

“电气测量技术”讲义

目标：面向电气工程领域的测试与检测技术

学习内容：传感器、检测方法、智能化技术、设备和仪器

课程基础：大学物理、电路、模拟/数字电子技术、单片机及其编程、传感器原理等

课程安排：32 学时理论授课+16 学时实验（孔老师：82665525）

作业：4 次作业，每次 5 分

考试：开卷（60%）

成绩：4 次作业（20 分）+实验（20 分）+期末（60 分）
=100（分）

1.1 测量：被测量与标准量比对的实验过程

- 1) 被测量：电气参数、电器参数
- 2) 标准量：基准/标准
- 3) 实验过程：测试方法

1.2 被测量：被测物理量通过传感器转换为电压信号

- 1) 电压、电流、频率等电信号都比较容易转换
- 2) 温度、应变、压力、振动、噪声等非电量物理量需要相应传感器才能转换
- 3) 非侵入检测：借助光学技术、超声波等

1.3 标准量：强调被测量的参照物，可供同类事物比较核对

- 1) 基准：国家基准
- 2) 电压标准/参考：常用电压标准源 TL431

1.4 测量方法：

- 1) 量具
- 2) 检测、测试、实验、试验等

作业 1

提出一个感兴趣的被测量，查找并阅读相关论文，学习其测量或检测方法，提出自己的测量思路。

2.1 测量误差

1) 术语：真值 (A_0)、标称值、示值 (A_x)、准确度 α 。

2) 误差的表示

绝对误差： $\Delta_A = A_x - A_0$

相对误差： $\gamma_0 = \frac{\Delta_A}{A_0} \cdot 100\%$ \Rightarrow $\gamma_x = \frac{\Delta_A}{A_x} \cdot 100\%$

引用误差： $\gamma_n = \frac{\Delta_A}{A_m} \cdot 100\%$ \Rightarrow $\gamma_{nm} = \frac{\Delta_{Am}}{A_m} \cdot 100\%$ \Rightarrow $\alpha = |\gamma_{nm}| * 100$

容许误差： $\Delta = \pm(|A_x| \cdot \alpha\% + |A_m| \cdot \beta\%)$ or $\Delta = \pm(|A_x| \cdot \alpha\% + n \text{个字})$

3) 误差分类：系统误差 (ε)、随机误差 (δ)、粗大误差

$$\Delta = \varepsilon + \delta$$

2.2 误差处理

2.2.1 系统误差 ε ：在同一测量条件下，多次重复测量误差的绝对值和符号保持不变，或，按一定规律变化。

$$\varepsilon = \bar{A}_x - A_0 \quad \text{or} \quad \varepsilon_i = f(i) = A_{xi} - A_0$$

系统误差可以通过补偿或校准进行修正。

2.2.2 随机误差 δ ：在同一测量条件下，多次重复测量误差的绝对值和符号以不可预知的方式变化。

$$\delta_i = A_{xi} - \bar{A}_x$$

测量系统的随机误差大多为正态分布（高斯分布）、均匀分布。

1) 正态分布的概率密度函数 $\varphi(\delta)$:

$$\varphi(\delta) = \frac{1}{\sigma(\delta) \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{\delta^2}{\sigma^2(\delta)}}$$

2) 均匀分布的概率密度函数 $\varphi(\delta)$:

$$\varphi(\delta) = \begin{cases} \frac{1}{2a} & (-a \leq \delta \leq a) \\ 0 & (|\delta| \geq a) \end{cases}$$

3) 随机误差的处理

$$\text{算数平均值 } M(A): M(A) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n A_i$$

$$\text{标准差: } \sigma(A) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \delta_i^2}$$

$$\text{标准差的估计值: } \hat{\sigma}(A) = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n \delta_i^2}$$

$$\text{算数平均值的标准差估计值: } \hat{\sigma}(M) = \frac{\hat{\sigma}(A)}{\sqrt{n}}$$

2.2.3 粗大误差：一种与实际显然不符的误差。

$$\text{拉依达法则: } |\delta_i| > 3\sigma(A)$$

$$\text{格布罗斯准则: } |\delta_{i\max}| > g_0(n, a) \cdot \sigma(A)$$

2.3 误差表示:

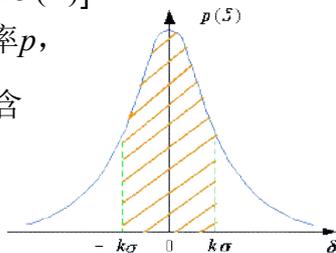
置信度: 表征测量结果的可信赖程度

$\left\{ \begin{array}{l} \text{置信区间: } [M(A) - K\sigma(A), M(A) + K\sigma(A)] \\ \text{置信概率: } A_i \text{ 落在在置信区间的概率 } p, \end{array} \right.$

即: 置信区间 $|A_i| < M(A) \pm K\sigma$ 内包含

真值的概率

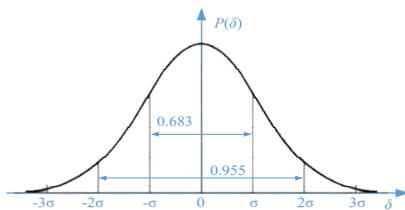
置信限: $\delta = \pm K\sigma$



1) 对于正态分布的误差, 且置信因子 $K=3$ 时,

$$P(|\delta| < 3\sigma) = \int_{-3\sigma}^{3\sigma} p(\delta) d\delta = \int_{-3\sigma}^{3\sigma} \frac{1}{\sigma(\delta) \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{\delta^2}{\sigma^2(\delta)}} d\delta = 0.997$$

置信因子 K	置信概率 P
1	0.683
2	0.955
3	0.997

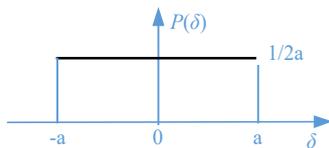


2) 对于均匀分布, 当置信限为 $\pm a$ 时, 即置信区间为

$\delta = \pm K\sigma$ 时的置信概率为 100%。

均匀分布的标准差 σ : $\sigma = \frac{a}{\sqrt{3}}$,

则有 $a = K\sigma$, $K = \sqrt{3}$



2.4 误差合成与传递

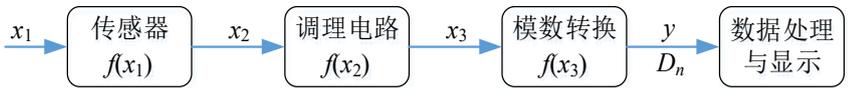
1) 系统误差的合成: 对于测量结果是有 n 个独立测量变量

的函数，即 $y = f(A_1, A_2 \dots A_n)$ ，其系统误差表示如下：

$$\text{绝对误差: } \Delta y = \sum_{i=1}^n |\Delta f_{Ai}| \quad \text{相对误差: } \gamma_y = \sum_{i=1}^n \gamma_{f_{Ai}}$$

例：电流流过电阻产生的热量 $Q = 0.24I^2 \cdot R \cdot t$ ， Q 的绝对误差： $\Delta Q = \left(2 \frac{\Delta I}{I} + \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta t}{t} \right) \cdot Q$ ，相对误差为： $\gamma_Q = 2\gamma_I + \gamma_R + \gamma_t$ 。

2) 随机误差的合成与传递：采用标准差对测量系统的每个环节的随机误差进行几何合成。



$$\begin{cases} y = f(x_3) \cdot x_3 & \rightarrow \sigma_{3m} \\ x_3 = f(x_2) \cdot x_2 & \rightarrow \sigma_{2m} \\ x_2 = f(x_1) \cdot x_1 & \rightarrow \sigma_{1m} \end{cases}$$

标准差合成为： $\sigma_{ym} = \sqrt{\sigma_{3m}^2 + \sigma_{2m}^2 + \sigma_{1m}^2}$

极限误差合成： $\delta_{ym} = \pm \sqrt{\delta_{3m}^2 + \delta_{2m}^2 + \delta_{1m}^2}$ ， $\delta_{ym} = 6\sigma_{ym}$

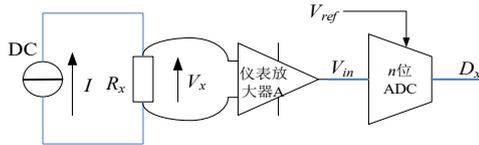
在测量系统的各个环节中，传感器的传输特性和数模转换器都是已知的，如果要求测量系统的总体准确度 σ_{ym} 或极限误差 δ_{ym} 为确定值，则需要按照上述公式进行误差的几何分配，即可确定调理电路的误差。

3.1 电阻传感器

3.1.1 微小电阻的检测： $R \rightarrow \mu\Omega$?

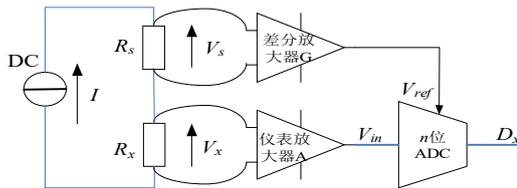
四端法测量微小电阻：①消除引线电阻②消除引线电阻

1) 常规检测



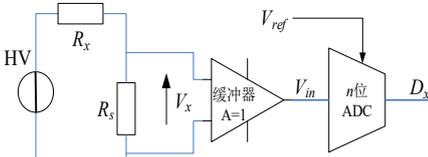
$$D_x = (2^n - 1) \frac{V_{in}}{V_{ref}} = (2^n - 1) \frac{I * R_x * A}{V_{ref}}$$

2) 比例法

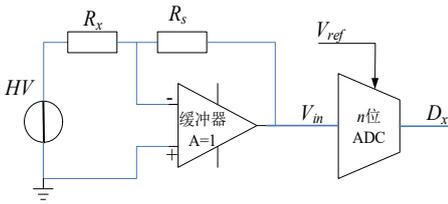


$$D_x = (2^n - 1) \frac{V_{in}}{V_{ref}} = (2^n - 1) \frac{I * R_x * A}{V_{ref}} = (2^n - 1) \frac{I * R_x * A}{I * R_s * G} D_x = (2^n - 1) \frac{R_x * A}{R_s * G}$$

3.1.2 巨电阻检测： $R \rightarrow M\Omega$?

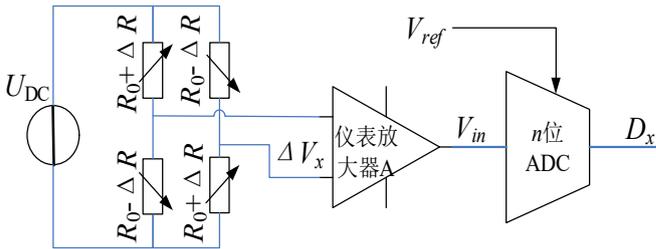


$$D_x = (2^n - 1) \frac{V_{in}}{V_{ref}} = (2^n - 1) \frac{I * R_s}{V_{ref}}$$

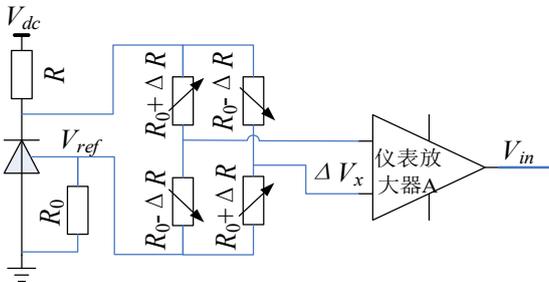


$$D_x = (2^n - 1) \frac{V_{in}}{V_{ref}} = (2^n - 1) \frac{HV}{V_{ref}} \frac{R_s}{R_x}$$

3.1.3 微变电阻的检测： $R \rightarrow R \pm \Delta R$?

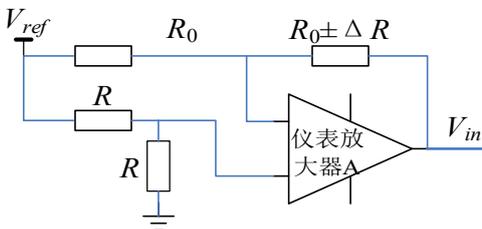


$$D_x = (2^n - 1) \frac{\Delta R}{R_0} \cdot U_{DC} \cdot A$$



$$V_{in} = \frac{\Delta R}{R_0} \cdot V_{ref} \cdot A$$

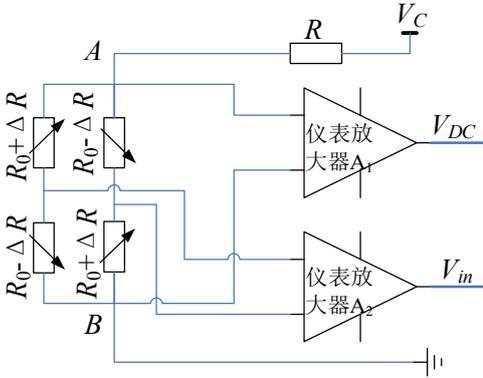
$$D_x = (2^n - 1) \frac{\Delta R}{R_0} \cdot A$$



$$V_{in} = \mp \frac{1}{2} \frac{\Delta R}{R_0} \cdot V_{ref}$$

$$D_x = (2^n - 1) \frac{\Delta R}{2R_0}$$

工程中典型应用的 6 线制应变检测方法：

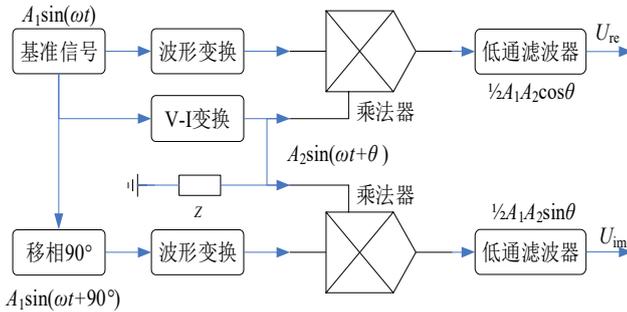


$$V_{in} = \pm \frac{\Delta R}{R_0} \cdot V_{AB} \cdot A_2$$

$$V_{in} = \pm \frac{\Delta R}{R_0} \cdot \frac{V_{DC}}{A_1} \cdot A_2$$

3.2 LC 阻抗检测

3.2.1 同步分离法



$$U_{re} = \frac{1}{2} \cdot A_1 A_2 \cos\theta$$

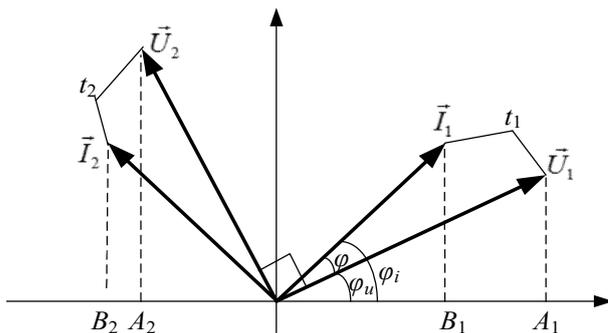
$$U_{im} = \frac{1}{2} \cdot A_1 A_2 \sin\theta$$

$$Z = R + jX = U_{re} + jU_{im} \quad (A_2 = A_1 \cdot Z_m = A_1 \cdot \sqrt{R^2 + X^2})$$

3.2.2 自由矢量法

加载电容试品两端的电压 $u = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi_u)$ ，其电流为 $i = I_m \cdot \sin(\omega t + \varphi_i)$ ，相位差 $\varphi = \varphi_i - \varphi_u$ 。瞬时采样 t_1 时刻和 t_2 时刻的电压和电流，且 t_2 为 t_1 延迟 $\pi/2$ 的时刻，即：

$$\begin{cases} A_1 = U_m \sin(\omega t_1 + \varphi_u) \\ A_2 = U_m \sin(\omega t_1 + \varphi_u + \pi/2) \\ B_1 = I_m \sin(\omega t_1 + \varphi_i) \\ B_2 = I_m \sin(\omega t_1 + \varphi_i + \pi/2) \end{cases} \quad \begin{cases} \vec{U}_1 = A_1 + jA_2 \\ \vec{I}_1 = B_1 + jB_2 \end{cases}$$



电容型设备的介质损耗角正切值为： $\tan \delta = \tan(\frac{\pi}{2} - \varphi)$ ，即：

$$\tan \delta = \frac{A_2 B_2 + A_1 B_1}{A_2 B_1 - A_1 B_2}$$

1) 测量误差

$$f(\delta) = \frac{A_2 B_2 + A_1 B_1}{A_2 B_1 - A_1 B_2} \quad \rightarrow \quad \Delta f = \frac{\partial f}{\partial A_1} \Delta A_1 + \frac{\partial f}{\partial A_2} \Delta A_2 + \frac{\partial f}{\partial B_1} \Delta B_1 + \frac{\partial f}{\partial B_2} \Delta B_2$$

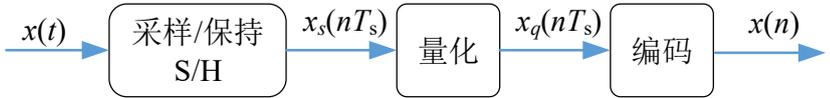
电压检测 A 值和电流检测 B 值的误差将引起总的误差 Δf 。

2) 延迟检测引起的误差

时刻 t_2 要求在 t_1 之后延迟 $\pi/2$ ，延迟计时出现误差 τ ，令

$$\theta = 2\pi\tau/T, \text{ 得: } \tan \delta = \frac{(A_2 B_2 + A_1 B_1) + (A_2 B_1 - A_1 B_2) \cdot \theta}{(A_2 B_1 - A_1 B_2) \cdot (1 - \theta^2/2)}$$

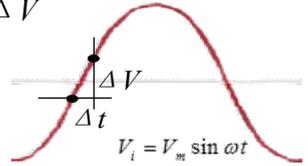
4.1 模拟信号的数字化过程



误差：1) 采样保持误差；2) 量化误差

1) 孔径时间 t_{ap} 的造成的孔径误差 ΔV

$$\Delta V = \left(\frac{dV_i}{dt}\right) \cdot t_{AP}$$



该误差小于 AD 转换器的量化单位 1LSB: $V_{LSB} = V_{FS} / (2^n - 1)$ 。采用四舍五入提高 AD 转换器准确度，即

$$\Delta V_{\max} \leq \frac{1}{2} \cdot V_{LSB}$$

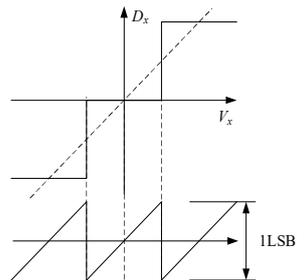
$$\Delta V_{\max} = \left(\frac{dV_i}{dt}\right)_{\max} \cdot t_{AP} = V_m \omega \cos \alpha \Big|_{\alpha=0} \cdot t_{AP} = V_m \omega \cdot t_{AP}$$

$$V_m \omega \cdot t_{AP} = 2\pi f \cdot V_m \cdot t_{AP} \leq \frac{1}{2} V_{LSB} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{FS}}{2^n - 1} \xrightarrow{V_m = V_{FS}} f < \frac{1}{(2^{n+2} - 4)\pi \cdot t_{AP}}$$

2) 量化单位 q

$$q = 1LSB \Leftrightarrow \Delta V = \frac{V_{FS}}{2^n - 1}$$

最大量化误差为 $\pm 1/2LSB$ ，其在 $\pm 1/2q$ 范围内为均匀分布的锯齿波。



$$\text{量化误差的方差为: } \sigma^2(q) = \frac{S}{q} \int_{-q/2S}^{q/2S} (s \cdot t)^2 dt = \frac{q^2}{12}$$

量化噪声为：

$$\sigma(q) = \frac{q}{2\sqrt{3}} = \frac{1\text{LSB}}{2\sqrt{3}}$$

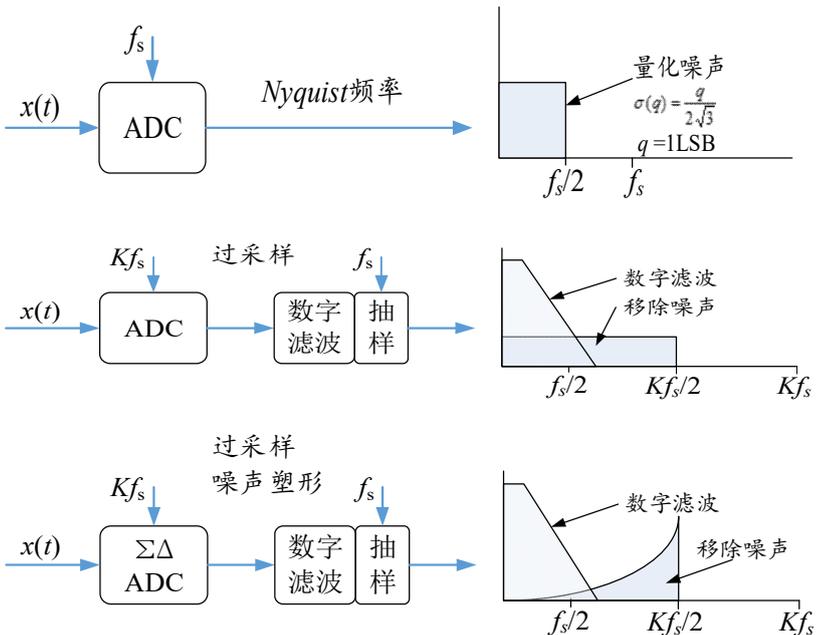
AD 转换器的信噪比 SNR 定义为：

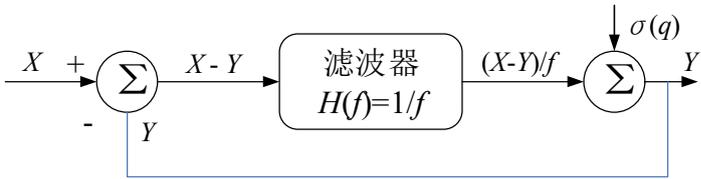
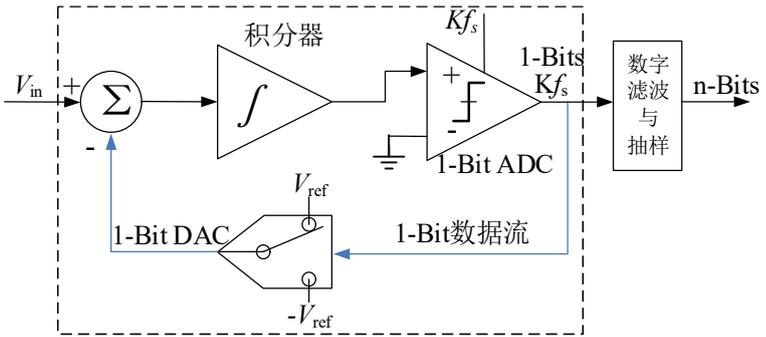
$$\text{SNR}(dB) = 10\log_{10} \frac{P_S}{P_N} = 20\log_{10} \frac{V_S}{V_N}$$

即：

$$\text{SNR}(dB) = 20\log_{10} \frac{2^n - 1}{\sqrt{12}} \cdot \frac{\text{LSB}}{\text{LSB}} = 6.02n + 1.76(dB)$$

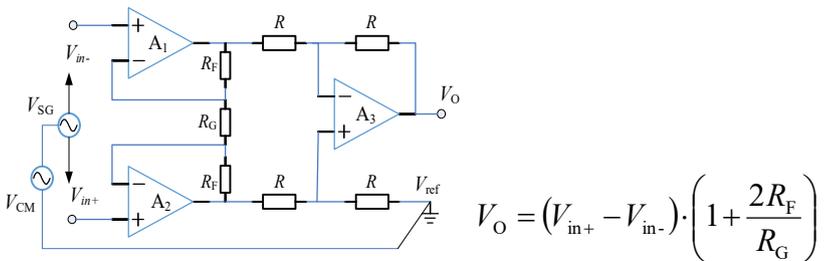
4.2 $\Sigma\Delta$ AD 转换器





$$Y = \frac{1}{f}(X - Y) + \sigma(q) \implies Y = \frac{X}{f+1} + \frac{\sigma(q) \cdot f}{f+1}$$

4.3 仪表放大器 (IN-AMP)

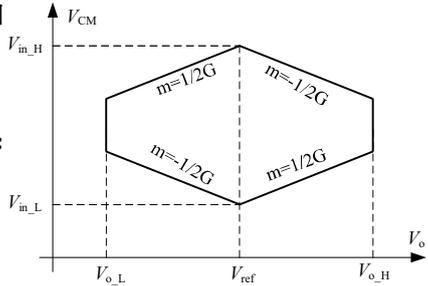


仪表放大器优点：1）高增益（1000）；2）高共模抑制比（CMRR>120dB）；3）高输入阻抗（>10GΩ）

其输出电压 V_o 范围取决于：1)共模电压；2)增益；3)参考电压

IN-AMP 的放大增益由 A_1 和 A_2 运放决定， V_{CM} 的消除由 A_3 决定。 A_1 和 A_2 的输出为：

$$V_o' = V_{CM} \pm G \cdot \frac{V_{diff}}{2}$$

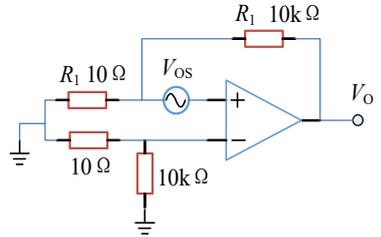


4.4 调理电路放大器误差分析

4.4.1 失调电压 V_{offset} ：

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{os}$$

$$V_{os} = V_o / 1001$$



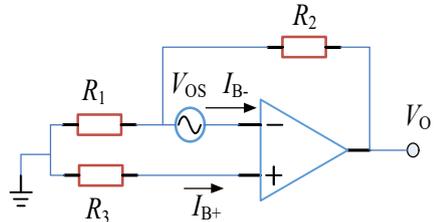
4.4.2 偏置电流 I_b ：

$$Gain_N = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_{RTI} = V_{OS} + I_{B+} \cdot R_3 - I_{B-} \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{RTO} = V_{OS} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_{B+} \cdot R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - I_{B-} \cdot R_2$$

当 $I_{B+} = I_{B-}$ $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

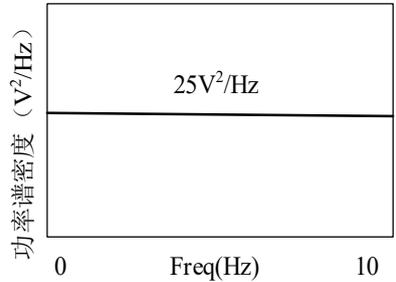


4.4.3 总体噪声

对电压和电流频谱的功率密度进行积分运算，可得放大器信号源的 RMS 幅值。

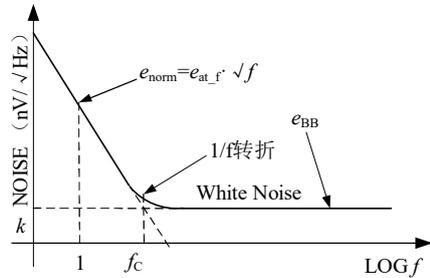
$$P_N = \int_0^{10} (V_{Spec_dens})^2 df = 25 \frac{V^2}{Hz} \cdot 10Hz$$

$$V_N = \sqrt{P_N} = \sqrt{250V^2} = 15.8V$$



1) 1/f 噪声:

用来描述 1/f 区域电压或电流噪声频谱密度的归一化 (1Hz) 计算公式:



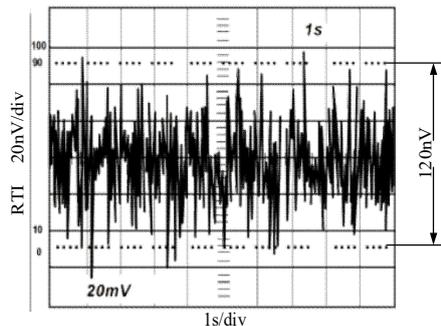
$$e_{norm} = e_{at_f} \sqrt{f} \quad \text{或} \quad i_{norm} = i_{at_f} \sqrt{f}$$

在 1/f 区域内、带宽 $f_L \sim f_C$ 内的均方根噪声公式:

$$e_{nf,rms}(f_L, f_C) = e_{norm} \cdot \sqrt{\int_{f_L}^{f_C} \frac{1}{f} df} = e_{norm} \cdot \sqrt{\ln \frac{f_C}{f_L}}$$

大部分情况下，低频峰峰值噪声是 0.1Hz~10Hz 带宽内的额定值，测量结果表示为示波图，时间刻度为 s/div。

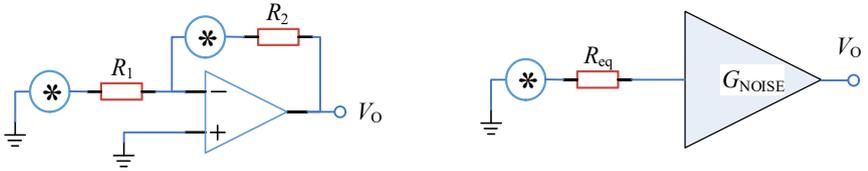
2) 白噪声 (均方根噪声):



在 $f_c \sim f_H$ 内的白噪声的均方根噪声公式：

$$e_{nBB,rms} = e_{BB} \cdot \sqrt{BW_n}$$

3) 电阻热噪声



$$e_{nr,rms} = \sqrt{4k \cdot T \cdot R_{eq} \cdot BW_n} \quad \text{其中 } R_{eq} = R_1 // R_2$$

4) 总噪声：

放大器输入总噪声： $e_{n_tol,rti} = \sqrt{e_{nf,rms}^2 + e_{nBB,rms}^2 + e_{nr,rms}^2}$

输出总噪声： $e_{n,rt0,rms} = G_{noise} \cdot e_{n_tol,rti}$

总噪声峰峰值： $e_{n,rt0,p-p} = 6.0 \cdot e_{n,rt0,rms}$ (置信宽度 $\pm 3\sigma$)

对于给定均方根噪声值，可预测超过给定峰峰值的时间百分比，但不存在永远无法超过的峰峰值。

V_{pk-pk}	超过 V_{pk-pk} 的 时域噪声%	V_{pk-pk}	超过 V_{pk-pk} 的 时域噪声%
$2 \times rms$	32%	$5 \times rms$	0.27%
$3 \times rms$	13%	$6 \times rms$	0.10%
$4 \times rms$	1.2%	$6.6 \times rms$	0.046%

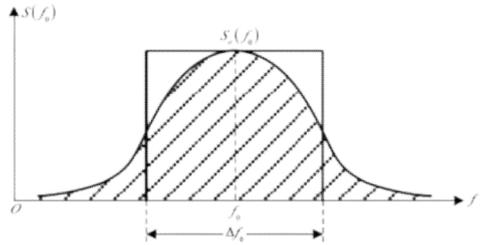
5) 等效噪声带宽

实际中，单极点低通滤波器（RC）截止频率 f_c 以上频谱内的噪声，将转折频率扩展至 $1.57f_c$ ；双极点滤波器（LC）可扩展至 $1.57f_c$ 。扩展后的净带宽称之为滤波器的“等效噪声带宽”。

噪声等效带宽公式定义：

由噪声功率相等，得：

$$\int_0^{\infty} S_0(f)df = S_0 f_0 \cdot \Delta f_n$$



由于输入噪声功率谱密度均匀，有：
$$\Delta f_n = \frac{\int_0^{\infty} A^2(f)df}{A^2(f_0)}$$

相应的输出噪声电压均方值：

$$\bar{V}_{no}^2 = \int_0^{\infty} S_0(f)df = S_0 f_0 \cdot \Delta f_n = A^2(f_0) S_i(f) \cdot \Delta f_n$$

可证明，对于带宽为 $2\Delta f_{0.7}$ 的谐振回路，其等效噪声带宽为：

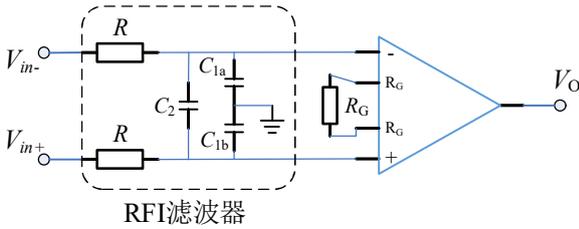
$$\Delta f_n = \frac{\pi}{2} (2\Delta f_{0.7})$$

4) 共模滤波

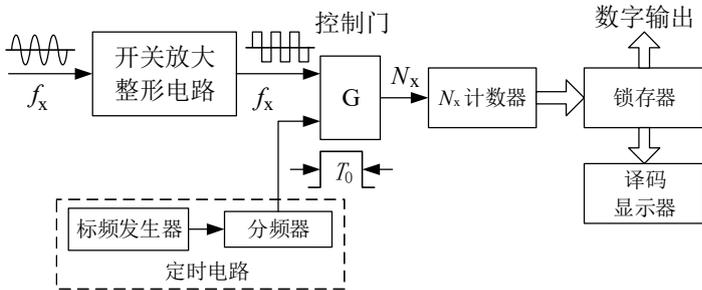
-3dB 差分带宽：
$$BW_{DIFF} = \frac{1}{2\pi R(2C_2 + C_1)}$$

-3dB 共模带宽: $BW_{CM} = \frac{1}{2\pi RC_1}$

$BW = \frac{0.35}{t_r}$



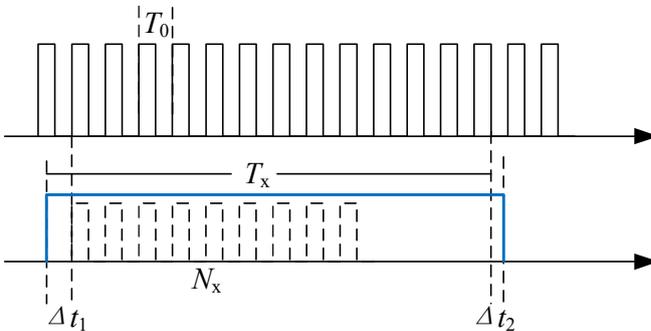
1、频率测量



$$f_x = N_x f_0 = \frac{N_x}{T_0}$$

其相对量化误差：
$$\delta_q = \pm \frac{1}{N_x} = \pm \frac{1}{T_0 f_x}$$

2、周期测量



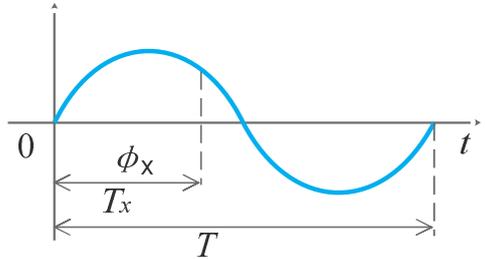
$$T_x = (N_x - 1) \cdot T_0 + \Delta t_1 + (T_0 - \Delta t_2) = N_x \cdot T_0 + \Delta t_1 - \Delta t_2$$

$$T_x = N_x \cdot T_0 \pm \Delta q$$

其相对量化误差：
$$\delta_q = \frac{T_0}{N_x \cdot T_x} \times 100\%$$

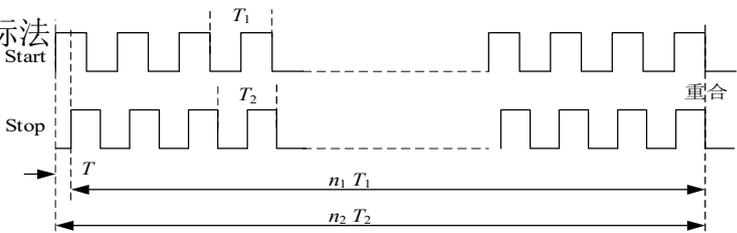
3、相位测量

$$\phi_x = \frac{T_x}{T} \times 360^\circ$$



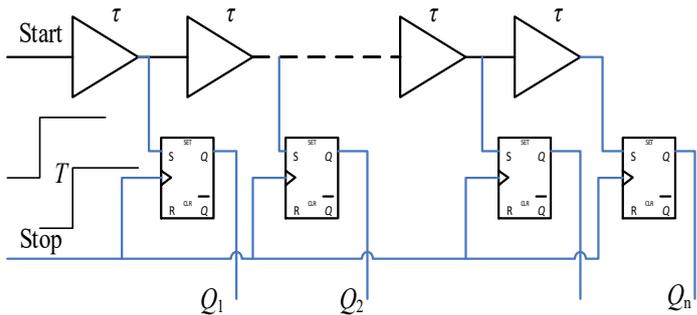
4、时间数字转换器 TDC

1) 游标法



$$T = (n_1 - 1)T_1 - (n_2 - 1)T_2$$

2) 延迟线技术



$$T = n\tau$$

6.1 电阻检测（四端法）

应用优点：1) 瞬态测量；2) 交直流电流都能测试

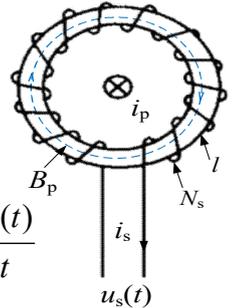
缺点：1) 插入损耗；2) 非隔离；3) 弱信号，抗干扰能力差

6.2 基于磁场的电流检测

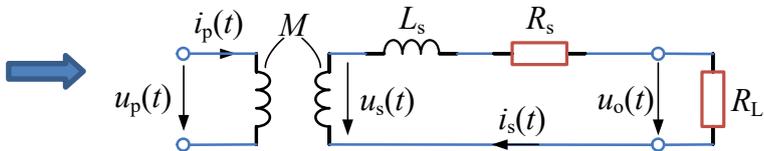
$$H_p * l = N_p * i_p(t) = i_p(t)$$

$$B_p = \mu_0 \mu_r H_p$$

$$u_s(t) = -N_s \frac{d\phi}{dt} = -N_s \frac{dB_p}{dt} \cdot S = -\mu_0 \mu_r \cdot S \cdot \frac{N_s}{l} \frac{di_p(t)}{dt}$$



$$i_p(t) = -\frac{AL}{N_s} \int u_s(t) dt \quad AL = \frac{\mu_0 \mu_r \cdot S}{l}$$



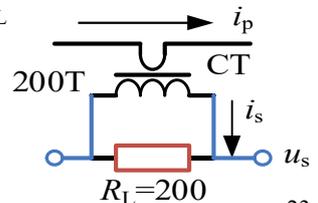
$$-u_s(t) = AL \cdot N_s \frac{di_p(t)}{dt} = L_s \frac{di_s(t)}{dt} + R_s \cdot i_s(t) + R_L \cdot i_s(t)$$

1) 小电阻自积分：当 $\omega L_s \gg R_s + R_o$

$$\text{CT 原边电流: } i_p(t) = N_s \cdot i_s(t) = N_s \cdot \frac{u_o(t)}{R_L}$$

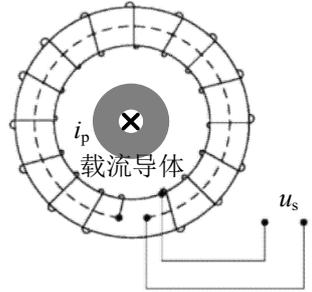
或者： $H_p * l = N_p * i_p$

$$H_s * l = N_s * i_s$$



当 $H_p \approx H_s$ 时，线圈内部磁场为接近 0，

即得：
$$i_p = \frac{N_s}{N_p} * i_s = N_s * i_s = N_s * \frac{u_s}{R_L}$$

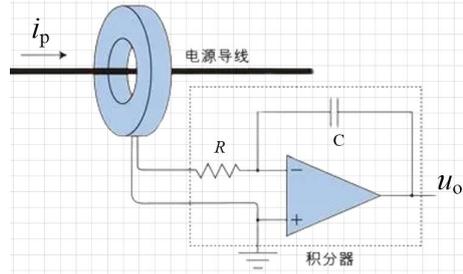


2) 大电阻外积分： $\omega L_s + R_s \ll R_o$

即：
$$i_p(t) = \frac{1}{AL \cdot N_s} \int u_o(t) dt$$

$$u_o(t) = -\frac{\mu_0 N_s r^2}{2R} \cdot \frac{di_p(t)}{dt}$$

$$i_p(t) = -\frac{1}{\mu_0 \cdot k \cdot \pi \cdot r^2} \int u_o(t) dt$$



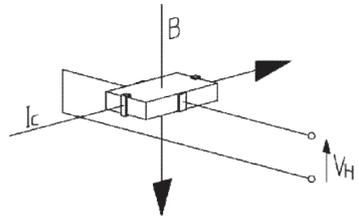
- 存在问题：
- 1) 积分电路？
 - 2) mV 电压，容易被干扰
 - 3) 高压场景如何使用？

6.3 霍尔电流传感器

流过霍尔芯片，电子所收到的

洛伦兹力 $F_L = q \cdot (v \times B)$

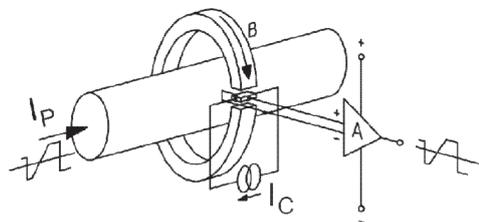
得到霍尔芯片两端的电势：
$$V_H = \frac{K}{d} \cdot I_C \cdot B + V_{OH}$$



1) 开环霍尔

k 温度系数太大，

$$u_o = k \cdot I_C \cdot \frac{\mu_0 \mu_r}{l} \cdot i_p$$

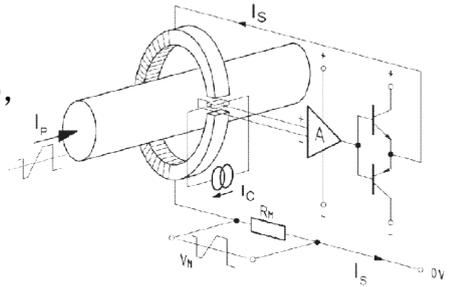


2) 闭环霍尔

当 $H_p \approx H_s$, 磁环内部磁场接近 0,

$$i_p \cdot N_p = i_s \cdot N_s$$

$$i_p = i_s \cdot N_s = \frac{u_m}{R_m} \cdot N_s$$



霍尔传感器存在的问题：①温度系数较大；

②铁芯内部磁场不为 0

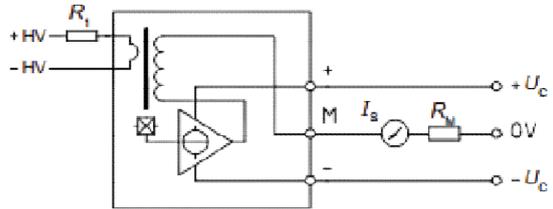
③闭环响应较低

6.4 霍尔电压传感器

原理同霍尔电流传感器，在原边通过电流产生磁场，由霍尔芯片检测磁场强度，进行闭环反馈输出。

$$i_p = i_s \cdot N_s = \frac{u_m}{R_m} \cdot N_s$$

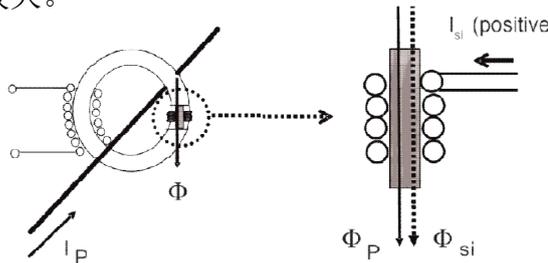
$$u_p = i_p \cdot R_1 = \frac{u_m}{R_m} \cdot N_s \cdot R_1$$

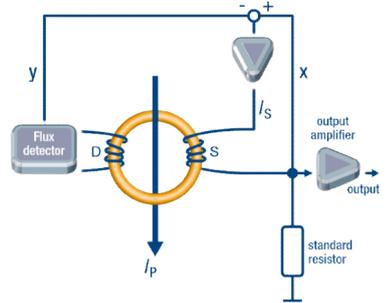
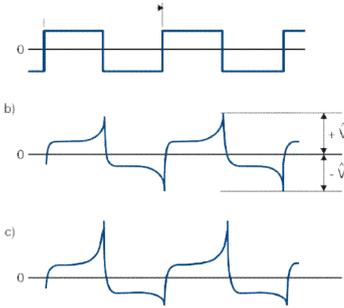


关键误差：电阻 R_1 的功耗较大。

6.5 磁通门电流传感器

用更加灵敏的磁通门传感器代替霍尔芯片，实现更接近 0 磁通的检测。



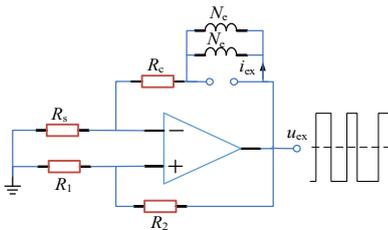
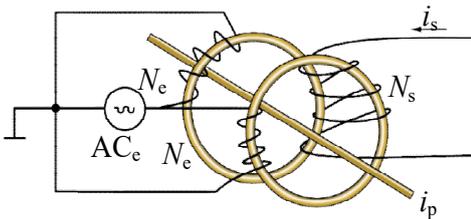


主要特点：①准确度极高（0.001%）、稳定性好

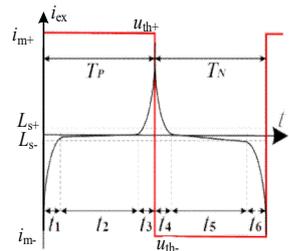
②极低的偏移及温漂； ③杰出的线性度 0.0005%

6.6 零磁通电流传感器实现方法

主要由自谐振



$$u_o = -\frac{k \cdot R_s \cdot V_{cc}}{(V_{cc} - i_s \cdot R_s) \cdot N_s} i_p$$



由此可见，输出电压 u_o 和输入电流 i_p 成线性关系。

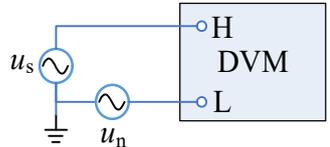
7.1 电磁干扰三要素：

噪声源→耦合途径→敏感设备

途径途径有：1) 静电耦合；2) 互感耦合；3) 公共阻抗耦合；4) 漏电流耦合。

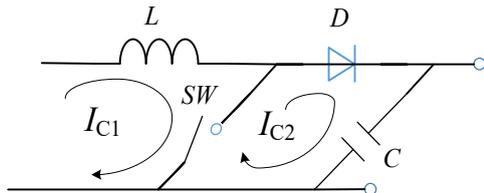
7.2 干扰类型：

1) **差模干扰**：干扰电压 u_n 和信号电压 u_s 串联后，加到两个测量输入端之间。



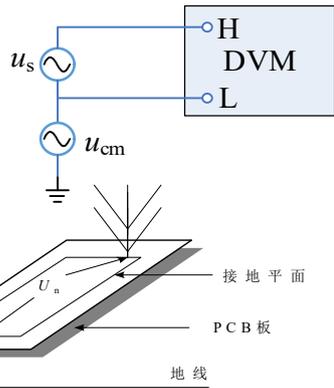
可见，串模干扰来自被测信号本身。

设环路电流为 I ，环面积为 S ，在 r 处的远场，其差模辐射电场强度为：



$$E = 263 \cdot 10^{-16} (f^2 S \cdot I) \cdot \frac{1}{r} \sin \theta$$

2) **共模干扰**：干扰电压 u_{cm} 同时作用到测试设备的两个输入端，即 H 和 L 端同时受到干扰信号 u_{cm} 相同的幅值和相位。信号 u_s 和测量系统的接地都可能包含共模干扰。



共模辐射可用对地电压激励

的长度小于 $1/\lambda$ 的短单极天线模拟，其共模辐射强度为：

$$SMRR = 20 \lg \frac{U_n}{U_n}$$

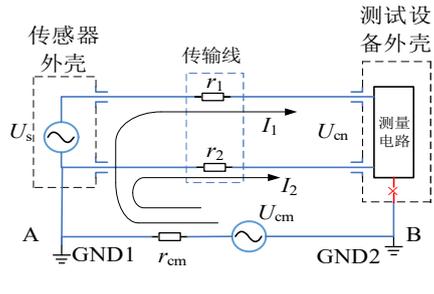
$$E = 12.6 \cdot 10^{-7} (f \cdot L \cdot I) \cdot \frac{1}{r} \sin \theta$$

7.3 干扰抑制方法

串模抑制比 SMRR：

共模抑制比 CMRR：

$$CMRR = 20 \lg \frac{U_{cm}}{U_{cn}}$$

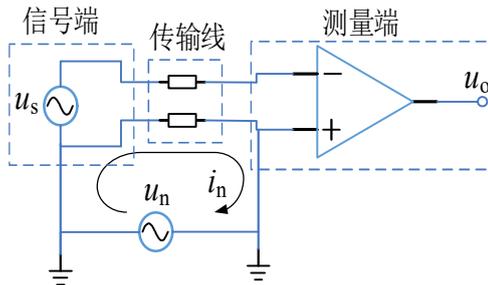


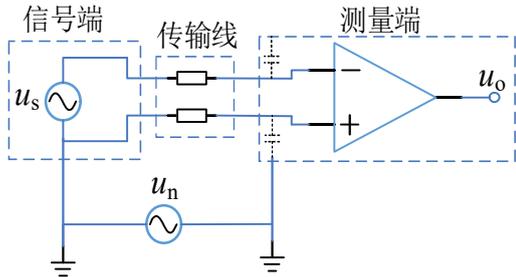
1) 浮置测量设备

共模干扰主要是由于 I_2 造成的，将测量电路的地线浮置即可。

$$U_{cn} \approx U_{cm} \frac{r_2}{Z_2 + r_2 + r_{cm}} \cdot \frac{Z_1}{Z_1 + r_1} \approx \frac{r_2}{Z_2} U_{cm}$$

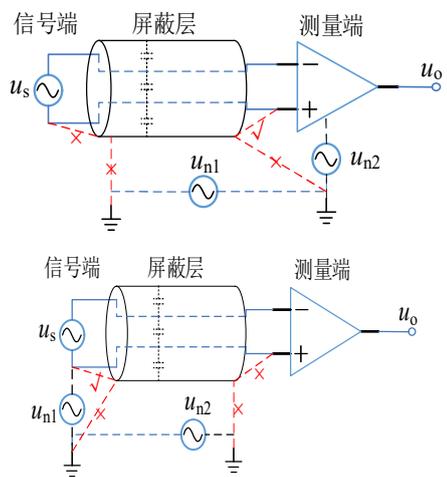
2) 单点接地





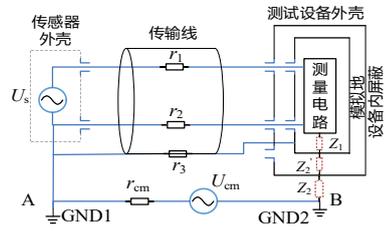
测量系统两点接地带来地线干扰电流，测量系统单点接地，阻断噪声电流，降低噪声干扰。

两种接地方式：



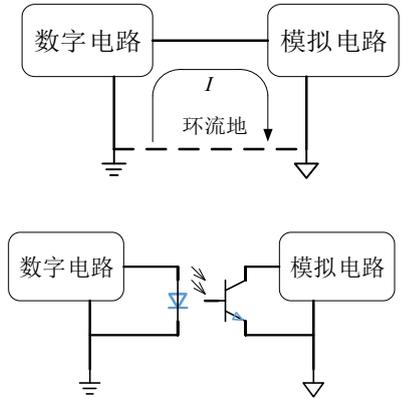
3) 屏蔽

采用双层屏蔽能够达到这个效果。目前高精度测试仪表均采用这个技术。



4) 传导隔离

采用光电耦合器切断地线环路，即利用光电耦合，将两个电路的电气连接隔开，两个电路用不同的电源供电，有各自的地点为基准，二者互相独立而不会造成干扰。



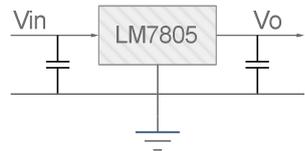
7.4 电源设计示例

输入电压 $V_{in}=28VDC$ ，要求输出输出 $V_o=5V$ ，电流 $10mA$ 。

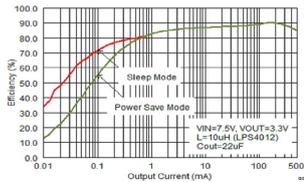
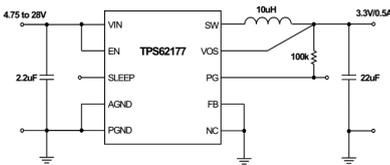
1) 采用 LM7805

其损耗 P 为： $P=23V*10mA=0.23W$

其效率 η 为： $5V/28V \approx 19\%$ 。



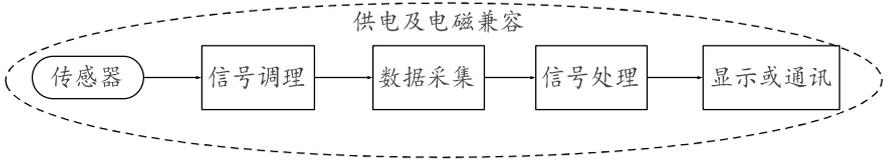
3) 采用开关电源 TPS62175



其损耗 P 为： $P=0.005W$

其效率 $\eta > 90\%$ 。

1、系统构成及基本特性：



基本特性：

- 静态特性
- 动态特性

研究方法：

1) 微分方程

$$a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) =$$

$$b_m \frac{d^m x(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} x(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{dx(t)}{dt} + b_0 x(t)$$

2) 复频域的传递函数

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

3) 频域传递函数

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

2、测量系统动态特性：

1) 常用测量系统模型

零阶系统(电位计比例特性)： $a_0 y(t) = b_0 x(t)$

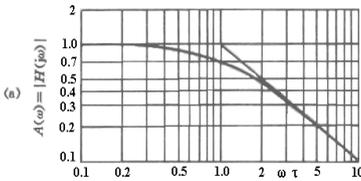
(1) 一阶系统

微分方程：
$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = x(t)$$

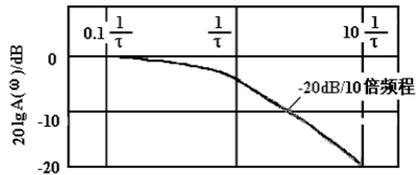
复频域传递函数：
$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{\tau s + 1}$$

频域传递函数：
$$H(j\omega) = \frac{1}{j\omega\tau + 1}$$

对数幅频特性



对数相频特性



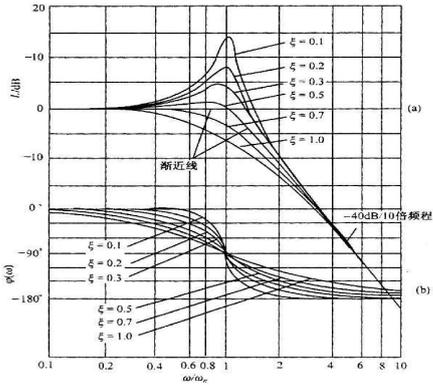
(2) 二阶系统

微分方程：
$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \frac{2\zeta}{\omega_0} \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = K x(t)$$

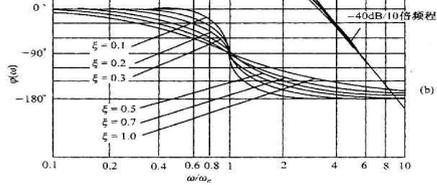
复频域传递函数：
$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{K}{\omega_0^2 s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_0} s + 1}$$

频域传递函数：
$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

对数幅频特性



对数相频特性

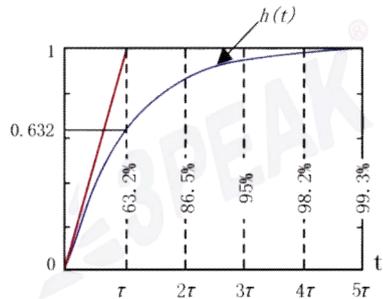


3、动态特性评价指标：

- 1) 时间常数 τ
- 2) 上升时间 t_r
- 3) 响应时间 t_s
- 4) 超调量 σ

4、动态特性测量

1) 一阶系统的单位阶跃响应参数

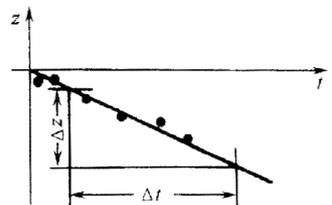


响应时间 t_s

$$h(t_s) = 1 - e^{-\frac{t_s}{\tau}} = 0.95 \quad t_s = 3\tau$$

2) τ 的测量

将 $e^{-\frac{t}{\tau}} = 1 - \frac{y(t)}{A}$ 取对数，令 $z = \ln[1 - \frac{y(t)}{A}]$



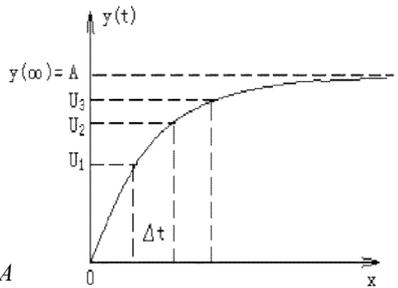
即得： $-\frac{t}{\tau} = z$ ，则 $\tau = -\frac{\Delta t}{\Delta z}$

或者三点法快速测定

将微分方程 $\tau \frac{dU}{dt} + U = A$

改成差分方程

$$\begin{cases} \tau \frac{U_2 - U_1}{\Delta t} + U_2 = A \\ \tau \frac{U_3 - U_2}{\Delta t} + U_3 = A \end{cases}$$



解方程可得： $A = y(\infty) = \frac{U_2^2 - U_1 U_3}{2U_2 - U_3 - U_1}$

5、广义动态误差

$$\gamma = \frac{|W(j\omega)| - |W_N(j\omega)|}{|W_N(j\omega)|} \times 100\%$$

1) 一阶系统动态误差

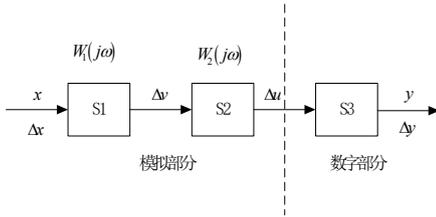
频率比 f/f_t	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	1.0
动态幅值误差 γ	-0.5%	-1.9%	-4.2%	-7.1%	-11%	-14%	-18%	-29%

当 $f/f_t=1$ ，其动态幅值误差达到-29%(-3dB)，因此， f_t 表征了测量系统的通频带，此时相位差为-45°。

6、测量系统设计步骤

1) 基本参数确定

根据分辨率和量程的要求，确定各硬件模块和环节的灵敏度。



$$S = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{\Delta u}{\Delta x} \cdot \frac{\Delta v}{\Delta u} \cdot \frac{\Delta y}{\Delta v} = S_1 \cdot S_2 \cdot S_3$$

2) 各环节误差

传感器与放大器误差:

均为一阶系统, 其时间常数为 τ_1 和 τ_2 , 误差:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_1)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_2)^2}} - 1$$

, 计算出动态幅值误差 γ ,

应当小于设计的允许值 γ_m : $|\gamma| < \gamma_m \%$ 。

数字部分误差:

设采样保持器的保持时间为 t_{AJ} (孔径抖动时间), 则

$$f_m \leq f_H = \frac{1}{2^{n+1} \pi} \cdot \frac{1}{t_{AJ}}$$

3) 极限误差估计:

$$\gamma_y = \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3$$

$$|\gamma_y| = \sqrt{\gamma_1^2 + \gamma_2^2 + \gamma_3^2} \leq 1\%$$

(1) 传感器分享误差评定:

$\gamma_1 = \delta_H$ (迟滞)、 δ_r (重复性)、 δ_L (线性度)、 α_E (电源波动)、 $(\alpha_0 + \alpha_s)\Delta t$ (零点温漂)的合成 $\gamma_1 = \sqrt{\gamma_{11}^2 + \gamma_{12}^2 + \gamma_{13}^2 + \gamma_{14}^2}$

(2) 数采系统误差评定

$$\gamma_3 = \pm \sqrt{\text{转换误差 } \gamma_{31}^2 + \text{量化误差 } \gamma_{32}^2 + \text{修约误差 } \gamma_{33}^2}$$

(3) 放大器误差限定：

根据整机极限误差 $|\gamma_y| = \sqrt{\gamma_1^2 + \gamma_2^2 + \gamma_3^2} \leq 1\%$

可得 $\gamma_2 \leq \pm 0.69 \%$