

第5章 电压测量

- 5.1 概述
- 5.2 电压标准
- 5.3 交流电压的测量
- 5.4 直流电压的数字化测量及A/D转换原理
- 5.5 电流、电压、阻抗变换技术及数字多用表
- 5.6 数字电压表测量的不确定度及自动校准、自动量程技术
- 5.7 电压测量的干扰及抑制技术

第1页



5.1 概述

5.1.1 电压测量的意义、特点

1) 电压测量的重要性

- ◆电压测量是电测量与非电测量的基础;
- ◆电测量中,许多电量的测量可以转化为电压测量:
表征电信号能量的三个基本参数:电压、电流、功率
其中:电流、功率——>电压,再进行测量
电路工作状态:
饱和与截止,线性度、失真度——>电压表征
- ◆非电测量中,物理量——>电压信号,再进行测量
如:温度、压力、振动、(加)速度

第2页



2) 电压测量的特点

- 1. 频率范围广: 零频(直流)~ 10^9 Hz
低频: 1MHz以下; 高频(射频): 1MHz以上。
- 2. 测量范围宽
微弱信号: 心电医学信号、地震波等,纳伏级(10^{-9} V);
超高压信号: 电力系统中,数百千伏。
- 3. 电压波形的多样化
电压信号波形是被测量信息的载体。
各种波形: 纯正弦波、失真的正弦波,方波,三角波,梯形波;随机噪声。

第3页



2) 电压测量的特点

- 4. 阻抗匹配
在多级系统中,输出级阻抗对下一输入级有影响。

直流测量中,输入阻抗与被测信号源等效内阻形成分压,使测量结果偏小。
如:采用电压表与电流表测量电阻,
当测量小电阻时,应采用电压表并联方案;
当测量大电阻时,应采用电流表串联方案。
交流测量中,输入阻抗的不匹配引起信号反射。

第4页



2) 电压测量的特点

- 5. 测量精度的要求差异很大(工业测控、计量仪器) 10^{-1} 至 10^{-9} 。
- 6. 测量速度的要求差异很大
静态测量: 直流(慢变化信号),几次/秒;
动态测量: 高速瞬变信号,数亿次/秒(几百MHz)
精度与速度存在矛盾,应根据需要而定。
- 7. 抗干扰性能
工业现场测试中,存在较大的干扰。

第5页



5.1.2 电压测量的方法和分类

- 2. 电压测量方法的分类
 - 按对象: 直流电压测量; 交流电压测量
 - 按技术: 模拟测量; 数字测量
- 1) 交流电压的模拟测量方法
表征交流电压的三个基本参量: 有效值、峰值和平均值。以有效值测量为主。
方法: 交流电压(有效值、峰值和平均值)——>直流电压——>直流电流——>驱动表头——>指示
——有效值、峰值和平均值电压表,电表类等。

第6页



5.1.2 电压测量的方法和分类

2) 数字化直流电压测量方法

模拟直流电压—> A/D转换器—> 数字量—> 数字显示(直观)

——数字电压表(DVM), 数字多用表(DMM)。

3) 交流电压的数字化测量

交流电压(有效值、峰值和平均值)—> 直流电压—> A/D转换器—> 数字量—> 数字显示

——DVM(DMM)的扩展功能。

第7页

5.1.2 电压测量的方法和分类

4) 基于采样的交流电压测量方法

交流电压—> A/D转换器—> 瞬时采样值 $u(k)$ —> 计算, 如有效值

$$V \approx \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N u^2(k)}$$

式中, N 为 $u(t)$ 的一个周期内的采样点数。

5) 示波测量方法

交流电压—> 模拟或数字示波器—> 显示波形—> 读出结果

第8页

5.2 电压标准

5.2.1 直流电压标准

电压和电阻是电磁学中的两个基本量。

电压基准和电阻基准——> 其他电磁量基准。

电压标准有:

标准电池(实物基准, 10^{-6});

齐纳管电压标准(固态标准, 10^{-6});

约瑟夫森量子电压基准(量子化自然基准, 10^{-10})。

电阻标准有:

精密线绕电阻(实物标准);

霍尔电阻基准(量子化自然基准, 10^{-9})。

第9页

5.2.1 直流电压标准

◆ 1. 标准电池

原理: 利用**化学反应**产生稳定可靠的电动势(1.01860V)。有饱和型和不饱和型两种类型。

饱和型特点: 电动势**非常稳定**(年稳定性可小于 $0.5 \mu V$, 相当于 5×10^{-7}), 但**温度系数较大**(约 $-40 \mu V/^\circ C$)。用于计量部门**恒温条件下的电压标准器**。

不饱和型特点: **温度系数很小**(约 $-4 \mu V/^\circ C$), 但**稳定性较差**。用于一般工作用具, 如实验室中常用的便携式**电位差计**。

第10页

1. 标准电池

使用中应注意:

1) **不能倾倒**; 不能震动、冲击(不易运输)。

2) **温度修正**(特别是对饱和型)。

“温度—电动势”修正公式:

$$E_t = E_{20} - [39.94(t-20) + 0.929(t-20)^2 - 0.0092(t-20)^3 + 0.00006(t-20)^4] \times 10^{-6} (V)$$

式中, E_t 、 E_{20} 分别为 $t^\circ C$ (使用时的温度)和 $20^\circ C$ (出厂检定时温度)时标准电池的电动势。

3) 标准电池**存在内阻**, 仪表输入电阻应较大。

第11页

2. 齐纳管电压标准

◆ 原理

利用**齐纳二极管**的**稳压特性**制作的电子式电压标准(也称为固态电压标准)。

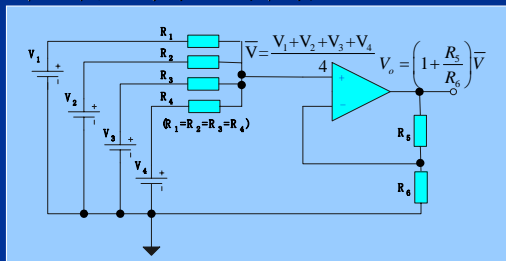
◆ 齐纳管的稳压特性仍然存在受**温度漂移**的影响, 采用高稳定电源和内部恒温控制电路可使其温度系数非常小。

◆ 将齐纳管与恒温控制电路集成在一起的**精密电压基准源**, 如LM199/299/399、REF02/102/192系列。

第12页

2. 齐纳管电压标准

- ◆ 为克服输出电压的波动，还可将多个精密电压基准源并联，得到它们的平均值。



第13页

2. 齐纳管电压标准

上图中，假设运放是理想的，（虚短、虚断）

则流入运放同相端电流 $I_+=0$ ，即

$$\frac{V_1 - V_+}{R_1} + \frac{V_2 - V_+}{R_2} + \frac{V_3 - V_+}{R_3} + \frac{V_4 - V_+}{R_4} = 0$$

若 $R_1=R_2=R_3=R_4$ ，则

$$V_+ = \bar{V} = \frac{V_1 + V_2 + V_3 + V_4}{4}$$

而输出电压 $V_0 = \left(1 + \frac{R_5}{R_6}\right) \bar{V}$

第14页

2. 齐纳管电压标准

- ◆ 齐纳管电压标准器整机输出电压有：

10V、1V和1.0186V。

10V输出便于检定和传递到高压，且运输、保存和使用方便。

如WUK7000系列直流电压参考标准：

10V输出的年稳定性可达 0.5×10^{-6} ；

1V和1.018V输出的年稳定性可达到 2×10^{-6} ，温度系数为 0.05×10^{-6} 。

第15页

3. 约瑟夫森量子电压基准

- ◆ 原理

➢ 基于约瑟夫森（Josephson）效应的量子电压基准

- ◆ 约瑟夫森效应

➢ 约瑟夫森隧道结：在两块相互隔开（约10埃的绝缘层）的超导体之间，由于量子隧道效应，超导电流（约mA量级）可以穿透该绝缘层，使两块超导体之间存在微弱耦合，这种超导体-绝缘体-超导体（SIS）结构称为约瑟夫森隧道结。

➢ 约瑟夫森效应：当在约瑟夫森结两边加上电压 V 时，将得到穿透绝缘层的超导电流，这是一种交变电流，这种现象称为交流约瑟夫森效应。

第16页

3. 约瑟夫森量子电压基准

- ◆ 约瑟夫森效应

➢ 即：电压 V ——约瑟夫森结——超导电流。

➢ 超导交变电流的频率为： $f = \frac{2e}{h} V = K_J V$

式中： e 为电子电荷， h 为普朗克常数，因而 K_J 为一常数。当电压 V 为mV量级时，频率 f 相当于厘米波。

➢ 逆效应：若将约瑟夫森结置于微波场中（即用微波辐射到处于超导状态下的约瑟夫森结上）时，将在约瑟夫森结上得到量子化阶梯电压 V_n 。

即：微波（频率 f ）——约瑟夫森结——量子化阶梯电压 V_n （第 n 个阶梯）。

$$V_n = n \frac{f}{K_J}$$

第17页

3. 约瑟夫森量子电压基准

- ◆ 约瑟夫森电压基准

➢ 根据约瑟夫森效应：

由稳定的频率（ f ）——确定电压 V 。

即：通过时间（频率）单位得到量子化电压基准。

量子化电压基准的准确度可接近时间（频率）准确度。

➢ 国际计量委员会的建议：

从1990年1月1日开始，在世界范围内同时启用了约瑟夫森电压量子基准（JJVS， 10^{-10} ）。并给出 $K_{J-90}=483597.9\text{GHz/V}$ 。

第18页

3. 约瑟夫森量子电压基准

- ◆ 约瑟夫森结阵 (JJA)
 - 约瑟夫森结产生的量子电压较低 (mv级)。
 - 在一个芯片上将成千上万个或更多的约瑟夫森结串联得到约瑟夫森结阵 (JJA)，可产生1V至10V的电压。
- ◆ 我国的约瑟夫森量子电压基准
 - 由中国计量科学研究院(NIM)量子部建立。
 - 1993年底，1V约瑟夫森结阵电压基准，测量不确定度达到 6×10^{-9} ；
 - 1999年底，10V约瑟夫森结阵电压基准，合成不确定度为 5.4×10^{-9} (1 σ)。
 - 应用：对标准电池、固态电压标准的量值传递，高精度数字多用表等的计量检定，测量不确定度为1E-8。

第19页



国际计量局所设的约瑟夫森基准室正在工作的情况

第20页



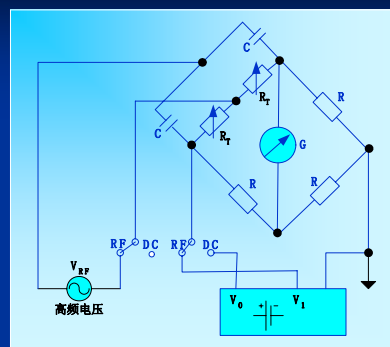
5.2.2 交流电压标准

- ◆ 原理
 - 由直流电压标准建立。因而，需经过交流-直流变换。
- ◆ 测热电阻桥式高频电压标准
 - 基本原理：将高频电压通过一电阻（称为测热电阻，如热敏电阻），该电阻由于吸收高频电压功率，其阻值将发生变化，再将一标准直流电压同样施加于该电阻，若引起的阻值变化相等，则高频电压的有效值就等于该直流电压。
- ◆ 双测热电阻电桥的原理图

第21页



双测热电阻电桥的原理图



第22页



双测热电阻电桥的原理

- ◆ 如图：标准电阻（如 $R=200\Omega$ ）组成三个桥臂，两个完全相同的测热电阻 R_T （如 $R_T=100\Omega$ ）组成一个桥臂。
- ◆ 测量过程
 - 1. 电桥置于“DC”（直流）。
 - 调节直流电压源到 V_0 ，使电桥平衡，则测热电阻 $2R_T=R$ 。
 - 2. 置于“RF”（射频，即高频电压，设有效值为 V_{RF} ）。
 - 此时，测热电阻上同时施加有交流和直流功率，两测热电阻 R_T 对交流为并联，对直流为串联。
 - 再次调节直流电压源到 V_1 ，使电桥平衡。

第23页



双测热电阻电桥的原理

- ◆ 测量过程
 - 由两次电桥平衡关系，有

$$\left(\frac{V_0}{2}\right)^2 = \left(\frac{V_1}{2}\right)^2 + \frac{V_{RF}^2}{2}$$

即高频电压有效值为：

$$V_{RF} = \frac{\sqrt{V_0^2 - V_1^2}}{2}$$

第24页



双测热电阻电桥的原理

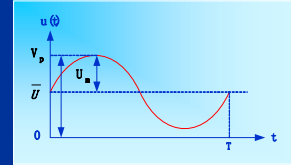
- ◆ 对上述电路的要求
 - 两个测热电阻的一致性 (阻值和温度特性相同) (调节);
 - 检流计要非常灵敏 (特别是测量小的高频电压时);
 - 隔直电容C应保证满足: $\frac{1}{\omega C} \ll R$ 使交流功率在电容C上的损耗可以忽略。
- ◆ 测热电阻电桥的缺点
 - 测热电阻对环境温度敏感, 操作较复杂;
 - 一般不能直接读数 (需换算)。
- ◆ 准确度: 若直流电压标准准确度为 10^{-3} , 则得到的高频电压标准准确度可达 10^{-3} 。
- ◆ 应用: 对模拟电压表检定。

第25页



5.3 交流电压的测量

- ◆ 5.3.1 表征交流电压的基本参量
 - 峰值、平均值、有效值、波峰因数和波形因数。
- ◆ 峰值
 - 以零电平为参考的最大电压幅值 (用 V_p 表示)。
 - 注: 以直流分量为参考的最大电压幅值则称为振幅, (通常用 U_m 表示)。



第26页



5.3.1 表征交流电压的基本参量

- ◆ 平均值 (均值)
 - 数学上定义为: $\bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt$
 - 相当于交流电压 $u(t)$ 的直流分量。
 - 交流电压测量中, 平均值通常指经过全波或半波整流后的波形 (一般若无特指, 均为全波整流):

$$\bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt$$

- 对理想的正弦交流电压 $u(t) = V_p \sin(\omega t)$, 若 $\omega = 2\pi/T$

$$\bar{U} = \frac{2}{\pi} V_p \approx 0.637 V_p$$

第27页



5.3.1 表征交流电压的基本参量

- ◆ 有效值
 - 定义: 交流电压 $u(t)$ 在一个周期 T 内, 通过某纯电阻负载 R 所产生的热量, 与一个直流电压 V 在同一负载上产生的热量相等时, 则该直流电压 V 的数值就表示了交流电压 $u(t)$ 的有效值。
 - 表达式:
 - 直流电压 V 在 T 内电阻 R 上产生的热量 $Q = I^2 R T = \frac{V^2}{R} T$
 - 交流电压 $u(t)$ 在 T 内电阻 R 上产生的热量 $Q = \int_0^T \frac{u^2(t)}{R} dt$
 - 由 $Q = Q$ 得,
 - 有效值 $V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$

第28页



5.3.1 表征交流电压的基本参量

- ◆ 有效值
 - 意义: 有效值在数学上即为均方根值。有效值反映了交流电压的功率, 是表征交流电压的重要参量。
 - 对理想的正弦交流电压 $u(t) = V_p \sin(\omega t)$, 若 $\omega = 2\pi/T$

$$V = \frac{1}{\sqrt{2}} V_p = 0.707 V_p$$

- ◆ 波峰因数和波形因数

- 波峰因数定义: 峰值与有效值的比值, 用 K_p 表示,

$$K_p = \frac{V_p}{V} = \frac{\text{峰值}}{\text{有效值}}$$

第29页



5.3.1 表征交流电压的基本参量

- ◆ 波峰因数和波形因数
 - 对理想的正弦交流电压 $u(t) = V_p \sin(\omega t)$, 若 $\omega = 2\pi/T$

$$K_p = \frac{V_p}{V_p / \sqrt{2}} = \sqrt{2} \approx 1.41$$

- 波形因数定义: 有效值与平均值的比值, 用 K_f 表示,

$$K_f = \frac{V}{\bar{U}} = \frac{\text{有效值}}{\text{平均值}}$$

- 对理想的正弦交流电压 $u(t) = V_p \sin(\omega t)$, 若 $\omega = 2\pi/T$

$$K_f = \frac{(1/\sqrt{2}) V_p}{(2/\pi) V_p} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1.11$$

第30页



5. 3. 1 表征交流电压的基本参量

◆ 波峰因数和波形因数

➢ 常见波形的波峰因数和波形因数可查表得到:

如正弦波: $K_p=1.41$, $K_F=1.11$;

方波: $K_p=1$, $K_F=1$;

三角波: $K_p=1.73$, $K_F=1.15$;

锯齿波: $K_p=1.73$, $K_F=1.15$;

脉冲波: $K_p=\sqrt{\frac{T}{\tau}}$, $K_F=\sqrt{\frac{T}{\tau}}$, τ 为脉冲宽度, T 为周期

白噪声: $K_p=3$ (较大), $K_F=1.25$.

第31页

5. 3. 2 交流/直流转换器的响应特性及误差分析

◆ 1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

➢ 模拟电压表的交流电压测量原理:

交流电压—有效值、峰值和平均值的转换, 称为AC-DC转换。由不同的检波电路实现。

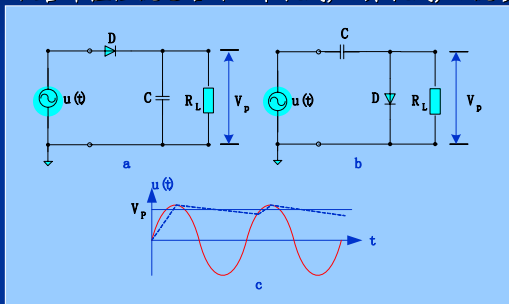
➢ 峰值检波原理

由二极管峰值检波电路完成。有二极管串联和并联两种形式。如下图。

第32页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

二极管峰值检波电路 (a. 串联式, b. 并联式, c. 波形)



第33页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

◆ 二极管峰值检波电路工作原理

➢ 通过二极管正向快速充电达到输入电压的峰值, 而二极管反向截止时“保持”该峰值。

为此, 要求:

$$(R_s + r_d)C \ll T_{\min}, \quad R_L C \gg T_{\max}$$

式中, R_s 和 r_d 分别为等效信号源 $u(t)$ 的内阻和二二极管正向导通电阻, C 为充电电容 (并联式检波电路中 C 还起到隔直流的作用), R_L 为等效负载电阻, T_{\min} 和 T_{\max} 为 $u(t)$ 的最小和最大周期。

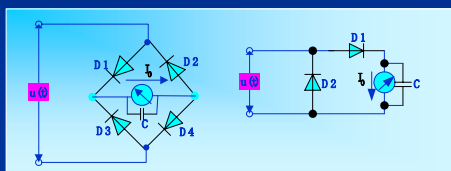
➢ 从波形图可以看出, 峰值检波电路的输出存在较小的波动, 其平均值略小于实际峰值。

第34页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

◆ 平均值检波原理

➢ 由二极管桥式整流 (全波整流和半波整流) 电路完成。



➢ 如图, 整流电路输出直流电流 I_0 , 其平均值与被测输入电压 $u(t)$ 的平均值成正比 (与 $u(t)$ 的波形无关)。
(电容 C 用于滤除整流后的交流成分, 避免指针摆动)

第35页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

◆ 平均值检波原理

➢ 以全波整流电路为例, I_0 的平均值为

$$\overline{I_0} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u(t)}{2r_d + r_m} dt = \frac{\overline{u(t)}}{2r_d + r_m}$$

式中, T 为 $u(t)$ 的周期, r_d 和 r_m 分别为检波二极管的正向导通电阻和电流表内阻, 可视为常数 (它反映了检波器的灵敏度)。

➢ 于是, I_0 的平均值 $\overline{I_0}$ 与 $u(t)$ 的平均值 $\overline{u(t)}$ 成正比。

第36页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

◆ 有效值检波原理

- 利用二极管平方律伏安特性检波
 - 根据 $V = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}$ 为得到有效值, 首先需对 $u(t)$ 平方
- 小信号时二极管正向伏安特性曲线可近似为平方关系。

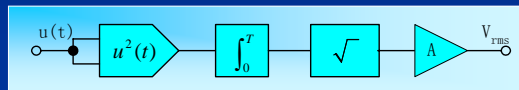
- 缺点: 精度低且动态范围小。

第37页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

◆ 利用模拟运算的集成电路检波

- 原理图



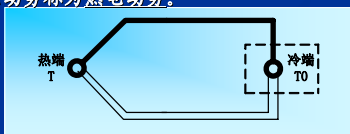
- 通过多级运算器级连实现
模拟乘法器(平方)——积分——开方——比例运算。
- 单片集成TRMS/DC电路, 如AD536AK等。

第38页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

◆ 利用热电偶有效值检波

- 热电效应: 两种不同导体的两端相互连接在一起, 组成一个闭合回路, 当两节点处温度不同时, 回路中将产生电动势, 从而形成电流, 这一现象称为热电效应, 所产生的电动势称为热电动势。
- 热电效应原理图



- 当热端 T 和冷端 T_0 存在温差时 (即 $T \neq T_0$), 则存在热电动势, 且热电动势的大小与温差 $\Delta T = T - T_0$ 成正比。

第39页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

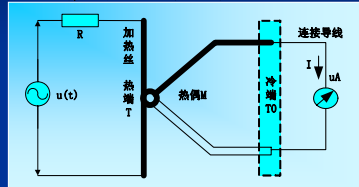
◆ 利用热电偶有效值检波

- 热电偶: 将两种不同金属进行特别封装并标定后, 称为一对热电偶 (简称热偶)。
- 热电偶温度测量原理: 若冷端温度为恒定的参考温度, 则通过热电动势就可得到热端 (被测温度点) 的温度。
- 热电偶有效值检波原理: 若通过被测交流电压对热电偶的热端进行加热, 则热电动势将反映该交流电压的有效值, 从而实现了有效值检波。如下图。

第40页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

- 热电偶有效值检波原理图

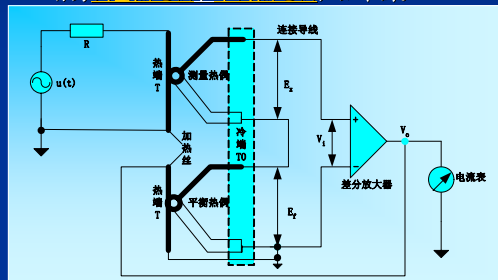


- 图中, 直流电流 I 与被测电压 $u(t)$ 的有效值 V 的关系: 电流 $I \propto$ 热电动势 \propto 热端与冷端的温差, 而热端温度 $\propto u(t)$ 功率 $\propto u(t)$ 的有效值 V 的平方, 故, $I \propto V^2$

第41页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

- 表头刻度线性化处理: 采用两对相同的热电偶, 分别称为测量热电偶和平衡热电偶, 如下图。



第42页

1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

- 上图中, 通过平衡热偶形成一个电压负反馈系统。
- 测量热偶的热电势 $E_x \propto V^2$, 令 $E_x = k_1 V^2$;
平衡热偶的热电势 $E_o \propto V_o^2$, 及 $E_o = k_2 V_o^2$;
假如两对热偶具有相同特性, 即 $k_1 = k_2 = k$, \Rightarrow
则差分放大器输入电压 $V_i = E_x - E_o = k(V^2 - V_o^2)$,
若放大器增益足够大, 则有 $V_i = 0$, \Rightarrow
 $V_o = V$ (即输出电压等于 $u(t)$ 有效值)
- 有效值电压表的特点
 - 理论上不存在波形误差, 因此也称**真有效值电压表** (读数与波形无关)。

第43页



1) 交流/直流电压 (AC-DC) 转换原理

- 有效值电压表的特点
 - 比如, 对非正弦波, 可视为由基波和各次谐波构成,
若其有效值分别为 V_1, V_2, V_3, \dots , 则读数
$$\alpha = kV = k(\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots})$$
 - 但实际**有效值电压表**, 下面两种情况使**读数偏小**:
对于波峰因数较大的交流电压波形, 由于电路饱和而使电压表可能出现“**削波**”; 高于电压表**有效带宽**的波形分量将被抑制。它们都将损失有效值分量。
 - 缺点: 受环境温度影响较大, 结构复杂, 价格较贵。
 - 实际应用中, 常采用**峰值或均值电压表测有效值**。

第44页

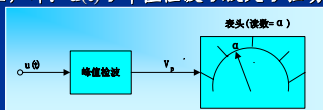


2) 峰值电压表原理、刻度特性和误差分析

原理

- 峰值响应, 即: $u(t) \rightarrow$ 峰值检波 \rightarrow 放大 \rightarrow 驱动表头

刻度特性



- 表头刻度按**(纯)正弦波有效值刻度**。因此:
当输入 $u(t)$ 为正弦波时, 读数 α 即为 $u(t)$ 的有效值 V (而不是该纯正弦波的峰值 V_p)。
对于**非正弦波**的任意波形, 读数 α 没有直接意义 (既不等于其峰值 V_p 也不等于其有效值 V)。但可由读数 α **换算** 出峰值和有效值。

第45页



2) 峰值电压表原理、刻度特性和误差分析

刻度特性

- 由读数 α 换算出峰值和有效值的换算步骤如下:
 - 第一步, 把读数 α 想象为有效值等于 α 的纯正弦波输入时的读数, 即 $V_e = \alpha$
 - 第二步, 将 V_e 转换为该纯正弦波的峰值 $V_{p-e} = \sqrt{2}V_e = \sqrt{2}\alpha$
 - 第三步, 假设峰值等于 V_{p-e} 的被测波形 (任意波) 输入, 即 $V_{p-任意} = V_{p-e} = \sqrt{2}\alpha$
注: “对于峰值电压表, (任意波形的) 峰值相等, 则读数相等”。
 - 第四步, 由 $V_{p-任意}$, 再根据该波形的波峰因数 (查表可得), 其有效值 $V_{任意} = \frac{V_{p-任意}}{K_{p-任意}} = \frac{\sqrt{2}\alpha}{K_{p-任意}}$

第46页



2) 峰值电压表原理、刻度特性和误差分析

刻度特性

- 上述过程可统一推导如下:

$$V_{任意} = \frac{V_{p-任意}}{K_{p-任意}} = \frac{V_{p-e}}{K_{p-任意}} = \frac{K_{p-e} V_e}{K_{p-任意}} = k\alpha, \quad k = \frac{K_{p-e}}{K_{p-任意}} = \frac{\sqrt{2}}{K_{p-任意}}$$

- 该式表明: 对任意波形, 欲从读数 α 得到有效值, 需将 α 乘以因子 k 。(若式中的任意波为正弦波, 则 $k=1$, 读数 α 即为正弦波的有效值)。

第47页



2) 峰值电压表原理、刻度特性和误差分析

刻度特性

- 综上所述, 对于任意波形而言, **峰值电压表的读数 α** 没有直接意义, 由读数 α 到峰值和有效值需进行换算, 换算关系归纳如下:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{(任意波) 峰值 } V_p = \sqrt{2}\alpha = 1.41\alpha \\ \text{(任意波) 有效值 } V = \frac{\sqrt{2}\alpha}{K_p} = \frac{1.41\alpha}{K_p} \end{array} \right.$$

式中, α 为峰值电压表读数, K_p 为波峰因数。

- 波形误差**。若将读数 α 直接作为有效值, 产生的误差。

$$\gamma = \frac{\alpha - \frac{\sqrt{2}\alpha}{K_p}}{\frac{\sqrt{2}\alpha}{K_p}} = \frac{K_p - \sqrt{2}}{\sqrt{2}} = \frac{K_p}{\sqrt{2}} - 1$$

第48页

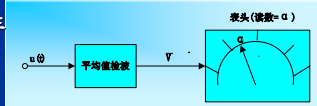


3) 平均值电压表原理、刻度特性和误差分析

◆ 原理

- 均值响应，即：\$u(t) \rightarrow\$ 放大 \$\rightarrow\$ 均值检波 \$\rightarrow\$ 驱动表头

◆ 刻度特性



- 表头刻度按(纯)正弦波有效值刻度。因此：

当输入\$u(t)\$为正弦波时，读数\$\alpha\$即为\$u(t)\$的有效值\$V\$（而不是该纯正弦波的均值）。

对于非正弦波的任意波形，读数\$\alpha\$没有直接意义（既不等于其均值也不等于其有效值\$V\$）。但可由读数\$\alpha\$换算出均值和有效值。

第49页

3) 平均值电压表原理、刻度特性和误差分析

◆ 刻度特性

- 由读数\$\alpha\$换算出均值和有效值的换算步骤如下：

✓ 第一步，把读数\$\alpha\$想象为有效值等于\$\alpha\$的纯正弦波输入时的读数，即 $V_{\alpha} = \alpha$

✓ 第二步，由 V_{α} 计算该纯正弦波均值 $\bar{V}_{\alpha} = \frac{V_{\alpha}}{K_F} = \frac{V_{\alpha}}{\frac{\pi}{2\sqrt{2}}} = \frac{\alpha}{1.11} = 0.9\alpha$

✓ 第三步，假设均值等于 \bar{V}_{α} 的被测波形（任意波）输入，即 $\bar{V}_{任意} = \bar{V}_{\alpha} = 0.9\alpha$

注：“对于均值电压表，（任意波形的）均值相等，则读数相等”。

✓ 第四步，由 $\bar{V}_{任意}$ ，再根据该波形的波形因数（查表可得），其有效值 $V_{任意} = K_{F任意} \bar{V}_{任意} = K_{F任意} \times 0.9\alpha$

第50页

3) 平均值电压表原理、刻度特性和误差分析

◆ 刻度特性

- 上述过程可统一推导如下：

$$V_{任意} = K_{F任意} \bar{V}_{任意} = K_{F任意} \bar{V}_{\alpha} = K_{F任意} \frac{V_{\alpha}}{K_{F_{\alpha}}} = k\alpha,$$

$$k = \frac{K_{F任意}}{K_{F_{\alpha}}} = \frac{K_{F任意}}{1.11} = 0.9K_{F任意}$$

- 上式表明，对任意波形，欲从均值电压表读数\$\alpha\$得到有效值，需将\$\alpha\$乘以因子\$k\$。（若式中的任意波为正弦波，则\$k=1\$，读数\$\alpha\$即为正弦波的有效值）。

第51页

3) 平均值电压表原理、刻度特性和误差分析

◆ 刻度特性

- 综上所述，对于任意波形而言，均值电压表的读数\$\alpha\$没有直接意义，由读数\$\alpha\$到峰值和有效值需进行换算，换算关系归纳如下：

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{(任意波) 均值} \bar{V} = 0.9\alpha \\ \text{(任意波) 有效值} V = K_F \times 0.9\alpha \end{array} \right\}$$

式中，\$\alpha\$为均值电压表读数，\$K_F\$为波形因数。

- 波形误差。若将读数\$\alpha\$直接作为有效值，产生的误差

$$\gamma = \frac{\alpha - K_F \times 0.9\alpha}{K_F \times 0.9\alpha} = \frac{1 - K_F \times 0.9}{K_F \times 0.9} = \frac{1.11}{K_F} - 1$$

第52页

4) 实例分析

[例] 用具有正弦有效值刻度的峰值电压表测量一个三角波电压，读数为1.0V，问如何从该读数得到三角波电压的有效值？

[解] 根据上述峰值电压表的刻度特性，由读数\$\alpha=1.0V\$，

第一步，假设电压表有一正弦波输入，其有效值\$=1.0V\$；

第二步，该正弦波的峰值\$=1.4V\$；

第三步，将三角波电压引入电压表输入，其峰值\$V_p=1.4V\$；

第四步，查表可知，三角波的波峰因数\$K_p=1.73\$，则该三角波的有效值为：\$V=V_p/K_p=0.8V\$。

波形误差为：\$\gamma = \frac{1-0.8}{0.8} \times 100\% = 25\%\$

（可见若不换算，波形误差是很大的）

第53页

4) 实例分析

[例] 用具有正弦有效值刻度的均值电压表测量一个方波电压，读数为1.0V，问该方波电压的有效值为多少？

[解] 根据上述均值电压表的刻度特性，由读数\$\alpha=1.0V\$，

第一步，假设电压表有一正弦波输入，

其有效值 $V_{\alpha} = \alpha = 1.0V$ ；

第二步，该正弦波的均值 $\bar{V}_{\alpha} = 0.9\alpha = 0.9V$ ；

第三步，将方波电压引入电压表输入，

其均值 $\bar{V} = \bar{V}_{\alpha} = 0.9V$ ；

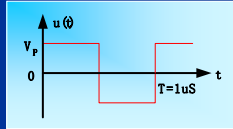
第四步，查表可知，方波的波形因数\$K_{F方波}=1\$，则该方波的有效值为：\$V=K_{F方波}\bar{V}=0.9V\$。

波形误差为 $\gamma = \frac{1-0.9}{0.9} \times 100\% \approx 11\%$

第54页

4) 实例分析

[例] 有效值电压表的有限带宽对测量非正弦电压时的波形误差影响。设某有效值电压表带宽为10MHz, 用该电压表测量下图所示方波电压, 计算由电压表带宽引起的波形误差。



[解] 为求解电压表带宽引起的波形误差, 需要对输入电压表的方波电压的谐波成分进行分析。将方波电压用付里叶级数表示为

$$u(t) = \frac{4}{\pi} V_p \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$$

第55页

4) 实例分析

上式表示, 方波电压只含奇数次谐波分量, 其**总有有效值**应为 (基波与各次谐波有效值几何合成, 且方波波峰因素为1)

$$V = \frac{4}{\sqrt{2\pi}} V_p \sqrt{1 + \left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \dots} = V_p$$

由图, 该方波基波频率为 $f_1 = 1/T = 1\text{MHz}$, 若电压表带宽为10MHz, 则该方波就只有基波 (1MHz)、3次 (3MHz)、5次 (5MHz) 和9次谐波 (9MHz) 才能通过, 而11次 (11MHz) 以上的谐波将被抑制。

此时, 读数值为

$$\alpha = \frac{4}{\sqrt{2\pi}} V_p \sqrt{1 + \left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \left(\frac{1}{7}\right)^2 + \left(\frac{1}{9}\right)^2} \approx 0.97V_p$$

第56页

4) 实例分析

若将上式的**读数值**作为**实际有效值**, 所产生的波形误差为:

$$\gamma = \frac{\alpha - V}{V} \times 100\% \approx -3\%$$

结论: 有效值电压表其有限带宽对测量非正弦电压时的**波形误差总是负值 (读数结果偏小)**, 显然, 电压表带宽愈宽 (可通过的波形谐波频率愈高), 相应的波形误差愈小。

第57页

5. 3. 3 模拟式交流电压表

◆ 模拟电压表组成方案

➤ **检波器**是实现交流电压测量 (AC-DC变换) 的核心部件, 同时, 为了测量小信号电压, **放大器**也是电压表中不可缺少的部件, 因此, 组成方案有两种类型:

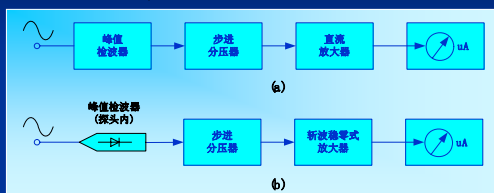
一种是先检波后放大, 称为**检波-放大式**;

一种是先放大后检波, 称为**放大-检波式**。

第58页

1) 检波-放大式电压表

➤ a. 组成框图; b. 提高灵敏度措施



➤ 检波器

- ✓ 决定电压表的频率范围、输入阻抗和分辨率。
峰值电压表常用这种类型。

第59页

1) 检波-放大式电压表

➤ 检波器

- ✓ 为提高频率范围, 采用**超高频二极管检波**, 其频率范围可从**直流到几百兆赫**, 并具有较高的输入阻抗。
- ✓ 检波二极管的**正向压降**限制了其测量小信号电压的能力 (即**灵敏度限制**), 同时, 检波二极管的**反向击穿电压**对电压测量的上限有所限制。
- ✓ 为减小高频信号在传输过程中的损失, 通常将**峰值检波器**直接设计在探头中。

➤ 放大器

- ✓ 可采用**桥式直流放大器**, 它具有较高的增益。
- ✓ **直流放大器的零点漂移**也将影响电压表的灵敏度。

第60页

1) 检波-放大式电压表

- 放大器
 - ✓ 为提高灵敏度，采用高增益、低漂移的直流放大器，如**斩波稳零式直流放大器**，其灵敏度可达几十微伏。
 - 称之为“**调制式电压表**”，如国产HFJ-8型高频毫伏表，最低量程为3mV，最高工作频率300MHz。
- 主要指标:
 - ✓ 检波-放大式电压表常称为“**高频毫伏表**”或“**超高频毫伏表**”。如国产DA36型超高频毫伏表，频率范围为10kHz~1000MHz，电压范围（不加分压器）1mV~10V。
 - ✓ 国产HFJ-8型高频毫伏表（**调制式**），最低量程为3mV，最高工作频率300MHz。

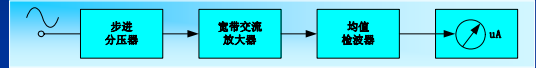
第61页



5. 3. 3 模拟式交流电压表

2) 放大-检波式电压表

➤ 组成框图



- 先放大再检波，因此**灵敏度很高**。
均值电压表常用这种方式。
- 放大器
 - ✓ 宽带交流放大器决定了电压表的频率范围，一般上限为**10MHz**。常称为“**宽频毫伏表**”或“**视频毫伏表**”。
 - ✓ **灵敏度**受仍受宽带交流放大器内部噪声限制。

第62页



5. 3. 3 模拟式交流电压表

3) 分贝测量及宽频电平表

- 分贝
 - ✓ 声学中，分贝是表示音量强弱的一个单位。
 - ✓ 通信系统中，也常用分贝表示电平或功率。
 - ✓ 当用分贝表示**功率**时，定义为： $10 \lg \frac{P_1}{P_2} [dB]$
 - ✓ 当用分贝表示**电压**时，
由功率与电压的关系： $P_1 = \frac{V_1^2}{R_1}$ 和 $P_2 = \frac{V_2^2}{R_2}$
当 $R_1 = R_2$ 时，有 $20 \lg \frac{V_1}{V_2} [dB]$

第63页



3) 分贝测量及宽频电平表

➤ 分贝

- ✓ 可见，分贝是一个用对数表示的相对量值（记作dB），如果相对于一个确定的**参考基准量**，此时的分贝值则表示了一个**绝对电平**。
- ✓ 若 $P_2 = P_0$ （基准量），并取 $P_0 = 1mW$ ；
 P_1 = 被测功率，用 P_x 表示，其分贝值用 dB_x 表示（下标m指示以mW为单位表示被测功率绝对值）。
则**功率电平**： $P_w [dB_m] = 10 \lg P_x [mW]$
- ✓ 显然，当 $P_x = P_0 = 1mW$ 时为 $0dB_m$ ，若 $P_x > 1mW$ ，分贝值为正，若 $P_x < 1mW$ ，分贝值为负。

第64页



3) 分贝测量及宽频电平表

- 分贝
 - ✓ **电压电平**：以 600Ω 电阻上吸收 $P_0 = 1mW$ 的基准功率时电压的有效值为参考基准量 V_0 。
由于 $\frac{0.775^2}{600\Omega} = 1mW$
因此，取基准量 $V_0 = 0.775V$ ，其分贝值用 dB 或 dB_v 表示（下标V指示以V为单位表示被测电压绝对值）。
 - ✓ 对于任意被测电压 V_x ，其**电压电平**定义为
 $P_v [dB_v] = 20 \lg \frac{V_x [V]}{0.775}$
 - ✓ $P_x [mW] \sim P_x [dB_m]$ 和 $V_x [V] \sim V_x [dB_v]$ 之间可换算或查表（绝对量）。

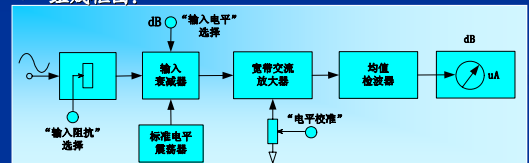
第65页



3) 分贝测量及宽频电平表

➤ 宽频电平表

- ✓ 具有分贝读数的电压表称为“**宽频电平表**”。
- ✓ 组成框图:



- ✓ 在均值电压表（**放大-检波式**）基础上设计的。

第66页



3) 分贝测量及宽频电平表

宽频电平表(校准)

- ✓ 如图, 输入衰减器上用dB表示“输入电平”选择, 衰减步进为10dB, 相当于衰减 $\sqrt{10} \approx 3.162$ 倍, ($20\lg \frac{1}{\sqrt{10}} = -10\text{dB}$)。
- ✓ 输入衰减器可用标准电平振荡器校准。
- ✓ 可根据测量时的阻抗匹配原则选择“输入阻抗”(一般有75Ω/150Ω/600Ω/高阻共4档)。
- ✓ 宽带放大器上还有“电平校准”旋钮, 用于调节放大器增益。
- ✓ 表头刻度为dB, 可以是dB_V(测量电压电平)或dB_m(测量功率电平)两者之一, 也可以是两者兼容。

第67页



3) 分贝测量及宽频电平表

宽频电平表(表头)

- ✓ 宽频电平表刻度特性及dB值的读出。
电压电平测量: 表头标定时选择输入阻抗600Ω, 则对应的0dB电压为0.775V(有效值)。通常0dB约在表头指针满刻度的2/3左右, 0dB的左边为-dB(<0.775V), 0dB的右边为+dB(>0.775V)。
- ✓ 表头读数只能表示输入无衰减且交流放大器增益为1时被测电压的分贝值。
- ✓ 当引入衰减和放大后, 被测电压的dB值应为:
衰减器读数 + 表头读数。

第68页



3) 分贝测量及宽频电平表

宽频电平表(读数)

- ✓ 注: 衰减器的读数是依据其后面的放大器增益标出的(并不表示其真实的衰减量)。
- ✓ 例如, 若某电平表的最高灵敏度为-70dB, 当输入最小电压-70dB时 ($20\lg \frac{V_i}{0.775} = -70\text{dB}$, 衰减器不衰减), 希望表头指示0dB, 则放大器输出(加到检波器输入)必须为0.775V, 相应的放大器增益应为70dB ($20\lg \frac{V_o}{V_i} = 70\text{dB}$ | $V_o = 0.775\text{V}$)。而此时, 虽然衰减器没有衰减, 但应标注为“-70dB”。

则: 当表头读数为0dB时, 实际被测电压

$$\text{dB值} = -70\text{dB} + 0\text{dB} = -70\text{dB}.$$

第69页



3) 分贝测量及宽频电平表

宽频电平表(阻抗)

- ✓ 对功率电平的测量: 实际上是对阻抗两端电压电平的测量。
- ✓ “零刻度基准阻抗”: 与1mW基准功率对应的阻抗Z₀, 取为600Ω。此时表头的功率电平刻度与电压电平刻度一致(实际表头的功率电平刻度就是按600Ω“零刻度基准阻抗”定度的)。
- ✓ 若选择输入阻抗Z_i = 600Ω, 就可直接从表头读出功率电平值。
- ✓ 当Z_i ≠ 600Ω时, 则应根据读出的电压电平换算出功率电平, 其换算公式为

$$P_w[\text{dBm}] = P_v[\text{dB}] + 10\lg \frac{Z_0}{Z_i}$$

第70页



4) 外差式选频电平表

原理

- ✓ 外差式接收原理。(宽频电平表--宽带交流放大器内部噪声干扰及带宽限制)。

特点

- ✓ 大大提高灵敏度(可达-120dB, 相当于0.775μV)。——常称为“高频微伏表”。如DW-1型, 频率范围为100kHz ~ 300MHz, 最小量程15μV。

应用

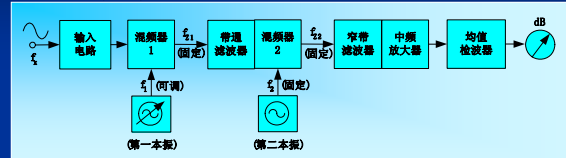
- ✓ 小信号电压的测量以及从噪声中测量有用信号。
- ✓ 放大器谐波失真的测量、滤波器损耗特性测量及通信传输系统中。(频谱)

第71页



4) 外差式选频电平表

组成框图



- ✓ 组成: 外差式接收机 + 电平表(避免宽带交流放大器内部噪声干扰)。

- ✓ 输入电路: 衰减或小增益高频放大。
- ✓ 两级变频: 输入f_x与第一本振f₁(可调)混频, 经带通滤波器选出f_{z1}(固定);

第72页



4) 外差式选频电平表

- 组成:
 - ✓ f_{21} 再与第二本振输出 f_2 (固定)混频, 得到固定的第二中频 f_{22} (经窄带滤波器选出)。
 - ✓ **中频放大器**: 在窄带中频上有很高的增益 (从而实现高灵敏度)。
 - ✓ 表头: dB刻度。
- 外差式选频电平表通过**外差式接收机**扩展了**频率范围**, 通过**窄带中频放大**实现**高灵敏度**。
——很好地解决了测量灵敏度与频率范围的矛盾。

第73页

5) 电压表的使用

- 了解不同电压表的性能特点, 根据应用场合加以选用。
- 峰值电压表
 - ✓ 检波-放大式。
 - ✓ 峰值响应、**频率范围较宽** (达1000MHz) 但**灵敏度低** (mV级)。

第74页

5) 电压表的使用

- 均值电压表
 - ✓ 放大-检波式。
 - ✓ 均值响应、灵敏度比峰值表有所提高但频率范围较小 (<10MHz), 主要用于低频和视频场合。
 - ✓ 读数的换算: 根据波形因数, 将**读数换算成有效值** (或均值)。
- 有效值电压表
 - ✓ 可以**直接读出有效值**, 非常方便。
 - ✓ 由于**削波和带宽限制**, 将可能损失一部分被测信号的有效值, 带来负的测量误差。
 - ✓ 较为复杂, **价格较贵**。

第75页

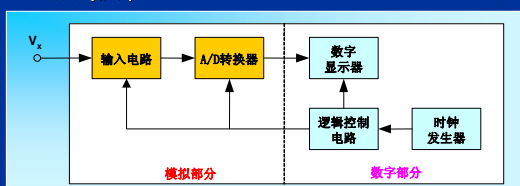
5) 电压表的使用

- 宽频电平表
 - ✓ 以**分贝表示的功率电平**和**电压电平**。**带宽、灵敏度受限制**
 - ✓ 电压电平: **步进衰减器读数 + 表头读数**。
 - ✓ 功率电平: 当输入阻抗等于表头标定时采用的零刻度基准阻抗600Ω时, 功率电平与电压电平具有相同的表头刻度。否则, 需用 $10 \lg \frac{Z_0}{Z_i}$ 进行修正。
- 选频电平表
 - ✓ 外差式接收原理。**扩展测量频带**, 内部放大器对窄带中频放大, 增益很高, 使**测量灵敏度得到大幅提高**。
 - ✓ **适合测量小信号**。

第76页

5. 4 直流电压的数字化测量及A/D转换原理

- ◆ 5. 4. 1 DVM的组成原理及主要性能指标
- ◆ 1) DVM的组成
 - 数字电压表 (Digital Voltage Meter, 简称DVM)。
 - 组成框图



第77页

5. 4. 1 DVM的组成原理及主要性能指标

- ◆ 1) DVM的组成
 - 组成框图
 - ✓ 包括**模拟**和**数字**两部分。
 - ✓ **输入电路**: 对输入电压**衰减/放大、变换**等。
 - ✓ 核心部件是**A/D转换器** (Analog to Digital Converter, 简称ADC), 实现模拟电压到数字量的转换。
 - ✓ **数字显示器**: 显示模拟电压的数字量结果。
 - ✓ **逻辑控制电路**: 在统一时钟作用下, 完成内部电路的协调有序工作。

第78页

5.4.1 DVM的组成原理及主要性能指标

应用

- ✓ 直流或慢变化电压信号的测量（通常采用高精度低速A/D转换器）。
- ✓ 通过AC-DC变换电路，也可测量交流电压的有效值、平均值、峰值，构成交流数字电压表。
- ✓ 通过电流-电压、阻抗-电压等变换，实现电流、阻抗等测量，进一步扩展其功能。
- ✓ 基于微处理器的智能化DVM称为数字多用表（DMM, Digital MultiMeter）。
- ✓ DMM功能更全，性能更高，一般具有一定的数据处理能力（平均、方差计算等）和通信接口（如GPIB）。

第79页



5.4.1 DVM的组成原理及主要性能指标

2) 主要性能指标

显示位数

- 完整显示位：能够显示0~9的数字。
- 非完整显示位（俗称半位）：只能显示0和1（在最高位上）。
- 如4位DVM，具有4位完整显示位，其最大显示数字为9999。
- 而一位（4位半）DVM，具有4位完整显示位，1位非完整显示位，其最大显示数字为19999。

量程

- 基本量程：无衰减或放大时的输入电压范围，由A/D转换器动态范围确定。
- 通过对输入电压（按10倍）放大或衰减，可扩展其他量程。

第80页



5.4.1 DVM的组成原理及主要性能指标

分辨率

- 指DVM能够分辨最小电压变化量的能力。反映了DVM灵敏度。
- 用每个字对应的电压值来表示，即V/字。
- 不同的量程上能分辨的最小电压变化的能力不同，显然，在最小量程上具有最高分辨率。
- 例如，3位半的DVM，在200mV最小量程上，可以测量的最大输入电压为199.9mV，其分辨率为0.1mV/字（即当输入电压变化0.1mV时，显示的末尾数字将变化“1个字”）。

第81页



5.4.1 DVM的组成原理及主要性能指标

分辨率

- 分辨率：用百分数表示，与量程无关，比较直观。如上述的DVM在最小量程200mV上分辨率为0.1mV，则分辨率为：

$$\frac{0.1\text{mV}}{200\text{mV}} \times 100\% = 0.05\%$$

分辨率也可直接从显示位数得到（与量程无关），如3位半的DVM，可显示出1999（共2000个字），则分辨率为

$$\frac{1}{2000} \times 100\% = 0.05\%$$

测量速度

- 每秒钟完成的测量次数。它主要取决于A/D转换器的转换速度。
- 一般低速高精度的DVM测量速度在几次/秒~几十次/秒。

第82页



5.4.1 DVM的组成原理及主要性能指标

测量精度

- 取决于DVM的固有误差和使用时的附加误差（温度等）。
- 固有误差表达式： $\Delta V = \pm(\alpha\%V_x + \beta\%V_m)$
- 示值（读数）相对误差为： $\gamma = \frac{\Delta V}{V_x} = \pm(\alpha\% + \beta\% \frac{V_m}{V_x})$
式中， V_x ——被测电压的读数； V_m ——该量程的满度值（Full Scale, FS）； α ——误差的相对项系数； β ——误差的固定项系数。
- 固有误差由两部分构成：读数误差和满度误差。
- 读数误差： $\pm\alpha\%V_x$ 与当前读数有关。主要包括DVM的刻度系数误差和非线性误差。
- 满度误差： $\pm\beta\%V_m$ 与当前读数无关，只与选用的量程有关。

第83页



5.4.1 DVM的组成原理及主要性能指标

测量精度

- 有时将 $\pm\beta\%V_m$ 等效为“ $\pm n$ 字”的电压量表示，即 $\Delta V = \pm(\alpha\%V_x + n\text{字})$
- 如某台4位半DVM，说明书给出基本量程为2V， $\Delta V = \pm(0.01\% \text{读数} + 1\text{字})$ 。
则在2V量程上，1字=0.1mV，由 $\beta\%V_m = \beta\% \times 2V = 0.1\text{mV}$ 可知， $\beta\% = 0.005\%$ ，即表达式中“1字”的满度误差项与“ $0.005\%V_m$ ”的表示是完全等价的： $\gamma = \pm(0.01\% + 0.005\% \frac{V}{V_m})$
- 当被测量（读数）很小时，满度误差起主要作用，当被测量较大时，读数误差起主要作用。为减小满度误差的影响，应合理选择量程，以使被测量大于满量程的2/3以上。

第84页



5.4.1 DVM的组成原理及主要性能指标

✓ 输入阻抗

- 输入阻抗取决于输入电路（并与量程有关）。
- 输入阻抗越大越好，否则将影响测量精度。
- 对于直流DVM，输入阻抗用输入电阻表示，一般在 $10\text{M}\Omega \sim 1000\text{M}\Omega$ 之间。
- 对于交流DVM，输入阻抗用输入电阻和并联电容表示，电容值一般在几十~几百pF之间。

第85页

5.4.2 A/D转换原理

◆ A/D转换器分类

- 积分式：双积分式、三斜积分式、脉冲调宽（PWM）式、电压-频率（V-F）变换式等。
- 非积分式：斜波电压（线性斜波、阶梯斜波）式、比较式（逐次逼近式、零平衡式）等。

◆ 1) 逐次逼近比较式ADC

- 基本原理：将被测电压和一可变的基准电压进行逐次比较，最终逼近被测电压。即采用一种“对分搜索”的策略，逐步缩小 V_x 未知范围的办法。
- 假设基准电压为 $V_r=10\text{V}$ ，为便于对分搜索，将其分成一系列（相差一半）的不同的标准值。 V_r 可分解为：

第86页

1) 逐次逼近比较式ADC

$$V_r = \frac{1}{2}V_r + \frac{1}{4}V_r + \frac{1}{8}V_r + \frac{1}{16}V_r + \dots + \frac{1}{2^n}V_r + \dots$$

$$= 5\text{V} + 2.5\text{V} + 1.25\text{V} + 0.625\text{V} + \dots = 10\text{V}$$

- 上式表示，若把 V_r 不断细分（每次取上一次的一半）足够小的量，便可无限逼近，当只取有限项时，则项数决定了其逼近的程度。如只取前4项，则

$$V_r \approx 5\text{V} + 2.5\text{V} + 1.25\text{V} + 0.625\text{V} = 9.375\text{V}$$

其逼近的最大误差为 $9.375\text{V} - 10\text{V} = -0.625\text{V}$ ，相当于最后一项的值。

- 现假设有一被测电压 $V_x = 8.5\text{V}$ ，若用上面表示 V_r 的4项 5V 、 2.5V 、 1.25V 、 0.625V 来“凑试”逼近 V_x ，逼近过程如下：

第87页

1) 逐次逼近比较式ADC

$V_x = 5\text{V}$ （首先，取 5V 项，由于 $5\text{V} < 8.5\text{V}$ ，则保留该项，记为数字‘1’）
 + 2.5V （再取 2.5V 项，此时 $5\text{V} + 2.5\text{V} < 8.5\text{V}$ ，则保留该项，记为数字‘1’）
 + 0V （再取 1.25V 项，此时 $5\text{V} + 2.5\text{V} + 1.25\text{V} > 8.5\text{V}$ ，则应去掉该项，记为数字‘0’）
 + 0.625V （再取 0.625V 项，此时 $5\text{V} + 2.5\text{V} + 0.625\text{V} < 8.5\text{V}$ ，则保留该项，记为数字‘1’）
 $\approx 8.125\text{V}$ （得到最后逼近结果）

总结上面的逐次逼近过程可知，从大到小逐次取出 V_r 的各分项值，按照“大者去，小者留”的原则，直至得到最后逼近结果，其数字表示为‘1101’。

第88页

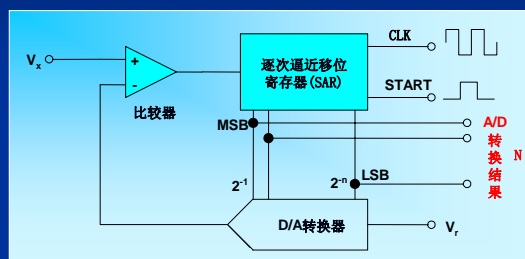
1) 逐次逼近比较式ADC

- 上述逼近结果与 V_x 的误差为 $8.125\text{V} - 8.5\text{V} = -0.375\text{V}$ 。
- 显然，当 $V_x = (8.125\text{V} \sim 8.75\text{V})$ 之间时，采用上面 V_r 的4个分项逼近的结果相同，均为 8.125V ，其误差为 $\Delta V_x = (-0.625\text{V} \sim 0)$ ，最大误差限相当于 V_r 最后一个分项，即最低位数字量对应的电压值，用1LSB表示，即：1LSB = 0.625V 。这种用有限数字量表示模拟量形成的“截断误差”称为“量化误差”。
- 上述逐次逼近比较过程表示了该类A/D转换器的基本工作原理。它类似天平称重的过程， V_x 的各分项相当于提供的有限“电子砝码”，而 V_x 是被称量的电压量。逐步地添加或移去电子砝码的过程完全类同于称重中的加减砝码的过程，而称重结果的精度取决于所用的最小砝码。

第89页

1) 逐次逼近比较式ADC

➢ 原理框图



第90页

1) 逐次逼近比较式ADC

- 图中, SAR (Successive Approximation Register) 为逐次逼近移位寄存器, SAR在时钟CLK作用下, 对比较器的输出(0或1)每次进行一次移位, 移位输出将送到D/A转换器, D/A转换结果再与 V_x 比较。
- SAR的最后输出即是A/D转换结果, 用数字量N表示。
- 最后的D/A转换器输出已最大限度逼近了 V_x , 且有

$$V_x = \frac{N}{2^n} \times V_r$$

式中, N——A/D转换结果的数字量, n——A/D位数,
 V_r ——参考电压, V_x ——A/D输入电压

上式还可写成: $V_x = eN$, $e = V_r / 2^n$ 称为A/D转换器的刻度系数, 单位为“V/字”, 表示了A/D转换器的分辨力。

第91页

1) 逐次逼近比较式ADC

- 刻度系数也表示了A/D转换结果的每个“字”(1LSB)代表的电压量。它是逼近时可用的最小“电子砵码”。
- 如上面 $V_x = 8.5V$, $V_r = 10V$, 当用 V_r 的4个分项逼近时(相当于4位A/D转换器), A/D转换的结果为 $N = (1101)_2 = 13$, 即 $V_x = \frac{(1101)_2}{2^4} \times 10V = 8.125V$
- 单片集成逐次比较式ADC。常见的产品有8位的ADC0809, 12位的ADC1210和16位的AD7805等。

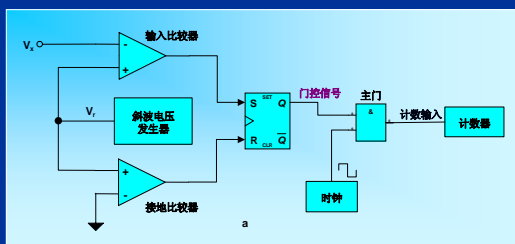
第92页

2) 单斜式ADC

2) 单斜式ADC

非积分V-T式A/D转换。(没有对被测信号积分)
 原理如下图(a.原理框图, b.波形图):

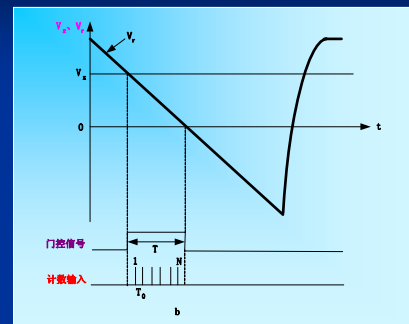
◆ 原理框图



第93页

2) 单斜式ADC

◆ 波形图



第94页

2) 单斜式ADC

➢ 工作原理

- 斜波发生器: 通常由积分器对一个标准电压 V_r 积分产生, 斜率为: $k = \frac{-V_r}{RC}$ (式中RC为积分电阻和电容)
- 斜波发生器产生斜波电压与输入比较器(V_x)和接地(0V)比较器比较。
- 比较器的输出触发双稳态触发器, 得到时间为T的门控信号。
- 在门控时间T内, 计数器对时钟脉冲计数, 即 $T = NT_0$, T_0 为时钟信号周期。
- 计数结果N即表示了A/D转换的数字量结果。即

$$V_x = kT = kT_0 N$$

(式中, k为斜波电压的斜率, 单位为V/秒)

第95页

2) 单斜式ADC

➢ 工作原理

- 将 $k = \frac{-V_r}{RC}$ 代入 $V_x = kT = kT_0 N$ 得, $V_x = \frac{-V_r}{RC} T_0 N$
- 式中, $\frac{-V_r}{RC} T_0$ 为定值, 于是, $V_x \propto N$
- 即, 可用计数结果的数字量N表示输入电压 V_x 。

➢ 误差分析

- 斜波电压的线性和稳定性
 - 门控时间的测量精度。
 - 比较器的漂移和死区电压。
- 一般精度较低。

第96页

2) 单斜式ADC

特点、应用

- ✓ 线路简单，成本低。
- ✓ 转换速度：门控时间T即为单斜式ADC的转换时间，取决于斜坡电压的斜率，并与被测电压值有关，在满量程时，转换时间最长，即转换速度最慢。
- ✓ 可应用于精度和速度要求不高的DVM中。

[例] 设一台基于单斜A/D转换器的4位DVM，基本量程为10V，斜坡发生器的斜率为10V/100ms，试计算时标信号频率。若计数值N=5123，则被测电压值是多少？

[解] 4位DVM即具有4位数字显示，亦即计数器的最大值为9999。

第97页



2) 单斜式ADC

满量程10V（即A/D转换器允许输入的最大电压为10V），

又，斜坡发生器的斜率为10V/100ms，则

在满量程10V时，所需的A/D转换时间即门控时间为100ms。即在100ms内计数器的脉冲计数个数为10000（最大计数值为9999）。于是，时钟信号频率为

$$f_0 = \frac{10000}{100\text{ms}} = 100\text{kHz}$$

若计数值N=5123，则门控时间为 $T = NT_0 = \frac{N}{f_0} = \frac{5123}{100\text{kHz}} = 51.23\text{ms}$
又由斜率k=10V/100ms，即可得被测电压为

$$V_x = kT = 10\text{V}/100\text{ms} \times 51.23\text{ms} = 5.123\text{V}$$

显然，计数值即表示了被测电压的数值，而显示的小数点位置与选用的量程有关。

第98页



3) 双积分式ADC

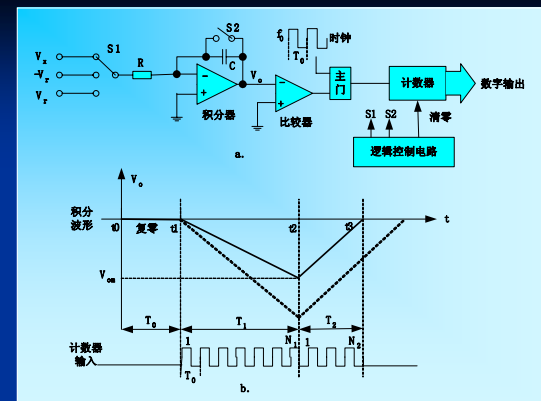
基本原理:

- ✓ 通过两次积分过程（“对被测电压的定时积分和对参考电压的定值积分”）的比较，得到被测电压值。

原理框图

- ✓ 包括积分器、过零比较器、计数器及逻辑控制电路。
- ✓ 下图a.原理框图，b.工作波形图。

第99页



第100页



3) 双积分式ADC

工作过程

- ✓ 复零阶段 ($t_0 \sim t_1$)。开关S2接通 T_0 时间，积分电容C短接，使积分器输出电压 V_o 回到零 ($V_o=0$)。
- ✓ 对被测电压定时积分 ($t_1 \sim t_2$)。接入被测电压（设 V_x 为正），则积分器输出 V_o 从零开始线性地负向增长，经过规定的时间 T_1 ， V_o 达到最大 V_{om} ，
$$V_{om} = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_x dt = -\frac{T_1}{RC} \bar{V}_x$$
式中， $\bar{V}_x = \frac{1}{T_1} \int_{t_1}^{t_2} V_x dt$ 为 V_x 的平均值， $-\frac{T_1}{RC}$ 为积分波形的斜率（定值）
- ✓ 对参考电压反向定值积分 ($t_2 \sim t_3$)。接入参考电压（若 V_x 为正，则接入 $-V_r$ ），积分器输出 V_o 从 V_{om} 开始线性地正向增长（与 V_x 的积分方向相反）直至零。

第101页



3) 双积分式ADC

- ✓ 此时，过零比较器翻转。经历的反向积分时间为 T_2 ，则有：

$$0 = V_{om} - \frac{1}{RC} \int_{t_2}^{t_3} (-V_r) dt = V_{om} + \frac{T_2}{RC} V_r$$

- ✓ 将 V_{om} 代入可得：
$$V_x = \frac{T_2}{T_1} V_r$$
- ✓ 由于 T_1 、 T_2 是通过同一时钟信号（设周期 T_0 ）计数得到（设计计数值分别为 N_1 、 N_2 ），即 $T_1 = N_1 T_0$ ， $T_2 = N_2 T_0$ ，于是

$$V_x = \frac{N_2}{N_1} V_r = e N_2$$

式中， $e = \frac{V_r}{N_1}$ 为A/D转换器的刻度系数（“V/字”）。

- ✓ 可见计数结果 N_2 （数字量）即可表示被测电压 V_x ， N_2 即为双积分A/D转换结果。

第102页



3) 双积分式ADC

- 双积分式ADC特点:
 - 基于V-T变换的比较测量原理。
 - 一次测量包括3个连续过程, 所需时间为 $T_0+T_1+T_2$, 其中, T_0 、 T_1 是固定的, T_2 则与被测电压 V_x 有关, V_x 愈大 T_2 愈大。一般转换时间在几十ms 几百ms, (转换速度为几次/秒~几十次/秒), 其速度是较低的, 常用于高精度慢速测量的场合。
 - 积分器的R、C元件和时钟频率稳定性对A/D转换结果不会产生影响, 因而对元件参数的精度和稳定性要求不高。
 - 参考电压 V_r 的精度和稳定性对A/D转换结果有影响, 一般需采用精密基准电压源。(例如, 一个16bit的A/D转换器, 其分辨率 $1\text{LSB}=1/2^{16}=1/65536 \approx 15 \times 10^{-6}$, 那么, 要求基准电压源的稳定性(主要为温度漂移)优于15ppm(即百万分之15))。

第103页

3) 双积分式ADC

双积分式ADC特点:

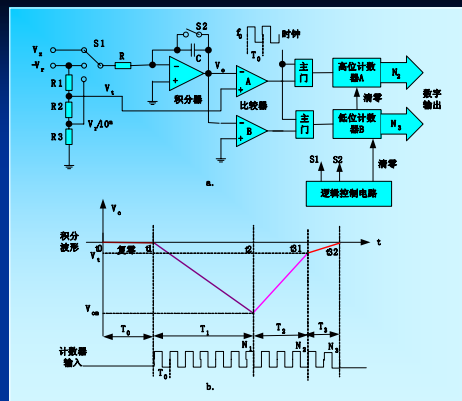
- 比较器要求具有较高的电压分辨力(灵敏度)和时间分辨力(响应带宽)。如一个6位的A/D转换器, 若满度时积分器输出电压为10V, 则ADC的 $1\text{LSB}=10\text{V}/10^6=10\mu\text{V}$, 则要求比较器的灵敏度优于 $10\mu\text{V}$ 。响应带宽则决定了比较器及时响应积分器输出信号快速(斜率较陡峭)过零时的能力。
- 积分器响应的是输入电压的平均值, 因而具有较好的抗干扰能力。如输入电压 $v_x = V_x + v_{sm}$, 则 T_1 阶段结束时积分器的输出为

$$V_{om} = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} (V_x + v_{sm}) dt = -\frac{T_1}{RC} \bar{V}_x - \frac{T_1}{RC} \bar{v}_{sm}$$

DVM的最大干扰来自于电网50Hz工频电压(周期为20ms), 因此, 只要选择 T_1 时间为20ms的整数倍, 则干扰信号 v_{sm} 的平均值为零。

4) 三斜积分式ADC

- 基本原理:
 - 三次积分过程。
 - 在双斜积分式ADC基础上, 为进一步提高ADC的分辨力而设计的。(双斜式ADC的分辨力受比较器的分辨力和带宽所限)。
 - 将双斜积分式ADC的第二次积分过程, 分解为两次, 使积分器输出即将到达零点时, 加长积分过程(缓慢积分), 以降低对比较器的分辨力和带宽要求。
- 原理框图
 - 包括积分器、2个比较器、2个计数器及逻辑控制电路。
 - 下图a. 原理框图, b. 工作波形图。



第106页

4) 三斜积分式ADC

- 工作过程
 - 复零阶段($t_0 \sim t_1$)和对被测电压定时积分($t_1 \sim t_2$)阶段与双斜式ADC相同。
 - 对参考电压反向定值积分($t_2 \sim t_3$)分成两个阶段 $t_2 \sim t_{31}$ 和 $t_{31} \sim t_{32}$ 。
 - 在 $t_2 \sim t_{31}$ 期间, 对参考电压 V_r 反向积分, 直至积分器输出即将到达零点前的 V_m 时(比较器翻转), 设积分时间 T_2 。在 T_2 内计数器A对时钟计数 N_2 。
 - 在 $t_{31} \sim t_{32}$ 期间, 对 $V_r/10^n$ 继续反向积分至零点(过零比较器翻转), 设积分时间 T_3 (计数器B计数 N_3)。
- 由于 $V_r/10^n$ 很小, 积分器输出的斜率大大降低了(降低了 10^n 倍), 积分输出“缓慢地”进入零点。使最终达到过零的时间大大“拖长”了, 因而, 提高了测量精度。

第107页

4) 三斜积分式ADC

工作过程

- 当积分完成时, 有 $\frac{T_1}{RC} V_x = -\frac{T_2 + \frac{1}{10^n} T_3}{RC} V_r$
- 考虑到, $T_1 = N_1 T_0$, $T_2 = N_2 T_0$, $T_3 = N_3 T_0$ (其中 T_0 为时钟周期) 则

$$V_x = \frac{V_r}{N_1} (N_2 + \frac{1}{10^n} N_3) = eN$$

式中, $e = \frac{V_r}{N_1}$ 为刻度系数(V/字); 而 $N = N_2 + \frac{1}{10^n} N_3$

即为A/D转换结果的数字量(由计数器A和计数器B的计数值 N_2 和 N_3 加权得到)。

可以提高 V_r , 减小 t_2 , 这样可以兼顾速度和精度。

第108页

5.5 电流、电压、阻抗变换技术及数字多用表

5.5.1 电流、电压、阻抗变换技术

AC/DC变换

- 将交流电压变换（检波）得到直流的峰值、平均值和有效值，如前所述。

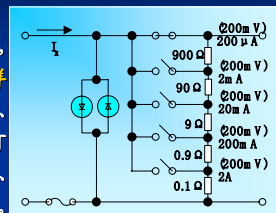
I/V变换

- 基于欧姆定律，将被测电流通过一个已知的取样电阻，测量取样电阻两端的电压，即可得到被测电流。
- 为实现不同量程的电流测量，可以选择不同的取样电阻。
- 如下图。

第109页

5.5.1 电流、电压、阻抗变换技术

- 如图，假如变换后采用的电压量程为200mV，则通过量程开关选择取样电阻分别为1kΩ、100Ω、10Ω、1Ω、0.1Ω，便可测量200μA、2mA、20mA、200mA、2A的满量程电流。



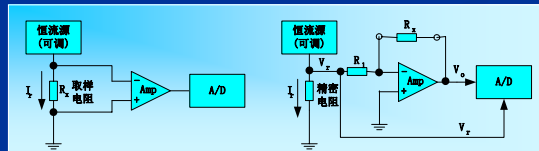
Z/V变换

- 同样基于欧姆定律。

第110页

5.5.1 电流、电压、阻抗变换技术

- 对于纯电阻，可用一个恒流源流过被测电阻，测量被测电阻两端的电压，即可得到被测电阻阻值。
- 而对于电感、电容参数的测量，则需采用交流参考电压，并将实部和虚部分离后分别测量得到。
- 电阻-电压（R/V）变换原理图。



a. 实现R/V变换的简单原理 b. 通过运放实现比例测量的R/V变换

第111页

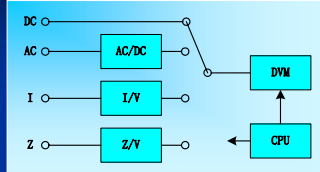
5.5.1 电流、电压、阻抗变换技术

- 如图a，直接通过恒流源 I_x 流过被测电阻 R_x ，并对 R_x 两端的电压放大后送入A/D转换器。
- 为了实现不同量程电阻的测量，要求恒流源可调。
- 图a对于大电阻的测量不利，因为要求的恒流源电流 I_x 很小，对测量精度影响较大。
- 图b中，将被测电阻作为反馈电阻，将恒流源输出 I_x 流过一个已知的精密电阻，从而得到参考电压 V_r 。如图，放大器输出 $V_o = -\frac{R_x}{R_1} V_r$ ，于是 $R_x = -\frac{V_o}{V_r} R_1$ 。
- 如果将 V_o 作为A/D转换器的输入，并将 V_r 直接作为A/D转换器的参考电压，即可实现比例测量。

第112页

5.5.2 数字多用表

组成框图



数字多用表（DMM）的主要特点

- DVM的功能扩展。DMM可进行直流电压、交流电压、电流、阻抗等测量。
- 测量分辨率和精度有低、中、高三个档级，位数3位半~8位半。

第113页

5.5.2 数字多用表

数字多用表（DMM）的主要特点

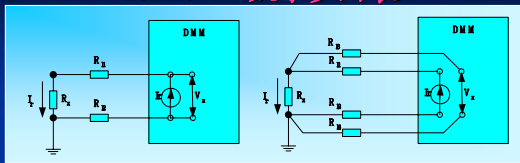
- 一般内置有微处理器。可实现开机自检、自动校准、自动量程选择，以及测量数据的处理（求平均、均方根值）等自动测量功能。
- 一般具有外部通信接口，如RS-232、GPIB等，易于组成自动测试系统。

数字多用表的使用

- 二端法和四端法测电阻。如下图（图中 R_{11} 、 R_{12} 、 R_{13} 、 R_{14} 为等效导线电阻和接触电阻）。

第114页

5. 5. 2 数字多用表



a. 二端法

b. 四端法

- ✓ 图a中，实际测量得到的电阻值为 $R_x + R_{11} + R_{12}$ (即包含了引线电阻和接触电阻)，使测量值偏大。
只有当 $R_x \gg R_{11}, R_x \gg R_{12}$ 即测量大电阻时 R_{11} 和 R_{12} 才可忽略。
- ✓ 图b中，由于 R_{13} 和 R_{14} 上基 $R_{13} \ll R_x, R_{14} \ll R_x$ (R_{in} 为 DMM 输入电阻)，过 (线上无压降)，所测电压为 R_x 两端的电压。

第115页



5. 5. 2 数字多用表

◆ 实际产品

Agilent 3458A:
8位半DMM.

主要技术指标:



- ◆ Math/statistics ;
- ◆ Self-adjusting autocalibration;
- ◆ 100 mV to 1000 V ranges;
- ◆ 0.05 ppm transfer accuracy;
- ◆ 10mV to 1000V ranges;
- ◆ Analog, random and subsampled modes;
- ◆ 0.002 ppm transfer accuracy
- ◆ 10 Ohms to 1 GOhm ranges;
- ◆ 20 kB memory ;
- ◆ dc Volts ;
- ◆ 10 nV sensitivity
- ◆ ac Volts;
- ◆ Ohms;
- ◆ 2- and 4-wire with offset compensation

第116页

