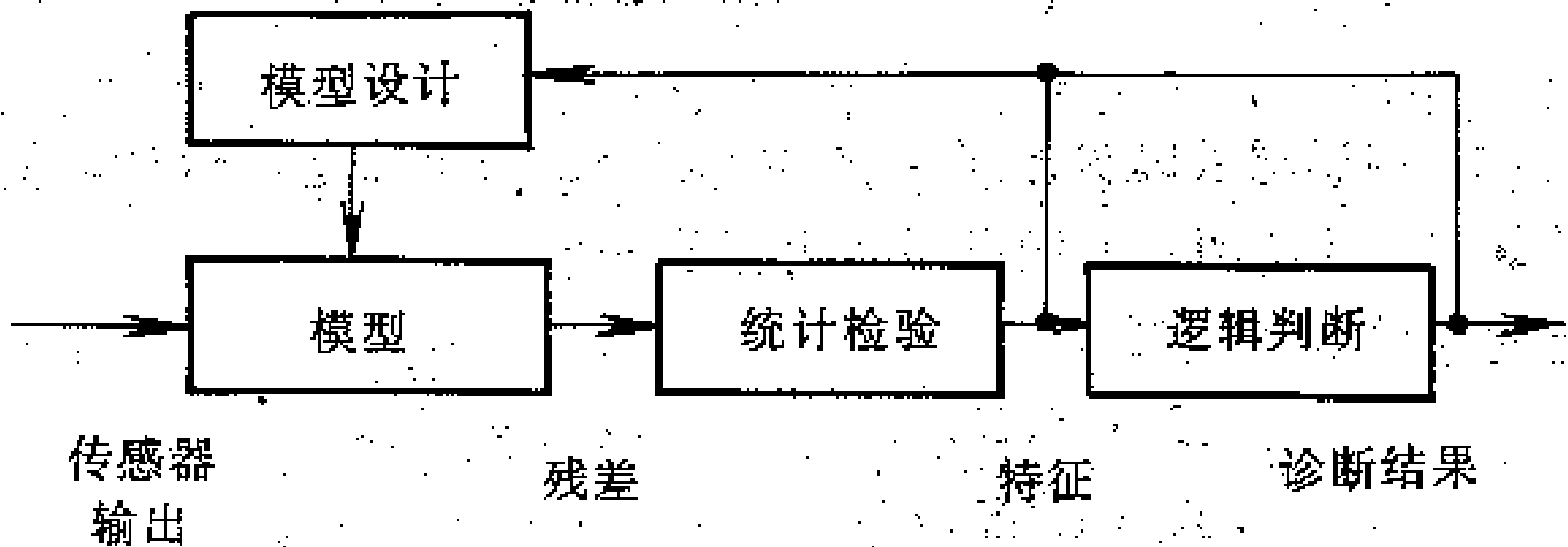
适用对象：火箭、导弹等武器系统；航空航天领域。

§ 6.5.2 解析冗余法（也叫模型方法），软测量方法

通过建立一个适当的数学模型来表示系统的动态特性，然后比较模型输出同实际输出之间的差异来判断是否发生传感器故障。

解析冗余方法是一种用得比较多的方法，它利用的是控制系统中各传感输出之间存在的冗余关系进行故障诊断。





传感器故障诊断中解析冗余法原理框图





1、 解析冗余法原理

- 1) 建立被控对象的数学模型;
- 2) 设计与传感器故障相关的残差或者说特征输出值;
- 3) 进行统计检验和逻辑分析, 诊断出传感器故障的具体类型, 或者说由特征输出值判定故障的种类和原因。

基于建立数学模型的方法不同, 有如下几种:

- * 观测器组方法;
- * 故障检测滤波器方法;
- * 一致性空间方法;
- * 状态和参数辨识方法;
- * 基于知识的方法 (如: 专家系统、遗传算法)。

2、 传统的观测器组方法

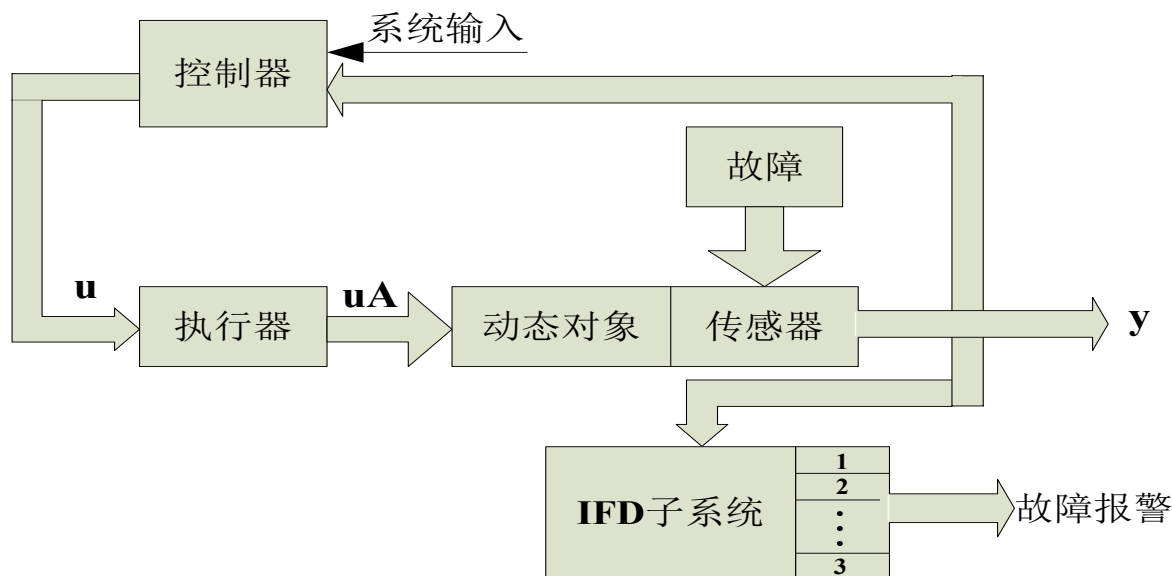
分为: 专用观测器组方法; 简化观测器组法; 广义观测器组法。





1) 专用观测器组方法

a) 讲述一般控制系统的构成及各部分的作用。



* 系统的输入：指对被控对象的要求，由外界给出。

* 该部分考虑的仅仅是传感器的故障诊断，也就是说在整个控制系统都处于正常状态下，该诊断方法才有效。

* 该方法是基于传感器的输出量与动态对象的输入控制量之间，在正常情况下有着一种确定的关系。





这种关系就是我们希望建立的数学模型。但是，如果传感器出现故障，则对于确定的输入控制量和已确定的数学模型，由此计算出的传感器的输出量和实际输出量之间存在差异。对这种差异的分析和判断即可确定传感器的故障及故障种类（原因）。

- * 对于估计值与实际值之间差异的分析和判断是由决策逻辑单元完成。

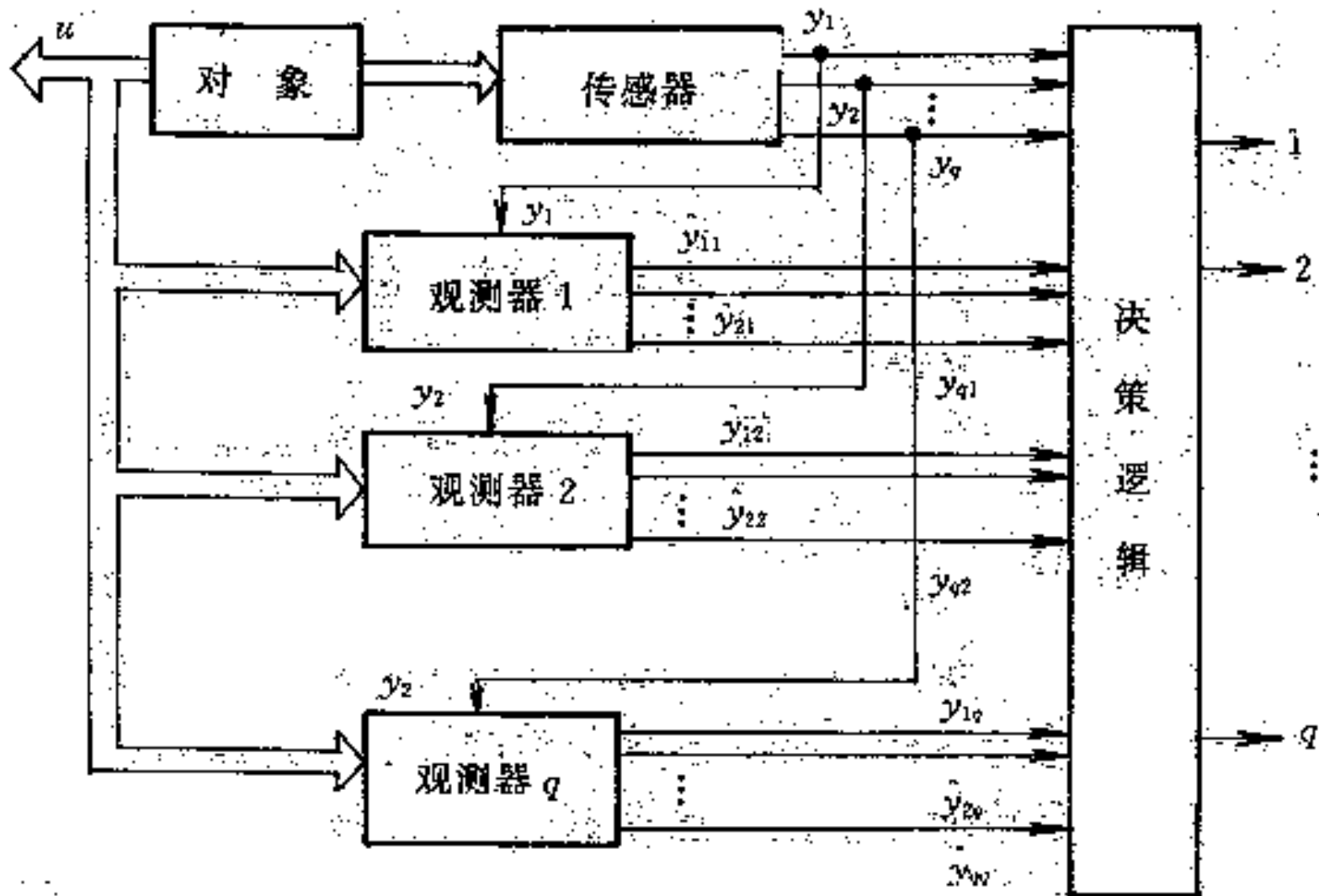
- * 对于对象的输入量输入到观测器，一般可由执行器的输出量直接给出，有些非电量须由相关传感器变换后给出。

b) 数学模型的建立

q 个观测器得到冗余度为 q 的观测向量，是指系统内部状态能够从每个传感器的输出量中被观测到。

- * 传感器输出： $Y = C(X, U)$ ， X ：内部状态， U ：输入控制量。





专用观测器组方法基本原理框图





* 模型输出: $\hat{Y} = C(\hat{X}, U)$, \hat{X} 为X的估计值

* 由 y_i 驱动模型输出: $\hat{Y}_i = (\hat{y}_{1i}, \hat{y}_{2i}, \dots, \hat{y}_{qi})^T$

* 无故障: $\hat{Y}_i = \hat{Y}_j = Y(i, j = 1, 2, \dots, q)$

* 有故障: $\hat{Y}_m \neq \hat{Y}_i = Y(i, j = 1, 2, \dots, q; i \neq m)$

优点: 能够对传感器故障进行唯一的定位 (解释一下概念), 但是观测器太多。

2) 简化的观测器组方法

仅有一个观测器, 对q个传感器输出可采取巡回切换的方法, 由可测变量 $y_i (i = 1, 2, \dots, q)$ 驱动。

要求: 传感器的输出量可以提供全状态和输出估计, 也就是说该输出量包含了X、U的内容。

优点: 可以对故障传感器作出唯一的隔离, 而上述方法则不能。





3) 广义的观测器组的方法

在简化的观测器组中，驱动向量是Y的子集，而且它是可变的，因此具有很大的灵活性。

它采取阈值逻辑进行故障报警：

$$\Delta_i(t) = \prod_{j=1, j \neq i}^q |y_i - \hat{y}_{ji}|, \quad \Delta_i(t) > \tau_i \quad (\text{i 传感器有故障})$$

$\Delta_i(t) \leq \tau_i$ (i 传感器正常)， τ_i ：为判定传感器i是否正常而设定的阈值。

3、解析冗余方法的特点

1) 优点：能够精确定位故障源，判定故障大小，增加硬件较少。

2) 缺点：必须有精确的数学模型；不适合非线性系统；仅用于故障诊断，不能恢复故障传感器的信号。





§ 6.5.3 基于专家系统的故障诊断技术

目前已研制成功并投入应用的故障诊断系统有：

1985年：飞行器控制系统监视器；

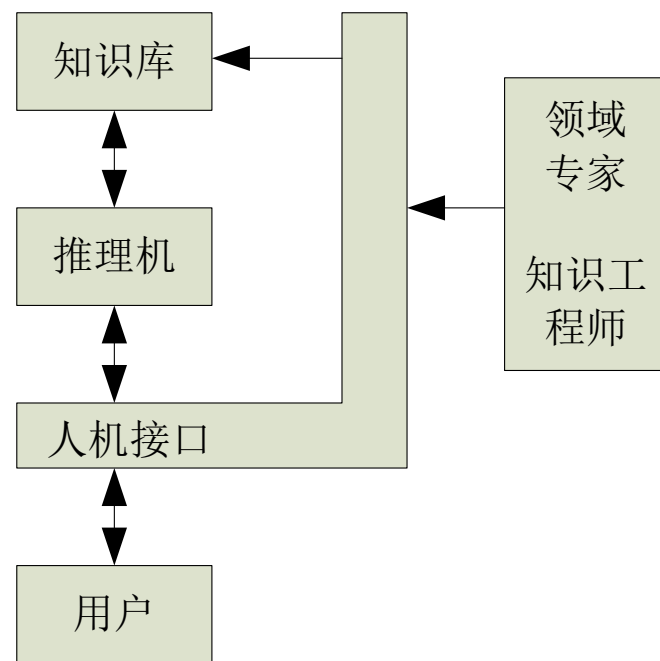
1987年：汽车故障诊断专家系统，飞行器故障诊断专家系统；

1989年：火箭发动机故障诊断专家系统，卫星控制系统地面实时故障诊断专家系统。

1、传统诊断专家系统设计的基本组成

在知识库的创建和维护阶段，由领域专家与知识工程师合作，通过人机接口对知识库进行操作。

在诊断阶段，用户通过人机接口将征兆信息送给推理机，推理机根据诊断过程的需要，检索知识库中的各种知识或继续向用户要征兆信息，诊断结果通过人机接口返回给用户。





2、 专家系统的特性

1) 启发性。在知识库中有逻辑性知识（如 $A=B$ ， $B=C$ ，则 $A=C$ ）也有启发性知识，它是领域专家所掌握的一些专业知识。

2) 透明性。能解释它的推理过程，并回答关于自身的问题。

3) 灵活性。知识库中的知识应便于修改和补充。

存在的问题：知识的获取是一个“瓶颈”。

3、 自诊断系统的构成

在传统诊断专家系统的基本组成中，若将用户提供信息变为由系统本身提供，则可构成自诊断系统。其中系统本身提供的信息必须是反映被诊断对象（传感器）主要特征量的信息，如传感器本身的输出量，对象的输入量等。

4、 现代诊断专家系统

主要指神经网络故障诊断专家系统，模糊神经网络故障诊断专家系统。

相关技术：机器学习、智能计算机。





§ 5.9 图像处理

目的：通过图像处理将由噪声等其它干扰因素使变坏变质的图像复原为原始图像，或提取图像中有关元素的特征参数。

图像传感器系统；显微图像摄像系统；卫星多光谱扫描成像系统；机器人视觉系统等。

图像分：静态图像、动态图像、图片。

§ 5.9.1 图像的平滑

目的：用于抑制图像噪声。

实际上图像的处理可以当作二元离散函数信号来处理，因此二元离散函数的一些处理手段和方法均可用于图像处理。

图像中的噪声一般在频域中均可表示为频率成分，而图像的细节部分表现为高频成份，因此如何将两者区分开是解决问题的关键。





1、邻域平均法

方法：令图像中每个像素点的灰度值等于其周围邻域内各个像素点的灰度平均值。

$$P_0 = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 P_i$$

缺点：图像的轮廓变得模糊不清。

2、低通滤波器

方法：二维图像→进行FFT，成为频域函数→滤除噪声频谱→再进行IFFT，恢复成二维图像。

缺点：图像处理时间长，实时性较差。

3、多幅图像叠加法

类似于一元函数中包含随机噪声信号，通过求平均值来消除随机噪声信号的方法。

该方法仅适用于图像中物体对象是静止的，对于具有时间动态特性的





的物体则不合适。

另外多幅图像叠加会增加背景灰度等级。

§ 5.9.2 图像的增强

目的：突出图像中的有用成分；抑制图像中的无用部分。

示例：边缘探测和边缘增强。如汽车牌照的识别。

1、 方法1：利用微分法

将二维图像 $f(x, y)$ 定义为标量函数： $G[f(x, y)]$

$G[f(x, y)] = \left[\left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial y} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$ ，它为 $f(x, y)$ 的梯度。

存在的问题：在灰度级为常数的区域内梯度为零，为解决该问题，对

$G[f(x, y)]$ 的选择按以下几种形式进行。





$$1) \quad g(x, y) = \begin{cases} G[f(x, y)] \dots G[f(x, y)] \geq T \text{ 时, } T \geq 0 \\ f(x, y) \dots \text{其它, 保持灰度级} \end{cases}$$

$$2) \quad g(x, y) = \begin{cases} G \dots G \geq T \dots \dots \dots \\ L_B \dots \text{其它, } L_B : \text{背景灰度级} \end{cases}$$

$$3) \quad g(x, y) = \begin{cases} L_G \dots G \geq T, L_G : \text{特定的边缘灰度级} \\ f(x, y) \dots \dots \dots \text{其它} \dots \dots \dots \end{cases}$$

$$4) \quad g(x, y) = \begin{cases} L_G \dots G \geq T, \text{用于仅仅识别边缘位置} \\ L_B \dots \dots \dots \text{其它} \dots \dots \dots \end{cases}$$

2、方法2：采用高通滤波法

与低通滤波方法一致。





§ 5.9.3 图像的灰度变换

目的：用于拉大图像的对比度或者说增大有用部分与没用（背景）部分的反差。曝光不足的图像就属于反差小，曝光过度的图像就属于反差太大。有时为了某种艺术的需要也经常采用大反差或小反差的作法。

方法：逐点处理法；直方图修正法。

1、 逐点处理法

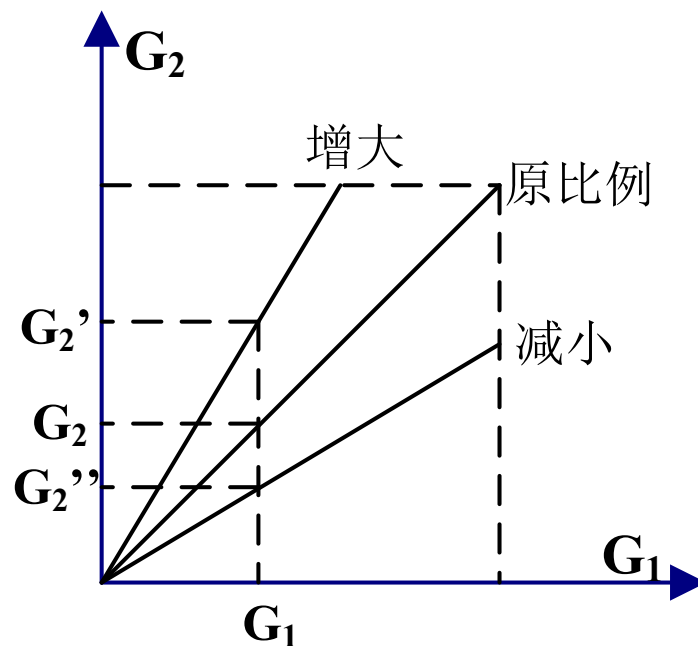
采用逐点运算来修改图像像素点的灰度。

1) 线性变换的概念： $G_2 = aG_1$

原关系为： $G_1 \rightarrow G_2$, $a=1$;

增大反差： $G_1 \rightarrow G_2'$, $a>1$;

减少反差： $G_1 \rightarrow G_2''$, $a<1$ 。





2) r 变换的概念，灰度等级最高为1，白色

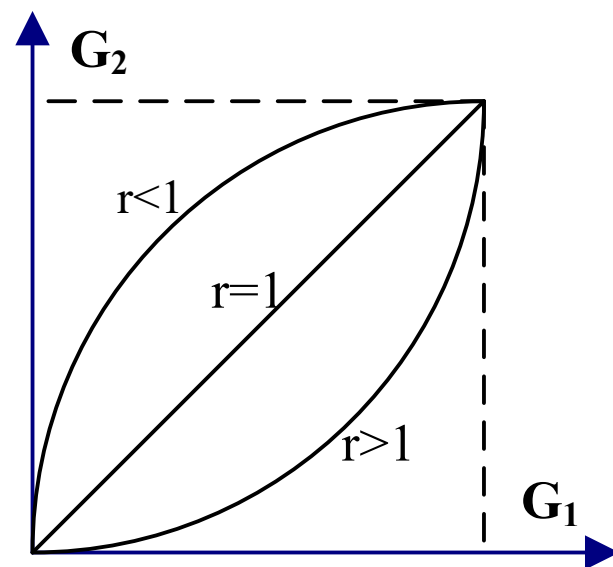
$r < 1$ ，灰度值较小部分变化幅度大

$r > 1$ ，灰度值较大部分变化幅度大。

$$G_2 = KG_1^r$$

2、直方图修正法

直方图是一种统计图形，它表示灰度值与像素点数目之间的一种关系。直方图修正法是利用图像灰度分布信息，对灰度分布形式作校正来修正图像灰度，最终达到增强图像质量的目的。



均衡化： $S(r_k) = T(r_k) = \sum_{i=0}^k \frac{n(r_i)}{n}$ ， $T(r_k)$ ：变换函数，

r_k ：原始图像的灰度级， S ：变换后图像的灰度级， $n(r_i)$ ：灰度级为 r_i 的像素点数。





§ 5.9.4 图像特征的度量和纹理分析

图像特征是进行图像解释的基础，它包括：

- 1) 灰度：包含光谱和色彩信息；
- 2) 边缘：描述灰度变化的程度和位置；
- 3) 纹理特征：反映灰度变化的一些规律；
- 4) 形状特征：描述物体区域或者元素的外形；
- 5) 对象的运动信息：如拍摄图像的重影，或者拍摄速度与位置改变的关系。

1、 周长的度量

先进行边缘图像的增强，将周界闭合曲线以离散点的形式表达出来，然后沿周界曲线上的像素点逐个移动，垂直或水平方向上移动一个像素点，计数为1，沿斜线移动计数为 $\sqrt{2}$ ，最后得到的总和为周长。





2、 面积的度量

计算闭合曲线所包围的全部离散点数的总和与像素点面积的乘积。

3、 纹理分析

可采用频率域中的频率分析法和空间域中的度量重复性的分析法。

§ 5.9.5 图像识别

前面介绍的图像的平滑、增强、灰度变换以及特征的度量都是为图像的识别作准备的。图像识别的过程分两部分进行。首先进行特征的提取，这些特征是进行图像识别的主要依据，然后根据抽取的特征判断对象物体所属的类别。

1、 模板匹配方法

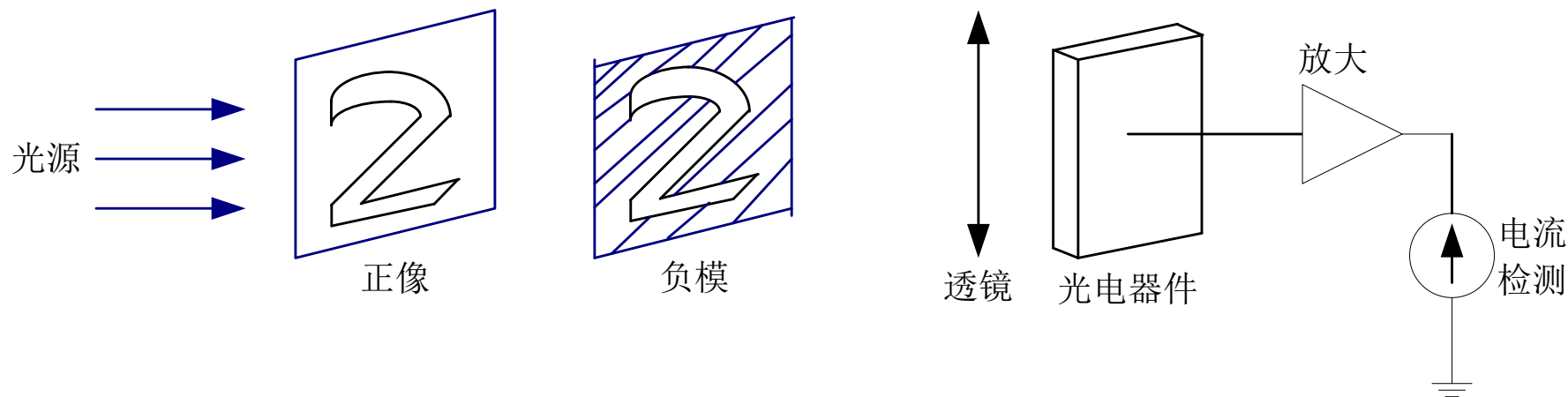
它是模式识别中最原始、最基本的方法，属于一种统计识别方法。取模板单元与样品单元匹配最好的作为识别结果。





1) 模板匹配的实现原理:

a) 光学模板匹配

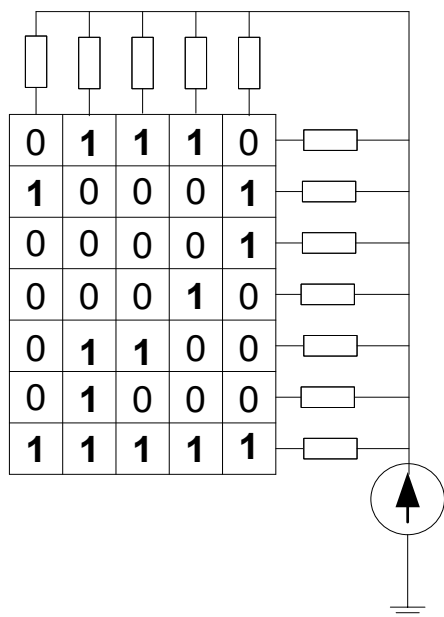


将由光通量转换成的电流大小作为匹配是否一致的度量。取输出电流最小，且小于预定阈值者为识别类别。误识与拒识的问题。

b) 电子模板匹配

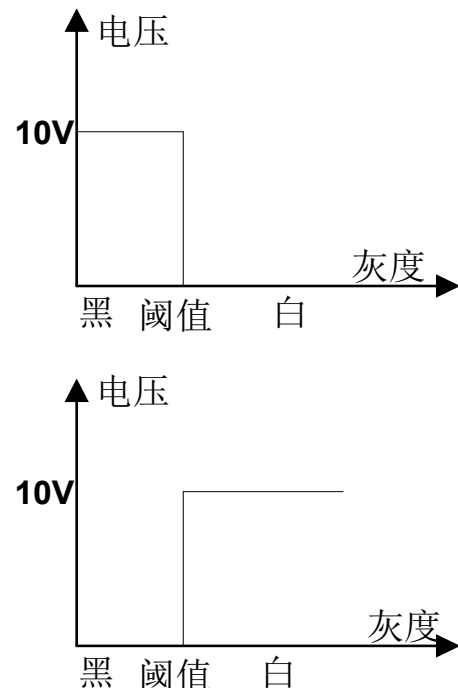
见下图:





光电池放大

黑道
白通道



以二进制电路代替其中的放大器，采用最简单的0，1两级灰度的数字模板，输出： $h_k = |x_k - m_k|$ ， x_k ：k点正像， m_k ：k点的模板。

总输出电流：
$$H \propto \sum_{k=0}^K |x_k - m_k|$$





2) 模板匹配的实现

为找到最好的匹配模板，直接利用输入图像 x 与不同类别的模板的 M_j 的 H_j 值进行比较：

$$H_j = \sum_{k=0}^K |x_k - m_{jk}| \quad , \text{ 若: } H_i = \min_{j=1 \sim K} H_j \quad , \quad H_i < P$$

则: $X \in M_i$

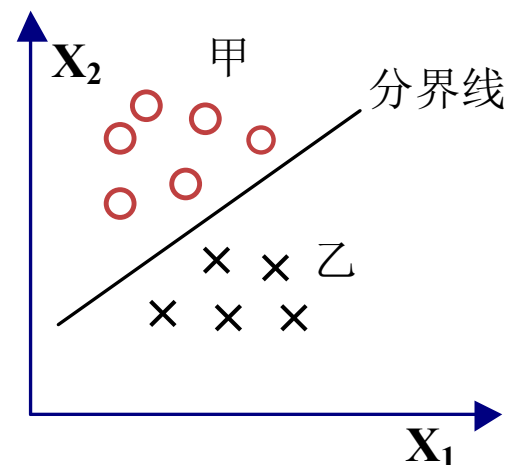
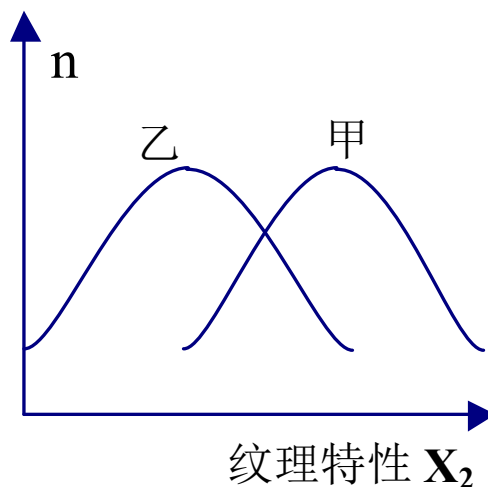
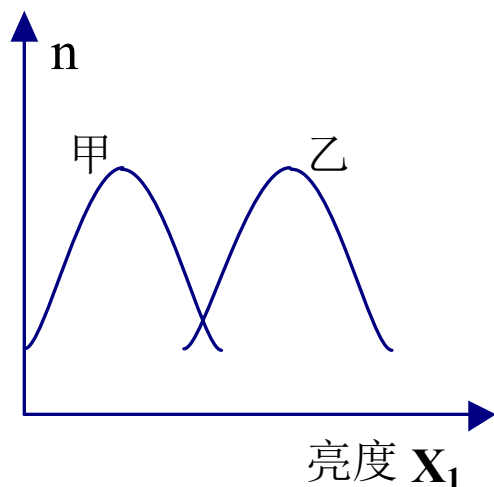
对于文字识别和语言识别，模板匹配是一种较重要的方法。

若采用相关函数的分析方法，则是采用书中的表达式。

2、最小距离识别（又叫最近邻域法）

假设甲、乙两类物品可按其亮度与纹理来区分，则其直方图和特征空间分布为下图所示：





将特征空间分割成若干区域，每个区域对应于一个种类，再看被识别对象落在哪个区域中，即被识别为该类。

若进行数学描述，则就是书中的6-101~6-103公式所表达的内容。

§ 5.9.6 图像的复原

图像的复原的任务就是将由于系统误差、成像畸变、噪声及干扰等各种因素造成的退化的图像恢复成原始图像。主要特点是：将图像退化的过程模型化，并据此取相反的过程以得到原始的图像。





1、退化模型:

$g(x, y) = f(x, y)h(x, y) + n(x, y)$, 其中 $h(x, y)$ 是系统H的点扩散函数。

2、处理方法

1) 逆滤波方法——又称无约束恢复

$$\hat{F}(u, v) = G(u, v) * \frac{1}{H(u, v)}$$

2) 维纳滤波方法——又称有约束恢复

它是一种最小均方差滤波器:

$$\varepsilon = E\{[f(x, y) - \hat{f}(x, y)]^2\} = \min \quad , \text{实际上:}$$

$$\hat{F}(u, v) = \left[\frac{1}{H(u, v)} \times \frac{|H(u, v)|^2}{|H(u, v)|^2 + s[S_n(u, v)/S_f(u, v)]} \right] G(u, v)$$

s: 拉格朗日乘数的倒数;





a) $s=1$ ，称为维纳滤波器

b) s 是变量，称为参数滤波器

c) $S_n = 0$ ，理想逆滤波器

$s=1$ ，上式仅仅是在 $E\{[f(x, y) - \hat{f}(x, y)]^2\}$ 最小化的意义下是最优的。

